2020

中国仪器仪表学会学术年会

论文集

主办单位

中国仪器仪表学会

国务院学位委员会仪器科学与技术学科评议组

教育部高等学校仪器类专业教学指导委员会

2020 年中国仪器仪表学会学术年会论文集

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

目　录

1. 空间测量与仪器

核磁共振宽配谐整周期发射技术研究

林婷婷[1,2]，李苏杭[1,2]，张　洋[1,2] …… 3

水下仿生偏振成像光学系统设计

刘卿卿[1,2]，居彩华[1]，明　梅[1]，马信源[1] …… 9

频谱感知技术综述

代建中　冯旭哲 …… 16

一种基于运动约束的行人自主定位算法研究

李冬阳，赵忠华，晏懿琳，卢　菁 …… 28

一种实时原子时算法的设计与试验

李国俊，史丰丰，杨玉婷，王嘉伟，王治平 …… 37

原子干涉重力仪集成光源系统综述

吕梦洁[1,2]王光明[1*]颜树华[1,2]王国超[1,2,3]朱凌晓[1,2]章欢开[1,2]王亚宁[1,2]贾爱爱[1,2]张　旭[1,2]王杰[1,2]喻　晓[1,2] …… 45

基于雨滴谱参数的南京地区降雨类型区分

蒲　康，刘西川†，高太长，宋　堃 …… 58

基于 PCA 的流量波动信号的降噪方法研究

史慧超[1]，康希锐[2]，牛　力[3]，朱国俊[4]，魏焕昌[5] …… 63

非正交轴系全站仪测量系统的视觉引导改进方案

孙泽峰[1]　吴　斌[1]　马高举[1]　苗凤金[1] …… 69

室内动态环境下单目视觉 SLAM 系统及地图构建

王　君[1]　董明利[1]　徐晓凤[2]　孙鹏[3]　燕必希[1] …… 77

动态力的测量及其不确定度分析评定*

王中宇[1]，江文松[2]，姚贞建[3] …… 85

我国守时系统发展现状与性能分析

杨玉婷[1]刘晨帆[1]蔺玉亭[1]李国俊[1] …… 97

基于最小二乘和 LM 算法的星敏感器在轨标定方法

张徐玮[1]鲍其莲[1]孙朔冬[2] …… 105

冷原子干涉绝对重力精密测量与系统误差综述

章欢开[1,2] 颜树华[1,2] 朱凌晓[1,2] 王国超[1,2,3] 吕梦洁[1,2] 贾爱爱[1,2] 王亚宁[1,2] 张 旭[1,2] 谢东栋[1,2] 明 湖[1,2] … 113

新型高温 NTC(1-x)($Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$)-x($Ta_2O_5$)复合材料

赵一风,谢永新,常爱民 …… 126

基于锁相放大原理的磁电传感信号放大器

宋思宇[1] 于向前[1] 陈鸿飞[1] 余中辉[2] 董蜀湘[2] …… 131

基于深硅刻蚀工艺的高灵敏 MEMS 微震仪研究

王秋,刘骅锋,许强伟,宋萧萧,严世涛,涂良成 …… 137

面向微纳卫星集群协同的星间无线自组织令牌环网技术

陈建云[1] 刘思力[2] 张永刚[1] …… 139

基于 FPGA 的多路数据同步采编存储系统设计*

芦夜召[1,2] 张会新[1,2*] …… 148

空间跟瞄遥感器视轴指向可靠度分析

马 军,傅祥博,甄大崴 …… 153

一种基于地磁/惯性随钻测量容错组合井眼轨迹定位方法

杨 海[1],李 莉[1] …… 168

2. 气象水文海洋智能观测与仪器

海水悬浮物多通道原位自动采集与过滤系统设计

陈永华[1],姜 斌[1],刘庆奎[1],李晓龙[1],姜静波[1],倪佐涛[1] …… 181

水声测深仪在水下滑翔平台上观测海深方法研究

李正刚,付朝晖 …… 190

基于手机信号探测降雨的可行性分析

宋 堃[1],刘西川[1],高太长[1] …… 194

河北省 GPS/MET 遥感技术在降水过程监测中的应用

张 婷,韩 磊,孟宪罗,刘文忠 …… 198

基于 NetCDF 的国产新型气象雷达基数据通用编码方式研究

刘 俊[1],黄兴友[2],周红根[3],郭一飞[1],张 玲[1] …… 204

CINRAD/SA 雷达标定技术研究

周红根[1,2],高 飞[3],蔡 勤[4],朱 毅[2],刘 俊[5],张 玲[5],赵泉钦[2] …… 212

基于木屋结构的高温模拟观测装置研制*

敖振浪[1] 黄海莹[1] 林 冰[2] 吕雪芹[1] 倾鹏程[3] …… 219

智能手机参与大气探测的研究进展与展望

刘西川,高太长,贺彬晟,刘 磊,印 敏,宋 堃 …… 225

称重式降水传感器自动排水装置设计与实现

刘 阳[1],朱 平[1],陈 琪[1] …… 237
两种超声波蒸发传感器观测数据差异分析
刘宗庆[1,2],陈 涛[1,2],郑 亮[1,2] …… 243
双亮差法测量能见度的改进研究
麻 锴 孔诗媛(通讯作者) 李广智 姜方达 …… 247
杯式风速传感器计量的线性研究
沙莉[1],罗 昶[2],支 询[1],李 施[1],张艺萌[1],朱明宇[1] …… 253
MSB780(X)型数字气压计示值误差的不确定度评定
杨卫洁 王 欣 …… 259
基于图像识别技术的能见度观测研究
李伟雄[1],闫加俊[2],杨丽丽[1] …… 266
农田小气候观测中心站综合故障的诊断和特征
张建中 …… 273
气象装备标准平台化管理探讨
张艺萌 …… 277
风速传感器测量结果的不确定度分析与评定
支 询,沙 莉,李 施 …… 282
基于 Linux 的气象水文浮标采集系统设计及实现
姜 斌,陈永华 …… 288
气象用直路开口风洞测试方法探讨及性能参数分析
孔诗媛[1] 刘 昕[2] 麻 锴[1] 王 旭[1] 沈天舒[1] …… 295
服务“一带一路”,中国新疆和中亚地区气象计量比对方法研究
蔡震坤[1],边泽强[1,2],吴 宁[1],吐鲁逊[1],张晨亮[1] …… 301
TCYI-1 型自动酸雨观测系统安装和维修
张 婷,张叶杰,彭 坚 …… 307

3. 无损检测仪器

基于红外热像技术的既有居住建筑围护结构热工缺陷案例分析
刘建林[1],郭朝辉[1],尚飞凡[2],白 明[2] …… 311
工业 CT 机械偏差矫正方法研究
陈立明[1] 王淑香[2] 邵同晖[3] 贺传宇[4] …… 315
X 射线衍射仪在锂离子材料中的应用
李国兴,王伟琦 …… 320
基于飞秒激光的水下声速溯源性高精度测量
刘 超,薛 彬,徐昕阳 …… 324

基于 ACSM 法铁磁构件应力测量系统设计与试验研究
孙宏达,宋　凯,崔西明,张丽攀 …… 334
气液两相流超声过程层析成像理论与实验研究
顾建飞[1],田　昌[2],刘继承[1] …… 344
基于漏磁和涡流检测方式的管道内检测系统
刘晓林[1],胡　纯[2,4],李　睿[5],赵晓明[5],郑德智[3,4*],樊尚春[1] …… 353
L 型焊接结构导波 A0 模态传播特性研究*
孙臣臣[1],刘文才[2],樊恩东[1],晏　榕[1],杨　进[1] …… 361
基于主动声学的管道球形内检测器示踪定位方法
曾周末[1]　周　乾[1]　黄新敬[1#]　刘　媛[2]　封　皓[1]　张　宇[1]　李健[1] …… 372
非线性超声专用收发双工器的研究
沈绍宾　马官兵　陈怀东　洪茂成　黄松华　朱传雨 …… 381
基于脉冲涡流稳态建模的导磁性薄层厚度测量方法
王学峰[1]　田露露[2]　白利兵[2]　张　杰[2]　程玉华[2]　刘　震[2] …… 387
基于超声测厚失真的缓冲罐相控阵诊断和分析
黄海军,陈　坡,钱盛杰,王　杜 …… 395

4. 先进传感器技术

$CaCu_3Ti_4O_{12}$ 基负温度系数热敏电阻材料研究进展
陈星宇[1.2.3],张　博[1.2.3],常爱民[1.2.3] …… 403
$Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$NTC 热敏电阻的制备及电性能
马秀花[1],张惠敏[1],常爱民[1] …… 407
新型白钨矿结构负温度系数热敏电阻陶瓷材料的制备及其电性能研究
李晓卉[1,2],高　博[1],常爱民[*,1] …… 411
超小 GRIN 光纤探头的制作方法
陈斐璐,孙建美,王　驰 …… 416
一种基于 PCB 工艺的平面绝对式角位移传感器研究
景　欢[1],汤其富[1],王阳阳[1,2],刘　洋[1] …… 422
基于 Zynq 的石英微陀螺驱动算法研究
李晓阳,汪守利,彭泳卿,金小锋 …… 429
石墨烯覆盖亚波长光栅高性能表面等离子体共振传感器的设计
王书涛[1],刘　娜[1] …… 434
基于 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-xCeNbO$_4$ 系统的新型负温度系数热敏陶瓷
刘亚飞[1],张　博[1],常爱民[1] …… 441
柔性浅埋物振动特征的检测模型解析

罗欣宇,张小青,王 驰 …… 447
传感器敏感材料—NTC 热敏陶瓷材料老化问题的研究综述
王 兵[1,2,3],姚金城[1,3],常爱民[1,3] …… 455
固相法合成 La^{3+}、Mn^{3+}、Ni^{3+}掺杂锆酸镱及其电学性能
王亦歌[1,2],常爱民[2] …… 460
传统固相法制备 $ACu_3Ti_4O_{12}$(A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr)热敏陶瓷材料及电性能研究
魏亚鑫[1],张 博[1],常爱民[1] …… 464
Eu^{3+}掺杂 $NaCaPO_4$ 玻璃陶瓷的制备和光学性能及在辐射剂量测量中的应用
徐 杰[1,2],陈朝阳[1],范艳伟[1],何承发[3] …… 468
常用测温方法及传感器介绍
张旺东[1,2],姚金城[1],常爱民[1] …… 474
基于电离原理的雾霾传感器及超声波清灰技术研究
程珍珍[1],张 勇[1],章 凯[1],王 迪[1],孙利利[1],周锦堂[1],郝云鹤[1],王振宇[1],赵 宇[1],何 轩[1],童佳明[1],陈麒宇[1] …… 479
基于铈掺杂 SnS/SnS_2 纳米复合材料的室温气体传感器
苏虎音[1],蔡雨晨[1],李龙[1],李华曜[1],刘欢[1] …… 488
ZnO/SnO_2 异质结的构筑用于提高室温 RGO 基 NO_2 气体传感器的敏感特性
王子莹[1],张 彤[2] …… 492
SnO_2 胶体量子线修饰电极检测痕量 Hg^{2+}研究
杨剑弦[1],古瑞琴[1],付会兵[2],胡志响[1],刘欢[1,3] …… 496
基于 SnO_2 纳米线的高灵敏 H_2 气体传感器
张雨竹#,卢思航#,刘竞尧,李华曜,胡志响,罗 勰,高乃波,刘 欢* …… 501
Proton -Conductive Gas sensor:A New Way to Realize Highly Selective Ammonia Detection for Analysis of Exhaled Human Breath
Hongran Zhao,Liehao Liu,Xiuzhu Lin,Jianxun Dai,Teng Fei*,and Tong Zhang* …… 506
基于 MEMS 的高分辨率法布里珀罗加速度传感器
赵明辉[1],蒋康力[1],柏洪武[2],王海容[1],韦学勇[1*] …… 516
基于硫化铋纳米带/石墨烯纳米片复合敏化结构的柔性纤维 NO_2 气体传感器
赵雨农,李华曜,刘竞尧,胡志响,刘 欢* …… 525
Bi_2S_3 纳米带敏化的表面声波室温气体传感器
周里程,翟博慧,李龙,胡志响,李华曜,姜胜林*,刘 欢* …… 530
基于电化学技术的氢气传感器研制
褚 力,王宏庆,李俊峰,李志明,李 杨 …… 535
全角模式半球谐振陀螺阻尼误差补偿方法
郭锞琛,吴宇列,张勇猛,肖定邦,吴学忠 …… 543

高 Q 值超低功耗谐振式磁传感器

黄子军[1],卞雷祥[1],李辉[1],彭伟民[1],文玉梅[2],李　平[2] …… 549

SnO_2 气体传感器对挥发性有机物的温度调制动态响应特性及信号处理方法研究

孟凡利　祝学斌　张　华 …… 557

柔性高灵敏压力传感器及体表脉搏监测系统

孟柯妤,王　雪,杨　进 …… 565

衬底温度对 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 热敏薄膜电性能的影响

王向斌　孔雯雯　常爱民 …… 574

基于巨磁阻抗效应磁传感器的信号调理电路研究

杨　标[1,2] 王晋超[1,2] 涂　鑫[1,2] 徐　雷[1,2] 蒋杰峰[1,2] 晋　芳[1,2] …… 578

一种基于光子晶体光纤的光纤电压传感器

杨汉瑞[1],郭宜昌[1],洪　伟[2],杨　燕[3],焦圣喜[1],徐士博[1] …… 586

掺 $SrCO_3$ 对 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}-(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$ 复合陶瓷微观结构和电性能的影响

杨　晶[1],孔令业[2],张惠敏[1],常爱民[1] …… 595

基于溶液特性的微芯片电泳离子分离性能仿真研究

杨明鹏[1]　王跃翔[1] …… 601

压力位差式气体层流流量传感器研究

张洪军*　王晴晴　黄浩钦　董双双　李国占 …… 610

基于 AlGaN/GaN 异质结材料的高温霍尔传感器

张　卉,黄火林,孙仲豪,李飞雨,孙　楠,马凯鸣,赵　程 …… 617

基于触觉感知-反馈的遥操作机器人抓取研究

张阳阳,黄　英,张　倩,刘　平,刘彩霞,张玉刚 …… 624

金属壳体振动陀螺的多参数温度补偿技术研究

张勇猛,郭锞琛,席　翔,吴宇列 …… 635

Flexible screen-printed temperature sensor based on Mn-Co-Ni metal oxide powder filled PVB polymer

Junyi Zhou,[1] Huimin zhang,[1] Aimin Chang,[1] Ting Liu,[1] …… 643

基于自动聚焦技术的三维测量方法

刘　斌[1,2],赵静[1,2],谯　倩[1,2],李志伟[1,2],朱均超[1,2],许　亮[1,2],张宝峰[1,2] …… 650

适用于微小卫星平台的轻小型视频相机的设计

唐　琦,潘　铮,李　馨,张原野 …… 658

基于三基色原理的火工品温度场测试方法研究

王馨晨[1]张一中[1]韦学勇[1]赵玉龙[1]张国栋[1]张文超[2] …… 664

环保型高温熔体压力传感器的应用

吴浩博士 …… 672

空气耦合 CMUT 阵列的前端电路设计与应用研究

叶 磊[1] 李 健[1] 梁冬梅[1] 张 慧[1] 王茁晨[1] …… 676
Ultra-fast photon counting with passive quenching SiPM in charge integration regime
ZHANG Guoqing[1], LIU Lina[2], ZHANG Chen[1], CAO Xinyue[1] …… 684
氧化铟传感器对挥发性有机物的动态测试方法研究
孟凡利 陈雅茹 黎子聪 曹紫超 陈志实 …… 690
一种基于反弹簧结构的低噪声电容式 MEMS 加速度计
张宏才,韦学勇* …… 699
基于增益开关调制的 BOTDR 性能提升研究
靳宝全[1],白 清[1],谷 行[1],闫 伟[1],郑 轩[1],李靖升[1] …… 707

5. 推进智能制造发展及相关技术

仪表行业整厂智能制造实践之智能装备
邓子畏 …… 717
基于 Vue. js 的后台单页应用管理系统的实现
周遗芳 …… 721
综合测试数据远程管理的研究与应用
徐 雷,吴怡婷,肖海朋 …… 725
基于机器视觉的高精度焊膏印刷机研究
曹 捷 张国琦 刘永安 闫兴涛 强鹏飞 周晓红 …… 731
从 DCS 到 ICS-工业控制系统技术的智能化发展及应用
杨宏强[1],黄焕袍[2],牛海明[2],王 强[3] …… 736
基于隐马尔科夫模型的 RV 减速器故障诊断
安海博[1,2,3],梁 炜[1,2,4],张吟龙[1,2,4,5] …… 742
机器人 RV 减速器声发射信号传播机理分析及实验研究
安海博[1,2,3],梁 炜[1,2,4],张吟龙[1,2,4,5] …… 753

6. 智慧医疗高端装备技术

声孔效应致人脐静脉内皮细胞微管破裂和重排研究
史坚敏[1],贾彩霞[1],韩 韬[1],秦 鹏[1] …… 767
基于免疫层析芯片的新型算法研究
秦 琪[1,2] 王 侃[1,2] 崔大祥[1,2] …… 772
胃肠道无创诊查微型机器人设计及优化
汪 炜[12] 颜国正[12] …… 782
基于锌墨水的打印技术用于制备可降解式传感器
薛翠丽[1] 衣 宁[2] 崔大祥[1]* 程寰宇[2]* …… 790

磁阻生物传感器在 POCT 领域的研究进展
曹　勃,王　侃,崔大祥 …… 798
EIT 图像重建算法研究现状
张明珠[1] 马艺馨*[1]黄宁宁[1] 葛　浩[1] …… 806
慢性阻塞性肺疾病诊断方法研究现状综述
葛　浩[1],马艺馨[1],黄宁宁[1],张明珠[1] …… 813

7. 材料微观力学与长期服役性能测试技术

LaB_6 的原位测试与应用
王伟琦 …… 823
材料试验机同轴度检测方法及影响因素分析
秦海峰[1],王晶露[1],刘思博[1],田　峰[1] …… 827
高温超声疲劳测试技术:发展与应用
赵久成,赵宏伟 …… 834
中子伽马测井中高温高速数字多道的设计与研究
吕新龙,王　敏,廖光辉,万文杰,杨体波 …… 844
高端洛氏硬度计
许占平　费　宏　叶　飞 …… 850
显微硬度与仪器化压痕硬度对应关系的研究
石　伟[1],李　杨[1],陈俊薪[2] …… 863
基于 Lamb 波的复合材料结构损伤程度评估方法研究
孙大彪,邱 文,王　强 …… 871

8. 关键功能材料及应用

基于 AlN 膜的低频振动能量收集器的设计*
赵兴强,钱海林,蔡　骏,丁　宇,严　飞,戴志新 …… 881
基于喷墨打印的 Mn-Ni-Co-O NTC 热敏电阻的合成及电学性能研究
李海兵[1,2,3,4]　张惠敏[1,2]　常爱民[1,2] …… 886
Mechanism in NH_3 Detection of the Au,Pt and Pd NPs /graphene Hybrids
Hui Song[1] * ,Changbin Shao[1] Quanfu Li[2] and Xin Li[3] …… 893

9. 智能检测中的人工智能技术

基于深度卷积神经网络的多尺度指纹细节点检测
钱　鹏　刘满华 …… 903
一种基于 BP 人工神经网络的子宫内膜癌智能分型分期方法研究

南卓江[1],曹文娇[2*],赵 辉[1],孙 逸[1],陶 卫[1*] …… 910
用于光纤振动传感的机器学习算法研究*
王 宇[1] 王鹏飞[2] 刘 昕[1] 白 清[1] 张红娟[2] 靳宝全[1*] …… 918
基于注意力机制与卷积神经网络的轻度认知障碍分类方法
魏嘉宁[1,2],肖文栋[1,2],王鹏云[3] …… 924
基于互信息与 GBDT 的轻度认知障碍分类方法
魏嘉宁[1,2],郭书含[3],肖文栋[1,2],王鹏云[3] …… 932
基于视觉的无人机导航综述
卢艳军 刘 飒 …… 939
HSDG 故障诊断方法在自动化检定系统中的应用
魏 磊,余 健,王 超 …… 949
基于深度网络的视频目标分割方法研究
张悦萌 蔡 萍 …… 957
基于卷积神经网络的枪弹膛线痕迹快速匹配
赵成俊[1]潘楠[1*]潘地林[2]蒋雪梅[3]钱俊兵[1] …… 965
基于改进 PBAS 算法的运动车辆检测*
李 免[1],赵玉舟[1],孙 伟[1,2],张小瑞[2,3] …… 973
基于谐波电流的交流电动机状态在线监控系统
周毅力[1],王 菁[2],练俊君[1] …… 982
一种航空发动机热障涂层的寿命智能预测方法研究
高瑞鹏 赵 龙 邵 伟 樊珊珊 …… 986
基于深度卷积神经网络和属性辅助重排序的行人再识别
王金玉 桑海峰 张志佳 …… 995

10. 精密光谱分析系统和方法应用

光散射介质中基于自相关方法的光声多普勒总流速测量
Tao Lu*,Weiwei Bai …… 1011
基于 PDH 锁定的主动调制腔增强光声光谱技术
王 震[1],任 伟[1*] …… 1016
基于高速 DIC 的构件变形测量及有限元模拟
张亚东[1],袁廷威[2] …… 1022
基于拉曼光谱识别的冰厚测量技术
单明广[1] 程庆云[1] 连晋升[1] 徐志博[1] 葛茂祥[2] 钟 志[1] 刘 彬[1] …… 1029
太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源研究
高艳姣[1]方 波[1*,3]邓玉强[2]戚岑科[1]蔡晋辉[1] …… 1037

基于优化视觉词典的震后高分遥感影像震害建筑物检测
王　超[1,2]申　祎[2]仇　星[2*]行鸿彦[2]张　艳[2]卞长林[2] …… 1045
基于稀疏词典的高分辨率遥感影像震后建筑物检测
石,梵　王　超*,申　祎,张　艳,仇　星 …… 1056
基于多层弱耦合的激光器水冷散热技术研究
殷子淇　王红智　杨宏兴　胡鹏程　谭久彬 …… 1067

11. 自动化仪表与控制技术

螺栓液压拉伸器校准过程中应注意的问题
房　田[1]、邓　强[2] …… 1079
基于两独立电极的单一压电陶瓷管定子的紧凑型冲击式直线-旋转马达
韩丽玲[1,2],于连栋,[1,*] …… 1082
一种应对快速移动障碍物的多无人机编队避障控制策略
刘云平[1],徐　泽[1],赵中原[1],苗国英[1],邓志良[1] …… 1091
基于总线结构的全自动高精密焊膏印刷机控制系统开发
张国琦[1],胡志伟[2],曹　捷[1],毛晓琦[2],强鹏飞[1] …… 1101
恒电位驱动型氢气浓度监测仪设计
褚　力,王宏庆,李俊峰,李　杨,李志明 …… 1108
非整周期采样条件下的阻抗测量误差分析及补偿方法
李亚琭[1],景洪柯[2],刘碧野[1],雷　鹏[2] …… 1114
基于布谷鸟搜索算法优化的无刷直流电机角度控制
卢艳军　冷文龙　张晓东 …… 1120
基于虚拟仪器的风力发电机效率测控系统
吕富勇[1]巫江涛[2]祖旭明[3]徐　鑫[4]李春辉[5]江　鸿[6]康俊鹏[7]何　浩[8]陆升阳[9]柳加旺[10] ……
…… 1127
某核电厂稳压器液位控制积分饱和问题分析与处理
牛茂龙,于　航,张国军,刘朝鹏,郑军伟 …… 1133
基于 DAB-Net 分割网络的地面交通标志识别及应用*
徐佳锋　张志佳[1*]周俊杰[2]杨凯雯[1]王士显[3] …… 1138
CPR1000 核电机组安全级 DCS 设备驱动卡
赵　建,马志昕 …… 1148
M310 核电厂源量程通道投运结果超标原因及影响分析
郑军伟,柳继坤,于　航,刘　航,牛茂龙 …… 1153

通讯作者,liandongyu@ hfut. edu. cn

一种磁悬浮平面电机多目标优化方法
郑 通,许贤泽,徐逢秋,鲁 兴 …… 1161
DEM6 轻便三杯风向风速表启动杆按压自动化检定装置的研制
武春爱,刘 宇,马 婷,印佳楠 …… 1170
主回路流量数字化标定方法研究及应用
陈开林,刘 鹏 …… 1174
基于 TQWT 的高铁轴承状态监测与故障诊断 SPC 方法
樊 薇,焦之远 …… 1178
基于 LabVIEW 的温室大棚远程智能监控系统设计
刘玉芹[1],徐海华[2] …… 1185
智能仪器下的微安全厨房监测报警系统设计
彭行翠[1]黄安贻[2]潘云翔[1] …… 1191
一种基于新型自卷积窗和插值补偿的采样方法
张国强[1],李亚琭[1],胡志远[1] …… 1200
基于步态特征提取的 ELM 身份识别方法
马添力[1,2],肖文栋[1,2] …… 1210
焊接缺陷中弱小目标的自动检测系统
王 飞,朱继红 …… 1220
IPv6 工业物联网在流量仪表中的应用方案
邹明伟[1],沈 洋[1],左英姣[1],姚 杰[1] …… 1227
测温式冻土自动观测仪的研制
孙艳云,丛 郁,苗传海,马 林,关雨姗,王若男,李 琳 …… 1232

12. 大气环境监测技术

EPR 核电站泄漏监测系统湿度取样时间优化研究
樊进宣 …… 1241
利用 SPAMS 研究北京南郊地区细颗粒物化学组分及来源解析
于丽萍[1]张晓春[2]孟 磊[1]王 垚[3]李 梅[4]李 威[4] …… 1247

13. 测量感知与先进制造

基于图像处理技术的植物状态检测研究
韩芳芳,张婷婷,赵 岩,张宝峰 …… 1255
一种新型磁悬浮转台的建模与分析
鲁 兴,许贤泽,徐逢秋,郑 通 …… 1267
测站数量对多边法坐标测量系统测量精度的影响研究

缪东晶[1] 孙 威[2] 李建双[1] 姚 燕[2] 钟 文[2] 赫明钊[1] 李连福[1] …… 1274
两相流喷嘴雾化空间粒径分布研究
钱俊兵[1] 潘 楠[1*] 潘地林[2] …… 1283
基于自适应滑模观测器无位置传感器永磁同步电机控制方法研究
姚艳艳,张会娟*,刘建娟,吴才章,陈红梅 …… 1291
双目视觉动态跟踪测量系统的精度优化方法
陈晓昀,林嘉睿*,孙岩标,马慧宇 …… 1300
基于单目视觉姿态估计的六自由度激光跟踪测量方法
劳达宝[1] 王国名[2] 王玉凯[1] 张朝晖[1] …… 1307
基于 MBSE 的 PHM 开发平台设计
王生龙,景 博,焦晓璇,潘晋新,崔展博 …… 1315
基于视觉与激光准直的激光跟踪姿态角测量方法*
张刘港[1],熊 芝[1,2],许 航[1],闫 坤[1],周维虎[1,2],聂 磊[1],陈 涛[1] …… 1324
相关噪声下基于四阶累积量及自适应滤波的供水管道泄漏振动信号时延估计方法
李帅永,韩明秀,文井辉 …… 1334

14. 电子测量仪器及系统

基于循环神经网络及 MARG 传感器的三维姿态估计
李 翔[1],刘晓琴[1],王勇军[1,2] …… 1349
引脚受限数字微流控芯片的多液滴并行测试研究
许川佩[1,2] 祝 佳[1] 黄喜军[1,2] …… 1355
基于数字合成的确定性抖动和随机抖动注入方法
任 楠[1] 付在明[1] 雷晟存[1] 刘航麟[1] 田书林[1] …… 1366
基于时钟合成的高速任意波形数字信号产生方法
贺 庆[1] 郝思聪[1] 程 杰[1] …… 1375
基于 Epsilon-Near-Zero 和 ITO 集成硅基波导的电光半加器
梁志勋[1,2,3],许川佩[1,3†],朱爱军[1,3],胡 聪[1,3],杜社会[1,3] …… 1383

15. 院长论坛

无人值守实验室网络化智能管理系统构建
丁 宇* …… 1397
大学教育中视觉信息处理类课程实验实践环节设置的探讨
韩芳芳,朱均超,刘 斌,孙 磊 …… 1400
关于测控技术与仪器本科专业课程体系改革的探讨
韩芳芳 张宝峰 刘丽娜 朱均超 …… 1406

工程教育认证背景下自动化专业人才培养方案修订探索与思考
卢 涛 …… 1410
仪器学科“课程树”建设及在人才培养中的实践
樊尚春 …… 1414
与科研结合的开放式实践教学方法初探
孙建美,王 驰*,王志明,于瀛洁 …… 1419
基于 OBE 理念的传感器综合实验教学设计与实现
刘利秋 卢艳军 高云红 于明月 …… 1424
设计美学与机电类新工科专业融合育人模式研究
赵志科 …… 1429
基于考核导向的计算机网络类课程教学模式
李 晖,张志佳,桑海峰 姚晓慧,冯 皓 …… 1433
成果导向理念下的测控专业人才培养方案分析与设计
卢艳军,高云红,刘利秋,徐 涛,张晓东 …… 1438
本科人才培养质量评价机制的责任主体探析
周大秋,杨利平,袁 刚 …… 1444
基于成果导向教育的智能仪器课程设计改革与实践
高云红,卢艳军,刘利秋,张晓东 …… 1448
植入“复杂工程问题”的测控专业毕业设计改革探索
张晓东,卢艳军 …… 1453

16. 其他

二阶多智能体系统的聚类延迟一致性研究
尚 进[1],张玲忠[1],周柏玲[2] …… 1461
摆锤式冲击试验机检定或校准过程中应注意的问题
房 田 …… 1468
万能试验机检定或校准过程中应注意的问题
房 田 …… 1471
视频拼接系统设计
严 飞[1,2],刘银萍[3],刘卿卿[1,2],陆宝毅[1],陈 伟[1] …… 1474
数字图像相关方法的亚像素算法性能研究
李开平,蔡 萍 …… 1481
基于牛顿迭代和椭球拟合的磁力和惯性传感器校准方法
刘轶凡[1,2]肖文栋[1,2]吴健康[3]赵坤坤[4] …… 1489
综合频率响应特征和权重系数的自适应脑机接口技术研究

那　睿[1],胡　纯[2,4],郑德智[3,4*],王　帅[3,4],樊尚春[1],曹先彬[2,4],张　军[3,4] …… 1498
基于柔性基的高灵敏度无损光纤压力传感器*
隋丹丹[1,2]张会新[1,2*]洪应平[1,2] …… 1509
基于粒子群的线性调频信号似然函数优化方法
于晓辉　金洪斌　李新波　孙晓东　石屹然 …… 1515
基于智能手机的人体平衡能力评测仪
张晓拓　杨丰铭　于晓辉 …… 1524
宽范围生物传感分析仪研究与设计
王晓荣　王永响 …… 1531
核反应堆容器检测平台精确定位方法*
夏志鹏[1],熊　芝[12],陈海林[3],宋小春[1],张刘港[1],周维虎[2],聂　磊[1],陈　涛[1] …… 1540
工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术综述及发展趋势
杨金成　杨凌辉　廖瑞颖 …… 1547
功能安全研究热点追踪及脉络演进和趋势可视化分析
张　鑫[1],孟邹清[1],张鑫赟[2]　刘晓亮[1] …… 1558
面向精密制造的光学自由曲面在位偏折测量技术
张祥朝*,徐　敏 …… 1567
高性能 MEMS 低频微重力谐振式加速度传感器研制
王曙东,韦学勇,赵玉龙,蒋庄德 …… 1576
基于声信号特征分类的降雹识别方法研究
李　鹏[1,2,3],嵇佳丽[1,2],张思炜[1,2],丁倩雯[1,2] …… 1584
基于 RGB 图像的冰雹特征提取及识别
李　鹏[1,2,3] 丁倩雯[1,2]嵇佳丽[1,2] 张思炜[1,2] …… 1593
风洞测量系统的时钟同步网络设计与实现
张　伟[1],李焱骏[1],顾正华[2],师奕兵[1] …… 1603
基于电磁-热耦合模型的超高温感应加热装置的关键参量优化
孟凡越[1],陈俊先[1],侯伟光[1],石成玉[1],张建海[1],赵宏伟[1] …… 1614
串联锂电池单体电压检测系统设计
王裕鑫 …… 1621
高精度超短脉冲全光被动同步
江云峰,武佳美,郝　强,黄　坤 …… 1626

1. 空间测量与仪器

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

核磁共振宽配谐整周期发射技术研究

林婷婷[1,2]，李苏杭[1,2]，张　洋[1,2]

（1. 地球信息探测仪器教育部重点实验室，吉林 长春 130061；
2. 吉林大学仪器科学与电气工程学院，吉林 长春 130061）

摘　要：核磁共振技术现广泛应用在地下水资源勘探中。在进行地下水探测时，传统探测方法常采用配谐电容与发射线圈串联的方式，在欠阻尼状态进行发射，这种方式关断时间长，导致在仪器的死区阶段有效核磁信号损失严重，影响探测效果。本文提出一种针对浅层探测的宽配谐整周期发射方法，在发射时采用不配谐的线圈代替传统发射的配谐线圈，发射整数周期代替传统发射固定时长的方式进行类三角波激发。仿真结果表明，在发射电流为 10 A 的情况下，关断到 1 A 时，传统方式需要 7 ms，而宽配谐整周期关断时间为零。实测结果表明，宽配谐整周期发射关断时无可观测到的振荡现象，验证了该发射方式能够有效缩短发射结束后的关断时间。

关键词：核磁共振技术；宽配谐整周期发射；死区时间

Research on Magnetic Resonance Soundingwide tuning integer period transmission

LIN Ting-ting[1,2], LI Su-hang[1,2], ZHANG Yang[1,2]

(1. Key Laboratory for Geophysical Exploration Equipment of Ministry of Education, Changchun of Jilin Prov. 130061, China; 2. College of Instrumentation&Electrical Engineering, Jilin University, Changchun of Jilin Prov. 130061, China)

Abstract: Magnetic Resonance Sounding technology is widely used in groundwater resources exploration. When conducting groundwater detection, the traditional detection often uses a matching capacitor in series with the transmitter coil, and launch in an under-damped state. This method has a long shutdown time, it causes a loss of the effective nuclear magnetic signal in the dead time of the instrument, which seriously affects the detection effect. This paper proposed a wide tuning transmission for shallow detection, A non-coordinated coil is used to replace the traditional transmit coil, and an integer period is used instead of the traditional fix-time transmission to transmit triangle wave-like excitation. The simulation results show that when the transmit current is 10A, the traditional method takes 7ms when the power is turned off to 1A, however the wide tuning integer period transmitter is zero. The experiment results

作者简介：林婷婷（1983—），女，博士生导师，现主要从事核磁共振地下水探测装备及探测方法研究
基金项目：国家自然科学基金（批准号：41722405，41374075，61903151，41827803）

show that there is no observable oscillation when the wide tuning integer period transmitter is turned off, and it is verified that the wide tuning integer period transmission can effectively shorten the turn-off time.

Key words: Magnetic Resonance Sounding; wide tuning integer period transmission; dead time

核磁共振探测技术（Magnetic Resonance Sounding，MRS）是一种基于核磁共振原理的非入侵式地下水直接探测技术，被广泛应用在地下水探测中。核磁共振系统进行地下水探测时，首先由发射机通过发射线圈发射一定时长的激发脉冲，将地下水中的氢质子激发，然后撤去该脉冲，接收机通过接收线圈接收感应到的自由感应衰减（Free Induction Decay，FID）信号，从而反演得出水文地质情况[1,2,3]。核磁共振有效信号为 nV 级，因此接收系统满足弱信号采集系统的特点[4,5]。由于线圈呈感性，发射时会存储大量能量，发射结束后直接开始接收不仅无法采集到有效核磁信号，更会烧毁接收机[6,7]。因此，在激发脉冲结束后到信号开始接收前，需要一段时间用于线圈能量的释放，该时间称为能释时间，也叫仪器的死区时间。然而在激发信号撤去后，地下水中氢质子立刻开始释放 FID 信号，且该信号为指数衰减的形式，因此，在死区时间内，大量高幅值的有效核磁信号损失，使得接收到的信号信噪比降低[8]。尤其在浅层探测应用中，信号本身幅度较低，经死区时间衰减后几乎完全淹没在噪声中，为后续数据处理及反演带来极大困难，严重影响探测效果。

1 MRS 地下水探测技术原理及发射关断时间分析

MRS 地下水探测发射回路原理如图 1 所示，主回路是基于开关逆变技术，产生核磁共振激发所需要的电流，其核心单元是由发射线圈和配谐电容组成的串联谐振回路，其中发射线圈可以等效为电感 L 和电阻 R 的串联。由四个 IGBT 构成的 H 桥路将单极性电源电压逆变为交流方波，加于串联谐振回路两端，通过发射线圈形成激发电流。

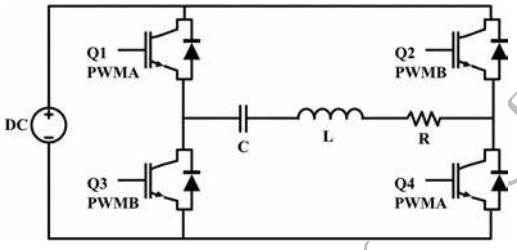


图 1　核磁共振发射主回路原理图

发射阶段该电路相当于二阶 RLC 串联回路在双极性脉冲作用下的响应。配谐电容的选择应当根据谐振频率（即拉莫尔频率 f_0）来选取，应满足：

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} \tag{1}$$

对于 100 m * 100 m 的线圈，等效电阻为 1 Ω，等效电感为 0.8 mH，拉莫尔频率范围为 1278~2556 Hz，于是有：

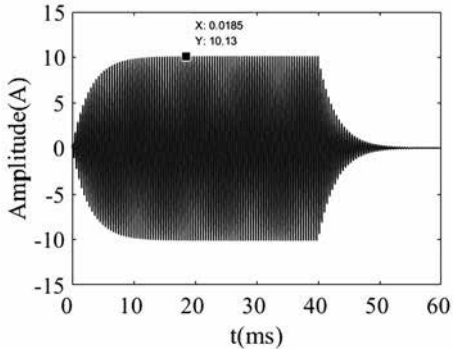
$$2\sqrt{\frac{L}{C}} = 4\pi f_0 L > R \tag{2}$$

因此，发射回路处于欠阻尼状态。当发射结束撤去激发脉冲到配谐电容电压下降至与 DC 电压相等前，可等效为一个二阶 RLC 串联回路欠阻尼状态下的零输入响应，为震荡衰减的形式，回路中的电流满足：

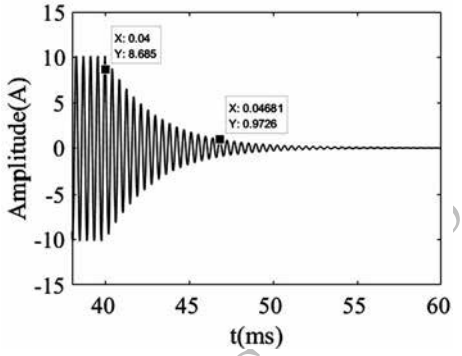
$$i(t) = A_m e^{-\delta t}\sin(\omega t + \beta) \tag{3}$$

其中，振荡频率 ω 由线圈的等效参数 L 和 R 以及发射频率 f_0 决定，参数 δ 决定了信号衰减的速度，与等效电感成反比，参数 β 决定了信号的相位，二者均由线圈的等效参数确定。振幅 A_m 与关断时回路中的电流 I_0 和关断时配谐电容电压 U_0 成正比，由发射电压和关断时刻确定，一般发射关断时刻为确定值（40 ms），因此，发射电流越大，振幅 A_m 越大。即，随着线圈等效电感 L 和发射电流的增大，关断后能释衰减速度变慢，电流的震荡幅度变大，需要的关断时间更长，进而导致的信号损失更加严重。

在频率为 2330 Hz，持续时间 40 ms 的双极性脉冲作用下，发射电流幅值约为 10 A，仿真结果如图 2（a）所示。随着激发电流以及线圈电感量的增加，需要的时间更长。在关断后的能释阶段，回路中的电流为幅度按照指数形式衰减的正弦信号，关断到 1 A 以下需要约 7 ms，如图 2（b）所示。



（a）传统配谐发射整体波形



（b）传统配谐发射关断波形

图 2　传统配谐核磁共振发射电流波形

2　宽配谐整周期发射技术

针对上述传统配谐发射关断后振荡衰减时间长的问题，本文提出一种宽配谐整周期发射技术。与传统发射方式相比，在进行激发时，发射线圈不配谐，直接作为负载接入回路，从而解决传统配谐振荡关断的问题。此外，在激发脉冲长度上，采用发射整数周期代替传统发射固定时长的方式，在电感电流为零时进行关断，从而进一步缩短能释时间。

2.1　宽配谐整周期发射方法

发射阶段的工作时序示意图如图 3 所示。图 3（a）示出了 PWM 控制器产生 PWM 信号的工作机理，三角波最大值为 U_P，比较值为 U_M，二者进行比较从而产生 PWM 信号，图 3（b）和图 3（c）为两路 PWM 控制信号，用于驱动两组构成桥路的 IGBT，因此产生的 PWM 波形占空比 d =（U_M/U_P）/2。图 3（d）为发射阶段发射线圈两端的电压 V_{AC} 的波形，幅度为激发电压 U_S。

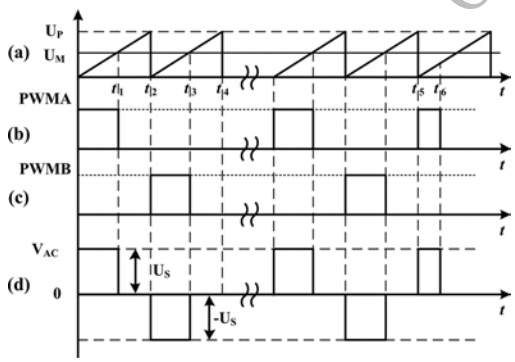


图 3　宽配谐发射工作时序

（1）在 $t=0$ 至 $t=t_1$ 期间，PWMA 信号有效，PWMB 信号无效，Q1、Q4 导通，回路可等效为一阶 RL 回路在幅度为 U_S 的 DC 源激励下的零状态响应。回路中的电流满足：

$$i(t)=\frac{U_S}{R}\left(1-e^{-\frac{R}{L}t}\right) \tag{4}$$

激发频率为 f_0 时，可求得激发电流：

$$I_m=\frac{U_S}{R}\left(1-e^{-\frac{R}{L}\frac{d}{f_0}}\right) \tag{5}$$

（2）在 $t=t_1$ 至 $t=t_2$ 期间，PWMA、PWMB 信号均无效，进入正向能释阶段，发射线圈与 IGBT 器件 Q2 和 Q3 的续流二极管 D2、D3 以及 DC 电源构成能释回路。由于电阻对电压的影响微弱，忽略不计，电源电压为固定值 U_S，因此在这一阶段，电感以恒压钳位的方式放电，电流 i 以固定斜率随时间线性变化，满足：

$$\begin{cases}\Delta i=\dfrac{U_S}{L}\Delta t\\ \Delta i=I_m-0\\ \Delta t=t_2-t_1\end{cases} \tag{6}$$

（3）在 $t=t_2$ 至 $t=t_3$ 期间，PWMB 信号有

效，PWMA 信号无效，Q2、Q3 导通，回路中的响应与 PWMA 信号有效阶段类似，也为一阶 RL 回路的零状态响应，应注意，此时电流方向与（1）阶段相反。

（4）在 $t = t_3$ 至 $t = t_4$ 期间，PWMA、PWMB 信号均无效，进入反向能释阶段，与正向能释阶段类似，发射线圈与续流二极管 D1、D4 以及 DC 电源构成能释回路。

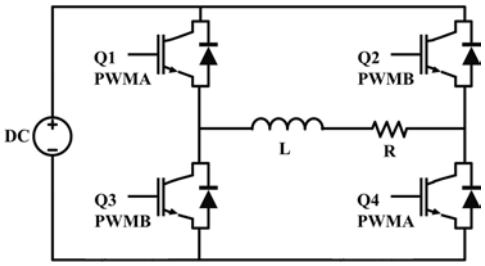


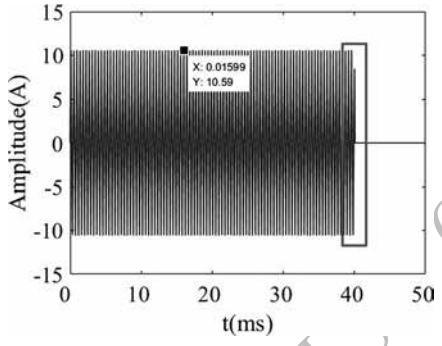
图 4　宽配谐发射主回路工作原理图

发射阶段按照上述过程重复工作，在传统的 MRS 探测中，采用发射固定时长激发脉冲的方式，发射一定时长后采用硬开关关断，然而这种方式在关断时，电感中仍有能量存在。如图 3 所示，在 $t=t_5$ 至 $t=t_6$ 阶段存在一个较短的激发脉冲，在这个脉冲的作用下，电感存储能量，在 $t=t_6$ 时进行关断，电感需一段时间将这部分能量释放。针对这个问题，本文提出一种整周期发射方式，发射固定周期个数代替发射固定时长的激发脉冲，在电感电流为零时进行关断，进一步缩短能释时间。

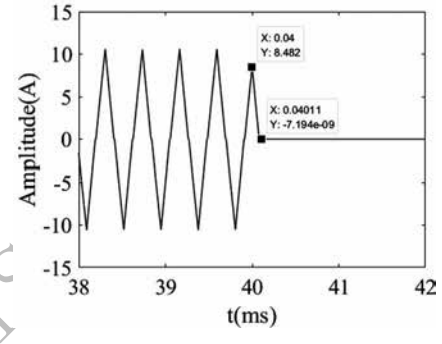
2.2　仿真结果

2.2.1　缺陷影响分析

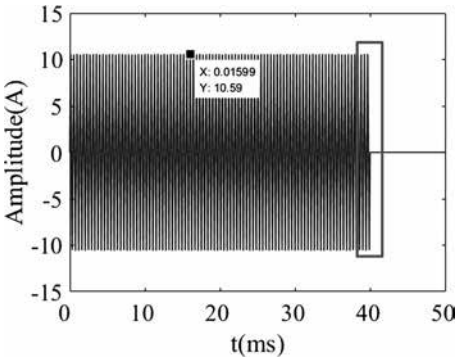
为验证宽配谐发射关断无振荡现象以及整周期能够避免电感能释，在激发频率 f_0 = 2330 Hz，占空比为 25%的条件下对发射电流进行仿真。当发射固定时长情况时，如果发射持续时间为 40 ms，则发射周期个数为 93.2。如图 5（a）所示，有效激发电流为 10.59 A。在 40 ms 时进行关断，关断时期的波形如图 5（b）所示，可以看出，在关断时，回路中存在8.482 A 的电流，在关断后，需要一段时间使得电流从 8.482 A 下降至零。因此，在非整数周期进行关断，电感的能释会影响实际关断时间。此外，因有较大电流存在，关断瞬间易引起较大冲击，易损伤开关器件。



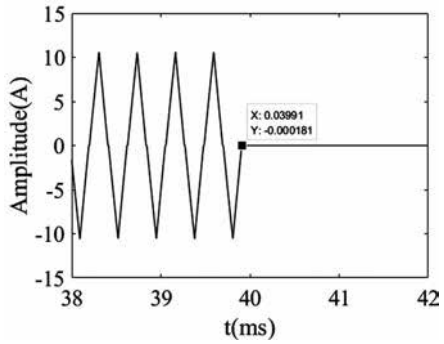
（a）固定时长发射整体波形



（b）固定时长发射关断波形



（c）整周期发射整体波形



（d）整周期发射关断波形

图 5　宽配谐核磁共振发射仿真波形

将发射 40 ms 的脉冲替换为发射 93 个周期的脉冲，进行宽配谐整周期发射仿真，则实际发射时间约为 39.91 ms。如图 3（a）所示，当 $t=t_5$ 时，第 93 个周期的反向能释阶段结束，此时撤去激发脉冲，结束发射。如图 5（c）和图 5（d）所示，发射电流为 10.59 A 的类三角波，关断波形可以看出，在 39.91 ms 时回路中的电流为 0，此时进行关断，既无振荡现象，又能够避免电感能释引起的死区。因此，仿真结果表明，宽配谐整周期发射方式在理论上可以做到零死区关断。

3 实验与分析

实验采用发射线圈等效电感 L=267.1 uH，等效电阻 R=151.5 mΩ，分别对传统配谐和宽配谐两种发射方式进行测试，发射电流波形分别如图 6 和图 7 所示。测试采用激发脉冲频率 f_0 = 2330 Hz，发射 93 个周期脉冲，即发射时间 t_P 约为39.9 ms。采用电流钳测量发射电流，选择档位为 1 mV 对应10 mA。

图 6（a）为传统配谐发射整体波形，配谐电容选择 17 uF，发射电流约为 10A，关断时期的波形如图 6（b）所示，在发射完成关断后，仍有可识别的振荡出现。

图 6　传统配谐核磁共振发射电流实测波形

宽配谐发射电流整体波形如图 7（a）所示，图 7（b）为关断时期波形。宽配谐发射波形为类三角波，在 93 个周期发射结束后进行关断，无可识别的振荡现象出现。

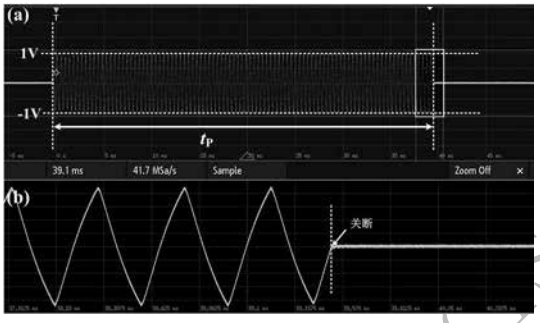


图 7　宽配谐核磁共振发射电流实测波形

实验结果表明，在同等发射电流大小下，宽配谐整周期发射方式关断所需时间明显小于传统配谐方式，能够有效避免发射结束后关断振荡时间长的现象，从而缩短发射关断导致的死区时间。但宽配谐整周期发射方式所需的发射电压值更大，因此在大脉冲激发应用上存在困难，尽管该缺点可以通过提高激发能量源的功率来改善，但受多方面技术制约，很难实现，因此，宽配谐发射方式更适用于浅层探测。

4 结论

本文提出一种宽配谐核磁共振发射方法，通过对发射等效模型及工作过程的分析，证明了宽配谐发射方式能够从原理上避免传统配谐发射关断后振荡导致的死区，且在整周期发射方式下，关断时间可以缩短至零。仿真结果表明，在 10 A 的发射电流下，传统配谐方式关断到 1 A 时需要 7 ms，而宽配谐整周期发射方式为零关断。实测结果验证了该方法的有效性，较传统配谐发射方式，宽配谐整周期发射能够有效缩短发射关断时间，对核磁共振浅层探测具有一定的指导意义。

参考文献：

[1] M. Schirov; A. Legchenko and G. Creer. A new direct non-invasive groundwater detection technology for Australia [J]. Exploration Geophysics, 1991, Vol. 22: 333-338

[2] Ahmad A. Behroozmand ; Kristina Keating ; Esben Auken. A Review of the Principles and Applications of the NMR Technique for Near-Surface Characteriza-

tion［J］. Surveys in Geophysics, 2015, Vol. 36 (1): 27-85

［3］林君，张洋. 地面磁共振探水技术的研究现状与展望［J］. 仪器仪表学报，2016，第37卷(12)：2657-2670

［4］Lin J; Zhang Y; Yang Y; Sun Y; Lin T. Anti-saturation system for surface nuclear magnetic resonance in efficient groundwater detection.［J］. The Review Of Scientific Instruments, 2017, Vol. 88 (6): 064702

［5］Lin J; Zhang Y; Yang Y; Sun Y; Lin T. Anti-saturation system for surface nuclear magnetic resonance in efficient groundwater detection.［J］. The Review Of Scientific Instruments, 2017, Vol. 88 (6): 064702

［6］Liu, L.; Grombacher, D.; Auken, E.; Juul Larsen, J.. Apsu: A wireless multichannel receiver system for surface nuclear magnetic resonance groundwater investigations (Article)［J］. Geoscientific Instrumentation, Methods and Data Systems, 2019, Vol. 8 (1): 1-11

［7］Tong Li; Li-Bo Feng; Qing-Ming Duan; Jun Lin; Xiao-Feng Yi; Chuan-Dong Jiang; Shuang-Yang Li. Research and Realization of Short Dead-Time Surface Nuclear Magnetic Resonance for Groundwater Exploration［J］. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, Vol. 64 (1): 278-287

［8］Walsh, DO; Grunewald, ED; Turner, P; Hinnell, A; Ferre, TPA. Surface NMR instrumentation and methods for detecting and characterizing water in the vadose zone［J］. NEAR SURFACE GEOPHYSICS, 2014, Vol. 12 (2): 271-284

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

水下仿生偏振成像光学系统设计

刘卿卿[1,2]，居彩华[1]，明　梅[1]，马信源[1]

（1. 南京信息工程大学自动化学院，江苏 南京 210044；
2. 南京信息工程大学大气环境与装备技术协同创新中心，江苏 南京 210044）

摘　要：在水的光学特性影响下，为了对水下目标进行实时探测，通过研究螳螂虾视觉偏振成像原理，仿照其独特的复眼结构，充分利用分振幅和基于孔径分割技术，设计了一种新型的水下实时偏振成像系统。采用四通道阵列结构和双通道阵列相结合，用圆偏振技术和线偏振技术对水下目标进行实时成像。该系统设计通过 ZEMAX 软件实现，得到了焦距为 35mm，F 数为 4，工作波长为可见光波段 486~656nm，半视场角±2.5°。设计结果表明：MTF>0.7（@60lp/mm），系统弥散斑<9μm，畸变小于 0.5%，可满足成像要求。

关键词：水下成像；仿生视觉；偏振成像；光学设计

中图分类号：TN202　　**文献标志码**：A

Design of underwater bionic polarization imaging optical system

LIU Qingqing[1,2], JU Caihua[1*], MING Mei[1], MA Xinyuan[1]

(1. School of Automation, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;
2. Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology,
Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;)

Abstract: Under the influence of the optical properties of water, in order to detect underwater targets in real time. By studying the principle of visual polarization imaging of mantis shrimp, mimicking its unique compound eye structure, and using the amplitude and aperture-based segmentation techniques, a new underwater real-time polarization imaging system is designed. The combination of a four-channel array structure and a two-channel array enables real-time imaging of underwater targets using circular polarization and linear polarization techniques. The design of the system is realized by ZEMAX software, and the focal length is 35mm, the F number is 4, the working wavelength is 436~656nm, and the half angle of view is ±2.5°. The result indicates: MTF> 0.7 (@ 60lp / mm), dispersed spot <9μm, distortion is less than 0.5%, can meet the target requirements.

Key words: Underwater imaging; Bionic vision; Polarization imaging; Optical design

作者简介：刘卿卿（1983—），女，博士，讲师，硕士生导师，主要从事光学仪器及光电检测方面的研究。E-mail：sherryliuqq@163.com

基金项目：国家自然科学基金（61701244）

1 引言

近年来，光学成像技术被广泛的应用于水下目标探测。实际上，在复杂的水下环境中，很多生物都具有偏振感知能力，这种视觉机制给我们提供了一种可借鉴的技术路线。海洋生物螳螂虾长期生活在水下环境中，其视觉系统已经进化到能适应复杂多变的水体环境，是世界上最复杂的眼睛结构，可以同时识别线偏振光和圆偏振光，其独特的成像方式能在低照度、强散射、浑浊的水体环境中成像清晰度高、对比度高，使得螳螂虾能够准确地捕获猎物，躲开天敌[1-2]。

因此，仿生螳螂虾视觉成像机制的研究日益受到水下探测研究人员的关注。1999 年，N. J. Marshall 等通过行为实验证明螳螂虾具有线偏振光视觉，可以分清两个强度相同但偏振度不同的物体[3]。2008 年，马里兰大学的 T. H. Chiou 等首次提出了螳螂虾视觉系统拥有区别于其他动物独特的探测和分析圆偏振光的视觉功能[4]。2014 年，华盛顿大学的 T. York 等从螳螂虾视觉成像系统中得到启发，首次仿照螳螂虾视觉成像技术，从光学系统，处理电路和信号处理算法上对以前的传感器进行改进，制造出了仿生偏振成像相机[5]。目前，河海大学王慧斌等人对螳螂虾偏振视觉展开了研究，利用螳螂虾视觉成像技术的优势，在水下成像方面取得了很大进步，但其主要研究方向为水下图像处理[6]。

针对上文所述，本文旨在设计一种仿生式水下光学系统，通过模仿螳螂虾的复眼结构，设计出了水下分孔径实时偏振成像光学系统，该系统通过孔径分割的方法进行偏振成像，可以同时实现对圆偏振、线偏振、原始图像以及光强度图像的采集。

2 螳螂虾视觉偏振成像原理

2.1 偏振成像原理介绍

斯托克斯矢量引入 4 个 Stokes 参量来描述光波的偏振信息，每个参量的量纲均与光强相同，可以直接被探测器探测[7]。光波的 stokes 参量可以表示为：

$$S = \begin{bmatrix} S0 \\ S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 + I_3 \\ I_1 - I_3 \\ I_2 + I_4 \\ I_1 + I_3 - 2I_2 \end{bmatrix} \tag{1}$$

式（1）中：I_1，I_2，I_3 和 I_4 分别表示偏振方向为 0°，45°，90° 和 135° 的光强度；S_0 代表光的总强度；S_1 代表水平偏振和垂直偏振的强度差；S_2 代表偏振方向在 45° 和 135° 之间的强度差；S_3 代表光的圆偏振分量的强度差。从 Stokes 参量中可以直接导出偏振光的偏振度 P 和偏振方位角 θ 等物理量。

$$P = \sqrt{\frac{S1^2 + S2^2 + S3^2}{S0^2}} \tag{2}$$

$$\theta = \frac{1}{2}\arctan\left(\frac{S2}{S1}\right) \tag{3}$$

式（2）偏振度 P 和式（3）偏振角 θ 的图像都是重要的偏振信息源，测量并分析它们的图像特征可以得到目标信息。最后可以对 S_0、S_1、S_2、S_3、P 以及 θ 等图像进行多光学信息融合，可提高探测目标的识别率。

2.2 螳螂虾复眼结构

螳螂虾的眼睛属于并列型复眼，其视觉系统具有精密的光学结构，相比于其他动物拥有更多类型的光感受器，可以感知颜色及偏振特性[8-9]。该复眼（如图 1 所示）可以分为三个区域：中央带状区 MB（Mid-Bandregion），背部的外围区 dPR（dorsal Peripheral Region）以及腹部外围区 vPR（ventral Peripheral Region），其中背部与腹部外围区小眼完成不同方向线偏振光感知，中央带状区小眼完成圆偏振光感知[10]。此外，该独特的复眼结构在感知色彩时，12 种感光细胞独立运作，可以平行处理各波段的光线，具有“光谱调谐”特性，用于适应不同水下环境。因此通过模仿螳螂虾复眼结构，完成线偏振、圆偏振以及光谱信息的采集，可以更有效地研究出用于表征目标偏振信号的处理机制，建立

一种图像融合和处理方法。

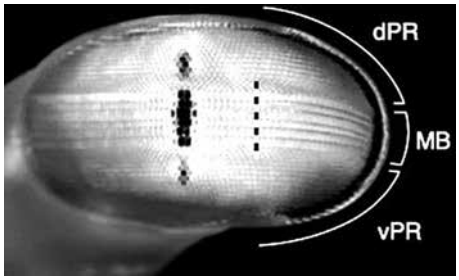


图 1 螳螂虾的复眼

Fig. 1. Compound eye of mantis shrimp

3 系统设计

3.1 系统整体结构

考虑到仿生复眼结构紧凑性的实验要求，本系统基于分孔径[11] 和分振幅[12] 相结合的方法进行光学系统的结构设计。该光学系统结构由前共孔径组、无偏振分光棱镜、偏振元件组、分孔径组以及成像探测器 CCD 组成，系统整体结构如图 2 所示。

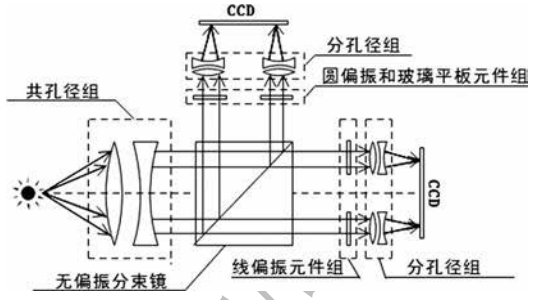


图 2 系统结构示意图

Fig. 2. Structure diagram of system

本系统利用无偏振分光棱镜将结构分为四通道和两通道的分孔径系统，其中四通道由四个偏心子系统组成，将偏振片分别置于四个偏心子系统的前面，使得四个通道的分孔径子系统成的像合成在探测器上，完成线偏振方向为 0°，45°，90°和 135°的图像采集；两通道是由两个子系统组成，将偏振片和玻璃平板分别置于两个偏心子系统的前面，成像于探测器上，完成圆偏振和光强度图的采集。其中添加玻璃平板的目的是为了使这些偏心子系统具有相同的光学结构，并使这些分孔径子系统对称分布于共孔径组光轴四周，使其具有相同的偏心量。

3.2 系统设计参数

将本光学系统视为理想光学系统，水下光学系统物方介质为水，其折射率 $n_w = 1.33$；像方介质为空气，其折射率 $n = 1$，如图 3 所示。

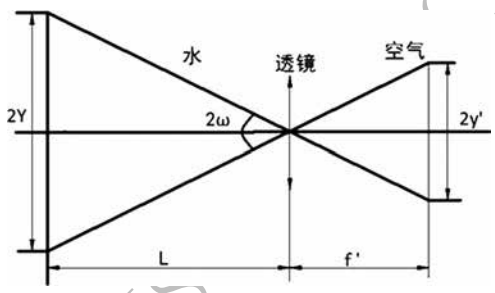


图 3 光学参数

Fig. 3. Optical parameter

假设物方到理想镜头的成像距离为 L，在该距离上要看清物高为 2Y 的目标，接收器对角线为 2y′。则水下物方视场角为 2ω：

$$2\omega = 2arctan\left(\frac{Y}{L}\right) \tag{4}$$

则探测器对角线长 y’ 为：

$$y' = -n_w f' \tan\omega \tag{5}$$

由上式（5）可以得到镜头像方焦距 f’ 为

$$f' = -\frac{y'}{n_w \tan\omega} \tag{6}$$

根据本光学系统的具体要求，确定选用典型 1/2 英寸的 CCD 探测器，其最小像元尺寸大小为 8.3μm，对角线尺寸为 8mm。该系统成像要求子孔径通道的图像将同时成像于 2 个 CCD 上，因此需对 CCD 靶面进行分割，一幅图像占据 CCD 对角线的一半，尺寸为 4mm；由单个像元大小可计算出该 CCD 奈奎斯特频率为：

$$\frac{1}{2\times CCD\text{ 像元素大小}} = \frac{1}{2\times 8.3\times 10^{-3}} = 601\text{p/mm}$$

根据本光学系统的实验要求，本文需要设计一个水下成像物镜，要求目标在水下 2~3m 深度处对成像距离为 1m、大小为 6cm×6cm 置于水槽中的目标物体进行成像；根据使

用条件，并结合图 3 可知，2Y = 8.48cm；L = 1m，由公式（4）可知 2ω = 2arctan（Y/L）= 5°；已知成像探测器 CCD 的对角线长 8mm，即像高 2y′ = 4mm，根据公式（6）可求得：

$$f' = -\frac{y'}{n_w \tan\omega} = 35\text{mm}$$

至此，本系统物镜的光学参数及本系统的工作波段、焦距、视场角和 F 数等光学系统基本参数如表 1 所示。

表 **1**　光学系统参数

Table 1　Parameters of optical system

参数	数值
可见光波段/nm	486~656
F/#	4
焦距/mm	35
全视场/（°）	5°

3.3　设计方法

水下物镜需考虑防水设计，典型的防水窗有 2 种形式：平板型和半球型[13]，其结构如图 4 所示，从光学设计角度来说，半球型易于控制系统的像差，但半球型防水窗不易于装调，因此本文选择平板型作为防水窗壳。在设计平板隔水玻璃时，选择材料便宜的 BK7 玻璃，这种材料具有优良的光谱特性和耐酸性，该玻璃的折射率为 1.5168，阿贝数为 64.16，平板玻璃对光学系统的像质影响不大，考虑本系统水下工作深度仅为 2~3m，，取防水窗壳厚度为 5mm，口径为 40mm。

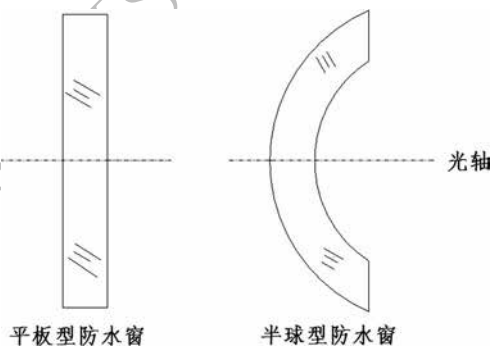


图 4　典型防水窗

Fig. 4.　Typical waterproof window

在满足设计条件的情况下，原则上使用易于加工的球面透镜和常用玻璃材料，以节约成本，因此本系统将全部采用球面镜，其材料均来自中国玻璃库。本系统的光学设计包括 3 部分，分别是共孔径透镜组、子孔径透镜组和分光棱镜。共孔径组部分在结构简单的三片型物镜基础上进行复杂化并对其进行优化得到 5 片单透镜，其结构参数如表 2 所示；子孔径成像组由 2 个单透镜组成，其结构参数如表 3 所示；考虑到加工时间和成本，其中分光棱镜选择常用的 30mm×30mm 立方体分光棱镜，其材料为 BK7。

表 **2**　共孔径组结构参数

Table 2　Common aperture group structure parameter

面	半径/mm	厚度/mm	玻璃
1	255.7	5.0	H-ZK9
2	-68.8	2.0	
3	-87.1	2.8	F4
4	243.9	16.6	
5	61.7	4.6	H-ZK9
6	-76.8	1.6	
7	-30.1	2.6	ZF2
8	-663.2	1.0	
9	47.3	6.0	H-ZK9
10	-52.0	2.0	

表 **3**　子孔径组结构参数

Table 3　Subaperture group structure parameter

面	半径/mm	厚度/mm	玻璃
1	9.5	1.6	H-ZK9
2	15.8	0.6	
3	9.3	1.3	H-ZF4
4	6.6	18.7	

系统整体设计过程中，将上述 3 部分组合在一起，并对整体系统进行优化，得到了分孔径偏振成像系统单通道光学结构如图 5 所示，六通道渲染光学结构如图 6 所示。

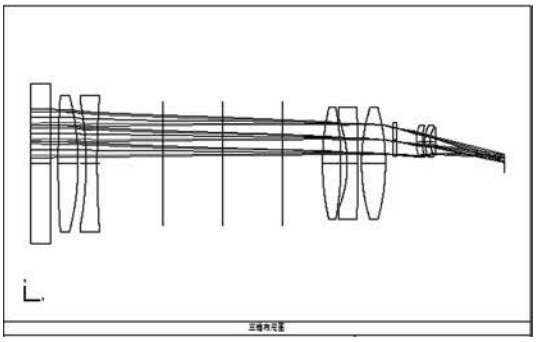


图 5　系统单通道结构

Fig. 5.　Single channel structure of system

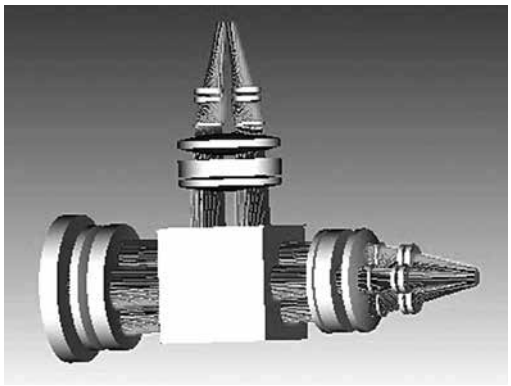


图 6　光学系统渲染图

Fig. 6.　Optical system rendering

3.4　像质评价

该光学系统是一个水下探测光学系统，像差及成像质量的评价主要考察光学调制函数、几何包围能量、点列斑大小和畸变曲线等等。

调制解调函数（modulation transfer function，MTF）能充分反映光学系统实际成像质量，反映出光学系统由于衍射和相差所引起的综合效应[14]。由图 7 可知，在 CCD 响应频率 N = 60lp/mm 处，各视场下 MTF 值均不低于 0.7，满足系统的像质要求。

几何包围能量如图 8，其中横坐标为离点列图质心距离，纵坐标为所占的能量比例，本文选用的 CCD 单个最小像元尺寸为 8.3μm，本光学系统全视场在单个像元尺寸下包围能量比例均大于 90%。图 9 为畸变曲线图，光学系统的最大畸变为 0.5%，完全满足本系统使用要求。

本光学系统在不同视场处的最大弥散斑半径均接近 CCD 探测器的最小像元尺寸 8.3μm，且一致性好，满足了系统使用要求，具体参数如表 4 所示。

表 **4**　各通道点列斑大小

Table 4　Spot size of each channel point

通道		0 视场	0.5 视场	0.7 视场	0.9 视场	1.0 视场
		0°	1.25°	1.75°	2.25°	2.5°
0°线偏振通道	RMS 半径/μm	3.406	3.298	3.218	3.299	3.496
	GEO 半径/μm	5.849	6.947	6.558	7.838	8.783
45°线偏振通道	RMS 半径/μm	3.321	3.043	3.301	3.622	3.646
	GEO 半径/μm	6.736	6.607	6.752	7.258	7.685
90°线偏振通道	RMS 半径/μm	3.302	3.442	3.531	3.831	3.886
	GEO 半径/μm	6.736	6.701	6.547	7.701	8.547
135°线偏振通道	RMS 半径/μm	3.167	3.887	3.591	3.337	3.298
	GEO 半径/μm	6.360	6.063	7.321	7.603	7.833
圆偏振通道	RMS 半径/μm	3.592	3.625	3.481	3.507	3.681
	GEO 半径/μm	6.544	6.651	7.262	8.015	8.481
平板玻璃通道	RMS 半径/μm	3.469	3.566	3.608	3.796	3.582
	GEO 半径/μm	6.467	6.633	7.177	7.844	8.246

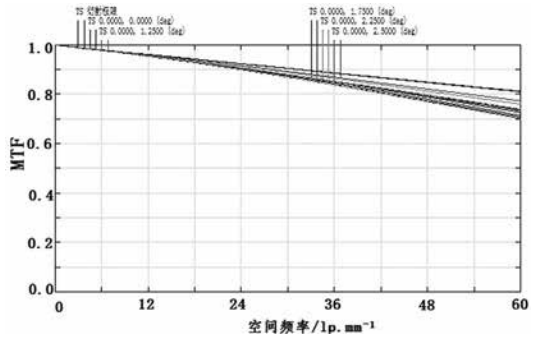


图 7　光学系统 MTF 曲线

Fig. 7.　MTF of optical system

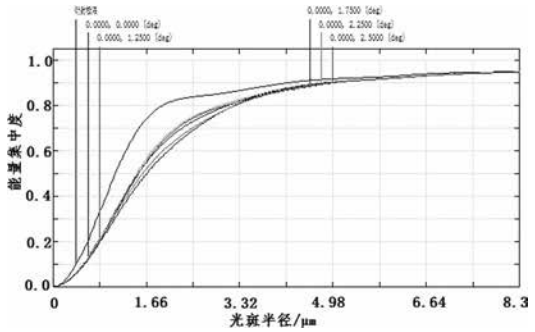


图 8　几何包围能量

Fig. 8.　Geometric enveloping energy

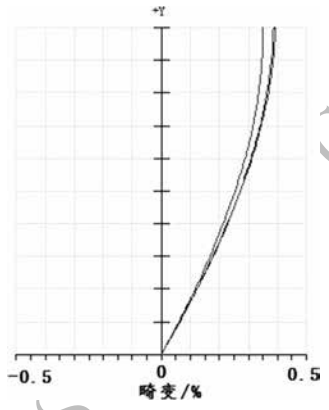


图 9　光学系统畸变曲线

Fig. 9.　Distortion of optical system

4　公差分析

光学系统的公差是光学系统在实际加工和装配中重要的衡量标准，直接影响着光学系统成像性能的好坏，因此合理分配光学元件的公差可以使光学系统性能达到最佳。本文利用 Zemax 中蒙特卡洛分析法来确定公差，该方法通过计算全视场下平均像差和单个视场点的像差，得到样本的名义值、最佳值、最差值、平均值和标准值，找出对像差影响较大的参数和公差[15]。表 5 给出系统公差分配表。

表 5　系统公差给定表

Table 5　System tolerance reference table

表面公差		元件公差	
公差项	给定值	公差项	给定值
曲率半径/mm（TRAD）	0.2	X 偏心/mm（TEDX）	0.05
厚度/mm（TTHI）	0.05		
X 偏心/mm（TSDX）	0.05	Y 偏心/mm（TEDY）	0.05
Y 偏心/mm（TSDY）	0.05		
X 倾斜/（°）（TIRX）	0.05	X 倾斜/（°）（TETX）	0.05
Y 倾斜/（°）（TIRY）	0.05		
表面不规则度（TIRR）	0.2	Y 倾斜/（°）（TETY）	0.05
折射率（TIND）	0.001		

对本光学系统的六个通道进行公差分析，对系统进行 300 次蒙特卡洛分析，结果分析如表 6 所示。

表 6　公差分析结果

Table 6　Tolerance analysis result

采样率	MTF 值
90%	≥0.516
80%	≥0.543
50%	≥0.587
20%	≥0.614
10%	≥0.619

5 结论

本文通过研究螳螂虾复眼结构，结合分孔径和分振幅的方法设计出了一种用于水下多路偏振信息采集的实时偏振成像系统，能够在同一时刻获取探测目标4个角度的线偏振分量强度图、圆偏振分量强度图以及光强度图，通过偏振解算处理即可得到完整的Stokes分量图，方便后期对图像的配准和融合。系统主要由两通道和四通道偏心子孔径成像镜头组成，各个通道成像质量良好。通过MTF曲线、能量图和畸变曲线图对光学系统进行像质评价，并通过蒙特卡洛分析法进行成像质量的公差分析，结果在探测响应频率60lp/mm处各视场均不低于0.5。系统结构紧凑，体积小，可以实现对水下目标同时偏振成像。

致谢

在相关实验的进行当中，收到了国家自然基金的经费支持，并提供了实验器材和参考资料，在此向帮助表示衷心的感谢。

参考文献

[1] KLEINLOGELS, WHITE A G. The secret world of shrimps: polarization vision at its best [J]. PLoS One, 2008, 3 (5): 1-8.

[2] KLEINLOGELS, MARSHALLN J, HORWOODJ M, et al. Neuroarchitecture of the color and polarization vision system of the stomatopod haptosquilla [J]. J. Comp Neurol, 2003, 467 (3): 326-342.

[3] MARSHALL J, CRONIN T W, SHASHAR N, et al. Behavioural evidence for polarisation vision in stomatopods reveals a potential channel for communication [J]. Curr Biol, 1999, 9 (14): 755-758.

[4] CHIOUT H, KLEINLOGELS, CRONIN T, et al. Circular polarization vision in a stomatopod crustacean [J]. Curr Biol, 2008, 18 (6): 429-434.

[5] YORK T, POWELLS B, GAOS K, et al. Bioinspired polarization imaging sensors: from circuits and optics to signal processing algorithms and biomedical applications [J]. Proc of IEEE, 2014, 102 (10): 1450-1469.

[6] Jie SHEN, Huibin WANG, Zhe CHEN, et al. Polarization calculation and underwater target detection inspired by biological visual imaging [J]. Sensors & Transducers, 2014, 169 (4): 33-41.

[7] 赵永强，潘泉，程咏梅. 成像偏振光谱遥感及应用 [M]. 国防工业出版社.

[8] Gabor Horvath. Polarized Light and Polarization Vision in Animal Sciences [M]. Springer: Heidelberg, 2014.

[9] THOEN H H. Colour vision in mantis shrimps understanding one of the most complex visual systems in the world [D]. Brisbane: Philosophy ofthe University of Queensland, 2014: 156.

[10] 张旭，金伟其，裘溯. 螳螂虾视觉成像的特点及其仿生技术研究综述 [J]. 红外技术，2016，38 (02): 89-95.

[11] 贺虎成，季轶群，周建康等偏心分孔径偏振成像光学系统的设计 [J]. 光学学报，2013，33 (06): 287-292.

[12] 高明，王川，刘钧等. 四通道阵列偏振成像自适应光学系统设计 [J]. 激光与红外，2016，(06): 731-736.

[13] 翟学锋，董晓娜，陈良益，等. 水下变焦镜头的设计 [J]. 应用光学，2007，28 (4): 416-420

[14] 黄诗喆，田继文，薛庆增. 红外偏振成像系统光学设计 [J]，应用光学，2018，39 (3): 316-320.

[15] 郑雅卫，李俊娜，高泽东等. 双通道红外准直投影光学系统设计 [J]. 应用光学，2019，40 (01): 58-62.

频谱感知技术综述

代建中　冯旭哲

（国防科技大学智能科学学院 长沙 410073）

摘　要：随着太空探索的不断深入和航天技术的飞速发展，有限的频谱资源与空间通信业务需求之间的矛盾愈发明显，同时频谱资源的利用率不高，因此有待于将认知无线电中的频谱感知技术应用到空间信息网络。本文对频谱感知技术的各类算法进行了全面的梳理和汇总，最后对上述算法进行总结并指出进一步发展存在的挑战。

关键词：频谱感知 协作感知 特征值检测 机器学习检测 压缩感知

中图分类号及文献标识码：

Overview of spectrum sensing technology

DaiJianzhong, Feng Xuzhe

(College of Intelligence Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha, 410073)

Abstract: With the continuous deepening of space exploration and the rapid development of aerospace technology, the contradiction between limited spectrum resources and space communication service requirements has become increasingly apparent, and the utilization of spectrum resources is not high. Therefore, the spectrum in cognitive radio needs to be Perception technology is applied to spatial information networks. This paper comprehensively sorts and summarizes the various algorithms of spectrum sensing technology. Finally, the above algorithms are summarized and the challenges of further development are pointed out.

Keywords: spectrum sensing; cooperative sensing; Eigenvalue detection; Machine learning detection; compressed sensing

作者简介：代建中，2018 年于国防科技大学智能科学学院获得本科学士学位，现为国防科技大学智能科学学院硕士研究生，主要研究方向为空天仪器。E-mail：578046464@qq.com

Dai Jianzhong received his Bachelor's degree in 2018 from College of Intelligence Science and Technology in National University of Defense Technology, now he is a graduate student in College of Intelligence Science and Technology in National University of Defense Technology. His main research interests is Space instrument.

0 引言

随着太空探索的不断深入和航天技术的飞速发展，卫星的种类、数量不断增加，全球性卫星星座不断提出和建设。卫星系统的通信业务均使用无线链路，且无线电频率为不可再生资源，这导致卫星系统通信中频谱重叠的问题愈发凸显，频谱重叠的系统间可能存在不同程度的同频干扰问题；与此同时，现有频段在时间和空间上多处于闲置状态，0-6 GHz 频谱利用率仅为 15%-85%，人类对无线电资源需求的增加与无线电资源的利用不当的矛盾愈发冲突[1]。

针对上述的问题，认知无线电（Cognitive Radio，CR）技术因可动态使用空闲频谱，提高频谱资源的利用率，引起了各国专家的广泛研究。频谱感知作为实现认知无线电技术的前提条件，是近年来无线电领域的研究热点之一。

在频谱感知技术中，授权用户被称为主用户（Primary User，PU），根据频谱占用情况动态接入空闲频谱的用户被称为次用户（Secondary User，SU）。频谱感知的任务是检测 PU 对目标频段的占用情况，在频段空闲时允许 SU 接入；同时在 SU 接入目标频段时，要考虑 PU 重新接入信道，避免对 PU 产生干扰。因此，频谱感知对实时性和准确性要求极高。

近年来，频谱感知技术得到了深入的研究，其算法也被不断地改进和完善[2-4]。根据不同的原则，频谱感知有多种分类：按照节点数可分为单节点感知和多节点协作感知，单节点感知是多节点协作感知的基础，多节点协作感知则克服了单节点频谱感知的物理局限等，提升了感知性能；按照感知原理进行分类则可分为能量检测、循环平稳特征检测、匹配滤波器检测、特征值检测和机器学习检测等。

本文在第一节中对各频谱感知算法及其改进进行详细的介绍，第二节进行总结与展望。

1 信号频谱感知算法

本节首先对经典单节点频谱感知算法进行介绍，但经典单节点频谱感知算法存在固有缺陷，多节点协作感知一定程度上克服了单节点的多径、阴影效应等，但增大了通信开销，故一些新的算法得以提出，如特征值检测、机器学习检测等。本节对各类算法分别进行介绍。

1.1 经典频谱感知算法

经典的单节点信号频谱感知算法包括能量检测、循环平稳特征检测、匹配滤波器检测。但单节点感知算法存在阴影效应、多径效应以及终端隐藏等问题，故多节点协作感知算法得以提出，其优缺点如下表所示，下面分别对其进行介绍。

表 1 经典频谱感知算法优缺点

Table. 1 Advantages and disadvantages of classical spectrum sensing algorithm

频谱检测方法	优点	缺点
能量检测	复杂度低、易于实现	只能识别信号的有无，受噪声影响严重
循环平稳特征检测	适应于一定程度的低信噪比环境，无需先验信息，检测性能较好	计算量大，检测时间长
匹配滤波检测	最优化信噪比，检测性能好	需要信号全部先验信息，仅停留在理论层面
多节点协作感知	有效解决单节点阴影、衰落问题	仍存在 PU 不确定性问题

1.1.1 能量检测

能量检测（Energy Detection，ED）算法最初由 Harry Urkowitz 提出，其思想为通过检测一定时间内目标频段上接收信号的能量来判决 PU 是否存在[5]。能量检测的原理图如下

所示，接收信号经过带通滤波后经平方器和积分器计算信号能量，再与判决门限进行比较，若能量高于门限值认为 PU 存在，否则认为 PU 不存在。

图 1　能量检测原理图

Fig. 1　Schematic diagram of energy detection

能量检测算法不需要先验信息，复杂度低、易于实现，是目前最常用的频谱感知方法，但该方法受噪声影响严重。文献［6，7］采用经典的能量检测算法，当信噪比低于-20 dB 时，检测概率仅为 0.2，且受噪声不确定性影响较大，难以适用于低信噪比电磁环境。文献［8］分别针对噪声功率已知的情形和噪声不确定的情形，详细分析了基于能量检测的频谱感知算法，通过仿真得出当信噪比较低时，噪声不确定性会降低系统性能，同时当噪声存在不确定性时，可以确定信噪比墙。文献［9］提出一种基于快速傅里叶变换的能量检测算法，通过采用窗函数，保留有用频谱信息，提高检测概率。

为了改进能量检测算法在低信噪比条件下的性能，双门限能量检测的方法被提出。双门限能量检测方法是根据噪声不确定性设定上下 2 个门限，当检测到的信号能量低于下限时，判定频谱空闲；当信号能量高于上限时，判定 PU 正在使用该频谱；而两门限之间为不可信区间，该区间内无法判定。目前对于双门限能量检测算法的改进主要包括以下两个方面：

①对能量值位于不可信区间无法判定进行改进。文献［10］中对于双门限能量检测中接收信号能量值落入两门限之间的情况，在不可信区间采用了循环平稳特征检测的方法（该方法下文中进行介绍），既提高了检测概率又提高了检测速率。

②对两个门限进行动态调整以减小检测统计值落入不可信区间的概率。文献［11］提出了一种根据信道条件来自适应的调整双门限的算法；文献［12］提出了一种两步检测方法，第一步采用单门限能量检测法，若无法确定 PU 是否存在，则在第二步采用自适应的双门限检测法；文献［13］在进行双门限能量检测时，根据参与判决的样本数量对两个门限进行动态调整；文献［14］利用经验模式分解（EMD）算法，在对噪声的方法进行估算后，调整双门限的门限值至最佳状态来提高系统检测效率；文献［15］利用最大最小特征值法计算出双门限能量检测对应的最大最小门限值。

1.1.2　循环平稳特征检测

循环平稳特征检测（Cyclostationarity-based Sensing，CS）算法由 W. A. Gardner 于 1988 年提出，该算法利用通信信号的循环平稳特性来判别 PU 信号的存在与否。循环平稳特征检测原理图如下所示，待检测信号经过模数转换、快速傅里叶变换和自相关，在取极限得到接收信号的循环谱函数，进而进行判决[16]。若系统中仅存在噪声信号（通常被认为是广义平稳信号），循环谱仅在循环频率为 0 处存在唯一峰值，而对具有循环平稳特性 PU 通信信号，循环谱函数还会在循环频率不为 0 处存在峰值，该算法就是通过检测接收信号循环谱特征来进行判决的。

图 2　循环平稳特征检测流程图

Fig. 2　Flow chart of cyclic stationary feature detection

循环平稳特征检测不需要先验信息即可进行判决，其优势在于可用于低信噪比信号的频谱感知，如卫星信号。但该方法在检测时需要计算循环谱的所有频点，算法复杂度高，计算时间较长，难以满足认知无线电频谱感知任务的高实时性要求。

文献［17］采用了一种基于频域简化的循环平稳检测算法，并通过仿真验证了该算法复杂度低于循环平稳检测法，可以满足无线认知传感器网络中频谱感知的性能；文献［18］提出了一种低复杂度的盲频谱感知方

法，利用循环谱密度的幅度平方和作为判断PU存在的统计量。文献［19］将神经网络与信号循环谱密度检测相结合，提出了一种智能的频谱感知算法。文献［20］提出了一种基于压缩感知的改进循环平稳特征检测方法，该算法通过压缩感知技术重构二维循环自相关函数矩阵，进而根据重构结构实现循环平稳特征检测，该方法可有效降低计算复杂度和检测时间。文献［21］针对非平稳噪声的检测，提出了一种基于四阶循环多谱的频谱感知算法，通过计算四阶循环多谱的峰值系数，判定PU的存在与否。

1.1.3 匹配滤波检测

匹配滤波器是使输出信号信噪比达到最大的线性滤波器。匹配滤波检测（Matched Filtering，MF）检测的原理图如下，其实质就是通过一个匹配滤波器，最大化输出信号的信噪比，降低噪声对检测的影响，从而判断PU信号是否存在[5]。

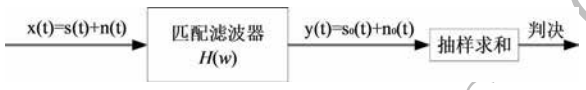


图3 匹配滤波检测流程图

Fig. 3 Flow chart of matched filter detection

相对于能量检测和循环平稳特征检测，匹配滤波检测需要获取调制方式、时序、脉冲整形等先验信息，在已知先验信息的条件下，该算法的检测性能较为理想。然而在实际应用中无法获取PU信号的全部特征信息，且硬件实现中存在极高的相位同步要求，故匹配滤波检测实际应用价值不大。

1.1.4 多节点协作感知

多节点协作感知是指处在不同位置上具有多个感知节点，且各节点之间可以共享感知数据，系统根据共享的数据来判决PU是否占用信道。多节点协作感知，克服了单节点频谱感知的物理局限，包括阴影效应、多径效应等，能够更加准确的检测出目标频段的占用情况。根据系统结构的不同，协作式频谱感知可分为集中式协作感知、分布式协作感知和中继式协作感知三种[5]。无论何种协作感知，都要通过信息融合来完成判决。信息融合可分为决策融合（硬判决）和数据融合（软判决）两种。在决策融合中，各节点根据感知信息独立判决得到01码的判决结果，仅进行判决结果的交互。而在数据融合中，感知节点不进行判决，将预处理的感知信息发送给融合中心或者相邻节点，用于下一步的判决。

集中式协作感知中，各感知节点将感知信息发送给融合中心（fusion center，FC），融合中心综合每个用户的感知数据做出判决。各感知节点之间没有优先级差异且无需信息交互，降低了系统实现的复杂度。同时融合中心综合所有节点感知信息，信息融合较为彻底。文献［22］提出一种集中式双非参量累积和的频谱感知方法，本地节点利用双非参量累积和进行判决，融合中心再以硬判决的方式进行最终判决，仿真表明该方法有效降低了感知时延。。

相对于集中式协作感知，分布式协作感知中只有参与感知的各个节点，各感知节点通过一定的拓扑结构相互连接，同时各感知节点根据自身感知数据和相连接节点感知数据来判决信道占用情况。文献［23］将联盟博弈论应用到频谱感知中，在提高检测概率的同时降低了虚警概率。

中继式协作感知则主要用于信道衰落十分严重的场景。当两个节点间通信质量差，无法完成信息传输时，中继式协作感知寻找合适的中继节点，实现感知节点间的信息交互。文献［24］提出一种基于反拍卖技术（Reverse Auction Technology，RAT）的中继协作频谱感知算法，通过一种基于RAT的选择激励机制，提高了节点的积极性。

1.2 其他检测算法

在不改变单个节点检测性能的条件下，协作式频谱感知能够在一定程度上提高感知性能，但是在性能提升的同时也增加了系统开销的负担，因此一些其他检测算法相继提

出。由于后续的频谱感知算法单节点、多节点算法相互混杂，本文按照原理进行介绍。

1.2.1 特征值检测

特征值检测算法由 Yonghong Zeng 和 Ying-Chang Liang 最先提出[25]。该算法利用 Wishart 矩阵的性质，通过计算接收信号采样协方差矩阵的特征值，以最大特征值和最小特征值的比值作为检验统计量，进行信号检测。特征值检测源于随机矩阵理论，根据来源又可分为基于随机矩阵渐进理论和基于随机矩阵非渐进理论两类，下面分别对两类进行介绍。

基于随机矩阵渐进理论的特征值检测适用于多采样点、多用户条件。文献［26］基于最大特征值的分布提出了最大特征值算法，文献［27］对协方差矩阵最小特征值的极限分布进行了分析，对最大最小特征值（maximum-minimum eigenvalues，MME）算法进行改进，在给定虚警率时有很高检测概率，也能较好的抵抗噪声不确定度的影响。文献［28］在研究平均能量与平均特征值的关系及其分布规律的基础上，提出了两种特征值比的改进算法。文献［29］以接收信号协方差矩阵特征值的波动性为原理，将熵值的思想和特征值检测相结合进行判决，提出了一种特征信息熵算法。文献［30］在经典特征值类算法的基础上，用平均特征值与最小特征值之差构造检验统计量进行改进，在低采样、低信噪比下相比 MME 算法检测概率有所提升；文献［31］提出以最大特征值与其他特征值的和之比作为检验统计量，并提出了理论判决门限的计算方法。文献［32］提出了一种基于几何平均特征值对数分布特性的频谱感知算法，利用最大最小特征值之差与几何平均特征值的比值判决 PU 的存在与否。文献［33］研究了一种基于协方差矩阵特征值上下界的频谱感知算法，根据 M-P 律得到特征值区间作为检测门限，通过检测所有特征值是否处于检测门限内判断信号是否存在。文献［34］利用功率谱的部分样本平均估计最大值，以降低信号频偏对频谱感知性能影响，用功率谱的最大值与最小值之差与功率谱几何平均之比作为判决统计量，尽可能降低了噪声不确定性的影响。文献［35］提出了一种极特征值的均方比算法。

基于随机矩阵的渐近理论在低采样点、低用户数条件下均不满足渐近理论的极限条件，导致检测阈值的精度下降，影响了算法的检测性能。而非渐近理论得到了特征值的具体的分布函数，基于非渐近理论的频谱感知算法可以通过特征值的概率密度函数得到精确的检测门限。该算法计算复杂度高，没有闭合解析式。文献［36］推导了更优的检测门限表达式，提出了一种基于最小特征值分布的频谱感知算法，并证明了其感知性能。文献［37］利用最大特征值的概率密度优化了基于最大特征值分布的感知算法。文献［38］推导了最大最小特征值之差精确概率密度及其累积分布，提出一种精确的最大最小特征值差的感知算法。文献［39］针对以上算法只利用一阶观测统计量无法反映特征值的统计特性的问题，利用矩阵的性质推导出特征值二阶观测统计量的表达式，提出一种基于特征值方差（eigenvalue variation，EV）的频谱感知算法。

1.2.2 机器学习检测

传统协作频谱感知算法一般假设环境噪声服从高斯分布，而在复杂的电磁环境中该假设往往不成立。同时基于随机矩阵非渐进理论的特征值频谱感知算法由于其门限是渐进的，门限的不精确限制了算法的性能，而基于渐进理论的算法需要计算具体的特征值概率密度函数，计算量大，算法实现复杂度高。基于上述的问题，近年来基于机器学习的频谱感知算法被广泛研究。机器学习算法的特点是尽量弱化人为的干预，让计算机能够自主、智能地从数据中提取数据特征，抽象出数据的模型，并在数据的分析和预测中加以应用以实现自主决策。而认知无线电技术强调自主认知能力，频谱感知的本质是一

个特征分类问题，故机器学习算法非常适用于频谱感知的应用。

机器学习算法实现分类问题的一般流程如图所示，主要分为学习和分类两步，第一步需要一定的训练数据通过学习、训练获得抽象模型，这个过程通过执行学习算法来完成；第二步将学得的模型应用到分类数据的判决，根据 SU 观测到的数据给出判决结果[40]。

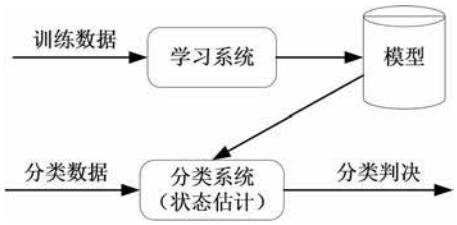


图 4　机器学习分类流程图

Fig. 4　Flow chart of Deep learning classification

文献［41］提出了一种基于随机森林的频谱感知算法，提取信号循环谱特征参数作为训练特征值生成循环森林，利用随机森林进行感知判决，但该方法为单点感知算法，无法克服多径、阴影效应等造成的影响。文献［42］根据能量检测提出了一种基于反向传播神经网络（Back Propagation Network，BPNN）的协作频谱感知算法，单个协作点采用能量检测，各个协作点的感知结果构成训练序列，在融合中心利用反向传播神经网络调整每个协作节点的融合权重，使得网络输出更接近期望输出，从而提高频谱感知检测性能。文献［43］提出了一种基于差分进化的反向传播（Differential Evolution，DE－BP）算法的频谱预测方法，通过差分进化一定程度解决了 BP 算法易陷入局部最优的缺陷。文献［44］使用粒子群（Particle Swarm，PS）算法对 BP 算法进行优化，但 PS 算法仍存在易陷入局部最优、早熟收敛和停滞现象。文献［45］针对 BP 算法初始权重和阈值随机产生且算法的缺陷，提出一种基于和声搜索（Harmony Search，HS）算法的 HS-BP 神经网络的频谱预测算法。文献［46］提出了一种基于支持向量机（Support Vector Machine，SVM）和加权 K 近邻（k－Nearest Neighbor，kNN）监督学习算法的协作频谱感知算法，其不需要设计融合规则，使用能量向量的特征进行训练和识别，但在低信噪比时性能较差。文献［47］以采样协方差矩阵的特征值作为特征向量，使用 K 均值聚类（K. means）和混合高斯模型（Gaussian Mixture Model，GMM）的非监督学习框架进行频谱感知，并通过仿真证明该方法与能量特征向量相比，噪声鲁棒性更强。文献［48］利用采样协方差矩阵的 MME 和 CAV 算法提取的统计量作为 SVM 的特征向量，训练其生成频谱感知的分类器，同时利用遗传算法（Genetic Algorithm，GA）优化混合核函数的 SVM 的参数。文献［49］利用协方差矩阵的 MME，NME 和 CAV 三种算法的检测统计量构造特征向量，然后采用 SVM 进行频谱感知，在检测性能上优于基于接收信号协方差矩阵的盲检测算法，特别是在低信噪比的情况下，当信噪比为－10 dB 时，检测概率可达 94. 5%。

此外，卷积神经网络（Convolutional Neural Network，CNN）是一种典型网络模型，在图像处理、语音识别领域应用广泛，受到研究者们的广泛关注。文献［50］将机器学习在图像处理方面的优势应用到正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）信号频谱感知中，对 OFDM 信号的循环自相关信息进行归一化灰度处理，并设计卷积神经网络分层训练、学习进行频谱感知。文献［51］利用 CNN 提取输入采样协方差矩阵高层次特征进行协作频谱感知，该方法同样不需要提取特征参数和确定检测门限，充分利用原始的信息法，在低信噪比条件下检测性能良好，且感知性能随 SU 的数量增加有明显提升。

基于机器学习的频谱感知算法感知性能较好，但其必须要求训练数据和分类数据具有一样的特征，经过学习、训练获得的频谱感知模型只能用于与训练数据具有相同特征

的分类数据，否则不能进行频谱感知，泛化能力较弱。因此在下一步研究工作中，更加有效的分类特征和更加科学的机器学习算法有待于进一步探索。

1.2.3 压缩感知

压缩感知主要用于宽带信号的频谱感知。要实现宽带信号快速、有效的频谱感知，对采样速率和处理速度有着较高的要求，依赖当前的硬件条件难以实现。文献［52］提出压缩感知（Compressed Sensing，CS）技术，为宽带频谱感知提供了新思路。文献［53］率先将 CS 理论应用到宽带频谱感知，有效降低了采样速率，解决了宽带频谱感知的实现瓶颈，利用模拟/信息转换器（Analog-to-Information Converter，AIC）对接收信号进行亚奈奎斯特采样，再对信号进行重构，根据重构信号完成频谱感知。宽带频谱感知早期的研究假设稀疏度已知，与实际情况不符，基于该问题，一系列基于未知稀疏度的算法被提出。文献［54］根据相邻迭代间的差异获得稀疏度的估计值，提出一种稀疏度自适应匹配追踪算法。文献［55］利用频谱支撑集的一致性提出一种序贯压缩检测算法。相对于单帧信号，流信号模型频谱占用情况变化缓慢，以往的盲稀疏度检测在流信号模型有一定局限性，文献［56］针对这一问题提出一种基于稀疏系数信息估计的自适应宽带频谱压缩感知方法，根据观测值精确估计出信号稀疏度。文献［57］针对多用户合作场景，在支撑集选择过程中对稀疏度进行了预估计，结合序贯压缩检测技术，提出了一种改进的稀疏度自适应匹配追踪算法。文献［58］则从重构算法的角度，利用残差的特性自适应调整判决门限，实现重构算法的盲停止。

上述算法中的频谱重构带来了较大的计算复杂度，文献［59］利用多个接收信号特征值的特性，提出了一种非重构的压缩感知算法，降低了计算复杂度。文献［60］基于 OFDM 信号的循环前缀自相关的特性提出一种非重构压缩感知算法，再次降低了计算复杂度，但仅限于 OFDM 信号。文献［61］将信道划分为信道组，降低了单节点频谱感知中采样协方差的计算复杂度，同时提出了多节点协作算法。文献［62］和文献［63］结合能量检测提出了各自的非重构压缩感知算法，文献［62］针对宽带频谱感知中的信道占用情况监测，提出一种利用滤波器输出的能量测量值进行信道重建的检测方法。文献［63］则利用离散余弦变换矩阵观测能量压缩信息并进行判决实现宽带信号的频谱感知。

2 总结与展望

频谱感知技术自提出以来已获得了较为深入的研究，各类感知算法也较为成熟。传统感知算法有着其固有的缺陷；协作式感知算法一定程度上克服了单节点感知的物理局限，但是也带来了通信负担和系统开销增加的负担；特征值检测算法无法兼顾精度与复杂度；基于机器学习的算法感知性能较好，但泛化能力不足；压缩感知算法为宽带信号频谱感知提供了有效手段。

要进一步扩展频谱感知技术的应用如将频谱感知技术引入空间信息网络，仍存在以下挑战：

1. 频谱感知的实时性：在 SU 使用空闲频段时，一旦 PU 需要重新使用信道，SU 不得继续占用相应频带，在空间信息网络更为重要，如低轨卫星的相对速度快，通信时间有限，因此要求感知时间短，响应速度快，这对频谱检测算法的设计和改进提出了很大挑战。此外对于多个 SU 之间的竞争、多径和多相传播损耗等问题也存在较大挑战。

2. 硬件要求：频谱感知技术要求采样率高、模数转换动态范围大、精度高、信号处理速率高。当前的硬件条件能够满足窄带信号发射、接收以及抗干扰等问题，但实际应用中需要发射和处理宽带信号。此外，空间频谱感知对硬件的重量、体积也有限制，故宽带信号的频谱感知硬件仍有待于进一步研究。

3. 调频信号感知：使用调频或扩频技术的卫星信号探测困难。要实现该信号的精准感知，不仅要预先获取信号的调频模式，而且要保证信号的精准同步。

此外，在设计和改善频谱感知算法时，还要综合考虑算法的实现复杂度，多用户的协作与竞争，信道的衰落效应和终端隐藏以及算法的鲁棒性等问题。

参考文献：

[1] 赵志毅．计算机物联网的应用与物联网的关键技术［J］．电子技术与软件工程，2019，2：123.
ZhaoZhiyi. Application of computer Internet of things and key technologies of Internet of things［J］. Electronic technology and software engineering, 2019, 2: 123.

[2] 张莹，滕伟，韩维佳，et al. 认知无线电频谱感知技术综述［J］．无线电通信技术，2015，41（3）.
Zhang Ying, Teng Wei, HanWeijia, et al. Overview of cognitive radio spectrum sensing technology［J］. Wireless communication technology, 2015, 41（3）.

[3] 郭文祥，余志勇，逄晨，等．认知无线电频谱感知技术综述［J］．通信技术，2018，51（2）：261-265.
GuoWenxiang, Yu Zhiyong, Pang Chen, et al. Overview of cognitive radio spectrum sensing technology［J］. Communications technology, 2008, 51（2）: 261-265.

[4] 马晓晓．认知无线电频谱感知技术综述［J］．信息通信，2015，41（7）：87-87.
MaXiaoxiao. overview of cognitive radio spectrum sensing technology［J］. Information and communications, 2015, 41（7）: 87-87.

[5] 周璇．认知无线电中基于双阈值频谱感知算法的研究［D］．北京邮电大学，2018.
ZhouXuan. Research on dual-threshold spectral sensing algorithm in cognitive radio［D］. Beijing university of posts and telecommunications, 2018.

[6] Lopez B M, Casadevall F. Improved Energy Detection Spectrum Sensing for Cognitive Radio［J］. IET Communications, 2012, 6（08）: 785-796.

[7] Taruna S, Bhumika P. Simulation of Cognitive Radio Using Periodogram［J］. IJERT, 2013, 9（02）: 2278-0181.

[8] 刘乐．基于能量检测的认知无线电频谱感知算法研究［J］．物联网技术，2019，9（05）：21-23.
LiuLe. Research on cognitive radio spectrum sensing algorithm based on energy detection［J］. Internet of things technology, 2019, 9（05）: 21-23.

[9] Ohta M, Takyu O, Fujii T, et al. Novel two-stage spectrum sensing for energy detection with FFT［C］// 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops. Doha, Qatar: IEEE, 2016: 346-350.

[10] Yi Zhang, Lingling Zhang, Chengkai Tang. Joint Detection of Cyclostationary and Energy in Cognitive Radio［C］.// Zhejiang University. Proceedings of the 2010 International Conference on Intelligent Systems and Knowledge Engineering. 2010: 182-186.

[11] Deng S, Ji Y, Zhou F, et al. Optimal threshold for dual-stage spectrum sensing in cognitive radio［C］// Communications and Networking in China（CHINACOM）, 2013 8th International ICST Conference on. IEEE, 2013.

[12] Bagwari A , Tomar G S , Verma S . Cooperative Spectrum Sensing Based on Two-Stage Detectors With Multiple Energy Detectors and Adaptive Double Threshold in Cognitive Radio Networks［J］. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 2013, 36（4）: 172-180.

[13] Liu F, Wang J, Han Y. An adaptive double thresholds scheme for spectrum sensing in cognitive radio networks［C］// IEEE International Conference on Signal Processing. IEEE, 2013.

[14] Al-Badrawi M H, Kirsch N J. An EMD-Based Double Threshold Detector for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks［C］// Vehicular Technology Conference. IEEE, 2015.

[15] Eslami A, Karamzadeh S. Double Threshold Maximum to Minimum Eigen-value Spectrum Sensing Proposal and Performance Analysis［C］// Electrical, Electronics & Biomedical Engineering. IEEE, 2017.

[16] 张黎．认知无线电中基于循环谱的协作频谱感知算法研究［D］．北京邮电大学，2018.

Zhang Li. Research on cooperative spectrum sensing algorithm based on cyclic spectrum in cognitive radio [D]. Beijing university of posts and telecommunications, 2018.

[17] 李强. 基于循环平稳检测的 WCSN 频谱感知算法 [J]. 计算机工程, 2012, 38 (23): 92-94, 100.
LiQiang. WCSN spectrum sensing algorithm based on cyclic stationary detection [J]. Computer engineering, 2012, 38 (23): 92-94, 100.

[18] Jang, Mee W. Blind Cyclostationary Spectrum Sensing in Cognitive Radios [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18 (3): 393-396.

[19] 赵知劲, 陈京来. 蜂群优化神经网络的频谱感知 [J]. 信号处理, 2016, 32 (1): 77-82.
ZhaoZhijin, Chen Jinglai. Spectrum sensing in swarm optimization neural networks [J]. Signal processing, 2016, 32 (1): 77-82.

[20] 温伟东, 田金凤, 李明齐, 等. 基于压缩感知的循环平稳特征检测方法 [J]. 电视技术, 2017, 41 (11): 95-100.
WenWeidong, Tian Jinfeng, Li Mingqi, et al. Cyclic stationary feature detection method based on compressed sensing [J]. Television technology, 2017, 41 (11): 95-100.

[21] 许钧南 , 魏以民, 苏巧, 等. 基于四阶循环多谱的频谱感知算法 [J]. 电子技术应用, 2018, 44 (3): 99-102, 107.
Xujunnan, wei yimin, su qiao, et al. Spectrum sensing algorithm based on fourth-order cyclic multispectrum [J]. Application of electronic technology, 2008, 44 (3): 99-102, 107.

[22] 宋晓鸥, 缪竞成. 集中式双非参量累积和的合作频谱感知技术 [J]. 信号处理, 2019, 35 (2): 310-316.
SongXiaoou, Miao Jingcheng. Cooperative spectrum sensing technology of centralized nonparametric cumulative sum [J]. Signal processing, 2019, 35 (2): 310-316.

[23] 张孟伯, 王伦文, 冯彦卿. 认知无线网络中基于联盟博弈的分布式协作频谱感知方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41 (2): 236-243.
ZhangMengbo, Wang Lunwen, Feng Yanqing. Distributed cooperative spectrum sensing method based on alliance game in cognitive wireless network [J]. Systems engineering and electronic technology, 2019, 41 (2): 236-243.

[24] 田赛赛, 赵夙, 朱琦. 基于反拍卖的中继协作频谱感知算法 [J]. 光通信研究, 2018, (5): 74-78.
TianSaisai, Zhao Su, Zhu Qi. Relay cooperative spectrum sensing algorithm based on anti-auction [J]. Optical communication research, 2018, (5): 74-78.

[25] M. Oner and F. Jondral, "Cyclostationarity based air interface recognition for software radio systems," in Proc. IEEE Radio and Wireless Conf., Atlanta, Georgia, USA, Sept. 2004, pp. 263-266.

[26] Zeng Y, Koh C L, Liang Y C. Maximum Eigenvalue Detection: Theory and Application [C] // Proceedings of IEEE International Conference on Communications, ICC 2008, Beijing, China, 19-23 May 2008. IEEE, 2008.

[27] 弥寅, 卢光跃. 基于特征值极限分布的合作频谱感知算法 [J]. 通信学报, 2015 (1): 84-89.
Mi Yin, LuGuangyue. Cooperative spectrum sensing algorithm based on eigenvalue limit distribution [J]. Chinese journal of communications, 2015 (1): 84-89.

[28] 徐家品, 杨智. 基于随机矩阵特征值比的频谱感知改进算法 [J]. 电波科学学报, 2015 (02): 84-90.
XuJiapin, Yang Zhi. improved spectral sensing algorithm based on eigenvalue ratio of random matrix [J]. Journal of radio wave science, 2015 (02): 84-90.

[29] 孙哲. 特征值频谱感知算法的研究及改进 [D]. 陕西: 西安电子科技大学, 2014.
SunZhe. Research and improvement of eigenvalue spectrum sensing algorithm [D]. Shanxi: xidian university, 2014.

[30] 高鹏, 刘芸江, 高维廷, et al. 基于随机矩阵特征值差的频谱感知改进算法 [J]. 火力与指挥控制, 2018, 43 (08): 19-23.
Gao Peng, LiuYunjiang, Gao Weiting, et al. Improved spectral sensing algorithm based on eigenval-

ue difference of random matrix [J]. Fire & command control, 2018, 43 (08): 19-23.

[31] 倪真, 胡力, 刘耀峰, 等. 基于特征值极限分布理论的盲多天线频谱感知算法 [J]. 电子器件, 2018, 41 (3): 593-598.
Ni Zhen, Hu Li, LiuYaofeng, et al. Blind multi-antenna spectral sensing algorithm based on eigenvalue limit distribution theory [J]. Electronic devices, 2008, 41 (3): 593-598.

[32] 杨雪梅, 徐家品, 何希. 基于特征值对数分布的频谱感知算法 [J]. 电子技术应用, 2018 (1): 79-83.
YangXuemei, Xu Jiapin, He Xi. Spectral sensing algorithm based on logarithmic distribution of eigenvalues [J]. Application of electronic technology, 2018 (1): 79-83.

[33] 胡继峰, 施继红, 常俊. 基于随机矩阵特征值界的频谱感知算法研究 [J]. 通信技术, 2017 (8).
HuJifeng, Shi Jihong, Chang Jun. Research on spectrum sensing algorithm based on random matrix eigenvalue bounds [J]. Communications technology, 2017 (8).

[34] 韩仕鹏, 赵知劲, 毛翊君. 利用功率谱极值和几何平均的频谱感知算法 [J]. 信号处理, 2018, 34 (10): 83-89.
HanShipeng, Zhao Zhijin, Mao Yijun. Spectral sensing algorithm using power spectrum extremum and geometric mean [J]. Signal processing, 2018, 34 (10): 83-89.

[35] BOUALLEGUE K, DAYOUB I, GHARBI M, et al., Blind spectrum sensing using extreme eigenvalues for cognitive radio networks [J]. IEEE Communication Letter, 2018, 22 (7): 1386-1389.

[36] 杨智, 徐家品. 基于最小特征值分布的频谱感知算法 [J]. 计算机应用, 2015, 35 (2): 354-357.
YangZhi, Xu Jiapin. Spectral sensing algorithm based on minimum eigenvalue distribution [J]. Computer applications, 2015, 35 (2): 354-357.

[37] Ratnarajah T, Zhong C, Kortun A, et al. Complex random matrices and multiple-antenna spectrum sensing [C] // Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP 2011, May 22-27, 2011, Prague Congress Center, Prague, Czech Republic. IEEE, 2011.

[38] 许炜阳, 李有均, 徐宏乾, 等. 基于随机矩阵非渐近谱理论的协作频谱感知算法研究 [J]. 电子与信息学报, 2018, 40 (1): 123-129.
XuWeiyang, Li Youjun, Xu Honggan, et al. Research on cooperative spectrum sensing algorithm based on random matrix non-asymptotic spectrum theory [J]. Journal of electronics and information technology, 2008, 40 (1): 123-129.

[39] 王子力, 宋晓鸥, 王晓蓉. 基于随机矩阵的特征值方差频谱感知检测算法 [J]. 科学技术与工程, 2019, 19 (28): 179-183.
WangZili, Song Xiaoou, Wang Xiaorong. spectral sensing detection algorithm for eigenvalue variance based on random matrix [J]. Science & technology & engineering, 2019, 19 (28): 179-183.

[40] 狄路杰. 基于机器学习的认知无线电频谱感知技术研究 [D]. 四川: 电子科技大学, 2019.
Di Lujie. Research on cognitive radio spectrum sensing based on machine learning [D]. Sichuan: university of electronic science and technology, 2019.

[41] 王鑫, 汪晋宽, 刘志刚, 等. 基于随机森林的认知网络频谱感知算法 [J]. 仪器仪表学报, 2013, 34 (11): 2471-2477.
WangXin, Wang Jinkuan, Liu Zhigang, et al. Spectrum sensing algorithm of cognitive network based on random forest [J]. Chinese journal of instrumentation, 2013, 34 (11): 2471-2477.

[42] 陈易, 张杭, 胡航. 基于 BP 神经网络的协作频谱感知技术 [J]. 计算机科学, 2015, 42 (2): 43-45, 64.
ChenYi, Zhang Hang, Hu Hang. Collaborative spectrum sensing technology based on BP neural network [J]. Computer science, 2015, 42 (2): 43-45, 64.

[43] 谢先斌, 李新山. 基于频谱感知的认知无线网络容量研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2010, 24 (1): 61-65.
Xie Xianbin, Li Xinshan. research on cognitive wireless network capacity based on spectrum sensing

[J]. Journal of electronic measurement and instrumentation, 2010, 24 (1): 61-65.

[44] 姬士龙, 郭辉, 马长栋, et al. 基于最佳中继选择的认知译码转发系统性能分析 [J]. 计算机工程 (7): 159-162.
JiShilong, Guo Hui, Ma Changdong, et al. Performance analysis of cognitive decoding and forwarding system based on optimal relay selection [J]. Computer engineering (7): 159-162.

[45] 胡翩翩, 曾碧卿. 基于 HS-BP 神经网络的认知无线电频谱预测技术 [J]. 计算机工程, 2017, 43 (7): 146-150, 155.
HuPianpian, Zeng Biqing. Cognitive radio spectrum prediction based on HS-BP neural network [J]. Computer engineering, 2017, 43 (7): 146-150, 155.

[46] Thilina, Karaputugala Madushan, Choi, Kae Won, Saquib, Nazmus, et al. Machine Learning Techniques for Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31 (11): 2209-2221.

[47] Sobabe G C, Song Y, Bai X, et al. A cooperative spectrum sensing algorithm based on unsupervised learning [C] // International Congress on Image & Signal Processing. IEEE, 2018.

[48] 聂建园, 包建荣, 姜斌, 等. 基于采样协方差矩阵的混合核 SVM 高效频谱感知 [J]. 电信科学, 2019, 35 (11): 19-26.
Nie Jianyuan, Bao Jianrong, Jiang Bin, et al. Hybrid kernel SVM efficient spectrum sensing based on sampling covariance matrix [J]. Telecommunications science, 2019, 35 (11): 19-26.

[49] 姚迪, 刘会杰, 刘洁, 等. 基于支持向量机的认知无线电频谱感知 [J]. 电子设计工程, 2018, 26 (21): 1-5.
YaoDi, Liu Huijie, Liu Jie, et al. Cognitive radio spectrum perception based on support vector machine [J]. Electronic design engineering, 2008, 26 (21): 1-5.

[50] 张孟伯, 王伦文, 冯彦卿. 基于卷积神经网络的 OFDM 频谱感知方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41 (1): 178-186.
ZhangMengbo, Wang Lunwen, Feng Yanqing. OFDM spectrum sensing method based on convolutional neural network [J]. Systems engineering and electronics technology, 2019, 41 (1): 178-186.

[51] 鲁华超, 赵知劲, 尚俊娜, 等. 利用卷积神经网络和协方差的协作频谱感知算法 [J]. 信号处理, 2019, 35 (10): 1700-1707.
LuHuachao, Zhao Zhijin, Shang Junna, et al. Cooperative spectrum sensing algorithm using convolutional neural network and covariance [J]. Signal processing, 2019, 35 (10): 1700-1707.

[52] D. L. Donoho. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52 (4): 1289-1306.

[53] Tian Z, Giannakis G B. Compressed sensing for wideband cognitive radios [C] // Ieee International Conference On Acoustics Speech and Signal Processing. Honolulu, USA: IEEE, 2007: 1357-1360.

[54] Li S, Xu L D, Wang X. Compressed Sensing Signal and Data Acquisition in Wireless Sensor Networks and Internet of Things [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9 (4): 2177-2186.

[55] Mirhosseini F S, Tadaion A, Gazor S. Cooperative composite sequential detection and its application in spectrum sensing [J]. IET Communications, 2017, 11 (7): 1036-1044.

[56] 金慧, 宋晓勤, 张云开, 等. 一种基于稀疏度估计的自适应压缩频谱感知算法 [J]. 测控技术, 2018, 37 (7): 91-96.
Jin Hui, Song Xiaoqin, Zhang Yunkai, et al. An adaptive spectrum sensing algorithm based on sparse estimation [J]. Measurement and control technology, 2008, 37 (7): 91-96.

[57] 焦传海, 李永成. 基于改进的稀疏度自适应匹配追踪算法的宽带压缩频谱感知 [J]. 强激光与粒子束, 2018, 30 (3): 55-61.
JiaoChuanhai, Li Yongcheng. Broadband compressed spectrum sensing based on the improved sparsity adaptive matching tracking algorithm [J]. Intense laser and particle beam, 2008, 30 (3): 55-61.

[58] 刘洋, 任清华, 孟庆微, 等. 一种自适应阈值选

择的宽带压缩频谱感知重构算法［J］. 信号处理，2018，34（10）：1237-1245.
Liu Yang，Ren Qinghua，Meng Qingwei，et al. A broadband compressed spectrum sensing reconstruction algorithm based on adaptive threshold selection［J］. Signal processing，2008，34（10）：1237-1245.

［59］Gao Y，Chen Y，Ma Y，et al. Eigenvalue-Based Spectrum Sensing for Multiple Received Signals Under the Non-Reconstruction Framework of Compressed Sensing［J］. IEEE ACCESS，2016.

［60］Dikmese S，Iyas Z，Sofotasios P C，et al. Sparse Frequency Domain Spectrum Sensing and Sharing Based on Cyclic Prefix Autocorrelation［J］. IEEE Journal on Selected Areas in Communications，2017，35（1）：159-172.

［61］宋雅鑫，齐丽娜. 基于压缩感知的非重构频谱感知算法研究［J］. 南京邮电大学学报（自然科学版），2018，38（3）：19-25.
SongYaxin，Qi Lina. Research on non-reconstructed spectral sensing algorithm based on compressed sensing［J］. Journal of nanjing university of posts and telecommunications（natural science edition），2018，38（3）：19-25.

［62］刘赟，王元琛，成风毅. 基于压缩检测的宽带频谱感知［J］. 通信技术，2019，52（8）：1920-1923.
LiuYun，Wang Yuanchen，Cheng Fengyi. Broadband spectrum sensing based on compression detection［J］. Communications technology，2019，52（8）：1920-1923.

［63］于永乐，张政保，郭超. 利用压缩测量值的非重构宽带频谱感知［J］. 电讯技术，2018，58（2）：126-130.
YuYongle，Zhang Zhengbao，Guo Chao. Unreconstructed broadband spectrum sensing using compressed measured values［J］. Telecommunications technology，2008，58（2）：126-130.

一种基于运动约束的行人自主定位算法研究

李冬阳，赵忠华，晏懿琳，卢　菁

（上海交通大学大学电子信息与电气工程学院仪器系 上海 200240）

摘　要：在只使用微惯性测量单元的行人导航系统中，零速修正（ZUPT）的方法可以有效的估计出速度误差并修正横滚角和俯仰角，然而航向角却容易发散直接影响最后的解算结果。可以使用启发式漂移消除算法（HDE），零角速度（ZARU）和磁力计修正的方法来抑制航向角的发散，这几种方法对航向发散的抑制有一定效果但是效果有限。本文在前三种方法基础上提出了一种新的方法来修正航向角，通过理论推导和观察行人行走规律发现，使用上一零速时刻的航向角与下一动态时刻航向角的差值作为观测量，扩充一行观测方程来修正航向角。通过多组实验验证：提出的新方法能够有效的修正航向，使定位误差小于 1.8%。

关键词：行人导航；零速修正；航向修正；卡尔曼滤波

中图分类号：U666.1　　**文献标识码**：A

Pedestrian navigation and new heading correction algorithm based on IMU module

LiDongyang，Zhao Zhonghua，Yan Yilin，Lu Jing

（*Department of Instrumentation*，*School of Electronic Information and Electrical Engineering*，*Shanghai Jiao Tong University*）

Abstract：In a pedestrian navigation system using only a micro-inertial measurement unit，the Zero Velocity Update（ZUPT）method can effectively estimate the speed error and correct the roll and pitch angles. However，the heading angle is easy to diverge and directly affects the final solution. Heuristic drift cancellation algorithm（HDE），zero angular velocity（ZARU），and magnetometer correction can be used to suppress the divergence of the heading angle. These methods have some effects on the suppression

作者简介：李冬阳，2018 年于上海交通大学获得学士学位，现为上海交通大学电子信息与电气工程学院仪器系导航所硕士二年级，主要研究方向为惯性导航。E-mail：a250387990@ sjtu. edu. com

LiDongyang received his（her）B. Sc. degree in 2018 from Shanghai Jiaotong University，now he is a second-year master in the Institute of Navigation of the School of Electronic Information and Electrical Engineering，Shanghai Jiao Tong University. His main research interests include Inertial navigation

* **基金项目**：国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

of heading divergence, but the effects are limited. Based on the first three methods, this paper proposes a new method to modify the heading angle. Through theoretical derivation and observation of pedestrian walking rules, it is found that the difference between the heading angle at the last zero speed and the heading angle at the next dynamic time is used as Observe the measurement, and expand a line of observation equations to correct the heading angle. It is verified through multiple sets of experiments that the proposed new method can effectively correct the heading and make the positioning error less than 1.8%.

Keywords: Pedestrian navigation; Zero velocity update; Heading correction; Kalman filter

0 引言

随着科技不断地发展，人们对导航定位持续性和精度的需求也越来越高。在室内、地下和高楼林立的环境下，惯性导航系统（Inertia Navigation System，INS）可以克服（Global Navigation Satellite System，GNSS）信号失效的困难。基于微惯性测量单元的行人导航技术[1] 具有较强的环境适应性，较好的鲁棒性和便捷性。

行人惯性导航的精度主要取决于微惯性测量单元传感器的精度和捷联惯性定位算法的设计，而姿态解算又是捷联惯性导航的关键技术。通过对陀螺仪输出角速度的积分就可以获得姿态信息，由于（Micro Electro Mechanical System，MEMS）陀螺仪具有零偏和漂移，使积分得到的航向角与真实航向角出现不可避免的误差，而且误差会随时间推移累积。文献[2] 提出了启发式漂移减少的技术，使用多个陀螺仪来测量航向变化，将航向误差降低了近一个数量级。文献[3] 利用滑动窗口的方法用三轴磁力计来实时修正航向角，在噪声环境显示出良好的性能，比传统EKF节约更多计算时间。文献[4] 将地图信息作为辅助，在40分钟的步行过程中解算出优于5m的位置精度，总距离的位置误差约为0.1%，但是该方法无法在地下或者空阔的地区工作，适用范围较窄。

本文提出了一种新的航向修正的方式，利用上一零速时刻的航向角与下一动态时刻航向角的差值作为观测来修正航向角。通过实验验证，对航向修正有一定的效果。

1 行人导航系统原理

用微惯性测量单元来做行人导航系统的方案有两种：SINS算法和PDR算法。后者主要步骤是步长估计和方向估计，通过将步长投影到前进方向的二位平面上，不能获得三维的空间信息，适用场景有限。捷联惯性导航系统可以获得的三维的位置信息和姿态信息，适用场景广泛，但是由于微惯性测量单元传感器精度低，必须在定位期间及时修正，否则速度和位置会发散，导致导航失败。所以行人导航算法的设计是关键技术，本文将微惯性测量单元固联在脚尖，利用行人脚部约0.1-0.3秒[5] 的静止状态来修正速度，从而修正位移，提高定位精度，整体算法结构如图1所示。

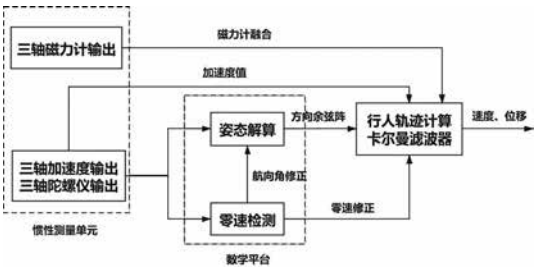


图1 行人导航解算流程图

Fig. 1 Pedestrian navigation solution flowchart

1.1 行人导航解算

本文涉及到两种坐标系分别是导航坐标系和载体坐标系：

导航坐标系（n系）：本文的导航坐标系为北-东-地（N-E-D）坐标系。导航系的原点设在载体重心，x_n 轴与正东方向重合，y_n 轴与正北方向重合，z_n 轴符合右手正交定则。

载体坐标系（b 系）：本文载体坐标系定义为前-右-下，原点位于载体重心，x_b 轴与载体纵轴方向重合，y_b 轴与载体横轴方向重合，z_b 轴符合右手正交定则。

行人导航系统解算可以分为四个部分：

1）利用加速计、陀螺仪和磁力计的输出解算出方向余弦矩阵，是转换坐标系的基础。

2）将加速度值从载体系转换到导航坐标系内，如公式（1），C_b^n 即为上步解算出的方向余弦矩阵。

$$a_k^n = C_b^n a_k^b \tag{1}$$

3）上步求出的 a_k^n 中还包含重力分量，所以先减去加速度中的重力分量，然后积分加速度加得到导航坐标系的速度，如公式（2）。

$$v_k^n = v_{k-1}^n + (a_k^n - [0 \quad 0 \quad g]) \triangle t \tag{2}$$

4）在得到导航坐标系的速度的基础上，积分得到导航系的位移，如公式（3）。在积分之前根据零速检测结果对速度进行修正，否则结果误差很大。

$$p_k^n = p_{k-1}^n + v_k^n \triangle t \tag{3}$$

按照上述公式直接解算会得到较大的误差，所以对误差模型分析和建立。

1.2 行人导航误差分析

行人导航系统算法是在理想条件基础上建立，而实际情况中有多种多样的误差。误差的主要来源有：传感器初始的安装误差、传感器本身精度不高带来的误差、一些在期望之外的干扰运动所产生的误差以及数据解算的近似误差。所以对导航误差模型的准确建立十分重要，下面对系统的姿态、速度、位置进行误差建模[6]。

姿态误差：

$$\dot{\delta\varphi} = \delta\varphi \times \omega_{in}^n + \delta\omega_{in}^n - C_b^n([\delta K_G] + [\delta G])\omega_{ib}^b - \varepsilon^n \tag{4}$$

在零速时刻，$\omega_{in} = \omega_{ie}$，$\delta\omega_{in} = 0$；忽略安装误差和刻度系数造成的误差，不考虑右边第一项，将上式化简为：

$$\dot{\delta\varphi} = -\varepsilon^n = C_b^n \delta\omega \tag{5}$$

ε^n 为导航系的等效陀螺漂移，包含白噪声，一阶马尔可夫还有随机常值，在零速修正过程可以通过卡尔曼滤波对其估计。

速度误差方程：

$$\dot{\delta v}^n = -\varphi^n \times f^n + C_b^n([\delta K_A] + [\delta A])f_b + (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) + v^n \times (2\delta\omega_{ie}^n + \delta\omega_{en}^n) + \square^n \tag{6}$$

在零速时刻，$v^n = 0$，$\omega_{en} = 0$，不考虑刻度误差和安装误差，上式可简化为：

$$\dot{\delta v}^n = -\varphi^n \times f^n + \square^n \tag{7}$$

其中，$\square^n = C_b^n \delta a$ 是在导航坐标系内的加速度零偏。

位置误差方程：

$$\dot{\delta P} = \delta v - \omega_{en} \times \delta P \tag{8}$$

在零速时刻，$\omega_{en} = 0$，所以上式简化为：

$$\dot{\delta P} = \delta v \tag{9}$$

对姿态、速度、位置的误差模型建立之后，将误差模型整理到卡尔曼滤波模型里，然后对导航参数进行修正，在第四节中详细介绍卡尔曼滤波模型。

2 零速检测

如果只按照上述导航方程解算位置，将会有很大的误差，造成导航定位失败，所以要利用行人行走的规律来修正位置。当人在行走的过程中，一只脚处于摆动状态，而另一只脚有短暂的静止状态。正是有大约 0.1-0.3 秒的静止状态，可以用来修正速度，将误差反馈到观测器中。主要的方法分为两类，一类是借助外部传感器来检测，一类是利用自身的加速度计和陀螺仪来判断。文献[7] 用传统的加速度模值和加速度滑动方差来进行零速检测，具有一定的可行性。文献[8][9] 使用了 SVM 和马尔可夫模型将零速区间分为几个部分，取得了较好的结果。文献[10][11] 提出了自适应阈值的零速检测算法，以适应行人不同的运动状态，使零速检测率达 99%。

本文使用了多条件判定算法，同时使用加速度计和陀螺仪实现零速检测，给加速度和角速度加一个窗口为 15 的中值滤波，使噪声平滑，提高检测算法精度。

三个条件分别为 C1，C2，C3：

1）在零速区间内，加速度矢量和的大小 $a_{mag}=\sqrt{(a_{ix}^b)^2+(a_{iy}^b)^2+(a_{iz}^b)^2}$ 处于重力加速度附近，根据经验分别设置上限 $th_{a\min}=9.3m/s^2$ 和下限 $th_{a\max}=10.2m/s^2$

$$C_1=\begin{cases}1 & th_{a\min}<a_{mag}<th_{a\max}\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{10}$$

2）在零速区间内加速度和处于重力加速度附近，所以加速度矢量和方差值在该区域趋于零，而在动态区域较大。

$$\sigma_{a_i^b}^2=\frac{1}{2m+1}\sum_{j=i-m}^{i+m}(a_i^b-\overline{a_i^b})^2 \tag{11}$$

上式中，$\overline{a_i^b}$ 为加速度均值，m 为方差窗口大小，通过设置窗口大小来调整检测加速度和变化的灵敏性，根据经验将 m 设为 15。

$$C_2=\begin{cases}1 & \sigma_{a_i^b}^2<th_{\sigma_a}\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{12}$$

3）在零速区域内角速度矢量和内趋于 0，根据经验设置上限 $th_{\omega\max}=1.2rad/s$

$$\omega_{mag}=\sqrt{(\omega_{ix}^b)^2+(\omega_{iy}^b)^2+(\omega_{iz}^b)^2} \tag{13}$$

$$C_3=\begin{cases}1 & \omega_{mag}<th_{\omega\max}\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{14}$$

前三个条件得到的判定结果都略大于实际的零速区间，否则取交集之后零速区间会过小，导致速度发散，导航失效。取三个条件的交集之后得到图 2 中最下面的判定曲线，和加速度模值基本吻合，证明判定结果较好。

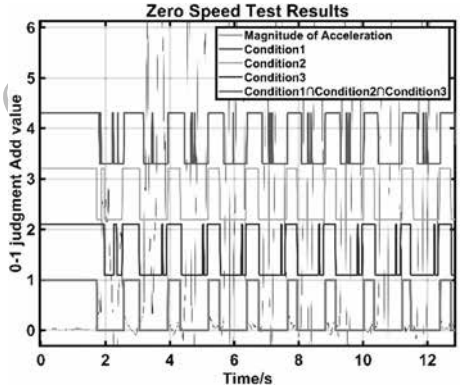


图 2 -零速检测结果

Fig. 2 Zero speed test results

3 航向修正算法

通常在零速状态下可以用 ZUPT 技术来修正速度和位移，但是航向角误差却无法观测，这将会导致航向角发散，无法完成导航定位任务。文献[12] 提出了启发式航向修正、零角速度修正和磁力计修正的方法。启发式航向修正方法利用行人在相邻两步的航向角差来修正直线运动，设立阈值来判断两步之间是否发生转弯，如果判定为转弯则不补偿，否则就视为直线运动补偿航向误差。但是该方法只能补偿直线运动，对于曲线运动效果有限。磁力计修正的方法依赖于磁力计精度而且易受外界环境干扰，如果在室内导航定位精度会受到较大影响。文献[13] 将相邻零速时刻的航向角差值作为观测量，来修正航向角将导航定位精度提高到 2%，但是该方法类似于启发式航向修正，如果两个零速时刻之间发生了转向则会有较大的航向差值，导致航向修正发散。本文在这三种方法的基础上提出用上一零速时刻的航向角和下一动态时刻的航向角差值作为观测量来修正航向角，在曲线运动中取得了良好的效果。

3.1 传统航向修正

（1）启发式航向修正

当行人按直线或接近直线的线路行走时，相邻两步的航向角变化是非常小的。行人进行曲线行走时，当前这步的航向角相对于前一步的航向角会发生较大变化，因此可以利用相邻步之间航向角的突变来检测行人的曲线运动。为了保证转向检测的正确率，本文采用 3 个相邻步间的航向变化来检测曲线运动，如公式（15）：

$$m=\begin{cases}1 & \dfrac{(\varphi_k-\varphi_{k-1})+(\varphi_k-\varphi_{k-2})}{2}<\varphi_{th}\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{15}$$

式中，m 表示行走路线状态，1 代表直线，0 代表转弯；φ_k 表示当前步的航向角，

φ_{k-1}和 φ_{k-2} 分别表示前一步和前两步的航向角，φ_{th} 表示偏差阈值。通常情况下，设定角度值 8°作为阈值。当判断行人走直线时，计算当前航向角与上一时刻航向角的差值，将差值补偿到下一个航向值，此处航向角选取静态的第一个点。

$$\varphi_k^+ = \varphi_k^- - \triangle\varphi_{偏差} \tag{16}$$

（2）零角速率修正

当检测到零速区间时，真实速度和角速度都为 0。零速时刻陀螺仪输出的角速度值为偏差，可以用来修正角速度，如公式（17）从而能修正航向角来提高姿态解算精度。

$$\triangle\omega_k^b = \omega_k^b - [0,\ 0,\ 0] \tag{17}$$

（3）磁力计融合

本文所使用的 IMU 传感器中包含磁力计，可以用磁力计输出值来修正航向角。磁力计是一种无源器件，通过测量地球的磁场强度，可以得到载体的绝对航向角。不同环境对磁力计的准确度影响较大，尤其是室内。每次在室内使用前要先修正，从而得到更准确的读数。

假设三轴磁力计的输出值在载体坐标系中各轴的分量分别为 M_x^b、M_y^b 和 M_z^b。横滚角和俯仰角分别为 γ 和 θ，将磁力计的测量值转换到导航坐标系下：

$$\begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\gamma & -\sin\gamma \\ 0 & \sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_x^b \\ M_y^b \\ M_z^b \end{bmatrix} \tag{18}$$

可以计算出航向角：

$$\varphi = -\arctan\left(\frac{M_y}{M_x}\right) + \varphi_0 \tag{19}$$

其中，ψ_0 为磁偏角，可以通过表查得。

3.2 利用零速时刻的航向角作为动态的观测

通常，解算出的航向角在零速时刻比较稳定，而在动态时上下波动较大，因为积分出的速度和位置信息也处在动态时刻，只利用到了动态时刻的航向角。在之前的研究者们的工作中，很少有利用零速时刻比较稳定的航向角，文献[13] 中利用了相邻零速时刻的航向角差值作为观测量来修正航向，该方法更适用于直线运动中，作者的实验路线选择了长方形。然而实际情况中曲线和直线运动混杂，所以本文在（Zero Integrated Heading Rate，ZIHR）修正方法的基础上提出新的航向修正方法，适用在直线和曲线运动，利用上一时刻零速区间的航向角和下一动态时刻航向角的差值作为观测量，从而来修正航向的漂移，通过实验验证提高行人导航定位的精度。

载体坐标系相对于导航坐标系的旋转角速度向量 ω_{nb} 为：

$$\omega_{\mathrm{nb}} = \dot{\varphi} + \dot{\gamma} + \dot{\theta} \tag{20}$$

将旋转角速率分解到载体坐标系上：

$$\omega_{\mathrm{nb}}^{\mathrm{b}} = C_{n''}^b C_{n'}^{n''}\dot{\varphi} + C_{n''}^b\dot{\gamma} + \theta \tag{21}$$

展开成矩阵形式为：

$$\begin{bmatrix} \omega_{nbx}^b \\ \omega_{nby}^b \\ \omega_{nbz}^b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\theta\cos\gamma & \cos\theta & 0 \\ \sin\gamma & 0 & 1 \\ \cos\theta\cos\gamma & \sin\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\gamma} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \tag{22}$$

对上式求逆可得：

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\gamma} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\cos} \cdot \begin{bmatrix} -\sin\theta & 0 & \cos\theta \\ \cos\theta\cos\gamma & 0 & \sin\theta\cos\gamma \\ \sin\gamma\sin\theta & \cos\theta & -\sin\gamma\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{nbx}^b \\ \omega_{nby}^b \\ \omega_{nbz}^b \end{bmatrix} \tag{23}$$

式中，$\omega_{nb}^b = \omega_{ib}^b - C_n^b\omega_{in}^n$，代入 ω_{nb}^b 得真实航向角变化率：

$$\dot{\varphi} = [-\sec\gamma\sin\theta \quad 0 \quad \sec\gamma\cos\theta]\omega_{ib}^b - [\tan\gamma\sin\theta \quad -\tan\gamma\cos\varphi \quad 1]\omega_{in}^n \tag{24}$$

$$\hat{\dot{\varphi}} = [-\sec\hat{\gamma}\sin\hat{\theta} \quad 0 \quad \sec\hat{\gamma}\cos\hat{\theta}]\tilde{\omega}_{ib}^b - [\tan\hat{\gamma}\sin\hat{\theta} \quad -\tan\hat{\gamma}\cos\hat{\varphi} \quad 1]\hat{\omega}_{in}^n \tag{25}$$

上式中，真实航向角变化率为 $\dot{\varphi}_z$，计算航向角变化率为$\hat{\dot{\varphi}}_z$

$$\tilde{\omega}_{ib}^{b} = \omega_{ib}^{b} + \varepsilon_{g}^{b} + m_{g}^{b} \tag{26}$$

式中，ε_{g}^{b} 为陀螺仪的常值漂移；m_{g}^{b} 为陀螺仪输出噪声，因为处于静止状态，所以 $\omega_{in}^{n} = \omega_{ie}^{n}$

$$\dot{\hat{\varphi}} - \dot{\varphi} = \delta\dot{\varphi} \approx [-\sec\gamma\sin\theta \quad 0 \quad \sec\gamma\cos\theta] (\varepsilon_{g}^{b} + m_{g}^{b}) - \delta\varphi [\tan\gamma\cos\varphi \quad \tan\gamma\sin\varphi \quad 0]\, \omega_{ie}^{n} \tag{27}$$

$$\omega_{ie}^{n} = [0 \quad \omega_{ie}\cos\lambda \quad \omega_{ie}\sin\lambda]^{T}$$

式中，λ 为当地纬度，将 ω_{ie}^{n} 代入上式得到

$$\delta\dot{\varphi} \approx [-\sec\gamma\sin\theta \quad 0 \quad \sec\gamma\cos\theta] (\varepsilon_{g}^{b} + m_{g}^{b}) - \delta\varphi\omega_{ie}\cos\lambda\tan\gamma\sin\varphi \tag{28}$$

将航向角整理到观测方程中：

$$\begin{aligned} Z_{k} &= \varphi_{still}^{n} - C_{b}^{n}\varphi_{\mathrm{dyna}}^{b} \\ H &= I \end{aligned} \tag{29}$$

对这一零速时刻的若干航向角取均值即为 φ_{still}^{n}，$\varphi_{\mathrm{dyna}}^{b}$ 为动态时刻的航向角，C_{b}^{n} 为方向余弦阵

将上式整合到观测矩阵里为：

$$H = [I_{3\times3} \quad 0_{3\times3} \quad 0_{3\times3} \quad 0_{3\times3} \quad 0_{3\times3}]$$

航向角可观测性分析：

对于脚绑式行人惯性导航系统，航向角在静态时比较稳定，而在动态时航向角变化较大。按照大多数人的行走习惯，行人在静态时候的航向也是下一时刻踢脚的方向。当 IMU 在静态时，由于没有动态误差，解算出来的航向角的误差也更小，利用在静态时的航向信息来修正下一时刻的动态航向角，提高行人导航定位精度。

4 行人导航系统卡尔曼滤波模型

经过上文的分析，将误差模型、零速修正和航向修正公式整理到卡尔曼滤波中。当检测到零速区间时，将这个区间的速度置零，利用速度误差修正动态时刻速度，利用上一零速时刻航向角与下一动态时刻的航向角差值来修正航向角。状态方程由误差模型方程组成，分别是姿态误差、速度误差、位置误差、陀螺偏移误差、加速度偏移误差，观测模型由 ZUPT 和航向修正组成。

系统的状态变量为：

$$\delta x = [\delta\varphi^{n} \quad \delta V^{n} \quad \delta P^{n} \quad \varepsilon^{n} \quad \square^{n}] \tag{30}$$

其中 $\delta\varphi^{n} = [\delta\gamma \quad \delta\theta \quad \delta\varphi]$ 为横滚角、俯仰角、航向角误差，$\delta V^{n} = [\delta v_{N} \quad \delta v_{E} \quad \delta v_{D}]$ 为北向速度、东向速度、地向速度误差，$\delta P^{n} = [\delta p_{N} \quad \delta p_{E} \quad \delta p_{D}]$ 为北向位置、东向位置、地向位置误差，ε^{n} 为陀螺偏移误差，$\square^{n}$ 为加速度偏移误差

系统的观测方程为：

$$\delta Z_{k} = H\delta x_{k} + v_{k} \tag{31}$$

其中 δZ_{k} 是时间 k 的误差测量值，H 是测量矩阵，v_{k} 是测量噪声。

观测方程由两部分组成，第一个是零速区间末的速度值，来修正动态时刻的速度；第二个就是上一零速时刻航向角与下一时刻动态时刻航向角的差值，作为观测量来修正动态时刻的航向角。

1）将状态方程和观测方程离散化：

$$\begin{aligned} \delta X_{k+1} &= \Phi_{k}\delta X_{k} + W_{k} \\ \delta Z_{k} &= HX_{k} + V_{k} \end{aligned} \tag{32}$$

状态转移矩阵：

$$\Phi_{k} = \begin{bmatrix} I_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & \Delta t \cdot C_{b}^{n} & 0_{3\times3} \\ \Delta t \cdot f^{n}\times & I_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & \Delta t \cdot C_{b}^{n} \\ 0_{3\times3} & \Delta t \cdot I_{3\times3} & I_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} \\ 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & (1-\frac{\Delta t}{\tau_{g}})\ I_{3\times3} & 0_{3\times3} \\ 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & (1-\frac{\Delta t}{\tau_{a}})\ I_{3\times3} \end{bmatrix}$$

其中 τ_{g} 和 τ_{a} 分别是陀螺仪和加速度计的相关时间，$\triangle t$ 代表采样时间间隔，$f^{n}\times$是导航系中的各加速度构成的偏斜对称矩阵。当检测到零速区间时，用零速区间上一时刻的速度减零即为速度误差，然后将速度误差输入卡尔曼滤波器进行观测更新，利用上一零速时刻航向角与下一动态时刻航向角的差值作为观测量，来修正航向角。

对于基于 ZUPT 和航向修正的卡尔曼滤波器，测量矩阵 H 的表达式如下：

$$H=\begin{bmatrix} 0_{3\times3} & I_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} \\ I_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} & 0_{3\times3} \end{bmatrix}$$

2）将参数初始化

$$P=diag\left[0_{1\times3}\quad 0_{1\times3}\quad 0_{1\times3}\quad (1\times10-2)\ I_{1\times3}\quad (1\times10-2)\ I_{1\times3}\right]$$

$$Q=diag\left[(1\times10-4)\ I_{1\times3}\quad (1\times10-4)\ I_{1\times3}\quad 0_{1\times3}\quad 0_{1\times3}\quad 0_{1\times3}\right]$$

$$R=diag\left[(0.\ 02m/s)^2 I_{3\times3}\quad (0.\ 01m/s)^2 I_{3\times}\right]$$

3）预测及观测量

状态单步预测为：

$$\bar{X}_{k+1}^{-}=A\bar{X}_{k-1} \tag{33}$$

单步预测误差协方差为：

$$P_k^{-}=AP_{k-1}A^T+Q \tag{34}$$

4）求速度和航向角的零偏估计

状态估计

$$\bar{X}_k=\bar{X}_k^{-}+K(\bar{Z}_k-H\bar{X}_k^{-}) \tag{35}$$

误差协方差更新

$$P_k=(I-KH)P_k^{-} \tag{36}$$

滤波增益更新

$$K=P_k^{-}H^T(HP_k^{-}H^T+R)-1 \tag{37}$$

在导航参数修正完成后，由于 $\delta\varphi^n$、δV^n 和 δP^n 不属于零偏误差，该误差已经在这次修正阶段修正完成，所以要将这些参数置 0。

5 实验

5.1 实验条件

本文选取了低精度惯性测量单元 VN-100 进行实验，该惯性测量单元由三轴陀螺仪、三轴加速度计、三轴磁力计组成，具有质量轻，体积小，较好的稳定性，符合实验的要求。表 1 是 VN-100 的各传感器技术指标，实验中将该惯性测量单元固定在行人左脚背，数据通过 USB 线传输到电脑。

表 1 VN-100 各传感器指标

Table 1 VN-100 sensor specifications

技术指标	陀螺仪	加速度计	磁力计
线性度	<0. 1%FS	<0. 5%FS	<0. 1%FS
带宽	256Hz	260Hz	200Hz
量程	±2000°/s	±16g	±2. 5Gauss
校准误差	±0. 05°	±0. 05°	±0. 05°

5.2 实验结果和分析

总共有三个实验，分别是直线，曲线和正方形水平面运动轨迹，对比使用与未使用该航向修正算法之间的差别和关系。分别设置了非闭合路径和闭合路径对照，直线路径和曲线路径对照。

实验一：

图 3 为操场的 100m 的跑道从北到南，修正前位移为 99. 12m，误差为 0. 9%，修正后计算位移为 99. 34m，误差为 0. 7%。

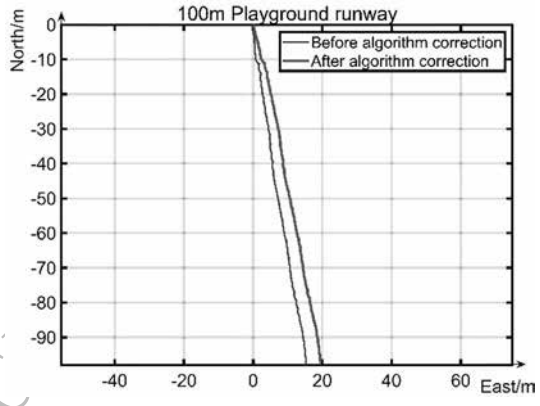


图 3 操场 100m 直线行走

Fig. 3 Playground 100m line

实验二：

图 4 为操场的 400m 的跑道内道逆时针行走，修正前位移为 13. 45m，误差为 3. 4%，修正后位移为 8. 31m，误差为 2. 1%。

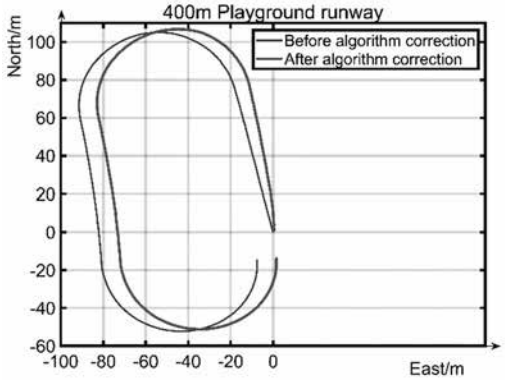


图 4 操场 400m 闭合路径行走

Fig. 4 Playground 400m closed path walking

实验三：

图 5 为操场的长方形轨迹（长边为 70m，

短边为 50m）顺时针行走，修正前位移为 9.56m，误差为 3.9%，修正后位移为 2.86m，误差为 1.2%。

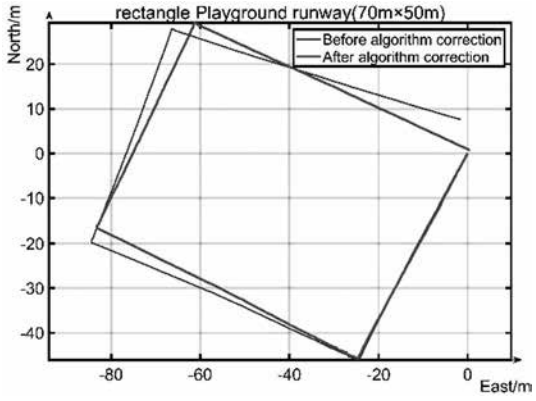


图 5　操场的长方形（70m×50m）闭合路径行走

Fig. 5　Playground rectangular（70m × 50m）closed path walking

表 **2**　实验误差

Table 2　Experimental errors

实验结果	100m 直线	400m 跑道	长方形（70m×50m）
总行程/m	100m	400m	240m
修正前位移/m	99.12m	13.45m	9.56m
修正后位移/m	99.34m	8.31m	2.86m
修正前定位误差	0.9%	3.4%	3.9%
修正后定位误差	0.7%	2.1%	1.2%

从图 4 和图 5 来看，经过新型航向修正方法修正后行人定位误差都分别减少，使解算路径更贴近闭合，证明该航向修正方法的有效性。从图 5 来看，在曲线运动和直线运动中都有航向角修正，证明该方法利用了行人行走规律，同时适用于曲线运动和直线运动。三组实验的对比可以发现，通过新型的航向修正算法对轨迹具有效的修正作用，提高了行人导航系统的定位精度。

6　结论

本文在零速修正和捷联惯性导航算法的基础上，根据行人的行走习惯：脚在零速时刻的航向和下一时刻踢出的方向是一致的，微惯性器件在静态时解算出的误差更小的性质，提出了一种新的航向修正的方法，用上一零速时刻的航向角与下一动态时刻航向角的差值作为观测来修正航向，扩充了一维观测器。经过对比实验验证，发现这种方法对航向抑制有效，本文在一定程度上解决了微惯性陀螺在行人导航系统中航向漂移难以抑制的问题，扩展了适用范围，提高了行人定位精度。

参考文献

[1] 张金亮，秦永元，梅春波．基于 MEMS 惯性技术的鞋式个人导航系统［J］．中国惯性技术学报，2011（03）：5-8.

[2] Johann B，Lauro O，Surat K．Heuristic Reduction of Gyro Drift for Personnel Tracking Systems［J］．The Journal of Navigation，2009，62（1）：41-58.

[3] B. Grandvallet，A. Zemouche，M. Boutayeb and S. Changey，" Real-Time Attitude-Independent Three-Axis Magnetometer Calibration for Spinning Projectiles：A Sliding Window Approach，" in IEEE Transactions on Control Systems Technology，vol. 22，no. 1，pp. 255-264，Jan. 2014.

[4] Abdulrahim，K.，Hide，C.，Moore，T.，& Hill，C.（2011）．Aiding low cost inertial navigation with building heading for pedestrian navigation. Journal of Navigation，64（2），219-233.

[5] Park S K，Suh Y S．A Zero Velocity Detection Algorithm Using Inertial Sensors for Pedestrian Navigation Systems［J］．Sensors，2010，10（10）：9163-9178.

[6] 张晓东．基于 MEMS 惯性器件的个人导航系统研究［D］．

[7] 樊启高，孙艳，孙璧文，& 庄祥鹏．（2017）．基于 glrt 零速检测算法的行人室内定位系统．传感技术学报（11），92-97.

[8] 岑世欣，高振斌，于明，& 曾成．（2019）．基于自适应阈值的行人惯性导航零速检测算法．压电与声光（4）．

[9] 吴哲君，赵忠华，唐雷．基于 SVM 的行人步态实时分类方法［J］．电子测量技术，2015（07）：47-50.

[10] Tian, X. , Chen, J. , Han, Y. , Shang, J. , & Li, N. . (2016) . A novel zero velocity interval detection algorithm for self - contained pedestrian navigation system with inertial sensors. Sensors, 16 (10) .

[11] Park S K , Suh Y S . A Zero Velocity Detection Algorithm Using Inertial Sensors for Pedestrian Navigation Systems [J] . Sensors, 2010, 10 (10): 9163-9178.

[12] A. R. Jiménez, Seco F , Prieto J C , et al. Indoor pedestrian navigation using an INS/EKF framework for yaw drift reduction and a foot - mounted IMU [C] // 2010 7th Workshop on Positioning, Navigation and Communication. IEEE, 2010.

[13] 周广涛, 王晴晴, 高远 . 基于 ZIHR 航向角修正方法的行人导航算法 [J] . 系统工程与电子术, 2019, 41 (01): 175-182

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

一种实时原子时算法的设计与试验

李国俊，史丰丰，杨玉婷，王嘉伟，王治平

（北京卫星导航中心 北京 100094）

摘　要：针对某守时系统时延较长的问题，提出了一种新的实时原子时算法，原子钟权重反比于更新周期的原子钟时差预报误差。分析并验证了间接时间比对的可行性，基于 GPS 共视的间接时间比对不确定度优于 7ns，并利用间接时间比对结果对实时原子时进行频率驾驭。试验结果表明，新原子时算法预计将 UTC 时差指标由±20ns 提升至±10ns，5 天频率稳定度由 2.5e-15 提升至 1.5e-15，30 天频率稳定度由 2.5e-15 提升至 5e-16。

关键词：实时；原子时；时间比对；频率驾驭

中图分类号及文献标识码：TB939

The design and experiment of a real-time atomic time scale algorithm

LI Guojun, SHI Fengfeng, YANG Yuting, WANG Jiawei, WANG Zhiping

(*Beijing Satellite Navigation Center*, *Beijing*, 100094)

Abstract: A real-time time scale algorithm was proposed to shorten the delay of the time scale algorithm in a time system. The clock weights were determined by the time prediction errors, which were inversely proportional to the stabilities over the updating interval. An indirect time transfer method was proposed and verified. The uncertainty of the indirect time transfer was about 7ns. Using the indirect time transfer results, the real-time time scale was automatically steered. Experiments show that, the real-time scale algorithm was practical and satisfactory. The time deviation from UTC was expected to improve from ±20ns to ±10ns. The frequency stabilities were expected to improve from 2.5e-15/5d, 2.5e-15/30d to 1.5e-15/5d, 5e-16/30d.

Keywords: real-time; atomic time scale; time transfer; frequency steering

作者简介：李国俊，分别在 2012 年和 2015 年于信息工程大学获得学士学位和硕士学位。现为北京卫星导航中心工程师，主要研究方向为卫星导航和时间频率

LI Guojun received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from Information and Engineering University in 2012 and 2015. Now he is an engineer in Beijing Satellite Navigation Center. He specializes in the theories and methods of satellite navigation and time & frequency.

0 引言

原子时算法的核心是对多台原子钟构成的钟组进行加权平均，并形成一个组合钟，即综合原子时。理论上，综合原子时的频率稳定度优于钟组的任意单台原子钟，且可靠性也高于任意单台原子钟。目前，参与国际原子时（International Atomic Time，TAI）计算的守时实验室所采用的原子时算法主要包括三种：ALGOS 算法、AT1 算法和 Kalman 滤波算法。

ALGOS 算法属于事后原子时算法。国际计量局（BIPM）即采用该算法计算出国际原子时[1]。TAI 以 30d 或 35d 为时间间隔计算出原子钟频差，并根据最近一年频差的预报误差确定其权重。对于许多地方守时实验室来说，UTC（Univeral Coordinated Time）的延迟太长，因而 BIPM 推出了 UTCr[2]，利用全球一半以上的原子钟进行原子时计算，每周更新一次。ALGOS 算法更注重长期稳定度，对应时间间隔的原子钟噪声类型主要是频率闪变噪声和频率随机游走噪声。鉴于该算法具有丰富的实践性和应用性，国际上许多守时实验室采用原始的或改进的 ALGOS 算法。例如 UTC（PL）[3]、UTC（NTSC）等。

AT1 算法是属于实时原子时算法[4]。AT1 算法的时间间隔通常约十几分钟或几小时，原子钟的噪声类型主要是频率白噪声。AT1 算法利用原子钟的时差预报误差确定权重。该算法具有实时性强、异常诊断及时等特点，尤其适合钟组规模较小的守时实验室，缺点是长期稳定度难以得到最优保证。UTC（NIST）[5][6]、UTC（CNM）[7]、UTC（SIM）[8] 等采用的是 AT1 算法。

Kalman 滤波算法也是一种实时原子时算法[9]。该算法主要根据原子钟的噪声特性构建相应的协方差矩阵，原子钟的权重并非类似 ALGOS 或 AT1 那样显式确定，而是与协方差矩阵隐式相关。目前 Kalman 滤波算法主要用于导航系统时间[10][11]，也有少量守时实验室采用该算法，例如 UTC（NPL）[12]。

以上三种类型原子时算法适用于不同的情形。守时实验室应根据原子钟组构成、原子钟性能、实时性需求、硬件基础条件等方面，全面考虑并设计出合适的原子时算法。本文主要基于某守时系统已有的基础条件和运行状态，重新设计并验证一种实时原子时算法。第二节简要描述了某守时系统的组成及基本状况；第三节介绍了一种实时原子时算法；第四节分析并验证了间接时间比对的可行性；第五节开展了实时原子时算法的特性分析及指标验证。

1 守时系统组成

某守时系统主要由以下六部分组成：原子钟组、内部测量系统、信号产生系统、数据处理系统、外部比对系统和监控系统。内部测量系统负责对原子钟时频信号、末端输出时频信号进行钟差相位测量。数据处理系统利用时差采集数据进行加权平均得到 EAL（k），并经过人工驾驭产生综合原子时 TA（k）。信号产生系统根据主钟和综合原子时的频偏进行调整，经过闰秒之后产生实时物理输出信号 UTC（k）。外部比对系统实现与其他守时实验室时间比对。监控系统负责汇聚系统主要运行参数，并及时发出异常告警信息。

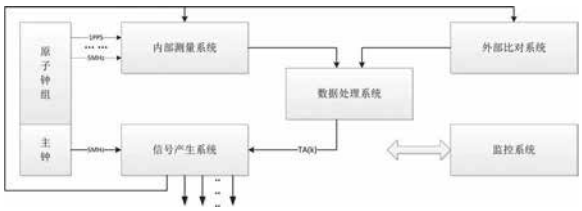


图 1 某时频系统组成

Fig. 1 The time system

该系统内主要包括 H1、H2、H3 三种型号的氢钟和 Cs1、Cs2 两种型号的铯钟。鉴于 H3 氢钟的频率稳定度较好，本文以某台 H3 氢钟为参考分析了所有类型原子钟的频率稳定度，如图 2 所示。

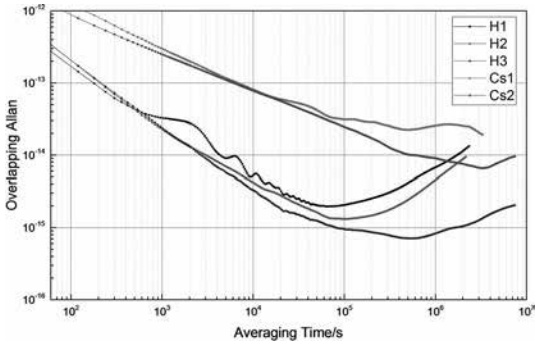


图 2　原子钟频率稳定度

Fig. 2　The frequency stabilities of the atomic clocks

从图 2 中可以看出，当 $\tau \leqslant 1e6s$，氢钟的频率稳定度优于铯钟。H3 氢钟的频率稳定度最好，H1 和 H2 氢钟存在一定的漂移，导致长期稳定度略低。当 $\tau \geqslant 1e5s$ 时，Cs2 铯钟的频率稳定度明显优于 Cs1 铯钟。

目前系统的原子时算法采用的是改进的 ALGOS 算法，每天进行一次原子时计算。根据原子时计算结果，通过相位微跃计每天对主钟输出的频率进行调整。原子时驾驭是通过对 EAL（k）进行纸面的频率驾驭实现，而不是直接对相位微跃计进行调整控制，驾驭频度和驾驭量依据外部时间比对结果而定。如图 3 所示。

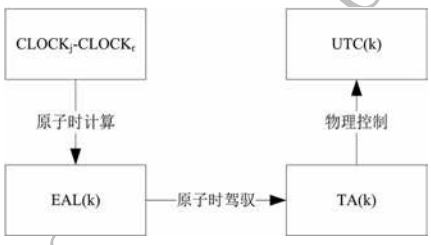


图 3　时频系统数据流程图

Fig. 3　The data flow of the time system

本文重点对图 3 钟的原子时计算和原子时驾驭进行重新设计和试验，物理控制环节主要与主钟性能相关。若 TA（k）的频率准确度优于 1e-14，当选用 H3 氢钟为主钟，每天对主钟输出的频率信号进行一次频率控制，则［UTC（k）-TA（k）］的时差（模 1s）可以控制在（1e-14+3e-15）×86400≈1.2ns 以内。考虑相位微跃计和其他因素影响，［UTC（k）-TA（k）］的时差（模 1s）一般小于 2.0ns。

2　实时原子时算法

若已知 t_{k-1} 时刻原子钟 j 与原子时 e 的时差、频偏和漂移，则 t_k 时刻原子钟相对原子时的时差预报值为：

$$x_{je}(k) = x_{je}(k-1) + y_{je}(k-1)\tau + \frac{1}{2}d_{je}(k-1)\tau \tag{1}$$

式中，x，y，d 分别表示原子钟相对原子时的相差、频偏和漂移；τ 表示时间间隔，即原子时更新周期。

时频系统利用时间间隔计数器或比相仪测量出任意原子钟 j 与参考原子钟 r 的时差 X_{rj}，结合原子钟 j 相对原子时 e 的时差预报值，可估算出参考原子钟 r 相对于原子时 e 的时差：

$$\hat{X}^j_{re}(k) = x_{je}(k) + X_{rj}(k) \tag{2}$$

显然，$\hat{X}^j_{re}(k)$ 的误差源主要包括原子时预报误差和测量误差。前者主要由原子钟的频率稳定度决定，后者主要由设备测量噪声引起。实验室条件下，测量噪声一般可以控制在 1ps~100ps 左右。对于远距离守时实验室之间的时间比对，测量噪声与时间传递方法相关，例如 GPS 共视时间比对不确定度约 2ns~5ns，GPS PPP（Precise Point Positioning）时间比对不确定度约 0.3ns。通常情况下，若测量噪声确定，通过增大时间间隔，可削弱测量噪声对原子时计算的影响。这也是国际原子时 TAI 和地方原子时 TA（k）的重要区别。

根据式（2），对所有原子钟估算出的 $\hat{X}^j_{re}(k)$ 进行加权平均，即为原子时：

$$\hat{X}_{re}(k) = \sum_{j=1}^{N} w_j(k)\hat{X}^j_{re}(k) \tag{3}$$

式中，w 表示权重，主要由原子时预报误差决定。

根据式（2）和式（3），可以计算出原子钟的预报误差为：

$$\varepsilon_j(k) = \hat{X}_{re}^{j}(k) - \hat{X}_{re}(k) \tag{4}$$

预报误差的大小与原子钟频率稳定度和观测噪声密切相关。当观测噪声很小，且可忽略不计时，预报误差大小主要受原子钟频率稳定度影响。若原子钟在 τ 时间间隔的噪声类型为频率白噪声，则预报误差与原子钟频率稳定度的关系可表示为[13]：

$$\varepsilon_j(k) \approx \sigma\tau_y(\tau) \cdot \tau \tag{5}$$

当依据预报误差确定原子钟权重时，即等同于根据原子钟在 τ 时间间隔的频率稳定度确定权重。为了避免单次预报误差波动较大对权重的影响，一般对多个历元的预报误差进行指数滤波：

$$\begin{aligned} S_j^2(k) &= \frac{1}{1 - w_j(k)}\varepsilon_j^2(k) \\ \sigma_j^2(k) &= \frac{w_s\sigma_j^2(k-1) + S_j^2(k)}{1 + w_s} \end{aligned} \tag{6}$$

式中，$S_j^2(k)$ 表示原子钟预报方差，$\frac{1}{1 - w_j(k)}$ 主要是考虑原子钟和原子时的相关性[14]。w_s 表示方差滤波周期时长，w_s 取值依据原子钟的稳定性决定，要求原子钟在 $w_s\tau$ 周期内的频率稳定度 $\sigma_y(\tau)$ 未发生显著变化。例如，虽然国产铯钟与进口铯钟的指标水平相当，但是运行稳定性略显不足，因此国产铯钟的滤波周期应小于进口铯钟的滤波周期。

根据式（6），原子钟的权重确定为：

$$w_j(k) = \min\left(0.2,\ \frac{1}{\sigma_j(k)} \Big/ \sum_{i=1}^{N}\frac{1}{\sigma_i(k)}\right) \tag{7}$$

式中，$w_j(k)$ 的最大值为 0.2，主要是为了防止单台原子钟权重过大可能带来的系统风险。

通过多次循环迭代，可以计算出原子时 $\hat{X}_{re}(k)$，即参考原子钟与原子时的估算时差。结合原子钟的时差测量数据，任意原子钟与原子钟的估算时差为：

$$x_{je}(k) = \hat{X}_{re}(k) - X_{rj}(k) \tag{8}$$

对原子钟的前后历元估算时差进行一次差分，可计算出原子钟的频偏为：

$$f_{je}(k) = \frac{x_{je}(k) - x_{je}(k-1)}{\tau} \tag{9}$$

与式（6）类似，对单历元的原子钟频偏进行指数滤波：

$$y_{ie}(k) = \frac{w_y y_{je}(k-1) + f_{ie}(k)}{1 + w_y} + d_{je}(k-1)\tau \tag{10}$$

式中，w_y 表示频偏滤波周期；第二项表示 τ 时间间隔的漂移影响。一般原子钟的漂移小于 $1e{-}20 s/s^2$，若 $\tau \leqslant 1e4s$，则漂移引起的频偏小于 $1e{-}16 s/s$，远小于 τ 时间间隔的最优频率稳定度 $5e{-}15$（图 2）。因此，当 τ 较小时，频漂的影响可以忽略不计。

式（8）和式（10）估算出的原子钟时差和频偏即为式（1）中的原子钟信息，通过多次迭代，即可逐历元计算出原子时。

3 外部时间比对

原子时驾驭的数据源是时间比对数据。若守时实验室参与了国际时间比对，其时间比对结果［UTC－UTC（k）］及比对不确定度可直接通过国际计量局发布的 Circular T 获取。然而，许多正在建设或试运行的守时系统，不具备直接时间比对条件，只能通过其他方式获取时间比对数据。本文重点提出并分析了一种间接时间比对方法。

假设原子钟 r 是所有钟差测量结果的参考钟，利用该钟差信息进行加权平均产生自由原子时 EAL，则原子钟 r 与 EAL 的时差 x_r 的不确定度为[15]：

$$u_{x_r}^2 = \sum_{i=1}^{N} w_j^2 u_{x_{i,r}}^2 + 2\sum_{i=1}^{N-1}\sum_{k=i+1}^{N-1} w_i w_k u_{(x_{i,r},\ x_{k,r})} \tag{11}$$

式中，$u_{(x_{i,r},\ x_{k,r})}$ 表示不同测量钟差的协方差。当已知 u_{x_r}，任意原子钟与 EAL 的时差不确定度可以推算出来。

情形 1：原子钟 i 与原子钟 r 直接进行时差测量，则原子钟 i 与 EAL 的时差 x_i 的不确

定度为：

$$u_{x_i}^2 = u_{x_r}^2 + u_{x_{i,r}}^2 - 2w_i u_{x_{i,r}}^2 \quad (12)$$

式中，$u_{x_{i,r}}$ 表示钟差测量不确定度，主要与测量设备或时间传递方法有关。

情形 2：原子钟 l 不参与 EAL 计算，通过原子钟 i 与原子钟 r 建立联系，则原子钟 l 与 EAL 的不确定度为：

$$\begin{aligned} u_{x_l}^2 &= u_{x_r}^2 + u_{x_{i,r}}^2 + u_{x_{l,i}}^2 - 2w_i u_{x_{i,r}}^2 + (2-2w_i)u_{(x_{i,r},x_{l,i})} \\ &= u_{x_i}^2 + u_{x_{l,i}}^2 + (2-2w_i)u_{(x_{i,r},x_{l,i})} \end{aligned} \quad (13)$$

式（11）~（13）同样适用于描述 UTC 和 UTC（k）的时间比对关系，r 表示 UTC（PTB），i 表示与 UTC（PTB）建有时间比对链路的 UTC（k）。情形 1 和情形 2 分别对应了直接时间比对和间接时间比对。对比情形 1 和情形 2 可以看出，若 $x_{l,r}$ 和 $x_{i,l}$ 相互独立，即两条时间传递链路无关，则间接时间比对不确定度为：

$$u_{x_l}^2 = u_{x_i}^2 + u_{x_{l,i}}^2 \quad (14)$$

若将式（12）的 i 看作为间接时间比对的守时实验室，此时其权重为 0，则时间比对不确定度为：

$$u_{x_i}^2 = u_{x_r}^2 + u_{x_{i,r}}^2 \quad (15)$$

因此，在进行间接时间比对时，应尽可能选择 Circular T 中比对不确定度较高和比对链路维护较好的守时实验室，具体可参考 Circular T 第五部分中每条时间比对链路的不确定度值。

目前 GPS 共视和 GPS PPP 的 A 类不确定度分别为 2ns~5ns、0.3ns[16]。链路校准不确定度最高约 1ns~3ns。对于许多守时实验室而言，若采用 GPS PPP 进行时间传递，其主要误差源是链路校准不确定度。因此，定期对时间传递链路进行校准是保证时间比对结果准确可靠的首要条件。

图 4 表示［UTC-UTC（NIM）］的直接时间比对结果和基于 GPS 共视的间接时间比对结果。两条间接时间比对链路与直接时间比对链路的时差一致性较好，互差均值小于 0.3ns，标准差优于 0.6ns。NTSC、NIM 与 UTC 的时间比对 A 类不确定度约 0.3ns，B 类不确定度约 2ns~3ns。若某时频系统与 NIM、NTSC 采用 GPS 共视进行时间比对，A 类不确定度约 3.0ns。考虑某守时系统和 NIM、NTSC 尚未进行全链路校准，仅对两端的接收机进行独立校准，B 类不确定度小于 5.4ns[17]。因此间接时间比对的不确定度约 $\sqrt{0.3^2+3.0^2+3.0^2+5.4^2} = 6.9ns$。

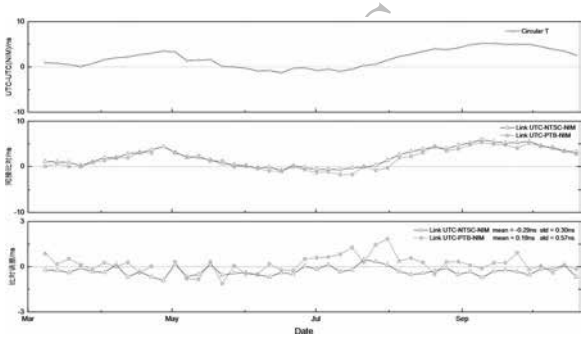


图 4 ［UTC-UTC（NIM）］直接时间比对和间接时间比对

Fig. 4 The time transfer results of［UTC-UTC（NIM）］on the direct link or the indirect link

4 试验分析

本文利用某守时系统已有的时频基础进行试验分析，如图 5 所示。图中 EAL′（k）和 TA′（k）分别表示本文计算的自由原子时和综合原子时。

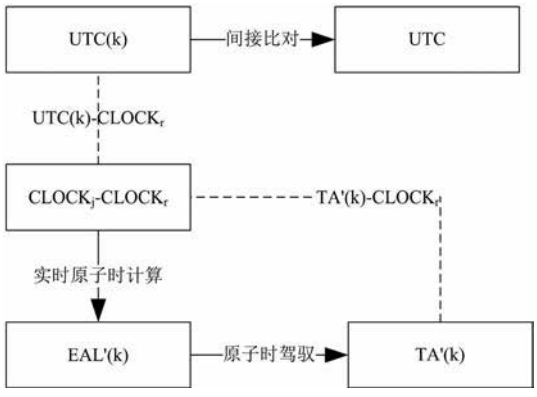


图 5 实时守时系统试验分析

Fig. 5 The experiments on the time system

图 6 所示为 5 种型号的原子钟权重。H3 和 Cs2 原子钟运行时间较长，H1、H2 和 Cs1

原子钟上线运行时间较短。可以看出，氢原子钟的权重普遍高于铯原子钟。这是因为本文实时原子时算法的权重是依据 τ = 1h 的预报误差确定的，而预报误差的大小与 τ 时间间隔的频率稳定度密切关联。

图 7 所示为原子钟预报误差，预报误差与 τ 时间间隔的频率稳定度呈线性正比关系。例如，图 2 中 τ = 1h 时，H1 的频率稳定度约 1.2e-14，根据式（5）估算的预报残差为 0.04ns。图 7 中 H1 的预报误差约为 0.03ns，实际预报误差与估算预报残差基本一致。

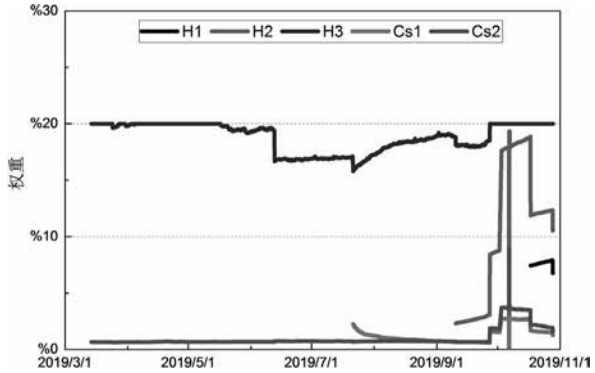


图 6　原子钟权重

Fig. 6　The clocks' weights

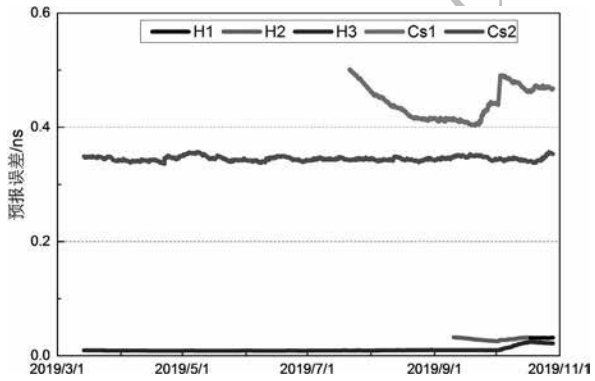


图 7　原子钟预报误差

Fig. 7　The prediction errors

图 8 所示为原子钟与 EAL′（k）的频率偏差。H3 和 Cs2 原子钟的频率漂移明显小于 H1 和 H2 原子钟。Cs1 原子钟频率变化较大，且运行时间太短，暂时无法分析其频率漂移特性。

在进行原子时计算时，由于时间间隔 τ 较小，原子钟的漂移对权重的影响可忽略不计，这并非意味着原子钟漂移对原子时的长期稳定度没有影响。图 9 所示为［EAL′（k）-UTCr］的频率偏差。

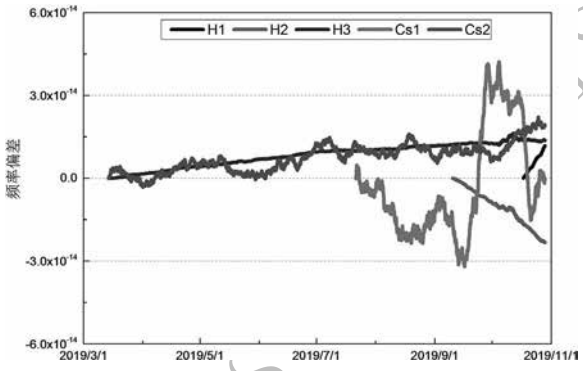


图 8　原子钟频率偏差

Fig. 8　The estimated frequency deviations

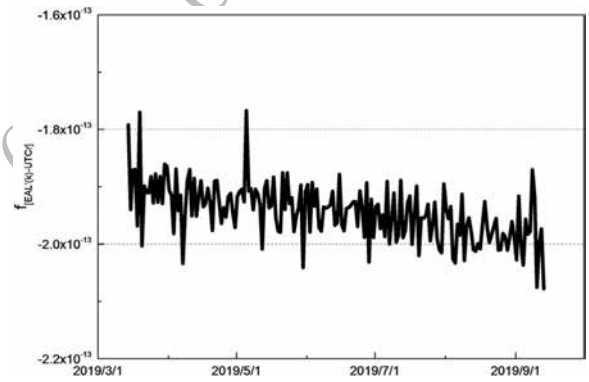


图 9　［EAL′（k）-UTCr］的频率偏差

Fig. 9　The frequency deviation of EAL′（k）from UTCr

从图 9 可以看出，EAL′（k）存在一定的频率漂移，约为 6e-22s/s^2。为了消除该频率漂移项，一种方法是利用外部时间比对数据或频率基准装置对每台原子钟的漂移进行改正；另一种是直接对 EAL′（k）进行定期频率驾驭。本质上两者是一致的，前者对每台钟进行漂移改正，后者将所有原子钟视作一台原子钟，即对 EAL′（k）进行频率改正。本文主要采用第二种方法进行频率驾驭。

随着越来越多的守时实验室加入 UTCr 的计算，［UTC-UTCr］的时差越来越小，通常保持在±3ns 以内，且 UTCr 的发布周期更短。本文的溯源驾驭方法仅利用了［UTCr-EAL′

（k）］的时差数据，每周五定期对 EAL′（k）进行溯源驾驭产生 TA′（k），频率驾驭量为：

$$f = f_{[UTCr-EAL'(k)]_{30d}} + \frac{t^{last}_{[UTCr-TA'(k)]}}{15d} \quad (16)$$

式中，$f_{[UTCr-EAL'(k)]_{30d}}$ 表示前 30 天［UTCr-EAL′（k）］的线性拟合频偏值，$t^{last}_{[UTCr-TA'(k)]}$ 表示最新的［UTCr-TA′（k）］的时差值。前后两次 EAL′（k）频率驾驭量的差值需满足 $|f_n - f_{n-1}| \leq 5e-15$。若 $5e-15 < |f_n - f_{n-1}| < 1e-14$，则 $f_n = f_{n-1} \pm 5e-15$，并给出提示信息；若 $|f_n - f_{n-1}| \geq 1e-14$，则不进行任何频率驾驭，并给出告警信息，然后进行人工干预。图 10 所示为 2019 年 3 月至 2019 年 10 月 EAL′（k）的频率驾驭量，$|f_n - f_{n-1}|$ 最大值小于 4e-15。

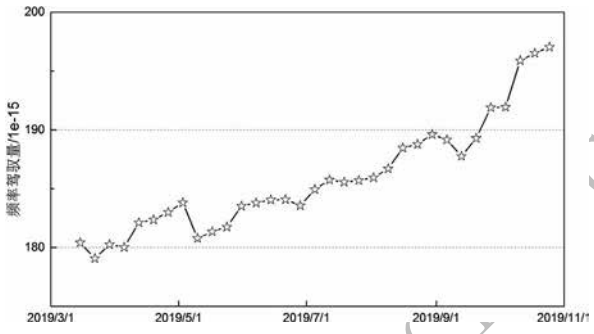


图 10　EAL′（k）频率驾驭量

Fig. 10　The frequency steering on EAL′（k）

图 11 表示当前守时系统［UTC-UTC（k）］和本文守时算法［UTC-TA′（k）］的时差结果。［UTC-UTC（k）］的时差约±20ns，［UTC-TA′（k）］的时差约±5ns。考虑第 2 节有关［TA（k）-UTC（k）］的物理控制影响，预计［UTC-UTC′（k）］可以保持在±10ns 以内。

图 12 表示利用图 11 中的时差数据计算出的重叠 Allan 方差。显然，［UTC-TA′（k）］的频率稳定度明显高于［UTC-UTC（k）］的频率稳定度。［UTC-TA′（k）］的 5 天频率稳定度约 1．5e-15，30 天频率稳定度优于 5e-16。

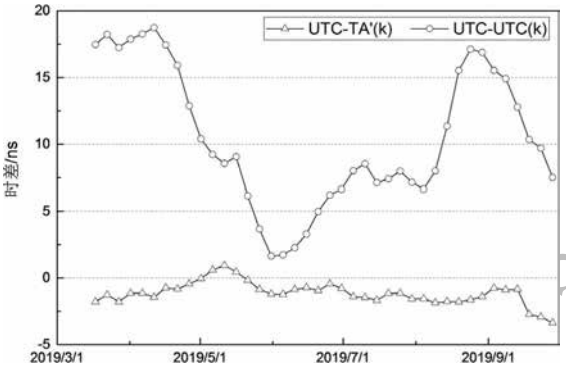


图 11　［UTC-TA′（k）］时差

Fig. 11　The deviation ofTA′（k）from UTC

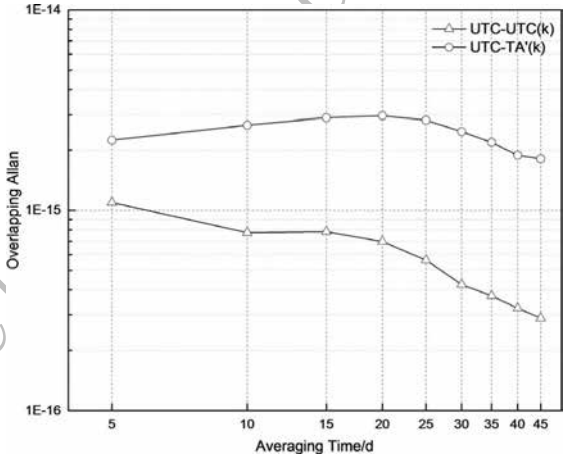


图 12　TA（k）频率稳定度

Fig. 12　The frequency stability of TA′（k）

5　结论

1）提出了一种实时原子时算法，原子钟权重与更新周期的预报误差呈反比关系，即反比于更新周期的频率稳定度。

2）设计并验证了间接时间比对的可行性，基于 GPS 共视的间接时间比对不确定度优于 7ns。以 NIM 为例通过 NTSC 和 PTB 进行间接时间比对，间接时间比对结果与直接时间比对结果的互差均值约 0.3ns，标准差约 0.6ns。

3）验证了实时原子时算法应用于某守时系统的可行性，预计将［UTC-UTC（k）］的时差由±20ns 提升至±10ns，综合原子时 5 天频率稳定度由 2.5e-15 提升至 1.5e-15，30

天频率稳定度由 2.5e-16 提升至 5e-16。

参考文献

[1] Panfilo G, Harmegnies A, Tisserand L. A new prediction algorithm for the generation of International Atomic Time [J]. Metrologia, 2011, 49 (1): 49.

[2] Petit G, Arias F, Harmegnies A, et al. UTCr: a rapid realization of UTC [J]. Metrologia, 2013, 51 (1): 33.

[3] Azoubib J, Nawrocki J, Lewandowski W. Independent atomic timescale in Poland—organization and results [J]. Metrologia, 2003, 40 (3): S245.

[4] Weiss M A, Allan D W, Peppler T K. A study of the NBS time scale algorithm [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1989, 38 (2): 631-635.

[5] NIST. NIST time scales [EB/OL]. http://www.nist.gov/pml/time-and-frequency-division/services/time-scale, 2019.

[6] Levine J. Realizing UTC (NIST) at a remote location [J]. Metrologia, 2008, 45 (6): S23.

[7] López-Romero J M, Díaz-Muñoz N. Progress in the generation of the UTC (CNM) in terms of a virtual clock [J]. Metrologia, 2008, 45 (6): S59.

[8] López-Romero J M, Lombardi M A, Diaz-Muñoz N, et al. SIM time scale [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, 62 (12): 3343-3350.

[9] Galleani L, Tavella P. Time and the Kalman filter [J]. IEEE control systems magazine, 2010, 30 (2): 44-65.

[10] Senior K, Koppang P, Ray J. Developing an IGS time scale [J]. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, 2003, 50 (6): 585-593.

[11] Senior K L, Coleman M J. The Next Generation GPS Time [J]. Navigation - Journal of The Institute of Navigation, 2017, 64 (5).

[12] Davis J A, Greenhall C A, Stacey P W. A Kalman filter clock algorithm for use in the presence of flicker frequency modulation noise [J]. Metrologia, 2005, 42 (1): 1.

[13] Allan D W. Time and frequency (time-domain) characterization, estimation, and prediction of precision clocks and oscillators [J]. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, 1987, 34 (6): 647-654.

[14] Tavella P, Azoubib J, Thomas C. Study of the clock-ensemble correlation in ALGOS using real data [C] //Proc. 5th European Frequency and Time Forum. 1991, 435.

[15] Lewandowski W, Matsakis D, Panfilo G, et al. The evaluation of uncertainties in [UTC - UTC (k)] [J]. Metrologia, 2006, 43 (3): 278.

[16] J. Ray and K. Senior. Geodetic Techniques for Time and Frequency Comparisons Using GPS Phase and Code Measurements [J]. Metrologia, 2005, 42 (4): 215-232.

[17] Petit G. Values and uncertainties of the hardware delays of BIPM geodetic systems and estimation of the type B uncertainty of P3/PPP link calibrations [J], BIPM TM. 172, 2009.

原子干涉重力仪集成光源系统综述

吕梦洁[1,2] 王光明[1*] 颜树华[1,2] 王国超[1,2,3] 朱凌晓[1,2] 章欢开[1,2]
王亚宁[1,2] 贾爱爱[1,2] 张　旭[1,2] 王　杰[1,2] 喻　晓[1,2]

（1. 国防科技大学智能科学学院 长沙 410073；2. 国防科技大学交叉学院 长沙 410073；
3. 火箭军工程大学 西安 710025）

摘　要：原子干涉重力仪具有高精度、高灵敏度的特点，能够提供 μGal 量级的绝对重力加速度值，是获取高精度重力信息的重要仪器之一，具有重要研究价值和广阔的应用前景。当前，原子干涉重力测量理论已趋成熟，但在系统关键技术上亟需进行深入的实用化创新研究和改进。激光光源系统作为操控原子的有效手段，是原子干涉重力仪的激励源头，尤其需要小型化、可移动的集成设计来满足未来的产品化和实用化要求。本文对集成光源系统的需求进行分析，分别介绍了基于自由空间和光纤传输的两种光源系统的实现方案和发展现状，总结了其关键技术，最后对集成光源系统进行了总结和展望。

关键词：原子干涉；重力仪；激光系统；集成化

中图分类号及文献标识码：

Compact laser system for atom interferometry gravimeter：A review

LYU MengJie[1,2], WANG GuangMing[1*], YAN ShuHua[1,2], WANG GuoChao[1,2,3], ZHU LingXiao[1,2], ZHANG HuanKai[1,2], WANG YaNing[1,2], JIA AiAi[1,2], ZHANG Xu[1,2], WANG Jie[1,2], Yu Xiao[1,2]

作者简介：王光明（通讯作者），1996 年于国防科技大学获得学士学位，2008 年于国防科技大学获得博士学位，2011 年赴英国兰开斯特大学访问学者，现为国防科技大学副教授，主要研究方向为测控技术和仪器的研究。E-mail：wangguangming@ sina. com

WangGuangming received a B. Sc. degree in 1996 and a Ph. D. degree in 1996 from National University of Defense Technology, Visiting Scholar at Lancaster University in the UK in 2011, now he is an associate professor in National University of Defense Technology. His main research interests include measurement and control technology and instrument.

吕梦洁，2018 年于清华大学获得学士学位，现为国防科技大学研究生，主要研究方向为量子精密测量技术。E-mail：17888833164@ 163. com

Lyu Mengjie received her B. Sc. degree in 2018 from Tsinghua university, now she is a M. Sc. （Title） in National University of Defense Technology. Her main research interest is Quantum precision measurement technology.

* **基金项目：**国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

(1. National University of Defense Technology, College of Artificial Intelligence, Changsha, Hunan 410073, China; 2. *National University of Defense Technology, Interdisciplinary Center for Quantum Information, Changsha, Hunan* 410073, *China*; 3. *Rocket Force University of Engineering, Xian* 710025, *China*)

Abstract: Atom interferometry gravimeter has the characteristics of high precision and high sensitivity. It can provide absolute gravity acceleration of μGal magnitude. It' s one of the most important instruments to obtain high precision gravity information, and has significant research value and broad application prospects. At present, the theory of atom interferometry gravimeter has become mature, but there is an urgent need for in-depth practical innovative research and improvement in the key technologies of the system. As an effective means of manipulating atoms, laser system is the excitation source of atom interferometry gravimeter, especially the miniaturized and movable integrated design is needed to meet the requirements of production and practicality in the future. In this paper, the requirements of the compact laser system are analyzed, the implementation scheme and development status of two kinds of light source system based on free space and optical fiber transmission are introduced respectively, and their key technologies are summarized. Finally, this paper makes a summary and prospect of the compact laser system.

Keywords: Atomic interference; gravimeter; laser system; compact

0 引言

重力测量广泛应用于现代导航、地球物理、地质勘探、基础物理研究[1-8] 等领域，随着这些领域的迅速发展，人们对重力仪的精度要求也日益提高。基于原子干涉[9-11] 的新型重力测量系统具有高测量精度、高灵敏度[12-15] 等特点，能够提供μ Gal（1Gal=10-2m/s^2）量级的绝对重力加速度值测量，可广泛应用于重力测量、资源勘测、远程长航自主导航、全球重力图谱测量、地震预报[16-19] 等领域，具有突出的研究价值。虽然冷原子干涉重力仪领域已有较大突破，但仍处于实验研究和探索阶段，面临着从实验室走向实用化和商品化的改进需求[20-24]。在各种恶劣的室外环境中工作，要求原子重力仪系统紧凑、稳定，这对子系统，尤其是激光部分提出了严格的要求[24]。现有的实验室激光光源系统分布在光学平台上，无法实现可搬运和实用化。近年来，为了实现简单紧凑的激光系统，多个冷原子重力仪小组对其展开了研究。目前，集成光源系统可分为两种方案，一种为光纤光源系统，另一种为自由空间集成光源系统，二者均实现了在冷原子干涉重力仪上的应用，在光源系统的简单、紧凑上取得了一定的成果。

本文在前人工作的基础上，对原子干涉激光光源的频率和功率进行了分析，综述了光纤光源系统、自由空间集成光源系统两种典型集成光源系统的实现方案、关键技术和发展现状，探讨了集成光源系统的发展方向。

1 原子干涉激光光源分析

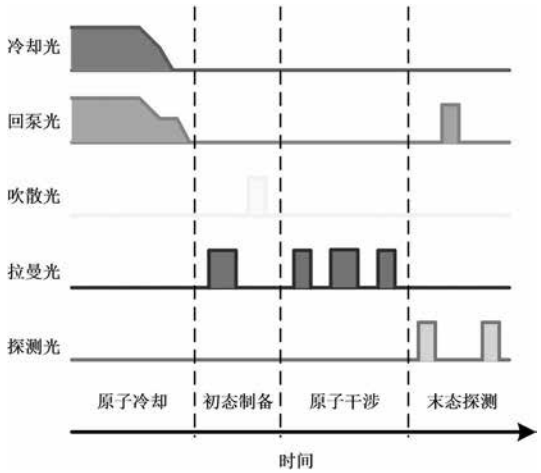


图 1 原子干涉重力测量过程

Figure. 1 Measurement process of gravimeter based on atomic interferometer

原子干涉重力测量利用原子的波动性和相干性，操作原子与光相互作用，将原子团进行分束、反射、合束，最终获得干涉条纹并提取出相关的重力场信息。冷原子干涉测量过程如图 1 所示，包括原子冷却、初态制备、原子干涉、原子末态探测[25] 四个步骤，对应冷却光、回泵光、吹散光、拉曼光、探测光等多个不同频率、功率的激光输出，而这些光都由集成光源系统产生。因此，激光系统的模型建立需要首先进行原子干涉激光光源分析。

在相同情况下，相比于^{133}Cs，^{87}Rb 在冷却阶段能够获得更多的冷原子数，并且^{87}Rb 冷原子的碰撞频率比^{133}Cs 冷原子小了 30-50 倍左右[26, 27]，能够获得更高精度的干涉结果。因此，在冷原子干涉重力仪系统中，一般选用碱金属^{87}Rb 作为整个物理过程中的实验原子，将其 D2 线作为激光系统参与原子跃迁能级线，跃迁对应的激光波长为 780nm。图 2 为^{87}RbD2 线的能级及原子干涉系统激光频率示意图。

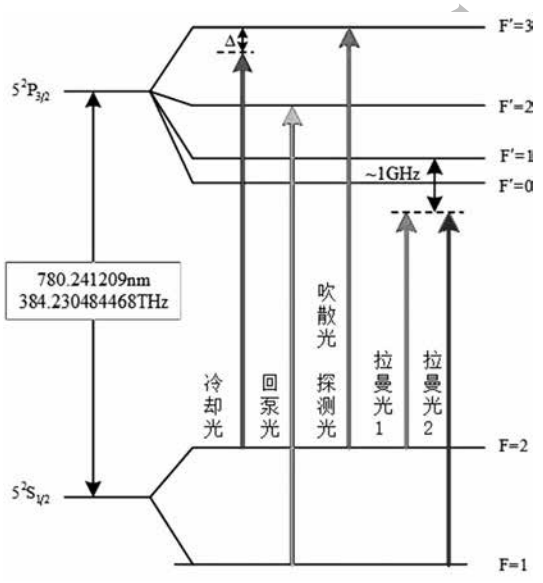


图 2　^{87}RbD2 线能级及系统激光频率示意图

Figure. 2　The hyperfine structure of ^{87}RbD2 translation and laser frequency diagram of the system

1.1　原子冷却激光频率分析

将背景原子蒸气或原子电极喷射出的热原子束冷却到低温的原子团或原子束的过程称为原子冷却[28]。原子在室温环境下进行各向同性运动，在下落过程中易与真空腔壁发生碰撞，导致原子干涉重力仪的信噪比降低，无法获取重力值信息，因此需要对原子进行激光冷却。典型的冷原子干涉实验需要原子团温度达到 μK 量级，一般采用磁光阱（MOT）和偏振梯度（PGC）冷却相结合实现。

冷却光和回泵光是磁光阱中用于原子冷却的两束激光[29, 30]。如图 2 所示，一般将冷却光频率设定在距离 $|5^2S_{1/2},\ F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=3\rangle$ 红失谐 2Γ~6Γ 处（其中 Γ 为自然线宽，频率约为 6MHz）。由于部分 $|F=2\rangle$ 原子在冷却光的作用下跃迁至 $|F'=2\rangle$ 能级从而跃迁回 $|F=1\rangle$ 的“暗态”，于是增加 $|5^2S_{1/2},\ F=1\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=2\rangle$ 共振回泵光，将暗态原子重新泵浦到 $|F=2\rangle$ 态，构成完备的冷却循环。

磁光阱技术所能达到的温度在 10μK 水平，在 MOT 阶段结束后施加偏振梯度冷却，使原子温度冷却至 μK 水平。这一阶段所需激光为冷却光与回泵光，激光频率设定在 $|5^2S_{1/2},\ F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=3\rangle$ 红失谐 > 10Γ 处和 $|5^2S_{1/2},\ F=1\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=2\rangle$ 共振跃迁频率处。

1.2　初态制备激光频率分析

初态制备[31] 是对原子的超精细能级进行选择，在原子制备过程中，吹走部分 $|5^2S_{1/2},\ F=2,\ m_F\neq 0\rangle$ 的原子，获得更加纯态的原子团。如图 2 所示，利用一对频率差为 6.834GHz 的拉曼光，使得 $F=2$ 态的原子发生 $|F=2,\ m_F=0\rangle \rightarrow |F=1,\ m_F=0\rangle$ 的跃迁，拉曼光频率设定在 $|5^2S_{1/2},\ F=1\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=1\rangle$ 和 $|5^2S_{1/2},\ F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=1\rangle$ 红失谐~1GHz 处。紧接着利用一束 $|5^2S_{1/2},\ F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=3\rangle$ 的吹散光将残留到 F=2 的原子全部吹走，仅留下 $|F=1,\ m_F=0\rangle$ 的原子参与之后的干涉。

1.3 原子干涉与末态制备激光频率分析

原子干涉序列[32] 由 π/2-π-π/2 拉曼脉冲构成，拉曼光与原子相互作用实现双光子受激跃迁，其频率与选态的拉曼光相同，线宽要求在 100kHz 以内，且相位差需锁定在恒定值。原子探测光与吹散光的频率相同，只不过在使用过程中，吹散光为行波，探测光为驻波。

1.4 激光光源功率分析

功率需求上，为了提高 MOT 装载率，冷却光总功率一般设定在 200mW 以上。回泵光、吹散光、探测光对功率要求较低，一般设置为 10mW。初态制备阶段的拉曼光对光功率的要求较低，一般设置为 100mW，原子干涉阶段的拉曼光对其功率有严格要求，需要单独设计功率稳定模块，总光功率输出一般设置为 200mW。

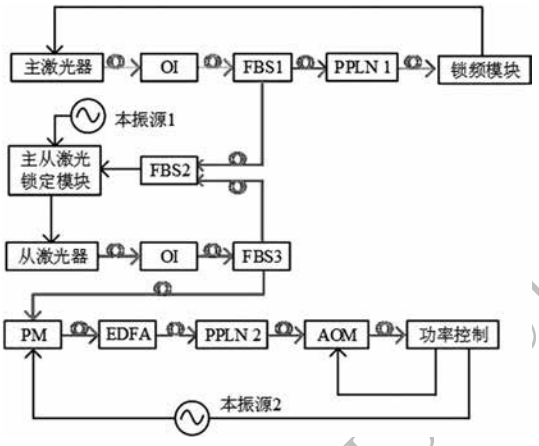
2 光纤光源系统

光纤光源系统是利用光纤器件对环境温度和振动的低敏感度，设计集成野外测量的激光系统，为原子干涉绝对重力仪提供激光光源输出。相比于自由空间光学器件，光纤器件无需光学对准，易于更换，具有极高的光学和电学性能，能够适应更加恶劣的工作环境。随着光通信技术的发展，1.5μm 的光纤器件已经成熟，因此，光纤光源系统一般采用 1560nm 激光器作为种子光，通过 PPLN 倍频晶体获得与 Rb 原子跃迁相匹配的激光频率。目前，光纤光源系统可以分为单激光器光纤光源系统和双激光器光纤光源系统。本节将主要介绍两种光纤光源系统的实现方案和关键技术，并对集成光纤光源系统发展现状进行阐述。

2.1 双激光器光纤光源系统实现方案

2.1.1 系统设计

双激光器光纤光源系统方案设计如图 3 所示，一般采用主从激光单元的模式，采用两个波长为 1560nm 的光纤激光器作为种子光源。



OI：光隔离器；FBS：光纤分束器；PM：相位调制器；PPLN：倍频晶体；EDFA：光功率放大器；AOM：声光调制器

图 3 双激光器光纤光源系统方案图

Fig. 3 Scheme diagram of the double-laser fiber laser system

主激光单元关键器件包括主激光器（1560nm 光纤激光器）、光纤分束器（FBS1）、PPLN 倍频晶体（PPLN 1）和稳频模块。主激光器输出经过光纤分束器分为两路，一路利用 PPLN 晶体进行倍频获得 780nm 激光，并通过稳频模块将频率锁定到^{85}Rb 原子 D2 线 3-4 交叉峰上，作为参考光，另一路用于从激光器频率锁定。

从激光单元关键器件包括从激光器（1560nm 光纤激光器）、光纤分束器（FBS2、FBS3）、主从激光锁定模块、相位调制器（PM）、光功率放大器（EDFA）、声光调制器（AOM）、PPLN 倍频晶体（PPLN 2）以及功率控制模块。从激光输出首先经过光纤分束器分为两路，其中第一路通过主从激光器锁定模块将从激光的相位锁定在主激光上，调节本振源 1 的频率，可以改变从激光器锁定频率，获得冷却光、吹散光以及探测光。从激光器的另一路输出经过相位调制器，它是激光系统中最重要的部件之一，通过调节本振源 2 的频率，可以产生回泵光和拉曼光。

原子冷却阶段需要产生冷却光和回泵光，调节本振源 1 的频率，将从激光的频率锁定在 $|5^2S_{1/2},\ F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2},\ F'=3\rangle$ 频率处，并调节本振源 2，产生 6.57GHz 的边带频率，即可获得所需的冷却光与回泵光。

初态制备阶段需要产生拉曼光和吹散光。调节主从锁定模块的本振源 1 频率，使从激光器跳频约 1.2GHz，维持 1ms，获得拉曼光 1，并通过调节本振源 2，产生 6.834GHz 的边带频率，获得拉曼光 2 所需的频率。在 1ms 后，从激光的频率重新锁定在 $|5^2S_{1/2}, F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2}, F'=3\rangle$ 频率处，再利用 AOM 开关移频，获得吹散光。

原子干涉阶段需要产生稳定功率及功率比的拉曼光。拉曼光产生方式与初态制备阶段相同，同时通过功率控制模块稳定输出拉曼光的功率及功率比。

原子末态探测阶段需要产生探测光和回泵光。通过改变本振源 1，将从激光的频率重新锁定在 $|5^2S_{1/2}, F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2}, F'=3\rangle$ 频率处，利用相位调制器产生回泵光，通过控制施加在相位调制器上的本振源 2 的电压，控制探测光和回泵光的光强和光强比。

通过该方案可以产生各个实验阶段所需的激光频率，并利用 AOM 控制光强和开断，实现激光频率和功率的调节、开关操作以及光束分配等功能，为冷原子干涉重力提供冷却光、回泵光、吹散光、拉曼光、探测光等多种激光束，并耦合进入单模保偏光纤导入传感头。

2.1.2 关键技术

2.1.2.1 稳频技术

激光系统稳频技术[33] 目前主要采用基于原子吸收谱的稳频方法，包括饱和吸收谱（SAS）、磁致二色性（DAVLL）和调制转移谱（MTS）稳频技术。

饱和吸收谱的基本思想是对激光频率进行调制，并将调制后的吸收谱解调获得鉴频信号。其基本原理如图 4 所示，激光器输出的激光被分束成探测光与泵浦光，在铷池内反向对射，发生饱和吸收效应，由光电探测器（PD）测得的饱和吸收信号经混频、低通滤波后解调，即可得到目标鉴频信号，利用 PID 反馈，达到对系统稳频的作用。

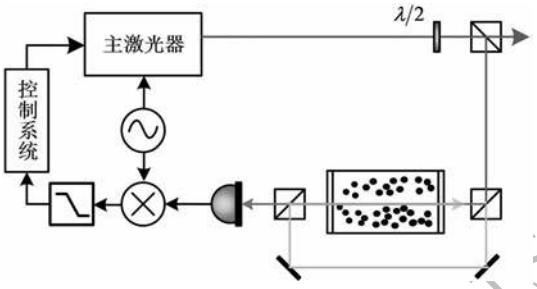


图 4 饱和吸收谱稳频技术方案图

Fig. 4 Scheme diagram of saturated absorption spectrum frequency stabilization

饱和吸收谱法简单实用，效果良好，但是由于需要对激光器输出频率进行调制，会存在调制残余误差，影响稳频性能。磁致二色性法[33, 34] 是无调制的鉴频技术，可以有效消除残余幅度误差的影响。其基本原理为在外磁场作用下，原子跃迁能级因塞曼效应发生分裂和移动，导致组成线偏振光的左旋圆偏振成分 σ^+ 与右旋圆偏振成分 σ^- 所感受的共振频率不同。通过原子后，两圆偏振成分的透射谱的差值曲线具有类色散谱线的特点，可以直接作为鉴频信号。

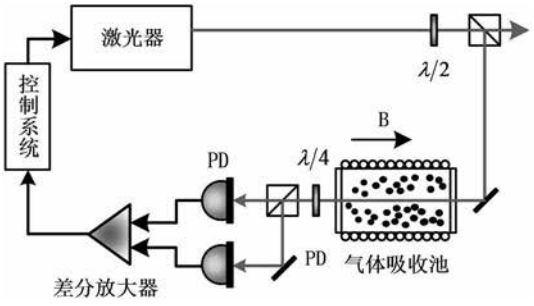


图 5 磁致二色性稳频技术方案图

Fig. 5 Scheme diagram of dichroic atomic vapor laser lock

其典型实验结构图如图 5 所示，线偏振探测光可以分解为左右旋圆偏振光，在均匀外磁场 B 作用下的气体吸收池内被原子吸收，再经 1/4 波片将被吸收后的 σ^+ 与 σ^- 光转换为两正交的线偏振光，用偏振分束器将两线偏振光在空间上分开，分别由两个光电探测器进行探测，最后将两探测信号差分放大即得鉴频信号利用 PID 反馈，达到对系统稳频的作用。

采用调制转移谱（MTS）[35] 可以有效降低调制残余误差，并且调制转移法中获取的鉴频信号斜率更陡，因而有利于稳频性能的提升。其基本原理如图 6 所示，激光器输出的激光被分束成探测光与泵浦光，通过电光调制器对泵浦光进行相位调制，当探测光与泵浦光同时照射到介质上时，由于非线性四波混频效应，泵浦光的载波 ω 和边带 $\omega\pm n\omega_m$ 与探测光载波 ω 在介质内非线性混频，在探测光上产生另一个边带 $\omega\pm n\omega_m$，二者进行拍频后被光电探测器探测，得到饱和吸收谱。对饱和吸收谱进行进一步解调，解调过程为将光电探测器的输出信号与移项的调制信号混频，再经过低通滤波器，即可得到目标鉴频信号，利用 PID 反馈，达到对系统稳频的作用。

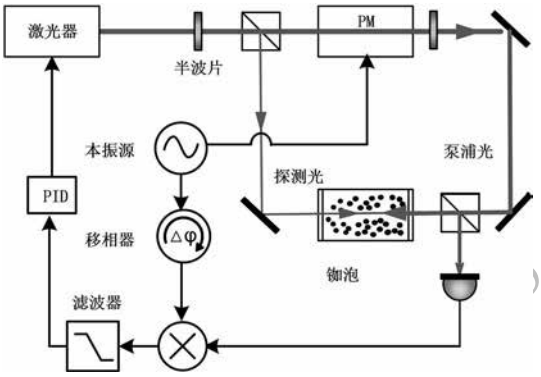


图 6　调制转移谱技术方案图

Fig. 6　Scheme diagram of modulation transfer spectrum

2. 1. 2. 2　主从激光锁定技术

主从激光锁定主要采用光学锁相环（OPLL）技术[36]，调节锁相环参考信号频率使得两台激光器输出频差在 1GHz 附近，以满足不同实验阶段对从激光频率的要求。锁相环方案设计图如图 7 所示，两束激光拍频后首先经过宽带 PD 转化为高频电信号，该信号经过放大器和滤波器作为拍频信号输入到锁相环芯片中，芯片的输出信号即为两个分频信号的误差信号，经过环路滤波器和信号放大电路输入到从激光的 PZT 控制端中，形成 PID 反馈控制系统，得到的从激光频率为主激光和本振源频率之和。

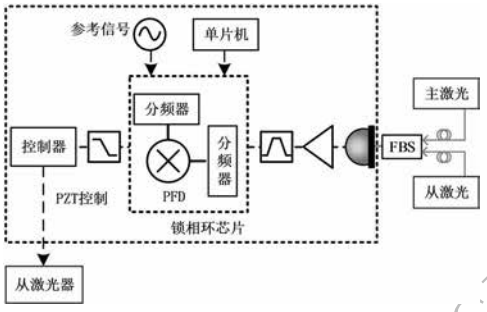


图 7　主从激光锁定技术方案图

Fig. 7　Scheme diagram of master-slave laser locking technology

2. 1. 2. 3　功率稳定技术

由于激光系统的机械变形、光纤器件的消光比不理想、光纤连接器的对准误差、环境的振动和温度波动等因素，使得输出的激光功率随时间而变化，功率的漂移会引起交流斯塔克频移，降低条纹对比度，进而增加测量误差。激光功率稳定[37, 38] 一般采用基于声光调制器（AOM）的闭环功率稳定系统，其实现方案如图 8 所示。当输入激光经过声光调制器时，产生空间分离的衍射光斑，衍射角度与驱动频率有关，衍射效率在一定范围内与射频功率呈正相关。驱动源功率由外部模拟衰减器控制，因此可以通过调节模拟衰减器电压来控制衍射效率，实现光功率稳定。通过光电探测器（PD）测得激光功率，比较其与设定功率之间的误差，并根据误差信号调节模拟衰减器电压，实现对激光功率的闭环反馈控制，达到激光功率闭环稳定的目的。

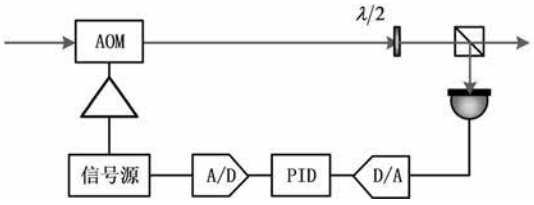


图 8　功率稳定技术方案图

Fig. 8　Scheme diagram of power stabilization

2. 1. 2. 4　拉曼光制备技术

在初态制备、原子干涉阶段通常使用一对拉曼光，在铷原子的两个超精细能级之间诱导相干拉曼跃迁来操纵原子团[39]。目前主

要采用光学锁相环（OPLL）、光学注入锁定（OIL）、相位调制（PM）和相位反馈（PFS）四种方案，其中 OPLL 与主从激光锁定方案相似，OIL 对温度变化非常敏感，一般不用于集成光源系统，因此主要对相位调制和相位反馈两种方案进行介绍。

相位调制包括声光调制和电光调制。声光调制器[40] 利用晶体的电光效应，当对晶体施加调制电压时，介质折射率发生周期性变化。此时，当激光入射到该晶体中，出射激光将产生一系列边带。边带频率等于调制电压频率，边带功率与调制电压幅值有关。各级边带相对功率与调制深度的关系如图 9 所示，调制深度与调制电压成正比。电光调制方法简单实用，效果良好，但在调制产生所需边带的同时将产生一系列不需要的边带，这些不需要的边带与原子相互作用时产生的交流斯塔克频移将在原子干涉仪中引入相位噪声。

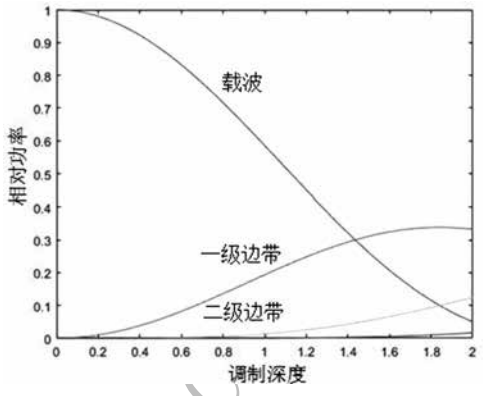


图 9　相对功率随调制深度变化图

Fig. 9　Diagram of relative power with modulation depth

相位反馈（PFS）技术[42] 是在相位调制的基础上去除不必要的边带，可以称为是改进的相位调制技术。它是在电光调制器后放置 Fabry-Perot 标准具（FP 腔）作为滤光片，利用 FP 腔的滤波作用，将不需要的边带滤除，获得目标正一级边带，进而降低激光系统的相位噪声。北京航空航天大学[16] 利用此种方法进行了拉满光的制备，得到的结果如表 1 所示。

第一列为仅经过电光调制时，目标一级边带占比为 11.1%；第二列为 FP 腔的转换效率，即当相同功率，频率分别为 f_{+2}，f_{+1}，f_0，f_{-1}，f_{-2} 的激光同时射入 F-P 腔时，输出激光的功率比；第三列为 EOM 输出的边带经 F-P 腔后输出的功率比，可见相位反馈技术能够将不必要的边带滤除，降低激光系统的噪声，提高原子干涉重力系统的精度。

表 1　载波及主要边带调制效率、透过率、输出功率比

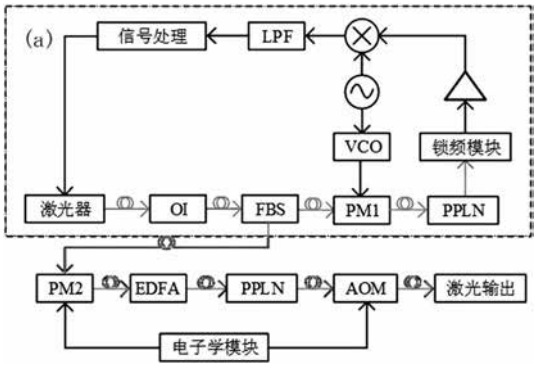
Table 1　Modulation efficiencies, transmittances and extrapolated power ratios (dB) of carrier and major sidebands

	调制效率（%）	透过率（dB）	输出功率比（dB）
f_{+2}	0.4	−33	−47.4
f_{+1}	11.1	0	0
f_0	77.2	−33	−24.6
f_{-1}	10.9	−31	−31.1
f_{-2}	0.38	−26	−40.7

2.2　单激光器光纤光源系统实现方案

2.2.1　系统设计

与双激光器光纤光源相比，单激光器光纤光源系统仅通过一个激光器实现了系统的锁频与跳频，能够进一步减小激光光源系统的体积，减少由于激光源击穿而导致的系统故障风险，降低耗电量，但结构复杂，对激光系统控制电路部分提出了更高的要求。



OI：光隔离器；FBS：光纤分束器；PM：相位调制器；PPLN：倍频晶体；VCO：压控振荡器；EDFA：光功率放大器；AOM：声光调制器

图 10　单激光器光纤光源系统原理图

Fig. 10　Diagram of the single-laser fiber laser system

单激光器光纤光源系统工作原理图如图

10 所示，关键器件包括 1560nm 光纤激光器、光纤分束器（FBS）、PPLN 倍频晶体（PPLN）、锁频模块以及信号处理模块。系统种子光通过光纤分束器分为两路，其中第一路用于激光器锁频及跳频，另一路用于产生原子干涉重力系统所需的所有激光。

与双激光器光纤光源系统锁频不同，单激光器系统先通过 PM1 产生边带，然后将激光器边带锁定在^{85}Rb 原子 D2 线 3-4 交叉峰上，此时激光器的频率锁定在 $|5^2S_{1/2}, F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2}, F'=3\rangle$ 频率处，通过 PM2 和 AOM 可以获得冷却光、回泵光、吹散光和探测光。为了获得拉曼光，改变压控振荡器（VCO）的频率，令激光系统跳频~1.2GHz，利用信号处理系统和稳频模块快速稳频，通过 PM2 产生 6.834GHz 边带，可以获得目标拉曼光。

2.2.2 关键技术

2.2.2.1 稳频、跳频技术

单激光器光纤光源系统仅通过一个激光器实现了系统的锁频与跳频[43-45]，其实现原理如图 10（a）所示。利用光纤分束器（FBS）将激光束分成两部分，通过光纤相位调制器模块（PM）产生边带，然后通过锁频模块稳定和控制频率。为了得到频谱的解调信号，需要对激光器的频率进行调制。通过向压控振荡器（VCO）添加 6.25 MHz 的正弦信号来调制图 10 中 PM1 的驱动电压，利用这种方法使得边带的频率被锁定在^{85}Rb 原子 D2 线 3-4 交叉峰上，但是载波不受影响。

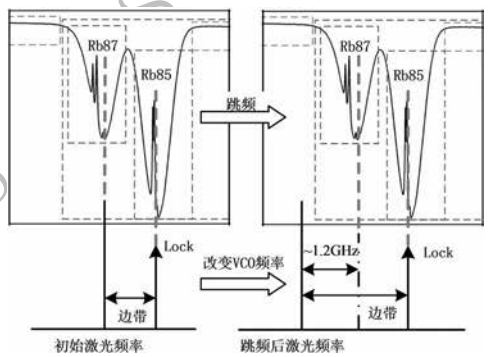


图 11 边带锁频示意图

Figure. 11 Schematic diagram of sideband frequency locking

此时，如图 11 所示，通过改变 VCO 的输出频率，可以改变载波和边带的频率差，进而改变激光器的输出频率，实现锁频和跳频的功能。

2.2.2.2 快速调谐技术

为了提高锁定系统在频率阶跃期间的稳定性并缩短响应时间，单激光器光纤光源系统需要在几毫秒内快速调谐超过 1GHz 的激光频率，快速调谐原理[43] 如图 12 所示。在 1 GHz 的最大频率步长期间，与锁定范围相比，频率偏差太大，激光器无法保持锁定。因此，将锁定开关放置在积分反馈控制系统的前方，在跳频后 1ms 期间打开锁定开关，在此期间内，激光频率能够快速靠近目标频率。关闭开关后，利用第二级积分器，使激光频率稳定到目标频率，实现在几毫秒内快速调谐。

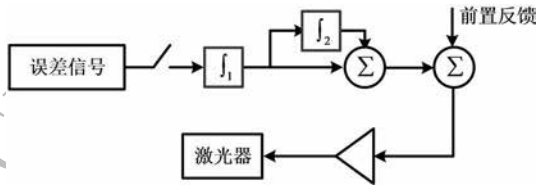


图 12 快速调谐示意图

Figure. 12 Schematic diagram of fast tuning

2.3 发展现状

目前，光纤激光系统主要研究机构有法国宇航局、国防科技大学、华中科技大学、武汉物数所和浙江工业大学等，均已取得一定成果。其中，华中科技大学、武汉物数所和浙江工业大学已经将集成光源系统应用于冷原子干涉重力仪上，实现了系统小型化、可移动的目标。

法国宇航局 Fabien Theron 小组[43] 的集成光源系统是基于 1560nm 波长的单激光系统，通过动态改变激光频率和使用相位调制器产生边带输出原子干涉测量所需的不同激光，实现了单个激光源在几毫秒内快速调谐超过 1GHz，提供了低于 2.5kHz 谱线宽度的激光输出。

国防科技大学集成光源系统是基于 1560nm 波长的双激光系统，采用稳频模块、

稳功率模块实现了激光的稳定输出，能够满足原子干涉重力仪的激光输出需求。其激光系统集成在 5U 标准机箱（50cm×48.3cm×22.2cm）中，集控温、隔震于一体，能够满足车载运输的要求，在恶劣环境下维持系统正常工作。

华中科技大学集成光源系统[45] 是基于 1560nm 波长的单激光系统，可以产生不同的激光频率，以满足典型的原子干涉仪的要求。包括激光系统在内的控制单元已经集成到一个体积为 1.5m×0.6m×0.6m 的箱体中，重量仅为 150 kg。使用这种紧凑的光学方案，在 3000s 的积分时间内获得了 53μGal/$\sqrt{\text{Hz}}$ 的灵敏度和优于 1μGal 的分辨率。

武汉物数所集成光源系统[44] 仅包含一个 780nm 的种子激光器，不使用传统的倍频模块，可以进一步减小系统的体积，降低功耗，然而 780nm 的光纤器件尚不成熟，会引入较大的噪声，相比于 1560nm 光纤光源系统，其灵敏度较低。将该系统应用于原子干涉重力仪，获得了 230μGal/$\sqrt{\text{Hz}}$ 的最佳重力测量灵敏度。同时进行了一天以上的重力测量，重力仪的长期稳定性为 5.5μGal。

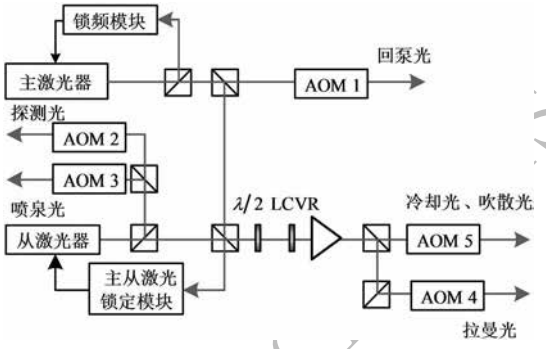
浙江工业大学集成光源系统[37] 是基于 1560nm 波长的双激光系统，利用该激光系统，在磁光阱中获得了温度为 5μK 的 ^{87}Rb 原子团，在 200s 积分时间内重力分辨率达到 1.0×10−8g。

3 自由空间集成光源系统

自由空间集成光源系统[46] 是将光学器件设计并集成在一个稳定的光学模块中，原子干涉重力仪所需的所有激光光源都由该模块提供。系统通常采用集成光学元件，并将其牢牢固定在底板上，能够保证在野外测量过程中的稳定可靠[47]。本节将主要介绍自由空间光源系统的实现方案，并对其发展现状进行阐述。

3.1 系统实现方案

自由空间集成光源系统方案设计如图 13 所示，与双激光器光纤激光系统相似，采用主从激光单元的模式，一般采用两个波长为 780nm 的激光器作为种子光源。



LCVR：液晶可变延迟器；AOM：声光调制器

图 13 自由空间集成光源系统方案

Fig. 13 Scheme of Free Space Integrated Light Source system

主激光器通过分光棱镜分为三束，其中一束用于频率锁定，锁定在 $|5^2S_{1/2}, F=1\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2}, F'=2\rangle$ 处；第二束经过 AOM1 作为回泵光，AOM1 用于移频和开关；第三束与从激光器进行拍频，将从激光器锁定在 $|5^2S_{1/2}, F=2\rangle \rightarrow |5^2S_{3/2}, F'=3\rangle$ 处。从激光器的输出光束被分成三部分：第一部分经过分光棱镜分为两束，分别经过 AOM2、AOM3，作为探测光和喷泉光；第二部分用于频率锁定；第三部分与主激光器进行拍频，经过液晶可变延迟器（LCVR），用于动态控制输入偏振，从而控制两束光束之间的平衡，再经过光功率放大器（TA）进行功率放大，并通过分光棱镜分为两部分。第一部分作为拉曼光束的种子激光，经过 AOM4 后同时偏移了±1.5GHz，作为拉曼光输出；第二部分通过调节 AOM5，输出冷却光和吹散光。

3.2 发展现状

随着集成技术和小型化光学器件的快速发展，自由空间集成光源系统发展迅速，目前已有多个小组将其应用于可移动冷原子干涉重力测量。德国柏林洪堡大学的 V. Schkolnik 小组[48, 49] 所研制的激光系统已经能够用于空间测量。其集成光源系统实物图如图 14 所示，总质量为 27kg，体积为 340

mm × 274 mm × 227 mm，该系统的目标为能够在太空环境下提供原子干涉测量所需的激光输出，在火箭发射助推阶段，能够承受 13g 的加速度和 1.8gRMS 的振动负载。目前该激光系统已经接受了振动验收测试，成功通过了 8.1gRMS 的振动负载测试，整个激光系统具有极高的稳定性。

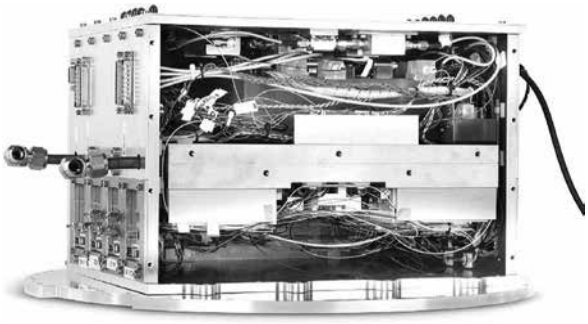


图 14　洪堡大学集成光源系统实物图

Fig. 14　Physical diagram of miniaturized laser system in Humboldt University

除了德国柏林洪堡大学的 V. Schkolnik 小组，自由空间集成光源系统研究单位还有法国巴黎天文台 F. Pereira Dos Santos 小组[50]、浙江大学[52] 和北京航空航天大学[42] 等。

法国巴黎天文台 F. Pereira Dos Santos 小组研制的集成自由空间集成光源系统已经应用到冷原子干涉重力仪中，得到了 22% 的对比度干涉条纹，可以在 1s 内达到 6×10^{-8}g 的灵敏度，接近最先进重力仪的性能水平。

武汉物数所研制的集成自由空间集成光源系统如图 15 所示，体积为 45cm×45cm×16cm，具有 13 个光纤输出端口，可用于磁光阱、原子喷泉、拉曼跃迁和末态探测。为实现高集成度和稳定性，设计了无需运动调整的双面光学结构和支架。该激光系统已经应用于移动式原子干涉重力仪，达到 28μGal/$\sqrt{\text{Hz}}$的灵敏度，并且在经过 1200km 的卡车运输后，激光系统仍可以在不重新对准的情况下恢复到良好的工作状态。

图 15　武汉物数所集成光源系统实物图

Fig. 15　Physical diagram of miniaturized laser system in Wuhan Institute of Physics and Mathematics

图 16　浙江大学集成光源系统实物图

Fig. 16　Physical diagram of miniaturized laser system in Zhejiang University

浙江大学所研制的集成自由空间集成光源系统如图 16 所示，将激光系统分布在重力仪传感头的两端，制成可移动冷原子干涉重力仪，测得局域重力为 9.791589m/s^2，在 320s 内的绝对不确定度达到了 $\Delta g/g = 2.9\times10-7$。

4　总结与展望

随着光纤通信领域和集成化光学器件的快速发展，集成光源系统发展迅速，尤其在最近几年，对原子干涉重力仪的野外测量的需求不断增加，光源系统从最初的实验室光学平台搭建发展为现在的可移动、集成化、高稳定性系统模块。目前国内外已有多个实

验室成功搭建了集成光源系统，并将其用于实际重力测量中，测量结果取得了较好的精度和灵敏度。但在集成光源系统的研究中，依然有若干重要问题等待研究学者去研究和挑战。

1）目前集成光源系统仍不成熟。自由空间光学系统中大多数光学器件需要人为调试、对准，这会导致仪器中随机误差增大，且难以更换器件；光纤激光系统中没有成熟的780nm光纤激光源，需要采用1560nm的光纤激光源进行倍频，增加了激光系统的体积和功耗，且对光纤器件的保偏性和消光比有极高的要求。

2）集成光源系统小型化仍有待提高。目前集成光源系统已经能够安装到标准机箱或自制容器中，但仍需要两人或多人进行搬运，在野外环境中难以便携地使用。

除重力仪外，集成光源系统的设计也可以为原子干涉陀螺仪[53]、重力梯度仪[54]等多个方面的应用提供激光系统借鉴方案。我国在集成光源系统领域已取得了较为优异的成绩，国防科技大学、华中科技大学、武汉物数所、浙江大学、浙江工业大学、北京航天航空大学等单位都陆续开展了对集成光源系统的研究工作，但与国际顶级研究机构相比仍存在较大差距。因此，应大力发展集成光源系统，为原子干涉重力仪走向实用化和产业化做基础，为我国导航、资源勘探及基础物理研究提供有力的技术支撑。

参考文献：

[1] ROBINSON I A, KIBBLE B P. An initial measurement of Planck's constant using the NPL Mark II watt balance [J]. Metrologia, 44 (6): 427-40.

[2] VERDUN J, BAYER R, KLINGELE E E, et al. Airborne gravity measurements over mountainous areas by using a LaCoste & Romberg air-sea gravity meter [J]. Geophysics, 67 (3): 807-0.

[3] 奔粤阳, 杨晓龙, 李倩, 等. 重力辅助阻尼捷联惯性导航系统 [J]. 仪器仪表学报, 2014, 35 (7): 1482-8.
BEN Y-Y, YANG X-L, LI Q, et al. Damping strapdown inertial navigation system aided by gravity [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35 (7): 1482-1488.

[4] SCHLIPPERT D, HARTWIG J, ALBERS H, et al. Quantum Test of the Universality of Free Fall [J]. Physrevlett, 112 (20): 203002.

[5] TARALLO M G, MAZZONI T, POLI N, et al. Test of Einstein Equivalence Principle for 0-Spin and Half-Integer-Spin Atoms: Search for Spin-Gravity Coupling Effects [J]. Physical Review Letters, 113 (2): 023005.

[6] XIAO-CHUN, DUAN, XIAO-BING, et al. Test of the Universality of Free Fall with Atoms in Different Spin Orientations [J].

[7] ZHOU L, LONG S, TANG B, et al. Test of Equivalence Principle at 10-8 Level by a Dual-Species Double-Diffraction Raman Atom Interferometer [J]. Physical Review Letters, 2015, 115 (1):

[8] DIMOPOULOS S, GRAHAM P W, HOGAN J M, et al. Gravitational wave detection with atom interferometry [J]. Physics Letters B, 678 (1): 37-40.

[9] MCGUINNESS H J, RAKHOLIA A V, BIEDERMANN G W. High data-rate atom interferometer for measuring acceleration [J]. Applied Physics Letters, 2012, 100 (1): 177.

[10] PETERS A, CHUNG K Y, CHU S. Measurement of gravitational acceleration by dropping atoms [J]. Nature, 1999, 400 (6747): 849--52.

[11] ZHOU M K, DUAN X-C, CHEN L-L, et al. Micro-Gal level gravity measurements with cold atom interferometry [J]. Chinese Physics B, 24 (5): 050401.

[12] GUSTAVSON T L, LANDRAGIN A, KASEVICH M A. Rotation sensing with a dual atom-interferometer Sagnac gyroscope [J]. Classical & Quantum Gravity, 17 (12): 2385-98.

[13] LOUCHET-CHAUVET A, FARAH T, BODART Q, et al. The influence of transverse motion within an atomic gravimeter [J]. New Journal of Physics, 13 (6): 065025.

[14] HU Z-K, SUN B-L, DUAN X-C, et al. Demonstration of an ultrahigh-sensitivity atom-interferometry absolute gravimeter [J]. Physical

Review A, 88 (4): 043610.

[15] PETERS A, CHUNG K Y, CHU S. High-precision gravity measurements using atom interferometry [J]. Metrologia, 2001, 38 (1): 25.

[16] FREIER C, HAUTH M, SCHKOLNIK V, et al. Mobile quantum gravity sensor with unprecedented stability [J].

[17] MERLET S, BODART Q, MALOSSI N, et al. Comparison between two mobile absolute gravimeters: optical versus atomic interferometers [J]. Metrologia, 47 (4): L9-L11.

[18] GILLOT P, FRANCIS O, LANDRAGIN A, et al. Stability comparison of two absolute gravimeters: optical versus atomic interferometers [J]. Metrologia, 2014, 51 (5): L15.

[19] MüLLER H, CHIOW S-W, HERRMANN S, et al. Atom-Interferometry Tests of the Isotropy of Post-Newtonian Gravity [J]. Physical Review Letters, 100 (3): 031101.

[20] The 8th International Comparison of Absolute Gravimeters 2009: the first Key Comparison (CCM. G-K1) in the field of absolute gravimetry [J]. Metrologia, 49 (6): 666-84.

[21] BIDEL Y, CARRAZ O, CHARRIE? RE R E, et al. Compact cold atom gravimeter for field applications [J]. Applied Physics Letters, 102 (14): 144107.

[22] MüNTINGA H, ZOEST T V, AHLERS H, et al. QUANTUS: Applications of Bose-Einstein condensates in microgravity [J].

[23] STERN G, BATTELIER B, GEIGER R, et al. Light-pulse atom interferometry in microgravity [J]. European Physical Journal D, 53 (3): 353-7.

[24] FANG B, DUTTA I, GILLOT P, et al. Metrology with Atom Interferometry: Inertial Sensors from Laboratory to Field Applications [J]. Journal of Physics: Conference Series, 723 (1): 012049.

[25] 张旭, 颜树华, 朱凌晓, 等. 冷原子干涉型量子传感器在导航应用中的研究现状; proceedings of the 第十届中国卫星导航年会, F, 2019 [C].
ZHANG X, YAN SH-H, ZHU L-X, et al. Research Status of Cold Atom Interferometric Quantum Sensors in Applications of Navigation [C]. China Satellite Navigation Conference, 2019.

[26] FERTIG C, GIBBLE K. Measurement and cancellation of the cold collision frequency shift in an 87 Rb fountain clock [J]. Physical review letters, 2000, 85 (8): 1622.

[27] SORTAIS Y, BIZE S, NICOLAS C, et al. Cold collision frequency shifts in a 87 Rb atomic fountain [J]. Physical Review Letters, 2000, 85 (15): 3117.

[28] WIEMAN C E, WINELAND D J, PRITCHARD D E. Atom cooling, trapping, and quantum manipulation [M]. 1999.

[29] HORAK P, HECHENBLAIKNER G, GHERI K M, et al. Cavity-induced atom cooling in the strong coupling regime [J]. Physical review letters, 1997, 79 (25): 4974.

[30] VETSCH E, REITZ D, SAGUé G, et al. Optical interface created by laser-cooled atoms trapped in the evanescent field surrounding an optical nanofiber [J]. Physical review letters, 2010, 104 (20): 203603.

[31] 罗玉昆. 冷原子干涉精密重力测量系统关键技术研究 [D]; 国防科技大学, 2017.
LUO Y K. Research on Key Technologies of Precision Gravity Measurement System Based on Cold Atom Interferometry [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017.

[32] BUCKLE S J, BARNETT S M, KNIGHT P L, et al. Atomic Interferometers: Phase-dependence in Multilevel Atomic Transitions [J]. Journal of Modern Optics, 1986, 33 (9): 1129-40.

[33] 李期学. 面向原子干涉仪的智能化激光自动稳频技术研究 [D]; 国防科技大学, 2018.
LI Q X. Research on Intelligent Technology of Laser Frequency Automatic Stabilization for Atomic Interferometer [D]. Changsha, National University of Defense Technology, 2018.

[34] 刘强, 卓艳男, 刘超, 等. 基于 DAVLL 技术的半导体激光器稳频装置设计 [J]. 光学仪器, 2014, 36 (6): 551-4.
LIU Q, ZHUO Y-N, LIU C, et al. Frequency stabilization system of diode laser based on DAVLL [J]. OPTICAL INSTRUMENTS, 2014, 36 (6)

: 551-554.

[35] LI Q-X, ZHANG X, ZHU L-X, et al. Intelligent and automatic laser frequency locking system using pattern recognition technology [J]. Optics and Lasers in Engineering, 2020, 126 (105881.

[36] CAO F, ZHANG R. Discussion on the effect of an optical phase-locked loop on the coherence properties of a laser [J]. Journal of the Optical Society of America B, 33 (5): 910.

[37] WANG Q, WANG Z, FU Z, et al. A compact laser system for the cold atom gravimeter [J]. Optics Communications, 358 (82-7.

[38] LI Q-X, YAN S-H, WANG E, et al. High-precision and fast-response laser power stabilization system for cold atom experiments [J]. AIP Advances, 2018, 8 (9): 095221.

[39] KASEVICH M, CHU S. Atomic interferometry using stimulated Raman transitions [J]. Physical review letters, 1991, 67 (2): 181.

[40] WANG P, LI R B, YAN H, et al. Demonstration of a Sagnac-Type Cold Atom Interferometer with Stimulated Raman Transitions [J]. Chinese Physics Letters, 2007 (1): 27-30.

[41] MARINO A M, STROUD C R. Phase-locked laser system for use in atomic coherence experiments [J]. Review of Scientific Instruments, 79 (1): 013104.

[42] LI W, PAN X, SONG N, et al. A phase-locked laser system based on double direct modulation technique for atom interferometry [J]. Applied Physics B, 123 (2): 54.

[43] THERON F, CARRAZ O, RENON G, et al. Narrow linewidth single laser source system for onboard atom interferometry [J]. Applied Physics B, 118 (1): 1-5.

[44] JIE F, JIANGONG H, XI C, et al. Realization of a compact one-seed laser system for atom interferometer - based gravimeters [J]. Optics Express, 2018,

[45] QIN, LUO, HENG, et al. A compact laser system for a portable atom interferometry gravimeter [J].

[46] CHEINET P, DOS SANTOS F P, PETELSKI T, et al. Compact laser system for atom interferometry [J]. Applied Physics B, 2006, 84 (4): 643-6.

[47] REN W, SUN Y, WANG B, et al. Highly reliable optical system for a rubidium space cold atom clock [J]. Applied Optics, 55 (13): 3607.

[48] SCHKOLNIK V, HELLMIG O, WENSLAWSKI A, et al. A compact diode laser system for atom interferometry on a sounding rocket; proceedings of the DPG Tagung, F, 2017 [C].

[49] PAHL J, DINKELAKER A N, GRZESCHIK C, et al. Compact and robust diode laser system technology for dual-species ultracold atom experiments with rubidium and potassium in microgravity [J]. Applied optics, 2019, 58 (20): 5456-64.

[50] MERLET S, VOLODIMER L, LOURS M, et al. A simple laser system for atom interferometry [J]. Applied Physics B, 117 (2): 749-54.

[51] XIAOWEI Z, JIAQI Z, BIAO T, et al. Compact portable laser system for mobile cold atom gravimeters [J]. Applied Optics, 2018,

[52] ZI F, ZHANG X, HUANG M, et al. A compact atom interferometer for field gravity measurements [J]. Laser Physics, 2019, 29 (3): 035504.

[53] MüLLER T, GILOWSKI M, ZAISER M, et al. A compact dual atom interferometer gyroscope based on laser-cooled rubidium [J]. 53 (3): 273-81.

[54] SNADDEN M J, MCGUIRK J M, BOUYER P, et al. Measurement of the Earth's Gravity Gradient with an Atom Interferometer-Based Gravity Gradiometer [J]. 1998, 81 (5): 971-4.

基于雨滴谱参数的南京地区降雨类型区分

蒲　康，刘西川†，高太长，宋　堃

（国防科技大学气象海洋学院，江苏 南京 211101）

摘　要：为探索基于雨滴谱参数的降雨类型区分方法，本文基于南京 OTT 雨滴谱仪实测数据，统计分析了层状云降雨和对流云降雨的尺度谱参数的分布差异，并根据这些差异划取对应的分类器。这些分类器可以用于南京局地的降雨类型区分。结果表明，几种分类器的准确率可达到 90%以上。此外，通过分析不同降雨类型的谱参数差异，对于理解层状云和对流云降雨的微物理特征也具有重要意义。

关键词：雨滴谱参数；降雨分类

Classification of rainfall types in Nanjing based on raindrop spectrum parameters

PU Kang, Liu Xichuan, GAO Taichang

(College of meteorology and oceanology, National university of defense technology, Nanjing 211101, China)

Abstract: In order to explore a method to distinguish rainfall types based on raindrop spectrum parameters, based on the measured data of OTT disdrometer in Nanjing, the distribution differences of the raindrop spectrum parameters of stratiform rainfall and convective rainfall were statistically analyzed, and the corresponding classifier was selected according to these differences. These classifiers can be used to distinguish rainfall types in local areas of Nanjing. The results show that the accuracy of several classifiers can reach more than 90%. In addition, it is of great significance to understand the microphysical characteristics of stratiform and convective rainfall by analyzing the spectrum parameters differences of different rainfall types.

Key words: Raindrop spectrum parameters; rainfall classification

1　研究背景

降雨现象是大气中十分重要的一种天气现象，对生产生活，交通运输，军事活动都会产生重要影响。降雨的微物理特征反映的是降雨粒子的形状、尺度和速度，其影响土壤侵蚀、雨致大气清洁以及电磁波传输等过程。降雨根据其形成的机制以及其云系的垂直结构差异，可以划分为层状云降雨和对流云降雨[1]。两种降雨模式的潜热廓线差异对

作者简介：刘西川（1985—），男，博士生，副教授，现主要从事大气探测雨大气遥感的研究

基金项目：国家自然科学基金（41327003，41505135 和 41475020）

于降水系统发生发展作用不同[2]，使得大量学者开始关注于降雨类型的分类研究[3,4]。

Austin 和 House[5] 使用阈值法分析雨量计数据以区分层状云降雨和对流云降雨。Leary 和 Houze[6] 利用全球大气研究计划在大西洋热带实验期间收集的气象雷达、卫星资料和 DSD 数据，研究了五次与砧云相关的平均降雨情况，在每次降雨事件均表明层状云降雨的降雨强度为 1－10 mm/h，而在对流云降雨中观察到的是 10－100mm/h。Williams 等[7] 研究了用于热带降雨系统的自动分类算法，并将该算法应用于 18 个月的低层大气风廓线仪测量，以研究不同类型的热带降雨系统在印度加迪基的垂直结构和统计特征。Adler[8] 研究了一种利用卫星红外遥感数据区分层状云降雨和对流云降雨的 CST 方法，并用四次南佛罗里达州的降雨事件测试，同时与天气雷达和雨量计以及另外三种红外遥感技术对比。Tokay 等[9] 利用来自热带海洋全球大气耦合海洋—大气实验的地面观测数据，分析了 Gamma 雨滴谱分布参数的时间连续性变化，提出使用数浓度和雨强经验关系区分对流云降雨和层状云降雨的方法。Steiner 等[10] 应用三种算法从雷达数据中提取有关降雨类型的信息，将雷达回波分为对流云和层状云区域，总结雷达回波的垂直结构，并以高空间分辨率确定降雨强度。

近年来，人们越来越关注雨滴谱参数之间的相关性以及 DSD 参数本身的物理意义，并研究了不同类型降雨这些参数之间关系的差异性。Ulbrich[11] 提出形状因子和数浓度之间存在指数关系，并且分析了不同降雨类型该指数关系的差异。Zhang 等[12] 提出形状因子和尺度因子之间存在二次函数关系，而且提出形状因子和尺度因子之间的关系与降雨类型不同以及降雨强度大小有关。为了探索使用雨滴谱参数区分降雨类型的方法，本文利用南京地区一年的 OTT 雨滴谱仪的观测数据，统计分析了不同降雨类型的雨滴谱参数差异，并据此进行降雨类型的区分。本文组织如下：第二部分描述数据及处理方法；第三部分对分类结果进行了分析；最后，第四部分进行总结。

2 数据和方法

雨滴谱（raindrop size distribution，简称 RSD）是描述降雨粒子微物理形态的重要方式。RSD 的概念是在气象雷达使用早期引入的[13]，其被认为对天气雷达测量结果尤其是降雨强度的定量解释至关重要。此外描述连续尺度降雨的量值（如雷达反射率 Z，液态水含量 W 等）都可以表示为 RSD 的加权统计矩。根据对降雨数据的分析，传统上假定 RSD 函数表达式为指数形式：

$$N(D) = N_0 \exp(-\Lambda D) \quad (0 \leqslant D \leqslant D_{\max}) \tag{1}$$

其中，N_0（$m^{-3}mm^{-1}$）和 Λ（mm^{-1}）分别称为 RSD 的斜率参数和截距参数，D 是雨滴的等效直径，$D_{\max}$ 是最大雨滴的等效直径。该雨滴谱分布函数称为 MP 谱分布，其假设 N_0 是一个常数（$8\times10^4 m^{-3}mm^{-1}$），而 Λ 是降雨强度 R 的函数 $N_0 = 5.1\times10^4 R^{-0.03}$[13]。Laws 和 Parsons[14] 提出 RSD 能被近似表达为 $\Lambda = 38R^{-0.20}$，而且 N_0 弱相关于降雨强度 R。Waldvogel[15] 发现存在 N_0 发生突变的情况。尽管 MP 谱分布对层状云降雨的拟合效果较好，但是由于没有考虑到雨滴形状变化的影响，但是其对对流云降雨的大雨滴部分描述不够精确[13]。Ulbrich 和 Atlas[16] 引入了形状因子 μ 得到了 Gamma 谱分布：

$$N(D) = N_0 D^{\mu} \exp(-\Lambda D) \quad (0 \leqslant D \leqslant D_{\max}) \tag{2}$$

实测数据证明了 Gamma 谱所拟合的雨滴谱普适性要优于 MP 谱分布[17]。因此本文选用普适性较好的 Gamma 谱分布及其参数进行降雨类型的区分研究。

为了探寻南京地区不同降雨类型 RSD 参数之间的差异，本文分析了 2015 年南京市浦口区 OTT 雨滴谱仪记录的全年 1min 时间分辨

率的 RSD 数据。其数据格式为一个 32 * 32 的矩阵 M_{32*32}，其记录的元素 $m_{i,j}$ 代表 1min 内所探测到的尺度在第 i 档，降落速度在第 j 档的粒子数。其第 i 尺度档上的雨滴浓度 $N(D_i)$（$m^{-3}\ mm^{-1}$）可由下式确定：

$$N(D_i)=\sum_{j=1}^{32}\frac{m_{i,j}}{V_j\cdot t\cdot s_i\cdot d_i} \tag{3}$$

其中 D_i（mm）是第 i 个尺度档上的尺度中值，t（s）指的是采样时间，V_j（m/s）是第 j 个速度档上的速度中值，s_i（m^2）为对应的有效采样面积，d_i（mm）为第 i 个尺度档的宽度。对应的降雨强度 R（mm/h）可表示为：

$$R=6\pi\times10-4\sum_{i=1}^{32}V_{emp}(D_i)N(D_i)D_i^3d_i \tag{4}$$

此处 $V_{emp}(D_i)=9.65-10.3\exp(-0.6D_i)$ 为经验雨滴降落速度经验公式[18]。

雨滴谱参数一般由阶矩法计算得到。第 n 阶矩的定义为：

$$M_n=\int_0^{\square}N(D)D^n dD=\frac{N_0[\Gamma(n+\mu+1)]}{\lambda^{n+\mu+1}} \tag{5}$$

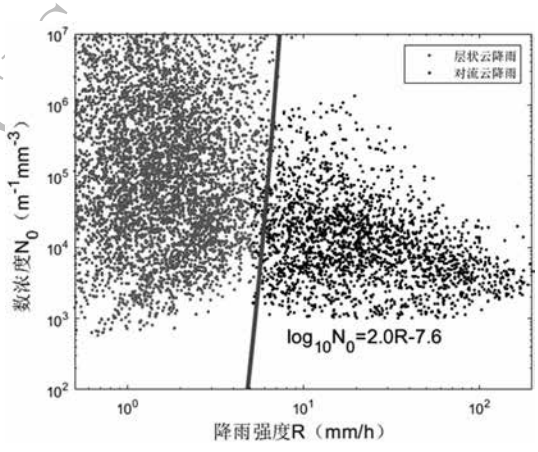
Smith 等[19] 提出使用 M3 和 M4 计算 RSD 参数。Ulbrich 和 Atlas[16] 提出使用 M2，M4 和 M6 计算 RSD 参数。计算雨滴谱参数所采用的阶矩不同，拟合的效果也不同。Cao[20] 基于模拟 RSD 和真实数据，分析了不同矩估计方法对 RSD 参数的误差影响。结果表明，Gamma 谱参数的中阶矩估计值比低阶和高阶矩估计值误差更小，如果 DSD 完全符合 Gamma 谱分布，则 M234 具有最好的整体性能。但是由于模型误差的存在使得 M234 拟合实际谱分布的效果变差。经过分析评估，推荐使用 M246 作为矩估计值来计算 Gamma 谱参数。通过 M246 矩估计值计算 Gamma 谱参数 $\hat{N}_0$，$\hat{\Lambda}$，$\hat{\mu}$ 的公式如下：

$$\begin{aligned}&\eta=M_4^2/M_2/M_6\\&\hat{\mu}=((7-11\eta)-(\eta^2+14\eta+1)0.5)/(\eta-1)/2\\&\hat{\Lambda}=[M_2(\hat{\mu}+3)(\hat{\mu}+4)/M_4]\,0.5\\&\hat{N}_0=M_2\hat{\Lambda}^{(\hat{\mu}+3)}/\Gamma(\hat{\mu}+3)\end{aligned} \tag{6}$$

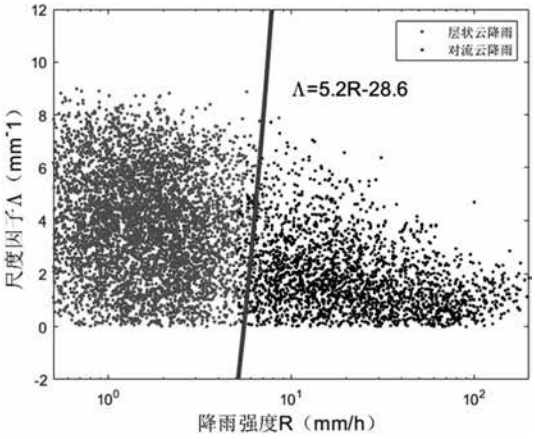
每个样本的降雨类型的确定使用 Bringi et al.[21] 所提出的方法：对于 5 个连续的 2 min 样本，如果其降雨强度 R 的平均值大于 0.5 mm/h，且标准差小于 1.5 mm/h，则这些样本被认为是层状云降雨；如果其降雨强度 R 的平均值大于 5 mm/h，且标准差大于 1.5 mm/h，则这些样本被认为是对流云降雨。通过质量控制，剔除掉奇异值，然后以上述分类方法对样本数据分类，获得对流云降雨数据 5587 组，层状云降雨数据 2355 组。

3 结果分析

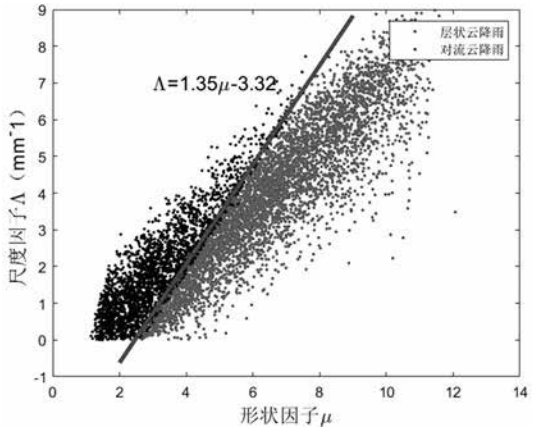
如图 1 所示，分别做出尺度因子 Λ 与形状因子 μ、形状因子 μ 与降雨强度 R、尺度因子 Λ 与降雨强度 R、数浓度 N_0 与降雨强度 R 统计散点图，并根据两类数据的分界线拟合出分类器。



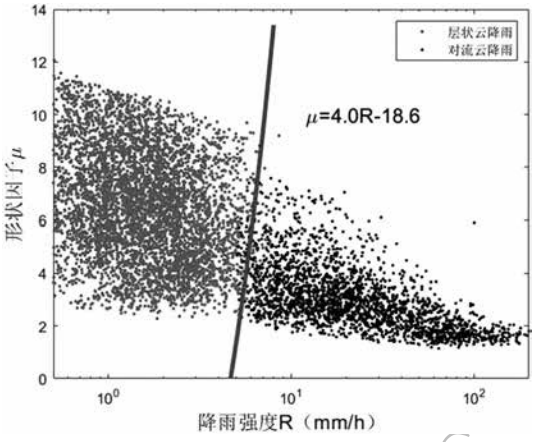
（a）



（b）



（c）



（d）

图 1　不同类型降雨的谱参数散点图

图 1（a）为不同降雨类型的数浓度 N_0 与降雨强度 R 散点图。图中划分两种类型降雨的分类器为 $\log_{10}N_0 = 2R - 7.6$，当数浓度为一定值时，对流云降雨强度比层状云降雨强度大，当降雨强度不变时，层状云降雨的数浓度比对流云降雨大，这正好与层状云和对流云微物理成因相对应，相同降雨强度下，层状云降雨的雨滴粒子更小，单位体积内的粒子数更多。总共 7942 组数据，错误分类 115 组，准确率为 98.55%。

图 1（b）为不同降雨类型的尺度因子 Λ 与降雨强度 R 散点图。图中划分两种类型降雨的分类器为 $\Lambda = 5.2R - 28.6$，当尺度因子为一定值时，对流云降雨强度比层状云降雨大，当降雨强度一定时，层状云降雨的尺度因子要偏大，且他们都随着降雨强度的增加，尺度因子会减小。总共 7942 组数据，错误分类 125 组，准确率为 98.43%。

图 1（c）为形状因子 μ 与降雨强度 R 散点图。图中划分两种类型降雨的分类器为 $\mu = 4R - 18.6$，当形状因子为一定值时，对流云降雨强度相对于层状云降雨要大，当降雨强度一定时，层状云降雨的形状因子偏大，且他们都随着降雨强度的增加，形状因子会减小。总共 7942 组数据，错误分类 116 组，准确率 98.54%。

图 1（d）为尺度因子 Λ 与形状因子 μ 散点图。图中划分两种类型降雨的分类器为 $\Lambda = 1.35\mu - 3.32$，当尺度因子为一定值时，层状云降雨的形状因子大于对流云降雨的形状因子，当形状因子确定时，层状云降雨的尺度因子比对流云降雨的尺度因子要小。不论是层状云降雨还是对流云降雨，随着形状因子的增加，尺度因子也会增加。总共 7942 组数据，错误分类 430 组，准确率为 94.59%。

表 **1**　不同分类器及其错分样本数

分类器	错分样本数	准确率
$\log N_0 = 2R - 7.6$	115	98.55%
$\Lambda = 5.2R - 28.6$	125	98.43%
$\mu = 4R - 18.6$	116	98.54%
$\Lambda = 1.35\mu - 3.32$	430	94.59%

上述的 RSD 参数之间的所组成的分类器可以用于南京地区层状云降雨和对流云降雨的区分，得到区域化较为理想的分类效果。

4　总结

本文尝试了使用南京地区 OTT 雨滴谱仪实测数据获得的 RSD 参数来区分不同类型降雨。结果表明，对于局地化统计得到的分类器可以达到较为理想的效果。但是，该方法需要拥有大量的本地历史统计数据，且能够所获得准确的 RSD 参数，这对现有的雨滴谱仪以及对应的处理方法提出了进一步的要求。

参考文献：

[1] TOKAY A, SHORT D A. Evidence from Tropical Raindrop Spectra of the Origin of Rain from Stratiform versus Convective Clouds [J]. Journal of Applied Meteorology, 1996 35 (3) 355-71.

[2] ULBRICH C W, ATLAS D. On the separation of tropical convective and stratiform rains [J]. Journal of Applied Meteorology, 2002, 41 (2) 188-95.

[3] WILLIAMS C R, ECKLUND W L, GAGE K S. Classification of Precipitating Clouds in the Tropics Using 915-MHz Wind Profilers [J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 1995, 12 (5).

[4] TOKAY A, SHORT D A, WILLIAMS C R. Tropical Rainfall Associated with Convective and Stratiform Clouds Intercomparison of Disdrometer and Profiler Measurements [J]. Journal of Applied Meteorology, 1999, 38 (3): 302-20.

[5] M A P, A H R. Analysis of the Structure of Precipitation Patterns in New England [J]. Journal of Applied Meteorology, 1972, 11 (6): 926-35.

[6] A. L C, A. H R. Melting and Evaporation of Hydrometeors in Precipitation from the Anvil Clouds of Deep Tropical Convection [J]. Journal of the Atmospheric Sciences, 1979, 36 (4): 669-79.

[7] WILLIAMS C R, W. L. ECKLUND, AND K. S. GAGE. Classification of precipitating clouds in the Tropics using 915-MHz Wind Profilers [J]. J Atmos Oceanic Technol, 1995, 12 (17).

[8] F A R. A satellite infrared technique to estimate tropical convective and stratiform rainfall [J]. Journal of Applied Meteorology, 1988, 27 (1): 30-51.

[9] TOKAY A, SHORT D A. Evidence from Tropical Raindrop Spectra of the Origin of Rain from Stratiform versus Convective Clouds [J]. Journal of Applied Meteorology, 1996, 35 (3): 355-71.

[10] M S, A H R, E Y S. Climatological Characterization of Three - Dimensional Storm Structure from Operational Radar and Rain Gauge Data [J]. Journal of Applied Meteorology, 1995, 34 (9): 1978-2007.

[11] ULBRICH C W. Natural variation in the analytical form of the raindrop size distribution [J]. Journal of Climate and Applied Meteorology, 1983, 22 (10): 1764-75.

[12] ZHANG G, VIVEKANANDAN J, BRANDES E. A method for estimating rain rate and drop size distribution from polarimetric radar measurements [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39 (4): 0-841.

[13] MARSHALL J S, PALMER W M. The distribution of raindrops with size [J]. Journal of Meteorlogy, 1948, 5 (4): 165-6.

[14] LAWS J O, PARSONS D A. The relation of raindrop-size to intensity [J]. Transactions, American Geophysical Union, 1943, 24 (2): 452.

[15] A. W. The N_0 Jump of Raindrop Spectra [J]. Journal of the Atmospheric Sciences, 1974, 31 (4): 1067-78.

[16] W. U C, D. A. Rainfall microphysics and radar properties: Analysis methods for drop size spectra [J]. Journal of Applied Meteorology, 1998, 37 (9): 912-23.

[17] 胡云涛, 高太长, 曾培培, et al. 2014-2016 年南京地区降雪微物理特征 [J]. 气象与减灾研究, 2017, 40 (2) (107-10.

[18] ATLAS D, SRIVASTAVA R C, SEKHON R S. Doppler characteristics of precipitation at vertical incidence [J]. Reviews of Geophysics and Space Physics, 1973, 11: 1-35.

[19] SMITH P L, MUSIL D J, WEBER S F, et al. Raindrop and hailstone size distributions inside hailstorms. [M]. Int Conf on Cloud Physics, Boulder, CO, Amer Meteor Soc. 1976: 252-7.

[20] CAO Q, ZHANG G. Cao Q , Zhang G . Errors in Estimating Raindrop Size Distribution Parameters Employing Disdrometer and Simulated Raindrop Spectra [J]. Journal of Applied Meteorology and Climatology, 2009, 48 (2): 406-25.

[21] BRINGI V N, CHANDRASEKAR V, HUBBERT J. Raindrop Size Distribution in Different Climatic Regimes from Disdrometer and Dual-Polarized Radar Analysis [J]. Journal of the Atmospheric Sciences, 2003, 60 (2): 354-65.

基于 PCA 的流量波动信号的降噪方法研究

史慧超[1]，康希锐[2]，牛　力[3]，朱国俊[4]，魏焕昌[5]

（1-5. 北京化工大学信息科学与技术学院，北京朝阳 100029）

摘　要：在流量标准装置中，流量稳定性至关重要，而流量波动会极大地影响流量稳定性。对流量波动信号的测量中，由于流量计的自身的噪声的影响，难以准确测量流量波动信号。本文通过涡轮流量计测量水流量标准装置中的流量波动信号，并通过 PCA 对测得信号进行降噪，从而消除流量计噪声的影响，获得准确的流量波动结果。

关键词：流量波动信号、降噪、PCA、SVD

1　引言

流量稳定性是流量标准装置的关键性能参数，在标定流量计时具有重要的作用[1]，在以往的流量波动信号研究中，是直接使用流量计对水流量信号进行检测。但直接使用涡轮流量计对水流量进行测量时，由于流量计本身的局限性，在测量流量信号时会引入自身噪声，难以消除，直接对传感器获取的信号数据进行分析，无法直观得到水流量波动规律，故需要对测得的流量数据进行去噪处理（涡轮流量计的本身噪声）。

本文提出了一种基于 PCA 去噪的一维周期信号处理方法，由于 PCA 处理方法需要对多维数据进行映射达到降维目的，所以首先通过对一维信号数据进行升维重构，再利用 PCA 找出重构数据的各主元信息，通过去除占比小的主元信息量（噪声），来达到水流量波动信号的去噪处理。

2　PCA 原理

主成分分析（Principal Compone Analysis），也称主元分析，最初是由 Pearson 在 1901 年提出[2]，可以达到的主要目的是使数据降维，将原数据进行维度转换，在新的维度上获得少许几个新的变量，这些新变量为原变量的线性组合，同时又可以尽可能多的表征原有数据的特征信息[3]，该技术目前已经广泛应用在数据挖掘、信号处理、噪声过滤、特征提取、计算机视觉、图像处理和模式识别等方面[4-10]，有很好的处理效果。

2.1　PCA 的基本原理

PCA 的操作涉及到多维空间中的投影概念，为说明简单，本文这里的举例为二维空间到一维空间的映射。在二维空间中选取的 n 个样品的分布大致如图 2.2.1 所示[11]：

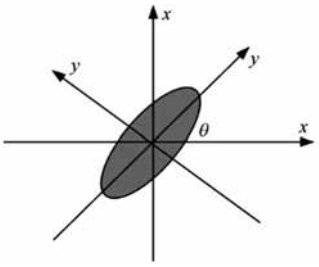


Fig 2.2.1　主成分分析图

如果将坐标系进行正交旋转，旋转角度为 θ，如图所示，得到新的 y_1 和 y_2 为基的坐标系，旋转公式为：

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11}y_{12}\cdots y_{1n} \\ y_{21}y_{22}\cdots y_{2n} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} x_{11}x_{12}\cdots x_{1n} \\ x_{21}x_{22}\cdots x_{2n} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} cos\theta & -sin\theta \\ sin\theta & cos\theta \end{bmatrix} = XUT \quad (1)$$

其中 U 就是坐标旋转变换矩阵，从公式中可以推出，经旋转变换后新坐标有如下性质：

（1）原来的样本点与 y_1 和 y_2 几乎不相关。

（2）二维平面上的 n 个点的方差大部分都映射在 y_1 轴上，映射在 y_2 轴上的部分很少。y_1 和 y_2 是由原始变量 x_1 和 x_2 线性组合而来。由于 n 个点在 y_1 轴上的方差最大，因而将二维空间的点用在 y_1 轴上的一维综合变量来代替，所损失的信息量最小，由此称 y_1 轴为第一主成分，如果第一主成分不足以代表原来 m 个变量的信息，再考虑选取 y_2 即第二个线性组合，并且 y_1 已有的信息就不需要再出现在 y_2 中，用数学语言表达就是要求 $Cov(y_1, y_2)=0$[11]，y_2 轴上有较小的方差，称它为第二主成分。对于 n 维多坐标系，最多有 n 个主成分[12]。

将二维空间的 PCA 算法扩展到多维，就是我们常用的 PCA 算法

2.2 PCA 算法

假设 $X=\begin{bmatrix} x_{11}x_{12}\cdots x_{1m} \\ x_{21}x_{22}\cdots x_{2m} \\ \cdots \\ x_{n1}x_{n2}\cdots x_{nm} \end{bmatrix}$ 是一个 $n\times m$ 的矩阵，每一列代表一个变量，每一行代表一个样本。则 x 可以分解为 m 个向量的外积之和，即

$$X=a_1bT_1+a_2bT_2\cdots a_mbT_m \tag{2}$$

其中 $a_i\in R_n$ 为得分向量，$b_i\in R_m$ 为载荷向量，x 的得分向量也叫 x 的主成分。各得分向量和载荷向量之间都是互相正交的，且每个载荷向量的长度都是 1，即[13]：

$$\begin{aligned} a_i{}^Tb_j&=0 \qquad i\neq j \\ a_i{}^Tb_j&=1 \qquad i=j \end{aligned} \tag{3}$$

将（2）式左右两侧同时右乘 b_1，则：

$$Xb_1=a_1b_1{}^Tb_1+a_2b_2{}^Tb_1\cdots a_mb_m{}^Tb_1 \tag{4}$$

将（3）代入（4）可得：

$$Xb_1=a_1 \tag{5}$$

（5）式说明，每一个得分向量实际上是矩阵 X 在这个得分向量 a_1 相对应的载荷向量方向 b_1 上的投影，如果将得分向量按其长度从小到排列：

$$\|a_1\|>\|a_2\|>\cdots>\|a_m\| \tag{6}$$

则载荷向量 b_1 代表 x 变化最大的方向，b_2 与 p_1 垂直并代表 x 变化的第二大方向，以此类推，越往后对 x 的影响变越小。若数据集 X 中的变量是线性相关的（目标信号与噪声信号的集合），则矩阵 X 主元分解后可以写成：

$$X=a_1b_1{}^T+a_2b_2{}^T\cdots a_kb_k{}^T+\varepsilon \tag{7}$$

其中 ε 为误差矩阵（噪声），由此原理，可以在主元分解后去除掉 ε，来达到去噪的效果。

PCA 的数学计算过程如下：

（1）采集数据形成 $n\times m$ 的矩阵。m 为特征维度，n 为采样次数。

（2）在每个特征维度（矩阵行向量）上减去该特征维度的平均值得到矩阵 X。

（3）对 X 的协方差阵 $C=X^TX$ 进行特征分解：

$$C=X^TX=P\Lambda P^T \tag{8}$$

其中 Λ 为对角阵，将特征值按从大到小的顺序排列而成，P 为特征矩阵，由 m 列特征向量组合而成，每一列特征向量对应对角阵中的每一行的特征值。

（4）令 $Y=XP^T$，新得到的 Y（$n\times m$）矩阵的每一列即为在新的空间维度下的 X 的主分量。

而主成分的个数 k 可以根据对角阵中前 k 个特征值之和在所有特征值之和中所占的比例（贡献率）进行选取。

3 基于 PCA 的混沌检测波动信号

由上述原理可以看出，在 PCA 方法中，求得的对角阵为特征值的从大到小排列，越往后的主成分所包含的信息就越少，在夹杂有噪声的混沌检测波动信号中，信号的组成为 $y=y_1$（混沌波动信号）$+y_2$（噪声），在这里我们认为，主成分占比较大的为实际混沌波动信号，主成分占比较小的为噪声，我们

通过舍去主成分占比较小的部分，来达到去除噪声的目的，由于一维信号我们无法直接通过主元分析法来进行降噪，但由于信号具有周期性，所以这里我们对数据进行升维处理。

3.1 构建 Hankel 矩阵

Hankel 矩阵的数学表示形式如下：

$$H_n = \begin{bmatrix} a_0 a_1 a_2 \cdots a_{n-1} \\ a_1 a_2 a_3 \cdots a_n \\ \cdots \\ a_{n-1} a_n a_{n+1} \cdots a_{2n-2} \end{bmatrix}$$

由于本文所使用的压力传感器和流量传感器所测得的数据均为一维数据，但其受到水流中噪声的干扰，可以类比于信号数据，具有周期性，故可使用 Hankel 矩阵将一维数据升维，采用下一行数据比上一行数据延续一位的方法，构建矩阵。然后使用 PCA 算法对升维后的数据进行主元分析。

3.2 正弦函数加白噪声模拟实验

这里先做一个标准正弦函数加白噪声的去噪实验观察 PCA 方法的降噪效果。

设置采样频率 fs 为 20000，信号频率 f 为 500. 采样时间 Ts 为 1/20000，则信号持续时间为 t = 0：Ts：4095×Ts，噪声强度 D 设置为 0. 2，则原正弦函数为 $s=sin(2\times\pi\times f\times t)$，加入噪声后的函数为 $x=s+\sqrt{D}\times randn(size(t))$。通过实验，我们可以得到一个信号 x 的 1×4096 的一维信号数组，取前 1001 个数据作为样本，根据 3. 1 的 Hankel 矩阵构造方法，构造一个 501×501 的 Hankel 矩阵。

根据 PCA 方法，我们可以得到主分量分布，其中第一主元占比为 36. 3174%，第二主元占比为 36. 2072%，第三主元占比为 0. 2890%，从中可以看出，新构成的 Hankle 矩阵有两个主分量，故这里我们将前两个主分量作为原始信号，舍去其余分量，新矩阵的构造方法由 3. 1 所述，对矩阵进行 SVD 分解，取前两个特征值构成 Λ 矩阵（2×2），取 U 矩阵的 501×2 部分，取 V 矩阵的前 501×2 部分，于是新的信号重构矩阵为 $X=U\times\Lambda\times V$（501×501），重构矩阵为去噪后的 Hankel 矩阵，此时根据 Hankel 矩阵的建立规则回推，便可以得到 1×1001 的去噪后的一维信号矩阵，信号分析见图 3. 2. 1。

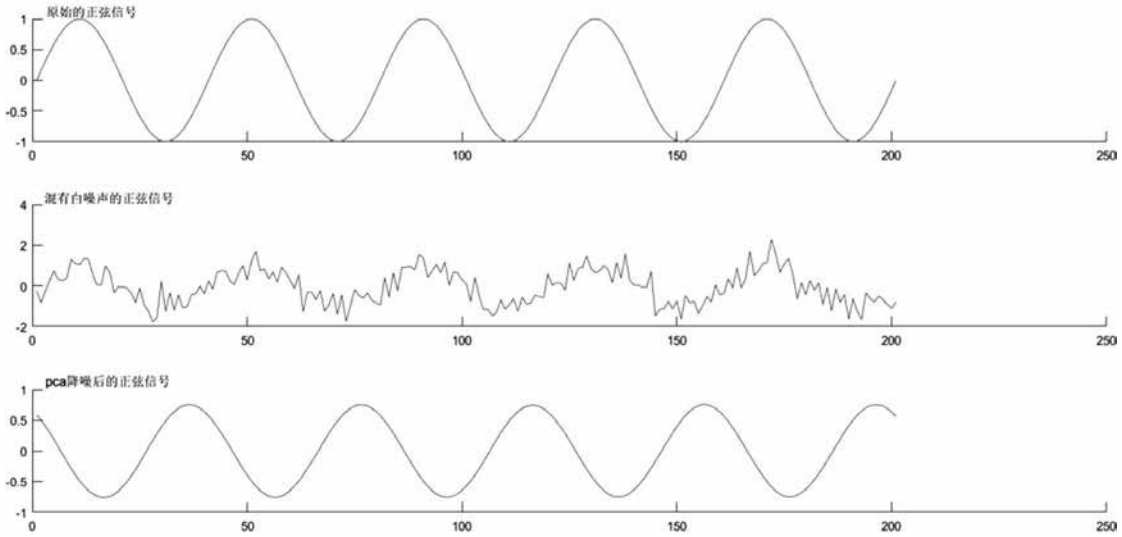


Fig 3. 2. 1　三种信号对比图

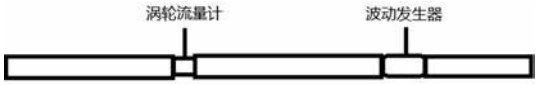
从图 3. 2. 1 中可以很明显的看出，PCA 降噪效果显著，可以用于处理周期性的一维信号。此方法具有很大的可行性。

3.3 流量波动信号实验

3.3.1 实验平台搭建

本研究所做实验平台是基于中国计量科

学研究院流量实验室的实验环境进行的，实验装置为水流量标准装置，实验设计图如图所示：



通过利用中国计量科学研究院的实验条件，搭建一段长直稳流管道，根据设计图，在固定位置加装涡轮流量计和波动发生器，实验开始后，调整波动发生器产生波动，对管道内的水流加装波动信号，通过涡轮流量计测量水流量波动数据，但由于涡轮流量计本身的构建等影响，会对采集到的流量信号加入噪声，故为了研究水流量波动信号，需要采用 PCA 方法对采集到的流量波动数据进行去噪处理。

3.3.2 数据采集装置

试验中涡轮流量计信号由美国 NI 数据采集系统采集。搭建的 NI 数据采集系统包括主机、测试和采集板卡，其中机箱为美国 NI 公司研制的 PXIe-1071 型机箱，采集硬件则使用 NI 公司的 PXI6341 和 PXI6614 型高速采集板卡。数据采集系统对涡轮流量计信号进行实时采集，数据采集系统通过 Lab VIEW 软件来进行控制，其数据采集单元的程序界面如图 3.3.1 所示[1]。

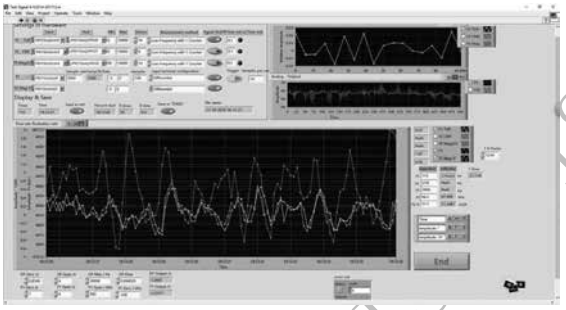


图 3.3.1 NI 数据采集程序界面

3.3.3 数据分析处理

首先将 1×1001 的一维流量波动数据重构成 501×501 的 Hankel 矩阵，先进行 PCA 主元分析，确定主元个数。

其中第一个主元占比为 34.9989%，第二个主元占比为 34.3966%，第三个主元占比为 34.9989%，第四个主元占比为 1.1650%，这里选取前 1，2，3，4 个主元序列，分别判断去噪的效果，原有信息图像和去噪后的图像见图 3.3.2-3.3.5：

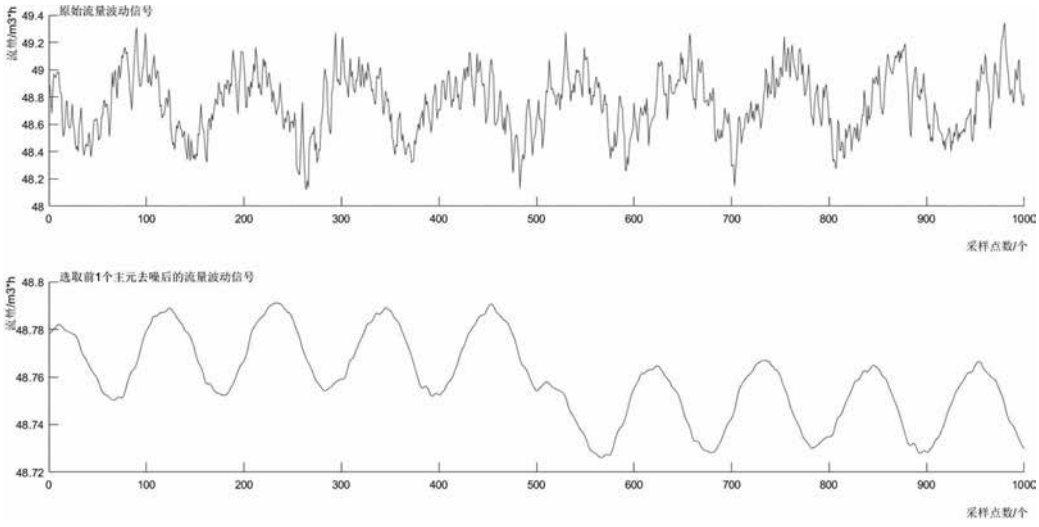


Fig 3.3.2 原始流量波动图和选取 1 个主元去噪后的流量波动图

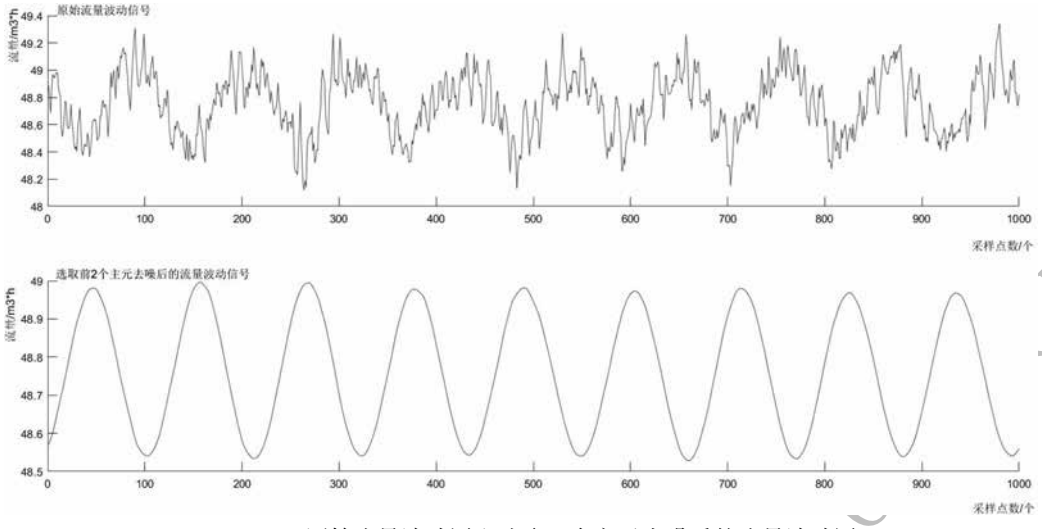


Fig 3. 3. 3　原始流量波动图和选取 2 个主元去噪后的流量波动图

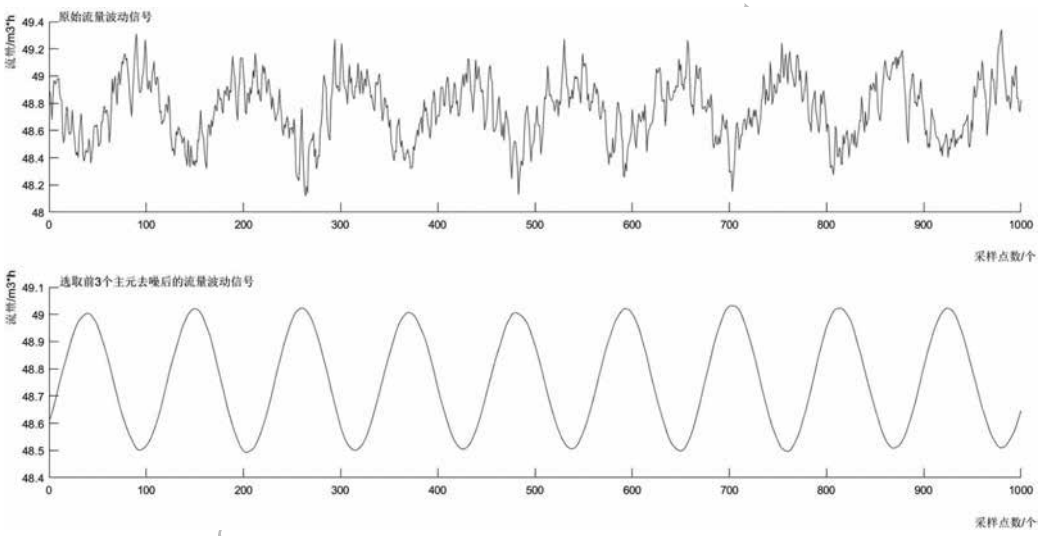


Fig 3. 3. 4　原始流量波动图和选取 3 个主元去噪后的流量波动图

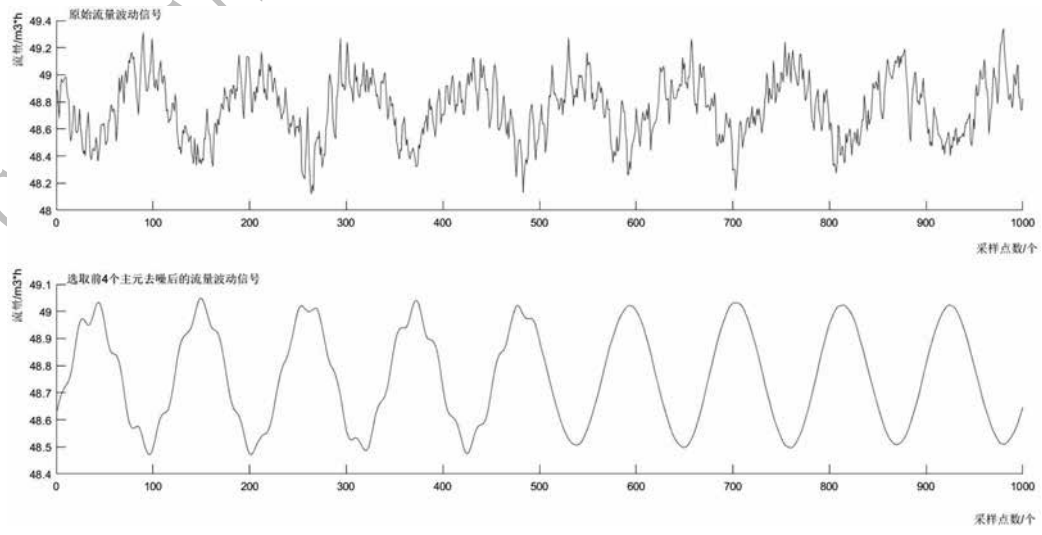


Fig 3. 3. 5　原始流量波动图和选取 4 个主元去噪后的流量波动图

从图中可以看出，选取前两个和前三个主元的时候可以很好的去除流量波动信号中的噪声。

4 结论

从波动检测信号的降噪实验可以得出，PCA 方法对一维的数据信号具有良好的降噪效果，由此可以将 PCA 降噪由原来的多维数据推广到信号降噪领域，相比于小波变化及现有的滤波器等，PCA 由简单的数学公式推导，矩阵变化寻找主元，通过去除占比成分低的数据来达到降噪的效果，这种方法无疑更为简单高效。

参考文献：

[1] 史慧超，康希锐，孟涛等. 基于 EMD 的水流量标准装置中压力波动信号分析 [J]. 仪器与设备，2019，第 7 卷（1）：8-14

[2] Pearson K. On Lines and Planes of Closest Fit to Points in Space [J]. Philosophical Magazine，1900，2（11）：559-572

[3] Aapo H，Juha K，Erkki O. 独立成分分析 [M]. 周宗潭译. 北京：电子工业出版社，2007：93-95

[4] 彭玉青，张红梅，何华，顾军华. 数据挖掘技术及其在教学中的应用 Data Mining Technology and Its Application in Teaching [期刊论文]《河北科技大学学报》2001 年 4 期

[5] 郝燕，董鸿晔，姜楠，孙国祥. 基于主成分分析的中药色谱指纹图谱多维多息特征数据挖掘方法研究 [J]. 中南药学，2007（03）：267-272

[6] 张红涛，楚清河，胡玉霞，顾波. 核函数主成分分析在粮虫特征提取中的应用 [J]. 河南农业科学，2011，40（09）：90-93

[7] 王路，王磊，卓晴，王文渊. 基于二维主成分分析的运动目标检测 [J]. 计算机学，2008（08）：206-207+217

[8] 郭重华，丁云生，何悦，曹金莉，闵顺耕. 近红外显微图像的主成分法图像处理 [J]. 现代仪器 2009，15（05）：38-40

[9] 余发军，赵元黎，刘伟，吕晶. 主成分分析结合感知器在医学光谱分类中的应用 [J]. 光谱学与光谱分析，2008（10）：2396-2400

[10] 孙守宇. 盲信号处理基础及其应用 [M]. 北京：国防工业出版社，2010：54-55

[11] 周宪英，高成文，曹建华. 主成分分析法及其在数据降噪中的应用 [J]. 兵工自动化，2014，33（09）：55-58

[12] 樊海锋，徐凯，江全元等. 考虑最大可观测通道数和关键故障线路约束的 PMU 优化配置研究 [J]. 机电工程，2013，30（10）：1240-2045

[13] 刘君华，汤晓君，张勇等. 智能传感器系统（第二版）. 西安：西安电子科技大学出版社，2010. 5：280

非正交轴系全站仪测量系统的视觉引导改进方案

孙泽峰[1]　吴　斌[1]　马高举[1]　苗凤金[1]

（1. 天津大学精密测试技术与仪器国家重点实验室 天津 300072）

摘　要：基于非正交轴系激光全站仪系统提出了一种视觉引导的改进方案。在室外环境与复杂背景下增强了对特定靶标识别引导的能力，实现了自动测量。运用模板匹配算法与 KCF 目标跟踪算法实现对靶标的识别与获取，之后通过相机变焦与二分法逼近策略实现精确引导，实现了在大尺寸空间内的自动测量。利用经纬仪双站系统对室外实验结果进行精度验证，结果表明在该方案下点的平均误差在 5mm 以下，通过重复实验验证了该方案视觉引导结果的稳定性。

关键词：非正交轴系激光全站仪；视觉引导；图像处理；自动测量

中图分类号及文献标识码：TH71；A

Improved scheme of vision guidance formeasurement system of non orthogonal shaft total station

SUN Zefeng[1], WU Bin[1], MA Gaoju[1], MIAO Fengjin[1]

(1. *State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments*, *Tianjin University*, *Tianjin* 300072)

Abstract: Based on the non orthogonal shaft total station system, an improved scheme of vision guidance is proposed. In the outdoor environment and complex background, the ability to identify and

作者简介：孙泽峰，2018 年于天津大学获得学士学位，现为天津大学在读研究生，主要研究方向为视觉测量技术及应用、精密测量技术与仪器。E-mail：SunZefeng@ tju. edu. cn

Sun Zefengreceived his B. Sc. degree in 2018 from Tianjin University, now he is a graduate in Tianjin University. His main research interests include vision measurement technology and application, precision measurement technology and instrument.

吴斌（唯一通讯作者），1997 年于天津大学获得学士学位，2002 年于天津大学获得硕士学位，2005 年于天津大学获得博士学位，现为天津大学教授，博士生导师。主要研究方向为激光及光电测试技术、视觉测量技术及应用、精密测量技术与仪器。E-mail：wubin@ tju. edu. cn

Wu Bin received his B. Sc. degree in 1997 from Tianjin University, received his M. Sc. degree in 2002 from Tianjin University, received his Ph. D. degree in 2005 from Tianjin University, now he is Professor and doctoral supervisor in Tianjin University. His main research interests include laser and photoelectric measurement technology, vision measurement technology and application, precision measurement technology and instrument.

* **基金项目**：天津市自然科学基金重点项目（18JCZDJC38600）资助项目

guide the specific targets is enhanced and automatic measurement is realized. The template matching algorithm and KCF target tracking algorithm are used to realize the target recognition and acquisition. Then, the camera zooming and dichotomy approach strategy are used to achieve accurate guidance and automatic measurement in large-scale space. The double station system of theodolites is used to verify the accuracy in the outdoor experiment. The average error of point measurement under the scheme is less than 5mm, and the stability of the visual guidance results of the scheme is verified by repeated experiments.

Keywords: Non orthogonal shaft total station; Vision guidance; Image processing; Automatic measurement

0 引言

随着工业制造业的发展，对于大尺寸、现场自动化测量的需求与日俱增，而全站仪能在测站上同时测量、计算、显示及记录各种测量数据，在工程测量中得到广泛应用[1]。同时，在如矿山测量、桥梁动态响应监测、地理探测等工程应用中，全站仪也具有适用于环境的测量能力[2~4]。

全站仪经过不断的发展，向着自动补偿、数据共享发展，其结构不断优化，功能不断完善。为了避免人工瞄准带来的人为误差与低效率，实现自动化测量，需要对靶点进行精确引导[5~6]。图像处理与数据分析的方法在全站仪进行工程监控测量的过程中也发挥着重要作用[7]。张滋黎等为了实现目标自动识别和自动测量，基于视觉引导构建了新型激光经纬仪自动测量系统[8]。Luo 等基于自准直仪和经纬仪的原理，设计了一种用于反射面自动获取和瞄准的自准直经纬仪[9]。吴斌等利用高分辨率相机实现特征的自动识别与匹配，以两台激光电子伺服经纬仪为基础构建了测量的系统样机，实现了在大尺寸测量过程的自动化[10]。杨峰亭等提出了非正交测量的方法，设计了一种新颖的具有成本效益的非接触式三维测量系统，降低对自身结构正交性的依赖，降低了设备成本[11~12]。张雨等利用两个一维旋转台和一个激光测距仪组成非正交全站仪测量系统，并在一定测量范围内实现了毫米级的测量精度[13]。丁文等用数学分析的手段对非正交全站仪进行误差分析和测量不确定度评定[14]。王占胜等通过四元数坐标表示方法建立了非正交测量模型，同时配合视觉引导完成了自动引导测量[15]。目前非正交轴系全站仪虽然完成了视觉引导，但效果受到复杂背景的影响，效率不高，适用性不强。

本文基于非正交全站仪的研究成果，针对室外复杂背景下的特征点测量提出了自动引导的改进方案，提高测量方案的适用性与效率。非正交轴系激光全站仪摆放的实际站位不必严格确定，可在一定大小的范围空间内摆放，皆可进行自动视觉引导测量。此基于非正交全站仪的多点引导方案在工业制造中，对于大尺寸目标上多个固定特征点可实现自动化测量。

1 非正交轴系激光全站仪测量系统

1.1 非正交轴系激光全站仪结构

系统由一个自主研发的非正交全站仪和一台自动调焦单目相机构成，结构示意图如图 1 所示。

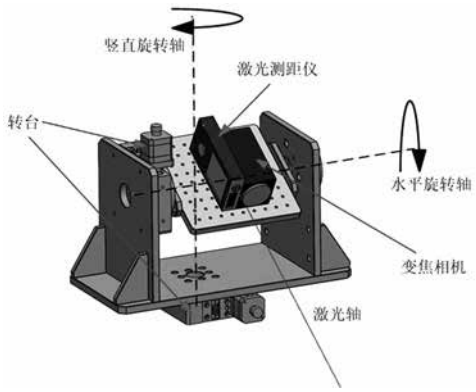


图 1 结构示意图

Fig. 1 Structural representation

U 型架下方和左侧分别连接水平转台和竖直转台。本文使用型号为 DMK Z30P031 的黑白变焦相机，固定在竖直转台相连的旋转平台，同时安装 Leica DISTO D110 激光测距仪，使相机与激光测距仪相对位置保持固定，随着转台转动发生相同的运动。非正交轴系激光全站仪实物图如图 2 所示。

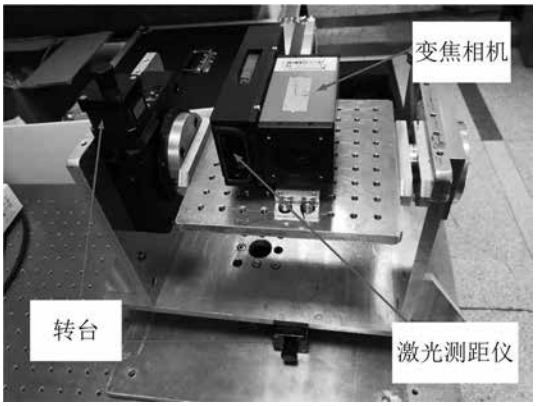


图 2　实物图

Fig. 2　Real product

1.2　非正交轴系激光全站仪测量原理

非正交轴系激光全站仪简化的结构抽象图如图 3 所示，设点 P、O、C 分别为水平旋转轴、竖直旋转轴与激光轴上已知的固定点，由内参标定的过程中得到，Q 为测量点，H、V、L 分别为三轴的方向矢量。非正交轴系全站仪模型通过四元数建立。

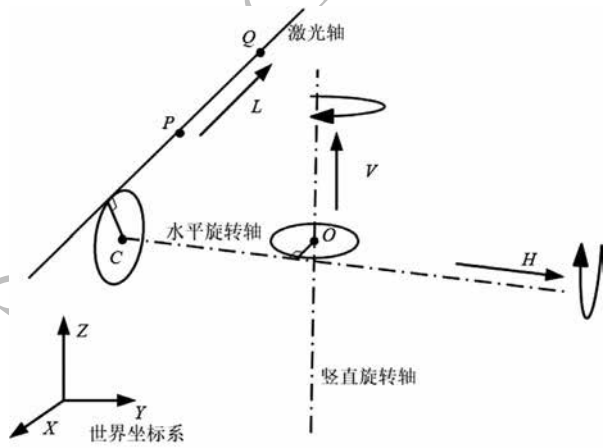


图 3　简化模型图

Fig. 1　Simplified model diagram

设转台绕竖直旋转轴转动角度为 α，绕水平旋转轴转动角度为 β。则有：

$$H' = RH \tag{1}$$

$$C' = RC \tag{2}$$

$$L' = [q^{\circ}[RL]_q{}^{\circ}q^{-1}] - 1_q \tag{3}$$

$$P' = [q^{\circ}[RP - C']_q{}^{\circ}q^{-1} + [C']_q] - 1_q \tag{4}$$

其中

$$R = \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha & 0 & 0 \\ -\sin\alpha & \cos\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

表示绕竖直轴旋转的变换关系，H'、L'为绕竖直轴旋转得到的水平轴与激光轴方向矢量。C'、P'为绕竖直轴旋转得到的固定点。q 表示绕水平轴旋转的四元数。则有：

$$q = cos(\beta/2) + (H'/\|H'\|)\,sin(\beta/2) \tag{5}$$

符号 $[\cdot]_q$ 表示将空间向量转换为纯四元数，$[\cdot]_q^{-1}$ 表示将纯四元数转换成空间向量。

设 P 点测距值为 l_1，Q 点测距值为 l_2，可得：

$$Q = P' + (l_2 - l_1)L' \tag{6}$$

联立式（1）～式（6），可得测量点坐标。

2　视觉引导的改进方案

在之前与非正交轴系全站仪的相关研究中，虽然实现了对目标的自动引导，但是效率较低，适用性不强，不能进行室外的目标引导。改进的视觉引导方案总体流程如图 4 所示。

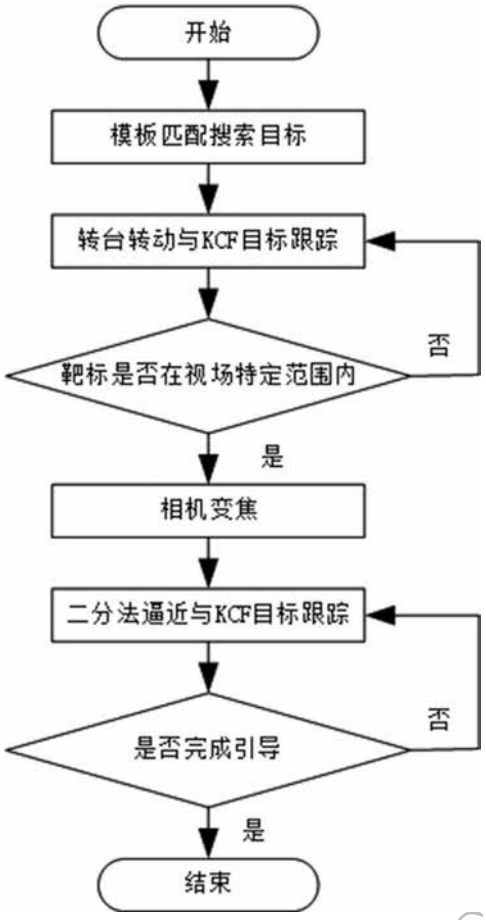


图 4　引导流程图

Fig. 4　Process of guidance

在本文引导方案中，为了解决室外环境与复杂背景对视觉引导的干扰，引入模板匹配算法与 KCF 跟踪算法，提高引导的抗干扰性。为了改变转台转动间隔拍照处理图像方式的效率问题，本文采用在相机视频流中取样的方式进行图像处理与转台控制。每当需要取样处理时，计算机可直接从相机视频流中取帧进行处理，可提高视觉引导的效率。通过变焦处理兼顾靶标不脱离视场与相机像素精度的要求。本文采用靶标为黑白单角点靶标，通过提取图像中的靶标角点像素坐标与激光点像素坐标，利用二分法逼近策略实现激光点的引导，即激光点与靶标的角点重合。视觉引导模型如图 5 所示。

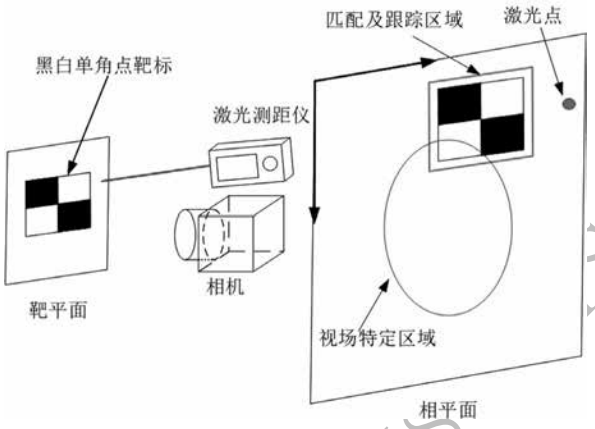


图 5　视觉引导模型示意图

Fig. 5　Diagram of vision guidance model

2.1　模板匹配与目标跟踪

模板匹配算法能准确提取大视场复杂背景下的特征点位置。模板匹配是在一幅图像中寻找与另一幅模板图像最相似部分进行匹配。让模板图片在搜索图片上滑动，以像素点为单位，计算每一个位置上模板图像与重叠子图像的相似度计算模板图像与重叠图像的相似度[16~17]，公式如下：

$$R(x,\ y)\ =\ \frac{\sum_{x',\ y'}(T(x',\ y')\ -I(x+x',\ y+y'))^2}{\sqrt{\sum_{x',\ y'}T(x',\ y')^2\cdot\sum_{x',\ y'}I(x+x',\ y+y')^2}} \tag{7}$$

其中 R（x，y）为模板图像与重叠子图像的相似程度，T（x，y）为模板图像，I（x，y）为重叠子图像，x'、y'为模板图像的长宽。搜索完成后输出相似度最大的子图像。模板匹配有效的滤除了背景的干扰，可以有效地搜索匹配到目标区域，方便之后的图像处理与靶标点坐标提取。

KCF（Kernel Correlation Filter）算法全称为核相关滤波算法。该算法在跟踪效果和跟踪速度上的表现都十分突出，应用背景也非常广泛。利用循环矩阵对角化等性质简化了核化之后的计算。根据当前帧与之前帧的信息训练出一个相关滤波器，并利用该滤波器与新帧进行相关性计算，可得到跟踪结果[18]。本引导方案利用 OpenCV 自带的集成 KCF 跟踪函数，能够完成识别之后的目标跟踪。

2.2 相机变焦

在视觉引导的过程中，相机先采用小焦距，视场范围相对较大。初始较大的视场范围可以保障较大的信息接受量，保证靶标出现在相机视场中，减少因非正交轴系激光全站仪位置变化而带来的干扰。全站仪可在一个特定的范围内进行摆放而都能引导成功。增强抗干扰能力与实际应用的适用性。

在通过 KCF 跟踪算法跟踪相机视场中的靶标时，可获取靶标在视场中的位置。根据靶标在视场中的位置控制转台转动，使靶标在视场中的位置不断靠近视场中心。如图 6 所示，该运动终止条件为跟踪算法检测的靶标位置处于视场中心一定像素的特定范围内。该条件同时也是进行变焦的判断条件。

图 6　变焦判断条件

Fig. 6　Judging conditions for zooming

当相机采用小焦距时，相机的分辨能力降低，检测的精度较低，因此为了保证激光点能准确的引导至靶标点上，相机需要进行变焦。当靶标处于视场中心的特定范围内能保证靶标不会因相机变焦而脱离视场。变焦结果如图 7 所示。

（a）变焦前视场　（b）变焦后视场

（a）Field before zooming　（b）Field before zooming

图 7　变焦结果

Fig. 7　Result of zooming

2.3 靶标像素坐标获取

室外环境下激光点不易通过图像处理得到，但由于相机与激光测距仪相对位置关系固定，因此激光点在相机视场中的分布存在规律，可通过进行标定，可通过测距仪距离信息得到激光点在相机视场中的像素坐标。

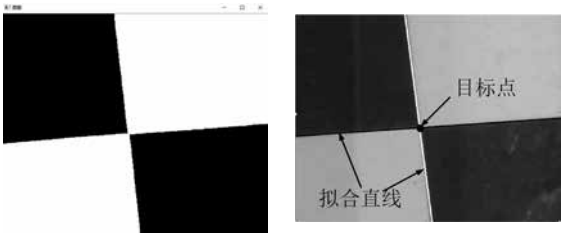
本文使用的靶标为黑白单角点，在通过模板匹配算法与 KCF 跟踪算法得到靶标图像后可通过直线拟合的方法解算单角点坐标。二值化的结果如图所示，可在行列方向分别进行扫描，记录像素值变化的点坐标，在扫描完成后分别通过最小二乘法拟合直线。对于点坐标合集 $\{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \cdots, (x_n, y_n)\}$，设拟合多项式为 $y=ax+b$，平方偏差和如下：

$$e^2 = \sum_{i=1}^{n} (y_i - (ax_i + b))^2 \tag{8}$$

分别对 a 和 b 求偏导，当偏导值为 0，即可获得最小值，得到方程：

$$\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{n} x_i^2 & \sum_{i=1}^{n} x_i \\ \sum_{i=1}^{n} x_i & n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^{n} y_i x_i \\ \sum_{i=1}^{n} y_i \end{pmatrix} \tag{9}$$

解算出上式的 a，b，便可由扫描得到的点解算出行列方向上各自的拟合直线，计算两条拟合直线的交点，得到目标点坐标。二值化图像与拟合直线角点结果如图 8 所示。



（a）二值化图像　（b）直线拟合结果

（a）Binary image　（b）Results of line fitting

图 8　角点检测

Fig. 8　Corner detection

2.4 二分法逼近策略

二分法逼近策略的目标是要使全站仪激光点精准移动至靶标角点，实现点的精确测

量。检测到的单角点的像素坐标 (x_t, y_t)。同时通过上述标定激光点在相机视场中位置的方法得到激光点坐标 (x_l, y_l)。根据靶标单角点的像素坐标与激光点像素坐标的位置关系，控制转台转动使激光点不断逼近靶标点，直到二者像素距离 d 在 T 个像素内，其中

$$d = \sqrt{(x_l - x_t)^2 + (y_l - y_t)^2} \tag{10}$$

T 一般设置为 1。

二分法逼近策略的流程如图 9 所示。以 x 轴方向上的二分搜索为例，初始给竖直轴旋转角度 θ，持续从相机视频流中取帧进行处理，提取靶标角点的像素坐标与激光点像素坐标，判断其大小关系，当二者的大小关系在转动中相比前一时刻发生变化时，旋转角度 θ 取上一次旋转角度 1/2，同时旋转方向取反，继续运动，同理可得 y 轴方向的旋转与判断策略。激光点不断逼近靶标的角点，当两者之间的像素距离小于 T 时，可认为引导完成，获得转台角度与测距仪测距值，计算靶标点在全站仪坐标系下坐标。

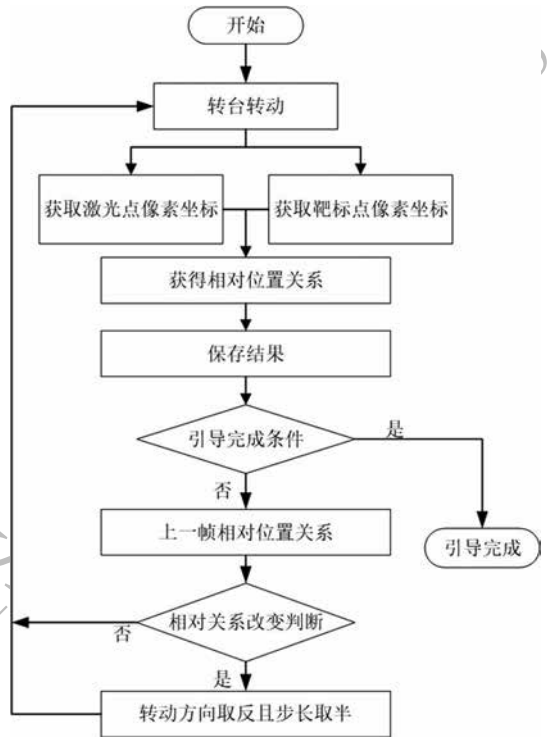


图 9　二分法逼近策略流程

Fig. 9　Process of dichotomy approach

3　实验验证

为验证非正交轴系激光全站仪在本文视觉引导方案下的自动测量精度，在室外进行实验。本实验利用两台莱卡 TM5100A 经纬仪进行实验结果精度验证。TM5100A 角度测量精度可达 0.5″，在本实验中，两台 TM5100A 经纬仪可组成双站测量系统，可对空间中的点进行测量，测量结果可用作验证本实验的测量精度的值。实验情景如图 10 所示。

本次实验设置 9 个测点，分布于 15m 空间内。同时将非正交轴系激光全站仪在一定区域内任意摆放 5 个位置，对靶标点逐个进行自动视觉引导测量。双站经纬仪系统经基准尺定向后对设置的测点进行测量，通过测量角度值解算出在经纬仪坐标系下的各个测点的位置坐标，作为本次实验中的真值。

图 10　实验场景

Fig. 10　Experimental sites

在空间中的 9 个测量靶标点中，选取 5 个测点作为与经纬仪坐标系建立转换关系的公共点。由于该 5 个点参与坐标系转换的建立，因此不将该 5 点用作精度验证。其余 4 个测点作为自动引导的方案的精度验证点，在二者的坐标系转换完成之后利用该 4 个测点与经纬仪测量坐标进行对比，验证测量精度。

经纬仪测量各个靶点坐标结果如图 11 所示。

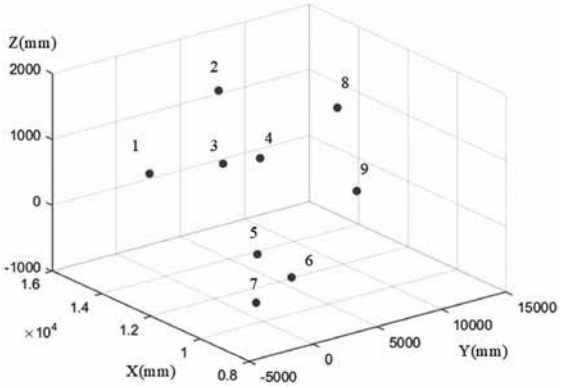


图 11　经纬仪测点结果

Fig. 11　Result measured by theodolites

将精度验证点的坐标值转换至经纬仪坐标系下，与经纬仪测量的坐标进行对比，取测量坐标与经纬仪坐标值的两点距离值为误差值。同时为验证该实验重复性，每个测量位置进行五次重复实验。每个位置的测量值与经纬仪测量值的空间距离值作为误差，五次实验取平均误差如图 12 所示。

统计各个测量位置重复实验中测量目标点坐标与经纬仪测量坐标的误差。各个测量位置测得平均误差在 5mm 以内。所有测点的平均误差为 4. 168mm，误差最大点误差值为 7. 098mm，最小 1. 773mm。

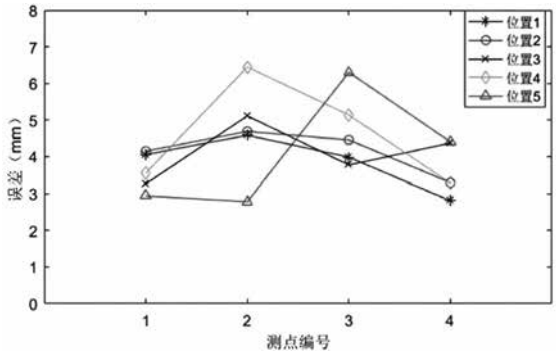


图 12　测量结果

Fig. 12　Testing results

每个位置进行五组重复性实验的重复性结果用各个测点测量结果的标准差表示，如表 2 所示。

表 2　各个测点标准差

Tab. 2　Standard deviation of each point mm

位置编号	测点 1	测点 2	测点 3	测点 4
1	0. 817	1. 451	1. 217	0. 473
2	0. 237	0. 702	0. 853	0. 760
3	0. 447	0. 798	0. 709	0. 611
4	1. 060	0. 459	0. 932	0. 670
5	0. 640	1. 504	1. 292	1. 283

4　结论

为了实现在室外复杂环境对远距离目标点的自动视觉引导测量，在基于非正交轴系激光全站仪测量系统的基础上，提出了改进的视觉引导测量方案，一定程度上改善了原有引导测量方案的不足，加入模板匹配算法与 KCF 跟踪算法有效的识别目标并在转台转动时实时跟踪，提高了测量效率，通过变焦的方法解决了测站位置变化带来的无法匹配到靶标的问题，平衡了大视场与相机像素精度的矛盾。通过实验验证了该自动引导方案的可行性，在大尺寸空间对于特定点的测量具有很好的适用性，具有一定的精度水平，同时通过多次实验也验证了该方案的测量重复性。将来选用高性能转台与测距仪的同时，优化对于激光点与目标点的图像处理，能进一步满足更高要求的测量需要。

参考文献：

[1] 陶庭叶．电子全站仪数据通信及在工程测量中的应用［J］．合肥工业大学学报（自然科学版），2002，25（5）：790-793.

[2] 沈一峰，梁贵．全站仪测量技术在矿山测量中的应用技术研究［J］．世界有色金属，2018（12）：47-49.

[3] Luo Y，Chen J，Xi W，et al. Analysis of tunnel displacement accuracy with total station［J］. Measurement，2016，83：29-37.

[4] Lachat E，Landes T，Grussenmeyer P. Investigation of a Combined Surveying and Scanning Device：The

Trimble SX10 Scanning Total Station［J］. Sensors, 2017, 17（4）.

［5］周富强，张广军，江洁，等. 现场双经纬仪三维坐标测量系统［J］. 机械工程学报，2004，40（1）：165-169.

［6］马骊群，王立鼎，靳书元，等. 工业大尺寸测量仪器的溯源现状及发展趋势［J］. 计测技术，2006，26（6）：1-5.

［7］Wagner A. A new approach for geo-monitoring using modern total stations and RGB +D images［J］. Measurement, 2016, 82：64-74.

［8］张滋黎，邾继贵，周虎，等. 一种基于视觉引导的激光经纬仪自动测量系统［J］. 光电子·激光，2011，22（1）：115-119.

［9］Luo J, Wang Z, Wen Z, et al. Reflector automatic acquisition and pointing based on auto-collimation theodolite［J］. Review of Scientific Instruments, 2018, 89（1）：015101.

［10］Wu B, Wang B. Automatic Measurement in Large-Scale Space with the Laser Theodolite and Vision Guiding Technology［J］. Advances in Mechanical Engineering, 2013, 2013（1）：533-542.

［11］Wu B, Yang F, Ding W, et al. A novel calibration method for non-orthogonal shaft laser theodolite measurement system［J］. Review of Scientific Instruments, 2016, 87（3）：035102.

［12］Yang F, Wu B, Ding W, et al. A cost-effective non-orthogonal 3D measurement system［J］. Measurement, 2018, 128：264-270.

［13］吴斌，张雨，王占胜，等. 非正交轴系激光全站仪坐标测量技术［J］. 天津大学学报（自然科学与工程技术版），2018，51（11）：86-92.

［14］吴斌，丁文，杨峰亭，等. 非正交轴系全站仪坐标测量系统误差分析技术研究［J］. 计量学报，2017，38（06）：661-666.

［15］王占胜，吴斌，张雨，等. 基于视觉引导的激光全站仪精确测量方法［J］. 光电子·激光，2019，30（05）：503-508.

［16］Talmi I, Mechrez R, Zelnik-Manor L. Template Matching with Deformable Diversity Similarity［J］. IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2017, 1311-1319.

［17］Oron S, Dekel T, Xue T , et al. Best-Buddies Similarity - Robust Template Matching using Mutual Nearest Neighbors［J］. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2018, 40（8）：1799-1813.

［18］Henriques J F, Caseiro R, Martins P, et al. High-Speed Tracking with Kernelized Correlation Filters［J］. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2015, 37（3）：583-596.

室内动态环境下单目视觉 SLAM 系统及地图构建

王　君[1]　董明利[1]　徐晓凤[2]　孙鹏[3]　燕必希[1]

（1. 北京信息科技大学仪器科学与光电工程学院，北京，100192；2. 长春理工大学光电工程学院，吉林长春 130022；
3. 北京信息科技大学机电系统测控北京市重点实验室，北京，100192）

摘　要：针对室内动态环境下单目移动机器人的定位与地图构建需求，提出了一种改进的 ORB-SLAM 系统。系统前端引入室内场景闭环检测降低累计误差，结合相对位移参数计算，为位姿模型提供约束。系统后端构建三维点云地图，并优化计算机器人在当前关键帧时刻的绝对位姿。同时，利用前端获得的相邻关键帧之间的位移约束，建立全局位姿模型图，继而构建全局空间点云地图。针对静态环境中存在的运动目标，提出了一种改进的地图构建算法，通过相邻关键帧中三维重建点相应进行汇聚光束收敛性判断，可以将运动目标从静态环境中选出，建立包含运动目标的地图。实验结果表明，该系统的视觉里程计没有受到动态因素干扰，具有较高的定位精度及鲁棒性，并构建了包含运动物体的全局地图。

关键词：单目视觉；SLAM；动态环境；关键帧；ORB

中图分类号：TP242.6 P234.1　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510.80

Monocular vision slam system and map construction in indoor dynamic environment

WANG Jun[1], DONG Mingli[1], XU Xiaofeng[2], SUN Peng[3], YAN Bixi[1]

(1. *School of Instrument Science and Opto Electronics Engineering, Beijing Information Science & Technology University, Beijing* 100192, *China*; 2. *School of Electro-Optical Engineering Changchun University of Science & Technology, Jilin*, 130022, *China*; 3. *Beijing Key Laboratory of Measurement and Control of Mechanical and Electrical System, Beijing Information Science & Technology University, Beijing* 100192, *China*)

作者简介：王君，分别在 2001 年、2004 年于山东师范大学获得学士学位和硕士学位，2007 年于北京邮电大学获得博士学位，现为北京信息科技大学副教授，主要研究方向为事视觉测量与光电检测。E-mail：wangjun@bistu.edu.cn

Wang Junreceived hisB. Sc. and M. Sc. degree in 2001 and 2004 from Shandong Normal University, received hisPh. D. degree in 2007 from Beijing University of Posts and Telecommunications, now he is anassociate professor in Beijing Information Science and Technology University. Hismain research interests include vision measurement and photoelectric detection.

基金项目：国家高技术研究发展计划（863 计划）（2015AA043208）、北京信息科技大学 2020 年人才培养质量提高项目资助

Abstract: Animproved orb-slam system is proposed for the localization and map construction of monocular mobile robot in indoor dynamic environment. At the front end of the system, the closed-loop detection of indoor scene is introduced to reduce the accumulated error. Combined with the calculation of relative displacement parameters, constraints are provided for pose model. At the back end of the system, 3D point cloud map is constructed, and the absolute pose of the robot at the current key frame is optimized. At the same time, using the displacement constraints between adjacent keyframes obtained from the front-end, the global pose model map is established, and then the global space point cloud map is constructed. Aiming at the moving objects in the static environment, an improved map building algorithm is proposed. By judging thebundles convergence of the 3D reconstruction points in the adjacent key frames, the moving objects can be selected from the static environment to build the map including the moving objects. The experimental results show that the visual odometer of the system is not disturbed by dynamic factors with high positioning accuracy and robustness, and the global map including moving objectsis constructed.

Keywords: Monocular Vision; SLAM; Dynamic Environments; Keyframe; ORB

0 引言

智能导航与定位技术是指在未知或已知环境中，机器人通过对环境的建模获取自身位置，并根据周围障碍物的状态与位置进行智能导航与路径规划，这是智能机器人的基础和关键技术之一[1]。同时定位与地图构建（SLAM，Simultaneous Localization and Mapping）是机器人在未知环境中运动时增量地构建周围环境地图，同时运用该地图对机器人自身位姿进行估计的技术[2]，已成为国内外研究的热点方向。在现有的 SLAM 系统中，视觉传感器以体积小、价格低并且能够获取丰富空间信息等特点，成为重要的机器人自主定位和导航方法。21 世纪初至今，基于关键帧的视觉 SLAM 系统被广泛研究和应用。例如，2008 年牛津大学的 PTAM 系统[3]，在关键帧之间做光束平差优化（Bundle Adjustment，BA）；2015 年，西班牙 Mur-Artal 提出 ORB-SLAM 系统[4]，采用 ORB 特征来做跟踪、地图创建、重定位以及回路检测，同时通过优化姿态图来使环路闭合。

为了简化问题，大部分视觉 SLAM 系统都假设机器人所处环境是静态的。但在实际环境中不可避免地存在着运动的物体和障碍物，如行人、其他移动机器人等，如果不考虑这些动态因素，将对定位与建图产生重大影响，甚至失败。因此，本文针对室内动态环境定位与建图需求，提出了一种改进的 ORB-SLAM 系统，通过改进相邻关键帧相对位姿参数优化计算、室内场景闭环检测、优化 SLAM 图模型、汇聚光束收敛性判断动静目标等方法，实现动态环境下的同时定位与地图构建。

1 系统框架

视觉 SLAM 系统普遍包括图像前端处理、SLAM 后端优化及闭环约束检测三方面的内容（图 1）。

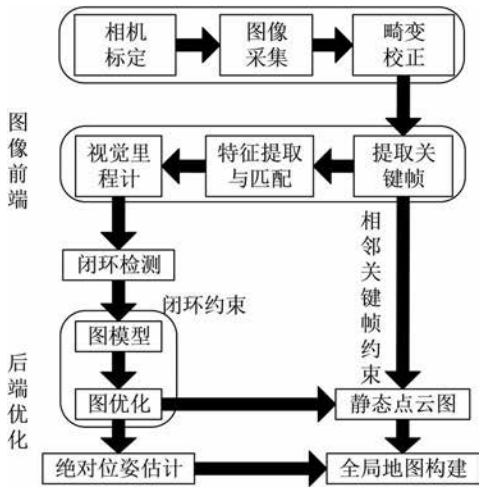


图 1 视觉 SLAM 系统框架

Fig. 1 Visual SLAM system framework

在本文提出的改进 ORB-SLAM 系统前端部分，由单目相机获取实时图像。针对视觉里程计中相邻关键帧之间基线过短的问题，提出了一种改进的相邻关键帧相对位移参数计算方法[5]，提高了获取相机相对位移参数的精确性和鲁棒性。引入闭环检测，通过机器人对已经历的场景进行再次识别达到降低累计误差的目的。为提高计算的精确性和鲁棒性，同时也为了对位姿模型中可使用更多的边约束，对成功通过闭环检测的关键帧也采用相对位移参数。在系统后端，通过三维空间点云恢复，构建出当前帧视野地图，并且利用 SLAM 后端优化计算机器人在当前关键帧时刻的绝对位姿。同时，利用图像前端获得的相邻关键帧之间的位移约束，构建出基于全局的位姿模型图，通过非线性迭代优化算法对相邻关键帧之间的相对位姿优化全局最优解，将空间点云连接起来，继而构建出全局空间点云地图。

在动态环境中，运动的物体在场景中出现的位置以及时间均具有随机性，严重影响了整个地图基于一致性和全局性的构建。为了区别场景中静态环境与运动目标，提出了一种改进的地图构建算法，通过相邻关键帧中三维重建点进行汇聚光束收敛性判断，根据光束是否收敛，可以将运动物体从静态环境中选出，从而可以建立包含运动目标的地图。

2 SLAM 图模型优化

全局地图依赖于 SLAM 前端相机采集图像，每帧图像有大量特征点。虽然这些信息可以增加视觉里程计建立的精确性和鲁棒性，但因需对所有图像中检测到的每个特征点及相应位姿均要依次进行优化，从而导致计算效率非常低。为了精简系统、加快计算效率，本文采用关键帧和位姿图对系统进行简化。

2.1 选取关键帧

相机以 30 帧/秒的速度传回数据，相邻两帧之间图像重叠率高达 95% 以上，而获得视觉里程计和构建地图仅需重叠 80% 左右即可，也就是说并不是每一帧的信息都是有用的。为了减小系统的计算压力以及占用的存储空间，进一步提高被选用帧的利用率，将选取关键帧，保证相邻关键帧之间的图像重叠区域，在准确估算出相邻关键帧之间相对位姿变换的同时，减小了系统的冗余计算量[6]。

首先对当前帧进行 ORB 特征提取描述，并将最邻近一张关键帧与当前帧进行 ORB 特征匹配，同时仅使用运动 BA 来优化此时刻相机的位姿，如果跟踪发生丢失目标（可能由于出现突发性的干扰或噪声），场景识别单元将进行一次全局重定位，一旦有初始化的相机位姿和 ORB 特征匹配的估计结果，通过利用被系统维护的相邻关键帧之间的共视图，可以重新获得局部可视地图。之后利用重投影技术搜索与局部地图点匹配的像素点，再根据所有的匹配点来重新对相机此刻位姿进行 BA 优化。最后，利用插入关键帧时间阈值作为判定条件，决定当前帧是否可作为新的关键帧插入到局部建图线程。

2.2 位姿图构建

获得视觉里程计后，即获得了相邻关键帧之间的旋转平移矩阵，通过对相邻关键帧进行拟三角计算可恢复图像中像素点的三维信息，即可得到当前帧视野下的点云图。同时，点云图与机器人当时所处的位姿是相关的，利用相邻关键帧的位姿估计，经过相应的位姿变换即可得到机器人所处环境的全局地图。采用当前帧时刻机器人的位姿状态所构建的位姿图（Pose-Graph）对 SLAM 系统进行建模，目的是为了进一步减小系统复杂度。

假设 k 时刻机器人在世界坐标中的位姿为 x_k，则

$$x_k = T_x = \begin{bmatrix} R_k & t_k \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中，R_k、t_k 分别为三维的旋转和平移向量，x_k 为位姿图中的顶点。将机器人在环境中的观测信息 z_{ij} 设为位姿图中的边，那么，第 i 帧和第 j 帧之间机器人的位移向量为：

$$z_{ij} = T_{ij} = \begin{bmatrix} R_{ij} & t_{ij} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2}$$

2.3 闭环检测

利用视觉里程计或陀螺仪对机器人相对位移进行估计，均属于增量计算方法，其估算值将随着运动轨迹而产生较大的累积误差，并且这些误差因边集约束小于节点数量无法进行优化。对于室内移动机器人而言，其活动范围及轨迹均有限，会多次经过同一位置，这时通过相机获得图像信息就具有相同性。利用同一地点不同时刻的关键帧对相机进行再次定位，就是闭环检测。通过计算同一地点新、旧帧之间的旋转平移矩阵，获得新的相对位姿估计结果，并将结果作为原来图模型的边加进迭代网络中，构成闭环约束来降低系统的累计误差。基于闭环检测的新的迭代网络如图 2 所示：

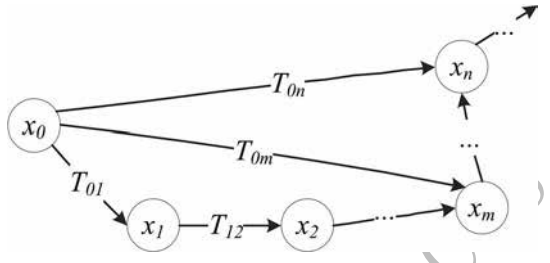


图 2　加入闭环检测后的图模型

Fig. 2　Graph model with Closed-loop Detection

由于关键帧图像中所提取的特征点包含了机器人对外界环境感知的信息，所以图像之间的相似性比较即为图像中包含特征点所带信息的比较。目前常用的方法为基于 K 均值聚类算法的视觉词典法。但是，视觉词典法需要有一定的先验信息，即需要机器人事先对所需处理的环境场景进行大量图片的模型训练。本文在 Endres[7] 等人提出的闭环检测算法基础上，结合机器人在室内运动具有范围小、闭环模式易形成等特点，通过对当前帧进行邻域搜索实现闭环检测。同时，对候选关键帧进行随机采样，保证相对于当前帧较久之前历史场景的使用，从而平衡 SLAM 系统的时效性和检测效率。利用 SURF 算法获得特征描述子来判断关键帧之间闭环检测是否形成，将每一幅新的关键帧与距离当前时刻最接近的 k 个关键帧进行特征描述子比较，根据相同信息特征描述子的内点数超过一定阈值进行判断，从而检测是否具有图像相似性关系，即对当前帧完成邻域搜索。

在实际的闭环检测中也会出现一定的误判断，例如将不同场景所拍摄的关键帧检测到了超过一定阈值的相似信息。由于位姿图构建是基于闭环检测所形成的闭环网络，闭环检测的结果会作为位姿图的边对其进行迭代优化，因此闭环检测误判断将较大的误差引入了位姿图构建的迭代网络里，严重影响了全局构图的精确性和鲁棒性。为了尽量避免这种情况的产生，本方法中采用 Huber 核，利用分段连续函数来缓解较大误差边对全局建图带来的负面影响。Huber 核形式如下：

$$\rho(e) = \begin{cases} \dfrac{1}{2}e2\,|e|\square\delta \\ \delta|e| - \dfrac{1}{2}\delta 2\,|e| \geq \delta \end{cases} \tag{3}$$

可以看出，当误差 e 大于某个阈值后，函数增长由二次形式变成了一次形式，相当于限制了梯度的最大值[8]。同时，Huber 核函数又是光滑的，可以方便求导。

3　地图构建

针对动态环境中基于单目相机地图构建问题，为了区分环境中的静、动态目标，本文方法对目标点空间光束进行汇聚性判断。静态目标经三维重建后的空间光束具有较好的汇聚性，而运动目标的空间光束是发散的。利用光束的汇聚性，可以将运动目标从静态环境中选出，从而可以建立包含动态因素的静态点云地图。最后，经过降采样和离群点剔除，建立全局点云地图。构建流程如图 3 所示。

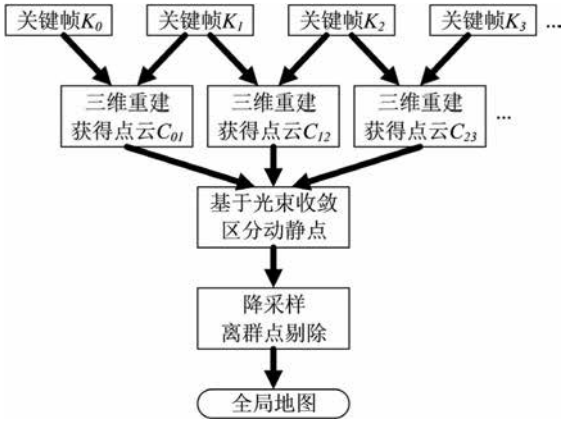


图 3　全局静态地图构建流程图

Fig. 3　Flow chart of global static map construction

3.1　恢复特征点三维信息

世界坐标系与相机坐标系之间转换关系有：

$$\begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中，$M_c=[X_c,\ Y_c,\ Z_c]T$ 为点在相机坐标系中的坐标，$M_w=[X_w,\ Y_w,\ Z_w]T$ 为该点在世界坐标系中的坐标，R 和 T 分别为两个坐标系之间的位姿变换关系，即相邻两关键帧之间的相对旋转和平移向量，记

$$R=\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix},\ T=\begin{bmatrix} T_x \\ T_Y \\ T_z \end{bmatrix},\ \text{则}$$

$$\begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_x \\ T_Y \\ T_z \end{bmatrix} \tag{5}$$

同时，已知相机坐标系与像面坐标系的投影关系为：

$$\begin{cases} x = -\dfrac{fX_c}{Z_c} \\ y = -\dfrac{fY_c}{Z_c} \end{cases} \tag{6}$$

式中，$[x,\ y]T$ 为该点的像面坐标，f 为相机焦距。由式（5）和式（6）可得：

$$\begin{cases} x = -f\dfrac{r_{11}X_w + r_{12}Y_w + r_{13}Z_w + T_x}{r_{31}X_w + r_{32}Y_w + r_{33}Z_w + T_z} \\ y = -f\dfrac{r_{21}X_w + r_{22}Y_w + r_{23}Z_w + T_Y}{r_{31}X_w + r_{32}Y_w + r_{33}Z_w + T_z} \end{cases} \tag{7}$$

一帧图像可提供一组 $[x,\ y]T$ 与 $M_w=[X_w,\ Y_w,\ Z_w]T$ 关系式，则 $k-1$ 与 k 时刻相邻关键帧可建立方程组如下：

$$\begin{cases} x_{k-1} = -f\dfrac{r_{11\,k-1}X_w + r_{12\,k-1}Y_w + r_{13\,k-1}Z_w + T_{x\,k-1}}{r_{31\,k-1}X_w + r_{32\,k-1}Y_w + r_{33\,k-1}Z_w + T_{z\,k-1}} \\ y_{k-1} = -f\dfrac{r_{21\,k-1}X_w + r_{22\,k-1}Y_w + r_{23\,k-1}Z_w + T_{y\,k-1}}{r_{31\,k-1}X_w + r_{32\,k-1}Y_w + r_{33\,k-1}Z_w + T_{z\,k-1}} \\ x_k = -f\dfrac{r_{11\,k}X_w + r_{12\,k}Y_w + r_{13\,k}Z_w + T_{x\,k}}{r_{31\,k}X_w + r_{32\,k}Y_w + r_{33\,k}Z_w + T_{z\,k}} \\ y_k = -f\dfrac{r_{21\,k}X_w + r_{22\,k}Y_w + r_{23\,k}Z_w + T_{y\,k}}{r_{31\,k}X_w + r_{32\,k}Y_w + r_{33\,k}Z_w + T_{z\,k}} \end{cases} \tag{8}$$

式中，R_{k-1}、T_{k-1}、$[\ x_{k-1},\ y_{k-1}]T$ 和 R_k、T_k、$[\ x_k,\ y_k]T$ 以及焦距 f 均为已知参数。综合上式即可恢复该点在世界坐标系下的三维信息。

3.2　基于光束收敛性区分动静点

如图 4 所示，理想状态下，对于场景中静止三维点 M_w，由每帧图像所恢复的光线为一组相交于点 M_w 的空间相交光束。虽然实际过程中由于噪声、畸变等因素影响，光束并不能完全汇聚，但通过系统标定、误差评价等，可以确定空间光束经平差后的离散度。对于场景中的运动目标，由于目标在不同关键帧之间发生空间位置移动，同样造成光线束不能汇聚于一点。但与静止目标相比，其空间光纤束的离散度要大得多。因此，以系统光束平差的离散度为阈值，可以区分动态环境中静止目标与运动目标。

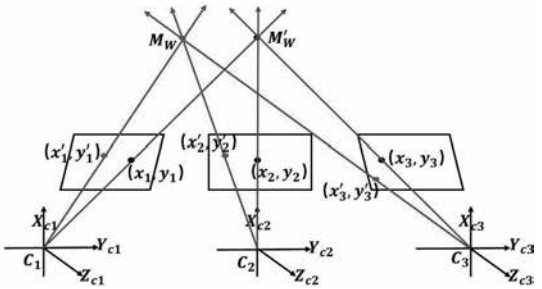


图 4　三维重建示意图

Fig. 4　3D reconstruction diagram

3.3 点云地图连接

利用相邻关键帧之间的旋转平移关系以及每帧相对于全局的绝对位姿 T_k，将每幅关键帧所建立的局部点云图 C_k 统一到世界坐标系下，并对这些局部点云图连接得到全局点云图 m，其数学表达式为：

$$m = \sum_{k=0}^{n} T_k C_k \tag{9}$$

3.4 降采样

每帧图像采集大量的信息，所需计算空间和存储空间都非常巨大，这也是视觉 SLAM 系统实时进行定位与建图困难的原因之一。但实验证明，并不是所有图像采样点都产生作用，存在部分冗余点。为了减少冗余点，增加点云图存储和显示的有效性，本文采用基于立体像素网格滤波器对点样本进行降采样处理。采用一定大小的三维立体像素网格对每帧图像中获取的点云信息进行覆盖，并用每个像素网格的重心代替该网格所覆盖的所有点。该方法可以有效地减少点云中包含点的数量。

3.5 离群点剔除

由于相邻关键帧的三维重建误差累积，经过上述过程得到的点云将存在着一定数量的离群点，即噪声。因此，采用基于统计的滤波方法对离群点进行剔除，从而减小离群点对点云配准等方面的负面影响。该方法对每一个空间点到其周围邻域点的空间距离均值和方差进行统计，并利用高斯分布对这些距离的分布特征进行描述。将点云中所有点的信息进行整合，统计得到一个基于全局点云图距离的均值和方差，建立可信范围。最后，将超出可信范围的对应空间点删除，达到对离群点剔除的目的。

4 实验与结果

4.1 实验条件

视觉里程计算法的实验以计算机为运算平台，采用 GY200 工业相机作为单目视觉传感器，以 30 帧/秒的速度采集分辨率为 1600×1200 的图像，可以满足机器人实时性要求。此外，采用美国 GSI 公司的 V-STARS 视觉测量系统[9] 对测量结果进行分析评价。

实验场景如图 5 所示。在场景中布置了标志点群（图 6），用于为机器人建立视觉里程计提供基准参照物，并通过 V-STARS 系统进行测量。只要机器人视野范围内识别 5 个及以上的标志点，即可实现视觉里程计的建立。

图 5 实验场景图

Fig. 5 Experimental scene

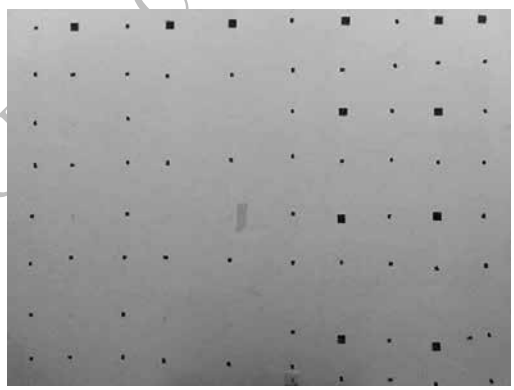


图 6 特定的标识点群

Fig. 6 Specific targets group

4.2 相机标定

采用平面棋盘格标定板和张正友相机标定方法[10] 对相机主点、主距、畸变系数等内参数进行了标定，并用于像面畸变校正处理。为了评价标定结果，利用标定参数，对空间的三维点进行像面重投影，通过重投影点与实际像点坐标之间的偏差统计，对标定结果进行评价，如表 1 所示。

表 **1** 像面重投影误差统计结果（**pixel**）

Table 1 Statistical results of reprojection errors（pixel）

RMS	Median	Max
0.020	0.019	0.028

4.3 静态数据分析

对于视觉 SLAM 系统，主要通过全局地图三维重建的精确性以及动静态场景在全局地图中的呈现情况进行评价。首先利用 V-STARS 系统对环境中物体进行三维重建，并将该结果作为标准值。然后，利用 ORB-SLAM 系统以及本文改进的 ORB-SLAM 系统分别对该环境进行三维重建。最后，将重建结果与 V-STARS 系统进行比较，对结果进行评价。图 7 为利用改进 ORB-SLAM 系统、ORB-SLAM 系统、V-STARS 系统三维重建点云的融合图。

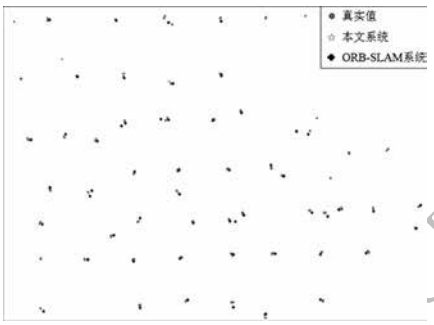


图 7　三维重建点

Fig. 7　3D reconstruction targets

利用三维绝对误差的均方根（RMS）、中值（Median）以及最大值（Max）对实验结果进行比较评估，得到结果如表 2 所示。

表 **2**　三维重建误差统计结果（**mm**）

Table 2　Statistical results of 3D reconstruction errors（mm）

SLAM 系统	*X*			*Y*			*Z*		
	RMS	Median	Max	RMS	Median	Max	RMS	Median	Max
ORB-SLAM	0.69	0.63	1.35	0.71	0.78	1.21	0.85	0.76	1.51
改进 ORB-SLAM	0.47	0.45	0.95	0.16	0.23	0.53	0.37	0.41	0.63

由图 7 和表 2 可以看出，加入闭环检测和全局优化后，改进的 ORB-SLAM 系统对空间点三维信息恢复受累计误差影响较小，坐标各方向绝对误差小于 1mm，说明该系统在有运动物体干扰的情况下，仍可对空间点进行较为精确的三维重建。

4.4 动态环境地图构建

通过本文系统建立的静态场景地图如图 8 所示。在此基础上，为了检验动态环境下系统对运动目标的检测和建图能力，在机器人移动的同时，场景中有人走动。动态场景及建图效果如图 9 所示，图中圆形标记为运动目标。

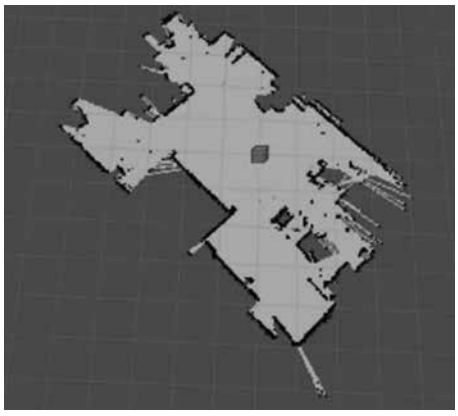
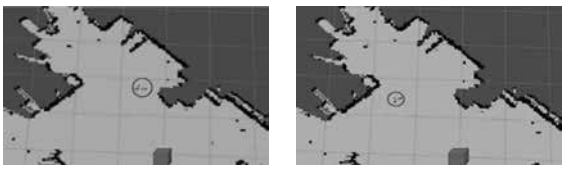


图 8　静态场景建图

Fig. 8　Map of static scene

（a）动态场景

（a）Dynamic scenes



（b）动态场景建图

（b）Maps of dynamic scenes

图 9　动态场景及建图

Fig. 9　Dynamic scenes and maps

上图中，立方体表示相机在全局地图中的位置，红色圆圈表示场景中的动态目标。从图中可以看出，该系统没有受到运动物体干扰，建立了全局一致且包含运动物体的地图。

5　结束语

本文针对室内动态环境下单目机器人地图构建问题，提出了一种改进的 ORB-SLAM 系统，该系统前端引入室内场景闭环检测、后端优化绝对位姿，建立全局位姿模型图，继而构建全局空间点云地图。通过相邻关键帧三维重建点进行汇聚光束收敛性判断，将运动物体从场景中分离。采用摄影测量系统进行实验结果评价，从定位精度以及地图构建的鲁棒性两方面验证了该系统的有效性。实验结果表明，本文系统的视觉里程计没有受到动态因素干扰，构建了包含运动物体的全局地图，并具有较高的定位精度及鲁棒性。

参考文献：

[1] Wang T M，Tao Y，Liu H. Current Researches and Future Development Trend of Intelligent Robot：A Review［J］. International Journal of Automation and Computing，2018，15（9）：1-22.

[2] Smith R，Self M，Cheeseman P. Estimating uncertain spatial relationships in robotics. In Proceedings. IEEE International Conference on Robotics and Automation. 1987：850-864.

[3] Klein G，Murray D. Parallel Tracking and Mapping for Small AR Workspaces［C］. IEEE and ACM International Symposium on Mixed and Augmented Reality，2008：1-10.

[4] Mur-Artal R，Montiel J M M，Tardós J D. ORB-SLAM：A Versatile and Accurate Monocular SLAM System［J］. IEEE Transactions on Robotics，2015，31（5）：1147-1163.

[5] 王君，徐晓凤，董明利，孙鹏，陈敏. 单目移动机器人相对位姿估计方法［J］. 应用光学，2019，40（04）：535-541.

[6] 叶必鹏. 基于视觉的多机器人室内协同 SLAM 算法的研究与实现［D］. 哈尔滨工业大学，2018.

[7] Endres F，Hess J，Sturm J，et al. 3-D mapping with an RGB-D camera［J］. IEEE Transactions on Robotics，2016，30（1）：177-187.

[8] 王曼. 基于视觉的室内机器人同时定位与地图构建方法研究［D］. 西南科技大学，2018.

[9] Wang Junwei，Xi Qin，Feng Qiqiang，Guo Yinggang，Xiang Minzhi. Robust Bundle Adjustment of Digital Industrial Photogrammetry Based on IGG3［J］. Journal of Geomatics Science and Technology，2017，34（04）：411-415.

[10] Zhang Z. A Flexible New Technique for Camera Calibration［J］. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence，2000，22（11）：1330-1334.

动态力的测量及其不确定度分析评定*

王中宇[1]，江文松[2]，姚贞建[3]

（1. 北京航空航天大学仪器科学与光电工程学院 北京 100191；
2. 中国计量大学计量测试工程学院 杭州 310018；3. 华中科技大学机械科学与工程学院 430074）

摘　要：动态力通常是一种泛称，在工程应用中既可以指动态力值，也可以指动态压力。本文对动态力值和动态压力的校准及其不确定度评定问题进行分析研究。根据动态力值常用校准方法的特点和分类，给出了动态力值校准的工作原理，对正弦力校准和冲击力校准两种方法的不确定度进行了评定。在动态压力的校准方面，给出了常用激波管校准系统的工作原理，对校准过程中介质参数的计算、压力传感器在阶跃力作用下的模型辨识、校准压力传感器的时频域动态特性参数等进行了系统分析，并且通过实验给出了激波管产生阶跃压力的幅值和传感器的时频动态参数不确定度评定结果。

关键词：力；压力；动态；测量；校准；不确定度

中图分类号：O426.4 TB921 TH711　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**410.55 140.2040

作者简介：王中宇（通讯作者），1985 年于合肥工业大学获得学士学位，1988 年于合肥工业大学获得硕士学位，1996 年于华中理工大学获得博士学位，现为北京航空航天大学教授，主要研究方向为动态测试技术。E-mail：mewan@buaa.edu.cn

Wang Zhongyu（Corresponding author）received his B. Sc. in 1985 from Hefei University of Technology, received his M. Sc. degrees in 1988 from Hefei University of Technology, and received his Ph. D. degree in 1996 from Huazhong University of Science and Technology, now he is a professor in Beihang University. His main research interests include Dynamic Measurement & Metrology Technology.

江文松，2011 年于安徽理工大学获得学士学位，2014 年于中国计量大学获得硕士学位，2018 年于北京航空航天大学获得博士学位，现为中国计量大学副教授，主要研究方向为机械量动态计量技术。E-mail：jwensong@buaa.edu.cn

Jiang Wensong received his B. Sc. in 2011 from Anhui University of Science and Technology, received his M. Sc. degrees in 2014 from China Jiliang University, and received his PhD in 2018 from Beihang University. His main research interests include Dynamic Measurement and Metrology Technology of Mechanical System.

姚贞建，2013 年于燕山大学获得学士学位，2018 年于北京航空航天大学获得博士学位，现为华中科技大学博士后，主要研究方向为传感器动态校准技术、信号处理。

Yao Zhenjian received his B. Sc. in 2013 from Yanshan University, received his PhD in 2018 from Beihang University. He is now a post Ph. D in Huazhong University of Science and Technology. His main research interests include Dynamic Calibration and Signal processing of sensor.

* **基金项目：**国家自然科学基金（51575032）资助项目

Dynamic force measurement and its uncertainty analysis & estimation

Wang Zhongyu[1], Jiang Wensong[2], Yao Zhenjian[3]

(1. *School of Instrumentation Science & Opt-electronics Engineering*, *Behang University*, *Beijing* 100191, *China*;
2. *College of Metrology and Measurement Engineering*, *China Jiliang University*, *Hangzhou* 310018, *China*;
3. *School of Mechanical Science & Engineering*, *Wuhan* 430074, *Chna*)

Abstract: Dynamic force is usually a general term, including dynamic value of force and dynamic pressure in engineering application. This paper studies calibration and its uncertainty estimation for dynamic value of force and dynamic pressure. According to the characteristic and its category, the basic principle for dynamic value of force calibration is introduced, and two methods' uncertainties for Sinusoidal force calibration & impact force calibration are estimated. As for the dynamic pressure calibration, the working principle for frequently used shock tube is introduced, the calculation for medium parameters in the calibration process, model recognition for pressure sensor under the influence of impact force, dynamical characteristic parameters for time and frequency domains of calibrated pressure sensor are analyzed. Finally, the estimated uncertainty results for amplitude of impact force generated by shock tube and dynamical time-frequency parameters of the sensors are provided.

Keywords: force; pressure; dynamic; measurement; calibration; uncertainty

0 引言

根据作用点是否发生运动，一般把力分为静态力和动态力两种。

相比较于静态力而言，动态力通常是力的一种泛称，在工程应用中既可以指动态力值，也可以指动态压力。

动态力值的原级计量标准是建立动态力值校准体系的基础，其中基于激光干涉法的动态力值校准是建立动态力值原级计量标准中的核心技术[1,2]。目前，关于动态力值的校准，一般通过加速度传感器或者参考力传感器进行间接溯源，所建立的校准装置属于次级计量标准。动态力值次级计量标准的测量不确定度水平普遍比较低，难以满足日益增长的科技发展需求。动态力值的激励源主要有冲击力、正弦力和阶跃力三种[3-5]。其中冲击力一般通过撞击（即碰撞冲击）产生，它的主要特点是力值范围比较大和频谱范围比较宽；正弦力一般通过激振装置产生，主要特点是力值比较小和激振频率比较低；阶跃力一般通过脆性梁的瞬间断裂产生，主要特点是力值比较大和时间历程比较长[6-8]。这种间接溯源的准确度受限于参考传感器的计量水平。动态力值次级计量标准的计量精度一般比较低，难以满足现代科学技术发展的需要。

动态压力是工业生产和科学研究中经常需要测量和控制的基本参数之一[9,10]。根据产生压力波形的不同，压力传感器动态校准的设备一般可以分为周期压力信号发生器和非周期压力信号发生器两大类。周期压力信号发生器一般仅用于小压力或者低频范围的标定，最常用的周期压力发生装置是正弦压力发生器[11]。对于压力比较大的测量系统，周期性压力的动态校准方法很可能不再适用。因为利用压力比较低的动态校准装置对高压测量系统进行动态特性的测量，存在的严重

问题是低压校准装置产生激励信号的压力值达不到高压系统压力量程的要求，激发不出在高压状态下存在的问题，得到的观测数据不能真实地反映高压状态下的动态特性。高压测量系统常采用非周期压力信号发生器，可以包括激波管、落锤液压式半正弦压力信号发生器和快速开启装置等不同的结构型式，它们所产生的是随时间变化的瞬变压力信号[12,13]。不同的测量装置对高压系统的动态校准各有特色，适用于不同的场合。目前在动态压力的测量中，还存在着很多问题。例如在发动机的研制、生产与使用过程中，经常出现对同一个压力测量不确定度的评定结果不一致甚至于相差悬殊的问题。

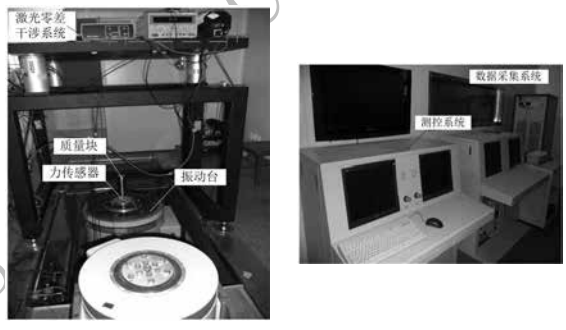
1 动态力值校准不确定度评定

1.1 动态力值校准的常用方法

动态力值校准主要包括正弦力校准和冲击力校准正两种方法。

1.1.1 正弦力校准法

振动台是正弦力校准系统的施力源，它产生的动态力值直接作用在被校准力传感器上，可以用激光零差干涉系统进行测量，如图1（a）所示。激光零差干涉系统测量的力和力传感器输出的力均通过数据采集系统送到测控系统进行处理，进而实现对力传感的动态校准，如图1（b）所示。

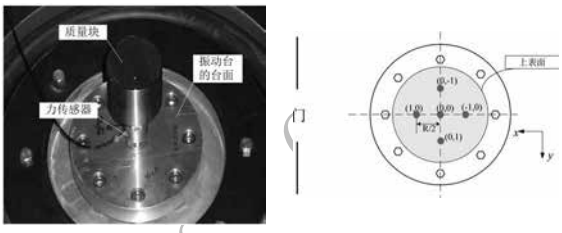


（a）正弦力校准系统　　（b）正弦力测控系统

图1　正弦力校准与测量系统

Fig. 1　Sinusoidal force calibration and measurement system

将质量块和力传感器安装在振动台的台面，如图2（a）所示。不同大小的质量块用于实现1mN～10000N范围内的正弦力校准。为了消除质量块表面加速度分布不均匀带来的误差，可以取质量块上表面多个测量点加速度的平均值。例如取5个测量点加速度的平均值作为质量块的修正加速度，如图2（b）所示。



（a）质量块和力传感器　　（b）加速度测量点

图2　质量块的加速度分布

Fig. 2　Mass and its acceleration distribution

施加在力传感器上的动态力 F 是质量块、联接件以及力传感器等效质量所产生的动态力值之和，即

$$F = (m_1 + m_2 + m_e)\bar{a}_o k_o \qquad (1)$$

式中，m_1 表示质量块的质量；m_2 表示联接件的质量；m_3 表示力传感器的等效质量；$\bar{a}_o$ 表示质量块上表面的平均加速度；k_0 表示加速度的修正因子。

1.1.2 冲击力校准法

被校准对象选用量程为±20kN的Kistler 9331B型力传感器。冲击力由激励源通过闭环控制的方式产生，脉冲宽度的校准范围为10ms～40ms，动态力值的输出范围为1N～10000 N。分别选用四种形式的脉冲宽度和五种不同大小的动态力值进行校准试验。在同一工况分别进行6次校准，计算出归一化灵敏度的实验标准偏差相对值见表1。

可以看出，实验标准偏差在脉冲宽度为10ms时的相对值接近0.46%，这时动态力值的波形信噪比稍差；实验标准偏差在脉冲宽度为50ms时的相对值小于0.40%，这时动态力值波形的信噪比较好。

表 1　100N～10000N 的冲击力校准

Table1　Calibration for impact force 100N～10000N

脉宽/ms	力值/N	归一化灵敏度	实验标准偏差相对值/%	脉宽/ms	力值/N	归一化灵敏度	实验标准偏差相对值/%
10	100	1.003	0.459	30	100	0.997	0.385
	500	1.003	0.417		500	0.997	0.368
	1000	1.004	0.401		1000	0.996	0.355
	5000	1.001	0.413		5000	0.996	0.379
	10000	1.001	0.406		10000	0.996	0.383
20	100	0.998	0.387	40	100	0.993	0.334
	500	0.999	0.393		500	0.993	0.362
	1000	0.998	0.396		1000	0.992	0.392
	5000	0.998	0.403		5000	0.993	0.345
	10000	0.997	0.402		10000	0.991	0.387

1.2　正弦力校准不确定度评定

1.2.1　幅值灵敏度的测量不确定度评定

（1）质量测量不确定度分量

以 $m_1 \approx 4\text{kg}$ 的质量块为例。质量块与传感器连接件的质量为 $m_2 \approx 509\text{g}$，传感器端部的等效质量为 $m_e \approx 75\text{g}$。其中 m_1 与 m_2 可以通过高精度电子秤直接测量，它们的扩展不确定度为均 0.02g（$k=3$）。由此引入的相对标准不确定度分别为

$$u_{1,\,rel} = \frac{0.02}{4584} \times \frac{1}{3} = 1.5 \times 10^{-6} \tag{2}$$

$$u_{2,\,rel} = \frac{0.02}{4584} \times \frac{1}{3} = 1.5 \times 10^{-6} \tag{3}$$

传感器端部等效质量 m_e 可以在动态力值的测量过程中获得，它的标准测量不确定度为 4g。引入的相对标准不确定度为

$$u_{3,\,rel} = \frac{4}{4584} = 8.7 \times 10^{-4} \tag{4}$$

（2）加速度测量不确定度分量

采用国际标准中推荐的方法测量加速度，相对扩展不确定度为 0.2%（$k=2$）。引入的相对标准不确定度为

$$u_{4,\,rel} = \frac{0.2\%}{2} = 0.1\% \tag{5}$$

（3）质量块加速度分布不均引起的测量不确定度分量

加速度分布修正因子 k_0 用于消除质量块加速度不均匀引起的动态力值测量误差，可以根据质量块的力学常数和几何参数获得。由此引入动态力值测量的相对标准不确定度为

$$u_5,\ rel = 0.3\% \tag{6}$$

（4）振动台横向振动引起的加速度测量不确定度分量

振动台在参考频率点的横向振动不超过 $T=5\%$。此时的加速度偏差为 $1-1/\sqrt{1+T^2} = 0.125\%$。假设服从均匀分布，则横向振动引入的相对标准不确定度为

$$u_{6,\,rel}^{ref} = \frac{0.00125}{\sqrt{3}} = 0.072\% \tag{7}$$

振动台在其它频率点的横向振动不超过 $T=10\%$。由此引入的相对标准不确定度为

$$u_{6,\,rel} = 0.286\% \tag{8}$$

（5）振动输出失真引起的加速度测量不确定度分量

振动台在参考频率点的加速度失真不超过5%。假设服从均匀分布，则引入的相对标准不确定度为

$$u_{7,\,rel}^{ref} = \frac{(0.05^2/2)}{\sqrt{3}} = 0.072\% \tag{9}$$

振动台在其它频率点的加速度失真不超过10%。引入的相对标准不确定度为

$$u_{7,\,rel} = 0.286\% \tag{10}$$

（6）电压测量不确定度分量

以12位数据采集卡为例，电压输出波形测量相对扩展不确定度为0.1%（$k=2$）。则相对标准不确定度为

$$u_{8,\,rel} = \frac{0.1\%}{2} = 0.05\% \tag{11}$$

（7）多次测量重复性的不确定度分量

在不改变实验条件的情况下，幅值灵敏度是10次测量结果的平均值。在参考频率点的标准偏差小于0.5%。则相对标准不确定度为

$$u_{A,\,rel}^{ref}(\bar{S}) = \frac{0.5\%}{\sqrt{10}} = 0.16\% \tag{12}$$

在其它频率点的标准偏差小于2%。测量重复性的相对标准不确定度为

$$u_{A,\,rel}(\bar{S}) = \frac{2\%}{\sqrt{10}} = 0.63\% \tag{13}$$

根据各不确定度分量的数据，可以获得在参考频率为80Hz和160Hz的合成标准不确定度为

$$u_{c,\,rel}(S) = \sqrt{(u_{1,\,rel})^2 + (u_{2,\,rel})^2 + (u_{3,\,rel})^2 + (u_{4,\,rel})^2 + (u_{5,\,rel})^2 + (u_{6,\,rel}^{ref})^2 + (u_{7,\,rel}^{ref})^2 + (u_{8,\,rel})^2 + (u_{A,\,rel}^{ref})^2} = 0.38\% \tag{14}$$

在参考频率点的扩展不确定度（$k=2$）为

$$U_{rel} = 0.38\% \times 2 = 0.76\% \tag{15}$$

在其它频率点的合成标准不确定度（$k=2$）为

$$u_{c,\,rel}(S) = \sqrt{(u_{1,\,rel})^2 + (u_{2,\,rel})^2 + (u_{3,\,rel})^2 + (u_{4,\,rel})^2 + (u_{5,\,rel})^2 + (u_{6,\,rel})^2 + (u_{7,\,rel})^2 + (u_{8,\,rel})^2 + (u_{A,\,rel})^2} = 0.82\% \tag{16}$$

在其它频率点的扩展不确定度为

$$U_{rel} = 0.82\% \times 2 = 1.64\% \tag{17}$$

1.2.2 相位延迟的测量不确定度评定

相位延迟测量不确定度分量见表2。

表**2** 相位延迟测量不确定度分量

Table2 Measurement uncertainty component for phase dalay

i	不确定度来源	不确定度分量 $u_i(y)$
1	传感器输出电压相位测量；模数转换分辨率和时钟准确度	$u_1(\Delta\varphi)$
2	电压滤波对传感器输出电压相位测量的影响	$u_2(\Delta\varphi)$
3	电压扰动对传感器输出电压相位测量的影响（如噪声）	$u_3(\Delta\varphi)$
4	横向、摇摆和弯曲加速度对传感器输出电压相位测量的影响（如横向灵敏度）	$u_4(\Delta\varphi)$
5	干涉仪正交输出信号扰动对位移相位测量的影响（如偏移、电压幅值偏差、与90 名义角度差的偏差）	$u_5(\Delta\varphi)$
6	干涉仪信号滤波对位移相位测量的影响	$u_6(\Delta\varphi)$
7	电压扰动对位移相位测量的影响（如光电测量回路的随机噪声）	$u_7(\Delta\varphi)$

续表

i	不确定度来源	不确定度分量 u_i（y）
8	干扰运动对位移相位测量的影响（如漂移、加速度计参考平面与干涉仪的测量光点之间的相对运动）	u_8（$\Delta\varphi$）
9	相位扰动对位移相位测量的影响（如干涉仪信号的相位噪声）	u_9（$\Delta\varphi$）
10	其他干涉效应对位移相位测量的影响	u_{10}（$\Delta\varphi$）
11	质量块加速度相位与质量块作用力相位之差的不确定度影响	u_{11}（$\Delta\varphi$）
12	其他效应对相位延迟测量的影响（如重复测量中的随机影响、算术平均值的实验标准差）	u_{12}（$\Delta\varphi$）

下面逐一进行计算。

（1）第 1~10 项的测量不确定度分量

加速度的测量依据相应的国际标准实施。在 80Hz 参考频率点的扩展不确定度为 0.5°；在其它频率点的扩展不确定度不超过 1.0°。在表 2 中前 10 项的相位延迟测量不确定度用标准中给定的扩展不确定度表示。

在参考频率点为

$$u_{c1,\ ref}(\Delta\varphi)=\sqrt{\sum_{i=1}^{10}u_i^2(\Delta\varphi)}=\frac{0.5^\circ}{2}=0.25^\circ \tag{18}$$

在其它频率点为

$$u_{c1}(\Delta\varphi)=\sqrt{\sum_{i=1}^{10}u_i^2(\Delta\varphi)}=\frac{1^\circ}{2}=0.5^\circ \tag{19}$$

（2）第 11 项的质量块加速度相位与其作用力相位之差的不确定度 u_{11}（$\Delta\varphi$）

该不确定度 u_{11}（$\Delta\varphi$）一般不大于 0.2°，即

$$u_{11}(\Delta\varphi)=0.2^\circ \tag{20}$$

（3）第 12 项的多次测量重复性不确定度分量 u_{12}（$\Delta\varphi$）

在不改变其它实验条件的前提下，传感器的相位延迟是 10 次测量结果的平均值，它的标准偏差小于 0.2°。因此不确定度为

$$u_3(\Delta\varphi)=0.2^\circ \tag{21}$$

根据各不确定度分量数据，获得在参考频率为 80Hz 和 160Hz 的相位延迟合成标准不确定度为

$$u_{c,\ ref}(\Delta\varphi)=\sqrt{u_{c1,\ ref}^2(\Delta\varphi)+u_2^2(\Delta\varphi)+u_3^2(\Delta\varphi)}=0.38^\circ \tag{22}$$

在参考频率点的扩展不确定度（$k=2$）为

$$U_{ref}(\Delta\varphi)=0.38^\circ\times 2=0.76^\circ \tag{23}$$

在其它频率点的合成标准不确定度为

$$u_c(\Delta\varphi)=\sqrt{u_{c1}^2(\Delta\varphi)+u_2^2(\Delta\varphi)+u_3^2(\Delta\varphi)}=0.57^\circ \tag{24}$$

在其它频率点的扩展不确定度（$k=2$）为

$$U(\Delta\varphi)=0.57^\circ\times 2=1.14^\circ \tag{25}$$

1.3 冲击力校准不确定度评定

（1）质量测量不确定度分量

以 $m_1\approx 4$kg 的质量块为例。质量块与传感器连接件的质量为 $m_2\approx 509$g，传感器的等效质量为 $m_e\approx 75$g。其中 m_1 与 m_2 可以通过高精度电子秤直接测量，扩展不确定度均为 0.02g（$k=3$）。因此 m_1、m_2 和 m_e 的不确定度分别为

$$u_{1,\ rel}=\frac{0.02}{4584}\times\frac{1}{3}=1.5\times10^{-6} \tag{26}$$

$$u_{2,\ rel}=\frac{0.02}{4584}\times\frac{1}{3}=1.5\times10^{-6} \tag{27}$$

$$u_{3,\ rel}=\frac{4}{4584}=8.7\times10^{-4} \tag{28}$$

（2）加速度测量不确定度分量

采用激光干涉法测量出冲击加速度峰值的相对扩展不确定度为 0.3%（$k=2$），因此不确定度可以表示为

$$u_{4,\ rel}=\frac{0.3\%}{2}=0.15\% \tag{29}$$

（3）质量块加速度分布不均匀引起测量

不确定度分量

加速度分布的修正因子 k_0 用于消除质量块加速度分布不均匀引起的动态力值测量误差。对冲击力测量造成的相对不确定度为

$$u_{5,\ rel} = 0.6\% \tag{30}$$

（4）振动台横向振动引起的加速度测量不确定度分量

在校准过程中，振动台横向振动不宜超过 $T=10\%$，因此加速度偏差为 $1-1/\sqrt{1+T^2}=0.5\%$。假设加速度偏差服从均匀分布，则引入的不确定度为

$$u_{6,\ rel} = 0.5\%/\sqrt{3} = 0.287\% \tag{31}$$

（5）电压测量峰值不确定度分量

以 12 位数据采集卡为例，电压输出波形测量的相对扩展不确定度为 0.1%（$k=2$）。则电压测量峰值的不确定度为

$$u_{7,\ rel} = \frac{0.1\%}{2} = 0.05\% \tag{32}$$

（6）电压滤波对加速度计输出电压峰值影响的不确定度分量

假设冲击信号的脉冲宽度为 T，则低通滤波器的截止频率为 $10/T$。电压滤波对冲击信号峰值影响的不确定度为

$$u_{8,\ rel} = 0.3\% \tag{33}$$

（7）多次测量重复性的不确定度分量

幅值灵敏度是在不改变其它实验条件的前提下进行 6 次重复测量获得的平均值，最大标准偏差为 0.6%。因此

$$u_{9,\ rel}(\bar{S}) = \frac{0.6\%}{\sqrt{6}} = 0.24\% \tag{34}$$

根据各不确定度分量的数据获得冲击力校准峰值灵敏度的合成标准不确定度为

$$u_{c,\ rel}(S) = \sqrt{(u_{1,\ rel})^2+(u_{2,\ rel})^2+(u_{3,\ rel})^2+(u_{4,\ rel})^2+(u_{5,\ rel})^2+(u_{6,\ rel})^2+(u_{7,\ rel})^2+(u_{8,\ rel})^2+(u_{9,\ rel})^2} = 0.78\% \tag{35}$$

扩展不确定度为

$$U_{rel} = 0.78\% \times 2 = 1.6\%(k=2) \tag{36}$$

2 动态压力校准不确定度评定

2.1 动态校准系统的不确定度评定

（1）不确定度的来源分析

影响阶跃压力测量结果的因素包括低压腔的压力值、激波管内气体的温度、两个测速探头之间的距离、激波经过两个测速探头之间所用的时间和数据采集系统。根据各参数的资料和仪器设备的校准证书，可以分别对各因素进行分析。

假设激波管内的气体为理想气体。以空气为例，低压室的初始压力为 $p_1=1$MPa，初始温度为 $T=293.15$K，测速探头之间的距离为 $L=0.4$m，激波经过两个测速探头之间的时间为 $t=8\times10^{-4}$s。计算得到入射激波的马赫数为 $M_s=1.44$，入射激波的阶跃压力为 $\triangle p_2=1.25$MPa，反射激波的阶跃压力为 $\triangle p_5=3.64$MPa。

①测速探头之间距离引入的不确定度分量 u_L

考虑到测速探头安装孔之间的孔距误差以及安装孔、接头、测速探头之间的配合公差，测速探头之间的距离可以准确测量到 1.3×10^{-4}m，该误差为极限误差。假设服从均匀分布，则 $u_L=1.3\times10^{-4}/\sqrt{3}=7.5\times10^{-5}$m，用 u_1 表示该值。

②激波经过两个测速探头之间所用时间引入的不确定度分量为 u_t

调试之后的测量时间准确度为 1 □s，即 $u_t=1\times10^{-6}$s，用 u_2 表示该值。

③温度测量引入的不确定度分量 u_T

使用 PT100 标准铂电阻温度传感器，在 20℃测量的准确度为 0.15℃，即 $u_T=0.15$℃，用 u_3 表示该值。

④测量低压腔压力值引入的不确定度分量 u_{p_1}

低压腔压力值由数字压力计测量，它的基本误差为 0.1%，该误差为极限误差。假设

服从均匀分布，则在低压室的压力为 p_1 = 1MPa 时，$u_{p_1} = 1\times0.1\%/\sqrt{3} = 5.77\times10^{-4}$MPa，用 u_4 表示该值。

⑤数据采集系统与二次仪表引入的不确定度分量 u_5

根据数据采集系统的校准证书，交流增益测量不确定度为 $U = 2.4\times10^{-4}$（$k = 2$）。入射激波的压力为 $\triangle p_2 = 1.25$MPa，则 $u_5 = 1.25\times1.2\times10^{-4} = 1.5\times10^{-4}$MPa；反射激波的压力为 $\triangle p_5 = 3.64$MPa，则 $u_5 = 3.64\times1.2\times10^{-4} = 4.4\times10^{-4}$MPa。

⑥重复测量引入的不确定度分量

对被校准压力测量系统进行 6 次校准，利用贝塞尔公式计算重复测量引入的不确定度分量。入射激波压力为 $\triangle p_2 = 1.25$MPa，则 $u_6 = 4.9\times10^{-3}$MPa；反射激波压力为 $\triangle p_5 = 3.64$MPa，则 $u_6 = 3.9\times10^{-2}$MPa。

入射激波压力的不确定度分量见表 3。

表 3　入射激波压力不确定度分量

Table 3　Uncertainty component for incident shock pressure

	不确定度分量	系数 c_i	不确定度 u_i	$(c_i u_i)^2$
1	长度 L	12.1	7.5×10^{-5}	8.1×10^{-5}
2	时间 t	-6.1×10^{3}	1×10^{-6}	3.7×10^{-5}
3	温度 T	-8.1×10^{-3}	0.15	1.5×10^{-7}
4	压力 p_1	1.25	5.77×10^{-4}	5.3×10^{-7}
5	数据采集系统	1	1.5×10^{-4}	2.3×10^{-8}
6	重复测量	1	4.9×10^{-3}	2.4×10^{-5}
$\sum_{i=1}^{6}(c_i u_i)^2 = 1.44\times10^{-4}$				

反射激波压力的不确定度分量见表 4。

表 4　反射激波压力不确定度分量

Table 4　Uncertainty component for reflect shock pressure

	不确定度分量	系数 c_i	不确定度 u_i	$(c_i u_i)^2$
1	长度 L	45	7.5×10^{-5}	1.1×10^{-5}
2	时间 t	-2.2×10^{4}	1×10^{-6}	4.84×10^{-4}

续表

	不确定度分量	系数 c_i	不确定度 u_i	$(c_i u_i)^2$
3	温度 T	-3×10^{-2}	0.15	2×10^{-5}
4	压力 p_1	3.64	5.77×10^{-4}	4.4×10^{-6}
5	数据采集系统	1	4.4×10^{-4}	1.9×10^{-7}
6	重复测量	1	3.9×10^{-2}	15.5×10^{-4}
$\sum_{i=1}^{6}(c_i u_i)^2 = 20.7\times10^{-4}$				

（2）合成标准不确定度

假设各分量之间彼此独立，则合成标准不确定度 u_c 的平方为 $u_c^2 = \sum_{i=1}^{6}(c_i u_i)^2$。

入射激波压力的合成标准不确定度为 $u_c = 0.012$。已知 $\triangle p_2 = 1.25$MPa，则合成相对不确定度为 $u_c' = 0.012/1.25 = 1\%$。反射激波压力的合成标准不确定度为 $u_c = 0.045$。已知 $\triangle p_5 = 3.64$MPa，则合成相对不确定度为 $u_c' = 0.045/3.64 = 1.25\%$。

（3）扩展不确定度

入射激波压力的扩展不确定度为 $U = ku_c' = 2\times1\% = 2\%$（$k = 2$）；反射激波压力的扩展不确定度为 $U = ku_c' = 2\times1.25\% = 2.5\%$（$k = 2$）。

2.2　动态校准系统的不确定度评定

使用激波管动态校准系统开展实验，如图 3 所示。

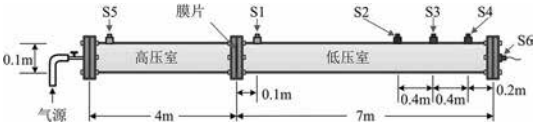


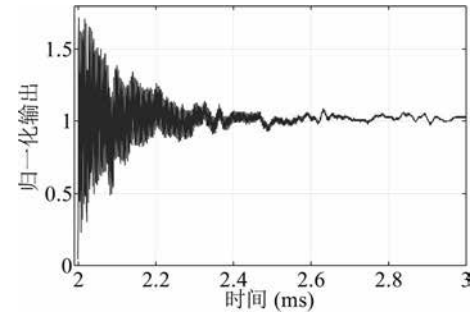
图 3　激波管示意图

Fig. 3　Schematic diagram of shock tube

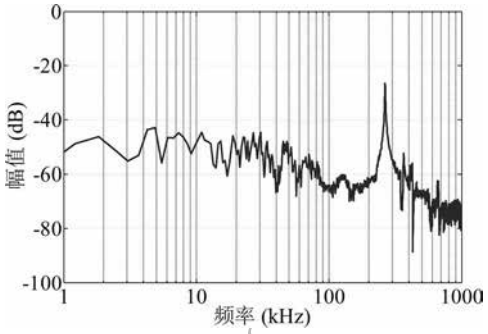
激波管主要由高压室和低压室两部分构成，高、低压室的长度分别为 4 m 和 7 m，直径均为 0.1 m。在高压室与低压室之间用铝膜片分隔开。在进行动态校准实验时，先向高压室内充入空气。当高、低压室之间的差压达到铝膜片承受的最大压力时，膜片破裂。产生的激波由高压室向低压室的端面方向传播，在端面处形成反射激波阶跃压力。安装在端面上的被校准压力传感器 S6 接收到该阶

跃激励产生的输出信号。图中的 S5 和 S1 为两个测压传感器，S2 为测温传感器，S3 和 S4 为两个测速传感器。

被校准压力传感器的型号为 PCB M102A02，灵敏度为 2.67 mV/kPa，最大测量范围为 690 kPa，铝膜片的厚度为 0.07 mm，数据采集系统的采样频率为 5 MHz。得到被校准压力传感器输出的时域和频域曲线分别如图 4 所示。



（a）归一化时域曲线



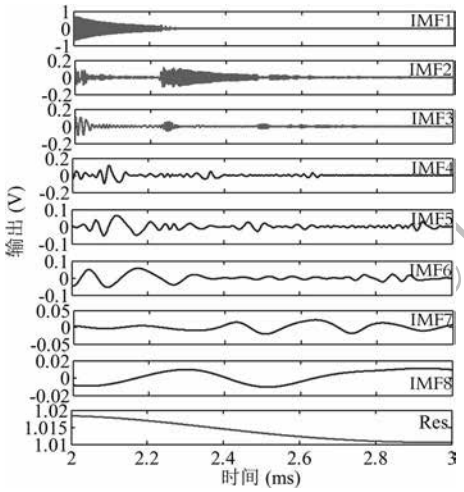
（b）频域曲线

图 4　压力传感器的输出曲线

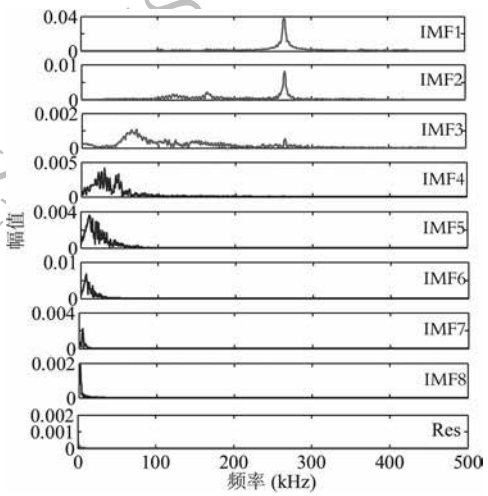
Fig. 4　Output of pressure sensor

从图 4（a）中可以看出，压力传感器输出的振荡幅值不随时间逐渐减小。例如，在 2.1ms 处出现明显的下降段，在 2.6 ms 之后仍然存在波动。从图 4（b）的频谱曲线可以看出，在 1kHz~100kHz 频率范围内的频谱幅值比较大，并且存在明显的波动，这些现象会降低压力传感器的建模精度。在频谱曲线最大峰值处对应的频率称之为振铃频率。

对压力传感器输出信号进行 Empirical Mode Decomposition（EMD）处理的结果见图 5。原始输出信号被分解成了 8 个 IMF 分量和一个残余分量。



（a）时域曲线



（b）频谱

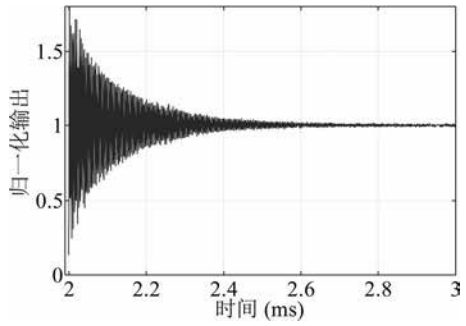
图 5　经验模态分解结果

Fig. 5　Empirical mode decomposition results

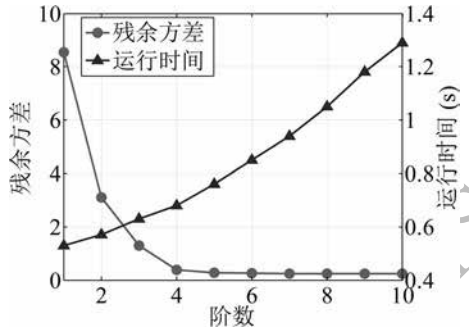
为了分离出原始输出信号中的噪声分量，分别计算 IMFs 和原始输出信号之间的相关系数和振铃频率处的幅值比，发现 IMF1 与原始信号之间的相关系数为 0.942，远大于其它 IMFs 的相关系数，表明 IMF1 包含原始信号中的大部分有用信息。IMF1、IMF2 和 IMF3 包含了原始输出信号在振铃频率处 99.653% 的频谱幅值；其他 IMFs 的幅值比均接近于 0，由此判断出其余 IMF 分量为不包含有用信息的噪声分量。将 IMF1、IMF2 和 IMF3 相加得到传感器输出的重构信号如图 6-33 所示。可

以看出，在经过 EMD 预处理之后，原始输出信号中的低频噪声被剔除掉，特别是在 2.1 ms 处曲线的下降段被消除，在 2.6 ms 之后的曲线趋于稳定。

在得到重构信号之后，采用自适应最小二乘法对压力传感器建模。先确定模型的最优阶数，分别计算出不同阶数的模型残余方差和运行时间，见图 6。



（a）重构预处理后的信号



（b）最优模型阶数估计

图 6　预处理和阶数估计

Fig. 6　Preprocessing and order estimation

可以看出，随着模型阶数的变大，残余方差值减小。当阶数大于 4 时，残余方差的值趋于稳定。另一方面，运行时间随着阶数的变大明显增加。综合两个参数的变化，可以判断出模型的最优阶数为 4。

确定了传感器数学模型的最优阶数之后，模型参数 $\{a_i, b_i\}$（其中 $i=1, 2, 3, 4$）可以通过 ALS 估计出来。

压力传感器的差分方程模型为

$$y(k)=1.291y(k-1)-0.033y(k-2)-0.299y(k-3)-0.149y(k-4)-2.766x(k)+3.636x(k-1)-0.085x(k-2)-0.674x(k-3)-0.281x(k-4)$$

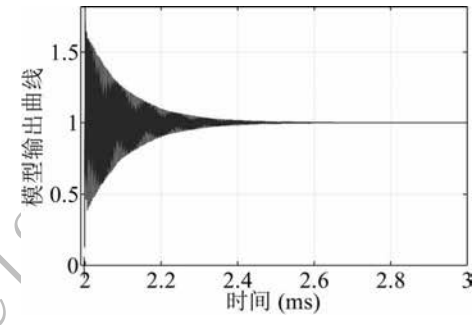
通过 Z 变换得到的离散传递函数为

$$G(z)=\frac{-2.766z^4+3.636z^3-0.085z^2-0.674z-0.281}{z^4-1.291z^3+0.033z^2+0.299z+0.149}$$

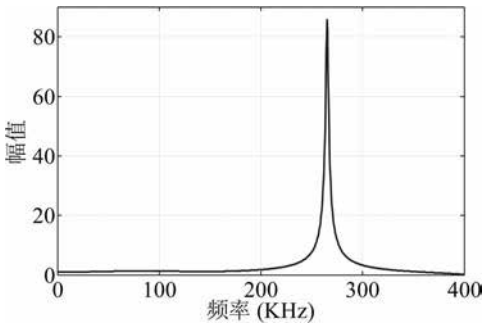
令 $z=(1+s/2f)/(1-s/2f)$，其中 $f=5$MHz 为采样频率，则连续传递函数为

$$G(s)=\frac{-0.165s^4+1.057\times10^7s^3+1.533\times1013s^2+5.857\times1019s+1.716\times1026}{s^4+2.991\times10^7s^3+1.761\times1013s^2+6.015\times1019s+1.708\times1026}$$

传感器模型的时域曲线及其传递函数如图 7 所示。



（a）时域曲线



（b）传递函数

图 7　时域曲线与传递函数

Fig. 7　Time-frequency curve and Transfer Function

计算出自助累加概率和各组参数的均值，得到不同置信概率的扩展不确定度和估计真值见表 5。

可以看出，置信概率越小，动态特性参数的不确定度越小。

表 5　动不确定度的评定结果

Table 5　Estimated result for dynamic uncertainty

评定方法	本方法				贝塞尔法		
	扩展不确定度				估计真值	扩展不确定度	估计真值
	$P=100\%$	$P=98\%$	$P=95\%$	$P=90\%$			
t_r/μs	0.012	0.005	0.003	0.002	0.802	0.014	0.802
t_s/μs	4.25	2.72	2.05	1.54	361.83	5.42	361.72
σ/%	2.48	1.24	1.07	0.86	78.96	3.18	78.91
ω_r/kHz	1.05	0.68	0.47	0.34	264.44	1.32	264.42
ω/kHz	2.46	1.49	1.13	0.88	34.53	3.08	34.60

3　结论

通过质量、长度和时间三个国际基本单位对动态力值的校准进行溯源，实现了动态力值的原级计量校准。动态压力则根据激波管系统中对产生的激波进行测速测压，计算出阶跃压力的幅值，实现了可溯源的动态校准。动态力值校准系统中的位移量通过激光零差干涉法进行测量。激光零差干涉系统采用频率稳定度为 1×10^{-9} 的 He-Ne 激光器为测量光源，其工作原理为线偏振光通过 λ/4 波片之后变为圆偏振光，经分光镜被分成测量光和参考光。由于非理想光信号的影响，偏振分光镜对光电转换器 X 和 Y 的混叠作用会导致激光干涉系统产生随时间变化的非线性。零差干涉系统的非线性通过 Lissajous 图形的椭圆修正实现补偿。

在动态压力的校准方面，提出了激波管压力传感器的模型辨识、动态特性参数、激波管产生的阶跃压力幅值不确定度评定和压力传感器时频域动态特性参数的不确定度评定方法。提出的压力传感器参数模型辨识的 EMD-ALS 方法，有效地消除了压力传感器输出信号中的低频噪声，具有很高的模型参数辨识精度。关于激波管产生阶跃压力的幅值不确定度，采用基于 GUM 的 B 类评定方法分析了不确定度的来源，经过合成得到了幅值的不确定度。在 EMD-ALS 压力传感器参数模型辨识的基础上，采用自助法实现了时频域动态特性参数的不确定度评定。

参考文献：

[1] Vlajic N, Chijioke A. Traceable dynamic calibration of force transducers by primary means [J]. Metrologia. 2016, 53 (4): S136

[2] Leãoa L F, Silva, Guimarãesc Y T, et al. A compilation of patents related to mechanical metrology standards and high-precision measurement of mechanical quantities [J]. Measurement. 2016, 94 (1): 523-530

[3] Portoles J F, Cumpson P J, A compact torsional reference device for easy, accurate and traceable AFM piconewton calibration [J]. Nanotechnology, 2013, 24 (33): 1-15

[4] Braunisch D, Ponick B, Bramerdorfer G. Combined analytical-numerical noise calculation of electrical machines considering nonsinusoidal mode shapes [J]. IEEE Trans. Magnetics. 2013, 49 (4): 1407-1415

[5] Anna C, Miroslav V, Jaroslav Z, Klapetek P. Traceable measurements of small forces and local mechanical properties [J], Measurement Science and Technology. 2011, 22 (9): 94007-94013

[6] Parsons D F, Walsh R B, Craig C, Vincent S J. Surface forces: surface roughness in theory and experiment [J]. The Journal of Chemical Physics. 2014, 140 (16): 164701

[7] Askarinejad H, Dhanasekar M, Boyd P, et al. Field

measurement of wheel-rail impact force at insulated rail joint [J], Experimental Techniques. 2015, 39 (5): 61-69

[8] Khoo S Y, Ismail Z, Kong K K, et al. Impact force identification with pseudo-inverse method on a lightweight structure for under-determined, even-determined and over-determined cases [J], International Journal of Impact Engineering. 2014, 63 (1): 52-62

[9] Kobusch M, Bruns T, Klaus L, et al. The 250 kN primary shock force calibration device at PTB [J], Measurement. 2013, 46 (5): 1757-1761

[10] Aryafar M, Hamedi M, Ganjeh M M. A novel temperature compensated piezoresistive pressure sensor [J]. Measurement. 2015, 63: 25-29

[11] Yu H, Huang J. Design and application of a high sensitivity piezoresistive pressure sensor for low pressure conditions [J]. Sensors. 2015, 15: 22692-22704

[12] 杨军, 梁志国, 燕虎, 等. 欧洲动态计量技术发展 [J]. 计测技术, 2015, 35 (3): 1-9

[13] 梁志国, 张大治, 吕华溢. 动态校准、动态测试与动态测量的辨析 [J]. 计量、测试与校准. 2017, 37 (1): 30-34

我国守时系统发展现状与性能分析

杨玉婷[1] 刘晨帆[1] 蔺玉亭[1] 李国俊[1]

（1. 北京卫星导航中心 北京 100094）

摘　要：本文介绍了近十五年来我国守时系统取得的最新进展，从历年指标来看，我国守时系统频率稳定度提高较快，某些指标已经达到国际领先水平。为进一步找寻与国外先进守时系统的差距和不足，利用国际计量局 BIPM 公布的数据，将我国守时系统 UTC（k）的时间稳定度、频率稳定度、控制精度等性能指标与德国物理技术研究院、美国海军天文台、法国、俄罗斯等国家时间标准进行了比较分析，给出了我国守时系统发展的几点建议。

关键词：协调世界时 UTC；守时系统；时间比对；频率稳定度；原子钟。

中图分类号及文献标识码：

Development and Performance Analysis of time scales in China

Yang Yuting[1], Liu Chenfan[1], Lin Yuting[1], Li Guojun[1]

Abstract: The progress and development of time scales in China are presented in this paper from the past 15 years. Frequency stability of the time scales has improved rapidly, and some other indicators have reached the international leading level. In order to find the gaps and shortcomings with international advanced time scales , The time stability, frequency stability, control accuracy and other performance indicators of China´s punctuality system UTC（k）were compared with the UTC（k）of the German Institute of Physics and Technology, of the United States Naval Observatory, of France and Russia with data published by the International Bureau of Metrology BIPM. Some suggestions for the development of time scales in China are presented.

Keywords: Coordinated Universal Time（UTC）; time scales; time comparison; frequency stability; atomic clock.

作者简介：杨玉婷，2012 年于国防科技大学获得学士学位，2014 年于国防科技大学获得硕士学位，现为北京卫星导航中心助理工程师，主要研究方向为导航时频。E-mail：1426105643@ qq. com

Yang Yuting received her B. Sc. degree in 2012 from National University of Defense Technology, received her M. Sc. degree in 2014 from National University of Defense Technology, now she is assistant engineer in Beijing Satellite Navigation Center（company）. Her main research interests include Satellite Navigation, Time and Frequency.

＊基金项目：国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

1 引言

时间/频率广泛用于科学技术研究、国家经济和国防建设，尤其是在卫星导航、通信互联网、深空探测、载人航天、金融、电力、目标探测和拦截、联合作战和精确打击等领域都离不开时间频率的支持。在这些领域的广泛应用也促进了时间基准和守时系统的发展。时间基准和守时系统是国家重大基础设施，只有高精度的守时系统才能维持时间基准，提供可靠的时间频率服务。1971 年由国际计量局（BIPM）建立和保持协调世界时（UTC）被确定为法定的国际标准时间[1]。经过 50 多年的发展，全球 80 多个守时守时实验室约 450 台高精度原子钟利用基于全球导航卫星系统（GNSS）和卫星双向时间频率传递（TWSTFT）技术参与国际原子时（TAI）的计算[2-6]。为保证其频率速率溯源到秒定义，12 台秒定义的复现装置—时间频率基准钟也参与守时计算。目前国际原子时 TAI 频率准确度优于 1E-15，频率月稳定度达到 3E-16。为了满足对 UTC 实时性要求更高的用户需求[2]，BIPM 利用权重占 74%的 62 个守时实验室 300 多台高性能原子钟联合生成快速协调世界时（UTCr），其性能与 UTC 相当。

很多国家建有独立自主的标准时间频率服务体系，并研制了配套的时频应用设备。各国对时间频率的精准性提出了越来越高的要求，对时间频率的发展推进也给予大力支持。美国现有权威的两个国家法定的标准时间[3,7,8]，分别是美国海军天文台（USNO）和美国国家计量院（NIST）保持的 UTC（USNO）和 UTC（NIST）。长期以来，USNO 具有全球守时钟组规模最大的守时实验室，守时水平一直处于国际领先地位，其标准时间与 UTC 保持在 5ns 以内。USNO 由军方主管，NIST 民用为主，目前两者时间保持高度统一，时间偏差在 20ns 以内。美国标准时间通过全球定位系统 GPS、LORAN－C 系统、长波（WWVB）、短波（WWV、WWVH）、网络、电话等发播手段服务于军用和民用领域。除此之外，NIST 建有在线的频率测量分析（Frequency Measurement and Analysis Service，FMAS）和时间测量分析（Time Measurement and Analysis Service，TMAS）等服务系统，研制了基于卫星共视可驾驭的原子钟（NIST-DO）等新型时频设备。2018 年美国提出建设 GPS 的陆基备份授时系统，用于增强 GPS 系统授时服务的抗打击能力。1947 年，俄罗斯从法律法规、技术以及计量等方面加强时间频率服务建设[9,10]，明确了不同层级的时间频率管理机构、发播系统、时频计量体系以及用户。俄罗斯计量院保持的标准时间 UTC（SU）［3］作为国家一级时间频率标准，通过 GLONASS 卫星导航系统、长波无线电、超长波无线电导航、有线通信、无线通信及电视等向用户提供时频服务。早期在 20 世纪 60 年代末就建立了 4 个备份守时实验室，现采用 GPS/GLONASS 共视法实现向国家标准时间 UTC（SU）的溯源，时间偏差保持在 100ns 以内。欧洲各国都建有时间频率服务体系[3,11,12]，在时频基准方面，有德国计量院 PTB、英国国家物理实验室及法国巴黎天文台独立保持的标准时间 UTC（PTB）、UTC（NPL）、UTC（OP）等；在授时服务方面，有欧洲正在建设的 Galileo 卫星导航系统、德国 DCF 低频时码授时系统、英国 MSF 低频时码授时系统及其他电话、网络授时系统等。我国建有守时系统[1,13-15] 的机构包括：中科院国家授时中心（NTSC）、中国计量科学研究院（NIM）、北京无线电计量测试研究所（BIRM）以及北京卫星导航中心（BSNC），这四家机构具备独立守时功能。中科院国家授时中心配套建立了长短波（BPL、BPM）、网络、电话等授时手段。北京卫星导航中心（BSNC）维持的 UTC（BSNC）为北斗导航系统、长河二号导航系统、时频同步网提供标准时间溯源，为用户提供了全天候、全天时、全覆盖的时间频率服务。

2 我国守时系统发展近况

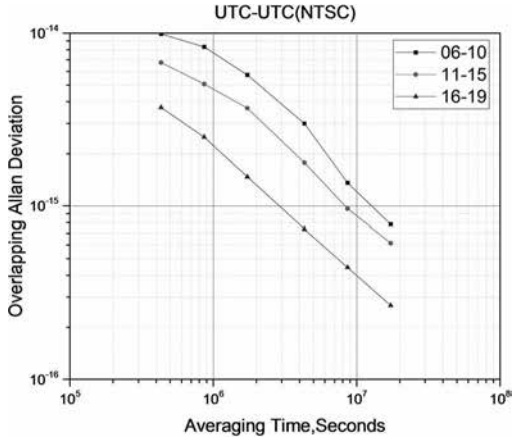
我国从20世纪60年代后期开始，原子钟的研制工作全面展开。近50年来，我国守时系统建设和发展取得突破性进展。据国际时间局年报记载，我国中科院陕西天文台于1980年（中科院国家授时中心的前身）首次参与国际原子时（TAI）和协调世界时（UTC）计算和保持[1]。1987年陕西天文台、上海天文台、武汉物理所及北京无线电计量研究院BIRM实现了约22台原子钟数据共享，异地联合产生综合原子时TA（JATC），正式向国际时间局上报原子钟钟差数据（简称报数）。近年来，铷原子钟批量生产，大量氢原子钟投入工程使用，冷原子喷泉钟、光钟等频率标准装置的研制和关键技术攻关取得新的进展。随着时间频率应用领域的拓展，我国中科院国家授时中心（NTSC）、中国计量科学研究院（NIM）、北京无线电计量测试研究所（BIRM）以及北京卫星导航中心（BSNC）相继建立守时系统，自主保持地方协调世界时UTC（NTSC）、UTC（NIM）、UTC（BIRM）和UTC（BSNC）。NTSC、NIM、BIRM与BIPM建立了直接的时间比对链路，向BIPM报数，参与TAI与UTC的归算与保持。NIM研制的NIM5铯原子喷泉钟获得BIPM认可，作为基准钟之一，参与驾驭TAI[3]。随着北斗三号卫星导航系统建立和完善，BSNC为北斗三号卫星导航系统提供的时间基准使卫星授时性能得到了大幅度的提升，达到了亚太地区授时精度优于10ns、全球授时精度优于20ns的技术指标。基于GNSS卫星观测的时间比对链路在全球范围内广泛使用，其中，绝大多数国际比对链路由GPS承担，仅在欧洲部分地区使用GLONASS[2,16]。。梁坤、张继海、Wei Huang等研究人员开展了基于北斗共视的时间频率传递、北斗时间传递标准CGGTTS等相关研究[17-20]，为下一步北斗卫星导航系统参与国际时间频率传递工作提供了技术支撑。

本文选用我国在时间频率领域具有代表性的两个守时系统UTC（NTSC）和UTC（NIM），对其近15年来时间和频率稳定性、频率控制精度等关键指标进行分析，采样间隔为5年。根据BIPM月报公布的UTC-UTC（NTSC）、UTC-UTC（NIM）时差数据，统计均值和标准方差，分别用于评价时间稳定性和频率控制精度，见表1。计算交叠式阿伦方差（Overlapping Allan Deviation）用于评价UTC（k）的频率稳定性，见图1。分别将2006年至2010年、2011年至2015年、2016年至2019年三个时间间隔分别对应“十一五”、“十二五”和“十三五”。

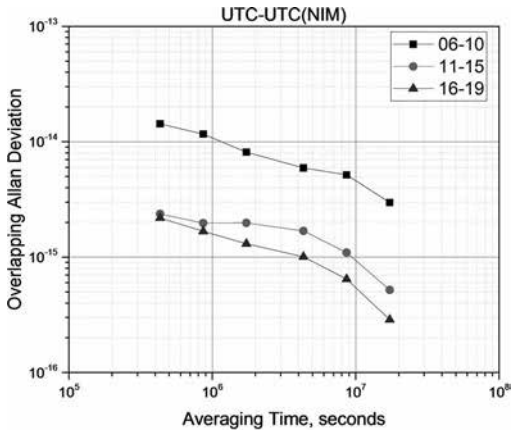
表1 我国守时系统UTC（k）时间稳定性、频率控制精度

时间段	UTC（NTSC）		UTC（NIM）	
	均值（ns）	标准方差（ns）	均值（ns）	标准方差（ns）
“十一五”	4.49	7.18	-27.11	39.60
“十二五”	3.67	6.16	0.57	5.33
“十三五”	0.92	2.13	-0.52	3.96

通过表1可知，从“十一五”发展到“十三五UTC（NTSC）的均值从4.49ns降至0.92ns，标准方差从7.18ns降至2.13ns；UTC（NIM）均值从-27.11ns降低-0.52ns，标准方差从39.6ns降至3.96ns。可以看出，我国守时系统UTC（k）近15年里时间稳定性和频率控制精度至少提升了3倍。



（a）NTSC 的守时系统



（b）NIM 的守时系统

图 1　UTC（k）在“十一五”、“十二五”和“十三五”期间的频率稳定度

由图 1 可知，从“十一五”到“十二五”UTC（NTSC）频率稳定度从 1×10^{-14}/5d 水平提高到 6.8×10^{-15}/5d，UTC（NIM）从 1.43×10^{-14}/5d 提高到 2.37×10^{-15}/5d。到“十三五”，UTC（NTSC）频率稳定度达到了 3.71×10^{-15}/5d，UTC（NIM）频率稳定度为 2.19×10^{-15}/5d。可以看出，近 15 年里我国守时系统 UTC（k）的频率长期稳定性不断提升。

3　与国外守时系统比较分析

本文选用国际时间传递的中心节点德国物理技术研究院 UTC（PTB），守时钟组规模最大的美国海军天文台保持的协调时间时 UTC（USNO）、俄罗斯 GLONASS 卫星导航系统的时间基准 UTC（SU）、法国的标准时间 UTC（OP）和我国守时系统 UTC（k），针对时间频率稳定性、频率控制精度、时间比对链路等性能进行比较分析。

3.1　时间频率稳定性与频率控制精度

在 BIPM 公布服务器上下载以上守时实验室 UTC（k）与 UTC 的时差数据，分析 UTC（k）的时间稳定性与频率控制精度，如图 2 和表 2 所示。

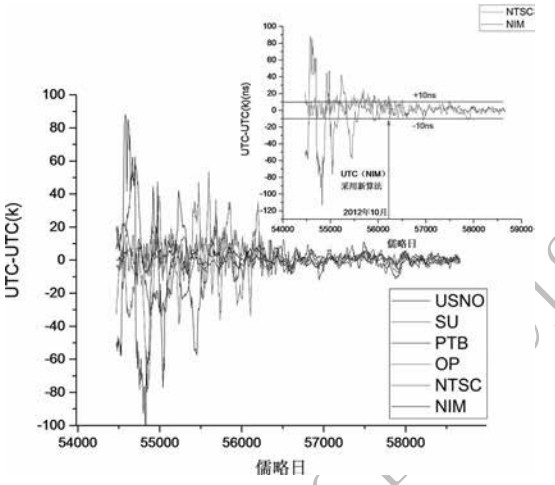
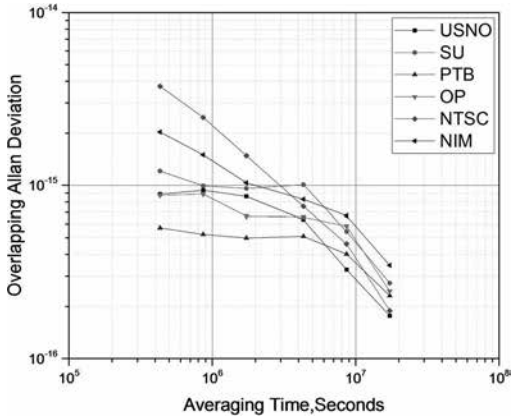


图 2　2008 年 1 月至 2019 年 6 月 UTC（k）与 UTC 的时差曲线

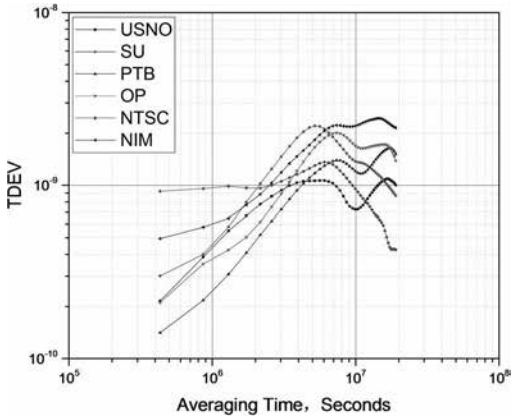
表 2　2017 年 1 月至 2019 年 7 月 UTC−UTC（k）的统计结果

	均值（ns）	标准方差（ns）	最小值（ns）	最大值（ns）
USNO	0.29	1.56	−4.1	3.6
SU	−0.58	2.58	−8.5	5.7
PTB	−0.62	1.86	−5.8	3.2
OP	−0.94	2.59	−7.3	2.9
NTSC	0.31	1.85	−4.3	5.2
NIM	−0.90	2.80	−11.4	5.2

计算守时系统 UTC（k）的交叠式阿伦方差（Overlapping Allan Deviation）和时间标准方差（Time Deviation，TDEV），如图 3 和表 3 所示。



（a）



（b）

图 3　2017 年 1 月至 2019 年 6 月守时实验室交叠式 Allan 方差和时间标准方差（TDEV）

表 **3**　2017 年 1 月至 2019 年 6 月守时系统频率和时间标准方差

UTC（k）	Time Deviation /5d	Time Deviation /20 天	Allan Deviation /5d	Allan Deviation /20 天
USNO	0. 22ns	1ns	8. 88E-16	1. 77E-16
SU	0. 30ns	0. 87ns	1. 208E-15	2. 736E-16
PTB	0. 14ns	1. 57ns	5. 706E-16	2. 313E-16
OP	0. 21ns	1. 34ns	8. 756E-16	2. 456E-16
NTSC	0. 92ns	0. 43ns	3. 741E-15	1. 894E-16
NIM	0. 50ns	2. 15ns	2. 031E-15	3. 467E-16

由图 2，近 10 年来我国守时系统的 UTC（k）时间稳定性不断提升，2014 年以来与 UTC 保持在 20ns 以内，特别是 UTC（NTSC）近 2 年与 UTC 基本保持在±5ns 以内，与国际先进守时系统水平相当。由表 2 可知 2017 年至今我国守时系统 UTC（NTSC）标准方差为 1. 85ns，仅次于美国守时系统 UTC（USNO）；UTC（NIM）因频率驾驭算法导致其控制精度与 UTC（USNO）存在一定的差距。

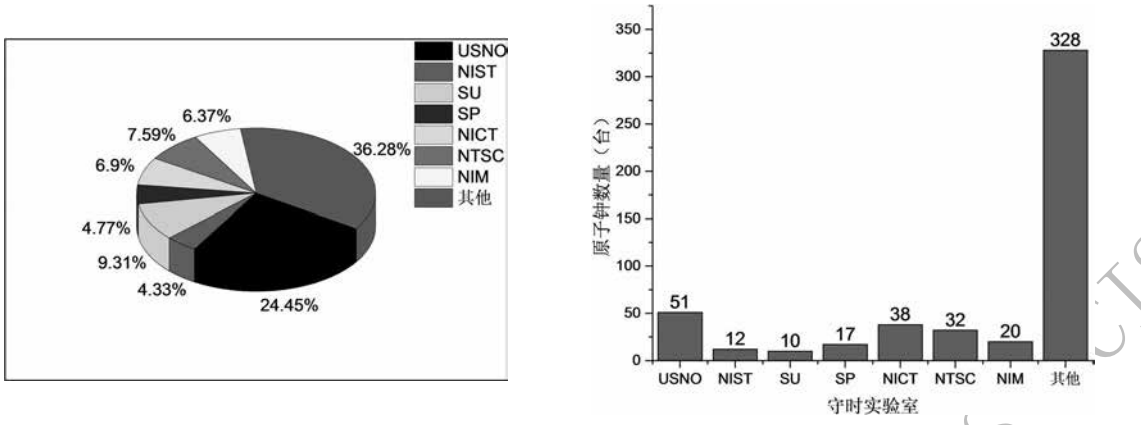
由图 3 和表 3 可知，UTC（k）的交叠式 Allan 方差在（0. 5-4）$\times10^{-15}$/5d 和（2-6）$\times10^{-16}$/1×10^{7}s。在 5 天的时间间隔内，时间偏移量在（0. 1-1）ns；在 1×10^{7}s 的时间间隔内，时间偏移量在（0. 7-3）ns。与其它国外守时系统相比，我国守时系统 UTC（k）5 天频率稳定性较差，但 UTC（NTSC）20 天长期稳定性较好。

3. 2　在 TAI 计算权重占比

目前 BIPM 在 UTC 计算采用的取权算法的原则是依据原子钟稳定性好和可预测的特点，故权值大小直接反应原子钟的性能好坏。根据 BIPM 公布守时实验室原子钟的权重数据，将权重占比大于 5%的守时系统列出，详情见表 4 和图 4。

表 **4**　2019 年 2 月至 2019 年 7 月权重占比大于 5%的守时系统

MJD / 权重占比 / 守时系统	58539	58569	58599	58634	58664	原子钟数
UTC（USNO）	22. 56%	24. 09%	24. 16%	24. 37%	24. 45%	51
UTC（NIST）	5. 42%	5. 11%	5. 03%	4. 31%	4. 33%	12
UTC（SU）	8. 44%	8. 46%	9. 66%	9. 68%	9. 31%	10
UTC（SP）	4. 72%	5. 02%	4. 79%	4. 78%	4. 77%	17
UTC（NICT）	5. 80%	5. 94%	5. 94%	6. 52%	6. 9%	38
UTC（NTSC）	6. 83%	7. 13%	7. 09%	7. 22%	7. 59%	32
UTC（NIM）	6. 90%	6. 35%	6. 34%	6. 51%	6. 37%	20



（a）　　（b）

图 4　2019 年 7 月守时系统权重占比及原子钟数量图

由表 4 和图 4 可知，权重占比大于 5%的守时系统共 7 个，分别位于美国海军天文台（USNO）和美国国家计量院（NIST），俄罗斯国家计量院 VNIIFTRI 下属的国家时间频率服务组织（SU），瑞典联合守时系统（SP），日本情报通信研究所（NICT）和我国 NTSC 和 NIM。其中美国海军天文台（USNO）参与 TAI 计算原子钟数量最多，占所有参与 TAI 计算原子钟总数量 12.2%，在 2019 年 7 月其权重占比高达 25.29%；俄罗斯 SU 守时钟组仅 10 台，但其权重占比达到 8.4%以上；我国 NTSC 权重占比最高到 8.35%，NIM 权重占比最高 7.68%，分别位居第三、第四。由此可知，我国守时系统在 UTC 计算中取权占比排名靠前，但守时钟组规模与美国存在较大差距，单台原子钟性能与俄罗斯存在较大差距。

3.4　时间比对链路

时间比对链路是守时系统的重要组成部分，是实现异地原子钟的时间比对主要手段，包括基于 GNSS 观测和卫星双向时间比对（TWSTFT）链路。为了减弱时间比对链路对国际标准时间 UTC 不确定度的影响，BIPM 定期对链路进行校准，将校准结果作为 BIPM 月报 Circular T 第五部分内容，提供给各个守时机构。目前基于 GPS C1 码多通道全视法时间比对算法（GPSMC）、基于 GPS 双频全视法时间比对算法（GPS P3）、基于 GPS 精密单点定位时间比对算法（GPS PPP）、GPS PPP 与 TWSTFT 组合时间比对算法（TWGPPP）等[5,21] 是 BIPM 时间比对链路校准主流算法。统计 2018 年国际比对链路，发现 GPS 单频多通道占 22%、GPS 双频占 70%，其中 58%采用 GPS PPP 解算；仅有 12% TWSTFT 采用 TWGPPP 解算；其余为 GPS 和 GLONASS 组合链路[2]。根据 2019 年 6 月发布 CircularT 378 可以得到守时实验室国际时间比对链路的不确定度[22]，如表 5 所示。

表 5　参与 UTC 计算的守时实验室与 PTB 之间的时间链路

实验室	链路类别	u_{std}/ns	u_{Cal}/ns	u_{Ag}/ns
USNO	TWGPPP	0.3	1.3	0.7
SU	GPS P3	0.8	1.7	0.8
INCP	GPSMC	5.0	20.0	–
NTSC	GPSPPP	0.3	2.6	1.9
NIM	GPSPPP	0.3	1.6	0.6

表 5 中，u_{std} 表示不超过 30 天的原始数据中的相位噪声引起的不确定度，u_{Cal} 是校准不确定度，u_{Ag} 代表测量设备老化引入的附加不确定度[2]。由表 5 可知，基于 GPSPPP 和 TWGPPP 时间频率传递链路的不确定度较好，其次为 GPS P3。目前我国时间比对链路主要采用 GPSPPP 比对技术。

4　我国守时系统发展的思考

美国海军天文台 USNO 拥有全球最大守时

实验室，其原子钟钟组规模达 70 多台，在 TAI 计算中位于主导地位。俄罗斯自主研制的氢原子钟具有可靠性高、稳定性高、准确度好等特点。利用 10 台自研氢原子钟搭建的守时系统 UTC（SU）在 TAI 计算中的影响力仅次于美国。相较于国外守时系统，我国守时系统具有起步晚、发展快、性能高的特点，已具备原子钟自主研制和生产、标准时间独立自主保持和发播等能力，但在核心设备、时间比对链路、资源共享、运行管理等方面还有一定的差距。本文认为，推进核心设备国产化，早日实现系统自主可控是当下重中之重。

一是建设自主可控的国家守时系统。国内相关时频技术已取得局部突破，守时系统部分设备已经完成了国产化，但核心设备仍然依赖进口，尤其守时原子钟几乎全部依赖俄罗斯、美国以及瑞士等国进口，国产化率不足 10%。应开展基于国产原子钟、国产时频设备以及北斗卫星导航系统的守时技术研究，建立自主可控的中国守时系统。

二是整合现有资源，形成统一的中国时标 UTC（CN）。目前我国四个守时机构中存有原子钟数量 70 余台，仅次于美国，因长期以来缺乏统筹协调，发展分散，资源整合少，没有形成全国统一的、法定的“中国综合原子时标”[10]。应建立守时系统的互联互通，实现资源共享，形成国际地位领先的中国标准时间。

三是以北斗授时为主，其他授时手段为辅助，构建天地一体、多手段互补、合理空间布局合理的授时系统。完善北斗授时的配套设施建设，提高北斗系统授时精度和抗干扰能力，实现全球覆盖。构成多手段互补、长基线、大空间、立体、网状的授时系统。建设国内授时网络覆盖区的授时信号监测系统，监测数据可通过授时系统、通信卫星等方式实时发播，保证授时服务有效、可靠。

四是通过政策法规吸引时间频率行业人才，发挥更大作用。高精度时间频率产业是近十几年才快速发展起来的高新技术产业，虽然高精度时间频率产品在宇航、国防、金融、电力、高速交通、广电等领域应用较广，但时间频率行业人才仍较为匮乏，且被重视的程度尚显欠缺，从而导致高精度时间频率技术相关研究比较滞后。应着力通过建立合理法规制度，深入企业、军队和普通民众，提高大众对高精度时间频率的认知度，拓宽人才培养渠道，促进良性产业发展，争取早日实现我国时间频率自主可控的目标。

参考文献：

[1] 国际原子时及 NTSC 守时工作进展，董绍武，王燕平，武文俊等，2018 年，时间频率学报，第 41 卷第 2 期：73-79；

[2] The Coordinated Universal Time（UTC），G Panfilo and F Arias，Metrologia 56（2019）042001（26pp）；

[3] BIPM Time Department Annual Report（available from www. bipm. org）；

[4] Judah Levine，A review of time and frequency transfer methods，Metrologia 45（2008）S162-S174；

[5] Zhiheng Jiang，Demetrios Matsakis and Victor Zhang，Long-term instability in UTC time links，Proceedings of the 2017 Precise Time and Time Interval Meeting，ION PTTI 2017，Monterey，California，January 30-February 2，2017；

[6] Z Jiang，Accurate time link calibration for UTC time transfer- Status of the BIPM pilot study on the UTC time link calibration，2014 IEEE，pp：483-486

[7] Demetrios Matsakis，Timekeeping at the US Naval Observatory，IEEE AESS System Magazine June 2003，pp9-14；

[8] Victor Zhang and Michael A. Loombardi，Tme and Frequency Transfer Activities at NIST，40th Annual Precise Time and Time Interval（PTTI）Meeeting；

[9] P. P. Bogdanov，A. V. Druzhin ，A. E. Tiuliakov，et al. GLONASS Time and UTC（SU），2014 IEEE ；

[10] 原子钟与时间频率系统［M］，王义遒，国防工业出版社，2011.

[11] D. Piester et al.：PTB’s Time and Frequency Services 2017，Proc. Precise Time and Time Interval Meeting - ION PTTI 2018，29 Jan - 1 Feb

2018, Reston, VA, USA, pp. 1-10;

[12] M. Abgrall, S. Bize , B. Chupin, et al. Stability analysis of the French timescale UTC (OP), 2015 IEEE ;

[13] A. Zhang, Y. Gao and K. Liang, Research on Time Keeping at NIM, MAPAN - Journal of Metrology Society of India (March 2012) 27 (1): 55-61;

[14] Aimin Zhang, Yuan Gao , Kun Liang, et al. Reconstruction of UTC (NIM), EFTF2013, pp. 654-657;

[15] Ruiqiong Chen, Ya Liu , Ying Yang, et al. Research on the Method of Remote Reproduction of UTC (NTSC) and its Realization, 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC 2018), pp 118-122;

[16] W Lewandowski and E F Arias, GNSS times and UTC, Metrologia 48 (2011) S219-S224;

[17] Kun Liang , Felicitas Arias and Gerard Petit, Evaluation of BeiDou time transfer over multiple inter-continental baselines towards UTC contribution, Metrologia 55 (2018) 513-525;

[18] Xu Liu, Dangli Zhao and Junliang Liu, BDS Common-View Method Based on CGGTTS V2E Standard, International Conference on Computer Science, Electronics and Communication Engineering (CSECE 2018), pp: 187-190;

[19] Wei Huang, Pascale Defraigne, BeiDou Time Transfer with the Standard CGGTTS, TUFFC - 07310-2015;

[20] 张继海, 武文俊, 广 伟, 等. 基于北斗共视的国际时间比对研究 [J]. 仪器仪表学报, 2018, 39 (6): 96-103;

[21] Gerard Petit and Zhiheng Jiang, Precise Point Positioning for TAI Computation, International Journal of Navigation and Observation Volume 2008, pp: 1-8;

[22] BIPM Circular T (available fromwww. bipm. org).

基于最小二乘和 LM 算法的星敏感器在轨标定方法

张徐玮[1] 鲍其莲[1] 孙朔冬[2]

（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240；2. 上海航天技术研究院 上海 201109）

摘　要：在轨标定是高精度卫星姿态确定与控制系统的重要组成部分，对提高姿态测量精度，延长星敏感器使用寿命有着重要意义。传统的在轨标定方法主要是对主点和焦距进行标定修正，然而随着星敏感器朝着大视场化高精度化方向的发展，传统的在轨标定方法存在了缺陷，因此本文分析了主点漂移、焦距偏差和光学畸变对星点的影响，针对该复杂误差模型提出一种结合最小二乘法和 Levenberg-Marquardt 算法的分步在轨标定方法。该方法首先对主点附近的星点进行主点和焦距的粗标定，然后通过 Levenberg-Marquardt 算法进行整体参数的优化。开展了仿真实验和实际星图实验，并与传统的 Samaan 算法进行了对比，实验结果表明，本文提出的算法能够很好地标定各参数，并且标定精度高于传统方法，仿真实验中的星内角距误差在 0.5" 以内，实际星图实验的星内角距误差下降到 3.5" 以下。

关键词：星敏感器；在轨标定；最小二乘法；Levenberg-Marquardt 算法

中图分类号及文献标识码：V19　A

AnImproved On-orbit Calibration Method of Star Sensor Based on LSM and Levenberg-Marquardt Algorithm

ZHANG Xu-wei [1], BAO Qi-lian[1], SUN Shuo-dong[2]

（1. *School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai* 200240, *China*; 2. *Shanghai Aerospace Control Technology Institute, Shanghai, China*）

Abstract: On-orbit calibration is an important part of attitude determination and control system in high-precision satellite, which is of great significance for improving attitude measurement accuracy and

作者简介：张徐玮，2018 年于上海交通大学获得学士学位，现为上海交通大学硕士研究生，主要研究方向为导航与控制方向。E-mail：zxw.55@sjtu.edu.cn

ZHANGXuwei received her B. Sc. degree in 2018 from Shanghai Jiaotong University, now she is a master in Shanghai Jiaotong University. Her main research interests include Navigation and Controlling.

prolonging the longevity of star sensors. The traditional on-orbit calibration method mainly calibrates the principal point and the focal length. However, with the development of the star sensor towards a large field of view and high precision, the traditional on-orbit calibration method has defects, so this paper analyzes the effects of principal point drift, focal length deviation, and optical distortion on star points, a two-step on-orbit calibration method combining the least squares method and the Levenberg-Marquardt algorithm for this complex error model is proposed. This method first performs a rough calibration of the main point and the focal length via the star points near the main point, and then optimizes the overall parameters by the Levenberg-Marquardt algorithm. Simulation experiments and actual star map experiments are carried out, comparing with the traditional Samaan's algorithm. The experimental results show that the algorithm proposed in this paper can calibrate each parameter well, and the calibration accuracy is higher than the traditional method. The simulation experiment proves that the error of star angle distance in the simulation experiment is within 0.5" and can drops below 3.5" in the actual star map experiment.

Keywords: star sensor; on-orbit calibration; least squares method; Levenberg-Marquardt algorithm

0 引言

星敏感器是目前精度最高的绝对姿态敏感装置，通过拍摄和识别星图确定航天器的姿态。在星敏感器投入使用前，会通过地面标定补偿误差来确保较高的测姿精度，然而地面标定的环境并不能完全真实模拟飞行器在轨运行的各种空间环境，因此地面标定只能提供粗略的误差标定。此外，随着飞行器工作时间的增加，星敏感器先前标定的各种参数会发生变化，造成测量误差增大，降低了卫星姿态测量的精度，因此当星敏感器工作一段时间后，需要重新对各项参数进行在轨标定。在轨标定是高精度卫星姿态确定与控制系统的重要组成部分，对提高姿态测量精度，延长星敏感器使用寿命有着重要意义。

现有的在轨标定方法可分为两类：

（1）依据外部姿态信息的校准。魏新国[1] 提出通过分离内外参数，对非线性方程进行优化从而求解出焦距和一阶径向畸变系数。申娟[2] 提出了用两次卡尔曼滤波迭代的方法分别优化内外参数，从而估计出焦距和一阶径向畸变系数。袁彦红[3]、[4] 提出用高精度陀螺和陆标敏感器先对星敏感器姿态进行标定，再对内参数进行标定。由于此类方法都需要先得到外部姿态才能标定内参数，因此外部姿态的误差会引入到内参数的估计中。

（2）根据星内角距不变原理的校准。Samaan M. A.[5] 率先提出利用最小二乘法估计初始参数，然后利用卡尔曼滤波抑制测量系统的误差，但该方法忽略了星敏感器光学畸变。我国各学者在其研究基础上提出了各类改进算法[6]-[9]，但都仅限于对主点、焦距和部分光学系数进行标定补偿，这些简单的误差模型显然无法适应于高精度的大视场星敏感。刘源[10] 建立了包含偏心畸变、薄棱镜畸变的复杂误差模型，并结合机器学习的思想对 10 个内参数进行了标定，虽然标定效果理想，但算法中运行时间较久，实际工程中对微处理器的要求较高。

本文将首先对星敏感器的各类误差进行建模分析，针对各参数之间的关系，提出一种最小二乘法与 Levenberg-Marquardt 算法结合的在轨标定算法。

1 在轨标定误差模型的建立

恒星在星敏感器的图像传感器平面成像时，由于恒星距离星敏感器的距离很远，因此星敏感器的理想成像模型可认为是针孔模型，如图 1 所示。

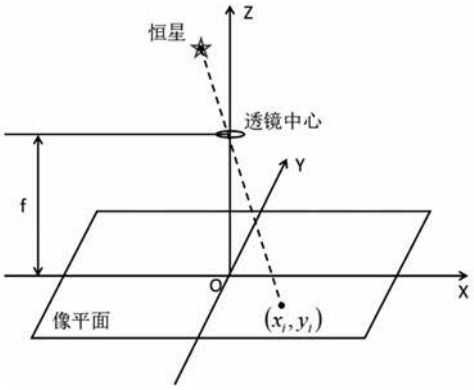


图 1　星敏感器成像模型

Fig. 1　The imaging model of star sensor

假设第 i 颗恒星所对应的弥散圆斑的中心在像平面内的坐标为（x_i，y_i），则在星敏感器坐标系中，该星光矢量的坐标可表示为

$$\overrightarrow{w_i} = \frac{1}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2 + f^2}} \cdot \begin{bmatrix} -x_i \\ -y_i \\ f \end{bmatrix} \tag{1}$$

其中，f 为光学系统透镜焦距。

对于小视场的星敏感器而言，由于视场范围较小，针孔模型在一定程度上可以作为实际标定模型，但随着星敏感器视场的增大，透镜的非线性畸变对星敏感器成像精度存在显著的影响，并且视场越大，越远离中心的星点，光学畸变越大，再加上由于振动等其他因素造成的像平面主点偏移，焦距偏移，像面倾斜等误差，针孔模型将不再满足全部要求，因此星敏感器实际成像模型为包含多种偏差的非线性模型。

星点的误差模型由主点偏移与光学畸变两部分组成，实际星点坐标可表示为

$$\begin{aligned} x_d &= x_i + x_0 + dx \\ y_d &= y_i + y_0 + dy \end{aligned} \tag{2}$$

其中，x_i，y_i 为星点的理想坐标，x_0，y_0 为主点偏移量，dx，dy 为光学畸变。

光学畸变主要包括径向畸变、偏心畸变以及薄棱镜畸变。径向畸变是由于镜头表面径向曲率的变化，使得成像点以镜头中心为中心点，沿着径向发生或向内或向外的偏移。径向畸变可用公式表达为：

$$\begin{aligned} \delta_x &= x_s(k_1 r^2 + k_2 r^4 + k_3 r^6 + \cdots)) \\ \delta_y &= y_s(k_1 r^2 + k_2 r^4 + k_3 r^6 + \cdots)) \end{aligned} \tag{3}$$

其中，$x_s = x - x_0$，$y_s = y - y_0$，$r = \sqrt{x_s^2 + y_s^2}$，

（x_0，y_0）为主点偏移量，理想情况下为（0，0），k_1，k_2，k_3 为径向畸变系数。

偏心畸变是由于镜头组件中心不完全共线所引起的偏移量，偏心畸变的数学表达式为：

$$\begin{aligned} \delta_x &= p_1(3x_s^2 + y_s^2) + 2p_2 x_s y_s + o[(x, y)^4] \\ \delta_y &= 2p_1 x_s y_s + p_2(x_s^2 + 3y_s^2) + o[(x, y)^4] \end{aligned} \tag{4}$$

其中，$x_s = x - x_0$，$y_s = y - y_0$，$r = \sqrt{x_s^2 + y_s^2}$，

（x_0，y_0）为主点偏移量，理想情况下为（0，0），p_1，p_2 为偏心畸变系数。

薄棱镜畸变是由透镜本身设计加工的缺陷以及安装误差引起的，主要表现为光学部件或图像像面的轻微倾斜。薄棱镜畸变的数学表达式为：

$$\begin{aligned} \delta_x &= s_1 r^2 + o[(x, y)4] \\ \delta_y &= s_2 r^2 + o[(x, y)4] \end{aligned} \tag{5}$$

其中，$x_s = x - x_0$，$y_s = y - y_0$，$r = \sqrt{x_s^2 + y_s^2}$，，（x_0，y_0）为主点偏移量，理想情况下为（0，0），s_1，s_2 为薄棱镜畸变系数。

恒星在像平面内成像的坐标由（（x_i，y_i）改为$(x_d - x_0 - dx,\ y_d - y_0 - dy)$，考虑焦距偏移后恒星在星敏感器坐标系中的方向矢量改为

$$\overrightarrow{w_i} = \frac{1}{\sqrt{(x_d - x_0 - dx)^2 + (y_d - y_0 - dy)^2 + f''^2}} \cdot \begin{bmatrix} -(x_d - x_0) \\ -(y_d - y_0) \\ f'' \end{bmatrix} \tag{6}$$

其中，（x_0，y_0）为主点偏移量，f'为偏移后的焦距，dx，dy 光学畸变误差。

在理想情况下，两个恒星在天球坐标系下的方向矢量 Vi、Vj 的夹角与其在星敏感器坐标系下的方向矢量 Wi，Wj 的夹角相等，用数学表达式可表达为

$$\cos\theta = W_i^T W_j = V_i^T V_j \tag{7a}$$

$$\sin\theta = |\ W_i \times W_j\ | = |\ V_i \times V_j\ | \tag{7b}$$

由于余弦值的计算较为简单，因此式（7a）被广泛应用于星敏感器的在轨校准[11]。

当两个坐标系下的夹角不相等时，因为我们认为恒星在天球坐标系中的位置基本是稳定的，所以说明星敏感器所测得的两个恒星的夹角存在误差，而这误差是由焦距误差、星像点主点漂移、光学畸变这些内参数引起的。因此通过优化算法标定补偿内参数从而使两个夹角的误差达到最小，数学模型为

$$\| W_i^T W_j - V_i^T V_j \| \rightarrow \min \tag{8}$$

2 在轨标定算法设计

通过上一小节的分析可以发现，焦距误差、主点误差和光学畸变各参数之间存在耦合关系，某一参数估计的不准确将会影响到其他参数的估计。由于计算畸变系数时，需要减去主点偏移，因此希望能够首先获得焦距和主点的估计值。而每一个星点的光学畸变量与其距离主点的位置有关，靠近主点的星点畸变量小，因此可以认为中心点附近的星点误差主要由焦距和主点偏移造成，而其光学畸变可以忽略。本文提出一种将焦距主点误差与光学畸变分离的标定算法，该算法分为两步：

（1）、首先利用星图中心点附近的星点通过最小二乘法估计出主点和焦距误差。

（2）、将步骤（1）中估计出的三个内参数，代入完整的误差模型中，利用 Levenberg-Marquardt 算法对所有参数进行整体的优化估计。

在计算两个恒星的方向矢量之间的夹角时，有正弦值和余弦值两种表示方法，由于余弦值的计算简便，因此得到广泛的使用。在数学上，正弦函数在 0°附近上升较快，余弦函数在 0°附近下降缓慢，也就是说正弦函数的一阶导数值较大，接近 1；余弦函数的一阶导数值较小，接近 0，该性质说明对于 0°左右的小角度正弦函数对能更敏感地表示角度的变化。

对于星敏感器而言，由于恒星在无穷远处，因此两个恒星之间的夹角是一个非常小的角度，所以采用正弦值的表示方式相较于余弦值能更敏锐地捕捉到角距的变化，从而能提高星敏感器的标定精度。采用正弦值建立的观测方程表达式为

$$| W_i \times W_j | = \frac{N}{D_1 D_2} = F_{ij}(x_0, y_0, k_1, f) \tag{9}$$

其中，

$$N = (x_i - x_0 - dx_i) \cdot (x_j - x_0 - dx_j) + (y_i - y_0 - dy_i) \cdot (y_j - y_0 - dy_j) + f'^2$$

$$D_1 = \sqrt{(x_i - x_0 - dx_i)^2 + (y_i - y_0 - dy_i)^2 + f'^2}$$

$$D_2 = \sqrt{(x_j - x_0 - dx_j)^2 + (y_j - y_0 - dy_j)^2 + f'^2}$$

2.1 利用最小二乘法估计主点与焦距误差

在估计焦距和主点时，先不考虑光学畸变，将 7 个光学畸变系数设为 0，并采用正弦值建立观测方程

$$| W_i \times W_j | = \frac{N}{D_1 D_2} = F_{ij}(x_0, y_0, f) \tag{10}$$

将式（10）线性化后得到

$$F_{ij}(x_0, y_0, f) = \tilde{F}_{ij}(\tilde{x}_0, \tilde{y}_0, \tilde{f}) + \begin{bmatrix} \frac{\partial F}{\partial x_0} & \frac{\partial F}{\partial y_0} & \frac{\partial F}{\partial f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y_0 \\ \Delta f \end{bmatrix} \tag{11}$$

$F_{ij}(x_0, y_0, f)$ 为真实的观测值，$\tilde{F}_{ij}(\tilde{x}_0, \tilde{y}_0, \tilde{f})$ 为理想标准值，两者之间的误差认为是由主点偏移和焦距偏移引起的。

对每一对星点都可以列出上式，则对所有的测量点可列出方程：

$$y = \Phi \cdot x + \varepsilon \tag{12}$$

其中，

$$y = \begin{bmatrix} W_1^T W_2 - V_1^T V_2 \\ W_1^T W_3 - V_1^T V_3 \\ \cdots \\ W_i^T W_j - V_i^T V_j \end{bmatrix},$$

$$\Phi=\begin{bmatrix} \frac{\partial F_{12}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_{12}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_{12}}{\partial f} \\ \frac{\partial F_{13}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_{13}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_{13}}{\partial f} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial F_{ij}}{\partial x_0} & \frac{\partial F_{ij}}{\partial y_0} & \frac{\partial F_{ij}}{\partial f} \end{bmatrix},$$

$$x=\begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y_0 \\ \Delta f \end{bmatrix}$$

根据最小二乘的公式可计算得到

$$x=(\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^T y \tag{13}$$

通过迭代可得到 Δx_0，Δy_0，Δf 的估计值，则标定结果为

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ f \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \tilde{x}_0 \\ \tilde{y}_0 \\ \tilde{f} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \Delta x_0 \\ \Delta y \\ \Delta f \end{bmatrix} \tag{14}$$

2.2 利用 Levenberg-Marquardt 算法整体优化估计

Levenberg-Marquardt 算法（简称 LM 算法），是最优化算法中的一种使用最广泛的非线性最小二乘法，它利用求梯度最大值的方法，寻找使的目标函数值最小的参数向量，LM 算法就是在一阶牛顿法的基础上，增加了一个增量因子 λ，每次迭代都会对增量因子 λ 进行自适应调整，这使得 LM 算法得到的结果更精确，求解速度也更快。算法流程如图 2 所示。

将算法第一步估计得到的焦距参数和主点误差作为已知量，对式 5-6 采用 LM 算法，经过多幅连续星图的迭代计算，使得星内角距差收敛降低，从而得到各参数的最优估计。

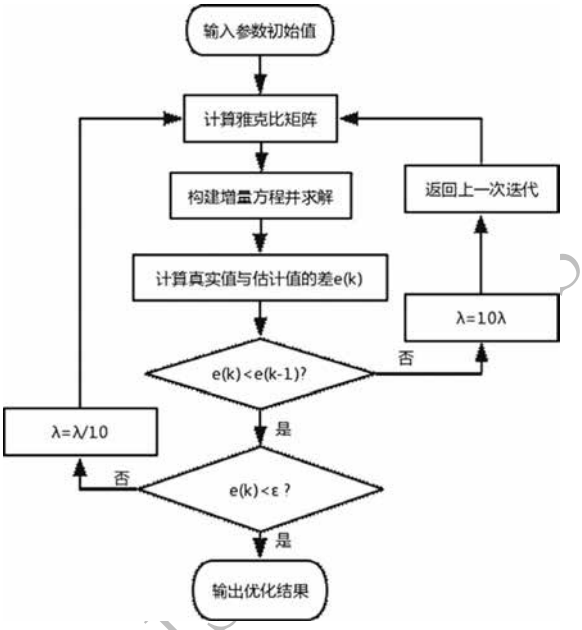


图 2 LM 算法流程

Fig. 2 Flow chart of LM algorithm

3 实验结果与分析

3.1 标定精度评价标准

星内角距是星敏感器在进行恒星识别和姿态计算过程中的一个重要参数。标定实验的目的就是让测量到的星内角距和星图库内的星内角距的偏差最小，因此将测量星内角距和星库星内角距的统计偏差作为星敏感器校准精度的评价标准，不仅反映了星敏感器的工作特点，也可以直接判断在轨标定精度。

假设视场内有 N 个星点，则星内角距统计偏差定义为

$$\text{delta}=\frac{1}{\sqrt{N}}\cdot\sqrt{\frac{2}{N(N-1)}\sum_{i=1}^{N-1}\left[\sum_{j=i+1}^{N}(\arccos(\overrightarrow{W_i},\overrightarrow{W_j})-\arccos(\overrightarrow{V_i},\overrightarrow{V_j}))^2\right]} \tag{15}$$

对于同一幅图而言，星内角距差越小，说明星点误差越小，标定结果越好，对星敏感器测姿精度影响就越小。

3.2 基于仿真星图的实验

仿真实验过程，设定星敏感器焦距为 45.5mm，像素分辨率为 2048 pixel×2048 pixel，像元尺寸为 5.5μm，视场角大小约为 14°×14°，星点提取误差为 0.1pixel（3σ），待标

定内参数如下表所示：

表 1　待标定参数设定值

Table1　Parameter setting value to be calibrated

参数	值
主点偏移 x_0/pixel	1
主点偏移 y_0/pixel	−1. 5
焦距 f/mm	45. 5
一阶径向畸变系数 k_1	8×10−4
二阶径向畸变系数 k_2	−1×10−6
三阶径向畸变系数 k_3	−6×10−8
偏心畸变系数 p_1	2×10−5
偏心畸变系数 p_2	−2×10−5
薄棱镜畸变系数 s_1	1. 5×10−5
薄棱镜畸变系数 s_2	1×10−5

实验初值设定焦距为 46mm，其余参数均为 0，星敏感器初始姿态为［30，45，55］°，三轴均以 0. 2°/s 的角速度旋转，采样时间为 0. 1s，从相应的导航星库中获得每个时刻对应的星图。

在实验中，由于每幅图主点附近的星点个数较小，因此将每 5 幅星图作为一组，对共计 20 组星图进行了仿真实验。文本提出的算法在标定过程中，各参数的变化趋势如下图所示：

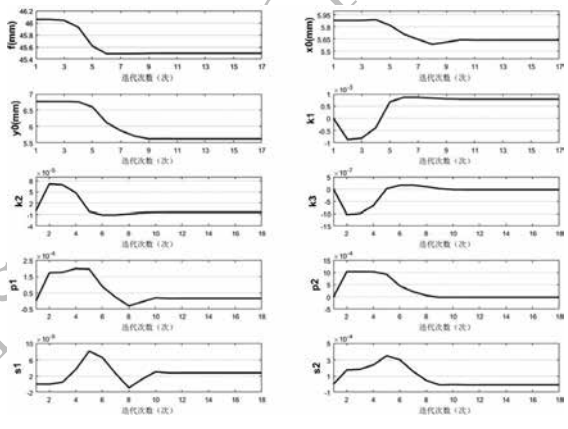


图 3　各参数变化趋势

Fig. 3　Variation trend of each parameter

从图中可以看到，经过十几组数据的迭代后，各参数都能收敛至定值，最终的标定结果如下表所示：

表 2　各参数标定结果

Table2　Calibration results of parameters

参数	值
主点坐标 x_0/pixel	1024. 58
主点坐标 y_0/pixel	1022. 39
焦距 f/mm	45. 4969
一阶径向畸变系数 k_1	7.86×10^{-4}
二阶径向畸变系数 k_2	-3.42×10^{-6}
三阶径向畸变系数 k_3	-2.49×10^{-8}
偏心畸变系数 p_1	1.53×10^{-5}
偏心畸变系数 p_2	-2.17×10^{-5}
薄棱镜畸变系数 s_1	2.82×10^{-5}
薄棱镜畸变系数 s_2	-0.88×10^{-5}

对比表 1 中的设定值，可以看到标定结果与设定值十分接近，均达到了同一个量级。造成标定误差的原因一方面是星点提取本身就存在误差，另一方面是各个参数之间存在耦合关系，互相影响，因此势必会存在此消彼长的现象。

标定前后星内偏差的变化如下表所示，为了更好地证明本文的算法，将与 Samaan 的算法（即将最小二乘法与卡尔曼滤波结合）进行比较。

表 3　星内角距差比对

Table3　Comparison of the deviation of angular distance

	本文算法	Samaan 算法
标定前	28. 63″	28. 63″
第一步标定后	24. 46″	—
整体标定后	0. 31″	6. 04″

从上表中可以看到，Samaan 的算法由于未对光学畸变进行标定，因此标定后的角距差仍然较大，为 6. 04″；本文提出的算法因为对所有的内参数进行了标定，因此可以对角距差的减小有明显的效果，最终的标定结果

为 0.31″，达到了高精度星敏感器的水平。证明了本文算法可有效性和优越性，也证明了对光学畸变进行标定的必要性和重要性。

3.3 基于实际星图的实验

利用本文提出的算法对连续采集的 80 张实际星点图进行内参数标定实验，80 张星图星点分布如下所示：

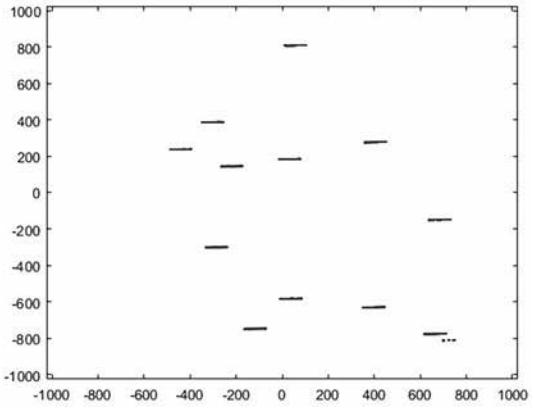


图 4　实际星点分布

Fig. 4　Actual star point distribution

由于在实际情况下我们无从知晓各待标定参数的理论值，因此只能从星内角距差的前后变化值来判断标定效果，同样本实验与 Samaan 的算法进行对比。各参数初值设定：焦距为 44mm，其余参数均为 0，实验结果如下所示：

表 **4**　星内角距对比

Table4　Comparison of deviation of angular distance

	本文算法	Samaan 算法
标定前	41.49″	41.49″
第一步标定后	24.46″	—
整体标定后	3.39″	7.29″

从表中的数据可以看到，优化前的星内角距差在 40″左右，而经过本文的算法标定后，星内角距差可以下降到 3.39″。该值相比于仿真实验的结果较大，这是因为真实情况会包含更多的未知误差，但从前后变化情况来看，本文提出的算法对降低角距误差还是可行有效的。与 Samaan 算法的对比证明了本文的算法更适合大视场星敏感器的在轨标定。

4　结论

本文首先分析了焦距偏移、主点偏移和光学畸变产生的影响，建立了较为完善的星敏感器在轨标定误差模型，然后根据该误差模型提出了一种基于最小二乘法和 LM 算法的分步标定算法。该算法先根据光学畸变对主点附近星点的影响较小的特点，对主点附近星点采用最小二乘法进行主点和焦距的粗略标定；然后使用 LM 算法对全部星点进行全参数的整体标定估计。最后通过仿真实验和实际星图实验分别对算法进行验证，比与经典的 Samaan 算法进行了对比，仿真实验中可将星内角距误差降低到 0.5" 以内，各参数估计值也符合实验设定值，达到了高精度星敏感器的要求。实际星图实验中可将星内角距差误差降低到 3.5" 以内，证明了本文算法的可行性和有效性。

参考文献：

[1] 魏新国，张广军，樊巧云，江洁．基于 RAC 约束的星敏感器在轨校准方法［J］．光学精密工程，2008（10）：2009-2013.

[2] 申娟，张广军，魏新国．基于卡尔曼滤波的星敏感器在轨校准方法［J］．航空学报，2010，31（06）：1220-1224.

[3] 袁彦红，耿云海，陈雪芹．基于陆标敏感器对星敏感器在轨标定算法研究［J］．哈尔滨商业大学学报（自然科学版），2008（04）：448-453.

[4] 袁彦红，耿云海，陈雪芹．利用高精度陀螺对星敏感器在轨标定算法研究［J］．系统工程与电子技术，2008（01）：120-123.

[5] Samaan M A，Griffith T，Junkins J L. Autonomous on-orbit calibration of star trackers［C］. 2011 Core Technologies for Space System Conference，2001.

[6] 袁彦红．星敏感器在轨标定算法研究［D］．哈尔滨工业大学，2007.

[7] 钟红军，杨孟飞，卢欣．星敏感器标定方法研究［J］．光学学报，2010，30（05）：1343-1348.

[8] 孙朔冬，叶志龙，郑循江．一种基于强跟踪自适

应滤波器的星敏感器在轨自主标定技术［C］// 2017 年光学技术研讨会暨交叉学科论坛论文集. 2017.
［9］聂沛文，刘恩海，王万平，田宏. 一种星敏感器主点和焦距的加权在轨标定方法［J］. 应用光学，2018，39（06）：827-831.
［10］刘源，谢睿达，赵琳，郝勇. 基于机器学习的大视场星敏感器畸变在轨标定技术［J］. 红外与激光工程，2016，45（12）：282-290.
［11］刘海波，王文学，陈圣义，苏昂，张小虎. 利用星角距不变性标定星敏感器内部参数［J］. 国防科技大学学报，2014，36（06）：48-52.
［12］郝雪涛，张广军，江洁. 星敏感器模型参数分析与校准方法研究［J］. 光电工程，2005（03）：7-10.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

冷原子干涉绝对重力精密测量与系统误差综述

章欢开[1,2] 颜树华[1,2] 朱凌晓[1,2] 王国超[1,2,3]
吕梦洁[1,2] 贾爱爱[1,2] 王亚宁[1,2] 张　旭[1,2] 谢东栋[1,2] 明　湖[1,2]

（1. 国防科技大学智能科学学院 长沙 410073；2. 国防科技大学量子信息学科交叉中心 长沙 410073；
3. 火箭军工程大学 西安 710025）

摘　要：高精度重力加速度测量在地质勘探、惯性导航、地球物理等领域具有非常重要的作用。冷原子干涉重力仪是近二十年快速发展起来的新型量子测量技术，因其具有较高的灵敏度和测量精度而日益得到重视，并逐步从实验室研究向实用化仪器发展。本文介绍了基于原子干涉技术的绝对重力精密测量的基本原理和发展历程，综述国内外各研究组的研究现状，并分析了限制冷原子干涉绝对重力测量精度的几种主要系统误差，以及对这些系统误差的抑制和评估方法。

关键词：原子干涉仪；重力仪；精密测量；系统误差

Review on precision measurement of absolute gravity by cold atom interference and the system errors

ZHANG Huankai[1,2], YAN Shuhua[1,2], ZHU Lingxiao[1,2], WANG Guochao[1,2,3], LYU Mengjie[1,2], JIA Aiai[1,2], WANG Yaning[1,2], ZHANG Xu[1,2], XIE Dongdong[1,2], MING Hu[1,2]

(1. *National University of Defense Technology, College of Artificial Intelligence, Changsha, Hunan* 410073, *China*; 2. *National University of Defense Technology, Interdisciplinary Center for Quantum Information, Changsha, Hunan* 410073, *China*; 3. *Rocket Force University of Engineering, Xian* 710025, *China*)

作者简介：章欢开，2018 年于国防科技大学获得学士学位，现于国防科技大学攻读硕士学位，主要研究方向为量子精密测量。E-mail：zhk18@163.com

Zhang Huankai received his B. Sc. degree in 2018 from National University of Defense Technology, now he is an M. Sc. Student in National University of Defense Technology. His main research interest is Quantum precision measurement.

颜树华（通讯作者），1992 年于清华大学获得学士学位，1994 年于清华大学获得硕士学位，2004 年于国防科技大学获得博士学位，现为国防科技大学智能科学学院教授，博士生导师，主要研究方向为原子惯性传感器、重力异常探测、量子时空基准和纳米测量。E-mail：yanshuhua996@163.com

Yan Shuhua received his B. Sc. degree in 1992 from Tsinghua University, received his M. Sc. degree in 1994 from Tsinghua University, received his Ph. D. degree in 2004 from National University of Defense Technology, now he is a professor and Ph. D. supervisor in College of Artificial Intelligence, National University of Defense Technology. His main research interests include atomic inertial sensors, gravity anomaly detection, quantum space-time reference and nano-measurement.

* **基金项目：**国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

Abstract: High-precision gravity acceleration measurement plays a very important role in geological exploration, inertial navigation, geophysics and other fields. Cold atom interference gravimeter is a new type of quantum measuring instrument developed rapidly in the past two decades, which uses laser cooling and atomic interference technology to realize high sensitivity and high precision absolute gravity measurement. This paper introduced the basic principle and development of absolute gravity precision measurement based on atom interference technology, and summarized the research status of various research groups at home and abroad, and analyzes several main system errors that limit the accuracy of cold atom interference absolute gravity measurement, as well as the suppression and evaluation methods of these system errors.

Keywords: Atom interference; Gravimeter; Precision measurement; System error

0 引言

重力是地球表面地心引力与惯性离心力的合力，地球重力场反映出地球质量分布，及其随空间和时间的变化。高精度重力加速度测量是现代导航、地球观测、资源开采和基础物理等领域的重要基础[1-6]。随着这些领域的迅速发展，对重力加速度测量的精度要求不断提高，同时推动了高精度重力仪的快速发展。重力仪种类众多，根据测量对象及用途不同，通常可分为相对重力仪（relative gravimeter, RG）和绝对重力仪（absolute gravimeter, AG）两类。

相对重力仪用于测量重力加速度随时间和空间的变化量，目前已有丰富且较为成熟的测量原理，其中商用相对重力仪测量原理主要有：弹簧重力仪，包括零长弹簧和石英弹簧，精度可达 1μGal，但存在弹性疲劳引起的零点漂移[7,8]；超导悬浮重力仪，测量精度可达 10^{-3}μGa[9]；以及静电悬浮重力仪等。绝对重力测量通常采用自由落体法，这是国际计量局（BIPM）官方宣布的重力测量方法之一。目前高精度绝对重力仪主要有：激光干涉重力仪，以 Micro-g & LaCoste 公司的 FG5-X 为代表，准确度可达 2μGal，精确度达 15μGa/$\sqrt{\text{Hz}}$[10]；以及冷原子干涉重力仪。几种典型的高精度重力仪如表 1 所示。

表 1 几种典型的高精度重力仪[11]

Table 1 Typical high precision gravimeters

类型	测量原理		代表型号	精度（量级）/μGal
绝对重力仪	激光干涉重力仪		FG5-X, A10	1
	冷原子干涉重力仪		AQG	1
相对重力仪	弹簧重力仪	零长弹簧	LCR	10
		石英弹簧	CG-5, CG-6	1
	超导重力仪		iGrav	0.001

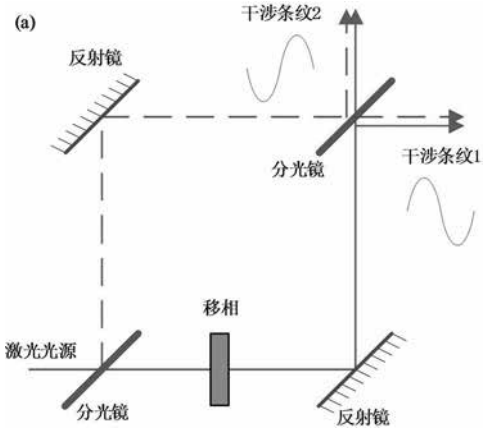
本文对冷原子干涉重力仪的测量原理及发展现状进行介绍，并对冷原子干涉重力仪中影响较大的几种系统误差进行分析。

1 冷原子干涉重力仪

1.1 工作原理

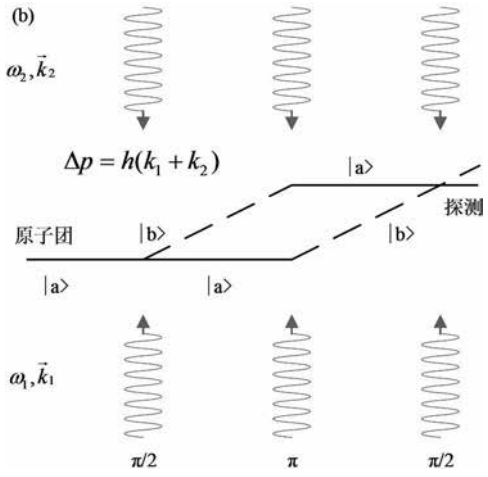
原子干涉的理论基础，是 1924 年物理学家德布罗意指出的任何物质都具有波粒二象性，他将物质的粒子性（动量 p）和波动性（波长 λ）通过普朗克常数 h 联系起来：$\lambda = h/p$。这种波称为物质波，物质波同样具有波的属性，可以产生干涉，且实物粒子的速度越低，物质波的波长会越长，其干涉效应会越

明显。激光冷却技术使得原子速度不断降低，原子物质波的波长变得很长，为原子物质波干涉提供了便利；而利用激光实现物质波波包分束与合束的技术，为原子干涉提供了工具。



（a）马赫-曾德尔激光干涉仪原理图

（a）Principle diagram of Mach-Zehnder laser interferometer



（b）原子干涉原理图

（b）Principle diagram of atomic interference

图 1　原子干涉仪原理示意图

Fig. 1　Schematic diagram of the principle of atomic interferometer

原子干涉仪原理如图 1（b）所示，与图 1（a）所示的马赫-曾德尔激光干涉仪类似，通过对原子团物质波波包的分束与合束，可实现原子物质波干涉。实验上，通常采用双光子受激拉曼跃迁实现对物质波的分束与合束[12]。

原子干涉仪整个过程，包括两个时间为 τ 的 $\pi/2$ 脉冲，时间为 T 的自由演化和时间为 2τ 的 π 脉冲[13]，脉冲时序如图 2 所示：

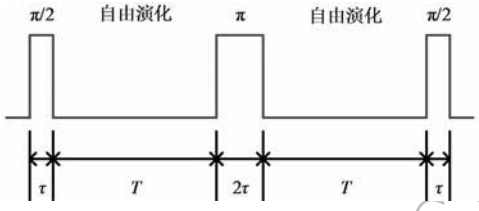


图 2　原子干涉仪干涉过程脉冲时序

Fig. 2　Interferometer pulse sequence

原子波包在重力场中自由下落，期间受到 $\pi/2$ 拉曼脉冲作用，以一定概率发生拉曼跃迁，一部分原子由 | a>态激发到 | b>态，这个过程即为原子波包的分束。与之相似的，经过一段时间的自由演化后，再依次对原子波包施加 π 脉冲和 $\pi/2$ 脉冲，完成原子波包的偏转和合束，实现原子物质波的干涉，最终原子团处于两个态的叠加态[14]。

由于重力场和拉曼光的作用，两条干涉路径存在相位差，且相位差可由处于 | a>态和 | b>态的原子数目反映。通常原子干涉仪的相位差由两部分引起：受激拉曼跃迁过程中光和原子的相互作用引入的相位 $\Delta\Phi$laser，原子在重力场中自由演化引入的相位 $\Delta\Phi$evolution，原子干涉条纹的相位 $\Delta\Phi$ 可以表示为：

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{laser}} + \Delta\varphi_{\text{evolution}} = \vec{k}_{\text{eff}} \cdot \vec{g}T^2 \quad (1)$$

其中，$\vec{g}$ 为重力加速度，T 为两拉曼脉冲之间的时间间隔。通过改变拉曼激光失谐，可以改变干涉原子团中处于两态的原子数量，得到干涉条纹。实验上通常采用啁啾的办法扫描拉曼激光频率来实现，则式（1）变为：

$$\Delta\varphi = (k_{eff} \cdot g - 2\pi\alpha)T^2 \quad (2)$$

其中，α 为拉曼激光的啁啾率，因为是频率控制，精度可以很高，通过这种方法可以将重力测量变为频率的测量，从而实现高精度的重力加速度测量。由式（2）可知，当 $k_{eff} \cdot g - 2\pi\alpha = 0$ 时，无论怎么改变 T，所有干涉条纹都会相交于一点，通过测量该点的 α 值就可以得到重力加速度值 $g = 2\pi\alpha / k_{eff}$[15]。

1.2 工作流程

根据其工作原理，通常冷原子干涉重力仪进行重力测量时遵循以下工作流程：

1）原子冷却与囚禁。为使原子团速度降低至便于进行干涉的程度，首先需要利用激光对原子团进行冷却与囚禁。通常采用光子能量 hv 略低于原子基态到激发态能级差的红失谐激光，使原子在受激跃迁过程中损失动能。而处于激发态的原子会通过自发辐射回到基态，通过这样使原子在基态与激发态之间反复跃迁，来实现降低原子团温度和减慢原子运动速度，此过程为原子团的多普勒冷却过程。多普勒冷却存在多普勒冷却极限[16]，因此通常还需要进一步冷却原子团，以减小自由扩散造成的原子数目损失[17]。

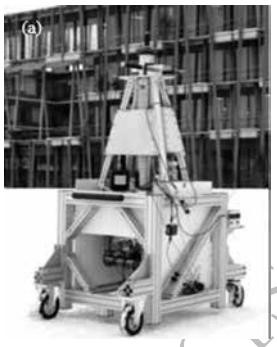
2）原子干涉与末态探测。将冷却并囚禁的原子团释放或上抛，使其在重力场中进行自由落体运动。在运动过程中通过拉曼脉冲对原子团进行选态、分束、偏转及合束，完成原子干涉过程。随后通过探测光对落到探测区的原子团进行末态探测，得到 $|a\rangle$ 和 $|b\rangle$ 两态原子的数目信息。

3）扫描啁啾率。通过改变拉曼光扫频的啁啾率，改变原子干涉的相位差，通过啁啾率与原子末态概率之间的关系拟合出干涉条纹，从而得到初始相位并计算出重力加速度值 g[18]。

2 冷原子干涉重力仪发展现状

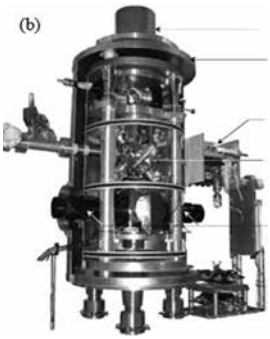
2.1 国内外研究现状

国际上最早开展冷原子干涉重力仪研究的，是美国斯坦福大学的朱棣文研究组。该组的 Kasevich 等在 1998 年就实现了实验室静态环境中灵敏度达 $2.8\times10^{-9}\,g\sqrt{Hz}$ 的冷原子干涉重力仪[19-21]。1999 年，该研究组 Peters A 等人[22] 设计制作了基于激光冷却的原子喷泉干涉仪，使重力测量的不确定度达到了 $\Delta g = 3\times10^{-9}g$。随后，国际上众多研究组积极开展了冷原子干涉重力测量研究，例如德国柏林洪堡大学[23,24]，法国计量院，法国巴黎天文台（LNE－SYRTE）[25,26]，法国宇航局（ONERA）[27]，欧空局（ESA）等。



（a）洪堡大学冷原子干涉重力仪[28]

（a）Cold atom interference gravimeter of Humboldt University



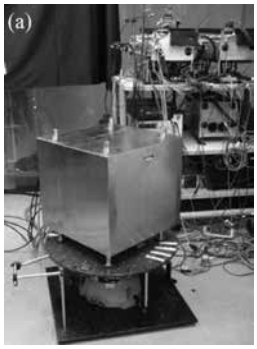
（b）巴黎天文台冷原子干涉重力仪[25]

（b）Cold atom interference gravimeter of LNE-SYRTE

图 3 国外冷原子干涉重力仪

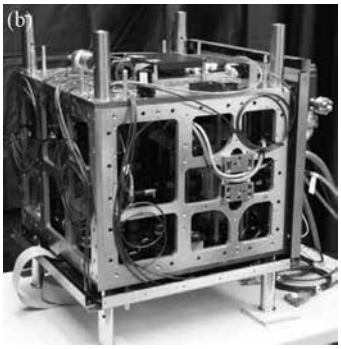
Fig. 3 Several foreign cold atom interference gravimeters

目前，冷原子干涉重力仪在实验室环境中已经达到相当高的精度，为使冷原子干涉重力仪更具实用性，国际各研究组针对其复杂应用环境中的适应性展开研究，在 SWaP（即体积 Size，重量 Weight，功耗 Power）和采样带宽等冷原子干涉重力仪应用的限制因素上寻求突破。2008 年，斯坦福大学 Kasevich 研究组通过对冷原子干涉重力仪中真空系统、激光系统及电控系统的集成化，研制出第一台集成化、可移动原子干涉惯性系统。该系统可被装入小型厢式货车进行移动，可用于测量转动、线加速度和重力梯度。经过共模噪声抑制后，该系统对线加速度的测量灵敏度可达 $4.2\times10^{-9}g/\sqrt{Hz}$[29]。系统实物图如图 3 所示。



（a）系统实物图

（a）A picture of the system



（b）移去磁屏蔽罩的传感头

（b）A picture of the sensor box with the magnetic shields removed

图 4　Kasevich 组集成化可移动冷原子干涉系统

Fig. 4　A picture of Kasevich group's integrated, portable cold atom interference system

由法国巴黎天文台等机构联合主持的 MINIATOM 研究计划采用如图 5 所示的空心金字塔反射镜，简化了传统原子干涉仪中复杂的物理系统，仅用 1 个反射镜，1 个液晶波片和 1 路激光就实现了 3D 磁光阱（MOT），大幅减小了冷原子干涉重力仪的尺寸重量，降低了功耗。MINIATOM 的重力测量灵敏度为 $3\times10^{-8}\mathrm{g}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$，精度 $2\times10^{-9}\mathrm{g}\sim3\times10^{-+}$[30]。

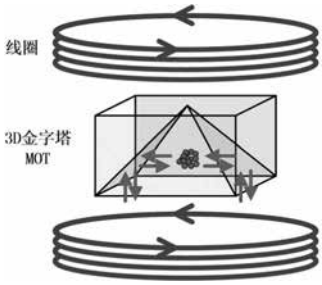


图 5　空心金字塔 MOT 原理图

Fig. 5　Schematic diagram of pyramidal MOT

此外，美国 Biedermann 研究组等在提高冷原子干涉器件的采样带宽方面做出突出研究，增强在动态应用环境中的适应性。通过采用再捕获方法，并适当减少干涉时间，实现了在 50Hz～100Hz 采样带宽下 $0.9\times10^{-6}\mathrm{g}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$的加速度测量灵敏度[31]，其采样带宽已达到目前导航级加速度计产品的量级，而灵敏度高一个数量级[32]。

同时，商用冷原子干涉重力仪也得到了快速发展。其中，法国 muQuans 公司制造的绝对量子重力仪 AQG 重力测量灵敏度达 $5\times10^{-8}\mathrm{g}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$，长时稳定性达 $1\times10^{-9}\mathrm{g}$，且传感头尺寸仅 ϕ38cm×70，激光与控制机柜尺寸为 $100\times50\times70\mathrm{cm}^3$[33]，是冷原子干涉重力仪商用化的成功案例。此外，AOSense 等公司也推出了各自的冷原子干涉重力仪。

图 6　绝对量子重力仪 AQG 实物图

Fig. 6　A picture of Absolute Quantum Gravimeter

目前国内也有多家单位开展了冷原子干涉重力仪的研究，例如华中科技大学、中国科学院武汉物理与数学研究所、浙江大学、国防科技大学、中国计量科学研究院等。起步较早的华中科技大学研究组于 2009 年就实现了原子干涉重力测量，2011 年通过增加主动隔振使其在 100s 积分时间内的分辨率达到了 5.5μGal，2013 年重力测量灵敏度达到 $4.2\times10^{-9}\mathrm{g}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$，100s 积分时间内的分辨率优于 0.5μGal[28,29]，达到国际先进水平，并着手开展可移动冷原子干涉重力仪研究。2014 年，浙江大学研究组实现了灵敏度达 $1\times10^{-7}\mathrm{g}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$的小型化冷原子干涉重力仪[36,37]，并在

设备稳定性和进一步小型化等方面深入研究。

（a）华中科技大学冷原子干涉重力仪

（a）Cold atom interference gravimeter of Huazhong University of Science and Technology

（b）浙江大学冷原子干涉重力仪

（b）Cold atom interference gravimeter of Zhejiang University

图 7　国内冷原子干涉重力仪

Fig. 7　Several domestic cold atom interference gravimeters

2017 年 10 月，第十届全球绝对重力仪国际比对在中国计量科学研究院北京昌平园区举办，国内华中科技大学、浙江工业大学等多个研究组的冷原子干涉绝对重力仪样机参加了此次国际比对，并取得了较好的比对结果，这也标志着冷原子干涉绝对重力仪正逐步受到认可，日臻成熟。随着原子物理和量子器件小型化的不断发展，冷原子干涉绝对重力测量技术将会是今后绝对重力仪发展的一个重要引领方向。

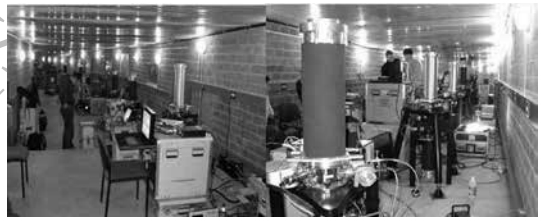


图 8　绝对重力仪进行国际比对的测量现场

Fig. 8　International comparison of global absolute gravimeters

除上述的自由落体式冷原子干涉重力仪外，还有以法国巴黎天文台[38] 和意大利佛罗伦萨大学的光晶格重力仪为代表的囚禁式冷原子干涉重力仪[39-41]。目前囚禁式冷原子干涉重力仪的分辨率低于自由落体式原子重力仪，但更有测量短程相互作用时的优势，其工作原理在本文中不做介绍。

2.2　本课题组研究现状

国防科技大学量子信息交叉中心量子精密测量课题组于 2010 年开展冷原子干涉相关研究工作，先后实现了 μK 量级 MOT 原子团的冷却与囚禁，并于 2017 年成功研制了第一台冷原子干涉绝对重力仪原理样机，如图 9 所示。该原理样机重力测量灵敏度达 $1\times10^{-8}\mathrm{g}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$，1000s 积分时间内的分辨率达到了 6.5μGal[42]。目前本课题组正着力研制适应车载运输的可移动冷原子干涉重力仪，实现冷原子干涉重力仪的小型化、集成化、快速配置及一键测量，并提高其可靠性与环境适应性。

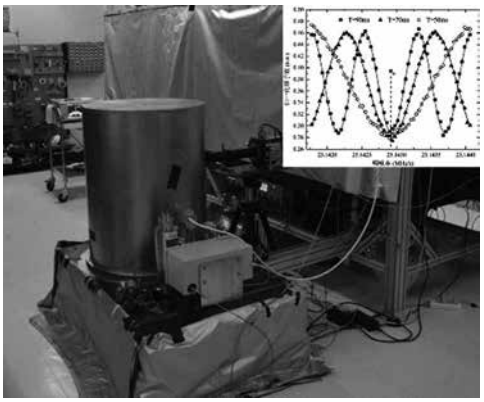


图 9　国防科技大学冷原子干涉重力仪样机

Fig. 9　Prototype of cold atom interference gravimeter of National University of Defense Technology

随着各类面向冷原子干涉绝对重力测量的噪声处理技术的日益深入，冷原子干涉重力仪的测量分辨率和灵敏度不断提高。同时，为进一步提高绝对重力精密测量的准确度和精度，国际国内各研究组对冷原子干涉重力测量技术的系统误差也积极开展了研究。

3 冷原子干涉重力仪系统误差评估

为精确测量重力加速度值，在要求冷原子干涉重力仪高测量灵敏度的同时，还需要对其系统误差进行评估。通常可根据误差与拉曼光波矢方向是否有关将系统误差分为两类，其中，与拉曼光波矢无关的一类主要包括射频相移、塞曼效应和二阶斯塔克效应等；与波矢有关的一类主要包括双光子光移、科里奥利力相移、拉曼光波前畸变和拉曼光倾斜等。本文将对其中几项主要系统误差，及国际国内各研究组对其的评估方法进行介绍。

3.1 与拉曼光波矢无关的系统误差

对于与拉曼光波矢无关的系统误差，通常可采用反转拉曼光波矢方向的方法进行抑制[43]。然而，在改变拉曼光波矢方向时，原子吸收光子后的反冲方向也会改变，因此在不同波矢方向下原子路径也会不同，无法完全抑制此类系统误差[18]。

3.1.1 二阶塞曼效应

原子的能级和光谱线在外磁场作用下会出现分裂，此即为塞曼效应。通常，为了抑制磁场梯度的影响，原子在进入干涉区前被制备在对一阶塞曼效应不敏感的 $m_F=0$ 态，但是二阶塞曼效应的存在，仍然会造成原子超精细结构能的分裂，因此会在干涉条纹中引入相位噪声[44]，需要评估二阶塞曼效应对重力测量的影响。

二阶塞曼与干涉区的磁场梯度有关，为评估其引入的测量误差，需要先精确测量真空腔干涉区内的磁场分布。常用的磁场测量方法有受激拉曼共振谱[45]、微波共振谱[46]、拉莫尔进动频率测量[47]、磁场敏感态冷原子干涉仪[48,49] 等。此外，还有例如弱磁灵敏的塞曼分裂[50] 和同时基于 $m_f=0$，±1 三个磁子能态的布拉格原子干涉仪[51] 等方法，在一些特殊的实验条件下有较好的应用效果。华中科技大学研究组采用磁场敏感态原子干涉的方法测量磁场梯度，可将塞曼效应对重力测量的影响评估到 0.2μGal 的水平[49]。2017 年，洪堡大学研究组通过拉曼共振谱法，测量并绘制重力仪干涉腔内的磁场分布图，并评估得二阶塞曼效应在其冷原子干涉重力仪中引起的测量误差为 2.04μGal[52]。浙江大学[44,53] 与国防科技大学[54] 研究组同样采用拉曼共振谱的方法对二阶塞曼效应引起的系统误差进行评估。

3.1.2 二阶斯塔克效应

与塞曼效应不同，斯塔克效应是原子的能级和光谱线在外电场作用下发生的分裂现象。在冷原子干涉重力仪中，拉曼光电场会使原子极化而产生感生偶极矩，使原子能级移动，即二阶斯塔克频移（AC－Stark shift，或称单光子频移）。频移的大小与拉曼光两个频率成分的光强大小有关，理论上可以通过合理配置拉曼光的光强比来抑制二阶斯塔克频移。

2001 年，斯坦福大学的朱棣文研究组提出通过在第一或第二个自由演化时间 T 内增加额外的非共振拉曼脉冲的方法，测量二阶斯塔克频移，脉冲时序如图 10 所示[55]。这个非共振脉冲引起的相移与作用时间、拉曼光光强比，以及其出现在 π 脉冲之后或之前有关。该组通过调节拉曼光两个频率成分的光强比，降低光频移的绝对大小，使二阶斯塔克频移引起的系统误差优化到 1μGal 以内。

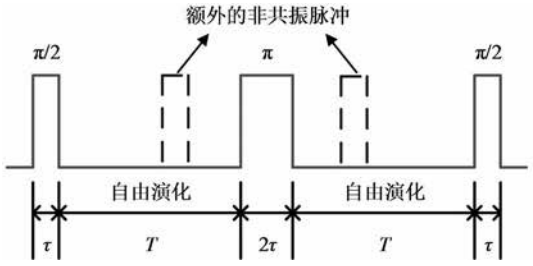


图 10 额外脉冲法评估二阶斯塔克频移脉冲时序

Fig. 10 Pulse sequence to evaluate AC Stark shift

浙江大学研究组通过测量拉曼谱来提取反向峰、同向峰的二阶斯塔克频移和光子反冲频移，将该项系统误差优化至 7.4μGal[53]。华中科技大学研究组则利用微波使原子跃迁，通过测量计算有无拉曼光照射时原子微波共

振跃迁频率的变化，提取二阶斯塔克频移的相对大小，并将其对重力测量的影响抑制到 0.1μGal 的水平[18]。巴黎天文台研究组还对扫频中拉曼光失谐量引起的二阶斯塔克频率进行了分析，得出由此引起的系统误差为 μGal 量级[56]。国防科技大学研究组设计高精度快速响应激光功率稳定系统，成功将该项误差从 69.2μGal 抑制到 6.0μGal[57]。

3.2 与拉曼光波矢相关的系统误差

在多数冷原子干涉重力仪中，与拉曼光波矢相关的系统误差项为主要误差项，通常需要对某些对应的物理量单独调节并评估其影响。

3.2.1 拉曼光倾斜

为精确测量重力加速度值，要求拉曼光及拉曼反射光波矢方向与当地重力加速度方向严格平行，而实际测量中拉曼光方向往往会存在一定偏差，此时测量结果为重力加速度的分量，因此引入一个系统误差项。

拉曼光倾斜的几种情况如图 11 所示，可将倾斜引入的偏差分为两部分：一是拉曼准直头倾斜引起的拉曼光波矢方向与当地重力加速度方向间的偏角 θ（竖直倾斜），二是拉曼反射镜倾斜角 β 引起的正反向拉曼光间的不平行（对准倾斜）。

拉曼光倾斜引起的总误差为两项误差的耦合，总的原子干涉相移可描述为[58]：

$$\Delta\varphi = k_{\text{eff}} \cdot gT^2\left(1 - \frac{1}{2}\theta^2 - \beta^2 + \theta\beta\right) \quad (3)$$

为降低拉曼光倾斜引起的系统误差，冷原子干涉重力仪通常需要一套倾斜控制装置。早期斯坦福大学研究组采用的方法是，在拉曼反射镜背面安装一个高分辨率的电子液泡水平计，并通过一对手动漏气阀和一对电动漏气阀调节整个光学平台的倾斜[55]。这样的倾斜调整系统结构精细但调节复杂，且体积往往较大。同时，他们还提出通过在较大范围内旋转拉曼反射镜，绘制重力测量结果与反射镜角度的关系曲线，来校正倾斜传感器，这种方法也被许多研究组广泛采用。华中科技大学研究组通过类似的倾斜调制实验，将倾斜引起的系统误差评估到了 0.1μGal 水平[18]。

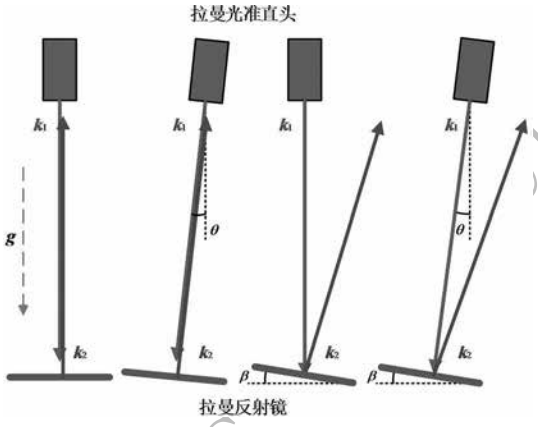


图 11 拉曼光倾斜示意图

Fig. 11 Schematic diagram of Raman light tilt

在国内，浙江大学研究组采用双倾斜计方案，在拉曼准直头和反射镜上分别安装高精度倾斜计实时测量，并利用测量数据计算倾斜引起的测量误差，对重力测量结果进行修正[58]。这种方法省去了倾斜调整机构，在小型化重力仪中有独特的优势。然而，这种方法无法解决拉曼光倾斜引起的诸如条纹对比度下降、空间不同位置光场不同等系统效应。

3.2.2 科里奥利力

由于地球的自转，地球表面的冷原子干涉重力仪处于一个旋转坐标系中，如图 12 所示。

当原子团具有水平方向的速度分量时，会因科里奥利力的影响在横向平面内形成干涉环路。由于 Sanac 效应，该环路对平面内的旋转敏感，并因此产生科里奥利力相移[55]，可表示为

$$\Delta\phi_C = 2\Omega_E \cdot (K_{eff} \times v)T^2 = 2\Omega_E v_X k_{eff} T^2 \cos\varphi \quad (4)$$

其中 Ω_E 为地球自转矢量，v 为原子释放时的运动速度矢量，v_X 为原子东西向运动速度，φ 为系统所在的纬度。

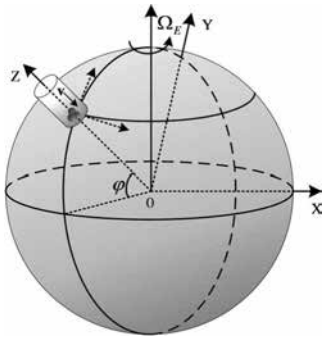


图 12　旋转坐标系示意图

Fig. 12　Schematic diagram of rotating coordinate system

地球自转角速度为 $\Omega_E = 7.292\times10^{-5}$rad/s，在冷原子干涉重力仪中，科里奥利力引入的系统误差可达 10μGal 水平。

为抑制科里奥利力引起的系统误差，斯坦福大学研究组通过旋转冷原子干涉仪，并研究其干涉相位来得到科里奥利力频移，并找到科里奥利力影响最小的点[55]。巴黎天文台研究组采用了类似的方法，通过使整个干涉仪旋转 180°，并对称放置两个相同探头做平衡探测，使科里奥利力相移引起的误差评估精度小于 0.5μGal，不确定度达到 0.4μGal[25]。

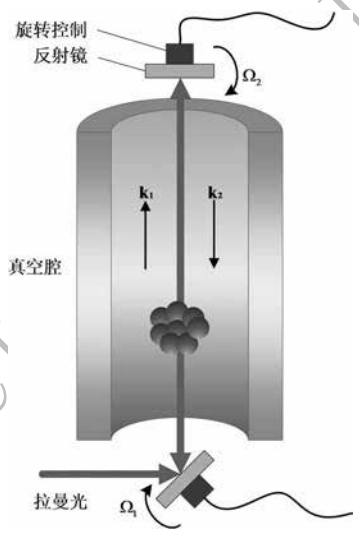


图 13　拉曼脉冲旋转控制装置示意图

Fig. 13　Schematic diagram of Raman pulse rotation control device

加州大学伯克利分校研究组则利用 Rasmy-Bordé 型干涉仪测量科里奥利力相移，并使拉曼反射镜旋转来补偿科里奥利力引起的系统误差[59]，如图 13 所示。但是，采用转动补偿法会部分抵消重力中的惯性离心力项，若转动控制不够精密，将会带来更大的测量误差[60]，因此采用该方法来提高冷原子干涉重力仪的测量精度存在一定难度。

3.2.3　拉曼光波前畸变

拉曼光波前畸变是冷原子干涉重力仪测量准确度的主要限制因素之一。在原子干涉理论推导时，拉曼光一般作为平面波处理，而实际上拉曼光波前呈高斯型弯曲。且受光学介质面形、折射率等因素的影响，在经过一系列透镜、反射镜等介质的作用后，拉曼光波前会发生进一步畸变。因此，在原子团自由下落并膨胀的过程中，不同水平位置的原子感受的拉曼光波前会有差别，如图 14 所示，这会在干涉条纹中引入一个附加相移。

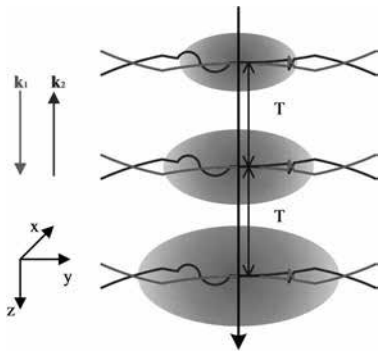


图 14　原子干涉中波前分布示意图

Fig. 14　Schematic diagram of wavefront distribution in atomic interference

波前畸变对干涉相位的影响，最早由斯坦福大学朱棣文研究组于 1994 年提出，他们在用原子干涉仪测量精细结构常数时对波前畸变的影响以及光学元件表面散射体对拉曼光波前的影响进行了理论计算[61]。之后，他们在原子干涉重力测量实验中验证了灰尘等表面散射体的影响[55]，并通过移动拉曼光准直透镜的位置来改变拉曼光波前曲率半径，进而评估波前弯曲的影响。

由于波前畸变对重力测量的影响与原子团分布有关，法国巴黎天文台研究组通过改

变原子团温度来改变原子团分布，并推测出原子团温度为 0 时的测量结果，进而评估通常的原子团温度下波前畸变引入的系统误差大小为 4μGal[43]。洪堡大学研究组则通过在拉曼光光路中插入已知表面分布的平板玻璃，改变探测区径来选择不同分布的原子团，由此改变波前畸变对重力测量结果的影响[62]。但由于不能完全确定抽真空前后容器窗口的形变，这种方法无法确定波前畸变的绝对大小。

目前对拉曼光波前畸变引入的系统误差评估仍然比较困难，在这方面的技术突破也是提高冷原子干涉重力仪精度的关键之一。

4 总结与展望

冷原子干涉重力仪作为一种新型绝对重力仪，具有高精度高稳定性等特点。本文介绍了冷原子干涉重力仪的基本原理、工作流程及发展现状。目前，实验室内冷原子干涉重力仪研制已逐步成熟，能够实现高精度高灵敏度测量，在惯性导航、资源勘探、地球物理研究等领域都有着广阔的应用前景。未来冷原子干涉重力仪的发展将聚焦于工程化、实用化方向，在以下方面寻求技术突破：

1）小型化集成化。目前先进的冷原子干涉重力仪大多处于实验室样机阶段，体积大、机构复杂等问题，限制了其工程化应用。国际国内多个研究组已陆续开展小型化冷原子干涉重力仪研究，但测量精度和可靠性仍有待提高。

2）可移动性研究。为进一步提高工程实用性，在小型化的基础上还需实现可移动。可移动冷原子干涉重力仪需解决的问题包括移动过程中稳定可靠的隔振保护、快速便捷的拆解安装、以及不同测量环境下的环境适应性等。

3）测量原理的发展。目前冷原子干涉重力仪的测量原理相对单一，绝大多数采用的是自由落体原理，各个研究组间存在的差异大多在技术层面，缺少原理层面的创新，这不利于系统误差的发现与消除。未来囚禁式冷原子干涉重力仪等不同测量原理的相关研究有待进一步发展。

参考文献：

[1] 奔粤阳，杨晓龙，李倩，等．重力辅助阻尼捷联惯性导航系统［J］．仪器仪表学报，2014，35（7）：1482-1488.
BEN Y Y，YANG X L，LI Q，et al. Damping strapdown inertial navigation system aided by gravity［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2014，35（7）：1482-1488.

[2] 张旭，颜树华，朱凌晓，等．冷原子干涉型量子传感器在导航应用中的研究现状［C］//第十届中国卫星导航年会．2019.
ZHANG X，YAN SH H，ZHU L X，et al. Research Status of Cold Atom Interferometric Quantum Sensors in Applications of Navigation［C］. China Satellite Navigation Conference，2019.

[3] 孙枫，曹通．基于重力信息的惯性系粗对准精度分析［J］．仪器仪表学报，2011（11）：11-17.
SUN F，CAO T. Accuracy analysis of coarse alignment based on gravity in inertial frame［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2011（11）：11-17.

[4] ROBINSON I A，KIBBLE B P. An initial measurement of Planck’s constant using the NPL Mark II watt balance［J］. Metrologia，2007，44（6）：427-440.

[5] 刘民，彭明，刘碧野．空间计量中时间单位和时间测量［J］．电子测量与仪器学报，2016，30（8）：1137-1143.
LIU M，PENG M，LIU B Y. Time unit and time measurement in space metrology［J］. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2016，30（8）：1137-1143.

[6] 赵蓓蕾，周向阳．航空遥感惯性稳定平台建模与控制系统设计［J］．电子测量与仪器学报，2016，30（10）：1543-1550.
ZHAO B L，ZHOU X Y. Control system modeling and design of aerial remote inertial stabilized platform［J］. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2016，30（10）：1543-1550.

[7] TIMMEN L，GITLEIN O. The capacity of the Scien-

trex Autograv CG-3M no. 4492 gravimeter for "absolute-scale" surveys [J]. Revista Brasileira De Cartografia, 2004, 2 (2): 89-95.

[8] 肖凡, 何志堂, 张宏伟, 等. CG-5 型相对重力仪测量精度分析 [J]. 测绘技术装备, 2011 (02): 8-10.
XIAO F, HE ZH T, ZHANG H W, et al. Measurement accuracy analysis of the CG-5 relative gravimeter [J]. Geomatics Technology and Equipment, 2011, 13 (2): 6-8.

[9] 贾剑钢, 栾威, 申文斌. iGrav-007 超导重力仪格值的精密测定 [J]. 武汉大学学报 (信息科学版), 2015, 40 (10): 1366-1370.
JIA J G, LUAN W, SHEN W B. Accurate determination of the calibration factor of iGav-007 superconducting gravimeter [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2015, 40 (10): 1366-1370.

[10] 白磊, 张为民, 邢乐林, 等. FG5x-246 与 FG5 绝对重力仪比对测量实验 [J]. 地理空间信息, 2016, 14 (3): 104-106.
BAI L, ZHANG W M, XING L L, et al. Contrast test of FG5x-246 absolute gravimeter with FG5 [J]. Geospatial Information, 2016, 14 (3): 104-106.

[11] 房丰洲, 顾春阳. 高精度重力仪的测量原理与发展现状 [J]. 仪器仪表学报, 2017 (8): 1830-1840.
FANG F ZH, GU CH Y. Measurement principle and development status of high precision gravimeters [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017 (8): 1830-1840.

[12] ARNAUTOV G P, BOULANGER Y D, KALISH E N, et al. " Gabl", an Absolute Free-Fall Laser Gravimeter [J]. Metrologia, 1983, 19 (2): 49-55.

[13] 周敏康. 原子干涉重力测量原理性实验研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
ZHOU M K. Experimental Demonstration of an Atom Interferometry Gravimeter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011.

[14] 李嘉华, 姜伯楠. 原子干涉重力测量技术研究进展及发展趋势 [J]. 导航与控制, 2019 (3): 1-6.
LI J H, JIANG B N. Research Progress and Development Trend of Atomic Interference Gravimetry Technology [J]. Navigation and Control, 2019 (3): 1-6.

[15] 吴彬, 王肖隆, 王河林, 等. 冷原子干涉型重力仪的发展现状与趋势 [J]. 导航与控制, 2015, 14 (2): 2-8.
WU B, WANG X L, WANG H L, et al. The Current Situation and Tread of the Gravimeter Based on Cold Atom Interferometer [J]. Navigation and Control, 2015, 14 (2): 2-8.

[16] CASTIN Y, WALLIS H, DALIBARD J. Limit of Doppler cooling [J]. Journal of the Optical Society of America. B: Optical Physics, 1989, 6: 2046-2057.

[17] TREUTLEIN P, CHUNG K Y, CHU S. High-brightness atom source for atomic fountains [J]. Physical Review A, 2001, 63 (5): 51401.

[18] 陈乐乐, 罗覃, 邓小兵, 等. 基于原子干涉技术的精密重力测量研究 [J]. 中国科学: 物理学、力学、天文学, 2016 (7): 15-32.
CHEN L L, LUO Q, Deng X B, et al. Precision gravity measurements with cold atom interferometer [J]. Sci Sin-Phys Mech Astron, 2016 (7): 15-32.

[19] KASEVICH M, Chu S. Atomic Interferometry Using Stimulated Raman Transitions [J]. Physical Review Letters, 1991, 67 (2): 181-184.

[20] DIMOPOULOS S, Graham P W, Hogan J M, et al. Atomic gravitational wave interferometric sensor [J]. Physical Review D, 2009, 78 (12): 667-670.

[21] KASEVICH M, CHU S. Measurement of the gravitational acceleration of an atom with a light-pulse atom interferometer [J]. Applied Physics B (Photophysics and Laser Chemistry), 1992, 54 (5): 321-332.

[22] PETERS A, CHUNG K Y, Chu S. Measurement of gravitational acceleration by dropping atoms [J]. Nature, 1999, 400 (6747): 849--852.

[23] FREIER C, HAUTH M, SCHKOLNIK V, et al. Mobile quantum gravity sensor with unprecedented stability [J]. Journal of Physics: Conference Series, 2016, 723 (1): 012050.

[24] SCHMIDT M, SENGER A, HAUTH M, et al. A

mobile high-precision absolute gravimeter based on atom interferometry [J]. Gyroscopy and Navigation, 2011, 2 (3): 170-177.

[25] LOUCHET-CHAUVET A, FARAH T, BODART Q, et al. The influence of transverse motion within an atomic gravimeter [J]. New Journal of Physics, 2011, 13 (6): 065025.

[26] FARAH T, GUERLIN C, LANDRAGIN A, et al. Underground operation at best sensitivity of the mobile LNE-SYRTE cold atom gravimeter [J]. Gyroscopy and Navigation, 2014, 5 (4): 266-274.

[27] BIDEL Y, CARRAZ O, CHARRIEÈRE R, et al. Compact cold atom gravimeter for field applications [J]. Applied Physics Letters, 2013, 102 (14): 144107.

[28] HAUTH M, FREIER C, SCHKOLNIK V, et al. First gravity measurements using the mobile atom interferometer GAIN [J]. Applied Physics B: Lasers & Optics, 2013, 113 (1): 49-55.

[29] TAKASE K. Precision rotation rate measurements with a mobile atom interferometer [D]. Stanford University. 2008.

[30] BODART Q, MERLET S, MALOSSI N, et al. A cold atom pyramidal gravimeter with a single laser beam [J]. Applied Physics Letters, 2010, 96 (13): 134101.

[31] MCGUINNESS H J, RAKHOLIA A V, BIEDERMANN G W. High data-rate atom interferometer for measuring acceleration [J]. Applied Physics Letters, 2012, 100 (1): 177.

[32] JEKELI C. Navigation Error Analysis of Atom Interferometer Inertial Sensor [J]. Navigation, 2005, 52 (1): 1-14.

[33] muQuans. Absolute quantum gravimeter [EB/OL]. https://www.muquans.com/product/absolute-quantum-gravimeter/

[34] HU Z K, SUN B L, DUAN X C, et al. Demonstration of an ultrahigh-sensitivity atom-interferometry absolute gravimeter [J]. Physical Review A, 2013, 88 (4): 043610.

[35] 孙步梁. 高分辨率原子干涉重力测量实验研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2013.
SUN B L. Demonstration of Sub-μGal Resolution Gravity Measurement by Atom Interferometer [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2013.

[36] WU B, WANG Z, CHENG B, et al. The investigation of a μGal-level cold atom gravimeter for field applications [J]. Metrologia, 2014, 51 (5): 452-458.

[37] FU Z J, WU B, CHENG B, et al. A new type of compact gravimeter for long-term absolute gravity monitoring [J]. Metrologia, 2019, 56 (2): 025001.

[38] NYMAN R A, VAROQUAUX G, LIENHART F, et al. I. C. E.: a transportable atomic inertial sensor for test in microgravity [J]. Applied Physics B, 2006, 84 (4): 673-681.

[39] FERRARI G, POLI N, SORRENTINO F, et al. Long-Lived Bloch Oscillations with Bosonic Sr Atoms and Application to Gravity Measurement at the Micrometer Scale [J]. Physical Review Letters, 2006, 97 (6): 060402.

[40] POLI N, WANG F Y, TARALLO M G, et al. Precision Measurement of Gravity with Cold Atoms in an Optical Lattice and Comparison with a Classical Gravimeter [J]. Physical Review Letters, 2011, 106 (3): 038501.

[41] TARALLO M G, ALBERTI A, POLI N, et al. Delocalization-enhanced Bloch oscillations and driven resonant tunneling in optical lattices for precision force measurements [J]. Phys Rev A, 2012, 86: 033615.

[42] 罗玉昆. 冷原子干涉精密重力测量系统关键技术研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2017.
LUO Y K. Research on Key Technologies of Precision Gravity Measurement System Based on Cold Atom Interferometry [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017.

[43] SNADDEN M J, MCGUIRK J M, BOUYER P, et al. Measurement of the Earth's Gravity Gradient with an Atom Interferometer-Based Gravity Gradiometer [J]. Physical Review Letters, 1998, 81 (5): 971-974.

[44] 周腾飞. 磁场稳定性对原子重力仪精密测量的影响 [D]. 杭州: 浙江大学, 2015.
ZHOU T F. Effect of the Stability of the Magnetic

Field on Precision Measurement of the Atom Gravimeter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2015.

[45] ZHOU Z C, WEI R, SHI C Y, et al. Magnetic field measurement based on a stimulated two-photon Raman transition [J]. Chinese Physics B, 2011, 20 (3): 034206.

[46] SHI C Y, WEI R, ZHOU Z C, et al. Magnetic field measurement on ^{87}Rb atomic fountain clock [J]. Chinese Optics Letters, 2010, 8 (6): 549-552.

[47] MARMET L, GERTSVOLF M. Evaluation of NRC-FCs1: Mapping the C-field using the Larmor frequency [C] // IEEE International Frequency Control Symposium. IEEE, 2010.

[48] HU Z K, DUAN X C, ZHOU M K, et al. Simultaneous differential measurement of a magnetic-field gradient by atom interferometry using double fountains [J]. Physical Review A, 2011, 84 (1): 013620.

[49] ZHOU M K, HU Z K, DUAN X C, et al. Precisely mapping the magnetic field gradient in vacuum with an atom interferometer [J]. Physical Review A, 2010, 82 (6): 1203-1206.

[50] DONG R, WEI R, DU Y, et al. Magnetic field measurement by weak magnetic-sensitive Zeeman splitting [J]. Appl. Phys. Lett., 2015, 106 (15): 152402.

[51] HARDMAN K S, EVERITT P J, MCDONALD G D, et al. Simultaneous Precision Gravimetry and Magnetic Gradiometry with a Bose-Einstein Condensate: A High Precision, Quantum Sensor [J]. Physical Review Letters, 2016, 117 (13): 138501.

[52] HU Q Q, FREIER C, LEYKAUF B, et al. Mapping the absolute magnetic field and evaluating the quadratic Zeeman-effect-induced systematic error in an atom interferometer gravimeter [J]. Physical Review A, 2017, 96 (3): 033414.

[53] 吴彬. 高精度冷原子重力仪噪声与系统误差研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2014.
WU B. Research on the Noise Sources and the Systematic Errors of the High Precision Cold Atom Gravimeter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.

[54] 胡青青. 冷原子干涉重力仪测量性能评估与提升方法研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2017.
HU Q Q. Performance Evaluation and Improvement of the Cold Atom Interferometry Gravimeter [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017.

[55] PETERS A, CHUNG K Y, CHU S. High-precision gravity measurements using atom interferometry [J]. Metrologia, 2001, 38 (1): 25-61.

[56] CHENG B, GILLOT P, MERLET S, et al. Influence of chirping the Raman lasers in an atom gravimeter: Phase shifts due to the Raman light shift and to the finite speed of light [J]. Physical Review A, 2015, 92 (6): 063617.

[57] LI Q X, YAN SH H, WANG E, et al. High-precision and fast-response laser power stabilization system for cold atom experiments [J]. AIP Advances, 2018, 8 (9): 095221.

[58] 吴彬, 程冰, 付志杰, 等. 大倾斜角度下基于冷原子重力仪的绝对重力测量 [J]. 物理学报, 2018, 67 (19): 71-81.
WU B, CHENG B, FU ZH J, et al. Measurement of absolute gravity based on cold atom gravimeter at large tilt angle [J]. Acta Phys. Sin., 2018, 67 (19): 71-81.

[59] LAN S Y, KUAN P C, ESTEY B, et al. Influence of the Coriolis Force in Atom Interferometry [J]. Physical Review Letters, 2012, 108 (9): 090402.

[60] 邹鹏飞, 颜树华, 杨俊, 等. 科里奥利力对冷原子干涉重力仪的影响 [J]. 量子光学学报, 2013 (04): 32-38.
ZOU P F, YAN SH H, YANG J, et al. Influence of Coriolis Force in Atom Interferometry Gravimeter [J]. Acta Sinica Quantum Optica, 2013 (04): 32-38.

[61] WEISS D S, YOUNG B C, CHU S. Precision measurement of ħ/m Cs based on photon recoil using laser-cooled atoms and atomic interferometry [J]. Applied Physics B, 1994, 59 (3): 217-256.

[62] SCHKOLNIK V, LEYKAUF B, HAUTH M, et al. The effect of wavefront aberrations in atom interferometry [J]. Applied Physics B, 2015, 120 (2): 311-316.

新型高温 NTC(1−x)($Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$)−x($Ta_2O_5$)复合材料

赵一风，谢永新，常爱民

（中国科学院新疆理化技术研究所 乌鲁木齐 830011）

摘　要：MnCoNiO 系 NTC 热敏陶瓷以稳定性好，阻值、B 值及测温范围宽等优势广泛用于热敏陶瓷材料，但批量生产仍存在一致性差，精度、重复性不高的问题，本文采用高温固相法制备（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）（x=0，0.05，0.1）的复合材料的高一致性、重复性的 NTC 热敏电阻陶瓷。通过 XRD、SEM 及电性能测试分析，系统地研究了 Ta_2O_5 对 $Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$ 复合材料相结构、微观形貌及电阻−温度关系的影响。结果表明，SEM 平均晶粒尺寸变化范围 8.9~1.7μm，此时材料的 $B_{25/50}$ 值为 3505K，电阻率最高（ρ_{25}= 1037Ω · cm）。

关键词：（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）系热敏陶瓷；复合材料；新型 NTC

New type high temperature NTC（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）composite

Zhao Yifeng，Xie Yongxin，Chang Aimin

（*Xinjiang Institute of Physical and Chemical Technology*，*Chinese Academy of Sciences*，*Urumqi* 830011）

Abstract：MnCoNiO−based NTC thermal ceramics are widely used in thermal ceramics due to their good stability，wide range of resistance values，B−values，and wide temperature measurement range. In this paper，high−temperature solid−phase method is used to prepare（1−x）（Mn0.6Ni0.9Co1.5O4）−x（Ta2O5）（x = 0，0.05，0.1）composite materials with high consistency and repeatability. ceramics. The effects of Ta2O5 on the phase structure，micro−morphology，and resistance−temperature relationship of Mn0.6Ni0.9Co1.5O4 composites were systematically studied by XRD，SEM，and electrical performance test analysis. The results show that the average grain size of the SEM ranges from 8.9 to 1.7 μm. At this time，the B25 / 50 value of the material is 3505K and the resistivity is the highest（ρ25 = 1037Ω · cm）.

Keywords：（1−x）（Mn0.6Ni0.9Co1.5O4）−x（Ta2O5）series thermosensitive ceramics；composite materials；new NTC

作者简介：赵一风，2017 年于新疆大学攻读硕士学位，2018 年于中国科学院新疆理化技术研究所联合培养硕士研究生，主要研究方向为负温度系数热敏陶瓷材料. E−mail：yifengzhao1@ sina. cn

基金项目：低温组件灌封工艺研究（Y839731301）

1 引言

NTC 温度传感器是一种热敏电阻、探头，其利用 NTC 热敏电阻在一定的测量功率下，电阻值随着温度上升而迅速下降。利用这一特性，可将 NTC 热敏电阻通过测量其电阻值来确定相应的温度，从而达到检测和控制温度的目的。NTC 热敏材料以优异的性能：灵敏度高，响应速度快，阻值和 B 值精度高，一致性互换性好，采用双层包封工艺，具有良好的绝缘密封性和抗机械碰撞，抗弯折能力，结构简单灵活，可根据客户不同设定要求定制[1,2]。NTC 热敏电阻以其优异的性能被广泛用于家电设备上（空调，冰箱，冷柜，热水器，饮水机，暖风机，洗碗机，消毒柜，洗衣机，烘干机、智能马桶，电热毯等），汽车交通（进气传感器、电池、发动机和传动温度传感器、空调和内/外环境温度传感器，以及油和煤气液位传感器）、医疗器材（数字式温度计、培养恒温箱、皮肤传感器、导尿管、透析设备和呼吸器里使用 NTC 温度传感器来监测温度、血流或气流），军事、航空航天领域（精密薄片或玻璃珠组合件来监测飞机、卫星、地面雷达、载人轨道飞行器和深空探空火箭的温度）及深海测控温[3-7]。传统的 Mn-Co-Ni 体系热敏材料应用温区较窄，高温稳定性较差，而航天器面临的最大难题就是耐高温问题，只有解决好耐高温问题，航天器才能够更加良好的运行，因此本文重点研究高温稳定的 NTC 热敏材料。航天器热控材料要求能够长期承受 200℃甚至更高的温度，并且在这种高温环境下还能够保持良好的理化性能，进而能够使航天器在高温环境下收到良好的保护[8-11]。耐高温材料用于航天器能够起耐腐蚀、耐高温、耐磨、抗氧化等作用。本文留意到钽延展性高、热膨胀系数小和非常出色的化学性质，具有极高的抗腐蚀性由于五氧化二钽高稳定的氧化物薄膜，五氧化二钽已成为电子工业的翘楚，结合传统锰钴镍体系好的稳定性和高熔点的五氧化二钽设计一种复合材料（1-x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）-x（$Ta_2O_5$）（x=0，0.05，0.1）的复合材料。

2 实验过程

2.1 材料制备

首先按照化学计量比分别称取分析纯的 MnSO4·H2O、CoSO4·7H2O、NiSO4·6H2O 盐，乙醇：水体积比 1：1 混合加入，加入玛瑙球用行星式球磨机球磨 24h，然后去离子水洗涤烘干（120℃，8h），手磨 4h 既得前驱体粉体，煅烧 900℃，2h 后与适量高纯度五氧化二钽混合二次球磨得粉体。以上所得粉体压片成型冷等静压后（300MPa，90s）烧结 1200℃，3h 得陶瓷片。烧结陶瓷片两面涂银浆并在 835℃退火制得电极后续进行电性能测试。

2.2 性能测试

通过使用热重分析和差热分析 DT / TGA（NETZSCHSTA 449C）在空气气氛中研究前驱体粉末在室温至 1100℃的温度范围内的结晶和分解过程，加热速率为 10℃/分钟。X 射线衍射（XRD；BRUKERD8-ADVANCE）和扫描电子显微镜（SEM；Zeiss SUPRA55VP，德国）研究烧结样品的结晶相和形态。使用专用的自动数据采集系统在 173.15K-423.15K 的温度范围内测量电阻 - 温度（R-T）关系，该系统包括油浴温度控制系统和数字万用表（Agilent 34970A）。

3 分析与讨论

图 1 显示样品（1 - x）（Mn0.6Ni0.9Co1.5O4）-x（Ta2O5）（x = 0，0.05，0.1）在室温和 1100℃之间的 DT / TGA 曲线。从室温至 220℃，两个小的吸热峰出现在 134℃和 189℃，分别伴随着 TG 曲线减重 4%。这是由于去除两种水：一种是被样品吸附而另一种是吸附的包含在晶格中。当温度升高时（在 220°C 到约 400°C 之间），所有的分解 NiSO4、COSO4、MnSO4 产物的前驱体出

现，导致了 8%的失重。此后，从 400℃到大约 Tg 曲线上出现无重量损失的过程。但在 DSC 曲线上，存在一个强烈的放热峰，其最大峰位于 900℃，这可归因于尖晶石结构材料的分解。最后一次失重在最高温度区（约 800-900℃）发生再循环，这可归因于 Mn3+和或 Mn4+阳离子的还原和过量氧的损失[3,4]。

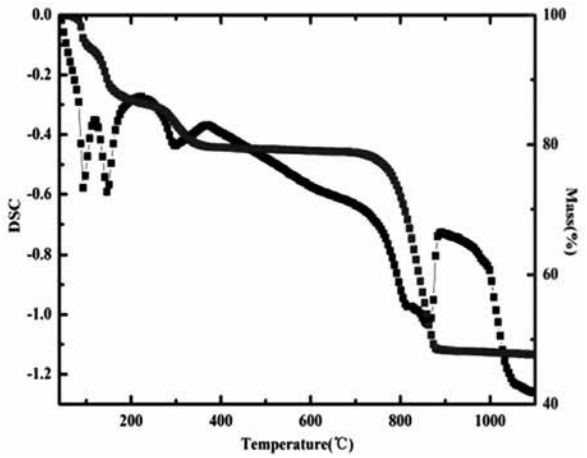


图 1.　（1-x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）-x（$Ta_2O_5$）（x=0，0.05，0.1）样品的 DT/TGA 曲线

Fig. 1.　DT / TGA curve of（1-x）（Mn0.6Ni0.9Co1.5O4）-x（Ta2O5）（x = 0，0.05，0.1）samples

图 2 XRD 显示表明随着 Ta2O5 复合量的增加尖晶石衍射峰特征峰减弱，当 x=0 时标准卡片（PDF#23-1237）比对立方尖晶石相 $MnCo_2O_4$，随复合量的增加形成第二相 Ni-Ta2O6。

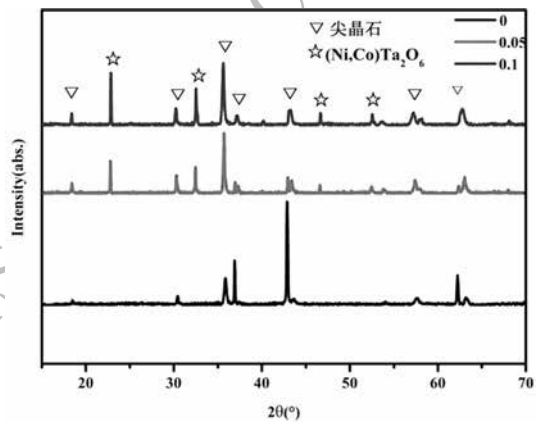


图 2.　1200℃烧结（1-x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）-x（$Ta_2O_5$）（x=0，0.05，0.1）样品的 XRD 图谱

Figure 2.　XRD pattern of（1-x）（Mn0.6Ni0.9Co1.5O4）-x（Ta2O5）（x = 0，0.05，0.1）samples sintered at1200 ° C

图 3 SEM 结果可明显观察到晶粒形貌，平均晶粒尺寸变化范围 8.9 ~ 1.7μm，随着 Ta2O5 复合量的增多晶粒变小，随掺杂量增多空隙增多、致密性降低推测是因为高熔点的钽降低烧结活性，增加能量势垒。Ta2O5 的复合形成两种不互溶的两相，可知五氧化二钽未能与尖晶石 Mn0.6Ni0.9Co1,5O4 形成单相互溶的固溶体并提高低温电阻的目的，此结果与 XRD 结果吻合。

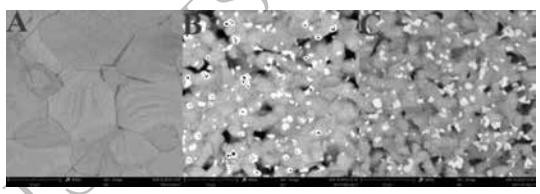


图 3.　烧结样品（1-x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）-x（$Ta_2O_5$）（A）x=0；（B）x=0.05；（C）x=0.1 的 SEM 图像

Figure 3.　SEM image of sintered sample（1-x）（Mn0.6Ni0.9Co1.5O4）-x（Ta2O5）（A）x = 0；（B）x = 0.05；（C）x = 0.1

图 4 图 a 电阻-温度曲线显然是负温度系数阻温特性，且随复合比例增多阻温曲线越陡峭表现为 Ta 含量越大的配比对温度越敏感，随复合比例增多电阻越大是由于随掺杂比例，晶粒导电主导。图 b lnρ-1000/T 显示材料良好的线性关系。表 1 中 R25 阻值由 x = 0 时 315Ω · cm 增加到 x = 0.1 时 318Ω · cm，材料常数 B25/50 值由 3370K 降低到 3505K，激活能 Ea 由 0.2903eV 增加到 0.3021eV 由此可知 Ta2O5 的复合有利于 Mn0.6Ni0.9Co1.5O4 材料提高电阻值增加材料常数 B 值。适合海洋领域低温高灵敏的测控温元件。

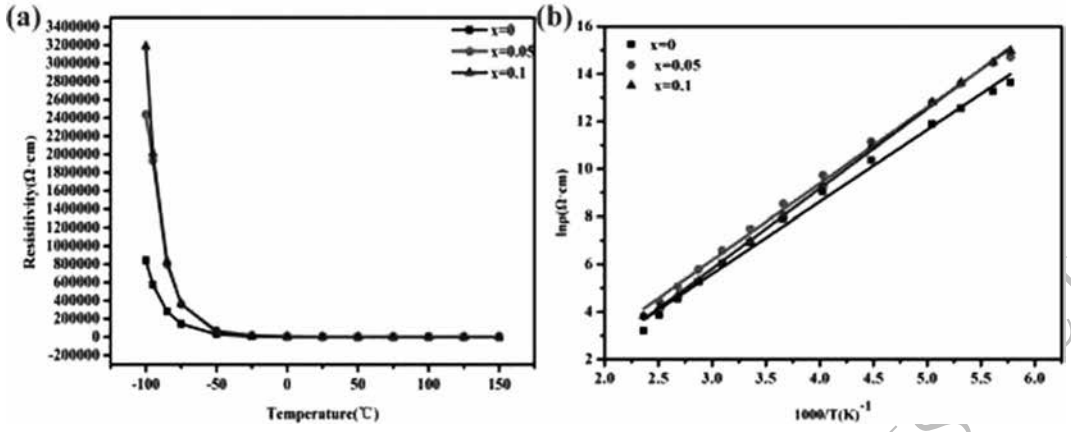


图 4　（a）（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co1._5O_4$）−x（$Ta_2O_5$）（x=0，0.05，0.1）样品电阻率与温度的关系；（b）样品 lnρ−（1000/T）的关系

Figure 4　（a）（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）（x = 0，0.05，0.1）resistivity−temperature；（b）Sample lnρ−（1000/T）Relationship

表 **1**　（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）（x=0，0.05，0.1）NTC 热敏电阻的电阻率、B 值常数、斜率和活化能

比例	R_{-100}（Ω）	R_{25}（Ω）	R_{50}（Ω）	$B_{25/50}$（K）	Ea（eV）
X=0	262256	315.15915	131.4614541	3370	0.2903783
X=0.05	775243	565.63041	228.6480265	3491	0.3008040
X=0.1	977147	318.16234	128.1211666	3505	0.3020754

4　结果与讨论

本文通过固相反应法制备（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）系热敏材料粉体，采用常规烧结制备（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）热敏陶瓷材料。并对复合材料微观结构和相结构及电学性能进行研究。

（1）固相法制备的（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）系复合材料 SEM 显示晶粒尺寸变小，出现二次相生长。

（2）固相法制备的（1−x）（$Mn_{0.6}Ni_{0.9}Co_{1.5}O_4$）−x（$Ta_2O_5$）系复合材料随复合量增多低温电阻剧增，且材料常数 B 值变化不大，可作为深海领域高阻低 B 值 NTC 热敏材料的优先选择。

参考文献：

[1] 王子炜．航天器热控材料研究．上海涂料［J］，2013−08−30

[2] 范含林．航天器热控材料的应用和发展［J］宇航材料工艺．2007（06）

[3] S. Guillemet − Fritsch, C. Chanel, J. Sarrias, S. Bayonne, A. Rousset, X. Alcobe, M. L. M. Sarrion, Solid State Ion. 128（2000）233−242

[4] S. Guillemet − Fritsch, J. Salmi, J. Sarrias, A. Rousset, S. Schuurman, A. Lannoo, Mater. Res. Bull. 39（2004）1957−1965

[5] Zhang H. M, Chang A. M, Peng C. W. Preparation and characterization of Fe^{3+}−doped $Ni_{0.9}Co_{0.8}Mn_{1.3-x}Fe_xO_4$（0≤x≤0.7）negative temperature coefficient ceramic materials, Microelectronic Engineering 88（2011）2934−2940

[6] 罗萍．$0.4La_{1-X}Sr_XCrO_3-0.6MgAl_2O_4$ 高温热敏电阻材料老化性能研究及器件研制［D］．乌鲁木齐：新疆大学，2017

[7] Zhang H. M, Chang A. M, Guan F, Zhao L. J, Zhao Q, Yao J. C, Huang X, The optimal synthesis condition by sol−gel method and electrical properties of Mn1.5xCo1.5NixO4 ceramics, Ceramics Internation-

al 40（2014）7865-7872

[8] 骆颖 . $BaTiO_3$/$BaBiO_3$ 复相热敏材料的制备、性能及机理研究［D］. 长沙：中南大学，2007

[9] Jagtap S, Rane S, Gosavi S, Amalnerkar D, Preparation, characterization and electrical properties of spinel - type environment friendly thick film NTC thermistors, Journal of the European Ceramic Society 28（2008）2501-2507

[10] Wiendartun, Syarif D. G, The Effect of MnO2 Content and Sintering Atmosphere on The Electrical Properties of Iron Titanium Oxide NTC Thermistors using Yarosite, IOP Conf. Series: Journal of Physics: Conf. Series 812（2017）012120

[11] Wiendartun, Rusdiana D, Setiawan A, Sintering Temperatures Investigation on the Electrical Characteristics of Fe_2TiO_5/ MnO_2 Ceramics - Based NTC Thermistor, Materials Science Forum Submitted. 917（2017）1662-9752

基于锁相放大原理的磁电传感信号放大器

宋思宇[1] 于向前[1] 陈鸿飞[1] 余中辉[2] 董蜀湘[2]

（1. 北京大学空间物理与应用技术研究所，北京 100871；2. 北京大学工学院材料科学与工程系，北京 100871）

摘　要：用纵向-横向（L-T）模式磁电复合材料制作的磁电传感器能将外界磁场信号转化为电信号，这种磁电传感器可搭载在卫星上，实现对空间磁场的探测。为了解决磁电传感信号微弱，不易被检测的问题，本文设计了一种基于锁相放大原理的磁电传感信号放大器（MSSA）。MSSA 包含激励信号源，磁电传感器和锁相放大器，其中锁相放大器包含前置放大电路，相敏检波电路，低通滤波电路和后置放大电路。文章详细介绍了 MSSA 的工作原理并进行了电路仿真，介绍了 MSSA 各部分的结构，最后对 MSSA 样品进行了磁场测量实验。实验结果表明，MSSA 能够有效提取并放大磁电传感信号，磁场量程大于±16485nT，直流磁场灵敏度为 3×10-4V/nT，分辨率为 0. 3nT，可实现对环境磁场的测量．符合设计需求。

关键词：L-T 模式磁电复合材料；磁电传感信号放大器；激励信号源；磁电传感器；锁相放大器；

Magnetoelectric Sensing Signal Amplifier based on Lock-in Amplifier

Siyu Song[1], Xiangqian Yu[1], Hongfei Chen[1], Zhonghui Yu[2], Shuxiang Dong[2]

（1. *Institute of Space Science and Applied Technology*, *Peking University Beijing* 100871；
2. *Materials Science and Engineering*, *College of Engineering*, *Peking University Beijing* 100871）‖

Abstract: The magneto-electric sensor based on Longitudinal-Transverse (L-T) mode composites can turn magnetic signal into electrical signal, and it can beboarded on a spacecraft to detect spacemagnetic field. However, the output signal of the magneto-electric sensor is too weak to detect. In order to solve this problem, a Magneto-electric Sensing Signal Amplifier (MSSA) based on Lock-in Amplifier is designed. The MSSA consists of excitation signal source, magneto-electric sensor and lock-in amplifier. The lock-in amplifier is composed of preamplifier, phase-sensitive demodulator, low-pass filter and post-amplifier. The paper introduces the composition and the working principle of MSSA, and gives

作者简介：宋思宇（通讯作者：于向前），2016 年于北京大学获得学士学位，现为北京大学博士研究生，主要研究方向空间探测及航天器内部充放电效应。E-mail：songsiy@ pku. edu. cn

SiyuSongreceived his B. Sc. degree in 2016 from Peking University, now he is a postgraduate student in Peking University. His main research interests includespace detection and spacecraft internal charging.

* **基金项目：**国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

simulation and experimental results of MSSA. The MSSA can measure magnetic field beyond ±16485nT, the sensitiveness of DC magnetic fieldis$3\times10^{-4}V/nT$, and the resolution is 0. 3nT. The result of the experiment can meetthe requirement of detecting space magnetic field.

Keywords: L-T mode composites; Magneto-electric Sensing Signal Amplifier; excitation signal source; magneto-electric sensor; lock-in amplifier

0 引言

L-T 模式磁电复合材料具有磁电效应，在外磁场的作用下能够产生电极化效应[1]，电极化率正比于外磁场大小。通过磁电效应，磁电复合材料能够将磁信号转化为电信号。L-T 模式磁电复合材料有着广阔的应用前景，其中最为典型的一个应用就是制作磁电传感器。北京大学工学院材料科学与工程系基于 L-T 模式磁电复合材料制作的磁电传感器，可以将外界磁场转化为电信号，实现对环境磁场的测量[2-3]。在对空间环境和空间天气的探测中，空间磁场的测量至关重要[4-5]，这种磁电传感器可搭载在卫星上实现对空间磁场的探测。

磁电传感器的输出信号较弱，且伴随着噪声干扰，不易被直接检测。为了解决这个问题，本文设计了一种基于锁相放大原理的磁电传感信号放大器（以下简称“MSSA”），能够将磁电传感器输出信号从噪声中提取并放大，从而实现对外界磁场的测量。

1 MSSA 工作原理

MSSA 采用锁相放大器对磁电传感信号进行提取和放大。锁相放大器利用和待测信号具有相同频率的参考信号作为比较基准，只对待测信号本身和与参考信号同频的噪声分量有响应，能够大幅度抑制无用噪声，提高测量精度[6]。此外，锁相放大器有很高的检测灵敏度，信号处理比较简单，是弱信号检测的一种有效方法[7-8]。

锁相放大器包含前置放大电路、延时电路（相当于移相器）、相敏检波电路（相当于乘法器），低通滤波电路（相当于积分器）和后置放大电路[9-10]，其内部框架图如图 1 所示：

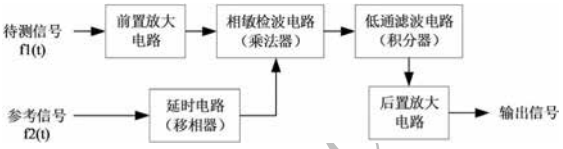


图 1 锁相放大器内部框架图

Fig. 1 the internal structure of lock-in amplifier

记待测信号为 f_1，参考信号为 f_2，分别记为

$$f_1(t) = V_1\cos(w_1t + \varphi_1) \quad (1)$$

$$f_2(t) = V_2\cos(w_2t + \varphi_2) \quad (2)$$

其中 f_1 频率的为 w_1，初始相位为 φ_1，幅度为 V_1，f_2 的频率为 w_2 初始相位为 φ_2，幅度为 V_2。

相敏检波电路在锁相放大器的作用相当于乘法器，能将待测信号与参考信号相乘，经过相敏检波电路后的信号变为：

$$S_{12}(t) = V_1V_2\cos(w_1t + \varphi_1)\cdot\cos(w_2t + \varphi_2)$$

$$= \frac{V_1V_2}{2}\cdot\cos[(w_1 - w_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)]$$

$$+ \frac{V_1V_2}{2}\cdot cos[(w_1 + w_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] \quad (3)$$

低通滤波器在锁相放大器中的作用相当于积分器，能将信号积分后取平均值输出，经过积分器后的信号变为：

$$R_{12}(t) = \frac{1}{2T}\lim_{T\to\infty}\int_{-T}^{T} S_{12}(t)$$

$$= \frac{V_1V_2}{4T}\lim_{T\to\infty}\int_{-T}^{T}\{\cos[(w_1 - w_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)]$$

$$+ cos[(w_1 + w_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)]\}dt \quad (4)$$

由公式（4）可知，在待测信号 f_1 和参考信号 f_2 信号频率不相同的情况下，经过积分后的信号必然为零，当且仅当两者频率相等，

即 $w_1=w_2$ 时，积分器才有信号输出

$$R_{12}(t)=\frac{V_1V_2}{2}cos\ (\varphi_1-\varphi_2) \qquad (5)$$

由公式（5）可知，当待测信号 f_1 与参考信号 f_2 频率相等时，积分器的输出信号与待测信号幅度 V_1 成正比。同时输出信号也和两者的初始相位差有关，当待测信号 f_1 和参考信号 f_2 同相时，输出信号达到最大值，而当相位差为 90°时，输出信号变为零。.

由上面的推导可知，当待测信号与参考信号同频同相时，锁相放大器能够从噪声中提取出待测信号，除了与参考信号同频的噪声，其余噪声均被过滤[10-11]。

2 MSSA 电路仿真

为了验证 MSSA 工作原理，采用 Multisim 软件设计电路并进行仿真，仿真电路结构如图 2 所示，在图中 a，b，c，d 四处设置探针，a 为待测信号，b 为参考信号，c 为经过相敏检波电路后的信号，d 为经过低通滤波电路的信号。

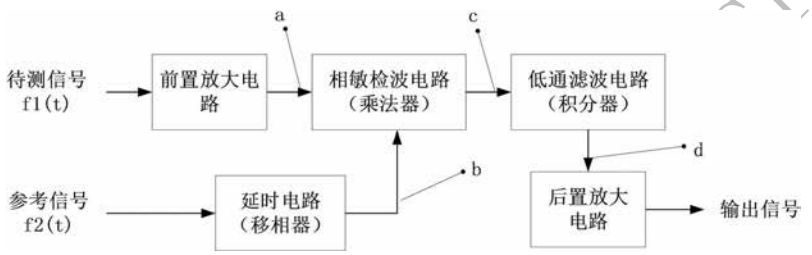


图 2　仿真电路结构图

Fig. 2　the structure of simulation circuit

2.1　待测信号与参考信号相位差为 0°

当待测信号与参考信号频率相同，相位差为 0°时，仿真结果如图 3 所示，相敏检波电路输出信号包含二次谐波和直流信号，经过低通滤波器后，只有直流信号得以保留。

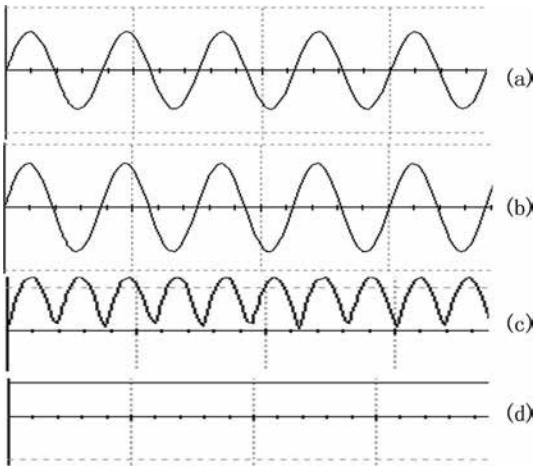


图 3　相位差为 0°时仿真结果

Fig. 3　the simulation result when the phase difference is0°

2.2　待测信号与参考信号相位差为 90°

当待测信号与参考信号频率相同，相位差为 90°时，仿真结果如图 4 所示，相敏检波电路输出信号仅包含二次谐波，经过低通滤波器后，输出为零。

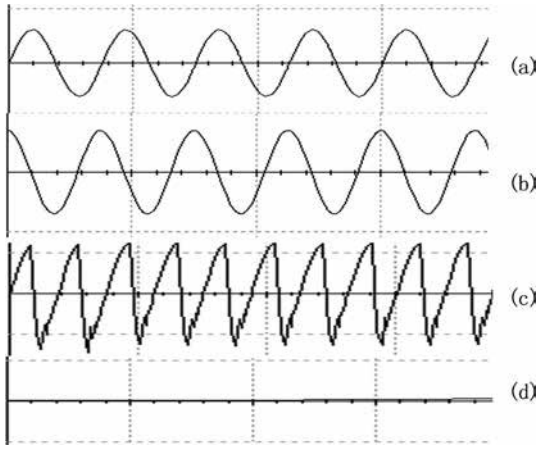


图 4　相位差为 90°时仿真结果

Fig. 4　the simulation result when the phase difference is90°

由仿真结果可知，MSSA 工作原理是有效的。在电路设计时，使待测信号与参考信号的频率与相位保持一致，此时 MSSA 的输出信号达到最大值。

3 MSSA 电路结构

MSSA 由激励信号源、磁电传感器、锁相放大器构成，其结构如图 5 所示；

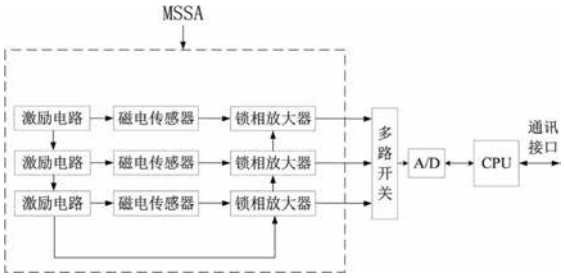


图 5　MSSA 结构示意图

Fig. 5　the structure of MSSA

磁电传感器需要在一定频率的激励信号驱动下才能工作，其输出电压大小正比于外磁场强弱[2]。磁电传感器的输出信号经过锁相放大电路，再经多路开关传送至 A/D 转化为数字信号，CPU 控制数字信号，使其通过通讯接口传输到上位机。

3.1　激励信号源

激励信号源的作用是产生正弦波激励信号，激励信号源不仅为磁电传感器提供驱动，也为锁相放大器提供参考信号。

图 6　激励信号源结构

Fig. 6　the structure of excitation signal source

激励信号源以 ICL8038 芯片为核心，结构如图 6 所示。ICL8038 芯片可以输出方波、三角波和正弦波，ICL8038 芯片可以通过外接电阻和电容调节输出正弦波的频率、幅度以及占空比，同时防止正弦波失真。ICL8038 既可采用单电源供电，也可以采用双电源供电。MSSA 中采用+12V 单电源供电，输出正弦波峰峰值约为 2. 5V。

3.2　磁电传感器

磁电传感器采用 L-T 模式复合材料制作，在一定频率激励信号的作用下才能工作[3]，其输出信号的频率与激励信号频率相等，幅度正比于外磁场大小。

3.3　锁相放大器

3.3.1　前置放大电路

由于磁场传感器输出信号过于微弱，在信号进入锁相放大器前，需要设置一个前置放大电路，前置放大电路采用 OPA627 芯片，设置放大倍数为 10。前置放大电路的结构如图 7 所示：

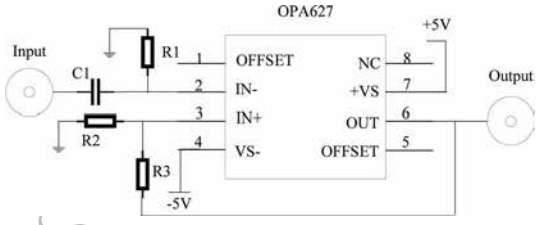


图 7　前置放大电路结构

Fig. 7　the structure of preamplifier

3.3.2　相敏检波电路

相敏检波电路采用 AD630 芯片，相敏检波电路等效于乘法器，能够将参考信号与待测信号相乘，只有当参考信号与待测信号频率相同时，输出信号中才包含有直流信号，直流信号正比于待测信号强度，也正比于参考信号与被测信号的相位差的余弦函数，相敏检波电路结构如图 8 所示：

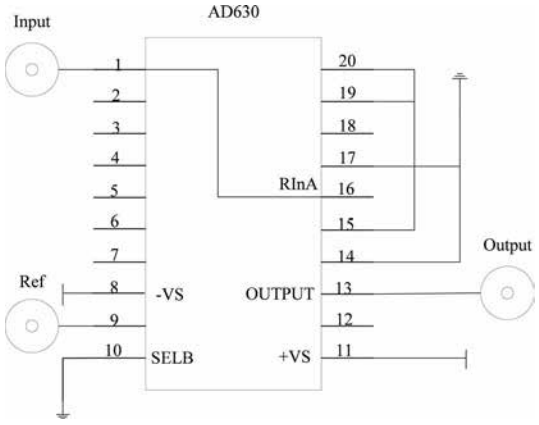


图 8　相敏检波电路结构

Fig. 8　the structure of phase-sensitive demodulator

3.3.3 低通滤波电路

经过相敏检波电路后，输出信号包含交流信号和直流信号，需要经过低通滤波电路过滤交流信号，低通滤波电路采用 NE5532 芯片，为四阶低通滤波电路，可以有效提取出直流信号。低通滤波电路结构如图 9 所示：

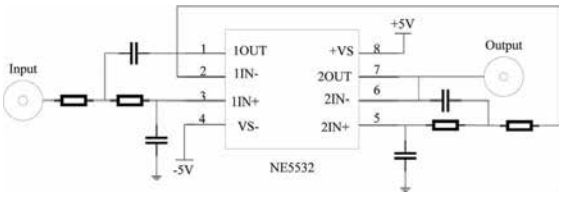


图 9 低通滤波电路结构

Fig. 9 the structure of low-pass filter

3.3.4 后置放大电路

经过低通滤波电路提取出直流信号后，需要通过后置放大电路对直流信号再次放大，后置放大电路采用 TL082 芯片，构成二级放大电路，后置放大电路结构如图 10 所示：

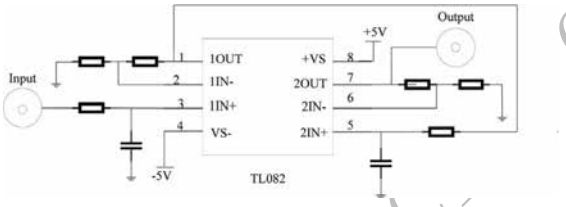


图 10 后置放大电路结构

Fig. 10 the structure of post-amplifier

4 MSSA 磁场探测实验

为了验证 MSSA 的性能，需要对 MSSA 成品进行磁场探测实验，采用亥姆霍兹线圈来提供待测磁场，将亥姆霍兹线圈和磁场传感器固定在屏蔽桶里，避免外界磁场的干扰。将 KEITHLEY-6221A 电流源产生的电流施加到亥姆霍兹线圈上，磁电传感器用激励信号源产生的信号驱动，并测量亥姆霍兹线圈产生的磁场。实验中可通过调节电流强弱和频率来改变待测磁场的强弱和频率。

4.1 谐振频率及带宽测试

连接好电路后，首先需要确定磁场传感器的谐振频率。固定电流源的电流输出，改变激励信号频率，测试 MSSA 输出信号强弱随着频率的变化，实验结果如图 11 所示，由实验结果可知，磁场传感器的谐振频率约为 23KHz，带宽约为 11KHz。

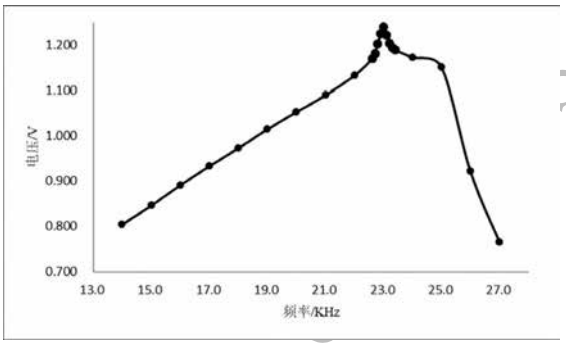


图 11 磁电传感器谐振频率测试

Fig. 11 the experimental result of finding the resonant frequency of magnetoelectric sensor

4.2 交流磁场测量

将 KEITHLEY-6221A 电流源的输出电流设置为交流，频率为 1Hz，使亥姆霍兹线圈产生频率为 1Hz，峰值为 $\pm 16485nT$ 交流磁场。测量 MSSA 输出信号随时间的变化如图 12 所示，输出信号频率为 1Hz，与磁场频率相同。实验结果表明，MSSA 能够实现对交流磁场的测量。

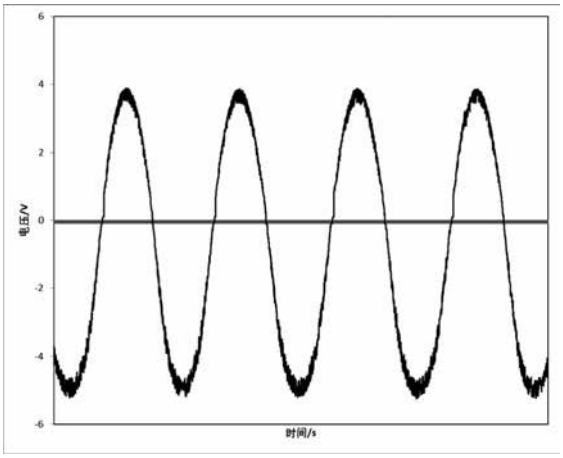


图 12 交流磁场测量结果

Fig. 12 the experimental result of measuring AC magnetic field

4.3 直流磁场测量

将 KEITHLEY-6221A 电流源的输出电流

设置为直流，使亥姆霍兹线圈产生直流磁场，通过改变电流大小调节磁场强弱，测得 MSSA 输出信号随磁场的变化如图 13 所示。

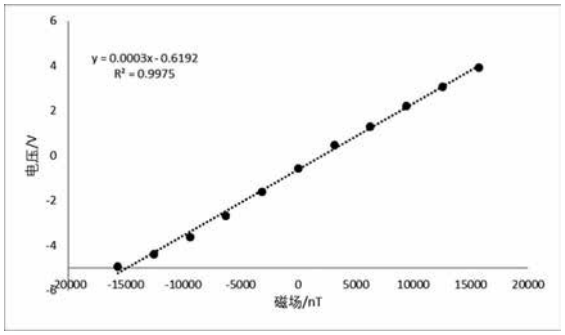


图 13　直流磁场测量结果

Fig. 13　the experimental result of measuring DC magnetic field

KEITHLEY-6221A 电流源的输出电流范围为 - 105mA ~ 105mA，每 1mA 电流产生 157nT 磁场，故模拟实验测量的磁场范围为-16485nT~16485nT。实验结果表明，在测量的磁场范围内，输出信号强弱与磁场大小成线性正相关，相关系数达 0.9975，故 MSSA 能够实现对直流磁场的测量。

实验结果表明，MSSA 直流磁场灵敏度为 $3\times10^{-4}V/nT$，分辨率为 0.3nT，磁场量程大于 $\pm16485nT$，满足空间磁场探测的要求。

5　结论

MSSA 能够将磁电传感器的信号从噪声中提取出并放大，可搭载在卫星上，实现对空间磁场的测量。

本文分析了 MSSA 的工作原理和电路结构，利用 Multisim 软件进行了电路仿真，仿真结果表明，MSSA 工作原理是有效的。当待测信号与参考信号同频同相时，MSSA 输出信号可达到最大。

本文利用亥姆霍兹线圈产生的磁场对 MSSA 进行了模拟实验，实验结果表明，MSSA 能够测量直流磁场和交流磁场，磁场量程大于 $\pm16485nT$，测量直流磁场灵敏度为 $3\times10^{-4}V/nT$，分辨率为 0.3nT，满足空间磁场探测的要求。

参考文献：

[1] 石花朵 L-T 模式磁电传感器在金属检测成像中的应用 [D] 北京：北京大学图书馆 2016 P18-19

[2] Chu Z., Shi W., Shi H., Chen Q., Wang L, Pourhosseini Asl, M J, Xiao C, Xie T, Dong S. A 1D Magnetoelectric Sensor Array for Magnetic Sketching *Adv. Mater. Technol.* 2019, 4, 1800484 https://doi.org/10.1002/admt.201800484

[3] Chu Z, Yu Z, Pourhosseiniasl M J, et al. Enhanced low-frequency magnetic field sensitivity in magnetoelectric composite with amplitude modulation method [J]. Applied Physics Letters, 2019, 114 (13): 132901.1-132901.5.

[4] Baker D N. Solar wind-magnetosphere drivers of space weather [J]. Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, 1996, 58 (14): 1509-1526.

[5] Baker D N, Spence H E, Blake J B. ISTP: Relativistic particle acceleration and global energy transport [J]. Advances in Space Research, 1997, 20 (4-5): 1075-1080.

[6] 范博学 L-T 模式磁电传感器的弱金属探测 [D] 北京：北京大学图书馆 2018　P32-33

[7] 邱亮，茆亚洲，彭滟，et al. 基于时钟树机制的超高速数字锁相放大系统 [J]. 数据采集与处理，2019 (4).

[8] 刘苏英. 一种检测微弱光电流信号的锁相放大器设计 [J]. 滁州学院学报，2018，v.20；No.156 (02)：47-51.

[9] 崔智军，刘红. 一种检测微弱光电流信号的锁相放大器设计 [J]. 计算机测量与控制，2018，26 (04)：143-14

[10] 李健. 数字锁相放大器在微弱光电信号检测中的应用研究 [D].

[11] 王琦，蒋川东，杜海龙. 低噪声高增益锁相放大的微弱信号检测系统%Weak signal detection system based on phase-locked amplification with low noise and high gain [J]. 实验技术与管理，2018，035 (003)：84-86，100.

基于深硅刻蚀工艺的高灵敏 MEMS 微震仪研究

王秋，刘骅锋，许强伟，宋萧萧，严世涛，涂良成

华中科技大学物理学院引力中心，基本物理量测量教育部重点实验室，武汉，中国

微震仪在惯性导航、地质勘查、矿产与油气田资源勘探、重力辅助导航等领域有广泛的应用。随着技术的发展，微震仪种类越来越多，电化学式，金属黄片式，谐振式，MEMS 式等都有较成熟的研究。本文采用微纳加工工艺制备硅基微电机械（Micro-Electro Mechanical-System，缩写为 MEMS）高灵敏度微震仪，并针对高灵敏度 MEMS 微震仪进行了理论分析，结构设计及模态仿真研究，通过独特自主的体硅一体化刻穿工艺制备 MEMS 微震仪敏感结构以及电容位移传感器的集成封装。利用互谱相关法对 MEMS 加速度计和商用微震仪同时采集的地脉动信号进行处理，实验测得 MEMS 微震仪计噪声谱密度优于 1 ng/$Hz^{1/2}$@1-10 Hz。为了满足微震仪在特殊环境下的应用，开展更多的探索工作，微震仪表头进行了系统集成，并展开一系列环境适应性测试及稳定性测试。2019 年 12 月 26 日 18 时 36 分，湖北孝感 4.9 级地震，MEMS 微震仪与武汉地震局微震仪都成功监测到地震信号。相比于传统的微震仪，本文提出的基于微纳加工工艺的硅基高灵敏度 MEMS 微震仪体积小，重量轻，环境适应性强，具有可批量化生产和成本低的优势，有望用于对灵敏度有较高要求的微震测量、微重力环境应用、空间探测等领域。

Word count：451

References

[1] W. T. Pike, I. M. Standley, and S. Calcutt. A silicon Microseismometer for Mars. IEEE2013.

[2] Huafeng Liu. Design, Fabrication and Characterization of a MEMS Gravity Gradiometer [D]. Imperial College London, 2016.

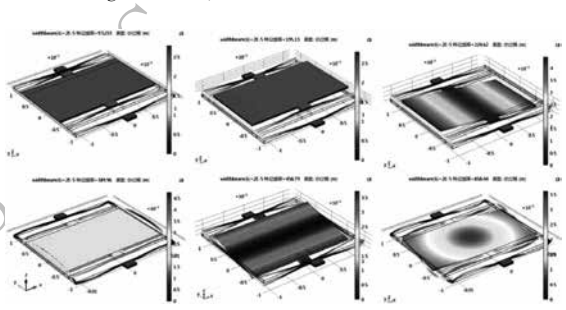


Figure 1. MEMS 微震仪模态仿真示意图

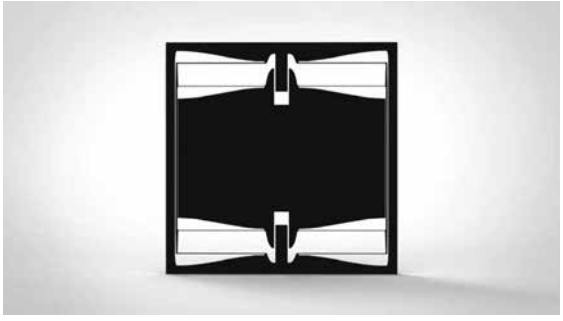


Figure 2. MEMS 微震仪结构示意图

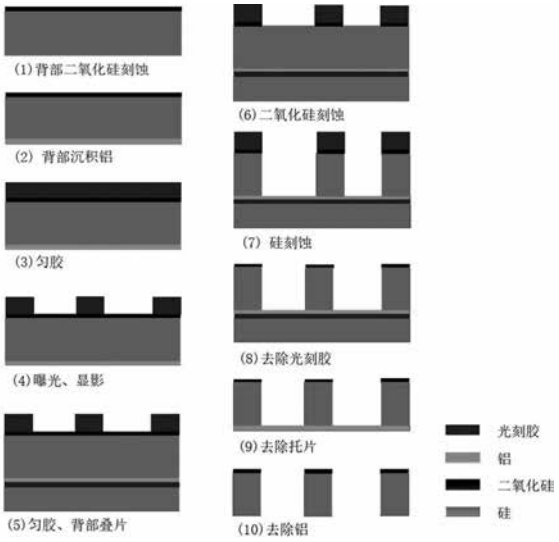


Figure 3　MEMS 微震仪体硅一体化刻工艺

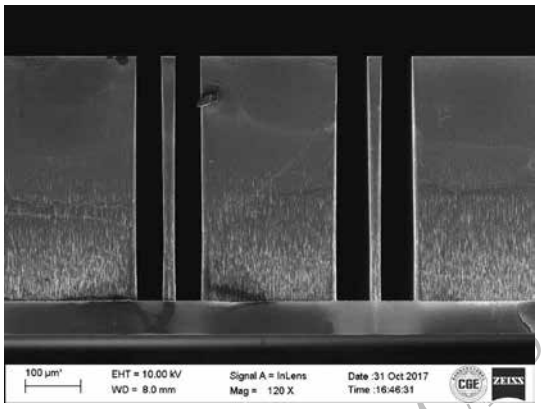


Figure4　体硅一体化刻穿工艺 SEM 图

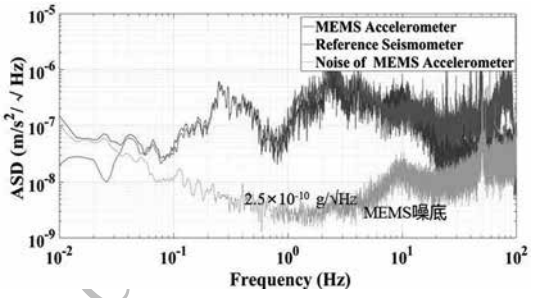


Figure5　MEMS 微震仪静态噪声本底测试结果

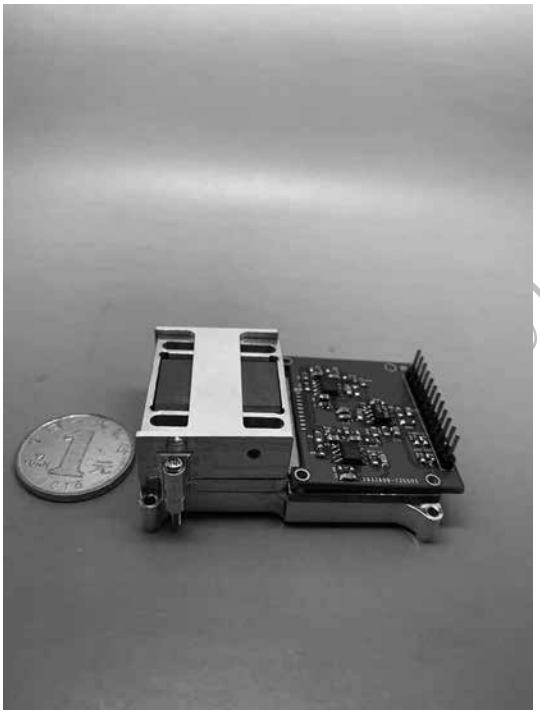


Figure6.　MEMS 微震仪表头结构

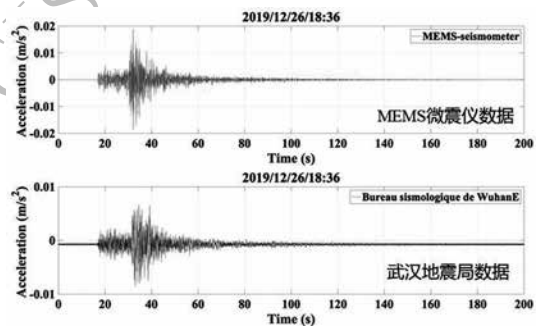


Figure7.　MEMS 微震仪地震测试数据
（20191226，18：36，湖北孝感 4.9 级地震）

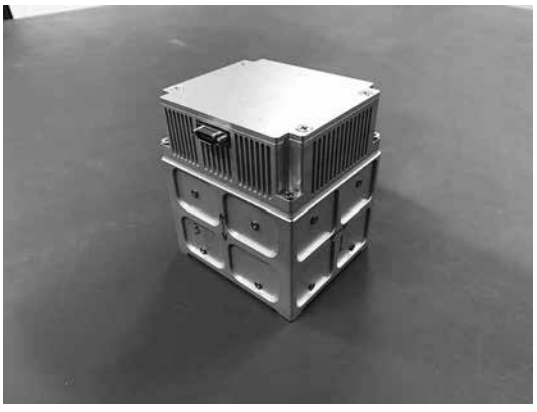


Figure8.　MEMS 微震仪三轴系统结构

面向微纳卫星集群协同的星间无线自组织令牌环网技术

陈建云[1] 刘思力[2] 张永刚[1]

（1. 国防科技大学智能科学学院 长沙 410073；2. 国防科技大学第六十三研究所 南京 210001）

摘　要：随着微纳卫星集群组网需求的急剧增加，星间链路技术成为天基自组织网络的研究热点。令牌环协议是地面局域网发展较为成熟的组网协议，已经普遍应用应用于无线自组织网络。由于是一种无竞争协议，所以可以有效解决信道接入控制的问题，避免无线通信中的隐藏节点和暴露节点的问题。本文主要以令牌环协议为基础提出了一种星间无线自组织令牌环协议，对其状态转移机制、入网离网协议，帧类型等进行了详细论述，确定了 Zyqn7000 系列 SoC+AD9361 的硬件方案，并且结合具体的微纳卫星集群几何构型，进行了相关的性能分析。应用星间无线自组织令牌环协议，卫星编队 15 颗卫星组网时间小于 10s，卫星网络端到端时延控制在秒级，协议支持新节点入网和故障节点离网，大大提高了网络灵活性。

关键词：微纳卫星集群，星间链路，双令牌环，自组网。

中图分类号及文献标识码：TN927 A。

作者简介：陈建云，1997 年于国防科学技术大学获得学士学位，2000 年于国防科学技术大学获得硕士学位，2004 年于国防科技大学获得博士学位，现为国防科技大学研究员，主要研究方向为测控、卫星通信和软件定义无线电。E-mail：kdcjy@ sina. com

Jianyun Chen received his B. Sc. degree in 1997 from National university of defense science and technology, received his M. Sc. degree in 2000 from National university of defense science and technology, received his Ph. D. degree in 2004 from National university of defense science and technology, now he is Researcher in National university of defense science and technology. His main research interests include Measurement and control, satellite communication and software defined radio.

刘思力，2017 年于国防科学技术大学获得学士学位，2019 年于国防科技大学获得硕士学位，现为国防科技大学助理工程师，主要研究方向为卫星通信技术。

Sili Liu received her B. Sc. degree in 2017 from National university of defense science and technology, received her M. Sc. degree in 2019 from National university of defense science and technology, now she is Assistant engineer in National university of defense science and technology. Her main research interests is Satellite communication technology.

* **基金项目：**国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

Inter-satellite token ring Ad hoc network technology for micro-nano satellite cluster collaboration

Jianyun Chen[1], Sili Liu[2], Yonggang Zhang[1]

(1. *School of intelligent science, national university of defense technology, changsha* 410073, *China*;
2. 63*th institute of national university of defense technology, nanjing* 210001, *China*)

Abstract: With the rapid increase of satellite formation network demand, inter-satellite link technology has become a research hot-spot issue of space-based Ad hoc network. Token ring protocol is a mature networking protocol for LAN, which has been widely used in Ad hoc networks. As a non-compete protocol, it can effectively solve the problem of channel access control and avoid the problems of hidden and exposed nodes in wireless communication. Based on token ring protocol, we proposed an inter-satellite token ring Ad hoc protocol, and its state transfer mechanism, network access process, leaving network process, and frame type are discussed in detail. We determined the hardware which is composed of SoC platform of Zyqn7000 series and AD9361, and conducted relevant performance analysis in combination with the specific micro-nano satellite cluster geometry. By using the inter-satellite wireless self-organizing token ring protocol, the networking time of the 15 satellites in this cluster is less than 10s, and the end-to-end delay of the satellite network is controlled in seconds. In addition, the protocol supports new nodes to enter the network and fault nodes to leave the network, which greatly improves the network flexibility.

Keywords: Micro-nano satellite cluster, Inter-satellite link, Double token ring, Ad hoc network.

0 引言

相对于卫星星座系统，卫星集群系统由独立的、飞行中的小卫星有效载荷组成，突破了传统大卫星的尺寸限制，扩展了传统大卫星的应用领域和性能。系统中的各卫星可以以不同的方式收集科学数据，包括对地观测、立体成像、精确定位、大气探测、天文观测、地球物理观测或同时以不同的角度对地面的同一场景进行数据采集。

为了有效地综合利用每颗小卫星的信息以完成复杂的航天任务，需要建立可靠的星间链路，通过星间链路把多颗卫星互联在一起，形成一个以卫星作为交换结点的通信网络[1]。小卫星通过星间链路相互联系，相互监视，协同完成载荷任务、运行管理和故障检测及处理，使编队卫星拥有良好的机动性和重构性。多颗微小卫星编队飞行，小卫星间互相合作，共同执行空间任务，把过去由单颗卫星完成的任务分散给编队中的每颗卫星，构成一颗“虚拟卫星”完成单颗大卫星完成的任务，成为目前小卫星开拓的一个崭新应用领域。执行的空间任务被分散给每颗微小卫星，大大提高了系统的抗干扰和抗摧毁能力。微纳卫星集群协同利用星间链路载荷实现一个轨道面或一个集群编队的闭环传输。通过多星接力传输，任意一颗卫星都可以获得情报和指令，实现“控一星控全轨”[2]。

由于 Ad hoc 网络具有灵活性、自组织性、支持多跳等优点，能够满足微纳卫星集群的组网需求，因此 Ad hoc 网络在微纳卫星集群

组网中的应用已经成为研究热点[3-5]。2018 年 1 月 12 日，加拿大卫星运营商电信卫星公司利用印度的“极轨卫星运载器”发射了一颗试验通信卫星，并且开展相关的在轨测试，从而为下一步的通信卫星研发提供技术验证。2018 年 2 月 22 日，SpaceX 公司采用猎鹰-9 重型火箭成功发射了 Starlink 编队的 2 颗试验通信卫星，将为 Starlink 编队建设提供前期在轨技术验证。2018 上半年，Iridium NEXT 编队分 2 组发射了 15 颗卫星，每颗卫星具有 4 条微波星间链路。目前正在建设和设计的低轨通信编队，对是否设置星间链路采取了不同的方案，O3b 和 OneWeb 编队不设置星间链路，而 Starlink、LeoSat 和 Telesat 等编队选择采用激光星间链路，Iridium 编队则采用 Ka 频段星间链路。但是设置星间链路会使编队的设计难度增大，卫星的技术复杂程度提高，星上路由选择和信道接入控制等技术问题也相应产生。

本文的研究假设由多颗卫星在一个轨道面集群组成的网络化空间感知系统，内部实现集群自主协同任务，由集群卫星通过星间链路共同组成的星间网络，在不依赖外部信息交换枢纽的情况下，自主完成信息交互，实现数据共享和管理控制。仿真假设条件按照 15 颗微纳卫星运行在单一圆轨道面上，星间通信组网载荷在卫星之间可建立同轨道面前向链路，主要完成卫星之间网络拓扑的快速建立与维护，星间测控任务的快速分发与响应。

1 星间无线自组织令牌环网基本原理

在以微纳卫星集群为背景研究组网协议时，星间链路的组网是一类比较复杂的卫星网络，由于卫星提供的功能是一致的，因此集群的各个卫星在本质上是对等的，星间链路网络具有无中心的特点，因此卫星集群星间链路网络可以看成是一个具有大数量对等节点的无线网络。通过对微纳卫星集群协同星间网络系统构型分析，多颗微纳卫星在同一轨道面上呈圆环状分布，是典型的环状网络，利用星间链路载荷实现一个轨道面的闭环组网传输。虽然在理想情况下多颗微纳卫星组成一个稳定简单的闭环系统，但是在星间链路系统设计时必须考虑卫星节点发射和开机的因素存在的时间先后不同，卫星节点因故障或补充存在的离网、入网情况，因此微纳卫星星间通信组网载荷实质需要具有自组织网络特征。卫星集群星间链路的以上特点要求其工作体制对于星间链路的网络构建上有较高的接入灵活性和拓扑适应性。

令牌环协议也是地面通信中常见的信道接入体制之一，主要用于环状网，分为单令牌与多令牌等多种实现方式，信令传输过程中，令牌单向沿环一次传递给各个节点，只有在持有令牌时才能发送信号，避免了信道竞争，同时支持离网入网过程[6]。

为了使其具备无中心、自组织、可移动、灵活性能力，提高信息传输时效性。本文提出一种基于无线令牌环接入控制协议思想的星间无线自组织令牌环网协议实现星间组网设计方案。令牌环属于无竞争式的 MAC 层组网协议，令牌环上每个卫星节点都有前驱节点和后继节点，当卫星节点收到前驱节点的令牌后，开始在规定的时间内发送数据，然后再将令牌传递给它的后继节点。如果节点发送数据的时间超出规定的时间长度，则被迫终止发送数据，而将令牌传向其后继节点。依次类推，令牌环上的卫星节点按照接收令牌的次序，轮流占用信道[7-9]。

1.1 状态转移机制

星间无线自组织令牌环网在网络的运行过程中，节点有五种状态：即：游离状态，空闲状态，邀请状态，发送状态和加入状态．各状态之间的转移关系如图 1 所示。

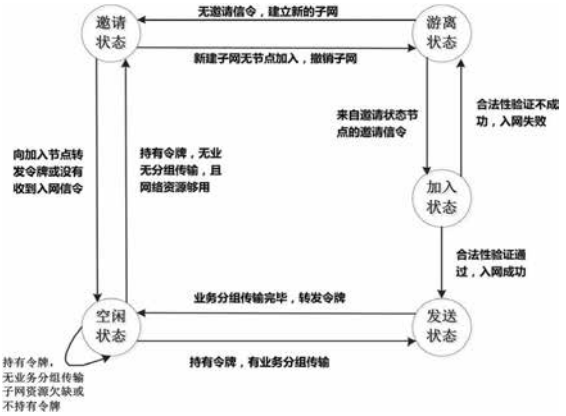


图 1　自组织令牌环网络状态转移机制

Fig. 1　Ad hoc token ring network state transition mechanism

节点在开机后首先进入游离状态，等待加入到其它子网．当接收到子网内某个处于邀请状态的节点的邀请信令后，发送加入信令进入加入状态。若入网成功，持有令牌并进入发送状态；反之，节点再次返回游离状态。如果在一段时间内没有接收到任何邀请信令，则转入邀请状态，并且作为主站建立一个新的子网。若该新建的子网在一段时间内没有任何节点加入，则撤销该子网，再进入游离状态．已入网的节点。在没有持有令牌时，处于空闲状态，不断地对信道进行检测。当发现某个节点进行了令牌传递时，对令牌进行分析，判断自身是否有资格持有该令牌。如果不能，则仍处于空闲状态；反之，若有业务分组进行发送，则进入发送状态，无业务分组发送，且网络资源可用则进入邀请状态；无业务分组发送且网络资源欠缺，则将令牌转发后返回到空闲状态。当处于邀请状态的节点，发送邀请信令后，网外处于游离状态的节点接收到此令牌后，可对该邀请信令进行应答，发送入网信令转为加入状态．邀请节点接收到入网信令后，判断加入节点的合法性。若合法，则在向加入节点转发令牌后，进入空闲状态。如果处于邀请状态的节点没有收到入网信令，则转发令牌后也进入空闲状态。

处于发送状态的节点，在规定的允许持有令牌的时间内，发送业务分组。分组发送完毕或持有令牌的时间到达上限，则转发令牌，进入空闲状态，等待再次接收令牌进行业务分组传输。加入状态的节点，发送入网信令后，等待处于邀请状态的节点进行合法性验证。若合法验证通过，则持有令牌，入网成功，并直接进入到发送状态，发送业务分组；若合法验证没有通过，则入网失败，节点进入到游离状态。当然，对于已入网节点，接收到其它子网的邀请信令时，也可以选择进入加入状态，申请加入其它子网[10,11]。

1.2　入网过程

通信节点只有在持有令牌时才能发送数据分组，且每个节点持有令牌的时间有一定限定。节点的加入过程采用四步握手机制：请求后继、设置后继、设置前驱、设置前驱[12]，如图 2 所示。

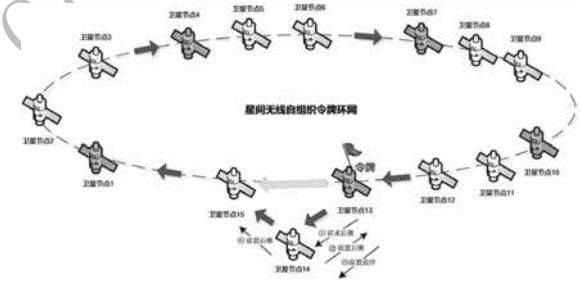


图 2　入网流程示意图

Fig. 2　Network access process diagram

在逻辑环中，每个节点都规定有一个前趋节点和一个后继节点，卫星 s1 收到从前趋节点 s15 传递来的令牌，在有效时间内发送数据分组之后，将令牌传递给后继节点 s2。微纳卫星星间通信组网载荷允许节点动态地加入到通信环路中，当环内资源未饱和时，环内节点会周期性地发送邀请加入令牌，邀请环外的节点加入到环内，并且会启动反馈时延定时器。如果一个节点申请加入某个现有环中，在接收到环内节点发送的邀请信令后，在反馈时延内回复一个设置后继令牌。

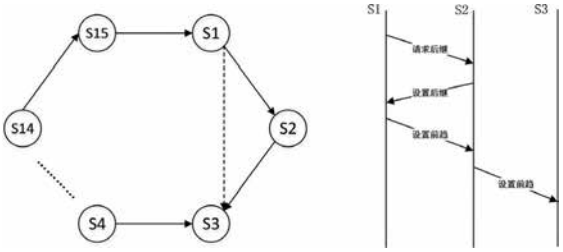


图 3　新节点入网信息流

Fig. 3　The flow of information that a new node enters the network

图 3 给出了节点申请加入到环的加入过程，如果节点 s2 申请加入到环中，在其收到环内节点 s1 发送的邀请加入令牌后，回复一个置后继令牌。当节点 s1 中反馈时延定时器超时后，其判决并选择在加入申请竞争中获胜的节点，假设 s2 被允许接入，s1 就会发送置前趋令牌给 s2，该令牌中包含了 s3 的地址，s2 再向 s3 发出置前趋令牌。如果这些设置操作成功，则 s1 的后继节点就由 s3 改为了 s2，而 s3 将作为 s2 的后继节点，此时加入过程的结束。

1.3　离网过程

如果网络中某个节点出现故障，无法完成通信功能，节点会退出当前网络，图 4 表示的是卫星节点 14 离开网络的示意图。

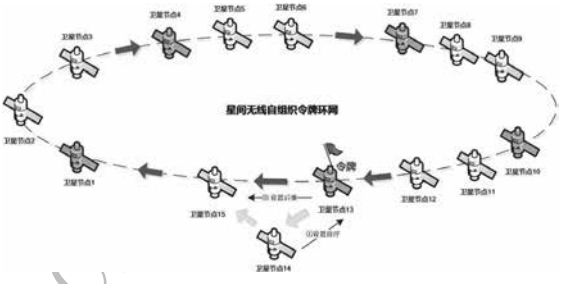


图 4　离网流程示意图

Fig. 4　Exit network flow diagram

节点离网过程信息流如图 5 所示。如果环中的节点 S2 离开，当它获得发送权后，发送置后继令牌给 S2，其中包含着它的后继节点 S3 的 MAC 地址。如果节点 S1 能检测到节点 S3，节点 S1 将发送置前趋令牌给站点 S3。否则，节点 S1 将启用环恢复机制，通过连接列表查找到下一个可连接的节点，向其发送置前趋令牌来使环路闭合。

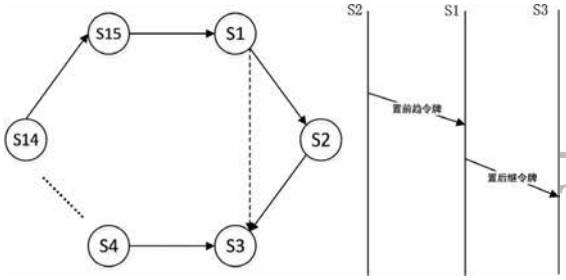


图 5　节点离网信息流

Fig. 5　The information flow of nodes leaving the network

1.4　MAC 层系统架构

星间无线自组织令牌环网协议的系统架构如图 6 所示，星间无线自组织令牌环网协议属于网络通信协议栈的数据链路层，协议主要包括移动性管理器，信道分配器，接入控制器。我们假设有多个通信信道，不同的通信子网由信道分配器进行信道分配，可以同时采用不同的通信信道进行通信，增加了协议的灵活性和可扩展性。不存在同频干扰的两个子网，可以进行频率的复用，以达到有效利用频率资源的目的。

图 6　MAC 层系统架构

Fig. 6　System architecture of MAC layer

结合微纳卫星组网需求来看，节点之间的相对位置固定，邻居节点也固定，所以媒体接入控制（Medium Access Control，MAC）层协议是研究重点。MAC 层的主要功能是通过控制不同节点的传输时间来增加成功传输的机会。MAC 层负责子网的管理和传输时间的控制。MAC 使得多个节点能够在传输媒介中有序传输而不发生冲突[13]，星间无线自组织令牌环网协议就作用于这一功能模块。星间无线自组织令牌环网协议控制不同节点的

传输时序，提高信道的利用率，主要功能包括以下几个方面：

1）确保每个通信子网拥有唯一的子网地址；

2）确保有且仅有一个令牌存在于每一个通信子网中；

3）确保子网的完整性；

4）管理节点的加入和离开过程。

1.5 帧类型

星间无线自组织令牌环网协议通过令牌帧的传递控制和管理节点共享的传输媒介，通过数据帧传输信息数据，通过应答帧传递应答消息。为了减小协议开销，星间无线自组织令牌环网协议还设计的混合帧来同时传输令牌消息和信息数据[14]。星间无线自组织令牌环网协议可以实现无应答传输和有应答传输。

2 星间通信载荷系统设计

2.1 功能需求

星间通信载荷软件实现如下功能：

1）完成扩频信号的捕获、跟踪与解调，实现星间物理层的信号通信；

2）与星务/综合电子系统进行总线通信，实现自身遥测量的采集下发以及遥控遥测数据的交互；

3）实现自组网通信协议，实现网内卫星的互联互通；

4）接收可重构数据，实现至少包括通信频点、距离、带宽、速率等指标在内的软件重构；

5）具有支持星间时间同步的能力。

星间通信载荷软件配合硬件电路实现指标要求的功能，并考虑到后续兼容的要求，软件设计时也考虑了如下因素：

1）异轨组网需求；

2）网内节点数可扩展需求；

3）软件无线电可重构需求。

微纳卫星星间通信组网载荷采用多层协议栈模型，由物理层、链路层、网络层、传输层和应用层组成，具有控制和用户两个平面，如图 7 所示。其中物理层协议对应系统的传输体制、链路层协议和网络层协议对应系统的接入、业务汇聚与路由交换。

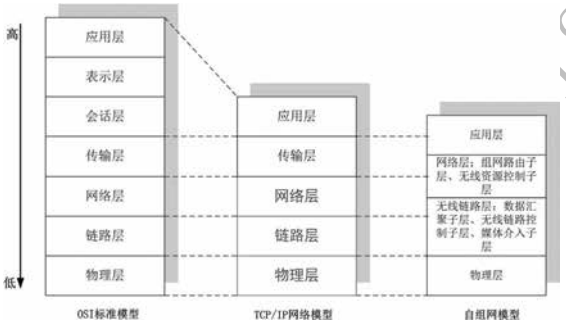


图 7 星间通信组网载荷协议分层示意图

Fig. 7 Diagram of intersatellite communication load protocol layering

2.2 硬件设计

星间通信载荷的组成框图如图 8 所示，主要由天线子系统和收发信机子系统组成。其中，天线子系统主要完成对电信号的电磁转换。星间通信天线需完成组网内星-星之间的信号传输，因此需要在每颗卫星的前后各安装一副天线实现信号的发射与接收。根据微纳卫星组网设计需求，分为前向天线和后向天线，分别与前后两个方向的卫星进行通信；收发信机实现信号的上下变频、放大处理、信号与信息的处理解算等功能。

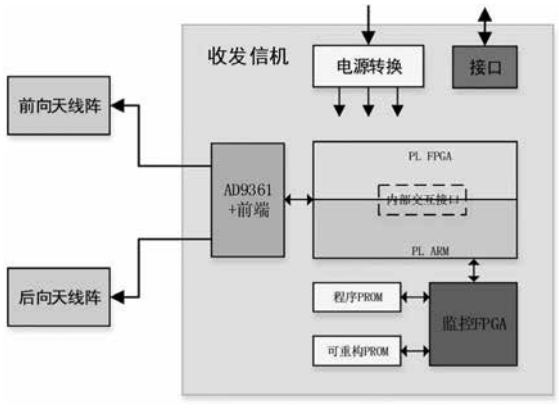


图 8 卫星通信载荷硬件组成框图

Fig. 8 Block diagram of satellite communication payload hardware

为满足高增益的应用需求，根据尺寸、增益的要求，采用由四个 S 波段微带单元组成四元阵列，布局采用 2 * 2 的线阵分布，阵列具体结构如图 9 所示，在下文的仿真中我们假设增益需求为 7dBi。在此构型设计下，卫星在 X、Y、Z 三轴上摆动幅度不超过±45°均可进行数据传输。

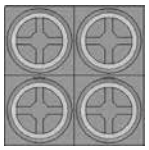
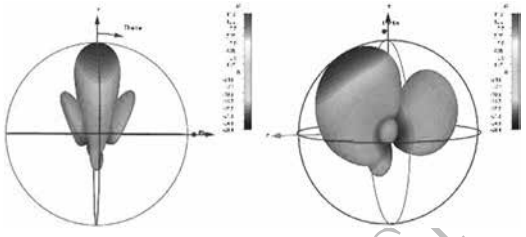


图 9　天线阵列结构图

Fig. 9　Antenna array structure diagram

如图 10 所示，通过仿真，天线阵列在不扫描时，天线阵列最大增益为 G = 13. 6dB；扫描到 + 45° 时，天线阵列最大增益为 G_{scan} = 10. 41dB。



（a）天线阵列不扫描　　（b）天线阵列扫描到+45°

图 10　2 * 2 天线阵列辐射方向图

Fig. 10　Direction diagram of antenna array radiation

射频模块方案设计考虑以射频收发器 AD9361 为核心构建，AD9361 工作频段覆盖 70MHz~6GHz 范围，满足系统组网的通信要求，由于 AD9361 内部集成了射频收发前端的功能，在系统设计时，仅需要在其前端复接 LNA、PA、滤波器等即可实现完整的射频收发功能，且可以省去 ADC、DAC 等模数/数模转换器件。结合射频前端的设计架构，基带信号处理平台硬件设计采用射频、数字混合的方案实现，硬件平台设计将以体现集成化、可重构为主要特点。数字基带硬件平台采用 Zyqn7000 系列 SoC + AD9361 构成，另外平台包括动态刷新监控处理器、程序重构存储管理等。

3　网络传输时延分析

3.1　令牌帧传输时间

令牌帧传递时序为发送令牌帧及等待 DIFS 时长，DIFS 时长根据星间距离确定，按照 15 颗卫星的距离分布特性，DIFS 在 300km 传输距离时设定为 1ms，在 4000km 传输距离时设定为 14ms，PS 为前导帧，令牌传递时序如表 1 所示。

表 1　令牌帧传递时序

Table 1　Token frame transfer timing

PS	令牌帧	DIFS
—	88bit	—

采用 ADR 策略后不同速率的令牌帧传输时间如表 2 所示。

表 2　令牌帧传输时间

Table 2　Token frame transfer time

速率	PS	令牌帧	DIFS	合计
4kbps	20ms	22ms	14ms	56ms
32kbps	20ms	2. 75ms	1ms	23. 75ms

按照 15 颗卫星的分布特性，整个环路共有 9 段 4000km 传输时段和 5 段 300km 传输时段，假设还有设备处理时延 2ms，因此令牌帧最大传输时延为：9 * （56+2）+5 * （23. 75 +2）= 650. 75ms。

3.2　无应答数据传输

无应答数据传输时序为发送混合帧，直接向后序节点发送数据及令牌信息，后续等待 DIFS 时长。无应答数据传输时序如表 3 所示。

表 3　无应答数据传输模式时序

Table 3　Transfer Timing in no reply data transmission mode

PS	令牌帧	DIFS
—	32bit	14ms

为了达到传输效率最优，考虑采用自适应数据速率策略，采用自适应数据速率策略后不同速率的无应答传输时间如表 4 所示。

表 **4** 无应答数据传输时间

Table 4 Transfer time in no reply data transmission mode

速率	PS	混合帧	DIFS	合计
4kbps	20ms	88ms	14ms	122ms
32kbps	20ms	11ms	1ms	32ms

按照 15 颗卫星的分布特性，整个环路共有 9 段 4000km 传输时段和 5 段 300km 传输时段，假设还有设备处理时延 2ms，因此无应答数据传输最大传输时延为：9 * （122+2）+5 * （32+2）= 1286ms。

3.3 有应答数据传输

有应答数据传输时序为向后序节点发送数据帧，经过 DIFS 时间后序节点收到数据帧，后序节点向前序节点发送应答帧表明接收正确，经过 DIFS 时间前序节点收到应答帧，前序节点向后续节点发送令牌帧来传递令牌到后序节点。无应答数据传输时序如表 5 所示：

表 **5** 有应答数据传输模式时序

Table 5 Transfer Timing in reply data transmission mode

PS	数据帧	SIFS	应答帧	DIFS	令牌帧	DIFS
—	352bit	1ms	88bit		88bit	

采用 ADR 策略后不同速率的有应答传输时间如表 6 所示。

表 **6** 有应答数据传输时间

Table 6 Transfer time in reply data transmission mode

速率	PS	数据帧	SIFS	应答帧	DIFS	令牌帧	DIFS	合计
4kbps	20ms	88ms	14ms	22ms	14ms	22ms	14ms	194ms

按照 15 颗卫星的分布特性，整个环路共有 9 段 4000km 传输时段和 5 段 300km 传输时段，假设还有设备处理时延 2ms，因此无应答数据传输最大传输时延为：9 * （194+2）+5 * （39.5+2）= 1971ms。

3.4 全网建立

星间无线自组织令牌环网从网络初始化建立稳态网络只需要反复进行传递令牌完成。节点的加入过程全新网络建立每个节点需要三个步骤：请求后继、设置后继、设置前驱。15 颗星建立稳态环网完毕时间为 9 * 3 * （56+2）+5 * 3 * （23.75+2）= 1952ms。如果初始阶段采用最低速率 1kbps 建立网络，15 颗星建立稳态环网完毕时间为 15 * 3 * （20+22 * 4+14+10）= 5940ms。如果采用双令牌环，可以进一步减小数据传输过程的网络时延，源节点可以选择距离自己较近的令牌来占据信道，以节省等待令牌的时间，另外双令牌为了避免碰撞要求使用两个频段，可以拓展了网络容量，但是会对硬件资源要求更高。

4 结论

令牌环协议作为一种成熟的地面局域网协议，目前在无线自组织网络中得到越来越多的应用。卫星编队网络是天基网络的重要研究内容，其对灵活性和要求越来越高，所以考虑采用无竞争的令牌环协议，控制卫星节点接入信道的顺序。本文主要结合令牌环协议，提出了一种星间无线自组织令牌环协议，对其基本原理，入网离网过程和硬件实现方案进行了详细论述，并结合具体的卫星编队进行了相关的性能分析，应用星间无线自组织令牌环协议，卫星编队 15 颗卫星组网时间小于 10s，卫星网络端到端时延控制在秒级，协议支持新节点入网和故障节点离网，大大提高了网络灵活性。

参考文献：

[1] Ferrer T, Sandra CU, Becerra A. Review and Evaluation of MAC Protocols for Satellite IoT Systems Using Nanosatellites. Sensors. 2019.

[2] Liu S, Research on MAC layer protocol of satellite constellation self-or' ganizing network. Master degree, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, 2016.

[3] 郑少仁, 王海涛, 赵志峰, 米志超, 黎宁. Ad Hoc 网络技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005. 01.

[4] Charles E. Perking. Ad hoc networking. Addision-Wesley. London. Vol. 1 (2). 2009. pp: 8-23.

[5] 王金龙. Ad Hoc 移动无线网络 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2004: 237~249.

[6] D. Lee, Wireless Token Ring Protocol, Master' s Thesus at Berkeley, 2001.

[7] 景渊, 曹鹏, 黄国策, 褚振勇. 短波令牌环协议排队模型的分析与优化 [J]. 计算机工程. 37 (2). 2011. 01.

[8] 李灿, 于奇, 刘夏宁. 短波令牌环协议组网算法的改善 [J]. 舰船电子工程. vol. 34 (3). 2014 (3).

[9] 孙桐, 严锡君, 严妍. 基于令牌的无线传感器网络 MAC 协议 [J]. 电子设计工程. Vol. 21 (3). 2013. 12.

[10] Sun Xianpu, Zhang Yanling, Li Jiandong. Wireless dynamic token protocol of Manet. International conference on parallel processing workshop. 2007.

[11] Ray-Guang Cheng, Ruei-I Chang. Improved wireless token ring protocol for wireless metropolitan area networks. Vehicular technology conference. May. 2007. pp: 31-35.

[12] 许丽阳. 具有子节点的无线自组织令牌网协议研究 [D]. 北京邮电大学. 北京, 2013.

[13] 蔡建. 无线子网令牌协议 [D]. 西安电子科技大学. 西安, 2007.

[14] 慕庆阳, 王立宏, 逯昭义. 基于综合业务优先级双令牌双环 LAN 的性能解析评价 [J]. 电子与信息学报. Vol. 30 (4). 2008. 04.

基于 FPGA 的多路数据同步采编存储系统设计*

芦夜召[1,2] 张会新[1,2]*

（1. 中北大学仪器科学与动态测试教育重点实验室，太原 030051；
2. 电子测试技术重点实验室，太原 030051）

摘　要：针对传统采编存储系统体积庞大，传输效率不高，为提高飞行试验中飞行参数的测试水平，准确了解掌控飞行器的飞行姿态，设计了一种基于 FPGA 的小型化多通道同步实时采编存储系统。本系统以 FPGA 为核心控制芯片，分别从总体方案设计、混合编帧、硬件电路设计和软件设计等方面展开论述。该系统采集精度高、体积小、可以在高温、高压、高冲击、强振动等恶劣情况下工作，能高效的完成多路采集，其采样精度可达 0.1%，采集路数也可根据实际情况进行扩展。该系统已经在飞行试验动态测试中应用，性能良好，值得推广。

关键词：小型化；多通道；采集存储；高精度

中图分类号：文献标识码：国家标准学科分类代码：

DesignofMulti-channei Date Acquisition and Storage System Based on FPGA*

LU Yezhao[1,2], ZHANG Huixin[1,2]*

（1. Key Laboratory of Instrumentation Science & Dynamic Measurement, Ministy of ducation, North University of China, Taiyuan030051, China; 2. Education Science and Technology on Electronic Test and Measurement Laboratory, Taiyuan030051, China）

Abstract: Aiming at the large size and low transmission efficiency of traditional acquisition-coding and storage system, in order to improve the test level of a certain type of aerocraft flight parameters and accurately understand the flight attitude of the aerocraft, a miniaturized multi-channel real-time acquisition-coding and storage system based on FPGA is designed. This system takes FPGA as the core control chip and introduces it from the aspects of overall scheme design, hybrid frame design, hardware circuit design and software design are discussed. The system has high acquisition precision, small volume, and can work under severe conditions such as high temperature, high pressure, high impact and strong vibration and efficiently perform multi-channel acquisition with a sampling accuracy of 0.1%, and the number of acquisition channels can be expanded according to actual conditions. The system has been applied

作者简介：芦夜召（1992—），男，硕士，助研，主要从事动态测试计量技术研究

基金项目：青年科学基金项目（51705475）

in the flight testof dynamic test of the missile load, and performance well, thus it is worth promoting.

Keywords: miniaturization; multi-channel; acquisition storage; high precision

0 引言

多路数据的采编存储系统在航空、航天、工业等领域有着广泛的应用。比如：飞行器在飞行过程中的多项参数动态测试，如温度、压力、过载、冲击、振动等进行记录和回读数据分析以便对飞行器进行不断改善[1][2]。对于常规数据采集存储系统，多通道数据采集的数据同步至关重要。同步主要有两种：1）同步触发，即在同一时刻开始采集，各个通道数据的第一个点完全一致；2）时钟同步，即公用一个采样时钟，各个通道数据之间的间距完全相同[3]。

本系统采用同一个采样时钟，通过陀螺仪、加速度计等多种传感器的多路数据进行采集记录，可实现多路数据的同步采编存储，并且功耗低、体积小、精度高，可适应高冲击、高振动的环境。实践证明，该系统采编存储效果良好。

1 总体方案设计[4-6]

本系统的设计采用模块化、系列化的设计思想，将记录设备和读数设备分开设计，降低了整个系统的复杂程度。对于记录设备的设计按照模块化的设计思想，将整个设备分为锂电池模块，电源管理电路模块，A/D转换电路，信号调理电路、存储电路模块，422 通讯模块等几部分。模块化的设计思想便于查找和分析系统问题，也便于以后系统升级。系统设计整体原理图如下图。

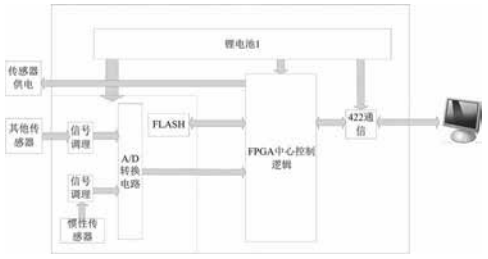


图 1　系统设计整体原理图

传感器信号经过接口接入采编存储设备，先经调理电路，后经 A/D 模数转换接入 FPGA 进行处理，经过 FIFO 进行缓存后存入 FLASH 芯片中。采集数据完毕后，可以通过 RS-422 接口读数盒把数据读取到上位机进行数据分析，也可以由上位机通过 RS-422 读数盒擦除记录设备，进行下一次的采集。

2 硬件电路设计

2.1 传感器信号调理电路

所有的信号输入范围都是 0-5V，本系统中电源模块的输出电压为 5V，所以本方案中采用了 TI 公司的高输入阻抗、高增益带宽、低噪声的 Rail To Rail 的高性能运算放大器 OPA4227 进行信号调理，然后输出到 A/D 转换器进行模数转换。其工作示意图如图 2。

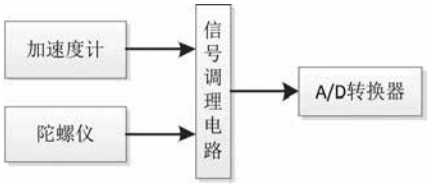


图 2　信号调理电路工作示意图

该运算放大器是高精度、低噪声、多通道、低功耗、单电源的供电放大器，本设计选用的是四通道，可以节省更多空间便于设备小型化设计。

2.2 A/D 转换模块

采集信号经调理电路放大、滤波后进入 A/D 转换模块[7]。A/D 转换电路的主要功能是将信号调理电路输出的模拟信号进行 AD 转换，然后再将信号输送到 FPGA 做进一步处理。本设计中选用高性能的 AD7616 转换芯片，采样率可达 1.33MHz。AD7616 是一款采用高速、低功耗、电荷再分配逐次逼近型模数转换器（ADC）的数据采集系统，支持对 16 个通道进行双路同步采样，使用 5V 单电源供电，可处理±10V、±5V 和±2.5V 真双极性

输入信号，同时每对通道均能以高达 1MSPS 的吞吐速率和 90.5dB 的 SNR 采样。

2.3 422 通讯模块

通过 422 接口，接收地面测发控系统指令，将系统从低功耗状态唤醒，接受自检及各部分供电指令，系统检测各传感器数据并回传给地面测试控制系统，完成自检。按照设定时序，接受记录指令，在模型高振动和冲击运动状态下，可靠接收安装在模型各部分的传感器的信号，并实时记录和存储。将存储在设备中的数据采用 RS-422[8][9] 通过配套的传输电缆传输到地面测发控系统。可通过上位机软件控制记录设备进行复位、擦除等功能，以及对设备中存储的数据进行读取、显示。

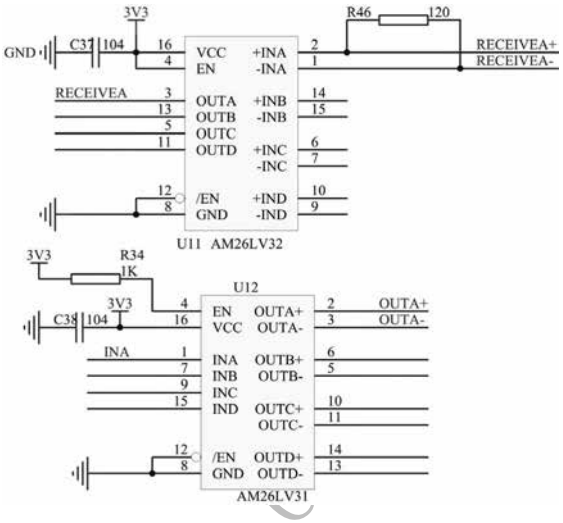


图 3　422 通讯模块电路图

3　软件设计

3.1 数据存储[10]

数据存储流程如图 2 所示。系统搭载后，等待外部上电信号；上电信号到来后，系统上电复位；上电及复位后，系统开始等待外部触发信号；触发信号到来后，系统开始数据采集；采集到的信号进行调理；信号调理后送入 FPGA 内部 FIFO；FIFO 非空时送至 Flash 存储；采集完毕后，系统下电。

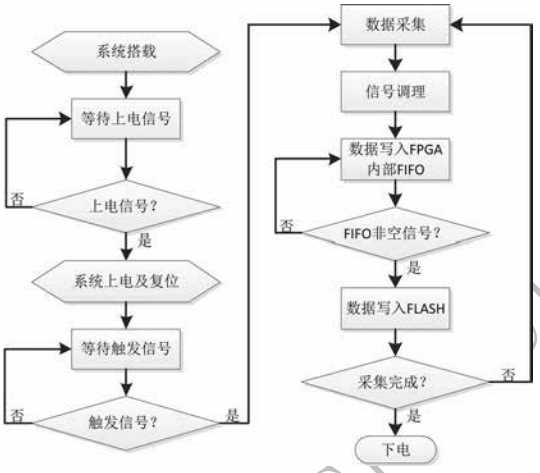


图 4　数据采集流程图

3.2 数据读取[11][12]

数据读取流程如图 3 所示；系统上电复位后，用户通过上位机界面设置数据读取类型及读数区间；设置完成后上位机发送读数指令，数据开始读取并保存在设置的目录下；读数完毕后停止读数。

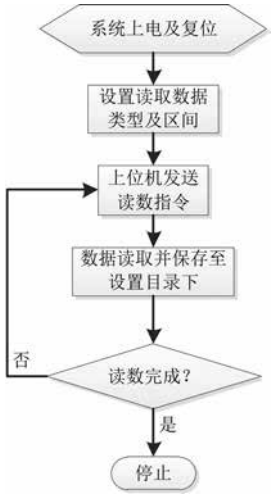


图 5　数据读取流程图

数据处理软件采用 LABVIEW 编写，操作界面控件有打开设备、关闭设备、复位、数据采集、数据擦除、开始存储、查看数据等。设备复位实现对读数设备的复位；数据读完后可以擦除记录仪中存储的数据，便于记录仪再次使用。

设备上电后，根据上位机发送的记录命令开始记录，并在设定时间延时后，接收外

部动作指令，同时对模型运动过程中的姿态及各个传感器的信号进行采集和存储，按照设定时间，停止采集并断开传感器供电电源。在采集完毕后可以通过测试软件显示波形，可以直接观测波形幅值的大小。

图 6　上位机软件

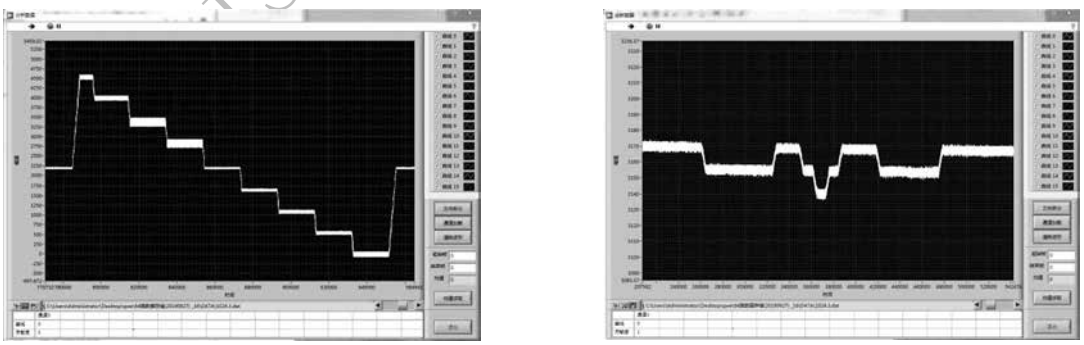
```
EB 90 00 00  00 00 00 10  08 9D 08 91  08 92 0C 60  0C 55 0C 7A  E8 D4 E8 9B  E8 7D E8 AF  E8 87 08 76  E8 A3 E8 93  E8 C0 E8 BE  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 01 10  08 8F 08 97  08 77 0C 63  0C 55 0C 7D  E9 49 E8 7D  E8 89 E8 94  E8 9D 08 76  E8 A0 E8 7E  E8 C6 E8 C2  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 02 10  08 8E 08 9C  08 95 0C 61  0C 5D 0C 7B  E8 D4 E8 B0  E8 92 E8 C6  E8 9D 08 74  E8 B6 E8 8C  E9 73 E8 BD  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 03 10  08 8E 08 94  08 70 0C 5F  0C 5D 0C 7A  E9 4A E8 BC  E8 9C E8 CF  E8 A8 08 76  E8 BD E8 9B  E9 50 E8 BE  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 04 10  08 92 08 91  08 93 0C 65  0C 59 0C 7E  E9 53 E8 B6  E8 9D E8 D1  E8 B5 08 7A  E9 50 E8 9D  E9 75 E8 C0  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 05 10  08 91 08 8A  08 8E 0C 5F  0C 54 0C 7B  E8 D3 E8 9C  E8 81 E8 8D  E8 90 08 75  E8 96 E8 5E  E8 B5 E8 BF  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 06 10  08 86 08 95  08 95 0C 5E  0C 5E 0C 7B  E8 D5 E8 C2  E8 A4 E8 D7  E8 AF 08 77  E8 C5 E8 9B  E9 58 E8 BE  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 07 10  08 82 08 98  08 71 0C 67  0C 60 0C 80  E9 56 E8 D5  E8 B8 E9 64  E8 CF 08 7B  E9 66 E8 B5  E9 8C E8 C0  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 08 10  08 81 08 94  08 91 0C 64  0C 55 0C 7D  E9 4C E8 8A  E8 99 E8 A6  E8 89 08 79  E8 B6 E8 98  E9 53 E8 C1  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 09 10  08 7D 08 88  08 73 0C 61  0C 56 0C 7A  E9 4D E8 D3  E8 B4 E9 60  E8 C0 08 77  E8 D0 E8 B5  E9 68 E8 BD  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 0A 10  08 7B 08 8D  08 90 0C 5C  0C 5E 0C 78  E8 CF E8 90  E8 98 E8 A3  E8 78 08 75  E8 8F E8 7D  E8 A6 E8 BE  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 0B 10  08 83 08 98  08 93 0C 68  0C 5C 0C 7E  E9 54 E8 D4  E8 B4 E9 5F  E8 C4 08 77  E9 58 E8 A4  E9 7D E8 BF  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 0C 10  08 76 08 95  08 8D 0C 60  0C 52 0C 79  E8 D4 E8 B4  E8 96 E8 CA  E8 A2 08 76  E8 B9 E8 8D  E9 4F E8 BD  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 0D 10  08 7D 08 99  08 8D 0C 60  0C 5A 0C 7B  E9 4A E8 B6  E8 96 E8 C9  E8 9F 08 77  E8 B5 E8 86  E9 4C E8 BD  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 0E 10  08 90 08 9D  08 98 0C 68  0C 62 0C 80  E9 58 E9 6B  E9 4B E9 81  E9 5F 08 79  E9 77 E8 D2  E9 99 E8 C1  FF FF AB 9D
EB 90 00 00  00 00 0F 10  08 97 08 90  08 95 0C 64  0C 58 0C 7F  E9 53 E8 C5  E8 AA E9 57  E8 C0 08 77  E9 53 E8 B4  E9 78 E8 C0  FF FF AB 9D
```

图 7　采集数据

数据帧结构如下表：

表 **1**　数据帧结构

帧头	帧计数	路数标志	16 路数据	备用	帧尾
2 字节	5 字节	1 字节	32 字节	2 字节	2 字节
EB90		0X10		FF	AB9D



a 陀螺仪波形图　　b 加速度计波形图

图 8　惯性传感器波形图

表 **2**　陀螺传感器数据表

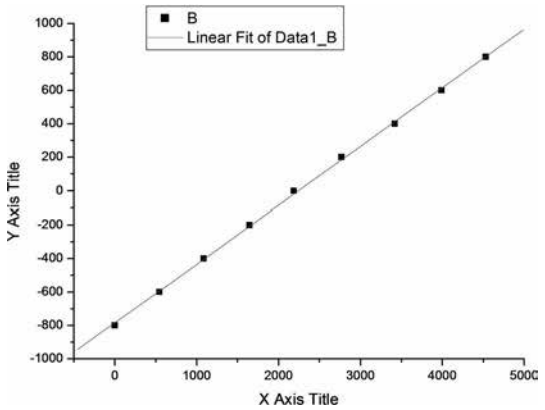
转速（°/s）	800	600	400	200	0	−200	−400	−600	−800
幅值	4530	3990	3418	2768	2185	1646	1085	543	−0. 7

4　测试结果及分析

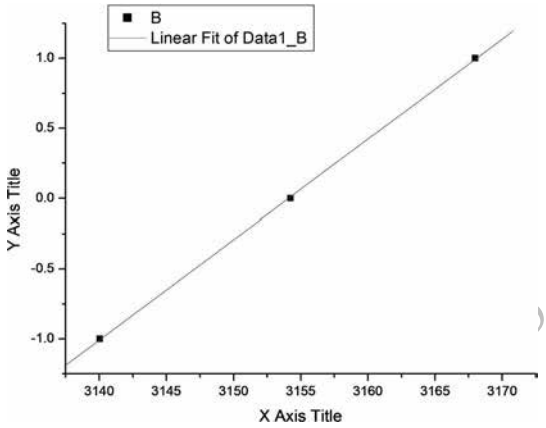
在实验阶段，在三轴转动台上采集不同转速，不同方向的陀螺仪及加速度计的的信号，即采编器以 10KHz 的采样率对 6 路惯性传感器及其他传感器进行采集和存储数据，然后通过上位机软件对回读及分析数据，并绘制波形图，分别分析转速，加速度与采集数据的对应关系。

表 3　加速度计传感器数据表

加速度（G）	1	0	-1
幅值 3168	3154	3140	



a 陀螺仪曲线图



b 加速度计曲线图

注：上图中 X 轴为采集的数据，Y 轴分别为转速和加速度

图 9　数据处理拟合曲线图

利用 Origin 软件对数据进行处理，分别得出转速、加速度和采集数据的对应关系。具体如下：

陀螺仪转速与采集数据的对应关系

$$Y=0.35X-784.58$$

加速度计的加速度与采集数据的对应关系

$$Y=0.0716X-225.756$$

5　结束语

介绍了一种基于 FPGA 的多路数据采集存储测试系统，文中对系统的功能及硬件、软件的模块化设计进行了详细的介绍。该系统采集精度高、体积小、可以在高温、高压、高冲击、强振动等恶劣情况下工作，该系统已经在飞行试验动态测试中应用，性能良好，值得推广。

参考文献：

[1] 袁强，焦新泉，方炜，李功．基于 FPGA 的多通道遥测采编设计［J］．传感器与微系统，2015：97-100.

[2] 叶勇．多参数数据采集装置的设计与实现［D］．硕士学位论文．山西：中北大学，2013.

[3] 杨超，胡旭．多通道 AD 采样同步设计［J］．电子制作，2019（Z1）：64-66.

[4] 涂宏刚．多通道数据采集验证系统硬件研发［D］．浙江大学，2018.

[5] 韩力，王世赞，王军，王磊，何昕．多传感器动态参数实时采集与存储方法研究［J］．液晶与显示，2017，32（05）：372-379.

[6] 丁一．基于 FPGA 的多通道数据采集器设计与实现［D］．西南科技大学，2019.

[7] 王卓．一种基于 AD7616 的高压变频器模拟量采样系统设计［J］．变频器世界，2019（08）：77-79.

[8] 刘杰，臧炜，梁晓鹏，李军武．一种新型的 FPGA 实现 RS422 串口通信方法［J］．计算机测量与控制，2017，25（03）：191-194.

[9] 边庆，吴琳，段小虎．基于双缓冲和 FPGA 的 RS422 接口电路设计［J］．信息通信，2017（04）：55-56.

[10] 韩宾，易志强，江虹，张秋云，曾润．一种高精度多通道实时数据采集系统设计［J］．仪器技术与传感器，2019，（09）：42-45.

[11] 孙舟，赵正，郭奇，钱宏文，饶飞，杨文豪．基于 STM32F103 控制的 NAND Flash 数据处理实现［J/OL］．电子与封装，2019（10）：29-33［2019-11-08］.

[12] 罗庆．航天器典型结构超高速撞击数据处理系统设计与实现［D］．电子科技大学，2019.

空间跟瞄遥感器视轴指向可靠度分析

马　军，傅祥博，甄大崴

（北京空间机电研究所，北京 100094）

摘　要：空间跟瞄遥感器轴系的实际位置与理论位置存在偏差，这会影响遥感器跟瞄过程中视轴指向的可靠度。在对误差源进行分析的基础上，按照误差影响对误差项进行了合并与等效，考虑轴系的零位标定，建立了同时包含线性系统误差、非线性系统误差以及随机误差的视轴指向误差半参数回归模型。采用补偿最小二乘法对系统误差进行了参数识别，通过角度补偿法消除了系统误差对视轴指向的影响。对补偿后的视轴指向误差进行了蒙特卡洛分析，获得了遥感器全跟瞄范围内的视轴指向可靠度。工程实例表明，可靠度分析过程中采用的误差模型与参数识别方法所需识别的系统误差参数少，识别难度低，用识别出的误差参数进行系统误差补偿后，视轴指向可靠度得到大幅提高。

关键词：跟瞄；视轴指向；误差分析；参数识别；可靠度分析

Pointing Reliability Analysis of LOS of Space Tracking and Aiming Remote Sensor

MA Jun，FU Xiangbo，ZHEN Dawei

（Beijing Institute of Space Mechanics & Electricity，Beijing 100094，China）

Abstract：The pointing reliability of LOS of remote sensor will be affected during the process of tracking and aiming，as there are deviations between the actual position and the theoretical position of the axes of space tracking and aiming remote sensor. Based on the analysis of the error source，the error terms are combined and equivalenttransformed according to the error influence. Considering the zero calibration of axes，a semi-parametric regression model of Los pointing error which including linear system error，nonlinear system error and random error is established. The compensation least square method is used to identify the parameters of the system error，and the angle compensation method is used to eliminate the influence of the system error of the Los. Monte Carlo analysis is carried out on thecompensated Los error，and the pointing reliability of LOS in the whole range of the remote sensor is obtained. Engineering example shows that the error model and parameter identification method used in the reliability analysis process need less system error parameters to be identified，and the identification difficulty is low. After the system error compensation with the identified error parameters，the pointing reliability of Los is greatly improved.

Keywords：tracking and aiming；LOS pointing；error analysis；parameter identification；reliability analysis

空间跟瞄遥感器用于对空间目标进行搜索、跟踪以及定位，在天基导弹预警、空间信息对抗以及空间光电通信等多个领域都有着广泛的应用。作为空间跟瞄遥感器的关键性能指标之一，遥感器的视轴指向精度直接影响其对空间目标的位置测量精度，这对于遥感卫星能否完成其工程任务至关重要[1-3]。然而，受加工、装调、机构运动、测角误差以及环境应力变形等因素的影响，跟瞄遥感器轴系的实际位置与理论位置不可避免地会存在偏差，这将导致遥感器跟瞄过程中视轴指向出现误差。

空间跟瞄遥感器是典型的多轴系活动机构，对于此类活动机构的轴系精度问题，当前学者在误差建模[4,5]、误差影响分析[6,7]、误差参数识别[8-12] 以及误差补偿[13-15] 等几方面都进行了较多研究，但仍存在四方面不足：一是误差模型中直接将误差项定义成误差变量，使得误差变量多，参数识别难度大；二是研究中不考虑零位误差或将零位误差也当成误差项处理，与工程实践中先零位标定再进行指向不符；三是仅对线性系统误差进行补偿，补偿后残余误差中还存在非线性系统误差；四是研究主要聚焦在系统误差对视轴指向的影响上，较少考虑随机误差对视轴指向的影响。

本文以空间跟瞄遥感器为研究对象，考虑了对其轴系的零位标定，建立了其视轴指向误差模型并进行了误差参数识别与误差补偿，对补偿后的视轴指向进行了可靠度分析。

1 遥感器结构形式

跟瞄遥感器结构形式如图 1 所示。遥感器镜头由指向机构支撑，指向机构由安装座、U 形臂、支承轴系、驱动电机以及测角元等组成。遥感器轴系有三条轴：方位轴采用一对角接触球轴承相距 D_a 背向安装进行支撑，采用旋转变压器直接在转轴上测角；俯仰轴距离安装基准面距离为 D_b，一端采用一对角接触球轴背靠背安装进行固支，另一端在距角接触轴承等效作用点距离为 D_p 处采用深沟球轴承支撑实现轴向准游支，采用直流无刷力矩电机直接驱动，采用旋转变压器直接测角；指向轴为遥感器视轴，由探测器光敏面的法线方向确定。整个遥感器通过安装座固定在安装基准面上，其方位轴相对安装基准面、俯仰轴相对方位轴、指向轴相对俯仰轴的理想位置关系都为垂直。

2 视轴指向误差建模

2.1 误差源分析

受结构加工装调、几何误差、活动部件运动误差、测量系统测角误差以及环境应力变形等因素的影响，跟瞄遥感器轴系的实际位置与理论位置存在偏差，这将导致遥感器跟瞄过程中视轴指向出现误差。结合跟瞄遥感器的结构特点，对其视轴指向进行误差源分析，分析过程原则如下：

1）考虑到轴系平动对视轴指向影响较小，只考虑引起轴系倾斜的几何误差；

2）方位轴采用角接触球轴承支撑、电机直接驱动的结构形式，其运动误差仅考虑轴承径向跳动，不考虑游隙影响，无回差影响；俯仰轴一端采用角接触球轴承固支，另一端采用深沟球轴承准游支，采用电机直接驱动固支端，其运动误差需考虑轴承径向跳动和重力作用下深沟球轴承的游隙影响，无回差影响；

3）轴承的径向跳动误差包括重复跳动误差和非重复跳动误差，轴系完成装配后，重复跳动为与转角有关的系统误差，非重复跳动误差为与转角无关的随机误差。对于轴承径向的重复跳动误差，可通过标定后装配的方式使其对视轴指向的影响减小至可以忽略：挑选跳动量相近的一对轴承安装在同一转轴上，使两个轴承的跳动方向相同且与视轴指向一致。因此，误差分析中只需考虑轴承径向非重复跳动误差；

4）方位轴与俯仰轴都为直接在轴上测

角，测角误差不考虑传动误差的影响；测角误差中的系统误差可通过标定去除，仅考虑残余的随机误差，包括测角元件指示误差以及控制误差，二者合并为测角误差；

5）结构设计保证了运动载荷重心位于活动轴上，遥感器入轨重力卸载后变形误差对指向精度影响较小，不考虑自重变形对视轴指向的影响；俯仰轴采用一端固定支、一端游支的消热结构形式，不考虑俯仰轴热应力对俯仰轴倾斜的影响；遥感器镜头自身均匀温度变化会导致光学元件间相对位置发生变化，需考虑镜头自身热变形对视轴指向的影响。

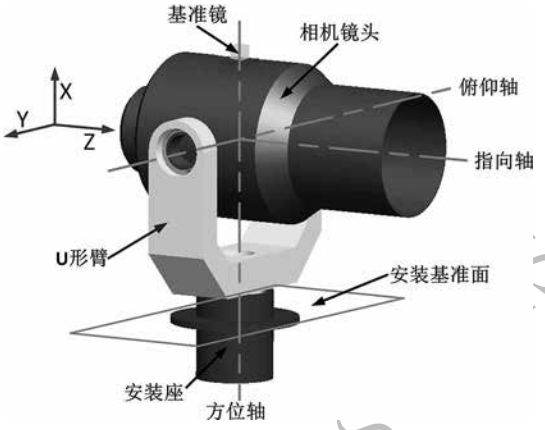


图 1　空间跟瞄遥感器结构形式

分析得到的跟瞄遥感器视轴指向误差源如表 1 所示。

表 **1**　视轴指向误差源

轴名	误差源	误差标识	误差性质	对轴的影响
方位轴	安装座孔轴与安装面垂直度	δ_{11}	系统误差	实际方位轴相对遥感器理想方位轴倾斜
	方位轴轴承安装偏心	δ_{12}	系统误差	
	方位轴轴承径向非重复跳动	δ_2	随机误差	
	方位向测角误差	δ_3	随机误差	方位角测不准
俯仰轴	U 形臂轴承安装孔轴与方位向安装轴垂直度	δ_{41}	系统误差	实际俯仰轴相对理想俯仰轴倾斜
	俯仰轴轴承安装偏心	δ_{42}	系统误差	
	重力作用下深沟球轴承径向游隙	δ_{43}	系统误差	
	俯仰轴轴承径向非重复跳动	δ_5	随机误差	
	俯仰向测角误差	δ_6	随机误差	俯仰角测不准
指向轴	镜头安装轴与镜头装调视轴垂直度	δ_7	系统误差	实际视轴相对理想视轴倾斜
	均匀温升（降）引起镜头视轴偏转	δ_8	随机误差	

2.2　齐次坐标变换法

跟瞄遥感器视轴指向误差模型基于齐次坐标变换法建立。如图 2 所示，坐标系 O_j-$X_jY_jZ_j$ 为坐标系 O_i-$X_iY_iZ_i$ 经旋转或者平移所得，点 P 在坐标系 O_i-$X_iY_iZ_i$ 与坐标系 O_j-$X_jY_jZ_j$ 内的坐标分别为 P_i（x_i，y_i，z_i）与 P_j（x_j，y_j，z_j），定义点 P 在坐标系 O_i-$X_iY_iZ_i$ 与坐标系 O_j-$X_jY_jZ_j$ 内的齐次坐标分别为

$$Q_i = \begin{pmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \\ 1 \end{pmatrix} \tag{1}$$

$$Q_j = \begin{pmatrix} x_j \\ y_j \\ z_j \\ 1 \end{pmatrix} \tag{2}$$

则有

$$Q_i = {}^j_iTQ_j \tag{3}$$

式（3）中${}_i^jT$称为坐标系 $O_i-X_iY_iZ_i$ 向坐标系 $O_j-X_jY_jZ_j$ 进行变换的齐次坐标变换矩阵。

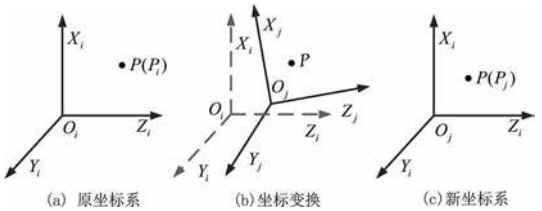


图 2　点在不同坐标系的坐标变换

坐标系绕自身 X_i 轴、Y_i 轴、Z_i 轴分别转 θ 角对应的齐次坐标变换矩阵分别为

$$Rotx(\theta)=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta & 0\\ 0 & \sin\theta & \cos\theta & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{4}$$

$$Roty(\theta)=\begin{bmatrix}\cos\theta & 0 & \sin\theta & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{5}$$

$$Rotz(\theta)=\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta & 0 & 0\\ \sin\theta & \cos\theta & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{6}$$

坐标系沿自身 X_i 轴、Y_i 轴、Z_i 轴分别平动 a、b、c 的齐次坐标变换矩阵为

$$Tranxyz(a,\ b,\ c)=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & a\\ 0 & 1 & 0 & b\\ 0 & 0 & 1 & c\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{7}$$

若坐标系 $O_k-X_kY_kZ_k$ 为坐标系 $O_0-X_0Y_0Z_0$ 经过 k 次转（平）动所得，则有：

$$Q_0={}_0^1T_1^2T\cdots{}_{k-2}^{k-1}T_{k-1}^kTQ_k={}_0^kTQ_k \tag{8}$$

2.3　误差源处理

表 1 所示的跟瞄遥感器视轴指向误差源误差类型不同，需对其进行处理，以便利用齐次坐标变换法建立视轴指向误差模型。

考虑到方位轴的 δ_{11}、δ_{12} 两项误差性质相同且对轴系的影响都为使实际方位轴相对理想方位轴倾斜，可将两项误差按作用效果用过渡方位轴相对理想方位轴的倾角 δ_1、过渡方位轴绕理想方位轴的转角 γ_{1x} 以及实际方位轴绕自身反向旋转的旋转角 $-\gamma_{1x}$ 三项误差来等效，如图 3 所示。同理，表 1 中的其它误差也可做类似的等效处理，等效后的误差源如表 2 所示。

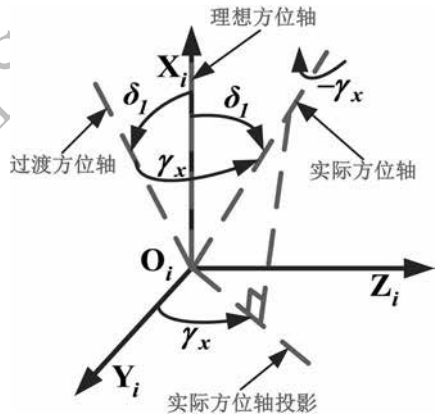


图 3　误差源等效变换示意图

表 2　等效后的视轴指向误差源

轴名	视轴误差等效误差源	误差标识	误差性质
方位轴	过渡方位轴相对理想方位轴倾斜	δ_{1d}	系统误差，δ_{11} 与 δ_{12} 引起
	过渡方位轴绕理想方位轴旋转	γ_{1x}	
	理想方位轴绕自身旋转	$-\gamma_{1x}$	
	方位轴跳动过渡轴相对理想轴倾斜	δ_{2d}	随机误差，δ_2 引起
	方位轴跳动过渡轴绕理想轴旋转	γ_{2x}	
	方位轴跳动理想轴绕自身旋转	$-\gamma_{2x}$	
	方位向测角误差	δ_3	随机误差

续表

轴名	视轴误差等效误差源	误差标识	误差性质
俯仰轴	过渡俯仰轴相对理想俯仰轴倾斜	δ_{4d}	系统误差,δ_{41}、δ_{42}、δ_{43} 引起
	过渡俯仰轴绕理想俯仰轴旋转	γ_{4y}	
	理想方位轴绕自身旋转	$-\gamma_{y}$	
	俯仰轴跳动过渡轴相对理想轴倾斜	δ_{5d}	随机误差,δ_5 引起
	俯仰轴跳动过渡轴绕理想轴旋转	γ_{5y}	
	俯仰轴跳动理想轴绕自身旋转	$-\gamma_{5y}$	
	俯仰向测角误差	δ_6	随机误差
指向轴	过渡指向轴相对理想指向轴倾斜	δ_{7d}	系统误差,δ_7 引起
	过渡指向轴绕理想指向轴旋转	γ_{7z}	
	理想指向轴绕自身旋转	$-\gamma_{7z}$	
	温变偏转指向轴相对理想指向轴倾斜	δ_{8d}	随机误差,δ_8 引起
	温变指向轴绕理想指向轴旋转	γ_{8z}	系统误差,δ_8 引起
	温变指向轴绕自身旋转	$-\gamma_{z}$	

2.4 误差模型

视轴指向误差建模过程中将等效后的误差源、指向转动角用坐标系的转动或平动来表征，自遥感器安装面至遥感器镜头，建立一系列的坐标系，基于齐次坐标变换法，建立遥感器视轴指向误差与误差源及指向角间的关系。

考虑遥感器绕方位轴与指向轴先后分别转动α角和β角，如图4所示，以遥感器安装基准面与理想方位轴的交点O_{cp1}为原点，建立坐标系$O_i-X_iY_iZ_i$，$i=0$，1，2，…，8，以遥感器理想方位轴与理想俯仰轴的交点O_{cp2}为原点，建立坐标系$O_j-X_jY_jZ_j$，$j=9$，10，…，23。对所建立的坐标系的说明如表3所示，表中齐次坐标变换矩阵指是从坐标系$O_{k-1}-X_{k-1}Y_{k-1}Z_{k-1}$变换至坐标系$O_k-X_kY_kZ_k$所对应的齐次变换矩阵。

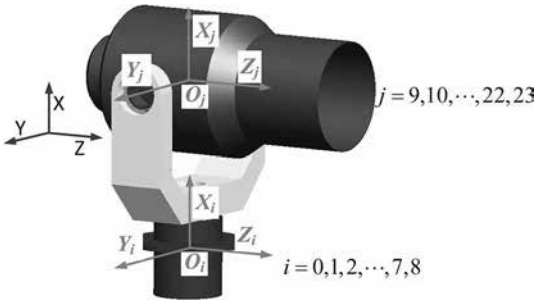


图4 误差模型坐标系

表3 坐标变换坐标系说明

坐标系标识	坐标系名	坐标原点位置	坐标系标识	齐次变换矩阵标识
$O_0-X_0Y_0Z_0$	理想方位轴坐标系	O_{cp1}	$O_0-X_0Y_0Z_0$ 定义为绝对坐标系	——
$O_1-X_1Y_1Z_1$	过渡方位轴坐标系	O_{cp1}	$O_0-X_0Y_0Z_0$ 绕Z_0 旋转δ_{1d} 角所得	${}^{1}_{0}R_z$
$O_2-X_2Y_2Z_2$	实际方位轴坐标系 1	O_{cp1}	$O_1-X_1Y_1Z_1$ 绕X_0 旋转γ_{1x} 角所得	${}^{2}_{1}R_x$
$O_3-X_3Y_3Z_3$	实际方位轴坐标系 2	O_{cp1}	$O_2-X_2Y_2Z_2$ 绕X_2 旋转$-\gamma_{1x}$ 角所得	${}^{3}_{2}R_x$
$O_4-X_4Y_4Z_4$	方位轴跳动过渡坐标系	O_{cp1}	$O_3-X_3Y_3Z_3$ 绕Z_3 旋转δ_{2d} 角所得	${}^{4}_{3}R_z$
$O_5-X_5Y_5Z_5$	方位轴跳动实际坐标系 1	O_{cp1}	$O_4-X_4Y_4Z_4$ 绕X_3 旋转γ_{2x} 角所得	${}^{5}_{4}R_x$

续表

坐标系标识	坐标系名	坐标原点位置	坐标系标识	齐次变换矩阵标识
$O_6-X_6Y_6Z_6$	方位轴跳动实坐标系 2	O_{cp1}	$O_5-X_5Y_5Z_5$ 绕X_5 旋转$-\gamma_{2x}$ 角所得	${}^{6}_{5}R_x$
$O_7-X_7Y_7Z_7$	方位轴旋转坐标系	O_{cp1}	$O_6-X_6Y_6Z_6$ 绕X_6 旋转 α 角所得	${}^{7}_{6}R_x$
$O_8-X_8Y_8Z_8$	方位轴旋转误差坐标系	O_{cp1}	$O_7-X_7Y_7Z_7$ 绕X_7 旋转δ_3 角所得	${}^{8}_{7}R_x$
$O_9-X_9Y_9Z_9$	方位俯仰过渡坐标系	O_{cp2}	$O_8-X_8Y_8Z_8$ 沿X_8 平移D_b 所得	${}^{9}_{8}T_x$
$O_{10}-X_{10}Y_{10}Z_{10}$	过渡俯仰轴坐标系	O_{cp2}	$O_9-X_9Y_9Z_9$ 绕Z_9 旋转δ_{4d} 角所得	${}^{10}_{9}R_z$
$O_{11}-X_{11}Y_{11}Z_{11}$	实际俯仰轴坐标系 1	O_{cp2}	$O_{10}-X_{10}Y_{10}Z_{10}$ 绕Y_9 旋转γ_{4y} 角所得	${}^{11}_{10}R_y$
$O_{12}-X_{12}Y_{12}Z_{13}$	实际俯仰轴坐标系 2	O_{cp2}	$O_{11}-X_{11}Y_{11}Z_{11}$ 绕Y_{11} 旋转$-\gamma_{4y}$ 角所得	${}^{12}_{11}R_y$
$O_{13}-X_{13}Y_{13}Z_{13}$	俯仰轴跳动过渡坐标系	O_{cp2}	$O_{12}-X_{12}Y_{12}Z_{12}$ 绕Z_{12} 旋转δ_{5d} 角所得	${}^{13}_{12}R_z$
$O_{14}-X_{14}Y_{14}Z_{14}$	俯仰轴跳动实际坐标系 1	O_{cp2}	$O_{13}-X_{13}Y_{13}Z_{13}$ 绕Y_{12} 旋转γ_{5y} 角所得	${}^{14}_{13}R_y$
$O_{15}-X_{15}Y_{15}Z_{15}$	俯仰轴跳动实坐标系 2	O_{cp2}	$O_{14}-X_{14}Y_{14}Z_{14}$ 绕Y_{14} 旋转$-\gamma_{5y}$ 角所得	${}^{15}_{14}R_y$
$O_{16}-X_{16}Y_{16}Z_{16}$	俯仰轴旋转坐标系	O_{cp2}	$O_{15}-X_{15}Y_{15}Z_{15}$ 绕Y_{15} 旋转β 角所得	${}^{16}_{15}R_y$
$O_{17}-X_{17}Y_{17}Z_{17}$	俯仰轴旋转误差坐标系	O_{cp2}	$O_{16}-X_{16}Y_{16}Z_{16}$ 绕Y_{16} 旋转δ_6 角所得	${}^{17}_{16}R_y$
$O_{18}-X_{18}Y_{18}Z_{18}$	过渡指向轴坐标系	O_{cp2}	$O_{17}-X_{17}Y_{17}Z_{17}$ 绕Y_{17} 旋转δ_{7d} 角所得	${}^{18}_{17}R_y$
$O_{19}-X_{19}Y_{19}Z_{19}$	实际指向轴坐标系 1	O_{cp2}	$O_{18}-X_{18}Y_{18}Z_{18}$ 绕Z_{17} 旋转γ_{7z} 角所得	${}^{19}_{18}R_z$
$O_{20}-X_{20}Y_{20}Z_{20}$	实际指向轴坐标系 2	O_{cp2}	$O_{19}-X_{19}Y_{19}Z_{19}$ 绕Z_{19} 旋转$-\gamma_{7z}$ 角所得	${}^{20}_{19}R_z$
$O_{21}-X_{21}Y_{21}Z_{21}$	温变偏转过渡坐标系	O_{cp2}	$O_{20}-X_{20}Y_{20}Z_{20}$ 绕Y_{20} 旋转δ_{8d} 角所得	${}^{21}_{20}R_y$
$O_{22}-X_{22}Y_{22}Z_{22}$	温变偏转实际坐标系 1	O_{cp2}	$O_{21}-X_{21}Y_{21}Z_{21}$ 绕Z_{20} 旋转γ_{8z} 角所得	${}^{22}_{21}R_z$
$O_{23}-X_{23}Y_{23}Z_{23}$	温变偏转实际坐标系 2	O_{cp2}	$O_{22}-X_{22}Y_{22}Z_{22}$ 绕Z_{22} 旋转$-\gamma_{8z}$ 角所得	${}^{23}_{22}R_z$

坐标系 $O_0-X_0Y_0Z_0$ 向坐标系 $O_{23}-X_{23}Y_{23}Z_{23}$ 进行变换的齐次坐标变换矩阵

$$
\begin{aligned}
{}^{23}_{0}T = {}&{}^{2}_{1}R_{x10}R_{z32}R_{x54}R_{x43}R_{z65}R_{x76}R_{x87}R_{x98}T_{x1110}R_{y109}\\
&R_{z1211}R_{y1312}R_{z1514}R_{y1615}R_{y1716}R_{y1918}R_{z1817}R_{y2019}\\
&R_{z2221}R_{z2120}R_{y2322}R_z
\end{aligned}
\tag{9}
$$

用视轴坐标系内的单位矢量 $r_{23}=(0,\ 0,\ 1)T$ 代表遥感器视轴向量，记视轴向量起点与终点在视轴坐标系内对应的齐次坐标分别为：$Q_{q_23}=(0_{3\times1},\ 1)T$ 和 $Q_{z_23}=(r_{23},\ 1)T$，视轴向量起点与终点在绝对坐标系内对应的齐次坐标分别为 Q_{q_0} 和 Q_{z_0}，视轴向量在绝对坐标系内对应的向量记为 r_0，则

$$
\begin{aligned}
(r_0,\ 0)\ T &= Q_{z_0}-Q_{q_0}={}^{23}_{0}T(Q_{z_23}-Q_{q_23})\\
&={}^{23}_{0}T(r_{23},\ 0)\ T
\end{aligned}
\tag{10}
$$

考虑到误差项 δ_{1d}、δ_{2d}、δ_3、δ_{4d}、δ_{5d}、δ_6、δ_{7d}、δ_{8d} 都为小角度，可认为其齐次坐标变换矩阵中出现的

$$
\cos\delta_k=1,\quad k=1d,\ 2d,\ 3,\ 4d,\ 5d,\ 6,\ 7d,\ 8d \tag{11}
$$

出现的

$$
\sin\delta_m\sin\delta_n=0,\ m、n=1d,\ 2d,\ 3,\ 4d,\ 5d,\ 6,\ 7d,\ 8d \tag{12}
$$

将式（9）代入式（10）并利用式（11）和式（12）简化，求得

$$
r_0=\begin{pmatrix}x_{r_0}\\ y_{r_0}\\ z_{r_0}\end{pmatrix} \tag{13}
$$

其中

$$
\begin{aligned}
x_{r_0} = {}&\sin\beta+\sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\alpha\cos\beta-\sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\cos\beta+\sin\delta_{7d}\cos\gamma_{7z}\cos\beta+\sin\delta_{2d}\times\cos\gamma_{2x}\sin\alpha\cos\beta-\sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\cos\alpha\cos\beta+\sin\delta_{8d}\cos
\end{aligned}
$$

$\gamma_{8z}\cos\beta + \cos\beta\sin\delta_6$ （14）

$$y_{r_0} = -\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\cos\alpha\sin\beta - \sin\delta_{4d}\sin\gamma_{4y}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\alpha + \sin\delta_{7d}\cos\gamma_{7z}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\beta + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\cos\alpha \times \sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z}\cos\alpha + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_6 \times \sin\alpha\sin\beta - \sin\delta_3\cos\alpha\cos\beta \quad (15)$$

$$z_{r_0} = \cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\sin\alpha\sin\beta - \sin\delta_{4d}\sin\gamma_{4y}\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\sin\alpha - \sin\delta_{7d}\cos\gamma_{7z}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\sin\beta + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\sin\alpha \times \sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y}\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z}\sin\alpha - \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\cos\alpha\sin\beta - \sin\delta_3\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_6\cos\alpha\sin\beta \quad (16)$$

工程实践中跟瞄遥感器装调完成后会对其进行零位标定，通过调整遥感器指向，使遥感器视轴与绝对坐标系的 Z 轴平行，定义转轴此时的位置为标定零位，转轴相对标定零位的转角为指向角。

零位标定时方位轴与俯仰轴相对各自理想位置的转角分别记为 α_{0b} 与 β_{0b}，由于 α_{0b} 与 β_{0b} 都为小角度，此时轴承跳动引起角度误差 δ_{2d}、δ_{5d} 以及指向误差角 δ_3、δ_6 都近似为零，遥感器装配与零位标定在同一均温环境进行，此时 δ_{8d} 也近似为零，式（14）~式（15）简化为

$$x_{r_0} = \sin\beta_{0b} - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} + \sin\delta_{7d}\cos\gamma_{7z} \quad (17)$$

$$y_{r_0} = -\sin\alpha_{0b} - \sin\delta_{4d}\sin\gamma_{4y} + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} \quad (18)$$

令 $x_{r_0}=0$，$y_{r_0}=0$，有

$$\sin\alpha_{0b} = -\sin\delta_{4d}\sin\gamma_{4y} + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} \quad (19)$$

$$\sin\beta_{0b} = \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} - \sin\delta_{7d}\cos\gamma_{7z} \quad (20)$$

将 $\alpha_{0b}+\alpha$ 与 $\beta_{0b}+\beta$ 分别替换式（14）~式（16）中的 α 与 β，得到零位标定后方位轴与俯仰轴分别指向 α 与 β 角时遥感器视轴向量在绝对坐标系内对应的向量：

$$r_{0b} = \begin{pmatrix} x_{r_{0b}} \\ y_{r_{0b}} \\ z_{r_{0b}} \end{pmatrix} \quad (21)$$

其中

$$x_{r_{0b}} = \sin\beta + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\cos\beta + \cos\beta\sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} + \cos\beta\sin\delta_6 \quad (22)$$

$$y_{r_{0b}} = -\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\alpha - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\beta + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\cos\alpha \times \sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z}\cos\alpha + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_6 \times \sin\alpha\sin\beta - \sin\delta_3\cos\alpha\cos\beta \quad (23)$$

$$z_{r_{0b}} = \cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\beta - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\sin\alpha - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\sin\beta + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\sin\alpha \times \sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y}\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z}\sin\alpha - \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\cos\alpha\sin\beta - \sin\delta_3 \times \sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_6\cos\alpha\sin\beta \quad (24)$$

遥感器轴系无误差时，式（9）中表征各种误差的齐次坐标变换矩阵 $^{k}_{k-1}R_x = E$，记此时视轴向量在绝对坐标系内对应的向量为 r'_0，通过式（9）、式（10）可求得

$$r'_0 = \begin{pmatrix} \sin\beta \\ -\sin\alpha\cos\beta \\ \cos\alpha\cos\beta \end{pmatrix} \quad (25)$$

遥感器轴系有、无误差时其视轴向量在同一坐标系内对应的向量之差定义为视轴误差向量，记视轴误差向量在绝对坐标系内对应的向量为 Δ_{r0}，则

$$\Delta_{r0} = r_{0b} - r'_0 = \begin{pmatrix} x_{\Delta_{r0}} \\ y_{\Delta_{r0}} \\ z_{\Delta_{r0}} \end{pmatrix} \quad (26)$$

其中

$$x_{\Delta_{r0}} = \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\cos\beta + \cos\beta\sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} + \cos\beta\sin\delta_6 \quad (27)$$

$$y_{\Delta_{r0}} = \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\beta + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} \times \cos\alpha - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\beta + \sin\delta_{5d}\cos$$

$\gamma_{5y}\cos\alpha\sin\beta - \sin\delta_{5d} \times \sin\gamma_{5y}\cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z}\cos\alpha + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_6\sin\alpha\sin\beta - \sin\delta_3\cos\alpha\cos\beta$ （28）

$z_{\Delta_{r0}} = \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\beta - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} \times \sin\alpha - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\sin\beta + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\sin\alpha\sin\beta - \sin\delta_{5d} \times \sin\gamma_{5y}\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z}\sin\alpha - \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z}\cos\alpha\sin\beta - \sin\delta_3\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_6\cos\alpha\sin\beta$ （29）

式（27）~式（29）耦合了指向角的影响，可通过坐标变换进一步简化。将绝对坐标系先绕自身 X 轴转 α 角，所得新坐标系再绕自身 Y 轴旋转 β 角，定义两次转动所得的坐标系为无误差视轴坐标系，视轴误差向量在无误差视轴坐标系内对应的向量记为 Δ_{rw}，则

$$\Delta_{rw} = \begin{pmatrix} x_{\Delta_{rw}} \\ y_{\Delta_{rw}} \\ z_{\Delta_{rw}} \end{pmatrix} \quad (30)$$

$x_{\Delta_{rw}} = \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\alpha - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\alpha - \sin\delta_{2d} \times \sin\gamma_{2x}\cos\alpha + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z} + \sin\delta_6$ （31）

$y_{\Delta_{rw}} = \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\beta\cos\alpha + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\beta\sin\alpha + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} - \sin\gamma_{7z}\cos\beta + \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\beta\cos\alpha + \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\sin\beta\sin\alpha + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y}\cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z} - \sin\delta_3\cos\beta$ （32）

$$z_{\Delta_{rw}} = 0 \quad (33)$$

式（31）右端由两部分组成，系统误差部分为

$x_{\Delta_{rw_s}} = \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\alpha - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha$ （34）

随机误差部分为

$\varepsilon_x = \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\alpha - \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\cos\alpha + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z} + \sin\delta_6$ （35）

同样，式（32）右端也由两部分组成，系统误差部分为

$y_{\Delta_{rw_s}} = \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\beta\cos\alpha + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\beta\sin\alpha + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\beta$ （36）

随机误差部分为

$\varepsilon_y = \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\beta\cos\alpha + \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\sin\beta\sin\alpha + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y} \times \cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z} - \sin\delta_3\cos\beta$ （37）

因此，式（31）与式（32）可分别写为

$$x_{\Delta_{rw}} = x_{\Delta_{rw_s}} + \varepsilon_x \quad (38)$$

$$y_{\Delta_{rw}} = y_{\Delta_{rw_s}} + \varepsilon_y \quad (39)$$

前述误差建模过程中一方面忽略了次要误差源，另一方面对误差进行了线性化处理，因此，用式（33）、式（38）以及式（39）来对跟瞄遥感器视轴指向误差进行描述还存在不足，还需考虑非线性系统误差的影响。在式（38）和式（39）的右端分别加上非线性系统误差项 h_x 和 h_y，得到同时包含有线性系统误差项、非线性系统误差项以及随机误差项的误差分量表达式

$$x_{\Delta_{rw}} = x_{\Delta_{rw_s}} + h_x + \varepsilon_x \quad (40)$$

$$y_{\Delta_{rw}} = y_{\Delta_{rw_s}} + h_y + \varepsilon_y \quad (41)$$

记视轴指向误差角为 $\Delta\theta$，由于其为小角度，有

$$\Delta\theta \approx |\Delta_{rw}| = \sqrt{(x_{\Delta_{rw}})^2 + (y_{\Delta_{rw}})^2} \quad (42)$$

3 误差参数识别与补偿

式（40）、式（41）中的系统误差为加工、装配、调试等过程所引起，不便于直接测试获得，可通过回归分析对其进行参数识别并进行补偿。

考虑到表征实际轴相对理想轴倾斜的误差与表征实际轴相对过渡轴旋转的误差成对出现，回归分析时将成对出现的误差项合并成一个参数进行识别。令

$$k_{1s} = \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} \quad (43)$$

$$k_{1c} = \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x} \quad (44)$$

$$k_{4c} = \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y} \quad (45)$$

$$k_{7s} = \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z} \quad (46)$$

将式（34）、式（36）、式（43）~式

(46) 代入式 (40)、式 (41)，有

$$x_{\Delta_{rw}} = k_{1s}(1-\cos\alpha) + k_{1c}\sin\alpha + h_x + \varepsilon_x \tag{47}$$

$$y_{\Delta_{rw}} = k_{1s}\sin\beta\sin\alpha + k_{1c}\sin\beta\cos\alpha + k_{4c}\sin\beta + k_{7s}(1-\cos\beta) + h_y + \varepsilon_y \tag{48}$$

由误差定义可知，式 (35) 与式 (37) 中相对理想轴倾斜的误差项 δ_{2d}、δ_{5d}、δ_{8d} 以及测角误差项 δ_3、δ_6 可认为都是满足零均值正态分布的随机误差，绕理想轴旋转的误差项 γ_{2x}、γ_{5y} 可认为都是满足 $0\sim2\pi$ 区间均匀分布的随机误差。因此，α、β 取不同值时，ε_x、ε_y 也都为满足零均值正态分布的随机变量。

将式 (47)、式 (48) 写成回归分析的矩阵形式

$$\Delta\theta = Ak + h + \varepsilon \tag{49}$$

其中

$$\Delta\theta = \begin{bmatrix} \Delta\theta_{y1} \\ -\Delta\theta_{x1} \\ \Delta\theta_{y2} \\ -\Delta\theta_{x2} \\ \vdots \\ \Delta\theta_{ym} \\ -\Delta\theta_{xm} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} x_{\Delta_{rw1}} \\ y_{\Delta_{rw1}} \\ x_{\Delta_{rw2}} \\ y_{\Delta_{rw2}} \\ \vdots \\ x_{\Delta_{rwm}} \\ y_{\Delta_{rwm}} \end{bmatrix} \tag{50}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1-\cos\alpha_1 & \sin\alpha_1 & 0 & 0 \\ \sin\beta_1\sin\alpha_1 & \sin\beta_1\sin\alpha_1 & \sin\beta_1 & 1-\cos\beta_1 \\ 1-\cos\alpha_2 & \sin\alpha_2 & 0 & 0 \\ \sin\beta_2\sin\alpha_2 & \sin\beta_2\sin\alpha_2 & \sin\beta_2 & 1-\cos\beta_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1-\cos\alpha_m & \sin\alpha_m & 0 & 0 \\ \sin\beta_m\sin\alpha_m & \sin\beta_m\sin\alpha_m & \sin\beta_m & 1-\cos\beta_m \end{bmatrix} \tag{51}$$

$$k = \begin{bmatrix} k_{1s} \\ k_{1c} \\ k_{4c} \\ k_{7s} \end{bmatrix} \tag{52}$$

$$h = \begin{bmatrix} h_{x1} \\ h_{y1} \\ h_{x2} \\ h_{y2} \\ \vdots \\ h_{xm} \\ h_{ym} \end{bmatrix} \tag{53}$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_{x1} \\ \varepsilon_{y1} \\ \varepsilon_{x2} \\ \varepsilon_{y2} \\ \vdots \\ \varepsilon_{xm} \\ \varepsilon_{ym} \end{bmatrix} \tag{54}$$

m 为回归分析观测值组数，$\Delta\theta_{xi}$，$i=1$，2，$\cdots m$ 为绕 X 轴的角度误差，$\Delta\theta_{yi}$，$i=1$，2，$\cdots m$ 为绕 Y 轴的角度误差。式 (49) 对应的回归方程为

$$V = A\hat{k} + \hat{h} - \Delta\theta \tag{55}$$

由于采取了误差源等效合并、投影至无误差坐标系以及误差参数合并识别三项措施，式 (55) 所示的回归方程中待识别的线性系统误差参数仅为 4 个，相较于文献 [7]、文献 [9] 中的 27 个待识别参数和文献 [8]、文献 [11] 中的 8 个待识别参数，待识别参数数量明显减少，识别难度大幅降低。

式 (55) 为含有非线性误差 $\hat{h}$ 的半参数回归模型[16]，这里采用补偿最小二乘法来进行参数识别[8,10]。等精度测量时，在式 (55) 的标准最小二乘条件的基础上再增加罚函数项并令其最小，有

$$VTV + a\hat{h}TR\hat{h} = min \tag{56}$$

式 (56) 中 a 为平滑因子，R 为正规化矩阵。根据拉格朗日乘数法，构造函数：

$$\Phi = VTV + a\hat{h}TR\hat{h} + 2K(A\hat{k} + \hat{h} - \Delta\theta - V) \tag{57}$$

令 Φ 对 V、$\hat{h}T$ 以及 $\hat{k}$ 的偏导等于 0 并结

合式（55），有

$$\hat{h} = M - 1(I - A(ATA) - 1AT)\Delta\theta \quad (58)$$

$$\hat{k} = (ATA) - 1AT(\Delta\theta - \hat{h}) \quad (59)$$

其中

$$M = I + aR - A(ATA)^{-1}AT \quad (60)$$

$$R = \begin{bmatrix} -1 & -1 & & & & \\ & -1 & 2 & -1 & & \\ & \cdots & \cdots & \cdots & & \\ & 0 & -1 & 2 & -1 & \\ & & & -1 & -1 & \end{bmatrix} \quad (61)$$

平滑因子 a 根据广义交叉核实法[8] 来确定，使交叉核函数取最小值的 a 即为平滑因子。交叉核函数定义为

$$GVC(a) = \frac{1}{2m}\frac{\sum_{i=1}^{2m}(\Delta\theta_i - \hat{\Delta}_\theta - i(a))^2}{\left(1 - \frac{1}{2m}tr(J(a))\right)^2} \quad (62)$$

式（62）中 $\hat{\Delta}_\theta^{-i}(a)$ 为平滑因子取 a 时，去除第 i 组观测值，采用补偿最小二乘法求得的 $\Delta\theta_i$ 的估计值；$J(a)$取值为

$$J(a) = (I - A(ATA) - 1AT)(M) - 1 \quad (I - A(ATA) - 1AT) + A(ATA) - 1AT \quad (63)$$

通过式（58）只能求得各测试指向角度对应的非线性系统误差的估计值，对于其它指向角度对应的非线性系统误差，还需利用这些估计值通过线性插值获得。

系统误差参数识别出后，遥感器跟瞄过程中可通过对指向角进行动态补偿消除系统误差对视轴指向的影响。记指向过程中方位向与俯向的线性系统误差补偿角分别为 α_{0c} 与 β_{0c}，用 $\alpha+\alpha_{0c}$ 与 $\beta+\beta_{0c}$ 分别替换式（22）~式（24）中的 α 与 β，令随机误差相关的项都为 0，考虑补偿角 α_{0c} 与 β_{0c} 都为小角度，角度补偿后遥感器视轴向量 r_{0c} 在绝对坐标系的分量为：

$$x_{r_{0c}} = \sin\beta + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\alpha\cos\beta - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\cos\beta + \cos\beta\sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x} + \cos\beta\sin\beta_{0c} \quad (64)$$

$$y_{r_{0c}} = -\sin\alpha\cos\beta + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{1d}\cos\gamma_{1x}\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\alpha - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\cos\alpha\cos\beta + \sin\beta_{0c}\sin\alpha\sin\beta - \sin\alpha_{0c}\cos\alpha\cos\beta \quad (65)$$

$$z_{r_{0c}} = \cos\alpha\cos\beta + \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\sin\beta - \sin\delta_{1d}\sin\gamma_{1x}\cos\alpha\sin\beta + \sin\delta_{4d}\cos\gamma_{4y}\sin\alpha\sin\beta + \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\sin\alpha - \sin\delta_{7d}\sin\gamma_{7z}\sin\alpha\cos\beta - \sin\alpha_{0c}\sin\alpha\cos\beta - \sin\beta_{0c}\cos\alpha\sin\beta \quad (66)$$

令 $r_{0c} - r'_0 = 0$，求得：

$$\alpha_{0c} \approx \sin\alpha_{0c} = k_{1s}\sin\alpha\tan\beta + k_{1c}\cos\alpha\tan\beta + k_{4c}\tan\beta - k_{7s} + k_{7s}/\cos\beta \quad (67)$$

$$\beta_{0c} \approx \sin\beta_{0c} = k_{1s}\cos\alpha - k_{1c}\sin\alpha - k_{1s} \quad (68)$$

同时考虑线性系统误差与非线性系统误差的影响，用误差参数估计值来表示的指向过程方位向系统误差补偿角为：

$$\alpha_c = \hat{k}_{1s}\sin\alpha\tan\beta + \hat{k}_{1c}\cos\alpha\tan\beta + \hat{k}_{4c}\tan\beta - \hat{k}_{7s} + \hat{k}_{7s}/\cos\beta + \hat{h}_{y\beta} \quad (69)$$

俯仰向系统误差补偿角为：

$$\beta_c = \hat{k}_{1s}\cos\alpha - \hat{k}_{1c}\sin\alpha - \hat{k}_{1s} - \hat{h}_{x\alpha} \quad (70)$$

式（69）中的 $\hat{h}_{y\beta}$ 为由俯仰指向角 β 线性插值所得的非线性系统误差，式（70）中的 $\hat{h}_{x\alpha}$ 为由方位角 α 线性插值所得的非线性系统误差。

4 指向可靠度分析

对系统误差进行补偿后，遥感器的视轴指向还剩随机误差，其分散性影响视轴指向的可靠度，因此

进行完系统误差补偿后，视轴指向误差向量在无误差视轴坐标系内对应向量的分量为

$$x_{\Delta_{rw}} = \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\alpha - \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\cos\alpha + \sin\delta_{8d}\cos\gamma_{8z} + \sin\delta_6 \quad (71)$$

$$y_{\Delta_{rw}} = \sin\delta_{2d}\cos\gamma_{2x}\sin\beta\cos\alpha + \sin\delta_{2d}\sin\gamma_{2x}\sin\beta\sin\alpha + \sin\delta_{5d}\cos\gamma_{5y}\sin\beta - \sin\delta_{5d}\sin\gamma_{5y} \times \cos\beta + \sin\delta_{8d}\sin\gamma_{8z} - \sin\delta_3\cos\beta \quad (72)$$

$$z_{\Delta_{rw}} = 0 \quad (73)$$

由式（71）与式（72）可知，进行了系统误差补偿后，遥感器在全跟瞄范围内的视轴指向误差分量与随机误差的分散性以及指向角都相关。对任意指向角，若视轴指向随机误差 $\Delta_{\theta ij}$ 满足

$$P(\Delta_{\theta ij} \leq \theta_{eij}) \geq 99\% \quad (74)$$

则定义对应指向角的视轴指向随机误差为 θ_{eij}。为了实现对跟瞄目标的空间定位，要求在全跟瞄范围内的视轴指向随机误差不大于 θ_e，跟瞄遥感器视轴指向可靠度定义为

$$P(\theta_{eij} \leq \theta_e) \quad (75)$$

视轴指向可靠度计算采用蒙特卡洛法：随机生成一组误差并将其代入式（71）与式（72），将算得的 $x_{\Delta_{rw}}$ 与 $y_{\Delta_{rw}}$ 代入式（42）求得随机误差对应的视轴指向误差 $\Delta_{\theta ij}$，再通过式（74）、式（75）对视轴指向可靠度进行计算，计算过程中与误差相关的参数确定原则如下：

1）δ_{2d}、δ_{5d} 按照服从零均值正态分布的随机变量处理，变异系数取 0.15，即其标准差取轴承径向跳动所引起的最大角度误差的 0.15 倍；

2）δ_3、δ_6 按照服从零均值正态分布的随机变量处理，变异系数取 0.15，即其标准差取测角误差的 0.15 倍；

3）遥感器通过热控设计保证其工作过程中均匀温变量≤2℃，可认为其工作过程中实际温变量为服从零均值正态分布的随机误差，其标准差 $\sigma_{\Delta t}$ 满足 $3\sigma_{\Delta t} = 2℃$。由于均匀温变引起的镜头视轴变化角与温度变化量呈线性关系，可认为 δ_{8d} 也为服从零均值正态分布的随机变量，其标准差取 2℃温升视轴变化量的 0.33 倍；

4）γ_{2x}、γ_{5y} 按照在 $0 \sim 2\pi$ 区间服从均匀分布的随机变量处理；

5）γ_{8z} 通过遥感器镜头结构、热耦合分析确定。

5 实例验证

某型号空间跟瞄遥感器及其绝对坐标系定义如图 5 所示，结构参数如表 4 所示，目标定位所分配的最大视轴指向误差为 6″，设计要求全跟瞄范围内视轴指向可靠度优于 99.73%。

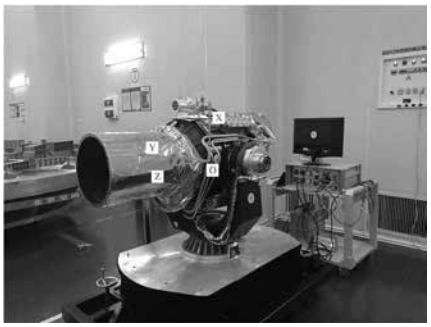


图 5 某型号空间跟瞄遥感器

表 4 某型号空间跟瞄遥感器结构参数

参数名	方位指向角范围°/	俯仰指向角范围/°	方位向轴承跳动量/mm	方位向轴承间距/mm	俯仰轴与安装基准面间距/mm	俯仰向轴承跳动量/mm	俯仰向轴承间距/mm	最大温变/℃	方位轴、俯仰轴测角误差/″
参数值	−180～+180	−30～+30	0.006	242	578	0.005	578	2	10

遥感器装配完成后先对其进行零位标定，标定原理如图 6 所示。标定前将探测器确定的视轴引出至镜头基准镜上，采用两台高精度经纬仪测量镜头基准镜与代表绝对坐标系的固定基准镜间的空间角度关系，调整指向角，使视轴与绝对坐标系的 Z 轴重合。

系统误差参数识别时使每个误差观测值只与一个方向的指向角耦合：先固定俯仰轴，方位向按 2°的角间距在其指向范围内依次指向 31 个角度，用经纬仪测量每个指向位置对应的视轴指向角；重新进行零位标定后再固定方位轴，俯仰向按 2°的角度间距在其指向范围内依次指向 181 个角度，用经纬仪测量每个指向位置对应的视轴指向角。将测得的视轴指向角减去理论视轴指向角得到视轴指向误差，通过坐标变换将其变换至无误差视轴坐标系内。采用线性模型与半参数模型分别对视轴指向误差数据进行回归分析，两种模型对应的残差均值分别为−0.5181 与 0.0001，残差修正样本方差分别为 6.185 与 3.983，识别出的线性系统误差参数 $\hat{k}$ 如表 5 所示。

图 6　跟瞄遥感器零位标定原理图

表 **5**　线性系统误差参数

参数标识	k_{1s}	k_{1c}	k_{4c}	k_{7s}
线性模型	-2.039×10^{-5}	5.637×10^{-5}	3.212×10^{-5}	6.438×10^{-5}
半参数模型	-2.489×10^{-5}	5.593×10^{-5}	2.885×10^{-5}	6.721×10^{-5}
相对差	22.0%	−0.8%	−10.2%	4.4%

由表 5 可知，两种模型识别出的线性系统误差参数差别较大，最大相对差达 22.0%。半参数模型回归分析的残差相对较小，通过其识别出的误差参数精度更高，采用半参数模型识别出的误差参数进行系统误差补偿。半参数模型识别出的非线性系统误差 $\hat{h}_x$ 随方位角变化的曲线如图 7 所示，非线性系统误差 $\hat{h}_y$ 随俯仰角变化的曲线如图 8 所示。

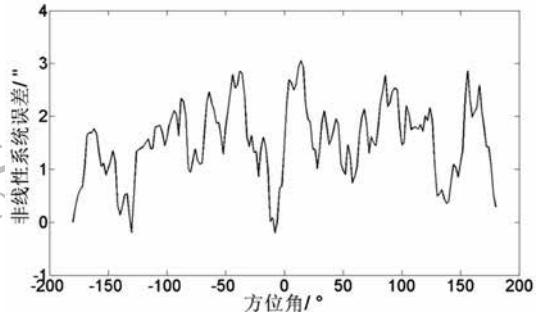


图 7　$\hat{h}_x$ 随方位角变化曲线

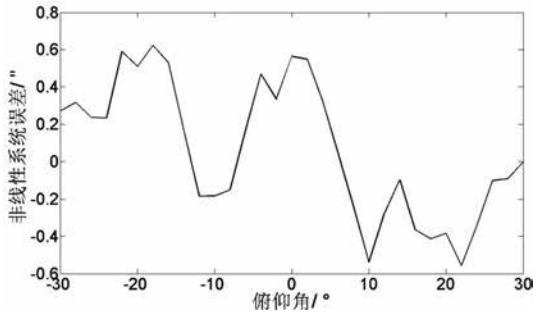


图 8　$\hat{h}_y$ 随俯仰角变化曲线

由图 7～图 8 可知，在无误差视轴坐标系，方位向指向范围内，X 向非线性系统误差范围为 $-0.2'' \le \hat{h}_x \le 3.1''$；俯仰向指向范围内，Y 向非线性系统误差范围为 $-0.6'' \le \hat{h}_y \le 0.6''$；方位指向角引起的非线性系统误差远大于俯仰指向角引起的非线性系统误差。

将线性系统误差参数与非线性系统误差参数都代入式（49），再将计算结果代入式（42），求得系统误差所引起的视轴指向误差，其随指向角的分布如图 9 所示。

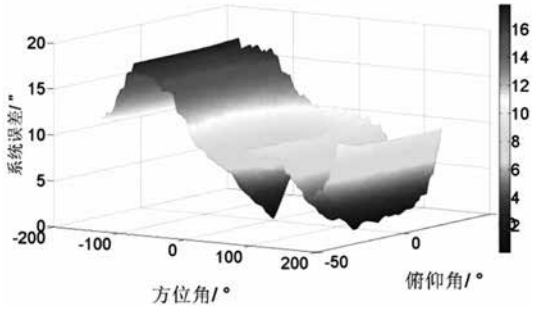


图 9　系统误差随指向角分布图

由图 9 可知，由于进行了零位标定，方位向与俯仰向指向角都接近 0°时系统误差也接近 0；方位向指向角在 131°附近系统误差较小，最小误差 0.9″；方位向指向角在−137°附近系统误差较大，最大误差 16.5″。相对于俯仰向指向角，方位向指向角对系统误差的影响更显著。最大系统误差远超目标定位所允许的最大视轴指向误差，需要进行系统误差补偿。

将系统误差代入式（69）~（70），求得系统误差补偿角，其随指向角的分布如图 10~图 11 所示。由图 10 可知，方位向补偿角与方位向指向角及俯仰向指向角都相关；在方位向 0°且俯仰向+30°的指向角附近，方位向补偿角较大，最大补偿角为为 12.2″；在方位向 0°且俯仰向−30°的指向角附近，方位向补偿角较小，最小补偿角为为−7.7″。由图 11 可知，俯仰向补偿角只与方位向指向角相关；方位向指向角在−130°附近，俯仰向补偿角较大，最大补偿角为 17.5″；方位向指向角在 68°附近，俯仰向补偿角较小，最小补偿角为 −9.6″。

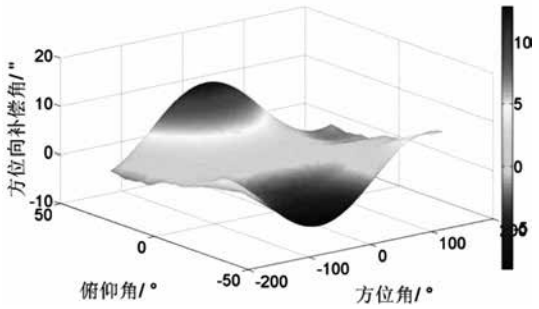


图 10　方位向补偿角随指向角分布图

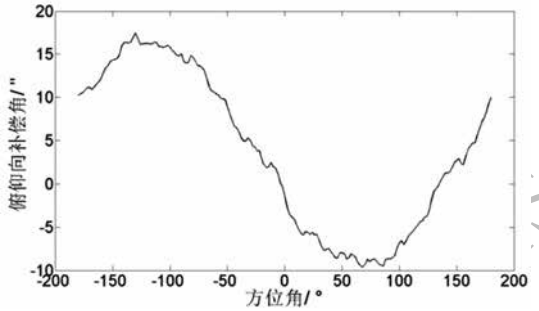


图 11　俯仰向补偿角随方位角变化曲线

由结构参数求得方位轴承非重复跳动误差的标准差 $\sigma_{\delta 2d}=1.534''$，俯仰轴承非重复跳动误差的标准差 $\sigma_{\delta 5d}=0.535''$；对镜头进行结构、热耦合分析，求得温变引起的视轴倾斜误差标准差 $\sigma_{\delta d}=0.477''$，倾斜角为−28°；方位向与俯仰向测角误差标准差分别为 $\sigma_{\delta 3}=1.5''$与 $\sigma_{\delta 6}=1.5''$。方位向、俯仰向指向角都以 1°为间距，采用蒙特卡洛法对每个指向角都进行 10000 次抽样计算，求得系统误差补偿后视轴指向随机误差随指向角的分布，如图 12 所示。

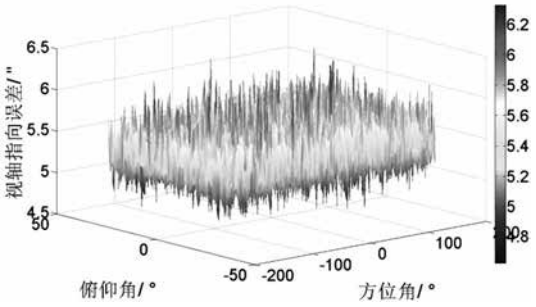


图 12　视轴指向随机误差随指向角分布图

对全跟瞄范围内视轴指向随机误差进行统计，求得其均值为 5.373，修正样本方差为 0.042。将拟合得到的全跟瞄范围内视轴指向随机误差概率密度曲线与 N（5.373，0.042）正态分布概率密度曲线进行对比，如图 13 所示。由图 13 可知，全跟瞄范围内的视轴指向随机误差近似服从 N（5.373，0.042）正态分布。

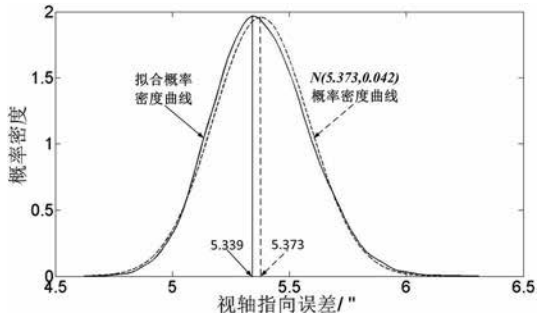


图 13　视轴指向误差概率密度曲线

用 N（5.373，0.042）正态分布近似视轴指向随机误差分布，通过式（75）求得遥感器在全跟瞄范围内的视轴指向可靠度为 99.89%，满足可靠度优于 99.73% 的设计要求。

6　结论

以空间跟瞄遥感器为研究对象，考虑了其轴系的零位标定，对其视轴指向进行了误差建模、参数识别以及误差补偿。在此基础上，对补偿后的视轴指向进行了可靠度分析并通过工程实例进行了验证，形成的结论如下：

1）视轴指向误差建模与参数识别过程中采取误差源等效合并、投影至无误差坐标系以及参数合并识别三项措施可以较大程度减少所需识别的参数数量，降低参数识别难度；

2）相对于线性回归模型，半参数回归模型可同时识别出视轴指向误差中的线性系统误差和非线性系统误差，采用半参数模型识别出的误差参数进行系统误差补偿后，残余的视轴指向误差为满足零均值正态分布的随机误差；

3）对于视轴指向系统误差，方位向补偿角与方位向指向角、俯仰向指向角都相关，俯仰向补偿角只与方位向指向角相关；

4）通过系统误差补偿可以大幅提高跟瞄遥感器的视轴指向可靠度，实例中某型号跟瞄遥感器视轴指向最大系统误差为 16.5″，远超目标定位所分配的 6″误差；进行系统误差补偿后，视轴指向可靠度为 99.89%，满足视轴指向可靠度优于 99.73%的设计要求。

参考文献：

[1] 马晶，潘锋，谭立英．星地激光链路中光束发散角与跟瞄误差的最佳比值［J］．强激光与粒子束，2006，18（8）：1233-1238.

[2] 童丽，易东云，王正明．空间预警系统落点预报精度分析［J］．导弹与航天运载技术，2007，（8）：35-38.

[3] 汪亚夫，宋伟，杨晶．预警卫星对空间目标定位模型及误差分析［J］．航天电子对抗，2013，29（1）：14-17.

[4] 张亚娟，裘祖荣，陈文磊，等．激光跟踪系统中轴承内圈跳动引起的测量误差分析［J］．机械设计，2012，29（10）：80-84.

[5] 张东旭，杨平，杨峰，等．基于多体系统理论的精密检测平台空间误差建模与补偿［J］．兵工学报，2014，35（4）：501-508.

[6] 赵玉华，袁峰，丁振良．三轴仿真转台误差建模与分析［J］．四川大学学报（工程科学版），2010，42（6）：227-231.

[7] 孙致月，赵世明．基于多体系统理论的五轴转台误差建模与分析［J］．机电工程技术，2017，46（11）：44-48，84.

[8] Hong H J，Zhou X Y，Zhang Z Y，et al. Modelling andcalibration of pointing errors using a semi-parametricregression method with applications in inertially stabilized platforms. Proc IMechE，Part B：J EngineeringManufacture. Epub ahead of print 16 August 2013. DOI：10.1177/0954405413475559.

[9] 孙辉，刘慧，罗安治，等．应用模型线性化和最小二乘估计的导引头指向精度标定［J］．光学精密工程，2015，23（7）：2060-2068.

[10] TANG Q J，WANG X J，YANG Q P. Static Pointing Error Analysis of Electro-optical DetectionSystems. ProcIMechE，PartB：JEngineeringManufacture. 2016，230（3）：593-600.

[11] 张智永，周晓尧，范大鹏．光电探测系统指向误差分析、建模与修正［J］．航空学报，2011，32（11）：2042-2054.

[12] 刘兴法，岑明．基于球谐函数的三轴光电跟踪系统误差修正方法［J］．光电工程，2007，34（12）：1-5.

[13] 张玉碟，柳万胜，罗一涵，等．一种三轴光电跟踪系统指向误差修正的方法［J］．光电工程，2014，41（6）：51-55.

[14] 贾建援，柴伟，于大林，等．方位俯仰转台误差参数辨识与指向精度分析［J］．仪器仪表学报，2016，37（7）：1500-1508.

[15] 李梦梦，李振伟，刘承志．水平式望远镜静态指向误差的建模与修正［J］．激光与红外，2017，47（5）：624-629.

[16] 孙海燕，吴云．半参数回归与模型精化［J］．武汉大学学报（信息科学版），2002，27（2）：172-174，207.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

一种基于地磁/惯性随钻测量容错组合井眼轨迹定位方法

杨　海[1]，李　莉[1]

（1. 西南石油大学机电工程学院 四川成都 610500）

摘　要：定向钻井技术在油气勘探中发挥着重要作用，定向钻井工程需要准确测量井眼轨迹。针对粗大误差和数据丢失严重影响定位解算精度的问题，本文提出一种基于地磁/惯性随钻测量容错组合井眼轨迹定位方法。首先，基于磁通门和加速度计建立地磁测量系统确定井眼位置，惯性测量单元同时解算出井眼轨迹；然后引入决策树容错判断机制，对地磁定位系统在井下复杂环境中由于磁干扰的粗大定位信息以及测量数据丢失的情况进行判别和评估，进而应用卡尔曼滤波算法，实现容错组合井眼轨迹定位系统的构建，最后通过在钻井实验平台进行模拟实验验证。实验结果表明，容错组合井眼轨迹定位系统能够有效的检测出地磁定位系统中数据丢失和粗大误差，并且定位系统分别在数据丢失和粗大误差状态持续时间为 6min 的情况下，其仍能保持在 1m 以内的定位精度，相比于单一地磁定位系统具有良好的鲁棒性和抗干扰能力。

关键词：随钻测量；井眼轨迹定位；地磁测量；惯性测量单元；容错组合定位

A Fault-Tolerant Integrated Borehole Trajectory Location Method Based on Geomagnetism/Inertial of MWD

Yang Hai，Li Li

（*School of Mechatronic Engineering*，*Southwest Petroleum University*）

Abstract：In the oil industry，directional drilling technology plays a significant role in oil-gas

作者简介：杨海（通讯作者），分别在 2011 年和 2016 年于中国矿业大学获得学士学位和博士学位，现为西南石油大学机电工程学院讲师，主要研究方向为石油钻井智能仪表和定位导航。E-mail：yanghaiswpu@163.com

Yang Hai received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from China University of Mining and Technology in 2011 and 2016，respectively. Now he is a lecturer in Southwest Petroleum University. His main research interests include intelligent instrument and positioning navigation for oil drilling.

李莉，2018 年于西南石油大学获得工学学士学位，现于西南石油大学硕士研究生在读，主要研究方向为石油钻井智能仪表和定位导航。E-mail：lili1230909@163.com

Li Lireceived her B. Sc. degree in 2018 from Southwest Petroleum university. At present，she is a postgraduate of Southwest Petroleum University. Her main research direction is intelligent instrument and positioning navigation for oil drilling.

exploration. The key to success of directional drilling technology is to accurately locate bit for measurement while drilling instrument. Aiming at the problem that gross errors and data missed seriously influence the accuracy of positioning calculation, this paper presents a fault-tolerant combination borehole trajectory positioning method based on geomagnetic/inertial measurement while drilling. Firstly, the geomagnetic survey system is established to locate the borehole position based on three-axis fluxgate and three-axis accelerometer, the inertial measurement unit calculates the borehole trajectory at the same time. Then, the decision tree fault-tolerant judgment mechanism is introduced to discriminate and evaluate the geomagnetic positioning system due to the problem of gross location information about magnetic interference and loss of measurement data in downhole complicated environment. Furthermore, Kalman Filter algorithm is implied to construct fault-tolerant combination borehole trajectory positioning system. The simulation experiment is performed on the drilling experimental platform final approval. The experimental results show that the fault-tolerant combination borehole trajectory positioning system can effectively detect data missed and gross errors in geomagnetic positioning system. In addition, the positioning accuracy of the positioning system can be maintained within 1 m even when the data missed and gross error state lasts for 6 minutes respectively. Compared with single geomagnetic positioning system, this positioning method has perfect robustness and strong anti-interference ability.

Keywords: Measurement While Drilling; Borehole Trajectory; Geomagnetic Survey; Inertial Measurement Unit; Fault-Tolerant Combination Positioning

0 引言

当今石油钻井工程已进入深井、大位移和薄油层等高难度开发环境，对石油开采技术提出更高要求［1］［2］。眼下，一般的定向井、水平井已无法满足世界对石油资源与日俱增的需求［3］。大斜度井、分支井和大位移井更能适应在复杂环境下施工，逐渐被用来开发规模更小、油层更薄、物性更差和非均质性强的油藏，这些技术对井眼轨迹定位精度提出更高要求［4］。为实现水平定向钻进中的轨迹精确导向，必须实时获取地下钻头的姿态参数和钻头的空间位置，因此随钻测量和定位技术作为关键测量问题受到广泛关注［5］。

目前常用的随钻测量系统（MWD）基于三轴加速度计和三轴磁通门建立地磁测量系统确定井眼姿态［6］［7］。磁通门容易受到由井底钻具组合和井下矿床带来的磁干扰影响，这些磁干扰分布不均也无法预测，给地磁测量带来较大误差。进而提出将测量短节安装在无磁钻铤中以减少磁干扰误差，但无法消除误差。三轴加速度计在靠近钻头的位置，遭受强烈振动、冲击和高温的恶劣影响。在钻头转动的过程中，产生径向离心加速度，叠加在重力加速度计输出上，造成定位误差。为降低磁通门和加速度计带来的定位解算误差，有学者在误差校正上进行了相关研究。比如 He Huang 等人提出一种基于初始位置误差约束的改进粒子群算法［8］。Chen Zhou 等人提出一种多矢量匹配算法（VICCP）的地磁导航模型来降低传感器误差带来的影响［9］。

惯性导航系统逐渐被应用在随钻测量系统中，惯性导航利用陀螺仪和加速度计测量运动载体在惯性空间中的角速度和线速度，根据载体运动微分方程组实时精确地解算出运动载体的速度、位置和姿态角（倾斜角、方位角和工具面）［10］［11］。其中 MEMS 惯性测量单元具有精度高、采样频率高、低成本和体积小等优势，满足水平定向钻井的要求。陀螺仪不受磁干扰影响，但惯性测量

单元中陀螺仪和加速度产生的零漂和积分累计误差导致惯性导航系统的位置参数误差随时间迅速增加，导致定位的井眼轨迹严重偏离。为降低陀螺仪的积分累积误差，许多学者也多了相关研究。比如，Hua Song 等提出一种基于惯性技术与冗余加速度计随钻测量系统，以提高姿态测量性能［12］。Seyed Mohsen. S. M 等设计出一种用于随钻测量系统中的倾斜冗余加速度计，实现自动标定与误差检测［13］。考虑到地磁测量的磁干扰与惯性测量的累计误差，有学者将随钻磁场测量和陀螺仪结合定位井眼轨迹。Dasha Zhang 等人提出基于巨磁阻抗效应的磁传感器，采用自调节技术对偏置磁场进行测量的方法［14］。Aaron Canciani 等人提出 INS 导航和地磁异常导航相结合的方式，提高导航精度［15］。

上述学者虽然提出了磁场误差分析和惯性随钻的累计误差问题，但是井下环境恶劣以及随钻测量采用泥浆脉冲的方式进行数据传输，往往会导致磁场测量参数粗大误差以及随钻测量数据丢失，测量时间轴不连续等问题。针对上述问题，本文提出了一种基于决策树模型的容错组合井眼轨迹定位方法。

1　随钻测量描述及其误差分析

MWD 是一项在钻井过程中进行井下测量及实现无线传输的技术，它利用钻柱中的泥浆脉冲将测量信息数据传输到地面，如图 1。

MWD 系统的测量精度主要受到传感器精度、安装误差和数据传输方面的影响。在数据传输过程中，泥浆作为信号传输的介质，对数据传输有很大的影响。泥浆在数据传输的过程中，容易受到井下环境的干扰，如压力泵、井底发动机和钻具转动强烈振动，给信号附加较大的噪声，造成地磁参数粗大误差。泥浆在长距离传输过程中，信号容易变形，衰减和甚至消失，产生数据丢失。

基于磁通门和加速度计的随钻地磁测量是最简单有效的井眼定位方法。但由于井下环境的复杂性，磁通门的磁敏感性受许多因素干扰导致其测量误差较大，其中以井下钻具组合导致的磁干扰为主。

综上所述，随钻地磁测量干扰因素多、误差大，且磁干扰误差难以消除，导致随钻地磁测量对井眼轨迹定位精度的限制。因此需要增加惯性测量系统以组合定位的形式降低测量误差。

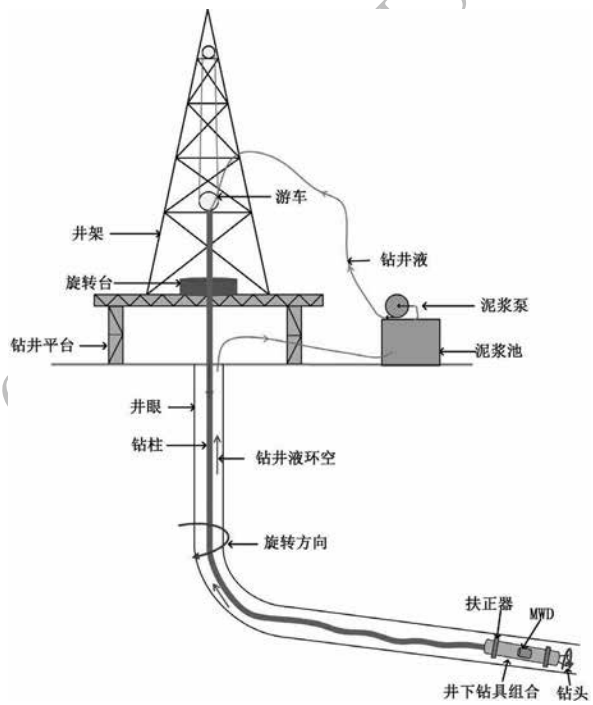


图 1　典型随钻测量系统

Fig. 1　Typical measurement while drilling system

2　姿态角解算

2.1　基于惯性单元的随钻姿态测量

井眼相对于参考坐标系的姿态可以通过不同的转动形式获得。随着井眼的钻进，通过惯性测量单元陀螺仪提供的加速度率矢量进行姿态矩阵的更新。本文采用欧拉角法来表示姿态角矩阵，采用参考坐标系为 EUN 坐标系如图 2 所示。

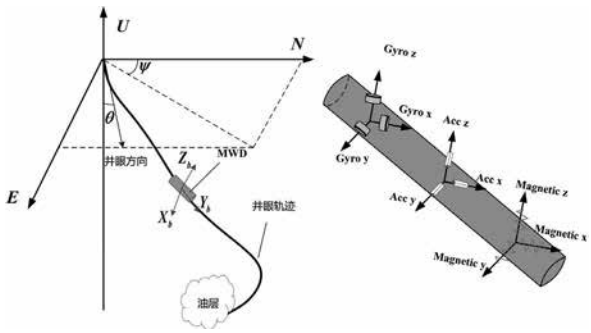


图 2　井眼轨迹与姿态角图

Fig. 2　Borehole trajectory and attitude angle diagram

转动方向为原点沿坐标轴方向看，顺时针旋转为正，逆时针旋转为负。随钻测量短节中陀螺仪的坐标转动示意图如图 3 所示，具体转动方式如下所示：

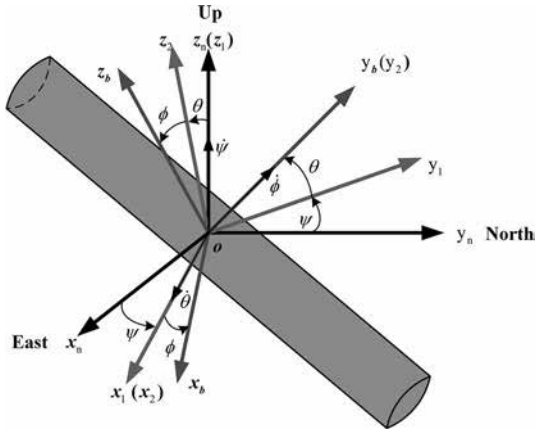


图 3　坐标轴转动姿态角示意图

Fig. 3　Rotating attitude angle of coordinate axis

$$x_n y_n z_n \xrightarrow{\psi_1 o z_n} x_1 y_1 z_1 \xrightarrow{\theta_1 o x_1} x_2 y_2 z_2 \xrightarrow{\phi_1 o y_2} x_b y_b z_b \tag{1}$$

经过三次一定顺序的转动有 C_1，C_2，C_3 矩阵，获得参考坐标系变换到载体坐标系的姿态矩阵 C_n^b，可表示如下式：

$$C_n^b = \begin{bmatrix} c\theta c\psi - s\phi s\theta s\psi & c\phi s\psi + s\theta s\phi c\psi & -s\phi c\theta \\ -c\theta s\psi & c\theta c\psi & s\theta \\ s\phi c\psi + c\phi s\theta s\psi & s\phi s\psi - c\phi s\theta c\psi & c\phi c\theta \end{bmatrix} \tag{2}$$

其中，’c’ 表示为 ’cos’ 的简写；’s’ 代表为 ’sin’ 的简写

从载体坐标到参考坐标系的变换可用 C_b^n 表示为：

$$C_b^n = (C_n^b)^T \tag{3}$$

在随钻井斜测量中，陀螺仪的实际输出为 $\omega_i^b b$，表示安装在载体上的陀螺仪相对于惯性坐标系的角速率在载体坐标系上的投影。

$$\omega_{nb}^b = \omega_{ib}^b = C_n^b(\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \tag{4}$$

式中，ω_{nb}^b 为导航坐标系的角速度相对于载体坐标系分量上构成的矢量。

θ，ψ，ϕ 分别为随钻井斜测量中的倾斜角、方位角和工具面角。$\dot{\theta}$，$\dot{\psi}$，$\dot{\phi}$ 分别表示载体三次转动的角速率。建立角速率数学模型如下：

$$\omega_{nb}^b = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\phi} \\ 0 \end{bmatrix} +_3 \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + C_3 C_2 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} \tag{5}$$

整理后可得：

$$\dot{\omega} \frac{1}{c\theta} \begin{bmatrix} c\theta c\psi & 0 & c\theta s\phi \\ -s\psi & 0 & c\psi \\ s\theta s\psi & c\theta & s\theta c\psi \end{bmatrix} \omega_{nb} \tag{6}$$

其中，$\omega_{nb}^b = [\omega_{nbx}^b \quad \omega_{nby}^b \quad \omega_{nbz}^b]^T$ 为载体的角速率；$\dot{\omega} = [\dot{\theta}, \dot{\psi}, \dot{\phi}]^T$。

解算式（5）和（6）得到 ω_{nb}^b，即可求得 θ，ϕ，ψ 三个角度，可求解出当前井眼的井斜，即初步解算出井眼钻进姿态。

2.2　基于地磁测量的随钻姿态测量

加速度计实际测量的是重力加速度分量，可利用加速度计测量井眼的姿态参数即井斜角和工具面角。于是由式（2）可知重力矢量从地理坐标系到 EUN 坐标系之间的变换满足下式：

$$Acc = C_n^b G_0 \tag{7}$$

式中，$Acc = [Acc_x \quad Acc_y \quad Acc_z]^T$，$G_0 = [0 \quad 0 \quad g]^T$，$g$ 表示为当地的重力加速度。

根据式（2）和（7）求解，即可求出井斜角的表达式和工具面的表达式。

$$\tan\theta = \frac{-Acc_y}{\sqrt{(Acc_x^2 + Acc_z^2)}}, \quad \tan\phi = \frac{Acc_x}{-Acc_z} \tag{8}$$

磁通门是通过测量地层中微弱磁场的器件，在没有磁干扰的情况下，沿随钻测量工

具轴向 XYZ 轴安装磁通门测量地磁场分量。在地理坐标系中，地磁场矢量 B_0 方向不是直接指向磁北方向，而是在磁北方向的竖直面内与磁北方向有一夹角 β，此角称为磁倾角。由式（2）可知地磁场矢量从地理坐标系到钻具坐标系之间的变换满足：

$$B = C_n^b \beta \tag{9}$$

式中，$B = [B_x \quad B_y \quad B_z]^T$，$\beta = [0 \quad B_0\cos\beta - B_0\cos\beta]^T$。

根据式（2）、（8）和（9）求解，即可得方位角。

$$\tan\Psi = \frac{g(B_z Acc_x - B_x Acc_z)}{B_y(Acc_x^2 + Acc_y^2) + Acc_y(B_z Acc_x + B_z Acc_z)} \tag{10}$$

这样，根据三轴加速度计和三轴磁通门即可求得井斜角、方位角和工具面，确定井眼钻进姿态。

3 地磁/惯性容错组合井眼轨迹定位

根据地磁定位系统和惯性测量结果共同构建组合定位系统。考虑到随钻测量系统获得的井眼参数时间轴不连续且存在噪声、干扰粗大误差等情况，提出一种基于决策树容错组合判断策略的容错组合井眼轨迹定位方法。

3.1 基于决策树模型的容错组合定位

随钻测量系统由于井下环境恶劣容易导致数据丢失和粗大误差。利用惯性测量的定位信息作为一种参考信号，对地磁定位进行构建基于决策树随钻测量定位容错组合判断模型。根据判断的最后结果对地磁定位信息的输出结果进行稳定化处理，并以此作为组合系统卡尔曼滤波模型的量测值，来校准地磁场定位使得组合定位系统的定位精度和稳定性得到提高。

将当前时刻以及前后各一个时刻的地磁测量数据作为决策树模型的输入值（$k-1$ 时刻、k 时刻及 $k+1$ 时刻）。首先判断地磁数据是否有丢失，通过判断前后两个数据的时间间隔是否大于其采样周期来确定，即：

$$t - t_{M,k} > T_M \tag{11}$$

式中：t 表示当前时刻时间，$t_{M,k}$ 表示地磁 k 时刻的采样时间，T_M 则为地磁测量的采样周期。通过上述判断，在存在数据丢失的情况时，仅用惯性测量单元对井眼轨迹进行定位解算。否则利用 $k-1$ 和 k 时刻的地磁数据以及惯性测量所对应时刻的姿态信息对地磁场信息下一时刻数据进行预测。预测模型为：

$$P_{pre,k+1} = \begin{bmatrix} s(\varphi_{l,i+1}) \\ c(\varphi_{l,i+1}) \end{bmatrix} \left\| \frac{P_{M,k} - P_{M,k-1}}{t_{M,k} - t_{M,k-1}} \right\| (t_{M,k+1} - t_{M,k}) + \hat{P}_k \tag{12}$$

其中，$P_{pre,k+1}$ 为 $k+1$ 时刻地磁预测点；$P_{M,k}$ 为地磁 k 时刻测量值；$\varphi_{l,i+1}$ 为惯性测量解算出的姿态角；$\hat{P}_k$ 为上一时刻容错组合定位系统的解算位置。地磁测量和惯性测量之间的时间关系满足关系式 $t_{l,i+1} < t_{M,k+1} < t_{l,i+1}$。

预测值与测量值之间的距离以及正态分布下位置偏离参数的求解公式如（13）、（14）和（15）示：

$$\delta P_{\mathrm{pre,M,k+1}} = \| P_{\mathrm{M,k+1}} + P_{\mathrm{pre,k+1}} \| \tag{13}$$

$$S(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \tag{14}$$

$$\varepsilon_{k+1} = \frac{S(\delta P_{\mathrm{pre,M,k+1}})}{S(0)} \tag{15}$$

其判断关系式为：

$$\varepsilon_{k+1} > \tau_\varepsilon \tag{16}$$

式中，$\delta P_{\mathrm{pre,M,k+1}}$ 为地磁预测值与实际值之间的距离；$S(x)$ 为正态分布下的概率密度函数。其中 μ 和 σ 分别为函数设定的均值和方差；ε_{k+1} 为归一化后的预测值与测量值之间的位置偏离参数。设定位置偏离参数的阈值为 τ_ε，进而用来判断 $k+1$ 时刻地磁定位参数是够满足条件。

设定角度差阈值 $\tau_{\varphi l}$ 来进行方位角的判断，通过比较相邻两个地磁测量值计算出的方位角与惯性单元计算的姿态角。因此可以得到其与惯性单元解算的偏航角之间角度差

$\delta\varphi_{k+1}$ 为：

$$\delta\varphi_{k+1}=\varphi_{M,k+1}-\varphi_{l,i+1} \tag{17}$$

其中，$\varphi_{l,i+1}$ 为 i+1 时刻下的惯性测量偏航角。

其姿态角的判断关系为：

$$\delta\varphi_{k+1}<\tau_{\varphi l} \tag{18}$$

如果地磁测量数据同时满足关系式（16）和（18）时，将该地磁信息作为卡尔曼滤波的观测量。其观测量的计算公式如下：

$$P_{KF,k+1}=\varepsilon_{k+1}\ (P_{M,k+1}-P_{pre,k+1})\ +P_{pre,k+1} \tag{19}$$

式中，$P_{KF,k+1}$ 为卡尔曼滤波的位置观测量。

如不满足公式（18），则利用 $P_{pre,k+1}$ 作为卡尔曼滤波的量测值，避免不准确的地磁测量值对系统整体定位精度的影响。

为了防止判断的误动作，设置了一个较小的姿态角角判断阈值 $\tau_{\varphi s}$，定义 $\tau_{\varphi l}=2\tau\varphi s$。因此其姿态角的判断关系式为：

$$\delta\varphi_{k+1}<\tau_{\varphi s} \tag{20}$$

为了更准确的识别地磁测量数据是否恢复到准确定位状态，需要进行地磁自身位置测量点之间的距离变化阈值判断。其计算公式如下所示：

$$\begin{cases} d_{k+1,k}=\|P_{M,k+1}-P_{M,k}\| \\ d_{k+1,k}-d_{k,k-1}<\tau_{M,d1} \\ d_{k+1,k}+d_{k,k-1}<\tau_{M,d2} \end{cases} \tag{21}$$

式中，$d_{k+1,k}$ 表示地磁 k+1 时刻与 k 时刻位置测量点之间的距离；$\tau_{M,d1}$ 和 $\tau_{M,d2}$ 分别为地磁相邻测量距离值之差以及和的阈值。

如判断该测量点的地磁信息恢复到准确数值，则将该数值作为卡尔曼滤波的观测值。否则利用预测值和姿态角进行卡尔曼滤波，降低粗大误差数据给定位产生影响。实现利用不同参数信息实现容错判断。

3.2 卡尔曼滤波组合定位模型

通过决策树模型进行容错判断后得到稳定的位置观测信息，并结合惯性单元的解算结果建立基于位置误差和速度误差状态变量的组合定位系统的状态空间方程。

根据卡尔曼滤波方程，利用经过容错判断后的惯性单元测量值对组合定位系统中的地磁测量值进行融合校正，进而实现地磁与惯性单元组合下的定位模型构建。组合定位系统的总体结构简图如图 4 所示。

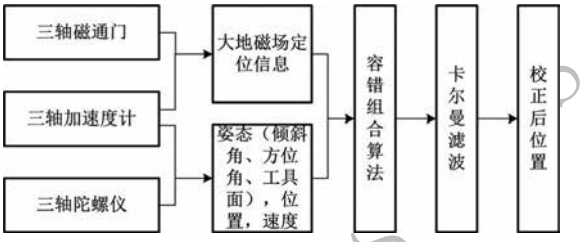


图 4　组合定位系统总体结构简图

Fig. 4　Overall structure of integrated positioning system

4　实验验证

为了验证所提定位模型的准确性，利用西南石油大学钻头实验室的钻头试验架搭建随钻测量组合定位实验平台，并对本文所提出的井眼轨迹定位模型进行实验验证。

4.1 实验平台的搭建

本文搭建的模拟随钻测量组合定位系统，可以向地下钻进 15 米深直道，钻速范围为 0.2m/min～1.0m/min，实验平台主要由钻头、钻杆、随钻测量短节和数据传输系统组成，如图 5 所示。

4.2 实验结果分析

信息通过无线的方式传输到上位机，对信息进行分析和解算。将本文提出的方法与传统的井眼轨迹定位方法相比较，如表 1。地磁定位系统能够稳定输出精确的定位结果，其容错组合定位系统定位结果如图 6 所示。由轨迹图可以看出解算地磁位置信息围绕参考轨迹浮动，由于钻具的强烈振动与钻具对磁通门的磁场干扰导致解算出的井眼轨迹稍微偏离参考轨迹。纯惯性测量单元进行轨迹位置解算，在短时间内其积分误差累计严重使得轨迹偏离较大。同时基于决策树模型的容错组合定位能够对参考轨迹进行更准确跟踪，其最大误差为 0.20m，仅地磁测量单独进行井眼轨迹定位的最大误差为 0.29m。

图 5　随钻测量钻井实验平台

Fig. 5　Drilling test platform of MWD

表 **1**　测量方法表示

Tab. 1 Representation of different measurement methods

方法	方法描述
Mag	磁通门
Acc	加速度计
MEMS	惯性测量单元
FT Reference	容错组合方法参考轨迹曲线

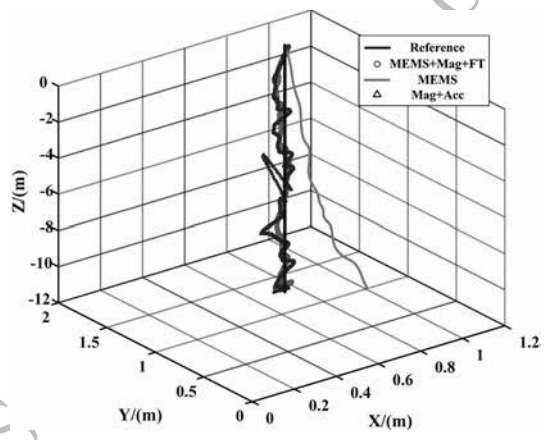
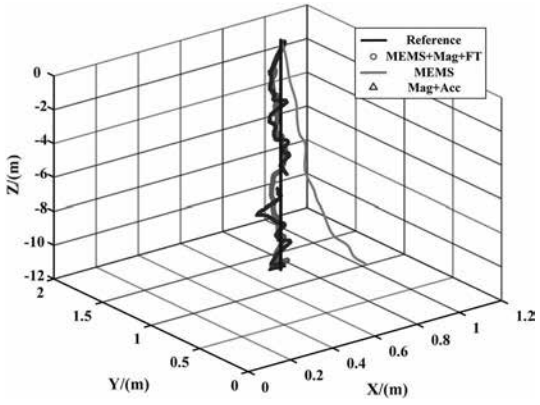


图 6　正常状态下井眼轨迹定位结果

Fig. 6 Location result of borehole trajectory under normal condition

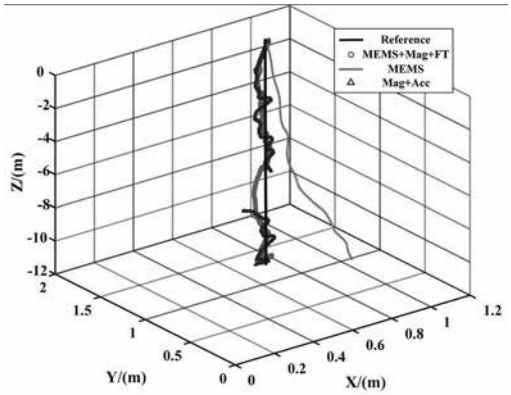
为了更加有力说明基于决策树模型容错组合井眼定位系统的位置校正定位性能和鲁棒性，分别对定位数据时间轴不连续的数据丢失问题和钻进过程中的粗大定位误差进行实验验证。首先在钻进过程中人为去除 2min 的地磁测量信息值，该定位模型的定位结果如图 7-（a）所示。由图中分析可知，地磁测量值丢失了一段时间，然而基于决策树模型的容错组合定位系统通过对成功对地磁定位数据时间轴不连续的检测判断能够有效的继续跟踪参考轨迹，直到地磁定位系统重新恢复测量值的准确稳定输出。在数据丢失 2min 的情况下，本文的定位模型的最大定位误差为 0. 35m。

人为的延长地磁测量数据值丢失持续时间，将地磁定位数据丢失 4min，再延长地磁定位数据丢失时间为 6min，如图 7-（b）和图 7-（c）。在图 7-（b）中可以看出，容错定位系统在钻进过程中由于惯性测量定位的积分解算导致的累积误差影响了整体的定位趋势，但仍能够继续跟踪参考轨迹，出现了小幅度偏离参考轨迹的情况。分析发现在地磁测量信息数据丢失 4min 的情况下，容错组合定位系统能够保持在 0. 55m 以内的定位误差。由图 7-（c）看出，在地磁场测量数据持续丢失时间为 6min 情况下，容错组合定位的轨迹仍然能够跟踪参考轨迹的钻进趋势，由于惯性测量定位累积误差的持续影响，导致组合定位系统相对于参考轨迹的定位误差逐渐增大，其最大的定位误差为 0. 81m。因此该容错组合定位系统能够实现在数据丢失时间持续 6min 情况下，定位误差保持在 1m 以内。



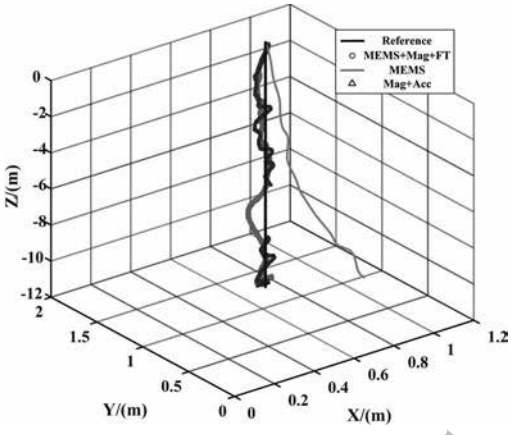
（a）数据丢失两分钟的轨迹解算曲线

（a）Trajectory solution curve with 2 minutes of data loss



（b）数据丢失四分钟的轨迹解算曲线

（b）Trajectory solution curve with 4 minutes of data loss



（c）数据丢失六分钟的轨迹解算曲线

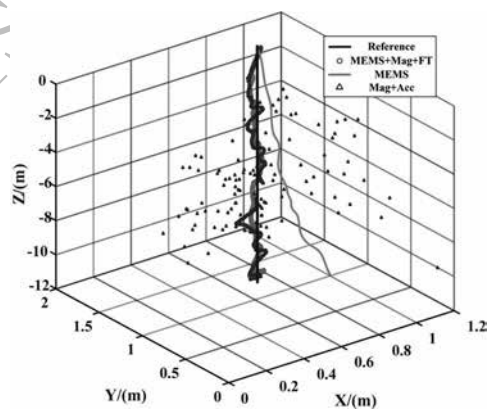
（c）Trajectory solution curve with 6 minutes of data loss

图 7　地磁测量数据持续丢失定位结果

Fig. 7　Location result of continuous loss of geomagnetic survey data

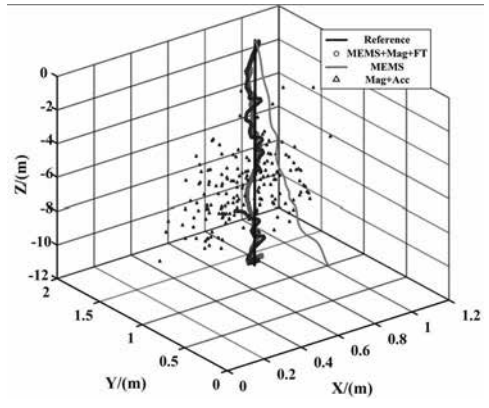
在对地磁场测量值数据丢失的状态进行实验验证后，还需要对磁干扰引起的地磁粗大定位误差的情况进行验证。为了和前面数据丢失情况对比，在同样的实验时间点将均方差为 1.1m 的高斯噪声人为添加到地磁定位结果中，以此来说明粗大误差下的定位结果。测试粗大误差持续时间同样选择 2min、4min 和 6min，如图 8-（a）、图 8-（b）和图 8-（c）所示。由图 8-（a）可以看出一些地磁测量数据严重偏离参考轨迹，并且其粗大误差分布不均匀。然而根据惯性测量的姿态角进行计算的预测点能够继续跟踪参考轨迹，并且由于决策树模型的判断使得地磁定位系统从粗大误差状态恢复到正常状态也能够进行正常的定位跟踪。在地磁粗大误差持续 2min 的情况下，组合定位系统保持在 0.25m 以内的定位误差。

当继续增加地磁测量粗大误差的时间到 4min，在定位的前期，组合定位系统仍能够跟踪参考轨迹，但随着惯性测量定位时间的延长，由于惯性单元的积分累计误差和地磁定位计算误差的双重影响，使得组合定位轨迹相对于参考轨迹出现了一定的偏差。因此在磁干扰产生的粗大误差持续时间为 4min 的情况下，其地磁定位误差在 0.35m 以内。最后对地磁测量粗大误差设置为持续 6min，组合定位系统的定位结果能够继续跟踪参考轨迹，然而其定位误差出现增加的情况，其定位误差最大值 0.60m。因此在地磁出现粗大定位误差情况下，本文提出的组合定位系统能够避免大地磁场粗大定位误差影响组合定位系统的定位效果。



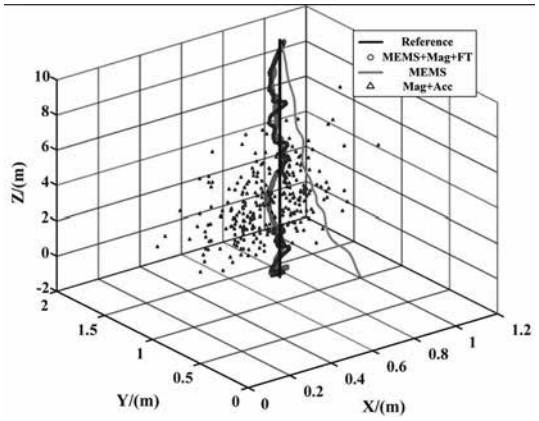
（a）粗大误差持续两分钟的轨迹解算曲线

（a）Trajectory solution curve with gross error lasting 2 minutes



（b）粗大误差持续四分钟的轨迹解算曲线

（b）Trajectory solution curve with gross error lasting 4 minutes



（c）粗大误差持续六分钟的轨迹解算曲线

（c）Trajectory solution curve with gross error lasting 6 minutes

图 8　地磁测量数据持续粗大误差定位结果

Fig. 8　Location results of persistent gross errors in data

比较正常状态定位下，纯地磁定位、纯惯性测量定位与容错组合定位三种定位方法的误差，图 9 为三种定位方法的姿态角误差比较，图 10 为三种井眼轨迹定位方法的位置误差比较。从图 9 和 10 中可以看出，惯性测量单元解算的姿态角具有明显的累计误差。在石油钻井中需要测量工具长时间于地下测量井底信息，只用惯性测量定位井眼轨迹误差在 10 分钟就可以迅速累加，实际轨迹严重偏离参考轨迹。利用容错组合定位的方法，极大程度上避免地磁测量和惯性测量的弊端，很好的实现轨迹的精确定位。容错组合定位系统在数据缺失和参数粗大误差情况下，可明显降低姿态角误差和位置误差。

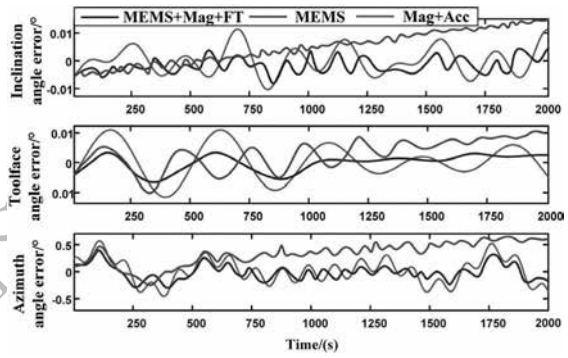


图 9　三种定位方法的姿态角误差

Fig. 9　Attitude error of three locating methods

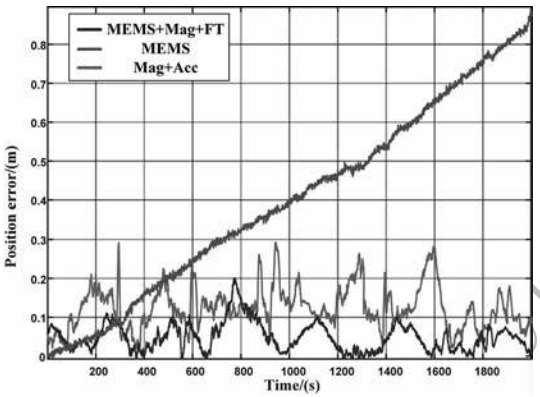


图 10　三种定位方法的位置误差

Fig. 10　Position errors of three locating methods

5　结论

针对粗大误差和数据丢失问题导致地磁定位系统解算出的井眼轨迹严重偏离参考轨迹的现象，本文提出一种基于地磁和惯性测量组合井眼轨迹定位方法。利用模拟钻井实验平台，对本文提出的组合定位模型在地磁测量不同的定位状态下进行实验验证。首先在地磁测量数据丢失的情况下，短时间内组合定位系统能够较好的跟踪参考轨迹，且在数据丢失 6min 的情况下，其最大定位误差为 0. 81m，可以很好的控制在 1m 以内。其次，在对地磁场粗大误差判断中，容错组合定位系统能够准确检测出粗大误差点并避免地磁粗大误差下的定位解算对定位结果的最终影响，能够较好的跟踪参考轨迹，并且在粗大误差持续时间为 6min 的情况下最终的组合定位误差控制在 0. 65m 以内。

参考文献：

[1] W. HU, J. BAO, and B. HU, "Trend and progress in global oil and gas exploration," *Pet. Explor. Dev.*, vol. 40, no. 4, pp. 439-443, 2013.

[2] M. P. Vega, F. B. Vieira, L. D. Fernandes, M. G. Freitas, E. Russano, and A. L. Martins, "Smart monitoring and decision making for regulating annulus bottom hole pressure while drilling oil wells," *Brazilian J. Chem. Eng.*, vol. 33, no. 4, pp. 969-983, 2016.

[3] L. Wang, A. Noureldin, U. Iqbal, and A. M. Osman, "A reduced inertial sensor system based on MEMS for wellbore continuous surveying while horizontal drilling," *IEEE Sens. J.*, vol. 18, no. 14, pp. 5662-5673, 2018.

[4] G. Dong and P. Chen, "A Review of the Evaluation, Control, and Application Technologies for Drill String Vibrations and Shocks in Oil and Gas Well," vol. 7, 2016.

[5] S. V. R. De Souza, "CALIBRAÇÃO DE ERROS SISTEMÁTICOS EM ACELERÔMETROS MEMS / Systematic Errors Calibration for MEMS Accelerometers," *Bol. Ciências Geodésicas*, vol. 22, no. 4, pp. 835-850, 2016.

[6] Daroogheha, T. A. Lasky, and B. Ravani, "Position Measurement under Uncertainty Using Magnetic Field Sensing," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 12, pp. 1-8, 2018.

[7] J. K. Deutschmann and I. Y. Bar-Itzhack, "Evaluation of Attitude and Orbit Estimation Using Actual Earth Magnetic Field Data," *J. Guid. Control. Dyn.*, vol. 24, no. 3, pp. 616-623, 2008.

[8] H. Huang, W. Li, D. A. Luo, D. W. Qiu, and Y. Gao, "An Improved Particle Filter Algorithm for Geomagnetic Indoor Positioning," *J. Sensors*, vol. 2018, pp. 1-9, 2018.

[9] Z. Chen *et al.*, "A new geomagnetic matching navigation method based on multidimensional vector elements of earth's magnetic field," *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.* vol. 15, no. 8, pp. 1289-1293, 2018.

[10] J. L. Weston, A. G. Ledroz, and R. Ekseth, "New Gyro While Drilling Technology Delivers Accurate Azimuth and Real-Time Quality Control for All Well Trajectories," *SPE Drill. Complet.* vol. 29, no. 03, pp. 295-303, 2014.

[11] E. M. Diaz and M. Caamano, "Landmark-based online drift compensation algorithm for inertial pedestrian navigation," 2017 *Int. Conf. Indoor Position. Indoor Navig. IPIN* 2017, vol. 2017-Janua, pp. 1-7, 2017.

[12] H. Song, H. Huang, J. Zhang, and D. Qu, "A new measurement-while-drilling system based on inertial technology," *Advanses in Mechanical Engineering*. vol. 10, no. 37, pp. 1-14, 2018.

[13] Seyed Mohsen Seyed Moosavi, Bijan Moaveni, Behzad Moshiri and Mohammad Reza Arvan, "Auto-Calibration and Fault Detection and Isolation of Skewed Redundant Accelerometers in Measurement While Drilling Systems Seyed," *IEEE Senors.* vol. 18, no. 3, pp. 702-715, 2018.

[14] D. Zhang, Z. Pan, H. Zhou, and W. Zhang, "Magnetic sensor based on giant magneto-impedance effect using the self-regulating technology on the bias magnetic field," *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 249, pp. 225-230, 2016.

[15] A. Canciani and J. Raquet, "Airborne Magnetic Anomaly Navigation," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 53, no. 1, pp. 67-80, 2017.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

2. 气象水文海洋智能观测与仪器

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

海水悬浮物多通道原位自动采集与过滤系统设计

陈永华[1]，姜　斌[1]，刘庆奎[1]，李晓龙[1]，姜静波[1]，倪佐涛[1]

（1. 中国科学院海洋研究所，青岛 266071）

摘　要：悬浮颗粒物浓度是海洋水体的重要参数之一，其精确测定具有重要意义。传统方法是现场取水封装后，在实验室进行过滤分析，此方法测量结果相对准确，但涉及大量水样的采集、运输和储存，费时费力效率低；而基于声学、光学等测量方法，虽然效率较高，但反演得出的测量误差大，其适用范围也受到限制。基于此，在水下泵设计、水下流量计设计、多通道选通装置设计和中控系统设计的基础上，进行装置集成，设计构成海水悬浮物多通道原位自动采集与过滤装置。结合海水原位过滤需求，提出海水悬浮物多点、多层、多通道原位自动过滤方法，以实现海水悬浮颗粒物的分时空立体原位长时次获取，避免了传统取样过滤方法效率低和现代测量方法反演误差大的缺陷，以期为海水悬浮颗粒物浓度测量提供一种简约高效的方法。

关键词：海水悬浮物；多通道；原位取样；自动采集；海水过滤；系统设计

中图分类号：P715．5　　**文献标志码**：A

Design of multi-channel in-situ automatic collection and filtration systemto assign the suspended particles concentration of seawater

Chen Yonghua[1], Jiang Bin[1], Liu Qingkui[1], Li Xiaolong[1], Jiang Jingbo[1], Ni Zuotao

(1. Institute of Oceanology, Chinese Academy of Sciences, Qingdao266071, China)

Abstract: Suspended particles concentration is one of the most important parameters of marine water. It is of great significance. The traditional method is that the water samples are collected and packaged to the laboratory to be filtered and analyzed. The measurement results of this method are considered to be the most accurate, but it involves the transportation and storage of a large number of samples. Obviously, it is time-consuming and low efficiency. Whereas the methods based on the acoustic and optical measurement are highly efficient, but are of great measurement error which makes its application limited. Base on the design of underwater pump, underwater flowmeter, multi-channel swithc device and electrical control circuit, a multi-channel in-situ automatic collection and filtering device for sea water is designed after

基金项目：国家自然科学基金资助项目（项目号 41776109），科技部重点研发计划项目（项目号 2017YFC1403401 和 2016YFC1402602）

作者简介：陈永华（1976—），男，博士研究生，研究员，主要从事海洋装备研发，E-mail：chenyonghua@qdio.ac.cn；

integrating. Combined with the requirements of in-situ filtration of seawater, a multi-point, multi-layer and multi-channel in-situ automatic filtration method of seawater suspended solids is proposed to realize the long-term acquisition of in-situ solid particles in seawater, avoiding the shortcomings of low efficiency of traditional sampling filtration method and large inversion error of modern measurement method. The objective of this design is to provide a simple and efficient method to assign the suspended particles concentration of seawater.

Key word: Suspended particles of the seawater; Multi-channel; In-situ sampling; Automatic collection; Sea water filtration; System design

0 引言

海洋中悬浮颗粒物（suspended particles concentration，SPC）（包括浮游微生物和悬浮泥沙等）是沉积物的主要来源，而沉积物是许多痕量元素由表层水向底层水输送的主要载体，它在元素输送、循环和去除中充当着重要角色，是元素的一种赋存形态[1]。水体表层悬浮颗粒量影响着水的透明度和真光层的厚度，从而影响浮游生物的光合作用和初级生产力[2]；悬浮颗粒物本身可作为微小生物的食物，而这些无机颗粒物和有机碎屑到达海底后成为底栖生物的主要食物来源[3]；地震或浊流能引起大量沉积物的悬浮，使底层水密度大大增加，并常常改变底层水的温度和盐度[4]。因而，悬浮颗粒物的精确观测对研究海洋物质输运和水体要素特征具有重要意义。在近岸海域，悬浮颗粒物的沉积影响着海水水质、生物群落和地球化学形态。

目前，悬浮颗粒物浓度的测量最根本的方式是通过现场获取水样，回实验室后过滤分析；或基于光学、声学、密度、介电常数等测量进行估计。因此，其测量方法主要分为两类，即传统方法和现代方法。传统方法是现场取水（三点或六点法），然后对水样进行过滤、称重、计算悬浮颗粒物质量浓度，这被认为是最准确的方法，但仅能得到某几层深度、较大时间间隔的悬浮颗粒物数据，耗时且耗费较大。现代方法是利用光学、声学、密度、介电常数等传感器间接观测悬浮颗粒物浓度，其特点是效率高，连续采集，可获得具有较高时空分辨率的悬浮颗粒物信息，但其测量精度较低，而且这些间接观测悬浮颗粒物浓度的方法，需要对所用设备定期进行校准，并受到适用测量深度的限制。因此，如何省时省力的实现多测点、全水深多水层、长时次悬浮颗粒物浓度的测量，是目前迫切需要解决的问题。海水原位过滤成为传统的海水提升后到实验室过滤方法的有益补充，但由于全是单通道测量，其优势在于大体积过滤（单次抽滤水量 100L 以上），要实现大体积过滤而滤膜不被堵塞，要求水质非常好，因此其主要是用在深水海域[5]。国外海水原位过滤技术的研发较早，起始于上世纪 80 年代，美国伍兹霍尔海洋研究所较早开始海水直流泵和海水原位过滤技术研发，上世纪 90 年代德国基尔大学海洋学院也研制了工作深度达到 4000m 的悬浮颗粒物原位过滤装置[6]；并且伍兹霍尔海洋研究所和 Mclane 公司合作开发了大体积水样抽滤采样系统（Large Volume Water Transfer System (WTS-LV)）[7]，并形成了产品，如下图所示。WTS-LV 是一款大容量水体原位微孔过滤采样器，连续抽取水体，可让水体通过过滤器支架内的薄膜滤纸或吸附滤筒，收集水体中的悬浮和溶解性颗粒物质，国内外利用它开展了一系列取样研究[8-11]。WTS-LV 采样器主要功能部件采用的是柱塞泵，其主体采用不锈钢及钛合金制成，最大可承受 5500 米水深压力，可应用于海洋、湖泊、河流、水库等多种水体，进行浮游生物样品、痕量金属样品、沉积物颗粒等采样工作[12]。另外，

基于开展研究的需要，有些用户还在深海微生物取样装置上集成安装了获取采样区域环境参数（CTD、荧光计、浊度计等）的传感器[13]。

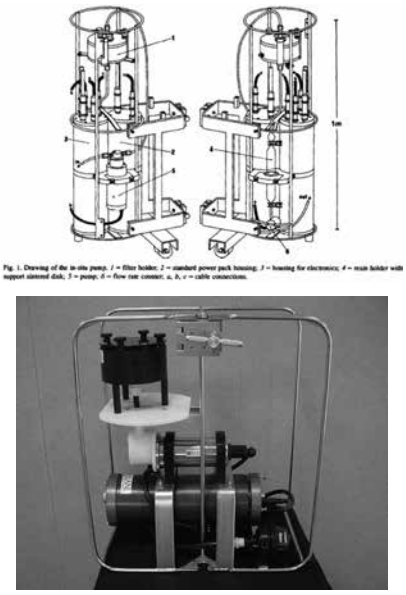


图 1　德国基尔大学和美国 McLane 公司分别研制的悬浮颗粒物原位过滤装置

Fig. 1　In situ filtration instruments of suspended particles developed by Kiel University in Germany and McLane company in the United States

尽管 WTS-LV 已成为产品，但仍存在不足之处：过滤装置密封方式不好，试验完毕过滤装置内残留水液，取拿滤膜时会冲刷滤膜上的残留物，造成试验误差；过滤装置的滤膜面积稍小，容易造成滤膜堵塞；流量计对水流的阻碍较大。因此，国外对使用该装置的检测结果准确性及误差因素等进行了研究探讨，如：关于深海表层原位过滤结果和实验室过滤的比较[14]；针对特殊的应用（海水中^{210}Po 和^{210}Pb 的检测），对检测结果和误差校正因子等进行了研究[15]；以及对此类装置进行了比测，探究其结果的准确性[16]；还有比对方法与试验误差因素的研究[17,18]，等等。

国内海水原位过滤技术研发始于近 5 年，由中国科学院海洋研究所发起，于 2015 年底完成深海微生物原位获取原理样机的研制，并成功完成深海试验[19,20]。其主要功能部件—总成海水泵采用的是充油电机带动的隔膜泵，主体采用钛合金制成，如下图所示。该系统工作水深可达 4000 米，进行 3 层分级过滤，测试深海海水过滤量为 5L/min，可短时间内完成高通量海水的原位取样[21]。

图 2　中科院海洋所研制的深海微生物原位取样装置

Fig. 2　In situ filtration instruments of suspended particles developed by IOCAS

综上所述，目前悬浮颗粒物的获取手段中，传统的现场采水、实验室过滤称重的方法，费时费力、且对于易分解物质分析存在误差；现代间接测量方法由于反演计算原理的问题，一直存在测量精度和适用范围的缺陷。而海水原位过滤技术已得到一定程度的发展，但目前主要应用在深水海域，并且只有一套滤膜放置装置，没有分时选通的功能，通道单一，尚未实现连续多个时次的海水原位过滤，在近海原位过滤应用中受限。因此，结合国内外已有的研究经验，对海水原位过滤进行更加深入系统的研究。基于海水悬浮颗粒物分析研究需求，提出设计制作海水悬浮物多通道原位自动采样及过滤系统。

1　海水原位分时次多通道过滤装置设计

基于原理验证，设计了具有 11 通道的海水原位取样及过滤装置，海水经粗过滤后，由水下泵经流量计后泵入组合阀体，中控装置打开组合阀体的相应通道，海水就会经过

其对应的过滤器，实现海水原位采集与过滤。定时选通不同的阀体通道，就可以实现海水原位分时次多通道过滤，设计装置的原理框图如下。

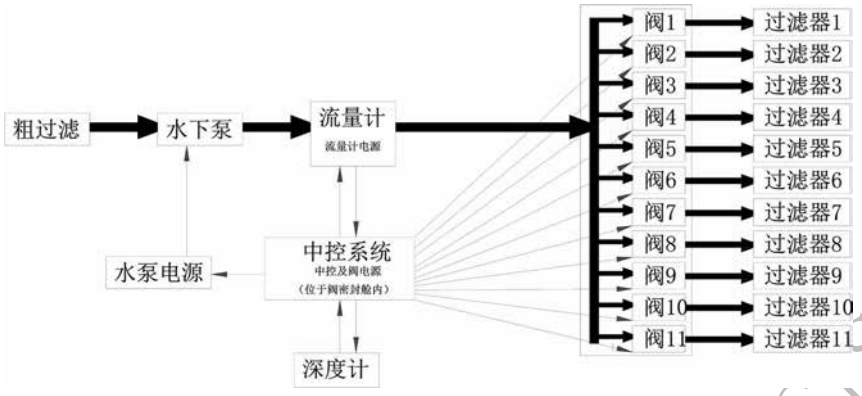


图 3　海水原位分时次多通道过滤装置设计框图

Fig. 3　Design block diagram of seawater in-situ multi-channel filtration device

1.1　水下泵设计

海洋水下泵是用来抽吸海水样品、输送过滤后的液体的动力部件。从能量观点来说，它是一种转换能量的机器，它把原动机的机械能转化为被输送深海海水的能量，使海水的流速和压力增加。这里需要解决深海电机的动密封问题，以及其在高压下（1Mpa 以上）的动力性能和工作稳定性等问题。

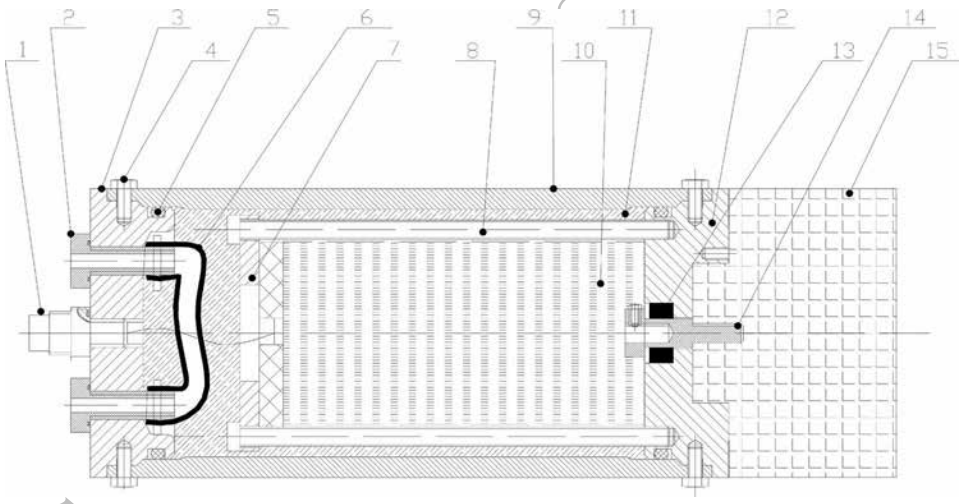


图 4　海洋水下集成泵装置设计图

Fig. 4　Design drawing of underwater integrated pump

1 为水密接插件，2 为贯通杆，3 为左端盖，4 为固定螺栓，5 为 O 型圈，6 为压力缓冲管，7 为压盘，8 为电机固定杆，9 为密封筒，10 为直流电机，11 为填充油，12 为右端盖，13 为油封，14 为连接轴，15 为泵头。

所设计的集成海洋水下泵包括密封装置、直流电机、压力缓冲装置、连接轴、泵头及海洋水下泵水密接插件等，该密封装置包括海洋水下泵圆筒及密封连接于该海洋水下泵圆筒左右两端的端盖，两端盖分别通过海洋水下泵固定螺栓固接于海洋水下泵圆筒的左右两端，并分别通过 O 型圈与海洋水下泵圆筒的左右两端实现密封。在密封装置内灌装有填充油，直流电机通过电机固定杆和定位销容置于该密封装置内，轴端与海洋水下泵右端盖的内侧抵接，尾端与深海左端盖之间依次压上压垫及压盘。压力缓冲装置包括两

个贯通杆和缓冲管等，贯通杆的一端通密封舱外侧，另一端位于海洋水下泵左端盖内侧，缓冲管浸于填充油中，两端分别安装于两个贯通杆的舱内端上，该缓冲管的内部通过贯通杆与密封装置的外部相连通，水下工作可保持密封装置内外具有相同的压强。连接轴密封安装在海洋水下泵右端盖上，将直流电机的转轴密封延伸到泵头，从而实现水下泵水。

1.2 水下流量计设计

由于水下泵的流量不大，流量计选用每小时 20~60L 的小型精准流量计，由于是应用在水下，需要对其进行密封处理，设计耐水压力为 2Mpa，流量计的输出信号为脉冲，通过仪表系数 K 计算成流量值，再通过单片机对脉冲信号进行采集处理，并最终由中控装置采集控制。

1.3 多通道选通装置设计

此装置设计为 11 通道，通道选通采用多电磁阀并联装置，共用进水口，出水由电磁阀选通，其电磁阀组设计如下图所示。

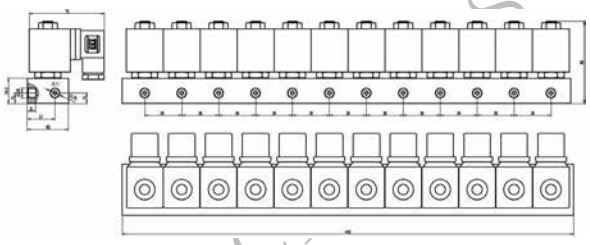


图 5 多通道选通装置设计图

Fig. 5 Design drawing of multi-channel strobe

电磁阀设计耐压 2Mpa，即在电磁阀进水端和出水端压力不超过 2Mpa 的情况下，电磁阀可以正常起闭，比系统设计预留了 1 倍的压力。同时整个阀体需要密封放置在水下，对其需要进行密封处理。

1.4 过滤器设计

过滤器的设计，根据具体取样量的多少、粒径截取需求和滤样丰度等，来决定滤层的结构尺寸，并考虑滤膜孔径和材质的选取，滤膜防堵塞，滤液的转移提取，以及滤膜与深海泵的匹配等问题。所设计的过滤装置如下图所示。

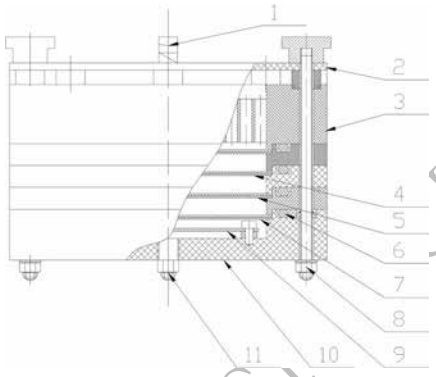


图 6 过滤器装置设计图

Fig. 6 Design drawing of the filter

1 为进水口，2 为上盖，3 为导流机构，
4 为 I 级滤膜及支撑网，5 为 II 级滤膜及支撑网，
6 为 III 级滤膜及支撑网，7 为 O 型圈，8 为拉紧机构，
9 为流式扩散机构，10 为底托，11 为出水口。

过滤装置包括上盖、导流机构、拉紧机构、流式扩散机构、底托和多级滤膜及支撑网，该导流机构和多级滤膜及支撑网位于上盖与底托之间，通过拉紧机构连接成一密闭的腔体，底托固定在安装架上；这里设置了上下叠放的三级滤膜及支撑网，可以放置不同种类的滤膜（如 5μm、1μm 和 0.22μm）。导流机构的外围为导流壳体，中间均匀开设有多个导流孔；三级滤膜及支撑网中的支撑网位于外围，滤膜位于中间。导流壳体与上盖之间、导流壳体与 I 级滤膜及支撑网之间、三级滤膜及支撑网中的支撑网之间、Ⅲ级滤膜及支撑网与底托之间均通过 O 型圈实现密封。在最下面一级的滤膜及支撑网（即Ⅲ级滤膜及支撑网）的下方设有安装在底托上的流式扩散机构，该流式扩散机构可为孔径为 50 微米的过滤网。

1.5 中控装置设计

中控装置控制水下泵、流量计和组合阀等装置的启停，并读取记录流量和深度等参数，水下泵、流量计和组合阀等装置的启动依靠整个装置下水前的时钟设置，停止依靠下水前流量的设置。具体流程如下图所示。

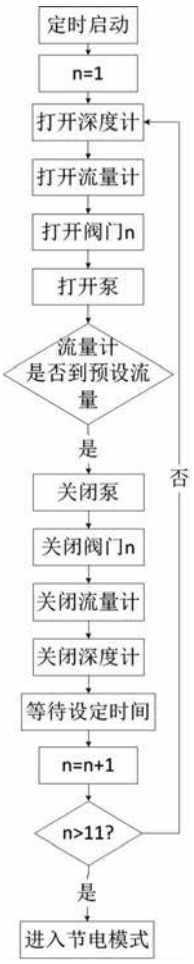


图 7　装置控制流程图

Fig. 7　Device control flow chart

中控装置通过实时时钟定时启动，启动后设置开启初始阀门号 n 为 1，即第一次打开阀门 1 号，依次打开深度计、流量计、n 号阀门和水下泵，然后实时监控流量计是否达到预设流量，当流量达到预设流量后，依次关闭水下泵、阀门 n、流量计和深度计，进行等待，到达预先设定的时间后，阀门号 n 增加 1，再重新依次打开深度计、流量计、n 号阀门和水下泵，然后实时监控流量计是否达到预设流量，当流量达到预设流量后，依次关闭泵、阀门 n、流量计和深度计，等待预先设定的时间，依次类推，直到阀门号 n 大于 11，系统进入节电模式，等待下一次通过实时时钟定时启动。定时启动的时间是每个小时中固定的分钟数，系统布放前需要预先设置预设流量和等待时间。中控装置硬件采用基于 ARM11 的 1GHz 的低功耗片上系统，外加一个可以提供定时启动和实时时钟的 RTC 芯片，通过片上系统的 27 个 GPIO 口控制继电器来控制 11 个阀门和流量计、深度计的开关，通过片上系统的 2 个串口来与流量计和深度计进行通讯，中控装置工作状态下功耗在 1.5W 左右，并可以提供低功耗模式，低功耗模式下功率为 10^{-6}W。

1.6　装置集成

各部分完成后，配备电池和部件件连接，制作密封舱体对其进行封装，并由支撑架体来搭载各功能部件的载体，要满足如下基本条件。（1）具有良好的搭载和扩充功能：根据不同的海水采样要求，可能需要搭载不同的分级过滤装置，这就要求支撑架体有一定的负载能力，同时拥有合适的功能部件安装位置，通讯供电接口具有通用性，且有足够的数量等；（2）保证传感器的测量精度：由于支撑架体是在运动中实时测量海洋环境要素，要保证测量的准确度，除了传感器自身具有较高的精度外，还要让其和被测要素充分接触，以便测量传感器能够快速实时准确的实现观测要素的测量；（3）具有耐腐蚀的特性：由于支撑架体要长时间（3 个月以上）持续在海上工作，腐蚀防护措施是必不可少的，这需要从材料的选择和防护方法上予以考虑；（4）迎流阻力小：由于系统可能会在大海流作用下工作，为了保证其具有良好的抗流能力和水中迎流阻力小等特性，这样就要求其具有流线型结构设计，最大限度的减小迎流面积。

2　海水综合原位自动过滤系统设计

拟构建一种多测点、多水层、多通道海水原位自动过滤方法，来实现海水悬浮颗粒物的立体原位多时次获取，避除传统取样过滤方法费时费力和现代测量方法反演误差大与适用范围小的缺陷，以简约的方法实现海水悬浮颗粒物浓度的立体准确测量。

2.1 浮标式悬浮颗粒物多层原位过滤立体测量系统设计

根据分层立体观测的需要，设计在浮标锚系上自海面到海底分层敷设多个（3 个以上）原位过滤取样装置，结合潮位对悬浮颗粒物的影响，每个原位过滤取样装置具有多通道（比如 11 通道），控制系统按时次分别选通一个通道进行悬浮颗粒物过滤，这样可满足多时次（如 11 时次）分别取样需求。据此搭建浮标式悬浮颗粒物多层原位过滤立体测量系统，如下图所示。

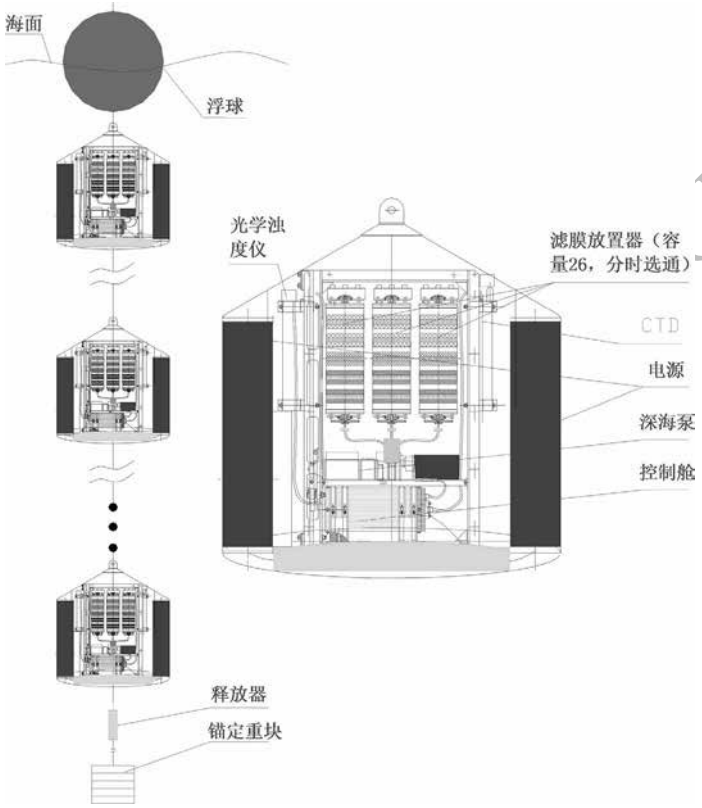


图 8　悬浮颗粒物原位垂直立体过滤方案图

Fig. 8　In situ vertical filtration scheme of suspended particles

浮标锚泊系统设计由海面浮球、锚泊缆、释放器、钢丝绳、锚定重块和连接机构等构成，根据研究需要，在锚泊缆上分层敷设 3 个或 3 个以上悬浮颗粒物原位过滤装置，而后回收实验装置，取出滤膜进行称重等处理，获取该站点多个时次的悬浮颗粒物浓度数值，从而实现在某观测站点海水悬浮颗粒物的多层原位同步多时次测量。

2.2 综合原位过滤立体测量设计

若合理布设多个观测站点，则可实现某海域海水悬浮颗粒物的多站位、多层次、多时次的立体多时次自动观测，如下图所示。

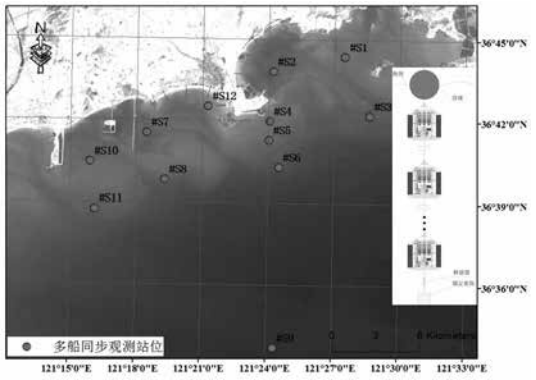


图 9　特定海域海水悬浮颗粒物浓度立体测量方案图

Fig. 9　Three dimensional measurement plan of suspended particles concentration in specific sea area

如图所示，在海阳市核电厂址周边海域布设 12 个站位进行悬沙环境检测，通过对核电厂工程海区多断面的大、中、小潮全潮同步海水悬浮物测验，可以初步分析山东海阳核电厂工程海域悬浮颗粒物时空分布特征和泥沙运动规律，为水文、水工和环保等有关专业及其冷却水排放、泥沙冲淤和低放等数学物理模型计算与试验提供基本资料。

3 总结

作为全新的海水悬浮颗粒物浓度多时次取样方法，其准确性需要测定。后续在装置研制完成的基础上，将此原位过滤方法与最为准确的传统方法进行比测，即在同一观测站点进行海水悬浮颗粒物多层多时次原位过滤取样的同时，进行相同水层同步多个时次现场取水，然后回实验室后对水样进行过滤、称重、并计算悬浮颗粒物质量浓度；将原位过滤、称重后计算的悬浮颗粒物浓度与传统方法进行比对，检测原位自动过滤水样获得悬浮颗粒物浓度的准确性。由于原位过滤方式作为传统测量方法的有益补充，通过水中悬浮颗粒物特性测试实验，分析原位过滤方式与实验室测量结果之间差异的原由，以确定原位过滤方式的实用性。

同时，进行多种悬浮颗粒物观测手段的比测实验。在原位过滤装置上安装光学浊度仪，在观测站点上布放声学多普勒剖面流速仪（ADCP）潜标，每个取样点次同步下放激光粒度仪（LISST）。除了较为准确的过滤方法外，同步实现光学、声学等多方式悬浮颗粒物浓度测量，综合比较多方式悬浮颗粒物浓度测量性能。针对光、声间接测量手段的缺陷，分析间接测量方式的校正方法，以实现海水悬浮颗粒物的多方案测量与比较，评价各种悬浮颗粒物测量方法的优劣。

参考文献：

[1] D. Lal. The Oceanic Microcosm of Particles [J]. Science, 1977, 198 (4321): 997-1009.

[2] T. Saino, A. Hattori. 15N natural abundance in oceanic suspended particulate matter [J]. Nature, 1980, 283 (5749): 752-754.

[3] J. K. B. Bishop, T. M. Joyce. Spatial distributions and variability of suspended particulate matter in warm-core ring 82B [J]. Deep Sea Research Part A. Oceanographic Research papers, 1986, 33 (11): 1741-1760.

[4] P. E. Biscaye, S. L. Eittreim. Suspended Particulate Loads and Transports in the Nepheloid Layer of the Abyssal Atlantic Ocean [J]. Developments in Sedimentology, 1977, 23: 155-172.

[5] C. Pedrós-Alió, M. Potvin, C. Lovejoy. Diversity of planktonic microorganisms in the Arctic Ocean [J]. Progress in Oceanography, 2015, 139: 233-243.

[6] G. Petrick, D. E. Schulz-Bull, V. Martens, et al. An in-situ filtration/extraction system for the recovery of trace organics in solution and on particles tested in deep ocean water [J]. Marine Chemistry, 1996, 54: 97-105.

[7] Woods Hole Oceanographic. WTS-LV used to identify vent larvae. 2009.

[8] W. D. Gardner, W. Fraser, D. M. Karl, et al. Determining true particulate organic carbon: bottles, pumps and methodologies [J]. Deep Sea Research Part II: Topical Studies in Oceanography, 2003, 50 (3-4): 655-674.

[9] C. Turich, K. H. Freeman, M. A. Bruns, et al. Lipids of marine Archaea: Patterns and provenance in the water-column and sediments. Geochimica et Cosmochimica Acta, 2007, 71 (13): 3272-3291.

[10] O. E. Romero, D. Hebbeln, G. Wefer. Temporal and spatial variability in export production in the SE Pacific Ocean: evidence from siliceous plankton fluxes and surface sediment assemblages [J]. Deep-Sea Research I, 2001, 48: 2673-2697.

[11] 程秀娟. 悬浮颗粒大体积原位过滤系统首次在海洋六号应用, http://ocean.china.com.cn/2014-10/13/content_33744887.htm, 2014.

[12] McLane Research Laboratorie, Inc.. WTS-LV User Manual (Rev B), 2004.

[13] M. Grotti, F. Soggia, S. D. Riva, et al. An in situ filtration system for trace element determination in

suspended particulate matter [J]. Analytica Chimica Acta, 2003, 498 (1-2): 165-173.

[14] M. Bourquina, P. Beeka, J. L. Reyss, et al. Comparison of techniques for pre-concentrating radium from seawater [J]. Marine Chemistry, 2008, 109 (3-4): 226-237.

[15] M. Baskaran, T. Church, G. Hong, et al. Effects of flow rates and composition of the filter, and decay/ingrowth correction factors involved with the determination of in situ particulate 210Po and 210Pb in seawater [J]. Limnology & Oceanography Methods, 2013, 11 (3): 126-138.

[16] B. S. Twining, S. Rauschenberg, P. L. Morton, et al. Comparison of particulate trace element concentrations in the North Atlantic Ocean as determined with discrete bottle sampling and in situ pumping [J]. Deep Sea Research Part II: Topical Studies in Oceanography, 2015, 116 (6): 273-282.

[17] L. Cotte, M. Waeles, B. Pernet-Coudrier, et al. A comparison of in situ vs. ex situ filtration methods on the assessment of dissolved and particulate metals at hydrothermal vents [J]. Deep Sea Research Part I: Oceanographic Research Papers, 2015, 105 (11): 186-194.

[18] J. C. Chen, Q. L. Li, M. Elimelech. In situ monitoring techniques for concentration polarization and fouling phenomena in membrane filtration [J]. Advances in Colloid and Interface Science, 2004, 107 (2-3): 83-108.

[19] 陈永华, "高通量深海海水采样及分级过滤系统" 顺利完成深海测试, http://wpos.qdio.cas.cn/jzdt/tpxw/201511/t20151130_316776.html.

[20] 李晓龙, 陈永华, 刘庆奎, 等. 一种用于深海海水样本抽滤的多路控制系统 [P]. 2015.08.06, 中国, 201520584894.3.

[21] 陈永华, 于非, 李晓龙, 等. 高通量深海海水原位采样及分级过滤系统. 海洋与湖沼, 2017, 48 (6): 1465-1470.

水声测深仪在水下滑翔平台上观测海深方法研究

李正刚，付朝晖

（昆明船舶设备研究试验中心 云南 昆明 650051）

摘　要：在“透明海洋”或“智慧海洋”建设的环境观测中，利用水下 UUV 携载海洋仪器进行环境自动监测，是近年来发展的新型观测技术。针对水声测深仪在新型超长时节能 UUV（水下“波浪形”滑翔器）上的携载运用，在分析海洋环境和滑翔器技术特点基础上，研究了水声测深仪在滑翔器“波浪形”变深运动过程中的海深自动观测技术方法，设计提出了波束型测深换能器测量方向保持垂直向下的指向性控制方法，可为海洋环境观测提供参考。

关键词：水声测深仪；滑翔式观测；海深观测；指向性控制

中图分类号：TH 766　　**文献标志码**：A

Study on the method of observing sea depth by underwater sounder on the underwater glide platform

LI Zhenggang , FU Zhaohui

（Kunming Shjpborne Equipment Research and Test Center Kunming 650051, China）

Abstract: In the environmental observation of “transparent ocean” or “smart ocean”, it is a new observation technology developed in recent years to use underwater UUV carrying marine instruments for automatic environmental observation. Based on the analysis of the marine enviroment and the technical characteristics of the underwater “wave” glider, this paper studies the automatic observation method of the underwater depth of the underwater sounder in the process of the “wave shaped” deep motion of the glider, and puts forward that the measurment direction of the bean type sounder should be vertical and downward The directivity control method can provide reference for marine envaironment observation,

Keywords: Bathymetric instrument; Glide observation; Bathymetric observation; Directivity control

0　引言

建设“透明海洋”或“智慧海洋”是未来海洋开发的战略目标之一，为此需要深入了解海洋环境，并通过技术手段观测、获取海洋环境信息，以建立环境数据库和环境模型。深度（或地形）的长期观测是海洋环境观测的重要内容之一，目前常用的手段是利

作者简介：李正刚（1962-），男，本科，研究员、主要从事试验方法研究工作，手机 18888604124；
付朝晖（1983-），男，硕士，高级工程师，主要从事试验方法研究工作，E-mail：fzh-ppp@163.com

用水声测深仪进行测量。

水声测深仪通过发射声波和接收海底反射回波的时差来精确计算海底深度，测量时需保证收发声波在垂直方向上（此时测量值为测深仪正下方的海底深度），为此通常采用具有聚向指向性的垂向小开角换能器或垂直波束形成的换能器。测量时，水声测深仪的收发换能器固定安装在使用平台下部（或侧舷支架）水中并使聚向指向正下方，因此，通常需要装载平台水平运动，如水面船舶、水下水平航行的运动器（此时，运动器深度+测深仪测量深度为海深）等，以保证装载于平台上的测深仪获得准确的观测结果。

水下滑翔器（AUG）作为新型超长时节能 UUV，是海洋环境观测较先进的水下平台之一，具有水下“波浪形”滑翔的运动特点，可灵活搭载海洋环境收集、水下地形勘测、目标探测等传感器，并配置水下通信/定位、水面无线传输、卫星定位等组件，具备与水下网络及其它平台的协同能力，能满足大海域长时间环境观测、海洋水文调查、广域监视等任务。

然而，水声测深仪若要在水下滑翔平台上进行测深，需要解决滑翔平台“波浪形”非水平运动导致测深仪带来的指向性变化问题，这是两者结合应用面临的技术难题。

1 水下滑翔平台运动特性及海底环境特点分析

水下滑翔平台是一种特殊的 UUV，它使用固定翼并通过改变浮力来实现垂直和前向运动，而非通过常用的螺旋桨推进方式进行水下运动，在水中以锯齿状/波浪形轨迹航行，如图 1 所示。水下滑翔平台通过水面调向或方向舵控制其变向，其前进主要靠垂直面“波浪形”滑翔推进来实现变姿态慢速运动（通常 5kn 速度以下）。水下滑翔平台与其它水下自航器相比，具有大航深、长航时、低速隐蔽运动、非耗能（或小耗能）动力等特点，可达到数千米工作深度、数以月或年计的超长工作时间、几节以下慢速的运动性能，适宜活动范围大、大潜深、长时、省能、要求安静工作的场所使用，搭载测量仪器后特别适用于水下环境的长时大范围观测。

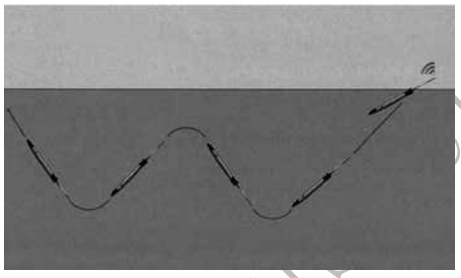


图 1 “波浪形”滑翔示意

Fig. 1 “wave shape” gliding

我国海洋环境构造复杂，有深海岛屿、岛链、海峡、海底山、深海平原、火山、珊瑚礁、海沟、海槽、水道等复杂海洋构造，造成海底地形起伏不平，如图 2 所示，这给海深观测特别是海底地形的精确测量带来困难，尤其是一些不便于进行水面测深的海区均需要进行水下隐蔽观测（如军事、冲突等敏感海区、或水上气象条件恶劣海区）。

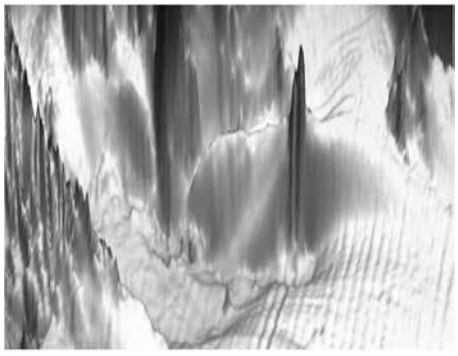


图 2 海底地形起伏构造示意

Fig. 2 Schematic diagram of relief structure of submarine topography

2 水声测深仪滑翔式观测技术控制方法

水声测深仪的关键部件是收发换能器，通过发射声波并接收海底反射回波获得声传播时差，精确计算海底深度。使用时，收发声波需在垂直方向上作用（或处理）才能保

证测量值是测深仪正下方的海底深度（而非其它部位造成的斜向声距），所以通常采用垂向窄开角换能器或换能器阵元垂直波束形成的聚向指向性技术。水声测深仪若要在水下滑翔平台上进行变深状态下的滑翔式观测，需要解决滑翔平台“波浪形”非水平运动给测深仪带来的指向性变化问题。本文提出的方法是将换能器在平台上的固定安装改进为活动式安装，并进行换能器指向性技术性控制，以便在平台波浪形变深运动时能够保证换能器指向下方。

2.1 重力作用的垂向指向性调整技术方法

水下滑翔平台“波浪形”运动时安装于底部的水声测深仪换能器的受力状态（下倾姿态），如图 3 所示。利用发射换能器自重力（或负浮力），可实现换能器垂向自调整。

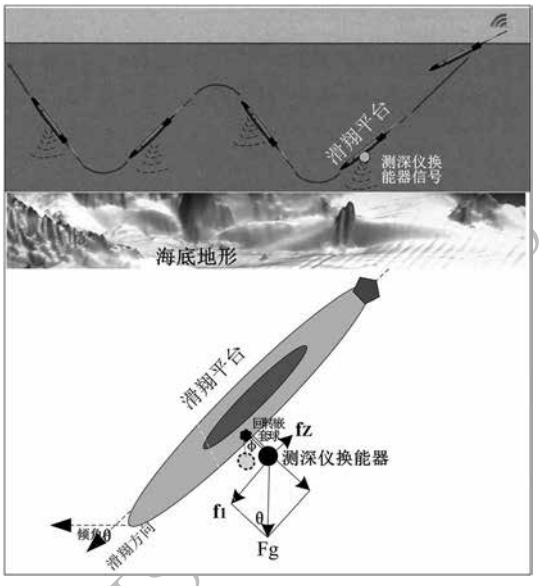


图 3 滑翔平台波浪运动及测深换能器受力示意

Fig. 3 Wave motion of gliding platform and stress of sounding transducer

若换能器自重力（负浮力）为 f_g、滑翔方向分力为 f_1、水流体阻力（水粘性摩擦阻力）为 f_z、滑翔倾角为 θ，则当 $f_1 > f_z$ 时，换能器自重力能抵消水流体阻力而往垂直方向回转。按流体力学公式，球形换能器可按层流边界层模型计算流体阻力[1,2]，即

$$f_z = C_x \frac{1}{2}\rho v^2 \Omega \tag{1}$$

式中，C_x 为水流体摩擦阻力系数；ρ 为水体密度；v 为水下滑翔器速度；Ω 为球形换能器沾湿面积。

换能器的自重力（即负浮力）在滑翔方向上的分力为

$$f_1 = f_g \cdot \sin\theta \tag{2}$$

式中，f_g 为换能器质量与浮力之差、θ 为倾角。

文［2］详细计算了采用活动式换能器的重力自调节的过程。其计算结果表明，在滑翔器上采取测深仪换能器姿态活动可调的控制方法是可行的，在 5kn 及以下的速度，回转至与垂向偏差角度不大于 5.63°。为获得好的效果，可设计重力自调整换能器，使其回转阻力与摩擦力尽量小。可采用万向球嵌套回转技术，通过换能器自重力抵消水阻力后致使万向球回转从而使换能器回到垂直状态，保持垂向指向性，由此保证水下测深的精确可靠。

2.2 倾角姿态补偿的垂向指向性控制技术方法

利用自控技术，通过设计姿态受控换能器（由换能器收发阵元、姿态传感器及联动控制机构组成），并将换能器与滑翔平台间传统的固定安装方式改为活动安装方式，在滑翔平台变深运动时感应平台倾角姿态变化量以补偿控制换能器的姿态回到垂直状态，从而实现换能器垂向自动控制。

为使测深换能器指向性保持向下，可按自动控制原理，使测深换能器姿态通过闭环伺服控制来实现，如图 4 所示。设计的测深换能器姿态受控装置由换能器收发阵元、姿态传感器、控制执行机构、动作器及连杆转动器组成。姿态传感器、控制执行机构、动作器及连杆转动器形成姿态控制环路，通过连杆转动使换能器阵元姿态角变化，从而补偿平台姿态俯仰角带来的变化量。

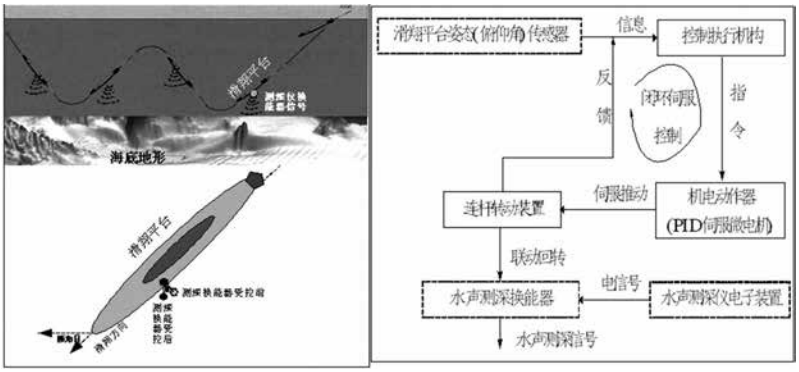


图 4　换能器控制原理示意图

Fig. 4 Schematic diagram of transducer control principle

为获得较好的控制“鲁棒性”，并避免产生快速抖动（或振动）影响声学信号收发稳定性，采用自动周期性伺服步进控制，其控制方法如下：

a）通常情况下，姿态传感器测量给出的滑翔平台俯仰角达到 2°以上开始实施步进控制，每当角变化量达 2°步进控制一次；

b）特殊情况下，可实行稳态控制，即在滑翔平台达到稳态倾斜运动后实施步进控制，此时可按预设的步进控制变化角量（如 2°）实施连续步进控制，直至换能器达到垂直向下姿态。

自动周期性伺服步进控制的流程如下：滑翔平台下水前向控制执行机构预设控制步进角值（如 2°，也可是 1°或 3°等整数），工作开始后平台姿态传感器给出俯仰角信息，控制执行机构发指令给机电动作器实施 2°步进动作，连杆转动装置带动换能器阵元转动 2°（正俯仰角时反时针转动、负俯仰角时顺时针转动），转动结束信息反馈至控制执行机构，由其按俯仰角信息决策实施下一轮转动控制（每轮减去 2°），直致俯仰角信息全部弥补完（减值为零或差 1°）。

为实现上述控制方法，需要在技术与工艺上进行改进设计。在传统测深换能器基础上增加控制执行机构、微机电动作器和连杆转动装置，以在原有的滑翔平台姿态测量传感器和水声测深换能器配合下实现步进控制。将换能器与滑翔平台间传统的固定安装方式改为通过连杆转动器的可回转活动安装方式，在滑翔平台倾斜运动时姿态传感器感应其俯仰角变化量，通过控制执行机构和微机电动作器随动闭环控制连杆转动装置旋转，补偿测深换能器姿态角的倾斜变化量，从而使换能器转向垂直方向以保持垂向指向性。

3　结束语

本文研究了水声测深仪在“波浪形”滑翔平台变深运动过程中的海深自动观测技术方法，提出了为获得精确的测深效果需使波束型测深换能器测量方向保持垂直的原理方法，进而设计了重力自调整和姿态补偿指向性控制两种技术方法，可为测深仪海洋环境观测提供参考。

参考文献：

[1] 潘光 . 鱼雷力学［M］. 西安：陕西师范大学出版社 . 2013.

[2] 李铁术，马徐琨，李正刚 . 基于波浪滑翔 UUV 水声定位垂向指向性控制方法探讨［J］. 声学技术 . 2019，38（2）：513-515.

基于手机信号探测降雨的可行性分析

宋　堃[1]，刘西川[1]，高太长[1]

（1. 国防科技大学气象海洋学院，江苏 南京 210000）

摘　要：本文利用自行搭建的 504 米长的 2GHZ 微波链路模拟手机-基站信号间的通信链路，对基于手机信号开展可行性分析。基于链路衰减信号统计参量组合值和 C4.5 决策树算法建立了晴雨分类模型，并将模型应用于实际测量中进行展开晴雨分类研究，研究结果表明该模型对无雨时刻分类准确率在 70%以上，最高达到 99.1%；对有雨时刻的分类准确率在 60%以上，最高达到 98.1%，验证了探测方法的准确性和可行性。

关键词：微波链路；降雨探测；衰减测量

The Feasibility Analysis of Cellphone Signal to Detect the Rain

SONG Kun[1]，LIU Xichuan[1]，GAO Taichang[1]

（1. College of Meteorology and Oceanography，National University of Defense，
Nanjing of Jiangsu Prov. 210000，China）

Abstract：Microwave links，ranging from 10 to 30 GHz，have been widely applied for estimating rainfall；however，links below 10 GHz have rarely been applied，although they are more widespread via applications such as cellphone signals. This paper analyzes the feasibility of using cellular-device-like transmission signal to detect rain by establishing a 2 GHz microwave link and presents a detection method to classify dry/rainy periods by using statistical parameters from attenuation measurements. The detection model is trained using the C4.5 algorithm based on the combination of the average，standard deviation，minimum，and maximum of the attenuation measurements over the course of one minute. The method is then applied for seven rain events，using a disdrometer to validate the results. The True Positive Rates of dry periods are all greater than 70%，and those of rainy periods are greater than 60%，indicating that the method performs well and could detect most of dry and rainy periods correctly. The results indicate the preliminary feasibility of using cellphone signals to detect rain.

Key words：Microwave link，rain，attenuation measurement

1　微波链路和降雨数据

为了模拟手机-基站间通信链路，在室外搭建了一条 504 米长、发射频率为 2GHz 的水平极化视距微波链路，该链路的分辨率为 0.01dBm，时间采样率为 183 次/分钟，链路的位置信息如图 1 所示。为了检验链路晴雨区分准确性，本文在链路发射端安装了一台 OTT

雨滴谱仪，通过雨滴谱仪能够计算出降雨强度，其时间分辨率为 1 分钟。实验期间，共记录了 7 次降雨时间，降雨时间累积 37.5 小时，累积降雨量为 347.7mm，具体数据如表 1。

图 1　实验搭建的微波链路和雨滴谱位置分布

表 1　实测降雨信息

编号	日期	持续时间（小时）	降雨量（mm）	最大雨强（mm/h）
1	20160624	7.4	34.5	53.2
2	20160625	4.6	8.0	5.1
3	20160627	3.6	10.4	8.4
4	20160703	7.2	18.6	14.5
5	20160707	4.1	154.5	140.4
6	20160714	6.8	90.4	120.4
7	20160715	3.8	31.3	238.3

2　基于低频链路信号的晴雨区分方法

2.1　链路信号的衰减统计参数

图 2 为链路衰减 1 分钟平均值与实测降雨强度的时序对比，从图中可以看出在大部分降雨时间中链路的衰减平均值明显高于无雨时刻（例如：02：00-03：40），因此可以利用衰减平均值分类出一部分有雨时间；但是也有些时刻，无雨时的衰减与有雨时刻的衰减很接近（例如：03：40-04：20），会导致单独利用链路衰减平均值进行晴雨区分准确率降低，需要引入链路衰减测量值得其他统计参数。为了解决上述问题，本文同时选取了链路实测衰减值的一分钟平均值、标准差、最小值和最大值四个统计参量共同完成晴雨区分。

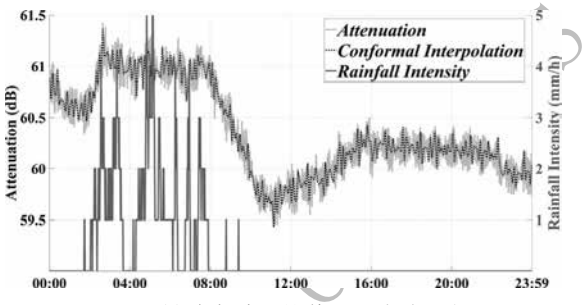


图 2　链路衰减平均值（1 分钟）与实测雨强的时序对比（20160625）

2.2　基于 C4.5 算法的晴雨区分探测方法

为了同时利用链路实测衰减值的一分钟平均值、标准差、最小值和最大值四个统计参量进行晴雨分类，本文选用 C4.5 算法构建探测模型。其流程如下：

（1）计算分类标签的香农熵：

$$Entropy(\text{target}) = -\sum_{i=1}^{2} p_i \cdot \log_2(\text{target}_i) \quad (1)$$

（2）计算衰减统计参量的增益：

$$\text{Gain}(attribute_i) = Entropy(\text{target}) - \sum_{j=1}^{N} p_j \cdot Entropy(attribute_{i,j}) \quad (2)$$

（3）计算衰减统计参量的增益率：

$$\text{Gain}Ratio(attribute_i) = \frac{Gain(attribute_i)}{-\sum_{j=1}^{N} \frac{n_{i,j}}{n_i} \cdot \log_2\left(\frac{n_{i,j}}{n_i}\right)} \quad (3)$$

（4）选择增益率最高的衰减统计量作为根节点进行分类，并重复第（2）、（3）步选择下一子节点进行晴雨区分，直至分类完成。

3　验证结果

为了验证探测方法的准确性，本文利用 2016 年 6 月-2016 年 7 月的微波数据和降雨数据进行验证，共有 7 天存在降雨，本文分别对 7 天的数据进行独立验证，采取了 10 折交叉

验证方法。图 3 为 2016 年 6 月 24 日和 2016 年 7 月 7 日两天数据的反演结果，从图 3（a）中可以看出，链路衰减均值作为决策树根节点，说明衰减均值的信息熵增益率最大，蕴含着最多的晴雨信息，同时该日决策树组合了链路衰减标准差和最大值共同辅助衰减均值进行晴雨区分，能够将当日 72% 的降雨时刻正确分类出来；图 3（b）所有的组合量为链路衰减均值、最小值和最大值三个参量，该日降雨时刻的正确分类率达到 88.7%。

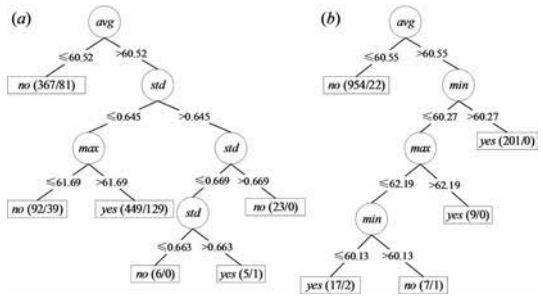


图 3　晴雨分类决策树模型

（a 为 2016 年 6 月 24 日，b 为 2017 年 7 月 7 日）

7 场降雨的分类结果如表 2 所示，其中 TP Rate 为正正率，FR Rate 为负正率，Precision 为分类精度，F-Measure 为精度和正正率的调和平均，从表中可以看出，基于 C4.5 算法的晴雨区分探测方法的分类精度在 70% 以上，无雨时刻分类准确率在 70% 以上，最高达到 99.1%；对有雨时刻的分类准确率在 60% 以上，最高达到 98.1%，验证了探测方法的准确性和可行性。

No.	Dry/Rainy	TP Rate	Precision	F-Measure	FP Rate
1	Dry	70.3%	74.9%	72.5%	26.4%
	Rainy	73.6%	73.6%	71.2%	29.7%
2	Dry	91.3%	96.0%	93.6%	15.9%
	Rainy	84.1%	69.8%	76.3%	8.7%
3	Dry	82.9%	99.3%	90.4%	1.9%
	Rainy	98.1%	64.7%	78.0%	17.1%
4	Dry	90.1%	84.9%	87.4%	37.8%
	Rainy	62.2%	72.8%	67.1%	9.9%

续表

No.	Dry/Rainy	TP Rate	Precision	F-Measure	FP Rate
5	Dry	99.1%	97.1%	98.1%	11.3%
	Rainy	88.7%	96.5%	92.4%	0.9%
6	Dry	82.4%	86.5%	84.4%	12.0%
	Rainy	88.0%	84.3%	86.2%	17.6%
7	Dry	96.2%	93.1%	94.6%	34.4%
	Rainy	65.6%	78.4%	71.5%	3.8%

4　结论

为了对手机-基站间通信信号探测降雨开展可行性分析，本文搭建了 504 米长的 2GHZ 微波链路模拟手机-基站信号间的通信链路，并基于低频链路衰减统计参量，构建了基于 C4.5 决策树算法的晴雨分类方法，并将模型应用于实际测量中进行展开晴雨分类研究，研究结果表明该模型对无雨时刻分类准确率在 70% 以上，最高达到 99.1%；对有雨时刻的分类准确率在 60% 以上，最高达到 98.1%，验证了探测方法的准确性，并初步证明了利用手机信号探测降雨的可行性。

参考文献：

[1] H. Messer, A. Zinevich, and P. Alpert, " Environmental Monitoring by Wireless Communication Networks," Science, vol. 312, 2006.

[2] A. Berne and R. Uijlenhoet, " Path-averaged rainfall estimation using microwave links: Uncertainty due to spatial rainfall variability," Geophysical Research Letters, vol. 34, no. L07403, 2007.

[3] H. Messer, " Rainfall Monitoring Using Cellular Networks," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, no. 3, 2007.

[4] H. Leijnse, R. Uijlenhoet, and J. N. M. Stricker, " Rainfall measurement using radio links from cellular communication networks," Water Resources Research, vol. 43, no. 3, pp. 455-456, 2007.

[5] D. Cherkassky, J. Ostrometzky, H. Messer, and R. Sensing, " Precipitation Classification Using Measurements From Commercial Microwave Links,"

IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING, vol. 52, no. 5, pp. 2350 – 2356, 2014.

[6] A. Zinevich, H. Messer, and P. Alpert, " Frontal Rainfall Observation by a Commercial Microwave Communication Network," Journal of Applied Meteorology and Climatology, vol. 48, 2009.

[7] A. Overeem, H. Leijnse, and R. Uijlenhoet, " Two and a half years of country-wide rainfall maps using radio links from commercial cellular telecommunication networks," Water Resources Research, vol. 52, pp. 8039-8065, 2016.

[8] B. Bianchi, J. Rieckermann, and A. Berne, " Detection of faulty rain gauges using telecommunication microwave links," presented at the 12nd International Conference on Urban Drainage, Porto Alegre, Brazil, 2011.

[9] Y. Liberman, R. Samuels, P. Alpert, and H. Messer, " New algorithm for integration between wireless microwave sensor network and radar for improved rainfall measurement and mapping," Atmospheric Measurement Techniques, vol. 7, pp. 3549-3563, 2014.

[10] L. Barthès and C. Mallet, " Rainfall measurement from the opportunistic use of an Earth-space link in the Ku band," Atmospheric Measurement Techniques, vol. 6, pp. 2181-2193, 2013.

[11] M. Schleiss, J. Rieckermann, and A. Berne, " Quantification and Modeling of Wet-Antenna Attenuation for Commercial Microwave Links," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 10, no. 5, 2013.

[12] T. C. v. Leth, A. Overeem, H. Leijnse, and R. Uijlenhoet, " A measurement campaign to assess sources of error in microwave link rainfall estimation," Atmospheric Measurement Techniques, vol. 11, pp. 4645-4669, 2018.

[13] C. Chwala et al., " Precipitation observation using microwave backhaul links in the alpine and pre-alpine region of Southern Germany," Hydrology and Earth System Sciences, vol. 16, pp. 2647 – 2661, 2012.

[14] O. Goldshtein, H. Messer, and A. Zinevich, " Rain Rate Estimation Using Measurements From Commercial Telecommunications Links," IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 57, no. 4, 2009.

[15] Z. Wang, M. Schleiss, J. Jaffrain, A. Berne, and J. Rieckermann, " Using Markov switching models to infer dry and rainy periods from telecommunication microwave link signals," Atmospheric Measurement Techniques, vol. 5, pp. 1847 – 1859, 2012.

[16] O. Harel and H. Messer," Extension of the MFLRT to Detect an Unknown Deterministic Signal Using Multiple Sensors, Applied for Precipitation Detection," IEEE Signal Processing Letters, vol. 20, no. 10, 2013.

[17] J. Ostrometzky, D. Cherkassky, and H. Messer," Accumulated Mixed Precipitation Estimation Using Measurements from Multiple Microwave Links," Advances in Meteorology, vol. 2015, 2015.

[18] A. Doumounia, M. Gosset, F. Cazenave, M. Kacou, and F. Zougmore," Rainfall Monitoring based on Microwave links from cellular telecommunication Networks: First Results from a West African Test Bed," Geophysical Research Letters, vol. 41, pp. 6016-6022, 2014.

[19] M. -S. Kim and B. H. Kwon," Rainfall Detection and Rainfall Rate Estimation Using Microwave Attenuation," Atmosphere, vol. 9, no. 287, 2018.

[20] C. L. Muller et al. ," Crowdsourcing for climate and atmospheric sciences: current status and future potential," International Journal of Climatology, vol. 35, no. 11, pp. 3185-3203, 2015.

[21] J. R. Quinlan," Improved Use of Continuous Attributes in C4. 5," Journal of Articial Intelligence Research, vol. 4, pp. 77-90, 1996.

[22] C. J. Mantas, J. Abellán, and J. G. Castellano," Analysis of Credal-C4. 5 for classification in noisy domains," Expert Systems with Applications, vol. 61, pp. 314-326, 2016.

[23] J. Ostrometzky and H. Messer," Dynamic Determination of the Baseline Level in Microwave Links for Rain Monitoring From Minimum Attenuation Values," IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations Remote Sensing, vol. 11, no. 1, 2018.

河北省 GPS/MET 遥感技术在降水过程监测中的应用

张　婷，韩　磊，孟宪罗，刘文忠

（河北省气象技术装备中心，河北，石家庄 050021）

摘　要：水汽对于中尺度灾害性天气的预报和防灾减灾具有重要作用，通过对比分析河北省 GPS/MET 水汽反演结果与国家自动站小时降水量之间的关系，结果表明：（1）PWV 的大小影响降水量的发生和强度，降水发生前 PWV 逐渐上升，降水结束前 PWV 下降，PWV 的峰点与降水过程有较好的超前对应关系。（2）对于大到暴雨以上等级降水，61.1%~62.2%的降水峰值在 PWV 峰值的 0~2 小时后出现，48.6%~50%的 PWV 峰值的 1-2 小时后出现降水峰值；当降水量为中雨或小雨以下时，仅有 30%左右的 PWV 峰值的 1~2 小时后出现降水峰值。因此，PWV 对大到暴雨以上等级降水可提前 1~2 小时预报，而对于中雨及以下降水的预报能力相对较低。

关键词：GPS；大气可降水量；降雨量

中图分类号：P412.15　　**文献标识码**：B

Application of GPS/MET remote sensing technology in precipitation process monitoring inHebei province

ZHANG Ting，Han Lei，MENGXianluo，LIU Wenzhong

（*Hebei Province Meteorological Technical Equipment Center*，*Hebei*，*Shijiazhuang* 050021）

Abstract：Water vapor plays an important role in medium-scale disaster weather prediction and disaster prevention and mitigation. Using the data of Hebei province，The relationship between the GPS/MET water vapor data and the hourly precipitation of the National Automatic Station is analyzed. The results show that the magnitude of PWV affects the occurrence and intensity of precipitation. PWV gradually increases before precipitation occurs but decreases before precipitation ends. The peak of PWV has a good relation with precipitation process. For heavy rain，the peak of 61.1%~62.2% precipitation appears after 0~2 hours of the peak PWV，48.6%~50% after 1-2 hours. For moderate rain or light rain，only about 30% of PWV peak occurs 1 to 2 hours later. Therefore，PWV can predict the precipitation of heavy rain by 1 to 2 hours in advance，but the forecasting ability of moderate rain and light rain is relatively low.

作者简介：张婷，2013 年于中国海洋大学获得学士学位，2016 年于解放军理工大学获得硕士学位，现为河北省气象装备中心助理工程师，主要研究方向为大气物理与大气遥感。E-mail：stereo126@123.com

Keywords：GPS；PWV；precipitation

0 引言

大气中水汽是云和降水形成的物质基础，在全球水循环过程中起着重要作用。有效获取高精度、高时空分辨率的大气水汽信息对于中尺度灾害性天气的预报和防灾减灾具有重要意义。

由于大气水汽在地球大气中所占比例小、时空分布不均匀、随季节变化较大等特点，获得高精度、高时空分辨率的水汽信息非常困难。随着全球定位系统（Global Positioning System，GPS）的不断发展，许多国家都布设了 GPS 水汽观测网，如美国 NOAA 的地基 GPS 反演大气可降水量（GPS Precipitable Water Vapor，GPS/PWV）示范网［5］，日本国土地理院（GSI）的 GPS 连续运行站网（GPS Earth Observation Network，GEONET）。到目前为止，中国气象局全国范围内建成了超过 1000 站的地基 GPS/MET（GPS Meteorology）大气水汽观测网。GPS 水汽反演技术也逐渐应用于大气水汽监测业务和研究中。国际上，Bevis[1] 和 Rocken[2] 等提出将无线电信号在大气中的延迟应用于地球大气研究，并将 GPS 与微波辐射计反演水汽结果进行对比，发现二者相对偏差达到毫米量级，时间分辨率小于 1 小时，证明地基 GPS 可以获得连续高精度的大气可降水量资料。自地基 GPS 水汽反演技术提出并得到验证后，各国相继开始了该领域的研究[3-5]。国内，邹海波等[6] 通过改善 PWV 算法研究 2012 年台风“海葵”对江西特大暴雨的影响，指出 PWV 升到 60mm 后降水开始，升至最高值 77mm 前后出现强降水，降到 60mm 以下降水结束。郭英莲[7] 通过研究湖北暴雨发现，69% 的暴雨出现前 PWV 会上升，或达到较高值。西风带暴雨和副热带高压型暴雨中心均对应 PWV 高值区，台风暴雨位于 PWV 高值区附近的密集带，且 PWV 高值区形成提前暴雨 1 小时。程航[8] 在分析 2011 年大连 3 次降水过程时指出，当有水汽由南向北输送时，PWV 在降水开始前逐渐增长，当地面及高空有大范围的水汽辐合时 PWV 显著增长，主要降水时段与 PWV 峰值对应，同时 PWV 的增幅大小与降水强度有密切的关系。曹艳艳[9] 在研究浙江降水过程中指出，梅雨期较大的降水过程基本都对应 PWV 高值和上升阶段，较大降水基本发生在 PWV 高值或 PWV 梯度较大的区域。由此可见，PWV 对于降水的发生有着明显的指示意义。

目前，河北省已建成 65 套地基 GPS/MET 观测站网，本研究通过分析河北省 GPS/MET 水汽反演结果与国家自动站小时降水量之间的关系，为提高河北省降水预报准确性提供支撑。

1 地基 GPS 水汽反演原理

GPS 卫星发射的无线电信号穿越大气层到达地面接收机过程中，会受到大气折射及电磁波传播速度影响导致地面接收信号延迟。这种时间上的延迟等效于传播路径的增长，因此，大气总延迟 $\triangle l$ 可表示为

$$\triangle l = \int_s c_0 \frac{ds}{c} - l = \int_s (n(s) - 1)ds + (s - l) \tag{1}$$

式中，s 为电磁波在大气中的传播路径，l 为卫星和接收机间的几何距离，$n = c_0/c$ 为大气折射率。由于（s-l）是电磁波传播路径弯曲引起的距离差，在卫星高度角大于 15°时，一般可忽略不计。（1）式可写为

$$\triangle l = \int_s (n(s) - 1)ds = 10^{-6}\int_s N(s)ds \tag{2}$$

电磁波折射率 N（s）是大气密度的函数，与气温 T、干空气气压 P_d、水汽压 e、电子数密度 n_e、电磁波频率 f 有关。

$$N(s) = 77.6\frac{P_d}{T} + \left(\frac{77.6}{T} + \frac{3.73\times10^5}{T^2}\right)e + 40.28\times10^6\frac{n_e}{f^2} = N_d + N_w + N_e \tag{3}$$

因此，大气总延迟可表示如下：

$$\triangle l = \Delta N_d + \Delta N_w + \Delta N_e \quad (4)$$

其中，ΔN_d 为静力延迟，ΔN_e 为电离层延迟。从总延迟中扣除静力延迟和电离层延迟，可得到湿延迟 ΔN_w：

$$\Delta N_w = 10^{-6}\int_s \left(k_1' + \frac{k_2}{T}\right)\frac{e}{T}ds \quad (5)$$

大气可降水量 PWV 是水汽密度在垂直气柱上的积分：

$$PWV = \frac{1}{\rho_w}\int_s \rho_v ds = \frac{1}{\rho_w}\int_s \frac{e}{R_v T}ds \quad (6)$$

式中，$\rho_w = 1\times 10^3 kg/m^3$ 为液态水密度，气体常数 $R_v = 461.495J\cdot kg^{-1}\cdot k^{-1}$。（5）式和（6）式相除，可以导出湿延迟和大气可降水量之间的关系。

$$PWV = \frac{10^6}{\rho_w R_v (k_1' + k_2/T_m)}\Delta N_w = \frac{1}{\prod}\cdot \Delta N_w \quad (7)$$

其中，$\prod$ 为水汽转换系数，是无量纲比例因子。$k_1' = 22.13k\cdot kg\cdot J^{-1}$、$k_2 = 3.739\times 10^5 k^2\cdot kg\cdot J^{-1}$ 为大气折射常数。$T_m = \frac{\int_s (e/T^2)\,ds}{\int_s (e/T)\,ds}$ 是大气加权平均温度，它与对流层温度廓线和水汽垂直分布有关。

2 河北省降水分布情况

利用国家自动站降水数据首先分析了 2019 年 6 月 1 日至 2019 年 9 月 15 日期间，河北省 12 个台站的日降水时序图。如图 1 所示，河北省夏季降水量主要发生在 7 月至 8 月，尤其在 7 月下旬至 8 月上旬大到暴雨频发，8 月下旬以后降水减少。同样，由图 2 可知，2019 年 7 月 3 日至 2019 年 9 月 15 日每日 20 时 PWV 时序图，整体上河北省大气可降水量从 7 月逐渐上升，在 7 月上旬到 8 月上旬呈高位状态，8 月下旬以后大气可降水量骤降，该变化与日降水量变化一致。

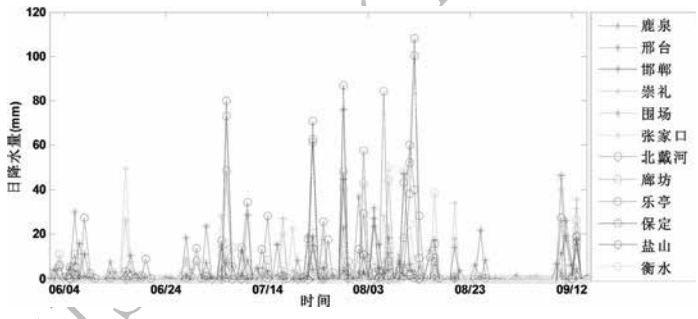


图 1　河北省 12 个站点日降水量时序图

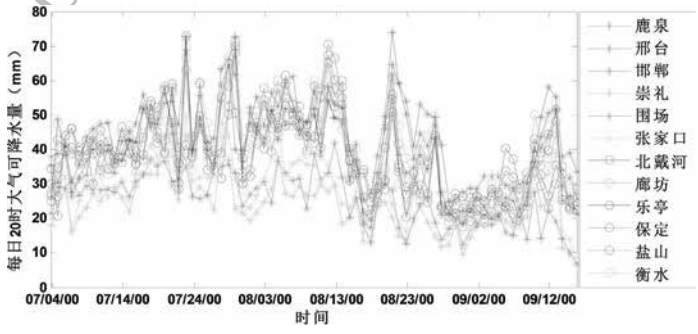


图 2　河北省 12 个站点每日 20 时大气可降水量时序

通过统计不同降水级别的降水出现的次数（见表 1）可知，除微量或无降水外，河北省的降水以小雨为主，其次是中雨、大雨，容易引起生命财产灾害的暴雨和大暴雨分别出现了 11 次和 2 次。

表 1　河北省不同等级降水出现频次统计

24 小时 降水量	微量或无 降水<0.1	小雨 0.1-9.9mm	中雨 10-24.9mm	大雨 25-49.9mm	暴雨 50-99.9mm	大暴雨 ≥100mm
次数	875 mm	297	61	38	11	2

3　PWV 与降水量比较分析

3.1　PWV 与降水时序图对比分析

利用 2019 年 7 月 3 日至 2019 年 9 月 15 日期间，河北省 2 个台站 GPS/MET 原始观测资料反演得到的大气可降水量 PWV 数据，与相应站点国家自动站观测得到的逐小时降水量数据进行对比分析，如图 3 所示。

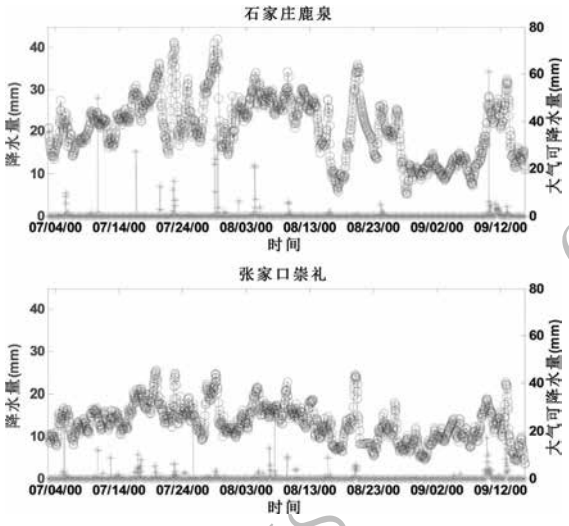


图 3　石家庄鹿泉、张家口崇礼 PWV 与降水量时序图

石家庄鹿泉大气可降水量 PWV 变化范围较大，主要在 9.03～74.66mm 范围内波动。石家庄鹿泉从 7 月到 9 月暴雨多发，在 7 月 10 日 17 时、7 月 16 日 19 时、7 月 29 日 2 时、7 月 29 日 15 时、9 月 10 日 6 时分别出现 28mm、15.2mm、18.2mm、21.4mm、34.2mm 暴雨峰值，其对应的 PWV 峰值为 43.57mm、54.94mm、73.24mm、74.66mm、50.51mm，分别出现在 7 月 10 日 16 时、7 月 16 日 18 时、7 月 29 日 0 时、7 月 29 日 14 时、8 月 10 日 3 时。几次降水发生前 PWV 急速上升，降水结束前 PWV 急速下降，且暴雨峰值均出现在 PWV 峰值之后 1～3 小时内，PWV 的峰点与降水过程有较好的超过前对应关系。

张家口崇礼降水与 PWV 曲线与石家庄鹿泉不同，该站 PWV 整体较小，变化范围在 6.02～45.51mm 之间，小时降水量也较小，变化范围在 0～17.4mm 范围内。当 PWV 从 7 月 4 日 5 时起从 13.62mm 连续升至 7 月 5 日 8 时达到极值点 29.9mm 时，降水量极大值 12.2mm 出现在 7 月 5 日 9 时；同样，7 月 5 日 14 时、7 月 25 日 17 时、8 月 7 日 14 时出现的降水量极大值 11.1mm、17.4mm、15.3mm，分别对应 7 月 5 日 14 时、7 月 25 日 16 时、8 月 7 日 14 时出现的 PWV 极值 28.15mm、31.45mm、30.12mm。PWV 的大小影响降水量的发生和强度，每一次降水极值点出现之前 PWV 上升，且多数情况下在降水极值点出现前 1 小时 PWV 也达到极值，随后随着 PWV 的减少降水也逐渐减少或停止。但与石家庄鹿泉不同的是该站虽然强降水之前 PWV 也有上升，但远不如石家庄鹿泉上升幅度大，PWV 整体处于低位振荡中。

3.2　台风利奇马对 PWV 及降水的影响

8 月 11～12 日期间，受台风“利奇马”的影响，河北省境内秦皇岛、唐山、沧州 3 个城市连续多日出现大到暴雨。通过分析 8 月 9 日 12 时至 15 日 12 时 PWV 及小时降水量对应关系，如图 4 所示，3 个台站 PWV 整体呈现先升高后降低的趋势，从 8 月 9 日 12 时起 PWV 开始上升，沧州盐山至 8 月 11 日 19 时达到最大值 70.54mm，唐山乐亭至 8 月 12 日 2 时达到最大值 69.98mm，再到 8 月 12 日 12 时达到极大值 69.4mm，秦皇岛北戴河至 8 月 12 日 11 时达到最大值 70.04mm，PWV 最大值随时间推移逐渐从沧州盐山移动到秦皇岛北戴河，恰好与台风“利奇马”路径一致。

从 8 月 11 日左右开始，3 个台站开始出现连续降水，秦皇岛北戴河、唐山乐亭在 12 日逐渐转为大到暴雨，对应的小时最大降水量 29.5mm、19.1mm 分别出现在 8 月 12 日 13 时、8 月 12 日 11 时，该时次之后降水开始减少，沧州盐山降水量整体偏中雨，在 12 日降水量整体偏小，这与台风向东北方向移动有关。由此可见，3 个台站都是随着 PWV 增大，降水量逐渐增加，且在 PWV 最高时期出现最强降水时段。

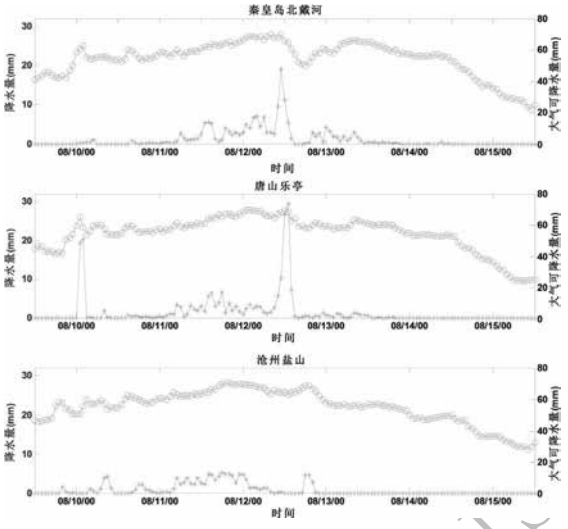


图 4　台风“利奇马”对 PWV 及降水量的影响

3.3　超前对应关系统计分析

利用河北省 12 个站点国家自动站降水量峰值点出现的时间减去 PWV 出现峰值点时间，得到二者时间差，并统计该时间差在-5~5 小时内出现的频次，由图 5 可知，降水量峰值相对于 PWV 峰值的超前时间为 0~2 小时的频次最高。当小时降水量大于 15mm，即暴雨以上等级时，62.2%的降水峰值在 PWV 峰值的 0-2 小时后出现，48.6%的 PWV 峰值的 1-2 小时后出现降水峰值，即 48.6%的暴雨以上等级的降水可提前 1~2 小时由 PWV 进行预报；当出现大雨，即小时降水量在 7~14.9mm 之间时，降水峰值在 PWV 峰值的 0-2 小时后出现的概率为 61.1%，PWV 峰值的 1-2 小时后出现降水峰值的概率为 50%，因此，PWV 可提前 1~2 小时预报 48.6%的大雨。当降水量为中雨（1.6~6.9mm）或小雨以下（≤1.5mm）时，45%左右的降水峰值在 PWV 峰值的 0-2 小时后出现，30%左右的 PWV 峰值的 1~2 小时后出现降水峰值，可见 PWV 对中雨及以下降水的预报能力相对较低。

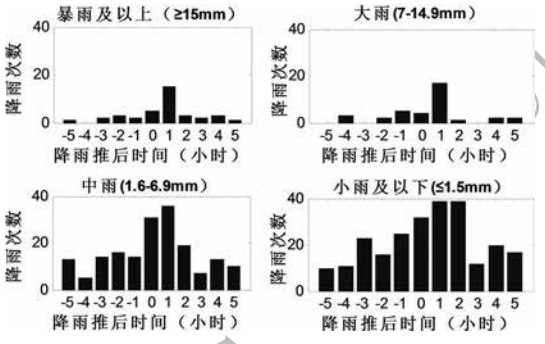


图 5　不同降水等级下降雨推后时间的降雨次数统计

4　结论

通过对比分析河北省 GPS/MET 水汽反演结果与国家自动站小时降水量之间的关系，得到下结论：

（1）河北省夏季的降水主要发生在 7 月至 8 月，尤其在 7 月下旬至 8 月上旬大到暴雨频发。大气可降水量 PWV 从 7 月逐渐上升，在 7 月上旬到 8 月上旬呈高位状态，8 月下旬以后大气可降水量骤降，该变化与日降水量变化一致。

（2）PWV 的大小影响降水量的发生和强度，降水发生前 PWV 逐渐上升，降水结束前 PWV 下降，PWV 的峰点与降水过程有较好的超过前对应关系。

（3）PWV 峰值相对于降水峰值的超前时间在 0~2 小时的频次最高。当小时降水量为大到暴雨以上等级时，61.1%~62.2%的降水峰值在 PWV 峰值的 0-2 小时后出现，48.6%~50%的 PWV 峰值的 1-2 小时后出现降水峰值，即 PWV 可提前 1~2 小时预报 48.6%~50%的大到暴雨以上等级的降水。当降水量为中雨或小雨以下时，仅有 30%左右的 PWV 峰值的 1~2 小时后出现降水峰值，可见 PWV 对中雨及以下降水的预报能力相对较低。

参考文献：

[1] Bevis M，Duan J，Fang P. GPS Meteorology：Direct estimation of the absolute value of precipitable water vapor. Journal of Application Meteorology，1996，35：830~838.

[2] Rocken C，Ware R，Hove T V，et al. Sensing atmospheric water vapor with the global positioning system. Geophysical Research Letters，1993，20（23）：2 631~2 634.

[3] Pacione R，Vespe F.. Comparative studies for the assessment of the quality of Near-Real-Time GPS-Derived atmospheric parameters. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology，2008，25：701~714.

[4] Rama M K，Gutman S，YOE J G，et al. The validation of AIRS retrievals of integrated precipitable water vapor using measurements from a network of ground-based GPS receivers over the contiguous United States. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology，2008，25：416~428.

[5] Wolfe D E，Gutman S I. Developing an Operational，Surface-Based，GPS，Water Vapor Observing System for NOAA：Network Design and Results. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology，2000，17：426~440.

[6] 邹海波，单九生，吴珊珊，等.GPS 水汽反演方法的改善及其在台风暴雨中的应用［J］. 中山大学学报（自然科学版），2013，52（06）：17-25.

[7] 郭英莲，王继竹，王海燕，等.GPS 可降水量在湖北暴雨预报中的指示性［J］. 气象科技，2015，43（04）：666-674.

[8] 程航，程相坤，朱晶，等.GPS 遥感大气可降水量在大连地区 3 次降水过程中的应用［J］. 气象与环境学报，2014，30（05）：38-48.

[9] 曹艳艳，郭宇光，许皓皓，等. 浙江 GPS/MET 产品在降水预报中的应用［J］. 浙江气象，2014，35（03）：20-25.

基于 NetCDF 的国产新型气象雷达基数据通用编码方式研究

刘　俊[1]，黄兴友[2]，周红根[3]，郭一飞[1]，张　玲[1]

（1. 泰州市气象局，江苏泰州 225300；2. 南京信息工程大学气象灾害预报预警与评估协同创新中心，中国气象局气溶胶与云降水重点开放实验室，南京 210044；3. 江苏省气象探测中心，南京 210008）

摘　要：为归一化处理国产新型气象雷达数据存储格式，提高雷达数据共享与交换效率，兼容不同厂家不同型号雷达数据格式多样性的同时保留其内在的差异。基于 NetCDF 编码原理设计雷达基数据 NetCDF 存储模型，在 Visual C++开发平台支持下，开展国产新型气象雷达格式编码和解码的实验。结果表明：（1）NetCDF 编码方式可作为国产新型气象雷达基数据通用编码方式，在合理地利用不同厂家不同型号雷达数据格式内在的差异的同时进行统一编码，有利于进行雷达数据的交换。（2）NetCDF 格式编码雷达基数据，继承以雷达径向信息为基本结构的存放形式，面向存储单元本身（数组），通过编码维数、变量、属性和数据 4 个子域，构成自描述式的 NC 文件，用户可借助库函数实现“自动”解码。（3）NetCDF 格式编码前后的雷达数据文件大小差异较小，差异幅度与原始数据文件大小无关。

关键词：NetCDF；新型气象雷达；编码；雷达基数据

中图分类号：P412.25

Study on the unified coding for domestic new weather radar data based on NetCDF

Liu Jun[1,2]，Huang Xingyou[2]，Zhou Honggen[3]，Guo Yifei[2]，Zhang Lin[2]

（1. *Taizhou Meteorological administration*，*Taizhou*，*jiangsu* 225300；2. *Collaborative Innovation Center on Forecast and Evaluation of Meteorological Disasters*，*Key Laboratory for Aerosol-Cloud-Precipitation of China Meteorological Administration*，*Nanjing University of Information Science & Technology*，*Nanjing*，*China*，210044；3. *Jiangsu Meteorological and Technical Equipment Centre*，*Nanjing* 210008）

Abstract：NetCDF orients data array with features of self description，reading and writing efficiency and high availability，it is widely used for the exchange of weather radar data or meteorological satel-

作者简介：刘俊（1988-），男，江苏南京人，硕士，助理工程师，主要研究气象雷达系统与雷达气象学. E-mail：liujun198802@126.com

资助课题：国家高技术研究发展计划 863 项目（2007AA061901）

lite data. Weather radar developed by different manufacturers has different head information and base data storage formats of different type weather radar. Therefore, a unified coding is needed for easy data exchange without loss the special information relevant to the radar and the manufacture. In this paper, the data model of NetCDF as well as its application to weather radar data storage is introduced. NetCDF format encoding and decoding experiments for X-band phased array radar, W-band cloud radar, X-band weather radar and Ka-band cloud radar are carried out on Visual C++ Platform. All show: (1) NetCDF code has advantages in the unified coding of domestic new weather radar and conventional weather radar, which can code radar data with a unified code while reserving its inherent differences. (2) NetCDF codes radar base data by coding the information of dimension, variables, attributes and data based on the structure of radar radial data, forming a self-descriptive NC file. Users can easily achieve "automatic" decoding with the help of library functions. (3) The size difference between original radar base data with radar base data coding by NetCDF is small, and the magnitude of the difference has nothing to do with the original file size.

Key words: NetCDF; weather radar; unified coding; radar base data

1 引言

气象雷达作为探测云和降水的主动遥感设备，具有探测范围大、灵敏度高、测量速度快等优点，能够监测与追踪快速演变的中小尺度天气系统，提供及时、准确的高分辨率降水数据，提高灾害性天气的预警、预报能力；同时，气象雷达获取的高时空间分辨率资料能够很好地反映降水的空间不均匀性，在定量估测地面降水量方面具有难以替代的作用[1-10]。随着我国对气象灾害预警、天气预报业务和研究的不断提升，不同体制、不同探测平台和不同性能的气象雷达（如不同波段的双线偏振多普勒天气雷达、调频连续波雷达、机载/地基相控阵多普勒天气雷达、毫米波测云雷达等）逐步被应用气象业务和气象研究领域。这些雷达的数据共享和数据交换，促使我们需要采用一个既统一、又独立的数据结构，以便对各种不同探测性能的雷达数据进行编码，便于用户进行数据交换和使用，更好地发挥气象雷达的效益。

NetCDF（Network Common Data Form）是由美国大气研究类高校联合会（University Corporation for Atmospheric Research, UCAR）的 Unidata 项目开发的一种面向数组型数据的描述和编码标准[11]。NetCDF 编码具有面向数组（Array-Oriented）、自描述性、读写高效性、高可用性等特征，可用于存储规则或非规则的多维资料，如气象数值模式、卫星影像和雷达的数据等[12]。采用 NetCDF 编码的气象雷达基数据，在保证数据信息量丰富、结构紧密、科学合理基础上，还能实现“自动”解码，因为其中的自表述性信息包含了数据特性的说明。本文在介绍 NetCDF 数据编码的基础上，利用 Visual C++开发平台，针对我国的几种新型气象雷达基数据（不同雷达厂家）进行 NetCDF 格式编码设计、编码和解码，实现了雷达基数据的统一化处理。该工作表明：NetCDF 格式在国产新型气象雷达乃至业务天气雷达基数据通用编码方式方面有一定优势。

2 NetCDF 数据模型

NetCDF 是一种面向数组型数据、支持用户借助多种方式管理和操作的数据集，UCAR 还提供一组软件函数库（接口），支持多种语言创建、访问及共享多维数据。此外，NetCDF 软件接口支持 C、C++、Fortran、Java 等语言输入输出（I/O）的 API 在不同平台下（Linux, Unix, Windows, Mac OSX）高效地获取、存储、管理、共享和分发数据。

2.1 NetCDF 文件结构

从数学角度而言，NetCDF 存储的数据可抽象成多自变量的单值函数[13]：

Data = Value（x，y，z….）

在 NetCDF 数据模型中，自变量 x，y，z 等叫做维（Dimensions）；函数 Value 叫做变量（Variables）；自变量和函数在物理学上的属性特征，比如计量单位（量纲）、物理学名称等叫做属性（Attributes）；自变量确定情况下所对应的函数值 Data 叫做数据（Data）。

NetCDF 是一种二进制、自描述的文件格式，不需要其他附属文件描述文件本身[14]。每个 NetCDF 文件包含维数、变量、属性和数据 4 个子域，维数、变量和属性是 NetCDF 文件类的成员函数，拥有各自的成员（如 Name，ID 等）和数据即变量（Variables）的具体数值，简易结构如下[15]：

```
Netcdf  name
{
   dimensions：……   //维，如 Time，Latitude，Longitude，Layers
   variables：……   //各种变量，如 Temperature，Rain，Pressure，Humidity
   attributes：……//属性，如：Unit（量纲），℃
   data：……   //数据部分
}
```

Dimensions（维）：维包含维度名和维度大小，代表一个真实的物理空间，如时间、纬度、经度或者高度。维也可以表示其他的属性，如观测站点位置、仪器型号等。

Variables（变量）：变量一般都是数组变量用来存放数据块的，如台站信息（经度、纬度）、气象要素（温度、气压等）。一个变量代表着具有相同的数据类型的数组集合，由变量名字、数据类型和数据存储空间组成。

Attributes（属性）：属性是用来对变量、数据进行辅助说明，存放解释说明性质的数据，例如单位（Unit）。

Data（数据）：数据资料部分，即变量的具体数值。NetCDF 支持 char，byte，short，int，float 和 double 等数据类型。

2.2 NetCDF 接口函数

NetCDF 接口函数库是提供给用户以编程方式访问 NetCDF 数据的工具[16]。接口函数库具有支持 C、C++和 Fortran 等语言的不同版本，对应于 NetCDF 文件结构，大致可分为文件处理类（NcFile）、维数处理函数（NcDim）、变量处理函数（NcVar）、属性处理函数（NcAtt）等四大类，包含文件的打开与关闭，进而对文件进行读写等操作。

Windows 系统下，采用 Visual C++开发平台进行新型气象雷达数据的 NetCDF 格式统一化处理，需在网站（http：//www. unidata. ucar. edu/software/netcdf/）下载 NetCDF 的源代码（包含了 C/C++的库函数）以及 netcdf 动态链接库的预编译 Win32 二进制版本。具体为动态链接库 netcdf. dll、源代码 netcdfcpp. h、netcdf. h、netcdf. cpp、ncvalues. h、ncvalues. cpp、config. h 等文件。

2.3 基数据的 NetCDF 存储模型设计

气象雷达基数据（Base data）采用二进制形式存储，包括反射率因子、径向速度、速度谱宽、以及双偏振产品[17]。基数据文件以径向为单位存放，由雷达观测状态描述区（简称“描述区”）和数据区构成，描述区描述雷达站址、性能参数以及径向数据获取时的状态信息，数据区即 M×N 个径向数据构成的雷达观测结果（M 表示层数，N 表示径向数且一般 N≤360）。描述区亦可分全局描述区和局部描述区，全局描述区描述雷达工作状态信息，如观测模式、脉冲重复频率、最大探测距离、最大不模糊速度、层数、径向数等信息，通常出现在文件的开始位置，称为文件头；局部描述区描述径向数据实时信息，如仰角、方位、时间等信息，通常出现在径向数据的开始位置，即为径向头。一个完整的基数据文件由文件头、径向头、数据区三者紧密结合而成。

雷达基数据的通用编码需要一种归一化的编码方式，既要有较强地兼容性，融合不同厂家不同型号雷达基数据格式；也要具有编/解码简洁、共享程度高的特性，有利于雷达数据的交换与应用。而 NetCDF 的存储特性与雷达基数据的通用编码需求“不谋而合”。完整的雷达基数据文件可抽象成具有一定内在结构且有序排列的零维（单个变量）、一维或多维数组。气象雷达基数据的 NetCDF 格式编码，应当继承以径向为单位存放的形式，面向存储单元本身（数组），通过编码维数、变量、属性和数据 4 个子域，形成自描述式的 NC 文件（二进制文件）。由此可见，NetCDF 格式编码的雷达基数据，不但无损地兼容处理不同厂家雷达基数据格式，且支持“自动”解码，无需数据格式说明，直接解码雷达基数据。

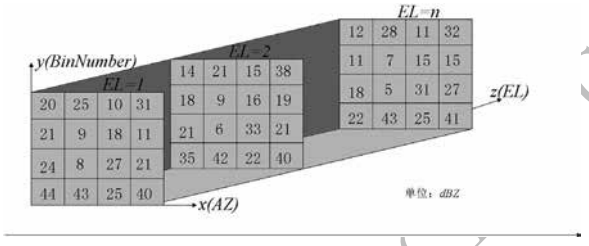


图 1　反射率因子（V-PPI）NetCDF 存储模型

NetCDF 格式文件存储气象雷达基数据，其基本存储模型见图 1（以 V-PPI 的反射率因子存储为例）。x 轴代表 PPI 扫描时雷达方位角（AZ）或径向数；y 轴代表 PPI 扫描时雷达径向库数（BinNumber，也称距离门数）；z 轴代表 VPPI 扫描时雷达仰角数（EL）或体扫层数；存储单元数值单位为 dBZ。（x、y）二维数组存放反射率因子 PPI 数据，（x、y、z）三维数组存放 V-PPI 数据。就数学角度而言，基数据（反射率因子）的 NetCDF 存储模型可抽象成 Z（dBZ）= Reflectivity（x，y，z）形式，x、y、z 表征 NetCDF 格式的维（Dimensions）信息，Reflectivity、dBZ、Z 分别表征变量（Variables）、属性（Attributes）、数据（Data）三个子域信息。因此，气象雷达径向速度、速度谱宽、线性退极化比等基本产品参照图 1 模型存储。气象雷达基数据非数据区（描述区）存储大致分为两类，一类为不随观测时间而变化的非数据区（文件头），可基于零维数组（单个变量）存储，如雷达发射功率、波束宽度、脉冲宽度；另一类为随观测时间而变化的非数据区（径向头文件），可基于一维数组（时间维）存储，如方位角、仰角。

气象雷达基数据包含数据区和描述区两大类，具有变量多、维数大等特点。NetCDF 编码时需考虑计算机编码内存有限，合理安排全局变量与局部变量。编码雷达基数据，需将含有数据、属性的变量按照维的大小写进 NC 文件。按照图 1 的存储模型，雷达的径向数、库数作为数据区与随着观测时间变化的非数据区变量的维的大小应作为全局变量，而其他变量可作为局部变量依次将数据写入 NC 文件中。解码雷达基数据，需从 NC 文件中获取信息。按照图 1 的存储模型，除将雷达的径向数、库数作为全局变量之外，根据实际解码需求，可将需要的变量作为全局变量，如观测时间、库长等。

3　NetCDF 格式编码及解码试验

3.1　雷达基数据的 NetCDF 编码

新型国产气象雷达包括南京电子技术研究所（南京恩瑞特实业有限公司，下文简称“恩瑞特公司”）的 X 波段相控阵天气雷达、安徽四创电子股份有限公司（下文简称“四创电子公司”）的 W 波段云雷达系统及 Ka 波段云雷达，等。由于探测目标和产品、雷达性能、扫描方式、搭载平台以及生产厂家不同，基数据格式相互之间存在一定差异，表 1 给出 X 波段相控阵天气雷达、W 波段云雷达、X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达的基数据格式文件信息。X 波段相控阵天气雷达的基数据采用二进制编码，无文件头，径向头、径向数据区长度分别为 128 和 19200 字节；W 波段云雷达的基数据采用 NetCDF 格式编码，文件头、径向头、径向数据区长度分别为 94、

58 和 854 字节；X 波段天气雷达由鹏力集团生产，基数据采用二进制编码，文件头、径向头、径向数据区长度分别为 2060、11 和 2000 字节；Ka 波段云雷达由四创电子公司生产，基数据采用二进制编码，文件头、径向头、径向数据区长度分别为 2060、11 和 2136 字节。从生产厂家来看，恩瑞特公司、四创电子公司、鹏力集团三家生产或研发的气象雷达基数据存储格式有不同定义。W 波段云雷达和 Ka 波段云雷达两部不同型号气象雷达均由四创电子公司研发或生产，两者基数据的存储格式也存在一定差异；从数据格式内在结构而言，X 波段相控阵天气雷达采用相控阵体制，无头文件，且径向头长度为 128 字节远远大于其他三部雷达。X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达文件头长度、径向头长度字节数一致，然而径向数据区长度仍然存在差异。W 波段云雷达在文件头、径向头、径向数据区长度与其他三部雷达都存在差异；从编码方式来说，W 波段云雷达与其他三部雷达不同，采用国际通用的 NetCDF 格式进行编码，形成 NC 文件。与普通二进制文件不同于的是，NC 文件具有自描述特性，用户无需格式说明文件的支持下可实现“自动”解码。

表 **1**　四部气象雷达基数据文件格式信息

雷达名称	生产厂家	文件头长度（字节）	径向头长度（字节）	径向数据区长度（字节）	编码方式
X 波段相控阵天气雷达	恩瑞特公司	无	128	19200	二进制
W 波段云雷达	四创电子公司	94	58	8544	NetCDF
X 波段天气雷达	鹏力集团	2060	11	2000	二进制
Ka 波段云雷达	四创电子公司	2060	11	2136	二进制

Visual C++ 6.0 平台下采用 NetCDF 格式归一化处理 X 波段相控阵天气雷达、X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达等新型气象雷达基数据，需加载动态链接库 netcdf.dll，并将 netcdfcpp.h，netcdf.h，netcdf.cpp，ncvalues.h，ncvalues.cpp，config.h 等源代码添加到工程中，以调用库函数方式转换雷达基数据的格式。以 X 波段相控阵天气雷达反射率因子为例：

```
nc.add_ dim ("Product_ x", RecodeNumber);                    (a)
nc.add_ dim ("Product_ y", MaxRadialDot);                    (b)
nc.add_ var ("Reflectivity", ncShort, nc.get_ dim (44),
nc.get_ dim (45));                                           (c)
nc.get_ var (44) ->add_ att ("name","反射率因子");            (d)
nc.get_ var (44) ->add_ att ("unit","1/100dBZ");             (e)
nc.get_ var (44) ->put (ZData, RecodeNumber, MaxRadial-
Dot);                                                        (f)
```

反射率因子按照 NetCDF 格式存储模型（图 1）为变量（Reflectivity）定义两个维度信息，（a）定义“Product_ x”的大小，即径向总数“RecodeNumber”（如图 1 中 x（AZ）×z（EL）），系统自动分配 ID 号为 44；（b）定义“Product_ y”的大小，即库数“MaxRadialDot”（如图 1 中 y（BinNumber）），系统自动分配 ID 号为 45。（c）定义变量名称为“Reflectivity”，变量类型为“ncShort”，即短整型，变量数组长度为“nc.get_ dim（44）”×“nc.get_ dim（45）”，即径向总数×库数，系统自动分配 ID 号为 44。（d）、（e）为 ID=44 的变量（Reflectivity）添加二个属性信息，分别为变量名称和单位。（f）为 ID=44 的变量（Reflectivity）赋值，即，将数组“ZData［RecodeNumber×MaxRadialDot］”的数据写入 NC 文件。

X 波段相控阵天气雷达其它变量以及 X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达基数据的

NetCDF 格式存储按照上述方式，依次编码维数、变量、属性和数据四个子域，其结果见表 2。表 2 中，NetCDF 格式编码前后，X 波段相控阵天气雷达文件大小分别为 29955 和 29956 字节；X 波段天气雷达文件大小为 710 和 725 字节；Ka 波段云雷达文件大小分别为 1261 和 1271 字节。由此可见，NetCDF 格式编码形成 NC 文件，其文件大小与原文件相比差异较小，且差异幅度与原始数据数据大小无关，此优势有望将其推广到业务雷达上应用。

表 **2**　NetCDF 编码前后数据文件大小的对比

雷达名称	原始数据名称	原始文件大小（字节）	NC 文件大小（字节）
X 波段相控阵天气雷达	Meteo120701_ 1530	29955	29956
X 波段天气雷达	PTB20120701153345	710	725
Ka 波段云雷达	THB20130911091651	1261	1271

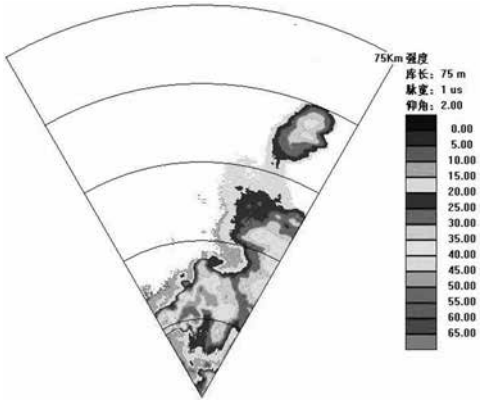
3.2　NetCDF 雷达基数据的解码

针对 X 波段相控阵天气雷达、W 波段云雷达、X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达四部气象雷达的 NetCDF 格式编码已经实现，并建立了自描述式的 NC 文件。接下来描述解码工作。解码过程类似“剥玉米”，无需要格式辅助说明文件，在 Visual C++ 平台下调用库函数，一层一层地“剥皮”，依次获得维数、变量、属性等信息，最终剩下的即为数据信息。需调用库函数，以 W 波段云雷达反射率因子（变量 ID=67）为例：

```
NcType type=nc.get_var(67)->type();                                    (g)
nc.get_var(67)->num_dims();                                            (h)
intProduct_x=nc.get_var(67)->get_dim(0)->size();                       (i)
intProduct_y=nc.get_var(67)->get_dim(1)->size();                       (j)
nc.get_var(67)->get(Reflectivity, Product_x, Product_y);               (k)
nc.get_var(67)->num_atts();                                            (l)
nc_r.get_var(67)->get_att(0)->name();                                  (m)
nc_r.get_var(67)->get_att(0)->as_string(0);                            (n)
```

（g）~（k）是提取反射率因子数据过程，（l）~（n）是提取反射率因子属性信息（单位）的过程。（g）、（h）分别提取 ID=67 变量的类型和维个数，值分别为“ncFloat”和“2”。由于变量维个数为“2”，故（i）、（j）两语句提取两个维的长度分别赋值给“Product_x”和“Product_y”。于是可以定义存储数组：“float Reflectivity［Product_x×Product_y］”。（k）将 ID=67 变量的数据值提取并赋值于数组“Reflectivity”。（l）提取变量的属性个数，其值为“1”。故（m）、（n）分别提取 ID=67 变量属性名称和对应的内容，分别为“Unit”和“dBZ”。

W 波段云雷达其他信息数据以及 X 波段相控阵天气雷达、X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达基数据的 NetCDF 格式解码按照上述方式，依次读取维数、变量、属性和数据四个子域，并将反射率因子绘制成图，其两两对比结果见图 2。



（a）

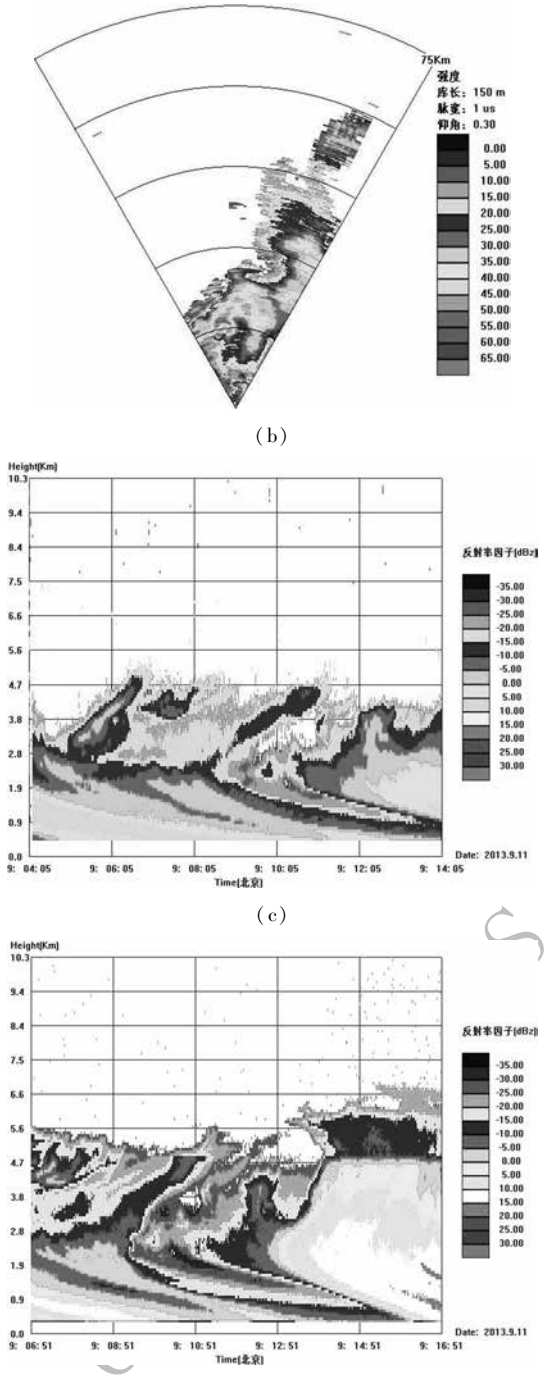


图 2　反射率因子对比图

（a：X 波段相控阵天气雷达；b：X 波段天气雷达；c：W 波段云雷达；d：Ka 波段云雷达）

4　结论

本文在基于 NetCDF 格式编码原理设计雷达基数据 NetCDF 编码的基础上，利用 Visual C++开发平台，开展 X 波段相控阵天气雷达、W 波段云雷达、X 波段天气雷达和 Ka 波段云雷达数据的 NetCDF 格式编码、解码实验，初步得出以下结论：

（1）不同厂家研发的气象雷达存储格式有不同的定义，同一厂家研发的不同型号雷达由于探测性能不同基数据存储格式也有差异，NetCDF 编码方式可以合理地利用这些差异而进行统一编码，有利于进行雷达数据的交换。

（2）气象雷达基数据的 NetCDF 格式编码，继承以雷达径向信息为基本结构的存放形式，面向存储单元本身（数组），通过编码维数、变量、属性和数据 4 个子域，构成自描述式的 NC 文件。

（3）基于 NC 文件自描述性，用户可借助库函数实现“自动”解码；NetCDF 格式编码前后的文件大小差异较小，差异幅度与原始数据文件大小无关。因此，NetCDF 格式可用作国产新型气象雷达乃至天气业务雷达基数据的编码。

致谢：感谢中国气象局气象探测中心雷达室张林工程师提供 NetCDF 动态链接库和源代码

参考文献：

[1] 李柏，俞小鼎．天气雷达及其应用［M］．北京：气象出版社，2011. 18

[2] 刘俊，黄兴友，何雨芩，等．X 波段相控阵气象雷达回波数据对比分析［J］．高原气象，2015，34（3）：1067-1076.

[3] 肖艳娇，万玉发，王珏，等．改进的 C 波段天气雷达定量降水估计算法研究［J］．暴雨灾害，2011，30（4）：321-327.

[4] 刘晓阳，杨洪平，李建通，等．新一代天气雷达定量降水估测集成系统［J］．气象，2010，36（4）：90-95.

[5] 李柏，古庆同，李端义，等．新一代天气雷达灾害性天气监测能力分析及未来发展［J］．气象，2013，39（3）：265-280

[6] 王志武，扬安良．相控阵多普勒天气雷达技术发

展展望［J］. 气象科技，2015，43（4）：561-568.

［7］陈艳，李柏，何建新，等. 在天气雷达信号处理中用IQ信号消减地物杂波［J］. 气象科技，2015：43（4）：569-575.

［8］杜牧云，肖艳娇，吴涛. 多普勒天气雷达下击暴流图像识别［J］. 气象科技，2015：43（3）：368-372.

［9］吴书成，魏爽，吴京生. 雷达估测降水在区域站降水质控中的应用［J］. 气象科技，2015：43（1）：49-52.

［10］李华宏，曹杰，王曼，等. 单多普勒天气雷达反演风场高原低纬区域同化应用［J］. 气象科技，2014：42（5）：823-831.

［11］孙建伟，孙昭晨，陈轩，等. NetCDF格式数据的创建及应用［J］. 交通标准化，2010，（226）：31-34.

［12］黄晓龙，沈润平，师春香，等. 基于GIS站点资料的NetCDF模型构建与应用［J］. 地理空间信息，2012，10（5）：70-72.

［13］王想红，刘纪平，徐胜华，等. 基于NetCDF数据模型的海洋环境数据三维可视化研究［J］. 测绘科学，2013，38（2）：59-61.

［14］刘文军，李靖，袁昌洪，等. 基于NetCDF数据模型的气象资料存储设计［J］. 安徽农业科学，2009，37（3）：1370-1371.

［15］张林，高玉春，杨金红，等. 基于VC++平台的相控阵天气雷达NetCDF数据读取与产品显示［J］. 气象科技，2010，38（2）：230-236.

［16］查石祥. NetCDF数据的编程式访问［J］. 气象科技，2004，32（增刊）：40-43.

［17］楚志刚，银燕，顾松山. 新一代天气雷达基数据文件格式自动识别方法研究［J］. 计算机与现代化，2013，7：180-184.

CINRAD/SA 雷达标定技术研究

周红根[1,2]，高　飞[3]，蔡　勤[4]，朱　毅[2]，刘　俊[5]，张　玲[5]，赵泉钦[2]

（1. 南京雷达气象与强天气开放实验室，南京，210008；
2. 江苏省气象探测中心，南京，210008；3 常州市气象局；4 徐州市气象局；5 泰州市气象局）

摘　要：文章从雷达数据质量需求出发，在以下四个方面对 CINRAD/SA 标定技术进行了研究。①结合雷达回波强度定标原理，分析了目前回波强度定标过程中存在的问题的基础上，详细制定了回波强度定标测试方法、操作步骤和技术要求，实现了 SA 雷达回波强度定标方法和操作流程的规范化、标准化，从而消除因人为因素或测试原因引入雷达系统定标误差。②对全省雷达波导长度进行实际测量，并修正了各雷达发射支路馈线损耗出厂测试数据；研制了能注入微波信号的专用测试波导，实现台站准确测量出 SA 雷达收、发支路馈线的实际损耗数值，应用于雷达回波强度定标中；③将太阳作为微波信号源，根据发布的太阳能流密度等数据，结合实际测量接收到的太阳射电功率，来检验全链路雷达接收系统回波强度。④取相邻雷达等距离线（中点）的低仰角同步观测反射率因子数据，开展两部雷达、多部雷达对比观测检验等。从而提高了回波强度定标的客观性和一致性，更好地为组网雷达提供一致性的雷达数据。

关键词：标定；收发支路；测试波导；馈线损耗

Study on Calibration Technique of CINRADA/SA Radar

Zhou Honggen[1,2] Gao Fei[3] Cai Qin[4]　Zhu Yi[2]　Liu Jun[5] Zhang Lin[5] Zhao Quanqin[2]

（1. Nanjing Weather Radar Open Laboratory，Nanjing 210008；
2. Jiangsu Meteorological and Technical Equipment Centre，Nanjing 210008；
3. Changzhou Meteorological administration，Changzhou，213022；
4. Xuzhou Meteorological administration，Xuzhou，221499；
5. Taizhou Meteorological administration，Taizhou，225300）

Abstract：Considering the quality of CINRDA/SA weather radar base data，in this paper，the calibration technique is studied as follows. Firstly，based on the principle and issue of echo intensity calibration，test methods，procedures and technical requirements are provided in detail，and the unified calibration methods and flows are also formulated for CINRDA/SA，which eliminates the human or test errors of radar echo intensity calibration to maximum extent. Secondly，On account of the uncertainty of

作者简介：周红根（1966-），男，江苏吴江人，本科，研究方向：新一代天气雷达技术保障等。E-mail：dpllyg@ sina. com
基金项目：中国气象局行业专项（GYHY201206034）和江苏省气象局北极阁基金项目（BJG201206）共同资助

radar parameters measured in factory, in Jiangsu province, the actual length of waveguide and loss in transmission line are exactly measured. Then, a special-test waveguide is developed to measure the loss of transmission and reception line in radar station. All the correction of loss measured above is applied into issue of echo intensity calibration for CINRDA/SA. Thirdly, the sun as a microwave signal source can test echo intensity of reception line, which does by combined solar flux density with solar power received by radar. Finally, the comparative analysis of radar echo intensity between two or more weather radars is provided to serve for radar network system.

Key words: Calibration technique; Transmission and reception line; Special-test waveguide; Feed line loss;

引　言

我国即将建成由216部多普勒天气雷达组成的观测网，对天气雷达定标工作，中国气象局制定了新一代天气雷达出厂（现场）验收测试大纲（2010版）及新一代天气雷达系统巡检规定（试行）（2009版）等一系列的业务文件，规定了不少SA雷达测试项目。国内一些专家学者也开展了一定研究，并取得了一定进展，王立轩[1]介绍新一代天气雷达参数测试，用机外仪表对机内自动标校结果进行检验；柴秀梅[2]分析CINRAD/CC自动标校的技术原理，对其存在的问题提出解决方案；潘新民[3-4]论述了回波强度定标与故障的诊断分析方法及定标故障诊断流程；王志武、蔡宏[5-7]分析了雷达定标相关的适配参数，对定标和检查中可能出现的各种报警给出对策；赵瑞金等[8-11]对雷达故障等导致的异常回波进行分析研究；张文言[12]利用CINRAD/SA雷达回波强度资料对NuistRD-X雷达进行强度标定，然后对两者的雷达回波作对比分析。周海光[13]利用相邻雷达等距离线垂直剖面内的网格数据，进行三维混合插值，然后对比分析，及时发现雷达网故障、为雷达定标提供参考；史锐[14]利用02年夏季长江中下游外场试验中几对双多普勒天气雷达资料，对比分析了同一时间、同一位置的S波段与C波段雷达的CAPPI和部分PPI回波强度资料等开展研究。

目前国内新一代天气雷达定标方面存在以一下几个主要问题。①没有统一、标准的SA雷达定标方法和流程，没有明确的标定步骤及调整方法，造成台站实际的业务定标操作过程中，产生相当可观的系统定标误差；②台站无法测量SA雷达收、发支路馈线的实际损耗数值；③早期出厂雷达发射支路馈线损耗数据中，波导长度以10米为标准计算，不是计算实际波导长度；④没有利用同一信号源，对组网雷达进行定标检验。在实际定标过程中，容易产生相当数量的系统定标误差，造成雷达回波强度偏高或偏低，严重影响了雷达组网拼图等业务使用。在强降水反射率因子大于40dBZ时，如果有2dBZ的误差，将导致降水量2倍的误差。

本文针对目前CINRAD/SA标定中存在的问题进行研究后，成果应用于本省2014年青奥会雷达特别巡检及汛期前的雷达巡检等业务工作中，提高了天气雷达回波强度的客观性和一致性，改进了天气雷达的基数据质量。

1　雷达回波强度定标原理

天气雷达回波强度理论值计算是基于雷达气象方程，在满足瑞利散射条件下，不考虑大气对电磁波的衰减和充塞系数影响的情况下，雷达气象方程[15]（公式1）如下：Z为反射率因子，P_r为回波接收功率（天线喇叭口），R为回波的距离，C为雷达常数。

$$Z = CR^2P_r \tag{1}$$

为方便起见，常用dBZ来说明回波强度的大小，新一代天气雷达发射功率值是速调

管输出的测量值，测试信号（模拟回波信号）从接收机前端（保护器天线端）输入，还要考虑接收支路损耗值 L_r、发射支路损耗值 L_t、天线罩的双程损耗 L_p、匹配带通滤波器额外损耗 L_0，并统称系统总损耗 L_Σ（$L_\Sigma = L_t + L_p + L_0 + L_r$），以及大气双程衰减 L_{at}，所有损耗采用正值，则（1）式变为：

$$dBZ = 10\lg C + 20\lg R + 10\lg P_r - L_\Sigma - RL_{at} \quad (2)$$

从上式可以看出，回波强度的测量取决于系统损耗、雷达常数和回波接收功率。雷达常数最易受雷达参数变化影响。系统损耗中，雷达收、发支路损耗最易变化。目前 SA 雷达无法现场直接测量，只能根据厂家出厂提供的适配数据计算，而且最易受到无源限幅器、接收机保护器、方位、俯仰旋转关节等微波器件的更换，方位旋转关节等的机械磨损，以及波导连接密封性等因素影响；回波接收功率受到接收机动态等影响。

2 规范雷达定标流程及方法

缺乏统一、标准的 CINRAD/SA 雷达定标方法、流程、标定操作步骤及调整方法，往往在台站雷达定标过程中，由于操作不当，或人为因素，产生相当可观的系统定标误差，造成雷达回波强度偏差，严重影响了雷达组网拼图等业务使用。因此，从雷达天伺系统、发射系统、接收系统、以及系统太阳法标定检验这几个重要方面，在总结 SA 雷达定标工作现状基础上，详细制定了雷达回波强度定标测试内容和方法、操作步骤的技术要求，实现了雷达回波强度定标流程的规范化、标准化（详见图 1）。

2.1 测试前的准备工作

2.1.1 测试仪表等方面

雷达使用的机外仪表应经过严格的标校，并且在有效期内。进行测试或定标时，必须先将仪表预热 30 分钟以上，相关测试电缆线等必须用信号源来标定测量，小功率计校零，用小功率计测量信号源的实际输出功率值，信号源最好安放在俯仰箱上面，离信号注入口越近越好等，以减小引入系统误差。时时注意测试电缆接触良好，测量 RF 功率和波形时，强调功率头与检波器将要承受的功率容量必须小于其额定值（一般 100mW），否则会造成物理损坏。

2.1.2 检查雷达收发支路损耗、天线参数等适

首先应该用雷达出厂测试数据对照检查雷达适配数据中，收发支路损耗、天线增益、波束宽度等数据是否一致[16]。否则，用出厂测试数据修改，除非用的是准确测量过雷达收发支路损耗数据。

2.2 雷达回波强度定标流程和方法

第一步：对天线水平、波束指向、方位角及俯仰角控制精度进行检测或检查。

第二步：测量发射机脉冲宽度及发射机峰值功率，修改发射机相关适配数据。在发射机测试前，必须准确测量雷达测试电缆和衰减器的损耗，确保在发射机定向耦合器 1DC1 的耦合输出端接有 30dB 固定衰减器。

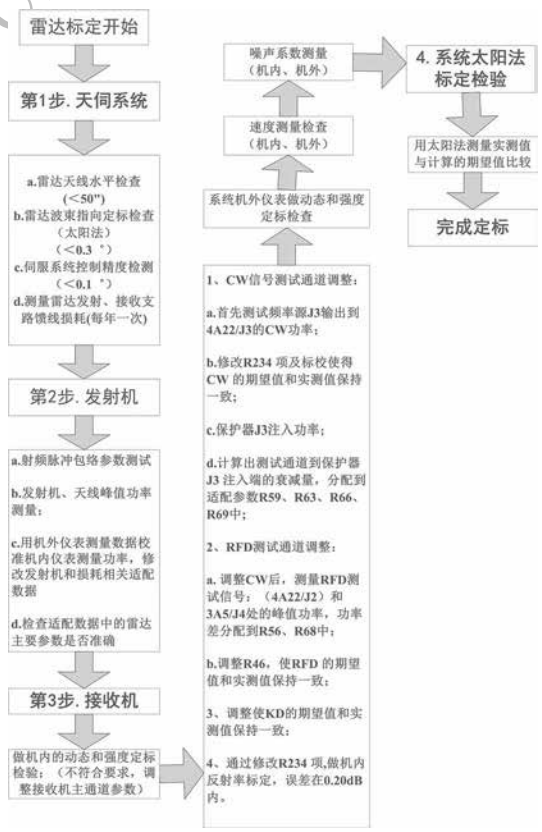


图 1 统一雷达回波强度定标流程图

第三步：对接收机机内动态和强度定标检验，接收机测试通道参数测量和对应适配参数调整。对接收机测试通道参数测量和对应适配参数调整可参考相关文献[3-4]，保证了接收机前端回波接收功率测量准确；线性通道增益定标目标常数标校可以保证回波强度测量误差在±1dBZ 范围内。

其中：

1. 在 CW 测试信号参数测量及调整中，要测准无源限幅器损耗，一定要选准 CW 注入信号测量点位置并测准数据。

2. 在 RFD 测试通道参数测量与调整中，仅需测量、调整 R58 和 R56 参数。

3. 接收机系统机内反射率标定，在调整完测试通道后，通过修改 R234 项，做机内反射率标定，使得强度误差控制在 0. 20dB 内。

3 开展雷达收发支路馈线损耗现场检测

目前 SA 雷达现场无法测试发射和接收支路的损耗，而且不少雷达已经更换过接收机保护器、无源限幅器、方位旋转关节、波导开关等馈线微波器件。况且大部分早期雷达出厂时，波导长度以 10 米标准计算，实际安装波导长度差别较大；后期雷达出厂没有考虑接收机保护器和无源限幅器的损耗，两者的损耗之和约 1 dB；甚至有的雷达还进行了大修。由此可见，任然沿用原来雷达出厂时的收发支路损耗值，对雷达回波强度进行标定，是不准确的，必然会引入可观的系统的定标误差，会造成雷达回波强度的偏差。因此，必须开展对雷达收发支路馈线损耗进行订正和现场测试。

3. 1 对雷达馈线波导长度进行实际测量，计算订正出厂测试数据

通过对江苏各雷达的发射机波导开关至天线座内环形器之间的波导长度进行实际测量，发现各站波导长度完全不一样，发射机支路波导长度均大于 10 米。其中淮安站最长达 16. 1 米，最短是连云港站 10. 55 米，与 10 米标准波导长度计算比较，最大差达 6. 1 米，反映在发射支路馈线损耗最大误差为 0. 3 dB（见下表 1），如果不及时订正，那么淮安雷达回波强度仅发射支路馈线损耗项就引入 0. 3 dB 的系统定标误差。通过测量，订正出厂雷达收发支路馈线损耗值，目前泰州、淮安雷达的已经使用了实际的波导长度数据。

表 **1**　江苏各雷达站发射支路损耗出厂数据与实际波导长度数据对比

	南京	盐城	连云港	南通	徐州	常州	泰州	淮安
出厂发射支路损耗（dB）	2. 45	2. 24	2. 39	2. 38	2. 22	1. 84	2. 07	2. 03
实测发射支路波导长度（m）	13. 95	12. 75	10. 55	13. 26	12. 11	13. 66	12. 5	16. 1
订正后的发射支路损耗（dB）	2. 64	2. 37	2. 42	2. 54	2. 32	2. 02	2. 19	2. 33
差值（dB）	0. 19	0. 13	0. 03	0. 16	0. 10	0. 18	0. 12	0. 30

3. 2 雷达接收支路和发射支路馈线损耗测量

研制了专用测试波导，增加波导系统微波信号的注入端口和输出端口，安装接入雷达收发馈线系统，以外接高精度信号源，用机外仪表实际测量雷达实际运行频率下的雷达收发支路馈线损耗值，达到雷达收、发馈线损耗的现场测量[16-17]。表 2 为江苏 4 个雷达站测试收发支路馈线损耗数据，信号源输出功率从 20dBm 到-15dBm，测量 8 次的平均值（其中淮安发射支路损耗未测试）。

表 **2**　江苏部分雷达发射和接收支路馈线损耗测试数据

	常州	泰州	连云港	淮安
频率（MHz）	2975	2800	2830	2790
出厂发射支路损耗（dB）	1. 84	2. 07	2. 39	2. 38

续表

	常州	泰州	连云港	淮安
实测发射支路损耗（dB）	2.05	2.73	2.02	-
差值（dB）	-0.21	-0.66	0.37	-
出厂接收支路损耗（dB）	0.97	1.01	2.17	1.03
实测接收支路损耗（dB）	1.28	2.18	1.14	1.47
差值（dB）	-0.31	-1.17	1.03	-0.44

注明：常州站测试结果是更换了方位旋转关节后测试的。由于连云港、泰州站测试接收机支路馈线损耗用了 2 条较长测试电缆，可能对测试结果有影响，后来改进测试方法，将信号源直接架到天线俯仰平台上，减少测试电缆长度，选取高质量测试电缆等，开展数据测试。

4 用太阳标定天气雷达接收系统

在地球表面各地均可观测到太阳，且可以基于当地海拔高度、经纬度和世界标准时间（UTC）精确计算太阳的相对位置；太阳是一个宽带射电噪声源，对其射电密度即太阳能流密度（Solar Flux）可以进行较准确的观测，因此可以将太阳作为非常实用的雷达系统回波数据强度精度标定的统一源。

当雷达天线对准太阳，天线接收的太阳射电功率 Ps（Watt）为：

$$P_S = \frac{0.5 \times ((0.0002 \times S_{10.7} - 0.01) \times (f - 2800) + S_{10.7}) \times B \times G \times \lambda^2 \times 10 - 22}{4\pi} \quad (3)$$

其中 $S_{10.7}$ 为 10.7cm 波长太阳能流密度，f 为雷达频率（MHz），B 为接收带宽（Hz），G 为天线增益。

表 3　江苏雷达用太阳法标定回波强度数据表

站点	标定时间	理论值（dBm）	测试值（dBm）	误差（dB）
南京	2014-07-21　09：36	-103.52	-103.20	0.32
徐州	2014-07-25　15：11	-102.62	-101.77	0.84
连云港	2014-07-24　09：18	-100.16	-100.80	-0.64
常州	2014-08-02　15：44	-100.56	-100.12	0.38
泰州	2014-07-29　16：27	-100.84	-100.89	-0.04
淮安	2014-08-01　09：19	-100.49	-99.83	0.66
南通	2014-07-25　15：28	-102.11	-102.51	-0.40
盐城	2014-07-30　17：11	-101.18	-101.70	-0.52

将太阳作为微波信号源，根据天文台发布的太阳能流密度，结合雷达相关参数，计算雷达接收的太阳射电功率理论值，再将雷达天线对准太阳，用雷达测量实际接收的太阳射电功率，通过对比来标定检验包括天线在内的全雷达接收系统回波强度。将 CINRAD/SA 雷达标定技术应用于青奥会前全省雷达特别巡检标定中，通过太阳法对我省 8 部 SA 雷达进行定检验，检验结果如表 3 所示，回波强度系统误差控制在 1 dB 以内，比较客观地检验了雷达系统回波强度的标定情况，进一步提高了天气雷达回波强度的客观性和一致性。

5 通过定标技术标定后的雷达开展对比观测检验

选取的降水过程以稳定性、较大范围的

天气过程为主，不考虑强对流天气[13-14][18]。南京、常州、泰州雷达站两两之间无遮挡，分别取南京、常州、泰州三个雷达站相邻雷达等距离线（中点）的低仰角同步观测反射率因子数据（从基数据读取）进行对比分析，避免两部雷达等距离点上不同高度反射率因子采用插值造成误差放大的影响，雨量资料参考附近国家级台站，分别对应句容、扬中、扬州站。

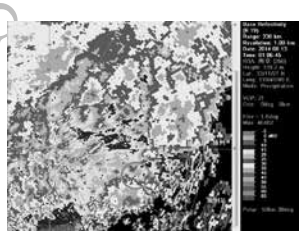
选取 2014 年 8 月 13～14 日降水过程，时间范围分别从 8 月 13 日 9：00—14：00 和 8 月 14 日 2：00—5：00，提取相同低仰角下各自两部雷达中点反射率因子数据，同时剔除两者反射因子值差大于 10dBZ 的随机误差做对比分析。其中南京与常州共有 142 组数据对，南京与泰州共有 258 组数据对，泰州与常州共有 119 组数据对。

表 4 给出三部雷达统计分析结果，泰州、南京、常州三部雷达反射率因子平均偏差基本上为 1 dBZ 左右。由此可见，利用雷达定标技术进行的统一定标、太阳法检验后，三部雷达反射率因子一致性比较好。

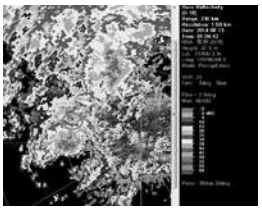
表 **4** 南京、常州、泰州三部雷达统计分析结果

平均偏差	相关系数	标准差	
泰州—南京	−0. 87	0. 83	5. 34
南京—常州	−1. 07	0. 70	5. 95
泰州—常州	−0. 34	0. 78	5. 83

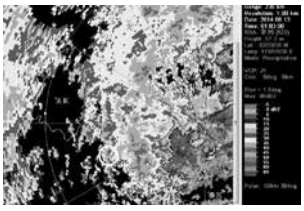
13 日 9：06 分南京站 1. 5 度反射率产品图（图 5a），和 13 日 9：04 分常州站 1. 5 度反射率产品图（图 5b），对比南京—常州之间中点数据，雷达回波强度分别为 28dBZ、29. 5dBZ，基本一致，回波形状也基本一致。



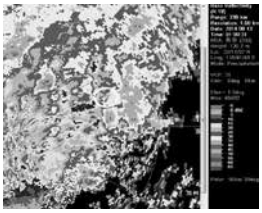
5a



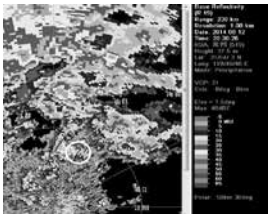
5b



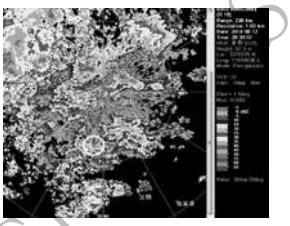
5c



5d



5e



5f

图 5 南京、常州、泰州两两之间中点同步观测的雷达 1. 5 度反射率因子产品图像对比图

13 日 9：03 分泰州站 1. 5 度反射率产品图（图 5c），和 13 日 9：00 分南京站 1. 5 度反射率产品图（图 5d），对比南京—泰州之间中点数据，雷达回波强度均为 29. 5dBZ，回波形状也基本一致。

13 日 4：30 分常州站 1. 5 度反射率产品图（图 5e），和 13 日 4：32 分泰州站 1. 5 度反射率产品图（图 5f），对比常州—泰州之间中点数据，雷达回波强度基本一致。因此，通过上述定标技术标定后的雷达误差控制在可控范围内，提高了组网雷达探测精度。

6 结论

通过规范雷达回波强度定标流程、方法和步骤，实现了 CINRAD/SA 雷达回波强度定标方法和流程的规范化、标准化，减少 SA 雷达由于系统标定操作不当，造成回波强度的定标误差。研制专用测试波导，通过订正雷达出厂发射支路损耗、现场测量雷达收发支路馈线损耗，来纠正雷达回波强度中存在的系统误差，解决台站现场不能测试 SA 雷达收、发馈线损耗问题。实现单部雷达机内、机外检验回波强度误差在±1dB 以内，动态强度在 85dB 以上，用太阳法来对比标定包括天线在内的全雷达接收系统回波强度，比较客观地检验了雷达系统回波强度的标定情况。

开展两部雷达、多部雷达对比观测检，来分析评估，提高组网 SA 雷达的定标精度，提高了天气雷达回波强度的客观性和一致性，改进了天气雷达的基数据质量。

参考文献：

[1] 王立轩，葛润生，秦勇，等 . 新一代天气雷达的自动标校技术［J］. 气象科技 . 2001（03）.

[2] 柴秀梅，黄晓，黄兴玉 . 新一代天气雷达回波强度自动标校技术［J］. 气象科技 . 2007，27（3）：408-413.

[3] 潘新民，柴秀梅，崔柄俭，等 . CINRAD/SB 雷达回波强度定标调校方法［J］. 应用气象学报，2010，21（6）：739-746.

[4] 潘新民，柴秀梅，黄跃青，等 . CINRAD/SA&SB 回波强度定标故障的诊断分析和解决方法［J］. 气象，2010，36（12）：228-231.

[5] 王志武，钟涛，汪章维，等 . 新一代天气雷达 S 型回波强度的定标细则［J］. 现代雷达，2008，30（1）：30-33.

[6] 王志武，蔡作金，周宽宏，等 . CINRAD/S-RDA 定标常见问题分析［J］. 气象科技 . 2008（03）.

[7] 蔡宏，秦建峰 . CINRAD/SA 天气雷达 RDA 适配参数的组成与应用［J］. 气象科技，2014，42（4）：570-574.

[8] 赵瑞金，张进 . 雷达故障和标校错误导致的异常回波分析［J］. 气象科技 . 2014，42（06）.

[9] 杨金红，高玉春，柴秀梅 . 新一代天气雷达运行保障能力分析［J］. 气象科技，2014，42（1）：31-37.

[10] 潘新民，古领，周琪涵 . CIRAD/SA（B）整流组件设计缺陷和技术改进［J］. 气象科技，2015，43（1）：15-21.

[11] 郭泽勇，梁国锋，周钦强，等 . CINRAD/SA 雷达闪码故障分析和排查方法［J］. 气象科技，2015，43（1）：22-29

[12] 张文言，陈钟荣，罗志薇，等 . X 波段天气雷达回波强度信号标定方法［J］. 科学技术与工程 . 2014 年 25 期 .

[13] 周海光 . 新一代多普勒天气雷达网探测数据对比分析系统［J］. 计算机应用，2015，33（1）：270-275.

[14] 史锐，程明虎，崔哲虎，等 . 长江流域多普勒雷达回波强度资料对比分析［J］. 气象，2004，30（11）.

[15] 张培昌，杜秉玉，戴铁丕 . 雷达气象学［M］. 北京：气象出版社，2001.

[16] 兰杰，周红根，周青，等 . CINRAD/SA 雷达天馈系统损耗计算［J］. 气象水文海洋仪器，2011，28（1）：90-92.

[17] 王志武，赵海林，郑旭初 . 2001. 天气雷达天馈系统损耗的测量 . 气象，27（7）：24-26.

[18] 肖艳姣，刘黎平，杨洪平 . 区域雷达网同步观测对比分析［J］. 气象学报，2007，65（7）：919-927.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于木屋结构的高温模拟观测装置研制*

敖振浪[1] 黄海莹[1] 林 冰[2] 吕雪芹[1] 倾鹏程[3]

（1. 广东省气象探测数据中心 广州 510080；2. 中国气象局气象探测中心 北京 100081；
3. 中山市气象局 中山 528400）

摘 要：气象部门每天都会发布天气预报或高温预警，为了解决大范围的高温预报对特定场所代表性不准确，人们感觉差异大的问题，本文针对某些特定场所的空气流场结构，分析特定场所在夏天形成高温的特征，研制木屋结构的高温模拟观测装置，安装在气象观测场内模拟仿真该场景的实际温度。结果表明，高温模拟观测装置的模拟温度经过修正，与裸露封闭空间、工棚、板房、瓦房、民宅和茅棚等特定场所的实际温度比较接近，能够比较准确反映实际状况，为在特定场所工作和生活的人们提供更客观的高温预警指引，满足公众对气象预报的个性化需求。

关键词：木屋；特定场所；高温模拟；观测装置；设计

中图分类号：TP732；P415.1 **文献标识码**：B **国家标准学科分类与代码**：170.15

Development of high temperature simulation observation device based on wooden house

Ao ZhenLang[1] Huang HaiYing[1] Lin Bing[2] Lv XueQin[1] Qing PengCheng[3]

（1. Guangdong meteorological observation and data center, Guangzhou China 510080;
2. CMA Meteorological Observation Centre, BeiJing China 100081;
3. Zhongshan Meteorological Bureau, ZhongShan China 528400）

Abstract: The meteorological department will issue weather forecast or high temperature early warning every day. In order to solve the problem that large-scale high temperature forecast is not accurate for specific places and people feel great difference, this paper aims at the air flow field structure of certain places, analyzes the characteristics of high temperature in specific places in summer, develops a high temperature simulation observation device of wooden house structure, and installs it in the meteorological observation field The actual temperature of the scene is simulated. The results show that the simulated

作者简介：敖振浪，1962-，男，本科，教授级高级工程师，长期从事气象探测仪器设备研发、气象观测方法研究、设备防雷技术研究、嵌入式软件硬件开发。E-mail：zlao2005@163.com

*项目资金：基金资助项目：2010-2011年公益性行业（气象）科研专项经费项目（425项）资助。项目名称：自动地面站现场试验考核评估方法研究

temperature of the high-temperature simulation observation device, after being modified, is close to the actual temperature of the exposed closed space, work shed, plank house, tile house, residential house and thatched shed, which can accurately reflect the actual situation, provide more objective high-temperature early warning guidance for people working and living in specific places, and meet the personalized needs of the public for the weather forecast.

Keyword: Wooden house; specific scene; high temperature simulation; observation device; design

1 引言

人和动植物都与自然空气温度息息相关。生物和环境是相互依存、相互影响的统一体，生物不断地受到环境因素变化和制约的影响。空气温度变化无常，也直接影响着机体的生理状况和代谢[1]。研究结果表明：人体适宜的健康温度为 18℃-25℃，健康湿度为 40%RH-70%RH，在此环境下人体感觉最舒适。而在温度介于 24℃-30℃，湿度小于 60%RH 时，人体感觉热而不闷；在温度高于 30℃，湿度大于 70%RH 时，人体感觉闷热；在温度高于 36℃，湿度大于 80%RH 时，人体感觉严重闷热，且发汗机制受阻，容易因体内蓄积大量的余热而中暑；工作出错率比平时高许多倍，意外工伤事故比率上升[2]。

日常生活中，气象部门每天都会发布天气预报或者高温预警。目前，气象台发布的最高气温是大自然状态下的流动空气温度，是在标准百叶箱里测到的，都是草坪下垫面的标准空气温度。而且发布的温度都是针对较大区域面上的温度值，目前全世界的气象部门对公众预报的最高温度是针对较大范围的，尺度最多精细到镇区范围，尚没有精细到对特定类别的场所作出空气温度预报服务。大多数人在正常生活环境中都会感觉到天气预报发布的高温预警温度值和实际感受差不多，然而，在酷暑难熬的天气中，在某些工作环境下（如裸露封闭空间、工棚、板房、瓦房、民宅和茅棚等）的人们，经常会不断地发出埋怨声，说气象台最高气温预报低了！与所在地实际最高温度不相符[3-6]，甚至相差甚远！实际上生活中经常会遇到这种情况。随着社会经济飞速发展，公众对天气预报的定时、定点、定量预报要求越来越高，尤其是对特定场所的高温预报提出更多个性化要求，以满足在特定场所劳动和生活的人们做好防范高温中暑措施[7]。鉴于此，亟待需要一种直接观测的装置，本文研究发明一种模拟观测装置来测量并仿真前述特定环境的实际温度，提供更加精细化的定点高温预警信息，满足公众对气象预报的个性化需求。

2 现状分析

世界气象组织（WMO）发布的《气象仪器和观测方法指南》推荐全世界采用百叶箱。百叶箱的设计要求具有一定的通风系数，四个方向都一样，标准百叶箱是安放在防太阳直射、防风、防雨、通风自然的草坪上，温度表放在百叶箱里，距离地面 1.5 米高度，这是世界气象组织统一规定的标准。标准气象观测场是四周空旷几乎无阻挡的草坪下垫面环境条件的场所。我国气象部门也是使用标准百叶箱作为温度表的安置环境，并安装在标准气象观测场草坪上，测量百叶箱里面的温度值，它代表着自然状态下，不受干扰的标准空气温度[8-9]。与标准气象观测场百叶箱里面自然流通条件下温度表测量到的空气温度不同，本文所指的特定场所比如裸露封闭空间、工棚、板房、瓦房、民宅和茅棚等，是在非草坪下垫面环境下，由于这些特定建筑结构和构成的材料与百叶箱不同，其内部往往几乎没有空气流动（即是没有风），因此夏天时其温度往往比草坪下垫面的标准空气温度高得多[10-12]。所以说天气预报的温度不能很好地代表裸露封闭空间、工棚、板房、

瓦房、民宅和茅棚等特定场所的实际温度。正因为如此，在那些特定场所里工作和生活的人们自然会感到实际气温远比预报的高得多，公众有怨言也就不难理解了。

3 模拟观测装置设计

裸露封闭空间、工棚、板房、瓦房、民宅和茅棚等一些场所，它们的特点是，通常是门和窗的面积相对于建筑物墙面面积很小，一般来说内部对流性很弱，自然流动的风速极小，一般不超过 0.3m/s，相比标准百叶箱设计的通风系数 3m/s 小得多。室内空气不容易流通是导致温度比自然通风条件下更高的主要原因。

设计木屋时，综合考虑测定装置的代表性、安装可行性、便利性和经济性，模拟测定装置必须轻便、耐用，其结构和体积大小具有一定的气温测量代表性，能够对特定环境反映出其普遍情况。因此，模拟测定特定环境空气高温的木屋装置，采用木质材料制成，木质材料经过碳化处理提高防腐性能。木屋尺寸为：长×宽×高 = 1m×1m× 1m，各面都是由木板密封连接组成，各面之间采用密封连接，顶面四边和四个垂直边使用不锈钢角钢加固，木屋主体四个脚固定在水泥基座上。顶面稍为前高后低，便于泄水，其顶面上盖一层薄薄的沥青纸。

考虑特定场所的建筑物结构共性和空气流动性特点，细节差异很难一一模拟。根据粗略推测[13]，在木屋前面左下方开一个 10x20cm 的透气孔来模拟建筑物的门，而木屋前面右上方有 10x10cm 的透气孔来模拟建筑物的窗子，均加滤网防止老鼠进去，使透气孔成为木屋室内热空气向上对流的通道，仅仅保持很小的对流。实物结构如图 1 所示。

木屋内部温度相对均衡的位置是中心点，在木屋底面的中心位置固定一个环氧树脂支架，在支架离底面 50cm 处安装 Pt100 温度传感器，温度传感器电缆与木屋外的数据采集器相连，按照气象观测规范要求采集木屋内部中心点温度值[14]。

图 1 高温模拟观测木屋

4 高温模拟观测试验对比分析

为了有一个相对可比较的观测环境，选择位于广州市五山广东省预警信息发布中心大院内标准气象观测场作为高温模拟观测装置（木屋）的安装站址。安装基础是长×宽 = 1.2m×1.2m 的水泥基座平面，比观测场泥土表面高出大约 5 厘米，与草坪面高度齐平为宜。整个木屋安装在水泥基座上，因为木屋顶面前高后低，考虑太阳照射的因素，所以木屋座南朝北，即小门朝北方向。

考虑木屋中心点的空气温度相对来说最均匀，最具有代表性，所以在此位置高 50cm 处安装温度传感器，并将温度传感器连接到数据采集器[15]，实时采集和处理木屋子内部空气温度。

由于选择试验点比较困难，其中一个试验点选择了位于广东省气象预警信息发布中心大院附近一间板房，距离标准气象观测场的木屋比较近，此板房周边有较多树木，部分时间受树荫影响，但内部未安装空调等人为调温设备。另一个试验点选择位于东山口附近一栋大楼的六楼仓库，为了尽量真实，仓库内并没有进行特殊整理。本试验主要是针对夏天高温季节，观测对比于 2017 年 6 月开始至 11 月，是广州出现高温最多、天气变化最剧烈的时段。

（1）对比差值分析

观测试验从 2017 年 6 月至 11 月，分别把

板房和仓库试验点作为标准源，剔除一些因设备故障、人为干扰等明显非法数据，分别计算两者的温度差值，对比差值反映了高温模拟观测装置（木屋）与标准源之间的相对偏差。使用半年数据进行统计，对于板房的对比差值来说，有正差值和负差值，平均差值为 4. 82℃。对于仓库的相对差值来说，也有正差值和负差值，平均差值为 3. 22℃，如表 1 所示。

表 **1**　木屋与标准源对比差值表

项目	木屋与板房对比差值（℃）	木屋与仓库对比差值（℃）
平均值	4. 82	3. 22

再按月计算对比差值，如图 2 的月对比差值折线图，可以看出，板房的最高对比差值出现在 9 月份，仓库的最高对比差值出现在 8 月份。板房从 6 月到 8 月有下降的趋势，但 8 月到 9 月又出现了上升的情况，9 月后又开始下降，仓库则是 6 月开始有小幅度的上升，8 月份后开始下降，两者差值变化不完全同步。分析原因可能主要是因为仓库空间比较大气温变化相对较稳定，仓库处于楼顶，周边有高楼；板房空间小在不同时段还受到树荫影响造成跳变较大，再是仓库和板房的环境条件与木屋的所在的环境条件有明显差异，可能是造成平均差都是正偏差，并且偏差偏大的主要原因。

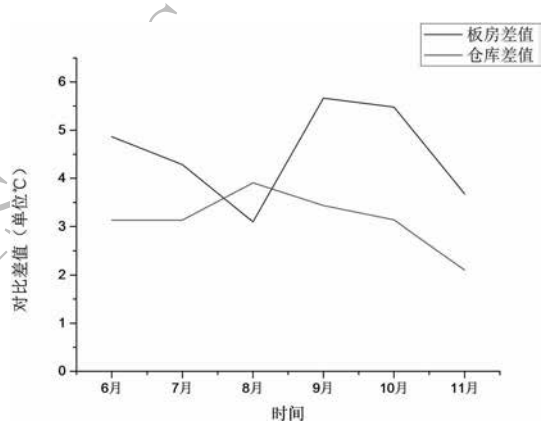


图 2　对比差值折线图

（2）标准差分析

同样以 2017 年 6 月至 11 月的数据进行按月统计，将板房和仓库试验点作为标准源，温度的标准差反映了高温模拟观测装置（木屋）与标准源之间偏差的离散程度，如表 2 所示。木屋与板房标准差为 3. 11℃，木屋与仓库标准差为 3. 45℃，两者的标准差比较接近，说明了高温模拟观测装置与特定场所的实际温度变化有着比较一致的趋势，但不同场所存在一定差异。

表 **2**　木屋与标准源标准差表

项目	木屋与板房标准差（℃）	木屋与板房标准差（℃）
最大标准差	3. 67	4. 09
最小标准差	2. 79	2. 91
平均标准差	3. 11	3. 45

从图 3 所示按月标准差折线图可以看出，每个月的标准差变化有所起伏，这主要是因为试验点环境特殊，特定场所气温随季节的变化比较剧烈，板房和仓库的标准差除了 8 月份差异较大以外，其他月份比较一致，说明了模拟观测装置是能够较好地模拟仿真特定场景实际温度的。

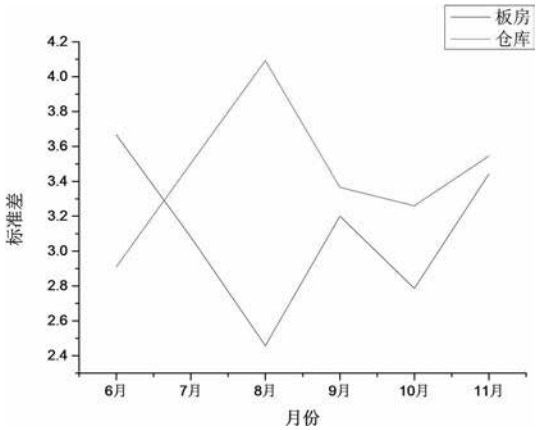


图 3　按月标准差折线图

上述仅仅选择了板房和仓库两个地点作为特定场所，与标准气象观测场的高温模拟观测装置（木屋）进行分析比对，因为场所

的环境条件受到明显影响，总体趋势是木屋的模拟温度普遍偏高，大约存在3℃-5℃的偏差。这个差值暂时还达不到预期，必须通过更多的试验点大量观测数据综合统计，找出规律和修正值对模拟结果进行修正，达到预期2℃偏差以下才能够被接受并在实际中使用[16]。

5 结论

研制的高温模拟观测装置（木屋）安装在标准气象观测场，在一定区域范围内，模拟仿真特定场所的实际温度，通过试验数据统计分析，对于不同场景，存在不同的模拟差异，但是总体趋势比较一致，说明了模拟和反演的方法可行，初步得出的模拟仿真结果具有一定的代表性，可以表明，针对不同环境条件的特定场景，做进一步拟合修正，能够较好的反映特定场所的实际温度状况。

试验结果中存在差异3℃-5℃的偏差，两个试验地点的实际温度都低于模拟温度，分析其主要因为板房受到树荫影响，仓库处于大楼顶层6楼，受到周边高楼和风的影响比较大，仓库内部流动性较好温度相对较低的原因，总的来说偏差还是偏大。假如选择建筑工地工作人员临时居住的板房或者周边没有树木影响板房，环境条件与木屋接近的话，那么模拟温度和特定场景温度预期会相当接近。

本试验研究仅仅进行两个点两个类型的特定场景，未能充分涵盖工棚、板房、瓦房、民宅和茅棚等特定场景的实际情况，需要在后续不断扩大场景类型和试验点，通过对特定环境的大量实测数据的统计分析，找出一个经验值，分门别类对模拟测定值进行修正，才能接近特定场景的实际气温。从结果来看，也需要进一步改善木屋结构，调整小门及小窗的大小和位置，使模拟装置对特定场景的适配性更好。争取经过改善装置和优化订正系数，使模拟温度差异降低到2℃以下就基本可以接受了。

本研究结果对于拓展气象预警预报服务，为在特定场所工作、生活的人群针对性地做好高温预警，提供个性化指引，提示劳动者做好安全防范措施保护身心健康起到重要作用。尽管模拟结果存在一定差异，但特定场景人群实际感受比日常气象预报中大范围高温预警数值更加接近客观状况，公众是非常期待的。

参考文献：

[1] 陈睿智，韩君伟．湿热气候区城市露天开放性空间景观要素对微气候舒适度的影响研究［J］．城市建筑，2017（1）．

[2] 邹丹妮．高温预警，各地多措并举防范事故［J］．吉林劳动保护，2010（7）：36-37.

[3] 叶殿秀，尹继福，陈正洪，等．1961-2010年我国夏季高温热浪的时空变化特征［J］．气候变化研究进展，2013，9（1）．

[4] 谈建国，郑有飞，TanJianguo，等．我国主要城市高温热浪时空分布特征［J］．气象科技，2013，41（2）：347-351.

[5] 唐恬，金荣花，彭相瑜，et al. 2013年夏季我国南方区域性高温天气的极端性分析［J］．气象，2014，40（10）：1207-1215.

[6] 王春林［1］，潘蔚娟［1］，罗晓玲［1］．广东高温预警指标及高温日数统计［J］．广东气象，2008，30（3）：2-71.

[7] 谢盼，彭建，刘焱序，et al. 基于居民健康的城市高温热浪灾害脆弱性评价——研究进展与框架［J］．地理科学进展，2015，34（2）：165-174.

[8] 敖振浪，黄宏智，刘艳中，等．内嵌式强制通风防辐射装置的研制［J］．国外电子测量技术，2017，36（1）：79-82.

[9] 罗恒，郭爱煌，倪启东，et al. 基于温度空间分布的传感节点部署最优化研究［J］．计算机测量与控制，2018，v. 26；No. 235（04）：154-157.

[10] 薛佳薇，吴扬，苏宋颖．南方民宅屋顶架空绿藤棚对室内外热环境的影响［J］．建筑科学，2017（10）：16-23.

[11] 陈洪轻．板房室内热湿环境及改善措施的研究［D］．重庆大学，2011.

[12] 李百战，薛平，韩晋民，等．建筑室内热湿环

境控制与改善关键技术研究［J］. 建设科技，2011，000（023）：34-38.
［13］梁志滔，张小英. 自然通风条件下轻钢活动板房热环境计算研究［J］. 新型建筑材料，2009（09）：50-54.
［14］胡鹏，伍光胜，傅铭治，et al. 基于多旋翼无人机的热红外地表温度场反演系统设计［J］. 计算机测量与控制，2019，27（05）：194-197.
［15］朱熙，韩放，申彬，et al. 真空热试验温度参考点热响应测试系统设计与实现［J］. 计算机测量与控制，2018，v. 26；No. 236（05）：11-14+19.
［16］花静，彭丽，吴擢春，等. 高温预警服务公众评价量表的信度和效度研究［J］. 中国全科医学，2013，16（31）：2954-2958.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

智能手机参与大气探测的研究进展与展望

刘西川，高太长，贺彬晟，刘　磊，印　敏，宋　堃

（国防科技大学气象海洋学院，江苏 南京 211101）

摘　要：随着智能手机及嵌入式传感器的发展和普及，出现了公众利用智能手机探测大气环境参数的非专业探测手段，无需额外专用仪器，具有硬件成本低、时空分辨率高、时空覆盖广等优点，成为专业大气探测的有效补充。在气象业务、科研和公众服务等领域具有广阔的应用前景。目前我国在非专业大气探测方面的研究较少，为了充分发挥这一非专业探测手段的效能，在分析现有智能手机及嵌入式传感器技术现状的基础上，重点介绍了智能手机应用于降水、气温、气压、气溶胶和辐射等参数测量的技术现状，提出应该从加强机理研究、挖掘可用信源、数据质量控制、大数据处理技术以及与业务、科研、服务的匹配衔接等方面开展研究，推动智能手机参与大气探测的研究与应用。

关键词：智能手机；嵌入式传感器；参与感知；大气探测

Advances and Trends in Atmospheric Measurement by Smartphones

LiuXichuan，Gao Taichang，He Binsheng，Liu Lei，Yin Min，Song Kun

（*College of Meteorology and Oceanography*，*National University of Defense Technology*，*Nanjing* 211101，*China*）

Abstract：With the development and popularization of smartphone and embedded sensors，a non-professional atmospheric measurement method by using smartphone carried by the public has been proposed recently. Without extra dedicated instrument，this method has many advantages，such as low hardware cost，high spatio-temporal resolution，and wide coverage，it can supplement the professional atmospheric measurement methods，which has broad applications in the meteorological operation，scientific research，public service，and other fields. At present，the research on the non-professional atmospheric measurement in china is limited. In order to make full use of this method，this paper brief outline the states of existing smartphone and embedded sensors，highlight the measurement of precipitation，air temperature，pressure，aerosols，and radiation by smartphone. To promote the development of smartphones for atmospheric measurement，future research should focus on mechanism study，available sources exploration，data quality control，big data processing，joining and matching with operation，re-

作者简介：刘西川（1985—），男，博士，讲师，现主要从事大气探测与遥感领域的科研工作

基金项目：国家自然科学基金（41975030、41505135）

search and service, and etc.

Key words: Smartphone; Embedded sensors; Participatory sensing; Atmospheric measurement

目前，全球的气象观测站网还很不均匀，在人口稀少的区域往往缺少基础观测数据；尽管标准气象站和气候站网在高密度人口区域的分布也比较密，但是受到经费的限制，并不能完全实现实时和高时空覆盖[1]，不能满足城市规划[2]、热岛效应监测[3]、洪水灾害预警、气候和健康评估、临近预报、模式同化和评估等方面的应用。IPCC 发现[5]，极端天气事件需要在频率、时间和强度等方面加强观测，因此需要对出现在高人口密度区域的大气状况和天气现象进行高分辨率和高密度的观测。但是，传统气象观测业务和科学研究中大气探测主要利用专用传感器和专业手段，受到观测站点稀疏、专用传感器采样少、人工维护成本高等因素的限制，难以进一步提高观测资料的时空分辨率和覆盖范围。

近年来随着蜂窝无线通信网、嵌入式传感器和物联网的发展，GPS、加速度计、陀螺仪、背景光传感器、相对湿度传感器、电池温度传感器、环境温度传感器、光通量传感器和摄像头等越来越多的传感器嵌入到智能手机中，这些传感器可以获取地理位置、光照、气压、温湿度等环境变量，这些变量不仅可以用于定位、导航等一般应用，而且也可以用于降水、气温、湿度、气压、风、辐射等要素的辅助探测[6]。这些非专业气象探测以蜂窝通信网和智能手机为感知单元，以移动互联网为传输渠道，以公众广泛参与为主要特点，其典型例子是 CoCoRaHS[7] 和 mPing[8] 等，通过招募公众科学家[9]，以业余气象站和传感器、智能设备和社交媒体/web2.0 等多种方式开展大气探测[1]。

将非专业手段应用于大气探测，利用公共传感器定期采集数据，并通过因特网传输。这样人们不仅是简单的数据消费者，同时也是重要的数据提供者[10]。利用非传统非专业手段来弥补专业大气探测手段的不足，在未来将扮演一个非常重要的角色，尤其是在人口密集分布，但是缺少数据或者传统气象站数量减少的区域[11]，智能手机应用于大气探测，有望成为大气探测技术的增长点和突破点，将在社会公共气象服务领域发挥重要作用[12]。本文在分析现有智能手机及其传感器技术现状的基础上，介绍了智能手机应用于降水、气温、气压、气溶胶和辐射等大气环境参数测量的技术研究现状及进展，最后分析了关键技术，并对利用智能手机开展大气探测的前景进行了展望。

1 以智能手机为核心的参与感知大气

目前移动通信正在蓬勃发展，截止到 2015 年底，全球通信基站数量超过 600 万个，手机数量超 70 亿部，智能手机近 20 亿部[13]。到 2018 年 9 月，中国大陆范围内通信基站近 640 万个，移动电话用户总数达 15.5 亿，智能手机数近 13 亿[14]。其中，4G 用户占移动电话用户的 74.3%，构成了数量庞大的移动互联网。利用这些便利的基础设施，公众利用智能手机参与感知大气，并通过移动互联网实时上传包括位置信息在内的感知信息；服务器将数量庞大、种类繁多的感知信息进行采集、处理和质量控制，最后反演重构得到大气状况；根据不同的需要，还可以将反演的大气状况实时推送给智能手机用户。这样就构成“公众感知—采集上传—反演重构—推送公众”的自激闭环。

根据手机嵌入式传感器测量大气环境参数的原理，可以将传感器分为常规传感器、专用传感器和间接传感器 3 类，其中，常规传感器在一般智能手机上均有装备，比如电池温度传感器、照度传感器等；专用传感器主要在近几年的新款智能手机上装备，如环境温度传感器，气压传感器和湿度传感器；间

接传感器并不直接探测大气参数，而是在常规或专用传感器工作时用于辅助判断，比如利用加速度计得到的运动信息来判断用户是否在室外，只有在室外采集的数据才是具有代表性的气象参数[15]。

公众、互联网、智能终端及传感器构成了公众参与大气探测的3个核心要素，其中，公众是参与大气探测的主体，网络是探测信息的传递渠道，智能终端及传感器是探测大气的感知单元。三者构成的探测体系如图1所示[1]。公众可以离线上传人工观测报告，也可以利用手机APP依托互联网络在线上传观测报告，也可以通过蓝牙等在智能终端之间传递探测信息；智能终端及传感器自动采集数据，可以直接上传到服务器，也可以在用户的干预或补充后上传到服务器；公众将人工观测或仪器辅助观测的结果上传或分享到Twitter、微信、微博等社交媒体。大量分布式公众或终端获取的数据，经大数据分析后得到天气信息，不仅可以用于相关的科学研究和业务保障，提高科学与应用价值，还可将危险天气预警信息直接推送到公众端，对于公共气象服务也有积极的促进意义。

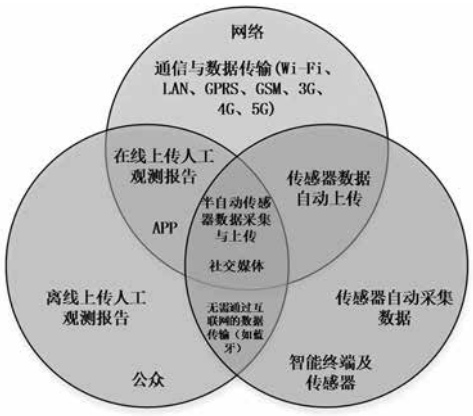


图1　公众、互联网、智能终端及传感器联合的公众参与大气探测新方式[1]

Fig. 1　A new atmospheric measurement method by public, internet, intelligent terminal and sensor

表1　公众参与大气探测的分类、方法和典型案例[1]

2　降水的测量

2.1　基于智能手机的公众报告

召集公众志愿者进行有针对性的大气探测，并将观测资料提供给相关业务和科研机构，最早起源于1998年开始的CoCoRaHS（Community Collaborative Rain, Hail and Snow）[16]。在1997年美国科罗拉多州的一次洪水中，观测站网中的雨量计和天气雷达均漏测了强降水，由此Nolan Doeskin提出建立志愿者观测网络（CoCoRaHS）来弥补专业观测的不足[7]。

CoCoRaHS的探测仪器主要包括一个10cm直径的标准雨量计和2.5cm厚的泡沫聚苯乙烯板（上面覆盖金属箔），分别用来测量降水量和冰雹数量及大小，如图2所示。经过简单培训后，志愿者可通过网站或手机将总降水量、降水强度、冰雹的起止时间、冰雹的大小、种类、下落角度以及造成的相关损失等信息上报到CoCoRaHS中心，最后生成全国范围的降水分布。目前，CoCoRaHS的志愿者数量已由2004年的1 036个发展到2015年的超过20 000个，覆盖范围包括美国全境、波多黎各和加拿大的13个省。CoCoRaHS观测资料被应用于美国NOAA的国家环境信息中心（National Centers for Environmental Information, NCEI）和全球历史气候网（Global Historical Climatology Network, GHCN）中[17]，与业务观察站网资料相结合，在临近预报、洪水雷暴预警、雷达估计降水以及气候研究等方面发挥了重要作用。

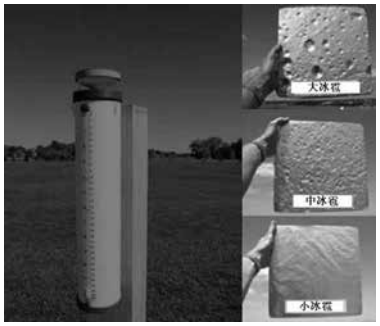


图2　CoCoRaHS应用的雨量计和冰雹板

Fig. 2　Rain gauge and hail pad utilized byCoCoRaHS

2011 年美国在进行 WSR－88D 天气雷达双偏振升级改造时，业务观测站网难以为降水粒子识别算法的优化提供准确的高分辨率地面降水类型资料。因此美国 NOAA 国家风暴实验室（National Severe Storms Laboratory，NSSL）提出征集非专业人员利用移动智能设备提交降水类型资料，前期命名为 mPING 计划（mobile Precipitation Identification Near the Ground），后改名为 MPing（Meteorological Phenomena Identification Near the Ground）[8]。

参与者通过下载 mPING APP 或在线将所观测到的降水类型以及时间、地点等信息提交到 mPING 服务器[18]，APP 界面如图 3 所示。参与者不仅可以立刻得到所提供报告是否被采用的反馈，而且还可以看到其他参与者提交的降水观测报告。前期 mPING 可以提交 13 种类型的降水，但是与地面自动气象站相比，非专业的参与者难以区分霰和冰粒，往往认为容易误判为湿雪，因此后期将降水类型分为雨、雪、冻雨和冰粒 4 种。区分类型有限，但已经覆盖了大部分的降水，具有较好的代表性。Pehoski[19] 通过研究 mPING 的冰雹数据库发现，如果参与报告的用户密度足够大，报告的一致性会大大增强。mPING 资料经过质量控制后，对于提高双偏振雷达的降水类型识别精度有着积极的推动作用[20]，同时在数值预报模式[21]、高速和航空的地面结冰监测等方面也有重要的应用价值[22]。

图 3　mPING APP 界面

Fig. 3　Interface ofmPING APP

Niforatos 等[23] 设计了集传感器数据采集与用户上报为一体的 Atmos 应用，用户可以上报当前状况和预测结果，在 12 个国家得到应用。实验[24] 发现，当移动用户上报当前状况时结果比较准确，但是精度在一天中并不稳定，随着时间的变化而变化。传感器结果与人工判断结果相结合，可以进一步提高判断结果的准确性[15]。

在国内方面，智能手机及移动互联网也已经开始应用于气象服务。2011 年 11 月香港天文台与香港理工大学提出了“社区天气观测计划”[25]，市民可以通过网站、社交网络和智能手机 APP 等方式上传天气照片或天气观测报告，与公众分享，如图 4 所示[26]。随着微博、微信的广泛应用和普及，人们不仅可以实时得到推送天气预报结果，也可以通过订阅号、发布微博、直播等方式将当地的天气状况进行分享。

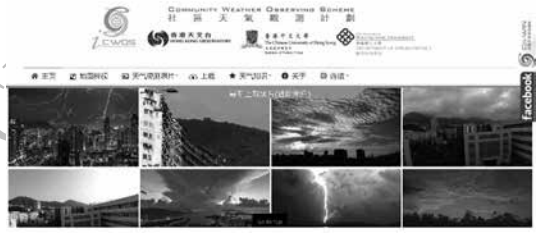


图 4　香港 CWOS 计划

Fig. 4　CWOS project of Hongkong

目前，利用智能手机进行参与式气象感知[30] 和公共气象服务[31] 的应用正在迅速发展。“墨迹天气”APP 等通过推广实景天气来召集公众观测并共享天气。福建省气象局的“知天气”[32]、上海市气象局推出的“上海知天气”等 APP 和微信公众号等，也是通过建立志愿者手机报告网络，对某些天气实况进行实时报告和分享。中国气象局组织河北省气象局等单位研发的“卦天”APP，利用人工智能技术，首次在智能手机平台实现了云状的智能识别，准确率达 90%。江苏省气象局和南京市绿化园林局联合推出了梧桐飘絮预报 APP，人们可以通过随手拍功能上传飘絮实景图片，对飘絮预报产品进行订正。市民参与天气观测，不仅有助于增加公众对天

气和气候的兴趣和认识，而且可以为其他人出行、旅行等活动提供参考。

此外，用于大气探测的穿戴设备也开始出现并推广。上海市气象局推出的徽章式微型气象传感器、北京象辑公司推出的 Weather-ON 随身气象站、中科院深圳先进技术研究院推出的 Thermodo 私人气象站、小米公司推出的米家温湿度传感器等等，此类设备与智能手机相连接，即可实现气象信息的实时采集与分享。2016 年，中国气象局提出积极培育气象发展新增长点[33]，通过推动公众参与式气象观测预报、公众定制服务等新兴领域的发展，提高气象服务效益。未来公众参与探测有望在天气预报和气象服务保障等方面发挥重大作用。

2.2 基于信号衰减效应的降水反演

手机信号在风雨天气往往会受到干扰而导致通话质量下降甚至中断，主要原因在于降水粒子对电磁波信号传播存在一定的衰减效应[34,35]，这一效应在手机通信频段也同样存在。移动通信运营商为了保证用户的通话质量，在阴雨天常常采用提高信号发射功率的方法来补偿因天气干扰而有所减弱的通讯信号[36]。根据信号传播路径的不同，利用手机信号衰减效应反演降水可以分为利用手机—基站链路、手机—WiFi 链路和基站—基站链路 3 种，其中，手机—基站链路直接用于手机端通话和数据业务，频率范围为 800 MHz~2.6 GHz；手机-WiFi 链路用于小范围数据交换，频率范围为 2.4~5 GHz；基站—基站链路主要用于基站端数据流通信，频率范围为 3~38 GHz[37]。目前利用信号衰减效应反演降水以基站—基站链路为主，其他 2 种处于初步探索研究阶段。

利用基站—基站链路测量降水，是随着微波链路测雨技术的发展而发展的[38,39]。微波链路测雨技术最早于 1977 年由 Atlas[40] 提出来，早期是利用天气雷达发射的电磁波，后期则是利用广泛分布的商业微波中继链路信号和蜂窝通信网中的基站通信信号[41]。单条链路可以反演得到链路路径上的平均雨强和降雨量，多条链路组网就可以反演得到网络覆盖范围内的雨强和降雨量分布。

2003 年开始，以色列 Leijnse 等[42-45] 建立了 2 条实验微波链路，验证了利用商用通讯微波链路测量降雨分布的可行性；2005 年 Messer 等[46] 探讨了利用蜂窝通信网建立降水监测网络的可行性，开展利用手机通信信号监测天气状况的研究；2007 年 Zinevich 等针对商业微波网络的结构不规则、频率和极化不一致等特点，建立了非线性层析模型[47]，并提出了基于卡曼滤波的降水场动态重建技术[48]；2009 年 Goldshtein 等[49] 提出了适用于较为稀疏的商业微波通讯网络覆盖区域的降雨场重建技术。

2009 年开始，Overeem 等[50] 在荷兰全境利用 2 400 多条链路的多频段蜂窝无线网络进行了降雨实时监测实验[51]。为期 2 年半的观测实验[52] 发现（图 5），蜂窝无线网络测量夏季降水的效果较好，但测量冬季降水则有较大的偏差，主要原因在于固态或固液混合态降水粒子与雨滴的衰减特性不一致，导致反演算法无法适用于所有相态的降水。针对这一问题，Ostrometzky 等[53] 研究了雨、雪和雨夹雪的微波传播衰减模型，基于此提出了无需考虑降水类型的多链路反演降水模型，提高不同类型降水的适用性。Smiatek 等[54] 在德国开展了商用微波链路网络反演降水的实验，并探讨其在河川径流分析中的应用。

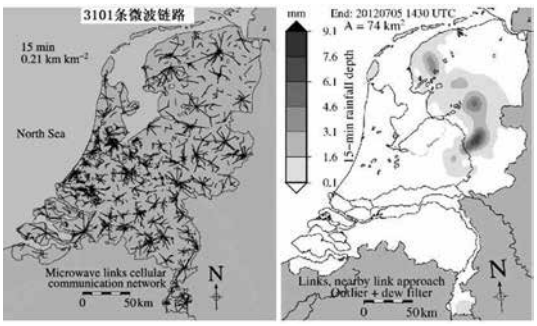


图 5 荷兰的微波链路网络及反演结果

Fig. 5 Microwave links network and inversed rainrate distribution in Netherland

目前，蜂窝通信网已经广泛覆盖了大部分陆地和沿海地区，因此对于缺乏地基天气雷达和大量雨量计网络的非洲国家而言，利用蜂窝通信网开展降水探测是一个非常有效的方法。Doumounia 等[55] 首次在西非布基纳法索开展了商业微波网络反演降水实验，与雨量计测量结果的相关性达到了 0.8。目前正在向尼日尔和喀麦隆等其他非洲国家拓展[56]。

蜂窝无线网络反演结果与常规观测结果相融合，可以得到更为准确的街道级分辨率的结果，通过时间外推还可以提供未来 3h 和 6h 的临近预报[57]，在强降水引发的洪涝灾害、山体滑坡监测预警、流域监测等方面发挥重要作用[58]。此外，利用蜂窝通信网的信号衰减效应探测雾[59,60]、污染[61]、湿度[62]等其他气象要素的研究也刚刚开始，未来也将发挥重要作用。

在手机-基站链路、手机-WiFi 链路方面，气象条件对低频信号传播的衰减相对较弱，但是仍然存在一定的影响[63]。Helhel 等[64] 发现地物沾湿对 900 MHz 和 1 800 MHz 信号传播分别有 1~3 dB 和 3~6 dB 的影响。Dalip 等[65] 和 Usman[66] 分别研究了湿度、气压、温度等大气条件对 GSM 信号传播的影响。Zamora 等[67] 基于智能手机研究了 3G、2.4GHz 和 5GHz WiFi 信号与强降雨的相关关系（图 6）。实验发现，5GHz WIFI 信号与降水强度的相关性最好，同时还发现手机信号对降水带来的湿度变化也有一定敏感性。从而进一步验证了利用手机信号测量降水以及其他气象要素的潜力。

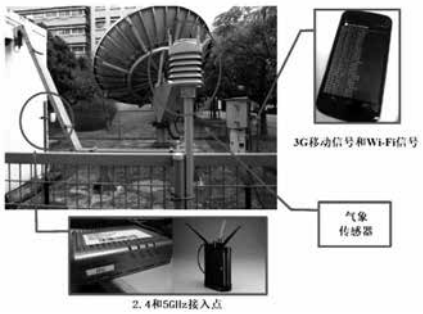


图 6　Zamora 开展的手机信号测量实验

Fig. 6　Cellphone signal measurement by Zamora

国内方面，国防科技大学气象海洋学院围绕微波链路测雨技术开展了系统研究[38,39]，在系统研究降水导致微波衰减特性的基础上[34,35,68,69]，研究了基于微波链路的降雨场反演方法[70]，搭建微波链路测量平台并开展实验[71]，研究了基于支持向量机[72] 和基于非球形雨衰模型[73] 的微波链路雨强反演方法，研究并验证了基于微波链路的天气雷达衰减订正方法[74,75]。目前正在开展低频手机信号反演降水的研究。

3　气温的测量

利用智能手机进行温度的测量主要包括利用外置温度传感器、内置环境温度传感器和内置电池温度传感器 3 种。其中，外置温度传感器则是通过外接专门的温度传感器来测量空气温度或人体温度，通过蓝牙无线或耳机有线传输数据，主要用于可穿戴设备；三星 Galaxy S4、S5 等部分手机内置了环境温度传感器，主要用于检测环境温度对手机工作的影响；所有智能手机的电池均内置了温度传感器，主要用于监测手机内部及电池的温度，防止温度过高而损坏手机。前两者可以直接测量气温，但是配备相关传感器的智能手机较少，而且大多用于运动、医疗和人体健康监测等方面，并未应用于专门的气象探测，而电池温度传感器则是每个智能手机必备的，手机数量众多，通过建立根据电池温度来推测环境温度的模型，就可以广泛地用于获取气温资料。

由于电池内置温度传感器受到手机本身温度和携带者体温的影响，无法直接获取环境温度，要根据电池温度来估计环境温度，首先需要建立一个基于智能手机的热量传输模型[76]（图 7）。

假设智能手机紧挨着携带者身体，智能手机产生的热量与传输到身体和环境的热量达到平衡；两个相邻系统的传导热流与二者温度差成正比，而且忽略对流、辐射和外部热源的影响；那么根据一定范围内一定数量

手机的日平均电池温度就可以估计得到日平均气温：

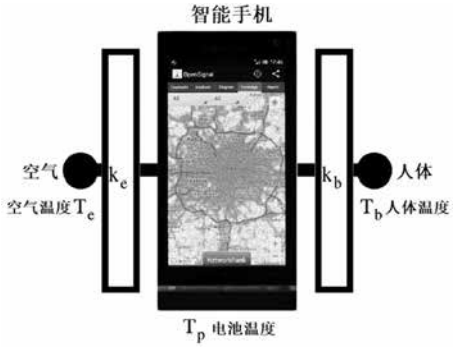


图 7　智能手机电池的热量传输模型

Fig. 7　Heat transfer model of smartphone battery

$$\bar{T}^{A,\ day}_{e,\ j,\ d} = m_j(\bar{T}^{A,\ day}_{p,\ j,\ d} - T_0) + T_0 + \varepsilon_{j,\ d} \tag{1}$$

式中：$\bar{T}^{A,day}_{e,j,d}$ 为日平均气温，。$\bar{T}^{A,day}_{p,j,d}$ 为日平均电池温度，T_0 为代表平衡温度的常量，m_j 为系数，$\varepsilon_{j,d}$ 为随机扰动，d 为天数。

2012 年 Overeem 等[76] 采集了洛杉矶、巴黎、莫斯科等 8 个城市 220 万部手机的数据，地点覆盖了不同气候区，通过筛选、剔除和时空平均，最终得到了城市日平均气温和智能手机日平均电池温度的关系。基于这一方法反演得到的城市日平均气温与自动气象站观测结果有很好的相关性，二者平均绝对误差为 1.45 ℃，平均偏差仅为-0.28 ℃。Pape 等[77,78] 在巴西圣保罗市开展了 2 年的观测实验，利用某品牌的系列型手机，不仅可将日平均气温平均绝对误差和平均偏差提高到 0.98 ℃和 0.02 ℃，而且可以进一步提高时间和空间分辨率，每小时平均气温的平均绝对误差和平均偏差达到 2.20 ℃和 0.16 ℃（图 8），智能手机反演结果经过自动气象站的校准后，精度也得到进一步提高。利用数量众多的智能手机获取城市地区的平均气温，将有助于提高温度的空间分辨率，对于研究城市微气象、热岛效应、农业气象及气温日变化规律研究等有重要意义[79]。

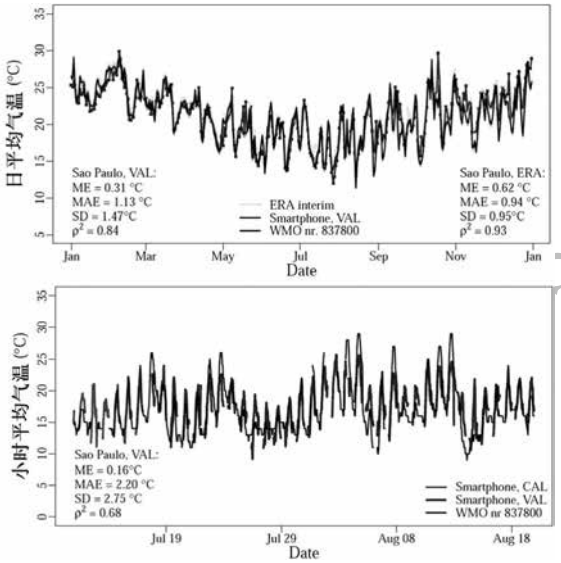


图 8　利用智能手机电池温度反演的日平均气温（上）和小时平均气温（下）（巴西圣保罗地区）

Fig. 8　Average Daily air temperature (above) and hourly air temperature (below) inversed by battery temperature of smartphone in São Paulo, Brazil

4　气压的测量

2012 年开始，三星 Galaxy Nexus、摩托罗拉 XOOM 和小米 2 等 Android 手机和 iPhone6 及后续型号手机开始使用嵌入式压力传感器[80]，主要目的是通过测量气压来判断手机所处位置的海拔高度，进而提高手机定位的精度，目前广泛应用于海拔高度测量、辅助导航、室内定位、穿戴和健康医疗等领域。此外，根据气压的急剧变化，还可以用于预警天气，应用在一些天气预报类 APP 中。

Clifford 等[81] 针对智能手机中 LPS331 MEMS 气压传感器的相对精度和绝对精度分别为±0.2 hPa 和±2.6 hPa，而且具备温度补偿功能，首先提出了利用智能手机嵌入式气压传感器获取气压资料的系统研究。尽管与温湿度相比，气压的测量受智能手机携带者的影响较小，但是仍无法直接将其应用于数值天气预报，必须首先经过校准、预处理和筛选。Kim 等[82] 研究了基于线性回归的智能手机气压资料的订正方法，并与自动气象站的

观测数据进行了验证。随后研究了基于聚类和回归分析的智能手机气压订正方法[83,84]，2014 年在韩国京畿道（面积 10 000 km^2）开展了为期半年的观测实验，实验结果表明，经过订正后的智能手机气压资料可以达到与自动气象站气压资料相当的精度。

Luke 等[85] 研究了智能手机获取的气压资料在中尺度天气分析和预报中的应用，与常规观测站网相比，智能手机获取的气压资料具有极高的空间分辨率。利用集合卡曼滤波对 1 小时气压及变压进行资料同化，预报结果表明，同化智能手机气压资料后，对于未来 1 小时气压、风和降水等要素的预报精度有一定改善作用。Hanson[86] 修改了 PSU WRF-EnKF 数据同化模式，使得高分辨率的智能手机气压资料作为海平面气压进行直接同化。敏感性实验表明，智能手机气压资料的同化对于提高 2m 温度和 10m 风等要素预报的精度都有积极作用。集合预报结果发现，智能手机资料具有与常规地面观测资料相类似的预报效果，因此对于某些缺乏常规观测仪器地区，就可以利用广泛分布的智能手机填补这一空白，为高分辨率数值预报模式提供高分辨率观测资料，从而保证数值天气预报的效果。

5 结语

总结智能手机对大气探测的贡献，可以将公众参与大气探测方法分为 3 类：一是利用智能手机及传感器对气象要素进行实时测量与采集；二是召集志愿者参与测量或对天气实况的拍摄；三是利用手机无线链路的衰减效应来反演大气。目前，公众参与大气探测这一非专业手段在降水、气温、气压、气溶胶和辐射测量等方面的测量能力已得到初步验证。我国智能手机的数量居于全球首位，下一代 5G 通信也即将布网，若能充分利用智能手机参与感知大气，将极大提高大气探测的时空分辨率和覆盖范围，成为大气探测专业手段的有效补充，在气象业务、科研和公众服务等领域具有广阔的应用前景。为了推动智能手机参与感知大气技术的深入研究及应用推广，下一步应重点研究如下关键技术：

（1）加强机理研究。智能手机采集的数据与各气象要素之间的相互关系相互耦合，难以准确提取有效信息。因此需要加强多个传感器与温压湿等气象要素的影响机理研究，采用数值模拟及实验研究等手段，建立大气影响下的智能手机传感器采集及信号传播模型，为智能手机参与感知大气奠定理论基础。

（2）挖掘可用信源。除了嵌入式传感器以外，外置的小型风传感器、PM2.5 传感器等传感器与手机连接，也可以实现大气的实时探测。因此需要尽可能多地挖掘可用信源，依托物联网的发展，由智能手机向其他智能终端扩展，由单一传感器向多传感器联合扩展，为智能手机参与感知大气提供充分的信息来源。

（3）数据质量控制。智能手机所处环境随机变化，非气象因素的强背景噪声条件下，有效和无效信息均可能淹没在采集的数据中。因此需要考虑智能手机工作场景，建立多源资料的质量控制模型，研究单点和区域信源联合的数据质量控制方法，实现对无效数据的剔除。

（4）大数据处理技术。智能手机数量庞大，单次采集可能超过数百万个样本，除了直接反算和间接反演外，还要从大样本数据中提炼出隐藏的有价值的信息。这就需要引入大数据处理的思想，采用神经网络、机器学习等智能算法研究传感器数据与大气条件的非线性关系，建立映射模型库，利用数据挖掘的方式重构大气状况。

（5）与其他观测网络的结合。要解决气象和气候观测资料不足的问题，不仅要扩大智能手机测量大气测量的功能与应用，还要注重与其他观测网络相结合，比如利用民航飞机、商船、火车、汽车等平台建立流动大气监测系统[87]，多种非专用手段共同弥补专用探测手段的不足，为提高数值天气预报水

平提供重要数据。

（6）与业务、科研、服务的匹配衔接。公众利用智能手机参与感知大气所获取的资料，直接应用于天气监测与预报的业务、科学研究及公共气象服务，将发挥更大的效益。因此应在建立非专业探测资料共享渠道的基础上，考虑非专业资料的时空分辨率和准确性，研究非专业探测资料与专业探测资料的数据融合方法，建立参与感知资料的同化模型。

参考文献：

[1] Muller C L, Chapman L, Johnston S, *et al*. Crowdsourcing for climate and atmospheric sciences: current status and future potential [J]. *International Journal of Climatology*, 2015, 35 (11): 3185-3203.

[2] 房小怡，王晓云，杜吴鹏，等 我国城市规划中气候信息应用回顾与展望 [J]. 地球科学进展，2015，30 (4)：445-455.

[3] 方迎波，占文凤，黄帆，等. 长三角城市群表面城市热岛日内逐时变化规律 [J]. 地球科学进展，2017，32 (2)：187-198.

[4] 王建，车涛，李震，等. 中国积雪特性及分布调查 [J]. 地球科学进展，2018，33 (1)：12-15.

[5] IPCC, Managing the Risks of Extreme Events and Disasters to Advance Climate Change Adaptation, A Special Report of Working Groups I and II of the Intergovernmental Panel on Climate Change. 2012.

[6] Muller C L, Chapman L, Grimmond C S B, *et al*. Sensors and the city: a review of urban meteorological networks [J]. *International Journal of Climatology*, 2013, 33 (7): 1585-1600.

[7] Cifelli R, Doesken N, Kennedy P, *et al*. The Community Collaborative Rain, Hail, and Snow Network: Informal education for scientists and citizens [J]. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 2005 (86): 1069-1077.

[8] Elmore K L, Flamig Z L, Lakshmanan V, *et al*. MPING: Crowd-Sourcing Weather Reports for Research [J]. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 2014, 95: 1335-1342.

[9] Wiggins A, Crowston K. From Conservation to Crowdsourcing: A Typology of Citizen Science [C]. 2011 44th Hawaii International Conference on System Sciences. 2011.

[10] Campbell A T, Eisenman S B, Lane N D, *et al*. People-Centric Urban Sensing [C]. Second Annual International Wireless Internet Conference. 2006.

[11] GCOS, Implementation plan for the global observing system for climate in support of the UNFCC (2010 update), GOOS-184, GTOS-76, WMO-TD/No. 1523. 2010.

[12] Sosko S, Dalyot S. Crowdsourcing User-Generated Mobile Sensor Weather Data for Densifying Static Geosensor Networks [J]. *International Journal of Geo-Information*, 2017, 63 (6): 61.

[13] Allbach B, Henninger S, Griebel O. Urban Sensing App - A Mobile Tool for Urban Sensing and Climate Monitoring in Smart Cities [C]. Proceedings REAL CORP. 2014. Tagungsband.

[14] 中华人民共和国工业和信息化部，2017 年 9 月份通信业经济运行情况 . 2017，中华人民共和国工业和信息化部 .

[15] Niforatos E, Vourvopoulos A, Langheinrich M. Understanding the Potential of Human-Machine Crowdsourcing for Weather Data [J]. *Journal of Human Computer Studies*, 2016, 102 (6): 54-68.

[16] *www. cocorahs. org*.

[17] Reges H W, Doesken N, Turner J, *et al*. CoCoRaHS The Evolution and Accomplishments of a Volunteer Rain Gauge Network [J]. *Bullitin of American Meteorological Society*, 2016, 97 (10): 1831-1846.

[18] *https: //mping. nssl. noaa. gov/*.

[19] Pehoski J R, A Crowdsourced Hail Dataset: Potential, Biases, and Inaccuracies [D], Milwaukee: University of Wisconsin-Milwaukee, 2013.

[20] Picca J C, Schultz D M, Colle B A, *et al*. The Value of Dual-Polarization Radar in Diagnosing the Complex Microphysical Evolution of an Intense Snowband [J]. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 2014, 95 (9): 1825-1834.

[21] Elmore K L, Grams H M, Apps D, *et*

al. Verifying Forecast Precipitation Type with mPING［J］. *Weather and Forecasting*, 2015, 30 (6): 656-667.

［22］Reeves H D. The Uncertainty of Precipitation-Type Observations and Its Effect on the Validation of Forecast Precipitation Type［J］. *Weather and Forecasting*, 2016, 31 (11): 1961-1971.

［23］Niforatos E, Vourvopoulos A, Langheinrich M, *et al*. Atmos: A Hybrid Crowdsourcing Approach to Weather Estimation［C］. Proceedings of the 2014 ACM International Joint Conference on Pervasive and Ubiquitous Computing. 2014. ACM, New York, NY, USA, .

［24］Niforatos E, Vourvopoulos A, Langheinrich M. "Weather With You": Evaluating Report Reliability in Weather Crowdsourcing［C］. Proceedings of the 14th International Conference on Mobile and Ubiquitous Multimedia. 2015. ACM, Linz, Austria.

［25］何俊杰, 陈营华, 谭广雄, 等. 香港社区天气观测计划［C］. 第 30 届中国气象学会年会. 2013. 南京.

［26］*http: //co-win. org/*.

［27］杨诗芳, 肖芳, 姜海如, 等. 新中国气象信息传播服务发展及未来趋势分析［J］. 气象科技进展, 2017, 7 (3): 41-47.

［28］李娜, 卢伟萍, 秦鹏. 微博在公共气象服务中的应用及发展［J］. 气象研究与应用, 2012, 33 (2): 107-109.

［29］邓小良, 廖慧娟, 郭永婷, 等. 微信在气象服务中的应用及发展［J］. 广东气象, 2015, 37 (6): 61-63.

［30］钱堃, 基于 Android 参与式气象信息感知系统设计与实现［D］, 南京: 南京信息工程大学, 2016.

［31］龚江丽, 彭莹辉, 姜海如, 等. 国内手机天气 app 服务发展状况概述［J］. 气象科技进展, 2018, 8 (1): 38-40.

［32］陈治杰, 赵伯昕. 基于客户端移动信息化气象服务平台［J］. 气象科技进展, 2017, 7 (1): 179-185.

［33］*http: //www. cma. gov. cn/*2011*xzt*/2015*zt*/20150116/2015011603/201501/*t*20150125_ 272861. *html*.

［34］刘西川, 刘磊, 高太长, 等. 不同类型降水对毫米波传播特性的影响研究［J］. 红外与毫米波学报, 2013, 32 (4): 379-384.

［35］刘西川, 高太长, 秦健, 等. 降雨对微波传输特性的影响分析［J］. 物理学报, 2010, 59 (3): 2156-2162.

［36］张称意, 陈德亮, 董文杰. 用手机网络信号监测天气状况［J］. 生态学报, 2006, 26 (9): 3156-3157.

［37］李洪波, 孟庆辉. 移动通信基站中继接入中的几种无线接入方式［J］. 邮电设计技术, 2004 (9): 15-19.

［38］高太长. 微波链路测量降水新方法及关键技术分析［J］. 气象水文装备, 2013, 24 (3): 1-6.

［39］印敏, 高太长, 刘西川, 等. 微波链路测量降水研究综述［J］. 气象, 2015, 41 (12): 1545-1553.

［40］Atlas D, Ulbrich C W. Path- and Area-Integrated Rainfall Measurement by Microwave Attenuation in the 1-3 cm Band［J］. *Journal of Applied Meteorology*, 1977, 16 (12): 1322-1331.

［41］高太长. 地球电磁密织网大气探测新方法［J］. 气象水文装备, 2014, 25 (5): 1-4.

［42］Leijnse H, Hydrometeorological application of microwave links: measurement of evaporation and precipitation［D］, Wageningen: Wageningen University, 2007.

［43］Leijnse H, Uijlenhoet R, Stricker J N M. Hydrometeorological application of a microwave link: 1. Evaporation［J］. *Water Resources Research*, 2007, 43 (4): W04416.

［44］Leijnse H, Uijlenhoet R, Stricker J N M. Hydrometeorological application of a microwave link: 2. Precipitation［J］. *Water Resources Research*, 2007, 43 (4): W04417.

［45］Leijnse H, Uijlenhoet R, Stricker J. Rainfall measurement using radio links from cellular communication networks［J］. *Water Resources Research*, 2007, 43 (3): W03201.

［46］Messer H, Zinevich A, Alpert P. Environmental Monitoring by Wireless Communication Networks［J］. *Science*, 2006, 312 (5774): 713.

［47］Zinevich A, Alpert P, Messer H. Estimation of rainfall fields using commercial microwave communication networks of variable density［J］. *Ad-*

vances in Water Resources, 2008, 31 (11): 1470-1480.

[48] Zinevich A, Messer H, Alpert P. Frontal rainfall observation by a commercial microwave communication network [J]. *Journal of Applied Meteorology and Climatology*, 2009, 48 (7): 1317-1334.

[49] Goldshtein O, Messer H, Zinevich A. Rain rate estimation using measurements from commercial telecommunications links [J]. *IEEE Transactions on Signal Process*, 2009, 57 (4): 1616-1625.

[50] Overeem A, Leijnse H, Uijlenhoet R. Measuring urban rainfall using microwave links from commercial cellular communication networks [J]. *Water Resources Research*, 2011, 47 (12): W12505.

[51] Overeem A, Leijnse H, Uijlenhoet R. Country-wide rainfall maps from cellular communication networks [J]. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 2013, 110 (8): 2741-2745.

[52] Overeem A, Leijnse H, Uijlenhoet R. Two and a half years of country-wide rainfall maps using radio links from commercial cellular telecommunication networks [J]. *Water Resources Research*, 2016, 52 (10): 8039-8065.

[53] Ostrometzky J, Cherkassky D, Messer H. Accumulated Mixed Precipitation Estimation Using Measurements from Multiple Microwave Links [J]. *Advances in Meteorology*, 2015, 2015: 707646.

[54] Smiatek G, Keis F, Chwala C, *et al*. Potential of commercial microwave link network derived rainfall for river runoff simulations [J]. *Environmental Research Letters*, 2017, 12 (3): 034026.

[55] Doumounia A, Gosset M, Cazenave F, *et al*. Rainfall monitoring based on microwave links from cellular telecommunication networks: First results from a West African test bed [J]. *Geophysical Research Letters*, 2014, 41 (16): 6016-6022.

[56] Gosset M, Kunstmann H, Zougmore F, *et al*. Improving Rainfall Measurement in gauge poor regions thanks to mobile telecommunication networks [J]. *Bulletin of the American Meteorological Society*, 2015: 49-51.

[57] Tollefson J. Rain forecasts go mobile - Analysis of wireless communications data could give accurate weather at street level [J]. *Nature*, 2017, 544: 146-147.

[58] 家乐. 天气预报新趋势——利用手机信号预测降雨 [J]. 科学, 2017, 69 (3): 8-8.

[59] David N, Alpert P, Messer H. The potential of commercial microwave networks to monitordense fog-feasibility study [J]. *Journal of Geophysical Research: Atmosphere*, 2013, 118 (20): 11750-11761.

[60] David N, Sendndik O, Messsser H, *et al*. Cellular Network Infrastructure - The Future of Fog Monitoring? [J]. *Bullitin of American Meteorological Society*, 2015, 96 (10): 1687-1698.

[61] David N, Gao H O. Using Cellular Communication Networks to Detect Air Pollution [J]. *Environmental Science & Technology*, 2016, 50 (17): 9442-9451.

[62] Zohidov B, Andrieu H, Servières M, *et al*. The Potential of Microwave Communication Networks to Detect Dew - Experimental Study [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2015, 8 (9): 4396-4404.

[63] Sharma P K, Sharma D, R. K. Singh. Development of Propagation Model by Considering Different Climatic Conditions [J]. *MAGNT Research Report*, 2014, 2 (6): 389-401.

[64] Helhel S, Ozen S, Goksu H. Investigation of GSM Signal Variation Dry and Wet Earth Effects [J]. *Progress In Electromagnetics Research*, 2008, 1: 147-157.

[65] Dalip, Kumar V. Effect of Environmental Parameters on GSM and GPS [J]. *Indian Journal of Science and Technology*, 2014, 7 (8): 1183-1188.

[66] Usman A U, Okereke O U, Omizegba E E. Instantaneous GSM Signal Strength Variation with Weather and Environmental Factors [J]. *American Journal of Engineering Research*, 2015, 4 (3): 104-115.

[67] Zamora J L F, Kashihara S, Yamaguchi S. Radio signal-based measurements for localized heavy rain detection using smartphones [C]. Global Humanitarian Technology Conference (GHTC), 2013

IEEE. 2013.

[68] 刘西川，高太长，刘磊，等．大气中冰水两相粒子的电磁散射特性研究［J］．地球物理学进展，2013，28（1）：71-82.

[69] 印敏，姜世泰，高太长，等．微波雨衰特性在降雨测量中的应用［J］．气象科技，2015，43（1）：1-7.

[70] 姜世泰，高太长，刘西川，等．基于微波链路的降雨场反演方法研究［J］．物理学报，2013，62（15）：154303.

[71] 高太长，宋堃，刘西川，等．基于微波链路的路径雨强反演方法及实验研究［J］．物理学报，2015，64（17）：174301.

[72] 宋堃，高太长，刘西川，等．基于支持向量机的微波链路雨强反演方法［J］．物理学报，2015，64（24）：244301.

[73] 宋堃，高太长，刘西川，等．基于非球形雨衰模型的微波链路雨强反演方法［J］．物理学报，2017，66（5）：154301.

[74] Xue Y，Liu X，Gao T，*et al*. Regional Attenuation Correction of Weather Radar Using a Distributed Microwave-Links Network［J］. *Advances in Meteorology*，2017，2017：8621239.

[75] Zhang P，Liu X，Li Z，*et al*. Attenuation Correction of Weather Radar Reflectivity with Arbitrary Oriented Microwave Link［J］. *Advances in Meteorology*，2017，2017：6124149.

[76] A. Overeem，J. C. R. Robinson，H. Leijnse，*et al*. Crowdsourcing urban air temperatures from smartphone battery temperatures［J］. *Geophysical Research Letters*，2013，40（15）：4081-4085.

[77] Pape J J，Overeem A，Leijnse H，*et al*. Urban air temperature estimation from smartphone battery temperatures［C］. EMS Annual Meeting. 2015.

[78] Droste A，Pape J-J，Overeem A，*et al*. Using smartphone batteries as an urban thermometer［C］. EGU General Assembly. 2017.

[79] Droste A M，Pape J J，Overeem A，*et al*. Crowdsourcing Urban Air Temperatures through Smartphone Battery Temperatures in São Paulo，Brazil［J］. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*，2017，34（9）：1853-1866.

[80] 看看压力传感器在智能手机中的作用［J］．金卡工程，2012，20（11）：53.

[81] Mass C F，Madaus L E. Surface pressure observations from smartphones［J］. *Bull. Amer. Meteor. Soc.*，2014，95（9）：1343-1349.

[82] Kim N-Y，Kim Y-H，Yoon Y，*et al*. Correcting Air-Pressure Data Collected by MEMS Sensors in Smartphones［J］. *Journal of Sensors*，2015，2015：245498.

[83] Kim Y-H，Ha J-H，Yoon Y，*et al*. Improved Correction of Atmospheric Pressure Data Obtained by Smartphones through Machine Learning［J］. *Computational Intelligence and Neuroscience*，2016，2016：9467878.

[84] Ha J-H，Kim Y-H. A Survey on Data Correction of Observation and Prediction Using Machine Learning：Preliminary Study for Optimizing Oil Spill Model［J］. *International Journal of Applied Engineering Research*，2016，11（16）：8892-8895.

[85] Madaus L E，Mass C F. Evaluating Smartphone Pressure Observations for Mesoscale Analyses and Forecasts［J］. *Weather and Forecasting*，2017，32（4）：511-531.

[86] Hanson G S，Impact of assimilating surface pressure observations from smartphones on a regional，high resolution ensemble forecast：observing system simulation experiments［D］，Pennsylvania The Pennsylvania State University，2016.

[87] 陈洪滨，郑国光．基于商用运输平台的流动大气和环境监测系统［J］．地球科学进展，2005，20（5）：520-524.

称重式降水传感器自动排水装置设计与实现

刘　阳[1]，朱　平[1]，陈　琪[1]

（1，航天新气象科技有限公司，无锡 214000）

摘　要：称重式降水传感器盛水桶容量有限，需人工定期检查桶内液面高度。本文设计了一款自动排水装置，通过软件控制，在非降水时段快速定量排水，配置无线供电装置，阻断物理连接对传感器测量的影响。并在平潭站开展为期 4 个月的对比试验，试验结果表明，自动排水装置对传感器测量影响较小，设备一致性在 98%以上，单次排水可依照算法正确执行，且排水量误差控制在 1%以内，可保证传感器的正常工作，降低了强降水过程中测量异常的风险。

关键词：降水传感器；自排水；无线供电；潜水泵；

Design andImplementation of Automatic Drainage Device for Weighing Precipitation Gauge

Yang. Liu[1] Ping. Zhu[1] Qi. Chen[1]

（1，*Aerospace New Weather Technology Co.*，*Ltd.*，*Wuxi* 214000）

Abstract：The capacity of the weighing precipitation gauge bucket is limited，and the level of the liquid level in the bucket needs to be checked manually. In this paper，an automatic drainage device is designed，which is controlled by software to quickly and quantitatively drain water during non-precipitation

作者简介：刘阳，2007 年于河海大学获得学士学位现为航天新气象科技有限公司工程师，主要研究方向为气象仪器。E-mail：liu. yang@ js1959. com

Yang. Liu received his B. Sc. degree in 2007 from Hohai University，received his，now he is engineer in Aerospace new sky Technology Co.，Ltd. His main research interests include meteorologleal Instruments.

朱平，2005 年于南京信息工程大学获得学士学位，2008 年于南京信息工程大学获得硕士学位，现为航天新气象科技有限公司高级工程师，主要研究方向为信号处理。E-mail：zhu. ping@ js1959. com

Ping. Zhureceived her B. Sc. degree in 2005 from Nanjing Information Engineering University，received her M. Sc. degree in 2008 from Nanjing Information Engineering University，now she is Senior engineer in Aerospace new sky Technology Co.，Ltd . Her main research interests include signal processing.

陈琪，2014 年于常州大学获得学士学位，2018 年于常州大学获得硕士学位，现为航天新气象科技有限公司工程师，主要研究方向为结构设计。E-mail：chen. qi@ js1959. com

Qi. Chen received his B. Sc. degree in 2014 from Changzhou University，received his M. Sc. degree in 2018 from Changzhou University，now he is engineer in Aerospace new sky Technology Co.，Ltd . His main research interests include structural design .

* **基金项目：**重大科学仪器设备开发（2018YFF01014102）资助项目

periods. It is equipped with a wireless power supply device to block the impact of physical connections on sensor measurement. A 4-month comparative test was carried out at Pingtan Station, the test results show that the automatic drainage device has a small impact on the sensor measurement, and the equipment consistency is more than 98%. The once drainage can be performed correctly according to the algorithm, and the drainage error is controlled within 1%, it can ensure the normal operation of the sensor and reduce the risk of abnormal measurement during heavy precipitation.

Key words: precipitation gauge; automatic drainage; wireless power; pump;

0 引言

降水是指从天空降落到地面上的液态或固态的水，其观测内容包括降水量观测和降水强度的观测[1]，常用测量降水的设备有雨量器、翻斗雨量计和称重式降水传感器等。其中，翻斗雨量计在业务观测上使用范围广，但主要用于液态降水观测，需要定期维护，特别是在环境复杂的地区，容易发生堵塞[2-3]；称重式降水传感器则采用平衡原则，通过测量盛水桶内的重量变化计算周期内的降水量变化情况，传感器核心部件即高精度不锈钢测压元件完全密封[4]，不受环境的影响，可在野外长时间、全天候、自动化观测全类型降水，与翻斗式雨量计相比，具有观测精度高，维护少，时效性高等优势[5]。

目前，气象台站使用的称重式降水传感器都不超过 600mm 量程，而我国南方地区年降水量平均在 1000mm 以上，需工作人员定时检查盛水桶内的液面高度，防止溢出[6]。特别在强降水过程前期，工作人员需提前检查桶内液面高度，预留充足的空间，保证降水过程数据资料的完整收集，防止在降水过程中因桶内液体容量过大而无法继续观测的现象发生。

人工排水操作复杂，需专业培训，在无人台站使用，极大增加了维护工作量及维护成本。鉴于此，本文设计了一套应用于称重式降水传感器的智能化自动排水装置，可在人工少量维护成本的基础上，由内部算法通过定量排水的方式自动控制桶内剩余液体容量，保证降水观测完整性和准确性，减少人工参与部分。

2 传感器简介

称重式降水传感器基于载荷测量技术原理设计，主要由称重单元、处理单元、供电系统、外围组件和嵌入软件等组成[7]，其中，外围组件包括盛水桶、法兰圈、法兰支撑柱、底盘、底座组件和防风圈等[8]。称重式降水传感器既可以输出开关信号替换或模拟翻斗雨量传感器接入现有的各种自动气象站中，也可以作为智能传感器直接挂接在新型自动气象站上。称重式降水传感器结构框图见图 1。

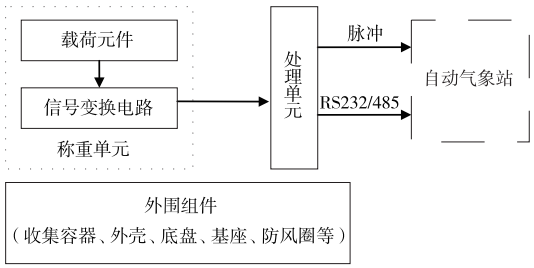


图 1 称重式降水传感器结构框图

3 总体设计

称重式降水传感器自排水装置由三部分组成：软件控制、排水装置和供电装置[9]。为保证降水观测的准确性和操作的方便性，供电装置采用无线供电分离式的供电方式，即无线供电发射端与软件控制端连接并固定称重式降水传感器内部法兰圈上，无线供电接收端与排水装置连接，也固定在称重式降水传感器内部法兰圈上，供电接收端和发射端相距 0.8mm，保证了冬季两者间因凝结现

象而导致的黏连。

称重式降水传感器自排水装置通过获取称重单元的实时测量信息，当桶内液态的容量达到一定范围和触发条件时，软件控制部分通过内部继电器启动供电装置的发射端，待供电装置的接收端接收到电信号后启动排水装置，以调整排水桶内液面高度。排水过程中，软件控制部分定期获取桶内剩余液体容量，当容量低于一定阈值时停止排水，保证桶内防冻液和防蒸发油容量，不影响后期降水观测。系统功能框图如图 2 所示。

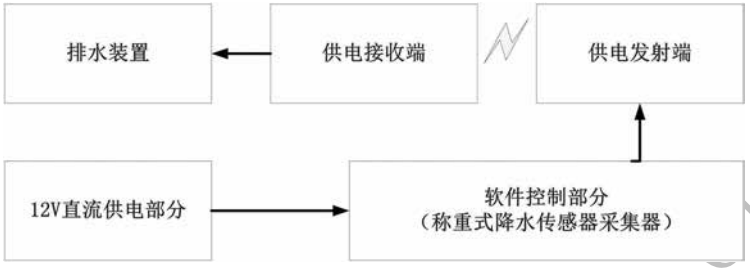


图 2　称重式降水传感器自排水装置系统功能框图

3.1　排水装置设计

排水装置的结构和性能由使用场景、盛水桶和支撑结构所决定的。在业务观测中，盛水桶通常为水、防冻液、防蒸发油和落入其中的沙尘落叶等混合物，为此选用了海洋适用性的潜水泵作为排水装置的主要工作部件，可在复杂液态中长期使用，从而保证了排水装置长期稳定性。潜水泵通过硬性结构固定在桶内，并借助原法兰立柱作为排水管道，整个结构易安装、易维修、易更换；此外，潜水泵功耗小，流量大，工作幅度小，排水周期短，对称重单元在降水观测中的影响极小。

3.2　供电装置设计

称重式降水传感器灵敏高，最小分辨率为 0.2g，若使用有线供电方式，当有拉力作用时，会影响称重式降水传感器的测量产生误报影响。为此，考虑使用无线供电方式，切断物理连接，将无线供电组件的接收端与排水装置相连，作为一固定物体放入盛水桶中，保证了测量系统的稳定性；将无线供电组件的发射端与下端底座软件控制系统连接，并固定在法兰圈上，并与接收端隔空相对，形成 2 个独立系统，解决了物理连接线上对称重单元的测量影响。此外，无线供电组件的发射端和接收端之间的隔空距离为 8mm，即保证了供电系统的传输效率，又避免了冬季因凝结现象造成设备黏连而引发供电系统产生拉力对降水测量的影响。

3.3　软件控制系统设计

称重式降水传感器自排水装置的核心是嵌入软件控制算法，通过获取桶内液体总容量，在合适的时机下启动排水流程。当盛水桶内液体总容量高于某一阈值时，若当前时刻未发生降水过程，则启动排水程序，若当前正在发生降水过程时，则待降水过程结束后一段时间再启动排水程序，全面地保证了称重式降水传感器的测量结果准确性和完整性。选择在无降水过程时段启动排水程序，可有效降低排水过程造成系统波动引起测量结果不确定性的风险。

目前，业务观测中为保证冬季的正常使用和测量时，工作人员会根据当地的气候混合一定比例的防冻液，保证固态降水发生时，传感器仍可正常观测。故在冬季排水时，遵循少排防冻液，保证桶内液体不凝固原则，采用不同排水阈值和方法，确保尽可能多的保留桶内防冻液，减少人工维护的工作量和成本。同时，考虑到沿海地区，夏季暴雨频发，若暴雨发生时段，桶内可容纳余量不多时，控制算法也会强制启动排水程序，并在不影响测量的基础上在极短时间内完成排水

程序，既保证了观测数据的正常输出，又保证了整个降水过程测量的完整性。

排水程序须在一分钟内完成，排水过程中软件控制系统实时监测桶内剩余液体总容量，若剩余液体容量低于一定阈值时则停止排水，退出排水程序，继续执行降水测量程序。同时，排水过程中，通过监测单位周期内排水量的变化情况，判别排水通道的堵塞情况，若监测到排水通道发生堵塞时，则强制退出排水程序，并输出排水通道堵塞报警，提示工作人员及时清理通道或更换排水装置。

为更好地保证降水观测的完整性，参考人工维护经验，在发生强降水过程前，工作人员通过上位机软件可远程操作，启动排水程序。工作人员根据预报信息，估算当前桶内可容纳降水量，提前排水，保证大强度降水过程观测的完整。软件控制系统流程见图 3 所示。

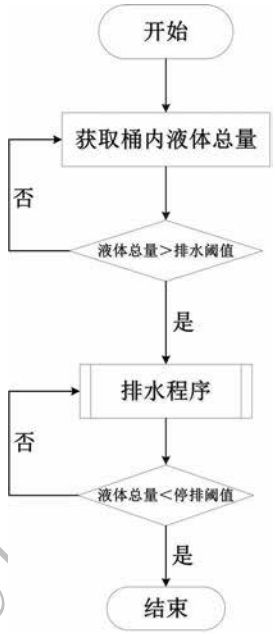


图 3　软件控制流程图

4　外场试验

2019 年 5 月，在福建平潭站安装了一套配置自排水装置的称重式降水传感器，并与未配置自排水装置的称重式降水传感器开展对比观测。

4.1　试验描述

平潭站东邻台湾海峡，年平均降水量 1100mm 以上，降雨集中在夏季[10]。本次试验对比观测周期为 4 个月，时间为 2019. 6. 1～2019. 9. 30。通过设备月降水量统计值、日降水统计值和排水量统计值三方面分析自排水装置对降水观测的影响和排水程序执行情况。其中，1 号设备为未配置自排水装置的称重式降水传感器，2 号设备为配置自排水装置的称重式降水传感器。

图 4　平潭站称重式降水传感器安装位置（左侧为 1 号设备）

4.2　数据分析

统计 2019. 6. 1～2019. 9. 30 内的 2 台设备的月降水量情况，统计结果见表 1。

表 **1**　月降水量分布（**mm**）

月份	1 号设备	2 号设备	相对偏差率（%）
2019. 6	323. 3	317. 8	1. 73
2019. 7	188. 4	190. 0	−0. 84
2019. 8	104. 5	104. 2	0. 29
2019. 9	19. 7	19. 3	2. 07

从表 1 可知，2 台设备中月降水量一致性较高，最大偏差率为 2. 07%，发生在 9 月份。从降水趋势来看，总体而言，月降水量逐月降低，6 月份降水量最多。从两者测量结果来看，2 号设备测量值大部分情况下，低于 1 号设备测量值，但仍符合观测规范中的要求。

统计 2019. 6. 1～2019. 10. 20 内的 2 台设备的日降水量情况，选取部分数据，统计结果见表 2。

表 **2** 日降水量分布（**mm**）

降水强度	日期	1 号设备	2 号设备	相对偏差率（%/mm）
≥10mm	2019-6-1	20.2	19.8	2.02
	2019-6-2	50.4	50.4	0.00
	2019-6-13	19.3	19	1.58
	2019-6-22	89.3	86.9	2.76
	2019-6-23	38.5	37.8	1.85
	2019-7-11	36.4	36.5	-0.27
	2019-7-12	17.1	17.2	-0.58
	2019-7-21	69.8	71.2	-1.97
	2019-8-19	88.8	89.5	-0.78
	2019-9-7	14.7	15	-2.00
<10mm	2019-6-8	0.3	0.3	0.00
	2019-6-9	0.5	0.5	0.00
	2019-6-11	5.7	5.9	-0.20
	2019-6-15	0.1	0.1	0.00
	2019-6-18	0.2	0.2	0.00
	2019-6-26	1.6	1.6	0.00
	2019-7-10	0.6	0.5	0.10
	2019-7-22	6.5	6.3	0.20
	2019-7-30	0.1	0.1	0.00
	2019-8-5	3.3	3.2	0.10
	2019-8-7	0.5	0.4	0.10
	2019-8-17	0.4	0.4	0.00
	2019-9-5	0.8	0.8	0.00

从表 2 中可知，当日降水量小于 10mm 时，两者观测值相差较小，平均差约为 0.02mm，2 号设备观测值小于 1 号设备；当日降水量大于等于 10mm 时，两者相对偏差均在±4%以内，平均偏差率约为 0.26%，同降水量小于 10mm，2 号设备观测值小于 1 号设备。

从月降水量和日降水统计结果来看，称重式降水传感器自动排水装置，可能引起设备测量值偏小，但对测量准确性而言，影响不大，与观测场内同期设备相比，相对偏差率在 2%以内，一致性较高。

2019.6.1~2019.9.30 期间，2 号设备共 3 次自动启动排水程序，分别在 2019.6.22、2019.7.11 和 2019.8.19 三天。排水量统计情况见图 5 和表 3。

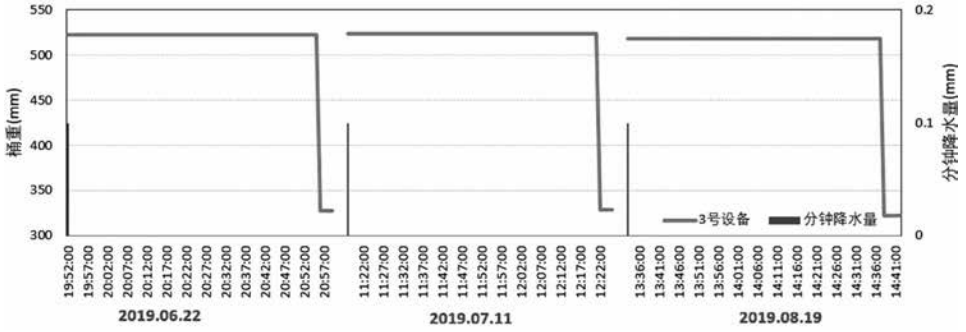


图 5　2 号设备排水情况

表 **3**　排水量统计（**mm**）

设备	第一次排水	第二次排水	第三次排水
2 号设备	195. 16	194. 94	196. 31

从图 5 中可知，三次排水过程均在称重式降水传感器输出最后一分钟 0. 1mm 降水量后的一段时间启动排水程序，排水程序在 1 分钟内完成且该时间段内传感器未观测到有降水量信息，排水程序已避开降水过程发生时段。从表 3 中可知，2 号设备 3 次排水量均在 195mm 左右，三次排水量相差不超过 2mm，误差范围在 1% 以内，可做到精确排水。此外，从 3 次排水过程来看，每次排水后，桶内可容液体总量基本在总容量的 1/2，可较好地保留防冻液和防蒸发油，有效避免夏季蒸发效应和北方地区冬季结冰现象的发生。

5　结论

称重式降水传感器排水问题一直困扰着业务台站的工作人员，不仅增加了工作人员的维护难度，也带来降水观测数据异常的风险。本文设计的自动排水装置通过软件控制，可在非降水过程时段快速完成排水程序，不影响降水过程的测量。同时，通过平潭站为期 4 个月的对比分析发现，自排水装置对降水量测量的准确性影响不大，一致性在 98% 以上；且排水量相较稳定，每次误差控制在 1% 以内。

称重式降水传感器自排水功能的研制成功，很好地解决了传感器定期维护的难题，有效降低了强降水过程因桶内液体溢出引起测量异常的风险，具有较好地实用性和可推广性，特别是无人站、高山站和海岛站等。

参考文献：

[1] 中国气象局 . 地面气象观测规范 [M]. 北京：气象出版社，2003.

[2] 王毛翠，王敏，魏根宝等 . 雨量传感器校准装置比对研究 [J]. 气象水文海洋仪器，2019，36（3）：15-18

[3] 邡金祥，邡越，宋兆丰 . 双翻斗雨量传感器滞后量处理方法讨论 [J]. 气象水文海洋仪器，2019，36（01）：11-14.

[4] 刘冬冬，王海龙，马晓璐 . DSC1 型称重式降水传感器工作原理及维护维修 [J]. 山东气象，2014，34（3）：83-86.

[5] 梁如意，毛飞，金龙 . 称重式和双翻斗降水传感器观测数据对比分析 [J]. 国外电子测量技术，2019（3）：45-49.

[6] 张成毅，郭航，相守贵 . WUSH—WP 称重式降水观测仪使用与维护 [J]. 青海气象，171（03）：90-92.

[7] 刘峰，廖华，易建平，et al. 称重式降水传感器防冻仪的设计与应用 [J]. 气象水文海洋仪器，2018，35（2）：37-40.

[8] 卢勇，卢会国，蒋娟萍，et al. 称重雨量数据处理卡尔曼滤波应用 [J]. 气象科技 2017（04）：10-15.

[9] 王明辉 . 自动气象站常规传感器现场检测系统设计 [J]. 气象科技，2019，47（3）：402-407.

[10] 翁祖源，林建华，陈潇潇，et al. 平潭近 7 年气候变化特征及趋势分析 [J]. 海峡科学，2017，No. 132（12）：52-54.

两种超声波蒸发传感器观测数据差异分析

刘宗庆[1,2]，陈　涛[1,2]，郑　亮[1,2]

（1. 高原与盆地暴雨旱涝灾害四川省重点实验室，成都，610072
2. 四川省气象探测数据中心，成都，610072）

摘　要：目前，国家基准气候站大多数都采用双套超声波蒸发传感器并列运行，运行后发现两种型号蒸发传感器观测数据存在差异。本文从应用环境、观测数据、校准数据以及技术指标等几方面入手，全面分析了产生差异的原因，并在此基础上提出了 AG1.0 型传感器在使用时的订正系数以及 AG2.0 型传感器的校准结果的订正系数。从而解决了蒸发观测数据不一致问题，同时为自动气象站蒸发传感器现场校准规范的修订提供理论依据。

关键词：国家基准气候站；超声波蒸发传感器；观测数据；现场校准
中图分类号：P412.1　　**文献标识码**：A　**国家标准学科分类代码**：510.4030

Analysis ofdifferences in observation data between two ultrasonic evaporation sensors

Liu Zongqing[1,2]　Chen Tao[1,2]　Zheng Liang[1,2]

（1. Heavy Rain and Drought-Flood Disasters in Plateau and Basin Key Laboratory of Sichuan Province，Chengdu，610072，China；2. Sichuan（provincial）Meteorological Observation and Data Centre，Chengdu 610072，China）

Abstract：At present，most of the national benchmark climate stations use two sets of ultrasonic evaporation sensors in parallel operation. After running，it is found that the observation data of the two types of evaporation sensors are different. This paper starts with the application environment，observation data，calibration data and technical indicators. Analyze the causes of the differences，On this basis，the following suggestions are put forward：The observation data of AG1.0 sensor needs to be manually multiplied by 1.019 coefficient when it is used；During calibration，the calibration result of the AG2.0 sensor should be multiplied by 0.981 for correction. Thus solving the problem of inconsistent evaporation observation data. At the same time，it provides a theoretical basis for the revision of the on-site calibration specifications of automatic weather station evaporation sensors.

Key words：national benchmark climate station；ultrasonic evaporation sensor；observed data；field calibration

0 引言

蒸发是大气中水汽平衡的重要环节，也是地表热量平衡的重要组成部分。蒸发量是水资源评价和气候变化研究的重要参考指标，在水利工程设计、水资源开发利用、生态环境评估等方面具有重要作用[1]。气象部门为了实现蒸发量的稳定、可靠的自动观测，先后在国家基准气候站启用了基于 E601B 型蒸发桶的 AG1.0 和 AG2.0 型超声波蒸发传感器[2-3]，用于测量水位和蒸发量。但在实际工作中发现，同一气候站两种型号蒸发传感器所得到的观测数据出现明显的差异，使得工作人员无法确定准确的蒸发量数据。文中结合实际工作，分析了两种蒸发传感器观测数据出现差异的原因，提出解决方法，对保证蒸发观测数据的一致性具有一定的现实意义。

1 应用环境

自动气象站测定的蒸发量是水位蒸发量，它是指一定口径的蒸发桶中，在一定时间间隔内因蒸发而降低的水位高度。AG1.0 型超声波蒸发传感器的主要组成部份有超声波传感器、不锈钢圆筒和三脚架，不锈钢圆筒和三角架直接架设在 E601B 型蒸发桶内，超声波蒸发传感器安装在圆筒顶端，根据超声波测距原理[4]，对蒸发桶内水位高度变化进行连续测量，最终转换成电信号输出[5]。

随着自动气象站的发展，为保证气象要素的稳定可靠，每个气象要素都要求两套系统同时运行，考虑到超声波蒸发传感器受水面波动、温度环境等因素的影响比较大[6-7]，新的 AG2.0 型超声波蒸发传感器就是在原来的基础上，传感器与 E601B 蒸发桶底部通过铝塑管相连，安装在蒸发桶外部，并固定在百叶箱内如图 1 所示[8]。

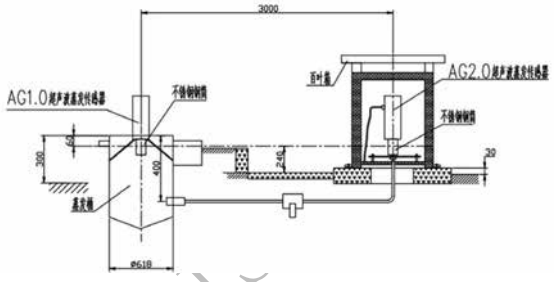


图 1 双套超声波蒸发传感器安装示意图

从图 1 可以看出，在压力平衡作用下，AG1.0 超声波蒸发传感器、AG2.0 超声波蒸发传感器与蒸发桶水位高度三者始终保持一致，从理论上讲，两种型号超声波蒸发传感器测得结果将会趋于一致[9]。

2 两种传感器数据对比

2.1 测量结果对比

分别抽取纳溪国家基准气候站和乐山国家基准气候站观测数据 A 文件[10]，并从中计算出 2019 年 3-10 月两种型号蒸发传感器测量值，对其值进行对比分析如表 1 所示。

表 1 2019 年 3-10 月蒸发测量值对比 mm

	项目	3 月	4 月	5 月	6 月	7 月	8 月	9 月	10 月
纳溪	AG1.0	55.4	87.7	52.6	65.0	87.3	134.5	75.1	49.1
	AG2.0	56.4	89.2	53.5	66.2	89	137.1	76.5	50.0
乐山	AG1.0	38.6	49.8	51.5	55.6	54.9	66.3	31.8	29.7
	AG2.0	39.4	50.9	52.6	56.8	55.9	67.6	32.4	30.2

从表 1 对比分析可知，AG1.0 型和 AG2.0 型超声波蒸发传感器的每月蒸发量有一定差异，且都存在 AG2.0 型所测蒸发量大于 AG1.0 所测蒸发量的现象。

2.2 蒸发量校准数据对比

分别对表 1 所涉及蒸发传感器进行校准[11]，以此确定传感器自身的误差[12-13]。校准数据如表 2 所示。

表 2　蒸发传感器校准数据对比

	校准点	20（mm）	40（mm）	60（mm）	80（mm）
纳溪	AG1.0	20.1	40.2	60.4	80.7
	AG2.0	20.3	40.9	61.4	82.0
乐山	AG1.0	20.0	40.2	60.6	80.8
	AG2.0	20.3	40.7	61.2	81.8

校准规范规定，超声波蒸发传感器的误差不得超过各校准点的±1.5%，从校准数据可知，AG2.0 型传感器几乎在各校准点上都超差。随后对四川省内所有自动气象站 AG2.0 型蒸发传感器进行校准也发现同类现象。而 AG2.0 型传感器是专门为改善环境对蒸发测量的影响而使用的产品，不应该出现大规模的超差。

2.3　主要技术指标对比

两种型号超声波蒸发传感器的主要技术指标[14]，见表 3 所示。

表 3　两种超声波蒸发传感器主要技术指标

指标	AG1.0	AG2.0
测量范围（mm）	0~100	0~98.1
分辨力（mm）	0.1	0.1
最大允差（%）	±1.5%F.S	±1.5%F.S
供电电源（V）	10 V~15V（DC）	10 V~15V（DC）
输出（mA）	4~20	4~20
工作温度℃	0~50	0~50

对比发现，两种型号蒸发传感器主要技术指标除了测量范围，其它差别不大。经研究厂家设计原理后发现，AG2.0 型超声波蒸发传感器是为提高测量精度，与 E601B 蒸发桶底部通过内径为 20mm 的铝塑管相连在距离 3m 的百叶箱中，对于蒸发桶而言，蒸发桶的蒸发口径没变，但桶中水的总体积增加了铝塑管所装水的体积，约占原桶内水体积的 2%，当蒸发桶内水产生蒸发后，这部份新增加的水就会进行补充，使得测量结果比实际蒸发量更小。厂家考虑到这个实际情况，在 AG2.0 型蒸发传感器内部固化了 1.019 的订正系数，即所测得的结果乘以 1.019。同理，当测得蒸发量为 98.1mm 时，经订正后实际蒸发量则为满量程 100mm，这就能解释 AG2.0 满量程为 98.1mm 的原因。而测量环境发生变化后，AG1.0 并没有进行相应的处理，所以出现两种型号传感器测量结果的差异。将纳溪国家气候站 AG2.0 型与 AG1.0 型手动订正前后进后对比，如图 2 所示。

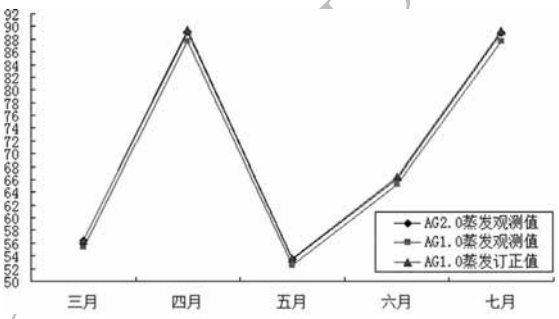


图 2　AG1.0 和 AG2.0 蒸发量订正前后对比

对于校准结果而言，校准与实际蒸发测量过程有所不同，校准使用标准模块来模拟蒸发水位，AG2.0 会将测得值乘以 1.019 系数后输出，但校准时不存在水的补偿作用，所以 AG2.0 的蒸发校准值偏大，这时就需要将蒸发量值乘以 0.981 系数后作为实际蒸发量的校准值[15]。

3　结论

为了使蒸发量值的测量稳定可靠，在原有 AG1.0 型超声波蒸发传感器的基础上增设了 AG2.0 型传感器，但由此带来了测量环境的改变，使得两种型号传感器测量结果有一定差异，本文从应用环境、观测数据、校准数据以及技术指标几方面入手，分析了产生差异的原因，并得出以下结论和建议：

1、由于蒸发桶结构的改变，使得测得蒸发量值比原有结构所得数据偏小，AG2.0 型已在传感器内部做了 1.019 的订正，AG1.0 型的观测数据在使用时则需要手动乘以 1.019 系数。

2、AG2.0 型已将系数固化到了传感器内部，但如果在安装时采用不同口径的连接管，那么该系数将不能准确的订正由于环境改变带来的误差，因此建议厂家在传感器上设置端口，可以让用户进行自定义。

3、在校准时，由于 AG2.0 型的改变，对它的校准结果应该乘以 0.981 进行订正，所以应该对现有自动气象站蒸发传感器现场校准规范进行修订，才能准确的对传感器进行校准。

参考文献：

[1] 中国气象局 . JJG（气象）006-2011. 自动气象站蒸发传感器检定规程 [S] . 2011.

[2] 许文俊，瞿少成，秦天柱，杨琪 . 一种基于 STM32 的超声波发射与接收电路的设计与实现 [J] . 电子测量技术，2018，41（17）：90-94.

[3] 黄飞龙，黄晓云，黄海（王莹）. 基于温度补偿的高精度超声波蒸发测量仪设计 [J] . 国外电子测量技术，2019，38（08）：137-140

[4] 杨雨洪，黄劼，甘芳吉 . 超声波测厚系统回波处理方法 [J] . 电子测量技术，2018，41（23）：66-69.

[5] 黄飞龙，吕玉嫦，汤晶晶 . 基于静态信号模拟的气象采集器检测仪设计 [J] . 电子测量技术，2018，41（06）：99-102.

[6] 高嵩，孟凡一，万楠楠，张丹丹，张明哲 . AG2.0 型超声波蒸发数据质量控制分析 [J] . 现代农业科技，2017（06）：204-205+209.

[7] 顾欣，康为民，龙先菊，等 . 黔东南气温变化对蒸发皿蒸发量的影响分析 [J] . 高原气象，2012，31（6）：1761-1766.

[8] 黄秀娟，卢伟波，曾洁华 . 浅谈 AG2 型超声波蒸发器的安装、使用及维护 [J] . 气象水文海洋仪器，2015，32（03）：104-106.

[9] 田小芳，韦丽英，黄健征 . 自动气象站蒸发传感器日常维护及数据异常处理 [J] . 气象研究与应用，2016，37（S1）：149.

[10] 中国气象局 . GBT 35237-2017 地面气象观测规范 [S]，2017.

[11] 中国气象局 . 自动气象站现场校准方法（试行）[S]，2011.

[12] 王毛翠，王敏，魏根宝 . 两种超声波蒸发传感器性能与检定方法比对分析 [J] . 中国管理信息化，2019，22（21）：172-174.

[13] 王毛翠，王敏，魏根宝 . AG2.0 型超声波蒸发传感器应用及检定方法研究 [J] . 气象水文海洋仪器，2019，36（03）：88-92.

[14] 宋树礼，王柏林 . 蒸发传感器工作原理及性能比较 [J] . 气象科技，2010，38（1）：111-113.

[15] 刘小钢 . 便携式自动气象站现场移动校准平台的设计与应用 [J] . 国外电子测量技术，2019，38（04）：125-131.

双亮差法测量能见度的改进研究

麻　锴　孔诗媛（通讯作者）　李广智　姜方达

（吉林省气象探测保障中心 长春 130062）

摘　要：数字摄像测量能见度（DPVS）以天空背景和人工目标计算能见度，但提取天空背景的算法很难实现所有环境的适用性，使 DPVS 不适于复杂环境的自动化能见度观测。为了解决上述问题，本文提出以人工背景代替天空背景，与人工目标组合成目标-背景融合的新型目标物，并基于 DPVS 的双亮度差法，将两组新型目标物放置于不同位置实现能见度的观测。实验中，新型目标物的目标部分与背景部分由 20%和 40%反射率的标准漫反射板构成，新型目标物的图像特征易于图像识别与处理，所以基于用这种目标物的 DPVS 大大提升了复杂环境适用性，提升了 DPVS 的自动化能力。其观测数据在 1km 至 2km 范围内与人工观测数据吻合，在 2km 至 10km 同长春气象站（站号：54161）的能见度观测数据具有较好的线性关系。

关键词：气象能见度；双亮度差法；标准漫反射板

中图分类号：P412　　**文献标识码**：A

An Improved Study on Duel Differential Luminance Method Measuring Meteorological Visibility System

Ma Kai，Kong Shiyuan，Li Guangzhi，Jiang Fangda

（*Jilin Atmospheric observation and Technical Support Center*，*Changchun* 130062）

Abstract：Digital Photography Visibility System（DPVS）uses the sky as the background and artificial target to calculate the visibility，but the algorithm of extracting the sky background do not work well for all kinds of environments，which limits the DPVS works in complex environment. In order to solve the above problems，this paper proposes to replace the sky background with the artificial background，we set the artificial background and artificial target as a unit，which is called new target. Based on the duel

作者简介：麻锴，2007 年于长春理工大学获得学士学位，2012 年于吉林大学获得硕士学位，现为吉林省气象探测保障中心工程师，主要研究方向为基于机器视觉的气象观测技术研究与实现。E-mail：75777814@ qq. com

Ma Kai received his B. Sc. degree in 2011 from Changchun university of science and technology，received his M. Sc. degree in 2012 from Jilin university，now he is a engineer in Jilin Atmospheric observation and Technical Support Center. His main research interest is the research and implementation of meteorological observation based on machine vision.

differential luminance method, two pairs of new targets are placed in different positions to observe the visibility. In the experiment, 20% and 40% standard diffuser are setting side by side as the target and background respectively, the image features of which are easy to recognize and process. Therefore, this improved DPVS greatly increases the observing capability in complex environment and the automatic observation performance. The results show that, the data of improved DPVS are consistent with the artificial observation data in the visibility range of 1km to 2km. There is a good linear relationship in the visibility range of 2km to 10km compared with the visibility data from Changchun meteorological station (No. 54161).

Keywords: Meteorological Visibility ; Duel Differential Luminance Method; Standard Diffuser

0 引言

数字摄像法测量能见度是新兴的能见度观测方法，目前这种方法因数字信号处理和数字照相机技术的发展而被深入研究[1]。谢兴生等于九十年代初开展了此项研究，并将这种方法称为数字摄像法测量能见度的仪器系统（Digital Photography Visibility System，DPVS）。他们搭建了 DPVS，并阐述了利用理想黑体作为目标物，在已知拍照距离的情况下，以目标物灰度与背景灰度的对比度计算能见度的算法。吕伟涛、陶善昌等人根据 DPVS 的缺点，提出利用地平线附近两个不同距离的目标物和其对应水平天空背景亮度差的比值计算白天气象能见度的方法，简称双亮度差法，当摄像机于目标物距离有限时，可以成倍增大 DPVS 的测量范围，提高测量精度[2]。王京丽等人于 2000 年后开始研究 DPVS，他们针对系统性能开展了与常规能见度探测设备的大量比对试验，数据说明该系统具有与透射式能见度仪趋势一致的观测数据[3,4]。王京丽还提出了基于 LED 的夜间 DPVS 光源方案，分析了该光源的均匀性和稳定性，降低了 DPVS 的夜间测量误差[5,6]。

目前 DPVS 研究中还有一些关键问题亟待解决：DPVS 以天空为背景测量能见度，当天空亮度与某物体的亮度值近似时，提取天空背景的图像算法很难实现正确的天空背景提取，从而降低 DPVS 的复杂环境适用性[7]。而且，天空背景的亮度值随着云量的改变而改变，从而导致 DPVS 计算的能见度的不稳定性。所以目前 DPVS 受限于复杂环境，也限制了其扩大应用。

本文针对上述问题提出改进方案，使 DPVS 可以适应各种环境，提高其普遍适用性。

1 DPVS 原理

1.1 DPVS 的亮度对比法原理

假设目标物和天空背景的固有亮度为 B_t 和 B_g，在观测距离为 R 的地点拍照，目标物和背景的视亮度为 B_{t-R} 和 B_{g-R}，则有固有亮度对比 C_0 和视亮度对比 C_R 分别为：

$$C_0 = \frac{|B_t - B_g|}{B_g} \tag{1}$$

$$C_R = \frac{|B_{t-R} - B_{g-R}|}{B_{g-R}} \tag{2}$$

根据 Koschmieder 定律建立的视亮度对比和固有亮度对比之间的关系：

$$C_R = C_0 \cdot e^{-\sigma \cdot R} \tag{3}$$

以及能见度 V 与大气消光系数 σ 的关系：

$$V = \frac{\ln\varepsilon}{\sigma} \tag{4}$$

结合（1）、（2）可推出：

$$V = \frac{-R \cdot \ln\varepsilon}{\ln(C_R) - \ln(C_0)} \tag{5}$$

因为标准大气能见度定义为视觉对比阈值（contrast threshold）ε 对比阈值取 0.02 时识别白背景上的理想暗物体的距离，所以有：

$$V = \frac{-3.912R}{\ln(C_R) - \ln(C_0)} \tag{6}$$

公式（6）称为计算白天气象能见度的亮度对比法，但目前固有视亮度对比 C_0 的值无法准确测量，所以，所有的 DPVS 都使用实用黑体作为目标物，并假设其为理想黑体，（2）中 $B_{t-0}=0$，所以有 $C_0=1$，则（6）式可简化为：

$$V=\frac{-3.912R}{\ln(C_R)} \tag{7}$$

1.2 双亮度差法原理

双亮度法是通过测量两个距离摄像机不同距离的相同目标经过不同光程散射衰减之后的视亮度，得到大气消光系数进而推算出能见度值。该方法的示意图如图 1 所示：

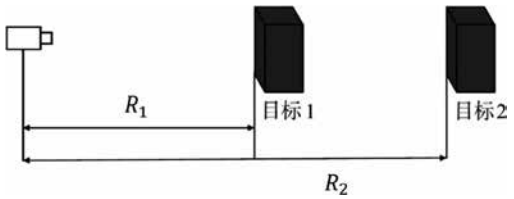


图 1 双亮度差法测量能见度示意图

根据亮度对比法公式（6），目标 1 和目标 2 均有如下公式：

$$\begin{aligned}\ln(C_0^1)&=\ln(C_{R_1})+\frac{3.912R_1}{V}\\ \ln(C_0^2)&=\ln(C_{R_2})+\frac{3.912R_2}{V}\end{aligned} \tag{8}$$

二者相减即可推得双亮度差法的计算公式：

$$V=\frac{-3.912(R_1-R_2)}{\ln(C_{R_1})-\ln(C_{R_2})-(\ln(C_0^1)-\ln(C_0^2))} \tag{9}$$

2 DPVS 双亮度差法改进方案与试验

2.1 改进方案

2.1.1 新型目标物的设计

根据公式（9）可以想到，如果背景与目标的固有亮度比恒定，就可将公式（9）简化为

$$V=\frac{-3.912(R_1-R_2)}{\ln(C_{R_1})-\ln(C_{R_2})} \tag{10}$$

根据公式（10）的特性，本文提出以人工背景代替天空背景，并结合人工目标形成目标-背景组和的新型目标物，如图 2 所示：

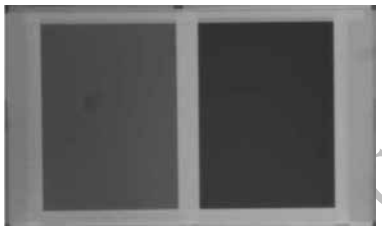


图 2 新型目标物的灰度图

新型目标物采用标准漫反射板为基材，这种材料耐高低温，耐辐射，防水性能优异，其反射率的稳定性极高，是国际空间机构公认的航天仪器星上校准目标板[8]。本课题利用其特性，以反射率 40% 的为人工背景，放置于左侧，以反射率 20% 的为人工目标，放置于右侧。新型目标物的特征为‘日’字，有利用设计图像识别算法分析处理。

2.1.2 新型目标物的识别算法

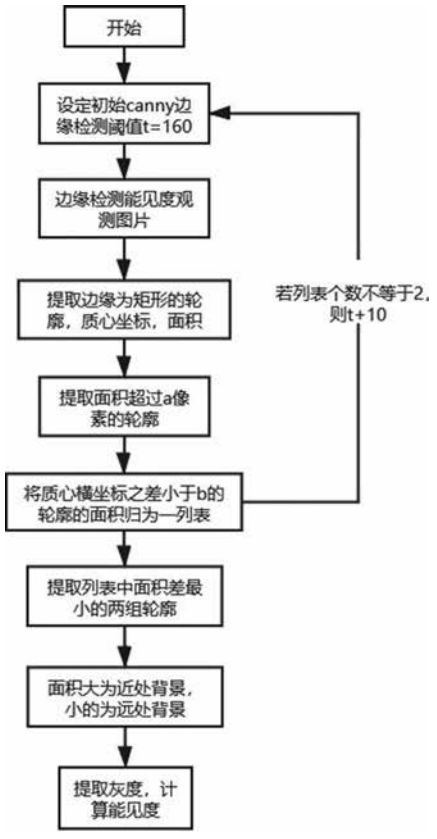


图 3 目标物识别算法流程图

新型目标物的视觉特征有三个关键点：一、新型目标物的目标与背景的像素面积可以根据拍摄距离和原始尺寸这两个已知信息大致计算得出；二、新型目标物的目标与背景的质心横坐标可以限定在某一阈值内，新型目标物放置的越水平则阈值越小；三、目标与背景的像素面积较相似。基于以上三点，构建其识别算法流程如上所示：

2.2 观测试验

试验选用的相机为灰点公司生产的 GS3-U3-91S6M Mono CCD 相机，800 万像素，装配佳能变焦 18mm-55mm 镜头。新型目标物分别距离拍摄地点 150 米和 30 米。为了检验新型目标物识别算法的鲁棒性，特选择与其特征相似度较高的背景环境进行能见度观测试验，试验时长为 8 小时，天气条件为雨加雪转多云，室外气温为 7℃。。如图 4（a）所示，新型目标物的环境背景有多处特征相似的干扰，如塑钢门窗。图 4（b）为目标物识别效果图。

（a）

（b）

图 4 DPVS 拍摄源图与识别效果图

图 4 的试验地点距离长春市气象站（站号：54161）直线距离约 750 米，其配有 VAISALA 前向散射式能见度仪，因同步观测距离较近，且两地之间没有较高建筑物遮挡，所以该前向散射式能见度仪的数据有一定对比观测的意义。图 5 为 6 小时的 10 分钟平均能见度观测数据对比结果。结果说明改进的 DPVS 可以在图 4 中的复杂环境下给出与 Vaisala 前向散射式能见度仪（FSVM）线性趋势一致的观测结果。其中 3 公里至 4 公里内的能见度观测差小于 10%，4 公里至 6 公里的观测差小于 15%。

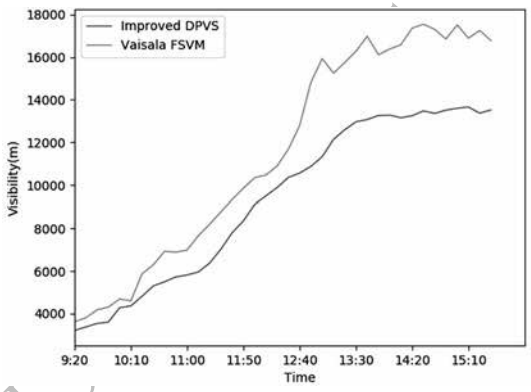


图 5 能见度观测对比图

针对改进方案的复杂环境适用性，我们选择在沙尘暴天气条件下进行测试试验。如图 6 所示。

（a）

（b）

图 6 沙尘暴天气测试图

该试验地点距离长春市气象站直线距离1.9公里，由于距离较远，且两地之间有高楼遮挡，所以长春市气象站的观测数据没有对比观测意义，故采用人工观测进行对比试验，以图6（a）为例，图中白色箭头所指为无法辨识（不能从天空背景中识别出轮廓）的建筑物，其与摄像头的直线距离即为当时的能见度。图7（a）为2小时的10分钟平均能见度观测数据对比结果。图7（b）为各个人工观测标志物距离示意图。对比结果说明，在能见度2km只内，改进的DPVS与人工观测结果差小于5%。

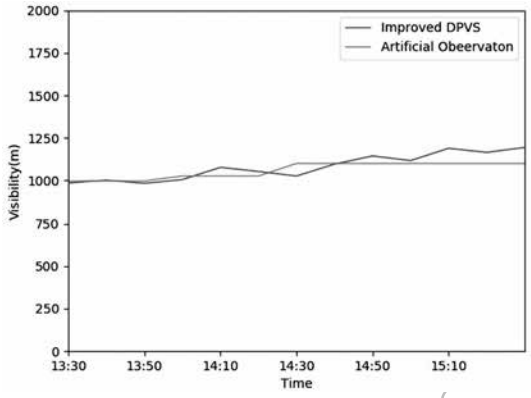
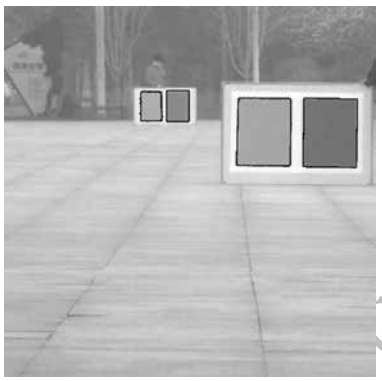


图7　人工观测能见度与改进DPVS对比试验

（a）



（b）

（c）

图8　改进方案的鲁棒性试验

为了测试改进方案在各种苛刻条件下的鲁棒性，我们还进行了目标物非水平放置试验，改变焦距试验，目标物角度不一致试验，分别如图（a），（b），（c）所示。表1为鲁棒性试验对比测试结果，测试时长为5分钟，每分钟观测一次，鲁棒性试验结果与对比观测结果均为观测时段的5分种平均值。鲁棒性试验说明，即使拍摄角度，焦距和目标物非水平，由于选择了标准漫反射板为材质制作新型目标物，相机都能够接受到均匀的目标反射光，所以对测量结果的影响可以忽略。

表**1**　鲁棒性试验结果

试验类别	非水平放置	改变焦距	目标物角度不一致
5分钟平均值	5024米	1086米	1108米
对比观测值	5905米	1048米	1048米

3 结论和讨论

通过对比实验，验证了新型目标物识别算法的可行性，也验证了以标准漫反射板为目标物材料的可靠性。试验结果说明，改进的双亮差法可以在苛刻的拍摄背景和复杂天气条件下观测能见度，在观测距离小于拍摄基线 30 倍范围内其观测数据有参考价值，大于这个范围其观测值偏小。

限于时间有限，长时间的对比观测还没有开展。而且实验说明，目前的研究成果只可在白天和傍晚观测能见度，满足夜间 DPVS 观测的新型目标物正在设计研究中。

参考文献：

[1] 谢兴生，陶善昌，周秀骥．数字摄像法测量气象能见度［J］．科学通报，1999，44（1）：97-100.

[2] 吕伟涛，陶善昌，等．基于数字摄像技术测量气象能见度——双亮度差方法和试验研究［J］．大气科学，2004，28（4）：560-570

[3] 王京丽，程丛兰，徐晓峰．数字摄像法测量能见度仪器系统比对实验［J］．气象科技，2002，30（6）：353-357.

[4] 王京丽，刘旭林，高五峰等．数字摄像能见度仪器系统控制电路的设计［J］．气象科技，2006，34（5）：633-639.

[5] 王京丽，刘旭林等．数字摄像能见度系统及其比对实验［J］．电子学报，2014，42（11）：2298-2302.

[6] 王京丽，刘旭林，刘金城，等．数字摄像能见度仪夜间观测技术研究［J］．电子学报，2018，46（6）：1306-1311.

[7] 吕伟涛．能见度和气溶胶物理特性的数字摄像遥感研究［D］．安徽合肥：中国科学技术大学，2003.

[8] BOSEN. 高漫反射目标板［EB/OL］. http：//www. bosontech. com. cn/products/srt. html，2017.

杯式风速传感器计量的线性研究

沙莉[1]，罗　昶[2]，支　询[1]，李　施[1]，张艺萌[1]，朱明宇[1]

（1. 辽宁省气象装备保障中心，辽宁 沈阳 110166；2. 浙江省大气探测技术保障中心，浙江　杭州 311106）

摘　要：杯式风速传感器线性特征是表征传感器角速度与风速正比关系的重要计量性能指标，能直接反映出风杯结构设计特征及动态运行时风速观测值的数据准确性。以示值误差作为计量风速传感器的测量结果无法直接反映传感器的线性特征，基于在风洞中多次测量的试验数据采用最小二乘估计法采用线性度对杯式风速传感器线性计量特性进行研究。结果表明：（1）非线性误差可有效地分析传感器线性特征和对传感器的线性开展评价。（2）计量传感器线性特征时，应考虑低风速是线性误差主要来源，测量时可通过选择试验段口径偏大和更换准确度更高的低风速测量用计量标准装置等措施，尽可能降低由标准装置的不确定度带来的影响量，可提高线性度评价的准确性。

关键词：风速；线性；计量

中图分类号：TH89　　**文献标志码**：A

Linear Study on Measurement of Cup Wind Speed Sensor

SHA Li[1]，LUO Chang[2]，ZHI Xun[1]，LI Shi[1]，ZHANG Yimeng[1]，ZHU Mingyu[1]

（1. Liaoning meteorological equipment support center，Shenyang 110166；
2. Zhejiang provincial atmospheric sounding technology support center，Hangzhou 311106）

Abstract：The linear feature of the cup wind speed sensor is an important measurement performance index that characterizes the proportional relationship between the angular velocity and the wind speed of the sensor，It can reflect the structural design characteristics of the cup and the data accuracy of the observed wind speed values during dynamic operation. As the error of measurement result of measuring wind speed sensor，the error cannot directly reflect the linear characteristics of the sensor. Based on the test data measured many times in the wind tunnel，the linear measurement characteristics of the cup wind speed sensor were studied by using the least square estimation method and the linearity degree. The results show that：（1）The nonlinear error can effectively analyze the linear characteristics of the sensor and evaluate the linearity of the sensor.（2）When measuring sensor the characteristics of linear，low

作者简介：沙莉（1973-），女，辽宁沈阳人，高级工程师，从事气象计量研究。

基金项目：国家计量规范制修订项目（2015146）

通信作者：支询 e-mail：147261853@qq.com

speed should be considered as the main source of linear error. During measurement, the measurement standard device for measuring low wind speed can be selected to reduce the influence caused by the uncertainty of the standard device and improve the accuracy of linearity evaluation.

Keywords: wind speed; linear; measurement

0 引言

风是空气流动引起的一种自然现象，空气运动可分解成垂直和水平两个方向的分量，垂直分量称为空气的对流运动，风一般指的是空气的水平运动，杯式风速传感器由等角度间隔的 3 个椎形杯体及支架组成，风杯在水平风力的推动下产生旋转，其转动频率与风速形成线性关系，风速传感器的线性关系可直接反映出传感器空气动力学结构特征，与风标形状尺寸、旋转半径与杯体半径的尺寸比例有关。已研究证明风速传感器本身的动力学特性产生误差源有过高效应[1-4] 和转动轴与地面不垂直，两者均引起风速传感器的非线性误差，多位学者进行了定量的研究，其中 Kaganov 和 Yaglom[6] 认为：两项误差之和约占总误差的（8~10)%。

1 方法与资料获取

1.1 误差来源分析

杯式风速传感器结构如图 1 所示。风杯中心点与支架的距离 R_{rc} 和杯体半径 R_c 的比例决定了传感器的动力气象学特性。

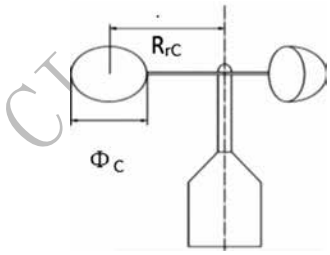


图 1 风速传感器结构图

理论上杯式风速传感器的输出值 V（单位：m/s）与输出频率 f（单位：Hz）可通过线性方程 V = Af+B 实现，而在实际测量时，输出频率 f 是通过测量内部电路转子转速而获得，故 f 与传感器实际的旋转频率 f_r 不完全相同，故输出值 V 与实际测量的输出频率 f_r 的线性方程可由 $V = A_r f_r + B$ 表达。A_r 与 A 成倍数关系，可假设为 $A = m \cdot A_r$。其中 A_r 和 B 的计算公式为：

$$\begin{cases} A_r = \dfrac{dA_r}{dR_{rc}} R_{rc} + A_{r0} \\ B = \dfrac{dB}{dRrcR_{rc}} + B_0 \end{cases} \tag{1}$$

式中：A_r 为斜率；B 为截距；R_{rc} 为风杯中心点与支架的距离。

由公式 1 可见对风速传感器的线性关系的分析可直接反映出传感器空气动力学结构特征带来的误差影响量，杯式风速传感的测量误差分析方程为：

$$U = Ui\ [\ (w\text{-}error)\ (u\text{-}error)\ ]\ [\ (DP\text{-}error)\ ] \tag{2}$$

式中：U 为测量时标准值；Ui 为传感器输出的测量值；w-error、u-error 为测量时湍流特征对风速传感器的影响因子；DP-error 为水平风向与风杯感应总平均风向不一致而引起的影响因子。

u-error（又称“过高效应”）来源于旋转式风速传感器本身的非线性，即风速增大时比在风速减小时响应更快，造成平均风速测量值偏大[4]；w-error 的来源是转动轴与地面不垂直形成的误差，关于 w-error 和 u-error 的数值大小，多位学者进行了定量的研究，其中 Kaganov 和 Yaglom[6] 认为：两项误差之和约为（8~10)%。DP-error 可利用归一化标准差和稳定度参与变化和通量-廓线关系进行修正[3]，而 w-error、u-error 则与风速计本身的误差及计量等其它因素相关[4]。

1.2 试验方法

目前我国风速计量实验多在风洞中展开，

风洞装置系统分送风装置、风速测量和数据处理 3 部分组成。其基本构成如图所示：

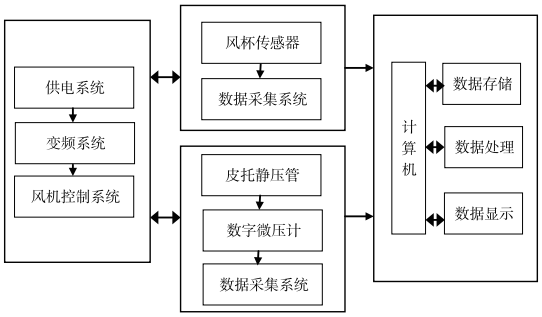


图 2　风洞装置组成

送风装置由供电系统、变频系统和风机控制系统组成，送风装置通过变频系统改变风机转速，在风洞试验段中形成水平、稳定、均匀的风场环境，气象检定用风洞的试验段可提供测速范围在 0~60m/s 内流速稳定性和均匀性为 0.5%。风速测量系统由皮托静压管和数字微压计组成的计量标准装置、杯式风速传感器、数据采集装置组成，计量标准装置通过测量风流动过程中的动压，依据流体动力学的伯努力方程，得到气流的速度 V；杯式风速传感器的风杯在稳定风力的作用下绕垂直轴旋转，风杯的转速与风速呈线性关系，通过数据采集系统可分别获得计量标准的动压 P（单位：Pa）和杯式风速传感器的转速频率 f（单位：Hz）在同一风场环境下的测量值，经过计算机数据处理系统均换算成 V（单位：m/s），采用比较法开展各种误差的分析。

1.3　数据来源

试验数据是在消除传感器阻塞的理想环境中，对同一传感器依据检定规程的方法对同一旋转式传感器开展全量程重复性测量 8 次，获取试验数据。利用试验数据开展线性度的分析；并随机抽取广西、山东、辽宁、广东等省级计量站不同检定装置对杯式风速传感器的计量检定结果与试验分析结果进行验证，分析杯式风速传感器在不同风速检定装置下线性特征。

2　数据比对分析

一般用线性度指标衡量传感器的线性优劣程度。应用本文 1.2 所示的试验方法对不同测量点的传感器输出值参照独立线性度，即传感器实际平均输出特性曲线对最佳直线的最大偏差的计算方法开展传感器计量结果的线性进行分析。以 0-60m/s 测量值为样，运用最小二乘法估计对传感器线性输出值进行最大似然估计：

$$s^2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(v_{测} - v_{标})^2 \qquad (3)$$

式中：s^2 为测量值和计算值之间的差异方差；n 为测量次数。

在获得测量值和参考值的最优估计后，将标准值代入估计线性方程，得到该估计值与实际传感器的输出值的差值即为该测量点的传感器非线性误差。

2.1　同一支传感器重复测量线性比对分析

对同一传感器不同时间段进行重现式全量程 8 次测量，得到的非线性误差如表 1 所示。

表 1　单一传感器重复测量非线性差值列表　　单位：m/s

测量点 / 次数	非线性误差									
	2	5	10	15	20	25	30	40	50	60
1	0.22	0.21	0.04	-0.20	-0.27	-0.03	-0.11	-0.24	0.22	0.15
2	0.24	0.18	-0.03	-0.21	-0.14	-0.16	-0.05	-0.02	0.00	0.19
3	0.08	0.06	-0.02	-0.15	-0.23	0.06	0.07	0.10	0.32	-0.28
4	0.25	0.17	-0.04	-0.09	-0.29	-0.04	-0.08	-0.09	-0.02	0.24
5	0.11	0.09	-0.05	-0.15	-0.20	-0.03	0.05	0.04	0.46	-0.33

续表

测量点 / 次数	非线性误差									
	2	5	10	15	20	25	30	40	50	60
6	0. 26	0. 26	−0. 08	−0. 20	−0. 09	−0. 18	−0. 28	0. 06	0. 00	0. 24
7	0. 18	0. 18	−0. 02	−0. 27	−0. 17	−0. 05	−0. 01	0. 10	−0. 07	0. 12
8	0. 26	0. 21	0. 05	−0. 23	−0. 16	−0. 10	−0. 21	−0. 14	0. 05	0. 27

图 3 为全量程非线性误差散点分析图。8 组数据结果表明非线性误差在高速（50m/s 以上）、低速（5m/s 以下）检点非线性误差正偏差增大，低速时正偏差较大，说明传感器输出值比估计值低，随着风速的提高正偏差逐渐增大，传感器的线性输出值接近或超过估计值，这与 Moses H 的分析结果相一致，低速时误差的主要来源是由 u−error（过高效应）导致；高速检测过程中因高速平行风吹动传感器导致转动轴与地面不垂直增大，引起数据传感器输出值低于估计值，可判断为误差来源以 w−error 为主，由此可见，最小二乘似然估计法可用于传感器的线性特征分析。

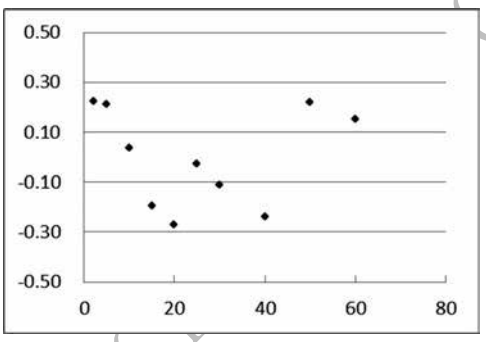


图 3　传感器全量程校准非线性误差示图

2. 2　同一型号传感器测量结果对比

随机抽取广东、山东、广西、辽宁四省的同一型号不同编号的杯式传感器检定记录，对同型号传感器不同试验环境测量的测量结果应用 2. 1 所列的线性分析方法对检定结果进行比对分析，得到的非线性误差值如表 2 所示。

表 **2**　同型号传感器不同试验环境测量非线性差值列表

测量点 / 次数	非线性误差						
	2	5	10	15	20	25	30
1（辽）	−0. 26	−0. 09	0. 08	0. 22	0. 22	0. 06	−0. 01
2（辽）	0. 07	0. 03	0. 04	−0. 09	−0. 09	−0. 06	0. 02
3（广东）	0. 19	−0. 02	0. 05	0. 02	−0. 01	−0. 03	0. 04
4（广东）	0. 05	0. 03	0. 01	−0. 02	−0. 15	0. 12	−0. 11
5（广西）	−0. 06	−0. 05	0. 00	0. 08	0. 20	−0. 02	−0. 14
6（广西）	0. 06	0. 05	−0. 02	−0. 09	−0. 04	−0. 15	0. 19
7（山东）	−0. 02	0. 08	0. 00	−0. 08	−0. 04	0. 04	0. 02
8（山东）	−0. 04	0. 06	0. 06	−0. 04	−0. 11	0. 02	0. 05

如图 4（a）−图 4（d）所示以散点的形式分别表述测量范围在（2～30）m/s 之间的非线性误差。由图中可以看出，非线性误差在低速（5m/s 以下）检点的值并不是明显增大，结合 2. 1 的分析表明在风洞试验段的直径与 R_C 的比例值偏小时会带来偏差，还存在着

由标准装置检测的不确定度影响因子如装置的阻塞效应及皮托管静压测量[10] 带来的系统误差，多种影响因子导致故 u-error 表现并不明显的特征。

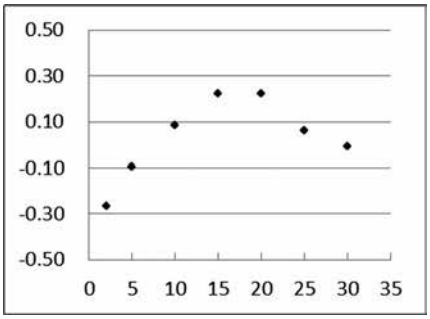


图 4（a）校准非线性误差示图（辽宁）

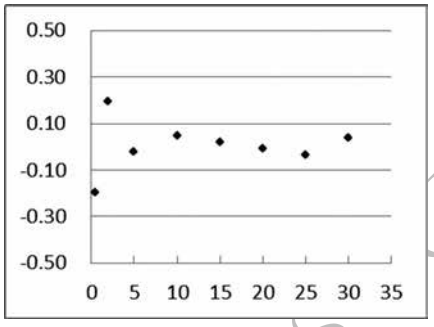


图 4（b）校准非线性误差示图（广东）

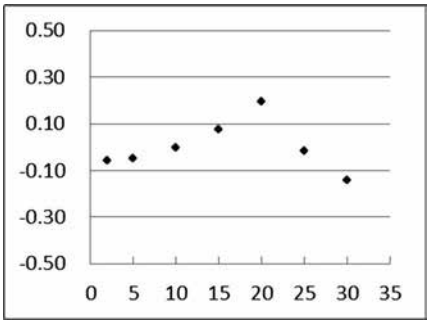


图 4（c）校准非线性误差示图（广西）

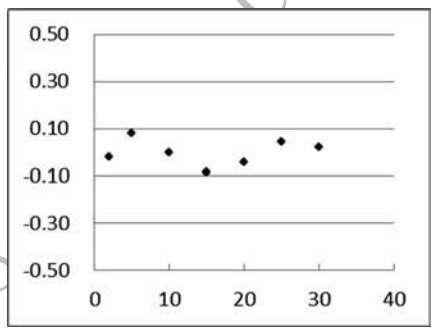


图 4（d）校准非线性误差示图（山东）

3 讨论

3.1 传感器测量线性分析

为了更好的分析传感器的线性，引用独立线性度的分析方法分析传感器的线性特征，计算公式为：

$$L = \frac{\Delta y_{\max}}{y\text{in max} - y_{\text{in min}}} \tag{4}$$

式中：L 为独立线性度；$\Delta y_{\max}$ 实际输出特性对最佳直线的最大偏差，在文中用非线性误差表示（$y_{\text{in max}} - y_{\text{in min}}$）。

表 3　几省检定数据线性度分析结果比对　　单位：%

检定点 \ 地区	第 1 组				第 2 组			
	辽宁	广西	广东	山东	辽宁	广西	广东	山东
2	0. 441	0. 099	0. 321	0. 085	0. 112	0. 105	0. 085	0. 064
5	0. 158	0. 083	0. 039	0. 057	0. 045	0. 082	0. 057	0. 094
10	0. 142	0. 007	0. 082	0. 010	0. 066	0. 031	0. 010	0. 104
15	0. 371	0. 126	0. 036	0. 037	0. 145	0. 154	0. 037	0. 069
20	0. 370	0. 325	0. 012	0. 251	0. 144	0. 067	0. 251	0. 176
25	0. 100	0. 030	0. 058	0. 202	0. 107	0. 254	0. 202	0. 035
30	0. 016	0. 233	0. 063	0. 176	0. 031	0. 319	0. 176	0. 077
最大线性度	0. 441	0. 325	0. 321	0. 251	0. 145	0. 254	0. 251	0. 176

表 3 和图 5 通过对随机抽取的分析结果表明，尽管测量结果符合最大允许误差的计量技术指标要求，但个体的线性值还存在着很大的差异，对传感器线性技术指标的要求无论从计量检测方面还是传感器数据修正方面都是非常必要的。

尽管在检定点测量中存在装置的阻塞效应及皮托管静压测量偏差带来的非线性误差值偏大的现象，但将测量值通过最小二乘法求最佳直线，将传感器的实际输出特性曲线对最佳直线的偏差，用满量程输出的百分百表示线性度的方法，利用最佳直线的求得的最大偏差为最小的特点，故独立线性度的计算方法可得到最高线性度，风速传感器的线性性能指标要求为±0.5m/s，即线性度 0.8%，故利用检测结果的线性方程推算的线性度可以判断传感器的线性技术指标。

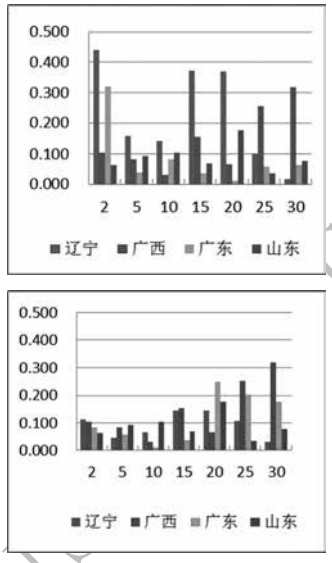


图 5　几省检定数据线性度分析结果示意

4　结论

本文通过对杯式风速传感器的计量检定结果，采用最小二乘法对传感器线性输出值进行最大似然估计，得到最佳直线的线性方程，对非线性误差的结果进行分析，引入线性度得到评价传感器的线性特征的方法，判断传感器线性计量特性指标不超过±0.5m/s 的范围内，可为传感器的数据修正、结构评定等方面提供参考。

（1）线性方程与实际输出结果进行非线性误差的评定，以最大非线性误为更好地有效分析传感器线性特征，最佳直线的拟合建议以标准值为输入量 x，传感器读数为输出量 y，将校准结果的差值计算线性度用以开展对传感器的线性计量特性进行评价。

（2）做传感器线性计量特性评价时，尤其在低风速测量时需要考虑由阻塞及皮托管装置带来的影响量，可选择试验段口径偏大和提高低速计量标准等级的方法，通过减少系统误差的方法，提高 u-error 在误差分析中的权重比例，增加线性度评价的准确性。

参考文献：

[1] 丁海芳，马培民，方宗义等．风杯传感器与螺旋桨传感器．气象仪器和观测方法指南（第六版），2005，88-89.

[2] Moses H. 1968. Meteorological instruments for use in the aromic industry. Slade D H，ed. Meteorology and Atomic Energy . USAEC-TID-24190，257-300.

[3] 张宏昇，陈家宜．风杯风速仪过高效应的订正研究．应用气象学报，1999，10（3）：257-266.

[4] 彭艳，张宏升，许飞等．风杯风速计测风误差的分析研究与订正方法．气象水文海洋仪器，2003，2（1）：1-11.

[5] MacCready. P. B. Mean Wind Measurements in Turbulence. J. APPL. Meteorol. 1966，5：219-225.

[6] Kaganov E. I. and A. M. Yaglom. Errors in Wind-Speed Measurements by Rotatiom Anemometers Bound. Layer Meteorol. 1976，10，15-34.

[7] 张坤婷，陈广华，南炳燊等．基于最小二乘法的旋转风速仪误差校正研究．工业仪表与自动化装置，2017，682（1）：64-68.

[8] Santiago Pindado，Javier Cubas. Some Developments on Cup Anemometer Aerodynamics. 2014

[9] 孙德辉．传感器线性度计算方法的研究．仪器仪表标准化信息，1987，02（2）：1-7.

[10] 王敏，周树道，王彦杰等．影响皮托管测风精度的几个因素．实验室研究与探索，2010，29（3）：35-37.

MSB780（X）型数字气压计示值误差的不确定度评定

杨卫洁　王　欣

（云南省大气探测技术保障中心　昆明 650034）

摘　要：本文依据 JJG 1084-2013《数字式气压计检定规程》对被广泛应用于机场气象台站测量绝对气压的 MSB780（X）型数字气压计进行示值误差的重复性测量，通过建立数学模型，对示值误差的测量不确定度来源及种类进行了详细分析，并依据 JJF 1059.1-2012《测量不确定度评定与表示》对测量结果的不确定度进行评定，最终得出示值误差在检定规程中规定的每个测量压力点的测量不确定度结果，并对结果进行分析。

关键词：数字气压计；示值误差；测量重复性；不确定度评定

中图分类号及文献标识码：TH 765　A

Evaluation on uncertainty of measurement error of MSB780（X）Digital Barometer

YANG　Weijie　WANG　Xin

（*Yunnan Atmospheric Detection Technology Support Center*，*Kunming* 650034）

Abstract：According to *JJG*1084-2013 *Verification Regulation of Digital Barometer*，we repeatedly measured the errors of MSB780（X）digital barometer which are commonly used to measure absolute pressure of airport weather station in this article We constructed a mathematical model and performed detailed analysis on the source and type of the uncertainty introduced into the model by each input component. then we analyzed and evaluated the uncertainty of the errors according to *JJF*1059.1-2012 *Evaluation and Expression of Uncertainty in Measurement*. Finally，the measurement uncertainty results of each pressure point required in the verification regulations are obtained，and the results are analyzed.

Keywords：digital barometer；errorr；repeatability of measurement；uncertainty

0　引言

MSB780（X）型数字气压计，因其具有精度高、可靠性高和稳定性高的特点，常应用于航空气象台站气压要素的探测。其示值误差的测量结果准确度对航空气象台站而言，极显重要，直接关系到生命财产安全。而测量不确定度是用来表征测量结果质量的重要指标，其作为能力验证、实验室间比对、测量审核等实验室符合性评判的重要参考技术

指标，其规范合理地分析、评定和表达十分重要。本文依据国家制定的相关规程和规范，对影响数字气压计示值误差的因子进行分析，并计算出其引入的不确定度分量，最后进行不确定度的合成、扩展和报告。

1 试验部分

1.1 测量和评定依据

JJG 1084-2013《数字式气压计检定规程》和 JJF 1059.1-2012《测量不确定度评定与表示》。

1.2 测量方法

本文选取一台应用于机场气象台的编号为 2.0-1610-3-004 的 MSB780X 型数字气压计来进行示值误差的测量和不确定度的分析与评定。

在规定的环境（温度为 20℃±2℃，相对湿度≤85%RH，附近无热源，无明显振动）条件下，按图 1 所示将气压发生器分别连接测量标准和测量对象，将两者的压力参考位置尽量置于同一水平面上，各个压力接头、管路应连接牢固可靠。将测量对象与数据采集器接口板按接线示意图连接，使用稳压电源（13.8V）输出端+V 接数据采集器接口板 49 口，-V 端接 50 口。通电开机，查看显示功能，无损坏后通大气并静置 2 小时以上，并对 500hPa 点的气密性进行检查，不大于 0.03hPa/min，而后进行 4 个压力循环的试验。在测量范围内，每隔 100hPa 为一个压力测量点，从低压到高压，再从高压到低压共进行 4 次，待压力稳定后，分别记录测量标准和测量对象的示值，再根据所建立的数学模型计算出测量对象各压力点的示值误差。

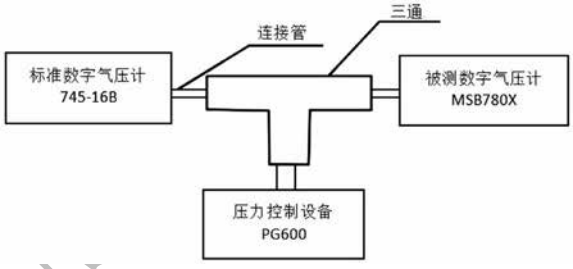


图 1 检定气路连接方式

Fig. 1 Verification of air way connection

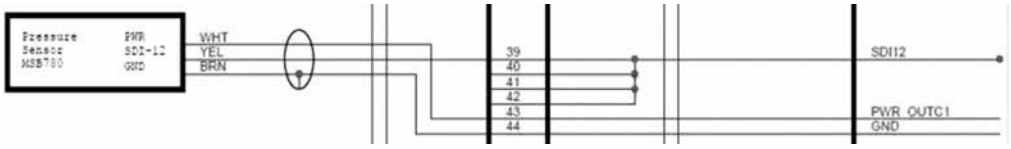


图 2 MSB780X 气压计的接线示意图

Fig. 2 Wiring Diagram of MSB780X Barometer

1.3 测量标准及其辅助设备

实验室测量标准及其配套设备可提供规定的环境条件，如表 1 所示：

表 1 标准器、配套设备的技术参数（单位：hPa）

Table 1 Technical parameters of standards and supporting equipment（Unit：hPa）

名称	技术指标
数字式气压计	型号：745-16B，测量范围：（500～1100）hPa，分辨力：0.01hPa，最大允许误差：±0.10hPa，年稳定性：±0.10hPa。
便携式气压发生器	型号：PG600，发生范围：（500～1100）hPa，分辨力：0.001hPa，控制速率：（5～100）hPa/min 可调（负载 1 升）
数据采集器及其接口板	型号：AMS111Ⅱ
直流稳压电源	型号：IT6720 60V/5A/100W

2 数学模型

$$\Delta p_i' = p_i' - (p_i + e_i) + \delta p_{Hi} \quad (i = 1, 2, \cdots, 7) \tag{1}$$

式中：

$\Delta p_i'$—测量对象数字气压计第 i 个测量点的示值误差，hPa；

p_i'—测量对象数字气压计第 i 个测量点的示值，hPa；

p_i—测量标准数字气压计第 i 个测量点的示值，hPa；

e_i—测量标准数字气压计第 i 个测量点的示值修正值，hPa；

δp_{Hi}—第 i 个测量点由压力参考面高度差引起的示值误差修正值，hPa。

注：$i=1$ 时表示在 500hPa 点，$i=2$ 时表示在 600hPa 点，$i=3$ 时表示在 700hPa 点，$i=4$ 时表示在 800hPa 点，$i=5$ 时表示在 900hPa 点，$i=6$ 时表示在 1000hPa 点，$i=7$ 时表示在 1100hPa 点。

3 测量示值误差的计算

3.1 测量示值

按规程中的测量方法，进行四次压力循环，分别将每次循环不同测量点的正负行程测得值记录在如下表 2 中：

表 **2** 测量标准、测量对象的测量示值（单位：hPa）

Table2 Measurement Standard, measurement object measurement indication value (Unit: hPa)

测量点 i		500	600	700	800	900	1000	1100
$n=1$	$p_{i正}$	500.33	600.31	700.29	800.26	900.24	1000.23	1100.23
	$p_{i正}'$	500.304	600.302	700.301	800.300	900.298	1000.299	1100.300
	$p_{i反}$	500.33	600.31	700.29	800.27	900.25	1000.23	1100.23
	$p_{i反}'$	500.303	600.301	700.300	800.301	900.300	1000.301	1100.301
$n=2$	$p_{i正}$	500.34	600.33	700.31	800.29	900.28	1000.27	1100.28
	$p_{i正}'$	500.303	600.301	700.301	800.301	900.303	1000.302	1100.301
	$p_{i反}$	500.34	600.32	700.31	800.29	900.28	1000.27	1100.27
	$p_{i反}'$	500.303	600.301	700.300	800.300	900.302	1000.303	1100.301
$n=3$	$p_{i正}$	500.34	600.32	700.30	800.28	900.26	1000.28	1100.28
	$p_{i正}'$	500.304	600.301	700.300	800.301	900.302	1000.303	1100.301
	$p_{i反}$	500.33	600.32	700.31	800.29	900.27	1000.26	1100.27
	$p_{i反}'$	500.303	600.302	700.301	800.301	900.301	1000.302	1100.301
$n=4$	$p_{i正}$	500.33	600.32	700.31	800.29	900.28	1000.28	1100.28
	$p_{i正}'$	500.304	600.302	700.300	800.300	900.302	1000.302	1100.301
	$p_{i反}$	500.34	600.33	700.31	800.29	900.28	1000.28	1100.28
	$p_{i反}'$	500.303	600.302	700.301	800.299	900.301	1000.301	1100.301

3.2 示值误差的计算

e_i 由上级计量检定机构出具的证书可得，δp_{Hi} 由检定规程中计算方法可得[1]。其计算方法如下，具体数值如表 3 和表 4 所示。

测量标准与测量对象压力参考面高度差引入的示值误差修正值 δp_{Hi} 由公式（2）计算：

$$\delta p_{Hi} = \rho_i g \Delta h \quad (i = 1, 2, \cdots, 7) \tag{2}$$

式中：

ρ—气体介质密度；

g—取当地重力加速度，取 9.7830m/s^2；

Δh—测量标准与测量对象高度差，取 5mm。

其中，气体介质密度 ρ 由公式（3）计算：

$$\rho_i = \frac{M \times 10^{-3}}{RT} p_i \quad (i = 1, 2, \cdots 7) \quad (3)$$

式中：

M—空气的相对分子质量 29；

R—气体常数 8.314J · mol^{-1} · K^{-1}；

T—气体热力学温度，取 20℃ 时的值 293.15K；

p_i—测量点的设定标准压力值，Pa。

分别计算出各测量点空气密度 ρ_i 和示值误差修正值 δp_{Hi}。

表 3　标准修正值和高度差引起的示值误差修正值（单位：hPa）

Table 3　corrections caused by standard correction and height difference（Unit：hPa）

测量点 i	500	600	700	800	900	1000	1100
e_i	−0.03	−0.02	−0.03	−0.01	−0.02	−0.02	−0.01
δp_{Hi}	0.06	0.06	0.05	0.05	0.04	0.03	0.03

表 4　测量结果的示值误差（单位：hPa）

Table 4　Indication error of measurement results（Unit：hPa）

测量点 i		600	700	800	900	1000	1100
$n=1$	$\Delta p'_{i正}$	0.07	0.09	0.10	0.12	0.12	0.11
	$\Delta p'_{i反}$	0.07	0.09	0.09	0.11	0.12	0.11
$n=2$	$\Delta p'_{i正}$	0.05	0.07	0.07	0.08	0.08	0.06
	$\Delta p'_{i反}$	0.06	0.07	0.07	0.08	0.08	0.07
$n=3$	$\Delta p'_{i正}$	0.06	0.08	0.08	0.10	0.07	0.06
	$\Delta p'_{i反}$	0.06	0.07	0.07	0.09	0.09	0.07
$n=4$	$\Delta p'_{i正}$	0.06	0.07	0.07	0.08	0.07	0.06
	$\Delta p'_{i反}$	0.05	0.07	0.07	0.08	0.07	0.06
$\overline{\Delta p'_i}$		0.06	0.08	0.08	0.09	0.09	0.08

根据各测量点正反行程示值误差的计算，再求出四个压力循环的各测量点的示值误差平均值，以此作为最佳估计值。

①示值误差：被测对象数字气压计的准确度等级为 0.03 级，其最大允许误差值为±0.3hPa，如表 4 所示，各测量点的示值误差皆小于±0.3hPa，故示值误差满足要求；

②稳定性：查询上一周期测量记录，可知相邻两个检定周期之间在同一检定点上示值变化量的绝对值皆不大于最大允许误差的绝对值 MPEV，故各点的稳定性也满足要求；

③回程误差：计算气压计各测量点的回程误差，皆不大于 MPEV/2。

综上，此数字气压计的测量结果可进行不确定度评定。

4　不确定度来源分析

根据测量过程的分析，可确定不确定度的来源与评定方法[2]，重复性测量为 A 类不确定度评定方法，是由统计所得，其余皆为 B 类，是借助于有关信息进行科学判断所得，如表 5 所示：

表 5　不确定度来源与评定方法

Table 5　Sources of uncertainty and evaluation methods

不确定度来源	评定方法	符号
重复性测量	A 类	u_{1i}
测量对象分辨力	B 类	u_{2i}
测量标准经上级计量检定机构修正	B 类	u_{3i}
测量标准发生器的控制稳定性	B 类	u_{4i}
测量标准与测量对象压力参考位置高度差	B 类	u_{5i}

5　不确定度的评定

5.1　A 类不确定度评定

5.1.1　重复性测量引入的不确定度分量 u_{1i}

利用极差法从有限次独立重复测量的一系列测量误差中找出最大值 $\Delta p'_{i正/反max}$ 和最小值 $\Delta p'_{i正/反min}$，得到极差 $R_i = \Delta p'_{i正/反max} - \Delta p'_{i正/反min}$，由测量次数 $n=4$ 查 C 值表得 $C=2.06$，得到实验标准偏差为 $s(\Delta p'_i) = \dfrac{R_i}{C}$，则算术平均值的实验标准偏差为 $s(\overline{\Delta p'}_i) = \dfrac{s(\Delta p'_i)}{\sqrt{n}}$，即为重复性测量引入的不确定度分量 u_{1i}[3]，所得值如表 6 所示：

表 6　A 类不确定度分量（单位：hPa）

Table 6　Class A uncertainty component（unit：hPa）

测量点 i	500	600	700	800	900	1000	1100
$R_{i正}$	0.01	0.02	0.02	0.03	0.04	0.05	0.05
$R_{i反}$	0.01	0.02	0.02	0.02	0.03	0.05	0.05
$u_{1i正}$	0.0024	0.0048	0.0048	0.0073	0.0097	0.0122	0.0122
$u_{1i反}$	0.0024	0.0048	0.0048	0.0048	0.0073	0.0122	0.0122
u_{1i}	0.0024	0.0048	0.0048	0.0061	0.0085	0.0122	0.0122

5.2　B 类不确定度评定

5.2.1　测量对象分辨力引入的不确定度分量 u_{2i}

由于测量对象数字气压计分辨力为 0.001hPa，假设其呈均匀分布，取置信因子 $k=\sqrt{3}$，则由 $u_{2i} = \dfrac{0.001}{2k}$ 得不确定度分量为 0.00029hPa。因 $u_{1i} > u_{2i}$，则可以不考虑分辨力所引入的不确定度分量[4]。

5.2.2　测量标准经上级计量检定机构修正引入的传递误差不确定度分量 u_{3i}

修正值 e_i 由表 3 中所示，假设其呈均匀分布，取置信因子 $k=\sqrt{3}$，则由 $u_{3i} = \dfrac{|e_i|}{k}$ 得不确定度分量，其值见下表 7 所示。

5.2.3　压力发生器控制稳定性引入的不确定度分量 u_{4i}

根据 PG600 的技术指标，其压力控制稳定性最大可达 0.002% FS，取各测量点计算值，假设其呈均匀分布，取置信因子 $k=\sqrt{3}$，则由 $u_{4i} = \dfrac{0.002\% \times p_{测i}}{k}$ 得不确定度分量[5]，其值见下表 7 所示。

5.2.4　测量标准与测量对象压力参考面高度差引入的不确定度分量 u_{5i}

高度差示值误差修正值 δp_{Hi} 由表 4 中所示，假设其呈均匀分布，取置信因子 $k=\sqrt{3}$，则由 $u_{5i} = \dfrac{|\delta p_{Hi}|}{k}$ 得不确定度分量，其值见下表 7 所示：

表 7　B 类不确定度分量（单位：hPa）

Table 7　Class B uncertainty component（unit：hPa）

测量点 i	500	600	700	800	900	1000	1100
u_{3i}	0.0173	0.0115	0.0173	0.0058	0.0115	0.0115	0.0058
u_{4i}	0.0058	0.0069	0.0081	0.0092	0.0104	0.0115	0.0127
u_{5i}	0.0003	0.0003	0.0003	0.0003	0.0002	0.0002	0.0002

6　不确定度的合成及其扩展

根据测量不确定度的传播律公式，当各输入分量间不相关时，公式为：

$$u_c(\Delta p_i') = \sqrt{\sum_{j=1}^{N}\left[\frac{\partial\ \Delta p_i'}{\partial\ x_j}\right]^2 u^2(x_j)}$$

$(i = 1, 2, \cdots, 7;\ j = 1, 2, \cdots, 5)$（4）

式中：$u_c(\Delta p_i')$—第 i 个测量点的测量结果 $\Delta p_i'$ 的合成标准不确定度，hPa；

$u(x_j)$—第 j 个输入分量的标准不确定度，hPa；

$\frac{\partial\ \Delta p_i'}{\partial\ x_j}$—灵敏系数，可表示为 c_j。

将各输入分量带入式（4）可得

$$u_c(\Delta p_i') = \sqrt{c_1^2u_{1i}^2 + c_2^2u_{2i}^2 + c_3^2u_{3i}^2 + c_4^2u_{4i}^2 + c_5^2u_{5i}^2}$$

$(i = 1, 2, \cdots, 7)$　　（5）

其灵敏度系数为：

$c_1 = c_2 = \frac{\partial\ \Delta p_i'}{\partial\ p_i'} = 1$，$c_3 = \frac{\partial\ \Delta p_i'}{\partial\ e_i'} = -1$，$c_4 = \frac{\partial\ \Delta p_i'}{\partial\ p_i} = -1$，$c_5 = \frac{\partial\ \Delta p_i'}{\partial\ \delta p_{Hi}} = 1$。

将各输入分量的计算值代入式（5）可得各测量点的合成标准不确定度，而扩展不确定度 U 由合成标准

不确定度 u_c 乘以包含因子 k 得到，取 $k=2$，即置信概率 $p = 95\%$，则 U 的计算公式为：

$$U_{95} = 2u_c(\Delta p_i') \quad (i = 1, 2, \cdots, 7)$$

（6）

计算结果如表 8 所示：

表 8　合成标准不确定度及其扩展不确定度（单位：hPa）

Table 8　Synthetic standard uncertainty and its extended uncertainty（unit：hPa）

测量点 i	500	600	700	800	900	1000	1100
$u_c(\Delta p_i')$	0.018	0.014	0.020	0.012	0.018	0.020	0.019
U_{95}	0.04	0.03	0.04	0.03	0.04	0.05	0.04

7　结果表示

通过上述分析可知，MSB780（X）型数字气压计的示值误差结果可表示为：

$\Delta p_1' = (0.06 \pm 0.04)$ hPa；$k = 2$

$\Delta p_2' = (0.06 \pm 0.03)$ hPa；$k = 2$

$\Delta p_3' = (0.08 \pm 0.04)$ hPa；$k = 2$

$\Delta p_4' = (0.08 \pm 0.03)$ hPa；$k = 2$

$\Delta p_5' = (0.09 \pm 0.04)$ hPa；$k = 2$

$\Delta p_6' = (0.09 \pm 0.05)$ hPa；$k = 2$

$\Delta p_7' = (0.08 \pm 0.04)$ hPa；$k = 2$

8　结论

MSB780（X）型数字气压计示值误差的测量是航空等领域气象站气压要素测量准确性的重要溯源措施，示值误差测定结果的不确定度评定具有十分重要的意义。分析和评定结果表明其主要不确定度分量来源于测量重复性、被测气压计分辨力、测量标准修正、测量标准发生器的控制稳定性和测量标准与

被测气压计压力参考面的高度差5个方面，其中，测量标准经上级计量检定机构修正引入的传递误差不确定度分量贡献最大，测量时要注意修正，而被测气压计分辨力引入的不确定度分量贡献特别小，且小于重复性引入的，故可忽略不计。其次，发生器控制稳定性引入的不确定度分量也很大，表明提高标准控制设备的稳定性有利于减少不确定度。在实际应用中不仅对计量实验室出具检定报告起到了一定的指导意义，也对空管气象部门实际应用具有一定的参考价值。

参考文献：

[1] 数字式气压计检定规程：JJG 1084-2013［S］. 北京：中国标准出版社，2013.

[2] 测量不确定度评定与表示：JJF 1059－2012［S］.北京：中国标准出版社，2012.

[3] 一级注册计量师基础知识及专业实务（2版）［M］. 北京：中国质检出版社，2011.

[4] 刘洪涛，邬昀，龚熙 .0.01级数字气压计测量结果的不确定度评定［J］. 仪表与自动化装置，2019，34（8）：69-76.

[5] 黄清治，孙哲，谢连妮，隋丹 . 气象用数字气压表测量结果的不确定度评定［J］. 黑龙江科学，2019，10（16）：32-33.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于图像识别技术的能见度观测研究

李伟雄[1]，闫加俊[2]，杨丽丽[1]

（1. 广西壮族自治区气象技术装备中心，南宁，530022；2. 江苏无线电研究所，无锡，214000）

摘　要：在基于图像识别技术的应用中，利用提取图像的特征如色彩、灰阶、纹理及亮度等，进行定性定量的分析，从而达到物体识别、图像修复、遥感测量等目的。本文提出的就是利用定点水平图像进行图像参数分析，进行目标物及背景亮度的计算，结合视见函数的原理，探索一种能见度观测的新方法，对于推进我国气象能见度观测现代化具有积极意义。

关键词：能见度参照图像；消光系数；亮度；视见函数

Visibility observation based on image recognition technology

Li Weixiong[1]，Yan Jiajun[2]，Yang Lili[1]

（1. Guangxi Zhuang Autonomous Region，Nanning，530022；
2. Jiangsu Radio Research Institute，Wuxi，214000）

Abstract：In the application based on image recognition technology，the features of the extracted image such as color，Gray scale，texture and brightness are used for qualitative and quantitative analysis，so as to realize object recognition，image restoration，remote sensing measurement and so on. In this paper，a new method of visibility observation is proposed by using fixed-point horizontal image to analyze image parameters，to calculate the brightness of object and background，and to combine the principle of visual function，it is of positive significance to the modernization of meteorological visibility observation in China.

Key words：Visibility Reference Image；Extinction Coefficient；brightness；visibility function

0　引言

气象上将能见度定义为：标准视力的眼睛观察水平方向以天空为背景的黑体目标物（视角在 0.5~5 度）时，能从背景上分辨出目标物轮廓的最大水平距离。世界气象组织将“气象光学视程”（MOR）定义为：色温为 2700K 的白炽灯的平行光束，光通量为其初始值的 5%时所通过的大气路径的长度称为能见度[1]，单位为 Km。

能见度测定方法主要有：人眼观测、遥测光度计、透射率法、测散射光法、激光雷

作者简介：李伟雄（1968-），男，高级工程师，广西气象技术装备中心，主要研究气象计量检定技术及相关的检定规程、校准规范等。邮编：530022，E-mail：li071@163.com。

达等方法。目前我国能见度的观测已经实现从人工向自动观测迈进，气象台站普遍使用的是前向散射式能见度仪，其特点是造价相对较低，且能连续自动观测，但因众所周知的原因——气体采样距离短，易受如光线、烟雾、灰尘等局部因素干扰，无论是散射式还是透射式能见度设备在实际使用过程中其观测数据与人工观测存在不少偏差，能否代表在一定范围内能见度值尚存在质疑。所以本文研究一种希望与人工观测较为拟合的通过图像自动测定能见度的方法[2] 以提供参考。

1 相关理论

经过研究和试验，无论是对人眼观测、光学测量、电磁波测量等，影响能见度观测值大小的因子主要有：大气消光、大气透明度、目标物和背景亮度对比等。气象能见度观测指的是水平能见度，即有两个条件①大气的消光系数、散光系数都不随距离而改变；②大气柱所受到的自然照明强度不随距离而改变。

1.1 大气消光

由于大气中细粒子和气态污染物对光的吸收和散射使得光信号的衰减，大气层消光系数为 σ，则 $\sigma=\frac{1}{L}\ln\frac{B_0}{B_{0L}}$（$Km^{-1}$），因大气成分复杂，考虑到其他因素，因此总消光系数 σ_t 为：

$$\sigma_t=\sigma_{sp}+\sigma_{sw}+\sigma_{sg}+\sigma_{ap}+\sigma_{ag}$$

其中 σ_{sp}：由细粒子对光的散射

σ_{sw}：由空气湿度引起的散射

σ_{sg}：清洁空气产生的瑞利散射

σ_{ap}：细粒子产生光的吸收

σ_{ag}：NO_2 气体对光的吸收

各种气象条件下大气消光系数[3] 见表一。

表一：各种气象条件下大气消光系数

编码	气象视距（Km）	消光系数（Km^{-1}）	天气状况
0	<0.05	>78.2	重浓雾
1	0.05~0.20	78.2~19.6	浓雾
2	0.20~0.50	19.6~7.82	中雾
3	0.50~1.0	7.82~3.91	轻雾
4	1.0~2.0	3.91~1.96	薄雾
5	2.0~4.0	1.96~0.954	霾
6	4.0~10.0	0.954~0.391	轻霾
7	10.0~20.0	0.391~0.196	晴
8	20.0~50.0	0.196~0.078	大晴
9	>50.0	<0.078	极晴

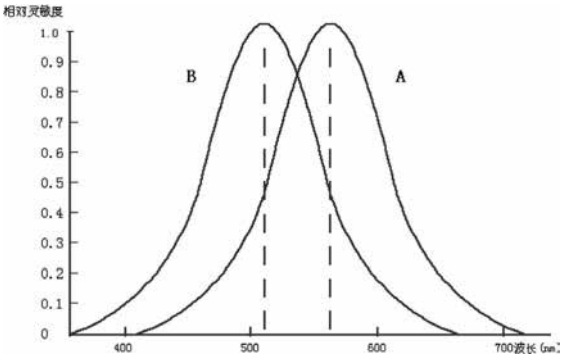
续表

1.2 大气透明度

大气中的气溶胶粒子通过反射、吸收、散射等机制削弱光通过大气的能量，从而导致目标物固有亮度的减弱[4]。通常用视见函数 $\psi(\lambda)$ 来表征物体辐射通量在人视力感受能力的关系，以人感受能力最强的黄绿光（波长为 555nm）其视见函数为 1.000，而其他波长的视见函数则为：

$$\psi(\lambda)=\frac{\Delta F_{555nm}}{F_\lambda}$$

人眼在环境亮度大于 3cd 下的视觉称为明视觉 A，在小于 0.05 cd 下的视觉称为暗视觉 B，中间视觉为（0.05~3）cd，如图一所示。



图一：视函数曲线图

1.3 目标物和背景亮度对比

目标物在大气中能见与否跟其本身亮度

和背景的亮度差有关（见表二），即目标物的亮度与背景亮度差异越大越是清晰可见，反之不易分辨。表示这种差异的指标是亮度对比值 K：

表二：部分目标物和背景下能见度

目标物颜色	背景	能见度
黑	天空	4.8 Km
灰	天空	4.7 Km
白	天空	4.0 Km
黑	雪	3.7 Km
灰	雪	3.4 Km
黑	地面或山	1.4 Km

$$K=\frac{B_0-B_0'}{B_0}=1-\frac{B_0'}{B_0}$$ （当 $B_0>B_0'$）或 $K=1-\frac{B_0}{B_0'}$（当 $B_0<B_0'$）

其中 B_0 为目标物亮度，B_0' 为背景亮度，K 值范围在 $0\leqslant K\leqslant 1$。

1.4 对比视感阈

当白天 K=0 时观测者时难以辨别目标物的，只有 K 值不断增大并达到某一值时才能准确辨别目标物，我们把这一值叫对比视感阈，用 ε 表示，联合国气象组织推荐日间测定能见度时，取对比视感阈值 $\varepsilon=0.025$，晚间或阴暗条件下因亮度较低，目标物与背景近乎融合，ε 值可增大至 0.06。

2 基本原理

2.1 以水平天空为背景的目标物视亮度方程

$B_L=B_{0L}+B_L'=B_0e^{-\sigma L}+B_H(1-e^{-\sigma L})$，其中 B_L' 为距离 L 内所有空气的气幕光视亮度。

可见当 L→∞ 时（远离目标物），不论其原始亮度多大，其视亮度会趋近于背景亮度，直至消失于背景中，且空气越浑浊目标物消失的距离越短。

2.2 以水平天空为背景的黑体目标物的能见度公式

$\varepsilon=e^{-V\sigma_t}$，用于气象能见度时取 $\varepsilon=0.02$；用于气象光学视程（MOR）时取 $\varepsilon=0.05$

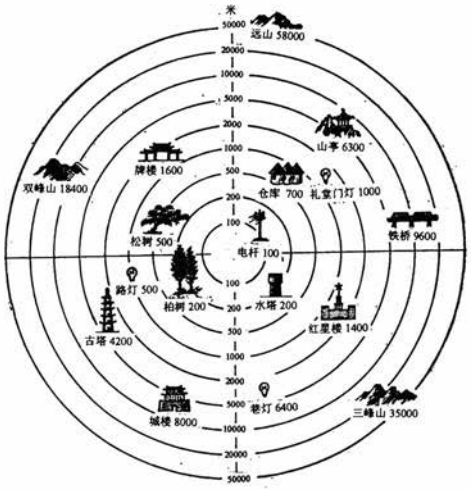
则 $V_{0.02}=\frac{-\ln(0.02)}{\sigma_t}=\frac{3.912}{\sigma_t}$ （气象能见度）

$V_{0.05}=\frac{-\ln(0.05)}{\sigma_t}=\frac{2.996}{\sigma_t}$ （气象光学视程）

2.3 利用天气图像测定能见度的方法

从以上公式看出，能见度的变化与消光系数的变化有关，而消光系数的变化是直接反映到目标物亮度的变化的，但直接测量消光系数很难，因为它由有多种因素造成。解决能见度测量的问题，最终是要测定目标物与背景亮度，计算它们的比值 K 然后代入“气象光学视程”公式算出能见度值。当然要直接测量目标物和背景的亮度就目前的技术手段来说还是困难的，假如能从实时的天气图像中提取相关的有用信息，就能很方便地计算出能见度来，只要图像信息目标物和背景的特征、亮度、色彩等参数与实际能见度相关性较好，再通过不断学习修正就能够实现实用化[5]。

1）首先根据观测场西周远近方目标物明显的方向（参见图二），在观测场中 1.5m 高处水平安装若干台 CCD 照相机，用于定时或实时遥控照相以提取天气实况图像；



图二：目标物选取参照图

2）要求相机按统一且国定的参数设定模

式（光圈、速度、焦距、ISO 等）进行图像提取，以便获取相同条件下的图像，同时要求相机防水，镜头加遮光罩；

3）在实时上传的图片中，选取图像中的目标物，最好是经实际距离测量的目标物，目标物不能太大，特别是近处的目标物，尽量选取天空作背景；

4）用专用软件分别读取相片图像所选取目标物区域和背景区域信息[6]（第 3 节中“图像参数提取与识别”）。本文采取 PS 软件中图像参数提取方式，虽然方法简单但由于提取到的参数为整张照片图像的平均参数，对于目标物及背景真实参数有一定的偏差，所以会造成能见度测定值的误差。还可以同一图像中分别裁剪目标物区域和背景区域的区块图像分别通过 PS 软件自动提取参数；

5）通过所提取的参数进行计算，得出 σ_t 值，再代入气象能见度或气象光学视程公式，最后得到能见度测量值。

6）经过实验验证，对计算得到的能见度值经实际测量误差大的，需经多次实验得到的修正系数 C 对 σ_t 值进行修正：$\sigma_t' = C * \sigma_t$。

3 图像参数提取与识别

3.1 目标物轮廓特征提取

目标物的识别首先是对物体轮廓的识别，即在二维图像空间任意点 k_1 和 k_2 形成一个点对，其像素值分别为 m，n，将它们归化为概率 $P(m, n)$，则 $[P(m, n)]$ 成为灰度共生矩阵，以其为基础进行分析并计算出图像纹理的一些共同特征来反映出物体的形状的粗细及纹理的清晰度[7]。

1）二阶矩

$ASM = \sum_i \sum_j p(i, j)^2$ （反映图像灰度分布的均匀性和纹理粗细程度）

2）对比度

$CON = \sum_i \sum_j (i-j)^2 p(i, j)$ （反映图像的清晰度和纹理深浅）

3.2 目标物色彩特征提取

其次是提取色彩特征[8]，它和轮廓特征形成互补关系。其中常用 HSV（hue 色调；saturation 饱和度；value 亮度），H 用角度 0°~360° 度量；V 取值（0 黑~1 白）之间；S 取值（0 浅~1 深）之间；RGB 颜色空间取值（0~255）。它们之间的关系为：

$V = V'/255 = \max(r, g, b)/255$

$S = (V' - \min(r, g, b)) / V'$

$H = H' * 60$

4 实验验证与分析

4.1 实验验证

验证方法一：选取不同地点不同能见度代表性的照片，根据图片中人眼可识别的物体的大致距离，确定为图像中地点当时天气的能见度值。然后在 PS 软件打开该图像，在软件功能区中点击“亮度/对比度”，在弹出框内点击“自动”在“亮度”和“对比度”进度尺下“数据框”分别记录下数据（如图二）；再点击“色阶”功能键，同样点击“自动”获取“色阶”数据（此数据可以做修正用）。验证得出的验证结果如表三。

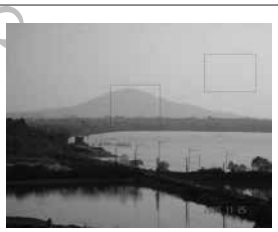
图二：PS 软件提取图像参数（截图）

验证方法二：选取同一地点不同能见度代表性的照片，用人眼判断最远可识别目标物距离作为该图像中当时天气的能见度值。然后 PS 图像参数提取办法采用同一图像中分别裁剪目标物区域和背景区域的区块图像分别通过 PS 软件自动提取参数，这样就产生两组参数参与能见度值计算。验证结果如表四。

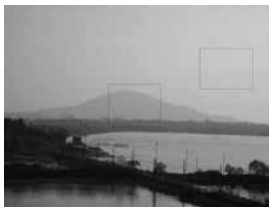
表三：实验验证结果 1

实验图像	视觉能见度	消光系数	亮度	对比度	色阶	能见度计算值	偏差
	0. 05Km	99	1	99	245	0. 03Km	40%
	0. 15Km	31	3	93	246	0. 10Km	30%
	1. 0Km	2. 678	28	75	237	1. 1Km	10%
	1. 5Km	2. 156	32	69	254	1. 4Km	7%
	10. 0Km	0. 276	8	29	255	10. 7Km	7%

表四：实验验证结果 2

实验图像	视觉能见度	消光系数	目标亮度	背景亮度	能见度计算值	偏差
	8. 0Km	0. 365	6	16	8. 2Km	2. 5%
	6. 5Km	0. 454	5	11	6. 6km	1. 5%

续表

实验图像	视觉能见度	消光系数	目标亮度	背景亮度	能见度计算值	偏差
	5.0Km	0.591	4	8	5.07Km	1.4%
	3.5Km	0.830	3	4	3.61km	3.1%

注：虚线框左边为目标物；右边为背景

4.2 结果分析

1）从验证方法一和方法二的实验数据来看（表三、表四），假设从所选取照片中人眼视觉能见度是准确的，那利用图像测定能见度值与视觉能见度的偏差，方法一的结果比较大，特别是能见度越低偏差越大，说明利用整体图像去提取参数来计算能见度时可靠性较差，原因是没有考虑目标物远近造成的消光系数的差异，实际上远处的亮度和近处的亮度是不一样的，所以就造成了偏差；而方法二选取了目标物区域和背景区域来分别提取参数来计算能见度，此时考虑了远近物体亮度的差异，所以有效地减少了与视觉能见度的偏差，与人工观测的拟合度较好。

2）另外从表三、表四的数据看出，用同一相机在同一观测地点、方向和选取同一目标物和背景，会比在不同观测地点、不同目标物和背景，甚至不同相机，获取的图像参数都会有偏差，可比性和可靠性后者就会占优，其得到的测量结果自然就越接近于真实值。假如所选取的目标物经过实际测量后加入本次实验验证，结果会更可靠。

4）方法二所选取的目标物若是用 3.1、3.2 的方法进行目标物特征参数提取，对于目标物清晰度的辨析更为准确；以上两种方法均没考虑目标物的实际颜色，均按水平天空背景和黑色目标物的特征公式计算（气象光学视程公式），当然本次实验所选取的目标物均为接近于黑色或灰色，所以其造成的影响应该不是太大，若有条件的话还是按 3.1、3.2 的公式进行图像参数提取。

3）能见度观测无论采取人工方法还是器测方式，各自都存在优缺点：其缺点：一是人的主观性造成观测数据差异大，二是工作强度大而不能连续观测造成观测效率不高。但对于能见度观测，人工观测也有其优势，就是不易受外界干扰，对目标物看得见就是看得见，看得清就是看得清，对能见度的定性比器测强；器测方面显而易见的优势在于大大减轻观测员的劳动强度，且能够连续观测，消除不同人员观测见度值的差异性，对能见度的定量比人工强。其不足主要是受限于设备和算法的滞后，技术手段还需加强[9]。

5 结束语

本文提出了利用图像参数分析来测定能见度方法，是一种新的尝试。它既保留了目前前向散射式能见度仪自动测量的优点，又

能客观的反映出视程内所有消光因子的影响，克服了短距离气体采样而造成测量结果代表性差的问题，最要的是在当今热门的图像智能识别中探索出一种运用途径，为新形势下气象科技创新对气象现代化做贡献具有重要意义[10]。

参考文献：

[1] 杨志彪，陈永清，关彦华等．地面气象观测规范［S］．中国标准出版社，2017：GB/T35223.

[2] 吕伟涛，陶善昌，刘亦风等．基于数字摄像技术测量气象能见度——双亮度差方法和试验研究［J］，大气科学，2004（4）：559-570.

[3] 吕炜煜，朱文越，苑克娥等．内陆地区近地面大气消光系数统计特征及气象要素影响分析［J］，光子学报，2009（9）：2376-2380.

[4] 李孟麟，段发阶，欧阳涛等．前向散射式能见度测量技术研究［J］．传感技术学报，2008，21（7）：1281-1285.

[5] 李林，张盛兵，吴鹃．基于深度学习的实时图像目标检测系统设计［J］．计算机测量与控制，2019，29（7）：15-19.

[6] 李晓峰，曾蕾，徐静等．基于特征表征的单幅图像超分辨方法［J］．电子科技大学学报，2015（1）：22-27.

[7] 韩辰希，刘惠义，商国中．视觉显著性纹理-色彩特征融合的图像目标分类［J］．电子测量技术，2017，40（11）：94-98.

[8] 王春静，许圣梅．基于内容的图像检索的相似度测量方法［J］．数据采集与处理，2017，32（1）：104-110.

[9] 宋立新，王银钢．人工观测和器测能见度资料的对比分析［J］．科技咨询，2008（23）：236-237.

[10] 陈鹏飞，朱玉杰，申丹娜．关于科技创新驱动气象现代化发展的思考［J］．科技与创新，2018（20）：48-51.

农田小气候观测中心站综合故障的诊断和特征

张建中

（湖北省气象信息与技术保障中心，湖北武汉 430074）

摘　要：农田小气候观测中心站是农田小气候自动观测的数据接收中心，排除故障维持它的运行正常是保证数据接收率的必要条件。中心站软件系统主要由操作系统、操作系统应用软件，接收软件、管理显示软件、数据库、传输软件和统计软件 7 个部分组成，综合故障是其中多个组成部分存在问题引起的，通过其中数据库配置、操作系统配置及操作系统应用软件问题等引起的故障实例的分析和排除，阐述了中心站故障的多样性，以及大多故障伴随着的内存、CPU 及远程访问异常和重启等特征。

关键词：农田小气候；观测；中心站；软件质量；故障；数据接收率

Diagnosis and characteristics of the comprehensive faults of the farmland microclimate observation center station

Zhang Jian-zhong

（Hubei Province Meteorological Information & Technique Server Center，Wuhan 430074）

Abstract：Farmland microclimate observation center station is the data receiving center of farmland microclimate automatic observation. It is necessary to remove the fault and maintain its normal operation to ensure the data receiving rate. The software system of the central station is mainly composed of 7 parts：the operating system，the application software of the operating system，the receiving software，the management display software，the database，the transmission software and the statistics software. The comprehensive fault is caused by the problems of several components，through the analysis and elimination of the fault cases caused by database configuration，operating system configuration and operating system application software problems，This paper describes the diversity of central station faults，most failures are accompanied by memory，CPU and remote access exceptions and restarts.

Key words：farmland microclimate；observation；central station；software quality；fault；data receiving rate

随着近十几年来自动气象站的不断普及应用，各种自动气象站的观测数据，成为气象部门使用的主要数据，各类自动气象站的管理维护成为非常重要的工作，自动气象站

作者简介：张建中（1968-），男，高级工程师，从事气象应用方面工作

主要由中心站和分布于各地的探测设备组成，在实际工作中往往关注各地探测设备的正常运行，实际上中心站的正常运行管理维护非常重要，出现问题往往影响很多数据的接收。这里以为农服务的农田小气候观测中心站[1-4]为例，分析中心站综合故障的原因，对农田小气候观测中心站出现的几种原因的故障实例分别进行分析，为农田小气候建设维护提供借鉴，为提高农田小气候等自动气象站观测数据接收率服务。

1 农田小气候观测中心站系统组成和综合故障

农田小气候观测中心站系统主要由硬件服务器和软件组成，这里分析的是软件部分引起的故障。中心站软件系统主要由操作系统、操作系统应用软件、接收软件、管理显示软件、数据库、传输软件和统计软件 7 个部分组成（如图 1）。

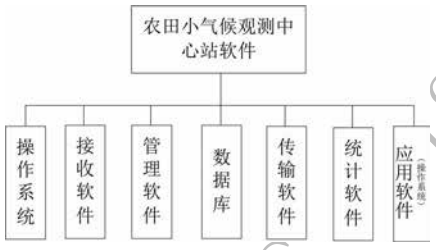


图 1. 农田小气候观测中心站系统软件组成图

保障这些组成的正常运行是中心站管理维护的重要工作。其中操作系统及其应用软件为接收软件等其它软件提供运行环境，这两个部分出现问题也可能对数据的接收产生影响；接收软件是观测数据接收的主要软件，如果出现问题必然影响数据接收；管理显示软件、数据库和接收软件之间关联程度较高，如果出现问题对数据的接收影响较大；传输统计软件完成接收数据传输备份统计工作，和观测数据接收工作的完成密切相关。

要正常运行完成接收探测数据工作，需要上述各部分软件均处于正常的运行状态。这里对实际运行过程中这些软件组成部分分别出现的故障实例，按照故障原因进行分析和排除，综合故障就是这些单独原因的故障交叉在一起发生的。

2 农田小气候观测中心站故障实例的诊断

2.1 中心站数据库配置引起的故障实例

现象：从业务内网系统上发现接收到数据的站数持续减少，最终无数据，所有站的观测数据均未接收到。

诊断：（1）首先，远程访问中心站，有时能够远程访问成功，但运行时间长了，远程访问困难甚至不能远程访问，判断可能内存存在问题；（2）第二步检查系统内存，发现内存随着时间的推移增大，增大到一定程度后发生第一步出现的访问问题，到最后导致操作系统重启，重启后接收程序自动启动，但由于接收程序自身的缺陷不能自动接收，导致所有站数据都不能接收；（3）第三步继续深入检查程序的内存变化，发现是数据库进程内存持续变大致使系统异常；（4）第四步，检查数据库的相关配置，发现最大内存没设上限，而所使用的数据库随着运行所占内存是不停增大的。

解决：明确了是数据库进程内存问题，配置数据库内存最大值为固定值，系统运行内存到一定值后不再增大，数据库内存异常引起的故障问题解决。

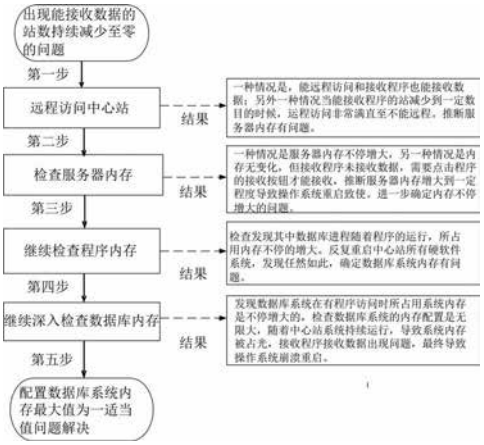


图 2. 中心站数据库配置引起的故障实例的诊断排除示意图

2.2 中心站操作系统配置引起的故障实例

现象：从业务系统发现接收数据的站数为零，所有站的数据均未接收到，而上一时次还处在接收数据状态，而且通过持续的观察，发现这种异常都发生在某一天的固定时间。

诊断：（1）首先，也是远程访问中心站，访问正常，接收程序也启动了，但未处于接收数据状态；（2）第二步，继续检查，发现由于未人工点击接收，才未接收数据，判断操作系统重启过；（3）第三步继续检查寻找系统重启的原因，考虑是否内存异常引起重启，但内存增大导致的情况接收数据逐渐减少，不是突然全部接收站点数据都没，判断不是内存异常引起重启的,；（4）第四步，继续检查操作系统进行排查，发现是操作系统更新配置为某一时间自动更新。

解决：设置操作系统的系统更新为人工更新，去掉操作系统的自动更新，操作系统不能自动重启后，这类故障解决。

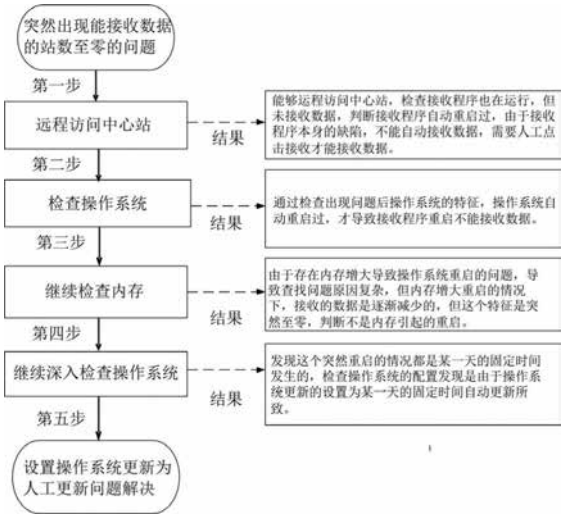


图 3. 中心站操作系统配置引起的故障实例的诊断排除示意图

2.3 中心站操作系统应用软件引起的故障实例

现象：从业务内网系统上发现接收到数据的站数急剧减少，比上述数据库内存异常引起的减少还快，最终无数据，所有站的观测数据均未接收到。

诊断：（1）首先，远程访问中心站困难或者无法远程访问，判断内存存在问题；（2）第二步检查内存，发现数据库内存消耗增长很快；（3）第三步继续深入检查内存，发现是一个操作系统进程占用高内存，并且所占 CPU 极高；（4）第四步，排查中心站操作系统安装的所有软件，通过运行和停止应用软件进行系统性能观察，发现是由于系统安装的防护软件导致内存和 CPU 占用异常增高，导致接收数据骤减至系统无法接收数据。

解决：当停止当前防护软件时，系统 CPU 和内存占用立即下降，问题解决。

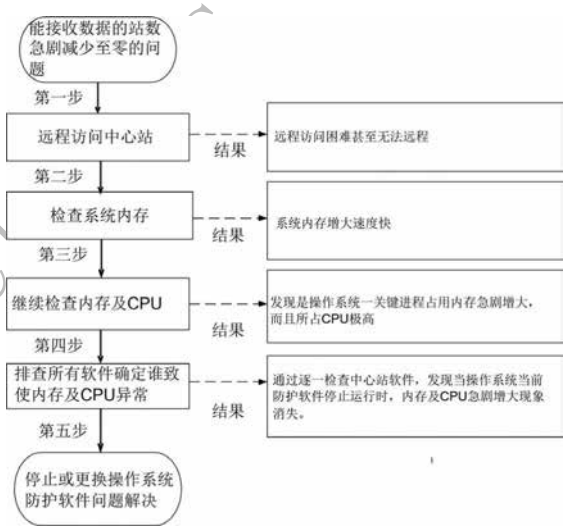


图 4. 中心站操作系统应用软件引起的故障实例的诊断排除示意图

3 结果和总结

当上述多种原因的故障交同时存在就形成了综合故障，解决了综合性故障后，农田小气候中心站平均无故障时间延长，系统稳定性明显提高，自动观测数据接收率也显著升高。

通过以上的故障实例的分析和排除可以看出，引起农田小气候中心站故障的原因是多方面的，中心站软件各个部分都有可能引起故障，故障多伴随着重启、内存或者 CPU 及远程访问等异常，实际运行中除了上述故

障实例外由于接收软件本身问题引起内存进程异常导致故障也存在（见表 1）。实际工作中可以根据这些不同原因故障的特征进行诊断和排除。

表 **1** 农田小气候中心站四类接收故障特征比较表

	内存特征	CPU 特征	远程访问特点	是否引起重启	接收率变化
中心站数据库配置引起的故障实例	逐渐增大	正常	逐渐困难至不能访问	是	逐渐变化至零
中心站操作系统配置引起的故障实例	正常	正常	正常	是	突然变化至零
中心站操作系统应用软件引起的故障实例	迅速增大	异常偏高	困难至不能访问	是	较快变化至零
中心站接收软件本身问题引起的故障实例	逐渐增大	正常	正常	否	逐渐变化至零

参考文献：

[1] 张雪芬，薛红喜，孙涵等．自动农业气象观测系统功能与设计［J］．应用气象学报，2012，23（1）：105-112.

[2] 王柏林，朱成欣，阳艳红．农田小气候自动气象观测系统［J］．气象水文海洋仪器，2013（4）：1-3，7.

[3] 杨爱萍，杜筱玲，郭瑞鸽．农田小气候自动观测系统效能评估［J］．气象科技，2013，41（2）：278-281，299.

[4] 武亮宇，刘翠，孔德胤．DZN1 型农田小气候观测仪及维护．［J］．科技资讯，2015（23）：91-93.

气象装备标准平台化管理探讨

张艺萌

（辽宁省气象装备保障中心，辽宁 沈阳 110166）

摘　要：依据质量管理体系建设，通过现状诊断评估工作及气象装备标准管理平台的框架构建建立的气象装备标准管理平台，实现了气象装备保障日常业务工作中管理记录的电子存储、调用和查询功能，确保了规程、记录等文件的随时调用与备查，可全面实现我省气象装备保障业务的技术与管理有效衔接。通过标准平台化建设，可实现气象装备业务各类规范、标准及管理记录的平台化管理，达到业务管理的标准化水平、业务效率和业务质量方面的提高。对推进业务质量和业务流程的标准化管理，降低了流程、控制等质量风险，提升了效率和效果。

关键词：大气科学；质量管理；平台；气象装备

Discussion onmeteorological equipment standard platform management

Abstract：According to the construction of the quality management system, the meteorological equipment standard management platform was established through the status evaluation and the framework of meteorological equipment standard management platform. The platform realized the electronic storage, recall and query functions of management records in the daily business work of meteorological equipment support, ensured that the procedures, records and other documents could be called up and checked at any time, which could fully realize the effective connection of the technology and management of meteorological equipment support business in our province. Through the standard platform construction, the platform management of various specifications, standards and management records of the meteorological equipment business could be realized, and the standardized level of business management, business efficiency and business quality could be improved. It promoted standardized management of business quality and business processes, reduced quality risks such as processes and controls, and improved efficiency and effectiveness.

Key words：Atmospheric Science；Quality Management；Platform；Meteorological Equipment

0　引言

气象业务一直以来注重业务质量。从观测资料的上传到报率、数据可用率、数据质控效率，到各类预报预测产品的准确率、预报订正技巧，再到预警信号的击中率和提前时效等等，形成了丰富、复杂的气象业务质量体系。随着各类新型探测设备开始业务化运行，气象预报从站点预报转为网格预报，气象服务产品的精细化程度不断提高，这些气象业务上的变革对气象业务质量的实时监控、质量风险控制以及提高业务质量的措施

提出了更高的要求。

1 质量管理体系概述

质量管理（QM）的定义是“关于质量方面的指挥和控制组织的协调活动”，重点不仅仅是产品本身的质量，还包括实现质量的手段，通过开展质量策划、质量控制、质量保证和质量改进完成质量管理。质量管理体系是组织建立质量方针和目标以及实现这些目标的过程的相互关联或相互作用的一组要素，是为提供其产品和服务而建立并成功实施管理所需的组织结构、各项程序、流程和资源[1-2]。

1.1 质量管理体系运行的有效方法

在质量管理体系中特别强调在客观测量的基础上，按照“PDCA”的方法建立、实施、保持质量管理体系并持续改进有效性。其中，P—策划（Plan），指根据顾客的要求和组织的方针，为提供结果建立必要的目标和过程；D—实施（Do），指实施过程；C（Check）—检查，指根据方针、目标和产品要求，对过程和产品进行监视和测量，并报告结果；A（Action）—处置，指采取措施，以持续改进过程绩效[3-4]。

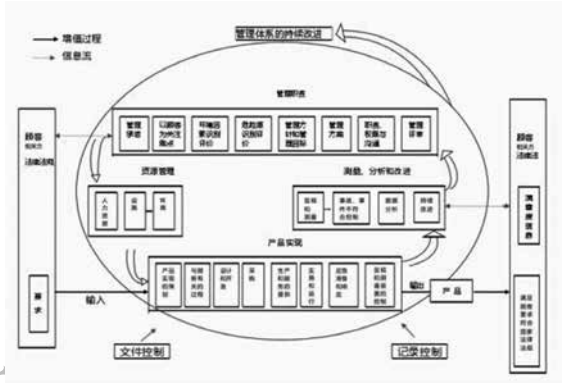


图 1 管理管理体系方法示意图

1.2 质量体系运行的依据

ISO 9001 质量管理体系是国际标准化组织（ISO）于 1987 年颁布的在全世界范围内通用的关于质量管理方面核心标准，目前最新颁布的是 2015 版标准，该标准在全球各行业得到了广泛的应用，约 170 个国家地区采纳并应用了该标准框架，WMO 于 2003 年 5 月气象大会通过了第 27 号决议（Cg-14）并决定 WMO 将致力于为国家气象或水文气象部门建立一个“质量管理框架”（QMF），并基于 ISO 9001 标准颁布了国家气象或水文气象部门实施质量管理体系实用指南[5]。

1.3 气象部门质量管理体系建设情况

许多国家和地区的气象部门建立了 ISO 9001 质量管理体系，如德国气象局、匈牙利气象局、挪威气象局航空天气局、奥地利气象和地球动力中央研究所、中国香港天文台等都在 2002—2005 年取得了质量管理体系认证[6]。一些欧洲发达国家，一方面由于运作机制的改变（例如，英国气象局为代表的国家以贸易基金形式提供资助，虽然气象局作为国家机构的地位没有变化，但其运营则更加依靠市场，公益服务一块也是类似国家代表民众，根据服务质量和能力签署服务合同后得到贸易基金预算），气象局企业化运作需要加强质量管理体系和成本核算。另一方面，实施质量管理体系认证也成为参与国际气象服务竞争的基本门槛。此外，北京市海淀区气象局、河北省气象局、上海市气象局[7] 等也先后开展了质量管理体系建设的尝试。可以看到，质量管理体系是新时期气象现代化建设中管理现代化和气象软实力现代化建设的重点。

2 气象装备标准管理平台质量管理实践

辽宁省气象装备保障中心依据质量管理体系建设气象装备标准管理平台的过程主要分为两个步骤。

2.1 现状诊断评估工作

要建立气象装备标准管理平台并有效导入质量管理体系，做到因地制宜，首先必须对气象装备保障现状进行初步诊断，系统了解现状。目前，保障中心的各类管理制度和

执行标准等文件没有统一的归档管理。在日常工作中，对安全及业务等相关工作制度不熟练的工作人员，在无法及时查询相关制度的情况下，可能因此出现工作失误。其次，保障中心各业务科室的工作内容是相互独立的，不能实现业务信息的及时共享。保障中心的业务科室分为技术支持科、检定科、雷达科、装备科及动力科，各科工作内容互相独立，在气象保障工作链中没有交集、互不了解，因此如需要几科配合完成某一项业务时，可能出现互不了解、无从下手以致互相推诿的情况。因此，建立一个整合各类管理制度及标准规范等文件，能够推进日常简单工作流程的平台是十分必要的[8]。

2.2 气象装备标准管理平台的框架构建

要实现现状需求的整合各类管理制度及标准规范等文件、处理简单日常工作流程等需求，结合辽宁省气象装备保障中心实际情况，设计出由“我的桌面”、“办公管理”、“标准化管理”、“业务管理”、“系统管理”五大模块组成的气象装备标准管理平台。这五大模块既能共享与交换必要的信息，又可以独立运行。

——“我的桌面”。“我的桌面”包括待办工作及个人信息栏，工作人员可以在待办工作栏查看需要完成的业务工作如标准文件审批、过程记录类文件审批等，在个人信息栏可以及时更新自己的联系信息并修改密码。“我的桌面”列为第一顺序模块，能够使待办事项清晰明确、严谨有序。

——“办公管理”。“办公管理”模块包括“管理标准”及“过程记录”两个子模块。

“管理标准”内含有综合管理制度、安全管理制度及应急预案、业务管理制度、相关管理和服务标准。目前已将辽宁省气象装备保障中心日常工作涉及的各类制度、预案及管理服务标准等近 60 份文件上传至气象装备标准管理平台，工作人员在每一个查询页面内输入文件名即可找到所需的制度或标准文件并进行下载查看。图 2 即为综合管理制度查询页面。

图 2　综合管理查询界面

“过程记录”包括合同管理、固定资产台账、会议记录、出车单、出差审批单、公务用餐审批单六项，包含了辽宁省气象装备保障中心日常工作涉及的各种流转记录、上报审批记录及需要存档的文件。工作人员在需要此类文件时即可登入该平台进行下载填报。

——“标准化管理”。“标准化管理”模块包括“标准化管理办法”、“宣传栏”、“工作标准”及“过程记录”四个子模块。

“标准化管理办法”包括标准体系编制说明及标准化管理手册两部分，在此模块可查询到辽宁省气象装备保障中心的单位标准体系编制说明及标准化管理手册。

“宣传栏”包括动态及上级相关文件两个部分，动态栏收录了辽宁省气象装备保障中心标准化进程的一系列任命、报告、公示等文件，同时平台管理员还可以及时新增标准化的各类动态。动态查询界面如图 3 所示。上级相关文件收录了中国气象局等上级有关部门关于标准的各类文件，当需要查询上级文件出处时，可以在该平台轻松实现。

“工作标准”指辽宁省气象装备保障中心工作标准汇编。“过程记录”包括标准化会议记录及变更记录标准。标准化会议记录收录了目前进行过的标准化会议情况，管理员能够及时新增会议记录，保证了单位会议程序的标准要求。变更记录标准栏将标准变更记录在案，使标准的变更更加规范化。

图 3　动态查询界面

——“业务管理”。“业务管理”按照辽宁省气象装备保障中心业务科室分为“技术支持科”、“检定科”、“雷达科”、“装备科”、“动力科”五部分，每一子模块都分为技术标准及过程记录两块。其中，技术标准又分为业务规程/规范、作业指导书/说明书两部分。业务规程/规范查询页面如图 4 所示。计量管理平台现已分别录入保障中心五个业务科室业务工作涉及的各类业务规程或规范近 130 份，各科自主编写的作业指导书或说明书 45 份。各科室人员可以根据需求轻松查询并下载标准文件，本科室人员如需学习或使用其他科室的规程规范或作业指导书等操作文件，也可根据需求自行下载学习，实现业务信息的及时共享功能。过程记录基本分为维修单、出差审批单、仪器维修记录、用印审批单以及请假单五部分。根据各科室业务特点，检定科的过程记录额外添加了 3MS 业务平台一项，装备科的过程记录额外添加了设备入库单及设备出库单两项，动力科的过程记录额外添加了值班记录一项。

图 4　业务规程/规范查询界面

——“系统管理”。“系统管理”包含用户管理、角色管理、组织机构、参数设置及文件模板下载五个功能。管理员可以使用用户管理新增或冻结平台用户，管理员使用角色管理新增或删除不同角色并查看分配权限及用户，主要是针对不同用户使用气象装备标准管理平台的权限进行分级。组织机构显示辽宁省气象装备保障中心当前的多级组织结构。参数设置栏保存了当前 3MS 平台的地址信息。文件模板下载提供了日常工作常用的空白文件模板，工作人员可以快速方便地找到所需表单进行填报。

3　平台应用成效

3.1　业务管理的标准化水平得到提高

形成一套气象装备质量管理体系。引入国际标准质量管理体系（ISO 9001），依据国际质量管理体系标准等对气象装备标准管理平台及相关管理活动运行情况能够从多个维度进行全面评估，在分析当前业务工作的基础上，梳理成型了日常简单的管理流程和业务流程以及相关制度标准和各类表单，形成一套完整的符合 ISO 9001 的质量管理体系。

从结果管理转向过程管理。重点关注职责分工、工作接口、全面性、适用性、可操作性、一致性等几个维度，将原有的针对结果的管理逐渐转为针对业务流程的过程管理，有效避免了管理职能落实不到位的问题，逐渐厘清了版块间的相互关系，确保过程控制的效率和效果以及产品最终质量。

形成“全员参与”的管理氛围。气象装备标准管理平台支持所有工作人员登入进行操作，能够查看学习平台上传的各类标准化执行文件及各科业务涉及的各类规程规范。同时，通过全员标准化培训，使一线业务人员具备标准化质量管理的思维和理念，转变管理思路，全员参与标准化质量管理工作。

实现“持续改进”的自适应过程。在每一个流程环节形成“PDCA”的持续改进机制，实现多维度自主管理和持续改进，同时

通过定期的内审，促进持续优化改进。

3.2 业务效率和业务质量得到提高

自气象装备标准管理平台试运行以来，当前平台状态良好。通过辽宁省气象装备保障中心五个业务科室二十余人的试用体验，平台现有的五个工作模块基本能满足工作人员日常业务需求，该平台满意度达95%以上，能有效提高工作效率50%以上，基本达到预期要求。

通过在气象装备标准管理平台上进行的质量管理体系运行，初步建立了简约、高效的现代气象装备运行管理机制，强化了业务质量和业务流程的标准化管理，通过对流程的严格控制降低了质量风险、提升了效率和效果，同时也为气象部门建立质量管理体系积累了一定的经验。

4 结论

气象装备标准管理平台的建设，实现了气象装备保障日常业务工作中管理记录的电子存储、调用和查询功能，在未来建立辽宁省气象装备保障中心整体质量体系的前提下，气象装备标准管理平台最重要的功能是可确保规程、记录等文件的随时调用与备查，以防止纸质文档的损坏、丢失，另外如果发生管理人员的更换或者职能改变，可方便业务的衔接。

气象装备标准管理平台的建设和质量管理体系的建立可全面实现我省气象装备保障业务的技术与管理有效衔接，在管理过程中不仅对气象装备保障的人员、设备及文件进行管理，未来质量管理还将涵盖工作过程如期间核查、质量控制等与装备保障技术、计量检测方法等专业技术领域相关的质量监督、质量控制，使管理中涵盖装备保障技术发展，技术进步促进管理，完美地实现技术与管理的协调统一，达到良好的工作秩序，进而提高工作效率，促进气象装备保障的良性发展。

参考文献：

[1] GB/T 19000-2016/ISO 9001：2015. 质量管理体系 基础和术语［S］.

[2] GB/T 19001-2016/ISO 9001：2015. 质量管理体系 要求［S］.

[3] 韩福荣. 质量管理体系运行机制研究（1）［J］. 世界标准化与质量管理，1999，（1）：16-18.

[4] 韩福荣. 质量管理体系运行机制研究（2）［J］. 世界标准化与质量管理，1999，（6）：16-17.

[5] 马林，罗国英. 全面质量管理基本知识［M］. 北京：中国经济出版社，2001，53-58.

[6] 贾朋群，肖红宪. 世界气象组织与国际气象标准化进程［J］. 气象标准化通讯，2007，1：37-54.

[7] 陈奇，陈玉群. 上海一体化气象业务平台质量管理体系建设及思考［J］. 气象科技进展，2017，7（6）：170-174.

[8] 尹逸彬. 智能化质量管理的功能与构建［J］. 上海汽车，2019，04：3-8.

风速传感器测量结果的不确定度分析与评定

支　询，沙　莉，李　施

（辽宁省气象装备保障中心，沈阳，110166）

摘　要：本文以自动气象站风速传感器为实例，分析其在风洞实验室检定影响量值的测量不确定度，介绍了风速传感器的测量不确定的评定方法，从而确保风速传感器计量检定数据的准确性与可靠性，提高了气象综合观测的传输质量。

关键词：风速传感器、测量不确定度、评定

Uncertainty analysis and evaluation of wind speed sensor measurement results

Zhixun，Shali，lishi

（Meteorological Equipment Support Center Of Liaoning Province，shenyang，110166，China）

Abstract：This paper takes the wind speed sensor of an automatic weather station as an example，analyzes the measurement uncertainty of the measurement influence value verified by the wind tunnel laboratory，and introduces the evaluation method of the measurement uncertainty of the wind speed sensor，so as to ensure the accuracy and reliability of the measurement verification data of the wind speed sensor，and improve the transmission quality of the comprehensive meteorological observation.

Key words：wind speed sensor measurement uncertainty assessment

1. 概述

随着气象行业的飞速发展，各个部门对计量检定的要求也越来越高，计量检定的准确与高效也会推进气象事业的迅速发展。辽宁省气象仪器计量站建立的风速表检定装置作为计量标准考核中的一项内容，其计量标准不确定度的合理判定，对自动气象站风速传感器的量值溯源与量值传递的准确性、可靠性有着重要的影响。

自动气象站风速传感器由于常年固定安装在观测场风塔上，长期易遭受风吹日晒雨淋等恶劣环境天气，在加上其机械式的老化、磨损等影响，亟需要定期维护，考证其影响检定的不确定度的因素。本文依托辽宁省气象仪器计量站的 40m/s 风洞标准设备，对辽宁省内的自动气象站风速传感器进行测量不确定的评定，从而保障其在日常测量风速时量值的准确性和可靠性。

2. 风速传感器测量原理

采用性能已经测定过的风洞和皮托管检

定装置，通过皮托管检定装置测量并计算标准风速值，比较风速传感器测量值与标准风速值，对风速传感器进行校准，风速传感器示值误差由三次误差平均值给出。

3. 测量方法

参照中国气象局颁发的 JJG（气象）004-2011《自动气象站风向风速传感器检定规程》[1]。

4. 建立测量模型

被校准风速传感器测量误差的计算公式为

$$\Delta v = \overline{v_i' - v_i} \tag{1}$$

式中：

i——测量次数；

v_i' ——第 i 次测试风速测量值，m/s；

v_i——第 i 次测试标准风速值，m/s；

标准风速计算公式为

$$v_i = \sqrt{\frac{2}{\rho i} P_{0i} \xi_i} = \sqrt{2} \times \rho_i \frac{-1}{2} \times P_{0i}^{\frac{1}{2}} \times \xi^{\frac{1}{2}} \tag{2}$$

式中：

ρ_i——第 i 个校准点测试时空气气密度值，kg/m^3；

P_{0i}——第 i 个校准点测试时微差压计值，Pa；

ξ_i——第 i 个校准点测试时皮托管系数值。

标准风速值由皮托管检定装置测量得到，考虑到皮托管检定装置的影响、风洞均匀性的影响和风速传感器读数分辨力的影响，风速传感器单次测量误差 Δv_i 可以表示为

$$\Delta v_i = v_i' - v_i + \delta_{Ai} + \delta_{Bi} + \delta_{Ii} \quad (i=1, 2, \ldots m) \tag{3}$$

式中

v_i' ——第 i 次测试风速测量值，m/s；

v_i——第 i 次测试标准风速值，m/s；

δ_{Ai}——第 i 次测试皮托管检定装置对测量结果的影响，估计值为 0m/s；

δ_{Bi}——第 i 次测试风洞均匀性对测量结果的影响，估计值为 0m/s；

δ_{Ii}——第 i 次测试风速传感器读数分辨力的影响，m/s。

5. 测量不确定度分量

根据公式（3）给出的测量模型，共有三个影响量分别为 δ_{Ai}、δ_{Bi} 和 δ_{Ii}，它们对应的灵敏系数均为 1。

5.1 皮托管检定装置第 i 个测量值对测量结果的影响因素，δ_{Ai}

由标准风速计算公式（2）可知，皮托管检定装置通过标准风速值影响最终测量结果，参与标准风速值计算的主要标准器及配套设备包括皮托静压管、微差压计、数字气压计、湿度传感器和温度计。

根据标准风速计算公式（2）以及不确定度传播律可知，皮托管检定装置对测量结果的影响量 δ_{Ai} 的相对标准不确定度为

$$u_{rel}(\delta_{Ai}) = \frac{u_{v_i}(\Delta v_i)}{v_i} = \sqrt{\left[\left(-\frac{1}{2}\right) \times \frac{u_{\rho_i}}{\rho_i}\right]^2 + \left[\left(\frac{1}{2}\right) \times \frac{u_{P_{0i}}}{P_{0i}}\right]^2 + \left[\left(\frac{1}{2}\right) \frac{u_{\xi_i}}{\xi_i}\right]^2} \tag{4}$$

式中：

$u_{v_i}(\Delta v_i)$——标准风速值标准不确定度，m/s；

u_{ρ_i}——空气密度变化引入标准不确定度，kg/m^3；

$u_{P_{0i}}$——微差压计读数引入标准不确定度，Pa；

u_{ξ_i}——皮托静压管读数引入的标准不确定度。

δ_{Ai} 的标准不确定度为

$$u(\delta_{Ai}) = u_{rel}(\delta_{Ai}) \times v_i \tag{5}$$

5.1.1 空气密度变化引入的不确定度

CIPM（1981/91）公式是计算空气密度最精确地计算公式，本规范采用一个近似公式（6）：

$$\rho=\frac{0.34848\times P-0.009H\times exp0.062t}{273.15+t} \quad (6)$$

式中：

t——试验段内温度，℃；

P——试验段内大气压力，hPa；

H——试验段内相对湿度值。

空气密度的标准不确定度为

$$u_{\rho_i}=\sqrt{u_F^2+\left(\frac{\partial\rho}{\partial t}u_t\right)^2+\left(\frac{\partial\rho}{\partial P}u_P\right)^2+\left(\frac{\partial\rho}{\partial H}u_H\right)^2} \quad (7)$$

其中$\frac{\partial\rho}{\partial t}=-3.4\times10^{-3}\times K^{-1}\times\rho$，$\frac{\partial\rho}{\partial P}=10^{-5}\times Pa^{-1}\times\rho$，$\frac{\partial\rho}{\partial H}=-10^{-2}\times\rho$。

式中：

u_F——空气密度近似公式引入不确定度，$10^{-4}\rho$；

u_t——温度传感器引入标准不确定度，℃；

u_P——气压计引入的标准不确定度，hPa；

u_H——湿度传感器引入标准不确定度，rh；

根据本规范规定标准温度计的最大允许误差为±0.5℃，按均匀分布，故每次测量结果由温度引入的不确定度：

$$u_t=\frac{0.5}{\sqrt{3}}=0.29℃ \quad (8)$$

根据本规范规定气压计的最大允许误差为±2hPa，按均匀分布，每次测量结果气压引入的不确定度：

$$u_P=\frac{2}{\sqrt{3}}=1.155hPa \quad (9)$$

根据本规范规定湿度测量仪的最大允许误差为±4%rh，按均匀分布，每次测量结果由湿度测量引入的不确定度 u_H：

$$u_H=\frac{0.04}{\sqrt{3}}=2.3\%rh \quad (10)$$

将式（8）（9）（10）带入式（7）可得，在第 i 次测量结果由空气密度变化引入的相对标准不确定度为

$$\frac{u_{\rho_i}}{\rho_i}=\sqrt{(10^{-4})^2+(10^{-5}\times u_P)^2+(-3.4\times10^{-3}\times u_t)^2+(-10^{-2}u_H)^2}=0.001013 \quad (11)$$

5.1.2 微差压计读数引入的不确定度

根据本规范规定微差压计最大允许误差为±0.5Pa，微差压计读数 P_{0i} 不确定度取均匀分布，则各校准点微差压计读数 P_{0i} 引入的相对标准不确定度为

$$\frac{u_{P_{0i}}}{P_{0i}}=\frac{0.5}{\sqrt{3}\times P_{0i}}=0.288684\times P_{0i}^{-1}\text{Pa} \quad (12)$$

5.1.3 皮托静压管读数引入的不确定度

规范规定皮托静压管校准系数 K 取值范围（0.999~1.002），$U_{rel}=0.5\%$（k=2），故皮托静压管读数引入的相对标准不确定度为

$$u_r(\xi)=\frac{u(\xi)}{\xi}=\frac{U_{rel}}{k}=0.0025 \quad (13)$$

5.1.4 测量结果中皮托管检定装置引入的标准不确定度的计算

将空气密度引入的相对标准不确定度公式（11）、微差压计读数引入的相对标准不确定度公式（12）和皮托管检定装置引入的相对标准不确定度公式（13），带入公式（4）、（5），计算可得皮托管检定装置引入的标准不确定度为

$$u(\delta_{Ai})=v_i\times\sqrt{\left[\left(-\frac{1}{2}\right)\times\frac{u_{\rho_i}}{\rho_i}\right]^2+\left[\left(\frac{1}{2}\right)\times\frac{u_{P_{0i}}}{P_{0i}}\right]^2+\left[\left(\frac{1}{2}\right)\frac{u_{\xi_i}}{\xi_i}\right]^2}=\frac{v_i}{2}\times\sqrt{0.001013^2+(0.288684\times P_{0i}^{-1}Pa)^2+0.00252}=\frac{v_i}{2}\times\sqrt{(0.288684\times P_{0i}-1Pa)^2+7.28\times10^{-6}} \quad (14)$$

5.2 风洞均匀性对测量结果的影响，δ_{Bi}

本规范规定的风洞技术指标为流速均匀性不大于 1.0%。取均匀分布，则由风洞均匀性引入的不确定为：

$$u(\delta_{Bi})=\frac{0.01}{\sqrt{3}}\times v_i=0.005774\times v_i \quad (15)$$

5.3 风速传感器分辨力对测量结果的影响，δ_{Ii}

测试用风速传感器分辨力为 0.1m/s，分辨力引入的标准不确定度为

$$u(\delta_{Ii})=\frac{0.1}{2\times\sqrt{3}}=0.0289\text{m/s} \quad (16)$$

6. 测量过程

根据风速误差值的测量原理，对被校准风速传感器进行了三次测量，根据极差法公式（16）计算各校准点单次测量的标准偏差为

$$s(\Delta v_i)=\frac{R_i}{C} \quad (i=1,2,3) \quad (17)$$

式中：

R_i：每个校准点3次测量误差最大值与误差最小值之差；

C：系数。当测量次数为3时取1.69。

每个校准点示值误差为3次误差值的算数平均值为

$$\overline{\Delta v_i}=\frac{\Delta v_1+\Delta v_2+\Delta v_3}{3} \quad (18)$$

每个校准点误差平均值的标准不确定度为

$$u(\overline{\Delta v_i})=\frac{s(\Delta v_i)}{\sqrt{3}} \quad (19)$$

7. 不确定度分量汇总

表1给出了各不确定度分量的汇总表。

表1 风速传感器在各校准点测量结果的不确定度分量汇总表

输入量 X_i	估计值 x_i/（m/s）	标准不确定度 $u(x_i)$/（m/s）	灵敏系数 c_i	不确定度分量 $u_i(y)$/（m/s）
Δv_i	$\overline{\Delta v_i}$	$u(\overline{\Delta v_i})$	1	$\frac{s(\Delta v_i)}{\sqrt{3}}$
δ_{Ai}	0	$u(\delta_{Ai})$	1	$\frac{v_i}{2}\times\sqrt{(0.288684\times{P_{0i}}^{-1}Pa)^2+7.28\times10^{-6}}$
δ_{Bi}	0	$u(\delta_{Bi})$	1	$0.005774\times v_i$
δ_{BIi}	0.1	$u(\delta_{Ii})$	1	0.0289

8. 合成标准不确定度计算

根据表1中不确定度分量进行标准不确定度的合成，其中在同一校准点分辨力不确定度 $u(\delta_{Ii})$ 和重复性引入的标准不确定度 $u(\overline{\Delta v_i})$ 取较大者进行合成。合成公式为

$$\begin{aligned}u_c(\Delta v)&=\sqrt{(u(\overline{\Delta v_i}))^2+(u(\delta_{Ai}))^2+(u(\delta_{Bi}))^2+u}\\&=\sqrt{\left(\frac{s(\Delta v_i)}{\sqrt{3}}\right)^2+\left(\frac{v_i}{2}\times\sqrt{(0.288684\times{P_{0i}}^{-1}Pa)^2+7.28\times10^{-6}}\right)^2+(0.005774\times v_i)^2+0.0289^2}\\&=\sqrt{\frac{(s(\Delta v_i))^2}{3}+\frac{v_i^2}{4}\times[(0.288684\times{P_{0i}}^{-1}Pa)^2+7.28\times10^{-6}]+(0.005774\times v_i)^2+0.0289^2}\end{aligned} \quad (20)$$

9. 扩展不确定度计算

风速示值误差值的扩展不确定度

取包含因子 k=2，则风速示值误差的扩展不确定度由式（21）计算得

$$U(\Delta v_i)=2\times u_c(\Delta v_i) \quad (21)$$

10. 不确定度的验证

依据JJG（气象）004-2011《自动气象站风向风速传感器》检定规程的计量性能指标，风速传感器的最大允许误差为

$$\text{MPE}=\pm(0.5+0.03\times v_s) \quad (22)$$

式中：

v_s——为标准风速值

为了验证该不确定度评定方法，本报告任意抽取 2 支杯式风速传感器（编号为 001，002）按照规范进行了校准测试，并按照本不确定度评定方法对测量结果进行了不确定度评定。测试数据包括标准值 v_i、被测值 v_i'、微压计读数取三次读数平均值 $\bar{P}_{0I}$，计算了误差平均值 $\bar{\Delta v_i}$、误差平均值绝对值 $|\Delta v_i|$、误差值的标准偏差 $s(\Delta v_i)$、扩展不确定度 $U(\Delta v_i)$（k=2）、最大允许误差绝对值 MPEV 以及扩展不确定度与最大允许误差绝对值的比值，并对仪器进行了符合性评定，测试数据及评定结果见表 2、表 3。

表 **2**　编号 17120756220 传感器测量数据及结果

校准点（m/s）	2	5	10	15	20	30	40
微压计$\bar{P}_{0I}$（Pa）	2.5	15.3	61.2	140.8	245.5	951.3	1475.5
标准值v_1（m/s）	2.00	5.02	9.97	14.88	19.97	30.02	40.06
被测值v_1'（m/s）	1.84	5.03	10.15	15.32	20.40	30.57	40.64
误差值Δv_1（m/s）	−0.16	0.02	0.19	0.45	0.43	0.55	0.58
标准值v_2（m/s）	2.01	5.01	9.96	14.89	19.96	29.98	40.11
被测值v_2'（m/s）	1.85	5.00	10.20	15.33	20.44	30.46	40.72
误差值Δv_2（m/s）	−0.16	−0.01	0.24	0.44	0.49	0.48	0.61
标准值v_3（m/s）	2.01	5.01	9.98	14.91	19.95	29.99	40.11
被测值v_3'（m/s）	1.85	5.06	10.19	15.33	20.39	30.71	40.65
误差值Δv_3（m/s）	−0.16	0.06	0.22	0.42	0.44	0.72	0.54
$\bar{\Delta v_i}$	−0.16	0.02	0.21	0.44	0.45	0.58	0.58
$\lvert\bar{\Delta v_i}\rvert$	0.16	0.02	0.21	0.44	0.45	0.58	0.58
$s(\Delta v_i)$	0.0041	0.0426	0.0314	0.0154	0.0320	0.1396	0.0391
$U(\Delta v_i)$（k=2）	0.23	0.12	0.13	0.18	0.24	0.39	0.48
MPEV	0.56	0.65	0.80	0.95	1.10	1.40	1.70
$\frac{U(\Delta v_i)}{MPEV}$（k=2）	0.42	0.19	0.17	0.19	0.22	0.28	0.28

由表 2 测试结果可知，该风速传感器在所有选取的校准点中，只有 2m/s 校准点$\frac{U(\Delta v_i)}{MPEV}>\frac{1}{3}$，且该校准点满足 $|\Delta v_i|<MPEV-U(\Delta v_i)$，（k=2）；在其他校准点$\frac{U(\Delta v_i)}{MPEV}<\frac{1}{3}$，且这些校准点均满足 $|\Delta v_i|<MPEV$，该风速传感器合格。

表 **3**　编号 FS−1308.1369 传感器测量数据及结果

校准点（m/s）	2	5	10	15	20	30	40
微压计$\bar{P}_{0I}$（Pa）	2.38	14.78	56.18	130.71	231.01	520.33	928.21

续表

校准点（m/s）	2	5	10	15	20	30	40
标准值v_1（m/s）	2.03	5.03	9.99	15.04	20.05	30.03	40.03
被测值v_1'（m/s）	2.00	5.00	10.10	15.20	20.40	30.50	40.50
误差值Δv_1（m/s）	−0.03	−0.03	0.11	0.16	0.35	0.47	0.47
标准值v_2（m/s）	2.03	5.03	9.99	15.04	20.05	30.03	40.03
被测值v_2'（m/s）	2.00	5.00	10.40	15.50	20.10	30.70	40.40
误差值Δv_2（m/s）	−0.03	−0.03	0.41	0.46	0.05	0.67	0.37
标准值v_3（m/s）	2.03	5.03	9.99	15.04	20.05	30.03	40.03
被测值v_3'（m/s）	2.00	5.00	10.10	15.20	20.50	30.40	40.60
误差值Δv_3（m/s）	−0.03	−0.03	0.11	0.16	0.45	0.37	0.57
$\overline{\Delta v_i}$	−0.03	−0.03	0.21	0.26	0.28	0.50	0.47
$\lvert\overline{\Delta v_i}\rvert$	0.03	0.03	0.21	0.26	0.28	0.50	0.47
$s(\Delta v_i)$	0.0000	0.0000	0.1775	0.1775	0.2367	0.1775	0.1183
$U(\Delta v_i)$（k=2）	0.25	0.12	0.24	0.27	0.36	0.41	0.49
MPEV	0.56	0.65	0.80	0.95	1.10	1.40	1.70
$\frac{U(\Delta v_i)}{MPEV}$（k=2）	0.45	0.18	0.30	0.29	0.33	0.29	0.29

由表3测试结果可知，002号风速传感器在所有选取的校准点中，只有2m/s校准点$\frac{U(\Delta v_i)}{\boldsymbol{MPEV}}>\frac{1}{3}$，且该校准点满足$|\Delta v_i|<\boldsymbol{MPEV}-\boldsymbol{U}(\Delta v_i)$，（$k=2$）；在其他校准点$\frac{U(\Delta v_i)}{\boldsymbol{MPEV}}<\frac{1}{3}$，且这些校准点均满足$|\Delta v_i|<\boldsymbol{MPEV}$，该风速传感器合格。

通过以上事例验证，该评定方法合理可行。

11. 结论

由于辽宁省内布设53个自动气象观测站，对其定期检定必不可少，文章依托权威的测试标准，计算了自动气象站风速传感器的误差，并分析了其各种测量不确定的来源，对测量不确定的测量结果，有利于计量骨干业务人员作为真实宝贵的参考依据，极大的提高测量的准确性和可靠性，为今后深入研究测量不确定的工作打下了坚实的基础。

参考文献：

[1] 中国气象局．自动气象站风速传感器检定规程．北京：中国计量出版社，2011.

基于 Linux 的气象水文浮标采集系统设计及实现

姜　斌，陈永华

（中国科学院海洋研究所，山东 青岛 266071）

摘　要：为了获取海洋连续稳定的气象和水文数据，设计了基于 Linux 的气象水文浮标采集系统，多线程同时测量海面的气象参数（温度、湿度、气压和风速、风向）和海下的水文参数（不同深度的水温和盐度），监控浮标的电压、漏水和开舱状态，测量和监控原始数据自动备份到系统的数据库，通过 CDMA/GPRS 或卫星与岸站接收系统通信，实现采集数据实时回传、自动备份和数据补发功能。目前已经在近海和远海各布放 2 套，气象数据和水文数据采集与接收正常。实验结果表明，该方案解决了近海和远海的海洋气象数据和水文数据的同时采集与传输，具有高度的可扩展性，获取的海洋气象和水文数据连续稳定可靠。

关键词：Linux；气象水文浮标；多线程；数据库；铱星通信

中图分类号：TN914-34；P715.2　　**文献标识码：**A　　**文章编号：**

Design and implementation of meteorological and hydrological buoy acquisition system based on Linux

Jiang Bin，Chen Yonghua

（1 *Institute of Oceanology*，*Chinese Academy of Sciences*，*Qingdao* 266071，*China*）

Abstract：In order to obtain the continuous and stable meteorological and hydrological data of the ocean，a meteorological and hydrological buoy acquisition system based on Linux is designed. The meteorological parameters（temperature，humidity，air pressure and wind speed，wind direction）of the sea surface and the underwater hydrological parameters（water temperature and salinity at different depths）are measured simultaneously by multithreading. The voltage，water leakage and cabin opening state of the buoy are monitored，and the original data are measured and monitored automatically Backup to the database of the system，and communicate with the shore station receiving system through CDMA / GPRS or satellite to realize the functions of real-time data collection，automatic backup and data reissue. At present，two sets of meteorological data and hydrological data have been distributed in offshore and open sea

作者简介：姜斌，1987-12，助理工程师，主要从事海洋设备集成与海洋仪器开发工作，中国科学院海洋研究所，山东省青岛市市南区南海路七号，266071，0532-82898733，jiangbin@ qdio. ac. cn

基金项目：科技部重点研发计划项目课题（项目编号：2016YFC1402602 和 2017YFC1403406），“科学”号高端用户项目（项目编号：KEXUE2019G07）

respectively, and the collection and reception of meteorological data and hydrological data are normal. The experimental results show that the scheme solves the problem of simultaneous collection and transmission of meteorological and hydrological data in the offshore and open seas, and has high scalability, and the obtained meteorological and hydrological data are continuous, stable and reliable.

Keywords: Linux; meteorological and hydrological buoy; multithreading; database; iridium communication

引言

随着海洋科学技术的不断发展，气象水文浮标成了海洋探索中不可缺少的一部分[1]。原有的海洋监测需要人工辅助，监测范围和时长受限较多。气象水文浮标使用了传感器、控制、电源管理、通信等多方面技术，是一个包含广泛的综合性应用[2-4]。通过这些自动化技术，使气象水文浮标的探测变得简单，通过无线通信系统与后台通信服务器相连，实现数据的自动采集、标识和传输，无需人工值守就能全天候、更广范围地了解到海洋气象和水文要素。气象水文浮标的应用，推动了海洋科学技术的发展。目前的浮标采集系统，主要是基于 STM32，没有操作系统，传感器数据采集只能串行进行，无法多传感器同时采集数据，因此能搭载的传感器较少，采集的数据也主要是气象数据[5]。为了同时获取更多的气象、水文的连续稳定的观测数据，本文设计了基于 Linux 的气象水文浮标采集系统。

1 总体设计方案

基于 Linux 的气象水文浮标采集系统搭载 1 个温湿压风传感器模块、1 个 GPS 定位模块、1 套耦合温盐传感器模块和 1 套无线通信模块，其中，温湿压风传感器模块用来采集气象数据，温度、湿度、气压、风速和风向参数，GPS 定位模块用来采集浮标定位，耦合温盐传感器用来采集水文数据，不同深度的水温和盐度，无线通信模块用来与岸站接收系统通信，将采集处理后的数据回传。

基于 Linux 的气象水文浮标采集系统需要实时监测电池电压、浮标是否进水以及浮标舱门是否被打开这些状态信息，并将这些信息回传，以方便实时了解浮标目前的状态。

基于 Linux 的气象水文浮标采集系统采用嵌入式 Linux 操作系统，Qt 作为软件开发平台，传感器的数据采集是多线程进行，传感器之间工作互不影响。基于 Linux 的气象水文浮标采集系统分工作状态和休眠状态，根据预先设定，实时时钟唤醒系统进入工作状态，进行各传感器的数据采集工作和数据整理、回传，工作结束后，程序通知系统进入休眠状态。

2 系统硬件设计

基于 Linux 的气象水文浮标采集系统的硬件结构可以划分为核心控制模块、接口扩展模块及传感器模块，工作功率不超过 3W。如图 1 所示。

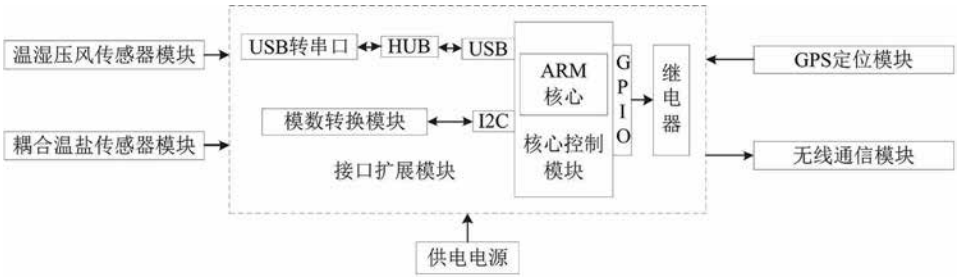


图 1　基于 Linux 的气象水文浮标采集系统硬件结构图

核心控制模块的接口包括 1 个 USB 接口、1 个 I2C 接口和 20 个 GPIO 口；接口扩展模块将核心控制模块的 1 个 USB 接口扩展成 4 个数字串口，分别用来连接温湿压风传感器、耦合温盐传感器、GPS 定位模块和无线通信模块，将 1 个 I2C 接口扩展成 4 路模拟信号输入，用来监测电池电压、进水报警和开舱报警；GPIO 口控制继电器，为温湿压风传感器、耦合温盐传感器、GPS 定位模块和无线通信模块通电或者断电。

2.1 核心控制模块

核心控制模块采用基于 ARM11 的主频 1GHz、内存 521MB 的 Broadcom BCM2835 作为主芯片，设计引出 20 个的 GPIO 口、1 个 USB 口和 1 个 I2C 口。GPIO 口用来控制传感器的上电和断电，USB 口可用来扩展数字信号，I2C 用来扩展模拟信号。USB 口的传输速率为 12Mbps，扩展成串口后，串口最高传输速率为 115200bps，所以 USB 口最少可以扩展成 109 个串口。

2.2 接口扩展模块

接口扩展模块主要是将核心控制模块的 USB 口扩展成多个数字串口和将 I2C 口扩展成多个模拟接口。首先将 USB 口通过 USB Hub 扩展成多个 USB 口，扩展出的 USB 口平分传输速率，USB Hub 芯片选用 FE1.1S，可以将 1 个 USB 口扩展成 4 个 USB 口，USB 转串口芯片选用 FT232R，如果还需要扩展更多的数字接口，可以设计更多的 USB Hub 和串口转换芯片，可以扩展 109 个数字串口。I2C 接口的模数转换芯片选用 PCF8591T，8 位的转换精度可以满足报警两种状态的需要，4 路模拟量输入完全可以满足电池电压、开舱报警和进水报警。

2.3 传感器模块

传感器模块包括温湿压风传感器、耦合温盐传感器、GPS 定位模块和无线通信模块，都是通过数字串口连接。温湿压风传感器采用的是 Young 公司的超声波温湿压风传感器。

耦合温盐传感器采用 Sea Bird 公司的耦合温盐传感器。感应耦合数据传输系统利用塑包引导钢缆和周围海水形成闭环。将收发耦合磁环分置主浮体下端和剖面测量平台上，将塑包钢缆从耦合磁环中心传入，完成感应耦合通讯与数据传输。[6] 这种传输方式的优点是结构简单、成本低；不存在接头和导线，可靠性高；不受接头的限制，传感器的部署位置可以更加灵活。

无线通信模块在近海浮标使用 DTU（Data Transfer Unit，无线通信网络 GPRS/CDMA 进行传送的无线终端设备）模块，远海浮标使用铱星模块。DTU 模块通信费用低，只能在陆地或者近海的地方使用[7]；铱星模块通信费用高，可以在远海的地方使用。

3 系统软件设计

气象水文浮标系统的软件设计主要包括采集端的程序和岸站接收中心软件的设计。采集端程序功能包括温湿压风传感器模块的数据采集及处理、耦合温盐传感器模块的数据采集及处理、GPS 模块的地理坐标参数采集和将所有数据整合处理发送回岸站接收系统；岸站接收中心软件功能主要是接收、解析、显示和存储采集端的数据。

3.1 采集端程序设计

采集端软件采用 Qt 作为软件开发平台，与数据库结合自动备份，多线程运行满足各传感器同时采集数据，设计流程图如图 2 所示。

采集端由实时时钟唤醒进入工作状态，首先进行 Linux 系统的初始化，通过 GPIO 口控制继电器，为温湿压风传感器模块、GPS 定位模块、水下的耦合温盐传感器模块和无线通信模块分别上电，同时通过温湿压风传感器模块采集温度、湿度、气压和风速、风向等气象数据并将采集数据插入对应数据库，通过耦合温盐传感器采集不同深度的水温、

盐度等水文数据并将采集数据插入对应数据库，通过 GPS 定位模块采集定位数据并将采集数据插入对应数据库，按照要求采集完数据后，通过 GPIO 口控制继电器，分别关闭对应的温湿压风传感器模块、GPS 定位模块和水下的耦合温盐传感器模块，将采集的报警数据插入对应数据库。当需要采集的数据全部入库后，按照要求整合处理采集的所有的数据并压缩，制作成本次采集需要回传的数据，同时将数据库中需要补发的数据移动到内存中，加上本次需要回传的数据，一共 N 条数据需要发送，对每一条数据尝试发送，发送成功的数据从内存中删除，没有发送成功的数据再存入补发数据库中，当所有需要补发的数据全部尝试发送一次之后，关闭无线通信模块，本次的采集端的工作结束，进入休眠状态。

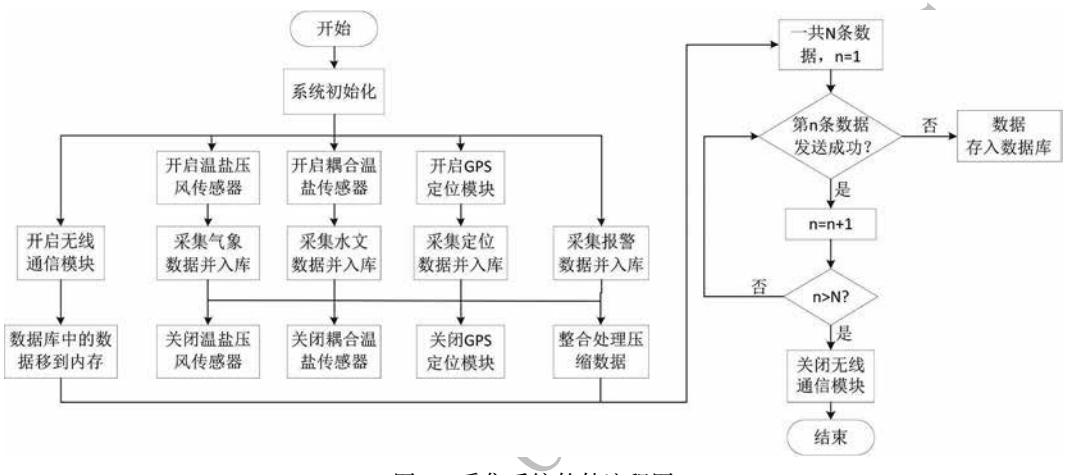


图 2　采集系统软件流程图

3.2　无线通信模块的选择及通信流程

气象水文浮标根据离岸的远近分为近海浮标和远海浮标，考虑到通信质量、通信成本等因素，近海浮标大多选用 GPRS 或者 CDMA 两种通信方式，远海浮标通常选用卫星通讯作为通信方式。为了兼顾近海浮标和远海浮标，基于 Linux 的气象水文浮标采集系统的通信端口通过一个标志位可以切换 DTU（Data Transfer Unit，无线通信网络 GPRS/CDMA 进行传送的无线终端设备）和铱星模块。

近海浮标采用 GPRS 或者 CDMA 作为通信方式，通信流程如图 3 所示。发送数据时，每条数据发送后等待最多 3 秒钟，接收到岸站接收系统回复后即为本条数据发送成功，如果没有收到回复，将该条数据插入数据库，并继续发送下一条数据。

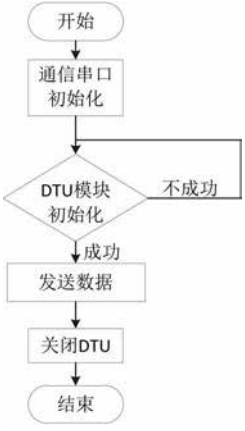


图 3　近海浮标通信流程图

远海浮标采用铱星通讯作为通信方式，通信流程如图 4 所示。首先发送 AT 指令，如果铱星模块返回 OK，再发送 AT+CSQ 指令来获得当前通讯的信号质量，如果发送这两条指令没有返回 OK，重新发送该指令，如果没有信号，则发送失败后结束发送，这两条命令在铱星模块初始化时发送，以后发送每条

数据不必再次发送这两条命令；当有信号时，发送 AT+SBDD2 指令来清空发送缓存，当返回 OK 后，发送 AT+SBDWB = buff. size 指令来指定发送数据的大小，其中 buff. size 是需要发送的数据大小，如果返回 READY，发送需要发送的数据，将发送数据写入铱星模块的发送缓冲区，以上指令发送后如果返回不正确或者没有返回，都需要重新发送 AT+SBDD2 指令，将发送数据写入铱星模块的发送缓冲区后，铱星模块如果返回 0，发送 AT+SBDIX 指令，如果返回的 status < 3，则表示发送成功，如果没有返回或者 status<3 错误，则发送失败。

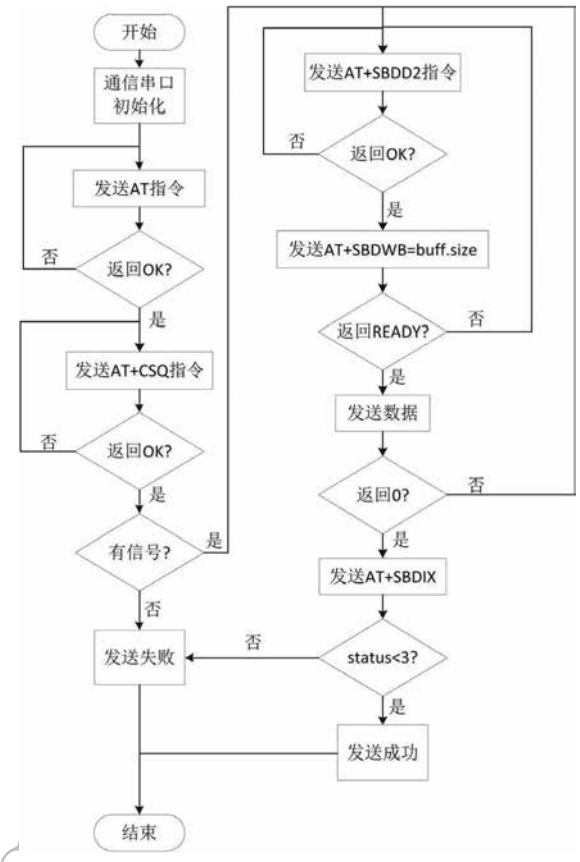


图 4　远海浮标通信流程图

3.3　岸站接收系统的设计及实现

岸站接收系统选用 LabVIEW 作为软件开发平台，采用 CS 架构，LabVIEW 提供了方便的界面设计工具，CS 架构将数据接收存储和数据解析分离开，数据的接收存储在服务器端完成，数据解析在客户端完成，保证数据接收的稳定性及数据解析的灵活性。

岸站接收系统的服务器端程序流程图如图 5 所示。服务器端程序监听端口，当有浮标采集器连接端口后，等待接收数据，当接收到数据后，将数据存储到数据库中，检测连接是否断开，如果没有断开继续等待接收数据，如果连接断开，继续监听端口，在有一个连接接入端口后，不影响其他浮标的采集器接入端口，是一个并行的过程，服务器端程序简单高效，以保证每条数据都能存储下来。

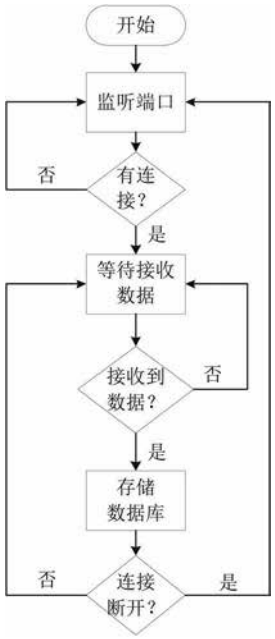


图 5　岸站接收系统服务器端程序流程图

岸站接收系统的客户端程序功能模块组成图如图 6 所示。登录界面输入正确的用户名和密码后进入主界面，主界面由三个页组成，最新数据、数据查询和数据报表。在最新数据中会实时更新数据库中最新的数据并按照解析格式解析成气象参数、水文参数和报警信息，也可以在最新数据中根据时间查找某个时间之前的最新数据；数据查询是选择需要查询的参数后，选择起始时间和结束时间，可以得到该参数在这个时间段内的变化曲线；数据报表是选择起始时间和结束时间，会将

该时间段内的数据解析完成后导出到 Excel 中，以便进行进一步的科学研究。岸站接收系统的客户端程序的界面如图 7 所示。

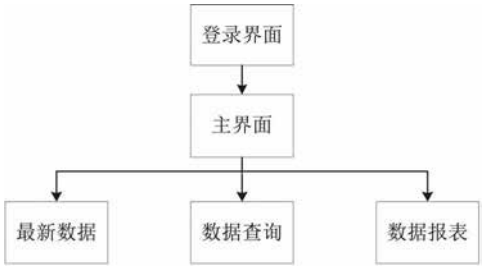
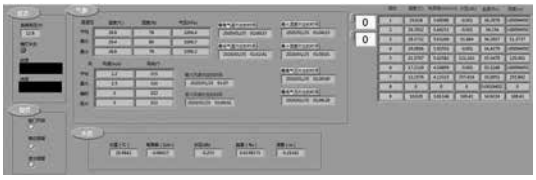
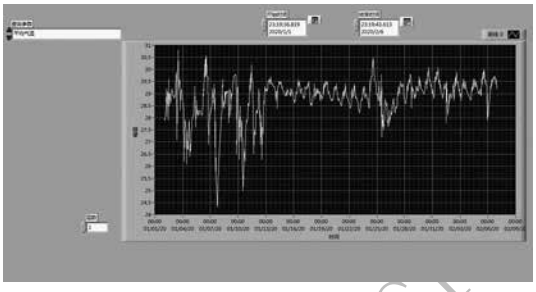


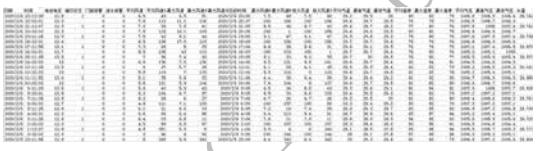
图 6　岸站接收系统客户端程序功能框图



（a）最新数据界面



（b）数据查询界面



（c）数据导出界面

图 7　岸站接收系统客户端程序界面

4　实验测试

图 8　基于 Linux 的气象水文浮标

基于 Linux 的气象水文浮标如图 8 所示，近海在威海布放 1 套，在烟台布放 1 套，在远海西太平洋赤道附近布放 2 套。威海近海浮标已经布放半年，维护过 1 次，烟台近海浮标和远海浮标布放 3 个多月，目前从岸站接收系统中查询数据回传正常，数据采集和浮标状态正常。近海浮标采用 CDMA 通信，远海浮标采用铱星通信。

4.1　定时数据采集测试

表 **1**　接收数据准点率

浮标号	所在地	通信方式	接收数据准点率
近海 1 号	烟台	CDMA	83.7%
近海 2 号	威海	CDMA	98.5%
远海 1 号	西太平洋赤道附近	铱星	97.3%
远海 2 号	西太平洋赤道附近	铱星	96.8%

烟台近海 1 号浮标由于距离陆地较远，通信信号不是很好，因此接收数据准点率较差，原因包括发送数据慢和补发数据，其他浮标通信信号比较好，都是因为补发数据造成的接收数据不准时。由于每次采集开始时间都是确定的，数据准时回传，说明数据采集的时间是一定的。相比目前主要采用的串行数据采集，效率更高，可扩展的传感器更多。

4.2　数据自动备份测试

浮标回传每次回传的数据都是一段时间采集后的特征值，比如是每个时间段的平均值、最大值和最小值，如果回传传感器上每一个采集数据，数据量太大，通信费用比较高，因此采集端需要将每个传感器采集的数据自动备份，当浮标回收时，可以通过备份的数据还原所有的采集过程，为进一步科学研究提供数据支持。

目前，只有威海近海 2 号浮标维护过，从浮标的数据库中取出的数据经过重新计算，与岸站接收系统接收到的数据是一致的，证明了回传数据的正确性。

4.3 数据补发测试

由于海上的信号不稳定，不能保证每次数据都能回传到岸站接收系统，因此，为了保证数据的连续性，需要将每次没有发送成功的数据，在下次信号好的时候，可以一起补发到岸站接收系统。各个浮标的数据补发率如表 2 所示，烟台近海 1 号浮标由于距离陆地较远，通信信号不是很好，因此补发率较高。

表 **2** 接收数据补发率

浮标号	所在地	通信方式	数据补发率
近海 1 号	烟台	CDMA	15.2%
近海 2 号	威海	CDMA	1.5%
远海 1 号	西太平洋赤道附近	铱星	2.7%
远海 2 号	西太平洋赤道附近	铱星	3.2%

5 总结

文章详细阐述了基于 Linux 的气象水文浮标数据采集系统的设计及实现，多线程同时采集气象数据、水文数据和浮标状态信息，相比无操作系统下串行采集传感器数据，采集效率更高，工作功率比较低；可扩展性强，可以扩展到 109 个传感器同时采集数据，内置数据库，可以将各个传感器每次的采集数据自动备份，保证了回收数据正确性和为进一步的科学研究提供数据支持；实现了数据补发功能，由于海上信号不稳定，数据补发可以将由于信号不好时的数据在信号好的时候再次发送，保证了岸站接收系统接收采集数据的连续性。烟台近海 1 号浮标、西太平洋赤道附近远海 1 号和远海 2 号 3 个多月的运行以及威海近海 2 号浮标半年的运行，岸站接收系统接收的浮标数据都是正常连续的，威海近海 2 号浮标数据库中数据与回传数据移植，说明基于 Linux 的气象水文浮标数据采集系统能同时获取气象、水文的连续稳定的观测数据，并且回传数据是准确可靠的。设计还有许多不足之处，未来的工作是改善和改进，主要有以下几点：

（1）扩展更多的数字接口，来满足浮标搭载更多的传感器；

（2）实现远程控制的功能，通过岸站接收系统控制气象水文浮标数据采集系统的采集方式；

（3）除了目前已经应用的太阳能供电，探索更多的供电方式，以满足更多传感器供电需求；

（4）利用 Linux 的优势，将人工智能应用到气象水文浮标数据采集系统中，系统可以根据已经采集的数据分析后面的采集方式。

参考文献：

[1] 朱光文．海洋监测技术的国内外现状及发展趋势[J]．气象水文海洋仪器，1997，14（02）：1-14.

[2] WANG J，WANG Z，WANG Y，et al. Current situation and trend of marine data buoy and monitoring network technology of China[J]. Acta Oceanologica Sinica，2016，35（2）：1-10.

[3] 赵聪蛟，周燕．国内气象水文浮标监测系统研究概况[J]．海洋开发与管理，2013，30（11）：13-18.

[4] 孔佑迪，门雅彬，齐占辉，等．基于铱星通信的海洋环境在线监测系统[J]．电子技术应用，2015，41（08）：27-29，33.

[5] 王柏林，王皖东，刘云平．基于 STM32 的海洋气象浮标采集系统设计及实现[J]．气象水文海洋仪器，2019，6（2）：85-89.

[6] 刘庆奎．深海海洋要素垂直剖面实时测量系统设计[D]．青岛科技大学，2017.

[7] 王春晓，王旭，刘长华等．一种用于海洋综合观测浮标的多种通信方式集成系统[J]．海洋科学，2020，，44（1）：142-147.

气象用直路开口风洞测试方法探讨及性能参数分析

孔诗媛[1] 刘 昕[2] 麻 锴[1] 王 旭[1] 沈天舒[1]

（1. 吉林省气象探测保障中心 长春 130062；2. 中国气象局气象探测中心 北京 100081）

摘 要：70m/s 的直路开口风洞近年在部分省级气象计量检定机构风洞改造中，作为新型风洞进行使用。目前尚未颁布针对直路开口风洞性能参数的测试方法。以 QX/T84-2007《气象低速风洞性能测试规范》和 QX/T323-2016《气象低速风洞技术条件》标准为参考，明确了风洞试验段有效试验区域的测量方法，并在此基础上针对风洞技术指标中流速范围、均匀性、稳定性的测试方法和数据进行分析，得出结论：测试前需先确认开口风洞的有效实验区域；流速均匀性测试应覆盖风洞流速的全量程，包括流速上限和流速下限，采用坐标轴测点分布法评价有效实验区域内实验截面流场的均匀性；2m/s 以下风速应采用最大绝对偏差值对流场的稳定性进行评价。

关键词：直路开口风洞；有效实验区；均匀性；稳定性

中图分类号：P425 **文献标识码**：A

Discussion on test method and analysis of performance parameters for meteorologicalopen straight wind tunnel

KongShiyuan[1], Liu Xin[2], Ma Kai[1], Wang Xu[1], Shen Tianshu[1]

(1. *Jilin Atmospheric observation and Technical Support Center*, *Changchun* 130062;
2. *Meteorological Observation Center of CMA*, *Beijing* 100081)

Abstract: Many provincial meteorological verification organizations are using meteorological open straight wind tunnel of 70m/s as a new equipment for wind tunnel upgrading. There is no test method for the wind tunnel. We used QX/T84-2007《Test specification for meteorological low speed wind tunnel performance》 and QX/T323-2016《Technical condition of meteorological low speed wind tunnel》 as reference resources to analys the new one. We mainly analysis velocity range, uniformity of velocity and stability of velocity. The conclusions are: first, we should confirm the effective experimental area of open wind tunnel before testing; second, the velocity range needs covering the full range of wind tunnel veloc-

作者简介：孔诗媛，2014 年于长春理工大学获得硕士学位，现为吉林省气象探测保障中心工程师。主要从事大气探测技术研究工作。E-mail：184217177@qq.com

Kong Shiyuan received her M. sc. degree in 2014 from Changchun university of science and technology, now she is working in Jilin Atmospheric observation and Technical Support Center. Her main research interests in researching atmospheric detection technology.

ity, including the upper and the lower velocity range; third, using the method of coordinate axonometric point distribution to assess uniformity of velocity; forth, using absolute value of deviation to assess stability of velocity at 2m/s.

Keywords: open straight wind tunnel; effective experimental area; uniformity of velocity; stability of velocity

0 引言

直流式风洞在煤炭、航空航天飞行器、汽车气动阻力等领域的研究发挥着重要作用，然而气象行业直路开口式风洞技术的应用在近几年才崭露头角。70m/s 的直路开口风洞作为新型风洞较回路风洞有如下优点：1. 较同级别回路风洞尺寸小，占地少，且造价相对较低；2. 试验段很少受风洞下游动力机械噪音的影响；3. 因风洞两端直通大气，气流经试验段后排除风洞不导回循环使用，因此在进行计量检定时，不用考虑温升问题；4. 可在测试段实现不同环境下传感器状态的模拟；5. 开口试验段方便被测传感器的安装，可用于新型测风传感器如超声波测风仪的测试。

QX/T84-2007《气象低速风洞性能测试规范》（简称《测试规范》）和 QX/T323-2016《气象低速风洞技术条件》（简称《技术条件》）中未提及直路开口风洞的测试方法和测试条件，今以杭州佐格通信设备公司生产的型号为 WZ860070-E 的 70m/s 直路开口风洞为例，进行测试方法及技术条件的探索和研究。

1 技术指标的测试方法

标准中对于风洞的术语定义、测试仪器及环境均属于气象低速风洞的通用要求，指标同理适用于 70m/s 的直路开口风洞。本次验证并探讨的重点对标准中《测试规范》中 5 测试方法和《技术条件》中 6.4 技术性能内容进行逐项探讨。

1.1 开口风洞有效试验区域确定

直路开口风洞试验区域内风速的轴向衰减比较明显，其喷口直径 600mm，试验段长度为 1000mm。标准中没有给出测风仪器的安装位置，为测量有效试验区域，选用型号为 NPL 的标准皮托静压管，喷口的来流风速工况选择 30m/s 的风速下，其结果如图 1 所示。

皮托管沿实验段中心轴线方向自喷口前端至喷口截面 550mm，每隔 50mm 进行一个测点的风速测量。每个测点测值 12 次，计算平均值绘制折线图。图中可以表示该风洞在试验段中心轴线方向距喷口 400mm 之后风速开始出现明显的衰减，从而可以判定出该风洞的有效试验区域在 50mm～400mm 之间，测量仪器需安装在这个区域范围内。

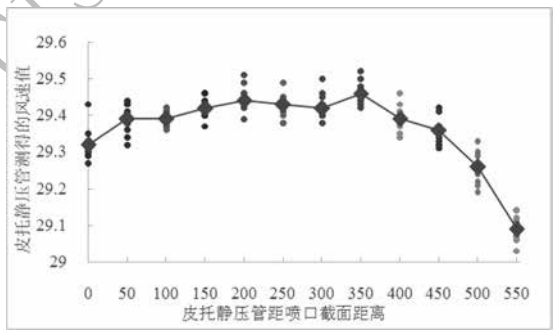


图 1 直路开口风洞有效试验区域测量

1.2 流速范围测试

根据风洞性能测试规范 5.1 的方法，选用型号为 6542 的热线风速仪和 NPL 型标准皮托静压管安装于风洞试验段有效试验区域进行流速下限和上线的测量。每隔 1min 测 1 次，连续测量 3 次，取其算数平均值，具体数据见表 1 和表 2：

表 1 70m/s 直路开口风洞流速下限测试

工况序号	热线仪稳定示值（m/s）
1	0.36
2	0.35

续表

工况序号	热线仪稳定示值（m/s）
3	0.36
流速下限均值	0.36

表 2　70m/s 直路开口风洞流速上限测试

温度：15.1℃　湿度：0.68%RH　压力：1021.1 hPa

工况序号	微差压计读数（mmH_2O）	实测风速（m/s）
1	378.24	77.79
2	378.44	77.81
3	377.83	77.75
流速上限均值	378.17	77.78

1.3　试验段流场均匀性测试

1.3.1　均匀性计算方法及测点选择

风洞的均匀性主要测试工作段横截面上不同区域气流速度分布的均匀程度，用该界面上个点气流速度的相对标准偏差表示。

$$\mu=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}[(v_i-\bar{v})/\bar{v}]^2}{n-1}}\times 100\% \quad (1)$$

$$\bar{v}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}v_i \quad (2)$$

式中：μ–均匀性系数

Δv_i–第 i 测点流速与被测截面平均流速之差，单位为 m/s；

$\bar{v}$–被测截面平均流速值，单位为 m/s；

n–测点数；

v_i–第 i 测点流速值，单位为 m/s。

《测试规范》中给出的统一截面测点布置的方法为等间距法和坐标轴法。闭口风洞因为试验段洞体部分只有在顶部或底部设有 2~3 个仪器安装孔，因此一般采用 Y 坐标轴法进行纵向测点。而开口风洞由于试验段处于开放状态，上述两种测点的选择均具备可操作性。考虑到实际测试仪器安装位置一般位于水平或纵向轴线距中心点的沿线上，因此选用坐标轴法。距洞壁 100mm 处开始，每隔 50mm 选一个测点，将工作段截面分成 17 个测点（其中中心点重合算一个测点），如图 2 所示。每点进行 10 次读数，在 2m/s、40m/s、60m/s 三个风速点对风洞进行流速均匀性评价。

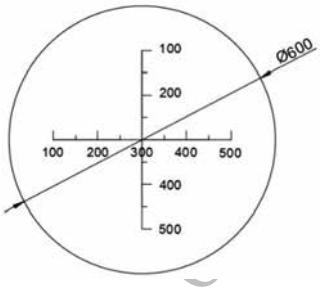
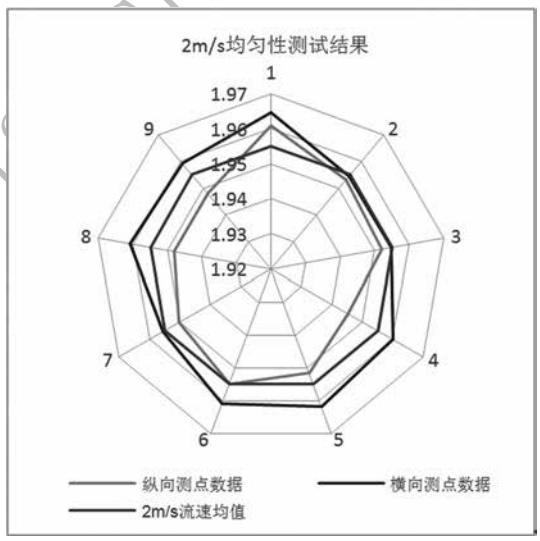
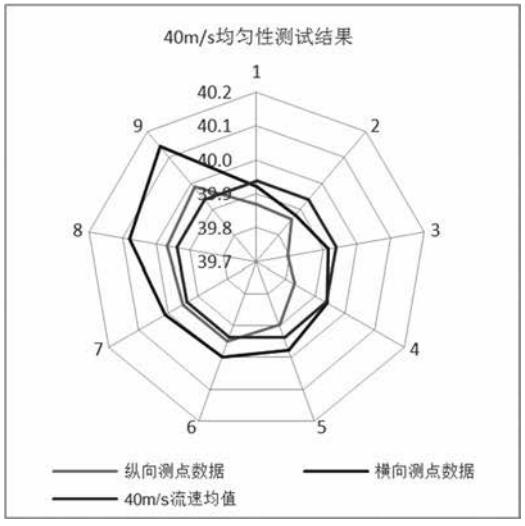


图 2　测试截面坐标轴法流速均匀性测点分布图

1.3.2　实验及结果验证





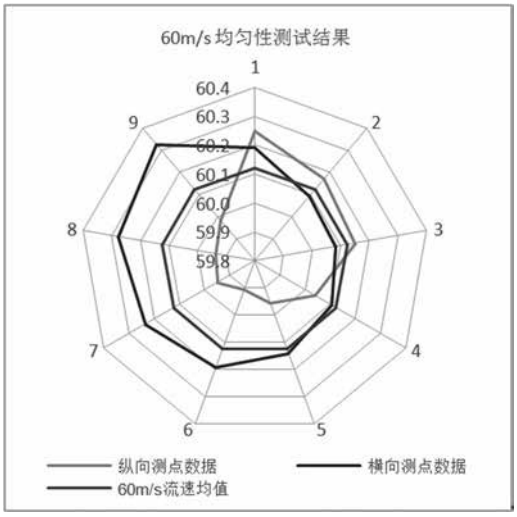


图 3　2m/s、40m/s、60m/s 均匀性测试雷达图

表 **3**　各点均匀性计算结果

风速（m/s）	2	40	60
流速均值（m/s）	1.96	39.94	60.12
均匀性	0.29%	0.21%	0.32%

从图 3 以及表 3 可以得出结论：（1）《测试规范》和《技术条件》中流速均匀性测试选择 10m/s 和 20m/s 两种流速作为测试点，作为风速上限为 70m/s 的开口风洞，风速点的选择应该覆盖流速上限和下限，并应适当增加中间流速测试点；（2）实验结果表明开口风洞的均匀性很好且满足《技术条件》试验段流速均匀性不大于 1% 的要求；（3）从图 3 可以看出，开口风洞的边缘均匀性略低于中心均匀性，因此测试时需将标准器和被测设备尽量置于中间区域，或进行边缘修正。

1.4　试验段流场稳定性测试

1.4.1　稳定性计算方法及测点选择

稳定性的计算参考《测试规范》和 JJG（煤炭）02-96《矿用风速测量仪表检定装置检定规程》（简称《矿用检定规程》）有两种稳定性的计算方法。《矿用检定规程》采用相对标准偏差方式计算稳定性，公式同均匀性计算方法一样，见公式（1）和（2）。

《测试规范》计算的是测值较平均流速值最大差值相对平均值的偏差（以下简称最大相对均差），其计算公式如（3）所示：

$$\delta=\frac{|V_i-\bar{V}|_{max}}{\bar{V}}\times 100\% \qquad (3)$$

式中：δ-稳定性系数；

V_i-某次测试中第 i 个瞬时流速值，单位 m/s；

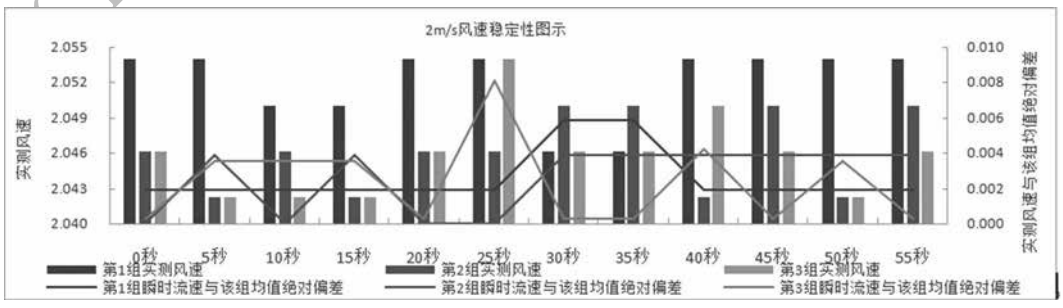
$\bar{V}$-某次测试中一分钟内的平均流速值，单位 m/s；

$|V_i-\bar{V}|_{max}$-为测值较平均流速值最大差值的绝对偏差（以下简称绝对偏差）。

流场的稳定性是衡量风洞性能的重要指标之一。将皮托管安装在实验截面中心轴线的位置上，分别在 2m/s、40m/s、60m/s 风速条件下对每个点进行三组测量，每 5 秒记录一次微压计示值，每组测试时间为 1 分钟。三次测得的稳定性系数计算出来的算数平均值，作为风洞该流速下的稳定性系数。

1.4.2　实验及结果验证

各风速点的测试数据见下图所示。



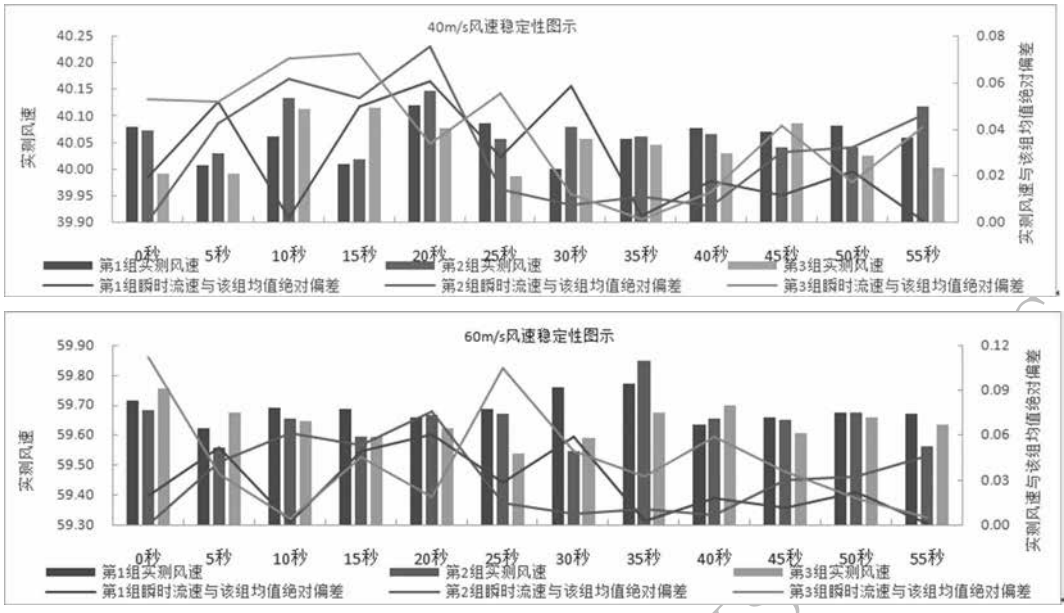


表 **4**　各测试点流速稳定性

风速测试点 / 测试序列		2m/s			40m/s			60m/s		
		1 组	2 组	3 组	1 组	2 组	3 组	1 组	2 组	3 组
瞬时流速与该组均值绝对偏差	1	0. 002	0. 000	0. 000	0. 020	0. 001	0. 053	0. 029	0. 035	0. 112
	2	0. 002	0. 004	0. 004	0. 052	0. 042	0. 052	0. 063	0. 090	0. 034
	3	0. 002	0. 000	0. 004	0. 002	0. 062	0. 071	0. 006	0. 007	0. 004
	4	0. 002	0. 004	0. 004	0. 050	0. 053	0. 073	0. 002	0. 053	0. 046
	5	0. 002	0. 000	0. 000	0. 061	0. 076	0. 034	0. 027	0. 018	0. 019
	6	0. 002	0. 000	0. 008	0. 028	0. 015	0. 056	0. 000	0. 025	0. 105
	7	0. 006	0. 004	0. 000	0. 059	0. 007	0. 012	0. 072	0. 100	0. 049
	8	0. 006	0. 004	0. 000	0. 003	0. 011	0. 001	0. 086	0. 201	0. 033
	9	0. 002	0. 004	0. 004	0. 018	0. 007	0. 013	0. 050	0. 008	0. 059
	10	0. 002	0. 004	0. 000	0. 012	0. 030	0. 042	0. 029	0. 005	0. 036
	11	0. 002	0. 004	0. 004	0. 022	0. 032	0. 017	0. 010	0. 028	0. 018
	12	0. 002	0. 004	0. 000	0. 001	0. 046	0. 041	0. 017	0. 084	0. 005
各组平均流速（m/s）		2. 052	2. 046	2. 046	40. 059	40. 073	40. 044	59. 687	59. 648	59. 642
截面流速均值（m/s）			2. 048			40. 059			59. 659	
《测试规范》方法下最大绝对偏差（m/s）			0. 008			0. 076			0. 201	
《测试规范》方法下的稳定性			0. 29%			0. 17%			0. 22%	
《矿用检定规程》方法下的稳定性			0. 16%			0. 10%			0. 10%	

比较《测试规范》和《矿用检定规程》稳定性测试部分要求可知：

（1）《测试规范》建议给出各测试点下流速的稳定性，《矿用检定规程》则给出风洞整体的气流稳定性。在实验选点方面，《测试规范》选择 10m/s、15m/s、20m/s、25m/s 流速点进行测试，《矿用检定规程》选择 2m/s、5m/s、10m/s、20m/s、30m/s 流速点进行测试。考虑到风洞稳定性评估应为覆盖全量程的性能评价，因此建议测试时增加低风速（如 2m/s）和高风速（如 60m/s）流速测试点，并逐点给出风洞的稳定性；

（2）二者对于全量程的测点评价均采用百分比方式表示。在笔者对不同风洞测试过程中，时常遇到风速 2m/s 时稳定性大于 0.5%，而其他风速测试点稳定性均小于 0.5%的情况。同时从表 4 的数据可以看出：2m/s 的测试点稳定性表现最差，而最大绝对偏差相对较小且实测风速数据稳定；高风速段最大绝对偏差增大，但相对稳定性较理想。分析原因认为低风速下风速基数小，风洞风场受外界影响较大，微小的扰动就会得到较大的相对偏差。随着风速的增加，计算相对偏差的基数变大，稳定性测试结果表现得对外界影响不敏感，因此建议在 2m/s 的测试点选取最大绝对偏差作为衡量该点风场稳定性的数据指标。

（3）使用相对标准偏差和最大相对均差的方法计算稳定性都有自己的理论依据，二者都是求取测量值偏离平均值的程度。《矿用检定规程》计算多次测量得到的正态分布置信区间 95%下的值，《测试规范》求取的是最大偏差相对均值的偏离程度评价系统稳定性，要求相对严格。

2 结论

直路开口风洞作为气象行业空气流速检测的新型标准配套设备，较传统的直路、回路闭口风洞有很多使用方面的差异。针对性能的改变，测试方法也应做相应的调整。本文参照《测试规范》和《矿用检定规程》对风洞的检定要求，提出直路开口风洞参数测试较原有规程不同之处，主要归纳为以下几点：（1）流速测试点应重新选择；（2）性能测试前应首先确定有效实验区域；（3）因为实验段空气非循环利用，因此取消温升性能测试；（4）2m/s 点的稳定性测试，建议采用最大绝对偏差值作为评价依据，其他测试点按照《测试规范》实施。

70m/s 的直路开口风洞较目前省级使用的风洞不仅在风速上限测试上有所突破，各方面性能参数也表现优异。由于其测试段的开放性，不仅为超声波测风仪等新型传感器的校准提供条件，同时因为机械臂在测试段内辅助测试，对测风传感器方位响应、余弦响应误差等性能研究提供了可能。未来空气流速发生装置必然向灵活、开放、占地小、便捷操作等方向发展。

参考文献：

[1] 中国气象局 . QX/T84-2007《气象低速风洞性能测试规范》[S]. 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局，2007.

[2] 中国气象局 . QX/T323-2016《气象低速风洞技术条件》[S]. 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局，2016.

[3] 煤炭工业部科技教育司 . JJG（煤炭）02-96《矿用风速测量仪表检定装置检定规程》[S]. 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局，1996.

[4] 付建涛 . 几种矿用低速风洞的结构分析及其性能比较 [J]. 自动化仪表，2013（08）：70-72.

[5] 刘蝉祯 . 开口风洞的设计与研究 [J]. 煤矿安全，1992，000（010）：44-48.

[6] 韩书新，孙仁霞，魏新华 . 气象低速风洞参数及性能测试 [J]. 气象水文海洋仪器，2013（04）：124-126+130.

[7] 韩书新，侯飙，徐嘉，等 . 气象低速风洞检定结果的测量不确定度评定 [J]. 气象水文海洋仪器，2017（2）.

[8] 支询 . 风速测量误差分析 [J]. 中国计量，2018（7）：84-85.

[9] 孔文杰，杜海，李奇轩等 . 小型低速开口直流式风洞流场标定 [J]. 西华大学学报（自然科学版），2020（03）：63-70.

服务“一带一路”，中国新疆和中亚地区气象计量比对方法研究

蔡震坤[1]，边泽强[1,2]，吴　宁[1]，吐鲁逊[1]，张晨亮[1]

（1. 中国新疆气象技术装备保障中心，乌鲁木齐 830001）

（2. 中国气象局气象探测中心，北京 100086）

摘　要：中亚地区是我国西风带天气系统的上游地区，天气变化一般先从哈萨克斯坦等中亚国家发生，因此加强与中亚地区在气象科技方面开展合作交流对于中国新疆乃至中国气象防灾减灾具有重要意义。本文提出了中国新疆和中亚地区的气象计量比对的方法，目的是保障中国新疆和中亚地区气象计量基准、气象计量标准量值的统一、准确、可靠，提高中国新疆和中亚地区的气象观测资料的可比性和一致性，满足双方在气象预报预警、气候防灾减灾方面的合作需求，更好的为“一带一路”经济建设提供准确可靠的气象保障服务。

关键词：一带一路；计量；比对；

引言

中国新疆地处亚欧大陆腹地，陆地边境线 5600 多公里，周边与俄罗斯、哈萨克斯坦、吉尔吉斯斯坦、塔吉克斯坦、巴基斯坦、蒙古、印度、阿富汗斯坦八国接壤，在历史上是古丝绸之路的重要通道，现在是第二座“亚欧大陆桥”的必经之地，战略位置十分重要。中国新疆具有独特的区位优势和向西开放重要窗口作用，与中亚国家交流合作，形成丝绸之路经济带上重要的交通枢纽、商贸物流和文化科教中心，是新疆参与“一带一路”建设的主要战略及功能定位。

中亚这个概念所包含的范围通常来自苏联官方的定义，即仅指其下属的五个加盟共和国哈萨克、吉尔吉斯、乌兹别克、塔吉克、土库曼。苏联时期，这一界定在国际上也广泛使用，但实际上阿富汗也属于中亚范畴。

为了落实中央建设“一带一路”的战略部署，积极发挥中国新疆地处丝绸之路经济带核心区的区位优势和语言文化优势，加强与中亚国家气象技术交流合作，促进中亚气候变化重建研究项目顺利开展，2015 年 10 月 11–14 日在中国新疆乌鲁木齐市召开了“中亚气象科技研讨会”。来自中亚五国和国内气象专家就中亚区域气象合作项目、最新科研成果进行展示探讨和资源共享。中亚地区是“一路一带”战略发展的重要区域，全区属于干旱半干旱气候，生态环境脆弱。加强中国西北同中亚国家气候变化研究和技术交流合作有利于提升区域防灾减灾能力，还将完善全球气象研究，提升其他地区气候变化研究的准确性。

中亚地区是我国西风带天气系统的上游地区，天气变化一般先从哈萨克斯坦等中亚国家发生，而且中国新疆和哈萨克斯坦气候背景相似，双方在气象科技方面开展合作交流对两国都有利，对于中国新疆乃至中国的能源安全、水资源安全具有重要战略意义。近年来，中国新疆作为中国向西开放桥头堡，在气象领域同中亚国家联合开展系列科研项目，建立对等联系渠道，加强气象资料的交

换与共享，展开了富有成效的合作与交流。

本文提出了中国新疆和中亚地区的气象计量比对的方法，保障中国新疆和中亚地区气象计量基准、气象计量标准量值的统一、准确、可靠，希望进一步提高中国新疆和中亚地区的气象观测资料的可比性和一致性，满足双方在气象预报预警、气候防灾减灾方面的合作需求，更好的为“一带一路”经济建设提供准确可靠的气象保障服务。

1 比对的目的和范围

1.1 比对的目的

通过中国新疆和中亚地区的气象计量比对，确保中国新疆和中亚地区气象计量基准、气象计量标准量值的统一、准确、可靠，全面提高中国新疆和中亚地区的气象计量检定的技术水平和工作质量。

1.2 比对的范围

本次比对在中国新疆气象局和中亚地区五国气象部门范围内进行。计量比对气象要素包括温度、湿度、气压、风速 4 个要素。验证中国新疆和中亚地区气象计量检定机构的检定装置测量量值的一致程度、检定装置计量标准的可靠程度，检查各计量检定机构的检定准确度是否保持在规定的范围内，实现其准确一致的检定传递和可靠的量值溯源。

中国新疆气象计量检定所作为主导实验室组织开展比对工作。力争通过实验室之间的比对，客观、公正地反映中国新疆和中亚地区气象计量实验室的现状；验证各实验室开展检定/校准的技术能力；考察计量人员的技术水平和设备运行状态，识别人员、设备及技术等方面存在的问题，从而不断完善和提升气象计量检定/校准能力，确保量值传递的准确、一致、可靠，更好的为“一带一路”经济建设提供准确可靠的气象保障服务。

1.3 比对路线的确定

本次比对路线采用星形式的比对方式（见图 1）。即传递标准经主导实验室测量完后，回到主导实验室，由主导实验室再进行测量，完成一个比对小循环，以此类推完成全部比对。该方案保证了传递标准在主导实验室和参比实验室测量结果的对应，即传递标准在主导实验室测量后在参比实验室进行试验，可在比对试验中验证传递标准示值的变化情况，将无效比对控制在比对过程中某一中间环节，并缩短比对周期。

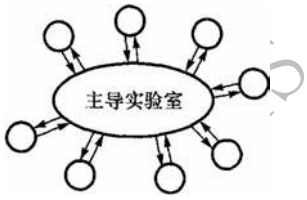


图 1 比对路线方案

2 比对样品的选用

由主导实验室提供以下比对样品作为传递标准。

（1）温度（气温）项目的比对样品及计量性能要求

型　号：PT100（江苏省无线电研究所）

测量范围：（-50~+80）℃

分 辨 力：0.1℃

最大允差：±0.5℃

（2）湿度项目的比对样品及计量性能要求

型　号：HMP45D（VAISALA）

测量范围：（0~100）%RH

分 辨 力：1%RH

最大允差：±4%RH（≤80%RH 时）

±8%RH（>80%RH 时）

（3）气压项目的比对样品及计量性能要求

型　号：PTB220（VAISALA）

测量范围（500~1100）hPa

分 辨 力：0.01hPa

最大允差：±0.25hPa

（4）风速项目的比对样品及计量性能要求

型　号：ZQZ－TF（江苏省无线电研究所）

测量范围：（0～60）m/s

分 辨 力：0.1m/s

最大允差：±（0.5+0.03V）m/s（注：V为指示风速）

启动风速：≤0.5m/s

3　比对方法和程序

3.1　比对前期准备工作

为使比对数据准确、可靠，在比对前各实验室应检查检定装置的技术性能指标是否符合规定要求。各参比实验室在检定前后，均对传递样品不做任何维修或调整，必须保持传递样品的原始状态。

3.2　温度（气温）项目比对方法和程序

选择比对检定点为：－20℃、－10℃、0℃、+10℃、+30℃；检定点的温度控制范围应≤±0.02℃。

按照自动站现场校准方法，分别将PT100温度传感器放入导热、密封良好的乳胶防水套管或热缩防水管内，置于恒温检定槽中，并进行读数。为了更加合理的利用对比数据评定不确定度，每个测量点的读取次数设置为10次。在一个测量点读数结束后，温度软件自动控制恒温槽内温度变化，从而进行下一个温度点的测量。

用10次标准器的平均值作为温度标准值。被检温度传感器10次读数平均值减去标准值得出该温度点上的示值误差，计算公式为：

$$\Delta T_i = \bar{T}_{10} - (\bar{T}_{s10} + \Delta t)$$

式中：ΔT_i—温度传感器在各温度点的示值误差；

$\overline{T_{10}}$—温度传感器在各温度点上10次测量值平均值；

$\bar{T}_{s10}$—标准器在各温度点上10次示值平均值；

Δt—标准器在该温度点上修正值。

3.3　湿度项目比对方法和程序

湿度选择低、中、高比对检定点为：33%RH、87%RH箱内湿度波动控制范围应≤±1.5%RH。

将湿度传感器分别置于HMK15湿度现场校准装置的低湿和高湿环境中，在HMT333数字式温湿计读取标准湿度值，在终端读取被测值。各湿度点每次测量时，进行3次读数。为合理评定不确定度，33%RH、87%RH测量点进行单程5次，正返程共10次读数。

用标准器3次修正后的测量平均值作为标准值，用被检湿度传感器3次输出值的平均值作为该湿度检定点上的测量值，用被检湿度传感器测量值减去标准值，得出被检湿度传感器在该湿度检定点上的示值误差，计算公式为：$\Delta h_i = \bar{h}_i - \bar{h}_s$。

式中：Δh_i—被检湿度传感器在各检定点上的测量误差；

$\bar{h}_i$—被检湿度传感器在各检定点上3次输出值的平均值；

$\bar{h}_s$—标准器在各检定点上3次测量值的平均值；

3.4　气压项目比对方法和程序

气压比对检定点的选择依次为：850hPa、900hPa、950hPa。按照检定规程基本方法，通过精调气源将压力点按从低到高，再从高到低的顺序（一个循环）输出，当一个点检定完毕，紧接着下一个压力点检定，直到一次循环检定结束。每个测量点采集2次标准器示值与被检气压传感器示值。为合理评定不确定度，选取三个压力点850hPa、900 hPa与950hPa进行单程5次读数，正返程10次读数。

气压传感器输出值的平均值，作为该检定点的测量值，气压标准器的平均值作为标准器在该检定点的标准值。

用（1）式和（2）式分别计算出气压传感器在正、反行程时，各压力点的测量误差。

$$\Delta P_{Ii} = P_{Ii} - P_{Iis} \qquad (1)$$

$$\Delta P_{Di}=P_{Di}-P_{Dis} \quad (2)$$

式中：ΔP_{Ii}—正行程气压传感器在各压力点上的测量误差；

ΔP_{Di}—反行程气压传感器在各压力点上的测量误差；

P_{Ii}—正行程各压力点上气压传感器输出值的平均值；

P_{Di}—反行程各压力点上气压传感器输出值的平均值；

P_{Iis}—正行程各压力点上标准器示值（经修正后）的平均值；

P_{Dis}—反行程各压力点上标准器示值（经修正后）的平均值。

3.5 风速、风向项目比对方法和程序

风速选择具有代表性的低、中、高风速检定点：2 m/s、5 m/s、10 m/s、20 m/s、40 m/s；检定点标准实测风速控制在正点上（如 10.0 m/s）。

为了合理评定不确定度，5 m/s、10 m/s 与 20 m/s 三个风速点进行 10 次读数。

按照检定规程方法，用被检风向传感器在各风向检定点上的指示风向减去标准实测风向，得出各风向检定点上的测量误差。

按照检定规程方法，用被检风速传感器在各风速检定点上的指示风速减去标准实测风速，得出各风速检定点上的测量误差（示值误差），再将各风速检定点上的指示风速值代入最大允差公式：±（0.5+0.03V）m/s（V 为指示风速）中，得出各风速检定点上的允许误差值，列出回归方程式。

4 测量不确定度的评定与表示方法

不确定度的评定方法和计量术语依据 JJF1059.1-2012《测量不确定度评定与表示》和 JJF1001-2011《通用计量术语及定义》的规定。

4.1 评定不确定度的一般步骤

a、明确被测量，必要时给出被测量的定义及测量过程的简单描述；

b、列出所有影响测量不确定度的影响量 x_i，并给出用以评定测量不确定度的数学模型；

c、评定各输入量的标准不确定度 $u(x_i)$；

d、计算合成标准不确定度 $u_c(y)$，应考虑各输入量之间的相关性；

e、列出不确定度分量的汇总表和详细信息；

f、对被测量的概率分布进行估计，并根据概率分布和所要求的置信水平 p 确定包含因子 k_p；

g、在无法确定被测量 y 的概率分布时，可以直接取包含因子 $k=2$；

h、由合成标准不确定度 $u_c(y)$ 和包含因子 k 或 k_p 的乘积，分别得到扩展不确定度 U 或 U_P；

i、给出测量不确定度的最后陈述，给出关于扩展不确定度的信息。不确定度评定的流程图如下图 2：

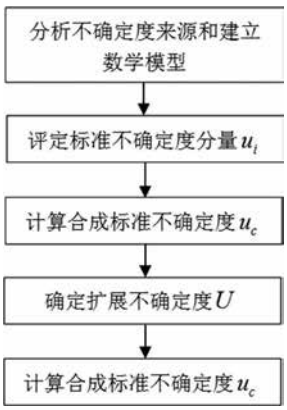


图 2 不确定度评定流程图

4.2 测量不确定度的来源分析

通常情况下，从测量标准提供的量值不准确、测量仪器的计量性能的局限性、测量环境的影响、引用的数据或其他参量值不准确、在相同条件下被测量在重复观测中的变化等方面考虑测量不确定度来源。以下表 1-表 4 的不确定度来源可作为参考：

表 **1**　温度传感器不确定度来源一览表

序号	不确定度来源	类型	概率分布	包含因子 k
1	测量重复性	*A*	*t*	
2	标准器的误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$
3	温场不均匀性	*B*	反正弦	$\sqrt{2}$
4	数据修约误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$

表 **2**　湿度传感器不确定度来源一览表

序号	不确定度来源	类型	概率分布	包含因子 k
1	测量重复性	*A*	*t*	
2	标准器的误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$
3	湿度场不均匀性	*B*	反正弦	$\sqrt{2}$
4	数据修约误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$

表 **3**　气压传感器不确定度来源一览表

序号	不确定度来源	类型	概率分布	包含因子 k
1	测量重复性	*A*	*t*	
2	标准器的修正值	*B*	均匀	$\sqrt{3}$
3	数据修约误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$
4	装置的气密性	*B*	矩形	$\sqrt{3}$

表 **4**　风速传感器不确定度来源一览表

序号	不确定度来源	类型	概率分布	包含因子 k
1	测量重复性	*A*	*t*	
2	标准器的误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$
3	环境因素的误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$
4	数据修约误差	*B*	均匀	$\sqrt{3}$

5　比对结果的评价

中国新疆和中亚地区区域气象实验室比对属于量值比对方案，根据量值比对通用能力验证评价原则中归一化偏差值 E_n 进行评价，归一化偏差公式：$E_{ni}=\dfrac{y_i-y_{ri}}{\sqrt{U_i^2+U_{ri}^2}}$。

式中 E_{ni}——第 i 个实验室在某个测量点上的 E_n 值；

y_i——第 i 个实验室在某个测量点上的测量结果；

y_{ri}——第 i 个实验室在某个测量点上的参考值；

U_i^2——第 i 个实验室在某个测量点上的扩展不确定度；

U_{ri}^2——第 i 个实验室在某个测量点的参考值的扩展不确定度。

（要求 U_i 和 U_{ri} 具有相同的包含因子，k 一般取 2）。

比对结果一致性评判原则：

$|E_n| \leq 1$ 参比实验室的测量结果与参考值之差在合理的预期之内，比对结果可接受。

$|E_n| > 1$ 参比实验室的测量结果与参考值之差没有达到合理的预期，应分析原因。

参考文献：

[1] Guide to Meteorological Instruments and Methods of Observation (Seventh edition), WMO/CIMO, 2008

[2] 朱乐坤，温晓清．湿度表（计）检定装置不确定度分析［J3. 气象科技，2005，33（4）：370—373.

[3] 倪育才．实用测量不确定度评定［M］．北京：中国计量出版社，2008：101—102.

[4] 叶德培．测量不确定度理解评定与应用［M］．北京：中国计量出版社，2007：44—45.

[5] 李慎安，施昌彦，刘风．JJFl059-1999 测量不确定度评定与表示［M］．北京：中国计量出版社，1999：9—10.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

TCYI-1 型自动酸雨观测系统安装和维修

张　婷，张叶杰，彭　坚

（新疆，乌鲁木齐，新疆气象技术装备保障中心，833400）

摘　要：本文通过工作实际，总结了 TCYI-1 型自动酸雨观测系统在安装中需注意的问题，同时对该套系统在新疆使用过程出现的故障，提出排查方法和解决方案，为今后该套自动酸雨观测设备正式运行提供维修经验。

关键字：TCYI-1 型自动酸雨观测系统；安装；维修

1　引言

酸雨是因人类活动导致区域降水酸化的一种污染现象，对人的健康、工农业生产、生态环境以及全球变化都有重要的影响，因此加强酸雨观测防治至关重要。酸雨观测为研究酸雨的时空分布及其长期变化趋势提供宝贵的科学依据，为治理大气污染和防治酸雨提供重要科学依据。1989 年至今，中国气象局陆续建立起 157 个酸雨的监测站点，采样和分析均以人工为主。为加快酸雨观测的自动化，2019 年 7 月中国气象局气象探测中心完成酸雨设备与 ISOS 软件联调和试运行，自 7 月起实施 TCYI-1 型和 TCYII-1 型酸雨自动观测系统安装调试工作，目前已建成 140 多个酸雨自动观测系统，其中新疆也完成了 7 个 TCYI-1 型酸雨自动观测系统安装工作。

2　TCYI-1 型自动酸雨系统安装

酸雨自动观测系统由酸雨自动采样子系统、酸雨自动分析子系统两部分组成。酸雨自动采样子系统，安装在室外观测场，自动采集降水样品，并记录采样过程中的相关数据和信息；酸雨自动分析子系统，安装于室内，对降水样品的 pH、电导率及温度等进行测量，并记录和存储有关测量数据。

仪器安装注意事项：（1）雨量筒安装：在安装雨量筒时普遍发现，雨量筒穿线管均是直立型，这种方式会造成排水进入穿线孔，长时间进水会造成信号线和电源线腐蚀漏电，因此在安装之前自行准备一节弯管，在接头处做好密封措施；其次是雨量筒调平，保证水泡在中心圆圈内，安装要符合地面气象观测规范要求。感雨器为单独设备，应安装在自动观测设备西侧附近（间距不超过 1.0 米）的水泥底座上，感雨器感应面的高度应与采样桶盛水口的高度一致。室外安装整体示意图如 1；

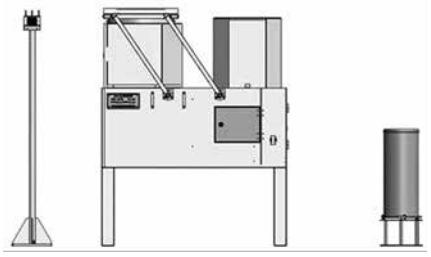


图 1　室外降水采样整体示意图

（2）供电系统：TCYI-1 型降水采样器最大功率为 3kw，配线为 2.5 平方或以上，观测场应具有独立的供电线路供自动观测系统使用，供电负荷不低于 3kw。接线前，确认配电箱内空气开关能承载的最大电流，用万用测

量电源电压是否在 180v-240v 之间。

（3）通讯和电源线：酸雨观测自动采样子系统与酸雨观测自动分析子系统之间的通信线与酸雨观测自动分析子系统与串口服务器之间的通信线外观一样，向屋内穿线时要做好标记，如酸雨自动分析子系统与串口服务器之间的通信线两端都标上 1，酸雨自动分析子系统与串口服务器之间的通信线两端都标上 2，电源线和通信线不能放在同一个线槽内或穿线管内。通讯都采用 485 接口方式，因此在焊接通讯线时，一定要注意线序问题，在调试串口到自动分析仪通讯时，配备的 232-485 通讯模块，485-B 模块需给模块供 DC5V 电源，模块上已标明 A、B，其中设备与 485 模块的 232 端为交叉接法，PC 与 485 模块的 232 端为直连接法，请勿带电插拔。

3 TCYI-1 型自动酸雨观测系统故障维修

TCYI-1 型自动酸雨观测系统适用于冬季气候条件较差（极端气温在-10℃以下）或温差变化较大的地区。新疆 7 个酸雨观测站点均使用 1 型，便于冬季使用，在使用过程中，尤其冬季室外采样仪出现了一些故障。

（1）冬季采样盖打不开

为确保室外采样机能够在冬季使用，降水采样器内部设置了温控模块，可实现冬季机箱加热以及夏季机箱散热降温功能。新疆某站点冬季出现降水，采样盖未自动打开，现场设置成手动开盖，盖子仍然无法打开，重新启动室外分析仪时盖子会缓慢的打开，经查询室外分析仪历史故障记录，发现多次出现开关盖超限，如图 2 所示，测量开关电源电压为 207v，检查限位器也无损坏，综合判断故障原因是电压不稳定，在冬季因为考虑加热电压应保证在 220v，并且要单独给自动酸雨系统供电，开盖有卡顿，判断是开关盖机械臂损坏。

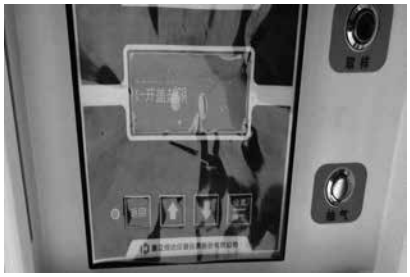


图 2　故障界面

（2）雨感设备故障

故障现象一：降水时主板显示雨量缺测，并伴有蜂鸣声。蜂鸣声是由于雨量筒无数据和雨量计采集数据不一致造成的，出现此类现象判断是雨量筒故障，排查方法检查雨量筒是否有堵塞，接线柱是否有松动，用万用表测量干簧管是否损坏；另外一种雨量累计值无，可判断是雨量计故障，检查雨量计接线是否有松动，如线无松动，则判断是雨量计损坏。故障现象二：有降水雨量计有数据上传，但是无法自动开盖，此种情况雨量计工作正常，可判断是主板故障，需更换主板。

4 结论

TCYI-1 型酸雨自动观测系统切实提高了酸雨观测自动化程度，尤其室外采样机，提高了观测时效和样本的质量。在日常使用时，应定期维护，尤其室外机，要定期查看设备的各个部件是否有腐蚀或者损坏情况；市内机，要定期对降水采集器、测量池、管路、电极等进行清洁或吹扫，随时检查标准缓冲溶液的有效性，发现异常时及时配制并更换，定期检查观测系统所用纯水的电导率，发现异常时及时更换，定期查纯水余量，不足时提前更换。仪器出现故障可先通过查看主板历史故障信息，初步定位故障部件，然后对故障传感器逐步排查线缆和通讯等判断故障点，做好记录，与厂家沟通更换损坏元器件。

参考文献：

[1] 中国气象局 . 酸雨观测业务规范 [M]. 北京：气象出版社，2005.

3. 无损检测仪器

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于红外热像技术的既有居住建筑围护结构热工缺陷案例分析

刘建林[1]，郭朝辉[1]，尚飞凡[2]，白　明[2]

（1. 河北建研科技有限公司，石家庄 050021；2. 河北建研工程技术有限公司，石家庄 050021）

摘　要：掌握建筑围护结构热工缺陷状况是既有居住建筑节能改造的重要基础工作之一。通过红外热像技术确定建筑围护结构热工缺陷快速、明了，提高节能改造针对性。文章给出了既有居住建筑围护结构热工缺陷常见部位，为既有居住建筑节能改造提供参考。

关键词：红外热像技术；围护结构；热工缺陷；节能改造

Case Analysis of Residential Building EnvelopeThermal Irregularities Based On the Infrared Thermal Image Technology

Liu Jianlin[1]，Guo Zhaohui[1]，Shang Feifan[2]，Bai Ming[2]

（1. Hebei Architecture Research Science & Technology Co.，Ltd，Shijiazhuang 050021，China；
2. Hebei Building Research Engineering Technology Co.，Ltd，Shijiazhuang 050021，China）

ABSTRCT：One of the important basic work of the existing residential building energy-saving reconstruction is mastering building. By infrared thermal image technology we can quickly and clearly identify building envelope thermal irregularities，and can improve the pertinence of energy-saving reconstruction. The article gives the common parts of existing residential building envelope thermal irregularities，and provides reference for existing residential building energy-saving reconstruction.

KEY WORDS：Infrared Thermal Image Technology；Building Envelope；Thermal Irregularities；Energy-saving Reconstruction

根据《关于开展中央财政支持北方地区冬季清洁取暖试点工作的通知》（财建[2017]238号），2017~2018年，财政部、生态环境部、住建部、国家能源局组织开展了中央财政支持北方地区冬季清洁取暖试点城市工作，有三批共计43个城市入选试点。中央财政支持试点城市推进清洁方式取暖替代散煤燃烧取暖，并同步开展既有建筑节能

作者简介：刘建林（1986~），男，暖通硕士，主要从事建筑节能技术咨询工作。E-mail：lenn123456@163.com，0311-89100070。

*基金项目：2019年度河北省工程建设标准和标准设计第一批制定计划（2019-3）

改造。

根据《既有居住建筑节能改造技术规程》JGJ/T 129-2012，既有居住建筑实施节能改造前，应先进行节能诊断，并根据节能诊断的结果，制定全面的或部分的及节能改造方案[1]。

建筑物外围护结构热工缺陷是影响建筑物节能效果和热舒适性的关键因素之一。围护结构热工缺陷诊断是指通过对建筑资料的搜集、现场检查及检测，掌握围护结构可能存在的热工缺陷状况，对围护结构改造的设计、施工提供指导[2]。

本文结合工程案例，简要介绍红外热像技术在建筑围护结构热工缺陷诊断中的应用，同时给出既有居住建筑围护结构热工缺陷检测的真实案例，为既有居住建筑节能改造提供参考。

1 红外热像技术介绍

红外热像技术是基于不同温度的物体发射的电磁波辐射强度与波长分布特性不同的原理，计算物体表面温度分布状况[3]。

在室内外温差较大的情况下，围护结构主体部位热阻较大，但热工缺陷部位成为热量传递的薄弱位置，在围护结构内外表面形成温度不一致的区域。红外热像仪，根据电磁波的强度和波长等特性计算物体的表面温度分布，并将温度分布情况转化为可供人类视觉分辨的图像或图形[4]。

红外热像技术可用于检测建筑物内部缺陷（内部孔空洞、不密实区、蜂窝、温度裂缝、变形裂缝等）、屋面渗漏、外墙饰面砖空鼓、热工缺陷、空气渗漏点、采暖管道破损等[5]。

2 检测设备

我们使用的设备是福禄克 Ti 32 红外热像仪。仪器已由计量单位计量检定。

仪器参数为：正确度：±2℃；测量范围：-20-600℃。

3 案例一

住宅楼 1 建于上世纪九十年代，地上 6 层，无地下室，其中 1 层为车库，共 4 个单元，建筑面积 7704 m^2（含车库），南北朝向，砖混结构。该建筑外墙为 370mm 实心粘土砖[6]。

作者于采暖期对住宅楼 1 的围护结构热工缺陷进行了红外热成像检测，检测照片见图 1~3。各图中左图为自然光图像，右图为红外图像。

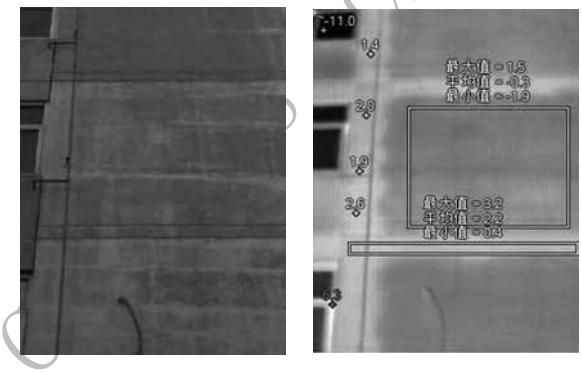


图 1　住宅楼 1 西侧立面自然光和红外图像

由图 1 可知，住宅楼 1 西侧主体区域表面温度场分布均匀，无大范围温度变化，主体区域平均温度为-0.3℃；住宅楼 1 西立面阳台内墙立柱部位有明显的竖条状亮色区域（含马牙搓部位），平均温度为 2.0℃；楼板位置条状区域平均温度为 2.2℃，较主体区域平均温度高 2.5℃。经核实，红外图像中西立面亮色区域为混凝土梁板柱区域，传热系数比实心粘土砖部位的高，导致其传热量大，所以混凝土区域温度相对实心粘土砖温度高。

图 2　住宅楼 1 北侧阳台立面自然光和红外图像

由图 2 可知，住宅楼 1 北侧阳台主体区域平均温度为 1.5℃；住宅楼 1 北侧阳台楼板位置有明显的亮色条状区域，条状区域平均温度为 3.5℃，较主体区域平均温度高 2.0℃。

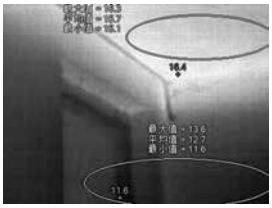


图 3　住宅楼 1 车库内部顶板红外图像

由图 3 可知，住宅楼 1 车库内部顶板区域平均温度为 15.7℃，车库内墙平均温度为 12.7℃。住宅楼 1 车库内部顶板有明显的亮色区域，温度最大值为 16.4℃，较内墙区域平均温度高 3.7℃；经核实，车库内部顶板未进行保温处理，导致该楼一层居民室内温度普遍较低。

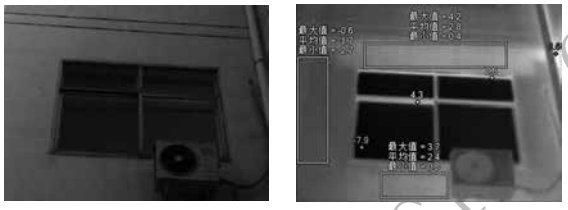


图 4　住宅楼 1 外窗自然光和红外图像

由图 4 可知，住宅楼 1 外窗东侧外墙平均温度为 -1.7℃，外窗上侧外墙平均温度为 2.8℃，外窗下侧外墙平均温度为 2.4℃。经核实，室内外窗上侧为采暖水平管道，外窗下侧为室内散热器，且外墙未进行保温处理，为热工缺陷部分。

由图 4 可知，居民自行在外窗外侧增加了一层铝合金窗户，窗框温度约 4.3℃。说明外窗窗框材质严重影响窗户整体保温性能。

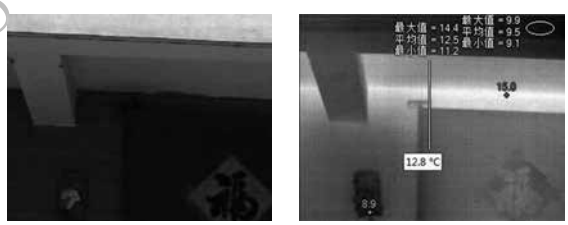


图 5　住宅楼 1 南侧车库顶板挑檐自然光和红外图像

由图 5 可知，住宅楼 1 南侧车库顶板挑檐下侧呈现亮色区域，下侧最高温度为 15.0℃，下侧平均温度为 12.5℃，挑檐外沿区域平均温度为 9.5℃。经核实，车库顶板挑檐处未进行保温处理。

4　案例二

住宅楼 2 建于上世纪九十年代，为地上 4 层，无地下室，共 5 个单元，建筑面积 4240 m^2，南北朝向，砖混结构。该建筑外墙为 370mm 实心粘土砖，清水墙面；外窗原为单玻木窗，但 80% 以上已自行改造为铝合金窗或塑钢窗。

作者于采暖期对住宅楼 2 的围护结构热工缺陷进行了红外热成像检测，检测照片见图 6、7、8。

图 6　住宅楼 2 北侧外墙主体部位自然光和红外图像

由图 6 可知，住宅楼 2 北侧外墙主体部位温度均匀，无明显亮色区域，无热工缺陷以及冷热桥、施工空洞等区域。

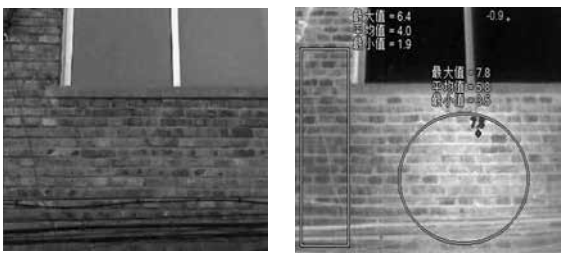


图 7　住宅楼 2 北侧外窗下部自然光和红外图像

由图 7 可知，住宅楼 2 外窗北侧外墙平均温度为 4.0℃，外窗下侧外墙平均温度为 5.8℃，最高温度为 7.8℃。经核实，室内外窗下侧为散热器位置，未进行保温处理，为热工缺陷部分。

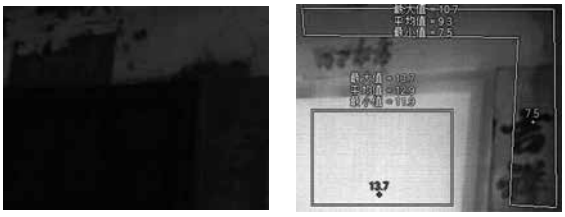


图 8　住宅楼 2 入户门自然光和红外图像

由图 8 可知，住宅楼 2 的 102 室的入户门周边墙壁平均温度为 9.3℃，入户门平均温度为 12.9℃，呈现亮黄色；这是由于住宅楼 2 的 5 个单元均无单元门，而入户门为铁门，成为严重的热工缺陷部位。

5　结语

5.1 红外热像技术能够快速确定建筑围护结构热工缺陷的位置、规模、严重程度，提高既有建筑节能改造的针对性；

5.2 既有居住建筑围护结构热工缺陷常见部位有外墙梁板柱位置、未保温地下室顶板（车库顶板）、散热器对应外墙部位、空调孔洞、防雷测试箱等；

5.3 既有居住建筑围护结构节能改造宜优先选择非节能外窗、金属入户门的改造，无单元门的增设保温型单元门；

5.4 既有建筑改造前，房屋管理部门、物业或小区管理方宜对建筑进行节能诊断，详细了解建筑基本情况和能耗状况，以及围护结构热工缺陷部位，为节能改造方案的制定提供技术支持，提升节能改造的技术经济性。

参考文献：

[1] 中华人民共和国住房和城乡建设部．既有居住建筑节能改造技术规程 JGJ/T 129-2012，中国建筑工业出版社，2012

[2] 河北省建设厅．既有居住建筑节能改造技术标准 DB13/T 74-2008，2009

[3] 方修睦，王杨洋，王中华．建筑外围护结构表面热工缺陷红外检测方法研究［J］．施工技术，2006，(4)：54-56

[4] 周绍勇，雍美，刘步丞．红外热像法在检测既有建筑围护结构热工缺陷中的运用［J］．建筑节能，2013，(9)：30-31

[5] 郭杨．建筑节能检测与能效测评［］.2013

[6] 刘建林，李永，刘慕伊等．邯郸某居民楼供热计量改造节能效果核算［J］．粉煤灰综合利用，2014，(4)：42-43

工业 CT 机械偏差矫正方法研究

陈立明[1]　王淑香[2]　邵同晖[3]　贺传宇[4]

（1. 丹东奥龙射线仪器集团有限公司，辽宁 丹东 118009；2. 丹东市检验检测认证中心，辽宁 丹东 118009；
3. 丹东奥龙射线仪器集团有限公司，辽宁 丹东 118009；4. 丹东奥龙射线仪器集团有限公司，辽宁 丹东 118009）

摘　要：工业 CT 是工业用计算机断层成像技术的简称，采用 X 射线成像原理，实现对产品的非破坏性三维高精度扫描成像，可获得产品内部高精度的三维断层数据和体数据，清晰、准确、直观地展示被检测物体内部的结构、组成、材质及缺损状况。机械加工精度及安装偏差等因素会给 CT 成像带来不利影响，严重时导致 CT 成像失效，因此在现有的 CT 加工精度及安装偏差的基础上实现有效的矫正非常重要。在实际 CT 系统中采集数据并进行相关实验，在保持现有机械工装不变的前提下使用标准测试试块矫正偏差，并通过实验数据验证其有效性。

关键词：工业 CT；机械偏差；X 射线；矫正；伪影；标准试块

中图分类号：TH XXXX　　**文献标志码**：A

Industrial CTMechanical Deviation Correction Method

CHEN Liming[1]　WANG Shuxiang[2]　SHAO Tonghui[3]　HE Chuanyu[4]

（1. Dandong Aolong Radiative Instrument Group Co. , Ltd. , Dandong 118009, China;
2. Dandong Insepction, Examination & Certification Centre, Dandong 118009, China;
3. Dandong Aolong Radiative Instrument Group Co. , Ltd. , Dandong 118009, China;
4. Dandong Aolong Radiative Instrument Group Co. , Ltd. , Dandong 118009, China）

Abstract: Industrial CT is the abbreviation of industrial computed tomography (CT) technology, which uses the principle of X-ray imaging to achieve non-destructive, three-dimensional, high-preci-

作者简介：陈立明（出生年份 1983），男，2002 年 7 月毕业于辽宁机电职业技术学院，现工作单位是丹东奥龙射线仪器集团有限公司。主要研究方向是 X 射线无损检测电气控制及其自动化等，参与设计公司 X 射线高频高压探伤机，X 射线无损自动控制系统，国家项目多模式 X 射线层析成像分析仪研究与应用的开发工业 CT 设备研发等。E-mail：13842570481@163.com

王淑香（出生年份 1967 年），女，大学，高级工程师，现工作单位是丹东市市场监管事务服务中心。主要从事工作：计量检定/校准及计量管理，E-mail：qscfrtrqds@163.com

邵同晖（出生年份 1987），女，本科，工程师，现工作单位是丹东奥龙射线仪器集团有限公司设计开发部。主要研究方向高频高压发生器研究、自动化控制等科研工作，参与设计公司国家项目多模式 X 射线层析成像仪器研究，X 射线大型设备自动控制无损检测系统。E-mail：319731663@qq.com ；

贺传宇（出生年份 1987 年），男，大学，工程师，现工作单位是丹东奥龙射线仪器集团有限公司。主要研究方向是 X 射线无损检测设备机械设计，参与设计公司大型设备机械检测平台，设备外观壳体，防护铅房设计研发等。E-mail：327737868@qq.com

sion scanning imaging of products, which can obtain high-precision three-dimensional tomographic data and voxel data within the product, and clearly, accurately and visually display the structure, composition, material and defect conditions of the object being examined. The accuracy of machining and mounting deviations can adversely affect CT imaging, and in severe cases, lead to the failure of CT imaging, so it is important to achieve effective correction based on the existing CT machining accuracy and mounting deviations. Data is collected in a real CT system and experiments are performed to correct deviations using standard test blocks while keeping the existing mechanics intact, and their validity is verified by experimental data.

Keywords: Industrial CT; Mechanical deviation; X-Ray; Correction; Artifacts; Standard test blocks

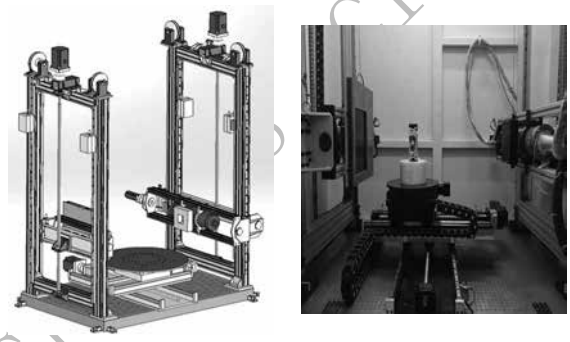
0 引言

工业 CT 系统作为一种新型的可对物体内部进行三维成像的无损检测设备，提供了传统二维实时 X 射线成像检测设备所没有的三维成像、物体内部尺寸测量、三维缺陷检测等功能。由于其特殊的成像原理和复杂的机械运动结构，国内外有大量专家学者对其机械偏差的矫正方法不断探索，近些年发展出各种各样的解决方案。本文对工业 CT 机械偏差进行实际的矫正，通过分析与实验，给出一种较为简单实用的解决方案。本文的研究具有一定创新性，主要在偏差的矫正测试试块及其矫正流程上提出了独特的见解，希望能给行业内的针对工业 CT 机械偏差矫正的研究与实践带来一些新思路。

1 工业 CT 实验平台

1.1 实验平台简介

本文实验基于已搭建完成的工业 CT 系统，其内部主要的机械运动结构设计图及实物图如图 1 所示，使用的是 Comet 公司的 225kV 的金属陶瓷管，焦点尺寸 0.4/1.0；Varex 公司的 X 射线平板探测器，成像视野是 250mm x 300mm；机械平台为 7 轴，具有较高的自由度，搭配了高精度转台，分辨率为 0.005 度。

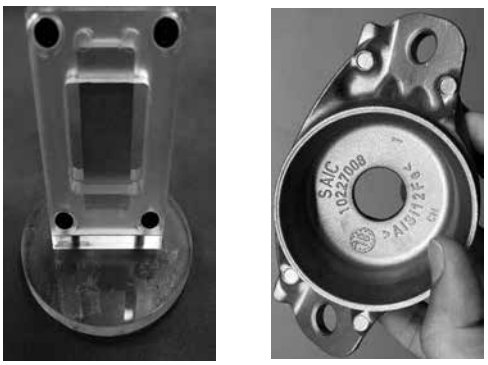


(a) (b)

图 1 CT 实验平台，(a) 设计图、(b) 实物图

1.2 测试样件

本文方案在经典且常见的铝压铸件上进行测试，如图 2 所示，从左到右分别为：(a) 矫正用的标准测试试块、(b) 测试样件实物 (铝压铸件)、(c) 矫正前的 CT 图像、(d) 矫正后的 CT 图像。可以看到通过矫正，原本样件上不清晰的文字及符号标记变得清晰锐利，说明矫正是有效的。



(a) (b)

（c）　　（d）

图 2　测试试块及样件，（a）标准测试试块、（b）测试样件实物（铝压铸件）、（c）矫正前的 CT 图像、（d）矫正后的 CT 图像

2　机械偏差及其矫正

2.1　机械偏差与 CT 成像伪影

整个 CT 系统中有诸多因素可能导致 CT 成像伪影，长期以来，众多的行业专家学者都致力于伪影去除的研究与实践，最终提高 CT 成像质量。国内学者也做了相当多的研究，文献［1］［4］［10］着重研究了机械偏差对成像的影响，并从算法层面提出一些解决方案，文献［2］［7］从散射线和噪声角度尝试解决对成像的影响，但并没有直接涉及到机械偏差矫正，文献［3］［5］［8］［10］从三维重建算法角度尝试改进成像，减少伪影，文献［6］［9］从算法模拟和数据评估角度对成像及偏差问题进行定量化评估。现有研究中基于标准试块直接对机械偏差进行测量与矫正的方法较少，本文直接从机械偏差这个因素出发，通过标准试块测量 CT 系统的实际偏差值，将偏差值以调整量参数输入三维重建软件中，从而解决机械偏差带来的成像质量下降问题。实验证明该方法简单、有效。一些学者尝试在不测量机械偏差的情况下消除伪影，并未解决根本问题，当然，除了机械偏差，还有很多因素会造成伪影，但本文作者认为，一个 CT 系统的机械精准度是最重要的，只有在对机械偏差进行精准测量并矫正后，才可以更有针对性地对仍然可能存在的伪影及其它干扰进行后续处理。

2.2　机械偏差矫正

文中的 CT 系统共 7 个轴，其矫正难度比最简单的 2-4 轴 CT 系统更高，按照德国 YXLON 公司的标准做法，一个标准 5 轴的 CT 系统在出厂前一般需要耗时 2-3 天进行机械偏差矫正，从而确保其测量精度。设备在客户现场安装后，厂家需进行复测，并在日常使用过程中避免移动、撞击，任何器件的拆卸都必须重新矫正机械偏差。一般 6 个月需要对机械矫正进行复测，避免设备及器件磨损带来的新的机械偏差。

在所有轴的机械偏差中，垂直轴的偏差对 CT 三维重建后的图像质量影响最大，一般需要先矫正垂直轴，确保其与水平大理石平台的垂直度，确保平板探测器轴和球管轴的平行。本文以矫正垂直轴为例，对其关键步骤进行详细说明，其它轴的矫正与其类似，只是需要用到不同的标准测试试块。

标准测试试块是经过长期研究、实验后，自行设计并加工的，YXLON 等国外知名 CT 设备厂家都有自己的标准矫正流程，使用的是自家设计的试块，这是 CT 大厂保证其 CT 系统高精度的一个关键因素。针对垂直轴的矫正，我们使用的试块如图 2（a）所示，其基本要求：以 PC 材料做支撑主体，纯度要求达到 99.99%；包含了 4 个直径 5mm 的铅球；PC 主体材料需要挖出不同的阶梯深度从而对射线剂量进行准确指示；PC 主料中镶嵌高精度加工的金属试块，材质为铝镁合金（如果矫正高能 CT 系统需要用不锈钢）。

矫正步骤：

1）将球管和平板调整到最低高度，两者距离最远的初始状态

2）使用精准的夹具将标准测试试块固定到旋转台的中心，保证铅球平面与球管焦点及平板中心点对齐

3）采集二维图像，将转台旋转 90 度后

再次采集二维图像

4）通过算法分割并定位铅球，通过两张图像中的不同坐标点计算此处的垂直轴偏差，记为 ZD1

5）将球管和平板升到最高高度，两者距离保持不变

6）重复 C）和 D），此处的垂直轴偏差，记为 ZD2

7）平均两处的偏差得出最终偏差：（ZD1 +ZD2）/2，单位：度

8）在三维重建算法中导入此偏差值

3 实验数据

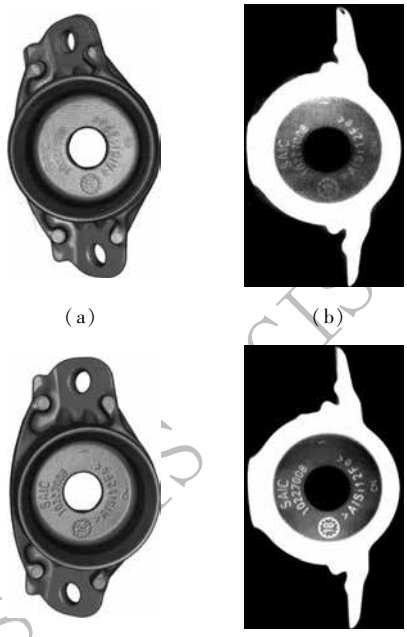
通过上一章节介绍的矫正方法，依次将 7 个轴进行矫正，每矫正完一个轴，CT 成像效果都有提高。最终对被扫描零件进行的 CT 成像如图 3 所示，通过各个角度实际观察，CT 图像和实物保持一致，零件直径 70mm，通过 CT 进行了壁厚测量、内径测量，CT 与千分尺数据的误差在±0. 1-0. 2mm，可以满足压铸行业的精度要求。更高精度的测量级 CT 必须使用大理石平台，保证刚性、温度和湿度稳定性、减少振动带来的测量误差，也可使用气浮减震平台，本文搭建的 CT 系统基于金属底座平台，这样的实测误差亦在设计误差范围内。

（a） （b）

图 3 机械偏差矫正后的 CT 成像，

（a）零件正面、（b）零件背面

在实验环节中，我们首先矫正垂直轴，然后矫正其它轴，最后矫正平移轴。在矫正平移轴之前我们进行了 CT 扫描测试，已经基本可以完成 CT 重建，但通过观察被检测物体的细节特征，可以看到物体表面的字体有重影，从其切面成像中也可以看到被检物体的边缘有伪影。如图 4 所示，平移轴的机械偏差矫正前后的 CT 成像和切片成像对比，可以看出矫正后对 CT 成像质量提升很大。



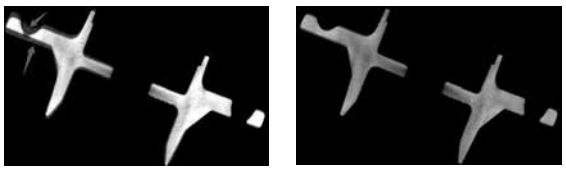
（a） （b）

（c） （d）

图 4 平移轴的机械偏差矫正前后的 CT 成像和切片成像对比，（a）矫正前 CT 成像、（b）矫正前切面成像、（c）矫正后 CT 成像、（d）矫正后切面成像

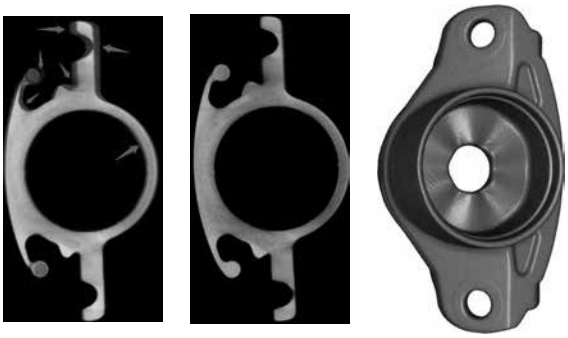
从图 4 可以看出，通过矫正，切面图像可以清晰显示零件表面的字体，意味着通过矫正提升了 CT 成像的灵敏度指标，事实上，我们在二维图像上通过一般的调窗操作较难显示出此处的字体。我们将同样的样品在 GE 公司的二维 X 射线实时处理系统上进行了实际测试，通过 GE 专有的 flash filter！增强处理技术可以看到该字样，但不如 CT 切面成像清晰。

我们在该零件不同位置进行切面成像，矫正前后的对比如图 5，图 6 所示，其中的箭头指示了伪影所在，图像中可以看到一边有伪影，一边没有伪影，这是由于两根轴不平行导致的，通过将测量出的机械偏差值输入到三维重建软件中，可以矫正消除该伪影，避免了成像和测量的误差。



（a）　　（b）

图 5　同一个零件不同位置进行切面成像，矫正前后的对比，（a）矫正前切面成像，箭头指示了伪影所在、（b）矫正后切面成像



（a）　　（b）　　（c）

图 6　同一个零件不同位置进行切面成像，矫正前后的对比，（a）矫正前切面成像，箭头指示了伪影所在、（b）矫正后切面成像、（c）零件 CT 成像，背面视角

4　结论

本文设计了一套标准测试试块，提出了一种新的机械偏差矫正方法，在搭建的 CT 系统上进行了实际的测试，对实验结果进行分析与对比，显示本文的矫正方法可有效提高 CT 成像质量，进而提高切面成像质量、CT 系统灵敏度、和 CT 系统测量准确度。

5　结束语

随着工业生产过程中的质量管理要求越来越高，工业 CT 成为生产制造企业对产品质量控制和生产工艺改进的必备工具，是目前唯一可以对物体内部进行非破坏性三维成像的设备，被业界誉为最佳无损检测手段。CT 厂家需要对设备进行出厂矫正，使用过程中也可能需要矫正，因此一套简单、有效的矫正工具和流程变得非常重要，也是各个 CT 厂家的不传秘技。本文作者在日常工作中经常接触和调试 CT 设备，总结了一些经验，在此抛砖引玉，希望可以推动 CT 相关技术的发展进步，为行业贡献微薄的力量。

参考文献：

[1] 王召巴．旋转中心偏移对 CT 重建图像质量的影响［J］．兵工学报，2001，(3)：323-326.

[2] 张峰，闫镔，李建新，等．工业 X-CT 散射校正技术综述［J］．CT 理论与应用研究，2009，(4)：34-43.

[3] 王京东，夏顺仁，吕维雪．图像重建算法评价和误差分析的研究进展［J］．国外医学（生物医学工程分册），1998，(6)：12-17.

[4] 杨倩，潘晋孝．工业 CT 中机械定位误差对投影数据的影响［C］．第三届无损检测高等教育发展论坛暨电磁涡流无损检测技术交流会论文集，2009：138-143.

[5] 刘晓鹏．锥束工业 CT 图像校正技术研究［D］．西北工业大学，2006：1-60.

[6] CHEN SI，陈思，CHEN HAO，et al. 一种工业 CT 测量精度评估方法［C］．2012 全国射线数字成像与 CT 新技术研讨会论文集，2012：189-197.

[7] 工业 CT 探测系统噪声特性研究［J］．核电子学与探测技术，2010，(7)：929-934.

[8] 李筱琳，冯燕，何亦征．基于 DSP 的图像旋转算法数据调度策略［J］．电子技术应用，2008，(1)：36-39

[9] 惠苗，潘晋孝．三维锥束 CT 投影数据的模拟［J］．微计算机信息，2007，(25)：248-249

[10] 陈志强，曾凯，张丽，等．三维锥束扫描 CT 成像图像重建新进展［J］．CT 理论与应用研究，2004，(4)：5-8

[11] 蔡玉芳，王珏，杨德鸿．CT 三代扫描旋转中心偏离的卷积反投影算法［J］．重庆大学学报（自然科学版），2002，(9)：55-58.

[12] 张可黛，李智，曾峦．图像旋转的快速实现方法研究［J］．指挥技术学院学报，1999，(2)：29-32. 王珏，陈教泽，谭辉，等．

X 射线衍射仪在锂离子材料中的应用

李国兴，王伟琦

（丹东奥龙射线仪器集团有限公司，辽宁丹东，118000）

摘　要：X 射线衍射（XRD）是材料科学研究的重要工具。世上大多数固态物质都是晶态或微晶态物质，通常以粉末、细颗粒或者微细的晶粒聚集体存在。通过外界环境条件的改变，使得晶体材料晶面间距的微观结构发生变化，由此来研究晶体材料的物理性能和化学反应机理，锂离子电池电极材料的的研究也是如此，也是通过改变测试条件和样品组分，来获得晶体结构发生变化的衍射数据。随着新能源材料研究的突飞猛进，在电化学系统研究中 X 射线衍射仪器可以采用不同温度下的充放电的方式，对锂离子电池电极材料进行研究。在充放电的过程中对材料进行衍射测试，通过出峰位置的变化峰形的变化就能推测出电化学反应机理。它广泛运用于含碳、氧，氮、硫，金属嵌入等复合物的电化学材料研究中。

关键字：锂离子电池；X 射线衍射；材料分析

Application of X-ray Diffractometer in Lithium Ion Materials

LiGuoxing，WangWeiqi

（Dandong Aolong Radiative Instrument Group Co.，Ltd. Dandong 118000，Liaoning，China）

Absrtact：X-ray diffraction（XRD）is an important tool for material science research. Most solid substances in the world are crystalline or microcrystalline substances，which usually exist as powder，fine particles or fine grain aggregates. The change of external environmental conditions changes the microstructure of crystal plane spacing，thus studying the physical properties and chemical reaction mechanism of crystal materials. The same is true for the study of electrode materials for lithium ion batteries. Diffraction data of crystal structure changes are obtained by changing the test conditions and sample composition. With the rapid development of research on new energy materials，X-ray diffraction instruments can be used to study electrode materials of lithium ion batteries by charging and discharging at different temperatures in electrochemical system research. Diffraction tests are carried out on the material

作者简介：李国兴（1959-），男，汉族，辽宁丹东人，高级工程师
研究方向：主要从事锂离子电池应用
联系地址：中国·辽宁省丹东市振兴区爱河大街 66 号
王伟琦（1991-），男，汉族，辽宁朝阳人，工程师
研究方向：主要从事微观材料测试设备研发工作
联系地址：中国·辽宁省丹东市振兴区爱河大街 66 号

during charging and discharging, and the electrochemical reaction mechanism can be inferred through the change of peak position and peak shape. It is widely used in the research of electrochemical materials containing carbon, oxygen, nitrogen, sulfur and metal intercalation compounds.

Key words: Lithium battery; X-ray diffraction; Material analysis

1. 应用原理

X 射线衍射是通过在样品中的衍射现象利用衍射峰的位置和强度、峰形变化，来定性分析材料的结晶类型，晶体参数，晶体缺陷及电化学反应机理等。影响衍射线宽化的因素，一类是与试样的物理状态有关，如晶粒尺寸大小、微应变、位错、和浓度不均等，这些因素引起的线形变化，称为物理性变化。另一类是与仪器和试验条件有关的因素，如射线源焦斑大小试样安放的轴偏离，试样的吸收、狭缝的大小引起的线形变宽称为仪器变宽。为了从实验测得的变宽谱线求晶粒尺寸和微观应力变化，必须找出宽化的因素与谱线宽化的关系，这对测试结论的准确性很有必要。

2. 厂家资料

在 XRD 技术上，丹东奥龙射线仪器集团公司先后研制多种型号的 X 射线分析仪器，其中包括 AL-3000/AL-2700A/ AL2700B / AL-27mini 等型号 X 射线多晶衍射仪和 YX-100/YX-200/YX-300/YH-28 等型号的单晶定向仪器以及元素含量分析的 AL-BP-9010A 型波长色散荧光谱仪和 AL-NP-5010A 型能量色散 X 射线荧光光谱仪 XRF，来满足广大用户的测试需要，为科研院所，各大院校及相关生产企业提供了很好的帮助。

3. 具体使用

原位 XRD 是在物质形成的过程中进行 XRD 扫描，主要目的是观察反应过程的物相变化。在锂离子电池材料研究时，采用电池在充放电过程中，电极材料的结晶类型、晶体参数等会发生变化，来确定在电池充放电过程中电极材料发生的变化。我们使用 X 射线衍射仪对电极材料进行测试，获得样品衍射图谱。从图谱形变可以推测出样品在电化学反应过程中生成的中间物，通过这些中间产物就能够的推测出化学反应机理。

4. 材料分析

在新能源材料研究中，人们开发出广类繁多的锂离子电池正负极材料，如 $LiCoO_2$，$LiMn_2O_4$，$LiFePO_4$ 等。这些材料都有着各自的优缺点，为满足电池材料长寿命，高能量密度和高安全性的要求，科研院校、材料厂家和锂电池企业都积极投入了大量资源对材料进行开发和改性，通过 XRD 图谱检测技术，依据样品衍射图的衍射角与衍射强度数据，借助 JADE 分析软件进行物相分析。可以直接将各种条件下合成的材料进行比对，得出不同合成条件对材料结晶情况的影响，从而指导合成出合乎要求的材料。

电极材料指标主要包括安全性、工作电压、倍率性能等。目前比较成熟的材料有 $LiMnO_2$、$LiNiO_2$、石墨等。离子电池材料通常与锂电位接近可嵌入锂化合物。理想电极材料是电压平台足够高、负极材料电压足够低，这样才能得到电压较高的锂离子电池。Li+嵌入的自由能变化小，保证高度的可逆性。它在材料中具有较高的扩散率、良好的电导率，价格低廉易于制备，资源丰富，对环境无污染等。

5. 应用分析

正极材料的特征峰及其相对强度比值表征了正极的性能，材料的特征峰表征材料的结晶完整程度和正离子排列有序度。一般认为，比值越大，结晶越完整，层状结构越好。

阳离子混排度较小，材料层状结构良好，电化学性能优异。图 1 不同温度下焙烧合成的正极材料 NCM 的 XRD 图谱，从图中可以看出，各温度合成的样品衍射谱相近，衍射峰明显，XRD 谱中不存在杂质峰，说明产物相单一。其中 850℃合成样品的<006>/<102>与<108>/<110>两对衍射峰分裂不明显，初步判断该样品的层状构不完整，阳离子混排的情况较严重，从而导致材料的电化学性能变差。850℃以后合成样品的<006>/<102>与<108>/<110>两对衍射峰均明显分裂，层状结构完整，表明合成的 NCM 材料具有完整的层状结构而且随着合成温度的升高，Ni、Co、Mn 在 Li 层 3b 位占据数变小，阳离子混排程度变小，产物结晶度更高，晶体结构更加完美。当温度达到 930℃时 I_{003}/I_{104} 值达到最大，当温度进一步升高，$I_{003}/_{104}$ 值又开始下降。这主要是过高温度烧结，会造成一部分锂损失，从而引起晶格缺陷和结晶度下降。因而在 930℃下合成的材料晶体结构最佳，应具有最好的电化学性能。

正负极材料在充放电过程中发生的变化情况，研究材料性能，开发锂离子电池很重要的意义。原位 XRD 技术是分析正负极材料相变变化的有力工具。图 1 是在不同合成温度下得到的正极材料 NCM 的 XRD 图谱。

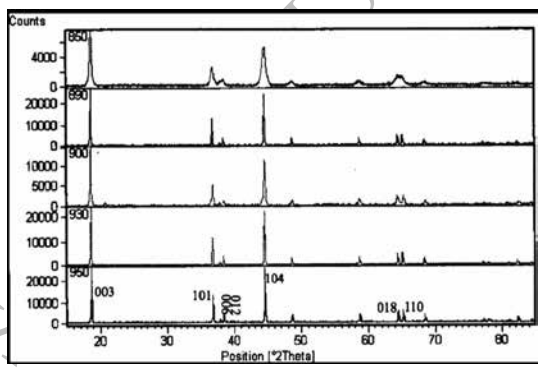


图 1　不同温度下正极材料 XRD 图谱

6. 原位 XRD 分析应用

下列 XRD 测试采用我公司生产的 AL-3000 型 X 射线衍射仪（X 射线源 CuK_α，管电压 40kV，电流 30mA，扫描速率 3.5/min，衍射角扫描范围 10°～90°）实验结果如图 2 所示。

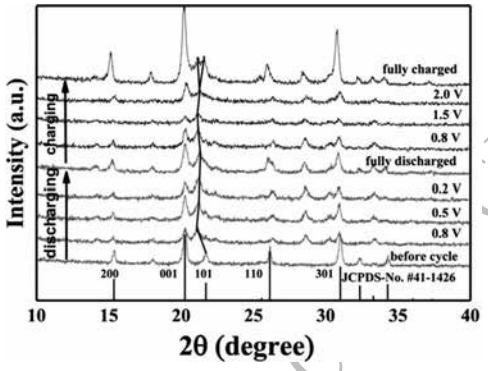


图 2　不同电压下正极材料 XRD 图谱

随着充电电压的升高，正极材料的<001>峰开始向低角度偏移，此时晶面间距增大，当电压到达 2.0V 时达到最低值随后随电压升高又向高角度偏移；<301>峰随电压升高向高角度偏移，中间没有反弹趋势，说明晶面间距减小。当电压大于 2V 后，<301>峰值变低，并开始宽化，说明此时晶体结构开始严重变形，品胞中原子不能很好的规整排列，达到材料极限承受电压。

材料充放电过程中的结构稳定性及相变过程对其电化学性能，特别是循环稳定性有着重要影响。从而评估不同的正极材料引起的锂离子电池体积膨胀，为锂离子电池的安全研究，材料选取提供可行数据和分析手段。提高材料充放电过程中的结构稳定性。在充放电过程中，材料衍射峰随着锂离子含量的变化发生渐变式的连续移动，说明在我们所研究的研究范围内，材料充放电过程是按单相固溶体嵌入-脱出反应机理进行的，而非两相分离嵌入-脱出反应机理，材料在整个充放电过程中保持了很好的结构稳定性和可逆性。

随着科学技术的进步，计算材料学在锂离子电池材料设计上得到应用。计算材料学在锂离子电池材料中的应用，主要包括两方面：一方面是对已有的材料进行模拟，也就是利用现有的数据建立模型并通过计算得到它们的微观物理性能，例如电子的概率分布电子

结构等，然后对相应的物理现象加以解释，为实验提供理论根据；另一方面是通过一定理论模型，预测材料的性能，为实验指明方向。这样就可以大大减少实验的工作量，加速材料的研究和开发，对锂离子电池材料的研究具体包括：计算材料的电子结构，分析其电子导电性；模拟离子在材料中的扩散，分析材料的离子导电性；通过模拟充、放电过程，得到材料的体积和结构的变化，并以此来说明它的结构稳定性和循环性等。目前，越来越多的研究工作集中在研究电极材料表面以及表面和电解液之间的相互作用上。随着计算机的迅速发展和计算方法的改进，对材料的计算越来越精确，对材料性能的预测将越来越准确。到目前为止，在锂离子电池电极材料的计算和模拟中，大量的计算都集中在材料的基态性质方面，对材料的热力学性能的预测比较。

7. 结论

X 射线衍射仪制造技术不断创新，运用新器件、新工艺、新方法、计算材料学的应用使得 XRD 技术的不断进步，设备的技术指标不断提高，对材料科学研究，企业新产品开发和技术革新可以起到极大的促进作用。企业技术创新、产品升级换代 标准化与信息化建设都离不开 XRD 分析检测技术的支持，尽可能满足各企业研究单位对 X 射线衍射仪 XRD 的各项技术指标要求，是我们的产品研发宗旨。以锂离子电池为代表的新能源行业的迅猛发展，相信随着 X 射线衍射仪技术指标和性能的继续进步，对材料科学的研究，尤其是在锂离子电池行业将会有着更大的帮助。

参考文献：

[1] 顾干华，郭佳丽，吴凯，陈杰（东莞新能源科技有限公司） XRD 在锂离子电池中的分析应用 帕纳科第 12 届用户 X 射线分析仪器技术交流会文集

[2] 杨志，警新海，王志兴等高振实密度球形 $LiNi_{0.5}Co_{0.3}Mn_{0.2}O_2$ 粉末的合成及性能 中国有色金属学报，第 20 卷第 1 期，106-111.

[3] 萧索，张子良 ，刘松航 上海大学 环境与化学工程学院 原位 XRD 在锂离子电池电极材料测试中的应用 宁波化工 2014 第一期

基于飞秒激光的水下声速溯源性高精度测量

刘　超，薛　彬，徐昕阳

（天津大学海洋科学与技术学院，天津 300072）

摘　要：本文提出了一种基于光频率梳和超声脉冲之间的声光效应引起的声光调制的水下声速测量方法。通过建立双迈克尔逊干涉仪测量系统，测量超声脉冲通过两个测量臂，产生了携带声脉冲信息的光脉冲。利用时域脉冲互相关法和干涉法测量超声波的飞行时间和距离，从而获得水下声速测量值。实验结果表明，与传统声速剖面仪相比，在不同温度和盐度条件下，声速测量的不确定度可以达到 0.021 m/s。我们将光频率梳的重复频率锁定为频率标准，真正实现了测量结果的可追溯性。此外，该方法与声速剖面仪之间的差值为 0.002 m/s。该方法有望摆脱声速剖面仪的局限性，并为海水声速测量建立明确的可再现性基准，改善海水声速测量系统。

关键词：声光效应；频率梳；脉冲互相关；溯源性

Traceable accuracy measurement of underwater sound velocity based on femtosecond laser

Liu Chao，Xue Bin，Xu Xinyang

（School of Marine Science and Technology，Tianjin University，Tianjin 300072，China）

Abstract：This paper proposes a method for measuring underwater sound velocity based on acousto-optic modulation caused by acousto-optic effect between optical frequency comb and ultrasonic pulse. Through the establishment of a dual Michelson interferometer measurement system，the measurement of ultrasonic pulses generates optical pulses carrying acoustic pulse information through the two measuring arms. Time-domain pulse cross-correlation method and interferometric method are used to measure the ultrasonic flight time and distance，and then obtain the underwater sound velocity measurement. Experimental results show that the uncertainty of sound velocity measurement can reach 0.021 m/s at different temperatures and salinities compared to the sound velocity profiler. We locked the repetition frequency of the optical frequency comb to the frequency standard，truly achieving traceability in the measurement results. Moreover，the difference between this method and the sound velocity profiler is 0.002 m/s. It is expected to break away from the limitations of the sound velocity profiler and establish a

作者简介：刘超（1994—），男，硕士生，现主要从事水下声速测量等科研工作

基金项目：天津市自然科学基金面上项目（18JCYBJC17100）、国家重点研发项目（2016YFC1401203）和天津市自然科学基金（19JCQNJC01700）

defined reproducibility benchmark for seawater sound velocity measurement, improve the seawater sound velocity measurement system.

Key words: acousto-optic effect, frequency comb, pulse cross-correlation, traceability

随着对海洋的日益深入开发，声学测量方法越来越受到人们的重视。当今，声学测量方法已广泛应用于海洋中的定位，测距和导航等方面，而成为了海洋探测的主流手段。声速是声学测量方法中描述海水信息的主要参数，它对很多探测方法的测量效果，数据质量都有着重要的影响。因此，对海水声速高精度测量的研究不但是声学系统在海洋环境中应用的基础，还对国防和民生领域中有着深远的影响。

近年来，市场上涌现了大量声速仪，声速测量精度从 0.05 m/s 到 0.02 m/s 不等。目前声速测量试验中，能够实现的声速不确定度也仅优于 0.03 m/s。声速测量精度的限制，大大制约了各种水下应用技术的进一步提升。各种测量方法的误差引入过多，或误差源不清是制约发展的关键因素。因此，误差源得不到控制或者解决，都会使测量结果不能满足溯源性测量要求。一般来说，海水声速测量方法主要分为间接法[1] 和直接法[2]。间接法受温度、盐度、压力三个参数影响，前人在建立流体状态方程的过程中做了大量的工作。Wilson[3-5] 在 274.06 K 至 364.42 K 温度范围和 0.1 Mpa 至 96.5 Mpa 压力范围内所测结果，与超声脉冲仪所测蒸馏水结果一致。Del Grosso[6-8] 考虑到了仪器相关条件等系统误差，通过连续波迭代反射进行声波波长的测量，从而在计算出海水声速的基础上实现了经验公式的进一步拟合优化。在此基础上，Chen 和 Millero[9-10] 合作探究高压下海水声速情况，重新分析建立新方程。然而符合海洋学温度，压力，盐度范围的声速数据较少，不确定度低，溯源性较差，导致间接法无法满足当前的测量要求。直接法是根据定义法直接获取声速有关物理量而得出结果的。Fujii[11] 了一种相位相干检测技术，这种技术可以实现对给定超声波任意相位的高灵敏度测量，并将其与可变路径长干涉仪相结合，对声速进行拟合。国内声速仪基于脉冲环鸣法[12]，利用超声换能器发射出的脉冲波经处理传回发射器，求取时间间隔平均值，进而获取声速。由于外界环境存在很多不确定因素，此方法声脉冲开始时间与接收时间存在一定的延迟，难以确定时间基准点而引起的附加误差[13]。理论上，直接法测量精度应优于间接法，但由于直接法的误差源不清，相比于间接法无法做到高精度测量。针对直接法精度低的问题，已有学者将光学[14-17] 引入了声速测量，利用纯光学手段高精度高灵敏度的特性，获取较为准确的测量结果。Hirschberg[18] 率先提出了用自发布里渊散射的方法测量水中的声速。最近，Andreas Rudolf 和 Thomas Walther[19] 在实验室成功实现了基于布里渊散射原理的海水温度和声速剖面遥测的实验验证。

本文提出了一种基于光学频率梳[20-22] 与超声脉冲之间的声光效应[23-24] 的水下声速直接测量方法。我们将光学频率梳的重复频率锁定到频标基准，真正做到了测量结果上的溯源性。声光效应是光电子技术的重要组成部分，其分为拉曼奈斯衍射和布拉格衍射两种[25]，提供了光束频率，强度的有效控制方法。目前声光效应已广泛应用到声光调制[26]，声光扫描[27] 以及声光调 Q[28] 等技术中。超声波在水中传播时，由于水发生了弹性应变，其折射率也会随着时间周期性改变。此时光束通过有超声波作用的水时，相当于光通过了一个移动的相位光栅[29-30]，光栅间距等于声波波长。声光作用区域，光束被超声波作用使光强改变的同时，光梳齿的间距也被超声波周期性调制。利用声光效应的声光调制这一物理过程，将声信号转换到光信号上。

光波受到调制而形成了“携带”信息的强制波，更为准确地获取声信息，实现声速的高精度测量。此前，薛彬团队[31] 应用声光效应理论进行了水下声速测量的第一次尝试，分别使用光学频率梳干涉和基于拉曼纳斯衍射的光强突变现象实现了超声波飞行距离与飞行时间的测量，其中飞行时间测量方法，仅利用衍射形成的负脉冲，通过计算两负脉冲的跨度获取时间。与薛彬团队所用方法相比，本文在飞行时间的测量精度上实现了提升。我们使用时域上脉冲互相关[32] 的方法获取超声波的飞行时间，避免了由于人眼观察和示波器精度局限性所引起的视觉观测与错读误差，提高了测量超声波飞行时间的精度。实验结果表明，与商用声速仪相比，声速测量不确定度优于 0.02 m/s。

1 测量原理

本实验原理图如图 1 所示，光学频率梳发出的光脉冲进入双迈克逊干涉仪。我们把水槽放置在干涉仪两测量臂的路径上，两测量臂分别与声波发生作用。如图 1 所示，S 是两测量臂之间的几何距离，即声波的飞行距离。光电探测器接收携带距离和时间信息的合束光束。假设声波的飞行时间为 t，则声速计算公式为：

$$v=\frac{s}{t} \tag{1}$$

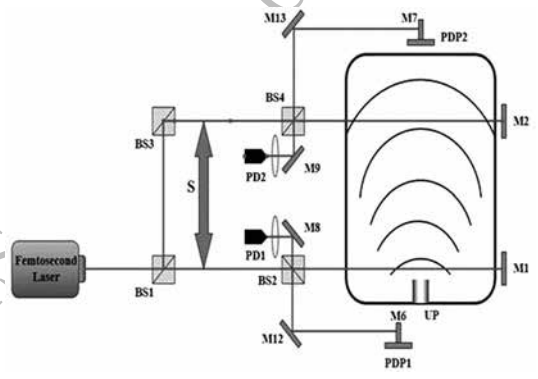


图 1 实验原理图

1.1 声波的飞行时间测量原理

根据激光干涉仪的基本原理，利用光电探测器监测两光束之间的干涉情况，随着光程的改变，光电探测器能在测量臂每一次光程改变时找到相长性和相消性的变化信号。声波的飞行距离可表示为：

$$S=\frac{(M+\Delta m)\ \lambda a}{2n} \tag{2}$$

式中，M 是一个正整数，Δm 是一个小数，λa 是固体激光的波长，n 是空气折射率；将式（2）代入式（1）为：

$$v=\frac{(M+\Delta m)\ \lambda a}{2nt} \tag{3}$$

1.2 声波的飞行时间测量原理

超声波换能器发出的是一段具有周期性的机械波，它对介质也会产生相应的周期性调制，这种调制是限于局部性的。在声波的传播过程中，当声脉冲穿过液体介质时，液体会被周期性地压缩，拉伸，且折射率同时发生周期性变化。因此，随着折射率的周期性变化，当声脉冲穿过光梳时，会对光梳的相位产生周期性调制。这种相位的调制体现在光梳齿上，所以对梳齿信息的捕捉是测量声波飞行时间的关键，如图 2 所示。

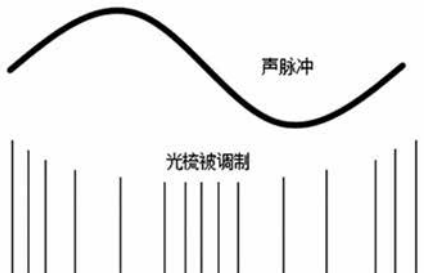


图 2 幅值和相位被调制的光梳

在时域上，光学频率梳的电场 $E_{train}(t)$ 可表示为：

$$E_{train}(t)=E(t)\exp(i\omega_c t+i(\varphi_0+\Delta\varphi_{ce}t))\otimes\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\delta(t-mT_R) \tag{4}$$

式中，$E(t)$ 是光学频率梳发出的脉冲电场，ω_c 是光脉冲中心角频率，φ_0 是光脉冲任意初始相位，$\Delta\varphi_{ce}$ 是由光脉冲群速度和相速度的差异引起的相位差异，m 是梳齿的个数，T_R 是光脉冲周期；其中，测量臂长度 L

可表示为：

$$L=\frac{N\times l_{pp}+d}{2} \tag{5}$$

式中，N 整数，l_{pp} 是相邻脉冲间的距离，d 表示由于光脉冲受到声调制后所改变的小长度；由式（4）可得参考臂的脉冲表达式为：

$$E_{ref}(t)=E(t)\exp(-i\omega_c t+i\varphi_0+iN\Delta\varphi_{ce}) \tag{6}$$

式中，$N=floor(2L/l_{pp})$，$floor$ 表示距离 $2L/lpp$ 最近的整数；其相应的测量臂的脉冲表达式为：

$$E_{meas}(t)=E(t)\left(t-\frac{2n_R L}{c}\right)\exp\left(-\frac{2n_1\omega_c L}{c}\right)\exp\left(-i\omega_c\left(t-\frac{2n_R L}{c}\right)+i\varphi_0\right) \tag{7}$$

式中，n 是空气折射率，且 $n=in_1+n_R$，n_1 和 n_R 分别表示空气折射率的虚部和实部，当测量光和脉冲光在空间中叠加后，电场强度为：

$$E_{total}=E_{ref}(t)+E_{meas}(t) \tag{8}$$

假设 T_d 是光电探测器的积分时间，叠加后的光通过光电探测器接收后，所探测到的光强为：

$$I=\sum_j\langle|E_{total}|^2\rangle=\sum_j\langle E_{total}E_{total}^*\rangle \tag{9}$$

式中，j 是正整数；式（9）展开后为：

$$\begin{aligned}I&=\frac{1}{T_d}\sum\int_{T_d}|E_{total}|^2dt\\&=\frac{1}{T_d}\sum\int_{T_d}[E_{ref}(t)+E_{meas}(t)]^2dt\\&=\frac{1}{T_d}\sum\int_{T_d}[E_{ref}{}^2(t)+E_{meas}{}^*(t)]\,dt+\frac{2}{T_d}\\&\quad\sum\int_{T_d}R_e[E_{ref}(t)+E_{meas}{}^*(t)]\,dt\end{aligned} \tag{10}$$

由于飞秒激光为脉冲光，其测量臂脉冲光和参考臂脉冲光在空间中叠加后，两脉冲光干涉强度的变化可以对应为 d，将 d 代入式（10）展开后为：

$$\begin{aligned}I=\frac{1}{T_d}&\left\{1+\left[exp(-\frac{2n_1\omega_c L}{c})\right]^2\right\}\sum\int_{T_d}E^2(t)\,dt\\&+\frac{2}{T_d}exp\left(-\frac{2n_1\omega_c L}{c}\right)cos\left(\frac{2n_R\omega_c d}{c}+N\times\Delta\varphi_{ce}\right)\\&\sum\int_{T_d}E^2(t)\,dt\end{aligned} \tag{11}$$

随着 d 的连续变化，两光脉冲的干涉强度呈余弦函数规律变化。所得到的脉冲干涉条纹，可利用信号的互相关函数分析获取两光脉冲信号之间的信号延迟信息。其中，两函数 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 的互相关函数为：

$$R_{f_1-f_2}(\tau)=\int_{-\infty}^{+\infty}f_1{}^*(t)\cdot f_2(t+\tau)\cdot dt \tag{12}$$

起初考虑使用规则的有 5 个正弦周期的声脉冲信号与两光脉冲包络信号进行互相关，但考虑到超声换能器发出脉冲波后，压电片会收缩引发振动，在腔内发生漫反射，导致余震增大，使压电片继续振动两到三个周期，从而使得光脉冲和声脉冲的信号波形相差若干周期。因此利用卷积方式，使两测量臂的光脉冲信号实现互相关。如图 2 所示，当两互相函数取得最大值时，延迟时间 τ 即为声波的飞行时间。如图 4 是实验照片。

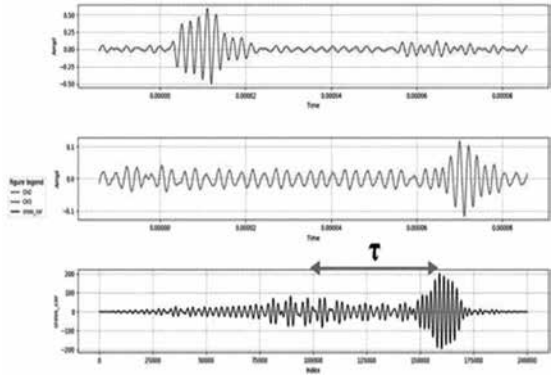


图 3　脉冲互相关信号

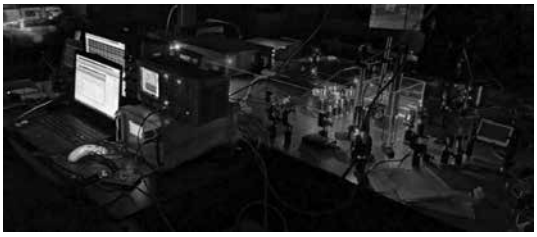


图 4　实验现场

1.3 实验装置

实验装置如图 4 所示，我们使用飞秒激光和固体激光器作为光源。为了保证测量的超声波飞行距离准确，要使两测量光路互相平行。我们通过 BS1 将频率梳分为垂直的两束光，一束进入双迈克尔逊干涉仪，两测量光路先后受到声波的调制，分别得到了干涉信号。另一束被引到固定在 PDP 的反射镜上，光束反射至 BS1 与双迈克尔逊干涉仪的两测量光路产生干涉信号，同测距干涉仪完成测距。要注意的是，再实验过程中，我们在水槽中放置了温度传感器，电导率仪和 SVP 声速仪用于温度与盐度的实时监测，并与声速仪所得结果对比，以验证本实验结果的准确性与可行性。要注意的是，本实验使超声换能器发出的超声脉冲垂直穿过两测量光路。同时，在双迈克尔逊干涉仪中设置多个 PD，以保证声光作用得到的调制信号不会发生叠加，尽量减小不确定度。

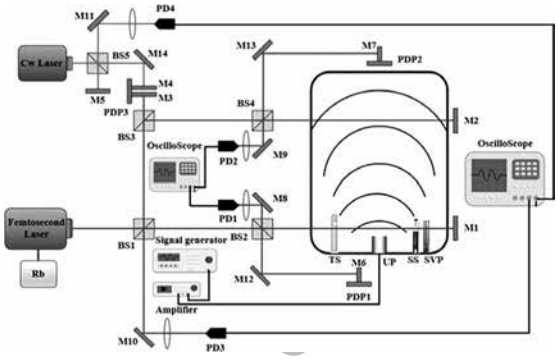


图 5　实验装置

2　实验结果

在实验中，考虑到声速受温度和盐度影响较大，分别讨论声速在不同温度和盐度的情况下的测量结果。实验室所用蒸馏水盐度为 0 ‰，室内初始温度为 19 ℃，湿度 32.37 %，大气压强 1030.05 hPa。

2.1 水下几何距离测量

本节描述了水下几何距离的测量方法。我们控制 PDP3 使其以 9.5 mm/s 的速度移动，持续改变测距干涉仪中测量臂光程差。如图 6 所示，红色曲线部分是连续光呈正弦变化的干涉条纹。在连续光干涉条纹两侧，分别是双迈克尔逊干涉仪中对应 M1 和 M2 的两测量臂与 PDP3 所在的参考臂得到的呈纺锤体形两个脉冲光的干涉信号。

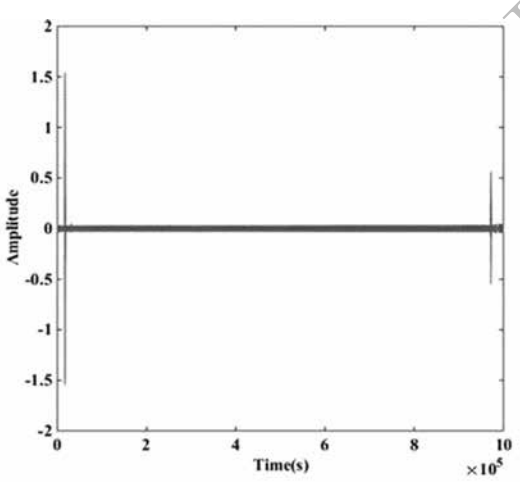
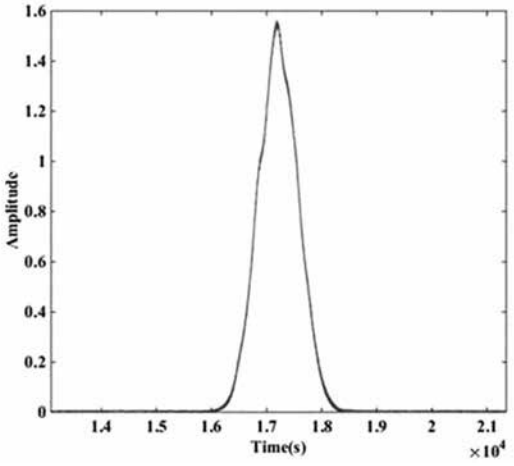


图 6　脉冲光干涉包络和连续光干涉条纹

为了保证所测超声波飞行距离的精准性，我们要通过确定脉冲光干涉条纹的位置，在连续光干涉条纹上设定阈值，从而得到超声波飞行距离。如图 7（a）和 7（b）所示，我们要对图 6 中的脉冲光干涉条纹作进一步的希尔伯特变换和归一化处理，从而得到连续光的阈值。我们通过得到的两阈值差值，可以进一步计算得到两脉冲干涉条纹间的连续光干涉条纹数量，获取超声波飞行距离。



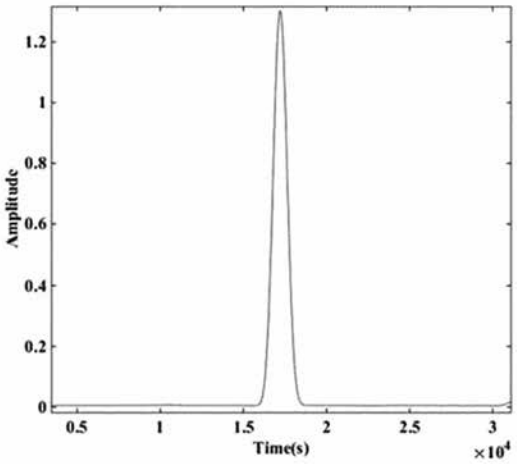
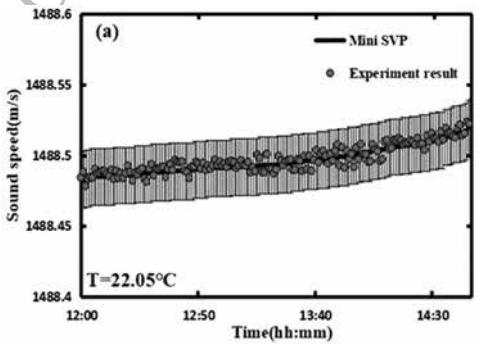


图 7　（a）希尔伯特变换（b）归一化处理

2.2　温度对测量方法影响

分别进行了两次恒温操作，第一阶段是从 9 点至 12 点，第二阶段是从 15 点至 18 点。使室内温度在短时间内基本保持稳定不变。此外利用温度传感器对水温进行实时采集，作为获取最后在该温度下测量结果的参考值。要注意的是蒸馏水的盐度值为 0 ‰，温度传感器得到的结果示值至小数点后四位，精确到小数点后两位。

如图 8（a）和 8（b）所示，是在 22.05 ℃和 23.01 ℃情况下进行的两小时连续实验所得到的声速测量结果。其中曲线表示的是商用声速仪在该温度下所获得的结果，实心圆表示的是本方法在该温度下所获得的结果。受室内环境因素影响，声速值随着时间的推移呈缓慢增长趋势。SVP 的真值分布在如图所示的误差带中，且实验所得数据基本都处于误差带中，说明本测量方法在不同温度下的准确性和稳定性较强。



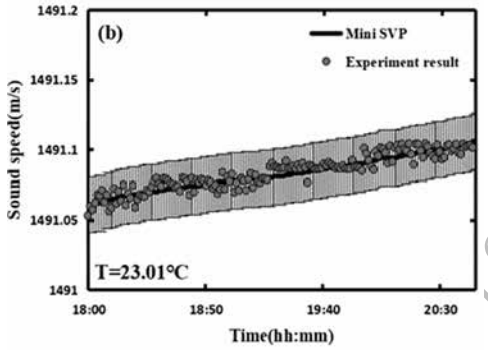


图 8　（a）22.05 ℃下测量结果
（b）23.01 ℃下测量结果

如图 9（a）和 9（b）所示，实心圆表示的是商用声速仪与本方法在该水下环境下所获得的声速测量结果的差值低于 0.01 m/s。

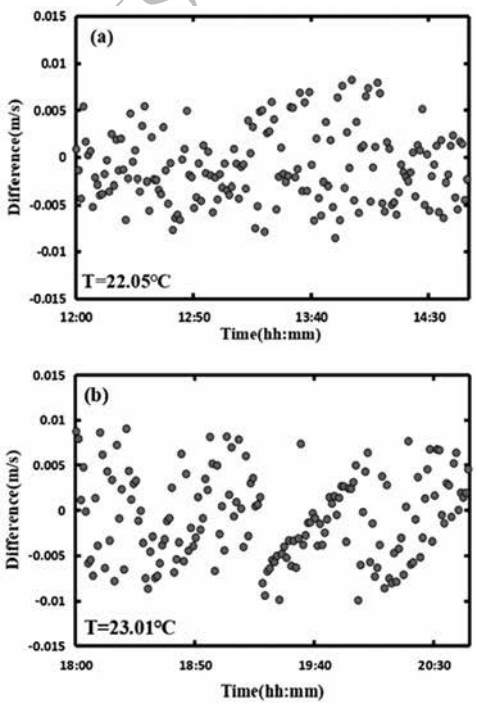


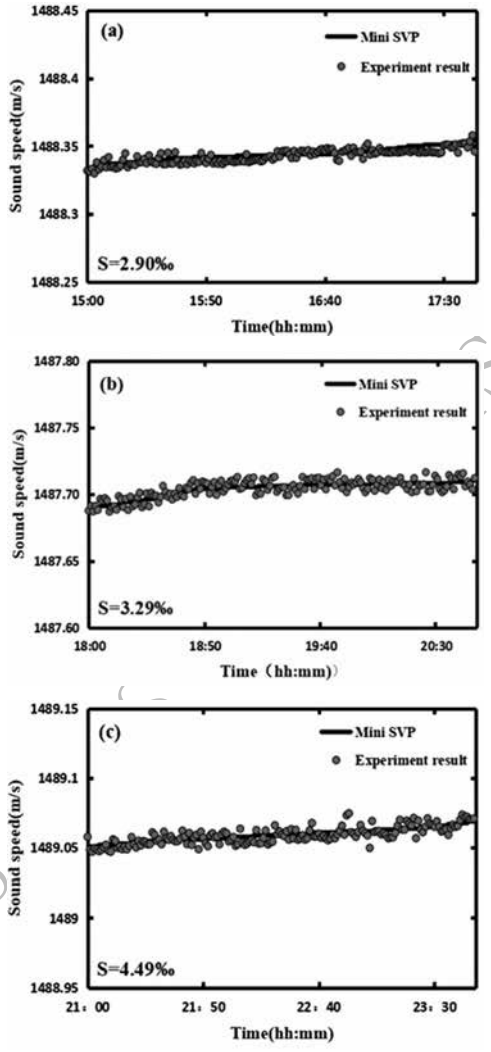
图 9　（a）22.05 ℃下本方法与 SVP 结果的差值
（b）23.01 ℃下本方法与 SVP 结果的差值

2.3　盐度对测量方法影响

将装置拆除重新搭建，进行一次恒温操作，从 9 点至 15 点，通过温度传感器的采集结果所示，水温的变化率较小，可视为恒温。初始蒸馏水的盐度值为 0 ‰。向蒸馏水中逐加入已称量好的氯化钠固体，搅拌均匀并静置一段时间后使用电导率仪进行盐度测量。设

置盐度范围为 0 ~ 5.29 ‰。选取 2.90 ‰、3.90 ‰、4.49 ‰和 5.29 ‰四个盐度值进行实验结果分析，其中四个盐度值所对应加入固体氯化钠的质量分别为 11 g、14 g、17 g 和 20 g。

如图 10（a）、10（b）、10（c）和 10（d）所示，是在 20.05 ℃，分别在盐度值为 2.90 ‰、3.90 ‰、4.49 ‰和 5.29 ‰的情况下所测得到的声速测量结果。其中曲线表示的是商用剖面仪在该温度下所获得的结果，实心圆表示的是本方法在该温度下所获得的结果。受室内环境影响，所测得结果有轻微浮动。



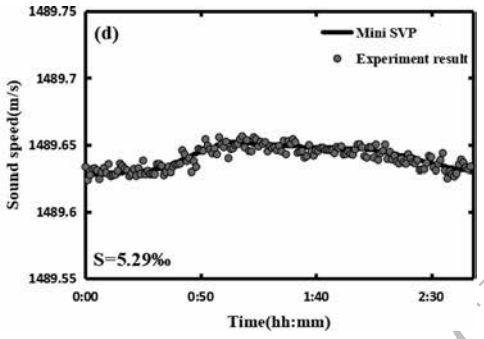
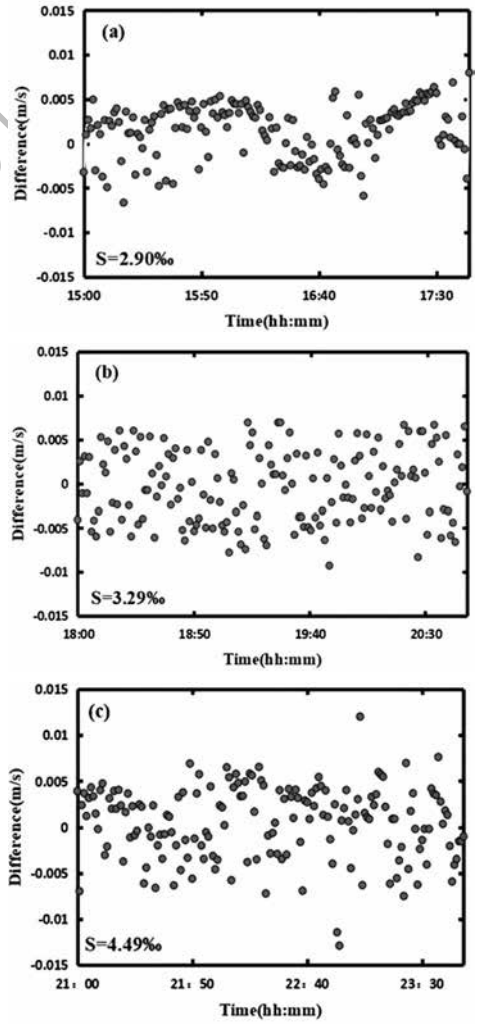


图 10　（a）盐度值 2.90 ‰下的测量结果（b）盐度值 3.29 ‰下的测量结果（c）盐度值 4.49 ‰下的测量结果（d）盐度值 5.29 ‰下的测量结果

如图 11（a）、11（b）、11（c）和 11（d）所示，可以看出，所得到的四组不同盐度下结果与蒸馏水在该温度下所得结果相比整体偏差相对较大，但所获得的声速测量结果的差值仍低于 0.015 m/s。



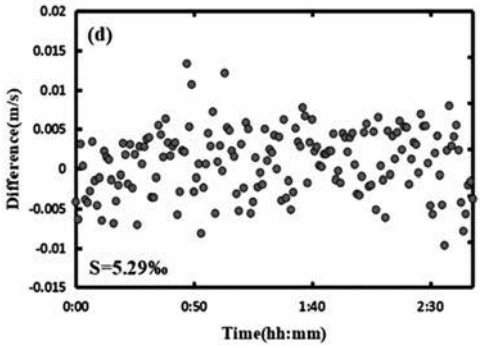


图 11　（a）盐度值 2.90 ‰下本方法与 SVP 结果的差值
（b）盐度值 3.29 ‰下本方法与 SVP 结果的差值
（c）盐度值 4.49 ‰下本方法与 SVP 结果的差值
（d）盐度值 5.29 ‰下本方法与 SVP 结果的差值

3　不确定度分析

根据（3）式，不确定度结果能计算为：

$$u_v = \sqrt{\left(\frac{\partial v}{\partial \lambda_a} \cdot u\lambda_a\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial n} \cdot u_n\right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial t} \cdot u_t\right)^2} \tag{13}$$

公式（13）中的第一项是与固体激光器波长有关的不确定度。其波长的不确定度为 1×10^{-14}m，相当于声速 2.8×10^{-5} m/s 的不确定度。公式（13）的第二项是与空气折射率有关的不确定度。本实验所用的环境传感器的单次测量时间为 40 s，其不确定度分别为 10 mK（USP3021），10 Pa（NPA201），1.7 %（HIH9131）。环境参数的不确定度分别为 18.7 mK，9.8 Pa，2.1 %，其相应的空气折射率的不确定度为 1.3×10^{-8}，3.5×10^{-8}，1.6×10^{-8}，最后结合公式本身的不确定度得到折射率的不确定度为 5.1×10^{-8}，相当于声速 $5.1\times10^{-8}\cdot v$ m/s 的不确定度。公式（13）的第三项是与飞行时间有关的不确定度。从实验数据得到飞行时间引起的不确定度是 0.19 ns，相当于声速 $3.1\times10^{-6}\cdot v$ m/s 的不确定度。除此之外，考虑到声剖仪本身的不确定度 0.02 m/s。综上，声速的合成不确定度可以估计为 $[(2.0\times10^{-2})^2+(3.1\times10^{-6}\cdot v)^2]^2$。测量不确定度的各项来源如表 1 所示：

表 **1**　不确定度分析

测量不确定度来源	不确定度	v = 1488.49m/s 时的不确定度值
由固体激光器波长引入的测量不确定度	2.8×10^{-5}m/s	2.8×10^{-5}
由空气折射率引入的测量不确定度	$5.1\times10^{-8}\cdot v$ m/s	7.6×10^{-5}
温度测量不确定度	1.3×10^{-8}	
压力测量不确定度	3.5×10^{-8}	
湿度测量不确定度	1.6×10^{-8}	
Ciddor 公式不确定度	3×10^{-8}	
由飞行时间引入的测量不确定度	$3.1\times10^{-6}\cdot v$ m/s	4.6×10^{-5}
由 Mini SVP 引入的测量不确定度	2×10^{-2} m/s	2×10^{-2}
合成不确定度	$[(2.0\times10^{-2})^2+(3.1\times10^{-6}\cdot v)^2]^2$	2.1×10^{-2}

4　结论

本实验研究了一种基于飞秒激光的水下声速高精度测量方法，应用光学频率梳，利用双迈克尔逊干涉仪，根据两测量臂受到声脉冲的周期性调制而导致的光程及折射率的变化，研究了在不同温度和盐度下，验证了本方法与商用声速仪的高度一致性。在实验结果分析中，我们采用了离散采样法，使所得到的结果更加准确，更具有说服力。与参考值相比，测量不确定度优于 0.021 m/s。从实验结果可知，公式中所涉及到的物理量因素都是不可忽略的，而相对于声剖仪本身的不确定度仅相差 0.1×10^{-2}m/s。这说明本方法

除了声剖仪本身不确定因素对测量结果的影响外，其他物理量因素对测量结果的影响相对较小。这表明我们的实验方法有望脱离声剖仪的限制，成为一种能更好的测声速的方法。由于实验室设备的限制，我们在有限条件下进行的实验尚有较大的提升空间，有望使不确定度达到毫米级，这将为水下声速计量工作提供了新的测量方案。

致谢

在相关实验工作中，得到了薛彬老师以及徐昕阳师兄的认真教导，并提供了很多有益的思路想法，在此向薛彬老师和徐昕阳师兄的教导表示感谢。

参考文献：

[1] Zhiwei Li，Junchao Zhu，Tao Li，et al. An absolute instrument for determination of the speed of sound in water [J]. Review of Scientific Instruments，2016，87 055107.

[2] Christoph von Rohden，Felix Fehres，Steffen Rudtsch，et al. Capability of pure water calibrated time-of-flight sensors

[3] for the determination of speed of sound in seawater [J]. Additive Manufacturing 2015 138 651.

[4] Wayne D. Wilson，U. S. Nava Ordnace Laboratory and White Oak. Speed of Sound in Distilled Water as a Function of Temperature and Pressure [J]. Journal of The Acoustical Society of America，1959，31 (8)：1067-1072.

[5] D. Wilson. Speed of Sound in Sea Water as a Function of Temperature，Pressure，and Salinity [J]. Journal of The Acoustical Society of America，1960，32 (6)：641-644.

[6] D. Wilson. Extrapolation of the Equation for the Speed of Sound in Sea Water [J]. Journal of The Acoustical Society of America，1962，34 (6)：866-866.

[7] V. A. Del Grosso and C. W. Mader Speed of Sound in Sea - Water Samples [J]. Journal of the Acoustical Society of America，1972，52 (3)：961-974.

[8] V. A. Del Grosso and C. W. Speed of Sound in Pure Water [J]. Journal of the Acousti cal Society of America，1972，52 (52)：1442-1446.

[9] D. Grosso. "Newequation for the speed of sound in natural waters (with comparisons to other equations)，" J. Acoust. Soc. Am. 56 (4)，1084-1091 (1974).

[10] Chen-Tung Chen and Frank J. Millero. Speed of sound in seawater at high pressures [J]. Journal of the Acoustical Society of America，1977，62 (5)：1129-1135.

[11] Frank J. Millero and Thomas Kubinski. Speed of sound in seawater as a function of temperature and salinity at one atmosphere [J]. Journal of The Acoustical Society of America，1974，57.

[12] Ken-ichi Fujii and Ryohei Masui. Accurate measurements of the sound velocity in pure water by combining a coherent phase-detection technique and a variable path-length interferometer [J]. Acoustical Society of America，1992，93 (1)：276-282.

[13] Zhiwei Li，Junchao Zhu，Baofeng Zhang，et al. An absolute instrument for determination of the speed of sound in water [J]. American Institute of Physics，2016，87.

[14] V. Rohden，F. Fehres，Rudtsch. Capability of pure water calibrated time-of-flight sensors for the determination of speed of sound in seawater [J]. Journal of the Acoustical Society of America，2015，138 (2)：651-662.

[15] G. Hirschberg，D. Byrne，W. Wouters，et al. Speed of sound and temperature in the ocean by Brillouin scattering [J]. Applied optics，1984，23 (15)，2624-2628.

[16] X. Zheng，Y. Zhang，M. Speed of sound measurement in ethyl tert-butyl ether and tert-amyl methyl ether by Brillouin light scattering [J]. Fluid Phase Equilibria，2016，418：108-118.

[17] X. Zheng，Y. Zhang and M. Speed of sound measurement and prediction of ethyl hexanoate and ethyl octanoate at temperatures from (293.15 to 473.15) K and pressures from (0.1 to 10) MPa [J]. The Journal of Chemical Thermodynamics，2016，97，1-8.

[18] E. Fry. Remote sensing of sound speed in the ocean via Brillouin scattering [C] //Ocean Sensing and Monitoring IV. International Society for Optics and Photonics, 2012, 8372, 837207.

[19] G. Hirschberg, W. Wouters, M. Simon, et al. Laser application to measure verti cal sea temperature and turbidity, design phase [J]. NASA STI/Recon Technical Report N, 1976, 77: 13408.

[20] A. Rudolf, T. Walther. Laboratory demonstration of a Brillouin lidar to remotely measure temperature profiles of the ocean [J]. Optical Engineering, 2014, 53 (5): 051407-051407.

[21] Scott A. Diddams, David J. Jones, Long - Sheng Ma, et al. Optical frequency measurement across a 104-THz gap with a femtosecond laser frequency comb [J]. Optics Letters, 1999, 25: 186-188.

[22] Zhaopeng Meng, Xiaoyu Zhai, Jiangguo Wei, et al. Absolute Measurement of the Refractive Index of Water by a Mode-Locked Laser at 518 nm [J]. Sensors, 2018, 18.

[23] Xiaoyu Zhai, Zhaopeng Meng, Hanzhong Wu, et al. Underwater distance measurement using frequency comb laser [J]. Optics Express, 2019, 27.

[24] Shuai Kang. Review on the Principle and Applications of Acousto - optic Effect [J]. Applied Mechanics and Materials, 2014, 602: 2905-2908.

[25] Lecheng Jia, Bin Xue, Shili Chen, et al. Characterization of pulsed ultrasound using optical detection in Raman - Nath regime. Review of Scientific Instruments, 2018, 89.

[26] Holger Müller, Sheng - wey Chiow and Steven Chu. Atom - wave diffractionbetween the Raman - Nath and the Bragg regime: Effective Rabi frequency, losses, and phase shifts [J]. Physical Review, 2008, 77.

[27] Patrick Egan, Michael J. Connelly, et al. Random depth access full - field heterodyne low - coherence interferometry utilizing acousto - optic modulation and a complementary metal - oxide semiconductor camera [J]. Optics Letters, 2006, 31.

[28] Nir Friedman, Ariel Kaplan, and Nir Davidson. Acousto - optic scanning system with very fast nonlinear scans [J]. Optics Letters, 2000, 25.

[29] Hai-tao Huang, Jing-liang He and Xiu-wei Fan, et al. The acousto-optic Q-switched mode-locking Nd: YVO4 laser [J]. Elsevier, 2007, 40: 828.

[30] Mariusz Lejman, Gwenaelle Vaudel, Ingrid C. Infante, et al. Ultrafast acousto - optic mode conversion in optically birefringent ferroelectrics [J]. Natural Communication, 2016.

[31] Semere Ayalew Tadesse and Mo Li. Sub - optical wavelength acoustic wave modulation of integrated photonic resonators at microwave frequencies [J]. Natural Communication, 2014.

[32] Bin Xue, Zhiyang Wang, Kai Zhang, et al. Direct measurement of the sound velocity in seawater based on the pulsed acousto - optic effect between the frequency comb and the ultrasonic pulse [J]. Optics Express, 2018, 26.

[33] Karim G. Sabra, Philippe Roux, and W. A. Kuperman. Arrival-time structure of thetime-averaged ambient noise cross-correlation function in an oceanic waveguidea [J]. Acoust. Soc, 2004, Am. 117.

基于 ACSM 法铁磁构件应力测量系统设计与试验研究

孙宏达，宋　凯，崔西明，张丽攀

（南昌航空大学，南昌 330063）

摘　要：应力是造成铁磁构件疲劳、断裂的重要因素之一，其精确测量对于确保构件的安全性和可靠性有着非常重要的意义。据此，设计开发一套交变磁场应力测量系统，系统包括测量传感器、DDS 信号激励模块、信号调理模块、信号采集与处理模块。利用该系统对 Q235 钢进行单向拉伸测试，研究不同检测参数对检测信号的影响。研究结果表明：在弹性阶段，检测信号实部与拉应力之间有良好的线性关系，此特征量可用于评估铁磁性材料的应力大小；此外，通过线性拟合分析比较不同检测参数的相关系数、灵敏度等指标，得到了一组最佳检测参数。该参数下，其相关系数达到 0.991，灵敏度为 7.318mV/kN。上述研究为铁磁性材料应力测量提供了试验方法与技术。

关键词：无损检测；逆磁致伸缩；交流场应力测量；铁磁性材料

Design and experimental study of stress measurement system for ferromagnetic components based on ACSM method

SUN Hong-da，SONG Kai，CUI Xi-ming，ZHANG Li-pan

（Nanchang Aeronautical University，Nanchang 330063）

Abstract：Stress is one of the important factors that cause fatigue and fracture of ferromagnetic components. Accordingly，a set of alternatingmagnetic field stress measurement system is designed and developed，including measurement sensor，DDS signal excitation module，signal conditioning module，signal acquisition and processing module. The system was used to conduct unidirectional tensile test on Q235 steel，and the influence of different detection parameters on the detection signal was studied. The results showthat the real part of testing signal linearly with the increasing of the stress in elastic region ，which can be used to assess the value of ferromagnetic material stress. In addition，an optimal testing parameters are obtained bycomparing and analyzing the coefficient and sensitivity obtained from curve fitting，the linearly dependent coefficient is 0.991 and the sensitivity is 7.318mV/kN . The above research provides the experiment method and technique for estimating the stress of ferromagnetic material.

Keywords：nondestructive test；inverse magnetostriction；alternating current stress measurement；ferromagnetic material

作者简介：孙宏达（1995—）男，硕士研究生，主要研究方向为电磁无损检测新技术

基金项目：国家自然科学基金（51865033）

铁磁性材料因其具有良好的硬度、强度、塑性且价格相对低廉等特点，被广泛运用于铁路、桥梁、建筑、压力容器等国民经济建设中。其常作为大型机械设备的关键部件并长期工作在恶劣的工况下，易形成应力集中并可能导致疲劳累积损伤、裂纹等破坏性缺陷，造成重大恶性事故。因此，对铁磁构件进行快速、方便、准确地应力测量，对于预防构件的断裂故障和防止重大灾难事故的发生具有重要意义[1-3]。

近年来，国内外很多学者在应力无损检测方面进行了研究，如周德强[4] 等人利用脉冲涡流对铝合金 AL5083 进行拉应力测试，得到了涡流信号峰值随应力的变化趋势图，试验结果表明二者呈良好的线性，但是所测得的信号量极小，极易受到噪声信号淹没，且存在一定的偏差；陈涛[5] 等人针对圆形管件在弯曲后产生的残余应力进行了研究，并提出了基于数字散斑相关法（DSCM）的残余应力测量方法且搭建了相应的测量系统，但测量时易受到外界干扰，使得计算结果误差较大。尽管上述方法取得较好的检测效果，但都存在着各自的局限性，都有待于深入研究和完善。

交流场应力测量（Alternating Current Stress Measurement，ACSM）是一种测量应力的电磁检测方法，其由交变磁场测量法（ACFM）发展而来[6]，该方法具有非接触、无需耦合剂、不需要对工件表面进行处理等优点[7-8]。K. Chen 和 F. P. Brennan[9] 两位学者利用 ACSM 系统开展了低碳钢的四点弯曲及单向拉伸试验，研究其弹性范围内不同载荷下的信号响应，试验结果表明：无论是弯曲还是拉伸模式，其检测信号同载荷之间都具有良好的线性关系；W. D. Dover[10-11] 等人提出了一种新型 ACSM 探头，通过在探头中增加另一个激励磁场使其形成正交磁场，以提高检测灵敏度，单向拉伸试验结果验证了正交磁场模型的可行性。

本文首先介绍了 ACSM 检测原理，研制了 ACSM 测量系统，研究了 Q235 钢在不同应力下检测信号的变化规律，分析了不同检测参数对检测信号的影响，通过对焊接残余应力的测量进一步验证了系统的稳定性与可靠性，为铁磁性材料的应力测量提供理论依据。

1 ACSM 检测原理

铁磁性材料磁化状态的变化伴随着有材料尺寸变化的现象称为材料的磁致伸缩效应。反之，铁磁性材料在外力如拉力、扭转力等作用下发生变形，其磁化强度将随之发生变化的现象叫做材料的逆磁致伸缩效应（或磁弹效应或压磁效应）[12-13]。ACSM 正是利用这种效应来实现应力测量的。当材料受到轴向应力时（拉力或压力），其轴向发生形变，使得其磁化强度发生变化。根据 Joule 效应有[14]：

$$\varepsilon=\frac{\Delta l}{l}=\frac{3\lambda_s M_s}{2k_u}\Delta M sin2\theta cos\theta \tag{1}$$

式中，ε 为轴向应变；λ_s 为轴向形变常数；M_s 为饱和磁化强度；K_u 为单晶磁各向异性常数；ΔM 为磁化强度变化；θ 为磁场与易磁化轴间的夹角。

根据材料力学的胡克定律：

$$\varepsilon=\frac{\Delta l}{l}=\frac{F}{ES} \tag{2}$$

其中，F 为应力；E 为材料的弹性模量；S 为材料的横截面积。

根据铁磁性材料的磁化理论：

$$\Delta M=\Delta\left[\left(\mu-\mu_0\right)H\right] \tag{3}$$

其中，μ 为铁磁性材料的磁导率；H 为磁场强度；当 H 不变时，有：

$$\Delta M=\Delta\mu H \tag{4}$$

将式（2）、（4）代入式（1）有：

$$F=ES\frac{3\lambda_s M_s}{2K_u}\Delta\mu H sin^2\theta cos\theta \tag{5}$$

由此，我们知道材料应力 F 与磁导率的变化 $\Delta\mu$ 成正比，而磁导率的变化又将引起磁感应强度的变化。由法拉第电磁感应定律：

$$\square\times E=-\frac{\partial B}{\partial t} \tag{6}$$

$$\varepsilon=-NS\frac{dB}{dt} \tag{7}$$

式中，E 是感生电场的强度，B 是磁感应强度，t 为时间，N 是检测线圈的匝数，ε 是感应电动势，S 是线圈的截面积。

由（6）-（7）可知，变化磁场将产生感应电场，在闭合回路中将产生电动势和感应电流。通过测量并获得其感应电动势和应力的关系，即可实现对铁磁性材料的应力测量。

2 ACSM 测量系统设计

系统主要由激励模块、检测传感器、信号调整模块及信号采集模块四部分组成，其整体框架如图 1 所示。激励模块包括 DDS 信号发生器和功率放大两部分，DDS 信号发生器利用 AD9854 芯片产生一对高精度正交正弦信号，一路信号经功率放大驱动激励线圈产生交变磁场，另一路正交信号供于信号调理模块中的相敏检波，作其参考信号；检测传感器由激励线圈和检测线圈组成，激励线圈产生磁场，并在工件表面形成感应电流，检测线圈用于拾取工件表面因应力导致的扰动磁场；信号调理模块由前置放大器，锁相放大器构成，用于实现对检测信号的放大及滤波，并将应力信号从噪声信号中提离出来；信号采集模块主要由采集卡和基于 LabVIEW 编制的上位机软件构成，用于实现检测信号的采集及数据的可视化显示。

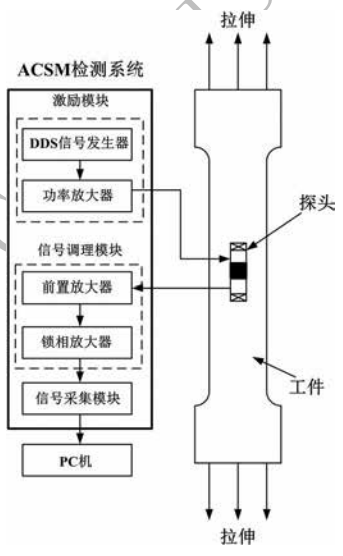


图 1　ACSM 测量系统框图

2.1　激励模块

信号发生器采用四通道高速直接数字合成芯片 AD9854，AD9854 具有输出频率高、相位噪声性能好等特点，其主要由时钟乘法器、48 位频率/相位累加器、12 位正交数模转换器、I/O 口缓冲、比较器等构成。如图 2 所示，控制模块主要基于单片机 ATMEGA32 设计，ATMEGA32 是一款高性能、低功耗的 8 位 AVR 微处理器，采用先进的 RISC 结构，这种结构结合了半导体集成技术和软件性能的新指令结构，使得 ATMEGA32 单片机具有高速处理能力。信号发生器上位机软件基于 Delphi 软件编制，用于控制 ATMEGA32 单片机向 AD9854 传输所需输出信号参数对应的控制字，实现对信号输出频率的控制。由于 DDS 信号发生器产生的正弦激励信号电压幅值偏小，功率有限，无法驱动激励探头工作，因此需要在激励信号的输出端接入一级功率放大电路，如图 3 所示，系统采用 LM4766 芯片作为功率放大芯片，芯片最大工作电压为±30V，连续输出电流为±5A，输出功率最大可达 30W，工作频率带宽为 8MHz，可在 1～10 倍之间调节增益，这些参数足以实现激励探头的驱动。

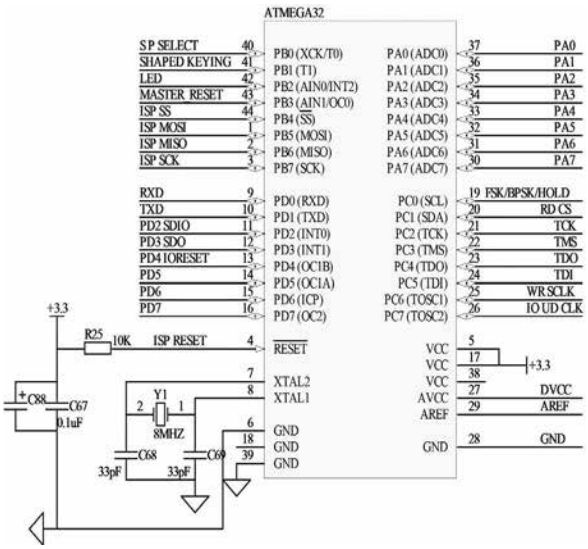


图 2　信号发生模块原理图

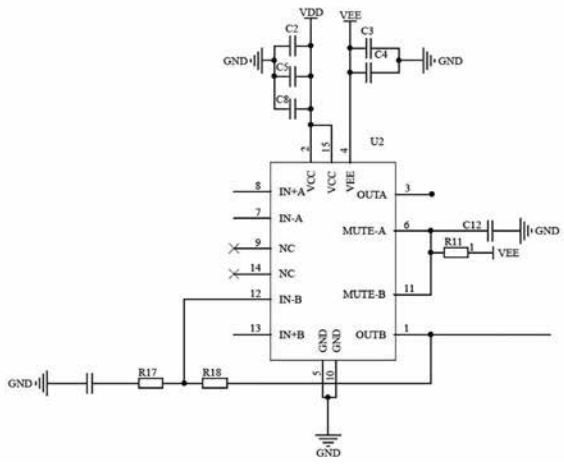


图 3　功率放大器模块电路原理图

2.2　传感器设计

传感器作为 ACSM 测量系统的重要组成部分，其设计工艺非常重要。传感器结构如图 4 所示，由激励部分和检测部分组成，激励线圈绕制在 U 型铁氧体上，用于产生交变磁场，并在待检工件表面感应出平行且均匀电流。检测线圈绕制在正方体磁芯上用以拾取因缺陷引起的磁场信号变化。

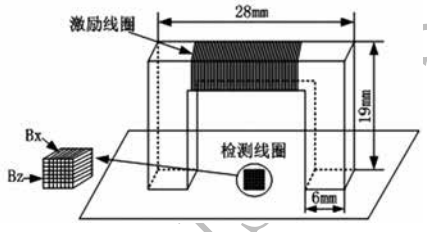


图 4　探头结构示意图

激励线圈匝数的选择应通过合适的磁场强度来确定，最佳为工作在磁化曲线的线性阶段。根据确定的磁场强度 H，激励线圈的匝数可由式（8）确定。

$$N=Hl/I \tag{8}$$

式中，l 为磁回路长度，I 为激励电流。

激励电流的确定要考虑到驱动功率问题，既要保证足够大的功率以驱动激励探头但又不能太大以致线圈发热。根据式（9）来确定所选铜导线的线径和最大激励电流。

$$I=\sigma \cdot S=1/4\pi \cdot d^2 \cdot \sigma \tag{9}$$

式中，σ 为铜线中电流密度，d 为铜线直径。

对于检测线圈的设计，由电磁感应定律可知，闭合线圈的感应电动势 e 与穿过该线圈的磁通的时间变化率 $d\varphi/dt$ 成正比：

$$e=-NS\omega cos\omega t=-N\frac{d\varphi}{dt}=-NS\frac{dB}{dt} \tag{10}$$

为了使检测线圈得到较高的灵敏度，需要考虑线圈常数 NS，其中 N 为线圈匝数，S 为检测探头横截面积，B 为磁感应强度。若检测探头内径为 d，探头外径为 D，则其线圈常数表达式为：

$$NS=\frac{\pi}{12}N\ (d^2+dD+D^2) \tag{11}$$

综合考虑空间点磁场信号的接收及灵敏度的要求，检测探头的线圈尺寸应满足：

$$L/D>0.886 \tag{12}$$

式中：L 为检测线圈高度，D 为检检测线圈外径。

通过理论分析及试验研究最终确定传感器参数如表 1 所示。

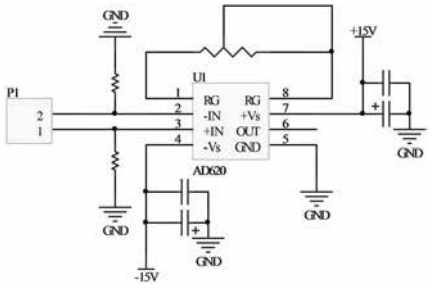
表 1　ACSM 传感器参数

参数	激励探头	Bx 线圈	Bz 线圈
线圈直径/mm	0.8	0.035	0.035
线圈匝数/匝	180	600	600
线圈阻值/Ω	3.2	10.2	10.2
电感系数/mH	0.8	0.12	0.13
长×宽×高/mm	28×6×19	3×3×4	3×3×4

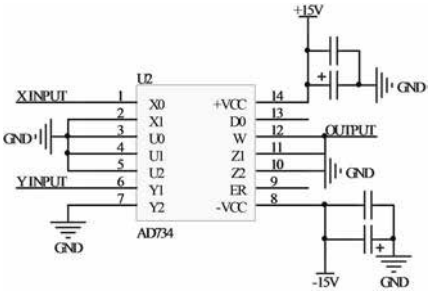
2.3　信号调理模块

ACSM 探头拾取的检测信号非常微弱，其幅值通常只有几十毫伏甚至更小，容易被噪声信号所淹没，为了从检测信号中有效还原出应力信息，需要设计信号调理模块对检测信号进行处理。信号调理模块由前置放大器及锁相放大器构成。如图 5（a）所示，系统采用低噪声仪器仪表放大芯片 AD620，AD620 芯片具有成本较低、噪声信号小、增益范围大、高精度输出、尺寸小等诸多优点。检测信号经前置放大器处理后仍然夹杂着些许随

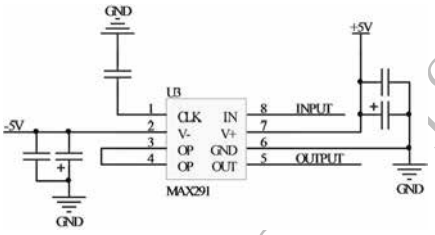
机噪声，如图 5（b）、5（c）所示，系统采用 AD734 乘法器芯片和 MAX291 低通滤波器芯片构建锁相放大电路，通过锁相放大器提取出应力信号。



（a）前置放大电路原理图



（b）AD734 乘法电路原理图



（c）MAX291 乘法电路原理图

图 5　信号调理模块原理图

2.4　信号采集模块与上位机设计

采用研华 USB-4711A 型采集卡实现信号采集功能，采集卡内部集成了可实时存储 1K 采集数据量的内存缓存器（FIFO），包含 16 个模拟量输入端口 AI（0-15），两个模拟量输出端 AO_0、AO_1，8 个数字量输入、输出端口 DI/O（0-7），其 A/D 转换器可达 12 位分辨率，单通道最高信号采样速率达 150Ks/S，采集卡的转换率完全满足系统要求。

测量软件采用 labVIEW 软件编制，用于实现信号的放大、滤波调理、数据分析以及显示处理。主要包括检测信号显示模块、采集卡参数设置模块、阈值报警模块、信号调理模块以及系统控制模块五个模块。程序设计流程如图 6 所示，首先点击运行按键，系统处于待机状态，此时可对采集卡参数进行设置，开始键按下，系统开始进行采集，检测信号分别以图形和数据的形式显示，若应力值超过设定的阈值，警示灯亮并发出报警声；复位键用于将采集到波形及数据清零以便于下一次的采集；停止键按下，系统停止采集工作；保存键按下，数据将以 txt 文件格式进行保存。

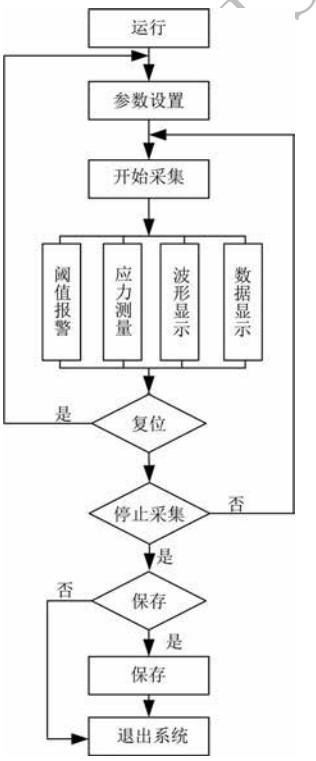


图 6　程序设计流程图

设计的基于 ACSM 法的铁磁构件应力测量系统如图 7 所示。

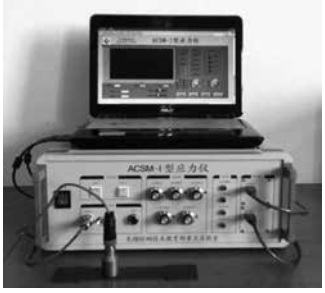


图 7　ACSM 测量系统

3 试验研究与结果分析

3.1 静载拉伸残余应力测量研究

试验采用静载拉伸的方式，对 Q235 钢进行拉伸试验。图 8 所示为试件结构示意图，有效检测区域为中间 110×40mm 区域，横截面积为 100mm^2。经测试，Q235 钢试件的屈服强度约为 280MPa（28kN），为保证试件在弹性范围内，应力测试范围选择 0－25kN，按照 1kN 的步进方式进行试验记录，试验前对所有的试件进行了退火去应力处理。

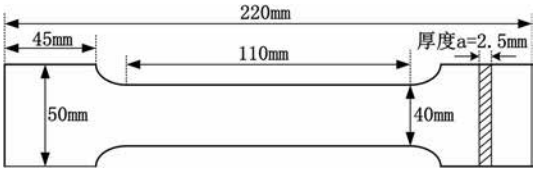
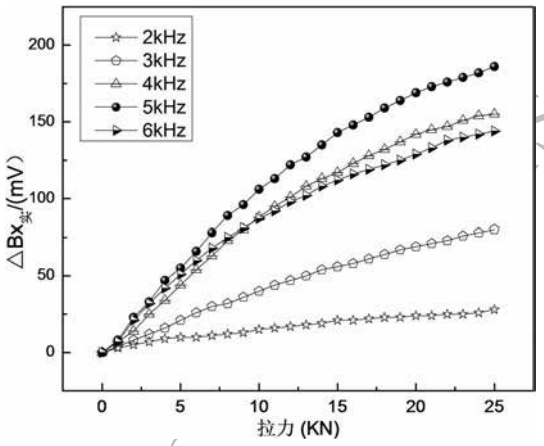


图 8 Q235 钢试件结构示意图

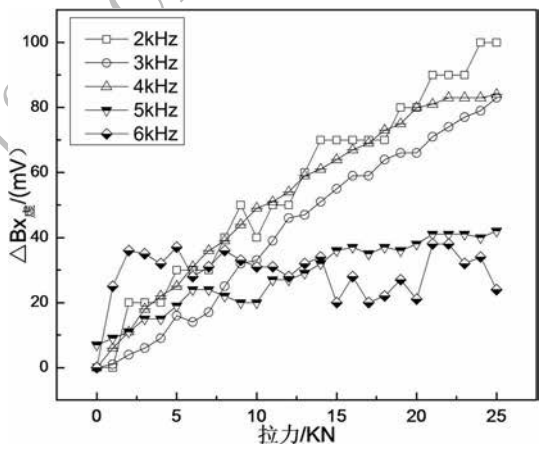
在试验过程中，探头两脚连线垂直于加载方向并置于试件中心位置，记录试件初始状态信号值，即在无应力状态下记录试件的 *Bx* 实部和虚部信号值作为初始参考值。以 1kN 为步进单位，记录相应拉应力下的信号值并将其与初始参考值作差，获得检测信号的电压变化量。此处将试验数据线性拟合后的斜率 K 定义为检测灵敏度、R^2 为拟合的相关系数。

3.1.1 激励频率对检测信号的影响

试验分别采用 2kHz～6kHz 的激励信号激励探头，拉应力每增大 1kN 记录一次数据。激励频率大小对检测信号的影响如图 9 所示，从图 9（a）可以看出：随着拉应力增大，各频率下检测信号的变化规律基本保持一致，整体都呈增大趋势。当激励频率为 2kHz 时，$\Delta B\,x_{实}$ 变化较小，最大变化量只有 28 mV；当频率大于 3kHz 时，在 0kN －12kN 范围内，$\Delta Bx_{实}$ 变化较大，曲线较为陡峭，随着拉应力逐渐增大，$\Delta B\,x_{实}$ 变化逐渐减小，曲线也逐渐平缓；当激励频率为 6kHz 时，其检测信号幅值较 5kHz 时明显下降，且拉应力越大，差异越明显。图 9（b）为 $\Delta Bx_{虚}$ 的变化情况，可以看到：曲线波动较大，变化规律复杂，不适合对应力大小进行评价。



（a）实部



（b）虚部

图 9 检测信号随激励频率的变化关系

3.1.2 激励电压对检测信号的影响

图 10 为激励频率 f＝3kHz 时试件在不同激励电压 Vpp 下的测量结果。从图中可以看出，检测信号与拉应力成线性增大趋势；相同拉应力下，Vpp 越大，其检测信号的幅值越大，且随着拉应力的增大，三者之间差别也逐渐增大。以 Vpp＝9V 为例，其相关系数为 0.991，检测灵敏度为 3.995mV/kN，$\Delta B\,x_{实}$ 最大变化量达到 101mV。

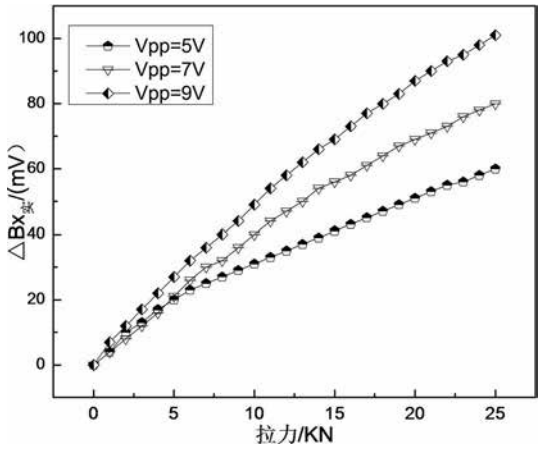


图 10　检测信号随激励电压的变化关系

3. 1. 3　激励线圈匝数对检测信号的影响

根据检测原理，系统输出电压的大小、灵敏度和线性度与传感器周围的磁场强弱和变化有很大关系，而磁场强弱主要取决于激励线圈的匝数和通过的电流，因而线圈匝数是设计中必须考虑的因素。试验分别绕制了 100 匝、150 匝、200 匝三种不同匝数的激励线圈，其检测结果如图 11 所示：相同拉应力下，100 匝时检测信号的幅值最大；在 0KN-17KN 范围内，200 匝的检测信号大于 150 匝，当拉应力大于 17KN 时，150 匝的检测效果比 200 匝的检测效果好；全载荷范围内，100 匝的检测信号幅值始终大于其他两组。

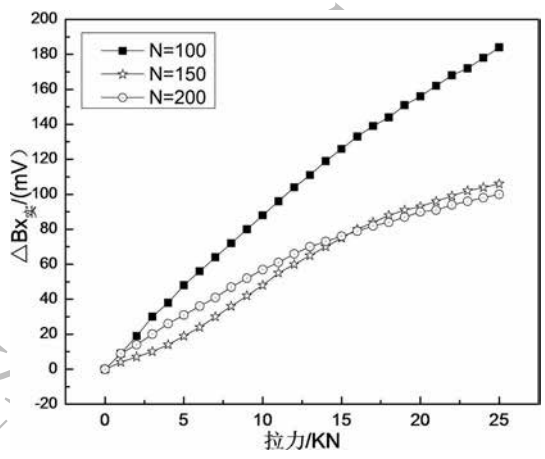


图 11　检测信号随激励线圈匝数的变化关系

将试验数据线性拟合后，得到相应检测参数下的检测灵敏度 K 及相关系数 R^2。如表 2、表 3、表 4 所示：

表 **2**

激励频率/kHz	2	3	4	5	6
K	1. 006	3. 206	6. 375	7. 473	5. 536
R2	0. 969	0. 985	0. 964	0. 963	0. 947

表 **3**

激励电压 Vpp/V	5	7	9
K	2. 220	3. 206	3. 995
R^2	0. 981	0. 985	0. 991

表 **4**

线圈匝数 N	100	150	200
K	7. 318	4. 626	3. 911
R^2	0. 991	0. 984	0. 965

从表 2 中的数据可以看到：在 2kHz-5kHz 频率范围内，随着激励频率的增大，检测灵敏度 K 逐渐增大且当频率为 5kHz 时 K 值最大，而相关系数 R^2 则呈现先增大后减小的趋势；频率为 6kHz 时检测信号的幅值较 5kHz 时有一个明显的下降，这是因为检测信号的幅值与 $e^{-a/\delta}$ 成正比[15]，其中 a 为被测试件厚度，δ 为集肤深度；根据电涡流原理，集肤深度 δ 又与激励频率 f 及材料电导率 σ 成反比，一旦被测材料确定后，σ、a 为定值，这时采用不同的激励频率 f，集肤深度 δ 也就不同，将会导致检测信号与 f 成指数衰减变化，所以激励频率不能太大；当激励频率太小如 2kHz 时，感应信号较弱，容易受到外界干扰信号的影响。综合比较灵敏度 K 及相关系数 R^2，试验最终选择 5kHz 作为激励频率。

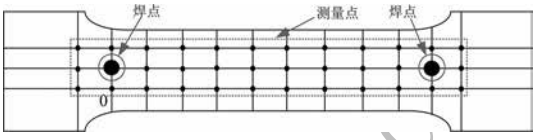
激励电压 Vpp 越大，被测试件内的磁场强度越大，检测线圈中通过的磁通量也会随之增加，从而导致检测信号幅值的增加。同时，结合表 3 中的数据，当激励电压增加时，检测灵敏度及相关系数也随之增加。然而，在实际应用中激励电压不宜过大，否则将会使线圈极易进入饱和状态，导致灵敏度下降，

因此试验选择 9V 激励电压。

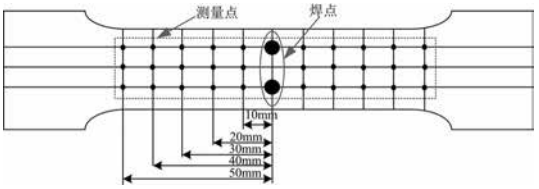
结合图 11 与表 4 可以看出，激励线圈匝数越多，其检测信号幅值越小，且相应的灵敏度和相关系数也越小，这是因为线圈匝数的增加必然会使线圈阻抗增强，而阻抗的增加会导致电流的减小，电流减小又必然会导致磁感应强度减弱。因此，在设计探头时，线圈匝数并不是越多越好，要在保证一定检测灵敏度的前提下，选择合适的匝数。试验最终选择线圈匝数为 100 匝。

3.2 焊接残余应力测量研究

单向拉伸加载模式下的应力情况比较简单，而实际情况中应力比这要复杂的多。为了进一步验证系统性能，对焊接残余应力开展试验研究。制作了 2 块试件，在其两端（方式 1）及中心位置（方式 2）焊接两个焊点，使焊点周围产生残余应力。在焊点周围等间距的选择多个测量点，分别获得各个测量点处应力值，焊点位置及测量点如图 12 所示。



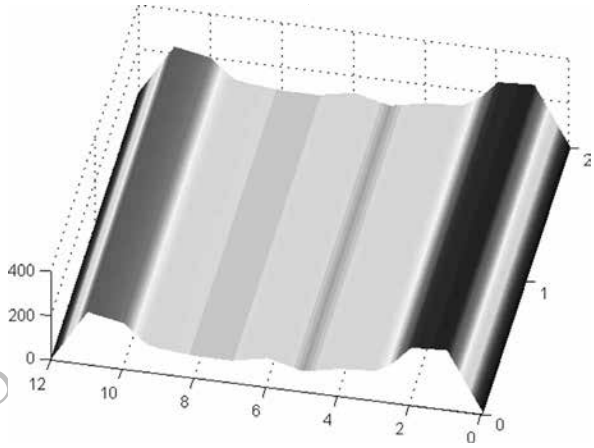
（a）方式 1 焊接试件



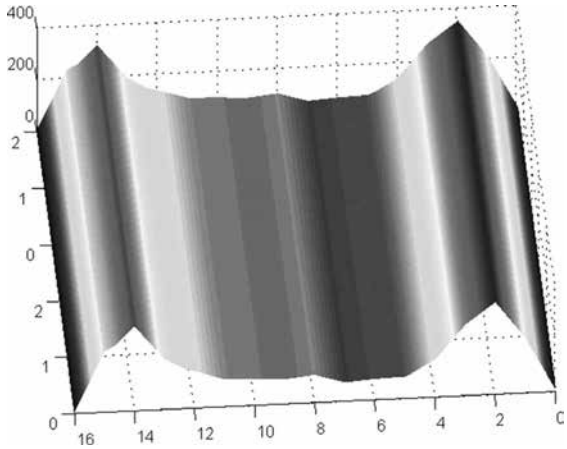
（b）方式 2 焊接试件

图 12　焊接残余应力试件

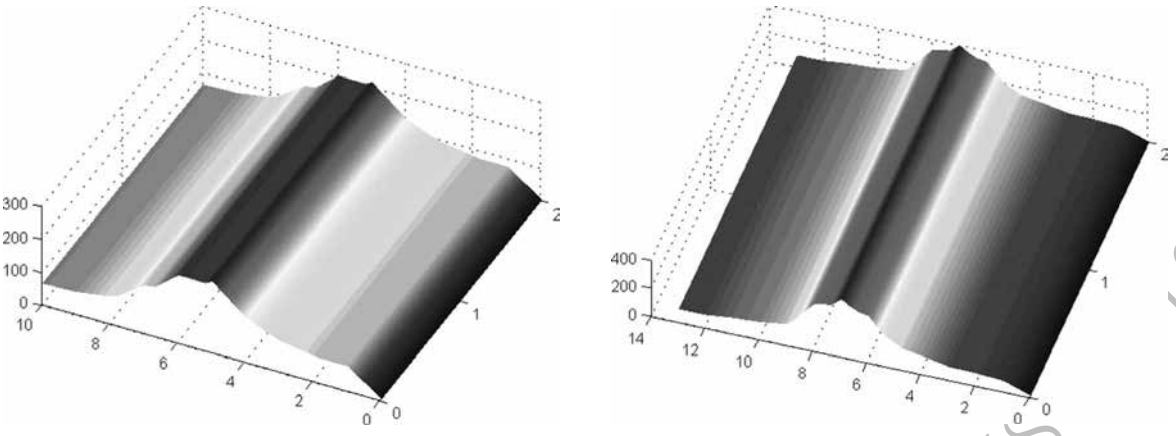
焊接残余应力测量结果如图 13 所示。图 13（a）为方式 1 试件正面残余应力分布平面图，由于焊点添加在试件的两端，因此两端的应力值较大，而试件中心位置因离焊点较远，其应力值较小，所以应力呈现出两端高，中间低的分布形式，13（b）为方式 1 反面的应力分布平面图，其分布趋势与正面一样，也是呈现出两端高，中间低的形式；图 13（c）为方式 2 试件正面残余应力分布平面图，应力的分布形式为随着离焊点中心距离的减小，残余应力值越来越大，当探头到达离焊点最近的距离时，应力值最大，其值约为 280MPa 左右，随着离焊点中心距离的增加，应力值越来越小，当离焊点中心距离超过 30mm 时，应力值大小基本不再发生变化。图 13（d）为方式 2 反面的应力分布形式，其变化趋势与正面一样，也是呈现先增大后减小的趋势。



（a）方式 1 焊接试件正面



（b）方式 1 焊接试件反面



（c）方式 2 焊接试件正面　　（d）方式 2 焊接试件反面

图 13　残余应力分布平面图

4　结论

（1）性范围内，检测信号实部与拉应力之间有良好的线性关系，利用此特征量可以评估构件的应力大小；检测信号虚部变化量较小，且变化规律复杂，不适合对应力大小进行评价。

（2）激励电压一定时，检测信号随频率的增大而增大，f= 5kHz 时检测效果最好，此外，受集肤效应的影响，频率再增大时其检测灵敏度反而降低。

（3）只改变激励电压，相同拉应力下，电压越大时其对应的检测信号幅值越大，且随着拉应力的增大，三者差别逐渐增大。

（4）其他参数不变，激励线圈匝数越多，磁感应强度越弱，检测信号幅值越小；100 匝时对应力检测效果最好，150 匝次之，而 200 匝效果最差。

（5）通过对不同位置焊点处残余应力的测量发现，离焊点越近，其应力值越大，随着离焊点中心距离的增加，其应力值逐渐减小，当距离超过 30mm 时，其应力值大小基本不受焊点的影响。

参考文献：

[1] 吴斌，李强光，刘秀成，等．基于磁特性曲线的杆件拉力测量及影响因素研究［J］．仪器仪表学报，2015，36（3）：560-567.

[2] 宋凯，周松蔚，王婵，等．ACSM 法系统设计及铁磁构件应力测量研究［J］．传感技术学报，2014，27（2）：267-272.

[3] 任尚坤，郭峰，徐振瀚，等．20#钢构件应力疲劳检测的新技术及试验研究［J］．仪器仪表学报，2014，35（5）：1155-1160.

[4] 周德强，田贵云，王海涛，等．脉冲涡流技术在应力检测中的应用［J］．仪器仪表学报，2010，31（7）：1588-1593.

[5] 陈涛，刘检华，等．基于数字散斑相关法的弯管残余应力测量系统［J］．仪器仪表学报，2011，32（7）：2382-2387.

[6] Low C. K，et al. Defect evaluation using the alternating current field measurement technique Non-Destructive Testing and Condition Monitoring，2004，46（10）：598-605.

[7] David TOPP，et al. Recent developments and applications of the ACFM inspection method and ACSM stress measurement method. ECNDT，2006.

[8] M. Ph. Papaelias，M. C. Lugg，C. Roberts，C. L. Davis. High-speed inspection of rails using ACFM techniques. NDT & E International，2009，42：328-335.

[9] Chen，K. and Brennan，F. P. A theoretical and experimentalstudy of alternating current stressmeasurement under differentloadingmodes. J. Strain Analysis，1998，33（4），291-303.

[10] Han，S. Brennan，F. P .and Dover，W. D. Development of the alternating current stress measurement model for magnetostriction behaviour of mild steel under

orthogonal magnetic fields for stress measurement. J. Strain Analysis, 2002, 37 (21), 21-31.

[11] Zhou, J. andDover, W. D. Electromagnetic induction in anisotropic half-space and electromagnetic stress model. J. Appl. Physics, 1998, 83 (3), 1694-1701.

[12] 曾伟杰，苏兰海，徐立坪，等. 逆磁致伸缩效应钢板内应力检测技术研究[J]. 机械工程学报，2014，50(8)：17-22.

[13] SABLIK M J, CHEN Y, JILES D C. Modified law ofapproach for the magneto mechanical model [J]. Rev. Progr. Quant. Nondestruct. Eval., 2000, 19：1565-1572.

[14] 孙志远，杨学山，等. 钢材料电磁应力传感器技术研究[J]. 传感器与微系统，2011，30(8)：37-42.

[15] 孙志远. 磁力耦合法建筑钢材料应力检测技术研究[D]. 中国地震局工程力学研究所，2011.

气液两相流超声过程层析成像理论与实验研究

顾建飞[1]，田　昌[2]，刘继承[1]

（1. 常熟理工学院电气与自动化工程学院　江苏常熟　215500；
2. 上海市动力工程多相流动与传热重点实验室（上海理工大学）　上海　200093）

摘　要：本文采用超声过程层析技术对气泡流动进行了理论和实验研究。为提高气液两相流超声层析成像的重建精度，在二值反投影（BBP）基础上发展了边缘增强反投影（EEBP）。为模拟投影数据，使用 COMSOL 软件计算给定气泡分布下声压场。仿真结果表明，EEBP 的空间图像误差明显小于 BBP。搭建一套气液两相流超声层析成像系统，可实现对 24 个换能器组成阵列的投影信号获取。利用该系统进行单、双气泡流测试，通过提出的 EEBP 重建算法与硬件系统的结合，可准确得到流动中的气泡空间位置、尺寸以及形状。表明了在气泡流动稳定的情况下，该系统具备可行性与可靠性。

关键词：气液两相流；图像重建；超声；数值模拟

中图分类号及文献标识码：TH89 TK31　**文献标识码：**A　**国家标准学科分类代码：**470. 10

作者简介：顾建飞（通讯作者），2013 年于华中科技大学文华学院获得学士学位，2018 年于上海理工大学获得博士学位，现为常熟理工学院讲师，主要研究方向为超声过程层析成像。E-mail：gjfusst@163. com

GuJianfei received his B. Sc. degree from HuaZhong University of Science and Technology Wenhua College in 2013; received his Ph. D. degree from University of Shanghai for Science and Technology in 2018. He is now a lecturer in Changshu Institute of Technology, and his main research areas are process tomography for two-phase flow imaging.

田昌，2010 年于河南理工大学获得学士学位，2013 年于上海理工大学获得硕士学位，现为上海理工大学讲师，主要研究方向为两相流测量技术，层析成像。E-mail：289773806@qq. com

Tian Chang received his B. Sc. degree from Henan polytechnic University in 2010 and his M. Sc. degree from University of Shanghai for Science and Technology in 2013. He is now a lecturer in University of Shanghai for Science and Technology, and his main research areas are two-phase flow measurement and process tomography.

刘继承，1992 年于西安交通大学获得学士学位，1997 年于大庆石油学院（现东北石油大学）获得硕士学位，2003 年于北京航空航天大学获得博士学位，现为常熟理工学院教授，主要研究方向为不稳定信号分析、地震数据重建、图像处理。E-mail：ljcdqpi@163. com

Liu JiCheng received his B. Sc. degree from Xian Jiaotong University in 1992; received his M. Sc. degree from Northeast Petroleum University in 1997 and Ph. D. from Beihang University in 2003. He has been a professor in Changshu Institute of Technology. His interests are non-stationary signal analysis, seismic data reconstruction, image processing.

*基金项目：江苏省高校自然科学研究面上项目（19KJB470009）资助项目；国家自然科学基金（61903050）资助项目

Theoretical andexperimental study on ultrasonic process tomography for gas-liquid two-phase flow measurement

Gu Jianfei[1], Tian Chang[2], Lu Jicheng[1]

(1. *School of Electrical and Automatic Engineering, Changshu Institute of technology, Changshu* 215500, *China*
2. *Shanghai Key Laboratory of Multiphase Flow and Heat Transfer in Power Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai* 200093, *China*)

Abstract: In this paper, the bubble flow was studied theoretically and experimentally by ultrasonic process tomography. In order to improve the reconstruction accuracy of ultrasonic tomography in gas-liquid two-phase flow, edge enhanced back projection (EEBP) was developed on the basis of binary back projection (BBP). In order to simulate the projection data, COMSOL software was used to calculate the sound pressure field under the given bubble distributions. The simulation results show that the spatial image error of EEBP is significantly smaller than that of BBP. A set of gas-liquid two-phase flow ultrasonic tomography system has been designed and built, which can obtain the projection signals of 24 transducers array. By combining the EEBP reconstruction algorithm with the hardware system, the bubble position, size and shape in the flow can be accurately obtained. It shows that the system is feasible and reliable when the bubble flow is stable.

Keywords: gas-liquid two-phase flow; image reconstruction; ultrasound; numerical simulation

0 引言

过程层析成像是一种可表征两相流的新技术，许多领域存在应用。它在确保产品质量和数量、评估化学过程的安全性和可靠性以及了解两相流机理（特别是颗粒相在流场中的空间和时间分布）非常重要[1-3]。为实现在线测量，X 射线断层扫描[4]、电阻层析成像（ERT）[5]、电容层析成像（ECT）[6,7] 以及超声过程层析成像（UPT）较为常用。其中，UPT 具有分析致密流体和高抗干扰特性的优点，应用前景较好。

纵观超声成像技术在两相流中的研究，已经能够利用超声波的声散射、消声以及相速度测量两相流的相关参数，如冶金行业的选矿厂、冶炼厂和矿山充填工艺生产[8]，要求对浆状体系中的金属矿物进行形貌重建即为最典型的情形。因为输送成本核算、质量控制和金属回收与重建矿物颗粒密不可分。又如利用离心力加速矿粒沉降的水力旋流器中[9]，对水力空心柱尺寸和位置的形貌监测可保证不发生堵塞，研究价值也极为明显。还有测井中最常见的气-水分层流动[10,11]，需要判别分层流或波状流，其背后隐藏了科学意义。除此之外，在食品加工、石油、化工等行业还需求获得流动截面相关颗粒系的“场”分布信息[12]。如，截面上液固两相流速度场分布[13]；以及流体力学中液体所含颗粒浓度分布及其沉降速度分布的研究[14]。气液两相流在化工行业较常见，如化学鼓泡塔、化学反应釜。而气泡流动作为最典型的气液两相流，因此本文关注超声层析成像技术在气泡流动的应用研究。

上述研究中，大多数在其成像系统中采用了换能器阵列，以获得足够的信息进行图像重建。为发展一种低成本、重建速度快且

具有较高精度、可用于在线测量的超声层析成像技术，提出一种边缘增强反投影方法。利用仿真和实验的手段，研究在气泡流动中的成像效果。

1 气液两相流 UPT 工作原理

1.1 透射式 UPT

透射模式是基于超声波经过气液两相流的衰减特性，也是 UPT 常见工作方式。它适用于多离散相分布的两相流截面重建。与医疗或无损检测中的超声波计算成像（Ultrasonic computational tomography，UCT）相比，用于气液两相流的 UPT 技术需要面临离散相和连续相未知的难题。考虑到气液两相存在较大声学特性差异，可以按 Boyer 等[15] 提出的基于声阴影投影方法进行处理。当气泡尺寸远大于介质中声波波长时，即 $kd >>1$（k 为声波在介质中的波数，d 为气泡等效直径）声波对气泡投影后，在其后方形成声阴影区。在气泡流动中，kd 值的计算方法如下：

$$kd=\frac{2\pi f}{c}d \tag{1}$$

若以水为液相系、换能器标称频率 f 为 4 MHz，则水中声速 c 为 1497 m/s。鉴于 $kd=4$ 可视为满足 $kd>>1$ 的最小情形[16]，UPT 可重建的最小气泡直径为 0.24 mm。

超声在气液两相流中传播，单个气泡对透射波的反射能力可表示为：

$$C_R=\frac{Z_2-Z_1}{Z_2+Z_1} \tag{2}$$

其中，C_R 是气泡对入射波的反射系数。考虑 20 ℃ 时，空气的声阻抗 Z_1 = 415 $N\cdot s\cdot m^{-3}$，水的声阻抗 $Z_2=1.48\times10^6$ $N\cdot s\cdot m^{-3}$，气泡的声反射系数接近 100%。因此，入射波由于气泡的反射而减弱，不能到达接收器。

1.2 超声换能器阵列

图 1 是 UPT 环形换能器阵列，被均匀地安装了 24 个标称频率为 4MHz 的超声波换能器。其中，8 个为收发一体式，分别记为 Tx1，Tx2，Tx3，… Tx8。其余的只作接收器，依次记为 Rx1，Rx2，Rx3，… Rx16。若提供更多投影数据量，重建图像的质量越高。为满足这一要求，换能器采用柱面设计（如图 2 所示），可产生发散角为 180°的扇形声束。扇形束投影可覆盖其余 23 个接收器。因此，单次扫描记录了 184 个投影数据。

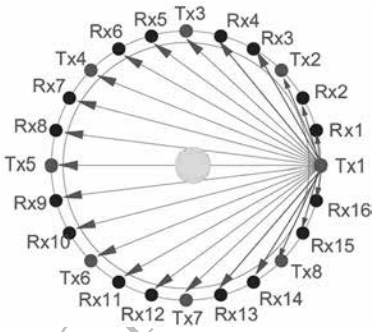


图 1 超声换能器阵列结构

Fig. 1 Structure of ultrasonic transducer array

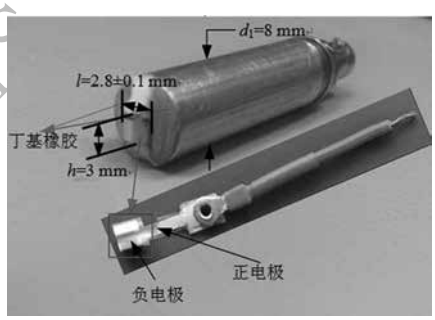


图 2 柱面式超声换能器

Fig. 2 Photo of cylindrical ultrasonic transducer

2 图像重建

2.1 二值反投影

反投影最初在 X 射线断层扫描中发展起来。基于信号二值化的反投影算法（binary back projection，BBP）可实现快速重建。算法的快速性要求投影数据是被某个阈值处理后的逻辑值。基于前述分析可知，在气液两相流中，声波从流动介质到气泡几乎被全部反射。若发射器和接收器之间有气泡，将接收不到透射信号。重建时，将图像权重值“1”分配给反投影区间（图 3 红色区间）。若发射器和接收器之间没有气泡，可接收到正常信

号，按图像权重值“0”分配。

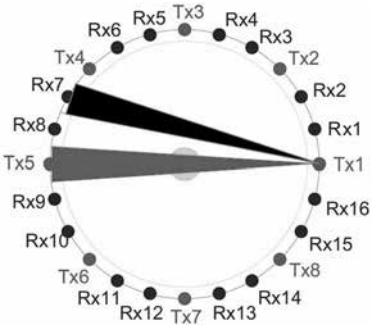


图 3　BBP 算法中发射器 Tx1 的反投影

Fig. 3　Back projections of transmitter Tx1 in BBP algorithm

利用 BBP 算法进行重建，首先将横截面图像矩阵 $\boldsymbol{G}$ 离散成 $n\times n$ 个网格；然后，将二值投影数据矩阵 $\boldsymbol{S}$ 的每个元素转换为反投影图形矩阵 $\boldsymbol{P}_{\mathrm{k}}$：

$$\boldsymbol{P}_k(n,\ n)=\boldsymbol{S}(x,\ y)\times\boldsymbol{M}_{(x-y)}(n,\ n) \tag{3}$$

其中，敏感矩阵 $\boldsymbol{M}$ 的区间定义按图 3 的方式。x 是发射器的编号，y 是接收器的编号。横截面图像矩阵 $\boldsymbol{G}$ 可表示为：

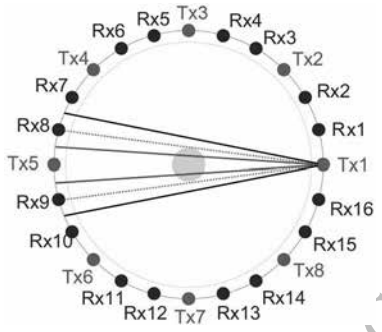
$$G(n,\ n)=B(n,\ n)\times\sum_k P_k(n,\ n),\quad k=1,\ 2,\ \cdots,\ m$$

$$=B(n,\ n)\times\sum_{x=1}^{8}\sum_{y=1(y\neq x)}^{24}S(x,\ y)\times M_{(x-y)}(n,\ n) \tag{4}$$

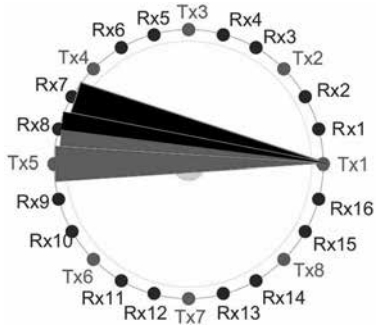
其中，m 是 $\boldsymbol{P}_k$ 中元素的个数。由于采用阵列式扫描，反向投影区反复叠加，以形成气泡分布区间。

2.2　边缘增强反投影

实际应用中，气泡在流体中的位置是随机的。接收器还将受到气泡的部分阻挡。因此，针对图 4（a）所示虚线传播路径上的投影数据，对其进行二值化处理将不妥。为提高重建质量，在 BBP 算法的基础上提出边缘增强反投影（Edge enhanced back projection，EEBP）。在图 4（a）中，接收器 Rx7、Rx8 和 Tx5 分别对应于正常信号、弱信号和无信号。没有信号和正常信号分别配“0”和“2”，该算法将“1”分配给弱信号。



（a）正投影



（b）反投影

图 4　EEBP 算法中发射器 Tx1 的正投影和反投影

Fig. 4　Forward projections and back projections of the beams emitted from transmitter Tx1 in EEBP algorithm

值得注意的是，与 BBP 不同，EEBP 算法中的投影数据矩阵 $\boldsymbol{S}$ 有三个值（可通过投影数据与两个信号阈值比较获得）。利用 EEBP 算法获得的重建图像矩阵 $\boldsymbol{G}$ 可以表示为：

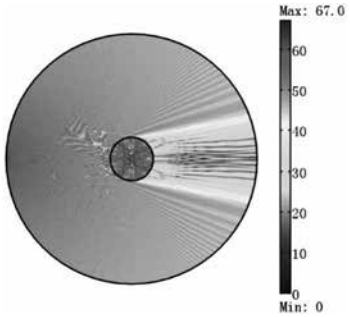
$$\boldsymbol{G}(n,\ n)=\boldsymbol{B}(n,\ n)\times\sum_{x=1}^{8}\sum_{y=1(y\neq x)}^{24}S(x,\ y)\times\boldsymbol{M}^{*}{}_{(x-y)}(n,\ n) \tag{5}$$

这里，简要介绍 EEBP 算法的敏感矩阵 $\boldsymbol{M}^{*}$ 的构建过程：图 4（a）中，Tx1−Tx5 投影路径被气泡完全阻塞，将图像权重值“1”分配给对应的反投影区间。在不被气泡阻塞的情况下，Tx1−Rx7 路径可以接收到正常信号，图像权重值分配“0”。Rx8 接收到的弱信号，对应反投影区间均分成两半，其分配的权重值与邻近区域的分配值一致（如图 4（b））。

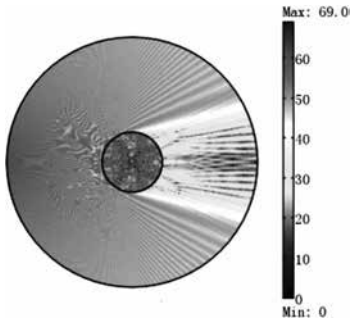
2.3　投影数据

利用 COMSOL Multiphysics ®软件的声学模块进行模拟，在边界 Tx5 处设置圆柱形声源。图 5 显示了直径为 12 mm 和 18 mm 的气

泡产生的声压场分布信息（以水为连续相介质，横截面成像区直径为 100 mm）。由 COMSOL 计算结果可以看出，声压从声影区到非声影存在过渡区域。识别正常信号、弱信号和无信号需要两个阈值。



（a）气泡直径 12 mm



（b）气泡直径 18 mm

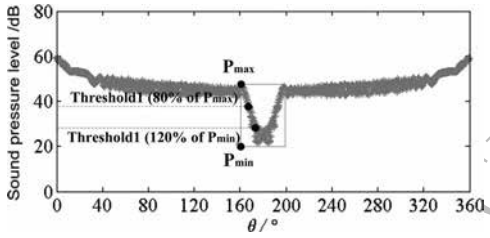
图 5　柱面波的单气泡散射声压场

Fig. 5　Sound pressure field of a cylindrical wave scattered by one bubble

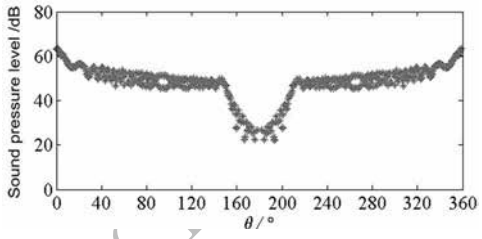
通过提取上述声压场中成像边界附近网格的声压级，可得到换能器 Tx5 发射状态下，不同观测角 θ 的声压级（如图 6 所示）。在图 6（a）中，蓝色区设置最大声压级 P_{max} 的 80%为阈值（Threshold1），以区分非声阴影和过渡区域。类似地，在蓝色矩形中设置最小声压级 P_{min} 的 120%为阈值（Threshold2），以区分声学阴影和过渡区域。EEBP 算法中将透射波强度转换为投影数据矩阵 S 的过程可表示为：

$$S(x,y)=\begin{cases}0 & P(\theta)\geq Threshold1 \Leftrightarrow \text{正常信号}\Leftrightarrow\text{无气泡遮挡}\\ 1 & Threshold2<P(\theta)<Threshold1 \Leftrightarrow \text{弱信号}\Leftrightarrow\text{部分遮挡}\\ 2 & P(\theta)\leq Threshold2 \Leftrightarrow \text{没有信号}\Leftrightarrow\text{完全遮挡}\end{cases} \tag{6}$$

该方法对整组投影数据进行了分类，并建立了投影数据矩阵 $\boldsymbol{S}$。其中 S（x，y）是矩阵 $\boldsymbol{S}$ 中的元素。可以发现，原来 BBP 算法中的二值信号矩阵在 EEBP 中有三个逻辑值。



（a）气泡直径 12 mm



（b）气泡直径 18 mm

图 6　单气泡散射后声压级随 θ 的变化

Fig. 6　Variation of sound pressure level with θ after single bubble scattering

3　实验

实验装置及其系统构成示意图分别见图 7 和图 8。整个 UPT 系统包括，超声阵列及检测装置、24 通道超声收发系统和气液两相流重建显示单元。换能器阵列被安装和固定在成像管段的外部，采用接触式测量方式布置。所用管段直径为 120 mm。换能器阵列与收发电路外接电缆连接。该电子电路包括模拟电路和数字处理电路的混合。采集数据通过以太网链路传送到个人计算机。

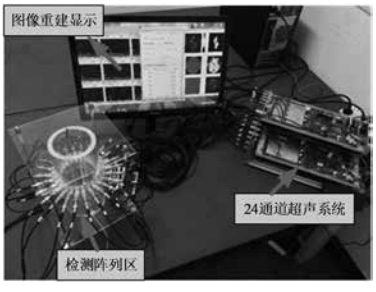


图 7　气液两相流 UPT 系统实验装置

Fig. 7　Experimental device of UPT system for gas-liquid two-phase flow

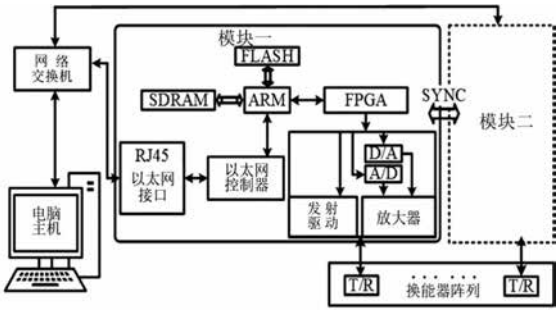


图 8　UPT 系统构成示意图

Fig. 8　Schematic diagram of UPT system

由于通过 24 个超声换能器收/发配合来实现投影数据的获取，当传感器被设置为发射器时，对应通道切换到发射电路。类似地，当设为接收器时，对应通道被切换为接收电路。切换序列的时间非常重要，因为不正确的切换时间会导致同步数据错误。以第一次发射时序 T1 开始，最远的回波形成二次反射时（回波能量较强会干扰下个时序，二次回波能量微弱可忽略），才可保证该发射时序在成像区产生的余波不会干扰下一个时序 T2。从 T1 到 T2 超声波耗散所需最短时间 t_g（也是最短切换序列的时间）可表示为：

$$t_g = \frac{2 \times D}{c} \tag{7}$$

其中，D 为测量区直径，对 $D = 120$ mm，$c = 1497$ m/s，最短切换序列的时间约为 0.16 ms。目前设计的 UPT 系统最短切换时间为 10 ms。因此，单帧数据采集时间为 $N_t \times 10$ ms，其中 N_t 为发射器的个数。本系统单帧数据采集时间为 80 ms。

4　仿真与实验结果分析

4.1　仿真结果分析

根据所提出的 EEBP 重建算法，将图像网格划分为 200×200。仿真的成像区域直径为 100 mm。对图 9 所示的气泡群（球形气泡和椭球气泡）进行模拟。图 10 给出了不同声源位置下相应的声压场。通过声压指向性、投影路径等信息转换成投影数据矩阵。利用 EEBP 算法重建该气泡体系，结果如图 11 所示。与原分布相比，两种常见形态的气泡都可被清楚地辨识。

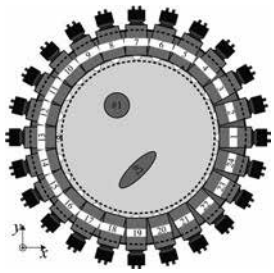
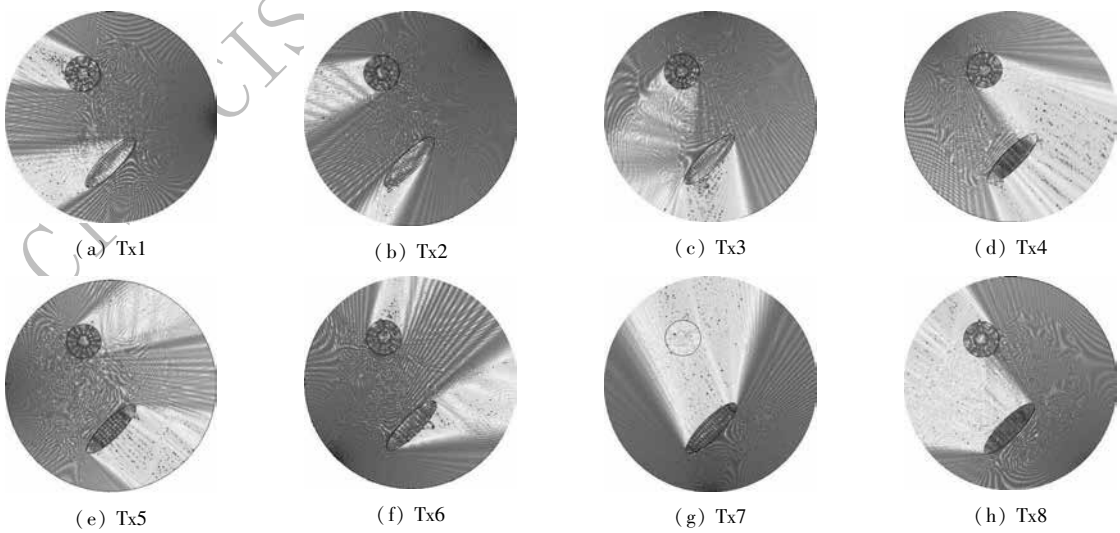


图 9　两种不同气泡的分布图

Fig. 9　The distribution image of two different bubbles



（a）Tx1　（b）Tx2　（c）Tx3　（d）Tx4

（e）Tx5　（f）Tx6　（g）Tx7　（h）Tx8

图 10　不同声源位置下的声压场

Fig. 10　Sound pressure fields for different source locations

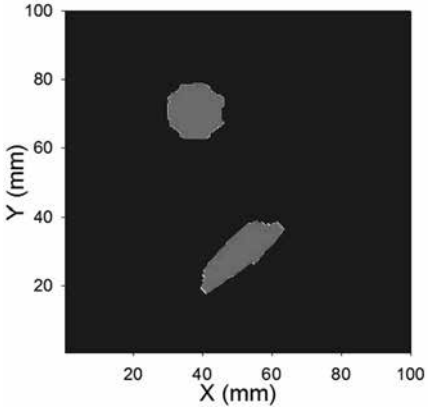
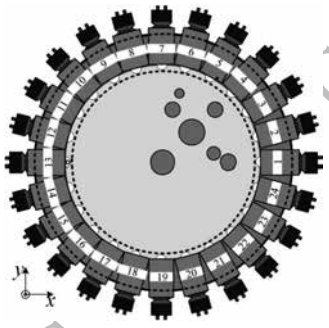


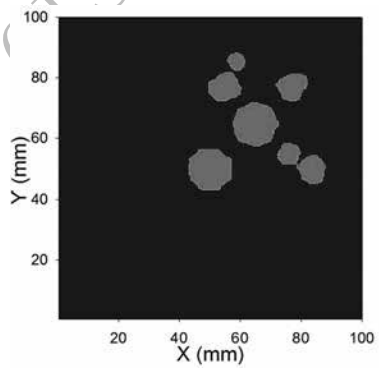
图 11　两种不同气泡分布的重建图像（利用 EEBP 算法）

Fig. 11　Image reconstruction result of two different bubbles using EEBP

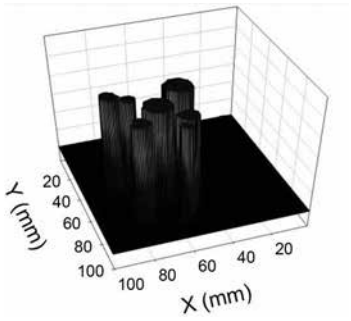
图 12 显示了 EEBP 算法重建的七个球形气泡的图像。每个气泡可以清楚区分，即使是相邻两个气泡也可以较好识别。与原分布图像相比，气泡的大小和位置几乎吻合。但是注意到重建的气泡形状不够理想，特别是靠近边缘的气泡。一方面是由于采用的换能器数目有限；其次是边缘附近的成像灵敏度相对偏弱。



（a）密集气泡的分布图



（b）重建图像（二维）



（c）重建图像（三维）

图 12　密集气泡的分布图及其重建结果（利用 EEBP 算法）

Fig. 12　The distribution image and image reconstruction results of a dense bubble distribution by using EEBP

从上述重建结果能定性判断 EEBP 算法可应用于气泡群的重建。但是 EEBP 算法优于 BBP 算法仍需要作定量分析。为了评估两种算法的精度，采用空间成像误差（SIE）[17]。SIE 考虑的误差因素包括气泡的大小、位置和形状，其可以表示为：

$$SIE=\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}|G_s(i,j)-G_r(i,j)|/\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}G_s(i,j) \tag{8}$$

其中：$\boldsymbol{G}_s$ 和 $\boldsymbol{G}_r$ 分别为原分布图像矩阵和重建图像矩阵。

按上述成像条件（24 个换能器、横截面成像直径为 100 mm），对位于截面中心处不同半径的球形气泡进行研究。同一气泡分别应用 BBP 算法和 EEBP 算法，获得气泡半径为 3 mm，5 mm，6.5 mm，9.5 mm，13 mm，16 mm，19 mm，22.5 mm，26 mm 和 29.5 mm 重建结果的 SIE，绘制成图 13。

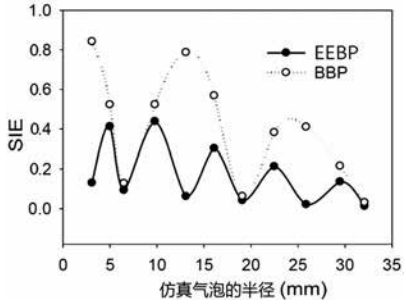


图 13　截面中心处气泡的 SIE 随气泡半径的变化曲线

Fig. 13　Variation curve of SIE with bubble radius when bubble at the center of imaging section

该图反映了截面中心处气泡的空间成像误差随半径的变化曲线。误差主要来自换能器数量的限制和重建算法的优劣。从图中可以看出，EEBP 图像重建算法的空间成像误差较 BBP 算法具有明显优势，可以将其应用于气液两相流超声层析成像。

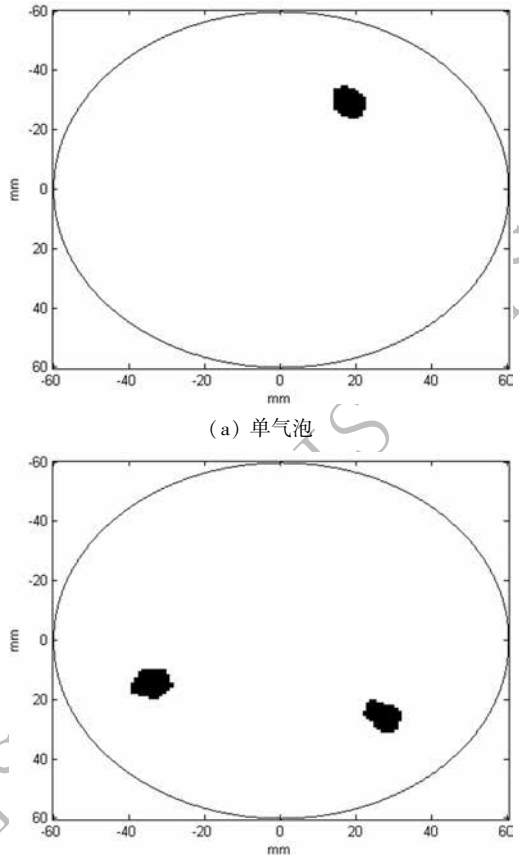
4.2 实验结果分析

气泡流动作为典型的气液两相流，因此测试管段以单气泡和双气泡流动进行研究，并以水作为连续相。

图 14 气泡发生区

Fig. 14 Area of bubble generation

实验中为了形成可控的气泡流，采用气泵为气源。在产生连续单气泡中，装置出气端需接橡皮管（如图 14 所示）。另外，通过橡皮管上的转接装置接双路橡皮管从而产生双气泡。该测试管段直径为 120 mm，产生气泡的橡皮管管径为 8 mm。在上述测试条件下，具体操作步骤如下：首先，采集水中每条投影路径上的超声信号。通过设定发射时序来控制通道切换，并将各个通道对应的发射器依次切换为发射状态。待所有发射器工作一次即完成一次扇形束扫描。FPGA 将各通道的波形数据传送到存储单元，通过网线连接的以太网控制器与上位机进行数据传输。一系列投影数据代入 EEBP 算法，完成气泡重建。图 15 给出了相应的测试结果。



（a）单气泡

（b）双气泡

图 15 两种工况下的气液两相流重建图像

Fig. 15 Reconstruction image of gas-liquid two-phase flow under two conditions

从图 15 可知，在两种气液两相流工况下，结合 EEBP 算法的多通道超声层析成像系统可实现对气泡尺寸、个数、位置等信息的重建。鉴于实验对象为动态气泡，缺乏气泡的标准分布，故不作定量误差计算。

需要注意的是，实验中形成气泡的速度以及连续性主要受气泵功率影响。如果功率过大，产生的气泡剧烈运动。在气泡即将到达液面时，容易快速破裂形成扰动，致使后续气泡偏离竖直轨迹，重建结果在位置上与出气口位置产生明显误差。因此，需要合理控制气泵功率。

5 结论

为提高重建效果，在二值反投影基础上提出边缘增强反投影。在相同的条件下（例

如超声阵列结构、发射器和接收器数量以及气泡的分布），数值仿真结果表明边缘增强反投影算法的成像效果较二值反投影算法具有明显优势，并且其误差波动小，处在一个较低误差水平区间内。

分别对单、双气泡流动的超声层析成像系统上进行了截面成像的试验。两次重建截面在气泡流动稳定的情况下，得到的结果是合理的。超声过程层析成像系统能很好的分辨气泡位置、形状和数目，并显示出了良好动态性能，可为相关行业过程监测研究提供一种行之有效的成像工具。

参考文献：

[1] 方振旅，赵陆海波，李健．微气泡抑制垂直管中段塞流过程的实验研究［J］．东南大学学报（自然科学版），2019，49（3）：527-534.

[2] Gradeck M，Lebouche M. Two-phase gas-liquid flow in horizontal corrugated channels［J］. International Journal of Multiphase Flow，2017，26（3）：435-443.

[3] Yao J，Takei M. Application of Process Tomography to Multiphase Flow Measurement in Industrial and Biomedical Fields-A Review［J］. IEEE Sensors Journal，2017，（24）：8196-8205.

[4] 吴青柏，蒲毅彬，蒋观利．X 射线断层扫描系统研究甲烷水合物形成和分解过程［J］．自然科学进展，2006，16（1）：61-65.

[5] 颜华，胡丽娟，王伊凡等．基于改进灵敏度矩阵的 ERT 图像重建［J］．仪器仪表学报，2018（5）：241-248.

[6] 赵国荣，王海刚，吕清刚等．矩形电容层析成像传感器仿真模拟和实验测量［J］．仪器仪表学报，2012，33（5）：1078-1083.

[7] 陈德运，高明，宋蕾等．一种新型的三维 ECT 传感器及三维图像重建方法［J］．仪器仪表学报，2014，35（5）：961-968.

[8] Asim T，Mishra R，Kollar L E，et al. Optimal sizing and life-cycle cost modelling of pipelines transporting multi-sized solid-liquid mixtures［J］. International Journal of Pressure Vessels and Piping，2014，113（1）：40-48.

[9] Han Y H，Chen J Q，Sang Y M，et al. Theoretical Analysis on the Influential Factors of Bubble-Particle Collision Efficiency inHydrocyclone Flotation［J］. Chinese Journal of Process Engineering，2013，13（2）：186-190.

[10] 刘再斌，吴锡令．电磁流动成像测井识别气-水层流的信号处理方法［J］．科技导报，2011，29（5）：28-31.

[11] Wang X，Wu X. Gas-water stratified flow patterns from electromagnetic tomography［J］. 石油科学，2009，6（3）：254-258.

[12] Yan S，Xiong Y，Liu S. Electrical capacitance tomography of phosphogypsum particle concentration distribution in cyclone［J］. Phosphate & Compound Fertilizer，2016，31（12），7-11.

[13] Wand M，Sun N，Wang Y，et al. Experimental research and numerical simulation on gas-liquid two-phase flow of bubble velocity distribution in aeration tank［J］. Journal of Hydraulic Engineering，2016，47（10）：1322-1331.

[14] Bosse T，Kleiser L，Meiburg E. Small particles in homogeneous turbulence：Settling velocity enhancement by two-way coupling［J］. Physics of Fluids，2006，18（2）：027102.

[15] Boyer C，Duquenne A M，Wild G. Measuring Techniques in Gas-Liquid and Gas-Liquid-Solid Reactors［J］. Chemical Engineering Science，2002，34（16）：3185-3215.

[16] Rahiman M H F，Rahim R A，Rahim H A，et al. An investigation on chemical bubble column using ultrasonic tomography for imaging of gas profiles［J］. Sensors and Actuators B：Chemical，2014，202：46-52.

[17] 田昌，苏明旭，顾建飞．气固两相流超声过程层析成像系统研究［J］．仪器仪表学报，2016，37（3）：108-114.

基于漏磁和涡流检测方式的管道内检测系统

刘晓林[1]，胡　纯[2,4]，李　睿[5]，赵晓明[5]，郑德智[3,4*]，樊尚春[1]

（1. 北京航空航天大学仪器科学与光电工程学院 北京 100191；
2. 北京航空航天大学电子信息工程学院 北京 100191；
3. 北京航空航天大学前沿科学技术创新研究院 北京 100191；
4. 综合交通大数据应用技术国家工程实验室 北京 100191；
5. 中国石油天然气股份有限公司管道分公司 廊坊 065000）

摘　要：管道运输在油气输送中发挥着重要的作用，管道内检测技术是目前国内外普遍应用的管道检测技术，研制具有我国自主知识产权且适合我国油气管道实际情况的管道内检测设备具有重要的意义。论文使用 ANSYS 软件对管道缺陷处的漏磁场进行仿真分析，探究了缺陷尺寸对漏磁场信号的影响规律；设计并实现了基于漏磁和涡流检测方式的管道内检测系统，该系统以漏磁检测和涡流检测作为主要检测手段，主要包括检测传感器和数据采集存储系统两部分；使用管道内检测设备搭载该系统在特制管道中进行牵拉试验，对人为设置的各类管道缺陷进行检测并分析了检测信号。结果表明，系统对多种类型的缺陷都有良好的检出效果，且牵拉试验结果进一步验证了仿真分析结果。该管道内检测系统结合了漏磁和涡流检测的优势，能够满足我国管道内检测任务的需求。

关键词：管道内检测；漏磁检测；涡流检测

中图分类号：TH878　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**460.4030

作者简介：刘晓林，2018 年于北京航空航天大学获得学士学位，现为北京航空航天大学博士研究生，主要研究方向为管道检测、信号检测和处理。E-mail：liuxiaolin_ buaa@163.com

Liu Xiaolin received his B. Sc. degree in 2018 from Beihang University, now he is a Ph. D candidate in Beihang University. His main research interests include pipeline detection, signal detection and processing.

郑德智（通信作者），2000 年于北京航空航天大学获得学士学位，2006 年于北京航空航天大学获得博士学位，现为北京航空航天大学研究员、博士生导师，主要研究方向为传感器敏感机理、脑机接口、信号检测和处理。E-mail：zhengdezhi@buaa.edu.cn

Zheng Dezhi（Corresponding author）received his B. Sc. degree in 2000 from Beihang University, received his Ph. D. degree in 2006 from Beihang University, now he is a professor in Beihang University. His main research interests include sensor sensitivity mechanism, Brain-Computer Interface, signal detection and processing.

*基金项目：国家自然科学基金（61873021）、国家自然科学基金仪器专项（61827901）、“中央高校基本科研业务费专项资金资助”-北航青年拔尖人才资助计划

In-pipe detection system based on magnetic flux leakage and eddy current detection

Liu Xiaolin[1], Hu Chun[2,4], Li Rui[5], Zhao Xiaoming[5], Zheng Dezhi[3,4*], Fan Shangchun[1]

(1. *School of Instrumentation and Optoelectronic Engineering*, *Beihang University*, *Beijing* 100191, *China*;
2. *School of Electronics and Information Engineering*, *Beihang University*, *Beijing* 100191, *China*;
3. *Research Institute of Frontier Science*, *Beihang University*, *Beijing* 100191, *China*;
4. *National Engineering Laboratory for Comprehensive Transportation Big Data Application Technology*, *Beijing* 100191, *China*; 5. *PetroChina Pipeline Company*, *Langfang* 065000, *China*)

Abstract: Pipeline plays an important role in the transportation of oil and gas. In-pipe detection technology is currently widely used at home and abroad. It is of great significance to develop in-pipe detection equipment with independent intellectual property rights and suitable for the actual situation of oil and gas pipelines in China. ANSYS software is used to simulate and analyze the leakage magnetic field of pipeline defect, and the influence rule of defect size on the leakage magnetic field signal is explored; an in-pipe detection system based on magnetic flux leakage and eddy current detection is designed and implemented, which takes the magnetic flux leakage detection and eddy current detection as the main detection means, mainly including detection sensor and data acquisition and storage system; the system is carried by in-pipe inspection equipment to carry out a pull test in a specially-made pipe. The results show that the system has a good detection effect for various types of defects, and the results of the pull test further verify the simulation results. The in-pipe detection system combines the advantages of magnetic flux leakage and eddy current detection, and can meet the needs of the pipeline detection tasks in China.

Keywords: in-pipe detection; magnetic flux leakage detection; eddy current detection

0 引言

管道运输在油气输送中发挥着重要的作用，创造了巨大的经济效益[1]，同时，管道泄漏等事故也对国家财产和人民生命安全造成了很大的威胁。我国法律规定，主干线油气管道在服役期内，每 3~5 年需要进行检测以评价和维护管道运行安全。在管道检测方法中，内检测技术可以实现大面积、自动化的管道检测，对管道的安全状况进行评估，有效避免管道事故的发生。

20 世纪 90 年代起，国外即开展管道完整性管理工作，从管道投产阶段开始，应用内检测技术持续监测管道状态[2]。而我国在管道内检测技术的工程应用方面起步较晚，与国外技术水平存在一定差距。目前，大部分国内管道的内检测工作由国外管道检测公司承担，而国外检测设备都带有导航定位系统，在管道检测过程中，油气管道线路走向等关系到国家安全的重要数据被采集存储，这会对国家经济命脉产生重大威胁[3]。因此，研制具有我国自主知识产权且适合我国油气管道实际情况的管道内检测设备具有重要的意义[4]。

管道内检测技术可以在不停止输送介质的条件下发送管道检测设备，设备在介质作

用下随介质一起运动，实现对管道的检测工作。由于内检测技术的动态检测性质，漏磁检测、几何变形检测、超声波检测被广泛应用在管道内检测器上，涡流法、磁记忆法、弱磁法等新兴技术也逐渐发展[5]。但每种检测技术都有其优缺点和适用范围，因此集成多种检测技术，研制可实现多种检测功能的设备是管道内检测领域的发展趋势之一。

本文设计实现的管道内检测系统以漏磁检测技术作为核心，以涡流检测技术作为辅助，实现管道内外壁缺陷的检测。还包括专用的数据采集存储系统，能够满足多数常规的管道检测任务。

1 管道内检测技术

1.1 管道内检测设备

管道内检测设备用于搭载内检测系统，一般包括动力部分、检测传感器部分、数据采集部分和电池部分[6]。动力部分提供设备在管道中前进的动力，一般依靠管道输送介质的压力推动前进。检测传感器部分是内检测设备的核心，负责对管道的检测，一般为多个探头的形式。数据采集部分承担检测过程中数据的采集、处理和存储等功能。电池部分为内检测设备各部分的正常工作提供电能。

1.2 漏磁检测技术

漏磁检测是研究时间最长、应用最广泛和最成熟的技术，该技术适用于金属管道表面及内部缺陷的识别及量化，操作简单，可靠性高，且对管道检测环境无特殊要求。

漏磁检测技术基于铁磁性材料的磁导率较高这一特点。使用磁化装置磁化铁磁性管壁后，如果管壁的材质是连续、均匀的，磁力线就会被束缚在管壁中，几乎可以认为表面外不存在磁场。但是当管壁中有切割磁力线的缺陷存在时，由于缺陷处其它介质的磁导率很小，磁阻很大，磁力线的路径就会改变，表现为磁通的泄漏，形成所谓的漏磁场。在实际检测时，利用检测设备自身携带的磁化结构将检测器通过的局部管壁磁化，当管壁存在缺陷时会产生漏磁场，位于两磁极间的装有磁敏感传感器的探头即可以检测到反映缺陷情况的漏磁信号。

1.3 涡流检测技术

涡流检测已被广泛地应用在管道检测中，其对管壁表面缺陷具有很高的检测灵敏度和分辨率，检测时不需与被测物体直接接触也无需耦合剂，检测速度快，易实现自动化检测。

涡流检测技术以电磁感应原理为基础，当把通有交变电流的检测线圈逐渐靠近铁磁性管壁时，线圈所产生的磁场会使管壁中产生涡流。涡流的大小、相位受到管壁材料性能和有无缺陷的影响，也会产生一个磁场反作用于线圈磁场，使检测线圈的阻抗发生变化。因此，可以通过检测线圈阻抗的变化来判断管壁有无缺陷及其特性[7]。

2 管道缺陷漏磁检测有限元仿真

随着计算机技术的迅猛发展，数值法越来越多地被应用于各种技术的理论研究中，采用基于数值模型的工程软件进行仿真可以提高工作效率，指导工程实践，节约实验成本。本文使用 ANSYS 软件的静态电磁场仿真模块分析近似低速的漏磁检测过程，在建立管道漏磁检测实体模型之后，对缺陷处的漏磁场进行有限元分析，探究缺陷尺寸对漏磁场信号的影响规律，为管道缺陷漏磁检测试验做理论指导。

2.1 管道缺陷漏磁检测仿真模型

由于被测管道和漏磁检测装置都具有对称性，检测时管道任意局部的磁回路大致相同，可以取 1/4 管道进行仿真，降低建模的规模，减少整个仿真过程的计算量[8]。

所创建的漏磁检测三维立体模型包括磁铁、衔铁、极靴、被测管道（含管壁缺陷）、空气域等几部分，如图 1 所示。模型采用磁铁

为整个模型提供磁化场，磁铁模型尺寸为 65 * 40 * 8mm^3，两处磁铁磁极方向相反，材料为钕铁硼，矫顽力为 900kA/m，剩磁为 1.2T；衔铁模型尺寸为 210 * 65 * 30mm^3，极靴模型尺寸为 65 * 40 * 12mm^3，材料为软铁，属性由 B-H 曲线定义；被测管道规格为内径 377mm，壁厚 8mm，材料为钢管材，属性同样由 B-H 曲线定义。

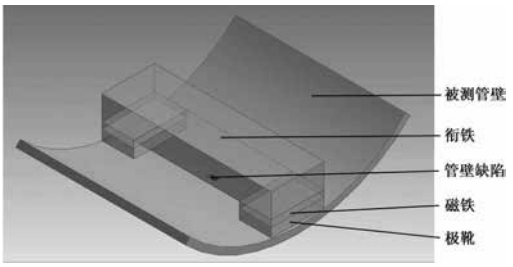


图 1　管道缺陷漏磁检测仿真模型（省略外围空气域）

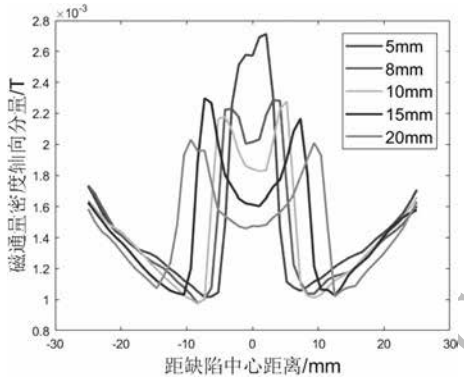
Fig. 1　Simulation model of magnetic flux leakage detection for pipeline defects (peripheral air area is not shown)

2.2　不同尺寸缺陷处的漏磁场特征

在进行管道缺陷的漏磁检测时，不同种类缺陷处的漏磁信号波形不同；同种类型的缺陷，当尺寸不同时，产生的漏磁场也不同，信号的波形跨度和幅值大小等参数都存在差异。本文在仿真模型中设置方形缺陷，对不同长度（沿管道轴向）和不同深度（沿管道径向）的缺陷进行仿真，分析了不同尺寸缺陷处漏磁场的变化规律。为了模拟实际检测过程中磁敏感元件的行进路径及记录波形，在缺陷上方 1.5mm 处设置沿管道轴向的直线路径，并提取该路径上的磁通密度值。

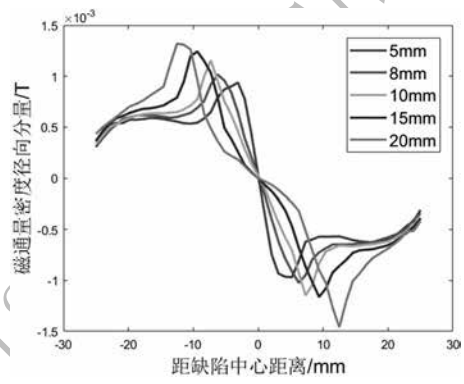
2.2.1　缺陷长度对漏磁场信号的影响

在该组仿真中，将缺陷长度设置为单一变量，所以将缺陷宽度固定为 5mm，将缺陷深度固定为 8mm，即贯穿管壁。缺陷长度分别取为 5mm，8mm，10mm，15mm，20mm，用以分析缺陷长度改变时，缺陷处漏磁场信号对应的变化关系。不同长度的缺陷处漏磁场信号即磁通量密度的轴向分量和径向分量分布曲线如图 2 所示。



（a）轴向分量

（a）Axial component



（b）径向分量

（b）Radial component

图 2　不同长度的缺陷处磁通量密度分布曲线（仿真）

Fig. 2　Distribution curve of flux density at defects with different lengths (simulated)

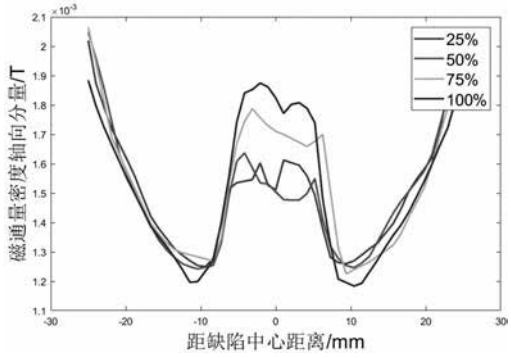
轴向分量分布曲线在缺陷处呈轴对称分布，当缺陷长度较小时，曲线呈单峰；当缺陷长度增大到一定程度时，曲线呈双峰，即中间出现凹陷。径向分量分布曲线在缺陷处呈中心对称分布，有正、负两个峰值，且两峰值的绝对值相等。

从曲线变化规律看，缺陷长度对轴向分量峰值和跨度的影响规律明显，随着缺陷长度的增加，峰值减小，跨度增大；对径向分量峰峰值和峰峰间距的影响规律明显，随着缺陷长度的增加，两者的值都会增大。

2.2.2　缺陷深度对漏磁场信号的影响

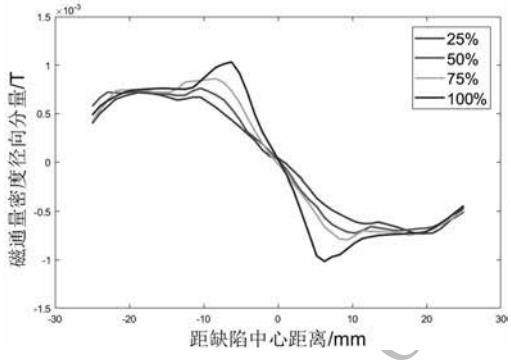
在该组有限元仿真中将缺陷深度设置为单一变量，所以将缺陷的长度和宽度分别固定为 5mm 和 10mm。缺陷深度分别取为管壁

厚度的 25%，50% 75% 和 100% （即贯穿管壁），用以仿真分析缺陷深度变化对缺陷处漏磁场的影响规律。不同深度的缺陷处漏磁场信号即磁通量密度的轴向分量和径向分量分布曲线如图 3 所示。



（a）轴向分量

（a）Axial component



（b）径向分量

（b）Radial component

图 3　不同深度的缺陷处磁通量密度分布曲线（仿真）

Fig. 3　Distribution curve of flux density at defects with different depths (simulated)

从曲线的变化规律看，缺陷深度对轴向分量峰值的影响规律明显，随着缺陷深度的增加，峰值增大；对径向分量峰峰值和峰峰间距也有影响，随着缺陷深度的增加，峰峰值增大，峰峰间距减小。

3　管道内检测系统设计实现

本文设计实现的管道内检测系统主要包括检测传感器和数据采集存储系统两部分，可依托于常规的管道内检测设备。检测传感器主要包括漏磁传感器和涡流传感器等检测传感器，还包括姿态传感器和温度传感器等辅助传感器。数据采集存储系统负责对传感器检测数据进行实时采集、处理和存储。管道内检测系统整体结构如图 5 所示。

3.1　检测传感器

本文内检测系统采用三轴高清漏磁检测技术和单频涡流检测技术作为主要检测手段，因此，漏磁检测传感器和涡流检测传感器是该系统的核心部分。为实现检测探头的一体化和小型化，两种传感器集成在同一个检测探头上，即一个探头上设有并排的四个三轴漏磁检测传感器和前后两个涡流检测传感器。检测探头的具体结构设计如图 4 所示。

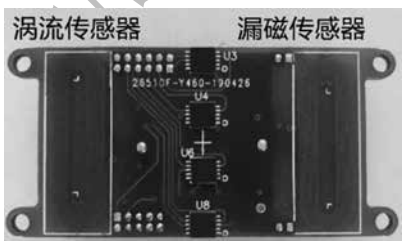


图 4　漏磁和涡流检测探头

Fig. 4　Magnetic flux leakage and eddy current detection probe

漏磁检测方式对体积型缺陷敏感，但对平行裂纹不敏感，也无法区分内外壁缺陷；而涡流检测方式对裂纹等近表面缺陷敏感，但受提离影响大。因此，上述集成式探头的设计形式有利于漏磁和涡流两种检测方式相互取长补短，更好地完成管道检测任务。首先，两者相互配合可判别内外壁缺陷，两种检测方式同时测量到管壁缺陷时，缺陷为内壁缺陷，否则为外壁缺陷。其次，涡流检测方式可弥补漏磁检测方式裂纹检测功能的不足，两者的数据融合后可进一步挖掘裂纹信息。最后，涡流检测数据可修正补偿漏磁检测数据，利用涡流检测数据中包含的提离值等信息，可提高对缺陷的量化精度。

此外，姿态传感器可用于记录内检测设备在检测过程中的姿态变化，尤其是滚转角

度需要用于缺陷的定位。温度传感器可用于记录检测过程中环境温度的变化。

3.2 数据采集存储系统

管道内检测系统中，漏磁和涡流检测探头的数量需根据被测管道的尺寸进行设计，探头即传感器应尽量沿管道周向实现覆盖。实际检测中，尽可能多的传感器数量和高的采样率往往意味着高检测精度，因此检测过程中会产生较大的数据量。实时、准确地采集并存储传感器数据是对管道缺陷进行分析的前提和基础，本文内检测系统有针对性地设计实现了专用的数据采集存储系统。

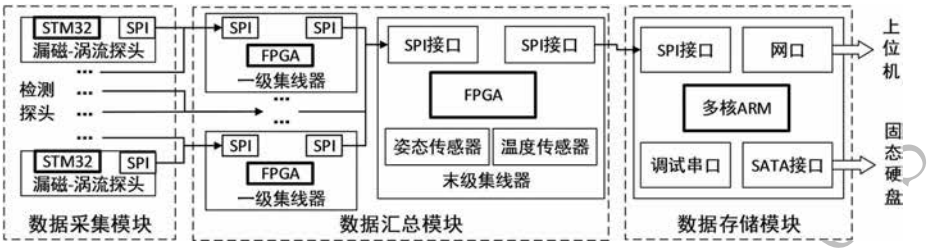


图 5 管道内检测系统整体结构

Fig. 5 Overall structure of in-pipe detection system

该系统包括数据采集模块、数据汇总模块和数据存储模块，传感器检测数据依次经过三个模块完成采集、汇总及存储。数据采集模块的核心为 STM32 微控制器，其集成在漏磁-涡流检测探头上，实时采集漏磁和涡流传感器的检测数据。数据汇总模块的核心为 FPGA 芯片，考虑到探头数量较多，设计为两级或更多级集线器的形式。该模块中，检测数据层层汇总到末级集线器的 FPGA 芯片中，合并为一帧完整的数据，并添加帧头、帧尾及帧号。另外，姿态传感器和温度传感器的数据直接通过末级集线器上的 FPGA 芯片采集。数据存储模块以多核 ARM 处理器为核心，运行 Linux 系统并挂载固态硬盘。该模块中，数据帧进一步打包存储到固态硬盘中，硬盘中存储的数据可以通过网口传输到上位机进一步处理分析。各模块及各级集线器之间通过 SPI 总线接口进行通信，为保证大量检测数据的实时存储，还可以选择两路或多路 SPI 总线来提高传输速度。

4 牵拉试验验证及分析

为验证本文管道内检测系统的性能，使用管道内检测设备搭载该系统在特制管道中进行牵拉试验，并对检测数据进行分析。试验用管道的内径为 508mm，壁厚为 7.1mm，人为设置有环焊缝缺陷、螺旋焊道缺陷、金属损失缺陷、打孔盗油缺陷以及内外壁对比缺陷。本文表述中，缺陷长度沿管道轴向，宽度沿管道周向，深度沿管道径向。

4.1 金属损失缺陷检测

试验用管道设置有 32 个长度、宽度、深度不等的金属损失矩形缺陷，漏磁检测传感器可以有效敏感该类缺陷。金属损失缺陷的漏磁检测信号显示，深度 40%及以上，或长度 5mm 及以上，或宽度 20mm 及以上的缺陷均可以有效检出。也就是说，仅当缺陷深度较浅且长宽尺寸均较小时，漏磁检测不能检出。其中一组缺陷处的漏磁检测信号如图 6 所示，该组缺陷深度为 60%，长度和宽度不等。

和上文有限元仿真分析中类似，选取两组缺陷处的漏磁检测信号进行对比分析。一组缺陷选择长度作为单一变量，长度分别为 5mm、20mm、40mm，宽度均为 20mm，深度均为 60%；另一组缺陷选择深度作为单一变量，深度分别为 20%、40%、60%、80%，长度均为 40mm，宽度也均为 40mm。不同长度的缺陷处检测信号即磁通量密度的轴向分量和径向分量分布曲线如图 7 所示，不同深度的缺陷处检测信号即磁通量密度的轴向分量和

径向分量分布曲线如图 8 所示。分析可得，缺陷处漏磁检测信号有明显的特征，且随缺陷长度和深度的变化有明显变化规律，与上文有限元仿真的结果基本一致。另外，检测到缺陷的传感器数量与缺陷宽度正相关。

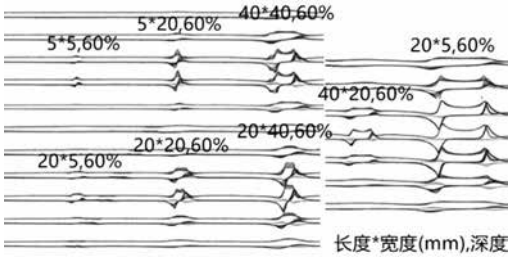
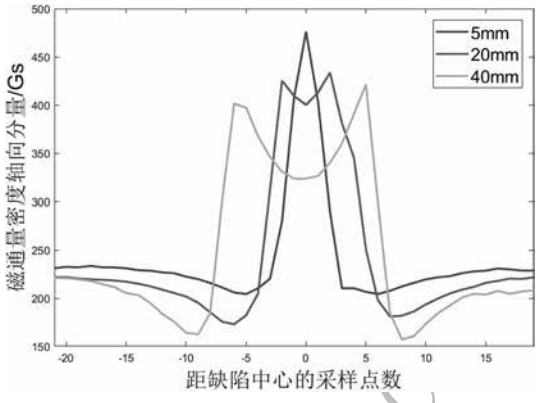


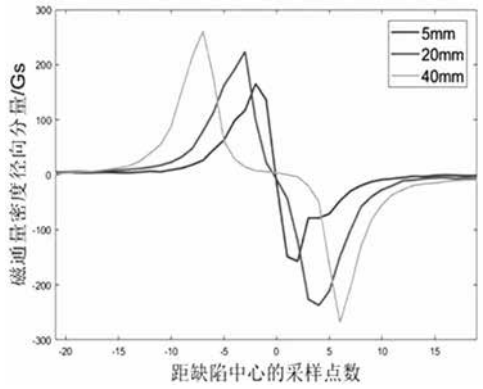
图 6　金属损失缺陷处漏磁检测信号

Fig. 6　Magnetic leakage detection signal at metal loss defect



（a）轴向分量

（a）Axial component

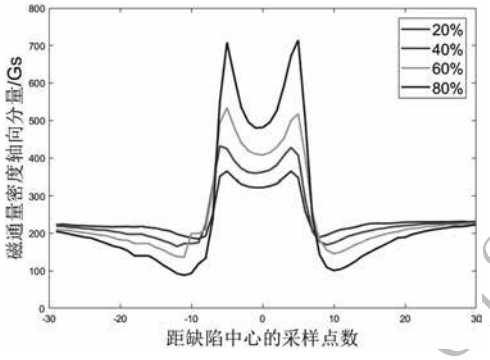


（b）径向分量

（b）Radial component

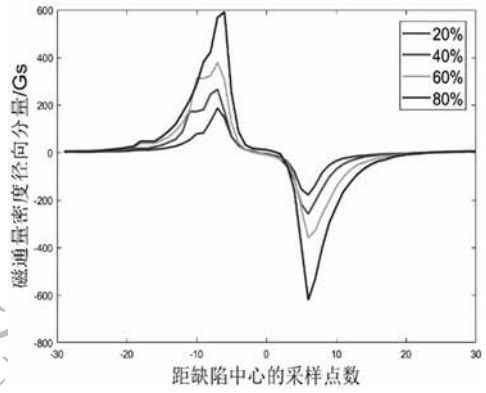
图 7　不同长度的缺陷处磁通量密度分布曲线（实测）

Fig. 7　Distribution curve of flux density at defects with different lengths (measured)



（a）轴向分量

（a）Axial component



（b）径向分量

（b）Radial component

图 8　不同深度的缺陷处磁通量密度分布曲线（实测）

Fig. 8　Distribution curve of flux density at defects with different depths (measured)

4.2　内外壁缺陷检测

试验用管道分别设置有内壁和外壁缺陷，漏磁和涡流检测传感器配合可以进行辨别。内外壁缺陷处漏磁和涡流检测信号如图 9 所示，内外壁缺陷处的漏磁检测信号区别不明显，而涡流信号区别显著，即涡流检测方式只对内壁缺陷敏感，但涡流信号不能反映缺陷的细节信息。

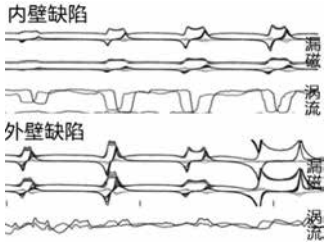


图 9　内外壁缺陷处漏磁和涡流检测信号

Fig. 9　Magnetic flux leakage and eddy current detection signals at internal and external wall defects

4.3 环焊缝缺陷检测

试验用管道设置 20 个长度、宽度、深度不等的环焊缝缺陷，漏磁检测传感器可以有效敏感该类缺陷。环焊缝缺陷的漏磁检测信号显示，深度 40%及以上的缺陷均可以有效检出，即与无缺陷环焊缝处的信号有明显区别，可检出缺陷的最小长度为 0.5mm。进一步的，漏磁检测信号随缺陷长度和深度的变化有明显变化规律，且检测到缺陷的传感器数量与缺陷宽度正相关。其中一组缺陷处的漏磁检测信号如图 10 所示，该组缺陷长度为 5mm，宽度为 200mm，从左到右深度分别为 20%、40%、60%、80%、100%。

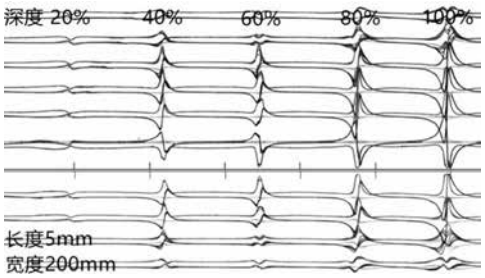


图 10 环焊缝缺陷处漏磁检测信号

Fig. 10 Magnetic flux leakage detection signal at the defects of girth welds

5 结论

本文研发了一套基于漏磁和涡流检测方式的管道内检测系统，设计并实现了集成漏磁和涡流传感器的检测探头，以及相应的数据采集存储系统。

1）通过对比分析管道缺陷漏磁检测的有限元仿真结果和牵拉试验结果，得到了不同尺寸缺陷处漏磁场信号的特征及变化规律，信号轴向分量的峰值、跨度和径向分量的峰峰值、峰峰间距等参数可反映缺陷尺寸。

2）通过在人为设置缺陷的管道中进行牵拉试验，验证了该系统的各项功能，检测传感器及数据采集存储系统均满足设计要求。

3）通过分析管道牵拉试验的检测数据，验证了该系统的缺陷检测能力，系统可有效检出环焊缝缺陷、螺旋焊道缺陷、金属损失缺陷、打孔盗油缺陷，并且能够区分内外壁缺陷。

参考文献：

[1] Kandroodi M R, Araabi B N, Ahmadabadi M N, et al. Detection of natural gas pipeline defects using magnetic flux leakage measurements [C] // Electrical Engineering. IEEE, 2013: 1-6.

[2] 李翔，高安杰，程健. 北美长输管道安全管理体系研究 [J]. 石油化工自动化，2017，53（5）：1-4，14.

[3] 杨理践，耿浩，高松巍. 长输油气管道漏磁内检测技术 [J]. 仪器仪表学报，2016，37（8）：1736-1746.

[4] 孔朝金，胡利锋，付振林，et al. 管道内检测技术现状和发展趋势探讨 [J]. 全面腐蚀控制，2019（8）.

[5] 鲍庆军，帅健. 油气管道内检测技术研究进展 [J]. 当代化工，2017（2）.

[6] 刘斌，杨理践. 长输油气管道漏磁内检测技术 [M]. 北京：机械工业出版社，2017：34.

[7] 黄松龄. 油气管道缺陷漏磁内检测理论与应用 [M]. 北京：机械工业出版社，2013：9.

[8] 郑克耀. Φ300mm 管道漏磁检测技术研究 [D].

L 型焊接结构导波 A0 模态传播特性研究

孙臣臣[1]，刘文才[2]，樊恩东[1]，晏　榕[1]，杨　进[1]

1 重庆大学 光电工程学院 光电技术及系统教育部重点实验室 重庆 400044
2 中国石油集团安全环保技术研究院有限公司 北京 102200

摘　要：储罐结构实时在线监测可以有效避免腐蚀缺陷问题带来的严重威胁，然而，在使用导波技术对罐底板缺陷进行检测时发现，储罐罐壁与罐底相连部分的 L 型焊接结构对导波波束转向性能有显著影响，目前还缺乏对其传播特性深入的研究，不利于导波技术在罐底板这类结构的应用。本文基于线性导波传感器阵列，结合散射系数矩阵法对 L 型焊接结构的导波传播特性进行了研究。结果表明：聚焦波束在通过 L 型焊接结构时会发生反射、折射和模态转换现象；当波束与 T 型角焊缝的夹角不同时，其反射与透射波束的能量分布不同；不同转角波束与 T 型角焊缝作用后，其波束方向与原有传播方向会发生一定偏移。因此导波模态、频率与偏转角度等参数的合理选用及偏转角补偿对该类复杂结构的结构健康监测有重要研究意义。

关键词：相控阵；L 型焊接结构；能量分布；偏转角补偿

中图分类号：TN911.7 TH86　　**文献标识码**：A

作者简介：孙臣臣，重庆大学光电工程学院仪器科学与技术专业博士研究生，主要研究方向为结构健康监测技术。E-mail：20160802048@cqu.edu.cn.

Sun Chenchen is a PhD candidate in Chongqing University. His main research interests include structural health monitoring technology.

刘文才，2011 年获得双硕士学位，现为中国石油集团安全环保技术研究院有限公司高级工程师，主要从事设备安全技术研究工作。E-mail：liuwencai2008@163.com

Liu Wencai received double master degrees in 2011, now he is a senior engineer in CNPC Research Institute of Safety & Environment Technology, and engaged in the research work of equipment safety technology.

樊恩东，重庆大学光电工程学院仪器科学与技术专业博士研究生，主要研究方向为结构健康监测技术。E-mail：fanendong@cqu.edu.cn.

Fan Endong is a PhD candidate in Chongqing University. His main research interests include structural health monitoring technology.

晏榕，重庆大学光电工程学院仪器仪表工程领域硕士研究生，主要研究方向为结构健康监测技术。E-mail：857353796@qq.com.

Yan Rong is a master in Chongqing University. Her main research interests include structural health monitoring technology.

杨进（通讯作者），2007 年于重庆大学获得工学博士学位，现为重庆大学光电工程学院教授，主要研究方向为传感技术、自供电技术和信息获取及处理技术研究。E-mail：yangjin@cqu.edu.cn.

Yang Jin received his Ph. D. degree in 2007 from Chongqing University, now he is a professor in Chongqing University. His main research interests include sensing technology, self-powered technology and information acquisition & processing.

基金项目：国家重点研发计划（No. 2016YFC0801202）资助项目

Propagation characteristics of guided wave A0 in L-shaped welded structure

Sun Chenchen[1], Liu Wencai [2], Yan Rong[1], Fan Endong[1], Yang Jin[1]

1 *Chongqing University, College of Opto-electronic Engineering, Key Laboratory of Optoelectronic Technology & Systems (Ministry of Education), Chongqing*, 400044, *China*
2 *China National Petroleum Corporation, Beijing*, 102200, *China*

Abstract: The real-time online monitoring of the tank structure can effectively avoid the serious threats caused by the corrosion defects. However, when the guided wave technology is used to detect the tank floor defects, it is found that the L-shaped welded structure has a significant impact on the steering beam steering performance. At present, there is a lack of in-depth research on its propagation characteristics, which is not conducive to the application of guided wave technology in such structures as tank bottom plates. Based on the linear guided wave sensor array and the scattering coefficient matrix method, the propagation characteristics of guided waves of L-shaped welded structures are studied in this paper. The results show that the reflection, refraction and mode conversion will occur when the focus beam passes through the L-shaped welding structure; when the angle between the beam and the T-shaped fillet is different, the energy distribution of its reflected and transmitted beam is different; different angle beams After acting with T-corner welds, the beam direction will be offset from the original propagation direction. Therefore, the reasonable selection of parameters such as guided wave mode, frequency and beam deflection angle and deflection angle compensation have important research significance for the structural health monitoring of such complex structures.

Keywords: phased array; L-shaped welded structure; energy distribution; deflection angle compensation

1 引言

对于大型储罐结构，焊缝是制造储罐底板等关键结构的重要部件，由于罐体结构特征，常使用焊接来完成每个组件的连接[1-3]。由于焊缝是应力集中区域，容易产生力学性能变化或腐蚀缺陷。目前国内外研究人员对超声导波与焊缝的相互作用进行了大量研究。吴斌[5] 等针对 Lamb 波在焊缝中的传播特性分析，建立对接焊缝的三维有限元仿真模型，采用焊缝端部（板侧）激励的方式进行数值仿真研究，解释了 Lamb 波在对接焊缝中的能量束缚和能量衰减现象，并分析了对接焊缝余高、焊缝宽度及杨氏模量变化对 Lamb 波传播规律的影响。后崔辰悦[6] 等又结合散射系数矩阵法，研究了超声 Lamb 波在对接焊缝处的传播特性，针对焊缝上及其周边缺陷进行了检测，分析了对接焊缝余高、焊缝宽度及杨氏模量变化对 Lamb 波传播规律的影响，为对接焊缝的质量评估提供了一种参考方法。刘欢[4] 等从基础理论研究着手，通过数值模拟与实验研究相结合的方式，分析了焊缝特征导波的形成原理及能量衰减现象，对焊缝中的特征导波的传播特性及其与焊缝缺陷的相互作用进行了相关研究。而关于焊缝对导波传播的衰减性研究，R. Kažys[7] 等针对充

油液储罐研究了底板中超声 S0 模态波的传播情况，实验结果表明：衰减较为严重。激励频率为 50kHz 时，S0 模态的衰减率为 0.5dB/m，每经过一条对接焊缝衰减 8dB，衰减较为严重。

上述研究检测范围较小，对于大型储罐底板内部腐蚀缺陷的检测，常规单传感器激励所产生的能量无法满足检测要求，仅能检测储罐罐底外围部分。与单个传感器检测技术相比，导波相控阵技术具有能量集中和分辨率高等明显优势，因此可以将传感器布置在有限的空间内，对整个结构进行多种类型扫描检测以实现对储罐内部缺陷的定位检测研究[8,9]。

与传统的无损检测技术相比，超声导波技术具有传播距离远、衰减小、探测面积大、检测周期短等优点，可适用于大型储罐底板的腐蚀缺陷检测。王维斌[10] 等通过在储罐外侧放置传感器阵列，探讨了利用相控阵方法控制纵波探头阵列提高超声导波激励能量的方法，并针对实际中不同的可达检测范围，提出了几种可用的探头阵列布置方式。在实验系统搭建方面，顾建祖[11] 等搭建了压电陶瓷传感器（PZT）和激光多普勒测振仪（SLDV）混合系统，利用相控阵技术对金属铝板进行损伤检测。刘珂丞[12] 等研究了超声波在固体有界金属板状结构中的传播特性，对相控超声的基本原理和关键技术进行了研究，并对相控聚焦和偏转的时间延迟进行了理论计算。针对复合材料板的研究，孙亚杰[13] 等采用 Lamb 波和相控阵对复合材料结构进行损伤监测和成像的方法，运用相控阵技术控制波束指向实现多方位扫描。综上，目前导波相控阵技术的研究主要集中在正常板的应用上。

利用超声导波技术对储罐底板内部腐蚀缺陷进行检测时，由于实际工程施工安全及一些外部设备和电缆限制了传感器的布置空间，导致传感器不能放置在储罐底板内部，只能安装在储罐罐底边缘板外侧或罐壁位置。而对于大型储罐结构的检测，其边缘板外侧面积限制了传感器数量，使得检测范围受到限制，因此选择将传感器阵列布置在储罐罐壁位置，以实现对储罐底板内部缺陷的检测。

综上所述，超声导波相控阵技术在正常板内的研究已逐步完善，而对于复杂焊接结构还待进一步的深入研究[14-16]。因此本文基于线性导波相控阵列对 L 型焊接结构实验模型的导波传播特性进行了研究，通过有限元仿真与实验方法研究了不同频率、不同入射角度 A0 模态聚焦波束在通过 L 型钢板焊接结构时发生的反射、折射和模态转换现象，并发现当波束与 T 型角焊缝的夹角不同时，其反射与透射波束的能量分布不同，且不同转角波束与 T 型角焊缝作用后，其波束方向与原有传播方向会发生一定偏移。

2 采用导波聚焦原理的 L 型焊接结构传播特性研究

2.1 储罐结构特征

针对大型储罐底板的结构健康监测，经过实地测量发现，待检测储罐实体的底板直径达 60m 以上，考虑到其罐底板与罐壁的曲率（壁的半径和厚度之比）极高，且大曲率管道中轴对称模式的频散曲线接近平板的频散曲线[7-8]，所以罐壁与罐底相连部分的 T 型角焊缝区域可参考平板结构进行处理分析。

图 1 待检测储罐实体图及储罐底板内部 L 型焊接结构图

Fig. 1. Physical diagram of the tank to be inspected and L-shaped welding structure inside the tank bottom plate

从上图中可以看出，由于储罐底板面积较大，无法使用整块钢板进行组装，因此使用焊接完成各钢板的固定与连接。为克服导波传播距离衰减和焊缝衰减问题，提高缺陷检测精度，选择使用导波相控阵技术对罐底板腐蚀缺陷进行检测。

2.1 导波相控阵技术

针对大型储罐底板的结构健康监测，经过实地测量发现，待检测储罐实体的底板直径达 60m 以上，考虑到导波相控阵技术是一种将传感器阵列中各阵元激发的导波能量在检测区域内聚焦的技术，其中，波束聚焦的实现是通过硬件系统控制激励信号到达各阵元的延迟时间，依据波形叠加原理使得各阵元激励的导波能量能够聚焦于某一点或聚焦于某一角度上。以线性导波阵列生成聚焦于某一角度 ϕ 上为例，其波形聚焦原理示意图如图 1 所示。

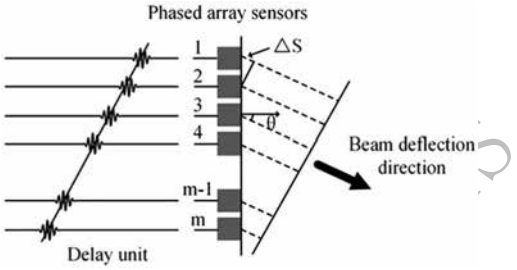


图 2 导波阵列聚焦原理

Fig. 2. Guided Wave Array Focusing Principle

图中传感器阵列各阵元编号 1～m，共 m 个阵元，根据图 2 的几何关系可知，相邻阵元的波程差：

$$\Delta S = d * sin\phi \tag{1}$$

式中，ΔS 相邻两阵元间的波程差；d 为相邻两阵元中心的距离；ϕ 为声束偏转后声波与法向方向的夹角。第 m 个阵列单元相对于第 1 个阵列单元的延迟时间可以计算得：

$$t_m = \frac{(m-1)d * sin\phi}{V} \tag{2}$$

式中 t_m 是第 m 个阵列单元相对于第 1 个阵列单元的延迟时间；V 是超声波束在介质中的传播速度。根据方程 2 计算的延迟时间，激发每个阵列单元，并根据惠更斯原理叠加每个阵列单元发射的光束，从而合成偏转角为 ϕ 的聚焦光束。

2.3 频散曲线

超声导波在板类结构中传播时会产生模态转换和频散现象等，在一定程度上影响信号的分析与处理。

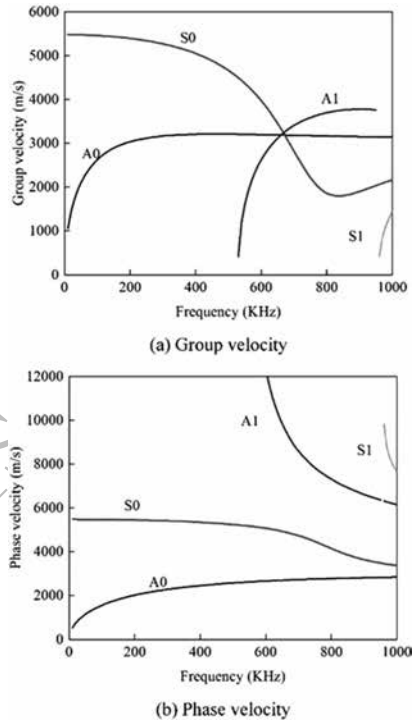


图 3 频散曲线图

Fig. 3. Dispersion curve

分析研究 Lamb 波的频散特性，通过频散曲线图选取合适的导波模态，为 Lamb 波在实际工程中的应用提供了理论参考。采用专用于绘制频散曲线软件绘制 3mm 厚 Q235 钢板的 Lamb 波相速度频散曲线和群速度频散曲线，如图 3 所示，可以看出，板材中可传播不同数量的波模式，且钢板厚度一定时，各模态群速度与相速度主要取决于激励频率。为便于分析，应使频率与厚度的乘积保持在 A1 模式的截止频率以下，以保证只有基本对称模式（S0）和基本反对称模式（A0）。后续实验中所用压电陶瓷片 PZT 为 d31 振动模式，因此选择 A0 模态进行相控阵聚焦波束实验研究。

3 L 型焊接结构传播特性的数值分析

3.1 仿真设置

出于结构特征分析以及研究方便，可将实验模型简化为“L”型焊接结构进行分析。基于 ABAQUS 仿真软件，建立了三维 L 型焊接结构的有限元仿真模型，如图 4 所示为仿真模型示意图：

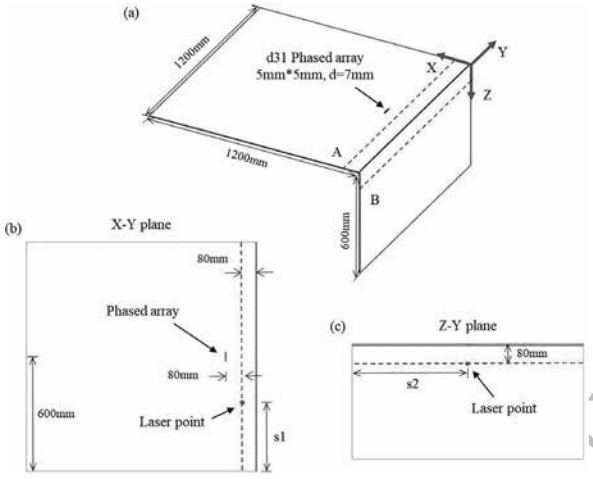


图 4 模型示意图（a）整体视图，（b）X-Y 视图，（c）Z-Y 视图

Fig. 4. Schematic diagram of the model (a) overall view, (b) X-Y view, (c) Z-Y view

仿真模型由 A 和 B 两部分组成，尺寸分别为 1200mm * 1200mm * 3mm 和 1200mm * 600mm * 3mm，钢板之间通过 T 型角焊缝进行连接，焊缝宽度为 4mm，余高为 1mm。按照图中模型位置放置 7 个表面载荷激励，其中表面尺寸为 5 * 5mm，载荷施加方向为垂直于板外，相邻表面中心相距 7mm，如图 4 所示。T 型角焊缝用 1/4 圆柱结构代替，在 T 型角焊缝处采用楔形单元（C3D6）划分网格，在其他区域采用正六面体单元（C3D8R）划分网格。正六面体单元尺寸为 1mm，楔形单元尺寸为 0.5mm，进行了细化计算。

激励波形是经过汉宁窗调制的 10 个周期的正弦信号，幅值为 1N，激励信号频率为 240kHz。接收点分别设置在距激励源 80mm 平行于焊缝的 A-A 线处和 B-B 线处，其中激光点的位置可以参照图 8 进行解释。

3.1 仿真结果分析

按照上述仿真设置，根据导波聚焦原理，设置不同的时间延迟，得到了 0°、30°和 45°角度偏转的 A0 模态波束聚焦效果，如图 5 所示。

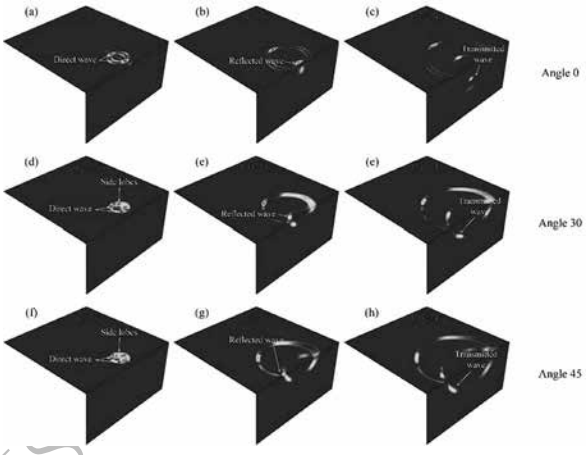


图 5 不同偏转角度波束在不同时刻的位移云图

Fig. 5. Images of beams with different deflection angles at different times

以上云图结果，颜色图例为归一化结果。从不同偏转角度波束在不同时刻的位移云图中可以看出，相控阵列在 A 板中激励产生的聚焦波束遇到 T 型角焊缝后一部分能量被反射回来，一部分能量透过 T 型角焊缝传播到了 B 板中，并继续向前传播。图 5（d-f）中可以发现，相控阵列激励产生相应偏转角度波束时，旁瓣波束也随之产生。从图例中各波包颜色可以看出不同角度偏转的聚焦波束在遇到 T 型角焊缝后，反射波和透射波的能量有所差异。

图 6 所示相控阵列的激励信号频率为 240kHz，入射角度为 0°时距激励源 80mm 平行于焊缝的 A-A 线接收点 1（s1 = 600mm）和 B-B 线接收点 2（s2 = 600mm）的信号时域波形图。由 6（a）可知，接收点 A 的时域波形中主要存在直达波与焊缝反射回波，并且 A0 模态远大于 S0 模态波能量，可以忽略不计；由图 6（b）可知，A0 模态聚焦波束传播到焊

缝时，发生了模态转换现象，产生了透射的 S0 模态波和 A0 模态波。其波形分析结果与位移云图显示一致。为研究不同角度偏转波束经过焊缝后的能量分布，采用散射系数矩阵法对上述 3 种偏转角度结果在两条线上接收点波形各波包幅值最大值进行了统计分析。由于焊缝结构的复杂性和导波模态的多样性，故采用接收点信号波形中波包幅值最大值进行结果分析。图 7 所示为 240kHz 激励频率下，入射角 ϕ 为 0°，30° 和 45° 时，距激励源 80mm 平行于焊缝的 A-A 线接收点与和 B-B 线接收点的信号能量分布曲线。其能量大小采用接收点信号波形中波包幅值最大值代替。

图 7 中所示结果为归一化后其波包幅值最大值，并由 spline 插值处理。其中 Dy_ s 表示直达波幅值最大值，Dx_ s 表示 A-A 线上直达波幅值最大值点据中心线的距离；Ry_ s 表示反射波幅值最大值，Rx_ s 表示 A-A 线上反射波幅值最大值点据中心线的距离；Ty_ s 表示透射波幅值最大值，Tx_ s 表示 A-A 线上透射波幅值最大值点据中心线的距离。

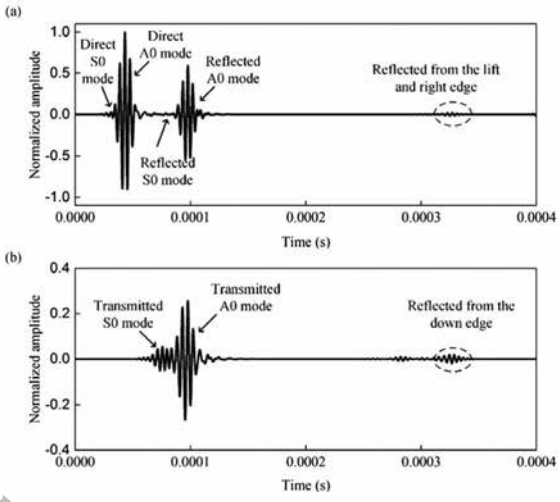


图 6　不同接收点仿真信号时域波形

（a）平行于焊缝的 A-A 线接收点中心；

（b）B-B 线接收点中心

Fig. 6.　Time-domain waveforms of simulated signals at different receiving points (a) A-A line receiving point A parallel to the weld; (b) B-B line receiving point B

A0 模态聚焦波束传播到焊缝时，主要产生了反射回波及透射的 S0 模态波和 A0 模态波，并且相控阵本身有一定旁瓣影响。由图 7 可知，当相控阵聚焦波束垂直入射时，其直达波信号幅值和反射波最大，但其透射波能量较小。从图 7（c）中可以看出，当相控阵聚焦波束与 T 型角焊缝的夹角为 45°时，其透射波能量较大，反射波能量较小。综上所述，相控阵聚焦波束在通过 L 型焊接结构时均会发生反射、折射和模态转换现象；当波束与 T 型角焊缝的夹角不同时，其反射与透射波束的能量分布明显不同。针对储罐底板中腐蚀缺陷的检测，A 板对应于罐壁板，B 板对应于罐底板，应选择合理的偏转角度及频率使透射波能量较大。

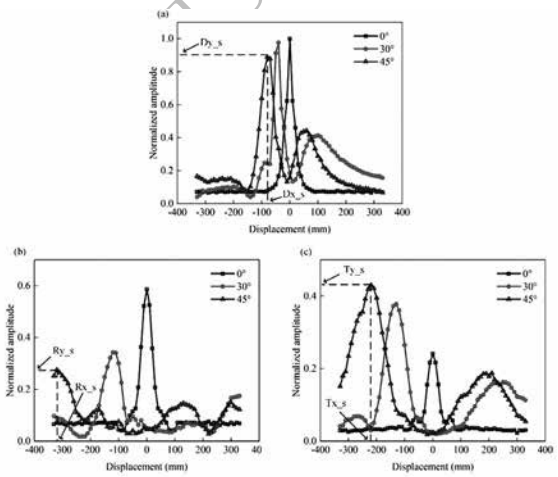


图 7　240kHz 激励时接收点信号能量分布曲线

（a）直达波；（b）反射波（c）透射波

Fig. 7.　Receiving point signal energy distribution curve at 240kHz excitation (a) direct wave energy curve; (b) reflected wave energy curve (c) transmitted wave energy curve

4　L 型焊接结构传播特性的实验及结果分析

为验证仿真结果，进行了 A0 模态导波在加工设计的 L 型焊接结构实验模型中的传播特性研究。

4.1　实验装置

为模拟常规储罐结构的罐壁与罐底连接

处部位，加工设计了如下图所示的 L 型焊接结构，进行超声导波在板中的传播特性实验研究，如图 8 所示。

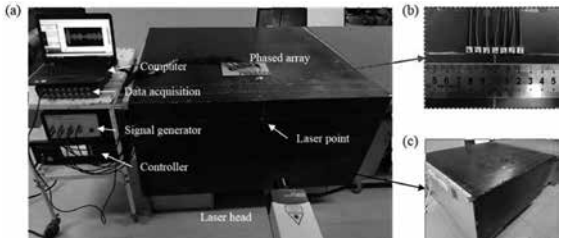


图 8　实验装置实物图（a）整体实物图；（b）7 阵元阵列；（c）L 型焊接钢板实验模型

Fig. 8.　Experimental device physical diagram (a) Overall physical diagram; (b) 7-element array; (c) Experimental model of L-shaped welded steel plate

图中所示，实验装置系统主要包括计算机，独立 8 通道任意波形信号发生器，功率放大器，7 个压电陶瓷片 PZT 组成的线性相控阵列，Labview 数据采集系统，激光多普勒测振仪系统包含高性能控制器及激光测距探头。其中独立 8 通道任意信号波形发生器可以同时产生指定延迟时间的任意波形，按照要求产生汉宁窗调制后高频超声猝发音信号，并可以控制激励信号到达每个阵列单元的精确延迟时间，以实现波束聚焦的功能；压电陶瓷片 PZT 用于接收高频激励信号之后在钢板内产生相应高频超声振动；高性能控制器及激光探头用于特定位置的振动测量，以获得波形数据；Labview 数据采集系统与控制器连接用于接收信号的实时采集与存储。

实验钢板模型由 A 和 B 钢板组成，两钢板尺寸分别为 1200mm * 1200mm * 3mm 和 1200mm * 600mm * 3mm，通过 T 型角焊缝进行连接。钢板类型为 Q235，密度为 7850m/s，泊松比为 0.3，杨氏模量为 210Gpa。

首先将 7 个压电陶瓷片 PZT 组成的线性相控阵列按照图 4 方式布置在 A 板相应位置，其中阵元为 5 * 5 * 2mm 的 PZT 压电陶瓷，材料为 PZT5H，相邻阵元中心相距 7mm，如图 4 所示。激励信号是经过汉宁窗调制的 10 个周期的正弦信号，由任意波形发生器触发产生，峰峰值为 20V，激励信号频率为 240kHz。

4.2　时域波形分析

实验中，按照设定的波束偏转角度 ϕ，依据上述超声导波聚原理，通过计算机控制独立 8 通道任意信号波形发生器产生激励信号，并控制激励信号到达每个阵列单元的精确延迟时间，在 A 板内产生聚焦导波波，然后利用多普勒激光测振仪激光探头对准图 4 中所示激光点位置，记录该点垂直于板外的振动波形信号，并可以移动三角支架进行扫描测量。其中从图 4（b）中可以看出，激光点位于 A 板红线位置，用于测量波束反射情况，距离 T 型角焊缝 80mm，距离 A 板下边界 s1；从图 4（c）中可以看出激光点位于 B 板红线位置，距离 T 型角焊缝 80mm，距离 B 板下边界 s2，用于测量波束透射情况。

激光接收点分别设置在距激励源 80mm 平行于焊缝的 A-A 线处和 B-B 线处，如图 4 所示。

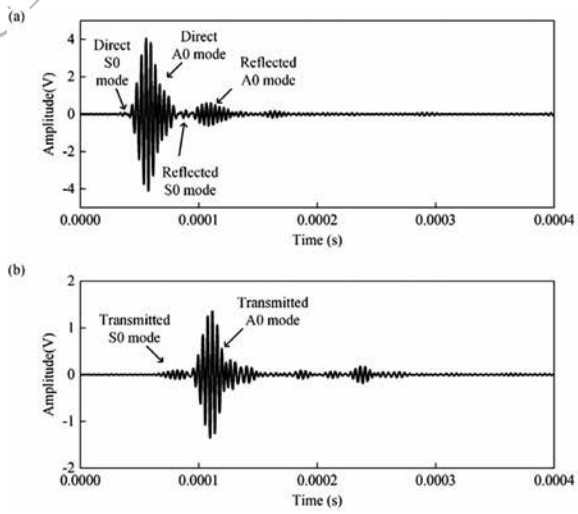


图 9　不同接收点实验信号时域波形

（a）平行于焊缝的 A-A 线接收点 A 中心；（b）B-B 线接收点 B 中心

Fig. 9.　Time-domain waveforms of experimental signals at different receiving points, with an excitation frequency of 240kHz (a) A-A line receiving point A parallel to the weld; (b) B-B line receiving point B

图 9 为相控阵列的激励信号频率为 240kHz，入射角度为 0°时距激励源 80mm 平

行于焊缝的 A－A 线激光接收点 1（s1 = 600mm）和 B－B 线激光接收点 2（s2 = 600mm）的实验信号时域波形图。由 9（a）可知，接收点 A 的采集时域波形中主要存在直达波与焊缝反射回波，并且 A0 模态远大于 S0 模态波能量，同仿真结果一致，可以忽略不计；由图 9（b）可知，A0 模态聚焦波束传播到焊缝时，发生了模态转换现象，产生了透射的 S0 模态波和 A0 模态波，其中透射的 S0 模态能量远小于 A0 模态。其实验波形分析结果与仿真分析中的位移云图显示一致。

4.3 模态能量分析

实验中通过相控阵列控制不同延迟时间，发射不同偏转角度的聚焦波束，然后对两条线上各激光接收点的波包幅值进行统计分析，得到了不同频率激励下 3 种偏转角度的直达波，反射波和透射波的能量分布曲线图。

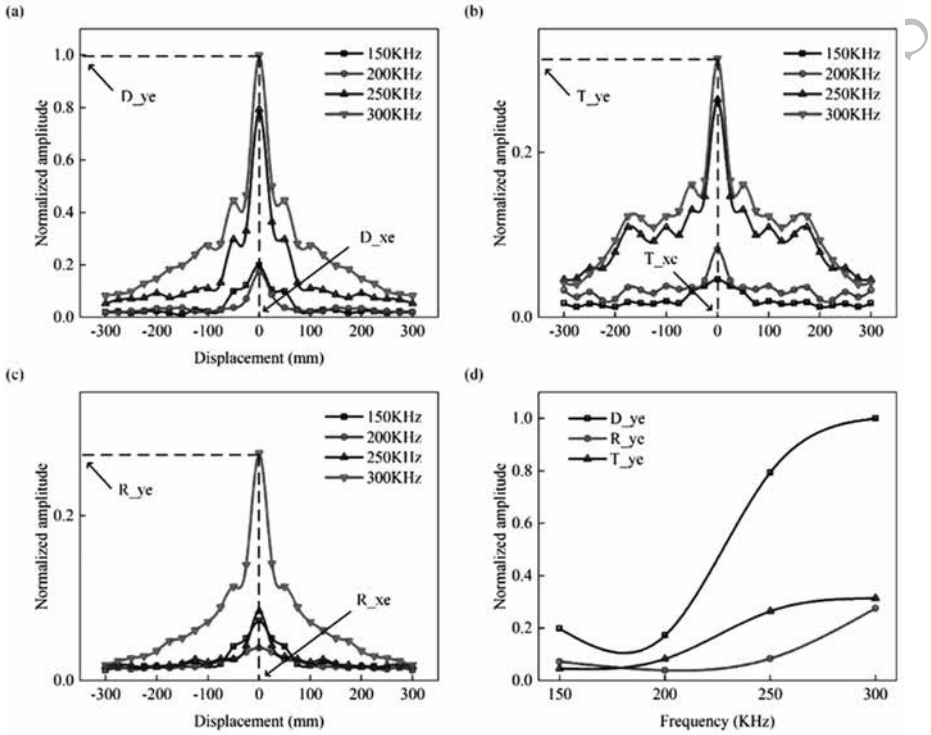


图 10　相控阵列入射角 $\phi=0°$，不同频率激励下，A-A 线激光接收点与和 B-B 线激光接收点信号能量分布

Fig. 10.　Phased array incident angle $\phi=0°$, under different frequency excitation, 8parallel to the welding line of A-A laser receiving point and B-B laser receiving point signal energy distribution curve

图 10 为相控阵列入射角 $\phi=0°$，不同频率激励下，距激励源 80mm 平行于焊缝的 A-A 线激光接收点与和 B-B 线激光接收点信号能量分布曲线图，其中 Dy_ e 表示直达波幅值最大值，Dx_ e 表示 A-A 线上直达波幅值最大值点据中心线的距离；Ry_ e 表示反射波幅值最大值，Rx_ e 表示 A-A 线上反射波幅值最大值点据中心线的距离；Ty_ e 表示透射波幅值最大值，Tx_ e 表示 A-A 线上透射波幅值最大值点据中心线的距离。

从图 10（a-c）可以看出，激励信号频率为 300kHz 时，直达波，焊缝反射回波及透射波能量均最大。由图（d）可知直达波信号幅值最大值 Dy_ e 随着频率的增加而增加；激励频率为 200-300kHz 时，反射回波信号幅值最大值 Ry_ e 随着频率的增加而增加。

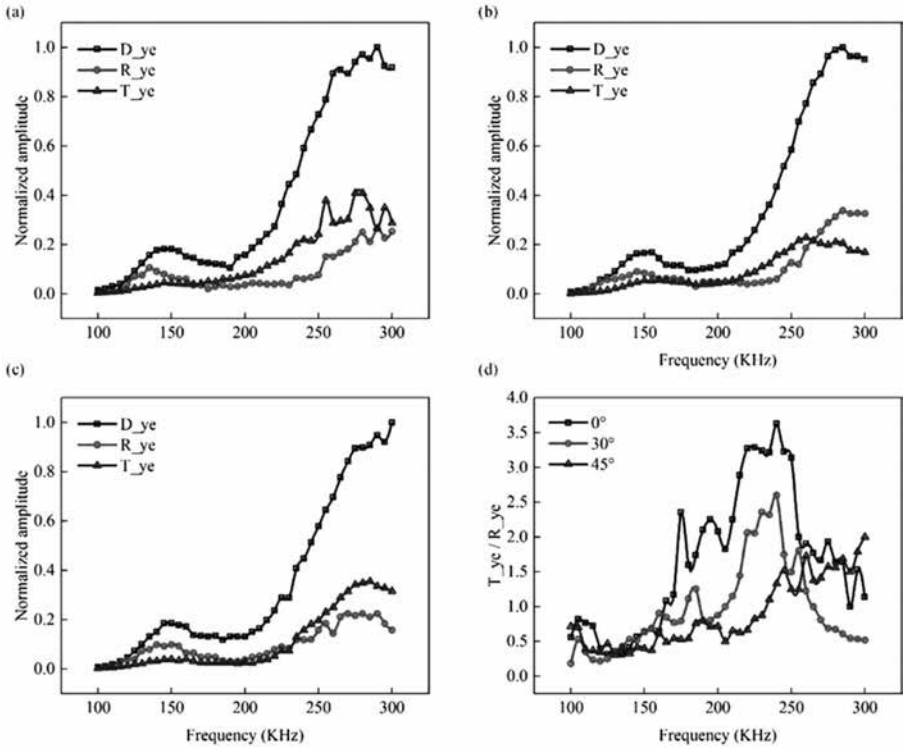


图 11　不同频率下的聚焦波束传播的能量分布（a）入射角为 0°；（a）入射角为 30°；（a）入射角为 45°

Fig. 11.　Energy distribution of focused beam propagation at different frequencies (a) incident angle is 0°; (a) incident angle is 30°; (a) incident angle is 45°

图 11 为相控阵列扫频激励时，距激励源 80mm 平行于焊缝的 A-A 线激光接收点与和 B-B 线激光接收点各波包信号能量分布曲线。图（a-c）分别表示激励信号扫频频率为 100-300kHz，入射角为 0°，30° 和 45° 时的直达波，焊缝反射回波及透射波能量分布曲线。图 11（d）为不同角度入射时，透射率随频率的变化曲线，其中纵轴表示透射率为透射波幅值最大值/反射波幅值最大值，横轴为扫频频率。由图 11 可知入射角为 0° 和 30° 时，直达波信号幅值最大值在 240kHz 激励时达到最大；入射角为 45° 时，透射率较小，该角度并不适合做扫描检测。

4.4　偏转角度偏移分析

实验中，发现聚焦波束与焊缝作用后产生的反射波与透射波传播方向均与原有偏转角度 ϕ 有一定偏移。然后针对实验数据中直达波，反射波与透射波波包幅值最大值所在位置坐标进行了统计分析。

图 12（a-c）分别表示激励信号扫频频率为 100-300kHz，间隔 10kHz，入射角为 0°，30° 和 45° 时的直达波，焊缝反射回波及透射波幅值最大值点的位移偏移情况，横轴表示幅值最大值点的 x 轴坐标。其中 x 轴原点坐标 s1 = s2 = 600mm。

其中图 12（a）表示偏转角度为 0° 时，直达波，焊缝反射回波及透射波能量最大值点的位移坐标在 0mm 附近浮动。图 12（b）表示偏转角度为 30° 时，直达波能量最大值点的位移坐标在不同频率下其位移坐标几乎保持不变，焊缝反射回波及透射波能量最大值点的位移坐标在不同频率下表现不同。图 12（c）表示偏转角度为 45° 时，直达波能量最大值点的位移坐标在 80mm 附近浮动，不同频率下其位移坐标几乎保持不变，对比焊缝反射回波及透射波能量最大值点的位移坐标，位移坐标差异较大，依照原有偏转角度 45°，计算其反射回波和透射波幅值最大值点的位移

坐标应为 240mm。因此，可以得知 A0 模态聚焦波束与焊缝作用后产生的反射波与透射波能量波束与原有偏转角度 ϕ 有一定偏移，这会给后续的扫描检测带来一定的定位误差。

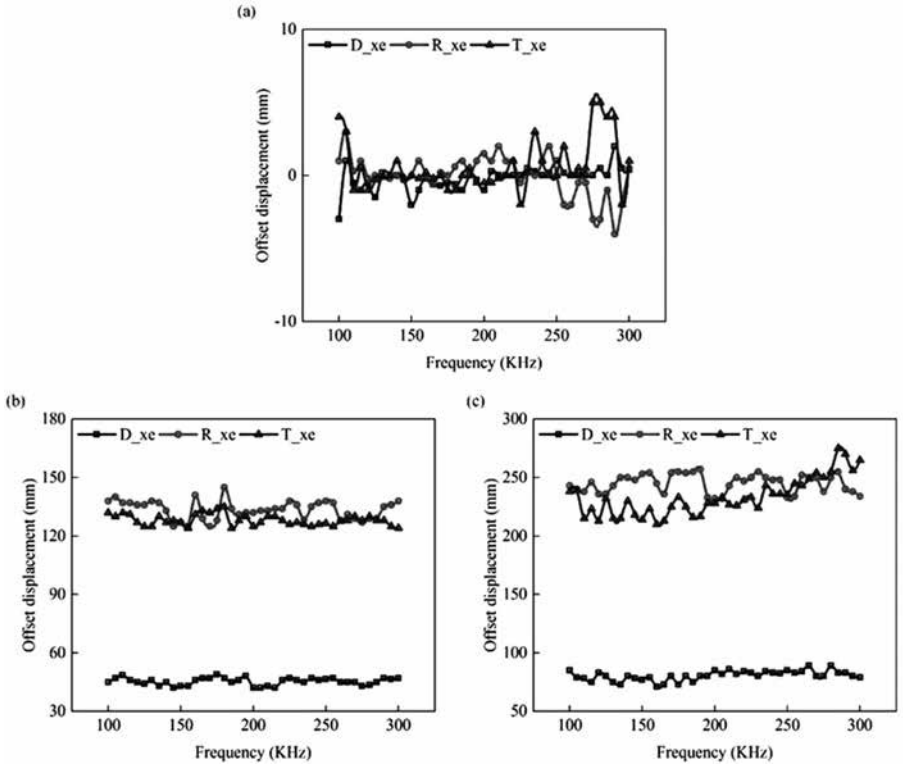


图 12　不同频率下波包幅值最大值点的位移偏移（a）入射角为 0°；（a）入射角为 30°；（a）入射角为 45°

Fig. 12. Displacement offset of the maximum point of wave packet amplitude at different frequencies (a) incident angle is 0°; (a) incident angle is 30°; (a) incident angle is 45°

综上所述，实验结果与仿真结果高度一致，相控阵聚焦波束在通过 L 型焊接结构时均会发生反射、折射和模态转换现象，且当波束与 T 型角焊缝的夹角不同时，其反射与透射波束的能量分布明显不同；并且发现 T 型角焊缝会引起偏转角度发生偏移，影响扫描检测的定位精度。因此在选择针对储罐底板缺陷的检测应用，应选择合理的偏转角度及频率使透射波能量较大。

5　结论

本文基于线性导波传感器阵列，采用散射系数矩阵法对 L 型焊接结构的导波传播特性进行了仿真和实验研究。研究发现聚焦波束在通过 L 型焊接结构时会发生反射、折射和模态转换现象，且当波束与 T 型角焊缝的夹角不同时，其反射与透射波束的能量分布不同；不同转角波束与 T 型角焊缝作用后，其波束方向与原有传播方向会发生一定偏移。针对储罐底板腐蚀缺陷的扫描检测实验，应充分考虑与焊缝作用后的能量分布及位移偏移补偿问题，以避免为后续腐蚀缺陷的定位检测带来误差。

参考文献：

[1] 许皆乐，郑建勇，李夏书．大型原油储罐大角焊缝裂纹检测分析及处理［J］．石油和化工设备，2019，22（11）：68-71.

[2] 陈武滨，廖名熬．液化石油气储罐内部缺陷的成因与分析［J］．石油和化工设备，2019，22（09）：91-93.

[3] 韩文礼，蒋林林，刘苒，苏碧煌，王志涛．在役原油储罐的在线检测技术应用现状［J］．石油

工程建设，2019，45（04）：1-4.
[4] 刘欢．对接焊缝中特征导波传播特性及与典型缺陷作用机理研究［D］．江苏大学，2017.
[5] 吴斌，崔辰悦，张也弛，何存富．Lamb 波在对接焊缝中的传播特性及影响因素［J］．应用基础与工程科学学报，2014，22（04）：818-829.
[6] 崔辰悦．Lamb 波在板中对接焊缝处的传播特性和缺陷检测研究［D］．北京工业大学，2014.
[7] Mazeika L，Kazys R，Raisutis R，et al. Ultrasonic guided wave tomography for the inspection of the fuel tanks floor［J］. International Journal of Materials and Product Technology，2011，41（1/2/3/4）.
[8] W. Duan，R. Kirby，et al. A One Dimensional Numerical Approach for Computing the Eigenmodes of Elastic Waves in Buried Pipelines［J］. J. Sound Vib. 2016，384，177-193.
[9] S. Towfighi，T. Kundu，M. Ehsani. Elastic Wave Propagation in Circumferential Direction in Anisotropic Cylindrical Curved Plates［J］. J. Appl. Mech. 2002，69，283-291.
[10] 王维斌，冯展军，艾慕阳，王琨．储罐底板缺陷的相控阵超声导波的图像重建［J］．无损检测，2010，32（11）：847-849.
[11] 顾建祖，毕秀祥，骆英．板状结构中的导波相控阵损伤成像技术［J］．河南科技大学学报（自然科学版），2018，39（05）：61-67+73+6.
[12] 刘珂丞．基于电磁超声相控阵的金属板检测方法研究［D］．沈阳工业大学，2016.
[13] 孙亚杰．基于 Lamb 波和相控阵的复合材料损伤识别研究［C］．测控技术杂志社，2008：247-251.
[14] 肖贤军，刘丽川，刘子厚，等．超声导波技术检测储罐底板缺陷［J］．无损检测：2008，30（1）：6~8.
[15] 黄志强，王明波，王维斌，等．基于超声 Lamb 波技术的储罐底板缺陷检测［J］．科技导报：2013，31（16）：47~50.
[16] W. Duan，T.-H. Gan，et al. A Numerical Study on the Excitation of Guided Waves in Rectangular Plates Using Multiple Point Sources［J］. Metals. 2017，7，552.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于主动声学的管道球形内检测器示踪定位方法

曾周末[1] 周 乾[1] 黄新敬[1#] 刘 媛[2] 封 皓[1] 张 宇[1] 李健[1]

（1. 天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室天津 300072；2. 北京市南水北调东干渠管理处北京 100020）

摘 要：针对球形内检测器示踪定位难题，本文提出了一种由内检测器主动发声、在管道外壁远距离实时侦听导波脉冲从而计算内检测器与监测点距离的方法．在分析了该方法定位原理的基础上，通过有限元仿真和实验明确了其实施要点、证明了其有效性．研究表明：内检测器的聚氨酯减振层会严重抑制声波发射，在聚氨酯上开孔使铝球壳与水接触，可以保证足够大的发声强度；快慢两种模态的导波均有明确的起始特征和稳定的传播速度，可用于计算导波传播距离并对内检测器进行定位；但慢波幅值远远大于快波幅值，实际应用时应该使用慢波．最后在Φ219mm 充水钢管中开展了内检测器定位实验，证明该方法能够实时定位内检测器并监视其远离和靠近监测点的过程．

关键词：球形内检测器；示踪定位；充液管道；超声导波

中图分类号：TP27 **文献标识码**：A

Tracing andLocalizationof Spherical Detectorfor Pipelines Based on Active Acoustics

ZENG Zhoumo[1], ZHOU Qian[1], HUANG Xinjing[1#], LIU Yuan[2], FENG Hao[1], LI Jian[1]

1. *State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments*, *Tianjin University*, *Tianjin*300072, *China*
2. *Beijing East Route Management Office of South-to-North Water Diversion Project*, *Beijing*100020, *China*

Abstract: In order to trace and positioninner spherical detector of pipelines, this paper proposes a method of calculating the distance between the detector and the monitoring points via actively emitting sound by the detector and remotely listening to the guided wave pulses in real time on the outer surface of the pipeline. Based on the analysis of positioning principle, the implementation key points are clarified and the effectiveness of this methodisdemonstratedvia finite element simulations and experiments. It is

作者简介：曾周末，天津大学精密仪器与光电子工程学院教授，博士生导师，享受国务院特殊津贴专家；研究方向为检测技术与仪器、自动测控系统和系统集成与优化．zhmzeng@ tju. edu. cn

周乾，天津大学精密仪器与光电子工程学院硕士研究生；研究方向为管道内检测器示踪定位技术．13821935112@ 163. com

黄新敬（唯一通讯作者），天津大学精密仪器与光电子工程学院副教授，硕士生导师；研究方向为管道缺陷检测、管道安全预警和新型管道内检测器．huangxinjing@ tju. edu. cn

* **基金项目**：国家自然科学基金（61773283, 61803280, 61973227）资助项目；#：通讯作者，huangxinjing@ tju. edu. cn.

demonstrated that polyurethane vibration-damping layer of the detector can severely suppress the acoustic emission, andopening a hole on the polyurethane and making the inner aluminum shell contact with water can ensure sufficient emitted sound intensity; guided waves of both fast and slow modes have clear start characteristics and stable propagation speed, which can be used to calculate the guided wave propagation distance and locate the detector; the amplitude of slow wave is much larger than that of fast wave, and slow wave should be used in practical applications. Finally, detector tracking experiment is carried out in a Φ219mm water-filled steel pipe, demonstrating this method can locate the inner spherical detector in real time and monitorthe process of departing from and approaching the watchpoint.

Keywords: Inner spherical detector of pipelines; Tracking and localization; Fluid-filled pipeline; Ultrasonic guided waves

0 引言

截止到2018年底，我国油气管道总里程已达13.6公里，位居世界前列[1,2]．其中，约有60%的管道已运行超过20年，老化腐蚀严重，目前已经进入了破裂和泄漏事故的高发期[3]．管道一旦发生泄漏，往往会造成严重的环境污染、经济损失和人员伤亡[4,5]．因此，有必要定期对油气管道进行检测，及时发现缺陷和泄漏高风险部位．管道内检测器是最常用的管道缺陷检测手段，其原理是将搭载无损检测设备的内检测器置于管道中，在管道内流体的推动下移动，同时采集并存储管道探测信息，检测结束后取出内检测器，下载数据并进行离线分析、处理，从而判断管道缺陷的类型与位置[6-9]．当内检测器在管内运行时，出于安全性与经济性的考虑，为防止出现意外卡堵或丢失的情况，必须实时追踪其位置．同时，所获取的实时位置信息对于管道缺陷的辅助定位有着重要意义．因此示踪定位系统是内检测器必不可少的组成部分．

目前常用的管道内检测器有两种类型：传统的柱形内检测器[10-20]和新兴的球形内检测器[21-26]．柱形内检测器，运行时前后皮碗与管壁紧密接触，依靠检测器前后压力差推动前进，其常用的示踪定位方法有以下几种．①里程轮法．通常会在内检测器尾部安装几个里程轮，通过对里程轮发出的脉冲信号进行计数来计算内检测器行进的距离．宋志东等提出了一种里程轮信号优选算法，并用实验验证了该算法可以高效、准确地选择最佳里程轮脉冲信号[10]．但由于里程轮的结构缺陷以及难以避免的打滑，这种方法会产生较大的累计误差，定位准确度低，不适用于长距离检测．②碰撞声学法．根据内检测器与管壁、焊缝的摩擦、撞击声来判断内检测器的通过时间[11-14]．刘梦然等将一种高灵敏度、高信噪比的MEMS仿生声矢量传感器应用于声学地面标记系统，获得了良好的定向能力[12]．李一博等提出四传感器等间距线性阵列采集内检测器撞击声的方法，使用到达时差（TDOA）算法进行定位，将定位误差减小到了0.1m[14]．但这种声学定位方法极易受到环境噪声干扰而产生大量误报，并且无法追踪发生卡堵的内检测器；③静磁场法．内检测器搭载永磁体，通过检测穿过管壁的漏磁信号判断内检测器是否通过．韩升华在所设计的漏磁通地面标记系统中增加了GPS接收机进行时间同步，提高了系统的工作效率[15]．静磁场法需要携带庞大的永磁体，并且要求检测的管壁不能太厚，因此适用范围较小．④极低频电磁脉冲法．内检测器中安装电磁信号发射机，发射30Hz以内的极低频电磁信号供管外的接收机进行检测[16-20]．杨理践等设计的低频磁信号发射机和手持式接收机实现了8m的有效定位距离，提高了内检测器跟踪距离[16]．Guanyu Piao等提出了一种快速决策树方法来检测极低频信号，实现了高灵敏度、

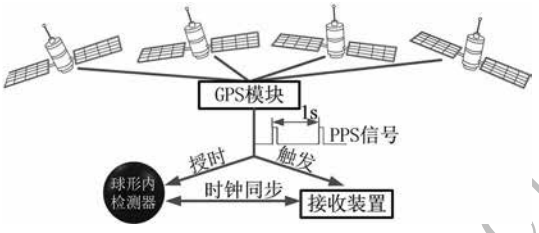
实时定位[20]．但由于极低频信号的微弱性与瞬时性，这种检测方法总体来说极易漏报、误报，难以满足实际工程需要．

球形内检测器是一种新兴的管道内检测器，不同于柱形内检测器，其直径小于管径，可在管内液体推动下自由滚动，不易发生卡堵．由于球形内检测器结构、内部空间、运动特点的限制，并且其与管壁摩擦、碰撞的声音较为微弱，因此里程轮法、碰撞声学法、静磁场法都无法应用于该系统中．陈世利等尝试将基于极低频电磁原理的示踪定位技术应用于球形内检测器[21]，但在实际应用中发现该系统跟踪距离只有 2m，误判率高，无法判断发球是否成功．

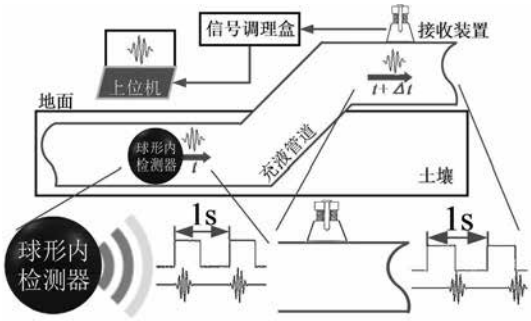
因此本文提出了一种由球形内检测器主动发声、在管道外壁远距离实时侦听导波脉冲从而计算内检测器与监测点距离的方法．首先介绍了其基本原理和实施过程，并分别从时延、声速的角度讨论了准确定位的关键；然后使用 COMSOL 多物理场仿真软件分析了影响球形内检测器发声性能的主要因素以及充液管道超声导波的传播特性；最后在一段充水管道中进行了声速测量实验和滚动球形内检测器定位实验，验证了所提出的定位方法的可行性．

1　示踪定位原理

主动声学法示踪定位的基本原理是根据球形内检测器所发出的超声脉冲到达接收器所用时间来计算球形内检测器的位置．因此准确获取声波传播时间是定位的关键之一，这首先要保证球形内检测器与接收器的时间基准是同步的，本文使用 GPS 模块来实现这一目的，如图 1（a）所示．当 GPS 模块接收到至少 4 颗卫星的信息后，就可实现准确定位并输出 PPS 脉冲信号，该信号是占空比为 10%、频率为 1Hz 的脉冲波，其上升沿与 GPS 时间中的整秒时刻相对应，精度为 ns 级．在将球形内检测器放入管道之前，先使用 PPS 脉冲对球内系统进行授时，使其时钟与 GPS 时间保持一致，然后在检测过程中使用 PPS 信号的上升沿来触发接收装置的采集过程．



（a）GPS 同步发射接收装置时钟的示意图



（b）球形内检测器示踪定位过程示意图

图 1　球形内检测器示踪定位原理

Fig. 1　Principle of tracing and positioning the spherical detector

示踪定位过程如图 1（b）所示．球形内检测器在管道内运行时，每隔 1s 就发射一串超声脉冲信号．贴在管壁上的接收器将接收到的声信号转换为电信号，然后对其进行放大、滤波处理，传输到上位机中使用特定算法求取信号的起点时刻或某一特征时刻作为信号的到达时刻．由于声波在管内传输速度很快，并且检测距离通常不超过几百米，因此声波的传播时间一定小于 1s. 于是取到达时刻的小数部分即可得到超声脉冲的传播时间．因此，所建立的示踪定位模型为

$$x = c\Delta t = c(t_2 - t_1) \tag{1}$$

其中，x 是球形内检测器与接收装置之间的距离，c 是超声信号在管道内的传播速度，Δt 是信号的传播时间，该时间小于 1s，t_1 是信号发出的时刻且是已知的整秒，t_2 是信号到达接收器的时刻且其整数部分等于 t_1、小数部分等于 Δt.

此外，如何准确提取信号的到达时刻也

是关键之一. 在传统超声测距的应用中，最常使用的方法是通过设定固定阈值电压来确定信号到达时刻，但对于幅值波动较大、噪声明显的信号，这种方法容易产生很大的误差. 有学者提出双比较器整形确定信号前沿的方法，相对单阈值法精度较高，但也会因接收信号幅度变化较大而产生较大误差[27] . 另有学者使用 AIC 准则法来识别信号到达时刻，其原理是根据信号时域上各点的 AIC 特征值大小来找出信号的起点，这种方法检测精度较高[28,29] . 但是由于其原理复杂、计算量庞大，难以实现实时在线检测. 本文采用动态阈值法来判断信号到达，首先确定一组接收信号的最大幅度即峰值，然后按照峰值的一定比例（本文中设置为$\sqrt{2}/2$）来确定检测阈值，接收信号幅值第一次超过阈值的时刻即视为信号到达时刻. 这种方法解决了超声信号幅值波动的问题，同时原理简单、易于实现，实时性和准确度较高.

2 充液管道导波的产生及传播特点

与无限均匀介质中自由传播的声波不同，当声波在管道内进行传播时，受介质边界约束而产生了复杂的波形转换与干涉耦合，最终形成了超声导波. 由于管道内的超声导波能量集中，不易扩散衰减，因此能沿着管道进行长距离传播，这是实现球形内检测器远距离跟踪定位的重要理论基础.

由示踪定位模型（1）可知，定位结果是否准确完全取决于所使用的声速与所获取的传播时间是否准确. 而超声导波的群速度代表导波能量的传播速度，也即进行定位所需的声速. 因此对于群速度的分析是提高定位准确度的关键，也是本文的重要研究内容之一. 另一方面，导波的多模态特性与频散特性不仅引起了模态间的相互干扰、转换，使信号的信噪比降低，而且使同一频率下的不同模态导波产生了不同的群速度，给声速的确定带来了极大麻烦. 因此非常有必要对充液管道导波的产生和传播过程进行仿真，进而分析不同模态导波的波形特点及其群速度.

2.1 球形内检测器发声特点仿真

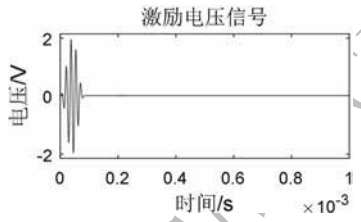
管道导波由球形内检测器发出. 特殊的球壳结构使球形内检测器的电声性能不同于传统的夹心式或弯张压电换能器. 因此需要通过有限元仿真明确其材料参数、结构参数对于发声性能的影响规律以提高发声强度. 仿真采用“压电-声-固耦合物理场”，使用的物理场及材料参数如表 1 所示. 此外，多物理场接口“压电效应”的作用域为压电陶瓷，而“声结构边界”作用于流体、固体交界面. 由于整个装置是轴对称的，因此可将 3D 模型简化为 2D 轴对称模型，大大简化了计算量. 同时在求解域外侧添加完美匹配层以消除回波的干扰. 仿真模型如图 3 所示.

表 1 仿真物理场及材料参数

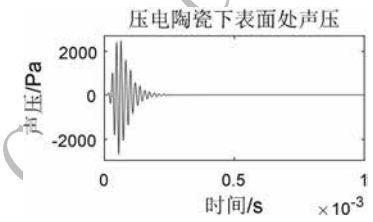
Tab. 1 Physics and material parameters used in simulation

物理场	材料	密度	杨氏模量	泊松比	声速
		kg/m^3	Pa	1	m/s
固体力学	球内壳，铝	2700	7×1010	0.33	6197
	球外壳，聚氨酯	1250	9×109	0.47	3100
静电	压电陶瓷，PZT-5H	7500	—	—	—
压力声学	球外，水	1000	—	—	1500
	球内，空气	1.29	—	—	343

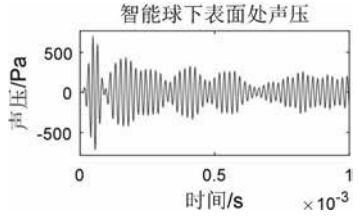
进行了三组仿真对比．首先去掉模型中的球形内检测器，只对水中压电陶瓷的发声特点进行仿真．在压电陶瓷上表面施加调制电压信号，其波形如图 2（a）所示，压电陶瓷受激后下表面附近的声压信号如图 2（b）所示．一段时间后压电陶瓷在水中激发的声场分布如图 3（a）所示．将压电陶瓷置于球形内检测器中后，球形内检测器下表面处声压随时间变化规律如图 2（c）所示，经过一定时间后球形内检测器外的声场分布如图 3（b）所示．对比图 2（b）（c）可知，声波经过球壳后发生了大幅衰减，且球壳发生余振使声信号出现了畸变．因此考虑在球壳下方的聚氨酯层打孔以增强声波的外传且减少信号畸变，但孔径不宜过大否则会影响内检测器正常平稳滚动．打孔后仿真结果如图 2（d）与图 3（c）所示．对比图 2（b）（d）可知，由于铝层声阻抗介于压电陶瓷与水之间，压电陶瓷产生的声波经由铝层过渡可以较好地传入水中，因此去除聚氨酯后球形内检测器的发声强度相较压电陶瓷本身也有提升．



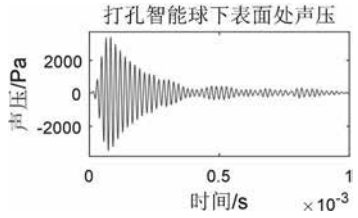
（a）激励电压信号



（b）压电陶瓷下表面声压



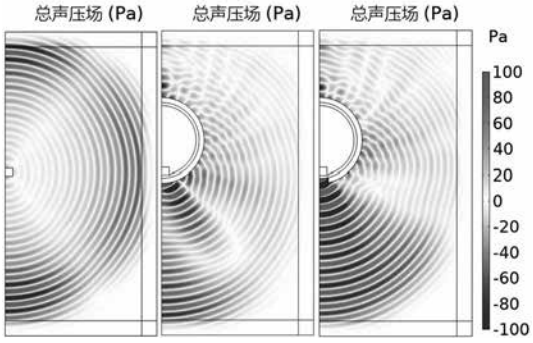
（c）无孔内检测器下表面声压



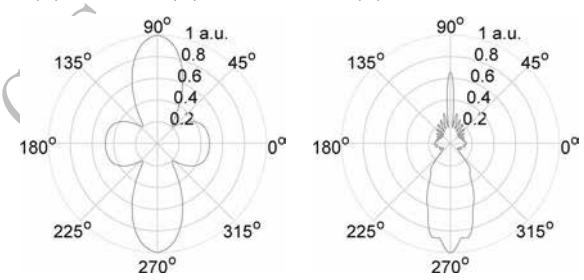
（d）带孔内检测器下表面声压

图 2　激励电信号与激发的声信号

Fig. 2　Excitation electrical signals and excited acoustic signals



（a）压电陶瓷（b）球形内检测器（c）带孔球形内检测器



（d）压电陶瓷（左）和带孔内检测器（右）的发声指向性

图 3　不同模型的声场分布

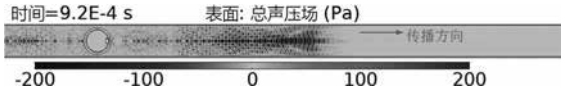
Fig. 3　Model and sound field distribution

此外，对比图 3（a）（b）或图 3（a）（c）可知，由于压电陶瓷上表面与空气耦合传声效率差，球壳上方的声压明显弱于下方，球形内检测器的发声强度出现了明显的指向性．为了避免指向性的影响，球形内检测器的结构和运行姿态需要仔细设计．压电陶瓷和带孔内检测器的发声指向性曲线如图 3（d）所示．

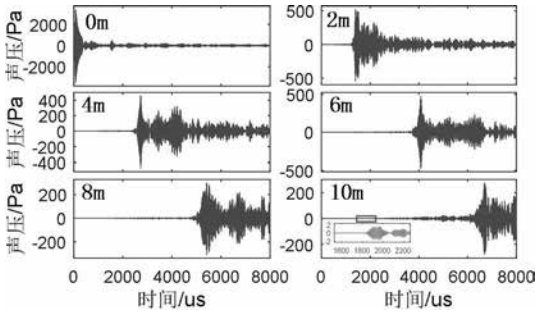
2.2　基于有限元法的充液管道导波分析

使用“压电-声-固耦合物理场”、瞬态分析研究类型，模拟球形内检测器在充液管道内发射超声脉冲信号、形成导波并传播的过程．仿真模型在前述模型基础上进行修

改，将水域改为充水管道，其外径 219mm，壁厚 6mm，材料为结构钢．如图 4（a）所示为一段时间后管道内的声场分布，图 4（b）为管道内到内检测器不同距离处的声压-时间图．



（a）管道内声场分布

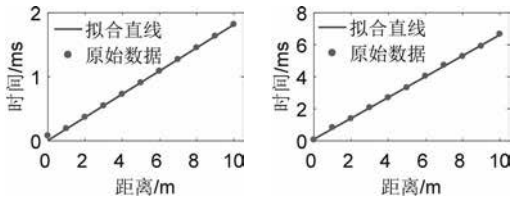


（b）不同距离处的声压-时间图

图 4　充液管道导波仿真结果

Fig. 4　Simulation results ofguided waves in liquid-filled pipelines

由图 4（b）可知，由于超声导波的频散，随着传播距离的增加，波包的时域宽度逐渐变宽，信号起点时刻与峰值时刻之间的时延越来越大，这两处信号即为导波的两种模态．图 5（a）（b）所示为计算两种模态群速度的过程．首先确定不同位置处信号的起始时刻和峰值时刻．然后绘制时刻-距离的散点图并进行线性拟合．拟合直线的斜率的倒数即为两种模态的群速度，分别约为 5529.6m/s 和 1527.6m/s，与管壁、管内流体中的声速相当，据此可判断这两种模态分别是在管壁、管内流体中进行传播．由于声波在固体中的衰减要比在液体中更加显著，随着传播距离的增加，快波的衰减会明显大于慢波．由图 4 可以看出，10m 处快波信号的幅值不足慢波幅值的 1%．因此，实际定位时，快波信号会很微弱，无法用于确定接收信号起点；可用能量大的慢波确定起始时刻．



（a）计算快波群速度　　（b）计算慢波群速度

图 5　计算两种模态波的群速度

Fig. 5　Calculation of the group velocities of two mode waves

3　充液管道声速测量实验

在一段充液管道中进行管内声速测定实验．搭建的实验系统包括三部分，球形内检测器、充水管道、信号接收系统．球形内检测器及其发声装置示意图如图 6 所示．将压电陶瓷置于球形内检测器底部预先打磨好的平台上，用夹紧装置固定于球壳底部．由于压电陶瓷与铝壳之间声阻抗不匹配，因此需要施加耦合剂作为声波耦合层．压电陶瓷上下两表面粘有树脂薄片作绝缘层，同时用不锈钢板施加预紧力，增强压电陶瓷与球壳的接触力以增强发声强度．

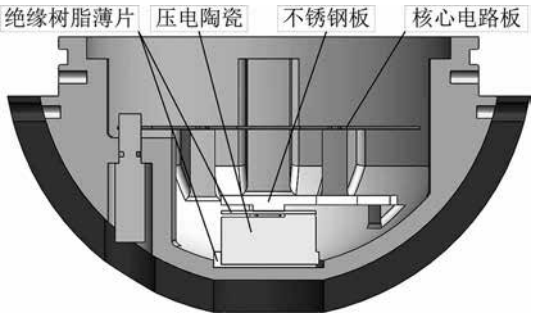


图 6　球形内检测器发声装置示意图

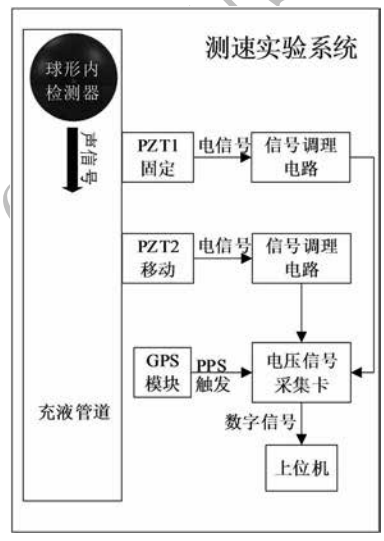
Fig. 6　Schematic diagram of the sound devices in the detector

实验现场如图 7（a）所示，声速测量系统示意图如图 7（b）所示．其中，管道外径 219mm、壁厚 6mm，材料为 X52 石油管线钢．信号接收系统由接收 PZT、信号调理电路、数据采集卡和计算机组成．其中接收 PZT 与发射 PZT 有相同的尺寸、极化方向和性能参数，因此二者谐振频率相同，具有相同的压电转换系数．调理电路对电压信号进行初步放大、

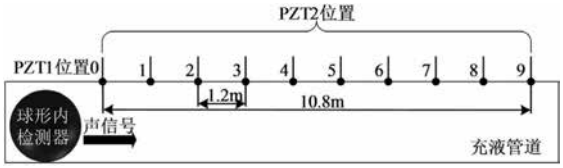
滤波、再次放大；信号采集卡将处理后的两路电压信号同步采集到上位机，使用 LabVIEW 软件编程进行数据分析．

实验时使用两组信号接收装置，二者相对距离已知，求出声波到达二者的时间差即可计算声速．如图 7（c）所示，在管道表面位置 0 处固定一组接收装置 PZT1，将另一组接收装置 PZT2 依次从位置 0 移动到位置 9，相邻位置间隔为 1.2m，进行多组实验．然后使用动态阈值法获取信号到达时刻并计算其差值，得到不同距离下对应的时延，绘制时延-间距散点图，作线性拟合，结果如图 7（d）所示．拟合直线的斜率的倒数即为声速，计算结果为 1534m/s，与仿真结果慢波群速度 1527.6m/s 的相对误差仅有 0.4%．图 7（e）所示为实验过程中采集到的一组原始信号．

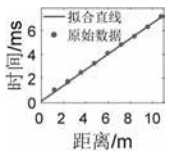
（a）实验现场



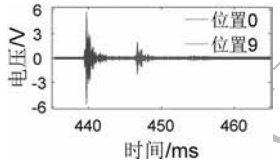
（b）实验系统示意图



（c）接收装置摆放位置示意图



（d）计算声速



（e）实验中的一组原始数据

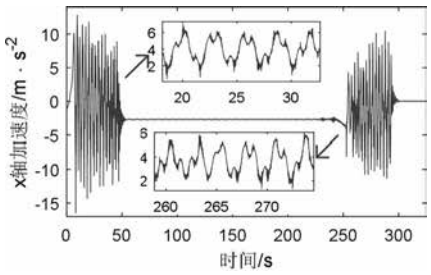
图 7　充液管道导波声速测量实验

Fig. 7　Measurement experiment of sound velocity of guided waves in a liquid-filled pipeline

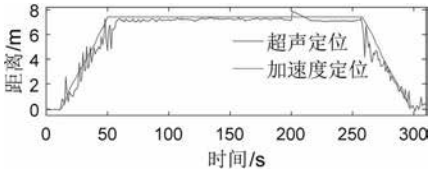
4　球形内检测器定位实验

球形内检测器定位的实验管道与图 7（a）所示相同，但是需要将管道的一端抬起、形成坡度，使球形内检测器在管道内向下滚动，如图 8（a）所示．在球形内检测器内安装了压电发声装置和加速度计，利用加速度信号来确定球在管道内的滚动距离，将其与最终的超声定位结果进行对比．需要指出的是，利用加速度确定球的里程需要将球取出、进行离线信号处理．在管道外壁安装有一套压电接收装置，用来采集在充液管道内传播的超声导波信号．图 8（b）所示为球形内检测器携带的加速度计所采集的一组加速度信号．图 8（c）为利用超声导波计算的球形内检测器定位曲线，并与加速度定位曲线进行对照．图 8（d）为滚动过程中所采集到的几组声波原始数据．

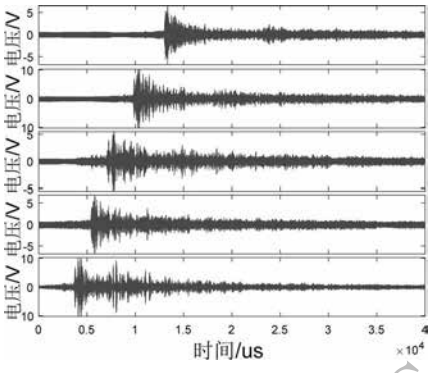
（a）实验现场



（b）加速度计原始数据



（c）超声定位与加速度计定位对比



（d）滚动过程中管道外壁某点的导波信号

图 8　管道球形内检测器定位实验

Fig. 8　Spherical detector positioning experiment in pipeline

首先球形内检测器被放入管道右端、管道右端被抬起，球形内检测器慢慢滚动到管道左端；停留一段时间，其间，起吊机调整挂钩到管道左端、抬起管道左端，球形内检测器又缓慢滚回右端．因此，球形内检测器记录的加速度信号出现周期波动、直线、周期波动的三段特征，如图 8（b）所示．球形内检测器在管道内的滚动较为平稳，从一端运动到另一端用时约 40s，滚动圈数 15～16 圈，根据球形内检测器周长计算出滚动距离约为 7 米，与实际相符．图 8（c）中对比结果显示，本文所提出的定位方法能跟踪球的轨迹，证明了本文所提出的定位方案的可行性．该方法可以实时跟踪和定位球形内检测器，尤其可用于收发球过程监测和定点通过性判断等．

5　结语

本文针对球形内检测器示踪定位难题，提出了一种基于主动声学的球形内检测器示踪定位方法，并通过有限元仿真和实验明确了其实施要点、证明了其有效性．结果表明：内检测器的聚氨酯减振层对声波发射强度有较大衰减作用；在聚氨酯层上开孔使铝球壳与水接触，可以保证足够大的发声强度；快慢两种模态的导波均有明确的起始特征和稳定的传播速度，可用于计算导波传播距离并对内检测器进行定位；但慢波幅值远远大于快波幅值，实际应用时应该使用慢波．最后在 Φ219mm 充水钢管中进行了内检测器定位实验，结果表明该方法能够实时定位内检测器并监视其远离和靠近监测点的过程．

参考文献：

[1] 高鹏，高振宇，王峰，等．2018 年中国油气管道建设新进展［J］．国际石油经济．2019，27（03）：54-59.

[2] 吴宗强．世界油气资源消费现状及油气管道发展趋势分析［J］．云南化工．2018，45（07）：7-10.

[3] 廖雍，周迎．长输油气管道安全运行管理浅析［J］．中国石油和化工标准与质量．2011，31（08）：209.

[4] Hu Y，Liu K，Xu D，et al. Risk Assessment of Long Distance Oil and Gas Pipeline Based on Grey Clustering［Z］. IEEE，2017198-201.

[5] 房剑萍．国内外油气管道事故案例分析［J］．石油和化工设备．2016，19（09）：90-93.

[6] 诸海博，徐晓甲，宋华东，等．管道内检测技术及系统发展综述［J］．管道技术与设备．2018（03）：22-25.

[7] 李健，陈世利，黄新敬，等．长输油气管道泄漏监测与准实时检测技术综述［J］．仪器仪表学报．2016，37（8）：1747-1760.

[8] 任魁杰，鲁岑，翟培君，等．油气管道在线检测技术研究综述［J］．中国石油和化工标准与质量．2012，32（01）：8-9.

[9] 邱光友，王雪．油气管道内检测技术研究进展

［J］. 石油化工自动化 . 2020，56（01）：1-5.
［10］宋志东，靳世久，李一博，等 . 管道内检测器里程轮信号优选算法的设计与实现［J］. 管道技术与设备 . 2006（03）：12-13.
［11］张鹏，李一博，吴晓，等 . 基于声检测的管道内检测器定位系统［J］. 现代科学仪器 . 2011（01）：45-47.
［12］刘梦然，张国军，简泽明，等 . 管道内检测器声定位技术研究［J］. 传感技术学报 . 2014，27（04）：500-504.
［13］葛晓洋 . 基于 MEMS 声矢量传感器的管道巡检装置地面标记研究［Z］. 中北大学，2013：硕士，84.
［14］Li Y，Wang D，Sun L. A novel algorithm for acoustic above ground marking based on function fitting［J］. Measurement. 2013，46（8）：2341-2347.
［15］韩升华 . 新一代漏磁通内检测器地面标记系统设计［Z］. 天津大学，2009：硕士，76.
［16］杨理践，申晗，高松巍，等 . 低频电磁的管道内检测器跟踪定位技术［J］. 沈阳工业大学学报 . 2018，40（01）：48-53.
［17］高丁 . 管道内检测器实时跟踪定位系统设计与实现［Z］. 东北大学，2012：硕士，78.
［18］申晗 . 管道内检测器极低频跟踪定位系统研制［Z］. 沈阳工业大学，2017：硕士，83.
［19］徐云，戴波，谢祖荣，等 . 低频电磁波在管道内检测外定位的应用［J］. 北京石油化工学院学报 . 2010，18（02）：35-40.
［20］Piao G，Guo J，Hu T，et al. High-Sensitivity Real-Time Tracking System for High-Speed Pipeline Inspection Gauge［J］. Sensors. 2019，19（3）：731.
［21］陈世利，王冬祥，郭世旭，等 . 球形管道内检测器示踪定位技术［J］. 纳米技术与精密工程 . 2016，14（02）：87-93.
［22］苏智超，黄新敬，薛亚萌，等 . 基于球形内检测器的管道倾角测量新方法［J］. 电子技术应用 . 2018，44（5）：93-97，102.
［23］Lin G，Zhoumo Z，Xinjing H，et al. Vibration Detection of Spanning Subsea Pipelines by Using a Spherical Detector［J］. IEEE Access. 2019，7：7001-7010.
［24］Yu Z，Yameng X，Xinjing H，et al. Pipeline Inclination Measurements Based on a Spherical Detector With Magnetic Proximity Switches［J］. IEEE Access. 2018，6：39936-39943.
［25］Lin G，Zhoumo Z，Xinjing H，et al. Low-Cost and High-Efficiency Method for Detecting Vertical Bends ofSubsea Pipelines［J］. IEEE Access. 2020，8；8：33926-33933.
［26］Huang X，Chen S，Guo S，et al. A 3D Localization Approach for Subsea Pipelines Using a Spherical Detector［J］. IEEE Sensors Journal. 2017，17（6）：1828-1836.
［27］赵海鸣，卜英勇，王纪婵，等 . 一种高精度超声波测距方法的研究［J］. 湖南科技大学学报（自然科学版）. 2006（03）：35-38.
［28］王晓伟，刘占生，窦唯 . 基于 AR 模型的声发射信号到达时间自动识别［J］. 振动与冲击 . 2009，28（11）：79-83.
［29］Xu J. An Effective Way to Validate Signal Arrival Time in AE Structural Monitoring［J］. Advanced Materials Research. 2010，163-167：2471-2476.

非线性超声专用收发双工器的研究

沈绍宾　马官兵　陈怀东　洪茂成　黄松华　朱传雨

（中广核检测技术有限公司 苏州 215012）

摘　要：有限幅度法能够定量的测量材料的非线性系数，从而判断材料的力学性能。在工业应用现场，严格保持收、发探头共线的一致性，是透射纵波有限幅度法的最大限制；采用双晶探头的反射纵波有限幅度法有着较长声程的缺陷；采用自发自收单探头的反射纵波有限幅度法则受到收发转换双工器自身非线性的限制。本文研究了超声激励部分的电压、阻抗特性，研制了一款由高压高通滤波器组成的双工器，给出了该滤波器的设计方案，并进行了仿真。仿真和实验结果均表明：非线性超声专用双工器可以有效隔离激励电路产生的高压，无损通过回波信号中的二次以及更高次谐波，并且不会引入自身的非线性。

关键词：非线性系数；双工器；高压高通滤波器

中图分类号及文献标识码：TH7，B。

R&D of dedicated nonlinear RX/TX duplexer

Shaobin ShenGuanbin Ma Huaidong Chen Maocheng Hong Songhua Huang Chuanyu Zhu

（*CGN Inspection Technology Co. Ltd Suzhou* 215012）

Abstract: The finite-amplitude method can be used toquantitatively measure the nonlinear parameter of materials, so as to judge the mechanical properties of materials. In the field of industrial application, strictly keeping the consistency of the collinear of the receiving and transmitting probes, is the maximum limitations forthe finite amplitude method of using reflected longitudinal wave; the finite amplitude method of the reflected longitudinal wave, using the double crystal probe has the defect of long propagation sound path; the finite amplitude method of the reflected longitudinal wave, using single probe to transmit and receive ultrasound wave, is limited by the nonlinearity of the duplexer itself. In this

作者简介：沈绍宾，2000 年于同济大学获得学士学位，2003 年于同济大学获得硕士学位，现为中广核检测技术有限公司电子研究员，主要研究方向为超声、涡流等检测仪器。E-mail：simensshen@ hotmail. com

Shaobin Shen received his B. Sc. degree and M. Sc. degreefrom Tongji universityin 2000 and 2003 respectively, now he is electronic researcherin CGN Inspection Technology Co. Ltd. His main research interests include ultrasonic and eddy inspection instruments.

基金项目：广东省基础与应用基础研究重大项目（2019B030302011）

paper, the voltage and impedance characteristics of the ultrasonic excitation part are studied, and a duplexer composed of a high-voltage high-pass filter is developed. The simulation and experimental results show that the nonlinear ultrasonic duplexer can effectively isolate the high voltage generated by the excitation circuit and pass through the second and higher harmonics in the echo signal without introducing its own nonlinearity.

Keywords: nonlinear parameter; duplexer; high voltage high pass filter

0 引言

非线性超声是一种有效的评估材料中早期性能的方法。许多学者通过相关实验，证明了在材料寿命的中早期，材料非线性系数和材料疲劳损伤程度[1][2]、蠕变损伤程度[3]、辐射通量[4] 等成单调相关性。因此可以通过材料非线性系数的测量，判断特定损伤类型条件下的材料力学性能，推断材料的剩余寿命。

在上述实验中，研究人员采用了透射纵波有限幅度法测量中厚板材的非线性系数：将发射探头和接收探头分置于待测板材的两侧，并严格共线，发射探头发出一束单调猝发纵波，透射过材料后被另一侧的接收探头接收并转化为电信号。在工程应用中，很难保持收发探头中心共线的一致性，因此，限制了透射纵波有限幅度法在工程实践中的应用。

师小红等[5][6]采用了反射纵波的有限幅度法测量材料的非线性系数。文中设计了专用的双晶探头，激励发出基频纵波，并接收反射回波中的高次谐波。实验结果表明，使用反射纵波的有限幅度法可以测量出材料的非线性系数以及变化。

在反射纵波的接收上，除了使用双晶探头，还有一种方法可以实现，即采用自发自收单探头。单探头自发自收可以避免双晶探头引起的较长声程的影响。要实现单探头自发自收系统，自身非线性极低的收发双工器是其中的核心部分。常规超声检测设备中使用的双工器，使用二极管作为钳位器件，防止探头激励电压输入到接收电路中。二极管具有很大的非线性，因此常规的双工器接入到非线性超声测试电路中，由于自身极大的非线性，常常掩盖了材料的非线性。因此在单探头收发一体的系统中，必须针对非线性应用研发专用的双工器，能够将激励电路产生的基频高电压信号与接收电路隔离开，无损通过探头回波信号中的高次谐波，并且其自身非线性极低，远小于材料以及其他部分产生的非线性。

1 非线性专用双工器性能分析

非线性专用双工器具有隔离激励电路和回波接收放大电路的功能，在输入端能够承受激励电路的输出高压，在输出端能够无损输出探头的回波信号，其位置如下图：

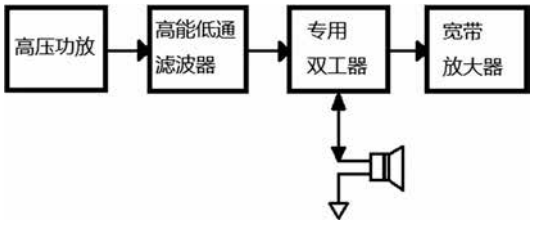


图 1 单探头系统

Fig. 1 System of single probe

本文以基频为 2.5MHz 为例，探究该双工器必须具备的性能。

高压功放最高可产生 1400Vp-p 电压，由于该激励信号包含约 1%的高次谐波成分，所以必须经过一个高功率低通滤波器，滤除其包含的谐波成分。

从 Ritec 的数据手册[7] 中可以查到高功率低通滤波器输出阻抗为 200ohm，该输出阻抗是为了匹配超声换能器的等效阻抗，那么我们可以初步设定超声换能器的等效阻抗为 200ohm。从非线性超声专用双工器输入端看，

输入阻抗可以等效为高功率低通滤波器的输出阻抗和超声换能器的等效阻抗的并联，因此可以计算出专用双工器的输入阻抗为100ohm。再由戴维南等效电路可以得知，等效输入电压为700Vp-p。因此，专用双工器最高应该能够承受700Vp-p输入电压。将高能低通滤波器输出直接连接到发射探头上，并通过-60dB的分压器检测激励信号，通过80MSPS的采集卡，可以观测到激励电压与波形如图2。

低噪声宽带放大器的输入阻抗较高，正常为数Kohm量级，为了将专用双工器的输出阻抗与低噪声放大器的输入阻抗相匹配，防止专用双工器的输出信号出现振铃与过冲，可以将专用双工器的输出阻抗设置为1Kohm。

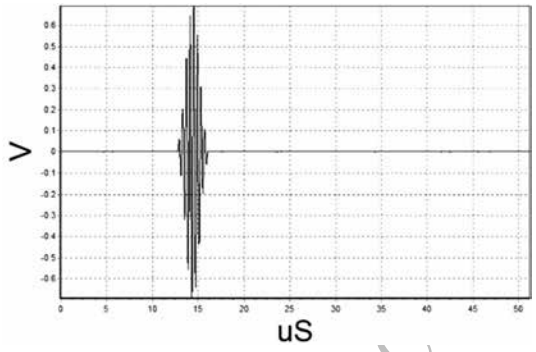


图2　分压器输出激励波形

Fig. 2　Excitationwavefromdivider

低噪声宽带放大器的输入电压不超过1Vp-p，专用双工器对于2.5MHz基频信号抑制必须超过57dB，使得传感器激励电压通过专用双工器到达低噪声宽带放大器的输入端不超过1Vp-p，同时探头接收的回波中的基频信号不宜过小，因此专用双工器对于2.5MHz基频信号抑制比设定在57~80dB之间。

对于专用双工器的自身非线性指标，通常规定必须比待测参量低一个量级。我们先使用透射法分析待测材料引起的非线性谐波分量的幅值，可以得到如图3的频谱。从测试结果分析，材料引起的非线性成分约比基频低60dB，那么专用双工器自身非线性应该不高于-80dB。

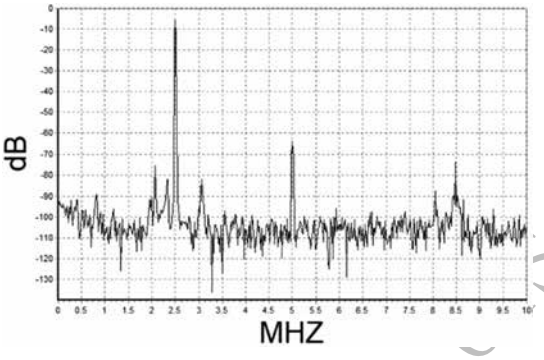


图3　透射波频谱

Fig. 3　Spectrum of transmission wave

2　非线性超声专用双工器的研究

根据对专用双工器的需求，我们认为耐高压的高通滤波器能够满足。根据频率响应的特点，滤波器可以分为：巴特沃斯型、切比雪夫型、贝塞尔型、椭圆型等几种常用滤波器。其中，巴特沃思型滤波器具有最大平坦幅频响应的特性，且具有良好的线性相位特性，通频带内的频率响应曲线最大限度平坦，没有起伏，而在阻频带则逐渐下降为零等优点。故本研究中采用巴特沃斯型滤波电路来设计一个多阶高通滤波器，用以抑制基频高压激励信号且无损通过高次谐波。

2.1　巴特沃斯高通滤波器设计

由于输入电路中包含有高电压，且输入信号频率较高，可以采用电感、电容等无源器件搭建滤波器。

激励信号基频为2.5MHz，二次谐波频率为5.0MHz。通带频率4.5MHz，通带衰减3dB。2.5MHz衰减量不低于57dB，推算衰减器阶数最低为12阶。

依据12阶巴特沃斯滤波器的传递函数，计算得到各阶归一化参数如表1：

表**1**　归一化参数

Table. 1　Normalized parameters

C1	C3	C5
3.829F	0.821F	0.541F
C7	C9	C11

续表

C1	C3	C5
0. 504F	0. 630F	1. 306F
L2	L4	L6
1. 306H	0. 630H	0. 504H
L8	L10	L12
0. 541H	0. 821H	3. 829H

根据上节所求的滤波器输入输出阻抗以及通带频率，计算各阶元件的参数，如表 2：

表 **2** 元件参数

Table. 2 Componentsvalues

C1	C3	C5
2. 687nF	546. 9pF	316. 6pF
C7	C9	C11
234. 4pF	197. 6pF	187. 5pF
L2	L4	L6
9. 009μH	3. 976μH	2. 670μH
L8	L10	L12
2. 124μH	1. 888μH	2. 247μH

可以得到高通滤波器的原理图如下，

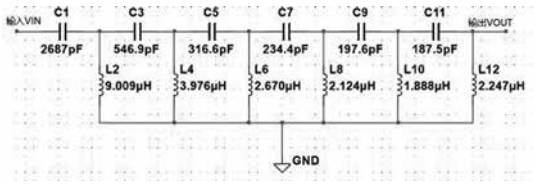


图 4 滤波器原理图

Fig. 4 Schematic of HP filter

通过仿真可以得到其频响图：

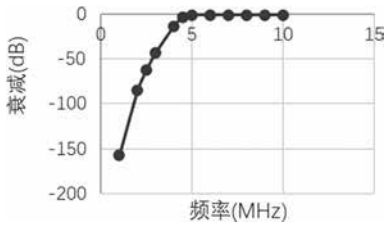


图 5 滤波器频率响应

Fig. 5 frequency response of HP filter

在 2. 5MHz 上，滤波器的频率抑制比为 62. 03dB，在 5. 0MHz 上，频率抑制比为 1. 16dB，满足设计需求与指标。

2. 2 滤波器制作与测试

通过计算可以得到各元器件上的最大电压以及最大电流如表 3：

表 **3** 元件瞬态极值

Table. 3 The components maxima of transient status

	C1	C3	C5
电压（V）	102	396	521
电流（A）	6. 08	4. 80	3. 66
	C7	C9	C11
电压（V）	159	25. 6	3. 1
电流（A）	0. 827	0. 112	0. 013
	L2	L4	L6
电压（V）	12	385	137
电流（A）	0. 086	6. 17	3. 27
	L8	L10	L12
电压（V）	23	2. 8	0. 32
电流（A）	0. 69	0. 095	0. 009

根据上面计算的结果，可以认为：使用的电容中 C1、C3、C5、C7 关键器件，为了防止高电压引起的容量降低，我们选用了材质为 MICA 的电容，其耐压必须在最大加载电压的 2 倍以上，剩余电容使用 NP0 材质电容，损耗角以及温度影响、精度等满足低压要求；

使用的电感中，L4、L6、L8 为关键元器件，其加载电压高，通过电流大，为了防止通过电流过大引起的电感量降低，选用了空芯电感，额定电流必须在加载电流的 2 倍以上，剩余电感可以使用陶瓷骨架的贴片电感，Q 值、精度等满足低加载电流的要求。

使用上述元件按照图 4 搭建了高通滤波器。在高通滤波器的输入端连接 Tektronix 的信号发生器 AFG 3022C。

首先将信号发生器的输出幅度设置为 10Vp-p，频率为 2. 5MHz。高通滤波器的输出端连接可变增益放大器，增益设置为 0dB，采

样放大器的输出波形如图 6，

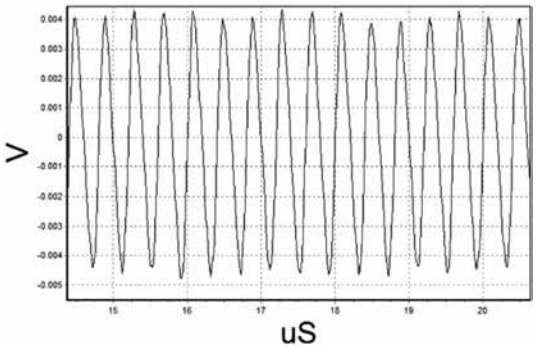


图 6　放大器输出波形

Fig. 6　Output wave from Amplifier

分析其频谱，可以得到频率分布如图 7。2.5MHz 的输入信号，经过高通滤波器后被衰减到 9mVp-p，而产生的谐波小于 1mVp-p。

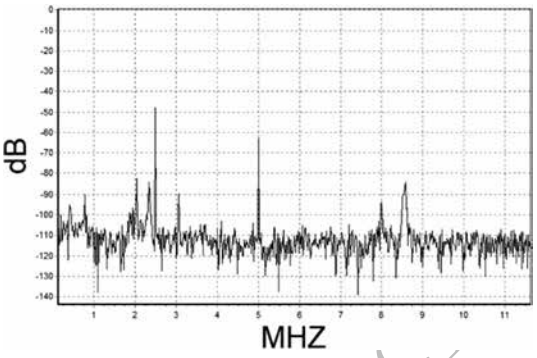


图 7　放大器输出频谱

Fig. 7　Spectrum of Amplifier output

将信号发生器的输出幅度设置为 1Vp-p，频率为 5.0MHz。高通滤波器的输出端连接可变增益放大器，增益设置为 0dB，采样放大器的输出波形如图 8，

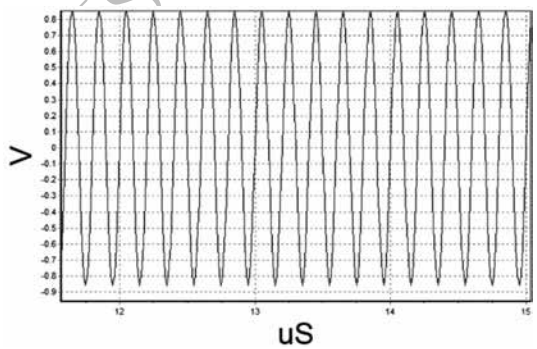


图 8　放大器输出波形

Fig. 8　Output wave from Amplifier

频率为 5.0MHz、幅度 1Vp-p 的信号，经过高通滤波器后，输出约为 860mVp-p。

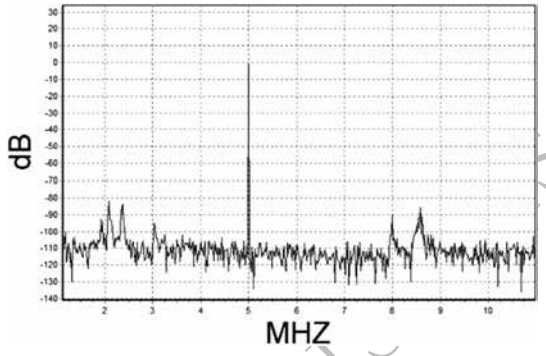


图 9　放大器输出频谱

Fig. 9　Spectrum of Amplifier output

将高通滤波器的输入端连接到高压功放的输出，功放输出波形设置为 2.5MHz、700Vp-p，采样高通滤波器的输出波形，如图 10，

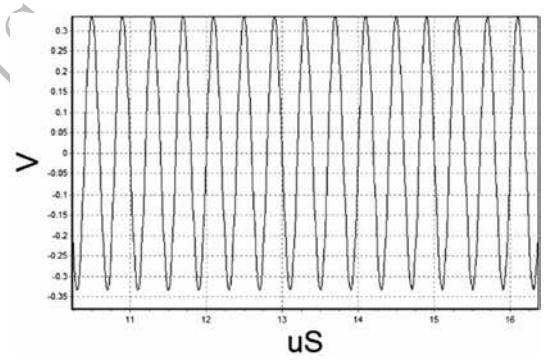


图 10　高通滤波器输出波形

Fig. 10　Outputwaveof HPfilter

从上述的测试来看，该滤波器对于基频的 700Vp-p 高压输入，可以将输出波形中基频成份减小到 1Vp-p 以下；对于探头回波信号中的低压基频成份，该滤波器产生的二次谐波低于-80dB；对于探头回波信号中的谐波成份，该滤波器只将其衰减了约 1.2dB，满足了非线性超声专用双工器的性能要求。

3　结论

使用自发自收单探头测量材料的非线性系数，在工程应用中有受外形、空间影响小，安装方便的优点。在使用该方法的系统中，

具有自身极低非线性的专用双工器是其核心部件，该系统中，专用双工器具有阻断探头激励时的高电压进入宽带放大器输入，允许探头接收信号中的谐波成分无损输入到宽带放大器，且不会因自身器件非线性特性使得接收信号发生畸变的功能。

1）设计并研制了以 3dB 频率为 4.5MHz 的高压高通滤波器为关键部件的双工高通滤波器，将激励电压为 700Vp-p 的 2.5MHz 基频信号在接收放大器输入端抑制到 0.7V 以下，对接收信号中的二次谐波 5.0MHz 无损通过。

2）该系统设计时，选择元器件需注意元件的参数、特性满足系统要求，减小元器件自身的非线性影响滤波器的性能，在电路设计时采用合理手段尽量减小寄生电容、电感，防止滤波器的实际特征频率偏离设计值。

参考文献：

[1] 姜公锋，孙亮，陈钢．304 不锈钢应变强化疲劳寿命的试验研究［J］．机械强度，2014，36（6）：850-855

[2] 吴斌，颜丙生，何存富，等．AZ31 镁合金早期力学性能退化非线性超声检测．航空材料学报，2011，31：87-92

[3] Jitendra S，Krishnan B，Raghu V. Creep damage characterization using non－linear ultrasonic techniques. Acta Mater，2010，58：2079-2090

[4] K. H. Matlack，J. J. Wall，J. －Y. Kim，J. Qu，L. J. Jacobs et al. Radiation Damage Characterization in Reactor Pressure Vessel Steels with Nonlinear Ultrasound. JOURNAL OF APPLIED PHYSICS 111，054911（2012）

[5] 敦怡，师小红，王广龙，等．微纳米级裂纹的非线性超声检测．光学精密工程，2011，19：132-137

[6] 师小红，敦怡，王锋，王震，徐章遂．基于倍频双晶复合传感器的构件疲劳微裂纹非线性超声检测．传感技术学报，2008，21（5）：875-878

[7] FDK-FILTER DIPLEXER KIT Manual，Ritec

基于脉冲涡流稳态建模的导磁性薄层厚度测量方法

王学峰[1] 田露露[2] 白利兵[2] 张 杰[2] 程玉华[2] 刘 震[2]

（1. 上海航天化工应用研究所 上海 201100；2. 电子科技大学自动化工程学院 四川 611731）

摘 要：随着我国工业和制造业的迅速崛起，各种功能和用途的航空航天材料层出不穷。厚度的控制对材料功能的影响具有至关重要的作用，特别是在多层材料应用中，如飞机涂层、多层复杂专业材料等。针对目前材料工艺复杂、薄层测量难度大等特点，特别是具有导磁性的薄层，本文提出了一种基于脉冲涡流无损检测技术的稳态建模新方法，对导磁性薄层，如功能性涂层等进行快速无损测量。为建立响应信号与导磁性薄层材料厚度之间的解耦关系，本文基于建立的电磁涡流响应信号，引入了单位体积磁化强度的概念。通过单位体积磁化强度参量，可以有效的将厚度与电磁参数结合并实现解耦，从而通过数值计算的方法可以有效的反演出导磁性薄层的厚度。通过实验室制备标准试件进行实验证明，该方法可以快速有效的对导磁性涂层进行厚度测量。同时，结果也证明，本模型具有很强的扩展性，不需要对大量的标准件对系统进行校准。

关键词：无损检测；导磁性薄层测厚；脉冲涡流检测；稳态特性建模

中图分类号及文献标识码：＊＊＊

Design of a thickness method for the magnetic-thin-layer based on the steady state response model of pulsed eddy current

Lulu TIAN[1] Libing BAI[1] Jie ZHANG[1] Yuhua CHENG[1] Zheng LIU[1]

（1. *School of automation engineering*, *University of Electronic Science and Technology of China*, *Sichuan*, 611731）

Abstract: With the rapid development of the industrial and manufacturing in China, more and more different kinds of aerospace materials that have different abilities and applications are invented and produced. The thickness controlling is very important to the capability of the material, especially in the multi-layered material, such as the film of the plane and the multi-layered complex materials. In this paper, a novel thickness measurement method is proposed by building a pulsed-eddy-current-based model in order to deal with challenge of complexity and thin of the material. In order to establish the de-

基金项目：国家自然科学基金（61903065，U1830133）资助项目，博士后自然科学基金（2018M643441，2015M582536）项目资助

coupling relationship between the response signal and the thickness of magnetic thin layer material, the concept of magnetization per unit volume is introduced based on the established electromagnetic eddy current response signal. The thickness can be effectively combined with the electromagnetic parameters and decoupled by using the magnetization parameter per unit volume, so the thickness of the magnetic thin layer can be effectively reversed by numerical calculation. It is proved that this method can quickly and effectively measure the thickness of magnetic coating by laboratory preparation of standard specimens. At the same time, the result also proves that this model has a strong expansibility without needing to calibrate a large number of standard parts to the system.

Keywords: nondestructive testing, thickness measurement of magnetic thin layer, pulsed eddy current testing, steady-feature-based model

0 引言

无损检测技术作为当今世界主要检测手段之一，已在众多行业中占有越来越重要的地位［1-4］，其主要技术包括热成像检测技术、电磁涡流检测技术、声振检测技术、渗透检测技术、激光检测技术以及射线检测技术等。基于不同类型的无损检测技术，各国的学者正在进行着不断的技术研究和技术革新，在不同的领域正正发挥这关键作用，表 1 展示了部分无损检测技术的特性区别。对于飞机等大型重大装备中，大多数重要部件都属于导电性材料，还有些特别的材料为铁磁性材料，由于这些材料对应的部位不同，材料显现的特性和形态也不同，因此对于这些材料的检测有些检测方法变得捉襟见肘。其中，对于薄层厚度的检测一直是无损检测领域的一个关键技术，特别是对于导磁性薄层，如导磁性涂层等。由于其特殊的电磁特性和几何尺寸，现阶段很少有相关无损检测技术针对其厚度测量可参考的文献。

表 1 各种无损检测技术特性比较

特性 / 方法	表面缺陷	亚表面缺陷	快速性	清洁性	高精度	检测方向	操作难度	安全性	成本高低	体积大小
超声检测	优秀	优秀	一般	有	有吗	纵向	一般	安全	高	一般
涡流检测	优秀	优秀	快	无	一般	纵向	简单	安全	低	一般
热成像法	优秀	良	一般	无	一般	横向	难	安全	高	一般
声振检测	优秀	良	一般	无	一般	纵向	难	安全	低	一般
磁粉检测	优秀	否	慢	有	高	横向	一般	安全	低	一般
射线	优秀	优秀	一般	有	高	纵向	难	危险	高	较大
光学成像	优秀	否	快	无	一般	横向	一般	安全	高	一般
磁光成像	优秀	优秀	快	无	一般	横向	一般	安全	低	一般

在厚度无损检测方面，国内外研究学者针对不同的材料特性提出了相应的解决方案和实现技术。其中主要包括有超声检测技术、红外成像检测以及脉冲涡流检测技术等。M. Wang 等人提出了基于高频超声的液态膜的厚度检测方法，实现了液态薄膜的厚度的测量，在静态试验下测量误差为±2.7%，在流动状态下测量误差小于±10%［5］。黄巧盛等

针对应用超声脉冲回波法测量三层结构中的硅橡胶薄层厚度时回波混叠的问题，提出一种基于 RLS（recursive least square）自适应滤波的解决方法［6］。M. Lian 等利用超声检测技术，对部件薄壁厚度进行了检测建模研究［7］。在红外测厚方面，主要通过研究材料对温度的时间序列响应特征与材料厚度之间的对应关系，从而得到材料体的厚度。何棱云研究团队通过对加热后的涂层材料的热时间去先的过零点、斜率等特性进行了相关研究，得出了涂层的相关厚度［8］。J. -Y. Zhang 团队采用了基于锁相热成像的方法实现了涂层的测厚［9］。以上两种测厚方式，主要利用响应信号的时间特征，研究信号经过在空间上的传播与厚度方向上的对应关系，进而得到了厚度的测量值。因此，需要严格了解材料的本质特性，如热导率、声导率、材料含杂量等等，才能正确的建立厚度与空间传播信号特征之间的关系。然后，这些都是很难在实际应用中满足。另一方面，在导磁性薄层厚度测量中，由于测量厚度为微米级别，超声与热成像的响应空间需求已很难满足其分辨率的要求。尤其是在多层和基板导热导电时，对这两种测量方法干扰更大。根据材料的电磁特性和及时响应的需求，近年来，基于脉冲涡流的测厚方法已越来越受到关注。在传感器方面，陈钰团队设计了双线圈脉冲涡流测量方法，实现了对金属板材厚度测量［10］。在脉冲涡流测厚检测中，提离效应一直是一个需要解决的问题。为此，在提离补偿方面提出了很多优良的方法［11-15］。由于脉冲涡流信号具有很丰富的频谱信息，并且这些频谱信息携带了丰富的材料的厚度信息。基于此，脉冲涡流测厚在到电材料厚度检测中收到广泛关注并且产生了很多有意义的技术方法［16-19］。除了以上无损检测技术以外，还有包括红外厚度检测技术、磁感应厚度检测技术等也有不同程度的发展［20，21］。根据现有的文献发表可知，在板材厚度测量方面，电磁涡流检测技术已取得较好的成果。由此可知，电磁涡流无损检测技术在厚度检测中具有很大潜力，并且在薄层厚度测量方面具有相对的优势。

综上分析可知，在现有的无损检测测量研究中，对于导磁性微米级涂层厚度测量的方法还没有相关的报道。基于对导磁性薄层厚度测量的研究需求，本文采用电磁涡流检测技术，通过构建脉冲涡流电磁场分布模型，提出单位体积磁化因子，设计了基于脉冲涡流稳态特性的厚度测量模型，可有效的实现导磁性薄层厚度的测量。本文贡献点主要总结如下：1、设计了基于螺旋管线圈的脉冲涡流电磁场模型；2、提出了基于单位体积磁化因子的导磁性薄层厚度检测模型；3、设计了对应的实验验证模型的有效性。

本文结构安排如下：第 1 节，描述脉冲涡流稳态特性建模，通过设计的探头与被测对象相互作用的电磁分布环境表达式，建立磁场与厚度之间的数学关系；第 2 节，介绍实验平台搭建和相关实验试件；第 3 节将对实验结果进行分析，验证本文方法的有效性；最后是全文的总结与分析。

1 脉冲涡流稳态特性建模测厚原理

脉冲涡流检测技术发展于涡流检测技术，其主要依据的检测原理为电磁场在导体材料中的趋肤效应，如图 1 所示。从图中可以看出，在外加电磁激励时，在材料内部会产生涡流形状的电场，从而在材料体内产生涡流。然而涡流并不是在各个空间部位都是均匀的，它会随着深度的加深而逐渐衰减。从能量的角度分析，能量衰减到 37%时的深度为有效涡流趋肤深度。影响该趋肤深度的因素主要有激励频率，材料电磁参数等，式（1）所示，

$$\delta=\frac{1}{\sqrt{\pi f\sigma\mu}}, \tag{1}$$

其中 δ 为趋肤深度，f 为单频激励频率，σ 为电导率，μ 为磁导率。（2-1）式表明当材料

一定时（非磁性材料），δ 会随着 f 的增大而减小。不同的激励频率，对应不同的响应厚度。

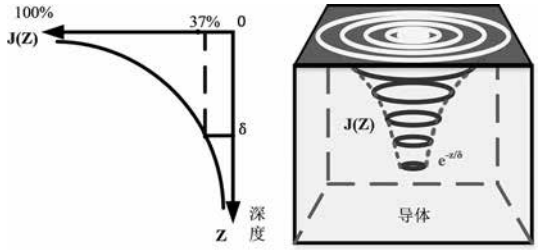


图 1　涡流场在材料中的衰减

因此，涡流信号携带了与厚度直接相关的信息。尤其在脉冲涡流信号当中，由于脉冲涡流信号频率丰富，可以从中获得足够深度的电磁信息，以实现材料的厚度测量。如图 2 所示，为方波脉冲模拟信号的平吕分解示意图。在微米薄层厚度测量时，需要极高频率分量激励才能保证有效厚度测量。但是，极高频率激励很难实现，脉冲涡流中的高频信号幅值已经非常小，导致不能用脉冲高频份量检测。

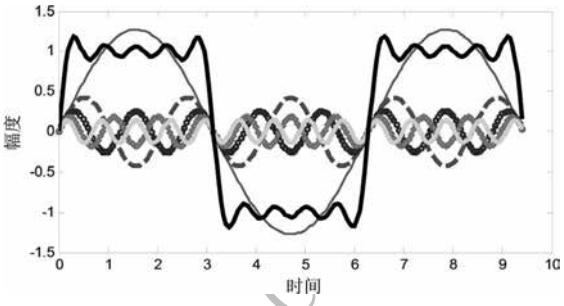


图 2　脉冲涡流机理信号分解

脉冲涡流检测中，常常使用反弹信号来测量导电基地之上非电磁介质厚度，取得了好的效果。但是对于导磁性介质，却不能采用类似方法，即不能使用瞬态响应信息。通过对脉冲涡流信号的研究，结合导磁性物质特性，可以利用稳态信息对导磁性材料厚度进行测量。在线圈激励模型下如图 3 所示，根据 Biot-Savart 定理可知，由单环电流在其中垂线一点处，假设距离圆中的距离为 a，如图 4 所示，产生的磁场强度为 B，则可以表示为式（2）[22]：

$$B=\frac{\mu_0 Ir^2}{2}\cdot\frac{1}{(a^2+r^2)^{\frac{3}{2}}},\qquad(2)$$

其中，I 为环形电流大小，r 为环形半径，a 为距环中心处的距离，B 产生的磁场强度的大小，方向垂直向上，μ_o 为空气的磁导率。

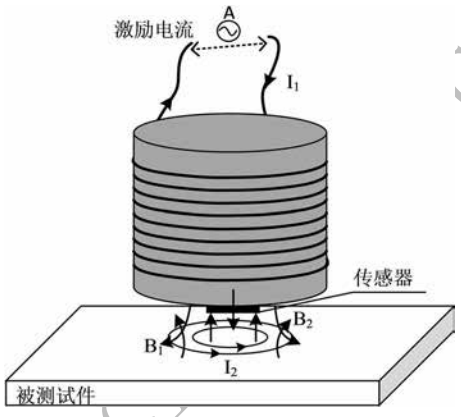


图 3　脉冲涡流检测探头原理示意图

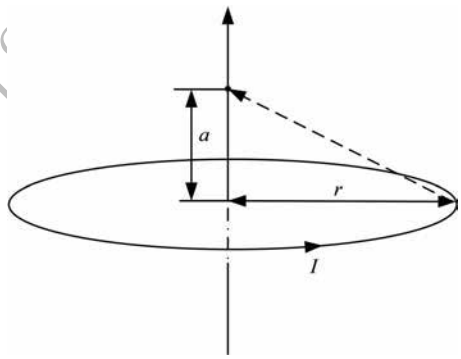


图 4　单环电流几何示意图

激励磁场 B_1 由多个线圈共同激励而成。由于线圈在探头中为紧密排绕，每一圈可以等效为一个独立的导电线圈。由向量的叠加原理可知，在中间 a 处的磁感应强度可以由式（3）计算得到，

$$B_1=\frac{\mu I_1 r^2}{2}\left\{\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{[(a+(i-1)\varphi)^2+r_p^2]^{\frac{3}{2}}}\right\},(3)$$

其中 μ 为铁芯的磁导率，I_1 为线圈激励电流大小，a 为探头下 HALL 传感器距探头中心的距离，r_p 为探头线圈的半径，n 为线圈的匝数，φ 为线圈的直径。对于非磁性材料，其中参数 μ，a，φ，n 和 r_p 为常数，式（3）可以简写成式（4）：

$$B_1 = MI_1,$$

$$M = \frac{\mu r^2}{2}\left\{\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{[(a+(i-1)\varphi)^2+r_p^2]^{\frac{3}{2}}}\right\}。$$

（4）

由法拉第电磁感应定律知，变化的磁场可以感生出电场，且由式（5）表达：

$$E = -\frac{d\Phi}{dt}, \tag{5}$$

其中 E 为变化的磁场感生的电场，Φ 为空间闭合面所通过的磁通量。因此结合式（3-4）和（3-5）可得到分布在探头下 a 处的电场强度 ξ，其大小由式（3-6）得到：

$$\xi = -\int_s \frac{d\vec{B}}{dt}d\vec{S}, \tag{6}$$

其中 ξ 为磁感应强度 B_1 感生出的电场，S 为探头下一个圆形闭合平面的面积。在实际情况下，由于该面积很小，可以将 S 平面内通过的磁感应强度看做为匀强磁场。由电磁场理论可知，当导体内存在电场时，会产生电流，电流密度由式（7）得到：

$$J_c = \sigma_c E_c, \tag{7}$$

其中 J_c 为导体中的电流密度，σ_c 为导体的电导率，E_c 为分布在导体中的电场。结合式（3-4），（3-6）和（3-7）可得到式（3-8）：

$$J_s = -\sigma MS\frac{dI_1}{dt}, \tag{3-8}$$

其中 J_s 为试件表面的涡流密度，σ 为被测试件的电导率，M 为常数，S 为被测区域的面积大小，B_1 为 S 区域的激励磁场大小。

研究正弦激励情况下的磁场分布情况，即令 $I_1 = A\cos(\omega t)$，则式（8）可以变形为式（9）：

$$J_s = \sigma MSA\omega \cdot \sin(\omega t), \tag{9}$$

其中 A 表示激励信号的峰值，ω 表示激励信号的角频率。

由涡流理论可知，在无限导体平面内，导体内的电流密度会从表面到体内逐渐衰减，且可以表示为式（10）：

$$J_c(depth) = J_{cs}\cdot e^{-depth/\delta_c}, \tag{10}$$

其中 *depth* 为距离导体表面的深度，$J_c(depth)$ 为距离导体 *depth* 距离处的涡流密度，J_{cs} 为导体表面的涡流密度，δ_c 为导体内的涡流密度衰减到表面的 $1/e$ 时的深度，也即常说的趋肤深度。

结合式（10）和式（9），可以得到被测试件中涡流密度表达式（11）：

$$J(h) = \sigma MSA\omega \cdot \sin(\omega t) \cdot e^{-h/\delta}, \tag{11}$$

其中 $J(h)$ 表示试件 h 深度处的涡流密度，σ 为被测试件的电导率，M 为常数，δ 为在该频率下的被测试件中涡流的趋肤深度。

由于探头相对于被测试件的尺寸很小，因此被测试件可以被看成是无限大导体平面。由于涡流的在导体中为环状，同环形电流理论一样，涡流产生的感应磁场可以表示为式（12）：

$$B_2 = \frac{\mu_2 r^2}{2}\cdot\left[\int_0^h \frac{J(z)}{((b+z)^2+r_s^2)^{\frac{3}{2}}}dz\right], \tag{12}$$

其中 B_2 为涡流在距试件表面 b 处的感应磁场强度，方向与 B_1 相反，μ_2 为被测试件的磁导率，r_s 为试件中涡流的等效最大半径，b 为 HALL 传感器距被测试件上表面的距离。由于探头尺寸很小，因此等效涡流半径 r_s 在这里认为是一个很小的常数。

将式（11）代入式（12）可得式（13）：

$$B_2 = \mu_2\sigma fAMS\pi r_s^2\sin(\omega t)\cdot\left[\int_0^h \frac{e^{-\frac{z}{\delta}}}{((b+z)^2+r_s^2)^{\frac{3}{2}}}dz\right], \tag{13}$$

其中 f 为该激励下的频率，且 $\omega = 2\pi f$。

在实际过程中，考虑到涡流的衰减和传感器的尺寸，涡流的有效半径 r_s 远大于（$b+z$）。因此为了简化计算，令 $(b+z)^2+r_s^2 \approx b^2+r_s^2$。所以由式（13）经过积分计算可得式（14）：

$$B_2 = (1-e^{-\frac{h}{\delta}}) \cdot \frac{\sqrt{\sigma\pi f\mu_2}AMSr^2\sin(\omega t)}{(b^2+r^2)^{3/2}}。$$

(14)

当逐步提升外界激励信号强度时，磁化强度越强，直到将局部区域材料磁化饱和，如图 5 所示。在垂直方向上，磁化饱和后，满足 $\mu H>\varepsilon H_o s_o m_o h$，其中 h 为被测试件厚度，s_o 为单位体积的底面积，ε 为磁极子间摩擦衰减因子，H_o 为单个磁极子提供的磁场强度，m_o 为单位体积内可磁化的极子数。

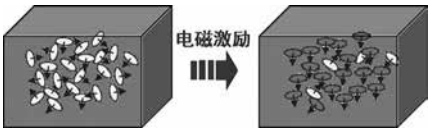


图 5　电磁磁化过程示意图

当刚好磁化饱和时，满足式子（15）：

$$H=kH_o, \quad (15)$$

其中 k 为磁化磁场合成因子（平均有效磁化数）。

当厚度方向被全部磁化时，可得到式子（16），

$$\mu_x=\frac{1}{k}\varepsilon H_o s_o m_o h。 \quad (16)$$

此时，该饱和状态满足式子（14）所示的空间磁场分布模型。因此，将原材料相对磁导率用式子（16）中的等效相对磁导率代替可得式子（17）：

$$B_2 = (1-e^{-\frac{h}{\delta}}) \cdot \frac{\sqrt{\sigma\pi f\frac{1}{k}\varepsilon H_o s_o m_o h}AMSr^2\sin(\omega t)}{(b^2+r^2)^{3/2}}$$

$$= (1-e^{-\frac{h}{\delta}}) \cdot \frac{\sqrt{\sigma\pi f\frac{1}{k}\varepsilon H_o s_o m_o}AMSr^2\sin(\omega t)}{(b^2+r^2)^{3/2}} \cdot \sqrt{h} \quad (17)$$

由以上等式可知，材料厚度信息包含在涡流感应磁场的稳态信号当中。因此，我们可以通过测量感应信号的稳态信息来反演出材料的厚度信息。

2　实验平台搭建

涡流检测平台的主要部分有：信号激励源，探头，试件等。为了精确定位缺陷和对测量精度进行标定，采用的扫描方式为三维电控移动平台，移动精度为 0.05mm。涡流检测激励信号在实验过程中由于功率很大，不能由信号源直接产生，因此需要外接一个功率放大器，产生恒定的，带载能力强的方波电流信号。本实验中使用的是 200Hz，2A 电流的激励信号。完整的实验平台如图 6 所示。

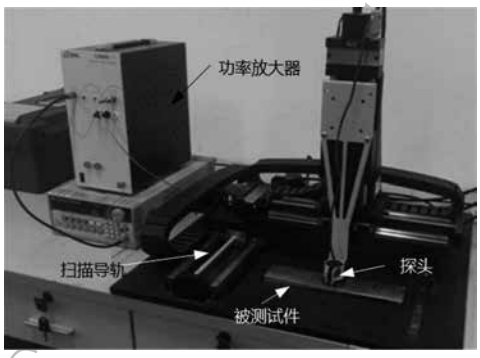


图 6　实验平台

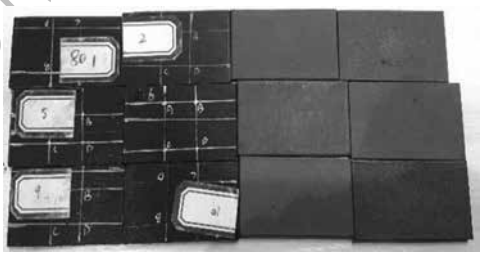


图 7　不同厚度的导磁性涂层试件

如图 7 所示，为不同厚度的导磁性涂层试件。其中基板为非导体材料。其标准厚度分别为：112um，220um，336um，438um，497um，598um。

3　实验结果

根据以上理论可知，涡流感应磁场的稳态信号与导磁性涂层厚度成二次函数关系。另外，在稳态模型中，包含很多参数，都为确定性参数。为获得模型中的确切性参数，本实验事先采用标准标注试件，对模型参数校准。如图 8 所示，为模型校准曲线。测量值涡流感应磁场值，通过已知的激励信号稳态值与实测信号稳态峰值差分得到。

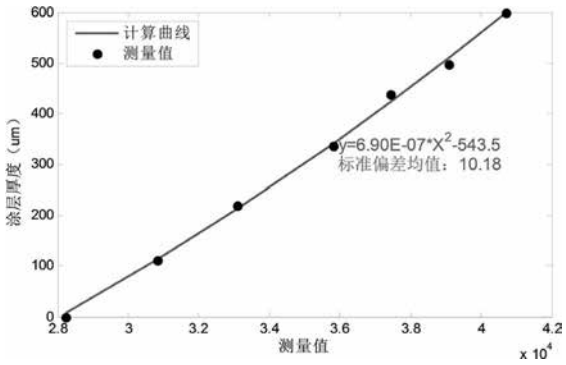


图 8　模型校准曲线

通过图 8 可以看出，本文提出的模型可以很好的刻画感应磁场信号与厚度的对应变化关系，证明了本模型的有效性。为了验证本模型的测量准确性，实验中通过对单个试件不同空间位置进行厚度测量，得到结果如表 2 所示。

表 **2**　多点测厚度

实际厚度/um	220	336	438	497	598
测量点 1	210	354	443	513	586
测量点 2	211	343	418	517	590
测量点 3	226	338	436	486	613
测量点 4	213	362	426	509	594
测量点 5	206	336	425	516	602
平均值	213. 2	346. 6	429. 6	508. 2	597
标准差	7. 5961	11. 082	9. 8641	12. 795	10. 72

从表 2 中可以看出，通过不同测试点的实验，反应了在一件试验样件的不同位置的厚度也有着明显的区别，因为对于微米级的涂层喷涂均匀和准确的厚度控制也是一项重要的研究课题。这样的不均匀性说明了本方法的精度和灵敏度至少满足了工艺制作方。另外，从不同的试件测量值得总体分布看，本文提出得导磁性薄层厚度测量模型能够准确得测量涂层厚度，实验条件下最大误差小于 15um。

4　总结

本文通过对脉冲涡流检测技术的检测特性分析，研究了微米级导磁性涂层的脉冲涡流测量方法。通过对设计的线圈式探头的分析，建立了空间磁场分布计算模型。通过引入单位体积磁化因子，成功地将材料厚度与模型稳态信号建立联系。该模型有效地描述了薄层厚度与感应磁场地稳态特征对应关系，为厚度测量奠定了理论基础。本文通过实验验证，证明了本文提出模型地有效性和准确性，在实验条件下，最大测量误差小于 15um。在后期研究中，我们将对不同的基板条件下的涂层测厚方法探索，进一步完善测量模型。

参考文献：

[1] 张天宇，高望，张志阳等，管道焊缝无损检测综合方法研究，中国设备工程，2020（07）：169-170.

[2] 罗丽勤，陈鹏，压力管道及压力容器中无损检测技术的应用探讨，消防界（电子版），2020，6（06）：63-64.

[3] 周秀云，刘震，电磁无损检测技术发展与教学研究，电气传动，2020，50（01）：17.

[4] 孔松涛，黄镇，杨谨如，红外热像无损检测图像处理研究现状与进展，红外技术，2019，41（12）：1133-1140.

[5] M. Wang，D. Zheng，Y. Xu，A new method for liquid film thickness measurement based on ultrasonic echo resonance technique in gas-liquid flow，*Measurement*，pp. 447-457，2019.

[6] 黄巧盛，周世圆，张翰明等，基于自适应滤波的薄层厚度超声测量方法，中国测试，2019，45（10）：34-39.

[7] M. Lian，H. Liu，T. Zhang et al，Ultrasonic on-machine scanning for thickness measurement of thin-walled parts：modeling and experiments，*The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*，vol. 104，no. 5-8，pp. 2061-2072，2019.

[8] 何棱云．基于红外无损检测技术的涂层厚度检测方法研究，电子科技大学，2018。

[9] J. -Y. Zhang，X. -b. Meng，Y. -c. Ma，A new measurement method of coatings thickness based on lock-in thermography，*Infrared Physics and Technology*，vol. 76，pp. 655-660，2016.

[10] 陈钰，双线圈脉冲涡流测厚方法的研究。西安理工大学，2017.
[11] 吴月东，黄琛，熊波等，脉冲涡流测厚中的传感器提离效应补偿方法。舰船电子工程，2015，35（03）：123-125.
[12] 夏蕊，基于脉冲涡流的金属厚度和电导率测量方法研究。西安理工大学，2018.
[13] 雷华明，涡流电导率测量中提离效应的抑制，远东无损检测新技术论坛，2018：131-135.
[14] 吴少文，付跃文，脉冲涡流检测提离效应的抑制方法，无损检测，2014，36（04）：45-48.
[15] 晏越，提离效应对脉冲涡流检测系统影响及其补偿方法研究，电子科技大学，2014.
[16] M. Fan，B. Cao，A. I. Sunny，et al. Pulsed eddy current thickness measurement using phase features immune to liftoff effect，*NDT & E International*，vol. 86，pp. 123-131，2017.
[17] E. Yakimov，O. Galtseva，D. Ustyugov. Thickness measuring of electroconductive pipe walls using the dual-frequency eddy-current method，*Journal of Physics：Conference Series. IOP Publishing*，vol. 783，no. 1，2017.
[18] 雷颖，扫频涡流厚度检测方法及系统开发研究，中国矿业大学，2019.
[19] 夏蕊，基于脉冲涡流的金属厚度和电导率测量方法研究，西安理工大学，2018.
[20] 洪龙华．红外透射式塑料薄膜测厚仪研究［D］．哈尔滨工业大学，2016.
[21] J. Grove，K. Jones，D. Ye，et al，Nondestructive tests of thickness measurements for concrete pavements：tests really work，*Transportation Research Record*，vol. 2268，pp. 61-67，2012.
[22] J. D. Jackson. Classical electrodynamics，John Wiley & Sons，2007

基于超声测厚失真的缓冲罐相控阵诊断和分析

黄海军，陈　坡，钱盛杰，王　杜

（宁波市特种设备检验研究院，浙江 宁波 315048）

摘　要：在临氢工作环境下，压力容器容易产生氢鼓泡、氢致开裂等缺陷。此类缺陷的初期并不明显，采用常规超声测厚方法极易漏检。基于某化工企业四台缓冲罐定期检验过程中，发现超声测厚示值失真现象，用相控阵检测发现四台缓冲罐筒体内部均存在与母材表面基本平行的裂纹状缺陷，并且有部分缺陷在壁厚方向上已经形成台阶状开裂形貌。对筒体切割取样后，做渗透检测进行验证，分析了缓冲罐筒体母材内部开裂的原因。结果表明，相控阵检测能较好地满足高压临氢环境下压力容器的检验要求，并总结如何针对性的开展临氢工作环境下压力容器的检验。

关键词：超声相控阵；氢致开裂；缓冲罐；壁厚检测；临氢环境；裂纹

中图分类号：TH 924　　**文献标志码**：B

PhasedArray Diagnosis and Analysis of Buffer Tank Based on Ultrasonic Thickness Measurement Distortion

HUANG Haijun，CHEN Po，QIAN Shengjie，WANG Du

（Ningbo Special Equipment Inspection and Research Institute，Ningbo 315048，China）

Abstract：Pressure vessels are prone to hydrogen blistering，hydrogen-induced cracking and other defects in the hydrogen working environment. The defects is not obvious during the initial stage. It is easy to miss in the method of conventional ultrasonic thickness measurement. It was found that there were distortion of ultrasonic thickness measurement during the periodic inspection of four buffer tanks in a chemical enterprise. Then it was found that there were crack-like defects inside the four buffer tanks. These defects were basically parallel to the surface of the base material through phased array testing，and some of the defects had formed a step-like crack morphology in the direction of wall thickness. It was found that there were cracks by penetrant testing in the cutting sample of the cylinder. The reason of internal cracking of the cylinder was analyzed. The results show that the phased array testing can well meet the inspection requirements of pressure vessel under high pressure hydrogen environment. And it is summarized how to carry out the targeted inspections of pressure vessel under hydrogen working environment.

Keywords：Ultrasonic phased array；Hydrogen-induced cracking；Buffer tank；Wall thickness testing；Hydrogen environment；Crack

0 引言

压力容器定期检验以宏观检查、壁厚测定、表面缺陷检测、安全附件检验为主，必要时增加埋藏缺陷检测等项目[1]。其中壁厚测定主要检验筒体、封头等位置，表面和埋藏缺陷检测主要检测焊缝及焊缝附近区域。但是在一些使用环境下，压力容器受压元件母材内部会出现裂纹、鼓泡等缺陷。此类缺陷的初期并不明显，只有当这些缺陷达到一定面积（尺寸），近似平行于母材表面，造成母材分层，才能通过常规超声测厚发现该类型缺陷。

某化工企业的多台设备处于临氢工作环境下，经常规超声测厚发现四台缓冲罐存在测厚示值失真现象。以此为研究对象，采用超声相控阵技术对其进行 A、B、C、D 以及 3D 成像检测，直观有效的检测出了四台设备筒体内部的多处缺陷，对高压临氢环境下压力容器的检验有一定借鉴意义。

1 设备基本情况

某化工企业停工检修，对压缩机车间 20 台压力容器开展定期检验，其中两台三级排气缓冲罐（容器位号为 V2259A/B）和两台四级排气缓冲罐（容器位号为 V2261A/B）为Ⅲ类容器，三级排气缓冲罐技术参数见表 1；其余一级排气缓冲罐、二级排气缓冲罐等均为Ⅱ类容器，最高工作压力为 1.20MPa ~4.65MPa。

表 1 三级排气缓冲罐技术参数

Tab. 1 Technical parameters of three-stage exhaust buffer tanks

筒体材质	Q345R	筒体厚度	20mm
封头材质	Q345R	封头厚度	20mm
设计压力	19.6MPa	设计温度	150℃
工作压力	18.0MPa	工作温度	120℃
腐蚀裕度	3.0mm	工作介质	氢气、氮气

2 检验情况

根据检验方案对压缩机车间 20 台压力容器开展常规检验，检验情况见表 2。通过壁厚测定发现 V2259A、V2259B 筒体壁厚存在异常，数据跳动不定。

表 2 压缩机车间 20 台压力容器检验情况

Tab. 2 Inspection of 20 pressure vessels in the compressor workshop

容器	设备检验情况
Ⅱ类容器（16 台）	宏观检验、测厚、对接焊缝磁粉、射线或超声波检测无异常。
V2261A、V2261B	宏观检验、测厚、对接焊缝磁粉、超声波检测无异常，筒体和封头壁厚测定值 19.5~21.0mm。
V2259A、V2259B	宏观检验、对接焊缝磁粉、超声波检测无异常，封头壁厚测定值为 20.0~20.9mm，筒体测厚数据跳动不定，部分区域的厚度值在 8.0~12.0mm 左右。

根据排气缓冲罐技术参数，利用不同测厚仪对 V2261A、V2261B 壁厚复测，同时对 V2259A、V2259B 重新进行壁厚测定，并适量抽取几台Ⅱ类容器进行壁厚复测，增加测厚点，检验情况见表 3。结果显示发现 V2261A、V2261B 筒体底部和背面壁厚异常，V2259A、V2259B 整个筒体壁厚异常。

表 3 10 台压力容器壁厚复测结果

Tab. 3 Retargeting results of wall thickness of 10 pressure vessels

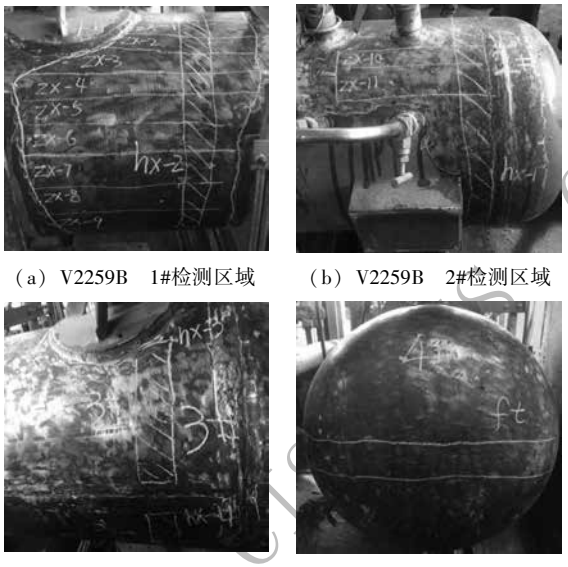
容器	设备检验情况
Ⅱ类容器（其中 6 台）	壁厚测定值无异常。
V2261A、V2261B	两封头和筒体上表面壁厚测定值 19.5~21.0mm；筒体底部和背面壁厚测定值 10.8~14.0mm。

续表

容器	设备检验情况
V2259A、V2259B	两封头壁厚测定值 20.2～21.4mm；整个筒体测厚数据跳动不定，壁厚测定最小值 8.0 mm。

3 相控阵检测

鉴于超声相控阵技术成功引入到湿硫化氢损伤压力容器氢致开裂的检测和监控中[2,3]，缓冲罐设备容积为 0.14m^3，本次检验利用相控阵垂直线性 C 扫描+斜入射扇形 C 扫描对外表面的划分区域进行扫查，如图 1 所示。



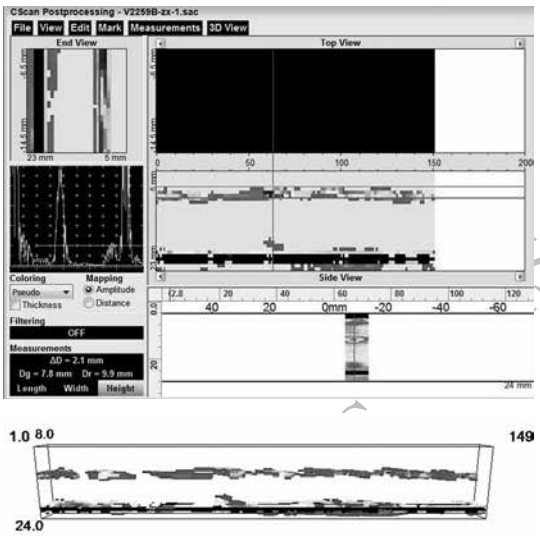
（a）V2259B 1#检测区域　（b）V2259B 2#检测区域

（c）V2259B 3#检测区域　（d）V2259B 4#检测区域

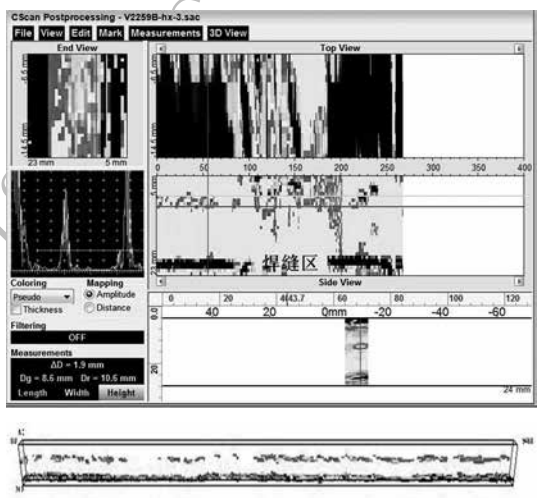
图 1 V2259B 相控阵检测检测区域划分

Fig. 1 Region division of V2259B for phased array testing

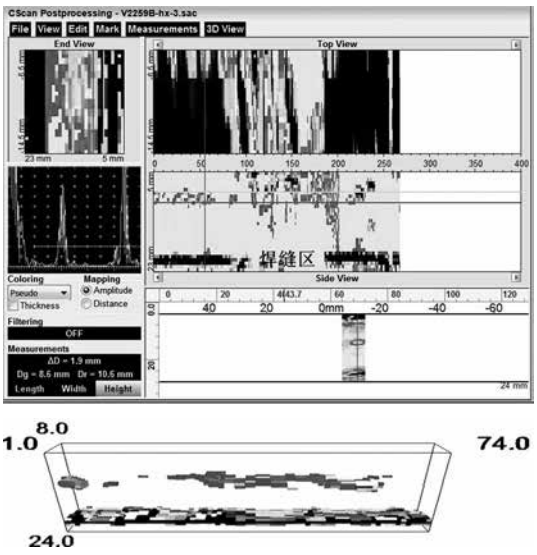
采用相控阵垂直线性 C 扫描+斜入射扇形 C 扫描对该容器筒体的 1#区域（长 150～300＊高 500mm）、2＃区域（长 250mm＊高 500mm）、3#区域（长 600mm＊高 500mm）和 4#区域（封头 φ300mm）外表面进行扫查，发现缺陷为大量与母材表面基本平行的缺陷，分布于筒体整个筒节，单个缺陷自身高度≤3mm，缺陷分布的深度范围为 8～12mm，如图 2 所示。



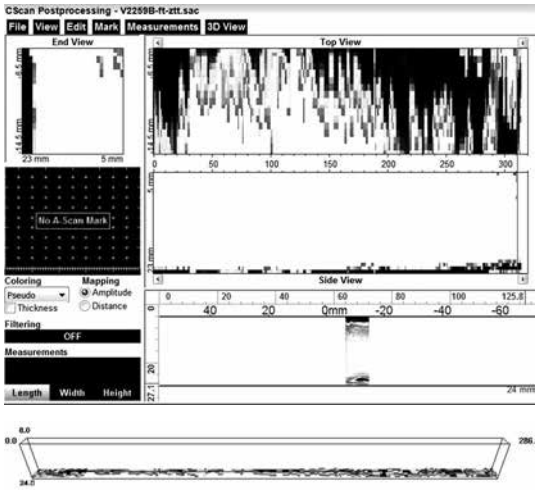
（a）1#区域纵向垂直线性 C 扫描缺陷图谱（ZX-1）



（b）1#区域环向垂直线性 C 扫描缺陷图谱（hX-1）



（c）3#区域环向垂直线性 C 扫描缺陷图谱（hX-3）



（d）4#区域封头垂直线性 C 扫描相控阵图谱（ft）

图 2　V2259B 不同检测区域环向、垂直线性扫描结果

Fig. 2　Results of cyclic and vertical linear scanning in different testing regions of V2259Bs

从筒体的 1#-3#区域垂直检测 C 扫描数据分析可见 A 超缺陷具有较高波幅、较多毛刺，B 扫和 D 扫的缺陷分布在钢板内的一定深度范围，且成像不直，C 扫的缺陷成像较分散、颜色不均匀、不规则，3D 成像数据可直观地反映缺陷形貌。封头 4#区域的垂直检测 C 扫描数据未见缺陷显示。

V2261B 垂直线性 C 扫描结果与 V2259B 的相控阵检测结果类似，发现大量分布于筒体筒节的裂纹状缺陷，且缺陷的回波更高，单个缺陷自身高度≤5mm，缺陷分布的深度范围为 12.5~15.0mm。采用相控阵斜入射扇形 C 扫描对 V2261B 筒体外表面进行抽查。筒体缺陷部位的相控阵斜入射扇形 C 扫描发现了较多波幅较高的反射信号，说明这些缺陷在壁厚方向上已经形成台阶状开裂形貌，如图 3 所示。

此外，V2259A 和 V2261A 两台设备的筒体也发现了多处上述裂纹状缺陷，但其母材的损伤程度比 V2259B 和 V2261B 两台设备轻，因此在本文中不再赘述。

综上，上述四台缓冲罐的筒体母材均分布着大量裂纹状缺陷，部分缺陷在壁厚方向上已经形成台阶状开裂形貌，符合氢致开裂的破坏特征。缺陷还未扩展至筒体表面，所以宏观检验和表面磁粉无损检测时无异常。缺陷还未扩展至整个筒体，所以壁厚测定时部分区域测定值正常。

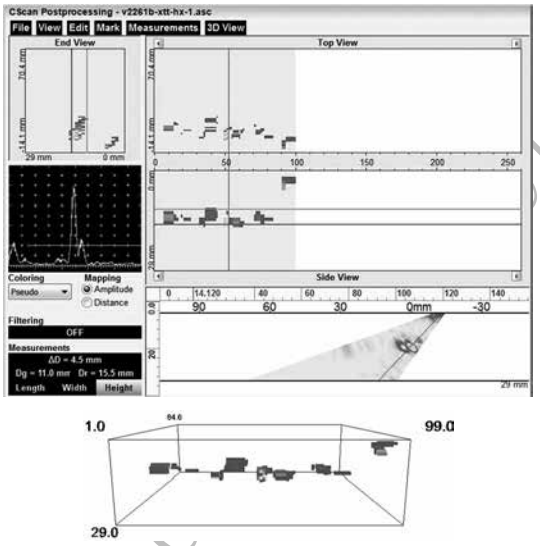


图 3　V2261B 环向斜入射扇形 C 扫描相控阵图谱（hX-1）

Fig. 3　Phased array diagram of annular syncline incident sector c-scan of V2261B（hx-1）

4　缺陷处理和筒体切割渗透检测

由于超声测厚示值失真，对异常部位经相控阵复测，V2259A/B、V2261A/B 四台缓冲罐均发现大量分布于筒体的裂纹状缺陷，并部分缺陷在壁厚方向上已经形成台阶状开裂形貌，根据检验要求出具特种设备检验意见书 2。使用单位采取返厂更换筒节的处理方式，取样切割原筒体中缺陷较严重的部位，并对其进行渗透表面检测，发现壁厚方向存在微小裂纹，如图 4 所示。进一步验证了该容器存在严重的氢致开裂损伤。

图 4　V2259B 筒体切割渗透检测

Fig. 4　Penetrant testing in the cutting sample of the cylinder of V2259B

5 原因分析

四台缓冲罐均属于高压容器，容器内介质含有氢气成分，筒体钢板为同一批次材料，材料中含 S、P 等元素的夹杂物。在高压临氢环境下，氢气分子在材料内部晶界空穴、夹杂物等部位逐渐聚集，当氢分压超过临界值时会引发材料的局部变形，形成鼓泡；氢鼓泡在材料内部不同深度形成时，鼓泡长大导致相邻的鼓泡不断连接，形成台阶状裂纹[4]。

为防止类似工作环境下的压力容器氢致开裂的发生，容器更换筒体时在材料选择上尽量降低 S、P 等杂质元素的含量，以最大限度地降低材料中夹杂物的形成，避免为氢气的聚集提供必要的场所。

6 总结

本次压力容器检验过程中，壁厚测定出现如下问题：缓冲罐 V2261A /B 出现首次测厚值正常，复测不正常的现象，体现出壁厚测定需要选取不同的测厚点全面了解设备减薄状态，而不是选择易测的部位；缓冲罐 V2259A/B 出现超声测厚示值失真现象，在排除因仪器本身、探头（更换仪器测量）和工件表面接触（整体打磨）以及使用操作等因素的影响外，示值异常的直接原因就是筒体本体问题，通过相控阵检测，对异常部位进行复验，得到 3D 成像数据直观地反映缺陷形貌，精确测量缺陷位置、尺寸及自身高度。

容器检验时要重视设计、工艺资料的审查，了解容器实际使用情况，分析待检容器可能存在的损伤机理和失效模式，并根据分析结果制定有针对性的检验方案。对临氢工作环境下存在氢致开裂倾向的容器检验开展检验时，应增加测厚点，并对测厚异常点采用相控阵检测，确定壁厚异常的原因，为判断容器安全使用状况级别提供更准确依据。

参考文献：

[1] 国家质量监督检验检疫总局，TSG 21-2016 固定式压力容器安全技术监察规程［S］. 2016

[2] 李绪丰，李越胜，邵春文，富阳 . 压力容器氢致开裂的超声相控阵监控［J］. 中国特种设备安全，2012，28（11）：24-25.

[3] 陈坡，王杜，陈定岳，陈虎，沈永淼 . 超声相控阵技术在湿硫化氢损伤压力容器检测中的应用［J］. 中国特种设备安全，2017（7）：52-57.

[4] 国家质量监督检验检疫总局，GB/T 30579-2014 承压设备损伤模式识别［S］. 2014

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

4. 先进传感器技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

$CaCu_3Ti_4O_{12}$ 基负温度系数热敏电阻材料研究进展

陈星宇[1.2.3]，张　博[1.2.3]，常爱民[1.2.3]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究所，新疆 乌鲁木齐 830011；2. 中国科学院大学，北京 100039；
3. 新疆电子信息材料与器件重点实验室，新疆 乌鲁木齐 830011）

摘　要： $CaCu_3Ti_4O_{12}$（以下简称 CCTO）陶瓷是一种电阻率、B 值等可通过掺杂进行调控的新型负温度系数热敏电阻陶瓷材料。介绍了 CCTO 材料的性能特点以及结构特征，探讨了 CCTO 材料的负温度系数特性的研究现状，并展望了今后的研究路线和思路。

关键词： $CaCu_3Ti_4O_{12}$陶瓷；NTC 热敏电阻；材料常数 B 值；电阻率

1　引言

近年来 CCTO 化合物由于具有非常高的介电常数（常温、kHz 频率下达 10^4）、低的损耗、较高的热稳定性（在 100-573K 的温度范围内介电常数可保持不变）和非线性的电压电流等特点已经得到了广泛的关注。有望满足电子市场对微波器件、高介电容器、高密度信息存储记忆器件、薄膜器件以及非线性器件、电子开关等器件方面发展的需求[1-3]。1979 年，Bochu 等[4] 采用中子衍射的方法精确地测定了 CCTO 为体心立方类钙钛矿型晶体结构，如图 1（来自文献 5）所示，Ti 原子处于氧八面体中（B 位），Ca^{2+} 和 Cu^{2+} 分别以 3∶1 的比例占据八个顶角（A 位），Cu^{2+} 由于与近邻的 4 个 O^{2-} 形成［CuO_4］的正方形平面，Ca 与 O 没有形成化学键。单个晶胞内有八个斜置的、相互夹角为 141°的 TiO_6 八面体[5]。

负温度系数热敏电阻（NTCR）是指具有随着温度上升时阻值显著降低的特性的一类敏感材料。它是以锰、钴、镍和铜等金属氧化物为主要材料，采用陶瓷工艺制造而成的[6]，广泛应用于汽车温度监控、家用电器温度检测与控制、医疗保健和健康护理以及液面传感器等工业设备的温度测量与控制等领域。

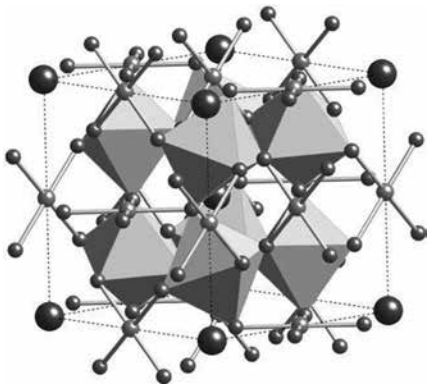


图 1　CCTO 的晶体结构示意图

Fig 1　Crystal structure diagram of CCTO

由于 Li 等人提出 CCTO 的传导机理是由于阳离子的非化学计量作用[7]。同时，仅将电子半导体用作 NTCR 材料，因为离子传导会伴随化学变化和极化现象，这被认为非常麻烦[8]。另外，CCTO 材料通过电子在 Cu^{2+} 和

作者简介： 陈星宇（1995-），男，四川南充人，中国科学院大学新疆理化技术研究所在读硕士。

Cu^{+}之间以及 Ti^{3+}和 Ti^{4+}之间跃迁表现出半导体特性，这是 NTCR 陶瓷中小极化子跃迁传输的必要条件[7,8]。因此，人们展开了对 CCTO 材料的负温度系数特性的研究。

2 CCTO 基负温度系数热敏电阻研究现状

2014 年，张博[9] 等人利用 Pechini 法制备了一系列 A 位 Mn 掺杂的 $CaCu_{3-x}Mn_xTi_4O_{12}$ 陶瓷材料，并且首次研究了其 NTC 特性，如图 2（来自文献 9）所示，在 25℃-500℃范围内，所有陶瓷样品均显示出良好的 NTC 行为。在 25℃的电阻率为 2.22×10^{6}-3.22×10^{8} Ω cm，材料常数 B 值为 5488-8031 K，表明可以通过改变掺杂量来调控陶瓷样品的材料常数 B 值和电阻率 ρ 值。

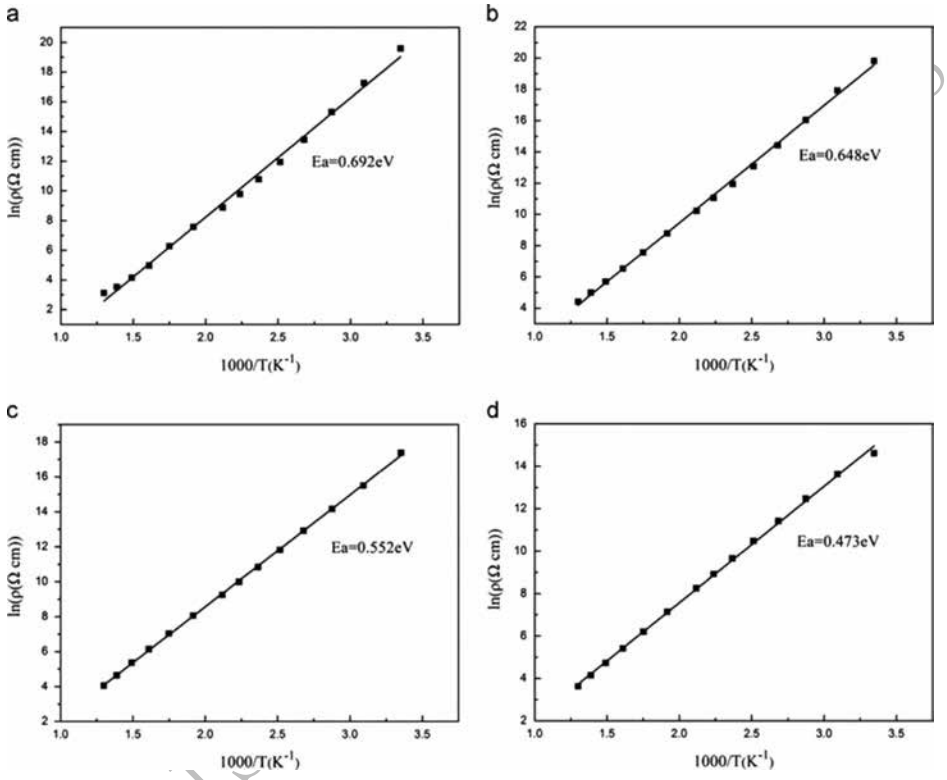


图 2 $CaCu_{3-x}Mn_xTi_4O_{12}$ NTC 热敏电阻的 lnρ 与 1000/T 关系图（a）x=0，（b）x=0.1，（c）x=0.5 和（d）x=1.0

Fig 2 Plots of the lnρ vs. 1000/T for the $CaCu_{3-x}Mn_xTi_4O_{12}$ NTC thermistors (a) x=0, (b) x=0.1, (c) x=0.5 and (d) x=1.0

贾雪梅[10] 等通过传统的固相反应法制备了一系列 A 位 La 掺杂的 $Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$（$0 \leqslant x \leqslant 0.3$）陶瓷材料，并对其电阻率与温度之间的关系进行了研究，结果如图 3（来自文献 10）所示，在测试温度区间（25℃-400℃），电阻率随着温度升高而减小，表现出良好的 NTC 特性。并且随着 La 掺杂量增加，电阻率和材料常数 B 值减小。此外，作者还对 $Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ 材料的传导机制进行了解释，$Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ 的小极化子跳跃传输机制归因于 Cu^{2+}和 Cu^{+}阳离子之间以及 Ti^{4+}和 Ti^{3+}阳离子之间的电子跳跃。当 La^{3+}取代 Ca^{2+}时，形成电子，可以促进 $Cu^{2+}\rightarrow Cu^{+}$和 $Ti^{4+}\rightarrow Ti^{3+}$的转化，从而导致更高的电子浓度，因此降低了极化子跳跃的能垒，并降低了电阻率。缺陷形成机理可以用如下公式进行表示：$La_2O_3\rightarrow 2La_{Ca}^{\cdot}+2e'+3O_O^{\times}$，$Cu^{2+}+e'\rightarrow Cu^{+}$，$Ti_{Ti}^{4+}+e'\rightarrow Ti^{+3}$，。以上所有结果表明，$Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ 材料可以用作 NTC 热敏电阻，并且可以通过改变 La^{3+}含量来调节其电性能。

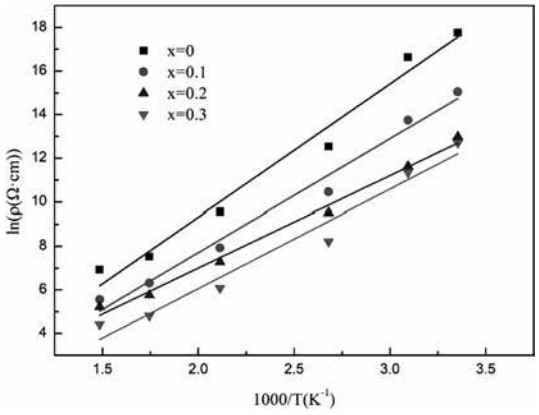


图 3　$Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ NTC 热敏电阻的 lnρ 与 1000/T 的关系图

Fig 3　Plots of the lnρ versus 1000/T for the $Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ NTC thermistors

陈星宇[11] 等人研究了 B 位 Zr 掺杂 CCTO 材料的相结构、微观结构以及电性能等，并着重研究了 $CaCu_3Ti_{4-x}Zr_xO_{12}$（0≦x≦0.15）材料的 NTC 行为和内部传导机制。图 4（来自文献 11）中可以看出，所有样品均为单一的、具有体心立方结构的 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 相（PDF no. 75-2188），属于空间群 Im-3，并且随着 Zr^{4+}掺杂浓度的增加没有第二相而形成，说明 Zr^{4+}离子已完全掺杂到 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 中并成功形成固溶体。$CaCu_3Ti_{4-x}Zr_xO_{12}$ 陶瓷的电阻率与温度的关系图如图 5（来自文献 11）所示，在 150℃-550℃温度区间内，随著温度升高，所有陶瓷样品的电阻率均减小，符合 NTC 行为。此外，从图 5 中可以看出，lnρ 与 1000/T 之间存在线性关系，作者认为这是小极化子跳跃传输的特征，可以由 Arrhenius 方程表示：$\rho=\rho_0\exp$（Ea/kT）。CCTO 材料中的电子传输可以用小极化子跳跃传输机制来解释：（1）在加热过程中，Cu^{2+}变得不稳定，并还原为 Cu^+，可以通过部分占据 Cu 位点上的 Ti^{4+}来进行电荷补偿，具体如下：$Ti_{Ti}^{\times}+2Cu^{2+}\rightarrow 2Cu^{+}+Ti_{Cu}^{\cdot\cdot}$。（2）在冷却过程中，$Cu^+$被氧化成 Cu^{2+}，释放出的电子进入 Ti 3d 导带形成 Ti^{3+}，具体如下：$Cu^{+}+Ti^{4+}\rightarrow Cu^{2+}+Ti^{3+}$。最后，电阻率 ρ_{150}，材料常数 $B_{150/550}$ 和活化能 Ea 的值分别在 1.62×10^5-3.39×10^5 Ω cm，6378-6593 K 和 0.550-0.568 eV 的范围内，说明可以通过改变 Zr^{4+}的浓度来调节电学特性。

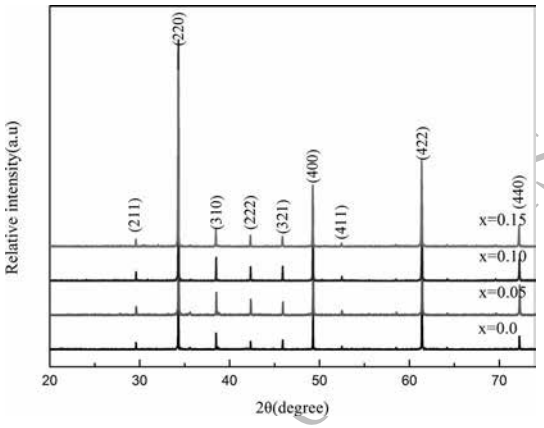


图 4　$CaCu_3Ti_{4-x}Zr_xO_{12}$ 陶瓷的 XRD 图谱

Fig 4　XRD patterns of $CaCu_3Ti_{4-x}Zr_xO_{12}$ ceramics

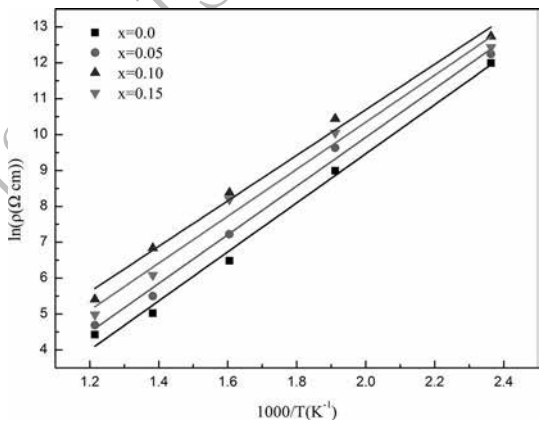


图 5　陶瓷样品的 lnρ 与 1000/T 之间的关系。

Fig 5　The relationship between lnρ and 1000/T for the ceramic specimens

此外，以 CCTO 为基的共掺杂陶瓷材料也表现出良好的 NTC 特性，如 $Ca_{1-x}Y_xCu_{2.5}Mn_{0.5}Ti_4O_{12}$（x = 0，0.02，0.05，0.1）[12]、$Ca_{1-x}Y_xCu_3Ti_{3.9}Zr_{0.1}O_{12}$（x = 0，0.01，0.03，0.05）[13]系列材料，其电阻率都随着温度的升高而减小，并且材料中的电子传输均可以通过小极化子跳跃传输机制来解释，CCTO 基材料可以通过改变掺杂量从而调整其电阻率和材料常数 B 值等电性能参数。

3　展望

（1）根据现有的文献报告发现，目前关

于 CCTO 材料的 NTC 特性研究中，主要通过掺杂来改变其电阻率 ρ 值、材料常数 B 值等电性能参数。后续研究可以改变实验方法来调节 CCTO 负温度系数热敏电阻材料的电性能，比如通过与其他材料复合、其他元素完全取代 A 位或者 B 位元素来调节 CCTO 基材料的电性能。

（2）根据报道，基于 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 系统的材料的良好 NTC 特性主要来源于晶界。应该通过复阻抗分析来进一步研究 CCTO 材料晶界电阻和温度之间的关系，以确定 CCTO 基负温度系数热敏电阻的 NTC 特性的来源。

参考文献：

[1] Subramanian M A，Li D，Duan N，et al. High Dielectric Constant in $ACu_3Ti_4O_{12}$ and $ACu_3Ti_3FeO_{12}$ Phases [J]. Journal of Solid State Chemistry，2000，151（2）：323-325.

[2] Ramirez A P，Subramanian M A，Gardel M，et al. Giant dielectric constant response in a copper-titanate [J]. Solid State Communications，2000，115（5）：217-220.

[3] Ahmad M M，Al-Libidi E，Al-Jaafari A，et al. Mechanochemical synthesis and giant dielectric properties of $CaCu_3Ti_4O_{12}$ [J]. Applied Physics A，2013，116（3）：1299-1306.

[4] Bochu B，Deschizeaux M N，Joubert J C，et al. Synthèse et caractérisation d'une série de titanates pérowskites isotypes de [$CaCu_3$]（Mn_4）O_{12} [J]. Journal of Solid State Chemistry，1979，29（2）：291-298.

[5] Subramanian M A，Sleight A W. $ACu_3Ti_4O_{12}$ and $ACu_3Ru_4O_{12}$ perovskites：high dielectric constants and valence degeneracy [J]. Solid State Sciences，2002，4（3）：347-351.

[6] Luo Y，Liu X Y. High temperature NTC $BaTiO_3$-based ceramic resistors [J]. Materials Letters，2005，59（29-30）：3881-3884.

[7] Li M，Feteira A，Sinclair D C，et al. Influence of Mn doping on the semiconducting properties of $CaCu_3Ti_4O_{12}$ ceramics [J]. Applied Physics Letters，2006，88（23）：232903-0.

[8] Feteira A. Negative Temperature Coefficient Resistance（NTCR）Ceramic Thermistors：An Industrial Perspective [J]. Journal of the American Ceramic Society，2009，92（5）：967-983.

[9] Zhang B，Zhao Q，Chang A M，et al. New negative temperature coefficient thermistor ceramics in Mn-doped $CaCu_{3-x}Mn_xTi_4O_{12}$（$0 \leqq x \leqq 1$）system [J]. Ceramics International，2014，40：11221-11227.

[10] Jia X M，Zhang B，Chang A M. New negative temperature coefficient ceramics in La-doped $CaCu_3Ti_4O_{12}$ system [J]. Journal of Materials Science：Materials in Electronics，2019，30：10217-10223.

[11] Chen X Y，Zhang B，Ni L，et al. New Negative Temperature Coefficient Ceramics in Zr-doped $CaCu_3Ti_4O_{12}$ System [J]. Journal of Alloys and Compounds，2020，821：153476. https://doi.org/10.1016/j.jallcom.2019.153476.

[12] Yuan J，Yang T，Ni Y，et al. New negative temperature coefficient ceramics in $Ca_{1-x}Y_xCu_{2.5}Mn_{0.5}Ti_4O_{12}$ system [J]. Journal of Materials Science：Materials in Electronics，2017，29（3）：1-4.

[13] Chen X Y，Zhang B，Chang A M. New negative temperature coefficient ceramicsin$Ca_{1-x}Y_xCu_3Ti_{3.9}Zr_{0.1}O_{12}$ system [J]. Journal of Materials Science：Materials in Electronics，https://doi.org/10.1007/s10854-019-02692-0.

$Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$ NTC 热敏电阻的制备及电性能

马秀花[1]，张惠敏[1]，常爱民[1]

（1. 中国科学院 新疆理化技术研究所，乌鲁木齐 830011；
2. 中国科学院特殊环境功能材料与器件重点实验室 乌鲁木齐，830011；
3. 新疆电子信息材料与器件重点实验室，乌鲁木齐 830011；4. 中国科学院大学 北京，100049）

摘　要：通过水热法制备了纯的 $Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$ 细粉，研究了水热条件中反应时间（6h-12h）、搅拌速率（150-250rpm）对陶瓷显微结构与导电性的影响。采用 X 射线衍射仪、扫描电子显微镜和直流阻温测试仪对样品结构、形貌和电性能进行表征，结果表明水热法可在低结晶温度下获得粒径小且分布均匀的 $Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$ 粉体。并且在 150℃下反应 9h、转速为 200rpm 得到的粉体的粒径最小且其陶瓷材料的结构最为均匀致密。电学性能测试也表明在 273~473K 测试温区内，样品所制得陶瓷材料具有明显的 NTC 特性，材料常数 B 值处于 3903~4111 K。

关键词：水热法，$Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$，热敏电阻，电性能

1　引言

在过去的几十年中，热传感器已成为电子行业中最重要的组件之一。尽管有几种类型的热传感器，但由于它们的快速响应，高精度，小尺寸和低成本，热敏电阻在热传感器行业中仍占有独特的地位。用于温度监控的大多数热敏电阻具有负的电阻温度系数（NTC），这表明电阻随温度的升高呈指数下降[1]。它们通常由衍生自过渡金属氧化物的半导体多晶陶瓷制备。在热敏电阻的组成方面，微结构也起着重要作用。许多研究人员进行了广泛的研究，以了解微结构对热敏电阻性能的影响[2]。为了制造这些热敏电阻的敏感基板，需要粉末制备技术，其中包括共沉淀工艺以及固态和溶胶-凝胶法。

通过简单的制备技术，采用的自动化水热工艺能够生产出粒径小，均匀且数量大的材料[3]。此外，通过改变水热设备内部的反应条件，可以在低温下使传感材料的前体结晶。水热条件下晶体的结晶形貌与生长条件密切相关，在不同的水热条件下同种晶体可能得到不同形貌的结晶形貌[4]。研究人员在热敏电阻领域进行了几项研究，但是，只有很少的报道关注热敏材料的水热合成[5]。本文研究了水热条件中反应时间（6h-12h）、搅拌速率（150-250rpm）对陶瓷显微结构与导电性的影响。

2　实验

按元素 Co：Mn：Fe：Zn 的摩尔比为 2：1.5：2.1：0.4，称量 $CoSO_4 \cdot 7H_2O$，$MnSO_4 \cdot H_2O$，$FeSO_4 \cdot 7H_2O$ 和 $ZnSO_4 \cdot 7H_2O$，置于烧杯中，加入 450mL 去离子水为分散介质形成原料溶液，之后加入 1.188mol 浓度为 1.32mol/LNH_4HCO_3 溶液作为沉淀剂，沉淀剂

溶液浓度远大于原料溶液的浓度。混合溶液在 40℃温度下持续磁力搅拌 3h，加入氨水调节混合溶液的 pH 至 9。将上述混合溶液转移入 2L 容积的水热釜中（高压釜，型号 WHFS-2），填充度 80%，设置反应温度 150℃，反应时间与搅拌速率分别为 6h－150rpm，9h－200rpm，12h－250rpm，反应完全后自然降温，将内衬中的浆料取出，再用去离子水和乙醇经 3 次洗涤、抽滤后续处理，在温度 120℃下烘干 12 小时候再研磨 2 小时获得目标产物粉体。将样品经压片成型（ 20 MPa）、冷等静压处理（ 300 MPa）后，经 1200 ℃高温 3 h 烧结成瓷。

采用德国 Bruker 公司 D8 Advance 型 X 射线衍射仪对样品进行 XRD 表征；采用 ZEISS 公司 SUPRA55VP 型扫描电镜分析产物的形貌；采用 Agilent34970A 数据采集开关单元对样品制成的热敏电阻进行电阻测量（ 测试温区 273~473K）。

3　结果与讨论

在 CMFZ 陶瓷的水热合成过程中，实验是在 150℃的温度下进行的，分别研究了三个不同的反应时间和搅拌速率，分别为 6h－150rpm，9h－200rpm，12h－250rpm。图 1 为煅烧不同水热温度下制备粉体的 XRD 谱图。与标准 JCPDS 卡对照可知，样品与立方尖晶石相（ JCPDS 卡号：86－0510）衍射数据一致。此外，X 射线衍射分析结果表明合成时间与搅拌速率会影响 CMFZ 粉体的结晶程度。随着反应温度与搅拌速率的升高，样品 XRD 衍射峰转为向低角度方向移动，说明此阶段样品晶面间距随着反应温度与搅拌速率的升高而逐步增大。其中，150℃下反应 12 小时，搅拌速率为 250rpm 制得的样品结晶性不佳，且晶面间距最大。出现这种现象的原因可能是，过长的反应时间与较大的搅拌速率会使得反应过于剧烈，使晶体生长速率优于成核速率，晶核快速生长，此时产物粉体粒径反而变大。

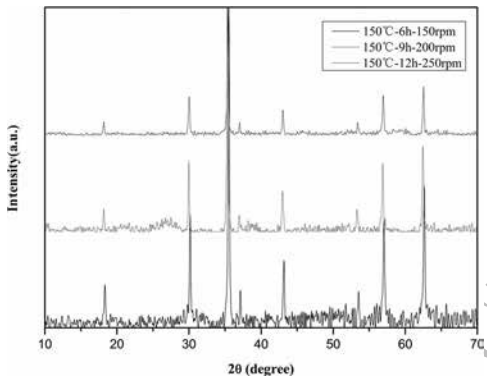


图 1　煅烧粉体的 XRD 图谱

图 2 显示了在不同的合成时间和搅拌速率下获得的 CMFZ 陶瓷的一般形貌。图 2（b）显示了在 150℃下合成 9 小时，搅拌速率为 200rpm 的样品，与其他条件制备的陶瓷相比，该样品显示出覆盖良好，均匀且致密的结构。此外，样品显示出块状形状，尺寸为约 2－5μm，并且其外观质量似乎通过这种生产方法得到了增强。在分析合成过程对样品的影响时，可以看到反应 6 小时搅拌速率为 150rpm 的样品均匀性很差，反应 12 小时搅拌速率为 250rpm 得到的样品出现了孔洞，样品致密性降低，合成时间过短或过长对在 150℃下生产致密陶瓷无益。在 150℃下制备并保持 9 小时的样品是表现出最佳形态的样品。

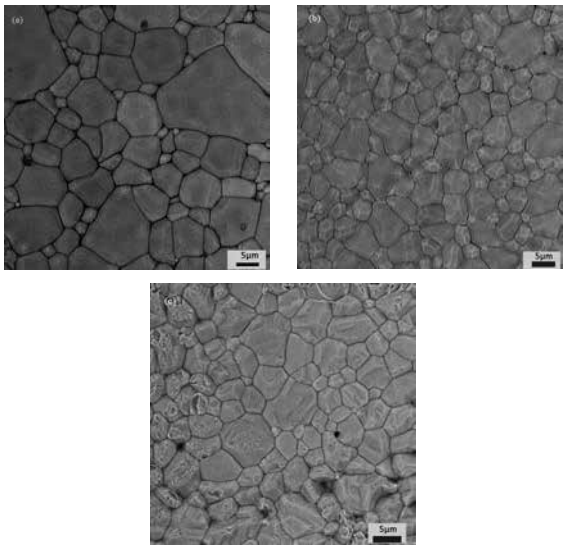


图 2　不同水热粉体 150℃－6h－150rpm（a）、150℃－9h－200rpm（b）、150℃－122h－250rpm（c）烧结后陶瓷样品的 SEM 图像

电阻率值 ρ 和材料常数 B 值是衡量 NTC 热敏电阻性能的重要参数。图 3（a）显示了所有热敏电阻的电阻随温度的变化。电阻在 0 -200 ℃的温度范围内逐渐下降，显示出良好的负温度电性能。而且，水热 6 小时搅拌速率为 150rpm 与 12 小时搅拌速率为 250rpm 的样品电阻都低于水热 9 小时搅拌速率为 200rpm 制得的样品。为了深入地探讨电阻率 ρ 与温度 T 之间的线性关系，绘制了 $\ln\rho-T^{-1}$曲线如图 3（b）所示。由图 3（b）可看出，在测试温区（273～473 K）范围内，$\ln\rho$ 与 T^{-1} 基本呈线性关系。B 常数通常用于表征热敏电阻的温度敏感性，并且定义为：

$$B=\frac{T_1T_2}{T_2-T_1}ln\ (\frac{R_1}{R_2})$$

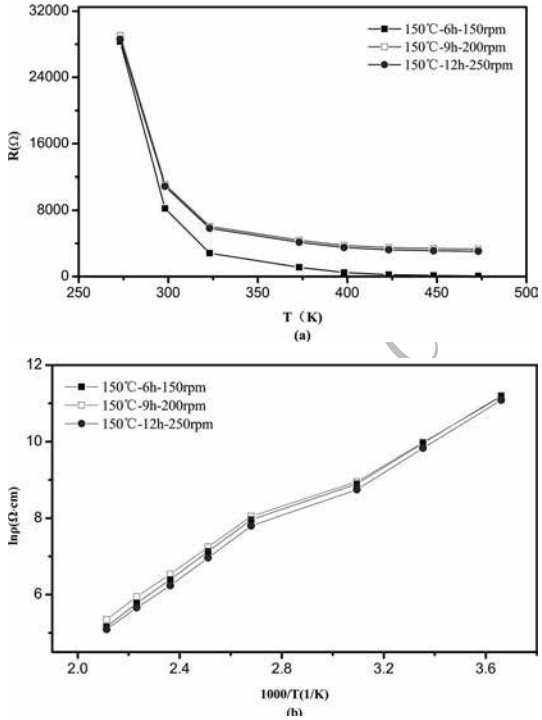


图 3　元件的阻温特性关系图

其中 R_1 和 R_2 分别代表在温度 T_1 和 T_2 时的电阻。选择 25 ℃和 50 ℃的温度作为两个标准温度，以计算样品的 $B_{25/50}$。对于这三个样品，计算出的 $B_{25/50}$ 值为 4111K、3973K、3904K。材料热敏参数基本保持在一个稳定的范围。符合目前常用的 NTC 热敏电阻 B 值要求[6]（2 000～7 000 K），是一种优良的 NTC 热敏电阻材料。

4　结论

采用水热法合成了 $Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$ 粉体。烧结样品显示出立方尖晶石相，与标准卡一致。研究了反应时间与搅拌速率对这些陶瓷形态的影响。在 150℃下制备 9 小时，搅拌速率为 200rpm 的样品表现出稳定的晶体结构和良好的表面形态。经过成型工艺，制造出具有与这些样品相同特性的热敏电阻。在 150 ℃下制备并保持 9 小时，搅拌速率为 200rpm 的器件的 $B_{25/50}$ 值为 3973K。该样品显示出典型的 NTC 电特性。采用水热法制备 $Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$ 粉体，操作简便易行，可重复性较高，为 NTC 热敏电阻粉体材料的制备提供了一种可行的途径。

致谢

在本论文的实验及论文撰写过程中，得到了中国科学院新疆理化技术研究所常爱民研究员、张惠敏研究员的悉心指导与帮助，在此向常老师、张老师表示衷心的感谢。

参考文献：

[1] J. M. Varghese, A. Seema, K. R. Dayaks, Microstructural, electrical and reliability aspects of chromium doped Ni-Mn-Fe-O NTC thermistor materials, Mater. Sci. Eng., B 149 (2008) 47-52

[2] A. Diez, R. Schmidt, A. E. Segu, Structure and physical properties of nickel manganite $NiMn_2O_4$ obtained from nickel Permanganate precursor, J. Eur. Ceram. Soc. 30 (2010) 2617-2624.

[3] M Zhang, Synthesis of pilot - scale $Co_2Mn_{1.5}Fe_{2.1}Zn_{0.4}O_8$ fabricated by hydrothermal method for NTC thermistor, J. Alloy. Compd. 797 (2019) 1295e1298.

[4] K. Byrappa, M. Yoshimura, Handbook of Hydrothermal Technology: A Technology for Crystal Growth and Materials Processing, William Andrew Publishing, LLC Norwich, New York, 2001: 1

~43.

[5] [11] H. M. Cheng, J. M. Ma, Z. G. Zhao, Hydrothermal Synthesis of Acicular Lead Titanate Fine Powders, J. Am. Ceram. Soc, 75 [5] 1123 - 28 (1992).

[6] F. Cheng, J. Wang, H. Zhang, A. Chang, W. Kong, B. Zhang, L. Chen, Phase transition and electrical properties of $Ni_{1-x}Zn_xMn_2O_4$ ($0 \leqq \leqq x1.0$) NTC ceramics, J. Mater. Sci. - Mater. Electron. 26 (2015) 1374-1380.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

新型白钨矿结构负温度系数热敏电阻陶瓷材料的制备及其电性能研究

李晓卉[1,2]，高　博[1]，常爱民*[,1]

（1. 中国科学院特殊环境功能材料与器件重点实验室，新疆电子信息材料与器件重点实验室，中国科学院新疆理化技术研究所，乌鲁木齐，830011；2. 中国科学院大学材料科学与光电子学工程中心，北京，100049）

摘　要：本文采用传统固相法制备了新型白钨矿结构 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 负温度系数热敏电阻材料，利用 TG/DSC，SEM，XRD，XPS 和阻-温特性等测试手段，探索了粉体的最佳煅烧条件，表征了粉体的颗粒尺寸，陶瓷体的物相，形貌和陶瓷材料的电学特性。结合 TG/DSC，SEM，XRD 分析结果得出：$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 敏电阻材料最佳的煅烧温度是 1100℃，最佳煅烧时间为 3h。此热敏材料在 300℃-1000℃呈现良好的 NTC 特性，电阻率 $\rho_{300℃}$ 和材料常数 $B_{300/500}$ 在 10^6-$10^7\Omega\cdot cm$、6570±50K 之间。是一种可用于高温区热敏电阻器的新型热敏电阻材料。

关键词：　白钨矿结构 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$；NTC 热敏电阻；电性能

The preparation and electrical properties of a new scheelite type negative temperature coefficient thermistor material

Xiaohui Li[1,2,3]，Bo Gao[1,2]，Aimin Chang*[,1,2]

（1. Key Laboratory of Functional Materials and Devices for Special Environments of CAS，Xinjiang Key Laboratory of Electronic Information Materials and Devices，Xinjiang Technical Institute of Physics & Chemistry of CAS，40-1 South Beijing Road，Urumqi 830011，China；2. Center of Materials Science and Optoelectronics Engineering，University of Chinese Academy of Sciences，Beijing 100049，China）

Abstract：In this paper，a new type of scheelite $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ negative temperature coefficient thermistor material was prepared by the conventional ceramic route. The best calcination conditions，the microstructure and electrical properties of the powder were explored by means of TG / DSC，SEM，XRD，XPS and electrical conductivity measurements. The results show that the best calcination conditions of $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ is sintered in1100℃ for 3h. The $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ ceramic exhibit semiconductor behavior from 300℃ to 1000℃ . The resistivity（ρ_{300}）and material constant（$B_{25/50}$）of $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ compounds were in the range of 10^6-$10^7\Omega\cdot cm$，and 6570±50K，respectively. It is a

作者简介：李晓卉（1992-），女，汉族，中国科学院新疆理化技术研究所，博士研究生，师承常爱民研究员，主要从事热敏陶瓷材料研究。

通讯作者：常爱民，E-mail：changam@ms.xjb.ac.cn

new type of NTC thermistor which can be used in high-temperature detection.

Key words: Scheelite structure $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$; NTC thermistor; Electrical properties

0 引言

NTC 陶瓷通常是由过渡金属阳离子构成的具有尖晶石结构（MMn_2O_4，其中 M = Ni、Fe、Co、Cu、Zn）的陶瓷材料，是传统的热敏电阻材料。NTC 热敏电阻广泛应用于汽车、家用电器和航空航天等领域，作为抑制浪涌电流、温度测量和控制等方面的元件[1]。目前在汽车、飞机、航天等领域，对于能够准确监测和控制涡轮温度的高温传感器有迫切需要，因此，重点开发在高温下具有良好性能的新材料势在必行。传统的 NTC 具有一定局限性，使用温度低且温度区间较窄（-50℃-300℃），由于它的不稳定性和烧结后易出现材料电学特性改变等缺陷，限制其进一步发展[2]。近年来白钨矿结构钨酸盐由于其通用的结构和多种功能特性，如超导性[3]、介电性质[4]、磁性[5] 等，引起了广泛学者的研究兴趣。基于具有介电性质的 $CaLnNbMoO_8$（Ln =La…）材料，Deepa 等人发现具有高温 NTC 特性的 $CaCeNbWO_8$[6]，材料的导电性是由于存在 Ce^{3+}。中科院新疆理化所张博等人又发现掺杂稀土元素 Y 能够有效降低 $CaCeNbWO_8$ 陶瓷材料的活化能，并对比了不同烧结方法对 $CaCeNbWO_8$ 陶瓷材料活化能的影响[7]。虽然白钨矿结构 $CaCeNbWO_8$ 陶瓷材料是非常有潜力的可应用于高温的候选材料，但是目前对于适用于高温测试的白钨矿材料研究少之又少。白钨矿结构通式为 ABO_4，此结构在 A 位上可包含+1、+2、+3 价离子，B 位上包含+4、+5、+6 价离子，其中 A 位阳离子和 B 位阳离子必须能够形成八面体配位和四面体配位，可见能够形成白钨矿材料的元素广泛。考虑到以上条件，第Ⅱ主族元素无论在价态上还是在离子半径上都更具优势，更易与钨形成白钨矿钨酸盐，其中 Mg 元素较活泼高温下易挥，而 Sr 元素高温下稳定，适用于高温材料。

因此，本文主要探究了新型白钨矿结构 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 热敏陶瓷材料的最佳合成条件以及其在高温条件下的电学性能。这对进一步发展新型高温热敏材料具有重要意义。

1 实验部分

1.1 制备

采用传统固相法以 $SrCO_3$、CeO_2、Nb_2O_5、WO_3 为原料，按分子式 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 计算出所需原料的质量，称量后将其混合，置于玛瑙研钵中研磨 5-8h，得到充分混合均匀的粉体；将粉体在 900℃-1100℃下煅烧 2-4h 后继续研磨 4-6h，此过程重复两遍，即得 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 粉体。向此粉体中添加 4wt% 的 PVA 作为粘合剂，以 20-30Kg/cm^2 的压力进行压块成型，时间为 1-3 分钟，将成型的块体进行冷等静压，在压强为 200-400MPa 保压 1-3 分钟，然后将块体在 1200℃下烧结 9h，即得白钨矿结构 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷材料。

1.2 表征及性能测试

采用 Bruker D2 Advance X 射线衍射仪（XRDA，*Cu Kα* 特征辐射波长，λ = 1.5406Å）对烧结试样的结构进行了表征，扫描范围 2θ 为 10°-70°；采用 LEO 1430VP 扫描电镜（SEM）对样品的微观结构进行了研究，通过 X 射线光电子能谱（XPS）对材料的表面元素及其价态分布进行了分析。为了测试样品的电性能，将得到的陶瓷样品正反两面涂覆铂浆电极，在温度 1200℃下退火 1h。用 keysight 34465A 型数字万用表测量样品 300℃-1000℃的电阻。

2 结果与讨论

2.1 TG/DSC

图 1 为混合均匀的 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 粉体的 TG-DSC 曲线，由样品的 TG 曲线可知，材

料在 715℃左右出现明显的失重，同时在 DSC 曲线对应位置上出现一个吸热峰，这是由于原料中的 $SrCO_3$ 分解失去 CO_2，生成了 SrO 造成的[8]。在 DSC 曲线上 998℃－1031℃范围出现第二个明显的吸热峰，这是由于在此温度范围内材料发生晶型变化，形成目标产物 $SrWO_4$，此时材料重量几乎无损失，继续升温，出现微弱的失重，这可能是由于材料中少量 WO_3 的挥发，因此选择尽可能低的温度有利于防止其挥发。样品的 TG－DSC 曲线分析说明制备 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷材料的预烧温度应低于 1100℃。

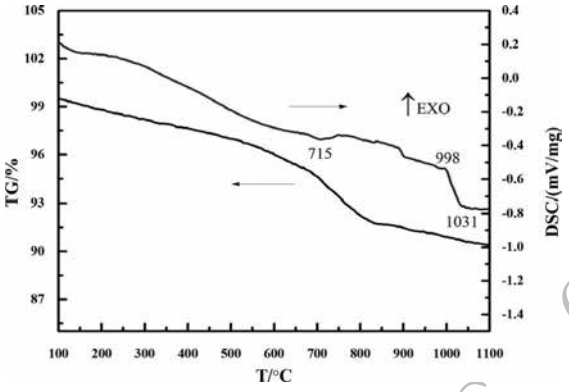


图 1　$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 粉体的 TG－DSC 曲线

2.2　XRD

图 2 为不同煅烧温度下得到的样品的 XRD 图，从图中可以看出，煅烧温度分别为 900℃、1000℃、1100℃时，样品衍射峰与 PDF 标准卡（JCPDS#08－0490）基本重合，材料主要由白钨矿结构 $SrWO_4$ 构成。当煅烧温度为 900℃时，样品中存在明显的 CeO_2 的衍射峰以及较弱的 Nb_2O_5 衍射峰，存在杂相；当煅烧温度为 1000℃时，样品的 XRD 图谱中存在较弱的 CeO_2 的衍射峰，Nb_2O_5 衍射峰消失。当煅烧温度升高至 1100℃时，样品无杂峰，为纯相，是由白钨矿结构 $SrWO_4$ 和 $CeNbO_4$ 固溶相组成，其中 $CeNbO_4$ 以固溶物形式存在于 $SrWO_4$ 中[6]，不影响其晶体结构。这是由于当煅烧温度低于 1100℃时，部分 CeO_2 和 Nb_2O_5 不能完全反应，故出现杂峰；随着温度的升高，升至 1100℃时，所有原料反应完全，杂峰逐渐减弱直至消失。通 XRD 图谱可得出，$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 粉体最佳煅烧温度为 1100℃。

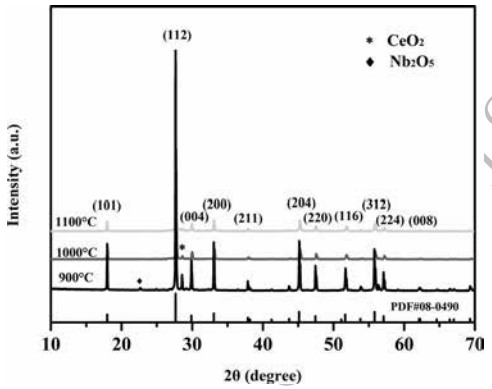


图 2　不同煅烧温度下样品的 XRD 图

图 3 为 1100℃下保温不同时间样品的 XRD 图，由图可知，在相同温度下煅烧，当保温时间为 2h 时，煅烧后的粉体中存在 CeO_2 的衍射峰，当保温时间为大于等于 3h 时，CeO_2 的衍射峰消失，材料为纯相白钨矿结构 $SrWO_4$ 相。这是由于保温时间太短造成 CeO_2 反应不充分，出现杂相。考虑到能源和效率等因素，$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 粉体的最佳保温时间应为 3h。

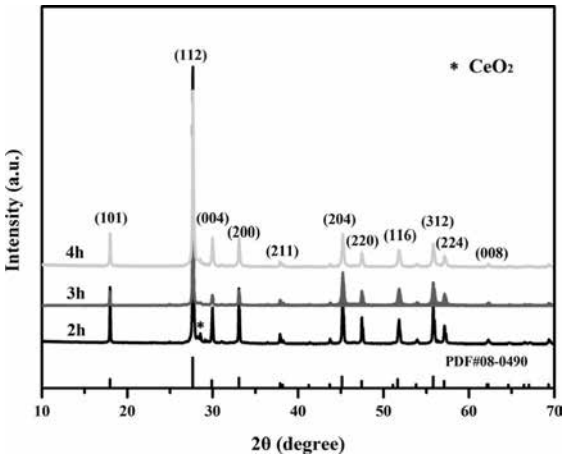


图 3　1100℃下保温不同时间样品的 XRD 图

图 4 为经过煅烧后在 1200℃下烧结 9h 的 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品的 XRD 图，从图中可以看出，样品衍射峰与 PDF 标准卡（JCPDS#08－0490）完全重合，无杂峰，说明在此烧结条件下得到了纯相白钨矿结构

$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷材料。白钨矿结构 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 属于 I41/a（No. 88）空间群，每个晶胞中心有 4 个平分的结构单元。

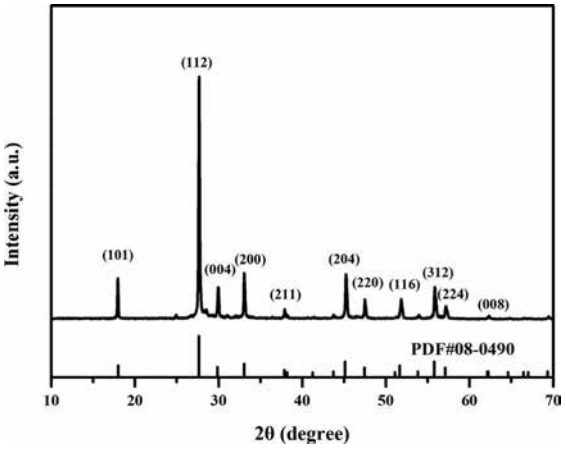


图 4　1200℃烧结 9h 的 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品的 XRD 图

2.3　SEM

图 5 为 1200℃烧结 9h 后 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品的 SEM 图，图中可看出 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 材料已成瓷，且有明显的晶粒晶界，材料表面气孔很少，晶粒排列紧密且大小均匀。但晶界处也出现较小的颗粒状物质，这可能由于 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 材料中固溶体 $CeNbO_4$ 溶解度较低引起。

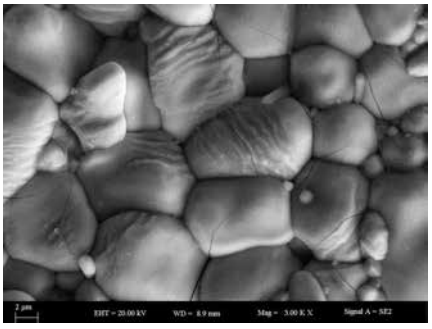


图 5　1200℃烧结 9h 后 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品的 SEM 图

2.4　xps

图 6 为 1200℃烧结 9h 后的 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品中 Ce 3d XPS 图，根据小极化子跳跃导电理论，材料导电是由于晶体中存在变价元素或空穴，此材料中 Ce 元素存在多价态，故对 Ce 元素进行了能谱分析。通过原子势模型，我们知道价电子的结合能随着元素价态的升高会向高能级方向迁移，随着元素价态的降低而向低能级方向移动，典型的 Ce 3d XPS 谱由三个峰组成：879-890 eV 的 Ce 3d5/2 峰、895-910 eV 的 Ce 3d3/2 峰以及 916 eV 附近的特征峰。当 Ce 元素只存在+4 价时，谱图中的峰都应以正态分布的形式存在，而图中 Ce 3d XPS 谱明显像低能级方向漂移，出现双峰，说明存在 Ce^{3+}。图中 Ce^{4+} 的 3d XPS 被拟合成了四个峰：位于 Ce $3d_{5/2}$ 峰中的 881.19 eV 和 884.85 eV，位于 Ce $3d_{3/2}$ 峰中的 899.69 eV 和 903.51 eV，图中存在的四个拟合峰也与之前文献中报道中的一致[9]，说明存在 Ce^{3+}。材料的导电性归因于 Ce 元素存在变价，属于小极化子导电。

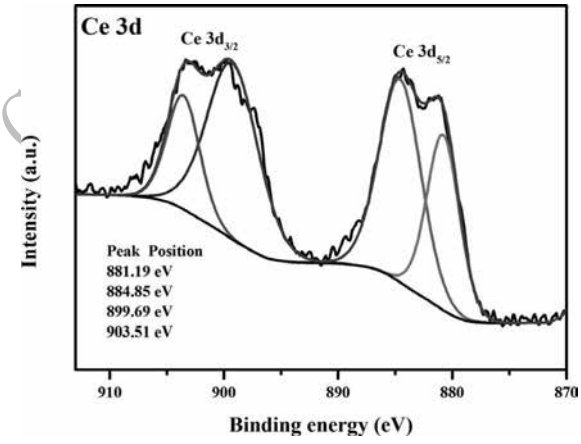


图 6　$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品中 Ce 3d XPS 图

2.5　阻-温特性

图 7 为 1200℃烧结 9h 后的 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品的阻-温特性曲线，可看出材料的电阻率 ρ 随着温度的升高不断减小，说明材料具有负温度系数热敏电阻特性。图 7 中的小图是温度的倒数和电阻率的自然对数拟合关系图，从图中可看出，在 200℃-1000℃温度范围内，样品呈现出良好的 NTC 特性。经计算，$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品在 300℃下的电阻率为 10^6-$10^7\Omega \cdot cm$，根据不同温度下的电阻值计算出材料的热敏常数 $B_{300/500}$ 在 6570±50K 之

间。以上数据说明 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 热敏陶瓷材料是一种可应用于高温热敏电阻器件的理想材料。

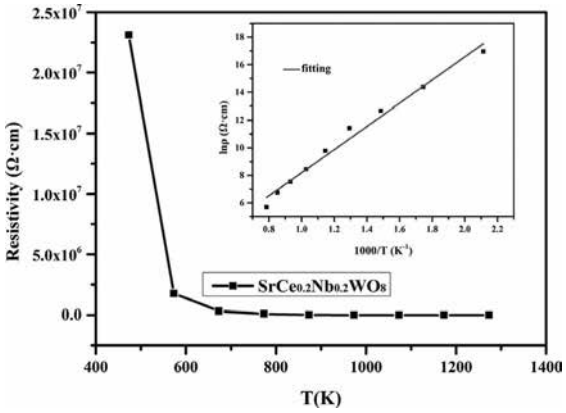


图 7　$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷样品的阻-温特性曲线

3　结论

（1）采用传统固相法成功制备了具有白钨矿结构的新型 NTC $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 热敏陶瓷材料，此材料最佳的煅烧温度是 1100℃，最佳煅烧时间为 3h。

（2）采用传统固相法合成的 $SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷材料致密度高，晶粒完整，且粒度分布均匀，在 300-1000℃呈现良好的 NTC 特性。

（3）$SrCe_{0.2}Nb_{0.2}WO_8$ 陶瓷材料电阻率 $\rho_{300℃}$ 和材料常数 $B_{300/500}$ 在 $10^6-10^7\Omega\cdot cm$、6570±50K 之间。此材料可应用于高温热敏电阻等器件中。

参考文献：

[1] Houivet D, Bernard J, Haussonne J M. High temperature NTC ceramic resistors (ambient-1000 C) [J]. Journal of the European Ceramic Society, 2004, 24 (6): 1237-1241.

[2] Feteira A. Negative temperature coefficient resistance (NTCR) ceramic thermistors: an industrial perspective [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2009, 92 (5): 967-983.

[3] Meng Q B, Wu Z J, Zhang S Y. Dependence of superconducting temperature on chemical bond parameters in $YBa_2Cu_3O_{6+\delta}$ ($\delta=0-1$) [J]. Journal of Physics and Chemistry of Solids, 1998, 59 (5): 633-639.

[4] Zhang B, Zhao Q, Chang A, et al. New negative temperature coefficient thermistor ceramics in Mn-doped $CaCu_{3-x}Mn_xTi_4O_{12}$ ($0 \leqslant x \leqslant 1$) system [J]. Ceramics International, 2014, 40 (7): 11221-11227.

[5] Molegraaf H J A, Hoffman J, Vaz C A F, et al. Magnetoelectric effects in complex oxides with competing ground states [J]. Advanced Materials, 2009, 21 (34): 3470-3474.

[6] Deepa M, Rao P P, Sumi S, et al. New negative temperature coefficient ceramics in Ca-Ce-Nb-M-O (M= Mo or W) system [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2010, 93 (6): 1576-1579.

[7] Zhang B, Zhao Q, Zhao C, et al. Comparison of structure and electrical properties of vacuum-sintered and conventional-sintered $Ca_{1-x}Y_xCeNbWO_8$ NTC ceramics [J]. Journal of Alloys and Compounds, 2017, 698: 1-6.

[8] Maček Kržmanc M, Logar M, Budič B, et al. Dielectric and microstructural study of the SrWO_4, $BaWO_4$, and $CaWO_4$ scheelite ceramics [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2011, 94 (8): 2464-2472.

[9] Deepa M, Rao P P, Sumi S, et al. Structural and electrical properties of nonstoichiometric semiconducting pyrochlores in Ca-Ce-Ti-Nb-O system [J]. Materials Chemistry and Physics, 2011, 127 (1-2): 162-169.

超小 GRIN 光纤探头的制作方法

陈斐璐，孙建美，王　驰

（上海大学 精密机械工程系，上海 20007）

摘　要：研制一种高精度集成化的光纤熔接与光纤切割一体机，用于超小 GRIN 光纤探头的制作。通过对光纤熔接机和光纤切割机的有机集成，并设计合理的超短光纤的高精度切割与熔接方案，实现由“单模光纤+无芯光纤+多模光纤”构成的超小 GRIN 光纤探头的制作。结果表明，制作的探头组件尺寸在 1mm 量级以下，研究的制作装置和方法可制作超小型 GRIN 光纤探针，适于小型化光学探头及 OCT 系统的进一步研究。

关键词：OCT；GRIN 光纤探针；无芯光纤；光纤熔接切割一体机

中图分类号：TP212.1；TH744　　**文献标识码**：A

Manufacturing method of ultra-small GRIN fiber probe

CHEN Fei-lu，SUN Jian-mei，WANG Chi

（Shanghai University，Department of Precision Mechanical Engineering，Shanghai 20007）

Abstract：Developing a high-precision integrated fiber fusion and fiber cutting integrated machine is used for the production of ultra-small GRIN fiber probes. The organic integration of the optical fiber fusion splicer and the optical fiber cutter，coupling with the design of a reasonable ultra-short fiber high-precision cutting and fusion splicing scheme，realize the ultra-small GRIN fiber probe composed of “single-mode fiber+no-core fiber + multi-mode fiber”. The results show that the size of the fabricated probe assembly is less than 1mm，and the researched manufacturing device and method can make ultra-small GRIN fiber probes，which is suitable for further research on miniaturized optical probes and OCT systems.

Key words：OCT；GRIN fiber probe；no-core fiber；fiber fusion splicing and cutting machine

1 引言

光学相干层析技术[1-3]（Optical Coherence Tomography，简称 OCT）是 20 世纪 90 年代发展起来的、利 用低相干特性来实现层析成像的新兴技术，通过探测干涉信号来获得样品内部的结构信息。是继 X 射线计算机断层摄影（XCT）和核磁共振成像（MRI）之后的又一断层成像技术，这项技术因高分辨率、成像速度快、无损伤等优点，在生物医学和外科手术中得以广泛研究。但是由于大多数生物组织是光学非透明的，OCT 技术的探测深度很有限，一般在 1-3mm[4]，在这一背景下，内窥式微小光学探头和小型化 OCT 系统

的研制就成为 OCT 技术发展的一个重要方向。

由“单模光纤+无芯光纤+自聚焦光纤”构成的超小自聚焦光纤探头是一种全光纤型光学探头，在空间狭窄、接收光照很小的深层组织或器官（如心血管）的内窥检测方面具有广阔的应用前景，近年来得以研究和发展。2002 年，Swanson 等人发明了基于 GRIN 光纤镜头的超小探针的美国专利[5]；然后 Reed 和 Jafri 等人研制了基于该专利的 OCT 在线成像系统[6-8]；自从 2007 年 Mao 博士等人研究了 GRIN 光纤探针的研制及检测方法[9-10]；近年来，西澳大学 Mclaughlin[11] 等人研究了基于该探头的 OCT 系统在乳腺癌等方面的应用方案及初步光学图像检测结果；此外，Tilo Pfeifer 和 Robert Schmitt 等人研究了基于该探头的内窥检测系统在微深孔等方面的检测方案[12-13]。

超小自聚焦光纤探头在内窥检测方面具有诸多优势，但超小的结构尺寸使其制作非常困难。作者课题组近年来研究了该探头的设计方法和光学聚焦性能检测技术[14-18]，初步研究了基于光纤切割与光纤熔接的探头制作方案[19][20]，本文在已有研究成果基础上，设计一种高精度光纤切割与熔接的一体化制作模型，实现该一体机装置的加工与制作，并利用高放大倍率的显微镜检验该装置制作超小自聚焦光纤探头的加工精度。

2 超小自聚焦光纤探头模型

图 1 是一个典型的超小 GRIN 光纤探头模型，由单模光纤、无芯光纤和 GRIN 光纤构成，单模光纤、无芯光纤和 GRIN 光纤通过熔接与切割顺次连接到一起。其中，单模光纤与 OCT 系统的探测臂相连，把光源光束传输到无芯光纤。无芯光纤是一种折射率均匀的特种光纤，可通过扩束而克服单模光纤模场直径小的问题，从而改善探针的聚焦性能。无芯光纤的长度应适中，过长可能会因扩束严重而使部分光束能量从其侧壁溢出而降低耦合效率，过短则可能会导致扩束失败而起不到改善探针性能的目的。GRIN 光纤镜头因折射率的连续变化而具有自聚焦性能。当 GRIN 光纤镜头的长度接近 1/4 节距（或其整数倍）时具有强烈的聚焦性能，焦距会很短；当接近 1/2 节距（或其整数倍）时，有较长的焦距，但光斑尺寸较大。在 OCT 系统成像研究中，一般希望探头的焦距越大越好，以获得较大的探测深度；另一方面，希望聚焦光斑的尺寸越小越好，以获得较高的横向分辨率。因此，GRIN 光纤镜头的长度选择是一个折中，借助于无芯光纤通过扩束作用对聚焦性能的改善，可以获得较理想的探针设计方案。根据文献[12][15] 的研究，无芯光纤隔片和 GRIN 光纤镜头的长度均在亚毫米量级，因此，如何进行短光纤的高精度切割与熔接是个挑战性难题。

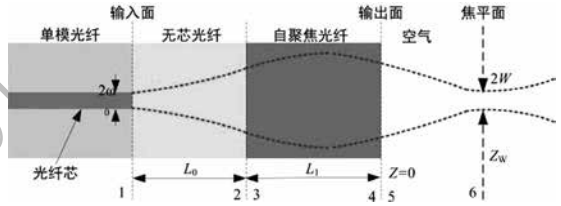


图 1　超小 GRIN 光纤探头模型示意图

3 一体化制作系统装置

图 2 是本文研究的超小 GRIN 光纤探头的一体化制作系统模型及装置，主要包括光纤熔接单元和光纤切割单元两部分。该套封装机构的特点在于实现超小 GRIN 光纤探头制作装置一体化，在超小 GRIN 光纤探头制作时，将光纤切割过程与熔接过程在同一设备上完成，将原本复杂的熔接切割过程进一步简化，简化了制作流程，提高了超小光纤探头的制作效率。其中，箱体一侧开有窗口，以备设备供电的需求；箱体侧面和箱盖上均设有凹槽，以便设备的携带与搬运；箱盖与箱体之间采用任意悬停支撑杆连接，保持箱盖悬停，方便探头制作操作。下面本文重点分析光纤熔接单元和光纤切割单元的结构设计及工作原理。

图 2　光纤熔接切割一体

图 3 光纤熔接单元工作原理示意图，通过两电极的电弧放电产生高温，完成左右两光纤的熔接。熔接单元的主要组成结构包括防风罩、步进电机、光纤熔接固定台、显微放大镜头和 cmos 传感器、电极、光纤熔接显示屏等。防风罩主要起保护作用，光纤熔接时扣合防风罩保护熔接过程不受外界环境影响，不用时扣合防风罩使内部精密元件与外界分离，防止精密原件的老化；步进电机与光纤熔接固定台相连，通过步进电机的转动来实现光纤熔接固定台的移动；光纤熔接固定台的作用是固定光纤，通过控制光纤熔接固定台的位置来改变光纤的位置；cmos 传感器和显微放大镜头的作用是采集光纤探针图像信息并放大处理最终完成在显示屏上的成像；电极的作用是通过电弧放电产生高温将两光纤熔接到一起。

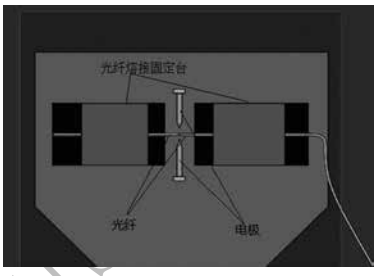
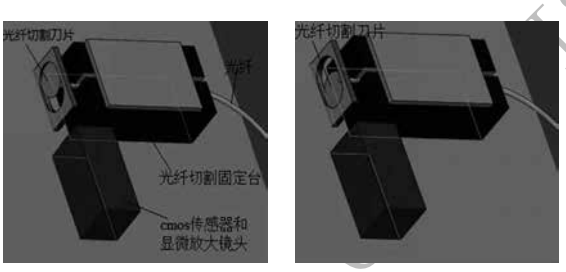


图 3　光纤熔接单元熔接示意图

图 4 是光纤切割单元工作示意图。光纤切割单元的工作原理：通过显微放大镜头和 cmos 传感器完成光纤图像信息的采集与放大，然后根据我们需要的光纤长度扳动光纤切割刀片完成切割。光纤切割单元的结构组成：光纤切割刀片、步进电机、光纤切割固定台、显微放大镜头和 cmos 传感器、光纤切割显示屏等。光纤切割固定台的作用是固定加紧光纤，通过控制光纤切割固定台的位置来改变光纤的位置；步进电机与光纤切割固定台相连，通过步进电机的转动来实现光纤切割固定台的移动；cmos 传感器和显微放大镜头的作用是采集光纤探针图像信息并放大处理最终完成在显示屏上的成像。



（a）　　（b）

图 4　光纤切割单元切割示意图

4　制作方法

（1）制作前的准备工作

取出一段单模光纤，用工具钳先去除单模光纤的保护套，再去除涂覆层，再刨开包层，漏出纤芯，用蘸有 99% 浓度的酒精擦拭光纤芯，放在光纤熔接单元的右端固定台；用工具钳剪一小段无芯光纤，用蘸有 99% 浓度的酒精擦拭后，放在光纤熔接单元的左端固定台，注意不要让光纤碰到灰尘。

（2）制作过程

1）单模光纤与无芯光纤的熔接切割：无芯光纤与单模光纤分别置于光纤熔接固定台左右两端夹紧如图 5，打开光纤熔接单元，根据光纤熔接显示屏成像。通过调节光纤熔接控制器按钮调节步进电机进行调芯，在光纤调芯完毕后，运行光纤熔接单元，如图 6，通过两电极之间的放电完成两种光纤的高温熔接；

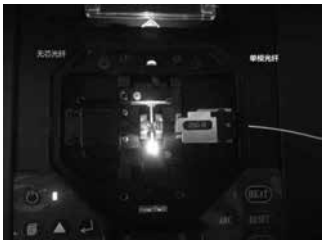


图 5　无芯光纤与单模光纤

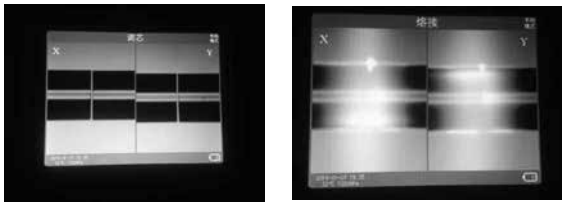


图 6　光纤的调芯与熔接

2）熔接完成以后，将熔接到一体的光纤取出，置于光纤切割移动台，如图 7，根据光纤切割显示屏成像，找到光纤熔接之后的焊点，然后以焊点为基准点，调整光纤切割固定台移动位移，根据需要的无芯光纤长度，扳动光纤切割刀片完成对无芯光纤的切割；

图 7　光纤切割单元的切割

3）单模光纤、无芯光纤与多模光纤的熔接切割：在上述步骤 2）已完成单模光纤与无芯光纤熔接切割的基础上，将多模光纤与此光纤置于光纤熔接固定台的左右两端，完成无芯光纤一端与多模光纤的熔接，最后置于光纤切割固定台，根据需要的多模光纤长度调整步进电机与光纤切割固定台，扳动光纤切割刀片完成多模光纤的切割。

（3）样品尺寸检测

通过以上方法，制作了六组不同尺寸的光纤探头，在高倍率放大显微镜下进行尺寸检测，比较预设长度与实际长度的差距，判断通过光纤熔接一体机制作出的超小光纤探头精度。以制作其中的一组长度为 0. 160mm 无芯光纤、0. 200mm 多模光纤的光纤探头为例，第一步完成单模光纤与无芯光纤的熔接与切割；第二步测量无芯光纤实际长度，即焊点到切割端面的距离，如图 9，测得实际的长度为 0. 164mm；第三步完成无芯光纤与多模光纤的熔接与切割，切割完成后如图 10；第四步测量多模光纤实际长度，即焊点到切割端面的距离，如图 11，测得的实际长度为 0. 200mm。

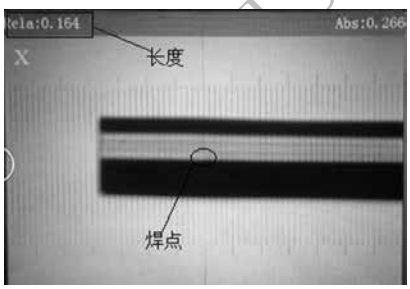


图 9　无芯光纤的长度测量

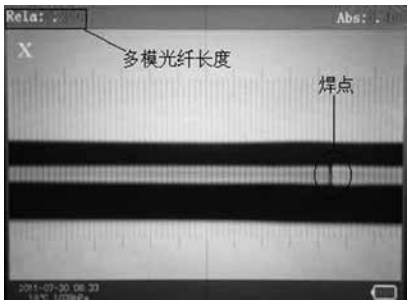


图 10　无芯光纤与多模光纤完成熔接切割

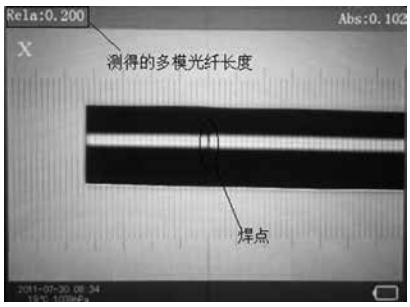


图 11　多模光纤长度的测量

用上述相同的方法制作多组不同长度的光纤探头并测量尺寸。理论数据与实验数据结果对比，见表 1。

表 **1** 预设长度与实际长度

	序号	无芯光纤长度/mm	多模光纤长度/mm
预设长度	1	0	0. 360
	2	0	0. 410
	3	0. 160	0. 200
	4	0. 240	0. 140
	5	0. 360	0. 110
	6	0. 300	0. 150
实际长度	1	0	0. 356
	2	0	0. 407
	3	0. 164	0. 200
	4	0. 242	0. 141
	5	0. 356	0. 108
	6	0. 300	0. 146

5 结束语

实验数据与理论数据基本吻合，制作的几组数据显示，超小 GRIN 光纤探头预设长度与实际长度误差在 5μm 以内，能满足正常的使用要求，在合理的误差范围之内。证明通过光纤熔接切割一体机制作出来的光纤探头性能可靠，满足超小自聚焦光纤探针的制作要求，可用于小型化光学探头及 OCT 系统的研究。

参考文献：

[1] Huang D, Swanson E A, Lin C P. Optical coherence tomography [J]. Science, 1991, 254 (5035): 1178-1181

[2] Feicherl A F, Drexlerl W, Hitzenbergerl C K, et al.. Optical coherence tomography - principles and applications [J]. Reports onProgress in Physics, 2003, 66 (2003): 239-303.

[3] Jiang Y, Tomov I, Wang Y M, et al.. Second-harmonic optical coherence tomography [J]. Optics Letters, 2004, 29 (10): 1090-1092

[4] Andrew M. Rollins, Manish D. Kulkarni et al. In vivo video rate optical coherence tomography [J]. Opt. Express, 1998, 3 (6): 219-229

[5] E. Swanson, C. L. Petersen, E. McNamara, et al., Ultrasmall optical probes, imaging optics, and methods for using same. U. S. Patent, 2002, 6445939

[6] W. A. Reed, M. F. Yan, M. J. Schnitzer. Gradient-index fiber-optic microprobes for minimally invasive in vivo low-coherence interferometry. Opt. Lett. 2002, 27, 1794~1796

[7] M. S. Jafri, S. Farhang, R. S. Tang, et al.. Optical coherence tomography in the diagnosis and treatment of neurological disorders. J. Biomed. Opt. 2005, 10 (5): 051603

[8] H. Li, B. A. Standish, A. Mariampillai, et al.. Feasibility of interstitial Doppler optical coherence tomography for in vivo detection of microvascular changes during photodynamic Therapy. Lasers Surgery Med. 2006, 38, 754~761

[9] Y. X. Mao, S. D. Chang, S. Sherif, et al.. Graded-index fiber lens proposed for ultrasmall probes used in biomedical imaging. Applied Optics. 2007, 46 (23), 5887~5894

[10] Y. X. Mao, S. D. Chang, C. Flueraru. Fiber lens for ultra-small probes used in optical coherent tomography. J. Biomedical Science and Engineering, 2010, 3, 27~34

[11] R. A. McLaughlin et al.. Imaging of Breast Cancer With Optical Coherence Tomography Needle Probes: Feasibility and Initial Results [J]. IEEE J. Sel. Top. Quantum Electronic, 2012, 18 (3), 1184-1191.

[12] Tilo Pfeifer, Robert Schmitt, Niels K nig, Guilherme Francisco Mallmann. Interferometric measurement of injection nozzles using ultra-small fiber-optical probes [J]. Chinese Optics Letters, 2011, 9 (07): 41-44.

[13] Robert Schmitt, Tilo Pfeifer, Frank Depiereux, Niels K nig. Novel fiber-optical interferometer with miniaturized probe for in-hole measurements [J]. Optoelectronics Letters, 2008 (02): 140-142.

[14] Chi Wang, Shubo Bi, Xueqin Xia, Xingfei li, Yingjie Yu, Field-tracing modeling of the ultra-small gradient-index fiber probe, OptiK, 2013, 124: 6437-6443

[15] Chi Wang ; Shubo Bi ; Xueqin Xia ; Yingjie Yu. Further analysis of focusing performance of an ultra-small gradient-index fiber probe. Optical Engineering, 2014, 53 (1): 013106

[16] Wang Chi, Mao Youxin, Tang Zhi, Fang Chen, Yu Yingjie and Qi Bo, Numerical simulation of gradient-index fibre probe and its properties of light propagation, Chinese Physics B, 2011, 20 (11): 114218-1-7

[17] Wang Chi, Mao Youxin, Tang Zhi, Fang Chen, Yu Yingjie and Qi Bo, Numerical analysis of GRIN lens based miniature probes for optical coherence tomography, Optics and Precision Engineering, 2011, 19 (9): 2300-2307

[18] 王驰，毕书博，丁卫，于瀛洁，超小自聚焦光纤探头研究用场追迹数值模拟技术，物理学报，2013，62 (2): 024217

[19] Wang Chi, Mao Youxin, Fang Chen, Tang Zhi, Yu Yingjie and Qi Bo, Analytical method for designing gradient-index fiber probes, Optical Engineering, 2011, 50 (9): 094202-1-9

[20] 王驰，许婷婷，毕书博，朱俊，袁志文，测量自聚焦光纤透镜聚焦常数的曲线拟合算法，光学精密工程，2015，23 (12): 1004-924X (2015) 12-3309-07

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

一种基于 PCB 工艺的平面绝对式角位移传感器研究

景　欢[1]，汤其富[1]，王阳阳[1,2]，刘　洋[1]

（1. 重庆理工大学 机械检测技术与装备教育部工程研究中心，重庆 400054；
2. 重庆大学机械传动国家重点实验室，重庆 400044）

摘　要：目前电磁感应式角位移传感器主要采用绕线、印制线路、MEMS 方法等制造绕组，其中 PCB（Printed Circuit Board）工艺技术是印制线路方法中比较常用的技术，因为 PCB 工艺技术不仅适合制造复杂的平面线圈，而且易于将传感器的处理电路集成。本文所研究的平面绝对式角位移传感器正是采用 PCB 工艺制造定子和转子。定子 PCB 包含正弦形平面激励线圈和环形感应线圈，转子 PCB 包含改变激励线圈和感应线圈耦合系数的铜箔阵列。传感器共有两个传感通道，两个通道的重复结构周期数相差为 1，二者共同实现绝对角位移测量。本文先对该传感器进行了有限元仿真，验证了其原理可行性。最终的样机实验表明，在 0°~360°范围内传感器的原始测量误差为±70″。这种基于 PCB 工艺的平面绝对式角位移传感器，具有结构简单、厚度小的特点，非常适合诸如机器人关节臂等对传感器体积要求苛刻的工作场合。

关键词：角位移；传感器；电磁感应；绝对式；PCB

中图分类号：TH712　　**文献标识码**：A 文章编号：

Research on a Planar Absolute Angular Displacement Sensor Based on PCB Technique

JINGHuan[1]，TANGQi-fu[1]，WANGYang-yang[1,2]，LIU Yang[1]

（1. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment，Ministry of Education，Chongqing university of technology，Chongqing 400054，China；2. State Key Laboratory of Mechanical Transmission Chongqing University，Chongqing 400044，China）

Abstract：At present，inductive angular displacement sensors mainly make windings with lacquered wires，printed circuits，MEMS methods，etc.，where PCB（Printed Circuit Board）process techniqueis a commonly used technique in printed circuit methods，because PCB technique is not only

作者简介：景欢（1993-），男，籍贯四川，汉族，硕士研究生在读，主要研究方向为精密角位移测量技术及仪器。E-mail：cs4567@qq.com

汤其富（通讯作者）（1985-），男，籍贯河南，汉族，副研究员，博士，主要从事精密位移测量技术及仪器方面的研究。E-mail：tqf@cqut.edu.cn

基金项目：国家自然科学基金青年科学基金项目（51605062）；重庆市教育委员会科学技术研究项目（KJ1709191）；重庆市研究生科研创新项目（CYS18306）

suitable for manufacturing complex planar coils but also easy to integrate the sensor's processing circuitry. The planar absolute angular displacement sensor studied in this paper employsPCB techniqueto manufacture the stator and rotor. The stator PCB includes a sinusoidal planar excitation coil and a circularinduction coil, and the rotor PCB includes a copper foil array that changes the coupling coefficients of the excitation coil and the induction coil. The sensor has two sensing channels, and the numbers of repeating structural periods of the two channels differs from each other, which together achieves absolute angular displacement measurement. In the research of this sensor, we implementedsomesimulationsto verify itsbasic working principle. The final experiment of theprototype shows that the original measurement error of the sensor is ±70″ in the range of 0 ~360 . This planar absolute angular displacement sensor based on PCB technique has the characteristics of simple structure and small thickness, which is very suitable for the applications requiring small volume sensors such as a robotic joint arm.

Key words: angular displacement; sensor; electromagnetic induction; absolute; PCB

0 引言

传感器是一种测量信息的工具，在生产制造和工业现场等场合起着不可或缺的信息源作用[1]。基于电磁感应的位移传感器在恶劣工业条件下具有明显优势[2-7]。以旋转变压器为例，因其具有抗干扰能力强、适合较恶劣工况等优势广泛应用于各种工业场合及军工领域，但受限于原理结构等使其测量精度和分辨力相对较低[8-10]。要实现高精度测量其往往无法兼顾尺寸，因此较为庞大的外形结构制约了其发展。相较而言盘式的感应同步器和磁场式时栅传感器通过机械结构的优化实现了体积上的缩减[11-15]，但其结构限制了在绝对式测量方法的应用，仍然存在诸如开机需要找零、狭窄形机械空间无法安装等问题。基于此，本文提出了一种基于 PCB 工艺的电磁感应式角位移传感器结构，设计并利用“差极式”测量模式实现绝对式角位移测量[16]。

1 单传感通道传感器的结构和工作原理

1.1 单传感通道传感器的结构

根据文献［15］中所描述的主动约束磁场型角位移传感器具有单传感通道的结构特征，如图 1 所示，该类型的传感器虽然精度较高，但是无法实现绝对式测量。

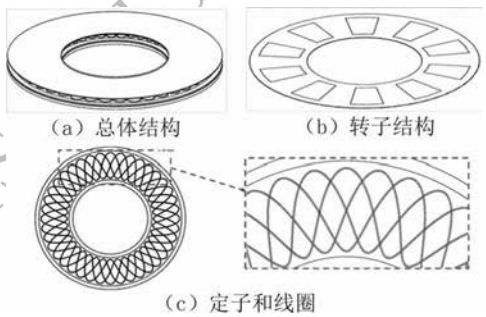


图 1 单传感通道传感器结构示意图

1.2 单传感通道传感器工作原理

根据磁场式时栅传感器的基本工作原理，实现位移测量需要构建传感器的时空双正交[15]。时间正交表现为激励线圈直接通入两相正交激励信号实现；空间正交表现为两相激励线圈相差 1/4 重复结构周期。激励线圈中分别通入式（1）和（2）所示的两相时间正交的正/余弦信号：

$$e_1 = A_m \sin(\omega t) \tag{1}$$

$$e_2 = A_m \cos(\omega t) \tag{2}$$

式中，A_m 为激励信号的幅值，□为激励信号的角速度。

由于激励线圈在空间上呈正交关系布置，因而当激励线圈中通入正交信号后，随着转子的旋转，感应线圈中的磁通量 Φ 将随之而改变，Φ 的变化与时间 t 和转子的角位移 θ 呈函数关系，该函数关系如式（3）所示：

$$\begin{cases}\Phi_1(t,\ \theta)=k\sin(\omega t)\cdot f_1(\theta)\\ \Phi_2(t,\ \theta)=k\cos(\omega t)\cdot f_2(\theta)\end{cases}\tag{3}$$

式中，k 为与传感器结构相关的常数，其中 f_1（θ）和 f_2（θ）描述如式（4）所示：

$$\begin{cases}f_1(\theta)=\sum_{i=0}^{\square}a_i\cos(i\theta)\\ f_2(\theta)=\sum_{i=0}^{\square}a_i\sin(i\theta)\end{cases}\tag{4}$$

如果只考虑 f_1（θ）和 f_2（θ）中的基波成份，根据法拉第电磁感应定律可知，由感应线圈所得的感应电动势 e'_1（t，θ）和 e'_2（t，θ）如式（5）所示：

$$\begin{cases}e'_1(t,\ \theta)=-\dfrac{\mathrm{d}\Phi_1(t,\ \theta)}{dt}\\ \quad=-\mathrm{k}a_1\omega\cos(\omega t)\cos\theta\\ e'_2(t,\ \theta)=-\dfrac{\mathrm{d}\Phi_2(t,\ \theta)}{dt}\\ \quad=\mathrm{k}a_2\omega\sin(\omega t)\sin\theta\end{cases}\tag{5}$$

将两路信号叠加所得 $e'_{1,2}(t,\ \theta)$ 如式（6）所示，该式具有时空双正交的特点。

$$e'_{1,2}(t,\ \theta)=-ka_1\omega\cos(\omega t+N_p\theta)\tag{6}$$

式中，N_p 为传感器结构重复周期数。

为了解算出传感器转子的角位移量，需要对感应线圈输出的感应信号进行处理。输出的感应信号比较微弱并带有大量的噪声，通过采用文献［15］中所述的信号处理和角位移量解析方法，可以得到如式（7）所示的被测角位移量。

$$\theta=\left(n+\frac{\omega\Delta t}{2\pi}\right)\cdot\frac{2\pi}{N_p}\ (0\le n<N_p)\tag{7}$$

式中，n 为转子转过的周期数，Δt 为感应信号转化为方波后其上升沿与参考方波上升沿之间的时间差。

2 双传感通道传感器的结构和工作原理

2.1 双传感通道传感器的结构

为了实现绝对式测量，本文所采用的传感器具有两个传感通道，二者具有独立的激励线圈，但共用感应线圈。两个传感通道的重复结构周期数相差为 1，设为 N 和（N+1）。本文将传感单元的激励环形正弦线圈和感应线圈印制在电路板上，同时转子结构采用铜箔阵列。该传感器制造方法不仅可以使传感器厚度小，而且线圈的布置可以灵活和精确控制，从而达到传感器工作所需的时变磁场精确约束。传感器的结构如图 2 所示，图 2（d）和（e）中，A、B、G 和 H 焊盘为 N 周期激励线圈 C_{a1}、C_{a2}、C_{a3} 和 C_{a4} 的输入接口，布置在电路板的内圈；C、D、E 和 F 焊盘为（N+1）周期激励线圈 C_{b1}、C_{b2}、C_{b3} 和 C_{b4} 的输入接口，布置在电路板的外圈；I 和 J 焊盘为感应线圈 C_i 的输出接口。

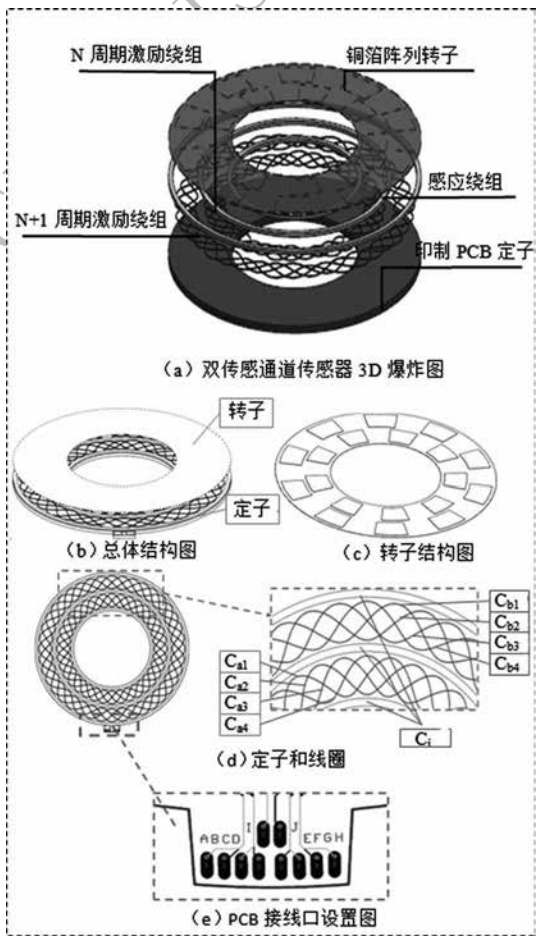


图 2　双传感通道传感器结构示意图

2.2 双传感通道传感器的工作原理

前文提及利用 N+（N+1）重复结构周期

数的双传感通道，组合实现绝对式测量，其原理可以通过图3所示的信号变化示意图进行描述。在转子转动过程中，两个传感通道的感应线圈输出两种不同的信号。转子转动一周，在N周期激励线圈的磁场作用下，感应信号的相位变化N个电信号周期，而（N+1）周期激励线圈的磁场作用下，感应信号的相位变化（N+1）个电信号周期。不过，两种信号的相位差呈线性变化，在转子转过一周时，两种信号刚好相差1个周期。在转子转动过程中，两种信号的相位差始终小于一个电信号周期（2 ），即可以将相位差0 2 与机械角度0 360 映射，然后再结合N或（N+1）传感通道的信号，实现绝对测量[15,16]。

由于两个传感通道共用感应线圈，所以两个传感通道的激励信号采用分时方式输入信号。该双传感通道传感器采用开关电路实现分时激励，首先将激励信号通入到N周期激励线圈，感应信号可用式（8）表示，然后将激励信号通入（N+1）周期激励线圈，感应信号可用式（9）表示。

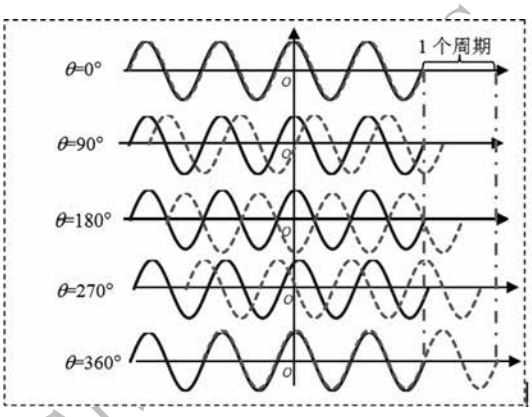


图3 N+（N+1）周期传感通道输出信号变化过程示意图

通过两种信号的相位差，判断（N+1）周期信号在哪个变化周期后，即获取式（7）中的n后，再根据式（7）所示方式得到转子的绝对角位移。传感器在每次上电后，均需执行一次上述分时过程，得到起始绝对角位移。新的绝对角位移通过在起始绝对角位移上累加增量角位移得到。

$$e'_{1,2}(t,\ \theta)\mid_{N}=-ka_1\omega\cos(\omega t+N\theta) \quad (8)$$

$$e'_{1,2}(t,\ \theta)\mid_{N+1}=-ka_1\omega\cos[\omega t+(N+1)\ \theta] \quad (9)$$

3 模型仿真与分析

为了验证本文中传感器结构的可行性，利用三维建模软件对传感器进行模型建立，然后利用有限元仿真软件对模型进行仿真分析，主要仿真参数设置如表1所示。

表1 主要仿真参数设置表

参数名	参数值	
	9重复结构周期	10重复结构周期
激励电压幅值	5V	
激励电压频率	20kHz	
激励线圈直流阻抗	32Ω	
激励线圈匝数	30	
感应线圈直流阻抗	10MΩ	
感应线圈匝数	10	
转子与定子间距	0.5mm	
线圈材料	copper	

在仿真过程对计算机资源占用较大，且对计算机性能要求较高，因此在进行模型仿真设计时将模型设计为小而薄的低对极数传感器结构形式，但关键参数不予更改（仿真模型采用的重复结构周期数为9和10）。

转子在仿真过程中，9周期设置仿真步长为1.6°，在传感器的一个重复结构周期（40°）取25个位置进行仿真。10周期设置仿真步长为1.44°，在传感器的一个重复结构周期（36°）取25个位置进行仿真。在仿真过程中分别对9和10周期激励线圈通入单相激励e_1和e_2，得到的仿真结果分别如图4和图5所示。

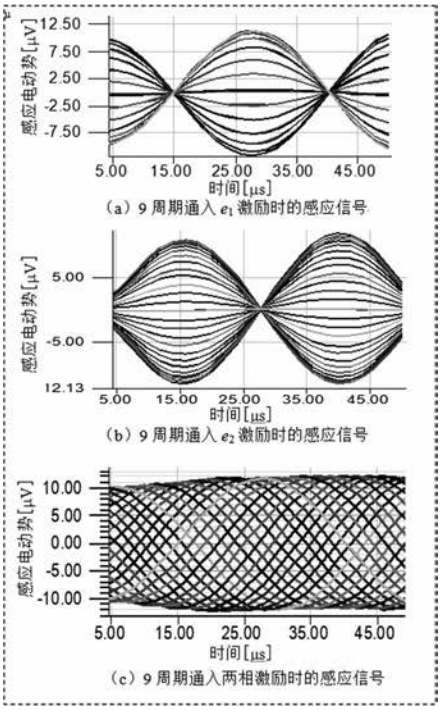


图 4　9 重复结构周期传感通道的仿真结果

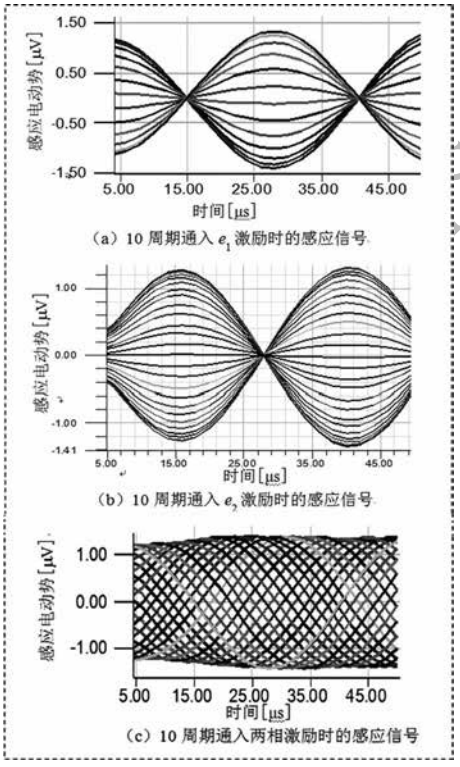


图 5　10 重复结构周期传感通道的仿真结果

提取图 4 和图 5 中单相激励的一组感应信号曲线，得到近似正弦的曲线，将其与标准正弦曲线相比如图 6（a）和（b）所示，感应信号具有较好的正弦性，与理论分析相符。

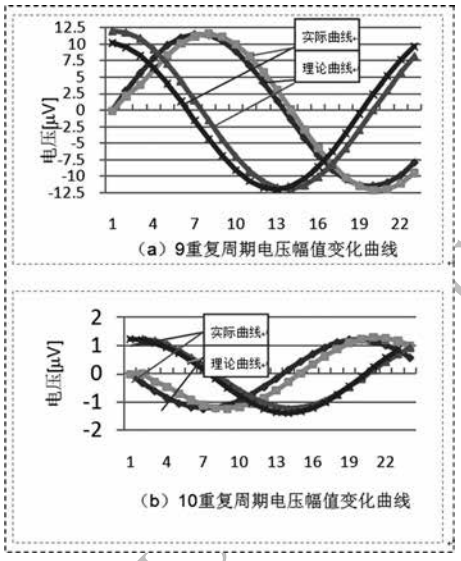


图 6　两种结构电压幅值变化的曲线

4　实验验证与误差分析

前文通过传感器的仿真分析过程，验证了传感器理论模型的可行性。在后续实验中，为了实现较高精度的测量，所研制的传感器样机的激励线圈采用重复结构为 63 和 64 的组合形式，感应线圈为相互串联的内外线圈，分别印制在同一块 PCB 上作为定子使用。转子和定子 PCB 如图 7 所示。

为开展实验研究，搭建了如图 8 所示的实验平台，以检测传感器样机的测量误差。该实验平台主要由待测传感器（定子基体、转子基体、定子 PCB 和转子 PCB）、数据采集处理系统、转台驱动系统等几部分组成。

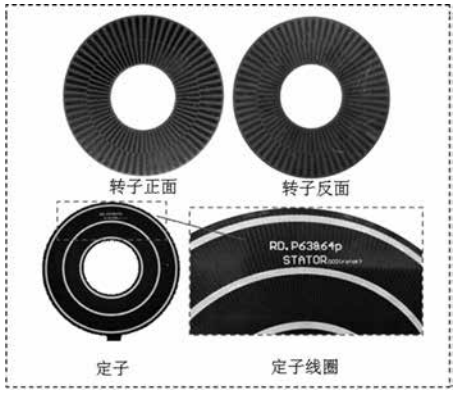
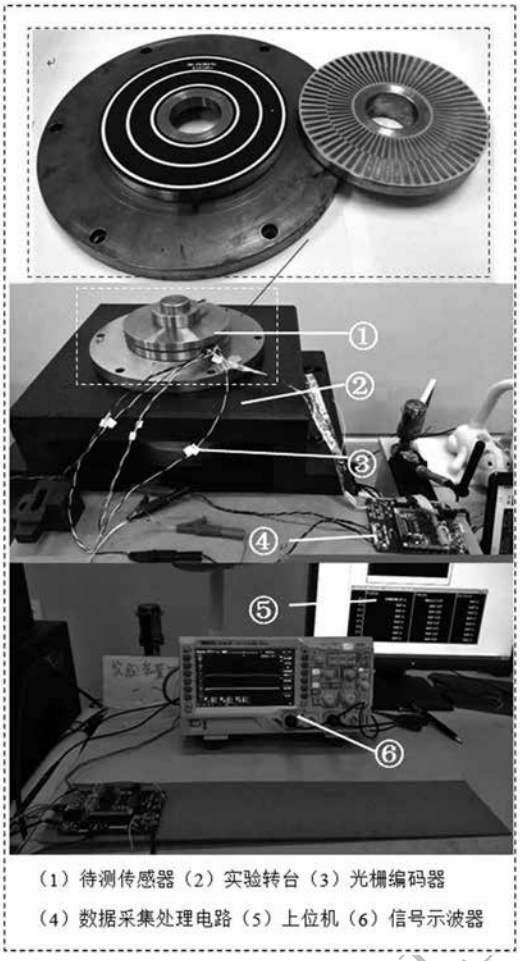


图 7　转子和定子 PCB 实物图



（1）待测传感器（2）实验转台（3）光栅编码器
（4）数据采集处理电路（5）上位机（6）信号示波器

图 8　实验测试平台

实验过程中，直驱转台带动光栅编码器输出的角位移量为测量基准。通过比对传感器样机和光栅编码器的测量数据，得到了传感器样机的原始测量误差。

在本文的研究中，分别对间隙为 0. 1mm、0. 2mm、0. 26mm、0. 48mm、0. 6mm 进行数据采样，实验数据如表 2 所示。通过数据分析，传感器存在明显的长周期一次误差，同时短周期误差呈现一定规律的变化。根据表 2 可得出结论，随着转子与定子间隙增加，长周期一次误差和短周期误差逐渐增大，且短周期二次误差逐渐明显。由于定子和转子的同心度不易调整，所以容易造成长周期一次测量误差。短周期高次测量误差通常是由于激励信号幅值不等、传感器结构或安装不对称造成的“磁场强度差”[15]、感应信号处理电路引入误差等原因造成。

表 **2**　传感器实验数据对比

间隙/mm	整周/"	对极内/"	静态/"	误差特征
0. 1	−148～36	−102～20	−36. 5～38. 3	明显四次
0. 2	−108～29. 6	−74. 4～8. 8	−38～51	较小三次
0. 26	−83. 7～128	−40～105	−48. 6～46. 4	较小二次
0. 48	−203−82. 5	−146～47	−46. 9−54. 6	较小二次
0. 6	−168. 3−167	−136～95	−43. 7−66. 7	明显二次

最终选取定子转子间隙为 0. 2mm 进行详细测试。整周误差曲线如图 9 所示，横坐标代表 0°～360°内的采样点，最大误差为 28. 8"，最小误差为−104. 2"。短周期内误差曲线如图 10 所示，横坐标代表 0°～5. 625°内的采样点，周期内采样点为 950 个，最大误差为 11. 7"，最小误差为 74. 5"。

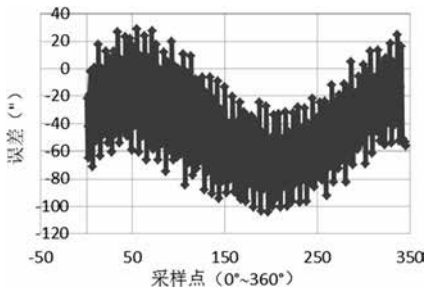


图 9　0. 2mm 定、转子间隙时的整周误差曲线

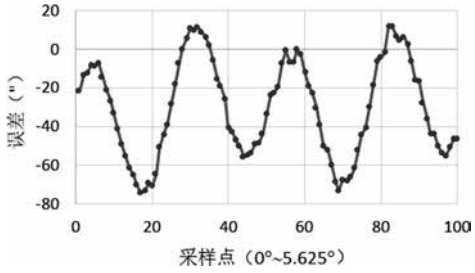


图 10　0. 2mm 定、转子间隙时的短周期内误差曲线

5 结论

本文提出了一种基于 PCB 工艺的绝对式角位移传感器，采用 PCB 工艺实现了传感器所需的正弦形激励线圈和环形感应线圈，采用相差 1 个重复结构周期的双传感通道，实现了绝对式角位移测量。先后通过模型仿真和样机实验验证了该传感器的工作原理和结构可行性，最终获得传感器的整周原始误差在±70″范围内，短周期内误差±43″范围内。本文的研究对原始误差还未进行任何处理，若在后期的研究当中对传感器的原始误差进行消除，传感器的测量精度可以得到进一步提升。本文提出的传感器采用 PCB 工艺，不仅满足传感器对线圈形状的需求，而且为信号处理电路集中于传感器 PCB 提供了可能性，最终高集成化的传感器将适用于诸如机器人关节臂等对传感器体积要求苛刻的工作场合。

参考文献：

[1] 刘涛．编码器的应用现状分析与展望［J］．科技创新与应用，2014（23）：75.

[2] TUMANSKI S. Induction coil sensors—A review［J］. Measurement Science and Technology，2007，18（3）：R31.

[3] DJURIC SM. Performance Analysis of a Planar Displacement Sensor With Inductive Spiral Coils［J］. Magnetics，IEEE Transactions on，2014，50（4）：1-4.

[4] 姚焕新，苗恩铭，牛鹏程．电涡流传感器测量精度的新型误差分析方法［J］．中国机械工程，2012，23（22）：2757-2760.

[5] KREIT D. Inductive verses capacitive sensors［J］. World Pumps，2013，2013（5）：40-41.

[6] Q. Tang，D. Peng，L. Wu and X. Chen，An Inductive Angular Displacement Sensor Based on Planar Coil and ContrateRotor［J］. IEEE Sensors Journal，2015. 3947-3954.

[7] 鲍茂然．感应同步器精密测角技术研究［D］．哈尔滨工业大学，硕士，2013.

[8] 周亚明．一种新型磁阻式旋转变压器及其解码电路的研究与设计［D］长沙：湖南大学，2013.

[9] K. Ki-Chan. Analysis on the Characteristics of Variable Reluctance Resolver Considering Uneven Magnetic Fields［J］. Magnetics，IEEE Transactions on，2013，49（7）：3858-3861.

[10] S.-H. Hwang，H.-J. Kim，J.-M. Kim，et al. Compensation of amplitude imbalance and imperfect quadrature in resolver signals for PMSM drives［J］. Industry Applications，IEEE Transactions on，2011，47（1）：134-143.

[11] 齐明，邹继斌，刘承军．基于圆感应同步器的高精度角度测量系统［J］．电子器件，2007，30（01）：263-266.

[12] 陈敬泉，尔联洁，刘正华，等．基于感应同步器的高速高精度位置测量技术［J］．北京航空航天大学学报，2005，31（04）：447-450..

[13] 武亮，彭东林，陈锡侯，鲁进，汤其富．基于非线性磁场耦合的寄生式时栅位移测量方法［J］．仪器仪表学报，2016，37（09）：2091-2100.

[14] 武亮，彭东林，汤其富，鲁进，陈锡候．寄生式时栅位移传感器测量原理与结构优化［J］．仪器仪表学报，2016，37（05）：976-984.

[15] 汤其富．基于时变磁场精确约束方法的时栅位移传感器研究［D］．重庆大学，博士，2015.

[16] Z. Zhang，F. Ni，Y. Dong，et al. A novel absolute angular position sensor based on electromagnetism［J］. Sensors and Actuators A：Physical，2013，194：196-203.

基于 Zynq 的石英微陀螺驱动算法研究

李晓阳，汪守利，彭泳卿，金小锋

（北京遥测技术研究所 北京 100076）

摘　要：在分析了现有陀螺测控电路优缺点的基础上，提出了一种基于 Zynq 的石英微陀螺驱动算法设计方案。该方案硬件部分采用 XC7Z020 芯片设计，算法部分采用经典 PI 控制法对频率和幅值进行综合调控，通过 FIR 滤波器对输出信号进行滤波，获得高信噪比的数字信号。测试结果表明，该设计方案具有很高的工程应用价值。

关键词：石英微陀螺；PI 控制；FIR 滤波器；驱动算法

Research of quartz micro-gyroscope driving algorithm based on Zynq

LIXiao-yang，WANG Shou-li，PENG Yong-qing，JIN Xiao-feng

（Beijing Research Institute of Telemetry，Beijing 100076，China）

Abstract：Based on the analysis of the advantages and disadvantages of the existing gyroscope measurement and control circuit，An algorithm design scheme based on Zynq for driving quartz micro-gyroscope is proposed. The hardware of this scheme is designed with XC7Z020 chip while the algorithm of this scheme adopts classic PI control method to adjust the frequency and amplitude comprehensively. The output signal is filtered by a FIR filter to obtain digital signal with a high SNR. The result of test indicates this scheme has high engineering application value.

Key words：quartz micro-gyroscope；PI control method；FIR filter；driving algorithm

石英微陀螺是振动型角速率传感器，与传统陀螺相比，具有体积小、重量轻、成本低、可靠性高等优点，被广泛应用于军事和民用惯性导航领域[1]。随着科学技术的发展，MEMS 陀螺仪在制造工艺方面得到了极大的发展，其制作材料的稳定性和可靠性得到了很大的提高，但仍旧存在着较多的因素制约着它的精度和准确性，因此迫切地需要切实可行的方法来提高其总体性能。针对 MEMS 陀螺仪总体性能如何提高这个问题，通过硬件电路结构的优化升级仅能实现部分性能的提高，而且整个更新迭代过程较为复杂，调试过程也比较繁琐困难。如果将其数字化，就可以在信号精确度、抗外界干扰和信号传输等方面进一步研究，从而使其性能和稳定性得到更大的提高[2]。

作者简介：李晓阳（1994—），男，在读硕士生，现主要从事 MEMS 组合导航系统设计科研工作

基金项目：国防预研基金

国外从事陀螺数字化电路方面研究的有美国、日本、德国、法国等。其中，美国 Rockwell 公司设计的数字信号处理算法是基于 C 语言顺序执行来实现的，算法执行周期不能很快，影响算法精度和陀螺性能[3]。为了提高驱动环路的频率、幅值控制精度以及拾取解调精度，提高陀螺整体性能，常采用 DSP+FPGA 的设计方案，但此种方案硬件设计比较复杂，且因多芯片间的硬件连接存在芯片级数据传输带宽瓶颈，并且功耗大，不容易扩展外设，不能做到小型化，成本也比较高。

SoC（System on Chip）是将微处理器、IP 核、存储器、专用算法、片上总线和相关协议等集成在单一芯片上，形成的一个微小型控制系统[4]。Zynq-7000 系列芯片是 SoC 产品的典型代表，其内部结构分为处理器系统（Processing System，PS）与可编程逻辑（Programmable Logic，PL）。每一个 Zynq-7000 系列芯片的 PS 部分都包含了双核 Cortex-A9 处理器，并且处理器子系统中集成了内存控制器、丰富的 IP 核以及大量外设，使得 Cortex-A9 的核在 Zynq-7000 中完全独立于可编程逻辑单元。PL 部分用于扩展子系统，有丰富的扩展能力，并且集成了高速串行口。此外，PS 部分通过 AXI 标准总线与 PL 的处理单元相结合[5]。

本文正是基于以上考虑，在充分考虑 Zynq-7000 系列芯片资源多、体积小、成本低等优点的情况下，提出了一种基于 Zynq 的石英陀螺驱动算法设计方案。

1 石英微陀螺工作原理

石英微陀螺是以石英晶体为基体材料制作的[6]，结构为双端音叉型，电极沉积在音叉的表面，利用石英晶体的逆压电效应和压电效应进行激励和检测，如图 1 所示。

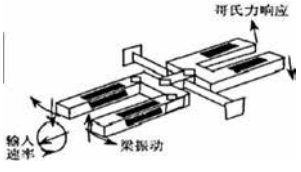


图 1　石英微陀螺结构示意图

当驱动音叉被激励后会以其自然频率在音叉平面振动，当振动元件绕其垂直轴旋转时，音叉将会受到哥氏力的作用产生一个垂直于音叉平面的振动，该振动传递到读出音叉，使读出音叉产生垂直于音叉平面的振动。读出音叉振动的幅度正比于外加角速度和驱动音叉运动的速度，电极被制作在读出音叉上用来检测，检测到的信号经过处理得到一个正比于输入角速率的信号。标定后，通过测量该信号大小可以换算出陀螺转动角度率。

2 石英陀螺驱动算法设计

2.1 算法原理

石英微陀螺在稳定的驱动下，系统的响应幅值与输入角速度大小成线性关系，当测量到系统的响应幅值就可以换算出其输入角速率。为使系统的响应幅值只与输入角速率有关，需要对驱动音叉进行稳定控制使其振动幅值稳定在一个设定值，该设定值一般接近其最大值。为了使其振幅尽可能达到最大值，需要控制驱动频率，使驱动音叉处于谐振频率处振动。由于环境作用，其谐振频率会随之有微小漂移，又由于其 Q 很大，谐振峰的带宽很窄，导致在相同频率驱动下，微小的频率漂移也会使振幅发生大幅度变化，如图 2 所示。

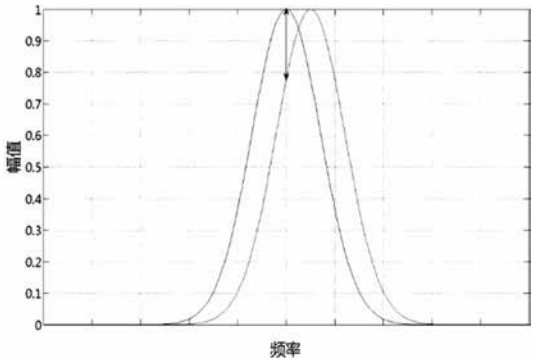


图 2　石英微陀螺谐振峰偏移图

综合以上考虑，本文采用频率和幅值联合控制来驱动陀螺，对频率和相位的调整均采用 PI 法[7]。PI 法是根据被控对象输出值与

期望值之间的误差以及误差的积分和误差的变化率设定控制变量值，使被控对象输出值达到期望值，如图 3 所示。

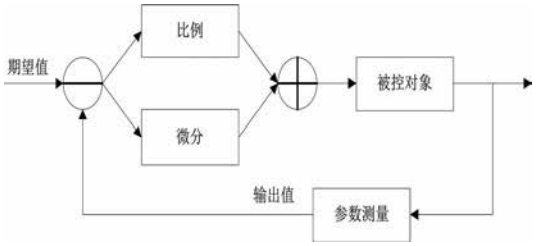


图 3　PI 法原理框图

离散 PI 控制表达式为：

$$u(k) = k_p e(k) + k_i \sum_{j=0}^{k} e(j)\,dt \qquad (1)$$

其中，e（k）为 k 时刻期望值与测量值的误差，k_p 为比例系数，k_i 为积分系数，dt 为采样周期。

由于积分量会将计算误差和测量误差积分，从而影响控制性能，因此一般采用增量式 PI 控制，算法原理如图 4 所示。

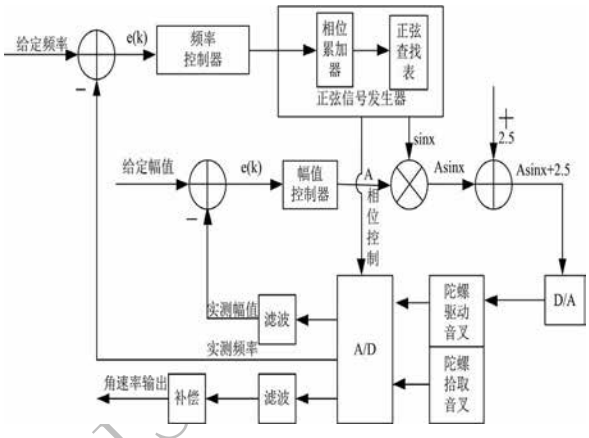


图 4　算法原理图

驱动环路设计主要包括频率控制和幅值控制两部分。给定值和实测值的偏差作为控制器的输入，频率控制器的输出即为正弦信号发生器的相位累加器的输入相位，其负责对产生的正弦波进行调频。幅值控制器的输出为所产生的正弦信号的幅值，其和正弦信号发生器的输出相乘后，完成信号的调幅过程。

2.2　算法实现

算法基于 Vivado 软件开发，使用 Verilog HDL 编程实现，算法参数均来自上位机 PC，最后输出给下位机进行进一步解算，算法模块如图 5 所示。

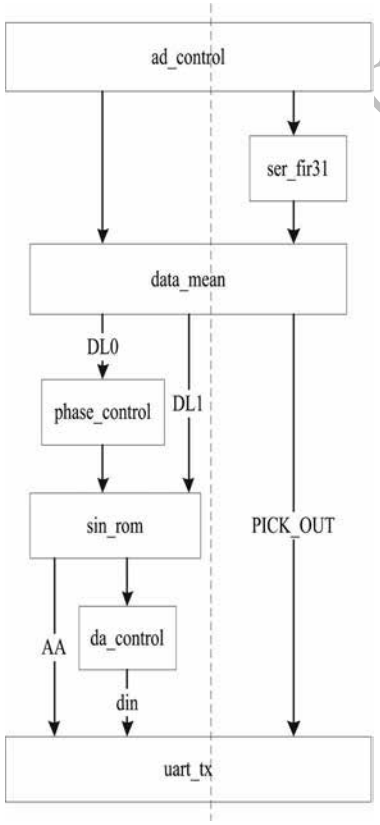


图 5　算法实现框图

其中，虚线左边为音叉驱动部分，主要实现陀螺幅值和相位的测控，由 6 个模块构成，其中频率控制算法主要在 phase_ control 模块实现，幅值控制算法主要在 sin_ rom 模块实现，虚线右侧为石英微陀螺拾取部分，主要由 FIR 滤波和数据平均模块构成。

2.2.1　频率控制

频率控制由 ad_ control、data_ mean 和 phase_ control 模块组成。石英微陀螺驱动音叉上检测电极上的模拟信号由 ADC 采样量化得到离散数字信号低 16 位数 DL0，然后经数据平均得到实测数据，给定值和实测值的偏差输入 PI 控制器，输出即为正弦信号发生器的相位累加器的输入相位，其通过半正弦查

找表负责对产生的正弦波进行调频。

频率的 PI 控制在 phase_ control 模块实现，算法如下：

```
ek<= {DL0 [15], DL0};
ek1<=ek;
phase_ reg <= phase_ reg + {{16{ek[16]}}, ek[16:0]} - {{16{ek1[16]}}, ek1} + {{17{ek[16]}}, ek[16:1]};
```

2.2.2 幅值控制

幅值控制由 da_ control、data_ mean 和 sin_ rom 模块组成。幅值控制输入与频率控制一样，输入为 ADC 采样量化得到的数字信号高 16 位 DL，经数据平均以及 PI 控制器后得到输出幅值。其和正弦信号发生器的输出相乘后，完成信号的调幅过程。

幅值的 PI 控制在 sin_ rom_ deal 模块实现，算法如下：

```
A_ err1<= {DL1 [15], DL1} -16'd20000;
A_ err2<=A_ err1;
kp<= {A_ err1 [16], A_ err1} - {A_ err2 [16], A_ err2};
ki<= {A_ err1 [16], A_ err1};
AA<= AA- {{2{kp[17]}}, kp} - {{5{ki[17]}}, ki[17:3]};
```

此外，在 sin_ rom 模块接收 phase_ control 模块发送来的 phase 信号进入正弦信号发生器，输出与幅值相乘得到模数转换器的输入驱动陀螺。

2.2.3 拾取解调

石英微陀螺拾取环路前置测量放大电路将电荷信号转化为电压信号，但会引入噪声信号，因此设计了 31 阶 FIR 滤波器对信号进行滤波，以提高输出数字信号的信噪比，得到正比于输入角速率的直流电压信号。

3 系统电路设计

石英微陀螺测量系统要达到较好的性能，除了在制造工艺和制作材料等方面寻求提升，还需要在外围信号检测与处理电路方面寻求提高。本文陀螺采用我单位自主生产的石英微陀螺，主处理器为 Xilinx 公司的 XC7Z020 芯片，系统电路设计如图 6 所示。

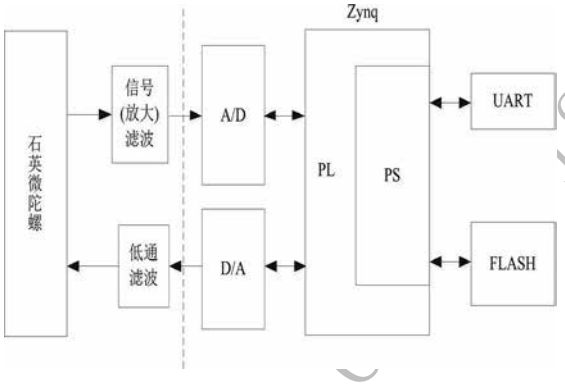


图 6 系统电路图

虚线左侧为模拟电路，负责拾取信号、驱动信号的放大滤波等。模拟电路受环境影响较大，如具有较大的温度飘移等，尤其是不能实时准确的地估计石英敏感元件的特性参数。因此，需要建立其误差模型，通过较复杂的信号处理等过程对误差进行补偿，以提高陀螺测量的精度。

虚线右侧为数字电路，负责算法执行、与上位机通信等。其中，模数转换器将拾取信号和陀螺驱动环路输出信号转化为数字量，进而进入 Zynq 的 PL 部分进行运算，数模转化器将 PL 部分给敏感元件的数字量转化成模拟量，作为陀螺驱动环路模拟部分输入信号驱动陀螺。Zynq 是整个系统的智能处理单元，控制各个外设模块，执行所需的各种算法。FLASH 是 Zynq 的专用配置芯片，存储 Zynq 的各种数据，UART 实现系统与上位机通信的物理接口。

4 测试与分析

在完成石英微陀螺驱动算法及硬件电路设计的基础上，对其常温 1 小时零偏稳定性、全温零偏进行了测试，结果如下所示。

4.1 算法实现

完成石英微陀螺系统常温 1 小时零偏稳定性测试，数据如图 7 所示。

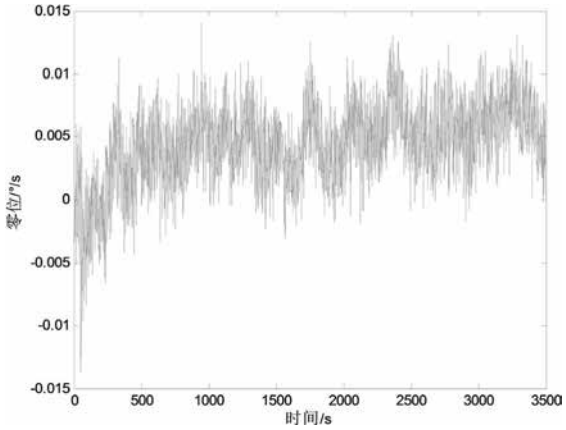


图 7　常温零偏稳定性

经计算可得，陀螺的常温 1 小时零偏稳定性为 9.6°/h。

4.2　算法实现

完成石英微陀螺系统-40℃～60℃全温零偏稳定性测试，数据如图 8 所示。

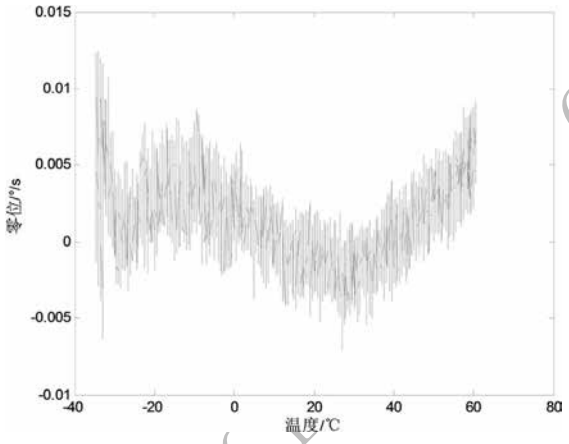


图 8　全温零偏稳定性

经计算可得，陀螺的全温零偏稳定性为 10.7°/h。

5　结论

通过设计基于 Zynq 的石英微陀螺驱动算法，实现了全温范围内石英微机械陀螺的精确驱动和同步解调。实验结果表明，陀螺常温 1 小时零偏稳定性为 9.6°/h，全温零偏稳定性为 10.7°/h，该设计方案具有很高的工程应用价值。

参考文献：

[1] 郭蕾．石英陀螺接口电路中混合模式驱动电路设计［D］．哈尔滨，哈尔滨工业大学，2013：1.
[2] 丁良．基于 FPGA 的 MEMS 数字陀螺仪设计［D］．西安，西安电子科技大学，2018：1.
[3] 张尔东．音叉式石英微陀螺 CMOS 集成检测电路设计［D］．哈尔滨，哈尔滨理工大学，2010：4.
[4] 何宾，张艳辉．Xilinx Zynq-7000 嵌入式系统设计与实现［D］．北京，电子工业出版社，2017：1-8.
[5] 张赠辉．基于 ZYNQ 的多路图像采集处理平台设计［D］．大连，大连理工大学，2018：8-9.
[6] 李世国．高精度石英音叉陀螺模块化电路技术研究［D］．成都，电子科技大学，2014：6-8.
[7] 曲园．基于 FPGA 的模糊自整定 PID 控制算法的研究［D］．天津，河北工业大学，2010：5-8.

石墨烯覆盖亚波长光栅高性能表面等离子体共振传感器的设计

王书涛[1]，刘　娜[1]

（1. 燕山大学河北省计量技术与仪器重点实验室，秦皇岛 066004）

摘　要：提出了一种石墨烯覆盖的亚波长光栅结构的表面等离子体共振传感器，由于该传感器的光栅结构增加了传感器结构与传感层生物分子反应的表面积，为目标分析物附着在传感器衬底上的提供了更多的空间，因此具有较高的灵敏度。此外，还研究了光栅高度、占空比、光栅周期等结构参数对灵敏度传感器性能参数的影响。在最优化的结构参数中，证明了使用石墨烯覆盖亚波长光栅结构可以提高灵敏度。最后讨论了中红外区域的检测潜力，结果表明，当传感层的折射率范围为 1.3-1.7 时，传感器的灵敏度可达 2570nm/RIU，该传感器对高灵敏度等离子体生物传感的研究具有重要意义。

关键词：光栅；石墨烯；表面等离子体共振传感器

Design of a highly performance surface plasmon resonance sensor using graphene-covered subwavelength grating in mid-infrared range

Shutao Wang[1*]，Na Liu[1]

（1. Hebei Provincial Key Laboratory of Measurement and Measurement Technology and Instruments，Yanshan University，Qinhuangdao 066004，China.）

Abstract：A surface plasmon resonance（SPR）-based refractive index sensor using graphene-covered the subwavelength grating structure is proposed，which has a highly performance. The increase in sensitivity with this method is due to the overall surface reaction area enhanced based grating structure and it is providing more space for target analytes attached to the sensor substrate. In addition，the effects of grating structural parameters such as grating height，duty cycle and grating period have been evaluated on the sensor performance parameters of sensitivity. We have shown that performance could be improved by using a graphene-covered subwavelength grating structure. An optical device for working in mid-infrared range is highly desirable，with optimized thickness，we discuss the potential of detection of the pro-

作者简介：王书涛，1978 年生，燕山大学河北省测试计量技术及仪器重点实验室博士生导师。e-mail：wangshutao@ysu.edu.cn

刘娜，1995 年生，燕山大学河北省测试计量技术及仪器重点实验室硕士 e-mail：1124865942@qq.com

基金项目：国家自然科学基金项目（61771419）和河北省自然科学基金项目（F2017203220）资助

posed sensor. The measurement range of analyte RI is 1.3 – 1.7, and the sensitivity is 2570nm/RIU. These findings are important for promising high-sensitivity plasmonic biosensing applications.

Key words: grating; graphene; surface plasmon resonance

1. 简介

近年来，表面等离子体极化激元（surface plasmon polaritons，SPPs）被广泛地研究和应用于生物传感器中，表面等离子体激元是一种可以在金属-介质分界面上传播的特殊的电磁模式[1,2]。当入射光子与自由电子之间相互耦合并且当入射角度等于临界角时，在反射光谱中会产生共振角，这种现象叫表面等离子体共振（Surface plasmon resonance，SPR）[3]。此外，SPR 生物传感器因为具有无标签传感和实时检测的特性，具有广泛的应用[4]。SPR 生物传感器可以检测传感介质界面附近发生的微小的变化，并使反射曲线发生显著的变化，通过检测反射曲线的差值来获得灵敏度[5]。

一般来说，在传统的 SPR 生物传感器配置中，采用高折射率棱来增加入射光传播的波矢，以达到入射光子与 SPs 传播的波矢动量匹配[6]。传统的金属（Ag，Au）薄膜 SPR 传感器的生物分子吸收率较低，对生物敏感性影响较大。通常情况下，SPR 生物传感器的灵敏度与传感器的结构和材料密切相关。为了提高传感器的检测性能，国内外的研究人员对提高传感器的灵敏度做出了许多的努力。Liu 等人提出了一种基于 Ag-Au 双金属结构的 SPR 生物传感器来提高灵敏度[7]。Su 等人提出了一种基于衍射光栅的高灵敏度 SPR 生物传感器[8]。Jung 等人提出在金属层上增加介质光栅提高灵敏度，并通过棱镜激发 SPs[9]。此外，与理想的平面相比，基于周期性光栅的传感器可以提供更多的耦合空间，增加了传感器与介质反应的表面积[10]。因此，本文提出一种基于双金属的亚波长光栅结构用于提高传感器的灵敏度，其中，银作为金属薄膜材料，金为纳米光栅材料，通过优化光栅参数，提高光栅辅助传感器的灵敏度。

近年来，随着材料科学的发展，石墨烯、二硫化钼（MoS2）、黑磷（BP）等二维原子材料因其优异的性能受到广泛研究。将二维材料与光栅耦合结构相结合可以改善传感器的性能。童凯等人提出了一种采用石墨烯覆盖光栅激励结构的 SPR 生物传感器，以提高灵敏度[12]。此外，石墨烯对生物分子具有很高的吸附能力。这主要是因为石墨烯的两个芳香环之间存在非共价吸引[13,14]。石墨烯的引入可以增加参与结合相互作用的配体和靶分子的数量，从而克服金属对低浓度生物分子吸附低的不足，产生更高的共振位移[15]。并且在光栅上增加石墨烯可以阻止金属表面的氧化作用[16]，将金属与空气隔绝，有利于进一步保护结构中的银膜并提高传感器的灵敏度。

在本文中，采用石墨烯覆盖在棱镜光栅耦合的结构上用以增强传感器的性能。对光栅深度、光栅周期、填充因子等结构参数对传感器的影响进行了数值分析。采用金光栅结构保护银膜被空气氧化，并通过双金属结构提高灵敏度。此外，由于二维材料优异的特性，通过添加石墨烯不仅可以提高生物分子对传感器的吸附同时提高灵敏度，还可以进一步保护金属，使得即使最小的气体原子也无法穿透。结果表明，该传感器可用于检测中红外波段折射率在 1.3 ~1.7 之间的分析物，具有较高的灵敏度。

2. 理论模型

本文提出了一种基于全反射原理的表面等离子体共振传感器。如图 1 所示，该结构采用了一种周期亚波长双金属光栅阵列，用石墨烯层覆光栅层。

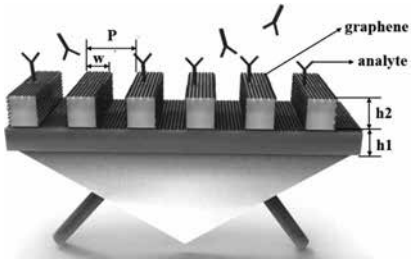


图 1　SPR 生物传感器的结构

2.1　对 SPP 的激发

当入射光允许在金属薄膜与介质之间进行传播时，可以产生以一定角度到达光栅表面的倏逝波，然后与表面等离子波相互作用。通过（1）式，倏逝波沿着金属-介质界面传播[17]：

$$k_x = k_0 \sqrt{\varepsilon_p} \sin\theta \tag{1}$$

其中，ε_p 为棱镜的介电常数，k_0 为入射光的波矢。倏逝波会激发金属表面自由电子产生表面等离子体波，波矢为[18]：

$$k_{sp} = k_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_M \varepsilon_{D,\ eff}}{\varepsilon_M + \varepsilon_{D,\ eff}}} \tag{2}$$

其中，$\varepsilon_{D,eff}$ 为光栅层与周围介质层的有效介电常数，ε_M 为金属层的介电常数。倏逝波通过光栅衍射，并且增加了入射光在 x 方向上的波矢，可以表示为：

$$k_{sp}^{(m)} = k_x \pm m k_{grating} = k_0 n_p \sin\theta_i \pm m \frac{2\pi}{P} \quad m = 0,\ \pm 1,\ \pm 2,\ \cdots\cdots \tag{3}$$

这里，$k_{grating}$ 为光栅结构的波矢，P 为衍射光栅的周期。因此，经光栅衍射后的倏逝波的波矢与表面等离子体波的波矢满足（4）式时，发生表面等离子体共振：

$$k_{sp}^{(m)} = \pm k_{sp} \tag{4}$$

由（4）式可知，通过控制光栅的周期可以提高亚波长光栅衍射光的传播常数，并与表面等离子体波的波矢相匹配。利用该方法对衍射光栅周期进行优化，并在考虑衍射光栅周期的情况下计算表面等离子体共振曲线。

2.2　传输矩阵法

采用传递矩阵法（TMM）理论分析计算结构中 n 层模型的反射率，假设各层的解析解是线性齐次的，则第一层边界处的切向场与最后一层边界的切向场的关系可以表示为[19]：

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ V_1 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} U_{N-1} \\ V_{N-1} \end{bmatrix} \tag{5}$$

对于 P 偏振光，该结构的特征矩阵可以表示为：

$$M = \prod_{k=2}^{N-1} M_k = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \tag{6}$$

其中

$$M_k = \begin{bmatrix} \cos\beta_k & \dfrac{(-i\sin\beta_k)}{q_k} \\ -iq_k\sin\beta_k & \cos\beta_k \end{bmatrix} \tag{7}$$

这里，$q_k = \dfrac{(\varepsilon_k - n_1^2\sin^2\theta_1)^{\frac{1}{2}}}{\varepsilon_k}$，$\beta_k = \dfrac{2\pi d_k}{\lambda}(\varepsilon_k - n_1^2\sin^2\theta_1)^{\frac{1}{2}}$；最后，基于 M 的参数可以得到 p 偏振光的反射率，可以计算为[20]：

$$R_p = |r_p|^2 = \frac{(M_{11} + M_{12}q_N)q_1 - (M_{21} + M_{22}q_N)}{(M_{11} + M_{12}q_N)q_1 + (M_{21} + M_{22}q_N)} \tag{8}$$

2.3　性能参数

表面等离子体共振传感器的灵敏度是根据 SPR 波长与传感层变化的折射率之间的比值来确定的，可以被定义为[21]：

$$S = \frac{\Delta\lambda_{res}}{\Delta n} \tag{9}$$

从（9）式中可以看出，传感器的灵敏度随着共振波长的增大而增大。通过优化结构参数来提高传感器的性能。为了研究传感器的谐振光谱和传感特性，需要考虑共振峰半最大时的全宽度（FWHM）对传感器检测精度的影响，FWHM 代表了 SPR 的损耗程度。通过综合评价传感器的性能，可以用质量分数（FOM）来表示[12]：

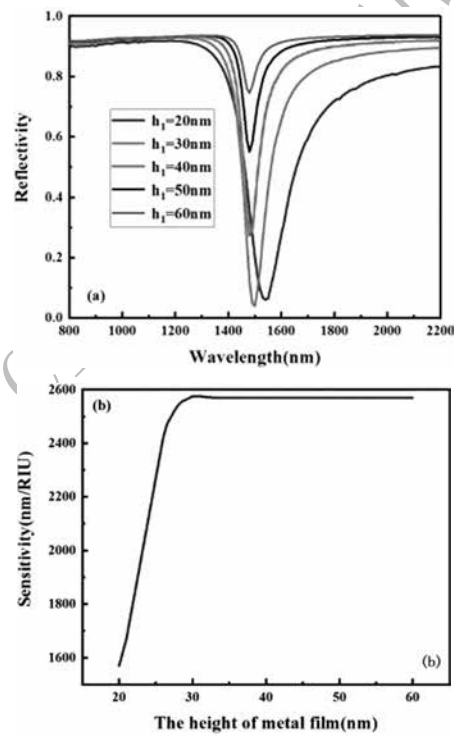
$$FOM = S\frac{Depth}{FWHM} \tag{10}$$

3. 结果与讨论

3.1 研究结构参数对传感器性能的影响

3.1.1 金属银膜的优化（h1）

为了研究银膜厚度对共振光谱的影响，对金属银膜高度（h1）进行了数值模拟。从图 2（a）可以看出，当银膜的高度 h1>30nm 时，随着银膜厚度的增加，共振波长没有明显的变化，但 SPR 的反射曲线变小变窄。其原因在于随着银膜厚度的增加，透过银膜的倏逝波减少，导致光与电子的耦合效应降低。图 2（b）为银膜厚度 h1 从 20nm 增加到 60nm 时，传感器灵敏度的变化。从图中可以看出，传感器的灵敏度在银膜厚度 h1 = 30nm 时达到最大值。超过 h1 时，灵敏度不变。图 2（c）给出了 h1 的 FWHM 的变化：随着金属膜厚度的增加，反射率曲线的半高全宽减小，当 h1 = 60nm 时最小。进一步的，反射曲线共振深度随银膜高度 h1 的变化如图 2（d）所示，在 h1 = 30nm 时最大，共振深度越深，光与电子的耦合作用越高。因此，选用 h1 = 30nm 的银膜时，传感器的灵敏度最高。



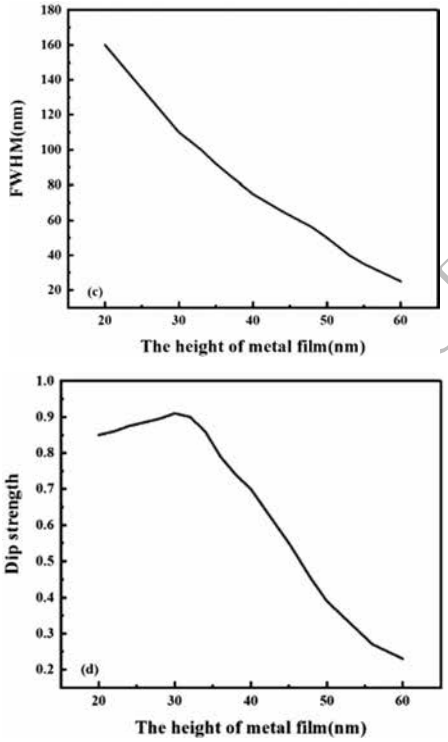


图 2　h1 对传感器性能的影响：（a）反射率、（b）灵敏度、（c）FWHM、（d）共振深度

3.1.2 光栅结构参数对反射曲线的影响

传感器在反射曲线上的性能可以通过对光栅结构参数如光栅高度和周期的控制来实现。进一步研究中，考虑到金膜作为光栅时，结构参数（高度 h2，占空比 f 和光栅周期 p）对光谱的影响。在不同光栅高度 h2 的条件下（图 3（a）），计算得到，随着 h2 从 80nm 增加到 120nm，共振波长从 1200nm 移动到了 1600nm；当 h2 = 80nm 时，有最大的共振深度和最小的半高全宽 100nm。在不同占空比条件下，计算得到的光谱如图 3（b），随着光栅占空比 f 从 0.5 增加到 0.9，传感器的共振波长从 1500nm 移动到了 2000nm，同时半高全宽增大，共振深度减小。在不同的光栅周期下（H = 80，p = 0.5），得到的反射曲线如图 3（c）所示，随着光栅周期的增加，反射曲线发生蓝移，且反射曲线不平滑。当 p = 50nm 时，反射曲线的共振深度最深。上述结果表明，通过改变光栅参数，可以实现共振波长的移动，从而改变传感器的灵敏度。

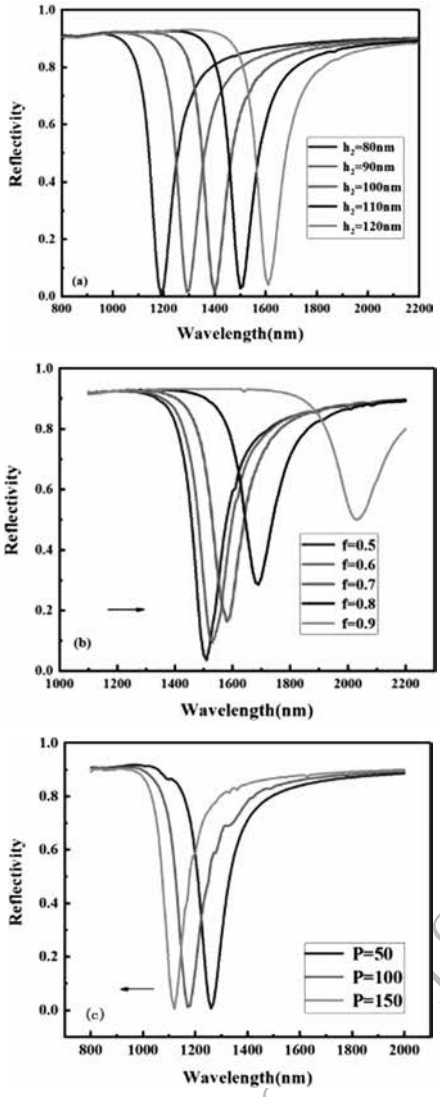


图 3　（a）h2 变化对结构和传感器性能的影响
（b）占空比变化对结构和传感器性能的影响
（c）周期变化对结构和传感器性能的影响

3.1.3　石墨烯对共振光谱的调谐

传感器对传感层中分子浓度的变化的响应对提高传感器的灵敏度十分重要。一般的金属对分子变化不敏感。通过在金纳米光栅上覆盖二维材料石墨烯，可以增加传感器对生物分子的吸附，进而提高传感器的灵敏度。为了进一步研究石墨烯对表面等离子体共振传感器的优化效果，对石墨烯的共振深度，层数，灵敏度以及品质因数的方面进行分析。从图 4（a）可以看出，当金纳米光栅表面覆盖石墨烯薄膜时，共振峰的最小反射率从 0.285 降低到 0.25。因此，石墨烯与金纳米光栅的结合增强了传感器与生物分子的相互作用。

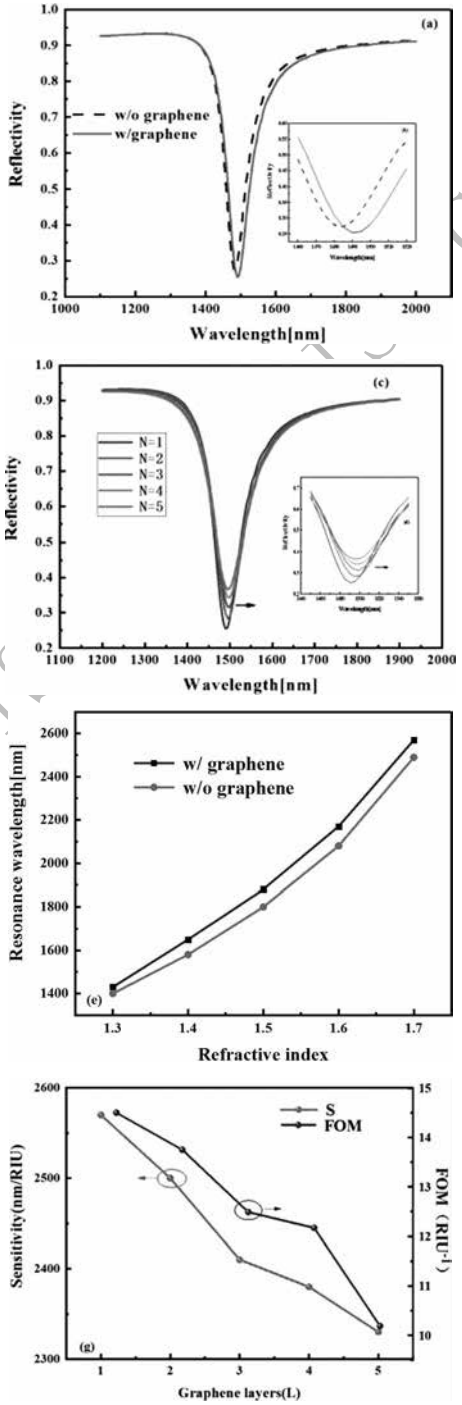


图 4　石墨烯层数对光谱的调谐：（a）单层石墨烯对光谱的调谐（c）多层石墨烯对光谱的调谐（e）亚波长光栅的共振光谱图（蓝色）和覆盖石墨烯后的共振光谱图（f）计算多层石墨烯的灵敏度（红线）和 FOM（蓝线）；（b），（d）局部光谱图

随着石墨烯层数从1层增加到5层，如图4（c）所示。反射曲线的最低点从0.25增加到0.38。这是因为石墨烯是一种具有复杂介电常数的损耗介质，随着石墨烯层数的增加，增加了传感器的吸收损耗。当传感层的折射率从1.3变化为1.7时，共振波长的变化如图4（e）所示。由图可知，覆盖石墨烯的亚波长光栅结构比没有覆盖石墨烯的亚波长光栅结构的共振波变化范围更大，因此灵敏度更高。从图4（g）可以看出，随着石墨烯层数从1层增加到5层，灵敏度从2570nm/RIU降低到2320nm/RIU，FOM从14.5 RIU^{-1}降低到10.19 RIU^{-1}。因此采用单层石墨烯覆盖在纳米光栅上，有利于传感应用。

3.2 传感特性

基于前面获得的传感器的优化结构，当采用单层石墨烯吸附传感层不同折射率的分子时，传感器的反射光谱如图5（a）所示。结果表明，当传感层的折射率从1.3增加到1.7时，共振波长从1490nm变为2520nm。说明该传感器在中红外波段，对生物分子的变化敏感。图6（b）为该传感器的共振波长随被测物折射率的变化，由拟合曲线可以看出，该传感器具有比较好的线性响应（R^2 = 0.985），且灵敏度达到了2570nm/RIU。

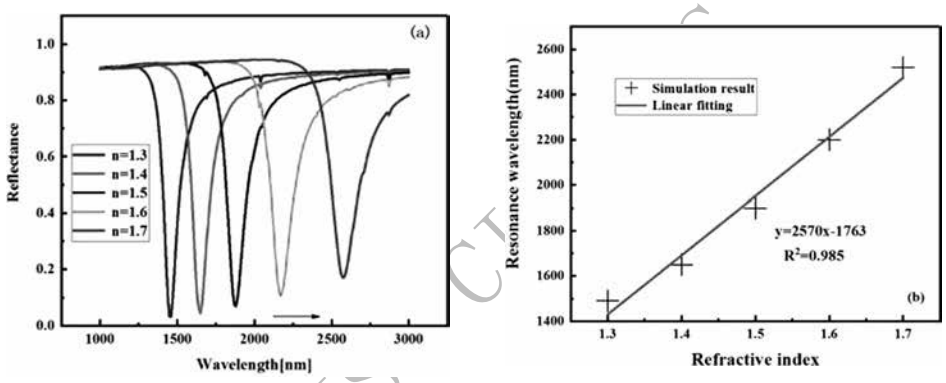


图6 石墨烯覆盖亚波长光栅传感器的传感特性：
（a）具有不同反射指数的石墨烯覆盖亚波长光栅的反射光谱；（b）谐振波长随折射率的变化。

4. 结论

提出了一种石墨烯覆盖的亚波长光栅结构的表面等离子体共振传感器。基于有限元法进行理论分析对金属膜的厚度进行优化；研究了光栅结构参数如光栅深度、光栅周期、光栅填占空比等对传感器灵敏度性能参数的影响；最后分析了石墨烯的层数对传感器灵敏度和品质因数的影响。结果表明，当金属膜厚度为30nm；光栅的高度，占空比和周期分别为80nm，0.5和50nm；以及单层石墨烯与棱镜光栅耦合结构相结合时，传感器的灵敏度最高。此时，该传感器灵敏度达到2570nm/RIU，具有分子兼容性好，探测灵敏度高等优点。

参考文献：

[1] LIU J-P，ZHAI X，XIE F，et al. Analytical Model of Mid-Infrared Surface Plasmon Modes in a Cylindrical Long-Range Waveguide With Double-Layer Graphene [J]. Journal of Lightwave Technology，2017，35（10）：1971-9.

[2] Ozbay. E. Plasmonics：Merging Photonics and Electronics at Nanoscale Dimensions [J]. Science 2006，311：189-193.

[3] H. Jǐřl'，S. Sinclair，G. Günter et al. Surface Plasmon Resonance Sensors：Review [J]. Analytical&Bioanalytical Chemistry 1999，377：528-39.

[4] KIM S，KIM J M，PARK J E，et al. Nonnoble-Metal-Based Plasmonic Nanomaterials：Recent Advances and Future Perspectives [J]. Adv Mater，

2018，30（42）：e1704528.

[5] WU L，JIA Y，JIANG L，et al. Sensitivity Improved SPR Biosensor Based on the MoS2/Graphene-Aluminum Hybrid Structure [J]. Journal of Lightwave Technology，2017，35（1）：82-7.

[6] CHLEBUS R，CHYLEK J，CIPRIAN D，et al. Surface Plasmon Resonance Based Measurement of the Dielectric Function of a Thin Metal Film [J]. Sensors（Basel），2018，18（11）.

[7] LIU L，WANG M，JIAO L，et al. Sensitivity enhancement of a graphene-barium titanate-based surface plasmon resonance biosensor with an Ag-Au bimetallic structure in the visible region [J]. Journal of the Optical Society of America B，2019，36（4）.

[8] SU W，ZHENG G，LI X. Design of a highly sensitive surface plasmon resonance sensor using aluminum-based diffraction grating [J]. Optics Communications，2012，285（21-22）：4603-7.

[9] Woo K. Jung，N. H. Kim，K. M. Byun. Numerical study on an application of subwavelength dielectric gratings for high-sensitivitiy plasmonic detection [J]. Applied Optics，2012，51：4722.

[10] ROH S，CHUNG T，LEE B. Overview of the characteristics of micro-and nano-structured surface plasmon resonance sensors [J]. Sensors（Basel），2011，11（2）：1565-88.

[11] BIJALWAN A，RASTOGI V. Gold-aluminum-based surface plasmon resonance sensor with a high quality factor and figure of merit for the detection of hemoglobin [J]. Appl Opt，2018，57（31）：9230-7.

[12] TONG K，WANG Y，WANG F，et al. Surface plasmon resonance biosensor based on graphene and grating excitation [J]. Appl Opt，2019，58（7）：1824-9.

[13] SINGH M，HOLZINGER M，TABRIZIAN M，et al. Noncovalently functionalized monolayer graphene for sensitivity enhancement of surface plasmon resonance immunosensors [J]. J Am Chem Soc，2015，137（8）：2800-3.

[14] TANG Z，WU H，CORT J R，et al. Constraint of DNA on functionalized graphene improves its biostability and specificity [J]. Small，2010，6（11）：1205-9.

[15] L. Wu，H. S. Chu，W. S. Koh and E. P. Li. Highly sensitivie graphene biosensors based on surface plasmon resonance [J]. Optic express，2010，18：14395-0.

[16] MAHARANA P K，SRIVASTAVA T，JHA R. Low index dielectric mediated surface plasmon resonance sensor based on graphene for near infrared measurements [J]. Journal of Physics D：Applied Physics，2014，47（38）.

[17] K. H. Yoon，M. L. Shuler，and S. J. Kim. Design optimization of nano-grating surface plasmon resonance sensors [J]. Optic Express，2006，14：4842-4849.

[18] TAHMASEBPOUR M，BAHRAMI M，ASGARI A. Design study of nanograting-based surface plasmon resonance biosensor in the near-infrared wavelength [J]. Appl Opt，2014，53（7）：1449-58.

[19] VO-DINH T，LIN C Y，LAKOWICZ J R，et al. Surface plasmon resonance biosensors with subwavelength grating waveguide [M]. Plasmonics in Biology and Medicine IV. 2007.

[20] MAURYA J B，PRAJAPATI Y K，SINGH V，et al. Performance of graphene-MoS2 based surface plasmon resonance sensor using Silicon layer [J]. Optical and Quantum Electronics，2015，47（11）：3599-611.

[21] T. Mueller，F. Xia，and P. Avouris，Graphene photodetectors for high-speed optical communications [J]. Nat. Photonics，2010，4：297-301.

基于 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4-xCeNbO_4$ 系统的新型负温度系数热敏陶瓷

刘亚飞[1]，张　博[1]，常爱民[1]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究所 材料物理与化学研究室，乌鲁木齐 830011）

摘　要： $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4-xCeNbO_4$（x=1.0，1.5，2.0，2.5，3.0）是通过固态路径合成的五元钼钨钙矿结构陶瓷材料。XRD 分析表明通过掺杂稀土元素 Y 和增加 $CeNbO_4$ 的含量在常规烧结条件下当 X=2.5 时成功从 Ca-Y-Ce-Nb-Mo-O 体系固溶体中烧结出 $CeNbO_4$ 相。SEM 分析表明实验实现了常规烧结条件下生成致密度较好热敏陶瓷材料。阻温曲线分析表明实验达到了降阻值，降 B 值，拓温宽的设计预期。使得 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4-xCeNbO_4$（x=1.0，1.5，2.0，2.5，3.0）热敏陶瓷材料在 50℃-700℃范围内维持较好的负温度系数阻温线性关系。XPS 拟合曲线定性分析验证了 Ca-Y-Ce-Nb-Mo-O 体系 Ce 元素变价离子导电（小极化子跳跃导电）的导电原理，同时通过对拟合曲线半定量分析得到 Ce3+/Ce 值随 $CeNbO_4$ 含量改变而变化的曲线，在 X=2.5 处的 Ce^{3+}/Ce 值突变进一步验证了 $CeNbO_4$ 相的出现。也确定了增加 $CeNbO_4$ 能够降低电阻，降低 B 值，降低活化能，增加 Ce^{3+}载流子的数量，有效拓宽热敏材料的测温范围。

关键词： 制备电陶瓷；结构体；电气性能；高温 NTC 热敏电阻

0　引言

烧绿石结构由一个双阳离子配位多面体组成，有着相较与尖晶石和钙钛矿更优异的可调节性和稳定性[1]。近年来，由于烧绿石结构氧化物具有超导[2]、光催化[3,4]、介电性能[5,6]、光致发光[7,8] 等有趣的特性，并且对其热敏电阻行为的研究也取得了突破性进展。其中烧绿石型结构 Ca-Ce-Nb-M-O（M=W 或 Mo）系材料作为抑制涌流、温度测量、控制等的元件，在家用电器，工业机械，医疗设备，航空航天等众多领域有着很好的应用前景[9]。

早期 Mannarakoth Deepa 等人[10] 发现 Ca-Ce-Nb-M-O（M=W 或 Mo）系材料在 $CaMO_4$（M=Mo 或 W）和 $CeNbO_4$ 不同比例下通过常规烧结粉体 XRD 均显示为 $CaWO_4$ 相，确定 Ca-Ce-Nb-M-O（M=W 或 MO）系为单相固溶体结构。而后 Bo Zhang 等人[11] 通过对稀土掺杂和不同烧结工艺的影响做了进一步探索，发现样品常规烧结为 CaWO4 单相而真空烧结为 $CaWO_4$ 和 $CeNbO_4$ 的相，证明了 Ca-Ce-Nb-M-O（M=W 或 Mo）系固溶体材料有成为材料的潜质。此外 M. Deepa 等人[12] 和 K. Ravindran Nair 等人[13] 也对 Ca-Ce-Ti-M-O（M=Nb 或 Ta）体系及 Ca-R-Nb-Mo-O（R=Y，La，Nd，Sm 或 Bi）体系的微观结构和电性能做了一系列的研究。

本研究在以上两者的基础上采用稀土元素 Y 掺杂同时更进一步放大 $CeNbO_4$ 的比例，以求通过常规烧结形成低电阻、低 B 值、且致密度较好的陶瓷材料，并希望通过改变 Ce 元素的整体含量验证 Ce 元素的变价导电机理和探索 Ce 含量的变化对 Ce^{3+}载流子总量和所占比例的影响。本文介绍了其中的一些情况。

1 实验程序

通过常规固态反应制备了 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$（x = 1.0，1.5，2.0，2.5，3.0）多晶粉末。适量的高纯度 Y_2O_3（99.99%）、$CaCO_3$（99%）、CeO_2（99.99%）、Nb_2O_5（99.99%）和 MoO_3（99.99%）用玛瑙研磨均匀，在 1100℃空气中预烧 3 小时。然后将预烧粉末再次研磨均匀，压入直径为 10 毫米、厚度为 2.5 毫米的摸具，模具压力为 15MPa。而后在 300 MPa 的冷等静压下保压 180 秒以提高样品本身的致密度。最后设置升降温梯度为 3℃/min，通过常规烧结在 1350℃下保温 9 小时制备样品。

X 射线衍射（XRD；BRUKERD8－ADVANCE）利用场致发射电子显微镜观察烧结陶瓷的微观结构。采用 CuK_α 进行了研究，确定了陶瓷样品中的结晶相。样品的微观结构由扫描电子显微镜（SEM JEOL JSM 5600）记录。X 射线光电子光谱（XPS）分析在超高真空中使用 PHI Versa 探针扫描 XPS 微探针（Chanhassen，MN）与 AlK_α 的单色 X 射线源（hv = 1486.6eV）进行。为了表征电性能，烧结颗粒经过抛光，涂覆一层薄薄的 Pt 浆料，并在 900℃时保温 30 分钟。电阻是从 50℃测量到 700℃，使用数字万用表测量（惠普，34401A）。老化系数由样品的相对 ΔR/R 测量，在 500℃下的空气中，不同时段的老化时间可达 200 小时。

2 结果与讨论

2.1 相结构

图 1 显示了常规烧结 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$ 陶瓷样品的 XRD 谱图，可知常规烧结在 X < 2.5 时结构为单一的 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$（JCPDS 卡编号 41-1431）固溶体相，由一个空间组 $I4_1/a$ 白云母结构所描述。当 X>2.5 时体系达到固溶极限开始出现 $CeNbO_4$（JCPDS 卡编号 41-1431）相，其褐钇铌矿结构由空间组 I2/a 描述。样品由单相变为复合相。据认为，$Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$ - $xCeNbO_4$ 化合物是 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$ 和 $CeNbO_4$ 的固溶液。这一结果是由于 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$ 和 $CeNbO_4$ 在 1：2.5 时达到固溶极限，从而在常规烧结陶瓷中产生 $CeNbO_4$ 相。另据指出，与 $CaWO_4$ 相的标准峰位置相比，常规烧结陶瓷的衍射峰会先稍微向小角度移动。这一结果是由于 $CeNbO_4$ 含量的增加引起的晶格膨胀畸变。当 $CeNbO_4$ 析出时峰位开始向高角度偏移，这种偏移是 $CeNbO_4$ 作为主晶相析出对 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$ 相的挤压造成的。

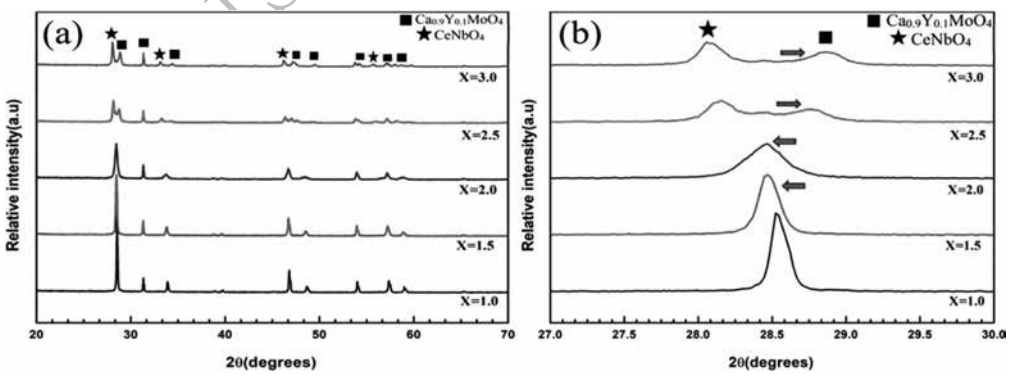


图 1 常规烧结 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$ 陶瓷样品 XRD 谱图。（b）样品 XRD 局部放大图。

Fig. 1 （a）XRD spectrum of a conventional sintered Ca0.9Y0.1MoO4-xCeNbO4 ceramic sample. （b）A partial enlarged view of the XRD of the sample.

2.2 微观结构

图 2 显示了抛光、热蚀刻样品的 SEM 显微图。晶粒在 5-10um 尺寸范围内，均烧结良好、生长良好，其形态外观几乎相同。观察发现，与单相固溶体样品相比，复合相样品的晶粒尺寸减小。晶粒尺寸的减小可归因于 $CeNbO_4$ 的形成消耗部分能量减缓了晶粒的生长。同时也发现常规烧结受氧分压的影响样品表面生成的 $CeNbO_{4+\delta}$ 相高温下会分解并在表面生成一定量的 CeO_2 相，这对样品的性能会有一定的不利影响[14]。后续实验应在严格保护气氛条件下烧结，以便得到各性能更优异的样品。

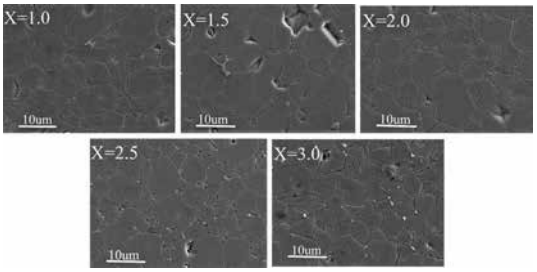


图 2 常规烧结 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$ 陶瓷样品 SEM 图

Fig 2 SEM image of a conventional sintered Ca0.9 Y0.1MoO4-xCeNbO4 ceramic sample.

2.3 NTC 电气性能

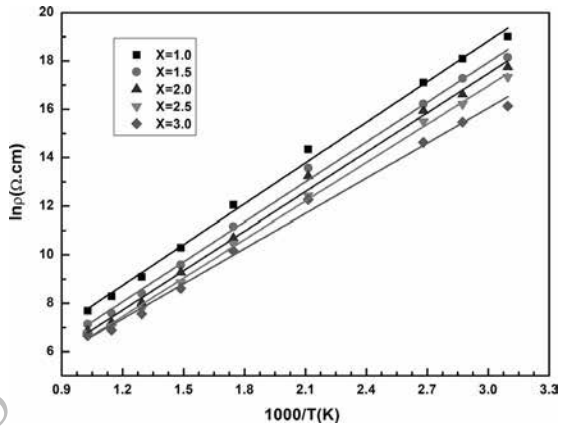


图 3 常规烧结 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$ 体系陶瓷样品阻温曲线图

Fig. 3 Resistance temperature curve of conventional sintered $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$ ceramic samples

图 3 显示了电阻率的自然对数（lnρ）和相对温度（1000/T）的关系函数。由图可知 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$（x = 1.0，1.5，2.0，2.5，3.0）陶瓷材料具有显著的 NTC 特性。此外，lnρ 和 1000/T 之间有着较好的线性关系。表Ⅰ列出了样品的 B 值，α 和活化能。可以看出，随着 $CeNbO_4$ 含量的增加 B 值，α 和活化能也随之减少，这应该归因于 Ce^{3+} 含量的增加。NTC 热敏材料电阻和温度之间的关系由以下方程表示：

$$R_T = R_N \exp\left[\beta\left(\frac{T_N - T}{TT_N}\right)\right] \qquad (1)$$

其中 R_T 是温度 T 的电阻，R_N 是温度 T_N 的电阻，β 是热敏电阻特性参数。经过换算后 β 可以派生如下：

$$\beta = \left[\frac{TT_N}{T_N - T}\right] \ln\left(\frac{R_T}{R_N}\right) \qquad (2)$$

热敏电阻灵敏度由电阻 α 的电阻温度系数定义，根据以下方程，该电阻可以表示为 β 参数的函数：

$$\alpha(1/R)[d(R)/d(T)] = -\beta/T^2 \qquad (3)$$

使用上述方程计算了 a 和 β 参数。这些值在 300℃至 500℃的温度范围内计算。

表 **1** Ca0.9Y0.1MoO4-xCeNbO4 体系材料的 B 常数，α 和活化能。

Table I B Constant，α，and Activation Energy for Various Compositions in a $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$-$xCeNbO_4$.

x	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
$\beta_{300/500℃}$（K）	6583	6114	6025	5986	5768
$\alpha_{300℃}$（K^{-1}）	-0.0200	-0.0186	-0.0184	-0.0182	-0.0176
$\alpha_{500℃}$（K^{-1}）	-0.0110	-0.0102	-0.0101	-0.0100	-0.0097
E_a（eV）	0.568	0.527	0.520	0.516	0.497

不同组合物的 β 值在 5768-6583K 的范围内。上述结果表明，通过改变化合物中 $CeNbO_4$ 浓度，可以有效调整电气特性到所需值。500℃的老化测试表明在持续 200 小时老化过

程中老化系数（ΔR/R）的变化小于 2%。后续应用还需执行更严格的测试。

2.4 XPS

图 4（A）（B）显示了 Ce 3d XPS 峰值曲线图和拟合曲线图（各拟合曲线图拟合曲线基本一致未全部列出），该示例为样品 Ce $3d_{5/2}$ 和 $3d_{3/2}$ 拟合峰由 u 和 v 表示，并扩展到 875ev-925eV 的能量范围内。u 标记的峰对应的是 $3d_{3/2}$ 自旋轨道状态，而标记为 v 的峰是对应的 $3d_{5/2}$ 自旋轨道状态。U/v 双重态是由于 Ce^{3+} 离子的光致发射引起的。验证了 Ca-Y-Ce-Nb-Mo-O 体系 Ce 元素变价离子导电（小极化子跳跃导电）的导电原理[15-17]。同时对 XPS 拟合曲线做半定量分析，各拟合峰面积值见表Ⅱ。

Ce^{3+}/Ce 值计算公式如下：

$$[Ce^{3}+/Ce]=\frac{A_u+A_v}{A_{u_0}+A_u+A_{u'}+A_{v_0}+A_v} \quad (4)$$

计算结果如（C）图所示，进而可得到样品中 Ce^{3+} 载流子的数量变化，见图（D）。由（C）（D）图可知 Ce^{3+}/Ce 值随 CeNbO4 含量改变而变化的情况，在 X = 2.5 处的 Ce^{3+}/Ce 值突变进一步验证了 $CeNbO_4$ 相的出现。Ce^{3+}/Ce 比例值的减小可归因于 Y^{3+} 离子取代 Ca^{2+} 会释放一个电子，这样有利于 Ce^{3+} 离子的形成，但随着 $CeNbO_4$ 的增加 Y^{3+} 离子的作用就会被稀释所造成。而随着 $CeNbO_4$ 的增加 Ce 元素的总量是增加的即 Ce^{3+} 载流子整体的数量也是增加的。即整体的导电性是增加的。

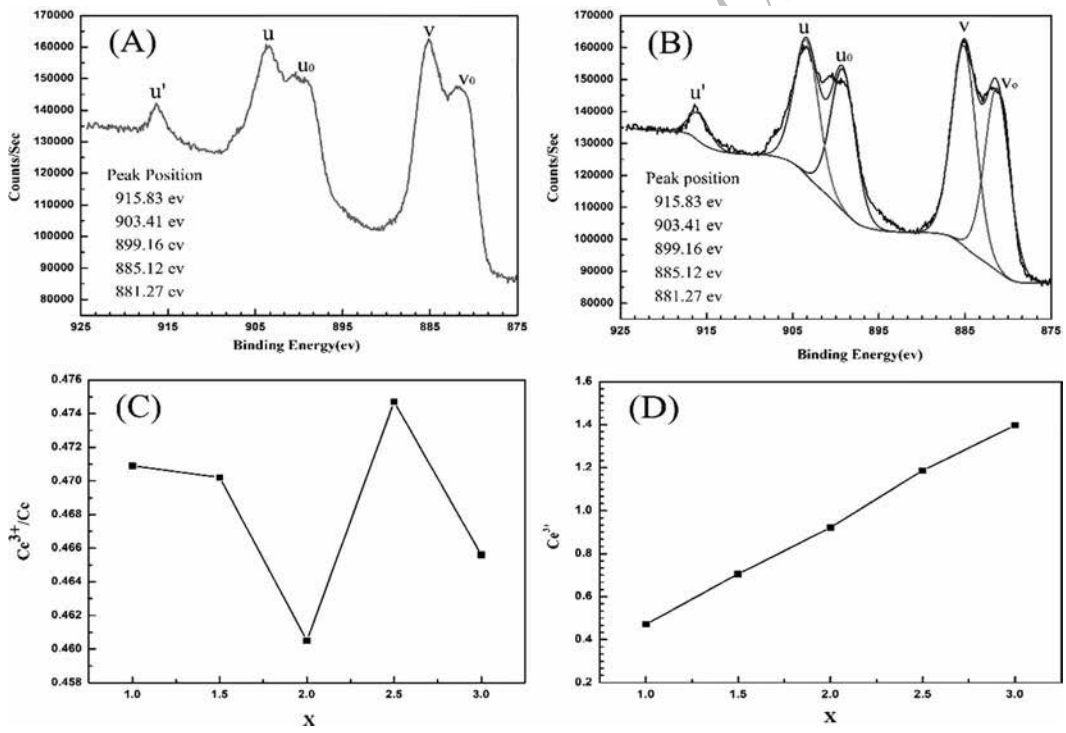


图 4　（A）样品 XPS 峰曲线。（B）样品 XPS 拟合峰曲线。

（C）Ce^{3+}/Ce 值曲线。（D）Ce^{3+} 载流子的数量变化曲线。

Figure 4　（A）Sample XPS peak curve.（B）Sample XPS fitted peak curve.

（C）Ce^{3+}/ Ce value curve.（D）Ce^{3+} carrier number change curve.

表Ⅱ　样品 XPS 拟合曲线各拟合峰的面积值

表Ⅱ.　**Table Ⅱ The area values of the fitting peaks of the sample XPS fitting curve**

A_X（p） / X	Ce $3d_{3/2}$			Ce $3d_{5/2}$	
	u'	u	U_0	v	V_0
X=1.0	18686.15	135793.24	138824.31	200949.60	177477.64
X=1.5	18686.11	135791.11	138827.83	201006.10	176699.91
X=2.0	22721.68	143296.79	148641.82	211560.41	192999.44
X=2.5	26826.30	154079.90	161356.49	228533.72	208676.14
X=3.0	24249.24	133178.93	127204.70	183046.38	183046.38

3　结论

研究发现掺杂稀土元素 Y 和增加 $CeNbO_4$ 的含量在常规烧结条件下能够从 Ca-Y-Ce-Nb-Mo-O 体系固溶体中烧结出 $CeNbO_4$ 相。使得 $Ca_{0.9}Y_{0.1}MoO_4$ - $xCeNbO_4$（x = 1.0，1.5，2.0，2.5，3.0）热敏陶瓷材料在 50℃-700℃范围内维持较好的负温度系数阻温线性关系。同时验证了 Ca-Y-Ce-Nb-Mo-O 体系 Ce 元素变价离子导电（小极化子跳跃导电）的导电原理，得到了 Ce^{3+}/Ce 值随 CeNbO4 含量改变而变化的曲线。确定了增加 $CeNbO_4$ 能够有效降低电阻，降低 B 值，增加 Ce^{3+} 载流子的数量，有效拓宽热敏材料的测温范围。

参考文献：

[1] M. A. L. Nobre, S. Lanfredi, Negative temperature coefficient thermistor based on $Bi_3Zn_2Sb_3O_{14}$ ceramic: An oxide semiconductor at high temperature, Applied Physics Letters, 2003, 82: 2284-2286.

[2] P. A. Sobocinski, P. L. Grande, P. Pureur, Fluctuation conductivity and the chiral glass state in disordered $YBa_2Cu_3O_{6+d}$ thin films, Physica C-Superconductivity and Its Applications, 2015, 517: 49-52.

[3] D. T. Nguyen, S. S. Hong, Synthesis of Needle-Like $BiVO_4$ with Improved Photocatalytic Activity Under Visible Light Irradiation, Journal of Nanoscience and Nanotechnology, 2019, 19: 7696-7701.

[4] P. Hajra, S. Kundu, A. Maity, C. Bhattacharya, Facile photo-electrochemical water oxidation on Co^{2+}-adsorbed $BiVO_4$ thin films synthesized from aqueous solutions, Chemical Engineering Journal, 2019, 374: 1221-1230.

[5] N. Najafvandzadeh, R. Vali, The electronic and microwave dielectric properties of $Sr_{1-x}Ca_xWO_4$ alloys by first principles calculations, Physical B-Condensed Matter, 2019, 572: 266-272.

[6] S. Hajra, M. Sahu, V. Purohit, R. Panigrahi, R. N. P. Choudhary, Investigation of structural, electrical and magnetic characterization of erbium substituted lead free electronic materials, Materials Research Express, 2019, 6.

[7] Q. Wei, J. Han, C. Liu, X. Zhou, J. Wang, J. Xie, Structure and emission properties of glass-ceramics containing $(Eu, Yb)_2TiO_5$ nanocrystals, International Journal of Applied Glass Science, 2019, 10: 514-521 (2019).

[8] P. S. Babu, P. P. Rao, T. S. Sreena, White light emitting stannate pyrochlore based single phase phosphor $CaLa_{1-x}SnNbO_7$: xDy^{3+} for pc-WLED applications, Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 2019, 30: 16174-16183 (2019).

[9] A. Feteira, Negative Temperature Coefficient Resistance (NTCR) Ceramic Thermistors: An Industrial Perspective, Journal of the American Ceramic Society, 2009, 92: 967-983.

[10] M. Deepa, P. P. Rao, S. Sumi, A. N. P. Radhakrishnan, P. Koshy, New Negative Temperature Coefficient Ceramics in Ca-Ce-Nb-M-O (M = Mo or W) System, Journal of the American Ceramic Society,

2010.

[11] B. Zhang, Q. Zhao, C. Zhao, A. Chang, Comparison of structure and electrical properties of vacuum - sintered and conventional - sintered $Ca_{1-x}Y_xCeNbWO_8$ NTC ceramics, Journal of Alloys and Compounds, 2017, 698: 1-6.

[12] M. Deepa, P. Prabhakar Rao, A. N. Radhakrishnan, K. S. Sibi, P. Koshy, Pyrochlore type semiconducting ceramic oxides in Ca-Ce-Ti-M-O system (M = Nb or Ta) —Structure, microstructure and electrical properties, Materials Research Bulletin, 2009, 44: 1481-1488.

[13] K. Ravindran Nair, P. Prabhakar Rao, S. Sameera, V. S. Mohan, M. R. Chandran, P. Koshy, New powellite type oxides in Ca-R-Nb-Mo-O system (R = Y, La, Nd, Sm or Bi) —Their synthesis, structure and dielectric properties, Materials Letters, 2008, 62: 2868-2871.

[14] S. J. Skinner, Y. Kang, X-ray diffraction studies and phase transformations of $CeNbO_{4+\delta}$ using in situ techniques, Solid State Sciences, 2003, 5: 1475-1479.

[15] S. S. Pramana, T. Baikie, T. An, M. G. Tucker, J. Wu, M. K. Schreyer, F. X. Wei, R. D. Bayliss, C. L. Kloc, T. J. White, A. P. Horsfield, S. J. Skinner, Correlation of Local Structure and Diffusion Pathways in the Modulated Anisotropic Oxide Ion Conductor $CeNbO_{4.25}$, Journal of the American Chemical Society, 2016, 138 1273-1279.

[16] Y. Liu, L. Luo, Y. Gao, W. Huang, CeO_2 morphology - dependent NbO_x - CeO_2 interaction, structure and catalytic performance of NbO_x/CeO_2 catalysts in oxidative dehydrogenation of propane, Applied Catalysis B: Environmental, 2016, 197: 214-221.

[17] G. G. Zhang, W. B. Wan, P. Q. Long, Q. Li, C. Z. Deng, Z. G. Yi, Synthesis and characterization of mixed conductor $CeNbO_4$, Journal of Alloys and Compounds, 2014, 616: 328-332.

柔性浅埋物振动特征的检测模型解析

罗欣宇，张小青，王　驰

（上海大学 精密机械工程系，上海 200444）

摘　要：根据检测浅埋物振动特征的集中参数系统模型，利用解析的方法研究系统的振动特征。将“激振器-浅埋物”系统等效为“质量-弹簧-阻尼”的集总参数模型，解析该模型的力学振动方程；以掩埋的塑料盒为例，利用数值方法计算“激振器-浅埋物”系统的谐振频率及其变化规律。结果显示：掩埋塑料盒的共振频率为112Hz，实验测得的共振频率约120Hz，二者基本吻合。表明所研究的解析方法可用于浅埋物振动特征的评估，为地雷等掩埋物的有效探测提供了一种理论依据。

关键词：地雷探测；集中参数系统模型；共振频率；数值分析

中图分类号：TB527；TH761　　**文献标识码**：A

Analysis of vibration characteristics detection model of shallow buried objects with acoustic compliance

LUO Xin-yu，ZHANG Xiao-qing，WANG Chi

（1. Dept. of Precision Mechanical Engineering，Shanghai University，Shanghai 200072，China ）

Abstract：According to the lumped parameter system model for detecting the vibration characteristics of shallow buried objects，the vibration characteristics of the system are studied by analytical method. The system of “prodder-shallow buried objects” is equivalent to a lumped parameter model of “mass-spring-damping”，and the mechanical vibration equation of the model is analyzed. Taking the buried plastic box as an example，the resonance frequency and its variation law of the “prodder-shallow buried objects” system are calculated by numerical method. The experiments show that the resonance frequency of the buried plastic box is 112Hz，and the resonance frequency measured by the experiment is about 120Hz，which is basically consistent with each other. As a result，the analytical method can be used to evaluate the vibration characteristics of shallow buried object，which provides a theoretical basis for the effective detection of landmines and other buried objects.

Keywords：Landmines detection；Lumped parameter system model；Resonance frequency；Numerical analysis

1 引言

非金属地雷的安全有效探测一直是摆在国际排雷专家面前的技术难题。据联合国人事事务部通报，全球有 68 个国家超过 1.1 亿枚地雷未得到排除，不仅造成大量平民的伤亡，而且严重影响当地战后的作业与发展[1-3]。常用的金属探测器基于电磁感应原理，只能探测金属地雷，易受金属碎片的影响，虚警率高[4]。探地雷达技术基于地雷与土壤间的电学特性差异[5]，适于探测金属地雷，但受金属弹片和土壤含水量的干扰很大。基于地雷炸药（如 DNT，TNT）的化学特性的探雷方法，如中子分析[6]、生物探雷技术等[7-8]，虽然理论上具有较好的探测能力，但受天气（如下雨）或生物自身状态的影响较大，目前尚处于实验阶段。其它如红外、X 射线等成像技术在探测机理上难以将地雷和石块、树根等掩埋物区分开来[9]。目前，非金属地雷的安全、可靠探测仍是急需解决的国际性难题。

基于地雷机械特性和声-地震耦合原理的声共振探雷技术，在非金属地雷有效探测方面具有广阔的应用前景，近年来得以研究和发展。自 1999 年，美国密西西比大学 Sabatier 教授和和 Xiang 博士先后发表文章探索了用声波探测地雷的可行性，研究了土壤和地雷构成的线性谐振系统模型[10-13]。随后，Donskoy 博士研究了“土壤-地雷”谐振系统的非线性共振效应[14]。2002 年，S. H. Yu 博士探索了地雷的反共振机理[15]。2005 年，Zagrai 博士发表文章论述了地雷的多模态共振现象[16]。近几年，声波探雷技术在应用领域与信号处理方法方面有了一些新的研究。2008 年，意大利北约海底研究中心（NATO Undersea Research Centre）的 A. Tesei 发表文章探索了复杂环境中水雷的声波探测方法[17]。2009 年，美国 Prometheus Inc. 的 E. J. Sullivan 研究了通过降低地表振动检测装置的噪声以提高信噪比的声波探雷方法[18]。2010 年，英国利物浦大学（University of Liverpool）的 U. S. Khan 研究了基于倒谱法（Cepstral Approach）的快速地雷成像方法[19]。作者课题组自 2008 年以来开展了声波探雷技术的研究工作。2008 年，在文献［20］中阐述了“土壤-地雷”谐振模型的解析方法；2013 年，用数值仿真的方法对“土壤-地雷”系统的“质量-弹簧”简化模型进行了分析[21]；2014 年，用多相孔弹模型研究了土壤中地震波的传播特性[22]。

上述声波探雷研究主要集中在理论模型和实验系统方面，但缺少对地雷自身声学特性的研究，而这是影响声波探雷系统性能的重要因素。利用声-地震耦合的非接触检测方式，虽然可用于地雷声学特性的研究，但声波耦合到地下的能量衰减严重，探测深度有限，难以有效识别地雷的振动特征。利用激振器直接激励掩埋地雷振动的方法，可有效提高地雷检测系统的信号强度[23-26]，本文在已有研究基础上，建立地雷等浅层掩埋物振动特性的检测模型，解析相关参数对模型系统振动特征的影响，为声波探雷技术的研究提供一定的理论依据和技术基础。

2 检测模型及解析

根据文献［26］的研究，利用激振器直接激励掩埋物（如地雷）产生振动，通过采集并分析掩埋物振动信号的特征，可进行掩埋物识别方法的研究。由于地雷是柔性腔体，顺性比土壤以及石块、树根等杂物大，当地表受激励后，有地雷的土壤振动和无地雷土壤振动会存在明显的差异，由此可进一步判定地雷的位置和外形等信息。如图 1 所示，激振器激励掩埋物系统包括激振器、土壤、和掩埋物等，其中激振器由如下几部分组成：（1）电动执行器；（2）调节弹簧；（3）调节弹簧连接用铝柱；（4）调节弹簧与探针的联接部件；（5）刚性探针；（6）三轴加速度计（y 轴与钢针平行）；（7）激振器外壳；（8）地雷上壳移动部。利用调频脉冲信号驱动激振器中的电动执行器产生激励力，经弹簧调节后，通过钢针直接激励掩埋物产生振动，再由安装在探针上的加速度计

来检测接触点的振动加速度信息。当掩埋物为地雷时，由于其结构的独特性，会产生异常的振动信号特征。

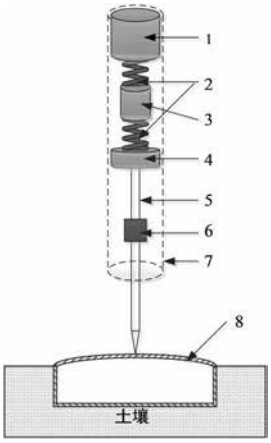


图 1　激振器-地雷系统

利用集中参数系统模型的分析方法[13]，将图 1 所示的激振器激励掩埋物的实验系统简化成由等效机械参数组成的集中参数系统模型，如图 2 所示。其中，k_1 和 d_1 分别代表调节弹簧的弹性常数和阻尼常数。F 为执行机构产生、经弹簧调节后的激励力。k_2 和 d_2 分别代表掩埋物移动部的粘弹性参数。在保证钢针与掩埋物良好接触时，钢针与掩埋物耦合部的刚度常数和阻尼常数 k_3 和 d_3 可以等价于钢针的刚度常数和阻尼常数。m_1 和 m_2 分别代表激振器移动部和掩埋物移动部的质量，m_2 由掩埋物上盖总质量减去刚性部分质量得到。

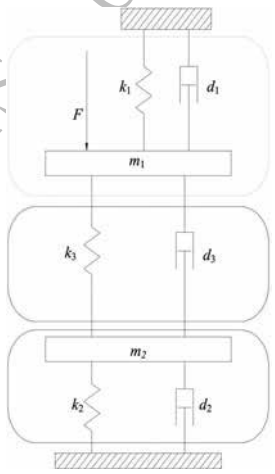


图 2　“激振器-掩埋物”系统力学模型

对图 2 所示集总参数模型进行动力学分析，可建立如下方程：

$$(k_1+k_3)\ x_1-k_3x_2+(d_1+d_3)\ \dot{x}_1-d_3\dot{x}_2+m_1\ddot{x}_1=F \tag{1}$$

$$-k_3x_1+(k_2+k_3)\ x_2-d_3\dot{x}_1+(d_2+d_3)\ \dot{x}_2+m_2\ddot{x}_2=0 \tag{2}$$

其中 x_1，x_2 分别为激振器移动部和被测物移动部的位移，$\dot{x}_1$，$\dot{x}_2$ 和 $\ddot{x}_1$，$\ddot{x}_2$ 分别为各自的速度和加速度。

在式（1）与（2）中的参数都已知的情况下，对所表述的微分方程进行求解，可得到 $\ddot{x}_2$ 的时域数值解 $\ddot{X}_2(t)$，即：

$$\ddot{x}_2=\ddot{X}_2(t) \tag{3}$$

其中 $\ddot{X}_2(t)$ 为被测物移动部的加速度随时间变化的函数。再对 $\ddot{X}_2(t)$ 进行式（4）所示的傅里叶变换，可得到其对应的频域信息，即可得被测物移动部振动加速度的幅频特征。

$$\ddot{x}_2(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\ddot{X}_2(t)e^{-i\omega t}dt \tag{4}$$

基于公式（1）-（4）可分析掩埋物的振动特征，设定系统中每一个机械参数值的变化，可以研究任一机械参数对系统振动特征的影响规律。

3　解析方法的检验

为了检验利用公式（1）-（4）的解析方法研究地雷等浅埋物振动特征的可行性，进行数值计算和实验测试数据的比较分析。文献［26］以特定的塑料盒（非金属地雷模拟物）为研究对象进行了相关参数的测试，如表 1 所示。

表 **1**　集总参数模型的各机械参数

	质量（kg）	弹性系数（N/m）	阻尼系数（Ns/m）
激振器移动部	$m_1=0.054$	$k_1=1818$	$d_1=0.1$
塑料圆柱盒	$m_2=0.013$	$k_2=30\times10^3$	$d_2=4$
刚性探针	—	$k_3=3213\times10^3$	$d_3=0$

根据表 1 所示的参数，设置激励力为 1N，将各参数代入式（1）－（4）中，在 MATLAB 中进行求解，得到系统加速度频响函数特性曲线，如图 3 所示，被测物为塑料盒的系统主共振频率为 112Hz；文献［26］中的实验证明被测物为塑料盒的系统共振频率接近 120Hz。因此，理论计算数据与实测数据基本吻合，表明本文研究的解析方法可行。

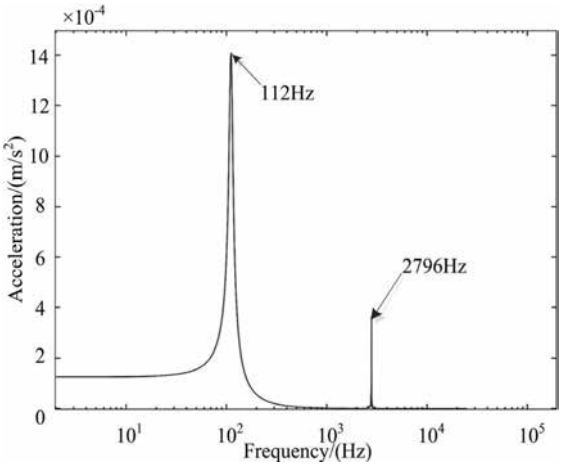


图 3　塑料盒频响函数图

4　浅埋物振动特征的影响因素及规律

基于上述解析方法，下面分别从激振器、激振器与被测物耦合模块和被测物三部分来分析相关参数对系统振动特征的影响。

4.1　激振器对系统振动特征的影响

（1）移动部件质量 m_1 影响

图 4 为激振器移动部件质量 m_1 不同时计算得到系统加速度的幅频特性曲线变化情况，随着激振器移动部质量 m_1 从 0.01kg 增大到 0.054kg 和 0.1kg，，系统的主共振频率从 86Hz 增大到 112Hz 和 188Hz，但振动强度随之减小。因此，在设计用于检测掩埋物振动特征的激振器时，应尽量减小激振器移动部件的质量，选择较轻的探针及加速度传感器，以获得较大的振动强度。

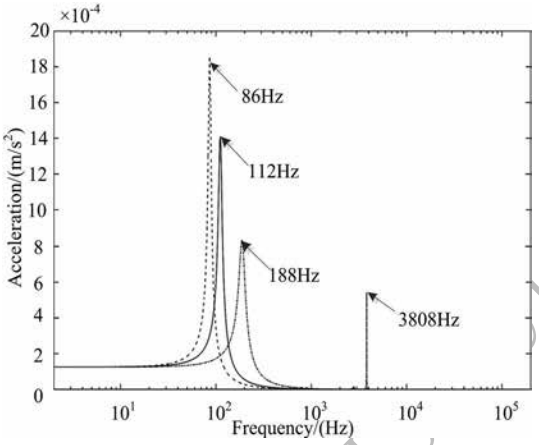


图 4　激振器移动部质量 m_1 对系统加速度频响函数的影响

（2）调节弹簧劲度系数 k_1 的影响

分别设置激振器调节弹簧 k_1 的值从 0 增大到 500N/m、1818N/m 和 3000N/m 时，如图 5 所示，系统的共振频率和振动强度几乎都没有发生改变，说明激振器调节弹簧的劲度系数对系统的共振频率和振动强度的影响可以忽略。这是因为调节弹簧只对激振器中的执行机构产生的激振力进行调节，并不改变输出力的大小，弹簧的弹性性能在系统振动中起到储能的作用。

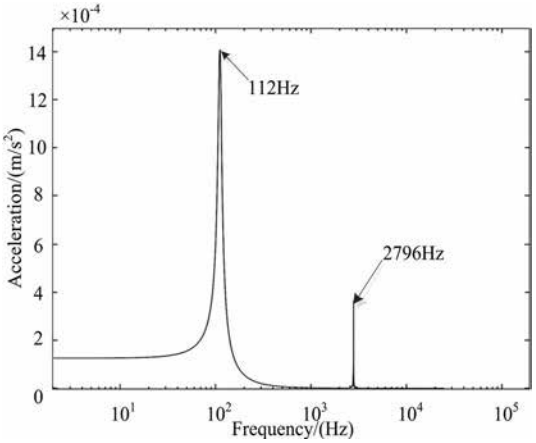


图 5　调节弹簧劲度系数 k_1 对系统加速度频响函数的影响

（3）阻尼系数 d_1 的影响

设置阻尼系数 d_1 的值从 0.1Ns/m 增大到 1Ns/m 和 10Ns/m，系统加速度响应变化如图 6 所示，系统的共振频率不变，但振动强度减

小很快，这是因为调节弹簧的阻尼的增大消耗了系统振动中更多的能量。

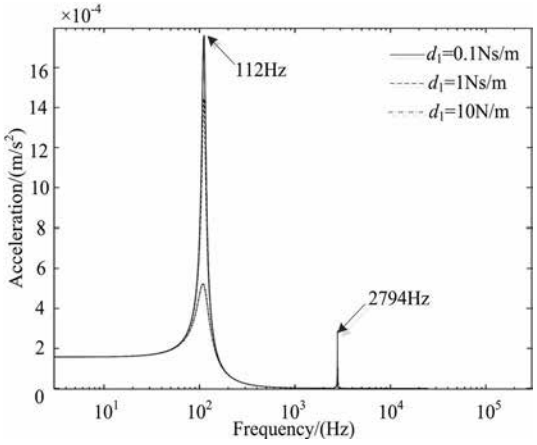


图 6　调节弹簧阻尼 d_1 对系统加速度频响函数的影响

4.2　耦合效应的影响

根据图 2 所示“激振器-地雷”系统的力学模型，由于“耦合模块”探针的引入，系统成为二阶系统，具有两个自由度，即有两阶共振频率：主共振频率和一个频率值较高的第二阶共振频率。在激振器与被测物接触不良时，表征探针的弹性系数的 k_3 和阻尼系数的 d_3 的值都会发生变化，且 d_3 的值难以测定，有必要对耦合模块对系统振动的影响进行分析。

（1）刚度系数 k_3 的影响

设定参数 k_3 的值从 100kN/m 增大到 3213kN/m 和 5000kN/m 时，对应的系统的加速度频率响应如图 7 所示，系统的主共振频率变化很小，但振动强度增大。在设计激振器时，选用刚性较大的材料做探针容易获得系统固有的振动信息。

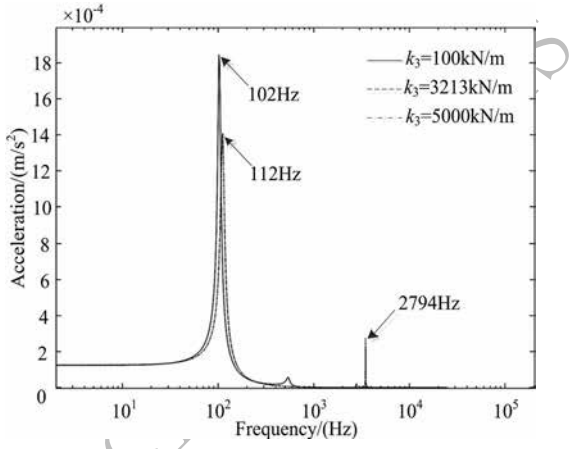
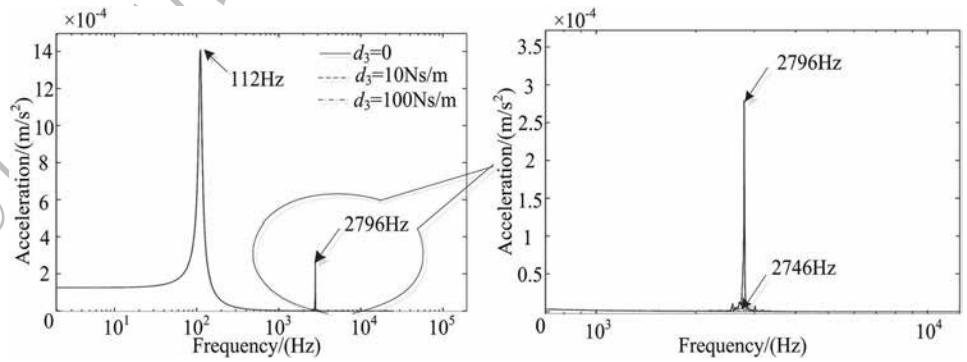


图 7　探针弹性系数 k_3 对系统加速度频响函数的影响

（2）阻尼系数 d_3 的影响

如图 8 所示，当 d_3 的值从 0 增大到 10Ns/m 和 100Ns/m 时，解析得系统振动的主共振频率没有发生变化，但第二阶共振频率随之衰减很快，当 d_3 的值增大到 10Ns/m 时，第二阶共振频率已衰减到几近于 0。这是因为随着探针阻尼系数的增大，耦合模块的耦合作用减弱，图 2 所示的二阶系统也逐渐变成一阶系统。



（a）k_3's effects on the frequency response of plastic box　（b）Enlarged view of the second resonance

图 8　探针阻尼 d_3 对系统加速度频响函数的影响（该图重新处理）

图 9 为不考虑探针耦合作用的一阶系统，激振器输出的力直接施加在被测物上。

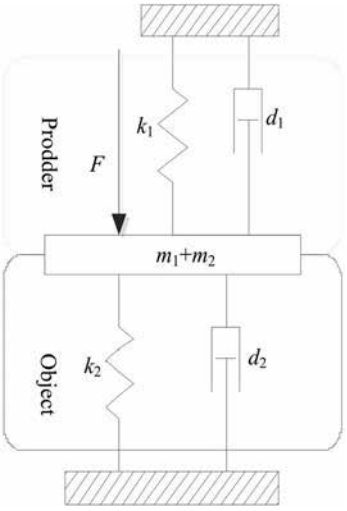


图 9　“激振器-被测物”一阶系统

图 9 所示一阶系统的力学方程为：

$$(k_1+k_2)\ x+(d_1+d_2)\ \dot{x}+(m_1+m_2)\ \ddot{x}=F \tag{5}$$

再将表 1 中的数值代入式（5），解析得一阶系统的振动加速度幅频特性曲线如图 10 所示，被测物为塑料盒的系统共振频率为 112Hz,，与二阶系统解析得的共振频率 112Hz 相同。

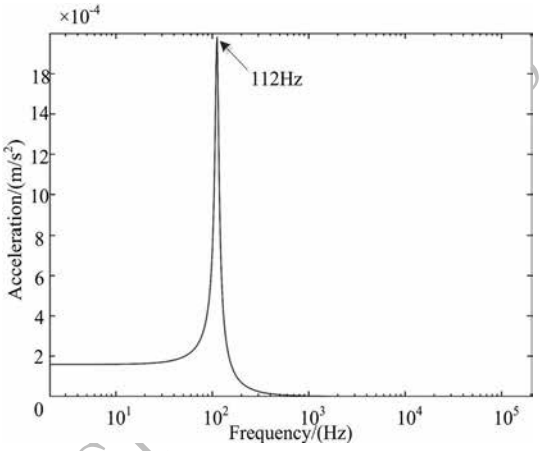


图 10　激振器-被测物一阶系统频率响应

根据上述分析，探针的引入对系统主共振频率的影响可以忽略不计，只产生一个第二阶共振频率。探针刚度系数大，易获得系统的振动特征，但阻尼系数越小，对系统的振动影响越大，体现在第二阶共振频率处系统振动强度的显著增大。

4.3　掩埋物自身参数对系统振动特征的影响

不同掩埋物移动部的质量和弹性系数等参数不同，后者可能会受土壤因素的影响，有必要对掩埋物移动部的质量和弹性系数对系统振动的影响进行分析。

（1）掩埋物移动部件质量 m_2 的影响

当塑料盒移动部质量 m_2 从 0.013kg 增大到 0.033kg 和 0.053kg 时，解析得系统加速度频响变化如图 11 所示，系统的主共振频率从 112Hz 减小到 98Hz、88Hz，振动强度小幅增大。

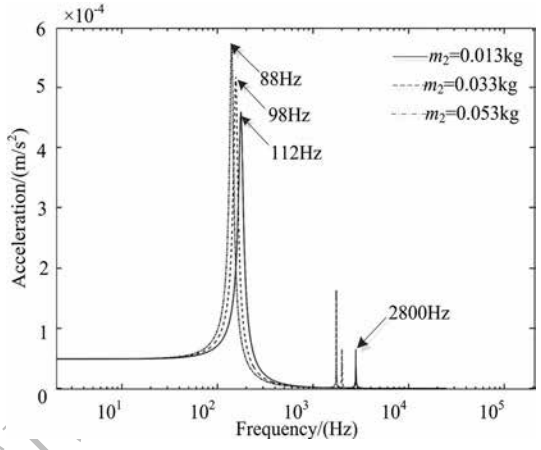


图 11　掩埋物移动部质量 m_2 对系统加速度频响的影响

（2）掩埋物移动部件弹性系数 k_2 的影响

当塑料盒移动部弹性系数 k_2 从 30kN/m 增大到 40kN/m 和 60kN/m 时，系统加速度频响变化如图 12 所示，系统的主共振频率从 112Hz 增大到 128Hz、142Hz，振动强度小幅减小。弹性系数更大的被测物在相同作用力激励下振动幅度更小，与常识相符。

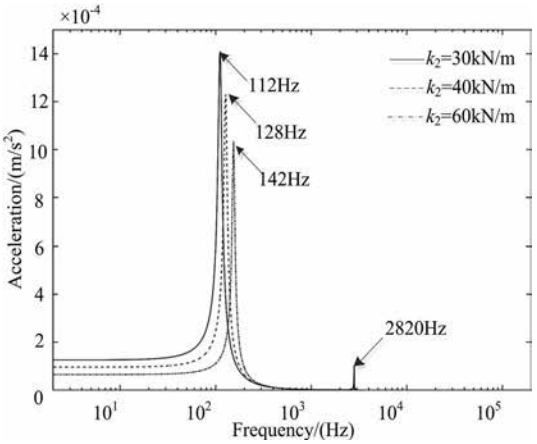


图 12　掩埋物移动部弹性系数 k_2 对系统加速度频响函数的影响

（3）掩埋物移动部件阻尼系数 d_2 的影响

当塑料盒移动部阻尼系数 d_2 从 4Ns/m 增大到 14Ns/m 和 24Ns/m 时，如图 13 所示系统共振频率不发生变化，但振动强度衰减很大。这说明掩埋物为阻尼较大的石块、砖块和树根等杂物时，系统的振动幅度很小，与地雷等柔性掩埋物的振动特征存在显著差异。

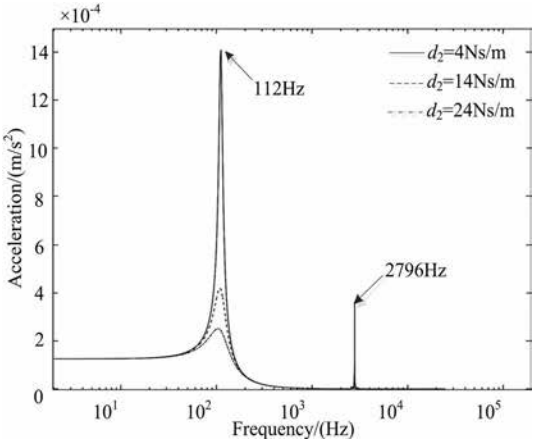


图 13　掩埋物移动部阻尼 d_2 对系统加速度频响函数的影响

综合上述分析，将系统的集总参数模型中的各机械参数增大对系统振动的影响总结如下表 2。符号↓表示减小，符号↑表示增大，—表示无影响。

表 **2**　集总模型中各参数增大对系统振动加速度频响特征的影响

	激振器				被测物			探针
	m_1	k_1	d_1	m_2	k_2	d_2	k_3	d_3
主共振频率	↑	—	—	↓	↑	—	—	—
振动强度	↓	—	↓	↑	↓	↓	↑	—

5　结束语

本文利用集中参数系统模型的分析方法，解析了一种能探测浅层掩埋物振动特征的“激振器-掩埋物”系统模型，通过与已发表测试数据的比较分析，验证了数值解析方法的可行性。得出的结论如下：包括探针和加速度计的激振器移动部的质量增大会使系统加速度主共振频率增大，振动强度减小，采用质量更小的探针和加速度计可以获得更大的振动强度；激振器调节弹簧的劲度系数对系统加速度频响函数的影响可以忽略不计；激振器弹簧阻尼系数不影响系统的主共振频率，但会使其振动强度减小；被测物质量越大，系统主共振频率越小，振动强度越大；被测物弹性系数越大，系统主共振频率越大，振动强度越小；被测物阻尼系数同样不影响系统的主共振频率，只会使振动强度产生衰减；探针的弹性系数和阻尼系数不影响系统的主共振频率和振动强度，但使系统产生一个较大的第二阶共振频率，且阻尼系数越小，第二阶共振模态的振动强度越大。以上解析结果部分已得到此前实验验证，部分与力学常识相符，为掩埋物振动特征检测模型的深入研究提供了一种量化分析方法。

参考文献：

[1] P. M., Blagden, “Summary of UN Deming”, In Proceedings of the International Symposium on Anti-Personnel Mines, Montreux, CICR/ICRC, pp. 117-123, April 1993.

[2] Physicians for Human Rights Staff, “Landmines, A Deadly Legacy”, Human Rights Watch, New-York, 510p, 1993. ISBN 1-56432-1134.

[3] M. K., Habib, “Mine Clearance Techniques and Technologies for Effective Humanitarian Demining”, International Journal of Mine Action, Vol. 6, No. 1, 2002.

[4] Kim. B, Yoon. JW, Lee. SE, “Pulse-induction metal detector with time-domain bucking circuit for landmine detection”, ELECTRONICS LETTERS., vol. 51, no. 2, pp. 159-160, Jan. 2015.

[5] Takahashi. K, Igel. J, Preetz. H, Sato. M, “Influence of Heterogeneous Soils and Clutter on the Performance of Ground-Penetrating Radar for Landmine Detection”, IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 52, no. 6, pp. 3464-3472, Jun. 2014.

[6] Metwally, A, Walid, “Multi-parameter optimization of a neutron backscattering landmine detection system”, Applied Radiation and Isotopes, vol. 105, pp. 290-293, Nov 2015.

[7] Kabessa. Y, Eyal. O, Bar-On. O, "Standoff detection of explosive and buried landmines using fluorescent bacterial sensor cells", BIOS&BIOE, vol. 79, pp. 784-788, May. 2016.

[8] Edwards, TL, Cox. C, Weetjens. B, "Giant African pouched rats (Cricetomys gambianus) that work on tilled soil accurately detect land mines", *J. Applied Behavior Analysis.*, vol. 48, no. 3, pp. 696-700, 2005.

[9] M. D. Kenneth, G. W. Tomos, "The detection of buried landmines using probing robots", Robotics and Autonomous Systems, vol. 23, no. 4, pp. 235 ~ 243, 1998.

[10] J. M. Sabatier, N. Xiang, "Laser-doppler-based acoustic-to-seismic detection of buried mines" *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets IV*, SPIE, vol. 3710, pp. 215 - 222, 1999.

[11] J. M. Sabatier, N. Xiang, "Land mine detection measurements using acoustic-to-seismic coupling" *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets IV*, SPIE, vol. 4038, pp. 645-655, 2000.

[12] N. Xiang, J. M. Sabatier, "An investigation of acoustic-to-seismic coupling to detect buried anti-tank landmines" *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 39, no. 6, pp. 1146-1154, 2001.

[13] N. Xiang, J. M. Sabatier, "An experimental study on antipersonnel landmine detection using acoustic-to - seismic coupling" *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 113, no. 3, pp. 1333-1341.

[14] D. Donskoy, "Nonlinear vibrations of buried land mines", *J. Acoustic. Soc. Am.*, vol. 117, no. 2, pp. 690-700, 2005.

[15] S. H. Yu, G. Avinash, R. W. Thomas, *et al.*, "Physically based method for automatic mine detection using acoustic data - a transmission zero approach" *Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets VII*, SPIE, vol. 4742, pp. 701-708, 2002.

[16] A. Zagrai, D. Donskoy, A. Ekimov, "Structural vibrations of buried land mines", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 118, no. 6, pp. 3619-1628, 2005.

[17] A. Tesei, J. A. Fawcett, R. Lim, "Physics-based detection of man-made elastic objects buried in high-density-clutter areas of saturated sediments", *Applied Acoustics*, vol. 69, no. 5, pp. 422-437, 2008.

[18] E. J. Sullivan, J. V. Candy, "Adaptive model-based mine detection/localization using noisy laser doppler vibration measurements", *Oceans IEEE Bremen: Balancing Technol.*, *Future Needs*, *Bremen*, *Germany*, pp. 1-4, 2009.

[19] U. S. Khan, A. N. Waleed, E. S. Abd, *et al.* "Detection of landmines and underground utilities from acoustic and GPR images with a cepstral approach", *J. Visual Commun. Image Represent*, vol. 21. no. 7, pp. 731-740.

[20] C. Wang, Z. G. Liu, X. F. Li, "Analysis of acoustic to seismic coupling technique for buried landmines detection", Acta Acustica, vol. 33. no. 4, pp. 354 - 359, 2008. (in Chinese).

[21] C. Wang, Y. Q. Zhou, G. W. Sheng, "Impact of buried objects on acoustic-to-seismic coupling efficiency", Journal of Tianjin University, vol. 46. no. 6, pp. 498-502, 2013. (in Chinese). *Visual Commun. Image Represent*, vol. 21. no. 7, pp. 731-740.

[22] W. Ding, W. W. Wu, C. Wang, "Propagation characteristics of seismic waves in shallow soil with the unsaturated three-phase poroelastic model", Acta Physica Sinica, vol. 63. no. 22, pp. 354 - 359, 2014. (in Chinese).

[23] W. Scott, K. Kim, G. Larson, A. Gurbuz, and J. McClellan, "Combined seismic, radar, and induction sensor for landmine detection," in *Proc. IEEE IGARSS*, Sep. 2004, vol. 3, pp. 1613-1616.

[24] K. Russel, "Contact methods," in *Alternative for Landmine Detection*. Santa Monica, CA, USA: Rand Corporation, 2003, pp. 327-336

[25] K. M. D. Howe and T. Dawson, "The detection of buried landmine using probing robots," *Robot. Auton. Syst.*, vol. 23, no. 4, pp. 235 - 243, Jul. 1998.

[26] G. Borgioli, A. Bulletti, M. Calzolai, and L. Capineri, "A new sensorized prodder device for the detection of vibrational characteristics of buried objects", IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 48, no. 8, pp. 3440-3452, June. 2014.

传感器敏感材料—NTC 热敏陶瓷材料老化问题的研究综述

王　兵[1,2,3]，姚金城[1,3]，常爱民[1,3]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究所，新疆 乌鲁木齐 830011；2. 中国科学院大学，北京 100039；
3. 新疆电子信息材料与器件重点实验室，新疆 乌鲁木齐 830011）

摘　要：正如多数传感器件遇到的问题一样，NTC 热敏电阻的长期稳定性或老化问题仍然是其传感和控制应用的核心问题，特别是在航空航天、低温、医疗等先进领域。本文对引起尖晶石系列热敏陶瓷材料老化问题的原因给予了研究评述，并指出了降低老化问题的几条措施。

关键词：NTC 陶瓷；热敏电阻；老化；稳定性

Review：the aging issue of NTC thermistors

Bing Wang[1,2,3]，Jincheng Yao[1,3]，Aimin Chang[1,3]

（1. Xinjiang Technical Institute of Physics & Chemistry of CAS，Urumqi 830011，China；
2. University of Chinese Academy of Sciences，Beijing 100049，China；
3. Xinjiang Key Laboratory of Electronic Information Materials and Devices，Urumqi 830011，China）

Abstract：As the difficulties encountered by most sensors，the long-term stabilities or aging issue of the Negative Temperature Coefficient（NTC）thermistor is still the core problem in its sensing and control applications，especially in the advanced fields of aerospace，low temperature，medical，etc. In this work，the causes of the aging issue in spinel-series NTC thermistors are reviewed，and several approaches to overcome the aging problems are introduced.

Key words：NTC ceramics；Thermistors；Aging；Stability

负温度系数（NTC，Negative Temperature Coefficient）热敏电阻是电阻率随温度升高而呈指数性降低的一类半导体陶瓷敏感元件。其主要是由 3d 过渡金属元素经混合、球磨、煅烧、成型、烧结制备而成的一类复合氧化物陶瓷材料。近年来，尖晶石系列 NTC 热敏电阻由于具备灵敏度高、热惰性小、互换性好、可靠性强、精度高、价格低廉等众多优势而广泛应用于温度测控及抑制浪涌电流等诸多方面[1-4]。图 1 展示了 NTC 热敏电阻的电阻-温度特性曲线，如图所示，正是由于 NTC 热敏电阻高灵敏度（电阻温度系数可达-

作者简介：王兵（1994—），男，博士研究生，现主要从事氧化物热敏陶瓷的科研工作

基金项目：国家重点研发计划项目（2017YFB0406405）、中科院先导专项项目（XDA22020203）

6%/℃），使其获得了巨大的商业成功[5]。本课题组长期致力于 NTC 热敏电阻温度传感器的设计、铠装、标定等核心技术的研究，研发出了应用于航天领域的宽温区温度传感器、耐高温真空温度传感器；应用于海洋领域的高精度海洋热流计探针、热液口温度探针等，在家用电器、海洋、航空航天领域等都获得了广泛推广和应用。图 2 展示了本课题组所研发生产的部分系列化的 NTC 热敏电阻产品，该系列化的 NTC 热敏电阻产品涵盖了从低温到高温的全温区应用。但正如多数传感器敏感材料所遇到的问题一样，NTC 热敏电阻的长期稳定性或老化问题仍然是其传感和控制应用的核心问题，特别是在航空航天、低温、医疗等先进领域。本文在分析、总结国内外对老化问题研究的基础上，结合本课题组正在开展的工作，力图对尖晶石系列热敏陶瓷材料老化问题的诱因和解决措施做出综合评述。

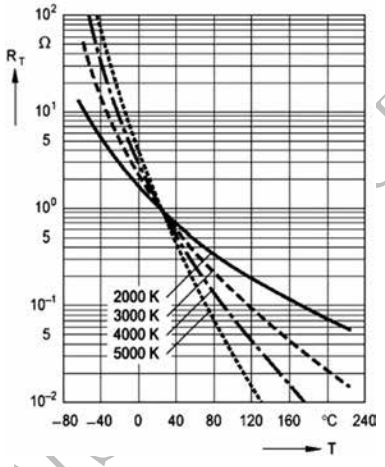


图 1　NTC 热敏电阻的电阻-温度特性曲线

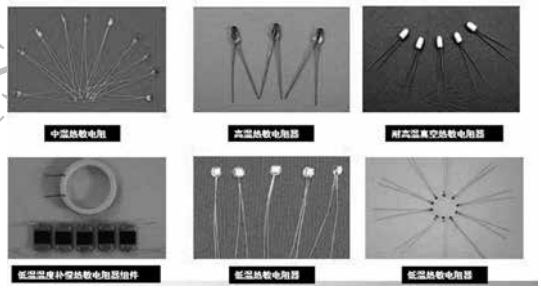


图 2　本部门生产的系列化的 NTC 热敏电阻产品

1. 尖晶石系列热敏陶瓷材料的老化原因

NTC 热敏电阻在长期使用或存储时会引起电阻体的各种不可逆的变化，称为老化。对于老化漂移率的大小，通常定义为：$R/R_0=(R-R_0)/R_0$，R 和 R_0 分别为老化后和老化前的电阻阻值，老化时间一般为 100-1000h。老化在电阻体阻值上会产生两种不同的效应：一种引起电阻值逐渐增大；另一种引起电阻值逐渐减小。根据国内外对老化问题的研究结果[6-11]，我们总结的造成老化现象的原因如下。

1.1　热敏陶瓷材料内部缺陷浓度的变化

NTC 热敏陶瓷材料属于半导体陶瓷，它具有非化学计量比的组成，通常借助电子或者空穴来进行导电，其载流子浓度与晶格中各种缺陷浓度密切相关。对于氧化物半导体来说，在每个温度都存在一个和环境气氛（氧分压）以及内部缺陷浓度的平衡态。由于工作温度要比烧结温度低 800-1000K，故工作温度下的平衡态与烧结温度下的平衡态之间有很大差别，而在烧结后的冷却过程中冷却速率又不可能慢到低温平衡态充分建立起来。因此，热敏电阻在室温下总是处于不平衡态之中，并且总是由高温平衡态向低温平衡态过渡。当这种过渡使得载流子浓度增加时，引起电阻值的减小；而当这种过渡使得载流子浓度减小时，引起电阻值的增加。结合国内外相关的具体研究结果，陶瓷体内部缺陷浓度的变化主要取决于烧结条件和冷却速率。比如，本课题组之前对四元系含锰尖晶石系列 NTC 热敏陶瓷材料的老化性能研究中发现，不同烧结温度对陶瓷体的老化性能产生了明显的影响[12]。如图 3 所示，该系列热敏陶瓷材料展现了优异的老化稳定性，800h 后所有样品的老化漂移率均在 0.25% 以内。特别是在最佳烧结条件 1200℃下，该系列热敏陶瓷材料展现了最佳的老化稳定性，样品的老化漂移率在 0.15% 以内。Castelan 等研究了 Ni-

Cu-Mn-O 系热敏陶瓷材料在不同冷却速率下的老化特性[13]。如图 4 所示，结果表明不同的降温速率对老化漂移率产生了明显的影响，并且淬火的样品更容易降低材料的老化漂移率。

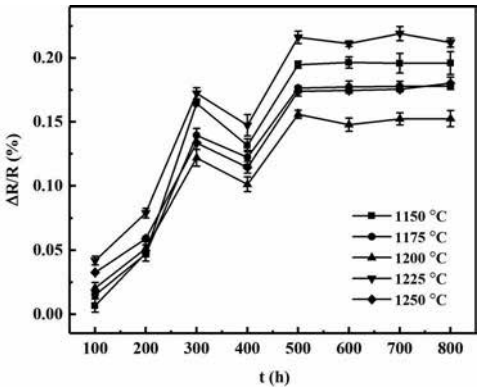


图 3　Co-Mn-Fe-Zn-O 系热敏陶瓷材料在不同烧结温度下的老化特性曲线

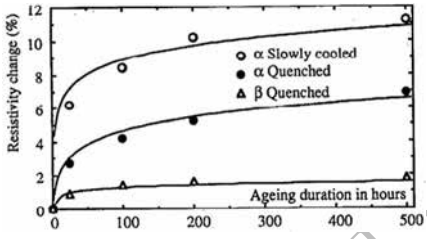


图 4　Ni-Cu-Mn-O 系热敏陶瓷材料在不同冷却速率下的老化特性曲线

1.2　晶界的影响

NTC 热敏陶瓷材料是一种多晶多相材料，其晶粒边界的成分和电性能与晶粒内部可以有很大不同。在烧结时杂质可能聚集到边界上。在冷却过程中，杂质也容易沿晶粒边界扩散。在后续的使用过程中，由于电场的作用会使一些杂质离子电离而造成不稳定性。Groen 等人提出了阳离子空位模型，如图 5 所示[14]。他们认为在冷却过程中，由于氧化在样品晶界处形成了阳离子空位，在老化过程中，阳离子空位从晶界处扩散迁移到晶粒内部达到平衡。基于此，很多学者提出了阳离子的重新分布模型，但其本质都是基于 Groen 模型所引发的不同晶格间隙位置阳离子浓度的变化。Fritsch 等人也在 Ni-Mn-O 系热敏陶瓷材料的老化特性研究中得出了相似的结论[15,16]。并且，为了进一步证实退火过程的氧化现象对老化特性的影响，他们把 Ni-Mn-O 系热敏陶瓷在不同气氛下进行退火处理，如图 6 所示，结果表明在氮气氛围下退火的样品，其电阻基本不发生变化，展现了优异的老化稳定性。当然，晶界对老化漂移率的影响也与烧结条件和冷却速率息息相关。

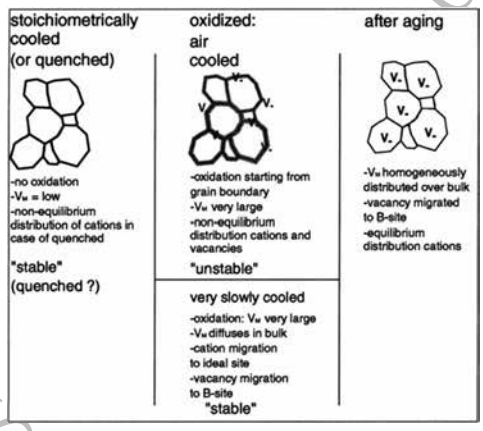


图 5　Groen 提出的老化过程示意图

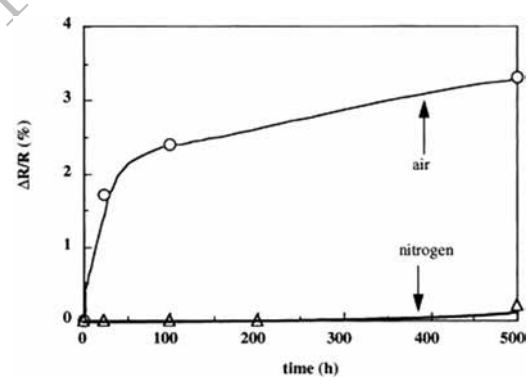


图 6　Ni-Mn-O 系热敏陶瓷材料在不同退火气氛下的老化特性曲线

1.3　显微裂缝的作用

NTC 热敏陶瓷材料在冷却过程中所受到的应力超过一定程度时，会在坯体中形成显微性裂缝。特别在体积较大和含挥发物较多的坯体中，这种裂缝更容易形成。裂缝生成之后就会形成局部的高阻区，在使用时还会因此产生局部过热而加剧裂缝的蔓延，从而使阻值不断增大。

1.4　内应力的均匀化

NTC 热敏陶瓷材料是在高温下烧成的，

在冷却过程中，由于坯体内外散热不均匀以及各种晶型的转变，使之不可能以同一速度收缩。因而坯体内部各部分存在不同的应力，在应力集中的地方会出现一些局部的低阻区。在储存和使用过程中使低阻区逐渐消失而使阻值增大。

1.5 气体吸附和解吸

当 NTC 热敏陶瓷材料用有机漆作保护层时，由于漆层的缩聚作用，会放出一部分挥发性气体，在高温下这些气体会扩散到晶界上形成物理吸附或化学吸附，使得阻值增加。在储存和使用过程中这些吸附气体又可能逐渐排出，从而使阻值减小。这种现象可以持续几个月或者一年以上，但阻值变化主要在保护层涂覆后一周内表现出来，因而产品出厂需要存放一段时间。

1.6 接触部分的老化

通常，片式、杆状热敏电阻用银浆作电极作为引线与陶瓷体之间的过渡层，在长期高温下，银层会产生老化使接触电阻增大。珠状热敏电阻直接使用铂或者铂合金丝做引线，经过温度循环后会使引线和陶瓷体的结合变松，导致接触电阻增加，甚至破坏了应有的接触。

2. 老化问题的解决途径

为了提高 NTC 热敏电阻的长期使用的稳定性，如下方法可以实现：

（1）选用的氧化物材料应该有纯电子电导的特性；

（2）选用的氧化物材料在高温及气体介质作用下不发生明显的化学变化；

（3）选用的氧化物材料在制造及使用过程中杂质对其性能影响不敏感；

（4）氧化物材料加工处理时，应使其杂质扩散平衡，或使其在工作过程中重新平衡的过程进行的很慢；

（5）引出线应与陶瓷体牢固的结合在一起，并有比较一致的热膨胀系数，且在气体介质中是稳定的；

（6）为了防止气体和水分的渗透，可采用玻璃或者其它密封措施，这些玻璃防护层应与陶瓷体有比较一致的热膨胀系数；

（7）热敏电阻应该在高于工作温度的条件下进行为期几天至几星期的预老化处理。

3. 结束语

目前，虽然国内外研究者对 NTC 热敏陶瓷材料的老化特性投入了更加广泛、深入的研究，但仍尚未建立明确的老化机理。并且解决老化问题的措施仍然还存在很多不足之处。随着低温、航空航天的先进领域对产品精度与可靠性要求的提升，NTC 热敏电阻的老化问题也必将带来新的机遇和挑战。

致谢

在文献收集及论文写作过程中，收到了中科院新疆理化技术研究所常爱民研究员和姚金城副研究员的大力支持，并提供了很多有益的数据和资料，在此向常老师和姚老师的大力帮助表示衷心的感谢。

参考文献：

[1] Q. Wang, W. Kong, J. Yao, A. Chang, Fabrication and electrical properties of the fast response $Mn_{1.2}Co_{1.5}Ni_{0.3}O_4$ miniature NTC chip thermistors, Ceram. Int., 45 (2019) 378-383.

[2] W. Ren, N. - N. Zhu, L. Li, H. - J. Feng, Y. - G. Wang, Y. -H. Yang, Z. -N. Yang, S. -G. Shang, Improvement of ageing issue in $Zn_{0.4}Fe_{2.1}Co_2Mn_{1.5}O_8$ thermistor films, J. Eur. Ceram. Soc., 39 (2019) 4189-4193.

[3] T. Liu, H. Zhang, P. Ma, A. Chang, H. Jiang, Core-shell NTC materials with low thermal constant and high resistivity for wide - temperature thermistor ceramics, J. Am. Ceram. Soc., 102 (2019) 4393-4398.

[4] B. Wang, J. H. Wang, A. M. Chang, J. C. Yao, Bismuth trioxide - tailored sintering temperature, microstructure and NTCR characteristics of

$Mn_{1.1}Co_{1.5}Fe_{0.4}O_4$ ceramics, RSC Adv, 9 (2019) 25488-25495.

[5] A. Feteira, Negative Temperature Coefficient Resistance (NTCR) Ceramic Thermistors: An Industrial Perspective, J. Am. Ceram. Soc., 92 (2009) 967-983.

[6] C. Wei, L. Gremillard, The influence of stresses on ageing kinetics of 3Y-and 4Y-stabilized zirconia, J. Eur. Ceram. Soc., 38 (2018) 753-760.

[7] B. Zhang, Q. Zhao, A. M. Chang, Y. Q. Wu, H. Y. Li, Spark plasma sintering of $MgAl_2O_4$ - $LaCr_{0.5}Mn_{0.5}O_3$ composite thermistor ceramics and a comparison investigation with conventional sintering, J. Alloys Compd., 675 (2016) 381-386.

[8] M. N. Muralidharan, P. R. Rohini, E. K. Sunny, K. R. Dayas, A. Seema, Effect of Cu and Fe addition on electrical properties of Ni-Mn-Co-O NTC thermistor compositions, Ceram. Int., 38 (2012) 6481-6486.

[9] C. M. Metzmacher, W. A. Groen, I. M. Reaney, Microstructure and electrical properties of Mn-Ni-In spinels, Physica Status Solid A - Applied Research, 181 (2000) 369-386.

[10] R. Metz, Electrical properties of NTC thermistors made of manganite ceramics of general spinel structure: $Mn_{3-x-x'}M_xN_{x'}O_4$ ($0 \leqslant$ plus $x' \leqslant 1$; M and N being Ni, Co or Cu). Aging phenomenon study, J. Mater. Sci., 35 (2000) 4705-4711.

[11] A. F. Feltz, W. Polzl, Spinel forming ceramics of the system $Fe_xNi_yMn_{3-x-y}O_4$ for high temperature NTC thermistor applications, J. Eur. Ceram. Soc., 20 (2000) 2353-2366.

[12] B. Wang, J. Wang, D. Shang, A. Chang, J. Yao, Sintering temperature and XPS analysis of $Co_{2.77}Mn_{1.71}Fe_{1.10}Zn_{0.42}O_8$ NTC ceramics, Mater. Chem. Phys., 239 (2020) 122098.

[13] P. Castelan, B. Ai, A. Loubiere, A. Rousset, R. Legros, Aging study of nickel-copper-manganite negative temperature coefficient thermistors by thermopower measurements, J. Appl. Phys., 72 (1992) 4705-4709.

[14] W. A. Groen, C. Metzmacher, V. Zaspalis, P. Huppertz, S. Schuurman, Aging of NTC ceramics in the system Mn - Ni - Fe - O, J. Eur. Ceram. Soc., 21 (2001) 1793-1796.

[15] S. Fritsch, J. Sarrias, M. Brieu, J. J. Couderc, J. L. Baudour, E. Snoeck, A. Rousset, Correlation between the structure, the microstructure and the electrical properties of nickel manganite negative temperature coefficient (NTC) thermistors, Solid State Ion., 109 (1998) 229-237.

[16] Z. Wang, C. Zhao, P. Yang, A. J. A. Winnubst, C. Chen, X-ray diffraction and infrared spectra studies of $Fe_xMn_{2.34-x}Ni_{0.66}O_4$ ($0<x<1$) NTC ceramics, J. Eur. Ceram. Soc., 26 (2006) 2833-2837.

固相法合成 La^{3+}、Mn^{3+}、Ni^{3+} 掺杂锆酸镱及其电学性能

王亦歌[1,2]，常爱民[2]

（1 新疆师范大学化学化工学院，新疆乌鲁木齐 830000；2 中国科学院新疆理化技术研究所，新疆乌鲁木齐 83011）

摘　要：本文以氧化物单质为前驱体，采用固相法并通过无压烧结制备了 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）复合陶瓷材料。X 射线衍射（XRD）、扫描电子显微镜（SEM）结果发现所合成的 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）复合陶瓷材料具有单一的萤石相结构。电阻温度测试发现，在 673K-1273K 的温区范围内，复合材料表现出典型的负温度系数电阻特性，其 B 值分别为 16603K、14789K、16930K，Ea 分别为 1.43eV、1.27eV、1.46eV。以上结果表明，$Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）陶瓷材料作为高温热敏电阻材料具有良好的应用前景。

关键词：萤石相；稀土锆酸盐；负温度系数；NTC 热敏电阻

Study on the Electrical Properties of La^{3+}, Mn^{3+}, Ni^{3+} doped $Yb_2Zr_2O_7$ Ceramics by Solid State Reaction

Yige Wang[1,2], Aimin Chang[2] *

(Key Laboratory of Functional Materials and Devices for Special Environments of CAS,
Xinjiang Key Laboratory of Electronic Information Materials and Devices,
Xinjiang Technical Institute of Physics and Chemistry of CAS, Urumqi, China)
* Corresponding authors

Abstract: In this work, the $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$ (A=La、Mn、Ni) ceramics are synthesized by solid state reaction method, in which rare-earth oxides and ZrO_2 with exactly stoichiometric ratio are used as starting materials. The physical structure and electrical properties are characterized by using X-ray diffraction, scanning electron microscopy and resistance-temperature measurements. XRD and SEM results showed that $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$ (A=La, Mn, Ni) ceramics with a single fluorite phase were synthesized. It is demonstrated that the prepared ceramics exhibit a typical characteristic of negative temperature coefficient of resistivity over a wide temperature range from 673K to above 1273K. Its B values are 16603K, 14789K, 16930K, and Ea are 1.43eV, 1.27eV, and 1.46eV, respectively. The above results show that $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$ (A=La, Mn, Ni) ceramic materials have good application prospects as high temperature NTC thermistor materials.

Key words: fluorite phase; rare-earth basedzirconate; negative temperature coefficient; high temperature NTC thermistor

1. 引言

随着汽车电子，军事和航空航天业的蓬勃发展，负温度系数（NTC）热敏电阻因其精度高、适用范围广、性能稳定等特性，引起了越来越多的关注。众所周知，NTC 热敏电阻陶瓷材料目前使用最为广泛的是基于过渡金属氧化物（即 Mn，Co，Ni，Fe，Cu，Zn 等）的尖晶石结构复合材料［1］。但由于此类材料在温度高于 300℃时极不稳定性，因此限制了其在高温环境下的应用。由此，高温 NTC 热敏电阻材料的研究已成为目前的研究重点。烧绿石结构的化合物因其本身具有很高的化学稳定性和热稳定性，近年来获得了研究者的重视，从其通式 $A_2B_2O_7$ 可以看出，这种结构能够进行不同位置的化学取代和掺杂，从而赋予其超导性［2］，半导体性［3］，磁性［4］，发光特性［5］等。特别是可以通过其 A 位的取代掺杂获得具有不同有序度的结构，从而实现电学特性的调控［6］，使它们在高温 NTC 热敏电阻材料中具有潜在的应用前景。然而，烧绿石结构的 NTC 热敏电阻只有少数报道［7，8，9］。而我们在之前的研究中我们发现具有烧绿石结构或萤石结构的稀土锆酸盐热敏电阻材料在高温下具有良好的 NTC 特性，因此在本文中，我们选用 La、Mn、Ni 作为掺杂元素对 $Yb_2Zr_2O_7$ 的 A 位进行掺杂，并对其电学性能的进行研究。

2. 实验

2.1 试样制备

$Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A = La、Mn、Ni）陶瓷采用固相法进行合成，其中原料为 ZrO_2、Yb_2O_3、La_2O_3、Mn_2O_3 和 Ni_2O_3。以上氧化物均购自 aladdin 试剂公司，纯度≥99.9%。具体合成步骤如下：按照化学计量比称量并用乙醇作为混合助剂球磨 8 小时，在 423K 下干燥 12 小时后，将混合粉末在 20 MPa 下单轴压制成直径 8.5mm，厚度 1.5mm 的圆盘，然后在 300MPa 下冷等静压 3 分钟以形成粒料。最后，在空气中于 1923 K 的熔炉中对所制备的粒料进行无压烧结工艺 10h，既得所需陶瓷材料。

2.2 分析检测

采用 Bruker D8 advance-X 射线衍射仪进行 XRD 测定（CuKα 为辐射源，λ = 0.15046nm，扫描范围 2θ = 20~70 ）。采用 FEI Quanta 200 扫描电子显微镜并结合能量色散光谱法（EDS）对样品表面形貌和组成进行分析。采用 NRS1000 拉曼光谱仪（Ar^+激光，20 mW，532 nm）对样品进行拉曼图谱记录。电学性能测试曾用所制备的圆盘将其在乙醇的超声波浴中冲洗 15 分钟后，在两面旋涂导电铂金浆并焊接铂金引线，并在 1173 K 下进行烧渗即为测试电极。将所得测试电极与数字万用表（Keithley 2000）进行连接，在 673 K 到 1273K 测试温度范围内对所得电阻值进行记录。

3. 结果与分析

3.1 X 射线衍射（XRD）分析

图 1 为制备的 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A = La、Mn、Ni）陶瓷材料的 X 射线衍射图谱。从图中可以看出，$Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A = La、Mn、Ni）陶瓷主要衍射峰在 2θ = 29°，34°，48°和 57°附近，与已报道的文献一致，表明每种制备的锆酸盐陶瓷均为单相。此外，在 2θ 值分别约为 14°（111），28°（311），37°（331），45°（511）和 51°（531）附近没有观察到烧绿石结构所特有的超晶格衍射峰［10-12］，说明从 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A = La、Mn、Ni）陶瓷为缺陷型萤石相。

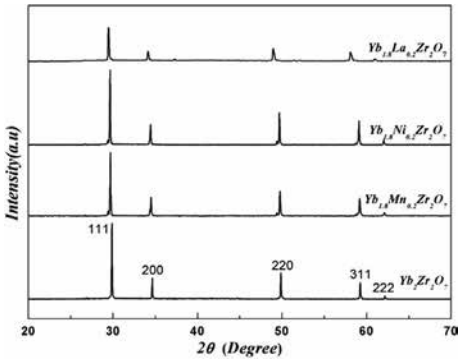


图 1 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）陶瓷的 X 射线衍射图谱

3.2 扫描电镜（SEM）分析

图 2 显示了在 1923 K 下空气烧结 10 h 的 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）陶瓷的 SEM 图。可以看出，每组锆酸盐陶瓷的表面形态相似，晶界清晰，在晶界上没有形成其他相。除了少量的细孔外，显微结构相对致密，并且在 SEM 显微图中未发现第二相，这与 XRD 给出的结果一致。

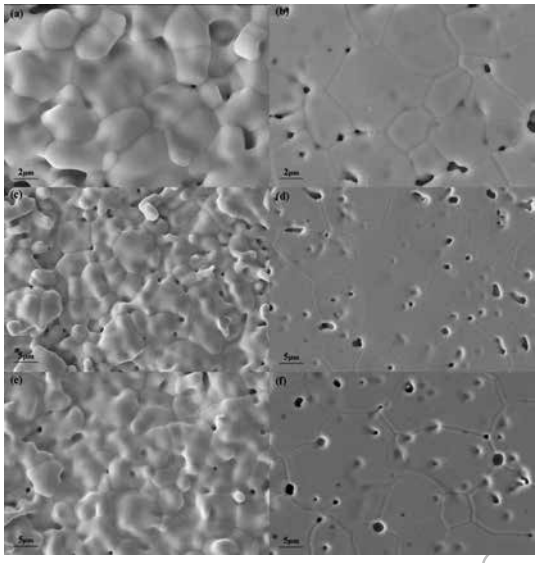


图 2 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）陶瓷的扫描电镜图

3.3 电学性能

图 3 显示了电阻率（ρ）的自然对数与温度倒数（1000/T）的关系。对于所有曲线，电阻率都随温度的升高呈指数下降，表明其具有典型的 NTC 特性。显然，在 673K-1273K 温度范围内这两个参数之间呈现线性关系，这符合经典的 Arrhenius 公式［13］：$\rho=\rho_o exp(Ea/kT)$。其中 ρ_o 为材料在无限温度 T 下的电阻率是绝对温度，k 是玻尔兹曼常数。Ea 是导电的活化能，由 lnρ 对 1/T 曲线的斜率计算得出。对于热敏电阻常数 B，可由 $B=Ea/k$ 计算得出。表 1 列出了 NTC 热敏电阻在 673K-1273K 处的电阻率，B 值和活化能。从表 1 中可以看出，三种稀土锆酸盐其 B 值和活化能均高于传统的尖晶石结构的复合材料［1］，表明该类材料可用于 300℃以上的高温环境。同时，我们也发现，$Yb_{1.8}Mn_{0.2}Zr_2O_7$、$Yb_{1.8}Ni_{0.2}Zr_2O_7$、$Yb_{1.8}La_{0.2}Zr_2O_7$ 在 1273K 下的电阻率仍然能够保持在 241.43Ω·cm、222.91Ω·cm 和 568.57Ω·cm，相较于钙钛矿结构的高温 NTC 材料，其数值高出 3 倍以上。很明显，这种在高温环境下尤其是 1000℃时依然能够保持较高的电阻率，有利于可用于高温环境下的 NTC 热敏电阻的电路设计和制造，由此，可以发现，本文中所涉及的 $Yb_{1.8}Mn_{0.2}Zr_2O_7$、$Yb_{1.8}Ni_{0.2}Zr_2O_7$、$Yb_{1.8}La_{0.2}Zr_2O_7$ 三种材料作为高温 NTC 热敏电阻具有潜在的应用前景。

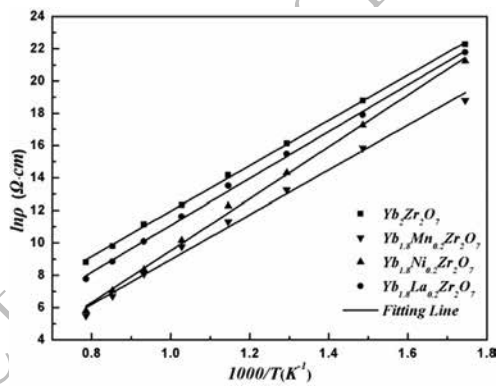


图 3 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）陶瓷的 Lnρ-1000/T 图

表 1 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）陶瓷的电阻率、B 值和激活能

sample	ρ_{1273}（Ω·cm）	$B_{673/1273}$（K）	Ea（eV）
$Yb_{1.8}Mn_{0.2}Zr_2O_7$	241.43	14789.39	1.27
$Yb_{1.8}Ni_{0.2}Zr_2O_7$	222.91	16930.83	1.46
$Yb_{1.8}La_{0.2}Zr_2O_7$	568.57	16603.77	1.43

4. 结论

本文以氧化物单质为前驱体，采用固相法并通过无压烧结制备了 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）复合陶瓷材料。XRD 及 SEM 分析显示所合成的 $Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）复合陶瓷材料为萤石相结构。电阻温度测试发现，在 673K-1273K 的温区范围内，复合材料表现出典型的负温度系数电阻特性，

其 B 值分别为 16603K、14789K、16930K，Ea 分别为 1.43eV、1.27eV、1.46eV。以上结果表明，$Yb_{1.8}A_{0.2}Zr_2O_7$（A=La、Mn、Ni）复合陶瓷作为高温热敏电阻材料具有良好的应用前景。

参考文献：

[1] Feteira A. Negative temperature coefficient resistance (NTCR) ceramic thermistors: An industrial perspective [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2009, 92 (5): 967-983.

[2] Hiroi Z, Yamaura J, Yonezawa S, and Harima H. Chemical trends of superconducting properties in pyrochlore oxides [J]. Physica C Superconductivity and Its Applications, 2007, 460-462 (part-P1): 20-27.

[3] Deepa M, Rao P, Sumi S, Radhakrishnan A, Chandran M, and Koshy P. Structural and electrical properties of nonstoichiometric semiconducting pyrochlores in Ca-Ce-Ti-Nb-O system [J]. Materials Chemistry and Physics, 2011, 127 (1-2): 162-169.

[4] Subramanian M, Ramirez A, and Kwei G. Colossal magnetoresistance behavior in manganese oxides: pyrochlore versus perovskite [J]. Solid State Ionics, 1998, 108 (1-4): 185-191.

[5] Zhang A, Mengkai Lü, Yang Z, Zhou G, and Zhou, Y. Systematic research on $Re_2Zr_2O_7$ (Re = La, Nd, Eu, and Y) nanocrystals: preparation, structure and photoluminescence characterization [J]. Solid State Sciences, 2008, 10 (1): 74-81.

[6] Chen J, Lian J, Wang L, Ewing R, and Boatner L. X-Ray Photoelectron Spectroscopy Study ofIrradiation-Induced Amorphizaton of $Gd_2Ti_2O_7$ [J]. Applied Physics Letters, 2001, 79 (13): 1989-1991.

[7] Sumi S, Prabhakar Rao P, Koshy P. Manganese double substituted pyrochlore type semiconducting oxides for high temperature NTC thermistor applications [J]. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 2014, 25 (7): 2985-2991.

[8] Nobre M A L, Lanfredi S. Negative temperature coefficient thermistor based on $Bi_3Zn_2Sb_3O_{14}$ ceramic: An oxide semiconductor at high temperature [J]. 2003, 82 (14): 2284-2286.

[9] Nobre MAL, Lanfredi S. Grain boundary electric characterization of $Zn_7Sb_2O_{12}$ semiconducting ceramic: A negative temperature coefficient thermistor [J]. Journal of Applied Physics, 2003, 93 (9): 5576-5582.

[10] Mandal B P, Tyagi A K. Preparation and high temperature-XRD studies on a pyrochlore series with the general composition $Gd_{2-x}Nd_xZr_2O_7$ [J]. Journal of Alloys and Compounds, 2007, 437 (1-2): 0-263.

[11] Subramanian M, Aravamudan G, and Rao G. Oxide pyrochlores-a review [J]. Progress in Solid State Chemistry, 1983, 15 (2): 0-143.

[12] Subramanian M, Sleight A. Chapter 107 Rare earth pyrochlores. Handbook on the Physics and Chemistry of Rare Earths, 1993, 16: 225-248.

[13] Goodenough, John B. Ceramic technology: Oxide-ion conductors by design. Nature, 2000, 404 (6780): 821-823.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

传统固相法制备 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）热敏陶瓷材料及电性能研究

魏亚鑫[1]，张　博[1]，常爱民[1]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究生 材料物理与化学研究室，乌鲁木齐 830011）

摘　要：通过传统固态反应合成了 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A = Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）负温度系数（NTC）陶瓷。X 射线衍射分析表明，当 A = Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr，烧结态陶瓷相为单相 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 相，替换元素在钙钛矿晶格中形成了固溶体。所制备的所有陶瓷样品均显示出电阻率的自然对数与温度的倒数之间的线性关系，这表明合成的材料具有 NTC 特性。$CaCu_3Ti_4O_{12}$ 的电阻率最低，然后随着替换元素的离子半径的增加而增加。$ACu_3Ti_4O_{12}$ 类陶瓷材料是由于取代元素离子半径的不同导致晶格畸变使电性能发生改变。

关键词：固相法；热敏陶瓷；NTC；钙钛矿

0　引言

近年来，$CaCu_3Ti_4O_{12}$（CCTO）具有的高介电常数和介电响应在较宽温度范围具有高热稳定性等广泛应用和关注。$CaCu_3Ti_4O_{12}$（ACTO）是一种具有钙钛矿相关的体心立方 Im-3 结构的新型材料[1]，其在高温老化过程中 A、B 位阳离子的稳定分布、不易重排，显示出极高的高温稳定性[2]。基于 CCTO 的半导电性，我们研究了 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A = Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）陶瓷的负温度系数（NTC）电的性能和导电机理[3]。在先前有报道，通过固相反应制备了一系列新的 $Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ 陶瓷，以研究 La 含量对结构，微观结构和 NTC 电性能的影响。对于 $Ca_{1-x}La_xCu_3Ti_4O_{12}$ 陶瓷材料[4]，在 25-400℃时，可获得电阻率的自然对数与倒数温度之间的绝对线性关系[5]。所以考虑 $CaCu_3Ti_4O_{12}$（ACTO）系陶瓷可用作 NTC 热敏电阻应用的潜在候选材料。因为离子半径（Ca^{2+}、Y^{3+}、La^{3+}、Sr^{2+}的半径分别为 1.34Å、0.89Å、1.36Å、1.44Å[6]）和晶格位相近，用 Y^{3+}、La^{3+}、Sr^{3+}替换 Ca^{2+}可能会导致固溶体的形成和电性能变化。

1　实验

1.1　样品制备

通过常规固态反应合成了本研究中的 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A = Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）陶瓷样品。将化学计量的 CaCO3（纯度为 99%），Y_2O_3（纯度为 99.99%），La_2O_3（纯度为 99.99%），SrO（纯度为 99.99%），CuO（纯度为 99%）和 TiO_2（纯度> 98%）混合并在玛瑙研钵中研磨，然后在 900℃下煅烧 3 小时。然后将煅烧的粉末在研钵中研磨 8 小时。随后，用单轴压力机以 20MPa 的压力压入直径为 10mm 的磨具中。用冷等静压机以 300 MPa 压力保压 180 秒钟用于增加样品致密度。将陶瓷样品放在钟罩炉钟用 1000℃烧结 6 小时。

1.2　样品测试

通过 X 射线衍射（XRD；BRUKERD8-ADVANCE）确定烧结样品的晶相。通过扫描电子显微镜（FE-SEM；Zeiss SUPRA55VP，

德国）观察了烧结陶瓷的微观结构。为了表征电性能，将烧结的陶瓷片的相对侧涂覆上一层薄薄的 Ag 浆料，然后在 650℃的温度下保温 30min 退火。使用数字万用表（Hewlett Packard，34401A）在 25-600℃的范围内测量片体电阻。

2 结果与讨论

2.1 相结构分析

烧结后的 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A = Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）陶瓷的 XRD 图谱如图 1 所示。显然，当 A = Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr 样品为单一的具有主体心立方结构的 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 相，空间群位 Im-3，没有随着替代元素的改变而产生其他相。这表明 Ca^{2+}、Y^{3+}、La^{3+}、Sr^{2+}离子已经掺入 $ACu_3Ti_4O_{12}$ 晶格中并形成固溶体。观察图谱还可以发现，峰尖比较尖锐，峰距较窄，说明合成的粉体的结晶度很高，晶化更完全。随着 A 位元素离子半径的增加，图谱中衍射峰向小角度方向偏移，这可能是由于替换元素离子半径的不同而发生的晶格畸变导致。

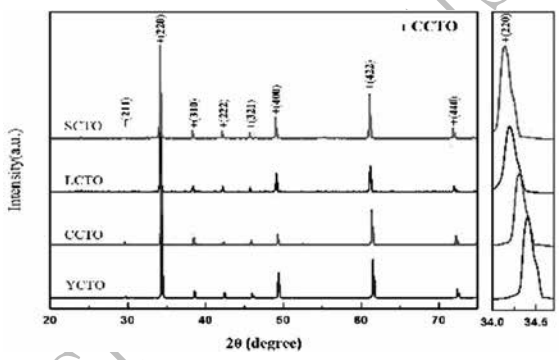


图 1 常规烧结 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）陶瓷样品 XRD 谱图。（b）样品 XRD 局部放大图。

Fig. 1 （a）XRD spectrum of a conventional sintered $ACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）ceramic sample. （b）A partial enlarged view of the XRD of the sample.

2.2 微观结构分析

图 2 显示了从烧结陶瓷表面获得的 SEM 显微照片。其中（a）、（b）、（c）、（d）分别为在 1000℃烧结保温 6h 烧结得到，替换元素 A 分别为 Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr。可以看出，陶瓷陶瓷具有均匀的微观结构，并且密度很高。替换元素进入 CCTO 晶格，通过高温烧结熔融成液态，形成固溶体，从而导致通过粒子重排增强了样品的致密度。其中晶粒尺寸随着替换元素的加入晶粒尺寸减小分别为 40μm、1μm、1.5μm、2μm。对于 ACTO 陶瓷，替换元素会抑制晶粒的生长速度，即晶界的移动[7]，所以导致晶粒减小，晶界的比表面积增大。由此可以看到随着替换元素的离子半径的增加晶粒尺寸为增大。在 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 样品上可以看到有少量的孔隙出现，这是由于在烧结过程中，在液相辅助下，晶界的移动速率大于孔隙的迁移速率，所以导致了残余孔隙的产生。

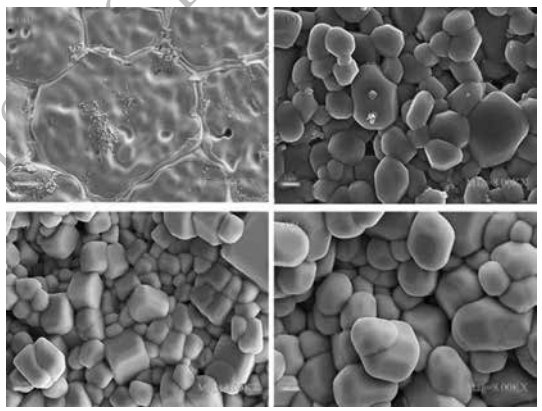


图 2 常规烧结 $ACu_3Ti_4O_{12}$（a=Ca、b=$Y_{2/3}$、c=$La_{2/3}$、d=Sr）陶瓷样品 SEM 图。

Fig 2 SEM image of a conventional sintered $ACu_3Ti_4O_{12}$（a=Ca、b=$Y_{2/3}$、c=$La_{2/3}$、d=Sr）ceramic sample.

2.3 电性能分析

图 3 显示了 NTC 热敏电阻的电阻率（lnρ）的自然对数与绝对温度的倒数（1000 / T）的关系图。在 25-600℃的温度范围内，在 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 系材料的电阻率随着掺杂元素离子半径的增加而增加，显示出良好的负温度系数特性（NTC）。在该图中观察到的线性相关性是小极化子跳跃传输机制的特征，可以通过下面的 Arrhenius 关系描述其机理[8]：

$$\rho=\rho_0\exp\left(\frac{E_a}{kT}\right) \quad (1)$$

其中 ρ_0 是材料在无限温度下的电阻率，Ea 是导电的活化能，K 是玻尔兹曼常数，T 是绝对温度。如图 3 所示，随着替换元素离子半径的增加，电阻率增加。这是 CCTO 陶瓷表现出 n 型半导电性[9]。这些陶瓷中的导电是由于电子在金属离子的不同氧化态之间跳跃所致。我们通过 X 射线光电子能谱分析研究了 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 陶瓷中金属元素的化学状态，表明存在 $Cu^+/Cu2^+$，Ti^{3+}/Ti^{4+}[3,5]。因此，在晶格位置变换替代元素的离子半径，导致晶格畸变，可以调节其电阻率的大小和材料电性能。

表 1 列出了 NTC 热敏电阻的 ρ_{25}，B 值和活化能 Ea。B 值可通过以下公式计算得出[10]：

$$B=\left[\frac{T_1T_2}{T_1-T_1}\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)\right] \quad (2)$$

其中 R_1 是温度 T_1 的电阻，R_2 是温度 T_2 的电阻。根据 B 常数，可以用以下等式表示活化能[11]：

$$B=Ea/k \quad (3)$$

其中 Ea 是活化能，k 是玻尔兹曼常数。观察到随着替换元素的改变，Ea 随着离子半径的增加而增加。其晶界为高阻相晶粒为低阻相，由于替换元素的改变导致晶粒尺寸的减小，晶界比表面积增大，导致电阻率增加。

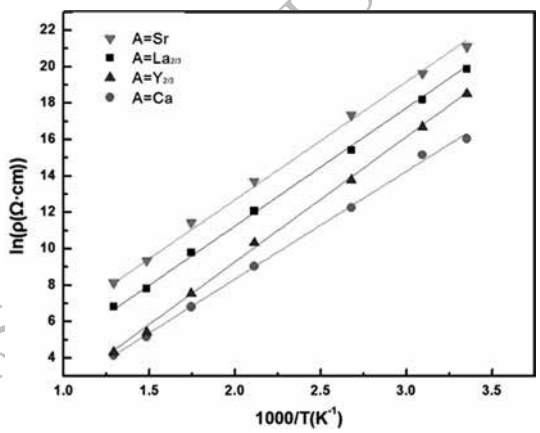


图 3　常规烧结 $ACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）体系陶瓷样品阻温曲线图

Fig. 3　Resistance temperature curve of conventional sintered $ACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）ceramic samples

表 I　$ACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）体系材料的 B 常数，α 和活化能。

Table I　B Constant，α，and Activation Energy for Various Compositions in $aACu_3Ti_4O_{12}$（A=Ca、$Y_{2/3}$、$La_{2/3}$、Sr）.

A	ρ_{25}（Ωcm）	$B_{300/500}$（K）	Ea（eV）
Ca	9. 36×106	6012	0. 51
Y	1. 09×108	7145	0. 61
La	4. 33×108	9905	0. 85
Sr	1. 47×109	10633	0. 91

3　结论

通过传统固相法常规烧结在 1000℃烧结制备了体心类钙钛矿结构的 $ACu_3Ti_4O_{12}$ 系陶瓷材料，并且形成固溶体。重点研究了随着不同的元素的替换，改变了 $ACu_3Ti_4O_{12}$ 的晶粒尺寸从而可以调节材料的电性能，$ACu_3Ti_4O_{12}$ 系材料的电阻率随着掺杂元素离子半径的增加而增加的，显示出良好的负温度系数特性。该体系热敏电阻材料电阻率、B 值、活化能最高为 1. 47×109Ωcm、10633K、0. 91eV。将 $CaCu_3Ti_4O_{12}$ 系材料作为 NTC 热敏电阻材料，成本低廉、制备工艺简单，具有工业化应用前景。

参考文献：

[1] M. A , Subramanian, and, et al. High Dielectric Constant in $ACu_3Ti_4O_{12}$ and $ACu_3Ti_3FeO_{12}$ Phases [J]. Journal of Solid State Chemistry, 2000, 151 (12): 323-5

[2] B. Bochu, M. N. Deschizeaux, J. C. Joubert, . Synthèse et caractérisation d \ \ " une série de titanates pérowskites isotypes de [$CaCu_3$] (Mn_4) O_{12} [J]. Journal of Solid State Chemistry, 1979, 29 (2) 1-298

[3] Jia X , Zhang B , Chang A . New negative temperature coefficient ceramics in La-doped $CaCu_3Ti_4O_{12}$ system [J]. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 2019. 30: 10217-10223

[4] Antonio Feteira. Negative Temperature Coefficient Resistance (NTCR) Ceramic Thermistors: An In-

dustrial Perspective [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2009, 92 (5): 967-983.

[5] R. N. Jadhav, S. N. Mathad, Vijaya Puri. Studies on the properties of $Ni_{0.6}Cu_{0.4}Mn_2O_4$ NTC ceramic due to Fe doping. Ceramics International, 2012, 38 (6): 0-0.

[6] K. Park, S. J. Yun. Influence of the composition on the electrical properties of $(Mn_{2.1-x}Ni_{0.9}Si_x)O_4$ negative temperature coefficient thermistors [J]. Journal of Materials Science Materials in Electronics, 2004, 15 (6).

[7] Somsack Vangchangyia, Ekaphan Swatsitang, Prasit Thongbai, . Very Low Loss Tangent and High Dielectric Permittivity in Pure-$CaCu_3Ti_4O_{12}$ Ceramics Prepared by a Modified Sol - Gel Process [J]. 95 (5): 1497-1500.

[8] K. Park, J. K. Lee. The effect of ZnO content and sintering temperature on the electrical properties of Cu - containing $Mn_{1.95-x}Ni_{0.45}Co_{0.15}Cu_{0.45}Zn_xO_4$ ($0 \leqslant x \leqslant 0.3$) NTC thermistors [J]. 475 (1-2): 0-517.

[9] Zhang B, Zhao Q, Chang A, et al. Spark plasma sintering of $MgAl_2O_4$-$YCr_{0.5}Mn_{0.5}O_3$ composite NTC ceramics [J]. Journal of the European Ceramic Society, 2014, 34 (12): 2989-2995.

[10] P. A. Sobocinski, P. L. Grande, P. . Pureur, Fluctuation conductivity and the chiral glass state in disordered $YBa_2Cu_3O_{6+d}$ thin films, Physica C-Superconductivity and Its Applications, 2015, 517: 49-52.

[11] D. T. Nguyen, S. S. Hong, Synthesis of Needle-Like $BiVO_4$ with Improved Photocatalytic Activity Under Visible Light Irradiation, Journal of Nanoscience and Nanotechnology, 2019, 19: 7696-7701.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

Eu^{3+} 掺杂 $NaCaPO_4$ 玻璃陶瓷的制备和光学性能及在辐射剂量测量中的应用

徐　杰[1,2]，陈朝阳[1]，范艳伟[1]，何承发[3]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究所 特殊环境功能材料与器件重点实验室，新疆 乌鲁木齐 830000；
2. 中国科学院大学 材料科学与光电技术学院，北京 100049；
3. 中国科学院新疆理化技术研究所 固体辐射物理研究室，新疆 乌鲁木齐 830000）

摘　要：采用传统高温熔融-淬冷及可控析晶热处理过程，成功制备了 Eu^{3+} 掺杂 $NaCaPO_4$ 玻璃陶瓷（GC）OSL 材料。通过 X 射线衍射技术（XRD）证实了 $NaCaPO_4$ 的晶体结构。此外，通过荧光光谱（PL），热释光特性（TL）以及采用连续波光激励发光（CW-OSL）的模式对所制备材料的光学性能和辐射剂量学特性做了系统的研究。结果表明，PL 激发和发射光谱展示了与 Eu^{3+} 离子相关的能级跃迁行为，且确定最佳激发及发射光波长分别位于 395 nm 和 619 nm 处。当 Eu_2O_3 掺杂浓度为 0.25 mol%时 CW-OSL 强度达到最大值，掺杂更多 Eu_2O_3 发生浓度猝灭效应。$NaCaPO_4$ GC 具有优异的剂量学特性，如对 γ 射线展现高的灵敏度、低的有效原子序数（$Z_{eff} \approx 10.16$）、宽剂量响应范围（0.02-1000 Gy）。

关键词：光致发光；玻璃陶瓷；稀土；辐射探测；剂量计

Fabrication and optical properties of Eu^{3+} -doped $NaCaPO_4$ glass ceramics and their radiation detection applications

Xu Jie[1,2], Chen Zhaoyang[1], Fan Yanwei[1], He Chengfa[3]

(1. Key Laboratory of Functional Materials and Devices for Special Environments of CAS, Xinjiang Technical Institute of Physics and Chemistry of CAS, Urumqi 830011, China;
2. School Materials Science and Opto-Electronic Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Laboratory of Solid-State Radiation Physics, Urumqi 830011, China)

Abstract: Eu^{3+}-doped glass-ceramics (GC) containing $NaCaPO_4$ crystals were successfully fabricated via traditional melt-quenching route with further heat-treatment. The structure of $NaCaPO_4$ crystals was confirmed by X-ray diffraction technique. Moreover, photoluminescence (PL), Thermolumines-

通讯作者：陈朝阳（1969-），男，中国科学院新疆理化技术研究所研究员，博士，主要从事敏感材料研制开发与应用研究，E-mail：czy@ms.xjb.ac.cn

基金项目：国家自然科学基金资助项目（11675260）

cence (TL) and optically stimulated luminescence in continuous wave modality (CW-OSL) properties were investigated for potential applications in radiation measurements. The PL excitation and emission spectra exhibited transitions related to Eu^{3+} ions corresponding to the strongest excitation and emission wavelengths at 395 and 619 nm, respectively. The CW-OSL intensity reached a maximum when the Eu_2O_3 concentration was 0.25 mol%. Doping the material with abundant Eu_2O_3 shows concentration quenching. The $NaCaPO_4$ GC exhibited high sensitivity to ionizing radiation, Low-Z (Zeff≈10.16) and a broad linear dose response range (0.02-1000 Gy).

Keywords: Optically stimulated luminescence (OSL); Glass-ceramics; Radiation dosimetry; Photoluminescence; Rare Earth

0 引言

光致发光（OSL）是指材料受到外界光源进行照射，从而获得能量，产生激发导致发光的现象。利用 OSL 材料暴露于电离辐射（X，β，γ 射线等）后，用特定波长的光激发该材料，其发出的特征光强度与材料所受辐射剂量成正比的特性进行辐射剂量检测[1]。记录一段时间内累积辐射剂量的 OSL 辐射探测器称为 OSL 剂量计。OSL 剂量计不仅被世界各地数百万的辐射工作者所使用，现在还被广泛应用于医院、国际空间站等各种场所[2]。最近，OSL 剂量计由于其全光学读取过程无需加热，灵敏度高，测量范围宽，读出时间短，可重复读数等众多优点引起人们广泛关注[3]。

荧光玻璃材料凭借着简单的制备工艺、相对低廉的制备成本和优异的热稳定性能，高的透明度等特性被广泛应用于固态照明、激光、显示、温度及辐射剂量检测等领域[4-7]。此外稀土掺杂的荧光玻璃作为辐射探测材料应用于辐射剂量检测领域有以下几个优点，1. 玻璃几乎可以容纳周期表中的所有元素，可以更好的控制电子和空穴的数量以及能级位置。且能够掺杂高浓度的稀土元素，可相应提高发光强度。2. 玻璃具有灵活的几何外形，既可以做成玻璃纤维，又可以做成大尺寸的平板。玻璃纤维可应用于远距离探测，以及辐射医疗领域的非侵入性探测；大尺寸平板可应用于环境测量领域的分布式测量。3. 玻璃纤维既可以作为辐射敏感材料也可以作为传导光信号，可减少发光信号传输过程中的信号丢失，因此可以实现长距离更准确的测量。4. 玻璃生产具有成熟的工艺流程和众多生产商，易实现产业化[8，9]。玻璃陶瓷（GC）材料是在玻璃的基础上制备的，通常是通过高温熔融-淬冷制备玻璃，随后对玻璃进行可控析晶的热处理获得的。因此，GC 具有玻璃和晶体的双重特性。除了上述玻璃材料优势外，玻璃陶瓷材料具有更高的机械强度、较低的声子能量以及增强的化学稳定性[10，11]。磷硼酸盐玻璃具有熔化温度低、稀土掺杂浓度高、化学稳定性好、发光强度高和剂量响应线性范围宽等优点，且声子能量也较低[10]；因此选其作为稀土掺杂的基体材料，研究其光学性能及辐射剂量学特性。

笔者通过传统的高温熔融-淬冷制备 Eu^{3+} 掺杂 $25Na_2O-23CaO-6P_2O_5-44B_2O_3-2ZrO_2$ 玻璃材料，对所得玻璃材料进行析晶热处理过程制备出了 Eu^{3+} 掺杂 $NaCaPO_4$ GC OSL 材料。笔者系统的研究了该材料的荧光（photoluminescence，PL）特性、OSL 特性以及辐射剂量学特性，探索 Eu^{3+} 掺杂 $NaCaPO_4$ GC 在 OSL 辐射剂量检测领域应用的可能性。

1 实验部分

基础玻璃（BG）通过传统高温熔融-淬冷制备，其设计配方组成为 $25Na_2O-23CaO-6P_2O_5-44B_2O_3-2ZrO_2-xEu_2O_3$（x = 0，0.1，0.25，0.5，0.75）。使用 Na_2CO_3，$CaCO_3$，$NH_4H_2PO_4$，B_2O_3，ZrO_2（分析纯，≥99.5%），

和高纯 Eu_2O_3（99.99%）粉末作为原料。依据设计的配方组成准确称量原料并放入球磨罐中加入适量无水乙醇密封充分研磨 8 h。研磨后的材料充分烘干，取适量放入刚玉坩埚中并置于马弗炉中在 1250 ℃保温 100 min 确保材料充分熔融。熔融后的玻璃液迅速倒入准备好的不锈钢模具中。随后将制备的玻璃磨成粉，取 0.15 g 粉末置于模具中使用液压机压成圆片（压力 10 kgf/cm_2，保压时间 10 s）。随后，圆片置于马弗炉中在 550 ℃热处理 120 min，制备出含 $NaCaPO_4$ 晶体的 GC。

使用高分辨 D8-Advance X-射线衍射仪（XRD）测试材料的晶体结构；利用日立 F-7000 紫外可见荧光分光光度计测试剂量片的激发光谱、发射光谱。辐照使用新疆理化技术研究所辐照室 ^{60}Co-γ 射线源，通过控制辐照时间和样品距离 Co 源的位置来控制辐照剂量，并使用 Risø TL/OSL-DA-20 光释光/热释光两用读出仪测试材料的 TL 和 OSL 特性，激发光源配备蓝光激发二极管（470 nm），耦合 Hoya U-340 滤波器和 Bialkali EMI 9235QB PMT 进行发射光检测。OSL 实验流程如图 1 所示。

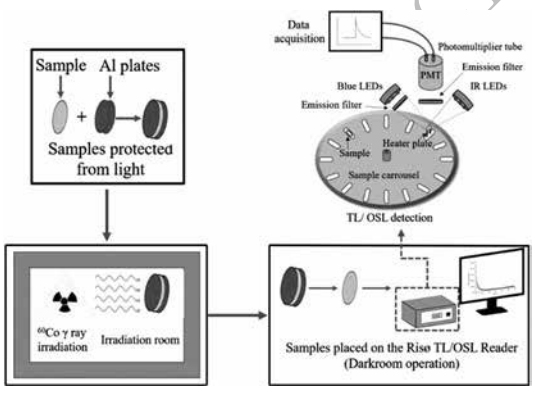


图 1　OSL/ TL 测试流程图

2　结果与讨论

2.1　XRD 表征及结果

BG（未掺杂，掺杂 0.25 mol% Eu_2O_3），BG 在 550 ℃热处理 120 min 所得 GC，以及 $NaCaPO_4$（PDF card No. 03-0751）标准衍射峰如图 2 所示。热处理前，BG 的 XRD 图谱中为隆起的宽峰，没有任何的特征峰，这表明 BG 样品为无定形的非晶态结构。BG 在 550 ℃热处理 120 min 后，XRD 展现出尖锐的特征峰并且与 $NaCaPO_4$（PDF card No. 03-0751）标准峰匹配。这表明热处理后的 BG 中析出了 $NaCaPO_4$ 晶体。

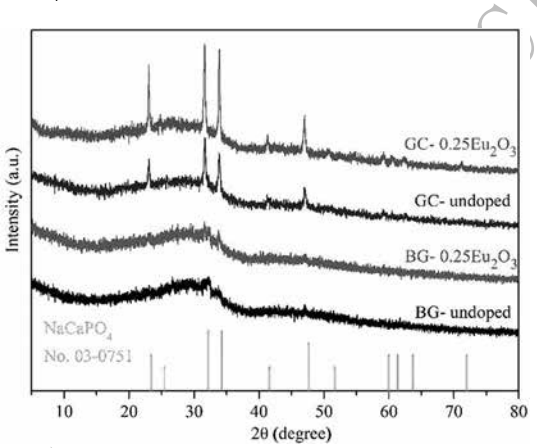


图 2　基础玻璃（BG）和玻璃陶瓷（GC）（未掺杂，掺杂 0.25 mol% Eu_2O_3）样品的 XRD 衍射图，及与 $NaCaPO_4$（PDF card No. 03-0751）标准衍射峰对比

2.2　PL 表征及结果

图 3 显示了不同 Eu_2O_3 掺杂浓度 $NaCaPO_4$ GC 的室温激发（PLE）和发射（PL）光谱。如图所示，未掺杂 Eu_2O_3 的 $NaCaPO_4$ GC 样品的 PLE 和 PL 光谱均没有明显的光信号。相反，所有掺杂 Eu_2O_3 的样品的 PLE 光谱包含 5 个特征峰，分别位于 362，382，395，416 和 466 nm 处，分别对应于 Eu^{3+} 离子：$^7F_0 \rightarrow {}^5D_4$，$^7F_0 \rightarrow {}^5G_2$，$^7F_0 \rightarrow {}^5L_6$，$^7F_0 \rightarrow {}^5D_3$，和 $^7F_0 \rightarrow {}^5D_2$ 能级对间的跃迁行为［5］。在 PLE 光谱中，选择 395 nm 处的最强峰作为激发波长进行发射光谱探测。所有样品的 PL 光谱包含 5 个特征峰，分别位于 580，592，619，654 和 702 nm 处，分别对应于 Eu^{3+} 离子：$^5D_0 \rightarrow {}^7F_0$，$^5D_0 \rightarrow {}^7F_1$，$^5D_0 \rightarrow {}^7F_2$，$^5D_0 \rightarrow {}^7F_3$，和 $^5D_0 \rightarrow {}^7F_4$ 激发态能级到基态能级间的跃迁［12］。由此认为 Eu_2O_3 的掺杂在材料中引入陷阱和重组中心（发光中心），从而导致材料的荧光行为。

值得注意的是随着 Eu_2O_3 掺杂浓度的变化，PL 强度随之改变。随着 Eu_2O_3 掺杂浓度的增加，PL 强度先增加，到达最大的掺杂浓度 0.25 mol%后开始下降（图 3）。这是由于发生了浓度猝灭效应，所谓浓度猝灭效应即当稀土离子掺杂浓度过高，离子间距离达到某个临界距离，就会发生能量传递的非辐射跃迁形式，导致发光减弱甚至消失［13］。

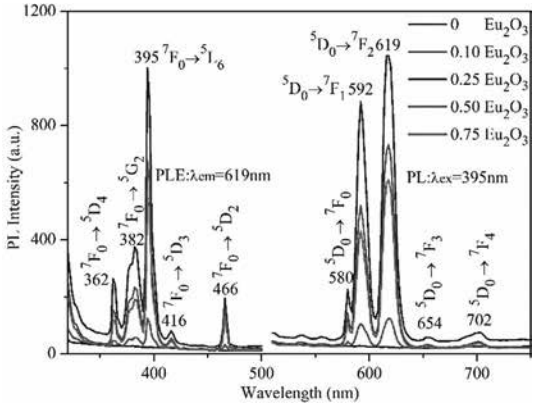


图 3　不同 Eu_2O_3（x= 0，0.1，0.25，0.5，0.75 mol%）掺杂浓度 $NaCaPO_4$ GC 的激发及发射光谱

图 4 显示了不同波长的光激发 Eu_2O_3（0.25 mol%）掺杂 $NaCaPO_4$ GC 样品的 PL 光谱。如图所示，不同的激发波长的光激发下，PL 光谱的峰型与峰位基本一致。这很有可能是因为材料的发光行为涉及特定的陷阱位置，与激发光波长的选择无关。395 nm 的光激发产生的 PL 光谱具有最强 PL 强度，PL 强度随激发波长的变化与激发光谱强度随波长的变化保持一致。

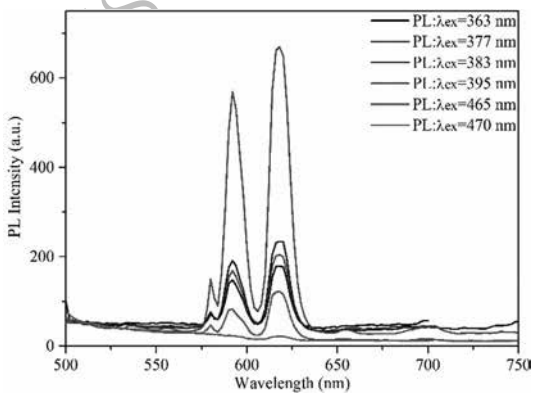


图 4　不同激发波长对应 PL 光谱

2.3　辐射剂量学特性测试

2.3.1　热释光（TL）特性表征及结果

Eu_2O_3（0.25 mol%）掺杂 GC 样品，用 γ 射线辐照 10 Gy 辐射剂量，测试其 0–450 ℃的 TL 光谱，加热速率为 5 ℃/s。如图 5 所示，TL 曲线在 185 ℃±5 ℃ 处具有一个宽的特征峰，其肩部延伸至 300 ℃。这表明 Eu_2O_3 掺杂 GC 由一系列不同深度的陷阱组成。TL 曲线与先前关于硼酸盐玻璃的报道相似［14］。

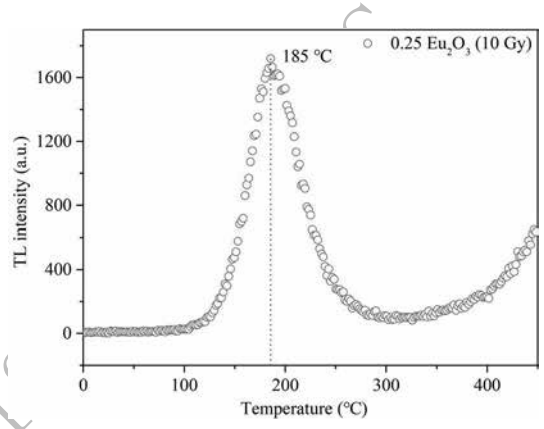


图 5　Eu_2O_3（0.25 mol%）掺杂 $NaCaPO_4$ GC 样品 TL 光谱

2.3.2　OSL 特性表征及结果

不同 Eu_2O_3 掺杂浓度 GC 样品，用 γ 射线辐照相同的辐射剂量（3 Gy）测试其 CW-OSL 衰减曲线。图 6（a）显示了 Eu_2O_3 掺杂浓度对 CW-OSL 衰减曲线的影响。如图所示，当 Eu_2O_3 掺杂浓度为 0.25 mol%时，OSL 强度达到最大，超过此掺杂浓度发生浓度猝灭效应。更多的，OSL 衰减曲线可以使用如下公式进行拟合 Eq.（1）［15］：

$$I(t) = I_0 + A_1\exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) + A_2\exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) + A_3\exp\left(-\frac{t}{\tau_3}\right) \quad (1)$$

$$\tau_{avg} = (A_1\tau_1^2 + A_2\tau_2^2 + A_3\tau_3^2)/(A_1\tau_1 + A_2\tau_2 + A_3\tau_3) \quad (2)$$

$I(t)$ 和 I_0 分别代表时间为 t 和初始时间 0 处的 OSL 强度；τ_1，τ_2 和 τ_3 分别代表了 3 个组分的荧光衰减寿命，分别对应快、中和慢三个不同 OSL 衰减成分；A_1，A_2，和 A_3 为拟合

常系数。由 Eq.（2）计算得到荧光衰减寿命平均值（τ_{avg}）为 7.15，6.74，4.93，5.06，和 6.00 s，分别对应 0，0.1，0.25，0.5，and 0.75 mol% Eu_2O_3 掺杂 $NaCaPO_4$ GC。这表明对于所有样品，8 秒的光激发后，CW-OSL 强度均衰减至峰值的 1/e，满足进行实时剂量测量的要求［16］。

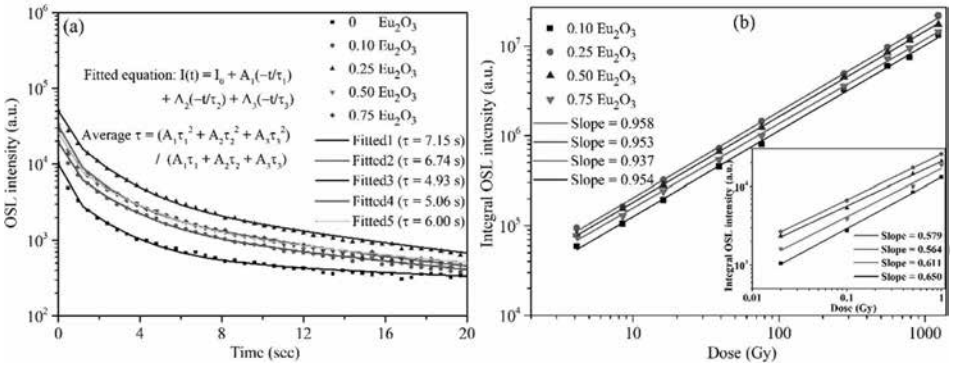


图 6　（a）不同 Eu_2O_3 掺杂浓度样品的 CW-OSL 衰减曲线；
（b）不同 Eu_2O_3 掺杂浓度样品的剂量响应曲线（3-1000 Gy），插图为小剂量范围（0.01-1 Gy）。

2.3.3　OSL 剂量响应

不同 Eu_2O_3 掺杂浓度 $NaCaPO_4$ GC 样品的剂量响应曲线在 0.02-1000 Gy 范围内进行了研究，结果如图 6（b）所示。由图可知，随着辐照剂量的增加，OSL 积分强度增强，说明样品接收辐照的剂量越大，缺陷能级俘获的电子数目越多，受到激励光照射激发时，样品发出的荧光强度越强。结果表明，样品在 0.02-1000 Gy 范围内 OSL 强度具有良好的线性关系，并且不同 Eu_2O_3 掺杂浓度样品的剂量响应曲线的拟合斜率基本一致。线性剂量响应特性表明，Eu_2O_3 掺杂的 $NaCaPO_4$ GC 具有作为辐射剂量测量应用的良好潜力。

3　结论

采用高温熔融-淬冷及可控析晶热处理过程，成功制备了 Eu^{3+} 掺杂 $NaCaPO_4$ 玻璃陶瓷 OSL 材料。材料最佳激发波长 λ_{ex} = 395 nm，对应稀土 Eu^{3+} 的 $^7F_0$ 基态能级至 $^5L_6$ 激发态能级对间跃迁。材料最佳发射波长 λ_{em} = 619 nm，对应稀土 Eu^{3+} 的 $^5D_0$ 激发态能级至 $^7F_2$ 基态能级对间跃迁。TL 曲线在 185 ℃±5 ℃处具有一个宽的特征峰。Eu_2O_3 掺杂浓度为 0.25 mol% 时，$NaCaPO_4$ GC 样品的 OSL 灵敏度最高，超过此掺杂浓度发生浓度猝灭效应。8 秒的光激发后，CW-OSL 强度均衰减至峰值的 1/e，满足进行实时剂量测量的要求。样品在 0.02-1000 Gy 剂量范围内具有良好的剂量响应特性。这些结果表明 Eu_2O_3 掺杂的 $NaCaPO_4$ GC 具有作为辐射剂量测量应用的良好潜力。

参考文献：

［1］ Pradhan AS. Optically stimulated luminescence: fundamentals and applications［J］. Radiation Protection Dosimetry, 2011, 147（4）: 619-622.

［2］ Yukihara EG, McKeever SWS, Akselrod MS. State of art: Optically stimulated luminescence dosimetry-Frontiers of future research［J］. Radiation Measurements, 2014, 71: 15-24.

［3］ Pradhan AS, Lee JI, Kim JL. Recent developments of optically stimulated luminescence materials and techniques for radiation dosimetry and clinical applications［J］. Journal of medical physics, 2008, 33（3）: 85-99.

［4］ Mauro JC, Philip CS, Vaughn DJ, et al. Glass Science in the United States: Current Status and Future Directions［J］. International Journal of Applied Glass Science, 2014, 5（1）: 2-15.

[5] Hegde V, Chauhan N, Kumar V, et al. Effects of high dose gamma irradiation on the optical properties of Eu^{3+} doped zinc sodium bismuth borate glasses for red LEDs [J]. Journal of Luminescence, 2019, 207: 288-300.

[6] Pan QW, Cai ZL, Yang YR, et al. Engineering Tunable Broadband Near - Infrared Emission in Transparent Rare - Earth Doped Nanocrystals - in - Glass Composites via a Bottom - Up Strategy [J]. Advanced Optical Materials, 2019, 7 (6): 1-13.

[7] Kalnins CAG, Ebendorff - Heidepriem H, Spooner NA, et al. Optically Stimulated Luminescence in Fluoride - Phosphate Glass for Radiation Dosimetry [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2011, 94 (2): 474-477.

[8] Qiu J, Shimizugawa Y, Iwabuchi Y, et al. Photostimulated luminescence of Ce^{3+} - doped alkali borate glasses [J]. Applied Physics Letters, 1997, 71 (1): 43-45.

[9] Zhu C, Wu D, Liu J, et al. Color - tunable luminescence in Ce-, Dy-, and Eu-doped oxyfluoride aluminoborosilicate glasses [J]. Journal of Luminescence, 2017, 183: 32-38.

[10] Yao LQ, Chen GH, Yang T, et al. Energy transfer, tunable emission and optical thermometry in Tb^{3+}/Eu^{3+} co-doped transparent NaCaPO4 glass ceramics [J]. Ceramics International, 2016, 42 (11): 13086-13090.

[11] Zhao MJ, Zhang HB, Zhou XY, et al. Effect of microstructure on up - conversion luminescent of Tb^{3+}/Yb^{3+} co-doped phosphate glass and glass-ceramic [J]. Materials Letters, 2019, 243: 73-76.

[12] Yao LQ, Chen GH, Cui SC, et al. Fluorescence and optical properties of Eu^{3+}-doped borate glasses [J]. Journal of Non - Crystalline Solids, 2016, 444: 38-42.

[13] Ju GF, Hu YH, Chen L, et al. Concentration quenching of persistent luminescence [J]. Physica B, 2013, 415: 1-4.

[14] Isokawa Y, Hirano S, Kawano N, et al. Dosimetric and scintillation properties of Ce - doped $Li3PO_4-B_2O_3$ glasses [J]. Journal of Non-Crystalline Solids, 2018, 487: 1-6.

[15] Sahu MK, Jayasimhadri M, Jha K, et al. Synthesis and enhancement of photoluminescent properties in spherical shaped Sm^{3+}/Eu^{3+} co-doped $NaCaPO_4$ phosphor particles for w - LEDs [J]. Journal of Luminescence, 2018, 202: 475-483.

[16] Gai MQ, Chen ZY, Fan YW, et al. Synthesis and luminescence in $LiMgPO_4$: Tb, Sm, B phosphors with possible applications in real - time dosimetry [J]. J. Rare Earths, 2013, 31 (6): 551-554.

常用测温方法及传感器介绍

张旺东[1,2]，姚金城[1]，常爱民[1]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究所，新疆乌鲁木齐 830011；2. 中国科学院大学，北京 100049）

摘　要：温度是表征物体冷热程度的物理量，是国际单位制中七个基本物理量之一，它与人类生活、工农业生产和科学研究有着密切关系。随着科学技术水平的不断提高，温度测量技术也得到了不断的发展，本文对常用的温度测量方法及相关传感器进行介绍。

关键词：温度测量；传感器；铂电阻；热敏电阻

Introductionto common temperature measurement methods and sensors

ZHANGWang-dong[1,2]，YAO Jin-cheng[1]，CHANG Ai-min[1]

（1. Xinjiang Technical Institute of Physics & Chemistry of CAS，Ürümqi of Xinjiang Prov. 830011，China；
2. University of Chinese Academy of Sciences，Beijing 100049，China）

Abstract：As one of the seven fundamental physical quantities in the international system of units，temperature is a physical quantity that represents the degree of cold and heat of an object. It is closely related to human life，industrial and agricultural production and scientific research. With the continuous improvement of science and technology，temperature measurement technology has also been continuously developed. This paper introduces the commonly used temperature measurement methods and related sensors.

Key words：temperaturemeasurement；sensor；thermistor；platinum resistance

温度是一个表征物体冷热程度的基本物理量，微观上来讲是物体分子热运动的剧烈程度[1,2]。物体的许多物理现象和化学性质都与温度有关，许多生产过程都是在一定温度范围内进行的。在科学试验及工农业生产过程中，对温度的测量具有十分重要的作用。温度测量的领域十分广泛，在工业领域、民用领域、军用领域，温度的测量随处可见。在工业领域，如电机的轴温，加热设备的炉温，工业冷却循环水温，啤酒的麦芽发酵温度，各种化工原料在化学反应时控制的温度等。在民用领域，超市的食品架内温度，人们生活空间环境的温度测量等。

根据温敏元件是否与被测介质接触，温度的测量方法可以被分为接触式与非接触式两大类[3]。接触式测温方法中，温敏元件要与被测介质接触，从而实现充分的热交换，在热交换的过程中，温敏元件自身的电学特

作者简介：张旺东（1996—），男，硕士生，现就读于中国科学院大学，研究方向为温度传感器。

性也会发生相应的变化。当温敏元件与被测介质热交换达到平衡时，两者的温度相等，此时通过测量温敏元件的相关电学参数（通常是电阻），可以计算出相应的温度值。非接触式的测温方法中，温敏元件不与被测介质直接接触，而是接受被测介质受热后产生的辐射能（辐射热），介质的温度越高，所产生的辐射能也就越多，两者之间存在一定的函数关系，因此根据所接收到的辐射能可计算出被测介质的温度。

1. 接触式测温

接触式测温方法中，常用的温敏元件有铂电阻、热敏电阻、热电偶等。

（1）铂电阻

铂电阻属于热电阻且是所有热电阻中最常用的一种，是国际温标计量转移的载体[4]。其物理、化学性能非常稳定，耐氧化能力强，在比较宽的温度范围内（1200℃）都能保持上述特性，电阻率较高，易于加工，因此可以制成很薄的铂箔或细铂丝[5]。其缺点主要是：电阻温度系数较小，成本较高，在还原性介质中易变脆等。在应用过程中，铂电阻的阻值温度模型可用下式表示：

在-200~0℃：

$$R_t = R_0\left[1+At+Bt^2+C\ (t-100)^3\right]$$

在0~850℃：

$$R_t = R_0\ (1+At+Bt^2)$$

式中 R_t 表示温度为 t℃时铂电阻的阻值，R_0 表示温度为0℃时铂电阻的阻值，A、B、C 为常数，其值分别为：

$A = 3.96847\times10^{-3}℃^{-1}$，$B = -5.847\times10^{-7}℃^{-2}$，$C=-4.22\times10^{-12}℃^{-4}$

在实际使用的过程中，铂电阻的电阻-温度关系会产生一定的偏离，在实际测量过程中，每只铂电阻的特性并不完全一致，具有唯一性，因此需采用校准的方法进行多点测试，以提高测量的准确度。同时，由于铂电阻自身阻值较小，其两端引线的阻值会造成较大测量误差，在一些较高精度的测量中常采用四线制的接线方式[6]。常用的标准铂电阻有 Pt50，Pt100，Pt1000，有关技术指标如下表1所示。

表1 常用标准铂电阻技术特性表

分度号	R_0/Ω	R_{100}/R_0	精度等级	R_0 允许误差（%）	最大允许误差/℃
Pt50	50	1.391±0.0007	Ⅰ	±0.05	对于Ⅰ级精度 -200~0℃
		1.391±0.001	Ⅱ	±0.1	±（0.15+4.5×10^{-3}t） 0~500℃
Pt100	100	1.391±0.0007	Ⅰ	±0.05	±（0.15+3×10^{-3}t） 对于Ⅱ级精度
		1.391±0.001	Ⅱ	±0.1	-200~0℃ ±（0.3+6×10^{-3}t）
Pt300	300	1.391±0.001	Ⅱ	±0.1	0~500℃ ±（0.3+4.5×10^{-3}t）

（2）热敏电阻

半导体热敏电阻是利用半导体材料的电阻率随温度变化的性质而制成的温度敏感元件。半导体热敏电阻随温度变化的典型特性

有三种类型，即负温度系数热敏电阻 NTC（Negative Temperature Coefficient）、正温度系数热敏电阻（Positive Temperature Coefficient）和在某一特定温度下电阻值发生突然变化的临界温度电阻器 CTR（Critical Temperature Resistor）。其中，NTC 热敏电阻在测温应用中使用较多。其阻值与温度的关系近似符合指数规律，可用下式表示：

$$R_t = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)}$$

式中 T 为被测温度（K），$T = t + 273.16$；T_0 为参考温度（K），$T_0 = t_0 + 273.16$；R_t 为温度 T（K）时热敏电阻的阻值；R_0 为温度 T_0（K）时热敏电阻的阻值；B 为热敏电阻的材料常数（K），通常由实验获得，一般在 2000～6000K。

热敏电阻的温度系数定义为温度变化 1K 时其自身电阻值的相对变化量，即：

$$\alpha_T = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} = -\frac{B}{T^2}$$

通过上式可以看出，NTC 热敏电阻的温度系数随温度的降低而迅速增大，如当 B = 4000K，T = 293.16K（t = 20℃）时，可计算出 α_T = −4.75%/℃，是铂电阻（0.39%/℃）的 10 倍以上。热敏电阻由于有电阻温度系数大、体积小、可以做成各种形状且结构简单等一系列优点，目前被广泛的用于点温、表面温度、温差和温度场的测量中。同时，由于热敏电阻器温度特性的波动比较小，在一定温度条件下响应快，因此常被用于高精度、高灵敏度的测温[7]。其主要缺点是由于半导体材料的变化而容易产生失调和漂移[8]。

（3）热电偶

由于具有构造简单、使用方便、准确度较高和温度测量范围宽等特点，热电偶（thermocouple）在温度测量应用中极为广泛[9]。常用的热电偶可测温度范围为－50～1600℃，若配用特殊材料，其温度范围可扩大为－180～2800℃。

当两种不同材料的导体相互紧密的连接在一起时，由于两种导体内部自由电子浓度不同而发生扩散，在接触处便形成电位差，该电位差称为接触电势（帕尔帖热电势）。对于单一的均质导体，假设一端的温度为 T，另一端为 T_0，当两端温度不同时（$T>T_0$），温度较高的一端（T 端）的电子能量高于温度较低的一端（T_0 端）的电子能量，因此会产生电子扩散，从而形成温差热电势（汤姆逊热电势）。热电偶便是基于以上原理制作而成。通常 T_0 端又称为参考端或冷端；T 端又称为测量端或工作端或热端。

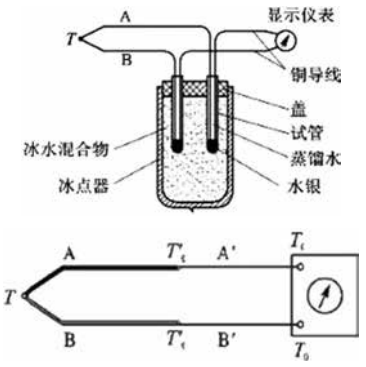
在实际使用过程中，测出总的热电势后，通常不是利用公式计算，而是查找热电偶分度表来确定被测温度。分度表是将自由端温度保持为 0℃，通过实验建立起来的热电势与温度之间的数值对应关系。由于在使用过程中，热电偶的两端距离很近，其冷端温度将受热源温度或周围环境温度的影响，并不为 0℃，而且也不是一个恒定值，因此将会引入误差。为了消除或补偿这个误差，常采用以下几种方法补偿。

冰点法：将热电偶的冷端保持在 0℃的器皿内。图 1 是一个简单的，为了获得 0℃的温度条件，一般用纯净的水和冰混合，在一个标准大气压下冰水共存时，它的温度即为 0℃。该方法是一种准确度很高的冷端处理方法，但实际使用起来比较麻烦，需要保持冰水两相共存，适用于实验室使用。

修正法：实际使用中，热电偶的冷端保持 0℃比较麻烦，但是将其保持在某一恒定温度，如将热电偶冷端放置在恒温箱内则相对而言比较容易。此时，可以采用冷端温度修正法，将测得的热电势值加上热电偶冷端相对 0℃的热电势值，就可以获得冷端为 0℃时的热电势值，经常热电偶分度表，即可得到被测热源真实温度 T。

延引热电极法：当热电偶冷端离热源较近，受其影响使冷端温度范围变化很大时，直接采用冷端温度补偿法将很困难，此时可以采用延引热电极的方法，电路图如图 2 所

示。将热电偶输出的电势传输到 10m 以外的显示仪表处，也就是将冷端移至温度变化比较平缓的环境中，再采用上述的补偿方法进行补偿。补偿导线可选用直径粗、导电系数大的材料制作，以减小补偿导线的电阻和影响。对于廉价热电偶，可以采用延长热电极的方法。采用的补偿导线的热电特性和工作热电偶的热电特性相近。补偿导线产生的热电势应等于工作热电偶在此温度范围内产生的热电势，采用该方法测量较为方便。



图一　冰点槽示意图图二延引热电极法示意图

2. 非接触式测温

非接触式测温方法中，根据所采用的测温原理不同，可分为全辐射式测温系统、亮度式测温系统和比色式测温系统。

（1）全辐射式测温系统

全辐射式测温系统利用物体在全光谱范围内总辐射能量与温度的关系测量温度。能够全部吸收辐射到其上的能量的物体称为绝对黑体。绝对黑体的热辐射与温度之间的关系就是全辐射测量系统的工作机理。由于实际物体的吸收能力小于绝对黑体，所以用全辐射测温系统测得的温度总是低于物体的真实温度。通常把测得的温度称为“辐射温度”，物体的真实温度 T 与辐射温度 T_r 之间的关系为：

$$T = T_r \frac{1}{\sqrt[4]{\varepsilon_T}}$$

式中 ε_T 为温度 T 时物体的全辐射发射系数。全辐射式测温系统适用于远距离、不能直接接触的高温物体，其测温范围为 100～2000℃[10]。

（2）亮度式测温系统

亮度式测温系统利用物体的单色辐射亮度随温度变化的原理，并以被测物体光谱的一个狭窄区域内的亮度与标准辐射体的亮度进行比较来测量温度。由于实际物体的单色辐射发射系数小于绝对黑体，因而实际物体的单色亮度小于绝对黑体的单色亮度，故系统测得的温度值低于被测物体的真实温度 T。所测得的温度称为亮度温度。物体的真实温度 T 与亮度温度 T_L 之间的关系为：

$$\frac{1}{T} - \frac{1}{T_L} = \frac{\lambda}{C_2} ln\varepsilon_{\lambda T}$$

式中 $\varepsilon_{\lambda T}$ 为单色辐射发射系数，C_2 = 0.014388m·k 为第二辐射常数，λ 为波长（m）。亮度式测温系统量程较宽，结构简单，具有较高的测量精度，一般用于测量温度范围为 700～3200℃ 的浇铸、轧钢、锻压和热处理时的温度[11]。

（3）比色式测温系统

比色式测温系统以测量两个波长的辐射亮度之比为基础，因此该测温法被称为比色测温法。通常将波长选在光谱的红色和蓝色区域内。利用该方法测温时，所得到的测量结果为“比色温度”，与实际温度 T 的关系为：

$$\frac{1}{T} - \frac{1}{T_P} = \frac{ln\left(\frac{\varepsilon_{\lambda_1}}{\varepsilon_{\lambda_2}}\right)}{C_2\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2}\right)}$$

式中 ε_{λ_1} 为波长 λ_1 的单色辐射发射系数；ε_{λ_2} 为波长 λ_2 的单色辐射发射系数；C_2 = 0.014388m·k 为第二辐射常数。由上式可以看出，当两个波长的单色发射系数相等时，物体的真实温度与比色温度 T_P 相同。通常 ε_{λ_1} 与 ε_{λ_2} 非常接近，因此比色温度与真实温度相差很小。由于其受环境的影响小，常被用于复杂环境下温度测量[12]。

3. 结束语

虽然温度测量方法多种多样，但在很多情况下，对于实际工程现场或一些特殊条件下的温度测量，比如对极限温度、高温腐蚀性介质温度、气流温度、表面温度、固体内部温度分布、微尺寸目标温度、大空间温度分布、生物体内温度、电磁干扰条件下温度测量来讲，要想得到准确可靠的结果并非易事，需要非常熟悉各种测量方法的原理及特点，结合被测对象要求选择合适的测量方法才能完成。同时，还要不断探索新的温度测量方法，改进原有测量技术，以满足各种条件下的温度测量需求。

参考文献：

[1] 冯晓娟，张金涛，林鸿，屈继峰，段宇宁，温度单位变革的历程［J］．计量技术，2019，(05)：52-54.

[2] 赵文礼．测试技术基础［M］．高等教育出版社，2009.

[3] 樊尚春．传感器技术及应用［M］．北京航空航天大学出版社，2004.

[4] Pan W C，Wang J L，Shen C Z，Wang S Q，Development of platinum resistance temperature measurement system with 30mK precision［J］．Icemi 2007：Proceedings of 20078th International Conference on Electronic Measurement & Instruments，Vol I，2007，613-617.

[5] 韩志鑫，冯锦，赵茜，工业铂热电阻检定方法研究综述［J］．中国测试，2019，45（08）：25-32.

[6] 朱维玮，吴传贵，李珊珊，王纬国，基于四线制的电阻自动测量研究与实现［J］．中国设备工程，2019，(19)：122-124.

[7] 张元飞，樊绍巍，刘宏，谭久彬，面向高温 NTC 温度检测系统设计优化及标定［J］．哈尔滨工业大学学报，2018，50（01）：18-23.

[8] P. R. NChilds，J. RGreenwood，C. ALong，Review of temperature measurement［J］．Rev Sci Instrum，2000，71（8）：2959-2978.

[9] 丁炯，钟银彪，俞雄飞，杨遂军，叶树亮，基于半导体控温的高精密低漂移测温系统［J］．仪表技术与传感器，2018，(09)：66-70.

[10] 陈宏起．全辐射反射式红外测温技术研究［D］．吉林大学，2005.

[11] 钱立超．亮度式光纤测温系统及其校准的研究与设计［D］．燕山大学，2014.

[12] 王磊．基于辐射测温理论的比色测温仪的研究［D］．哈尔滨理工大学，2019.

基于电离原理的雾霾传感器及超声波清灰技术研究

程珍珍[1]，张　勇[1]，章　凯[1]，王　迪[1]，孙利利[1]，周锦堂[1]，
郝云鹤[1]，王振宇[1]，赵　宇[1]，何　轩[1]，童佳明[1]，陈麒宇[1]

（1 西安交通大学电气工程学院　西安 710049）

摘　要：近些年环境雾霾严重，国家大幅降低排放指标，对检测设备检测下限提出了提高设备分辨率的要求；现有在线检测手段的检测指标很难满足新的检测需求。本文设计了一种基于硅微米柱的三电极电离式颗粒物传感器，实验研究了该传感器对 PM2.5 颗粒物的敏感特性，在射频激励条件下，该传感器能够检测浓度低至 0.1 μg/m^3 的 PM2.5 颗粒物浓度，达到了国家标准，灵敏度达-1.54　10^2 nA·（μg·m^{-3}）$^{-1}$，与现有产品相比，该传感器的归一化灵敏度及量程均具有一定的优势。计算了实验环境下颗粒粘附力的大小，对超声波清灰的原理进行了仿真与计算。由仿真分析结果推算出了超声波的频率声压声强，选定了超声波发生器的功率。根据计算结果，清灰效率达到了 98 %，超声波清灰后传感器的敏感特性恢复到初始状态，为雾霾浓度在线连续检测提供了支撑条件。

关键词：电离式雾霾传感器；PM2.5；超声波清灰

中图分类号及文献标识码：TM93

Research on ionization haze sensor and dust removal technology with ultrasonic wave

Cheng Zhenzhen[1], Zhang Yong[1], Zhang Kai[1], Wang Di[1], Sun Lili[1], Zhou Jintang[1], Hao Yunhe[1], Wang Zhenyu[1], Zhao Yu[1], He Xuan[11], Tong Jiaming[1], Chen qiyu[1]

(1. *School of electrical engineering*, *Xi'an Jiaotong University*, *Xi'an*, 710049)

Abstract: Because haze problem has become progressively worse, the country has greatly reduced the emission standard, and put forward the requirement of improving the equipment resolution for the

作者简介：张勇（通讯作者），1990 年于西安交通大学获得学士学位，1993 年于西安交通大学获得硕士学位，2004 年于西安交通大学获得博士学位，现为西安交通大学教授，主要研究方向为微纳智能传感器。E-mail：zhyong@ mail. xjtu. edu. cn

Zhang Yong received her B. Sc. degree in 1990, M. Sc. degree in 1993 and her Ph. D. degree in 2004 from Xi'an jiaotong university, respectively. Now she is a Professor in Xi`an jiaotong university. Her main research interest is miniaturized sensor system and intelligent perception technology.

* **基金项目**：国家自然科学基金（51577142）资助项目

detection equipment. However, the detection index of existing haze monitoring equipment is difficult to meet the new detection demand. In this paper, a triple-electrode ionization particle sensor based on silicon micro-column was proposed to detect the PM2.5 concentration. Under RF (Radio Frequency) excitation, the sensor detected the 0.1 μg / m^3 PM2.5 concentration with a sensitivity of-1.54 10^2 nA · / (μg · m^{-3}), which have reached the world-class level. Compared with the existing products, the sensor has advantages in higher normalized sensitivity and broader measuring range. Haze particles were effectively removed by an oscillator driven at ultrasonic waves, and the 98% particles were removed at a certain condition which was obtained through the optimization of simulation in combination with experiments. The sensitivity characteristics of sensors return to the original sensitive state after ultrasonic cleaning, which enables the ionization haze sensors have the potential of on-line detection of haze concentration.

Keywords: Ionization based haze sensor; PM2.5; particle removal with ultrasonic wave

0 引言

现阶段我国绝大部分火电厂都以燃烧煤炭资源为主，火电厂排放到空气中的细微颗粒物是引起雾霾天气、酸雨、光化学烟雾等问题的罪魁祸首［1］。实时准确监测火电厂排放的污染物是控制污染，进行环境决策与治理的重要前提，对改善大气环境具有重要意义［2］［3］。国家大幅降低排放指标的要求对现有的检测技术带来了新的挑战，我国环境保护标准 HJ 653-2013［4］《环境空气颗粒物（PM10 和 PM2.5）连续自动监测系统技术》要求，PM2.5 连续监测系统的最小显示值为 0.1 μg/m^3。而目前，现有的光散射法［5］［6］、β 射线吸收法［7］［8］、电荷感应法［9］［10］、滤膜称重法［11］［12］等颗粒物检测方法的最低检测值为 67 μg/m^3，均达不到国家标准的检测要求。因此，本文研制了一种基于硅微米柱结构的三电极电离式颗粒物传感器，实验研究了该基于电离原理的传感器对 PM2.5 颗粒物浓度的敏感特性，传感器量程为 0 □10000 μg/m^3，检测分辨率达到 0.1 μg/m^3，灵敏度高出现有产品 2 个数量级。另外，在检测过程中，雾霾颗粒物会附着在传感器收集极上，影响传感器的检测性能，针对这一问题，本文使用了超声波清洁技术进行了传感器表面的清灰处理，取得了有效的清灰效果。

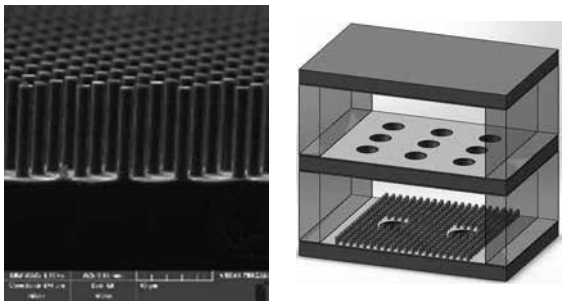
1 实验

1.1 传感器结构

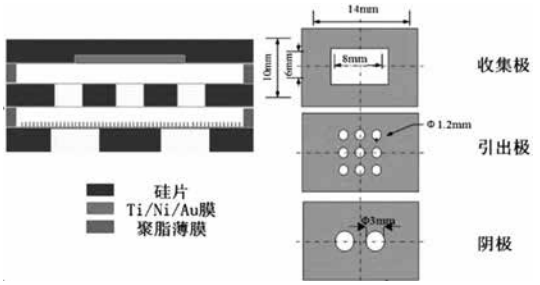
本论文提出并设计了基于硅微米柱的三电极电离式颗粒物传感器，传感器的结构如图 1 所示。传感器主要由阴极、引出极、收集极和绝缘支柱等组成。三个电极均为平板结构，使用 450 μm 厚度单晶硅片经过掩膜光刻、ICP 刻蚀、划片等微机电系统（Microelectromechanical Systems，MEMS）工艺制备而成。三个电极尺寸均为 14 mm×10 mm，阴极具有两个直径为 3 mm 的扩散孔，两个圆孔中心间距为 5 mm，有利于物质的扩散以及热量的散失；引出极具有 3×3 个圆形引出孔，引出孔直径为 1.2 mm，孔间距为 2.4 mm，用来引出阴极与引出极之间的荷电颗粒物以及放电离子；收集极中心有一个尺寸为 6 mm×8 mm、深度为 200 μm 的矩形盲孔，用来收集荷电颗粒物以及其余荷电离子。

采用 Bosch 工艺［13］在阴极内表面刻蚀硅微米柱（图 1a，硅微米柱：直径 10μm、高 60μm、间距 30μm）。最后，为了增强电极导电性和耐腐蚀抗氧化能力，分别在阴极和收集极的内表面、引出极的两面磁控溅射有钛-镍-金三层复合金属薄膜，其中钛膜厚 50 nm，镍膜厚 400 nm，金膜厚 125 nm。组装传

感器时，三个电极之间由绝缘层（聚脂薄膜）隔离（图 1b），不同厚度的绝缘层可以用来调节传感器的极间距，传感器的阴极 □引出极间距与引出极 □收集极间距相同。



（a）



（b）

图 1　三电极电离式传感器示意图

（a）三维示意图，（b）二维示意图

Fig. 1　Schematic diagram of the triple-electrode ionization sensor (a) three dimensional diagram and (b) two dimensional diagram

1.2　检测电路及检测原理

传感器的测量电路如图 2 所示，射频电源供电测量电路中，传感器阴极接地、引出极 □阴极间加射频电压 U_{RF}、阴极 □收集极加直流电压 U_c。合理控制 U_{RF} 和 U_c，传感器极间产生电场 E_1 和 E_2。其中，E_1、E_2 为交变电场，频率由 U_{RF} 决定。阴极材料尖端在高场强作用下发射电子，和气体分子发生碰撞电离，产生大量正离子与电子。一部分正离子和颗粒物相碰撞，转移电荷，使颗粒物荷电（图 3）。带电的颗粒物和其余正离子在浓度梯度作用下，通过扩散作用向引出极运动；通过引出孔后，在电场 E_2 的作用下向收集极加速运动。到达收集极后，收集极收集带电的颗粒物和正离子，产生收集极电流 I_c，根据 I_c 检测到的收集极电流值来判断被测量的大小。

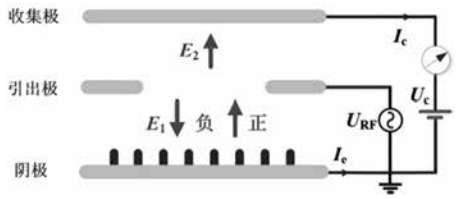


图 2　射频放电测量电路

Fig. 2　RF discharge circuit diagram

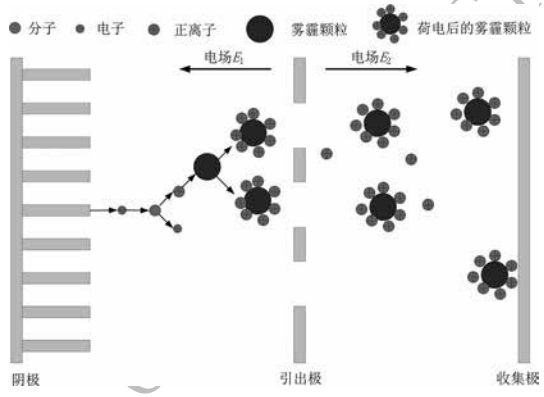


图 3　雾霾颗粒物检测原理图

Fig. 3　Schematic diagram of haze particle detection

颗粒物荷电是指当颗粒物通过传感器电极之间的电场时，颗粒物荷电的过程。按照荷电机理可以划分成电场荷电与扩散荷电两大类［14］。颗粒物的主要荷电过程由颗粒物的粒径来决定，对于粒径大于 0.5 微米的颗粒来说，荷电过程中以电场荷电为主。颗粒进入荷电电场 t 秒以后，所得到的荷电量可以用下式来表示［15］

$$q_{ef}=\pi\left(\frac{3\varepsilon_1}{\varepsilon_1+2}\right)\varepsilon_0 E_0 d^2\left(\frac{1}{1+t_0/t}\right) \qquad (1)$$

式中：q_{ef}—— 颗粒的电场荷电量，C；□$_0$ —— 真空介电常数，□$_0$ = 8.85　10^{-12} F/m；□$_1$ —— 颗粒的相对介电常数；d —— 颗粒的直径，m；E_0—— 颗粒所在位置的电场强度，V/m；t_0—— 荷电时间常数，且 t_0 = 4 □$_0$/$N_0 eb$，s；N_0—— 离子浓度，1/m^3；e —— 单位电荷电量，C；b —— 电荷载体的迁移率，m^2/V □s。

荷电时间常数 t_0 值非常小，通常为 10^{-3} 秒数量级［16］。可以知道，当颗粒进入荷电电场时间 $t = 10t_0$，颗粒荷电量会达到饱和荷电量的 90 %以上。通常在颗粒进入荷电电

场很短时间内基本上就完成了颗粒的荷电过程。

颗粒物的荷电量来自于传感器放电空间的正离子，基于气体放电理论，气体收集电流 I_c □$I_0 e^{\alpha d}/3$，$\alpha = APe^{-BP/E}$ [17]，其中 I_0 是初始放电电流；□是气体第一电离系数；d 是□过程的距离；E 是阴极微纳米尖端电场强度；n 是物质的量，可根据理想气体状态方程 $PV = nRT$ 求得；P 是气体压强；V 是气体体积；R 是理想气体常数；A 和 B 是与气体种类及温度有关的常量。通过对 n 求导，得到公式（1）-（4），说明颗粒物浓度的变化会引起收集电流的变化。

$$\frac{\partial \alpha}{\partial n} = A\left(1-\frac{BP}{E}\right) \cdot \frac{P}{n} \cdot e^{-\frac{BP}{E}} \tag{2}$$

$$\partial I_c = I_0 d e^{\alpha d}\left(\frac{\partial \alpha}{\partial n}\right) \partial n = I_0 d e^{dAPe^{-BP/E}}\left(\frac{\partial \alpha}{\partial n}\right) \partial n \tag{3}$$

$$\frac{\partial I_c}{I_c} = d\left(\frac{\partial \alpha}{\partial n}\right) \partial n \tag{4}$$

1.3 雾霾检测实验系统

为了研究颗粒物传感器的性能，搭建了颗粒物传感器实验系统（图 4），包括颗粒物传感器检测室、基于 PXI 总线的测试系统、射频电源模块、雾霾发生器系统等。

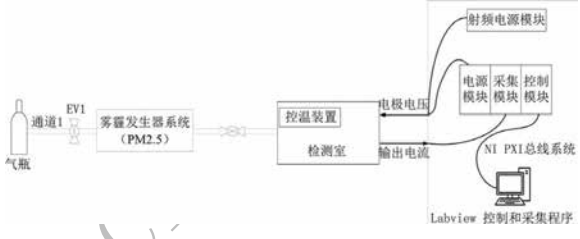


图 4 实验系统示意图

Fig. 4 RF Schematic diagram of the experimental system

1.3.1 雾霾发生器的设计

设计研制了 LM-III 雾霾发生器系统（图 5），由气源（外部提供）、粉尘发生器、20 升圆桶沉降室、气体控制阀门、不同粒径雾霾颗粒的切割器、气体管路、控制主板及人机界面等组成。

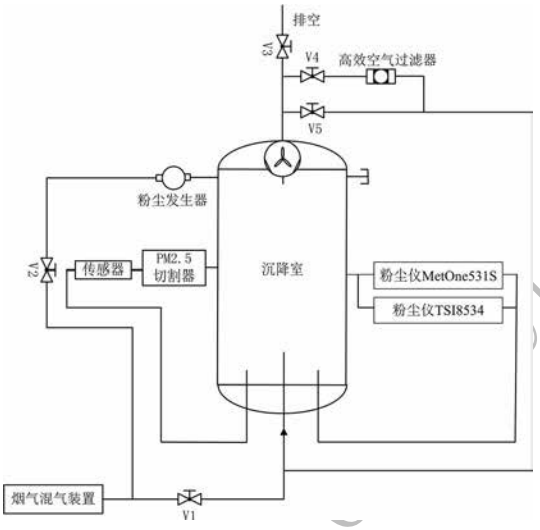


图 5 雾霾发生器原理框图

Fig. 5 Principle block diagram of haze generator

该雾霾发生器系统以配置的烟气作为雾霾颗粒物的载气，可在 20 升的圆桶内配置一定浓度的悬浮颗粒物，悬浮颗粒物浓度范围为 0 □10000 μg/m^3。出口处有不同粒径雾霾颗粒的切割器，分别输出不同粒径的雾霾颗粒前往雾霾检测室。

1.3.2 多传感器多参量检测系统

配置好浓度的颗粒物和气体会进入检测室进行检测，检测室有四个独立气室，每个气室可以放置 8 个传感器，检测室同时有真空泵和控温系统，真空泵用于抽真空，控温系统可以使检测室内温度恒定在室温 100℃范围内的某一设定值，从而模拟出烟气中气体浓度、颗粒物浓度以及温度状态，放置在检测室内部的传感器会对内部各种被测参量敏感并输出响应。

1.3.3 传感器测试及电源系统

电源以及测试系统主要由 PXI（PCI eXtension for Instrumentation）总线系统、射频电源装置以及计算机组成；电源系统由 PXI 总线系统中直流电压模块和射频电源装置构成，用于给硅微米柱三电极传感器阴极□引出极之间施加射频电压以及给阴极□收集极之间施加直流电压。PXI 总线系统带有电流采集模块用于传感器阵列收集电流的测量。计算机上带

有 Labview 控制采集程序，用于控制 PXI 总线系统的直流电压输出和电流采集。

2 雾霾检测结果与分析

在传感器引出极接射频电源（频率为 1.5MHz，功率为 5 W）的条件下，进行了颗粒物传感器敏感特性实验，获得 PM2.5 颗粒物浓度与硅微米三电极电离式颗粒物传感器收集电流的敏感特性（图 6），传感器收集极电流随着颗粒物浓度的增加而减小。颗粒物的最小检测浓度为 0.1μg · m^{-3}，最大灵敏度最大值为−1.54 10^2 nA · （μg · m^{-3}）$^{-1}$。

传感器灵敏度 S 的计算公式为

$$S=\frac{I_i-I_{i-1}}{\varphi_i-\varphi_{i-1}} \tag{5}$$

式中：i —— 不同颗粒物浓度点序号，$i \geqslant 2$；I_i—— 传感器收集电流平均值；φ_i—— 颗粒物浓度值。

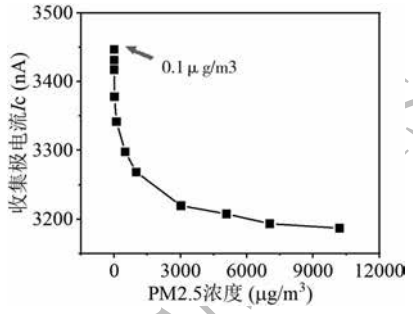


图 6 PM2.5 颗粒物敏感特性曲线

Fig. 6 The sensitive characteristic curve of the sensor to PM2.5

通过与现有常用传感器进行对比（表 1）可以看出，硅微米柱三电极电离式颗粒物传感器的归一化灵敏度 $S_N = S/I_{cFS}$ 要远远高于 GE 公司的 SM−PWM−01A 颗粒物传感器；与福德世公司的 Foedisch 颗粒物传感器相比，硅微米柱三电极电离式颗粒物传感器不仅量程更宽，灵敏度更是高出其 2 个数量级。说明与现有产品相比，硅微米柱三电极电离式颗粒物传感器具有一定的优势。

表 1 硅微米柱三电极电离式颗粒物传感器与现有颗粒物传感器性能对比

Table 1 The performance comparison between the triple−electrode sensor and existing sensors

型号	量程 /μg · m^{-3}	灵敏度 S_N/（μg · m^{-3}）$^{-1}$
硅微米柱颗粒物传感器	0 □10000	5.94 10^{-1}
SM−PWM−01A 颗粒物传感器	0 □10000	1.00 10^{-4}
Foedisch 颗粒物传感器	0 □1500	0.6 10^{-3}

3 超声波清灰

当传感器处于工作状态时，气体中的颗粒物可能会粘附在传感器的阴极和收集极上，因此需要对其进行清灰处理。由于超声波清洁技术具有非接触、非损伤等特点，本文选用超声波对传感器进行清灰处理。

3.1 超声波参数确定

使用 COMSOL 软件进行三维仿真确定超声波在传播过程中的衰减情况（图 7）。

① 首先在 solidworks 软件中建立传感器与换能器的三维模型图，再在 COMSOL 软件里进行建模。

② 在 COMSOL 里建立好三维模型后，模型的材料设置为钢，简化的超声波换能器的一面设置为平面波辐射，再将剩余边界设置为硬声场边界，声压模型中的流体模型设置为 Linear elastic。

图 7 仿真流程图

Fig. 7 Simulation flow chart

③设置好初始条件后，进行网格剖分，模型采用自由三角剖分，剖分如图 8 所示。从上到下分别为传感、传感器所贴的钢板以及

超声波换能器。

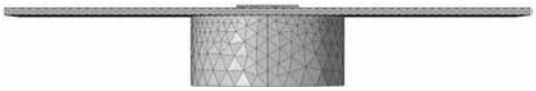
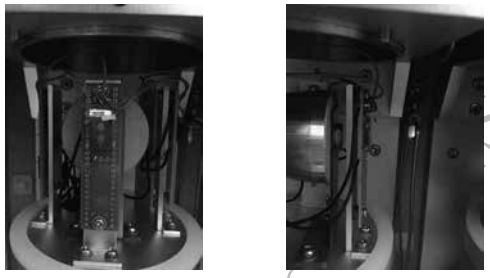


图 8　COMSOL 三维模型网格剖分

Fig. 8　Mesh generation of COMSOL 3D model

④求解采用声压模块自带的静态求解器即可，求解的超声波频率范围为 10kHz 到 50kHz，步长为 1kHz。将传感器表面设置一个域点探针，来探索不同频率的超声波在传感器附近的传导情况。

通过仿真探索超声波与传感器的位置关系，超声波换能器与传感器放置关系的实物图如图 9 所示，图 10 为二维仿真模型的建立，从左到右分别为超声波换能器、钢板、传感器以及三个超声波接收器，超声波接收器用于检测超声波的频率。进行了四次仿真，仿真一和三中，换能器与极板间距为 25mm；仿真二和四种，换能器紧贴极板。



（a）　（b）

图 9　超声波换能器实物图（a）正视图，（b）侧视图

Fig. 9　The physical drawing of ultrasonic transducer (a) front view and (b) side view

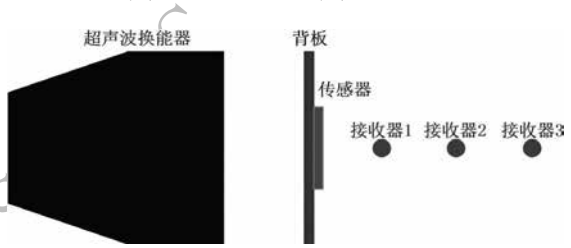
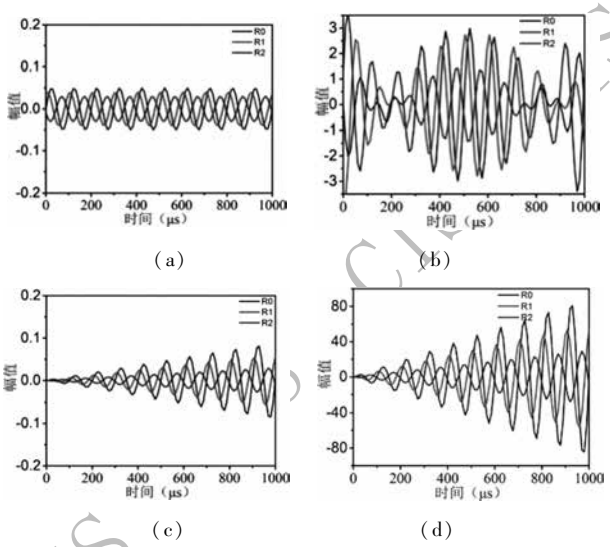


图 10　超声波换能器二维仿真模型

Fig. 10　The two dimensional simulation model of ultrasonic transducer

从仿真获得的超声波幅值图（图 11）可以看出，超声波换能器与极板间隔距离为 25mm 的情况下，超声波的传导受到了干扰，超声波越过钢板后绕钢板爬行，然后再进一步扩散；而在超声波换能器与极板贴紧的情况下，超声波有效的传导到空间的各个部分。



（a）　（b）

（c）　（d）

图 11　超声波幅值图（a）仿真一，（b）仿真二，（c）仿真三，（d）仿真四

Fig. 11　The ultrasonic amplitude diagrams (a) simulation I, (b) simulation II, (c) simulation III, (d) simulation IV

在确定了超声波换能器放置位置的情况下，本文进行了三维仿真确定了超声波在传播过程中的衰减情况。获得了超声波频率范围为 10kHz 到 50kHz 时，传感器处的频率声压图（图 12），当超声波频率为 21kHz 时，超声波在传感器产生的声压最大，因此将超声波的频率选择为 21kHz。

在超声场中介质的质点将做强烈的机械振动，在谐和律声场中，得到式（6）：

$$I=\frac{P_{\max}^2}{2\rho c}=\frac{1}{2}\rho c v_{\max}^2=\frac{1}{2}\rho c\omega^2 A^2=\frac{1}{2}\rho c\,\frac{a_{\max}^2}{\omega^2} \tag{6}$$

式中：I——声强/W/m^2；P——声压/dB； ——介质密度/ kg/m^3；c——声速/m/s；$v_{\max}$——振动速度的幅值/m；□——频率/Hz；A——位移振幅/m；$a_{\max}$——加速度的振幅/m。

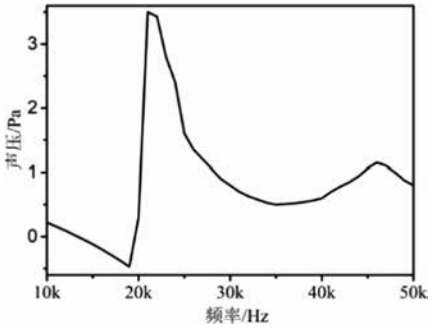


图 12　频率声压图

Fig. 12　The frequency sound pressure diagram

计算得到需要的声强为 $I=\frac{1}{2}\rho c\ \frac{a_{\max}^2}{\omega^2}=\frac{1.29\times340\times0.122}{2\times21000}=1.27\times10^{-3}\ \mathrm{W/m^2}$，声压 $P=1.055\mathrm{Pa}$。

根据文献［18］所得，超声波换能器的电声效率在 20 %左右。考虑到有钢板与传感器有缝隙的情况，超声波的功率需要高三个数量级。因此超声波换能器的功率只需大于 6.35W 即可。

3.2　清灰效果分析

将传感器进行雾霾颗粒放电特性实验，实验中加入了 90 □g 的雾霾颗粒物，传感器在工作过程中会放电产生电子和正离子，使雾霾颗粒物荷电，进而被吸附收集在传感器的收集极上。在实验完毕后，对传感器进行称量，实验数据如表 2 所示。称量结果显示传感器重量为 583.50mg。用超声波清灰后，再次称量，传感器重量为 583.43mg。表明超声波清灰后，传感器重量减轻 70μg，如图 13 所示。由于传感器的附着效率有限，实验中加入的 90μg 雾霾颗粒物不可能全部被传感器荷电附着，因此称量结果表明超声清灰很好的去除了极板上附着的雾霾颗粒物。

表 2　清灰前后传感器重量对比

Table 2　The weight comparison of sensors before and after ash cleaning

	超声清灰前	超声清灰后
传感器重量/mg	583.50	583.43

（a）　　（b）

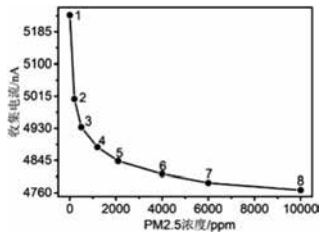
图 13　超声波清灰前后传感器重量对比

（a）清灰前，（b）清灰后

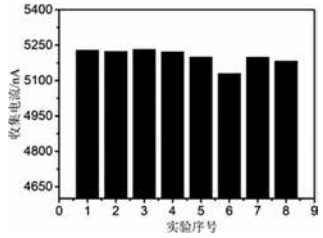
Fig. 13　The weight comparison of sensors before and after ultrasonic cleaning（a）before，（b）after

为了验证超声清灰的除尘效率，进一步做了超声波清灰前后的传感器放电特性实验，实验采用的超声波发生器频率为 21kHZ（型号：THD－M1），超声波发生器功率为 12W（型号：JHQ-4LL-2080），对比传感器在超声清灰前后的气敏特性。

将传感器置于 SO_2（143ppm）/NO（246 ppm）/O_2（90000 ppm）背景气体中进行 0-10000 μg/m³ 浓度范围内的 PM2.5 颗粒物响应特性实验（图 14a）。实验结束后对传感器进行超声波清灰处理，清灰后对图 14a 的零点浓度即 O_2（143ppm）/NO（246 ppm）/O_2（90000 ppm）混合气体进行了 8 次重复测试（图 14b）。



（a）



（b）

图 14　清灰前后传感器响应特性（a）清灰前对雾霾的响应，（b）清灰后对传感器零点的重复测试

Fig. 14　The discharge characteristics of sensor before and after ash cleaning（a）before，（b）after

由图 14 可知，在清灰前，随着 PM2.5 浓度的上升，传感器收集极电流下降。当 PM2.5 浓度为 0ppm 时（纯气体环境），传感器收集极电流为 5229.2nA。完成颗粒物检测实验并进行超声波清灰后，再次进行纯气体环境传感器零点重复实验，收集极电流值保持在 5130.0nA 到 5232.1nA 之间。超声清灰后零点重复实验最小电流与初始零点电流相差仅为 1.89%，证明了超声清灰的有效性。

4 结论

本文提出了一种基于放电原理的硅微米柱三电极电离式颗粒物传感器，研究了其对 0□10000 μg/m^3 的 PM2.5 颗粒物的敏感特性以及传感器的极间放电机理，传感器的最小检测值为 0.1 μg/m^3，最大检测灵敏度值为 -1.54 10^2 nA·（μg·m^{-3}）$^{-1}$，远高于现有产品。仿真研究了超声清灰系统，计算并确定了超声波发生器的频率与功率，实验探索了超声清灰的效率，超声波清灰后传感器重量较超声波清灰前发生明显变化，证明了超声波清灰的有效性；超声清灰后传感器零点最小电流与初始零点电流相差仅为 1.89%，实验结果表明使用超声清灰这种方式，高效的去除了极板上附着的雾霾颗粒物。该传感器受雾霾颗粒影响小，灵敏度高，体积小，集成度高，在雾霾检测领域有极好的应用潜力。

参考文献：

[1] 单提伟. 雾霾现状与治理［J］. 中国管理信息化，2013，16（24）：88□89.

[2] Ostro B，Chestnut L，Vichit-Vadakan N，et al. The Impact of Particulate Matter on Daily Mortality in Bangkok，Thailand［J］. Journal of the Air & Waste Management Association，1999，49（9）：100□107.

[3] Klemm R J，Mason R M，Heilig C M，et al. Is daily mortality association specifically with fineparticles. Data reconstruction and replication of analyses［J］. Journal of Air & Waste Management Association，2005，50（7）：1215□1222.

[4] 中华人民共和国环境保护部. HJ 653-2013 环境空气颗粒物（PM10 和 PM2.5）连续自动监测系统技术要求及检测方法［S］. 北京：中国环境科学出版社，2013.07.

[5] Zhou XY，Zhang YQ，Liu L. Development of PM2.5 Full-automatic Detector Based on Light Scattering Method［J］. Electro-Optic Technology Application，2015，30（4）：55□57.

[6] Wang Y，Meng S，Luo Y，et al. Atmospheric PM2.5 Automatic Monitoring Gas Line System Design Based on Laser Scattering Method［C］// Fourth International Conference on Instrumentation and Measurement，Computer，Communication and Control. IEEE，2014：706□710.

[7] J. Gębicki，K. Szymańska. Comparative field test for measurement of PM_{10} dust in atmospheric air using gravimetric（reference）method and β-absorption method（Eberline FH 62-1）［J］. Atmospheric Environment，2012，54（54）：18□24.

[8] 赵鑫，潘晋孝，刘宾，等. 基于β射线吸收法的 PM2.5 测量技术的研究［J］. 电子技术应用，2013，39（9）：74□76.

[9] 张强，秦玉红. 感应式粉尘浓度检测方法［J］. 自动化应用，2014（7）：104□106.

[10] Zhang C，Wang D，Zhu R，et al. A Miniature Aerosol Sensor for Detecting Polydisperse Airborne Ultrafine Particles［J］. Sensors，2017，17（4）：929.

[11] Cropper P M，Hansen J C，Eatough D J. Measurement of light scattering in an urban area with a nephelometer and PM2.5 FDMS TEOM monitor：accounting for the effect of water［J］. Journal of the Air & Waste Management Association，2013，63（9）：1004.

[12] 邓喆，程永强. 基于滤膜称重法的在线式烟尘浓度监测系统设计［J］. 现代电子技术，2018，41（11）：152-156.

[13] 唐滨. 用于 MEMS 封装的深硅刻蚀工艺研究［D］. 天津大学，2014.

[14] J Cross. Electrostatics：Principles，Problems and Applications［M］. Bristol：Adam Hilger，1987：30□50.

[15] Ji JH，Hwang J，Bae GN，et al. Particle charging and agglomeration in DC and AC electric fields

[J]. Journal of Electrostatics, 2004, 61 (1): 57-68.

[16] Williams MR, Loyalka SK. Aerosol science theory and practice [M]. NewYork: Pergamon Press, 1991

[17] M. Adel-Salam, High-Voltage Engineering: Theory and Practice, Dekker, NewYork, 2000.

[18] 林书玉, 张福成. 功率超声换能器电声效率及辐射声功率的测量[J]. 声学技术, 1999, 4): 152□157.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于铈掺杂 SnS/SnS_2 纳米复合材料的室温气体传感器

苏虎音[1]，蔡雨晨[1]，李龙[1]，李华曜[1]，刘欢[1]

（1. 华中科技大学光学与电子信息学院，湖北 武汉 430074）

摘　要：本文研究了室温下检测 NO_2 气体的基于铈掺杂 SnS/SnS_2 纳米复合材料的化学电阻式气体传感器。结果表明，掺杂实现了对复合结构的微观结构的调控，并且增强了对 NO_2 的敏感性。掺杂后的器件在室温下对 NO_2 的响应达到 31，响应/恢复时间为 19 s / 63 s。纳米复合材料的掺杂控制策略为传感器设计提供了一条新颖的途径以实现室温下的高灵敏度气体检测。

关键词：气体传感器；硫化亚锡；二硫化锡；铈掺杂

Room temperature gas sensor based on cerium-doped SnS/SnS_2 nanocomposites

SU Huyin[1]，CAI Yuchen[1]，LI Long[1]，LI Hua-Yao[1]，LIU Huan[1*]

（1. School of Optics and Electronic Information Huazhong University of Science and Technology Wuhan 430074 Hubei China）

Abstract：In this paper，a chemiresistive gas sensor based on cerium doped SnS/SnS_2 nanocomposites was studied for the detection of NO_2 gas at room temperature. The results showed that doping can regulate the microstructure of the composite and enhance the sensitivity to NO_2. The response of the doped sensor to NO_2 reached 31 at room temperature，and the response/recovery time was 19 s/63 s. The strategy of doping control on nanocomposites provides a novel pathway to sensor design for realizing high-sensitive gas detection at room temperature.

Key words：gas sensor，stannous sulfide，tin disulfide，cerium doping

基于半导体金属氧化物的化学电阻式传感器由于其出色的灵敏度，简单的操作和较低的制造成本而被广泛研究。但是，它们对高工作温度的要求可能会导致高功耗和安全问题[1-4]。而近年来，金属硫化物纳米材料已被发现具有室温传感的潜力[5-8]。二硫化锡（SnS_2）是典型的 n 型硫化物半导体，具有层状结构，带隙约为 2.35 eV。一些研究表明它

作者简介：苏虎音（1996—），女，硕士生，现主要从事硫化物纳米材料气敏研究等科研工作

基金项目：国家自然科学基金（61861136004，61922032）

在较低温度下具有良好的 NO_2 敏感性[9-12]。Qu 等[11] 在氮气气氛下合成 SnS_2 纳米片，制备的传感器在 120 ℃下对 10 ppm NO_2 的响应为 36.33。Sun 等[12] 通过一步溶剂热方法合成了 SnS_2/SnS p-n 异质结构，并在室温下显着增强了 NO_2 传感响应。

在此工作中，采用一步水热法合成了 Ce 掺杂的 SnS/SnS_2 纳米复合材料。通过各种表征手段研究了掺杂对材料微观结构的影响，进一步测试了铈掺杂前后器件的室温气敏特性。研究发现适中 Ce 掺杂的传感器在室温下的气体响应显著增强，可以检测到浓度低至 50 ppb 的 NO_2 气体。

1 SnS/SnS_2 纳米复合材料的合成

将 0.902 g $SnCl_2 \cdot 2H_2O$ 和 1.805 g 硫脲（$SC(NH_2)_2$）溶解在 32 ml 去离子水中，形成白色均匀乳状溶液，将其转移至高压釜中，并在 200 ℃下保持 8 h[13]。自然冷却至室温。将产物依次用乙醇和水离心（8 000 rpm）3 次收集，然后在 60 ℃的空气中干燥。通过加入不同量的 $Ce(OOCCH_3)_3 \cdot 5H_2O$ 合成了 Ce/Sn 摩尔比为 0.5%、1.0%、2.0%和 4.0%的 Ce 掺杂 SnS/SnS_2 纳米复合材料。

2 铈掺杂对纳米复合材料微观结构的影响

采用扫描电子显微镜（SEM）和透射电子显微镜（TEM）研究原始的和 Ce 掺杂的 SnS/SnS_2 纳米复合材料的微观结构，如图 1 所示。SEM 图像显示出随机排列的块状纳米复合材料，其中 SnS 纳米颗粒分散在 SnS_2 的表面上，图像对比还可以发现，铈掺杂后，SnS 纳米颗粒的分布更为密集。从 TEM 图像可以明显观察到对应于 SnS_2 的（102）平面的 0.212 nm 的晶格条纹和属于 SnS QDs 的（120）平面的 0.342 nm 的晶格条纹，进一步确定了复合材料的真实组成。

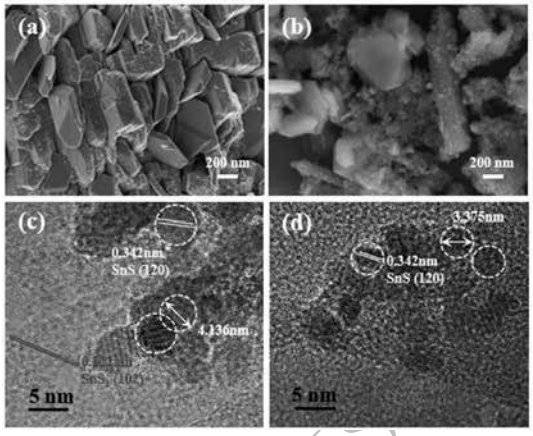


图 1　未掺杂的 SnS / SnS_2 样品的（a）SEM 图和（c）TEM 图；1.0 at.% Ce 掺杂的 SnS / SnS_2 纳米复合材料的（b）SEM 和（d）TEM 图像

铈掺杂量不同的 SnS / SnS_2 纳米复合材料的 XRD 图谱显示在图 2（a）中。与原始 SnS_2 和 SnS 的标准数据文件相比，可以发现所有样品都清楚地包含 SnS（JCPDS#39-0354）和 SnS_2（JCPDS#23-0677）相，未观察到其他相[14-15]。二价锡和四价锡共存的原因是在合成过程中将 Sn^{2+} 前体部分氧化为 Sn^{4+}。SnS/SnS_2 纳米复合材料的实际元素化学状态通过 X 射线光电子能谱（XPS）测量得到证实，如图 2 所示。从图 2（b）中锡的高分辨率 XPS 光谱可以得出结论，在所有表征的样品中，锡存在两种不同的价态，即 Sn^{2+} 和 Sn^{4+}。通过比较 Sn^{2+} 和 Sn^{4+} 峰的相对强度，可以清楚地观察到 Sn^{2+} 的含量随 Ce 掺杂浓度的增加而增加，表明更多的 SnS_2 纳米颗粒负载在 SnS_2 表面上，与 SEM 图像趋势相符。

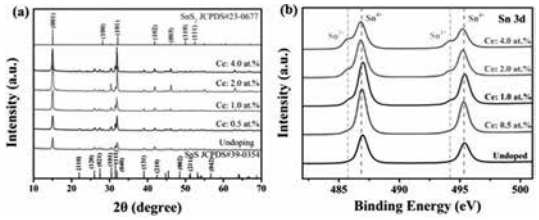


图 2　具有不同铈掺杂含量的 SnS/SnS_2 样品的（a）XRD 图谱和（b）Sn 的 XPS 光谱

3 气敏性能

通过将材料涂覆在陶瓷基板上制备器件

来进行室温气敏性能测试。图 3（a）显示了连续（5 个循环）暴露于 10 ppm NO_2 气体时，未掺杂和 1.0 at.% SnS / SnS_2 纳米复合材料的响应曲线。掺铈的传感器显示出比未掺杂的更高的气体响应（响应从 17 升高至 31），具有良好的响应和恢复特性，这说明掺铈提高了传感器的气体敏感性。图 3（b）中显示的是室温下 1.0 at.% Ce 掺杂 SnS/SnS_2 纳米复合材料对不同 NO_2 浓度的电阻曲线。观察到在注气后，传感器电阻上升，表现出 n 型响应，并且具有良好的恢复特性。传感器还可以检测到 50 ppb 以下的 NO_2 气体，在实际应用中可以实现低浓度检测。

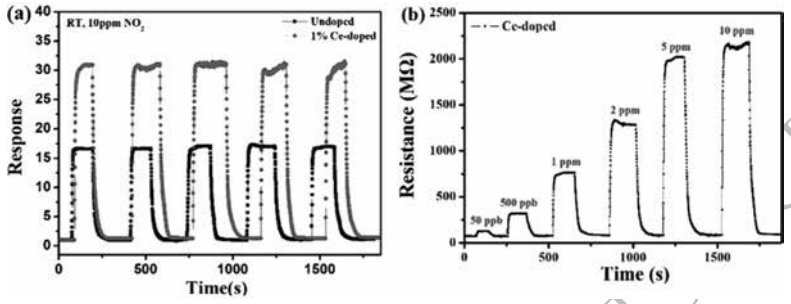


图 3　（a）在室温下，基于未掺杂和 1.0 at.% Ce 掺杂的 SnS / SnS_2 对 10 ppm NO_2 的气体传感器的动态感测瞬变；（b）基于 1.0 at.% Ce 掺杂的 SnS/SnS_2 在室温下对不同 NO_2 浓度的传感器的实时电阻曲线

4　气体传感机制

基于气敏测试得到，原始和 Ce 掺杂的 SnS / SnS_2 纳米复合材料都表现出 n 型传感行为，可知 n 型 SnS_2 在气体感测中占主导地位，当 NO_2 气体吸附在材料表面，电子会从 SnS_2 中转移到 NO_2，导致器件电阻增大。p 型 SnS 和 n 型 SnS_2 之间的 p-n 异质结的形成也起着重要作用。由于 p 型 SnS 的费米能较高，电子将从 SnS 转移到 SnS_2 的过程将继续进行，直到形成统一的费米能级[12]。n 型 SnS_2 中的更高的新费米能级增强了电子从异质结构到 NO_2 分子的转移能力。铈掺杂后响应明显增强，可以解释为 SnS 纳米颗粒负载增加引起异质结数量增多，使得电子转移能力增强。如上所述，可以通过掺杂来调控 SnS / SnS_2 纳米复合材料的性能。

5　结论

综上所述，我们采用一步水热法合成了铈掺杂的 SnS/SnS_2 纳米复合材料。合成的 SnS_2 块体表面分散有 SnS 纳米颗粒。结果表明，铈掺杂可以调控 SnS 纳米颗粒的数量，从而调节 SnS / SnS_2 p-n 异质界面，实现表面活性以及电荷转移的增强。在室温下，1.0 at.% Ce 掺杂的传感器对 10 ppm NO_2 的反应/恢复时间为 19s /63 s，最佳气体响应为 31，且具有良好的响应重复性和长期稳定性。

致谢

这项工作得到了中国国家自然科学基金（61861136004，61922032）的支持。感谢华中科技大学青年研究计划（2018QYTD06）和武汉国家光电国家实验室创新基金（WNLO）。感谢华中科技大学分析测试中心的表征支持。

参考文献：

[1] Kim J. Yong K. Mechanism Study of ZnO Nanorod-Bundle Sensors for H_2S Gas Sensing. *J. Phys. Chem. C* 2011 115 7218-7224.

[2] Hung N. L. Ahn E. S. Jung H. C. et al. NO Gas Sensing Properties of ZnO Wire-like Thin Films Synthesized by Thermal Oxidation of Sputtered Zn Metallic

Films in Air. *Sensors and Actuators B. Chemical* 2014 204 342-350.

[3] Li J. Tang P. G. Zhang J. J. et al. Facile Synthesis and Acetone Sensing Performance of Hierarchical SnO_2 Hollow Microspheres with Controllable Size and Shell Thickness. *Ind. Eng. Chem. Res.* 2016 55 3588-3595.

[4] Lin Z. D. Li N. Chen Z. Fu P. The Effect of Ni Doping Concentration on the Gas Sensing Properties of Ni Doped SnO_2. *Sensors and Actuators B. Chemical* 2017 239 501-510.

[5] Lhuillier E. Pedetti S. Ithurria S. et al. Two-Dimensional Colloidal Metal Chalcogenides Semiconductors: Synthesis Spectroscopy and Applications. *Accounts of Chemical Research* 2015 48 22-30.

[6] Andrea G. Barbara F. Vincenzo G. et al. Metal Sulfides as Sensing Materials for Chemoresistive Gas Sensors. *Sensors* 2016 16 296-314.

[7] Liu H. Li M. Voznyy O. et al. Physically Flexible Rapid-Response Gas Sensor Based on Colloidal Quantum Dot Solids. *Advanced Materials* 2014 26 2718-2724.

[8] Li Hua-Yao Yoon J. W. Lee C. S. et al. Visible Light Assisted NO_2 Sensing at Room Temperature by CdS Nanoflake Array. *Sensors and Actuators B. Chemical* 2018 255 2963-2970.

[9] Hao J. Zhang D. Sun Q. et al. Hierarchical SnS_2/SnO_2 nanoheterojunctions with increased active-site and charge transfer for ultrasensitive NO_2 detection. *Nanoscale* 2018 10 7210-7217.

[10] Liu D. Tang Z. L. Zhang Z. T. Nanoplates-assembled SnS_2 Nanoflowers for Ultrasensitive ppb-level NO_2 Detection. *Sensors and Actuators B: Chemical* 2018 273 473-479.

[11] Ou J. Z. Ge W. Carey B. et al. Physisorption Based Charge Transfer in Two-Dimensional SnS_2 for Selective and Reversible NO_2 Gas Sensing. *ACS Nano* 2015 9 10313-10323.

[12] Sun Q. Wang J. Hao J. Zheng S. L. et al. SnS_2/SnS p-n Heterojunctions with An Accumulation Layer for Ultrasensitive Room-temperature NO_2 Detection. *Nanoscale* 2019 11 13741-13750.

[13] Wang Z. Huang L. S. Zhang C. C. et al. The Optical Properties of Ce-doped SnS Quantum Dots with Fast Nanosecond Lifetime. *Journal of Alloys and Compounds* 2019 799 425-432.

[14] Yao K. Li J. Shan S. Jia Q. M. One-step Synthesis of Urchinlike SnS/SnS_2 Heterostructures with Superior Visible-light Photocatalytic Performance. *Catalysis Communications* 2017 101 51-56.

[15] Lin C. Zhu M. Zhang T. et al. Cellulose/SnS_2 Composite with Enhanced Visible-light Photocatalytic Activity Prepared by Microwave-assisted Ionic Liquid Method. *RSC Adv.* 2017 7 12255-12264.

ZnO/SnO_2 异质结的构筑用于提高室温 RGO 基 NO_2 气体传感器的敏感特性

王子莹[1]，张　彤[2]

（1. 河北工业大学电子信息工程学院，天津 300401；2. 吉林大学电子科学与工程学院，吉林 长春 130012）

摘　要：还原氧化石墨烯（RGO）具有 p 型半导体特性，含有缺陷、含氧基团等供气体吸附的活性位点，可用于构筑室温碳基气体传感器。目前 RGO 基室温 NO_2 传感器存在灵敏度低、响应恢复慢的问题。本论文采用水热法和湿化学沉积法，在 SnO_2-RGO 表面沉积 ZnO 纳米粒子，通过构筑 ZnO/SnO_2 异质结构，提高 RGO 室温对 NO_2。相比于 SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO 基传感器，ZnO/SnO_2-RGO 基传感器室温对 5 ppm NO_2 的响应提高了 3-4 倍，其响应值为 141.0%；响应恢复时间明显缩短，分别为 33 s 和 92 s。这说明 ZnO/SnO_2 异质结的构筑有效提高 ZnO 和 SnO_2 之间的电荷传输效率，同时，n-n 结为气体吸附提供更多的反应活性位点。本文的工作为开发室温高性能 NO2 气体传感器提供新的途径。

关键词：ZnO/SnO_2 异质结；还原氧化石墨烯（RGO）；NO_2 室温传感器

The construction of ZnO/SnO_2 heterostructure on reduced graphene oxide for enhanced room-temperature NO_2 sensing performances

WANG Zi-ying[1]，ZHANG Tong[2]

（1. School of Electronics and Information Engineering，Hebei University of Technology，Tianjin 300401，China；
2. College of Electronic Science and Engineering，Jilin University，Changchun of Jilin Prov. 130012，China）

Abstract：Reduced graphene oxide（RGO）is p-type semiconductor，which contains defects，oxygen-containing groups and can be used to construct room-temperature carbon-based gas sensors. At present，the RGO-based NO_2 sensors have low sensitivity and slow response and recovery rate. ZnO nanoparticles were deposited on the surface of SnO_2-RGO by hydrothermal method and wet chemical deposition method，and the sensing performance of NO_2 at room temperature was improved by constructing ZnO/SnO_2 heterogeneous structure. Compared with the sensors based on SnO_2-RGO and ZnO-RGO，the response of ZnO/SnO_2-RGO-based sensors to 5 ppm NO_2 at room temperature was improved by 3-4 times and its response value was 141.0%. The response and recovery time were significantly shortened to 33 s and 92 s，respectively. This indicates that the construction of ZnO/SnO_2 heterojunction effectively

作者简介：王子莹（1991—），女，讲师，现主要从事微纳米材料的设计及化学传感器的研究工作

improves the charge transfer efficiency between ZnO and SnO_2. The n-n junction provides more reactive sites for gas adsorption. The work in this paper provides a new way to develop high performance NO_2 gas sensors at room temperature.

Key words: ZnO/SnO_2 heterojunction; Reduced graphene oxide (RGO); NO_2 room-temperature sensors

构筑异质结是一种能够提高单一组分材料气敏特性的有效方法，主要是通过调控载流子电荷密度来提高对气体的响应，通过不同材料联合催化作用来提高对目标气体的选择性[1]。SnO_2 和 ZnO 具有宽的带隙（Eg = 3.60 eV 及 Eg=3.37 eV），同时具有不同的费米能级[2]。相比于纯态的 SnO_2，由于 ZnO 的修饰，ZnO/SnO_2 复合材料的碱性提高，促进气体分子和吸附氧之间的反应，从而提高气敏特性[3]。此外，材料的电子迁移率反映了电导性的变化情况，其对于提高气敏性质同样起到重要的作用。相对于其他氧化物半导体，SnO_2 和 ZnO 具有较高的电子迁移率。目前，许多科研工作者采用构筑 ZnO/SnO_2 异质结的方法，来有效地提高 NO_2 传感器的敏感特性。例如：Bai 等人报道了 ZnO/SnO_2 空心纳米纤维在 90 ℃条件下，对 1 ppm NO_2 的响应值为 9，高出纯的 ZnO 和 SnO_2 纳米纤维对 NO_2 响应值的 5.2 倍[4]；Zhang 等人构筑了基于枝状 ZnO/SnO_2 分等级纳米结构的 NO_2 传感器，其在 150 ℃条件下，最低可以检测 5 ppb 的 NO_2，且响应恢复时间不到 60 s[5]。本文联合水热合成方法和湿化学沉积方法，在 SnO_2-RGO 表面沉积 ZnO NPs，通过构筑 ZnO/SnO_2 异质结，提高 SnO_2-RGO 室温对 NO_2 的气敏特性。

1 实验

1.1 材料的制备

首先，制备 GO（1 mg/mL）溶液和 SnO_2-RGO 样品[6]；再在 SnO_2-RGO 表面原位生长 ZnO NPs，将 0.027g Zn $(CH_3COO)_2 \cdot 2H_2O$，62.5 mL 甲醇溶液及 1mL SnO_2-RGO 稀溶液混合，搅拌 5 min 后；再向其中加入 32.5 mL KOH 溶液（0.03 M）；最后，将反应物加热至 60 ℃维持 2 h。待反应物自然降温，离心清洗后得到 ZnO/SnO_2-RGO。

1.2 敏感元件的制作

采用滴涂的方法制作传感器件，在 Al_2O_3 陶瓷衬底（7 mm×5 mm，厚度为 0.6 mm）上印有四对石墨叉指电极，电极间的距离为 0.3 mm。当传感器暴露于空气或目标气体中，通过电化学分析仪检测传感器的电流变化来分析器件的气敏特性。采用静态测试法，将目标气体注射到 1 L 的玻璃瓶中进行测试。本部分传感器的响应值定义为：

$$\text{Response}\ (\%) = \frac{\Delta I}{I_0} \times 100\% = \frac{I_0 - I^g}{I_0} \times 100\%$$

其中，I_0 为空气中传感器的电流值；I_g 为目标气体中传感器的电流值。

2 分析与讨论

2.1 材料表征

TEM 通常用来研究纳米材料的结晶情况，表面形貌以及评估纳米颗粒的粒径等。如图 1 所示，从低倍 TEM 照片可以观察，RGO 表面被纳米粒子紧密地覆盖，再从图 1b 和 f 看到具有不规则形状的纳米粒子均匀分布在 RGO 表面，而图 1j 中显示两种大小尺寸不同的纳米颗粒。由 HR-TEM 分析可知，条纹间距为 0.33，0.24 及 0.26 nm，分别对应 SnO_2 的三个晶面（110），（101）及（200），可以确定图 1c 中显现的是 SnO_2 NPs（~3-5 nm）；条纹间距为 0.28 nm，对应 ZnO 的（100）晶面，可以确定图 1g 中显现的是 ZnO NPs（~15-25 nm）；另外，从图 1k 可以清晰地观察到，相

对较小粒径的 SnO_2 NPs 和较大粒径的 ZnO NPs，且两种纳米颗粒彼此紧密接触，从而形成异质结构。

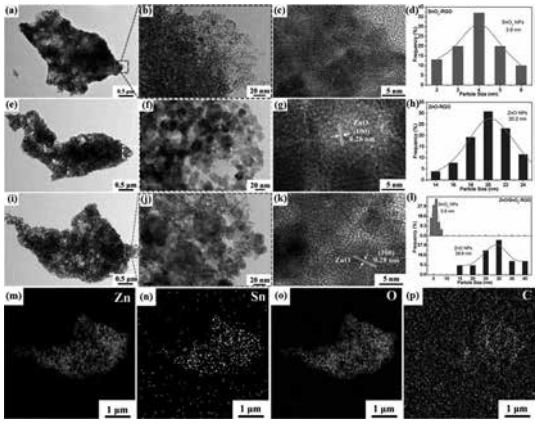


图 1. SnO_2-RGO，ZnO-RGO 及 ZnO/SnO_2-RGO 的（a，e，i）低倍率 TEM 照片，（b，f，j）高倍率 TEM 照片，（c，g，k）HR-TEM 照片；（d，h，l）SnO_2 和 ZnO 纳米粒子尺寸大小的分布图

2.2 气敏性能测试

图 2a-c 为 SnO_2-RGO，ZnO-RGO 及 ZnO/SnO_2-RGO 室温对 5 ppm NO_2 响应恢复曲线，相比于 SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO，ZnO/SnO_2-RGO 对 5 ppm NO_2 的响应明显提高（141.0%），而 SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO 对 5 ppm NO_2 的响应仅为 34.8% 和 43.3%。同时，ZnO/SnO_2-RGO 表现出对 5 ppm NO_2 更短的响应恢复时间（33 s/92 s）。三个传感器分别对不同浓度 NO_2（200 ppb-20 ppm）进行连续性测试，由图 2d-f 可知，三个器件均能够在 NO_2 气体中快速达到平衡，回到空气中又迅速回到基线，证明这三个传感器具有很好的再现性。SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO 对 200 ppb-20 ppm NO_2 的响应值分别从 5.4% 增长到 77.4% 以及从 13.0% 增长到 81.7%，而 ZnO/SnO_2-RGO 对 200 ppb-20 ppm NO_2 的响应值从 38.0% 到 217.6%。三元的 ZnO/SnO_2-RGO 对 NO_2 的响应明显高于二元的 SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO 对 NO_2 的响应。

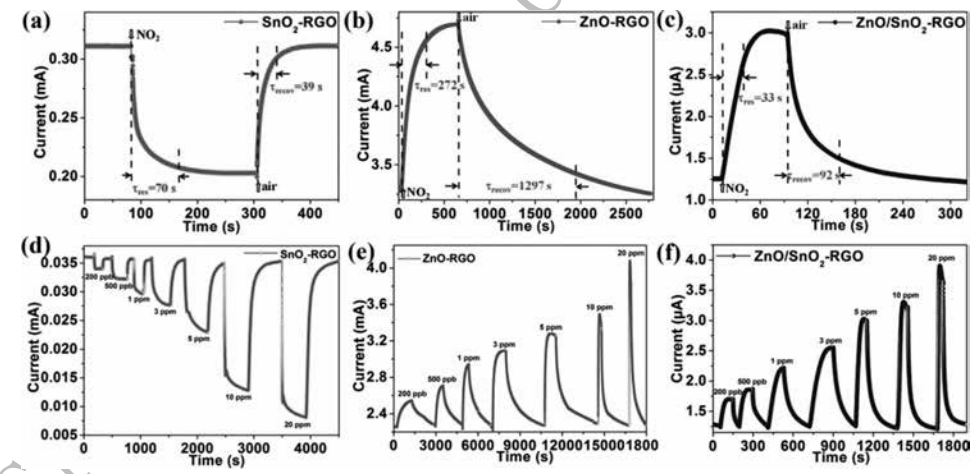


图 2. （a）SnO_2-RGO，（b）ZnO-RGO，（c）ZnO/SnO_2-RGO 基传感器室温对 5 ppm NO_2 的响应恢复曲线，（d）SnO_2-RGO，（e）ZnO-RGO，（f）ZnO/SnO_2-RGO 基传感器室温对不同浓度 NO_2 的响应恢复曲线

3 结论

本文利用湿化学沉积的方法将 ZnO NPs 修饰在 SnO_2-RGO 表面，相比于 SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO，ZnO/SnO_2-RGO 具有更高的电阻值，说明 ZnO 和 SnO_2 之间的确存在异质结。从气敏测试结果来看，与 SnO_2-RGO 和 ZnO-RGO 相比，ZnO/SnO_2-RGO 室温下对 NO_2 的响应提高了 3-4 倍，并且响应恢复时间缩短。这说明 n-n 结的存在有效提高了 ZnO 和 SnO_2 之间的电荷传输效率，同时，n-n 结为气体吸附过程提供更多的反应活性位点。

致谢

感谢吉林大学张彤教授和刘森教授的指导和帮助。

参考文献：

[1] Kim B. -Y., Yoon J. -W., Lim K., Park S. H., Yoon J. -W., Lee J. -H., Hollow spheres of $CoCr_2O_4$-Cr_2O_3 mixed oxides with nanoscale heterojunctions for exclusive detection of indoor xylene [J], J. Mater. Chem. C 2018, 6: 10767-10774.

[2] Wang L., Li J., Wang Y., Yu K., Tang X., Zhang Y., Wang S., Wei C., Construction of 1D SnO_2-coated ZnO nanowire heterojunction for their improved n-butylamine sensing performances [J], Sci. Rep. 2016, 6: 35079.

[3] Khoang N. D., Trung D. D., Duy N. V., Hoa N. D., Hieu N. V., Design of SnO_2/ZnO hierarchical nanostructures for enhanced ethanol gas-sensing performance [J], Sens. Actuators B 2012, 174: 594-601.

[4] Bai S., Fu H., Zhao Y., Tian K., Luo R., Li D., Chen A., On the construction of hollow nanofibers of ZnO-SnO_2 heterojunctions to enhance the NO_2 sensing properties [J], Sens. Actuators B 2018, 266: 692-702.

[5] Zhang Z., Xu M., Liu L., Ruan X., Yan J., Zhao W., Yun J., Wang Y., Qin S., Zhang T., Novel SnO_2 @ ZnO hierarchical nanostructures for highly sensitive and selective NO_2 gas sensing [J], Sens. Actuators B 2018, 257: 714-727.

[6] Wang Z., Zhang T., Zhao C., Han T., Fei T., Liu S., Lu G., Anchoring ultrafine Pd nanoparticles and SnO_2 nanoparticles on reduced graphene oxide for high-performance room temperature NO_2 sensing [J], J. Colloid Interf. Sci. 2018, 514: 599-608.

CIS

SnO_2 胶体量子线修饰电极检测痕量 Hg^{2+} 研究

杨剑弦[1]，古瑞琴[1]，付会兵[2]，胡志响[1]，刘欢[1,3]

（1. 华中科技大学光学与电子信息学院；2. 郑州炜盛电子科技有限公司；3. 武汉光电国家研究中心））

摘　要：本文研究了用于痕量汞离子（Hg^{2+}）测定的 SnO_2 胶体量子线（CQWS）化学修饰电极。采用循环伏安法（CV）、阳极溶出伏安法（ASV）对修饰电极性能进行了测试。结果表明，在 120s 的沉积时间下，该传感器比裸金传感器（BAu）具有更高的灵敏度和更宽的检测范围（1×10^{-9}M～1×10^{-4}M），以及更好的选择性。

关键词：胶体量子线；修饰电极；阳极溶出伏安法（ASV）；汞离子检测

Trace mercury ion detection sensor employing SnO_2 colloidal quantum wires

Jianxian Yang_ 1，Ruiqin Gu_ 1，Huibing Fu_ 2，Zhixiang Hu_ 1，Huan Liu_ 1 *

（1 School of Optical and Electronic Information，Wuhan National Laboratory for Optoelectronics，Huazhong University of Science and Technology 1037 Luoyu Road，Wuhan 430074，China
2 Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co.，Ltd. No. 299，Jinsuo Rd.，Hi-tech Zone，Zhengzhou，450001，China）

Abstract：In this paper the SnO_2 colloidal quantum wire（CQWS）chemically modified electrode for the determination of trace mercury ions（Hg^{2+}）has been researched. The performance of the modified electrode was tested by cyclic voltammetry（CV）and anodic stripping voltammetry（ASV）. The results show that the sensor has higher sensitivity and wider detection range（1×10-9 M～1×10-4M）and better selectivity than the bare gold sensor（BAu）at 120s deposition time.

Key words：colloidal quantum wires，modified electrode，anodic stripping voltammetry（ASV），Mercury ion detection

重金属污染严重影响人类健康。汞是最危险的污染之一，汞的来源很多，其中铀浓度和核反应过程中的同位素分离过程被认为是汞的共同来源[1]。汞在食物链、工业废物等环境中积累[2-3] 会对生物体产生不良影响，严重的会导致失明、瘫痪、神经损伤，甚至威胁人类生命安全。因此，快速检测水体中痕量汞离子显得至关重要[4-6]。常用的重金属离子检测方法有原子吸收光谱法[7]、X 射线荧光光谱法[8]、电感耦合等离子体光发射光谱法和冷蒸气原子荧光光谱法[9-10]。这些分析方法具有较高的设备成本和复杂的操作过程，不利于实时分析和在线分析。化学修饰电极用于重金属离子检测，具有检查速度快、检测

成本低、方便操作等优点，成为近几年电化学和分析化学领域的研究热点。

用于化学修饰电极的修饰材料很多，本文报道了 SnO_2 胶体量子线修饰丝网印刷金电极检测重金属 Hg^{2+} 的研究情况。

1 化学修饰电极制备及性能测试

1.1 试剂

实验采用的磷酸二氢钠、磷酸氢二钠、三水乙酸钠、四氯化锡、油酸和油胺均来自阿拉丁，分析纯。一水甲苯和硝酸汞来自上海试验，硝酸来自洛阳化学试剂厂。

1.2 设备

电化学工作站（CHI660E，上海晨华仪器有限公司，上海），离心机（GT10-1，北京时代北利离心机有限公司，北京），恒温鼓风干燥箱，（DHG-9426A，上海京红实验室仪器有限公司，上海）。

1.3 实验过程

1.3.1 SnO_2 量子线材料的合成

将 0.6g$SnCl_4 \cdot 5H_2O$ 溶解到 20ml 油酸（OA）和 2.5ml 油胺中，形成透明溶液。将混合物转移到容积为 50 毫升的聚四氟乙烯内衬不锈钢高压釜中，在 180℃下反应 8h，然后转移到冷水浴中冷却到室温，再用甲苯冲洗，最后分散在乙醇中，制成浓度为 20mg/ml 的 SnO_2 溶液。

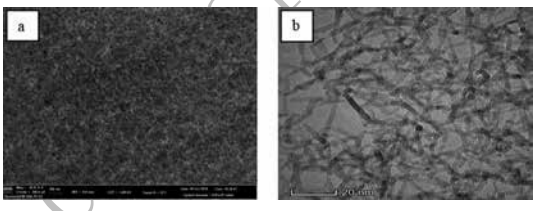


图 1 SnO_2 量子线的 SEM（a）和 TEM（b）照片

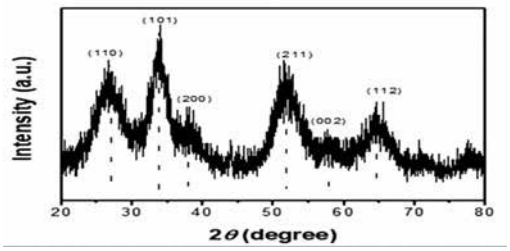


图 2 SnO_2 量子线的 XRD 分析

从 SEM 和 TEM 可以看出，在 180℃×8h 的条件下，$SnCl_4 \cdot 5H_2O$ 在油酸和油胺溶液中反应生成具有配体分支结构的 SnO_2 量子线，XRD 分析结果进一步证实了 SnO_2 的产生，与标准的 PDF 卡相比，发现这种 SnO_2 是金红石型结构，分别对应于 SnO_2 的（110）、（101）、（211）晶面。

1.3.2 电极的制备

采用丝网印刷工艺将金浆按照特定图形印刷在厚度为 0.64mm 的 Al_2O_3 陶瓷片上，形成工作电极（WE）、对电极（CE）和参比电极（RE）的三电极结构丝网印刷电极。然后将印有图形的陶瓷片放进马弗炉中在 850℃×30min 条件下烧结制得所需的裸电极（BAu），最后将 SnO_2CQWS 滴涂在 WE 上，自然干燥后即得所需的化学修饰电极。

1.3.3 标准溶液的制备

磷酸盐缓冲溶液（PBS）的制备：将一定量的磷酸二氢钠和磷酸氢二钠按一定比例溶于去离子水中，调整 pH 值为 5.0 制得缓冲溶液。

制备 Hg^{2+} 标准溶液：在硝酸中加入一定量的硝酸汞，使其充分溶解，然后用缓冲液将其稀释成 Hg^{2+} 浓度分别为 1×10^{-4}M、1×10^{-5}M、1×10^{-6}M、1×10^{-7}M、1×10^{-8}M、1×10^{-9}M 的标准溶液。

1.3.4 电化学性能测试

将 SnO_2CQWS 修饰电极传感器放入 Hg^{2+} 浓度为 1×10^{-4}M 的标准溶液中，测试修饰电极在该溶液中的循环伏安曲线，找出了 Hg^{2+} 在该体系中对应的还原峰电位，然后用阳极溶出伏安法（ASV）测试该修饰电极在不同溶液中溶出峰的大小，建立溶出峰电流与离子浓度的对应关系。

（1）灵敏度及线性

采用线性溶出伏安法测试了 SnO_2 修饰金电极前后以及在不同浓度汞离子溶液中的溶出曲线，结果如图 3 所示。结果表明，SnO_2CQWS 修饰金电极在汞离子溶液中具有尖锐的溶出峰，而裸电极没有明显的溶出峰。同时发现，Log（溶出峰电流的大小）与 Log

（Hg^{2+}浓度）呈线性关系，相关系数为 0.992。

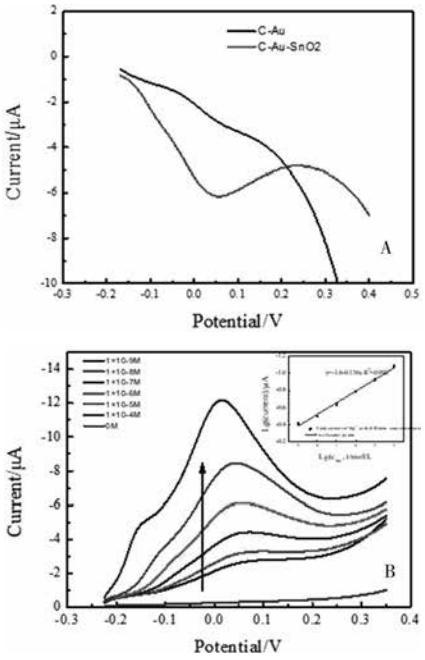


图 3　裸电极和 SnO_2 CQWS 修饰电极在 1×10^{-6}MHg^{2+} 溶液中的 ASV 曲线（A）和不同浓度 Hg2+溶液中 SnO_2 CQWS 修饰电极的 ASV 曲线（B）（沉积电压为-0.23v，沉积时间为 120s，溶解电压范围为-1v~1v）

（2）交叉干扰

测试了 SnO_2 CQWS 修饰电极对水中不同金属离子的响应情况，其中这些金属离子的浓度均为 1×10^{-6}M。从测试结果可以看出，SnO_2 CQWS 修饰电极对汞离子的灵敏度较高，对 Fe^{3+}、Pb^{2+}、Cd^{2+}、Mn^{2+}、Cu^{2+} 的灵敏度较低，表明 SnO_2 CQWS 修饰电极对 Hg^{2+} 具有较好的选择性。

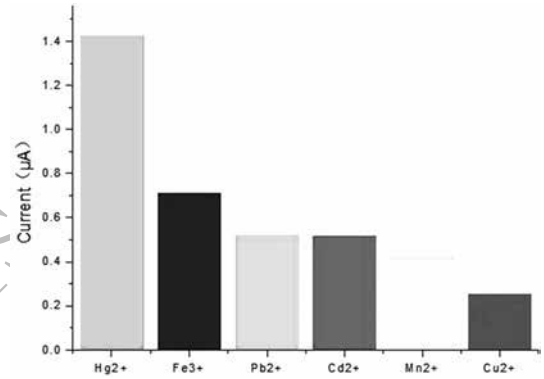


图 4　SnO_2 CQWS 修饰电极对不同金属离子的选择性（沉积电压为-0.23v，沉积时间为 120s，溶出电压范围为-1v-1v）

2　结果与讨论

2.1　修饰电极形貌分析

图 5 是电极修饰 SnO_2 CQWS 材料后的 SEM 图，从图中可以看出，在改性前，裸露的金电极表面光滑，除了金电极本身的一些孔和缺陷外，只有少量的大颗粒，如图 5A 所示。经 SnO_2CQWS 修饰后，SnO_2 通过原子之间的相互作用与金电极结合，在金电极表面附着一层高比表面积的 SnO_2CQWS，如图 5B 所示。

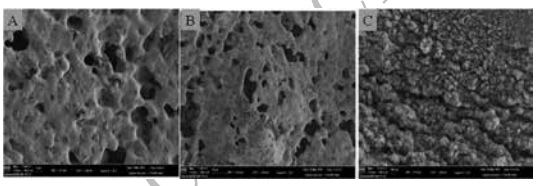


图 5　裸电极（A）、SnO2 量子线修饰电极（B）、SnO2 量子线材料（C）SEM 照片

图 5（C）是修饰电极表面 SnO_2 CQWS 的围观形貌，结合图 2 对修饰才对材料的围观形貌分析，发现 SnO_2 CQWS 保留了疏松多孔的结构，电极表面具有大的比表面积，对离子具有较强的吸附能力。

2.2　离子变化过程分析

结合阳极溶出伏安法的工作原理，分析 SnO_2 CQWS 修饰电极对 Hg^{2+} 的检测包括以下过程：

沉积过程：$Hg^{2+} \xrightarrow{Reduction} Hg+Hg^{+}-e^{-}$

溶出过程：$Hg+Hg^{+} \xrightarrow{Oxidation} Hg^{2+}+e^{-}$

Hg^{2+}首先被吸附在疏松多孔的 SnO_2 CQWS 材料表面，然后在-0.23V 的沉积电压下在电极表面被还原成低价态的汞完成富集过程，然后在电极表面施加反向电压，低价态的汞又被氧化成高价态的汞，同时释放电荷形成电流，电流峰值的大小与被富集和溶出的离子浓度成正比。可能是因为 SnO_2 CQWS 具有较大的比表面积和大量的不饱和悬挂键，提高电极与 Hg^{2+} 的吸附和键合能力，所以其检测灵敏度高，检测线性范围宽。另外通过量

子尺寸效应可以调整 SnO_2 CQWS 材料的禁带宽度，从而实现对不同重金属离子的选择性还原和氧化，从而提高修饰电极对气体金属离子的选择性。

3 结论

本文采用丝网印刷的方法制备 SnO_2 CQWS 修饰电极，用 ASV 法检测了修饰电极在不同浓度 Hg^{2+} 溶液中的响应情况。结果表明，修饰电极对 Hg^{2+} 具有较高的灵敏度和较宽的线性范围，可能是因为 SnO_2 CQWS 具有较大的比表面积和大量的不饱和悬挂键，提高电极与 Hg^{2+} 的吸附和键合能力，所以其检测灵敏度高，检测线性范围宽。另外通过量子尺寸效应可以调整 SnO_2 CQWS 材料的禁带宽度，从而实现对不同重金属离子的选择性还原和氧化，从而提高修饰电极对气体金属离子的选择性。

参考文献：

[1] R. S. Halbrook, J. H. Jenkins, P. B. Bush, N. D. J. A. o. E. C. Seabolt, Toxicology, Sublethal concentrations of mercury in river otters: Monitoring environmental contamination, archives of enviroment contamination and toxicology, 27 (1994) 306-10.

[2] T. Reichhardt, Hunt for Earth-like planets edges towards launch pad, Nature, 409 (2001) 124-.

[3] I. J. A. M. Wagner - Döbler, Biotechnology, Pilot plant for bioremediation of mercury-containing industrial wastewater, 62 (2003) 124-33.

[4] F. Long, A. Zhu, H. Shi, H. Wang, J. Liu, Rapid on-site/in-situ detection of heavy metal ions in environmental water using a structure-switching DNA optical biosensor, Scientific Reports, 3 (2013) 2308.

[5] C. Yu, Y. Guo, H. Liu, N. Yan, Z. Xu, G. Yu, et al., Ultrasensitive and selective sensing of heavy metal ions with modified graphene, Chemical Communications, 49 (2013) 6492-4.

[6] Y. Zhang, G. M. Zeng, L. Tang, J. Chen, Y. Zhu, X. X. He, et al., Electrochemical Sensor Based on Electrodeposited Graphene - AuModified Electrode and NanoAu Carrier Amplified Signal Strategy for Attomolar Mercury Detection, Analytical Chemistry, 87 (2015) 989-96.

[7] H. Zavvar Mousavi, A. Asghari, H. J. J. o. A. C. Shirkhanloo, Determination of Hg in water and wastewater samples by CV-AAS following on-line preconcentration with silver trap, 65 (2010) 935-9.

[8] O. -W. Lau, S. -Y. Ho, Simultaneous determination of traces of iron, cobalt, nickel, copper, mercury and lead in water by energy-dispersive x-ray fluorescence spectrometry after preconcentration as their piperazino-1, 4-bis (dithiocarbamate) complexes, Analytica Chimica Acta, 280 (1993) 269-77.

[9] J. C. A. de Wuilloud, R. G. Wuilloud, M. a. F. Silva, R. A. Olsina, L. D. Martinez, Sensitive determination of mercury in tap water by cloud point extraction pre-concentration and flow injection-cold vapor-inductively coupled plasma optical emission spectrometry, Spectrochimica Acta Part B: Atomic Spectroscopy, 57 (2002) 365-74.

[10] J. C. A. Wuilloud, R. G. Wuilloud, A. P. Vonderheide, J. A. Caruso, Gas chromatography/plasma spectrometry—an important analytical tool for elemental speciation studies, Spectrochimica Acta Part B: Atomic Spectroscopy, 59 (2004) 755-92.

[11] Y. Zhang, H. Zhao, Z. Wu, Y. Xue, X. Zhang, Y. He, et al., A novel graphene-DNA biosensor for selective detection of mercury ions, Biosensors and Bioelectronics, 48 (2013) 180-7.

[12] S. K. Agrahari, S. D. Kumar, A. K. J. J. o. A. C. Srivastava, Ion selective electrode for uranium based on composite multiwalled carbon nanotube - benzo - 15 - crown-5 in PVC matrix coated on graphite rod, 69 (2014) 36-44.

[13] M. Moyo, J. O. Okonkwo, N. M. Agyei, An amperometric biosensor based on horseradish peroxidase immobilized onto maize tassel - multi - walled carbon nanotubes modified glassy carbon electrode for determination of heavy metal ions in aqueous solution, Enzyme and Microbial Technology, 56 (2014) 28-34.

[14] R. F. Aglan, H. M. Saleh, G. G. Mohamed, Potentiometric determination of mercury (II) ion in various real samples using novel modified screen-

printed electrode, Applied Water Science, 8 (2018).

[15] Y. M. Sabri, S. J. Ippolito, J. Tardio, V. Bansal, A. P. O'Mullane, S. K. Bhargava, Gold nanospikes based microsensor as a highly accurate mercury emission monitoring system, Scientific Reports, 4 (2014) 6741.

[16] G. Bhanjana, N. Dilbaghi, R. Kumar, S. Kumar, Zinc Oxide Quantum Dots as Efficient Electron Mediator for Ultrasensitive and Selective Electrochemical Sensing of Mercury, Electrochimica Acta, 178 (2015) 361-7.

[17] S. Kumar, G. Bhanjana, N. Dilbaghi, A. Umar, Zinc oxide nanocones as potential scaffold for the fabrication of ultra-high sensitive hydrazine chemical sensor, Ceramics International, 41 (2015) 3101-8.

[18] J. Elbaz, B. Shlyahovsky, I. Willner, A DNAzyme cascade for the amplified detection of Pb2+ ions or l-histidine, Chemical Communications, (2008) 1569-71.

[19] Z. Lin, X. Li, H. -B. Kraatz, Impedimetric Immobilized DNA-Based Sensor for Simultaneous Detection of Pb2+, Ag+, and Hg2+, Analytical Chemistry, 83 (2011) 6896-901.

[20] X. Lou, T. Zhao, R. Liu, J. Ma, Y. Xiao, Self-Assembled DNA Monolayer Buffered Dynamic Ranges of Mercuric Electrochemical Sensor, Analytical Chemistry, 85 (2013) 7574-80.

[21] H. B. Teh, H. Wu, X. Zuo, S. F. Y. Li, Detection of Hg2+ using molecular beacon-based fluorescent sensor with high sensitivity and tunable dynamic range, Sensors and Actuators B: Chemical, 195 (2014) 623-9.

[22] L. Liu, Y. Wei, S. Jiao, S. Zhu, X. Liu, A novel label-free strategy for the ultrasensitive miRNA-182 detection based on MoS2/Ti3C2 nanohybrids, Biosens Bioelectron, 137 (2019) 45-51.

[23] R. Freeman, T. Finder, I. Willner, Multiplexed Analysis of Hg2+ and Ag+ Ions by Nucleic Acid Functionalized CdSe/ZnS Quantum Dots and Their Use for Logic Gate Operations, 48 (2009) 7818-21.

[24] G. Pelossof, R. Tel-Vered, I. J. A. C. Willner, Amplified surface plasmon resonance and electrochemical detection of Pb2+ ions using the Pb2+-dependent DNAzyme and hemin/G-quadruplex as a label, 84 (2012) 3703-9.

[25] Q. Chen, X. Wu, D. Wang, W. Tang, N. Li, F. Liu, Oligonucleotide-functionalized gold nanoparticles-enhanced QCM-D sensor for mercury (ii) ions with high sensitivity and tunable dynamic range, The Analyst, 136 (2011).

[26] D. V. S. Maria A. Panagopoulou, † Ioannis G. Roussis, ‡ and Mamas I. Prodromidis *, †, Impedimetric Biosensor for the Assessment of the Clotting Activity of Rennet, Anal Chem, 82 (2010) 8629-36.

[27] A. P. Grosvenor, B. A. Kobe, M. C. Biesinger, N. S. McIntyre, Investigation of multiplet splitting of Fe 2p XPS spectra and bonding in iron compounds, Surface and Interface Analysis, 36 (2004) 1564-74.

[28] T. Yamashita, P. Hayes, Analysis of XPS spectra of Fe2+ and Fe3+ ions in oxide materials, Applied Surface Science, 254 (2008) 2441-9.

[29] M. C. Biesinger, B. P. Payne, A. P. Grosvenor, L. W. M. Lau, A. R. Gerson, R. S. C. Smart, Resolving surface chemical states in XPS analysis of first row transition metals, oxides and hydroxides: Cr, Mn, Fe, Co and Ni, Applied Surface Science, 257 (2011) 2717-30.

[30] C. Gu, Y. Cui, L. Wang, E. Sheng, J. -J. Shim, J. Huang, Synthesis of the porous NiO/SnO2 microspheres and microcubes and their enhanced formaldehyde gas sensing performance, Sensors and Actuators B: Chemical, 241 (2017) 298-307.

[31] W. Huang, X. Lv, J. Tan, Q. Huang, H. Cheng, J. Feng, et al., Regulable preparation of the oxygen vacancy of ZnO QDs and their fluorescence performance, Journal of Molecular Structure, 1195 (2019) 653-8.

[32] S. K. Tammina, D. Yang, X. Li, S. Koppala, Y. Yang, High photoluminescent nitrogen and zinc doped carbon dots for sensing Fe (3+) ions and temperature, Spectrochim Acta A Mol Biomol Spectrosc, 222 (2019) 117141.

基于 SnO_2 纳米线的高灵敏 H_2 气体传感器

张雨竹#，卢思航#，刘竞尧，李华曜，
胡志响，罗　勰，高乃波，刘　欢*

（华中科技大学武汉光电国家实验室光学与电子信息学院，湖北武汉珞瑜路 1037 号，430074）

摘　要：敏感的 H_2 气体传感器对于 H_2 泄漏的预测和预警是非常理想的。金属氧化物半导体的低维纳米结构是一种很有前途的材料，但如何将其应用于实际的传感器中仍是一个难题。在这项工作中，我们展示了基于氧化锡（SnO_2）纳米线的多孔网络的高灵敏度 H_2 气体传感器，该纳米线具有超细直径~2 纳米的特性。

溶胶热法合成的胶体二氧化锡纳米线被滴涂在工业氧化铝衬底上，然后在 350℃的原位退火处理去除表面配体。在 250 ℃下工作时，传感器表现出敏感响应，与 H_2 气体浓度线性相关，范围从 2 ppm 到 100 ppm。

通常情况下，传感器对 40 ppm 氢气的响应为 13，响应和恢复时间分别为 15 秒和 31 秒。由于超薄 SnO_2 纳米线的网络纳米结构，这种高灵敏度归因于增强的气体接收、电子传输和效用因子。与优异的解决方案可加工性相结合，我们的 SnO_2 气体传感器具有潜在的吸引力，下一代气体传感器具有更低的功耗和集成的硅基基板。

关键词：气体传感器；胶体；氧化锡；纳米线；氢气

Solution-processed SnO_2 nanowires for sensitive H_2 gas sensors

Yuzhu Zhang, Sihang Lu, Jingyao Liu, Huayao Li,, Zhixiang Hu, Xie Lu, Naibo Gao, and Huan Liu

(School of Optical and Electronic Information, Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology, 1037 Luoyu Road, Wuhan, Hubei, 430074, P. R. China)

ABSTRACT: Hydrogen (H_2) has been widely used in facilities such as chemicals plants and refineries. Herein, we developed a solution-processable fabrication route for highly sensitive H_2 gas sensors. Colloidal SnO_2 nanowires synthesized via a solvothermal process were drop-coated onto the commercial alumina substrates, followed by an in-situ annealing treatment at 350 ℃ to achieve porous network accompanied by the removal of the surface ligands, improving the active area and electron transport of the sensors. The sensors exhibited sensitive response with a linear dependence on the H_2 gas concentration ranging from 2 ppm to 100 ppm when operated at 250 ℃. The superb sensitivity was attributed to the ul-

作者简介：第一作者：张雨竹（1995—），女，研究生，主要研究方向为氢气气体传感器方向。
第一作者：卢思航（1997—），男，研究生，主要研究方向为氢气气体传感器阵列方向。

trasmall diameter of SnO_2 nanowires (~2 nm) as well as the porous network morphology. Owing to the superb H_2 sensitivity combined with excellent solution processability, our SnO_2 gas sensors are potentially attractive for next-generation gas sensors with lower power consumption and integration with silicon-based substrates.

Keywords: Gas sensor, Colloidal, Tin oxide, Nanowires, Hydrogen

由于转化效率高、储量丰富且无有害副产物[1]，氢（H_2）已被广泛用作全球能源转化的核心支柱[2-4]。然而，由于 H_2 泄漏造成了巨大的安全风险，爆炸极限在空气中体积约为 4.1%-74.8%。在这项工作中，我们的目标是通过构建 SnO_2 纳米线的多孔网络，开发一种可行的、适度的高灵敏度 H_2 气体传感器制造路线。用溶剂热法[5] 合成的胶体 SnO_2 NWs 具有良好的结晶度和溶液加工性能，可以在室温下直接沉积到传感膜中，而不需要高温烧结。通过加热电极进行原位退火处理，在去除表面配体的同时实现了 SnO_2 NWs 的多孔网络，改善了传感器的活性区和电子输运。退火处理保持了纳米网络结构，改善了传感器的活性区和电子输运。SnO_2 纳米线退火后的超细直径归因于其优异的 H_2 感应能力。高超的 H_2 灵敏度结合优秀的解决方案处理能力，使我们的 SnO_2 气体传感器具有吸引力的下一代气体传感器，可以集成与硅基基板，以降低功耗。

1. 材料合成及性能表征

1.1 溶剂热法合成 SnO_2 胶体纳米线

本文采用溶剂热法合成 SnO_2 胶体纳米线步骤如下：

（1）首先用针管分别抽取 20 mL 油酸，2.5 mL 油胺置于烧杯中并混合均匀。随后，用天平称取一定量的 $SnCl_4 \cdot 5H_2O$ 加入到油酸、油胺的混合液中，用玻璃棒搅拌后放入超声机超声溶解 30 分钟；

（2）重复超声和搅拌，直到 $SnCl_4 \cdot 5H_2O$ 完全溶解成黄色透明溶液，加入一定量的乙醇，继续超声十分钟；

（3）将得到的混合溶液转移到 50 mL 的聚四氟乙烯反应釜中并拧紧，放入烘箱中进行反应，烘箱温度设置为 180 度，反应时间为 8 h 左右；

（4）反应完成后取出高温反应釜，放在冷水浴中冷却至室温，随后将反应所得的

溶液均分四只离心管，加入乙醇进行离心清洗，重复离心步骤 2~3 次。倒去上清液，将获得的 SnO_2 胶体分散在一定量的甲苯中，配制成 20 mg/mL 的溶液。以上反应过程的反应方程式如下所示：

$$SnCl_4 \cdot 5H_2O + xRCOOH \rightarrow Sn(RCOO)_X Cl_{4-x} gyH_2O + xHCl(g) + (5-y)H_2O(g) \quad (1)$$

$$Sn(RCOO)_X Cl_{4-X} \text{ or } Sn(ROO)_4 + H_2O \rightarrow SnO_2(NCs) + RCOOH \quad (2)$$

$$Sn(RCOO)_X Cl_{4-X} \text{ or } Sn(RCOO)_4 + R'OH \rightarrow SnO_2(NCs) + RCOOR' \quad (3)$$

$$SnO_2(NCs) + ROOH + RNH_2 \rightarrow [SnO_2](RCOO)(RNH_2) \quad (4)$$

据文献报道，SnO_2 胶体纳米线是定向附着生长的[6,7]。随着高温反应的进行，SnO_2 表面仍然包裹着油酸、油胺，其生长速率受到限制，逐渐长成超细的纳米线。由于其表面包裹了油酸和油胺，可以很好地溶解在甲苯中。

1.2 SnO_2 纳米线材料的表征

从 XRD 结果可知合成产物 SnO_2 为四方金红石结构。研究了退火处理对 SnO_2 纳米线气敏性能的影响，从 FTIR 结果可以看出，采用合适的退火温度可以有效去除材料表面的有机长链配体。进一步通过 HRTEM 和 SEM 表征分别在材料和器件层面分析了退火过程对 SnO_2 纳米线形貌的影响规律。从 HRTEM 结果可以看出，合成产物为平均直径 2 nm 的纳

米线，并且退火后仍然能较好地维持纳米线形貌。同时，从 SEM 结果可以看出，退火后材料表面形成了疏松多孔的网状结构，在器件层面也保持了纳米线的结构优势，更有利于气体分子的吸附/脱附。

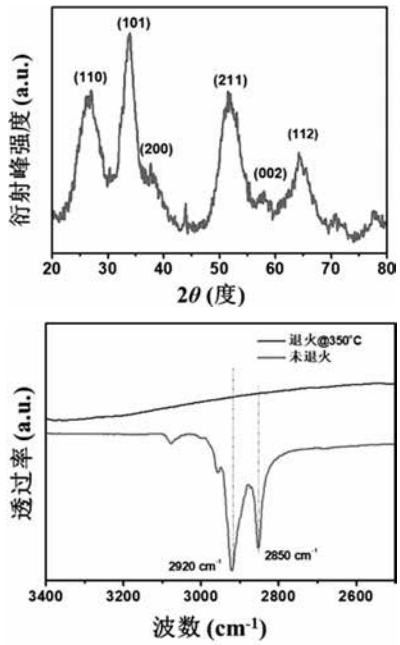


图 1. SnO_2纳米线的 XRD 图谱，SnO_2纳米线退火前后的 FTIR 图谱

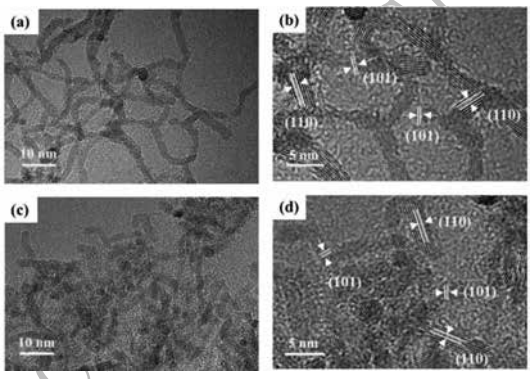


图 2 SnO_2纳米线退火前后不同放大倍数的 TEM 图像：（a，b）退火前；（c，d）退火后

2. SnO_2 纳米线氢气传感器制备及性能研究

2.1 SnO_2纳米线氢气传感器的制备

（1）清洗基片

本文所采用的基片是市售的 Al_2O_3陶瓷基底，具有耐高温、电绝缘性好等优势。为了使基底表面洁净便于薄膜沉积，通常在传感器制备之前需要清洗基片。具体步骤如下：在烧杯内加入一定量的乙醇后，将所需基片放入烧杯中（尽量分散，不重叠）。接着，将盛有基片和乙醇溶液的烧杯放入超声机中超声清洗三十分钟。清洗之后取出基片，放入烘箱内烘干或者用氮气枪吹干。

（2）室温滴涂成膜

首先，用 1 mL 的针管抽取适量 SnO_2胶体纳米线溶液。之后，在通风橱中将合

成好的 SnO_2胶体纳米线溶液滴涂到市售的 Al_2O_3衬底上，该步骤重复两次，自然风

干后形成气敏薄膜。

（3）器件封装和退火

用点焊机将基片焊接在标准商用底座上，为了避免基片受到污染以及脱落，采用 TO-5 进行封装完成器件制备。将封装好的传感器插入热台，在 350 度的空气中退火 2 h 获得传感器。这种温和的退火温度兼顾了传感膜的结构和气敏性能。

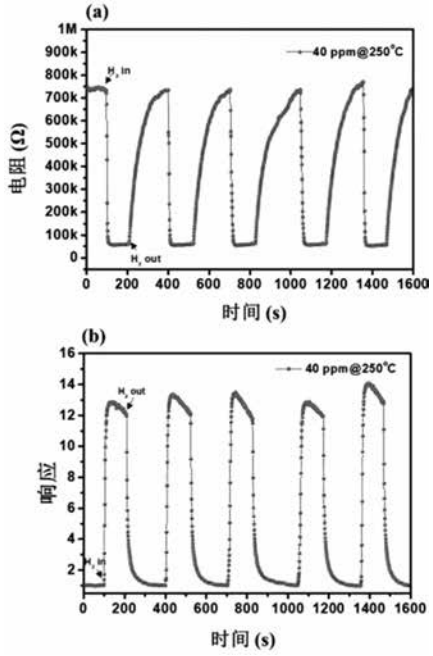


图 3 （a）SnO_2 纳米线 H_2 传感器对 40 ppm H_2 的响应电阻图；（b）响应瞬态图

在制备完成 SnO_2纳米线 H_2传感器后，本

文系统研究了该传感器对 H_2 的敏感性能。在每次测试前，传感器需要在测试腔中加热 15 分钟，除去表面的水分子以及其它杂质分子，以获得稳定的初始阻值。退火后的 SnO_2 纳米线 H_2 传感器在 40 ppm H_2 下的实时响应曲线如图 3 所示。从图中可以看出，退火后的多孔 SnO_2 纳米线气敏薄膜具有可重复的快速响应和恢复特性。在 250 度下对 40 ppm H_2 的响应值约为 13，响应和恢复时间分别为 13 s/15 s。同时，对传感器进行了五个周期的动态响应测试，连续测试后，传感器信号特征并无明显的衰减，展现了较好的循环测试稳定性。

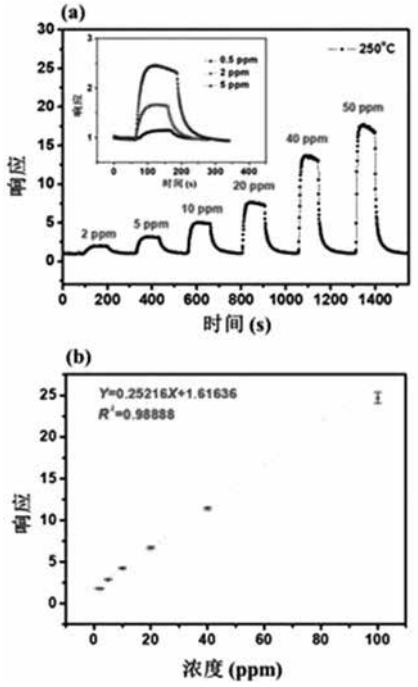


图 4　SnO_2 纳米线 H_2 传感器对不同浓度 H_2 的响应：（a）响应瞬态图；（b）线性关系

3. SnO_2 纳米线薄膜的氢敏机理与热动力学研究

前文研究表明，湿度变化可能会对 SnO_2 传感器灵敏度产生重要影响。其中，R_a 为传感器在空气中的电阻（即初始电阻），R_h 为传感器在氢气氛围中的电阻。从图中可以发现，随着湿度的增加，传感器响应降低主要来源于初始电阻的降低，与文献报道的测试结果类似。在潮湿的空气条件下，水分子可能会与 SnO_2 纳米线表面预吸附的氧相互作用，分解成羟基，然后释放电子，导致电阻降低。

4. 结论

研究了退火处理对 SnO_2 纳米线气敏性能的影响，从 FTIR 结果可以看出，采用合适的退火温度可以有效去除材料表面的有机长链配体。进一步通过 HRTEM 和 SEM 表征分别在材料和器件层面分析了退火过程对 SnO_2 纳米线形貌的影响规律。测试结果表明，制备的 SnO_2 纳米线 H_2 传感器在 250 度下对 40 ppm H_2 的响应值为 13，响应和恢复时间为 13 s/15 s，并且在低浓度范围（1～100 ppm）下对 H_2 的响应有较好的线性度，与同类型的 H_2 传感器相比具有灵敏度高、检测浓度低的优势。通过建立热动力学模型，从宏观角度研究了 H_2 在 SnO_2 表面上的的吸附行为。拟合结果表明，H_2 在 SnO_2 表面的吸附和响应行为更加接近 Freundlich 等温吸附模型，并且通过分析提取的拟合参数证明了传感器对 H_2 吸附效果良好。

参考文献：

[1] Y. X. Li, D. Y. Deng, C. Nan, X. Xing, L. Xu, X. Xiao et al, "Pd nanoparticles composited SnO_2 microspheres as sensing materials for gas sensors with enhanced hydrogen response performances," J. Alloy. Compd., vol. 710, pp. 216-224, Mar. 2017.

[2] H. K. Ju, J. G. Jeon et al, "Aerogel sheet of carbon nanotubes decorated with palladium nanoparticles for hydrogen gas sensing," Int. J. Hydrogen Energ, vol. 43, no. 12, pp. 6456-6461, Jan. 2018.

[3] S. Dunn, "Hydrogen futures: toward a sustainable energy system," Int. J. Hydrogen Energy, vol. 27, no. 3, pp. 235-264, Jan. 2002.

[4] J. Hu, Y. Sun, Y. Xue et al, "Highly sensitive and ultra-fast gas sensor based on Ce-doped In_2O_3 hollow spheres for ppb level hydrogen detection," Sens. Actuators B, Chem., vol. 257, pp. 124 - 135, Oct. 2017.

[5] Song Z, Xu S et al, "Solution-processed SnO_2 nanowires for sensitive and fast-response H2S detection," Thin Solid Films, vol. 618, pp. 232 - 237, Nov. 2016.

[6] X. X. Xu, J. Zhuang, X. Wang, SnO_2 quantum dots and quantum wires: controllable synthesis, self-assembled 2D architectures, and gas-sensing properties. Journal of the American Chemical Society, 2008, 130: 12527-12535.

[7] Z. L. Song, Z. R. Wei, B. C. Wang, et al. Sensitive room-temperature H_2S gas sensors employing SnO_2 quantum wire/reduced graphene oxide nanocomposites. Chemistry of Materials, 2016, 28: 1205 -1212.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

Proton-Conductive Gas sensor: A New Way to Realize Highly Selective Ammonia Detection for Analysis of Exhaled Human Breath

Hongran Zhao, Lichao Liu, Xiuzhu Lin, Jianxun Dai, Teng Fei *, and Tong Zhang *

1. State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, College of Electronic Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130012, P. R. China

Abstract: Analysis of exhaled human breath has great significance for early noninvasive diagnosis. Poor selectivity and strong humidity influence are two bottlenecks for the application of gas sensors to exhaled breath analysis. In this work, we utilize the adsorption, dissolution, ionization and migration processes of ammonia in wet nonconjugated hydrophilic polymers to realize effective ammonia detection. The indispensable high humidity atmosphere in exhaled breath was turned into a favorable condition for ammonia sensing. Nonconjugated polymer sensors can distinguish ammonia from most gases due to its extremely high solubility and good ionization ability. A sensor based on polyvinylpyrrolidone (PVP) could detect 0.5 ppm ammonia with extremely high selectivity. The ammonia sensing mechanism was deeply investigated by complex impedance plots and a quartz crystal microbalance. Finally, the PVP sensor was applied to ammonia detection from exhaled breath in simulated environments.

Keywords: Exhaled breath analysis; ammonia sensor; high selectivity; novel mechanism; nonconjugated polymer gas sensor

1. Introduction

Exhaled breath analysis has become a hot topic in the field of medical diagnostics because it has great significance for the early noninvasive diagnosis [1]. To date, thousands of gases have been discovered in exhaled human breath, most of which have concentrations ranging from ppb to ppm, and the concentration variation of some components can be associated with specific pathologies [2]. At present, gas chromatography and mass spectrometry, which can accurately analyze gas compositions, are the most common methods used in exhaled breath analysis. However, these methods are high cost, complex and require preconcentration of the exhaled breath; thus, the advantages of exhaled breath analysis in medical diagnostics cannot be realized [3].

In the last decade, many efforts have beendevoted to exhaled breath analysis by gas sensors [4-6]. Among multiple types of gas sensors, semiconductor gas sensors are considered as the most promising candidate due to their advantages of high sensitivity, fast response, low cost and integratable characteristics [7]. Currently, gas sensors based on metal oxides, carbon materials,

* **Corresponding author**: E-mail address: zhangtong@jlu.edu.cn (T. Zhang); feiteng@jlu.edu.cn (T. Fei) Tel.: +86 431 85168385; Fax: +86 431 85168270

conjugated polymers and various composites for exhaled breath analysis have been widely reported and applied for the diagnosis of approximately twenty diseases [8-10]. Nevertheless, as the studies continued, the bottleneck of semiconductor gas sensors in exhaled breath analysis was gradually revealed. Exhaled breath is a complex environment that is highly humidified (~100% RH) and contains thousands of gases [11]. How to distinguish the target gas from thousands of gases and avoid the influence of moisture are the two key challenges for gas sensors. Mann et al. attempted to grow a zeolite layer on the surface of a sensitive layer as insulation to block gases with a large molecular size and improve the selectivity of the gas sensor [12]. Lee et al. reported a series of acetone sensors based on lanthanide-doped metal oxides, and these sensors were humidity-independent even when the relative humidity (RH) increased to 80% RH but had lower sensitivity and greater power consumption [13, 14]. However, because the sensitive mechanism of semiconductor gas sensors is usually based on catalytic redox reactions, it is difficult to improve the selectivity. In addition, condensation under a humid atmosphere, which is almost inevitable at room temperature, limits the application of gas sensors in exhaled breath analysis.

Ammonia is considered asa diagnostic biomarker for kidney disease in exhaled breath and is normally at 0.8 - 0.9 ppm in healthy human breath but can be greater than 1.5 ppm in uremia patients [15]. Among recently reported ammonia gas sensors, there is a unique phenomenon in room-temperature ammonia detection: sensors exhibit higher sensitivity under a humid atmosphere [16-18]. This phenomenon could be observed both in the adsorption capacity and resistance change. Some p-type conjugated polymers even exhibit a resistance decrease in ammonia detection under a high RH environment, which cannot be explained by the traditional mechanism of semiconductor gas sensors [19]. It is worth noting that this particular phenomenon only happens in the ammonia sensing process; hence, there is a unique mechanism that is based only on the unique characteristics of NH_3, leading to a significant decrease in the resistance of sensors during NH_3 detection under a humid atmosphere.

In our previous workon a humidity sensor based on an ionogel [20], we observed that the adsorbed water molecules could form a proton conductive path that also allows ion migration. Additionally, the conductivity of the humidity-sensitive gel is strongly influenced by the species and content of the ionizable group. A similar result has also been reported by Li et al., who demonstrated that NH_3 adsorption could enhance the proton conductivity of a metal organic framework under a humid atmosphere [21]. The humidity-enhanced effect in the ammonia detection could be explained as follows. Gas-sensitive films adsorb water molecules and form a physical adsorption water layer. The water layer can adsorb considerable ammonia due to the strong hydrogen bond interaction between water and ammonia molecules, which results in the enhanced ammonia adsorption capacity. Then, the adsorbed ammonia dissolves and ionizes into NH_{4+} and OH^-, and finally, the migration of NH_{4+} and OH^- in the physical adsorption water layer leads to a significant resistance decrease. Other gases can also be adsorbed by a wet sensitive film, but most gases are either unable to ionize or do not have a solubility comparable to that of ammonia; hence, the resistance of the sensitive film will not exhibit a large change.

Herein, instead of trying to avoid the influence of high humidity, we use nonconjugated hydrophilic polymers as sensitive materials to build a

proton－conductive gas sensor. The conductivity change caused by the adsorption, dissolution, ionization and migration process of ammonia ina wet gel is used to realize highly sensitive and selective ammonia detection under a humid atmosphere. The mechanism is similar to the humidity sensing of impedance－type humidity sensors based on an ionogel [22]. This method provides a new potential approach for ammonia analysis of exhaled breath.

2. Results and Discussion

In this work, polyvinyl alcohol (PVA), polyvinyl pyrrolidone (PVP) and polyacrylamide (PAM), three nonconjugated polymers with different side chain functional groups and hydrophilicity, were chosen as the sensitive materials. To investigate the electrical properties and gas adsorption behavior during the ammonia detection process, the nonconjugated polymers were drop－coated on a ceramic substrate with graphitic interdigitated electrodes and a quartz crystal microbalance (QCM) for the following measurements (details see Supporting Information and Figure S1).

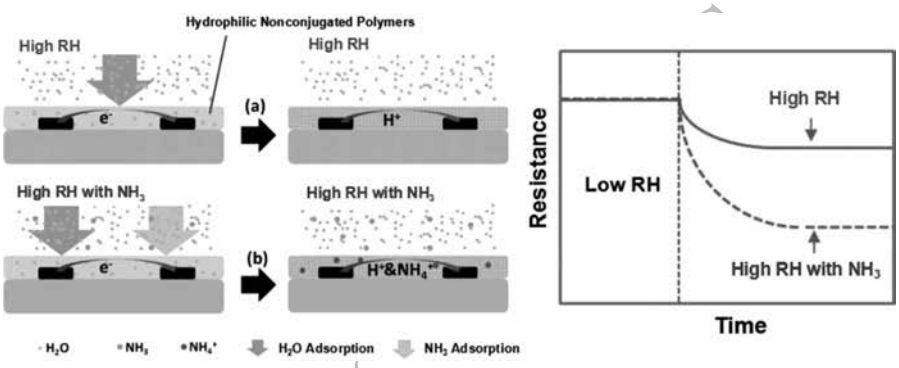


Figure 1. Schematic illustrationfor the ammonia sensing of nonconjugated polymer sensors under humid atmosphere

The ammonia－sensitive model of hydrophilic nonconjugated polymers under humid atmosphere was designed as follows (shown in Figure 1). When the nonconjugated polymers are exposed to a humid atmosphere, the polymers can adsorb plenty of water molecules; then, the adsorbed water forms a proton conductive path in which protons can be transported by the Grotthuss chain reaction, leading to a significant increase in the conductivity [23]. In this situation, the sensitive film is only conductive when proton conduction is allowed. When the humid atmosphere contains ammonia, the ammonia can be adsorbed by the physically absorbed water and dissolved. Then, the dissolved ammonia ionizes into NH_{4+} and OH^- ions, which migrate in the wet gel and further enhance the conductivity.

The ammonia sensing behavior of PVA, PVP and PAM sensorsis shown in Figure 2. The current signals were recorded by applying a 1 V DC potential across the electrodes and measuring the resulting current. Figure 2a shows the current change when the sensors switch back and forth between dry air (11% RH) and humid air (97% RH) with increasing concentrations of ammonia. All the sensors exhibit a significant increase in conductivity when exposed to a humid atmosphere, and the current signals reach equilibrium rapidly. In the humid atmosphere with ammonia, the conductivities increase to a higher level, and the equilibrium current is positively correlated with the ammonia concentration. To further compare the ammonia sensing characteristics, the response of the sensors was defined as I_g/I_0,

in which I_0 and I_g are the current under the humid atmosphere without and with analyte, respectively. The responses of the three sensors, linear fitting curves and calibration functions of the three sensors are shown in Figure 2b and Figure S2. The PVP sensor exhibits the highest response when the ammonia concentration is below 50.0 ppm, and the curve shows good linearity from 0.5 to 10.0 ppm. The response curve of the PAM sensor shows the widest linearity range, and the response overtakes that of the PVP sensor when the ammonia concentration reaches 100 ppm. The PVA sensor also exhibits a good response to low concentrations of ammonia (0.5 – 5.0 ppm); however, the curve shows a saturated increase after the concentration of ammonia exceeds 5 ppm.

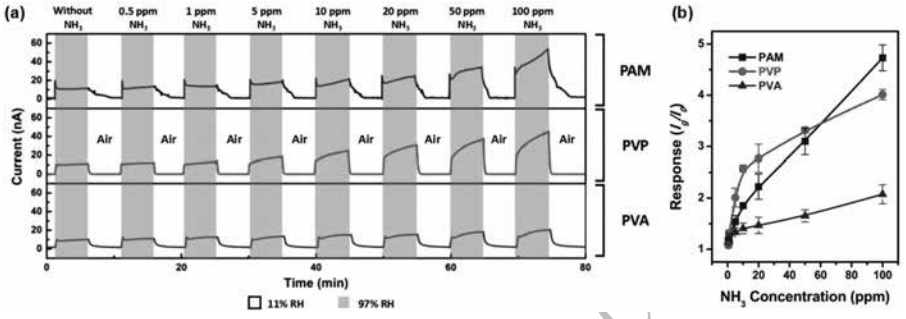


Figure 2. (a) The dynamic current–time curves of PVA, PVP and PAM sensors during the process of sensors switch back and forth between dry air (11% RH) and humid air (97% RH) with increasing concentration of ammonia. (b) Response (I_g/I_0) vs ammonia concentration curves of three kinds of sensors.

The ammonia adsorption amount of three nonconjugated polymers undera humid atmosphere was also evaluated using QCM to further explore their different ammonia sensing performances. First, the water adsorption capacity of the three materials was evaluated by QCM and is shown in Figure S3. The results demonstrate that the PAM film exhibits the strongest water adsorption ability, while the PVA film shows the poorest. From the frequency shift–time curves shown in Figure 3a, all devices exhibit an obvious frequency decrease when exposed to ammonia under 97% RH, indicating that ammonia was adsorbed by the wet nonconjugated polymer films. In the frequency shift vs ammonia concentration curves shown in Figure 3b, the wet PAM film exhibits the best ammonia adsorption capacity, followed by the wet PVP film. Compared to Figure S3, it can be seen that the ammonia adsorption capacity of the three nonconjugated polymers is positively correlated with the amount of adsorbed water molecules. However, the relationship between the ammonia adsorption amount and sensitivity cannot be clarified from the comparison of Figure 2 and Figure 3. The conductivity of an aqueous solution depends mainly on the ion concentration and species. Hence, the ratio between the amount of adsorbed ammonia and adsorbed water (RAW) is given indirectly by calculating the ratio of the frequency shift caused by ammonia adsorption and water adsorption (shown in Figure 3c). By organizing the results from Figure 2, Figure 3 and Figure S2, we make the following hypotheses to explain the difference in the ammonia sensing behavior between three nonconjugated polymers. The ionic conductivity in a wet gel is both determined by the concentration and transport of ions in the gel film; the higher the water content in the gel film is, the closer the interior ionic migration behavior is to that of the aqueous solution. The PVA film exhibits the highest RAW value when the ammonia concentration is below 10 ppm; however, the poor water adsorption capacity results in the gel

film not forming a good path for ion transport, which limits the ionic conductivity. Hence, the sensitivity vs the ammonia concentration curve of the PVA film reaches saturation when the ammonia concentration exceeds 5 ppm. For the PAM film, its adsorbed water content is the largest among the three polymers under a humid atmosphere, which leads to a higher ionic conductivity upper limit. However, the lowest RAW value determines the slowest rate of change in conductivity when the ammonia concentration increases. The PVP film has both a moderate water adsorption capacity and high RAW value; hence, the sensor exhibits excellent sensitivity below an ammonia concentration of 20 ppm, and then, the sensitivity vs ammonia concentration curve tends to saturate.

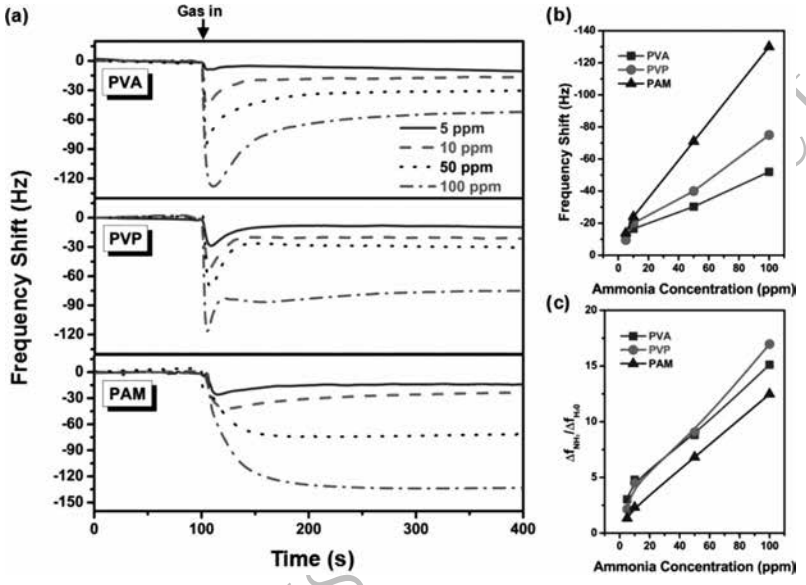


Figure 3. (a) Frequency shift-time curves of the QCM coated by PVA, PVP and PAM film in humid atmosphere (97% RH) with different ammonia concentration. (b) Frequency shift-ammonia concentration curves of QCM coated by PVA, PVP and PAM film under 97% RH. (c) The relationship between the RAW value and ammonia concentration.

To make theabove hypotheses clearer, the influence of the relative humidity and temperature on the ammonia sensing of the nonconjugated polymer sensors was investigated. The current and sensitivity vs ammonia concentration curves under different RHs are shown in Figure S4. Both the conductivity and sensitivity of the sensors increase with the humidity because the polymer films can adsorb more water molecules to build a better path for protons and ions migrating under a higher RH. Additionally, more adsorbed water leads to the wet gel having a better ammonia adsorption capacity, finally leading to a higher conductivity and sensitivity. Figure S5 shows the influence of temperature on the response of the PVP sensor under a humid atmosphere. The increase in temperature enhances the conductivity of the PVP film, as shown in Fig. S5a. Because the saturated vapor pressure of water and the ion mobility both increase with temperature, their synergy results in the conductivity increase in the gel film. In Figure S5b, the sensitivity of the PVP sensor decreases with increasing temperature when the ammonia concentration is lower than 10 ppm due to the decreased solubility of ammonia with increasing temperature. However, the relationship between sensitivity and temperature shows an opposite trend when the ammonia concentration reaches 50 ppm. The sensitivity vs temperature curve measured at 25 ℃ tends to saturate after the ammonia concentration exceeds 10

ppm. However, as the temperature increases, the sensitivity vs temperature curves exhibit better linearity. The phenomenon agrees well with the ammonia sensing behavior that has been discussed. The above results show that both humidity and temperature have a significant influence on the ammonia sensing behavior of nonconjugated polymer sensors. Sensors could work in the atmosphere of a steady high RH and narrow temperature shift. Fortunately, exhaled breath provides such an atmosphere with a humidity above 97% RH, and the human body temperature is ~ 37 ℃. Hence, the nonconjugated polymer sensors are suitable for exhaled breath analysis.

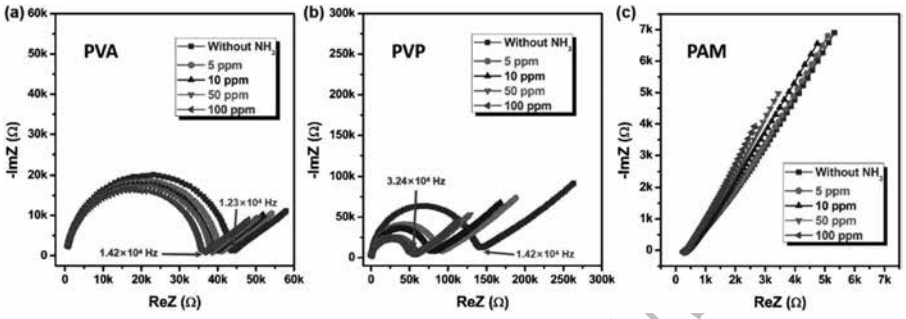


Figure 4. The complex impedance plots of (a) PVA, (b) PVP and (c) PAM sensors in humid atmosphere (97% RH) with different ammonia concentrations.

To further investigate the contribution of ion conductivity in the nonconjugated polymer films, the complex impedance plots (CIPs) of three sensors were measured under a humid atmosphere with different ammonia concentrations in a frequency range from 20 Hz to 20 MHz (shown in Figure 4). The CIPs of the PVA and PVP sensors all consist of a part of a semicircle (high frequency) and a straight line (low frequency). The semicircle can be modeled as a parallel circuit of the resistance and capacitance that relates to the electrical properties of the polymer films [24]. The straight line represents the Warburg impedance (Z_w), which comes from the diffusion of ions or charge carriers at the sensitive film and electrode interface, that appears at a higher frequency [25]. The radius of curvature of the semicircles decreases with the increasing ammonia concentration, which indicates that the adsorption of ammonia could enhance the ion conductivity of the wet gel. Moreover, straight lines appear at higher frequencies when the ammonia concentration increases, demonstrating that the ion concentration increases. This result indicates that ammonia has dissolved and ionized into NH_{4+} and OH^- ions to participate in the conduction process. By comparison of Figure 4a and Figure 4b, it can be seen that ammonia leads to a much more significant influence on the conduction process of the PVP film because ion migration is much easier in a PVP film with a higher moisture content. In the CIPs of the PAM sensor (Figure 4c), a semicircle could not be observed, which demonstrates that the ionic migration behavior in the PAM film is very close to that in the aqueous solution. The straight lines become closer to the imaginary axis when the ammonia concentration increases because more ions are generated in the wet gel, which could cause a larger polarization capacitance. This phenomenon could also be observed in Figure 4a and Figure 4b.

To further verify the proposed sensing mechanism, a series of experiments were designed and carried out. First, the PVP sensor was exposed to dry air and humid air, and ammonia was injected into the test chambers. As shown in Figure 5a,

the PVP sensor did not exhibit any response to ammonia under dry air, while an obvious response could be observed under the humid atmosphere, which demonstratesthat the ammonia sensing ability of the nonconjugated polymers mainly comes from the adsorbed water. Furthermore, the ammonia absorption amount on the PVP film was also measured under a similar situation using QCM, and the results are shown in Figure 5b. The frequency almost does not shift under dry air when ammonia was injected into the test atmosphere. However, the frequency decreases rapidly as soon as PVP is exposed to ammonia. This phenomenon indicates that the good ammonia adsorption capacity of the nonconjugated polymers is based on the interaction between ammonia and adsorbed water. Thus, we can infer that water-insoluble gases would not cause electric signal changes in nonconjugated polymers. Then, we chose four kinds of VOCs as interfering gases to further investigate the conductivity and adsorption behavior of nonconjugated polymers under a humid atmosphere. The PVP sensor was placed in a test chamber filled with humid air, and 100 ppm of each interfering gases was sequentially injected into the test chamber. As shown in Figure 5c and Figure 5d, the frequency shift-time curve of the PVP sensor exhibits an obvious response when ethanol, acetone, toluene and formaldehyde are injected, indicating that all interfering gases could be adsorbed by the wet gel. However, the conductivity of the PVP sensor did not exhibit any change when exposed to these gases. Finally, 10 ppm ammonia was injected into the test chamber, and both the frequency shift-time and current-time curves exhibit a significant response. The result demonstrates that the conductivity change of the nonconjugated polymers is not due to the gas dissolving in the adsorbed water, but is due to the introduction of foreign ions generated by the ionization of adsorbed gas. The above characteristics could also guarantee that ammonia sensors based on nonconjugated polymers possess unmatched selectivity under a humid atmosphere.

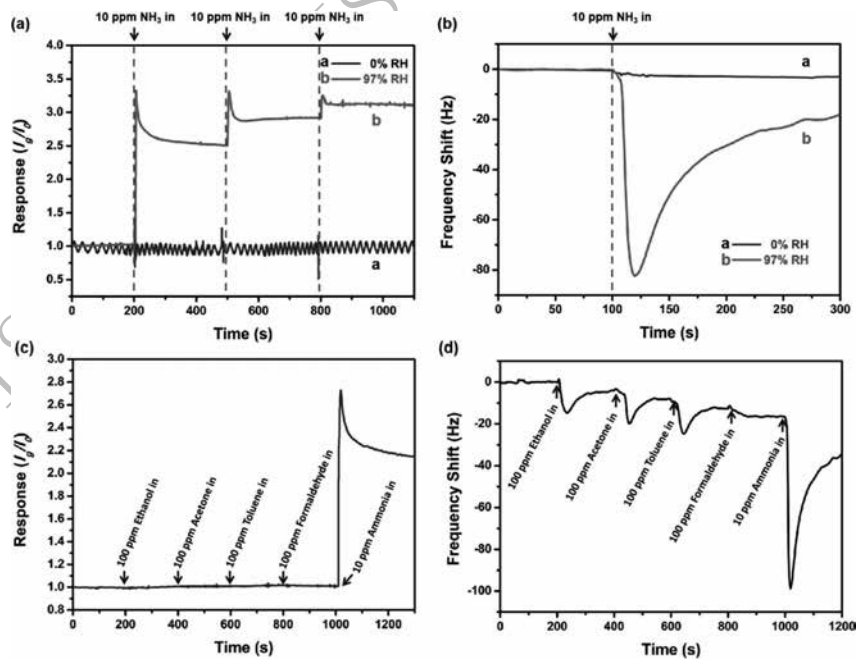


Figure 5. (a) The response (I_g/I_0) and (b) frequency shift of PVP sensor and PVP coated QCM to ammonia under humid (97% RH) and dry (0% RH) air. (c) The response (I_g/I_0) and (d) frequency shift of PVP sensor and PVP coated QCM to ammonia and interfering gases under humid (97% RH) atmosphere.

Finally, exhaled human breath was collected as the background toexamine the ammonia sensing performance of nonconjugated polymers in practical application. As shown in Figure 6a, exhaled human breath was collected and separated into two test chambers; then, 5 ppm ammonia was injected into one of the chambers. The test chambers were kept at 37 ℃ in a water bath, and the PVP sensor was placed into the test chambers. The current signals were recorded and are shown in Figure 6b. The current signals of the PVP sensor reached a higher level when exposed to the breath with the additional 5 ppm ammonia during the 5 min measurement. From Figure 6c, it can be seen that the PVP sensor could clearly distinguish the exhaled breath with excess ammonia from the normal exhaled breath, which shows that the sensor has potential for exhaled human breath analysis.

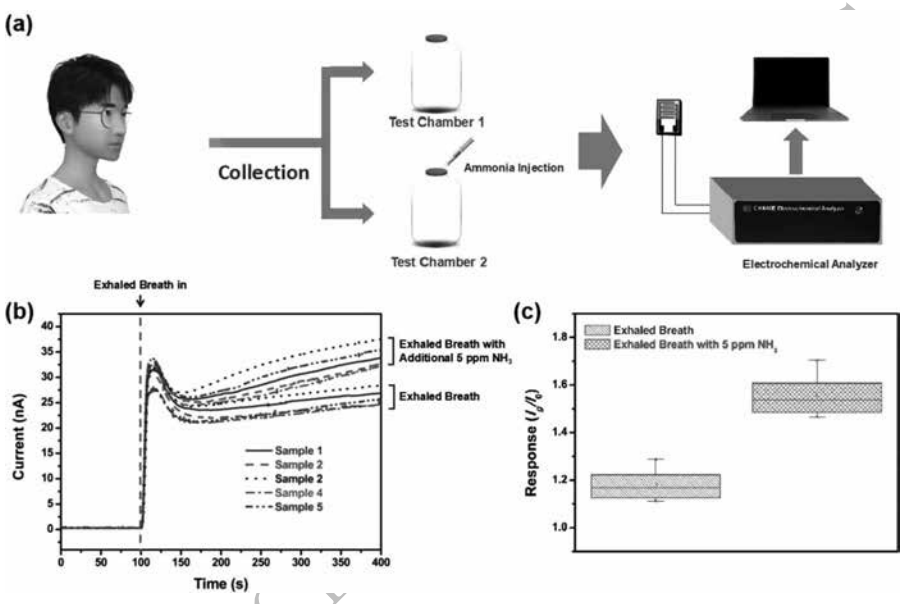


Figure 6 Ammonia sensing process of PVP sensor in real breath analysis. (a) Experimental procedures for the breath analysis; (b) Current-time curves of PVP sensor in the normal exhaled breath of five testers and their exhaled breath with additional ammonia; (c) Response characteristic of PVP sensor to normal exhaled breath and exhaled breath with additional ammonia (n=5).

3. Conclusion

In summary, a humidity-assisted mechanism for ammonia detection in exhaled human breath based on hydrophilic polymers was provided. This method mainly exhibits the following advantages: i) the sensing mechanism proposed in this work originates from the unique characteristic of ammonia (the extremely high solubility and good ionization ability); hence, the resultant sensors exhibit excellent selectivity to ammonia; ii) the high concentration of water molecules in exhaled breath, which plagues traditional gas sensors, is applied as an ammonia collector and forms the transport path for foreign ions; iii) sensitive films were fabricated by hydrophilic nonconjugated polymers with the advantages of low cost, portability and environmentally benignity. Although the ammonia sensing method in this work is still immature and further research is needed to enhance the sensing performance, the ammonia sensing mechanism provides a potential way to realize exhaled breath ammonia detection in practical applications.

Acknowledgements

This work was supported by the Natural Science Foundation Committee (NSFC, No. 61773178), the Natural Science Foundation Committee (NSFC, No. 61903150), the Scientific Research Planning Project of Jilin Provincial Education Department (JJKH20180156KJ) and the China Postdoctoral Science Foundation (801191010412).

References

[1] Pauling, L.; Robinson, A.; Teranishi, R.; Cary, P. Quantitative analysis of urine vapor and breath by gas-liquid partition chromatography. *Proc. Natl. Acad. Sci. USA* 1971, 68, 2374-2376.

[2] Phillips, M.; Gleeson, K.; Hughes, J.; Greenberg, J.; Cataneo, R.; Baker, L.; McVay, W. Volatile organic compounds in breath as markers of lung cancer: a cross-sectional study. *Lancet* 1999, 353, 1930-1933.

[3] Buszewski, B.; Kesy, M.; Ligor, T.; Amann, A. Human exhaled air analytics: biomarkers of diseases. *Biomed. Chromatogr.* 2007, 21, 553-566.

[4] Rock, F.; Barsan, N.; Weimar, U. Electronic nose: current status and future trends. *Chem. Rev.* 2008, 108, 705-725.

[5] Peng, G.; Tisch, U.; Adams, O.; Hakim, M.; Shehada, N.; Broza, Y.; Billan, S.; Abdah-Bortnyak, R.; Kuten, A.; Haick, H. Diagnosing lung cancer in exhaled breath using gold nanoparticles. *Nat. Nanotechnol.* 2009, 4, 669-673.

[6] Konvalina, G.; Haick, H. Sensors for breath testing: from nanomaterials to comprehensive disease detection *Accounts Chem. Res.* 2014, 47, 66-76.

[7] Righettoni, M.; Tricoli, A.; Pratsinis, S. Si: WO_3 sensors for highly selective detection of acetone for easy diagnosis of diabetes by breath analysis. *Anal. Chem.* 2010, 82, 3581-3587.

[8] Nakhleh, M.; Amal, H.; Jeries, R.; Broza, Y.; et al. Diagnosis and classification of 17 diseases from 1404 subjects via pattern analysis of exhaled molecules. *ACS Nano* 2017, 11, 112-125.

[9] Broza, Y.; Haick, H. Nanomaterial-based sensors for detection of disease by volatile organic compounds. *Nanomedicine* 2013, 8, 785-806.

[10] Park, C.; Schroeder, V.; Kim, B.; Swager, T. Ionic liquid-carbon nanotube sensor arrays for human breath related volatile organic compounds. *ACS Sens.* 2018, 3, 2432-2437.

[11] Jones, A. Effects of temperature and humidity of inhaled air on the concentration of ethanol in a man's exhaled breath. *Clin. Sci.* 1982, 63, 441-445.

[12] Mann, D.; Paraskeva, T.; Pratt, K.; Parkin, I.; Williams, D. Metal oxide semiconductor gas sensors utilizing a Cr-zeolite catalytic layer for improved selectivity. *Meas. Sci. Technol.* 2005, 16, 1193-1200.

[13] Yoon, J.; Kim, J.; Kim, T. Hong, Y.; Kang, Y.; Lee, J. A new strategy for humidity independent oxide chemiresistors: dynamic self-refreshing of In_2O_3 sensing surface assisted by layer-by-layer coated CeO_2 nanoclusters. *Small* 2016, 12, 4229-4240.

[14] Kwak, C.; Kim, T.; Jeong, S.; Yoon, J.; Kim, J.; Lee, J. Humidity-independent oxide semiconductor chemiresistors using terbium-doped SnO_2 yolk-shell spheres for real-time breath analysis. *ACS Appl. Mater. Interfaces* 2018, 10, 18886-18894.

[15] Righettoni, M.; Amann, A.; Pratsinis, S. Breath analysis by nanostructured metal oxides as chemo-resistive gas sensors. *Mater. Today* 2015, 18, 163-171.

[16] Mani, G.; Rayappan, J. A highly selective room temperature ammonia sensor using spray deposited zinc oxide thin film. *Sens. Actuators, B* 2013, 183, 459-466.

[17] Ömür, B. Humidity effect on adsorption kinetics of ammonia onto electrospun SnO_2 nanofibers. *Mater. Res. Express* 2018, 6, 045043.

[18] Liu, M.; Guo, S.; Xu, P.; Yu, H.; Xu, T.; Zhang, S.; Li, X. Revealing humidity-enhanced NH_3 sensing effect by using resonant microcantilever. *Sens. Actuators, B* 2018, 257, 488-495.

[19] Kanaparthi, S.; Singh, S. Solvent-free fabrication of a room temperature ammonia gas sensor by fric-

tional deposition of a conducting polymer on paper. *Org. Electron.* 2019, 68, 108-112.

[20] Dai, J.; Qi, R.; Tu, J.; Zhao, H.; Liu, S.; Fei, T.; Zhang, T. Humidity sensor preparation by *in situ* click polymerization. *IEEE Electr. Device. L.* 2018, 39, 1234-1237.

[21] Liang, X.; Li, B.; Wang, M.; Wang, J.; Liu, R.; Li, G. Effective approach to promoting the proton conductivity of metal-organic frameworks by exposure to aqua-ammonia vapor. *ACS Appl. Mater. Interfaces* 2017, 9, 25082-25086.

[22] Zhao, H.; Zhang, T.; Qi, R.; Dai, J.; Liu, S.; Fei, T.; Lu, G. Development of solution processible organic-inorganic hybrid materials with core-shell framework for humidity monitoring. *Sens. Actuators, B* 2018, 255, 2878-2885.

[23] Ernsberger, F. The nonconformist ion. *J. Am. Ceram. Soc.* 1983, 66, 747-750.

[24] Geng, W.; Yuan, Q.; Jiang, X.; Tu, J.; Duan, L.; Gu, J.; Zhang, Q. Humidity sensing mechanism of mesoporous MgO/KCl-SiO_2 composites analyzed by complex impedance spectra and bode diagrams. *Sens. Actuators, B* 2012, 174, 513-520.

[25] Yeh, Y.; Tseng, T. Analysis of the dc and ac properties of K_2O-doped porous $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$ ceramic humidity sensor *J. Mater. Sci.* 1989, 24, 2739-2745.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于 MEMS 的高分辨率法布里珀罗加速度传感器

赵明辉[1]，蒋康力[1]，柏洪武[2]，王海容[1]，韦学勇[1]*

（1. 西安交通大学机械学院 西安 710049 2. 西安空间无线电技术研究所 西安 710100）

摘　要：光学 MEMS 由于其优越的性能及抗电磁干扰能力而受到广泛的追捧。本文研究了一种基于微机电系统（MEMS）的法布里珀罗光学加速度传感器，该加速度传感器由 G 型弹簧质量结构、激光二极管、分束立方以及光电转换系统通过 3D 打印封装集成于一体，使得传感器具有较高的稳定性和便携实用性。通过静态重力场及动态振动台实验表明，本文设计的 G 型弹簧质量结构结合法布里珀罗干涉检测技术可以获得良好的性能，其灵敏度和分辨率分别达到 183.793v/g 和 300ng。

关键词：加速度传感器；法布里珀罗干涉；微纳制造

A MEMS based Fabry-Pérot accelerometer with high resolution

Minghui Zhao[1], Kangli Jiang[1], Hongwu Bai[2], Hairong Wang[1], Xueyong Wei[1]

(1. *Xi'an Jiaotong University School of Mechanical Engineering*, *Xi'an*, 710049 2. *Xi'an Institute of Space Radio Technology*, 504 *West Weiqu Street*, *Xi'an* 710100)

Abstract: Optical MEMS has become exceedingly popular because of its high performance and resistance to electromagnetic interference. A MEMS based Fabry-Pérot accelerometer consisting of a G-shaped mass-spring structure sensing chip, laser diode, cube beam splitter and photo translating system integrated by 3D printed sensor package is investigated. The sensitivity and resolution calibrated by intensity demodulation method are respectively, 183.793 V/g and 300 ng. The results show that the adopted G-shaped cantilever-mass structure sensing chip combined with the Fabry-Pérot interfere technology can obtain good performance, and the 3D printed sensor package makes the interference optical path and accelerometer more robust and portable.

Keywords: MEMS Accelerometer; Fabry-Pérot interferometer; Microfabrication.

0　引言

MEMS 加速度传感器具有体积小、成本低、性能高等优点，在惯性导航、振动监测等领域得到了广泛的应用[1]。常用的 MEMS 加速度传感器包含电容式、电阻式、压电式和谐振式等，每种类型都有各自的优点和其局限性[2-3]。采用光学检测原理的 MEMS 法布

里珀罗加速度传感器（Fabry-Pérot accelerometer，FPA）具有灵敏度、分辨率高、耐高温和抗电磁干扰能力等优势［4］。

图 1 梳理了法布里珀罗加速度传感器的技术发展历程。1897 年，法国科学家 Charles Fabry 和 Alfred Pérot 发明了法布里珀罗干涉仪[5]，进而开启了法布里珀罗光学器件研究的先河。1967 年，文献[6] 报道了第一台基于法布里珀罗干涉仪的加速度传感器，其检测分辨率达到 1μg。近 50 年来，法布里珀罗加速度传感器的研究主要集中在如何采用不同的结构和信号解调方法来提高传感器的性能。法布里珀罗加速度传感器的结构经历了从宏观到微纳再到集成结构的发展[7,8,10,11]。其信号解调方法也从简单的强度解调发展到相位产生载波解调[9]。近几年，研究者开始探索利用新材料和新传感原理来提高传感器性能[12-13]。经过以上研究者的工作，法布里珀罗加速度传感器的性能得到了很大的提高，但在分辨率、灵敏度以及便携性等方面仍然可以继续优化。

本文提出了一种高分辨率、高灵敏度的 MEMS 法布里珀罗加速度传感器。文章首先对传感器的敏感原理、传感芯片设计和仿真进行了详细的分析，然后对传感芯片的微纳加工过程进行了详细的论述，并且提出了小型化的便携式加速度传感器封装方案，最后进行了静态、动态测试，对传感器的性能进行了表征。

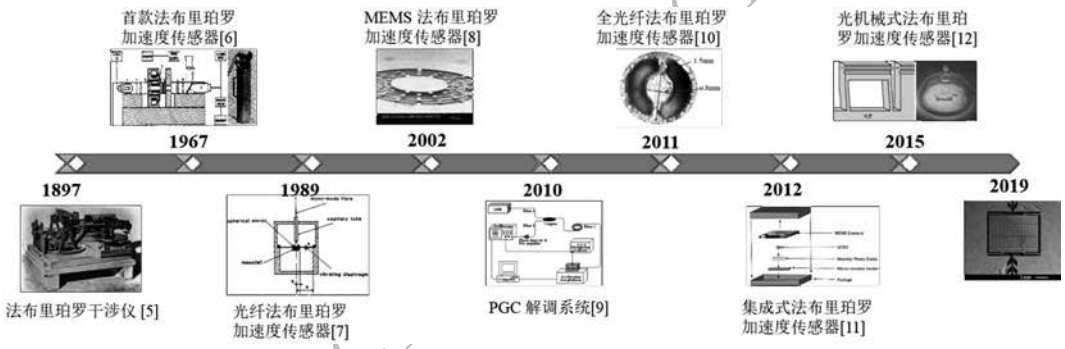


图 1　法布里珀罗加速度传感器技术发展历程

Fig. 1　Technical development of Fabry-Pérot accelerometer

1　传感原理

如图 2（a）所示，本文提出的光学 MEMS 加速度传感器采用集成式光学传感芯片，该芯片由法布里珀罗腔、惯性质量块、G 型弹簧梁和基座组成。法布里珀罗腔由两个具有部分反射率的平面镜 1 和平面镜 2 组成，其腔长，即两面平面镜之间的距离为 L，如图 2 所示。平面镜 1 由 Si_3N_4 和 SiO_2 薄膜加工而成，反射率为 R_1，平面镜 2 由 BF33 玻璃晶圆加工而成，反射率为 R_2。传感芯片通过检测由 G 型弹簧梁支撑的惯性质量块的运动来感知加速度。当沿敏感方向的加速度作用于弹簧质量结构时，惯性质量快受迫振动，从而改变法布里珀罗腔的长度 L。

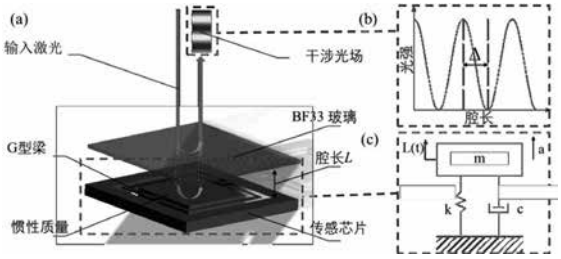


图 2　（a）法布里珀罗加速度传感器工作原理
（b）传感器输出光强与腔长的关系
（c）弹簧质量结构等效模型

Fig. 2　（a）Schematic of the reported FPA（b）The relation between the light intensity and the cavity length（c）The equivalent mass-spring system model of the MEMS accelerometer

由激光二极管发出的激光垂直入射至法布里珀罗腔，然后在腔中经过多次部分反射，进而形成反射和透射干涉光场。激光在法布里珀罗腔中一个循环产生的干涉相位变化为[14]：

$$\Phi=\frac{4\pi nL}{\lambda_0} \tag{1}$$

其中 λ_0 是入射激光的真空波长，n 是法布里珀罗腔之间介质的折射率，L 是腔的长度。当法布里珀罗腔的反射率 $R_1=R_2=R$ 时，反射光场的干涉光强可以表示为：

$$I=\frac{2R\left[1-\cos\left(\frac{4\pi n}{\lambda_0}L\right)\right]}{1+R^2-2R\cos\left(\frac{4\pi}{\lambda}L\right)}I_0 \tag{2}$$

其中 I_0 是输入光强，R 是法布里珀罗腔的反射率。当反射率 R 的值较小时，反射光场的干涉光强度可以被简化为：

$$I=2R\left[1-\cos\left(\frac{4\pi n}{\lambda_0}L\right)\right]I_0 \tag{3}$$

干涉光强 I 与腔长 L 之间的关系如图 2（b）所示，可以看出，在图中标注的 Δ 区域内，干涉光强与腔长成正比。图 2（c）为 MEMS 加速度传感器的弹簧质量系统的等效模型，传感器沿其敏感方向的运动方程为：

$$m\frac{d^2\Delta L(t)}{dt^2}+c\frac{d\Delta L(t)}{dt}+k\Delta L(t)=ma(t) \tag{4}$$

其中 m 是惯性质量块的质量，c 是阻尼系数，k 是弹簧常数。当沿加速度传感器敏感方向施加的加速度趋于稳定时，法布里珀罗腔的腔长可以表示为：

$$L\ (\mathrm{t})=L_0+\Delta L\ (\mathrm{t})=L_0+\frac{ma\ (t)}{k} \tag{5}$$

结合方程（3）和（5），传感器的输出光强与其所受加速度的关系可以表示为：

$$I=2R\left[1-\cos\left(\frac{4\pi n}{\lambda_0}\left(L_0+\frac{ma\ (t)}{k}\right)\right)\right]I_0 \tag{6}$$

2 传感器设计、加工及封装

2.1 传感芯片的设计及仿真

本文设计的传感芯片如图 3 所示，该芯片由两个 G 型弹簧梁、惯性质量块及基座组成。该 G 型弹簧梁可以建模为双端固支的五根弹簧串联在一起，由其支撑的惯性质量块在加速度的作用时会上下振动。整个弹簧结构的刚度可以看作两根 G 型弹簧梁并联。

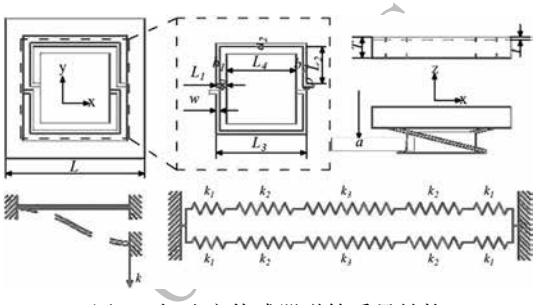


图 3 加速度传感器弹簧质量结构

Fig. 3 （a）Schematic of the reported G-shaped mass-spring structure

通常，弹簧刚度定义为：

$$k=F/\delta \tag{7}$$

因此，整个弹簧结构刚度计算的主要目标为计算其在 Z 方向 F 载荷下所产生的变形 δ。对于本文设计的 G 型弹簧梁，可以采用能量法计算 δ，更准确地说是利用卡氏第二定理，在推导过程中只考虑由弯曲和扭转引起的位移。由卡氏第二定理可知，对于线性结构，其应变能 U 对任一载荷 F_i 的偏导数等于与该载荷相应的位移 δ_i。

$$\delta_i=\frac{\partial U}{\partial F_i} \tag{8}$$

通过对梁的应变能密度进行积分便可计算整段梁的应变能。

$$U=\int\frac{M^2}{2EI}d\xi \tag{9}$$

式中，M 为梁任意横截面处的弯矩，E 为杨氏模量，I 为惯性矩，ξ 为距梁导向端的距离。为了方便计算应变能，将 G 型梁分割为五段短梁，如图 4 所示，分别在每段梁上标记各自所受力及力矩。

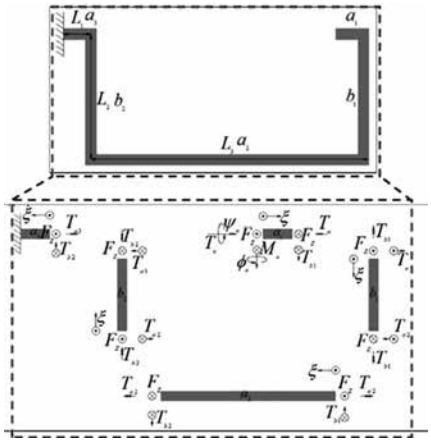


图 4　G 型弹簧梁在 Z 向力作用下的受力及力矩分解图

Fig. 4　Free-body diagram of the proposed G-shaped beam with an applied force in the Z direction

然后根据图 4 列出各段梁的平衡方程：

$$\begin{aligned}
M_{a1} &= M_o - F_z\xi \\
T_{a1} &= T_o \\
M_{b1} &= -T_o - F_z\xi \\
T_{b1} &= -F_zL_1 + M_o \\
M_{a2} &= -M_o + F_z(L_1 - \xi) \\
T_{a2} &= -T_o - F_zL_2 \\
M_{b2} &= T_o - F_z\xi + F_zL_2 \\
T_{b2} &= -F_z(L_3 - L_1) - M_o \\
M_{a3} &= M_o - F_z(\xi + L_3 - L_1) \\
T_{a2} &= -T_o
\end{aligned} \tag{10}$$

式中 M_o 和 T_o 分别为弯矩和扭矩，l_1 为 a_1、a_3 段长度，l_2 为 b_1、b_2 段长度，l_3 为 a_2 段长度。将式（10）代入式（9）可得到 G 型弹簧梁的总能量，边界条件设置为：

$$\begin{aligned}
\varphi_o &= \frac{\partial U}{\partial M_o} = 0 \\
\psi_o &= \frac{\partial U}{\partial T_o} = 0
\end{aligned} \tag{11}$$

其中 φ_o 是 M_o 产生的旋转角度，ψ_o 是 T_o 产生的旋转角度。通过上述分析和推导[15]，G 型弹簧结构的 z 方向刚度 k_z 可表示为：

$$k_z = 2\frac{F_z}{\delta_z} \approx \frac{24Ewt^3}{2L_1^3 + L_3^3 + 8L_2^3 + 15L_1L_3^2 - 21L_1^2L_3} \tag{12}$$

其中 w 是梁的宽度，t 是梁的厚度。芯片的几何参数见表 1。

表 1　传感器芯片几何参数

Table 1　Geometrical parameters of the sensing chip

参数	符号	值
基座长度	L	10 mm
梁 a_1 和 a_3 段长度	L_1	0.75 mm
梁 b_1 和 b_3 段长度	L_2	2.63 mm
梁 a_2 段长度	L_3	6.5 mm
惯性质量块长度	L_4	5 mm
梁宽度	w	0.25 mm
基座和质量块厚度	T	0.5 mm
梁厚度	t	0.045 mm

为了更好地研究传感芯片振动模态对加速度传感器工作带宽的影响，利用 COMSOL 有限元仿真软件对传感芯片的谐振频率进行了仿真。仿真时，将结构的基座设置为固定约束，弹簧质量结构设置为自由。传感芯片的前三阶振动模态如图 5 所示，其谐振频率分别为 87.64 Hz，149.13 Hz，200.68 Hz。其中一阶模态为沿 Z 轴方向的振动，得益于所设计的 G 型弹簧梁结构，其谐振频率低至 87.64Hz，使得传感器更加灵敏。二、三阶模态分别为惯性质量块绕 X 轴和 Y 轴转动，其不能作为传感器的工作模态。

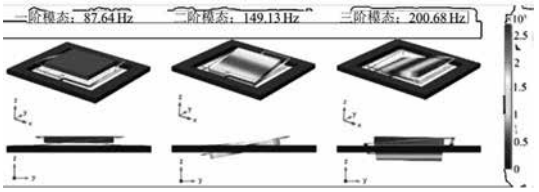


图 5　加速度传感器芯片前三阶模态仿真图

Fig. 5　Simulated first three modes of the sensing chip

2.2　传感芯片加工

本文提出的加速度传感器的法布里-珀罗腔结构是由 BF33 键合玻璃和双抛单晶硅片制成，其工艺主要包括双面对准光刻和深反应离子刻蚀（DRIE）。其中深反应离子刻蚀采用

分步式刻蚀方法，可以提高刻蚀均匀性和形貌质量。下面将对芯片加工过程进行具体描述。

本文采用的 500 μm 厚单晶硅晶圆，购买时直接在其正反两面沉积有 285 nm 二氧化硅和 200 nm 氮化硅层，如图 6（a）所示。首先，对双抛单晶硅晶圆进行标准化清洗；然后通过电子束蒸发工艺在硅片的两面沉积 400 nm 铝（图 6（b））；接下来在硅片背面以 10 μm 光刻胶（AZ4620）为掩蔽图形化的惯性质量结构，并用湿法刻蚀工艺对铝进行刻蚀，如图 6（c）、（d）；随后，用以 10 μm 光刻胶（AZ4620）为掩蔽对硅片正面的 G 型梁进行图形，并用湿法刻蚀工艺对铝进行刻蚀，如图 6（e）、（f）；然后，采用深反应离子刻蚀工艺对惯性质量块和 G 型梁进行刻蚀，刻蚀结束后，将硅晶圆缓慢浸入 H_2SO_4 和 H_2O_2（3：1）中清洗，以去除残留光刻胶和铝（图 6（g-i））。最后，利用光刻胶（Permit-NextM1000）将 BF33 玻璃和硅片键合在一起，形成法布里珀罗加速度传感芯片（图 6（m））。

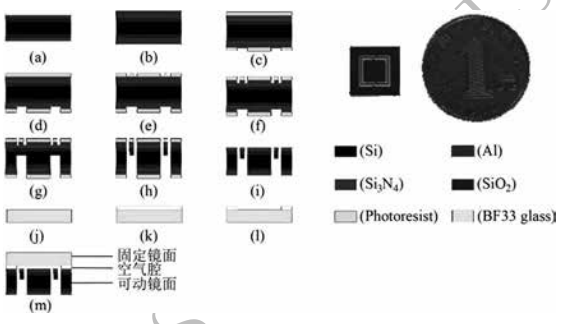


图 6　传感器芯片微纳加工工艺流程

Fig. 6　Fabrication sequence of the sensing chip illustrated by cross-section

2.3　传感器封装

本文提出的 MEMS 法布里珀罗光学加速度传感器由光源、干涉光路、弹簧质量结构和光转换系统组成，其概念图如图 7（a）所示。其工作原理为，由安装在封装底座上的激光二极管产生直径为 1.5mm 的光斑，之后光束被分束立方分成两束，其中一束用来实时监测光源的稳定性，另一束入射至法布里-珀罗腔，并发生干涉。最后，由光电二极管将光信号转换成电流，再通过解调电路转换成电压。

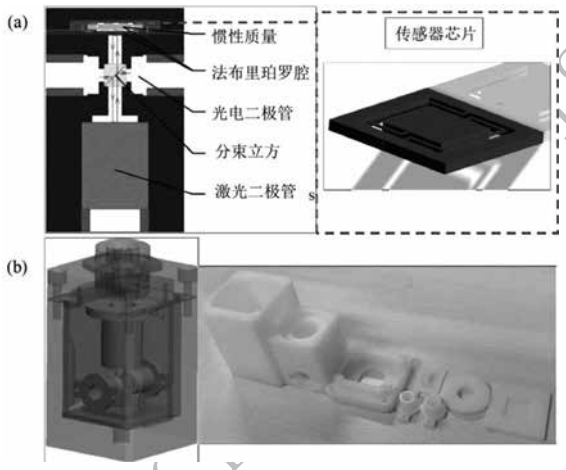


图 7　（a）加速度传感器概念图

（b）传感器 3D 打印封装

Fig. 7　（a）The conceptual drawing of the designed accelerometer（b）3D printed sensor package of the proposed optical accelerometer

对于之前关于法布里珀罗加速度传感器的研究，其干涉光路和光电转换系统大多由激光器、光电探测器、光谱仪、准直镜等光学元件和测试设备在光学平台搭建的，整个系统复杂庞大，同时，不可避免的光路误差会影响传感器的性能。因此，它们大多停留在实验室中原理样机验证阶段[16-18]。而本文设计的法布里珀罗加速度传感器结合微纳制造和 3D 打印技术将传感器芯片、激光二极管、微型分束立方和光转换系统集成于如图 7（b）所示的体积约为 150cm^3 的封装中，极大地提高了的传感器的便携实用性。同时，由于所有的组件集成在 3D 打印封装中，避免了每次调整光路所带来的误差。

3　性能表征及分析

3.1　频率响应

传感器的带宽可以根据其工作模态的谐振频率进行计算。因此，本文对敏感芯片的

频率响应进行了测试。测试时，利用信号发生器对振动台进行恒压扫频激励，并用激光测振仪（型号：attocube FPS3010）测量芯片的振动幅值。其频率响应曲线如图 8 所示，测试结果可以看出传感芯片的一阶谐振频率为 89 Hz，该值接近于模拟结果 87.64 Hz。

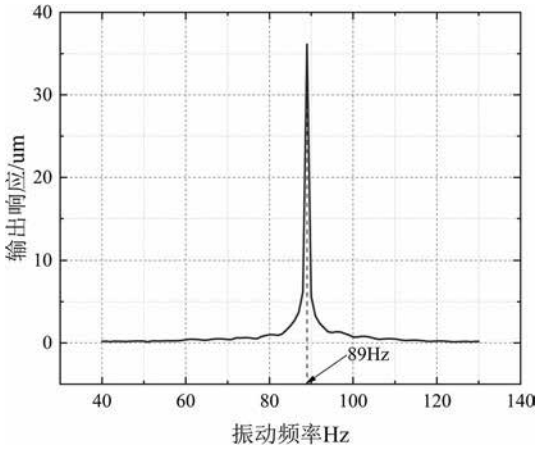


图 8　加速度传感器芯片频率响应

Fig. 8　(a) The frequency response of the fabricated sensing chip

加速度传感器的工作带宽通常低于其谐振频率，在加速度的实际测量中，工作带宽一般受制于频率响应曲线。根据参考文献[19]可以将带宽设置为谐振频率的三分之一，以使得传感器输出结果的线性度将小于 1db。因此根据测试结果，工作带宽为 29.3 Hz。

3.2　静态标定

首先对加速度传感器采用如图 9（b）所示的重力场试验进行静态标定。试验开始时，将加速度传感器水平安装在高精度转台上。随着转台的转动，加速度传感器敏感轴方向的受力为 gsinθ，如图 9（a）所示。实验过程中，转台以 0.05°为步长进行转动，并记录每次传感器输出。测试结果如图 10（a），图中旋转角度已经转换为加速度值。结果表明，传感器的输出电压随加速度的变化与公式（6）吻合，呈余弦变化，周期 T 大约是 0.015 g。

为了得出加速度传感器的灵敏度，取图 10（a）中红色虚线框中的一段数据（范围从 0.0175 到 0.0225g）进行线性拟合，结果如图 10（b），结果显示加速度传感器的灵敏度达到 183.793 V/g。可以看到，在图 10（a）中的每个周期的振幅之间存在差异，这主要是由传感器敏感轴和非敏感轴方向的交叉干扰引。即垂直于敏感轴方向的重力分量 gcosθ 会造成惯性质量块的旋转并改变加速度传感器的输出[20]。

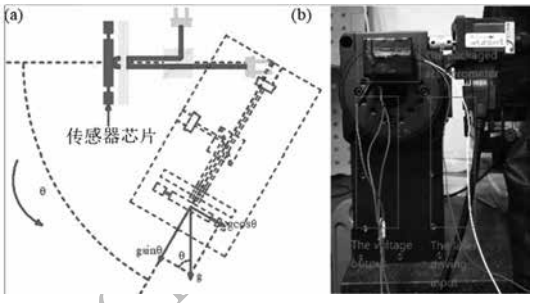


图 9　(a) 重力场测试原理 (b) 测试装置搭建

Fig. 9　(a) Schematic diagram of test principle (b) Experimental setup of the static test

为了获取加速度传感器的分辨率，我们以 100Hz 的采样频率连续记录了 10000 个点的电压输出数据，并绘制了如图 10（c）所示的 Allan 偏差图，结果显示加速度传感器的分辨率为 300ng。

表 2 列出了本文提出的加速度传感器与之前报道的法布里珀罗加速度传感器的性能对比。显然，本文同时具有较高的分辨率和灵敏度。

表 2　本文提出的加速度传感器与之前报道的法布里珀罗加速度传感器的性能对比

Table 2　Comparison of the designed accelerometer in this work with and other reported accelerometer

	文献[9]	文献[16]	文献[17]	文献[21]	本研究
分辨率（μg）	0.048	30	53.74	20	0.3
灵敏度（V/g）	—	1	63.45	14.16	183.793
带宽（Hz）	140	2000	100	856	29.3
动态范围	2e7	3.3e4	—	—	1.6e4

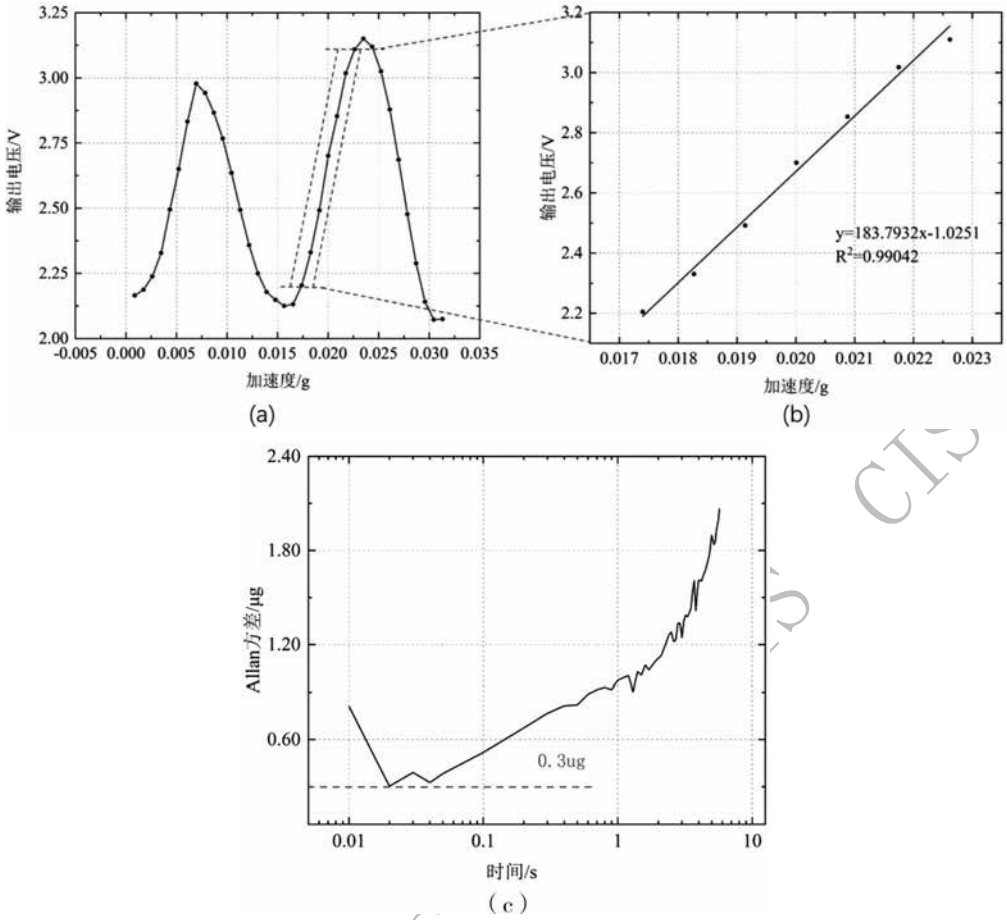


图 10　（a）传感器输出随所受加速度的变化曲线（b）传感器线性输出区域内数据拟合
（c）输出信号的阿兰方差

Fig. 10　(a) Experimental curve for the output voltage versus the acceleration along the sensitive axis
(b) Linear fit for the output curve in the linear region (c) Allan deviation of the measured signal of the accelerometer

3.3　动态标定

为了标定加速度传感器的动态性能，在光学气浮隔震台上进行了实验。实验平台如图 11 所示，加速度传感器通过特制夹具安装在振动台上，该振动台可提供 0~3 kHz 频率的振动。为了形成对比，在我们传感器的上方安装了参考激光测振探头（型号：attocube FPS3010）。实验时，利用信号发生器控制振动台（型号：JZQ-2B）产生正弦振动。在本实验中，用信号发生器产生频率为 1Hz，幅值分别的 100mv 和 500mv 正弦振动，本文设计的加速度传感器和参考激光测振仪的输出数据如图 12。

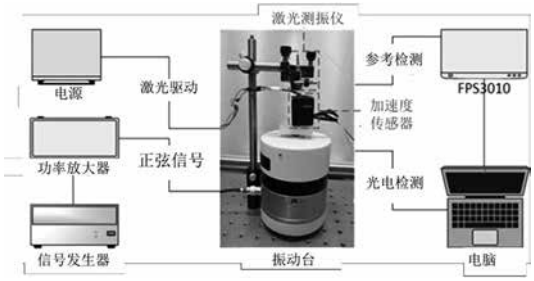


图 11　动态标定系统

Fig. 11　The dynamic test system for the designed accelerometer

图中蓝色和红色结果分别表示幅值为 100mv 和 500mv 的测试结果，圆点表示加速度传感器实测数据，实线表示本装置的拟合结果，虚线表示激光测振仪的实测结果。结

果表明，本文设计的加速度传感器与激光测振仪的测量结果较吻合，均呈正弦振动。

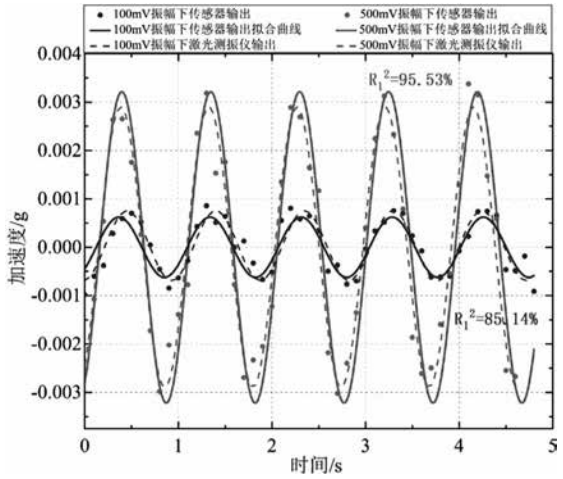


图 12　加速度传感器动态测试结果

Fig. 12　(a) Schematic of the dynamic test

4　总结

本文报道了一种 MEMS 高分辨率、高灵敏度的法布里珀罗加速度传感器。

(1) 利用法布里珀罗光学干涉检测法和设计的 G 型弹簧梁结构，使得加速度传感器具有高灵敏度和抗电磁干扰的特点。

(2) 采用的分步式制备工艺提高了传感芯片的形貌质量和刻蚀均匀性。3D 打印集成封装增加了传感器便携及稳定性。

(3) 实验结果表明，本文的加速度传感器的灵敏度和分辨率分别为 183.793 V/g 和 300 ng，其在地震监测中具有广阔的应用前景。

本文提出的加速度传感器仍有两个方面需要优化。一是温度效应，另一个是交叉灵敏度。在后续的研究中，将采用多方案协同的温度补偿方法，该方法由微型温控装置、差分结构和补偿算法组成，以降低温度效应。同时，拟通过结构设计及工艺优化，降低传感器的交叉灵敏度。

参考文献：

[1] Metcalfe, Michael, "Applications of cavity optomechanics," Applied Physics Reviews 1 (3), 5880-5885 (2014).

[2] Ugur Sönmez, Haluk Külah, and Tayfun Akın, "A ΣΔ micro accelerometer with 6 g/√Hz resolution and 130 dB dynamic range," Analog Integrated Circuits and Signal Processing 81 (2), 471 - 485 (2014).

[3] Y. G. Wang, J. Zhang, Z. C. Yao, C. Lin, T. Zhou, Y. Su, and J. Zhao, "A MEMS resonant accelerometer with high performance of temperature based on electrostatic spring softening and continuous ring-down technique," IEEE Sensors Journal, 18 (17), 7023 -7031 (2018).

[4] K. Zandi, B. Wong, J. Zou, R. V. Kruzelecky, W. Jamroz, and Y. A. Peter, "In-plane silicon-on - insulator optical MEMS accelerometer using waveguide Fabry-Pérot microcavity with silicon/air bragg mirrors," IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems IEEE, 839-842 (2010).

[5] Ch. Fabry, A. Perot, Sur les franges des lames minces argentées et leur application à la mesure de petites épaisseurs d´air *Ann. Chim. Phys.* 12, 459-501 (1897).

[6] C. F. Bruce, "Interference Accelerometer," THE Review of Scientific Instruments 38 (8), 1090 - 1093 (1967).

[7] A.S. Gerges, T.P. Newson, J.D. Jones, and D.A. Jackson, "High - sensitivity fiber - optic accelerometer," Opt. Lett. 14 (4), 251-253 (1989).

[8] R. L. Waters, M. E. Aklufi, "Micromachined Fabry-Pérot interferometer for motion detection," Applied Physics Letters 81 (18), 3320-3322 (2002).

[9] Q. Lin, L. Chen, S. Li, and X. Wu, "A high-resolution fiber optic accelerometer based on intracavity phase - generated carrier (PGC) modulation," Measurement Science & Technology 22 (1), 15303 (2011).

[10] Z. L. Ran, E. Lu, Y. J. Rao, M. Ni, F. Peng, and D. H. Zeng, "Fiber-optic Fabry-Pérot interferometer tip accelerometer fabricated by laser - micromachining," 21st international conference on optical fiber sensors 7753, 775318 - 775318 - 4 (2011).

[11] M. S. Fralick, "Noise compensation and bias sta-

bility improvement methods for a micro-optical-electrical-mechanical accelerometer," San Diego State University (2012).

[12] O. Gerberding, F. G. Cervantes, J. Melcher, J. R. Pratt, and J. M. Taylor, "Optomechanical reference accelerometer," Metrologia 52 (5), 654-665 (2015).

[13] M. Taghavi, H. Latifi, G. M. Parsanasab, A. Abedi, H. Nikbakht and M. J. Sharifi, "Simulation, Fabrication and Characterization of a Sensitive SU-8-based Fabry-Perot MOEMS Accelerometer," Journal of Lightwave Technology (2019).

[14] S. Bhattacharya, N. Basumallick, S. Sengupta, P. Biswas, and S. Bandyopadhyay, "Sensitivity enhancement of an in-line fiber optic fabry-perot interferometric vibration sensor," International Conference on Fiber Optics & Photonics (2016).

[15] G. K. Fedder, "Simulation of microelectromechanical systems," University of California, Berkeley, 1994.

[16] M. A. Perez, M. Shkel, "Design and Demonstration of a Bulk Micromachined Fabry-Perot μg-Resolution Accelerometer," IEEE Sensors Journal 7 (12), 1653-1662 (2008).

[17] Z. Wang, W. Zhang, J. Han, W. Huang, and F. Li, "Diaphragm-based fiber optic fabry-perot accelerometer with high consistency," Journal of Lightwave Technology 32 (24), 4810-4815 (2014).

[18] K. Zandi, Belanger, Joseph André, and Y. A. Peter, "Design and demonstration of an in-plane silicon-on-insulator optical mems Fabry-Pérot-based accelerometer integrated with channel waveguides," Journal of Microelectromechanical Systems 21 (6), 1464-1470 (2012).

[19] H. Eren, "Acceleration, Vibration, and Shock Measurement," in Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook. New York: CRC Press, 2000, ch. 17.

[20] Q. B. Lu, C. Wang, J. Bai, K. W. Wang, S. Q. Lou, X. F. Jiao, D. D. Han, G. G. Yang, D. Liu, and Y. Y. Yang, "Minimizing cross-axis sensitivity in grating-based optomechanical accelerometers," Opt. Express 26 (12), 9094-9111 (2016).

[21] J. M. Cheng, X. Q. Wu, S. L. Li, Q. Ge, D. Guang, and B. L. Yu, "A novel and miniaturized FPI accelerometer based on a spherical air cavity at fiber end," International Conference on Optical Instruments and Technology 2017: Advanced Optical Sensors and Applications (2018).

[22] K. Thurner, F. P. Quacquarelli, P. F. Braun, C. D. Savio, and K. Karrai, "Fiber-based distance sensing interferometry," Applied Optics 54 (10), 3051-3063 (2015).

基于硫化铋纳米带/石墨烯纳米片复合敏化结构的柔性纤维 NO_2 气体传感器

赵雨农，李华曜，刘竞尧，胡志响，刘　欢*

（华中科技大学光学与电子信息学院，武汉光电国家研究中心，湖北 武汉 430074）

摘　要：随着物联网和人工智能应用的不断发展和深化，诸多领域对传感器提出了新的需求。传统的刚性气体传感器难以满足智能可穿戴电子领域的需求，器件柔性化是当今气体传感器的一个重要发展方向。本工作选取纤维作为柔性衬底，以胶体硫化铋纳米带（Bismuth Sulfide Nanobelts，Bi_2S_3）材料敏化石墨烯纳米片（Graphene Nanoplatelets，GNPs）构建复合敏化结构，采用层层组装-浸渍涂覆的工艺构建了无机纤维衬底-偶联剂-复合敏化气敏层的层状结构，纤维衬底比表面积大、疏松多孔的特点扩大敏感材料与气体分子的接触面积，促进气敏响应过程中气体分子的吸附和脱附速度。与现有的室温柔性气体传感器相比，该复合纤维柔性气体传感器在保证灵敏度的前提下，有效改善了响应恢复特性，实现了柔性气体传感器对气体的分钟级探测，兼具可拉伸、可弯曲特性。

关键词：纤维；复合敏化结构；柔性气体传感器；快速响应恢复特性

Flexible NO_2 fiber gas sensors based on bismuth sulfide nanobelts/graphene nanoplatelets（GNPs）composite sensitized structure

ZHAO Yu-nong，LI Hua-yao，LIU Jing-yao，HU Zhi-xiang，LIU Huan*

（School of Optical and Electronic Information，Wuhan National Laboratory for Optoelectronics，Huazhong University of Science and Technology of Hubei Prov. 430074，China）

Abstract：With the continuous development and deepening of Internet of things and artificial intelligence applications，many fields put forward new requirements for sensors. The traditional rigid gas sensor is difficult to meet the needs of intelligent wearable electronics，and device flexibility is an important direction of gas sensors. In this work，we selected fiber as flexible substrate，and used colloidal bismuth sulfide nanobelts to sensitize graphene nanoplates（GNPs），to construct the composite sensitized structure，and the layered structure of inorganic fiber substrate-coupling agent-composite sensitized gas sensing layer was constructed by the process of layer by layer assembly dip coating processes. The characteristics of large specific surface area and porous fiber substrate expand the contact area between sensitive materials and gas molecules，and promote the adsorption and desorption speed of gas particles in the process of gas sensing response. Compared with the existing chamber flexible gas sensor，the composite

fiber flexible gas sensor can effectively improve the response recovery characteristics on the premise of ensuring the sensitivity, and realize the minute level detection of gas by the flexible gas sensor, which has the characteristics of stretching and bending.

Key words: fiber; composite sensitized structure; flexible gas sensor; fast response/recovery properties

随着物联网和人工智能的不断发展，实现对生物视、听、触、嗅、味等感知器官的功能模拟和性能超越，是上述研究领域的一个重要发展方向[1]。作为客观世界极其重要的化学信息，气体种类繁多，气氛环境复杂且多变，智能嗅觉感知的发展相对滞后，同时人们对于传感器的技术要求和应用场景提出了更多需求。传统基于刚性金属或半导体的气体传感器有限的柔韧性和延展性、高功耗等问题限制了其在柔性器件、可穿戴电子等方面的应用。对于气体传感器来说，柔性化、便携式、低功耗、集成化是其发展的重要方向[2]。

近年来，发展小尺寸、柔性可延展、低功耗、便携式器件已成为目前气体传感器研究中的一个热点，开发用于物联网、人工智能和可穿戴电子领域的柔性气体传感器是当前新型智能气体传感器的重要研究与应用方向[3]。文献[4] 采用激光直写技术将氧化铟/氧化石墨烯复合材料集成于聚酰亚胺柔性基板上，制备了一种室温柔性气体传感器，实现了室温条件下对 NO_2 气体的探测，但其响应/恢复时间分别约为 240 s/700 s，难以满足对 NO_2 气体的快速探测。参考国内外对柔性气体传感器的研究现状和进展，当前柔性气体传感器存在响应/恢复时间较长的问题。发展纤维基、织物基的柔性器件成为柔性电子学的研究热点[5]。对于柔性电子学来说，织物纤维提供了一种可替代技术方案，作为气体传感器的衬底时，比表面积大、疏松多孔、骨架结构丰富的纤维不仅有助于纤维骨架与气敏材料的结合，其特有的圆柱环状主体结构还有助于在有限区域内扩大敏感材料与气体分子的接触面积，促进气体分子的吸附和脱附速度。文献[6] 基于弹性棉线纤维采用浸渍-涂覆工艺制备了还原氧化石墨烯/氧化锌复合纤维气体传感器，室温下对 15 ppm NO_2 气体的响应恢复时间分别约为 140 s/630 s，实现了对气体的较快探测，但恢复时间仍较长。

胶体半导体纳米材料具有独特的量子限域效应，存在与晶粒尺寸相关的电子能级结构，因而呈现出独特的物化特性，引起了研究者的广泛关注。从气体传感领域来看，与宏观体材料和块材料相比，胶体半导体具有更大的比表面积，拥有更多的表面活性吸附位点，表面活性大大增强，使其对气体的吸附、脱附以及氧化还原反应进行的更快，有效提升了灵敏度、响应时间等气敏特性参数。以高柔韧性、比表面积大、疏松多孔状织物纤维为衬底，采用胶体半导体材料作为气体敏感材料，融合柔性衬底与胶体半导体固有的材料优势，设计制备基于胶体半导体纳米材料的纤维基柔性气体传感器，有望提升柔性气体传感器的性能[5]。

1 柔性纤维气体传感器制备与结构设计

1.1 柔性纤维应变传感器制备工艺设计

如图 1 所示，采用层层组装-浸渍涂覆的工艺实现纤维衬底上层状气敏结构的构建，首先采用3-氨基丙基三乙氧基硅烷（偶联剂）对纤维表面进行修饰，偶联剂一部分与衬底结合起到增加骨架结构粘附性和粘附量的作用，即构建了衬底层和气敏层结合的媒介层；分别制备 GNPs/十二烷基磺酸钠（SDL）溶液和硫化铋纳米带（Bismuth Sulfide Nanobelts，BiSN）/聚乙二醇（PEG）乙醇溶液，将上述溶液混合后制备得到 GNPs/ BiSN 复合敏化材

料溶液，将偶联剂修饰棉纤维分别置于单相 GNPs 溶液和 GNPs/ BiSN 复合敏化材料溶液中浸渍搅拌，其中敏化材料溶液浸渍处理后的纤维通过滴注法采用硝酸铅（$Pb(NO_3)_2$）溶液和甲醇溶液分别进行配体置换和清洗处理，分别得到基于单相 GNPs 和复合敏化结构的柔性纤维气体传感器。

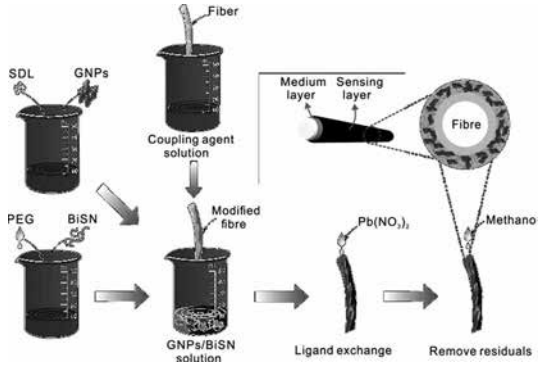


图 1　柔性纤维气体传感器制备流程及其结构图

1.2　柔性纤维气体传感器结构设计

柔性纤维衬底具备良好的柔弹性，如图 3（a）所示，表面疏松多孔，纤维骨架结构丰富，具有比表面积大的特点，有利于通过偶联剂媒介层的作用实现基于胶体半导体的气敏层与衬底的粘附结合。本工作基于偶联剂的粘附机制作为媒介层构建了无机纤维衬底-偶联剂-气敏材料的层状传感结构，如图 2 所示，偶联剂一部分基团亲无机纤维衬底，用于修饰纤维衬底表面的骨架结构，促进气敏材料与衬底间的界面黏附作用，充分发挥纤维衬底疏松多孔、微纤维骨架结构丰富的作用；偶联剂另一部分基团亲气敏材料层，连接气敏材料层，从而实现无机纤维衬底-偶联剂-气敏材料的层状传感结构的构建。

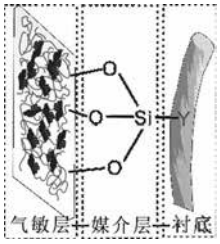


图 2　基于偶联剂粘附机制的传感器多层架构设计

2　柔性纤维气体传感器微观表征与

采用 GNPs/ BiSN 复合敏化结构的气敏材料体系，通过偶联剂媒介层的作用粘附结合于纤维衬底骨架上，复合敏化材料修饰后的纤维表面及截面处微观结构如图 3（b-c）所示，纤维表面颜色由纯白色转变为灰黑色。当器件感受外界目标气体信息时，发生载流子的迁移引起气敏层材料电学性能的变化，以探测目标气体。

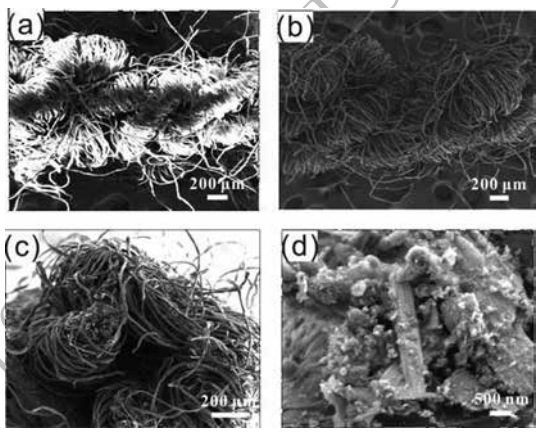


图 3　柔性纤维器件 SEM 表征：
（a）疏松多孔状纯纤维表面结构；
（b-c）复合敏化材料修饰后的纤维表面及截面处微观结构；
（d）直径约 20 μm 的单根微纤维；
（e-f）纤维表面及截面处 GNPs/ BiSN 的复合敏化结构

为研究复合气敏材料体系和配体置换处理对器件的影响，分别对基于单相 GNPs 材料、复合敏化材料配体处理前后的柔性纤维气体传感器进行 0.5~40 ppm NO_2 气体气敏性能测试，测试结果如图 4（a）所示，GNPs 纤维气体传感器在室温下可完全恢复，但其响应恢复时间较长；通过 BiSN 对 GNPs 的敏化处理，构建了复合敏化结构纤维气体传感器，相较于单相 GNPs，其气敏响应呈现小幅度提升的趋势，但其响应恢复时间却稍有增加；进一步，对复合敏化气敏材料进行无机配体置换处理，性能测试结果表明复合敏化气体传感器对 0.5~40 ppm NO_2 均有较好的动态响应恢复特征，相较于单相 GNPs，其气敏响应

和响应恢复特性均有显著提升，与已报道的纤维基气体传感器相比，该器件在保持与同类柔性气体传感器可比拟气敏响应的前提下，实现了响应恢复特性的大幅度提升。采用 BiSN 作为第二相材料对 GNPs 进行敏化，构筑一种新型胶体半导体-二维材料复合敏化结构，纤维表面及截面处 BiSN 敏化 GNPs 的复合敏化结构如图 3（d）所示，充分利用胶体半导体-二维材料复合敏化结构的性能优势，发挥两相材料的协同作用。循环气敏响应特性测试结果如图 4（d）所示，可以看出，器件对同一浓度气体信息感知保持了稳定的一致性和重复性。如图 4（b）和（c）所示，其对 0.5 ppm、10 ppm NO_2 的响应恢复时间分别为 67 s/45 s、51 s/123 s，实现了纤维基气体传感器在响应恢复特性上的提升。

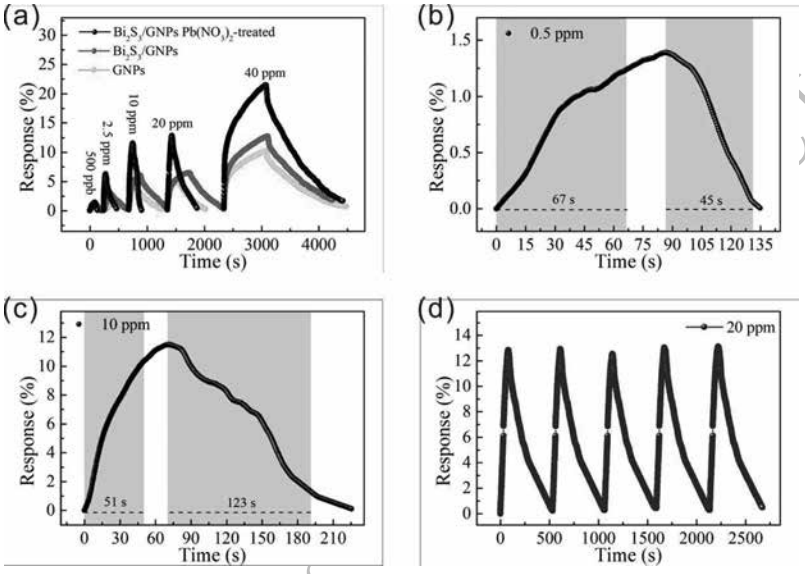


图 4　柔性纤维气体传感器气敏性能：（a）单相 GNPs 材料、复合敏化材料配体处理前后传感器对 0.5~40 ppm 气体的气敏响应；复合敏化传感器对 0.5 ppm、10 ppm 气体的响应恢复时间（b-c）、对 20 ppm 气体的循环气敏响应（d）

3　结论

本工作以柔性电子学在气体信息探测方面的需求为出发点，选取高柔弹性、疏松多孔的棉纤维作为衬底，采用简易可控的层层组装-浸涂工艺，基于偶联剂媒介层提出了一种无机纤维衬底-偶联剂-气敏材料的层状传感结构，采用一维胶体硫化铋纳米带作为第二相材料对石墨烯纳米片进行敏化，构筑了一种新型的胶体半导体-二维层状材料的复合敏化结构，充分利用胶体半导体-二维层状材料复合敏化结构具备的性能优势，发挥两相材料的协同作用。

复合敏化气体传感器可在室温下实现低浓度目标气体的探测，同时，以往报道中提到的柔性纤维基气体传感器，响应恢复特性不理想，大部分器件响应恢复时间达数分钟，甚至超过 10 分钟；该气体传感器在气敏特性上不仅具有与其他纤维基气体传感器相比拟的气敏响应，更重要的是，可大幅改善响应恢复特性，在一定目标气体浓度下响应恢复时间小于 100 s，可满足快速检测需求。本工作提出的一种复合敏化柔性纤维气体传感器，可有效应用于物联网和可穿戴电子器件领域，符合当前新型智能气体传感器的研究与应用趋势，为新一代传感器提供了一定的技术储备。

参考文献：

[1] Li T, et al. Materials, Structures, and Functions

for Flexible and Stretchable Biomimetic Sensors [J]. Accounts of Chemical Research, 2019, 52 (2): 288-296.

[2] Singh E, et al. Flexible Graphene-Based Wearable Gas and Chemical Sensors [J]. ACS Applied Materials & Interfaces, 2017, 9 (40): 34544.

[3] Liu J, et al. MoS_2 Nanosheets Sensitized with Quantum Dots for Room - Temperature Gas Sensors [J]. Nano-Micro Letters, 2020, 12: 59.

[4] You R, et al. Fabrication of flexible room-temperature NO_2 sensors by direct laser writing of In_2O_3 and graphene oxide composites [J]. Sensors and Actuators B: Chemical, 2018, 227 (20): 114-120.

[5] Liu Z, et al. Surface Strain Redistribution on Structured Microfibers to Enhance Sensitivity of Fiber-Shaped Stretchable Strain Sensors [J]. Advanced Materials, 2018, 30 (5): 1704229.

[6] Li W, et al. Reduced Graphene Oxide/Mesoporous ZnO NSs Hybrid Fibers for Flexible, Stretchable, Twisted, and Wearable NO_2 E-Textile Gas Sensor [J]. ACS Sensors, 2019, 4 (10): 2809-2818.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

Bi_2S_3 纳米带敏化的表面声波室温气体传感器

周里程，翟博慧，李龙，胡志响，李华曜，姜胜林*，刘　欢*

（华中科技大学光学与电子信息学院，湖北 武汉 430074）

摘　要：基于声表面波（SAW）的气体传感器以其分辨率高、抗干扰能力强、重现性好等优点受到了广泛的关注。近年来，利用低维纳米材料实现高灵敏度、低工作温度的气体检测成为研究热点。本文研制了一种基于 Bi_2S_3 纳米带的声表面波气体传感器。采用旋涂法沉积 Bi_2S_3 纳米带敏感膜，经 $Pb(NO_3)_2$ 配体处理去除有机长链。在 NO_2 浓度为 10ppm 时，传感器的响应和恢复时间分别为 60 s 和 110 s，正频移为 4.5 kHz。这主要是由于在 Bi_2S_3 表面上 NO_2 和 O_2 的竞争吸收引起的声电效应。当暴露在 10 ppm NH_3 时，传感器的响应和恢复时间分别为 72 s 和 115 s，负频移为 11 kHz。这主要是由于 Bi_2S_3 表面对 NH_3 的吸附导致的质量载荷效应。我们的工作可以为未来基于不同气体传感机制的单传感器多组分气体检测的设计和制造提供一种策略。

关键词：声表面波；硫化铋；室温；气体传感器

Bi_2S_3 nanobelts Sensitized Surface Acoustic Wave (SAW) Sensors for Room-temperature Gas Detection

Licheng Zhou, Bohui Zhai, Long Li, Zhixiang Hu, Hua-Yao Li, Shenglin Jiang*, Huan Liu*

(School of Optics and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China)

Abstract: Surface acoustic wave (SAW) based gas sensors have attracted a lot of attention due to their advantages of high resolution, powerful anti-jamming performance and good reproducibility. Recently, the use of low-dimensional nanomaterials to achieve high sensitivity and lower operating temperature gas detection has become a research hotspot. In this paper, a surface acoustic wave sensor based on Bi_2S_3 nanobelts has been fabricated. The $B_{i2}S_3$ nanobelts sensitive films were deposited by spin coating, followed by $Pb(NO_3)_2$ treatment to remove the organic long chains. Toward 10 ppm of NO_2, the sensor showed a positive frequency shift of 4 kHz with response and recovery times being 60 s and 110 s. It is mainly because of acoustoelectric effect caused by the competition absorption between NO_2 and O_2 on Bi_2S_3 surface. Toward 10 ppm of NH_3, the sensor showed a negative frequency frequency

作者简介：周里程（1994—），男，博士生，现主要从事声表面波气体传感器等科研工作
翟博慧（1996—），男，硕士生，现主要从事硫化物纳米材料气敏研究等科研工作

基金项目：中国国家重点研发计划（2016YFB0402700）

shift of 11 kHz with response and recovery times being 72 s and 115 s. It is mainly attributed to mass loading effects caused by NH3 absorption on Bi_2S_3 surface. Our work may provide a strategy towards the design and fabrication of multicomponent gas detection by one sensor based on different gas sensing mechanisms in the future.

Keywords: surface acoustic wave; Bi_2S_3; room temperature; gas sensor

对混合气体中成分的识别和定量检测是气体传感器发展的一个重要方向。NO_2 和 NH_3 是大气污染的主要污染物成分。其中，NO_2 作为机动车燃料燃烧和尾气排放的主要有毒有害气体之一，不仅会导致人类严重的呼吸问题，还会导致酸雨和光化学烟雾，对动物、植物和环境造成威胁。[1-2] NH_3 也是一种有毒气体，在长期暴露的环境中，NH_3 的浓度不能超过 25 ppm。NH_3 通过与血红蛋白结合破坏血氧转运功能。此外，NO_2 和 NH_3 都是肺部疾病诊断的标记物。因此，毒害气体 NO_2 和 NH_3 的检测对于环境监测和人类健康变得越来越重要。[3]

众所周知，金属氧化物作为气体传感器的敏感膜已经得到了广泛的应用。[4] 然而，基于金属氧化物的气体传感器往往在高温下工作，这就需要一个带有额外加热电源的装置，同时在某些含有危险气体如易燃易爆气氛环境下无法使用。并且这不可避免地导致了高功耗和难集成的问题，限制了小型化和便携式探测器的应用。[5] 与金属氧化物相比，聚合物的优点是即使在室温下也能有效工作，但长期稳定性和热稳定性较差。因此，发展长期稳定性好、室温工作的 NO_2 和 NH_3 气体传感器具有重要意义。最近，在化学气体传感器中使用的金属硫族化合物被报道在室温下对 NO_2 和 NH_3 气体表现出增强的敏感特性。与金属氧化物半导体相比，金属硫化物往往具有较高的导电性与较低的禁带宽度，缺陷易于调控，导致其用于低温传感的潜力。[6-8]

本文中，我们研究了基于 Bi_2S_3 纳米带的表面声波传感器在室温下对 NO_2 和 NH_3 的检测及其机制。SAW 气体传感器在室温下对 10 ppm NO_2 的响应为正 4.5 khz，对 10 ppm NH_3 的响应为负 11 khz，响应/恢复速度快。当接触到 NO_2 时，由于声电效应，传感器频率增加。当接触 NH_3 时，由于质量加载效应，传感器频率降低。

1 SAW 气体传感器制备

1.1 敏感材料合成

首先将 0.6 mmol 的三苯基铋和 0.6 mmol 二苄基二硫溶解在 4 mL 的油胺中，0.4 g 聚乙烯吡咯烷酮溶解在 26 mL 无水乙醇溶液中，然后混合两种溶液搅拌 10 min 至均匀为止，最后将混合溶液在水热反应釜中在 180 °C 下反应 8 h。反应结束后将产物用正辛烷沉淀（转速为 6000 r.p.m，离心时间为 10 min），离心后将上清液去除。随后用无水乙醇将沉淀在离心管底的灰色物质均匀分散后，再次用正辛烷离心沉淀，如此重复清洗灰黑色 Bi_2S_3 产物三遍，将得到的产物在真空干燥箱烘干并称重。最后将合成的 Bi_2S_3 纳米带均匀分散在无水乙醇中形成 10 mg/mL 的溶液。

1.2 SAW 气体传感器制备流程

在本研究中，我们选择 ST 切向石英作为压电衬底来制作 SAW 延迟线器件。叉指换能器所使用的铝薄膜厚度是 200 nm。采用逐层旋涂技术制备了声表面波传感器。将 50 LBi_2S_3 纳米带溶液旋涂（每分钟 2000 转的速度为 30 年代）到声表面波延迟线区域，形成敏感薄膜（图 1）。接下，将 $Pb(NO_3)_2$ 旋转到 Bi_2S_3 薄膜上。最后，用甲醇清洗 SAW 传感器。利用网络分析仪测量声表面波气体传感器的中心频率。

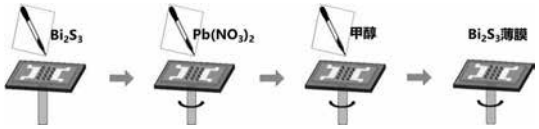


图 1　SAW 气体传感器制备过程示意图

2　Bi_2S_3 纳米带的微观结构与特性

采用溶剂热法合成的 Bi_2S_3 纳米带的 SEM 图像表面形貌如图 2 所示。薄膜是由大量宽度为 80-300 纳米的 Bi_2S_3 纳米带组成。多孔结构有利于气体分子的快速扩散。可以看到合成的 Bi_2S_3 呈现 1D 带状结构，这是因为 Bi_2S_3 属于正交晶系，使其沿一维方向择优取向生长。并且两个 0.356 nm 和 0.312nm 的晶面间距分别与（130）和（211）平面相吻合，合成的 Bi_2S_3 纳米带具有良好的单晶特性以及良好的结晶度。图 3 为合成的 Bi_2S_3 纳米带的 XRD 图谱，图中所有的衍射峰都与正交晶系的 Bi_2S_3 标准图谱相一致（JCPDS card NO. 17-0320），且未能检测到其它杂峰，表明合成的 Bi_2S_3 纳米带具有单一物相。并且（211）晶面峰值强度最高，说明 Bi_2S_3 样品优先沿（211）晶面生长。这意味着（211）晶面将在 Bi_2S_3 暴露于测试气体时发挥主导作用。

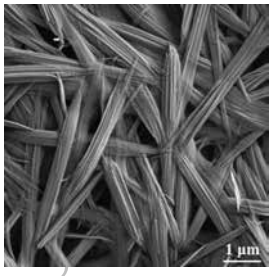


图 2　制备的 Bi_2S_3 纳米带的 SEM 图像。

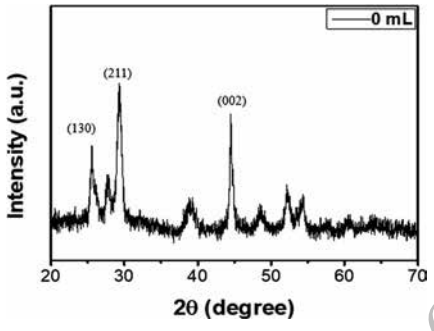


图 3　Bi_2S_3 纳米带的 XRD 图谱。

3　Bi_2S_3 纳米带的气体传感特性

图 4a 显示了基于 Bi_2S_3 纳米带的 SAW 气体传感器连续三个周期的实时传感曲线。该传感器在室温下具有良好的重复性。对于 10 ppm 的 NO_2，传感器显示了 4.5 kHz 的正频移，响应和恢复时间分别为 60 s 和 110 s。接下来，进一步研究了传感器对不同浓度 NO_2 的动态响应。相应的气体浓度分别为 1 ppm、2 ppm、5 ppm、10 ppm、20 ppm 和 50 ppm。值得注意的是，在 NO_2 浓度较高的情况下，随着气体浓度的逐渐增加，传感器的频移趋于饱和。而在低浓度范围（1-10ppm），随着 NO_2 气体浓度的增加，频移呈线性增加。拟合曲线斜率为 0.38 ppm^{-1}，相关系数 R^2 为 0.99，可以计算出传感器的探测率下限为 46 ppb。低检测限意味着该传感器具有广泛的应用潜力。有趣的是，当传感器暴露于 10 ppm 的 NH_3 时，传感器显示负频移为 11 kHz，响应和恢复时间分别为 72 s 和 115 s。该传感器对 NH_3 也展现出很好的重复性。传感器对 NH_3 的探测率下限为 32 ppb。

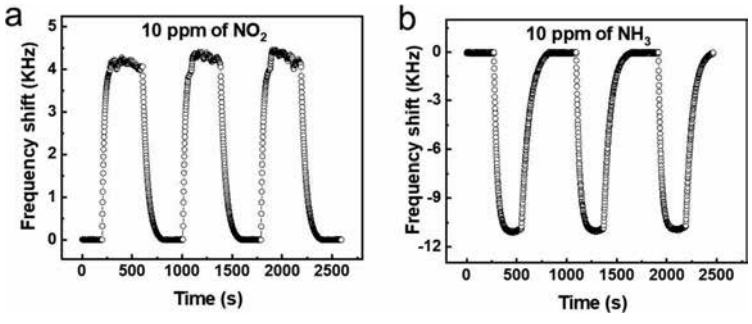


图 4　Bi_2S_3 纳米带薄膜在室温下对（a）10 ppm NO_2 的周期循环测试，（b）10 ppm NH_3 的周期循环测试。

4 气体传感机制

目前报道的SAW气体传感器主要是基于质量、弹性参数、电导率这三种物理量变化而工作，分别对应粘弹性效应、声电效应、质量加载效应。[9-11] 一般情况下，SAW传感器会主要基于上述一种或两种机理进行工作。当气敏薄膜吸附气体后，使得其弹性参数变化（如剪切或膨胀压缩形变等）导致声波速度、衰减发生改变，这种效应我们称之为粘弹性效应。基于这种机理工作的SAW传感器，其采用的敏感膜多数为聚合物，本文中不予考虑。当气敏薄膜吸附 NO_2 后，由DFT理论计算结果可知，薄膜电导率会发生变化，这会扰动声波传播的电场进而对声波的波速和衰减产生扰动，这种效应我们称之为声电效应。频率变化与声电效应的关系可以表示为方程（1）：

$$\Delta f=-f_0*\frac{K^2}{2}*\Delta\left(\frac{1}{1+\left(\frac{c_s v_0}{\sigma_s}\right)^2}\right)(1) \qquad (1)$$

上式中 c_s 为薄膜电容，σ_s 为电导率，K为材料常数。

当气敏薄膜吸附 NH_3 后，不会形成竞争吸附和电荷转移，因此薄膜电导率不会发生变化，由此可以推断起主导作用的是质量加载效应。频率改变与质量加载效应关系如方程（2）所示：

$$\Delta f=(k_1+k_2)\Delta\rho_s f_0^2 \qquad (2)$$

式中 f_0 表示传感器的基频，$\Delta\rho_s$ 为吸附气体前后气敏薄膜的密度变化，k_1、k_2 均为压电晶体的材料常数。

5 结论

综上所述，我们展示了一种基于 Bi_2S_3 纳米带的SAW室温 NO_2 和 NH_3 传感器。该传感器在室温下有着快速的响应/恢复速度和较高的灵敏度。有趣的是，当传感器暴露于10 ppm的 NO_2 时，传感器显示正频移，这主要是由于在 Bi_2S_3 表面上 NO_2 和 O_2 的竞争吸收引起的声电效应。当传感器暴露于10 ppm的 NH_3 时，传感器显示负频移，这主要是由于 Bi_2S_3 表面对 NH_3 的吸附导致的质量载荷效应。

致谢

这项工作得到了中国国家重点研发计划（2016YFB0402700）的支持。感谢华中科技大学青年研究计划（2018QYTD06）和武汉国家光电国家实验室创新基金（WNLO）。感谢华中科技大学分析测试中心的对材料表征工作的相关支持。

参考文献：

[1] An X Q, Yu J C, Wang Y, et al. WO_3 nanorods/graphene nanocomposites for high-efficiency visible-light-driven photocatalysis and NO_2 gas sensing. Journal of Materials Chemistry, 2012, 22: 8525~8531.

[2] Penza M, Tagliente M A, et al. Tungsten trioxide (WO_3) sputtered thin films for a NOx gas sensor. Sensors and Actuators B: Chemical, 1998, 50: 9~18.

[3] Lee D S, Han S D, et al. Nitrogen oxides-sensing characteristics of WO_3-based nanocrystalline thick film gas sensor. Sensors and Actuators B: Chemical, 1999, 60: 57~63.

[4] Barsan N, Weimar U. Understanding the fundamental principles of metal oxide based gas sensors; the example of CO sensing with SnO_2 sensors in the presence of humidity for gas sensor applications. Journal of Physics: Condensed Matter, 2003, 15: 813~839

[5] Rana, L., Gupta, R., Tomar, M., & Gupta, V. (2017). ZnO/ST-quartz SAW resonator: An efficient NO_2 gas sensor. Sensors and Actuators B: Chemical, 252, 840-845.

[6] Caliendo, C., Verardi, P., Verona, E., D´Amico, A., Di Natale, C., Saggio, G., Huq, S. (1997). Advances in SAW-based gas sensors. Smart materials and structures, 6 (6), 689.

[7] Li, W., Guo, Y., Tang, Y., Zu, X., Ma, J., Wang, L., & Fu, Y. Q. (2017). Room-temperature ammonia sensor based on ZnO nanorods deposited on ST-cut quartz surface acoustic wave devices. Sensors (Basel), 17 (5), 1142.

[8] Zheng, Z., Han, T., & Qin, P. (2015). Maximum Measurement Range and Accuracy of SAW Reflective Delay Line Sensors. Sensors (Basel), 15 (10), 26643-26653.

[9] Luo, L., Yuan, M., Sun, H., Peng, T., Xie, T., Chen, Q., & Chen, J. (2019). Effect of calcination temperature on the humidity sensitivity of TiO_2/graphene oxide nanocomposites. Materials Science in Semiconductor Processing, 89, 186-193.

[10] Liu, X., Wang, W., Zhang, Y., Pan, Y., Liang, Y., & Li, J. (2018). Enhanced Sensitivity of a Hydrogen Sulfide Sensor Based on Surface Acoustic Waves at Room Temperature. Sensors (Basel), 18 (11), 3796.

[11] Zhu, Y., Chen, J., Li, H., Zhu, Y., & Xu, J. (2014). Synthesis of mesoporous SnO_2-SiO_2 composites and their application as quartz crystal microbalance humidity sensor. Sensors and Actuators B: Chemical, 193, 320-325.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于电化学技术的氢气传感器研制

褚　力，王宏庆，李俊峰，李志明，李　杨

（中国核动力研究设计院 成都 610041）

摘　要：基于电化学技术开展了氢气浓度测量原理研究，解决了电极制备、结构设计等关键技术，设计并制造了三电极结构的氢气传感器，并对该传感器的测控方法进行了研究。通过对氢气传感器进行影响因素试验和性能试验，得到了环境补偿以及测量校准的计算模型，表明研制的氢气传感器具有测量范围宽、响应速度快、稳定性好、重现性高、测量信号可远距离传输等特点，适用于复杂工况环境的氢气浓度在线监测。

关键词：电化学；三电极；氢气传感器；试验

中图分类号：TP38　TM93　　**文献标识码**：A

Development of Hydrogen Sensor based on Electrochemical Technology

Chu Li，Wang Hongqing，Li Junfeng，Li Zhiming

（*Nuclear Power Institute of China*，*Chengdu*，610041，*China*）

Abstract：This paper introduces the principle of hydrogen concentration monitoring based on electrochemical technology，solves the key technologies of electrode preparation and structure design，designs and manufactures the hydrogen sensor with three electrodes and studies the measurement and control method of this sensor. Through the influence factor tests and the performance tests of hydrogen sensor，the calculation model of environmental compensation and measurement calibration is obtained and the results show that the developed hydrogen sensor has the characteristics of wide measurement range，fast response，good stability，high reproducibility and long-distance transmission of measurement signal. It is suitable for online monitoring of hydrogen concentration in complex working conditions.

Keywords：electrochemistry；three electrodes；hydrogen sensor；test

作者简介：褚力，分别在2013年和2016年于电子科技大学获得学士学位和硕士学位，现为中国核动力研究设计院助理研究员，主要研究方向为核反应堆冷却剂测试技术研究。E-mail：chuli_ uestc@ sina. com

Chu Li received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from University of Electronic Science and Technology of China in 2013 and 2016，respectively. Now he is an assistant research fellow in Nuclear Power Institute of China. His main research interest is testing technology of coolant in nuclear reactor.

0 引言

氢气作为理想的可再生型清洁能源，具有来源广泛、高效环保、可循环利用等优点，对推进节能减排、能源结构调整和应对全球气候变化有重要意义，现已广泛应用于冶金、石油、化工、食品、电子、航空、航天、能源、国防等众多领域。然而，氢气是一种无色无味、极易泄漏的可燃性气体，当其浓度占比 4%～75%范围时，极易在温度、压力、火花、震动、冲击等条件刺激下发生剧烈燃烧或爆炸，氢气燃爆能仅为 0.02MJ，燃爆速度高达 270cm/s[1-3]。因此，研制一种响应速度快、准确性高、重现性好、安全可靠的氢气传感器，对局部空间的氢气浓度进行实时检测和预警，避免氢气燃爆、控制氢气安全风险、推动氢气安全应用具有极其重要的意义。

本文基于电化学技术研制了氢气传感器，解决了电化学电极制备、传感器结构设计等关键技术，研究并优选了稳定、可靠的氢气传感器测控方法，进行了影响因素试验和性能试验，其结果表明：研制的氢气传感器具有结构简单、控制稳定、测量范围宽、响应速度快、稳定性好、重现性高等优点，并可实现传感器与变送器远距离分离，适用于复杂工况环境下的氢气浓度在线监测。

1 工作原理

氢气传感器检测电化学反应产生的极化电流，由二次仪表计算出氢气浓度分压，并结合气体总压力表示出被测气体中的氢气体积浓度，氢气浓度分压和氢气体积浓度计算公式分别为：

$$P_{part} = (N \times F \times A \times D_m \div X_m) \times I \quad (1)$$

$$C_H = P_{part} \div P_{total} \times 100\% \quad (2)$$

式中，P_{part} 表示氢气浓度分压；N 表示电化学反应电子数；F 表示法拉第常数；A 表示电极正对面积；D_m 表示氢气扩散速率；X_m 表示氢气透过膜厚度；I 表示极化电流；P_{total} 表示被测气体总压力；C_H 表示氢气体积浓度。

氢气传感器为电化学型传感器，采用经典三电极体系，包括工作电极（WE）、参比电极（RE）和辅助电极（CE），其工作原理如图 1 所示。工作电极与辅助电极构成极化回路，产生与氢气浓度分压相关的极化电流；工作电极与参比电极构成测量回路，维持工作电极电位恒定，实现对氢气传感器的恒电位驱动[4]。

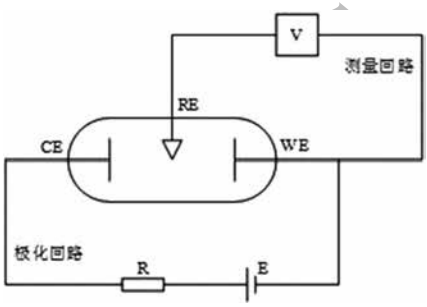


图 1 氢气传感器工作原理

Fig. 1 Working principle of Hydrogen concentration

工作电极涂有高活性铂黑，可使氢气发生氧化反应，产生导电离子和自由电子；辅助电极上均匀涂覆二氧化铂，工作电极反应释放的以及电解质溶液中的氢离子将二氧化铂还原成氧化铂；参比电极为铂环，具有已知且稳定的电极电位，在测量过程中不发生电极极化，使得测量回路中几乎没有电流[5]。

被测气体中的氢气组分经过氢气透过膜进入氢气传感器，随即在工作电极和辅助电极上发生氧化还原反应，产生导电离子和自由电子，反应方程式为：

$$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^- \quad (3)$$

$$2H^+ + 2e^- + PtO_2 \rightarrow PtO + 2H_2O \quad (4)$$

电解质溶液为导电离子在氢气传感器内部提供导电通路，电化学电极引出导线为自由电子在氢气传感器外部提供导电通路，以此形成极化电流回路。

2 传感器设计

2.1 电化学电极制备

工作电极和辅助电极为主要的电化学电

极，其制备工序包括基材成型、浆料配比、活性层涂覆以及烧结。

1）基材成型

电化学电极基材采用圆形外加引出导线的结构设计，材料为金属铂，其制备过程为：首先将铂锭经拉丝机处理，分别制成直径2mm和1mm的铂丝；然后再将直径1mm的铂丝经织网机处理，制成丝径1mm、孔径120目的铂网并根据设计尺寸进行裁剪；接着将直径2mm的铂丝经模具固定成圆形结构；最后将铂网、铂丝和引出导线进行电弧焊接，得到电化学电极基材。

基材实物如图2所示。由于金属铂具有较软的特点，在圆形铂网上设计“十字形”龙骨结构，为铂网提供支撑，避免电极在使用过程中因发生形变造成电极之间相对位置的改变，进而影响电化学反应产生的极化电流。

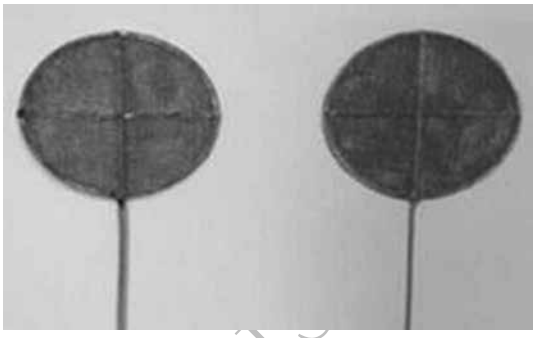


图2　基材实物

Fig. 2　Material object of base

2）浆料配比

选择不同粒径的铂黑粉末分别作为铂黑浆料和二氧化铂浆料配比的原材料。将铂黑载体、分散剂和铂黑粉末进行充分研磨，制备铂黑浆料，其色泽均匀且粘度适中。将二氧化铂载体、分散剂和铂黑粉末进行充分研磨，制备二氧化铂浆料，其含量应大于80%。

3）活性层涂覆

为使铂黑浆料和二氧化铂浆料与基材更好地结合，以获取活性较高的电化学电极，制备过程中采用喷砂和磁控溅射两种方法进行活性层涂覆。

喷砂后的铂网表面粗糙度明显增加，且呈凹凸状，活性层厚度约为7μm，铂网喷砂前后对照3所示。磁控溅射后的铂网表面较为光滑，呈均匀且细微的颗粒状，活性层厚度约为15μm，铂网磁控溅射前后对照如图4所示。对比铂网涂覆后的表面光泽度以及活性层厚度，优选磁控溅射法进行活性层涂覆。

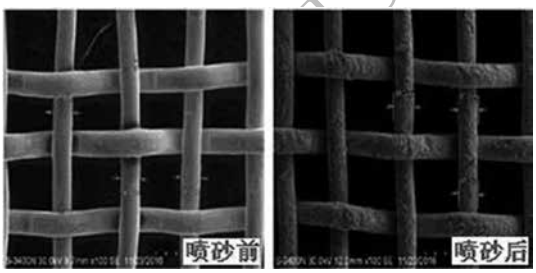


图3　铂网喷砂前后对照

Fig. 3　Comparison before and after sand blast

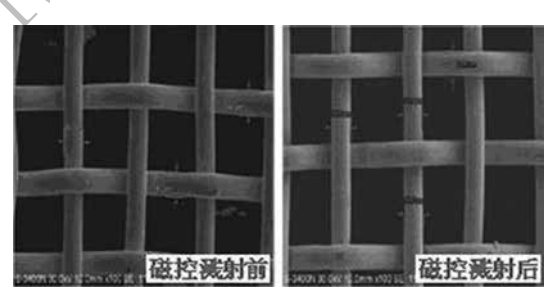


图4　铂网磁控溅射前后对照

Fig. 4　Comparison before and after magnetron sputtering

4）烧结

设定A、B、C、D四个温度进行铂黑浆料烧结，对比其附着力、微观形态等特性，优选工作电极的烧结温度。不同温度下工作电极烧结结果如图5所示。对比发现，C、D温度下烧结的铂黑浆料生长较为明显，使得铂黑电极的比表面积相对较小，不利于其与氢气发生电化学反应；而A、B温度下烧结的铂黑浆料生长不明显。电极经过胶带粘贴快速撕拉和电解质溶液浸泡后，B、C、D温度下烧结的铂黑浆料附着力较好。因此，优选B温度作为工作电极的烧结温度。

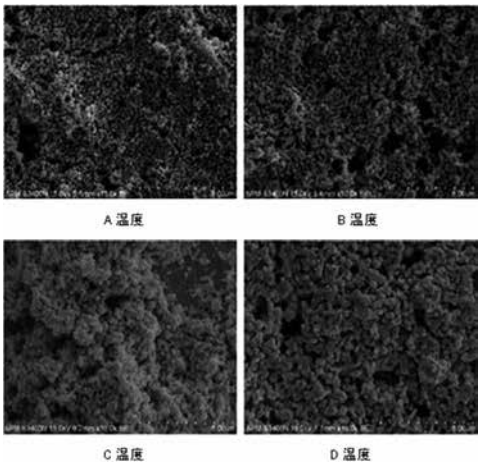


图 5　不同烧结温度下工作电极对照

Fig. 5　Comparison of working electrode at different fritting temprature

设定 E、F、G、H 四个温度进行二氧化铂浆料烧结，对比其附着力、微观形态等特性，优选辅助电极的烧结温度。不同温度下辅助电极烧结结果如图 6 所示。对比发现，E、F 温度下烧结的二氧化铂浆料部分附着在基体上，存在基体材料裸露现象，视为无效电极；而 G、H 温度下烧结的二氧化铂浆料附着均匀。电极经过胶带粘贴快速撕拉和电解质溶液浸泡后，G、H 温度下烧结的二氧化铂浆料无明显脱落现象。因此，G、H 温度均可作为辅助电极的烧结温度。

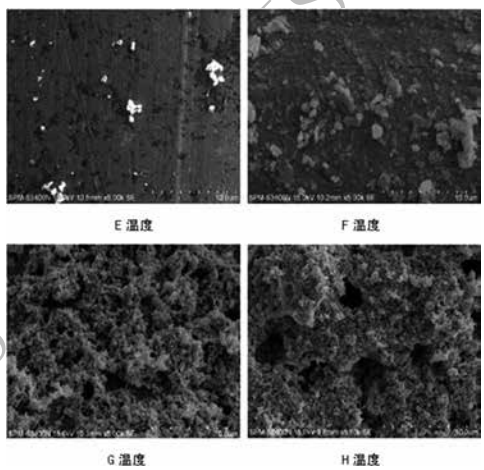


图 6　不同烧结温度下辅助电极对照

Fig. 6　Comparison of counter electrode at different fritting temprature

2.2　结构设计

氢气传感器采用圆柱形结构，高 170mm，直径 84mm，主要由接插件、电缆、压力平衡装置、温度电极、外壳、紧固螺钉、电解质溶液、电化学电极、绝缘垫片、氢气透过膜和流通池组成。氢气传感器结构如图 7 所示。

接插件和电缆实现电化学电极和温度电极响应信号远距离传输。压力平衡装置用于平衡外界大气的压力和电解质溶液中的压力，避免因流通池内存在压力差而造成电解质溶液泄漏。温度电极测量流通池内的温度，用于测量结果温度补偿，提高测量可靠性。电解质溶液为电化学反应产生的导电离子提供传输通道。绝缘垫片用于隔离电化学电极并为其提供安装位置，绝缘垫片与电化学电极之间采用压紧式安装，为电解质溶液提供密封边界，防止其泄漏。氢气透过膜将被测气体中的氢气组分扩散至流通池内，其扩散机制为浓差扩散，具有氢气专一选择性，防止其它气体组分进入流通池对测量结果造成干扰。流通池为不锈钢材质，包括上、下结构，两者之间由 M5×35 紧固螺钉安装。上部结构提供电解质溶液注入口以及温度电极安装接口；下部结构用于支撑各零部件并盛装电解质溶液，为电化学反应提供一个密闭空间，其底部采用螺纹结构，便于氢气传感器安装。外壳提供氢气传感器外层防护，由 M5×100 紧固螺钉安装在流通池下部结构上。

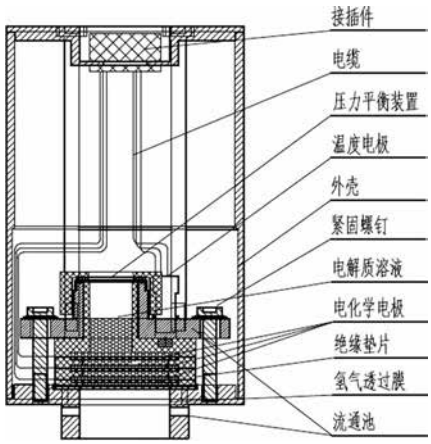


图 7　氢气传感器结构设计

Fig. 7　Structural design of the hydrogen sensor

3 测控方法研究

氢气传感器测控方法主要包括原电池法和恒电位法[6]。

3.1 原电池法

原电池法测量原理如图8所示，该方法无需对氢气传感器进行控制，利用高精度电流表可直接测量工作电极和辅助电极回路流过的极化电流，具有原理简单、操作简便等特点。原电池法对不同标准氢气浓度的测试结果见表1。

原电池法单次测量具有较高的线性度，但重复测量相对标准偏差较大。

3.2 恒电位法

恒电位法测控原理如图9所示，该方法利用恒定电压源产生恒电位驱动信号，对氢气传感器进行驱动，维持参比电极与工作电极之间电势差恒定，并测量工作电极和辅助电极回路流过的极化电流。恒电位法相比于原电池法而言，具有原理复杂、实现难度大、性能稳定等特点。在恒电位驱动信号为350mV条件下，恒电位法对不同标准氢气浓度的测试结果见表2。

恒电位法单次测量具有较高的线性度，重复测量相对标准偏差较小。

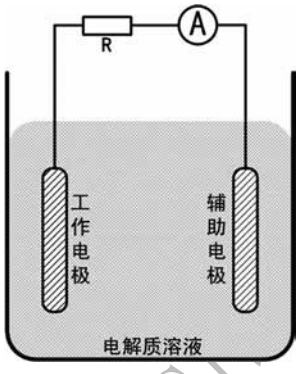


图8 原电池法测量原理

Fig. 8 Measuring principle of the primary battery method

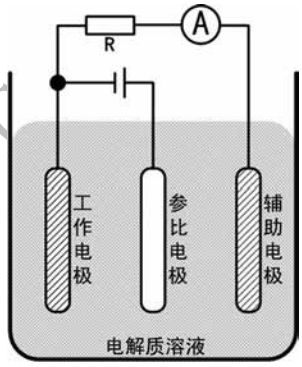


图9 恒电位法测量原理

Fig. 9 Measuring principle of the constant potential nethod

表1 原电池法测量结果

Table 1 Measurement result of the primary battery method

氢气浓度（%）	第1组测量电流（μA）	第2组测量电流（μA）	第3组测量电流（μA）	平均值（μA）	相对标准偏差（%）
0	1.74	2.38	2.75	2.29	22.3
4.09	5.63	6.17	6.20	6.00	5.4
8.19	9.51	10.35	10.38	10.08	4.9
11.9	13.98	14.98	15.77	14.91	6.0
16.18	16.03	18.00	18.64	17.55	7.8
20.3	20.01	21.64	22.78	21.47	6.5
线性度	0.9933	0.9969	0.9953	0.9959	

表 2　恒电位法测量结果

Table2　Measurement result of the constant potential nethod

氢气浓度（%）	第 1 组测量电流（μA）	第 2 组测量电流（μA）	第 3 组测量电流（μA）	平均值（μA）	相对标准偏差（%）
0	3. 01	3. 02	3. 02	3. 02	0. 19
4. 09	8. 86	8. 86	8. 86	8. 86	0. 00
8. 19	12. 90	12. 91	12. 91	12. 91	0. 04
11. 9	17. 44	17. 44	17. 45	17. 44	0. 03
16. 18	20. 81	20. 73	20. 82	20. 79	0. 22
20. 3	25. 79	25. 79	25. 81	25. 80	0. 06
线性度	0. 9951	0. 9948	0. 9951	0. 9950	

3. 3　对比分析

上述两种氢气传感器测控方法研究结论对比见表 3。基于恒电位法的极化电流测量结果具有较好的线性度和较高的重现性，优选恒电位法作为氢气传感器的测控方法。

表 3　测控方法对比

Table 3　Comparison of measurement and control method

测控方法	研究结论
原电池法	线性度＞0. 99，适用于氢气浓度定量分析 重复测量相对标准偏差>5%，不适用于氢气浓度重复分析
恒电位法	线性度＞0. 99，适用于氢气浓度定量分析 重复测量相对标准偏差<1%，适用于氢气浓度重复分析

4　试验

利用普林斯顿 2273 型电化学工作站对氢气传感器极化电流进行测试，进而开展影响因素试验和性能指标试验。

4. 1　影响因素试验

氢气传感器影响因素主要包括温度、压力和氢气浓度。在 40～100℃条件下进行了温度影响试验；在小于等于 500kPa 条件下进行了压力影响试验；在 0～20%标准氢气浓度下进行了氢气浓度影响试验。

三组影响因素试验曲线分别如图 10、图 11、图 12 所示。

氢气传感器稳态测量的电化学极化电流在不同温度条件下呈指数关系，温度补偿计算模型为：

$$y = e^{b(T-25)} \tag{5}$$

式中，y 表示温度补偿后的极化电流，b 表示温度修正系数，T 表示实测温度。

氢气传感器稳态测量的电化学极化电流在不同压力条件下呈线性关系，其曲线的线性度大于 0. 999 压力补偿计算模型为：

$$y = k\ (P - P_0)\ + b \tag{6}$$

式中，y 表示压力补偿后的极化电流，k 表示压力补偿斜率，P 表示实测压力，P_0 表示标准大气压，b 表示压力补偿截距。

氢气传感器稳态测量的电化学极化电流在不同氢气浓度（温度、压力无明显差异）条件下呈线性关系，在经平均值滤波并无线性化处理的情况下，其测量曲线的线性度大于 0. 99，为氢气传感器测量结果标定和校准建立了数学模型，其斜率系数和截距系数分别为 2. 25 和 7. 6。

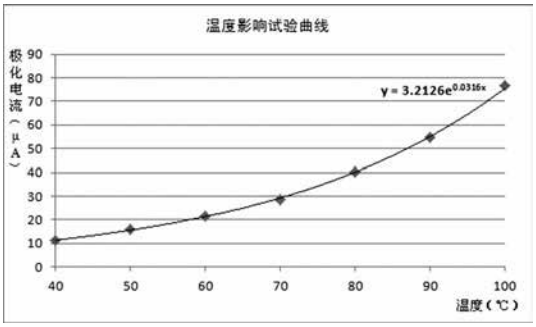


图 10　温度影响曲线

Fig. 10　Curve of temperature influence

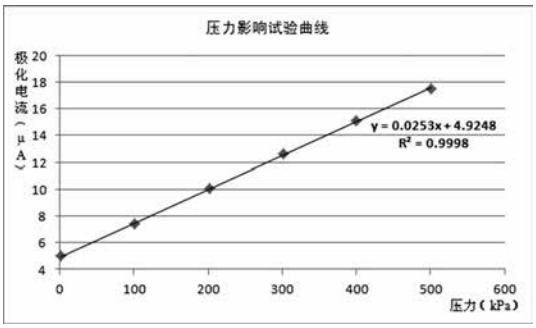


图 11　压力影响曲线

Fig. 11　Curve of pressure influence

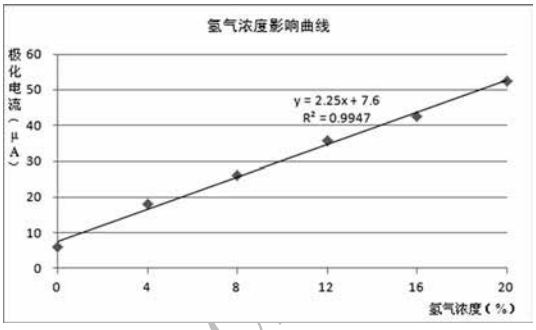


图 12　氢气浓度影响曲线

Fig. 12　Curve of hydrogen concentration influence

4.2　性能试验

氢气传感器性能指标主要包括测量范围、响应时间、稳定性和重现性。在 0%、4%、8%、12%、16%、20%标准氢气浓度下进行测量范围和稳定性试验；在 4%和 20%标准氢气浓度下进行响应时间和重现性试验。其中重现性试验每组标准氢气连续测量 8 次，每次试验通气时间约为 10 分钟。试验过程中，标准氢气由氢气和氮气混合配置而成，作为试验基准。

响应时间试验结果如图 13 所示，稳定性试验结果如图 14 所示，重现性试验结果见表 4。

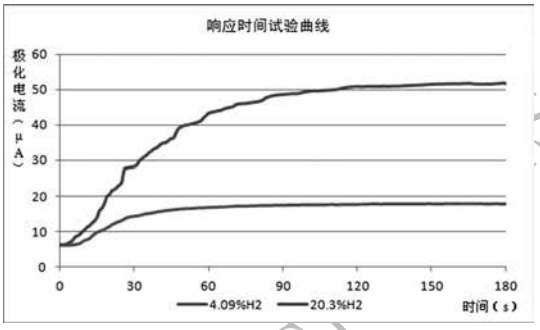


图 13　响应时间曲线

Fig. 13　Curve of response time

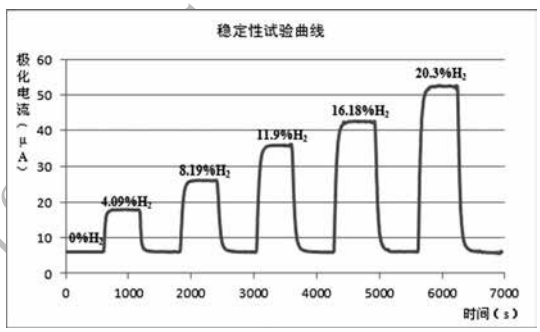


图 14　稳定性曲线

Fig. 14　Curve of stability

表 **4**　重现性结果

Table4　Reproducibility test

试验次数	标准氢气浓度：4.09%	标准氢气浓度：20.3%
	极化电流（μA）	极化电流（μA）
1	17.71	51.53
2	17.93	51.84
3	17.84	51.43
4	18.01	53.09
5	18.18	52.94
6	18.18	52.44
7	18.14	52.18
8	17.97	51.43
平均值	18.00	52.11
相对标准偏差	0.93%	1.28%

试验结果表明，氢气传感器测量范围 0~20%氢气体积浓度，响应时间（90%）约为 90 秒，稳态测量的极化电流最大波动 1.6μA，对应于氢气浓度约 0.7%，8 次重复测量相对标准偏差小于 2%。

5 结论

本文探讨了基于电化学技术的氢气浓度监测原理，通过基材成型、浆料配比、活性层涂覆以及烧结等工序制备了电化学电极，优选了稳定、可靠的氢气传感器测控方法，并对研制的氢气传感器进行了影响因素试验和性能试验，实现了对局部空间氢气浓度的实时监测，具有结构简单、便于安装、测量范围宽、响应速度快、稳定性好、重现性高等特点，并可将监测信号进行远距离传输，尤其适用于复杂工况环境的氢气浓度在线监测，对于氢气燃爆预警、氢气风险控制具有极其重要的意义。

参考文献：

[1] 陈侃松，刘 含，张小环等．基于单片机的氢气传感器电路研究［J］．物联网技术，2014（4）：32-34.

[2] 刘晓华，刘晓军，宋志章．基于光纤束反射驱动的氢气浓度监测系统设计［J］．计算机测量与控制，2013.21（6）：1449-1458.

[3] 李明，李锦屏．便携式氢气浓度检测器的设计［J］．信息通信，2013（9）：66-67.

[4] 刘长久，李延伟，尚伟．电化学实验［M］．北京：化学工业出版社，2011：3-9.

[5] 谢德明，童少平，曹江林．应用电化学基础［M］．北京：化学工业出版社，2013：196-198.

[6] 王宏庆，唐敏，马韦刚．三代核电厂安全壳严重事故下氢气浓度监测技术研究初探［J］．国外核动力，2018（1）：39-42.

全角模式半球谐振陀螺阻尼误差补偿方法

郭锞琛，吴宇列，张勇猛，肖定邦，吴学忠

（国防科技大学智能科学学院 长沙 410073）

摘　要：传统半球谐振陀螺多采用力平衡工作模式，虽然具有较高的精度，但由于动态范围小，应用较为困难。全角模式作为一种新型陀螺控制模式，可使陀螺具有高动态范围和稳定的标度因数，有广阔的发展前景。本文研究了半球谐振陀螺在全角模式下的运动模型和控制方案，分析了全角模式下阻尼不均匀导致的速率阈值和振型角漂移现象，并针对此现象设计了振型自进动和前馈阻尼补偿方案。通过实验测试，本文使用的补偿方案使半球谐振陀螺突破了原先 0.01°/s 的速率阈值，并使其输出波动由 0.37°降低到了 0.048°。

关键词：全角模式；半球谐振陀螺；速率阈值；自进动；阻尼补偿

中图分类号及文献标识码：　　。

CompensationMethod for Error Caused by Non-uniform Damping of Whole Angle Mode Hemispheric Resonant Gyroscope

GUO Kechen，WU Yulie，ZHANG Yongmeng，XIAO Dingbang，WU Xuezhong

（*College of Intelligence Science and Engineering*，*National University of Defense Technology*，*Changsha* 410073，*China*）

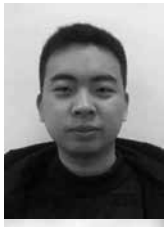
Abstract：Traditional hemispherical resonant gyroscope （HRG） works in force to rebalanced （FTR），which enjoys great accuracy but is difficult for application due to the limited dynamic range.

作者简介：郭锞琛，2018 年于国防科技大学获得学士学位，现为国防科技大学在读硕士研究生，主要研究方向为微机电系统、振动式陀螺仪。E-mail：guokechen@ nudt. edu. cn

Guo Kechen received his B. Sc. degree in 2018 from National University of Defense Technology His main research interests include micro electro mechanical systems and resonator gyroscope.

张勇猛（通讯作者），分别于 2010 年、2012 年、2017 年于国防科技大学获得学士学位、硕士学位和博士学位，现为国防科技大学智能科学学院讲师，主要研究方向为微机电系统，振动式陀螺仪的测控电路、误差分析与补偿技术。E-mail：zhangym@ nudt. edu. cn

Zhang yongmeng received his B. Sc. ， M. Sc. and Ph. D. degree all from National University of Defense Technology in 2010，2012 and 2017，respectively. Now he is a lecturer in National University of Defense Technology. His main research interests include ： micro electro mechanical systems，measurement and control circuit of resonant gyroscope，error analysis and compensation technology.



* **基金项目：**国家自然科学基金（51905538，51935013）、国家重点研发计划（2018YFB2002300）资助项目

Whole angle (WA) mode, as a new type of gyro control mode, combines HRG with high dynamic range and stable scale factor, which makes broad prospects. In this paper, the motion model and control scheme of HRG in WA mode is studied. Aiming at the rate threshold and pattern angle drift caused by the non-uniform damping in whole angle mode, self-precession method and feedforward damping compensation scheme is designed. Experiments show that the method introduced by this paper is able to break through the rate threshold of the tested HRG from 0.01°/s and reduced the output fluctuation from 0.37° down to 0.048°.

Keywords: whole angle mode; hemispherical resonator gyroscope; rate threshold; self-precession; damping compensation

0 引言

半球谐振陀螺（Hemispherical Resonator Gyroscope，HRG）是一种典型的哥氏振动陀螺，具有精度高，寿命长，结构简单等诸多优点。随着近年来国防事业和航天事业的发展，半球谐振陀螺因其在体积、成本等方面的独特优势，受到越来越多的关注[1-2]。

目前，半球谐振陀螺的控制方式大多为力平衡模式（Force to Rebalanced，FTR）。此模式采用力平衡控制环路产生的反馈力来抵消哥氏力对谐振子振型的影响，根据哥氏力与角速率之间的对应关系，即可由反馈力大小表征出转动速率[3]。力平衡模式下的半球谐振陀螺具有极高的精度，但是受制于其控制环路的带宽，其动态范围一般较小，难以满足高动态航天器和武器装备的应用需求。此外，力平衡模式下陀螺输出为角速率值，为得到载体姿态需要控制器进行积分运算，导致其在长时间工作时会带来较大的累计误差，需要其他导航器的矫正。

全角（Whole Angle，WA）模式也称为速率积分模式，是区别于传统力平衡模式的一种新型陀螺控制模式。此模式下谐振子始终处于自由进动状态，通过利用哥氏力引起的谐振子振型进动角度与载体实际转动角成正比这一特性，由解算出的陀螺振型信息直接得到载体转动角度[4-5]。相比于力平衡模式，全角模式无需对谐振子振型进行控制，振型可自由进动，因此具有极大的带宽，可满足高动态武器装备需求，而全角模式直接输出角度信息也避免了积分带来的累计误差，降低了对其他导航器的依赖。

本文对全角模式的工作机理进行了研究，完成了半球谐振陀螺全角模式控制。在此基础上分析研究全角模式下陀螺输出的阻尼误差，并针对阻尼误差导致的陀螺速率阈值和振型角漂移现象，提出了振型自进动方案和前馈阻尼补偿方案，降低了陀螺的测量阈值和输出波动。

1 全角模式工作机理

1.1 谐振子动力学模型

理想情况下，认为陀螺质量、刚度和阻尼均匀分布，半球谐振陀螺二阶动力学模型如式所示[6]。

$$\begin{aligned}\ddot{x}-2\kappa\Omega\dot{y}+\frac{2}{\tau}\dot{x}+\omega^2 x=f_x\\ \ddot{y}+2\kappa\Omega\dot{x}+\frac{2}{\tau}\dot{y}+\omega^2 y=f_y\end{aligned}\tag{1}$$

式中 x 和 y 为两个相互正交的信号轴向上的振动信号，在半球谐振陀螺中，x 轴和 y 轴成 45°夹角，□为谐振子的进动因子，□为载体转动速度，τ 为衰减时间，ω 为谐振子的固有频率，f_x 和 f_y 为两个轴上施加的控制作用。

在陀螺处于稳定工作状态时，根据学者 Lynch 的“均值法”，认为相对于谐振子高频振动，其能量、相位、振型角等参数的变化较为缓慢，从而可将陀螺的“快变量”和“慢变量”分离[7]，从而将式的通解表示为椭

圆参数方程，如式。

$$x=a\cos\theta\cos(\omega t+\phi)-q\sin\theta\sin(\omega t+\phi)$$
$$y=a\sin\theta\cos(\omega t+\phi)+q\cos\theta\sin(\omega t+\phi) \tag{2}$$

式中 a 为椭圆的长半轴对应主波波腹，q 为椭圆的短半轴对应正交波腹，ϕ 为质点运动的初始相位角，θ 为主波腹轴的方位角，与转速□存在如下关系，θ_0 为初始方位角。

$$\theta=\theta_0-\kappa\int\Omega dt \tag{3}$$

对于控制力 f_x 和 f_y，可将其表示为椭圆长轴方向力和短轴方向力的合成，如式（4）。

$$f_x=F_a\cos\theta-F_q\sin\theta$$
$$f_y=F_a\sin\theta+F_q\cos\theta \tag{4}$$

F_a 和 F_q 为控制实际陀螺振幅和正交量的力，为维持陀螺的谐振状态，有效力 F_a 和 F_q 必须与陀螺的谐振频率保持一致，因此通过频率调制将有效力进行分解。

$$F_a=f_{ac}\cos(\omega t+\phi)+f_{as}\sin(\omega t+\phi)$$
$$F_q=f_{qc}\cos(\omega t+\phi)+f_{qs}\sin(\omega t+\phi) \tag{4}$$

综上，全角模式下陀螺工作方式可表述为：谐振子通过 F_a 和 F_q 维持基本振型，当存在角速度输入，振型会在哥氏力作用下，以□□的角速率进动，通过实时检测振型位置，即可解算出载体转过的角度。

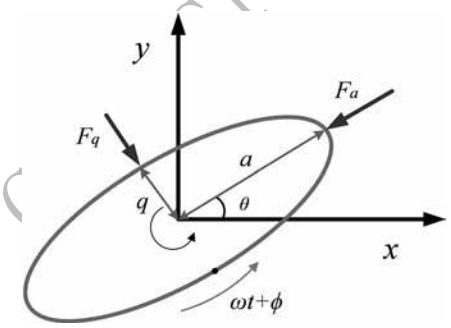


图 1　全角模式工作原理示意图

Fig. 1　Working principle of whole angle mode

1.2　全角模式测控原理

通过对式（2）中 x 轴和 y 轴振动信号解调滤波后，可得到两轴振动的同相分量与正交分量 c_x，s_x，c_y，s_y 从而可计算出全角模式下的陀螺控制量。

$$E=a^2+q^2=c_x^2+s_x^2+c_y^2+s_y^2$$
$$Q=2aq=2(c_xs_y-c_ys_x)$$
$$R=(a^2-q^2)\cos2\theta=c_x^2+s_x^2-c_y^2-s_y^2$$
$$S=(a^2-q^2)\sin2\theta=2(c_xc_y-s_xs_y)$$
$$\theta=\frac{1}{2}\arctan\frac{S}{R}$$
$$L=(a^2-q^2)\sin2\delta\phi=2(c_xs_x-c_ys_y) \tag{6}$$

式（6）中 E 表示振动能量，Q 表示正交量，R 和 S 用于计算驻波的振型角 θ，L 用于锁相。

当陀螺存在刚度不均匀和阻尼不均匀时，将导致椭圆参数方程中各参量随谐振子振型角变化，从而导致各控制量中引入刚度和阻尼误差，根据 Lynch 的理论，其关系可表示为式（7）所示。

$$\dot{E}=-\left[\frac{2}{\tau}+\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\cos2(\theta-\theta_\tau)\right]E-\frac{\sqrt{E}}{\omega}f_{as}$$
$$\dot{Q}=-\frac{2}{\tau}Q-\Delta\omega\sin2(\theta-\theta_\omega)E+\frac{\sqrt{E}}{\omega}f_{qc}$$
$$\dot{\theta}=-\kappa\Omega+\frac{1}{2}\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin2(\theta-\theta_\tau)+\frac{1}{2}\Delta\omega\cos2(\theta-\theta_\omega)\frac{Q}{E}-\frac{f_{qs}}{2\omega\sqrt{E}}$$
$$\dot{\delta\varphi}=\dot{\varphi}+\frac{1}{2}\Delta\omega\cos2(\theta-\theta_\omega)+\frac{1}{2}\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin2(\theta-\theta_\tau)\frac{Q}{E}+\frac{f_{ac}}{2\omega\sqrt{E}} \tag{7}$$

式中 θ_τ 和 θ_ω 表示阻尼轴和刚度轴偏角，$\Delta(1/\tau)$ 和 $\Delta\omega$ 分别表征阻尼不均匀和频率裂解。根据式即可得到全角模式控制的四个环路[8-9]：能量控制环路，正交量控制环路，角度输出环路以及锁相环路，其测控电路框架如图 2 所示。对应的控制的目标为：能量保持恒定，正交量控制为 0，角度自由进动，驱动频率锁在谐振频率。

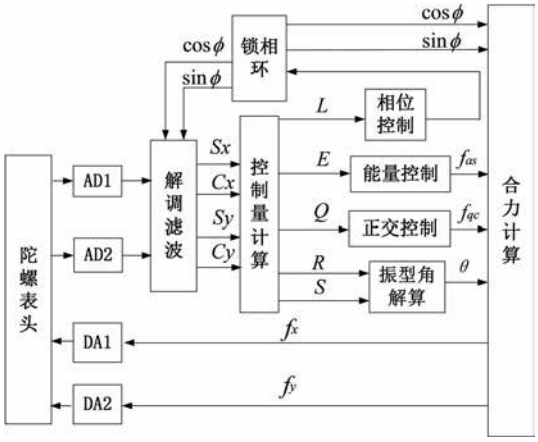


图 2　全角模式半球谐振陀螺控制电路框架图

Fig. 2　Frame diagram of HRG control circuit in WA mode

2　全角模式输出误差分析与补偿方

2.1　误差机理分析

对式（7）中的角度输出环路进行分析可知，振型角变化由以下几项导致：外界角速度输入，阻尼和刚度不均匀引起的漂移，系统的控制力 f_{qs}。

当陀螺在全角模式下正常工作时，系统施加的控制力 f_{qs} 为 0；频率裂解通过对谐振子的静电修调降低为较小值[10]；正交量通过正交控制环路的控制抑制为 0。此时角度输出可简化为式（8）所示。

$$\dot{\theta}=-\kappa\Omega+\frac{1}{2}\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin2(\theta-\theta_\tau) \quad (8)$$

因此，阻尼不均匀引起的漂移为全角模式下的主要误差来源。

2.2　阈值效应与振型自进动技术

当外界角速度输入较小时，由于陀螺阻尼不均匀的存在，实际的输入信号将会淹没在陀螺自身的漂移当中，使全角模式存在速率阈值的缺陷。这也导致了在低角速率输入时，陀螺输出的相对误差大幅提高，影响陀螺标度因数线性度。

为突破速率阈值的约束，可采用自进动的方式使陀螺的振型以恒定的速率进动[11]，即通过控制器设置 f_{qs} 为一常值驱使振型进动，则系统实际求解出的角速率为外界输入角速率与自进动角速率的叠加，如式（9）所示。

$$\dot{\theta}=-\left(\kappa\Omega+\frac{f_{qs}}{2\omega\sqrt{E}}\right)+\frac{1}{2}\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin2(\theta-\theta_\tau) \quad (9)$$

当自进动速率远大于实际陀螺输入时，振型自进动能够大幅提高全角模式下的有效输出，在降低陀螺速率阈值的同时，也能减小阻尼漂移在陀螺输出中的占比。

2.3　前馈阻尼补偿

阻尼不同于刚度，在陀螺加工完成后难以通过修调等外界控制简单地改变。为减小阻尼漂移影响，考虑施加随振型角变化的补偿力 u，以抵消式（8）中角度的阻尼漂移项。

$$\dot{\theta}=-\kappa\Omega+\frac{1}{2}\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin2(\theta-\theta_\tau)-u \quad (10)$$
$$u=A\sin2(\theta-\hat{\theta}_\tau)$$

其中 u 的各项参数需通过前期对谐振子阻尼分布的测试得到，具体控制框图如图 3 所示

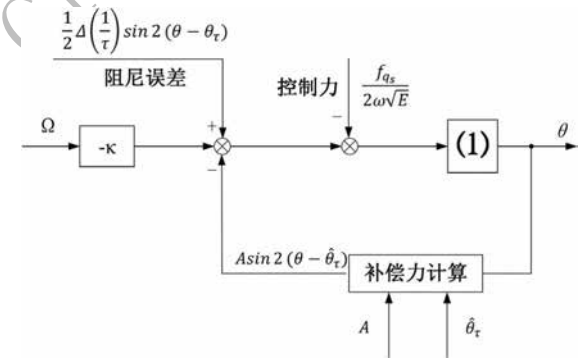


图 3　阻尼补偿原理框图

Fig. 3　Schematic diagram of damping compensation

3　实验测试与分析

3.1　振型自进动降低陀螺阈值效果测试

为测试全角模式下半球谐振陀螺速率阈值，将陀螺固定在实验转台上，控制转台以较低的角速率转动，并逐步减小转台转速，观察陀螺输出变化。当转台转速降低至 0.01°/s 时，根据陀螺输出拟合出角速率约为 0.0044°/s，已经降至实际输入的 50% 以下，如图 4 所示。

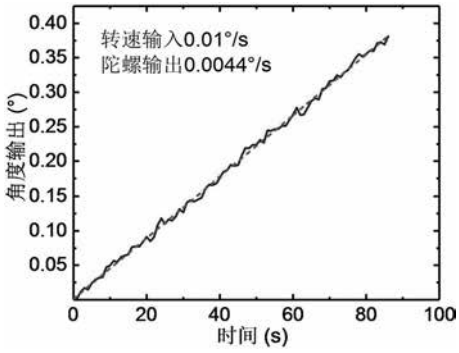


图 4　全角模式下半球谐振陀螺阈值测试结果

Fig. 4　Experiment results of HRG rate threshold in WA mode

当采用自进动方案控制陀螺振型时，采用同样的测试方法。当转台转速降至 0.005°/s 时，在正转和反转两种情况下，陀螺测得的有效角速度分别 0.0047°/s 和 0.0052°/s，仍然未达到速率阈值，表明自进动能够有效降低全角模式下测量的速率阈值。

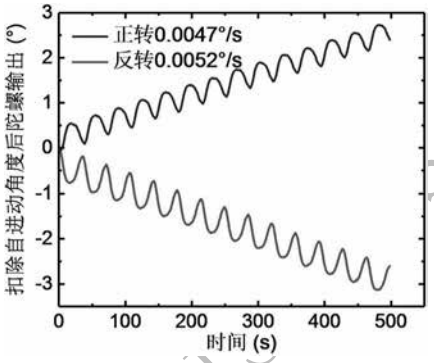


图 5　振型自进动条件下阈值测试结果

Fig. 5　Experiment results of HRG rate threshold with self-precession

此外，根据图 5 中自进动下陀螺的输出情况，可以明显观察到陀螺阻尼不均匀导致输出的正弦波动，进一步证实了阻尼误差对陀螺输出的影响。

3.2　阻尼补偿效果测试

在无外界角速度输入情况下，控制陀螺振型以恒定速率自进动，在扣除自进动角度后，得到陀螺实际输出如图 6 中蓝色曲线所示。该曲线表征出陀螺周向阻尼分布对陀螺输出的影响，与前文分析的结果相符。在此基础上设置补偿力对陀螺进行补偿，得到补偿后测试结果如图 6 中红色曲线所示，其波动峰峰值由补偿前的 0.37°降低至了 0.048°，有明显提升。

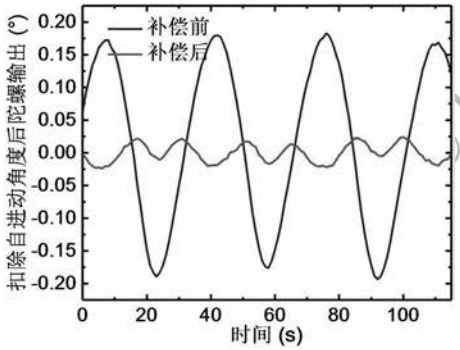


图 6　补偿前后陀螺角度输出波动对比

Fig. 6　Fluctuation of gyro output before and after compensation

4　结论

本文对全角模式半球谐振陀螺的工作原理进行了研究，介绍了半球谐振陀螺在全角模式下的运动模型和控制方案，并且针对阻尼误差导致的速率阈值和振型角漂移提出了对应的解决方案，进行了实验验证。实验采用振型自进动的方法，突破了实验采用的半球谐振陀螺原本 0.01°/s 的速率阈值限制，在此基础上施加了阻尼前馈补偿，使阻尼不均匀导致的陀螺输出波动由之前的 0.37°降低到了 0.048°。

参考文献：

[1] 于翔宇，张岚昕，段杰等．全角模式半球谐振陀螺振型控制与角度检测［J］．导航与控制，2019，18（2）：33-38，76.
YU Xiang-yu，ZHANG Lan-xin，DUAN Jie，et al. Vibrating Pattern Control and Angle Detection of Whole Angle Mode Hemispherical Resonator Gyroscope［J］. Navigation and Control，2019，18（2）：33-38，76.

[2] Wang X，Wu W，Lou B，et al. The modeling of hemispherical resonator gyro and its space applications［J］. Proceedings of SPIE-The International

Society for Optical Engineering, 2011, 8321: 3.

[3] Jin J, Kim D. Force-To-Rebalance Mode of a Resonator Gyro and Angular Rate Measurement Tests [J]. Journal of Institute of Control, 2014, 20 (5): 563-569.

[4] Trusov A A, Atikyan G, Rozelle D M, et al. Force rebalance, whole angle, and self-calibration mechanization of silicon MEMS quad mass gyro [C]. International Symposium on Inertial Sensors and Systems (ISISS). IEEE, 2014: 1-2.

[5] Senkal D, Ng E J, Hong V, et al. Parametric drive of a toroidal MEMS rate integrating gyroscope demonstrating< 20 PPM scale factor stability [C]. Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2015: 29-32.

[6] Igor P. Prikhodko, Sergei A. Zotov, Alexander A. Trusov, et al. Foucault pendulum on a chip: Rate integrating silicon MEMS gyroscope [J]. Sensors and Actuators A Physical, 2012, 177: 67-78.

[7] Lynch D D. Vibratory gyro analysis by the method of averaging [C]. Proceedings of the 2nd Saint Peters burg International Conference on Gyroscopeic Technology and Navigation, 1995: 26-34.

[8] Zhang F. Control and Self-Calibration of Microscale Rate Integrating Gyroscopes (MRIGs) [D]. University of California, Berkeley, 2015.

[9] Taheri-Tehrani P, Izyumin O, Izyumin I, et al. Disk Resonator Gyroscope with Whole-Angle Mode Operation [C]. IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems, 2015: 1-4.

[10] Hu Z, Gallacher B J. Precision mode tuning towards a low angle drift MEMS rate integrating gyroscope [J]. Mechatronics, 2018, 56: 306-317.

[11] Taheri-Tehrani P, Challoner A D, Horsley D A. Micromechanical Rate Integrating Gyroscope With Angle-Dependent Bias Compensation Using a Self-Precession Method [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18 (9): 3533-3543.

高 Q 值超低功耗谐振式磁传感器

黄子军[1]，卞雷祥[1]，李辉[1]，彭伟民[1]，文玉梅[2]，李　平[2]

（1. 南京理工大学机械工程学院 南京 210094；2. 上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240）

摘　要：针对现有谐振式磁传感器原理不能同时实现高品质因数（Q 值）和低功耗的缺点，利用双端固定石英音叉谐振器与铁镓磁致伸缩合金片复合，设计了一种隔离磁机阻尼的高 Q 值、数字频率输出的超低功耗谐振式磁传感器。利用音叉谐振器结构的解耦特性，设计应力耦合传递结构，隔离了磁致伸缩材料磁机阻尼，从而保证复合传感器 Q 值与音叉谐振器 Q 值相当。在磁场作用下，磁致伸缩力传递到音叉谐振器，由于音叉力敏感特性，实现磁-力-频率转换。制备了铁镓合金/石英音叉谐振器复合敏感结构，测试表明：在低气压封装条件下的品质因数约为 16764，门振荡电路功耗约为 124.8μW，在线性区灵敏度为 3.05Hz/Oe，分辨率为 6mOe。

关键词：谐振式磁传感器；石英音叉谐振器；磁致伸缩材料；高品质因数

中图分类号及文献标识码：TM937.1，A

AResonant Magnetic Field Sensor with High Quality Factor and Low Power Consumption

Huang Zijun[1]，Bian Leixiang[1]，Li Hui[1]，Peng Weimin[1]，Wen Yumei[2]，Li Ping[2]

（1. *School of Mechanical Engineering*，*Nanjing University of Science and Technology*，*Nanjing* 210094；2. *School of Electronic Information and Electrical Engineering*，*Shanghai Jiao Tong University*，*Shanghai* 200240）

Abstract：To overcome the shortcoming of the principles the current resonant magnetic sensors

作者简介：黄子军，2017 年于东北大学获得学士学位，2020 年于南京理工大学获得硕士学位，现为南京理工大学博士研究生，主要研究方向为谐振式传感技术。E-mail：641185266@qq.com

Huang Zijun received his B. Sc. degree in 2017 from Northeastern University，received his M. Sc. degree in 2020 from Nanjing University of Science and Technology. He is currently pursuing a Ph. D. degree in Nanjing University of Science and Technology. His main research interests include resonant sensing technology.

卞雷祥（通讯作者），2004 年和 2009 年于重庆大学获得电子科学与技术学士学位和仪器科学与技术博士学位，现为南京理工大学教授，主要研究方向为敏感材料磁传感器，地下目标电磁探测与成像技术。E-mail：lxbian@163.com

Bian Leixiang received his B. Sc. degree of Electronic science and technology and Ph. D. degree of Instruments Science and Technology from Chongqing University in 2004 and 2009，respectively. He is currently a professor in the School of Mechanical Engineering，Nanjing University of Science and Technology. His main research interests include Sensitive materials，magnetic sensors，and electromagnetic detection/imaging of subsurface exploration.

＊**基金项目**：国家自然科学基金重大科研仪器研制专项（No. 61527813）资助项目. 通讯作者：卞雷祥，lxbian@163. com.

which are unable to achieve both high quality factor (Q-factor) and low power consumption, a low-power resonant magnetic sensor with high Q-factor and digital frequency output is designed by combining the double-ended quartz crystal tuning fork (DETF) resonator with magnetostrictive FeGa plate. Using the decoupling characteristic of the structure of DETF resonator, the stress coupling structure is designed to isolate the magnetomechanical damping of the magnetostrictive material. Thus, the Q-factor of the composite sensor is almost equal to that of the DETF resonator. The magnetostrictive force occurring under magnetic field induces a longitudinal force in the DETF. The magnetic-force-frequency conversion is achieved due to the force sensitive characteristic of the DETF. A low pressure packaged sensors based on the composite structure of FeGa alloy and DETF resonator is fabricated. The test results show that the Q-factor and power consumption of the sensor are about 16764 and124. 8μW, respectively. In the linear region, the sensitivity and resolution are 3. 05Hz/Oe and 6mOe, respectively.

Keywords: resonant magnetic sensor; double-ended quartz crystal tuning fork (DETF); magnetostrictive material; high quality factor

0 引言

谐振式 MEMS 磁传感器具有体积小、重量轻、功耗低、成本低、分辨率高、输出数字频率信号，抗干扰能力强等优点，是磁传感技术研究的一个重要分支和热点[1]-[2]。然而，现有主流谐振式磁传感器的设计方法，不能同时实现高 Q 值和低功耗，具体说明如下：a）硅基谐振式 MEMS 磁传感器的主流方案是在硅衬底上加工谐振结构，利用磁场-载流结构相互作用产生的洛伦兹力作为执行力，影响谐振结构的谐振状态，并利用压阻[3]、电容[4]、光学[5] 等方法读出振动信号并解调外部磁场值。在频率输出模式下，探测极限达到 217nT[6]；在幅度调制模式下的噪声水平低至几 pT/$\sqrt{\text{Hz}}$[3]。然而，利用洛伦兹力效应需要预先施加较大的载流值，存在发热、高功耗等问题。b）由于磁致伸缩薄膜的 ΔE 效应，磁致伸缩/压电复合磁电谐振器的谐振频率随外部磁场非线性变化，该特性可用于磁探测。然而，磁致伸缩/压电层间面接触、应变耦合，磁致伸缩材料高磁机阻尼限制了复合磁电谐振器的 Q 值，例如，SiO_2/Pt/AlN/FeCoSiB 复合 MEMS 悬臂梁谐振器的 Q 值低于 1000[7]-[8]，AlN/（FeGaB/Al_2O_3）多层 NEMS（nano-electromechanical system）谐振器的 Q 值 735[9]，数字频率输出方式下，相位噪声较大。因此，一般仅在幅相调制模式下解调磁信号，磁噪声水平在百 pT/$\sqrt{\text{Hz}}$（140pT/$\sqrt{\text{Hz}}$ @ 20Hz[7]-[8]，300pT@ DC [9]）。

本文利用音叉谐振器结构的解耦特性，设计应力耦合结构替代应变耦合方式，隔离了磁致伸缩材料磁机阻尼，从而保证复合传感器 Q 值与音叉谐振器 Q 值相当。制备了石英音叉谐振器与铁镓合金复合的谐振 MEMS 磁传感器，在磁场作用下，磁致伸缩力高效传递到音叉谐振器，由于音叉力敏感特性，实现磁-频率转换，同时具有高 Q 值、低功耗和高灵敏度特点。

1 谐振式磁传感器原理与结构

1.1 传感器的原理及设计

谐振式磁传感器结构如图 1 所示，由一片铁镓合金，一个双端固定石英音叉（double-ended quartz crystal tuning fork，DETF）谐振器及两个石英垫片复合构成。DETF 谐振器的两个固定端分别使用石英垫片垫起，并通过环氧树脂胶粘剂粘接在铁镓合金片的两端。在沿长度方向的磁场作用下，铁镓合金由于磁致伸缩效应产生磁致伸缩应力，通过石英垫片传递到音叉两端，从而使音叉谐振器纵向

受力，导致音叉的谐振频率发生改变。设计门振荡电路激励 DETF 谐振器产生谐振并输出方波信号。通过频率计测量输出信号的频率，解算出待测磁场大小。

铁镓合金片的尺寸为 10.6mm×1.4mm×0.5mm，石英垫片的尺寸为 1.8mm×1.4mm×0.1mm。DETF 谐振器为轴对称结构，其具体尺寸如表 1 所示。DETF 谐振器工作在如图 2 所示的反相弯曲振动模态，即音叉两根梁的振动方向相反、振形对称时，其在基部（两根梁的耦合区域）产生的弯矩和剪切力相互抵消，可极大地降低双梁音叉在固定端的能量耦合损耗，从而使复合传感器具有高 Q 值。从图 2 可以看出，在该模态下 DETF 谐振器结构固定端应力为零（解耦区域），垫片传递力的结构实际为应力耦合结构，隔离了磁致伸缩材料磁机阻尼，从而保证复合传感器 Q 值与 DETF 谐振器 Q 值相当。此外，图 2 所示的仿真结果显示 DETF 谐振器的谐振频率为 35.418kHz。由于在仿真过程中忽略了音叉谐振器表面电极和制作过程中的尺寸误差，该频率值与实际值可能存在一定差异。

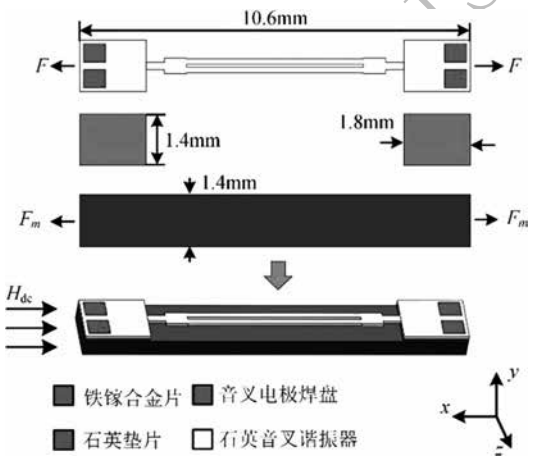


图 1　谐振式磁传感器结构示意图

Fig. 1　Schematic diagram of the resonant magnetic sensor

表 **1**　DETF 谐振器尺寸

Table1　The detail dimensions of the DETF resonator

参数	数值
梁长 l	4.8mm
梁宽 b	0.1mm
梁厚 h	0.146mm
DETF 谐振器总长	10.6mm
DETF 谐振器厚度	0.1mm
两端固定区域尺寸	1.8mm×1.4mm

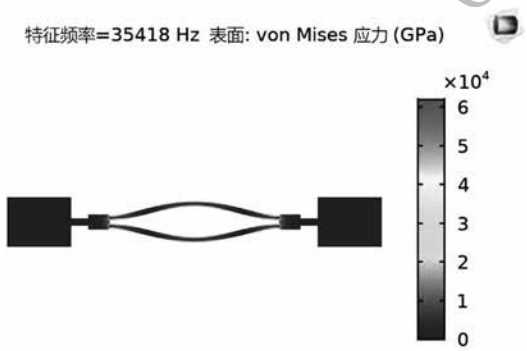


图 2　DETF 谐振器的反相弯曲振动模态

Fig. 2　The anti-phase flexural mode of the DETF resonator

参考图 2，对于基频弯曲振动模态下的 DETF 谐振器，振梁的零应力点分别位于 0.224l 和 0.776l 处（l 为振梁长度），零应力点两侧的应力方向相反（拉伸或压缩）。为了激发出音叉的面内反相弯曲振动模态，采用传统的四电极方法[10]-[11] 设计了音叉振梁的涂布电极，如图 3 所示。梁的长度、宽度和厚度方向分别沿着石英晶体的机械轴（Y 轴）、电轴（X 轴）以及光轴（Z 轴）设计，对应的，正负电极在梁长度的 0.224 和 0.776 倍位置处发生调换。

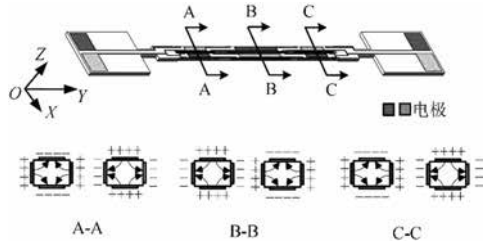


图 3　音叉振梁电极涂布示意图

Fig. 3　Electrode patterns of the DETF resonator

1.2　理论分析与仿真

对于一个弯曲振动的梁，其谐振频率 f_r

与其纵向受力的大小有关。梁的谐振频率 f_r 与梁沿长度方向受力 F 之间的函数关系为[12]

$$f_r = f_0\sqrt{1+\gamma_n F\frac{l^2}{E_b h^3 b}} \tag{1}$$

其中

$$f_0 = \frac{\alpha_n^2}{4\sqrt{3}\pi}\frac{h}{l^2}\sqrt{\frac{E_b}{\rho}} \tag{2}$$

在式（1）和（2）中，E_b 和 ρ 分别为梁材料的杨氏模量和密度；l，h 和 b 分别为梁的长度，厚度和宽度；f_0 为梁在长度方向受力为零的情况下的谐振频率；在基频振动模态下，常数 α_0 和 γ_0 分别为 4.730 和 0.295。

在沿长度方向受力 F 作用的情况下，梁谐振频率的偏移率为

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_r - f_0}{f_0} = \sqrt{1+\gamma_n F\frac{l^2}{E_b h^3 b}} - 1 \tag{3}$$

磁致伸缩材料在静态或者频率远小于其纵向振动谐振频率的动态磁场作用下，磁致伸缩应变近似为均匀分布[12]，磁致伸缩力为

$$F_m = A_m S_m E_m \tag{4}$$

在式（4）中，E_m 和 S_m 分别为在磁场 H 下磁致伸缩材料的弹性模量和应变，A_m 为磁致伸缩材料的截面积。

由于环氧树脂胶粘剂形成的粘胶层的弹性模量远小于 DETF 谐振器、石英垫片以及磁致伸缩材料的弹性模量，所以在力传递的过程中，粘胶层不可避免的发生剪切形变；此外，由于磁传感器结构的非对称性，在磁致伸缩应力作用下传感器也会产生弯矩。这导致磁致伸缩材料输出的力 F_m 在传递至 DETF 谐振器的过程中存在损失。假设传递效率为 β（$0<\beta<1$），则实际作用在音叉上的纵向力 F 为

$$F = \beta F_m \tag{5}$$

由于磁致伸缩材料与 DETF 谐振器按照图 1 所示的“并联”方式连接，DETF 谐振器产生的应变被磁致伸缩层所限制，只能小于或等于磁致伸缩层产生的应变，所以传递效率存在一个极限值，即

$$\beta = \frac{AE_b\varepsilon_b}{A_m S_m E_m} \le \frac{AE_b}{A_m E_m} \tag{6}$$

其中，ε_b 为 DETF 谐振器的应变，$A = 2hb$ 为音叉双梁的截面积。

将铁镓合金和石英晶体的弹性模量 E_m = 107GPa，E_b = 86GPa 代入式（6），可以计算出传递效率 $\beta \le 3.35\%$。

采用 COMSOL 多物理场仿真软件对谐振式磁传感器的三维结构进行仿真。将铁镓片下表面中心位置处 1.4mm×1.3mm 的区域设置为固定约束，模拟敏感单元的中间固定条件。分别在石英垫片与 DETF 谐振器固定端和铁镓合金片接触的面设置阻尼层来模拟由环氧树脂胶粘剂形成的粘胶层。设置阻尼层的杨氏模量为 3GPa，泊松比为 0.38。在仿真过程中用到的铁镓合金参数如表 2 所示。

表 2　仿真中使用的铁镓合金参数

Table2　Parameters of the Fe-Ga alloy used in the simulation

参数	数值
饱和磁致伸缩系数λ_s	280 ppm
密度	7972 kg/m^3
弹性模量E_m	107 GPa
泊松比	0.37
电导率 σ	1.23×10^{-7}S/m
饱和磁化强度M_s	1.45×10^{6}A/m
初始磁化率χ_m	150

如图 4 所示为谐振式磁传感器敏感单元在外加磁场下的变形仿真图，此时沿铁镓合金片长度的背景磁场强度为 500Oe。从图中可以看出，在外加磁场的作用下，铁镓合金片由于磁致伸缩效应沿长度方向伸长，并使粘接到铁镓合金片上的 DETF 谐振器受到纵向拉伸作用。此外，由于结构在厚度方向上的非对称性，传感器敏感单元受到弯矩作用并产生了弯曲变形。仿真结果显示在 500Oe 的磁场下，铁镓合金片沿长度方向的伸长量为 1.939μm，对应的应变为 182.9ppm；DETF 谐

振器沿长度方向的伸长量为 1.329μm，对应的应变为 125.4ppm。根据式（6），计算出传递效率 β 为 2.29%，这个值要小于理论计算的传递效率极限值 3.35%。进一步的，根据式（3）~（5），计算出 DETF 谐振器谐振频率的偏移率为 1.98%。

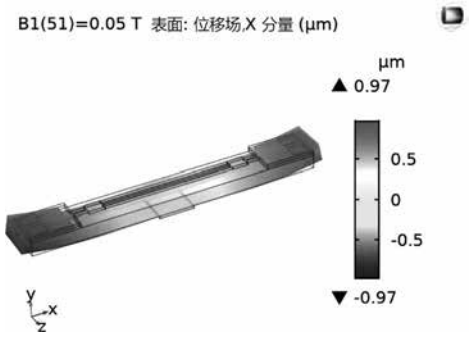


图 4　谐振式磁传感器敏感单元在外加磁场下的变形仿真

Fig. 4　Displacement of the structure under the action of external dc magnetic field

2　传感器制备及测试

2.1　传感器的制备

采用光刻、湿法蚀刻等工艺在 Z 切石英基片上制作 DETF 谐振器，制作过程与文献［10］［11］中类似，得到的 DETF 谐振器如图 5（a）所示。将定向凝固制备的铁镓合金块体切割，得到铁镓合金片的尺寸为 10.6mm×1.4mm×0.5mm 。采用激光切割方法从 Z 切石英片上切割得到石英垫片，厚度为 0.1mm，长宽分别为 1.8 mm 和 1.4mm。对各组成部件清洗、烘干后，采用环氧树脂胶粘接在一起，得到复合敏感单元结构如图 5（b）所示。采用二次封焊结合高温高真空除气的封装技术，将敏感单元结构封装到近无磁的 304 不锈钢制备的壳体内进行测试。封装后的磁传感器如图 5（c）所示。

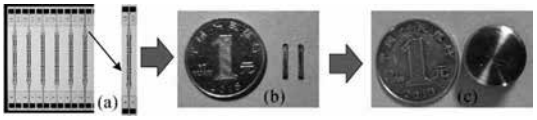
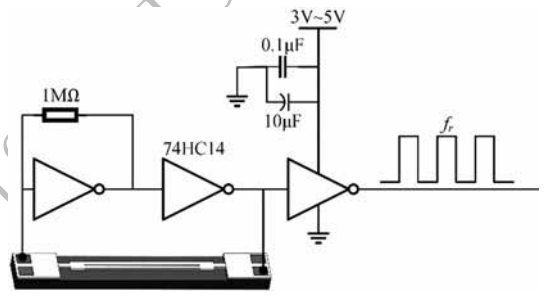


图 5　DETF 谐振器阵列及单元（a）、传感器敏感单元（b）及封装后的磁传感器（c）照片

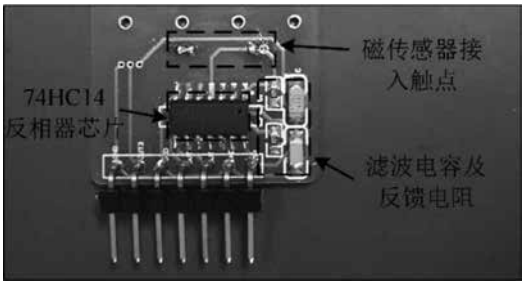
Fig. 5　Photograph of the DETF array and unit（a）, sensing units（b）, and packaged magnetic sensor（c）

采用 74HC14 系列 CMOS 反相器和典型门振荡电路，激励 DETF 谐振器振荡产生谐振并输出稳定的方波信号。所用门振荡电路原理及实物照片如图 6 所示。门振荡电路由放大器和反馈网络组成。在反相器的两端并联了一个 1MΩ 的反馈电阻，使反相器工作在线性区，并作为一个放大器工作；DETF 谐振器在门振荡电路中与反相器并联，充当反馈网络，并起到选频的作用。当放大器和反馈网络的闭环增益大于等于 1 且总相移为 0 或 2π（360°）的整数倍时，门振荡电路趋于稳定，并输出一个稳定的方波信号，方波信号的频率取决于 DETF 谐振器的谐振频率。



（a）门振荡电路原理图

（a）Schematic diagram of gate oscillator circuit



（b）门振荡电路照片

（b）Photograph of gate oscillator circuit

图 6　门振荡电路

Fig. 6　Gate oscillator circuit

2.2　实验测试系统

如图 7 所示为谐振式磁传感器的测试系统，主要包括电磁铁（可产生磁场 0-1T），高斯计，程控直流电流源（0-10A，60V），高精度频率计和直流电压源等仪器。磁传感器居中放置在电磁铁的两个磁极面的中间，

且磁传感器敏感单元的长度方向与电磁铁的磁极面垂直。使用程控电流源给电磁铁供电产生所需的偏置磁场，并用高斯计测量电磁铁产生磁场的大小。利用频率计测量磁传感器通过门振荡电路输出的谐振频率变化。整个系统使用上位机实现自动控制测量，即使用 LabVIEW 软件编写 vi 程序实现高斯计测量值读取，程控电流源输出电流的大小控制、频率计频率测量值记录。

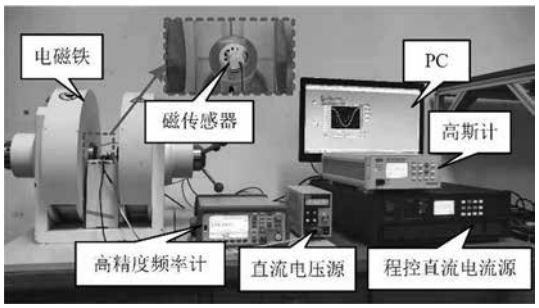


图 7　谐振式磁传感器实验测试系统

Fig. 7　The experimental setup of resonant magnetic sensor

3　结果及讨论

如图 8 所示为真空封装磁传感器在零偏置磁场下的阻抗/相位–频率特性曲线。从图中可以看出，零磁场作用时，传感器的初始谐振频率为 36.774kHz，这个值要大于有限元仿真得到的音叉谐振频率值 35.418kHz，这是因为仿真过程中忽略了音叉的表面电极和制作过程中的尺寸误差。

根据测得的阻抗曲线，参考文献［13］的方法，计算得到此谐振式磁传感器在真空环境下的 Q 值。如图 9 所示，为传感器在不同直流偏置磁场下的 Q 值变化曲线。从图中可以看出传感器的 Q 值在 14661 至 18645 之间波动，平均值为 16764。Q 值的波动可能是由于使用扫频方法测量传感器的阻抗特性曲线造成的，因为扫频阻抗特性曲线的数据点是有限的，在计算 Q 值时必须对数据进行插值处理。

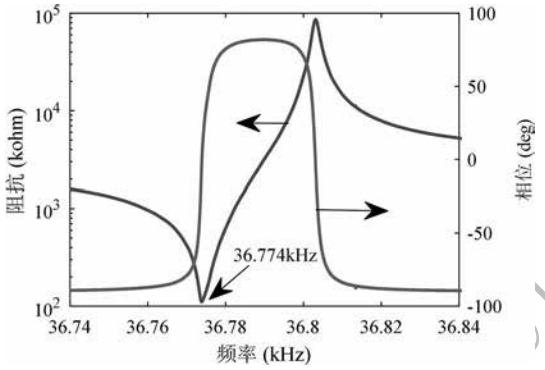


图 8　零偏置磁场时磁传感器的阻抗–频率特性曲线

Fig. 8　Magnitude response of the resonant magnetic sensor without dc bias field

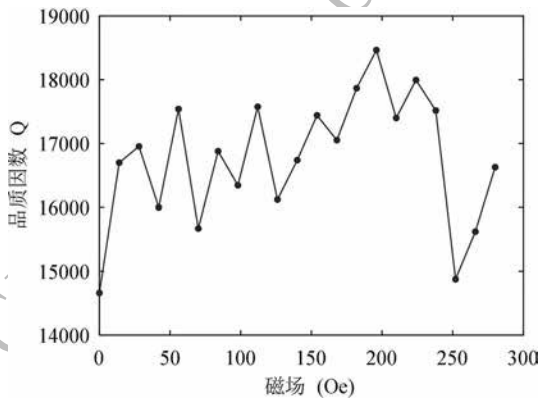


图 9　谐振式磁传感器的 Q 值随 磁场变化曲线

Fig. 9　Q-factor of the sensor as a function of dc magnetic field

如图 10 所示为使用示波器观察到的门振荡电路输出方波信号的波形。此外，还使用数字万用表（Fluke 17B）测试了门振荡电路接入真空封装磁传感器与非真空封装磁传感器时的功耗，测试结果显示，接入真空封装磁传感器时的功耗为 124.8μW（3V，41.6μA）；而接入非真空封装磁传感器时的功耗为 207.9μW（3V，69.3μA）。这说明真空封装减小了 DETF 谐振器振荡所需的能量损耗，降低了传感器的功耗。

测试了传感器谐振频率随偏置磁场变化情况，测试结果如图 11 所示。在 0~500Oe 的直流偏置磁场范围内，传感器输出的谐振频率变化了约 641.2Hz，对应的谐振频率偏移率为 1.75%，这个结果小于仿真结果 1.98%。这两者之间的差异可能是由于仿真参数与实

际制备器件所用各部件的参数之间存在误差所致。

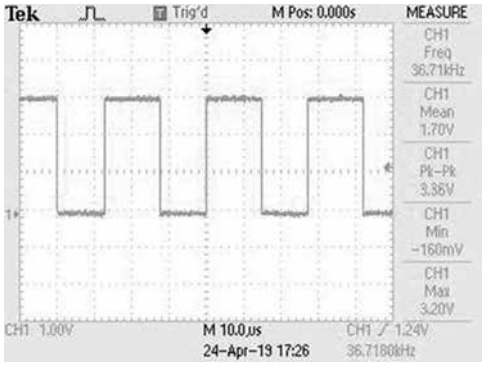


图 10　门振荡电路输出方波信号波形

Fig. 10　Digital frequency signal displayed on the oscilloscope

磁致伸缩材料在低磁场和高磁场区域具有较强的非线性，使用时需要施加优化的偏置磁场使其工作在线性区。直观的，从图 11 可以看出需要施加大约 165Oe 的偏置磁场，才能使谐振式磁传感器工作在最优线性区。对传感器线性区的线性拟合曲线表明传感器的灵敏度约为 3.05Hz/Oe，线性区最大滞后约为 5Hz。

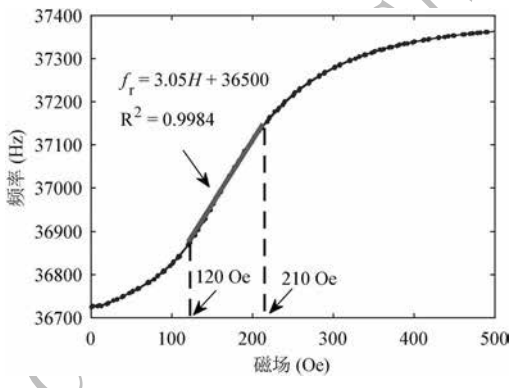


图 11　传感器谐振频率随偏置磁场变化曲线

Fig. 11　Resonant frequency of the sensor as a function of dc magnetic field

将两块尺寸为 10mm×5mm×2mm，沿厚度方向磁化的钕铁硼永磁体分别放置在磁传感器单元的两端，给磁传感器提供直流偏置磁场，并测试了磁传感器对阶梯变化直流磁场的响应，结果如图 12 所示。从图中可以看出，传感器能够分辨出阶梯变化为 6mOe 的直流磁场。

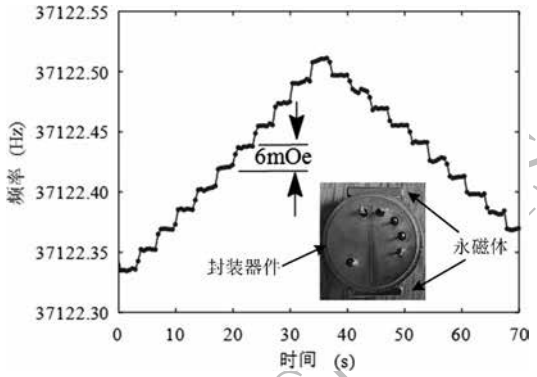


图 12　谐振式磁传感器对阶梯变化直流磁场的响应

Fig. 12　Response of the sensor to small step changes of dc magnetic field

4　结论

将双端固定石英音叉谐振器与铁镓合金以“并联结构”的方式复合，设计了一种谐振式磁传感器。磁致伸缩材料在磁场作用下产生的磁致伸缩应力传递到双端固定石英音叉谐振器的纵向，从而使音叉谐振器的谐振频率发生偏移。制备真空封装的传感器样件进行了实验测试，结果表明该谐振式磁传感器具有高灵敏度（3.05Hz/Oe）、高 Q 值（16764）、高分辨率（6mOe）、低功耗（124.8μW）等优点，为磁场测量提供了一种新的解决方案。

参考文献：

[1] Lenz J, Edelstein S. Magnetic sensors and their applications [J]. IEEE Sensors Journal, 2006, 6 (3): 631-649.

[2] Herrera-May, Agustín L, Aguilera-Cortés, Luz A, García-Ramírez, Pedro J, et al. Resonant Magnetic Field Sensors Based on MEMS Technology [J]. Sensors, 2009, 9 (10): 7785-7813

[3] Kumar V, Ramezany A, Mahdavi M, et al. Amplitude modulated Lorentz force MEMS magnetometer with picotesla sensitivity [J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2016, 26 (10): 105021.

[4] Zhang W, Lee E. A Horseshoe Micromachined Resonant Magnetic Field Sensor with High Quality Factor [J]. IEEE Electron Device Letters, 2013, 34 (10): 1310-1312.

[5] Park B, Li M, Liyanage S, et al. Lorentz force based resonant MEMS magnetic-field sensor with optical readout [J]. Sensors and Actuators A Physical, 2016, 241.

[6] Bahreyni B, Shafai C. A Resonant Micromachined Magnetic Field Sensor [J]. IEEE Sensors Journal, 2007, 7 (9): 1326-1334.

[7] Jahns R, Zabel S, Marauska S, et al. Microelectromechanical magnetic field sensor based on ΔE effect [J]. Applied Physics Letters, 2014, 105 (5): 052414.

[8] Zabel S, Kirchhof C, Yarar E, et al. Phase modulated magnetoelectric delta-E effect sensor for sub-nano tesla magnetic fields [J]. Applied Physics Letters, 2015, 107 (15): 152402.

[9] Nan T, Hui Y, Rinaldi M, et al. Self-Biased 215MHz Magnetoelectric NEMS Resonator for Ultra-Sensitive DC Magnetic Field Detection [J]. Scientific Reports, 2013, 3: 1985.

[10] Cheng R, Zhao Y, Li C. Feasibility study of a pressure sensor based on double-ended tuning fork quartz resonator [C] // IEEE International Conference on Nano/micro Engineered and Molecular Systems. IEEE, 2014: 354-357

[11] Danel J S, Delapierre G. Quartz: a material for microdevices [J]. Journal of Micromechanics & Microengineering, 1999, 1 (4): 187.

[12] Fukuzawa K, Ando T, Shibamoto M, et al. Monolithically fabricated double-ended tuning-fork-based force sensor [J]. Journal of Applied Physics, 2006, 99 (9): 094901.

[13] Bian L, Wen Y, Li P. Composite Magnetoelectric Transducer of Terfenol-D and Pb (Zr, Ti) O Plates Bonded on an Elastic Substrate [J]. IEEE Sensors Journal, 2009, 9 (1): 45-50.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

SnO_2 气体传感器对挥发性有机物的温度调制动态响应特性及信号处理方法研究

孟凡利　祝学斌　张　华

（东北大学信息科学与工程学院　沈阳　110000）

摘　要：气体传感器的温度调制以及特征提取和分类识别技术在气体传感器信号的选择和识别方面有着重要的地位。本文详细地阐述了 EMD 以及在此之上的改进算法 VMD 的原理。为了能够高效地提取 SnO_2 气体传感器测量多种气体的动态测试特性，本文使用变分模态分解-希尔伯特变换解析气体传感器的响应信号，以获得的边际谱的谱峰作为信号的特征进行分析。通

作者简介：孟凡利（通讯作者），2002 年本科毕业于南京理工大学，2005 年在中科院合肥智能机械研究所获得硕士学位，2009 年在中国科学技术大学获得博士学位，2013 年至 2014 年在美国加州大学洛杉矶分校做访问学者，2005 年 6 月至 2017 年 4 月在中国科学院合肥物质科学研究院智能机械研究所工作，历任研究实习员、助理研究员、副研究员、研究员，2016 年 12 月以高层次人才引进方式进入东北大学信息科学与工程学院担任教授。主要研究方向为微弱信号的智能检测与智能分析、特种机器人传感器研究与开发、微纳结构气体传感器、新型感知器件与智能芯片、痕量检测技术与检测装置。E-mail：mengfanli@ise.neu.edu.cn

Meng Fanli, received the B. S. degree in Chemistry from Nanjing University of Science and Technology, in 2002, and the M. S. degree in Inorganic Chemistry from Institute of Intelligent Machines, Chinese Academy of Sciences, in 2005. He received his Ph. D. degree at University of Science and Technology of China, in 2009. He worked at Institute of Intelligent Machines, Chinese Academy of Sciences from 2005 to 2016. Currently, He works at Northeastern University as a professor. He did research at University of California, Los Angeles as a visiting scholar from Feb. 2013 to Feb. 2014. His current work mainly focuses on the sensing materials and nanosensors. He is an associated editor of the journal of Micro & Nano Letters and Journal of Sensors.

祝学斌，2018 年于东北大学获得学士学位，现为东北大学硕士研究生，主要研究方向为气体传感器信号的特征提取和分类识别。E-mail：543879330@qq.com

Zhu Xuebin, who received his bachelor's degree from Northeastern University in 2018, is now a master's student of Northeastern University. His main research direction is feature extraction and classification and recognition of gas sensor signals.

张华，女，博士，副教授，硕士生导师。分别于沈阳工业大学、浙江大学和东北大学获得工学学士、硕士和博士学位。主要从事智能数据分析与信息处理、图像识别与信息隐藏、动态智能测量理论与技术等研究。E-mail：zhanghua@ise.neu.edu.cn

Zhang Hua, female, doctor, associate professor, master tutor. She obtained bachelor's, master's and doctoral degrees in engineering from Shenyang University of Technology, Zhejiang University and Northeastern University, respectively. Mainly engaged in intelligent data analysis and information processing, image recognition and information hiding, dynamic intelligent measurement theory and technology research.

*基金项目：国家重点研发计划（2019YFB2006001），国家自然科学基金（61833006，61673367），教育部中央高校基本科研业务费（N180408018，and N170405001），兴辽英才计划（XLYC1807198）和辽宁省自然科学基金（20180550483）资助项目。

过使用特定波形的电压来使电阻丝温度产生相应变化的方式，控制 SnO_2 传感器对不同 VOC 气体产生具有独特特征的电信号波形。通过测试以及数据的分析证明了提取边际谱的方法可以有效地保存被检测气体的特征。使用支持向量机对四种算法提取出的特征进行分类，发现变分模式分解-希尔伯特变换所提取出特征的分类效果最好，说明该方法在特征提取方面具有其优越性。

关键词：变分模式分解；温度调制；特征提取；分类识别

中图分类号及文献标识码：　　。

Study on the dynamic response of temperature modulation of SnO_2 gas sensor to volatile organic compounds and its signal processing method

Meng Fanli　Zhu Xuebin　Zhang Hua

(*Northeastern University*, *School of information science and engineering*, *Shenyang* 110000, *China*)

Abstract: Temperature modulation, feature extraction and classification recognition of gas sensors play an important role in the selection and recognition of gas sensor signals. This paper describes the principle of EMD and the improved algorithm VMD. In order to extract the dynamic test characteristics of various gases measured by SnO_2 gas sensor efficiently, variational mode decomposition-Hilbert transform is used to analyze the response signal of gas sensor, and the spectrum peak of the obtained marginal spectrum is taken as the signal characteristic for analysis. The SnO_2 sensor is controlled to produce electrical signal waveforms with unique characteristics for different VOC gases by using specific waveform voltages to cause corresponding changes in resistance wire temperature. Through testing and data analysis, it is proved that the method of extracting the marginal spectrum can effectively preserve the characteristics of the detected gas. Using support vector machine to classify the features extracted by the four algorithms, it is found that the features extracted by variational mode decomposition-hilbert transform have the best classification effect, which indicates that this method has its superiority in feature extraction.

Keywords: Variational mode decomposition; temperature modulation; feature extraction; classification and recognition.

0　引言

挥发性有机物（volatile organic compounds, VOCs）的分析和检测一直是一个比较受人关注的问题，目前，VOCs 的检测方法主要有质谱、色谱等较大型分析仪器和气体传感器两种[1]。与大型测试仪器相比，传感器的体积小，成本低，且操作简单，非常适合检测 VOC 气体。气体传感器是一种可以感应正常的环境中气体主要成分的敏感设备。它将气体的类型和浓度等相关信息转换为特定的电信号，并分析特定电信号的各种特性，以获得环境中待测气体的有关信息，从而起到监测和预警等功能。气体传感器在气体的感知和定量、定性检测中不可或缺的设备之一，起到了至关重要的作用。但是目前对气体传感器响应信号的分析仍然是静态分析较多，也即是在设定好的温度下对特定浓度的气体进行检测。静态测试往往只能够反映出传感器对某种浓度气体的响应倍数，无法据此判断出该种气体的种类，也无法获取传感器

对该种气体的响应特征[2-3]。而通过周期性更改施加到传感器上的温度进行的动态测试可以获得传感器对不同种类和浓度的气体具有的独特响应特性。通过提取这些特征并进一步的分析和处理，可以对这些特征进行分类识别。本文使用 SnO_2 气体传感器对酒精、正丙醇、乙酸丁脂、2-丁酮进行了动态测试。

常见的用于提取传感器的信号特征的方法有：主成分分析法（PCA）、小波变换（DWT）、希尔伯特-黄变换（HHT）等。这三种办法都可以实现对传感器信号的特征提取，但都具有一定的缺点。PCA 可以使用降维方法用数个综合变量替代初始的多个变量，这些综合变量收集了原始变量的大多数信息。可以通过计算综合主成分函数的分数来科学地评估客观现象。此外，在应用方面强调对信息贡献和影响的综合评估。但是，当主成分因子负荷的符号为正或负时，综合评估功能的意义不明确，命名准确度比较差[4]。小波变换明显地解决了傅里叶变换应用于非平稳信号的弊端，提供了信号的时频混合表示，在众多的领域都有着非常高效的用途。但也存在母小波选取困难，分解层数难以确定等问题[5]。希尔伯特-黄变换中的经验模态分解（EMD）可以自适应地把初始信号分解为多个 IMF 分量，不存在分解数量选择困难的问题。但 EMD 也会导致模态混叠的发生[6-7]。

本文所采用的特征提取办法是 2014 年 Konstantin Dragomiretskiy 在 EMD 基础上所提出的变分模式分解（VMD）[8]。与 EMD 相比，VMD 避免将各个模式转换为具有显式 IMF 的信号。且它可以将信号精确地或最小二乘地分解为给定数量的模式，使得每个单独的模式具有有限的带宽。此外，将模型应用于更复杂的信号，并与其他方法进行比较，也取得了较为成功的分解结果。

1 SnO_2 气敏材料实验方案

1.8g 的 CTAB 和 1.2g 的 $Sn(Cl)_2 \cdot 2H_2O$ 被溶解到 20ml 的二次水里，与此同时，0.6gNaOH 也被溶解进 20ml 的水溶液里面。两份溶液各自在 25℃下磁力搅拌约 20min，随后把两者混合均匀，在 25℃下磁力搅拌约 20min。随后，搅拌完成的溶液缓慢地倒入两个 25ml 的反应釜中，严密封好。将恒温干燥箱设定为 140℃和 24h，将封好的反应釜放入。加热结束后关掉加热设备，等加热设备降至 25℃后拿出反应釜，将其中生成的产物倒入离心管中，用纯水和无水乙醇分别离心洗涤多次，收集沉淀物。之后将沉淀物放入 60℃的恒温干燥箱里干燥 20 h，待干燥完毕后，将其放入马弗炉中在 500℃下进行 2h 的退火，退火完成后收集纳米花状的 SnO_2 产物[9]。

2 实验设备

本实验使用的设备构造如下图 1 和 2 所示，在陶瓷管表面两端有印刷金电极，每个电极上分别有两根测试电阻丝，陶瓷管内部穿过加热丝，测试电阻丝和加热丝焊在传感器的黑色六角底座上。

完整的动态测试模型如下图 3，SnO_2 传感器放置在方形测试室的中心。在测试室的两侧有进气和排气口，一个用于通空气，另一个用于通待测气体。施加在 SnO_2 传感器陶瓷管和电阻丝上的电压均由电脑控制，同时进行数据采集和解析的工作[10]。

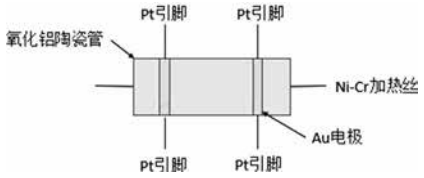


图 1 陶瓷管详细结构

Fig. 1 Ceramic tube detailed structure

图 2 六角传感器

Fig. 2 Hexagonal sensor

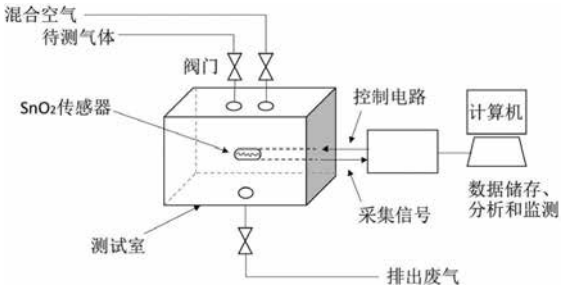


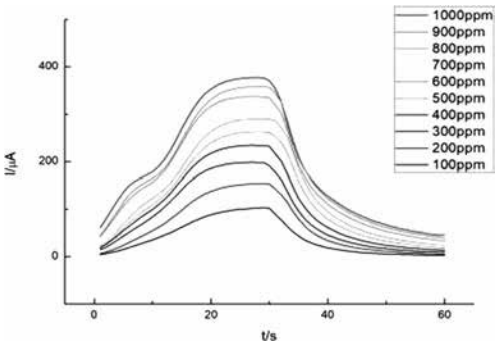
图 3　实验装置示意图

Fig. 3　Schematic diagram of experimental equipment

3　动态测试

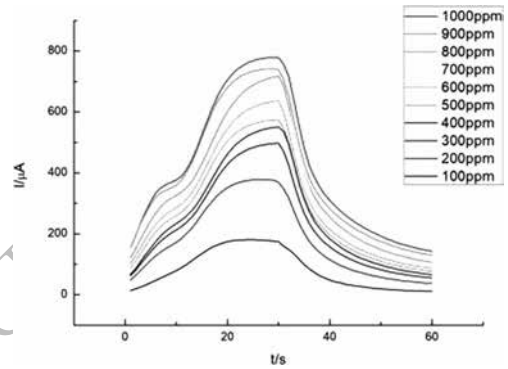
气体传感器的动态测试是根据特定波形控制施加在传感器电阻丝上的温度的上升和下降，以使传感器对不同的 VOC 气体具有独特的响应特性。这种独特的响应主要反应为阻值的变化，而温度的升高和降低过程中，由于不同气体的影响，阻值的变化也会呈现独特的特征。

对 SnO_2 气体传感器的电阻丝施加占空比为 50% 的矩形波电压，测试乙醇、正丙醇、乙酸丁酯、2-丁酮四种气体 100-1000ppm 浓度下的动态响应波形。波形如图 4 所示，四种气体浓度进行规律性递增，特征波形也随之出现较为规律性的变化。



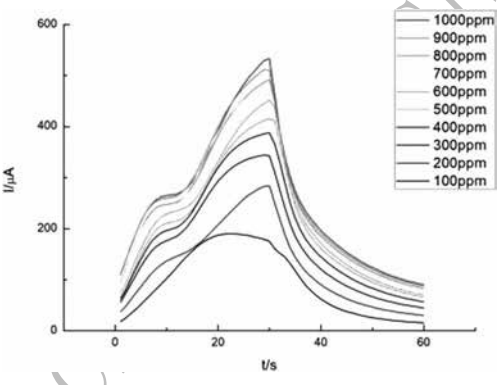
（a）乙醇

（a）ethanol



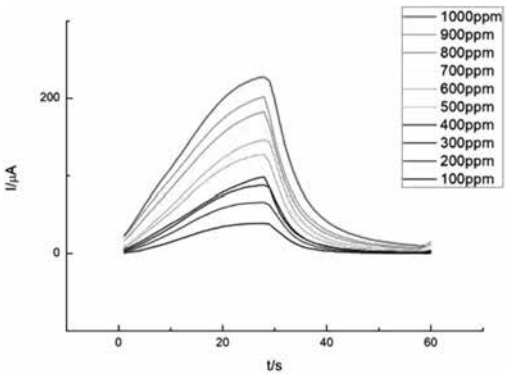
（b）正丙醇

（b）Are propanol



（a）乙酸丁酯

（a）Butyl acetate



（a）2-丁酮

（a）2-butanone

图 4　气体浓度梯度动态响应波形

Fig. 4　Gas concentration gradient dynamic response waveform

4　特征提取

4.1　经验模态分解（EMD）

EMD 分解所获得的 IMF 分量含有以下特点：①函数的极点和零交叉的个数相同或相差不能多于 1 个；②在任意一个点上，由函数的上和下包络所求出的均值必须始终保持是 0。所以，极大和极小点各有一个以上是该信

号能够使用 EMD 的基本要求。若该信号内只有拐点而不含其他极大或极小值点，则可进行先微分后积分的操作。即先获得含有极大和极小值点的分函数，然后对分函数进行积分，达到最终目的[11]。

EMD 的具体步骤可概括为：

步骤 1：三次样条插值把原始序列 x（t）局部极大和极小点拟合成 x（t）的上下包络；

步骤 2：求出上和下包络之间的均值，记为 n_1。用 x（t）减去 n_1 即可得到一个新的数据序列 h_1；

$$h_1 = x(t) - n_1 \tag{1}$$

步骤 3：但是，h_1 仍旧不算是一个平稳时间的序列数据，所以，重复步骤 1 和步骤 2，也就是通过 k 次的不断迭代，使得平均包络趋于 0；

$$h_{1k} = h_{1(k-1)} - n_{1k} \tag{2}$$

式中：h_{1k} 为第 k 次筛选所得到的序列数据；$h_{1(k-1)}$ 为第 $k-1$ 次筛选所得数据；n_{1k} 为 $h_{1(k-1)}$ 上下包络线的均值。

步骤 4：通过式（3）计算限制标准差 I_{SD}：

$$I_{SD} = \sum_{k=1}^{T} \frac{|h_{1(k-1)}(t) - h_{1k}(t)|}{h_{1(k-1)}^2(t)} \tag{3}$$

式中：T 为时间信号长度；I_{SD} 的值常取 0.2-0.3。

比较求得的 I_{SD} 在不在 0.2-0.3 范围之内来判断 h_{1k} 是不是符合 IMF 的前提。若满足条件，则令 $c_1 = h_{1k}$，c_1 即为第 1 个 IMF 分量。

步骤 5：原信号序列 x（t）减掉 c_1，可获得去高频组分的差值序列 r_1，可表示为下式（4）：

$$r_1 = x(t) - c_1 \tag{4}$$

步骤 6：重复步骤 1-5，依次得到 c_2，$r_2 = r_1 - c_2$，c_3，$r_3 = r_2 - c_3$，…，c_n，$r_n = r_{n-1} - c_n$，直到信号 r_n 趋于单调或者常数时，则结束重复过程。至此，原信号 x（t）即被分解为 IMF 分量 c_1，c_2，…，c_n 及均值或趋势项的叠加：

$$x(t) = \sum_{i=1}^{n} c_i + r_n \tag{5}$$

4.2 变分模式分解（VMD）

VMD 是有效的信号处理办法，其总体框架是一个变分问题。VMD 不同于循环滤波的 EMD。假设每个 IMF 都是一个有限带宽，具有不同的中心频率。它的目标是最小化每个 IMF 估计带宽的总和。该算法可分为变分问题的结构和求解[8]。具体描述如下：

4.2.1 变分问题的结构

VMD 算法把信号解析转变为变分的迭代求解过程。将原始信号分解为 k 模函数，u_k（t）（$k=1$，2，…K）以最大程度地减少任意一个模函数的预计带宽和。其约束变分模型构造如下：

$$\left\{ \begin{aligned} &\min_{\{u_k\},\{\omega_k\}} \left\{ \sum_{k=1}^{K} \left\| \partial_t \left[\left(\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right) u_k(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right\|_2^2 \right\} \\ &s.t. \sum_{k=1}^{K} u_k = f \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

4.2.2 变分问题的解

①通过引进二次罚因子 C 和 lagrange 乘子，把上述约束变分问题转变成非绑定变分问题，其中 C 保证了信号重构的精度，保持了约束的严密性。增广拉格朗日表示如下：

$$\begin{aligned} &L(\{u_k\},\{\omega_k\},\theta) = \\ &C\sum_{k=1}^{K} \left\| \partial_t \left[\left(\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right) u_k(t) \right] e^{-j\omega_k t} \right\|_2^2 + \\ &\left\| f(t) - \sum_{k=1}^{K} u_k(t) \right\|_2^2 + \langle \theta(t), f(t) - \sum_{k=1}^{K} u_k(t) \rangle \end{aligned} \tag{7}$$

②利用交替方向乘法器（ADMM）求解上述变分问题的鞍点，随后，$\hat{u}_k^{n+1}$，ω_k^{n+1}，θ^{n+1} 被交替更新（n 代表迭代次数）：

$$\hat{u}_k^{n+1}(\omega) = \frac{\hat{f}(\omega) - \sum_{k=1}^{K} \hat{u}_k(\omega) + (\hat{\theta}(\omega)/2)}{1 + 2C(\omega - \omega_k)^2} \tag{8}$$

$$\omega_k^{n+1} = \frac{\int_0^{\infty} \omega |\hat{u}_k(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\hat{u}_k(\omega)|^2 d\omega} \tag{9}$$

$$\hat{\theta}^{n+1}(\omega)=\hat{\theta}^{n+1}(\omega)+\tau\left[\hat{f}(\omega)-\sum_{k=1}^{K}\hat{u}_k^{n+1}(\omega)\right] \tag{10}$$

式中：$\hat{u}_k^{n+1}(\omega)$ 等于当前剩余量 $\hat{f}(\omega)-\sum_{i\neq k}\hat{u}_i(\omega)$ 的维纳滤波结果；ω_k^{n+1} 是当前 IMF 谱的重心；对 $\hat{u}_k(\omega)$ 采用 fourier 反变换求实部$\{u_k(t)\}$。

③给定判别精度 $c>0$，停止迭代的收敛条件为：

$$\sum_{k=1}^{K}\frac{\|\hat{u}_k^{n+1}-\hat{u}_k^{n}\|_2^2}{\|\hat{u}_k^{n}\|_2^2}<e \tag{11}$$

VMD 算法的具体过程总结如下：

步骤 1：初始化$\{u_k^1\}$，$\{\omega_k^1\}$，$\hat{\theta}^1$ 和 n；

步骤 2：根据式（8）（9）（10）更新$\{\hat{u}_k^{n+1}\}$，$\{\omega_k^{n+1}\}$和 θ^{n+1} 的值；

步骤 3：判断能否符合收敛要求（11），重复上述步骤 1-2 更新参数，直到满足收敛停止条件；

步骤 4：根据预先给定的模态数，得到与之对应的模态子序列。

下图 5 为 100ppm 浓度乙醇波形的变分模式分解图；下图 6 为所有 IMF 分量求希尔伯特变换后的总边际谱。不同气体不同浓度下的边际谱波形呈现出不同的特征，有着独特的特点，故可将其作为从响应信号中提取出的特征进行分类。

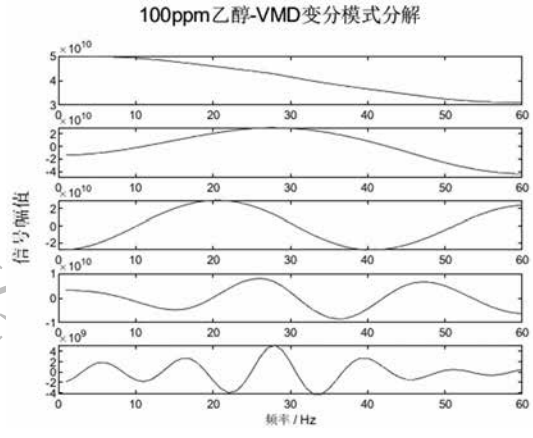


图 5　100ppm 乙醇变分模式分解图

Fig. 5　Decomposition diagram of variational model of 100ppm ethanol

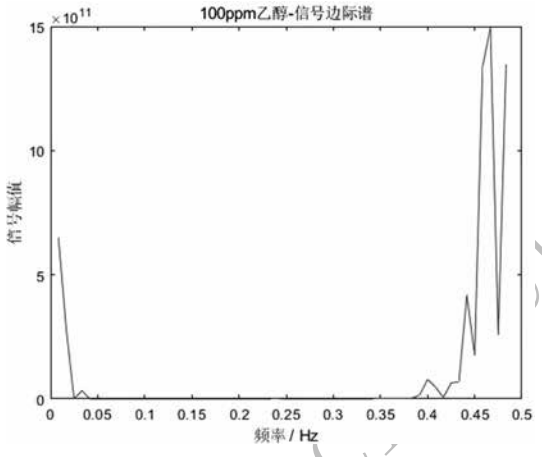


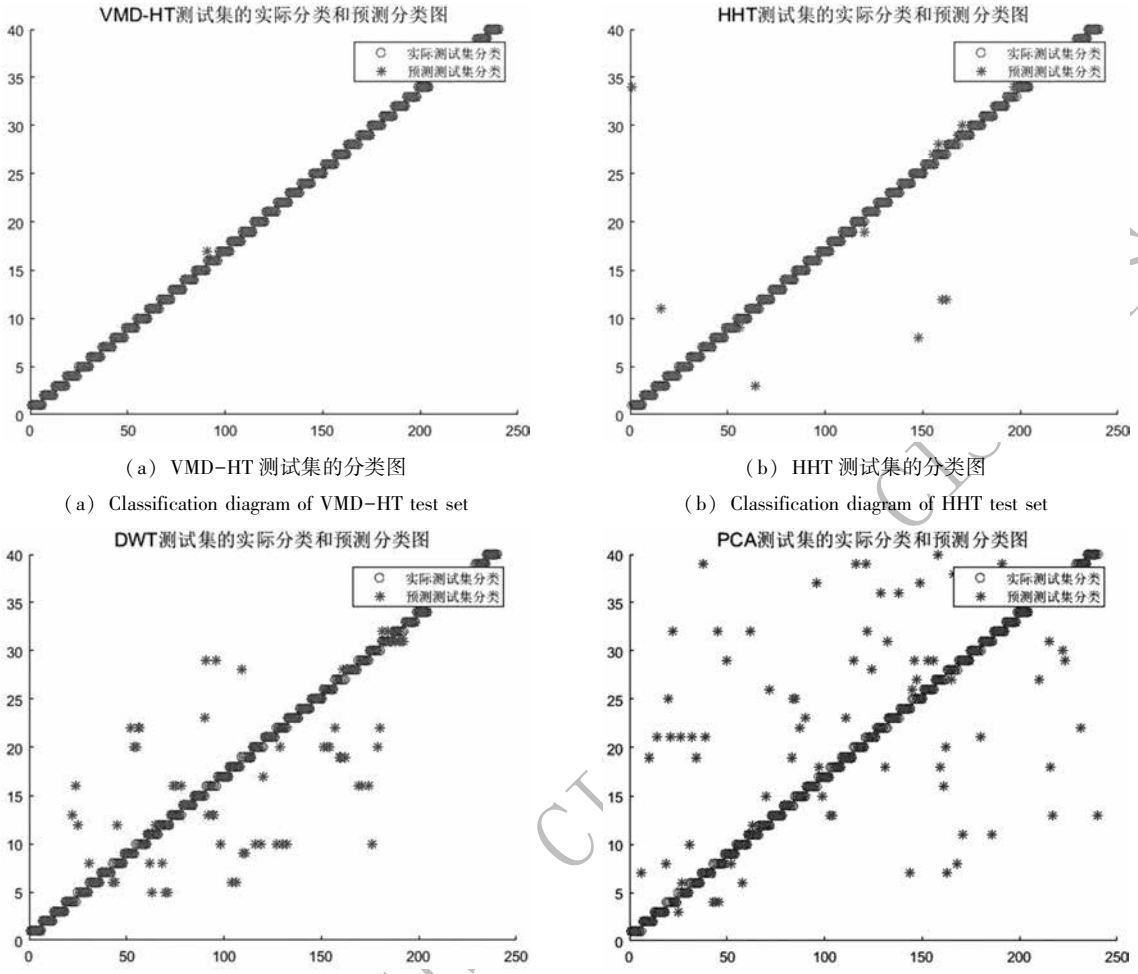
图 6　100ppm 乙醇希尔伯特边际谱

Fig. 6　Hilbert marginal spectrum of 100ppm ethanol

5　分类识别

选用支持向量机（SVM）作为分类识别办法对提取出的特征进行分类。SVM 是一种新型的学习机，基于较少的样本信息，为获得最好的推广能力在学习能力与模型复杂性之间寻求最优折衷[12]。SVM 通过将非线性可分的样本的输入向量进行非线性的变换，可以将其映射到高维空间中转变为线性可分。SVM 的核心思想是在映射后的高维空间里，发现一个最佳的分界面[13]。样本为空间的点，最优分界面最大限度将不同类样本分隔于两侧，边缘数据点落于平面上。最佳超平面介于两个平行的超平面之间[14-20]。

使用 SVM 对（VMD-HT）变分模式分解-希尔伯特变换提取出的特征进行分类，并与 PCA、DWT、HHT 所提取的特征的 SVM 分类效果进行对比。由图 7 及表 1 的显示可以看出，VMD-HT 所提取出的特征的分类准确率是 4 种方法中最高的，达到 99.5833%，远高于 PCA 和 DWT，明显高于 HHT 的 SVM 分类准确率，分别是 68.75%、74.1667%、94.1667%。这说明 VMD-HT 所提取出的特征能够更加准确、全面地表示原始信号本身所携带的信息。



（a）VMD-HT 测试集的分类图

（a）Classification diagram of VMD-HT test set

（b）HHT 测试集的分类图

（b）Classification diagram of HHT test set

（c）DWT 测试集的分类图

（c）Classification diagram of DWT test set

（d）PCA 测试集的分类图

（d）Classification diagram of PCA test set

图 7　SVM 实际和预测分类图

Fig. 7　SVM actual and predicted classification diagrams

表 **1**　四种方法提取特征的 **SVM** 正确率

Table 1　The SVM accuracy of the four methods was extracted

特征提取算法	分类正确率
VMD-HT	99.5833%
HHT	94.1667%
DWT	74.1667%
PCA	68.75%

6　总结

气体传感器信号的动态测试以及特征提取和分类识别是当前气体传感器方面的重要技术，可用 1 个传感器满足对若干种气体的检测。本文介绍了经验模态分解以及在其基础上改进的变分模式分解，通过提取希尔伯特边际谱谱峰作为特征，能够刻画被测气体特征。随后采用基于变分模式分解-希尔伯特变换的气体传感器信号特征提取方法，提取了乙醇、正丙醇、乙酸丁酯、2-丁酮四种气体各 10 个浓度梯度矩形波数据的特征。采用支持向量机对该特征提取方法以及希尔伯特-黄变换、小波变换、主成分分析法共四种方法提取出的特征分别进行分类，统计分类准确率。最终发现变分模式分解-希尔伯特变换方法所提取出的特征分类准确率最高，证明该

方法相比于其他特征提取方法而言，在一定的信号数量限制下的分类效果具有其优越性。

参考文献：

[1] Timsorn K, Thoopboochagorn T, Lertwattanasakul N, etal. Evaluation of bacterial population on chicken meatsusing a briefcase electronic nose [J]. Biosystems engineering, 2016, 151: 116-125.

[2] 黄行九，孟凡利，刘锦淮，皮宗新，余增亮．二氧化锡气体传感器对有机磷农药残留的动态检测 [J]．分析化学，2004 (09)：1262-1266.

[3] Li Z, Askim J R, Suslick K S. The optoelectronic nose: colorimetric and fluorometric sensor arrays [J]. Chemical reviews, 2018, 119 (1): 231-292.

[4] Shahid A, Choi J H, Rana A, et al. Least Squares Neural Network-Based Wireless E-Nose System Using anSnO_2 Sensor Array [J]. Sensors, 2018, 18 (5): 1446.

[5] 罗宇．基于深度信念网络的气体传感器漂移补偿 [D]．重庆大学，2017.

[6] Xu Y, Zhao X, Chen Y, et al. Research on a Mixed Gas Recognition and Concentration Detection Algorithm Based on a Metal Oxide Semiconductor Olfactory System Sensor Array [J]. Sensors, 2018, 18 (10): 3264.

[7] 何爱香，唐祯安，魏广芬，余隽．基于温度调制的气体传感器动态信号识别研究 [J]．传感器与微系统，2015，34 (06)：24-26.

[8] Dragomiretskiy K, Zosso D. Variational mode decomposition [J]. IEEE transactions on signal processing, 2013, 62 (3): 531-544.

[9] 蒋小红．三维 ZnO、SnO_2 纳米花的构筑及其气敏特性的研究 [D]．西北师范大学，2016.

[10] 孙雪．基于传感器阵列的鲜食葡萄冷链微环境气体检测方法研究 [D]．山东工商学院，2018.

[11] 安文，魏广芬，杨春英．气体传感器温度调制信号的瞬时频谱分析 [J]．传感技术学报，2012，25 (06)：782-788.

[12] Yan D, Cao H, Zhang P, et al. Fuzzy Linguistic Odor Cognition for Robotics Olfaction [J]. IEEE Transactions on Cognitive and Developmental Systems, 2018.

[13] 季俊杰．基于数据驱动的气体传感器故障诊断方法研究 [D]．重庆大学，2017.

[14] Liu H, Tang Z. Metal oxide gas sensor drift compensation using a dynamic classifier ensemble based on fitting [J]. Sensors, 2013, 13 (7): 9160-9173.

[15] Luo Y, Ye W, Zhao X, et al. Classification of data from electronic nose using gradient tree boosting algorithm [J]. Sensors, 2017, 17 (10): 2376.

[16] Acuña-Avila P, Calavia R, Vigueras-Santiago E, et al. Identification of Tequila with an Array of ZnO Thin Films: A Simple and Cost-Effective Method [J]. Sensors, 2017, 17 (12): 2943.

[17] Mishra V N, Dwivedi R, Das R R. Classification of gases/odors using dynamic responses of thick film gas sensor array [J]. IEEE Sensors Journal, 2013, 13 (12): 4924-4930.

[18] Deng C, Lv K, Shi D, et al. Enhancing the discrimination ability of a gas sensor array based on a novel feature selection and fusion framework [J]. Sensors, 2018, 18 (6): 1909.

[19] 陈志芸．基于 BP 神经网络的 VOCs 混合气体检测研究 [D]．宁波大学，2017.

[20] Wei G, Li G, Zhao J, et al. Development of a LeNet-5 Gas Identification CNN Structure for Electronic Noses [J]. Sensors, 2019, 19 (1): 217.

柔性高灵敏压力传感器及体表脉搏监测系统

孟柯妤，王　雪，杨　进

（重庆大学 光电工程学院 光电技术及系统教育部重点实验室 重庆 400044）

摘　要：为了实现“以治疗为中心”到“以预防为中心”的转变，用于人体健康监测的智能传感终端及相应的智能诊断评估方法亟待研究。本文以体表脉搏波为检测对象，基于摩擦起电效应研究了一种网状结构柔性压力传感器，区别于传统柔性传感器的多层膜结构，本传感器中间层采用网状膜结构，具有较强的弹性变形能力，利于在一个较宽的外部压力范围内感知微弱的压力波动；并结合小型化电路和蓝牙4.0技术设计实现了基于脉搏波的可穿戴式人体健康监测系统。通过实验测试表明，传感器具有高灵敏度（45.7mV/Pa），快速响应时间（<6 ms），及长期工作稳定性（40，000次的加载/卸载循环测试）等性能；与医疗仪器测试结果对比，其脉搏波波形与医疗监护仪测试结果保持高度一致，能够实现对人体体表不同部位、同一部位偏差点以及不同健康状况人群的脉搏传感，成功实现了对人体心血管主要状态参数的提取和健康评估。

关键词：治未病；脉搏波传感；柔性压力传感器；可穿戴技术

中图分类号：TN212　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**460.4020

作者简介：孟柯妤，重庆大学光电工程学院仪器科学与技术专业博士研究生，主要研究方向为先进传感技术。E-mail：20160802053@cqu.edu.cn.

Meng Keyu is a PhD candidate in Chongqing University. Her main research interest is advanced sensing technology.

王雪，重庆大学光电工程学院仪器科学与技术专业博士研究生，主要研究方向为先进传感技术。E-mail：20180802027t@cqu.edu.cn.

Wang Xue is a PhD candidate in Chongqing University. Her main research interest is advanced sensing technology.

杨进（通讯作者），2007年于重庆大学获得工学博士学位，现为重庆大学光电工程学院教授，主要研究方向为传感技术、自供电技术和信息获取及处理技术研究。E-mail：yangjin@cqu.edu.cn.

Yang Jin received his Ph. D. degree in 2007 from Chongqing University, now he is a professor in Chongqing University. His main research interests include sensing technology, self-powered technology and information acquisition & processing.

*基金项目：国家自然科学基金项目（No.51675069）

High-sensitive flexible pressure sensor and epidermal pulse monitoring system

Meng Keyu, Wang Xue, Yang Jin

Chongqing University, College of Opto-electronic Engineering, Key Laboratory of Optoelectronic Technology & Systems (Ministry of Education), Chongqing, 400044, *China*

Abstract: In order to realize the transition from "treatment-centered" to "prevention-centered", intelligent sensor terminals and corresponding intelligent diagnostic evaluation methods for human health monitoring need to be studied urgently. In this paper, the body surface pulse wave is used as the detection object. Based on the friction electrification effect, a flexible pressure sensor with a mesh structure is studied. It is different from the traditional multi-layer membrane structure of the flexible sensor. The elastic deformation ability is conducive to the perception of weak pressure fluctuations in a wide external pressure range; combined with the miniaturization circuit and Bluetooth 4.0 technology design, a wearable human health monitoring system based on pulse waves is implemented. Experimental tests show that the sensor has high sensitivity (45.7mV/Pa), fast response time (<6 ms), and long-term working stability (40, 000 loading/unloading cycle tests). Compared with the test results of medical instruments, the pulse wave waveform is highly consistent with the measured results of medical monitor, and it can realize pulse monitoring of different human body parts, the deviation point, and people under different health conditions, which successfully realized the extraction of cardiovascular parameters and assessment of health condition.

Key words: Disease treatment; pulse wave sensing; flexible pressure sensors; wearable technology

0 引言

随着社会经济的快速发展，国民的生活水平不断提高，然而，生活节奏的加快及社会压力的增大，使得人们的作息及饮食习惯越来越不规律，患心血管疾病的概率也日益增高。据 2018 年世界卫生组织统计，心血管疾病的患病人数约为 2.9 亿，由心血管疾病导致的死亡率占所有死亡构成原因的首位。在中国，也存在着各种诱发心血管疾病的潜在危险因素，这些因素加速了心血管疾病发病人数的增长。因此，及时防治心血管疾病是目前公共卫生领域亟待解决的问题，也是实时生理健康监测领域所关注的焦点。

人体脉搏波与心血管疾病有着密不可分的关系[1-4]。目前对脉搏波、动脉硬化、血压以及睡眠呼吸综合症的权威检测医疗设备的体积都比较庞大，且价格昂贵，部分设备还需要在专业医护人员规范的操作下才能进行监测使用。这给日常生活中想要及时获知自己身体状况的人们带来了极大的不便，尤其不适用于想要进行心血管系统相关生理参数检测的中老年患者。近年来，随着智能产品蓬勃发展，柔性可穿戴电子产品表现出独特的优势。但市面上大部分消费类电子产品只是具有监测佩戴者心率变化的功能，在研究脉搏的临床价值方面还有待提高。因此，越来越多的学者致力于柔性电子皮肤、柔性可穿戴传感器智能医疗的研究，旨在通过柔性传感器的设计实现人体心血管系统健康状况

监测。基于光电原理的传感器受外界环境尤其是自然光线的影响较大[5,6]；基于压阻、电容式原理的传感器需要通过特定的工艺对所用材料进行相应处理，增加了制备的难度和生产成本，且对材料的选择存在一定的局限性[7,8]。

基于此，本文设计了基于摩擦起电效应的柔性高灵敏压力传感器，其响应时间短、可靠性好。为了更好地解决脉搏信号在采集过程中引入的干扰，在硬件方面，我们设计了针对于柔性压力传感器的小型化集成电路，能够准确地提取到人体不同体表部位脉搏、同一体表部位偏差点脉搏和不同健康状况人群的脉搏信号，并且能够捕捉到脉搏波波形中的特征点。进一步地，通过与蓝牙传输模块相结合，可以将数据实时发送到手机 App 中进行显示，根据所计算的心血管健康参数判断和评估心血管疾病。

1 柔性压力传感器设计及工作原理

1.1 柔性压力传感器结构

本文将织物交叉编织的灵感与摩擦起电效应相结合，设计出了基于网状结构的柔性薄膜压力传感器。该传感器分为三层：PDMS 保护层、PTFE 网状结构层和镀有 ITO 电极的 PET 基底，通过在 ITO 电极层引出导线，进而实现电信号输出。

本文所制作的基于网状结构的柔性压力传感器如图 1（a）所示，该传感器的外形呈正方体形状，厚度约为 1mm。其基底为背面镀有 ITO 电极，厚度为 100 μm 的聚乙烯对苯二酸脂（PET）薄膜，基底的正上方是网状结构的 PTFE 薄膜。为了满足传感器的小型化，同时又能够覆盖人体的脉搏部位，将传感器面积控制在 $1cm^2$，并选用 8×8 支数的 PTFE 矩形条带，每个条带的尺寸为 8 mm×1.3 mm。为了使传感器能够更均匀地感知外力，在 PTFE 网状结构层上贴附了一层厚度为 70 μm 的聚二甲基硅氧烷（PDMS）薄膜，该薄膜既能够将力均匀地作用于传感器表面，又能够起到保护层的作用，使传感器具有耐久性和耐磨性。由于中间的网状结构层兼具间隙层和摩擦层的双重作用，为上下层提供了相对运动空间。当传感器受到外界压力作用时，保护层能够均匀的将力传递给中间层，使得 PTFE 网状结构层与 PET 基地充分地接触。此外，由摩擦纳米发电机的工作原理可知，两种摩擦材料间有效接触分离面积的变化量将直接决定传感器输出特性的好坏。网状结构的设计实现了不同摩擦层间的最大化接触分离，有效地提高了传感器的输出性能。

为了增大摩擦面积并提高摩擦材料表面的电荷密度，对 PTFE 薄膜表面进行了纳米化实验处理。经过纳米线修饰后的 PTFE 电子显微镜（SEM）扫描图像如图 1（b）所示，纳米线的平均聚集直径为 110 nm，平均长度为 0.8 μm。柔性材料制作而成的传感器，易于弯曲变形，能够很好地贴附在曲面物体表面，如图 1（c）所示。

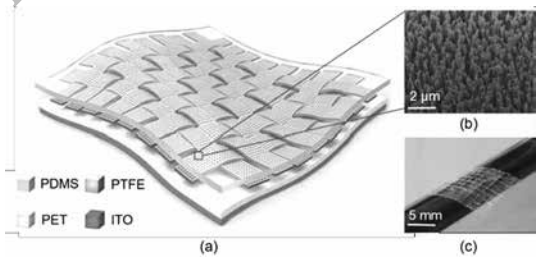


图 1 （a）基于网状结构的柔性压力传感器结构设计图，（b）等离子体刻蚀的 PTFE 纳米线 SEM 图，（c）传感器能够灵活的至于曲面物体上

Fig. 1. （a）Structural design diagram of flexible pressure sensor based on mesh structure，（b）A SEM image of plasma-etched PTFE nanowires. The scale bar is 2 m. （c）A photograph showing an as-fabricated sensor，which is flexible and can be easily wrapped onto a curved surface

1.2 传感器工作原理

传感器在外部周期性压力作用下循环发电的过程如图 2 所示，基于摩擦起电和静电感应的耦合作用产生电信号[9,10]。对于初始状态，PTFE 薄膜与人体皮肤接触，由于动脉脉搏跳动，PTFE 薄膜受到外界压力作用使其表面和 PET 基底相互接触，由于摩擦起电导致

两者之间产生电荷转移现象。此外，这两种材料因具有着不同的电子亲和力，根据摩擦电极性序列[7]，PTFE 容易捕获电子，PET 更易失去电子，因此，二者摩擦所产生的正电荷转移到 PET 表面，负电荷转移到 PTFE 表面。由于产生的电荷是等量异性的，恰好互相达到平衡，所以在外电路中没有电流产生，如图 2（a）所示。当 PTFE 薄膜逐渐与 PET 基底分离时，由于静电感应，PET 表面的正电荷在 ITO 电极上感应出负电荷，ITO 电极与接地端之间也会产生电位差，电势不同导致自由电子从地面通过外部电路流入 ITO 电极，如图 2（b）所示。随着 PTFE 薄膜与 PET 分开距离不断增大，当 PET 表面的正电荷与 ITO 电极上的负电荷完全平衡时，外电路中便没有电流输出，如图 2（c）所示。随后，脉搏跳动的压力作用在 PTFE 薄膜使其再次靠近 PET 表面时，电子将从 ITO 电极流向地，同时 ITO 电极上的负电荷减少，从而得到反向的电流信号，如图 2（d）所示。以上便是基于单电极摩擦电纳米发电机的柔性压力传感器一个周期内的工作全过程。由于脉搏不断跳动，通过柔性压力传感器产生周期变化的电信号，即可实现对脉搏的测量。

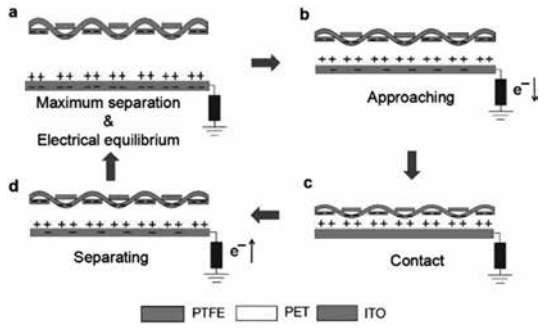


图 2　柔性压力传感器的工作原理图

Fig. 2.　Schematic diagram of the flexible pressure sensor

2　基于 K 值分析方法的健康监测技

脉搏波的波形特征信息与生理因素存在着必然的联系，为了研究两者的关系，国内外许多研究者以临床试验或者模型计算脉图为依据，分别在时域或频域提取脉搏波特征信息。为了弥补时域分析的不足，北京工业大学罗志昌教授等人提出了一种以脉图面积变化为脉搏波特征量值 K 值得波形系数的新的提取方法[11,12]，K 值得定义为：

$$K=\frac{P_m-P_d}{P_s-P_d} \tag{1}$$

其中 $P_m=\frac{1}{T}\int_0^T p(t)\,dt$ 为平均动脉压，它等于一个心动周期 T 中脉搏压力 p（t）的平均值，P_s，P_d 分别为收缩压和舒张压。通过大量的临床检测，证实了由心血管生理病理上的变化将会引起脉图特征和面积的相应变化，它可以反映在特征量值的变化上。本文正是在这一理论基础上，利用求得的脉搏波波形系数值，来计算其它心血管生理参数。由于收缩期和舒张期的脉搏波开始扩散到动脉系统时，不仅受心脏本身的影响，同时会受到流经动脉及其分支的各种生理因素的影响。通过计算 K 值，可以根据以下等式计算心血管生理参数，本文主要对动脉顺应性 AC 和外周阻力 TPR 进行了计算。

$$AC=\frac{SV}{P_s-P_d}(ml/mmHg) \tag{2}$$

$$TPR=\frac{P_m}{SV}\times T(mmHg\cdot s/ml) \tag{3}$$

其中心搏出量 $SV=\frac{0.28}{K^2}(P_s-P_d)\,T(ml)$。以上公式中，仅仅涉及到 P_s，P_d，HR 和 K，可以很方便的实现无创连续监测心血管参数。

3　可穿戴式无线脉搏监测系统

微型化，准确化，无线通信，安全性和互操作是可穿戴式监护设备的基本要求。基于无线蓝牙通讯技术的可穿戴健康监测系统主要由脉搏信号检测模块、蓝牙低功耗通信模块、手机客户端显示模块 3 个部分组成，实现了蓝牙数据通讯、脉搏信号处理及显示等功能的结合。整个系统框架见图 3。其中，脉搏波信号检测模块包括放大、滤波、模数转

换以及蓝牙通讯模块，经过一系列数据处理后，将采集到的脉搏信号通过蓝牙技术传输到智能手机终端应用。

图 3　小型化信号处理电路，
（a）信号处理电路流程图，（b）信号处理电路实物图

Fig. 3.　Miniaturized signal processing circuit,
(a) The flow chart of signal processing circuit,
(b) The picture of signal processing circuit

4　实验测试与应用

4.1　传感器性能测试

为了测试柔性压力传感器的性能，采用自制的压力测试系统，包括振动台和高精度测力计。为了获取灵敏度，以 2 Hz 的恒定频率分别对传感器进行加压和减压测试，其电压-压强曲线图如图 4（a）所示。可以明显看出正向和反向的压力曲线没有明显的滞后，其迟滞误差仅为 3.4%。另外，压强响应曲线在两个不同区域中具有不同的斜率。在较低压强（<0.71 kPa）的区域内，电压以 45.7 mV/Pa 的极好的压强灵敏度线性增加，最小检测下线可达 2.5 Pa。当压强达到 0.71 kPa 时，增长趋势相对较慢，几乎饱和，灵敏度为 10.6 mV/Pa。

进一步地，测量了传感器的响应时间，对动态压力输入下的输出电压信号进行了测试，如图 4（b）所示。传感器输出电压与施加压力的波形曲线保持了良好的一致性。并对同一个周期内的施加压力和释放压力两个瞬间的波形变化进行了细节放大，结果显示其响应时间小于 5 ms。

作为可穿戴健康监测传感器，器件的鲁棒性和输出稳定性在实际应用测试中也是极为重要的一点。为了验证这一性能指标，我们对传感器在压力为 0.6 kPa，频率为 2 Hz 时，进行了长达 40，000 次的加压/减压机械循环测试，并展示了传感器在 40，000 次机械循环作用力前后的 200 s 时间内的输出电压波形，如图 4（c）所示。为了更加直观的表示，将整个重复性测试实验的最初 10 s 和最后 10 s 的输出电压波形进行放大显示。通过对比这两个细节波形，可以看出传感器输出电压幅值没有明显变化，保持着稳定的输出，从而证明了传感器具有良好的鲁棒性。

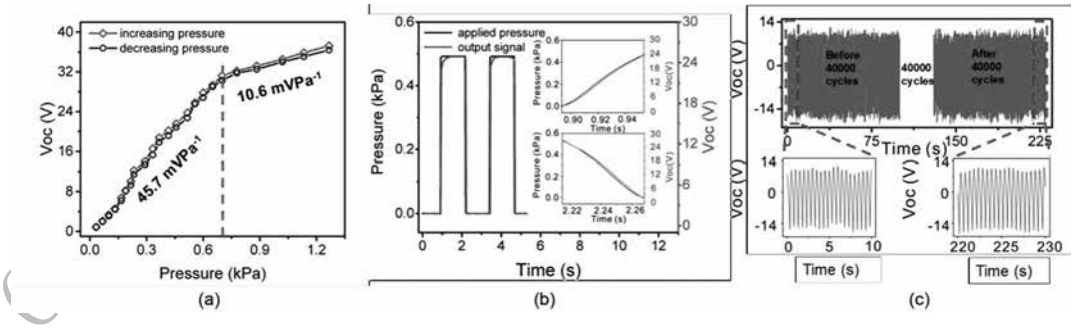


图 4　柔性压力传感器电学性能测试，（a）开路电压与压力大小曲线，（b）循环响应测试图，
（c）不同循环次数后的开路电压与压力大小曲线

Fig. 4.　Electrical characteristic test of flexible pressure sensor, (a) The open-circuit voltage curve of flexible pressure sensor with different pressure, (b) Response test diagram, (c) The open-circuit voltage curve of flexible pressure sensor after different cycle times.

4.2　脉搏波传感

脉搏波信号中携带了反映人体生理健康状态的重要信息，从脉搏波信号中我们可以提取很多重要的生理信息，对人体健康状态的评估起到至关重要的作用。大量临床测试

结果证明，由反射波和从心脏发出波的波形相叠加而形成的脉搏波，其形态、波幅、波速以及周期等方面的信息能反映许多心血管系统的生理、病理特征。

采用本文设计的可穿戴健康监测系统，将柔性网状结构压力传感器分别放置于人体不同体表部位，对手指、手腕、耳门和脚踝四个部位进行脉搏测试，图 5a，b 分别表示记录的四个周期的手指和手腕部位脉搏波形图。从图中可以看出柔性传感系统测得的脉搏波波形质量较好，能够得到三个清晰可辨的脉搏参数：收缩压（P_s）、脉压差（PP）和舒张压（P_d）。说明了设计的基于摩擦纳米发电机的柔性压力传感器性能良好，尽管手指和耳门部位的脉搏跳动强度相比手腕部位要若一些，基于网状结构的压力传感器依旧可以灵敏地捕捉到微弱的压力信号，为心血管健康监测提供了重要的保障。

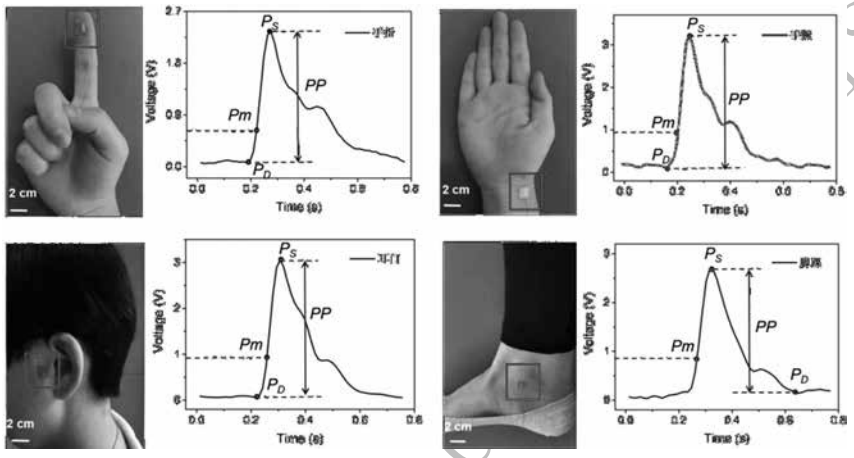


图 5　不同部位脉搏波测试，（a）手指部脉搏波信号，（b）手腕部脉搏波信号

此外，传感器测试到的脉搏信号其差异性还与很多因素有关，例如所测试的位置是否有骨骼支撑，或是测试的部位皮肤组织层的厚度差异等，这些客观因素都会对脉搏波信号产生影响[13,14]。为了说明所设计的柔性压力传感器能够在同一身体部位的动脉血管周围的不同位置均能够保持测试的一致性，将尺寸为 1cm^2 的传感器分别贴附在如图 6（a）所示桡动脉处的七个不同位置点，对其进行脉搏测试，测试结果如图 6（b-h）所示。

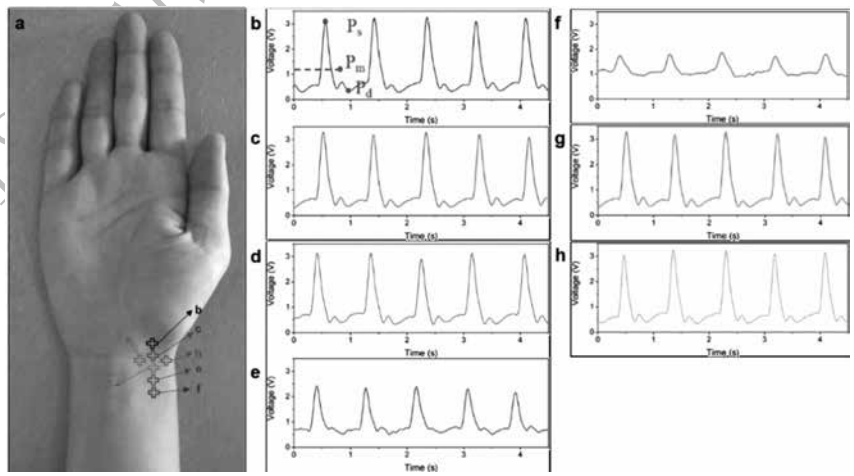


图 6　（a）人体手腕处的七个位置偏差点，（b-h）测试的脉搏波波形。

Fig. 6.　（a）The device was worn against seven different point of human wrist，（b-h）The measured pulse wave

进一步地，对不同年龄以及不同体质的人进行了脉搏波测试。众所周知，年龄是影响脉搏波波形的重要因素之一，随着人们年龄的增长，动脉血管壁逐渐增厚变硬，失去弹性，这种生理的变化会导致脉搏波波形以及特征点位置发生相应的变化。通过测试不同年龄人桡动脉处的脉搏波，并观察其波形差异，从而实现对疾病的早期预防。如图 7 所示，分别测试了 26 岁、46 岁、51 岁、61 岁健康女性的脉搏波。从结果可以看出，无论是年轻人还是老年人，脉搏波中的特征点均清晰可见，并且其波形存在明显差异。对于 26 岁的年轻女性，其血管弹性功能较好，波形呈现出主波窄而高的特征。随着年龄的增长，对于 61 岁的老年人，血管弹性功能减弱，主波峰较圆滑，一些特征点会变得不明显。

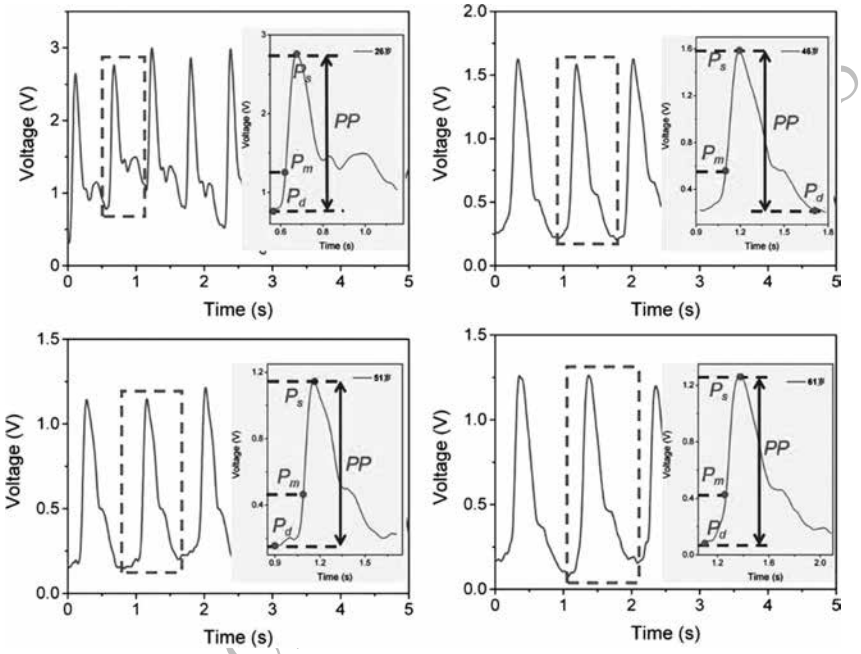


图 7　不同年龄健康女性脉搏波波形

Fig. 7.　The pulse waveform of different age women

根据采集到的不同人群脉搏数据，对其进行心血管参数计算，表 1 为计算的不同心血管参数值。从测试结果可以看出老年人的 K 值和 TPR 值要高于年轻人，而 AC 值小于年轻人。这一现象说明了当人体血管外周阻力、血管弹性或者是血液粘度发生变化时，K 值、AC 和 TPR 也会发生相应的变化。在实际测试中发现，不同的生理状态下，有时会存在相同 K 值的情况，而 AC 和 TPR 则不同。因此，仅仅通过计算 K 值不足以全面评价心血管系统的特征，同时计算 K 值、AC 值和 TPR 值，有助于我们更加准确地评估人体心血管系统的健康状况，及时预防心血管疾病。

表 **1**　不同年龄和不同健康状况人群血流参数值

Table 1　Values of blood flow parameters of different ages and different health status

生理状态 血流参数	K 值	外周阻力（TPR）	动脉顺应性（AC）	心率（HR）
年轻人	0. 29	0. 61	3. 04	75
健康中老年人	0. 31	0. 67	2. 57	70
高血压患者	0. 33	0. 69	2. 35	59
健康孕妇	0. 3	0. 52	1. 78	81
高血压孕妇	0. 34	0. 74	1. 74	108

4. 3　实际监测应用

为了更好地展示所设计的可穿戴健康监

测系统具有无线连续地测试人体不同部位脉搏波的功能，将传感器直接贴附在指腹、手腕、以及耳门三个部位，图 8 分别为实时测试到的三个部位的脉搏波。通过蓝牙模块将数据发送至手机 APP 客户端，对接收到的数据进行计算和显示。由于传感器具有轻便和高灵敏度的特性，为今后昂贵的医疗设备提供了一种高效、经济的替代方案。

图 8　无线可穿戴健康监测系统分别贴附在人体，（a）指腹、（b）桡动脉和（c）耳门部位时的脉搏波测量实物图

Fig. 8.　Wireless wearable health monitoring system is worn against human, (a) finger pulp, (b) wrist and (c) ear for real-time pulse wave measurement

为了验证传感器测试的脉搏波形是否准确，我们将其测试结果与医院所用的医疗监护仪进行（BLT-M800）对比。实验中，利用所制作的传感器与医疗监护仪同时测试一名 52 岁中年人的指腹脉搏。测试者左手食指佩戴指夹式脉搏监测探头，右手食指放置在所制作的传感器表面上，如实物图 9 所示。通过图中显示的波形，能够清楚地看到传感器测试的脉搏波波形与监护仪上记录的脉搏波波形保持高度一致，并且根据波形所计算的心率值也与监护仪显示结果一样，证明了所制作的基于网状结构的柔性高灵敏压力传感器具有良好的可靠性。

图 9　使用传感器和医疗监护仪同时进行指腹脉搏波监测

Fig. 9.　Simultaneous finger pulse wave monitoring using the sensor and a commercial medical monitor

5　结论

本文提出了一种无创监测心血管生理参数的方案，采用基于摩擦起电效应的柔性自供电式压力传感器，通过测试结果可以看出，传感器具有很高的灵敏度，有利于感知外界微弱压力信号。当外界压强 $P<0.71$ kPa 时，传感器的灵敏度为 45.7 mV/Pa；当外界压强大小 $P>0.71$ kPa 时，传感器的灵敏度为 10.6 mV/Pa，经过 40，000 次循环后依然保持良好的灵敏度特性。

同时，本文设计了可穿戴无线监护系统，实现了人体多个部位脉搏信号、以及不同人群脉搏信号的采集，能够敏感的捕捉到脉搏波关键峰值点进而实现了多种生理参数的准确测量。通过对不同年龄和不同生理状况的人群进行脉搏测试，获得的结果符合生理变化规律。实现了将实时连续健康监测的思想应用于移动医疗中，医护人员可以随时获得病人的身体状况，做到实时诊断，节约医疗资源，提高效率，对个性化健康监测和评估、疾病诊断具有重要意义。

参考文献：

[1] 董勇兵．心血管生理参数监测系统的研究［D］．西安理工大学，2018.
DONG Y B. Study on cardiovascular physiological parameters monitoring system［D］. Xi'an Universi-

ty of Technology, 2018.

[2] 马佳辉. 基于脉搏信号的人体脉搏特征参数的研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2018.
MA J H. Research on the characteristic parameters of human pulse based on pulse signal [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018.

[3] O´ROURKE M F, GALLAGHER D E. Pulse wave analysis [J]. Journal of hypertension. Supplement: official journal of the International Society of Hypertension, 1996, 14 (5): S147-S157.

[4] WILKINSON I B, COCKCROFT J R, WEBB D J. Pulse wave analysis and arterial stiffness [J]. Journal of cardiovascular pharmacology, 1998, 32: S33-S37.

[5] LOCHNER C M, KHAN Y, PIERRE A, et al. All - organic optoelectronic sensor for pulseoximetry [J]. Nature Communications, 2014, 5: 5745.

[6] YOKOTA T, ZALAR P, KALTENBRUNNER M, et al. Ultraflexible organic photonic skin [J]. Science Advances, 2016, 2 (4): e1501856.

[7] GONG S, SCHWALB W, WANG Y, et al. A wearable and highly sensitive pressure sensor with ultrathin goldnanowires [J]. Nature Communications, 2014, 5: 31-32.

[8] NIE B, LI R, CAO J, et al. Flexible TransparentIontronic Film for Interfacial Capacitive Pressure Sensing [J]. Advanced Materials, 2015, 27 (39): 6055-6062.

[9] YANG J, CHEN J, SU Y, et al. Eardrum - Inspired Active Sensors for Self - Powered Cardiovascular System Characterization and Throat - Attached Anti - Interference Voice Recognition [J]. Advanced Materials, 2015, 27 (8): 1316-1326.

[10] MENG K, ZHAO S, ZHOU Y, et al. A Wireless Textile Based Sensor System for Self-Powered Personalized Health Care. Matter, 2019, 1, 1875.

[11] 罗志昌, 张松, 杨文鸣, 等. 脉搏波波形特征信息的研究 [J]. 北京工业大学学报, 1996, 22 (1): 71-79.
Luo ZH CH, ZHANG S, YANG W M, et al. Study on the characteristic information of pulse wave [J]. Journal of Beijing University of Technology, 1996, 22 (1): 71-79.

[12] 罗志昌, 程桂馨, 吴峥嵘, 等. 人体脉搏波波形参数与生理参数间关系的理论和实验研究 [J]. 北京工业大学学报, 1988, (02): 22-29.
LUO ZH CH, CHENG G X, WU ZH R, et al. Theoretical and experimental study on the relationship between the parameters of human pulse wave shape and physiological parameters [J]. Journal of Beijing University of Technology, 1988, (02): 22-29.

[13] KEMMOTSU O, UEDA M, OTSUKA H, et al. Arterialtonometry for noninvasive, continuous blood pressure monitoring during anesthesia [J]. Anesthesiology, 1991, 75 (2): 333-340.

[14] DRZEWIECKI G M, MELBIN J, NOORDERGRAAF A. Arterialtonometry: review and analysis [J]. Journal of biomechanics, 1983, 16 (2): 141-152.

衬底温度对 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 热敏薄膜电性能的影响

王向斌　孔雯雯　常爱民

（中国科学院新疆理化技术研究所 乌鲁木齐 830011）

摘　要：负温度系数（NTC）热敏材料由于其高精度，高稳定性被广泛用于家电器件，汽车，智能等领域。具有尖晶石结构的 Mn-Co-Ni-O 热敏薄膜由于其体积小，性能高，成本低等优势可广泛应用于常温领域。采用磁控溅射系统制备薄膜时，衬底温度会直接影响薄膜生长过程，因此本文在 Si_3N_4 衬底，不同衬底温度下（50℃，100℃，150℃，200℃，250℃，300℃）溅射 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 热敏薄膜，通过性能分析对其机理进行研究，并选择出制备热敏薄膜的一个最佳衬底温度。

关键词：负温度系数；热敏薄膜；衬底温度

引言

20 世纪以来，世界便开始进入到信息时代，在利用信息时，首要问题是如何获得准确可靠的信息，而传感器便是一种获取信息的主要手段。温度传感器就是生活生产中应用比较广泛的一种传感器，主要用于温度测量，控制及补偿[1]。随着 21 世纪的到来，各种新兴科技不断发展进步，智能化，数字化，微型化，网络化，自动化成为传感器的主要特点。相比传统的温度传感器来说，薄膜型温度传感器由于具有元件尺寸小，响应快，灵敏度高，便于集成等优势，近年来得到了广泛关注[2]。

目前 Mn-Co-Ni-O 薄膜制备方法如表 1，然而这几种方法都有一定缺陷。电泳沉积可制备大面积薄膜，并且可在不规则形状衬底上镀膜，但制备的薄膜结晶度低，性能差[3-4]。电子束蒸镀成功解决了薄膜性能差的问题，但是制备的薄膜难以控制化学计量比[5-6]。激光分子束外延可在低温条件下原位生长织构膜或外延单晶膜，生长速率快，效率高，但制备的薄膜较薄[7-9]。而化学溶液沉积则可以制备多层复合薄膜，成膜面积大，但重复性不好且薄膜易龟裂。考虑到将来薄膜可以应用到元器件中，在本文中，我们选择了磁控溅射法生长薄膜，这种方法解决了前几种方法的缺点，可以制备出我们所需的性能优良的薄膜[10]。

表 1　常见 Mn-Co-Ni-O 薄膜制备方法

方法	优点	缺点
电泳沉积	可制备大面积薄膜材料，工艺简单	薄膜结晶度低，性能较差
电子束蒸镀	方法简单，薄膜性能稳定	难以控制薄膜化学计量比
激光分子束外延	可低温原位生长织构膜或外延单晶膜，生长速率快，效率高	制备的薄膜较薄
化学溶液沉积	可制备多层复合薄膜，成膜面积大，热处理温度低	薄膜易龟裂，重复性较差

续表

方法	优点	缺点
磁控溅射法	沉积速率高，膜厚均匀，重复性好	靶材利用率不高

在薄膜生长过程中，衬底温度会对薄膜晶粒形核长大有直接影响，从而影响薄膜形貌及电性能。因此本文采用直流磁控溅射，在 Si_3N_4 衬底上，不同衬底温度（50-300℃）下生长 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 薄膜。通过对薄膜表面形貌，结构及电性能分析来探究衬底温度对薄膜的影响，并选择出适合制备 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 薄膜的衬底温度。

1 实验

1.1 溅射镀膜

将 Si_3N_4 衬底分别在丙酮，酒精，去离子水，酒精中超声清洗 10 分钟，然后放入磁控溅射真空系统内，在不同衬底温度下进行溅射镀膜，镀膜后将样品放入管式炉并在 750℃ 退火 30 分钟，并在每组中取一个样品进行电极的制备。

1.2 性能表征

采用布鲁克公司的 D8 Advance 型 X 射线衍射仪表征薄膜样品的晶体结构。采用蔡司公司的 ZEISS 型扫描电子显微镜测试薄膜的表面形貌及厚度。采用自搭建电性能测试系统，测试薄膜的电学性能。

2 实验结果与分析

2.1 结构分析

图 1 是 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 热敏薄膜的 XRD 图谱。从图中可以看出，采用磁控溅射的 MCN 薄膜具有单一的尖晶石结构，物相结构与 JCPDS 库中的 84-0482 号卡片基本一致。图谱中的衍射峰分别对应面心立方（227）空间群（111），（220），（311），（222），（400），（422），（511），（440）衍射峰。其中薄膜的择优取向为（311）。衍射峰强度随衬底温度先增大后减小，200℃ 时衍射峰强度最大。

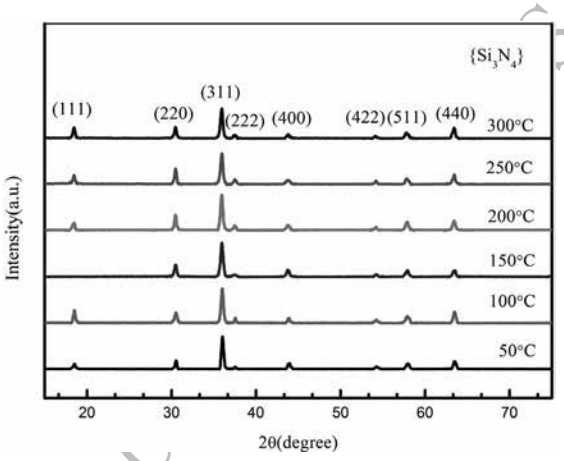


图 1 MCN 在不同衬底温度下溅射后的 XRD 图谱

2.2 形貌分析

图 2 为不同衬底温度溅射后 MCN 薄膜的表面形貌及断面图。可以看出，制备的薄膜致密性较好，随着衬底温度的增大，薄膜晶粒尺寸先减小后增大，薄膜厚度都在 200nm 左右。衬底温度为 100℃ 时，制备的薄膜表面平整度最好。当衬底温度升高到 150℃ 时，可以发现薄膜晶粒未完全长大，继续升高衬底温度到 200℃ 时，发现仍有部分晶粒未长大。升高衬底温度到 250℃ 时，晶粒充分长大，且薄膜的均匀性得到了提升。当衬底温度继续升高到 300℃，薄膜均匀性降低。

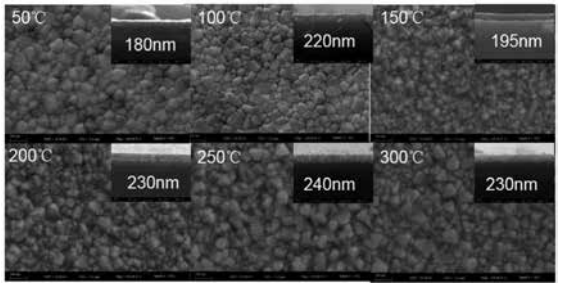


图 2 MCN 在不同衬底温度下溅射后的 SEM 图谱

图 2 为不同衬底温度溅射后 MCN 薄膜的表面形貌及断面图。可以看出，制备的薄膜

致密性较好，随着衬底温度的增大，薄膜晶粒尺寸先减小后增大，薄膜厚度都在 200nm 左右。衬底温度为 100℃时，制备的薄膜表面平整度最好。当衬底温度升高到 150℃时，可以发现薄膜晶粒未完全长大，继续升高衬底温度到 200℃时，发现仍有部分晶粒未长大。升高衬底温度到 250℃时，晶粒充分长大，且薄膜的均匀性得到了提升。当衬底温度继续升高到 300℃，薄膜均匀性降低。

2.3 电性能分析

图 3 为不同衬底温度下制备的薄膜的阻温关系曲线。从图中可以看出，薄膜电阻随温度升高呈指数下降，具有 NTC 特性。电阻大小关系为 $R_{50}<R_{150}<R_{100}<R_{300}<R_{200}<R_{250}$，整体趋势为衬底温度升高，电阻先升高后降低，250℃时电阻最大。150℃时电阻低于 100℃时电阻，可能原因是 150℃的结晶度高，导致晶界处载流子散射减少，从而导致电阻降低。

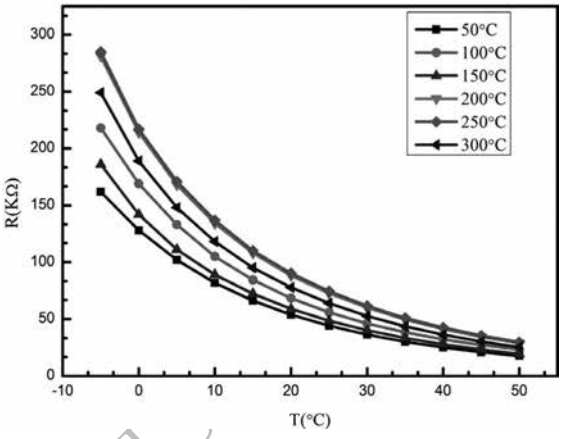


图 3 MCN 在不同衬底温度下溅射后的阻温曲线

表 2 为不同衬底温度下 MCN 薄膜的 $B_{25/50}$ 及老化率，分析可知衬底温度从 50℃升高到 300℃时，B 值分别为 3527.9K，3362.4K，4275.8K，4313.6K，4335.3K，4268.4K，老化率分别为 6.14%，14.5%，55.9%，6.05%，3.91%，27.4%。可以看出衬底温度为 250℃时，薄膜具有最高的热敏常数和最低的老化率。

表 2 不同衬底温度下 MCN 薄膜的 $B_{25/50}$ 及老化率

Si_3N_4	50℃	100℃	150℃	200℃	250℃	300℃
$B_{25/50}$（K）	3527.9	3362.4	4275.8	4313.6	4335.3	4268.4
老化率（%）	6.14	14.5	55.9	6.05	3.91	27.4

3 结论

本文采用直流溅射法在 Si_3N_4 衬底上，不同衬底温度（50 - 300℃）下制备了 $Mn_{1.5}Co_{1.2}Ni_{0.3}O_4$ 热敏薄膜，然后在 750℃下退火 30 分钟。制备的薄膜都具有单一的尖晶石结构和良好的结晶性。随着衬底温度的升高，薄膜晶粒尺寸先减小后增大，均匀性先降低后升高。衬底温度为 250℃时，薄膜具有最高的热敏常数和最低的老化率，稳定性较好，是最佳的衬底温度。

参考文献：

[1] Cai CH, Qin Ming. High-performance bulk silicon interdigital capacitive temperature sensor based on graphene oxide. Electronics Letters, 2013, 49: 488-489.

[2] WuJ, Huang ZM, Hou Y, et al. Structural, electrical, and magnetic properties of $Mn_{2.52-X}Co_XNi_{0.48}O_4$ film [J]. Journal of Applied Physics, 2010, 107: 0537161-05371616.

[3] ZhaoJianling, Wang Xiaohui, Hao Junjie, et al. Electrophoretic deposition and its application in ceramics processing. Journal of Functional Materials, 2005, 36: 15-168.

[4] ZhangDX, Li XM, Zhu YH, et al. Electrophoretic deposition of aqueous nano - $CrZrO_3$ suspension. International Journal of Applied Ceramic Technology, 2016, 13: 506-510.

[5] Qi HJ, Huang LH, Yuan JM, et al. Dynamic scaling in growth of ZrO2 thin films prepared by electronic beam evaporation. Chinese Physics Letters, 2003, 20: 709-712.

[6] Geng KW, Zeng F, Gu Y, et al. Magnetic proper-

ties of Fe/Ho multilayers prepared by electron-beam evaporation. JournalL of the Physics Society of Japan, 2006, 75: 8.

[7] Wang HS, Peng ZQ, Jin O, et al. Epitaxial growth of infinite layer MCuO2 (M = Ba, Sr, Ca) thin films and their superlattices by lasermolecular beam epitaxy. Physica C, 1997, 282: 697-698.

[8] Trusovas R, Niaura G, Gaidukevic J, et al. Graphene oxide - dye nanocomposites: effect of molecular structure on the quality of laser-induced graphene. Nanotechnology, 2018, 29: 44.

[9] Surrente A, Felici M, Gallo P, et al. Ordered systems of site-controlled pyramidal quantum dots incorporated in photonic crystal cavities. Nanotechnology, 2011, 22: 46.

[10] Chamorro W, Ghanbaja J, Battie Y, et al. Local structure-driven localized surface plasmon absorption and enhanced photoluminescence in ZnO-Au thin films. Journal of Physical Chemistry C, 2016, 120: 29405-29413.

CIS

基于巨磁阻抗效应磁传感器的信号调理电路研究

杨　标[1,2] 王晋超[1,2] 涂　鑫[1,2] 徐　雷[1,2] 蒋杰峰[1,2] 晋　芳[1,2]

(1. 中国地质大学（武汉）自动化学院武汉 430074；2. 复杂系统先进控制与智能自动化湖北省重点实验室武汉 430074)

摘　要：当前在各种磁场测量应用场景下对磁传感器的体积、测量范围等有了更高的要求。本文基于非晶材料的巨磁阻抗（Giant Magneto-Impedance，GMI）效应，选用非晶薄带磁性材料，利用其具有的尺寸小、易焊接、响应速度快与低功耗等特点研制了 GMI 磁传感器。同时针对巨磁阻抗效应传感器检测电路输出存在线性误差的现象，首先对非晶磁性材料性能进行测试并设计出相应的信号调理电路，然后制备开环 GMI 传感器测量其性能，最后在其基础上为降低输出线性误差制备了闭环 GMI 磁传感器。实验结果表明，闭环 GMI 传感器能完成±500μT 范围磁场的测量，线性误差不大于 0.12%，且稳定性较开环传感器好。

关键词：巨磁阻抗效应（GMI）；GMI 磁传感器；信号调理电路

中图分类号：TH7　　**文献标识码**：A

Research on signal conditioningcircuitbased on GMImagnetic sensors

Yang Biao[1,2], Wang Jinchao[1,2], Tu Xin[1,2], Xu Lei[1,2], JiangJiefeng[1,2], Jin Fang[1,2]

(1. *School of Automation*, *China University of Geosciences*, *Wuhan Hubei Province* 430074, *China*;
2. *Hubei Key Laboratory of Advanced Control and Intelligent Automation for Complex System*, *Wuhan Hubei Province* 430074, *China*)

Abstract: Currently required volume of the magnetic sensor, measuring range, etc. have higher magnetic field measurements under various scenarios. Based on the giant magneto-impedance (Giant

作者简介：晋芳（通信作者），2000 年于华中科技大学获得学士学位，2005 年于华中科技大学获得硕士和博士学位，现为中国地质大学（武汉）自动化学院测控技术与仪器系副教授，主要研究方向为磁性薄膜的制备和 GMI 传感器的应用。E-mail：jinfang78@cug.edu.cn

Jin Fang (Corresponding author) received herB. Sc. degree in 2000 from HuazhongUniversity of Science and Technology, received her M. Sc. degree and Ph. D. degree in 2005 from HuazhongUniversity of Science and Technology, now she is associate professor inChina University of Geosciences. Hermain research interests include fabrication ofmagnetic film and the application of GMI sensor.

杨标，2019 年于湖北民族大学获得学士学位，现为中国地质大学（武汉）硕士研究生，主要研究方向为微弱地磁传感器信号采集、提取和分析处理。E-mail：1201920980@cug.edu.cn

YangBiaoreceived his B. Sc. degree in 2019 from Hubei Minzu University. Now, he is aM. Sc student in China University of Geosciences. His main research interests include Weak geomagnetic sensor signal acquisition, extraction and analysis.

* **基金项目**：国家自然科学基金（41574175）资助项目

Magneto-Impedance, GMI) effect, the amorphous thin ribbon material chosen, the use of having a small size, easy to weld, fast response and low power consumption characteristics of amorphous material was developed GMI a magnetic sensor. While for the linearity error phenomenon GMI sensor detection circuit outputs, first the amorphous material and designed to test the performance of the corresponding signal conditioning circuit, and then open-loop sensor GMI its properties were measured, and finally on the basis of which to reduce the closed - loop output linearity error GMI magnetic sensors prepared. Experimental results show that, to complete the loop GMI sensors measure the magnetic field range of ±500μT linearity error is less than 0.12%, and better stability than the open-loop sensors.

Keywords: Giant Magneto-Impedance; GMI magnetic sensors; Signal conditioning circuit

0 引言

传感器是当今世界发展迅猛的技术之一，同时也是代表国家科学技术发展的一个重要标志。无论是在工业生产领域还是在日常生活中都离不开传感器。在各类传感器中，磁传感器是应用最为广泛的传感器之一，其被广泛的应用于工业、航空、国防等领域，在国家建设与工业生产中占有非常重要的地位[1]。

目前，mT 量级的磁传感器较为广泛的应用是在智能手机以及相关移动终端设备作为电子罗盘。在地球物理研究中，μT 量级的磁传感器被应用于资源勘探、火山活动、地质灾害监测等领域[1-3]。基于不同原理的磁传感器种类繁多，常用的磁传感器包括磁阻（Magneto-Resistance）传感器、磁通门（Fluxgate）传感器、超导量子干涉仪（SQUID）等。在这些传感器中 SQUID 传感器通常用于测量非常小的磁场，如生物磁场等；磁通门传感器具有较小的体积，可以用于检测较小的磁场，并且可以检测矢量，但是其响应速度通常较慢，其典型测量范围为 10pT 到 1μT；各向异性磁电阻（AMR）和巨磁电阻（GMR）传感器具有较小的体积和较低的成本，但它们的灵敏度都比较低，通常运用于 40-60μT 范围内的检测[7]。自 1992 年，日本 Mohri K 团队在 CoFeSiB 软磁非晶丝中发现巨磁阻抗（Giant Magneto-Impedance, GMI）效应以来，研究人员在非晶丝（带）、纳米晶丝（带）、薄膜等结构的 Fe 基、Co 基及 FeCo 基等多种软磁材料中均发现了 GMI 效应[4-6]。GMI 效应是当软磁材料中通过中高频交流激励的情况下，软磁材料的交流阻抗会随着外部的低频磁场的微小变化而产生巨大变化的现象。与传统磁传感器相比，利用巨磁阻抗效应设计的 GMI 磁传感器不但继承了传统磁传感器的优点，而且还具有灵敏度高、磁滞小、响应速度快等优点。

但目前 GMI 磁传感器中使用的非晶丝、带敏感材料本身的特性易受外界条件干扰，且 GMI 传感器检测电路输出存在一定的线性误差，使得当前 GMI 传感器还难以达到理论上的分辨率[7]，从而限制了在高灵敏度与高分辨率场合的应用。对于检测电路的问题，法国格勒布尔大学 Asfour 团队提出了一种高频幅值检测器并将其运用于非晶丝 GMI 材料[8]，使用 1MHz 的激励频率实现了±37.5μT 范围的测量。国防科技大学潘仲明教授团队[9] 提出了一种高灵敏度的 GMI 传感器，其灵敏度可达 3.9mV/nT。目前已有的 GMI 传感器的敏感材料主要以非晶丝为主，使用其他类型材料制备传感器的案例较少，且上述传感器测量范围较窄，如若将其运用于地磁探测[10] 会有一定的限制。因此为了优化传感器性能，本文采用非晶薄带作为敏感材料，首先构建了开环型 GMI 信号调理电路验证传感器测量范围与灵敏度，同时针对目前 GMI 传感器输出电压存在一定线性误差的现象，在传感器探头中加入闭环线圈，构成闭环型 GMI 传感器以解决输出存在线性误差的现象。

1 GMI 传感器磁敏元件性能分析

GMI 传感器的敏感元件，采用的是具有巨磁阻抗（Giant magneto－impedance，GMI）效应的非晶软磁材料，此材料具有高电导率、软磁特性优良的特点，下面将介绍 GMI 传感器的原理，并对本文所采用的 Co 基非晶薄带 CoFeSiB 的 GMI 性能进行测试。

1.1 软磁材料的阻抗特性

根据电学理论，一个元件的阻抗定义式为

$$Z=\frac{U_{ac}}{I_{ac}}=R+jX \tag{1}$$

其中 I_{ac} 表示流过材料的正弦交变电流，U_{ac} 表示材料在外加磁场情况后的响应电压。本次测试的原理图如图 1 所示。在回路中通入高频电压信号，并使用电阻 R_1 控制通过 GMI 非晶材料的电流大小，通过测量回路中电流 I_{ac} 与电压 U_{ac}，计算后即可得材料的阻抗变化。

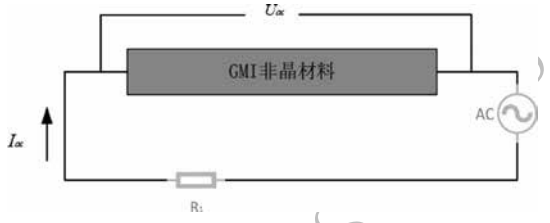


图 1 材料阻抗测试原理图

1.2 GMI 磁敏元件性能分析

GMI 效应研究的非晶软磁材料种类繁多，可以按照组成元素的不同大致分为 Fe 基、Co 基和 FeNi 基三大类，其中 Co 基非晶合金由于饱和磁化强度低，磁导率高且矫顽力较小的特点，符合磁传感器的要求。

本文采用的 GMI 材料为德国 VAC 公司的 VITROVAC6025Z 非晶薄带，对应的磁性能参数（厂家提供）如表 1 所示。

表 1 VTROVAC 6025Z 磁性能参数

项目	性能参数
饱和磁感应强度 B_s	0.58T（25℃）
最大磁导率 μ_{max}	500×10^3
矫顽力 H_c	19 A/cm（25℃）
磁致伸缩系数 λ_s	$<0.2\times10^6$
双极磁通密度摆幅 ΔB_{ss}	1.15T（25℃）
居里温度 T_c	240℃

在一定的磁场强度下，非晶软磁材料的交流阻抗值相对变化率，被定义为该磁场下的 GMI 变化率，表达式如式（2）所示。其中 Z（H）表示外部轴向磁场强度为 H 时，材料所具有的阻抗的大小，Z（H_{max}）表示施加的外部磁场最大时材料的阻抗值，后者通常作为 GMI 效应的基准值。

$$\frac{\Delta Z}{Z}(\%)=\frac{Z(H)-Z(H_{\max})}{Z(H_{\max})}\times100\% \tag{2}$$

在传感器的应用中，另一个表征软磁材料 GMI 效应的参数是灵敏度，其定义式为材料的阻抗值对磁场的的导数，其表达式如式（3）。式中 H 为磁场强度的大小，Z（H）为对应磁场下，材料所具有的阻抗大小。

$$S_\Omega=\frac{dZ\ (H)}{dH} \tag{3}$$

在外部磁场变化范围为［－2000，2000］μT 时，不同激励频率下，测得实验所采用的非晶薄带材料的阻抗变化率与外部磁场变化范围的关系曲线如图 2 所示[11]。

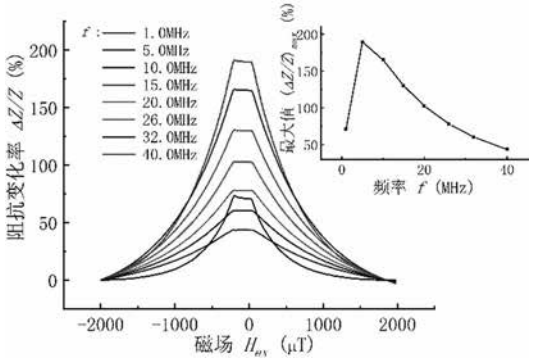


图 2 VITROVAC 6025Z 的 GMI 效应阻抗变化率曲线

由图 2 可知，随着外部磁场的变化，GMI

元件的阻抗变化率发生了显著的变化，且不同激励频率下的 GMI 效应不同。可以看出，当激励频率在中低频段变化时，随着激励频率的增加阻抗变化率呈现先增大后减小的趋势，且当激励频率选定为 5MHz 时，能够得到最大的阻抗率（191%），故将此频率作为传感器中敏感元件的激励频率。

根据图 2 中所测得的曲线，并结合式（3）可得 GMI 元件的灵敏度曲线如图 3 所示，此时所采用的激励频率为 5MHz。

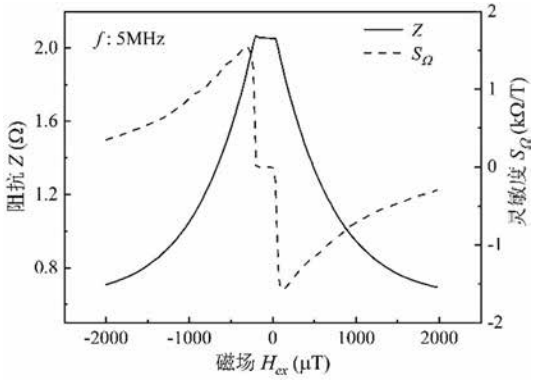


图 3　VITROVAC 6025Z 的 GMI 效应灵敏度曲线

由图 3 可以看出，GMI 敏感元件的灵敏度不是一个定值，而是一个随外部磁场变化的量，在零磁场附近时 $H_{ex} \in [-125, 125]$ μT 范围内，其阻抗几乎不会随着外磁场的变化而变化，这一段区域可称为 GMI 元件的不敏感区域，在磁场 $H_{ex} > 125\mu T$ 的区域内，灵敏度在磁场 $H_{ex} = 125\mu T$ 位置获得最大值 1.1kΩ/T，然后随磁场的增加灵敏度非线性减小，最后趋向于 0。由此可见，在使用此材料作为传感器敏感元件时，需要使其工作在不敏感区域外，且需要其灵敏度达到最大。

2　开环 GMI 传感器设计与性能结果分析

GMI 传感器探头中输出的是将磁场信息调制后的信号，信号调理电路的任务是将这个信号解调出来，即检测出 GMI 材料的阻抗变化，故使用如图 4 所示的开环 GMI 传感器解调电路结构。

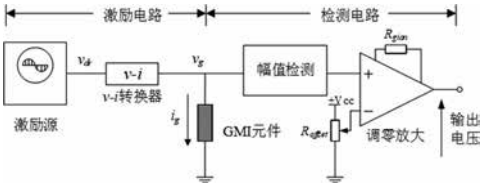


图 4　开环 GMI 传感器结构框图

开环 GMI 传感器主要由三个部分组成，包括 GMI 元件探头、激励产生电路、检测电路。

2.1　探头结构设计

由 1.2 中可知，需要使非晶材料外部磁场的变化范围在不敏感区域外才能使传感器探头的正常工作，本设计采用在材料上加上线圈提供偏置磁场使 GMI 元件的工作范围避开不敏感区域，其结构如图 5 所示。

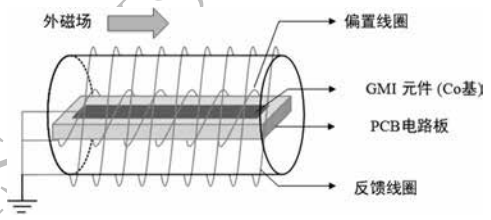


图 5　含偏置线圈的探头结构

探头主要由三部分构成，包括 GMI 元件、偏置线圈、反馈线圈[12]。其中偏置线圈为 GMI 材料提供了 125μT 的偏置磁场，反馈线圈为后续闭环型传感器电路提供磁场反馈信号。当外部磁场变化时，GMI 材料的阻抗将会发生变化。

2.2　激励电路设计

由 1.2 中可知，激励源需要产生频率为 5MHz 的激励信号，本文采用晶振电路产生信号 V_{dr}，由于 GMI 元件需要电流激励，故需要将电压信号转化为电流信号，本文使用基于电流泵的 Howland 电路原理设计的 $v-i$ 转换器[13]，方案设计如下图 6 所示。

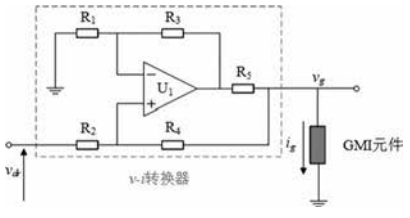


图 6　基于 Howland 电路原理的 $v-i$ 转换器原理图

电路采用宽带运放搭建差分放大电路，电阻的取值满足 $R_1/R_3=R_2/(R_4+R_5)$ 且 $R_4>>R_5$。利用电路分析的方法[14] 可知其输出电流与电压的关系表达式如式（4）所示。

$$i_g=\frac{v_L}{R_L}=\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{R_5}(v_{i2}-v_{i1}) \tag{4}$$

由式（4）可知，流经负载的电流仅与固定电阻 R_1，R_2，R_5 的阻值和输入差分电压（$V_{i2}-V_{i1}$）的大小有关，而与负载 R_L 的大小无关。通常将 V_{i1} 接地，同时配比合适的电阻值，即可以确定 $v-i$ 转换电路的系数，实现电压信号到电流信号的转换。同时为了增加输出电阻，保证输出电流大小不会受 GMI 元件阻抗大小的影响，往往会在运放反馈回路即电阻 R_4 所处回路加上电压跟随器[15]，提高了电路带负载能力。

2.3 幅值检测电路设计

在 GMI 探头的响应信号中，除了被外磁场调制的有用信号，还包括 GMI 元件的内禀噪声、电路本底噪声和外部干扰噪声。其中电路的本底噪声是 GMI 传感器噪声的主要来源且散布在很宽的频段上，而 GMI 元件的有用信号频带则相对较窄。基于以上的原因，采用了相干性检测的方法对调制信号进行解调，通过锁定放大器检波的方式，实现了较高信噪比的交流幅值检测。如图 7 所示为本次所采用的锁定放大器结构图，其电路核心为模拟乘法器 AD835，同时后接一个截止频率为 10Hz 的二阶巴特沃斯低通滤波器，这种结构有效的降低了原始信号中的低频噪声，在检测精度与速度上均有出色的性能。

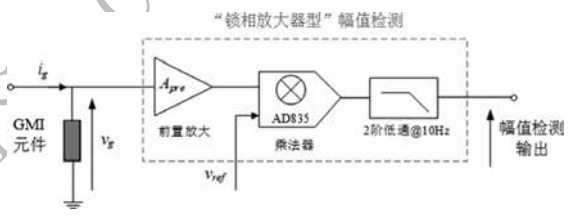


图 7　幅值检测电路中的锁定放大器结构

2.4 开环 GMI 传感器性能测试

在结合 GMI 元件探头、激励电路、幅值检测电路后，完成了开环 GMI 传感器设计，其中锁定放大器的输出电压被输入到仪表放大器 INA128 进行差分放大，保证传感器在零磁场的输出电压为零，此输出电压为传感器的最终输出。

针对开环 GMI 传感器，如图 8 所示，以通电螺线管的方式模拟被测磁场 H_{ex}，同时将 GMI 探头放置于磁屏蔽桶中，使桶内磁场的步进变化与外部电压的测量相互配合，实现 GMI 传感器的 $V-H$ 曲线的测量。测量的磁场范围 $H_{ex}\in[-500, 500]$ μT，其中磁场的步进为 25μT，偏置磁场 $H_{bias}=125$μT，最终测量结果如图 9 所示。

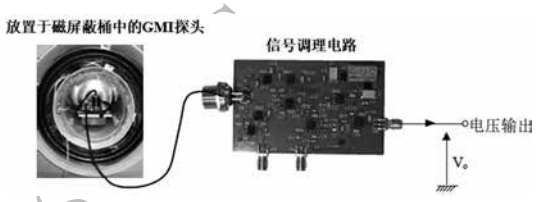


图 8　GMI 传感器测试示意图

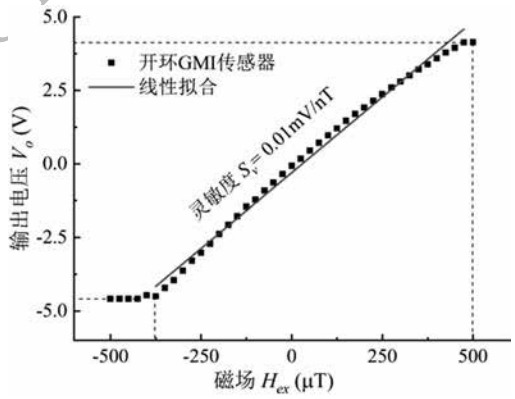


图 9　开环 GMI 传感器输出 $V-H$ 曲线

由图 9 可知，由于传感器受供电电压（±5V）与电路中放大器输出特性的限制，因此其输出电压最大范围为±4.5V。在整个的测量范围内，传感器的输出电压与外部磁场的变化基本满足线性关系，其测量范围接近±500μT。在磁场变化范围 $H_{ex}\in[-375, 500]$ μT 传感器输出电压进行线性拟合，可知拟合曲线的斜率为 0.01mV/nT，即开环 GMI 传感器的探测灵敏度为 $S_v=0.01$mV/nT。但是可以从测量所得的曲线中看出，拟合曲线与实际

输出曲线存在着较大的线性误差 α，其大小与拟合曲线的相关系数 R^2 的关系式如式（5）。

$$\alpha=(1-R^2)\times100\% \tag{5}$$

如果 $R^2=1$，则代表线性度最好，根据实际测量所得结果计算可知，开环形 GMI 传感器输出电压与外磁场之间的相关系数 $R^2=0.9933$，代入公式得其线性误差为 1.3%。因此为了提升 GMI 传感器性能，降低其输出电压的线性误差，在 GMI 探头中加入反馈通路。

3 闭环 GMI 传感器设计与性能结果分析

针对开环 GMI 传感器输出线性度的问题，在探头中增加了反馈回路[16]，将输出端的电压转换为磁场反馈至输入端，即磁场作用到 GMI 材料。下面介绍闭环 GMI 传感器的实现。

3.1 负反馈环节设计

输出电压信号的反馈主要由两个部分实现，GMI 探头中的反馈线圈以及输出端到反馈端的反馈电阻。其结构如图 10 所示。反馈电阻将输出电压转化为电流连接至反馈线圈，反馈线圈产生轴向的均匀磁场。

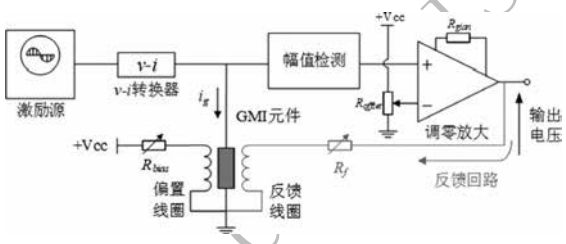


图 10 闭环 GMI 传感器结构

图 10 中反馈电阻采用可调电位器，其调节范围为 0−1000Ω，在传感器输出电压稳定时，通过 R_f 调节反馈电流的大小从而改变反馈磁场的大小。为了进一步分析外部磁场与输出电压的关系，可以画出此传感器对应的传递函数框图如图 11 所示。

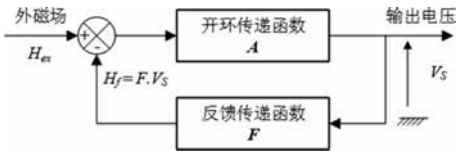


图 11 闭环 GMI 传感器传递函数

系统的输入为外部磁场，输出为传感器电压，反馈量为输出的电压，其中 A、F 分别表示信号调理电路与反馈通路的传递函数，由于构成负反馈回路，故 H_f 取负值，系统的传递函数如式（6）。

$$\frac{V_s}{H_{ex}}=\frac{\boldsymbol{A}}{1+\boldsymbol{F}\cdot\boldsymbol{A}} \tag{6}$$

由图 11 可知，式（6）中 A 的单位为 V/T，F 的单位与之相反。若式（6）满足 $F*A>>1$，上式可以能够简化为 $1/F$[8]，此时外部磁场 H_{ex} 与输出电压 V_s 成线性关系。而 F 与反馈线圈的参数有关，且产生的反馈磁场大小与反馈电流具有良好的线性关系。由闭环传递函数可知，传感器的线性度将不受材料 GMI 效应非线性的影响，故其线性度与稳定性均有所提升。

3.2 负反馈线圈性能测试

在不拆分 GMI 探头的前提下，通过加入不同的反馈电流，测得材料的 GMI 效应偏移量如图 12 所示[17]。

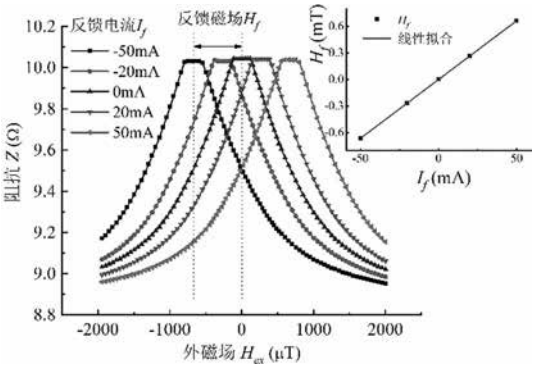


图 12 GMI 曲线在不同反馈电流下的偏移量

从图中可以看出，在反馈磁场 H_f 的作用下，GMI 曲线分别产生了向左向右的偏移，且曲线的形状没有发生改变，由此获得了反馈电流与偏移量的关系。由于实验采用的是有限长螺线管，因而采用实验所测得的 F 参数比基于理想无限长螺线管计算的参数更为准确。

3.3 闭环 GMI 传感器性能测试

根据前文设计原理，引入负反馈结构后

能够有效的提高传感器的线性度并提高稳定性。因此在相同的实验条件下，对闭环 GMI 传感器进行性能测试并得到闭环 GMI 传感器输出 *V*-*H* 曲线，如图 13 所示。

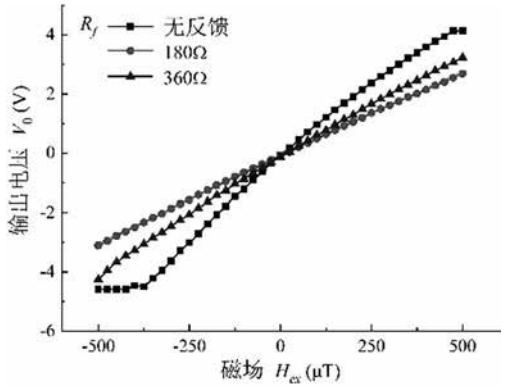


图 13　闭环型 GMI 传感器输出 *V*-*H* 曲线

由图 13 可知，当在 GMI 探头中加入反馈线圈，传感器输出的 *V*-*H* 曲线斜率将会减小，这是由于反馈磁场的存在抵消了部分外部磁场，由此导致了输出曲线斜率的减小[17]。但是可以看出其测量区间得到了明显的拓宽，在无反馈回路是线性区间为［-380，480］μT，如果将反馈电阻设置为 180Ω 时其线性区间可达［-500，500］μT，同时经过计算闭环型传感器的线性误差由开环型的 1.33%降低至 0.12%。

综合两种传感器的测试结果，对比其线性区间，灵敏度，线性误差等性能，如表 2 所示，在加入反馈回路后，闭环型 GMI 传感器较开环型 GMI 传感器的灵敏度降低了 43.13%，但是其测量磁场的线性区间较开环型传感器提升了 16.27%，输出线性度提升了 90.97%。

表 **2**　本文开闭环 GMI 磁传感器性能对比

类别	线性区间（μT）	灵敏度 S_v（mV/nT）	线性误差 α（%）
无反馈	860	0.0102	1.33
R_f = 360Ω	900	0.0073	0.38
R_f = 180Ω	1000	0.0058	0.12

4　结论

对比开环 GMI 传感器和闭环 GMI 传感器的性能可以发现，开环传感器具有线性区间小、灵敏度大的特点。而闭环 GMI 传感器在开环的基础上增加了反馈通路，实现了闭环反馈，其输出灵敏度较开环型有所降低但测量的线性范围与稳定性得到了提升，有利于其在磁场检测领域的应用。

本文采用了锁定放大器技术，分别设计了开环型与闭环型传感器，并对比了两者的性能差异，其测量范围能够达到±500μT，灵敏度可达 0.0073mV/nT，其性能初步满足地磁探测要求，但是目前所设计 GMI 传感器电路噪声较大，限制了其灵敏度的进一步提升，今后的研究中将考虑优化信号调理电路结构，以抑制传感器电路中的噪声并提高灵敏度。

参考文献：

［1］张继松，赵七一，李晓光．磁性传感器的应用和发展趋势［J］．磁性元件与电源，2013（8）：114-120.

［2］Mohri K，Uchiyama T，Shen L P，et al. Amorphous wire and CMOS IC-based sensitive micro-magnetic sensors（MI sensor and SI sensor）for intelligent measurements and controls［J］. Journal of magnetism and magnetic materials，2002，249（1-2）：351-356.

［3］Zhukova V，Zhukov A，Garcı'a K L，et al. Magnetic properties and GMI of soft melt-extracted magnetic amorphous fibers［J］. Sensors and Actuators A：Physical，2003，106（1-3）：225-229.

［4］Panina L V，Mohri K，Uchiyama T，et al. Giant magneto-impedance in Co-rich amorphous wires and films［J］. IEEE Transactions on Magnetics，1995，31（2）：1249-1260.

［5］Sommer R L，Chien C L. Longitudinal and transverse magneto - impedance in amorphous Fe73.5Cu1Nb3Si13.5B9 films［J］. Applied physics letters，1995，67（22）：3346-3348.

［6］Sartorelli M L，Knobel M，Schoenmaker J，et al. Giant magneto-impedance and its relaxation in Co

-Fe-Si-B amorphous ribbons [J]. Applied physics letters, 1997, 71 (15): 2208-2210.
[7] 周晗. 巨磁阻抗磁传感器关键技术及应用研究 [D]. 国防科技大学, 2017.
[8] Asfour A, Zidi M, Yonnet J P. High frequency amplitude detector for GMI magnetic sensors [J]. Sensors, 2014, 14 (12): 24502-24522.
[9] Zhang W, Pan Z, Zhou H, et al. A novel micro-magnetic sensor based on GMI effect [C] //AIP Conference Proceedings. AIP Publishing LLC, 2017, 1839 (1): 020099.
[10] 张嵩, 刘得军, 李辉, 马中华, 杨帆. 各向异性磁阻传感器在地磁探测中的应用 [J]. 自动化仪表, 2011, 32 (11): 53-55.
[11] 张鑫, 晋芳, 周玲. 扫频测量在 GMI 效应测试中的应用 [J]. 新型工业化, 2014, 33 (8): 27-29.
[12] 张威. 基于恒偏置磁场的 GMI 磁传感器技术研究 [D]. 国防科技大学, 2017.
[13] ZidiM, Asfour A, Yonnet J P. RMS-to-DC Converter for GMI Magnetic Sensor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51 (1): 4001604.
[14] 樊天麒, 刘岩, 雷冲, 周勇. 基于 V/I 转换电路与锁相放大器的磁阻抗测量系统 [J]. 传感技术学报, 2016, 29 (10): 1602-1605.
[15] 梁进龙. 基于钴基巨磁阻抗效应的平面三轴磁传感器研究 [D]. 华中科技大学, 2019.
[16] 张大厦. 基于自平衡偏置磁场的 GMI 磁传感器技术研究 [D]. 国防科技大学, 2017.
[17] Jin F, Wang J, Zhu L, et al. Impact of Adjustment of the Static Working Point on the 1/f Noise in a Negative Feedback GMI Magnetic Sensor [J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19 (20): 9172-9177.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

一种基于光子晶体光纤的光纤电压传感器

杨汉瑞[1]，郭宜昌[1]，洪　伟[2]，杨　燕[3]，焦圣喜[1]，徐士博[1]

（1. 东北电力大学自动化工程学院 吉林 132012；
2. 中国航天科技集团公司第九研究院十六研究所 西安 710100；
3. 国网辽宁电力有限公司电力科学研究院 沈阳 110006）

摘　要：反射式光纤电压传感器由于其准互易结构会引入非互易性误差，并且在外界温度扰动下误差会变得更加严重，影响系统输出精度和稳定性。本文为解决系统非互易性误差，综合考虑了保偏光子晶体光纤与传统熊猫型保偏光纤熔接时损耗、模场面积、双折射等因素，通过优化空气孔大小、占空比等主要参数提出了一种基于保偏光子晶体光纤的光纤电压传感器结构方案，并且建立了系统误差输出数学模型。结果表明：在归一化频率范围为 3.0~3.5，占空比约为 0.4，大空气孔直径约为 5μm 时，光子晶体光纤与用于光纤延迟环的熊猫型保偏光纤的模场匹配性好，熔接损耗低至 0.14dB。此外，相比于传统的熊猫型保偏光纤，采用保偏光子晶体光纤作为传感光纤能够显著提升系统稳定性、降低系统输出误差，并且满足 0.2 级精度要求。本文为抑制光纤电压传感器非互易性误差提供了科学的理论依据。

关键词：光纤电压传感器；非互易性误差；双折射；光子晶体光纤

中图分类号：TP212　　**文献标识码：**A

作者简介：杨汉瑞，2008 年于黑龙江八一农垦大学获得学士学位，2011 年于哈尔滨工程大学获得硕士学位，2013 年于哈尔滨工程大学获得博士学位，现为东北电力大学副教授，主要研究方向为光纤传感与光电检测技术，光电信息检测与智能处理技术。E-mail：yanghanrui1208@163.com

YangHanrui received her B. Sc. degree in 2008 from Heilongjiang Bayi Agricultural University, received her M. Sc. degree in 2011 from Harbin Engineering University, received her Ph. D. degree in 2013 from Harbin Engineering University. Now she is associate Professor in Northeast Electric Power University. Her main research interests include optical fiber sensing, photoelectric detection technology, photoelectric information detection and intelligent processing technology.

郭宜昌（通讯作者），2017 年于潍坊学院获得学士学位，现为东北电力大学硕士研究生，主要研究方向为光纤传感与光电检测技术。E-mail：18369657908@163.com

Guo Yichang received his B. Sc. degree in 2017 from Weifang University. Now he is a master student in Northeast Electric Power University. His main research interests include optical fiber sensing and photoelectric detection technology.

基金项目：国家自然科学基金（61703090）资助项目。

Optical voltage sensorbased on the polarization-maintaining photonic crystal fiber

YangHanrui, Guo Yichang, Hong Wei, Yang Yan, Jiao Shengxi, Xu Shibo

(1. *School of Automation Engineering*, *Northeast Electric Power University*, *Jilin* 132012, *China*;
2. *Department of Fiber Sensors*, *No.* 16 *Institution of Aerospace & Technology Corporation*, *Xi'an*, 710100, *China*;
3. *Power Science Research Institute*, *State Grid Liaoning Electric Power Co.*, *Ltd.*, *Shenyang*, 110006, *China*)

Abstract: In the reflected optical voltage sensor (OVS), the nonreciprocal error is introduced due to the quasi-reciprocal structure. The error becomes more severe under ambient temperature disturbance. It can affect the output accuracy and stability of the system. In order to suppress the nonreciprocal error of the system, in this paper, a structure of optical voltage sensor based on the polarization-maintaining photonic crystal fiber is proposed with comprehensively considering the loss, mode field area, birefringence, and other factors. Further, a mathematical model of the system output error is established. The results show that the matching between PM-PCF and Panda-PMF using for fiber delay coil is excellent when the normalized frequency range is 3.0 ~3.5, the filling ratio is about 0.4, and the diameter of the large air hole is about 5μm. And the splice loss is as low as 0.14dB. In addition, compared with the traditional Panda-PMF, the system output error can be suppressed dramatically by using PM-PCF as sensing fiber. And the accuracy of the optical voltage sensor remains well within 0.2 class. This study can provide a scientific theoretical basis for suppressing the nonreciprocal error of the optical voltage sensor.

Keywords: optical voltage sensor; nonreciprocal error; birefringence; photonic crystal fiber

0 引言

电压互感器在电力系统测量中起着至关重要的作用。传统的电压互感器主要分为电容分压式、电阻分压式和电磁式 [1-2]。由于原理限制，在高压测量领域，传统电压互感器存在绝缘性能差、测量频带窄等问题。而光学电压传感器 (optical voltage sensor, OVS) 相比于传统的电压测量设备，具有暂态响应好、抗电磁干扰能力强、动态范围大、安全性高等诸多优点 [3]，成为了目前国内外研究的热点 [3-5]。但是，光纤电压传感器在复杂环境 (例如温度、振动、辐射等) 下的稳定性问题一直是制约其发展的关键因素 [6]。

目前，光纤电压传感器主要分为基于电光效应和逆压电效应两种类型 [6]。由于电光晶体易受温度波动影响，针对系统的温度稳定性问题，先前的研究提出过采用双晶体补偿的方法进行误差抑制 [7, 8]；也有通过提出鲁棒稳定性控制算法提升系统稳定性和精度 [9-11]；2010 年，ABB 公司提出了基于逆压电效应的反射式光纤电压传感器方案 [12]，该方案通过在传感光纤处以 90°对轴熔接一段与传感光纤等长的补偿光纤来抵消由于外界扰动引起的系统误差。然而，在实际工艺制作过程中很难做到两段光纤长度完全相等，从而会引起系统的非互易性误差。并且，在外界温度扰动下，误差会变得更加严重和复杂。目前基于逆压电效应的光纤电压

传感器传感光纤多采用传统的熊猫型保偏光纤，该种类型光纤属于应力双折射光纤，随着温度的不断变化，其双折射特性也会发生变化，导致光波偏振态传输不稳定从而影响系统输出稳定性和精度。光子晶体光纤采用周期性空气孔结构设计形成单一的介质传输，在光纤传感领域展现出诸多性能优势［13，14］：结构设计灵活多变、环境敏感性低、弯曲损耗小等，用其替代传统光纤是解决光纤电压传感器温度稳定性、提升系统精度的有效技术途径。

本文在保偏光子晶体光纤基础上，综合考虑与传统熊猫型保偏光纤熔接时损耗、模场匹配性等因素，通过优化六边形保偏光子晶体光纤的空气孔大小、间距等主要参数提出了一种基于保偏光子晶体光纤的光纤电压传感器，并建立系统非互易性误差输出模型。结果表明：归一化频率范围在 3.0~3.5，占空比约为 0.4，大空气孔直径约为 5μm 时，与熊猫型保偏光纤匹配程度较好，具有很低的熔接损耗 0.14dB。此外，相比于传统的保偏光纤，采用保偏光子晶体光纤作为传感光纤可以明显降低系统输出误差，满足 0.2 级精度要求。本文为抑制系统非互易性误差提供了新思路、新方法，为推进光纤电压传感器的实用化进程提供了科学可靠的理论依据。

1 保偏光子晶体光纤优化设计

本部分采用 COMSOL Multiphysics 有限元仿真软件对保偏光子晶体光纤进行了优化设计。针对光纤电压传感器的实际应用，考虑到采用保偏光子晶体光纤作为传感光纤需要与传统熊猫型光纤进行熔接，除双折射特性，还需要对光子晶体光纤模场面积和耦合损耗等重要参数进行数值仿真分析［15］。

保偏光子晶体光纤优化设计横截面示意图如图 1 所示，D、d 分别代表大空气孔和小空气孔的直径，Λ、Λ_1 分别表示小空气孔的间距以及两个大空气孔的间距。其中 Λ/λ 定义为归一化频率，d/Λ 定义为占空比。仿真参数如表 1 所示［14］，仿真过程中，波长 λ = 1550nm。

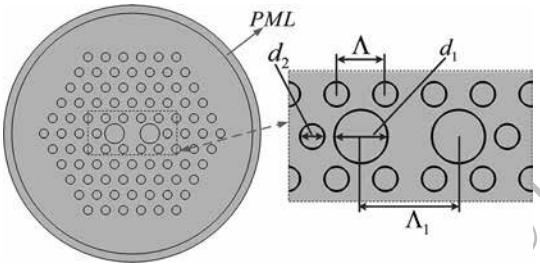


图 1 保偏光子晶体光纤截面图

Fig. 1 Polarization-maintaining photonic crystal fiber cross-section

表 **1** 保偏光子晶体光纤仿真参数

Table1 Polarization-maintaining photonic crystal fiber simulation parameters

光纤类型		PM-PCF
几何参数	直径［μm］	D= 5，d_2= 2.2，Λ= 4
	距离［μm］	Λ_1= 8.8
材料参数	热膨胀系数［10-6/K］	硅= 0.55
	热光系数［10-6/K］	硅= 1.1
	折射率	硅= 1.45，空气= 1

1.1 模场面积优化设计

在光纤电压传感器的实际应用中，保偏光子晶体光纤与传统熊猫型保偏光纤的模场适配性是不可忽略的，实现单模光纤与光子晶体光纤之间光功率的高效耦合是十分必要的。通常来说［16］，对于传统的熊猫型保偏光纤其模场面积约为 28.26μm^2。其中，占空比和归一化频率是影响模场面积的主要参数。因为保偏光子晶体光纤的模场面积不是中心对称分布，所以在研究占空比和归一化频率对模场面积的影响时需要引入等效模场面积［17］：

$$A_{eff}=\sqrt{\frac{A_{eff(x)}^{\ 2}+A_{eff(y)}^{\ 2}}{2}} \tag{1}$$

其中，$A_{eff(x)}$、$A_{eff(y)}$ 分别是保偏光子晶体光纤 x 方向和 y 方向的模场面积。光纤中

基模的模场面积可表示为［18，19］：

$$A_{eff(x/y)}=\frac{\left(\iint E^2dxdy\right)^2}{\iint E^4dxdy} \tag{2}$$

如图 2 所示，在不同占空比下等效模场面积与归一化频率之间的关系。其中，灰色虚线代表传统熊猫型保偏光纤的模场面积。占空比从 0.4 变化到 0.7，步长为 0.1。归一化频率从 3 变化到 5，步长为 0.5。由图 2 可知，为了能够使光子晶体光纤与熊猫型保偏光纤的模场高效匹配，当归一化频率在 3.0～4.0 之间时，占空比可以选择在 0.4～0.7 范围内都能够找到与熊猫型保偏光纤模场面积高效匹配的占空比。但是，当归一化频率低于 3.0 或者高于 4.0 时，便不能找到能够满足模场面积匹配要求的占空比。

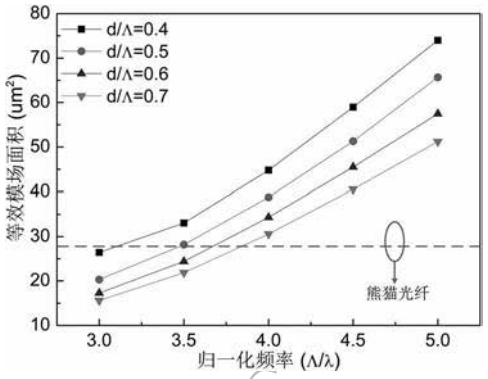


图 2　不同占空比下等效模场面积与归一化频率之间的关系

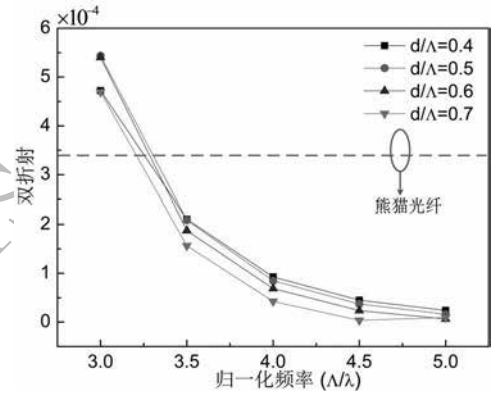
Fig. 2　The relationship of effective mode field area versus normalized frequency with different filling ratios

1.2　双折射特性优化

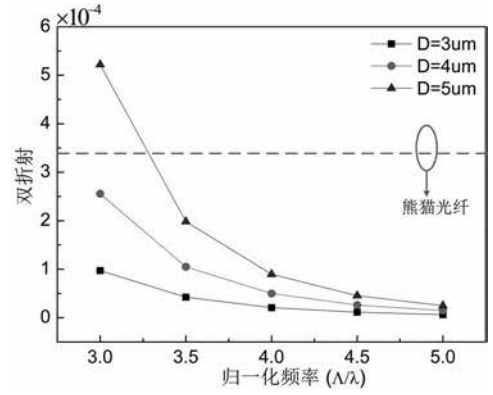
对于光子晶体光纤，其双折射定义为［20］：

$$B=|n_x-n_y| \tag{3}$$

其中，n_x、n_y 分别表示光纤 x、y 两个偏振方向的有效折射率。考虑到光纤电压传感器的实际应用，外界环境温度变化、振动等因素都会对系统输出稳定性造成一定的影响［21］，要求传感光纤的偏振稳定性应越高越好，所以优化后的光子晶体光纤双折射应该高于传统熊猫型保偏光纤典型值（3.4×10^{-4}）。我们研究了不同占空比下，保偏光子晶体光纤双折射值与归一化频率之间的关系。占空比从 0.4 变化到 0.7，步长为 0.1。归一化频率从 3 变化到 5，步长为 0.5。如图 3（a）所示，只有当归一化频率在 3.0～3.25 时，才能够满足保偏光子晶体光纤双折射数值大于熊猫型保偏光纤。从图中我们可以还看出占空比对双折射数值的影响很小，所以我们进一步研究了不同大空气孔直径 D 对保偏光子晶体光纤双折射的影响。由图 3（b）可知，空气孔直径越大，光子晶体光纤双折射数值越大。当归一化频率范围在 3.0～3.25 之间时，大空气孔直径应该大于等于 5μm 才能够满足双折射数值的要求。



(a)



(b)

图 3　（a）不同占空比下双折射与归一化频率之间的关系；（b）不同大空气孔直径下双折射数值与归一化频率之间的关系

Fig. 3　(a) The relationship of birefringence versus normalized frequency with different filling ratios; (b) The relationship of birefringence versus normalized frequency with different diameters of the two enlarged air holes

1.3 结构优化设计

综上，考虑等效模场面积、双折射、归一化频率、占空比等综合因素，现对光子晶体光纤进行优化设计，使之与熊猫光纤实现模场高匹配度以及获得理想的双折射特性。如图 4 所示，可知归一化频率范围在 3.0~3.5，占空比约为 0.4，大空气孔直径约为 5μm，是保偏光子晶体光纤结构最优区域。并且，我们根据熔接损耗理论公式计算得到优化保偏光子晶体光纤与熊猫型保偏光纤的熔接损耗为 0.14dB。损耗公式由式（3）表示［16］：

$$\alpha = -10\log_{10}\frac{4A_{eff(x)}A_{eff(y)}A_{eff(p)}^2}{(A_{eff(x)}^2+A_{eff(p)}^2)(A_{eff(y)}^2+A_{eff(p)}^2)} \tag{3}$$

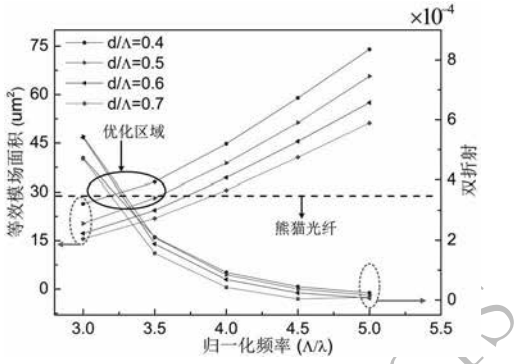
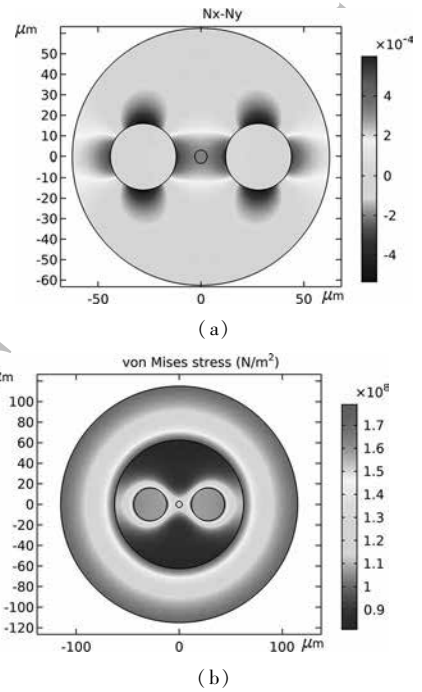


图 4 不同占空比下等效模场面积、双折射与归一化截止频率之间的关系

Fig. 4 effective mode field area and birefringence as functions of the normalized frequency with different filling ratio

2 双折射的温度依赖特性

传统保偏光纤属于应力双折射，随着温度不断升高，光纤应力得到释放，双折射有明显的降低，影响系统输出稳定性。保偏光子晶体光纤双折射是靠改变内层空气孔大小破坏对称性得到高双折射，并且光子晶体光纤是由单一纯硅材料制作而成，不会因为热膨胀系数不一致而产生应力，故受温度影响较小，双折射温度稳定性高。论文通过 COMSOL Multiphysics 有限元仿真软件对熊猫型保偏光纤应力双折射进行了仿真分析研究，相关仿真参数在表 2 中给出［22］。图 5 所示为熊猫型保偏光纤应力与双折射分布图，可以看出应力分布大小与双折射分布大小是一一对应的。图 6 所示，是在 -40℃~85℃ 区间内光纤双折射随温度的变化情况。我们定义 *dB/dT* 为双折射温度系数，经计算可以得到熊猫型保偏光纤和保偏光子晶体光纤双折射温度系数分别为：-3.5×10-7、-2.2×10-9。可以看出保偏光子晶体光纤相较于传统的保偏光纤双折射温度稳定性要约 159 倍。



（a）

（b）

图 5 （a）光纤截面双折射分布；（b）截面应力分布

Fig. 5 （a）The birefringence distribution of cross-section；（b）The von Mises stress distribution of cross-section

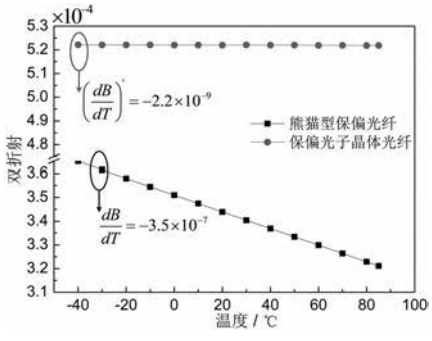


图 6 熊猫光纤与保偏光子晶体光纤在-40℃~85℃区间内的双折射变化

Fig. 6 Birefringence of a Panda-PMF and a PM-PCF in the range of -40℃ to 85℃

表 2　熊猫型保偏光纤仿真参数

Table 2　Panda-PMF simulation parameters

光纤类型		熊猫型保偏光纤
几何参数	直径［μm］	纤芯= 6，应力区=32， 包层=125，涂覆层=230
	距离［μm］	纤芯—应力区=28
材料参数	热膨胀系数［10-6/K］	纤芯=0.6172，包层=0.56， 应力区=2.42，涂覆层=80
	泊松比 v	纤芯=0.17，包层=0.17， 应力区=0.2042，涂覆层=0.4
	杨氏模量［GPa］	纤芯=72.37，包层=72.4， 应力区=49.22，涂覆层=0.8
	压光系数［m^2/N］	B_1=0.65×10-12B_2=4.2×10-12

3　基于光子晶体光纤的光纤电压传感器

如图 7 所示，是基于逆压电效应的反射式光纤电压传感器原理图，我们采用琼斯矩阵对系统进行了数学建模［23，24］。

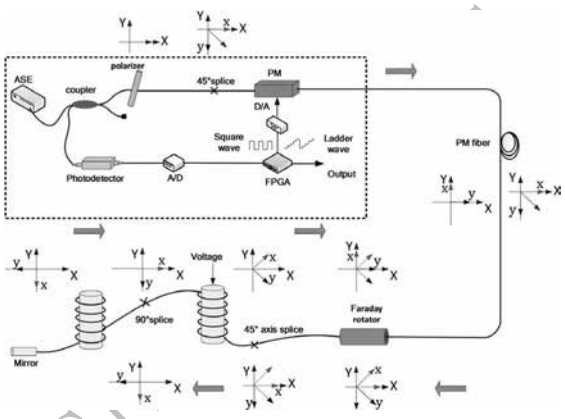


图 7　反射式光纤电压传感器原理图

Fig. 7　Sensor configuration

传感光纤琼斯矩阵：

$$\vec{M}_1=\begin{pmatrix} e^{i\left[\frac{2\pi}{\lambda}(n_{x1}L_1+n_{x1}\Delta L_1+L_1\Delta n_{x1})\right]} & 0 \\ 0 & e^{i\left[\frac{2\pi}{\lambda}(n_{y1}L_1+n_{y1}\Delta L_1+L_1\Delta n_{y1})\right]} \end{pmatrix} \tag{4}$$

补偿光纤琼斯矩阵：

$$\vec{M}_2=\begin{pmatrix} e^{i\left[\frac{2\pi}{\lambda}(n_{x1}L_2)\right]} & 0 \\ 0 & e^{i\left[\frac{2\pi}{\lambda}(n_{y1}L_2)\right]} \end{pmatrix} \tag{5}$$

其中，L_1、L_2 分别代表传感光纤和补偿光纤长度；n_{x1}、n_{y1} 分别代表光纤折射率；Δn_{x1}、Δn_{y1} 分别代表光纤折射率的变化。

利用矩阵光学理论，将各个光学器件琼斯矩阵相乘得到电场输出表达式：

$$\begin{aligned} E_{out}=&\overleftarrow{P}\overleftarrow{M}_{\theta_1}\overleftarrow{T}\overleftarrow{M}\overleftarrow{M}_F\overleftarrow{M}_{\theta_2}\overleftarrow{M}_1\overleftarrow{M}_{\theta_3}\overleftarrow{M}_2\overrightarrow{M}_R\\ &\vec{M}_2\vec{M}_{\theta_3}\vec{M}_1\vec{M}_{\theta_2}\vec{M}_F\vec{M}\vec{T}\vec{M}_{\theta_1}\vec{P}\vec{E}_{in}\end{aligned} \tag{6}$$

其中，

干涉光强表达式为：

$$\begin{aligned} I_{out}=&\langle\vec{E}_{out}^{\,*}\cdot\vec{E}_{out}\rangle\\ &\frac{1}{2}E_x^2[1-cos(2\Delta\varphi+\varphi(t)-\varphi(t-\tau))]\end{aligned} \tag{7}$$

其中，$\varphi(t)-\varphi(t-\tau)=\pm\frac{\pi}{2}+\varphi_f$。当传感光纤与补偿光纤长度完全相等时（$L_1=L_2$），补偿光纤能够抵偿由于外界扰动引起的误差。此外，通过相位调制器引入方波偏置调制$\pm\pi/2$的非互易性相移保证系统工作在零点附近，提高系统灵敏度；利用数字信号闭环检测技

术对对误差信号进行累加形成数字阶梯波，经 D/A 转换形成模拟阶梯波施加到相位调制器上产生反馈相移，抵消由于逆压电效应产生的相移，实现系统闭环。将方波正负半周信号相减，得到干涉信号的表达式：

$$\Delta I = E_x^2 \sin(2\Delta\varphi + \varphi_f) \tag{8}$$

其中，$E_x^2 = I_0$ 是光源的光强；φ_f 为反馈相移，与逆压电效应产生的相移大小相等、方向相反。

然而，在光纤电压传感器实际工艺制作过程中并不能保证两段光纤长度完全相等 $L_1 \neq L_2$（$L_2 = L_1 + \Delta L_2$）。

$$\Delta I' = E_x^2 \sin(2\Delta\varphi + 2\delta(T) + \varphi_f) \tag{9}$$

此时，$\delta(T) = \frac{2\pi}{\lambda}(n_{x1} - n_{y1}) \cdot \Delta L_2$ 便是由于两段光纤不等长所产生的非互易性误差相移。我们可以看出，误差相移不仅与光纤双折射大小有关，还与误差长度有关。由于温度会改变光纤双折射的大小，并且同样会改变光纤长度。所以，系统的误差漂移模型表示为：

$$\delta(T) = \int_0^{\Delta L_2} \frac{2\pi}{\lambda}\frac{dB}{dT} \cdot \dot{\Delta T}(s,\ t)\, ds + \int_0^{\Delta L_2} \frac{2\pi}{\lambda}(n_x - n_y)\,\alpha \cdot \dot{\Delta T}(s,\ t)\, ds \tag{10}$$

结合式（8）和式（9），我们可以得到系统的输出误差表达式：

$$\varepsilon = \frac{\Delta I' - \Delta I}{\Delta I} \times 100\% = \frac{I_0\left[\sin(\delta(T) + \Delta\varphi + \varphi_f) - \sin(\Delta\varphi + \varphi_f)\right]}{I_0 \sin(\Delta\varphi + \varphi_f)} \times 100\% \tag{11}$$

由以上分析可以得出，当传感光纤与补偿光纤完全相等时，能够抵消由外界影响产生的双折射相位，但是在实际应用中，并不能够做到两段光纤完全等长。当存在一个长度差时，便会引入非互易性误差，并且，在外界温度扰动下误差会变得更加严重。

如图 8 所示，在 110kV 电压等级下，采用传统熊猫型保偏光纤作为传感光纤，若要求系统输出误差满足 0.2 级标准，则误差长度必须控制在 0.18μm 以内。并且，由结果可以看出系统输出误差随着温度波动越大变得更加严重。然而在实际工艺制作中 0.18μm 以内的精度是很难实现的。因此我们需要采用温度稳定性高的光子晶体光纤作为传感光纤抑制系统的非互易性误差。我们假设目前在实际熔接过程中能够控制的最高精度为 1μm。图 9 所示：在相同误差长度（1μm）下，待测电压为 110kV，保偏光子晶体光纤与传统熊猫型保偏光纤相比，在 −40℃ ~ 85℃ 温度范围内能够很好的满足 0.2 级精度要求，大幅提升了系统的稳定性。理论结果表明，由于保偏光子晶体光纤高双折射、高温度稳定性等优点，采用保偏光子晶体光纤作为传感光纤能够很好的抑制系统非互易性误差。

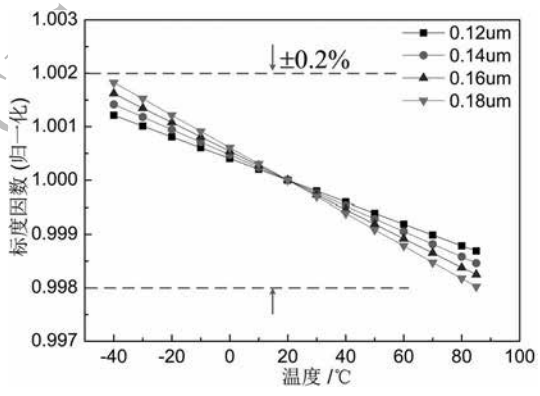


图 8　不同误差长度下系统输出误差随温度变化曲线

Fig. 8　Output error at voltage of 110 kV with various length error in the range of −40℃ ~ 80℃

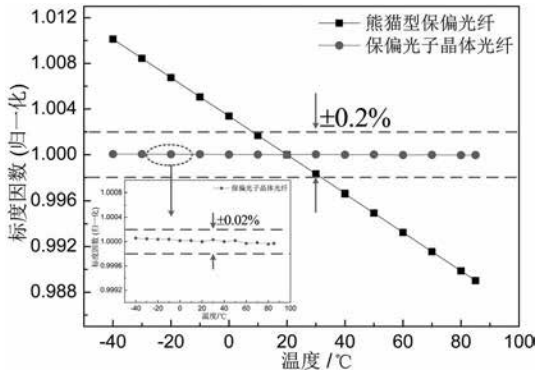


图 9　优化前后系统输出误差随温度变化曲线

Fig. 9　The output error is indicated for comparison

4 结论

针对光纤电压传感器系统非互易性误差问题，本文综合考虑保偏光子晶体光纤与传统熊猫型保偏光纤熔接时损耗、模场面积等因素，通过优化六边形保偏光子晶体光纤结构参数，提出了一种采用保偏光子晶体光纤作为传感光纤抑制系统非互易性误差的方法。并建立系统非互易性误差输出模型。结果表明：优化后的保偏光子晶体光纤结构参数为：归一化频率范围在 3.0～3.5，占空比约为 0.4，大空气孔直径约为 5μm。并且与传统熊猫型保偏光纤熔接具有很低的耦合损耗 0.14dB。此外，相较于传统保偏光纤，采用保偏光子晶体光纤作为传感光纤提高了系统稳定性、降低了系统输出误差，完全能够满足 0.2 级精度要求。本文为抑制光纤电压传感器非互易性误差提供了可靠的理论依据，为进一步实用化提供了技术支撑。在未来的研究中，从光纤的角度来看，需要进一步研究温度不敏感的特殊光纤，以达到提高系统精度和稳定性的目的。

参考文献：

[1] 杨健，程汉湘，等．电力系统电压互感器的现状与发展［J］．电工电气，2015，7：6-10.
YANG J，HAN C X，et al. Present Research Situation and Trend of Voltage Transformer in Power System［J］. Electrotechnics Electric，2015，7：6-10.

[2] 王谦，陆宇航，刘勇，等．光学互感器在智能变电站的应用现状与发展前景［J］．电力系统及其自动化学报，2016，28（12）：89-95.
WANG Q，LU Y H，LIU Y，et al. Application Status and Development Prospect of Optical Transformer in Smart Substation［J］. Proceedings of the CSU-EPSA，2016，28（12）：89-95.

[3] 李振华，闫苏红，等．光学电压互感器的研究及应用现状分析［J］．高电压技术，2016，42（10）：3230-3236.
LI Z H，YAN S H，et al. Research and Application Situation Analysis of Optical Voltage Transformers［J］. High Voltage Engineering，2016，42（10）：3230-3236.

[4] YANG H R，GUO Y C，et al. Analysis and suppression of nonreciprocal phase shift error of the optical voltage sensor based on the converse piezoelectric effect［J］. Optical Fiber Technology，2020，55.

[5] YANG H R，QIAO L，et al. Output error of converse piezoelectric fiber voltage sensor caused by optical fiber factors［J］. International Journal of Advanced Robotic Systems，2019，16（6）.

[6] BOHNERT K，FRANK A，et al. Fiber optic current and voltage sensors for electric power transmission［C］systems，in Fiber Optic Sensors and Applications XV. 2018.

[7] 温海燕，雷林绪，等．基于普克尔效应的双晶体光学电压互感器［J］．传感技术学报，2013，26（10）：1384-1389.
WEN H Y，LEI L X，et al. Optical Voltage Transformer with Double-Crystal Based on Pockels Effect［J］. CHINESE JOURNAL OF SENSORS AND ACTUATORS，2013，26（10）：1384-1389.

[8] LI L J，ZHANG W H，et al. Linear birefringence-free optical voltage sensor based on dual-crystal structure［J］. Applied Optics，2013. 52（36）：8706-8613.

[9] DENG W，LI H，et al. Optimization of Detection Accuracy of Closed-Loop Optical Voltage Sensors Based on Pockels Effect［J］. Sensors（Basel），2017，17（1723）.

[10] LI H，FU Z D，et al. Analysis of the Light Propagation Model of the Optical Voltage Sensor for Suppressing Unreciprocal Errors［J］. Sensors（Basel），2017，17（85）.

[11] LIU L Y，LI H，et al. Analysis on the Optimization of High-Frequency Performance for Optical Voltage Sensors Based onPockels Effect［J］. IEEE Sensors Journal，2017，17（15）：4826-4833.

[12] BOHNERT K，WILDERMUTH S，et al. Fiber-optic voltage sensor using fiber gyro technology［J］. Procedia Engineering，2010，5：1091-1094.

[13] 陆林，杨远洪，等．零双折射温度敏感系数保偏光子晶体光纤研究［J］．光学学报，2015，

35（10）：1-6.
LU L，YANG Y H，et al. Study of Polarization-Maintaining Photonic Crystal Fibers with ZeroBirefringent Temperature Sensitive Coefficient［J］. Acta Optica Sinica，2015，35（10）：1-6.

［14］MA P，SONG N F，et al. Birefringence sensitivity to temperature of polarization maintaining photonic crystal fibers［J］. Optics & Laser Technology，2012，44（6）：1829 - 1833. 15. Song，N.，et al.，Structure optimization of small-diameter polarization-maintaining photonic crystal fiber for mini coil of spaceborne miniature fiber - optic gyroscope. Appl Opt，2015. 54（33）：p. 9831-8.

［15］SONG N F，CAI W，et al. Structure optimization of small-diameter polarization-maintaining photonic crystal fiber for mini coil ofspaceborne miniature fiber-optic gyroscope［J］. Applied Optics，2015，54（33）：9831-9838.

［16］ZHANG C X，ZHANG Z H，et al. Thermally Optimized Polarization-Maintaining Photonic Crystal Fiber and Its FOG Application［J］. Sensors（Basel），2018，18（567）.

［17］李茂春，惠菲，等. 一种高精度光纤陀螺用光子晶体光纤设计［J］. 中国惯性技术学报，2019，27（3）：373-377.
LI M C，HUI F，Optimized design of a photonic crystal fiber for high-precision FOGs［J］. Journal of Chinese Inertial Technology，2019，27（3）：373-377.

［18］陈艳，周桂耀，等. 具有双模特性的大模场面积微结构光纤的设计［J］. 物理学报，2014，63（1）.
CHEN Y，ZHOU G Y，et al. Analysis of a novel dual-mode large-mode-area micro-structured fiber［J］. Acta Phys. Sin.，2014，63（1）.

［19］SONG J M，SUN K，et al. Phase sensitivity to temperature of the guiding mode in polarization-maintaining photonic crystal fiber［J］. Applied Optics，2015，54（24）：7330-7334.

［20］YANG T Y，WANG E L，et al. High birefringence photonic crystal fiber with high nonlinearity and low confinement loss［J］. Optics Express，2015，23（7）：8329-8337.

［21］ZHANG Y H，ZHANG Y G，et al. Thermal-induced phase-shift error of a fiber-optic gyroscope due to fiber tail length asymmetry［J］. Applied Optics，2017，56（2）：273-277.

［22］SUN Z M，WANG S H，et al. Analysis of bias thermal stability of interferometer fiber-optic gyroscope using a solid-core polarization-maintaining photonic crystal fiber［J］. Optical Review，2016，23（6）：968-975.

［23］于佳，张春熹，等. 基于逆压电效应的 In-line Sagnac 反射式光纤电压互感器［J］. 红外与激光工程，2014，43（12）：4017-4022.
YU J，ZHANG C X，et al. Reflective In-line Sagnac interferometer-type fiber optical voltage sensor based on converse piezoelectric effect［J］. Infrared and Laser Engineering，2014，43（12）：4017-4022.

［24］SHORT S X，TSELIKOV AA，et al. Imperfect Quarter-Waveplate Compensation in Sagnac Interferometer-Type Current Sensors［J］. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY，1998，16（7）：1212-1219.

掺 $SrCO_3$ 对 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}-(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$ 复合陶瓷微观结构和电性能的影响

杨　晶[1]，孔令业[2]，张惠敏[1]，常爱民[1]

（1. 中国科学院 新疆理化技术研究所，新疆 乌鲁木齐 830000；2. 中国石油新疆油田公司，新疆 克拉玛依 834000）

摘　要：采用氧化物固相法制备 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}-(La_{1-x}Sr_xMnO_3)_{0.33}$（$0.2\leqslant x\leqslant 0.8$）系列负温度系数（Negative Temperature Coefficient，NTC）热敏陶瓷材料。利用热重-差热（TG-DSC）、X 射线衍射（XRD）、扫描电子显微镜（SEM）、X 射线能谱（EDS）、阻温特性以及老化性能测试等手段，确定了材料粉体最佳煅烧温度，表征了陶瓷体物相、形貌、元素含量、电学性能、稳定性 $SrCO_3$ 含量的关系。结果表明：$(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}-(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$（$0.2\leqslant x\leqslant 0.8$）系列热敏陶瓷材料电阻率随着 $SrCO_3$ 含量增加显著降低，但材料常数 B 值降低平缓。当 $x=8$ 时，该陶瓷材料呈现出高 B（2834.6051 K）、低阻（39.032 Ω·cm）的优良电学特性。

关键词：$(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}-(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$；NTC 热敏陶瓷；电性能

1　引言

负温度系数（negative temperature coefficient，NTC）热敏电阻是一类随温度升高电阻值显著降低的热敏元件［1-3］，它具有稳定性好、灵敏度高、互换性好以及价格低廉等优点，被广泛应用于温度监测、补偿和抑制浪涌电流等领域［4-8］。随着航天技术的发展，对热敏电阻器的互换精度、测温精度和稳定性提出了更高的要求。尤其是近年来，科技信息的快速发展，对 NTC 热敏材料的需求与日俱增，对测、控温精度的要求也不断提高，使用环境也更加苛刻，这对 NTC 热敏电阻的参数逆势（高 B、低阻或低 B、高阻）可调、高精度、高可靠、高稳定性、微型化提出了新的挑战。此时探索新的 NTC 热敏材料变得尤为重要，复合材料的出现为解决此问题提供了思路。利用复合材料组成与性能上的取长补短、复合材料存在乘积效应及其复合度、联结型可以调控和改变，进而产生单一材料所不能获得的优良性能。传统 NTC 热敏电阻材料主要由尖晶石结构 Mn_2O_4 氧化物组成，其中 M 为 Ni、Co、Fe、Cu、Zn 等过渡金属元素［9］。然而，单一尖晶石结构的陶瓷材料存在一的局限性：一方面，老化现象严重，使其应用范围局限在 200℃以内；另一方面，材料电阻率较高时其 B 值亦大，反之亦然［10］。同时尖晶石结构在组成的多元系陶瓷材料热稳定性差，烧结后因缺陷不均匀分布而使材料处于非平衡状态，造成材料电学性能改变。为此，我们向尖晶石相中引入高导电性的钙钛矿相来降低阻值，同时对钙钛矿相的 A 位进行适量的掺杂，进一步降低阻值并改善复合材料的稳定性。尖晶石相 Mn-Co-Zn-Fe-O 常见，也是研究较为成熟的 NTC 热敏材料；钙钛矿相 LaMnO3 导电相好，

在室温下的电阻率低于 1Ω · cm。经研究发现，通过掺杂可以控制钙钛矿结构半导体的电性能。故本论文采用导电性较高的钙钛矿结构的 $LaMnO_3$ 材料作为研究对象，选择 Sr 为掺杂元素，与尖晶石相 Mn-Co-Zn-Fe-O 材料复合。选取碱土金属元素 Sr 作为掺杂剂，一方面，Sr 元素比较稳定，以二价态存在；另一方面从经济考虑选取 Sr 成本较低，容易实现。通过调整掺杂 Sr 的含量，可获得电阻率较小（39.032 Ω · cm）和 B 值（2834.6051 K）较大的组合，应用于抑制浪涌电流的 NTC 热敏电阻。

2 实验

采用氧化物固相法制备热敏电阻材料前驱体，以分析纯的 MnO_2、Co_2O_3、ZnO、Fe_2O_3，为初始原料，按照 1.8：0.6：1：0.6 的摩尔比组成进行称料。将称好的粉末置于行星式球磨机中，以玛瑙球和无水乙醇为球磨介质，球磨罐中各物质质量比为料：球：水=1：2.5：1，球磨 8h 后于 70℃烘干 24h。所得前驱体混合物于 900℃下煅烧 2h。然后进行二次球磨 8h，得到尖晶石相 $Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$粉体材料。同理，采用氧化物固相法，以分析纯的 La_2O_3，MnO_2，$SrCO_3$ 为初始原料，按照 $LaSr_xMn_{1-x}O_3$（$0.2 \leq x \leq 0.8$）的摩尔比组成进行称料。将称好的粉末置于行星式球磨机中，以玛瑙球和无水乙醇为球磨介质，球磨罐中各物质质量比为料：球：水=1：2.5：1，球磨 8h 后于 70℃烘干 24h。所得前驱体混合物于 1000℃下煅烧 2h。然后进行二次球磨 8h，得到尖晶石相 $LaSr_xMn_{1-x}O_3$ 粉体材料。将制得的以上两种粉体材料按照 0.67：0.33 的质量比进行复合，置于玛瑙研钵中研磨 4h，得到混合粉体；经混合研磨、成型、等静压，在 1350℃烧结 2h。烧结后的陶瓷圆片，经超声清洗，烘干，正反面涂覆银-钯浆，于 835℃下烧电极。将得到的样品正反面焊接杜镁丝引线，于恒温油槽中进行电阻值测试。采用德国 NETZSCH STA449F3 型综合热分析仪对 $LaSr_xMn_{1-x}O_3$ 粉体材料进行 TG-DSC 分析；Bruker D8 Advance X 射线衍射仪（Cu Kα 特征辐射波长，λ = 0.15418 nm）进行物相分析；LEO1430VP 扫描电镜及 OXFORD INCA200 X 射线能谱仪进行微观结构、形貌以及元素含量分；使用 Agilent 34401A 数字多用表及数据采集系统开关单元测试-50~100℃热敏元件电阻值。

3 结果与讨论

3.1 TG-DSC 分析

图 1 为 $LaMn_{0.8}Sr_{0.2}O_3$ 前驱氧化物粉体的 TG-DSC 曲线。由图可见，在低温阶段（<500℃），TG 曲线上质量损失明显，其质量损失率为 14.67%，主要为混合粉体中残余水分的挥发、结晶水的失去以及有机杂质的燃烧，，DSC 曲线上 350℃附近为一吸热峰：500 ~ 700℃，质量损失 3.59%，由 MnO_2 分解形成 Mn_2O_3 所致，相应的，DSC 曲线上在 595.4℃出现一小吸热峰。从 700~900℃为一较长的放热过程，对应于钙钛矿 $LaMn_{0.8}Sr_{0.2}O_3$ 形成、析晶和晶粒生长过程，TG 几乎无质量损失。高于 900℃，随温度的升高，粉末质量缓慢减小，这可归因于氧的释放，相应 DSC 曲线上出现放热峰。由 TG-DSC 分析可知，为了得到单相的钙钛矿结构，$LaMn_{0.8}Sr_{0.2}O_3$ 的煅烧温度应高于 900℃。

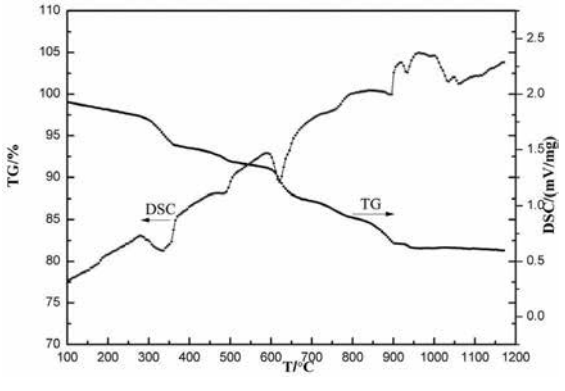


图 1 $LaMn_{0.8}Sr_{0.2}O_3$ 粉体 TG-DSC 曲线

图2为 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$-$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$

（0.2≤x≤0.8）于1350℃烧结陶瓷体的XRD图谱，由图可见，Sr的掺杂并没有引起钙钛矿相$LaMnO_3$和复合（$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$）$_{0.67}$-（$LaSr_xMn_{1-x}O_3$）$_{0.33}$晶体结构的改变，表明Sr可能成功地取代了La进入到了$LaMnO_3$晶格中的A位。同时经1350℃烧结后形成钙钛矿相和尖晶石相，随着$LaSr_xMn_{1-x}O_3$的增多，钙钛矿相衍射峰逐渐增强，复合前，$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$是尖晶石相，$LaSr_xMn_{1-x}O_3$为钙钛矿相。复合后为两相的叠加，复合相中始终没有新相的产生，表明在（0.2≤x≤0.8）范围内，两相是可以完全互溶而形成均匀的固溶体。此外，复合材料的钙钛矿相对应的衍射峰较复合前向右移，所对应的晶面间距减小；尖晶石相所对应的衍射峰向左移，所对应的晶面间距增大。这可能与烧结过程中尖晶石和钙钛矿两相间的离子迁移有关。

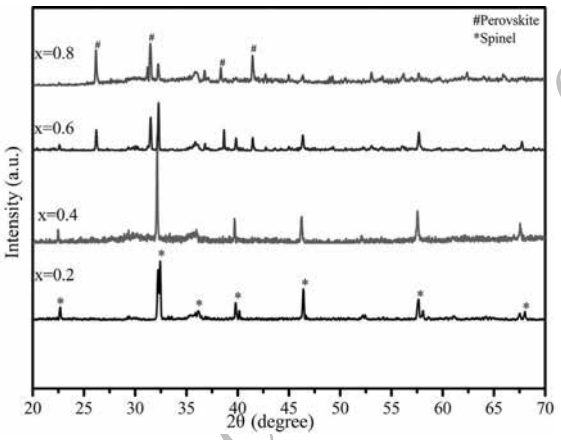


图2 （$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$）$_{0.67}$-（$LaSr_xMn_{1-x}O_3$）$_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）在1350℃烧结陶瓷体的XRD图谱

图3为（$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$）$_{0.67}$-（$LaSr_xMn_{1-x}O_3$）$_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）在1350℃烧结后陶瓷表面的SEM图。复合材料包含两种不同尺寸的晶粒，分别是$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$相和$LaSr_xMn_{1-x}O_3$相。图中所有复合度下的复合材料均非常致密，且晶粒发育完整。另外，图中可以明显可以看出钙钛矿相$LaSr_xMn_{1-x}O_3$的引入很大程度上影响了尖晶石相的微观结构。随着钙钛矿相含量的增加，尖晶石相的平均晶粒尺寸和数量明显减少。当x=0.2时，尖晶石相的晶粒尺寸在1.59~7.63μm之间，平均晶粒尺寸在3.86μm；当x=0.8时，尖晶石相的晶粒尺寸范围在0.98~2.92μm，平均晶粒尺寸为1.66μm，表明复合材料中$LaSr_xMn_{1-x}O_3$相的出现抑制了尖晶石相晶粒的生长，该结果与前文中所描述的XRD结果一致。

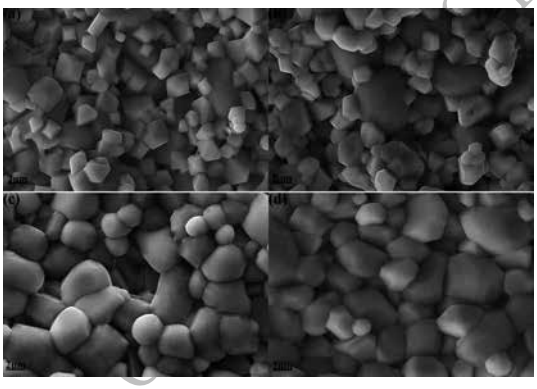


图3 （$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$）$_{0.67}$-（$LaSr_xMn_{1-x}O_3$）$_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）于1350℃烧结陶瓷表面SEM照片

图4为1350℃下烧结条件下，各元素在复合陶瓷样品（$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$）$_{0.67}$-（$LaSr_{0.8}Mn_{0.2}O_3$）$_{0.33}$中的分布图。从图中可以明显看出代表钙钛矿相$LaSr_{0.8}Mn_{0.2}O_3$的La元素和代表尖晶石相$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$的Fe分布对比明显，可以看出两相较好地复合在一起。

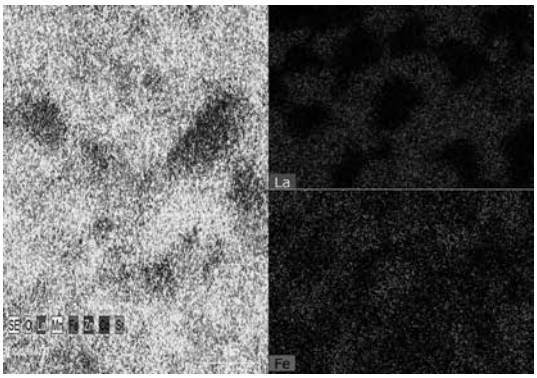
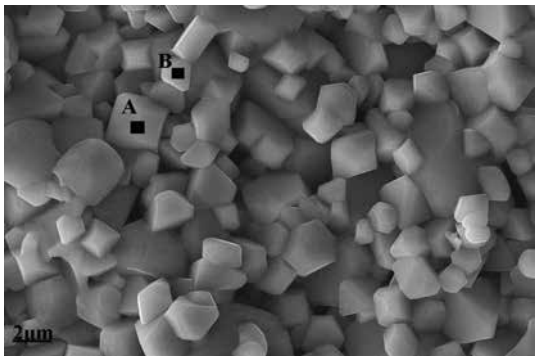


图4 （$Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$）$_{0.67}$-（$LaSr_{0.8}Mn_{0.2}O_3$）$_{0.33}$复合陶瓷材料的元素分布图

从图5 EDS分析结果中得知，从（A）（B）的能谱图中得到A，B两点的元素成分见表1。晶粒分为明暗两种形态，由于La的

原子序数比 Mn、Co、Zn、Fe 大，可以更有效的散射电子，可以合理地认为在 SEM 照片上比较亮的区域对应着钙钛矿相 $LaSr_xMn_{1-x}O_3$，比较暗的区域对应着尖晶石相 $Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4$。对应于亮区 A 点元素组成中，La、Sr、Mn 的含量较高，而 Fe 的含量较低；对应着暗区的 B 点元素组成中，Zn、Co、Fe 含量较高，La 含量较低。且无其他杂质元素引入。



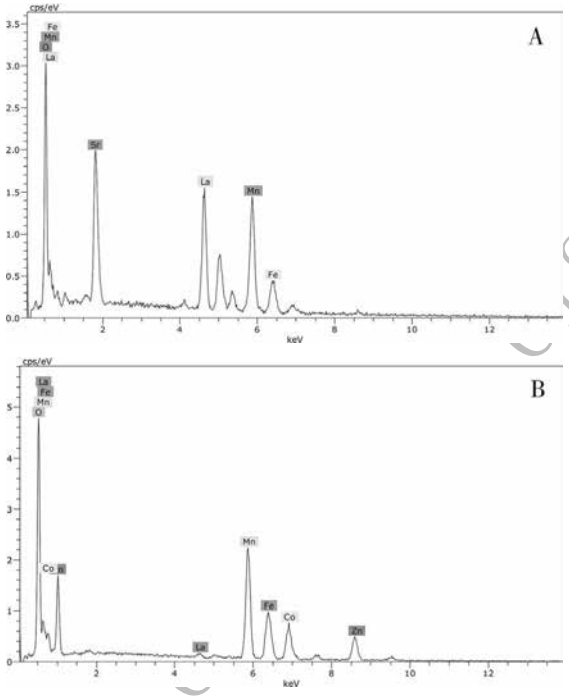


图 5　复合材料 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$-$(LaSr_{0.8}Mn_{0.2}O_3)_{0.33}$ 的表面 SEM 图和元素区域分布

表 **1**　陶瓷不同点元素含量 EDS 分析

$(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$-$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$		Element						
		Mn	Zn	Co	Fe	La	Sr	O
A	Weight%	17.81	0	0	5.23	8.01	14.13	30.59
	Atomic%	11.97	0	0	3.46	30.12	5.95	70.61
B	Weight%	23.33	15.66	13.66	12.47	1.70	0	32.17
	Atomic%	13.52	7.62	7.38	7.11	0.39	0	63.99
	Atomic%	11.97	0	0	3.46	30.12	5.95	70.61

图6为 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$-$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$（$0.2 \leqslant x \leqslant 0.8$）在 1350℃烧结陶瓷样品在-50～100℃区间内的 lnρ-1000/T 关系图，由图可知，lnρ 与 1000/T 呈现出良好的线性关系，随着温度的升高，复合材料的阻值显著降低，表明该复合材料具有典型的 NTC 热敏电阻的特性。由图可知，复合材料的电阻率随着钙钛矿相含量的增加而降低。在该图中观察到的是小极化跃迁传输机制的特征［11］。该机制可以是通过 Arrhenius 关系描述 $R = R_0\exp(\frac{Ea}{kT})$［12］：从性能上讲，Ea 是导电的活化能，可以根据 lnρ 与 1000/T 图，K 是玻尔兹曼常数，T 是绝对值温度。还应注意，电阻率随着 $LaMnO_3$ 的增加而减少 3 个内容。这个可以解释如下：（1）电导率 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$ 和 $(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$ 中的单个元素是由于 Mn^{2+} 和 Mn^{3+} 离子之间的电子跳跃［11，12］；（2）作为 $LaMnO_3$ 含量增加，Mn^{2+} 和 Mn^{3+} 离子增加，这会增加跳跃电导率，从而降低电阻率。材料常数 B，代表温度灵敏度物质，可以如下计算 $B = \frac{T_1 \times T_2}{T_2 - T_1} \times \ln(\frac{R_1}{R_2})$［12］：其中 R_1 是温度 T1 时的

电阻，R_2 是 T2 温度下的电阻。ρ_{25}，$B_{25/50}$ 和 Ea 在表 1 中列出。分别为 2800.800－39.032Ωcm，4898.9990－1834.6051K，0.4221－0.1581eV。当 x＝0.8 时，ρ_{25} 值仅为 39.032Ωcm，因为 $LaMnO_3$ 的电阻率为 3.03Ωcm，并且在温度范围内，电阻率的变化很小。因此，随着 $LaMnO_3$ 含量的增加，$(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$ 和 $(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$ 的电阻率可减少到数 10Ωcm。

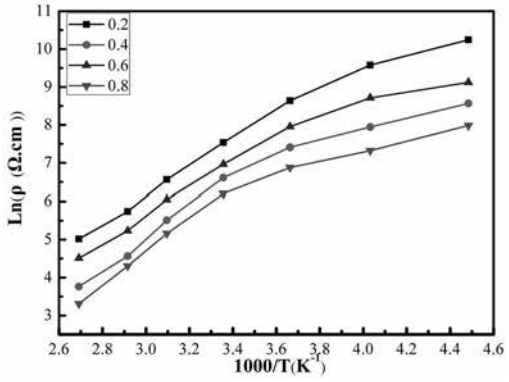


图 6　$(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$－$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）于 1350℃烧结样品 lnρ－1000/T 曲线

表 2 为 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$－$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）复合材料的电学参数，室温电阻率 ρ_{25}，材料常数 $B_{25/50}$，激活能 Ea，通常，NTC 热敏材料的电学性能用 ρ_{25} 和材料常数 B 值两个特征参数表征。ρ_{25} 为 25℃下陶瓷样品的电阻率；B 值的大小通过测量两个不同温度下的电阻值得到，B＝［T1×T2/（T2－T1）］×ln（R1/R2），式中 R1、R2 分别代表热力学温度 T1、T2 下电阻值，本实验中 T1、T2 分别为 298.15 K 和 323.15 K。其范围分别是 2800.800～39.032Ωcm，4898.9990～2834.6051K 和 0.4221～0.2442eV。当钙钛矿相的含量为 x＝0.8 时，电阻率和材料常数较低，为了获得高灵敏度的应用于中低温区的材料，因此选择钙钛矿相含量为 x＝0.8。

表 2　$(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$－$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）材料的电学参数

x	ρ_{25}（Ωcm）	$B_{25/50}$（K）	Ea（eV）
0.2	2800.800	4898.9990	0.4221
0.4	732.665	3693.0211	0.3182
0.6	858.064	3607.3553	0.3108
0.8	39.032	2834.6051	0.2442

结论

本次实验，通过传统的固相反应法制备出了不同组分的 $(Mn_{1.8}Co_{0.6}ZnFe_{0.6}O_4)_{0.67}$－$(LaSr_xMn_{1-x}O_3)_{0.33}$（0.2≤x≤0.8）NTC 热敏电阻材料（x 分别取 0.2、0.4、0.6、0.8）。样品的阻温特性分析结果显示，样品电阻表现出明显的 NTC 特性，并且随着样品中添加的 Sr 含量增大，样品 B 值和室温电阻率明显降低。其中，不同组分样品电阻的 ρ25 为 2800.800 ～ 39.032Ωcm，和 0.4221 ～ 0.2442eV，B_{25} 和 B_{50} 取值范围分别为 4898.9990 和 2834.6051K。这些结果表明，调节 Sr 含量可以改变 NTC 热敏电阻的电性能参数。这些材料具有良好的 NTC 特性，在较宽温度范围内可用作高温 NTC 热敏电阻的备选材料。

致谢

在相关实验的进行当中，收到了新疆理化技术研究所常爱民研究员、张惠敏研究员的大力支持，并提供了很多有益的数据和资料，在此向常老师张老师的大力帮助表示衷心的感谢。

参考文献：

[1] Varghese J M，et al. Microstructural，electrical and reliability aspects of chromium doped Ni－Mn－Fe－O NTC thermistor materials. Materials Science and Engineering：B，2008，149（1）：47－52.

[2] Park K，Fabrication and electrical properties of Mn－Ni－Co－Cu－Si oxides negative temperature coefficient thermistors. Journal of the American Ceramic Society，2005，88（4）：862－866.

[3] Zhang B, et al. Complex impedance analysis of (Y_2O_3+ CeO_2) −$YCr_{0.5}Mn_{0.5}O_3$composite NTC ceramics. Journal of Alloys and Compounds, 2012, 512 (1): 132-139.

[4] Feteira A, et al. NTC ceramics: Past, present and future. Advances in Science and Technology, 2010, 67: 124-133.

[5] Shpotyuk O, et al. Sintering-modified mixed Ni-Co - Cu oxymanganospinels for NTC electroceramics. Journal of Alloys and Compounds, 2011, 509 (2): 447-450.

[6] Varghese J M, et al. Ni-Mn-Fe-Cr-O negative temperature coefficient thermistor compositions: Correlation between processing conditions and electrical characteristics. Journal of Electroceramics, 2009, 22 (4): 436-41.

[7] Fujiwara K, et al. Resistance degradation in Y (Cr, Mn) $O_3-Y_2O_3$ composite NTC ceramics in hostile environments. Journal of the American Ceramic Society, 2009, 92 (11): 2634-2641.

[8] ZHANG Dong-Yan, et al. Preparation and thermal sensitive chararteristics of the $Co_{0.8}Mn_{0.8}Ni_{0.9}Fe_{0.5}O_4$ nanometer powders. Journal of Inorganic Materials, 2009, 24 (5): 1008-1012.

[9] Li X Q. $BaTiO_3$ and $SrBiO_{2.5}$ two phase system NTC thermistors. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 2008, 19 (3): 271-274.

[10] Guan F, et al. Effect of CaO-doped in $NiMn_2O_4$-$LaMnO_3$ composite ceramics on microstructure and electrical properties. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 2012, 23 (9): 1728 -1733.

[11] 刘树英. La 系钙钛矿与 Mn 系尖晶石复相热敏陶瓷材料的结构与导电性能研究. 武汉: 华中理工大学博士论文, 1998.

[12] Wang J H, et al. Effects of Sr-doping on the electrical properties of $MnCoNiO_4$ NTC ceramics. Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 2013, 24 (2): 622-627.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于溶液特性的微芯片电泳离子分离性能仿真研究

杨明鹏[1]　王跃翔[1]

（1. 南京信息工程大学自动化学院 南京 210044）

摘　要：本文采用计算机仿真方法系统研究了溶液特性对微芯片电泳离子分离性能的影响　在仿真环境中，分别考虑了溶液 zeta 电势　扩散系数　离子电荷数和动态粘度对离子分离性能的影响　仿真结果表明，从离子运动的起始位置到检测位置的到达时间与动态粘度成正比，与 zeta 电势　扩散系数及离子电荷数成反比；电泳分离后离子的分离度与扩散系数　电荷数　动态粘度成正比，与 zeta 电势成反比；离子浓度在不同的 zeta 电势　电荷数和动态粘度下存在最大峰值，而与扩散系数成反比　迄今为止，在微芯片电泳领域，溶液特性对于电泳分离效果的影响尚未引起足够的重视，本文的研究结果表明，溶液特性会明显影响离子的分离性能，包括到达时间　浓度峰高和分离度，研究和理解溶液性质对电泳微芯片分离性能的影响对于微芯片电泳具有重要的作用

关键词：电泳；微芯片；仿真；溶液特性

中图分类号及文献标识码：TH7，A

Simulationstudy of the analytical performance of ions in an electrophoresis microchip based on solution properties

Mingpeng Yang，Yuexiang Wang

（1. *Nanjing University of Information Science and Technology*，*Nanjing*，210044）

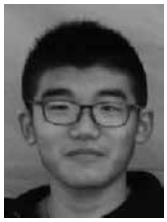
Abstract：The effects of solution properties on the analytical performance for ions in an electrophoresis

作者简介：杨明鹏，2009 年于南京航空航天大学获得学士学位，2015 年于南京航空航天大学获得硕士学位，2018 年于中国科学技术大学获得博士学位，现为南京信息工程大学讲师，主要研究方向为 MEMS、微流控、精密仪器。E-mail：mpyang@ nuist. edu. cn

Mingpeng Yangreceived his B. Sc. degree in 2009 from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics，received his M. Sc. degree in 2015 from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics，received his Ph. D. degree in 2018 from University of Science and Technology of China，now he is a lecturer in Nanjing University of Information Science and Technology. His main research interests include MEMS，microfluidics，and precise instrument.

王跃翔，现为南京信息工程大学自动化学院本科在读生。

Yuexiang Wang is now an undergraduate student majoring in automation in Nanjing University of Information Science and Technology.



＊**基金项目**：江苏省高校自然科学基金（19KJB530013）和南京信息工程大学人才启动项目（2019r016）资助项目

microchip were systematically studied by simulation methods. The effects of solution properties, including the zeta potential, diffusion coefficient, ionic charge number and dynamic viscosity, on the ionic separation performance were considered in the simulations. The simulation results showed that the arrival time of ions, that moved from the starting position to the detection position, was proportional to the dynamic viscosity and inversely proportional to the zeta potential, diffusion coefficient and ionic charge number. The separation degree of multiple ions after electrophoresis separation was proportional to the diffusion coefficient, charge number, dynamic viscosity and inversely proportional to the zeta potential. The peak height of the ionic concentration curve existed a maximum value for different zeta potentials, charge numbers and dynamic viscosity while it was approximately inversely proportional to the diffusion coefficient. So far, the effects of solution properties have not attracted enough attention in the field of microchip electrophoresis. However, the results in this paper remind us that the solution properties can obviously affect the ionic separation performance, including the arrival time, concentration peak height and separation degree. It is very meaningful for us to study and understand the effects of the solution properties on the analysis performance in an electrophoresis microchip.

Keywords: Electrophoresis; Microchip; Simulation; Solution properties

0 引言

离子检测在环境监测、土壤养分管理和医学检测[1-3]等领域具有重要作用。如何快速、便捷地实现离子检测一直是研究人员关注的研究热点内容之一[4-6]。自 1990 年以来，作为一种生化分析方法，微芯片电泳由于其分离速度快、检测效率高、消耗试剂少和制造成本低[7-9]而备受关注。直流电压下溶液中离子将在电泳力和电渗流[10]的作用下移动并分离，可根据离子从起始位置移动到检测位置的运动时间和检测到的信号强度来识别离子的种类和浓度。

目前，有关微芯片电泳的大部分研究工作集中在微芯片的制造方法、几何形状优化、操作参数优化以及微芯片电泳应用方面。Guijt 等人[11]基于印刷电路板（PCB）提出了一种使用干膜光刻胶自下而上制造微芯片的方法，大大简化了制造过程，降低了制造成本。Henderson 等人[12]采用激光印刷法制作了一层聚苯胺检测电极，将制造成本降低了 20 倍。Liu 等人[13]采用 0.6 μm 厚的绝缘层，大大降低了微芯片电泳的检出限（Limit of detection，LOD）。Kuban 等人[14]根据实验数据优化了电泳微芯片的几何形状和操作参数。

在对微芯片电泳深入研究的同时，许多研究者对其进行了理论研究。Saville 等人[15]首次提出了微芯片电泳的一维数学模型，在不考虑电渗流的情况下描述了离子浓度在电场驱动下的分布规律。Bianchi 等人[16]建立了 T 形通道微芯片电泳的二维模型，考虑了电渗流对微芯片电泳分离效果的影响。Kovarik 等人[17]采用有限元软件 COMSOL 成功地模拟了微芯片电泳的样品传输和电动进样过程。

然而，与制造方法、微芯片结构和操作参数的研究工作相比，溶液特性对微芯片电泳分离性能的影响并没有引起足够关注。溶液特性对微芯片电泳分离性能的影响在文献中尚未见报道，但这并不意味着溶液特性对微芯片电泳不重要。根据之前的文献，可以得出一些粗略的结论：zeta 电势是影响电渗流[18]速度的关键参数；扩散系数可影响离子分布[19]；离子电荷数是离子在流体中迁移速度的重要影响因素[18]；动态粘度是流体阻力的重要指标[20]。在前人研究工作的基础上，本文在多物理场仿真软件 COMSOL 中建立了微芯片电泳的二维模型，并通过微芯片电泳

实验对所建立的模型进行了验证。实验结果表明，该二维模型能够有效地预测微芯片电泳的分离性能。采用建立的二维仿真模型，本文从仿真的角度分析了 zeta 电位、扩散系数、离子电荷数和动态粘度等溶液特性对微芯片电泳分离性能的影响。虽然本文仅从仿真的角度研究了溶液特性对微芯片电泳分离性能的影响，但这并没有降低本文的价值，研究结果揭示了溶液特性对电泳分离的影响规律，提醒我们其重要性，并呼吁更多研究者对该研究方向给与更多的关注和采取更全面的研究。

1 材料和方法

1.1 理论

微芯片电泳是一个复杂的多场耦合问题，涉及电场、流场和物质扩散场。本节考虑了离子在上述三场作用下的数学关系。

微芯片溶液中，固液交界面处的离子由于固液接触特性会被重新排列，形成由两层离子构成的双电层[21]。双电层的第一层是粘附层，固定在微通道壁上且不能移动；在粘附层之外，第二层是扩散层，可在电场作用下自由移动。两层之间的界面称为剪切面，在该处的电势称为 zeta 电势，是影响电渗流特性的关键参数。在电场作用下，扩散层的运动带动整个流体沿微通道作块状运动。电渗流是微流控领域重要的电动力学现象。

电渗流的速度由下式给出：

$$u=\mu_{eo}E_x \tag{1}$$

其中，E_x 是局部电场强度，μ_{eo} 是电渗流迁移率，

$$\mu_{eo}=\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r\zeta}{\eta} \tag{2}$$

其中，ε_0、ε_r 分别是真空介电常数和相对介电常数，ζ 是 zeta 电势，η 是流体的动态粘度。

采用 Navier-Stokes（NS）方程和连续性方程式描述不可压缩牛顿流体的流动，

$$\rho\frac{\partial u}{\partial t}+\rho u\cdot\nabla p+\eta\nabla^2 u \tag{3}$$

$$\nabla\cdot u=0 \tag{4}$$

其中，ρ 是流体的密度，u 是流体的速度，p 是流体的压强，η 是流体的动态粘度。

微流体环境中的雷诺数较低，是层流运动，因此可以将 NS 方程简化为 Stokes 方程；同时，考虑到微芯片中没有施加额外的压力梯度，增加了电场力的作用，可以将 NS 方程改写为：

$$\rho\frac{\partial u}{\partial t}=-\nabla p+\eta\nabla^2 u+\rho_e E \tag{5}$$

其中，ρ_e 是局部电荷密度，E 是局部电场强度。

微芯片电泳中带电粒子的物质扩散过程可采用 Nernst-Planck 方程描述，

$$\frac{\partial c_i}{\partial t}+\nabla\cdot(-D_i\nabla c_i-z_i u_i F c_i\nabla V)+u\cdot\nabla c_i=0 \tag{6}$$

其中，F 是法拉第常数，D_i 是离子物质的扩散系数，c_i 是离子种类的浓度，z_i 是离子种类的电荷数，ui 是物种 i 的迁移率，V 是电势，u 是流体的速度。

根据 Nernst-Einstein 方程，u_i 定义如下：

$$u_i=\frac{D_i}{RT} \tag{7}$$

其中，R 是通用气体常数，T 是温度。

1.2 有限元仿真

基于上述方程，采用有限元仿真软件 COMSOL 5.0a（瑞典 COMSOL 公司）建立并求解了二维模型。COMSOL 是功能强大的多物理场仿真工具，已成功用于计算和分析多种微流体现象[22,23]。本文通过该软件对电泳芯片中离子的分离过程进行建模和计算。

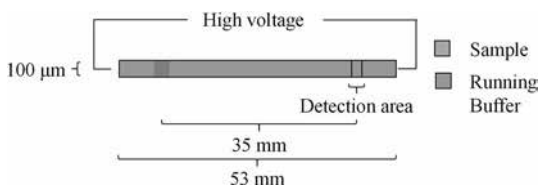


图 1 电泳微芯片的二维模型示意图

Fig. 1 Schematic of the 2-D model of an electrophoresis microchip with channel dimensions

表 1　仿真中用于在直流电压下分离 K^+、Na^+、Li^+的参数

符号	数值	描述
ρ	1000kg/m^3	缓冲液的密度
V	2000 V	分离电压
ε_r	78.5	相对介电常数
ε_0	8.854×10−12 C^2/J m	真空介电常数
η	10^{-3} N/（s^{-2}m^{-2}）	运行缓冲液的粘度
zeta	−50mV	Zeta 电位
D_{K+}	1.957×10^{-9} m^2/s	K^+的扩散系数
D_{Na+}	1.334×10^{-9} m^2/s	Na^+的扩散系数
D_{Li+}	1.029×10^{-9} m^2/s	Li^+的扩散系数
Z_{K+}	1	K^+的电荷数
Z_{Na+}	1	Na^+的电荷数
Z_{Li+}	1	Li^+电荷数

微芯片电泳的二维模型如图 1 所示。微通道的长度为 53 mm，有效分离长度为 35 mm。微通道的宽度和高度均为 0.1 mm。在进样口附近，样品浓度分布在初始条件下设置为高斯分布函数，与平均离子分布相比，与实际离子分布更接近。在通道的两端施加直流电压时，离子将移动并分离。将后面验证实验中检测平台[24] 的信号发送和接收电极之间的距离设定为 0.8 mm 的狭窄区域，以此监测该区域的例子浓度变化。

表 2　在模拟中用于研究溶液性质对检测性能的影响的参数

符号	值	描述
f	0.8、0.9、1.0、1.1 和 1.2	乘数
zeta	−50mV	Zeta 电势
D	1.0×10^{-9} m^2/s 1.5×10^{-9} m^2/s 2.0×10^{-9} m^2/s	三种离子的扩散系数
z	1	三种离子的电荷数
μ	1×10^{-3} N/（s^{-2}m^{-2}）	溶液的动态粘度
ρ	1000kg/m^3	溶液密度

续表

符号	值	描述
V	2000 V	分离电压
ε_r	78.5	相对介电常数
ε_0	8.854×10^{-12} C^2/J m	真空介电常数
η	10^{-3} N/（s^{-2}m^{-2}）	溶液的动态粘度

为了获得微芯片电泳分离过程中三种离子的浓度随时间变化的分布规律，必须求解上述物质扩散方程的瞬态解。由于在微尺度下，流场（层流）和电场分布近似不变或者变化很小，可在稳态条件下分别求解流场和电场方程，而在瞬态条件下计算物质扩散方程。该策略可节省大量计算成本。

1.3　材料与仪器

全程使用去离子水；乙磺酸（Morpholino ethanesulfonic acid，MES）和组氨酸（Histidine，His）购自中国合肥拜耳迪化学技术有限公司；氯化钾、氯化钠和氯化锂购自中国国药集团化学试剂有限公司。所有试剂均为分析纯。

两个高压模块（DW−P102−1C32 和 DW−P502 − 1C0F；中国东文公司；http：//www.tjindw.com）分别为电泳实验提供进样和分离电压。电泳实验中使用的微芯片采用热压成型和热压键合工艺制备，在我们之前的研究工作中已有介绍[24]。采用外部 C^{4}D 检测平台[24] 检测 K^+、Na^+、Li^+。

表 1 列出了模型中采用的溶液及离子计算参数。表 2 列出了模型中溶液特性对分离性能的仿真参数。表 3 中列出了仿真模型采用的边界条件和初始条件。

表 3　有限元模拟中的边界条件和初始条件

边界条件		
入口	$p=0$ $V=2000$V	$c_1(t)=c_2(t)=c_3(t)=0$
出口	$p=0$ $V=0$ V	$c_1(t)$，$c_2(t)$，$c_3(t)$

续表

边界条件	
壁面	$u=\mu_{eo}E \quad \mu_{eo}=\dfrac{\varepsilon_0\varepsilon_r\zeta}{\eta}$
初始状态	$p=0,\ V=0\ V,\ c_1(t)=c_2(t)=c_3(t)=cin$ $cin=0.5^{-0.5(\frac{x-x_m}{sigma})^2}\quad (y>0)$ cin 是浓度高斯分布函数，峰值为 0.5 mM/L

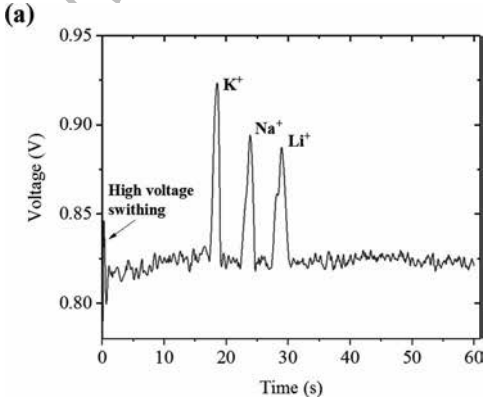
1.4 实验程序

在电泳实验之前，分别用去离子水和缓冲液（20 mM/L MES/His－0.7 mM/L 18－crown－6）清洗微通道 20 分钟。所有样品离子（包括氯化钾、氯化钠和氯化锂）均溶解在缓冲液中。样品进样选用常规电动十字交叉进样法，样品进样电压和分离电压分别为 1000 V 和 2000V。

2 结果与讨论

2.1 仿真模型的实验验证

为了验证仿真模型的可行性，分别比较了 K^+、Na^+、Li^+三种离子在仿真环境和实验条件下的分离效果，K^+、Na^+、Li^+在微通道分离过程的仿真和实验结果如图 2 所示。结果表明：在仿真和实验结果中，三种离子均按照 K^+、Na^+、Li^+的顺序完全分离；仿真结果与实验结果中三种离子的到达时间吻合较好；由于仿真和实验结果中三种离子的峰高值分别是电压信号和浓度信号，因此无法进行定量比较，但是其趋势是一致的。仿真和实验结果表明本文所建立的仿真模型是可行的。



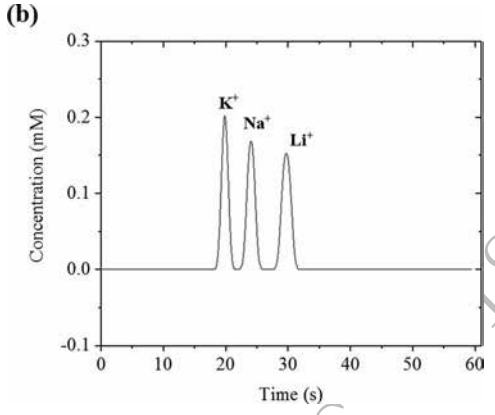


图 2 微芯片电泳分离过程中 K^+、Na^+ 和 Li^+的实验结果（a）和仿真结果（b）

Fig. 2 The experimental result (a) and simulation result (b) for K^+, Na^+ and Li^+ in an electrophoresis microchip

2.2 溶液性质对分离性能的影响

为了比较和评估不同溶液特性的微芯片电泳的分离性能，分别定义了代表分离性能的三个参数，即离子到达时间 T_a、浓度峰高 P_c 和分离度 S_d）。

离子到达时间 T_a 是表征微芯片电泳分离离子速度的重要参数，是指被检测离子从起始位置移动到检测区域的时间。

离子浓度峰高 P_c 是离子到达检测区域时的浓度峰值。P_c 值越高，表示检测到的信号值和信噪比越高。

离子分离度 $S_{d(i)}$ 是表征一种离子在多种离子中区分度的重要参数，其中一种离子的检测信号可能与另一种离子重叠。分离度定义为

$$S_{d(i)}=\frac{T_{a(i+1)}-T_{a(i)}}{T_{total}} \tag{8}$$

其中，i 是指离子类别，$T_{s(i)}$ 是离子 i 的到达时间，T_{total} 是电泳分离的总时间。在仿真实验中，将 T_{total} 的值设置为 60 秒。

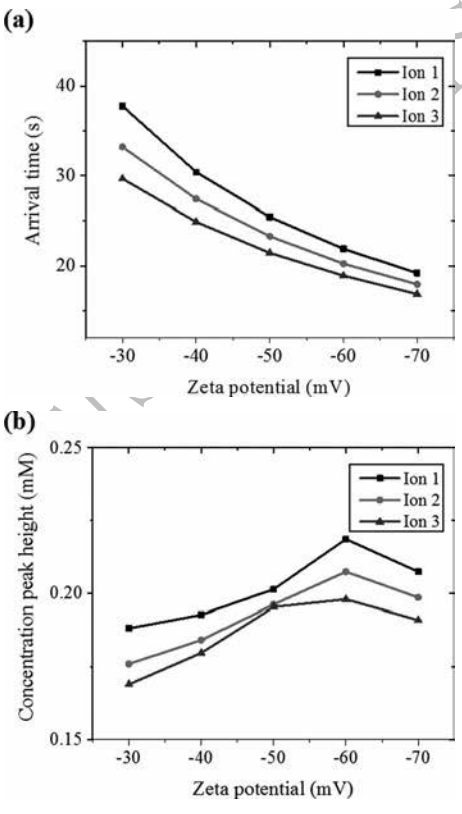
在下文中，通过三个参数评估具有不同 zeta 电位、扩散系数、离子电荷数和动态粘度的溶液对微芯片电泳离子分离的影响。

迄今为止，虽然溶液特性对微芯片电泳检测性能的研究很少，但是本文将通过对比以前实验结果、引证相关理论和进行逻辑推论等多种途径，来解释仿真结果。

2.2.1 zeta 电位的影响

为了研究 zeta 电势对微芯片分离性能的影响，本文在仿真模型中计算并分析了一系列 zeta 电势（−30 mV，−40 mV，−50 mV，−60 mV，−70 mV）对分离性能的影响，其他参数在仿真中保留初始值。

如图 3（a）所示，可以发现当 zeta 电势从−30 mV 到−70 mV 变化时，三种离子的到达时间均随 zeta 电势的减小而减少。根据电渗流理论[10]，电渗流速度与 zeta 电势成正比，因此，更大的 zeta 电势意味着更快的电渗流速度和更短的到达时间。仿真结果中 zeta 电势对到达时间的影响与电渗流理论是相一致的。从图 3（b）中可以看出，当 zeta 电势从−30 mV 到−70 mV 变化时，三种离子的浓度峰高逐步增加，之后又有减弱的趋势。随着 zeta 电势的增加，离子迁移速度增加，电泳分离时间减少；当迁移速度增加时，离子扩散将增强，而当分离时间减少时，离子扩散将减弱。由离子扩散度决定的检测离子的浓度峰高。因此，存在最佳的 zeta 电位−60 mV。



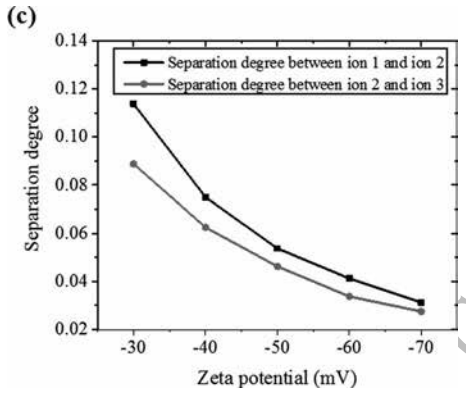
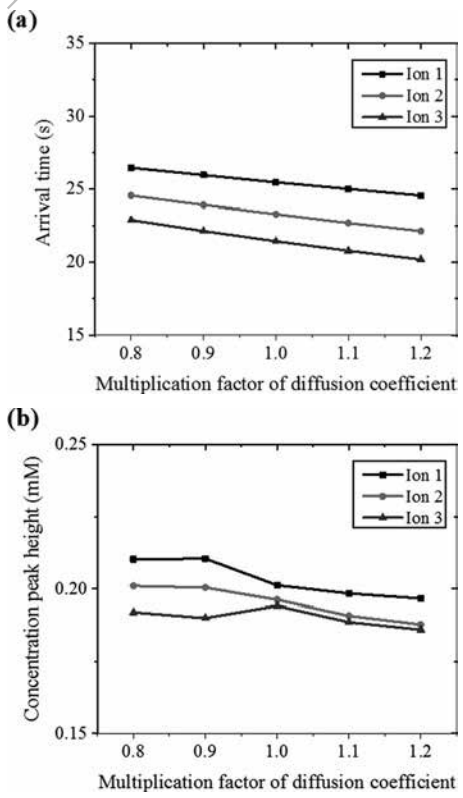


图 3　zeta 电位对三种离子的到达时间（a）、浓度峰高（b）和分离度（c）的影响

Fig. 3　Effects of the zeta potential on the arriving time (a), concentration peak height (b) and separation degree (c) for three ions

2.2.2 扩散系数的影响

为了研究扩散系数对到达时间的影响，定义了一系列的扩散系数值 0.8、0.9、1.0、1.1 和 1.2。也就是说原始扩散系数将乘以这些因子，在仿真中使用。



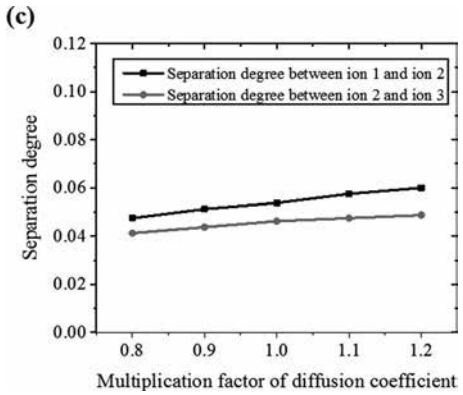


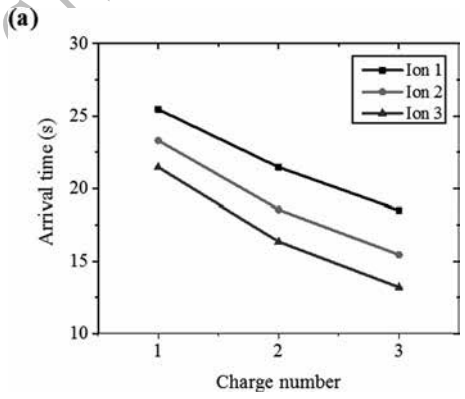
图 4　扩散系数对三种离子的到达时间（a）、浓度峰高（b）和分离度（c）的影响

Fig. 4　Effects of the diffusion coefficient on the arrival time（a）, concentration peak height（b）and separation degree（c）for the three ions

如图 4（a）所示，到达时间与扩散系数成反比线性关系。扩散系数表示溶液中离子扩散的难易程度，因此与低扩散系数的离子相比，直流电压下具有较大扩散系数的离子的移动速度更快。由于扩散较快，具有较大扩散系数的离子将导致较低的浓度峰高（图 4（b））。但是，扩散系数的增加会增强电泳效果，因此三种离子的分离度会随着扩散系数的增加而增长（图 4（c））。

2. 2. 3　离子电荷数的影响

由于阴离子的电渗流方向与电泳方向相反，阴离子在电场下移动的现象比阳离子复杂得多，为简单起见，在仿真中仅考虑阳离子。阳离子的电荷数很少超过 3，在模拟中仅选择了三个电荷数 1、2 和 3。



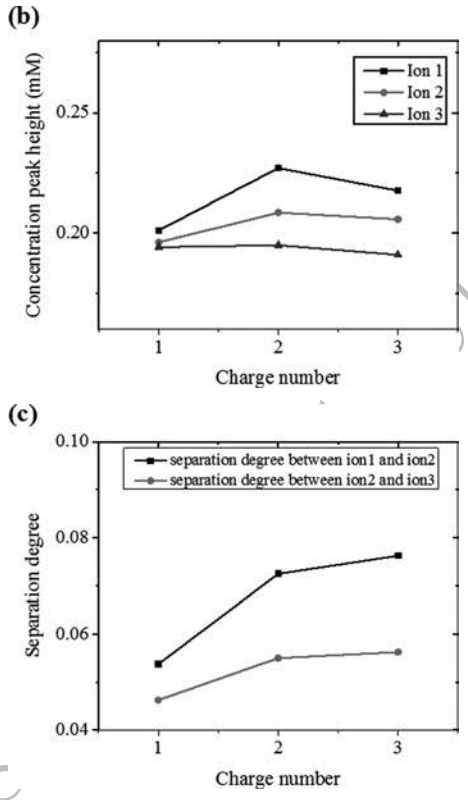


图 5　离子电荷数对三种离子的到达时间（a）、浓度峰高（b）和分离度（c）的影响

Fig. 5　Effects of the ionic charge number to the arrival time（a）, concentration peak height（b）and separation degree（c）for three ions

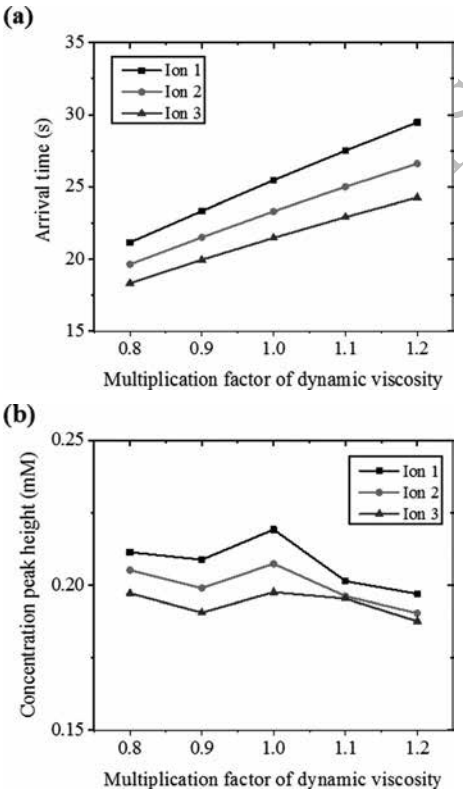
根据电泳理论[10]，离子在直流电压下的迁移受到电渗流和电泳共同作用引起的。在仿真中，具有不同电荷数离子的电渗流相等，而电场引起的电泳力与离子电荷数成线性关系。因此，具有更大电荷数的离子将移动得更快。仿真结果表明，到达时间与离子电荷数成反比，如图 5（a）所示。更少的到达时间意味着更少的离子扩散和更高的浓度峰高；同时，由于离子电荷数增加导致剧烈的离子扩散，当离子电荷数大于 2 时，由增加的离子电荷数引起的扩散开始起主导作用，因此当电荷数大于 2 时，浓度降低（图 5（b））。更大的离子电荷数意味着更大的电泳力，因而离子电荷数越大分离度越好（图 5（c））。

2. 2. 4　动态粘度的影响

为了研究动态粘度对到达时间、浓度峰

高和分离度的影响，定义了一系列系数 0.8、0.9、1.0、1.1 和 1.2。这意味着初始动态粘度将乘以这些系数，并用于仿真中。

从仿真结果可以看出，三种离子的到达时间随着动态粘度的增加呈线性增长。显然，流体阻力随着动态粘度的增加而增加，这降低了流体速度并增大了到达时间（图 6（a））。动态粘度和三种离子的浓度峰高之间的关系如图 6（b）所示。关系曲线呈现为一条折现，当系数为 1 时，浓度峰高达到最大值；随着动态粘度的增加，三个离子的分离时间会增大；随着分离时间的增加，三种离子的浓度峰值减小，而随着动态粘度的增加，离子的扩散受到阻碍。因此，动态粘度和浓度峰高之间的关系呈现波动趋势。分离度和动态粘度之间的关系表示为线性生长关系，如图 6（c）所示。显然，三种离子的分离度随着分离时间的增加而放大，动态粘度越大，浓度峰值越陡。



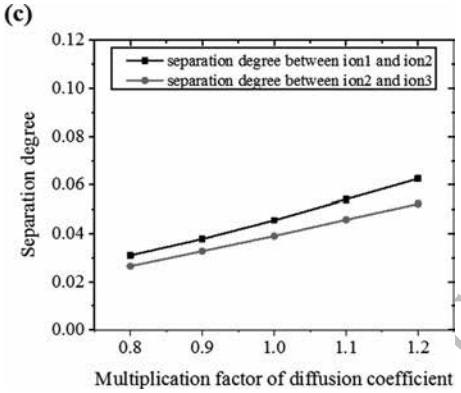


图 6　动态粘度对三种离子的到达时间（a）、浓度峰高（b）和分离度（c）的影响

Fig. 6　Effects of the dynamic viscosity on the arrival time (a), concentration peak height (b) and separation degree (c) for three ions

3　结论

本文采用有限元仿真的方法研究了 zeta 电位、扩散系数、离子电荷数和动态粘度等溶液特性对微芯片电泳离子分离性能的影响。仿真结果表明，溶液特性对离子分离性能有明显影响，包括离子到达时间、浓度峰值和分离度。掌握了溶液特性对分离性能的影响规律，只需改变溶液特性就可以预测和调节微芯片电泳的分离性能。当微芯片的几何形状无法改变，或者制造成本非常高昂时，通过改变溶液特性来实现电泳分离性能的改变，是非常可取的方法。迄今为止，许多研究人员都在关注微芯片电泳新结构、新材料和新实验方法；然而，仿真结果表明，溶液特性对分离性能显着影响。如果可以进一步了解溶液特性对电泳分离的影响，将为我们的未来对微芯片电泳的研究带来便利。本文的仿真研究只是一个开始或提醒，溶液会显著影响微芯片电泳中的检测性能。在今后有关微芯片电泳的研究中，我们应当关注和侧重溶液特性这一研究方向。

参考文献：

[1] Tekile A, Kim I, Kim J. *J. Environ. Sci.*, 2015, 30: 113-121.

[2] Zhang Y, Ma R, Hu M, et al. *Sci. Total. Environ.*, 2017, 584-585: 651-664.

[3] Gao X, Chen CTA. *Water Res.*, 2012, 46: 1901-1911.

[4] Feng L, Zhang W, Liang D, et al. *Optik*, 2014, 125: 3337-3343.

[5] Valilue Z, Vardin MT, Kalhor EG. *Indian J. Chem. A*, 2016, 55A: 51-56.

[6] Chandrasekhar V, Pandey MD, Das B, et al. *Indian J. Chem. A*, 2011, 50A: 453-458.

[7] Manz A, Graber N, Widmer HM. 1990, *Sens. Actuators B*, 1: 244-248.

[8] Guijt RM, Baltussen E, Steen GVD, et al. *Electrophoresis*, 2001, 22: 2537-2541.

[9] Yang M, Huang Zhe, Xie Yang, et al. *Chinese J. Anal. Chem.*, 2018: 46: 631-641.

[10] Mahabadi KA, Rodriguez I, Lim CY, et al. *Electrophoresis*, 2010, 31: 1063-1070.

[11] Guijt RM, Armstrong JP, Candish E, et al. *Sen. Actuators B*, 2011, 159: 307-313.

[12] Henderson RD, Guijt RM, Andrewartha L, et al. *Chem. Commun.*, 2012, 48: 9287-9289.

[13] Liu J, Xu F, Wang S, et al. *Electrochem. Commun.*, 2012, 25: 147-150.

[14] Kuban P, Hauser PC. *Lab Chip*, 2008, 8: 1829-1236.

[15] Saville D, Palusinski O. *AICHE J.*, 1986, 32: 207-214.

[16] Bianchi F, Ferrigno R, Girault H. *Anal. Chem.*, 2000, 72: 1987-1993.

[17] Kovarik ML, Lai HH, Xiong JC, et al. *Electrophoresis*, 2011, 32: 3180-3187.

[18] Voracova I, Kleparnik K, Liskova M, et al. *Electrophoresis*, 2015, 36: 867-874.

[19] Kenndler E, Schwer C. *Anal. Chem.*, 1991, 63: 2499-2502.

[20] Grob GA, Thyagarajan V, Kielpinski M, et al. Microfluid. Nanofluid., 2008, 5: 281-287.

[21] Kirby BJ. Micro-and Nanoscale Fluid Mechanics, 2010, *Cambridge university press*, p. 133.

[22] Zahra A, Scipinotti R, Caputo D, et al. *Sen. Actuators A: Phys.*, 2015, 236: 206-213.

[23] Poorreza E, Vafaie R H, Mehdipoor M, et al. *Indian J. Pure Ap. Phy.*, 2013, 51: 506-515.

[24] Yang M, Huang Z, You H. *R. Soc. Open Sci.*, 2018, 5: 171687.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

压力位差式气体层流流量传感器研究

张洪军* 王晴晴 黄浩钦 董双双 李国占

（中国计量大学 计量测试工程学院 杭州 310018）

摘 要：本文介绍了一种新型压力位差式气体层流流量传感器设计和测试工作。传感器分为本体和集成盖板两部分，壳体为一体化加工而成，取压盖板采用内部管路联通的方式代替外部取压管，毛细管组、滤网、管路连接件等均采用模块化设计，差压、绝压和温度传感器集成在取压盖板上。文中分析了传感器工作原理，给出了修正公式。基于音速喷嘴气体标准流量装置进行了传感器实验测试，流量测量范围为（0.0821-5.2008）m^3/h。测试结果显示，在整个量程范围内，流量测量误差小于±0.8%，量程比超过 60 倍，达到了设计目标，说明设计工作是成功的。预计这种传感器可以在微小气体流量准确测量领域获得应用。

关键词：气体流量测量；小流量；层流流量传感器；压力位差式；模块化

中图分类号：TB937 **文献标识码**：A

Study on the Pressure Potential Differential Type Laminar Flow Transducer for Gas Flowrate Measurement

Zhang Hongjun Wang Qingqing Huang Haoqin Dong Shuangshuang Li Guozhan

(*College of Metrology and Measurement Engineering*, *China Jiliang University*, *Hangzhou*, 310018, *China*)

Abstract: Designing and test works on a pressure potential differential (PPD) type laminar flow transducer is introduced in this paper. The flow transducer is composed of two components, i. e. main part and integrated cover plate. The shell of the transducer is machined from a block material. There are internal channel in the cover plate for pressure acquisition, which can replace outside pressure tubes. Other components, such as capillary bundles, mesh filter, and pipe connector, are designed with the idea of modularity. The differential, absolute pressure sensors, and temperature sensor are integrated on the pressure acquisition cover plate. The principle of the PPD gas flow transducer is analyzed

作者简介：张洪军（通讯作者），2001 年获香港理工大学力学博士学位，现任中国计量大学教授，主要研究方向为流量、能源计量技术、流动测试技术。E-mail：zhanghongjun@cjlu.edu.cn

Zhang Hong-jun (Corresponding author) received his PhD degree from the Hong Kong Polytechnic University in 2001. He is now a professor in China Jiliang University. His main research interests include flow metering, capacity measurement and energy metering.

基金项目：浙江省重点研发计划项目（2019C01133）

and correction formula is given. The PPD transducer was tested based on a sonic nozzle gas standard flow device. The flow range in the testing is (0.0821-5.2008) m^3/h. The results show that, in the whole flow range, flow measurement error is less than ±0.8%, and the turndown ratio is great than 60, which prove that the design work is successful. It is predicted that this new kind of flowrate transducer will be used in the micro and small gas flowrate measurement field.

Keywords: Gas flow measurement; Small flow; Laminar flow transducer; Pressure potential difference type; Modularity

0 引言

层流流量计具有无可动部件、量程比宽、测量准确、响应快等优点，在气体微小流量测量和瞬时气体流量测量领域有广泛的应用[1-3]。

层流流量计是基于哈根-伯肃叶定律工作的，即层流传感元件进出口两截面之间的压差与流量成正比，通过测量层流元件两侧差压来获得流量。实际上，传统层流流量计层流元件两端压差与流量之间并不是严格的线性关系，这是只有充分发展层流流动摩擦阻力损失是线性的，而层流元件毛细管进出口局部损失和毛细管入口段流动阻力损失都不能保证线性[4,5]。为了减小非线性压损占比，一般采用加大毛细管长径比的方法，但这样会带来很大的流动阻力损失[6,7]。

目前气体层流流量计产品的自身压损一般在 6kPa 以上，这对于有些应用来说太大了。为了克服层流流量计流动阻力大的问题和充分发挥层流流量计线性特点，研究人员一直在寻找改进的方法。2010 年，Fernando 等[8] 提出了一种三个取压点的层流流量计设计方案，小流量时取全部长度毛细管的压降，大中流量时取毛细管后半部分的压降，这样一方面可以更好地利用差压传感器测量范围，另一方面可减小差压非线性部分占比，不利方面是这种方法中增加了阀门切换系统，装置相对复杂。2019 年，中国计量大学王翦等[9] 提出了一种差分式层流流量传感技术，采用两个毛细管组件串联，取两个组件两端差压之差用于计算流量，可消除进出口局部损失和层流入口段流动等非线性流动损失。缺点是该方法中需要两个差压传感器，成本高，而且增加一个传感器就增加一个误差来源。

为了克服差分式层流流量测量技术的不足，中国计量大学研究团队又提出了压力位差式层流流量测量技术[10]。该技术的核心思想是构造含有 4 个毛细管层流组件位置交叉对称的双流道结构，取压力位差用于计算流量，从而将毛细管进出口局部损失和层流入口段流动阻力损失等非线性压损予以抵消，因此可以获得更高的精度和更宽的量程比。这种新型层流流量传感技术理论上优势明显，如何将其转化为实际产品，需要进行实用化结构设计。本文的目的是基于压力位差式层流量流量传感技术，设计一款集成化、模块化的气体微小流量测量传感器，并进行相关测试和分析。

1 压力位差式层流流量传感原理简介

根据哈根-泊肃叶定律，对于不可压缩充分发展圆管层流流动，体积流量 q 和压力损失为线性关系[7,11]，即

$$q=\frac{\pi d^4\ (P_1-P_2)}{128\mu L} \tag{1}$$

式中，

d-圆管（毛细管）内径；

L-层流流道长度；

μ-流体动力粘度；

P_1、P_2-上、下游取压点处流体的压力。

当流体粘度已知时，基于公式（1），可

通过测量层流元件两侧差压获得流量[12]。反过来，知道流量情况下，可获得流体粘度[13,14]。实际上，对于层流流量计或粘度计，公式（1）只能是近似成立[7,11,13,14]，这是因为，毛细管层流元件压力损失中包括进出口局部损失、毛细管层流入口段流动损失等非线性部分。实际使用中，当毛细管长径比足够大时，上述非线性损失造成的测量误差可以忽略，代价是流量计压损非常大。

压力位差式层流流量传感原理参见图 1，传感元件内部流道由两条管径相同的并联支路组成。支路上分别串联两个毛细管组①和②、③和④，每个毛细管组所含毛细管直径和数量都相同，4 个毛细管组长度交叉对称，即①和④长度同为 L_1，②和③长度同为 L_2，两条支路流阻特性相同。①和②之间、③和④之间为取压腔室。

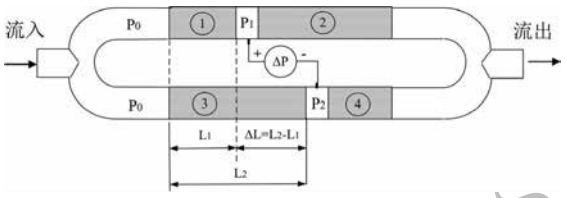


图 1　压力位差式层流流量传感单元及压降示意图

Fig. 1　Schematic diagram of aPPD laminar flow sensor unit and its pressure drop

假设流动方向由左向右，流经传感元件的流量为 Q，由于两个并联支路流动阻力特性相同，两个支路的流量相同，均为 $Q/2$。两条并联支路左侧入口处压力均为 P_0，上、下支路取压腔室压力分别为 P_1 和 P_2，两个腔室之间的差压 ΔP 称为压力位差（PPD，pressure potential difference），则

$$\Delta P = P_1 - P_2 = (P_0 - P_2) - (P_0 - P_1) \quad (2)$$

可见，ΔP 相当于毛细管组①和③的压降之差。由于两个并联支路流量相同，毛细管组①和③进出口局部阻力损失和层流入口段流动损失也相同，毛细管组①和③压降中相同部分相互抵消，ΔP 相当于毛细管组③虚线到出口之间的流动压损（不含出口局部损失）。因为虚线以后流动已经进入充分发站段（设计中需保证），此段管内流量与压降严格满足哈根-泊肃叶定律，流经毛细管组③的流量

$$\frac{Q}{2} = \frac{n\pi d^4}{128\mu\Delta L}\Delta P \quad (3)$$

式中，n-单个毛细管组件中毛细管根数；

ΔL-长短毛细管长度之差，$\Delta L = L_2 - L_1$，其中，L_1 为短毛细管长度，L_2 为长毛细管长度。

流经传感元件的总流量

$$Q = \frac{n\pi d^4}{64\mu\Delta L}\Delta P \quad (4)$$

2　模块化 PPD 层流流量传感器设计

2.1　性能指标和设计要求

本项工作的目的是设计一款用于气体流量测量的结构紧凑、功能完善、通用性强的压力位差式层流流量传感器。作为一款新型传感器的尝试，提出如下性能参数和要求：

1）最大流量 5m^3/h；

2）量程比不小于 50 倍；

3）测量准确度，±0. 8%；

4）压力范围，0. 05-0. 3MPa（绝压）；

5）适用气体：洁净气体

6）结构紧凑，模块化设计，数字输出

2. 2 传感器结构设计

考虑上述要求，进行了传感器结构设计，如图 2 所示。传感器分为传感器本体和集成盖板两部分。其中，传感器本体由壳体、毛细管组、滤网和管路连接件组成，作用是构造测量流道，以及流体过滤、管道连接功能；集成盖板由取压盖板和集成在其上的差压、绝压及温度传感器组成，功能是取压和进行差压、绝压和温度测量，进行数字信号输出。

壳体由整块材料加工而成（图 3），含两个流道（两种长度的 4 个毛细管组安装在两个流道中，两流道中长短毛细管组位置交叉对称，两个毛细管组之间为取压腔室，这样就构造了压力位差式层流流量传感器的测量管路）。壳体的一侧开有矩形凹槽，集成盖板将安装于此，凹槽底面对应两个取压腔室的

位置开有取压孔。管路连接件用螺栓固定在壳体两端，滤网夹在两者之间，组成传感器本体。

取压盖板（图 4）一侧开有两个取压孔，位置对应于壳体上的取压孔，同时其内部设计有连通通道，将两个取压孔与盖板另一侧两个差压测压孔、一个绝压测压孔相连通。这样设计使得取压盖板与差压和绝压传感器直接连接而不需要通过额外的取压管，结构紧凑且连接可靠。芯片式差压传感器和绝压传感器用螺栓固定在取压盖板上，其压力接口分别与取压盖板的差压测压孔和绝压测压孔紧密对接，芯片式温度传感器探头安装在取压盖板测温孔中，胶水固定。传感器主要参数列于表 1。

集成盖板放置在壳体矩形凹槽内并用螺栓固定，取压盖板和壳体上的取压孔对正，取压孔密封圈处于压紧状态，保证取压孔连接处密封。

壳体一体化加工和毛细管组、滤网、管路连接件、集成盖板、取压盖板模块化、集成化，使得设计、加工和组装非常容易实现标准化，保证传感器可靠性和稳定性。

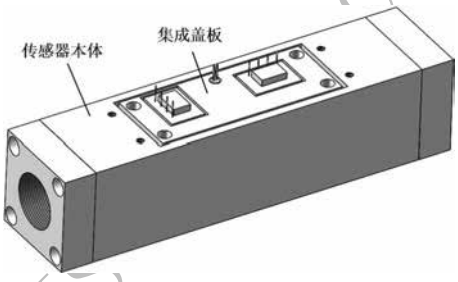


图 2　PPD 层流流量计传感器结构图

Fig. 2　Structure diagram of the PPD laminar flowrate transducer

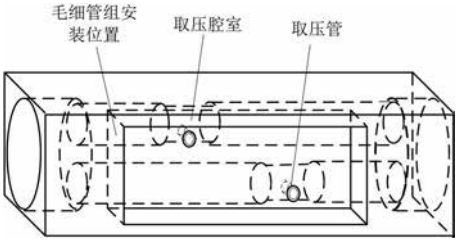


图 3　壳体示意图

Fig. 3　Diagram of shell

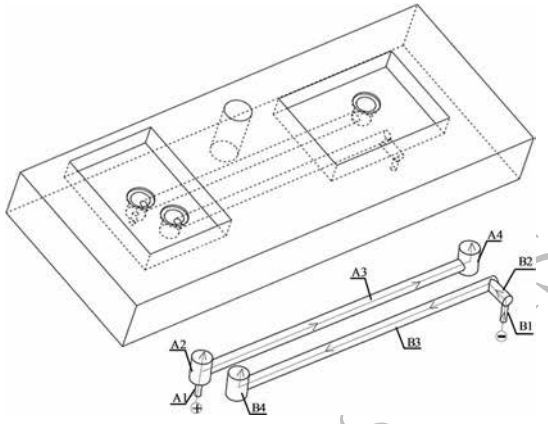


图 4　取压盖板结构示意图

Fig. 4　Structure diagram of the cover plate for pressure acquisition

表 **1**　传感器选型和主要参数

Table 1　Model of the transducers and their main perimeters

传感器名称	规格型号	主要参数
差压传感器	NPC-1210-10WD-3S	测量范围：0~2.5kPa 精度：±0.5%
绝压传感器	NPC-1210-030A-3N	测量范围为 0~350kPa 精度：±0.5%
温度传感器	DS18B20	测量范围为 -55℃ ~ +125℃。 精度：±0.5℃

2.3　毛细管组设计计算

毛细管组由不锈钢管壳和内部多根毛细管组成。考虑防阻塞和避免过大流阻等，不锈钢毛细管内径选择 $d = 0.8$mm。实际工作时，短毛细管内流动应达到充分发展，毛细管层流入口段长度 L_e 可按下式计算

$$L_e = Cd\mathrm{Re} \tag{5}$$

式中，雷诺数

$$\mathrm{Re} = \frac{\rho v d}{\mu} \tag{6}$$

式中，v-毛细管内平均流速；

ρ-流体密度；

C-系数。

定义平均流速达到充分发展段流速的 0.95 达到充分发展，则 $C=0.033$[15]。取最大工作雷诺数 Re = 1200，则 L_e = 40mm，因此取 L_1 = 40mm。其他模型设计参数列于表 2。

表 2　毛细管组设计参数

Table 2　Design parameters of capillary bundles

参数名称	参数数值
不锈钢管壳内径 D，mm	10
毛细管内径 d，mm	0.8
毛细管壁厚 t，mm	0.1
短毛细管长度 L_1，mm	40
长毛细管长度 L_2，mm	90
毛细管根数（单个流道），n	51

3　实验测试和结果分析

3.1　实验测试装置

为了对所开发传感器进行测试，专门制作了基于单片机的数据采集和处理系统，读取传感器差压、绝压和温度信号，经数据处理直接输出流量数据。基于音速喷嘴气体流量标准装置对所设计传感器进行测试。音速喷嘴流量标准装置为负压法，内含 7 个临界流量喷嘴，装置流量范围为（0.016－6.5）m^3/h，装置测量不确定为±0.3%（k = 2）。

测试分为传感器标定和性能测试两部分。经传感器标定确定流量修正系数 C_q，然后进行性能测试分析传感器流量范围、测量精度等是否达到设计目标。

3.2　数据处理和修正

测试中流体介质为空气，是可压缩流体，密度不同时其体积流量也不同，需进行换算。实验中流量标准装置给出的是当地大气压下的工况流量，因此需要把测得流量换算成当地大气压下的流量。取毛细管工作段的平均压力（P_1+P_2）/2 下的密度进行换算[5]

$$Q_W^{'}=\frac{n\pi d^4\ (P_1+P_2)}{128\mu\Delta LP_a}\Delta P \tag{7}$$

式中，P_a 为当地大气压。

另外，绝压传感器直接测量的是 P_1，$P_2=P_1-\Delta P$。

层流元件用于气体流量和气体粘度实验室内高精度测量时，为了达到测量精度要求，需要考虑多方面的修正，如非理想气体、毛细管壁面滑移、膨胀效应、热效应等[7,11,13,14]。本文中传感器用于低压气体流量测量，可认为是理想气体，毛细管直径较大不需考虑壁面滑移影响，热效应影响也可以忽略，只需进行膨胀效应修正[7,13]。另外，由于毛细管尺寸不准确等影响因素，需引入流量修正系数 C_q（由标定试验确定），最终工况体积流量 Q_w 可表示为

$$Q_W=C_qQ_W'\left[1+\frac{K_{\exp}}{16}\frac{d}{\Delta L}\mathrm{Re}\ln\left(\frac{P_2}{P_1}\right)\right] \tag{8}$$

3.3　测量结果和分析

测量结果如表 3 所示，流量修正系数 C_q = 0.941，修正后得到最终工况体积流量 Q_W。第 4 列数据为 Q_W 与 Q_S（标准装置读数）的相对偏差值，即测量相对误差

$$\delta=\frac{Q_W-Q_S}{Q_S}\% \tag{9}$$

由表 3 数据可见，在（0.0821－5.2008）m^3/h 测量范围内，流量测量误差在±0.8%以内，量程比超过 60 倍，达到了设计目标。最大流量时对应的毛细管流动 Re 数为 1203，可以认为满足工作要求，测量数据有效。

从当前国际上主要几个气体层流流量计品牌（如 Alicat）来看，其产品测量误差指标一般为±0.8%，本项工作中开发的传感器达到了同样水平。当然，更宽的量程比还没有验证，若要实现更大的量程比，设计上需考虑更长的毛细管以满足大于层流入口段长度的要求，另外需考虑进一步验证所选差压传

感器在更大量程内的性能，目前这款差压传感器还有一定余量。此外，本项工作只对这款传感器进行了初步测试，后续还应进行温湿度、震动等环境试验以考查其可靠性和稳定性。

该传感器采用了模块化设计，非常容易实现系列化。层流流量计在微小流量测量方面更有优势，特别是压力位差式层流流量计，由于消除了毛细管进出口压损等非线性影响，更容易实现小流量准确测量。预计这种层流流量计传感器将在微小气体流量准确测量领域获得较多较好的应用。

表 3　压力位差式层流流量传感元件测试数据

Table 3　Test data of PPD laminar flow transducer

ΔP（Pa）	Q_S（m^3/h）	Re	Q_W（m^3/h）	δ（%）
21.0	0.0816	19	0.0821	0.59%
130	0.4944	114	0.4916	-0.56%
211	0.7968	184	0.7938	-0.38%
320	1.2073	278	1.2040	-0.27%
454	1.7016	394	1.7046	0.18%
536	2.0039	465	2.0106	0.33%
672	2.4984	581	2.5116	0.53%
1088	3.9487	916	3.9612	0.32%
1242	4.4429	1032	4.4610	0.41%
1335	4.7452	1099	4.7508	0.12%
1489	5.2395	1203	5.2008	-0.74%

4　结论

本文介绍了一种新型压力位差式气体层流流量传感器设计和主要性能测试情况，主要结果如下：

（1）完成了一款压力位差式气体层流流量传感器结构设计和计算。该传感器的壳体一体化加工而成，取压盖板设计内部通道替代外部取压管，包括毛细管组、滤网、管路连接件、集成盖板等零部件完全模块化、集成化。

（2）对所设计传感器进行了实验测试。基于音速喷嘴气体流量标准装置进行实验测试，流量测量范围为（0.0821-5.2008）m^3/h，量程比超过 60 倍，在整个量程范围内，流量测量误差小于±0.8%，达到了设计目标，测试结果证明这种设计方案是成功的。预计这种传感器可以在微小气体流量准确测量领域获得应用。

参考文献：

[1] 王伯年．脉动流量的测量-层流流量计简介[J]．计量技术，1980，(4)：15-28.

[2] 王伯年．有关层流流量计的理论分析[J]．江苏工学院学报，1983，(1)：15-28.

[3] 叶慧传．气体动态流量测试系统的研究[D]．浙江大学，2013.

[4] Kanda H，Shimomukai K. Numerical study of pressure distribution in entrance pipe flow[J]. Journal of Complexity，2009，25(3)：253-267.

[5] 张嘉祥．层流流量计计算测量模型和标定方法的研究[J]．中国测试，2009，35(5)：14-17.

[6] Feng C C，Lin W T，Yang C T. Laminar Flow Meter with Straight Glass Capillary[J]. MAPAN-Journal of Metrology Society of India，2011，26(3)：237-245.

[7] Berg R F. Quartz capillary flow meter for gases[J]. Review of Scientific Instruments，2004，75(3)：772-779.

[8] Fernando Lopez Pena，Alvaro Deibe Diaz，Marcos Rodriguez Lema and Santiago Vazquez Rodriguez. A New Approach to Laminar Flowmeters，Sensor，2010，10：10560-10570.

[9] 王翦，豆峰，赵晓东，罗献尧，张洪军．差分式层流流量传感技术研究[J]．传感技术学报，2019，32(12)：1790-1793.

[10] 黄浩钦，赵鹏，李国占，张洪军．压力位差式层流流量传感技术研究[J]，仪器仪表学报，2020（审稿中）.

[11] Wright J D，Cobu T，Berg R F，Moldover M R. Calibration of laminar flow meters for process gases[J]. Flow Measurement and Instrumentation，2012，25：8-14.

[12] 王伯年，王荣杰，王利民，周厚龙．层流流量

计设计参数的选择与确定［J］. 仪器仪表学报，2000，21（5）：474-476.

［13］Berg R F. Simple flow meter and viscometer of high accuracy for gases［J］. Metrologia，2005，42：11-23.

［14］刘灿. 双毛细管测量高温气体粘度的研究［D］. 河北大学，2014

［15］Smith A M O. Remarks on transition in a round tube［J］. Journal of Fluid Mechanics，1960，7（4）：565-576.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于 AlGaN/GaN 异质结材料的高温霍尔传感器

张　卉，黄火林，孙仲豪，李飞雨，孙　楠，马凯鸣，赵　程

（大连理工大学光电工程与仪器科学学院 大连 116024）

摘　要：基于霍尔效应原理的磁传感器广泛应用于电子罗盘、无刷电机等汽车电子、消费电子领域。传统的霍尔传感器多由硅（Si）、砷化铟（InAs）、砷化镓（GaAs）和锑化铟（InSb）等窄禁带半导体材料制作，无法稳定工作在高温环境下。为解决此问题，本文制作了基于宽禁带 AlGaN/GaN 异质结材料的霍尔传感器，其电流相关灵敏度较高，同时可以在高温环境下稳定工作。实验测试结果表明：1）AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的输出霍尔电压与偏置电流保持良好的线性度；2）AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的电流相关灵敏度最大可达到 94.56V/AT；3）在 300K~500K 温度变化范围内，AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器电流相关灵敏度相对较小，温漂系数小于 746ppm/K，优于传统的霍尔传感器。本文工作证明 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器能够在高温下稳定工作，未来有望进一步实现广泛应用于工业和军事的高温霍尔传感器。

关键词：AlGaN/GaN 异质结；高温稳定性；霍尔传感器

中图分类号：TP212　　**文献标识码：**A

High-Temperature Hall Sensor Based on AlGaN/GaN Heterojunctions

Zhang Hui　Huang Huolin　Sun Zhonghao　Li Feiyu　Sun Nan　Ma Kaiming　Zhao Cheng

(*School of Optoelectronic Engineering and Instrumentation Science*, *Dalian University of Technology*, *Dalian* 116024, *China*)

Abstract: Magnetic sensors based on the Hall effect principle are widely used in automotive electronics

作者简介：张卉，2018 年于华东师范大学获得学士学位，目前就读于大连理工大学，主要研究方向为第三代半导体霍尔传感器。E-mail：zhanghui21841009@ mail. dlut. edu. cn

Zhang Hui received her B. Sc. degree in 2018 from East China Normal University, now she is studying in Dalian University of Technology. Her main research interests include the third generation semiconductor Hall sensor.

黄火林（通讯作者），2006 年于厦门大学获得学士学位，2011 年于厦门大学获得博士学位，现为大连理工大学光电工程与仪器科学学院教授、博导，主要研究方向为 GaN 材料功率电子器件技术以及新型 GaN 材料光电磁传感器集成工作。E-mail：hlhuang@ dlut. edu. cn

Huang Huolin (Correspongding autuor) received his B. Sc. degree in 2006 from Xiamen University, received his Ph. D. degree in 2011 from Xiamen University, now he is a professor and Ph. D. supervisor in the School of Optoelectronic Engineering and Instrument Science of Dalian University of Technology. His main research interests include the GaN material power electronic device technology and the integration of new GaN material photoelectron magnetic sensors.

and consumer electronics such as electronic compasses and brushless motors. Traditional Hall sensors are mostly made of narrow band-gap semiconductor materials such as silicon, indium arsenide, gallium arsenide, and indium antimonide, which cannot work reliably at high temperatures. In order to solve this problem, this paper proposes wide band-gap AlGaN/GaN heterojunction material to be used in Hall sensor, which has a high current-related magnetic sensitivity and can work stably in high temperature environments. Experimental results show: 1) The AlGaN/GaN Hall sensor maintains good linearity between output Hall voltage and bias current; 2) The current-related magnetic sensitivity of the Hall sensor is up to 94.56V/AT; 3) The temperature drift of the Hall sensor less than 746ppm/K up to 500K, which is better than traditional Hall sensor. This paper proves the stable performance of AlGaN/GaN Hall sensor at high temperature, this new Hall sensor is expected to be widely used in industrial and military in the future.

Keywords: AlGaN/GaN heterojunction; high temperature stability; Hall sensor

0 引 言

磁传感器对磁学物理量敏感，经常用于检测磁场量或者其他物理量的变化。霍尔传感器作为备受关注的磁传感器之一，1879 年被美国物理学家霍尔发现，之后被广泛应用于信号探测、航空航天、生物医学、工业生产等各个领域[1-3]。传统的霍尔传感器多由硅（Si）材料制作，因为可以和 CMOS 工艺相结合，价格较低，可进行大规模生产，所以成为目前市面上较为成熟的霍尔传感器产品[4,5]。例如 infineon 公司生产的 TLE493D-A2B6 霍尔传感器，其稳定工作的最高温度为 125℃，温漂系数为-1500ppm/K。与传统 Si 材料相比，砷化镓（GaAs），砷化铟（InAs），以及锑化铟（InSb）材料的迁移率是 Si 材料的 6~55 倍，可以改善 Si 材料霍尔传感器因材料本身迁移率较低导致的灵敏度无法提高的问题[3,6]。上述几种材料禁带宽度较窄，他们内部的载流子在大于 200℃的高温情况下会发生明显本征导电，材料传输特性改变，导致性能下降或出现失效等可靠性问题[7]。实际上，在一些特殊的应用场合，例如：空间探测、应用在热核能发电站的磁传感器等，依旧需要可以在大于 200℃温度下稳定工作的霍尔传感器[8]。宽禁带半导体材料具有高饱和电子漂移速率、大的禁带宽度以及优良的高温稳定性[9]，是制备高温霍尔传感器的优良材料，具有广阔的应用前景。作为宽禁带半导体材料之一的 SiC 材料，其制作的霍尔传感器可以在高温环境下稳定工作，但因为无法精确控制掺杂浓度和有源区厚度，难以实现较高的传感器灵敏度[10]。

为解决上述问题，本文制作了基于 AlGaN/GaN 异质结材料的霍尔传感器。与传统的 Si 材料相比，AlGaN/GaN 异质结界面处靠近 GaN 一侧的势阱中积聚高密度由压电和自发极化效应诱导产生的二维电子气（2DEG），无需故意掺杂就可获得 $1\times10^{13}cm^{-2}$ 的载流子浓度，电子迁移率可以达到 $2000cm^2/(V\cdot s)$，可以制作高灵敏度的霍尔传感器[9,11]。与 InAs、InSb 以及 GaAs 材料相比，AlGaN/GaN 材料禁带宽度较宽，可以获得高温稳定性。与 SiC 材料相比，GaN 材料传感器噪声更小，无需掺杂即可获得高浓度的二维电子气，制作工艺较为简单[9,12]。

本文利用微加工工艺制作了 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器[13,14]，实验证明该霍尔传感器可在 500K 的温度环境下稳定工作，并且具有较小的温漂系数。具体的工艺过程、测试方法以及结果和讨论我们将会在之后的部分详细介绍。

1 实验

1.1 实验工艺

基于 AlGaN/GaN 异质结材料的霍尔传感器制作工艺包括以下三个重要步骤：（1）依次经过丙酮、乙醇和去离子水超声清洗后的 AlGaN/GaN 异质结材料样品采用感应耦合等离子体（Inductively Coupled Plasma，ICP）方法刻蚀，实现“十字形”结构并形成器件间隔离（2）采用电子束蒸发（Electron Beam Evaporation，EBE）方法在光刻形成的电极窗口依次沉积 Ti/ Al/ Ni/ TiN；（3）为形成良好的欧姆接触，利用快速热退火（Rapid Thermal Annealing，RTA）工艺在氮气环境中退火。如图 1 所示为“十字形”AlGaN/GaN 异质结材料的霍尔传感器的显微镜图。霍尔传感器尺寸大小为 3.4mm×3.4mm。

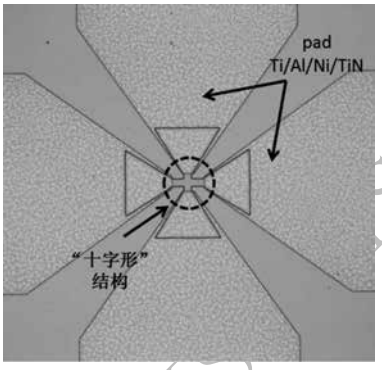


图 1 霍尔传感器显微镜图

Fig. 1 Hall sensor microscope image

1.2 测试手段

霍尔传感器测试系统由磁场源、探针台、加热台以及源表和万用表组成。磁场源由固定磁场搭建而成，可通过改变磁铁与传感器的距离改变磁场大小。信号源由 Keithley 2450 源表提供，Keithley 6500 万用表用于测量霍尔信号。加热台置于探针台下方，加热温度范围为 30~400℃。“十字形”AlGaN/GaN 霍尔传感器失调电压和霍尔电压通过 Keithley6500 万用表直接测量得到。

2 测试结果与讨论

本文测试分析了 AlGaN/GaN 异质结材料霍尔传感器的关键性能指标，包括失调电压、霍尔电压、电流相关灵敏度、电压相关灵敏度以及温漂系数等，以此来评估该霍尔传感器在高温下的性能稳定性。

2.1 失调电压

实际的霍尔传感器由于器件制造、材料缺陷等原因引起电阻不对称，在零磁场的情况下，感测电极会产生电势差，即失调电压[15,16]。

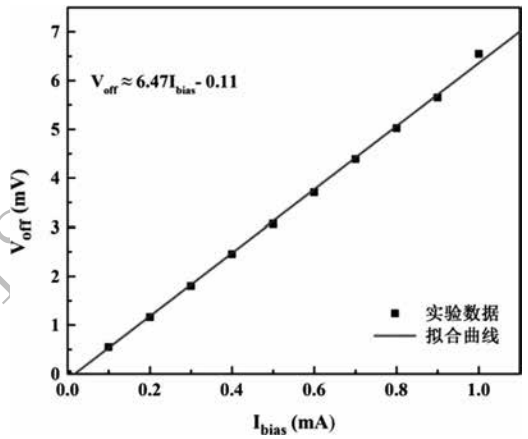


图 2 失调电压与偏置电流关系

Fig. 2 Offset voltage as a function of bias current

如图 2 所示为室温下偏置电流在 0.1mA~1mA 范围内，AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器失调电压的变化。随着偏置电流的增大，失调电压呈现近似线性增加。电流偏置为 0.1mA 时，失调电压为 0.55mV，当偏置电流增加 1mA 时，失调电压增加到 6.55mV，失调电压与偏置电流的关系满足公式：$V_{off} \approx 6.47 I_{bias} - 0.11$。为进一步分析失调电压对 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的影响，引入磁场等效失调的概念[17,18]。磁场等效失调用于表征在磁场测量时由于失调而引起的误差，可用公式表达为：

$$B_{offset} = \frac{V_{off}}{S_A} \tag{1}$$

其中，V_{off} 为失调电压，S_A 为绝对灵敏度，单

位为 V/T。

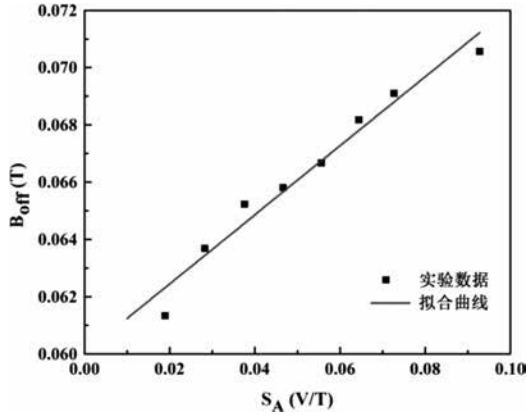


图 3　磁场等效失调与绝对灵敏度关系

Fig. 3　Offset-equivalent magnetic field as a function of absolute sensitivity

图 3 为 0.23T 恒定磁场室温条件下，绝对灵敏度与磁场等效失调的关系。处理实验数据得到，绝对灵敏度最大可达到 0.09283V/T，对应的偏置电流为 1mA。但其对应的磁场等效失调也较高，为 0.070T。较大的失调电压以及磁场等效失调主要是由于器件制作时，套刻不精准造成的电阻不对称导致。

2.2　霍尔电压和灵敏度

标准的霍尔传感器性能测试包括霍尔电压的测试。如图 4 所示为 300K 时，不同磁场环境下霍尔电压与偏置电流的关系。显然，所研究的 AlGaN/GaN 霍尔传感器在 0.06~0.23T 的磁场变化范围内都能保证良好的线性度。并且随着磁场和偏置电流的增大，霍尔电压也增大，这也符合霍尔电压的变化规律。

在磁场强度 B=0.23T 对 AlGaN/GaN 霍尔传感器进行灵敏度测试。图 5 为绝对灵敏度与偏置电流的关系，偏置电流范围为 0.1~1mA。

随着偏置电流增大，AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的绝对灵敏度呈线性增加，这是因为绝对灵敏度与载流子的漂移速率成正比[19]，偏置电流增大加快载流子漂移速率，导致绝对灵敏度线性增加。在 1mA 时的绝对灵敏度可达到 0.09283V/T。

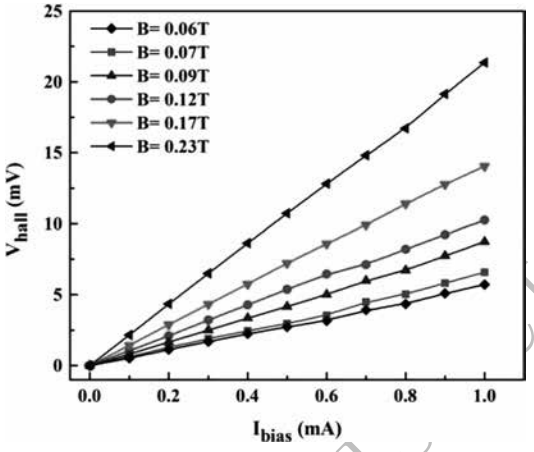


图 4　霍尔电压与偏置电流关系

Fig. 4　Hall voltage as a function of bias current

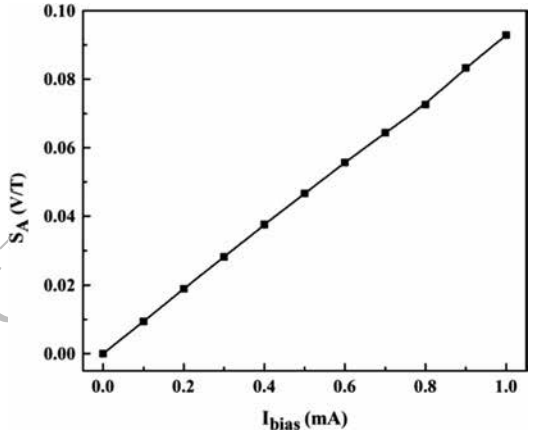


图 5　绝对灵敏度与偏置电流关系

Fig. 5　Absolute sensitivity as a function of bias current

如图 6 所示为室温下，B=0.23T 时电流、电压相关灵敏度与偏置电流的关系。电流、电压相关灵敏度的表达式由以下公式描述[20-22]：

$$S_I = \frac{1}{I}\frac{dV_H}{dB} \approx \frac{1}{en_{2D}} \tag{2}$$

$$S_V = \frac{1}{V}\frac{dV_H}{dB} \approx \mu \tag{3}$$

其中 n_{2D} 为二维电子气浓度，μ 为载流子迁移率。S_I 为电流相关灵敏度，单位为 V/AT；S_V 为电压相关灵敏度，单位为 1/T。固定形状的霍尔传感器，电流相关灵敏度与二维电子气浓度成反比，而电压相关灵敏度与载流子迁移率成正比。本文制作的 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器在 300K 时，电流相关

灵敏度最高可达到 94.56V/AT，电压相关灵敏度约为 0.038T^{-1}，在电流偏置为 0.1～1mA 范围内，基本保持恒定。异质结特有的二维电子气使得其制作的霍尔传感器较传统 Si 材料相比具有更高的灵敏度。

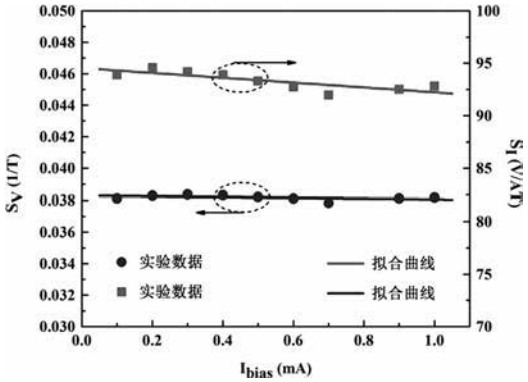


图 6　电流、电压相对灵敏度与偏置电流关系

Fig. 6　Current-related sensitivity and voltage-related sensitivity as a function of bias current

2.3　温度特性

除了上述分析的性能指标外，为探究 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的高温稳定性，我们主要分析了温度对器件的影响。图 7 显示了 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的输入电阻随温度的变化。温度范围从 300K 到 573K，温度曲线拟合为二次函数。在 373K 至 573K 之间，输入电阻随温度以 5461ppm/K 的温度变化近似线性增加。导致这种变化的主要由载流子迁移率和浓度随温度变化引起。

如图 8 所示为 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器电流相关灵敏度与温度的关系，其中实心点为测试数据，虚线为线性拟合曲线。从测试结果得到，300K 时，AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的电流相关灵敏度为 94.565V/AT，当温度升温至 403K 时，灵敏度增加到 102.456V/AT，再次升温至 500K 时，灵敏度降至 95.797V/AT。300～403K 温度范围内的温漂系数为 745.05ppm/K，403～500K 温度范围内的温漂系数为-722.18ppm/K。

电流相关灵敏度的变化反映了传感器中载流子运动的物理规律[23,24]。其原因是，当传感器处于较低工作温度下，载流子迁移率以电离杂质散射影响为主，随着温度的升高，影响减弱，电流灵敏度增加；当温度较高时，晶格散射对迁移率的影响占据主导地位，灵敏度下降。

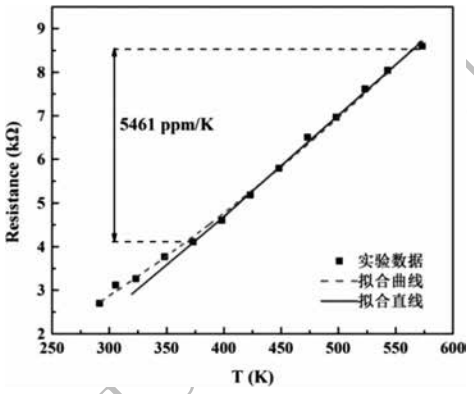


图 7　电阻与温度关系

Fig. 7　Resistance as a function of temperature

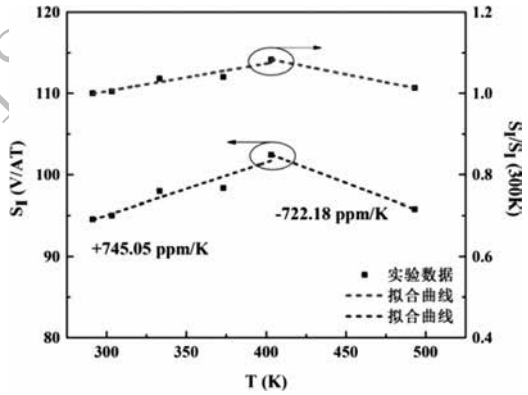


图 8　电流相关灵敏度与温度关系

Fig. 8　Current-related sensitivity as a function of temperature

3　总结

本文制作了基于 AlGaN/GaN 异质结材料的霍尔传感器，通过实际测试和分析，证明了其在高温下可以保证稳定工作。实验结果表明，本文制作的 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器具有较大的灵敏度，其绝对灵敏度可达到 0.092V/T，电流相关灵敏度可达到 94.56V/AT。如表 1 所示为本文与已经发表文献中霍尔传感器电流相关灵敏度对比。对比得到，本文制作的 AlGaN/GaN 异质结霍尔传

感器电流相关灵敏度相对较高。

通过改变传感器工作温度，300～403K 以及 403～500K 温度范围内的温漂系数分别为 745.05ppm/K 和－722.18ppmK。如图 9 所示为已发表文献中霍尔传感器温漂系数与电流相关灵敏度的关系图[25-28]。与传统的霍尔传感器相比，本文制作的霍尔传感器性能有了较大的提升，其温漂系数相对较小，同时具有较高的电流相关灵敏度。

表 1　不同材料霍尔传感器灵敏度对比

Tab. 1　Comparison of Hall sensor sensitivity of different materials

器件类型	电流相关灵敏度（V/AT）
AlGaN/GaN[23]	60
AlGaN/GaN[4]	55
AlGaN/GaN[10]	77
AlGaN/GaN[28]	89
Si[26]	77.5
本文工作	94.56

尽管本文提出 AlGaN/GaN 异质结霍尔传感器的性能还不够完美，但在高温环境中表现出了明显的优势和高温稳定性，在以后的工作中，我们将进一步改进其性能。

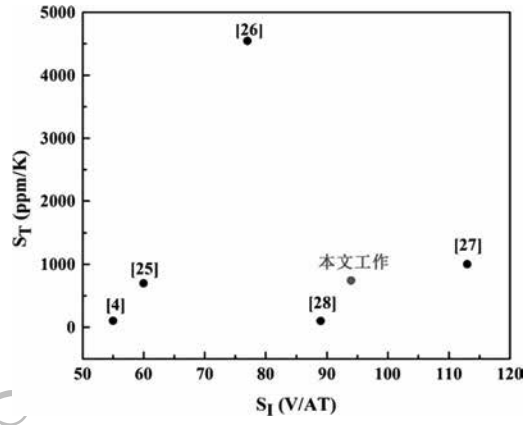


图 9　温漂系数与电流相关灵敏度关系

Fig. 9　Temperature drift as a function of current-related sensitivity

参考文献：

[1] AKRAM R. Effects of temperature, thickness and bias current on magnetoelectric characteristics of silicon Micro-Hall sensors [J]. Arabian Journal for Science and Engineering, 2019, 44 (1): 541-552.

[2] JIANG L, HU X, XU Y, et al. A current-mode CMOS Hall sensor microsystem based on four-phase current spinning technique [M]. 2019.

[3] TOGAWA K, SANBONSUGI H, SANDHU A, et al. High sensitivity InSb Hall effect biosensor platform for DNA detection and biomolecular recognition using functionalized magnetic nanobeads [J]. Japanese Journal of Applied Physics Part 2-letters & Express Letters, 2005, 44 (46-49): l1494-l1497.

[4] LU H, SANDVIK P, VERTIATCHIKH A, et al. High temperature Hall effect sensors based on AlGaN/GaN heterojunctions [J]. Journal of Applied Physics, 2006, 99 (11): 114510.1-114510.4.

[5] XINGXING H, YUE X, JUN X. A low-offset current-mode CMOS vertical Hall sensor microsystem with four-phase spinning current technique [J]. 2018 China Semiconductor Technology International Conference (CSTIC), 2018, 3 pp.-pp.

[6] SADEGHI M, SEXTON J, LIANG C W, et al. Highly sensitive nanotesla quantum-well Hall-effect integrated circuit using GaAs-InGaAs-AlGaAs 2DEG [J]. IEEE Sensors Journal, 2014: 1-1.

[7] YAMAMURA T, NAKAMURA D, HIGASHIWAKI M, et al. High sensitivity and quantitative magnetic field measurements at 600 degrees C [J]. Journal of Applied Physics, 2006, 99 (8): 08B302.

[8] ABDERRAHMANE A, TASHIRO T, TAKAHASHI H, et al. Partial recovery of the magnetoelectrical properties of AlGaN/GaN-based Micro-Hall sensors irradiated with protons [J]. Applied Physics Letters, 2014, 104 (2): 023508.

[9] AMBACHER O, SMART J, SHEALY J R, et al. Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGaN/GaN heterostructures [J]. Journal of Applied Physics, 1999, 85 (6): 3222-3233.

[10] KOIDE S, TAKAHASHI H, ABDERRAHMANE A, et al. High temperature Hall sensors using Al-

GaN/GaN HEMT structures [M]. Sandhu A, Asia-Pacific Interdisciplinary Research Conference 2011. 2012.

[11] 郝跃, 张金风, 张进成. 氮化物宽禁带半导体材料与电子器件 [M]. 科学出版社, 2013.

[12] AMBACHER O, FOUTZ B, SMART J, et al. Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGaN/GaN heterostructures [J]. Journal of Applied Physics, 2000, 87 (1): 334-344.

[13] SUN Z H, HUANG H L, SUN N, et al. A novel GaN metal-insulator-semiconductor high electron mobility transistor featuring vertical gate structure [J]. Micromachines, 2019, 10 (12).

[14] SUN Z H, HUANG H L, WANG R H, et al. Improving performances of enhancement-mode AlGaN/GaN MIS-HEMTs on 6-inch Si substrate utilizing SiON/Al2O3 stack dielectrics [J]. IEEE Electron Device Letters, 2020, 41 (1): 135-138.

[15] CHOLAKOVA I N, TAKOV T B, TSANKOV R T, et al. Temperature influence on Hall effect sensors characteristics [M]. 2012.

[16] MADEC M, OSBERGER L, SCHELL J B, et al. Compact modeling of offset sources in vertical Hall-effect devices [M]. 2014 IEEE 12th International New Circuits and Systems Conference. 2014: 253-256.

[17] PAUN M A, SALLESE J M, KAYAL M. Geometrical parameters influence on the Hall effect sensors offset and drift [M]. 2011.

[18] PAUN M A, SALLESE J M, KAYAL M. Characteristic parameters evaluation of Hall cells with high performance [M]. 2013.

[19] PASCAL J, HEBRARD L, KAMMERER J, et al. A vertical Hall device in standard submicron CMOS technology [C]. Sensors, 2007 IEEE, IEEE 2007.

[20] KUNETS V P, HOERSTEL W, KOSTIAL H, et al. High electric field performance of Al0.3Ga0.7As/GaAs and Al0.3Ga0.7As/GaAs/In0.3Ga0.7As quantum well Micro-Hall devices [J]. Sensors and Actuators A-Physical, 2002, 101 (1-2): 62-68.

[21] KUNETS V P, MULLER U, DOBBERT J, et al. Generation-recombination noise in doped-channel Al0.3Ga0.7As /GaAs/In0.2Ga0.8As quantum well Micro-Hall devices [J]. Journal of Applied Physics, 2003, 94 (12): 7590-7593.

[22] KUNETS V P, BLACK W T, MAZUR Y I, et al. Highly sensitive Micro-Hall devices based on Al0.12In0.88Sb/InSb heterostructures [J]. Journal of Applied Physics, 2005, 98 (1): 014506-014506-6.

[23] CONSEJO C, CONTRERAS S, KONCZEWICZ L, et al. High temperature electrical investigations of (Al, Ga) N/GaN heterostructures - Hall sensor applications [J]. Physica Status Solidi (c), 2005, 2 (4): 1438-1443.

[24] CAO Y Q, HUANG H L, SUN Z H, et al. Demonstration of wide-bandgap GaN-based heterojunction. vertical Hall sensors for high-temperature magnetic field detection [J]. Acta Physica Sinica, 2019, 68 (15).

[25] BOUGUEN L, KONCZEWICZ L, CONTRERAS S, et al. High temperature behaviour of AlGaN/AlN/GaN Hall-FET sensors [J]. Materials Science and Engineering B-Advanced Functional Solid-State Materials, 2009, 165 (1-2): 1-4.

[26] ZHAO X, BAI Y, DENG Q, et al. Research of the monolithic integrated 3-D magnetic field sensor based on MEMS technology [J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17 (18): 5849-5856.

[27] WHITE T P, SHETTY S, WARE M E, et al. AlGaN/GaN Micro-Hall effect devices for simultaneous current and temperature measurements from line currents [J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18 (7): 2944-2951.

[28] DOWLING K M, ALPERT H S, YALAMARTHY A S, et al. Micro-tesla offset in thermally stable AlGaN/GaN 2DEG Hall plates using current spinning [J]. IEEE Sensors Letters, 2019, 3 (3): 2500904 (4 pp.) - (4 pp.).

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于触觉感知-反馈的遥操作机器人抓取研究

张阳阳，黄　英，张　倩，刘　平，刘彩霞，张玉刚

（合肥工业大学电子科学与应用物理学院，安徽 合肥 230009）

摘　要：遥操作机器人为从事各种风险工作的人们提供智能和方便的支持，成为机器人人机交互领域中关键技术之一。而触觉感知及反馈技术能够很好辅助操作者完成精细遥操作机器人抓握控制，研究触觉反馈在遥操作中的协同作用有助于提高机器人遥操作性能。本文在基于数据手套及触觉感知阵列的遥操作机器人控制系统下，构建了包含视觉及触觉双模态的反馈体系。采用上位机实时显示的方式解析机器人作业状态，同时构建了基于电刺激的力触觉临场感反馈模型，实现对机器人灵巧手的精准控制及抓握作业情况和握力的再现，增加操作者的本体感。针对不同的用户使用情况进行了交叉验证，实验结果表明，触觉反馈技术能够提高遥操作机器人的作业性能，同时基于视-触双模态反馈技术能够实现对触觉力的大小及遥操作机器人作业状态更优的反馈性能，实现了操作者在视觉受阻碍状况下对机器人灵巧手进行遥操作并完成稳定抓取的任务。

关键词：遥操作机器人；视-触双模态反馈；抓取；触觉临场感；

中图分类号：TP212　　**文献标识码**：A

Research on Telerobot Grasping based on Tactile Perception and Haptic Feedback

ZHANG Yangyang，HUANG Ying，ZHANG Qian，LIU Ping，LIU Caixia，ZHANG Yugang

（*School of Electronic Science & Applied Physics*，*Hefei University of Technology*，*Hefei* 230009，*China*）

Abstract：Teleoperation robot provides intelligent and convenient support for people engaged in various risk work，and becomes one of the key technologies in the field of human-robot interaction. The

作者简介：张阳阳（1990 -），2013 年于西安电子科技大学获得学士学位，现为合肥工业大学博士研究生。研究领域：数据融合，智能感知系统，机器人遥操作。E-mail：1320696987@qq.com.

Zhang Yangyang received his B. Sc. degree in 2013 from XiDian University，Now he is a PH. D. candidate at Hefei University of Technology. His main research interests include data fusion，intelligent sensing system and robot teleoperation.

黄英（唯一通讯作者），2008 年于合肥工业大学获得博士学位，现任合肥工业大学教授、博士生导师。主要研究方向为敏感材料与传感技术，机器人敏感皮肤。E-mail：hf.hy@163.com.

Huang Ying（Corresponding author）received her Ph. D. degree in 2008 from Hefei University of Technology，Now she is a professor and Ph. D. supervisor in Hefei University of Technology. Her main research interest includes Sensitive electronics and sensing technology，and Robotic sensitive skin.

基金项目：国家自然科学基金（91648206，61673369）．东南大学生物电子学国家重点实验室开放课题.

tactile perception and feedback technology can help the operator to complete the grasping control of teleoperation robot. The research on the cooperative effect of tactile feedback in teleoperation is helpful to improve the teleoperation performance of robot. In this paper, a dual-mode feedback system including vision and touch is constructed under the control system of telerobot based on data glove and tactile sensing array. Using the way of real-time display of the upper computer to analyze the working state of the robot, meanwhile, a force touch feedback model based on electrical stimulation is constructed to realize the precise control of the robotic hand, the reappearance of the grasping operation and the grip strength, and increase the operator's sense of ontology. The experiment results show that the tactile feedback technology can improve the performance of telerobot. Based on the visual-touch dual-mode feedback technology, it can achieve better feedback performance on the tactile force and the working state of telerobot operate and complete the task of stable grabbing of the objects.

Keywords: Teleoperation robot; visual-touch dual-mode feedback; grasp; tactile presence.

1 引言 (Introduction)

遥操作是一种利用遥感技术进行实时的天地协同交互方式，能够帮助人类实现感知能力与行为能力在空间上的延伸。近年来，面向主从协同操作的主从映射式遥操作机器人技术成为研究热点之一[1-10]，主从协同作业、操作信息双向传递及协同以及在机器人遥操作系统中的力反馈是操作者感知被抓物体物理特性及掌握主从式遥操作的关键点。然而，如果触觉设备及触觉反馈设备力的精度受到限制，那么实现精确的力反馈是一个挑战。近来，基于计算机视觉、数据手套及反馈装置的主从手映射技术的研究已经取得了较大的进展[11-15]。然而，基于计算机视觉的方法面临着难以克服的难题：作业背景复杂，主从手姿态不易提取；主从协同操作常与环境交互，与环境中物体、场景有约束关系，导致解析复杂等，而可穿戴传感器却完全不受此限制，因此引起了学者们的研究兴趣[16-20]。同时，基于触觉反馈技术的遥操作机器人技术也已经取得了较大的成果[21-25]。Nicolis D 等[26] 研究了遥操作机器人中的视觉伺服，为操作者提供有关远程位置的信息并协助执行任务，提出了一个由两个机器人手臂组成的远程操作系统，并且配备了一个手持式摄像机传感器。通过对摄像机的自主调节来实现无遮挡任务的执行，进一步将遮挡避免作为一个约束进行遥操作优化。Qiu S 等[27] 提出了一种基于视觉反馈的外骨骼机器人遥操作控制方法，视觉反馈链接由摄像机捕获的视频实现，将压缩后的图像作为反馈信息。Yang C 等[28] 利用表面肌电信号提取操作者的肌肉激活信息。通过触觉和视觉反馈来感知对外部环境的变化，人类操作者自然会对各种肌肉活动做出反应。同时通过肌肉活动信息来调节机器人手臂的刚度，期望机器人能够以更高的智能水平完成重复或不确定的任务。毛磊东等[29] 针对智能抓取机器人在软抓取过程中对三轴力感知和滑移识别的要求，提出了一种由碳、石墨烯纳米片和硅橡胶制造的柔性三轴触觉传感器。在此基础上，采用离散小波变换、相空间重构和支持向量机相结合的方法实现了机器人灵巧手滑动状态的识别。

本研究在前期基于柔性可拉伸传感器的数据手套的主从手遥操作的的研究基础上[30-31]，进一步基于触觉感知-视触双模态反馈信息，研究主从手映射式遥操作机器人稳定抓取系统，如图 1 所示。本文设计的反馈系统由两部分组成，视觉反馈及力触觉反馈。视觉反馈采用计算机显示技术，实时反馈机器人灵巧手抓取物体的力的大小。基于电刺激的力反馈模块用于反馈机器人灵巧手抓取

物体的作业状态。机器人灵巧手的抓取状态由触觉感知装置捕捉，为已有的研究基础[32]。从而构建实验平台，验证基于触觉感知及视-触双模态反馈系统反馈机器人灵巧手抓取的作业取状态、抓取力度的有效性。同时增强了操作者对于主从手映射式机器人遥操作的本体感及临场感，实现了对目标物体的稳定抓取。

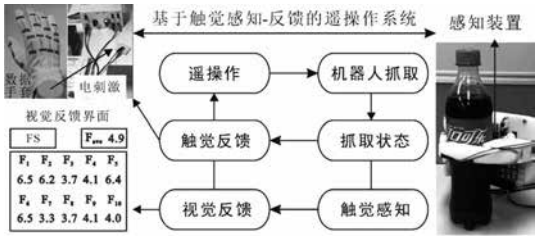


图 1　基于力触觉感知-反馈的遥操作机器人抓取系统框图.

Fig. 1　Telerobot Grabbing by tactile sensing and feedback.

2　系统平台构建（Design of system plat）

2.1　触觉感知装置构建

文中采用的数据手套由柔性可拉伸传感器构成，为已有的研究基础，能够捕捉人手的关节角度特征。另外将 5 个可拉伸传感器布置于机器人灵巧手的关节处，捕捉灵巧手抓取过程中的关节角度特征，如图 2（a）所示。文中选用的压力传感器在已有研究基础之上进一步阵列化（图 2（b）），并布置于灵巧手的手掌及指尖处，感知机器人灵巧手在抓取物体过程中的触觉感知信息。

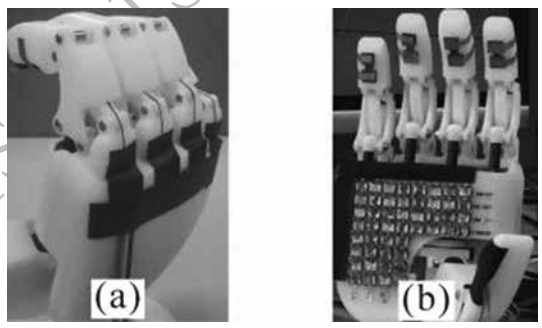


图 2　（a）传感器传感器阵列.（b）压力传感器阵列.

Fig. 2　（a）Strain sensor array.（b）pressure sensor array.

2.2　信息采集、传输处理系统设计

数据手套上安装的应变传感器用于捕捉人手的手势。手指近端关节处的传感器用于手势映射。手势映射方法是通过人的手戴的数据手套、机器人手的手指关节处布置的可伸缩传感器以及附着在机器人手掌上的压力传感器来实现的。无线传输模块 CC2530 用于数据采集和与上位机通信，无线传输模块将原始数据封装成数据包发送到上位机，频率可达 100 HZ。

2.3　遥操作方法论述

主从手手势映射流程如图 3 所示，首先对特征信息进行归一化预处理：

$$y=\frac{(x-MinSensor)}{(MaxSensor-MinSensor)} \tag{1}$$

公式中 x，y 分别是转换前后的值，*MaxSensor*、*MinSensor* 分别为采集数据的最大值和最小值。传感器的归一化输出与关节角度之间存在一一对应的关系，为此，对传感器的电学输出信号及关节角度进行标定。

$$\boldsymbol{\Theta}_j^i=\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_j^i \tag{2}$$

$$\boldsymbol{\Theta}'^i_j=\boldsymbol{M}'\boldsymbol{R}'^i_j \tag{3}$$

其中 $\boldsymbol{M}$ 和 $\boldsymbol{M}'$ 分别是增益参数，$\boldsymbol{\Theta}_j^i$ 和 $\boldsymbol{\Theta}'^i_j$ 分别是人手和机械手第 i 指的第 j 个关节，$\boldsymbol{R}_j^i$ 和 $\boldsymbol{R}'^i_j$ 分别是附着在人手和机械手第 i 指的第 j 个关节上的应变传感器的输出电阻。手势映射方法表示为：

$$\Delta\boldsymbol{\Theta}'^i_j(t)_{\text{Theoretically}}=K(R^i_{Tactile})\frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{M}'}(\boldsymbol{\Theta}_j^i(t)-\boldsymbol{\Theta}_j^i(t-1)) \tag{4}$$

式中 $\Delta\boldsymbol{\Theta}'^i_j(t)_{\text{Theoretically}}$ 为机器人理论期望角度变化，$\boldsymbol{\Theta}_j^i(t)$ 和 $\boldsymbol{\Theta}_j^i(t-1)$ 分别表示 t 和 $t-1$ 时传感器测得的人手第 i 指第 j 关节的角度特征。此外，$K(R_{\text{Tactile}})$ 是人手和机械手之间的关节角增益系数。它与机械手指尖的触觉传感器响应输出有关。为了实现对机械手的精确控制，将手势映射过程分为两个阶段：（1）机械手接触物体，（2）机械手还未

接触物体。其中 k_1 和 k_2 由用户根据具体抓取速度应用需求限定。

$$K(R^i_{Tactile}) = \begin{cases} k_1, & R(t)\ i_{Tactile} \geq R_0{}^i_{Tactile} \quad (\text{接触}) \\ k_2, & R(t)\ i_{Tactile} < R_0{}^i_{Tactile} \quad (\text{未接触}) \end{cases} \tag{5}$$

$$\omega_i(t) = \frac{\pi}{2} f(\varphi(K(R^i_{Tactile})))$$

$$= \frac{\pi}{2} U(T_i) \cdot \alpha_n \cdot K(R^i_{Tactile}) \cdot \varphi(\Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Actually}})$$

$$= \frac{\pi}{2} U(T_i) \cdot \alpha_n \cdot K(R^i_{Tactile}) \cdot \varphi(\Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Actually}}) \tag{6}$$

$$\phi(x) = \begin{cases} 1, & \Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Actually}} \neq \Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Theoretically}} \\ 0, & \Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Actually}} = \Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Theoretically}} \end{cases} \tag{7}$$

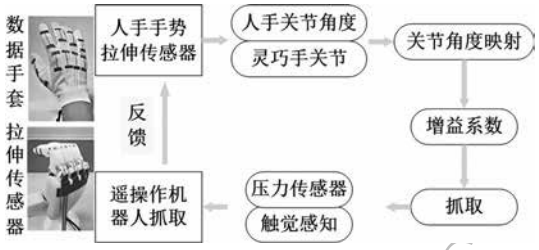


图 3　主从手手势映射流程.

Fig. 3　Master slave hand gesture mapping process.

机器人灵巧手的近端指关节的角速度 ω_i 是遥操作过程中的一个关键参数。自适应角速度控制的目的是实现精确的姿态映射和安全的抓取，防止因抓取速度过快而破坏目标。这里使用的灵巧手由直流刷伺服电机驱动，电机的速度可以由驱动信号的占空比控制。

角速度控制也分为两个阶段：（1）机械手没有接触到物体，（2）机械手接触到物体。机器人手的近端指关节的最大弯曲角度是 π/2。自适应角速度控制模型用式（6）表示，式中 T_i 为电机驱动电压 $U(T)$ 的占空比，α_n 为用户根据情况设定的机械手角速度增益参数。在时间序列信息中，遥操作系统总是存在由两个因素引起的迟滞。（1）传感器响应时间和迟滞；（2）系统其他延迟。因此，引入函数 φ 来判断迟滞现象，有助于提高手势映射精度。如果在机械手关节处布置的应变传感器测得的机械手实际运动值（$\Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Actual}}$））达到理论值（$\Delta\boldsymbol{\Theta}_j'^i(t)_{\text{Theoretically}}$），则将 φ 的函数值置为 0，然后机械手关节停止运动。如果机械手的实际运动值未达到理论值，则将 φ 的函数值置为 1，进而灵巧手关节继续运动。

3　基于触觉感知及反馈的灵巧手抓取（Dexterous hand grasping based on tactile perception and feedback）

3.1　抓取状态识别

基于所提出的柔性触觉传感器的抓取状态识别框架可分为四个阶段。第一步是建立抓取状态数据库。首先，通过所提出的触觉传感器采集不同状态下的抓取数据。然后，建立一个包含不同抓取状态类型的抓取状态集。第二阶段是分类器训练。在抓取状态数据集的基础上，提取每个抓取状态的特征并进行表达。第三阶段是实验和分析。最后，收集不同抓取状态下的触觉传感器数据，利用训练好的分类器进行抓取状态识别。本文利用长短期记忆网络（LSTM，Long Short-Term Memory）算法结合动态时间规整（DTW，Dynamic Time Warping）的模型。与前向神经网络类似，LSTM 网络训练采用误差反向传播算法（BP，Back Propagation），但由于 LSTM 处理序列数据，在使用 BP 算法时需要将误差在整个时间序列中传播回来[33-34]。采用基于 LSTM 及 DTW 结合的方法训练和测试数据进行标记。对于图 4 所示的 LSTM，每个输入向量由 61 个 1 步采样的动态窗口构成，隐藏层由 20 个节点组成，输出由 9 个节点组成。由于这些参数的存在，BPTT（Back Propagation Through Time）能够很好地训练网络。为了训练 LSTM，分类代表 LSTM 观测结果，抓取状态标签代表 LSTM 真实状态。同一类别抓取状态包含不一致的信息序列，因此采集

的样本的时间序列特征不一致。采用动态规划算法搜索两序列间最优匹配，定义两序列间距离测度，解决不一致性问题。DTW 算法建立一种科学的时间序列比对方法，使测试模式的特征与参考模式之间的路径相匹配。

在时间序列中，需要比较相似的两个时间序列的特征总是不一致的。即使同一人重复相同的行为，也不可能再现完全一致的时间序列。在这种复杂情况下，传统的欧氏距离法在计算两个时间序列之间的距离时并不十分有效。假设我们有两个实验时间序列 R_i 和 R_j：$R_j \cdot R_i = (r_1, r_2, \cdots, r_i)$ 是测试模式特征向量序列。$R_j = (r_1, r_2, \cdots, r_j)$ 是参考模式特征向量序列。其中 i，j 代表时间序列号。

$$\boldsymbol{P}(\boldsymbol{R}^T) = [P_1(R^1)\ldots P_1(R^T)], \ldots P_N(R^1)], \ldots P_N(R^T)] \tag{8}$$

时间特征空间是在时间 T 量的统一时间线程 $\boldsymbol{P}$ 下，将输出与时间窗口拼接而成，N 是传感器的序列号，如（8）所示。路径 $\boldsymbol{W}$ 用于定义 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{i}}$ 和 $\boldsymbol{R}\mathrm{j}$ 之间的映射。$\boldsymbol{W} = (w_1, w_2, \ldots, w_k, \ldots, w_K)$，$\max(i, j) \leq K \leq i+j-1$. 变量 K 代表最终的翘曲路径，$w_k = (i, j)$，K 是第 i 个试验模式特征向量和第 j 个参考模式特征向量之间的第 K 个映射增益。因此，最小翘曲函数可以描述：

$$DTW(R_i, R_j) = \min(K^{-1}\sqrt{\sum_{n=1}^{N} w_n}) \tag{9}$$

利用动态规划方法求出路径的递推，该递推定义了累积距离 $\boldsymbol{L}(\boldsymbol{R}_i, \boldsymbol{R})_j$ 和当前核距离 $\boldsymbol{N}(\boldsymbol{R}_i, \boldsymbol{R}_j)$。

$$L(R_i, R_j) = N(R_i, R_j) + \min\{L(R_i-1, R_j-1), L(R_i-1, R_j), L(R_i, R_j-1)\} \tag{10}$$

图 4 示出了神经网络单元结构，并且示出了门的操作和所提出混合模型的整体结构。基本单元定义为以下等式（11）至等式（16）：

$$f_t = \sigma(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f) \tag{11}$$

$$i_t = \sigma(W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i) \tag{12}$$

$$\widetilde{C}_t = \tanh(W_c \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_c) \tag{13}$$

$$C_t = f_t * C_{t-1} + i_t * \widetilde{C}_t \tag{14}$$

$$o_t = \sigma(W_0 \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_0) \tag{15}$$

$$h_t = o_t * \tanh(C_t) \tag{16}$$

其中，f_t 表示更新门在时间步 t 的输出，σ 是 logistic sigmoid 函数。x_t 和 h_{t1} 是输入和以前的隐藏状态。W_i 和 W_f 是学习的权重。i_t 表示复位门，然后计算单元 h_t 的实际激活。更新门 f 选择是否用新的隐藏状态更新隐藏状态，重置门决定是否忽略以前的隐藏状态。$\tilde{C}$ 表示以前单元格状态。C_t 代表神经元周期发生的状态。o_t 表示输出阈值，h_t 和 h_{t-1} 表示当前和先前单元的输出，整个计算过程如下。在正向计算过程中，输入门描述：

$$a_t = \sum_{i=1}^{I} w_{cl} + \sum_{h=1}^{H} w_{hl} b_h^{t-1} + \sum_{c=1}^{C} w_{cl} s_c^{t-1} \tag{17}$$

$$b_l^t = f(a_l^t) \tag{18}$$

LSTM 遗忘门描述：

$$a_{t\phi} = \sum_{i=1}^{I} w_{i\phi} x_i^t + \sum_{h=1}^{H} w_{h\phi} b_h^{t-1} + \sum_{c=1}^{C} w_{c\phi} s_c^{t-1} \tag{19}$$

$$b_\phi^t = f(a_\phi^t) \tag{20}$$

LSTM 单元及描述：

$$a_{tc} = \sum_{i=1}^{I} w_{ic} x_i^t + \sum_{h=1}^{H} w_{hc} b_h^{t-1} \tag{21}$$

$$S_c^t = b_\phi^t s_c^{t-1} + b_l^t g(a_c^t) \tag{22}$$

LSTM 输出门描述为：

$$a_{t\omega} = \sum_{i=1}^{I} w_{i\omega} x_i^t + \sum_{h=1}^{H} w_{h\omega} b_h^{t-1} + \sum_{c=1}^{C} w_{c\omega} s_c^{t-1} \tag{23}$$

$$b_\omega^t = f(a_\omega^t) \tag{24}$$

单元输出：$b_c^t = b_w^t h(s_c^t)$ (25)

基于 BPTT 反向传播更新过程描述：

$$\varepsilon_c^{t\,def}=\frac{\partial L}{\partial b_c^t} \tag{26}$$

$$\varepsilon_s^{t\,def}=\frac{\partial L}{\partial b_c^t} \tag{27}$$

反向传播 LSTM 单元输出描述：

$$\varepsilon_{tc}=\sum_{k=1}^{K}w_{ck}\delta_k^t+\sum_{h=1}^{H}w_{ch}\delta_h^{t-1} \tag{28}$$

反向传播更新过程中 LSTM 输出门描述：

$$\delta_{t\omega}=f'(a_\omega^t)=\sum_{c=1}^{C}h(s_c^t)_{ch}\varepsilon_c^t \tag{29}$$

$$\varepsilon_s^t=b_\omega^t h'(s_c^t)\ \varepsilon_c^t+b_\varphi t+1\varepsilon_s t+1 +w_{cl}\delta_l^{t+1}+w_{c\varphi}\delta_\varphi^{t+1}+w_{c\omega}\delta_\omega^t \tag{30}$$

计算单元、遗忘门及输入门：

$$\delta_c^t=b_l^t g'(a_c^t)\ \varepsilon_s^t \tag{31}$$

$$\delta_\phi^t=f'(a_\phi^t)\sum_{c=1}^{C}s_c^{t-1}\varepsilon_s^t \tag{32}$$

$$\delta_l^t=f'(a_l^t)\sum_{c=1}^{C}g(a_c^t)\ \varepsilon_s^t \tag{33}$$

其中，w_{ij} 表示神经元 i 到 j 的连接权，神经元输入用 a 表示，输出用 b。l，φ，w 表示输入门、遗忘门和输出门。从单元到输入门、遗忘门和输出门权重分别表示为 w_{cl}，$w_{c\varphi}$，$w_{c\omega}$。s_c 表示神经元 c 的状态，控制门的激活函数用 f 表示，神经元的输入和输出激活函数分别用 g 和 h 表示。I 表示输入层的神经元，K 表示输出层的神经元，H 表示隐藏层的神经元。

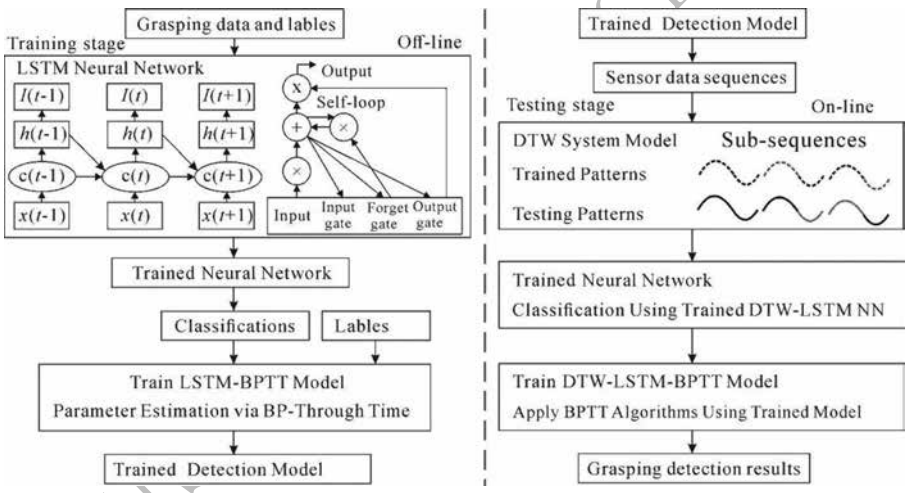


图 4　基于 DTW/LSTM/BPTT 的抓取状态识别混合模型的工作流程 .

Fig. 4　The work flow of DTW/LSTM/BPTT-based grasping state recognition hybrid model.

3.2　视-触双模态反馈系统

在机器人替代人类作业的环境中，作业环境往往是恶劣的。即可能无法使用摄像头捕捉视野。此时的遥操作机器人盲抓取是机器人盲而不是操作者盲。应该合理利用人类的感觉器官，即人的眼睛要合理利用。本文提出基于视-触双模态反馈的机器人遥操作系统。同时将遥操作的机器人的作业状态以视觉显示及触觉反馈的形式反馈于操作者，增加遥操作机器人作业的安全性、精准性以及操作者的本体感和临场感。

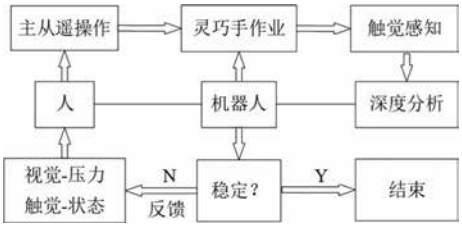


图 5.　遥操作机器人抓取策略 .

Fig. 5.　Grasping strategy of telerobot.

由于现存的触觉反馈技术都存在一个难点，即难以不失真的复现触觉真实感。这是由于触觉本身是一个难以量化的人具有的感觉，其中触觉包含个体特有的感觉系统，从

而难以复制。而压力的大小作为机器人灵巧手触感之一能够实现。本文提出了基于触觉感知-视触双模态反馈的遥操作机器人抓取系统（图 5），视觉用于实现机器人灵巧手作业压力大小的复现，同时采用基于电刺激的触觉反馈装置反馈机器人灵巧手的作业状态，实现拟人的手眼结合主从手遥操作机器人抓取作业。本文机器人灵巧手的作业状态分为手指滑动（FD）、手指稳定（FS）、手指晃动（FW）、手掌滑动（PD）、手掌稳定（PS）、手掌晃动（PW）、手滑动（HD）、手稳定（HS）、手晃动（HW）九种作业状态，电刺激反馈装置采用 3 个电刺激点布置在人手小臂处。

4 实验（Experiment）

机械手角速度和驱动信号占空比标定曲线如图 6 所示。压力传感器相对阻力随压力变化曲线如图 7 所示。在遥操作抓取任务时，当机器人灵巧手不接触目标物体，手势映射处于第一阶段，手势映射增益系数 $k_1 = 1$（公式（5））。占空比 $T = 10$，机器人关节角速度为 2.5°/s。机器人手接触目标物体，进入第二阶段，手势映射系数 $k_2 = 0.25$。占空比 $T = 5$，灵巧手关节角速度为 1°/s。食指指尖触觉传感器的响应曲线如图 8 所示。

因此，当机器人指尖接触到目标物体时，关节的角速度开始减小，如图 9 所示。实验对象被机械手成功稳定地抓取，稳定抓取阶段触觉传感器的压力信息作为稳定抓取物体的参考。在手势映射过程中，人手和机器人手的指关节角的最大测量误差值小于 2°，如图 10 所示。

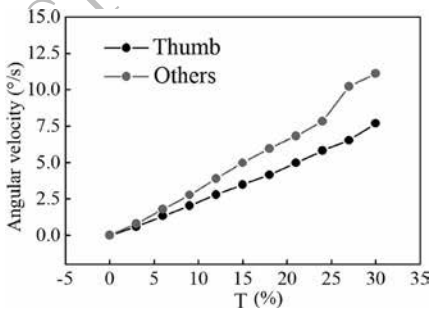


图 6. 角速度和驱动信号标定曲线 .

Fig. 6. Relationshipof angular velocity and driving signals.

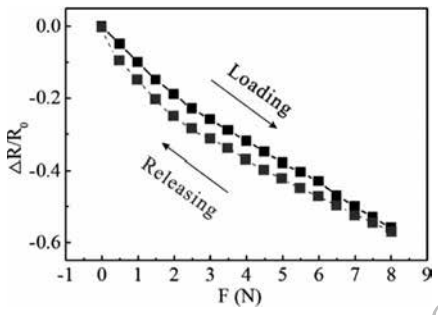


图 7. 压力传感器相对阻力随压力变化曲线 .

Fig. 7. Relative resistance change under increasing pressure.

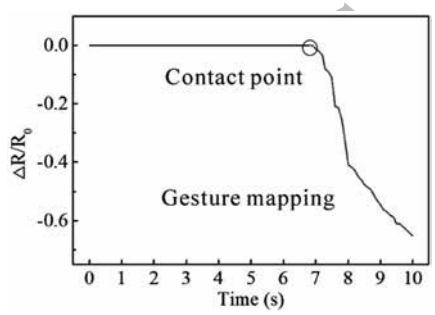


图 8. 机器人指尖压力传感器响应 .

Fig. 8. Pressure sensor response of the robotic index fingertip.

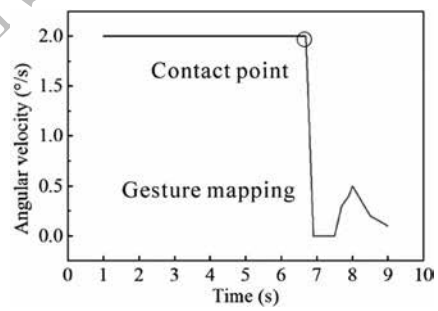


图 9. 食指关节自适应角速度控制 .

Fig. 9. Adaptive angular velocity control of index finger joint.

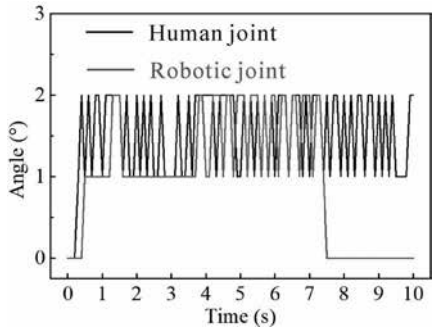


图 10. 关节测量误差 .

Fig. 10. Error measurements of index joints angles.

表 **1** 电刺激反馈对应抓取状态表 .

Table 1. Corresponding grabbing states of electrical stimulation feedback.

	1	2	3		1	2	3		1	2	3
FD	低	低	低	PD	低	中	低	HD	中	中	中
FS	低	低	中	PS	低	高	低	HS	高	低	低
FW	低	低	高	PW	低	中	中	HW	高	中	低

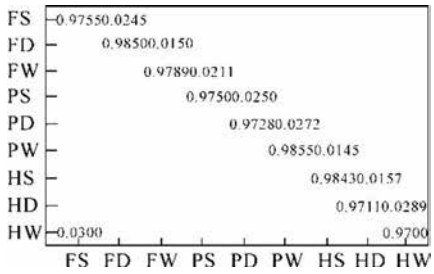


图 12. LSTM 模型转移概率矩阵 .

Fig. 12. Transition probability matrix of LSTM model.

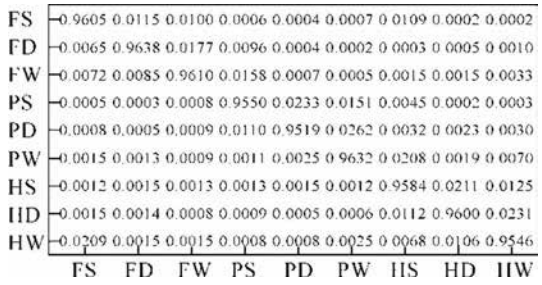


图 13. LSTM 模型发射概率矩阵 .

Fig. 13. Emission probability matrix of LSTM model.

表 **2** 遥操作抓取对比实验 .

Table 2. Comparative experiments of teleoperation grab.

抓取	苹果	香蕉	雪碧	铅笔	鼠标	书本	水杯	网球
无反馈	10	7	9	3	3	5	9	11
视觉反馈	12	15	15	9	8	11	12	17
触觉反馈	15	18	18	16	10	12	17	19
视–触觉反馈	19	20	19	17	14	16	18	20
指尖压力/N	3. 5	2. 6	6. 5	1. 1	1. 4	6. 3	6. 9	2. 2

表 **3.** 系统性能 .

Table 3 System performance values（%）.

用户	精准度	敏感性	特异性
1	95. 25	96. 46	98. 13
2	95. 23	96. 47	98. 34
3	95. 28	96. 35	97. 36
4	95. 05	96. 12	97. 88
5	95. 09	96. 87	98. 15
6	95. 42	96. 24	98. 12
7	96. 19	96. 40	98. 32
8	95. 52	95. 84	99. 67
Mean	95. 38	96. 34	98. 25

如图 11 所示，为遥操作机器人典型的九种作业状态带来的触觉传感阵列的特征响应曲线。由于只提供了标记的作业状态事件，并且在连续事件之间仍有未标记的样本［35］。观测值可用于评价 LSTM 的跃迁和发射概率。训练的 LSTM 模型的转移和发射概率矩阵的示例如图 12、图 13 所示。不同抓取状态下，对触觉序列进行处理和分析。每个样本组限定 500 个样本，得到 900 个触觉序列样本，500 个样本。对每种抓取状态的 50 组样本，随机抽取 30 组样本作为训练集，其余 20 组作为测试集。

因此，我们共有 480 组训练集样本和 420 组测试集样本。采用准确性、敏感性和特异性三个性能指标并取平均值以评估整体性能。性能结果可以通过实验事件和预测事件之间的±n 个样本的时间公差来计算。当采样率为 100 HZ 时，±1 个样本的误差等于 10 ms 内的定时误差。在估计过程中，采用留一个交叉验证的方法［36］来估计 LSTM 模型的泛化能力。除一名参与者外，其余参与者的数据全部用于培训，其余参与者的数据作为测试数据。与 N 倍交叉验证相比，在验证过程中，主体间变异的混合效应最大化。每个参与者的每次试验都重复验证过程，以便最终使每个数据集便于使用。电刺激反馈分为高–中–

低三个档位，融合空间位置信息，如表 1 所示，实现抓取状态的编号及反馈，其中标签 1、2、3 为人手上的三个电刺激反馈点标签。表 2 展示了不同反馈方式下灵巧手抓取不同物体的遥操作性能及指尖平均压力大小，实验次数为 20 次。可以看出，基于视-触双模态反馈系统具有更好的遥操作抓取性能。表 3 展示不同用户使用此遥操作系统，同样具有较好的性能。

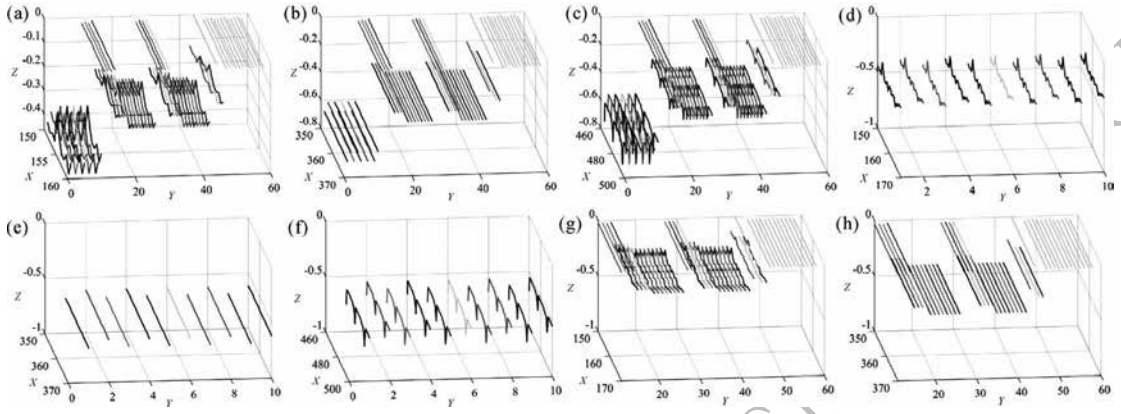


图 11.　X 轴表示感知序列，Y 轴表示传感器序列，Z 轴表示传感器输出。
（a-c）手滑动、稳定和摆动．（d-f）手指滑动、稳定和摆动．（g-i）手掌滑动、稳定和摆动．

Fig. 11.　The X-axis represents the sequences of perceptual information, the Y-axis represents the sequence numbers of the sensors, and the Z-axis represents the output values of the sensors. (a-c) Hand-slide, hand-stable, and hand-wobble. (d-f) Finger-slide, finger-stable, and finger-wobble. (g-i) Palm-slide, palm-stable, and palm-wobble.

5　结论（Conclusion）

本文针对基于触觉感知-视触双模态反馈的主从手映射式遥操作机器人抓取进行了研究，以数据手套及压力传感器阵列作为机器人灵巧手作业信息的获取手段，结合视-触双模态反馈，采用上位机实时显示的方式解析机器人作业状态，同时构建了基于电刺激的力触觉临场感反馈模型，实现对机器人灵巧手的精准控制及抓握作业情况和握力的再现，增加操作者的本体感。针对不同的用户使用情况进行了实验。结果表明，基于视-触双模态反馈及触觉感知能够实现对触觉力的大小及遥操作机器人作业状态更优的反馈性能，普遍提高了主从手遥操作机器人盲抓取作业的成功率，实现了操作者在视觉受阻碍状况下对机器人灵巧手进行遥操作并完成稳定抓取的任务。

参考文献：

[1] Erdogan C, Schröder A, Brock O. Coordination of intrinsic and extrinsic degrees of freedom in soft robotic grasping [C] //2018 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA). IEEE, 2018: 1-6.

[2] Kent D, Saldanha C, Chernova S. A comparison of remote robot teleoperation interfaces for general object manipulation [C] //Proceedings of the 2017 ACM/IEEE International Conference on Human-Robot Interaction. ACM, 2017: 371-379.

[3] Matsuda Y, et al. An improvement on a teleoperation system of robot arm with visual servo mechanism by target selection [C] // Proceedings of SICE Annual Conference (SICE). IEEE, 2012: 1579-1584.

[4] Li S, Ma X, Liang H, et al. Vision-based teleoperation of shadow dexterous hand using end-to-end deep neural network [C] //2019 International Conference on Robotics and Automation (ICRA).

IEEE, 2019: 416-422.

[5] Liu L, Liu G, Zhang Y. Grasping control in three-fingered robot hand teleoperation using desktop haptic device [C] //International Conference on Human Haptic Sensing and Touch Enabled Computer Applications. Springer, Berlin, Heidelberg, 2014: 232-240.

[6] Zakerimanesh A, Hashemzadeh F, Torabi A, et al. Controlled synchronization of nonlinear teleoperation in task-space with time-varying delays [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2019, 17 (8): 1875-1883.

[7] Lin H, Zhang T, Chen Z, et al. Adaptive fuzzy Gaussian mixture models for shape approximation in Robot Grasping [J]. International Journal of Fuzzy Systems, 2019, 21 (4): 1026-1037.

[8] Ferrone A, Maita F, Maiolo L, et al. Wearable band for hand gesture recognition based on strain sensors [C] // IEEE International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics. IEEE, 2016: 1319-1322.

[9] Kasaei S H, Shafii N, Lopes L S, et al. Interactive Open-Ended Object, Affordance and Grasp Learning for Robotic Manipulation [J]. arXiv preprint arXiv: 1904.02530, 2019.

[10] You B, Li J, Ding L, et al. Semi-autonomous bilateral teleoperation of hexapod robot based on haptic force feedback [J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2018, 91 (3-4): 583-602.

[11] Liu L, Zhang Y, Liu G, et al. Variable motion mapping to enhance stiffness discrimination and identification in robot hand teleoperation [J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2018, 51: 202-208.

[12] Lee D H, Jung J H, Lee J. Robust teleoperation in a non-visible environment with a new prediction scheme [J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2018, 32 (2): 835-843.

[13] Nicolis D, Palumbo M, Zanchettin A M, et al. Occlusion-free visual servoing for the shared autonomy teleoperation of dual-arm robots [J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2018, 3 (2): 796-803.

[14] Small N, Lee K, Mann G. An assigned responsibility system for robotic teleoperation control [J]. International journal of intelligent robotics and applications, 2018, 2 (1): 81-97.

[15] Verner I M, Gamer S, Polishuk A. Development of spatial awareness and operation skills in a remote robot laboratory [C] //2018 IEEE Global Engineering Education Conference. IEEE, 2018: 389-393.

[16] Wei T, Xiao N F. Control system of dexterous hand based on data glove [J]. Computer Engineering & Design, 2009, 30 (7): 1707-1711.

[17] Wei X, Sun F, Yu Y, et al. Robotic skills learning based on dynamical movement primitives using a wearable device [C] //2017 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO). IEEE, 2017: 756-761.

[18] Qin J, Liu H, Zhang G, et al. Grasp stability prediction using tactile information [C] //2017 2nd International Conference on Advanced Robotics and Mechatronics (ICARM). IEEE, 2017: 498-503.

[19] Zhao Y, Fei F, Yang D, et al. Research on data glove for hand rehabilitation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38 (10): 2415-2421.

[20] Chu Z Y, Yan S B, Hu J, et al. Impedance identification using tactile sensing and its adaptation for an underactuated gripper manipulation [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2018, 16 (2): 875-886.

[21] Corujeira J, Silva J L, Ventura R. Effects of Haptic Feedback in Dual-Task Teleoperation of a Mobile Robot [C] //IFIP Conference on Human-Computer Interaction. Springer, Cham, 2017: 267-286.

[22] Liu M, Ling Q, Zhang J, et al. Bilateral control of teleoperation manipulator based on virtual force aware guidance [C] //2017 IEEE International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems (CIS) and IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics (RAM). IEEE, 2017: 231-236.

[23] Han J W, Yang G H. Singularity avoidance in teleoperation system through force feedback of master

device [C] //2017 14th International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI). IEEE, 2017: 470-472.

[24] Musi S, Salvietti G, Chinello F, et al. Robot team teleoperation for cooperative manipulation using wearable haptics [C] //2017 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS). IEEE, 2017: 2556-2563.

[25] Matsuda Y, Sugi T, Goto S, et al. Teleoperation system for a mobile robot with visual servo mechanism based on automatic template generation [J]. Artificial Life and Robotics, 2017, 22 (4): 490-496.

[26] Nicolis D, Palumbo M, et al. Occlusion-Free Visual Servoing for the Shared Autonomy Teleoperation of Dual-Arm Robots [J]. IEEE Robotics & Automation Letters, 2018, 3 (2): 796-803.

[27] Qiu S, Li Z, He W, et al. Brain-Machine Interface and Visual Compressive Sensing-Based Teleoperation Control of an Exoskeleton Robot [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2017, 25 (1): 58-69.

[28] Yang C, et al. Haptics Electromyogrphy Perception and Learning Enhanced Intelligence for Teleoperated Robot [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2018, (99): 1-10.

[29] L. Mao, Y. Huang, et al. Research on a Novel Flexible 3-Axis Tactile Sensor and Slip Recognition Algorithm [J]. Chinese Journal of Sensors & Actuators, 2018, 31 (6): 75-81.

[30] Zhang Yangyang, Huang Ying, Hao Chao, et al. Gestures mapping system based on fabric strain sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017 (10): 2422-2429.

[31] Zhang Yangyang, Huang Ying, et al. Sensor Design for Gesture Capturing and Master-slave Hand Motion Mapping [J]. Robot, 2019, 41 (2): 156-164.

[32] Zhang Y, Huang Y, Lu B, et al. Real-time sitting behavior tracking and analysis for rectification of sitting habits by strain sensor-based flexible data bands [J]. Measurement Science and Technology, 2019.

[33] Chen K, Huo Q. Training deep bidirectional LSTM acoustic model for LVCSR by a context-sensitive-chunk BPTT approach [J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing (TASLP), 2016, 24 (7): 1185-1193.

[34] Greff K, Srivastava R K, Koutník J, et al. LSTM: A search space odyssey [J]. IEEE transactions on neural networks and learning systems, 2016, 28 (10): 2222-2232.

[35] Zhao H, Wang Z, Qiu S, et al. Adaptive gait detection based on foot-mounted inertial sensors and multi-sensor fusion [J]. Information Fusion, 2019, 52: 157-166.

[36] Gronau Q F, Wagenmakers E J. Limitations of Bayesian leave-one-out cross-validation for model selection [J]. Computational brain & behavior, 2019, 2 (1): 1-11.

金属壳体振动陀螺的多参数温度补偿技术研究

张勇猛，郭锞琛，席　翔，吴宇列

（国防科技大学智能科学学院 长沙 410073）

摘　要：金属壳体振动陀螺具有结构简单、精度高、体积小、可靠性高、寿命长等显著优势，在军用和民用领域都有广阔的应用前景。由于受材料特性影响，金属壳体谐振结构的 Q 值很难达到极高的水平，使得金属壳体振动陀螺的零偏受温度的影响比较显著。传统的温度补偿方法存在滞回效应，补偿效果不理想，针对该问题，本文提出了一种多参数温度补偿方法。理论分析结果表明，力反馈模式下，阻尼不均匀误差是引起陀螺零偏漂移的主要因素；根据理论分析结果，选取温度、驱动信号幅值、正交反馈信号幅值等三个变量作为补偿量；通过全温区测试，建立陀螺零偏漂移与补偿量的数学模型，利用该模型对陀螺零偏进行补偿。补偿后，陀螺的全温区零偏漂移由补偿前的 300°/h 减小为 10°/h，而采用传统温度补偿方法后的零偏漂移为 35°/h，验证了该方法的有效性。

关键词：金属振动陀螺；温度漂移；多参数补偿；阻尼误差

中图分类号：V241.5+54　　**文献标识码：**A

Research on multi parameter temperature compensation technology of metal shell vibrating gyroscope

ZHANG Yongmeng，GUO Kechen，XI Xiang，WU Yulie

（*College of Intelligence Science and Technology*，*National University of Defense Technology*，*Changsha* 410073，*China*）

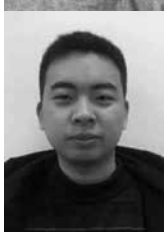
Abstract：Metal shell vibration gyroscope has many advantages，such as simple structure，high

作者简介：张勇猛（通信作者），分别于 2010 年、2012 年、2017 年于国防科技大学获得学士学位、硕士学位和博士学位，现为国防科技大学智能科学学院讲师，主要研究方向为微机电系统，振动式陀螺仪的测控电路、误差分析与补偿技术。E-mail：zhangym@nudt.edu.cn

Zhang Yongmeng（Corresponding author）received his B.Sc. degree，M.Sc. degree and Ph.D. degree from National University of Defense Technology in 2010，2012 and 2017，respectively. Now he is a lecturer in College of Intelligence Science and Technology，National University of Defense Technology. His main research interests include MEMS，measurement and control circuit，error analysis and compensation technology of vibrating gyroscope.

郭锞琛，2018 年于国防科技大学获得学士学位，现为国防科技大学在读硕士研究生，主要研究方向为微机电系统、振动式陀螺仪。E-mail：guokechen@nudt.edu.cn

Guo Kechen received his B.Sc. degree in 2018 from National University of Defense Technology His main research interests include micro electro mechanical systems and resonator gyroscope.



* **基金项目：**国家自然科学基金（51905538，51935013）、国家重点研发计划（2018YFB2002300）资助项目

precision, small size, high reliability, long life, etc. It has a broad application prospect in military and civil fields. Due to the influence of material characteristics, the Q factor of metal shell resonator is very difficult to reach a very high level, which makes the influence of temperature on the bias of metal shell vibrating gyro more significant. The traditional temperature compensation method has hysteresis effect and the compensation result is not ideal. Aiming at this problem, this paper proposes a multi parameter temperature compensation method. The theoretical analysis results show that under the force rebalance mode, the non-uniform damping error is the main factor causing the gyro bias drift; according to the theoretical analysis results, three variables such as temperature, driving signal amplitude and orthogonal feedback signal amplitude are selected as the compensation variable; through the test of the whole temperature zone, the mathematical model of gyro bias drift and compensation variables is established, and the gyro bias is carried out by using the model compensation. After compensation, the total temperature drift of gyro is reduced from 300°/h before compensation to 10°/h, while that of traditional temperature compensation method is 35°/h, which proves the effectiveness of this method.

Keywords: Metal vibrating gyroscope; temperature drift; multi parameter compensation; damping error

0 引言

金属壳体振动陀螺是一种利用壳体弹性波惯性效应来测量载体角速度的传感器，具有结构简单、精度高、体积小、可靠性高、寿命长等显著优势，在军用和民用领域都有广阔的应用前景[1-2]。西方发达国家对高精度的陀螺仪实施严格的禁运政策，因此掌握金属壳体振动陀螺的核心技术，提升陀螺精度，具有重要意义。

陀螺的温度漂移是指陀螺的输出随着环境温度的变化而出现的趋势性变化。金属壳体振动陀螺的温度漂移是目前制约金属壳体振动陀螺工程化应用的主要因素，也是振动类陀螺普遍面临的重要难题。

温度补偿是提高陀螺温度稳定性的常用方法，国内外许多学者对此进行了研究。研究重点集中在陀螺零偏温度模型的建立，先后提出了线性回归[3]、神经网络[4]、模糊算法[5] 等多种方法建立模型对陀螺输出进行补偿。采用温度模型进行补偿存在的最大问题就是温度的滞回效应，其原因是温度传感器测量的温度与陀螺的真实温度之间不可避免的存在一定的迟滞。

为了克服滞回效应，半球谐振陀螺的研究人员提出了基于频率模型的温度补偿方法[6]。谐振子的谐振频率与温度具有良好的对应关系，可以把谐振子的谐振频率作为补偿基准，建立陀螺输出与频率的数学模型，对陀螺输出进行补偿。由于谐振频率是谐振子本身的固有属性，可以实时反映谐振子本身的温度状态，因此基于零偏频率模型的补偿方法可以有效减小温度滞回效应的影响，提高温度补偿的精度。

对于金属壳体振动陀螺，采用零偏温度模型进行温度补偿也会存在温度滞回的难题，可以借鉴半球谐振陀螺温度补偿的思路，建立零偏频率模型进行补偿，文献［7］对此进行了研究。但金属壳体振动陀螺与半球谐振陀螺在驱动和检测方式上存在巨大差异，金属壳体振动陀螺采用压电电极进行驱动和检测，这是一种接触式的驱动检测方法。

压电驱动和压电检测具有信噪比高、无需镀膜、工艺简单等优势，但同时也引入了电极的粘贴误差，例如电极粘贴位置误差以及胶层参数不一致带来的增益误差等等，这些误差都会对陀螺的零偏稳定性产生影响。接触式的驱动和检测方法使得金属壳体振动陀螺的零偏输

出与谐振子的真实温度之间的重复性变差，采用零偏频率模型进行补偿后的金属壳体振动陀螺仍然存在不小的温度漂移。

可见，采用单一参数对金属壳体振动陀螺进行温度补偿很难取得满意的效果，本文拟采用多参数模型进行温度补偿，以减小温度滞回和压电电极增益不重复引起的零偏漂移。

1 金属壳体振动陀螺的零偏漂移分析

1.1 工作原理

金属壳体振动陀螺的核心部件是一个具有圆柱壳结构的谐振子，它的结构如图 1 所示，主要由三大部分组成：谐振结构、导振结构以及安装结构。谐振结构是谐振子上壁厚较厚的圆环，它是谐振子的主要敏感质量。导振结构是指谐振环下面的壁厚较薄的圆环以及圆盘形的底部。安装结构是指谐振子底部的安装杆，谐振子通过它固定在底座上。

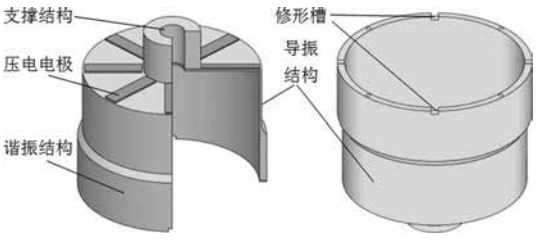


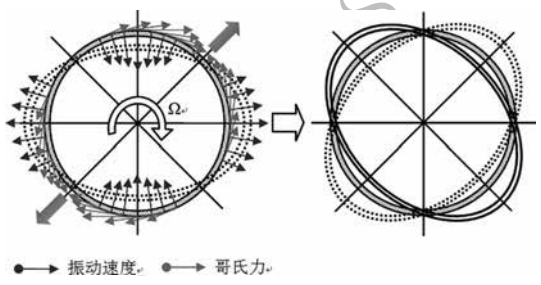
图 1 金属壳体振动陀螺谐振子的基本结构

Fig. 1 The basic structure of metal shell vibrating gyro resonator

在谐振子的底部，贴有八片均匀分布的压电电极作为谐振子的驱动和检测部件。谐振子采用高稳定性的弹性合金材料制成，其主要加工工艺是车削。精加工完毕的谐振子仍不可避免的存在材料非均匀与几何误差。为了提高谐振子的均匀性，一般采取在谐振环上刻槽或者打孔的方法对谐振子进行精密修调。

金属壳体振动陀螺检测角速度的理论基础是哥氏加速度。哥氏加速度由法国人科里奥利于 1835 年提出，它是由动参系的转动与动点相对动参系运动相互耦合引起的加速度[7]。在谐振子的驱动电极上施加正弦驱动信号，信号的频率等于谐振子四波腹振型的固有频率，激励出谐振子的驱动模态。

当谐振子敏感轴向有角速度输入时，谐振子上振动的各微元受到哥氏力的作用，哥氏力的方向可由右手法则确定，哥氏力的大小与振动的速度和输入的角速度成正比。最终得到谐振子上哥氏力的分布如图 2 所示，哥氏力的合力沿 45°方向，激励出了谐振子的敏感模态。敏感模态振动的幅值与输入角速度的大小成正比，通过解调敏感模态的振动，就可得到角速度的大小。



（a）驱动模态 （b）敏感模态

图 2 金属壳体振动陀螺的工作原理

Fig. 2 Working principle of metal shell vibrating gyro

1.2 壳体振动陀螺的动力学模型

圆柱壳体谐振子可以等效为一个二维振荡系统[9]，如图 3 所示。图中，X，Y 为谐振子坐标系，由于谐振子的两个固有刚性轴间隔 45°，所以从模态振型的角度来说，X，Y 是正交的，θ_ω 为刚性轴与 X 轴的夹角。x，y 为二维振荡模型中的固定坐标系，x'，y' 为二维振动系统的固有模态刚性轴，$2\theta_\omega$ 是谐振频率为 ω_1 的刚性轴与 x 轴的夹角。

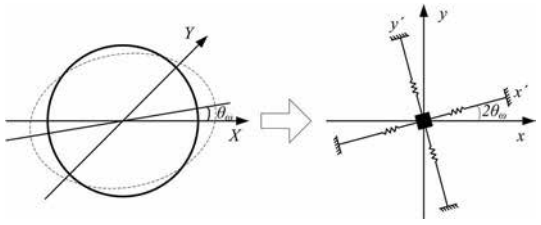


图 3 谐振子的等效二维振荡模型

Fig. 3 Equivalent two-dimensional oscillation model of resonator

利用类似的方法，考虑谐振结构的阻尼不均匀误差，令谐振结构衰减时间常数的两个极值分别为 τ_1、τ_2，衰减时间常数为 τ_1 的阻尼轴与 x 轴的夹角为 θ_τ。

根据美国学者 Lynch 的理论[10]，金属壳体振动陀螺二维振荡模型的运动方程可写为：

$$\begin{aligned}&\ddot{x}-4k\Omega\dot{y}+c_{11}\dot{x}+c_{21}\dot{y}+k_{11}x+k_{21}y=F_x\\&\ddot{y}+4k\Omega\dot{x}+c_{22}\dot{y}+c_{12}\dot{x}+k_{22}y+k_{12}x=F_y\end{aligned}\tag{1}$$

其中，c_{11} 为 x 轴的阻尼系数，c_{12} 为 x 轴耦合到 y 轴的阻尼系数，c_{21} 为 y 轴耦合到 x 轴的阻尼系数，c_{22} 为 y 轴的阻尼系数；k_{11} 为 x 轴的刚度系数，k_{12} 为 x 轴耦合到 y 轴的刚度系数，k_{21} 为 y 轴耦合到 x 轴的刚度系数，k_{22} 为 y 轴的刚度系数。上述变量可表示为：

$$\begin{aligned}c_{11}&=\frac{2}{\tau}+\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\cos 4\theta_\tau\\c_{21}&=c_{12}=\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin 4\theta_\tau\\c_{22}&=\frac{2}{\tau}-\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\cos 4\theta_\tau\\k_{11}&=\omega^2+\omega\Delta\omega\cos 4\theta_\omega\\k_{21}&=k_{12}=\omega\Delta\omega\sin 4\theta_\omega\\k_{22}&=\omega^2-\omega\Delta\omega\cos 4\theta_\omega\end{aligned}\tag{2}$$

式中，

$$\begin{aligned}&\omega^2=\frac{\omega_1^2+\omega_2^2}{2},\quad \frac{1}{\tau}=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau_1}+\frac{1}{\tau_2}\right)\\&\omega\Delta\omega=\frac{\omega_1^2-\omega_2^2}{2},\ \Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)=\frac{1}{\tau_1}-\frac{1}{\tau_2}\end{aligned}\tag{3}$$

谐振子的二维振荡模型考虑了谐振子的频率不均匀和阻尼不均匀以及两个模态之间的阻尼和刚度的耦合作用，对于研究金属壳体振动陀螺的性能具有重要的作用，本文将主要基于此模型研究金属壳体振动陀螺的零偏漂移机理和抑制方法。

1.3 力反馈模式下的零偏漂移机理

金属壳体振动陀螺具有全对称的谐振结构，其驱动模态和检测模态理论上具有相同的谐振频率，因此，开环模式下陀螺的量程小、带宽低、线性度差，为了提高陀螺的量程、带宽和线性度，金属壳体振动陀螺通常工作在力反馈模式。

在力反馈模式下，控制电路通过输出反馈力将谐振子的敏感模态振动抑制为零，陀螺的角速度输出从反馈力中解调得到。

谐振子在 x 轴上维持恒幅振动，其振动位移可写为：

$$x=A_x\sin\omega_x t\tag{4}$$

其中，A_x 是谐振子驱动模态的振动幅值，ω_x 为陀螺的工作频率。将式（4）代入到 y 轴的振动方程中可得：

$$\begin{aligned}&\ddot{y}+c_{22}\dot{y}+k_{22}y\\&=F_y-(4k\Omega+c_{12})A_x\omega_x\cos\omega_x t-k_{12}A_x\sin\omega_x t\end{aligned}\tag{5}$$

在力反馈模式下，反馈力 F_y 使得谐振子在 y 轴上的响应抑制到 0，因此，令上式右边等于零，可得反馈力 F_y 的表达式如下：

$$F_y=(4k\Omega+c_{12})A_x\omega_x\cos\omega_x t+k_{12}A_x\sin\omega_x t\tag{6}$$

陀螺的输入角速度可以通过对反馈力 F_y 用 cos 信号做基准解调得到，解调后陀螺的输出为：

$$Demod(F_y)\big|_{\cos\omega_x t}=4kA_x\omega_x\Omega+\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin 4\theta_\tau A_x\omega_x\tag{7}$$

可见，陀螺的闭环输出中包含了角速度输出项 $4kA_x\omega_x\Omega$，和零偏输出项 $\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin 4\theta_\tau A_x\omega_x$。陀螺在力反馈模式下的标度因数为：

$$SF_{closeloop}=4kA_x\omega_x\tag{8}$$

力反馈模式下的零偏输出为：

$$\begin{aligned}Bias_\Omega&=\frac{1}{4k}\Delta\left(\frac{1}{\tau}\right)\sin 4\theta_\tau\\&=\frac{1}{4k}\pi f\left(\frac{Q_2-Q_1}{Q_1Q_2}\right)\sin 4\theta_\tau\end{aligned}\tag{9}$$

可见，在力反馈模式下，陀螺的零偏输出中，与频率裂解有关的误差已经被消除了，陀螺的零偏漂移仅与谐振子的阻尼不均匀和阻尼轴方位角有关。通过增大谐振子的 Q 值可以减小阻尼不均匀引起的零偏漂移。

2 零偏温度漂移的补偿参数选择

根据上文对金属壳体振动陀螺闭环模式下的零偏漂移分析，引起金属壳体振动陀螺

温度漂移的原因主要有：频率裂解、刚性轴旋转、阻尼不均匀、阻尼轴旋转以及谐振子增益的改变。金属壳体振动陀螺的温度补偿参数可以从与这些影响因素相关的电信号中选取，此外，被选作补偿参数的信号还要与陀螺的角速度无关，否则会影响到陀螺输出的线性度。

2.1 正交反馈量

当不考虑陀螺测控电路的相位误差时，频率裂解和刚性轴旋转引起的温度漂移可以被力反馈电路抑制住。但是测控电路不可避免的会存在一定的相位误差，此时，频率裂解和刚性轴旋转仍会引起陀螺的零偏漂移。存在相位误差时，频率裂解引起的漂移项为：

$$-\frac{1}{4k\omega_x}\tan\delta_{ps}\frac{\omega_1^2-\omega_2^2}{2}\sin 4\theta_\omega \tag{10}$$

式中，δ_{ps} 为检测环路的相位误差。

此时，测控电路正交回路的反馈量为：

$$F'_{y_\sin}=\frac{\omega_1^2-\omega_2^2}{2}A_x\sin 4\theta_\omega \tag{11}$$

可见，正交反馈量和频率裂解引起的零偏漂移项具有相同的形式，因此可以把正交反馈量作为参考信号，补偿频率裂解和刚性轴旋转引起的零偏漂移。

2.2 温度

不考虑刚性轴的旋转和频率裂解，当阻尼不均匀发生改变或者阻尼轴旋转时，金属壳体振动陀螺的零偏输出也会产生漂移，在陀螺测控电路的内部信号中，没有能直接反应谐振子阻尼的信号。但是，谐振子的 Q 值一般与温度具有良好的对应关系，因此可以以温度为参考信号补偿阻尼不均匀变化和阻尼轴旋转引起的漂移。

2.3 驱动电压

压电电极增益误差也是引起金属壳体振动陀螺温度漂移的一个重要原因。由于压电驱动是一种接触式的驱动方式，升降温过程中电极和胶层的增益存在一定的不重复性，采用温度作为补偿参数很难消除这类非重复漂移。金属壳体振动陀螺有两个基本模态，温度的变化不仅会引起敏感模态压电电极的增益误差，也会引起驱动模态压电电极的增益误差，并且由于驱动模态和敏感模态的电极采用的是相同的材料和粘贴工艺，温度变化对其增益造成的影响也是基本一致的。因此，本文选取驱动模态的驱动幅值控制信号作为补偿参数，该信号的大小与驱动电压的幅值成正比，可以用于补偿压电电极增益误差引起的温度漂移。

综合以上分析，本文对金属壳体振动陀螺进行温度补偿时选取补偿参数的思路如图 4 所示。利用正交反馈量对频率裂解和刚性轴旋转引起的温度漂移进行补偿，利用温度对阻尼不均匀和阻尼轴旋转引起的温度漂移进行补偿，利用驱动模态的驱动电压幅值对压电电极增益误差引起的温度漂移进行补偿。与仅用温度参数进行补偿的方法相比，多参数补偿方法从机理上可以消除大部分温度滞回效应引起的残余漂移。

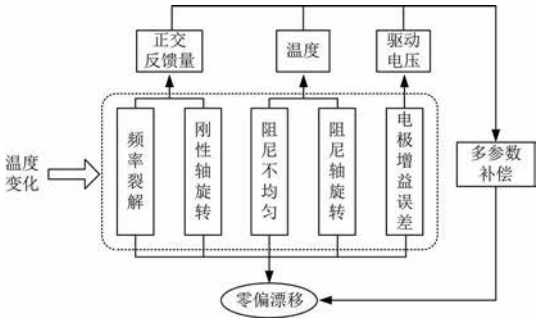


图 4 温度补偿参数的选择

Fig. 4 Selection of temperature compensation parameters

3 零偏温度漂移的多参数补偿与测试

金属壳体振动陀螺的温度补偿电路主要实现以下功能：补偿参数的采集、补偿量的计算、补偿电压的输出。因此，补偿系统需要包括测量温度的传感器、采集数据的 AD 转换模块，计算补偿量的微控制器模块，以及将数字补偿量转化为电压输出的模块。

温度补偿的过程为：首先对金属壳体振

动陀螺进行温度测试，此时单片机不计算补偿量，而是直接将采集到的数据发送至上位机；然后在上位机上利用优化算法得到陀螺零偏漂移的多参数模型；最后，上位机通过编程接口将模型烧写至单片机。

3.1 金属壳体振动陀螺的全温区测试

对金属壳体振动陀螺进行全温区测试的目的是为了得到建立温度模型所需要的数据。金属壳体振动陀螺的工作温度范围为-40℃到60℃，将金属壳体振动陀螺放入温控箱中，温控箱内的温度变化过程如图 5 所示，温度变化速率为 1℃/min。

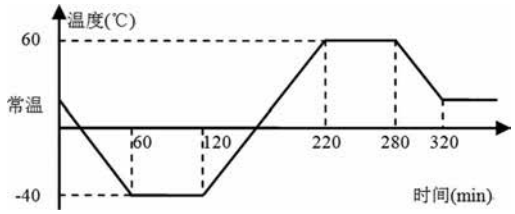
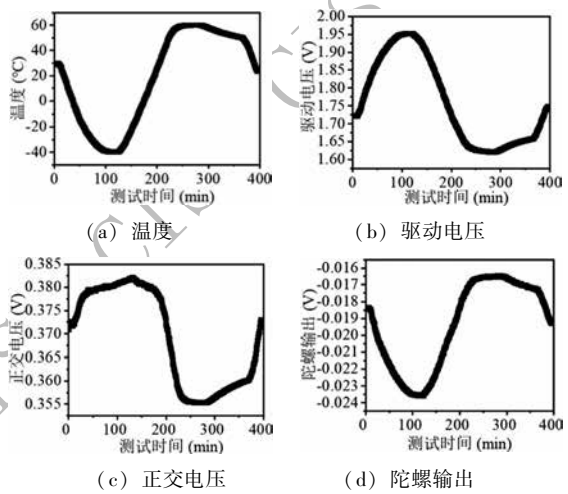


图 5 温度变化过程

Fig. 5 Temperature change process

在温度实验过程中，金属壳体振动陀螺的温度补偿单片机将采集得到的温度、驱动电压、正交电压以及陀螺零偏输出等数据通过串口发送至上位机采集软件。最终得到全温区内陀螺的零偏输出、驱动电压、正交电压以及温度数据如图 6 所示。



(a) 温度 (b) 驱动电压

(c) 正交电压 (d) 陀螺输出

图 6 金属壳体振动陀螺的全温区测试数据

Fig. 6 Test data of metal shell vibrating gyroscope in full temperature range

3.2 补偿模型的建立

建立高精度的温度模型是对金属壳体振动陀螺进行温度补偿的关键环节，模型的好坏直接决定了温度补偿的效果。本文采用多参数模型进行补偿，建模的过程本质上是一个多参数优化的过程，多参数模型具有多种形式，考虑到模型的可行性和实用性，本文采用多项式模型进行多参数温度补偿。多项式模型的具体形式为：

$$\begin{aligned} B=&a_i T^i+\cdots+a_1 T+b_j V_d^j+\cdots \\ &+b_1 V_d+c_k V_q^k+\cdots+c_1 V_q+\beta_0 \end{aligned} \tag{12}$$

其中，B 为陀螺的零偏输出，T 为陀螺温度，V_d 为驱动电压，V_q 为正交电压，i，j，k 分别为三者的阶数，a，b，c 为模型系数。模型的阶次越高，即 i、j、k 的值越大，模型的精度就越高，但在实际应用中还要考虑到数字芯片的处理能力，若模型的阶次过高，运算的速度会减慢，影响补偿的实时性。系数 a，b，c 可以通过最小二乘法来进行拟合得到其具体数值。

令：

$$\beta=[a_i\cdots a_1\ b_j\cdots b_1\ c_k\cdots c_1\ \beta_0]^T$$

$$X=[T^i\cdots T\quad V_d^j\cdots V_d\ V_q^k\cdots V_q\ 1]$$

则式（12）可写为：

$$B=X\beta+\varepsilon \tag{13}$$

其中 ε 为随机误差。

利用最小二乘法求解模型最终可归结于寻找参数向量 $\hat{\beta}$，使得下式成立：

$$\| B-X\hat{\beta} \|^2=\min \| B-X\beta \|^2 \tag{14}$$

$\hat{\beta}$ 即为系数向量 β 的最小二乘估计值。

模型的性能评价函数为模型残差的平方和，即：

$$J=\sum_{i=1}^{N}\varepsilon_i^2=\varepsilon^T\varepsilon \tag{15}$$

其中，N 为采集样本的容量，一般情况下 $N\gg n$，n 为待估计参数的个数，即向量 β 的维数。将式（13）代入式（15）得：

$$\begin{aligned} J=\varepsilon^T\varepsilon&=(B-X\beta)^T(B-X\beta) \\ &=B^TB-\beta^TX^TB-BX\beta+\beta^TX^TX\beta \end{aligned} \tag{16}$$

对于使得目标函数 J 最小的参数向量 $\hat{\beta}$，

有下式成立：

$$\frac{dJ}{d\beta}\Big|_{\beta=\hat{\beta}}=-2X^TB+2X^TX\beta=0 \qquad (17)$$

因此，最小二乘估计的一般形式为：

$$\hat{\beta}=(X^TX)^{-1}X^TB \qquad (18)$$

取 N 个温度点的采样数据作为建模数据，得到如下设计矩阵：

$$X=\begin{bmatrix} T_1^i\cdots T_1 & V_{d1}^j\cdots V_{d1} & V_{q1}^k\cdots V_{q1} & 1 \\ T_2^i\cdots T_2 & V_{d2}^j\cdots V_{d2} & V_{q2}^k\cdots V_{q2} & 1 \\ \vdots \quad \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ T_N^i\cdots T_N & V_{dN}^j\cdots V_{dN} & V_{qN}^k\cdots V_{qN} & 1 \end{bmatrix} \qquad (19)$$

将式（19）代入式（18）即可解算得各系数的最小二乘估计值，进而得到陀螺的零偏模型。

式（12）只是金属壳体振动陀螺多参数多项式模型的基本形式，具体各个变量的阶次和系数需要根据实验测试结果来确定最优形式。

3.3 金属壳体振动陀螺的补偿测试

根据求得的金属壳体振动陀螺零偏多参数模型编写温度补偿程序，然后对补偿后的陀螺进行全温区测试，得到其全温区的零偏输出如图 7 所示。可见，经过多参数补偿后，金属壳体振动陀螺的全温区零偏稳定性得到了显著提升。

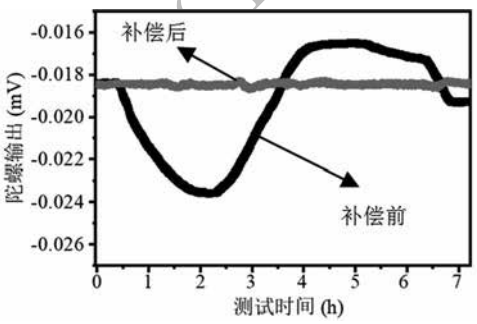


图 7　多参数温度补偿后的陀螺全温区输出

Fig. 7　Output of gyroscope in full temperature range after multi parameter temperature compensation

测试用的金属壳体振动陀螺的标度因数为 60mv/°/s，计算得金属壳体振动陀螺补偿后的全温区零偏漂移量如图 8 所示。在全温区的升降温过程中，金属壳体振动陀螺补偿前的最大漂移量为 300°/h，多参数补偿后的最大漂移量在 10°/h 以内，减小为补偿前的 3.3%。若只采用温度数据对金属壳体振动陀螺进行补偿，补偿后陀螺在全温区的最大漂移量为 35°/h。可见，多参数补偿方法相比于传统的温度补偿方法有更好的补偿效果。

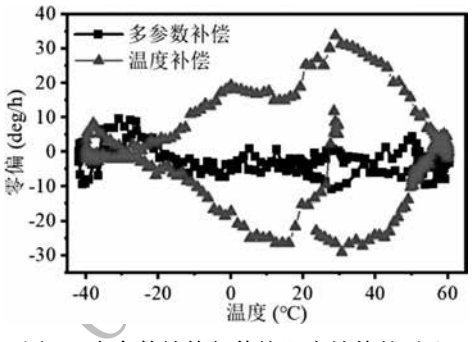


图 8　多参数补偿与传统温度补偿的对比

Fig. 8　Comparison between multi parameter compensation and traditional temperature compensation

4　结论

本文要针对金属壳体振动陀螺的全温区零偏稳定性进行了温度补偿。首先根据前文对金属壳体振动陀螺零偏漂移机理的分析，提出了基于温度、驱动电压、正交电压的多参数补偿方法，这三个补偿参数分别对应陀螺的阻尼不均匀、压电电极增益误差、频率裂解引起的温度漂移。利用实验测试数据，建立了多参数温度模型，设计了温度补偿电路。最后，对金属壳体振动陀螺的常温和全温区零偏稳定性进行了测试。补偿后的全温区最大漂移量在 10°/h 以内，减小为补偿前的 3.3%。

参考文献：

[1] V. V. Chikovani. Performance parameters comparison of ring laser, coriolis vibratory and fiber-optic gyros based on Allan variance analysis [C]. Actual Problems of Unmanned Air Vehicles Developments Proceedings, 2013: 153-156.

[2] J. S. Burdess, A. J. Harris, J. Cruickshank, et al. A review of vibratory gyroscopes [J]. Engineering Science & Education Journal, 1994, 3 (6): 249-254.

[3] 许辰希. 捷联惯导系统惯性器件的温度误差补偿 [D]. 中国科学技术大学, 2014.

[4] 李士心, 王晓亮, 翁海娜, 等. 基于灰色模型和 RBF 神经网络的 MEMS 陀螺温度补偿 [J]. 中国惯性技术学报, 2010, 18 (6): 742-746.

[5] 张红线, 吴衍记, 王玉辉, 等. 基于模糊逻辑的光纤陀螺温度补偿技术 [J]. 中国惯性技术学报, 2007, 15 (3): 343-346.

[6] W. Xu, W. Wenqi, F. Zhen, et al. Temperature drift compensation for Hemispherical Resonator Gyro based on natural frequency [J]. Sensors, 2012, 12 (5): 6434-46.

[7] 张勇猛, 吴宇列, 席翔, 等. 杯形陀螺的温度性能与补偿方法研究 [J]. 传感技术学报, 2012, 25 (9): 1230-1235.

[8] 周又和. 理论力学 [M]. 高等教育出版社, 2015.

[9] 吕志清. 哥氏振动陀螺 (CVG) 的模型方程 [C]. 中国惯性技术学会学术年会, 2003.

[10] D. D. Lynch. Vibratory gyro analysis by the method of averaging [C]. The 2nd Saint Petersburg International Conference on Gyroscopeic Technology and Navigation. St. Petersburg, Russia, 1995. 26-34.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

Flexible screen-printed temperature sensor based on Mn-Co-Ni metal oxide powder filled PVB polymer

Junyi Zhou,[1] Huimin zhang,[1] Aimin Chang,[1] Ting Liu,[1]

(1. *Key Laboratory of Functional Materials and Devices for Special Environments of CAS*, *Xinjiang Key Laboratory of Electronic Information Materials and Devices*, *Xinjiang Technical Institute of Physics and Chemistry of CAS*, *Urumqi*, *China* 830000)

Abstract: There has recently been renewed interest in wearable devices and electronic skin because of the demand in real-time monitoring of human body temperature. This work developed a flexible paper-based temperature sensor by screen printing technology. The sensing layer is composed of Mn-Co-Ni metal oxide powders filled with Polyvinyl butyral (PVB). The flexible temperature sensor shows extremely high sensitivity (3.14%° C^{-1}) at human body temperature (25 to 45° C). It also exhibits excellent durability (less than 0.25%) during the long-term aging tests, which indicates that the flexible temperature sensor has great potential in wearable devices and electronic skin.

Keywords: Flexible temperature sensor ; NTC; Wearable devices;

1 Introduction

The past decade has been the rapid development of Internet of Things (IoT) technology. It is expected that billions of devices will be integrated into the Internet1 and the sensors are the vital element in Computer-Human Interaction (CHI) technology2. As an essential physiological parameter, the temperature is one of the critical indicators of health system evaluation. So real-time monitoring of human body temperature is of great significance in the field of health care. Most of the traditional temperature sensors, such as the mercury thermometer and infrared thermometer, are difficult to perform effective long-term detection of the human body. Therefore, flexible temperature sensors with ultra-thin thickness, low modulus, light weight, high flexibility and stretchability have attracted widespread attention3. Jin Jeon reported a flexible wireless temperature sensor based on the nickel-filled binary polymer PEO/PE composite, with a sensitivity of 0.3V/° C at the temperature of 35 to 42° C 4. Qingxia Liu developed a high-performance flexible temperature sensor consisting of polyethyleneimine/reduced graphene oxide bilayer and the sensitivity in the temperature range of 25 to 45 ℃ is 1.30% $℃^{-1}$ 5. Jin Pan reported a flexible temperature sensor

作者介绍: 周俊毅（张惠敏），2013 年于西南科技大学获得学士学位，现为新疆大学研究生，主要研究方向为 NTC 热敏电阻。E-mail: 2815149954@ qq. com

array with polyaniline/graphene-polyvinyl butyral film, which shows a sensitivity about 1.20% ℃$^{-1}$ at the temperature range of 25 to 80 ℃ 6. Guanyu Liu reported a flexible temperature sensor based on graphene oxide and the sensitivity of the sensor is 0.6435%° C^{-1} over the temperature range of 30 to 100 ℃ 7. Wen-Pin Shih reported a graphite-based flexible temperature sensor array of polydimethylsiloxane composites. The sensitivity is 0.042 K^{-1} and 0.286 K^{-1} when the volume fraction of graphite is 25% and 15%, respectively8. Most of the flexible temperature sensors use graphene or metal powder as sensor materials. These materials are expensive and the sensitivity coefficient is no more than 1.3%° C^{-1}, which is challenging to satisfy the demand of human real-time temperature monitoring.

In this paper, a flexible temperature sensor with high sensitivity and low-cost was developed on the paper substrate through ascreen-printing method. Polyvinyl butyral (PVB), Mn-Co-Ni metal oxide powder, and silane coupling agent (KH550)[9] were used as the adhesive, temperature sensing material, and surfactant respectively. Mn-Co-Ni metal oxide is a kind of negative temperature coefficient thermistor with a spinel structure, which has the characteristics of high sensitivity, excellent reliability, and low cost. In addition, the temperature coefficient of resistance (TCR) is usually ten times higher than that of other temperature sensors[10]. The composition of the flexible temperature sensor was characterized by Fourier transform infrared spectroscopy (FT-IR) and X-ray diffraction (XRD). The morphology was obtained by scanning electron microscope (SEM). The most attractive performance of the sensor is the high sensitivity of 3.14%° C^{-1} between 25 to 45° C, which is much higher than that of the graphene composites temperature sensor (1.3%° C^{-1}). Further durability tests in long-terms temperature and mechanical aging prove that the flexible temperature sensor has great potential in the health care field.

2 Experiment details

2.1 Preparation of Mn-Co-Ni metal oxide powder

The Mn-Co-Ni metal oxide powder was prepared by the co-precipitation method. 1 mol of Ni $(NO_3)_2$ (99%, Aladdin), Mn $(NO_3)_2$ (99%, Aladdin), and Co $(NO_3)_2$ (99%, Aladdin) were accurately weighed according to the stoichiometric ratio of 1.8: 0.3: 0.9. All the chemicals were analytical grade and used as received without further purification. Appropriate amounts of Ni $(NO_3)_2$, Mn $(NO_3)_2$ and Co $(NO_3)_2$ were dissolved in 500 ml of deionized water by constant stirring. 3 mol of ammonia water was added as the precipitating agent. The precipitate was filtered and dried at 150° C for 24 h. The obtained samples were grinded into powders and the powders were annealed at 1000° C for 2 h in air.

2.2 Preparation of the flexible temperature sensor

PVB (99%, Aladdin) and ethanol (99%, Aladdin) were accurately weighed at a mass ratio of 3: 7. The reagents were all added to the beaker and heated to 200° C in order to dissolve the PVB in the ethanol, and then mixed with a magnetic stirrer for 30 minutes to form a transparent paste. The MCN powder, PVB solution and γ-aminopropyltriethoxysilan (KH550, CHINA) were respectively weighed in different proportions, and the ratios are given in Table 1. Then, mixing them in a defoaming mixer (THINKY ARE-310, JAPAN) at a rate of 2000 r/min for 10 minutes to obtain a black ceramic slurry. The flexible film was printed by the

screen printer (AT－25PA Dongyuan, China). The ethanol organic reagent was volatilized by drying at 50° C for 2 hours. Ag slurry was plated on both ends of the flexible film to make the electrode.

2.3 Characterization of the flexible temperature

The structure of the inorganic phase was tested by the X－ray diffraction (D8 ADVANCE Bruker, Germany). The functional groups of the organic phase were tested by the Fourier transform infrared spectroscopy (WGH－30/30ABruker, Germany). The surface structure and element distribution of the flexible film were observed by scanning electron microscope (SUPRA 55VP Zeiss, Germany). The conductivity of the film at different temperatures was measured on the probe station (SM－4, SEMISHARE ELECTRONIC CO., LTD).

Table 1 Flexible film formulation.

Content	Ceramic powder	PVB solution	KH550
20%	2g	7g	1g
30%	3g	6g	1g
40%	4g	5g	1g
50%	5g	4g	1g

3 Results and Discussion.

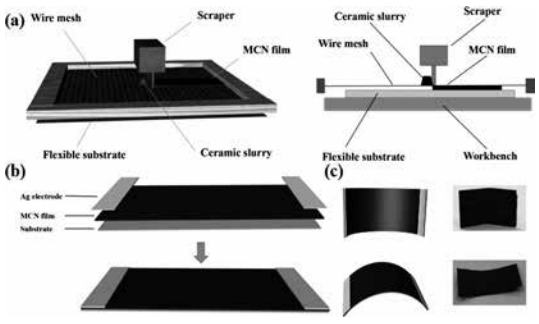


Figure 1. a) Screen printing schematic. b) Schematic diagram of the temperature sensor structure. c) Photograph of the temperature sensor in a bent state.

Figure 1 shows the structure of the proposed temperature sensor, which consists of a paper substrate, PVB－MCN sensing layer, and Ag electrode. The flexible film can be printed on the fiber paper[11] substrate by the screen printing, and then the wires are printed on the film to prepare a flexible temperature sensor. It can be seen that the flexible temperature sensor is simple in structure and convenient to manufacture, which is suitable for mass production.

3.1 Structural analysis

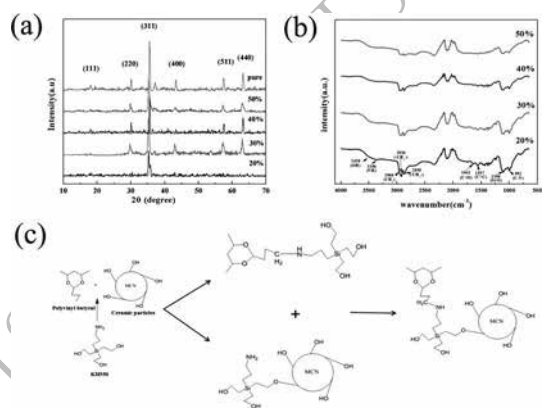


Figure 2. a) XRD pattern of the flexible film. b) Infrared spectrum of the flexible film. c) Bonding process between different components in the flexible film.

Figure 2 (a) shows the phase structure of the flexible films at different contents. It can be seen that the pure phase ceramic powder has a distinct spinel structure. With the decrease of solid content, the intensities of all diffraction peaks tend to weaken, which indicates the decrease of the inorganic phase.

Figure 2 (b) shows the FTIR spectra of the flexible film at different contents. It can be seen that the absorption peak of the organic functional group appears at different positions, where characteristic peak at 3458 cm^{-1} is attributed to the functional group from the silane coupling agent and hydroxyl groups on the surface of the ceramic particles. The absorption peak at 3390 cm^{-1} corresponds to the NH groups from the silane coupling agent while the CH_2 groups at positions 2960,

2930, and 2850 cm^{-1} are functional groups from the carbon chain in silane coupling agent and PVB. The peaks at 1557 and 1106 cm^{-1} are attributed to the bonds between the silane coupling agents. The absorption peak at 1641cm^{-1} corresponds to the carbon-oxygen bond formed during the dehydration condensation reaction between PVB and the ceramic particle. And the carbon-nitrogen double bond at 992 cm^{-1} corresponds to the chemical bond formed between silane coupling agent and PVB, which confirms that the silane coupling agent indeed played the role of adhesion. The absorption bands between 2000 and 2230 cm^{-1} correspond to the diamond substrate in the instrument. All the vibration peaks gradually decrease with the increase of the amount of the ceramic particles, which proves the decrease of the organic phase.

Figure 2 (c) shows the reaction mechanism between different components. Ceramic particles have a strong tendency to aggregate because of the high surface energy[12] and the aggregation of ceramic particles will dramatically reduce the mechanical properties of flexible films. Therefore, it is necessary to do chemical modification of the ceramic for improving the dispersion performance. The silane coupling agents with polar groups at one end of the molecule can react with the hydroxyl groups of the ceramic particles while the groups at the other end can crosslink with organic polymers. γ - aminopropyltriethoxysilane (KH550) is often used in the surface modification of inorganic particles[13]. The silanol groups at one end of the silane coupling agent undergo a hydrolysis polycondensation reaction with the hydroxyl groups on the surface of the ceramic particles, forming a carbon-oxygen bond. While, the organic group at the other end of the silane coupling agent reacts with the organic functional group of the PVB, forming a carbon-nitrogen double bond. The bond bridge which formed between ceramic particles and PVB by adding silane coupling agent can help the coupling process between them.

3.2 Microstructure analysis

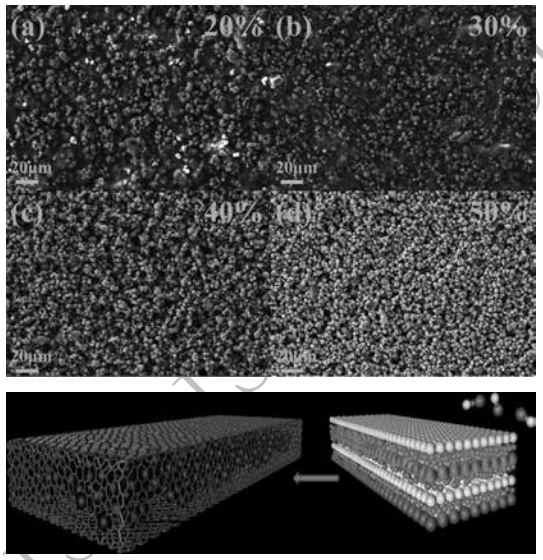


Figure 3. a) b) c) d) SEM images of different solid content flexible membranes. e) Mapping of a 20% solids flexible film. f) Structural model of the flexible film.

Figures 3a) b) c) d) shows the microstructure of flexible films. It can be seen that the size of the ceramic particles is about 4 to 5 μm with a narrow distribution. As the solid content increases, the density of the ceramic particles increases significantly. Fig. 3e) shows the element distribution of the flexible films. It can be seen that all the elements are distributed uniformly and the ceramic particles are homogenously mixed with the PVB without visible agglomeration, which proves the high uniformity of the flexible film. Although small portions of the silane coupling agents were used asthe surfactant, the distribution of the silicon element is uniform, indicating that the silane coupling agent is distributed on the surface of the ceramic particles and the PVB molecule. Fig. 3f) is the microstructure model of the flexible film. This further approves

that it can effectively improve the bonding strength between ceramic particles and PVB by adding the silane coupling agent.

3.3 Electrical performance and application

Figure 4a) b) c) d) show the relationship between resistivity and temperature of flexible films. It can be seen that as the temperature increases, the resistivity shows a downward trend, and all of the flexible films exhibit a negative temperature coefficient (NTC). MCN powder is a semiconductor material with a spinel structure, which is very sensitive to temperature. When the external temperature rises, the carrier transport efficiency in the semiconductor is much improved, thus the material resistance decreases rapidly. The sensitivity of the flexible film can be calculated by the formula (1).

$$TCR = (R - R_0) / (R_0 \cdot \Delta T) \quad (1)$$

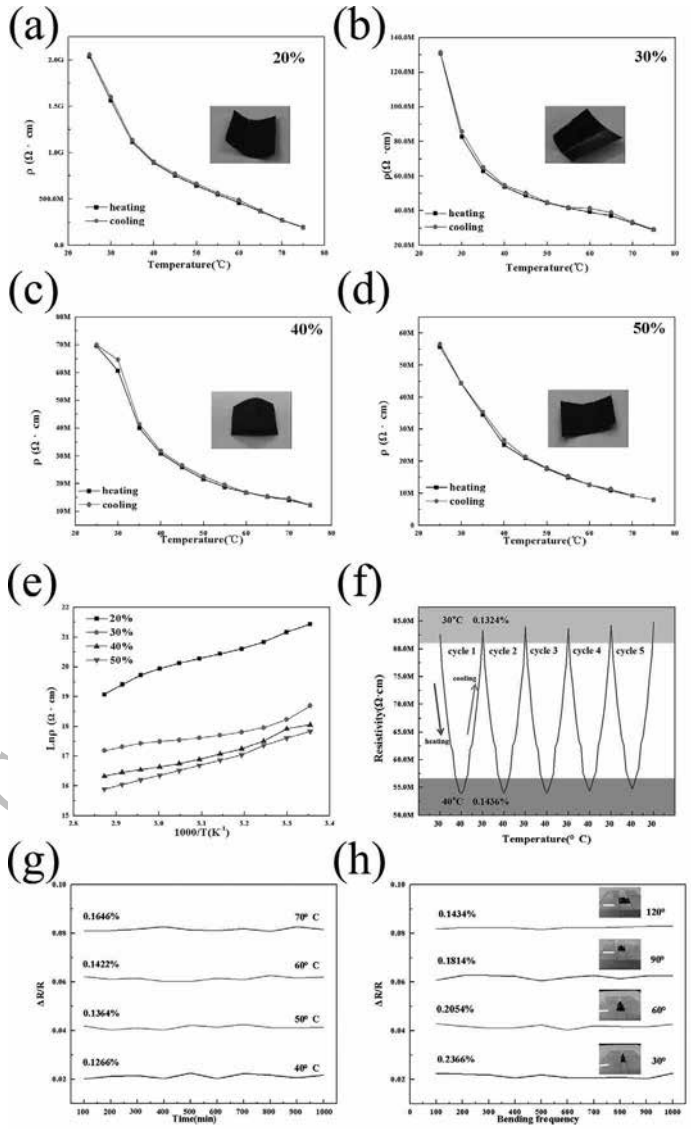


Figure 4. a) b) c) d) The relationship between temperature and resistance (within heating and cooling) of sensors with different solid contents in the range of 25−75°C. e) The Arnius diagram of the sensor in the range of 25−75°C. f) Repeat cycle test temperature between 30 and 40°C. g) Continuous resistance change rate measurement for 1000 minutes at 5 temperature values (40, 50, 60 and 70°C). h) Resistance change of the sensors at 1000 cycles of bending at 30°, 60°, 90°, 120° bending angle.

It can be seen from Table 2 that the flexible film has a high-temperature coefficient of resistance (greater than 3.1% C^{-1}) in the temperature range of the human body. Furthermore, the flexible film still exceeds a temperature coefficient of resistance of 1.4%° C at the wide temperature range from 25 to 80 degrees Celsius. At the same time, there is no significant hysteresis during cooling and heating.

It can be seen from Fig. 4a) that in the flexible film with a solid content of 20%, the resistivity at room temperature is as high as 2.8 GΩ. With the increase of the inorganic phase, the resistivity gradually decreases to 56 MΩ. Figure 4e) is an Arnius diagram of the flexible films. It can be seen that there is a linear relationship between resistivity and temperature for all of the flexible films and the resistivity increases as the solid content increases. It was found that compared with the 20% solids flexible film, the 30% solids flexible film has lower resistivity and better temperature dependence, which is beneficial to convert temperature signals into electrical signals. At the same time, the mechanical properties of flexible films with a solid content of 30% are better than the flexible films with a solid content of 40% and 50%. Therefore, the flexible film with a solid content of 30% is considered to have the most practical value.

In order to further study the practicality of the flexible film with a solid content of 30%, five temperature cycling tests were performed in the human temperature range (30-40° C), and the average change rate was found to be less than 0.15%. Figure 4g) shows that the flexible film of 30% solids was aged for 1000 minutes at the temperature of 40 to 80° C. It was found that the flexible film has excellent temperature stability (0.1266% at 40° C, 0.1364% at 50° C, 0.1422% at 60° C, 0.1646% at 40° C). This is because the spinel structure only shows lattice relaxation at 200° C or higher, which is much lower than the human body temperature range. Figure 4h) shows the resistance change after bending for 1000 times at different angles. It is found that the resistance change of the flexible film during the folding process is negligible (0.2366% at 30°, 0.2054% at 60°, 0.1814% at 90°, 0.1434% at 120°).

Table 2 The TCR, B value and activation energy of flexible temperature sensor.

content	$TCR_{25/45}$ (%)	$TCR_{25/75}$ (%)	$B_{25/75}$ (K)	Ea (eV)
20%	3.153	1.811	4906	0.4233
30%	3.142	1.557	3129	0.2700
40%	3.136	1.645	3591	0.3099
50%	3.115	1.713	4034	0.3481

4 Conclusion

This work developed a flexible temperature sensor of MCN powder filled PVB with the silane coupling agent as the surfactant. It can be conveniently printed on a paper substrate by screen printing technology. SEM and EDS found that the MCN ceramic particles were uniformly dispersed in PVB, which was beneficial to obtain high-quality flexible films. The 30% solid content flexible film has a temperature coefficient of resistance of 3.14%° C^{-1}, $B_{25/75}$ value of 3129 K, activation energy of 0.27 eV in the human body temperature range (25 to 45° C). The resistance drift rate does not exceed 0.1646% in 1000 minutes of temperature aging, and the resistance drift rate does not exceed 0.2366% after 1000 times bend, which shows that the flexible temperature sensor has great potential in wearable devices and electronic skin.

Reference

[1] Roman R, Alcaraz C, Lopez J. Key management systems for sensor networks in the context of the Internet of Things. Comput. Electr. Eng. 2011; 37 (2): 147-59.

[2] Grosse-Puppendahl T, Holz C, Cohn G. Finding Common Ground: A Survey of Capacitive Sensing in Human-Computer Interaction [C] // Proceedings of the SIGCHI Conference on Human Factors in Computing Systems (CHI '17). ACM, 2017.

[3] Trung T Q, Lee N E. Flexible and Stretchable Physical Sensor Integrated Platforms for Wearable Human-Activity Monitoringand Personal Healthcare. Adv. Mater. 2016; 28 (22): 4338-72.

[4] Jeon J, Lee H B R, Bao Z. Flexible Wireless Temperature Sensors Based on Ni Microparticle-Filled Binary Polymer Composites. Adv. Mater. 2013, 25 (6): 850-55.

[5] Liu Q, Tai H, Yuan Z. A High-Performances Flexible Temperature Sensor Composed of Polyethyleneimine/Reduced Graphene Oxide Bilayer for Real-Time Monitoring. Adv. Mater. 2019; 18 (00): 594

[6] Pan J, Liu S Y, Zhang H Z, Lu J G. A Flexible Temperature Sensor Array with Polyaniline/Graphene - Polyvinyl Butyral Thin Film. IEEE Sens. 2019; 19 (19): 4105

[7] Guanyu L, Qiulin T, Hairong K. A Flexible Temperature Sensor Based on Reduced Graphene Oxide for Robot Skin Used in Internet of Things. IEEE Sens. 2018; 18 (5): 1400.

[8] Tsao L C, Shih W P, Chang C. Flexible Temperature Sensor Array Based on a Graphite-Polydimethylsiloxane Composite. IEEE Sens. 2010, 10 (4): 3597-10.

[9] Wei B, Chang Q, Bao C. Surface modification of filter medium particles with silane coupling agent KH550. Colloids Surf, A. 2013; 434: 276-80.

[10] Feteira, A. Negative Temperature Coefficient Resistance (NTCR) Ceramic Thermistors: An Industrial Perspective. J. Am. Ceram. Soc. 2009; 92 (5): 967-83.

[11] Mahadeva S K, Yun S, Kim J. Flexible humidity and temperature sensor based on cellulose-polypyrrole nanocomposite. Sens. Actuators, A. 2011; 165 (2): 194-99.

[12] Lou, Y. H.; Liu, M. H.; Miao, X. W.; Zhang, L.; Wang, X. P. Improvement of the mechanical properties of nano-TiO_2/poly (vinyl alcohol) composites by enhanced interaction between nanofiller and matrix. Polym. Compos. 2010; 31 (3): 1184-93.

[13] Gu J. W, Zhang Q. Y, Li H. C, Tang Y. S.; Kong J, Dang J. Study on preparation of SiO2/epoxy resin hybrid materials by means of sol-gel. Polym. - Plast. Technol. 2007; 46: 1129-1134.

基于自动聚焦技术的三维测量方法

刘　斌[1,2]，赵静[1,2]，谯　倩[1,2]，李志伟[1,2]，
朱均超[1,2]，许　亮[1,2]，张宝峰[1,2]

（1. 天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室 天津 300384；
2. 天津理工大学电气电子工程学院天津 300384）

摘　要：高精度三维测量对于微结构元器件的加工与制造具有重要的应用价值。本文提出了一种基于自动聚焦技术的三维测量方法，可用于微小物体三维形貌测量。采用低成本的硬件系统，对被测物进行垂直扫描并采集图像序列；通过对图像序列进行清晰度评价计算，实现聚焦判定，从而获取表面轮廓的深度信息。提出了改进的聚焦判定算法，将改进的 Retinex 算法与 Tenengrad 梯度函数相结合，提高了测量的适用性和稳定性。利用标准量块进行了精度验证实验，所提方法测量精度优于 15μm。

关键词：自动聚焦技术；图像增强；图像清晰度评价；三维测量

中图分类号：P204　　**文献标识码：**A

作者简介：刘斌，2005 年于天津大学获得学士学位，2007 年于天津大学获得硕士学位，2010 年于天津大学获得博士学位，现为天津理工大学副教授，主要研究方向为激光及光电测试技术。E-mail：lbin83@tjut.edu.cn

Liu Bin received his B. Sc. degree in 2005 from Tianjin University, received his M. Sc. degree in 2007 from Tianjin Universit, received his Ph. D. degree in 2010 from Tianjin University, now he is associate professor in Tianjin University of Technology. His main research interests include laser and photoelectric testing technology.

李志伟（通信作者），2007 年于中北大学获得学士学位，2011 年于天津理工大学获得硕士学位，2016 年于天津大学获得博士学位，现为天津理工大学讲师，主要研究方向为测试计量技术。E-mail：lzw@tju.edu.cn

Li Zhiwei（Corresponding author）received his B. Sc. degree in 2007 from North University of China, received his M. Sc. degree in 2011 from Tianjin University of Technology, received his Ph. D. degree in 2016 from Tianjin University, now he is lecturer in Tianjin University of Technology. His main research interests include measuring and testing technology.

* **基金项目：**国家自然科学基金面上项目（61975151），天津市科技计划项目（18ZLZNGX00040），天津市自然科学基金（17JCQNJC01700），天津市科技发展战略研究计划（18YFCZZC00320），天津市互联网跨界融合创新科技重大专项（18ZXRHSF00240）

3D measurement method based on autofocusing technology

Liu Bin[1,2], Zhao Jin[1,2], Qiao Qian[1,2], Li Zhiwei[1,2], Zhu Junchao[1,2], Xu Liang[1,2], Zhang Baofeng

(1. *Tianjin Key Laboratory for Control Theory & Applications in Complicated Systems*, *Tianjin* 300384, *China*;
2. *School of Electrical and Electronic Engineering*,, *Tianjin University of Technology*, *Tianjin* 300384, *China*)

Abstract: High-precision three-dimensional measurement has important application value for processing and manufacturing of micro-structure components. A three-dimensional measurement method based on autofocus technology was proposed, which can be used to measure the three-dimensional topography of tiny objects. A low-cost hardware system was used to scan the measured object vertically and collect the image sequence. The image sequence was subjected to sharpness evaluation calculations to achieve focus determination. Then the depth information of the surface contour could be obtained. An improved focus determination algorithm was proposed. The improved Retinex algorithm combined with the Tenengrad gradient function was applied. The accuracy verification experiments were carried out using standard gauge blocks. And the measurement accuracy of the proposed method was better than 15 μm.

Keywords: Autofocusing technology; Image enhancement; Image sharpness evaluation; 3D measurement

0 引言

随着科学技术的不断发展，各种微结构元器件在半导体加工检测、MEMS 组装、生物医学、航空航天、量子通信等领域具有重要的应用，要实现微结构元器件的高精度加工，必须建立相应的高精度测量方法，高精度的三维测量技术在微结构元器件的加工与制造领域具有重要的应用价值。

可用于微结构三维测量的方法主要分为接触式测量和非接触式测量。接触式测量使用探针对被测物表面进行扫描，三坐标测量机（CMM）是最常见的一种接触式测量仪。接触式测量可以获得清晰的被测物表面形状轮廓，完成较长距离的测量。但被测物表面会因探针的碰触而留下瑕疵，无法测量比探针端半径还小的沟槽。

目前非接触式测量常用的方法有白光干涉法、双目法、激光三角法、光度法、结构光法、聚焦法等。白光干涉技术[1] 通过干涉条纹对被测物表面高度信息极其敏感的特点，能够实现纳米级的高精度检测。但其易受到被测物表面反射率的限制，系统成本较高。双目法[2] 采用双目相机采集同一被测物，获得不同角度的两幅被测物图像，通过搜索图像中匹配的像素，计算三维坐标，其适应性强，但需明显的匹配特征点来保证测量精度、计算量也较大。激光三角法[3] 根据光源、物体和检测器三者之间的几何成像关系来确定空间物体各点的三维坐标，易受到被测物体反光及测量环境等方面的影响。光度法通过控制不同的光照条件，从同一方向利用 CCD 摄像机拍摄被测物的多幅图像可测得被测物的表面光照方向，能对不具备明显特征点的复杂表面完成测量，不易受到被测物表面反射系数的影响，但其计算量大，测量过程相对复杂。结构光法[4] 是利用投影仪将结构光照射在被测物表面，根据光栅相位来计算其位置与深度信息，其精度受限于投射光栅的精度。聚焦法[5] 利用图像清晰度评价函数判

定聚焦最清晰位置，进而获得深度信息，适合测量范围较小的物体，其精度较高且成本低，但易受光照不均等因素影响、测量精度受限于图像清晰度判定。

本文提出一种基于自动聚焦技术的三维测量方法，实现微小物体表面轮廓的非接触测量，其关键问题在于如何精确获取表面轮廓的深度信息。针对这个问题，本文提出了改进的聚焦判定方法，对图像的清晰度评价算法进行了优化。利用标准量块对所提方法进行了精度验证。

1 系统与测量方法

基于自动聚焦技术的三维测量系统由工业摄像机、环形光源、高精度三维位移台、计算机组成。图 1 所示为系统测量过程示意图。

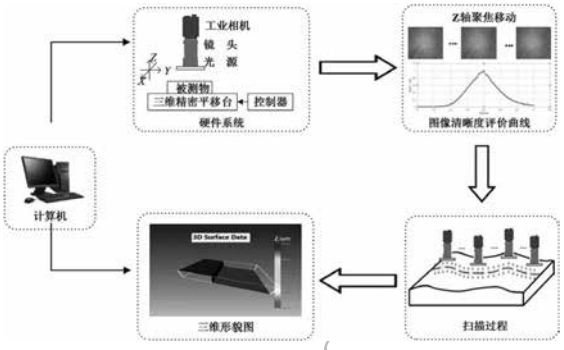


图 1 系统测量过程示意图

Fig. 1 Schematic diagram of system measurement process

测量流程如下：

（1）探头由工业相机、光学镜头和光源组成，搭载于三维平移台装置上。环形光源将被测物照亮，工业摄像机拍摄被照亮的被测物，计算机可通过控制高精度电动三维位移台，对被测物表面进行垂直扫描，采集图像序列；

（2）工业相机的作用类似于接触式测量法中的探针，但以基于图像的聚焦判定代替了传统的力接触，实现非接触的轮廓点测量。其所采集的图像数据通过数据线传输至计算机，对图像序列进行清晰度评价计算，从而可确定最清晰图像所在位置，进而获取该点深度方向的 z 值坐标；

（3）当位移台载着被测物沿 X 轴与 Y 轴移动，可完成表面轮廓的形貌测量，最终形成三维点云数据。

通过该方法获取被测表面点的深度信息依赖于图像清晰度评价的聚焦判定。要保证系统的深度尺寸测量精度就需要单峰、灵敏、无偏、鲁棒的聚焦判定方法。常用的聚焦判定算法有 Tenengrad 算法[6]、Brenner 算法[7]、ImprovedBre 算法[8]、AbsVar 算法[9]、Roberts 算法[10]、Laplacian 算法[11]、Autocorrection 算法[12]、Entropy 算法[13]。

但在实际测量过程中，由于环境光与被测表面的反射特性，容易造成光照不均现象，同时 CCD 相机信号转换的噪声等也会造成图像质量一定程度的降低，产生图像细节信息被掩盖的情况易，导致常用算法失去稳定性。因此，本文研究改进聚焦判定方法，提高测量方法的适应性、稳定性，保证系统的测量精度。本系统采集的被测标准量块图像如图 2 所示。

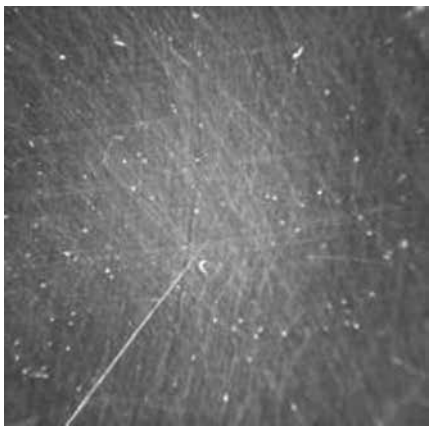


图 2 标准量块表面采集图像

Fig. 2 The captured image of the standard gauge block surface

2 改进的聚焦判定方法

为保证系统测量精度，需要对图像进行适用的预处理，弥补光照不均，增强图像细

节信息，为基于图像清晰度的聚焦判定提供高质量图像数据。

常用的图像增强算法有对数法[14]、指数法[15]、直方图法[16]、高反差保留法[17]、Retinex 算法[18]。其中 Retinex 图像增强算法基于照度反射模型，对光照分量进行估计，可有效弥补光照损失。基于 Retinex 理论，相机采集到的图像，由入射光分量和物体的反射分量构成。相机所采集到图像 $I(x, y)$ 可以理解为是被测物的反射分量 $R(x, y)$ 与入射光分量 $L(x, y)$ 相乘的结果。该过程可由如下公式表示：

$$I(x, y) = R(x, y) \cdot L(x, y) \tag{1}$$

颜色恒常性理论认为物体的反射分量反应了物体的本质信息，Retinex 算法利用数学方法去除图像中的光照部分，得到物体的反射分量[19-21]。

将公式（1）进行对数变换，得到：

$$\log(R(x, y)) = \log(I(x, y)) - \log(L(x, y)) \tag{2}$$

式中光照分量 $L(x, y)$ 是从原图像提取的光照近似融合图像。

本文对基于 Retinex 算法的原理进行了研究，实现了改进算法，将图像中的低频和高频信息分别处理、提取，再进行融合，进而与图像清晰度判定函数结合，形成了改进的聚焦评价方法。

相机采集到的图像中，光照分量变化缓慢的部分表现为频域的低频分量，因此采用合适的低通滤波器可以近似估计出图像的光照信息。本文采用 CCD 相机采集的图像是由 2048×2048 个像素点构成的，选取均值滤波器提取图像光照近似信息，该滤波器是由方框滤波归一化后的一种特殊情况，属于线性滤波的一种，是将当前像素点 (x, y) 的灰度值由模板中各个像素点的平均灰度值代替，及

$$g(x, y) = \frac{1}{m}\sum_{i=1}^{n} f(x, y) \tag{3}$$

其中 $m = n^2$，$g(x, y)$ 为该点在模板 $n \times n$ 内像素点的灰度平均值。较小的模板滤波器的滤波效果还保留着图像的大致轮廓，较大模板滤波器的滤波效果较好的模拟出了图像的光照信息。本文采用如下 495×495 大小的模板来对原图像 $I(x, y)$ 进行滤波平滑，估计出近似光照信息 $i(x, y)$，滤波模板如下：

$$\frac{1}{495\times 495}\times\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{4}$$

随着位移台载着被测物做垂直运动，相机与被测物之间的距离随之变化，采集到的图像由不清晰到清晰再到不清晰，用 canny 算子提取原图像集中每幅图像的边缘细节 $g(x, y)$，每幅图像 canny 算子中的参数 k 计算如下：

$$k = 1 - (0.8 \times \varepsilon) \tag{5}$$

公式（5）中 ε 为每幅图像归一化后的梯度值。采用 Tenengrad 算法求得图像梯度值：

$$D(x, y) = \sum_y \sum_x |G(x, y)|, \quad G(x, y) > T \tag{6}$$

T 是个设定好的边缘检测阈值，$G(X, Y)$ 的形式如下：

$$G(x, y) = \sqrt{G_x^2(x, y) + G_y^2(x, y)} \tag{7}$$

G_x 和 G_y 分别是点 (x, y) 基于 Sobel 算子水平和垂直方向的卷积。

搜索边缘细节图 $g(x, y)$ 中灰度值为 255 的像素点，找到近似光照信息图像 $i(x, y)$ 中相应位置，将该像素点的灰度值设为 $i(x, y)$ 的平均值，生成融合了光照近似信息和边缘细节的融合图像 $L(x, y)$，代入到公式（2）中，可求得反射分量 $R(x, y)$。

利用改进的 Retinex 算法将采集的原始图像增强处理后，再采用 Tenengrad 梯度函数对图像进行清晰度计算，实现了改进的聚焦判定方法，其流程图如图 3 所示。

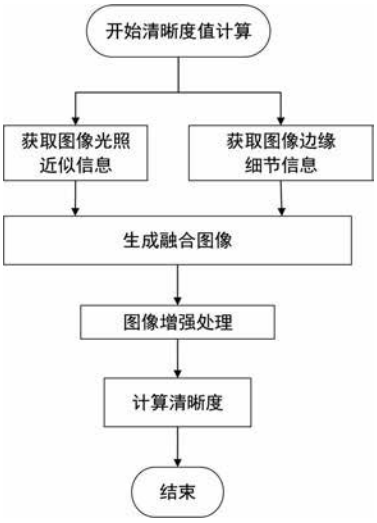


图 3　改进的聚焦判定方法流程图

Fig. 3　Flow chart of the improved focus evaluation method

3　实验结果与分析

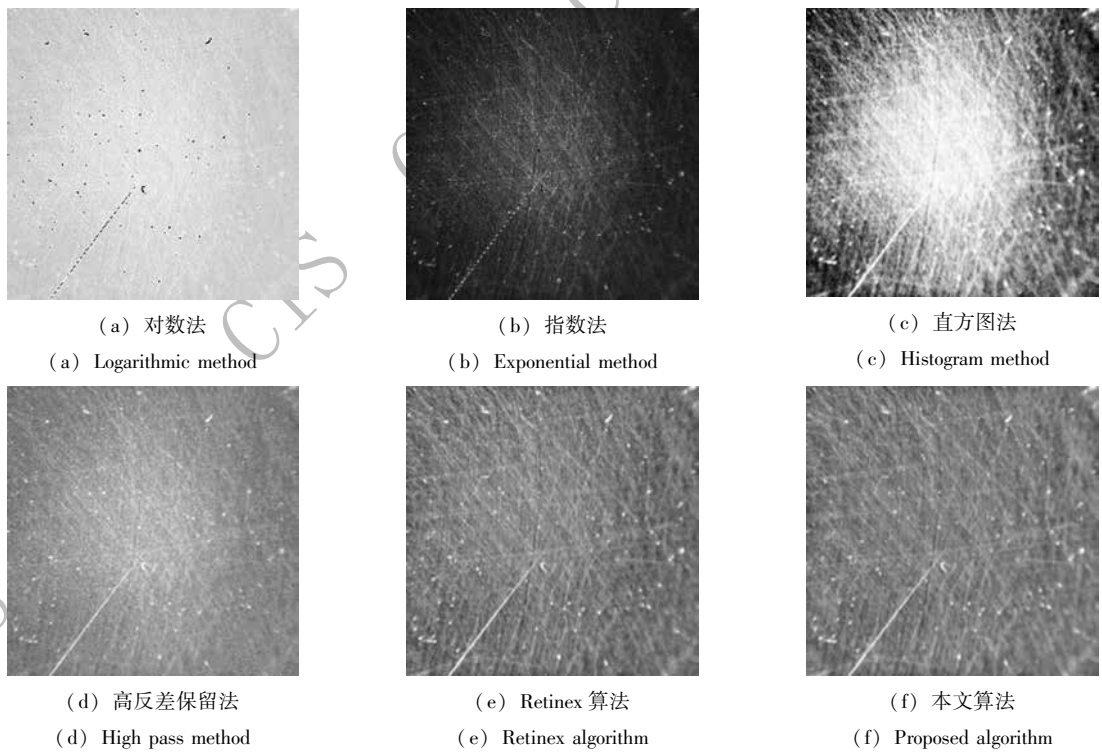
图 4 所示为系统实物图，由 CCD 工业相机、镜头和环形光源构成图像采集系统．位移台系统为电动三维位移台，其位移重复性精度小于 3μm。将被测物放置在平移系统上，被带动完成扫描测量。

图 4　系统实物图

Fig. 4　The developed system

3.1　图像增强函数分析对比

将本文研究改进的 Retinex 算法与其他常用方法对图 2 所示的原图进行图像增强处理，对比图如下。



（a）对数法　（b）指数法　（c）直方图法

（a）Logarithmic method　（b）Exponential method　（c）Histogram method

（d）高反差保留法　（e）Retinex 算法　（f）本文算法

（d）High pass method　（e）Retinex algorithm　（f）Proposed algorithm

图 5　图像增强法对比

Fig. 5　Comparison of image enhancement methods

从图5可以看出，本文提出的改进算法能有效地在去除光照不匀影响的同时，保留了足够的图像细节信息。为之后图像清晰度评价提供了细节充足的图像。

3.2 聚焦判定方法分析对比

将本文提出的算法与其他常用算法对CCD相机采集到的70张图进行清晰度计算，每个算法的结果归一化处理后得到图6中清晰度评价算法的对比曲线图。

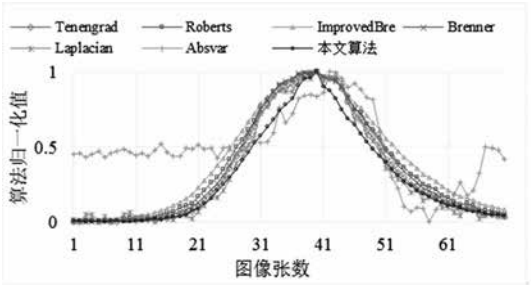


图6 清晰度评价算法对比

Fig. 6 Comparison of the image sharpness evaluation algorithms

AbsVar算法的单峰性和灵敏度不佳。Tenengrad算法、Brenner算法、ImprovedBre算法、Roberts算法与Laplacian算法在37到43张图之间，清晰度值已趋于平缓，灵敏度降低。本文采用的清晰度评价算法在该区域仍能有效判定出最清晰的第40张图，比其他算法单峰性与无偏性更好，灵敏度更高。

3.3 系统测量实验与分析

实验采用由2mm高度的标准量块与0.5mm高度的标准量块组成1.5mm高的台阶进行三维测量测试，对台阶进行扫描测量实验，计算台阶高度，与标准台阶理论高度进行对比。图7为被测量标准量块的实物图。

图7 标准量块实物图

Fig. 7 The standard gauge blocks

对标准台阶表面进行扫描测量，点与点的距离为200μm，在每个点上的垂直扫描步进为15μm，X轴扫描范围为670μm至3870μm，Y轴扫描范围为-300μm至300μm。图8为台阶扫描范围示意图。

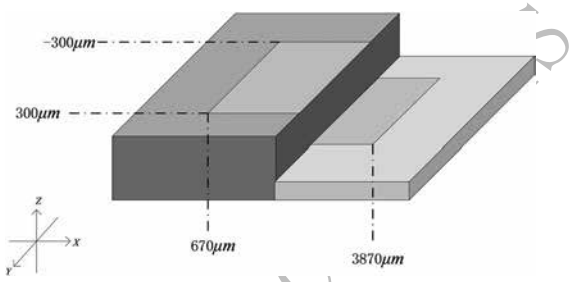


图8 台阶扫描范围示意图

Fig. 8 Schematic diagram of the scanning area

标准台阶平面拟合结果如图9所示，其中星点为所测得的三维空间点。上表面测量44个点，拟合平面为$0.0064x+0.0399y-0.9992z+2.2406=0$。下表面测量24个点，拟合平面为$0.0034x+0.0104y-0.9999z+0.7521=0$。

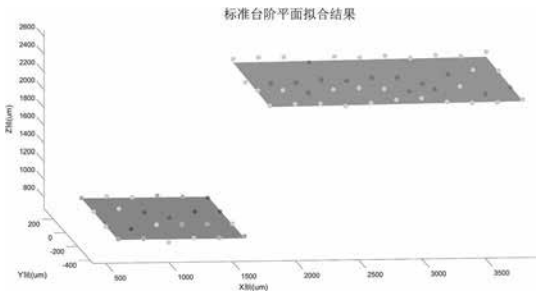


图9 标准台阶测量结果

Fig. 9 Measurement result of the standard step

计算每个下表面点到上表面拟合平面的距离，作为台阶高度测量值，评估系统的重复性测量精度。具体数据如表1所示。

表1 重复性验证实验数据（单位：mm）

Table 1 Experimental data of the repeatability verification（unit：mm）

x	y	z	距离
0.670	-0.300	0.737	1.496
0.870	-0.300	0.745	1.490
1.070	-0.300	0.752	1.485

续表

x	y	z	距离
1.270	−0.300	0.757	1.480
1.470	−0.300	0.747	1.492
1.670	−0.300	0.740	1.500
0.670	−0.100	0.755	1.486
0.870	−0.100	0.772	1.471
1.070	−0.100	0.767	1.477
1.270	−0.100	0.751	1.494
1.470	−0.100	0.773	1.473
1.670	−0.100	0.759	1.489
0.670	0.100	0.755	1.494
0.870	0.100	0.757	1.494
1.070	0.100	0.757	1.495
1.270	0.100	0.759	1.494
1.470	0.100	0.775	1.479
1.670	0.100	0.768	1.488
0.670	0.300	0.755	1.503
0.870	0.300	0.753	1.506
1.070	0.300	0.761	1.499
1.270	0.300	0.754	1.508
1.470	0.300	0.757	1.505
1.670	0.300	0.742	1.522
平均值			1.493
标准差			0.012

实验数据表明，系统的平均偏差为 0.007mm，标准差为 0.012mm。

4 结论

本文提出一种基于自动聚焦技术的三维测量方法，对标准量块进行垂直扫描，将所采集的图像序列通过数据线传输至计算机，将改进的 Retinex 算法与 Tenengrad 梯度函数相结合，对图像序列进行清晰度评价计算，实现聚焦评定，获取标准量块的深度信息。本文提出的改进聚焦判定算法，增强了图像的细节信息，提高了测量的适用性和稳定性，该方法的硬件系统成本低并且可实现无接触测量。实验结果表明，该测量系统精度优于 15μm。

参考文献：

[1] 雷自力．大范围白光干涉微结构表面测量关键技术与系　　统研究［D］．华中科技大学，2018.

[2] 曹之乐，严中红，王洪．双目立体视觉匹配技术综述［J］．重庆理工大学学报（自然科学），2015，29（02）：70-75.

[3] 崔恩坤．高精度双目立体视觉测量系统关键技术研究［D］．中国科学院大学（中国科学院长春光学精密机械与物理研究所），2018.

[4] 周春令．基于结构光的三维表面重建技术的研究［D］．浙江大学，2018.

[5] 郑媛媛．自动聚焦算法研究［D］．山东大学，2012.

[6] Redondo R，Bueno G，Valdiviezo J C，et al. Autofocus evaluation for brightfield microscopy pathology［J］. Journal of Biomedical Optics，2012，17（3）：036008.

[7] 张晶．基于图像处理的自动调焦技术［D］．中国科学院研究生院（光电技术研究所），2016.

[8] 王健，陈洪斌，周国忠，安涛．改进的 Brenner 图像清晰度评价算法［J］．光子学报，2012，41（07）：855-858.

[9] 李雪，江旻珊．光学显微成像系统图像清晰度评价函数的对比［J］．光学仪器，2018，40（01）：28-38.

[10] 高赞，姜威，朱孔凤，王超．基于 Roberts 梯度的自动聚焦算法［J］．红外与激光工程，2006（01）：117-121

[11] 胡涛，陈世哲，刘国栋，浦昭邦．显微视觉系统中自动调焦评价函数的选取［J］．半导体光电，2006（02）：216-220.

[12] Santos A，C. ORTIZ DE SOLÓRZANO，Vaquero J J，et al. Evaluation of autofocus functions in molecular cytogenetic analysis［J］. Journal of Microscopy，1997，188（03）：264-272.

[13] 李淼．一种基于能量-灰度分布的图像清晰度评价方法［J］．宇航计测技术，2014，34（02）：78-82.

[14] 林宝栋，唐贵进，干宗良，崔子冠，刘峰．基于对数图像处理模型的低照度图像增强算法[J]．南京邮电大学学报（自然科学版），2017，37（02）：98-106.

[15] 陈北京，李均利，陈刚，魏平．基于分割和累积指数变换的MR图像增强算法[J]．计算机工程与应，2006（16）：29-31+52.

[16] 郭颖平，杨进生，陈宗良，王志宏．一种基于修正直方图的图像增强算法[J]．光学与光电技术，2014，12（06）：17-20.

[17] 梁康康，李涛．神经网络的高反差图像增强算法研究[J]．计算机技术与发展，2017，27（09）：97-100.

[18] 刘兴宝．基于数字图像处理的自动对焦技术研究[D]．中国工程物理研究院，2007.

[19] LAND E H. An alternative technique for the computation of the designator in the Retinex theory of color vision[J]. Proceedings of the national academy of sciences of the United States of America，1986，83（10）：3078-3080.

[20] 田会娟，蔡敏鹏，关涛，胡阳．基于YCbCr颜色空间的Retinex低照度图像增强方法研究[J/OL]．光子学报：1-14.

[21] 常戬，刘旺，白佳弘．基于图像融合技术的Retinex图像增强算法[J]．计算机工程与科学，2018，40（09）：1624-1635.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

适用于微小卫星平台的轻小型视频相机的设计

唐　琦，潘　铮，李　馨，张原野

（北京空间机电研究所，北京，100080）

摘　要：小卫星具有功能密度与技术性能高、投资与营运成本低、灵活性强、系统建设周期短、风险小等众多优点，越来越成为各国研究和应用的热点。而卫星载荷的轻小型化是实现微小卫星设计的关键所在。文中设计了一种基于 FPGA 的大面阵轻小型视频相机，采用了 CMOSIS 公司生产的大面阵图像传感器 CMV12000，传感器输出的数据通过 Camlink 接口传送给计算机。详细介绍了系统的整体结构及电路设计，以 FPGA 作为系统的时序控制核心，采用 Verilog 硬件语言完成了 CMOS 传感器时序驱动、数据转换拼接及 Camlink 接口通信程序设计并对系统进行了成像实验。结果表明，相机系统驱动时序合理，与计算机通信正常，系统运行稳定，成像质量高，图像分辨率为 4096×3072。

关键词：微小卫星；轻小型视频相机；大面阵；FPGA；Camlink 接口

中图分类号：TN29　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：

Design of alight video camera system for small and micro-satellite

Tang Qi，Pan Zheng，Li Xin，Zhang Yuan-ye

（Beijing Institute of Space Mechanics & Electricity，Beijing 100080）

Abstract：Small satellite is the world research hotspots due to its advantages of high performance，low operating costs，high flexibility，short development cycle and low risk. Using light and small-size load is the key point of the miniaturization of satellite. A light and large array video camera system based on FPGA is designed. The camera uses the large array CMOS sensor CMV12000 produced by CMOSIS company and transfers the output data to the computer by Camlink interface. By using the FPGA as the core of timing control and completing the design of time-driving of CMOS sensor，output data remapping and Camlink interface with Verilog hardware language，the design of the camera is realized and has a imaging experiment. The result shows that the driving sequence of the camera is reasonable and the communication with computer is correct. The camera operates stably and takes high quality images with the image resolution is 4096×3072.

Key words：small and micro-satellite；light video camera；large array；FPGA；Camlink interface

作者简介：唐琦（1984-），女，硕士研究生，主要从事 CMOS 相机研究。E-mail：tangqi_ qiqi@163.com

0 引言

纵观60多年的卫星历史，其发展经历了从小卫星到大型卫星再到小卫星的过程[1]。上世纪80年代中期，卫星小型化、发展小卫星的概念重新被航天界提出来之后，小卫星技术得到了飞速发展。小卫星具有功能密度与技术性能高、投资与营运成本低、灵活性强、系统建设周期短、风险小等众多优点，使它既能以单星廉价快速的完成多项航天任务，又能以多星组网或编队飞行的方式完成大卫星难以胜任的空间任务[2-3]。

英国萨里大学定义的小卫星是指重量小于500kg的卫星。微小卫星是指重量在10~100kg的卫星。由于微小卫星的成本较低，适合大量部署和试验。随着卫星的智能化发展和组网应用，其功能也不断提升，微小卫星及其群网系统所应用的领域已经非常广阔，包括了航天遥感、深空探测、战略武器、通信、导航、空间技术试验与验证等等[4]。

轻质量是微小卫星平台设计的一大约束，实现的关键是卫星载荷的轻小型化。特别是在遥感系统中，在满足性能指标的前提下，实现光学相机的轻小型设计至关重要[5]。而CMOS器件高智能化、高分辨率、高灵敏度、低噪声和宽动态范围的优点，有利于实现小体积、轻质量、低功耗的相机系统[2]，使其在航空航天、军工、监控和医学等各个领域得到越来越广泛的应用[6-7]。CMV12000是CMOSIS公司生产的一款高速大面阵CMOS图像传感器，具有噪声低、动态范围大、分辨率高，读出速度快等优点，适合于高质量的成像探测领域。文中以大面阵CMOS图像传感器CMV12000为研究对象，基于FPGA设计了一款分辨率为4096×3072像素的高速CMOS相机。在分析CMOS传感器原理特点及CMV12000驱动时序的基础上，设计了相机硬件电路，并编写了驱动程序，实现了指令接收及Camlink接口输出等功能。

1 系统方案设计

由于要对动态监测目标进行跟踪拍摄，需要较高的分辨率及帧频，为满足需求，所研究的大面阵CMOS相机系统的主要技术参数有：

拍摄帧频：最大25fps；

图像分辨率：4096×3072；

数据位宽：8 bit；

重量（不包含镜头）：<350g

根据以上参数可以计算出相机的图像数据输出速度最大为300MB/s，系统的数据处理量很大，对处理器的性能、数据处理算法及输出速度的要求很高[8]。因此，文中所设计的大面阵CMOS相机系统采用CMV12000作为图像传感器并以FPGA作为控制芯片。考虑到CMV12000单通道最高达300Mbps的读出速度，且为实现轻小型设计，系统不使用中间缓存单元，因此相机选用Camlink接口以实现图像数据的高速稳定传输。同时相机具备RS422通信功能，能够接收计算机发送的指令调整积分时间。系统结构框图如图1所示。

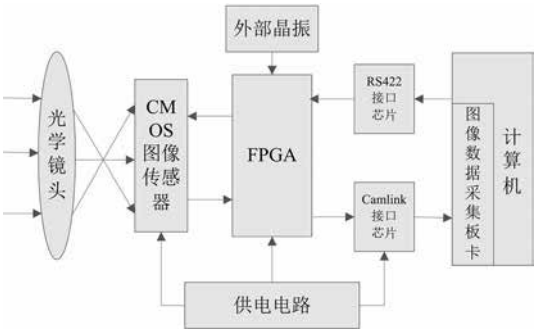


图1 系统结构框图

Fig. 1 The overall design block diagram of the camera

系统上电后，FPGA根据所接收的指令通过SPI口对CMV12000的内部寄存器进行参数配置，包括曝光时间、像素数量、输出数据bit模式等，并产生传感器的驱动时序，实现其正常工作。传感器将光电转换得到的模拟信号送往高速模数转换电路后实现8bit量化，再将量化后的图像数据通过多路LVDS接口串

行输出。FPGA 对采集的图像数据进行串并转换和拼接整合，并将其输入内部的 RAM 块中进行乒乓缓存。最后，图像数据按照 Camlink 格式传输到安装了数据采集板卡的计算机上进行实时显示。

2 硬件设计

2.1 CMOS 图像传感器

CMV12000 是 CMOSIS 公司生产的一款高帧频、高分辨率的图像传感器，其最大分辨率为 4096×3072，在主时钟为 300MHz 且输出模式为 8bit 时帧频最高可达到 168fps；单斜率积分模式下动态范围为 60dB，多斜率积分时可提高至 90dB；传感器拥有 64 路 DDR 方式输出的 LVDS 高速串行数据通道，同时还输出 1 路时钟信号和 1 路同步信号，以进行数据采集和重组；具有可编程随机开窗功能，可对片上任意感兴趣的区域进行读取；可采用单边或双边数据输出模式，两种模式下均可选择 1，2，4，8，16 或 32 通道输出，输出像素可选择 8，10 或 12bit 量化模式；其内部有 128 个寄存器，寄存器的值决定了传感器的工作状态；片载时序和控制逻辑发生器，可对寄存器的值进行设定修改，实现实时调整[9]。

根据系统需求，传感器选择单边数据输出模式，输出通道为 16 路，像素量化为 8bit。积分时间和帧频等参数可通过计算机指令设置。

2.2 FPGA

FPGA 是系统的控制核心，用于产生各模块所需的时序，协调系统工作。相机选用 Xilinx 公司 Virtex 5 系列中的 XC5VLX110T 型号，片内具有 330000 个逻辑单元，最大 5328Kb 片内 Block RAM、6 个时钟管理模块和 32 个全局时钟网络，I/O 口总数最大可达 680。I/O 口兼容多种逻辑电平，单端 I/O 口可支持 800Mbps、差分 I/O 口可支持高达 1.25Gbps 的数据速率，满足 CMV12000 传感器最高驱动时钟 300MHz 的要求[10]。

2.3 Camlink 接口

Camlink 技术是一种新型数字相机接口技术，是在 Channel Link 技术基础上发展而来的，具有传输速度快，通信和控制功能强，接口方便、功耗低等优点。Camlink 接口配置选用 base 模式，图像信号分为 24 位数据信号和 4 位数据同步信号，其中数据同步信号为帧有效信号 FVAL、行有效信号 LVAL、数据有效信号 DVAL 和保留信号 spare[11]。相机选用一片 DS90CR287 芯片完成图像信号到 LVDS 信号之间的转换，一片 DS90LV019 芯片完成串行信号的传输。

3 驱动程序设计

硬件设计完成后，进一步要实现系统的驱动程序设计。基于 FPGA 的驱动程序是采用 Verilog 硬件描述语言实现的。根据自顶向下的设计思想，系统驱动程序主要分为三大模块：驱动时序产生模块、异步串口通信模块和数据处理模块。驱动时序产生模块负责生成传感器的控制时序，包括 SPI 配置、像素积分控制等；数据处理模块将串行数据转换为并行数据后进行拼接整合及内部缓存，并按照规定格式编排后输出；异步串口通信模块用于同计算机进行通信，接收控制指令[12]。程序的设计框图如图 2 所示。

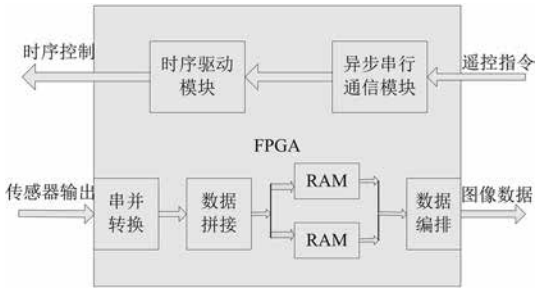


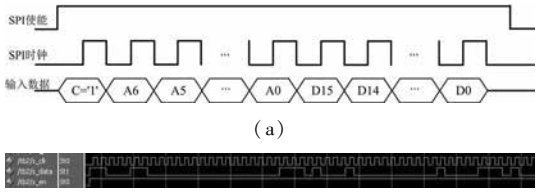
图 2 驱动程序框图

Fig. 2 The framework of the program

3.1 驱动时序产生模块

驱动时序产生模块首先生成传感器的低有效复位信号，至少 1us 后再通过三线 SPI 接口对 CMV12000 内部的寄存器进行初始化配

置，包括其数据输出模式、像素量化位数及积分控制内部外部模式选择等。SPI 接口时钟最大为 30MHz，当使能信号为高时输入数据有效。输入数据包括 1 位控制数据、7 位寄存器地址及 16 位配置数据。数据在 SPI 时钟的上升沿写入总线，在下降沿读入传感器。图 3 所示为 SPI 接口的时序及仿真波形。



(a)

(b)

图 3　SPI 接口时序及仿真波形

Fig. 3　The SPI interface timing and simulation waveform

SPI 配置完成后，传感器将按照配置参数设置开始正常工作。根据手册要求，在 SPI 配置完成至少 1us 后，传感器可进入像素积分状态。CMV12000 传感器的积分时间控制具有内部外部两种模式：内部模式下积分时长由内部寄存器 Exp_ time 的值决定；外部模式下积分时长由输入管脚 T_ EXP 和 FRAME_ REQ 决定，积分时间从 T_ EXP 的高电平开始，到 FRAME_ REQ 的高电平结束。系统选用外部工作模式，时序产生模块在接收到指令后，根据要求给出 T_ EXP 和 FRAME_ REQ 管脚的高电平以得到相应的积分时长。

当传感器检测到 FRAME_ REQ 管脚的高电平，积分时间结束，同时像素开始自动读出，下一次积分可以在像素读出过程中或像素完全读出后开始。

3.2　数据处理模块

数据处理模块分为三部分：数据采集部分、数据缓存部分和数据输出部分。其中，数据采集部分负责将串行信号读出且转换为并行信号，数据缓存部分将并行信号拼接整合后存入内部的 RAM 中。数据输出部分负责将 RAM 中的数据读出并按照 Camlink 格式输出。

根据参数配置，CMV12000 传感器输出 16 路串行 LVDS 数据信号、1 路 LVDS 时钟信号和 1 路 LVDS 同步信号。由于数据信号和同步信号均以双倍数据速率（DDR）方式输出，使用高频时钟检测时钟信号的上升沿和下降沿以采集数据信号，并采用 8 位移位寄存器将串行数据信号和同步信号转换为并行信号。程序中将根据同步信号来判读有效数据，图 4 为数据采集过程的仿真波形。

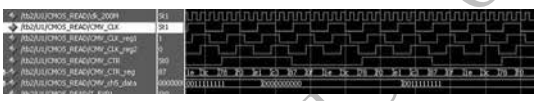


图 4　数据采集过程仿真波形

Fig. 4　simulation waveform of the data acquisition

传感器采用 16 路单边并行输出模式，FPGA 每 4 个时钟周期将会接收到 16 个 8bit 数据，根据数据手册，传感器数据按照图 5 方式输出。程序设计时，以行为单位存储数据，在 FPGA 内部开辟两个位宽为 16bit 的单口 RAM，交替存储奇数行和偶数行的数据。在接收数据时，将连续接收的两个 8bit 数据拼接为 16bit，并利用下一次接收数据的时间将拼接好的数据按输出通道存储在 RAM 中的对应位置，图 6 为数据拼接及缓存过程的仿真波形图。

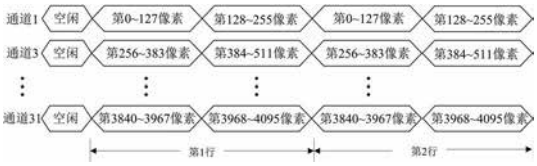


图 5　CMV12000 单边 16 通道数据输出格式

Fig. 5　Output format of CMV12000

图 6　数据拼接及缓存过程仿真波形图

Fig. 6　Simulation waveform of pixel remap and cache

当存储偶数行数据时，可同时读出奇数行的数据并按照 Camlink 的格式编排后输出，这样便可以在偶数行数据输出缓存的时间段内将奇数行的数据读出发送。同理，当下一次存储奇数行数据时，将上一偶数行的数据读出并发送。图 7 为存储输出交替进行的仿真

波形图。此种乒乓缓存输出的设计节省了数据单独输出的时间，能够有效提高相机帧频。

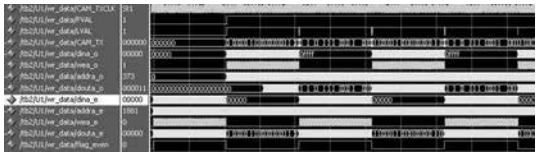


图 7　存储输出过程仿真波形

Fig，7　Simulation waveform of storage and output

3.3　异步串口通信模块

CMV12000 传感器的相关控制信息均通过异步串口读入，包括：积分时间调整以及帧频控制等。异步串口通信模块与上位机采用 RS422 协议进行通信，波特率为 115200bps，相机根据接收到的控制指令产生相应的控制信号，以调节上述参数。

4　实验结果

为了验证相机的成像效果，进行了成像实验。将相机与上位机连接，图像数据由 camlink 采集卡采集。上位机通过串口发送指令，控制相机的拍摄。图 8 给出了相机的结构设计框图，图 9 为相机在窗口对室外路面进行拍摄所得的图像。可以看出，相机所成图像轮廓较为清晰，图像质量高，分辨率为 4096×3072，相机设计达到了预期要求。

图 8　相机结构框图

Fig. 8　The camera structure diagram

图 9　室外成像效果

Fig. 9　Outdoor imaging

5　结论

为满足高速高分辨率的系统要求，设计并实现了一种高帧频大面阵的相机系统。在分析 CMOS 传感器 CMV12000 的时序的基础上，设计了基于 FPGA 的驱动程序设计，完成了同计算机的异步串口通信，实现了 Camlink 协议的高速数据传输。从实验结果来看，相机成像清晰，图像质量高，工作稳定可靠，可广泛应用于航空、航天等各个领域。

参考文献：

[1] Scharf D P. Future technology directions－precision formation flying mission and technologies [R]. NASA JPL Tech Paper, April 2008.

[2] 徐海峰. 空间皮卫星编队组网拓扑及其节点相关技术研究 [D]. 哈尔滨工业大学, 2013. [Xu Hai-feng. Research on space satellite formation network topology and related technologies of its nodes [D]. Harbin Engineering University, 2013.]

[3] 林来兴. 分布式小卫星系统的技术发展与应用前景 [J]. 航天器工程, 2010, 19 (1): 60-66. [Lin Lai-Xing. Technological development and application prospects of distributed small satellite system [J]. Spacecraft Engineering, 2010, 19 (1): 60-66.]

[4] Barnhart D J, Vladimirova T, Sweeting M N. Very-small－satellite design fordistributed space mission [J]. Spacecraft and Rockets, 2007, 44 (6): 2132-2141.

[5] 陈永和, 陈洪达, 傅雨田. 适用于微小卫星平台的小型可见光相机设计 [J]. 红外与激光工程, 2015, 44 (7): 2087－2092. [Chen Yong－he, Chen Hong-da, Fu Yu-tian. Optical design of small－sized camera in visible for micro－satellite [J]. Infrared and Laser Engineering, 2015, 44 (7): 2087-2092.]

[6] 刘美莹, 王虎, 汶德胜, 等. FPGA 的大面阵 CMOS 相机系统的设计 [J]. 红外与激光工程, 2013, 42 (S2): 337－342. [Liu Mei－ying, Wang Hu, Wen De-sheng, et al. Design of a large plane CMOS camera system FPGA [J]. Infrared and Laser Engineering, 2013, 42 (S2): 337－

342.]

[7] 于帅，孙德新. 基于 CMOS 图像传感器的高速小型化成像系统设计［J］. 红外，2014，35（3）：7-11. ［Yu Shuai，Sun De-xin. Design of high-speed and small-size imaging system based on CMOS Image sensor ［J］. Infrared，2014，35（3）：7-11. ］

[8] 侯宏录，高伟平. 500fps 图像采集及实时显示关键技术研究［J］. 光学仪器，2013，35（2）：52-57. ［Hou Hong-lu，Gao Wei-ping. Research on the key technology of 500 fps image acquisition and real-time display ［J］. Optical Instruments，2013，35（2）：52-57. ］

[9] CMOSIS NV. CMV12000 datasheet ［M］. 2014

[10] Xilinx company. Virtex-5 datasheet ［M］. 2007

[11] 朱齐丹，刘进业，康岭. Camera Link 硬件接口电路设计［J］. 应用科技，2008，35（10）：57-60. ［Zhu Qi_ dan，Liu Jin-Ye，Kang Ling. The design of hardware circuit for Camera Link interface ［J］. Applied science and technology，2008，35（10）：57-60. ］

[12] 刘新明，刘文，刘朝晖. 大面阵 CMOS APS 相机系统的设计［J］. 光子学报，2009，38（12）：3235-3239. ［Liu Xin-ming，Liu Wen，Liu Zhao-hui. Design of a large area array CMOS APS camera system ［J］. ACTA Photonica Sinica，2009，38（12）：3235-3239. ］

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于三基色原理的火工品温度场测试方法研究

王馨晨[1] 张一中[1] 韦学勇[1] 赵玉龙[1] 张国栋[1] 张文超[2]

（1. 西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室 西安 710049；
2. 南京理工大学化工学院 南京 210094）

摘　要：鉴于纳米结构含能药剂在微尺度火工品中的广泛应用，急需研究相应的微尺度燃烧温度场测试技术对药剂性能进行表征。现有的原子双谱线测温法受到药剂成分的限制，比色测温法受药剂材料发射率影响较大，而原子双谱线测温法和多光谱测温法则适用于点温度测试。本文提出了一种基于三基色原理的火工品温度场测试方法，搭建了一套燃烧温度测试系统，通过对燃烧剂的测量得到了燃烧剂实时燃烧温度。与红外热像仪的测量结果对比表明了该方法是有效的。

关键词：三基色原理；微尺度；火工品；燃烧温度场。

中图分类号：TJ450.1　　**文献标志码：**A　　**国家标准学科分类代码：**

作者简介：王馨晨，2014 年于哈尔滨工程大学（获得学士学位，2019 年于西安交通大学获得硕士学位，现为西安交通大学科研助理，主要研究方向为火工品测试。E-mail：wangxinchen@stu.xjtu.edu.cn

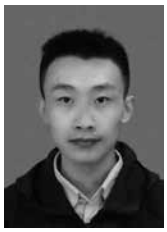
Wang Xinchen received his B.Sc. degree from Harbin Engineering Univers-ity in 2014 and received his M.Sc. degree in 2019 from Xi'an Jiaotong University. Now, he is a research assistant of Xi'an Jiaotong University. His main research field is the measurement of initiating explosive devices

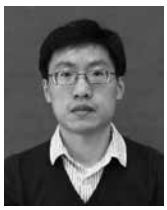
韦学勇（通信作者），2002 年于长安大学获得学士学位，2005 年于西安交通大学获得硕士学位，2009 年于伯明翰大学获得博士学位，现为西安交通大学教授、博士生导师，主要研究方向为微纳传感与测试。E-mail：seanwei@mail.xjtu.edu.cn

Wei Xueyong（Corresponding author）received hisB.Sc. degree from Chang'an University in 2002, received his M.Sc. degree in 2005 from Xi'an Jiaotong University, and received his Ph.D. degree in 2009 from University of Birmingham. Now, he is a professor and Ph.D. supervisor in Xi'an Jiaotong University. His main research interests include Micro-nano sensors and its testing

张一中，2018 年于东北大学获得学士学位，现为西安交通大学硕士研究生，主要研究方向为微尺度火工品温度测量。E-mail：zyz812@stu.xjtu.edu.cn

Zhang Yizhong received his B.Sc. degree from Northeastern University in 2018. He is currently a graduate student of Xi'an Jiaotong University. His main research field is temperature measurement of the micro initiating explosive devices.





* **基金项目：**预研装发资助项目（No. 61406190504）

Research oftemperature field measurement for explosive initiating device based on three primary colors method

WANG Xinchen[1], ZHANG Yizhong[1], WEI Xueyong[1], ZHAO Yulong[1], ZHANG Guodong[1], ZHANG Wenchao[2]

(1. *The State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University Xi'an*, 710049; 2. *School of Chemical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing*, 210094)

Abstract: As the nanostructure energetic material has been widely applied into micro explosive initiating devices, the measuring technology of micro-scale combustion temperature field is urgently needed to characterize the energetic material. Among the existing methods for temperature measurement, the double line method of atomic emission spectroscopy has restriction on the composition of initiating explosive materials, the colorimetric temperature measurement is greatly influenced by the emission rate of initiating explosive materials. In addition, the double line method of atomic emission spectroscopy and multispectral thermometry are only suitable for point temperature measurement. This paper proposes a method for measurement of temperature field based on three primary colors. A testing setup was established. The experimental results agree well with that obtained from infrared thermal imager, and it indicated that the developed approach is applicable and effective to measure temperature field at microscale.

Keywords: Three primary colors method; Micro scale; Explosive initiating device; Combustion temperature field

0 引言

火工品在使用时可以在较小的外界刺激能量作用下激发，产生燃烧或者爆炸，完成点火、传火、起爆、传爆、做工等功能，燃烧温度是表征火工品输出性能的一个非常重要的参数，它不仅可以表征火工品输出性能，还可以反过来为改善火工品提供一些实验依据。纳米技术的快速发展，为含能材料在燃烧、爆炸等方面的性能的提高提供了技术手段。材料的纳米化可以在很大程度上改善其熔点、燃烧温度等在内的多种热力学性能，有利于材料的快速分解和完全燃烧，从而提高其能量性能[1]。众多研究表明：随着含能材料颗粒尺寸的减小，其性能将发生显著变化，如爆轰更接近于理想爆轰、爆炸时释放能量更完全、燃烧效率更高、爆轰波传播更快更稳定、爆轰临界直径降低等[2]。这些性能的提高为微火工品的发展奠定了一定的基础。随着微火工品的发展，微尺度燃烧温度的测量是一个迫切需要解决的问题。

鉴于火工品输出性能测试的应用前景，对其燃烧温度的测试方法的研究是非常迫切的。一般火工品的燃烧温度达到几百度甚至达到两千多度，目前国内外火工品温度的测试方法主要为原子双谱线测温法、多光谱测温法和比色测温法。其中，原子双谱线测温法利用温标元素在高温下原子跃迁产生的两条特征谱线的强度进行测温，但是温标元素一般为 Cu，这个性质使得测量对象受到限制；多光谱测温法利用多不同波长处的辐射强度处理得到发射率与波长之间的函数关系式。上述两种方法可对温度点进行测量，但是无法测量温度场。比色测温法假设测量对象为

灰体，利用黑体辐射定律对两个波长处的辐射值进行比值计算，但是灰体假设会产生较大误差。基于图像传感器的测温方法由于其优点，成为了高温检测领域中的研究热点。CCD 与 CMOS 传感器具有非接触，高灵敏度，信号失真小，工作稳定等优点，在高温检测领域得到了广泛的应用[3-7]。该方法的基础是图像传感器所得到的图像包含亮度信息，色度信息以及被测物体辐射的信息。根据传感器相应波长带宽的规律，可以利用黑体标定消除其影响；根据被测物体发射率的规律，可以利用三基色减小误差。[8]

1 三基色测温原理[9-11]

热力学温度为 T 的非黑体的光谱辐射亮度可由普朗克公式得出

$$L(\lambda, T)=\varepsilon(\lambda, T)\frac{c_1}{\pi}\lambda^{-5}(e^{\frac{c_2}{\lambda T}}-1)-1 \tag{1}$$

式中，ε（λ，T）为光谱发射率；C_1 为普朗克第一常数，$C_1\approx 3.742\times10-16\ \mathrm{Wm}^2$；$C_2$ 为普朗克第二常数，$C_2\approx 1.4388\times10-2\mathrm{mK}$；$T$ 为温度，K；λ 为波长，m；L（λ，T）为光谱辐射亮度，W/(m^{3}sr)。

当时 $\lambda T<<1$，（1）可简化为

$$L(\lambda, T)=\varepsilon(\lambda, T)\frac{c_1}{\pi}\lambda^{-5}e^{-\frac{c_2}{\lambda T}} \tag{2}$$

由非黑体的维恩公式可得非黑体的三基色测温公式：

$$\frac{1}{T}=\frac{\ln\dfrac{L(\lambda_1, T)\cdot L(\lambda_2, T)}{L(\lambda_2, T)^2}-\ln\dfrac{\varepsilon_1\cdot\varepsilon_3}{\varepsilon_2^2}-5\ln\dfrac{\lambda_2^2}{\lambda_1\cdot\lambda_3}}{C_2\left(\dfrac{2}{\lambda_2}-\dfrac{1}{\lambda_1}-\dfrac{1}{\lambda_3}\right)} \tag{3}$$

图像传感器三基色值理论公式分别为：

$$R=\frac{\pi}{4}\eta\mu t\left(\frac{2a}{f'}\right)^2\int_{\lambda_2\lambda_1}K_T(\lambda)\,Y_r(\lambda)\,L_0(\lambda, T)\,d\lambda \tag{4}$$

$$G=\frac{\pi}{4}\eta\mu t\left(\frac{2a}{f'}\right)^2\int_{\lambda_2\lambda_1}K_T(\lambda)\,Y_g(\lambda)\,L_0(\lambda, T)\,d\lambda \tag{5}$$

$$B=\frac{\pi}{4}\eta\mu t\left(\frac{2a}{f'}\right)^2\int_{\lambda_2\lambda_1}K_T(\lambda)\,Y_b(\lambda)\,L_0(\lambda, T)\,d\lambda \tag{6}$$

式中：η 为电流与三基色值转换系数；μ——光电转换系；t——曝光时间，s；λ_1、λ_2 为 CMOS 传感器感光的波长上下限。

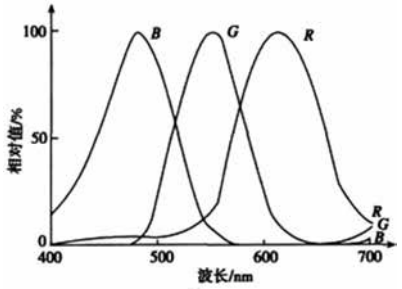


图 1 CMOS 光谱响应特性曲线[10]

Fig. 1 Spectral response characteristic curve of CMOS

近似认为物体的发射率在光学系统可以透过的热辐射的波长上下限 λ_1、$\lambda_2\lambda_1$、λ_2 内成线性变化，即

$$\begin{aligned}\varepsilon(\lambda_g, T)&=\varepsilon(\lambda_r, T)+\Delta\varepsilon(\lambda_r, T)\\&=\varepsilon(\lambda_b, T)-\Delta\varepsilon(\lambda_b, T)\end{aligned} \tag{7}$$

略去一阶和二阶微量可得：

$$\begin{aligned}&\varepsilon^2(\lambda_g, T)=\varepsilon(\lambda_r, T)\varepsilon(\lambda_b, T)-\varepsilon(\lambda_r, T)\\&\Delta\varepsilon(\lambda_b, T)-\Delta\varepsilon(\lambda_r, T)\varepsilon(\lambda_b, T)-\Delta\varepsilon(\lambda_r, T)\\&\Delta\varepsilon(\lambda_b, T)\end{aligned} \tag{8}$$

假设图像传感器的光谱响应为理想冲击响应，则对上述公式使用拉格朗日中值定理化简为：

$$\begin{aligned}R&=A\int_{\lambda_2\lambda_1}K_T(\lambda)Y_r(\lambda)L_0(\lambda, T)\,d\lambda\\&=A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\alpha)Y_r(\lambda_\alpha)L_0(\lambda_\alpha, T)\\&=K_rL_0(\lambda_r, T)\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}G&=A\int_{\lambda_2\lambda_1}K_T(\lambda)Y_g(\lambda)L_0(\lambda, T)\,d\lambda\\&=A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\beta)Y_g(\lambda_\beta)L_0(\lambda_\beta, T)\\&=K_gL_0(\lambda_g, T)\end{aligned} \tag{10}$$

$$B = A\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} K_T(\lambda)Y_b(\lambda)L_0(\lambda, T)d\lambda$$
$$= A(\lambda_2 - \lambda_1)K_T(\lambda_\gamma)Y_b(\lambda_\gamma)L_0(\lambda_\gamma, T)$$
$$= K_b L_0(\lambda_b, T) \tag{11}$$

式中：K_r、K_g、K_b为比例系数；λ_r、λ_g、λ_b为三基色波长；$Y_r(\lambda_\alpha)$、$Y_g(\lambda_\beta)$、$Y_b(\lambda_\gamma)$ 为三基色波长响应函数在对应波长处的响应值；$A = \frac{\pi}{4}\eta\mu t\left(\frac{2a}{f'}\right)^2$。

由上述关系式可得基于图像传感器的三基色测温公式

$$\frac{1}{T} = \frac{\ln\frac{R\cdot B}{G^2} - \ln\frac{K_r\cdot K_b}{K_g^2} - 5\ln\frac{\lambda_g^2}{\lambda_r\cdot\lambda_b}}{c_2\left(\frac{2}{\lambda_g} - \frac{1}{\lambda_r} - \frac{1}{\lambda_b}\right)} \tag{12}$$

由式（9）、（10）、（11）有[6]：

$$K_r = A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\alpha)Y_r(\lambda_\alpha)\frac{L_0(\lambda_\alpha, T)}{L_0(\lambda_r, T)}$$
$$= A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\alpha)Y_r(\lambda_\alpha)\cdot\frac{\varepsilon(\lambda_\alpha, T)}{\varepsilon(\lambda_r, T)}\left(\frac{\lambda_\alpha}{\lambda_r}\right)^{-5} e^{-\frac{C_2}{T}\left(\frac{1}{\lambda_\alpha}-\frac{1}{\lambda_r}\right)} \tag{13}$$

$$K_g = A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\beta)Y_g(\lambda_\beta)\frac{L_0(\lambda_\beta, T)}{L_0(\lambda_g, T)}$$
$$= A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\beta)Y_g(\lambda_\beta)\cdot\frac{\varepsilon(\lambda_\beta, T)}{\varepsilon(\lambda_g, T)}\left(\frac{\lambda_\beta}{\lambda_g}\right)^{-5} e^{-\frac{C_2}{T}\left(\frac{1}{\lambda_\beta}-\frac{1}{\lambda_g}\right)} \tag{14}$$

$$K_b = A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\gamma)Y_b(\lambda_\alpha)\frac{L_0(\lambda_\gamma, T)}{L_0(\lambda_b, T)}$$
$$= A(\lambda_2-\lambda_1)K_T(\lambda_\gamma)Y_b(\lambda_\gamma)\cdot\frac{\varepsilon(\lambda_\gamma, T)}{\varepsilon(\lambda_b, T)}\left(\frac{\lambda_\gamma}{\lambda_b}\right)^{-5} e^{-\frac{C_2}{T}\left(\frac{1}{\lambda_\gamma}-\frac{1}{\lambda_b}\right)} \tag{15}$$

$$\ln\frac{K_r\cdot K_b}{K_g^2} = \ln\left(\frac{K_T(\lambda_\alpha)Y_r(\lambda_\alpha)\cdot K_T(\lambda_\gamma)Y_b(\lambda_\gamma)}{(K_T(\lambda_\beta)Y_g(\lambda_\beta))^2}\right)$$
$$+\ln\left(\frac{\varepsilon(\lambda_g, T)^2}{\varepsilon(\lambda_r, T)\cdot\varepsilon(\lambda_b, T)}\right)+\ln\left(\frac{\varepsilon(\lambda_\alpha, T)\cdot\varepsilon(\lambda_\gamma, T)}{\varepsilon(\lambda_\beta, T)^2}\right)$$
$$-5\ln\left(\frac{\lambda_\alpha\lambda_\gamma\lambda_g^2}{\lambda_r\lambda_b\lambda_\beta^2}\right)-\frac{c_2}{T}\left(\frac{1}{\lambda_\alpha}-\frac{1}{\lambda_r}+\frac{1}{\lambda_\gamma}-\frac{1}{\lambda_b}+\frac{2}{\lambda_\beta}-\frac{2}{\lambda_g}\right) \tag{16}$$

令

$$a = \ln\left(\frac{K_T(\lambda_\alpha)Y_r(\lambda_\alpha)\cdot K_T(\lambda_\gamma)Y_b(\lambda_\gamma)}{(K_T(\lambda_\beta)Y_g(\lambda_\beta))^2}\right)$$
$$-5\ln\left(\frac{\lambda_\alpha\lambda_\gamma\lambda_g^2}{\lambda_r\lambda_b\lambda_\beta^2}\right) \tag{17}$$

$$b = -C_2\left(\frac{1}{\lambda_\alpha}-\frac{1}{\lambda_r}+\frac{1}{\lambda_\gamma}-\frac{1}{\lambda_b}+\frac{2}{\lambda_\beta}-\frac{2}{\lambda_g}\right) \tag{18}$$

可以得到

$$\ln\frac{K_r\cdot K_b}{K_g^2} = a+\frac{b}{T}+\ln\left(\frac{\varepsilon(\lambda_g, T)^2}{\varepsilon(\lambda_r, T)\cdot\varepsilon(\lambda_b, T)}\right)$$
$$+\ln\left(\frac{\varepsilon(\lambda_\alpha, T)\cdot\varepsilon(\lambda_\gamma, T)}{\varepsilon(\lambda_\beta, T)^2}\right) \tag{19}$$

带入三基色测温公式（12）得：

$$\ln\frac{R\cdot B}{G^2} = a+\frac{b}{T}+\ln\frac{\varepsilon(\lambda_g, T)^2}{\varepsilon(\lambda_r, T)\cdot\varepsilon(\lambda_b, T)}$$
$$+\ln\frac{\varepsilon(\lambda_\alpha, T)\cdot\varepsilon(\lambda_\gamma, T)}{\varepsilon(\lambda_\beta, T)^2}+\ln\frac{\varepsilon(\lambda_r, T)\cdot\varepsilon(\lambda_b, T)}{\varepsilon^2(\lambda_g, T)}$$
$$-5\ln\frac{\lambda_r\cdot\lambda_b}{\lambda_g^2}+\left(\frac{2}{\lambda_g}-\frac{1}{\lambda_r}-\frac{1}{\lambda_b}\right)\frac{c_2}{T} \tag{20}$$

最终得到三基色测温公式为

$$\frac{1}{T} = \frac{\ln\frac{R\cdot B}{G^2}+5\ln\frac{\lambda r\cdot\lambda_b}{\lambda_g^2}-a}{C_2\left(\frac{2}{\lambda_g}-\frac{1}{\lambda_r}-\frac{1}{\lambda_b}\right)+b} \tag{21}$$

当 CMOS 图像传感器确定之后，其光谱响应特性也随之确定，λ_α、λ_β、λ_γ、$K_T(\lambda_\alpha)$、$K_T(\lambda_\gamma)$、$K_T(\lambda_\beta)$、$Y_r(\lambda_\alpha)$、$Y_b(\lambda_\gamma)$、$Y_g(\lambda_\beta)$、a、b 均为定值，仅与 CMOS 传感器的感光特性有关，可以用黑体炉实验标定。通过实验标定 a，b 就可由 CMOS 传感器输出的 R、G、B 信号算出温度 T。

2 火工品测温系统的搭建

本文使用的测温系统如图 2 所示，整套测温系统由光学成像镜头、彩色 CMOS 相机、软件系统和计算机等几部分组成。[12-13]

所测温度场的尺寸以及温度场的空间分辨率

由 CMOS 传感器的尺寸和成像镜头决定，时间响应由摄像机的帧率来决定。鉴于微尺度火工药剂的药量较小，测量药柱的直径在 1mm 以内，同时燃烧速度非常快，在测量微尺度火工药剂时需要对测温系统进行调整，选用放大倍率更大的镜头使温度场更加清晰，选用帧率更高的摄像机来保证可以采样到药剂燃烧的画面。

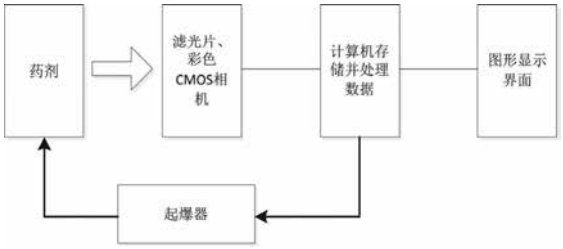


图 2　测试系统结构原理图

Fig. 2　Schematic of measurement system

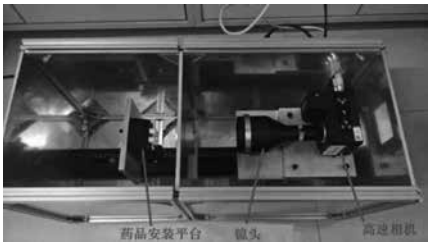


图 3　测试系统实物图

Fig. 3　picture of measurement system

3　实验结果与分析

3.1　系统标定

利用式（21）进行计算时必须对 a，b 值进行标定。此处将温度与三基色值的关系简化为 $\frac{1}{T}=k\ln\frac{R\cdot B}{G^2}+b$，选择陕西省计量院的黑体炉内部热电偶温度计作为标定用测温仪表，并将其示值看作实际温度。

标定过程如下：

先设定黑体炉温度 T，设置摄像机的光圈为 F4，曝光时间为 300μs，帧率为 10 帧/s，然后用摄像机对黑体炉的黑体腔口的图像进行采集，输入计算机进行储存。温度以 0.0833℃/s 的速度上升，每上升 10℃，重复上述步骤，将图像内的 R、G、B 值分别进行平均，之后再间隔选取视频内的 10 帧图像进行平均。使用此三基色值作为标定值，对 $\ln\frac{R\cdot B}{G^2}$ 与 $\frac{1}{T}$ 之间的函数关系式进行拟合。

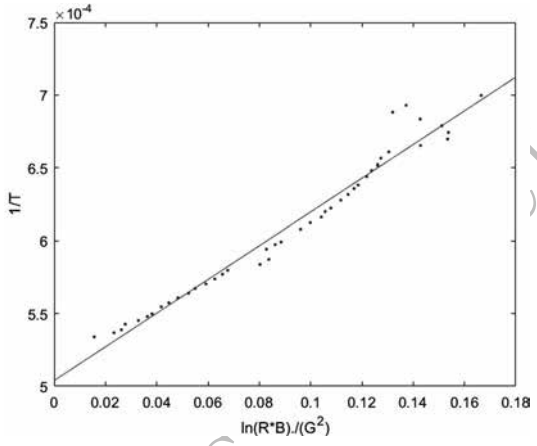


图 3　黑体炉标定拟合图

Fig. 3　fitting chart of blackbody furnace calibration

拟合得到曲线公式为

$$\frac{1}{T}=2.623\times10i^{-4}\ln\frac{R\cdot B}{G^2}+5.707\times10^{-4}$$

3.2　药剂测量结果

在南京理工大学对一种燃烧剂的温度进行了测量，该燃烧剂被压制在铁质药柱中，燃烧后将外部铁质药柱加热到红热状态。测量过程中使用红外热像仪进行对照实验，图中紫色和红色曲线分别为红外热像仪测量得到的目标区域最高温度和平均温度的曲线，黄色和蓝色曲线分别为三基色测量系统测得的目标区域最高温度和平均温度曲线。

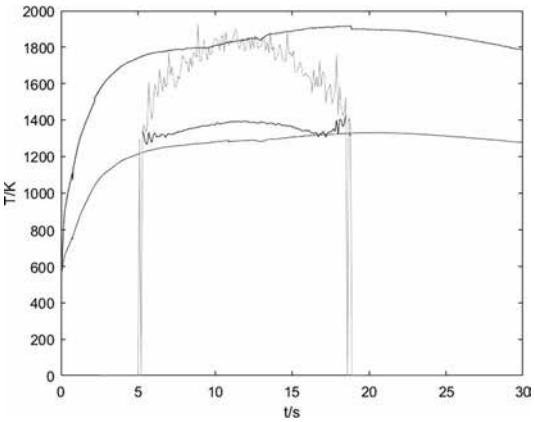


图 4　第一次实验数据

Fig. 4　data of first experiment

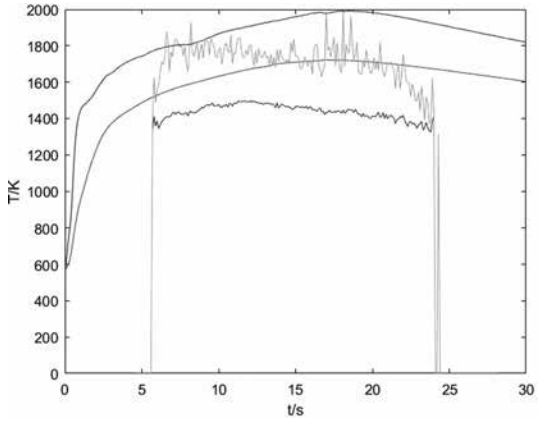


图 5　第二次实验数据

Fig. 5　data of second experiment

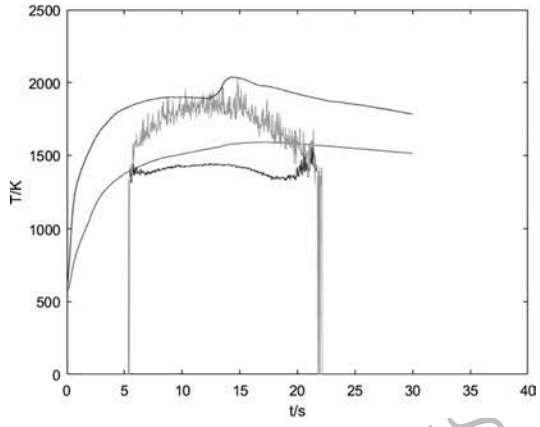


图 6　第三次实验数据

Fig. 6　data of third experiment

图 4、图 5、图 6 分别为第一、二、三次实验两种测温方法对照的实验数据。紫色曲线为红外热像仪三次实验测得的目标区域最高温度曲线，峰值分别为 1917. 1K、1992. 3K、2038. 2K。黄色曲线分别为三基色测温系统三次实验测得的目标区域最高温度曲线，峰值分别为 1927. 6K、1995. 8K、2034. 3K。红色曲线为红外热像仪三次实验测得的目标区域平均温度曲线，峰值分别为 1330. 7K、1722. 4K、1590. 3K。蓝色曲线为三基色测温法三次实验测得的目标区域平均温度曲线，峰值分别为 1432. 9K、1497. 9K、1445. 1K。

图 7 所示为三基色测温法采集图像后处理得到的温度场分布图，图中像素越亮的点温度值越高。红外热像仪测温距离较远，需要从远处测量，三基色测温系统与红外热像仪分别从两侧拍摄药柱，测量的药柱部分不同，因此在平均温度上会有差异，在测量的最高温度上，可以看出两种测量方法得到的数据相差很小。

图 7　温度场图像

Fig. 7　image of temperature field

3. 3　误差分析及讨论

在标定过程中对某一温度进行图像采集时，由于 CMOS 传感器本身工艺的影响，图像传感器的背景噪声，内部电路的电流噪声，不同的像素点对应的光谱响应特性的差异等会使得采集得到的图像 R、G、B 值并不稳定，需要对图像内所有像素点的三基色值进行平均。由此会产生误差，在标定时选择此温度下同一帧内的 R，G，B 值进行平均，减小像素随机误差带来的影响。

对黑体炉腔口图像进行采样时，采集了 7s 左右，黑体炉温度会有 0. 58℃的温度变化，此温度变化会使得标定产生误差。故在标定时，需要对每一帧图像内所有像素测量得到的温度进行平均，并对比每一帧图像对应的黑体炉温度 σ。以 1607K 处的数据为例：

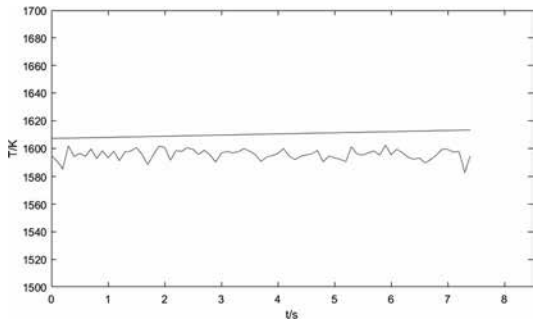


图 8　1607K 下各帧的黑体炉温度与测量温度图

Fig. 8　diagram of blackbody and measurement temperature in 1607K

图 8 所示蓝色曲线为标定时黑体炉每一帧的温度，黄色曲线为计算得到的黑体炉温度，随着温度的小幅度升高，计算的温度变化影响不大，可以看出 CMOS 图像传感器测量时，黑体炉温度变化产生的误差很小，相较传感器标定时采集数据的波动可以忽略不计。同时可以看出标定采样时不同帧的平均温度之间随机误差经过图像内求平均之后偏差较小，使用较少的帧数图像即可完成某一温度的标定。

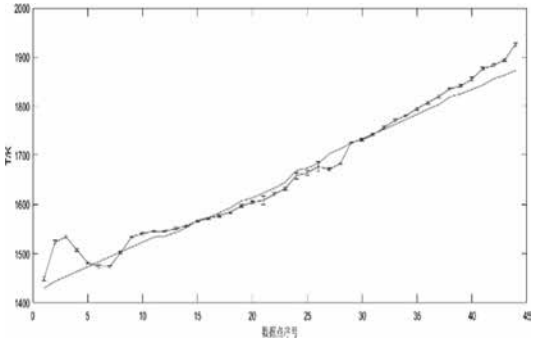


图 9　黑体炉温度测量误差棒图与真值

Fig. 9　temperature measurement error bar of blackbody furnace and truth-value

如图 9 所示，蓝色曲线为根据对黑体炉腔口测量得到的多帧温度误差棒图，红色曲线为黑体炉的真实温度。由于在温度较低时，黑体辐射短波长段能量太低，三基色测量值在 1550K 以下误差较大，在 1550K 以上的误差较小，不超过 2%。同时可以看出在各个温度点，多帧采样对测量值的影响都很小。

在对燃烧剂测量过程中，燃烧剂温度较低时发射光谱中可见光的分量较小，无法检测到。因此，三基色测试系统无法对低温段进行测量。测量过程中，个别像素点 R、G、B 的随机误差较大，测量温度值偏差较大，在后续图像处理中，去掉这些误差较大的点。

利用 CMOS 传感器进行测温时，测温误差来源：一是黑体炉标定过程误差，标定误差包括黑体炉标定过程中的温度控制系统精度，CMOS 传感器暗电流，热噪声等，二是被测物体发射率简化模型产生的误差。[14-15]

4　结论

从红外热像仪和三基色测温系统对燃烧剂的温度测量结果可以看出，三基色测温法的准确性较高，与红外热像仪测得的最高温度相差不超过 1%，且需要的光学系统比较简单。随着 MEMS 火工品的发展，微尺度火工品温度场的测量需求越来越大，本文提出的基于三基色原理火工品温度场测量方法为微尺度火工品燃烧温度场的测量提供了一种思路。

参考文献：

[1] 杨毅，刘宏英，李凤生．纳米含能材料应用技术进展［J］．云南大学学报：自然科学版，2005（S3）：392-396.

[2] 曾贵玉．微纳米含能材料研究进展［J］．中国工程物理研究院科技年报，2009（1）：134-135.

[3] 何邦全，姚春德，刘增勇，等．三基色测温法在柴油机燃烧温度场测量中的应用研究［J］．内燃机学报，2001，19（6）：526-530.

[4] 蔚红建，付小龙，李吉祯，等．三基色测量法在 S-GAP 推进剂火焰温度分布中的应用［J］．固体火箭技术，2013，36（1）：133-137.

[5] 王补宣，李天铎，吴占松．图象处理技术用于发光火焰温度分布测量的研究［J］．工程热物理学报，1989，V10（4）：446-448.

[6] 董志峰，杨会甲，程辉，等．热处理机械零件彩色图像三基色与温度的关系［J］．测试技术学报，2011，25（4）：351-355.

[7] 张玉杰，吕岑．基于彩色 CCD 炉膛火焰温度场测量方法研究［J］．量子电子学报，2004，21（5）：674-678.

[8] 韩龙，卜树坡，赵杰，等．三基色测温法在 CCD 图像传感器测温中的应用［J］．自动化与仪器仪表，2011（4）：122-123.

[9] 徐宝昌，张丁元．一种改进的比色测温方法研究［J］．光电工程，2011，38（4）：1-6.

[10] 孙元，彭小奇，唐英．基于彩色 CCD 的比色测温校正方法［J］．仪器仪表学报，2008，29（1）：49-54.

[11] 彭小奇，周海叶，宋海鹰 . CCD 三色测温的插值修正方法［J］. 中国电机工程学报，2004，24（8）：166-169.
[12] 彭小奇，孙元，唐英 . 中性滤光片扩大 CCD 测温范围的研究［J］. 湖南工业大学学报，2007（3）：35-38.
[13] 田启川，潘泉，赵春晖，等 . 采用 CCD 图像传感器的测温方法及实验研究［J］. 自动化技术与应用，2004，23（1）：68-70.
[14] 符泰然，杨臧健，程晓舫 . 基于彩色 CCD 测量火焰温度场的算法误差分析［J］. 中国电机工程学报，2009，29（2）：81-86.
[15] 夏守之，郭焱 . 应用 CCD 测量火焰温度精度问题的研究［J］. 武汉工程大学学报，2008，30（3）：118-121.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

环保型高温熔体压力传感器的应用

吴浩博士

摘　要：随着经济和科学技术的发展，物联网技术逐渐出现在人们视线中，运用范围不断拓展。作为物联网发展过程中的重要一角——传感器，也不断走入大众的视角，随着传感器的不断推广和应用以及技术的发展，大家对传感器的要求也越来越高。笔者在此探讨的主要是由齐亚斯（上海）物联网科技公司生产的环保型高温熔体压力传感器。齐亚斯生产的环保型高温熔体压力传感器荣获国家专利，具有无毒无害，超长使用寿命和温度漂移量小等特点。

关键词：环保　压力传感器　应用

引言：人们为了从外界获取信息，必须借助于感觉器官，而单靠人们自身的感觉器官，在研究自然现象和规律以及生产活动中它们的功能就远远不够了，为适应这种情况，就需要传感器。1967 年，齐亚斯和约翰·伊根申请了边缘约束的硅膜片的专利，开启传感器时代。在现代工业生产尤其是自动化生产过程中，要用各种传感器来监视和控制生产过程中的各个参数，使设备工作在正常状态或最佳状态，并使产品达到最好的质量。因此可以说，没有众多的优良的传感器，现代化生产也就失去了基础。传感器具有微型化、数字化、智能化、多功能化、系统化、网络化等特点，它不仅促进了传统产业的改造和更新换代，而且还可能建立新型工业，从而成为 21 世纪新的经济增长点。熔体压力传感器主要用于高温条件下熔融物质的压力测量与控制，广泛应用于化纤塑料、纺丝、聚酯、橡塑机械等设备的高温流体介质的压力测量与控制，工作原理是介质的压力直接作用在传感器的膜片上，使膜片产生与介质压力成正比的微位移，使传感器的电阻发生变化和用电子线路检测这一变化，并转换输出一个对应于这个压力的标准信号。然而市面上普遍的高温熔体压力传感器都属于传统的用水银作为填充介质的压力传感器，这种产品随着使用会导致水银的泄漏产生有毒有害气体，对生产人员和产品都会产生损害。齐亚斯生产的环保型高温熔体压力传感器用环保型合金液体进行填充，实现了完全无毒无害，受到国内外消费群体的喜爱。

1　环保型高温熔体压力传感器的概述

1.1　高温熔体压力传感器的概述

高温熔体压力传感器是由膜片、螺杆、基座、毛细管、外壳、压力检测元件和航空插件构成。膜片通过激光焊接于螺杆的前端并将螺杆前端封闭，螺杆的后端与基座的前端连接，基座安装于外壳的前端，压力检测元件为由应变压力计和弹性体烧结的一体成型结构，并通过氩弧焊机焊接在基座后端，毛细管焊接在螺杆和基座之间并贯穿螺杆和基座将膜片与压力检测元件连通，航空插件安装在外壳后端并与压力检测元件连接，压力检测元件与基座之间留有腔室，腔室用于扩大毛细管内的液体与压力检测元件的接触面积，基座和航空插件的周围分别设有一圈

凹槽并配设有密封圈，基座和航空插件分别与外壳密封配合将压力检测元件封装毛细管为不锈钢材质，内壁镀有一层 TiAlN 覆膜，毛细管中填充有低熔点合金，低熔点合金包括：镓 55 ~65%、铟 16~22%、锡 10~15%、铅 2~5%和铋 1~3%。高温熔体压力传感器主要用于高温条件下熔融物质的压力测量与控制，广泛应用于化纤型料纺丝、聚酯、橡塑机械等设备的高温流体介质的压力测量与控制。

1.2 环保型高温熔体压力传感器的概述

环保型高温熔体压力传感器，是使用安全环保的水银替代物作为填充介质来代替水银，达到不存在重金属污染，安全无毒，环保，温度漂移系数更小，测量介质温度更高，测量精度更高目的。齐亚斯研发的高温熔体压力传感器使用的低熔点合金具有熔点低、粘度、热导率和表面张力等技术指标不发生变化，可保证高温熔体压力传感器的安全性、稳定性和准确性。

在现有的传感器生产领域内，环保型的高温熔体压力传感器的生产厂家主要包括美国 Dynisco（单尼斯科）、意大利 GEFRAN（杰弗伦）、日本 RKC、中国齐亚斯 Ziasiot。其中美国 Dynisco（单尼斯科）和意大利 GEFRAN（杰弗伦）生产的无汞填充产品一般采用硅油和 NaK 合金，硅油在耐高温性上的不温度无法保证产品的品质，NaK 虽然无毒，但是高温熔体压力传感器在膜片破裂后遇到空气产生火花，极速易燃，导致生产现场出现火灾、严重的将引起爆炸。而日本 RKC 公司推出（顶杆）推导式结构的半导体无填充高温熔体压力传感器几十年，一直以来没有得到广泛的应用，此产品虽然解决了无汞填充但是采用的半导体结构和机械式原理、导致产品精度低、相应速度慢、抗干扰差、使用寿命短，在欧美行业公司的技术范畴内、这是一项淘汰的落后技术。

多年来、很多国内企业采用所谓的高温硅油来填充、硅油没有重金属的泄露污染问题、但是硅油的耐温性低、温度系数大、无法满足真正的高温环境的使用，会快速导致膜片破裂而无法正常使用。齐亚斯在顶着这些压力的环境中，不断投入大量人力、财力和物力，在经过多种材料尝试过后，终于研发出了由无毒合金液体填充的环保型高温熔体压力传感器。

2 环保型高温熔体压力传感器的应用优势

现有技术中的高温熔体压力传感器（变送器）都是采用隔离膜片和压力检测元件之间用毛细管连接，并在毛细管中抽真空并填充水银这种剧毒物质，因要保证测量压力的准确性，隔离膜片的厚度只有 0.12 毫米厚度，隔离膜片极度容易破裂，从而造成水银泄漏，造成重金属污染。目前市面上的水银替代物多为镓基合金，在许多仪器中可以替代水银，但考虑到北方寒冷天气，温度甚至会达到-18℃左右。但是市面上的镓基合金熔点最多达到 0℃，且各项性能指标随着温度的变化而变化，无法达到测量介质的准确性。齐亚斯团队研究的环保型高温熔体压力传感器主要针对性解决对现有技术中高温熔体压力传感器易出现水银泄漏污染的技术问题以及现有水银替代物镓基合金熔点较高，低温环境下无法准确检测等问题。

这款环保型高温熔体压力传感器使用的低熔点合金，熔点可低至-20 ℃，较佳的可低至-22.4℃，具有熔点低，流动性佳，沸点高，不易挥发，安全无毒，不易燃，不易爆等优点，而且随着温度的变化，密度粘度，热导率和表面张力等技术指标不发生变化，可保证高温熔体压力传感器的安全性，稳定性和准确性，处于行业领先地位。

它以绿色无毒的低熔点合金作为传压介质，可保证高温熔体压力传感器的安全性、稳定性和准确性，测量精度可达到 0.15 级，能在-20℃-500℃温度下正常工作、部分处理功能在 700°高温下正常处理，沸点高不易挥发、安全无毒、不易燃、不易爆，即使泄露

不会造成重金属污染。在任意高温下、产品温度漂移量接近于 0，测量更准确；此外，其使用寿命比水银填充介质的产品时间更长，常年稳定性保持在 0.02%FS。

3 环保型高温熔体压力传感器的具体应用

高温熔体压力传感器应用于化纤纺丝、聚酯橡胶、塑料橡塑、挤出机械、无纺布非织造、建筑包装材料等设备的高温熔体、流体、气体介质的压力测量。解决了传统传感器沸点高不易挥发、安全无毒、不易燃、不易爆，即使泄露不会造成重金属污染，空气隔离，有效避免氧化，延长产品使用寿命。此外，齐亚斯生产的环保型高温熔体压力传感器于传统的高温熔体压力传感器相比，还可以应用于食品生产领域。

关于环保型高温熔体压力传感器的应用必须要重视相关流程，包括安装、启动和拆除，这些与传统的压力传感器是一致的。关于压力传感器的安装，传感器的探头部分可耐高温，可外壳耐温在 80℃以下，所以在安装使用过程中一定要注意将安装好的传感器外壳部分固定在室温环境中。外壳与高温区域隔离有利于提高传感器的测量精度和使用寿命。由于传感器的膜片是最容易损坏的部位，在安装之前请不要随意脱落其保护帽，同时在安装同时要注意保护传感器的膜片。安装孔的加工要根据安装孔尺寸图及尺寸表的技术要求加工，避免因安装孔不标准引起的膜片擦伤影响传感器正常工作。设备启动前保证充分的加热和熔化时间，以确保挤出机械工作前传感器的膜片部位的所有物料已融化。关于压力传感器的拆除方面，只有当聚合物成灼热的熔融状态下才能拆下传感器，拆下后立即用软布将传感器探头膜片擦净。

4 结束语

传感器技术有着十分广泛的应用前景它不仅在工业、农业、军事、环境、医疗等传统领域有具有巨大的运用价值，在未来还将在许多新兴领域体现其优越性，如家用、保健、交通等领域。我们可以大胆的预见，将来传感器网络将无处不在，将完全融入我们的生活。国内传感器市场近几年一直持续增长，传感器应用在四大领域为工业及汽车电子产品、通信电子产品、消费电子产品专用设备，其中工业和汽车电子产品领域传感器市场占约为 42%。目前我国传感器在医疗、环境监测、油气管道、智能电网、可穿戴设备等领域的创新应用也将成为新热点，发展前景不容小觑。

新型冠状病毒肺炎（Corona Virus Disease 2019，COVID-19）疫情在全球蔓延，医用口罩供不应求，中国作为口罩出口大国，各地紧锣密鼓的加大投入口罩的生产，作为口罩的核心材料熔喷布需求量大增，口罩成为重要的防护用品，N95 等口罩的主要原料之一是熔喷无纺布，在熔喷无纺布生产过程中，熔体温度、熔体压力、热空气压力、熔体流量等工艺条件的改变对熔喷聚氨酯弹性无纺布力学性能的产生重要影响，同时高温聚合物挤出生产工艺中高温熔体压力传感器决定了设备的正常运转，传统的高温熔体压力传感器填充介质物质是汞（水银），一旦泄露将会对熔喷无纺布成品产生严重二次污染。齐亚斯生产的环保型高温熔体压力传感器积极助力全球抗疫的同时，扩大产品宣传力度，推广环保理念。

随着我们对压力传感器机理、工艺等研究的不断深入，对压力传感器技术的研究也永远都不会停止。随着微电子技术和计算机技术的飞速发展，相信压力传感器无论在测量范围、测量精度、可靠性、智能化等各个方面都将得到进一步的完善和提高，满足人类在各个领域的更高要求的应用需要。根据

王乃和 . 浅谈传感器的现状及发展 . 应用科技 . 2009. 22
许雁南 . 压力传感器技术现状及发展中国计量测试学会会议论文集 . 2001

国家政策导向，倡导环保产品。未来将取消汞填充介质的产品，环保型高温熔体压力传感器将至少占有原来汞介质填充产品的市场份额。

参考文献：

[1] 王乃和 . 浅谈传感器的现状及发展 . 应用科技 . 2009. 22

[2] 许雁南 . 压力传感器技术现状及发展中国计量测试学会会议论文集 . 2001

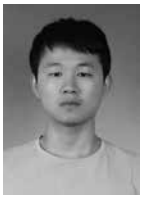
CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

空气耦合 CMUT 阵列的前端电路设计与应用研究

叶　磊[1]李　健[1]梁冬梅[1]张　慧[1]王茁晨[1]

（1. 天津大学精密仪器与光电子工程学院　天津　300072）

摘　要：空气耦合电容式微机械超声换能器（CMUT）阵列在超声测距、超声成像和手势识别等领域具有很好的应用前景。然而现有的集成系统设计都是针对液体耦合 CMUT 应用的，由于在带宽和直流偏置电压上的不同要求，并不适合用于空气耦合 CMUT。为了实现基于 FPGA 的



作者简介：叶磊，2018 年于天津大学获得学士学位，2018 年至今于天津大学攻读硕士学位，主要研究方向为超声传感与检测技术。E-mail：yelei15@ tju. edu. cn

Lei YE received the B. S. degree from Tianjin University in 2018. He is currently pursuing the M. S. degree with Tianjin University. His main research interest is acoustic sensing and detection technology.

李健，本科、硕士、博士毕业于天津大学精密仪器与光电子工程学院，2001 年天津大学生物医学工程博士后流动站进行博士后研究，2003 年出站后留校任教。现为中国仪器仪表学会实验仪器分会理事、全国虚拟仪器大赛专家委员会委员。主要研究方向为检测技术与仪器、测试信号处理、无损检测等。E-mail：tjupipe@ tju. edu. cn

Jian LI graduated from the school of precision instrument and optoelectronic engineering, Tianjin University with a bachelor's degree, a master's degree and a doctor's degree. Now he is the director of the experimental instrument branch of China association of instruments and a member of the expert committee of national virtual instrument competition. The main research direction is testing technology and instrument, testing signal processing, nondestructive testing, etc.

梁冬梅，2018 年于吉林大学获得学士学位，2018 年至今于天津大学攻读硕士学位，主要研究方向为声学传感与检测技术。E-mail：d_ m_ liang@ 163. com

Dongmei LIANG received the B. S. degree from Jilin University in 2018. He is currently pursuing the M. S. degree with Tianjin University. Her main research interest is acoustic sensing and detection technology.

张慧，分别于 1996 年、2000 年和 2010 年在天津大学获得学士、硕士和博士学位。现为天津大学精密仪器与光电子工程学院副教授。主要研究方向为微机械超声换能器、声学传感和检测技术。E-mail：hzhang@ tju. edu. cn

Hui ZHANG received the B. E. , M. Sc. and Ph. D. degrees from Tianjin University in 1996, 2000 and 2010, respectively. She is currently an Associate Professor with the School of Precision Instrument and Opto-electronics Engineering, Tianjin University. Her research interests cover micromachined ultrasound transducer, acoustic sensing and detecting technique.

王茁晨（通讯作者），分别于 2005 年和 2016 年在天津大学和北卡罗来纳州立大学获得学士和博士学位。现为天津大学精密仪器与光电子工程学院讲师。主要研究方向为医疗和工业超声系统、超声成像技术。E-mail：zc_ wang@ tju. edu. cn

Zhuochen WANG（corresponding author）received the B. E. and Ph. D. degrees from Tianjin University and North Carolina State University in 2005 and 2016, respectively. He is currently a Lecturer with the School of Precision Instrument and Opto-electronics Engineering, Tianjin University. His research interests cover medical and industrial ultrasound systems and ultrasound imaging technology.

* **基金项目：**国家自然科学基金（61771337、61801324）和天津市重点研究开发项目（19YFZCSY00190）资助项目

空耦 CMUT 集成应用系统，本文报告了一种用于空耦 CMUT 阵列的前端电路设计和相关的应用研究。该前端电路主要包含四个部分：脉冲激励电路、交直流耦合电路、发射/接收通道开关电路和跨阻放大电路。当该电路用于中心频率为 210kHz 的 16×16 的 CMUT 阵列时，能获得 22dB 的信噪比。实验证明了相比于正弦脉冲激励，双极性方波脉冲激励能明显提高 CMUT 的发射能量。利用设计的前端电路进行了空耦 CMUT 阵列的二维超声扫描成像，结果表明其能够准确地识别出目标物体的轮廓。本文设计的用于空耦 CMUT 阵列的前端电路为基于 FPGA 的空耦 CMUT 集成应用系统的实现提供了可能。

关键词：前端电路；空耦 CMUT；集成系统；FPGA；扫描成像

中图分类号及文献标识码：

Front-end Circuit Design and Application Research for Air-coupled CMUT Arrays

Lei YE[1] Jian LI[1] Dongmei LIANG[1] Hui ZHANG[1] Zhuochen WANG[1]

(1. *School of Precision Instruments and Optoelectronics Engineering*, *Tianjin University Tianjin* 300072)

Abstract: Air-coupled capacitive micromachined ultrasonic transducer (CMUT) arrays have good application prospects in ultrasonic ranging, ultrasound imaging and gesture recognition. However, the existing integrated CMUT systems are mostly designed for liquid-coupled CMUTs, which is not suitable for air-coupled CMUTs because of the different requirements in bandwidth and DC bias voltage. In order to realize an integrated system of air-coupled CMUTs based on FPGA, this paper reports a front-end circuit and related application research. The front-end circuit we developed consists of four parts: a pulser, an AC-DC coupling circuit, a T/R switch and a transimpedance amplifier. Working with our 210 kHz 16×16 air-coupled CMUT array, the reported front-end circuit can perform 22 dB SNR in pulse-echo testing. The experimental result shows that the emission energy of our air-coupled CMUT can be significantly increased using bipolar square-wave pulse excitation instead of sin-wave pulse excitation. Using the designed front-end circuit, the two-dimensional ultrasonic scanning imaging of air-coupled CMUT arrays is carried out, and the results show that it can accurately identify the contour of the target object. The preliminary design of the circuit and its experimental results demonstrate the feasibility of an integrated application system solution for air-coupled CMUT arrays.

Keywords: front-end circuit; air-coupled CMUT; integrated system; FPGA; scanning imaging

0 引言

近年来，空气耦合超声波检测技术以非接触、非侵入、完全无损等优势[1] 在医疗产业[2]、航空航天[3]、人机交互[4] 等领域发挥着重要作用。随着 MEMS 微加工技术的不断发展，电容式微超声换能器（Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers，CMUT）应运而生。相较于压电超声换能器，CMUT 具有带宽大、易于与空气进行声阻抗匹配、易于设计高密度阵列和易于与前端电路集成的优点[5~6]，适合用于制作空耦超声阵列。

为了满足 CMUT 的应用需求，一些研究人员设计了不同的 CMUT 前端电路或者应用系统。Alessandro Caronti 等人[7] 针对中心频率为几兆赫兹的液体耦合 CMUT 阵列设计了一个低噪宽带的前端电路，其对比了电压（同相）放大器与跨阻放大器在设计和性能上的区别。Ulkuhan Guler 等人[8] 针对中心频率为 3MHz 的液体耦合 CMUT 阵列设计了低噪前端电路，集成了脉冲发生器，但只是对前端电路的性能进行了仿真验证并未实现。Lawrence L. P. Wong 等人[9] 针对中心频率为 6.6MHz 的液体耦合 CMUT 阵列设计了基于 FPGA 的超声成像系统，包括了前端电路和采集系统的设计。Xun Wu 等人[10] 针对中心频率为 4.5MHz 的液体耦合 CMUT 阵列设计了基于 FPGA 的高频高帧率的超声成像系统，采用双极性脉冲激励 CMUT 并实现了动态接收波束合成。

以上系统都是针对几兆赫兹的液体耦合 CMUT 阵列的，不适合作为空气耦合 CMUT 系统。与液体耦合 CMUT 相比，空气耦合 CMUT 具有更低的中心频率和要求更高的直流偏置电压[11~12]，所以前端电路对带宽与加载电压提出了特殊的需求。

在本文中，为了实现基于 FPGA 的空耦 CMUT 集成应用系统，我们设计了一种用于空耦 CMUT 阵列的前端电路，并对前端电路进行了测试。同时，我们利用设计的前端电路进行了空气耦合 CMUT 阵列的激励波形研究和二维超声扫描成像研究。本文设计的用于空耦 CMUT 阵列的前端电路为基于 FPGA 的空耦 CMUT 集成应用系统的实现提供了可能。

1 前端电路设计

在空耦 CMUT 应用系统中，CMUT 前端电路对信号的质量和系统的集成有着重要的影响。在设计 CMUT 前端电路时需要考虑以下几点要求。不同于压电超声换能器，CMUT 需要在直流偏置下才能发射和接收超声波。为了避免直流偏置与交流信号互相干扰，CMUT 前端电路中应包含交直流耦合电路。为了减小 CMUT 应用系统的体积，设计集成的脉冲激励电路是有必要的。在脉冲回波应用中，为了避免发射通道与接收通道的互相干扰，应当设计发射/接收通道切换开关。在设计放大电路时，应当保证放大电路具有足够的增益、带宽和信噪比。本文采用 FPGA 进行脉冲发生器和发射/接收通道开关的控制，FPGA 芯片的型号为 XILINX 公司的 FPGA - XC7K325T-FFG900i。

本文设计的空气耦合 CMUT 前端电路包含 4 个部分：脉冲激励电路、交直流耦合电路、发射/接收通道开关电路与跨阻放大电路，如图 1 所示。

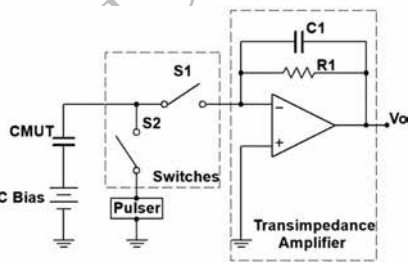


图 1 用于空耦 CMUT 的前端电路

Fig. 1 Front-end circuit for air-coupled CMUT

1.1 脉冲发生器设计

CMUT 的交流激励可以采用正弦脉冲和双极性方波脉冲。产生正弦脉冲需要高速数模转换器和高电压增益功率放大器，这加大了设计的复杂度和电路尺寸。双极性方波脉冲具有更宽的频谱和更高的能量，有利于提高 CMUT 的发射能量，因此我们采用了双极性方波脉冲方案。根据 CMUT 的自身特性和开关电路的限制（参见开关电路设计部分），本文采用的双极性方波脉冲的频率和峰峰值分别为 210kHz 和 32V。

本文采用一种开关类型的高电压方波产生电路产生双极性方波脉冲，电路结构如图 2 所示。Q1 和 Q3 为高速 PMOS，Q2 和 Q4 为高速 NMOS，通过开关动作产生高电压双极性方波脉冲输出。本设计采用 TC6320 作为 PMOS 和 NMOS，能够产生最大峰峰值为 200 伏的方

波脉冲。MOSFET 驱动器将 FPGA 产生的低压低电流方波脉冲进行放大，产生足够的驱动电压和驱动电流以驱动后续的 MOSFET 开关。本设计采用 MD1822 作为 MOSFET 驱动器，将 FPGA 产生的 3.3V 电压放大至 10V，并产生足够的驱动电流，以保证 MOSFET 的开关速度。利用电容电压不会突变的特性，每个 MOS 管的 RC 串联通路（例如 Q1 的 R1、C1）实现了 MOS 管栅源电压的突变。同时，RC 时间常数和 MOS 管栅源间的最小门槛电压决定了 MOS 管的最大导通时间。稳压管 D5～D8 防止 MOS 管的栅源电压过高以保护 MOS 管。高耐压二极管 D1～D4 规定了 CMUT 的充放电通路。

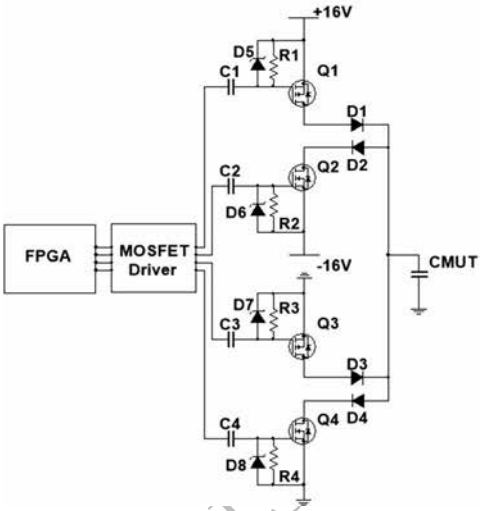


图 2　脉冲发生器电路

Fig. 2　Circuit of pulser

1.2　CMUT 交直流耦合电路设计

在 CMUT 的前端电路中需要将直流偏置与交流信号隔离以避免互相干扰。除了本文设计的图 1 所示的交直流耦合电路以外，通常还有另外一种交直流耦合电路，如图 3 所示。图 3 所示的交直流耦合方案的直流偏置和交流信号加载在 CMUT 的同一极板上，此时需要在直流电源处串联一个大电阻以隔离交流信号，在交流通道处串联一个电容以隔离直流偏置。然而，直流电源处的大电阻会在跨阻放大电路中引入较大的热噪声，交流通道处的电容在跨阻放大电路的频率响应中引入了一个极点，这会影响跨阻放大电路的带宽。在本文设计的交直流耦合电路中（见图 1），将直流偏置和交流信号分别加载在 CMUT 的两个极板上，不需要增加电阻和电容对直流偏置和交流信号进行隔离，改善了前端电路的信噪比和带宽。

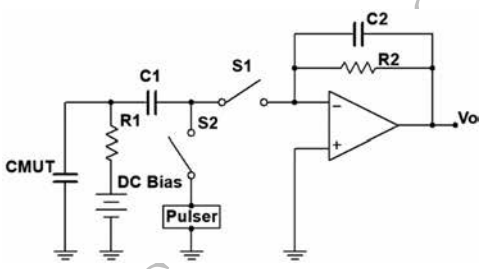


图 3　另一种用于空耦 CMUT 的前端电路

Fig. 3　Another front-end circuit for air-coupled CMUT

1.3　开关电路设计

发射/接收通道切换开关电路如图 1 中所示。S1 与 S2 为两个单刀单掷开关，分别控制接收通道和发射通道的通断。本设计采用 ADG5423 作为开关，双电源供电电压最大为±22V，开关通道的模拟电压不能超过电源电压范围。本设计采用 FPGA 控制开关的通断，控制信号的低电平为 0V，高电平为 3.3V。

1.4　放大电路设计

通常，CMUT 的前端放大器有两种——跨阻放大器和电压（同相）放大器。跨阻放大器常用于将传感器的输出电流转换为电压输出，例如用作光电二极管的前端放大器。在 Alessandro Caronti 等人[7] 的研究中指出电压（同相）放大器具有更宽的带宽，而跨阻放大器具有更高的信噪比。通常 CMUT 的输出信号较小，所以要求放大器具有较高的信噪比。本文所用的 CMUT 只工作在 100kHz～300kHz 范围内，所以对放大器的带宽要求不高。综上，本设计选择跨阻放大器作为 CMUT 的前端放大器。

跨阻放大器的设计要考虑到输入电容对放大器频率响应的影响，需要加入反馈电容对放大频率响应进行补偿。输入电容主要包

括 CMUT 的等效电容、运算放大器的共模和差模输入电容、电路板的寄生电容。利用阻抗分析仪测得 CMUT 在谐振频率 210kHz 处（直流偏置电压为 120V）的阻抗幅值为 456.017Ω 通常运算放大器的共模和差模输入电容、电路板的寄生电容为几百到几千 fF，相比于 CMUT 的等效电容，它们都可以忽略不计，所以输入电容确定为 2.127nF。对于图中的跨阻放大器，其-3dB 带宽 f_{-3dB} 为：

$$f_{-3dB}=\sqrt{\frac{GBP}{2\pi R_f C_i}} \tag{1}$$

式中 GBP 为运算放大器的增益带宽积，R_f 为反馈电阻，C_i 为输入电容。为了获得最大平坦度的二阶巴特沃斯频率响应，反馈电容 C_f 需要满足下式关系：

$$\frac{1}{2\pi R_f C_f}=\sqrt{\frac{GBP}{4\pi R_f C_i}} \tag{2}$$

本设计选择 OPA657 作为运算放大器，其增益带宽积为 1.6GHz，输入偏置电流为 2pA。CMUT 的输出电流为几微安，所以设置跨阻增益 R_f 为 100kΩ。根据公式（1）得-3dB 带宽为 1.1MHz，满足 CMUT 工作频率 210kHz 的要求。根据公式（2）得反馈电容为 2.1pF，实际选取反馈电容为 2.2pF。

2 实验与结果

2.1 前端电路测试实验与结果

图 4 为进行 CMUT 前端电路测试实验的装置图。为了方便前期的试验，将脉冲激励电路与其他前端电路分离。所用 CMUT 为中心频率为 210kHz 的 16×16 的阵列（如图 5 所示），输出信号由示波器采集（示波器的输入阻抗为 1MΩ）。在阶段性实验验证中，我们仍使用了多个直流电源，包括 CMUT 直流偏置电源（120V），MOSFET 驱动器电源（10V），MOSFET 源端电源（±16V），发射/接收通道切换开关电源（±17.5V）和运算放大器供电电源（±5V）。为了防止交流激励的过冲超过发射/接收通道切换开关的模拟输入范围，所以发射/接收通道切换开关的供电电压范围应该大于 MOSFET 供电电压范围，导致发射/接收通道切换开关与 MOSFET 不能共用一个电源。

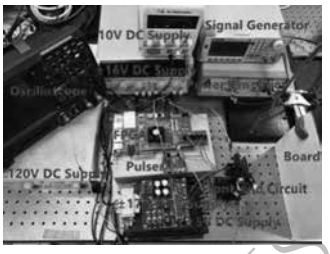


图 4 前端电路测试实验系统

Fig. 4 Experimental system for front-end circuit test

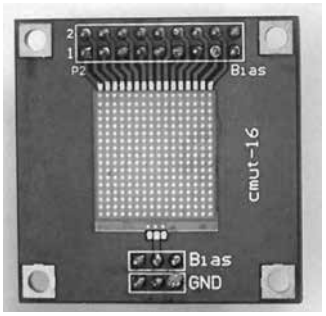


图 5 用于实验的空耦 CMUT 阵列

Fig. 5 Air-coupled CMUT arrays for experiment

为了测试设计的脉冲发生器的性能，利用示波器采集脉冲发生器的输出波形，所得结果如图 8 所示。由图 8 可发现脉冲波形存在过冲，这是由于系统的阻尼比过小造成的。当脉冲发生器的负载为容性负载（如 CMUT）时，系统的阻尼比将增大，脉冲波形的过冲也会变小。由图 8 可知脉冲波形的过冲不会对 CMUT 的发射波形产生明显的影响。

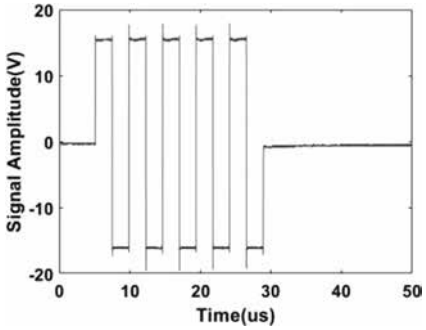


图 6 脉冲发生器产生的脉冲信号

Fig. 6 Pulse signal from the pulser

为了测试前端电路的性能，本文利用设计的前端电路做了 CMUT 的脉冲回波实验。测试时在 CMUT 的正前方放置一块反射板以反射超声波。图 7 为实验结果图，可以发现采集到了具有良好信噪比的回波信号，可得出本文设计的前端电路的信噪比为 22dB。

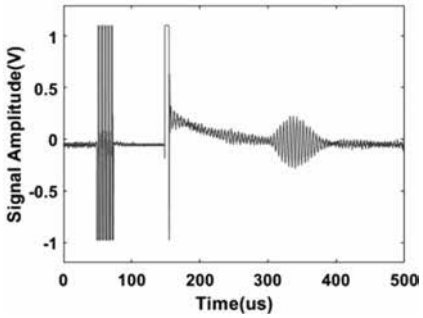


图 7　脉冲回波测试的实验结果

Fig. 7　Experiment result of the pulse-echo test

我们应当指出，在接收通道关闭时仍然有交流激励的泄漏电流通过，并且在进行开关动作时会产生开关电流，但是这些电流较小，不足以危害运算放大器。图 7 中的输出偏置电压主要是由于开关的静态泄漏电流造成的，但并不会影响输出信号的采集，仍可通过信号处理的方法进行信号还原。

2.2　空耦 CMUT 阵列激励波形研究

为了选择合适的波形激励空耦 CMUT，本文对比了方波脉冲与正弦脉冲对 CMUT 发射能量的影响。在图 4 所示实验装置的基础上，本文利用压电式空气耦合超声换能器（NCG200-D25）接收 CMUT 发射的超声波（两者相距 13cm），输出信号由电荷放大器放大。方波脉冲由本文设计的 CMUT 脉冲发生器产生，正弦脉冲由信号发生器和功率放大器产生，两种脉冲的其他参数（频率、幅值、脉冲个数和脉冲间隔）完全一样。图 8 为实验结果图，可以发现 CMUT 在方波脉冲下的发射信号幅值大约是正弦脉冲的两倍。CMUT 在方波脉冲下具有更大的发射能量，方波脉冲更适合空气耦合 CMUT 的成像应用。

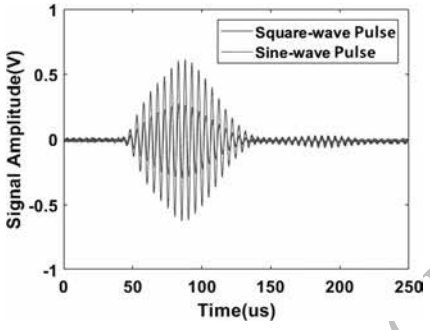


图 8　方波脉冲激励与正弦脉冲激励对比结果

Fig. 8　Comparison between the square-wave pulse and sin-wave pulse

2.3　成像实验与结果

在图 4 所示实验装置的基础上，本文利用空耦 CMUT 对塑料板上不同大小的圆孔进行了基于反射的二维超声扫描成像实验。塑料板上有五种大小不同的通孔，直径从左到右依次为 9mm、8mm、7mm、6mm、5mm，各圆圆心在同一水平线上，圆心之间的间距依次为 11.5mm、10.5mm、9.5mm、8.5mm，如图 9 所示。在进行成像实验时，将图 4 中的反射板换成塑料板，并用扫描装置夹持。扫描装置带着塑料板在垂直于空耦 CMUT 中心线的平面内扫描，步距为 2mm。采集到的回波信号由采集卡采集并上传至上位机，根据回波信号的幅值绘制了如图 10 所示的扫描成像图。

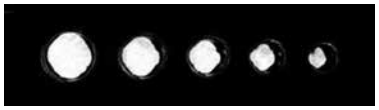


图 9　用于实验的塑料板

Fig. 9　Plastic board for experiment

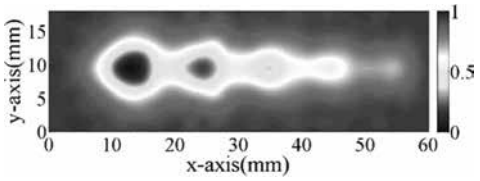


图 10　塑料板的成像结果

Fig. 10　The imaging result of plastic board

图 10 所示的扫描成像图直观地反映了圆孔的位置、形状、大小等信息，其中颜色表示的是归一化的声信号强度。从图中可以清

晰的看出从左到右圆孔的尺寸不断减小，测量成像直径依次为 10.4mm、9.3mm、8.0mm、6.9mm、3.5mm，与实际直径基本吻合。各圆心的纵坐标均为 9.375mm，说明圆心在同一水平线上，圆心的横坐标距离依次为 11.325mm、10.575mm、9.5625mm、8.675mm，与实际间距基本一致。通过本次实验结果可以证明所设计的空耦 CMUT 阵列应用装置能够准确地识别出目标物体的轮廓。应当注意的是，对于直径为 5mm 的圆孔识别，根据扫描成像图能够判断出其具体位置，但由于扫描步长和声波分辨率的限制导致其尺寸测量偏差较大。在未来实验中可以考虑分别激励 CMUT 器件的各个阵元，实现相控聚焦，从而提高 CMUT 器件的分辨率和收发性能。

3 结论

本文设计了一种用于空耦 CMUT 的前端电路，包括脉冲激励电路、交直流耦合电路、发射/接收通道开关电路和跨阻放大电路四部分。本文还搭建了实验装置并进行了前端电路的测试实验和空耦 CMUT 阵列的应用研究，实验结果表明：设计的用于空耦 CMUT 的前端电路实现了脉冲回波测试，信噪比为 22dB；相比于正弦脉冲激励，双极性方波脉冲激励能明显提高空耦 CMUT 阵列的发射能量；所设计的空耦 CMUT 阵列应用装置能够准确地识别出目标物体的轮廓。本文设计前端电路为基于 FPGA 的空耦 CMUT 集成应用系统的实现提供了可能。

为了实现基于 FPGA 的空气耦合 CMUT 集成系统，以下两项工作有待完成。应当集成前端电路中的直流电源。还应当设计一个合适的基于 FPGA 的数据采集和处理系统。

参考文献：

[1] Audren B, Ngo S, Minonzio J G, et al. A Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer Probe for Assessment of Cortical Bone [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 2014, 61 (4): 710-723.

[2] Livings R A. Flaw detection in multi-layer, multi-material composites by resonance imaging: Utilizing Air-coupled Ultrasonics and Finite Element Modeling [J]. Dissertations & Theses - Gradworks, 2011.

[3] Dahl T, Ealo J L, Bang H J, et al. Applications of airborne ultrasound in human-computer interaction [J]. Ultrasonics, 2014, 54 (7): 1912-1921.

[4] Muralt P, Ledermann N, Paborowski J, et al. Piezoelectric micromachined ultrasonic transducers based on PZT thin films [J]. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, 2005, 52 (12): 2276-2288.

[5] Wang H, Wang X, He C, Xue C, et al. Design and Performance Analysis of Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer Linear Array [J]. Micromachines, 2014, 5 (3): 420-431.

[6] Salim M S, Malek M F, Heng R B, et al. Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers: Technology and Application [J]. Journal of Medical Ultrasound, 2012, 20 (1): 0-31.

[7] Caronti A, Caliano G, Savoia A, Carotenuto R, Pappalardo M, "A Low-Noise, Wideband Electronic System for 脉冲回波 Ultrasound Imaging with CMUT Arrays," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., 2004, pp. 2219-2222.

[8] Guler U, Bozkurt A, "A Low-Noise Front-End Circuit for 2D cMUT Arrays." Ultrasonics Symposium IEEE, 2006.

[9] Wong L L, Chen A I, Logan A S, and Yeow J T, "An FPGA-based ultrasound imaging system using capacitive micromachined ultrasonic transducers," IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 59, no. 7, 2012.

[10] Wu X, Sanders J, Zhang X, et al, "A high-frequency and high-frame-rate ultrasound imaging system design on an FPGA evaluation board for capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays," 2017 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS) IEEE, 2017.

[11] Na S, Chen A I, Wong L L, Li Z, Macecek M, Yeow J T. Capacitive micromachined ultrasonic

transducers based on annular cell geometry for air-coupled applications. [J]. Ultrasonics, 2016, 71.

[12] Galisultanov A, Moal P L, Bourbon G, Walter V. Squeeze film damping and stiffening in circular CMUT with air-filled cavity: Influence of the lateral venting boundary conditions and the bias voltage [J]. Sensors & Actuators: A. Physical, 2017, 266.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

Ultra-fast photon counting with passive quenching SiPM in charge integration regime

ZHANG Guoqing[1], LIU Lina[2], ZHANG Chen[1], CAO Xinyue[1]

(1. *School of Science*, *Xi'an Polytechnic University*, *Xi'an*, 710048, *China*
2. *School of Science*, *Xi'an University of Technology*, *Xi'an*, 710048, *China*
3. *School of Science*, *Xi'an Polytechnic University*, *Xi'an*, 710048)

中文摘要：本文提出了一种基于被动雪崩淬灭的硅光电倍增管（SiPM）输出电脉冲电荷积分的超高速光子计数模型。通过利用典型 SiPM 的实际参数代入模型进行了数值分析，结果表明，目前最先进的被动雪崩淬灭 SiPM 的最大光子计数率可以达到~THz 水平，远远大于现有的光子计数装置。在此基础上提出了具体实验步骤。这种光子计数模式在大动态范围光功率检测等领域具有广阔的应用前景。

Abstract: An ultra-fast photon counting method is proposed based on charge integrating of the output electrical pulses of passive quenching Silicon Photomultipliers (SiPM). The results of the numerical analysis with actual parameters of SiPM show that the maximum photon counting rate of the state of art passive quenching SiPM can reach ~THz level which is much larger than the existing photon counting devices. The experimental procedure is proposed based on this method. This photon counting mode of SiPM has promising prospects in many fields such as large dynamic light power detection.

Keywords: Silicon Photomultiplier; Photon counting; Charge integration; Optical power meter

1 Introduction

In recent years, the demand for high photon counting capabilities has been increasing rapidly in many fields such as free space and fiber based quantum cryptography, reflectometry, light power detection and astronomy. It has been found that GHz-count rates can be obtained with superconducting single photon detectors. However, superconducting photon-counting modules require complex refrigeration units, which are not as practical as avalanche photodiode (APD) based detectors. The maximum count rate of a single APD is about 100 MHz which is limited by the recovery time. It has been proposed to reduce the recovery time by combining several individual APDs in paralle, however they have to use optical switches which makes it inefficient. Ref obtained 430 MHz maximum counting rate with Silicon Photomultiplier (a spatial multiplexing detector) by using a high passing amplifier to cut off the long recovery tails of avalanche pulses from SiPM, whereas if the pulses rate is even higher, this method doesn't work anymore. Ref obtained 1 GHz photon counting rate by performing two types of baseline correction algorithm to the signal from the

Author's Email: zhangg_ 356@163.com

Multi-Pixel Photon Counters (MPPC). In this paper, we proposed a photon counting method based on the pulse charge integrating mode of SiPM which needs neither high passing amplifier nor optical switches. Firstly, a photon counting method based on charge integration of output electrical pulse of SiPM was developed. Secondly, we did some numerical analysis which shows that THz photon counting can be realized in principle.

2 Viewpoint

On the one hand, as SiPM is aspatial multiplexing photon counter, when one APD pixel is fired by a photon, the other pixels are still ready for detecting photons, merely partially superposed with the previous avalanche pulse, as shown in Fig. 1. One can see that there is a "valley" between the two pulses. When the amplitude of the middle "valley" is larger than the threshold of discriminator, the two pulses are judged as one count, thus there will be a photon counting loss by regular threshold discriminating photon counting method, which limits the maximum photon counting rate. Whereas, the total output charge of these two avalanches is exactly twice of eG (e is the elementary charge, G is the gain of one pixel of MPPC). So if we record the total charge Q of the output pulse of SiPM, the detected photon number can be obtained by dividing Q with eG.

On the other hand, although a single passive quenching Geiger mode APD pixels has a relatively long recovery time to detect another photon, but it doesn't mean that they has no response to photons at all. One should not confuse the dead-time and the recovery time of an APD based photon counters. Actually, during the recovery time of an APD, the amplitude of the output pulse is smaller[17], which depends on the time interval between the previous pulse and the occurrent pulse. If we can correct this effect by equation, the dynamic range for photon counting will be extended.

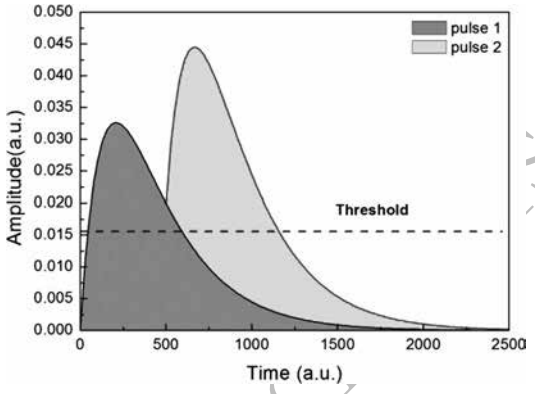


Fig. 1 Waveform of two partially superposed avalanche pulses of SiPM. The two pulses come from two individual pixels of SiPM, which have the same area (or charge) and are different from after-pulse.

3 Theoretical Model

The model is based on theprobability theory and recursion method with the following preconditions: (1) the incident light intensity is homogeneous at the surface of SiPM which is easy to satisfy; (2) during the recovery time of an APD pixel, the APD can response to the incoming photons, but with smaller amplitude of the output pulse, which has been proved in many references[13-17]; (3) the after-pulsing effect is negligible, which is true for the state of the art SiPMs voltage operating at normal bias voltage[15,16,18]. We firstly discuss the short pulsed light situation and then discuss the continuous light case.

3.1 Short pulsed light situation.

Hereinafter, the short pulsed light means the duration of the light pulse is smaller than the pixel recovery time constant (τ_{rec}) of SiPM which means the time needed for the voltage across the pixel junction to recover to the bias voltage of SiPM. Let's denote T as the period of two adjacent light pulses (repetition frequency $f = 1/T$),

M as the total number of pixels of a SiPM, η as the photon detection efficiency (PDE) of SiPM, which is the same as the PDE of one APD pixel, call $f(n) = Q(n)/(eG)$ as the number of fired pixels when n photons have already come, p_{ct} as the optical crosstalk probability [17] of SiPM, which is the probability that the emitted near-infrared photons from the avalanche region in one APD pixel would fire another neighboring pixel to avalanche.

3.1.1 Case of $T \geqslant 5\tau_{rec}$

If T is no smaller than $5\tau_{rec}$, which can make sure that the fired pixel is completely recovered. Then when the n+1 th photon comes, the $f(n+1)$ can be expressed as:

$$f(n+1) = f(n) + \eta(1+p_{ct})\left(1-\frac{f(n)}{M}\right) \tag{1}$$

where $\left(1-\frac{f(n)}{M}\right)$ is the probability that one APD pixel has not been fired (triggered) yet. $(1+p_{ct})$ is the average fired pixels after a preliminary one-pixel-triggering event. Then $f(n)$ can be obtained by recursion:

$$f(n) = M\left(1-\left(\frac{M-\eta(1+p_{ct})}{M}\right)^{n}\right) \tag{2}$$

As for a steady short pulsed light, the photon numbers per pulse can be well approximately described by Poisson distribution in most practical cases:

$$p(n) = \frac{e^{-\mu}\mu^{n}}{n!} \tag{3}$$

where μ is the average input photon number per pulse. Thus the mathematical expectation of Eq. (2) is:

$$\begin{aligned} E(f(n)) = f(\mu) &= \sum_{n=1}^{\infty} p(n) f(n) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} p(n) M\left(1-\left(1-\frac{\varepsilon}{M}\right)^{n+1}\right) \\ &= M\left(1-e^{-\frac{\mu\eta(1+p_{ct})}{M}}\right) \end{aligned} \tag{4}$$

Eq. (4) is similar with the well known dynamic range formula for short pulsed light. From this equation one can see that the maximum fired pixels equal to M, which limits the dynamic range of pulsed light photon counting mode. Then the total detected photon number per second is:

$$\begin{aligned} N(\mu, f) &= f(\mu) f \\ &= M\left(1-e^{-\frac{\eta\mu(1+p_{ct})}{M}}\right) f \end{aligned} \tag{5}$$

From Eq. (5) we can see that by measuring N, the μ can be reconstructed if f is given.

3.1.2 Case of $\tau_{discharge} < T < 5\tau_{rec}$

If $\tau_{discharge} < T < 5\tau_{rec}$, where $\tau_{discharge}$ is the Geiger discharge time of a fired pixel, which means the time of duration of avalanching in the high electric field region [17]. In this case, some of the APD pixels of SiPM can be fired several times in one T. Let's suppose in a certain light pulse event, $f(n)$ pixels have been fired, so the number of non-fired pixels is $M-f(n)$. Among these $M-f(n)$ pixels, some of them have not been fully recovered, the average number fired pixels per-light-pulse event is $f(n) = M\left(1-e^{-\frac{\mu\eta(1+p_{ct})}{M}}\right)$ according to Eq. (4), then the probability that one pixel has been fired in the last pulse event is $\frac{f(\mu)}{M}$. And the probability that this pixel has not been fired in the first k-1 pulse events is $\left(1-\frac{f(\mu)}{M}\right)^{k-1}$. So when the $n+1$ th photons comes, the number of fired pixel is:

$$f(n+1) = f(n) + \eta\left(1-\frac{f(n)}{M}\right)\sum_{k=1}^{\infty}\frac{f(\mu)}{M}\cdot\left(1-\frac{f(\mu)}{M}\right)^{k-1}\left(1-e^{-\frac{kT}{\tau_{rec}}}\right)] \tag{6}$$

where the summation includes all the cases that a certain pixel has not fully recovered yet. The $\left(1-e^{-\frac{kT}{\tau_{rec}}}\right)$ is the recovery extent of a re-

covering pixel. Then $f(n)$ can also be obtained by recursion:

$$f(n)=\mathrm{M}\left(1-\left(1-\frac{\mathrm{e}^{\frac{\eta\mu}{M}}(-1+\mathrm{e}^{\frac{T}{\tau_0}})\eta}{(-1+\mathrm{e}^{\frac{\eta\mu}{M}+\frac{T}{\tau_0}})\mathrm{M}}\right)^{n}\right) \tag{7}$$

The mathematical expectation of Eq. (7) is:

$$\mathrm{E}(f(n))=f(\mu)=\sum_{n=0}^{\infty}f(n)\frac{\mathrm{E}xp(-\mu)\mu^{n}}{n!}$$

$$=\mathrm{M}\left(1-\mathrm{E}xp\left(\frac{(1-\mathrm{e}^{T/\tau_{rec}})\eta\mu(1+p_{ct})}{(\mathrm{e}^{T/\tau_{rec}}-\mathrm{e}^{-\eta\mu/M})\mathrm{M}}\right)\right) \tag{8}$$

Then the total detected photon number per second is:

$$N(\mu,f)=\mathrm{M}\left(1-\mathrm{E}xp\left(\frac{(1-\mathrm{e}^{1/(f\tau_{rec})})\eta\mu(1+p_{ct})}{(\mathrm{e}^{1/(f\tau_{rec})}-\mathrm{e}^{-\eta\mu/M})\mathrm{M}}\right)\right) \tag{9}$$

From Eq. (9) we can see that if $f<<1/\tau_{rec}$ or $T>>\tau_{rec}$, which means the repetition frequency of light pulse is slow enough for the APD pixels to completely recover, the condition $\mathrm{e}^{1/(f\tau_{rec})}>>1>\mathrm{e}^{-\eta\mu/M}$ is satisfied. In this case Eq. (9) can be simplified as Eq. (5).

If the light pulse period $T<\tau_{\mathrm{discharge}}$, the APD pixels has not finished discharging yet, thus has no response to photons.

3.2 Continuous light case

In the case of continuous light case, the arriving time of a photon is random, whereas the photon number in a fixed time bin also follows Poisson distribution. Hereinafter we set the average incident photon number per second is μ. Let's suppose n photons arrived in τ_{rec}, and the number of fired pixels is $f(n)$, then when the n+1 th photon comes, the $f(n+1)$ can be expressed as:

$$f(n+1)=\eta(1+p_{ct})\left(\left(1-\frac{f(n)}{M}\right)+\frac{f(n)}{M}(1-\mathrm{Exp}(-1/(\mu\tau_{rec}))\right) \tag{10}$$

Where $1-\mathrm{Exp}(-1/(\mu\tau_{rec}))$ is the average recovery extent of a pixel that has been fired. After recursion, $f(n)$ can be obtained as:

$$f(n+1)=\mathrm{e}^{\frac{1}{\mu\tau_{rec}}}\mathrm{M}\left(1-\left(\frac{(\mathrm{M}-\eta(1+p_{ct})\mathrm{e}^{-\frac{1}{\mu\tau_{rec}}})}{M}\right)^{n}\right) \tag{11}$$

The mathematical expectation of Eq. (11) is:

$$\mathrm{E}(f(n))=f(\mu)=\sum_{n=1}^{\infty}p(n)f(n)$$

$$=\mathrm{e}^{\frac{1}{\mu\tau_{rec}}}\mathrm{M}\left(1-\mathrm{Exp}\left(\frac{-\mu\eta(1+p_{ct})\mathrm{e}^{-\frac{1}{\mu\tau_{rec}}}}{M}\right)\right) \tag{12}$$

Eq. (12) is the expected detected photon number per second incontinuous light wave.

4 Numerical Analysis with Actual

4.1 Parameters selection

In order tonumerically analyze the reasonability of the above model, parameters of an actual SiPM was selected. The model of the SiPM is Hamamatsu MPPC (S12571-010C). The dark count rate (DCR) ≈100 kHz/mm^2@25 °C (or 100 kcps (kilo counts per second)), optical crosstalk probability p_{ct}≈6% and the peak photon detection efficiency (PDE) η≈10% at recommended operating voltage. The recovery time constant (τ_{rec}) of one pixel of the SiPM is about 1.5 ns and the gain (G) of one pixel of this SiPM is about 1.35×10^5 (at recommended operating voltage)[8]. The above mentioned parameters are substituted into Eq. (9) and Eq. (12) to obtain the numerical results. The numerical calculation is based on the Mathematica software.

4.2 Numerical analysis

Figure 2 shows the dependence of detected photon number on repetition frequency of the short light pulses according to Eq. (9) with different

average input photon numbers. From Fig. 2 (a), we can see that the detected photon number (N_{det}) increases monotonically with increasing repetition frequency of the short light pulses. The maximum detected photon number is influenced by the average incident photon number per pulse (μ). One can also see that if the average input photon number per pulse and repetition frequency (f) are small, there is an approximately linear relationship between N_{det} and f. So according to Fig. 2, THz repetition frequency (f) photon counting can be expected when μ is small. As μ becomes larger and larger, the N_{det} tends to saturate with increasing f. Whereas, this phenomenon does not mean MPPC cannot detect photons any more, on the contrary, one can reconstruct μ by Eq. (9) if f is given.

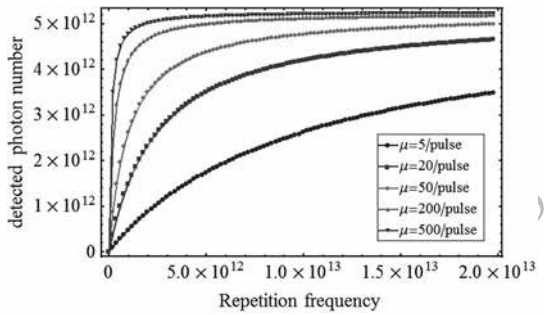


Fig. 2 (a)

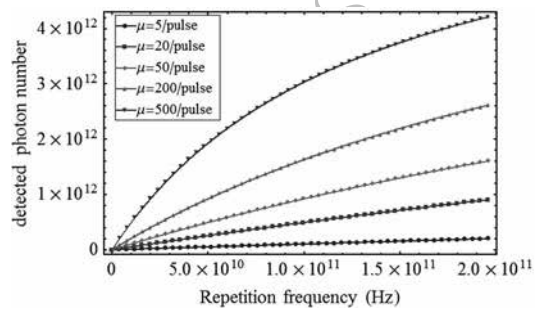


Fig. 2 (b)

Fig. 2 Dependence of detected photon number on repetition frequency (f) of the short light pulses. Fig. 2 (b) is the local zoom of the left side of Fig. 2 (a)

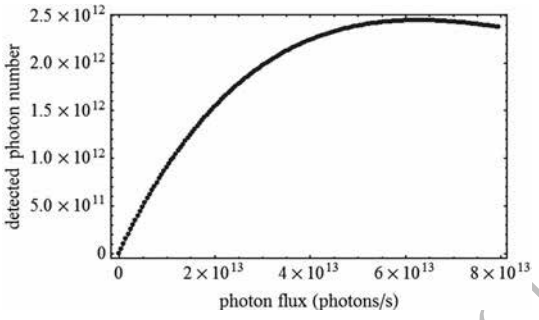


Fig. 3 Dependence of detected photon number (N_{det}) on the incident photon flux.

Figure 3 shows the dependence of detected photon number on the incident photon flux which irradiates the surface of SiPM according to Eq. (12). One can see that the maximum detected photon number per second (C_{max}) happens when the incident photon flux is about 6×10^{13}/s, and the C_{max} reaches up to about 2.4×10^{12} detected photons/s, which is much larger than the maximum photon counting rate (~GHz [14]) of the existing detectors. When the incident photon flux is larger than 5×10^{13} photons/s, most of the APD pixels can hardly recover anymore, thus the effective detected photon number decreases. In this case, the detected photon number distorts, so 2.4×10^{12} detected photons/s is the upper photon counting limit in this case. In practice, the photon counting rate deviates from linearity when it is of the same order of C_{max}, in this case one should do the calibration by Eq. (12) to reconstruct μ.

5 Conclusion

Charge integratingphoton counting scheme is proposed and the photon counting equation is established. THz level photon counting rate can be obtained by pulse charge integrating of passive quenching SiPM in principle. The dynamic range of continuous wave photon counting covers at least 7 orders of magnitude, which greatly expands the upper limit of the photon counting rate.

Acknowledgments

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 11975176 and 11705136), Natural Science Basic Research Plan in Shaanxi Province of China (No. 2019JM-139).

References

[1] R. T. Thew, S. Tanzilli, et al., Low jitter up-conversion detectors for telecom wavelength GHz QKD, New J. Phys. 8, 32, 1 (2006)

[2] H. Takesue, S. W. Nam, et al., Quantum key distribution over a 40-dB channel loss using superconducting single-photon detectors, Nature Photonics, 1, 343-348 (2007)

[3] K. J. Gordon, V. Fernandez, et al., Quantum key distribution system clocked at 2 GHz, Opt. Express, 13, 3015-3020 (2005)

[4] R. J. Collins, R. H. Hadfield, et al., Low timing jitter detector for gigahertz quantum key distribution, Electr. Lett. 43, 180-182 (2007)

[5] H. Takesue, E. Diamanti, et al., 10-GHz clock differential phase shift quantum key distribution experiment, Opt. Express, 14, 9522 (2006).

[6] E. Diamanti, C. Langrock, et al., 1.5 μm photon-counting optical time-domain reflectometry with a single-photon detector based on upconversion in a periodically poled lithium niobate waveguide, Opt. Lett., 31, 727-729 (2006).

[7] M. Legr e, R. T. Thew, et al., High resolution optical time domain reflectometer based on 1.55μm up-conversion photon-counting module, Opt. Express, 15, 8237-8242 (2007).

[8] Gabriele Adamo, Diego Agrò, et al., Measurements of Silicon Photomultipliers Responsivity in Continuous Wave Regime, IEEE Transactions On Electron Devices, 60, 11, 3718-3725 (2013)

[9] G. Naletto, C. Barbieri, et al., a very fast single photon counter for astronomical photometry to quantum limits equipped with an Optical Vortex coronagraph, Proceedings SPIE Europe, Prague 07, 6583A-10 (2007).

[10] A. Korneev, P. Kouminov, et al., Sensitivity and gigahertz counting performance of NbN superconducting single-photon detectors, Appl. Phys. Lett., 84, 5338-5340 (2004).

[11] Z. L. Yuan, B. E. Kardynal, et al., High speed single photon detection in the near infrared, Appl. Phys. Lett., 91, 041114 (2007).

[12] S. Castelletto, I. P. Degiovanni, et al., Reduced deadtime and higher rate photon-counting detection using a multiplexed detector array, J. Mod. Opt., 54, 337-353 (2007).

[13] P. Eraerds, M. Legr e, et al., SiPM for fast Photon-Counting and Multiphoton Detection, Opt. Express, 15, 22, 14539-14550 (2007)

[14] M. Akiba, K. Inagaki, and K. Tsujino, Photon number resolving SiPM detector with 1 GHz count rate, Opt. Express, 20, 3, 2779-2289 (2012)

[15] D. Renker and E. Lorenz, Advances in solid state photon detectors, JINST, P04004: 1-54 (2009)

[16] S. Cova, M. Ghioni, et al., Avalanche photodiodes and quenching circuits for single-photon detection, Appl. Opt. 35, 1956-1973 (1996).

[17] Martyna Grodzicka, Tomasz Szcze niak, et al., New method for evaluating effective recovery time and single photoelectron response in silicon photomultipliers, Nucl. Instr. and Meth. A, 783, 58-65 (2015)

[18] J. W. Goodman, Statistical Optics, (New York: Wiley, 1985)

[19] Robert M. Gagliardi and Sherman Karp, Optical Communications (New York: Wiley, 1995)

[20] T. Bretz, T. Hebbeker, et al., Dynamic range measurement and calibration of SiPMs, JINST, 11, P03009-1 (2016)

[21] R. H. Haitz, J. Appl. Phys., 35, 1370 (1964)

[22] http://www.hamamatsu.com/us/en/product/category/3100/4004/4113/S12571-015C/index.html

[23] Guoqing Zhang and Xiuxiu Gao, Demonstration of the over dynamic range of MPPC by high intensity pulsed light illumination, Int. J. Quantum Inf., 14, 8, 1650046-1-3 (2016)

氧化铟传感器对挥发性有机物的动态测试方法研究

孟凡利　陈雅茹　黎子聪　曹紫超　陈志实

（东北大学信息科学与工程学院　沈阳　110000）

摘　要：金属氧化物气体传感器具有灵敏度高、响应迅速、使用寿命长、成本低等优点，在 VOCs 气体检测方面发挥着重要的作用。然而，在复杂气体环境中会表现出选择性差、易干扰等问题。本文采用水热法制备了 In_2O_3 气体传感器，通过动态测试证明了矩形波作为加热电压波形，可以增加电流响应曲线的特征峰。通过调整矩形波的占空比及相邻加热周期间隔时间，在获得较多特征峰的前提下，缩短了在实际应用中的功耗。

关键词：半导体气体传感器；动态测试；间隔时间；功耗

中图分类号及文献标识码：　　。

作者简介：孟凡利（通讯作者），2002 年本科毕业于南京理工大学，2005 年在中科院合肥智能机械研究所获得硕士学位，2009 年在中国科学技术大学获得博士学位，2013 年至 2014 年在美国加州大学洛杉矶分校做访问学者，2005 年 6 月至 2017 年 4 月在中国科学院合肥物质科学研究院智能机械研究所工作，历任研究实习员、助理研究员、副研究员、研究员，2016 年 12 月以高层次人才引进方式进入东北大学信息科学与工程学院担任教授。主要研究方向为微弱信号的智能检测与智能分析、特种机器人传感器研究与开发、微纳结构气体传感器、新型感知器件与智能芯片、痕量检测技术与检测装置。E-mail：mengfanli@ise.neu.edu.cn

Meng Fanli, received the B. S. degree in Chemistry from Nanjing University of Science and Technology, in 2002, and the M. S. degree in Inorganic Chemistry from Institute of Intelligent Machines, Chinese Academy of Sciences, in 2005. He received his Ph. D. degree at University of Science and Technology of China, in 2009. He worked at Institute of Intelligent Machines, Chinese Academy of Sciences from 2005 to 2016. Currently, He works at Northeastern University as a professor. He did research at University of California, Los Angeles as a visiting scholar from Feb. 2013 to Feb. 2014. His current work mainly focuses on the sensing materials and nanosensors. He is an associated editor of the journal of Micro & Nano Letters and Journal of Sensors.

陈雅茹，现为东北大学本科生，就读专业为自动化。E-mail：1719463918@qq.com

Chen Yaru, who is now an undergraduate of Northeastern University, majoring in Automation.

黎子聪，现为东北大学本科生，就读专业为自动化。E-mail：407047139@qq.com

Li Zicong, who is now an undergraduate of Northeastern University, majoring in Automation.

曹紫超，现为东北大学本科生，就读专业为自动化。E-mail：2369583247@qq.com

Cao Zichao, who is now an undergraduate of Northeastern University, majoring in Automation.

陈志实，现为东北大学本科生，就读专业为自动化。E-mail：3494053309@qq.com

Chen Zhishi, who is now an undergraduate of Northeastern University, majoring in Automation.

*基金项目：国家重点研发计划（2019YFB2006001），国家自然科学基金（61833006，61673367），兴辽英才计划（XLYC1807198）和辽宁省自然科学基金（20180550483）资助项目，第十三批大学生创新训练计划项目。

Study on Dynamic Testing Method of Volatile Organic Compounds by Indium Oxide Sensor

Chen Yaru　Li Zicong　Cao Zichao　Chen Zhishi

(*Northeastern University*, *School of information science and engineering*, *Shenyang* 110000, *China*)

Abstract: Metal oxide gas sensors have the advantages of high sensitivity, quick response, long service life and low cost, playing an important role in the detection of VOCs. However, in the complex gas environment, they will show poor selectivity, vulnerable to interference and other problems. This paper prepares the In_2O_3 by hydrothermal method and proves that rectangular wave, as the heating voltage waveform, can improve the characteristic peak of current response curve. Under the premise of obtaining more characteristic peaks, the power consumption in practical application is reduced by adjusting the duty cycle of rectangular wave and the interval time between adjacent heating cycles.

Keywords: semi-conductor gas sensor; dynamic testing method; interval time; power consumption.

0　背景

近年来，在社会经济飞速发展、工业化水平日益提高的同时，环境污染问题越来越严重。在种类繁多的环境污染当中，大气污染是目前亟需解决的污染问题之一。VOCs 气体因其危害大、难治理的特点引起了社会的广泛关注。VOCs 是挥发性有机物，其主要来源于厨房油烟、建筑装潢、汽车尾气以及工业生产[1]。VOCs 绝大多数具有毒害作用，对人的视力、嗅觉造成严重损伤，目前一部分 VOCs 更是被确定为致癌物质，比如甲醛和多环芳烃等[2]。郑祥林团队[3] 结合当前化工行业的 VOCs 治理技术，对 VOCs 治理措施进行探讨时指出，VOCs 气体的治理要对症下药，根据气体成分以及处理要求选择合适的方法。可见，VOCs 气体的监测是环境治理过程中一个举足轻重的环节。

目前，VOCs 检测方法主要有气相色谱法、差分光学吸收法、红外光学法与半导体传感器法等等。其中，半导体气敏传感器因为具有灵敏度高、响应迅速、恢复时间快、使用寿命长、价格低、工艺简单等优点，在 VOCs 气体检测方面发挥着重要的作用。常见的半导体气敏材料有 SnO_2、ZnO、WO_3、TiO_2、In_2O_3、Fe_2O_3 等[4]。在制作半导体气敏传感器时，通常以气体选择性、工作温度、灵敏度、响应-恢复时间、重复性等重要指标来衡量传感器的性能[5]。虽然半导体气敏传感器对大部分气体都有选择性，但在复杂的气体环境中会出现不稳定、选择性差、容易受到干扰等问题。因此，关于提高半导体气敏传感器稳定性与选择性的研究备受关注。近些年来，提高传感器选择性的方法主要有：采用掺杂方法制备气敏材料、传感器阵列方法和动态测试方法。

本实验选用氧化铟作为研究对象，利用动态测试来提高传感器在复杂气体环境中的选择性。动态测试就是对传感器施加周期性可变的加热电压，通过传感器对检测气体的响应信号特征来判断气体种类[6]。当输入的加热电压不同，气体的响应信号特征也会相应的发生改变，因此选择一种合适的加热电压对本实验至关重要。何爱香采用正弦波、

脉冲波、三角波、锯齿波四种波形对传统旁热式及微热板式气体传感器进行温度调制实验，并通过短时傅里叶变换、主成分分析等方法来识别 CO、CH_4、C_2H_5OH 三种工业气体，结果显示该方法有较高的准确率[7]。周仲柏等人利用方波调制模式，对在不同的外加电压与占空比条件下 SnO_2 气体传感器的动态响应信号进行了测试与分析[8]。然而之前的研究大多集中在不同的加热波形，占空比对动态响应的影响[9-13]，很少研究在加热过程中加入间隔时间对动态响应的影响。本实验发现，过长的加热时间会使传感器的稳定性降低，特征峰的幅值下降，波形无法复现。我们在对比不同加热波形后选择矩形波，在每个加热周期后加入适当的间隔时间，使传感器在工作一个周期后得到适当的“休息”。不仅传感器提取气体特征数量增多，而且特征峰的幅值保持稳定，传感器的稳定性得到显著提高。

1 实验过程

1.1 氧化铟传感器的制备

用电子天平称取 0.6g In（NO_3）$_3$ · $5H_2O$ 和 0.12g 的尿素放入 20ml 的去离子水中，用磁力搅拌器搅拌 15 分钟，然后将溶液装进反应釜中，在 120℃条件下加热 6h。待加热结束后冷却至室温，用无水乙醇和去离子水交替清洗 3 次，将得到的沉淀物后在 100℃条件下干燥 12h。将干燥后的材料进行研磨，在 600℃条件下煅烧 2h 可获得 In_2O_3 纳米片。

本实验制作的传感器如图 1 所示，由陶瓷管、Ni-Cr 加热丝和底座组成。将少量 In_2O_3 材料与无水乙醇按质量比为 3：1 的比例混合，然后在超声波机中超声处理 5 分钟。再将所得糊状物均匀涂抹在陶瓷管上，干燥后可形成一层敏感膜。将陶瓷管放入马弗炉中，在 300℃条件下煅烧 2h 以除去乙醇，这样就可以在陶瓷管表面形成致密氧化膜。冷却后将 Ni-Cr 加热丝插入陶瓷管中用锡进行焊接，最后将传感器放置在老化平台上，在 400℃条件下老化 7 天。

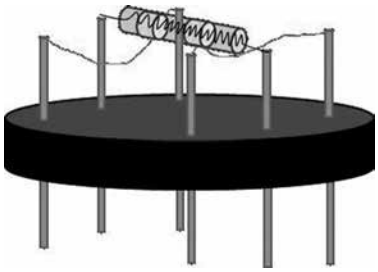


图 1　传感器示意图

Fig. 1　Schematic diagram of gas sensor

1.2 测试过程

本实验的测试平台如图 2 所示，该测试平台由干燥空气气瓶、气室、可编程直流电源、数字源表和计算机组成，同时可通过 Labview 开发环境读取传感器中电阻丝的阻值，并控制加到传感器上的加热电压。In_2O_3 传感器被固定在气室中央，气室两端分别有 2 个进气口和 1 个排气口。其中一个进气口与合成空气气瓶相连，另一个进气口则用橡胶塞堵住，通过注射器将待测气体注入气室。气室一侧连接可编程直流电源，通过调节电源的电压使传感器达到需要的工作温度；另一侧接数字源表，用于读取传感器的阻值；计算机通过 Labview 虚拟仪表采集信息，以数据形式，记录传感器中电阻丝的电流变化情况。

在每次测试前，需将干燥的合成空气通入气室并持续 60s，以排除气室中的多余气体。然后在传感器电路中施加 5V 恒定电压。由于传感器的阻值会随温度变化而变化，可以利用波形发生器输入一个可调的周期性电压波形，该波形可以为正弦波、三角波等等，使传感器的环境温度发生周期性改变从而改变传感器中电阻丝的阻值。因为传感器的环境温度是周期性变化的，所以采集到的电流信号也会相应呈周期性变化。当用注射器注入待测气体后，会得到明显不同于传感器在合成空气中的电流响应信号。

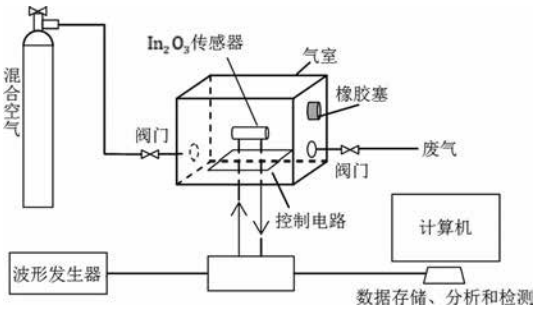


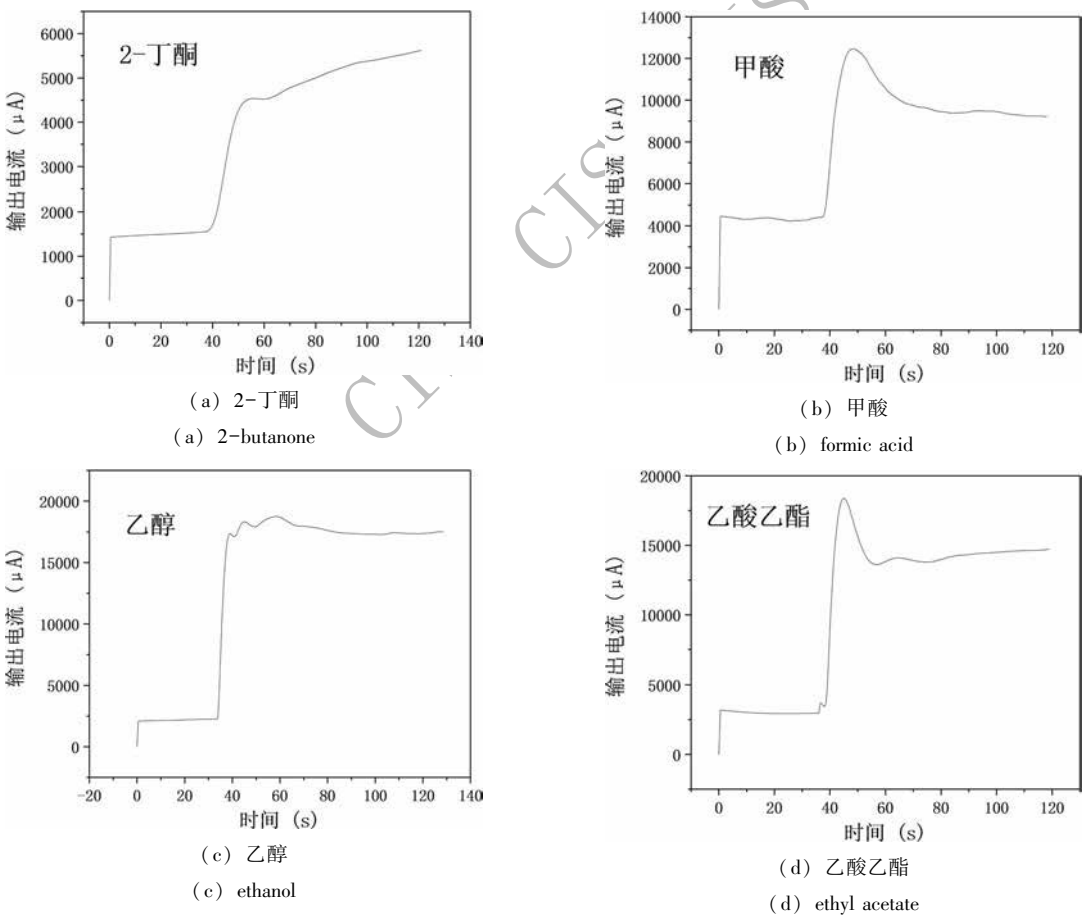
图 2　测试平台示意图

Fig. 2　Schematic diagram of testing platform

2　实验结果及讨论

2.1　氧化铟传感器的静态响应特性

为了得到 In_2O_3 传感器的最佳工作温度，首先测试了传感器在 150℃–450℃温度范围内对 100ppm 的 2–丁酮、甲酸、乙醇和乙酸乙酯的静态响应特性。经过测试，可得到 2–丁酮、甲酸、乙醇和乙酸乙酯的最佳工作温度分别是 370℃、280℃、350℃、320℃。它们在最佳工作温度下的静态响应曲线如图 3 所示。当传感器刚接触到待测气体时，传感器的电流迅速增大，反应一段时间后，电流趋于稳定数值。可以看出，除了响应时间和稳定后的电流值不同外，无法找到其他特征来区分不同气体。而且在同一温度下，不同的气体会出现相同的气敏响应，难以解决复杂气体环境中鉴别和检测气体这一问题。



（a）2–丁酮

（a）2–butanone

（b）甲酸

（b）formic acid

（c）乙醇

（c）ethanol

（d）乙酸乙酯

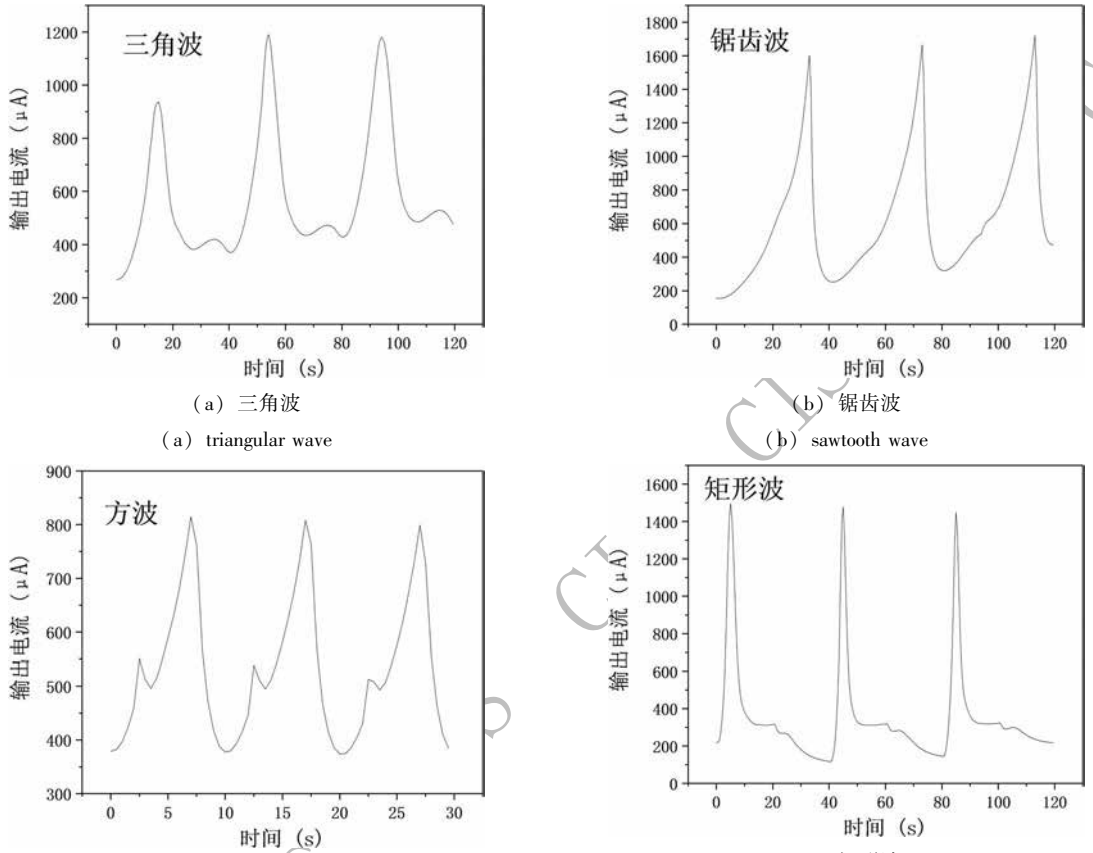
（d）ethyl acetate

图 3　气体在最佳工作温度下的静态响应曲线

Fig. 3　Static response curve of gas at optimum operating temperature

2.2 不同波形调制下的氧化铟传感器的动态响应特性

以 100ppm 乙醇为例，采用周期为 40s 的三角波、方波、锯齿波和矩形波作为加热电压波形，且加热电压区间为 4-7V，依次测试得到电流响应特性曲线。各波形的响应曲线如图 4 所示，可以看出在三角波、方波、锯齿波下的电流响应曲线无明显特征，而当加热波形为矩形波时的电流响应曲线可以得到特征峰。



（a）三角波

（a）triangular wave

（b）锯齿波

（b）sawtooth wave

（c）方波

（c）square wave

（d）矩形波

（d）rectangular wave

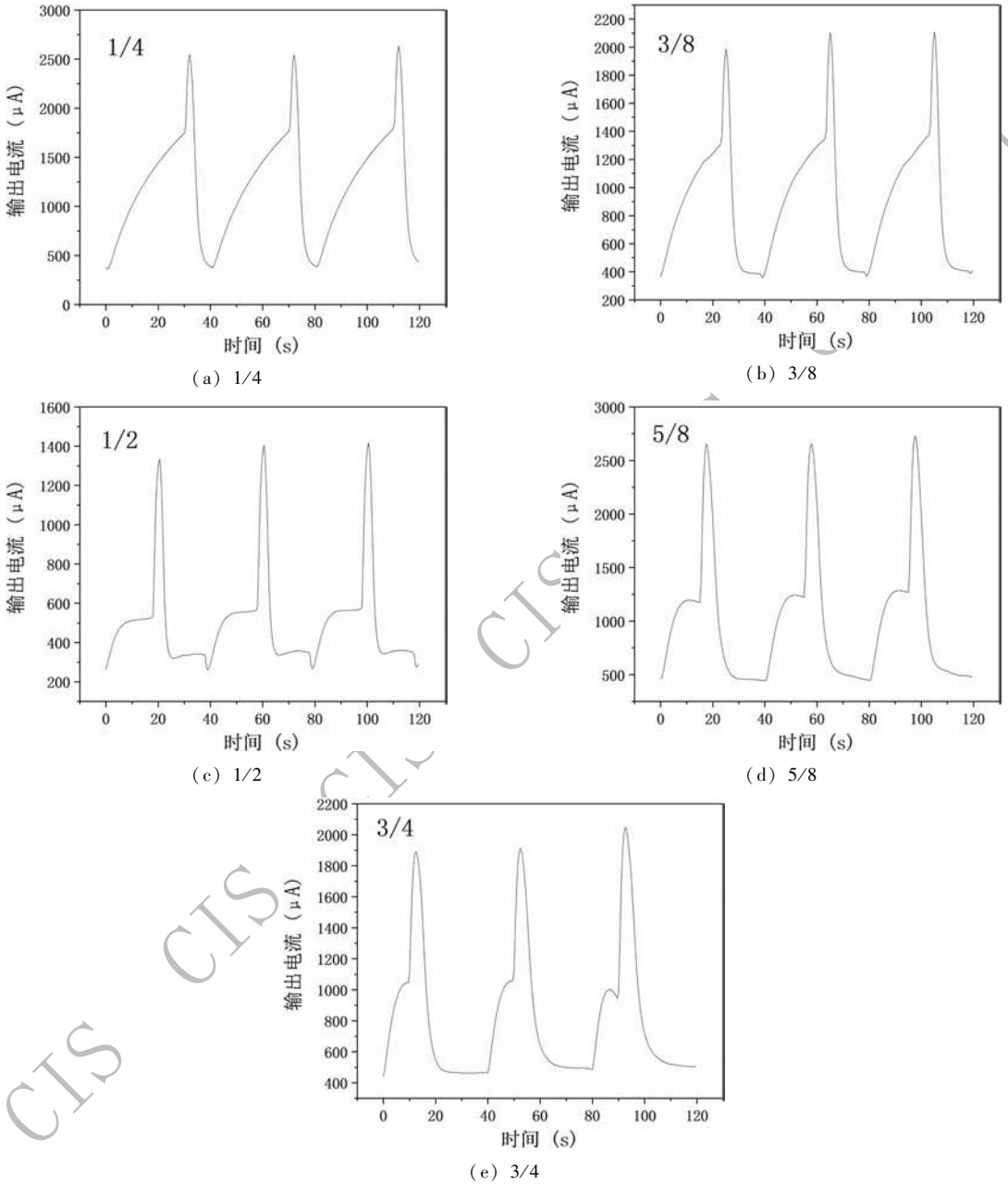
图 4　100ppm 乙醇在加热电压为 4-7V 的不同波形调制下的动态响应曲线

Fig. 4　Dynamic response curve of 100ppm ethanol under the modulation of different waveform with heating voltage of 4-7V

2.3 矩形波的占空比和相邻周期间隔时间的选择

在占空比的选择中，均以浓度为 100ppm 的 2-丁酮为例展示结果。设置矩形波的总周期为 40s，高电平采用 7V 电压，低电平采用 4V 电压。对传感器而言，温度越高，脱附性越好，所以增加高电平持续的时间可以增加吸附脱附速度，使得传感器的稳定性增强。故首先调节占空比分别为 1/4 和 3/8，由图 5 可以看出 2-丁酮的动态响应信号没有明显差别，且得到的特征峰较少，不能与其他气体区分开来。为此，继续增加高电平电压输出时间，调节占空比为 1/2，得到的响应曲线如图 5 所示。可以看出，当占空比为 1/2 时，2-丁酮动态响应信号的特征峰有明显增加。继续增加单个周期中高电平的输出时间，由图 5 可知，当占空比为 5/8 和 3/4 时，2-丁酮的动态响应曲线中得到的特征峰相比占空比为 1/2 时的动态响应信号，并没有明显的增加。考虑到实际应用，应尽可能减小加热时的功耗，

增强实用性。所以在能得到最多的特征峰的前提下，应减少单个加热周期中高电平输出的时间。基于以上考虑，最终选择周期为40s、占空比为1/2、加热电压为4-7V的矩形波作为加热波形。



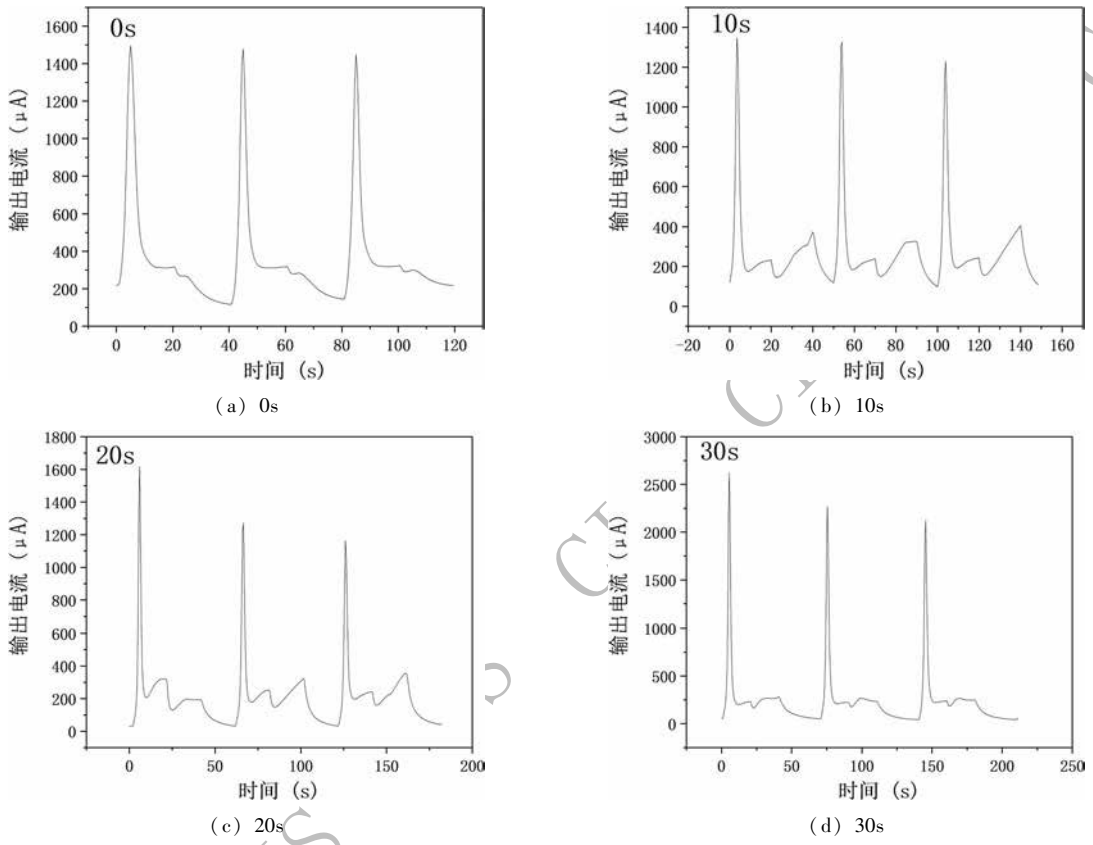
（a）1/4　（b）3/8　（c）1/2　（d）5/8　（e）3/4

图5　100ppm2-丁酮在周期为40s，加热电压波形为4-7V，不同占空比的矩形波调制下的动态响应曲线

Fig. 5　Dynamic response curve of 100ppm 2-butanone under rectangular wave modulation with cycle of 40s, heating voltage waveform of 4-7V and different duty cycle

在相邻加热周期间隔时间的选择中，均以浓度为100ppm的甲酸为例展示结果。加热电压波形选用总周期为40s，占空比为1/2的矩形波，在施加20s的7V高电平电压后，继续施加4V低电压并持续20s，最后将电压降为0V，停留一段时间（0s、10s、20s、30s）。

由图 6 可知，加入了 10s 间隔时间与未加入间隔时间的甲酸动态响应曲线相比，局部特征得到了放大，出现了明显的特征峰。再对比加入了 20s、30s 时间间隔的甲酸的动态响应曲线，可以看出并非加入的间隔时间越长越好。4V 的低电平再加上 10s 间隔时间已经足够让传感器“休息”，恢复高温带来的影响，再增加间隔时间只会使总周期延长，而不能增加特征峰。考虑到实际应用，传感器的反应时间越短，实用性越高，故缩短加入的间隔时间，尽可能的缩短总周期。



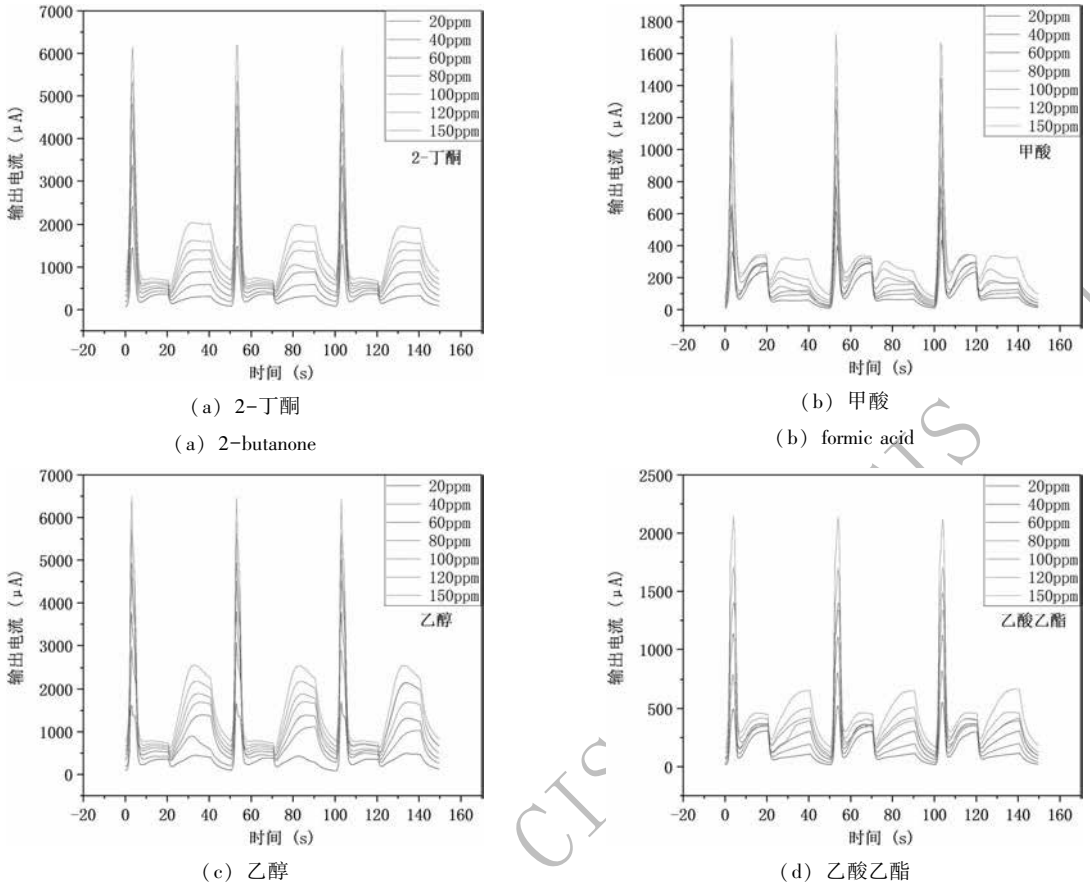
（a）0s　（b）10s　（c）20s　（d）30s

图 6　100ppm 甲酸在加热电压波形为 4-7V，占空比为 1/2，不同加热间隔时间的矩形波调制下的动态响应曲线

Fig. 6　The dynamic response curve of 100ppm formic acid under the modulation of rectangular wave with heating voltage waveform of 4-7V, duty cycle of 1/2 and different heating interval time

2.3　矩形波调制下的动态测试

根据之前的分析，最终采用了总周期为 50s、占空比为 1/2、加热电压区间为 4-7V 且相邻加热周期间隔 10s 的矩形波进行浓度梯度测试。将浓度为 20ppm、40ppm、60ppm、80ppm、100ppm、120ppm 及 150ppm 的 2-丁酮、甲酸、乙醇、乙酸乙酯气体分别进行测试，可以得到动态响应梯度信号如图 7 所示。对于不同种类的气体，在相同的加热条件下可以得到不同的特征峰，而且对于不同浓度的气体，气敏响应信号的数值也不同。这对于实现待测气体的鉴别和检测具有很重要的意义。



（a）2-丁酮　（b）甲酸

（a）2-butanone　（b）formic acid

（c）乙醇　（d）乙酸乙酯

（c）ethanol　（d）ethyl acetate

图 7　气体在不同浓度下的动态响应信号

Fig. 7　Dynamic response signals of gases at different concentrations

3　结论

本文采用水热法制备了 In_2O_3 气体传感器。在动态测试时采用不同波形，证明了当加热电压波形为矩形波时，可以得到较多的响应曲线特征峰。固定加热电压区间为 4-7V，通过改变动态测试时矩形波的占空比和相邻加热周期间隔时间，证明了在占空比为 1/2 和相邻加热周期间隔 10s 的条件下，可以得到更多的特征峰。

参考文献：

[1] 卢娟丽 . VOCs 废气来源、危害及处理技术研究 [J] . 环境与发展，2018，30（03）：97+116.

[2] 梁晶，王世朋，柯冬冬 . VOCs 危害及其处理技术 [J] . 科技创新与应用，2018（27）：148-149+152.

[3] 郑祥林 . 浅析化工行业 VOC 废气治理措施探讨 [J] . 化工管理，2019（32）：78-79.

[4] 陈一 . 半导体气体传感器温度调制模式优化研究 [D] . 山东工商学院，2019.

[5] 闫胜男 . 高性能的氧化铟半导体气敏传感器的研究 [D] . 电子科技大学，2019.

[6] 孟凡利，黄行九，孙宇峰，刘锦淮 . 基于 SnO_2 传感器对液化石油气的动态检测 [J] . 传感器技术，2005（02）：68-69+72.

[7] 何爱香，唐祯安，魏广芬，余隽 . 基于温度调制的气体传感器动态信号识别研究 [J] . 传感器与微系统，2015，34（06）：24-26.

[8] 冯良东，黄行九，周仲柏 . 温度对二氧化锡气体传感器响应信号的影响 [J] . 传感技术学报，2004（04）：704-708+719.

[9] F. Meng et al.，“Dynamic Prebreakdown Current Measurement of Nanotips-Based Gas Ionization Sen-

sor Application at Ambient Atmosphere," in IEEE Sensors Journal, vol. 9, no. 4, pp. 435 - 440, April 2009.

[10] 黄行九, 孟凡利, 刘锦淮, 皮宗新, 余增亮. 二氧化锡气体传感器对有机磷农药残留的动态检测 [J]. 分析化学, 2004 (09): 1262 -1266.

[11] Xingjiu Huang, Fanli Meng, Zongxin Pi, Weihong Xu, Jinhuai Liu. Gas sensing behavior of a single tin dioxide sensor under dynamic temperature modulation [J]. Sensors & Actuators: B. Chemical, 2003, 99 (2).

[12] Yufeng Sun, Xingjiu Huang, Fanli Meng, Jinhuai Liu. Study of Influencing Factors of Dynamic Measurements Based on SnO2 Gas Sensor [J]. Sensors, 2004, 4 (6).

[13] 孟凡利, 黄行九, 孙宇峰, 刘锦淮. 基于 SnO_2 传感器对液化石油气的动态检测 [J]. 传感器技术, 2005 (02): 68-69+72.

一种基于反弹簧结构的低噪声电容式 MEMS 加速度计

张宏才，韦学勇*

（机械制造系统工程国家重点实验室，西安交通大学，西安 710054）

摘　要：本文设计了一种应用于地震监测的电容式 MEMS 加速度计，使用非对称反弹簧结构，基于 SOI 微纳加工技术，该加速度计具有 0-158 Hz 的频率响应范围。为了表征器件性能，本文介绍了两种电容式读出方法，即电容-电压转换（CVC）和商用 sigma-delta 调制方法。通过 sigma-delta 调制方式，测得系统灵敏度和非线性度分别为 53fF/g（21.3mV/g）和 0.03%，而 CVC 方法测得为 3.78mV/g 和 0.04%。两种方法都检测出实验室在 0.03 Hz 时的背景噪声为 11.5$\mu g/\sqrt{Hz}$，并且显示出的传感器分辨率优于 10$\mu g/\sqrt{Hz}$。噪底测量结果表明 CVC 方法的噪声本底（1Hz 时为 51.8 ng /$\sqrt{Hz}$）优于 sigma-delta 电路（1Hz 时为 10μg/$\sqrt{Hz}$）。经过理论分析及实验结论表明，基于反弹簧结构的 MEMS 加速度计具有高灵敏度和低噪声性能，论证了其在地震监测应用中的潜力。

关键词：反弹簧；Allan 方差；电容式加计；低噪声；频率漂移

Abstract: This work reports a capacitive MEMS accelerometer designed for seismic applications. The asymmetrical anti-spring structure is used and the device is microfabricated using SOI technology. Two capacitive readout methods, namely, capacitance-to-voltage-converter (CVC) and a commercial sigma-delta modulator, are introduced for comparison in the device characterization. For both methods, the accelerometer has exhibits the frequency dynamic range is 0-158 Hz. The sensitivity and non-linearity of the sensor is 53fF/g (21.3mV/g), 0.03% by the sigma-delta modulator, while the CVC method is 3.78mV/g with the non-linearity 0.04%. As for the resolution, both methods have detected the lab's background noise of 11.5$\mu g/\sqrt{Hz}$ at 0.03 Hz and have exhibited the resolution of the sensor is better than 10$\mu g/\sqrt{Hz}$. Regardless of the difference in parameter selection for the circuits, the CVC method has a much lower noise floor (51.8$ng/\sqrt{Hz}$ at 1Hz) than sigma-delta readout configuration (10$\mu g/\sqrt{Hz}$ at 1Hz). The proposed MEMS accelerometer based on anti-spring structures show its high sensitivity and low noise performance, demonstrating its potential in seismic applications.

Keywords: Anti-spring design; Allan deviation; Capacitive accelerometer; Frequency drift; Low noise

* **基金项目**：国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

1. 引 言

大量的研究工作表明 MEMS 加速度计在矿物检测［1］，航天器惯性导航［2］，局部重力测量［3］和地震预测［4］中具有广泛的应用。不同的工作场景对加速度测量系统的带宽、稳定性、本底噪声和输出频率等具体参数也提出了独特的要求。例如，在油气检测研究中，高带宽和低噪声是探索深层和复杂目标的关键指标［1］。然而，在长达数天时间内，测量局部重力加速度的微小变化既高灵敏度和高稳定性都有较高的需求［5］。此外，最近首次检测到引力波，引起了人们对提高低频范围（2-20 Hz）和低噪声（低于 10μg）加速度传感器研究的兴趣［6，7］。因此，选择正确类型的加速度计和读出电路对于非典型环境的研究工作将具有重要意义。对于电容式加速度计接口电路，包括电容-电压转换器（CVC）［8，9］，电容-相位转换器（CPC）［10，11］，电容-频率转换器（CFC）［12，13］和数字 sigma-delta 调制器［14，15］。本文选择了 CVC 和 sigma-delta 两种类型的电路进行比较和表征。

为了满足在地震传感中的应用要求，具有高灵敏度，小尺寸，低本底噪声和合适带宽（<100Hz）的 MEMS 加速度计指标成为研究的重点（［16-18］）。例如，分辨率主要受结构的布朗噪声限制，降低共振频率或增加检验质量可以有效提升系统的灵敏度。而改良加工工艺，微加工出具有大长宽比的弹簧，大质量块和较大的静电电容是提升加计性能的关键。然而，这些高难度结构的制造对于传统 SOI 工艺提出了很大的挑战。

为了解决这一挑战，一种解决方案是在 MEMS 加速器的设计中采用几何反弹簧结构（GAS）。由于 GAS 结构具有隔振效果，GAS 技术最开始被作为地震噪声滤波器。与其他弹簧结构相比，它可以在小几何尺寸下具有极低刚度，并保持高隔振效果。然而到目前为止，大多数工作仅集中在 GAS 的物理性能上的研究［19，20］，很少将 GAS 集成到实际应用的 MEMS 加速度计的设计中［3-6］。

本文设计了一种基于 GAS 结构的电容式 MEMS 加速度计，通过标准 SOI 工艺制造。为了验证 GAS 在提高加速度计性能方面的效能，引入了两种电容读出电路（CVC 和 sigma-delta 调制器）进行表征。本文的结构如下：第 2 章介绍了带 GAS 的 MEMS 加速度计的设计。第 3 章是用于表征的实验装置。第 4 章介绍了表征结果。第 5 章总结了论文并得出结论。

2. 设计和建模

本文设计的电容式加速度计的原理图如图 1 所示。基于对两对差分变面积梳齿电容的检测，提高系统的灵敏度和线性度。两个激励电极位于质量块的两侧，梳状极板的数量取决于质量块的大小和制造精度，预设静电容为 9.13 pF，板间隙为 2μm，其几何尺寸如表 1 所示。由于三弹簧结构相比对称的四弹簧结构减少一个弹簧，并且具有独特的刚度降低现象，基于三个反弹簧结构的加速度计将更加灵敏和稳定。

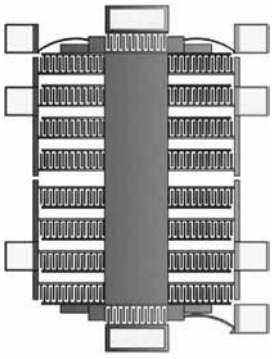


图 1　加速度结构原理图

根据以上优化的模型，在 COMSOL 的固体力学模块中对设备进行建模和计算。如图 2 所示，COMSOL 仿真结果表明了输入力与沿敏感轴（插图中的 Z 轴）的位移之间的关系。对于非对称三弹簧结构，为了感应加速度的微小变化，理想情况下存在一个较小的高灵敏度弹簧工作范围，而当系统超载时，弹簧刚度变大以防过载。然而，对称的四弹簧结

构不具有可变的弹簧刚度区间，对于过载没有有效的保护能力。

Table 1　The structural dimensions of the device

Dimension	Parameters
Length of the proof mass (μm)	2000
Width of the proof mass (μm)	500
Capacitor plate gap (μm)	2
Weight of the proof mass (μg)	99.1
Die area (mm * mm)	2.6 * 2.6
Static capacitance (pF)	9.13

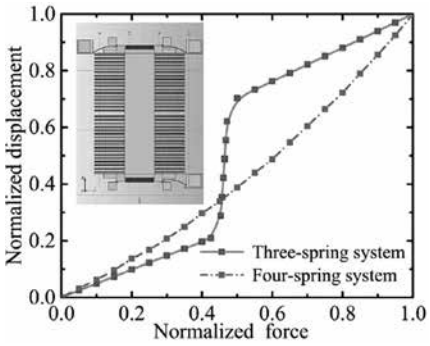


图 2　对称/非对称反弹簧系统的位移-力仿真曲线

3. 实验验证

本文所描述的加速度计设备采用标准的商业化 SOI MUMPS 技术制备（MEMSCAP ©），结构层厚度为 25μm，梳齿的最小间隙尺寸为 2μm。制备过程包括硅掺杂，焊盘金属剥离，硅图案化，衬底图案化和保护层去除等。

图 3 为封装在 DIP-24 管壳中，并用金线引出电极的芯片的完整视图。质量块由三个弯曲的梁制程，共同形成不对称的加计结构。其中一根反弹簧如图 3（b）所示。由于反弹簧效应，长宽比较大的梁具有相对于其他类型的结构更低的刚度。靠近弹簧一侧的限位挡块可防止过载。如图 3（c）所示，由于非对称结构而引起的交叉灵敏度或角加速度引起非敏感轴振动的风险，可通过两对变面积的电容梳齿对反弹簧预加载来控制。另外，用于力平衡闭环系统的驱动梳齿如图 3（d）所示，闭环系统将降低本底噪声并改善线性度［1］。

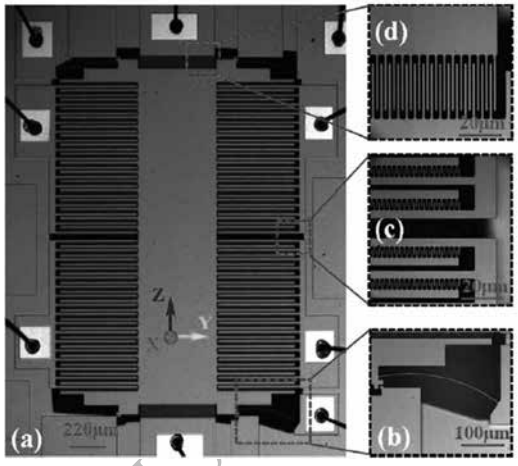


图 3　（a）显微镜下的传感器照片；（b）反弹簧结构及限位挡块；（c）差分变面积电容梳齿；（d）驱动电容梳齿。

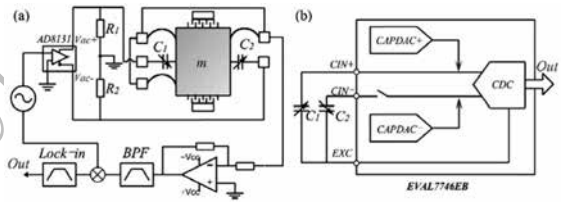


图 4　（a）CVC 和（b）商用 EVAL-AD7746EB 电容检测原理图

图 4 显示了电容-电压转换电路（CVC）和用于对比的商用二阶 sigma-delta 调制器（EVAL-AD7746EB）的原理图。CVC 方法包括一种高速电容读取方法，差分驱动器 AD8131，并将来自信号发生器的交流载波转换为两个相位相反但幅度相同的差分信号，即 Vac+和 Vac-。差分梳齿 C1 和 C2 形成一个半桥，零加速度输入时，C1=C2=C0。外部加速度将导致质量块运动，并且 C1，C2 相应地更改为 $C_1=C_0+\Delta C$ 和 $C_2=C_0-\Delta C$。半桥的输出电压 Vout 可以表示为［9］：

$$V_{out}=\frac{\Delta C}{2C_0}V_{ac} \tag{1}$$

尽管输出电压与加速度呈线性关系，并且灵敏度与运载信号 Vac 的频率无关，但是较高的载波频率能够更有效地进行噪声过滤。

在测试过程中，使用 8 MHz 信号进行调制，通过锁相放大器解调后，使用数据采集板采集 Vout。用于电容式读数的商用二阶 sigma-delta 调制器（EVAL-AD7746EB）MEMS 加速度计的原理图如图 4（b）所示。所使用的 sigma-delta 调制器具有高分辨率（最高 21 位有效分辨率），高线性度（0.01%）和高精度（经工厂校准为±4）等优点。

实验设备搭建如图 5 所示，包括具有低输出阻抗的直流电源（KEYSIGHT E3631A），用于正弦载波信号输出的信号发生器（Agilent 33250A），用于调试的示波器（TEKTRONIX MDO3054）用于低噪声检测的锁相放大器（SRS SR844）。此外，采用数据采集卡（NI-Data Acquisition BNC2110）以提高记录精度。制备的加速计被键合在陶瓷封装内部，将陶瓷管壳焊接在 PCB 板上。包含加速度计的 PCB 安装在精密倾斜台上，实现从-1g 到 1g 的重力加速度的静态输入。除温度测试外，其他实验均在 25 ℃室温条件下进行。

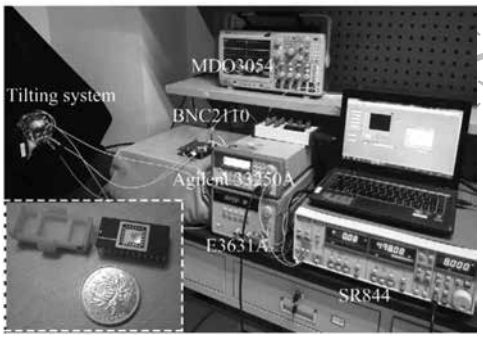


图 5　加速度计测量系统的实验装置

4. 实验结果分析

在实验中，通过矢量网络分析仪（VNA）在室温（25 ℃）的真空仓（约 5 Pa）中检测一阶共振频率，以验证制造精度。原理图和测试结果示于图 6-7 中。在 200 Hz 的扫描带宽下，测得的一阶模态频率和 Q 值分别为 1506.58 Hz 和 837.14，而在 COMSOL 中模拟的第一模式频率为 1789.8 Hz。仿真结果与实验结果的差异主要受加工误差、真空度、温度等测试条件的影响。使用二阶微分方程求解得到的 MEMS 加速度计的幅频响应如 Eq. 2 所示［9］。其中 F 为系统在加速度 0.1 g 的等效力，k 是弹簧的刚度，ω_0 是第一响应频率。

$$\delta=\frac{F/k}{\sqrt{[1-(\omega/\omega_0)^2]^2+[2\xi\ (\ (\omega/\omega_0)\ )]^2}} \tag{2}$$

无量纲化的幅频响应 dB 计算如公式 Eq. 3 所示。其中 S 是等效的幅频响应。在任何给定频率下，S0 为 0.001 Hz 下计算的幅频响应参考值。Sd 的值表示设备的无量纲化的增益幅频响应。如图 8 所示，该传感器可确保 0-158 Hz 范围内的稳定幅频响应，其精确度为±0.1 dB，适合高分辨率加速度测量。

$$S_d=20\log\ (S/S_0)\ dB \tag{3}$$

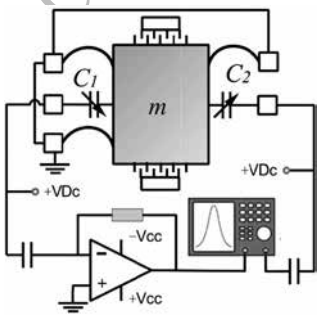


图 6　系统的开环扫频原理图

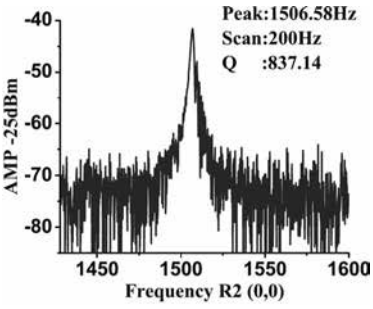


图 7　系统的开环扫频结果

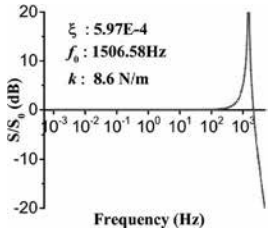


图 8　系统的幅频响应曲线

为了验证加速度计的反弹簧效应，将设备安装在真空箱中的倾斜系统上，并通过VNA测量在不同的平面外旋转角度下（绕Y轴显示，如图3（a）所示）频率漂移。如图9所示，一阶谐振频率随着器件敏感轴靠近垂直方向而减小，而谐振幅度增大，该结果验证了GAS的反弹簧效应，即弹簧刚度（$k=\omega^2 M$）随着输入载荷增加而减小，从而增加系统的灵敏度[21]。此外，在面内方向旋转（绕X轴）时，弹簧将遵循胡克定律，并显示出频率随着输入负载而出现正相关漂移，这意味着该器件在此面内旋转方向上的反弹簧作用并不明显。

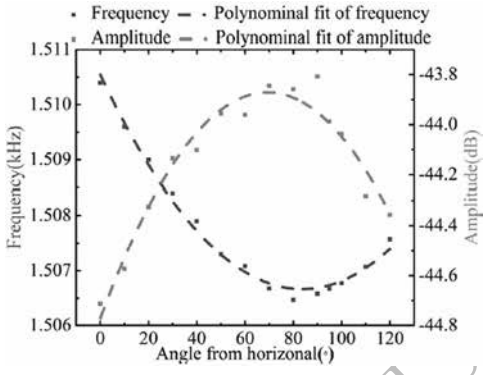


图9　一阶谐振频率及振幅随面外倾角变化曲线

表征测试包括灵敏度，Allan方差和噪底均在室温（25 ℃）和大气压下进行。灵敏度测试由CVC方法和sigma-delta调制器分别使用输入范围为±1 g的高精度倾斜系统进行的。

Sigma-delta和CVC的测试结果如图10所示。对于两种测试结果，为了便于比较，已将零输入的响应预设为零（对于sigma-delta为0 pF；对于CVC为0 V）。结果表明，使用Σ-Δ调制器进行单端电容灵敏度测试为26.5 fF/g，非线性度为0.03%，MEMS加计的半桥设计指标为27.89 fF/g。证实制造公差满足电容灵敏度的要求（相差5.2%）。与CVC方法比较，使用ADC参考电压3.3 V和转换输入范围4.096 pF计算得出的sigma-delta方法的电压灵敏度为21.3 mV/g。CVC差分方法的灵敏度为3.78 mV/g，非线性度为0.04%。很明显，由于电容梳结构的优化，这两种方法都具有良好的线性输出。尽管sigma-delta方法具有相对更好的电压灵敏度，但CVC方法显示出灵活的采样频率（模拟输出），因此具有优势。

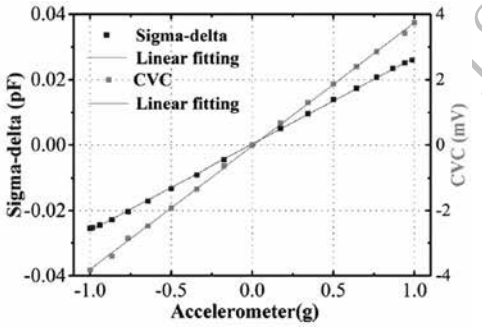


图10　两种电容读取方式测得的灵敏度曲线对比

在室温下记录静态输出，以表征两种读出方法的输出稳定性。为了更好的比较，设置CVC在32 Hz采样频率下采样超过230 s，以满足Nyquist定理，而sigma-delta调制器测量的信号在34 Hz采样280 s。每个输出信号的偏置稳定性的Allan偏差（ADBS）绘制在图11中。可以得出，CVC方法在偏置稳定性方面具有更好的性能。此外，Sigma-delta调制器在较长的时间尺度上显示出更好的稳定性，而CVC方法将更适合在相对较短的时间尺度上进行测量。根据图11所示的Allan偏差斜率，影响该加速度计稳定性的主要因素是量化噪声和随机行走噪声。

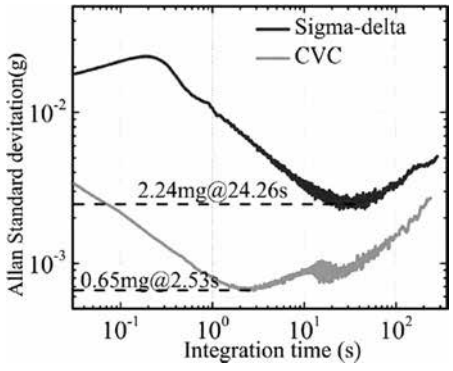


图11　系统的Allan方差图

系统总噪声由布朗噪声等效加速度（BNEA）和电路噪声等效加速度（CNEA）共

同确定［22］。输出的本底噪声频谱密度如图 14 所示。在 32 Hz（CVC）和 34 Hz（sigma-delta 方法）下收集了 53，000 多点静态数据用于分析。校准曲线表明，采用 sigma-delta 方法的本底噪声最高，在 1Hz 时为 $10\mu g/\sqrt{Hz}$，而 CVC 在 1Hz 时噪声较低，为 $51.8ng/\sqrt{Hz}$。两条曲线均表明实验室的背景噪声在 0.03 Hz 时为 $11.5\mu g/\sqrt{Hz}$，这表明两种方法中加速度计的分辨率均优于 10 g。显然，采用 CVC 方法对基于反弹簧的加速度计进行检测具有更好的分辨率。

硅基加速度计和陀螺仪不可避免地会受到温度的影响，大多数报道的论文都指出温度会影响硅基器件灵敏度漂移［23，24］。为了提高系统温度稳定性能，研究人员致力于热漂移的原理研究以及在温度补偿方面的努力。本文描述了加速度计在不同温度下的偏置稳定性和噪底。如图 12（a）和（c）所示，本底噪声和 Allan 方差随温度的变化而增加。Allan 方差和本底噪声的完整计算曲线如图 12（b）和（d）所示。Allan 方差的随温度单调增加，这表明系统的随机行走噪声对温度极其敏感。但是，图 12（c）所示的本底噪声关于温度并不单调，这与布朗噪声方程式不一致。

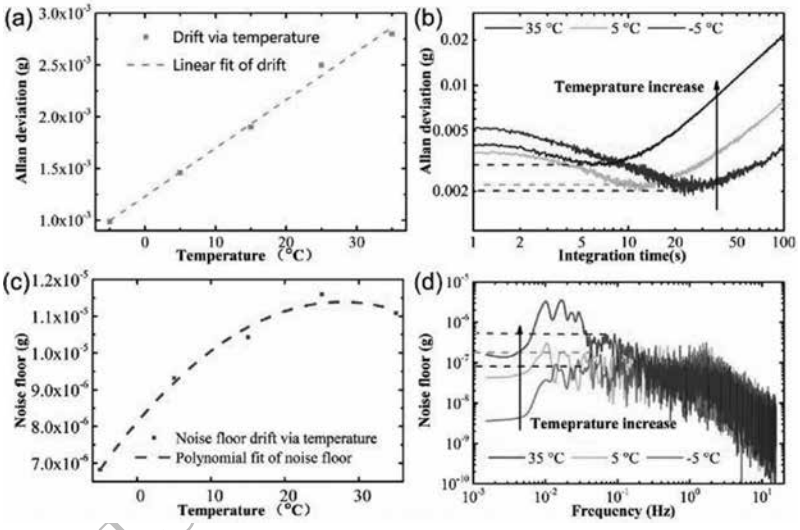


图 12 （a）Allan 方差-温度漂移曲线；（b）Allan 方差噪底测试曲线；（c）噪底-温度漂移曲线；（d）噪底测试曲线

布朗噪声是由结构内部和周围空气中原子的热运动引起的。在实验中，本底噪声的非单调行为可以通过反弹簧结构的独特动态性能来解释。随着温度的升高，高长宽比的弹簧表现为热驱动器，受约束的梁同时受到压缩和横向弯曲力矩的作用［25，26］。当弹簧的膨胀力超过内部摩擦力时，发生横向弯曲位移，从而降低 ω_0，进一步降低了本底噪声。这种现象与频率漂移效应一起，体现了反弹簧结构的优越性。特殊的结构使系统在温度条件变化时降低了本底噪声。

5. 总结

本文介绍了基于非对称反弹簧结构的电容式 MEMS 加速度计的设计、建模和表征结果。系统的频率响应范围为 0-158 Hz。本文采用 sigma-delta 调制器和 CVC 方法来表征加速计，采用 sigma-delta 方法时，加速度计灵敏度、非线性度和噪声分别为 26.5 fF/g（21.3 mV/g），0.03%，$10\mu g/\sqrt{Hz}$（1 Hz 时）。相应地，通过 CVC 方法，系统灵敏度、非线性度和噪声分别为 3.78 mV/g，0.04%，

51.8 ng /√Hz。这表明该加速度计在地震感应、结构健康监测和矿物检测等多种应用中具有很高的适应性。两种方法均显示实验室在 0.03 Hz 时的背景噪声为 11.5$\mu g/\sqrt{Hz}$，这表明该设备的分辨率在开环测试中优于 10$\mu g/\sqrt{Hz}$。在地震传感测量应用中，为了使加速度计具有较高的稳定性和较低的本底噪声，应将加速度计与 CVC 方法结合使用。温度实验解释了系统本底噪声和漂移与温度的关系，并最终由反弹簧理论得以证明。

参考文献：

[1] J. Laine, D. Mougenot, A high-sensitivity mems-based accelerometer, Lead. Edge 33 (2014) 1234-1242.

[2] N. Yazdi, F. Ayazi, K. Najafi, Micromachined inertial sensors, Proc. IEEE 86 (1998) 1640-1659.

[3] R. P. Middlemiss, A. Samarelli, D. J. Paul, J. Hough, S. Rowan, G. D. Hammond, Measurement of the earth tides with a mems gravimeter, Nature 531 (2016) 614.

[4] C. Peng, C. Yang, Q. Chen, J. Yang, H. Wang, X. Zhu, Z. Xu, Z. Yu, A new type oftri-axial accelerometers with high dynamic range mems for earthquake earlywarning, Comput. Geosci. 100 (2017) 179-187.

[5] D. Mougenot, Mems-based 3d accelerometers for land seismic acquisition: isit time? Lead. Edge 23 (2012) 246-251.

[6] B. Boom, A. Bertolini, E. Hennes, R. A. Brookhuis, R. J. Wiegerink, J. F. J. V. D. Brand, M. G. Beker, A. Oner, D. V. Wees, Nano-g accelerometer using geometricanti-springs, IEEE International Conference on Micro Electro MechanicalSystems (2017) 33-36.

[7] F. Marion, Gw150914: observation of gravitational waves from a binary blackhole merger, Nuovo Cim. C Geophys. Space Phys. C 39 (2016) 310.

[8] J. Shiah, H. Rashtian, S. Mirabbasi, A low-noise high-sensitivity readout circuitfor mems capacitive sensors, ISCAS 2010 - 2010 IEEE International Symposiumon Circuits and Systems: Nano-Bio Circuit Fabrics and Systems (2010) 3280-3283.

[9] S. Kavitha, R. Joseph Daniel, K. Sumangala, Design and Analysis of MEMSComb Drive Capacitive Accelerometer for SHM and Seismic Applications, 93, Elsevier Ltd., 2016, pp. 327-339.

[10] Z. Muhammad, T. T. Boon, A high resolution capacitive sensing system for themeasurement of water content in crude oil, Sensors 14 (2014) 11351-11361.

[11] R. F. Wolffenbuttel, P. P. L. Regtien, Capacitance-to-phase angle conversion forthe detection of extremely small capacities, in: Instrumentation &Measurement IEEE Transactions on IM-36, 1987, pp. 868-872.

[12] H. Lee, J. K. Woo, S. Kim, Cmos differential-capacitance-to-frequency converterutilising repetitive charge integration and charge conservation, Electron. Lett. 46 (2010) 567-569.

[13] R. Aragones, P. Alvarez, J. Oliver, C. Ferrer, A capacitance-to-frequencyconverters comparison for a frequency acquisition platform, Sensors (2011) 1431-1436.

[14] Z. Li, X. Xiong, X. Liu, K. Han, N. Cong, C. Yang, Design of a high precisiondigital interface circuit for capacitive mems accelerometers with floatingpoint adc, Integr. Vlsi J. 59 (2017) 247-254.

[15] Y. Chu, Y. Liu, J. Dong, B. Chi, Elimination of nonlinearity in sigma delta memsaccelerometer, 2015 IEEE Sensors (2015) 1-4.

[16] Y. Dong, M. Kraft, W. Redman-White, Higher order noise-shaping filters forhigh-performance micromachined accelerometers, IEEE Trans. Instrum. Meas. 56 (2007) 1666-1674.

[17] A. C. Fischer, F. Forsberg, M. Lapisa, S. J. Bleiker, G. Stemme, N. Roxhed, F. Niklaus, Integrating mems and ics, Microsyst. Nanoeng. 1 (2015) 15005.

[18] H. Qu, D. Fang, H. Xie, A monolithic CMOS-MEMS 3-axis accelerometer with alow-noise, low-power dual-chopper amplifier, IEEE Sens. J. 8 (2008) 1511-1518.

[19] A. Bertolini, G. Cella, R. Desalvo, V. Sannibale, Seismic noise filters, verticalresonance frequency reduction with geometric anti-springs: a feasibilitystudy, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. 435

(1999) 475-483.

[20] A. Bertolini, N. Beverini, G. Cella, R. DeSalvo, F. Fidecaro, M. Francesconi, D. Simonetti, Geometric anti-spring vertical accelerometers for seismicmonitoring, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. Sect. A: Accel. Spectrom. Detect. Assoc. Equip. 518 (2004) 233-235.

[21] A. Bertolini, G. Cella, R. Desalvo, V. Sannibale, Seismic noise filters, verticalresonance frequency reduction with geometric anti-springs: a feasibilitystudy, Nucl. Instrum. Methods Phys. Res. 435 (1999) 475-483.

[22] K. K. Mistry, K. B. M. Swamy, S. Sen, Design of an soi-mems high resolutioncapacitive type single axis accelerometer, Microsyst. Technol. 16 (2010) 2057-2066.

[23] J. He, J. Xie, X. He, L. Du, W. Zhou, Analytical study and compensation fortemperature drifts of a bulk silicon MEMS capacitive accelerometer, Sens. Actuators A: Phys. 239 (2016) 174-184.

[24] G. Dai, M. Li, X. He, L. Du, B. Shao, W. Su, Thermal drift analysis using amultiphysics model of bulk silicon MEMS capacitive accelerometer, Sens. Actuators A: Phys. 172 (2011) 369-378.

[25] E. T. Enikov, S. S. Kedar, K. V. Lazarov, Analytical model for analysis and designof v-shaped thermal microactuators, J. Microelectromech. Syst. 14 (2005) 788-798.

[26] E. J. Chin, K. T. Lee, J. Winterflood, L. Ju, D. G. Blair, Low frequency verticalgeometric anti-spring vibration isolators, Phys. Lett. A 336 (2005) 97-105.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于增益开关调制的 BOTDR 性能提升研究

靳宝全[1]，白　清[1]，谷　行[1]，闫　伟[1]，郑　轩[1]，李靖升[1]

（1. 太原理工大学新型传感器与智能控制教育部与山西省重点实验室，太原 030024）

摘　要：电光调制器（EOM）调制光脉冲时易受偏振态与偏压影响，造成调制脉冲平均功率与消光比（ER）不稳定，影响检测系统稳定性，实际中需通过复杂算法校正。本文提出一种利用增益开关调制来提高布里渊光时域反射仪（BOTDR）的信噪比（SNR）方案。通过分析增益开关的调制机制，揭示了增益开关如何改善 BOTDR 的 SNR。实验结果表明，增益开关可以产生消光比为 51.26 dB 的光脉冲，比传统的 EOM 高出近 16 dB。在传感光纤的 9.941 km 处测得的布里渊频移的均方根误差从 2.49 降低至 0.78 MHz，波动范围从 7.84 降低至 2.76 MHz。同时，与传统的 EOM 相比，在相同的测量条件下，采用增益开关调制的 BOTDR 的测量距离可以在 1m 空间分辨率下从 10.75 km 扩展到 27.5 km。

关键词：EOM；BOTDR；增益开关；SNR；

Research on BOTDR Performance Improvement Based on Gain Switching Modulation

JIN Baoquan[1]，*BAI Qing*[1]，*GU Hang*[1]，*YAN Wei*[1]，*ZHENG Xuan*[1]，*LI Jingsheng*[1]

（1. Key Laboratory of Advanced Transducers and Intelligent Control Systems，Ministry of Education and Shanxi Province，Taiyuan University of Technology，Taiyuan 030024，China；）

Abstract：The light pulse modulated by Electric Optic Modulator（EOM）is susceptible to polarization and bias problems，which may cause the instability of average power and extinction ratio of the modulated pulse. Thus，the stability of detecting system is influenced，which needs to be corrected by complex algorithms. In this paper，we propose a scheme utilizing gain-switched modulation to enhance

作者简介：靳宝全（第一作者），靳宝全，男，1972 年生，博士，教授，博士生导师。新型传感器与智能控制教育部重点实验室副主任，中国仪器仪表学会光机电集成专业委员会理事，山西省光电传感与检测科技重点领域创新团队负责人，山西省分布式光纤传感检测仪器共享服务平台负责人，太原理工大学光纤传感协同创新中心负责人。主要从事光纤传感、光电智能仪器等方面的研究。E-mail：jinbaoquan@ tyut. edu. cn

项目来源：国家自然科学基金面上项目（61975142）山西省重点研发计划（一般）社会发展项目（201703D321034）；山西省煤层气联合研究基金资助项目（2015012005）、（2016012011）；山西省自然科学基金项目（201601D021068）

the signal-to-noise ratio (SNR) of Brillouin optical time domain reflectometer (BOTDR) is proposed and evaluated. The modulation mechanism of the gain switch is analyzed and how it improves the SNR of BOTDR is revealed. The experimental results show that the gain switch can produce optical pulses with the extinction ratio of 51.26 dB, nearly 16 dB higher than that of a conventional electro-optical modulator (EOM). The root-mean-square error of the measured Brillouin frequency shift at 9.941 km of the sensing fiber decreases from 2.49 to 0.78 MHz, and the fluctuation range minishes from 7.84 to 2.76 MHz. Meanwhile, the measurement distance of BOTDR utilizing the gain-switched modulation can be extended from 10.75 to 27.5 km with the 1-m spacial resolution under the same measurement condition compared to the conventional EOM.

Key words: EOM; BOTDR ; Gain Switching ; SNR ;

1 引言

布里渊光时域反射（Brillouin Optical Time Domain Reflectometry，BOTDR）检测技术是基于光纤中布里渊散射频移与温度、应变的线性关系，采用单模光纤作为传感与传输媒介，实现全光纤长度上温度、应变测量[1]。该技术仅需单端探测[2]，且可实现应变的长距离在线检测，故成为研究热点并并得到广泛应用[3-5]。目前在 BOTDR 传感系统中多采用电光调制器（Electric Optic Modulator，EOM）调制光脉冲的方法，将连续光调制成光脉冲信号并注入传感光纤[6,7]，实际应用中 EOM 的偏置电压易受环境温度、热电效应、偏振态等因素的影响而发生漂移，影响输出光脉冲的平均功率与消光比，降低系统信噪比，造成测量精度降低。2013 年，南京大学张旭苹教授课题组初步论证了探测脉冲 ER 与 BOTDR 信噪比之间的正相关关系。通过两级串联 EOM，将探测脉冲消光比从 25 dB 提高到 50 dB，BOTDR 的信噪比提高了约 8 dB。实验结果表明，在 23.9 km 光纤末端，布里渊频移测量不确定度从 6.16 MHz 降低到 2.09 MHz[8]。2014 年，该研究小组进一步提出了一种 EOM 与同步光开关（Optical Switch，OS）相结合的新型光脉冲调制方案，将消光比从 35 dB 提升到 65 dB，在 25 m 空间分辨率下，测得的 48.5 km 光纤末端布里渊频移（Brillouin Frequency Shift，BFS）标准差由 5.2 MHz 降低到 0.8 MHz[9]。

2 增益开关脉冲调制机理分析

引言中国内外研究人员已经证明，采用高消光比探测脉冲可以提升 BOTDR 信噪比。但所有基于 EOM 的调制方案都存在插入损耗大、消光比不稳定、硬件结构冗余等缺点，需要额外配置偏压控制器以及复杂的控制算法。因此，提出采用基于增益开关的调制方案，产生高且稳定的脉冲消光比，从而进一步提高信噪比。以下通过对比分析增益开关与传统 EOM 的调制原理，阐明增益开关的高消光比产生机制。

SOA 的增益微分方程如公式（1）所示[10]：

$$\frac{dG_s(t)}{dt}=\frac{\Gamma g N_0\left[\frac{I_m(t)}{I_0}-1\right]L-G_s(t)}{\tau_{car}}-\frac{P_{icw}}{P_{osat}\tau_{car}\left\{e^{[G_s(t)]}-1\right\}} \tag{1}$$

其中，$G_{gs}(t)=\exp[G_s(t)]$ 为功率增益，$\Gamma=0.308$ 为限制因子，$g=3.3\times10^{-20}$ m^2 为增益系数，$N_0=1.5\times10^{24}$ m^{-3} 为透明载流子密度，$L=5$ mm 为增益区长度，$\tau_{car}=312$ ps 为载流子寿命，$I_0=96.3$ mA，$P_{icw}=-8$ dBm 和 $P_{osat}=10.4$ dBm 分别是增益开关输入功率和输出饱和功率。

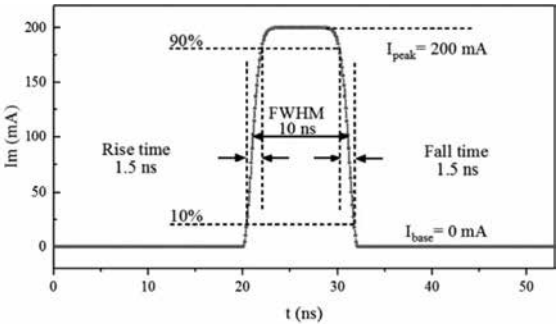


图 2-1　增益开关的调制电流脉冲仿真图

图 2-1 所示为仿真所输入的调制电流脉冲 I_m（t），最小为 0 mA，最大为 200 mA，脉冲宽度为 10 ns。

EOM 的传输函数如式（2）所示[11]：

$$G_E(t) = 0.5\varepsilon\left\{1+\eta\cos\left[\frac{\pi}{V_\pi}(V_m(t)+V_{\mathrm{b}}\mathrm{ase})+\varphi_{\mathrm{int}}\right]\right\} \quad (2)$$

其中，$\varepsilon = 0.398$ 是插入损耗（插损约 4 dB），$\eta = 0.9993$ 代表消光比（约 35 dB），$V_\pi = 5.5$ V 为半波电压，$V_{\mathrm{base}} = 2.75$ V 是偏置电压，$\varphi_{\mathrm{int}} = \pi/2$ 为初始相位，V_m（t）是输入调制电压脉冲，其波形如图 2-2 所示低电平为 0 V，高电平为 5.5 V，脉冲宽度为 10 ns。

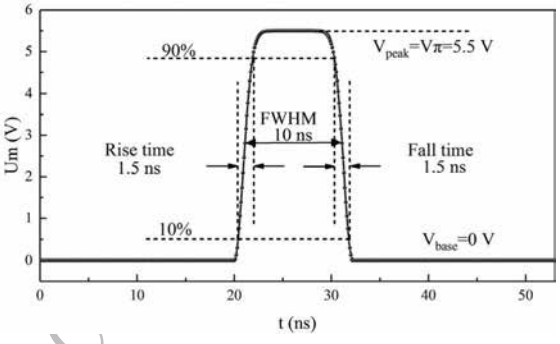


图 2-2　EOM 的调制电压脉冲仿真图

以 I_m（t）和 V_m（t）作为输入调制脉冲，即可求出调制增益 G_S（t）和 G_E（t）的数值解。为便于比较，将峰值功率统一设定为增益开关的输出饱和功率（10.4dBm），分别计算得出由增益开关和 EOM 输出的调制脉冲波形，结果如图 2-3 所示。

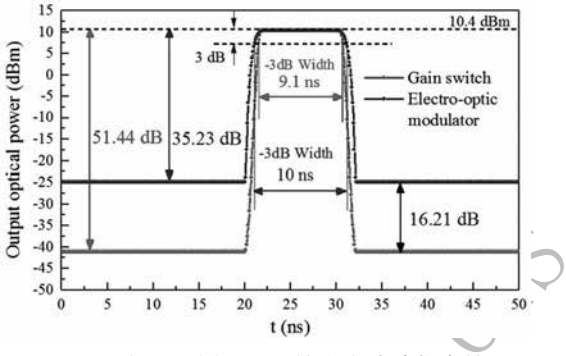


图 2-3　增益开关与 EOM 输出光脉冲仿真结果

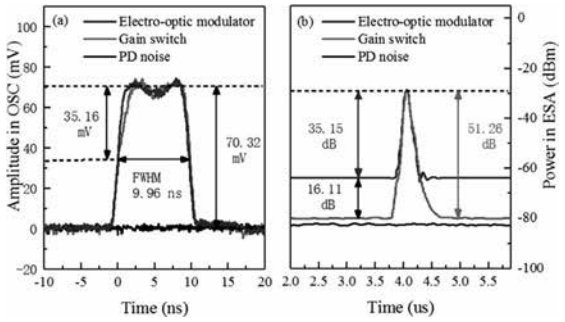
可以明显看出，增益开关可以提供 51.44 dB 的消光比，相比之下，EOM 仅能提供 35.23 dB 的消光比。根据数值仿真的结果，增益开关可以提供比 EOM 高 16.21 dB 的脉冲消光比。增益开关提供的脉冲宽度略小于 EOM 的脉冲宽度，这可能是由增益开关的非线性效应引起的，而这种宽度减少可以通过适当增大 I_m（t）的宽度来进行补偿。

分析增益开关与 EOM 的调制机理差异可知，由于增益开关为电流敏感性器件，当调制脉冲切换至“0”状态时，增益开关不导通，可近似认为增益为“0”，此时几乎无光输出，而 EOM 难以在最低工作点将光输出压低至接近为零；当调制脉冲切换至“1”状态时，增益开关可迅速进入饱和状态，将输入光进行放大，提供额外的功率增益，而 EOM 不仅无法提供放大增益，还会引入额外的插入损耗。基于上述调制机理分析，相比于 EOM，增益开关可提高探测脉冲光消光比，从而可进一步提高 BOTDR 的信噪比。此外，增益开关不需要类似于 EOM 的静态偏压工作点，不易受外界因素影响，因此可提供稳定的脉冲消光比。

3　增益开关产生高消光比脉冲实验研究

为验证增益开关的调制方案可产生具有高消光比的脉冲光，分别采用 EOM 和增益开关作为调制器产生脉冲光，脉宽设置为 10 ns、脉冲峰值功率设置为 1.47 mW。利用示波器

观察了增益开关和 EOM 所产生的光脉冲的形状（已通过 PD 转换为电信号），结果如图 3-1（a）所示。可以看出，两个脉冲实测宽度为 9.96 ns。但是，由于示波器的探测灵敏度较低，两个脉冲的低电平部分均与噪声重合，无法直接从时序波形判断出消光比大小。



（a）示波器所测得的脉冲形状　（b）消光比测量结果

图 3-1　增益开关与 EOM 输出光脉冲实验对比

为准确测量消光比，采用了文献[12] 中所示的基于相干探测的脉冲光消光比测量方案。其主要特点是将参考路连续光进行移频后与待测脉冲进行拍频探测，之后可通过频谱仪的 Zero Span 模式来实现时序信号的高灵敏度探测。测量结果如图 3-1（b）所示。可以看出，EOM 产生的光脉冲的消光比为 35.15 dB，增益开关产生的光脉冲的消光比为 51.26 dB。显然，相比于传统的 EOM，增益开关使光脉冲的消光比增加了 16.11 dB。消光比测量结果与理论结果相符，但使用频谱仪测得的脉宽远大于 10 ns，这是由频谱分析仪有限的测量分辨率带宽（RBW）和视频带宽（VBW）所造成的。

4　增益开关的 BOTDR 信噪比提升实验研究

4.1　基于增益开关的 BFS 测量精度提升实验

图 4-1 所示为利用增益开关作为光脉冲调制器的 BOTDR 实验装置。其中，波长为 1550.12 nm 的窄线宽激光器（NLL）发出的连续光通过 90：10 的耦合器进行分束，将 90%路光输入增益开关用来产生探测脉冲光，10%路光作为参考光用于相干拍频探测。探测脉冲光由掺铒光纤放大器 EDFA1 放大后，通过环形器注入传感光纤。后向散射光由 EDFA2 放大，两个光滤波器（OF1 和 OF2）用于滤除 EDFA 的自发辐射噪声。后向布里渊散射信号（beam1）和参考光（beam2）经由 50：50 耦合器进入 PD 进行拍频，扰偏器（PS）用于消除偏振衰落噪声。拍频信号通过带宽为 13.5 GHz 的光电探测器进行探测，然后由低噪声放大器（LNA）进行放大，之后通过与本征微波源（LO）发出的信号进行混频以实现下变频，并通过改变 LO 的输出频率以进行频谱扫描。降频后的中频信号由带通滤波器（BPF）选频输出，最后送入数据采集系统（DAQ）进行数据采集与后处理。

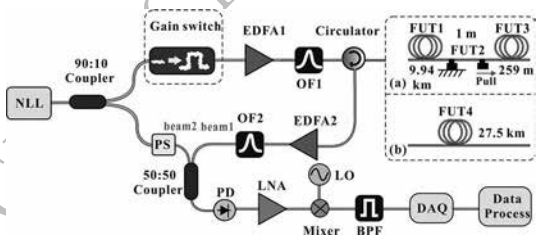


图 4-1　基于增益开关的 FS-BOTDR 实验装置

为了对比研究增益开关与 EOM 对 BFS 测量结果的影响，分别在两种调制方案下，将峰值功率 270 mW、脉宽 10 ns 的探测光脉冲注入传感光纤，重复频率为 8 kHz。如图 4-1（a）所示，实验中所用的传感光纤由 FUT1（9940 m），FUT2（1 m）和 FUT3（259 m）组成。测量过程中，对 FUT2 施加固定的拉伸应力，同时保持 FUT1 和 FUT3 松弛，以 5 MHz 的频率步进进行频率扫描，每个扫频点下的时序平均次数为 2^{13}，最终经洛伦兹拟合后，测得的布里渊频移分布如图 4-2 所示。

可以看出，基于增益开关所测得的布里渊频移分布整体波动较小且随光纤长度增加保持平稳。对比之下，同条件下采用 EOM 测得的布里渊频移分布波动则较大，且波动幅值随光纤距离延伸而增大。将布里渊频移改变尖峰放大，分析 10%~90%上升沿长度，可以发现，基于增益开关所测得的空间分辨率

为 1.01 m，与所采用的 10 ns 脉冲宽度相符合。而利用 EOM 所测得的空间分辨率则略大，为 1.21 m。该现象是由 EOM 的光脉冲不稳定所引起的。

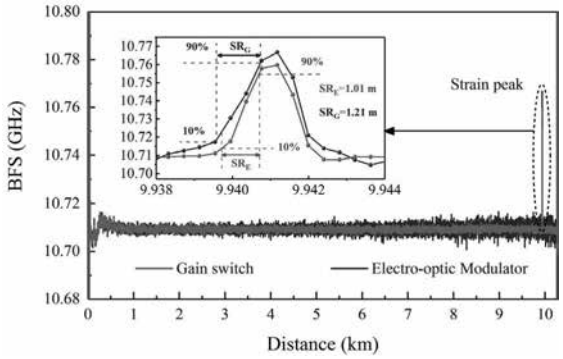


图 4-2　采用增益开关和 EOM 测的得布里渊频移分布对比

为了研究增益开关对 BFS 测量结果均方根误差（Root mean square error，RMSE）的影响，提取传感光纤 10.2 km 末端 200 m 光纤段对应的 BFS 分布进行分析，如图 4-3 所示。在图 4-3 中，采用样本极差（Sample range）来衡量 BFS 波动幅度。可以得到，采用增益开关测得的 BFS 样本极差为 4.24 MHz，而采用 EOM 测得的 BFS 样本极差为 14.65 MHz。另外，基于上述提取的末端 200 m 数据，可计算出采用增益开关和 EOM 测得的布里渊频移 RMSE 分别为 0.76 MHz 和 2.28 MHz。

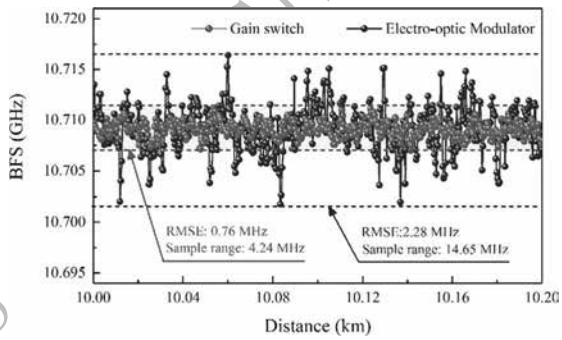
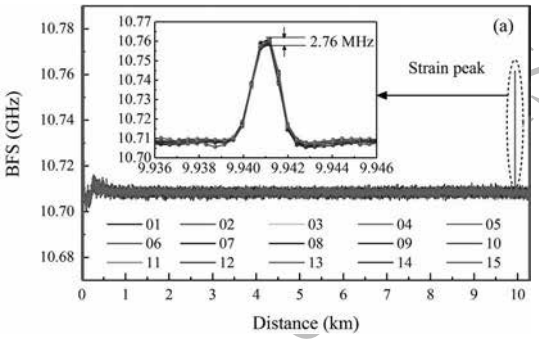
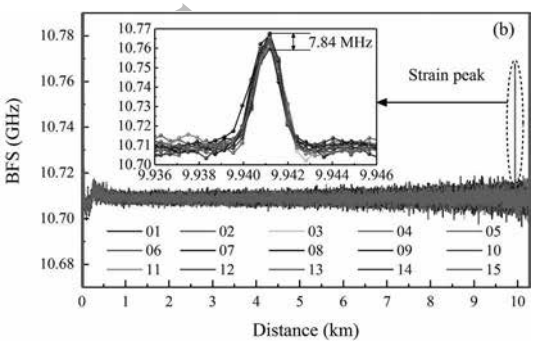


图 4-3　10.2 km 光纤末端 200 m 布里渊频移分布 RMSE 分析

上述 RMSE 为单次测量评估结果。为更加准确地评估增益开关对布里渊频移测量结果 RMSE 的影响，在相同实验条件下分别采用增益开关和 EOM 进行 15 次连续重复测量。测得的 BFS 分布如图 4-4 所示。图 4-5 中给出了应变区峰值频率的波动曲线，并计算出了 RMSE 值。



（a）增益开关



（b）EOM

图 4-4　分别基于增益开关和 EOM 多次重复测量所得的 BFS 分布

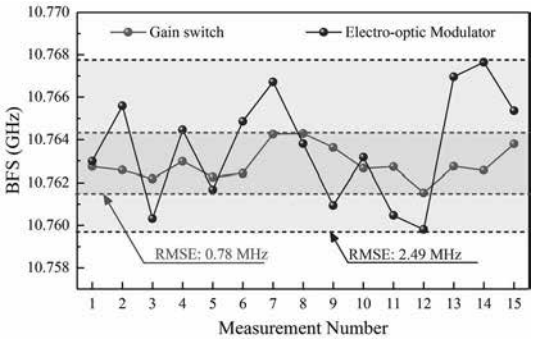


图 4-5　多次重复测量所得的应变峰值 BFS 波动及其 RMSE

从图 4-4 和图 4-5 可以看出，增益开关对应的应变区峰值频率波动幅度为 2.76 MHz，而 EOM 对应的应变区峰值频率波动幅度为 7.84 MHz；其 RMSE 分别为 0.78 MHz 和 2.49 MHz。显然，在相同的实验条件下，相对于

EOM，利用增益开关测得的布里渊频移波动幅度更小。

综上分析，单次测量和多次连续重复所得的 BFS 波动幅度和 RMSE 均表明，采用增益开关替换 EOM，可有效提高系统信噪比，进而提升 BFS 测量精度。

4.2 基于增益开关的有效传感距离提升实验

为进一步验证增益开关对信噪比的改善，将传感光纤的长度延伸至 27.5 km，保持松弛并置于常温下，如图 4-1（b）所示。将探测脉冲的重复频率降至 2 kHz，脉冲宽度设定为 10 ns，峰值功率设定为 175 mW，以尽可能减少调制不稳定性带来的负面影响[13]。测得的布里渊频移分布如图 4-6 所示。可明显看出，采用增益开关测得的 BFS 在 27.5 km 的距离上保持平稳，未出现突变噪声干扰，而采用 EOM 测得的 BFS 在 10.75 km 后突然出现大量噪声尖峰，且随传感距离延伸而急剧增加。

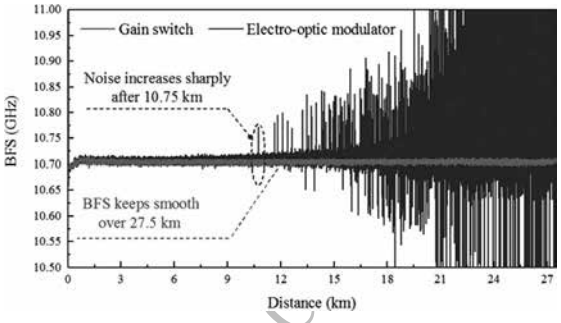


图 4-6 基于增益开关和 EOM 测得的 27.5 km 光纤上 BFS 分布对比

将图 4-6 中每 20 m 光纤段上的 BFS 分布作为一个统计单位，逐一求取每段数据的 RMSE 可绘制出 RMSE 随传感光纤距离的变化趋势，如图 4-7 所示。显然，增益开关对应的 RMSE 在 27.5 km 距离上保持稳定且小于 3.82 MHz；而 EOM 对应的 RMSE 在距离大于 10.75km 之后急剧增大。为便于描述，我们将从传感光纤首端到 RMSE 突变点之间的距离定义为 BOTDR 的有效传感距离。从图 4-7 可明显看出，通过用增益开关代替传统 EOM 进行脉冲调制，在相同的实验条件下，可使系统的有效传感距离从 10.75 km 提升至 27.5 km。

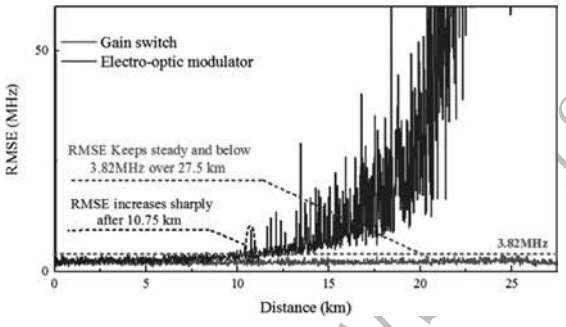


图 47 增益开关与 EOM 在 27.5 km 光纤上测得的 RMSE 分布比较

综上所述，与 EOM 脉冲调制方案相比，采用增益开关产生高消光比的探测脉冲，可在相同条件下提高 BFS 测量精度和有效传感距离。研究表明，基于增益开关可提高 BOTDR 信噪比。

5 增益开关系统测量稳定性提升实验研究

5.1 基于增益开关的脉冲消光比稳定性提升实验

前文已经提到，EOM 的偏置电压工作点易受偏振态、热电效应和环境温度等因素的影响，极易发生漂移，导致 EOM 的运行稳定性差，使得其产生的脉冲消光比不稳定，从而降低 BOTDR 系统的测量稳定性。为实现消光比的动态长时间监测，搭建如图 5-1 所示的消光比测量实验装置，其中，激光器发出的连续光通过一个 50：50 的耦合器分成两路，分别接入增益开关和集成偏压稳定装置（BVS）的 EOM 进行脉冲调制，设置脉冲调制信号的脉宽和周期均相同，使用光功率计（Optical power meter，OPM）分别测量两种调制器产生的脉冲光的平均功率 P_A，而 P_p 可基于示波器测得的电脉冲峰值和光电探测器转换系数求出。

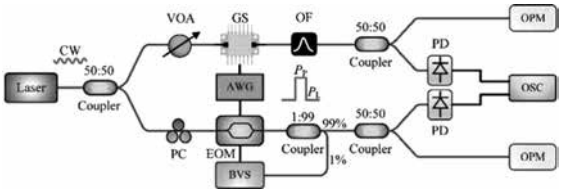


图 5-1　基于脉冲功率探测的消光比测量实验装置图

基于上述实验装置，针对 P_A 和 P_P 进行连续长时间监测，实验持续时间为 4 h，每隔 5 min 记录一次数据，最后，根据 P_A 和 P_P 的变化趋势可计算出消光比随时间的变化规律，4 h 消光比稳定性测量结果如图 5-2 所示。

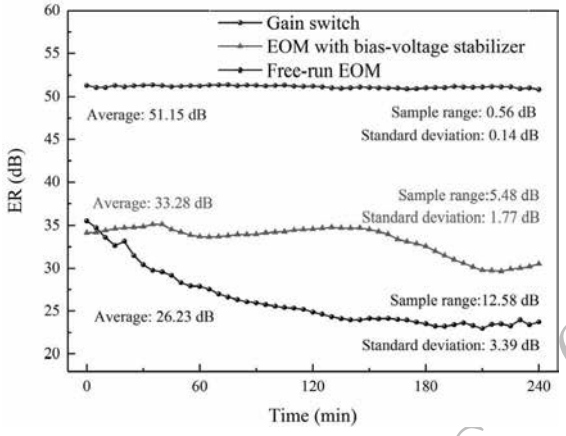
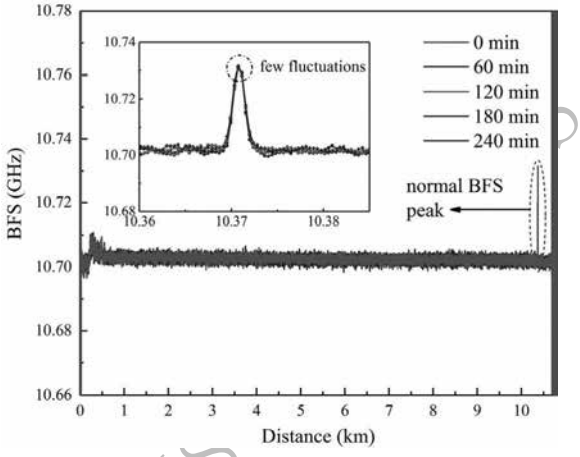


图 5-24　h 消光比稳定性测量结果

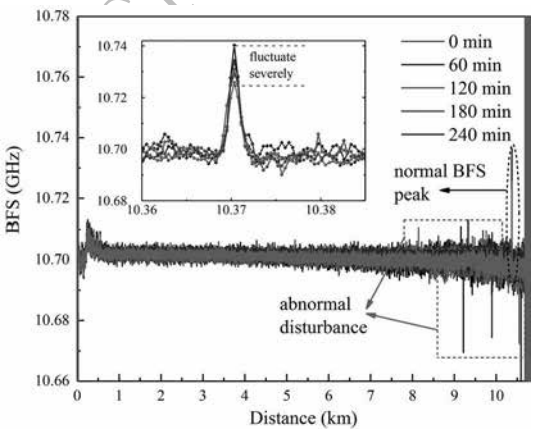
可以看出，在 4 h 中，利用增益开关获得的消光比均值为 51.15 dB，与图 3-1（b）测量结果基本相符，样本极差为 0.56 dB，标准偏差为 0.14 dB；利用配置偏压控制器的 EOM 获得的消光比均值为 33.28 dB，样本极差为 5.48 dB，标准偏差为 1.77 dB；利用未配置偏压控制器的 EOM 获得的消光比均值为 26.23 dB，样本极差为 12.58 dB，标准偏差为 3.39 dB。实验结果表明，增益开关可产生较高消光比，且消光比稳定性明显优于 EOM。

5.2　基于增益开关的 BFS 测量稳定性提升实验

为进一步验证增益开关可提升 FS-BOTDR 测量稳定性，进行了系统稳定性测试。采用图 4-1 所搭建的 BOTDR 实验装置，对 10.7 km 传感光纤进行布里渊频移分布的测量，在距光纤末端约 330 m 的位置设置 1 m 的应变区，并施加恒定应变。分别基于增益开关和 EOM 两种调制方案，在 4 h 内每隔 10 分钟进行一次测试。



（a）增益开关对应的测量结果



（b）EOM 对应的测量结果

图 5-34　h 布里渊频移分布测量结果

图 5-4 所示为上述 4 小时稳定性测试实验中，分别采用增益开关和 EOM 时，获取的传感光纤应变区布里渊频移尖峰每 10 分钟的测量结果。对该结果进行分析可知，基于增益开关调制 BOTDR 测得的 BFS 在 4 小时内的样本极差为 3.35 MHz，对应的标准偏差为 1.06 MHz，基于 EOM 调制 BOTDR 得到的样本极差和对应的标准偏差分别为 10.64 MHz 和 3.27 MHz。4 小时稳定性测试结果表明，采用增益开关调制可提升 BOTDR 系统的测量稳定性。

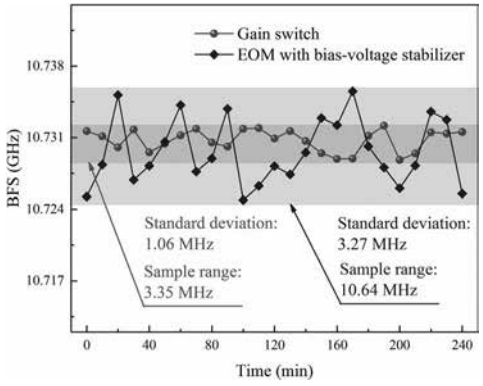


图 5-44　h 应变区布里渊频移峰值稳定性测试结果分析

6. 结论

综上所示，本文主要研究了基于 SOA 增益开关调制的 BOTDR 系统信噪比和稳定性提升方法。研究表明，相比于电光调制器，使用增益开关调制可使脉冲光消光比提高 16.11 dB。

实验中分析了不同调制模式下传感光纤末端 BFS 连续重复测量结果。研究表明，采用增益开关调制，可使测量结果波动幅度从 7.84 MHz 减小至 2.76 MHz，RMSE 从 2.49 MHz 减小至 0.78 MHz。此外，在相同的测量条件下，实现了有效传感距离从 10.75 km 至 27.5 km 的提升。上述实验证明基于增益开关调制可提高 FS-BOTDR 系统信噪比。

此外，基于 EOM 调制型 BOTDR 和增益开关调制型 BOTDR，分别进行了 4 小时系统测量稳定性评估。研究表明，增益开关可提供更加稳定的脉冲消光比，进而使得 BFS 测量稳定性也得到提高。具体为，采用增益开关时，4 小时内布里渊频移随时间波动幅度由 10.64 MHz 降至 3.35 MHz，波动标准偏差由 3.27 MHz 减小至 1.06 MHz。

参考文献：

[1] 万生鹏，何赛灵，胡建东．相干自外差电域扫描布里渊光纤传感系统方案设计及测量精度分析［J］．传感技术学报，2004，17（3）：457-459.

[2] Bao X，Chen L. Recent Progress in Distributed Fiber Optic Sensors［J］. Sensors，2012，12（7）：8601.

[3] 李永倩，赵丽娟，杨志，等．基于 BOTDR 的海缆 3D 立体监测系统设计与实现［J］．仪器仪表学报，2014，35（5）：1029-1036.

[4] 李永倩，翟丽娜，赵丽娟，等．基于 BOTDR 技术的 OPGW 在线监测研究［J］．光通信研究，2013，39（5）：30-33.

[5] 丁梓涵，赵其华，彭社琴，等．光纤和电阻应变片在结构变形测试中的对比试验研究［J］．传感技术学报，2015（8）：1149-1154.

[6] Zhang Y，Zhang X，Wang G. Performance enhancement for long distance BOTDR sensing system based on high extinction ratio probe pulse generator［J］. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering，2014，9270.

[7] Lu Y，Yao Y，Zhao X，et al. Influence of non-perfect extinction ratio of electro-optic modulator on signal-to-noise ratio of BOTDR［J］. Optics Communications，2013，297（12）：48-54.

[8] 张旭苹，张凯，王顺．布里渊光时域反射计中电光调制器的调制特性与控制［J］．光电子·激光，2012（1）：15-20.

[9] Zhang Y，Wu X，Ying Z，et al. Performance improvement for long - range BOTDR sensing system based on high extinction ratio modulator［J］. Electronics Letters，2014，50（14）：1014-1016.

[10] Engel T，Rizou Z V，Zoiros K E，et al. Semiconductor optical amplifier direct modulation with double-stage birefringent fiber loop［J］. Applied Physics B，2016，122（6）：158.

[11] Dang T B，Chi T N，Ledouxrak I，et al. Instrumentation system for determination and compensation of electro - optic modulator transfer function drift［J］. Measurement Science & Technology，2011，22（12）：125105.

[12] Zhang Y X，Xia L，Wu X L，et al. Performance enhancement for long distance BOTDR sensing system based on high extinction ratio probe pulse generator［C］. Conference on Optoelectronic Devices and Integration V，2014，9270：92700L.

[13] Alahbabi M N，Cho Y T，Newson T P，et al. Influence of modulation instability on distributed optical fiber sensors based on spontaneous Brillouin scattering［J］. Journal of the Optical Society of America B，2004，21（6）：1156-1160.

5. 推进智能制造发展及相关技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

仪表行业整厂智能制造实践之智能装备

邓子畏

（中电工业互联网有限公司，湖南长沙 410000）

摘　要：本文从智能装备应用角度介绍了仪表行业整厂智能制造的实践。对仪表行业某代表企业参照国家智能制造标准模型进行整厂智能制造规划，得出其总体功能模型；对生产环节从信息化和智能装备应用方面进行详细规划，重点介绍了智能装备生产线，包括自动插件后焊线、单相组装机器人集成，单相、三相、终端组装机器人集成以及自动化包装线的实践。总体而言，当前技术背景和生产背景下，仪表行业要实现黑灯工厂或无人工厂还有很长的路要走。

关键词：智能制造，仪器仪表，装配机器人

Intelligent equipment application for intelligent manufacturing of the instrument industry factory

Abstract: This paper introduces the practice of Intelligent Manufacturing in the instrument industry factory. According to the national standard model of intelligent manufacturing, a representative enterprise in the instrument industry is planned for intelligent manufacturing of the whole plant, and its overall function model is obtained; the production link is planned in detail from the aspects of informatization and intelligent equipment application, and the intelligent equipment production line is mainly introduced, including automatic plug-in rear welding line, single-phase assembly robot integration, single-phase, three - phase, terminal assembly robot Integration and automation of packaging line practice. Generally speaking, under the current technical background and production background, the instrument industry has a long way to go to unmanned factory.

Key words: intelligent manufacturing, instrument, Assembly robot

一、前言

生产线的自动化与仪器仪表产品本身的智能化，是我国仪器仪表行业发展的两大趋势。目前我国仪器仪表制造业仍然过于依赖低成本的劳动力。随着我国电力仪表行业采购价格的不断下降，导致利润空间压缩，对仪表企业既是挑战也是机遇。只有大规模的使用智能装备替代人力，实现生产过程的自动化与精密程度的提高，才能从根本上提升生产效率，制造出更加有品质保证的可靠产品[1]。

数据是智能工厂建设的血液，在各应用系统之间流动。通过深化 CAD/CAE/CAPP/CAM/PLM/ERP 系统的应用，优化业务流程和组织变革，提升系统的效能，构建由智能装备、智能物流、智能控制、制造执行、生产指挥为一体的智能生产系统。并给予大数据的应用，实现全价值链的信息集成，提升企业的效率、质量、客户满意度，降低设计、生产、经营的总成本，提高企业的创新能力

和可持续发展的竞争能力[2]。

二、整体规划方案

某仪表企业是中国智能计量、智能配用电与能效管理整体解决方案的领先供应商，为有效提高产品市场竞争力，满足日益提高的产品交付和品质要求，推动生产制造水平，在整合现有的资源的基础上，开展了整厂智能制造实践。

企业的参考智能制造模型主要如图 1 所示，横向从客户需求、产品设计、工艺设计、物料采购、生产制造、物流、售后服务整个价值链上的横向集成维度，或者叫端到端的集成；企业内部的设备与控制层、制造执行层、经营管理层、战略决策层的纵向集成维度；新一代信息技术信息物理系统 CPS、大数据、云计算应用三个维度。

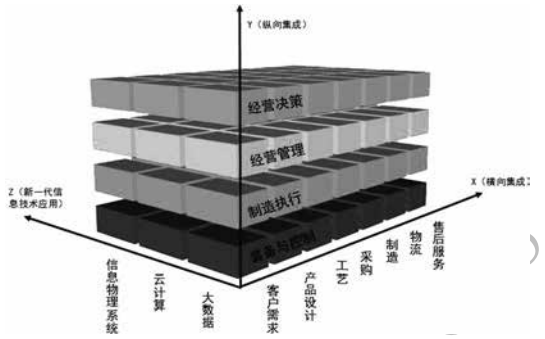


图 1　智能制造参考模型

Fig. 1　Thereference model of intelligent manufacturing

企业智能制造总体功能模型如图 2 所示，在信息物理系统、企业标准、信息安全、企业信息门户、大数据、云计算等技术和系统的支持下，建设智能设计、智能产品、智能经营、智能生产制造、智能服务等系统。

图 2　总体功能模型

Fig. 2　The overall functional mode

三、智能制造实践

项目规划和实施主要利用智能装备和信息化手段进一步提升智能生产水平，实现生产管理的可视化、柔性化、精益化。一是通过对现有的 MES 系统升级换代，优化车间作业排程，实施精准配送，推动持续改善，降低生产等待和浪费，实现生产进度、人员效率、物料消耗、设备动态、质量等生产过程数据采集；二是建设自动插件后焊线、自动检定等生产线，不断提高生产自动化水平，实现插件、后焊、装配、测试、包装自动化，同时生产线要满足多品种生产的需要，进一步提高生产线柔性；三是建设自动化立体仓库和以 AGV 为主体的自动配送体系，减少人工进行物料搬运，降低人力成本；四是通过生产预警、目视化工具等手段实现生产过程可视化管理。

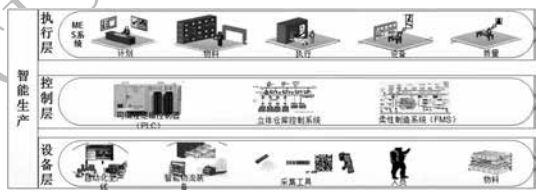


图 3　智能生产总体规划图

Fig. 3　The master plan of intelligent production

建设智能生产线，对整厂的工艺流程进行梳理，是整厂智能制造实践的关键，根据生产产量的评估，规划了 12 条智能生产线，包括 2 条自动插件后焊线、2 条单相组装机器人集成（大线）、8 条单相、三相、终端组装机器人集成（CELL 线），整体流程如图 4 所示。

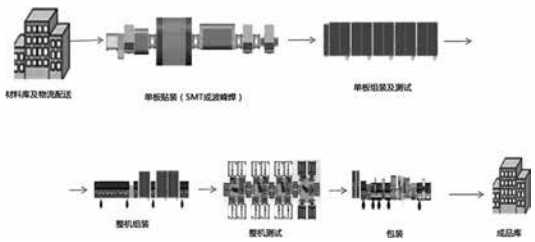


图 4　生产流程示意图

Fig. 4　The production flow diagram

3.1 自动插件后焊线

自动插件工艺流程：输送带将 PCB 板送至机械手下方，定位成功后，机械手移动至上料位置抓取元器件，然后再移动至设定位置，准确的将元器件插入 PCB 板上，设定组件插完后，PCBA 板自动流出，工作完成。

自动后焊工艺流程：产品完成波峰焊后，通过机器人对 PCBA 板与托盘分离，PCBA 板进入到在线 AOI 进行焊接检测，再进行人工执锡，对焊接不良的焊点进行修复，执锡后部分器件还需要进行剪脚工艺，再由人工进行插件环节不能完成的器件进行插件，同时由焊接机器人进行自动焊接，焊接完成后由人工进行目检，再进入到 ICT 或 FCT 平台进行功能测试，完成后对拼板进行分板与除尘，对于现有进行覆膜的 PCBA 板放入到在线覆膜进行 UV 胶覆膜，固化后由人工进行扫描装箱送入到下环节。

为满足各类产品的元器件插装自动化和焊接自动化的要求，集成自动上下料机械手、插件机器人、在线 CCD 视觉识别与质量监控、自动控制系统等插件重复定位精度可保证在 0.02mm 以内。

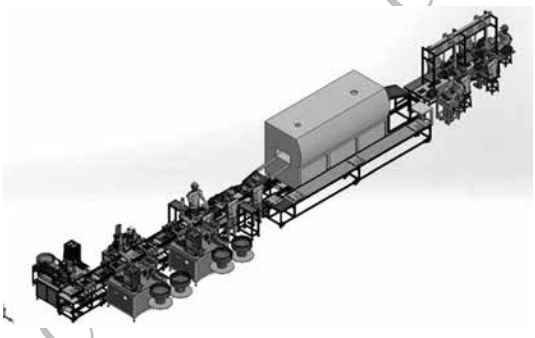


图 5　自动机器人插件及后焊整体布局图

Fig. 5　Overall layout of automatic robot plug-in and rear welding

自动插件采用人工与机器人相结合的的方式来完成插件环节的组装，对于部分还无法实现机器人自动插件的工位，仍然采用人工操作，比如液晶、背光板、接收管和发射管等，对于能实现机器人自动化操作的工位，尽量采用自动插装工位。主要考虑到通用器件，比如电容、电阻、开关、插座变压器、三极管、跳线、二极管等。波峰焊出来的载具采用机器人自动分离 PCBA 板和托盘。

自动后焊线主要是采用人工配合自动焊接、在线 AOI，如图 5-34，分板机、覆膜机及 UV 固化炉，再配合各环节的流水线体完成所有后焊工序。

3.2 单相组装机器人集成

目前的单相车间的装配线（前加工线+后加工线）还是采用传统的人工作业方式，产量基本上靠人工控制，为了能减少人工作业，提升产线效益。自动装配线是为了适应行业的发展形势应运而生的一种新型生产模式，能在保证质量的情况下以自动化生产替代人工操作，降低人员操作的风险，能真正实现标准化作业。

单相组装机器人集成线中的前加工线采用全机器人作业的方案，完成现有的作业工位的工作，后加工线采用机器+人工的方式进行作业。

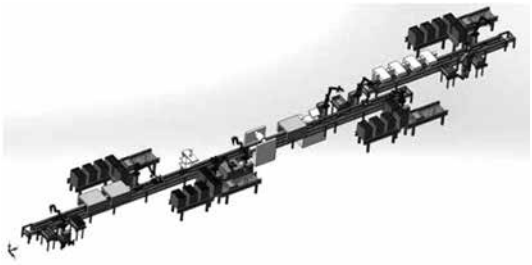


图 6　单相组装机器人集成产线布局图

Fig. 6　Layout of integrated production line of single-phase assembly robot

3.3 单相、三相、终端组装机器人集成

机器人 CELL 线满足单相、三相、终端表产品个性化、多批次的柔性化生产，工艺流程设计如下：

●底盒，逻辑板，绝缘片上料并负责底盒装密封条（人工）

●贴过度条码，取底盒，取逻辑板并装绝缘片（机器人）

●自动上电，短接电池点，扫条码，红

外通讯，按 K103 开盖按钮，撕液晶保护膜，退出上电位，CCD 检查，抓取至下工位（机器人）

●取上盒，装上盒，锁上盒螺丝，抓取至下工位（机器人）

●锁上盒螺丝，打开透镜，取载波模块，装载波模块，盖透镜，抓取至流水线（机器人）

●产品上下耐压台体和校表台体（机器人）

●产品上下验表台体（机器人）

●上下表，开透镜盖，装铭牌，扫描，设参/比参（机器人）

●锁端盖螺丝，锁透镜螺丝（非标机）

●外观检查，装铅封，贴合格证，装箱（人工）

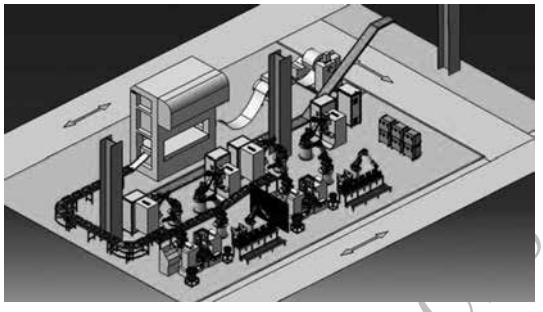


图 7　单相、三相、终端组装机器人集成（CELL 线）布局图

Fig. 7　Single phase, three phase, terminal assembly robot integration (cell line) layout

3.4　自动化包装线

目前代表企业产品包装采用的是人工的方式，为了提高包装的自动化水平，做到包装印刷快速响应和产品质量追溯，需要建立自动包装线。

在检定线的后端设置小包装工位，采用机器人作业对每个电表进行包装，并在电表的包装盒上进行喷涂；建设出厂包装线，采用全机器人作业，将多条检定线完成电表包装的产品输送到出厂包装线，进行扫码，然后进行出厂包装，最后进行出厂包装喷涂。使用机器人码垛机对自动包装线下线的产品进行堆垛并存入成品库。自动包装线流程如图 8 所示。

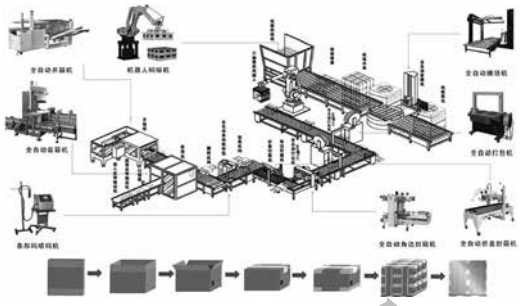


图 8　自动包装线流程图

Fig. 8　Flow chart of automatic packaging line

四、总结

智能制造的整厂规划和实践是一个大而全的课题，本文主要针对代表的智能装备系统的实践进行了探索。推动整厂智能化改造要针对企业制造和管理中存在的薄弱环节，以提高企业核心竞争能力为目标，紧紧围绕组织、流程、数据和技术四要素进行设计。智能装备的应用在重复性劳动和劳动密集工位和产线，对劳动力的节省和生产效率的提高有很显著的成效，比如：物料的自动上、下料，物料的自动流转等环节。由于未来仪表行业企业生产会趋向产品种类多、批量小的生产组织方式，对智能装备的柔性要求极高，目前装备的柔性技术条件还有限。要想实现无人工厂或者黑灯工厂，仅仅智能装备角度考虑，还有很长的路要走。

参考文献：

[1] 王田苗，陶永．我国工业机器人技术现状与产业化发展战略［J］．机械工程学报，2014，50（9）：1-13. PHam

[2] 深度论释华南电子制造发展趋势［J］．电子工业专用设备，2012，41（9）. PHam

[3] 韩鸿鸾．工业机器人工作站系统集成与应用［M］．北京：化学工业出版社，2017.

[4] 王建明．自动线与工业机械手技术［M］．天津：天津大学化版社，2009. PHam

基于 Vue. js 的后台单页应用管理系统的实现

周遗芳

（上海工业自动化仪表研究院有限公司，上海 200233）

摘　要：通过运用 Vue. js、vue-router、axios、Element-ui、E-charts 等技术，实现基于 Vue 框架的后台单页应用管理系统。下载 axios 库，新建配置文件并定义所需的有关请求和响应拦截，对其重新封装，完成请求后端 api 的操作并减少前端的代码量。前端从两方面对用户的使用权限进行限制：一种通过侧边的动态菜单栏控制组件的加载；另一种根据用户持有的权限对特定页面组件进行使用权限的校验。

关键词：Vue. js；单页面应用；Vue　router

Implementation of background single page application management system based on vue. js

Absrtact：through the application of vue. js，Vue router，Axios，element UI，e-charts and other technologies，the background single page application management system based on Vue framework is realized. Download the Axios library，create a new configuration file，define the required request and response interception，repack it，complete the operation of the request back-end API and reduce the front-end code. The front end limits the user's permission from two aspects：one is to control the loading of components through the dynamic menu bar on the side；the other is to verify the permission of specific page components according to the permission held by the user.

Keywords：vue. js；single page application；vuerouter

引言：

随着时代进步，用户对页面体验感的需求日渐复杂，为应对这实际情况，前端需要处理更多开发的业务逻辑。Vue. js 是一套用于构建用户界面的轻量级框架。Vue. js 的目标是通过尽可能简单的 API 实现响应的数据绑定和组合的视图组件。其核心是一个响应的数据绑定系统。Vue 有两大特点：一是响应式编程，二是组件化。Vue 的优势：轻量级框架、简单易学、双向数据绑定、组件化、视图、数据和结构的分离、虚拟 DOM、运行速度快。Vue 是单页面应用，使页面局部刷新，不需要当跳转页面时请求所有数据和 DOM，这样大大加快了访问速度，并提升用户体验，而且其第三方 UI 库节省开发时间。

作者简介：周遗芳（1995—），女，学士，工程师，主要从事工控系统开发的研究工作，E-mail：zhouyifang@ sipai. com

基金项目：2018 年工信部工业互联网创新发展工程项目“典型行业工业互联网企业级集中化安全监测平台建设”

1. 前端单页面组件

本系统选用 Vue. js、Element、Vue router、VUX、axios 等组件库可以简化前端工程的流程，实现更加高效的开发、项目性能的优化。

Vue. js 是整个前端项目工程的基础视图层框架，其主要处理前端的 DOM 节点数据绑定的问题。相对传统的前端项目开发是基于 jQuery 插件利用选择器（比如：元素选择器、属性选择器、CSS 选择器等等）来间接操作 DOM 节点，绑定对应的数据。同时，使用 ajax 向服务器发送数据请求，接着服务器响应请求，前端处理服务器返回的 JSON 数据对象，将 JSON 数据对象的某一个层级的数据赋值给相对应的 DOM 节点，并根据请求的返回做出相应的异常处理，这样的实现方式可能导致数据操作繁琐复杂、编程代码量大和一些未知错误。通过利用 Vue. js 响应式的双向数据绑定的特性，能及时得知数据的变化情况，数据直接赋值给虚构的 DOM 节点，省去前端页面开发中使用 jQuery 对 DOM 节点选择器的一系列的琐碎且繁重的操作，开发难度降低，项目代码量减少，在前端项目的开发效率提高的同时，项目开发的成本和周期也降低了。

Vue router 是深度集成 Vue. js 的路由管理器插件，其主旨是使构建单页面变得更加简单。其包括的功能有：

- ●嵌套的路由/视图表
- ●模块化的、基于组件的路由配置
- ●路由参数、查询、通配符
- ●基于 Vue. js 的视图过渡结果
- ●细粒度的导航控制
- ●带有自主激活的 class 的链接
- ●自定义的滚动条行为。

Vue router 是一种优秀的路由系统。与传统的 a 标签相比较，Link 组件避免不必要的重渲染，只更新变化的部分从而减少 DOM 性能消耗。利用虚拟 DOM 的概念和 diff 算法实现了对页面的“按需更新”，使用 router-link 标签实现跳转（类似于 a 标签，区别在于 router-link 跳转不需要刷新页面）。a 标签，每次跳转都重渲染了导航组件和 Tab 组件，试想一下，在一个浩大的项目里，这多么可怕！我们的“渲染”做了许多“无用功”，而且消耗了大量弥足珍贵的 DOM 性能！

VUX 是一套全局状态管理方案，与 vux-loader 结合方便用户在 WeUI 的基础上定制所需的模板。VUX 不影响开发者利用其它组件库或者其它工具库。VUX 利用的 CSS 预处理工具是 less（与 WeUI 相同），但是（有益于 . vue 单文件组件的灵活性）这不会造成 SASS 等其他预处理器无法使用。在开发前端单页应用时，一般会将状态储存在局部组件中，独立组件有其自身的状态管理，从项目的整体观察，全局状态是分散的。同时，我们经常需要将一些状态传递给其他组件。使用事件系统会导致大型组件树中的事件流变得复杂，并且使用的时候很难检查出问题的产生原因，频繁的使用事件冒泡去处理会使应用的资源损耗非常大。使用 VUX 将状态放入一个全局的实例中，让各个组件同步响应，减少系统状态的复杂度。应用层级的状态不属于任何一个特定的组件，但是每个组件可以监控其变化继而响应式地对 DOM 节点进行修改。

Vue router 解决了页面切换的问题，VUX 解决了全局状态共享管理的问题。axios 作为 http 请求库，同时运用 VUX 进行前端的全局状态管理，通过含 Promise 特性的组件进行 ajax 请求，实现以同步代码的形式实现异步请求的操作。axios 能够中断请求，自主转换后端返回的 JSON 数据。使用 axios 需要初始化一些 config 中的配置项，本项目简单封装了 axios 请求的响应，针对用户的账号失效，登陆的拦截，异常状态的处理，封装 get 和 post 方法进行数据请求。

Element 是一个前端桌面框架。其丰富的内部组件基本满足单页面后台管理的项目开发需求，使用者可以自定义框架的主题。其

组件默认使用是中文（组件内置了几十种语言：英语、德语等），若需要使用多语言，那么需要配置多语言，按需引入语言文件。一体化的组件极大的减少项目代码量和开发周期。

Echarts 是基于 HTML5 的数据可视化工具，兼容大部分的浏览器，PC 端和移动端都可以使用，有良好的动画渲染效果。其官网提供了丰富的实例，也可以在线编辑实例，自定义图表，操作直观且简单，提高了开发的灵活性。引入 Echarts 时，推荐引入模块化的单文件，不推荐使用模块化包，这样可以避免项目上线时文件接连压缩的问题，减少请求文件的数量，优化前端性能。

2 单页面设计原理

2.1 前端项目文件结构

整个后台应用管理单页系统分为两个工程：后端工程、前端工程。其中前端工程的结构目录如图 1 所示：

图 1 前端工程结构

在前端工程中，新建文件夹 components 为独立页面全局通用组件的存放目录，文件夹 pages 作为菜单栏二级目录页面组件的存放目录，涉及路由的配置的代码存放在 router 目录下，全局通用的样式配置文件存放在文件夹 style 目录下，项目的部分大的静态资源文件（比如：图片、字体图标等）存放在文件夹 assets 目录下，本地使用 mock 模拟数据，原因是在开发过程中会出现一些情况导致开发的进度延误，当后端的接口未及时完成影响项目开发进度时，能够通过使用 mock. js 插件实现并行开发；当后端接口测试不稳定，需要一个正确的请求响应的结果才可以接着往下走流程时，可以利用 mock. js；有时候自动化测试需要一个持续稳定的环境，可以对相对不重要的服务进行 mock 处理；需要模仿非正常的情况，但是这类情况不易触发时，也能够使用 mock 处理。axios 的再次封装配置文件存放在 config 目录下，配置了请求拦截器、响应拦截器，axios 接口服务存放在 axios 文件夹中，项目使用的部分外部插件，比如页面响应式插件 postcss-pxtorem（Vue 项目自动将 px 转换为 rem，实现页面的响应式，该方式支持 import 中直接引入 或者在 vue 组件中 style 样式中，暂不支持 DOM 节点中的样式转换），Echarts 图表插件的配置文件存放在 utils 文件目录下，一部分不需要压缩打包的静态资源配置（比如：该项目的访问路径配置，打包之后仍然能够通过编辑配置文件，切换到正确路径访问）或小体积的资源文件存放在 static 文件目录中。

2.2 单页面功能权限设计

在前端页面中，主要分以下三个方面对用户使用的功能权限进行划分和控制：第一，用户登陆后前端存储后端返回的角色信息，根据用户的角色动态的显示隐藏侧边栏的菜单列表。第二，用户访问页面的时候，需要根据用户角色鉴别用户的功能权限，如果有权限就接着执行下一步，否则提示用户没有相应的操作权限。第三，当用户有访问页面权限，但没有进行某特定功能的操作权限时，通过前端 Cookie 存储用户的角色身份来动态展示或隐藏相关操作功能按钮的入口。

3 项目部署的实现

通过前后端分离开发的方式来保证前后端开发的高效性和独立性。前端使用 webpack 打包工具，项目完成，在控制台的终端命令行输入 npm run build 后，按 enter 键回车，项目会被自动打包压缩，打包完成之后项目的

目录结构中会多出一个 dist 文件夹，将 dist 文件夹中的全部文件直接拖拽到服务器，打开浏览器直接访问 index. html 页面即可。当进行前后端分离开发时，碰到请求跨域的问题，为减少前后端的代码层面的修改，推荐使用 Nginx 进行反向代理，可以作为 Apache 服务的代替。如图 2：

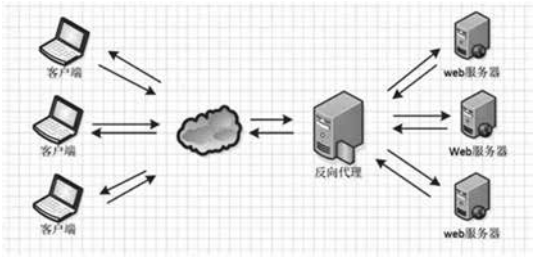


图 2　反向代理

将两个工程放到一个域名下去部署，从而解决前后端请求跨域的问题，提高访问的效率。

4　结语

本文主要从前端组件库的选择、页面结构设计以及前端项目部署的三个方面，详细介绍了基于 Vue. js 的后台单页应用系统的前端设计开发的工作。封装配置项目所需组件的开发方式，减少前端开发的工作量和项目代码量。充分利用 Vue. js 的双向数据绑定的特性，高效地直接将数据反映到页面的虚拟 DOM 模型上，实现对 DOM 节点的直接操作，从而提升了后台管理应用系统的用户体验感和使用性能，也使项目开发的难度降低。

参考文献：

[1] 岳晓瑞，陈继华，HTML5 环境下 AJAX 快速浏览技术实践［J］. 广东通信技术，2013.

[2] Xl ~森泉，杨海波 . Promise 方式实现 Nodejs 应用的实践［J］计算机系统应用 2017.

[3] 乔颖，须德 . 一种基于角色访问控制（RBAC）的新模型及其实现机制［J］. 计算机研究与发展，2000.

综合测试数据远程管理的研究与应用

徐　雷，吴怡婷，肖海朋

（上海航天精密机械研究所，上海 201600）

摘　要：综合测试数据全面反映了航天产品的质量性能。为了改变传统单机管理产品测试数据模式的不足，开展了基于网络的综合测试数据远程管理系统研究。提出了系统的组成方案和网络架构设计。在此基础上开展了系统各模块的详细设计。实际应用表明，该系统集成了作业计划管理、现场数据采集、数据处理分析，提高了测试数据的利用效率和产品的质量评估水平。

关键词：航天产品；综合测试数据；数据管理系统

中图分类号：TH 39　　**文献标志码**：A

Research and Application of Remote Management about Integrated Test Data

XU Lei，WU Yiting，XIAO Haipeng

（Shanghai Spaceflight Precision Machinery Institute，Shanghai 201600）

Abstract：The quality and performance of aerospace products was reflected by the integrated test data. A remote management system based on network was researched，in order to overcome the shortage of traditional local management about the integrated test data. The composition scheme and network architecture design of the system were proposed. The detailed design of each module of the system was carried out. Operation plan management，field data collection，data processing and analysis were integrated in the system. The efficiency of test data utilization and the level of product quality evaluation were improved for the usage of the system.

Key words：aerospace products；integrated test data；data management system

0　引言

综合测试是对产品的物理参量进行测定，以及在真实情况下或模拟情况下对被测对象的特性参数、功能、可靠性、维修性、适应性进行测定[1]，包括机械性能、电气性能、以及总体性能和精度的测试。航天产品综合测试数据直接反映产品技术性能和质量可靠

作者简介：徐雷（出生年份—），男，硕士，高级工程师，从事产品测试，E-mail：xulei8@163.com

性，同时也是产品开展故障分析、诊断的重要依据。

多年来，航天企业在测试数据管理上仍然沿用传统的单机模式，信息化技术手段尚未广泛的、深入地运用的车间生产环节，存在一定的信息化孤岛。测试信息资源没有做到有效的共享，测试数据及时传输以及与产品装配有效性关联有待提高。

近年来多型号并举、多阶段任务并行的复杂局面使得传统的管理模式一定程度上不能满足型号产品生产及转换快速响应的要求。为此，航天企业结合 MES（Manufacturing Execution System）的建设，开展基于 MES 的综合测试数据管理系统研究工作，对产品测试过程中的作业计划管理、现场数据采集、数据处理分析、数据信息跟踪与追溯进行有效集成，保证数据流在总装测试过程中畅通传递。通过测试设备与 MES 的信息集成弥合产品测试过程与生产管理系统之间的断层，使生产任务指令能够下达到测试设备，同时测试数据也能有效反馈到 MES 中，传达给相关人员，便于测试问题远程指导，快速处理。

1 系统方案

航天产品综合测试数据管理系统从功能上可以分为三层：现场设备层、信息交互控制层、信息管理层。总体结构如图 1 所示。

现场设备层包含多种型号的综合测试设备，主要完成现场测试激励的控制，测试状态的切换，运动姿态的控制，测试信号的采集、调理、分析与处理，实现测试过程指令文件和数据文件的存储、查询等功能。

信息交互控制层主要是交换机，实现现场设备层与信息管理层上下两层之间生产任务和测试数据等信息传递和交换。

信息管理层包括测试数据数据库、B/S 客户端、MES 服务器等。主要实现生产任务的管理以及测试数据的集中管理、查询和分析等功能。

航天产品综合测试数据管理系统的工作流程如下：

（1）测试人员登录 MES，通过总装生产过程管理界面，选择下发的产品测试工序任务，点击“调用测试设备”，MES 将测试产品的型号、产品编号、工作令、工序号发送到测试设备中。

（2）测试设备接收到 MES 发送过来的工序测试任务后，开始测试过程，同时实时记录测试数据。完成测试后，调用 MES 测试数据接收接口，将测试数据传递到 MES 中，并与对应产品编号的测试任务相关联。

（3）质量、工艺等相关人员通过 B/S 客户端通过系统浏览测试记录、测试数据，按需开展数据分析工作。

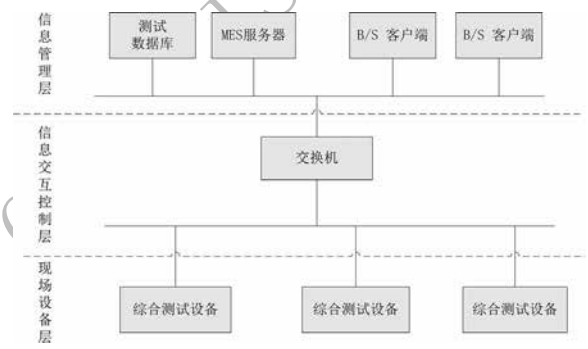


图 1　总体结构示意图

Fig. 1　General structure diagram

2 系统架构设计

航天产品综合测试数据管理系统采用基于 RESTful Web 服务的信息集成架构设计，实现综合测试设备与 MES 的互联互通。基于 RESTful 架构的 WEB 服务是通过 HTTP 直接传输数据的轻量级应用，这种服务的简便性让用户能够直接与之交互，每一个业务逻辑组件都定义成一个唯一地址的资源，所有资源共享统一的接口，使用标准的 HTTP 方法（GET、PUT 等）调用。JSON 作为一种轻量级的数据交互格式[2]，任何数据类型都可以通过 JSON 来表示，因此将测试数据 Bean 转化成 JSON 格式进行传输，极大提升传输效率，消除不同开发语言的数据类型转换问题。

其具体流程为：综合测试设备端作为客户端提供测试数据集合 APP，MES 作为服务端提供 REST 服务以及测试数据处理业务逻辑组件方法。测试开始前，调用 MES 接口获取测试任务来源，测试结束后，测试设备调用 REST 接口提交测试数据集，MES 端接受并处理存储。接口程序支持 Java 等语言及开发工具，通过轻量级的 RESTful WEB 接口服务实现两系统的信息集成。一方面，MES 下达产品生产测试任务到测试设备，实现测试数据与任务紧密关联，保证了测试数据的任务源头准确性；另一方面，综合测试设备的测试数据经过测试设备生成后形成规范约定的 JSON 格式，调用 MES 接口服务写入。两系统间信息交互的接口是 RESTful 架构风格的接口服务，原理流程图如图 2 所示。

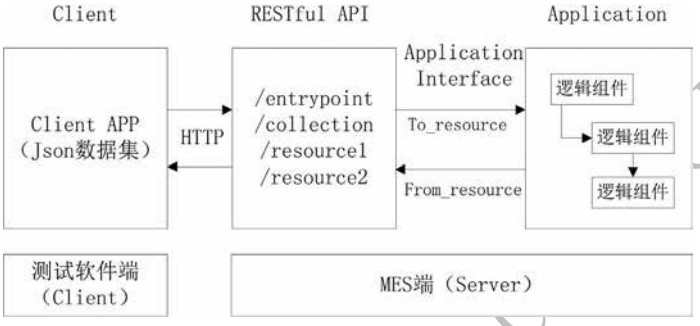


图 2　RESTful 架构示意图

Fig. 2　RESTful structure diagram

3　系统模块功能设计

3.1　测试数据结构化模块

测试数据结构化设计，满足 MES 对于数据提取类型和格式的要求，使得测试数据能够通过 MES 传递到数据管理系统中，进行数据的比对、统计和分析，在线监控综合测试过程的产品质量问题。通用可结构化数据报表格式采用 Excel 文件格式，结果数据存储于工作表中，结果数据包括 7 列内容：序号（A1）、测试项目（B1）、测试参数（C1）、参考值（D1）、实测值（E1）、单位（F1）、结论（G1），每一行均为一项测试内容。具体格式见表 1。

表 1　结构化数据报表格式

Tab. 1　Structured data report format

序号	检测项目	检测参数	参考值	实测值	单位	结论
1	准备时间	准备时间	<4	0. 523	s	合格
2	俯仰天线预定	反馈电压	−7. 5~−6. 5	−6. 92	V	合格
3	静态角增量	滚动角增量	<0. 025	0. 01	°	合格
4	噪声电平	高空电平	<0. 3	0. 09	V	合格

各型号测试设备产生的过程数据及报表数据格式不尽相同，测试数据结构化时需要对常见的 Txt、Word、Excel 等数据源格式进行转化，并制定相应的格式转换模板，满足后续结构化的需要。

3.2　任务派工模块

任务派工模块主要是将测试任务通过 MES 下发到指定的测试人员和测试设备。该模块具体又包含车间生产、工序计划管理和工序派工管理三个子模块。

（1）车间生产：根据产品图号、项目计划号等查询 ERP 计划，显示该计划的信息，如工作令、产品图号、计划状态、计划类型、生产状态等。

（2）工序计划管理：根据 ERP 的生产计划生成完成某产品的全部工序序列，指定投产数量、班组长、是否检验点。完成一次派工。

（3）工序派工管理：班组长根据一次派工下达的任务指派加工人和加工设备、投产数量。下达派工后完成二次派工。

3.3 测试信息采集模块

测试信息采集模块实现主要实现生产任务、产品配套等信息的采集，并传递给测试软件，实现任务信息与测试报表关联。其具体流程为：测试人员在测试设备端刷卡登陆 MES 个人账户接收测试任务派工，设置必要的配合测试人员，启动测试任务。MES 自动打开相应型号的测试软件，自动把测试派工中的产品编号、工序流程、测试人员等信息关联到测试记录中，加强测试信息的全寿命周期管理。

测试信息的采集借助二维条码技术，快速实时、准确全面地获取操作人员的身份信息、物料信息、产品信息和工装工具信息等数据的输入。以二维码扫描替代手工键盘录入，提高了信息采集采集的可靠性和便捷性，解决车间信息采集与作业流程系统间的信息断层问题。

3.4 测试数据上传模块

产品测试过程中，测试数据实时保存在本地的测试设备中。当一发产品测试完成时或者测试过程中遇到故障，需要中断测试，进行故障诊断处理时，可以将测试数据自动上传到 MES 数据库中。

数据上传模块能够将结构化的测试数据上传至 MES 数据库，与生产任务的自动关联。同时也能将测试过程的原始数据和曲线压缩上传，供测试技术人员远程下载数据进行分析排故。

3.5 数据库模块

测试数据库实现测试信息和测试参数的集中管理。按照测试报告结构测试数据库由两张表组成，分别是测试信息主表、测试参数子表。

测试信息主表设置了产品号、批次号、测试人员、测试代号等字段，结构如表 2 所述。

表 2 主表结构

Tab. 2 Main table structure

字段名	字段类型	默认值	字段说明
PKID	VARCHAR2（50）	sys_ guid（）	系统唯一键
BOARDSN	VARCHAR2（100）	/	产品号
BATCH	VARCHAR2（50）	/	批次号
BOARDNO	VARCHAR2（50）	/	工作令号
SEQENCE	VARCHAR2（10）	/	工序号
DEBUGTIME	DATE	/	测试时间
OPER	VARCHAR2（50）	/	测试人员
RESULT	VARCHAR2（50）	/	测试代号
DURINGTIME	NUMBER	/	测试过程时间（秒）
DEBUGMODEN	VARCHAR2（50）	/	测试地点

续表

字段名	字段类型	默认值	字段说明
EQIPMENTNO	VARCHAR2（50）	//	温度
ADARPTERNO	VARCHAR2（50）		湿度
RELATETABLE	VARCHAR2（50）	/	测试日期
DEBUGSTATUS	NUMBER	/	工序 pk
PRODUCT	VARCHAR2（50）	/	型号

测试参数子表设置了测试项目、测试参数、指标要求、测试值等字段，结构如表 3 所述。

表 **3**　子表结构

Tab. 3　Sub table structure

字段名	字段类型	默认值	字段说明
PKID	VARCHAR2（50）	sys_ guid（）	系统唯一键
FKMPKID	VARCHAR2（50）	/	测试主表 ID
DEBUGINDEX	NUMBER	/	测试项序号
DEBUGUNIT	VARCHAR2（100）	/	测试项目
DEBUGITEM	VARCHAR2（200）	/	测试参数
UNIT	VARCHAR2（20）	/	指标要求
STANDARD	VARCHAR2（50）	/	标准值
UPPERLIMIT	VARCHAR2（50）	/	上限值
LOWERLIMIT	VARCHAR2（50）	/	下限值
TESTVALUE	VARCHAR2（50）	/	测试值
DEBUGRESULT	VARCHAR2（100）	/	测试结论
MEMO	VARCHAR2（200）	/	备注

3.6　测试数据管理模块

测试数据管理模块包含数据查询子模块、分析判读管理子模块、数据统计子模块、数据预测分析子模块等。

数据分析查询模块提供按型号、批次、产品号、时间、工序号、测试结果等项目，输入关键字的方式进行测试数据信息的查询和显示。

分析判读管理子模块为不同型号的测试数据建立不同的分析判断模板，并提供给数据统计子模块快速调用。

数据统计子模块实现批次数据的均值、方差、最大值、最小值、标准差、包络范围统计值、正态分布统计功能。

数据预测分析子模块运用时间序列预测、灰色时间序列预测等算法，结合历史测试参数，对未来测试数据进行预测。

4　系统运用

航天产品综合测试数据管理系统的实施运用，实现了测试数据的有效集成利用和可视化分析使用。具体体现在以下两个方面。

4.1　生产作业管理

生产作业计划和调度人员通过综合测试

数据管理系统能够及时掌握型号的生产作业进度，合理安排生产资源。当测试过程出现异常现象时，也能及时调整开展作业计划，安排相关故障排除工作，有效提高作业效率。如图 3 所示，作业人员可以在作业管理模块实现作业计划的启动、结束和查询，工时的结算和查询等。

图 3　作业任务管理界面

Fig. 3　Task management interface

4.2　产品质量管理

通过单发产品数据测试结果的判读，可以避免人为判断失误，保证测试数据的完整性、正确性和合法性。

通过对同一产品振前、振后多次综合测试参数的比对分析，建立监测范围，及时发现存在应质量问题造成的性能波动。

通过对批次产品参数的统计分析，检验产品性能的稳定性和质量的一致性、可靠性。如图 4 所示，两种配套的模式下，同一参数的多次测试数据散点分布差异较为明显。

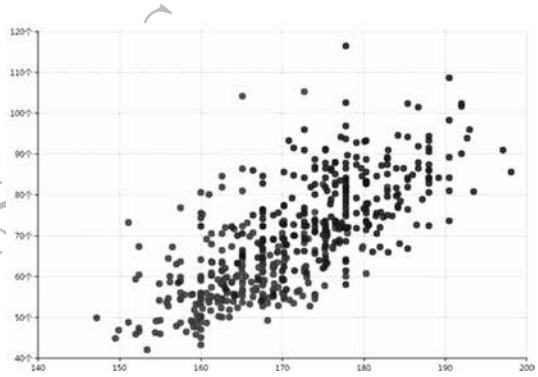


图 4　参数散点分布

Fig. 4　Parameter scatter distribution

5　结束语

通过对综合测试设备的联网改造，结合 MES 构建了航天产品测试数据管理系统，实现了测试数据由单机存储使用向在线传输、存储、分析的转变。将测试数据与产品生产信息有效集成，提高了航天企业多型号并举、多阶段任务并行生产管控的水平。同时通过测试数据的实时在线统计分析与预测，型号质量技术和管理人员也能更加及时、全面的了解被测产品的性能，及时追溯可能出现的产品质量问题。

参考文献：

[1] 罗朝强．基于测试数据的导弹故障诊断方法及软件［D］．杭州：浙江大学，2008.

[2] 王义祥，孙林，张彦豪．一种利用 JSON 实现控制软件用户界面个性化的方法［J］．信息系统工程，2018（7）：56-58.

[3] 袁勋平，余滨．基于测试数据的导弹武器质量综合评价方法［J］．四川兵工学报，2008（2）：53-56.

[4] 金星，杜宝瑞．离散航空制造业 MES 系统设计与实施［J］．航空制造技术，2011（7）：43-46.

[5] 刘志，顾静，邵济明等．航天产品关键特性识别及其应用［J］．上海航天，2014（31）：5-9.

基于机器视觉的高精度焊膏印刷机研究

曹　捷　张国琦　刘永安　闫兴涛　强鹏飞　周晓红

中国科学院西安光学精密机械研究所

摘　要：在当今的电子产品加工中，表面贴装技术（SMT）已是不可或缺的加工技术，而焊膏印刷是 SMT 中关键工序之一。随着集成电路引脚间距的不断减小，对印刷焊膏的精度要求越来越高，在机器中就要求 PCB 和印刷网板对位的精度不断提高。机器视觉技术可以精确的测量 PCB 上 MARK 点的坐标和印刷网板上 MARK 点的坐标，从而确定 PCB 与印刷网板的相互位置，当两者出现错位时，通过伺服电机调整印刷网板三点 X-Y1-Y2 的位置使其与 PCB 上下相对应，是本研究的关键点。

关键词：焊膏印刷、高精度、集成电路、机器视觉、X-Y1-Y2

Research on high precision solder paste printing machine based on machine vision

Cao Jie, Zhang Guoqi, Liu Yongan, Yan Xingqiang, Qiang Pengfei, Zhou Xiaohong

(Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics, Chinese Academy of Sciences)

Abstract: Surface mount technology (SMT) is an indispensable processing technology in today's electronic product processing, and solder paste printing is one of the key process in SMT. With the decrease of the pin pitch of integrated circuits, the required precision of solder paste printing is becoming higher and higher. In other words, this requirement calls for an more accurate alignment between PCB and printed stencil mesh in machining. Therefore, by using the machine vision technology which can accurately measure the coordinates of the marked position on the PCB, the mutual position of the PCB and the printed stencil will be pointed. As long as there is a misaligned between PCB and the printed stencil, the position of the three points X-Y1-Y2 on the printing stencil will be adjusted by a servo motor, and it is the key of this study.

Keywords: solder paste printing, high precision, integrated circuit, machine vision, X-Y1-Y2

作者简介：曹捷（1965.7），男，本科，毕业于长春理工大学，在中国科学院西安光学精密机械研究所工作，任正高级工程师，主要从事 SMT 设备及工艺研究工作。caojie@opt.ac.cn

注：陕西省重点研发计划（项目编号：2017ZDCXL-GY-11-02-01）资助课题

1. 引言

焊膏印刷机的进步一直是伴随着 SMT 行业的升级以及集成电路的发展。从早期的半自动焊膏印刷机发展到全自动焊膏印刷机，解决了很多技术及工艺问题。半自动焊膏印刷机的技术问题相对简单，基本上通过机械设计和加工就能保证印刷机的基本功能。半自动焊膏印刷机可以用在自动化程度要求不高的生产线上，同时 PCB 上集成电路引脚中心间距大于 1mm。而自动化程度要求高的生产线，含有集成电路引脚中心间距小于 1mm 的 PCB 就要使用全自动焊膏印刷机。

与半自动焊膏印刷机相比，全自动焊膏印刷机在部件及功能上增加了 PCB 运输系统、PCB 定位夹持系统，读取 PCB 上 MARK 点的机器视觉系统，印刷工作台 3 维调整系统等。研究全自动焊膏印刷机的论文也比研究半自动焊膏印刷机的论文多。有研究全自动无铅锡膏印刷机精密定位平台的精度分析[1]，研究全自动锡膏印刷机运动控制系统[2]，研究锡膏印刷机并联平台定位算法[3]，研究视觉全自动锡膏印刷机纠偏平台[4]，研究锡膏印刷机印刷系统的误差分析与补偿[5]等，而机器视觉在贴片机的研究中比较多[6][7][8]。对于在印刷台上 PCB 与印刷网板的相对微调整动作，绝大部分研究采取的是印刷网板固定而调整印刷台。本研究认为印刷台结构复杂且重量较大，更适于固定印刷台而调整印刷网板，这样更能保证印刷精度。

下面就研究的高精度焊膏印刷机的部件及功能进行论述，再对保证印刷精度的机器视觉系统、印刷网板微调装置重点介绍。

2. 精度焊膏印刷机的部件及功能

高精度焊膏印刷机是 SMT 行业的关键设备之一，为了满足自动化生产线的使用需求，如图 1 所示，印刷机包含有 PCB 运输系统、PCB 定位夹持系统、印刷网板夹持装置、MARK 点机器视觉读取系统、印刷网板微调整装置、印刷网板及印刷刮刀升降装置、印刷网板清洗装置、电路控制系统、气动控制系统、真空控制系统、总控操作系统等。

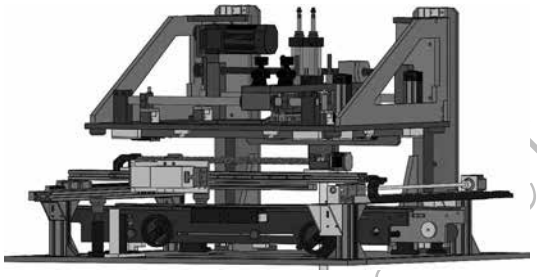


图 1　高精度焊膏印刷机主要部件总装图

在自动化生产线中，焊膏印刷机前后均有其他设备。高精度焊膏印刷机中 PCB 运输系统就起到承上启下的传输作用，导轨宽度的自动调节可适应不同尺寸的 PCB 基板，步进电机驱动运输导轨上的运输带轮及皮带以载动 PCB 基板运动，安装在运输导轨上的传感器通过程序控制 PCB 基板的停止和运动。当 PCB 基板运动到印刷位置时，PCB 夹持装置固定 PCB 基板，印刷台上的可移动磁性顶针和真空吸附装置，可有效控制较大尺寸 PCB 的变形，降低印刷不良率。

MARK 点机器视觉读取系统由机器视觉系统和 X-Y 运动平台组成，光学系统、照明光源、CCD 相机等组成机器视觉系统，机器视觉系统在 X-Y 运动平台上运动，由光栅尺读取机器视觉系统的平面坐标数据、光学系统通过分光棱镜可分别读取上面印刷网板上的 MARK 点坐标和下面 PCB 上的 MARK 点坐标。

PCB 印刷网板夹持装置由气缸、导轨、滑块、伺服电机、顶簧及加工件等组成，固定 PCB 印刷网板在工作中不产生位移。当 PCB 上 MARK 点的坐标和印刷网板上 MARK 点的坐标出现相互错位时，3 台伺服电机驱动装置自动对印刷网板进行 X-Y1-Y2 的 3 维微量调整以消除相互错位。

在 PCB 上印刷焊膏时，支撑气缸驱动印刷网板组件下落，使网板与 PCB 对准，然后刮刀气缸控制印刷头下落，印刷电机驱动印

刷头联动印刷刮刀左右运动，印刷刮刀将网板上的焊膏漏印到 PCB 焊盘上。印刷完成后印刷头抬起，印刷网板组件上升，印刷过程完成。整个印刷过程采用 PLC 控制，电脑提供并显示相关操作指令。

3. 印刷机的机器视觉及 MARK 点坐标读取

3.1 印刷机的机器视觉系统

在高精度焊膏印刷机的 MARK 点视觉读取系统中，光学系统、照明光源、CCD 相机等组成机器视觉系统，CCD 相机的像素为 500 万（2592 * 1944 像素点）。分光棱镜和镜头组件构成光学系统，分光棱镜可同时把上面印刷网板上的 MARK 点图像和下面 PCB 上的 MARK 点图像通过镜头组件成像在 CCD 相机上，通过控制分光棱镜的上、下照明光源，就可获得网板上的 MARK 点图像和 PCB 上的 MARK 点图像。

3.2 X-Y 精密运动平台

PCB 上的 MARK 点设计在 PCB 的对角位置上，机器视觉系统通过 X-Y 精密运动平台的水平运动才能获得 PCB 上的 MARK 点图像。X-Y 精密运动平台由 X 方向运动部件和 Y 方向运动部件组成。机器视觉系统固定在 X 方向运动部件上，X 方向运动部件包括铝合金支撑件、步进电机、联轴器、滚珠丝杆、直线导轨及精度为 5μm 的光栅尺。如图 2 所示，X 方向运动部件固定在 Y 方向运动部件的上方，Y 方向运动部件由左右两部分构成，固定在底板平台上。

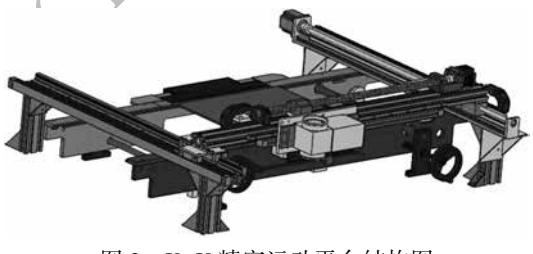


图 2 X-Y 精密运动平台结构图

3.3 MARK 点坐标的确定

决定 MARK 点坐标数据的因素很多，X-Y 精密运动平台的坐标原点、机器视觉系统的坐标数据、MARK 点的图像像素位置都会影响 MARK 点的坐标数据。

3.3.1 定义 X-Y 运动平台的坐标原点

高精度焊膏印刷机开机后，机器视觉系统自动归位到 X-Y 运动平台的初始位置，设定该初始位置为原点位置，原点位置坐标为（0，0），同时定义该位置 X 轴光栅尺数据和 Y 轴光栅尺数据为 0 点位置。

3.3.2 机器视觉系统的坐标位置确定

当机器视觉系统的原点坐标（0，0）确定后，机器视觉系统在 X-Y 精密运动平台上做平面运动，X-Y 精密运动平台上的 X 轴光栅尺和 Y 轴光栅尺自动记录机器视觉系统的移动光栅数据，精度为 5μm。设定 X 轴光栅尺移动数据为 m，Y 轴光栅尺移动数据为 n，则机器视觉系统的移动坐标为（m，n），测量精度为±5μm。参见图 3。

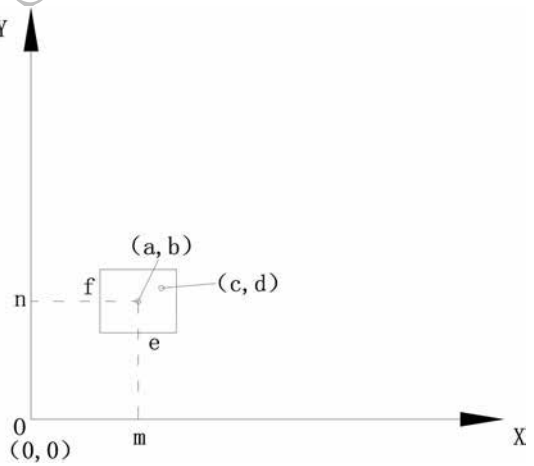


图 3 机器视觉系统的坐标示意图

3.3.3 MARK 点的相机像素位置及坐标数据确定

印刷机的控制软件具有 mark 点的图像识别功能，当 CCD 相机获取 mark 点图像后，可计算出 mark 点在相机图像窗口内的像素序列坐标，若设定 CCD 相机图像窗口中心像素序列坐标为（a，b），则 mark 点的像素序列坐标为（a+c，b+d）。当 mark 点的图像窗口为 12mm * 9mm，CCD 相机分辨率为 2592 * 1944

像素点，则每个像素的对应几何尺寸为 4.63μm ＊4.63μm，测量精度小于±5μm。

如果机器视觉系统在坐标原点的像素序列坐标为（e，f），则机器视觉系统 X-Y 精密运动平台上测量得到的 MARK 点的坐标数据为［m+4.63（a+c-e），n+4.63（b+d-f）］，精度为±10μm。

4. 印刷板网 X-Y1-Y2 微动系统

PCB 基板的外框尺寸公差一般为±0.1mm，而 PCB 基板 MARK 点公差为±0.015mm。在焊膏印刷精度要求较高时，要以 PCB 基板 MARK 点作为定位基准。现实中，绝大部分厂家生产的焊膏印刷机的技术路线是固定印刷网板而调整印刷台，当机器视觉系统测量 PCB 上 MARK 点的坐标数据超出标准 PCB 坐标数据的允许误差值时，调整印刷台使 PCB 上 MARK 点的坐标数据在允许误差值范围内。

本研究认为印刷台结构复杂且重量较大，采取固定印刷台而调整印刷网板的技术路线更能保证印刷精度。

4.1 印刷网板三点 X-Y1-Y2 位移量计算

设印刷网板上 MARK 点为 M1 和 M2，通过视觉系统测量，获取的网板上 MARK 点坐标为 M1（x_{m1}，y_{m1}）和 M2（x_{m2}，y_{m2}），因网板上的 MARK 点与网板框的四个边框角相对位置是固定的，因此网板框的四个边角的坐标可以根据 MARK 点坐标 M1（x_{m1}，y_{m1}）和 M2（x_{m2}，y_{m2}）确定，即网板的初始位置是已知的，设网板边框四角为 A、B、C、D，则边框四个角的坐标为 A（x_a，y_a），B（x_b，y_b），C（x_c，y_c），D（x_d，y_d）。

伺服电机微动装置在印刷网板的微量调整点为 X、Y1、Y2 三点，所对应的坐标点为 F1、F2、F3，其中 F1 为 AB 边的中点，F2 和 F3 分别为 BC 边的 1/3 处和 2/3 处。如图 4 所示。

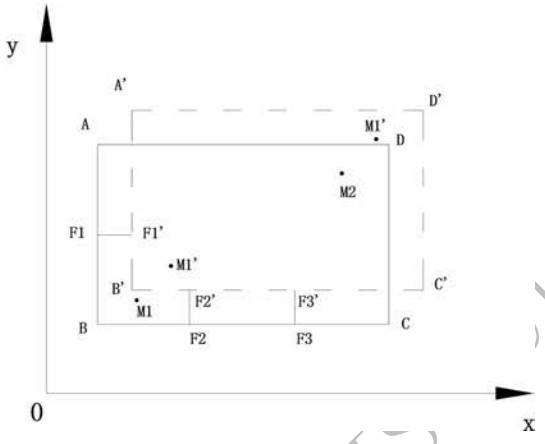


图 4 印刷网板变换示意图

若后续 PCB 上 MARK 点坐标有变化，需要将网板调整，使网板上 MARK 点坐标数据变为 M1′（$x_{m1'}$，$y_{m1'}$）、M2′（$x_{m2'}$，$y_{m2'}$）。与 MARK 点坐标数据变化相应，网板边框四角的坐标变为 A′（$x_{a'}$，$y_{a'}$），B′（$x_{b'}$，$y_{b'}$），C′（$x_{c'}$，$y_{c'}$），D′（$x_{d'}$，$y_{d'}$）。相对应 X、Y1、Y2 三点的坐标就变为 F1′、F2′、F3′。在调整前 F1、F2、F3 的坐标数据为

$$F1\ \left(\frac{x_a+x_b}{2},\ \frac{y_a+y_b}{2}\right);$$

$$F2\ \left(\frac{x_b+x_c}{3},\ \frac{y_b+y_c}{3}\right);$$

$$F3\ \frac{2\ (x_b+x_c)}{3},\ \frac{2\ (y_b+y_c)}{3}\ ;$$

调整后 F1′、F2′、F3′的坐标数据变为：

$$F1'\ \left(x',\ \frac{y_a+y_b}{2}\right);$$

$$F2'\ \left(\frac{x_b+x_c}{3},\ y2'\right);$$

$$F3'\left\{\frac{2\ (x_b+x_c)}{3},\ y3'\right\};$$

计算可得 F1′横坐标 x′为：

$$x'=\left(\frac{y_a+y_b}{2}-\frac{x_{b'}y_{a'}-x_{a'}y_{b'}}{x_{b'}-x_{a'}}\right)\cdot\frac{x_{b'}-x_{a'}}{y_{b'}-y_{a'}};$$

则 X 点坐标 F1 的 x 轴偏移量 Δx 为：

$$\Delta x=x'-\frac{x_a+x_b}{2}=\left(\frac{y_a+y_b}{2}-\frac{x_{b'}y_{a'}-x_{a'}y_{b'}}{x_{b'}-x_{a'}}\right)\cdot\frac{x_{b'}-x_{a'}}{y_{b'}-y_{a'}}-\frac{x_a+x_b}{2};$$

同样计算可得，Y1 点坐标 F2 的 y 轴偏移量 Δy1 为：

$$y1=y2'-\frac{y_b+y_c}{3}=\frac{y_{b'}-y_{c'}}{x_{b'}-x_{c'}}\cdot\frac{x_b+x_c}{3}+\frac{x_{b'}y_{c'}-x_{c'}y_{b'}}{x_{b'}-x_{c'}}-\frac{y_b+y_c}{3};$$

同理，Y2 点坐标 F3 的 y 轴偏移量 Δy2 为：

$$y2=y3'-\frac{2(y_b+y_c)}{3}=\frac{y_{b'}-y_{c'}}{x_{b'}-x_{c'}}\cdot\frac{2(x_b+x_c)}{3}+\frac{x_{b'}y_{c'}-x_{c'}y_{b'}}{x_{b'}-x_{c'}}-\frac{2(y_b+y_c)}{3}。$$

4.2 印刷网板三点 X-Y1-Y2 微动系统

印刷网板由 X、Y1、Y2 三点伺服电机微动装置进行微量调整，其中 X 为网板框宽边中心点，Y1、Y2 为网板框长边 1/3 处和 2/3 处。如图 5 所示，伺服电机微动装置由伺服电机、联轴器、千分顶杆以及网板对面的定量顶簧构成，当伺服电机带动千分顶杆进位时，压缩顶簧使网板进位，当千分顶杆退位时，顶簧跟进，网板退位。当需要调整网板 MARK 点坐标时，3 台伺服电机同时驱动 X、Y1、Y2 三点使网板做相应运动，X、Y1、Y2 三点运动量分别为 Δx、Δy1 和 Δy2，以满足 MARK 点的变化要求。

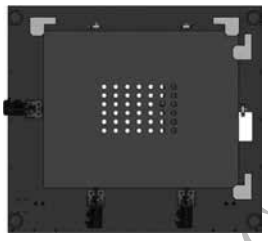


图 5　印刷网板调整机构示意图

5. 结论

进过近一年的研发，完成了如图 6 所示的 GJ-300 高精密焊膏印刷机，经测试该机主要技术参数如下表 1：

图 6　高精密焊膏印刷机外观图

表 1　主要技术参数

PCB 最小尺寸	100×50 mm
PCB 最大尺寸	350×300 mm
PCB 板厚度	1~5mm
印刷精度	±0. 02mm
印刷速度	10~100mm/sec
印刷周期	<10s
网板调整范围	X：±2mm；Y：±2mm；θ：±2°
刮刀角度	60°
导轨传送速度	Max 1200mm/s
导轨传送高度	900±40mm
传送方向	左—右

参考文献：

[1] 刘宏，全自动无铅锡膏印刷机精密定位平台的精度分析，华南理工大学，2009.

[2] 李钦、张宪民、邝泳聪等，全自动锡膏印刷机运动控制系统的研究，微计算机信息，2008，24（31）

[3] 李小明、张宪民、邝泳聪等，锡膏印刷机并联平台定位算法的研究，机电工程技术，2008，37（7）

[4] 吴晖辉，张宪民 视觉全自动锡膏印刷机纠偏平台研究，机床与液压，2011，39（23）

[5] 贺振兴，邝泳聪，梁经伦等，锡膏印刷机印刷系统的误差分析与补偿，机械设计与制造，2012，（2）

[6] 龙绪明，高精度贴片机视觉系统，电子工业专用设备 2001，30（4）：12-16.

[7] 宋锐志，基于视觉定位的电路板贴片系统研究，河北工业大学 2008.

[8] 刘杰，机器视觉在 SMT 贴片机中的研究应用，苏州大学 2011.

从 DCS 到 ICS-工业控制系统技术的智能化发展及应用

杨宏强[1]，黄焕袍[2]，牛海明[2]，王　强[3]

（1. 国家能源集团江苏电力有限公司，江苏 南京 210014；2. 北京国电智深控制技术有限公司（北京市电站自动化工程技术研究中心），北京 102200；3. 东北电力大学自动化工程学院，吉林 吉林 132011）

摘　要：根据国家发展战略和政策，满足电厂智能化、数字化的需求，打造智能运行控制平台，建造智慧电厂。本文在传统 DCS 的基础上，对相应的 3 个模块进行升级改造，提出数据、算法、功能于一体的智能控制运行架构，重点展示 3 个功能群的实际应用效果，实现火电厂的高效运行和高性能控制。

关键词：工业控制系统；智能发电；运行控制

Intelligent Development and Application from DCS to ICS-Industrial Control System Technology

Yang Hongqiang[1], Huang Huanpao[2], Niu Haiming[2], Wang Qiang[3]

(1. National Energy Group Jiangsu Power Co., Ltd., Nanjing 210014, China; 2. Beijing Guodian Zhishen Control Technology Co., Ltd. (Beijing Power Station Automation Engineering Technology Research Center), Beijing 102200, China; 3. School of Automation Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, Jilin Province, China)

Abstract: According to national development strategies and policies, to meet the intelligent and digital needs of power plants, build intelligent operation control platforms, and build smart power plants. Based on the traditional DCS, this article upgrades the corresponding three modules, proposes an intelligent control operation architecture with data, algorithms, and functions in one, and focuses on the practical application effects of the three functional groups to achieve efficient operation and High-performance control.

Keywords: Industrial control system; intelligent power generation; operation control

作者简介：杨宏强（1967—），男，浙江宁波人，高级工程师，从事工程建设管理等工作

基金项目：国家重点研发计划项目（2016YFC0203705）

1 引言

2015 年，中国国家发展战略《中国制造 2025》明确提出要“以加快新一代信息技术与制造业深度融合为主线，以推进智能制造为主攻方向”[1,2]，智能化，智能工厂，智能制造正在成为社会生产的发展变革趋势。2016 年，国家发改委发布的《关于推进“互联网+”智慧能源发展的指导意见》中明确指出促进能源和信息深度融合，支持能源企业利用本身大数据的优势，使用先进的智能化技术对电厂设备进行改造[3-5]。各个发电厂纷纷结合相应的政策重视对发电设备智能化的改造，积极推进智慧电厂的建设。

近年来，大数据、人工智能、区块链等新一代技术与先进制造技术深度融合，正在重塑设计、制造、服务等产品全生命周期的各环节，催生新技术、新产品、新生态、新模式，也正在引发制造业重大而深刻的变革[6]。人工智能与制造业的结合显得很有必要，新一代智能制造作为新一轮工业革命的核心技术，正在成为制造业未来发展的核心驱动力[7]。电厂作为制造业的重大产业，电力工业也迎来‘智造’转型发展的新机遇。通过信息技术实现信息化与电力生产设备自动化的深度融合，促进智能电厂的建设成为行业未来发展的必然趋势[8]。DCS 引进的这 20 多年，基本满足电力企业良好的运行，随着社会的进步，为满足用户对 DCS 更高性能、更高效率的要求，DCS 还应具有数字化，智能化，信息化的功能。DCS 作为电厂的核心设备，对其进行升级改造，向智能控制系统（Intelligent Control System，简称“ICS”）进行转化。按照实现电厂和机组运行控制的数字化、网络化、智能化设计，ICS 确立了从生产端切入推动发电行业工业互联网发展的技术路线，致力于提供全面、实时、准确的实时数据服务，为实施智能发电与智慧企业提供基础性核心支撑[9-10]。本文从 DCS 到 ICS 的发展以及技术架构的改变升级作一阐述及说明。

2 DCS 基本架构

DCS 作为多级控制系统对生产过程进行控制，利用网络通信为纽带，使用“4C”技术对整个生产过程进行分散控制和集中监控，使生产系统的监控、显示、通信、控制有机的结合在一起[11]。其主要思想是对整个生产系统进行集中显示操作、分级控制、各个模块分散管理，以达到稳定便捷的组态。

根据 DCS 的功能进行划分，DCS 由现场设备层、过程控制层、网络通信层和监控层组成[12]。如图 1 所示。

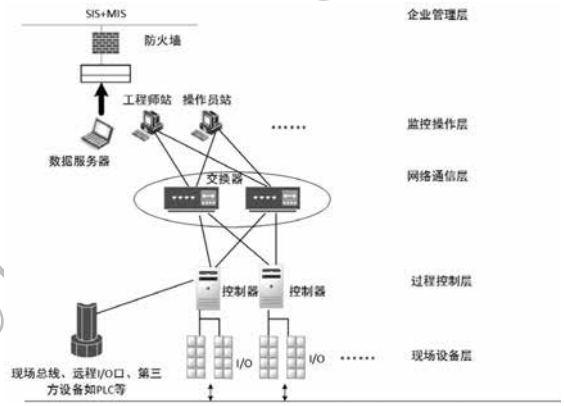


图 1 DCS 技术机构

现场设备层中，传感器和变送器主要将生产过程的各种物理量转换成标准的电信号，送到过程控制站，执行机构将电缆输出的信号转换成机械位移带动调节机构动作，实现对生产过程的控制。过程控制层是 DCS 的核心，过程控制层接受由现场设备发来的信号，完成相应的执行操作动作，可以同时完成多项控制功能，也可仅完成一种控制功能[13]。

网络通信层按层级由下到上可分为现场网络、控制层网络和监控网络。现场网络由现场总线、I/O 总线及远程 I/O 总线构成；控制层网络由位于控制柜与人机接口间的以太网构成，主要用于传输生产过程的实时数据和历史数据；监控网络位于监控层网络，用于连接监控操作级数据服务站、工程师站、操作员站和历史数据站，传输实时数据和历史数据[14]。它们之间通过交换器和以太网完

成信息传输。

监控层和管理层设备共同构成的人机交互系统，是 DCS 信息显示和人机交互的平台。监控层的设备主要有操作员站、工程师站、历史记录站以及打印机等。管理层的厂级实时监控信息系统和管理信息系统独立于 DCS 运行，完成全厂的管理功能[15]。

3 ICS 技术架构

电厂对于 DCS 的要求不断提高，DCS 本身具有的常规功能已经不能够满足需求，还需具有数字化、智能化的功能。DCS 的升级显得尤为重要，主要针对 DCS 的硬件平台、软件环境和数据库系统进行升级。

对于硬件平台升级，利用微型机群架构，使用高强度的数据挖掘技术和计算分析技术实现高性能服务器，使用可以将运算性能提升 10 倍的高性能控制器，由于电厂数据的海量化，增设高级应用服务网，以使用千兆网络实现对海量历史数据的传输。对于软件环境的升级，在能效分析计算环境中，扩大机理分析算法使之达到 50 种；在智能算法运行环境中，使人工智能算法增加到 20 种；将数据抽取、数据清洗和数据训练三个功能整合到一起，实现一键启动数据模型训练环境。对于数据库系统升级，运用高级应用服务网进行百万级别数据实时读取和写入，实现数据高速调用，使用分布式架构，让存储规模扩大 10 倍，检索速度提升 20 倍，实现对数据的高速压缩与索引。

以 DCS 为基础，扩展感知信息，融合先进控制技术与数据分析技术，形成智能运行控制平台，实现发电过程的智能控制与运行、智能监测、智能安全，达到减员增效、高效环保、灵活调节、主动安全管控的目标[16]。智能控制系统整个包括统一数据基础，两大技术系列和三大高级功能。现在以北京国电智深控制技术公司开发的智能控制系统展开叙述。如图 2 所示。

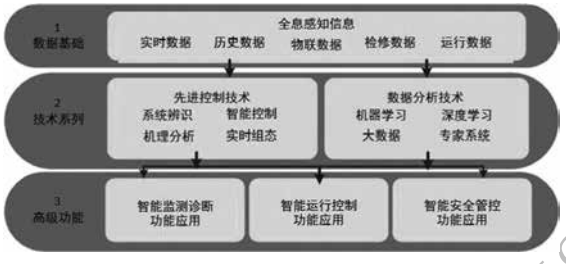


图 2　ICS 技术架构

3.1　统一数据基础

在火电厂生产过程中，接入现场总线设备和智能设备，采集实时数据，实现泛在物联和泛在感知。现场的实时数据包括 DCS 控制柜采集的数据、通过智能设备采集的数据、利用软测量技术采集到的数据和通过无线传输的数据等，设备与设备之间互联形成的物联信息，电厂检修人员的检修记录，运行人员的运行日志以及历史数据，形成工业大数据环境，构建全厂生产数据统一处理平台，消除数据孤岛，实现发电生产现场全范围数据聚合，为全场一体化监控和深度数据挖掘分析提供数据基础[17]。

3.2　两大技术系列

智能算法中主要运用数据分析技术和先进控制技术。将大数据分析技术融入到控制系统，传统控制技术与现代控制技术融合使用，实现人工智能与生产运行控制紧密结合，实现工业生产智能控制。

3.2.1　数据分析技术

利用历史数据、专业知识和丰富经验结合固化为代码形式的故障知识库，构建专家诊断系统，通过智能设备采集生产过程数据，利用高级应用服务网传输给智能执行机构，执行机构对数据进行可视化切分，展现工业生产现场效果。利用机器学习和深度学习对数据进行分析，得出数据量化效果图，提升了数据价值，为后期故障诊断做铺垫。

3.2.2　先进控制技术

传统控制技术和现代控制技术结合，将自抗扰控制算法、自适应控制算法、系统辨识、运行优化算法构建成智能算法库，实时

组态控制引擎为智能算法提供了组态调试运行环境，可以很好的完成生产过程的机理分析、建模和智能控制。同时，建立统一的调试运行环境，统一的接口规范，形成高度开放的应用开发环境，可以使第三方方便植入算法，保护其知识产权，使其更加专注于核心技术的研究，推动创新技术的良性发展。

3.3 三大高级功能

智能控制系统拥有三大功能群，分别是智能监测诊断功能群、智能运行控制功能群、智能安全管控功能群。智能监测诊断功能群可以实现电厂设备状态的智能监测、故障诊断及根源分析、故障预警等功能，为机组运行提供了可靠的保证。智能安全管控功能群对设备机组和信息传输进行主动安全管控，采用先进技术手段识别存在的危险因素，发现并规避潜在危险因素，确保工业生产全面安全管控，保证生产水平的进一步提高。智能运行控制功能群使用先进的控制技术对机组运行过程进行智能分析，寻优指导、能效分析，实现生产过程最优控制，使电厂利润最大化。智能监测诊断功能群和智能安全管控功能群为智能运行控制功能群提供了有效的支撑，保证现场设备的生产过程持续保持最优状态，形成生产过程的“能效大闭环”[18]。

3.3.1 智能监测诊断功能应用

当前，电厂数据处于大爆炸状态，特别是报警数据成千上万，其中存在许多冗余数据和错误信息，造成许多无效干扰报警，而真正有用的报警信息并不能发挥很好的作用[19]。当发生意外情况时，运行人员不能第一时间发现报警和寻找报警源头，或者发生报警时留给运行人员很短的时间处理故障，造成停机事故。

智能监测诊断功能群可自动或人为抑制一些无效的报警信息，将真正有效的报警信息体现出来。智能监测模块利用软测量技术对参数进行监测、对现场设备健康度、执行机构性能和控制回路品质进行监测，通过监测获得的数据，可以进行高温受热面分析，实现管屏汽壁温在线计算，温度监测与超温统计，管屏热偏差管理，强度与氧化寿命监测和管屏积灰状态监测等功能，实现电厂的数字孪生。同时还增强监控展现，对大型辅机三维分解、高温管屏和燃烧过程进行强化监控，更加逼真的反应生产过程。智能诊断分析如图 3 所示。

图 3 智能诊断分析

通过对监测的数据进行训练得到标准的参数值，对重要参数进行智能预警，使运行人员可以提前发现故障进行干预。利用机器学习算法对数据挖掘、分类、聚类分析等方法建立故障树，实现故障报警和异常状况根源分析，快速定位故障根源并提示，提升故障的自诊断能力。同时利用强大的高级应用服务网进行传输，为运行人员全面的解读特征信息，实现报警管理、智能报警和预警功能。

3.3.2 智能运行控制功能应用

采用系统辨识、模糊控制、神经网络控制、自适应控制等先进控制算法，形成具有机组自适应、模型自学习、故障自恢复、系统自整定能力的控制策略，满足设备在不同环境条件、不同工况、不同煤质特定条件下良好的运行，实现机组全过程、全范围的高级性能控制品质。例如机组自启停控制系统、全程自动系统、协调与分系统优化控制等。

基于大数据和计算流体力学的锅炉燃烧深度分析，得出整个燃烧过程的最优解，建立能效专家诊断系统，提供最优氧量、最优真空、最优滑压、最优端差、优化吹灰量的可行性建议，运行人员根据建议计算出最优

运行方式。

在实际生产控制过程中，配置能效实时计算系统，实现能效实时计算与耗差分析以及高精度机理仿真计算等功能。结合以上智能运行控制优化策略，给出机组实际工况下最优的运行控制策略和可视化界面。运行人员可根据策略制定厂级负荷优化分配和能效对标决策，使机组能够稳定高效趋优运行。同时，值班人员还可以进行数据归类统计以及分析结果可视化，形成智能报表，整个过程可以通过线上完成。建立科学完善的考核指标体系和竞赛规则，提高全厂的运行管理水平。

3.3.3 智能安全管控功能应用

工控信息安全是指对整个发电过程中设备以及产生的大量数据进行保护，保证生产中人员和设备的安全。智能安全管控系统从网管技术、主机安全、审计分析、隔离防护、设备管控、策略管理等方面进行全面研究，实现发电控制系统从内核到边界，从主机到网络的纵深管控，提高控制系统的稳定性，防止控制系统因病毒、非法侵入以及第三方系统故障导致整个系统发生故障，降低因控制系统问题而造成停机事故的发生。

智能安全管控系统具备生产大区内部入侵检测，主机加固，网络结构管控，综合审计，子系统隔离等功能，使得整个发电生产系统达到电力信息安全等级保护水平，已满足国家监管部门对电厂安全水平的要求。基于 Linux 系统以及特定安全模型开发内核安全型工控主机操作系统，创建 ICS 应用的强制访问控制策略白名单，通过端口协议分析、用户权限控制、USB 口管控技术，实现主机从内核到应用的全面防护。采用可信计算和白名单管控技术，对文件加载执行的监控，抵御主机应用层攻击。基于可信的自动免疫技术，将主机加固策略与工控系统业务应用进行一体化融合。提出工控网络基线概念，结合网络拓扑技术，实现网络结构和节点状态直观展示，异常节点自动处理，实现主动防御。利用审计日志分级压缩封装方法，优先上送关键信息，有效避免异常情况下关键日志信息的丢失。利用数据限速发送机制和溢流缓存方法，实现审计日志数据与生产实时数据的通往无忧传输。基于虚拟管道技术，建立专业适用于工控系统的防火墙，实现生产大区内子系统间隔离。

4 总结

智能控制系统在原有 DCS 系统的基础上，进行硬件系统、软件环境、数据库系统升级，形成智能监测诊断高级功能、智能运行控制高级功能、智能工控安全高级功能的一体化系统。在智能安全管控的保护下，通过能效对比分析计算得到煤耗、供氧、锅炉效率等实质性实时指标，经过多目标寻优算法得出最优控制标准值，为运行人员的高效最优操作提供指导性意见，使用先进控制技术、系统辨识等智能控制算法及控制策略，对火电机组进行高品质的控制，保证发电过程全范围的最优状态运行，实现生产过程的“能效大闭环”。对于电厂的数字孪生，边缘设备的自主驱动，泛在智能和云边端协同也将是未来的发展趋势。

参考文献：

[1] 国务院办公厅．能源发展战略行动计划（2014—2020 年）[EB/OL]．[2014-11-19]．http://www.gov.cn/zhengce/content/2014-11/19/content_9222.htm.

[2] 国务院办公厅．中国制造 2025 [EB/OL]．[2015-05-19]．http://www.gov.cn/zhengce/content/2015-05/19/content_9784.htm.

[3] 国家能源局．关于推进“互联网+”智慧能源发展的指导意见 [EB/OL]．[2016-02-29]．http://www.nea.gov.cn/2016-02/29/c_135141026.htm.

[4] 刘吉臻．智能发电：第四次工业革命的大趋势 [N]．中国能源报，2016-07-25.

[5] 张东霞，姚良忠，马文媛．中外智能电网发展战略 [J]．中国电机工程学报，2013，33（31）：1-14.

[6] 方毅芳. 智能制造技术与标准化体系发展趋势分析 [J]. 中国仪器仪表, 2018 (03): 21-26.
[7] 路郑. “互联网+电网”正催生供电服务新模式 [N]. 中国能源报, 2015-06-29 (025).
[8] 张维, 刘吉臻, 高明明. 基于数据挖掘的循环流化床锅炉辅机故障预警 [J]. 动力工程学报, 2019, 39 (10): 826-833.
[9] 刘吉臻, 王庆华, 房方, 牛玉广, 曾德良. 数据驱动下的智能发电系统应用架构及关键技术 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39 (12): 3578-3587.
[10] 刘吉臻, 胡勇, 曾德良, 夏明, 崔青汝. 智能发电厂的架构及特征 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37 (22): 6463-6470+6758.
[11] 毕洪硕. 热处理加热炉 DCS 控制系统设计 [D]. 大连交通大学, 2018.
[12] 牛海明, 邱忠昌, 黄焕袍. 1000MW 二次再热超超临界机组再热汽温控制策略及工程应用 [J]. 中国电力, 2017, 50 (09): 138-142.
[13] 黄焕袍, 阳光, 崔青汝. 1000 MW 二次再热超超临界机组分散控制系统关键技术研究及应用 [J]. 中国电力, 2017, 50 (06): 21-26.
[14] 王疆, 黄焕袍, 潘钢, 邱忠昌. DCS 设计标准化 [J]. 中国仪器仪表, 2011 (07): 63-68.
[15] 黄焕袍, 聂玲, 潘钢, 夏明. 自抗扰控制技术在火电机组 DCS 中的应用研究 [C]. 第二十九届中国控制会议论文集, 2010: 6166-6169.
[16] YongHu, De-Liang Zeng, Ji-Zhen Liu, Zheng-Zhao, Ya-zhe Li. Dynamic model for controller design of condensate throttling systems [J]. ISA Transactions, 2015, 58.
[17] WeiWang, JizhenLiu, DeliangZeng, Yuguang-Niu, Can Cui. Modeling for condensate throttling and its application on the flexible load control of power plants [J]. Applied Thermal Engineering, 2016, 95.
[18] 崔青汝, 朱子凡. 智能发电运行控制技术 [J]. 热力发电, 2019, 48 (9): 28-33.
[19] 张文建, 梁庚, 梁凌, 等. 智能发电技术体系建设探讨与展望 [J]. 热力发电, 2019, 48 (10): 1-7.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于隐马尔科夫模型的 RV 减速器故障诊断

安海博[1,2,3]，梁　炜[1,2,4]，张吟龙[1,2,4,5]

（1. 中国科学院沈阳自动化研究所机器人学国家重点实验室，辽宁 沈阳 110016；
2. 中国科学院网络化控制系统重点实验室，辽宁 沈阳 110016；
3. 中国科学院大学，北京 100049；4. 中国科学院机器人与智能制造创新研究院，辽宁 沈阳 110169；
5. 广州中国科学院沈阳自动化研究所分所，广东 广州，511548）

摘　要：针对 RV 减速器故障状态估计方法难以适用于存在噪声和未知扰动的环境，本文提出了一种基于隐马尔科夫（HMM）模型的 RV 减速器声发射故障检测方法。该方法首先利用小波包分解来滤除声发射信号中的噪声，然后建立 HMM 模型来辨识声发射信号的子周期；在此基础上对声发射信号进行剪裁和对齐，再采用改进式的 HMM 模型，将未来一段时间的观测序列引入到隐藏状态估计中，以此来抑制突发性扰动和噪声对估计结果的影响。

关键词：RV 减速器；声发射；隐马尔科夫模型；故障诊断

Hidden MarkovModel Based Rotate Vector Reducer Fault Detection Using Acoustic Emissions

AN Haibo[1,2,4]，　LIANG Wei[1,2,3]，　ZHANG Yinlong[1,2,3,5]

（1. *State Key Laboratory of Robotics*，*Shenyang Institute of Automation*，*Chinese Academy of Sciences*，*Shenyang* 110016，*China*；2. *Key Laboratory of Networked Control Systems*，*Chinese Academy of Sciences*，*Shenyang* 110016，*China*；3. *Institutes for Robotics and Intelligent Manufacturing*，*Chinese Academy of Sciences*，*Shenyang* 110169，*China*；4. *University of Chinese Academy of Sciences*，*Beijing* 100049，*China*
5. *Shenyang Institute of Automation*，*Guangzhou*，*Chinese Academy of Sciences*，*Guangzhou*，511548，*China*.）

Abstract：The reliable fault detection of rotate vector（RV）reducer is of paramount importance for the long-term maintenance of high-precision industrial robots. This paper proposes a hidden Markov model（HMM）based RV reducer fault detection using acoustic emission（AE）measurements. Compared with the conventional faults from the common rotating machinery（such as bearings and gears），faults from RV reducer are more complicated and undetectable due to its inherent inline and two-stage meshing structure. To this end，this work modifies the HMM model by taking into account not only the current observations and previous states，but also the subsequent series of observations within the posteriori probability framework. Through this way，the random and unknown disturbance，which is common in the industrial scenarios，could be suppressed. Besides，HMM is also applied to separate AE signal bulks within one cycle that has 39 subcycles，which is a critical step for AE signal pre-process-

ings. The proposed method has been evaluated on our collected AE signal dataset from the RV reducer in the industrial robotic platform. The experimental results and analysis validate the effectiveness and accuracy of our RV reducer fault detection model.

Keywords: RV reducer; acoustic emission; Hidden Markov model; fault diagnosis

0 引言

工业机器人 RV 减速器常用的故障诊断技术包括振动信号分析[1,2]、润滑油液分析[3]、温度检测分析[4,5]、声发射信号分析[6,7]。其中振动信号分析通过提取加速度信号的幅值、波形系数、峰值因数等来判断待测对象是否出现异常，但由于早期的振动信号比较微弱且容易被环境噪声所干扰，并不适合于 RV 减速器的故障诊断[8]。润滑油液分析通过检测润滑油中金属磨粒的浓度和磨损粒子浓度梯度来分析待测目标的磨损程度[9]，但 RV 减速器属于精密设备，内部拆卸和安装不仅低效、耗时，还会严重影响减速器性能。温度检测分析通过热红外传感器采集的温度图像来估计待测目标表面的温度[10]，为了抑制环境变化对温度分析的影响，采用梯度下降、局部锐化等图像处理方法来提高检测性能。但由于 RV 减速器内部结构复杂，呈现在热红外图像上的行星齿轮温度和摆线针轮温度是高度耦合的，无法溯源减速器具体出现故障的部件。与上述方法相比，声发射传感器采集待测目标发出的声学信号，通过挖掘信号固有的峭度、能量、幅值等故障判别性特征，来及时发现 RV 减速器的早期故障，具有“见微知著”的特性，非常适合于 RV 减速器全生命周期的故障状态监测。为此，本文采用声发射的方法来实现 RV 减速器的故障状态估计。

传统的声发射技术在用于 RV 减速器故障状态估计仍存在如下问题：(1) 机器人用 RV 减速器通常用于工业现场环境，现场环境存在突发性干扰和噪声，使得声发射传感器采集的信号不可避免地被噪声和干扰所破坏[11]。虽然现有滤波方法（比如采用高斯滤波器、巴特沃斯滤波器、中值滤波器等[12-14]）能从一定程度上抑制噪声的影响，但现有方法并未充分考虑 RV 减速器自身的二级减速机构特征，定常的带通滤波系数会滤除掉具有判别性的声发射信号特征分量；(2) 由于 RV 减速器是一种由行星齿轮和摆线针轮耦合组成的减速机构，其声发射信号具有双频周期性，既具有行星齿轮的“自转”周期性，又有摆线针轮的“公转”周期性。但现有方法在做时序分析时，并未充分考虑声发射信号周期性特点，没有辨识初始时刻的声发射信号相位，进而导致故障状态估计的一致性差[15]；(3) RV 减速器的故障（磨损）状态具有隐马尔科夫性，即当前时刻的故障状态仅与当前声发射信号观测结果以及前一时刻的故障状态相关，隐马尔科夫模型适合于描述 RV 减速器的故障状态[11]。但在声发射信号观测值被环境噪声淹没的情况下，HMM 会根据当前被突发性噪声破坏的观测，得到错误的状态估计，而且当前错误信息会酿成后续估计序列全部错误的后果[16]。

为了解决上述问题，本文提出一种改进式的 HMM 状态估计模型。算法流程图如图 1 所示，首先对声发射信号进行预处理，利用小波包分解所具有的高频分量时间分辨率特性和低频分量频率分辨率特性，来自适应的滤除声发射信号的噪声。接着根据 RV 减速器的摆线针轮运动学模型，建立 HMM 模型来辨识声发射信号的初始相位，进而对声发射信号序列做裁剪来达到初始相位对齐的目的。最后，采用改进式的 HMM 模型，将未来时间序列的观测信息引入到 HMM 故障状态估计中，通过多数投票策略来估计出当前时刻的隐藏故障状态，以此来抑制突发噪声对 RV 减速器状态估计的影响。

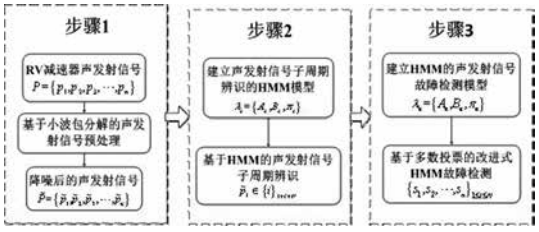


图 1　基于 HMM 的 RV 减速器声发射故障状态估计流程图

Fig. 1　Pipeline of HMM based RV reducer fault estimation

1　基于小波包分解的声发射信号预处理

RV 减速器内部采集的声发射信号微弱且易被干扰。而且，声发射信号常与环境噪声混叠在一起，呈现出高度的非线性、非平稳特性。而目前较为常用的方法就是通过时频变换提取声发射信号的时域和频域特征。常见的时频分析方法有离散傅里叶变换、加窗傅里叶变换、EMD 分解等，上述方法存在局部时频特征缺失、滑窗覆盖范围有限、频谱两侧信号易发散等问题[17]。采用小波包分解能克服以上方法的缺点，通过逐级分解的机制使得高频和低频段的信号特征均能有良好的表征和重构。

1.1　声发射信号的小波包变换

在实际场景下，采集的声发射信号通常伴随有加性噪声，带有噪声干扰的声发射信号模型为

$$y(t)=x(t)+\alpha(t) \tag{1}$$

其中 $y(t)$ 为含有噪声的声发射信号，$x(t)$ 为理想情况下的声发射信号，$\alpha(t)$ 为噪声信号，t 为采样时间。小波包分解的目的是对采集的信号 $y(t)$ 进行噪声抑制，即降低 $\alpha(t)$ 对信号分析结果的影响，尽可能地还原理想信号 $x(t)$。

本文采用的小波包变换模型如下：

$$f(t)=\frac{1}{c_{\psi}^{RV}}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}W_s^{RV}[f^{RV}(\tau^{RV})]\cdot\frac{1}{s}\cdot\psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right)dsd\tau \tag{2}$$

其中 s 表示 RV 减速器声发射信号的小波包频率；t 表示时间偏移量；c_{ψ}^{RV} 表示由小波基函数确定的常量。

$W_s^{RV}[f(\tau)]$ 表示声发射信号的小波母函数，其模型定义如下：

$$W_s^{RV}[f^{RV}(\tau)]=\int_{-\infty}^{+\infty}f^{RV}(t)\cdot\frac{1}{s}\cdot\psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right)dt \tag{3}$$

其中 τ 和 s 分别代表位置分量和频率分量；W_s^{RV} 表示声发射信号中特定位置 s 处的幅值分量。

1.2　基于小波包分解的声发射信号预处理

通过小波包分解，声发射信号被分解成不同层级、不同频率的小波包分量。如图 2 所示，原始的声发射信号 $P(t)$ 首先进行一级小波包分解。$P(t)$ 被分解成低频小波包 $P_{10}(t)$ 和高频小波包 $P_{11}(t)$。在此基础上，第一级小波包将进一步分解生成二级小波包集合 $\{P_{20}(t),P_{21}(t),P_{22}(t),P_{23}(t)\}$。其中 $P_{20}(t)$ 和 $P_{21}(t)$ 分别表示 $P_{10}(t)$ 的低频和高频分量；$P_{22}(t)$ 和 $P_{23}(t)$ 分别表示 $P_{11}(t)$ 的低频和高频分量。然后，第二级小波包分量进行第三级小波包分解，得到三级小波包集合$\{P_{30}(t),P_{31}(t),P_{32}(t),P_{33}(t),P_{34}(t),P_{35}(t),P_{36}(t),P_{37}(t)\}$。其中 $P_{30}(t)$ 和 $P_{31}(t)$ 分别表示 $P_{20}(t)$ 的低频和高频分量；$P_{32}(t)$ 和 $P_{33}(t)$ 分别表示 $P_{21}(t)$ 的低频和高频分量；$P_{34}(t)$ 和 $P_{35}(t)$ 分别表示 $P_{22}(t)$ 的低频和高频分量；$P_{36}(t)$ 和 $P_{37}(t)$ 分别表示 $P_{23}(t)$ 的低频和高频分量。利用这种逐级分解的方式，原始的声发射信号就能通过一系列不同频率、不同时间窗下的小波包分量来表示。

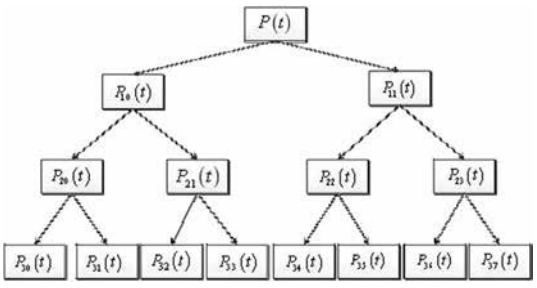


图 2　小波包变换层级分解示意图

Fig. 2　Hierarchical decomposition diagram of WPD

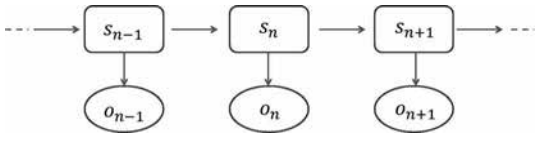
将小波变换分解得到的声发射信号小波包分量{$P_{30}(t)$, $P_{31}(t)$, $P_{32}(t)$, $P_{33}(t)$, $P_{34}(t)$, $P_{35}(t)$, $P_{36}(t)$, $P_{37}(t)$}, 分别与能量阈值 τ_{en} 作比较。定义示性变量 $\sigma_{i(0\le i\le 7)}$, 如果 $P_{3i(0\le i\le 7)}\ge\tau_{en}$, 则 P_{3i} 将被视为声发射信号分量, σ_i 赋值为 1; 反之将 P_{3i} 视为噪声, σ_i 赋值为 0。

将小波包分量{$P_{30}(t)$, $P_{31}(t)$, $P_{32}(t)$, $P_{33}(t)$, $P_{34}(t)$, $P_{35}(t)$, $P_{36}(t)$, $P_{37}(t)$}和对应的示性分量{σ_0, σ_1, σ_2, σ_3, σ_4, σ_5, σ_6, σ_7}结合起来, 得到噪声滤除后的小波分量集合{$P_{30}(t)\cdot\sigma_0$, $P_{31}(t)\cdot\sigma_1$, $P_{32}(t)\cdot\sigma_2$, $P_{33}(t)\cdot\sigma_3$, $P_{34}(t)\cdot\sigma_4$, $P_{35}(t)\cdot\sigma_5$, $P_{36}(t)\cdot\sigma_6$, $P_{37}(t)\cdot\sigma_7$}。基于此, 重构噪声滤除后的 RV 减速器声发射信号序列 $\tilde{P}=\{\tilde{p}_1, \tilde{p}_2, \tilde{p}_3, \cdots, \tilde{p}_n\}$。

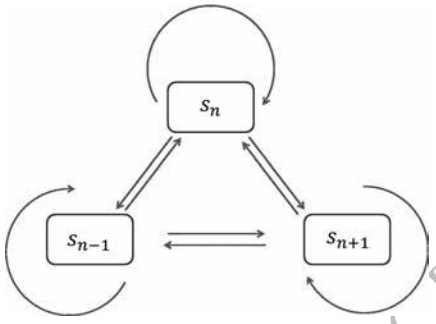
2 隐马尔科夫模型

HMM 模型是一种典型的动态贝叶斯网络模型, 能够根据观测序列, 来估计隐含的状态序列。由于 RV 减速器的故障状态满足马尔科夫性[18] (即当前时刻的减速器故障状态仅与上一时刻的故障状态有关, 与其他历史时刻无关), 而且故障状态仅能通峭度、能量等观测信息以特定概率形式反映出来, 所以本文采用 HMM 模型来估计 RV 减速器的故障状态序列。本节针对 HMM 模型理论知识进行相关介绍。

HMM 模型示意图如图 3 (a) 所示, 模型的观测序列为 $O=\{\cdots, o_{n-1}, o_n, o_{n+1}, \cdots\}$, 与观测序列相对应的状态序列为 $S=\{\cdots, s_{n-1}, s_n, s_{n+1}, \cdots\}$, 隐含的状态转移关系如图 3 (b) 所示。



(a) 隐马尔科夫模型



(b) 隐含状态关系

图 3 隐马尔科夫模型及隐含状态关系示意图

Fig. 3 HiddenMarkov Model and hidden state relationship

HMM 可用三元组 $\lambda=\{A_s, B_s, \pi_s\}$ 来形式化描述。状态转移矩阵为 $A_s=[a_{ij}]_{N\times N}$, 矩阵内部元素 $a_{ij}=P(s_{n+1}=q_j \mid s_n=q_i)$ ($i=1, 2, \cdots, N$, $j=1, 2, \cdots, N$) 表示 $n-1$ 时刻隐藏状态为 q_i 的条件下 n 时刻状态为 q_j 的概率; HMM 模型观测矩阵为 $B_s=[b_j(k)]_{N\times M}$, 其中矩阵内部元素 $b_j(k)=P(o_n=v_k \mid s_n=q_j)$ ($k=1, 2, \cdots, M$; $j=1, 2, \cdots, N$) 表示在 n 时刻状态为 q_j 的条件下观测为 v_k 的概率; 初始状态向量为 $\pi=(\pi_i)$, 其中 $\pi_i=P(s_1=q_i)$, $i=1, 2, \cdots, N$, 表示初始向量为 q_i 的概率。

HMM 模型 $\lambda=\{A_s, B_s, \pi_s\}$ 是通过最大化观测序列概率来求解得到的。观测序列概率模型为

$$P(O\mid\lambda)=\sum_S P(O\mid S,\lambda)P(S\mid\lambda)$$
$$=\sum_S \pi_{s_1}b_{s_1}(o_1)\,a_{s_1s_2}b_{s_2}(o_2)\cdots a_{s_{N-1}s_2}b_{s_N}(o_N) \quad (4)$$

其中, $O=\{o_1, o_2, \cdots, o_N\}$ 表示 1~N 时刻的观测序列; $S=\{s_1, s_2, \cdots, s_N\}$ 表示 1~N 时刻隐含的状态序列。

上述概率函数最大值可通过前向-后向算法来计算得到。定义前向概率 $\alpha_t(i)$ 来表示时刻 t 之前观测序列为 o_1, o_2, $\cdots$, o_t 且时刻 t 的状态为 q_i 的条件概率, 记为

$$\alpha_t(i)=P(o_1, o_2, \cdots, o_t, s_t=q_i\mid\lambda) \quad (5)$$

定义后向概率 $\beta_t(i)$ 来表示在时刻 t 状态

为 q_i 的条件下，从 $t+1$ 到 N 的观测序列为 o_{t+1}，o_{t+2}，…，o_N 的概率，记为

$$\beta_t(i)=P(o_{t+1},\ o_{t+2},\ \cdots,\ o_T\mid s_t=q_i,\ \lambda) \tag{6}$$

利用前向概率 $\alpha_t(i)$ 和后向概率 $\beta_t(i)$，可将观测序列概率 $P(O\mid\lambda)$ 统一写成

$$P(O\mid\lambda)=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\alpha_t(i)\,a_{ij}b_j(o_{i+1})\,\beta_{i+1}(j) \tag{7}$$

本文采用 Baum Welch 方法通过最大化后验概率 $P(O\mid\lambda)$ 来估计 HMM 三元组 λ。该方法在期望步骤和最大化步骤反复迭代。根据当前估计得到的 HMM 模型 λ_{e0}，将 $P(\{o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_n\}\mid\lambda_s)$ 目标函数的求解转变为计算收敛度函数 $\varphi(\lambda_{e1},\ \lambda_{e0})$：

$$\varphi(\lambda_{e1},\ \lambda_{e0})=\sum_{q}P(\{o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_n\},\ q\mid\lambda_{e1})\cdot\log[P(\{o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_n\},\ q\mid\lambda_{e0})] \tag{8}$$

其中条件概率 $P(\{o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_n\},\ q\mid\lambda_{e1})$ 模型如下：

$$P(\{o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_n\},\ q\mid\lambda_{e1})=\pi_{q_0}\cdot\prod_{t=1}^{N-1}a_{s_{t+1}s_t}b_{s_t}(o_t) \tag{9}$$

模型 $\lambda=\{A,\ B,\ \pi\}$ 更新过程如下：

$$a_{ij}=\frac{\sum_{t=1}^{N}\xi_t(i,\ j)}{\sum_{t=1}^{N}\gamma_t(i)}\quad 1\le i,\ j\le N \tag{10}$$

$$\pi_i=\gamma_1\ (i)\qquad 1\le i\le N \tag{11}$$

$$b_{ij}=\frac{\sum_{t=1\cap o_t}^{N}r_t(j)}{\sum_{t=1}^{N}r_t(j)} \tag{12}$$

$$\gamma_t(i)=\sum_{j=1}^{N}\xi_t(i,\ j) \tag{13}$$

$$\xi_t(i,\ j)=\frac{\alpha_t(i)\,a_{ij}b_j(o_{t+1})\,\beta_{t+1}(j)}{\sum_{i=1}^{N}\alpha_t(i)\beta_t(i)} \tag{14}$$

在上述 HMM 模型 $\lambda=\{A_s,\ B_s,\ \pi_s\}$ 参数估计的基础上，本章采用 Viterbi 算法来实现隐马尔科夫的模型预测[19]，根据观测序列 o_1，o_2，…，o_N，通过最大化后验概率推断最优的状态序列 s_1，s_2，…，s_n。

首先定义变量 $\delta_t(q)$ 来描述 t 时刻隐含状态为 q 的条件概率，记为

$$\delta_t(q)=\max_{s_1,s_2,\cdots,s_{t-1}}p(s_t=q,\ s_{t-1},\ \cdots,\ s_1,\ o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_t\mid\lambda) \tag{15}$$

利用 $\delta_t(q)$ 的递推关系得到 $t+1$ 时刻状态为 q 的条件概率：

$$\delta_{t+1}(q)=\max_{s_1,s_2,\cdots,s_t}p(s_{t+1}=q,\ s_t,\ \cdots,\ s_1,\ o_1,\ o_2,\ \cdots,\ o_{t+1}\mid\lambda)=\max_{1\le j\le N}[\delta_t(j)\,\alpha_{ji}]\,b_i(o_{t+1}) \tag{16}$$

定义 t 时刻状态为 q 的所有状态序列中，概率最大的序列所对应的 $t-1$ 概率为

$$\Psi_t(q)=\arg\max_{1\le j\le N}[\delta_{t-1}(j)\,\alpha_{ji}],\ 1\le i\le N \tag{17}$$

在计算第 $m+1$ 个观测值的状态转移过程时，只需要考虑从开始到第 n 个隐藏状态的最短转移过程和当前状态值到第 $m+1$ 个隐含状态值的最短转移过程，即

$$P^*=\max_{1\le j\le N}\delta_N\ (s) \tag{18}$$

$$s_N^*=\arg\max_{1\le s\le M}[\delta_N\ (s)] \tag{19}$$

3 基于 HMM 的声发射信号子周期辨识

RV 减速器的二级减速机构特征使得声发射信号具有双频周期性，采集的信号既具有行星齿轮的“自转”周期，又具有摆线针轮的“公转”周期。具体来说，在 RV 减速器内部，假定 RV 减速器的减速比为 N，如果行星齿轮转动 N 周，曲轴也会随着转动 N 周，二级减速机构的每个摆线针轮会跟随曲轴转动 1 周，齿盘转动 1 周。基于此，摆线针轮公转周期内声发射信号被分成 N 个子周期，每个子周期均呈现双波峰、双波谷的信号强度分布特性。本文采用的子周期辨识流程分 3 步：首先采用混合高斯分布模型来区分出含有 N 段子周期的声发射信号曲线；然后根据声发射信号的峭度和能量来提取子周期的判别性特

征；最后建立 HMM 模型来辨识声发射信号初始时刻的相位。

描述声发射信号子周期分布特性的混合高斯分布概率密度函数 $p(x)$ 模型如下：

$$p(x)=\sum_{k=1}^{N}p(k)\,p(x\,|\,k)=\sum_{k=1}^{N}\pi_k N(x\,|\,u_k,\ \sigma_k^2) \tag{20}$$

其中 $p(x\,|\,k)=N(x\,|\,u_k,\ \sigma_k^2)$ 表示第 k 个高斯模型的概率密度函数。u_k 和 σ_k^2 分别表示模型对应的均值和方差；π_k 表示第 k 个高斯模型的权重，且满足 $\sum_{k=1}^{N}\pi_k=1$。本模型中，π_k 由训练样本计算得到，同样，混合高斯分布的各均值和方差通过最大化似然估计来获得[20]。

在采用混合高斯模型分割出子周期的基础上，进一步提取每个子周期内的判别性特征。本文采用峭度和能量作为子周期的判别性特征。其中，子周期的峭度 K_k 模型为

$$K_k=\frac{1}{N}\sum_{i-1}^{N}\left(\frac{x_i-u_k}{\sigma_k}\right)^4 \tag{21}$$

其中下小标 k 表示子周期的序号；N 表示子周期的采样序列长度；u_k 和 σ_k 分别表示第 k 个模型高斯分布的均值和标准差。

子周期的能量值 E_k 模型为：

$$E_k=\frac{1}{N}\sum_{i-1}^{N}x_i^2 \tag{22}$$

进一步，根据子周期的峭度和能量值作为判别性特征，建立能够辨识子周期的 HMM 模型。模型中包含的子周期序号（隐藏状态）记为$\{s_1,\ s_2,\ \cdots,\ s_N\}$，每个子周期的峭度观测值和能量观测值均与预先设定的峭度阈值 τ_k 和能量阈值 τ_e 作对比，以此来得到四种不同的观测状态$\{o_1,\ o_2,\ o_3,\ o_4\}$。例如，在子周期 k 中，观测值 o_k 的取值是通过比较峭度和能量来得到的，观测模型如下：

$$\begin{aligned}
o_k&=o_1 \quad K_i\le\tau_k,E_i\le\tau_e\\
o_k&=o_2 \quad K_i\le\tau_k,E_i>\tau_e\\
o_k&=o_3 \quad K_i>\tau_k,E_i\le\tau_e\\
o_k&=o_4 \quad K>\tau_k,E_i>\tau_e
\end{aligned}$$

RV 减速器声发射信号子周期辨识的 HMM 模型中共有 N 种隐藏状态，m 个观测值（$m=4$）。所以 HMM 模型的状态转移矩阵 A_s、观测矩阵 B_s 和初始状态向量形式如下：

$$A_s=\begin{bmatrix}a_{11}&a_{12}&\cdots&a_{1N}\\ \vdots&\vdots&\vdots&\vdots\\ a_{N1}&a_{N2}&\cdots&a_{NN}\end{bmatrix} \tag{23}$$

$$B_s=\begin{bmatrix}b_{11}&b_{12}&\cdots&b_{1m}\\ \vdots&\vdots&\vdots&\vdots\\ b_{N1}&b_{N2}&\cdots&b_{Nm}\end{bmatrix} \tag{24}$$

$$\pi_s=[\pi_1,\ \pi_2,\ \cdots,\ \pi_N]^T \tag{25}$$

其中 a_{ij} 表示状态 i 转至 j 的状态转移概率；b_{ij} 表示状态 i 和观测 j 条件下的观测概率；$\pi_{k\in[1,N]}$ 表示声发射信号子周期初始状态为 k 的概率。根据上述 HMM 子周期辨识模型，采用 Viterbi 算法推测出 t 时刻的子周期序号 $i_t(i_t\in[1,\ n])$。

4 基于 HMM 的 RV 减速器故障分类

4.1 HMM 故障分类建模

考虑到 RV 减速器的故障状态满足马尔科夫性，即当前的故障状态仅与上一时刻的故障状态有关，而与其他历史时刻无关。而且故障状态并不能直接定性分析得到，只能通过声发射信号来间接推算得到，本节采用 HMM 模型来估计减速器的故障状态序列。

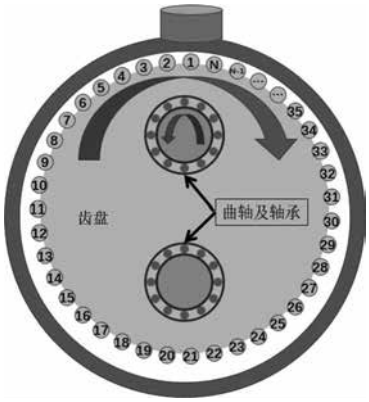


图 4　摆线针轮旋转示例

Fig. 4　Illustration on cycloidal wheel rotation

在获取 HMM 模型的观测序列阶段，在辨识出声发射信号的初始相位后，需要对信号做适当裁剪，将 1 号摆线针轮自转子周期设为波形曲线的起点，以齿盘公转周期内的信号段作为观测。以图 4 为例，假设 $[t_1, t_2]$ 时间段内行星齿轮转动 N 圈，摆线针轮从 1 号针齿开始各自转 1 圈，齿盘公转 1 圈，则本文将 $[t_1, t_2]$ 时间段的声发射信息作为后续观测的输入部分。

估计 RV 减速器故障状态序列的 HMM 模型由三元组 $\lambda_e=\{A_e, B_e, \pi_e\}$ 构成。其中，A_e 表示 RV 减速器的状态转移矩阵；B_e 表示声发射信号的观测矩阵；π_e 表示 RV 减速器的初始状态向量。通过齿盘公转周期的声发射信号序列 $\{\tilde{p}_1, \tilde{p}_2, \cdots, \tilde{p}_n\}$ 来计算对应的峭度序列 $\{kur_1, kur_2, \cdots, kur_n\}$ 和对应的能量序列 $\{e_1, e_2, \cdots, e_n\}$。本文采用的 HMM 观测序列 $\{o_1^F, o_2^F, \cdots, o_n^F\}$ 模型如下：

$$o_i^F=e_i\cdot(\tau_2\cdot kur_i^2+\tau_1\cdot kur_i+\tau_0) \quad (26)$$

其中下标 $i\in[1, n]$ 表示观测序列的编号；$\{\tau_2, \tau_1, \tau_0\}$ 表示关于峭度部分的权重系数，通过经验值来获得。

本文将 RV 减速器的隐藏状态设定为以下 4 种，正常状态（用 S1 标识）、故障状态 1（轻微故障，用 S2 标识）、故障状态 2（中度故障，用 S3 标识）、故障状态 3（重度故障，用 S4 标识）。RV 减速器的 HMM 模型遵循从左至右的状态转移范式，如图 5 所示。

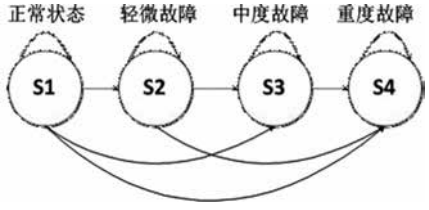


图 5　RV 减速器 HMM 状态转移模型

Fig. 5　HMM state transition model of RV reducer

4.2　基于 HMM 的 RV 减速器故障诊断

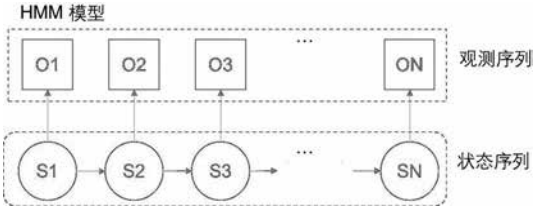
在基于声发射的 RV 减速器状态监测中，采集的声发射信号会伴随有未知的、不确定的噪声和扰动。比如，在 i 时刻，如果观测值 o_i 被噪声信号所干扰，得到的隐含状态 s_i 将会是错误的。更为严重的是，随后估计的故障状态 s_{i+1} 也会因为 s_i 的错误而出现问题，进而造成估计序列错误累积的后果。为了抑制扰动和噪声对状态估计的影响，本文对传统的 HMM 做了改进，模型中当前时刻的状态信息 s_{i+1} 不仅与当前时刻的观测值 o_{i+1}、上一时刻的隐含状态 s_i 有关，还与未来时间段的一段观测值 $\{o_{i+2}, \cdots, o_{i+m}\}$ 有关。故障预测模型的示意图如图 6 所示，在 HMM 状态预测部分，在估计隐含状态 s_2 时，不仅考虑了前一时刻 s_1 的状态信息和当前时刻的观测信息 o_2，还考虑了 t_3 和 t_4 时刻的观测量 o_3 和 o_4。

由于现场的环境噪声只会维持一段时间，扰动因素可以由上述改进的 HMM 模型来抑制掉，后验概率 $P(s_{i+1}\mid s_i, \{o_{i+1}, \cdots, o_{i+m+1}\}, \lambda_e)$ 估计的状态序列的鲁棒性和准确性能够得到极大提升。根据当前观测 o_i^F 和上一时刻隐藏状态值 $s_{e,i-1}$，估计出当前时刻的状态 $s_{ei}(o_i^F)$。以此类推，根据未来一段时间的观测值 $o_{j,i<j\le t}^F$ 和 $i-1$ 时刻状态值 $s_{e,i-1}$ 来估计 i 时刻的状态值 $s_{ei}(o_{j,i<j\le t}^F)$

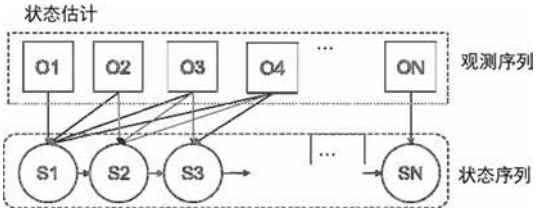
在此基础上，统计 $s_{ei}(o_{j,i<j\le t}^F)$ 分别属于健康状态、轻微故障状态、中度故障状态和重度故障状态的数目，分别记为 $N_i(s_1)$，$N_i(s_2)$，$N_i(s_3)$，$N_i(s_4)$。RV 减速器 i 时刻的监测状态 s_i 通过多数投票方法来得到，多数投票模型为：

$$s_i=argmax_{s_i}(N_i(s_1), N_i(s_2), N_i(s_3), N_i(s_4)) \quad (27)$$

根据改进式的 HMM 模型，最终得到 RV 减速器的故障状态序列 $\{s_1, s_2, \cdots, s_n\}$。



（a）HMM 建模



（b）HMM 状态预测

图 6　HMM 模型的状态估计流程

Fig. 6　State estimation process of HMM model

5　实验验证

在声发射信号故障检测的实验部分，总共采集了 252 组 RV 减速器声发射实验数据。减速器的转速总共选取了 7 组数值，分别是 4 r/min、6 r/min、10 r/min、12 r/min、14 r/min 和 16 r/min。此外，输出轴转矩也选取了 7 组值，分别为 150 N·m、200 N·m、250 N·m、300 N·m、300 N·m、350 N·m 和 400 N·m。通过将不同的负载和旋转速度组合起来，来模拟不同工况下减速器的运行情况。每种工况持续运行 2 个小时，并通过回程角度误差来判断减速器的故障程度。

过载实验采用 Arrhenius 模型来描述减速器的疲劳程度。在每组过载实验中，测量了 5 组回程误差，如表 1 所示。通过回程误差能够看到，经过每组过载实验后，回程误差都会加大 10 弧秒左右。在本实验中，将减速器的健康状态设定为回程误差小于 15 弧秒；轻度故障程度设定为回程误差介于 15 弧秒和 25 弧秒之间；中度故障程度设定为回程误差介于 25 弧秒和 35 弧秒之间；重度故障程度设定为回程误差介于 35 弧秒和 50 弧秒之间。

表 1　过载实验后的回程误差

Table 1　Return difference value after overload test

测试编号	1	2	3	4
前向（弧秒）	7''	19''	22''	33''
后向（弧秒）	−5''	−2''	−10''	−13''
回程误差（弧秒）	12''	21''	32''	46''

经过小波变换后，选取了 34 段具有判别性的频率段，如表 2 所示。参数 τ_{en} 设定为 3.05；频率间隔选在主频左右两侧的 50Hz 附近。针对每种状态，声发射信号采集了 12 次。参数 τ_k 和 τ_e 分别设定为 3.2 和 2.98。每个周期的能量值通过声发射信号的 2 范数运算得到。实验总共包含了 408 组数据，34 段频带的能量分布如图 7 所示。标识“*”、“实心圆”、“五角星”和“加号”分别表示四种状态。从图中能够看出声发射信号的能量强调分布相似，这给区分不同磨损状态带来了极大的挑战。小波变换得到的声发射信号 3 级小波高频、低频分解示意图如图 8 所示。

表 2　小波包分解后选取的 34 组频段

Table 2　34Frequencybands after WPD

编号	频段范围（Hz）	编号	频段范围（Hz）	编号	频段范围（Hz）	编号	频段范围（Hz）	编号	频段范围（Hz）
1	410~450	8	2680~2800	15	5350~5380	22	325500~326000	29	398000~399000
2	530~570	9	2950~3050	16	6660~6710	23	348100~348500	30	401400~401800
3	640~680	10	3670~3740	17	149500~150000	24	374700~375300	31	426800~427000
4	870~910	11	4000~4050	18	198200~198400	25	362200~362400	32	449300~449600
5	1640~1710	12	4350~4420	19	224500~225000	26	374700~375200	33	473800~474000
6	2020~2060	13	4680~4800	20	275000~275400	27	387600~387800	34	550400~550800
7	2330~2370	14	4990~5050	21	299800~299900	28	397050~397350		

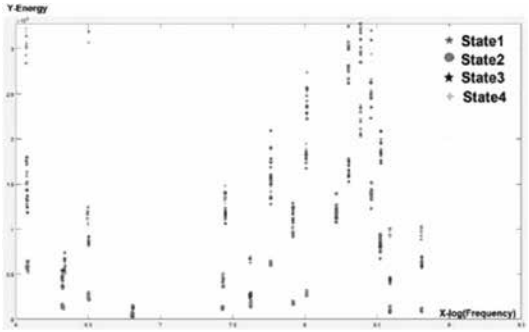


图 7　34 组频段的能量分布

Fig. 7　Energy distribution of 34 frequency band

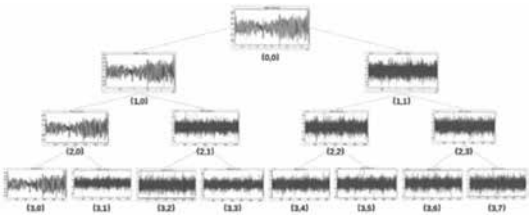


图 8　声发射信号三级小波包分解示意图

Fig. 8　Three-level WPD diagram of AE signal

根据 HMM 模型辨识出的声发射信号子周期效果如图 9 所示。实验所采用的减速器型摆线针轮齿数为 40，通过本文所提 HMM 模型辨识出的子周期示意图如图 9 所示。每个周期内对应的 39 组子周期的能量值和峭度值，如表 3 所示。

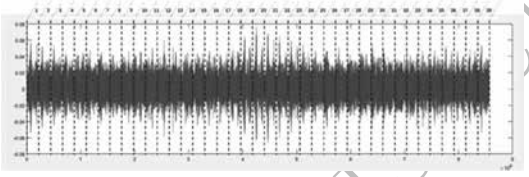


图 9　基于 HMM 的声发射信号子周期辨识

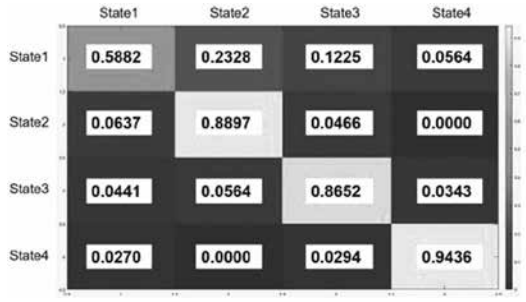
Fig. 9　Acoustic emission signal subcycle identification based on HMM

表 **3**　声发射信号的 39 个子周期的峭度和能量

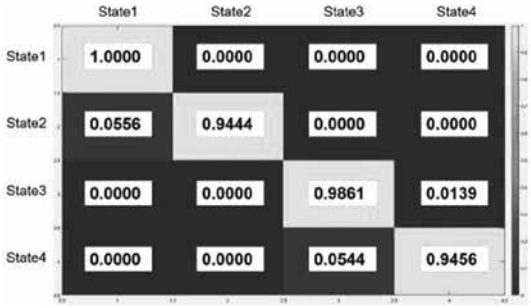
Table 3　AE kurtosis value and energy value of 39 subcycle

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
峭度	4. 20	3. 60	3. 71	3. 23	3. 11	3. 24	3. 06	3. 24	3. 10	3. 23
能量	2. 77	3. 00	2. 95	3. 20	3. 04	2. 73	2. 73	3. 00	3. 19	3. 14
序号	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
峭度	3. 82	3. 81	3. 36	2. 89	3. 20	3. 39	3. 13	3. 32	4. 27	5. 34
能量	3. 16	3. 11	2. 89	2. 80	2. 53	2. 21	2. 55	2. 57	2. 72	2. 98
序号	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
峭度	5. 61	4. 83	3. 83	3. 72	3. 36	3. 44	3. 42	2. 86	3. 02	3. 19
能量	2. 94	3. 13	2. 98	2. 95	3. 28	3. 24	2. 93	3. 06	3. 31	3. 65
序号	31	32	33	34	35	36	37	38	39	
峭度	3. 33	2. 78	2. 89	3. 28	3. 14	3. 66	3. 22	3. 18	3. 66	
能量	3. 15	2. 72	2. 73	2. 57	2. 45	2. 57	2. 45	2. 47	2. 67	

为了评估本报告所提的 RV 减速器故障检测模型的准确性，将本文方法与［21］的方法做了对比。如图 10 所示，采用现有方法（［21］的方法）在诊断状态 1 的故障时，由于故障信号受到无法预知的噪声扰动项干扰，检测效果很差，准确率仅为 0. 5882。而本报告采用的方法能明显优于传统方法，其主要原因是本模型中不仅考虑了当前时刻的观测值和历史状态，还考虑了未来一段时间内的观测值。此外，在状态 2、状态 3 和状态 4 的检测中，本方法也明显优于传统方法，性能分别提升了 6%、12%和 0. 2%。



（a）采用现有法的 RV 减速器故障检测准确率



（b）采用本报告的 RV 减速器故障检测准确率

图 10　RV 减速器故障检测准确率对比

Fig. 10　Accuracy contrast of RV reducer fault diagnosis

6　结论

针对 RV 减速器故障状态估计方法难以适用于存在噪声和未知扰动的环境，本文提出了一种基于 HMM 的 RV 减速器声发射故障检测方法。该方法首先利用小波包分解来滤除声发射信号中的噪声，然后建立 HMM 模型来辨识声发射信号的子周期；在此基础上对声发射信号进行剪裁和对齐，再采用改进式的 HMM 模型，将未来一段时间的观测序列引入到隐藏状态估计中，以此来抑制突发性扰动和噪声对估计结果的影响，本文的主要贡献总结如下：

（1）采用小波包分解方法在时域与频域上对声发射信号进行了有效降噪；

（2）与 RV 减速器运动学规律相结合，基于 HMM 来辨识摆线针轮在初始时刻的相位；

（3）提出了一种改进式的 HMM 模型，该模型不仅考虑了当前时刻声发射信号的观测信息与前一时刻的状态估计信息，还将未来一段时间的声发射信号观测序列引入到隐含状态估计中，极大程度地抑制了环境噪声和未知扰动对故障状态估计的影响。

参考文献：

[1] Ogidi O O，Barendse P S，Khan M A. Detection of static eccentricities in axial-flux permanent-magnet machines with concentrated windings using vibration analysis [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2015，51（6）：4425-4434.

[2] Zabit U，Bernal O D，Amin S，et al. Spectral Processing of Self-Mixing Interferometric Signal Phase for Improved Vibration Sensing Under Weak - and Moderate - Feedback Regime [J]. IEEE Sensors Journal，2019，19（23）：11151-11158.

[3] Ma J，Zhang H，Shi Z，et al. Vibration analysis of journal bearings under water contaminated lubrication [C]. 24th International Conference on Automation and Computing（ICAC）. 2018，pp. 1-pp. 6.

[4] Mohammed A，Melecio J I，Djurovi S. Stator Winding Fault Thermal Signature Monitoring and Analysis by in situ FBG sensors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2018，66（10）：8082-8092.

[5] Shi Y，Wang J，Wang B. Electromagnetic-thermal Coupled Simulation under Various Fault Conditions of a Triple Redundant 9-phase PMASynRM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2019.

[6] Ali J B，Fnaiech N，Saidi L，et al. Application of empirical mode decomposition and artificial neural network for automatic bearing fault diagnosis based on vibration signals [J]. Applied Acoustics，2015，89：16-27.

[7] Hemamalini S. Rational-Dilation Wavelet Transform Based Torque Estimation from Acoustic Signals for Fault Diagnosis in a Three-Phase Induction Motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics，2018，15（6）：3492-3501.

[8] 理华，徐春广，肖定国，黄卉，郑军，季皖东，郭浩. 滚动轴承声发射检测技术 [J]. 轴承，2002（07）：24-26+40.

[9] 曾敏士. 通过润滑油分析进行柴油机故障诊断 [J]. 铁道机车车辆，1995（1）：36-38.

[10] López-Pérez D，Antonino-Daviu J. Application of

infrared thermography to failure detection in industrial induction motors: case stories [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53 (3): 1901-1908.

[11] An H, Liang W, Zhang Y, et al. Hidden Markov model based rotate vector reducer fault detection using acoustic emissions [J]. International Journal of Sensor Networks, 2020, 32 (2): 116-125.

[12] Yin S, Zhu X. Intelligent particle filter and its application to fault detection of nonlinear system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (6): 3852-3861.

[13] Zhao S, Huang B. Iterative residual generator for fault detection with linear time-invariant state-space models [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2017, 62 (10): 5422-5428.

[14] Aranda L A, Reviriego P, Maestro J A. Error detection technique for a median filter [J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2017, 64 (8): 2219-2226.

[15] Zeng D, Liu G, Mao H, et al. Comparison of Two Cycloidal Wheel Modification Methods [C]. 2018 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA). 2018: 1274-1278.

[16] Bajovi D, He K, Stankovi L, et al. Optimal detection and error exponents for hidden semi-Markov models [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12 (5): 1077-1092.

[17] 邓拥军, 王伟, 钱成春, 王忠, 戴德君. EMD 方法及 Hilbert 变换中边界问题的处理 [J]. 科学通报, 2001 (03): 257-263.

[18] 吴军. 数学之美 [M]. 人民邮电出版社, 2014.

[19] 李航. 统计学习方法 [M]. Qing hua da xue chu ban she, 2012.

[20] ArıÇ, Aksoy S. Detection of compound structures using a Gaussian mixture model with spectral and spatial constraints [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2014, 52 (10): 6627-6638.

[21] Dey M, Rana S P, Dudley S. Smart building creation in large scale HVAC environments through automated fault detection and diagnosis [J]. Future Generation Computer Systems, 2018.

机器人 RV 减速器声发射信号传播机理分析及实验研究

安海博[1,2,3]，梁　炜[1,2,4]，张吟龙[1,2,4,5]

（1. 中国科学院沈阳自动化研究所机器人学国家重点实验室，辽宁 沈阳 110016；
2. 中国科学院网络化控制系统重点实验室，辽宁 沈阳 110016；3. 中国科学院大学，北京 100049；
4. 中国科学院机器人与智能制造创新研究院，辽宁 沈阳 110169；
5. 广州中国科学院沈阳自动化研究所分所，广东 广州，511548）

摘　要：工业机器人减速器的健康状况决定了工业机器人的执行效率和精度，因此检测和诊断减速器故障至关重要。RV 减速器以其体积小、传动比大、效率高等特点成为目前工业机器人最常用的减速器。但其结构复杂、耦合度高等特点使其故障检测和诊断面临巨大挑战。声发射传感器以其在微弱应力信号检测方面的优势使 RV 减速器故障检测和诊断更加精确，但目前在 RV 减速器的声发射信号传播机理等方面还缺乏定量的分析。本文希望通过声发射信号在减速器内部的传播机理的分析和研究，实现对减速器磨损等故障的准确监测与评估。首先从 RV 减速器的运动学机理出发，建立声发射信号在 RV 减速器内部的传播模型，接着利用小波分析方法得到不同频段的声发射信号时频分量特征，进而建立 RV 减速器声发射信号趋势演化模型。通过 RV 减速器的加速退化实验，得到了四种不同磨损状态下的声发射信号演化趋势，验证了本文提出的声发射信号传播模型的正确性。

关键词：工业机器人；RV 减速器；声发射；故障诊断

Research on AE Signal Propagation Mechanism and Tests within RV Reducer

AN Haibo[1,2,4]，LIANG Wei[1,2,3]，ZHANG Yinlong[1,2,3,5]

（1. *State Key Laboratory of Robotics*，*Shenyang Institute of Automation*，*Chinese Academy of Sciences*，*Shenyang* 110016，*China*；2. *Key Laboratory of Networked Control Systems*，*Chinese Academy of Sciences*，*Shenyang* 110016，*China*；3. *Institutes for Robotics and Intelligent Manufacturing*，*Chinese Academy of Sciences*，*Shenyang* 110169，*China*；4. *University of Chinese Academy of Sciences*，*Beijing* 100049，*China*
5. *Shenyang Institute of Automation*，*Guangzhou*，*Chinese Academy of Sciences*，*Guangzhou*，511548，*China*.）

Abstract：Reducer is the key component of industrial robot system. Its execution accuracy and efficiency largely depend on its health condition. Thus，reducer fault detection and diagnosis play a vital role for industrial robots. RV reducer is the most commonly used reducer in industrial robots thanks to its small size，large transmission ratio and high efficiency. However，its complex structure and high coupling fea-

tures bring challenging issues for its fault detection & diagnosis. The acoustic emission, which is able to detect fault signals in weak stress, makes it possible to detect RV reducer faults. Unfortunately, there is lack of quantitative analysis on acoustic emission propagation mechanism. Thus, this work seeks to investigate the propagation mechanism of acoustic emission signals caused by RV reducer. Firstly, the propagation model of acoustic emission signal in RV reducer is built based on its kinematic mechanism. Then the wavelet transform analysis is used to obtain the time-frequency component features of acoustic emission signals. Eventually, the propagation model of acoustic emission signals is derived from the time-frequency features. In the RV reducer accelerated degradation tests, the evolution trend of acoustic emission signals under four different wear states is obtained. The experiment proves the accuracy of the acoustic emission signal propagation model.

Keywords: Industrial robot; RV reducer; acoustic emission; fault diagnosis

0 引言

随着制造业的快速发展，工业机器人已成为智能制造的核心执行单元，对提高产品质量与生产效率起着至关重要的作用。国际机器人联合会（IFR，International federation of robotics）报告[1] 显示，工业机器人的使用量正在逐年上升。随着工业机器人应用的广泛普及，其运行维护问题变得越来越重要了。工业机器人健康状态评估和故障诊断能够有效降低机器人的运行故障率，缩短维护时间，提高机器人执行效率，是工业机器人运行维护的重要问题。

减速器是工业机器人的核心部件，其健康状况决定了工业机器人执行效率和精度，已经成为限制工业机器人长期稳定运行的主要原因[2]。为此，如何通过无损、快速性能退化评估等方法，在减速器出现故障前做出及时诊断，提前预警，提前维护，进而提高生产线的平均无故障工作时间，受到人们的广泛关注。

RV（Rotate vector reducer）减速器以其体积小、传动比大、效率高等特点成为目前工业机器人最常用的减速器[3]。RV 减速器结构十分复杂，内部零部件的高度紧密耦合，在提高了减速器性能的同时给故障诊断带来了巨大的挑战。目前的研究主要使用振动和声发射（Acoustic Emission，AE）技术进行检测，而声发射技术作为一种可以检测零部件磨损导致的应力变化的技术，可以得到更准确的检测结果[4-5]。目前关于 RV 减速器故障诊断，通常采用以下策略开展研究：

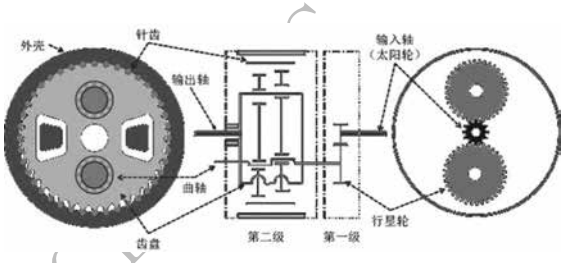
（1）分而治之的机理研究：RV 减速器由行星减速机构与摆线减速机构两级减速机构构成，在行星轮故障诊断方面，清华大学褚福磊教授等学者通过轮齿结构的运动学分析，建立了声发射信号在行星轮内的传播与衰减模型[6-10]，得到了声发射信号在行星轮内部的变化规律。但是，目前利用声发射信号分析摆线轮内的信号传播机理的研究还未见报道；而针对 RV 减速器摆线轮故障模拟、监测、诊断的实验研究面临巨大挑战，这是因为 RV 减速器摆线轮结构复杂且咬合紧密，拆开减速器后重新安装会造成精度下降，从某种意义上已经成为“故障减速器”，无法实现故障模拟[11]。为此，需开展基于摆线轮运动机理及其故障信号传播机理等方面的研究，实现对 RV 减速器免拆、准确的状态监测。

（2）基于模拟和实验的退化特性分析：北方工业大学的姚灿江等学者利用相似零部件的可靠性数据分析，得出了影响 RV 减速器寿命的主要原因是减速器内部薄弱环节零部件磨损导致的结论[12]。哈尔滨理工大学的陆博设计了一套针对 RV 减速器的加速退化实验方法[13]，可以针对 RV 减速器磨损特性分析其退化曲线，但是没有针对减速器内部零部

件在旋转导致的摩擦、磨损等产生的振动、声发射等特征进行监测与分析，只能对减速器整机的退化规律进行大致的估计，缺乏定量的分析方法和实验。

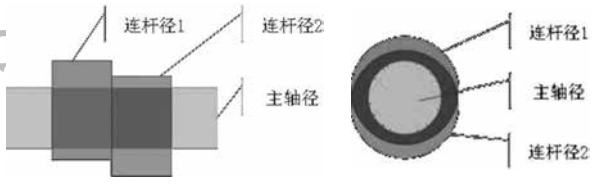
（3）基于信号的故障诊断方法研究：西安交通大学的陈乐瑞通过采集振动信号对 RV 减速器的故障进行识别，但是没有将 RV 减速器精度在不同损失程度下的运行信号进行采集与对比[14]；昆明理工大学的徐龙飞开展了基于声发射的 RV 减速器故障识别算法研究，在没有对 RV 减速器故障机理进行分析的基础上，针对工业机器人整机中的 RV 减速器直接进行信号分析，缺乏相应的理论支撑[15]。

针对上述挑战，本文首先根据传动机构的运动学原理，对 RV 减速器进行了信号传播机理的定量分析；在此基础上，通过分析声发射信号传播机理，来分析其在 RV 减速器内部的产生、传播及衰减模型，得到 RV 减速器不同旋转角度下声发射信号衰减的理论模型；利用小波包技术对信号的不同频域特征进行了分析；最后在 RV 减速器实验验证平台，根据旋转角度对采集的数据进行不同磨损程度下信号特征分析，得到与理论分析一致的实验结果，验证了声发射信号在 RV 减速器内部传播模型的正确性。



（a）摆线减速机构简图（b）RV 减速器结构简图

（c）行星减速机构示意图



（d）曲轴侧面图　　（e）曲轴截面图

图 1　RV 减速器机构简图及齿盘旋转示意图

Fig. 1　Structure of RV reducer

1　基本原理

1.1　RV 减速器结构

机器人 RV 减速器由两级减速机构组成：行星减速机构和摆线针轮减速机构[16]。以帝人 RV-E 系列减速器为例，RV 减速器的结构如图 1 所示，图 1（c）描述的是第一级减速机构由太阳轮将伺服电机产生的高转速、低转矩动力输入传递至两个（或三个）从动行星轮，将动力传递给二级减速机构的曲轴部分；图 1（a）为第二级曲轴驱动的摆线针轮传动示意图，曲轴的旋转带动齿盘作摆线运动，两个相位差相差 180 度，最后输出低转速、高转矩的力矩[17-18]。图 1（d）为第一级减速机构与第二级减速机构动力传递的曲轴侧面图，可以看到曲轴由主轴径和两个偏心连杆径组成；图 1（e）为曲轴的横截面图，可以更清楚地看到曲轴的结构。

减速器的第一级减速比 N_1 为：

$$N_1=\frac{n_2}{n_1} \tag{1}$$

其中 n_1 为太阳轮的齿数；n_2 为行星轮的齿数。

减速器的第二级减速比 N_2 为：

$$N_2=\frac{n_4}{n_4-n_3} \tag{2}$$

其中 n_3 为齿盘的针齿个数；n_4 为外壳的针齿个数。

而工业机器人 RV 减速器整体的减速比与减速器的旋转方式相关，因为曲轴在自转的同时也随着齿盘公转，不同的外壳固定方式对应着不同的减速比，本文采用外壳固定，输出轴旋转的传动方式，在此情况下减速比 N_{RV}：

$$N_{RV}=N_1\cdot N_2+1 \tag{3}$$

1.2　声发射信号传播模型

声发射技术以其在宽频带、微弱信号检

测方面的优势，成为检测结构复杂的 RV 减速器故障的更理想的手段。声发射波是由材料内部或表面应力变化而产生的一种瞬态弹性应力波，包含多种波形成分[4-5,19]。不同的结构、应力等激励产生的声发射形式也不尽相同。

发射信号随着传播距离的增加，信号的振幅呈指数形式衰减，表达式为：

$$p\ (x) = p_0 e^{-\delta x} \tag{4}$$

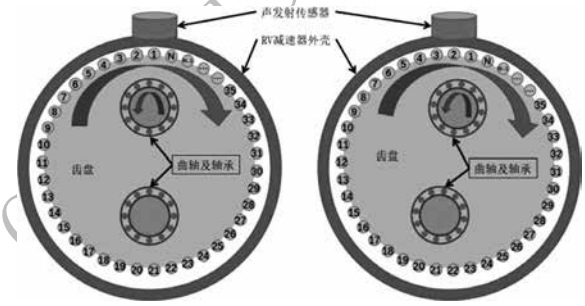
其中 x 为声发射信号源到声发射传感器的传播距离；δ 为声发射信号的衰减系数，与声发射信号传播介质相关，为常数；p_0 为声发射信号源的幅值。

RV 减速器封闭在外壳内，其内部结构复杂，而且内部元器件多为圆形或多个圆形构成的机械结构，这些都导致声发射信号在 RV 减速器内的传播路径错综复杂。声发射信号源包括旋转零部件的滚动摩擦（曲轴、支撑轴承）、滑动摩擦（齿盘与针齿之间、太阳轮及行星齿轮之间）或旋转的应力变化（曲轴对齿盘产生的推力），再经由内部零部件的透射、反射、折射传递至声发射传感器。所以式（4）中的声发射信号源的幅值 p_0 及声发射信号在减速器中的传播衰减系数 δ 无法准确地获取。故本文找到声发射信号在 RV 减速器内传播的等价模型。

2 RV 减速器声发射信号传播模型分析

对于减速器而言，一级减速机构的减速比 N_1 也是太阳轮与行星轮的理论受力比，显然，行星齿轮旋转产生的力比太阳轮产生的力大。同理，曲轴处的力也大于行星齿轮系处的力。与此同时，因距离齿盘圆心的距离不同，曲轴处对齿盘产生的横向推力也比齿盘与外壳处的咬合力大。据文［20-21］可知，声发射信号的幅值与应力的强度呈现正相关关系，所以声发射信号的主分量为曲轴处产生的声发射信号。本文将传感器放置于外壳进行数据采集，通过计算曲轴-齿盘-针齿-外壳-传感器的传播距离来获得声发射信号幅值的变化趋势。

在减速器正常运转时，外壳针齿与外壳的位置是相对固定的，曲轴在齿盘内旋转，齿盘沿外壳针齿做摆线运动[22]。曲轴孔壁到不同针齿的距离随齿盘的旋转而变化，使得曲轴孔壁处产生的声发射信号到传感器的传播距离发生变化，进而使得声发射传感器获取的声发射信号幅值发生变化。所以，齿盘是决定声发射信号传播特性的主要介质。为此，本节将从曲轴、齿盘等部件旋转的运动学原理入手，分析声发射信号的传播距离，进而得到声发射信号传播模型。



（a）初始状态下的齿盘位置示意图

（b）曲轴逆时针旋转一周齿盘位置示意图

图 2　齿盘曲轴旋转关系示意图

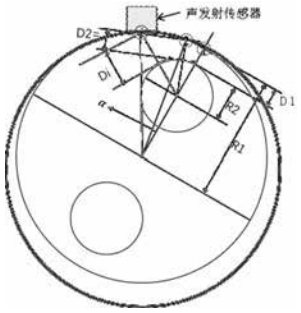
Fig. 2　two states between two rotate angles

2.1 RV 减速器运动学原理分析

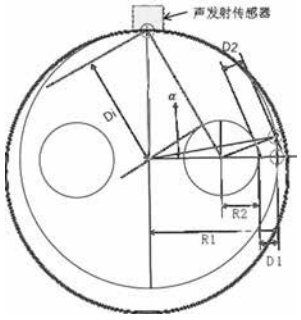
图 2 中描述了曲轴旋转时曲轴、齿盘与声发射传感器之间的位置变化过程。

（1）首先，假定一个减速器的初始状态（图 2（a）），在此状态下，将图示正上方的针齿记为 1 号针齿，与声发射传感器的距离最短。

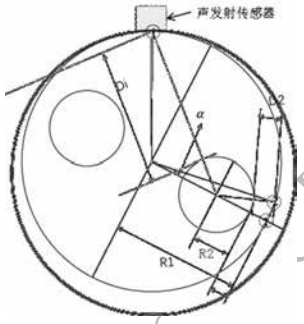
（2）当曲轴逆时针旋转 $c_q = 1 + \frac{1}{n_3}$ 周时（曲轴与齿盘作相对运动，曲轴逆时针旋转时齿盘顺时针旋转），齿盘顺时针旋转一个针齿，即从图 2（a）中 2 号针齿旋转至 1 号针齿的位置。



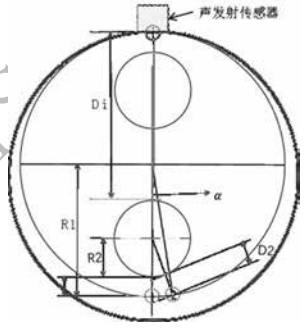
（a）曲轴旋转 $1<c_q<\frac{n_3+1}{4}$ 周时



（b）曲轴旋转周时



（c）曲轴旋转 $\frac{n_3+1}{4}<c_q<\frac{n_3+1}{2}$ $c_q=\frac{n_3+1}{4}$ 周时



（d）曲轴旋转 $c_q=\frac{n_3+1}{2}$ 周时

图 3　曲轴在不同旋转角度时与齿盘、声发射传感器的位置关系

Fig. 3　Cam disks in different rotate stations

图 3 为图 2 中 1 号针齿旋转 180 度过程中声发射传感器位置、曲轴位置及随着齿盘的旋转曲轴孔与距离声发射传感器最近的针齿之间的距离变化状态进行了解析。

（3）当曲轴继续逆时针旋转且处于 $1<c_q<\frac{n_3+1}{4}$ 周状态时，如图 3（a）所示，齿盘旋转的角度小于 90°，随着齿盘的旋转，由曲轴产生的声发射信号传递至声发射传感器的路径长度不断增加，且小于另外一个曲轴孔到传感器的距离；

（4）当曲轴在 3（b）的状态下继续旋转至 $c_q=\frac{n_3+1}{4}$ 周时，此时两个曲轴孔产生的声发射信号传递至声发射传感器的路径长度相同，此时两个曲轴产生的信号传递至传感器时的衰减最大且叠加耦合最明显；

（5）当曲轴旋转至 3（c）所示 $\frac{n_3+1}{4}<c_q<\frac{n_3+1}{2}$ 周时，一个曲轴孔产生的声发射信号衰减持续增大而另外一个曲轴孔产生的声发射信号因传播路径的缩短而衰减降低；

直至 3（d）所示曲轴旋转 $c_q=\frac{n_3+1}{2}$ 周时，齿盘旋转至另一个曲轴孔为图 2（a）所示的状态，理想状态下，若两个曲轴的磨损状态相同，则曲轴旋转 $1\leq c_q<\frac{n_3+1}{2}$ 时与曲轴旋转 $\frac{n_3+1}{2}\leq c_q<n_3+1$ 时所产生的声发射信号变化规律相同。

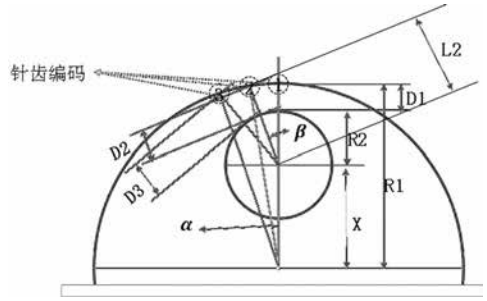


图 4　声发射信号随齿盘旋转传播示意图

Fig. 4　AE signal propagation path within the RV reducer cam disk

2.2 声发射在 RV 减速器内的传播分析

在理想状态并且相同力矩状态下，如图 4 所示，曲轴距离齿盘圆心的距离大于 $R_1-D_1-2R_2$ 且小于 R_1-D_1，由杠杆原理可得齿盘外缘与外壳针齿接触处的力 F_O 与曲轴处的力 F_I 的比值关系为 $\frac{R_1-D_1}{R_1}\cdot F_I \le F_O \le \frac{R_1-D_1-2R_2}{R_1}\cdot F_I$），即 $F_0<F_I$。

随着齿盘旋转，由曲轴孔至外壳的声发射信号传播距离发生变化，传播距离的变化导致声发射信号幅值随着传播距离的变化而变化，传播距离变化规律如图 4 所示，R_2 为齿盘曲轴孔的半径，图中所示状态下 D_1 为曲轴孔外壁与距离最近的针齿之间的距离（1 号针齿），齿盘的半径为 R_1，以齿盘圆心为顶点第 $i+1$（$i=1, 2, \ldots, n_3-1$）号针齿与 1 号针齿的夹角为 α_i，以曲轴孔圆心为顶点第 $i+1$（$i=1, 2, \ldots, n_3-1$）号针齿与 1 号针齿的夹角为 β_i，曲轴孔外壁与第 $i+1$（$i=1, 2, \ldots, n_3-1$）号针齿的距离 D_i。例如，当 2 号针齿旋转到针齿 1 的位置即图 2（a）状态旋转至图 2（b）状态时，曲轴孔到针齿的距离为 D_2（曲轴孔圆心与针齿圆心的距离 L_2 减去曲轴孔的半径 R_2），即：

$$D_2=L_2-R_2+\Delta d_2 \tag{5}$$

其中 Δd_2 为测量过程中的误差分量，其值与 D_2 的比值较小，在实际计算过程中可忽略不计。

由于针齿在齿盘上为均匀分布，所以 1 号针齿、第 i 号针齿与齿盘圆心形成的夹角为：

$$\alpha_i=\frac{360\ (i-1)}{n_3}\ (i=1, 2, \ldots, n_3-1) \tag{6}$$

此时，齿盘圆心与曲轴孔圆心的连线 X 与 L_2 及齿盘圆心与 2 号针齿的连接线形成了三角形结构，由三角函数公式可得：

$$L_2^2=X^2+R_1^2-2X\cdot R_1\cdot\cos\alpha_2 \tag{7}$$

所以 D_2 为：

$$D_2=\sqrt{X^2+R_1^2-2X\cdot R_1\cdot\cos\alpha_2}-R_2+\Delta d_2 \tag{8}$$

将公式推广到所有整个齿盘，只有变量 α 随着针齿编号的增长而增长，所以 D_i 为：

$$D_i=\sqrt{R_1^2+X^2-2R_1\cdot X\cdot\cos\alpha_i}-R_2+\Delta d_i\ (i=1, 2, \ldots, n_3-1) \tag{9}$$

假设曲轴与齿盘之间一直处于紧密咬合的状态，可以通过各针齿与曲轴孔壁的距离 D_i 来确定声发射信号在 RV 减速器内的衰减模型，则公式（4），演变为：

$$p\ (D_i)=p_0e^{-\delta D_i}\ (i=1, 2, \ldots, n_3-1) \tag{10}$$

由于 RV 减速器内部零部件较多且成分复杂，衰减系数 δ 的数值较难确定，所以本文对信号传播模型进行归一化：

$$q\ (D_i)=\frac{p_0(e^{-\delta D_i})^{\frac{1}{\delta}}}{p_0(e^{-\delta D_1})^{\frac{1}{\delta}}}\ (i=1, 2, \ldots, n_3-1) \tag{11}$$

由于两个曲轴呈对称关系，所以，该分析结果同样适用于另外一曲轴；同时，该分析方法也适用于三曲轴 RV 减速器。

2.3 基于小波包分解的信号特征频率提取

RV 减速器内部声发射信号与低频振动信号混叠在一起，呈现出高度的非线性、非平稳特性，而且 RV 减速器采集的声发射信号微弱且易被干扰，传统的特征提取方法（比如傅里叶变换）提取的特征存在模态混叠和虚假分量的问题。为此，本文采用小波分析方法来提取声发射信号的特征，以此来提升声发射信号的局部分析能力，实现对全频段监测信号的分段解析。小波包分解公式如下：

$$\begin{cases}\varphi_{RV}(t)=\sqrt{2}\sum_{k\in Z}h_{RV}^k\varphi_{RV}(2t-k)\\ \psi_{RV}(t)=\sqrt{2}\sum_{k\in Z}g_{RV}^k\varphi_{RV}(2t-k)\end{cases} \tag{12}$$

其中 $\varphi_{RV}\ (t)$ 是声发射信号的小波正交尺度函数，本文选用 Wfilter 尺度函数，对应的低通实系数滤波器为 $\{h_{RV}^k\}_{k\in Z}$；$\psi_{RV}\ (t)$ 为正交小波函数，本文选用 db6 函数，对应的高通滤波器为 $\{g_{RV}^k\}_{k\in Z}$。本文通过对原始信号进行小波包分析，分别提取 0-10kHz、10kHz-25kHz、25kHz-40kHz 及 40kHz 以上四组频段的特征频率和对应幅值。

3 实验设计及结果分析

3.1 实验设计

3.1.1 实验平台设计

为了能够对 RV 减速器进行定量监测和分析，本文搭建了 RV 减速器实验平台。如图 5 所示，平台由驱动电机、输入转矩传感器、减速器支架、输出转矩传感器、磁粉制动器、控制系统、检测系统及冷却单元组成。输入端为交流调速电机（调速范围为 0～2000 转/分），输入端的转矩传感器量程为 50N · m，精度为 0.5%；输出端为磁粉制动器（最大制动转矩为 5000N · m），输出端的转矩传感器量程为 5000N · m，精度为 0.5%。本文采用的 RV 减速器为两台帝人 RV40E-121 减速器，减速比为 1：121，输出转速为 15 转/分，额定输出转矩为 412N · m；采用的声发射传感器为 SGMR150A，其采样频率范围是[100kHz，400kHz]；本实验搭建的声发射采集装置采用四通道 12 位 PCI-1714UL 系列采集卡实现声发射信号同步采集，其最大采样率为 10M/S（本文采用 2M/S 采样率）。数据采集的上位机是配置有 Windows7 操作系统的工控机，声发射数据使用 Advantech Datalogger 软件实现采集与存储。声发射传感器通过磁吸方式安装在 RV 减速器表面（如图 3 所示），两个声发射传感器以互成 90 度的配置方式安装在 RV 减速器的外壳，进行双通道的信号采集。

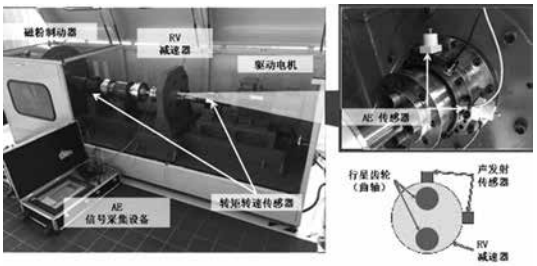


图 5 RV 减速器实验平台

Fig. 5 RV reducer experimental platform

3.1.2 实验方法

为了采集 RV 减速器在不同磨损状态下的声发射信号，第一步，在同一种磨损状态下，采集 5 种转速（分别是 6 r/min、8 r/min、10 r/min、12 r/min、14r/min）及 8 种不同扭矩的负载（即 50 N · m、100 N · m、160 N · m、200 N · m、250 N · m、300 N · m、350 N · m、400 N · m）的声发射信号；第二步，在采集完上述同一磨损状态的声发射数据后，对减速器施加 2 个小时的过载实验（15r/min、1000N · m），目的是造成减速器在传动精度上有部分损失；第三步，重复上述第一步和第二步，进行三次实验。

3.2 实验结果分析

本文采用两台相同型号帝人 RV-E 系列减速器进行实验，第二级减速机构的齿盘与外壳的针齿个数差为 1（即 $n_4 - ? \ n_3 = ? \ 1$），所以第二级的减速比为 n_4，1 号针齿距离曲轴孔的距离为 $D_1 = 9.85\text{mm}$，$R_1 = 63.85\text{mm}$、$R_2 = 18\text{mm}$、$\alpha = 9°$，代入公式（11），可得信号的理论幅值曲线。

3.2.1 时域分析

首先定义一个大周期为齿盘旋转一周的时间；小周期为针齿前进一个序号即曲轴旋转 $n_q = 1 + \frac{1}{n_3}$ 周的时间。

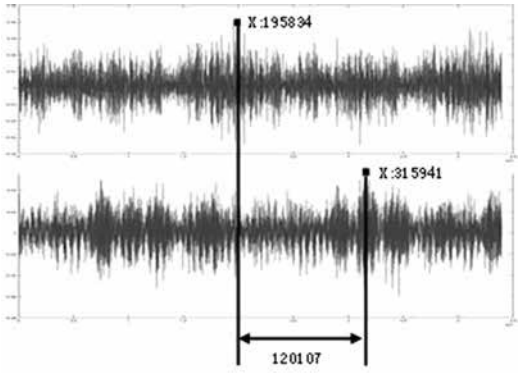


图 6 声发射信号时域分析结果

Fig. 6 AE signal analysis in time domain

在此次实验中，数据采样频率为 2M/S，即每秒 2000000 条数据，以每分钟 14 转时数据为例，一个小周期的采样数为 219780。如图 6 所示为一个小周期两通道数据的对比结果，图中两个通道数据的峰值点存在相位差，

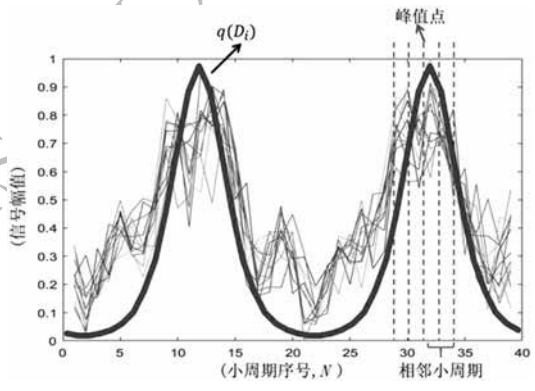
横坐标相差 120107，约为半个周期，误差主要来源于传感器安装位置，与曲轴旋转一周两个齿盘的同一编号的针齿分别经过传感器一次相吻合。

表 1　AE 信号在齿盘内的理论幅值变化表

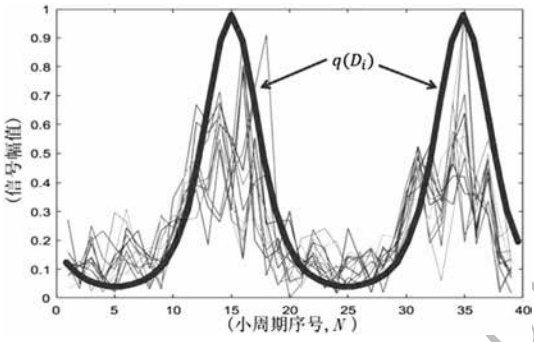
Tab. 1　AE signal propagation strength of cam disk in theory

针齿编号 i	角度 α_i	曲轴与针齿距离 D_i	$q\ (D_i)$
1	0	9. 85	1. 0
2	9	10. 7914462	0. 9088473
3	18	13. 4262464	0. 6955374
4	27	17. 3228041	0. 4682936
5	36	22. 0352050	0. 2902303
6	45	27. 2130098	0. 1757395
7	54	32. 6065967	0. 0992302
8	63	38. 0403975	0. 0571562
9	72	43. 3876424	0. 0332123
10	81	48. 5531045	0. 0196585
11	90	53. 4623852	0. 0119425

图 7 将实际测量的两台同一型号减速器的信号幅值与理论值对比图，理论值为由表 1 计算所得。通过对比分析发现，在波峰处的幅值与理论计算值相匹配。但在波谷处的幅值与计算得到的幅值匹配度不足，存在“干扰”，这是由于波峰处的信号为近距离传输信号，而波谷处的信号为远距离传输信号，其幅值较小，很容易被减速器其他零部件所干扰。



（a）减速器（A）幅值曲线



（b）减速器（B）幅值曲线

图 7　两台减速器 39 个小周期信号幅值曲线

Fig. 7　Energy curves of 39 periods of two reducer

表 2　特征频率区间表

Tab. 2　Frequency band of characteristic frequency

频段	特征范围（Hz）	频段	特征范围（Hz）	频段	特征范围（Hz）
1	410～450	1	4350～4420	3	348100～348500
1	530～570	1	4680～4800	3	362200～362400
1	640～680	1	4990～5050	3	374700～375300
1	870～910	1	5350～5380	3	387600～387800
1	1640～1710	1	6660～6710	3	397050～397350
1	2020～2060	2	149500～150000	3	398600～399000
1	2330～2370	2	198200～198400	4	401400～401800
1	2680～2800	2	224500～225000	4	426800～427000
1	2950～3050	3	275000～275400	4	449300～449600
1	3670～3740	3	299800～299900	4	473800～474000
1	4000～4050	3	325500～326000	4	550400～550800

3. 2. 2　频域分析

通过小波包分析算法提取声发射信号的频率特征，可以得到四个不同特征频段的信号，如图 8 所示。特征频段分布详见表 2。提取表 2 各频段内的频域最大幅值和对应频率值。从中能够看出特征频率分布在固定频点。以频段 410Hz 到 450Hz 为例（如图 9 所示），对 468 个数据样本统计得到，特征频率出现在 427. 7Hz 的概率为 79. 91%；特征频率出现在 455Hz 的概率为 19. 44%；出现在 464. 1Hz 的概率为 0. 64%。而且极值点只出现在这三个频率附近，频率分布的稳定性从一定程度验证了特征频率提取的准确性。

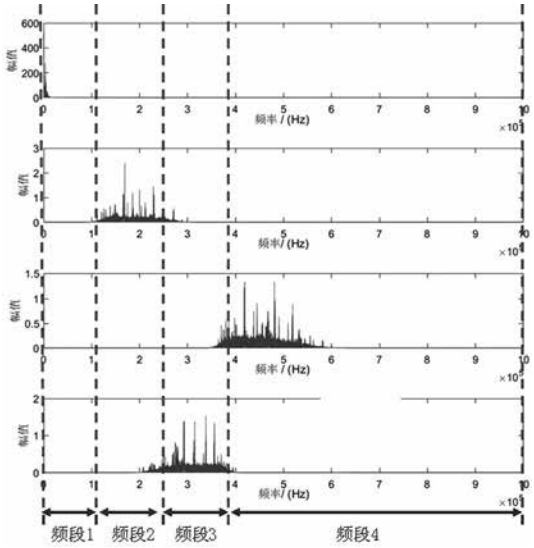


图 8　小波包分析各节点频带划分

Fig. 8　Frequency Band partition of WPT

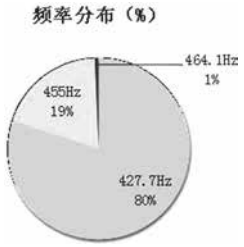
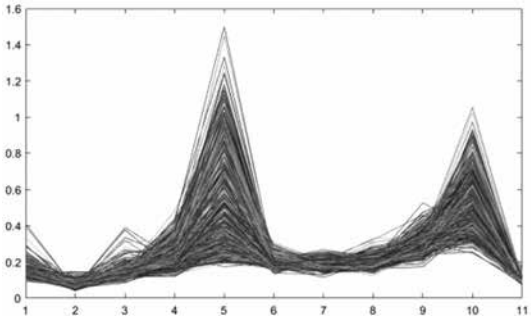


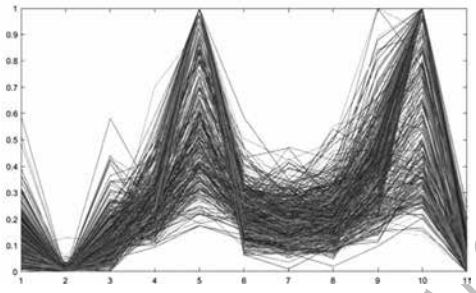
图 9　410Hz~450Hz 频段内的特征频率分布图

Fig. 9　Frequency Distribution between 410Hz~450Hz

由于每次加速退化实验后要对传感器进行重新安装，而且实验过程存在的振动可能导致声发射传感器与减速器发生相对位移，致使采集的信号出现幅值不稳定的现象。但是声发射信号在同一旋转周期内信号相对稳定，如图 10 所示。图 10（a）为原始信号，图 10（b）为归一化后的信号特征，信号收敛性更好，趋势更加稳定，更有利于对比分析。



（a）标准化前曲线

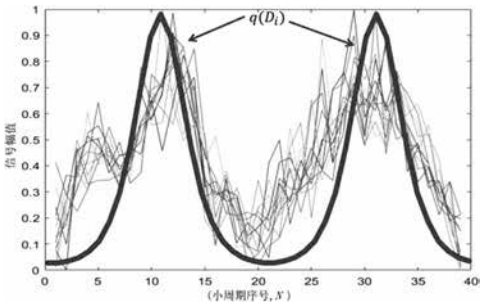


（b）标准化后曲线

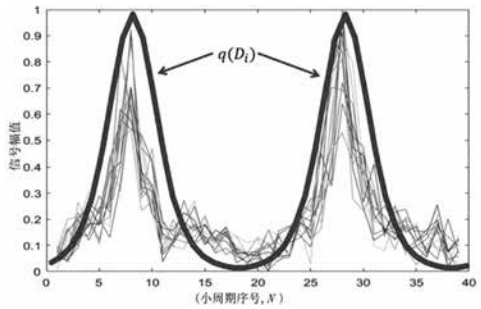
图 10　标准化曲线对比

Fig. 10　Comparation of normalized curve

在此基础上，以 3670Hz~3740Hz 频率范围内的信号为例，对两个相同型号的 RV 减速器提取幅值极大值并绘制连续的 12 个旋转周期的幅值曲线（每个旋转周期内有 39 个小周期），示例如图 11 所示，理论曲线为通过表 1 计算值所绘制曲线。本文对实验所采集的信号与理论分析进行了对比，归一化后的平均误差约为 0.0805，理论分析与实验符合度较好。图中 12 条不同颜色的曲线为连续 12 个旋转大周期 39 个小周期内幅值实际计算得到的曲线。从图中可知，幅值变化规律与 2.2 节的理论分析相吻合，进而从频域角度证明了声发射信号传播模型的正确性。



（a）减速器（A）幅值曲线



（b）减速器（B）幅值曲线

图 11　两台减速器 3670Hz~3740Hz 频率段幅值曲线

Fig. 11　The amplitude frequency curve between 3670~3740Hz

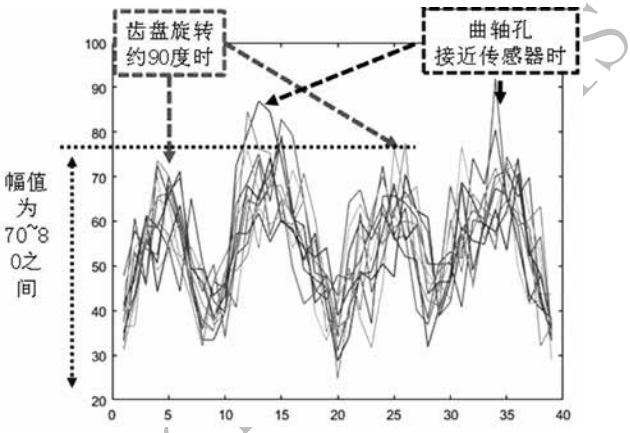
结合 RV 减速器齿盘的受力分析，来对不同磨损状态下的声发射信号进行物理意义上的解释。不同磨损状态下的声发射信号演化趋势解释如下：

过载实验前：如图 12（a）所示，减速器所有内部零部件均无磨损，这种情况下由于齿盘的受力不均匀，当曲轴孔外侧接近传感器时（如图 2（a）所示），由曲轴孔产生的声发射信号衰减较小、幅值较大；Li 通过有限元分析方法计算了齿盘不同针齿的啮合力的关系[23]，所以在此基础上，可知本文中所用减速器在齿盘处于图 2（a）状态继续旋转 90 度左右时（如图 3（b）所示状态），齿盘与外壳间的啮合力达到最大，进而产生较强的声发射信号。因此此时曲轴磨损信号较弱，而且齿盘与外壳间接触产生的信号幅值相近，所以声发射信号曲线出现双波峰情况。

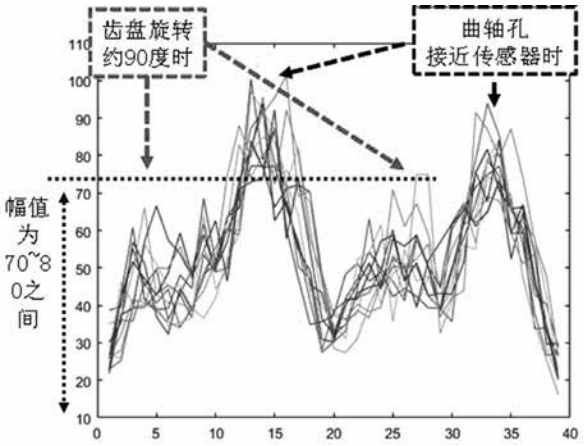
过载实验一次后：如图 12（b）所示，曲轴孔接近传感器时（如图 2（a）所示）声发射信号的幅值增大，而在旋转至 90 度时（如图 3（b）所示）所采集的声发射信号的幅值基本不变。由此可以得出结论：过载而造成的曲轴磨损，使得声发射信号幅值变大，而此时齿盘与外壳针齿之间的磨损基本无变化。

过载实验两次后：如图 12（c）所示，在初始阶段，声发射信号杂乱无章，且信号幅值比过载实验一次后的幅值明显增大，这表明针齿及齿盘曲轴磨损较为严重。而针齿处的声发射信号与曲轴产生的声发射信号幅值相近，而曲轴处产生的信号幅值与 12（b）中的信号幅值相近，说明此时外壳针齿处信号幅值的增长对信号的影响比曲轴处产生的信号造成的影响要大，此次过载实验对针齿的磨损较为严重。

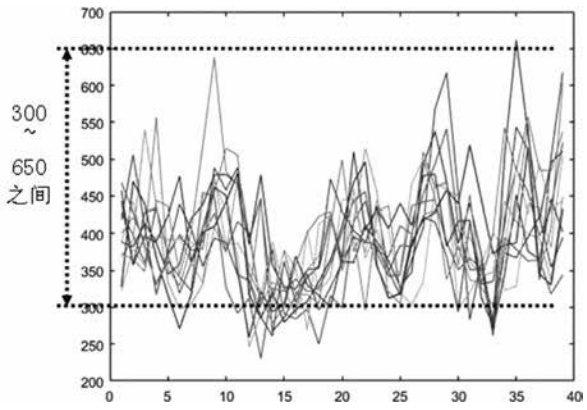
过载实验三次后：如图 12（d）所示，此时曲轴孔接近传感器时产生的声发射信号远远大于其他时刻曲轴所产生的信号。然而，通过与两次过载实验（即图 12（c））的对比可知，针齿信号（齿盘旋转 90 度时）的幅值处于 300～650mv 之间，且过载三次后的信号幅值高于 650mv 的部分与 2.2 节所分析的齿盘旋转过程声发射信号的演化趋势相吻合，说明此时声发射信号主要是曲轴磨损产生的。



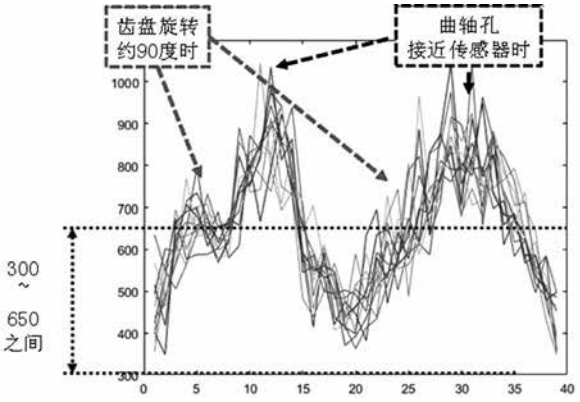
（a）过载前 3670～3740Hz 频率段幅值曲线



（b）过载一次后 3670～3740Hz 频率段幅值曲线



（c）过载二次后 3670～3740Hz 频率段幅值曲线



（c）过载三次后 3670~3740Hz 频率段幅值曲线

图 12　3670Hz~3740Hz 频率段不同磨损状态的幅值曲线

Fig. 12　The amplitude curve of different wear states within 3670Hz~3740Hz frequency band

4　结论

本文基于 RV 减速器运动学原理，对声发射信号在 RV 减速器内部的传播机理进行了深入分析，得到声发射信号随着 RV 减速器不同磨损状态的演化趋势，为声发射技术应用于 RV 减速器状态监测提供了基础。首先，本文基于 RV 减速器运动学原理，计算得到了随着减速器的旋转声发射信号的传播路径变化规律；其次，结合声发射信号的衰减原理，得到声发射信号幅值随着减速器旋转的变化规律，建立了信号衰减模型，然后对模型进行了归一化，使得模型可直接进行工程应用；最后，通过减速器磨损实验，在时域和频域两个维度提取了声发射信号的时频特性，并通过两台不同减速器采集的信号进行了对比，验证了声发射信号传播模型的准确性。

参考文献：

[1] Industrial Robots：Robot Investment Reaches Record 16.5 billion USD［C/OL］//（2019－10－07）［2019-09-18］. https：//ifr. org/ifr-press-releases/news/robot-investment-reaches-record-16.5-billion-usd.

[2] G. －A. Capolino，J. A. Antonino－Daviu，and M. Riera-Guasp，“Mod-ern diagnostics techniques for electrical machines，power electronics，and drives［J］，” IEEE Trans. Ind. Electron.，vol. 62，no. 3，pp. 1738-1745，Mar. 2015

[3] 黄兴，何文杰，符远翔. 工业机器人精密减速器综述［J］. 机床与液压，2015，43（13）：1-6. Huang X，Fu W J，et al. Summary of precision speed reducer of industrial robots［J］. Machine Tool & Hydraulics，2015，43（13）：1-6.

[4] Al－Ghamd A M，Mba D，A comparative experimental study on the use of acoustic emission and vibration analysis for bearing defect identification and estimation of defect size［J］，Mechanical System and Signal Processing，2006，20（7）：1537-1571.

[5] KiaSH，Henao H，Capolino G A. A comparative study of acoustic，vibration and stator current signatures for gear tooth fault diagnosis［C］，20th International Conference on Electrical Machines. IEEE，2012：1514-1519.

[6] CHHuang，S J Tsai，et al. A study on loaded tooth contact analysis of a cycloid planetary gear reducer considering friction and bearing roller stiffness［J］. Journal of Advanced Mechanical Design，Systems，and Manufacturing，2017，11（6）：1-17.

[7] 黄津晶，吴锐等. RV 减速机针摆传动齿面接触特性分析，武汉理工大学学报（信息与管理工程版）. 2015，37（6）：720-725. Huang J J，Wu R，et al. Tooth Contact Analysis of Cycloid Drive in RV Reducers. Journal of WUT（Information & Management Engineering）. 2015，37（6）：720-725.

[8] S. H. Kia，H. Henao，and G. -A. Capolino，“Gear tooth surface damage fault detection using induction machine stator current space vector analysis［J］，” IEEE Trans. Ind. Electron.，vol. 62，no. 3，pp. 1866-1878，Mar. 2015.

[9] 张宇，卢文秀，褚福磊. 基于声发射衰减特性的故障行星轮定位研究［J］. 振动与冲击，2017，36（03）：14－19. Zhang Y，Lu W X，Chu F L. Faulted planet gear positioning based on attenuation characteristics of AE signals. Journal of Vibration and Shock.，2017，36（03）：14-19.

[10] 桂勇，韩勤锴，李峥，褚福磊. 变速行星齿轮系统故障诊断方法［J］. 振动. 测试与诊断，2016，36（02）：220－226＋396. Gui Y，Han Q K，et al. Fault diagnosis of planetary gear system

under time-varying speed conditions. Journal of vibration Measurement & Diagnosis,, 2016, 36 (02): 220-226+396.

[11] HaiboAn, Wei Liang, et. al, "Rotate Vector Reducer Crankshaft Fault Diagnosis Using Acoustic Emission Techniques [C]," 5th International Conference on Enterprise Systems (ES 2017), 2017.

[12] 姚灿江. RV 减速器可靠性研究与关键件疲劳可靠性分析 [D]. 北方工业大学, 2017. Yao C J, Research on reliability of RV reducer and fatigue reliability analysis of key parts, North China University of Technology, 2017.

[13] 陆博. 基于加速退化试验的 RV 减速器寿命预测方法 [D]. 哈尔滨理工大学, 2017. Lu B, Research on life prediction for RV reducer based on accelerated degradation, Harbin University of Science and Technology, 2017.

[14] 陈乐瑞, 曹建福, 王晓琪. 结合非线性频谱和核主元分析的机器人用 RV 减速器故障诊断 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54 (01): 32-41. CHEN L R, CAO J F, WANG X Q, Fault diagnosis for robot RV reducer using nonlinear frequency spectrum and kernel principal component analysis [J], Journal of Xi' an Jiaotong University, 2020, 54 (01): 32-41.

[15] 徐龙飞. 基于声发射的 RV 减速器故障识别研究 [D]. 昆明理工大学, 2015. Xu L F, Fault identification of RV reducer based on acoustic emission technique, Kunming University of science and technology, 2015.

[16] 李瑰贤, 柳长安, 吴俊飞, 祁勇, 龙少英, 陈秀捷. 变厚齿轮 RV 减速器的参数化系统设计 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 1999 (06): 87-89. Li G X, Liu C A, et al. Parameteried design of bevoloid gear RV reducer [J]. Journal of Harbin Institute of Technology,, 1999 (06): 87-89.

[17] 李端玲, 王允地, 樊养余, 张明中. 机器人用 RV 减速器的瞬心特性和受力分析 [J]. 机械科学与技术, 2001 (06): 860 - 861 + 880 - 793. Li D L, Wang Y D, et al. On the behavior of instantaneous center and mechanical characteristics of a RV reducer used in robot, Mechanical Science and Technology, 2001 (06): 860 - 861 + 880 -793.

[18] 张洁. RV 减速器传动特性分析 [D]. 天津大学, 2012. Zhang J, Analysis on the transmission characteristic of RV reducer [D], Tianjin University, 2012.

[19] Li X L, A brief review: acoustic emission method for tool wear monitoring during turning [J], International journal of machine tools & manufacture, 2002, 42 (2): 157-165.

[20] Faisal N H, Ahmed R, Reuben R L, Indentation testing and its acoustic emission response: applications and emerging trends [J], International materials reviews, 2011, 56 (2): 98-142.

[21] Kannivel S, Vellayaraj A, Kolimi I, Thomas J, Effect of thickness on indentation response and tensile loading behaviour of glass/epoxy laminates under acoustic emission monitoring, Nondestructive testing and evaluation, 2020, early access.

[22] An H, Liang W, et al. "Retrogressive analysis of industrial robot rotate vector reducer using acoustic emission techniques," in 2018 IEEE 8th Annual International Conference on CYBER Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER). IEEE, 2018, pp. 366-372

[23] Li S, Design and strength analysis methods of the trochoidal gear reducers [J], Mechanism and Machine Theory, 2014, 81: 140—154.

6. 智慧医疗高端装备技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

声孔效应致人脐静脉内皮细胞微管破裂和重排研究

史坚敏[1]，贾彩霞[1]，韩　韬[1]，秦　鹏[1]

（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院仪器系 上海 200240）

摘　要：本研究旨在探讨声空化作用下细胞骨架中微管对于质膜穿孔的响应。在 1.5 MHz 超声辐照下（持续时间 13.33μs，峰值负压 0.70 MPa）的实验平台上，实时观察亚细胞水平上细胞内微管的变化。在声空化作用下，HUVEC 细胞表现出不同程度的细胞膜穿孔。结果表明：1）声穿孔后，微管蛋白同时解聚，细胞膜破裂。2）在小的膜损伤情况下，微管蛋白可以伴随细胞膜修复快速修复。3）在大面积膜损伤的情况下，微管蛋白可以在膜修复后进行修复。4）细胞外钙离子螯合后，细胞膜和微管蛋白无法修复。这些结果为探讨超声空化修复细胞膜的机理提供了线索。

关键词：声致穿孔；微泡；微管；细胞膜重封；

中图分类号：TH7　　**文献标识码**：A

Dynamics of Microtubules Disruption and Rearrangement in the Sonoporated Human Umbilical Vein Endothelial Cells

Jianmin Shi[1] Caixia Jia[1] Tao Han[1] Peng Qin[1]

（1. *Department of Instrument Science and Engineering*, *Shanghai Jiaotong University*, *Shanghai*, 200240）

Abstract: The aim of this study was to investigate the response of microtubule cytoskeleton of cells to the perforated membrane by acoustic cavitation. The changes of microtubule at subcellular level were observed in real time using an experimental platform of 1.5 MHz ultrasound exposure（13.33　s duration and 0.70 MPa peak negative pressure）. HUVEC cells exhibited different degrees of cell membrane perforation under acoustic cavitation. Our results show that: 1) After acoustic perforation, tubulin simultaneously depolymerizes with cell membrane rupture. 2) In the case of small membrane damage, tubulin could be rapidly repaired with cell membrane repair. 3) In the case of large membrane damage, tubulin could be repaired far behind the membrane repair. 4) After chelating extracellular calcium ions, the cell membrane and tubulin could not be repaired. These results provide clues for exploring the mechanism of cell membrane repair by ultrasound cavitation.

Keywords: Sonoporation; Microbubbles; Microtubule; Cell membrane resealing;

＊**基金项目**：国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

0 引言

在超声激励作用下，微泡的稳态空化和瞬态空化可以使细胞膜发生穿孔。以往的研究表明，超声空化介导的细胞膜穿孔具有巨大的临床应用潜力，如促进大分子进入病变或组织，打开血脑屏障等[1,2,3]。然而，这些大分子药物输送的应用与细胞膜穿孔在短时间内的修复密切相关。

有报道显示，细胞骨架在膜修复中起着至关重要的作用[4]。微管作为细胞骨架的重要组成部分，在维持细胞形态方面发挥着重要作用，但微管在细胞膜修复后的后续生物学过程中如何发挥作用尚不清楚[5]。以往的研究表明，EB1 蛋白在细胞膜修复过程中引导微管的聚集和延伸，但微管的延伸如何在细胞膜重新包封过程中提供细胞的支持和修复是下一步研究的重点[6]。早期实验采用定点激光消融和毛细血管针破坏细胞膜，来观察损伤后微管的修复过程[6,7]。然而，在短暂空化导致细胞膜破裂后，修复过程可能与人体细胞膜破裂相似，这一过程中微管的变化更接近实际情况[8]。此外，钙离子作为细胞的第二信使，参与了细胞的许多生理过程，包括细胞膜修复、微管聚集、伸展等[9,10]。

本文的目的是了解超声空化后细胞膜修补过程中微管的行为，以及受扰动后的微管如何恢复到初始状态。通过定量评估外源分子的摄取量，以确定膜的穿孔程度。应用微管荧光标记技术观察超声处理后单细胞水平上细胞内微管的动态变化。

1 超声空化观察平台搭建

1.1 人脐静脉内皮细胞培养

人脐静脉内皮细胞（HUVEC，CRL-1730；ATCC）在添加 10% FBS（10099；Gibco）和 1%（v/v）青霉素链霉素（10378；Gibco）的 ECM（ScienCell）培养基中 37℃和 5%浓度 CO2 培养。为了制备实验样品，用 PBS 缓冲液清洗培养细胞，用胰蛋白酶（25200；Gibco）消化收集细胞，并用 1 mL 相同 ECM 综合培养基将其接种到玻璃底细胞培养皿中。培养一天后，在每个培养皿的一侧获得约 70% 密度的单层细胞。

1.2 脂质体微泡制备

采用薄膜水化法制备微泡。微泡的脂质体外壳由 DSPC、DSPE-PEG2000 和 DOTAP 组成，摩尔比为 90：5：5，所有脂质均溶解在氯仿中。采用旋转蒸发器和真空抽吸泵 2 小时，去除氯仿，形成脂质膜。将 3ml PBS 缓冲液混合物（PBS：甘油：丙二醇比例为 8：1：1）加入已制备好薄膜的茄形瓶中，轻轻摇匀，放入超声波水浴箱中，超声处理 120 分钟，得到脂质体溶液。在制备微泡时，将脂质体溶液加入玻璃瓶中，以 4500 转/分振荡 40 秒，使脂质壳包封气体，形成微泡。

1.3 超声辐照条件与校准

将经高压宽带放大器（2100L；E&I）放大的单脉冲（20 周期）正弦波形信号（33120A；Agilent）输入单元件换能器（中心频率为 1MHz，直径为 6mm）（Advanced Devices；Wakefield，MA）发射超声波。用水听器（HGL-0200；ONDA）测量了不同电压范围下的峰值负压。根据测量结果，我们选择距离传感器 8 毫米（远场）的位置作为辐照区域。使用 0.7 MPa 的峰值负声压诱导微气泡瞬态空化。

1.4 实验操作平台

如图 1 所示，使用定制的实验平台进行超声辐照和细胞观察。将培养和荧光标记的细胞和微泡置于共焦显微镜平台（Eclipse Ti，Nikon，Japan）上。传感器以 45°的角度固定在手动三维定位装置上。将超声换能器前端入射面浸入水中，换能器前端距离细胞的位置为 8mm。

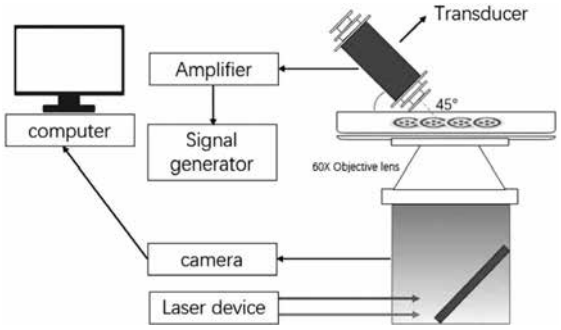


图 1　定制超声辐照与细胞图像采集平台

1.5　声致穿孔与微管观察方法

采用 80μM PI 染料（p3566；Invitrogen）追踪细胞膜穿孔的发生。PI 染料不能渗透通过细胞膜，但可以在细胞膜穿孔的情况下扩散到细胞中，然后在细胞质和细胞核中结合核酸，在 561nm 波长激光的激发下在 610nm 波长处发射荧光。细胞内 PI 摄取可评价细胞膜穿孔程度。超声作用结束 15 分钟后，用 0.5μM 的钙黄绿素蓝 AM（C1429；Invitrogen）测定细胞活力。细胞微管蛋白 tubulin-GFP，BacMam 2.0（C10509；Invitrogen）是一种细胞渗透性荧光探针，用于检测微管。将 1 微升微管蛋白 GFP 试剂加入细胞中，轻轻混合，然后将细胞返回培养过夜进行实验。

1.6　图像采集与数据分析

使用放大倍数 60 倍，最大工作距离为 0.31 毫米和数值孔径为 1.20 的水镜镜头（Plane APO，Nikon，Japan）观察图像。超声作用前，记录明场图像和背底荧光图像。采用延时拍摄模式，自动记录超声作用后不同时间点的各组明场、PI 荧光和微管蛋白 GFP 的图像。超声作用后每隔 10s 采集图像共采集 1800s。

使用软件（NIS element，Nikon，Japan）对不同时间点的 PI 和 Tubulin-GFP 的荧光图像和整个超声实验结束后 5min 的 Calcein-Blue 的荧光图像进行了定量，以获得平均荧光强度。

2　声空化后细胞微管变化

2.1　不同程度膜穿孔下微管的动态变化

通过声空化使微泡坍塌后，在不同程度的膜穿孔过程中，观察到不同的微管动态变化。如图 2B（0s）所示，单个微泡附着在单个细胞上。绿色荧光标记展现出细胞骨架均匀分布于细胞内。超声处理前细胞内未见 PI 荧光。超声辐照后，如图 2C（20s）的红色箭头所示，细胞外 PI 从初始微泡的位置局部扩散到胞浆中，表明细胞膜被超声诱导的微泡坍塌穿孔。

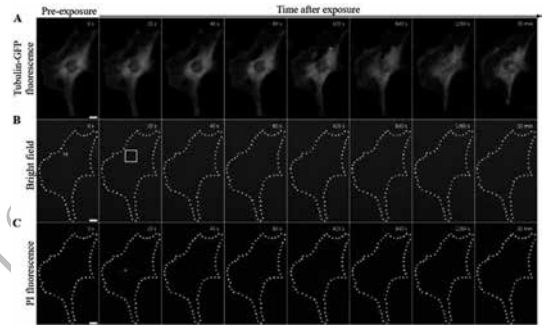


图 2　延时拍摄声穿孔后长周期微管修复

如图 2A（20S）所示，在穿孔处位置的微管破裂，如图 2A（20S）所示，然后在随后的 40 秒内微管逐渐解聚，在超声辐照后 60 秒达到最大值。在随后的 150 秒左右，PI 停止向细胞内渗透，微管开始聚集，并在 30 分钟左右逐渐伸长至穿孔处，最终断裂的微管得到完全修复。然而，在大约 60 秒后 PI 没有渗透到细胞中，这表明细胞膜的重新密封先于微管的重新排列。

另一种类型的微管修复模式和长周期修复不同，如图 3 所示，在超声辐照后 40 秒内达到微管解聚的最大程度。40 秒后微管开始自我修复，120 秒后完成整个修复过程。图 3C（20 秒）显示超声空化后，少量的 PI 进入细胞，在约 100s 后，没有 PI 染料继续扩散到胞浆中。我们发现微管聚集和伸展方式与膜损伤有关。细胞膜穿孔程度与微管修复时间呈正相关。轻微穿孔时，微管修复迅速，较

大穿孔时，微管修复缓慢。

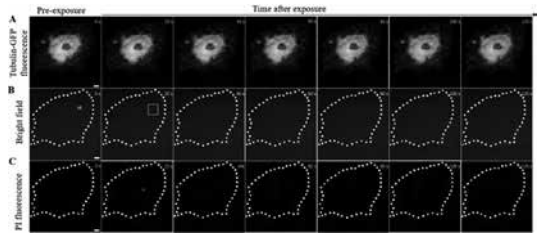


图 3　延时拍摄声穿孔后短周期微管修复

2.2　胞外钙螯合后穿孔细胞微管修复情况

为了研究钙离子在膜修复过程中对于微管重塑的影响，我们测定了细胞外钙缺乏时微管的动态变化。图 4B（20s）中的矩形区域显示 PI 由于膜穿孔而迅速进入细胞质。同时，与上述结果相似，微管结构在膜穿孔的位置处被破坏。

在随后的 30 分钟内，细胞内 PI 继续增加，说明在超声辐照后 35 分钟穿孔处的细胞膜没有重新包封，细胞内几乎没有钙黄绿素蓝-AM 荧光，表明细胞外钙螯合后细胞失去了活力，如图 4C（35 分钟）所示。因此，我们可以得出，细胞经历了不可逆的细胞膜穿孔。此外，在此期间，微管结构逐渐解体和塌陷，如图 4A 所示。超声辐照 30 分钟后几乎没有观察到微管蛋白的荧光信号，表明所有微管都已解聚。

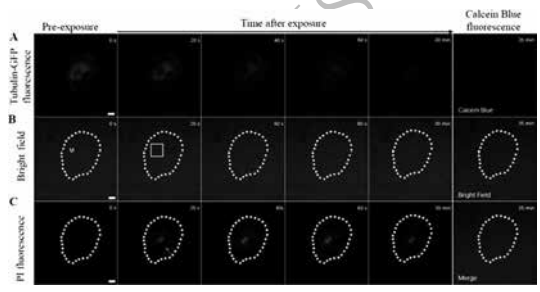


图 4　延时拍摄声穿孔后胞外钙螯合处理下微管修复

3　小结与展望

我们在单细胞水平上测定了微泡介导的声穿孔细胞中微管的动态。微泡破裂后，微管迅速断裂，在穿孔膜的再包封过程中，断裂区域逐渐扩展，表明微管发生解聚。微管破裂程度与膜穿孔程度呈正相关。中断的微管末端随后伸长以修复中断的结构。最后，微管破裂区被完全重组。我们还发现微管重组的时间远长于大孔膜的再封闭时间，而几乎等于小孔膜的再封闭时间。

然而，微管在细胞膜穿孔后修复研究中的作用仍不清楚。这些与微管重排有关的重要因素，如 EB 蛋白家族和与膜联蛋白[11] 形成复杂网络的微管蛋白家族，在以后的研究中有待进一步研究。

参考文献：

[1] P. Qin, T. Han, A. Yu, and L. Xu, "Mechanistic understanding the bioeffects of ultrasound-driven microbubbles to enhance macromolecule delivery," Journal of Controlled Release., vol. 272, no. 2, pp. 169-181, Feb. 2018.

[2] P. Qin, L. Xu, Y. Hu, W. Zhong, P. Cai, L. Du, L. Jin, A. C. H. Yu, "Sonoporation-induced depolarization of plasma membrane potential: analysis of heterogeneous impact," Ultrasound in medicine & biology, vol. 40, 2014, pp. 979-989.

[3] P. Qin, L. Xu, T. Han, L. F. Du, A. C. H. Yu, "Effect of non-acoustic parameters on heterogeneous sonoporation mediated by single-pulse ultrasound and microbubbles," Ultrasonics Sonochemistry, vol. 31, 2016, pp. 107-115.

[4] Eric Boucher, Craig A. Mandato, "Plasma membrane and cytoskeleton dynamics during single-cell wound healing," Biochim Biophys Acta, vol. 1853, 2015, pp. 2649-2661.

[5] M. G. Palmisano, S. N. Bremner, T. A. Hornberger, G. A. Meyer, A. A. Domenighetti, S. B. Shah, B. Kiss, M. Kellermayer, A. F. Ryan, R. L. Lieber, "Skeletal muscle intermediate filaments form a stress-transmitting and stress-signaling network," Journal of Cell Science, vol. 128, 2015, pp. 219-224.

[6] Tatsuru Togo, "Disruption of the plasma membrane stimulates rearrangement of microtubules and lipid traffic toward the wound site," Journal of Cell Science, vol. 119, 2006, pp. 2780-2786

[7] Aumeier C, Schaedel L, Gaillard J, John K, Blanchoin L, Théry M, "Self-repair promotes mi-

crotubule rescue," Nat Cell Biol, vol. 18, 2016, pp. 1054-1064.

[8] P. Campbell, M. R. Prausnitz, "Future directions for therapeutic ultrasound," Ultrasound Med Biol, vol. 33, 2007, pp. 657.

[9] M. A. Hassan, P. Campbell, T. Kondo, "The role of Ca (2+) in ultrasound-elicited bioeffects: progress, perspectives and prospects," Drug Discov Today, vol. 15, 2010, pp. 892-906.

[10] Alison M. Moe, Adriana E. Golding, William M. Bement, "Cell healing: Calcium, repair and regeneration," Semin Cell Dev Biol, vol. 45, 2015, pp. 18-23.

[11] Colby P. Fees and Jeffrey K. Moore, "A unified model for microtubule rescue," Molecular Biology of the Cell, vol. 30, 2019, pp. 753-765.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于免疫层析芯片的新型算法研究

秦　琪[1,2]王　侃[1,2]崔大祥[1,2]

（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 201100；2. 上海智能诊疗仪器工程技术研究中心 上海 201100）

摘　要：免疫层析检测技术（LFIA）因其优良特性和多功能检测范围，在临床领域和实验室检测中应用广泛。为了进一步获得可靠检测结果，降低检测下限，研究者应用了大量数学分析方法来提高灵敏度，同时为了进一步克服相关硬件系统的局限性，在有色免疫层析和荧光层析领域也出现了多种信号和图像处理策略。本文重点介绍了 POCT 检测下针对不同生物标记物的数学模型以及将人工智能和机器学习的信号处理策略应用在该领域的突出成果，重点介绍了各种算法的分析机制、程序流程和分析结果，各自总结了优缺点，同时结合人工智能和深度学习，讨论了应用于免疫层析芯片的未来研究方向。

关键词：人工智能；机器学习；数学算法；免疫层析

中图分类号及文献标识码：xxx -xxx-xxx

作者简介：秦琪，2018 年于吉林大学获得学士学位，2018 年至今于上海交通大学攻读硕士学位，主要研究方向为免疫层析检测原理及应用。E-mail：qinqi3591@ sjtu. edu. cn

Qi Qin was born inXinzhou of Shanxi Provience in 1996. He has successfully earned his bachelor's degree at Jilin University in 2018. Now he is studying for a master's degree at Shanghai Jiao Tong University with the guidance of Prof. Daxiang Cui and Dr. Wang. His research interests focus on artificial intelligence, deep learning, machine learning and their applications in biomedicine, especially on gold immunochromatographic and fluorescent strips image analysis.

王侃，博士，生物医学工程专业，上海交通大学副研究员。主要研究方向：纳米技术实现早期肿瘤检测与筛查设备的研制；纳米材料分子影像及安全性评价研究。E-mail：wk_ xa@ 163. com

Dr. Kan Wang obtained her Ph. D. in biomedical and engineering from The Forth Military Medical University, China. She was appointed an Assistant Professor of Institute of Micro/Nano Science and Technology of Shanghai Jiao Tong University now. Her scientific interests are the development of nanotechnology based early tumor detection and screening equipment; research on molecular imaging and safety evaluation of nanomaterials.

崔大祥教授，1998 年在中国第四军医大学获得博士学位，2001 至 2004 年间在德国马克斯普朗克研究所担任博士后研究员，现任上海交通大学仪器科学与工程系主任。主要研究方向是生物医学纳米材料、检测和传感纳米技术、肿瘤预警和诊断系统。E-mail：dxcui@ sjtu. edu. cn

Prof. Daxiang Cui obtained his PhD from the Fourth Military Medical University in China in 1998, worked as a postdoctoral fellow at the Max Planck institute in Germany during 2001 to 2004, and was a professor at Shanghai Jiao Tong University in 2004 when he repatriated. He now is a chief scientist and a dean of the department of instrumental science and engineering at Shanghai Jiao Tong University. His research interests include biomedical nanomaterials, nanotechnology in detection and sensors, and tumor early warning and diagnosis system.

* **基金项目：**The National Key Research and Development Program of China（Grant No. 2017FYA0205303 and 2017FYA0205301），Funding of SJTU（No ZH2018QNA03 and YG2019QNB09）

New algorithms based on immunochromatography chip

Qi Qin[1,2], Kan Wang[1,2], Daxiang Cui[1,2]

(1. *Department of Instrument Science and Engineering, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai* 201100, *China*; 2. *Engineering Research Center for Intelligent diagnosis and treatment instrument, Shanghai* 201100, *China*)

Abstract: Lateral flow immunoassay (LFIA) is a critical choice for applications of point-of-care testing (POCT) in clinical and laboratory environments because of its excellent features and versatility. To obtain authentic values of analyte concentrations and reliable detection results, the relevant research has featured the application of a diversity of methods of mathematical analysis to technical analysis to allow for use with a small quantity of data. Accordingly, a number of signal and image processing strategies have also emerged for the application of gold immunochromatographic and fluorescent strips to improve sensitivity and overcome the limitations of correlative hardware systems. Instead of traditional methods to solve the problem, researchers nowadays are interested in machine learning and its more powerful variant, deep learning technology, for LFIA detection. This review emphasizes different models for the POCT of accurate labels as well as signal processing strategies that use artificial intelligence and machine learning. We focus on the analytical mechanism, procedural flow, and the results of the assay, and conclude by summarizing the advantages and limitations of each algorithm. We also discuss the potential for application of and directions of future research on LFIA technology when combined with Artificial Intelligence and deep learning.

Keywords: artificial intelligence; machine learning; mathematical algorithm; immunochromatography

0 引言

免疫层析检测（LFIA）是一种快速有效的检测手段，已应用于多种检测环境中，其中在生物医学中的应用领域具体包括农副产品中的毒素检测、环境监测，床旁即时检测（POCT）等[1-2]。该技术具有检测时间短、特异性高、灵敏度优，简单便携易操作的优点[3-5]。由于优良卓越的特性，LFIA 技术发展迅速。

典型的 LFIA 结构由多种材料组成，包括样品垫、结合垫、硝化纤维素膜（NC 膜）和吸收垫（图 1）。检测目标物是是基于抗原和抗体之间的特异性反应完成的，当待测样本滴加在反应区域时，生物分子与抗原相互作用，在测试线（T 线）上形成生物结合物[6-10]。同时结合物继续移动与 NC 膜上的捕获抗体发生特异性结合。最终表现为目标区域的明显颜色变化，利用特定读取仪器进行图像采集和软件分析，结果与分析物浓度直接相关。在检测过程中不同的生物标记物直接影响检测结果。常用的检测标记物有金纳米颗粒、量子点和上转换荧光颗粒[11-16]。其他生物材料包括磁性纳米颗粒、银纳米颗粒、胶体硒、胶体碳、有机荧光团、放射性同位素、酶、脂质体和基于表面增强拉曼散射的纳米颗粒等，[17-22] 探针是否能与待测物紧密结合直接决定捕获目标物的浓度量，同时探

针应该保持一定的活性，确保在反应期间保持生物活性[23-26]。

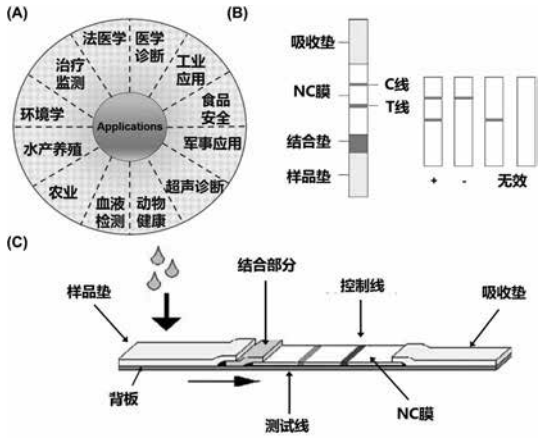


图 1　免疫层析芯片反应原理及应用领域

Fig. 1　Reaction principle of immunochromatography chip (A) Application of immunochromatography in various areas. (B) Schemes of detection results of LFIA. (C) Typical compact range configuration of a lateral flow immunoassay test strip. (A and C reproduced from ref. 1 with permission from Humana Press, copyright 2009.)

近年来，随着体外诊断需求的增加，研究者致力于提高检测方法的准确度和灵敏度，目前一部分研究热点集中于免疫层析检测中的采集仪器改进与完善，常见的采集仪器有电荷耦合器件 CCD、LED 激发光源和磁信号采集仪器[28-30]。另一方面通过材料选择改善 LFIA 的生化特性也取得较好结果[31,32]。但是无论是硬件系统收集的生物信息还是基于生物反应的材料改善，后续的数据和算法分析都至关重要。为此，提出了不同的 LFIA 数学模型和算法来优化测试结果，本文对此进行了讨论和展望。

在信号处理中首先是应用于反应区域分割的图像分析算法，包括 OTSU 阈值分割法、模糊 C 均值（FCM）算法和遗传 FCM 聚类算法等[33,34]。其中涉及到传统的边缘检测算法，包括在不同区域具有优良局部特性的小波变换、基于光强与反应物浓度的光密度检测法、数据拟合过程中用到的参数逻辑数学模型等。在分析过程中需要解决的另一个问题是噪声对信号的污染，由于温度、湿度和生物颗粒运动所引起的噪声会污染 LFIA 图像的读取窗口造成结果误判[35]。因此基于图像去噪的全变差梯度投影算法和加权阈值直方图均衡化去噪算法被应用于 LFIA 检测领域。

此外，为了对生化反应过程进行模拟量化，提出了针对生物小分子的 PAR 模型和基于非线性分析的状态空间模型。在真实的反应过程中，目标分析物和探针进入 NC 膜的时间不同，从而影响生成物的浓度高低[36-39]。在 PAR 模型中，利用不同的边界条件来表征真实反应中的抗体粒子数目、目标分析物和捕获探针。同时提出了具有延迟信息和自适应特征的算法来确定影响粒子延迟时间的参数，包括粒子群优化（PSO）算法、切换延迟 PSO 算法，以及其他优化的 PSO 算法[41-47]。

随着数据学习和分类方法的推广，机器学习方法在信号提取和图像分割领域取得了广泛应用。该方法在训练阶段模拟人类行为获取输出与输入的非线性关系，以期实现检测结果的预测输出。在学习过程中，通过对输入数据的结构和相关性分析，对输出进行分类，并用不同的标签 label 进行标注。目前常见的机器学习方法分为有监督学习和无监督学习策略。常用的分类方法包括 K 近邻分析（KNN）、支持向量机（SVM）和决策树策略（DT），这些方法同样可以用于免疫层析技术的精准图像分割（图 2）。深度学习作为机器学习方法的推广应用，使用不同的网络构更新神经元的状态和权值。与传统的机器学习技术不同，Chua 等人于 1988 年首次提出深度学习框架卷积神经网络（CNN）算法，并已应用于 LFIA 分析。深度学习方法中常用的框架包括深度信念网络（DBN）、递归神经网络（RNN）、长短期记忆网络（LSTM）和生成式对抗网络（GAN）[48-51]。DBN 通过预训练和微调模块实现 T 线和 C 线的精准分割。作为 RNN 网络的改善，Hochreiter 和 Schmidhuber 于 1997 年提出了 LSTM 网络，实现对时间序列数据的分析和判别。而生成式

对抗网络 GAN 模型由两大模块构成生成器和判别器，该网络实现对随机噪声的判别分类和分类，从而生成已知数据的相似分布，广泛应用于反应过程中数据损失的情况预测。基于参数确定和网络结构的不同模式实现，使得机器学习技术成为 LFIA 领域的研究热点之一（图 2）。

图 2　文章结构图

Fig. 2　Table of Contents

（Fig. 2 reproduced from ref. 52 with permission from RSC，copyright 2019）

1　传统信号处理方法

近年来，LFIA 技术不断发展创新以期得到高精度、高灵敏度和可靠的检测结果。利用不同的便携式扫描设备或图像传感器获得生物分子信息后，针对探针种类不同，应采用不同的信号处理方法来计算浓度。探针种类不同信号强度的变化也不同，有时会产生相反的信号变化。应用于 LFIA 技术的胶体金纳米颗粒孔径通常为 40nm，吸收波峰为 540nm 左右，因此当选用胶体金纳米颗粒作为检测探针时，特定波长的光被吸收表现为光信号强度的减弱，相反对于荧光纳米探针，当荧光返回到接收器时表现为信号增强。

信号采集完成后，基于边缘分割和区域检测的的边缘算子是传统的图像分割算法。一般选择 N×N 权重矩阵作为模板算子，通过算子在局部区域内的卷积运算可以得到每个像素的空间位置和边缘梯度，常用的算子包括 Sobel 算子、Roberts 算子、Laplacian 算子、Kirsch 算子和 Prewitt 算子等。Chowdhury 等人利用上述方法分析免疫荧光试纸条，重复性试验表明对照组的变异系数（CV）检测范围为 1.1%-2.9%，目标物质 HbA1c 浓度的检测 CV 值为 0.6%-2.9%。此外，K-均值聚类已应用于 LFIA 中的图像分割，Zheng 等人将 k-均值聚类方法应用于 LFIA 的图像分割，通过将图像分割为若干具有相似特征的非重叠区域，实现幽门螺旋杆菌的定量检测，检测下限降低至 5miu mL^{-1}。

图像的表征结果在不同的分析域有很大差异。在时间域，图像中的边缘和噪声信息存在显著灰度差异；在频率域，图像的高频成分又难以忽略。针对这一问题，小波变换作为在时域和频域都具有良好局部特性的信号处理技术，被用来提取 T/C 线的奇异性和边缘信息。其中在分析过程中需要统筹降噪和边缘模糊二者的关系，为此提出了不同的小波变换方法，包括分解和重构、阈值收缩、平移不变量和模极大值等。

利用光电信息进行生物结果统计是另一种常见的分析方法，光电分析同样可应用于免疫层析领域。Doremus 等人提出了一套适用于不同尺寸球形颗粒的光散射理论作为光学分析的理论基础。基于此 Huang 等人提出了反射光度计法和光密度法。当光照射条带时，纳米颗粒发生散射和吸收作用。因为吸收常数比共振波长的散射常数大一个数量级，散射作用可以忽略不计，根据吸收系数数值建立被测光强度与粒子数之间的函数关系。同时基于 Beer-Lambert 定律计算得到 cTnl 的 T（od）/C（od）比值与浓度的关系，并绘制它们之间的响应曲线。试验结果表明 cTnl 检测的相关系数（R^2）为 0.989，重复性实验的变异系数值（CV）小于 5%。

当标记物粒子的类型进一步改变时，新的光学扫描器件和分析方法被开发应用。Li 等人选择上转换荧光粒子作为标记物，在 8.8 ×104μm2 的检测区域内达到小于 100 个 UCP 颗粒的检测下限。在得到捕获抗体区域的 2D 图像后，使用背景差分方法来提取信号强度。

而后采用五参数逻辑回模型对数据进行评价生成反应曲线，最后利用扫描仪和回归方法测得了未知浓度的 IFN-γ。这些结果表明，该系统能够有效地优化和分析待检物质

当系统获取和传输特定图像时，由于环境的复杂性和反应区域面积的限制，可能会引入噪声使图像变得模糊。2009 年 Beck 和 Teboulle 等人首次提出了用于图像去噪的梯度投影算法，这一算法同样被应用于基于全变差（TV）最小化的免疫层析图像分析，峰值信噪比指标表明梯度投影算法对胶体金免疫层析条带图像的去噪和去模糊效果良好。除此之外可以利用直方图调整图像的对比度实现图像增强与去噪。Gui 等人提出了一种改进的加权阈值直方图均衡化算法用于层析图像分析，其灵敏度达到 20pg mL^{-1}。

传统的图像分割方法已广泛应用于免疫层析的目标区域的图像分割，但依然存在信噪比低、边缘模糊等问题，基于时域的小波分析是确定谱峰位置、减少边缘模糊，降低噪声的有效方法，然而选用不同的小波基分析结果不同，从而影响分析效率。另外基于光密度分析的仪器采集和信号分析可以有效提取信号，但是设计过程中需要考虑设计原则和实际反应过程。

2　不同平衡状态的 PAR 模型

免疫层析检测方法在生物医学领域有着广泛应用，但是动力学对流扩散反应方程表明当目标分析物浓度增加时，信号会发生饱和并出现下降趋势。同时不同尺寸和浓度的探针粒子对结果也有影响。Qian 等人建立了针对双抗夹心反应的 LFIA 分析模型，用于优化和预测粒子的动力学特性和量化粒径数目，同时模型试验结果也为检测设备的参数优化提供了理论依据。在模型中，P、A 和 R 分别代表报告粒子、目标分析物和捕获探针。该模型以空间和时间域参数为自变量建立函数函数，模拟反应前粒子的预混合过程和运动轨迹，进一步的引入反应常数和平衡方程来描述反应过程。为了描述不同的平衡状态，Qian 等人主要分析了预混合阶段中完全无反应和完全反应的两种极端情况，并对初始浓度进行量化，给出不同结果来验证信号强度与不同粒子数目之间的关系（图 3）。

作为上述模型的扩展，Liu 等人分析了单个报告粒子可能与多个目标物结合的情况，在合成 AuNP-DP 聚合物时改变 HIV-DP 和 dengue-DP 的比率分析位点数目对信号强度的影响。使用该模型，他们研究了报告粒子的结合位点和密度对结果的影响，并通过实验获得了报告粒子和目标分析物的最佳浓度。在最佳结合位点为 30，目标浓度为 120（参考值），最小标准化报告粒子浓度为 0.015（相对值）时，信号最强获得峰值强度。因此 PAR 模型主要分析了目标分析物、报告粒子浓度和信号强度之间的变化关系。实验表明在目标分析物的浓度变化过程中存在信号强度的最大值，当浓度低于该值时，强度随浓度增加而增加，并且在低浓度范围内存在近似线性关系。然而当浓度高于峰值浓度时，强度与浓度变化成负相关关系。进一步地报告粒子浓度过大时，信号强度会趋向饱和。

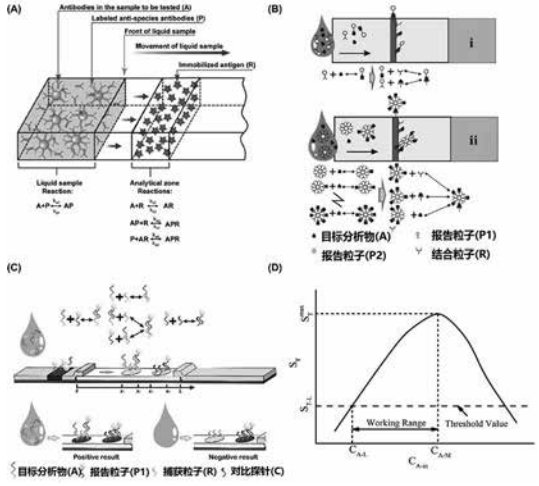


图 3　PAR 模型反应示意图

Fig. 3　Response diagram of PAR model

（A）Simplified diagram of the PAR model.（Reproduced from ref. 37 with permission of American Chemical Society, copyright 2017.）（B）Schematic of the mathematical

model with the signal-combining model. (Reproduced from ref. 53 with permission of Elsevier, copyright 2017.) (C) Diagrams of detection results. (D) Data processing graph, where ST-L represents threshold value, CA-L represents the lowest target analyte concentration, CA-M represents the peak target analyte concentration and working range indicates the effective detection range from CA-L to CA-M. (C and D reproduced from ref. 54 with permission of Royal Society of Chemistry, copyright 2018.)

对于模拟方程组的求解，一般采用非数值模拟方法来求解参数。为了解决血液/血清中靶向抗原（抗体）的特异性免疫球蛋白诊断的问题，Sotnikov 等于 2017 年提出了针对反应过程的非数值模拟求解方法，该方法指出 PAR 模型是在平衡状态下进行的，当反应速度过快时不太适应。因此他们指出可以利用通用软件（如 Excel 等）来进行模拟计算连续流动系统中免疫复合物的具体参数。与 PAR 数值模型相比，非数值模型可以验证过程参数对实验解的影响，进一步确定影响 LFIA 参数的主要因素，结果表明检测下限达到 0.03 nm。

上述几种模型均能有效地量化和计算反应过程。第一种模型是由 Qian 等人提出对免疫层析的生物学反应进行定量描述，但缺乏临床实验验证。Liu 等人提出的模型研究了标记粒子可能与多个目标分析物结合的情况。Sotnikov 等人提出的修正模型，引入了非数值模拟方法来减少计算量实现定量检测。这些模型从简单到复杂，从理论到实践为临床试验均提供了有效的理论依据。

3 状态和空间估计方法

在研究包括代谢在内的生物系统动力学时，数学模型的建立及其参数的估计是研究的首要问题，生物网络具体涉及代谢反应网络、标准遗传调控网络和细胞信号转运途径等。其中非线性状态空间方程是最重要的研究方法。

Zeng 等人建立了针对 LFIA 反应过程的非线性状态空间方程，由于在反应过程中有些参数不能直接观测，方程引入了状态变量和观测变量，以及系统方程和观测方程描述。系统状态方程描述了反应过程中浓度的变化情况，测量方程描述了测量过程中产生的噪声。在获得描述方程后，下一个关键问题是对空间方程中参数和状态进行联合估计。常用的方法包括扩展卡尔曼滤波（EKF）、无迹卡尔曼滤波和序列蒙特卡罗方法等。

2011 年 Zeng 等首次将 EKF 应用于 LFIA 的非状态估计过程。该方法仅利用少量的时间序列便可通过递归和迭代计算得到实验参数。真实反应过程通常在 10 分钟内完成实验数据有限，因此 EKF 是一种有效的参数估计方法，结果表明预测值与观测值的实验误差降低至 1.05%。但是在 EKF 算法中状态参数的取值限制条件与实验有偏差。在 LFIA 模型中，材料浓度、结合速率常数和解离速率常数均应为正值。为了解决这一问题在 EKF 算法的每个时间步长之后，引入最大概率函数作为约束，将参数估计问题转化为约束下的最优化问题求解。

粒子群算法（PSO）是另一种在约束条件下获得全局最优解的有效方法。该算法由 Kennedy 和 Eberhart 在 1995 年首次提出，通过调整速度和空间位置使粒子能够落到解空间以获得最优解。算法具体描述了 M 个粒子在一定维度的搜索空间中以一定速度运动的场景，使用两个向量 x（k）和 v（k）描述并更新粒子的速度和位置求解。而后在惩罚函数和最大概率函数的基础上，Zeng 等人对模型进行了回归拟合，并利用错误率进行模型评估，结果表明，PSO 算法比 EKF 算法更具有实际意义，同时目标分析物沿着 NC 膜运动时会存在时间延迟，可以利用粒子群算法进行反应延迟常数的估计。但是传统的 PSO 算法在分析多模态和高维任务时，容易陷入局部最优，Wang 等人提出了一种引入马尔可夫链和最大基准函数的切换延迟 PSO 算法，当应用于 LFIA 模型的反应常数估计时，得到了

较好的结果，文中还描述了在不同基准函数下 PSO 算法的仿真结果。

因此，非线性状态估计方程是一种应用于免疫层析领域有效的分析方法。利用 EKF 和 PSO 算法对不同类型的非线性状态空间 LFIA 模型的未知参数进行了估计，具体包括状态变量和时间延迟参数，同时模型方程中引入最大概率函数将问题转化为约束下的最优化求解。在未来的研究中，滚动时域分析方法作为 Kalman 滤波方法在时域的窗口扩展，可以用于对生物反应过程中的连续数据进行分析。

4 机器学习与深度学习方法

机器学习技术已广泛应用于模式识别、自然语言处理和智能计算等领域，人工智能具体可分为四个部分：符号智能、计算智能、机器学习和机器感知。其中机器学习包括归纳学习、模式识别、统计学习和深度学习。随着机器学习和深度学习在图像上的应用广泛，该研究方法也被应用到生物医学领域。这一部分对机器学习及其结果进行了讨论和论述，并讨论了将 LFIA 与深度神经网络相结合的发展趋势。

在大量标记物检测中，胶体金免疫层析条（GICS）因其便携性、快检性而成为研究热点。在获得最优材料和最佳性能后，进行高效的图像处理是分析系统的关键。近年来许多基于图像分类的分割方法被用来于提取反应目标区域，其中关键问题是从测试图像中提取区分测试线和控制线。2008 年 Sumonphan 等人首次应用 FCM 聚类分析和支持向量机 SVM 方法检测药物奈韦拉平的浓度，检测结果用来评价 HIV 的抗药性和变异性。支持向量机是一种高效的无监督分类方法，它利用核函数将 HIV 的样本输入数据映射到高维空间，高维空间内数据被转化为线性形式。在 GICS 分析过程中 Sumonphan 等人采用 FCM 聚类算法通过更新聚类中心的大小和距离来确定 T 线和 C 线，并计算目标区域的平均 RGB 值，进而选择 T/C 区域 RGB 的平均值和平均值之间的绝对差作为支持向量机网络的输入特征，通过权重和偏差系数的叠加获得浓度输出。而后在测试阶段随机选择 10 组芯片条带作为双盲测试集，利用平均绝对误差（MAE）作为方法评价指标。与利用反向传播算法训练的多层感知器算法（MLPs）相比，SVM 在所有训练集上都取得了更好的效果，测试集的平均误差也降低到了 4.66%。Yan 等人基于支持向量机模型和波形重建方法实现了弱磁信号的自动检测（图 8C）。该方法中他们选择 T 线波形作为特征向量，核函数选用线性核。为了提高检测信号的下限，文中同时提出了一种波形重建方法来恢复失真波形。目标分析物选择 HCG 和三种心脏标记物（cTnI、CKMB 和 Myo）。该方法能同时检测单目标和多目标物质，检测下限达到 $0.014\mu Ml^{-1}$。

MLP、KNN 和 SVM 结构已被应用于免疫层析的检测过程中，进一步地需要考虑隐含特征的提取问题。深度学习方法能够自动快速地学习隐含特征，对 LFIA 的临床应用具有重要意义，与传统人工智能检测相比，深度学习最重要的特点是能够自动学习生物数据内部特征，CNN 和 DBN 是最常用的两种方法。我们同时讨论了其他深度学习框架 RNN、LSTM 和 GAN 在免疫分析中的应用前景。

卷积神经网络于 1988 年提出是以神经网络为核心的细胞自动机结构，主要应用于图像和信号处理（图 4）。2014 年 Zeng 等人利用 Canny 算子和数学形态学方法提取 T 线和 C 线结果优良。腐蚀和膨胀是数学形态学方法中的基本运算，Open 和 Close 是基于腐蚀和膨胀定义的形态学方法，可以消除背景中过亮或过暗噪声，将该方法应用于免疫层析的图像提取取得了较好的分割结果。CNN 网络有三个显著特点：稀疏交互、参数共享和等变表示，参数共享和等变表示特性保证当输入存在局部扰动时，输出变化微小。CNN 网络中的卷积单元与其相邻的单元相连，相邻单位之间的关系反映了它们之间的数学相互作用。

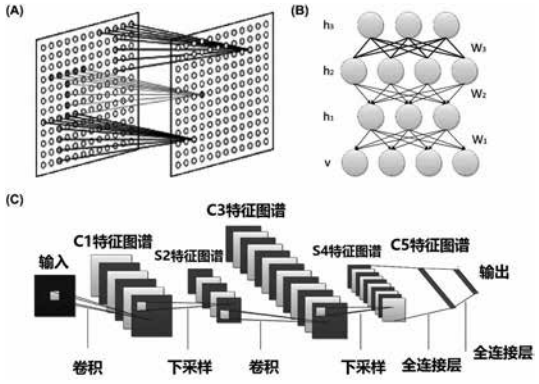


图 4　卷积神经网络示意图

Fig. 4　Schematic diagram of convolutional neural network (A) Feature representation of CNN network: receptive field. (B) Schematic diagram of DBNs. (C) Schematic structure of CNNs. (B and C reproduced from ref. 55 with permission of Elsevier, copyright 2017.)

基于 CNN 网络的固有特性，Zeng 等人利用 CNN 算法对图像的测试线和控制线进行分割。当用离散状态变量和差分方程描述卷积单元时，需要确定反馈模板、控制模板和阈值模板中的具体参数，文中利用 PSO 算法确定了模板中的各个参数，而后搜索全局和局部最优解。最后引入相对积分光密度（RIOD）指标来消除光线反射和散射对结果的影响，通过曲线拟合得到了它们之间的回归方程和曲线，相关系数表明该方法可以实现目标区域的高效划分。

同时文献报道深度信念网络也是图像高精度分割的有效方法，利用该网络提取图像强度、距离和差分作为特征向量。其中 DBN 由多层受限 Boltzmann 机和一层反向传播层构成。受限 Boltzmann 机是一个二值连接图，其中可见单元 v 连接到隐藏单元 h，通过计算能量函数和联合概率分布，为给定的训练数据确定合适参数。输入向量的特征提取可以显著增强网络分析的鲁棒性，在不同浓度的 HCG 下，其准确度明显高于其他分割方法。同时在 DBN 网络中可以引入更多的自适应控制策略来提高算法精度。

目前报道的研究中应用 KNN、SVM、CNN 和 DBN 实现了目标检测物高灵敏度和低检测限的定量检测。然而，这些方法的分析目标都集中在反应完成的图像提取，对于生物反应过程中的时间延迟和数据丢失问题可以考虑利用其他网络框架来解决。

GANs 被广泛应用于补充数据的生成和扩充。2018 年 Rivenson 等人将该方法应用到生物领域组织切片的预测和生成中，大大简化了操作步骤，基于 CNN 的生成式对抗网络，通过标签训练和数据学习，使系统能够学习自动生成组织染料图像。LSTM 神经网络由 LSTM 模块构成。利用门控单元，LSTM 可以解决训练中经常出现的梯度消失和梯度爆炸问题，并且可以从长序列中提取有用信息来模拟免疫层析反应。

5　结论

免疫层析检测方法实现了对目标分析物的定量测定，在分析过程中许多数学模型算法被设计推广来满足生物医学和工业领域日益增长的检测需求。本文讨论了传统的信号处理算法，包括小波变换、光密度法和参数 logistic 数学模型。PAR 模型和基于非线性的状态空间是广泛优选的检测方法，使用粒子量化和微分方程进行结果分析。此外为了评估模型参数和时间常数，将传统的粒子群算法和 EKF 算法应用于参数测量。但这些方法容易陷入局部最优和参数繁杂，限制其进一步的应用。机器学习方法由于其自适应特性和在图像分割中的推广，为生物分析提供了崭新的研究思路，为了从测试图像中区分测试线和控制线，研究者开发了一整套深度学习体系结构。本文概括了近年来深度神经网络、支持向量机、CNN 和 DBN 中在 LFIA 领域的应用研究进展。利用数学方法、光学分析和统计方法可以降低分析物的检测限实现低浓度测量，本文同时报道了针对不同类型的纳米探针的多种光学检测系统。

和实验室其他分析方法（如电化学发光免疫分析法和荧光免疫分析色谱法）相比，LFIA（尤其是 GICS）操作简单、分析快捷，但是灵

敏度需要进一步改善。为了降低检测下限，研究重点应放在以下几个方面：从生物材料的角度出发，应尝试开发多种探针作为 LFIA 的指示物质，通过材料开发来提高条带的生化性质，并使用多种机器学习和深度学习算法来精确分割图像（图 5）。从硬件方面，应探索开发更多便携式、易操作的检测仪器，从光学和化学角度设计改善检测仪器的性质。

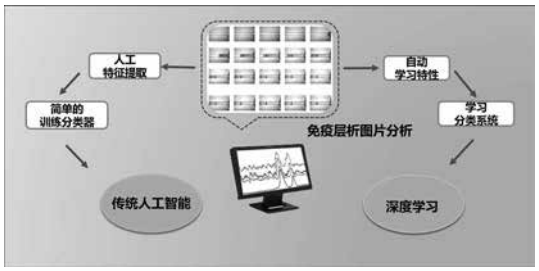


图 5　深度学习应用于免疫层析检测

Fig. 5　Application of deep learning on immunochromatography (Fig. 5 reproduced from ref. 52 with permission from RSC, copyright 2019)

目前生物信息学研究已经进入大数据时代，检测图像存储在数据库中，数据量正在以指数级的速度不断增长，如何应用数学方法从这些数据中提取有效价值也是提高检测精度的有效方法之一。同时数据库中的大规模训练数据也为网络分析提供足够的数据支撑。基于纹理特征的图像提取方法也成为图像分类任务中另一重要研究方向。在之后的工作中，我们可以使用深度学习框架来提高图像切割和检测的准确性，并对伪阳性样本进行分类，此外深度学习也可应用于参数估计和结果评估的自动化实现。

参考文献：

[1] C. Raphael and Y. Harley, in Lateral Flow Immunoassay, Humana Press, New York, 2008, pp. 167-183

[2] Z. Lv, J. Liu, W. Bai, S. Yang and A. Chen, Biosens. Bioelectron., 2015, 64, 530-534

[3] G. Zhang, X. Wang, A. Zhi, Y. Bao, Y. Yang, M. Qu, J. Luo, Q. Li, J. Guo and Z. Wang, Food Addit. Contam., 2008, 25, 413-423.

[4] H. W. S. Huang and Y. Lee, Food Control, 2007, 18, 893-897.

[5] R. Lundblad and P. Wagner, IVD Technol., 2005, 3, 20-22.

[6] G. A. Posthuma-Trumpie, K. Jakob and V. A. Aart, Anal. Bioanal. Chem., 2009, 393, 569-582.

[7] L. Zhaohui, W. Ying, W. Jun, T. Zhiwen, J. G. Pounds and L. Yuehe, Anal. Chem., 2010, 82, 7008-7014.

[8] K. Wang, W. Qin, Y. Hou, K. Xiao and W. Yan, Nano Biomed. Eng., 2016, 8, 172-183.

[9] T. G. Ashebr, T. Belayneh, S. Gebremicael, W. Linert, M. Thomas and T. Berhanu, Analyst, 2019, 144, 2467-2479.

[10] M. Sajid, A. N. Kawde and M. Daud, J. Saudi Chem. Soc., 2015, 19, 689-705.

[11] N. Zeng, Z. Wang, B. Zineddin, Y. Li, M. Du, L. Xiao, X. Liu and T. Young, IEEE Trans. Med. Imaging, 2014, 33, 1129-1136.

[12] Y. Chen, K. Wang, Z. Liu, R. Sun, D. Cui and J. He, Anal. Bioanal. Chem., 2016, 408, 2319-2327.

[13] N. Zeng, Z. Wang, Y. Li and D. Min, in International Conference on Health Information Science, Springer, 2012, pp. 110-120.

[14] C. D. An, T. Yoshiki, G. Lee and Y. Okada, Cancer Lett., 2001, 162, 135-139.

[15] C. Raphael and Y. Harley, in Lateral FlowImmunoassay, Humana Press, New York, 2008, pp. 23-33.

[16] T. Ryo, Y. Teruko, N. Naoki, E. Tatsuro, K. Kagan, T. Yuzuru and T. Eiichi, Anal. Bioanal. Chem., 2006, 385, 1414-1420.

[17] K. Xiao, K. Wang, W. Qin, Y. Hou, W. Lu, H. Xu, Y. Wo and D. Cui, Talanta, 2017, 164, 463-469.

[18] R. H. B. Kavosi, H. Teymourian and A. Salimi, Biosens. Bioelectron., 2014, 59, 389-396.

[19] N. Khreich, P. Lamourette, H. Boutal, K. Devilliers and C. H. Volland, Anal. Biochem., 2008, 377, 182-188.

[20] J. S. Ahn, S. Choi, H. J. Sang, H. J. Chang, J. H. Kim, K. B. Nahm, W. O. Sang and E. Y. Choi, Clin. Chim. Acta, 2003, 332, 51-59.

[21] W. Chan, X. H. Maxwell DJGao, R. E. Bailey,

M. Y. Han and S. M. Nie, Curr. Opin. Biotechnol., 2002, 13, 40-46.
[22] H. Lei, K. Wang, X. Ji and D. Cui, Sensors, 2016, 16, 2130.
[23] W. Lu, K. Wang, K. Xiao, W. Qin, Y. Hou, H. Xu, X. Yan, Y. Chen, D. Cui and J. He, Sci. Rep., 2017, 7, 42414.
[24] S. Chi, J. Hwang, S. Lee, D. W. Lim, H. Joo and J. Choo, Sens. Actuators, B, 2017, 240, 358-364.
[25] J. Hang, S. Lee and J. Choo, Nanoscale, 2016, 8, 11418-11425.
[26] X. Fu, Y. Wang, Y. Liu, H. Liu, L. Fu, J. Wen, J. Li, P. Wei and L. Chen, Analyst, 2019, 144, 1582-1589.
[27] V. Gubala, L. F. Harris, A. J. Ricco, M. X. Tan and D. E. Williams, Anal. Chem., 2012, 84, 487-515.
[28] R. G. K. Faulstich, M. Eberhard and K. Haberstroh, IVD Technol., 2007, 13, 47-53.
[29] L. Huang, Y. Zhang, C. Xie, J. Qu, H. Huang and X. Wang, Optik, 2009, 121, 1725-1728.
[30] Y. Zheng, K. Wang, J. Zhang, W. Qin, X. Yan, G. Shen, G. Gao, F. Pan and D. Cui, Nanoscale Res. Lett., 2016, 11, 62.
[31] J. Kaur, K. V. Singh, R. Boro, K. R. Thampi, M. Raje, G. C. Varshney and C. R. Suri, Environ. Sci. Technol., 2007, 41, 5028-5036.
[32] D. Li, S. Wei, H. Yang, Y. Li and A. Deng, Biosens. Bioelectron., 2009, 24, 2277-2280.
[33] E. Sumonphan, S. Auephanwiriyakul, N. Theera-Umpon, E. Sumonphan, S. Auephanwiriyakul and N. TheeraUmpon, in IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, IEEE, 2008, pp. 633-637.
[34] N. Zeng, Z. Hong, Y. Li, J. Liang and A. M. Dobaie, Neurocomputing, 2017, 247, 165-172.
[35] J. Bailes, S. Mayoss, P. Teale and M. Soloviev, Methods Mol. Biol., 2012, 906, 45-55.
[36] Q. Shizhi and H. H. Bau, Anal. Biochem., 2004, 326, 211-224.
[37] D. V. Sotnikov, A. V. Zherdev and B. B. Dzantiev, Anal. Chem., 2017, 89 (8), 4419-4427.
[38] Z. Nianyin, W. Zidong, L. Yurong, D. Min and L. Xiaohui, IEEE Trans. Bio-Med. Eng., 2011, 58, 1959-1966.
[39] N. Zeng, Z. Wang, H. Zhang and F. E. Alsaadi, Cogn. Comput., 2016, 8, 143-152.
[40] N. Zeng, Z. Wang, Y. Li, M. Du and X. Liu, IEEE/ACM Trans. Comput. Biol. Bioinf., 2012, 9, 321-329.
[41] A. Abdullah, S. Deris, S. Zaiton, M. Hashim, M. S. Mohamad and S. N. V. Arjunan, in 11th International Conference on Hybrid Intelligent Systems (HIS), IEEE, 2012, pp. 115-120.
[42] Y. Shi and R. C. Eberhart, in Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation - CEC99 (Cat. No. 99TH8406), IEEE, 2002, vol. 3, pp. 1945-1950.
[43] Y. Tang, Z. Wang and J. A. Fang, Expert Syst. Appl., 2011, 38, 2523-2535.
[44] Y. Tang and X. Guan, Chaos, Solitons Fractals, 2017, 40, 1391-1398.
[45] Y. D. Valle, G. K. Venayagamoorthy, S. Mohagheghi, J. C. Hernandez and R. G. Harley, IEEE Trans. Evol. Comput., 2008, 12, 171-195.
[46] N. Zeng, Y. S. Hung, Y. Li and M. Du, Expert Syst. Appl. Int. J., 2014, 41, 1708-1715.
[47] Z. H. Zhan, J. Zhang, Y. Li and S. H. Chung, IEEE Trans. Syst. Man Cybern. B, Cybern., 2009, 39, 1362-1381.
[48] C. Affonso, A. L. D. Rossi, F. H. A. Vieira and A. C. P. de Leon Ferreira, Expert Syst. Appl., 2017, 85, 114-122.
[49] C. Affonso, R. J. Sassi and R. M. Barreiros, Expert Syst. Appl., 2015, 42, 9482-9488.
[50] A. Ferreira and G. Giraldi, Expert Syst. Appl., 2017, 84, 1-11.
[51] L. O. Chua and L. Yang, IEEE Trans. Circuits Syst., 1988, 35, 1273-1290.
[52] Qi Qin, Kan wang et al.. Analyst, 2019, 144, 5659-5676
[53] Z. Liu, J. Hu, A. Li, S. Feng, Z. Qu and F. Xu, Sens. Actuators, B, 2017, 248, 699-707.
[54] Z. Liu, Z. Qu, R. Tang, X. He, H. Yang, D. Bai and F. Xu, Analyst, 2018, 143, 2775-2783.
[55] W. Liu, Z. Wang, X. Liu, N. Zeng, Y. Liu and F. E. Alsaadi, Neurocomputing, 2017, 234, 11-26.

胃肠道无创诊查微型机器人设计及优化

汪　炜[12]　颜国正[12]

（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240；2. 上海交通大学医疗机器人研究院 上海 200240）

摘　要：为了提高胃肠道机器人的可靠性、安全性以及全消化道适用性，本文设计了一种新型仿尺蠖式胃肠道机器人。其扩张机构采用交叠式扩张臂设计，扩张机构变径比（最大扩张半径与最小扩张半径之比）达到 3.3，使得机器人更加适应大小不一的人体肠道。其扩张臂与肠道接触端采用了仿脚蹼式设计，进一步增加了机构与肠道的接触面积，降低了肠道破损的风险。无线能量传输过程中产生的温升对胃肠道安全性上有很大影响。基于反射负载理论，建立了无线能量传输等效电路模型。通过理论分析与实验测试，对无线能量接收线圈进行了优化，优化后的线圈在满足机器人正常工作所需能量的前提下，理论上线圈温升最小。最后将机器人分别在硬质管道和离体肠道中进行了运动实验，在硬质管道中平均速度为 1.21 mm/s，而在离体肠道中平均速度为 0.94 mm/s。

关键词：胃肠道微型机器人 变径比 无线能量传输 离体肠道实验

中图分类号：TH776；TP242.6　　**文献标识码：**A

Design and optimization of gastrointestinal micro-robot for noninvasive diagnosis

WANG Wei[12]，YAN Guozheng[12]

（1. *School of Electronic Information and Electrical Engineering*，*Shanghai Jiao Tong University*，*Shanghai* 200240，2. *Institute of Medical Robotics*，*Shanghai Jiao Tong University*，*Shanghai* 200240）

Abstract：In order to improve the reliability，safety and applicability of gastrointestinal micro-robot，a new inchworm-like gastrointestinal micro-robot is proposed in this paper. The overlapping

作者简介：汪炜，男，安徽桐城人，博士研究生，2012 年、2015 年于武汉理工大学获得学士、硕士学位，2015 年于上海交通大学攻读博士学位，主要从事精密工程与智能系统研究。E-mail：aries-wang@sjtu.edu.cn

颜国正（通讯作者），男，湖南桃江人，教授，博士生导师，1993 年于吉林工业大学获得博士学位，1995 年于南京航空航天大学博士后出站，主要研究方向为智能机器人、微小机电系统等。E-mail：gzhyan@sjtu.edu.cn

＊基金项目：国家自然科学基金（No. 61673271，No. 81601631），上海市科技支撑项目（No. 19441910600，No. 19441913800）资助项目

expanding arm is designed to be used to increase the variable diameter ratio (ratio of fully expanded diameter to fully folded diameter) to 3.3, which makes the robot more adaptable to the intestinal tract of different sections of the human body. The faux flipper structure of the expanding arm increases the contact area with the intestine, reducing the risk of intestinal damage. The rising of temperature generated during wireless power transmission has a significant impact on gastrointestinal safety. Based on the reflection load theory, the equivalent circuit model of wireless power transmission is established. Through theoretical analysis and experimental test, the wireless power receiving coil is optimized. Under the premise of satisfying the power required by normal operation of the robot, the coil temperature rise after optimization is the minimum theoretically. Finally, the robot was tested in the rigid tube and in the in vitro intestinal tract. The average speed in the rigid tube is 1.21mm/s, while the average speed in the in vitro intestinal tract is 0.94mm/s.

Keywords: gastrointestinal micro-robot; variable diameter ratio; wireless power transmission; optimization design; In vitro intestinal experiment

0 前言

胃肠道恶性肿瘤及相关疾病的发病率和死亡率逐年升高，已经严重威胁到人们健康甚至生命[1, 2]。传统的内窥镜检查存在漏检，过程过于痛苦，可能引起严重并发症等问题。胶囊内窥镜只能依靠肠道蠕动被动运动，不能对胃肠道实施定点检测，且不具备扩张肠道的功能，不能肠道褶皱处进行检查[3]。具备可控自主运动和扩张肠道功能的胃肠道微型机器人成为研究的重点[4-8]。

扩张机构是胃肠道机器人在肠道内实现主动运动和扩张驻留的关键装置，其性能直接关系到胃肠道安全性、适用性以及工作的效率等[9]。人体肠道相对比较脆弱，机构必须要有很高的安全性，才能避免对肠道造成损伤。且人体肠道直径大小不一，拥有较大变径比才能使机器人更好地对人体不同部位的肠道进行诊查。考虑到手术操作的实际情况，为了尽量减少手术时间，机器人的运动效率就很重要。扩张机构的驱动方式主要有磁驱动式[10-14]和微电机驱动式[15-19]。磁驱动式扩张机构采用板外供能，大大降低了板载所需能量，但是这种机构有两个问题，一是动作太快，容易对肠道造成冲击，二是在实际应用中需要对机器人姿态进行实时检测从而施加相应方向的磁场，技术相对比较复杂。微电机驱动方式优势在于动作时间可控，且无需检测机器人姿态，但是微电机驱动方式增大了板载能耗。各个机构研制了不同结构形式的扩张机构。Chen Wenwen 等人设计的扩张机构采用阿基米德螺旋腿设计[20, 21]，其扩张力随着扩张半径增大而增大，这符合肠道的力学特性，但是其扩张臂顶端较为锋利，转动时容易卡住肠道，容易对肠道造成损伤。气囊式扩张机构[22, 23]对于胃肠道具有很高的安全性，但是完成一次充放气耗时太长，工作方式效率低下，不适合实际手术操作。He Shu、Gao Jinyang 等人设计的伸腿式扩张机构[24-26]兼顾动作效率与安全性的问题，但是变径比较小，只有 2.56，不适用于对直径较大肠道的诊查，且扩张力较小。Zhou Hao 等人[27]研制的扩张机构结构简单，但是变径比和扩张力都较小。综上可知，目前扩张机构的设计主要难点在于变径比、扩张力以及工作效率上。

机器人采用无线能量传输方式来供能，无线能量传输系统在工作时，接收线圈的发热是个不可忽视的问题，发热会使机器人系统稳定性降低，且威胁肠道安全。在接收线圈一定的尺寸，且能提供机器人系统正常运

行的能量的情况下，使线圈发热最小，这需要对接收线圈进行分析和优化。

1 机器人结构

1.1 机器人整体结构及运动原理

本机器人系统主要由四个部分组成：成像模块、无线能量接收装置、控制电路以及机械结构，如图 1 所示。成像模块由光学球头、镜头、LED 光源、CMOS 图像传感器以及图像数据无线传输电路组成。无线能量接收装置主要由接收线圈和整流电路组成。

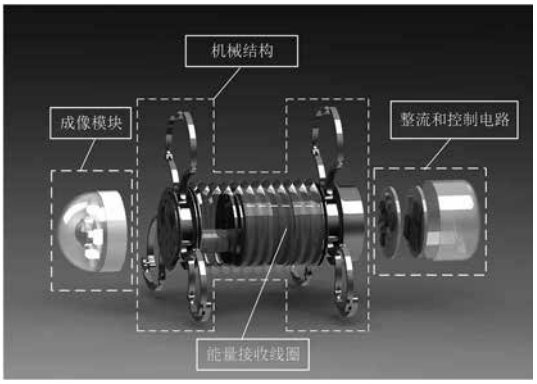


图 1 机器人系统结构

Fig. 1 Structure of robot system

机器人机械结构主要由前、后端扩张机构和轴向伸缩机构三部分组成。前后端扩张机构结构相同，前端扩张机构相对于轴向机构运动，后端扩张机构与轴向机构固定。

本文设计的仿尺蠖式胃肠道机器人通过两个扩张机构交替扩张而相对肠道固定，螺杆螺母副驱动收缩的扩张机构相对运动，从而实现机器人在肠道内的运动，其运动原理如图 2 所示。初始状态：前后端扩张机构 1、2 均处在闭合状态；步态 1：后端扩张机构 2 打开；步态 2：螺杆转动驱动前端扩张机构 1 向前运动到极限位置；步态 3：后端扩张机构 2 闭合，前端扩张机构 1 打开；步态 4：螺杆转动驱动后端扩张机构 2 向前运动到极限位置；之后重复步态 1—4 的运动过程，机器人从而连续向前运动。

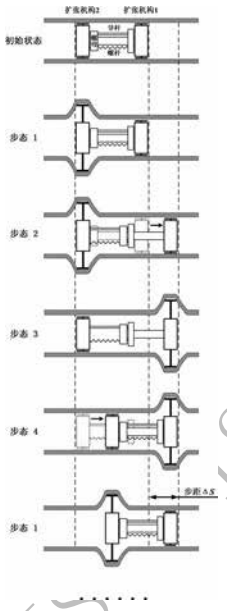


图 2 尺蠖式机器人运动原理

Fig. 2 Locomotion principle of inchworm type intestinal robot

1.2 扩张机构结构设计

扩张机构主要由驱动装置、传动装置以及三组扩张臂组成。驱动装置由空心杯电机与减速器构成，减速器采用 5 层行星齿轮式结构，每层减速比为 4。传动装置主要由三组外啮合齿轮构成。扩张臂有三组，每组由四根交叠式弧形连杆构成。扩张机构机械结构如图 2 所示。其中主要的零部件为：（1）固定螺钉；（2）上层盖板；（3）传动大齿轮；（4）扩张臂齿轮对；（5）主动齿轮；（6）中层挡板；（7）扩张臂传动轴；（8）基座；（9）底层挡板；（10）扩张臂；（11）电机及减速器。

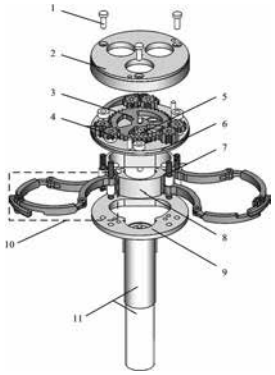


图 3 扩张机构结构示意图

Fig. 3 Structure of the expanding mechanism

扩张机构的相关参数如表 1 所示。

表 **1** 扩张机构相关参数

Table 1. Parameters of expanding mechanism

参数	值
最小扩张直径	Φ13. 6 mm
最大扩张半径	Φ45 mm
变径比	3. 3
减速器尺寸（5 级）	Φ4×11. 4 mm
减速比	1024

扩张臂由扩张臂 1、2 以及接触块组成，如下图所示。其仿脚蹼式设计，增大了与肠道的接触面积，降低了肠道损伤的风险。

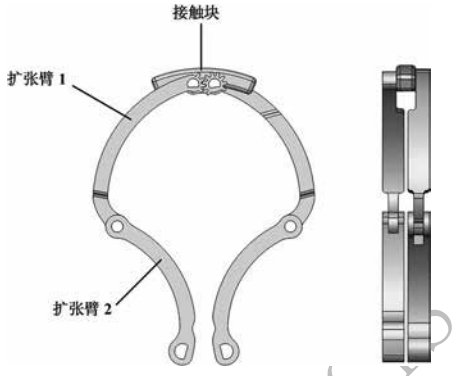


图 4 扩张臂结构示意图

Fig. 4 Structure of the expanding arm

扩张机构的工作原理为：由电机提供动力，经由减速器减速并增大力矩后，通过主动齿轮将力传递给传动齿轮组，再通过传动齿轮组带动传动轴旋转，进而驱动扩张臂，从而实现扩张与收缩。

1. 3 轴向伸缩机构结构分析

轴向伸缩机构其结构示意图如图 5 所示，其主要零部件名称及功能为：（1）上层挡板—与中层挡板一起固定传动齿轮组；（2）中层挡板—与上层挡板固定传动齿轮组，与下层挡板一起固定驱动器、螺杆等；（3）螺钉—固定各零件；（4）传动齿轮组—传递力矩；（5）支撑柱 1—与支撑柱 2 一起将伸缩机构固定在后端扩张机构上；（6）驱动器—由电机和减速器组成；（7）下层挡板—与中层挡板固定驱动器、螺杆等；（8）螺杆—与螺母组成螺杆螺母副；（9）导杆—对螺母起到导向的作用；（10）螺母—与前端扩张机构固定，通过驱动螺母运动从而带动前端扩张机构运动；（11）支撑柱 2—与支撑柱 1 一起将伸缩机构固定在后端扩张机构上。

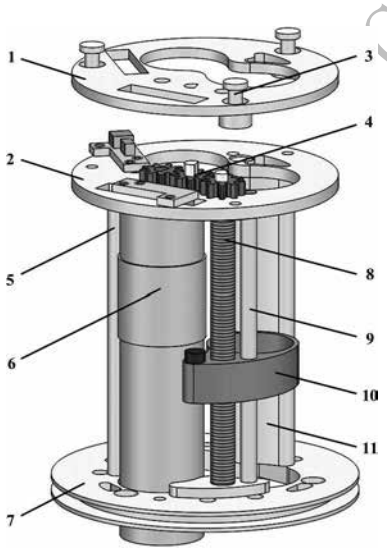


图 5 轴向伸缩机构结构示意图

Fig. 5 Structure of the telescoping mechanism

表 **2** 轴向机构螺杆螺母参数

Tab. 2 Design parameters of telescoping mechanism

参数	数值
公称直径 d/mm	1. 2
螺距 P/mm	0. 25
牙型角 α /°	60
牙侧角 β /°	30
螺纹中径 d_2/mm	1. 038
螺纹小径 d_1/mm	0. 929
线数 n	1
导程 P_h/mm	0. 25
行程 L/mm	13. 5

2 无线能量接收线圈设计及优化

2. 1 等效电路建模

无线能量传输系统包括发射端和接收端

两部分：发射端在人体腹部区域激发交变磁场；接收端集成在微型仿生机器人内部，感应交变磁场并为机器人提供直流工作电压。图 6（a）（b）所示为无线供能系统等效电路模型，其中 L_1 和 L_2 表示发射线圈和接收线圈自感系数，两侧回路分别串接补偿电容 C_1 和 C_2，同时谐振于 f_o。基于反射负载理论，谐振状态下的接收端对于另一侧的影响可以通过计算接收端的反射阻抗 R_{rr} 建模分析：

$$R_{rr}=\frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2+R_L}=k_{12}^2 R_1 Q_1 Q_2 \tag{1}$$

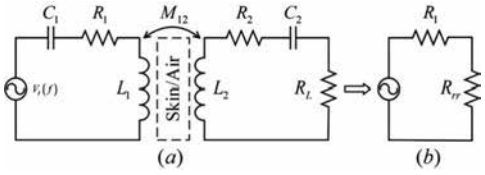


图 6　（a）双线圈无线供能系统等效电路模型；（b）谐振发射回路等效电路

Fig. 6　（a）Equivalent circuit model of two-coil wireless power transmission system；（b）Equivalent circuit of the reflected load on to the transmitting side at resonance

其中，$k_{12}=M_{12}/\sqrt{L_1 L_2}$ 为耦合系数；$Q_1=\omega L_2/R_1$，$Q_2=\omega L_2/(R_2+R_L)$ 分别为发射回路品质因素和接收回路有载品质因素。谐振发射回路可以等效为图 6（b）所示电路，R_{rr} 与发射回路等效电阻串联，无线供能系统两端传输效率可直接推导出：

$$\eta=\frac{R_{rr}}{R_{rr}+R_1}=\frac{k_{12}^2 Q_1 Q_2}{1+k_{12}^2 Q_1 Q_2} \tag{2}$$

当发射线圈驱动电流为 I_d 时，接收端总功率 P_r 为：

$$P_r=P_t\cdot\eta=I_d^2(R_1+R_{rr})\cdot\eta=I_d^2\cdot\frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2+R_L} \tag{3}$$

接收端总功率分成两部分：负载上接收到的功率 P_L 和线圈自身阻抗所造成的功率损耗 P_W 如下式：

$$\begin{cases} P_L=P_r\cdot\dfrac{R_L}{R_L+R_2}=I_d^2\cdot\omega^2 M_{12}^2\dfrac{R_L}{(R_2+R_L)^2} \\ P_W=P_r\cdot\dfrac{R_2}{R_L+R_2}=I_d^2\cdot\omega^2 M_{12}^2\dfrac{R_2}{(R_2+R_L)^2} \end{cases} \tag{4}$$

在一定范围内，当接收线圈匝数增大时，两线圈之间的互感 M_{12} 增大，接收线圈总功率增大，但是同时接收线圈等效串联电阻 R_2 也增大，导致负载接收到的功率与接收端总功率的比值 P_L/P_r 减小；而接收线圈本身阻抗造成的功率损耗与接收端总功率的比值 P_W/P_r 增大，而接收端功率损耗 P_W 决定接收端温升，接收端温升会影响能量接收端和机器人体内控制通讯模块的工作稳定性以及生物安全性。在保证有效功率 P_L 满足机器人系统正常运行需求的前提下，应尽量减小 P_W，降低线圈的温升。

2.2　线圈优化

本文对一维接收线圈进行优化，发射端采用螺线管对结构线圈，其直径为 400mm，采用 LITZ 线绕制，LITZ 线绞线直径为 0.1mm，股数 180。发射功率与发射线圈驱动电流 I_d 有关，而 I_d 上限由生物电磁安全性决定，借助数字化人体仿真模型和数值计算，$I_d\leq 1.7A$［28］。机器人体内控制通讯模块等效输入电阻在 30Ω-50Ω 之间，当等效输入电阻为 30Ω 时，功率需求最大，因此接下来的接收线圈优化的负载电阻设为 30Ω。

图 7 为本文设计的无线能量接收线圈，由磁芯和漆包线线圈组成。由于接收线圈安装在轴向伸缩机构上，两侧均为金属零件，金属零件的涡流效应造成线圈阻值增加。显然为尽量减小金属零件涡流效应造成的阻值增加，根据文献［29］研究表明，圆线圈置于磁芯的中心位置，宽度为 4mm 时最佳。

图 7　接收线圈示意图

Fig. 7　Structure of the receiving

以接收端有效功率 P_L 满足机器人系统正常运行的最小功耗 P_{smin} 为边界条件，以线圈匝数 N_i 为优化变量，以线圈损耗功率 P_W 最小为优化目标，对接收线圈进行优化。机器人系统最小功耗 P_{smin} 约为 500mW；线圈采用线径 0.2mm 漆包线，绕磁芯一层为 20 匝，故优化变量以 20 匝为增量，由于空间限制，线圈最多绕 10 层，即 $N_{10}=200$；在 P_L 满足机器人系统正常工作所需功率的要求下，尽量减小损耗功率，缓解线圈发热情况，表达式如下：

$$\begin{cases} P_L \geq P_{smin} \approx 500\ mW \\ N_i = 20,\ 40,\ 60\cdots180,\ 200\ (i=1,\ 2,\ 3\cdots9,\ 10) \\ \min\ (P_W) \end{cases} \tag{5}$$

分别对不同层数的线圈进行功率测试，$I_d=1.0A$。接收线圈所接负载为 30Ω，分别测得调谐后的线圈等效电阻 R_S 与负载上的功率 P_L；利用公式计算求得接收总功率和线圈损耗功率 P_W，各参数值如图 8（a）（b）所示。

从图 8（a）中可以看出，在线圈匝数 0-200 这个范围内，接收总功率 P_r 随着线圈匝数的增加而增大，但是增大率随着线圈匝数先增大后减小，而线圈的等效串联电阻则随着线圈匝数的增加而增加，且增加率一直增大。图 8（b）为有效功率 P_L 和损耗功率 P_W 曲线图，P_L 随着线圈匝数的增加，先增大后减小，损耗功率 P_W 随着线圈匝数增加而增大，损耗功率 P_W 越大，线圈发热越严重。基于边界条件 $P_L \geq 500\ mW$，可知线圈匝数 80~120 之间时满足要求；基于优化目标 P_W 最小，根据图中数据可知，当线圈匝数为 80 的时候，线圈功率损耗 P_W 最小。

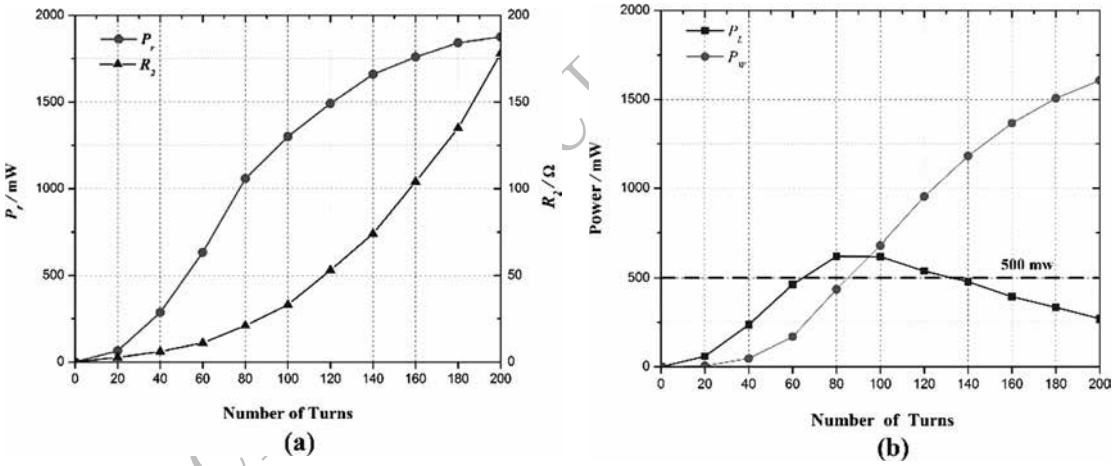


图 8　（a）P_r，R_2 与线圈匝数的关系曲线；（b）P_L，P_W 与线圈匝数的关系曲线

Fig. 8　（a）The relationship between P_r，R_2 and the number of turns of the coil；（b）The relationship between P_L，R_W and the number of turns of the coil

3　机器人系统实验

整个胃肠道机器人诊查系统由上位机、控制柜、发射线圈、线圈驱动电路以及机器人子系统构成，如图 9 所示。由上位机发送指令，通过控制柜控制机器人运动；驱动电路驱动发射线圈给机器人供能。

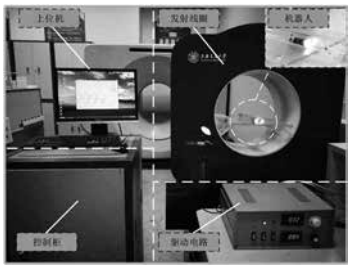


图 9　胃肠道无创诊查机器人系统

Fig. 9　gastrointestinal micro-robot system for noninvasive diagnosis

为了验证优化后的机构工作的有效性和安全性，将机器人分别置于硬质管道（亚克力管）和离体肠道（猪小肠）中进行运动实验，图 10（a）、（b）、（c）为机器人在硬质管道中运动，图 10（d）、（e）、（f）为机器人在离体肠道中运动。机器人在运动过程中，机构工作稳定，扩张臂没有出现明显弯曲变形情况，且肠道也没有明显破损情况。机器人在硬质管道中平均速度为 1.21 mm/s，而在离体肠道中平均速度为 0.94 mm/s。机器人在离体肠道中速度明显低于在硬质管道中，主要原因：1. 肠道有延展性，机器人在运动的实际运动距离大于硬质管道中的实际运动距离；2. 相比于硬质管道，生物体肠道相对比较湿滑，机器人在运动过程中扩张机构与肠道之间存在滑移，导致了步距损失，从而导致速度降低。

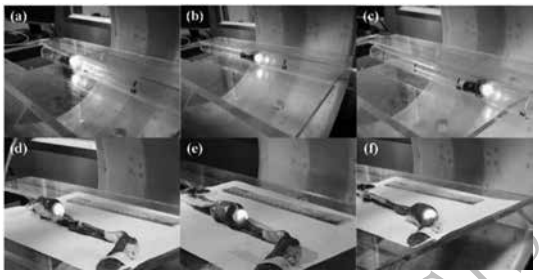


图 10　机器人硬质管道和离体肠道运动实验

Fig. 10　Robot locomotion experiment in the rigid pipe and isolated intestine

4　总结

本文设计了一种新型的胃肠道机器人，其扩张机构采用交叠式扩张臂设计，变径比增大到 3.3，提高了机器人在肠道中的适用性；扩张臂接触端的仿脚蹼式接触块设计，增大了与肠道的接触面积，降低了肠道受到损伤的风险。通过对无线能量接收线圈的优化分析与实验，得知当线圈匝数为 80 匝时，在确保机器人系统所需能量下，线圈功率损耗最小。通过对接收线圈的优化，减小了线圈的发热，提高了系统的稳定性。然而机器人还存在问题：机器人结构可以分为两个部分，一个是成像模块和前端扩张机构，另一个是后端扩张机构、轴向伸缩机构、无线能量接收模块和控制电路模块。这两部分质量差距较大，后者重量大约是前者的两倍多，这就容易造成机器人运动步距损失，效率下降。减轻机器人整体重量，且优化重量分配，提高机器人运动效率，是下一步工作重点。

参考文献：

[1] Siegel R L, Miller K D, Jemal A. Cancer statistics, 2019 [J]. CA: A Cancer Journal for Clinicians, 2019, 69 (1): 7-34.

[2] Chen, WQ, Zheng, et al. Cancer Statistics in China, 2015 [J]. CA: A Cancer Journal for Clinicians, 2016, 66 (2): 115-132.

[3] Stein DJ, Shaker R. Complications of upper gastrointestinal endoscopy [J]. Gastrointestinal Emergencies, 2016, 16: 45.

[4] Park H, Park S, Yoon E, et al. Paddling based microrobot for capsule endoscopes [C] //Proceedings 2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation. IEEE, 2007: 3377-3382.

[5] Kim HM, Yang S, Kim J, et al. Active locomotion of a paddling-based capsule endoscope in an in vitro and in vivo experiment [J]. Gastrointestinal endoscopy, 2010, 72 (2): 381-387.

[6] Zarrouk D, Shoham M. Analysis and design of one degree of freedom worm robots for locomotion on rigid and compliant terrain [J]. Journal of Mechanical Design, 2012, 134 (2): 021010.

[7] Kim B, Lee S, Park J H, et al. Design and fabrication of a locomotive mechanism for capsule-type endoscopes using shape memory alloys (SMAs) [J]. IEEE/ASME Transactionson Mechatronics, 2005, 10 (1): 77-86.

[8] Gorini, S., M. Quirini, A. Menciassi, et al. A Novel SMA-Based Actuator for a Legged Endoscopic Capsule [C]. in IEEE/RAS-EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics. 2006.

[9] Wang W, Yan GZ, et al. Design and optimization of expanding mechanism of intestinal robot [J]. Opt. Precision Eng., 2017, 25 (07): 1815-1824.

[10] Simi M, Valdastri P, Quaglia C, et al. Design, fabrication, and testing of a capsule with hybrid locomotion for gastrointestinal tract exploration [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2010, 15 (2): 170-180.

[11] Yim S, Sitti M. Design and rolling locomotion of a magnetically actuated soft capsule endoscope [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2012, 28 (1): 183-194.

[12] Zhang Y, Jiang S, Zhang X, et al. A variable-diameter capsule robot based on multiple wedge effects [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2011, 16 (2): 241-254.

[13] Kim J Y, Kwon Y C, Hong Y S. Automated alignment of rotating magnetic field for inducing a continuous spiral motion on a capsule endoscope with a twistable thread mechanism [J]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 2012, 13 (3): 371-377.

[14] Zhou H, Alici G, Than T D, et al. Modeling and experimental investigation of rotational resistance of a spiral-type robotic capsule inside a real intestine [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18 (5): 1555-1562.

[15] Wang KD, Yan GZ, et al. A wireless robotic endoscope for gastrointestine [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2008, 24 (1): 206-210.

[16] Kim HM, Yang S, Kim J, et al. Active locomotion of a paddling-based capsule endoscope in an in vitro and in vivo experiment [J]. Gastrointestinal endoscopy, 2010, 72 (2): 381-387.

[17] WOOD S P, Constandinou T G. Wireless capsule endoscope for targeted drug delivery: mechanics and design considerations [J]. IEEE Transaction on Biomedical Engineering, 2013, 60 (4): 945-953.

[18] Sliker L J, Kern M D, Rentschler M E. An automated traction measurement platform and empirical model for evaluation of rolling micropatterned wheels [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20 (4): 1854-1862.

[19] Prendergast J. Micah, Formosa, Gregory A., et al. A Platform for Developing Robotic Navigation Strategies in a Deformable, Dynamic Environment [J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2018, 3 (3): 2670-2677.

[20] CHEN WW, YAN GZ, HE S, et al.. Clamping mechanism of capsule endoscopes in intestine [J]. Opt. Precision Eng., 2013, 21 (6): 1553-1560.

[21] Chen WW, Yan GZ, et al. A wireless capsule robot with spiral legs for human intestine [J]. The International Journal of Medical Robotics and Computer Assisted Surgery, 2014, 10 (2): 147-161.

[22] Gao P, Yan G Z, et al. A robotic endoscope based on minimally invasive locomotion and wireless techniques for human colon [J]. The International Journal of Medical Robotics and Computer Assisted Surgery, 2011, 7 (3): 256-267.

[23] Yan L, Wang TY, Liu DL, et al.. Capsule robot for obesity treatment with wireless powering and communication [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (2): 1125-1133.

[24] He S, Yan GZ, Ke Q, et al.. Design and experiment of an intestinal anchoring mechanism [J]. Opt. Precision Eng., 2015, 23 (1): 102-109.

[25] Gao JY, Yan GZ. Locomotion analysis of an inchworm-like capsule robot in the intestinal tract [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2016, 63 (2): 300-310.

[26] Gao JY, Yan GZ, et al.. Design and testing of a motor-based capsule robot powered by wireless power transmission [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 21 (2): 683-693.

[27] Zhou H, Alici G, et al. A magnetically actuated anchoring system for a wireless endoscopic capsule [J]. Biomedical Microdevices, 2016, 18 (6): 102.

[28] Jia ZW, Yan GZ, et al. The optimization of wireless power transmission: design and realization [J]. The International Journal of Medical Robotics and Computer Assisted Surgery, 2012, 8 (3): 337-347.

[29] Gao JY, Yan GZ, et al. A Novel Power Management Circuit Using a Super-Capacitor Array for Wireless Powered Capsule Robot [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22 (3): 1444-1455.

基于锌墨水的打印技术用于制备可降解式传感器

薛翠丽[1] 衣　宁[2] 崔大祥[1]* 程寰宇[2]*

（1. 上海交通大学 上海 200240；2. 美国宾州州立大学 宾州 16801）

摘　要：生物可降解电子器件是指能够在外界触发条件下完全分解，且不产生有害副产物的一类新型电子产品，可有效解决电子废弃物污染问题，在植入式医疗设备、环境监测系统和数据安全领域中具有广阔的应用前景。采用基于墨水的打印技术和光子烧结制备瞬态电子器件，具有工艺简单、成本低、可设计性强的优势。首先，研发基于锌纳米颗粒的墨水配方，使用20%锌纳米颗粒作为导电材料。其次，使用 Sonoplot Microplotter Ⅱ打印机，探究分配电压、打印速度等参数对打印效果的影响，最后，通过光子烧结方式对打印的锌导线进行后处理以得到良好的导电性能，探究烧结参数对导电性的影响。结果表明，基于墨水的打印技术和光子烧结的后处理方式相结合能够制备性能良好的瞬态电子器件。

关键词：瞬态电子器件；锌墨水；打印技术；光子烧结

The printing technology based on Zinc ink used for development of biodegradable electronics

Cuili Xue[1] Ning Yi[2] Daxiang Cui[1]* Huanyu Cheng[2]*

（1. *Shanghai Jiao Tong University*；2. *Pennsylvania State University*）

Abstract：Biodegradable electronics are new electronic products which is able to complete decomposition under external trigger condition，and does not produce harmful by-products. Biodegradable electronics can effectively solve the problem of electronic waste pollution，in implantable medical devices，environment monitoring system，and has a broad application prospect in the field of data security. The ink-based printing technology and photonic sintering are used to produce transient electronic devices. First of all，we developed ink formula using zinc nanoparticle as function material with good printing performance，stability and electrical conductivity. Secondly，we used Sonoplot Microplotter Ⅱ

作者简介：薛翠丽，2018 年于天津大学获得学士学位，现为上海交通大学博士生，主要研究方向为呼气诊断传感器的研发。E-mail：cuilixuue@ sjtu. edu. cn

Cuili Xue received her B. Sc. degree in 2018 from Tianjin University，now she is PhD in Shanghai Jiao Tong University. Her main research interest is development of breath diagnosis sensors.

* **基金项目**：国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

printer to test the influence of printing parameters such as the dispensing voltage, the printing speed on printing effect. And Finally, the printed zinc wires were post processed by means of photonic sintering to obtain high conductivity, and the influence of sintering parameters on conductivity was investigated. The results show that the ink based printing technology combined with photonic sintering could produce the transient electronic devices with satisfactory performance.

Keywords: Transient electronics; Zinc ink; Printing technology; Photonic sintering

0 引言

随着科技的快速发展，电子产品更新换代产生了大量的废弃物。电子垃圾问题已经成为了21世纪的一个巨大难题，极大地增加了环境负担。目前全球电子垃圾的年产量达到约41.8万吨[1]，释放到环境中的有毒物质，例如铅、汞、镉等会对土壤和地下水造成严重威胁[2]。为了应对这个挑战问题，近几年瞬态电子的概念被提出，实现对环境污染最小甚至零污染[3]。除了瞬态电子产品，瞬态器件还有一系列其他应用，例如瞬态医疗设备，植入人体后可免除二次手术；用于具有保密性工作的瞬态器件，可以在使用之后自动消除数据；用于环境监测的传感器可以在一定的运行时间之后降解在周围环境中。瞬态器件要求具备生物相容性、生物降解性和环境友好性[4]。

目前的瞬态医疗器件只以被动形式存在，例如用于释放药物的可吸收缝线或基质[5]、可降解的血管内支架[6]和可吸收的板螺钉系统[7]等。待实现的技术是设计在身体表面内或表面上进行主动的电子感测、通信、处理甚至致动的可生物降解装置。尽管瞬态电子产品只有几年的研究历史，这种新兴的技术在飞速发展的先进电子科技领域具有广阔前景。

在高精度集成电路技术中，相比于光刻工艺，先进的3D打印技术具有成本低，可定制的优点。基于3D打印技术制造的产品，退火或烧结等适当的后处理方式用于显著提高其导电性。目前，通过3D打印设计制造瞬态电子产品的技术没有被充分研究，因此在基础理论和工程应用方面都具有广阔的研究前景。

本论文的主要工作是研究基于锌墨水的3D打印技术以及器件后处理，可用于制备可溶解式体表生物信号传感器，即新型纹身式电子器件，可以与皮肤良好贴附，用于检测体表生物信号，如温度、心电图（ECG）信号和肌电图（EMG）信号等，并且可以在接近体温和中性PH值的条件下水解，不产生对环境和人体有害的物质。

1 锌墨水的制备

目前已有的适用于3D打印技术的墨水材料多为Ag、Cu等，墨水性质稳定，且导电性良好，但是使用这种墨水打印得到的电子器件不具备可降解特性。因此，解决瞬态传感器制备的问题，我们选用锌纳米颗粒作为功能材料研制出一种可降解的墨水。

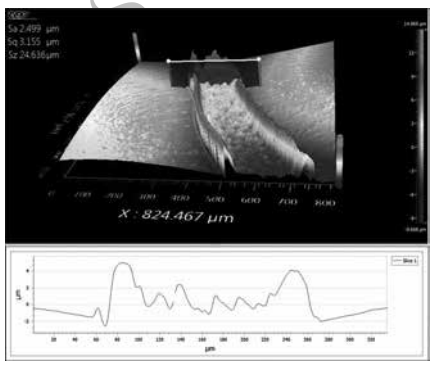
基于锌纳米颗粒的墨水需要满足物理性质稳定，即锌纳米颗粒可以较为均匀地分散在溶液中，而不产生沉淀，通常需要添加聚合物材料作为墨水的稳定剂。由于打印产品是作为电子器件使用，因此使用该墨水得到的打印图案应该具有良好的导电性。墨水与基底之间应该有良好的相容性，从而在打印过程中实现较好的适印性和较高的分辨率，并且在打印过程中极少或者不出现堵塞针头等问题，实现打印机维护工作量最少[8]，提高打印效率。墨水的粘度、表面张力和润湿性也是表征导电油墨配方性能优良与否的关键特性[9]，这些性能决定了打印过程中图案的均匀性以及精确度[8,10]。本项目中使用的Microplotter打印机可打印粘度范围为0-450 cP内的墨水。此外，使用配置的墨水打印的电子器件应该可以在150 ℃或120 ℃以下的温

度下进行加工处理（如固化、烧结等），从而保证在加工处理的过程中，作为瞬态电子器件的基底的聚对苯二甲酸乙二醇酯（PET）等柔性材料不受破坏。

1.1 溶剂的选择

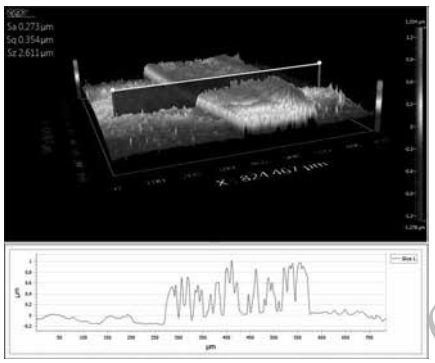
墨水溶剂的选择主要需要考虑挥发性影响，一种常用的墨水溶剂为 IPA，具有较高的蒸气压（室温下为 40Torr），在印刷过程中蒸发快导致油墨粘度的变化，因此在打印过程中可能导致不均匀的打印。2-丁醇具有较低的蒸气压（室温下为 12Torr），最初配置的墨水只用 2-丁醇作为溶剂，但由于其挥发性仍较强，在打印过程中针尖部分的墨水中溶剂快速挥发，针头极易堵塞。乙二醇在 20 ℃时的蒸气压仅为 0.06 Torr，只用乙二醇作为溶剂配置的墨水能够较为流畅地进行打印，但是由于挥发较慢，打印图案需要较长时间变干，咖啡环（Coffee Ring）效应严重，使得打印图案不均匀且影响导电性。

为了表征溶剂对墨水性质的影响，使用一系列不同配比的溶剂配置锌墨水在 PET 基底上打印简单的曲线，待溶剂蒸发后，用光学轮廓仪测量打印图案的几个轮廓。图 1-1 选取了两个不同溶剂配比的效果图，为仅使用乙二醇作为溶剂和使用质量相同的 2-丁醇和乙二醇混合物作为溶剂的打印曲线截面图，除使用不同的溶剂，保证变量唯一，锌纳米颗粒的含量、表面活性剂 PVP 的含量以及溶液配制的步骤都保持一致。



（a）只有乙二醇

（a）Only glycol



（b）1：1 的 2-丁醇与乙二醇

（b）2-butanol and glycol，1：1

图 1　不同配比溶剂配置的墨水的打印效果

Fig. 1　The printing performance of inks with different solvent ratio

图（a）为仅用乙二醇作为溶剂时的打印效果，溶液蒸发过程中锌纳米粒子向曲线的边缘聚集，最终形成“中间低，两边高”的表面形貌。边缘两条颗粒聚集线中间部分的高度与基底高度基本一致，说明锌纳米粒子基本已经全部聚集在曲线的边缘，曲线中间部分几乎没有导电的材料存在。这种情况下，即使通过烧结等方式进行后处理，也不能改善这种形貌不均匀的问题，从而影响导电性。在柔性基底上打印的电子器件将用于生物信号的测量，一般需要贴附在皮肤表面，不可避免地会产生弯折，因此需要基底和导电层都具备一定的柔韧性。这种粒子分布不均匀的图案，其柔韧性会大大降低，聚集在曲线边缘的锌纳米粒子在成为固态之后，相对于分布均匀的图案，在基底发生弯折时更容易被损坏甚至脱落，使得打印的导线电阻增大甚至不导电。一系列的实验结果表明，相同质量的乙二醇和 2-丁醇作为溶剂能得到最好的表面形貌。

1.2 表面活性剂

为了保证在打印过程中不堵塞针头，并且打印图案中锌纳米颗粒分布均匀，必须保证墨水中的分散稳定性。由于纳米材料的稳定性受各种相互作用如范德瓦尔斯吸引力和静电排斥以及立体排斥的平衡支配，因此获

得稳定分散体的最佳方法是使用对金属纳米粒子表面具有良好亲和力的分散剂。表面活性剂 PVP（Polyvinyl Pyrrolidone）的作用原理是有机分子附在金属粒子表面，从而阻止粒子聚集，如果墨水中 PVP 含量过高，烧结后也会有部分残余 PVP，使得打印导线电阻增大，导电性降低；而 PVP 含量过低会产生部分沉淀，打印过程中因为有部分聚集的锌纳米颗粒，导致针头堵塞，经过一系列实验表征，确定 PVP 质量占溶剂质量的 0.05%时效果最佳。

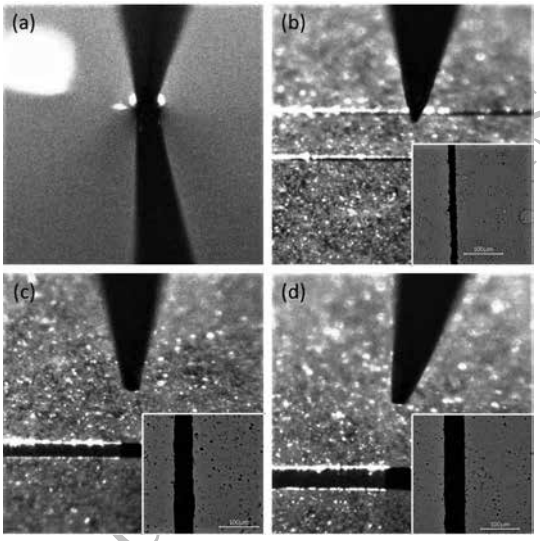
2　3D 打印技术

基于墨水的 3D 打印方式在低成本生产柔性电子产品的研究中具有巨大潜力。喷墨打印方式价格低廉并且能够快速沉积流体，越来越多的研究致力于使用喷墨打印机沉积整个电路，然而喷墨打印不能制备宽度非常小的连续线。目前采用光刻方法来制备集成微电路，但这种方法明显限制了电路的可设计性，而且在制备方法和仪器上也更加复杂。

一种新型的溶液打印方式使用“流体微绘图仪”，即精密皮升液分配系统，本课题使用的打印设备为 SonoPlot Microplotter II，主要用于打印微小阵列和基于导电聚合物的电子产品。与其他器件制备方法相比，这种 3D 打印技术在器件特征尺寸和形状、器件结构的均匀性以及器件设计的灵活性等方面具有显着优势。使用 Ag 墨水对 Microplotter 的打印参数进行探究，研究不同的参数对于打印效果（主要是形貌特征）的影响。

2.1　玻璃针头尺寸

将圆柱形玻璃管高温局部加热，使玻璃受热熔化，此时沿轴方向施以均匀的拉力将玻璃管拉断，即可得到微小玻璃吸管，可以看作由一个圆锥和圆柱组成的两端开口的玻璃针头，吸管尖端内径大小可控。当微小玻璃吸管的尖端浸入溶液中，如图 3-2（a）所示，毛细作用使得溶液吸入吸管。在仪器测试阶段，我们选用的微小玻璃吸管尺寸分别为（尖端内壁直径 IDs）为 10 微米、30 微米和 50 微米，图 2 为通过仪器中的摄像头获取的不同尺寸的针头与相应打印直线的图像。



（a）吸入墨水（b）10 微米（c）30 微米（d）50 微米

（a）Ink loading;（b）10 um（c）30 um（d）50 um

图 2　微小玻璃针头尺寸对打印效果的影响

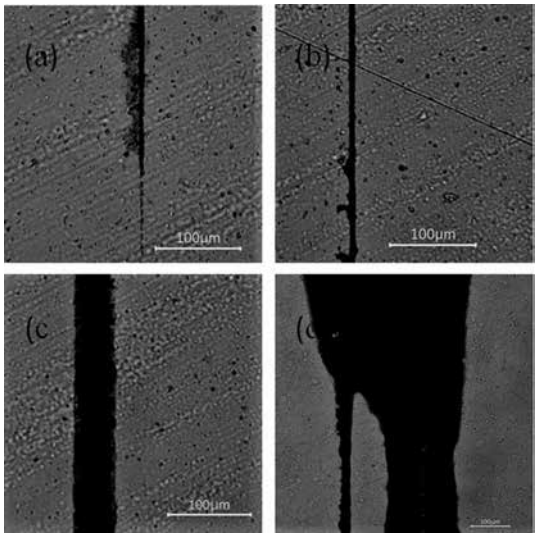
Fig. 2　The printing performance of needles with different inner diameter

为了更准确地表征玻璃吸管尖端尺寸对打印效果的影响，在光学显微镜下测量不同尺寸的针头打印直线的宽度，从图 2 中可以看出，打印的直线宽度随尖端尺寸的增大变宽，且直线宽度与相应的针头尖端尺寸基本一致，此打印过程中除针头尺寸不同外，其他参数保持一致。改变针头尖端的尺寸，是获得不同尺寸的打印图案的第一种方式。

2.2　分配电压

Microplotter 的控制电压有两种，分配电压（Dispense Voltage）和喷射电压（Spray Voltage），可在 0-12 V 之间调整。这两种电压的作用原理相同，都是控制玻璃管的震动，但这两种电压在打印过程中具有不同的作用。打印时，首先使微管针头尖端的液体接触到基底表面，即可按照设计的图样进行打印，分配电压主要是作用在这一步骤中，使玻璃管产生振动从而保证液体连续不断地从尖端流出，打印得到连续的直线或者曲线，这也

是 Microplotter 打印相对于喷墨打印的优势所在。在打印完成后，微管内可能会有残留溶液，或者在清洗微管过程中吸入的去离子水，这时通过施加喷射电压将微管内液体喷出。此外，在针头被堵住时也可以使用这种方法去除杂质。



（a）0 V　（b）1 V　（c）2 V　（d）3 V

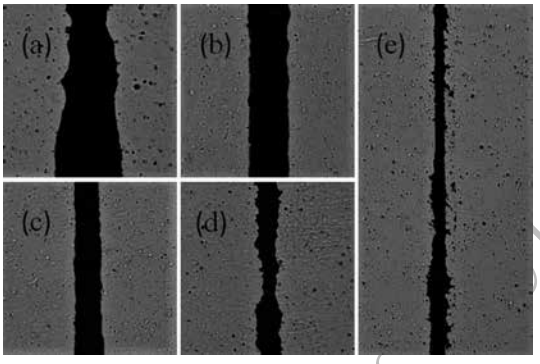
图 3　分配电压对打印效果的影响

Fig. 3　The printing performance of needles with different Dispense Voltage

一般情况下，打印过程中由于针头距离基底表面非常近，振动频率过高会损坏针头，分配电压保持在 2.0 V 左右；而喷射电压需要 10.0 V 左右，才能产生足够高的振动频率以使溶液喷出。我们探究了分配电压对打印效果的影响，图 3 分别是分配电压为 0V、1V、2V、3V 的情况下打印的到的直线在光学显微镜下的图像，除分配电压大小不同，其余打印参数保持一致。从图中可以看出，直线的宽度和分配电压呈正相关，在打印过程中可以通过调整分配电压获得合适的图案尺寸。

2.3　打印速度

打印速度使指三轴控制系统中针头沿 X 方向和 Y 方向的移动速度，单位是微米每秒（　m/s），速度对打印效果的影响也可以通过打印直线的宽度表征。图 3-5 为使用不同的打印速度得到的直线在光学显微镜下的图像。



（a）500 （b）750 （c）1000 （d）1500 （e）2000　m/s

图 4　打印速度对打印效果的影响

Fig. 4　The printing performance of needles with different printing speed

打印过程中针头本身与基底表面不直接接触，而是通过针尖部分的墨水形成的“液桥”与基底连接，因此打印速度过快会导致打印图案不均匀甚至断开等问题，如图 4（d）（e）所示，当打印速度达到 1500　m/s 时，打印的直线开始明显变细且出现不均匀的现象，速度为 2000　m/s 时，直线变得更窄且有断开的趋势。图 4（a）是速度为 500　m/s 时的打印直线，由于速度过小，针头在基底的每一个位置出墨量过多，在基底微向下凹的位置更为明显，表现为打印图案较宽且不均匀的问题。为了避免以上两种问题，一般 X、Y 方向的打印速度设置在 750-1000μm/s 之间，打印线宽随着打印速度的增加而减小。改变打印速度的大小，是获得不同尺寸的打印图案的第三种方式。

这三种打印参数同时也是控制线宽的方式，一般情况下（指分配电压为 2.0 V，打印速度为 1000　m/s），打印直线或者曲线的宽度和针头尖端内径尺寸基本相同。在一些特殊应用中，如打印温度传感器阵列，为了增大传感器探头电阻和导线电阻的差异，从而提高测量精度，可以通过增大两部分线宽实现，即打印过程中控制参数使传感器打印图案探头部分尽可能窄，导线部分尽可能宽，并且保证直线均匀且连续。这种情况下，需

要配合设置打印参数，打印宽度尽可能细的图案时，可以通过减小分配电压至 1V 以下，同时适当减小打印速度（可以减小至 750 m/s 以下），或者增大打印速度至 1000 m/s 以上，同时适当增大分配电压（可增大至 2.0 V 以上）实现，解决图案不均匀和断开问题。

3 器件后处理

打印过程完成后，墨水中的溶剂会逐渐挥发，锌纳米颗粒附着在基底上，这些纳米颗粒相互之间没有联结，因此不具有导电性，需要通过烧结进行后处理。烧结是在低于熔点的温度下，将相邻的纳米粒子通过局部熔化和熔合，得到具有导电性的打印图案[11]。也有研究表明，烧结有利于去除打印过程中在颗粒表面形成的氧化层，从而提高导电性[12]。

在基底是玻璃或者硅等物质时，烧结可以简单地通过在高温下使有机材料热分解来实现，这种方法通常用于烧结硅太阳能电池上的导电图案。近年来，越来越多致力于柔性电子器件的研究，柔性衬底通常由对热敏感的聚合物制成，例如，聚对苯二甲酸乙二醇酯（PET）和聚碳酸酯（PC）等。虽然可以通过减小墨水中金属粒子的尺寸降低热烧结温度，但是这个温度仍高于大多数低成本的聚合物基底的可承受范围，例如聚对苯二甲酸乙二醇酯（PET），聚乙烯（PE）或聚丙烯（PP）等。强脉冲光烧结（Intense Pulsed Light），又称光子烧结（Photonic Sintering），是一种可靠的替代方式，烧结过程中显著减小温度对基底的影响，同时缩短处理时间。与传统的热烧结方式不同，光子烧结的作用对象是能吸收光谱能量的部分，即如果墨水打印在透明的基底上，烧结过程不会对基底造成影响，但打印图案可以吸收能量被烧结[13]。本项目使用的仪器是 XENON X-1100，脉冲电压的可调节范围为 1000 V 至 3000 V，脉冲持续时间为 100 微秒至 7000 微秒，脉冲的形式可设置为单个脉冲、突发脉冲或连续脉冲，可以设置脉冲个数以及间隔时间等。

实验中，首先使用配置的锌墨水打印长度为 5000μm 的导线，溶剂蒸发后，使用不同的能量进行烧结并测量电阻。为了便于电阻的测量，首先在基底上用银材料沉积两个 2500μm×2500μm 的正方形，距离为 5000μm，锌墨水打印的直线两端分别与正方形重叠 1000μm，测量电阻值时只需将探针与银连接方块接触即可。沉积的银连接方块的厚度在微米级，保证在连接过程中不会由于银沉积层与基底的高度差损坏针头或者使打印的直线断开，并且银沉积层的电阻相对锌导线可忽略不计，对最终测量结果几乎没有影响。在银沉积层上打印锌导电的目的有两个，首先，打印的锌导线在烧结之后，表面的锌层会被氧化，形成不导电的氧化层，因此在用探针测量电阻时，会比真实的电阻值偏大，而沉积的银连接方块与锌导线底部直接接触，可以避免接触面的氧化，保证测量数据的准确性；其次，直接用探针测量锌导线，需要穿透氧化层，对导线造成破坏。打印的锌导线在处理之前是不导电的，需要进行烧结处理后才能作为导电部件。

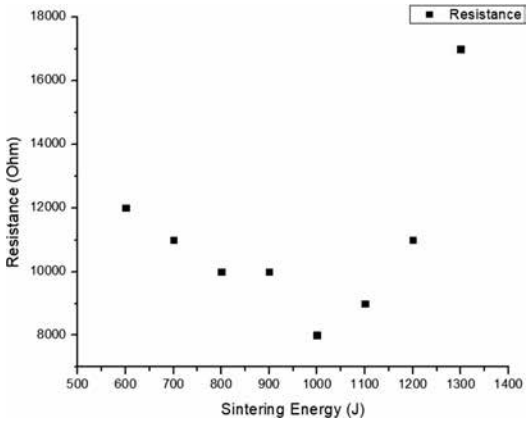


图 2 打印导线的电阻值随烧结能量变化

Fig. 1 The resistance of printing wires after using different sintering energy

烧结能量过低时烧结不充分，不足以使全部溶剂分子蒸发，锌纳米颗粒之间无法充分连接形成导电通道；能量过高时不仅对基

底造成一定程度的损坏，也会使锌导线表面产生裂纹甚至使部分锌从基底脱落，表现为不导电或者电阻过大（200 兆欧以上）。由图可知，在烧结能量值为 1000 J 左右时，烧结效果最好，表现为电阻值最小，能量高于或者低于这个值都会使导电性降低。

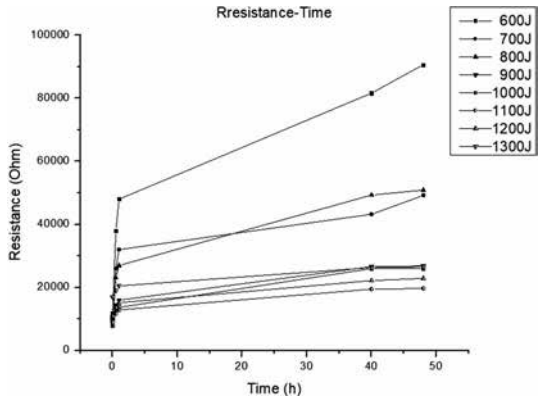


图 2　烧结后电阻随时间变化曲线

Fig. 1　The resistance curve over time after post-processing

为了表征氧化作用对锌导线导电性能的影响，即打印器件的稳定性，实验中分别测量了刚烧结之后的导线电阻以及在空气中放置 0.5 小时、1 小时、40 小时、48 小时之后导电的电阻变化情况，绘制导线电阻随时间的变化曲线如图所示。由电阻随时间变化曲线可知，电阻在烧结后 1 小时内上升明显，随着暴露在空气中的时间的延长，电阻值上升速度逐渐变慢，电阻趋于稳定，最终电阻值上升到初始电阻的三倍左右。为了得到电阻值稳定且导电性较好的打印器件，可以在烧结处理完成后，在打印器件表面覆盖致密的绝缘层，以达到密封的效果，避免锌材料被氧化。

4　总结与展望

本文主要研究了基于墨水的 3D 打印关键技术，用于制备可降解生物传感器。首先研发出以锌纳米颗粒为功能材料的墨水配方，为了使墨水在可打印性、稳定性以及导电性方面都具备良好的性能，在锌纳米颗粒的含量、溶剂的选择、表面活性剂的含量以及配置方法等方面做了大量的实验研究，最终得出一个最佳墨水配置方案；接着研究基于墨水的打印方式，介绍打印原理，测试玻璃吸管尖端内径尺寸、打印速度、分配电压等因素对打印效果的影响；最后利用光子烧结方式进行后处理，对比烧结能量和烧结脉冲形式对烧结效果的影响。

瞬态器件可以解决日益增加的电子废弃物污染问题，在生物医疗和保密性工作中也具有重要意义。例如温度分布的实时检测，应用在智能机器人传感系统中的人造皮肤，位于机器人手指上的温度传感器阵列，可以通过手指某些部位与物体接触产生温度分布变化来进行触觉感知，或者通过测量温度变化检测血管内血流速度等。本课题开创了电子科技领域的一个新的研究方向，具有广阔的研究和应用前景。

参考文献：

[1] Balde，Cornelis P，Wang Feng et al. The Global E-waste Monitor 2014：Quantities，flows and resources［J］. Tokyo & Bonn：United Nations University，2015，79.

[2] R. Widmer，H. Oswald-Krapf，D. Sinha Khetriwal et al. Global perspectives on e-waste［J］. Impact Assess. Rev. 2005，25，436.

[3] 张颖，陆炳卫，徐航勋，冯雪. 瞬态电子器件研究最新进展［J］. 中国科学：物理学 力学 天文学，2016，46（04）：42-50.

[4] 可降解电子器件［J］. 设备管理与维修，2017（06）：7.

[5] M Peuster，P Wohlsein，G Hausdorf et al. A novel approach to temporary stenting：degradable cardiovascular stents produced from corrodible metal—results 6-18 months after implantation into New Zealand white rabbits［J］. Heart 2001，86，563.

[6] M Moravej，D Mantovani，Int J Mol et al. Biodegradable Metals for Cardiovascular Stent Application：Interests and New Opportunities［J］. Sci. 2011，12，4250.

[7] T Cavusoglu，R Yavuzer，O Latifoglu et al. Resorbable plate-screw systems：clinical appli-

cations [J]. Ulus. Travma Acil Cerrahi Derg. 2005, 11, 43.

[8] Nir MM, Zamir D, Haymov I et al. Electrically conductive inks for inkjet printing. In: Magdassi S, Ed. The chemistry of inkjet inks [J]. New Jersey-London-Singapore: World Scientific 2010; pp. 225-54.

[9] Magdassi S. Ink requirements and formulations guidelines [A]. In: Magdassi S, Ed. The chemistry of inkjet inks [C]. New Jersey-London-Singapore: World Scientific 2010; pp. 19-41.

[10] Calvert P. Inkjet printing for materials and devices [J]. Chem Mater 2001; 13: 3299-3305.

[11] N Marjanovic, J Hammerschmidt, J Perelaer et al. Inkjet printing and low temperature sintering of CuO and CdS as functional electronic layers and Schottky diodes [J]. Mater. Chem. 21 (2011), pp. 13634-136391.

[12] W Shou, B K Mahajan, X Huang et al. Low-cost Manufacturing of Bioresorbable Conductors by Laser Printing and Sintering of Zn Nanoparticles [J]. Adv. Mater., 29 (2017), p. 1700172

[13] Kamyshny, A Steinke, J Magdassi. Conductive inks for inkjet printing based on composition of nanoparticles and organic silver salt [J]. Open Appl. Phys. J. 2011, 4, 19-36.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

磁阻生物传感器在 POCT 领域的研究进展

曹　勃，王　侃，崔大祥

（上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240）

摘　要：基于磁性纳米颗粒检测的免疫分析在即时检测领域近年来引起了广泛的关注。得益于磁性纳米粒子独特的磁性，磁性免疫分析法具有标签信息更完整和背景干扰少的优点。磁传感器技术的发展在 MNP 定量检测中起着至关重要的作用，确定了磁免疫检测的方向和前景。本文综述了三种磁阻传感器技术，包括各向异性磁阻传感器，巨磁阻传感器，隧道磁阻传感器。文中讨论了它们在免疫层析试纸条和微流控生物传感芯片中的检测基本原理和实际应用。同时，对它们的优点和在实际应用中的局限性进行了阐述和比较。未来磁性免疫分析法有望设计出拥有更多功能的集成度更高的传感器，并结合智能检测和移动检测实现更优的检测性能。

关键词：磁阻传感器；即时检测；微流控芯片；磁性免疫检测

Development of magnetoresistance sensor technologies for point-of-care testing

Cao Bo，Wang Kan，Cui Daxiang

（*School of Electronic Information and Electrical Engineering*，*Shanghai Jiao Tong University*，*Shanghai* 200240，*China*）

Abstract：Immunoassay based on magnetic nanoparticle（MNPs）detection has attracted wide attention in the field of point-of-care testing（POCT）in recent years. Due to the unique magnetic properties of MNPs，magnetic immunoassay has the advantages of more complete information of labels and less interference from background. The development of magnetic sensor technology plays a vital role in the quantitative detection of MNPs and determines the direction and prospect of magnetic immunoassay detection. This paper reviews three magnetoresistive sensor technologies，including anisotropic magnetoresistive sensors，giant magnetoresistive sensors，and tunnel magnetoresistive sensors. The basic principles and practical applications of their detection in lateral flow immunoassay test strips and microfluidic biosensor chips are discussed. Meanwhile，their advantages and limitations in practical applications are explained and compared. In the future，the magnetic immunoassay method is expected to design a more integrated sensor with more functions，combined with intelligent detection and mobile detection to achieve better detection performance.

Keywords：Magnetoresistance sensor；Point of care testing；Microfluidics；Magnetic immunoassay

* **基金项目**：国家自然科学基金（XXXXXX）资助项目

0 引言

即时检验技术（Point of care testing，POCT）是一种能够在采样时进行现场分析，通过便携式检测仪器快速提供检验结果的新方法[1,2]。POCT 无需借助大型检测设备即可分析血清，全血，唾液和尿液中的样品，获得定性或定量的检测结果。凭借着快速检测，操作简便，成本低廉等优势，POCT 可以满足当下日益增长的医疗临床检测需求，成为了新的研究热点。

免疫层析试纸条检测技术[3,4] 和微流控生物芯片技术[5,6] 是两种主要的 POCT 应用形式。免疫层析试纸条检测技术通过向涂有特定生物标志物的试纸条滴加样品，检测样品在试纸条上的特异性反应产生的颜色等标记信号变化进行分析，通常只用不到 20 分钟的时间即可获得定性或定量的结果。微流控生物芯片与免疫层析试纸条相比结构相对复杂，但有更多的生物医学应用。一个微流控生物芯片通常由有源元件组成，例如用于控制样品流动的的微型阀，以及用于检测目标物信号的生物传感器。

双抗夹心法是试纸条检测技术和微流控生物芯片技术最常用到的方法。在双抗夹心法中，标记物的选择会直接影响检测信号的产生和检测。胶体金是应用于 POCT 检测中最常见的一种光学标记物。除了胶体金外，荧光量子点，上转换纳米粒子也是具有代表性的光学标记物。基于以上标记物的 POCT 检测借助裸眼或仪器，根据反应产生的光学信号给出定量或定性的结果。由于在光学标记物的检测过程中，检测区域里只有表面的光学信号能够被检测，而深层的信号无法检测，导致在待测目标物浓度较低的情况很难得出准确的结果。同时，生物样品中也存在着大量的背景干扰，导致检测的灵敏度降低。相比而言，以超顺磁纳米颗粒为代表的的磁标记物展示出了极大的应用潜力[7]。由于检测的目标信号是磁性号，所以检测区域内所有的磁纳米颗粒的信号都可以被检测到，极大地提高了检测的灵敏度。同时生物样品中几乎不含有磁性号，所以在磁检测时来自样品的背景干扰极小，从而缩减了对样品的处理步骤。

当处于外部磁场中，磁性纳米颗粒标记物会产生杂散场，于是可以通过检测杂散场的强度来分析目标物的浓度[8]。磁阻传感器是最具代表性的用于检测杂散场的磁传感器。磁阻传感器能够在室温下检测微弱的磁信号进而能够提供极高的灵敏度，所以自磁阻效应发现以来吸引了大量的研究并得到了快速的发展，近年来多个团队也将磁阻传感器成功应用于生物医学检测方向[9,10]。

本文主要综述了磁阻传感器在 POCT 领域的应用和研究进展。磁阻传感器主要依靠磁阻效应来进行检测，即磁阻传感器的电阻会随着外部磁场的变化而变化。根据传感器的结构和磁阻变化原理的不同，主要可以分为三种：各向异性磁阻传感器，巨磁阻传感器，隧道磁阻传感器。本文介绍了这三类传感器的基本原理和它们在 POCT 检测中的具体应用和发展水平，并讨论了它们的优劣与未来发展方向。

1 各向异性磁阻传感器

各向异性磁阻（Anisotropic magnetoresistance，AMR）传感器是最早出现的磁阻传感器，在磁检测方面有广泛的应用。AMR 效应是指在某些铁磁材料中，材料的电阻值与电流方向和磁场方向的夹角相关[11]。当电流方向和磁场方向呈垂直的时候铁磁材料表现出低电阻特性，而在二者方向呈水平的时候铁磁材料则表现为高电阻特性。常见的铁磁材料包括镍，钴，铁及它们的合金，如铁镍合金就被称作坡莫合金。AMR 传感器在结构上非常灵活，有许多不同的形状，典型的如环形[12]，L 形[13]，方型[14]。

Miller 等人最早将设计的一个环状 AMR 传感器用于检测磁微球，检测的信噪比最高能达到 100dB[12]。Jiang 等人开发了一个基于环形 AMR 传感器的磁纳米颗粒计数器，实现

了磁纳米颗粒的检测[15]。如图 1，Sunjong 等人制造了混合的环形各向异性磁阻/平面霍尔效应传感器实现了免疫层析试纸条分析物的实时检测，能够在 1 分钟内完成心肌肌钙蛋白 I 的定量检测[16]。除了环状的外形，其他的形状如 L 形还有正方形也有不同的研究。Donolato 等人设计了 L 型的 AMR 传感器来研究 AMR 信号和磁纳米颗粒之间的关系[13]。Vavassori 等人用正方形 AMR 传感器实现了单个磁纳米颗粒的检测[14]。最近，Quynh 等人的团队通过将 4 个 AMR 元件组成惠斯通电桥，将灵敏度提高到了 1.80 mV/V/Oe，大约是目前商用 AMR 传感器的两倍[17]。随后该团队设计了一种一次性的 DNA 探针卡并用该 AMR 传感器检测，在目标检测物的浓度范围 4.5~18 pM 的时候，得到的 AMR 信号几乎呈线性[18]。

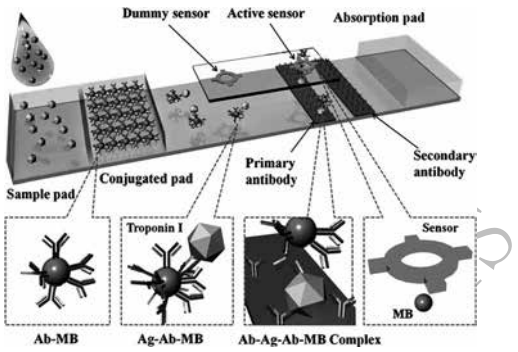


图 1　环形 AMR 传感器检测试纸条

Fig. 1　Ring-shaped AMR sensor for detecting lateral flow strip

另外，AMR 元件可以以十字形组成平面霍尔效应（Planar Hall effect，PHE）传感器，其几何形状与普通的霍尔传感器相似。PHE 交叉点上的横向电压取决于元件的磁化方向相对于流经元件的纵向电流的方向。PHE 传感器的优点是线性，高信噪比和低热漂移。后来，Henriksen 等人证明了桥形的 PHE 传感器响应与十字形的 PHE 传感器相同，但是信号输出却提升了近 100 倍[19]。Sinha 等人设计了一个 PHE 传感器芯片去检测人类凝血酶，获得了 86 pM 的检测下限[20]。在 Østerbergs 团队的工作中，十字形传感器和桥形传感器被用来检测磁纳米颗粒的布朗松弛度，桥形传感器的输出信号是十字形传感器的 6 倍[21]。

总体而言，AMR 传感器具有良好的线性度，简单的制造方式和良好的结构灵活性，可用于检测较少磁珠的磁场。尽管很多研究不断优化结构设计，以增强对磁珠的检测灵敏度，但 AMR 传感器的 MR 仍然太小而限制了检测范围，这远低于 GMR 和 TMR 传感器。PHE 传感器形式的 AMR 元件具有很高的信噪比，使其在检测磁场的低噪声方面有很大优势，但是其灵敏度和检测范围仍不及 GMR 和 TMR 传感器，因此实际在 POCT 中用于检测样品的应用很少。

2　巨磁阻传感器

巨磁阻（Giant magnetoresistance，GMR）传感器基于巨磁阻效应，即传感器中相邻铁磁层的磁化方向从反平行变为平行，传感器的电阻会显著变大[22]。由美国海军实验室开发的磁珠阵列计数器是最早用来进行生物分子检测的 GMR 传感器系统[23]，此后 GMR 传感器被广泛用于 POCT 领域的生物目标检测物的检测中。

GMR 传感器可以直接用于检测免疫层析试纸条上的磁纳米颗粒，为 POCT 检测提供了一种新的高灵敏度方法。Kisu 等人最早将 GMR 传感器用于试纸条检测来进行定量分析[24]。Marquina 等人设计了一个轮形装置控制试纸条相对于 GMR 传感器移动和定位，并实现了对人绒毛膜促性腺激素 5.5 ng/mL 的检测下限[25]。后面的多项研究进一步提高了检测的灵敏度[26,27]，但是由于在检测过程中试纸条与传感器的距离需要复杂的电机装置来实现精准控制，增大了整个检测装置的体积和使用难度，且控制精度对于检测灵敏度影响很大，因此使用 GMR 传感器检测试纸条已不再是近年来的研究趋势。

随着微纳制造技术的发展，GMR 生物传感芯片展现了很强的生物检测应用潜力。GMR 生物传感芯片可以与集成电路技术相结

合以进行大规模批量制造，从而有效降低制备成本，同时芯片对生物样品不敏感，可以有效降低检测过程中的生物环境噪声。目前许多 GMR 生物传感器已经被研制出来，其中有的已经实现了商业化，例如 MagArray 公司出产的小型 GMR 传感器可以同时对 80 种不同目标物进行检测[28]。最新的免洗技术[29] 使得在检测过程中省去了对芯片的冲洗和孵育的步骤，进一步节省了操作时间，降低了操作难度。应用了免洗技术的“Eigen Diagnosis Platform（EDP）”装置包括一个阅读器，一个一次性 GMR 芯片盒，一个智能手机检测终端[30]。EDP 可以可以在 15 分钟内完成多种不同目标物的免疫诊断。如图 2，Wang 的团队研发了一款便携的 GMR 设备，设备体积达到手持大小，10 分钟即可完成对甲型流感病毒的检测，检测下限达到 15 ng/mL[31]。

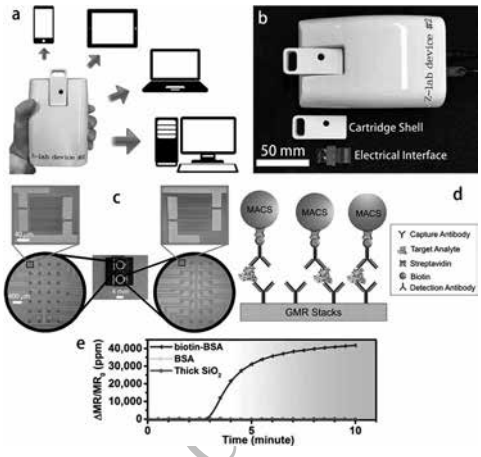


图 2　手持式 GMR 生物传感装置

Fig. 2　Handheld GMR bio-sensing device

当前，GMR 传感器是 POCT 领域主要的磁阻传感器。使用 GMR 传感器对磁性免疫层析试纸条进行检测提供了一种新的检测方法，但是由于设备的体积难以缩小，以及传感器与试纸条距离需要精准的控制，影响该方法的在 POCT 上的应用。基于微阵列技术的 GMR 生物传感器是未来在 POCT 应用上的理想解决方案。不仅可以通过扩大 GMR 感应区域以增强信号，同时得益于与电路大规模集成技术的兼容性，GMR 生物芯片传感器的批量生产可以大大降低成本费用，这对于 POCT 商业化非常有利。以 EDP 为例，一项测试的成本，包括一次性盒式集成 GMR 生物芯片和相关试剂，总共不到 4 美元[30]。此外，GMR 生物传感芯片系统可以很方便的进行多重检测，而且相应的设备体积已经成功的实现了小型化。这些优点使 GMR 传感器成为磁性免疫检测应用中最受欢迎的选择，其在生物检测中还有巨大的发展潜力。

3　隧道磁阻传感器

隧道磁阻（Tunneling magnetoresistance，TMR）传感器进行磁检测是基于线性磁隧道结，它包括被绝缘层隔开的两个磁性层，通常由 Al_2O_3 或单晶 MgO 组成。TMR 传感器的检测原理涉及量子力学中的自旋相关的隧穿效应，即电子穿过两个铁磁层之间的绝缘薄层。在结构上，TMR 传感器类似于自旋阀 GMR 传感器，但磁性层中间的隔离层不同：TMR 传感器的隔离层是包含 Al_2O_3 或 MgO 的绝缘层，而 GMR 传感器的隔离层包含的是导电金属层，组成材料例如铜。因为这一重大差异，TMR 的灵敏度和磁阻比均高于 GMR 传感器。根据参考文献[32]，基于 MgO 势垒的 TMR 传感器在 300K 时的最高磁阻比为 604%，显示出在检测超低磁场中的广泛应用前景。因此，TMR 传感器是用于高度灵敏生物检测的首选候选传感器。

目前，用于检测免疫层析试纸条的 TMR 传感器的研究文献有限。Mu 等人将试纸条放置在 TMR 传感器下方，并固定在样品测试平台上，实现了蓖麻毒素的快速定量分析，检测下限为 1 ng/mL[33]。在另一文献中，提出了由一个 C 形磁芯和两个平行的 TMR 传感器组成的非接触式扫描设备，实现了对试纸条的非接触式测量[34]。基于 TMR 的试纸条检测方法面临与基于 GMR 的试纸条检测系统相同的问题，即获得良好的检测结果需要精准的控制试纸条相对于传感器的移动，以及均匀的外加激励磁场。这限制了该方法在 POCT 的

实际应用。

另一方面，基于 TMR 生物芯片的传感平台已成功用于 DNA 杂交，细菌和蛋白质的检测。Albisetti 等人通过优化光刻工艺来选择 TMR 传感器表面功能化区域，实现了对 DNA 的小于 1pM 检测下限[35]。在后续的研究中，如图 3，对该 TMR 生物传感芯片与电子和微流控设备进行了集成，成功用于细菌和病毒 DNA 杂交的检测，灵敏度达到了 nM 范围[36]。TMR 生物传感器也被用于检测 O157：H7 大肠杆菌[37]。与在 TMR 传感器表面直接结合标记磁珠的方法相比，该研究将硅衬底的“测试条”放置在 TMR 传感器上方，可以降低测试成本并提高检测速度。该检测系统对大肠杆菌 O157：H7 的检测下限为 100 CFU/mL。除了 DNA 杂交和细菌检测外，TMR 传感器也被用于肝癌生物标志物甲胎蛋白的检测[38]。在另一项研究中[39]，通过把 TMR 阵列集成进微流控装置对三种急性心梗生物标志物进行检测。这个体外诊断系统展现出了同时分析多达 48 种不同的分析物的多重检测能力。Li 等人通过设计一种电磁陷阱，免去了 TMR 生物传感器在免疫检测中常规的表面功能化的清洗步骤，成功缩短检测的时间[40]。除此之外，用于产生陷阱的微线还可以提供磁化磁珠的磁场，而不需要额外的磁场发生装置，进而极大地减小了平台尺寸。该系统已成功用于 DNA 序列[41] 和大肠杆菌[42] 的检测。

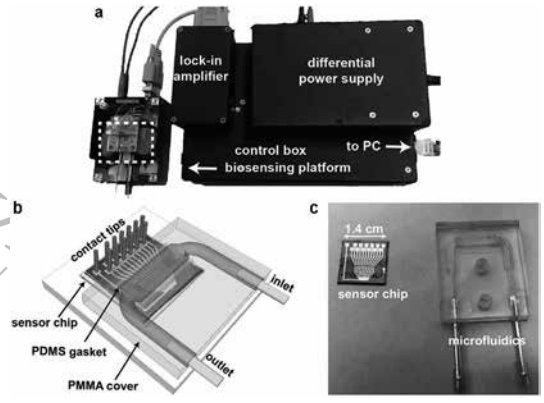


图 3　TMR 生物芯片与微流控集成平台

Fig. 3　TMR biochip and microfluidic platform

总体而言，TMR 传感器技术正被越来越多的用于 POCT 检测。由于具有最高的磁阻比，TMR 传感器的灵敏度比 GMR 传感器高几个数量级。但是，灵敏度不是决定整体检测性能的唯一因素。除了灵敏度外，一个检测系统也应该考虑例如功耗，鲁棒性和信噪比等其他因素。尽管 TMR 传感器表现出较低的功耗和高频响应，TMR 传感器较高的固有噪声依然对检测有很大影响，因此 TMR 传感器的信噪比应该被进一步改进，以获得更好的检测性能。另外，传感器顶部的电极因为增加了标记磁珠与传感器感应层之间的感应距离，会导致检测灵敏度的降低。在设备制造和集成方面，TMR 面对的挑战比 GMR 更复杂。例如，在制造期间需要额外的退火处理，这阻碍了 TMR 传感器的成本降低。以上这些技术挑战导致 TMR 传感技术仍得不到广泛的应用，而一旦技术问题被解决，TMR 传感器技术将最终取代占主导地位的 GMR，成为主流生物传感的选择。

4　总结与展望

这篇文章综述了用于 POCT 的磁阻传感技术的应用和进展。磁阻生物传感技术近年来已经成为了 POCT 领域的一种很有吸引力的免疫检测方法。通过磁阻传感器检测免疫磁珠的杂散场可以实现高灵敏度，低生物噪声背景，高稳定性的免疫检测。随着传感器性能的增强，磁阻免疫测定法正朝着提高灵敏度，分辨率和更大检测范围的方向发展。使用这些磁阻传感器平台，可以用更快的检测速度和更少的样品量实现了越来越多的生物学目标的定量，从而大大扩展了 POCT 应用的范围。一些生物传感器具有出色的多重测量功能，可以从极小体积的样品（例如全血）中提取丰富的生物信息，展现了可观的前景。相关的设备尺寸在往小型化和便携性的方向发展，以满足不同的 POCT 场景的要求。

磁阻生物传感器技术经过二十多年的不断研究，直到最近才进入商业化阶段。作为

最早出现的 AMR 传感器尽管结构灵活，但是磁阻比非常的低，所以并不是磁阻传感器在 POCT 中应用的主流。而 GMR 传感器作为代表性的磁阻传感器，已在多种分析物测定中取得了巨大的成功，并且具有同时检测数百种目标物的多重分析能力。市场上也已经有可靠且便宜的 GMR 检测平台。对于具有最高的磁阻比 TMR 传感器而言，尽管可以实现最好的灵敏度，但在实际应用上仍有很大的改进空间，同时现有的制造工艺导致制造成本较高，限制了 TMR 传感器的商业化。

免疫层析试纸条和磁阻传感器的组合由于需要庞大的装置和复杂的结构设计，并不适用于 POCT 应用。生物传感芯片是一种更好的 POCT 应用形式，具有体积小，可以一次性使用，成本可控的优点。将来，磁阻传感器技术可能需要与先进的大规模集成制造技术来制造更灵敏的传感器并降低成本，而最具潜力的 TMR 传感器需要更多的改进才能实现商业化。

磁阻生物传感技术已显示出 POCT 应用的巨大潜力。当前的趋势是整合不同的研究领域，包括分子诊断，人工智能，传感器网络和生物纳米技术。磁阻生物传感设备的未来发展将包含支持高性能传感器的设计，这些传感器具有更高的灵敏度，稳定性，便携性和智能性。这些方法将适应对生物分析物的智能和移动检测。

参考文献：

[1] G. Vladimir, L. F. Harris, A. J. Ricco, X. Ming, Tan, D. E. Williams, Point of care diagnostics: status and future, Analytical Chemistry, 84 (2012) 487-515.

[2] P. Yager, G. J. Domingo, J. Gerdes, Point-of-care diagnostics for global health, Annual review of biomedical engineering, 10 (2008) 107-44.

[3] J. Yang, K. Wang, H. Xu, W. Yan, Q. Jin, D. Cui, Detection platforms for point-of-care testing based on colorimetric, luminescent and magnetic assays: A review, Talanta, 202 (2019) 96-110.

[4] K. Xiao, K. Wang, W. Qin, Y. Hou, W. Lu, H. Xu, et al., Use of quantum dot beads-labeled monoclonal antibody to improve the sensitivity of a quantitative and simultaneous immunochromatographic assay for neuron specific enolase and carcinoembryonic antigen, Talanta, 164 (2017) 463-9.

[5] Z. Lu, B. Ding, Q. Chen, F. Qiang, L. Ling, J. Sun, Point-of-care-testing of nucleic acids by microfluidics, Trends in Analytical Chemistry, 94 (2017) 106-116.

[6] W. Yu, Y. Chen, M. Knauer, R. Dietrich, E. Märtlbauer, X. Jiang, Microfluidic chip-based immunoassay for reliable detection of cloxacillinin poultry, Food Analytical Methods, 9 (2016) 3163-9.

[7] Z. Huang, S. Hu, Y. Xiong, H. Wei, H. Xu, H. Duan, et al., Application and development of superparamagnetic nanoparticles in sample pretreatment and immunochromatographic assay, Trends in Analytical Chemistry, 114 (2019) 151-70.

[8] G. Lin, D. Makarov, O. G. Schmidt, Magnetic sensing platform technologies for biomedical applications, Lab on A Chip, 17 (2017) 1884-1912.

[9] S. Cardoso, D. Leitao, T. Dias, J. Valadeiro, M. Silva, A. Chicharo, et al., Challenges and trends in magnetic sensor integration with microfluidics for biomedical applications, Journal of Physics D: Applied Physics, 50 (2017) 213001-21.

[10] G. Lin, D. Makarov, O. G. Schmidt, Magnetic sensing platform technologies for biomedical applications, Lab on a Chip, 17 (2017) 1884-912.

[11] W. Thomson, XIX. On the electro-dynamic qualities of metals: —Effects of magnetization on the electric conductivity of nickel and of iron, Proceedings of the Royal Society of London, 8 (1857) 546-50.

[12] M. M. Miller, G. A. Prinz, S. F. Cheng, S. Bounnak, Detection of a micron-sized magnetic sphere using a ring-shaped anisotropic magnetoresistance-based sensor: A model for a magnetoresistance-based biosensor, Applied Physics Letters, 81 (2002) 2211-3.

[13] D. Marco, G. Marco, V. Paolo, L. Marco, C. Matteo, M. Vitali, et al., Nanosized corners for trapping and detecting magnetic nanoparticles, Nanotechnology, 20 (2009) 385501.

[14] P. Vavassori, V. Metlushko, B. Ilic, M. Gobbi, M. Donolato, M. Cantoni, et al., Domain wall displacement in Py square ring for single nanometric magnetic bead detection, Applied Physics Letters, 93 (2008) 731.

[15] Z. Jiang, J. Llandro, T. Mitrelias, J. A. C. Bland, An integrated microfluidic cell for detection, manipulation, and sorting of single micron-sized magnetic beads, Journal ofApplied Physics, 99 (2006) 702.

[16] S. Oh, P. B. Patil, T. Q. Hung, B. Lim, M. Takahashi, Y. K. Dong, et al., Hybrid AMR/PHR ring sensor, Solid State Communications, 151 (2011) 1248-51.

[17] L. K. Quynh, B. D. Tu, D. X. Dang, D. Q. Viet, L. T. Hien, D. T. H. Giang, et al., Detection of magnetic nanoparticles using simple AMR sensors in Wheatstone bridge, Journal of Science Advanced Materials & Devices, 1 (2016) 98-102.

[18] L. T. Hien, L. K. Quynh, V. T. Huyen, B. D. Tu, N. T. Hien, D. M. Phuong, et al., DNA-magnetic bead detection using disposable cards and the anisotropic magnetoresistive sensor, Advances in Natural Sciences Nanoscience & Nanotechnology, 7 (2016) 045006.

[19] A. D. Henriksen, B. T. Dalslet, D. H. Skieller, K. H. Lee, M. F. Hansen, Planar Hall effect bridge magnetic field sensors, Applied Physics Letters, 97 (2010) 324-6.

[20] B. Sinha, T. S. Ramulu, K. Kim, R. Venu, J. Lee, C. Kim, Planar Hall magnetoresistive aptasensor for thrombin detection, Biosensors & Bioelectronics, 59 (2014) 140-4.

[21] F. W. Østerberg, G. Rizzi, T. Z. G. de la Torre, M. Strömberg, M. Strømme, P. Svedlindh, et al., Measurements of Brownian relaxation of magnetic nanobeads using planar Hall effect bridge sensors, Biosensors & Bioelectronics, 40 (2013) 147-52.

[22] G. Binasch, P. Grünberg, F. Saurenbach, W. Zinn, Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange, Phys Rev B Condens Matter, 39 (1989) 4828-30.

[23] D. R. Baselt, G. U. Lee, M. Natesan, S. W. Metzger, P. E. Sheehan, R. J. Colton, A biosensor based on magnetoresistance technology, Biosensors & Bioelectronics, 13 (1998) 731-9.

[24] K. Lee, S. Lee, J. R. Kim, B. K. Cho, Quantitative detection of magnetic particles in a chromatographic membrane by a giant magnetoresistance sensor, Journal of Applied Physics, 105 (2009) 725.

[25] C. Marquina, J. M. D. Teresa, D. Serrate, J. Marzo, F. A. Cardoso, D. Saurel, et al., GMR sensors and magnetic nanoparticles for immuno-chromatographic assays, Journal of Magnetism & Magnetic Materials, 324 (2012) 3495-8.

[26] A. Chicharo, F. Cardoso, S. Cardoso, P. J. Freitas, Real-time monitoring of magnetic nanoparticles diffusion in lateral flow microporous membrane using spin valve sensors, IEEE Transactions on Magnetics, 51 (2015) 1-4.

[27] A. Chicharo, F. Cardoso, S. Cardoso, P. P. Freitas, Dynamical detection of magnetic nanoparticles in paper microfluidics with spin valve sensors for point-of-care applications, IEEE Transactions on Magnetics, 50 (2014) 1-4.

[28] D. Hall, R. Gaster, T. Lin, S. Osterfeld, S. Han, B. Murmann, et al., GMR biosensor arrays: A system perspective, Biosensors & Bioelectronics, 25 (2010) 2051-7.

[29] R. S. Gaster, D. A. Hall, X. Shan, Wang, Autoassembly protein arrays for analyzing antibody cross-reactivity, Nano Letters, 11 (2011) 2579-83.

[30] J. Choi, A. W. Gani, D. J. B. Bechstein, J. R. Lee, P. J. Utz, S. X. Wang, Portable, one-step, and rapid GMR biosensor platform with smartphone interface, Biosensors & Bioelectronics, 85 (2016) 1-7.

[31] K. Wu, T. Klein, V. D. Krishna, D. Su, A. M. Perez, J. P. Wang, Portable GMR handheld platform for the detection of influenza A vrus, Acs Sens, 2 (2017) 1594-601.

[32] S. Ikeda, J. Hayakawa, Y. Ashizawa, Y. M. Lee, K. Miura, H. Hasegawa, et al., Tunnel magnetoresistance of 604% at 300K by suppression of Ta

diffusion in CoFeB/MgO/CoFeB pseudo－spin－valves annealed at high temperature, Applied Physics Letters, 93 (2008) 082508.

[33] X. H. Mu, H. F. Liu, Z. Y. Tong, B. Du, S. Liu, B. Liu, et al., A new rapid detection method for ricin based on tunneling magnetoresistance biosensor, Sensors and Actuators B: Chemical, 284 (2019) 638-49.

[34] H. Lei, K. Wang, X. Ji, D. Cui, Contactless measurement of magnetic nanoparticles on lateral flow strips using tunneling magnetoresistance (TMR) sensors in differential configuration, Sensors, 16 (2016) 2130-40.

[35] E. Albisetti, D. Petti, F. Damin, M. Cretich, A. Torti, M. Chiari, et al., Photolithographic bio－patterning of magnetic sensors for biomolecular recognition, Sensors & Actuators B Chemical, 200 (2014) 39-46.

[36] P. P. Sharma, E. Albisetti, M. Massetti, M. Scolari, C. L. Torre, M. Monticelli, et al., Integrated platform for detecting pathogenic DNA via magnetic tunneling junction-based biosensors, Sensors & Actuators B Chemical, 242 (2017) 280-7.

[37] Y. Wu, Y. Liu, Q. Zhan, J. P. Liu, R. W. Li, Rapid detection of Escherichia coli O157: H7 using tunneling magnetoresistance biosensor, Aip Advances, 7 (2017) 056658.

[38] Z. Q. Lei, L. Li, G. J. Li, C. W. Leung, J. Shi, C. M. Wong, et al., Liver cancer immunoassay with magnetic nanoparticles and MgO-based magnetic tunnel junction sensors, Journal of Applied Physics, 111 (2012) 19.

[39] L. Jie, C. Si, Y. Qiu, S. Zhang, S. Shi, Y. Gao, A fully automated in vitro diagnostic system based on magnetic tunnel junction arrays and superparamagnetic particles, Journal of Applied Physics, 111 (2012) 672.

[40] F. Li, J. Kosel, An efficient biosensor made of an electromagnetic trap and a magneto－resistive sensor, Biosensors & Bioelectronics, 59 (2014) 145-50.

[41] F. Li, R. Kodzius, C. P. Gooneratne, I. G. Foulds, J. Kosel, Magneto－mechanical trapping systems for biological target detection, Microchimica Acta, 181 (2014) 1743-8.

[42] F. Li, J. Kosel, A magnetic biosensor system for detection of E. coli, IEEE Transactions on Magnetics, 49 (2013) 3492-5.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

EIT 图像重建算法研究现状

张明珠[1] 马艺馨*[1] 黄宁宁[1] 葛　浩[1]

（1. 电子信息与电气工程学院，上海交通大学，上海，200240；）

摘　要：近年来，随着电阻抗层析成像（Electrical Impedance Tomography，EIT）技术临床应用的推广，越来越多的学者开始 EIT 技术研究。EIT 技术原理看似简单，但由于其敏感场具有软场特性、并且分布不均匀，EIT 的图像重建问题是非线性的、病态的，图像重建的难度大。EIT 重建算法还需要进一步在鲁棒性、清晰度等方面改进。图形重建算法和图像质量是当前 EIT 技术的关键挑战之一，急需更多的学者投入这项研究以提高 EIT 技术的性能、更广泛地用于解决临床问题。本文在综述 EIT 图像重建算法的基础上，特别关注近几年 EIT 图像重建算法的最新研究进展，旨在为 EIT 新人和初涉入 EIT 图像重建的研究者提供一个便捷的参考。

关键词：电阻抗层析成像图像重建逆问题

中图分类号：TP 23　　**文献标志码：**A

A recent survey on EIT image reconstruction algorithm

Mingzhu Zhang[1]，Yixin Ma*[1]，Ningning Huang[1]，Hao Ge[1]

（1. School of Electronic Information and Electrical Engineering，
Shanghai Jiao Tong University，Shanghai，200240，China；）

Abstract：With the promotion of the clinical application of electrical impedance tomography（EIT）technology in recent years，more and more scholars have started to study EIT technology. Although the principle of EIT technology is seemingly simple，EIT image reconstruction is a non-linear and ill-posed problem and is quite difficult due to the soft field characteristics and the inhomogeneous distribution of its sensitivity field. In addition，EIT reconstruction algorithm needs to be further improved in robustness and clarity，etc. Image reconstruction algorithm and image quality is one of the key challenges for EIT technology，thus more scholars are urgently needed to go into this study，so as to improve the performance of EIT technology and use it to solve clinical problems more widely. On the basis of the review of EIT image reconstruction algorithm，in this paper we paid special attention to the latest advances in the study of EIT image reconstruction algorithm in recent years，so as to provide a convenient reference for EIT beginners and researchers who are newly involved in the research of EIT image reconstruction.

1、引言

电阻抗层析成像（Electrical Impedance Tomography，EIT）技术的基本原理是，通过贴附在被测对象表面的敏感电极阵列，向被测对象施加激励电流/电压，在被测对象内部建立敏感场，敏感场的分布与物场的电导率分布相关，通过敏感电极测量到的响应电压反映了敏感场内的电导率分布，响应电压的变化反映了电导率分布的变化，因此可以根据激励信号和边界响应电压反演电导率分布或者电导率分布的变化。利用激励信号和测量信号的幅值和相位信息，可以反演复电导率的分布。复电导率 σ' 的定义如下[1]：

$$\sigma' = \sigma + j\omega\varepsilon \qquad \text{Eq.（1）}$$

这里 σ、ω、ε 分别是电导率，测量频率和介电常数。不失一般性，以下只讨论电导率的图像重建算法。

EIT 技术由测量到的边界电压求取被测区域电导率分布的过程，实际是求解电磁场逆问题的过程。EIT 敏感场具有软场特性，敏感场电流密度的分布因物场电导率分布的变化而变化，并且电流密度分布不均匀，使得 EIT 图像重建问题与 CT 图像重建不同，是一个非线性问题，导致图像重建和图像分析的困难。从数学角度而言，EIT 图像重建是利用含有噪声的测量数据中求解非线性问题获得电导率分布。测量数据有限，敏感场不均匀，因此，图像质量一直被认为是 EIT 技术的一个关键挑战。高质量的图像对于 EIT 用于生物医学或工业应用中的定性和定量检测诊断至关重要。

随着 EIT 技术的发展，得益于快速、无辐射、低成本、非侵入等优点，EIT 技术在工业过程成像如机器人皮肤[2] 以及生物医学成像如细胞培养成像[3]、肺功能检测[4] 等方面得到了广泛的应用。德国德尔格公司（Dräger）研制成功用于临床人工呼吸过程实时可视化监测的 EIT 系统[5]，首次实现了 EIT 技术的产品化和人工呼吸过程的可视化监测。韩国科学技术院（Korea Advanced Institute of Science and Technology，KASIT）研发了一种带状型便携式实时肺通气监测系统[6]，可以在移动设备上显示肺通气的动态图像，EIT 图像重建达到 20 帧/秒的速度。已发表的 EIT 数据采集系统，数据采集精度可以达到 0.2‰[7]。为实现与高质量的测量数据相匹配的重建图像的空间分辨力，需要研究更优秀的图像重建算法。

2、EIT 图像重建算法的分类

线性化图像重建算法。一直以来对于 EIT 逆问题研究的主流方向都是线性化处理，也获得了不错的效果。最经典的最小二乘原理是 Newton-Raphson（牛顿-拉夫逊）算法[8] 和基于 TadakuniMurai[9] 等人的灵敏度原理的灵敏度系数算法。前者的迭代公式如式 Eq.（2）所示，后者的迭代公式如公式 Eq.（3）所示。

$$\begin{cases} J^T J\Delta r^k = -J^T\left[V_{Cal}(r^k) - V_{mea}\right] \\ r^{k+1} = r^k + \Delta r^k \end{cases} \qquad \text{Eq.（2）}$$

其中 J 为 $V'_{Cal}(r^k)$，r 为电导率分布。

$$\begin{bmatrix} \Delta\sigma_1 \\ \vdots \\ \Delta\sigma_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{M1} & \cdots & S_{MN} \end{bmatrix}_{M\times N} \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \vdots \\ \Delta V_N \end{bmatrix}_{N\times 1} \qquad \text{Eq.（3）}$$

其中 S 是边界电压与电导率分布的线性化矩阵，称为灵敏度系数矩阵，$\Delta\sigma$ 是电导率变化，ΔV 是边界电压变化。

可以看出，二者的推导过程不同但最终得到的线性化公式表达相似。求解线性化的逆问题，有采用 Landweber 算法[10]、共轭梯度（Conjugate Gradient，CG）算法[11] 等不同方法。为了克服矩阵方程的病态性，通常采用一定的正则化方法。不同的正则化方法衍生出很多不同的图像重建算法，比如 Tikhonov 算法[12]、卡尔曼滤波算法[13]、基于 ROI 的图像重建算法[14] 等都属于灵敏度系数或者牛顿拉夫孙算法的改进形式。

上述线性化图像重建算法根据成像目标的不同，可以分为差分成像（也称动态成像）与绝对成像（也称静态成像）。差分成像重建

的是电导率分布的相对变化，而绝对成像重建的是电导率分布的绝对值。与绝对成像相比，差分成像利用边界测量电压的相对变化进行图像重建，能够有效抑制测量噪声和模型误差对图像重建结果的影响。而绝对成像对测量精度和模型准确性的要求更高，测量误差和模型误差都可能严重影响所重建的电导率图像。

非线性图像重建算法。线性化的过程不可避免丢失了一部分信息，为了提高图像质量非线性 EIT 图像重建算法成为一个研究热点。最为典型的是 Siltanen 提出的 D－bar 算法[15]，对非线性问题直接进行求解处理。该算法由于只能用于二维图像重建，而 EIT 的敏感场是三维场，因此也存在着先天的缺陷。后来 S. J. Hamilton 对其改进，提出了 D－Bar 算法与卷积神经网络结合的图像重建算法，效果还有待进一步验证。

形状重建算法。前述图像重建算法，都是将敏感场划分成若干个网格单元，每个网格单元内的电导率是均匀的，重建的是网格单元内的电导率分布。如果已知电导率分布，求解电导率分布的区域，就衍生出了形状重建算法[16]。将网格节点的电导率设定为未知量，在重建形状的同时重建电导率，是目前非常活跃的一个 EIT 图像重建算法研究方向。其本质上仍然是一种线性化方法，只是一定程度上利用了电导率分布的先验信息。

近年来，在传统图像重建算法的基础上，采用随机理论进行各种图像重建算法优化的研究也非常活跃，如：遗传算法、模拟退火、Bayesian 多层感知网络、卡尔曼滤波等。随着机器学习的发展，人工神经网络也被应用到 EIT 图像重建中去。可以期待在未来的几年中随着机器学习的发展，EIT 图像重建算法将有一个质的飞跃。

3、几种典型图像重建算法及其研究现状

本节选取近几年比较活跃的图像重建算法进行介绍。特别关注算法的基本原理、算法实现过程中的关键问题、算法的应用和研究现状等。

3.1 传统理论类

3.1.1 正则化方法的改进

广义的 Tikhonov 正则化的优点是它包含明确的先验信息，并且在高斯假设下，它在数理上符合最大后验（Maximum A Posteriori，MAP）估计。但是这种方法获得的图像分辨率较差。Bo Gong[17] 等人提出了总广义变差正则化（TGV），与传统的 TV 正则化相比将正则化算子 R 从一阶偏导变为一阶偏导与二阶偏导加权求和。为了满足临床上肺通气梯度恢复更准确的要求，将边界条件放宽到块域线性分布。

$$\Delta\hat{\sigma}=argmin_{\Delta\sigma}\frac{1}{2}\|\Delta V-J\Delta\sigma\|_2^2+\lambda\|TVG_G^{\alpha}(\Delta\sigma)\|_1 \quad \text{Eq. (4)}$$

上式中 $TVG\alpha_G(\Delta\sigma)$ 即新的正则化算子，它包含了一阶与二阶偏导信息。仿真研究证明该方法与 GREIT 和 TV 正则化相对比，可以得到较为准确的重建结果。

3.1.2 降维类方法

考虑到电导率只在整个敏感场的部分区域发生变化，ROI（Region Of Interest）[14] 是根据先验知识或对传统的全场图像设定阈值来粗略定义足够大能够完全覆盖待重建部分的块域。然后对得到的块域分别进行电导率重建。

Yunjie Yang[18,19] 提出了一种基于自适应群稀疏约束的电阻抗层析成像图像重建算法（AGSP）。该方法利用带非负性约束的加权群稀疏追踪模型对 EIT 图像重建问题进行了建模。为了快速提取群结构，采用自适应像素分组方法进行动态自适应的电导率变化分组。

与 ROI 方法相比，两种方法均利用了 ONE-STEP 进行预成像，然后进行分组再对相应区域进行成像。后者还采用了 ADMM（Alternating Direction Method of Multipliers）的优化方法求解逆问题。把一个大问题分解为

多个小问题，但是收敛速度不够快。

3.1.3 目标函数优化

Thiagode Castro Martins[20] 提出了一种使用最小二乘法作为模拟退火（Simulate Anneal，SA）优化的目标函数的逆问题解决新方法，这种方法提出了一种新的目标函数，比传统的欧几里德距离更适合于局部评估。

$$\hat{\sigma}=argmin_{\Delta\sigma}\sum D_l^2+R\ (\sigma) \quad \text{Eq.}\ (5)$$

$$D2_l=\hat{J}_l^T\hat{J}_l-\hat{J}_l^T\hat{K}(\hat{K}^T\hat{K})^{-1}\hat{K}^T\hat{J}_l \quad \text{Eq.}\ (6)$$

式 Eq.（5）中 $\hat{\sigma}$ 表示电导率的 MAP 估计，Eq.（6）中 $\hat{J}_l$、$\hat{K}$ 是包含模型误差的电流矩阵与电导矩阵。该算法利用 MAP 估计方法求解最小二乘问题，并对目标函数估计问题进行处理。为了加快算法的速度，利用前一次迭代的结果来提高当前迭代的收敛性。同时，这种方法可以与先验信息和自适应网格等现有的 EIT 技术相结合。随即理论类算法的特点是理解与计算过程复杂，步骤繁琐。

3.1.4 D-Bar 算法

K. Knudsen 等人[21] 2004 年提出用 D-Bar 方法求解电导率分布逆问题，对非线性 EIT 问题的傅里叶分解进行低通滤波，但导致图像的尖锐程度受损。S. J. Hamilton[22] 2018 年提出了一种将 D-bar 算法与深度学习特别是卷积神经网络（CNN）相结合进行 EIT 图像后处理提高 EIT 图像的尖锐程度从而使 EIT 图像更清晰，具体是求解 Eq.（7）描述的积分方程，然后利用 Eq.（8）求解电导率分布，最后采用由仿真数据经深度学习训练建立的 CNN 架构（U-net）去除 D-Bar 算法重建的 EIT 图像的模型性，获得清晰的 EIT 重构图像。

$$\mu^{exp(z,\ k)}=\ 1+\frac{1}{4\pi^2}\int\frac{t^{exp(z,\ k)}e(z,\ -k)}{(\kappa-k)\bar{k}}\overline{\mu^{exp(z,\ k)}}d\kappa 1d\kappa 2$$

Eq.（7）

$$\sigma^{exp(z)}\ \triangleq[\mu^{exp(z,0)}]^2 \quad \text{Eq.}\ (8)$$

由于神经网络类方法都需要用大量数据进行训练，对良好训练数据的需求往往是这种基于网络的方法成功应用于其他成像模式的瓶颈。文章利用模拟数据对网络进行训练，直接将训练后的网络应用于实验数据，取得了较好的实验效果，而不需要利用实验数据本身进行训练可以显著提高神经网络训练的效率。

由仿真数据训练的神经网络能够直接用于实验数据的图像重建，证明所采用的神经网络具有良好的稳健性。

3.2 新理论应用类

3.2.1 新的线性化方法

Alessandrini[23] 1988 年给出了问题 log 形式的稳定性估计。2007 年，Heck H[24] 给出了未知边界为齐次的部分边界条件的 log 形式的稳定性估计。基于这些研究 NuuttiHyvönen[25] 提出并分析了一种广义线性化技术，该技术基于 Neumann-to-Dirichlet Operator 的 log 形式，这一技术直接适用于包括完整电极模型在内的离散设置。并比较了这些不同输入参数对电性能产生的线性化误差，讨论了完整电极模型（Complete Electrode Model，CEM）的相应方法。介绍了 Neumann-to-Dirichlet 算子的对数形式并利用它的可微性来构建一种新的 EIT 线性化算法。

传统的正向算子被一个将导电率的对数映射到边界电位的对数算子所取代，这种边界电位算子可以看作是一种线性算子。相应的最小二乘逆运算将计算出的对数电位确定为测量矩阵的对数。对于 Dirichlet-to-Neuman 不会影响该方法的使用，因为 Neumann-to-Dirichlet 和 Dirichlet-to-Neumann 算子的对数只因符号不同而不同。

3.2.2 基于形状重建+电导率重建

形状重建的优点在于它可以降低维数，使逆问题病态性得到改善。Chung 等[26] 在 2005 年将 level set 引入 EIT 领域，仿真结果显示这种方法有较强的抗噪声能力，但是，这种方法迭代时间很长。Dong Liu 等[27,28] 将参数水平集（PLS）求解传统逆问题的方法应用到 EIT 成像中，并结合高斯牛顿迭代法将迭代过程中的未知量由 σ 变为 RBF 函数的系

数 μ。

$$\Delta\sigma(x,\mu)=\Delta\sigma_1(H(f(x,\mu)-c))+\Delta\sigma_0(1-H(f(x,\mu)-c)) \quad \text{Eq. (9)}$$

$$[\mu,\Delta\sigma_0,\Delta\sigma_1]=argmin\{||L_{\Delta e}(\Delta V-\Delta U(\mu,\Delta\sigma_0,\Delta\sigma_1)||^2+\|I(\mu-\mu*)\|^2+\sum_{j=0}^{1}\|L_{\Delta\sigma_j}(\Delta\sigma_j-\Delta\sigma_j*)\|^2\} \quad \text{Eq. (10)}$$

PLS 方法是将整幅图像看作是分段常值函数，对于边界内为 $\Delta\sigma_1$，边界外为 $\Delta\sigma_0$，$f(x)$ 选择的是 GRBF 函数。通过求解式 Eq. (10) 得到最终的电导率分布。这种方法对于边界识别有良好的特性。LSF 方法在图像分割领域应用成熟，与通常对有限元剖分单元进行重建不同，这种方法是对像素点进行重建。通过这种方法得到的图像边界分明、形状良好，具有很大的应用潜力。形状重建类方法可以与图像处理类方法结合应用到 EIT 图像重建中。

3.2.3 利用神经网络改进算法性能

1999 年，Kyung-Ho 等[29] 将遗传算法用于两相流可视化的快速 EIT 图像重建，其中一个主要问题是图像重建时间随着空间分辨率的提高而迅速增加。Reiga R. Ribeiro[30,31] 提出了一种基于遗传算法优化重建相对误差的 EIT 重建方法，它的候选解是电导率分布。重构误差定义为表面电极给定电势与计算电势之间的误差。同时，结合非盲搜索最优遗传算法所使用的初始解集包含从反投影算法得到的解的噪声版本。非盲搜索获得的由候选解初始化的遗传算法有助于避免了目标函数估值的严格数量，即 EIT 正问题。这一问题可以通过研究并行体系结构、并行策略和其他用于解 EIT 逆问题的数值优化的进化算法来解决。

Shengheng Liu[32] 提出了一种利用电导率分布的结构稀疏性，开发一种新的增强型 EIT 图像重建算法。稀疏贝叶斯学习法（Sparse Bayesian Learning，SBL）与神经网络中的自相关确定（Automatic Relevance Determination，ARD）密切相关它他能够可以自适应地挖掘和利用信号结构，如聚类或连续性，而不需要任何先验信息。将聚类稀疏性和簇内相关技术应用于图像重建，以提高重建精度。重新设计了现有的 SBL 算法，采用的是弱低频交流电信号（典型频率范围是 1-100kHz 幅度是 1-5mA），结合 SA 算法考虑了目标向量中相邻列之间的模式耦合

$$\hat{\sigma}=\min_{\sigma\in\Omega}logp(v\mid\sigma)+\lambda logp(\sigma;\Theta) \quad \text{Eq. (11)}$$

同[20]，本文同样采用的是 MAP 估计，不同的是优化与正则化项采用的是对数形式。采用对数形式更有利于对先验知识的充分利用。与现有的算法相比，这种方法的优点是它结构感知模型能提升聚类稀疏性，使其具有更高的空间分辨率。

4、总结

通过文献研究可以看出，随着图像重建算法和数据采集技术研究的发展，EIT 技术日趋成熟，作为 EIT 技术的瓶颈的图像重建算法的研究，近年来得到了飞速发展，虽然仍然以基于传统方法的扩展优化为主，随机理论的方法被引入 EIT 技术求解逆问题已有 30 年的历史，近年来随着计算理论与计算性能的提高，基于随机理论的相关图像重建方法得到了新的发展，其主要优点是可以提高空间分辨率，不稳定边界的计算更加精确。同时，对人工神经网络进行优化，显著改善了图像质量，也体现这一算法应用到 EIT 技术的潜力与可靠性。但是，由于神经网络类算法对于数据集要求较高，基于神经网络的研究还相对较少，仍然处于初级阶段。未来随着人工智能的发展，依赖机器学习等技术在非线性问题求解中的应用，可以期待在几年内 EIT 图像质量将得到质的提升。

参考文献：

[1] KUEN J，WOO E，SEO J. Multi-frequency time-difference complex conductivity imaging of canine and human lungs using the KHU Mark1 EIT system

[J]. Physiological Measurement, 2009, 30 (6): S149-64.

[2] TAWIL D S, RYE D, VELONAKI M. Improved Image Reconstruction for an EIT-Based Sensitive Skin With Multiple Internal Electrodes [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2011, 27 (3): 425-35.

[3] YANG Y, JIA J, SMITH S, et al. A Miniature Electrical Impedance Tomography Sensor and 3D Image Reconstruction for Cell Imaging [J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 17 (2): 1-.

[4] PILLOW J J, FRERICHS I, STOCKS J. Lung Function Tests in Neonates and Infants with Chronic Lung Disease: Global and Regional Ventilation Inhomogeneity [J]. Pediatric Pulmonology, 2010, 41 (2): 105-21.

[5] ZHAO Z, FRERICHS I, PULLETZ S, et al. The influence of image reconstruction algorithms on linear thorax EIT image analysis of ventilation [J]. Physiological Measurement, 2014, 35 (6): 1083.

[6] TONG I O, WI H, KIM D Y, et al. A fully parallel multi-frequency EIT system with flexible electrode configuration: KHU Mark2 [J]. Physiological Measurement, 2011, 32 (7): 835-49.

[7] 史学涛, 尤富生, 霍旭阳, et al. 高精度电阻抗断层成像数据采集系统 [J]. 数据采集与处理, 2010, 25 (2): 259-63.

[8] WENG W L, DICKIN F J. Improved modified Newton-Raphson algorithm for electrical impedance tomography [J]. Electronics Letters, 1996, 32 (3): 206-7.

[9] MURAI T, KAGAWA Y. Electrical Impedance Computed Tomography Based on a Finite Element Model [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1985, BME-32 (3): 177-84.

[10] PIANA M, BERTERO M. Projected Landweber method and preconditioning [J]. Inverse Problems, 1997, 13 (2): 441-63.

[11] MøLLER M F. A scaled conjugate gradient algorithm for fast supervised learning [J]. Neural Networks, 1993, 6 (4): 525-33.

[12] VAUHKONEN M, ., VADáSZ D, ., KARJALAINEN P A, et al. Tikhonov regularization and prior information in electrical impedance tomography [J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 1998, 17 (2): 285-93.

[13] KIM H C, KIM K Y, PARK J W, et al. Electrical impedance tomography reconstruction algorithm using extended Kalman filter; proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, F, 2001 [C].

[14] MIAO L, MA Y, WANG J. ROI-Based Image Reconstruction of Electrical Impedance Tomography Used to Detect Regional Conductivity Variation [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2014, 63 (12): 2903-10.

[15] KNUDSEN, LASSAS, MUELLER, et al. D-Bar Method for Electrical Impedance Tomography with Discontinuous Conductivities [J]. Siam Journal on Applied Mathematics, 2007, 67 (3): 893-913.

[16] BERETTA E, MICHELETTI S, PEROTTO S, et al. Reconstruction of a piecewise constant conductivity on a polygonal partition via shape optimization in EIT [J]. Journal of Computational Physics, 2017, 353 (S0021999117307702.

[17] GONG B, SCHULLCKE B, KRUEGER-ZIOLEK S, et al. Higher order total variation regularization for EIT reconstruction [J]. Medical & Biological Engineering & Computing, 2018, 5): 1-12.

[18] YANG Y, JIA J. An Image Reconstruction Algorithm for Electrical Impedance Tomography Using Adaptive Group Sparsity Constraint [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2017, PP (99): 1-11.

[19] YANG Y, WU H, JIA J. Image Reconstruction for Electrical Impedance Tomography Using Enhanced Adaptive Group Sparsity with Total Variation [J]. IEEE Sensors Journal, 2017, PP (99): 1-.

[20] MARTINS T D C, TSUZUKI M D S G, LIMA R G, et al. Interval Simulated Annealing applied to Electrical Impedance Tomography image reconstruction with fast objective function evaluation [J]. Computers &Mathematics with Applications, 2016, 72 (5): 1230-43.

[21] KNUDSEN K, MUELLER J, SILTANEN S. Numerical solution method for the dbar-equation in the plane

[J]. Journal of Computational Physics, 2004, 198 (2): 500-17.

[22] HAMILTON S J, HAUPTMANN A. Deep D-bar: Real time Electrical Impedance Tomography Imaging with Deep Neural Networks [J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2017, PP (99): 1-.

[23] ALESSANDRINI, GIOVANNI. Stable determination of conductivity by boundary measurements [J]. Applicable Analysis, 1988, 27 (1-3): 153-72.

[24] HECK H. Stability Estimates for the Inverse Conductivity Problem for Less Regular Conductivities [J]. Communications in Partial Differential Equations, 2009, 34 (2): 107-18.

[25] HYVöNEN N, MUSTONEN L. Generalized linearization techniques in electrical impedance tomography [J]. Numerische Mathematik, 2018, 140 (1): 95-120.

[26] CHUNG E T, CHAN T F, TAI X C. Electrical impedance tomography using level set representation and total variational regularization [J]. Journal of Computational Physics, 2005, 205 (1): 357-72.

[27] LIU D, DANNY S, JIANGFENG D. A Parametric Level Set based Approach to Difference Imaging in Electrical Impedance Tomography [J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2018, 38 (1): 145-55.

[28] LIU D, KHAMBAMPATI A K, DU J. A Parametric Level Set Method for Electrical Impedance Tomography [J]. IEEE Trans Med Imaging, 2017, PP (99): 1-.

[29] CHO K H, KIM S, LEE Y J. A fast EIT image reconstruction method for the two-phase flow visualization [J]. International Communications in Heat & Mass Transfer, 1999, 26 (5): 637-46.

[30] RIBEIRO R R, FEITOSA A R S, SOUZA R E D, et al. Reconstruction of electrical impedance tomography images using genetic algorithms and non-blind search; proceedings of the IEEE International Symposium on Biomedical Imaging, F, 2014 [C].

[31] RIBEIRO R R, FEITOSA A R S, SOUZA R E D, et al. A modified differential evolution algorithm for the reconstruction of electrical impedance tomography images; proceedings of the Biosignals & Biorobotics Conference, F, 2014 [C].

[32] LIU S, JIA J, ZHANG Y D, et al. Image Reconstruction in Electrical Impedance Tomography Based on Structure-Aware Sparse Bayesian Learning [J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2018, PP (99): 1-.

慢性阻塞性肺疾病诊断方法研究现状综述

葛　浩[1]，马艺馨[1]，黄宁宁[1]，张明珠[1]

（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院，上海 200240）

摘　要：慢性阻塞性肺疾病（COPD）是一种气流受限不完全可逆、呈进行性发展的疾病，现已成为一个重要的公共卫生问题。目前，临床上用肺量计进行常规肺功能检测被认为是金标准，但也存在诸多局限性。CT、MRI 肺扫描等影像学方法可以较好地反映肺结构与功能状况，但限于有创、使用射线或同位素、价格昂贵等因素，不能作为监护方法使用。脉冲震荡测量法、声信号检测以及生物标志物检测可以一定程度反映患者肺功能状况，但尚未形成一套标准的诊断体系，仍需大量研究与评估。利用肺脏组织以及肺内血气的电特性差异测量电阻抗的方法具有安全、无创、廉价等特点，能够用于持续监测，有较好的研究前景。

关键词：慢性阻塞性肺疾病，肺功能检查，肺扫描，生物电阻抗技术

A Review of the Current Research on the Diagnosis of Chronic Obstructive Pulmonary Disease

Hao Ge[1]，Yixin Ma[1]，Ningning Huang[1]，Mingzhu Zhang[1]

（1. School of Electronic Information and Electrical Engineering，
Shanghai Jiao Tong University，Shanghai. 200240，China）

Abstract：Chronic obstructive pulmonary disease（COPD），a progressive disease with incomplete and progressive airflow limitation，has become a serious public health problem. At present，routine pulmonary function testing with spirometer is considered to be the gold standard，but it also has many limitations. CT，MRI and other imaging methods can better reflect the lung structure and function，but limited to invasive，use of radiation or isotope，expensive and other factors，they cannot be used as monitoring methods. Pulse oscillation measurement，acoustic signal detection and biomarker detection can reflect the lung function of patients to a certain extent，but a set of standard diagnostic system has not been established，which still needs a lot of research and evaluation. The method of measuring electrical impedance based on the differences in electrical characteristics of lung tissues and blood gas in the lungs，which is safe，non-invasive and inexpensive，and can be used for continuous monitoring，has a good research prospect.

Key words：Chronic Obstructive Pulmonary Disease；Lung Function Examination；Lung Scanning；Bioelectrical Impedance Technology

1 COPD 介绍

慢性阻塞性肺疾病（Chronic Obstructive Pulmonary Disease，COPD）是一种具有气流受限特征的可以预防和治疗的疾病，气流受限不完全可逆、呈进行性发展，与肺部对香烟烟雾等有害气体或有害颗粒的异常炎症反应有关[1]。COPD 主要累及肺脏，但也可能引起全身的不良反应。COPD 与慢性支气管炎和肺气肿密切相关，当慢性支气管炎、肺气肿患者肺功能检查出现气流受限，并且不能完全可逆时，则能诊断为 COPD。

COPD 目前居全球死亡原因的第 4 位，世界银行/世界卫生组织公布，至 2020 年 COPD 将位居世界疾病经济负担的第 5 位[1]。据全球阻塞性肺病负担研究评估，2015 年全球慢阻肺成年患者高达 1.75 亿左右，死亡患者约 320 万人，40 岁以上人群的患病率约为 11.7%，从 1990 至 2015 年患病率增长了 44.2%，病死率增长了 11.6%[2]。由于 COPD 患病人数多，死亡率高，造成社会经济负担重，已成为一个重要的公共卫生问题。

COPD 的发病机制尚未完全明确。现有研究认为，COPD 受遗传因素和环境因素等多种危险因素共同作用影响，其发病机制的研究主要包括蛋白酶-抗蛋白酶、免疫学机制、氧化-抗氧化失衡、全身性炎症、凋亡以及无效修复等几个方面[3-6]。

由于人体很多器官具有较强的生理代偿能力，早期慢阻肺患者无症状或症状轻微，因此很难被及时发现，当患者因症状显著到医院就诊时往往已处于疾病中晚期，失去了早期干预机会[7][8]。COPD 的治疗需依据患者临床状况、严重程度制定方案，对肺功能下降起到缓解或阻止作用，使活动能力改善，降低病死率，最大程度的提高生活质量[9]。

2 COPD 诊断方法及研究现状

2.1 气流式肺量计法

COPD 临床诊断中，使用肺量计进行肺功能检查被认为是金标准，有不完全可逆性气流受限存在是对 COPD 诊断的必备条件，可供临床医师参考［9］。肺功能检查对确定气流受限有重要意义。在吸入支气管舒张剂后，第一秒用力呼气容积（FEV1）/用力肺活量（FVC）<70%表明存在气流受限，并且不能完全逆转[1]。

但同时，FEV1 /FVC 的比值与受试者的年龄、身高、性别、种族、呼吸肌力等多种因素相关，需要进行综合分析和判断[10]。通过综合分析实验室检查、临床表现、体征、危险因素接触史来确定，还应与肺结核、支气管哮喘、充血性心力衰竭、支气管扩张症等疾病鉴别。根据肺功能检查结果，可将 COPD 严重程度按轻度、中度、重度、极重度划分[1]。但对于 COPD 急性加重患者，其对肺功能检查耐受性、依从性差，难以得出理想的检查结果。另外，肺功能仪检测过程中被测者需要通过肺功能仪进行深度吸气和呼气，每个患者测试完需要对通气元件进行严格消毒或者更换，临床上如果处理不当，容易造成交叉感染。因此常规气流式肺功能检查存在诸多局限性。

总之，气流式肺功能仪作为临床 COPD 诊断的金标准，具有直接诊断患者肺通气状况并评估分级等优点，但价格昂贵导致二级及以下医院均不具备、检测困难成功率低特别是对于重症和体弱患者难以获得检测结果、耗材成本高等，限制了其普及使用，并进而制约了肺功能筛查的普及。

2.2 CT 影像学诊断

通过肺量测定法获得的整体信息并不能反映肺疾病的区域分布，因此用于收集肺结构和功能区域信息的成像方法是 COPD 诊断的重要研究工具。胸部计算机断层扫描（CT）具有操作简便，可反复多次测量，重复性好等特点，能够判断 COPD 患者肺组织破坏和气道病变情况[11]。由于 COPD 与肺气肿和气道病变具有明显的相关性，因此定量 CT 是研究 COPD 的一种较好的客观方法，可用于 COPD

的影像学表型[12]。

Hosseini 等人利用吸气和呼气时肺部面积和容积的变化确定定量特征，提出一种基于 CT 图像测量肺内空气滞留的方法来检测 COPD 并评估其严重程度[13][14]。Rudyanto 等人从低剂量 CT 图像中自动提取肺气道定量数据，检测 COPD 和肺气肿患者的气道重塑情况，可用于对 COPD、肺气肿等肺部患病区域进行定位[15]。Mascalchi 等通过 CT 扫描 X 射线的衰减进行肺密度测量，用于判断 COPD 患者肺气肿成分[16]。Hoff 等人利用参数响应映射（PRM）方法将配对 CT 图像用于检测肺气肿性空气滞留成分，解决了小于 2 mm 小气道疾病辨别问题[17]。另外，胸 CT 还可提供更多肺结构的细节，用于排除一些并发症和其他肺部疾病（如气胸、肿瘤、支气管扩张和纤维化）[18]，以及发现 COPD 早期肺癌[19]。快速高分辨率 CT 虽然能够检查肺结构的病变，但是由于 CT 具有一定的电离辐射，患者不能频繁接收肺 CT 检查，临床上仍然需要一种新的检测手段用于 COPD 筛查和 COPD 治疗效果的检验。

2.3 MRI 影像学诊断

与计算机断层扫描（CT）相比，质子磁共振成像（MRI）没有辐射照射的不利影响。Fumin Guo 等人将 CT 的结构信息与惰性气体 MRI 的功能信息相结合，对 35 名 COPD 患者的肺结构功能进行评估，实现了多模态医学图像配准[20]。Ter-Karapetyan 等研究表明，由于气道阻塞引起的低氧血管收缩机制，通过静脉注射造影剂的动态增强四维（4D）灌注磁共振成像可以无辐射评估区域肺功能，但是为了监测短期治疗效果而重复注射造影剂会影响其灌注量化的评估[21]。此外，造影剂在半衰期对肾功能的损害也是其不利影响。因此 MRI 对于肺功能诊断仍存在一定局限性。

2.4 脉冲振荡测量法

脉冲振荡法（impulse oscillation，IOS）肺功能测定的基本原理是由外部发生器产生不同频率的脉冲机械压力信号叠加到受试者的静息呼吸上，然后连续记录呼吸时通过气道的压力与流速，对呼吸波进行分析，即可得到各种振荡频率下的测定数据[22]。用 IOS 法测得的肺功能参数与肺量计法参数具有显著相关性[23][24]。同时，由于利用外源振荡波为信号源，患者平静呼吸即可，不需特殊呼吸动作配合，因此适用于儿童或重症患者肺功能检测。然而 Crim 与 Yamauchi 等人的研究表明，IOS 在评估 COPD 患病程度方面的作用有限，在评估 COPD 疾病进展方面的作用目前仍未明确[25][26]，还需要更多的研究评估。

2.5 声信号检测法

Sperandeo 等人用经胸廓超声实现胸腔穿刺和周围病变活检的指导系统，可以发现胸膜占位性病变、胸腔积液、局限性或弥漫性胸膜增厚和肺胸膜下病变。但该超声系统需要与标准的 X 射线或 CT 胸部扫描结合使用，其本身并不能提供一个明确的诊断[27]。Rao 等人用多种频率的声信号检测肺部积液的变化，并提取频谱特征，证明该方法的有效性[28]，并通过 k 近邻算法，在区分健康人体和患者的肺病理状况方面达到 91.7 % 的准确性。

2.6 生物标志物法

由于 COPD 是一种多相综合征，包括多种阻塞性疾病，其机制和治疗反应各不相同。因此，确定该综合征范围内的不同疾病表型非常重要。近年来，COPD 中生物标志物的研究越来越受到重视。生物标志物可能是局部的（例如，以诱导痰或呼出的空气测量）或全身的（即在血清、血浆或尿液中测定）。大量研究评估了系统性生物标志物在 COPD 患者评估和管理中的可能作用[29]。如，Sethi 等人研究了用鼻咽拭子或痰标本中病毒核酸的检测取代病毒培养和血清学检查的方法[30]。Maniscalco 等用核磁共振和质谱分离精确测量患者呼气凝析液中的小分子，可以识别疾病早期代谢变化[31]。Cagnone 等人通过对多种体液

和组织的研究，证实使用蛋白质组学方法对 COPD 患者的病情分析是非常有效的[32]。由于各种致病机制因素不同，尚未形成一套标准的诊断体系，因此仍需要大量的工作和新的平台来证明临床价值。

2.7 生物电阻抗技术

由于肺脏组织以及肺内血液和气体的电特性有明显的差异，胸部测量到的电阻抗特性对肺内充气状态的变化敏感，因此可以通过电阻抗方法对肺阻塞患者胸阻抗变化进行监测。汪洪彬等人开发了一套同时监测胸部和腹部的呼吸电阻抗信号的多通道呼吸监测系统，并通过健康人体实验验证了测量人体呼吸电阻抗信号的可行性[33]。李一帆等提出一种基于双通道生物电阻抗技术对左右肺呼吸阻抗信号进行数据融合实现呼吸容积监测的方法，用于消除睡眠姿势变化对呼吸容积监测的影响[34]。虽然生物电阻抗法测量的影响因素很多，如电极极化和人体接触阻抗、系统电极间相对固定的位置等系统电极的影响、运动对生物阻抗法的影响等，但是生物电阻抗法在生物医学测量中依然占有重要的地位[35]。

基于生物电阻抗技术的电阻抗成像技术（EIT）可以帮助优化机械通气设置，检测并发症（如脱臼和气胸），并提供灌注分布的估计，对 COPD 患者的肺功能状况进行持续无创监测[36]。Somayeh 等人的研究表明，连续成像可帮助评估额外治疗干预措施的疗效，如支气管肺泡灌洗（BAL）等[37]。Wodack 等人表示，EIT 可以检测 10 mL 的小体积，可以可靠地识别不同胸段的降主动脉解剖结构[38]。Schullcke 等用两台 EIT 设备并行运行对肺通气实时多平面成像，实现在不同平面上监测胸腔内通气分布的区域变化，能够为 COPD 患者病理生理学提供更多有价值的信息[39]。

综上所述，由于生物电阻抗技术具有安全、无创、费用低、操作简单等优点，并且应用于肺部成像的可行性得到科学研究的验证，近年来肺部电阻抗成像技术成为近年来研究热点，并取得一系列阶段性的研究成果。但同时，由于生物电阻抗技术用于呼吸检测仍然存在问题和挑战，主要难点在于如何提取指导应用的电阻抗临床指标，同时生物电阻抗法存在一些不确定因素影响其稳定性，因此尚未应用于临床诊断，仍需更深入的研究。

2.8 其他病情估计方法

综合 6 min 步行距离、FEV1、体质量指数、呼吸困难分级的多因素分级系统，对 COPD 的情况可更好反映[40][41]。另外，对（夜间）肺部声音、氧饱和度和静息呼吸速率的远程监护可为及早发现病情恶化的症状提供机会，因此远程监护能够为 COPD 患者发挥重要作用[42][43]。如 Sohrabi 等用德国 COPD-Screen 设备连续检测患者的咳嗽、呼吸频率以及测定气体成分等，用于远程监测发现病情恶化[44]。Wu，R. 等人设计了记录音频、心率和加速度的智能手表用于监测患者的日常症状[45]。但 Dixon 等则认为，目前远距保健和可穿戴技术领域的许多技术不太有希望、不切实际或缺乏指导[46]。

3 结论

本文对慢性阻塞性肺疾病及其诊断方法的研究进展做出了介绍。目前，在 COPD 诊断方法中，以肺量计测定呼吸气体为主的肺功能仪应用广泛，但存在诸多局限性，如重症患者配合效果不佳、不能耐受，同时也无法区分肺脏不同部位的区域性肺功能状态，因此难以满足肺功能研究与临床应用发展的要求。而 CT、MRI 等影像学方法虽然可以较好地反映肺结构与功能状况，但限于有创、使用射线或同位素、价格昂贵等因素，患者难以接受，也不能作为监护方法使用。脉冲震荡测量法能够用于平静呼吸监测，但在评估 COPD 患病程度方面的作用有限。利用声信号可以检测肺部积液的变化，但须与 CT 肺扫描等结合使用。通过检测生物标志物虽然可以反映患者肺功能状况，但研究尚不成熟，并且只是检测致病因素，不能诊断病情，仍需

大量研究与评估。由于肺脏组织以及肺内血液和气体的电特性有明显的差异，所以可以通过测量电阻抗的方法对肺阻塞患者肺功能状况进行检测，且该方法具有安全、无创、廉价、操作简单等特点，能够用于持续监测，因此有较好的研究前景。

表 **1** COPD 诊断方法比较

诊断方法	优点	缺点	能否用于持续监测	能否用于重症患者	能否直接分辨患病区域
气流式肺量计法	金标准，病情分级标准	患者耐受性差，耗材问题	否	否	否
CT	操作简便，客观表型	有辐射，价格昂贵	否	是	是
MRI	无辐射，客观表型	注射造影剂有创，价格昂贵	否	是	是
脉冲振荡法	患者平静呼吸即可	评估患病程度作用有限	否	是	否
声信号检测法	廉价，安全	需与 CT 等结合使用	否	是	是
生物标志物法	与病情有较强相关性	研究复杂，尚无标准	否	是	否
生物电阻抗法	廉价，安全，无创，操作简单	受电极位置活动等影响，成像分辨率较低	是	是	是

参考文献：

[1] COPD 诊治指南（2007 年修订版）[J]. 继续医学教育，2007（02）：31-42.

[2] GBD 2015 Chronic Respiratory Disease Collaborators. Global, regional, and national deaths, prevalenc, disability-adjusted life years, and years lived with disability for chronic obstructive pulmonary disease and asthma, 1990-2015: a systematic analysis for the Global Burden of Disease Study 2015 [J]. Lancet Resp Med, 2017, 5: 691-706.

[3] 黄聪华. 慢性阻塞性肺病发病机制研究进展 [J]. 慢性病学杂志，2014，15（01）：66-68.

[4] 高恒兴，温中梅，袁海波，彭丽萍. 慢性阻塞性肺病发病机制研究的最新进展 [J]. 中国老年学杂志，2015，35（19）：5668-5670.

[5] 王东晓，孙杰. 慢性阻塞性肺病发病机制的研究进展 [J]. 世界最新医学信息文摘，2015，15（A0）：27-28+25.

[6] 钟南山 .2017 年慢性气道疾病防治研究进展 [J]. 华西医学，2018，33（01）：1-7.

[7] 钟南山，本刊编辑部. 疾病，要早防早治——钟南山谈健康（七） [J]. 当代劳模，2015（08）：63-66.

[8] 柳涛，杨汀，王辰. 重视慢性阻塞性肺疾病的预防与早期诊断 [J]. 协和医学杂志，2019，10（01）：19-22.

[9] 张平. 慢性阻塞性肺病诊疗新进展 [J]. 中国卫生产业，2014，11（08）：191-192.

[10] 罗勇. 慢性阻塞性肺疾病的肺功能诊断标准及其局限性 [J]. 临床误诊误治，2011，24（11）：1-4.

[11] 陈国华，陈燕明. 胸部 CT 评估慢性阻塞性肺病的研究进展 [J]. 实用临床医药杂志，2018，22（15）：126-128+132.

[12] Fernandes, L., Gulati, N., Mesquita, A. M., Sardesai, M., Fernandes, Y. Quantification of Emphysema in Chronic Obstructive Pulmonary Disease by Volumetric Computed Tomography of Lung [J]. The Indian journal of chest diseases & allied sciences, 2015, 57 (3), pp. 155-160.

[13] Hosseini, M. P., Soltanian-Zadeh, H., Akhlaghpoor, S. Assessing lung volumetric variation to detect and stage COPD [C]. 2011 1st Middle East Conference on Biomedical Engineering, MECBME 2011, 2011, art. no. 5752128, pp. 312-315.

[14] Hosseini, M. P., Soltanian-Zadeh, H., Akhlaghpoor, S. Detection and severity scoring of chronic obstructive pulmonary disease using volumetric analysis of lung ct images [J]. Iranian Journal of Radiology, 2012, 9 (1), pp. 255-260.

[15] Rudyanto, R., Ceresa, M., Muñoz - Barrutia, A., Ortiz-De-Solorzano, C. Detecting airway remodeling in COPD and emphysema using low-dose CT imaging [C]. Progress in Biomedical Optics and Imaging - Proceedings of SPIE, 2012, 8315, art. no. 83150S.

[16] Mascalchi, M., Camiciottoli, G., Diciotti, S. Lung densitometry: Why, how and when [J]. Journal of Thoracic Disease, 2017, 9 (9), pp. 3319-3345.

[17] Hoff, B. A., Pompe, E., Galbán, S., Postma, D. S., Lammers, J. -W. J., Ten Hacken, N. H. T., Koenderman, L., Johnson, T. D., Verleden, S. E., De Jong, P. A., Mohamed Hoesein, F. A. A., Van Den Berge, M., Ross, B. D., Galbún, C. J. CT-Based Local Distribution Metric Improves Characterization of COPD [J]. Scientific Reports, 2017, 7 (1), art. no. 2999.

[18] Jimborean, G., Ianoşi, E. S., Postolache, P., Arghir, O. The role of quantitative computed tomography in the diagnosis of chronic obstructive pulmonary disease [J]. Pneumologia, 2016, 65 (4), pp. 184-188.

[19] Saldías Peñafiel, F., Díaz P., J. C., Rain M., C., Illanes C., P., Díaz T., R., Díaz P., O. Early detection of lung cancer using computed tomography among patients with chronic obstructive pulmonary disease [J]. Revista Medica de Chile, 2016, 144 (2), pp. 202-210.

[20] Guo, F., Svenningsen, S., Kirby, M., Capaldi, D. P., Sheikh, K., Fenster, A., Parraga, G. Thoracic CT-MRI coregistration for regional pulmonary structure-function measurements of obstructive lung disease [J]. Medical physics, 2017, 44 (5), pp. 1718-1733.

[21] Ter - Karapetyan, A., Triphan, S. M. F., Jobst, B. J., Anjorin, A. F., Ley-Zaporozhan, J., Ley, S., Sedlaczek, O., Biederer, J., Kauczor, H. -U., Jakob, P. M., Wielpütz, M. O. Towards quantitative perfusion MRI of the lung in COPD: The problem of short-term repeatability [J]. PLoS ONE, 2018, 13 (12), art. no. e0208587.

[22] 张佳敏, 方乔乔, 刘峰, 姚劲. 肺功能脉冲震荡法判断儿童哮喘控制水平监测的敏感性 [J]. 南京医科大学学报 (自然科学版), 2018, 38 (12): 1781-1783.

[23] 宫素岗. 通过脉冲震荡系统评价 COPD 的呼吸阻抗 [A]. 中华医学会、中华医学会呼吸病学分会. 中华医学会呼吸病学年会——2013 第十四次全国呼吸病学学术会议论文汇编 [C]. 中华医学会、中华医学会呼吸病学分会: 中华医学会, 2013: 1.

[24] Frantz, S., Nihlén, U., Dencker, M., Engström, G., Löfdahl, C. G., Wollmer, P. Impulse oscillometry may be of value in detecting early manifestations of COPD [J]. Respiratory Medicine, 2012, 106 (8), pp. 1116-1123.

[25] Crim, C., Celli, B., Edwards, L. D., Wouters, E., Coxson, H. O., Tal-Singer, R., Calverley, P. M. A. Respiratory system impedance with impulse oscillometry in healthy and COPD subjects: ECLIPSE baseline results [J]. Respiratory Medicine, 2011, 105 (7), pp. 1069-1078.

[26] Yamauchi, Y., Kohyama, T., Jo, T., Nagase, T. Dynamic change in respiratory resistance during inspiratory and expiratory phases of tidal breathing in patients with chronic obstructive ulmonary disease [J]. International Journal of COPD, 2012, 7, pp. 259-269.

[27] Sperandeo, M., Rotondo, A., Guglielmi, G., Catalano, D., Feragalli, B., Trovato, G. M. Transthoracic ultrasound in the assessment of pleural and pulmonary diseases: Use and limitations [J]. Radiologia Medica, 2014, 119 (10), pp. 729-740.

[28] Rao, A., Chu, S., Batlivala, N., Zetumer, S., Roy, S. Improved Detection of Lung Fluid with Standardized Acoustic Stimulation of the Chest [J]. IEEE Journal of Translational Engineering in Health and Medicine, 2018, 6, art. no. 8443414.

[29] Kostikas, K., Bakakos, P., Loukides, S. Biomarkers in chronic obstructive pulmonary disease (COPD): Current concerns and future prospects [J]. General Methods in Biomarker Research and their Applications, 2015, 2 - 2, pp. 861-890.

[30] Sethi, S. Molecular diagnosis of respiratory tract infection in acute exacerbations of chronic obstructive pulmonary disease [J]. Clinical Infectious Disea-

ses, 2011, 52 (SUPPL. 4), pp. S290-S295.

[31] Maniscalco, M., Fuschillo, S., Paris, D., Cutignano, A., Sanduzzi, A., Motta, A. Clinical metabolomics of exhaled breath condensate in chronic respiratory diseases [J]. Advances in Clinical Chemistry, 2019, 88, pp. 121-149.

[32] Cagnone, M., Salvini, R., Bardoni, A., Fumagalli, M., Iadarola, P., Viglio, S. Searching for biomarkers of chronic obstructive pulmonary disease using proteomics: The current state [J]. Electrophoresis, 2019, 40 (1), pp. 151-164.

[33] 汪洪彬, 周恒艳, 张春健, 潘晓玲, 宋嵘. 基于电阻抗技术的多通道呼吸监测系统 [J]. 北京生物医学工程, 2013, 32 (06): 601-605.

[34] 李一帆, 张晓燕, 王倩, 陈文卉, 周广敏, 刘官正. 基于因子分析的生物电阻抗技术的睡眠呼吸容积监测 [J]. 北京生物医学工程, 2018, 37 (04): 371-375+386.

[35] 苌飞霸, 张和华, 尹军. 生物电阻抗测量技术研究与应用 [J]. 中国医学物理学杂志, 2015, 32 (02): 234-238.

[36] Bachmann, M. C., Morais, C., Bugedo, G., Bruhn, A., Morales, A., Borges, J. B., Costa, E., Retamal, J. Electrical impedance tomography in acute respiratory distress syndrome 11 Medical and Health Sciences 1103 Clinical Sciences [J]. Critical Care, 2018, 22 (1), art. no. 263.

[37] Somayeh Akhavan, Seyed MohammadReza Hashemian. The role of electrical impedance tomography for monitoring during bronchoscopy: A case report [J]. Journal of Critical Care, Volume 48, 2018, Pages 311-313, ISSN 0883-9441.

[38] Wodack, K. H., Buehler, S., Nishimoto, S. A., Graessler, M. F., Behem, C. R., Waldmann, A. D., Mueller, B., Böhm, S. H., Kaniusas, E., Thürk, F., Maerz, A., Trepte, C. J. C., Reuter, D. A. Detection of thoracic vascular structures by electrical impedance tomography: A systematic assessment of prominence peak analysis of impedance changes [J]. Physiological Measurement, 2018, 39 (2), art. no. 024002.

[39] Schullcke, B., Krueger-Ziolek, S., Gong, B., Mueller-Lisse, U., Moeller, K. Simultaneous application of two independent EIT devices for real-time multi-plane imaging [J]. Physiological Measurement, 2016, 37 (9), pp. 1541-1555.

[40] 王亦军, 徐云, 张慎峰. 6 分钟步行试验与稳定期 COPD 分级相关性探讨 [J]. 泰山医学院学报, 2014, 35 (12): 1294-1295.

[41] Noury, N., Perriot, B. Evaluation of wearable kinematic algorithms for the monitoring of ecological activity [C]. 2018 IEEE 20th International Conference on e-Health Networking, Applications and Services, Healthcom 2018, 8531098.

[42] Koehler, U., Greulich, T., Gross, V., Hildebrandt, O., Redhardt, F., Sohrabi, K., Weissflog, A., Koczulla, R. Telemonitoring in patients with COPD and acute exacerbations [J]. Deutsche Medizinische Wochenschrift, 2013, 138 (16), pp. 837-841.

[43] Rubio, N., Parker, R. A., Drost, E. M., Pinnock, H., Weir, C. J., Hanley, J., Mantoani, L. C., Macnee, W., McKinstry, B., Rabinovich, R. A. Home monitoring of breathing rate in people with chronic obstructive pulmonary disease: Observational study of feasibility, acceptability, and change after exacerbation [J]. International Journal of COPD, 2017, 12, pp. 1221-1231.

[44] Sohrabi, K., Mursina, L., Seifert, O., Scholtes, M., Hoehle, L., Hildebrandt, O., Koehler, U., Schneider, H., Gross, V. Telemonitoring and Medical Care Supporting of Patients with Chronic Respiratory Diseases [J]. Studies in Health Technology and Informatics, 2015, 212, pp. 141-145.

[45] Wu, R., Liaqat, D., De Lara, E., Son, T., Rudzicz, F., Alshaer, H., Abed-Esfahani, P., Gershon, A. S. Feasibility of using a smartwatch to intensively monitor patients with chronic obstructive pulmonary disease: Prospective cohort study [J]. Journal of Medical Internet Research, 2018, 20 (6), art. no. e10046.

[46] Dixon, L. C., Ward, D. J., Smith, J., Holmes, S., Mahadeva, R. New and emerging technologies for the diagnosis and monitoring of chronic obstructive pulmonary disease [J]. Chronic Respiratory Disease, 2016, 13 (4), pp. 321-336.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

7. 材料微观力学与长期服役性能测试技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

LaB_6 的原位测试与应用

王伟琦

（丹东奥龙射线仪器集团有限公司，辽宁·丹东，118000）

摘　要：X 射线衍射技术在材料微观力学测试中是一种原位测试方法，它可以反映材料实际状态的物理指标。它具有不损伤样品、无污染、快捷、测量精度高、能得到有关被测晶体材料完整性的大量信息等优点。在研究材料微观力学测试中，原位 XRD 测试通过衍射峰宽度和强度能够推测出材料微结构发生的变化。

关键字：微观材料分析检测；原位测试；X 射线衍射

Position testing and application of LaB_6

Wang Weiqi

（Dandong Aolong Radiative Instrument Group Co., Ltd. Dandong 118000, Liaoning, China）

Absrtact: X-ray diffraction technology is an in-situ testing method in the micromechanical testing of materials, which can reflect the physical indexes of the actual state of materials. It has the advantages of no damage to the sample, no pollution, rapidness, high measurement accuracy, and being able to obtain a large amount of information about the integrity of the tested crystal material. In the study of micromechanical testing of materials, in-situ XRD testing can predict the changes of microstructure of materials through the width and intensity of diffraction peaks.

Key words: Material analysis; Position test; X-ray diffraction

0　引言

X 射线衍射法是研究物质的物相和晶体结构的主要分析方法，当物质（晶体或非晶体）进行衍射分析时，物质被 X 射线照射产生不同程度的衍射现象，物质的组成、晶型、构象等产生特有的衍射图谱，利用衍射峰图谱的宽度和强度，来定性分析材料的晶面间距变化，导致衍射角的变化，进一步算得应力大小。材料微观应力、晶粒状态变化都会使衍射线产生宽化现象，使衍射线形发生变化。通过衍射线形分析，找到描述线形的参量（半高宽、积分宽等）与微观应力和晶粒大小等关系

作者简介：王伟琦（1991—），男，本科，技术员，主要微观材料测试工作，E-mail：2352460206@qq.copm；地址：中国·辽宁省丹东市振兴区爱河大街 66 号

1 材料微结构与衍射峰的关系

在现代工业中，随着经济发展对材料的要求越来越高，原位 XRD 测试技术作为材料结构、成分分析检测的一种现代科学方法。已逐步在学科研究和生产中广泛应用，其中 LaB_6 这种材料是稀土元素镧与非金属元素硼化合而成的稀土硼化物，常温下，有三种状态：单晶体、多晶体和粉末，制取难度大、用途广，可以选做阴极材料，具有发射电流密度大、高温蒸发率低，远低于钨阴极蒸发率。它的许多物理性能、化学性能等都与它的晶粒尺寸大小、颗粒度有关。由于它在力学、电学、光学、磁学、热学等物理、化学等特性，从而在国防、航空、电子、轻工、化工、冶金等领域中有重要应用价值，所以它的微观应变测量就显得非常重要。如图 1 为测量 LaB_6 样品衍射峰图谱。

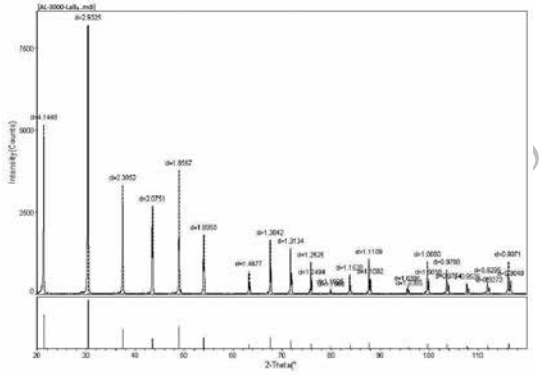


图 1. LaB_6 衍射图谱

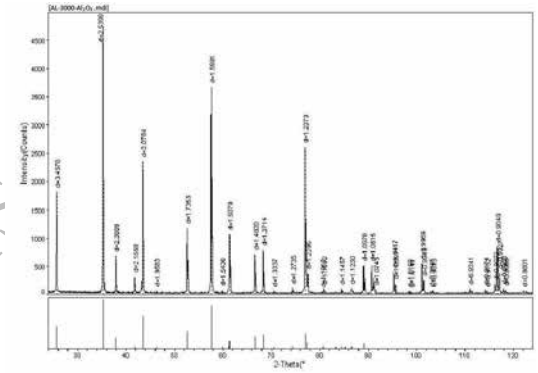


图 2. $\alpha-Al_2O_3$ 衍射图谱

Close | Print | Save | Copy | Erase | Customize | Rescale | Help

#	2-Theta	d(A)	BG	Height	I%	Area	I%	FWHM
1	25.743	3.4578	35	1766	37.4	9810	37.5	0.142
2	35.310	2.5398	28	4723	100.0	26162	100.0	0.141
3	37.952	2.3689	21	656	13.9	3192	12.2	0.124
4	41.847	2.1569	23	279	5.9	1511	5.8	0.138
5	43.507	2.0784	25	2317	49.1	11952	45.7	0.132
6	46.324	1.9583	17	34	0.7	255	1.0	0.199
7	52.704	1.7353	19	1146	24.3	6627	25.3	0.147
8	57.632	1.5981	22	3642	77.1	16125	61.6	0.113
9	59.696	1.5430	20	38	0.8	151	0.6	0.101
10	61.440	1.5079	18	1044	22.1	5114	19.5	0.125
11	66.656	1.4020	16	685	14.5	3316	12.7	0.123
12	68.345	1.3714	17	771	16.3	3698	14.1	0.122
13	70.560	1.3337	18	36	0.8	176	0.7	0.125
14	74.434	1.2735	18	93	2.0	297	1.1	0.081
15	77.006	1.2373	22	2573	54.5	11679	44.6	0.116
16	77.582	1.2295	22	335	7.1	2032	7.8	0.155
17	80.537	1.1917	15	21	0.4	71	0.3	0.086
18	80.843	1.1880	13	77	1.6	521	2.0	0.173
19	84.492	1.1457	13	70	1.5	300	1.1	0.109
20	86.614	1.1230	13	86	1.8	917	3.5	0.272
21	89.121	1.0979	12	495	10.5	2453	9.4	0.126
22	90.833	1.0815	17	469	10.4	2590	9.9	0.135
23	91.553	1.0745	11	63	1.3	414	1.6	0.165
24	95.367	1.0417	12	374	7.9	1978	7.6	0.135
25	95.690	1.0391	15	185	3.5	956	3.7	0.148
26	98.503	1.0168	13	25	0.6	174	0.7	0.153
27	98.853	1.0141	13	22	0.5	126	0.5	0.146
28	101.184	0.9969	14	526	11.1	2706	10.3	0.131
29	101.525	0.9945	16	228	4.8	1300	5.0	0.145
30	102.956	0.9845	13	34	0.7	182	0.7	0.137
31	103.436	0.9813	11	44	0.9	385	1.5	0.223
32	111.093	0.9341	15	67	1.4	328	1.3	0.125
33	114.198	0.9174	13	55	1.2	317	1.2	0.147
34	114.627	0.9152	14	36	0.8	171	0.7	0.121
35	116.217	0.9072	15	150	3.2	1045	4.0	0.169
36	116.699	0.9049	23	830	17.6	4966	19.0	0.153
37	117.153	0.9027	20	349	7.4	2012	7.7	0.147
38	117.986	0.8988	24	77	1.6	387	1.5	0.128
39	118.446	0.8965	12	51	1.1	516	2.0	0.258
40	122.137	0.8801	13	42	0.9	402	1.5	0.244

图 3. $\alpha-Al_2O_3$ 拟合报告

粉末多晶衍射仪的衍射谱由一组具有一定宽度的衍射峰组成，每个衍射峰下面都包含了一定的面积。计算晶粒尺寸或微观应变，首先扣除仪器宽度，以纯 $\alpha-A_2O_3$ 粉衍射所得宽度为仪器宽度（如图 2 所示），得到晶粒细化或微观应变引起的真实加宽。图 3 为纯 $\alpha-A_2O_3$ 粉标准拟合报告，与样品 LaB_6 衍射图谱后从中解卷积，晶粒细化或微观应变引起的真实加宽 $FW_{(S)}$

$$FW_{(S)} = \frac{k\lambda}{A \times COS\theta}$$

（A 表示晶块尺寸（nm），k 为常数，一般取 $k=1$，λ 为 X 射线的波长（nm），$FW_{(S)}$ 为试样宽化，θ 为衍射角。）

LaB_6 被加工或者热冷循环后，测量样品衍射曲线，寻峰、物相检索、做全图拟合，拟合好整个扫描范围内的全部强峰，根据 LaB_6 半高宽曲线，可以查看不同衍射角仪器宽度。通过图 1 与图 2 对比可以发现衍射峰变宽，说明某些晶粒被压缩，相应的另一些晶粒被拉伸，晶粒内部以及晶粒与晶粒之间产生了微观应变。其被拉伸的晶面，面间距增大，衍射角变小，相应的，另一部分被压缩了的晶面，其面间距变小，相应的衍射角变大（相对于无应变情况，衍射峰右移）。两种结果的影响最终导致实测衍射峰为一系列不同衍射角的峰形叠加，实测衍射峰变宽，在图 4 中利用 Jada 查看 LaB_6 半高宽随衍射角的变化。

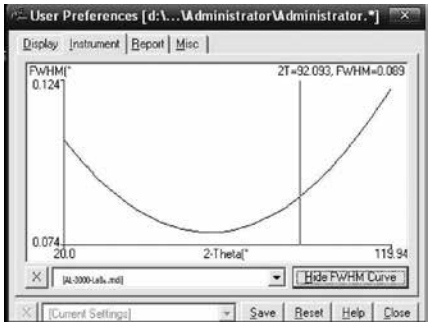


图 4. LaB_6 衍射峰的半高宽随衍射角的变化

通过观察半高宽数据随衍射角的变化，数据点可以拟合成一条斜率为正值的直线，而直线在纵坐标上的截距也大于 0，这表明既存在微晶细化也存在微观应变。实验表明：在热处理中，热输入致使微晶粒长大，同时热影响对试样输入了热应力，致使晶粒之间和晶粒之间产生了微观应变（如图 5 所示）。

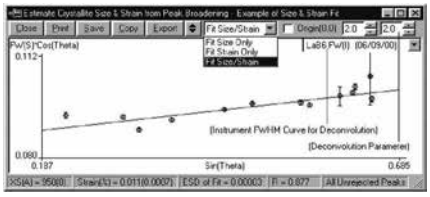


图 5. LaB_6 各个衍射面的半高宽数据（$\beta\cos\theta$）随衍射角正弦（$\sin\theta$）的变化规律

当 LaB_6 试样受到水平方向的拉应力时，不同取向的晶粒的某个晶面有的被拉伸、有的被压缩，如果定义某个晶面为（hkl），当晶面处于水平排列时，由于受力方向垂直，晶面被压缩，其面间距减小；相反，垂直排列时，面间距被拉伸，其面间距增大；LaB_6 样品位错、层错、微观应变、晶粒细化、晶粒浓度的变化，都会使衍射线产生宽化现象，使衍射线形发生变化。

2 LaB_6 的分析应用

LaB_6 广泛应用于现代技术电子元件上，电子发射阴极、高亮度点光源、高稳定和高寿命系统元件。LaB_6 单晶是制作大功率电子管、磁控管、电子束、离子束、加速器阴极的最佳材料，它的电子发射强度大、抗辐射性强、高温化学稳定性好等。该材料在军事上以及许多高科技领域有广泛用途，可用于雷达、航空航天、电子工业、仪器仪表、医疗器械、家电、冶金等多种行业。LaB_6 场发射性能较 W 等材料好，已经广泛的用于电子显微镜等方面。LaB_6 和 W 阴极性能比较表（见表 1）可以发现 LaB6 作为阴极材料其中一个很重要的特性，是其具有发射电流密度大和高温下蒸发率低的特点，在相同发射电流密度下，LaB6 阴极材料高温下的蒸发率要低于一般阴极材料，如与 W 阴极相比，在同等发射电流密度下，LaB6 阴极的蒸发率要远低于 W 阴极蒸发率，而且低的蒸发率是延长阴极使用寿命的重要因素。LaB6 阴极以其优越的性能，已经渐渐取代了部分钨阴极在工业中的应用。

LaB_6 和 W 阴极的性能比较

The performance comparison of LaB_6 and W cathode

发射亮度 (at 12kv) ($Acm^{-2}sr^{-1}$)	LaB_6阴极工作温度 (℃)(tip)	LaB_6发射电流密度 (Acm^{-2})	LaB_6阴极寿命 (h)	W阴极工作温度 (℃)	W发射电流密度 (Acm^{-2})	钨丝阴极使用寿命 (h)
2.14×10^4	1400	0.81	97000	2397	1.28	115
6.41×10^4	1500	2.58	7900	2547	4.10	27
16.6×10^4	1600	7.01	813	2692	11.2	6.5
41.1×10^4	1700	18.4	105	2847	29.0	~1.1
86.4×10^4	1800	40.5	17	2977	63.5	~0.25

结论

原位 XRD 测试在材料微观应变中得到了很好的应用，它能检测出材料微观应变的物理特性以及物相变化，从而间接算出晶粒大小。从而得出晶格微观应变与材料宏观应变是一致的，晶格可以利用 X 射线衍射技术测出。X 射线衍射技术是一种无损性测试方法，因此，对与测试脆性和不透明材料的残余应力是最常用的方法手段。

参考文献：

[1] 杨应彬，刘颖，叶金文，涂铭旌：金属纳米粉末的制备方法［J］：金属功能材料：2003 年 05 期

[2] 高瑞兰，于化顺，于普涟，韩建德：LaB_ 6 多晶材料的制备工艺研究［J］：山东大学学报：2002 年 06 期

[3] 徐民山：多功能晶体材料的热学性质研究［A］：2009 年

[4] 1. Schmitt，R；Blaschkowski，B；Eichele，K；Meyer H. J. 2006，3067.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

材料试验机同轴度检测方法及影响因素分析

秦海峰[1]，王晶露[1]，刘思博[1]，田　峰[1]

（1. 中国航空工业集团公司北京长城计量测试技术研究所，北京 100095）

摘　要：材料试验机同轴度是影响其试验力传递效率的重要指标。各级计量部门按照检定规程规定的方法开展对试验机同轴度指标的周期性检测工作，而检测过程中存在多方面因素会影响结果的准确性从而影响其合格性判定结果。当前试验机同轴度检测所依据的检定规程中给出了多种检测方法，多种方法的差异性、适用性和可比性也往往会引起疑惑。本文通过比较分析，对几个相关标准文件规定的几种同轴度检测方法进行了适用性阐述，通过算法对比和仿真分析得出引伸计式同轴度测量方法和应变计式同轴度测量方法差异，并从安装定位、初始拉力、夹持长度等方面，分析探讨了几个影响检测结果的因素，为完善同轴度检测操作方法，提升数据的准确性和可比性提供参考依据。

关键词：材料试验机；受力同轴度；几何同轴度；同轴度传感器；双引伸计

Calibration Methods and Influencing Factor for Alignment of Material Testing Machine

QIN Hai-feng[1]，WANG Jing-lu[1]，LIU Si-bo[1]，TIAN Feng[1]

（1. AVIC Changcheng Institute of Metrology & Measurement，Beijing 100095，China ）

Abstract：The alignment of material testing machine is an important index that affects the transfer efficiency of testing force. The measurement departments carry out periodic calibration of the alignment according to the method specified in the verification regulation，and there are many factors in the calibration process that will affect the accuracy of the results and thus affect the qualification judgment results. At present，there are many calibration methods in the verification regulation of testing machine's alignment. The differences，applicability and comparability of these methods often cause doubts. In this paper，through comparative analysis，the applicability of several alignment calibration methods specified in relevant several standard documents is described. Through algorithm comparison and simulation analysis，the difference between extensometer alignment measurement method and strain alignment measurement method is obtained. From the aspects of installation position，initial tension，clamping length，etc.，several factors affecting the detection results are analyzed and discussed. This paper can provide a reference for improving the calibration methods and improving the accuracy and comparability of data.

Key words：material testing machine；loading alignment；geometric alignment；strain-gauge alignment transducer；double extensometer

由于制造业的高速发展，对材料性能的挖掘和准确判定也越来越显得重要和紧迫，在航空航天等大量应用新型材料的特殊行业中尤为如此。对于各种材料和结构件的强度和疲劳等机械性能的测试和判定工作必须通过材料试验机来完成[1]。作为数据来源的材料试验机本身的计量性能必须处于良好的状态，其测试数据才具有准确性和可靠性。因此，国家相关计量检定规程规定材料试验机必须进行周期检定来保证其数据准确性和工作正常性。

同轴度可反映材料试验机试样夹持装置的上下夹具中心线与试验力轴线的重合程度。由于设计、加工、安装、使用等多方面因素的影响，材料试验机不可避免地存在同轴度误差[2]。实际使用过程中，同轴度误差使试验机对装配的试样加载了不期望发生的非轴向力（或附加力矩）而产生弯曲，并形成一定的附加应力，这将会导致材料试验结果中弹性模量、塑性延伸率以及材料疲劳寿命等相关试验参数产生严重偏差[3]。因此，同轴度是决定材料试验机性能的重要指标。

对于不同结构、功能以及应用对象的材料试验机，需要适用不同的规程标准来完成其校准工作。国内现行的不同规程文件中，给出的同轴度指标的具体要求和校准方法存在差异。另外，由于承担国外产品转包任务等原因，国内有些试验机的溯源校准还会被要求依据国外的相关标准来进行，如当今国际上最权威的标准体系之一的 ASTM 标准[4]。ASTM E1012－14《Standard Practice for Verification of Testing Frame and Specimen Alignment Under Tensile and Compressive Axial Force Application》[5] 中对试验机同轴度的校准方法进行了规定，其内容与国内各标准文件中的规定也有差别。

不同的测量原理、不同的检测仪器以及不同的操作方法在进行材料试验机同轴度校准时，会不同程度地引入校准结果的一致性和可比性问题。在工程实践中，也常常会遇到这样的疑惑。本文将通过对长期检测实践中积累的经验和数据进行总结，就材料试验机同轴度的多种校准方法进行分析比较。同时，还针对受力同轴度检测方法进一步探讨操作过程中涉及的几个重要的影响因素，并提出校准流程的优化方案，以期降低校准结果的测量不确定度。

1　同轴度校准方法

当前，各个现行有效的规程规范中，规定的材料试验机的同轴度的检测方法大多有两种类型：几何同轴度和受力同轴度[6]。几何同轴度是利用百分表、水平仪以及电子经纬仪等测量工具在不受力状态下利用几何方法测出的同轴度[7]。受力同轴度是由安装在上下夹头之间的试样，在受力的状态下测出的同轴度。通常情况下，受力同轴度的检测方法更符合试验机实际使用装态，JJG139－2014《拉力、压力和万能试验机检定规程》中规定，最大试验力大于 30kN 的试验机需使用受力同轴度方法进行检测[8]。

对于受力同轴度，当前常用的检测方法也有两种：用同轴度检测试样和双引伸计配套进行检测的方法（以下简称为引伸计法）和使用直接在同轴度试验棒上粘贴多组应变计（通常称为同轴度传感器）进行检测的方法（以下简称为应变计法）。当前国内大多数规程给出的是前一种方法，而美国 ASTM 相关标准中给出的是后一种方法，JJG556－2011《轴向加力疲劳试验机检定规程》中则对两种方法均进行了规定[9]。

JJG139－2014《拉力、压力和万能试验机检定规程》6.2.3.1 条款中规定的检测方法为引伸计法。规程给出的同轴度试验用标准试样外形如图 1 所示，为钢制或铝制的带有紧缩段的圆形金属棒。实际检测时，按如图 2 所示的形式将双引伸计固定在标准试样上，并装夹在试验机上下夹具之间来进行加力试验。

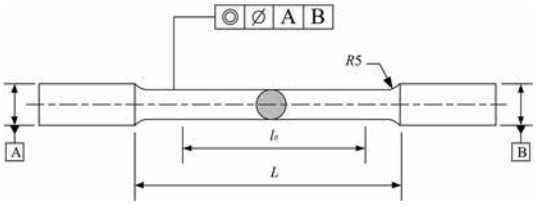


图 1　同轴度检测试样示意图

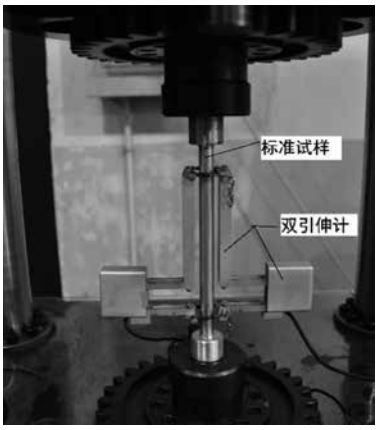


图 2　同轴度检测试验中应用的检测试样和双引伸计

引伸计法同轴度检测结果的算法如公式（1）[8] 所示。

$$e=\frac{\Delta L_{\max}-\overline{\Delta L}}{\overline{\Delta L}} \tag{1}$$

式中：e——加力系统中上、下夹头的中心线与试验机加力轴线的同轴度；

$\Delta L_{\max}$——同一测量点，同一次测量中，检测试样变形较大一侧的变形值。

$\overline{\Delta L}$——同一测量点，同一次测量中，检测试样两侧变形的算术平均值；

JJG556-2011《轴向加力疲劳试验机检定规程》7.2.7.6 条款中规定了采用应变计法进行同轴度检测的方法。此方法编制时参考了 ASTM E1012-2012 的相关内容。所使用的同轴度传感器一般在检测试样上粘贴不少于两组（一般为三组）电阻应变计，每组分别粘贴在一个应变测量面上，通常为四片，按周向对称分布[10]，每组应变计的分布形式如图 3 所示，四片应变计分别按顺序进行编号。常用的同轴度传感器外形如图 4 所示，可作为一个整体装夹在试验机上下夹具之间来进行加力试验。

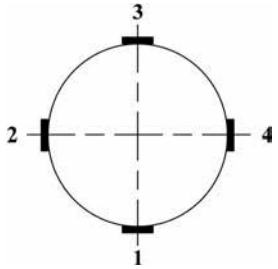


图 3　同轴度传感器上单组电阻应变计的分布方式

图 4　同轴度检测试验中应用的同轴度传感器

应变计法给出的同轴度检测结果的算法如公式（2）~公式（8）所示。

平均轴向应变：

$$\varepsilon_a=(\varepsilon_1+\varepsilon_2+\varepsilon_3+\varepsilon_4)/4 \tag{2}$$

式中：ε_1、ε_2、ε_3、ε_4—分别为同一横截面位置如图 3 所示的 1、2、3、4 号应变计的 3 次应变测量值的平均值。

四个局部弯曲应变：

$$b_1=\varepsilon_1-\varepsilon_a \tag{3}$$

$$b_2=\varepsilon_2-\varepsilon_a \tag{4}$$

$$b_3=\varepsilon_3-\varepsilon_a \tag{5}$$

$$b_4=\varepsilon_4-\varepsilon_a \tag{6}$$

最大弯曲应变：

$$B=\frac{1}{2}\sqrt{(b_1-b_3)^2+(b_2-b_4)^2} \tag{7}$$

受力同轴度（最大弯曲应变百分比）：

$$e=\left(\frac{B}{\varepsilon_a}\right)\times 100\% \tag{8}$$

2　两种受力同轴度检测方法的比较分析

直观上看，两种受力同轴度的检测方法

在标准仪器、检测过程和计算方法方面具有明显的差异。但从原理上分析，两种方法也具有一定的相似性，因此其测量结果也具有一定的可比性。

引伸计法测量得到的数据是在检测试样一定间距内不同方位上的变形，变形量为位移值。通过应用不同位置变形量的差异来计算相对误差的方法来得到受力同轴度结果。引伸计测量数据的显示和输出，国内计量部门习惯选用绝对变形量 mm 作为单位。校准时，通常选用标距为 100mm、量程 1mm 的双引伸计作为标准器，标准试样的截面通常为圆形，施加轴向载荷一般为试验机满负荷的 10%。通过测量圆截面相对位置（前后和左右）的变形量，依据公式分别计算前后和左右两个方向的受力同轴度，选其大者作为最终结果。

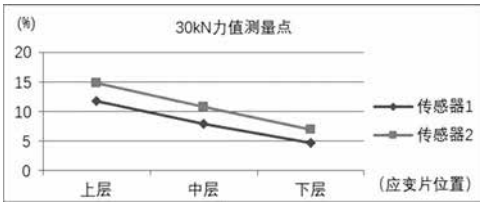
应变计法测量得到的数据是同轴度传感器各个应变片粘贴位置测得的应变值，应变计测量数据的显示和输出，一般选用微应变作为单位。校准时，通常选用配置了两组（或三组）电阻应变计的同轴度传感器作为标准器，其截面可为圆形或矩形，施加轴向载荷点至少为三个，一般为试验机满负荷的 10%、20%、40%。通过测量同一截面不同位置的应变量，分别计算各施力点下在不同截面处的最大弯曲应变，再计算与平均弯曲应变的比值作为各截面受力同轴度的测量结果。

无论是引伸计法还是应变计法，其校准结果都是受力同轴度，其数理意义为相对弯曲应变（即百分比弯曲应变）。两者的计算公式原理一致，但形式上略有不同。由于应变计法同轴度计算公式，采用截面两正交方向的弯曲应变先合成，合成后的总弯曲应变与轴向应变相比的结果作为最终结果，因此，相同的原始数据采用应变计法公式计算，所得结果稍大。

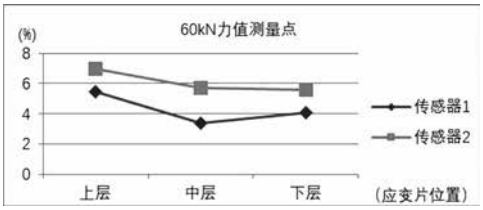
引伸计法采用的引伸计的标距通常为 100mm，标准试样紧缩段长度一般为 130mm，引伸计法实际测量的是标准试样紧缩段轴向约 80%范围内的平均弯曲应变的相对百分比，其测量的区域既包括弯曲应变较大处又包括弯曲应变较小处。应变计法采用的电阻应变片的标距不大于同轴度传感器紧缩段长度的 1/10，其测量的是同轴度传感器局部弯曲应变相对较大的位置上的最大弯曲应变百分比。因此，从这个角度看，应变计法同轴度的测量结果通常大于引伸计法，因此，直观上看应变计法也更严格。

3 应变计法同轴度比对试验

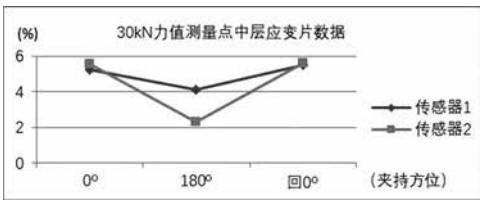
在实际检测和比对工作中常常会发现，在进行材料试验机受力同轴度检测时，同一个人针对同一台试验机，当采用不同的标准仪器或不同的校准过程时，通常很难测得较为一致的同轴度结果。为了对标准仪器和检测方法进行比较，随机选择了两个量程合适的同轴度传感器，对某台 300kN 试验机进行了多次检测试验。选用的两个传感器均有三层应变片，但在变形区长度和直径方面有一定差异。检测时，每个循环测 30kN 和 60kN 两个力值点，得到的同轴度测量结果的对比情况如图 5 所示。



（a）30kN 力值点三层应变片同轴度测量结果比较



（a）60kN 力值点三层应变片同轴度测量结果比较



（b）30kN 力值点中层应变片三个测量方位同轴度测量比较

图 5　两套测量仪对同一台设备的同轴度测量结果

由图5可发现以下几个现象：一是不同位置同轴度测量数据分散性相对较大，上、中、下层应变计测量出来的结果差异明显；二是不同的同轴度传感器测得的数据差异性明显，每个测量层面上，两个传感器的测量结果均有1%~4%不等的差异；三是不同力值测量点测得的结果具有较大差别，扣除传感器拉伸过程中自身弯曲量减少的因素之外，两个传感器的测量结果差异也较为明显。在长期的实际工作中，这些现象的存在较为普遍。

4 应变计法同轴度校准影响因素分析

针对采用电阻应变计式同轴度测量仪进行检测时的几个影响因素，笔者对其影响机理和控制方法分别进行了分析研究。

4.1 安装定位状态的影响

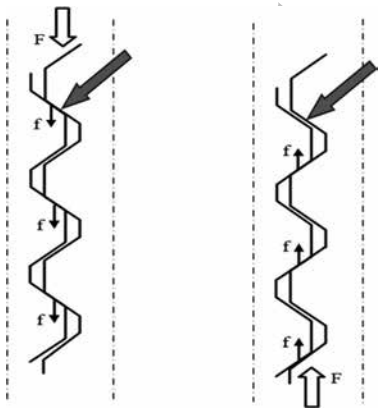
通过实验发现，通常薄矩形的标准同轴度传感器测得的数据分散性相对更大一些。分析其原因，应是试验机夹持板状试样的夹持装置以及薄矩形标准同轴度传感器的结构特点决定的。由于板状试验夹具与夹持圆柱试样的楔形夹具相比，本身缺乏定位机构，需要人为判断安装位置的居中情况，安装定位容易产生人为误差，导致多次拆装时数据复现性相对较大。

为了减少这一因素的影响，可通过增加定位标记、以及采用辅助工装等措施来提高定位准确度和一致性，从而改善数据复现性。

4.2 初始载荷的影响

试验中发现，当使用同轴度传感器进行试验时，试验机夹持装置夹紧过程中均会对同轴度传感器产生初始轴向载荷。如在此时对试验机力值通道和同轴棒的各个数据通道做清零处理，之后直接进行加力试验时，所得到的数据分散性相对较大，对小负荷测量点尤为明显。

分析其原因，应是由试验机夹持过程中的初始载荷的大小和方向在一定程度上具有随机性引起的。当此载荷为压向时（或基本无轴向载荷时），在做后续的拉伸试验中会有个载荷方向上的转变，导致夹持装置内部承载螺纹配合状况的转换，两种受力状态下的螺纹间隙情况如图6所示。假设图中左侧部分为同轴度传感器的连接螺纹，当其受力方向由（a）变为（b）时，实际承载位置会从螺纹下部变化为螺纹上部，由此导致的受力方向改变通常会引起同轴度测量结果也发生相应变化。



（a）向下受力　　（b）向上受力

图6　螺纹配合与受力状态示意图

为了减少由此引入的影响，可在夹持完成后，按试验载荷方向（通常为拉伸）加载一个微小载荷之后再进行清零处理。每次试验的初始载荷保持一致，以可消除试验机内部结构配合间隙为目的。

4.3 夹持长度的影响

试验中发现，试验机夹持装置与同轴度传感器之间夹持接触面的长度也是影响试验结果的一个重要因素。通常在同一台试验机的固定同轴偏差下，夹持量越少，试样在试验机上下夹具间露出的部分越长，试样单位长度产生的挠度变形就越小，贴片区变形就越小，测得的同轴度结果也会越小。同时，对于不同形状和尺寸的同轴度传感器，相同的夹持长度差异对同轴度测量结果的影响还存在差异现象。

为了分析夹持长度对同轴度传感器测量结果的影响机理，本文选择了如图7所示的两个具有不同结构特点的同轴度传感器进行具

体分析。图中两个传感器外形有明显差异，一种为具有紧缩段的圆柱形，另一种为不具有紧缩段的圆柱形。

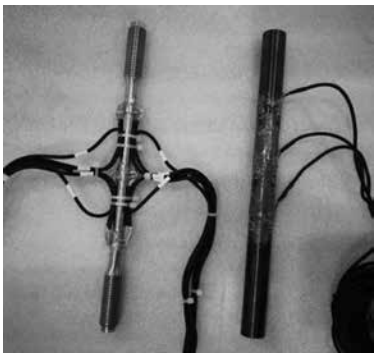
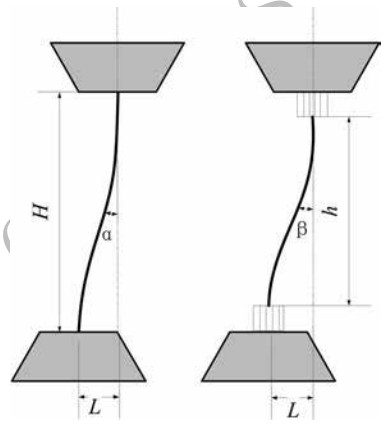


图 7　两类圆柱形同轴度传感器

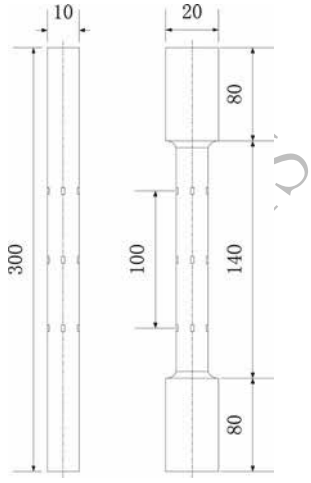
在对同轴度传感器上施加拉力时，试样实际承受的力除轴向力之外还会受到侧向力的影响。由于紧缩段刚度相对较低，因此为主要变形区。以在某一特定试验条件下，用同一量程的两个不同结构的同轴度传感器进行试验为例进行分析，无紧缩段和有紧缩段的传感器实际变形情况如图 8 所示，无紧缩段的实际变形区投影长度为 H，有紧缩段的实际变形区投影长度为 h。变形区长度的差异导致变形测量区的应变状况也必然存在差别，由于 h 小于 H，所以有∠α 小于∠β，而变形角不同时，应变量也必然会有不同。



（a）无紧缩段　　（b）有紧缩段

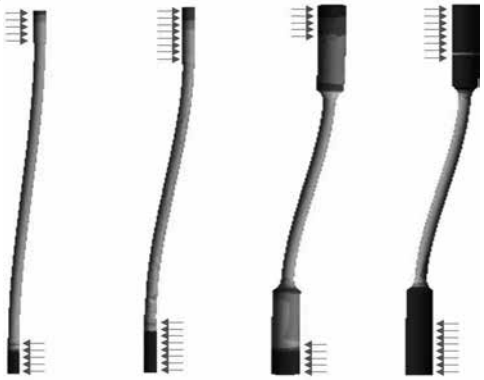
图 8　夹持状态及变形趋势示意图

选取一台试验机进行受力同轴度检测，假设试验机上下夹持装置中轴线之间具有 0.4mm 的同轴度偏差，利用两个总长度均为 300mm 的同轴度传感器分别进行试验。两个同轴度传感器外形尺寸如图 9 所示（长度单位为 mm），应变片粘贴区结构和粘贴形式完全一致，差别仅在于夹持区的直径，分别为 10mm 和 20mm。



（a）无紧缩段　　（b）有紧缩段

图 9　两个同轴度传感器外形尺寸图



（a）夹持 30mm （b）夹持 50mm （c）夹持 30mm （d）夹持 50mm

图 10　同轴度传感器受力仿真分析图

按同轴度传感器夹持区长度分别为 30mm 和 50mm，施加相同的拉力（取为 60kN），对两种同轴度传感器的受力状态进行仿真分析。为了便于对比，对两种同轴度传感器分别赋予了相同的边界条件和受力条件。受力后的应变分布仿真结果如图 10 所示。图（a）和（b）展示了无紧缩段同轴度传感器的受力情况，图（c）和（d）展示了有紧缩段同轴度传感器的受力情况。

仿真分析结果表明，两种同轴度传感器在贴片区域的变形状态有明显差异，有紧缩段的同轴度传感器弯曲程度更大，应力分布集中，应变也更大。利用仿真所得的应变量数据，按照公式（2）~公式（8），分别对图10中的四种受力状态进行同轴度计算，可得到如图11所示的计算结果。

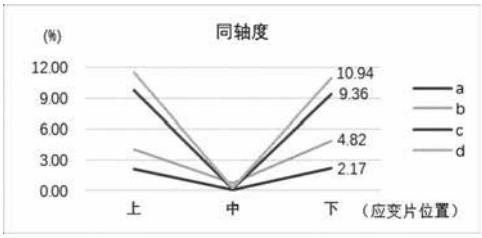


图11　同轴度计算结果

对图11中数据结果进行分析，可知在相同的不同轴量、相同的拉力以及相同的敏感测量区等限制条件下，有紧缩段的同轴度传感器的同轴度测量结果明显大于无紧缩段同轴度传感器。夹持长度的变化对同轴度测量结果有影响，且对于有紧缩段的同轴度传感器影响更大。当然，以上分析是基于一种单纯的简单的受力状态进行的，实际测量时的受力状态较为复杂，其测量结果的差异性也会有不同。

由以上分析可知，同轴度传感器的结构形状的不同和检测过程中的一些控制要素的差异必然会导致同轴度测量结果的差异。因而，只有进一步对其进行规范，才能实现对此影响因素的有效控制，从而实现在采用不同传感器或采用相同传感器进行多次测量时得到较为一致的结果。

5　结论

综上所述，在同轴度试验中，采用不同的同轴度检测方法、不同的标准仪器以及不同的操作过程，将会使同轴度测量结果产生一定程度的差异。为了使校准结果更加准确可靠并具有可比性，应从以下几方面来进行校准过程的控制：

1）考虑到同轴度测量仪器自身结构不同会产生测量结果差异，应尽量对其进行结构优化设计，形成通用性好并具有合理敏感性的结构特征，并通过相关标准文件来推荐采用，从而促进检测手段的一致性；

2）考虑到操作方法差别会对测量结果产生影响，应进一步细化检测过程中的操作流程，规范操作方法，针对各主要影响因素进行严格控制，从而提升数据的复现性和可比性；

3）通过开展采用不同检测方法和不同标准仪器进行的比对试验，不断提升对同轴度问题的认识，从而不断优化检测过程，以控制测量结果不确定度水平，提高测量数据的准确性。

参考文献：

[1] 刘金甫．结构疲劳试验技术概述［J］．测控技术，1994，13（6），3-6.

[2] 倪守忠，蒋晓波．万能材料试验机同轴度检测方法探讨［J］．中国计量，2010（4），86-87.

[3] 侯永亮，王斌斌，江涛，刘二虎．拉伸试验机同轴度检测方法的探讨［J］．冶金与材料，2017，37（6）40-42.

[4] 马冲先．中美金属材料标准分析方法的最新进展［J］．理化检验-化学分册．2012（48）1247-1256.

[5] ASTM 1012-2014. Standard Practice for Verification of Testing Frame and Specimen Alignment Under Tensile and Compressive Axial Force Application［S］. American：ASTM Committee E28 on Mechanical Testing，2014.

[6] JJF1011-2006. 力值与硬度计量术语与定义［S］. 全国力值硬度计量技术委员会，2007.

[7] 仝志民，唐文彦，张春富，吕景亮，张雪原．电子经纬仪测量大型圆柱构件同轴度转站新方法．测控技术，2008，27（9）72-74.

[8] JJG139-2014. 拉力、压力和万能试验机检定规程，中国质检出版［S］．全国力值硬度计量技术委员会，2014

[9] JJG556-2011. 轴向加力疲劳试验机检定规程，中国质检出版社［S］．全国力值硬度计量技术委员会，2012.

[10] 袁强．试样同轴度校准技术的应用［J］．计测技术，2018（38）125-129.

高温超声疲劳测试技术：发展与应用

赵久成，赵宏伟

（吉林大学机械与航空航天工程学院，吉林 长春 130025）

摘　要：近七十年来，超声疲劳测试技术以其特有的优越性，在材料高周、超高周疲劳性能测试领域得到了广泛应用。随着科技不断发展，航空航天、燃气轮机等领域内材料的高温超高周疲劳问题亟需展开深入研究，高温超声疲劳测试系统研发显得尤为重要。在这篇综述中，我们首先对超声疲劳测试理论及室温、高温超声疲劳系统进行了简要介绍。接下来，我们分析了高温超声疲劳系统中的一些关键问题，并列举了高温超声疲劳系统在材料测试中的典型应用，简要讨论了高温超声疲劳测试系统中存在的问题和挑战，并对高温超声疲劳测试技术未来的发展进行了展望。

关键词：高温；疲劳；超声疲劳；材料测试；仪器

中图分类号：TH 879　　**文献标志码**：A

High Temperature Ultrasonic FatigueTesting Techniques: Development andApplication

ZHAO Jiucheng，ZHAO Hongwei

（School of Mechanical and Aerospace Engineering，Jilin University，Changchun 130025，China）

Abstract：In the past seventy years，ultrasonic fatigue testing technology has been widely used in the field of material high-cycle and ultra-high-cycle fatigue performance testing due to its unique advantages. With the continuous development of science and technology，the high-temperature and ultra-high-cycle fatigue of materials in the fields of aerospace，gas turbines，etc. needs to be studied in depth，and the research and development of high-temperature ultrasonic fatigue test systems is particularly important. In this review，we first briefly introduce the ultrasonic fatigue test theory and room temperature and high temperature ultrasonic fatigue systems. Next，we analyzed some key issues in the high-temperature ultrasonic fatigue system，and listed the typical applications of the high-temperature ultrasonic fatigue system in material testing，briefly discussed the problems and challenges in the high-temperature

作者简介：赵久成（1995 年—），男，吉林大学机械与航空航天工程学院在读硕士研究生，主要从事高温高频材料力学性能原位测试仪器研制及其试验研究，E-mail：2463449331@qq.com；

赵宏伟（通讯作者，1976 年—），男，工学博士，吉林大学机械与航空航天工程学院教授、博士生导师，主要从事材料服役性能测试技术及装备、超精密加工技术及装备和仿生微纳驱动等研究，E-mail：hwzhao@jlu.edu.cn

ultrasonic fatigue test system, and The future development of fatigue testing technology is prospected.

Keywords: High temperature; fatigue; ultrasonic fatigue; material testing; instrument

1. 引言

《国家中长期科学和技术发展规划纲要(2006—2020)》把“重点产品和重大设施寿命预测技术”列为未来前沿技术之一，复杂服役环境下高可靠长寿命的验证与评价成为武器装备、航空航天等关键领域的核心关键问题[1]。随着科技的不断发展，一些关键领域核心零部件的服役工况愈发恶劣，如航空发动机涡轮叶片、燃气轮机叶轮等，在高温、重载和高频交变载荷下服役寿命可达 10^9-10^{11} 周次，属于典型的高温超高周问题。已有大量文献表明长时间高温交变载荷会导致材料性能退化[2-5]。因此，在高温环境下开展材料的高温超高周疲劳性能测试至关重要。

超声疲劳的概念诞生于 20 世纪初，1950 年 Mason 利用压电致伸缩原理，通过超声波谐振技术建立超声疲劳试验法，诞生了第一台超声疲劳测试设备[6]。1959 年，Neppiras[7] 将该方法用于材料 S-N 曲线的测定，开辟了对称循环载荷下超声测试技术测试材料疲劳寿命及疲劳极限的先河。1973 年，Mitsche 等[8] 第一次将超声测试方法用于材料疲劳裂纹扩展研究，给出第一批 $\Delta a/\Delta s-\Delta K$ 曲线。几十年来，大量文献基于超声疲劳试验机对众多领域内材料开展了研究，积累了丰富的实验数据，证实了超声疲劳试验方法的高效性、准确性及可靠性[9-18]，超声疲劳技术逐渐在材料高周、超高周疲劳性能测试中得到广泛应用。

高温超声疲劳测试研究不如室温超声疲劳深入，相关的商业化产品鲜有报道。近些年来，国内外一些研究机构陆续开始研发高温超声疲劳测试系统并开展了相应试验[19-27]，如国内的四川大学王清远、李久楷等[19]，国外的密歇根大学 Jian Z. Yi 等人[24]。目前国内外高温超高周测试系统的研究仍处于起步阶段，学术设计人员主要致力于研究如何在室温超声疲劳设备上集成高温加载系统的问题，以及如何保证高温超声疲劳测试的准确性及可靠性。

本文介绍了室温及高温超声疲劳测试系统及测试理论。详细讨论了导致测试误差的几个关键影响因素，包括试样设计以及试样温度的测量与控制。阐述了高温超声测试技术在材料测试方面的应用现状：耐热钢、铝合金、钛合金以及镍基高温合金。列举了高温超声测试技术现存的问题与挑战，总结了高温超声测试技术的发展概况及技术前景。

2. 高温超声疲劳测试方法

自 1950 年 Mason[6] 研制出第一台超声试验设备以来，以其在材料测试领域展现出无可比拟的优越性，国内外众多企业与科研机构相继开展超声疲劳测试系统的研发，诞生了一系列超声疲劳测试设备。本节，我们将介绍超声疲劳测试理论及室温超声疲劳测试系统和高温超声疲劳测试系统的组成部分，并详细分析高温超声疲劳测试系统中的关键问题。

2.1 超声疲劳测试理论介绍

超声疲劳试验是激发试样达到谐振状态从而实现加载，以拉压超声疲劳试样为例，如图 1 所示，一般给定 R_0、R_1、R_2 和 L_1，求 L_2。

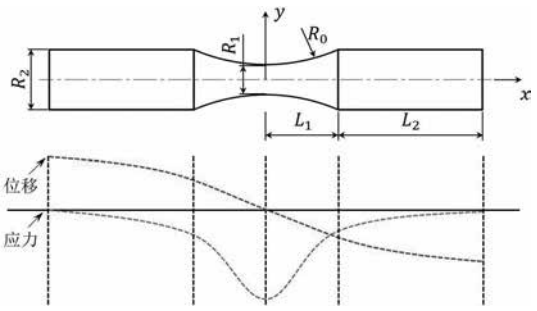


图 1 拉压超声疲劳试样及应力-位移场。

Fig. 4 ultrasonic fatigue samples and stress-displacement field.

根据一维均质细杆纵向自由振动理论，超声疲劳试样纵向振动方程为：

$$\frac{d^2U(x)}{dx^2}+\frac{S'(x)}{S(x)}\frac{dU(x)}{dx}+x^2U(x)=0 \tag{1}$$

式中，U 为试样纵向自由振动位移，S 为试样横截面面积，k 为试样材料的材料常数，$k=2\pi f\sqrt{\rho/E_d}$，f 为系统谐振频率，ρ 为试样材料密度，E_d 为试样材料的动态弹性模量。

如图 1 所示，为了达到所需的应力水平，试样设计为变截面，试样中心过渡段为悬链线考虑到加工困难，一般用圆弧近似代替，误差可忽略不计，用解析法计算试样的共振长度 L_2：

$$L_2=\frac{1}{k}arctan\left\{\frac{1}{k}\left[\frac{\beta}{\tan(\beta L_1)}-\alpha\tanh(\alpha L_1)\right]\right\} \tag{2}$$

式中，$\alpha=arch(R_2/R_1)/L_1$，$\beta=\sqrt{(\alpha^2-k^2)}$。

试样处于谐振状态时，试样中心截面的最大应力与最大应变分别为：

$$\varepsilon_{max}|_{x=0}=A_0\beta\varphi(L_1,L_2) \tag{3}$$

$$\sigma_{max}|_{x=0}=E_dA_0\beta\varphi(L_1,L_2) \tag{4}$$

式中，A_0 试样端部纵向振动幅值，$\varphi(L_1,L_2)=\frac{\cos(kL_2)\cos(\alpha L_1)}{\sin(\beta L_1)}$。

进行高周及超高周疲劳测试时，试样始终处于弹性变形阶段，即满足胡克定律。当试样的几何形状及试样材料确定的情况下，β、$\varphi(L_1,L_2)$ 为常数，试样中心截面处的应力、应变与试样端部纵向振动幅值 A_0 成正比，得出沙漏型超声疲劳试样的应力位移系数为：

$$C_s=E_dA_0\beta\varphi(L_1,L_2) \tag{5}$$

C_s 的单位是 MPa/μm，可通过控制变幅杆输出端位移 A_0，从而控制试样中的应力。

2.2 超声疲劳测试系统介绍

超声疲劳试验系统基于压电致伸缩原理，通过使试样达到受激共振实现疲劳载荷的加载。受超声换能器的激励以及连接器、变幅杆的两级放大，在超声试样中产生谐振波，沿试样长度方向上的应力位移分布如图 2 所示。

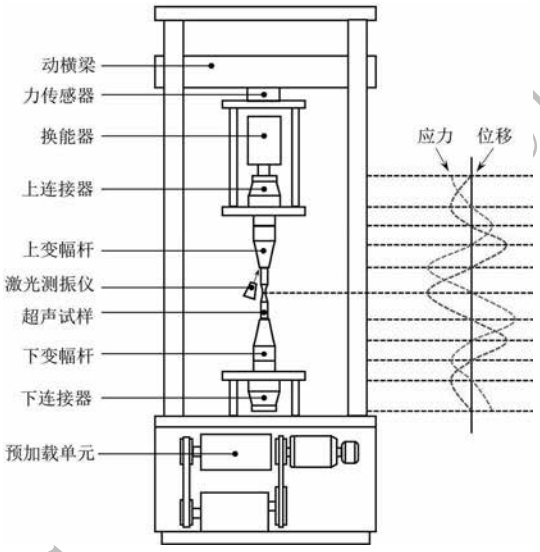


图 2 室温拉压超声疲劳试验系统及应力-位移场。

Fig. 2 Room temperature ultrasonic fatigue testing system and stress-displacement field.

以室温拉压超声疲劳试验系统为例，其包括：

●超声波发生器：将 50 Hz 的电信号转化为 20 kHz 的高频电信号，并可用调压器改变电信号大小从而改变振动幅值；

●换能器：基于压电致伸缩原理，通过压电陶瓷叠堆将 20 kHz 的微弱电信号转化为同频率的机械振动；

●连接器、变幅杆：用于实现换能器输出端微弱机械振动的放大；

●超声试样：与换能器、连接器和变幅杆组成谐振系统，超声试样的几何尺寸应满足系统的谐振条件并且能够达到试验所需的应力水平；

●激光测振仪：测量变幅杆端部输出的振幅，可经过应力位移系数换算成试样中的应力；测量疲劳试加载频率以及加载周次。

上述的基本配置可实现应力比 R = −1 的超声疲劳试验，该基本配置结合预加载单元、

下连接器、下变幅杆、力传感器可实现应力比 R 可变的超声疲劳试验；该基本配置结合低频疲劳加载单元、下连接器、下变幅杆、力传感器可实现复合载荷超声疲劳试验；该基本配置结合环境试验系统，如高温/低温环境加载系统、腐蚀试验系统等，可实现环境下的超声疲劳试验研究。

现有高温超声疲劳测试系统均是在商用或自制的室温超声疲劳测试系统上增加感应加热设备以实现高温环境的加载，如日本国家材料科学研究院 Y. Furuya 等人[23] 开发的高温超声疲劳系统、密歇根大学 Jian Z. Yi 等人[24] 开发的高温超声疲劳系统以及四川大学王清远团队[19] 研发的高温超声疲劳系统等。

现有高温超声疲劳系统形式比较统一，如图 3 所示，均是在室温超声疲劳系统基础上增加如下几部分：

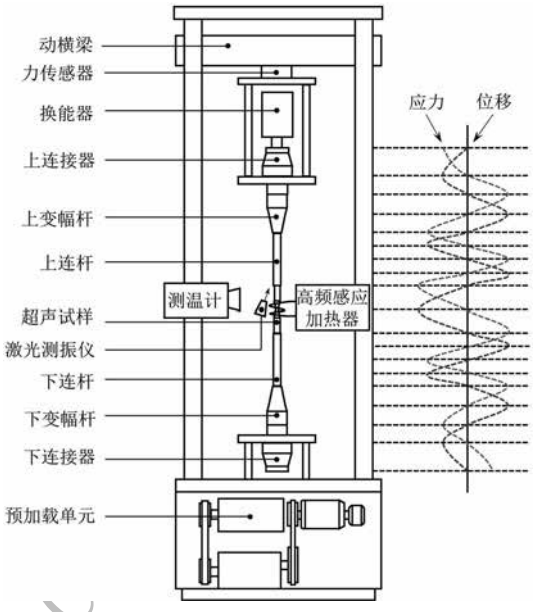


图 3　高温超声疲劳测试系统及应力-位移场。

Fig. 3　High-temperature ultrasonic fatigue testing system and stress-displacement field.

●感应加热器：通过电磁感应的原理使被测材料试样内部产生电流，依靠涡流的能量达到快速加热的效果；

●测温计：非接触式测量试样标距段中心点的温度，使用前需要用热电偶进行标定；

●连杆：一般为全波长等直金属杆，与换能器、连接器、变幅杆、超声试样组成谐振系统。换能器、连接器与变幅杆的工作温度一般不宜超高 60℃，进行高温超声疲劳试验时，由于试样端部温度较高，与变幅杆端部直接相连会影响超声系统正常工作，因此需增加连杆加强散热以保护超声加载系统。已知连杆材料的动态弹性模量 E_d、密度 ρ 及超声系统的测试频率 f，连杆长度由下述公式得出[28,29]：

$$l=\lambda=\frac{1}{f}\sqrt{\frac{E_d}{\rho}} \tag{6}$$

如上所述，进行超声疲劳试验时需要使试样达到受激共振实现疲劳载荷的加载，因此超声疲劳试样的设计至关重要。室温超声疲劳试样设计方法已比较成熟，一般通过解析法即可得到较为准确的结果。进行高温试验时，由于试样受热处于高温状态，其弹性模量减小，并且由于感应加热导致试样中温度不均，且存在着较大的温度梯度，室温下的试样设计方法不再适用，目前高温超声疲劳试样设计方式主要有解析法和有限元仿真法两种[19,24]。

解析法：以美国密歇根大学 Jian Z. Yi 等人[24] 开发的高温超声疲劳测试系统为例，通过感应线圈对超声试样进行加热直至试样中心处稳定在 1000℃，加热过程中试样处于自然对流状态，沿试样长度均匀测量 25 个点，拟合出试样全长范围内的温度分布曲线，如图 4 所示。

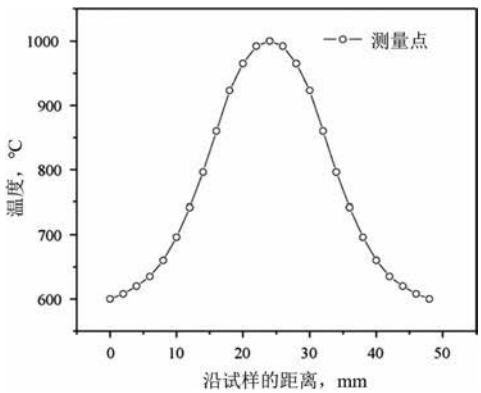


图 4　试样全长范围内温度分布曲线[24]。

Fig. 4　Temperature distribution curve within the full length range of the sample[24] .

由上图可知，当进行感应加热，且试样处于自然对流状态时，试样全长范围中的温度分布近似为正态分布，计算每个点对应的弹性模量，得出弹性模量近似服从正态分布，通过迭代求解方程，即可得出在所需测试温度下超声疲劳试样最终的尺寸。

有限元仿真法：有限元仿真分析广泛应用于复杂结构力学分析，利用商业化有限元软件即可快速、准确获取高温超声疲劳试样的尺寸[19,22]，试样设计流程图如图 5 所示[19]。

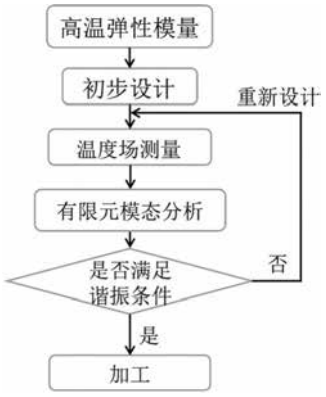


图 5　高温超声疲劳试样设计流程图[19]。

Fig. 4　Design flow chart of high temperature ultrasonic fatigue sample[19] .

如图 7 所示，试样设计前需要测试不同温度下被测试样材料的动态弹性模量，并采用多项式拟合高温动态模量与温度的关系，然后通过测试试样上的温度场分布，得出试样上的动态弹性模量分布情况，借助有限元分析软件对试样进行进一步设计，计算试样中的应力分布情况，并得出相应的应力位移系数。

目前高温超声疲劳系统中常用的测温方式有三种，热电偶测温、红外测温计测温以及红外热像仪测温等，三种测温方式各有利弊，如表 1 所示。

表 1　三种常见测温方式对比。

Table. 1　Comparison of three common temperature measurement methods.

热电偶	红外测温计	红外热像仪
接触式	非接触式	非接触式
热电偶	红外测温计	红外热像仪
精度高	精度高	精度高
无需标定	需要标定	需要标定
成本低	成本较高	成本昂贵

续表

对于试样温度的自动控制，四川大学王清远、李久楷等[19] 进行了深入的研究，得到了比较好的控制效果。方法如下：采用 PID 自动控温方式，利用红外测温仪对试样标距段温度进行实时监测，计算机将 t 时刻的当前温度与目标温度做差得到差值：$\Delta T_t = T_0 - T_1$，进行 PID 运算：

$$\Delta U(t) = K_p \Delta T_t + K_I \sum \Delta T + K_D(\Delta T_t - \Delta T_{t-1}) \tag{7}$$

式中，ΔU（t）感应加热功率调整值，K_p、K_I 与 K_D 分别是 PID 控制参数。

由于超声疲劳试验中材料存在的热耗散，会使得试样本身发热，若连续加载试样由于热耗散的升温与感应加热的升温进行叠加，温度很难控制，于是实验人员进行反复摸索，采用间歇加热方式，王清远、李久楷等[19] 采用加载 150ms、暂停 500ms 的加载方案，Jian Z. Yi 等人[24] 采用加载 250ms、暂停 2000ms 的加载方式，两种加载方式均取得了较好的温度控制效果。

3. 应用与机遇

高温超声疲劳测试技术在航空航天、燃气轮机、核工业等众多领域均得到应用，近些年来已有多篇文献报道其在铝合金[21]、耐热钢[22]、钛合金[20] 以及镍基高温合金[23-27] 等材料上的应用，下面将对这些研究展开讨论。

3.1　铝合金

X. Zhu 等人[21] 使用 20 kHz 高温超声波疲劳测试设备研究了微观结构和温度对用于汽车发动机部件的商用 Al-Si-Cu 合金的疲劳性能的影响。研究表明：微观结构对 Al-Si-

Cu 合金疲劳性能的影响大于测试温度的影响。试样断口形貌表明，多数疲劳裂纹是由位于试样表面或次表面微缩孔引起的，而少量的裂纹是由孪晶边界引起的；在高循环次数下，测试温度从 20 到 150 ℃的升高导致材料耐力极限降低约 12%，从 150 到 250 ℃耐力极限下降约 23%（如图 6 所示）。

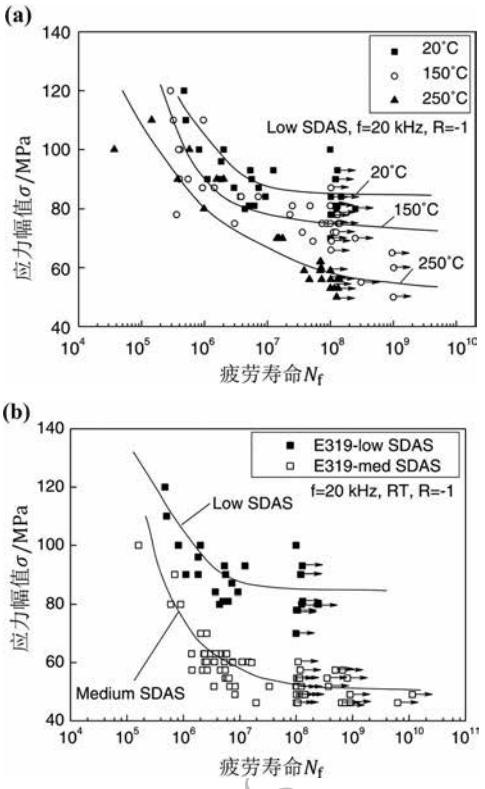


图 6　（a）显微组织对 E319 在 20℃下抗疲劳性能的影响；（b）温度对 E319 低 SDAS 抗疲劳性能的影响[21]。

Fig. 6　（a）Effect of microstructure on fatigue resistance of E319 at 20℃；（b）Effect of temperature on fatigue resistance of E319 low SDAS[21] .

3.2　耐热钢

D. Wagner 等人[22] 使用 20 kHz 的高温超声波疲劳测试设备，在应力比 R = −1 下研究了奥氏体钢在 600℃以及 700℃下的超高周疲劳行为，试验发现奥氏体钢在 600℃以及 700℃下，S−N 曲线显示出持续下降的应力−寿命响应（如图 7 所示）。作者还通过有限元方法设计了高温超声疲劳试样，且当试验温度在 600℃以及 700℃时，试样的共振频率接近 20 kHz。

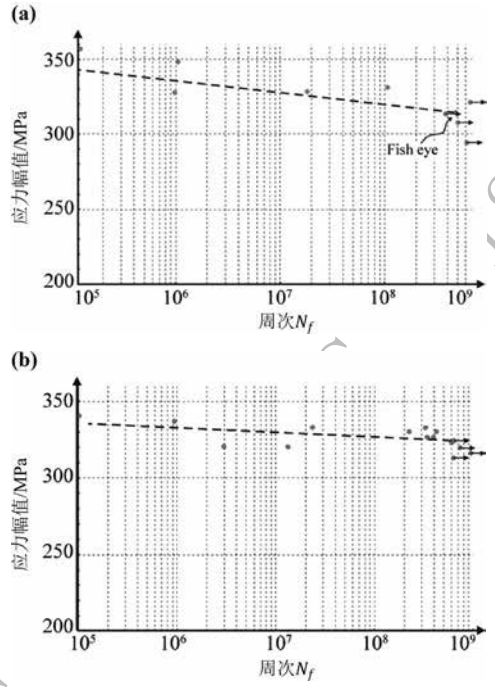


图 7　（a）所分析材料在 600℃下的 S−N 曲线；（b）所分析材料在 700℃下的 S−N 曲线[22]。

Fig. 7　（a）S−N curve at 600℃ for the material analyzed；（b）S−N curve at 700℃ for the material analyzed[22] .

3.3　钛合金

李久楷等人[20] 利用自主研发的高温超声疲劳测试系统，该系统最高温度可达 1000℃，温控误差±3℃（@ 1000℃），可实现应力比 R = −1 的试验。高温超声疲劳测试系统如图 8 所示。

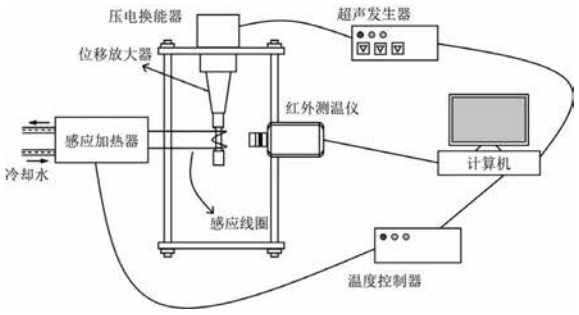


图 8　四川大学王清远、李久楷等研发的高温超声疲劳系统[20]。

Fig. 8　High temperature ultrasonic fatigue system developed by Wang Qingyuan and Li Jiukai of Sichuan University[20] .

李久楷等人[20] 研究了 Tc17 在室温、200℃和 350℃下的疲劳性能，实验结果表明：在室温下，Tc17 的 S-N 曲线呈现直线下降趋势，然而在 200℃和 350℃下，在 10^7 周次处，S-N 曲线出现明显的拐点，如图 5 所示。试样断口分析表明疲劳裂纹没有萌生于材料内部，均萌生于材料的表面或次表面。

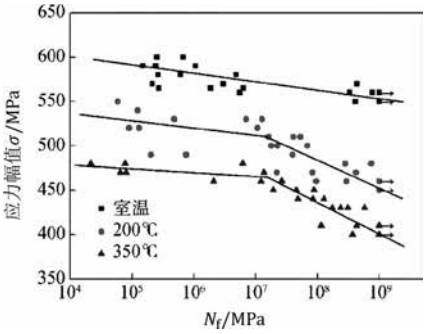


图 9　Tc17 在不同温度条件下超声疲劳实验 S-N 曲线[20]。

Fig. 9　The S-N curve of the ultrasonic fatigue test of Tc17 at different temperatures[20] .

3.4　镍基高温合金

镍基高温合金以其耐高温、抗氧化、耐腐蚀等优异的性能，在航空发动机、燃气轮机、汽车发动机及核电等多个领域得到广泛应用，如航空发动机涡轮叶片、涡轮盘，燃气轮机涡轮叶片等。镍基高温合金高温高频震动下疲劳性能的研究得到了专家学者的广泛关注，近十几年来，国内外多家科研机构借助高温超声疲劳测试手段对镍基高温合金高温疲劳性能进行了深入研究[23-27]。

日本国家材料科学研究院 Y. Furuya 等人[23] 在商业化超声疲劳测试系统上进行改造，自主研发了高温超声疲劳系统。该系统最高温度可达 1000℃，温控误差±5℃（@1000℃），可实现变应力比 R 试验。高温超声疲劳系统实物图如图 10 所示。

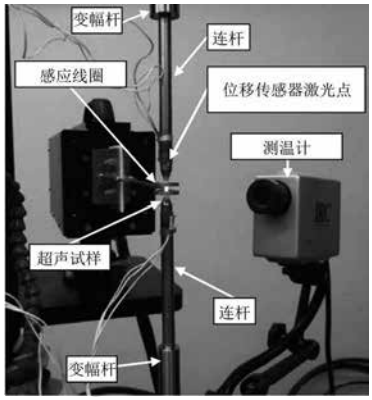


图 10　日本国家材料科学研究院 Y. Furuya 等人开发的高温超声疲劳系统[23]。

Fig. 10　High temperature ultrasonic fatigue system developed by Y. Furuya et al. , National Institute for Materials Science[23] .

Y. Furuya 等人[23] 在 650 ℃和 1000 ℃分别对耐热钢及 SC 高温合金进行了超声疲劳测试，试验结果表明：自主研发的高温超声疲劳系统与常规疲劳试验系统数据吻合良好，试验系统的精度较高，并且发现 SC 高温合金无传统意义上的疲劳极限，需要进一步研究其超高周疲劳性能（相关结论见图 11）。

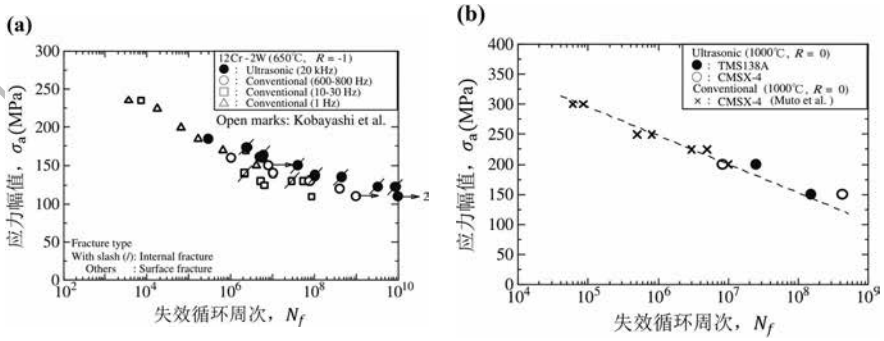


图 7　对 650 ℃耐热钢和 1000 ℃ SC 高温合金进行了疲劳试验，并对超声波和常规疲劳试验进行了比较。（a）耐热钢；（b）SC 高温合金[23]。

Fig. 7　Fatigue test results for the heat-resistant steel at 650 ℃ and for the SC superalloys at 1000 ℃, comparing the ultrasonic and conventional fatigue testings. （a） heat-resistant steel；（b） SC superalloys[23] .

美国密歇根大学 Jian Z. Yi 等人[24] 自主研发了高温超声疲劳系统，该系统最高温度可达 1000℃，温控误差±3℃（@1000℃），可实现应力比 R = −1 的试验。高温超声疲劳系统实物图如图 12 所示。

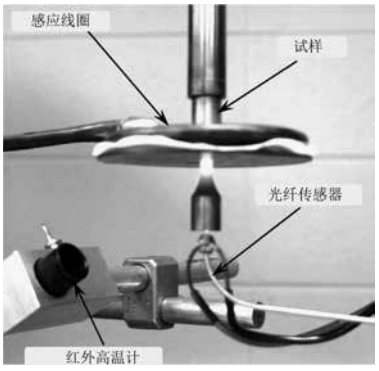


图 12　高温超声疲劳系统实物图[24]。

Fig. 12　Physical picture of high temperature ultrasonic fatigue system[24] .

Jian Z. Yi 等人[24] 利用该高温超声疲劳测试系统（20 kHz）和传统液压疲劳试验机（~20 kHz）在 1000℃下对镍基单晶高温合金（PWA 1484）开展了研究，试验结果表明：该高温超声疲劳测试系统与传统液压疲劳试验机得到的数据高度吻合，测试系统准确可靠；在 1000℃超声加载下，PWA 1484 的疲劳裂纹扩展发生在 {111} 八面体滑移面，而不与加载轴垂直，这是传统的伺服液压加载频率（<100 Hz）下，在高温单晶高温合金（>850℃）中经常观察到的（见图 13）。

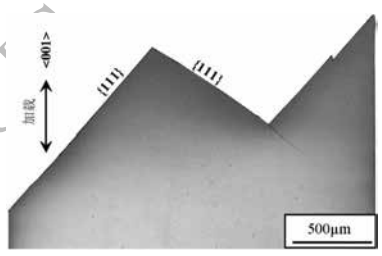


图 13　破坏试样的横截面，表明沿 {111} 八面体面裂纹扩展[24]。

Fig. 13　Cross-section of a failed specimen, indicating that crack propagation occurred along {111} octahedral planes[24] .

4. 问题与挑战

目前高温超声疲劳测试系统普遍采用感应加热方式，但该加热方式存在一些问题。感应加热存在趋肤效应，试样内部温度会低于表面温度，使得试样的表显温度与实际温度产生偏差；感应加热使得试样长度方向温度不均，为试样设计及试验应力的准确测定带来挑战；感应加热存在一定的局限性，对一些非金属材料无法加热。因此，对于高温超声疲劳系统中的加热方式还需进一步研究。

5. 结束语

本篇综述我们着重讨论了高温超声疲劳测试技术所取得的进展和应用，超声疲劳测试技术发展近 70 余年，在材料测试领域取得了巨大成功，但高温超声疲劳测试技术尚处于起步阶段，高温超声疲劳测试仍处于数据积累阶段。在现有研究基础上，可以对以下几个部分展开更加深入的研究：

腐蚀环境下的高温超声疲劳测试：一些关键领域内的核心零部件，以航空发动机涡轮叶片为例，其服役于高温、高频振动及腐蚀环境下，开展腐蚀环境下的高温超声疲劳测试，模拟材料的实际服役工况，对该领域内的零部件设计有着关键的指导意义。

材料复杂应力下的高温超声疲劳测试：现有材料高温超声疲劳测试主要集中在单一载荷下，然而材料的实际服役工况比较复杂，复杂应力下如轴向拉伸-弯曲、拉伸-扭转、拉伸-剪切、双轴弯曲、双轴拉伸加载下的高温超声疲劳测试是工程中急需开展的工作。

类构件、构件的高温超声疲劳测试：目前类构件、构件的高温超声疲劳测试未见报道，然而对于服役于高温高频振动载荷下的类构件及构件，借助高温超声疲劳测试系统开展其高温疲劳性能是至关重要的。

参考文献：

[1] 陈循，张春华．加速试验技术的研究、应用与发

展［J］. 机械工程学报，2009，45（08）：130-136.

［2］ Bruchhausen M，H Hner P，Fischer B，et al. Device for carrying out environmental very high cycle fatigue tests with ultrasonic excitation in asymmetric push-pull mode［J］. International Journal of Fatigue，2013，52：11-19.

［3］ Ebara R. The present situation and future problems in ultrasonic fatigue testing-mainly reviewed on environmental effects and materials'screening［J］. International Journal of Fatigue，2006，28（11）：1465-1470.

［4］ Petit J，Sarrazin-Baudoux C. An overview on the influence of the atmosphere environment on ultra-high-cycle fatigue and ultra-slow fatigue crack propagation［J］. International Journal of Fatigue，2006，28（11）：1471-1478.

［5］ 严益民，胡正飞，林富生等. 长期服役对30Cr1Mo1V钢疲劳断裂性能和组织的影响［J］. 材料热处理学报，2013，34（1）：60-63.

［6］ MasonW P. Piezoelectric crystalsand theirapplicationinultrasonic［J］. New York，Van Nostrand，1950：161.

［7］ Neppiras E A. Techniques and equipment for fatigue testing at very high frequencies［M］. Proc. ASTM 59，ASTM，Philadelphia，1959：691-710.

［8］ Mitsche R，Stanzl S and Burkert D G.. Hochfrequenzkinematographie in der metallforschung［M］. Wissenschaftlicher film，1970，14：3-10.

［9］ Wang Q Y，Berard J Y，Dubarre A，et al. Gigacycle fatigue of ferrous alloys［J］. Fatigue Fracture Engineering Materials Structures，2003，22（8）：667-672.

［10］ Bathias C. Piezoelectric fatigue testing machines and devices［J］. Third International Conference on Very High Cycle，2006，28（11）：1438-1445.

［11］ Stanzl-Tschegg S. Very high cycle fatigue measuring techniques［J］. International Journal of Fatigue，2014，60（1）：2-17.

［12］ 王清远. 超高强度钢十亿周疲劳研究［J］. 机械强度，2002（01）：81-83.

［13］ 王清远. 超声加速疲劳实验研究［J］. 四川大学学报（工程科学版），2002（03）：6-11.

［14］ Bernd M. Schönbauer，Stefanie E. Stanzl-Tschegg，Andrea Perlega，Ronald N. Salzman，Neville F. Rieger，Shengqi Zhou，Alan Turnbull，David Gandy. Fatigue life estimation of pitted 12% Cr steam turbine blade steel in different environments and at different stress ratios［J］. International Journal of Fatigue，2014，65.

［15］ Stefanie E. Stanzl-Tschegg. Time Saving Method for Measuring VHC Fatigue and Fatigue Crack Growth Data with the Ultrasonic Fatigue Technique［J］. Procedia Structural Integrity，2016，2.

［16］ S. E. Stanzl-Tschegg. Influence of material properties and testing frequency on VHCF and HCF lives of polycrystalline copper［J］. International Journal of Fatigue，2017，105.

［17］ S. E. Stanzl-Tschegg，M. Meischel，A. Arcari，N. Iyyer，N. Apetre，N. Phan. Combined cycle fatigue of 7075 aluminum alloy-Fracture surface characterization and short crack propagation［J］. International Journal of Fatigue，2016，91.

［18］ A. Nikitin，T. Palin-Luc，A. Shanyavskiy，C. Bathias. Comparison of crack paths in a forged and extruded aeronautical titanium alloy loaded in torsion in the gigacycle fatigue regime［J］. Engineering Fracture Mechanics，2016，167.

［19］ 李久楷，刘永杰，王清远，侯方. 高温超声拉压疲劳试件设计与温度自动控制［J］. 实验力学，2016，31（02）：149-156.

［20］ 李久楷，刘永杰，王清远，侯方. TC17钛合金高温超高周疲劳实验［J］. 航空动力学报，2014，29（07）：1567-1573.

［21］ X. Zhu，A. Shyam，J. W. Jones，H. Mayer，J. V. Lasecki，J. E. Allison. Effects of microstructure and temperature on fatigue behavior of E319-T7 cast aluminum alloy in very long life cycles［J］. International Journal of Fatigue，2005，28（11）.

［22］ D. Wagner，F. J. Cavalieri，C. Bathias，N. Ranc. Ultrasonic fatigue tests at high temperature on an austenitic steel［J］. Propulsion and Power Research，2012，1（1）.

［23］ Y. Furuya，K. Kobayashi，M. Hayakawa，M. Sakamoto，Y. Koizumi，H. Harada. High-temperature ultrasonic fatigue testing of single-crystal superalloys［J］. Materials Letters，2011，69.

[24] J. Z. Yi, C. J. Torbet, Q. Feng, T. M. Pollock, J. W. Jones. Ultrasonic fatigue of a single crystal Ni-base superalloy at 1000 ℃ [J]. Materials Science & Engineering A, 2006, 443 (1).

[25] A. Cervellon, J. Cormier, F. Mauget, Z. Hervier, Y. Nadot. Very High Cycle Fatigue of Ni-Based Single-Crystal Superalloys at High Temperature [J]. Metallurgical and Materials Transactions A, 2018, 49 (9).

[26] A. Cervellon, J. Cormier, F. Mauget, Z. Hervier. VHCF life evolution after microstructure degradation of a Ni-based single crystal superalloy [J]. International Journal of Fatigue, 2017, 104.

[27] Jiashi Miao, Tresa M. Pollock, J. Wayne Jones. Crystallographic fatigue crack initiation in nickel-based superalloy René 88DT at elevated temperature [J]. Acta Materialia, 2009, 57 (20).

[28] P. Bajons, W. Kromp, Ultrasonics 16 (1978) 213-217.

[29] E. Eisner, J. Acous. Soc. Am. 35 (1963) 1367-1377.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

中子伽马测井中高温高速数字多道的设计与研究

吕新龙，王　敏，廖光辉，万文杰，杨体波

成都理工大学核技术与自动化工程学院

摘　要：针对深部矿产资源有效探测和精准评价重大科学问题，为了突破随钻测井耐高温，超高速采集等技术瓶颈，课题拟通过脉冲中子伽马测井系统设计，实现耐高温高速溴化镧中子伽马测井仪器的研发。本文通过对芯片的调研和高温电路设计，并进行了多次的高温条件下的系统实验。完成了耐高温、高速溴化镧中子伽马测井仪器的数字多道电路的设计。系统主要由探测器、前置放大电路、ADC、FPGA、通信电路组成。在 155 摄氏度的环境温度下数字多道电路能够正常工作，采集速度达到 100M，达到了预期目标。

关键词：数字多道；高温；高速

Design and Research of High Temperature and High Speed Digital Multichannel in Neutron Gamma Logging

Lv Xinlong，Wang Min，Liao Guanghui，Wan Wenjie，Yang Tibo

Chengdu University of Technology School of Nuclear Technology and Automation Engineering，

Abstract：In order to effectively detect and accurately evaluate the major scientific problems of deep mineral resources，in order to break through the technical bottlenecks such as high temperature and ultra-high speed acquisition while drilling，the project is designed to achieve high temperature and high speed bromination by pulse neutron gamma logging system. Development of sub-gamma logging tools. This article through the investigation of the chip and high-temperature circuit design，and carried out a number of high-temperature system experiments. The design of the digital multi-channel circuit for the high temperature，high speed bronching neutron gamma logging tool was completed. The system is mainly composed of a detector，a preamplifier circuit，an ADC，an FPGA，and a communication circuit. The digital multi-channel circuit can work normally at an ambient temperature of 155 degrees Celsius，and the acquisition speed reaches 100M，achieving the desired goal.

Keywords：digital multi-channel；high temperature；high speed

Author brief introduction：Lv Xinlong（1995-），male，studying for master's degree，mainly engaged in the research of nuclear detection embedded technology development，E-mail：1208379334

作者简介：吕新龙（1995-），男，在读硕士研究生，主要从事核探测嵌入式技术开发的研究，E-mail：1208379334@qq.com

基金：国家重大专项 2018YFC0603304

@ qq. com

Fund：National Major Project 2018YFC0603304

1 引言：

为实现对深部岩性和物性复杂地质条件下，矿产资源有效识别和精准的评价，课题开展了对造岩元素中子伽马测井仪器的研制。中子伽马测井是测井系列技术中为数不多的在套管内测井的技术[1]。在测量过程中会出现高温高压的环境，目前国内还没有可以在高温专题下正常工作的测井仪器。

传统能谱测量系统由探测器、前置放大器、主放大电路、脉冲甄别电路、峰值保持电路、ADC 采样和微处理器组成。传统模拟多道通过成形电路、峰值保持电路后采取峰值获得能谱。[2] 此类模拟多道能谱仪主要采用模拟电路实现，因此这类系统开发周期较长，抗干扰能力较弱，受温度影响大，系统灵活性差。

伴随着计算机技术的高速发展，核信号处理技术得到了极大的发展和进步。[3,4,5] 数字能谱测量系统随之出现。数字化谱仪系统对比模拟谱仪系统有多方面的优势，是目前的发展方向。[6] 该系统采用高速 ADC 进行脉冲采样，电路不存在死区时间，同时采用 FPGA 作为信号处理芯片，可以在控制 ADC 进行高速采集的过程中，同步实现数据缓存、脉冲滤波、脉冲成型、幅值分析、能谱计数等功能[7]，同时，硬件计算能力的提高使得核信号处理方法也得到了提高[8,9,10]。

经过高温实验，普通数字能谱测量系统在超过 120℃的环境下便无法正常工作。需要重新设计一款能够在高温情况下正常工作的数字多道分析系统。该系统可以在 155 摄氏度环境温度下，以 100M 采样速度正常工作，使国产造岩元素中子伽马测井仪器具备快速能谱采集、耐高温高压、识别元素数量不少于 16 种，求取的矿物种类明显增加、求取的矿产资源含量精度明显提高，使造岩元素测井仪器实用化。

2 系统总体结构

本文研制了一款能够在高温高压下正常工作的数字多道电路板，通过多次，芯片选型、电路改进和相应实验，使数字多道系统达到耐高温高压的条件。数字多道分析系统分为快速前置放大器部分、核信号处理存储部分、电源供电部分、电路板温度监测部分、通信部分，设计重点部分在于将核信号处理算法、CAN 总线通信以 IP 核形式固化到了 FPGA 内。在高温状态下，考虑到需要对电路板的实时温度进行检测，设计中加入了实时的温度检测模块。由于在芯片选型和设计电路时，都需要考虑到高温条件，这给设计带来了许多的挑战。从电源到高速 ADC，整个系统都选用了能够承受高温的芯片。本数字多道系统框图如图 1 所示。

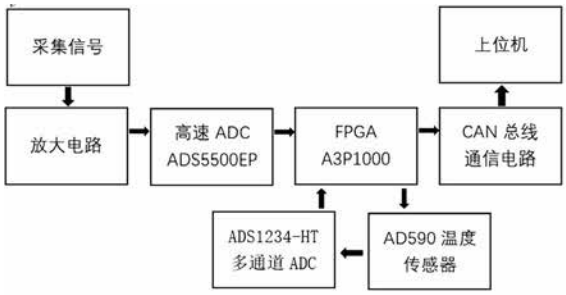


图 1 数字多道

Figure 1 digital multi-channel

3 电路设计

3.1 芯片选型

由于本电路需要在高温的环境下运行，选择芯片时要考虑其工作温度范围，例如 ADC 模数转换芯片、FPGA 芯片、通信芯片、电源芯片都选择了高温的。

3.1.1 ADC 芯片选型

市面上能够同时满足高温、高速条件的

ADC 芯片很少，查找相关资料后，有两款芯片大致满足电路设计需求，分别是 ADS5500-EP 和 AD7981，基本特性如表 1 所示。AD7981 是 Analog Devices 公司生产的高温单通道模数转换芯片，FLATPACK 封装版最高温度可达到 210℃，但工作速度达不到要求。ADS5500-EP 是 Texasinstruments 公司生产的一款军用增强型 14 位 125MSPS、单通道、低功耗的高速 ADC 芯片。在高温特性上，这款芯片可以在 150℃的情况下连续工作 10.5K 个小时，在转换速度上，这款芯片可以达到 125M 的转换速度，高于项目的设计要求 100M 的转换速度，因此符合了这次的设计需求。在温度监测部分，第一版使用的是 AD7298，在高温测试过程中出现不能工作的现象，更换为 ADS1234-HT 数模转换芯片，该芯片采用陶瓷封装，在 155℃的环境温度下依然可以正常工作。

表 **1** ADC 芯片选择表

Table 1 ADC chip selection table

型号	温度范围	工作速度	位数通道数
AD7981	(-55-175℃)	600ksps	16 位 1
ADS5500-EP	(-55-125℃)	125Msps	14 位 1
ADS1234-HT	(-55-210℃)	80sps	24 位 8
AD7298	(-40-125℃)	1Msps	12 位 8

3.1.2 FPGA 芯片选型

FPGA 的芯片选择上，第一版设计使用 ALTERA 公司生产的 MAX10 系列的芯片。但是在随后的高温试验中，当烤箱温度超过 120℃时，数字多道电路系统遇到了死机情况，在数字多道电路板上的温度检测模块反映出来的芯片温度高出环境温度近 50℃，并且多次测试的结果都相同。经过多次分析实验数据，发现 FPGA 供电端的电流在实验温度达到 100℃的时候开始不规律的增长，当实验温度超过 130℃的时候，FPGA 电流过大，导致产热量过高，FPGA 死机。因此在选择新的 FPGA 芯片的时候，不仅需要考虑芯片的耐高温程度，还需要考虑 FPGA 芯片的自身功耗问题。在对比了多款 FPGA 芯片后，选择了 ACTEL 公司生产的 A3P1000 型 FPGA，这款芯片在典型应用条件下电流仅为 8mA，比同类产品低一个数量级，并且在成本、性能、安全性上都有较好的表现。在随后的测试中，也可以在 155℃的温度下正常工作。两款芯片的特性如表 2 所示。

表 **2** FPGA 芯片选择表

Table 2 FPGA chip selection table

型号	逻辑单元	封装类型	I/O 数	工作温度
10M50S	50000	BQFP	101	(-40-125℃)
A3P1000	1000000	BGA	154	(-55-125℃)

3.2 核心电路设计

核心电路主要由数模转换电路、FPGA 外围电路、通信电路、温度检测电路组成，

3.2.1 模数转换电路

模数转换电路的信号输入端使用差分输入，减小了共模信号干扰，提高了输入信号的精度。模数转换电路主要用于将采集的模拟量数据快速、高精度采样编码，将脉冲幅值转换为 FPGA 可以处理的数字量。电路增加匹配电阻可以减少信号边沿的陡峭程度，减少干扰。

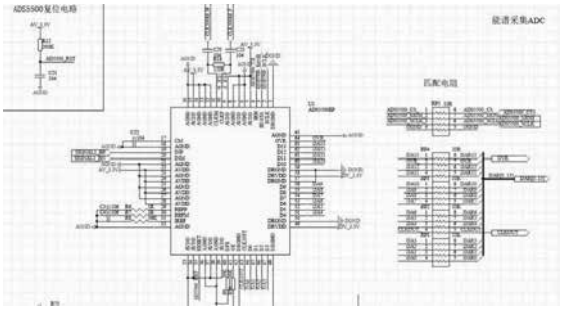


图 2 数模转换电路

Figure 2 Digital to Analog Conversion Circuit

3.2.2 FPGA 外围电路

FPGA 是数字化信号处理的核心，实现数字化脉冲成形、触发和幅度分析等算法。[11] ADC 通过并行接口与 FPGA 的 IO 连接，FPGA 为 ADC 提供采样时钟。在 FPGA 的周围设

计了四个状态指示灯，用于测试时观察多道电路板的状态。

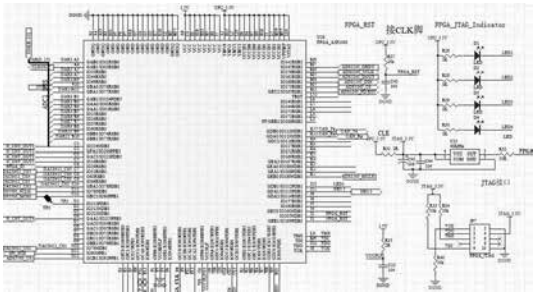


图 3　FPGA 外围电路

Figure 3　FPGA peripheral circuit

3.2.3　温度检测电路

在温度检测部分，由于实验环境中的烤箱温度，和数字多道电路板上的温度存在一定的差异，并且在实际井下测量时，也需要对仪器温度进行实时监测，因此设计了一个以 AD590 温度传感器为主的温度检测模块，用来检测数字多道电路板的温度，AD590 温度传感器采集的温度信息是模拟量，所以加入了 ADS1234-HT 模数转换芯片，这款芯片采用陶瓷封装，可以在（-55℃/210℃）的温度范围内正常工作。在实际的测试当中，从温度传感器上传出的温度要高于烤箱温度接近 2℃，因此在进行实际测试的时候，环境温度和数字多道板上的温度还是存在一定的差距。具体电路如图 2 所示。

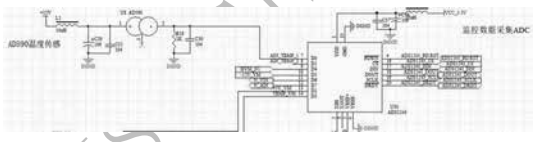


图 4　温度检测电路

Figure 4　temperature detection circuit

3.2.4　通信电路

数字多道板使用 CAN 总线向上位机发送经过处理的脉冲信号，通信部份由 SN65HVD233SJD 型号的 CAN 接口芯片和 ISO7221MD 型号的数字隔离器芯片组成。CAN 接口芯片采用陶瓷封装，可以在（-55℃/210℃）的温度范围内正常工作。具体电路如图 3 所示。采用 CAN 通信的原因是：CAN 通信具有实时性强、传输距离较远、抗电磁干扰能力强、成本低等优点，最重要的是采用双线串行通信方式，检错能力强，可在高噪声干扰环境中工作。数字多道板的实体电路如图 4 所示。

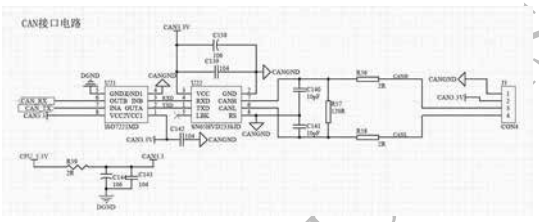


图 5　CAN 接口电路

Figure 5　CAN interface circuit

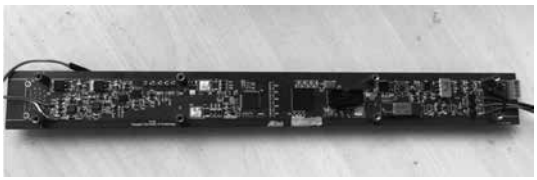


图 6　数字多道实体电路

Figure 6　digital multi-channel physical circuit

4　系统高温测试

数字多道高温测试，使用了溴化澜探测器来测量放射源 Cs-137，在环境温度超过 100℃时进行记录，每隔 10℃记录一次数字多道板发送的频谱和原始脉冲。高温环境由烤箱提供，高温数字多道系统实验如图 5 所示。试验记录多道电路板上传到上位机的谱数据和 FPGA 的工作温度、功率。实验设备共有：负高压电源、数字多道板供电电源、PC 电脑、溴化澜探测器、数字多道电路板、高温烤箱。当实验温度达到 155℃时，上位机得到的能谱图如图 6 所示。实验数据如表 3 所示。

图 7　实验现场

Figure 7　Experimental site

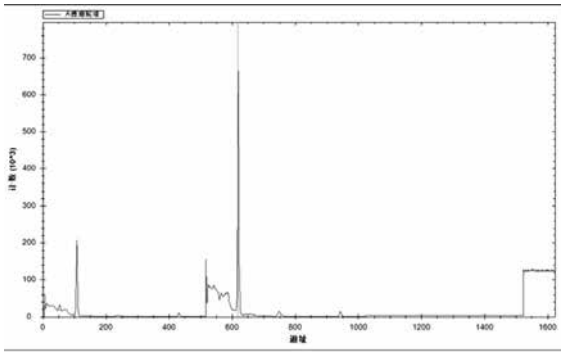


图 8　155℃时采集 Cs-137 的能谱图

Figure 8　Energy spectrum of Cs-137 collected at 155 ℃

实验数据

表 **3**　实验数据

Table 3　Experimental data

烤箱温度（℃）	FPGA 供电电压（V）	电流（A）	电路板温度（℃）
80	3.3	0.31	82.02
90	3.3	0.31	91.79
100	3.3	0.32	101.56
110	3.3	0.32	112.54
120	3.3	0.33	121.09
130	3.3	0.33	132.07
140	3.3	0.35	140.62
150	3.3	0.36	152.83
152	3.3	0.37	155.27
155	3.3	0.37	157.71

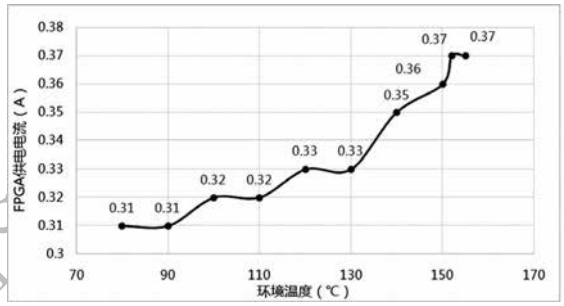


图 9　环境温度对 FPGA 供电电流的影响

Figure 9　Effect of ambient temperature on FPGA supply current

经过六次对数字多道系统的高温试验，分析记录下的数据，可以得出。第一：数字多道电路板在高温环境中工作时，高温影响不仅来自于环境温度，而且还有芯片自身的功耗产生的热量，由图 6 可以看出，随着烤箱的温度不断上升，FPGA 的功率在不断地上升。因此在 FPGA 芯片选型的时候不仅要注意芯片的性能，还要考虑到芯片自身的功耗问题。第二：普通的常温电源芯片已经不能满足高温条件下正常工作的要求。根据实验结果来看，在烤箱温度达到 120℃的时候，普通的电源芯片就开始供电不稳，当烤箱温度达到 152 摄氏度的时候，电源芯片停止了工作，重复试验，结果还是烤箱温度达到 152℃时，电源芯片停止工作。原因是芯片带有过温保护功能，超过 152℃会自动关闭。更换成了 Texasinstruments 公司生产的型号为 TPS76901-HT 电源芯片，这款芯片可以在温度范围（-55℃/210℃）内正常工作。

5　结论

本文通过芯片选择、电路设计和高温实验验证，研制出在高温环境下正常工作的数字多道分析电路。经过实验测试，随着环境温度的升高，数字多道电路板的 FPGA 芯片功耗也在升高。最后导致电路停止工作的原因不仅是环境的高温，还有自身功耗上升产生的热量。所以在芯片选型和电路设计时，首要考虑的因素就是芯片的功耗。

参考文献：

[1] 刘吕冰，高中民．套管井测井解释原理与应用［M］．北京：石油工业出版社，1985：1-15. Liu lvbing，gaozhongmin. The principle and application of casing well logging interpretation［M］. Beijing：Petroleum industry Press，1985：1-15.（in Chinese）

[2] 杨光，张驰，周荣，杨朝文．数字多道系统设计［J］．核电子学与探测技术，2016，36（11）：1135-1137. Yang Guang，Zhang Chi，Zhou Rong，Yang Chaowen. Design of digital multi-channel system［J］. Nuclear Electronics & Detection Technol-

ogy，(in Chinese)

[3] Hilsenrath F，Voss H D，Bakke J C . A Single Chip Pulse Processor for Nuclear Spectroscopy [J] . IEEE Transactions on Nuclear Science，1985，32 (1)：145-149.

[4] Jordanov V T . Real time digital pulse shaper with variable weighting function [J] . Nuclear Instruments & Methods in Physics Research，Section A，(Accelerators，Spectrometers，Detectors and Associated Equipment)，2003，505 (1-2)：347-351.

[5] ZHOU Jianbin，ZHOU Wei，LEI Jiarong，et al. Study of time-domain digital pulse shaping algorithms for nuclear signals [J] . 核技术（英文版)，2012，23 (3)：150-155.

[6] 韩镇阳 . 基于 FPGA 的新型 LaBr_ 3 数字化谱仪研究与实现 [D] . 南京航空航天大学，2018. Han Zhenyang. Research and implementation of a new LaBr_ 3 digital spectrometer based on FPGA [D] . Nanjing University of Aeronautics and Astronautics，2018. (in Chinese)

[7] 王敏，方方，曹建宇，et al. 基于 FPGA 的数字脉冲成形技术的研究 [J] . 电子技术应用，2013，39 (7)：87-88. Wang Min，Fang Fang，Cao Jianyu，et al. Research on Digital Pulse Forming Technology Based on FPGA [J] . Electronic Technology Application，2013，39 (7)：87-88. (in Chinese)

[8] Scoullar P A B，Evans R J . Maximum likelihood estimation techniques for high rate，high throughput digital pulse processing [C] // Nuclear Science Symposium Conference Record，2008. NSS '08. IEEE. IEEE，2008.

[9] J. Plagnard，J. Morel，A. Tran Tuan. Metrological characterization of the ADONIS system used in gamma-ray spectrometry [J] . Applied Radiation and Isotopes，2003，60 (2) .

[10] B. Löher，D. Savran，E. Fiori，M. Miklavec，N. Pietralla，M. Vencelj. High count rate γ-ray spectroscopy with LaBr 3：Ce scintillation detectors [J] . Nuclear Inst. and Methods in Physics Research，A，2012，686.

[11] 韩镇阳，汤晓斌，龚频，et al. 新型 LaBr3 探测器数字化多道谱仪研制 [J] . 核电子学与探测技术，2017. Han Zhenyang，Tang Xiaobin，Gong Pin，et al. Development of digital multi-channel spectrometer for new LaBr3 detector [J] . Nuclear Electronics and Detection Technology，2017. (in Chinese)

高端洛氏硬度计

许占平　费　宏　叶　飞

（上海奥龙星迪检测设备有限公司）

摘　要：本文阐述了高端洛氏硬度计相关指标等级分类和要求。设计高端洛氏硬度计的设计理念、设计方法，相关性能指标的设计过程，影响性能指标问题的分析和解决方法。相关关键技术的介绍、关键技术应用。对高端洛氏硬度的试验，对设计理论和设计方法的认定。

关键词：高端硬度计、设计理念、设计方法、关键技术

High-End Rockwell hardness tester

Zhanping Xu　Hong Fei　Fei Ye

（Shanghai Aolong Xingdi Testing Equipment Co.，LTD）

Abstract：This essay describes the classification and requirements of high-end Rockwell hardness tester. Design concept，design method，design process of relevant performance indexes，analysis and solution of problems affecting performance indexes，including introduction and application of relevant key technologies. For the test of high-end Rockwell hardness，the confirmation of design theory and design method.

Keywords：High-end hardness，Design concept，Design method，key technology

洛氏硬度检测在金属材料力学性能检测中应用广泛，我国是洛氏硬度计生产和应用第一大国。由于金属材料硬度检测行业规模较小，几十年来这个行业在资金、人才、物力投入不够，缺少对产品技术的提升和新产品、新技术的研发，产品仿制或在原产品基础进行部分提高，长期处于低端水平，很难满足国内企业快速发展对硬度行业的要求。

上海奥龙星迪检测设备有限公司的前身是上海材料试验机厂，成立于 1956 年，是我国最早定点研发生产材料检测设备的企业之一，多年来企业一直从事硬度计产品的研发和生产，企业技术团队有丰富的硬度计研发和生产经验，对硬度计产品有深刻的理解。上海奥龙星迪自 2016 年以来，企业投入大量的人力、物力和资金，对硬度计产品进行了换代研发，以市场需求为目标，推出了一系列国内首创，性能指标国际领先的新产品。

本文重点论述高端洛氏硬度计标准产生过程、设计理念、设计方法和关键技术以及达到效果。

1　高端洛氏硬度计的要求

什么是高端洛氏硬度计、达到哪些功能、性能，具有什么条件，技术上有哪些突破，才能成为高端洛氏硬度计。（本文为方便阐述

使用 HRC 标尺进行讨论）。

评价一个产品主要有四个基本要素，产品功能、产品性能、产品寿命、产品外观，依据我们多年在研发和生产硬度计产品的经验，特别是近几年硬度计产品的开发体验，我们认为作为高端洛氏硬度计要在以下几个方面有所创新。

a）各项性能指标要突破；

b）关键技术要有充分认识并有创新；

c）自动化水平要高；

d）产品设计技术数字化；

e）应用新材料、新部件、新技术；

f）产品具备智能化。

体现在高端洛氏硬度计产品上有五项要求。

高精度、高速度、高便携、耐久性、外观美。

1.1 洛氏硬度计示值精度

我国客户的产品对洛氏硬度的示值误差要求多种多样，要求高的 0-4 洛氏单位，低的 0-8 洛氏单位，最近发现欧洲一些企业对洛氏硬度的示值要求误差只有 2 个洛氏单位。

我国洛氏硬度计的示值偏差按（GB/T230.1-2018）规定，洛氏硬度计的示值偏差 ±1.5 洛氏单位。按客户产品误差 4 洛氏单位要求，硬度计示值误差占客户产品硬度误差 75%，这给客户产品工艺调整只留有 1 个洛氏单位占 25%。因此客户在使用现有硬度计时，多数依靠操作人员的经验，这给硬度检测带来很多不确定性。

我们将客户对洛氏硬度误差要求作如下分类；

一类　0-4 洛氏单位

二类　0-8 洛氏单位

三类　8 以上洛氏单位

洛氏硬度示值偏差等级分类

按国标（GB/T230.1-2018）要求示值偏差 HRC±1.5，其分类如下。

超高精度　HRC≤±0.3

高精度　HRC≤±0.5

中精度　HRC≤±1.0

低精度　HRC≤±1.5

国内现有洛氏硬度计的示值精度一般处在中精度以下水平，虽然有些洛氏硬度计在个别标尺和高硬度标准块上精度很好，但在其它标尺和中低硬度标准块上的硬度偏差很大。高端洛氏硬度计示值偏差水平应满足硬度计所提供的所有标尺和高、中、低标准硬度块，达到高精度以上水平。

1.2 洛氏硬度计的力值精度

洛氏硬度计原理：压头分两级试验力压入试样表面，初试验力加载后测量初始压痕深度随后施加主试验力，在卸除主试验力后保持初试验力时测量最终压痕深度，洛氏硬度根据最终压痕深度和初始压痕深度的初值差值（残余深度）h 及常数 N 和 S 计算给出；

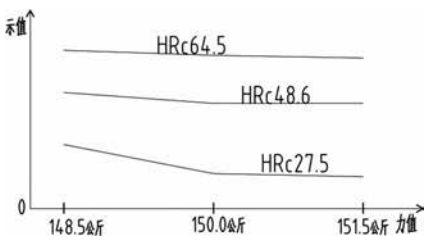
$$洛氏硬度=N-\frac{h}{S}$$

当使用 HRC 标尺寸　N=100　S=0.002

$$HRC=100-\frac{h}{0.002}$$

从上述洛氏硬度计的原理我们知道，残余深度 h 直接决定了洛氏硬度计的示值，而初试验力和主试验力又是直接影响残余深度的主要因素，下面是力值对洛氏硬度示值影响的试验。

力值	标准块	示值 HRc					平均
主试验力值 151.5kgf	64.5	64.2	64.1	64.0	64.0	64.0	64.06
	48.6	48.5	48.6	48.6	48.5	48.5	48.54
	27.5	27.7	27.6	27.6	27.4	27.4	27.54
主试验力值 150.0kgf	64.5	64.1	64.2	64.2	64.1	64.1	64.16
	48.6	48.5	48.6	48.6	48.5	48.5	48.54
	27.5	27.7	27.7	27.7	27.8	27.8	27.74
主试验力值 148.5kgf	64.5	65	65.1	65	65	64.9	64.90
	48.6	49.3	49.4	49.4	49.3	49.3	49.34
	27.5	28.9	29.1	29.0	29.1	29.0	29.02



试验条件，加载力值精度 ±120g，初试验

力不变，环境温度 16℃，无振动源。

试验中我们发现，当主试验力从 148. 5kg 变化到 151. 5kg 时；

高标准硬度块示值偏差 0. 84HRC

中标准硬度块示值偏差 0. 8HRC

低标准硬度块示值误差 1. 48HRC

当主试验力偏大时，硬度示值偏小，当主试验力偏小时，硬度示值偏大。

从上述试验中我们看到，试验力中的主试验力精度和稳定性是影响洛氏硬度示值精度的重要因素。国标 GB/T230. 1-2018 中规定最大力值的允许偏差 1±%。对其分类如下；

高精度　≤±0. 2%

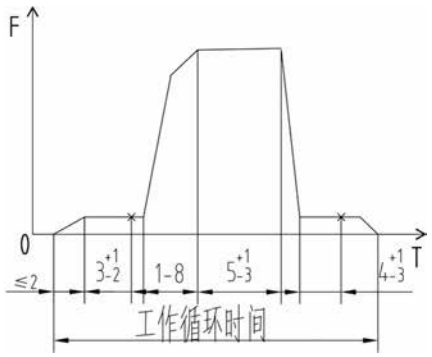
中精度　≤±0. 5%

低精度　≤±1. 0%

高端洛氏硬度计的力值精度应达到中精度以上水平。

1. 3　洛氏硬度计的速度

洛氏硬度计的速度根据国标 GB/T230. 1-2018 要求（如下图），主要体现 2 个速度，一是从压头接触被检测试件开始，到试验完成试件脱离压头的那一刻的总计时间为工作循环时间，此时间在国标中没有要求，二是重点考核从初试验力到主试验力过程的加载时间水平。



国标（GB/T230. 1-2018）加载时间要求中，从初试验力加载到主试验力中的 1-8 秒是考验洛氏硬度计能力的关键指标，也关系到洛氏硬度计的循环时间。提高加载速度的原则是加载速度不应影响加载力值精度，因此必须在保持力值加载精度的前提下提高加载速度，加载时间和加载循环时间分类如下；

a 加载速度		b 加载循环时间	
超高速	≤2S		
高速	≤4S	高速	≤12S
中速	≤6S	中速	≤15S
低速	≤8S	低速	≤18S

高端洛氏硬度计的加载速度应满足高速以上水平，加载循环时间应满足中速以上水平。

1. 4　硬度计的便携性

我们国内洛氏硬度计，多为手工操作，其操作中被测试件的顶升、表盘较准、加载、保载、卸载、被测试件下移，都是手工操作，长期工作操作人员体力消耗很大，人工操作对洛氏硬度计的示值精度产生影响，而且每个循环时间都比较长。虽然后期各硬度计生产企业在手工操作的基础上，将加载、保载、卸载程序更改为电动模式，提高了一定的操作速度，但没有从根本上解决便携性问题。

高端洛氏硬度计就是要解决上述硬度计手工操作的问题，减轻操作人员的劳动强度，减少加载和加载循环时间，减少由于手工操作影响洛氏示值精度因素，实现洛氏硬度计一键式操作。一键式操作主要体现在，操作中只要启动一个键，被测试件会自动上升，自动完成加载、保载、卸载工作，自动显示力值，残余压痕深度，洛氏硬度示值，然后被测试件自动返回初始位置。

高端洛氏硬度计的便携性主要要实现一键式操作。

1. 5　硬度计的耐久性

高端洛氏硬度计的耐久性，主要体现在，硬度计的故障时间、故障率和硬度计的有效寿命，这三个指标中尤其是有效寿命指标，在产品设计中，要进行技术评估和技术设计。

a）机械结构的有效寿命设计；

b）控制系统有效寿命设计；

c）关键零部件有效寿命设计。

1. 6　硬度计外观

硬度计外观非常重要，这是体现产品自身价值、企业产品设计水平、工艺能力的重

要项目，高端洛氏硬度计产品，在外观上要有如下要求。

a）结构更加合理；

b）三维比例尽可能优化；

c）具有独特的企业特征；

d）颜色搭配合理，突出硬度计产品的理念。

2 高端洛氏硬度计设计

对于硬度计产品，产品设计是根本，产品管理、产品工艺、零部件供应是保障。在产品设计中，100%材料，80%的加工工艺基本确定，关键外购零部件的基本性能、要求和生产厂家都已确定下来，因此硬度计产品的开发设计工作是非常重要的，如何作好高端洛氏硬度计的设计工作，首先要确立高端洛氏硬度计的设计理念。

a）技术指标要数字化；

b）性能指标要先进；

c）控制技术要超前；

d）零部件和控制系统要模块化；

e）关键技术要核心化；

f）自动化，智能化。

我国硬度计行业的产品多为仿制品，我们企业从基础设计开始设计一台我们自己的硬度计一直是我们的愿望，2016 年前还没有实现过。尤其是一些关键数据如示值精度、力值精度、加载速度等都是先做出硬度计来后测试。我们这次高端洛氏硬度计的设计，是根据硬度计的原理，从性能指标入手，进行机械结构和电气控制设计，是我们企业硬度计设计的一次尝试。

2.1 硬度计控制系统

硬度计产品的控制系统是硬度计的灵魂，如果没有一个高水平的控制系统，硬度计理论设计、机械结构再完美，其结果是达不到高端硬度计要求的。

近年来，随着计算机与集成电路技术的不断发展，数字信号处理技术使得对于控制环路的处理速度得到了极大的提高，数字信号处理的高速化，极大的提升了控制系统的响应速度，使得对于动态过程的控制能够以更为直接的方式进行。而对于传统行业的硬度计的控制系统而言，基本控制方案还是停留在以单片机为主的控制方式，控制速度较低，对于控制信息的处理有较大的延时，使得控制精度和速度的提升受到限制，以传统的 PID 闭环控制为主要手段。由于闭环系统的时间常数，导致最终获得系统稳定状态过程时间较长，在较大负载控制中，甚至出现控制系统的过程控制时间达不到硬度计国家标准的加载时间的问题。我们采用了先进的数字信号处理器，高速采集传感器的数据，并通过实时处理后直接对执行机构进行控制，不仅可以确保数据的高精度，同时可以确保采集大量数据能够实时得到处理。大大提升了控制的速度和实时性，使得硬度计控制系统性能得到飞跃性提升。

我们公司针对硬度计产品开发了专业的硬度计控制系统，我们称之为奥龙芯。奥龙芯控制系统由控制硬件和控制软件组成。控制硬件中主控芯片采用了高速处理数据能力的数字信号处理芯片，对加载过程实施 4800 次/秒的精准控制，并对位移传感器采集的数据进行计算，生成和显示有效的数据。每个控制主板都是独立，按硬度计功能的不同需求（如洛氏、布氏、维氏）输入不同的软件，就成为该功能专用控制系统。

优势：

2.1.1 高控制精度

控制加载电机的最小可控运动单元及步进电机的每一步，把控制过程量化，步的大小代表精度。

2.1.2 控制速度快

控制系统控制频率 4800HZ。每秒可达 4800 次。

2.1.3 处理能力

每个硬度计测量过程生成 1.8 万对数据。

2.1.4 力值、压痕深度实时显示，并能实现每个测试过程数据的采集。

2.1.5 具有远程控制功能。

2.1.6　具有力值、位移传感器信号输入数字化处理功能。

2.1.7 具有硬度示值上下限设置、不合格件报警功能。

2.1.8 具有设计中硬度计参数设计模拟功能。

2.1.9 具有硬度计变形量，摩擦力值的检测功能。

2.1.10 具有检测数据的存储功能，并具有硬度计使用次数的累计功能。

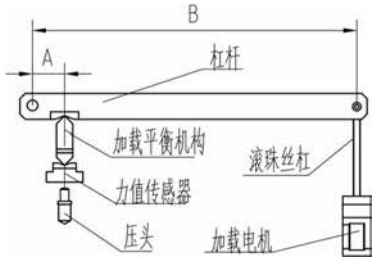
2.1.11 具有使用寿命评估功能。

上述高水平的硬度计控制系统，使我们更能深入地了解硬度计产品，对硬度计的好多未知领域打开了一扇窗。下面的有关论述是在使用奥龙芯控制系统的前提下进行的。

2.2　硬度计示值精度设计

硬度计的示值精度指标是硬度计标志性指标，它代表了硬度计的档次、能力和水平。因此在高端洛氏硬度计中洛氏硬度计的示值精度作为首要问题来解决。在设计硬度计示值精度同时对机械结构关系进行调整，直到机械结构关系满足了硬度计示值精度时，机械结构才能确定下来，不然当硬度计示值精度达不到要求时硬度计面临重新设计的风险。硬度计示值精度设计时选取的精度指标尽可能的高一些，给下面的机械结构设计，电气控制设计留有空间。

首先我们要对高端洛氏硬度计的结构进行初步认定，将其结构作为一个理想的结构模型，在此理想模型的基础上进行硬度示值精度设计，当达不到硬度计示值精度要求时，对理想模型结构进行二次三次调整，直到达到示值精度要求为止。高端洛氏硬度计模型结构如下；



理论模型中的加载电机采用步进电机，步进电机的每一步电机轴旋转 1.5°，当步进电机旋转时，通过滚珠丝杠、丝母拉动加载机构下行，通过杠杆使机头端的加载平衡机构下压力值传感器，力值传感器下压测杆，测杆下端连接压头下行。此硬度计结构为理想模型，在真实的硬度计示值精度计算中考虑机械结构中的磨擦、变形、弹性、振动等因素带来的影响。

我们把步进电机的每一步作为一个可控的运动单元，一个运动单元的运动对压头端产生多大的位移量，是作为我们计算硬度计示值精度的依据。一个运动单元使压头端产生的位移量与国标（GB/T230.1-2018）标准中的 $HRC=N-\frac{h}{0.002}$ 式中的每个洛氏示值残余深度的比，从而得出该高端洛氏硬度计的示值精度，示值偏差如下公式；

$$HR-J=\frac{A}{360°\times S\times 2}\times D\times K\times B\times e$$

式中：A-最小可控运动单元（步进电机一步角度）

D-丝杠升程（mm）

K-机构结构杠杆比

B-电机减速机减速比

S-洛氏标准中 $N-\frac{h}{s}$ 中的 s

e-调整参数（1.0-1.8）

高端洛氏硬度计选取的参数

A = 1.5° D = 2（mm） $K=\frac{1}{20}$ B = 1　S = 0.002（mm）　e = 1.2　B = 1

代入公式；

$$HR-J=\frac{1.5}{360°\times 0.002\times 2}\times 2\times\frac{1}{20}\times 1\times 1.2$$

$$=0.125$$

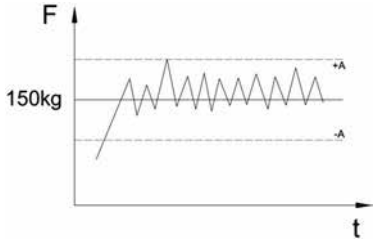
示值偏差 = ±0.125（洛氏单位）

（步进电机进行细分后 HR-J 还会减小）

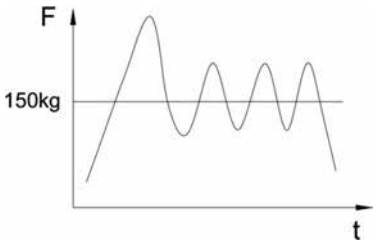
2.3　硬度计力值精度

硬度计力值精度指硬度计达到主试验力

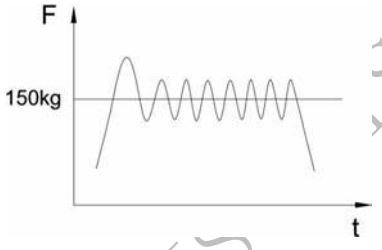
值时保载过程中的力值的最大偏差作为力值精度偏差。如下图；



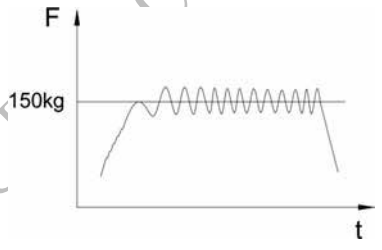
上述我们谈到力值精度对硬度计的示值精度有直接的影响，在力值控制上，砝码加载、闭环控制，和我们现在的步进控制有哪些区别，如图；



砝码加载



闭环控制



步进控制

我国目前应用最多的是砝码加载的洛氏硬度计，我们从上图可以看到砝码加载的硬度计，当力值达到150kg时曲线向上多冲出一段，而且冲出这段力值量比较大，由于我们现在使用的传感器频率为50HZ，突然出现的高峰值很难检测到。

由于砝码加载是通过一定比例的杠杆，由砝码通过杠杆使压头对试样进行加载，砝码在加载过程中是处在动态，当压头端达到150kg时、砝码有质量和速度对试样造成冲击，对试样材料造成过分冲击被测试件出现过多屈服变形，当出现上述情况时一般企业会减少砝码重量克服砝码冲击对硬度计示值精度的影响。这就不难解释为什么砝码的硬度计高块检测试样时还行，而在测量低硬标准块时示值精度很差。

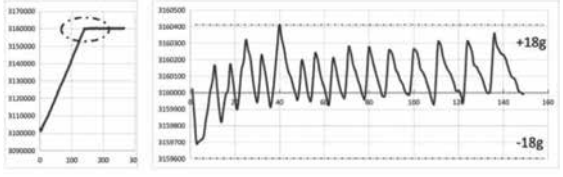
闭环控制的加载方法比砝码控制加载方法有很多优势，解决了大量过冲，但仍然存在过冲问题，原因是当力值达到150kg时，力值传感器给控制系统发信号，控制系统命令加载电机停止工作，由于控制频率低，数据处理能力低，从力值传感器到加载电机信号有延时，使过冲点比保载过程的力值峰值高，造成由于过冲影响力值精成2倍减损。我们公司旧的控制系统控制频率在80HZ，国际上一般在1000HZ以内。要想提高硬度计的力值精度，控制频率必须加快。

从上述两种加载控制的特点和问题，高端洛氏硬度计采用步控技术，缩小控制间距，缩小控制步距，加快控制频率。

步间-100μS　步距-400nm

频率-4800次/S

步控特点，是在高频率控制下，充分控制每个可控制运动单元使之达到精密控制的目的，下图是达到150kg时的力值精度模拟控制模型；

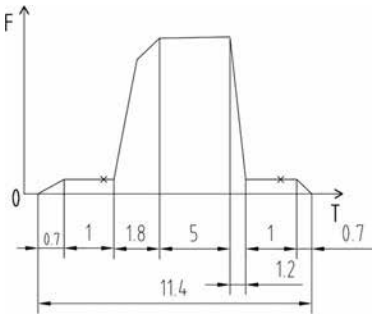


2.4　加载时间、加载循环时间

洛氏硬度计的加载时间、加载循环时间，是体现洛氏硬度计能力和水平的重要指标，对提高检测速度、降低工作成本、减少工作

强度起到了十分重要的作用，尤其是检测大批量试样时体现十分明显。

洛氏硬度计加载时间、加载循环时间的设计，主要是控制系统和控制软件完成的，控制系统要有较大的数据处理能力，而且要有与数据处理能力相匹配的处理速度，高端洛氏硬度计的加载时间、加载循环时间，如下图；



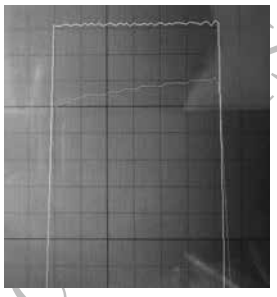
加载时间：1.8 秒 加载循环时间：11.4 秒

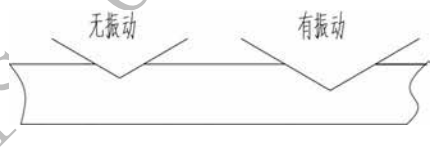
2.5 关键技术的应用

前面我们谈到了洛氏硬度计示值精度、力值精度和加载速度、加载循环时间的设计和计算都是建立在理想模型上的，对于高端洛氏硬度计实际上影响示值精度和力值精度的因素还很多，根据我们几十年来生产硬度计的经验汇总了十六项影响洛氏硬度计示值精度、力值精度的因素，其中与洛氏硬度计有关因素 13 项，现就关键几项问题和解决方法作如下介绍。

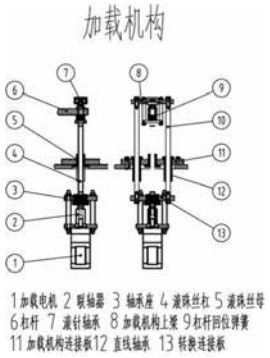
2.5.1 无振动加载

电加载洛氏硬度计在加载过程中是电机驱动，通过丝杆、丝母将旋转运动变成直线运动，再通过杠杆将力值传递到压头端。由于驱动电机的旋转驱动，通过丝杆、丝母变成直线运动中，丝杆、丝母产生的磨擦力，造成不规律的振动源，该振动源通过杠杆传递到压头上时，压头与被测试件材料间的磨擦力会减少，造成残余深度无规律的变化，从而影响示值精度，如图。



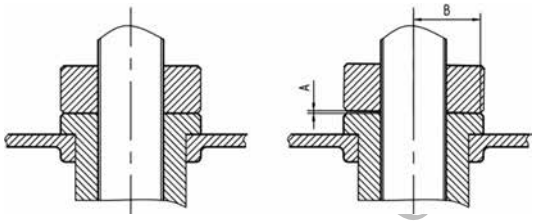


从上图我们看到洛氏硬度计在 150kg 保载过程中，压头在测试材料上的压头深度是变化的。当硬度计保载过程中，系统出现振动，压头与材料间的磨擦力减小，压头深度变大，其深度变化无规律。当被测试件材料硬度偏高时，压头深度变化量偏小，当被测试件材料硬度偏低，压头深度变化量偏大。这也是造成为什么洛氏硬度计测试高硬度块时示值精度会很好，测试低硬度块时示值精度会很差的一个原因。解决的方法是将驱动电机连接丝杠、丝母的旋转运动，通过一个转换的机械结构变成直线运动，丝杆、丝母采用组合的滚珠丝杆，这样丝杆、丝母在加载过程中所产生的振动不会影响到加载系统，从而保证了压头平稳、无振动的对被测试样实施加载，其结构见附图 1；

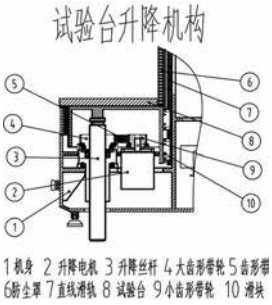


附图 1

对于高端洛氏硬度计，振动对压痕深度的影响不只是加载电机端的影响，硬度计下端升降丝杠结构在加工过程中偏差，也会时常产生振动源，对压痕深度产生影响。由于丝杆、丝母在加工过程中，丝母螺纹与基准的垂直度误差，其它相关零件的累计偏差，造成丝母下平面与硬度计压头中心不垂直，丝母下平面为点接触，接触点与压头中心产生距离，如下图。



如图所示，当洛氏硬度计实加载荷时，特别是加载到主试验力时，由于施加载荷的中心与支承中心不在一条线，形成了一个力距，再因丝母与机体存在可变间隙，直接影响压头在加载过程的稳定性，由其间隙的变量直接参于压痕深度的变化，根据上述问题的原因，我们采用了增加移动平台的措施，见附图 2；



附图 2

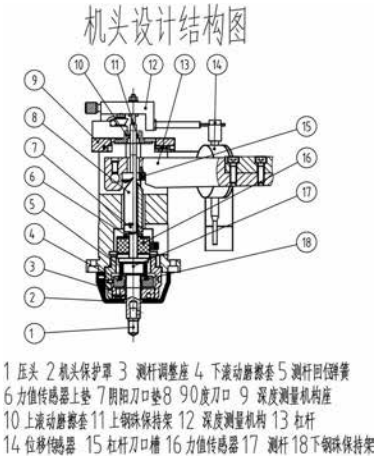
升降电机通过大小齿形带轮拉动齿形带使丝杠上行，丝杠上端顶到试验台下端，试验台一端连接 2 组滑块，沿直线滑轨运动，由于直线滑轨和滑块精度很高，运动中不会产生左右偏移，一直保持压头中心与升降丝杠同心，从而解决了由于丝杠问题而产生的振动，同时此结构极大地提升了高端洛氏硬度计的自动化能力。

2.5.2 保真测量

洛氏硬度中的压痕深度，压痕残余深度的测量是直接关系到洛氏硬度计示值精度的重要环节，按国标（GB/T230.1－2018）中 $N-\frac{h}{0.002}$=（HRC）压痕残余深度变化 2μm，示值显示 1 个洛氏单位，当示值精度±0.1 个洛氏单位时，压痕残余深度应是±0.2μm，因此洛氏硬度计是高精度检测仪器，对压痕测量的真实性和稳定性极为重要。

由于洛氏硬度计要求施加载荷的中心与压痕深度、压痕残余深度的测量中心同轴，使得洛氏硬度计力值传感器与压痕深度测量系统的布局十分困难。国外硬度计生产企业的设计，是将力值传感器直接布置在压头的上方，这样力值传感器的温度漂移、时间漂移和儒变漂移特性变化直接参于到压痕深度的测量中，造成压痕测量不真实，国外企业虽然用软件对其修正，力值传感器中的可变因素还是对压痕深度产生影响，降低了洛氏硬度计的示值精度。

我们根据施加载荷中心与压痕深度测量中心同轴的原理，力值传感器对压痕深度测量的影响，采用环型力值传感器。环型力值传感器的底面坐在测杆的台阶上，加载载荷在环型力值传感器上的环面，力值传感器不管如何变化都不会影响压痕深度的真实测量，从而保持了压痕深度测量的真实性，见附图 3；

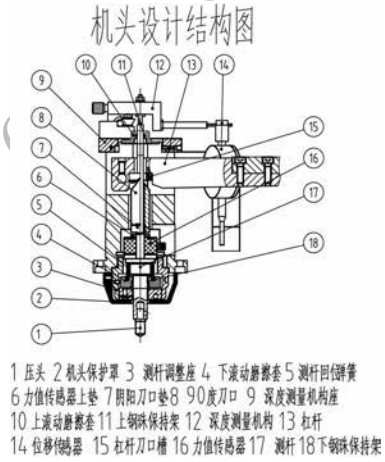


附图 3

目前国内外企业现有生产的环型力值传感器的精度和稳定性满足不了高端洛氏硬度计的要求，根据高端洛氏硬度计的特点和要求，我们同国内力值传感器厂家共同开发出高精度、高稳定性的环型力值传感器。

2.5.3 平稳加载

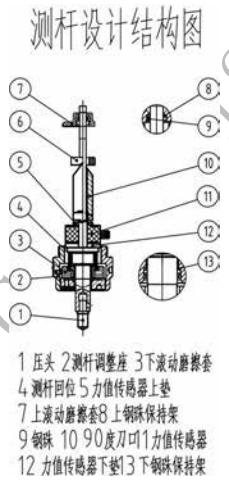
当高端洛氏硬度计采用环型力值传感器后，能否稳定地给环型力值传感器施加载荷，环型力值传感器是否发出真实的力值信息对硬度计力值精度的影响非常大。由于力值传感器受力面是环型的，对受力面施力的不均匀性、受力中心的变化都会极大的影响环型力值传感器输出的力值数据，我们把企业原有的平衡加载结构经过修改完善、应用到高端洛氏硬度计上，见附图 4；



附图 4

2.5.4 降低机构磨擦

高端洛氏硬度计中的加载机构，压痕深度测量机构产生的机械磨擦，尤其是力值传感器以下运动顺序的机械磨擦对加载精度和洛氏的示值精度产生影响。特别是对小力值测量时影响非常明显。作为高端洛氏硬度计，减少力值传感器以下运动顺序的结构磨擦十分重要，见附图 5；



附图 5

机械结构是以测杆的中心为基础力值传感器坐在测杆台阶的上端，测杆下端和上端有两处滚动环控制，当力值传感器接受载荷时测杆沿上下滚动环作直线运动、由于滚动磨擦力很小，因此满足了高端洛氏硬度计的要求。当使用上述结构时，要控制测杆与滚动环套的间隙，测杆与滚动环接触部位与滚动环材料硬度控制在 HRC58-62，间隙大，材料硬度低会造成洛氏硬度使用过程示值精度下降。

2.5.5 新技术材料的应用

现生产洛氏硬度计产品，几十年产品的结构、外观、生产工艺一直没有发生大的变化，因此产品的水平一直没有得到有效的提高，产品中的零部件一直采用 30 年前的工艺方法，出现技术质量问题频次较大。

高端洛氏硬度计的设计中，大量采用了市场流通的高精度制式零部件，如滚珠丝杆，直线滑轨等，提高了产品互动精度，减少因

人为原因而产生的技术质量问题。

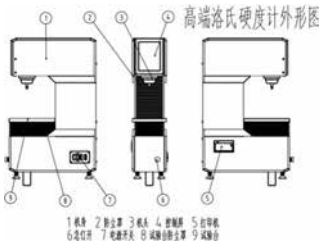
高端洛氏硬度计的设计初期就考虑加工零部件的通用化问题，如洛氏硬度中的机头、平台升降系统、电加载机构、都可实用于洛氏硬度计各种型号，有利于洛氏硬度计型号的扩展、缩小产品的设计和研发时间、减少企业管理流程，有利于提高产品质量。

高端洛氏硬度计的设计中，开发高效能控制硬件和软件。奥龙芯控制硬件实现了一块控制板满足我公司所有洛氏、布氏、维氏硬度计的需求，根据不同功能、性能的硬度计，配备对应的控制软件，从而实现了控制硬件模块化。

高端洛氏硬度计开发过程中的高科技产品的应用非常重要，除了我们与国内力值传感器联合开发高精度、高稳定性的力值传感器外，还开发了布氏、维氏相关的力值传感器。特别开发了全域、高精的复合传感器。高分辨率、高精度的位移传感器，国内位移传感器还不能完全满足高端洛氏硬度计要求时，我们首先引用两种日本的位移传感器，一种分辨率万分之一，一种分辨率千分之一，满足了开发和生产需求，同时与国内位移传感器生产企业联合开发国内的高分辨率、高精度的位移传感器。目前国内位移传感器水平还达不到进口水平，但在洛氏硬度上得到部分应用。

2.5.6 外观设计

高端洛氏硬度计的外观设计，满足洛氏硬度计的结构布局，比例合理，视觉上要有大的冲击，颜色搭配要有鲜明的特色。外观设计是请专业工业工程师设计的。见附图 6；



附图 6

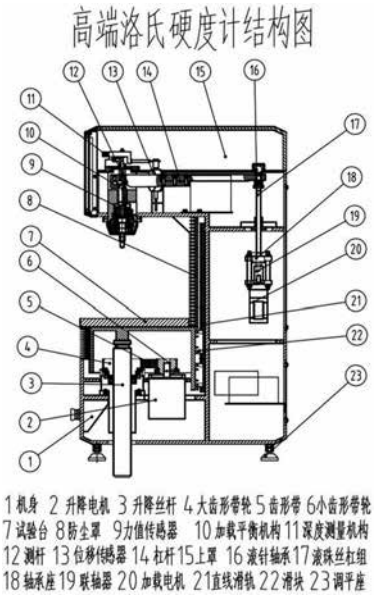
从上图可见

2.5.6.1 结构比例合理，从侧面二维平面看上端下端比例，后立柱宽度比机头宽度更大更突显硬度计的稳定感，从正面看工作台更显稳重，从三维角度看更显得灵活立体感非常强。

2.5.6.2 颜色搭配：要求颜色搭配要有鲜明特色，不允许使用红、黄基色，因红、黄色的波长比较其它颜色的波长长，长期目视造成人员的视觉疲劳。一台设备上主色搭配不允许超过三种，我们选择颜色为两种反差最大的颜色黑、白，寓意对与错、是与非、黑与白，意思是说硬度计是检测设备，对测试件测试其结果，对就对，错就错，不存在可对可错，一定要有个对与错的结果。

3 结果

高端洛氏硬度计经过产品设计，新产品研发、样机试制，小批量生产，市场投入，其结果如下 见附图 7；



附图 7

3.1 产品满足 GB/T230、IS06508、JJG112、ASTME18 标准中的要求

3.2 满足洛氏硬度标尺要求

a 洛氏　初试验力　10kg

主试验　60kg　100kg　150kg

洛氏标尺 HRA　HRB　HRC HRD HRE HRF HRG　HEH HRK　HRL

b 表洛　　初试验力　3kg

主试验力　15kg　30kg　45kg

洛氏标尺　HR15N　HR30N HR45N　HR15T　HR30T　HR45T HR15W HR30W　HR45W　HR15X　HR30X　HR45X HR15Y　HR30Y　HR45Y

c 全洛　　初试验力　　3kg　10kg

主试验力　15kg　30kg　45kg 60kg　100kg　150kg

洛氏标尺 HRA　HRB　HRC HRD　HRE　HRF　HRG　HRH　HRK HRL　HR15N

HR30N　HR45N　HR15T　HR30T HR45T　HR15W　HR30W　HR45W　HR15X HR30X　HR45X　HR15Y　HR30Y HR45Y

3.3　具有标尺转换功能

HR　HB　HV　HK

3.4　示值精度

力值	标准块	示值 HRc						平均
HRc	61.6	61.8	61.8	61.6	61.7	61.8		61.74
	47.8	48.0	48.1	47.9	48.0	47.9		47.98
	25.7	25.9	25.9	25.9	25.9	26.1		25.94
HR30N	79.7	80.0	79.8	79.8	79.8	79.8		79.84
HR15N	90.6	90.8	90.8	90.6	90.6	90.8		90.72

上图为产品检验中采集的实际数据

标准块的均匀度为 0.2 洛氏单位，因我们在检测中标准块每次移动量很小，上述采集时是选择 5 个以上相连的最好数据，因此基本上可排除硬度块均匀度的影响。因其试验数据太多，只选了上述 5 个标尺。（本试验是在硬度计开机 30 分钟后，第一次试验不计，平台和标准块清洁后进行的）

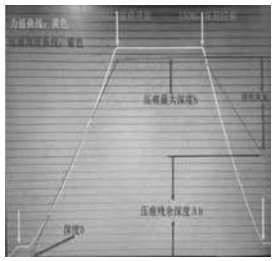
从上述数据分析：

a）5 个标尺的误差最大 0.2 个洛氏单位

b）HRC 高、中、低误差只有 0.1 个洛氏单位

汇总 10 台高端洛氏硬度计全标尺，高、中、低标准块的检测上偏差最大≤0.4 洛氏单位，下偏差最大≤0.35 洛氏单位。根据洛氏硬度计示值精度分类，高端洛氏硬度计各别标尺达到了超高精度±0.2，全标尺满足高精度±0.5 的标准要求。

3.5　力值精度



依据上图分析：

控制系统力值精度模拟模型为±18 克，从实际硬度计工作过程中提取的曲线图看，汇总数据为±23 克，力值偏差与模拟模型偏差超出 5 克，这是由于机械结构对力的传递中产生的偏差。使用洛氏硬度计检验用的力值传感器检测，力值偏差达到±120 克，这是因为现场使用的检测洛氏硬度计的力值传感器精度比硬度计使用的力值传感器精度低，而且检测洛氏硬度计的传感器频率只有 50Hz，而硬度计使用的传感器达到 4800Hz，所以会造成试检测的误差。

硬度计设计力值精度±18 克（±0.012%）

硬度计控制系统实测±23 克（±0.015%）

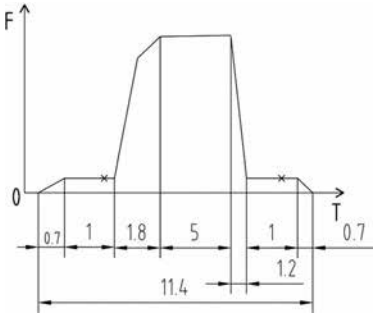
用力值传感器检测±120 克（±0.08%）

从硬度计控制系统实测数据，和力值传

感器实际检验结果都能满足力值高精度≤±0.2%的要求。

3.6 加载时间、加载循坏时间

高端洛氏硬度计实际测量如下图 8；



附图 8

加载时间　　1.8 秒

加载循坏时间　　11.4 秒

上述两项指标，加载时间达到了超高速标准，加载循坏时间，达到了高速标准。

3.7 显示特点

高端洛氏硬度计的控制为触摸屏控制屏，硬度计工作状态屏幕显示可转换二种状态，实时显示当前力值、压痕残余深度、剩余保荷时间变化，具有手工调整试验台上下移动开关和最近 5 次试验的数据统计以及本次试验的标尺和洛氏硬度示值并有屏幕切换键，当启动屏幕切换键时进入力值、压头深度实时监控界面。如图；

3.8 一键操作

高端洛氏硬度计工作中，首先要在触摸屏上选择标尺，放上被测试件，点击试验台上下调整键，被测试件被测位置对准压头，其被测试件与压头的高低位置没有关系，然后点动启动键，硬度计就自动工作，直到屏幕出现本次试验的硬度示值，试验台会自动返回初始位置。

其工作原理

当试验台上的被测试件随启动键启动上升，被测试件接触压头时，力值传感器感知一定力值（力值设置）会发出信号，控制系统发出指令，试验台上行停止，加载电机开始工作，通过加载机构、杠杆、加载平衡系统，压头对被测试件实施加载、保载、卸载，同时压痕测量系统实时跟随测量，当控制系统计算出硬度示值并显示到触摸屏后，试验台会自动返回初始位置，完成本次检测，从而实现高端洛氏硬度计一键操作的功能。

一键操作中的启动方式可采用多种形式，如脚踏开关启动，也可在放置被测试件时，被测试件到位碰到开关自动启动，这些方法更适用单品种零件大批量生产。

3.9 耐久性

高端洛氏硬度计中控制系统设计寿命 100 万次，机械结构设计寿命 100 万次。日本进口的位移传感器的寿命试验已达 1.7 亿次（还在进行）力值传感器是新研发的产品，要求 100 万次，目前寿命试验还在进行。目前高端洛氏硬度计进行了小批生产和市场销售，市场份额 30 台以上，重点对 10 台进行了市场跟踪，使用次数最多的 4 年使用 21.3 万次。（控

制芯片有记录）

故障率统计主要是首次故障，技术培训中客户理解不到位，在硬度计切换和参数调整中经常出现误操作，这种问题的出现，我们一般对客户进行再次培训，路途较远、时间较紧的我们进行网上培训，可进行硬度计远程控制调整和软件数据修复。

由于高端洛氏硬度计采用全密封结构，硬度计中的各种机构采用了强化设计，因此能够满足检测工序向生产线前移的要求，减少了生产环境对硬度计的影响，特别是满足了生产线单标尺、大批量高强度的试验要求。

4 结束语

综上所述，高端洛氏硬度计产品经历了产品开发、产品试验、关键技术的应用，形成了批量生产能力，其综合技术指标和各项要求达到了设计初期的要求。

随着我国制造业工业的不断进步，对高端硬度计需求不断增加，加速我国对高端硬度计的研究和开发势在必行。在高端硬度计的开发中，要有科学的态度，先进的技术设计理念，行之有效的核心技术，形成一套完备的技术体系，建立一支勇不言败的开发团队，硬度检测行业会越来越好。

参考文献：

[1] 金属材料 洛氏硬度计试验 第一部分：试验方法。

[2] 乐金涛 我国硬度计制造行业的发展现状和方向

显微硬度与仪器化压痕硬度对应关系的研究

石　伟[1]，李　杨[1]，陈俊薪[2]

（1. 中国航空工业集团公司北京长城计量测试技术研究所，北京 100095）
（2. 泉州市丰泽东海仪器硬度块厂，泉州 362000）

摘　要：对 9CrSi 和 GCr15 两种材料进行了显微硬度和仪器化压痕硬度的对应关系研究，通过不同试验力下的试验分析，给出了两种材料下的显微硬度 *HV* 和压痕硬度 H_{IT} 的实际对应关系，便于在有限的试验条件下根据一个已知信息来获得另一个未知信息。同时将显微硬度 *HV* 与马氏硬度 *HM* 的试验结果与有限元方法给出的两者之间的函数方程进行了比较，给出了比较结论，为理论分析的进一步完善提供了有力参考。

关键词：计量学；显微硬度；仪器化压痕硬度；*HV*；H_{IT}；*HM*；对应关系

Study on Relationship Between Micro Vickers Hardness and Indentation Hardness

SHI wei[1]，LI yang[1]

（1. Beijing Changcheng Institute of Metrology & Measurement of AVIC，Beijing 100095，China）

Abstract：By The relationship between micro Vickers hardness HV and indentation hardness HIT of GCr15 and 9CrSi materials under different test forces is studied，and the corresponding formulas are given. This makes it easy to get the unknown information of the two materials under any limited test condition. The experimental results of micro Vickers hardness HV and Martens hardness HM are compared with the equations given by the finite element method，which provides a powerful reference for the further improvement of the theoretical analysis.

Key words：metrology；micro Vickers hardness；Instrumented indentation test for hardness；HV；HIT；HM；relationship.

显微硬度和仪器化压痕硬度试验是材料科学与工程研究的重要手段[1,2]。显微硬度是评定材料塑性变形的主要参数，注重获知材料恢复变形的能力，试验力一般是在范围（10gf ~200gf）。仪器化压痕硬度是评价材料抵抗变形和损伤的能力，试验注重材料变形过程的变化，试验力一般为（0.05gf~200gf）。两者的试验原理完全不同，需要评价的参数

作者简介：石伟（1972—），女，硕士，高工，现主要从事力学硬度专业等科研工作
基金项目：航空基金（2017ZD44007）、中国航空工业集团公司 2018 年基金资助项目

也不同，所表现的材料的性能也不同。显微硬度通常作为宏观硬度，由显微硬度计完成测试应用和评价。仪器化压痕硬度通常作为微观硬度由纳米硬度计完成测试应用和评价。而由于其在试验力范围上具有重叠区域，根据 ISO6507[3] 和 ISO14577[4] 的规定，其重叠区域为（10gf～200gf），且所用压头具有一定的联系性，因而寻找显微硬度和仪器化压痕硬度之间的关系既是联系宏观硬度与微观硬度的纽带，更是分析建立材料弹塑性变形全过程的有效渠道，对于在有限试验条件下通过一项已知信息而获知另一项未知信息，具有非常明显的实际应用价值。国际标准 ISO14577[4] 中给出了显微硬度与仪器化压痕硬度之间的参考关系，但同时也指出由于压头几何形状的不完善，这种简单的关系在小压入深度下可能不成立。为了深入理解这两种硬度评价方式之间的联系，本文对两种硬度评定方法之间的相关性进行了相关研究。

1 显微硬度和仪器化压痕硬度的理论联系

仪器化压痕硬度试验中，最重要的两个评价参数是压痕硬度 H_{IT} 和马氏硬度 HM，下面分别介绍 HV 与两者之间的理论联系。

1.1 显微硬度与压痕硬度 H_{IT} 的理论联系

在显微硬度和压痕硬度试验中，压痕深度和压头与材料的接触面积是了解材料弹塑性变化的重要参数。图 1 显示了仪器化压痕试验过程中的弹塑性变化相关参数。硬度计算公式见式（1）。

$$hardness = \frac{forceF}{surface\,[A_S(h)\,or A_P(h_c)\,]} \quad (1)$$

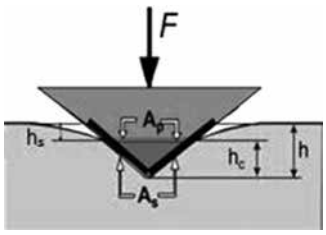


图 1　压痕试验过程中的弹塑性变化示意图

显微硬度 HV 用表面积 A_S 计算得到，压痕硬度 H_{IT} 用投影面积 A_p 计算得到。当使用 136 的显微维氏金刚石正四棱锥体压头测量显微硬度和压痕硬度时，根据式（2）和式（3）分别计算压头表面积和投影面积。压头几何参数示意图如图 2 所示。

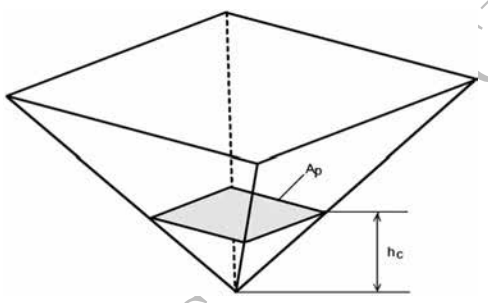


图 2　正四棱锥体压头几何参数示意图

$$A_s = \frac{4(h\tan 68^\circ)^2}{\sin 68^\circ} = 26.429h^2 \quad (2)$$

$$A_P = 4(h\tan 68^\circ)^2 = 24.504h^2 \quad (3)$$

从式（2）和式（3）可以看出，当使用一个理想的显微维氏压头时，其投影面积与表面积之比是常数。根据 ISO 14577[4]，显微硬度 HV 与压痕硬度 H_{IT} 是可以建立如（4）式的关系的。

$$HV = \frac{A_P}{g_n \times A_S} H_{IT} = 0.0945 H_{IT} \quad (4)$$

式中：g_n 是重力加速度。

在 ISO14577 中，虽然将 HV 与 H_{IT} 建立了相关关系，但也明确表示：任何计算出的等效 HV 值，都不能用于替代 HV 值，式（4）中所示的关系只是一个理论上的参考，不能作为直接判断和指导的依据。因此，寻找两者之间的实际对应关系显得尤为重要和有价值。

1.2 显微硬度 HV 与马氏硬度 HM 的理论联系

目前，一些研究人员利用有限元方法研究了显微硬度与马氏硬度之间的关系[5-8]。其中王和马等人[9] 给出的 HV 和 HM 的关系如公式（5）所示。

$$HV=HM\begin{bmatrix}0.8558+2.0986(W_e/W_t)-6.4328(W_e/W_t)^2+19.3017(W_e/W_t)^3\\-34.1189(W_e/W_t)^4+32.7043(W_e/W_t)^5-12.923(W_e/W_t)^6\end{bmatrix} \quad (5)$$

式中，W_e 和 W_t 分别是仪器化压痕卸载时做的功和加载时做的功。其压痕工作曲线示意图如图 3 所示。

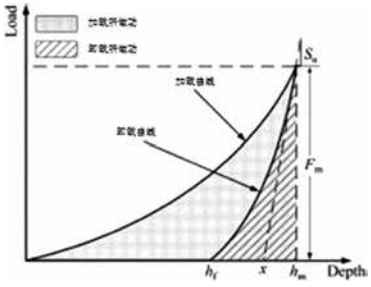


图 3　压痕载荷-位移曲线示意图[9]

许多仪器化压痕硬度计制造商也提供了相应的转换功能。然而，这些结果之间的巨大差异常常使用户感到困惑，因此寻找两者之间的实际对应关系是非常必要且有应用价值的。

2　试验

仪器化压痕硬度试验中，最重要的两个评价参数是压痕硬度 H_{IT} 和马氏硬度 *HM*，下面分别介绍 *HV* 与两者之间的理论联系。

2.1　试验前准备

考虑到材料的普适性和可试验性，我们选取了目前国内使用最多的 9CrSi 和 GCr15 两种材料，其化学成分如表 1 所示，并做成标准显微硬度样块用于显微硬度 *HV* 和压痕硬度 H_{IT} 的测试。样品的显微硬度测量范围为（210 ~850）HV，每间隔 40 HV 左右一档。

表 1　9CrSi 和 GCr15 材料的化学成分

材料	C	Si	Mn	P	S
9CrSi	0.89	1.42	0.46	0.016	0.0023
	Cr	Ni	Cu	Mo	/
	1.12	0.17	0.051	/	/
GCr15	C	Si	Mn	P	S
	1.00	0.27	0.37	0.0077	0.0018
	Cr	Ni	Cu	Mo	/
	1.44	0.082	0.098	0.020	/

2.2　试验过程

试验时，分别用显微维氏硬度计和纳米硬度压痕仪测定两种材料的样品硬度。所有试验都采用显微维氏硬度压头进行。为了方便进行国际上的比较，其中显微硬度 *HV* 按照 ISO 6507 进行测定，压痕硬度 H_{IT} 按照 ISO 14577 进行测定。两个试验设备都经过校准，并可溯源到国家基准，以确保试验数据的准确性。考虑到兼容性和两台设备的可操作性，在试验中选用的试验力范围为（50gf ~ 200gf）。

2.3　试验结果

通过上述试验，分别在 9CrSi 和 GCr15 两种材料上得到了不同试验力下的显微硬度和仪器化压痕硬度试验结果。其中 9CrSi 材料一共获得了 10 组 *HV*、H_{IT} 和 *HM* 数据，见表 2 和图 3；GCr15 材料获得了 15 组试验数据，见表 3 和图 4 所示。每个硬度值的获得都是 5 点硬度值的平均值。图 6 给出了仪器化压痕硬度的试验结果案例。

表 2　9CrSi 材料的 *HV*，H_{IT} 和 *HM* 试验结果

标尺 / 序号	0.2gf			0.1 gf			0.05 gf		
	HV	H_{IT}	*HM*	*HV*	H_{IT}	*HM*	*HV*	H_{IT}	*HM*
1	840.3	10078.42	6603.71	842.0	10118.83	6619.72	833.6	9995.20	6530.58
2	752.0	9062.35	6170.69	746.1	8976.44	6072.73	755.0	9055.24	6126.84
3	746.0	9013.83	6121.23	741.0	8972.15	6079.33	743.0	9000.07	6100.06

续表

标尺 / 序号	0. 2gf			0. 1 gf			0. 05 gf		
	HV	H_{IT}	*HM*	*HV*	H_{IT}	*HM*	*HV*	H_{IT}	*HM*
4	648. 0	7887. 48	5565. 49	642. 0	7820. 77	5503. 26	647. 2	7875. 42	5534. 44
5	628. 0	7722. 21	5504. 59	628. 5	7734. 29	5490. 23	626. 5	7721. 52	5473. 34
6	587. 0	7255. 79	5194. 46	583. 8	7188. 37	5136. 26	582. 8	7214. 99	5161. 06
7	525. 0	6513. 76	4766. 06	518. 6	6404. 94	4700. 63	516. 8	6433. 22	4708. 08
8	484. 1	6145. 14	4593. 26	482. 7	6088. 25	4534. 73	481. 5	6036. 21	4508. 22
9	334. 2	4258. 18	3348. 31	329. 0	4171. 42	3263. 72	332. 4	4218. 47	3316. 30
10	286. 8	3663. 76	2929. 91	283. 0	3597. 31	2875. 84	286. 6	3662. 14	2926. 59

表 **3**　GCr15 材料的 *HV*，H_{IT} 和 *HM* 试验结果

标尺 / 序号	0. 2gf			0. 1 gf			0. 05 gf		
	HV	H_{IT}	*HM*	*HV*	H_{IT}	*HM*	*HV*	H_{IT}	*HM*
1	809. 8	9553. 23	6501. 75	798. 0	9393. 67	6362. 12	810. 0	9590. 28	6475. 02
2	740. 9	8741. 4	6070. 03	749. 2	8876. 17	6116. 86	741. 2	8779. 70	6044. 32
3	721. 0	8544. 41	5995. 44	713. 8	8455. 92	5927. 58	709. 1	8419. 50	5896. 31
4	657. 0	7806. 09	5475. 11	657. 4	7790. 41	5519. 60	655. 7	7792. 13	5521. 45
5	598. 2	7110. 28	5136. 77	599. 9	7111. 42	5153. 83	616. 0	7444. 83	5361. 52
6	564. 9	6811. 10	5031. 11	561. 3	6735. 92	4970. 21	566. 0	6857. 97	5038. 80
7	552. 0	6659. 35	4962. 13	554. 0	6732. 37	4936. 28	543. 8	6596. 62	4875. 65
8	531. 0	6441. 60	4805. 11	531. 4	6490. 42	4795. 39	529. 4	6476. 30	4812. 72
9	470. 1	5726. 50	4337. 60	466. 3	5719. 75	4304. 65	464. 0	5698. 45	4291. 82
10	421. 0	5160. 79	3983. 96	411. 3	5050. 98	3902. 95	409. 1	5050. 81	3881. 17
11	377. 9	4712. 18	3705. 18	374. 1	4626. 12	3643. 87	374. 0	4625. 86	3636. 67
12	350. 9	4412. 46	3503. 32	345. 6	4354. 51	3453. 18	339. 9	4248. 17	3369. 02
13	289. 2	3658. 38	2960. 29	287. 4	3652. 60	2951. 22	288. 5	3661. 03	2963. 20
14	275. 2	3501. 35	2848. 40	270. 1	3442. 32	2804. 80	272. 1	3468. 74	2818. 80
15	210. 5	2663. 78	2208. 24	214. 0	2668. 27	2213. 31	211. 4	2675. 43	2219. 44

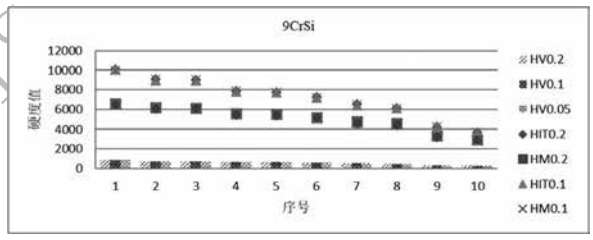


图 4　9CrSi 材料的 *HV*，H_{IT} 和 *HM* 试验结果

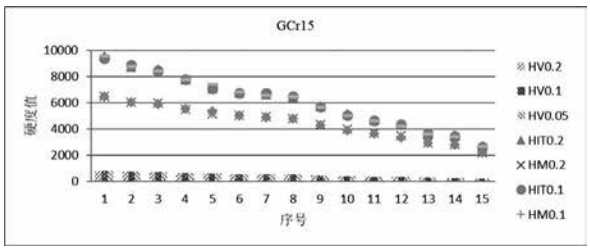


图 5　GCr15 材料的 *HV*，H_{IT} 和 *HM* 试验结果

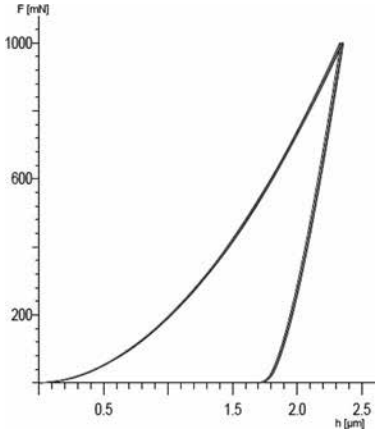


图 6　仪器化压痕硬度试验曲线案例

3　试验结果分析

3.1　*HV* 和 H_{IT} 的实际对应关系分析

根据显微硬度 *HV* 和压痕硬度 H_{IT} 试验结果，首先进行粗大误差的剔除，以确定有效的试验数据。然后对两种测试方法所得的试验数据进行比较，并通过拟合计算得到最佳拟合方程，得到显微硬度 *HV* 和压痕硬度 H_{IT} 的实际对应关系，并确定了相关系数。9CrSi 材料的 *HV* 和 H_{IT} 的关系系数如表 4 所示，GCr15 材料的 *HV* 和 H_{IT} 的关系系数如表 5 所示。

根据表 4、表 5 和图 4、图 5 的试验结果，可以得出如下结论：

1）对同一个样品，HV0.2、HV0.1 和 HV0.05 间的试验结果获得了较好的一致性，其与 H_{IT} 的比率系数也较为一致。

2）对于 9CrSi 材料，在显微硬度（285～845）HV 范围内，HV/H_{IT} 的比率系数在（0.07827～0.08340）范围内。

3）对于 GCr15 材料，在显微硬度（210～810）HV 范围内，HV/H_{IT} 的比率系数在（0.07844～0.08495）范围内。

4）每个试验条件下的试验结果都有较好的线性关系。

5）随着 *HV* 和 H_{IT} 硬度值的减小，其 HV/H_{IT} 的比率系数也呈减小趋势，并在最低硬度值处有所收敛或回升。

表 4　9CrSi 材料 HV/H_{IT} 的关系系数

试验力值 / 序号	0.2gf	0.1gf	0.05gf
1	0.08338	0.08321	0.08340
2	0.08298	0.08312	0.08338
3	0.08276	0.08259	0.08255
4	0.08216	0.08209	0.08218
5	0.08132	0.08126	0.08114
6	0.08090	0.08121	0.08078
7	0.08060	0.08097	0.08033
8	0.07878	0.07928	0.07977
9	0.07848	0.07887	0.07880
10	0.07828	0.07867	0.07827

表 5　GCr15 材料 HV/H_{IT} 的关系系数

试验力值 / 序号	0.2gf	0.1gf	0.05gf
1	0.08477	0.08495	0.08446
2	0.08476	0.08441	0.08442
3	0.08438	0.08441	0.08422
4	0.08417	0.08439	0.08415
5	0.08413	0.08436	0.08274
6	0.08294	0.08332	0.08253
7	0.08289	0.08229	0.08244
8	0.08243	0.08187	0.08174
9	0.08209	0.08152	0.08143
10	0.08158	0.08143	0.08100
11	0.08020	0.08087	0.08085
12	0.07952	0.07937	0.08002
13	0.07905	0.07868	0.07880
14	0.07860	0.07846	0.07844
15	0.07902	0.08020	0.07903

3.2　*HV* 与 *HM* 试验结果与有限元分析的比较

在获得了显微硬度 *HV* 和马氏硬度 *HM* 之

间的实际对应关系后，我们将其试验结果与有限元分析方法给出的公式进行了比较。

首先根据公式（5）绘制了模型函数曲线，确定了 *HV* 与 *HM* 之间的关系系数 *f*，然后将试验数据与模型函数曲线进行了比较。9crsi 材料的结果比较如图 7 和表 6 所示，GCr15 材料的结果比较如图 8 和表 7 所示。

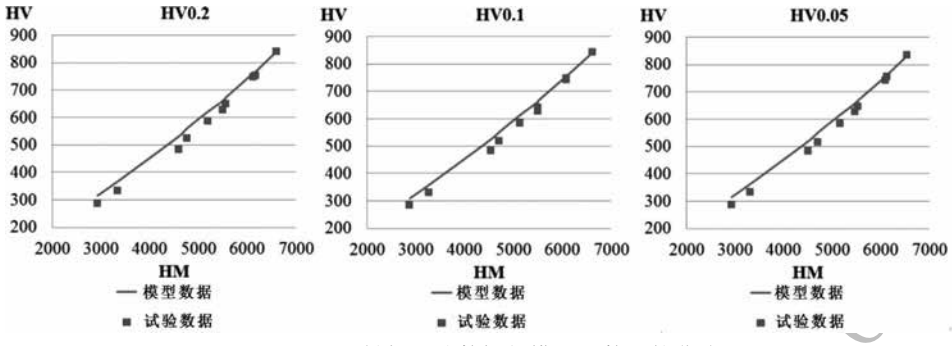


图 7　9CrSi 材料试验数据与模型函数比较曲线

表 **6**　9CrSi 材料试验数据与模型函数比较结果一览表

标尺 / 序号	HV0. 2				HV0. 1				HV0. 05			
	f	*HV* 模型值	*HV* 试验值	相对偏差	*f*	*HV* 模型值	*HV* 试验值	相对偏差	*f*	*HV* 模型值	*HV* 试验值	相对偏差
1	1. 25	841. 8	840. 3	−0. 2%	1. 25	842. 6	842. 0	−0. 1%	1. 25	831. 4	833. 6	0. 3%
2	1. 22	767. 5	752. 0	−2. 0%	1. 22	754. 2	746. 1	−1. 1%	1. 22	762. 0	755. 0	−0. 9%
3	1. 22	761. 7	746. 0	−2. 1%	1. 22	755. 6	741. 0	−1. 9%	1. 22	757. 2	743. 0	−1. 9%
4	1. 19	674. 0	648. 0	−3. 9%	1. 19	666. 0	642. 0	−3. 6%	1. 19	669. 6	647. 2	−3. 3%
5	1. 18	661. 4	628. 0	−5. 0%	1. 18	660. 8	628. 5	−4. 9%	1. 18	658. 7	626. 5	−4. 9%
6	1. 17	621. 9	587. 0	−5. 6%	1. 17	614. 5	583. 8	−5. 0%	1. 17	616. 3	582. 8	−5. 4%
7	1. 15	561. 3	525. 0	−6. 5%	1. 15	550. 9	518. 6	−5. 9%	1. 15	552. 3	516. 8	−6. 4%
8	1. 13	531. 4	484. 1	−8. 9%	1. 14	524. 9	482. 7	−8. 0%	1. 13	520. 0	481. 5	−7. 4%
9	1. 08	368. 0	334. 2	−9. 2%	1. 08	358. 0	329. 0	−8. 1%	1. 08	363. 8	332. 4	−8. 6%
10	1. 06	315. 9	286. 8	−9. 2%	1. 06	309. 6	283. 0	−8. 6%	1. 06	314. 9	286. 6	−9. 0%

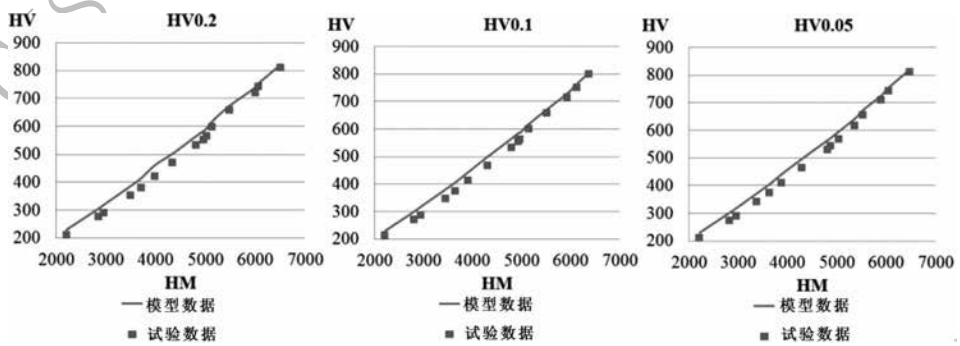


图 8　GCr15 材料试验数据与模型函数比较曲线

表 7　GCr1 材料试验数据与模型函数比较结果一览表

序号 \ 标尺	HV0.2				HV0.1				HV0.05			
	f	HV 模型值	HV 试验值	相对偏差	f	HV 模型值	HV 试验值	相对偏差	f	HV 模型值	HV 试验值	相对偏差
1	1.24	820.6	809.8	−1.3%	1.24	802.8	798.0	−0.6%	1.24	819.5	810.0	−1.2%
2	1.22	755.7	740.9	−2.0%	1.22	763.3	749.2	−1.8%	1.22	754.2	741.2	−1.7%
3	1.21	739.2	721.0	−2.5%	1.21	729.6	713.8	−2.2%	1.21	725.9	709.1	−2.3%
4	1.21	673.3	657.0	−2.4%	1.19	672.3	657.4	−2.2%	1.19	672.3	655.7	−2.5%
5	1.18	618.8	598.2	−3.3%	1.18	619.7	599.9	−3.2%	1.18	642.5	616.0	−4.1%
6	1.16	595.7	564.9	−5.2%	1.16	587.6	561.3	−4.5%	1.16	596.3	566.0	−5.1%
7	1.15	583.8	552.0	−5.4%	1.16	586.0	554.0	−5.5%	1.15	572.8	543.8	−5.1%
8	1.15	564.6	531.0	−6.0%	1.16	566.1	531.4	−6.1%	1.15	564.8	529.4	−6.3%
9	1.14	502.3	470.1	−6.4%	1.14	499.4	466.3	−6.6%	1.14	497.2	464.0	−6.7%
10	1.14	461.4	421.0	−8.8%	1.11	442.5	411.3	−7.1%	1.12	441.7	409.1	−7.4%
11	1.10	4140	377.9	−8.7%	1.09	406.1	374.1	−7.9%	1.09	405.6	374.0	−7.8%
12	1.08	387.4	350.9	−9.4%	1.08	381.7	345.6	−9.4%	1.08	371.3	339.9	−8.4%
13	1.06	319.4	289.2	−9.5%	1.06	318.9	287.4	−9.9%	1.06	319.4	288.5	−9.7%
14	1.05	305.0	275.2	−9.8%	1.05	299.9	270.1	−9.9%	1.05	301.7	272.1	−9.8%
15	1.02	230.0	210.5	−8.5%	1.02	230.1	214.0	−7.0%	1.02	230.4	211.4	−8.2%

从图 7、图 8 和表 6、表 7 中可以看出：

1）对于同一样品，HV0.2、HV0.1 和 HV0.05 具有一致的硬度关系；

2）随着硬度的降低，压痕深度增加，两种材料的试验数据和模型函数的差异增大；

3）9CrSi 材料试验数据和模型之间的差异在（0.3% ~ −9.2%）范围之内；GCr15 材料试验数据和模型之间的差异在（0.6% ~ −9.9%）范围之内；

4）随着硬度的降低，HV 和 HM 模型函数的关系系数 f 减小；

5）如果 f 减小趋势再缓慢些，则试验结果和模型函数间的一致性将会更好些。

4　结论

在本文中，针对 9CrSi 和 GCr15 两种材料，对显微硬度 HV、压痕硬度 H_{IT} 及马氏硬度 HM 进行了试验研究。一方面，给出了 HV 与 H_{IT} 的实际相关系数，有助于今后在有限的试验条件下获取该两种材料的相关未知信息，也为其他材料的相关技术研究提供了方向；另一方面，验证了式（5）中给出的 HV 和 HM 的模型函数，给出了实际偏差，为进一步改进理论分析提供了有力的参考，也有助于各种模型函数的统一。

参考文献：

[1] W. C. Oliver, G. M. Pharr, “An improved technique for determining hardness and elastic modulus using load and displacement sensing indentation experiments”, Journal of Material Research, vol. 7, no. 6, pp. 1564-1583, 1992.

[2] W. C. Oliver, G. M. Pharr, “Measurement of hardness and elastic modulus by instrumented indentation: Advances in understanding and refinements to methodology”. Journal of Material Research, vol. 19, no. 1, pp. 3-20, 2004.

[3] ISO/TC 164, ISO 6507: Metallic materials - Vickers hardness test, 2005

[4] ISO/TC 164, ISO 14577-1: Metallic materials-Instrumented indentation test for hardness and materials parameters-Part 1: Test Methods, 2015

[5] E. Asikuzun, O. Ozturk, H. A. Cetinkara, G. Yildirim, A. Varilci, M. Yilmazlar, C. Terzioglu, "Vickers hardness measurements and some physical properties of Pr2O3 doped Bi-2212 superconductors", Journal of Materials Science (Materials in Electroics), vol. 23, no. 5, pp. 1001-1010, 2012.

[6] N. A. Sakharova, M. C. Oliveira, J. M. Antunes, J. V. Fernandes, "On the determination of the film hardness in hard film/substrate composites using depth-sensing indentation", Ceramics International, vol. 39, no. 6, pp. 6251-6263, 2013.

[7] L. Sidjanin, D. Rajnovic, J. Ranogajec, E. Molnar, "Measurement of Vickers hardness on ceramic floor. Tiles", Jorunal of the Eruopean Ceramic Society, vol. 27, no. 2/3, pp. 1767-1773, 2007.

[8] S. A. Shahdad, J. F. Mccabe, S. Bull, Rusbys, Wassellrw, "Hardness measured with traditional Vickers and Martens hardness methods", Dental Materials, 23: 1079-1085, 2007.

[9] J. Wang, D. Ma, L. Sun, Y. Huang, "Method for determining Vickers hardness of materials by Vickersinstrumented indentation work ratio and martens hardness", Chinese Journal of Nonferrous Metals, vol. 25, no. 7, pp. 1929-1936, 2015.

[10] Gao C, et al. Integral Data, Test of HENDL1.0/MG and VisualBUS with Neutronics Shielding Experiments [J]. Plasma Science and Technology, 2004, 6 (5): 2507-2513.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于 Lamb 波的复合材料结构损伤程度评估方法研究

孙大彪，邱 文，王 强

（南京邮电大学自动化学院、人工智能学院，江苏 南京 210023）

摘 要：航空航天飞行器、风电等工程结构的安全性保障至关重要，复合材料等新材料的大量应用，提高了对结构健康监测的难度和要求。复合材料结构的损伤形成机理复杂、易扩展，损伤程度累积严重时会造成结构的突然失效。面向复合材料结构的损伤监测与诊断，目前还缺乏有效的机制和方法，用以实现对复合材料结构损伤程度的评估，进而对结构的安全性评价提供依据。研究采用 Lamb 波监测理论，基于其传播距离远、对小损伤敏感等特点，通过分析损伤对 Lamb 波结构响应信号多个特征的作用，采用小波变换多尺度分析，提取结构损伤时频域多特征参数，并借助于神经网络的非线性映射能力，构建复合材料结构损伤程度评估模型，实现对不同程度下典型结构损伤的评估。在环氧玻璃纤维板结构上的实验验证结果表明：提取的 Lamb 波时频域多特征参数，对典型损伤的发展程度有一定的敏感性，所构建的损伤程度评估模型可以较为有效的实现损伤的程度估计。

关键词：复合材料；结构健康监测；Lamb 波；多尺度分析；损伤评估

Research onDamage Degree Evaluation Method of Composite Material Structure Based on Lamb Wave

Dabiao Sun，Wen Qiu，Qiang Wang

（College of Automation & College of Artificial Intelligence，Nanjing University of Posts and Telecommunications，Nanjing of Jiangsu Prov. 210023，China）

Abstract：It is particularly important to ensure the safety of engineering structures such as aerospace vehicles and wind turbines. The large number applications of composite materials have increased the difficulty and requirements of structural health monitoring. The damage formation mechanism of the composite material structure is complex and extending-easily. When the damage degree accumulates seriously，it will cause a sudden failure of the structure. There is currently no effective mechanism and method for the damage monitoring and diagnosis of composite structure，which can be used to evaluate the dam-

作者简介：孙大彪（1993—），男，硕士生，现主要研究方向为结构健康监测

基金项目：江苏省基础研究计划（BK20190739）、南京邮电大学科研基金（NY217070）、江苏省六大人才高峰高层次人才资助项目（2015-ZNDW-006）、中国博士后基金一等资助（2015M570401）、江苏省研究生科研与实践创新计划项目（KYCX18_ 0860）

age degree of composite structure and provide a basis for the safety evaluation of the structure. Based on the characteristics of long propagation distance and sensitivity to small damage, Lamb wave monitoring theory has been used. By analyzing the effect of damage on multiple features of the Lamb wave structure response signal, multi-scale analysis of wavelet transform is used to extract multi-feature parameters in the time-frequency domain of damage. With the help of the non-linear mapping ability of the neural network, a composite structures damage assessment model is constructed to realize the assessment of typical structural damage at different levels. The experiment result on the epoxy glass fiber board structure shows that the extracted Lamb wave multi-feature parameters in the time-frequency domain have certain sensitivity to the accumulated typical damage. The damage assessment model can effectively estimate the damage degree.

Key words: composite materials; structural health monitoring; Lamb wave; multi-scale analysis; damage assessment

目前，复合材料由于具有高强度、重量轻、比模量大、低蠕动及强耐腐蚀性等优点，正逐步取代合金材料，广泛应用于航空航天、机械及土木工程等领域[1]。然而在复合材料的制造过程中，容易引入原始缺陷，此外在使用过程中，受冲击、交变载荷等作用也会形成各种损伤。复合材料结构损伤的程度对结构性能的影响有很大的不同，因此针对复合材料结构的损伤程度评估与监测已成为当前结构健康监测研究的热点之一。

复合材料的结构形式往往复杂，损伤的行式多样。结构中发生损伤会引起固有参数发生变化，对结构的力学性能产生不同程度的作用和影响。现有结构健康监测研究中，基于结构模态参数的损伤评估方法，如固有频率，频响函数等，由于损伤在早期时，对结构的整体参数影响较小，不易产生明显的变化，从而使得此类方法对微小损伤的发现，以及损伤演化的规律难以掌握[2-4]。基于机电阻抗技术的损伤识别也是一项研究的热点，该方法对局部微小损伤敏感，但是过于依赖模型，同时传感器也受温度影响较大[5-6]。基于导波的结构损伤监测技术利用在结构及损伤对导波响应信号的作用机理，结合先进的信号处理方法进行损伤的判断，由于对微小损伤敏感、传播距离远，被认为是最具应用前景的一种监测方法。而现有基于导波的结构损伤监测研究中，由于损伤发展过程复杂，影响因素众多，损伤的评估与跟踪监测研究难度大，因此还缺少切实可行的方法。结构损伤的形成与发展过程受多个因素的作用，尤其是复合材料结构，这一过程更为复杂。传统的基于损伤散射等特征，由于可用的信息较局限，因此很难反映这一结构状态的变化过程。本文研究中，通过对结构中传播的导波响应信号多尺度分析，发现和提取反映结构损伤发生、发展变化的多特征参数，并借助于神经网络的非线性映射能力，研究复合材料结构损伤的评估[7-9]，借此探索解决复合材料结构的典型损伤评估，为保障结构安全提供可行的思路。

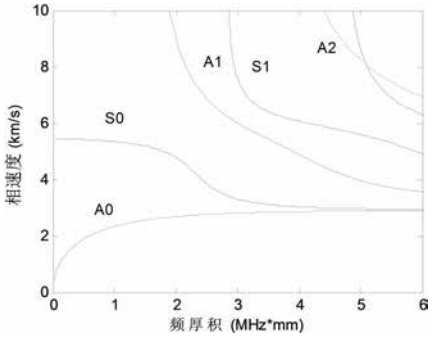
1 基础分析

1.1 Lamb 波的基本原理

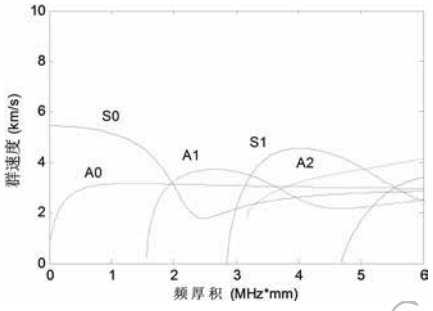
Lamb 波是一种在具有两个平行表面结构中的横波与纵波相互耦合而形成的弹性波。由于 Lamb 波传播过程十分复杂，因此易受到频率、板厚等参数的影响。根据板表面的质点相位关系，可以将 Lamb 波分对称波与反对称波，而每种波又具有多种模式。

复合材料板中的 Lamb 波频散曲线如图 1 所示。由图中可知在低频厚积的情况下，A0、S0 两种模式都可以进行传播，随着频厚积的增加，会产生更多的模式，并且对信号的解

释与研究将越趋于更加复杂化。通常，S0 和 A0 两种模式都可以用于损伤的识别。S0 模式具有更低的衰减，更快的速度，A0 模式具有波长更短（它对小尺寸损伤的敏感程度更高），幅度更大，更易于激活等优点。



（a）相速度频散曲线



（b）群速度频散曲线

图 1　Lamb 波传播的频散曲线

1.2　小波多尺度分析理论

小波分析是利用一小波基函数通过伸缩和平移去表示、逼近某一信号或函数，而小波包可以克服小波在高频信号上的分解能力不足。小波包的分解过程实质上是信号进行带通滤波的过程，信号通过小波包系数 p 与带通滤波器 H、G 进行卷积后再隔点进行采样分析的结果，每进行一层信号的分解，数据都将成倍减半，对损伤信号的高低频部分进行分解，被分解的损伤信号可以划分到任意的频段上。采用小波包分析提取到的各个频段的信号特征信息，可以将其用于损伤程度评估上。

Lamb 波是一种非平稳信号，而时频域分析法中小波包方法能够较好的逼近 Lamb 波信号，克服时域到频域中转换的不足。同时该方法对损伤早期比较敏感，利用小波包方法可以提高损伤评估的准确率。

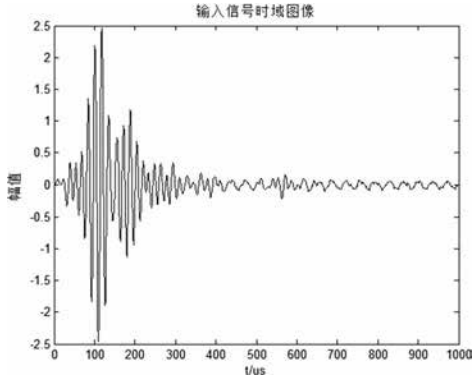
针对损伤的不同程度，进行小波变换多尺度分析时，需确定小波基函数，而小波基函数的确立需从与采集信号的相似性以及小波基函数性质两方面考虑。因此，选取了 DaubechiesN 系列的 Db4 小波基函数。

2　损伤监测机理分析与特征提取

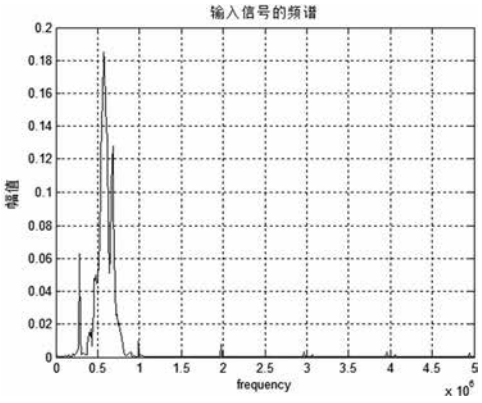
2.1　Lamb 波响应信号的分析

复合材料的损伤形式多样，典型的损伤包括塑性断裂、分层、裂纹、通孔和孔隙等。不同的损伤，其损伤特征就有所不同。在复合材料的典型损伤中，以通孔损伤为例，在玻璃纤维环氧树脂复合材料板上，以一个压电片作为激励器，激发 Lamb 信号，另一个作为传感器，接收传播后的损伤信号，无损情况下 Lamb 波结构响应信号的时域与频域波形图如图 2（a）和（b）所示。

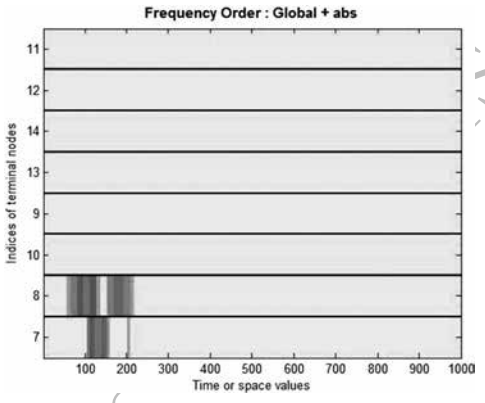
进行小波包变换后，得到了如图 2（c）所示的时间频率图。在图中可以看到，7 号频段和 8 号频段的颜色最重，说明了信号频率主要集中在这两个频段之间，其余频段基本没有频率分布。采用相同的思路，对其他不同程度损伤下结构响应信号的时间频率图进行分析，分析信号主要的频率分布，比较不同程度损伤的第三层能量集中程度，可以得到如图 3 所示的能量分布图。在图中可以看出，能量主要集中在第三层的第 1、2 两个节点。结构损伤的发生，对 Lamb 波响应信号的作用机理较为复杂，单纯的从时间域和频域进行分析，难度较大，且特征参数单一。根据图 2 所示的分析结果，将信号转化到时频域中，可以利用损伤引起的信号能量变化以及小波包系数变化，可以计算提取出时域上的波形特征、波峰特征和频域上的能量百分比、能量分布作等多个特征参数，从多维度分析损伤的发生、发展情况等。



（a）时域图



（b）频域图



（c）时间频率图

图 2　无损状态下 Lamb 波结构响应信号

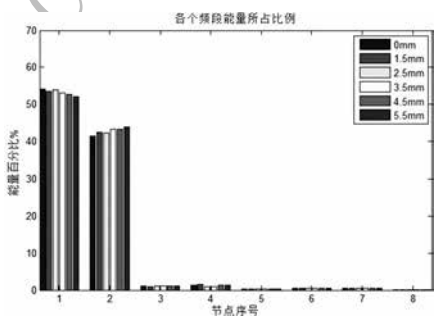


图 3　不同损伤程度（通孔）能量分布对比图

2.2　特征参数提取

对采集到的信号进行 3 层全分解，将第三层被分为 8 个频段，这 8 个频段则包含了信号的高低频信息。结合数理统计分别定义了 4 个特征参数：波形特征 Wf、波峰特征 Wp、能量分布 Ed、能量百分比 E，以第 l 层的第 j 个节点为例，Wf 反映 j 节点重构信号的时域波形特征，Wp 反映波形重构信号的峰值特征，Ed 反映第 j 节点信号的频域能量分布情况，E 反映 j 节点信号频域能量占 l 层信号总能量的百分比；各参数式定义如式（1）～（4）。

$$Wf(l,\ j) = \frac{\sqrt{\dfrac{1}{n}\sum_{i=1}^{N}\left[p_l^j(i)\right]^2}}{\dfrac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}p_l^j(i)} \tag{1}$$

$$Wp(l,\ j) = \frac{\max\{p_l^j(i) \mid i = 0,\ 1,\ \ldots,\ 2^l - 1\}}{\sqrt{\dfrac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[p_l^j(i)\right]^2}} \tag{2}$$

$$Ed(l,\ j) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{j}\left[p_l^j(i) - \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}p_l^j(i)\right]^2 \tag{3}$$

$$E(l,\ j) = \frac{\dfrac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[p_l^j(i)\right]^2}{\sum_{i=1}^{j}\left(\dfrac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[p_l^j(i)\right]^2\right)} \tag{4}$$

其中 p_l^j 表示分解后 l 层上第 j 个节点的小波包系数，该系数是离散的，N 为系数的长度。

3　损伤程度评估

3.1　基本思路

复合材料损伤机理十分复杂，利用固有频率、频响函数等系统固有参数作为指标，很难找出明确的函数关系，而且对损伤的出现的时期、识别效果等也会在众多因素影响下产生较差的效果。而神经网络可以通过对系统提取的损伤样本进行自动的学习，能够以较高的精度去逼近由于损伤造成的非线性映射。因此，将代表性的 BP 神经网络与智能

算法相结合，对复合材料的不同程度损伤进行评估。

遗传算法（Genetic Algorithm，GA）是一种借鉴生物进化过程和自然选择机制而发展起来的高度并行、自适应搜索的全局优化智能算法。使用遗传算法对 BP 神经网络进行优化包括三部分，分别为确定 BP 神经网络结构、遗传算法优化网络的权值与阈值、BP 神经网络进行损伤程度预测。

3.2 损伤评估模型的建立

采集到的信号进行小波多尺度分析后，分别提取多尺度特征参数：波形特征 *Wf*、波峰特征 *Wp*、能量分布 *Ed*、能量百分比 *E*，建立损伤信息标准库。在损伤识别中，采用神经网络进行评估。将损伤样本分为训练样本与测试样本，然后训练以及测试神经网络，最后利用未知损伤对系统进行验证。模型如图 4 所示。

图 4　损伤程度评估模型

4　实验验证与结果分析

4.1 损伤评估系统设计

本文将损伤评估的系统分为三个模块，分别为损伤信号监测、损伤信号分析与处理、损伤程度评估，如图 5 所示。损伤信号监测模块主要由数据采集设备、功率放大器、电荷放大器、待测结构组成。该模块利用结构在线监测技术，针对待测结构的物理情况，设计传感阵列，通过上位机激发 Lamb 波信号。由于上位机激发信号的幅值有限，而 Lamb 波在结构中传播信号会衰减，因此需要利用功率放大器对激励信号进行放大。压电传感器接收的信号幅值大约在 25mV 左右，通过电荷放大器将压电传感器接收到的信号进行放大、滤波。最后利用上位机将接收到的信号进行存储。

在损伤信号分析与处理模块中，对采集的信号利用时频域分析方法进行损伤信号的机理分析。根据时频域上特征参数的变化，提取时域上的波形特征 *Wf*、波峰特征 *Wp* 与频域上的能量分布 *Ed*、能量百分比 *E* 作为损伤的特征向量，建立损伤信息标准库。

损伤程度评估模块是通过神经网络来实现。从损伤信息标准库中选取损伤样本集，将其分为训练集与测试集，然后训练与测试神经网络，最后用未知损伤去验证网络的评估正确率。

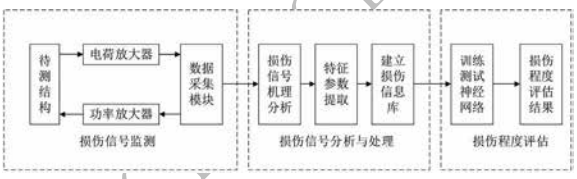


图 5　损伤程度评估系统框架

4.2 实验方案设计

实验采用的材料为玻璃纤维环氧树脂复合材料板，其大小为 1000mm×500mm×3mm，它的密度为 1960kg/m^3，杨氏模量是 20GPa，泊松系数是 0.17。根据待测结构，为了提高其信号的分辨率，将 Lamb 波信号的中心频率设置了 60KHz。实验设备如图 6 所示。在复合材料板上模拟不同程度的损伤，通过模拟典型损伤通孔，分别在纵向路径上制造出大小为 0mm、1.5mm、2.5mm、3.5mm、4.5mm、5.5mm。在横向路径上模拟三种不同程度的裂纹损伤，分别为无损、损伤 20%、损伤 50%。

在纵向路径上，模拟通孔大小，分别采集 6 种不同程度的损伤，得到了 486 组信号。在横向路径上，则模拟裂纹损伤，分为三种程度，共采集到 252 组信号。

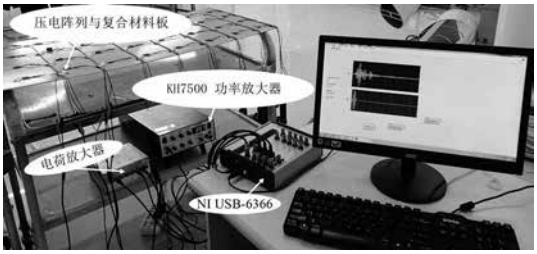


图 6　实验设备图

4.3 实验结果分析

实验提取到的特征参数本身具有一定的物理意义，同时与其他的特征参数也存在不同的量纲，因此，需要对提取到的特征参数进行尺度上的归一化处理，建立损伤样本信息库。从中选取 6 种不同程度通孔损伤样本各 80 组，然后采用遗传 BP 神经网络进行训练，将样本分为测试样本各 16 组，训练样本各 64 组。经过训练后，在考虑训练误差和测试误差下，选择神经网络的结构为 32-30-6。

在进行神经网络训练时，由于每次选取的测试样本和训练样本以及网络的初始权值都有一定的随机性，造成网络最后的结果具有差异性，这样就要求网络需要较强的泛化能力。因此，为了比较 BP 神经网络与 GA-BP 神经网络的准确性与稳定性，按照前文所述的网络结构，分别进行 10 次的训练和测试。分别使用均值和均方差对网络的各个参数进行分析。在正确率上，均值可以很好地反映网络的各个不同程度损伤的识别能力；均方差则能够反映在多次训练中，网络的稳定性好坏，均方差越小则说明网络的泛化能力越强。

从表 1 以及图 7 中可以得出以下结论：

（1）从均值可以看出，GA-BP 神经网络的评估正确率要高于 BP 神经网络。GA-BP 神经网络 6 中不同程度的损伤评估平均正确率分别为 80.9%，77.3%，78.9%，78.9%，78.5%，77.8%，BP 神经网络 6 中不同程度损伤的评估平均正确率分别为 72.1%，69.6%，69%，69%，70.9%，68.9%，两种神经网络的综合均评估正确率分别为 78.85%，68.9%。则表明使用遗传算法优化后的网络权值和阈值，网络的评估正确率则明显高于单一 BP 神经网络。从训练过程中可以发现，网络只需要经过较少的训练就可以达到很好的识别结果。

（2）尽管 GA-BP 神经网络的测试误差要小于 BP 神经网络，但是在均方差上而言，BP 神经网络网络泛化能力稍微高于 GA-BP 神经网络。总体而言，使用 GA-BP 神经网络去做损伤程度评估，将有效的提高网络的评估正确率，从而减小工程应用中的误差。

表 1　不同神经网络测试正确率

神经网络类型		测试误差	10 次测试正确率						
			0	1.5	2.5	3.5	4.5	5.5	综合
BP 神经网络	均值	0.44	72.1	69.6	69	69	70.9	68.9	69.92
	均方差	0.11	8.03	8.34	11.22	10.42	7.52	9.97	8.93
GA-BP 神经网络	均值	0.06	80.9	77.3	78.9	79.7	78.5	77.8	78.85
	均方差	0.06	9.59	6.6	10.99	6.99	8.24	11.93	8.73

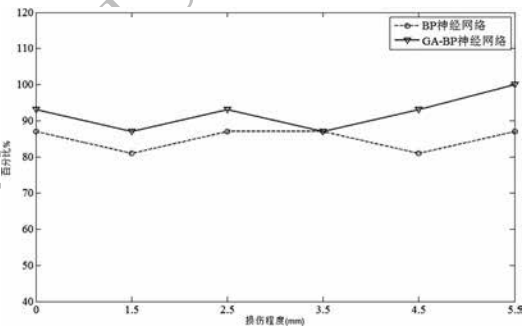


图 7　BP 神经网络与 GA-BP 神经网络的通孔损伤正确率比较

为了测试系统的泛化能力，再选取裂纹损伤程度进行评估。从样本信息库中选取每种损伤程度样本集各 80 组，将其中的 64 组分为训练集，16 组分为测试集。由于评估的裂纹损伤程度为 3 种，因此，神经网络的输出节点设置为 3。网络经过训练后得到隐含层神经元的个数为 28，最后得到的网络的结构为 32-28-3。

从表 2 中可以得出，三种不同程度的损伤

评估正确率。BP 神经网络的评估正确率分别为 81.25%，75%，75%，GA-BP 神经网络的损伤程度评估正确率分别为 87.5%，87.5%，93.5%。从每种程度的损伤评估正确率上看，GA-BP 神经网络均要高于 BP 神经网络，从整体正确率上可以得出 GA-BP 神经网络的正确率要高于 BP 神经网络。裂纹损伤评估正确率相对于通孔损伤的正确率，整体均大于它。主要原因是由于裂纹的损伤程度种类比通孔要少 3 种，这大大降低了网络的复杂性。

表 **2**　不同程度裂纹损伤识正确率比较

损伤程度	BP 神经网络			GA-BP 神经网络		
	测试数	正确数	正确率	测试数	正确数	正确率
无损	16	13	81.25%	16	14	87.5%
损伤 20%	16	12	75%	16	14	87.5%
损伤 50%	16	12	75%	16	15	93.5%

5　总结

本文对复合材料的不同程度损伤进行评估，并设计了相应的配套系统。通过结构健康监测技术进行损伤的在线监测，利用信号分析方法中的小波变换分析法对损伤信号进行时域与频域上的多尺度分析，提取了时域特征参数（波形特征 *Wf*、波峰特征 *Wp*）和频域特征参数（能量分布 *Ed*、能量百分比 *E*），建立损伤特征向量，构建了损伤信息标准库，利用两种神经网络对损伤的不同程度进行评估。

针对系统的准确性与可靠性，设计实验进行了验证。分别采集了通孔、裂纹两种损伤进行验证。裂纹损伤分为三种不同程度，从实验的结果可以得出：BP 神经网络的评估正确率在 75%以上，GA-BP 神经网络的损伤程度评估正确率达到 87.5%以上，具有较高的正确率。通孔损伤则分为 6 种不同程度，GA-BP 神经网络与 BP 神经网络的综合均评估正确率分别为 78.85%，68.9%，表明在一定程度上也能够完成损伤程度的预测。两种损伤的准确率出现的差距主要是由损伤程度种类的不同而产生了较大的影响。从整体上看，该损伤程度评估系统能够对未知损伤进行预测，降低安全隐患，为维修提供指导意见。

参考文献：

[1] 陈雪峰，杨志勃，田绍华，等．复合材料结构损伤识别与健康监测展望［J］．振动，测试与诊断，2018，038（001）：1-10.

[2] Andrzej K. Nondestructive Damage Assessment of Composite Structures Based on Wavelet Analysis of Modal Curvatures：State-of-the-Art Review and Description of Wavelet-Based Damage Assessment Benchmark［J］. Shock and Vibration，2015，2015：1-19.

[3] Yang Z B，Radzienski M，Kudela P，et al. Fourier spectral-based modal curvature analysis and its application to damage detection in beams［J］. Mechanical systems and signal processing，2017，84（pt. A）：763-781..

[4] Yang Z B，Radzienski M，Kudela P，et al. Two-dimensional modal curvature estimation via Fourier spectral method for damage detection［J］. Composite Structures，2016，148：155-167.

[5] 张玉祥，张鑫，陈家照，等．基于压电阻抗法的结构损伤检测技术进展［J］．无损检测，2016（1）：69-74.

[6] 左春愿．基于机电阻抗技术的结构损伤识别方法研究［D］. 2016.

[7] Alexandrino P D S L，Gomes G F，Sebastião Simões Cunha. A robust optimization for damage detection using multiobjective genetic algorithm，neural network and fuzzy decision making［J］. Inverse

Problems in Science & Engineering, 2019 (3): 1-26.

[8] Hossain M S, Ong Z C, Ismail Z, et al. Artificial neural networks for vibration based inverse parametric identifications: A review [J]. Applied Soft Computing, 2017, 52: 203-219.

[9] De Oliveira M A, Inman D J. Performance analysis of simplified Fuzzy ARTMAP and Probabilistic Neural Networks for identifying structural damage growth [J]. Applied Soft Computing, 2017, 52: 53-63.

[10] Wang P, Shi Q. Damage Identification in Structures Based on Energy Curvature Difference of Wavelet Packet Transform [J]. Shock & Vibration, 2018, 2018 (2): 1-13.

[11] Zhang W, Sun L, Zhang L. Local damage identification method using finite element model updating based on a new wavelet damage function [J]. Advances in Structural Engineering, 2018, 21 (10): 1482-1494.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

8. 关键功能材料及应用

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于 AlN 膜的低频振动能量收集器的设计*

赵兴强，钱海林，蔡　骏，丁　宇，严　飞，戴志新

（1. 南京信息工程大学 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心，南京 210044；
2. 南京信息工程大学 自动化学院，江苏省气象能源利用与控制工程技术研究中心，南京 210044）

摘　要：目前振动能量采集技术成为了解决无线传感网节点电源问题的一个关键技术，然而 MEMS 工艺中具有硅质量块的振动能量收集器的工作频率往往很高。本文设计了一个 50 Hz 的压电式 MEMS 振动能量收集器，为了降低收集器的共振频率，设计了一个折叠梁结构。采用有限元方法对折叠梁的尺寸进行了仿真和优化，分析了共振频率、输出电压和输出功率等性能，得到了共振频率 50 Hz 的优化结构。

关键词：振动能量收集；AlN 膜；压电；折叠梁；低频

中图分类号：TB384　　**文献标识码**：A

Design of alow frequency vibration energy harvester base on AlN film

Zhao Xingqiang，QianHailin，Cai Jun，Ding Yu，Yan Fei，Dai Zhixin

（1. Jiangsu Engineering Research Center on Meteorological Energy Using and Control，School of Automation，Nanjing University of Information Science and Technology，Nanjing 210044，China；
2. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology，Nanjing University of Information Science and Technology，Nanjing 210044，China）

Abstract：A MEMS piezoelectric vibration energy harvester was designed to harvest the 50Hz vibration energy. The resonance frequency of Si beam-mass system is usually higher than 50Hz. To reduce the resonance frequency of the MEMS harvester，a folded beam was designed and optimized using the finite element method. The resonance frequency，output voltage and power were analyzed，and the results show that the structure can effectively reduce the resonance frequency to 50Hz.

Key words：Vibration energy harvesting；AlN film；Piezoelectric；folded beam；low frequency

作者简介：赵兴强（1982-），男，江苏沛县人，讲师，从事能量收集技术。

*基金项目：国家杰出青年科学基金资助项目（61605083），南京信息工程大学启动基金（S8113108001） E-mail：zxq8562@163.com

0 引言

今年无线传感器网络（WSN）在环境、气候、医疗、军事、航空等各种领域具有广泛的应用。当前的无线传感网节点都是采用的化学电池，而就是算是能量密度比较高的锂离子电池也存在一个致命的问题：续航能力差，寿命短。在有些环境苛刻、植入式或人力无法到达的应用场所，电池的更换或充电不再可行。即使是正常应用环境下，大量地频繁更换电池也会产生很大的人力和成本的开销。能量收集技术能够将环境中的各种能量源源不断地转化为电能，理论上具有无线的寿命，能够有效地解决 WSN 节点的电源问题。

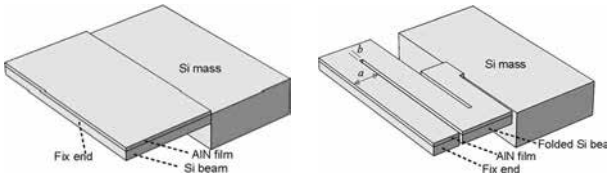
振动能量作为一种绿色能源，存在很多的应用环境中，如人体运动[1]、车辆振动[2]、微波炉振动[3] 等。振动能量收集技术是利用振动惯性转化为机械位移、速度和变形，然后由机电转换效应转化为电能，如压电[4,5]、电磁感应[6,7]、静电[8]、摩擦发电[9]、挠曲电[10]、磁致伸缩[11] 和逆电湿润[12] 等效应。其中，压电效应的振动能量收集器效率高，结构简单，收到了广泛的关注。

压电式振动能量收集器可以看成一个弹簧—质量块—阻尼的二阶系统，在共振状态时输出功率最大[13]。对于 MEMS 收集器，这种线性的二阶系统的阻尼比往往很小，频带很窄，通常只有几 Hz。然后，应用环境中振动源的频率不是固定的，有一个相对较宽的范围。因此，要实现振动能量收集器的实用化，共振频率与环境振源频率的匹配以及频带的扩展等问题就必须要解决。研究者提出了一些方法，如阵列结构频带扩展[14]、非线性技术[15]、共振频率调节等[16]。在某些特定的应用中，有一个比较好的现象，振动源的频率集中在几个相对稳定的频率点，再这些频率收集振动能量也可以实现相对高的能量获取效率。这样就要求振动能量收集器的共振频率要设计在这些频率点附近。50 Hz 及其整数倍频的振动频率是工频产生的相对稳定的振动，在工业民用都广泛存在，本文旨在设计一个 50 Hz 低频的 MEMS 压电振动能量收集器。

压电振动能量收集器的 MEMS 制备工艺相对成熟[17,18]，但硅的杨氏模量比较大（170 GPa），制备的振动能量收集器的共振频率往往是上百 Hz。通过减小悬臂梁的厚度或增加质量块大小可以有效降低共振频率，但也容易发送过载断裂。通过增加悬臂梁的长度是一个比较可取的方法，在 MEMS 器件的小尺寸的要求下，本文提出了 AlN 折叠梁的结构，增加悬臂梁的有效长度，降低其刚度，实现 MEMS 振动能量收集器的低频共振。

1 结构

图 1 基于 AlN 的压电式振动能量收集器的结构，其中结构 A 是具有矩形梁的常规 MEMS 振动能量收集器，结构 B 为具有压电折叠梁的收集器。两种结构的自由端为硅质量块，厚度 500 μm。限定 MEMS 振动能量收集器的尺寸为 10 mm×10 mm，整体厚度 500 μm。通过理论计算[19]，常规结构 A 的硅悬臂梁厚度必须小于 16μm 才能到达 50Hz 的低频共振频率，这个尺寸的 MEMS 收集器强度只适合工作在 0.3 g（1 g=9.8 m/s^2）以下的加速度振动环境中。对于折叠梁结构 B，有效长度可以到达 30 mm，能够到达 50 Hz 的共振频率。



（a）常规结构 A　　（b）折叠梁结构 B

图 1　MEMS 压电式振动能量收集器的结构

Fig 1　The structure of piezoelectric vibration energy harvester:（a）regular structure A and（b）structure B with a folded piezoelectric beam.

2 仿真设计

采用 ANSYS 有限元软件对 MEMS 压电式振动能量收集器进行仿真设计和尺寸优化。MEMS 工艺中常用的压电材料主要有 PZT 和 AlN 两种材料，本文结合磁控溅射制备工艺，采用无铅环保的 AlN 材料。表 1 中给出了 AlN 和 Si 的仿真参数。限定折叠梁之间的缝隙 b = 50 μm，AlN 厚度为 1 μm，忽略 AlN 上下电极层的厚度，折叠梁中 Si 层的厚度分别设定为 30 μm、40 μm、50 μm，仿真分析优化折叠梁的宽度 a。

表 **1** AlN 和 Si 的物理参数

Table 1 Material parameters of AlN and Si

材料	物理量	参数值
Si	密度（kg/m^3）	2330
	杨氏模量（GPa）	170
	泊松比	0.28
AlN	密度（kg/m^3）	3300
	柔顺系数 s_{11}（10^{-12}/Pa）	2.86
	压电常数 d_{31}（pC/N）	−1.73
	相对介电常数 ε_r	9.2

3 结果

3.1 共振频率

如图 2 所示，一阶的共振频率随着折叠梁厚度增加而增加，对于厚度分别为 t_b = 30μm、40μm、50μm 的梁，50 Hz 共振频率对应的折叠梁宽度分别为 a = 2.63mm、2.12mm、1.65mm。实际上共振频率优化结果是略高于 50 Hz 的，主要是在仿真误差、加工误差会引起共振频率的偏离，这就需要进一步对共振频率调节。共振频率的降低往往比增加更容易操作，可以很容易地通过添加附加质量的方法实现降频。图 3 给出了前三阶的振动模态，振动能量收集器通常工作在一阶模态，但二阶模态的频率约为一阶模态的 1.9 倍，大约 95 Hz，这个频率与振动源的二倍频 100 Hz 很接近。因此除了一阶振动模态获取能量之外，二阶的振动模态还可以在振源二倍频转化能量，这种叠加的模态能够有效的提高振动能量的转化效率。

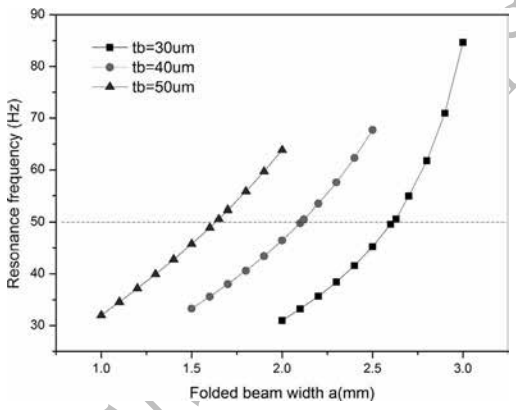
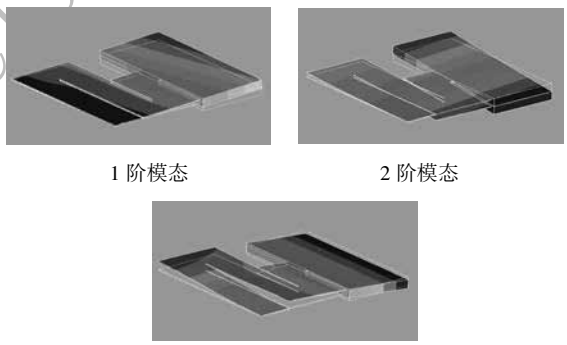


图 2 折叠梁结构的共振频率

Fig 2 The resonance frequency of the PVEH vs. the folded piezoelectric beam width



1 阶模态　　2 阶模态

3 阶模态

图 3 折叠梁结构振动能量收集器的前三阶振动模态

Fig 3 The first three vibration modals of the PVEH

3.2 输出电压

输出电压是振动能量收集器的一个重要结果。仿真时设定阻尼比为 0.01，激励加速度幅值为 1g，得到开路输出电压幅度的频谱如图 4 所示。可见在共振时输出电压最大。对梁厚度分别为 t_b = 30μm、40μm、50μm 的结构，输出电压最大值分别为 1.74V、2.05V、2.19V。梁厚 40μm 和 50μm 的结构输出电压最大，厚度大的结构可靠性高，加工相对误差小。

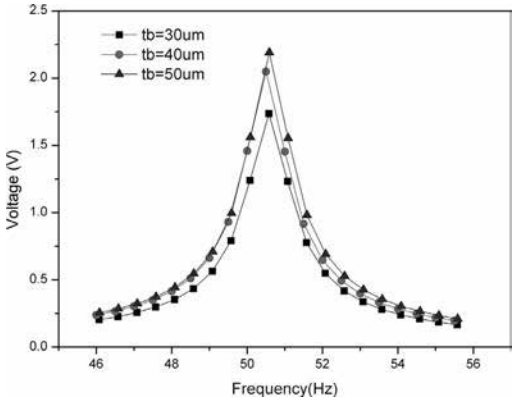
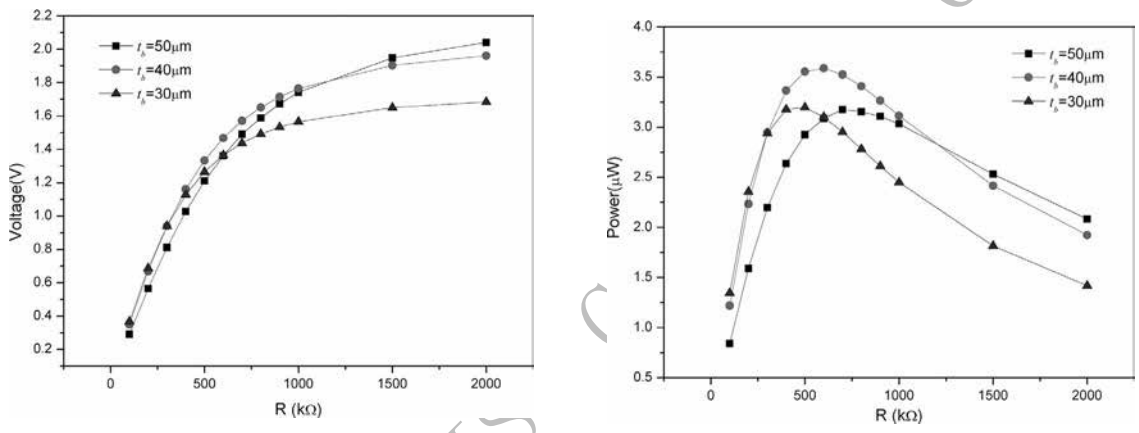


图 4　开路输出电压的频谱

Fig 4　The open circuit voltage amplitude vs. vibration frequency

3.3　输出功率

为了衡量收集器的输出功率大小，仿真时在 AlN 的上下电极处添加了一个电阻 R，设定为压电电路单元 CIRCU94，仿真结果如图 5 所示。梁厚 40　　m 的输出功率最大，为 3.6 W，相应的负载电阻上电压为 1.47V，最优化负载为 600 kΩ。相同厚度的梁，常规结构振动能量收集器共振频率高达 190Hz，输出功率高于折叠梁结构，为 9.1　　W。可见折叠梁结构能够有效降低结构共振频率。



（a）电压　　（b）功率

图 5　输出电压和功率随着电阻的变化曲线

Fig 5　The voltage amplitude（a）and power（b）vs. resistor load

4　结论

论文通过有限元软件设计了一个 MEMS 振动能量收集器。为了在有限的尺寸范围内减小收集器的共振频率，设计了一个折叠的 AlN 压电悬臂梁。对压电梁的尺寸进行了优化，分析了输出电压和输出功率。结果表明折叠梁结构能够将收集器的共振频率从 190 Hz 减小到 50 Hz，最大输出功率 3.6　　W。当然还有两个问题需要进一步的分析。首先是电荷分布问题：由于折叠梁结构振型的问题，可能会引起压电材料同一个表面上不同位置的应变符号不同，这样会使得电极上的电荷抵消；其次是高频收集器收集效果更优：折叠梁的二阶模态振动与振源的二倍频的匹配将会提高收集器的效率。

参考文献：

[1] J. B. Benjamin, P. A. David, Spherical, rolling magnet generators for passive energy harvesting from human motion, J. Micromech. Microeng. 19 (2009) 094008 1-7.

[2] L. Zuo, B. Scully, J. Shestani and Y. Zhou, Design and characterization of an electromagnetic energy harvester for vehicle suspensions, Smart Mater. Struct. 19 (2010) 045003 1-10.

[3] S. Roundy, P. K. Wright, J. Rabaey, A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes, Comput. Commun. 26 (2003) 1131-1144.

[4] H. Zhang, X. S. Zhang, X. Cheng, Y. Liu,

M. Han, X. Xue, S. Wang, F. Yang, S. Smitha A., H. Zhang, Z. Xu. A flexible and implantable piezoelectric generator harvesting energy from the pulsation of ascending aorta: in vitro and in vivo studies, Nano Energy. 12 (2015) 296-304.

[5] A. Abdelkefi, M. R. Hajj, A. H. Nayfeh, Piezoelectric energy harvesting from transverse galloping of bluff bodies, Smart Mater. Struct. 22 (2013) 205.

[6] H. Dai, A. Abdelkefi, U. Javed, L. Wang, Modeling and performance of electromagnetic energy harvesting from galloping oscillations, Smart Mater. Struct. 24 (2015) 045012.

[7] M. C. De, A. Erturk, Electroaeroelastic analysis of airfoil based wind energy harvesting using piezoelectric transduction and electromagnetic induction, J. INTEL. MAT. SYST. STR. 24 (2012) 846-854.

[8] K. Tao, S. W. Lye, J. Miao, X. Hu, Design and implementation of an out-of-plane electrostatic vibration energy harvester with dual-charged electret plates, Microelectron. Eng. 135 (2015) 32-37.

[9] S. H. Lee, Y. H. Ko, J. S. Yu, Facile fabrication and characterization of arch-shaped triboelectric nanogenerator with a graphite top electrode, Physica Status Solidi, 212 (2015) 401-405.

[10] Q. Deng, M. Kammoun, A. Erturk, P. Sharma, Nanoscale flexoelectric energy harvesting, J. INTEL. MAT. SYST. STR. 51 (2014) 3218-3225.

[11] M. Li, Y. Wen, P. Li, J. Yang, X. Dai, A rotation energy harvester employing cantilever beam and magnetostrictive/piezoelectric laminate transducer, Sensor. Actuat. A-Phys. 166 (2011) 102-110.

[12] T. Krupenkin, J. A. Taylor, Reverse electrowetting as a new approach to high-power energy harvesting, Nature communications, 2: 448 (2011) 1-8.

[13] X. Zhao, Z. Wen, L. Deng, G. Luo, Z. Shang, D. Li, A MEMS Piezoelectric Cantilever Beam Array for Vibration Energy Harvesting, Key Engineering Materials. 562-565 2013.) 1052-1057.

[14] I. C. Lien, Y. C. Shu, Array of piezoelectric energy harvesting by the equivalent impedance approach, Smart Mater. Struct. 21 (2012) 82001.

[15] S. C. Stanton, A. Erturk, B. P. Mann, E. H. Dowell, D. J. Inman, Nonlinear nonconservative behavior and modeling of piezoelectric energy harvesters including proof mass effects, J. INTEL. MAT. SYST. STR. 23 (2012) 183-199.

[16] Y. J. Wang, C. D. Chen, C. K. Sung, Design of a frequency-adjusting device for harvesting energy from a rotating wheel, Sensor. Actuat. A-Phys. 159 (2010) 196-203.

[17] L. Deng, Z. Wen, X. Zhao, C. Yuan, G. Luo, J. Mo, High Voltage Output MEMS Vibration Energy Harvester in d31 Mode With PZT Thin Film, J. Microelectromech. S. 23 (2014) 855-861.

[18] R. Andosca, T. G. McDonald, V. Genova, S. Rosenberg, J. Keating, C. Benedixen, J. Wu, Experimental and theoretical studies on MEMS piezoelectric vibrational energy harvesters with mass loading, Sensor. Actuat. A-Phys. 178 (2012) 76-87.

[19] Z. Wen, L. Deng, X. Zhao, Z. Shang, G. Yuan, Y. She, Improving voltage output with PZT beam array for MEMS-based vibration energy harvester: theory and experiment, Microsystem Technologies. 21 (2015) 331-339.

基于喷墨打印的 Mn-Ni-Co-O NTC 热敏电阻的合成及电学性能研究

李海兵[1,2,3,4]　张惠敏[1,2]　常爱民[1,2]

（1. 中国科学院新疆理化技术研究所，乌鲁木齐 830011）（2. 新疆电子信息材料与器件重点实验室，乌鲁木齐 830011）
（3. 中国科学院大学，北京 100049）（4. 新疆维吾尔自治区计量测试研究院，乌鲁木齐 830011）

摘　要：本研究采用喷墨打印技术，将其应用于 Mn-Ni-Co-O（MNC）系 NTC 热敏电阻的制备。采用反相微乳法和水热法合成 $Mn_{1.95}Ni_{0.84}Co_{0.21}O_4$ 超细热敏电阻粉体材料，通过 XRD、SEM、TEM、激光粒度分析仪表征样品的晶体结构、粒径大小，晶粒尺寸分布。通过沉降试验、运动粘度和表面张力的测量，探索有机溶剂、分散剂、助表面活性剂的影响，从而获得稳定分散的高固含量（20%wt）的陶瓷墨水。通过喷墨打印技术制备不同尺寸（98 μm，203 μm，247 μm）的 MNC 热敏电阻，研究烧结温度对微观结构的影响，测量其电学性能。结果显示：不同尺寸微珠陶瓷样品的 R_{25} 为 15192-210050 Ω，$B_{25/50}$ 和 E_a 分别为 4900 K、0.341 eV。不同尺寸的热敏电阻器实测电阻值与理论值基本一致，从而实现可控电阻率的热敏电阻的制备。

关键词：喷墨打印；NTC；可控制备热敏材料

中图分类号及文献标识码：

Preparation andelectrical properties of Mn-Ni-Co-O NTC thermistor based on inkjet printing method

Li Haibing，Zhang Huimin，Chang Aimin

（1. *Xinjiang Technical Institute of Physics & Chemistry of CAS*，*Urumqi* 830011）
（2. *Xinjiang Key Laboratory of Electronic Information Materials and Devices*，*Urumqi* 830011）
（3. *University of the Chinese Academy of Sciences*，*Beijing* 100049）
（4. *Xinjiang Research Institute of Measurement and Testing*，*Urumqi* 830011）

Abstract：Herein，Ink-jet printing method is adopted in the fabrication of Mn-Ni-Co-O（MNC）NTC thermistors materials. Ultrafine $Mn_{1.95}Ni_{0.84}Co_{0.21}O_4$ thermistors materials nanoparticles are synthe-

作者简介：李海兵，2007 年于昌吉学院获得学士学位，2010 年于新疆大学获得硕士学位，2018 年至今在中国科学院新疆理化所攻读博士学位，主要研究方向为 NTC 热敏材料的合成及应用。E-mail：lihaibing136@ sina. com
Haibing Li received his B. Sc. degree in 2007 from Changji Colledge，received his M. Sc. degree in 2010 from Xinjiang Unversity，persuting Ph. D. degree in Xinjiang Technical Institute of Physics & Chemistry of CAS，aim to the synthesis and study of NTC thermistors materials

* **基金项目：**国家自然科学基金（51872326）资助项目；新疆电子信息材料与器件重点实验室（2018D04006）资助项目

sized by reverse micromulsion and hydrothermal method, and phase structure and microstructure and particle size distribution of the samples are investigated and characterized by XRD, SEM, TEM and laser particle size analyzer. Aid of viscosity and surface measurement, as well as sedimentation, the ratio of solvent medium, dispersant and co-surfactant is optimized. The high solid content ceramic inks (20% wt) with stable dispersibility are prepared. The different size of MNC thermistors (98μm, 203 μm, 247 μm) ceramic are constructed by inkjet printing, and the influence of sintering temperature on the microstructure is mainly focused. The result shows that the R_{25} is 15192-210050 Ω while $B_{25/50}$ and E_a are 4900 K、0.341 eV, respectively. Based on the theoretical calculation and measurement of different size thermistors, it provides a way to designing the controlled resistance of NTC thermistors sensors.

Keywords: Inkjet Printing; NTC; Controlled resistance of NTC thermistors

引　言

二十世纪九十年代以来，随着三维打印制备技术的出现，其越来越多应用于生物医疗、航空航天、功能器件的制备上[1,2,3]。A. K. Kelly 等人在《科学》指出，使用各种二维纳米片状材料制备的基于内部互联工作站的全打印传感器，首次阐述了全打印的概念[3]。在陶瓷研究领域，使用陶瓷 3D 打印制备高性能陶瓷零件的新方法和新方向是研究先进的成型技术[4,5,6,7]。

负温度系数（Negative Temperature Coefficient，NTC）热敏陶瓷电阻材料是一种电阻值随着温度的升高而降低的材料，其电阻-温度由 Arrhenius 表达式可知：

$$\rho=\rho_0\exp(E_a/kT) \quad (1)$$

其中 ρ_0 为特定温度下的电阻值，E_a 为激活能，k 为玻尔兹曼常数，T 为绝对温度。热敏电阻具有体积小、感温快、对温度敏感的特性，广泛应用于温度测量、温度控制、温度补偿以及抑制浪涌等[8,9,10,11]。进入新世纪以来，热敏电阻朝着体积小、寿命长、高稳定性的方向发展，新型热敏材料和制备工艺开始成为研究的热点。如丝网印刷技术、磁控溅射技术、喷墨打印法等新的制备工艺[12,13,14,15]。中国科学院新疆理化技术研究所的陈龙等人在负温度系数热敏电阻器的制备中引入喷墨打印技术，在平行导线上原位制备了小尺寸（< 100 μm）Mn-Co-Ni-O（MCN）和 Mn-Mg-Ni-O（MMN）微珠型负温度系数热敏陶瓷[15,16]。本研究在前人的基础上，制备了各种尺寸（98 μm，203 μm，247 μm）的微珠型热敏电阻元件，实现电阻值可调 NTC 热敏陶瓷的制备。

1　实验过程

1.1　微珠型陶瓷样品的制备

按照化学摩尔比 n（Mn）：n（Co）：n（Ni）= 1.95：0.21：0.84 称取硝酸锰、硝酸钴、硝酸镍，将其溶于 60 ml 的去离子水中，磁力搅拌至完全溶解。按照体积比 V（乳化剂）：V（表面活性剂）：V（油相）= 2：3：10，质量比 c（H_2O）：c（乳化剂）= 1.5，分别量取 Triton X-100（乳化剂），正己醇（表面活性剂），环己烷（油相），不断搅拌形成均一透明的有机溶剂，将上述的金属盐溶液逐滴加入到有机溶剂中，不断搅拌形成微乳液，在强光的照射下可以观测到丁达尔效应。在反应温度为 30 ℃，将 22 ml 的氨水（25 wt%）（摩尔比：氨水：金属盐 = 1.5：1）逐滴加入到微乳液中，磁力搅拌 4 h 加入 10 ml 的无水乙醇破乳继续搅拌 30 min，静置 24 h 后反复用去离子水和无水乙醇洗涤，将沉淀物置于 100 ml 的水热釜中于 160 ℃反应 8 h，再于 100 ℃干燥 10 h，研磨 2 h 后过筛得到前驱体。

将有机溶剂、分散剂混合并超声分散 10 min，将陶瓷前驱体加入到上述的混合溶液

中，继续超声 10min 得到陶瓷墨水。测量表面张力、运动粘度，静置并观测沉降，使陶瓷墨水满足喷墨打印的要求。喷墨打印设备为压电式工作原理，微珠材料制备如下：调整平行导线测控系统；喷墨打印及固化；烧结成型以及镀膜封装测试。其工艺流程如图 1 所示。

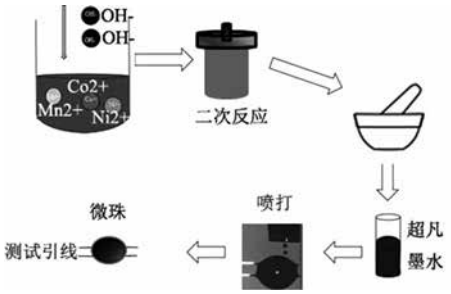


图 1　喷墨打印工艺流程图

Fig. 1　Flow chart of inkjet printing method

1.2　微珠型陶瓷样品的测试方法

采用 Bruker D8 Advance X 射线衍射仪（Cu Ka 特征辐射波长，0.15418 nm）进行物相分析；采用 ZEISS SUPRA55VP 扫描电镜及配套的 X 射线能谱仪进行微观结构、形貌以及元素含量的分析；采用英国马尔文公司生产的 Mastersizer 激光粒度分析仪测量粒度分布；采用上海昌吉地质仪器有限公司的 NDJ-8S 旋转粘度计和 dataphysics 公司生产的表面张力测量仪进行流变性测量；采用 Agilent34401A 数字多用表以及数据采集系统测试 -30~70 ℃热敏元件的电阻值。

2　结果与讨论

2.1　前驱物的 XRD 分析

从图 2 可知，前驱物在 30 ℃时，晶相主要是氢氧化物前驱体（CoNi）O（OH），还有少量的四方尖晶石。随着煅烧温度升高至 200 ℃，样品晶相同构于四方尖晶石相（JCPDS：18-0408），随着温度增加至 400 ℃，衍射峰强度增加，同时半高宽减小，显示样品晶相结构从四方相向立方相转变。600 ℃时可以观测到四方相完全消失，同构于立方尖晶石相的 $NiMn_2O_4$（JCPDS：71－0852），对称性：Fd3m）。随着温度的进一步增加，衍射峰强度有所增强，而半高宽基本保持不变，可确定最佳煅烧温度为 600 ℃。

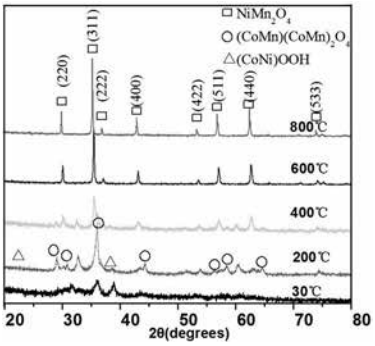
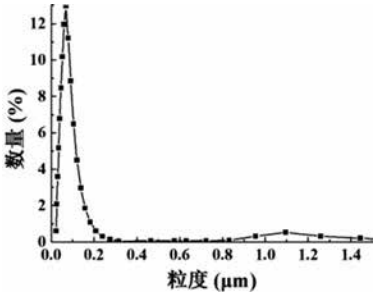


图 2　前驱物在 30-800℃下的 XRD 图谱

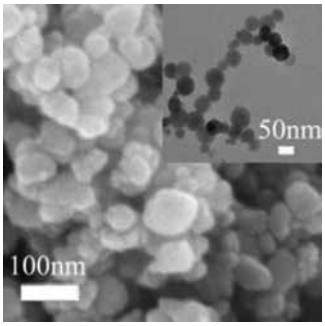
Fig. 2　XRD patterns of samples at temperature of 30-800 ℃

2.2　前驱物粒度、SEM、TEM 及 EDS 分析

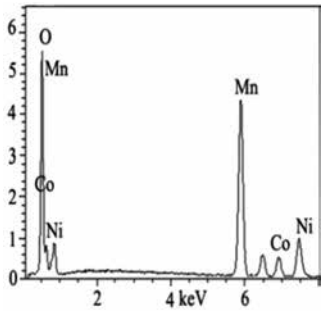
由图 3a 可知，600 ℃煅烧的样品其粒度分布较窄，显示样品为纳米级颗粒组成。SEM 可以得到大范围的微观形貌，颗粒的直径在 100nm 左右，有轻微的团聚。TEM 图显示样品为规则圆球状的纳米颗粒，与粒度分析、SEM 分析相一致。c 图显示晶粒是由元素 Mn、Co、Ni、O 组成。



（a）600 ℃煅烧样品的粒度分布图



（b）600 ℃煅烧样品的 SEM 和 TEM（右上）



图（c）600 ℃煅烧样品的 EDS 图

图 3　600 ℃样品的粒度分布图、SEM、TEM 以及 EDS 图

Fig. 3　Particle size distribution, SEM, TEM and EDS of sample calcined at 600℃

2.3　陶瓷墨水的配置和表征

陶瓷墨水包含粉体、有机溶剂、分散剂、表面活性剂等[17,18]。在溶剂的选择上，根据溶剂不同粘度、表面张力等物理化学的不同，从而对陶瓷墨水的分散性和稳定性产生影响。一般选用水溶剂、醇、多元醇（正戊醇、乙二醇、丙三醇等）。陶瓷墨水主要在于可打印性，其通过物理参数来表征。一般使用雷诺数

$$R_e = v\rho a/\eta \tag{2}$$

以及韦伯数

$$W_e = v^2\rho a/r \tag{3}$$

来表征。其中 a 为喷头尺寸，v、ρ、η 和 γ 分别代表速率、墨水密度、运动粘度和表面张力关键参数。引入 Ohnesorge（oh）数来表征液滴的喷射机制，并且独立于喷射速率。

$$O_h = 1/Z = \frac{\sqrt{W_e}}{R_e} = \frac{\eta}{(r \cdot \rho \cdot a)^{1/2}} \tag{4}$$

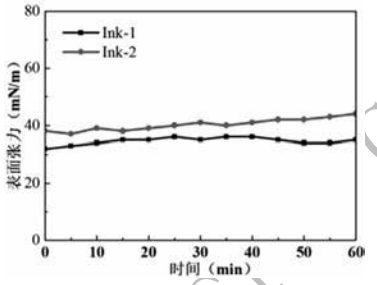
使用 Z 来表征陶瓷墨水的可打印性，其中 Z 的取值为 1-10[19]。根据陶瓷材料的亲水性选择正戊醇和乙二醇为溶剂，聚乙烯醇缩丁醛 PVB 为分散剂，乙醇为助表面活性剂，配置成分如表 1 所示。

表 **1**　20%固含量的 MNC 陶瓷墨水组分

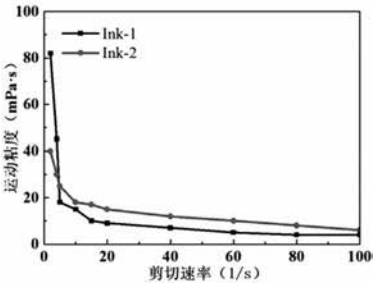
Table 1　Component weights for 20wt%MNC ceramic ink

编号	MNC 粉体（g）	无水乙醇（g）	PVB（g）	溶剂（g）
INK-1	2	1	0.03	7.97（己二醇）
INK-2	2	1	0.03	7.97（正戊醇）

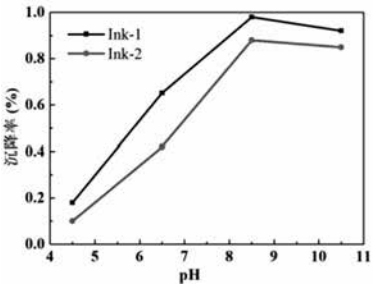
由上述可知，陶瓷墨水的可打印性主要取决于溶液的表面张力、运动粘度参数，这里对 INK-1 和 INK-2 的流变性能进行测试，以满足喷墨打印的要求。



（a）INK-1 和 INK-2 的表面张力



（b）INK-1 和 INK-2 的运动粘度



（c）不同 PH 值下的 INK-1 和 INK-2 的沉降率

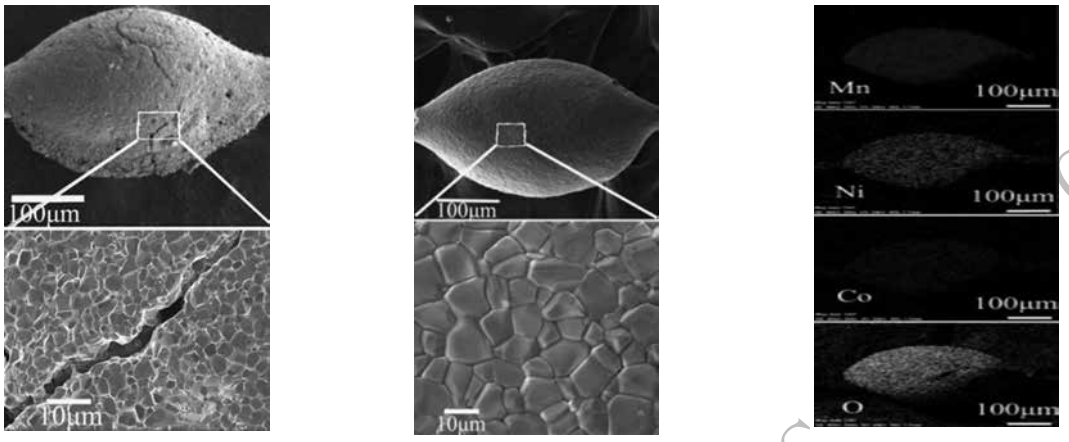
图 4　INK-1 和 INK-2 样品的表面张力、运动粘度和沉降率

Fig. 4　Measurement of surface tension, viscosity and final sediment ratios of INK-1and INK-2

已知 MNC 墨水的密度，根据测量墨水表面张力和运动粘度计算出陶瓷墨水的 Z 值。通过数据分析和比较，墨水 1 和墨水 2 的 Z 值分别为 3.5 和 5.1。采用目测的方法进行陶瓷墨水的沉降率测试，不同时间间隔记录下沉降率。1 号墨水与 2 号墨水的沉降率与 pH 的关系如图 4c 所示。对于 2 号墨水，pH 位于 8.2~8.6 之间观测不到任何的沉降，进行后续的喷墨打印试验。

2.4 微珠热敏电阻的 SEM、EDS mapping 分析

在上述的基础上进行喷墨打印，固化成型，高温烧结后的微珠陶瓷样品，图 5（a）（b）为微珠陶瓷材料的表面 SEM 图。（c）为微珠陶瓷样品的 EDS mapping 谱图。



（a）1200 ℃烧结微珠的 SEM 图　（b）1250 ℃烧结微珠的 SEM 图　（c）b 中微珠的 EDS mapping 图

图 5　微珠的 SEM 图：（a）1200 ℃；（b）1250 ℃；（c）微珠的 mapping 图

Fig. 5　SEM images of microbeads vis：（a）1200 ℃（b）1250 ℃（c）mapping of microbeads sintered at 1250 ℃

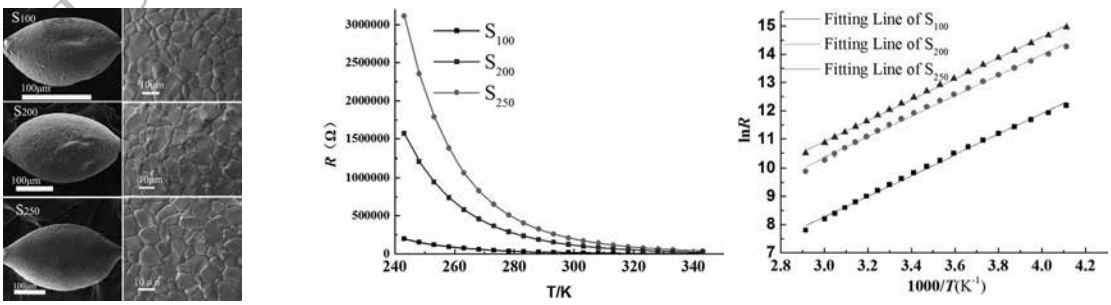
由图 5（a）（b）可知，烧结温度为 1200 ℃时，微珠型陶瓷晶粒发育一般，晶界处有空洞，可以观测到裂纹的存在，微珠的致密度较差。当烧结温度为 1250 ℃时，微珠的致密度增加，晶粒发育完善，尺寸从 2 μm 增加到 8 μm 左右，无裂纹的存在。随着烧结温度的增加，晶粒发育完全且尺寸分布均匀，达到了致密化的程度。较高的温度代表了较高的烧结驱动力，提高陶瓷的致密度且促进了晶粒的生长。图（c）为 1250 ℃烧结的微珠元素面扫描 EDS mapping 图谱，研究微珠中 Mn、Ni、Co 的分布情况。可以看到 Mn、Ni、Co 以及 O 元素均匀分布微珠材料中，没有出现元素偏析的现象。进一步说明，通过调节烧结工艺可以达到了晶粒尺寸均匀致密度较高且元素分布均匀的微珠型陶瓷材料。

2.5 微珠热敏电阻的电学性能测量

NTC 陶瓷电阻器的电阻值-温度特性曲线反映了电阻或电阻率随温度变化的趋势。负温度系数热敏电阻器的电阻值-温度变化关系，在一定的温度范围内可以用公式（1）表示。负温度系数热敏材料的温度常数：

$$B=\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)\cdot\left(\frac{T_1T_2}{T_1-T_1}\right) \qquad (5)$$

式中：R_1 和 R_2 分别为 T_1 和 T_2 温度下的电阻；T_1、T_2 为绝对温度。



（a）MNC 微珠材料的 SEM 图　（b）MNC 微珠材料的阻值温度曲线　（c）MNC 微珠材料的 NTC 曲线

图（6）　MNC 微珠陶瓷材料的 SEM 图、阻值温度和 NTC 特性曲线

Fig. 6　SEM images，the relationship between R and T，ln$R$ and $1/T$ of MNC microbeads ceramic

通过控制激励电压和喷打次数，激励电压的范围在 50~70 V，喷打次数分别为 200、400、500，从而得到尺寸不同（98 μm，203 μm，247 μm）的微珠陶瓷材料。图 6（a）给出了不同尺寸的微珠热敏材料的 SEM 图。在-30-70℃该微珠陶瓷材料的电阻随着温度的升高而降低，显示出良好的负温度系数特性。图 6（c）可以得出 ln$R$ 与 1000/T 之间的关系，ln$R$ 与 1000/T 之间呈现了良好的线性关系，复合小极化子跃迁导电基本特征[20]，电导机制可以用公式 1 来表示。从图 6（c）中曲线的斜率得到温度常数 B 值，根据 $E_a=B/k$ 计算得到激活能 E_a。不同尺寸的微珠陶瓷材料其室温电阻为 15192 Ω，121536 Ω，210050 Ω，温度常数 $B_{25/50}$ 和激活能 E_a 分别为~4900 K 和 0.341 eV。根据电阻与尺寸的普适公式：$R_1/R_2 \propto (D_1/D_2)$，其中 D 为几何尺寸。本例中电阻值与尺寸的三次方成正比（几何形状近似于圆球处理）。计算结果如下：$R_{203}/R_{98}=7.8$，$R_{247}/R_{98}=13.8$，与理论值基本一致。

3 结论

采用反相微乳法结合水热法，制备了 MNC 超细纳米粉体。通过两步分散法，成功配置了稳定性和分散性及流变性均满足逐滴打印要求的陶瓷墨水，并探究了墨水流变性的影响因素。通过喷墨打印技术成功制备出了致密性高、晶粒尺寸均匀的微珠陶瓷材料。通过控制喷打次数，实现微珠的可控制备，未来可用于新型包覆复合陶瓷材料的制备。

参考文献：

[1] BRAIN D, Print of prototyping of tissues and scaffolds [J]. Science, 2012, 338: 921-926

[2] MINEMAWARI H, TAMADA T, MATSUI H, et al. Ink-jet printing of single-crystal films [J]. Nature, 2011, 475: 364-367

[3] KELLY A K, HALLAM T, BACKES C, et al. All-printed thin-flim transistors from network of liquid-exfoliated nanosheets [J]. Science, 2017, 356: 69-73

[4] FU Y L, CHEN Z W, Preparation and stereolithography 3D printing of ultralight and ultrastrong ZrO-C porous ceramics [J]. Journal of Alloys and Compounds, 2019, 789 (15): 867-873

[5] CHEN Q H, ZOU B, A study on biosafety of HAP ceramic prepared by SLA-3D printing technology directly [J]. Journal of the mechanical behavior of biomedical materials, 2019, 2: 1867-1871

[6] NI Y N, LONG K W, BU T, et al. A review of 3D-printed sensors [J]. Journal of Applied Spectroscopy Reviews, 2017, 52 (7): 623-652

[7] 李亚运，司云晖，熊信柏，等，陶瓷 3D 打印的研究与进展 [J]. 硅酸盐学报，2017，45（6）：793-805

[7] LI Y Y, SI Y H, XIONG X B, et al. Research and progress on three dimensional pringting of ceramic materials [J]. Journal ofthe Chinese Ceramic Society, 2017, 45 (5): 793-805

[8] ANTONIO F, Negative temperature coefficient resistance (NTCR) ceramic thermistors: An industrial perspective perspective [J]. Journal of the American Ceramic Society, 2009, 92: 967-983

[9] ZHANG H M, CHANG A M, PENG C W, et al. Preparation and characterization of Fe^{3+} - doped $Ni_{0.9}Co_{0.8}Mn_{1.3-x}Fe_xO_4$ ($0 \leqslant x \leqslant 0.7$) negative temperature coefficient ceramic materials [J]. Microelectron Engineering, 2011, 88: 2934-2940

[10] PARK K, KIM S J, KIM J G, et al. Structural and electrical properties of MgO - doped $Mn_{1.4}Ni_{1.2}Co_{0.4-x}Mg_xO4$ ($0 \leqslant x \leqslant 0.25$) NTC thermistors [J]. Journal of the European Ceramic Society, 2007, 27: 2009-2016

[11] 关芳，张惠敏，赵丽君，等，Ti 掺杂对 $(LaMn_{1-x}Ti_xO_3)$ 0.67 $(NiMn_2O_4)_{0.33}$ ($0 \leqslant x \leqslant 0.7$) 陶瓷材料微结构及电性能影响 [J]. 无机化学学报，2013，29（4）：760-766

[11] GUAN F, ZHANG H M, CHANG A M, et al. Preparation and electrical properties of $(LaMn_{1-x}Ti_xO_3)_{0.67}$ $(NiMn_2O_4)_{0.33}$ ($0 \leqslant x \leqslant 0.7$) NTC ceramic [J]. Journal of Inorganic Materials, 2014, 29 (1): 760-766

[12] REN W, ZHU N N, LI L, et al. Improvement of aging issue in $Zn_{0.4}Fe_{2.1}Co_2Mn_{1.5}O_8$ thermistor films [J]. Journal of the European Ceramic Socie-

ty，2019，39：4189-4193

[13] KONG W W，BU H J，GAO B，et al. Effects of preferred orientation on electrical properties of $Mn_{1.56}Co_{0.96}Ni_{0.48}O_{4\pm\delta}$ spinel films [J]，Material Letters，2014，137：36-40

[14] 崔云先，薛帅毅，周通，等，薄膜瞬态温度传感器的制备及性能研究 [J]．仪器仪表学报，2017，38（12）：3028-3035

[14] CUI Y X，XUE S Y，ZHOU T，et al. Fabrication and performance analysis of thin film transient temperature sensor [J]. Chinese Journal of Science Instrument，2017，38（2）：3028-3035

[15] CHEN L，WANG J H，HUANG C P，et al. High performance of $Ni_{0.9}Mn_{1.8}Mg_{0.3}O_4$ spinel nanoceramic microbeads via inkjet printing and two step sintered [J]. RSC Advances，2016，6：35118-35123

[16] CHEN L，ZHANG Q N，YAO J C，et al. Formation of Mn-Co-Ni-O nanoceramic microspheres using in situ ink-jet printing：sintering process effect on the microstructure and Electrical Properties [J]. Small，2016

[17] ZHANG K Q，XIE C，WANG G，High solid loading，low viscosity photosensitive Al_2O_3 slurry for stereolithography based additive manufacturing [J]. Ceramic International，2019，45（1）：203-208

[18] Chen Z W，Development and characterization of novel aqueous-based LSCF suspension for inkjet printing [J]. Ceramic International，2018，44：312-317

[19] FROMM J，Numerical calculation of fluid dynamics of drop-on-demand jets [J]. IBM. Journal of research and development，1984，28：322-333

[20] DORRIS S E，MASON T O，Electrical properties and cation valencies in Mn_3O_4 [J]. Journal of the American Ceramic Society，1988，71：379-385

CIS

Mechanism in NH_3 Detection of the Au, Pt and Pd NPs /graphene Hybrids

Hui Song[1] *, Changbin Shao[1] Quanfu Li[2] and Xin Li[3]

Abstract— Au, Pd and Pt NPs were decorated on graphene via galvanic displacement reaction. These metal NPs/graphene hybrids are using for NH_3 detection. Pt and Pd NPs/graphene hybrids sensors have better NH_3 sensing performance than that of Au NPs/graphene hybrids sensor. The interactions between adatoms and graphene decrease the work function relative to isolated graphene for Pt and Pd NPs, but it increases for Au. The raised barrier height at the Au NPs/graphene interface hampers charge transfer, while the reduced one at the Pt and Pd NPs/graphene interface facilitate electrons transfer, resulting in much more donated electrons transfer from adsorbed NH_3 to graphene.

Index Terms—NH_3 sensor; metal NPs; mechanism; graphene

1. INTRODUCTION

NH_3 is a colorless gas with a very distinct odor, and widely used to make fertilizer in agricultural and industrial refrigeration or cleaners. Exposure to high concentrations of ammonia in air may be irritating to skins, eyes, throat and lungs, and even resulting in lung damage and death to very high levels. The Occupational Safety and Health Administration (OSHA) has set an acceptable eight-hour exposure limit at 25 ppm and a 15-minute exposure level at 35 ppm. Thus, NH_3 detection with fast response and high sensitivity could effectively avoid suffering irreversible health effects.

Numerous studies of NH_3 sensors have been reported on, and most of these sensors can be roughly categorized into two groups: metal-oxide sensors [1-4] and metal-catalyst-decorated sensors [5-8]. Metal oxide semiconductor sensors have been widely used owning to their low cost and high sensitivity. But high operation temperature and poor selectivity are their major application limitations [9]. Noble metals are widely used as catalytic to improve gas selectively. Especially, their nanostructures are well known for their selective gas adsorption and catalytic dissociation. As the scarcity and expensive production, the most attractive way to minimize their consumption is the combination of them with other sustainable materials [10-13]. Graphene is suitable for supporting metal nanoparticles due to its excellent mechanical

Thiswork was financially supported by grants from the National Natural Science Foundation of China (No. 91123018) and the National Natural Science Foundation of Shandong (ZR2016EEM39).

Hui Songand Changbin Shao were with the School of Software Engineering, Qufu Normal University, Qufu, Shangdong, 273165, China (e-mail: songh_ 0315@ mail. qfnu. edu. cn, 363389135@ qq. com).

Quanfu Li, was with the School of Electronic Engineering, Guangxi Normal University, Guilin, Guangxi, 541004, China (e-mail: lear-super@ 163. com).

Xin Li is with the Department of Microelectronics, School of Electronics and Engineering, Xi' an Jiaotong University, Xi' an, Shaanxi, China, 710049 (e-mail: 632902162@ qq. com).

and sheet structure [14-16]. Moreover, graphene also has the ability of gas detection at room temperature owning to its large surface-area-to-volume ratio and extraordinary electronic properties [17-19]. Noble metals nanostructures decorated graphene-based hybrids have shown promising potential in room temperature gas sensors with desirable selectivity and extremely sensitivity [20]. In this work, we decorated chemical vapor deposition (CVD) graphene with Au, Pd and Pt NPs using one-step galvanic displacement reaction and fabricated sensors with these hybrids as sensing material to study their NH_3 sensing performance. The dominant mechanisms of metal NPs/graphene hybrids are discussed based on Langmuir adsorption isotherm theory. And the possible reasons for the difference in NH_3 response between these materials are also explored.

2. GUIDELINES FOR MANUSCRIPT PREPARATION

Fig. 1a shows the galvanic displacement route and the transfer process for metal NPs/graphene hybrids. The small graphene sheets are immersed into 0.5 mM/L cholroauric acid ($HAuCl_4$, cholroplatinic acid ($HPtCl_6$) and palladium chloride ($PdCl_2$) solution for 30 s to deposit Au NPs, Pt NPs and Pd NPs, respectively. Driven by the electrochemical potential difference, Pt, Pd and Au NPs deposited on top of graphene due to their less active than copper [21, 22]. Rinsed with DI water and dried with N_2 blowing, these hybrids are transferred to interdigital electrodes (IDEs) to complete sensors fabrication. NH_3 sensing setup is illustrated in Fig. 1b. The injected ammonia aqueous dried by NaOH desiccant in an external dying bottle, and then circulated by a pump (MEDOVP0125-V1005-P2-1411, Nitto Kohki, Tokyo, Japan) in the testing setup. All NH_3 measurements are carried out at temperature of 25℃±2℃ and the relative humidity (RH) of 30±4%. The changes of sensors resistances upon NH_3 exposure are measured with a multimeter (Keithley 2000, Cleveland, OH, USA) and recorded to computer via data acquisition.

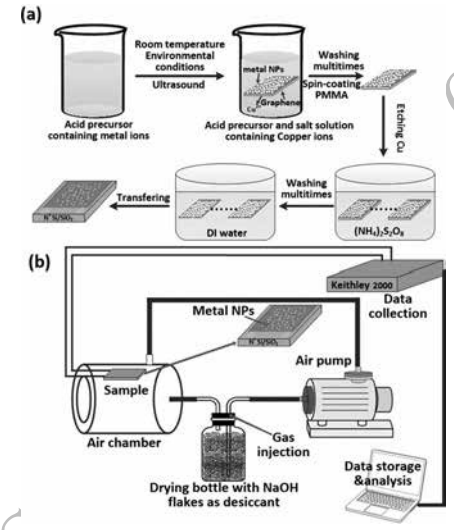


Fig. 1 (a). Decoration and transfer processes for the metal NPs/graphene hybrids, and (b). Schematic diagram of the homemade gas sensing setup.

3. RESULTS AND DISCUSSION

Fig. 2a shows energy dispersive spectrometer (EDS, S-4800, Hitachi, Tokyo, Japan) mappings of the metal NPs/graphene hybrids. We confirmed the decoration of Au NPs, Pt NPs and Pd NPs on graphene. The elemental composition of Au, Pt and Pd NPs/graphene hybrids are examed by X-ray diffraction (XRD, XRD-6100, Shimadzu Corporation, Kyoto, Japan). Fig. 2b depicts the XRD patterns of the metal NPs/graphene hybrids, further indicating the deposition of metals Au, Pt and Pd on graphene. The diffraction peaks were observed at 38.2°, 44.3°, 64.5° and 77.6°, corresponding to (111), (200), (220) and (311) planes of Au, respectively. Pt NPs have diffraction peaks at 39.9°, 46.2° and 67.9°, which correspond to (111), (200) and (220) crystalline planes of

Pt, respectively. While the peaks at $2\theta = 40.1°$, 46.6° and 68.1° can be assigned to (111), (200) and (220) planes of the face-centered-cubic (fcc) structure of Pd NPs, respectively.

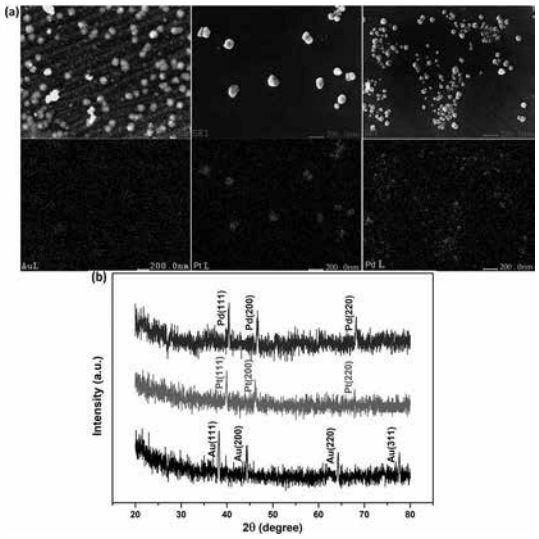


Fig. 2 (a) EDS mapping and (b) XRD patterns of Au NPs/graphene (black), Pt NPs/graphene (red) and Pd NPs/graphene (blue) hybrids, respectively.

The scanning electron microscopy (SEM, S-4800, Hitachi, Tokyo, Japan) images are used to better characterizing the surface morphology of metal NPs/graphene hybrids. The upper parts of Fig. 3a, b and c display the uniformly dispersion of Au NPs, Pt NPs and Pd NPs decorating on graphene, respectively. While the distribution of Pd NPs decoration on graphene is a little more dense than that of Pt NPs. The average size of the Au NPs and Pt NPs are about 20 nm, and the size of Pd NPs is slightly larger than 25 nm (down parts of Fig. 3 in large scale).

Fig. 4a shows the dynamic response of Au NPs/graphene, Pt NPs/graphene, Pd NPs/graphene hybrids and CVD graphene. The responses for 600 ppm NH_3 were calculated as 65%, 64%, 20% and 7% for Pd, Pt, Au NPs/graphene hybrids and CVD graphene, respectively. The higher responses of metal NPs/graphene hybrids indicate the important role of metal NPs in NH_3 sensing procedure, which results from two factors: more reduction in hole concentration and metal catalysis. The graphene is further hole-doped by the metal NPs because of the difference between the work functions of Au (5.1 eV), Pt (5.65 eV), Pd (5.12 eV) and graphene (4.5 eV) [23]. These closed work function values enable an effective charge transfer between the meatal NPs and graphene, which produces a strongly hole consumption and facilitates NH_3 detection. On the other hand, metal NPs, as catalysts, provide preferred adsorption and activation sites for NH_3. NH_3 adsorbed on metal NPs and dissociated into NH_2 and H atoms [24]. These fragment ionized species migrate to the metal NPs/graphene interface, react with surface oxygen species and release trapped electrons [25, 26]. Thus, hole concentration was deeply decreased by the released electrons resulting in an enhanced NH_3 sensing response.

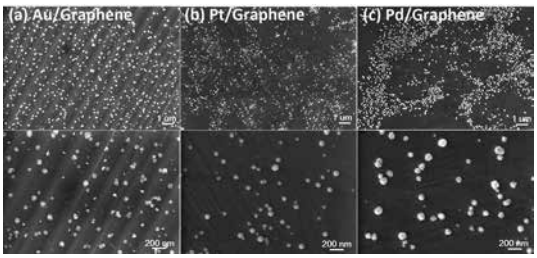


Fig. 3 SEM images of (a) Au NPs/graphene, (b) Pt NPs/graphene and (c) Pd NPs/graphene hybrids at 1 μm scale (upper) and 200 nm scale (down), respectively.

The responses of Pt NPs/graphene (64%) and Pd NPs/graphene hybrids sensors (63%) are more than three times that of Au NPs/graphene hybrids sensor (20%) when exposed to 600 ppm NH_3 (Fig. 4a). On the basis of catalytic principle, the small the size and the well the dispersion, the better the catalytic ability. Thus, Au NPs/graphene hybrids sensors should have best NH_3 response because that the distribution of smaller Au NPs on graphene is much more uni-

form than that of Pt and Pd NPs (Fig. 3a, b and c). The contradictory experimental results indicate that minor morphological differences are not the key factors affecting NH_3 responses of our Au, Pt and Pd NPs/graphene hybrids sensors.

According to first - principles study, the bonding of Au and Pt to graphene is so weak that the electronic structure of graphene is still preserved [27, 28]. The smaller adsorption energy indicates a weak physisorption with no significant charge transfer. But the calculated work function for Au adatoms - graphene system is 4.88 eV, which is larger than that of isolated graphene (4.26 eV); while for Pd, the calculated work function is 3.61, which is smaller than that of graphene [29]. The reduced barrier height at the Pd NPs/graphene interface is more beneficial to the donated electrons transfer from adsorbed NH_3 to graphene, resulting in more hole consumption and enhancing NH_3 sensing response. On the other hand, the strong bonding of Pd to graphene implies the strong hybridization between metal *d* states and graphene states to form covalent bonds [30, 31]. The rearrangement of charge in covalent bonds induces a large dipole moment and reduces their work function considerably. The decreased work function facilitates electrons transfer to Pt NPs/graphene hybrids when exposed to NH_3 resulting in improved NH_3 sensing [28, 32]. Thus, reduced work function facilitating electrons transfer is the critical factor for the better NH_3 sensing performance of Pt NPs and Pd NPs/graphene hybrids sensors than that of Au NPs/graphene hybrids.

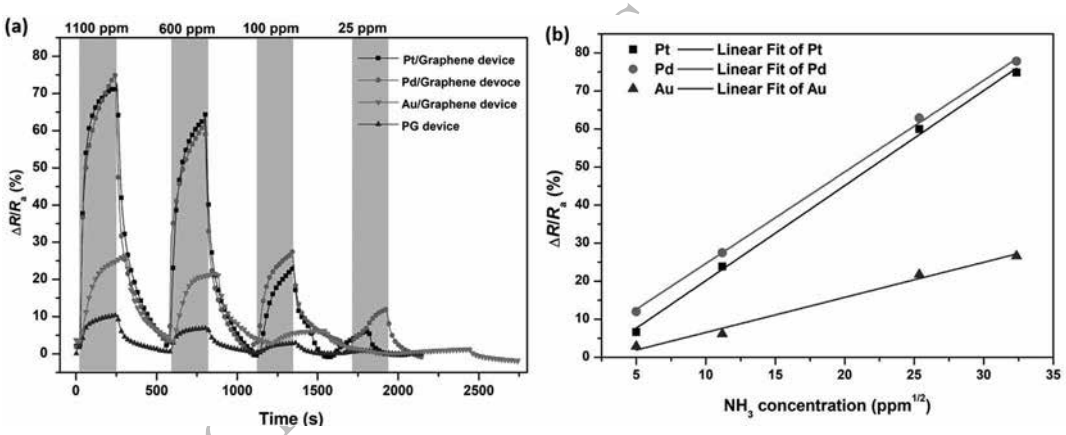


Fig. 4 (a) Responses of Pt/graphene (black), Pd/graphene (red), Au/graphene (rose red) and CVD graphene (blue) sensor to different concentrations of NH_3 and (b) NH_3 responses of metal NPs/graphene hybrids as a function of NH_3 concentration with fits for Langmuir adsorption isotherm theory.

Fig. 4b shows the relationship between the responses of metal NPs/graphene hybrids and the square root of the NH_3 concentrations. These linearly dependences can be analyzed using Langmuir adsorption isotherm theory [33]. The adsorption and desorption rate of NH_3 on the metal NPs/graphene hybrids at equilibrium can be described as

$$k_a P(1-\theta)^2 = k_d \theta^2 \text{ or } \frac{\theta}{1-\theta} = (kP)^{1/2} \quad (1)$$

where θ is the fractional surface coverage of adsorption NH_3, k_d and k_a are the desorption and adsorption constants, respectively, $k = k_a/k_d$ defined as an equilibrium constant, and P is the partial pressure of NH_3. Due to the adsorbed NH_3 molecules are detected by resistance measurements, that is, the responses of metal NPs/gra-

phene hybrids proportion to the coverage of NH_3 on the surface [33, 34]. Accordingly, when exposed to NH_3, the resistances change can be directly given by

$$\frac{\Delta R}{R_a} \propto (kP) \quad 1/2 \qquad (2)$$

NH_3 molecules reacts with metal NPs/graphene hybrids related to the dissociation of NH_3 and the migration of fragment ionized species to the metal NPs/graphene interface. But the linear relationship between the response and the square root of NH_3 concentration indicate that the catalytic dissociation and spillover of metal NPs are the dominant mechanism determining the response of metal NPs/graphene hybrids.

4. CONCLUSION

In summary, the responses of Pt and Pd NPs/graphene hybrids sensors are 64% and 63%, respectively, three times more than that of Au NPs/graphene hybrids sensor. SEM analysis results exclude the influence of minor morphological differences on NH_3 response. The interaction between adatoms and graphene increases the work function for Au and decreases for Pt, Pd NPs. The reduced barrier height at the Pt, Pd NPs/graphene interfaces facilitate electrons transfer from adsorbed NH_3 to graphene, resulting in much more hole consumption. This is the critical factor for higher NH_3 response of Pt, Pd NPs/graphene hybrids sensors than that of Au NPs/graphene hybrids sensor.

REFERENCES

[1] B. Sakthivel and G. Nammalvar, "Selective ammonia sensor based on copper oxide/reduced graphene oxide nanocomposite," Journal of Alloys and Compounds, vol. 788, pp. 422 - 428, 2019/06/05/ 2019.

[2] R. S. Andre, L. A. Mercante, M. H. M. Facure, L. H. C. Mattoso, and D. S. Correa, "Enhanced and selectiveammonia detection using In2O3/reduced graphene oxide hybrid nanofibers," Applied Surface Science, vol. 473, pp. 133 - 140, 2019/04/15/ 2019.

[3] S. K. Singh, N. K. Tiwari, A. K. Yadav, M. J. Akhtar, and K. K. Kar, "Design of ZnO/N-Doped Graphene Nanohybrid Incorporated RF Complementary Split Ring Resonator Sensor for Ammonia Gas Detection," IEEE Sens. J., pp. 1-1, 2019.

[4] B. Sakthivel and G. Nammalvar, "Selective ammonia sensor based on copper oxide/reduced graphene oxide nanocomposite," Journal of Alloys and Compounds, vol. 788, pp. 422 - 428, 2019/06/05/ 2019.

[5] R. S. Andre, L. A. Mercante, M. H. M. Facure, L. H. C. Mattoso, and D. S. Correa, "Enhanced and selective ammonia detection using In2O3/reduced graphene oxide hybrid nanofibers," Applied Surface Science, vol. 473, pp. 133-140, 2019/04/15/ 2019.

[6] S. K. Singh, N. K. Tiwari, A. K. Yadav, M. J. Akhtar, and K. K. Kar, "Design of ZnO/N-Doped Graphene Nanohybrid Incorporated RF Complementary Split Ring Resonator Sensor for Ammonia Gas Detection," IEEE Sens. J., pp. 1-1, 2019.

[7] A. Pathak, S. K. Mishra, and B. D. Gupta, "Fiber-optic ammonia sensor using Ag/SnO2 thin films: optimization of thickness of SnO2 film using electric field distribution and reaction factor," Appl. Opt., vol. 54, no. 29, pp. 8712 - 8721, 2015/10/10 2015.

[8] E. Zhang, Q. Li, P. Li, M. Pang, and Y. Luo, "Fabrication of Pd-Decorated MoSe2 Nanoflowers and Density Functional Theory Simulation Toward Ammonia Sensing," IEEE Electron Device Letters, vol. 40, no. 4, pp. 616-619, 2019.

[9] I. Karaduman, E. Er, H. Çelikkan, N. Erk, and S. Acar, "Room-temperature ammonia gas sensor based on reduced graphene oxide nanocomposites decorated by Ag, Au and Pt nanoparticles," Journal of Alloys and Compounds, vol. 722, pp. 569-578, 2017/10/25/ 2017.

[10] S. M. Cui et al., "Fast and Selective Room-Temperature Ammonia Sensors Using Silver Nanocrystal

-Functionalized Carbon Nanotubes," (in English), ACS Appl. Mater. Interfaces, Article vol. 4, no. 9, pp. 4898-4904, Sep 2012.

[11] H. Song, X. Li, P. Cui, S. Guo, W. Liu, and X. Wang, "Morphology optimization of CVD graphene decorated with Ag nanoparticles as ammonia sensor," Sensors and Actuators B: Chemical, vol. 244, pp. 124-130, 6// 2017.

[12] D. R. Miller, S. A. Akbar, and P. A. Morris, "Nanoscale metal oxide-based heterojunctions for gas sensing: A review," (in English), Sens. Actuator B -Chem., Review vol. 204, pp. 250-272, Dec 2014.

[13] C. Tan, X. Huang, and H. Zhang, "Synthesis and applications of graphene-based noble metal nanostructures," Materials Today, vol. 16, no. 1-2, pp. 29-36, 1// 2013.

[14] F. -L. Meng, Z. Guo, and X. -J. Huang, "Graphene-based hybrids for chemiresistive gas sensors," TrAC Trends in Analytical Chemistry, vol. 68, pp. 37-47, 5// 2015.

[15] G. Modugno, C. Ménard-Moyon, M. Prato, and A. Bianco, "Carbon nanomaterials combined with metal nanoparticles for theranostic applications," British Journal of Pharmacology, vol. 172, no. 4, pp. 975-991, 2015.

[16] A. V. Singhal, H. Charaya, and I. Lahiri, "Noble Metal Decorated Graphene-Based Gas Sensors and Their Fabrication: A Review," Critical Reviews in Solid State and Materials Sciences, pp. 1-28, 2017.

[17] M. Khan et al., "Graphene based metal and metal oxide nanocomposites: synthesis, properties and their applications," J. Mater. Chem. A, vol. 3, no. 37, pp. 18753-18808, 2015.

[18] S. Gupta Chatterjee, S. Chatterjee, A. K. Ray, and A. K. Chakraborty, "Graphene-metal oxide nanohybrids for toxic gas sensor: A review," Sensors and Actuators B: Chemical, vol. 221, no. Supplement C, pp. 1170-1181, 2015/12/31/ 2015.

[19] P. V. Kamat, "Graphene-Based Nanoarchitectures. Anchoring Semiconductor and Metal Nanoparticles on a Two-Dimensional Carbon Support," The Journal of Physical Chemistry Letters, vol. 1, no. 2, pp. 520-527, 2010/01/21 2010.

[20] S. S. Varghese, S. Lonkar, K. K. Singh, S. Swaminathan, and A. Abdala, "Recent advances in graphene based gas sensors," Sensors and Actuators B: Chemical, vol. 218, no. 0, pp. 160-183, 10/31/ 2015.

[21] G. Neri, "First Fifty Years of Chemoresistive Gas Sensors," Chemosensors, vol. 3, no. 1, pp. 1-20, 2015.

[22] A. Zopfl, M. M. Lemberger, M. Konig, G. Ruhl, F. M. Matysik, and T. Hirsch, "Reduced graphene oxide and graphene composite materials for improved gas sensing at low temperature," (in English), Faraday Discuss., Article vol. 173, pp. 403-414, 2014.

[23] I. -D. Kim, S. -J. Choi, and H. -J. Cho, "Graphene-Based Composite Materials for Chemical Sensor Application," pp. 65-101, 2015.

[24] J. Hong, S. Lee, J. Seo, S. Pyo, J. Kim, and T. Lee, "A highly sensitive hydrogen sensor with gas selectivity using a PMMA membrane-coated Pd nanoparticle/single-layer graphene hybrid," ACS Appl Mater Interfaces, vol. 7, no. 6, pp. 3554-61, Feb 18 2015.

[25] L. Xianmao, C. Jingyi, S. E. Skrabalak, and X. Younan, "Galvanic replacement reaction: a simple and powerful route to hollow and porous metal nanostructures," (in English), Proc. Inst. Mech. Eng. N, J. Nanoeng. Nanosyst., vol. 221, no. 1, pp. 1-16, March 2007.

[26] H. B. Michaelson, "The work function of the elements and its periodicity," J. Appl. Phys., vol. 48, no. 11, pp. 4729-4733, 1977.

[27] G. Lanzani and K. Laasonen, "NH3 adsorption and dissociation on a nanosized iron cluster," International Journal of Hydrogen Energy, vol. 35, no. 13, pp. 6571-6577, 2010/07/01/ 2010.

[28] M. Shahabuddin, A. Sharma, J. Kumar, M. Tomar, A. Umar, and V. Gupta, "Metal clusters activated SnO2 thin film for low level detection of NH3 gas," Sensors and Actuators B: Chemical, vol. 194, pp. 410-418, 2014/04/01/ 2014.

[29] M. Penza et al., "Enhancement of sensitivity in gas chemiresistors based on carbon nanotube surface func-

tionalized with noble metal (Au, Pt) nanoclusters," Appl. Phys. Lett., vol. 90, no. 17, 2007.

[30] M. Gautam and A. H. Jayatissa, "Adsorption kinetics of ammonia sensing by graphene films decorated with platinum nanoparticles," (in English), J. Appl. Phys., Article vol. 111, no. 9, May 2012, Art no. 094317.

[31] P. A. Khomyakov, G. Giovannetti, P. C. Rusu, G. Brocks, J. van den Brink, and P. J. Kelly, "First-principles study of the interaction and charge transfer between graphene and metals," Phys. Rev. B, vol. 79, no. 19, 2009.

[32] K. T. Chan, J. B. Neaton, and M. L. Cohen, "First-principles study of metal adatom adsorption on graphene," Phys. Rev. B, vol. 77, no. 23, 2008.

[33] K. S. Subrahmanyam, A. K. Manna, S. K. Pati, and C. N. R. Rao, "A study of graphene decorated with metal nanoparticles," Chem. Phys. Lett., vol. 497, no. 1-3, pp. 70-75, 2010.

[34] K. Pi et al., "Electronic doping and scattering by transition metals on graphene," Phys. Rev. B, vol. 80, no. 7, 2009.

[35] X. Liu et al., "Bonding and charge transfer by metal adatom adsorption on graphene," Phys. Rev. B, vol. 83, no. 23, 2011.

[36] T. Yokoyama, T. Tanaka, Y. Shimokawa, R. Yamachi, Y. Saito, and K. Uchida, "Pd-Functionalized, Suspended Graphene Nanosheet for Fast, Low-Energy Multimolecular Sensors," ACS Applied Nano Materials, vol. 1, no. 8, pp. 3886-3894, 2018/08/24 2018.

[37] S.-Z. Liang, G. Chen, A. R. Harutyunyan, M. W. Cole, and J. O. Sofo, "Analysis and optimization of carbon nanotubes and graphene sensors based on adsorption-desorption kinetics," Appl. Phys. Lett., vol. 103, no. 23, p. 233108, 2013.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

9. 智能检测中的人工智能技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于深度卷积神经网络的多尺度指纹细节点检测

钱　鹏　刘满华

上海交通大学电子信息与电气工程学仪器科学与工程系 上海 200240

摘　要：指纹识别技术作为生物识别技术的一个重要组成部分，相关研究起步早，技术较为成熟。由于指纹唯一性、恒定性等特征，并且对采集设备要求低，指纹识别得到了广泛的应用。但是现阶段指纹识别技术在指纹有效面积不足时效果并不理想，例如小面积指纹和低质量指纹。本文针对指纹识别中细节点检测关键步骤，开展了基于深度卷积神经网络的多尺度指纹细节点提取算法研究，充分利用指纹纹理等信息。本文采取了新型的 fast-RCNN 和 Dense Net 结构，在提升准确率的同时保证检测速度，同时改进了非极大值抑制算法，有效提升了指纹细节点检测的准确率。

关键词：指纹识别；细节点检测；深度卷积神经网络；多尺度细节点提取。

Multi-scale Fingerprint Minutiae Detection Based on Deep Learning Convolutional Neural Network

Peng Qian, Manhua Liu

(Department of Instrument Science and Engineering, School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240 China)

Abstract: Fingerprint recognition technology is an important part of biometric technology. Related research started early and the technology is relatively mature. Because of the uniqueness and constancy of fingerprints, and the low requirements for collection device, fingerprint recognition has been widely used. However, the current fingerprint recognition technology is not effective when the valid area of the fingerprint is insufficient, such as small area fingerprints and low quality fingerprints. We focus on the minutiae detection which is the key step of fingerprint recognition, a multi-scale fingerprint minutiae detection algorithm based on deep convolutional neural network is researched to make full use of fingerprint texture information. We use latest network structure such as fast-RCNN and Dense Net to improve the accuracy while ensuring the detection speed. We also improve the non-maximum suppression algorithm which effectively increase the accuracy of fingerprint detail point detection.

Keywords: Fingerprint recognition; Minutiae detection; Deep convolutional neural network; Multi-scale minutiae detection.

0 引言

随着现代社会对身份识别等需求的提升，生物识别技术作为鉴定个人身份的重要手段，相关技术的发展和应用在不断地提升。与传统的证件身份认证相比，生物识别有着不易篡改、伪造，并且有着唯一性、恒定性等特点［1］。

现有常用的生物识别技术主要有指纹、掌纹、虹膜、人脸和静脉等识别。其中指纹识别技术作为生物识别技术的一种，有着很大的优势。指纹的纹理信息十分丰富，并且一般认为每个人的指纹是唯一的且一生变化不大。指纹识别技术起步早，20 世纪 70 年代以后就出现了一些商业化的系统，如今占据了绝大部分的生物识别市场［2］，学术界对指纹识别研究也在不断地发展。指纹识别技术与其他生物识别技术相比更容易获取，且对采集设备要求低，速度快。随着指纹识别采集设备和识别算法的发展，如今指纹识别已经得到了广泛的应用，中国公安系统现在强制要求录入个人指纹信息；指纹识别在各种智能设备上也有很高的普及率；指纹识别在各种门禁签到系统也有着很高的市场占有率。指纹识别技术的在提升身份识别系统的安全性的同时，给人们带来了极大的便利。

但是现在指纹识别技术仍存在一些问题。与其他数据采集类似，指纹在采集的过程中必定会存在大量的噪声，传统的指纹识别算法通过增强图像降低噪声，但是图像算法是有一定的风险［3］，存在丢失有效信息和放大无效信息的风险，这些问题将导致指纹识别率的降低。传统算法的主要思路是通过提取指纹中细节点的坐标方向等信息进行指纹的匹配，多数算法没有有效利用大部分指纹纹理信息作为匹配依据。随着现在采集设备往小型化发展，采集到的指纹面积十分有限，可以获取的细节点数量和信息也明显减少，传统算法的准确率并不理想。如何充分利用指纹图像纹理信息将是指纹识别技术接下来的主要发展方向。

深度学习技术起源于机器学习技术和神经网络技术，20 世纪出现了有关机器学习和神经网络相关的研究，良好的效果在当时引起了一段时间的发展热潮。但由于当时的计算速度水平较差，相关技术成本高，速度慢，很快停止了发展。随着 21 世纪计算机算力水平的发展，特别是图形处理单元（GPU）技术的发展，短时间大量的并行矩阵运算得以实现，相关技术再一次得到发展。如今深度学习技术作为人工智能技术的重要组成部分在模式识别、风格转换等领域获得了极大的成功。深度学习技术中的卷积神经网络在图像处理上取得了巨大的成果，指纹识别技术作为图像处理技术的一个分支，现在已经开始出现了使用深度卷积神经网络进行指纹识别的相关研究。如何使用深度学习技术弥补传统算法在小面积和低质量指纹识别准确率是目前研究的主要方向。

1 细节点检测流程

指纹识别最关键的步骤是提取指纹特征信息。现阶段所使用的的指纹识别特征信息主要为指纹细节点。细节点一般被分为端点和分叉点，通过获取细节点的坐标方向信息以代表指纹的信息。

传统细节点提取算法主要通过指纹脊线的纹理信息获取细节点，一般会区分端点和分叉点。由于指纹图像噪声的存在，使用原图进行细节点提取效果较差，通常先对图像进行增强，在增强图像上进行细节点提取。该方法十分依赖增强图像的质量，效率和准确率并不理想。

通过观察细节点特征可以发现，局部图像就可以代表细节点是否存在以及细节点类型。因此，本文采用基于细节点局部图像进行细节点检测提取。在实验过程中发现，指纹的端点和分叉点存在区分度并不明显的情况，无论是人工还是算法判断都存在一定程度的误判。然而在最终匹配过程中，细节点

类型并不会对匹配结果产生较明显的影响，尤其是采用了局部图像进行了匹配的算法。

为进一步提升细节点提取定位准确率，本文采用不同尺寸的二次定位方法。一次粗提取使用了 45×45 像素，对粗提取的结果使用较小 32×32 像素的局部图像进行更精确的定位。

2 多尺度指纹细节点检测

本章主要介绍细节点检测算法的预处理过程和提取过程，主要包括训练数据的获取、网络的训练和后处理等步骤。

2.1 训练数据

神经网络要完成预测任务需要对网络进行预先的训练，训练需要通过指定的图片以及对应的输出标签。本文主要使用 FVC2002DB1A 数据库［4］作为训练和验证算法的数据库，该数据库包含有 100 个手指的图像，每个手指有 8 张图像，所有指纹均由细节点人工标记信息。本文采用了 45×45 和 32×32 两种尺寸的输入图像，输出 0 代表局部图像中不含有细节点，输出 1 代表该局部图像包含细节点且细节点位于图像中心。

2.1.1 图像预处理

为提高训练效率，首先对指纹图像进行分割处理，即获取指纹的有效区域。训练数据从有效区域中获取，以避免背景的干扰，提高训练效率。

除分割外，还需要对原图进行扩大处理。由于部分指纹面积较大，直接到达了图像边缘，导致边缘图像分割出现异常，且部分靠近边缘的细节点无法裁剪，因此对原图进行扩大处理。由于使用的 FVC2002 数据库采用全白背景，根据裁剪图像尺寸，本文在图像四周补充 24 个全白像素，将原图 388×374 像素扩大到 436×422 像素。对扩大后的图像进行分割裁剪。

2.1.2 人工标记

FVC2002 数据库包含指纹细节点的人工标记，人工标记信息包括细节点的坐标、方向和类型。细节点类型包括端点和分叉点，端点标记为 1，分叉点标记为 3。由于本文细节点提取不区分端点和分叉点，因此不需要考虑该数据。坐标为对应细节点的横纵坐标，由于对原图做了扩大处理，因此需要将原坐标增加 24。方向信息不在本文算法的考虑范围内。

2.1.3 裁剪图像

训练样本中需要同时有包含细节点的正样本和不包含细节点的负样本，因此需要对细节点和非细节点的局部图像进行裁剪。本文裁剪的训练数据图像中，细节点图像中的细节点位于图像中心，标记为 1；非细节点图像内不包含细节点，标记为 0。这种标记方式从概率论解释为包含有细节点的概率；从图像中也可以解释为细节点距离图像中心的接近程度，越接近中心越接近 1，最终可以使全图检测结果形成以细节点为输出值最高点向外扩散逐渐降低的效果。

（1）裁剪细节点图像

根据人工细节点标记，以对应坐标为中心，分别裁剪 45×45 和 32×32 两种大小的区域。裁剪图像还需要判定图像是否过于靠近指纹边缘，以 45×45 图像为例，用相同的方式裁剪对应分割图像。若裁剪出的分割图像中包含一半以上的非有效区域，则认为过于靠近指纹边缘，舍弃该细节点，防止与边界结束点产生冲突；否则保留该细节点。

（2）裁剪非细节点图像

与细节点图像不同，非细节点图像坐标在有效区域内随机生成，然后同样裁剪 45×45 和 32×32 两种尺寸的图像。除了与细节点图像一样需要判定是否过于靠近指纹边缘外，还需要判定图像中是否含有细节点。判定方法为遍历当前指纹图像的人工标记，查看是否有细节点坐标在当前裁剪图像的坐标范围内，若裁剪图像中包含细节点则舍弃重新裁剪；否则保留该图像。由于指纹图像中非细节点区域远远大于细节点区域，为保证网络能够得到充分的训练，细节点图像和非细节

点图像裁剪比例为 1 比 4。最终裁剪的部分训练数据如图 2-1 所示。

（a）端点　（b）分叉点　（c）非细节点

（a）end point　（b）bifurcation point　（c）non-minutiae

图 2-1　训练用图像

Fig. 2-1　Training images

2.2　构建多尺度细节点检测深度卷积神经网络模型

本文采用了基于多尺度的细节点检测，训练网络采用了基于不同输入尺度的结构，网络结构分别如图 2-3 和图 2-4 所示。

基于局部图像判定的思想，首先针对 45×45 的输入尺寸训练完成基于局部图像的判定网络，然后需要将训练好的网络应用于整个指纹图像，寻找出指纹图像中我们所需要的细节点。最基本的思路是将局部图像裁剪出，然后输入网络判定这个局部图像是否为细节点。为寻找所有的细节点，就需要在整个有效范围内寻找。寻找的过程就是通过一个扫描框，将扫描框中的局部图像裁剪输入给网络，输出判定结果。扫描框遍历全指纹后，将得到全指纹的预测结果。扫描过程如图 2-2 所示。

图 2-2　扫描示意图

Fig. 2-2　Scanning schematic

如果需要获取最精确的预测结果，扫描框每次预测移动一个像素，即步长为 1。但步长为 1 时，扫描速度过慢，严重影响效率，一般将步长设置为 4 或 8。虽然提高步长可以提升运行速度，但是步长越长，精度越低，扫描预测的方式只能在精度和速度之间取一个妥协的平衡点。在不严重降低精度的情况下，完成一张图片的预测需要 5 分钟以上，这在指纹识别的速度要求下是无法接受的。

在扫描过程中发现，相邻图像之间有着大量像素的重叠，说明这些像素的运算是重复的，如何避免这些重复运算将是解决速度问题的关键。于是参考 fast-RCNN［5］的思路，搭建全国输入的神经网络，直接将全国输入，输出为全图对应的特征图。特征图第一个点位的结果映射为原图的局部图像，这个特征图的输出结果与扫描结果保持一致。这种方案在解决重复运算问题的同时，减少了裁剪过程中产生的 10 时间消耗，大幅度提升了网络预测的效率，网络提取速率有了 50 倍以上的提升。

首先依然是训练一个基于 45×45 输入图像的卷积神经网络。该网络训练完成后，将网络权重参数直接应用于一个基于全图输入的卷积神经网络，网络结构如图 2-3 所示，输入为 422×436，最终输出尺寸为 95×98 的特征图。

图 2-3　全图特征提取网络

Fig. 2-3　Full image feature extraction network

在经过基于 45×45 局部图像的全图特征提取网络后，仍然有部分细节点位置不是很理想，少量细节点坐标仍然有较大的偏移。理论上输入图像尺寸越大，包含的信息越多，判定的准确率越高。但是图像尺寸的提高意味着定位精度的下降，为提高定位精度，则可以采用较小尺寸的判定图像。因此本文采用了 32×32 作为输入的定位网络进行二次定位。二次定位方式为，使用二次定位网络对初次定位的局部图像进行扫描判定，降低扫描步长，修正定位。

二次定位网络采用了 Dense Net［7］结构，网络结构如图 2-4 所示。Dense Net 中的 Dense Block 结构可以充分整合不同深度的特征信息，进一步提升网络识别准确率，并抑制过拟合。由于 Dense Block 结构的特性，Dense Net 无法将网络扩展到全图输入，因此只在小尺寸二次扫描中采用了 Dense Net，以提高二次定位的准确率。

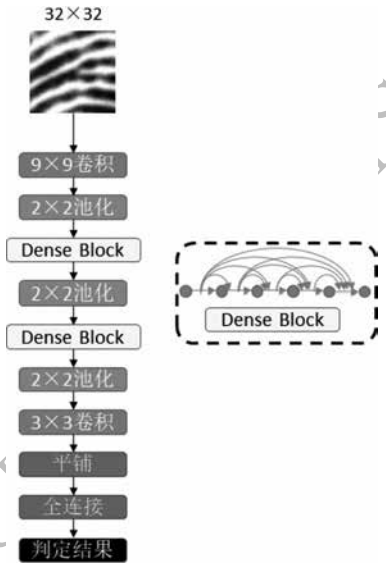


图 2-4　32×32 网络结构

Fig. 2-4　32×32 Network structure

2.3　指纹细节点筛选/指纹伪细节去除

整个指纹的预测特征图中将包含大量 0 至 1 的预测结果，需要根据特征图中的结果分布得出细节点的具体坐标。如果仅仅设定阈值将特征图进行二值化处理，得出图像将如图 2-5（a）所示。在细节点周围将存在多个相互重叠判定结果，而实际这些判定结果均指向同一个细节点。提高设定的阈值可以在一定程度上减少重叠点，但容易造成细节点的丢失，因此单纯的调整二值化阈值并不能很好地解决这个问题。

不仅仅是指纹细节点检测领域，在所有目标检测任务中都会存在这个问题。非极大值抑制（non maximum suppression，NMS［6］）常被用来解决检测目标大量重复重叠的问题。即找出概率局部极大点，抑制概率较小点，以精确定位。非极大值抑制主要方法是找出概率最大点作为检测目标的坐标，当其他检测框与目标框重叠超过一定比例时则判定为重复检测，仅保留目标框抑制剩余检测框。目标大量重复重叠的问题。即找出概率局部极大点，抑制概率较小点，以精确定位。非极大值抑制主要方法是找出概率最大点作为检测目标的坐标，当其他检测框与目标框重叠超过一定比例时则判定为重复检测，仅保留目标框抑制剩余检测框。

在大面积物体检测领域，该方法效果良好，得到了广泛的应用。但是应用于细节点检测中，该方法得出的准确率并不理想。主要有以下几个问题：

（1）网络训练结果并不是十分理想，同一个细节点附近的特征图值十分接近，甚至相同，如果直接采用最大值的坐标作为细节点坐标存在有较大误差；

（2）非极大值抑制阈值设定困难。不同于大面积物体检测，指纹细节点在图像上的理论值为一个点，两个细节点的距离可能远低于扫描框的边长，此时十分接近的两个细节点可能会被错误抑制。虽然调整阈值可以在一定程度上减少错误抑制，但会导致抑制的不足；

（3）当错误的点被抑制时，原本应该被抑制的点可能会成为新的局部极大值，此时将产生严重的定位偏移甚至判断错误。

在生成训练数据时有提到，理想状态下，当细节点位于局部图像中心时，网络输出值为 1；图像中不存在细节点时，网络输出值为 0。因此在预测特征图理论上符合以下特点：细节点处预测值将达到峰值 1，与细节点的欧式距离越大，预测值越低，当欧式距离超过预测框边长的一半时，预测值将归零。由于预测步长、网络不理想等因素，预测特征图很难符合理想特征，预测峰值可能无法达到 1，预测值可能提前归零。但预测特征图基本符合与细节点的欧式距离越大，预测值越低的特点。基于这个特征，本文对非极大值抑制方法提出了改进：

（1）首先依然是选出局部极大值作为目标细节点，当周围存在相同值时对目标细节点坐标进行修正；

（2）以目标细节点为中心，逐渐向外搜索，若符合随着欧式距离的提高预测值逐渐降低特点的预测点则认为属于同一个细节点的预测，这个预测点将被抑制；

（3）对每个细节点周围被抑制点数量进行计数，数量过少认为是网络错误判定点，该细节点将被清除。

（a）抑制前　　（b）抑制后

（a）Before suppression　　（b）After suppression

图 2-5　非极大值抑制

Fig. 2-5　Non-maximum suppression

改进后的非极大值抑制方法保证了每个细节点都是局部极大概率点，并且精确抑制到周围局部极小值处，即使距离很近的局部极大值也不会被错误抑制，定位更加精确，细节点数量更全。经过抑制后的细节点定位如图 2-5（b）所示。

3　实验结果

3.1　实验数据

细节点提取准确率以 FVC2002DB1A 数据库人工标记为最高标准，仅将测试集上的结果作为最终结果…….

3.2　细节点提取准确率

判定提取正确总细节点数步骤如下：选取一个提取出的细节点，计算与所有人工标记细节点的距离，若与最近的人工标记细节点距离不超过 20 个像素，则认定该细节点正确，并且去除人工标记中对应细节点，防止重复．最后遍历所有算法提取细节点，重复判定步骤，统计正确识别的细节点数量。细节点准确率判定采用以下两个指标，查准率和查全率。查准率是指提取细节点中正确的比例，查全率是指提取正确细节点占所有标记细节点的比例，计算方法如下：

查准率＝正确识别细节点的个数/算法识别的细节点总个数

查全率＝正确识别细节点的个数/人工标记的细节点总个数

3.3　查准率和查全率调节

查准率与查全率在调整参数的过程中是呈负相关的关系，若调整参数使查准率得到提升时，查全率会有所下降；反之亦然。一般将查准率和查全率相等时的结果最为最终准确率。本文采用了多尺度的二次定位，两次定位各包含一个阈值参数，均会对查准率和查全率产生影响。如图 3-6 所示，该曲线单尺度特征提取曲线未加入二次定位，多尺度特征提取曲线固定单次定位阈值为 0.93。可以发现，虽然加入二次定位后查全率略有下降，但查准率大幅度提升，整体提升明显。选取查准率与查全率近似相等点，查准率为 88.080%，查全率为 88.036%。

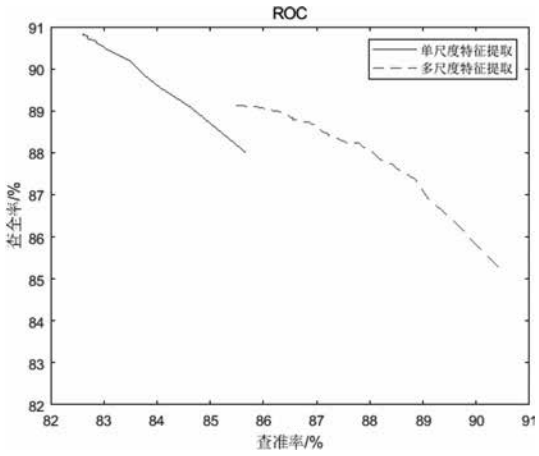


图 3-6　查准率与查全率变化曲线

Fig. 3-6　curve of precision and recall

3.3　二次定位提升

经过实验测试，第一次定位阈值设定为 0.93 时，二次定位阈值设定为 0.92，单次定位和加入二次定位后的结果如表 3-1 所示。可以发现加上二次定位后，查全率略有下降，查准率大幅度上升，整体准确率上升。

表 **3-1**　单次定位和二次定位比较

	查准率/%	查全率/%
单次定位阈值 0.93	83.030	90.386
加入二次定位阈值 0.92	88.080	88.036

3.4　最终准确率

根据查准率与查全率变化曲线，选取查准率与查全率近似相等的位置，第一次定位阈值设定为 0.93，第二次定位阈值设定为 0.92。最终本文方法与 Verifinger SDK6.5 和文献［8］中所用方法得出的查准率与查全率相对比如表 3-2 所示。由表可知，本文方法有着更好的提取效果。

表 **3-2**　法与其他方法比较

	查准率/%	查全率/%
Verifinger SDK6.5	79.28	90.56
文献［8］	59.79	77.27
本文方法	88.080	88.036

4　总结与展望

为提升指纹细节点提取准确率，本文采用了基于局部图像的深度卷积神经网络特征点提取算法。为解决扫描检测速度过慢的问题，本文借鉴了 fast-RCNN 的思想，采用全图输入的方式，输出特征点检测矩阵，在检测精度不受影响的同时，有效提升了检测速度。根据传统非极大值抑制算法的弊端，结合指纹细节点的特点，本文对非极大值抑制进行了改进。

为进一步提升细节点定位精度，本文采用了多尺度二次定位算法。实验结果表明，二次定位算法能够有效提升整体准确率。

细节点提取完成后，如何将提取的细节点与指纹匹配相结合，提升指纹识别的准确率将是主要后续工作。

参考文献：

［1］王曙光．指纹识别技术综述［J］．信息安全研究，2016，2（4）：343-355

［2］董明．指纹识别技术发展综述［J］．中国科技信息，2011（13）：70-70

［3］王晓燕，李临生，田启川．指纹识别中的特征点提取算法［J］．计算机仿真，2008，25（12）：235-238

［4］Kayaoglu M，Topcu B，Uludag U. Standard Fingerprint Databases：Manual Minutiae Labeling and Matcher Performance Analyses［J］. Eprint Arxiv，2013

［5］Girshick R. Fast R-CNN［J］. Computer Science，2015

［6］Alexander Neubeck，Luc J. Van Gool. Efficient Non-Maximum Suppression［C］// 18th International Conference on Pattern Recognition（ICPR 2006），20-24 August 2006，Hong Kong，China. IEEE Computer Society，2006

［7］Huang G，Liu Z，Maaten L V D，et al. Densely Connected Convolutional Networks［C］// CVPR. 2017

［8］Liu E，Cao K. Minutiae Extraction From Level 1 Features of Fingerprint［J］. IEEE Transactions on Information Forensics & Security，2016，11（9）：1893-1902

一种基于 BP 人工神经网络的子宫内膜癌智能分型分期方法研究

南卓江[1]，曹文娇[2*]，赵　辉[1]，孙　逸[1]，陶　卫[1*]

（1. 上海交通大学仪器科学与工程系，上海，200240；2. 中国福利会国际和平妇幼保健院，上海，200240）

摘　要：对子宫内膜癌的术前精准分型分期对于女性患者保留生育功能具有重要的意义。本文利用中国福利会国家和平保健院所储存的病例样本建立子宫内膜癌数据库，包括患者的生理特征、体液及血液肿瘤标记物等指标。基于自主建立的病例样本数据库，筛选 7 项指标用于子宫内膜癌的智能诊断。结合 BP 人工神经网络建立预测模型，进行子宫内膜癌的智能分型分期。通过准确率测试验证本文提出的神经网络预测模型的可靠性，该模型的智能分型分期准确率达 88.3%。通过模型误判结果分析，发现子宫内膜癌 Ic 期是子宫内膜癌病变的一个关键时期。

关键词：子宫内膜癌；分型分期；BP 神经网络；预测模型

中图分类号及文献标识码：R711；TP391.4

AnIntelligent Classification and Staging Method of Endometrial Cancer Based on BP Neural Network

NAN Zhuojiang[1]，CAO Wenjiao[2]，ZHAO Hui[1]，SUN Yi[1]，TAO Wei[1*]

（1. *Department of Instrument Science and Engineering*，*Shanghai Jiao Tong University* 200240，*China*；2. *International Peace Maternal and Child Health Hospital of China Welfare Association*，*Shanghai* 200240，*China*）

Abstract：Accurate preoperative classification and staging of endometrial cancer is of great significance for women to retain reproductive function. In this paper，the endometrial cancer database was established by using the case samples stored in the national peace health care hospital of China Welfare Association，including the physiological characteristics of patients，body fluids and blood tumor markers. Based on the established case sample database，7 indexes were selected for the intelligent diagnosis of endometrial cancer. Combined with BP artificial neural network，a prediction model was established to classify and stage endometrial cancer intelligently. The reliability of the BP neural network prediction model proposed in this paper was verified by the accuracy test. The accuracy of the intelligent classification and staging of the model was 88.3%. Through the analysis of the misjudgment results of the model，it was found that Ic stage of endometrial cancer is a critical stage of endometrial cancer.

Keywords：Endometrial cancer；Classification and staging；BP neural network；Prediction model

0 引言

子宫内膜癌是发生于子宫内膜的上皮性恶性肿瘤，是最常见的女性生殖系统肿瘤之一。近年来，由于经济发展和生活方式的改变，子宫内膜癌的发病率逐年提高，每年有接近 20 万的新发病例。同时，随着年轻女性社会压力的增大，子宫内膜癌的发病呈现年轻化趋势[1-2]。对子宫内膜癌的分型分期术前预测可为手术方案提供一定的指导意见，提供更多的机会使年轻患者保留生育功能。

近年来，各国研究人员针对子宫内膜癌分型分期判断依据及方法展开了研究。现阶段国际上通用方法基于病理学样本（分段刮诊、子宫内膜活检等）在显微镜下的特性和相关国际组织建立的病理标准进行子宫内膜癌分型分期。然而这些通用的标准和模型对于子宫内膜癌的分型分期准确率不够，无法精准识别“低”、“中”、“高”三种不同危险等级的子宫内膜癌[3-4]。因此，有效区分子宫内膜癌病变危险等级，提高子宫内膜癌分型分期标准的准确率是当前的迫切需求。

此外，在病理学诊断的过程中，刮诊和活检往往为患者带来巨大的生理痛苦，因此对子宫内膜癌的微创或无创术前诊断是广大女性患者的福音。可以根据血液指标、B 超图像、核磁共振图像（Magnetic resonance images，MRI）等方法对子宫内膜癌进行分型分期[5-8]。然而，研究人员经多年实验验证发现，单一地使用一项血液指标或仅凭一种医学图像进行子宫内膜癌术前诊断，其诊断准确率并非十分理想，需采用多指标联合诊断的方式。在血液指标诊断方面，西安交通大学的屈洁等人验证了血清糖类抗原 125（CA125）、血清糖类抗原 153（CA153）及血清人附睾蛋白 4（HE4）三项指标联合诊断的灵敏度均高于单向、双项指标诊断的灵敏度[9]。延安大学附属医院妇科王媛等人利用微小 RNA（miR-31 和 miR-203）与 CA153 联合诊断的方式进行子宫内膜癌术前和预后分析，具有良好的临床应用价值[10]。首都医科大学附属北京妇产医院的候英等人利用 CA125、CA199、联合脂联素（APN）对子宫内膜癌进行分型分期诊断，显著提高灵敏度和特异性[11]；在医学图像诊断方面，薛千素等人探究了超声与 CT 在子宫内膜癌分清诊断中的价值，并指出 CT 对于淋巴结检查更具优势[12]。张金玲采用 CT 联合 MRI 检查的方式方法提高子宫内膜癌临床分期的准确率[13]。然而，上述微创/无创多指标联合诊断方法，依旧不够全面，没有考虑到患者生理状态，如年龄、绝经情况等因素。

基于上文所述存在的问题，本文从无创/微创检测诊断角度出发，结合机器学习的方法，全面考虑各指标影响要素，建立子宫内膜癌智能分型分期模型。首先，对生理、体液以及血液指标进行筛选，建立子宫内膜癌样本数据库。其次，基于 BP 神经网络，建立智能分型分期网络训练模型。通过预测结果比对，分析模型的准确性达 88.3%，具有较高的临床应用价值。最后，讨论了 Ic 期子宫内膜癌对于病理病变的关键意义。

1 子宫内膜癌样本数据库建立

基于中国福利会国际和平妇幼保健院 2016 年至今所存 138 例病理样本数据，建立子宫内膜癌数据库，数据库中涵盖各种不同分型分期阶段子宫内膜癌病例样本，诊断指标涉及生理特征、体液及血液样本指标。

1.1 子宫内膜癌病理标准

本文建立的子宫内膜癌样本数据库病理分期以国际妇产科联盟（International Federation of Gynecology and Obsterics，FIGO）的分期指南为依据[14]，根据子宫内膜癌病变侵犯的范围进行分期，建立 5 分类病理数据库：Ia 期、Ib 期、Ic 期、II 期以及 III 期，具体如表 1 所示。

表 1　子宫内膜癌分期 5 分类依据

Table1.　Five classifications of endometrial carcinoma

分期	病变侵犯范围
Ia 期	肿瘤局限于子宫体，且仅限于子宫内膜
Ib 期	肿瘤局限于子宫体，肿瘤浸润深度≤1/2 肌层
Ic 期	肿瘤局限于子宫体，肿瘤浸润深度>1/2 肌层
II 期	肿瘤侵犯宫颈但无宫体外蔓延
III 期	肿瘤发生局部或区域的扩散

表 1 中，我们对 I 级子宫内膜癌做了详细的分型整理，这是因为 I 型子宫内膜癌患者往往保育希望较大，对其进行精准的分型，可为治疗方案的制定提供有利的指导意见，是我们今后研究工作的一个重点。而对于 II 期及 III 期子宫内膜癌，在本文提出的数据库中未做分型细化，一方面是因为这一类患者保育希望较小，另一方面由于医院内所存储病理样本无法完整涵盖每个分型类型。

1.2　样本指标筛选

综合考虑患者生理特征、体液以及血液指标，筛选出 7 项特征指标用于病理分型分期，如表 2 所示。

表 2　七项病理分型分期指标

Table2.　Seven indexes of pathological classification and stage

编号	指标类别	指标具体内容
1	生理特征	年龄
2	生理特征	是否绝经
3	体液	阴道流血
4	体液	阴道流液
5	体液	盆腔冲洗液见肿瘤细胞
6	血液指标	CA125
7	血液指标	CA199

医务人员多年临床经验表明，表 2 中所列 7 项病理分型分期指标在不同程度上均会影响子宫内膜癌分型分期判断结果[11,15-18]，研究人员通过 P 值计算，验证了各指标对于子宫内膜癌分型分期的灵敏度和可靠性，但难以全面地将各指标综合影响程度进一步分析。究其原因，是由于各指标对于子宫内膜癌分型分期诊断结果的影响是高度耦合、高度非线性的。

指标数据样本高耦合非线性的特性使得医务人员的诊断工作量巨大，急需利用智能诊断的方法，减轻医务人员工作强度的同时提高子宫内膜癌诊断准确率。因此，我们在本文建立子宫内膜癌智能分型分期模型，以辅助子宫内膜癌临床诊断。

2　子宫内膜癌智能分型分期模型

基于本文建立的子宫内膜癌病理样本库建立智能分型分期模型，需要构建一个 7 输入 5 输出的分类器模型，由于各评判指标之间的耦合关系，传统的线性分类器无法满足子宫内膜癌智能分型分期的需求。因此，本文利用 BP 人工神经网络，建立了子宫内膜癌智能分型分期模型。首先，构建 BP 神经网络模型；其次，利用本文建立的样本数据库进行网络训练，以最终获得神经网络训练模型。

2.1　模型原理

人工神经网络是以人的生理神经网络为启发建立的数学模型，模拟人脑生理神经元的连接方式，构建一个高度复杂的非线性学习系统。

如图 1（a）所示为生理神经元之间的连接方式，神经元细胞由细胞体、树突和轴突组成。树突执行接收信号的功能，细胞体进行信息处理，最后由轴突输出信号并传送给下一个神经元。树突与轴突之间存在突触，负责信号间的传递。人工神经网络高度模拟生理神经元的连接方式，以实现学习功能。如图 1（b）所示为 BP 人工神经网络结构图，待训练的变量输入输入层，经人工神经元处理后传递至下一层，各人工神经元之间通过权值连接，最终输出学习及分类结果。

BP 人工神经网络由多层构成，层与层之间全连接，同一层神经元之间无连接，采用

误差反向传播的学习算法进行权值调整。BP 神经网络在训练权值时，沿着误差减小的方向，随着学习的不断进行，最终的误差越来越小。

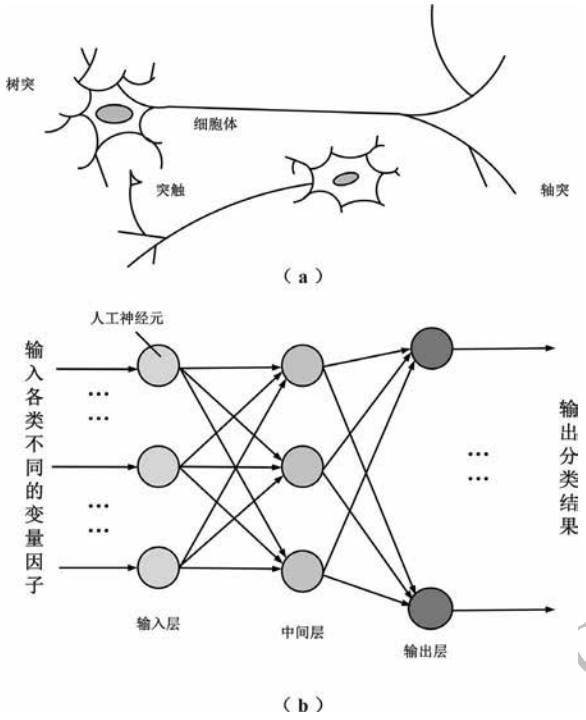


图 1　人工神经网络原理图：（a）生理神经元连接；（b）BP 人工神经网络框架

Fig1.　Schematic diagram of artificial neural network：（a）physiological neuron connection；（b）BP artificial neural network framework

2.2　模型构建

本文基于 BP 人工神经网络，利用 matlab 编程建立子宫内膜癌智能分型分期模型。经多次仿真验证，选用双隐藏层 BP 人工神经网络，构建一个 7 输入 5 输出的网络模型，模型参数如表 3 所示。隐藏层节点数分别为 30 与 10 个，选定学习率为 0.2，迭代次数为 10000。隐藏层节点函数选用 *tansig* 函数和 *purelin* 函数，输出层节点函数选用 *purelin* 函数，如公式（1）和公式（2）所示。

tansig 函数：$y=2/[1+exp(-2x)]-1$　　（1）

purelin 函数：$y=x$　　（2）

表 3　BP 神经网络模型参数

Table 3　Parameters of BP neural network model

模型参数	具体数值
输入神经元个数	7
输出分类	5
隐藏层数	2
隐藏层节点数	30，10
学习率	0.2
迭代次数	10000
节点函数	*tansig+purelin+purelin*

由于 BP 神经网络自身学习方法收敛速度缓慢，同时考虑到本文提出的子宫内膜癌智能分型分期模型输入层变量之间存在高度耦合关系，进一步加长了模型训练过程耗时。为提高模型训练效率，本文提出的智能分型分期模型采用带有附加动量的学习算法，附加动量的权值学习公式如公式（3）所示。

$$w(k)=w(k-1)+\Delta w(k)+a[w(k-1)-w(k-2)] \quad (3)$$

其中，$w(k)$，$w(k-1)$，$w(k-2)$ 分别为 k，$k-1$，$k-2$ 时刻的权值，a 为动量学习率。

3　模型测试与结果讨论

3.1　训练及测试数据

基于本文建立的子宫内膜癌病理样本数据库，进行模型训练与测试。我们针对病例样本数据库中的数据，进一步统计各分期病例个数，如表 4 所示。

表 4　不同分期病例样本个数统计

Table 4　Statistics of sample number of different stages

不同分期	病例个数
Ia 期	115
Ib 期	13
Ic 期	2
II 期	2

续表

不同分期	病例个数
III 期	6
总计	138

基于表 4 可知，样本数据集病例集中在 I 期，II 与 III 期病例较少，基于这样的病例分布特点，我们随机选取 100 个病例样本数据作为 BP 神经网络模型训练集，剩余 38 个病例作为测试集，进行多次训练与测试。

3.2 模型训练与测试

根据 3.1 节中所述，利用 matlab 随机生成训练集与测试集，我们进行了 10 次训练与测试。在测试结果中，统计了各分期的分类准确率，同时统计了模型分类的总正确率，统计结果如表 5 所示。模型总体准确率达 88.3%，其中 Ia 期和 Ic 期分类结果较为理想，而 Ib 期、II 期及 III 的分类结果不理想，我们将在今后工作中针对这一问题进行模型优化和改进。

表 5 模型测试结果统计

Table 5 Statistics of model test results

编号	准确率（%）					
	Ia 期	Ib 期	Ic 期	II 期	III 期	总体
1	96.8	33.3	100	/	100	87
2	87.5	100	100	/	/	89
3	94.3	100	/	50	60	86
4	94.3	66.7	/	/	/	92
5	100	50	/	0	0	84.2
6	100	33.3	/	/	/	94.7
7	97.1	50	/	100	/	94.7
8	100	0	/	100	0	84.2
9	96.97	50	/	0	0	86.84
10	100	0	/	100	0	84.2
平均	96.7	48.33	100	58.33	60%	88.3

3.3 测试结果分析讨论

本节基于 10 次模型训练及测试结果进行深入分析，从总体准确率和分期准确率评估了模型的可靠性，对模型的误判病例进行了讨论。

（1）模型可靠性讨论

10 次训练获得 10 个不同的网络模型，绘制如图 2 所示各个训练模型对应的总体准确率。由于本文训练模型数据集与测试数据集在 138 个病例样本中随机抽取，每次训练模型的准确率存在差异，最高准确率达 94.7%，而最低准确率 84.2%，模型准确率极差 10.5%。本文提出的智能分型分期模型整体可靠性较高，但是鲁棒性有待进一步提高。

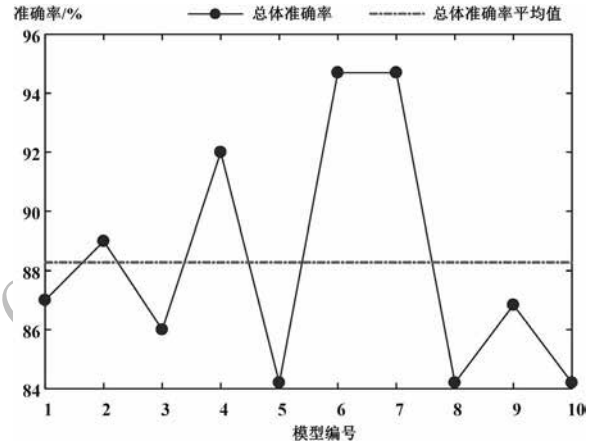


图 2 模型准确率变化曲线

Fig. 2 Model accuracy curve

此外，本文提出的模型对于 Ib 期、II 期及 III 的分类结果不理想，准确率分别为 48.33%、58.33%以及 60%，造成这一结果的主要原因是由于本文建立的子宫内膜癌病例样本数据库依旧不够全面所致，部分病例样本数量过少，导致网络训练模型效果不佳，在今后的工作中我们将进一步完善样本数据库。

（2）分期误判结果讨论

对分期误判进一步讨论，10 个训练模型（每次测试集 38 例）合计进行了 380 例测试，其中误判 42 例，统计每 1 例分期误判的具体结果，存在 6 类不同的误判结果，如表 6 所示。

表 6　模型误判结果统计

Table 6　Statistics of model misjudgment results

编号	正确分期	错误分期	病例数
1	Ia 期	Ib 期	6
2	Ib 期	Ia 期	19
3	Ic 期	Ib 期	2
4	II 期	Ic 期	3
5	III 期	Ic 期	3
6	III 期	II 期	9
合计			42

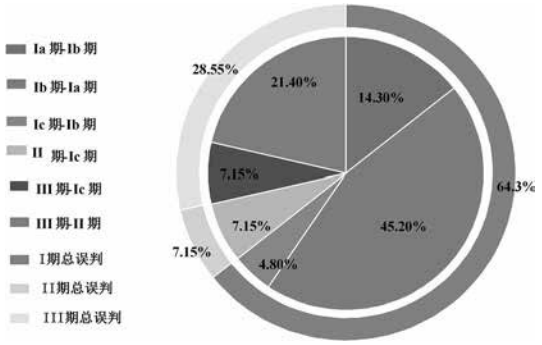


图 3　分期误判结果比例图

Fig. 3　Proportion of misjudgment results by stages

基于表 6 中误判病例，分析各误判类型在总误判中所占比例，如图 3 所示。首先，比较 I 期误判结果。本文提出的模型，子宫内膜癌 I 期的误判率占总误判的 64.3%，其中 Ib 期误判成 Ia 期概率最大，占总误判 45.2%。而 Ic 期误判为 Ia 期比重较少，仅占 4.8%。对此，我们进行了解释：Ia 期与 Ib 期属于早期癌变病理，两者之间的差异较小导致难以区分，容易产生误判。但是，Ic 期属于 I 期与 II 期的过渡阶段，反而不易与 Ia 期、Ib 期造成误判，容易与 II 期造成混淆并误判。

其次，进一步比较 II 期、III 期误判结果，发现 II 期、III 期均发生将病例误判成 Ic 期的结果。基于上述现象，有理由充分怀疑 Ic 期是子宫内膜癌病理病变的一个关键时期：一方面，Ic 期过渡到 II 期，由良性病变向恶性病变转移；另一方面，Ic 期出现与 III 期的误判，说明两者在病理特征上存在不少的相似性。因此，Ic 期与 Ia 期、Ib 期不同，Ic 虽从病变侵犯范围上来说属于 I 期病变，但是 Ic 期具有更多的恶性子宫内膜癌的病理特征。重点研究 Ic 期病人的病理特征，对于子宫内膜癌今后的研究具有重要的意义，有助于更加深入剖析子宫内膜癌病变过程，为患者实施保育手术提供更加科学的指导意见。

4　结论

本文提出了一种基于 BP 人工神经网络的子宫内膜癌智能分型分期模型。综合考虑患者生理特征、体液以及血液指标，自主建立子宫内膜癌病例数据库。基于建立的病例样本数据库，提出一个 5 分类的双层 BP 神经网络模型，并进行网络训练。对模型的准确性进行了测试，模型总体平均准确率达 88.3%，具有较好的可靠性，可为医务工作者临床诊断提供参考。此外，分析模型的误判结果，发现子宫内膜癌 Ic 期是子宫内膜癌病理特征变化的一个关键时期。在今后的工作中，我们拟增加医学图像丰富病例数据库，通过更多病例指标的综合权衡，以进一步提高模型的可靠性。

参考文献：

[1] GAO Y, DAI X, CHEN L, et al. Body mass index is positively associated with endometrial cancer in chinese women, especially prior to menopause [J]. J Cancer, 2016, 7 (9): 1169-1173.

[2] ZHANG Q, QI G, KANIS M J, et al. Comparison among fertility sparing therapies for well differentiated early-stage endometrial carcinoma and complex atypical hyperplasia [J]. Oncotarget, 2017, 8 (34): 57642-57653.

[3] Clarke BA, Gilks CB. Endometrial carcinoma: controversies in histopathological assessment of grade and tumour cell type [J]. J Clin Pathol, 2010, 63: 410-445.

[4] Colombo N, Creutzberg C, Amant F, et al. ESMO-ESGO-ESTRO consensus conference on endomertrial cancer: diagnosis, treatment and follow-up [J].

Int J Gynecol Cancer，2016，26（1）：2-30.

[5] 何顺华，凌 琳．子宫内膜癌常用检查方法的现状和展望［J］．重庆医学，2019，26（22）：1-11
HE Shunhua，LING Lin. The present situation and prospect of endometrial carcinoma examination method［J］. Chongqing Medicine，2019，26（22）：1-11

[6] 阮晓红，容颖柔，罗中明，罗学毛．磁共振成像在子宫内膜癌术前评估中的价值［J］．中国妇幼保健，2009，24（17）：2433-2435.
RUAN Xiaohong，RONG Yingrou，Luo Zhongming et al. Value of magnetic resonance imaging in preoperative assessment of endometrial carcinoma［J］. China maternal and child health care，2009，24（17）：2433-2435.

[7] 陈瑞芳，鹿欣．子宫内膜癌血清肿瘤标志物研究进展［J］．国际肿瘤学杂志，2014，41（5）：364-367.
Chen Ruifang，Lu Xin. Progress on serum tumor biomarkers of endometrial carcinoma［J］. Journal of International Oncology，2014，41（5）：364-367.

[8] 邱爽，姜波．彩色多普勒超声在子宫内膜癌早期诊断中的应用价值分析［J］．现代仪器与医疗，2015（02）：6-7
Qiu Shuang，Jiang Bo. Analysis of the value of color Doppler ultrasound in the early diagnosis of endometrial cancer［J］. Modern instruments and medical treatment，2015（02）：6-7

[9] 屈洁，刘果艳，王晓琴．CA125、CA153 及 HE4 联合检测对子宫内膜癌的诊断价值研究［J］．癌症进展，2018，16（15）：1903-1906.
Qu Jie，LIU Guoyan，WANG Xiaoqin. The values of the combined detection of CA125，CA153 and HE4 in diagnosis of endometrial carcinoma［J］. Oncology Progress，2018，16（15）：1903-1906.

[10] 王媛，贺晶，王海英，雷侠．血清 CA125 联合 miR-31 和 miR-203 在子宫内膜癌诊断和预后评估中的价值［J］．现代医学，2019，47（11）：1375-1379.
Wang Yuan，He Jing，Wang Haiying，Lei Xia. The value of serum CA125 combined with miR-31 and miR-203 in the diagnosis and prognosis of endometrial cancer［J］. Modern Medical Journal，2019，47（11）：1375-1379.

[11] 侯英，张蒙，耿宇宁．血清 CA125、CA199 联合脂联素对子宫内膜癌的诊断价值［J］．实用癌症杂志，2019，34（11）：1760-1763.
HOU Ying，ZHANG Meng，GENG Yuning. Value Analysis of Serum CA125 and CA199 Combined with Adiponectin in the Diagnosis of Endometrial Carcinoma［J］. The Practical Journal of Cancer，2019，34（11）：1760-1763.

[12] 薛千素，郑沾兵，邓极燃，万小梅．超声及 CT 在子宫内膜癌术前分期诊断中的价值［J］．中国 CT 和 MRI 杂志，2019，17（02）：72-74.
XUE Qiansu，ZHENG Zhanbin，DENG Jiran，et al. The value of ultrasound and CT in the preoperative Stages diagnosis of endometrial cancer［J］. Chinese Journal of CT and MRI，2019，17（02）：72-74.

[13] 张金玲．CT 检查与 MRI 检查在子宫内膜癌临床分期中的诊断价值研究［J］．影像研究与医学应用，2019，3（02）：48-49.
Zhang Jinling. Diagnostic value of CT and MRI in clinical staging of endometrial cancer［J］. Imaging research and medical application，2019，3（02）：48-49

[14] Denny L，Quinn M. FIGO Cancer Report 2015［J］. Int J Gynaecol Obstet，2015，131：S75

[15] 杨淑芬．绝经后子宫异常出血患者的临床特征及其出现子宫内膜癌的影响因素分析［J］．中国妇幼保健，2019，34（15）：3517-3519.
Yang Shufen. Clinical characteristics of postmenopausal patients with abnormal uterine bleeding and analysis of influencing factors of endometrial cancer［J］. China maternal and child health care，2019，34（15）：3517-3519

[16] 韩红．子宫内膜癌首诊相关因素以及中医证型分布特点的临床研究［D］．黑龙江中医药大学，2016.
HAN Hong. Clinical research on related factors of first diagnosis of endometrial cancer and distribution characteristics of TCM syndrome types［D］. Heilongjiang University of traditional Chinese medicine，2016

[17] 温馨．超声联合子宫内膜脱落细胞筛查子宫内膜癌的临床价值探讨［D］．郑州大学，2019.

WEN Xing. The clinical value of ultrasound combined with endometrial exfoliated cells in screening endometrial cancer [D]. Zhengzhou University, 2019

[18] 张晓敏. 333 例绝经后阴道流血患者病因分析[D]. 湖北民族大学, 2019.

Zhang Xiaomin. Cause analysis of 333 cases of postmenopausal vaginal bleeding [D]. Hubei University for nationalities, 2019

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

用于光纤振动传感的机器学习算法研究*

王　宇[1] 王鹏飞[2] 刘　昕[1] 白　清[1] 张红娟[2] 靳宝全[1*]

（1. 太原理工大学新型传感器与智能控制教育部重点实验室，太原 030024；
2. 太原理工大学电气与动力工程学院，太原 030024）

摘　要：分布式光纤传感系统由于能分布式检测外界振动信号得到了广泛的应用。然而由于传感系统只能获取外部振动信号波形，无法准确感知振动事件，因而传感系统的振动识别尤为重要。因此，针对分布式光纤振动传感系统的信号识别问题，本文结合机器学习算法，实现振动模式的识别与分类。考虑到实际环境下的踩踏、敲击与慢跑三种振动模式，通过传统模式识别算法，深入分析振动信号的非平稳特性，采用小波能量谱提取振动信号特征，并结合相关向量机实现信号识别。通过 10 折交叉验证得到平均分类准确率为 88.6%。为了进一步提高分类准确率，通过构建深度学习网络，对振动信号构成的传感图像进行识别，得到验证集上的分类准确率为 96.18%。本研究为分布式振动传感系统的振源识别与分类及各种故障诊断提供了基础。

关键词：分布式光纤振动传感系统；振动识别；机器学习；相关向量机；深度学习

中图分类号：TP211+.6TP212　　**文献标识码**：A

Research on Machine Learning for Optical Fiber VibrationSensing

Wang Yu[1], *Wang Pengfei*[2], *Liu Xin*[1], *Bai Qing*[1], *Zhang Hongjuan*[2], *Jin Baoquan*[1*]

([1] *Key Laboratory of Advanced Transducers and Intelligent Control Systems* (*Ministry of Education*), *Taiyuan University of Technology*, *Taiyuan* 030024, *China*)
([2] *College of Electrical and Power Engineering*, *Taiyuan University of Technology*, *Taiyuan*030024, *China*)

Abstract: Distributed optical fiber sensing system has been widely applied because it can detect external vibration signals with a large range. However, the sensing system can only obtain the vibration signal waveform, it cannot accurately sense the vibration events. Thus, the vibration recognition of the sensing system is particularly important. Therefore, in order to realizevibration recognition of distributed optical fiber vibration sensor system, the recognition method is proposed in this paper. Considering the three vibration patternsincludingstepping, striking and jogging in the actual environment, the traditional pattern recognition algorithm is applied firstly. Due to the non-stationary characteristics of vibration, the characteristic vector of vibration is extracted by wavelet energy spectrum analysis. Moreover, the classification is realized by relevance vector machine. Through 10-fold cross validation, the average classification accuracy is achieving to 88.6%. In order to further improve the classification accuracy, through the

deep learning neural network, the tow dimensional sensor image reconstructedby vibration signals is recognized. In this way, the classification accuracy is achieving to96. 18%. This study provides a basis for the recognition and classification of vibration sources and various fault diagnosis of distributed vibration sensor system.

Key words: Distributed optical fiber vibration sensing system; Vibration recognition; Machine learning; Relevance vector machine; Deep learning

EEACC: 7230Edoi:

1 引言

基于相位敏感光时域反射原理（Φ-OTDR）的分布式光纤振动传感系统由于其具有结构简单，抗电磁干扰能力强，灵敏度高以及可以实现分布式、大范围的振动检测，被广泛用于周界安防、燃气管线监测以及高速铁路轨道设施故障诊断等众多场合[1-3]。然而，传感系统只能检测到振动信号的波形，无法获取引起振动产生的振源类型。因此，外界振动的事件量需要与振动信号的波形相对应。因此需要对振动的类型进行识别与分类。许多研究人员针对振动的模式识别进行了研究。

Madsen（2007）[4] 利用短时快速傅立叶变换（ST-FFT）来计算基于谱图的特征，并基于该特征直接进行分类。Qu（2010）[5] 利用多尺度小波包分解计算频带能量作为特征向量，采用机器学习方法支持向量机（SVM）作为分类器，分类精度达到 95%。H. F. Martins（2015）[6] 利用 ST-FFT 处理其原始信号并在频带中提取能量，并采用高斯混合模型（GMM）作为分类器。Wang（2015）[7] 利用快速傅里叶变换（FFT）频谱的欧氏距离来识别四种类型的信号。Tejedor（2016）[8] 针对管道威胁入侵检测，利用 ST-FFT 提取特征以及 GMM 相结合，对管道进行监控与危险源识别。Zhang（2017）[9] 采用多特征参数方法提取信号特征，采用支持向量机作为分类器，其准确率达到 94%。Cao（2017）[10] 采用 FFT 提取特征，SVM 作为分类器，准确率为 92. 62%。孙茜（2015）[11] 采用图像方法进行特征提取，并使用相关向量机进行分类识别。王大伟（2017）[12] 采用改进近似熵及信号的分形盒维数对振动进行了分类。沈隆翔（2017）[13] 采用了振动信号的图像特征提取方法，并使用 BP 神经网络进行了分类识别。

可见，将机器学习算法与 Φ-OTDR 传感系统相结合可以有效实现振动事件的识别，并且可以得到很好的分类结果。然而，通过分析模式识别过程可以发现分类准确率可以得到进一步提高。尤其是在复杂工作环境下的信号识别。由于振动信号常常具有冲击性、快速性、频率成分复杂等特点，表现为非平稳性。因此采用小波分析[14] 方法可以有效处理振动信号，实现分类准确率的进一步提高。并结合相关向量机（RVM）可以实现振动信号的分类识别[15]。

近年来，随着人工智能与深度学习的发展，深度神经网络得到了人们的广泛关注[16]。其中卷积神经网络（CNN）由于其具有的图像处理优势，被广泛用于图像识别，语义分割与超分辨率分析等[17]。利用深度学习网络，可以实现振动信号识别精度的进一步提升。直接将采集到的振动信号构建为传感图像输入到神经网络中，进而实现信号的快速、高精度识别与分类。

本文将针对分布式光纤振动传感系统的振动信号识别分类问题进行研究。首先针对传感系统的传感原理进行研究与分析，对采集到的传感信号进行解调，获取振动波形。其次深入分析振动信号的特点，并结合多分辨率小波分析提取振动信号特征，并结合

RVM 进行分类识别。然后针对深度学习方法，通过对传感信号的重构获取传感图像，并采用深度卷积网络进行识别。最后通过实验分别验证两种方法的可行性。

2 Φ-OTDR 传感系统原理

Φ-OTDR 系统结构如图 1 所示：声光调制器（AOM）将窄线宽的连续光调制为脉冲光并经掺铒光纤放大器（EDFA）进行放大，之后脉冲光通过环形器进入传感光纤，同时构造管道模型以模拟煤层气管线，传感光纤中的后向瑞利散射曲线经环形器被光电探测器（PD）所接收，并由高速数据采集系统采集信号并上传至上位机。

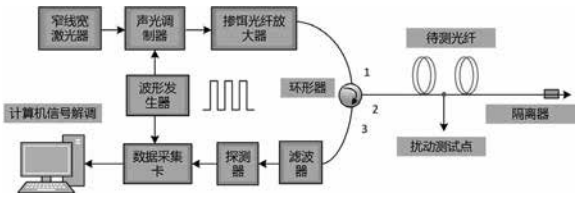


图 1　Φ-OTDR 系统组成

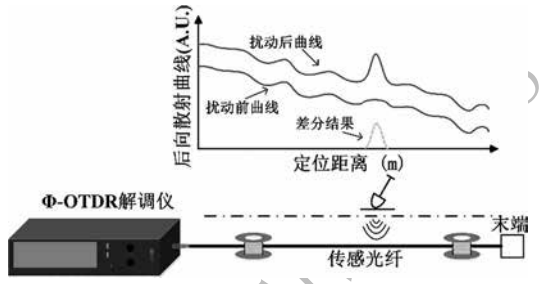


图 2　振动定位与检测原理

当光纤周界有振动事件发生时，振动源所产生的信号通过机械波传播，引起光纤的振动。光纤受振动影响主要表现在光纤沿轴向长度的变化、光纤纤芯直径的变化、光纤折射率的变化三个方面，这三种变化所引起的效应分别称之为应变效应、泊松效应以及弹光效应，从而会造成所传输光信号的相位变化。通过对光相位的变化进行探测、采集和算法的提取解调便能够实现对振动事件的实时定位和监测。如图 2 所示。

因此，为了有效的提取出振动信号，将每次探测到的振动曲线做差分运算，便能够将每条曲线共模部分减掉，而随着振动信号随机、快速变化对应振动位置处的差模部分便会被提取出来。

3 Φ-OTDR 模式识别方法

一般来说，一个完整的模式识别过程包括特征提取、分类器选择和设计。其流程结构图如图 3 所示：

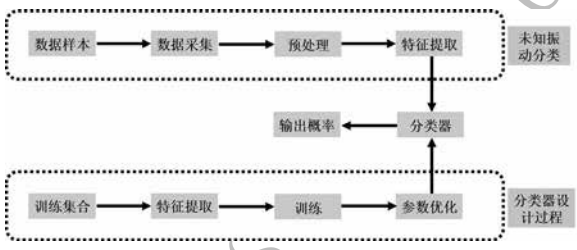


图 3　典型模式识别过程

其中特征提取部分用于将高维的振动信号映射至低维特征空间。优秀的特征提取方法可以有效表达待识别信号的内在特征。由于振动所具有的非平稳特征，采用小波分析方法可有有效地处理此类非平稳信号。通过计算各个分解层数下的能量分布特征，进而获取振动信号的小波能量谱并作为特征向量。

分类器的选取对识别过程而言十分重要。本文所采取的分类器为相关向量机（RVM）。RVM 是基于贝叶斯框架下的分类策略。依据贝叶斯理论可以得到分类输出：

$$\mathrm{p}(t_* \mid t) = p(t_* \mid w) \tag{1}$$

其中 w 为先验样本所获得的参数，t_* 为待预测的样本，t 为训练集样本标签。通过训练集最优化参数 w 即可得到分类方程。又依据实际分类情况，考虑二分类，可得：

$$p(t_* \mid t) = p(t_* \mid w_{MP}) = \begin{cases} \sigma\{E_n^{'}; w_{MP}\} & t_* = 1 \\ 1-\sigma\{E_n^{'}; w_{MP}\} & t_* = 0 \end{cases} \tag{2}$$

其中 E_n' 为归一化特征向量，w_{MP} 为最优化得到的权重，σ 为 sigmoid 函数。由此可以实现振动信号的分类识别。

4 Φ-OTDR 深度学习方法

通过传统模式识别算法可以有效提升在

实际复杂环境下的分类识别性能。然而一方面特征提取消耗时间长，计算复杂；另一方面分类准确率仍可以进一步提高。因此采用深度学习算法，通过将一维振动时间序列进行重构获取二维振动传感图像，实现振动信号的分类识别。识别流程图如图 4 所示：

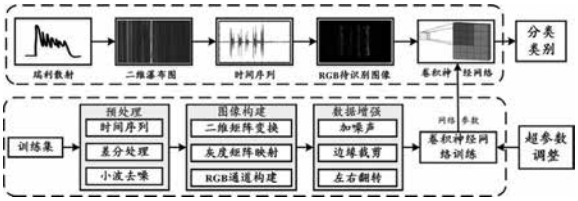


图 4　典型深度学习过程

由图 4 可知，通过将采集到的振动信号进行重构构成二维传感图像，利用已训练好的神经网络即可实现端到端的分类识别。其中采用的深度卷积神经网络为 AlexNet[18]。其网络结构如图 5 所示：

图 5　深度卷积神经网络架构

网络深度为 8 层，其中包含 5 个卷积层与 3 个全连接层，并采用 Maxpooling 结构实现池化操作。通过对网络进行训练即可实现分类识别功能。

5　识别结果与分析

为验证两种方法的可行性，进行了数据采集与处理。分别在传感光纤的 2km，5km，与 8km 处施加三种不同的振动信号，分别为：踩踏、敲击与慢跑。考虑到实际环境的复杂性，我们分别针对不同地面状况（砂质土、湿土与大理石）进行实验。最终采集了三类各 360 组数据，共计 1080 组数据。信号采集时间为 4s，采集卡采样率为 50MSa/s。

将采集到的传感信号进行解调与预处理可以得到三种振动模式的波形，如图 6 所示：

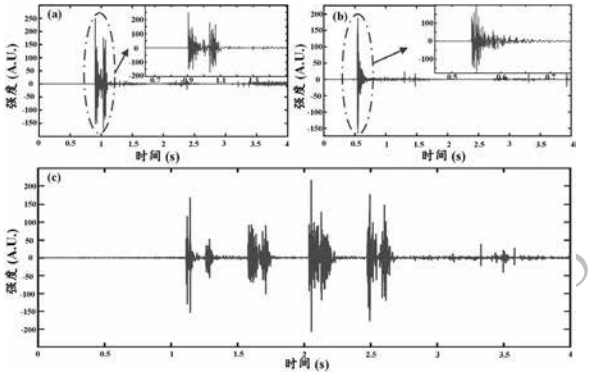


图 6　振动信号的时域波形

（a）踩踏，（b）敲击，（c）沿光纤慢跑

5.1　模式识别方法

由图 6 可以看出踩踏与敲击信号在时域上十分相似。采用小波能量谱对其进行特征提取，可以得到三种振动的能量分布，如图 7 所示：

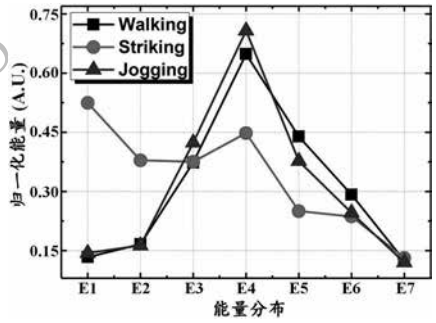


图 7　三种振动模式的小波能量谱分布

可以从能量谱中看出敲击信号（红色曲线）踩踏信号（黑色曲线）在能量分布上完全不同。RVM 通过对获取的小波能量谱进行学习可以实现振动信号的分类预测。采用 10 折交叉验证可以得到分类方法的性能。其中一折的混淆矩阵如图 8 所示：

		预测类别			
	数量	行走	敲击	慢跑	查准率
实际类别	行走	28	1	7	77.78%
	敲击	0	36	0	100%
	慢跑	3	0	33	91.67%
	召回率	90.32%	97.30%	82.50%	89.81%
	F值	83.58%	98.63%	86.84%	

分类正确　分类错误　分类精度

图 8　模式识别方法混淆矩阵

可见踩踏与慢跑两种事件容易发生混淆，

是由于能量谱过于相似的缘故。通过混淆矩阵得到的分类准确率为 89.81%。所有 10-折交叉验证获得的性能指标如图 9 所示：

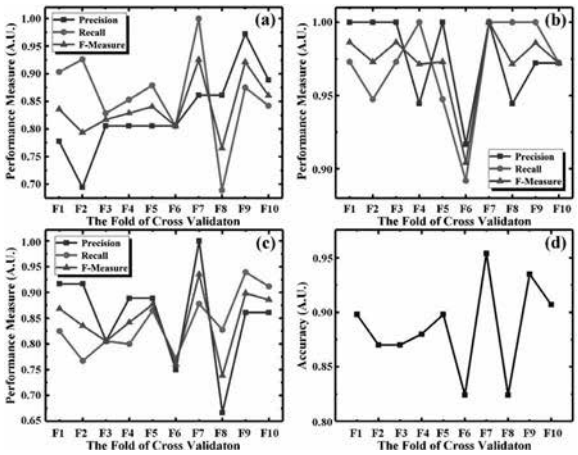


图 9　交叉验证集上的性能度量，

（a）行人踩踏，（b）敲击，（c）慢跑，（d）分类准确率

由交叉验证集上的性能参数可以得到分类方法的平均性能度量，如表 I 所示：

TABLE I

	踩踏	敲击	慢跑
查准率	82.78%	97.50%	85.56%
召回率	86.01%	97.05%	83.91%
F-值	84.36%	97.27%	84.73 %
准确率	88.60%		

因此，结合小波能量谱与相关向量机可以得到的平均分类准确率为 88.6%。

5.2　深度学习方法

对于同样的样本集，为了利用深度卷积神经网络的优势，根据图 6 所示的三种振动波形，对其进行重构，可以得到二维传感图像，如图 10 所示：

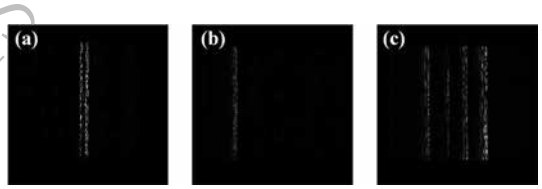


图 10　振动信号的传感图像

（a）踩踏，（b）敲击，（c）沿光纤慢跑

通过使用训练集对深度卷积网络进行训练，经过 50 个 epoch 的训练，可以得到分类模型。图 11 为训练过程图。其中图 11（a）为训练集上的损失变化。图 11（b）为准确率变化，其中红色曲线为训练集上的准确率，蓝色曲线为验证集上的准确率。可以看出在最后 10 个 epoch 上的平均分类准确率达到了 96.18%，比传统模式识别方法高出了 7.58%。

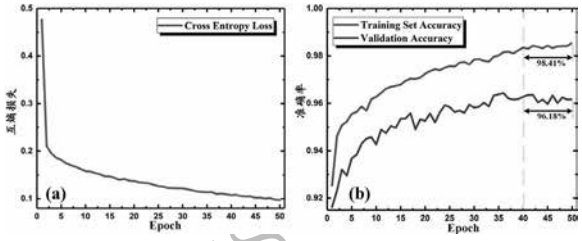


图 11　训练结果

（a）训练集上的损失变化，（b）准确率变化

6　结论

为实现分布式光纤振动传感系统的信号识别与分类，本文研究了机器学习算法在 Φ-OTDR 系统上的实现与应用。分别研究了传统模式识别方法的识别机理与深度学习方法。深入分析振动信号的非平稳特性，采用小波能量谱实现信号的特征提取，并结合相关向量机实现振动信号分类识别。并结合 10 折交叉验证与混淆矩阵对分类方法的性能进行了评估。而后利用深度卷积神经网络的优势，构建传感图像，实现了振动信号的高精度识别。本研究为分布式振动传感系统的振源识别与分类及各种故障诊断提供了基础。

参考文献：

[1] 刘建霞 . Φ-OTDR 分布式光纤传感监测技术的研究进展 [J] . 激光与光电子学进展，2013（8）：193-198.

[2] X. Liu，B. Jin，Q. Bai，Y. Wang，D. Wang，and YC. Wang，“Distributed Fiber-Optic Sensors for Vibration Detection，” *Sensors*，vol. 16，no. 8，p. 1164，July. 2016

[3] X. Bao，L. Chen，“Recent progress in distributed

fiber optic sensors," *Sensors*, vol. 12, no. 7, pp. 8601-8639, June. 2012.

[4] C. K. Madsen, T. Bae, and T. Snider, "Intruder signature analysis from a phase-sensitive distributed fiber-optic perimeter sensor," *Fiber Optic Sensors and Applications V. International Society for Optics and Photonics*, Rep. 2007: 67700K - 67700K - 8, Oct. 2007.

[5] Z. Qu, H. Feng, Z. Zeng, J. Zhuge, and S. Jin, "A SVM-based pipeline leakage detection and pre-warning system," *Measurement*, vol. 43, no. 4, pp. 513-519, May. 2010.

[6] H. F. Martins, D. Piote, J. Tejedor, J. Macias, J. Pastor, et al. "Early detection of pipeline integrity threats using a smart fiber optic surveillance system: the PIT - STOP project," *Proc. SPIE*, Sep. 2015.

[7] Z. Wang, Z. Pan, Q. Ye, and Z. Fang, "Fast Pattern Recognition Based on Frequency Spectrum Analysis Used for Intrusion Alarming in Optical Fiber Fence," *Chinese Journal of Lasers*, vol. 42, no. 4, p. 0405010, Apr. 2015.

[8] J. Tejedor, H. F. Martins, D. Piote, et al. "Toward Prevention of Pipeline Integrity Threats Using a Smart Fiber-Optic Surveillance System," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 19 pp. 4445 - 4453, Mar. 2016.

[9] J. Zhang, S. Lou, and S. Liang, "Study of pattern recognition based on SVM algorithm for φ - OTDR distributed optical fiber disturbance sensing system," *Infrared & laser Engineering*, vol. 46, no. 4 p. 422003, Apr. 2017.

[10] C. Cao, X. Fan, Q. Liu, and Z. He, "Practical Pattern Recognition System for Distributed Optical Fiber Intrusion Monitoring Based on Φ-COTDR," *ZTE COMMUNICATIONS*, vol. 15, no. 3, pp. 52-55, Aug. 2017.

[11] 孙茜, 封皓, 曾周末. 基于图像处理的光纤预警系统模式识别[J]. 光学精密工程, 2015, 23(2): 334-341.

[12] 王大伟, 封皓, 杨洋, et al. 基于Φ-OTDR光纤传感技术的供水管道泄漏辨识方法[J]. 仪器仪表学报, 2017(4).

[13] 沈隆翔, 封皓, 沙洲, et al. 基于下变频和IQ解调的外差型相位敏感光时域反射技术的模式识别[J]. 光学学报, 2017(08): 88-97.

[14] I. Daubechies, "The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis," *Journal of Renewable & Sustainable Energy*, vol. 36, no. 5, pp. 961-1005, Sep. 1990.

[15] M. E. Tipping, "Sparse Bayesian Learning and Relevance Vector Machine," *Journal of Machine Learning Research*, vol. 1, no. 3, pp. 211 - 244, Jan. 2001.

[16] Y. LeCun, Y. Bengio, G. Hinton, "Deep learning," *Nature*, vol. 521, pp. 436-444, May. 2015.

[17] K. He, X. Zhang, S. Ren, and J. Sun, "Deep residual learning for image recognition," in *Proc. IEEE CVPR.*, pp. 770-778, Jun. 2016.

[18] A. Krizhevsky, I. Sutskever, and G. E. Hinton, "ImageNet classification with deep convolutional neural networks" in *Proc. NIPS.*, pp. 1097-1105, Jan, 2012.

基于注意力机制与卷积神经网络的轻度认知障碍分类方法

魏嘉宁[1,2]，肖文栋[1,2]，王鹏云[3]

（1. 北京科技大学自动化学院，北京 100083；2. 北京市工业波谱成像工程技术研究中心，北京 100083；
3. 中国科学院心理研究所老年心理研究中心，北京 100101）

摘　要：轻度认知障碍（Mild cognitive impairment，MCI）是在脑组织发生病变后引起的以记忆障碍为主的老年疾病，脑电分析作为一种有效的无创手段为其提供了有效工具。由于脑电信号具有高度非平稳特性，如何有效提取脑电特征并进一步提高 MCI 分类性能是一项具有挑战性的工作。本文构建了卷积神经网络对认知任务中的脑电信号进行特征提取与分类，并创新性地将注意力机制引入到其中一路卷积操作中。本文提出的卷积神经网络与 SVM 方法进行了性能比较，验证了本文提出方法的可行性。结果表明，本文提出的基于注意力机制的卷积网络分类方法在验证集准确率趋于平稳后的多轮平均识别率可达 79.66%，明显高于传统卷积网络，相较于其他四种现有方法中最高的 70.09%仍具有显著优势。本文提出的分类方法能够丰富 EEG 的卷积特征，提升模型拟合能力和泛化性能，实现对 MCI 的有效分类。

关键词：脑电信号；深度学习；卷积神经网络；注意力机制；认知障碍

The study on the classification of attentional mechanism and convolutional neural network for EEG in mild cognitive impairment recognition

WEI Jia-ning[1,2]，XIAO Wen-dong[1,2]，WANG Peng-yun[3]

（1. School of Automation & Electrical Engineering，University of Science and Technology Beijing of Beijing. 100083，China；2. Beijing Engineering Research Center of Industrial Spectrum Imaging of Beijing. 100083，China；3. Center on Psychological Aging，Institute of Psychology，Chinese Academy of Sciences of Beijing 100101，China）

Abstract：Mild cognitive impairment（MCI）is an aging disease mainly caused by memory impairment after the occurrence of brain lesions. It is an effective non-invasive method to recognize brain activity through EEG analysis. Due to the highly non-stationary characteristics of EEG，it is a challenging task in EEG classification to effectively extract EEG features and further improve classification performance of

作者简介：魏嘉宁（1995—），女，硕士生，现主要从事机器学习、深度学习等科研工作

资助项目：国家重点研发计划课题（2017YFB1401203）、国家自然科学基金（61673055，61673056）、北京科技大学中央高校基本科研业务费专项资金资助（FRF-BD-19-002A）

MCI. In this paper, we studied convolutional neural networks (CNNs) with a range of different architectures, designed a convolutional neural network for feature extraction of EEG signals in cognitive tasks, and creatively applied the attention mechanism to one of the convolution operations. Support vector machine (SVM) classification approach has also been compared with the proposed CNN for performance, which further verifies the feasibility of the approach in this paper. Experimental results show that the CNN using attention mechanism has an average accuracy of 79.66% (validation) after the accuracy of the validation set has stabilized, which is significantly higher than that of traditional convolutional networks. Compared with the highest accuracy of 70.09% in the other four existing approaches, it still has an obvious advantage. The proposed approach can enrich the convolution features of EEG, improve the model fitting ability and generalization performance, and realize the classification of MCI effectively.

Keywords: Electroencephalogram (EEG); Deep learning; Convolutional neural network; Attentional Mechanism; Cognitive impairment

1 引言

MCI 是介于正常老化与痴呆之间的过渡阶段，属于阿尔兹海默（Alzheimer's Disease，AD）病的早期病症[1]。目前，临床上对 MCI 的快速诊断常采用神经心理学评估量表，但是该表的评估结果准确性往往依赖于医师水平和患者的主观描述，量表本身的精确性也有待提高。因此针对 MCI 的早期诊断与干预更倾向于从发病机理出发。在多种脑部功能的检查方式中，脑电信号（electroencephalograph，EEG）以其检查时的无创性、侧重信息传递及认知状态描述功能强等特点成为一种被广泛应用的科学手段[2]。

一般来说，EEG 的处理与分析方法可以分为三个部分：预处理、特征提取与分类，但这类方法需要高度依赖于专家的先验知识。预处理方法的不完善不但可能造成信号含有较多噪声，还可能剔除包含关键信息的数据，降低分类性能。此外，特征提取过程中所提取的特征可能不能全面反映数据特性，譬如未能有效表征信号复杂度、忽略不同导联之间相关性等，并且提取新特征的过程存在盲目性，效率较低的问题。

深度学习是机器学习的一个分支，而卷积神经网络（Convolutional Neural Network，CNN）则是深度学习中一类代表性网络，它能够利用卷积核自动将原始数据转换为抽象的表达，提取出有利于分类的特征。相比于传统的手工提取特征方法，CNN 能够不依赖于先验知识，减少主观因素对分类的影响。同时，CNN 在图像识别[3] 等领域的突破性进展，使得将 CNN 应用于 EEG 分类研究逐渐受到了越来越多相关研究人员的关注。注意力机制是随着自然语言处理的发展而兴起的深度学习方向，其可理解在模型复杂、计算能力有限的情况下，通过对输入进行权重系数的分配，缓解模型复杂度和表达能力的矛盾。因此，将注意力机制引入到基于 EEG 的 MCI 分类是一个值得关注且具有可行性的方法。

本文基于 MCI 研究中新旧效应实验下受试者的 12 个导联的脑电信号，设计并构建了引入注意力机制的卷积神经网络，将其用于数据的特征提取与分类。同时对比了不同结构的卷积神经网络性能，并将本文构建网络与基于手动特征和传统算法的分类方法比较。实验结果表明，注意力机制的引入能够有效提高网络处理信息的能力，原始卷积特征的保留能够提高特征的丰富性，本文提出的网络能够对受试者轻度认知障碍进行有效识别，且比现有的基于专家特征的分类方法具有更高准确率。

2 相关工作

2.1 EEG 特征提取

EEG 中提取的特征可分为线性特征与非线性特征，其中线性特征是传统信号分析方法的研究对象，非线性特征则是随着 EEG 的非线性、不确定性和内在混沌性被逐渐证明而受到关注的研究热点。

线性特征可具体分为：1）时域特征：对随时间变化的信号进行分析得到的特征，特征量主要包括信号的幅值、方差等；2）频域特征[4-7]：通过对信号不同频率的频谱分析得到的相关特征，如 Zhou[5] 等人和钟宏燕[6]利用小波分解提取特征，分别在运动想象和视频诱发脑电识别任务中验证了特征提取方法的可行性；3）空域特征[7,8]：反映多个通道的脑电信号之间空间分布的特征，如 Lemm[10] 等人使用共空间模式（Common Spatial Patterns，CSP）对运动想象的 EEG 进行了特征提取。

常用的非线性动力学特征有复杂度（Lemple－Zie complexity，LZC）[9]、样本熵（Sample Entropy）[10] 和模糊熵（Fuzzy Entropy）[11] 等，如赵杰[10] 等人提取了 EEG 的样本熵等特征对孤独症儿童进行了识别；李遥遥[12] 则基于互样本熵、互模糊熵等特征对 MCI 的 EEG 进行了非线性动态特征研究。

2.2 EEG 分类方法

分类方法方面，目前在脑电信号分类中被广泛使用的分类器包括支持向量机（Support Vector Machine，SVM）[13,14]、神经网络（Neural Networks，NN）[15,16] 等。如 Riaz F[13]等人利用谱特征对脑电信号进行特征提取后，选用 SVM 进行分类识别；Kumar Y [16]等人利用小波变换得到的小波系数计算近似熵并作将其为特征向量，采用 NN 作为分类器进行了分类实验。

CNN 是受生物视觉系统感受野概念和反向传播（back－propagation，BP）的启发，由 LeCun[17] 等人最早提出并用于手写数字识别的深度神经网络结构。相比反向传播算法，CNN 通过局部感受野、共享权重和平移等变性，有效利用了数据的空间结构，减少了网络需要学习的参数数量，提高训练效率。近年来，CNN 也被用于 EEG 的分析研究，如 Tayeb Z[18] 等人构造了具有三层卷积层的 CNN（pragmatic CNN，pCNN）对运动想象的 EEG 进行分类，并与 Schirrmeister RT[19] 等人构造的深层 CNN（deep－CNN，dCNN）和浅层 CNN（Shallow－CNN，sCNN）进行了比较，结果表明 pCNN 获得了更好的分类效果和稳定性；Cheah K H[20] 等人将构造的不同深度和卷积核的 CNN 应用于多种音乐类型诱发的 EEG，进行了时域和时－空域的特征分析，并与基于谱特征的 SVM 分类方法进行了比较。

2.3 注意力机制

注意力机制（Attentional Mechanism）于 2015 年由 Bahdanau[21] 等人首次提出，其作用可理解为从输入的特征图中有选择地筛选出重要信息，并给予重要信息更高的权重，实现信息聚焦，提高网络训练效果。从作用域来划分，Attention 可分为空间域（Spatial Domain）、通道域（Channel Domain）、混合域（Mixed Domain）三种，其中混合域是空间域与通道域的结合。空间域 Attention 的提出者 Jaderberg[22] 等人以保留原始关键信息为目标，采用空间转换器模块将特征图的空间信息变换到了另一个空间。而 Xu[23] 等人则是将空间注意模型进行堆叠，以达到细化空间域关键信息的目的。Woo Sanghyun[24] 等人则是在卷积神经网络的基础上将空间域 Attention 和通道域 Attention 通过串联方式进行了结合，提出了卷积层的注意力模块（Convolutional Block Attention Module，CBAM）。

3 基于注意力机制与卷积神经网络的 MCI 分类模型构建

本文构建的基于注意力机制与卷积神经网络的分类模型流程如图 1 所示。分类实验开

始前对新旧效应测试下的受试者进行脑电信号采集，并对 EEG 数据进行预处理。其中预处理方法包括带通滤波与小波降噪。实验采用引入注意力机制的卷积神经网络对健康受试者和 MCI 受试者 EEG 数据进行抽象卷积特征提取，并根据训练集和验证集的分类结果不断调整参数，进行模型训练和最优参数选择，实现对健康人与 MCI 患者的分类。

图 1　基于注意力机制与卷积神经网络的分类方法整体框图

3.1　数据集准备

实验正常被试和 MCI 被试均来自中国科学院心理所的神经心理学社区老年人普查项目，经筛选正常被试为 15 人，MCI 被试为 16 人。两组被试均经过学习图片和判断图片是否为已学图片两个阶段，其中测验阶段采用美国 NeuroScan 公司生产的 64 导脑电记录系统对被试进行 EEG 及刺激事件记录，设备采样频率为 1000Hz，电极与头皮间的阻抗均小于 5KΩ 。实验结束后选取额区（F1、F2、F3、F4、F5、F6）和顶区（P1、P2、P3、P4、P5、P6）共计 12 个电极的信号作为研究对象，并根据刺激事件呈现前 200ms 到呈现后 1500ms 对 EEG 数据进行片段截取。每个被试均完成了多次重复测验，测验过程中对其判断正确与否做出记录，实验共计采集 5192 条样本数据。

3.2　数据预处理

原始脑电图信号存在空间分辨率低、信噪比低、伪信号等问题，因此在进行分类任务前需要对信号进行预处理。首先将 EEG 信号通过 8~30Hz 的带通滤波器；其次用小波变换对信号进行降噪处理。

小波变换是一种具有多分辨率分析特点的信号时频分析技术，其通过伸缩平移运算对信号进行多尺度细化，实现在不同频率和时间为信号提供不同的分辨率。在基于小波变换的降噪处理中，小波基的选择是重要的一步。因此在利用小波变换对脑电信号进行降噪之前，我们需要选择合适的母小波，以提高后续分类的准确性。在本研究的特征提取及分类实验前，采用信噪比为指标对小波降噪处理结果进行评价。信噪比体现的是信号中有用信号平均功率与噪声平均功率之比，其计算公式为

$$SNR = 10 * \lg\left(\frac{S}{N}\right)$$

信噪比的数值越高，表明降噪后信号的噪声成分越少。

在小波基的选择中本文以随机挑选的一名健康受试者和一名 MCI 患者为实验对象，分别取其在测验过程中做出第一个正确判断的 F1 导联 EEG 信号。信号经小波降噪后信噪比记录如表 1 所示。

表 **1**　不同受试者 EEG 在不同小波基下小波降噪效果对比

样本	小波基	db2	db4	coif2	coif4	sym9	sym10
健康受试者 A	SNR	25. 1679	20. 0099	20. 5934	23. 0123	23. 0847	21. 7003
MCI 患者 A	SNR	16. 6327	21. 2521	21. 1050	23. 6265	22. 9274	25. 8013

由实验结果可知，基于小波的降噪处理在选取的健康受试者上降噪效果由高到低排序为 db2>sym9>coif4>sym10>coif2>db4，MCI 患者上效果由高到低排序为 sym10>coif4>sym9

>db4>coif2>db2，因此折中选取 coif4 作为小波降噪的小波基。

3.3 卷积神经网络构建

CNN 的基本组成部分为卷积层、池化层和全连接层。卷积层通过卷积核进行特征提取，因此卷积核的数量、大小和步长是卷积层的主要参数，并对 CNN 性能有直接影响。不同的卷积核可被认为从不同角度提取输入的不同特征，一般情况下卷积核数量越多提取到的特征越多，网络性能越好。卷积核的大小和步长则决定了卷积层输入输出之间的连接关系，进而影响所提取特征的丰富性和网络的泛化性。卷积运算的公式如下

$$F(i,j)=(I*K)(i,j)=\sum_{m}\sum_{n}I(m,n)K(i-m,j-n)$$

其中 F 指卷积层输出的特征图，(i,j) 为其各元素坐标，I 指卷积层的二维输入，输入坐标为 (m,n)，K 指卷积层的二维卷积核。

池化层的作用是在保证特征图空间特性、不影响数据内在联系的前提下，缩减数据规模，减少网络计算开销，主要实现方式包括最大池化和平均池化。最大池化是将特征图小邻域的输入最大值传递给下一层，同样的，平均池化则是将特征图小邻域的平均值传到下一层，其中小邻域由池化核的大小决定。

全连接层将卷积和池化得到的多维特征图进行整合拼接，为下一步的任务做准备。

本文网络结构如图 2 所示，网络首先利用三层卷积层进行传统的卷积操作，每次卷积操作后将对特征图进行池化，实现数据降维。在提取完卷积特征后，网络将得到的特征图输入注意力模块，并将注意力模块得到的特征图与原特征图相加，维度转换后输入全连接层。由于本网络需要对健康受试者和 MCI 患者实现二分类，因此最后一层全连接层后网络将把特征向量降为长度为 2 的向量，并最终使用 Softmax 函数作为激活函数输出对各类别的概率，概率值最大的类别即为分类类别，其中各类别概率和为 1。注意力模块通过对特征本身的学习获取各特征通道和特征空间的重要程度，并依照该重要程度提升对网络任务有利的特征，即注意力模块的引入能够提高网络对关键信息的聚焦，提升网络拟合能力。同时，原卷积特征与注意力模块输出特征的相加能够保留更为丰富的抽象特征。

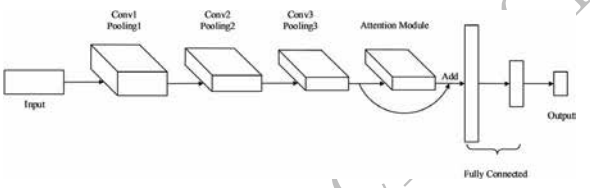


图 2　基于注意力机制的卷积网络结构示意图

3.4 Attention 模块构建

本研究通过对比实验结果，为模型引入的注意力模块为混合注意力模块 CBAM，其应用流程如图 3 所示。首先通道注意力模块基于特征图 F 进行计算，得到相同通道数量的通道权重向量 M_c，将 F 和 M_c 相乘后得到特征图 F'，再利用 F' 和空间注意力模块计算出与 F' 相同空间大小的空间权重向量 M_s，M_s 与 F' 相乘后得特征图 F''。

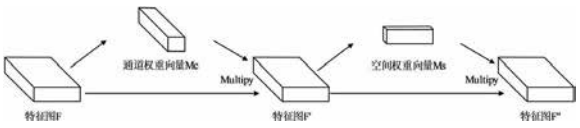


图 3　Attention 模块结构说明图

通道注意力模块将尺寸为 $W\times H\times C$ 的特征图分别进行全局最大池化和全局平均池化后，再分别输入共享参数的全连接网络得到两种通道信息描述，将两种描述相加，经激活层后得到尺寸为 $1\times1\times C$ 的通道权重向量 M_c，计算公式为

$$M_c(F)=\sigma(MLP(MaxPool(F))+MLP(AvgPool(F)))$$

空间注意力模块则是将池化得到的两个特征在通道维度上拼接后，输入卷积核大小为（1，1）的卷积层，经激活层后得到尺寸为 W×H×1 的空间权重向量 M_s，计算公式为

$$M_s(F)=\sigma(Conv2D([MaxPool(F);AvgPool(F)]))$$

4 实验结果与分析

在本实验中，输入数据为 12 个导联的脑电数据，数据维度为 12×1200。每次训练的 batchsize 为 20，每组实验训练 100 个 epoch，网络采用随机梯度下降优化，学习率为 0.0001，损失函数为交叉熵。

评价模型性能的方法一般是分类准确率（Accuracy），其定义是对于给定的测试数据集，分类器正确分类的样本数和总样本数之比，通常来说，Accuracy 越高，模型性能越好。其计算公式如下

$$Auccuracy=\frac{TP+TN}{TP+FP+TN+FN}\times 100\%$$

其中 TP 为真阳性，TN 为真阴性，FP 为假阳性，FN 为假阴性。

实验构建了不同的卷积神经网络，并基于 EEG 对健康受试者和 MCI 患者进行了分类。图 4 是在相同条件下，验证集在直接使用 softmax、三层卷积神经网络（CNN3）、引入注意力机制的三层卷积神经网络（CNN3_ CBAM）和保留原始卷积特征并引入注意力机制的卷积神经网络（CNN3_ 3_ CBAM）中，准确率随训练次数增加的变化过程。

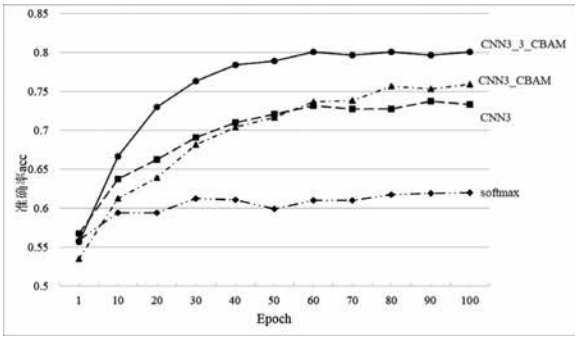


图 4 不同网络在 EEG 数据验证集上的准确率变化对比

表 2 则是训练集和验证集在训练四个网络过程中最高准确率和平均准确率对比，其中平均准确率为四个网络验证集训练结果均趋于稳定，即第 81 个 epoch 和第 100 个 epoch 的平均值。

表 2 不同网络在 EEG 数据训练集和验证集上的准确率对比（%）

网络	acc		val_ acc	
	Top	Mean	Top	Mean
softmax	82.5	81.78	62.84	61.86
CNN3	99.94	99.85	74.84	73.31
CNN3_ CBAM	99.2	98.58	75.93	75.18
CNN3_ 3_ CBAM	99.94	99.84	81.13	79.66

从图 4 和表 2 中可以看出本文构建的 CNN3_ 3_ CBAM 在 100 个 epoch 训练中可达到最高验证集准确率和较高训练集准确率。从图中可看出采取卷积操作提取特征的网络分类准确率远高于直接采用 softmax 分类，softmax 分类可作为评价后续网络效果的基准。CNN3_ CBAM 的收敛速度虽慢于 CNN3，但 CNN3_ CBAM 验证集的最高准确率和平均准确率比 CNN3 可分别高出 1.09% 和 1.87%，由此可说明注意力机制的引入能够提高网络对有利于 MCI 分类的特征的关注度，提升网络性能。此外，由 CNN3_ 3_ CBAM 训练结果可知保留网络所提取的原始 EEG 卷积特征能够提升特征的丰富性，有效提高网络性能。

为了进一步验证本文构建网络的有效性，在研究过程中还采用了相同的实验数据提取了在针对 MCI 识别研究中得到认可的样本熵、模糊熵、LZC 和运动想象任务中被广泛采用的 CSP，并使用 SVM 进行分类。实验结果对比如表 3 所示，在采用 SVM 分类的方法中，训练集分类准确率为十折交叉验证的平均准确率，CNN3_ 3_ CBAM 的分类准确率为训练结果趋于稳定，即第 61 个 epoch 至第 100 个 epoch 的平均准确率。从表 3 中可以得出，本文构建的 CNN3_ 3_ CBAM 无论是在训练集还是验证集上都明显高于已有的方法。

表 3　不同分类方法在 EEG 数据训练集和验证集上的准确率对比（%）

模型	acc	val_ acc
CNN3_ 3_ CBAM（本文）	99.77	79.71
样本熵+SVM	66.92	66.18
模糊熵+SVM	65.96	70.09
LZC+SVM	65.30	65.98
CSP+SVM	63.54	64.63

5　结论

本文将 CNN 用于对脑电信号的特征提取和 MCI 分类识别。主要工作包括构建了基于注意力机制和 CNN 的 MCI 分类模型，设计了网络结构和参数。与大多卷积网络相比，本文构建的卷积网络引入了混合域的注意力模块，实现了对关键特征的聚焦，提高网络性能。其次，在相同的实验条件下将本文构建的 CNN3_ 3_ CBAM 与基于专家特征的样本熵+SVM、模糊熵+SVM、LZC+SVM 和 CSP+SVM 方法进行对比，结果显示 CNN3_ 3_ CBAM 训练集和验证集的分类准确率都有了显著提高，其中验证集分别提高了 13.53%、9.62%、13.73%和 15.08%。

此外，本文也有一定的局限性，接下来的工作将从以下两个方面进行展开：1）优化 CNN 的网络结构和训练设置，并结合其他深度学习方法，如生成对抗网络等，以期进一步提高准确率；2）将现有的专家特征与卷积网络提取的特征从决策融合与特征融合两个角度进行结合。

参考文献：

[1] M. Grundman, R. C. Petersen, S. H. Ferris, et al. Mild cognitive impairment can be distinguished from Alzheimer disease and normal aging for clinical trials [J]. Archives of neurology, 2004, 61 (1): 59-66.

[2] 李颖洁，樊飞燕，陈兴时．脑电分析在认知研究中的进展［J］．北京生物医学工程，2006，25（3）：321-324.

[3] Krizhevsky A, Sutskever I, Hinton G. ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks [J]. Advances in neural information processing systems, 2012, 25 (2): 1106-1114.

[4] Arti Anuragi, Dilip Singh Sisodia. Alcohol use disorder detection using EEG Signal features and flexible analytical wavelet transform [J]. Biomedical Signal Processing and Control, 2019, 52: 384-393.

[5] Zhou ZX, Wan BK. Wavelet packet-based independent component analysis for feature extraction from motor imagery EEG of complex movements. Clinical Neurophysiology, 2012, 123 (9): 1779-1788

[6] 钟宏燕．脑电信号的特征提取和分类研究［D］．北京工业大学，2014.

[7] Lemm S, Blankertz B, Curio G, et al. Spatio-spectral filters for improving the classification of single trial EEG [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2005, 52 (9): 1541-1548.

[8] Samek Wojciech, Vidaurre Carmen, Müller Klaus-Robert, Kawanabe Motoaki. Stationary common spatial patterns for brain-computer interfacing. [J]. Journal of Neural Engineering, 2012, 9 (2): 026013

[9] 祝本菊．基于复杂度分析的阿尔茨海默病、轻度认知功能障碍与正常老年人的脑电研究［D］．天津医科大学，2012.

[10] 赵杰，丁萌，佟祯，韩俊霞，李小俚，康健楠．基于熵算法的孤独症谱系障碍儿童脑电特征提取与分类［J］．生物医学工程学杂志，2019，36（02）：183-188+198.

[11] Chen W, Wang Z, Xie H, et al. Characterization of Surface EMG Signal Based on Fuzzy Entropy [J]. IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 2007, 15 (2): 266-272.

[12] 李遥遥．基于熵的轻度认知障碍脑电信号非线性动态特征研究［D］．燕山大学，2018.

[13] Riaz Farhan, Hassan Ali, Rehman Saad, Niazi Imran Khan, Dremstrup Kim. EMD-Based Temporal and Spectral Features for the Classification of EEG Signals Using Supervised Learning. [J]. IEEE transactions on neural systems and rehabilitation engineering : a publication of the IEEE Engi-

neering in Medicine and Biology Society, 2016, 24 (1), 28-35

[14] Arti Anuragi, Dilip Singh Sisodia. Alcohol use disorder detection using EEG Signal features and flexible analytical wavelet transform [J]. Biomedical Signal Processing and Control, 2019, 384-393.

[15] 刘伯强, 张振旺, 刘忠国, 等. 一种运动想象脑电分类算法的研究 [J]. 生物医学工程研究, 2007, (1): 20-23, 32.

[16] Kumar Y, Dewal M L, Anand R S. Epileptic seizures detection in EEG using DWT-based ApEn and artificial neural network [J]. Signal, Image and Video Processing, 2014, 8 (7): 1323-1334.

[17] Lecun Y, Bottou L, Bengio Y, et al. Gradient-based learning applied to document recognition [J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86 (11): 2278-2324.

[18] Tayeb Z, Fedjaev J, Ghaboosi N, et al. Validating Deep Neural Networks for Online Decoding of Motor Imagery Movements from EEG Signals [J]. Sensors, 2019, 19 (1):: 210-226.

[19] Schirrmeister R T, Springenberg J T, Fiederer L D J, et al. Deep learning with convolutional neural networks for EEG decoding and visualization [J]. Human Brain Mapping, 2017.

[20] Cheah K H, Nisar H, Yap V V, et al. Convolutional neural networks for classification of music-listening EEG: comparing 1D convolutional kernels with 2D kernels and cerebral laterality of musical influence [J]. Neural Computing and Applications, 2019 (3-4).

[21] Bahdanau D, Cho K, Bengio Y. Neural Machine Translation by Jointly Learning to Align and Translate [J]. Computer Science, 2014.

[22] Jaderberg M, Simonyan K, Zisserman A, et al. Spatial Transformer Networks [C]. IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2015: 2017-2025.

[23] H. Xu and K. Saenko. Ask, attend and answer: Exploring questionguided spatial attention for visual question answering [C]. Europeon Conference on Computer Vision, 2016.

[24] Woo, Sanghyun, Park, Jongchan, Lee, Joon-Young, et al. CBAM: Convolutional Block Attention Module [C]. Europeon Conference on Computer Vision, 2018: 3-19.

基于互信息与 GBDT 的轻度认知障碍分类方法

魏嘉宁[1,2]，郭书含[3]，肖文栋[1,2]，王鹏云[3]

（1. 北京科技大学自动化学院，北京 100083；2. 北京市工业波谱成像工程技术研究中心，北京 100083；
3. 中国科学院心理研究所老年心理研究中心，北京 100101）

摘　要：轻度认知障碍（Mild cognitive impairment，MCI）是痴呆的早期状态，神经心理学评估量表通过测查受试者不同认知功能的强弱成为了 MCI 临床快速诊断的有效手段。目前针对神经心理学数据的研究多基于统计学方法，在样本拟合和分类诊断方面存在局限性，因此将人工智能技术之一的机器学习方法应用于 MCI 分类是一项能够从数据中挖掘更多潜在规律的有意义的工作。本文利用神经心理学数据，构建了基于互信息方法和梯度提升决策树（Gradient Boosting Decision Tree，GBDT）的 MCI 分类模型，并与支持向量机（Support Vector Machine，SVM）、朴素贝叶斯（Naive Bayesian，NB）、人工神经网络（Artificial Neural Network，ANN）进行性能对比。结果表明对数据进行基于互信息的特征选择有利于减少冗余，提高分类性能；我们构建的基于互信息与 GBDT 的分类模型在实验对比的几种模型中 AUC 值表现最佳，是有效的分类模型；同时其他模型也都不同程度的实现了分类，这肯定了采用机器学习方法在认知科学的医疗诊断领域具有进一步研究的价值。

关键词：轻度认知障碍；神经心理学；梯度提升决策树；互信息；机器学习

Mild Cognitive Impairment Classification Based on Mutual Information and GBDT

WEI Jia-ning[1,2]，GUO Shu-han[3]，XIAO Wen-dong[1,2]，WANG Peng-yun[3]

（1. School of Automation & Electrical Engineering，University of Science and Technology Beijing of Beijing. 100083，China；2. Beijing Engineering Research Center of Industrial Spectrum Imaging of Beijing. 100083，China；3. Center on Psychological Aging，Institute of Psychology，Chinese Academy of Sciences of Beijing 100101，China）

Abstract：Mild cognitive impairment（MCI）is the early state of dementia，and the neuropsychological assessment scale has become an effective method for rapid clinical diagnosis of MCI by measuring the strength of different cognitive functions. The current study of neuropsychological data using statistical

作者简介：魏嘉宁（1995—），女，硕士生，现主要从事机器学习、深度学习等科研工作

基金项目：国家重点研发计划课题（2017YFB1401203）、国家自然科学基金（61673055，61673056）、北京科技大学中央高校基本科研业务费专项资金资助（FRF-BD-19-002A）

methods for classification has limitations in fitting samples. Therefore, the applied for machine learning which one of the artificial intelligence technologies to the classification of MCI is a signification work which can mine more potential rules in the data. This paper proposed a classification model for MCI using mutual information and Gradient Boosting Decision Tree (GBDT) based on neuropsychological data, and compared its performance with Support Vector Machine (SVM), Naive Bayesian (NB) and Artificial Neural Network (ANN). Experimental results show that the feature selection method based on mutual information is beneficial to reduce redundancy and improve performance. The proposed model using mutual information and GBDT is an effective classification model with the best performance of AUC value. Other models have also realized classification to varying degrees, which confirms that the value of machine learning in the field of cognitive science.

Keywords: mild cognitive impairment; neuropsychology; gradient boosting decision tree; mutual information; machine learning

1 引言

轻度认知障碍（Mild cognitive impairment，MCI）是在脑组织发生病变后引起的以记忆障碍为主的老年疾病，其患者表现状态是介于正常老年人和阿尔兹海默（Alzheimer's Disease，AD）病人之间的一种中间态。MCI 患者在日常生活中能够自理，普通认知功能无异常且没有痴呆症状，但基于年龄和教育程度等因素，患者在认知方面，尤其是记忆力上表现出了一定程度的不相符。尽管记忆损害的部位不同，MCI 患者可分为多种类型，也表现出了不同的症状，但以记忆力丧失为主要症状的 MCI 常被称为“遗忘型 MCI”，有较高的可能性转变为 AD，多被判定为 AD 的前驱症状期[1]。研究显示，每年 MCI 患者倾向于发展为 AD 的概率是正常老年人的 10 倍，比例在 10%到 15%之间[2]。更为重要的是，有研究表明 MCI 具有可逆性[3]，MCI 患者的记忆力障碍能够表现出稳定的减轻迹象，也可以恢复到健康的认知水平[4]。因此在 MCI 阶段积极地进行干预和治疗，寻找一种快速而有效的诊断方法能够预防 MCI 向更深程度的认知障碍发展，降低 AD 的发病率。

机器学习（Machine Learning，ML）是人工智能的一个分支，其基本方法是通过算法使计算机从大量历史数据中寻找规律并做出决策和预测。目前，ML 已广泛应用在各个领域。在当前 MCI 的临床评价与医疗诊断中，神经心理学、功能成像设备检查等是临床医护人员常用的一种对患者进行初步筛查的重要工具。其中基于神经影像学的 ML 应用研究占有较高比重，如 Kun H[5] 等人采用支持向量机（Support Vector Machine，SVM）模型基于磁共振成像提取的 MCI 灰质多尺度特征对正常人、MCI 患者和 AD 患者进行了分类，以及 Chen 和 Herkovits[6] 利用磁共振图像评估了 ML 和统计方法对 MCI 患者的诊断能力，他们发现 SVM 和多层感知机（Multilayer Perceptron，MLP）具有相似的分类性能。而采用 ML 对基于神经心理学数据的研究仍较少，因此将 ML 应用于基于神经心理学的 MCI 诊断是一项能够为人工智能技术在认知科学领域进一步探索提供参考的重要工作。

本研究的目标在于研究并提高机器学习在 MCI 分类诊断方面的能力和应用价值，具体内容是针对神经心理学数据特征量大，样本类别分布不均衡的特点，构建一个具有良好分类性能的诊断模型。结果表明本文构建的基于互信息与 GBDT 的 MCI 分类模型相比实验比较的其他机器学习方法更适用于基于神经心理学数据的 MCI 诊断，具有更高可靠性，基于互信息的特征选择能够有效减少数据冗余，提高分类性能。

本文其余部分安排如下：第二节介绍了特征选择方法和机器学习应用于神经心理学分类的相关研究工作；第三节说明本文构建方法的体系结构；第四节进行了实验及对实验结果做出说明；第五节对本文进行了总结，并指出了进一步的工作方向。

2 相关工作

2.1 特征选择

特征选择的目的在于实现特征空间维数的降低，进而获取一组“少而精”的特征，在降低分类器训练时间的同时提高分类性能。特征选择方法具体可分为嵌入式、过滤式和包裹式三种，其中由于包裹式多为递归地检验某个特征是否重要，表现出效率低下的明显缺点，因此嵌入式和过滤式不论是在方法研究还是实际应用中都具有更大优势。

嵌入法利用正则化的思想给损失函数增加额外的约束，将部分特征的权重调整为 0，通过获得更为稀疏的模型实现特征选择或者将特征选择过程与分类器训练过程结合在一起，在分类训练过程中实现特征选择。如岳鹏[7] 等人以 XGBoost 方法评价了疾病数据的特征重要度，并进行了特征选择。过滤式的特点是根据特征的发散性和相关性对特征进行评价，完成特征选择，如朱孟星[8] 等人在对发病机理开展研究前利用互信息（Mutual Information，MI）方法对疾病基因进行了特征选择。

2.2 分类方法

分类器是实现 MCI 和健康人分类的关键。分类器除了需要具有较高的精度和较短的训练时间外，还应具备较好的泛化性能。目前在基于神经心理学数据的 MCI 分类中被广泛使用的分类器包括支持向量机（Support Vector Machine，SVM）、神经网络（Neural Networks，NN）和朴素贝叶斯（Naive Bayesian，NB）。如 Shankle[9] 等人发现 NB 相比决策树算法在基于临床痴呆评定量表的样本数据上有更好的表现；Williams[10] 等人通过实验证明 NB 在神经心理学和人口统计学数据上具有更高的准确率，并对 SVM 具有较好性能提出了质疑；Quintana[11] 等人的研究则表明 ANN 相较于传统线性分类能够更好地拟合病程的非线性发展。

3 基于互信息与 GBDT 模型的 MCI 分类方法

基于互信息和 GBDT 模型的轻度认知障碍分类流程如图 1 所示，总体方法包括样本数据采集、预处理、特征选择、模型训练和分类。

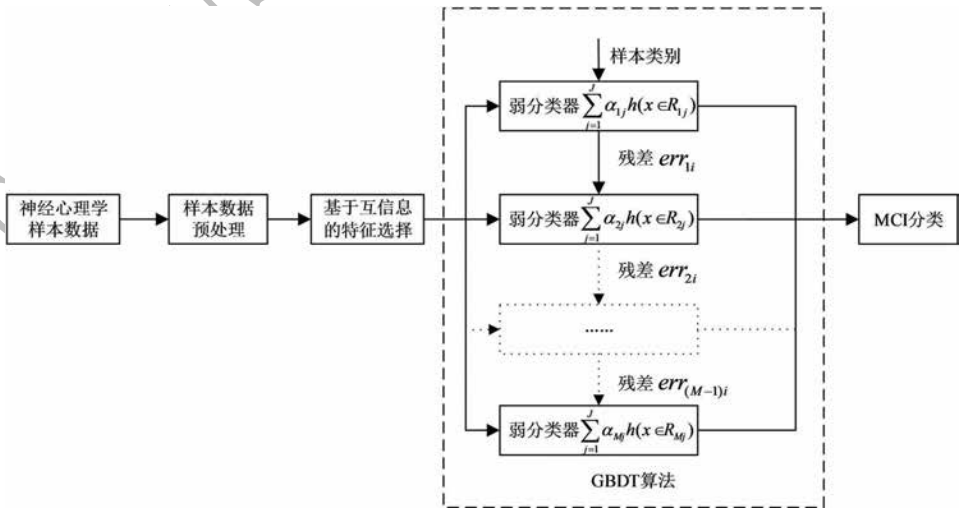


图 1　基于互信息与 GBDT 的轻度认知障碍分类方法整体框图

3.1 数据采集与预处理

总样本包括1056名正常受试者和MCI受试者，其人口统计学信息如表1所示，信息包括各类别人数、平均年龄、平均受教育程度和男女比。所有被试均通过方便抽样法来自北京市朝阳区、海淀区、西城区。

表1 实验样本说明

属性	Normal	MCI
数量	943	91
平均年龄	70.6	72
平均受教育程度	10.3	7.6
性别比例（男/女）	419/523	38/53

本实验分析的特征除简明精神状态检查（Mini-Mental Status Exam，MMSE）[12]、蒙特利尔认知评估（Montreal Cognitive Assessment，MoCA）[12] 等在医师指导下完成的专业临床快速诊断量表属性外，还包括受试者的日常生活事件、受教育水平等属性。部分特征如表2所示。本文实验的样本数据尚未用于类似的机器学习分类方法研究。

表2 实验数据集特征说明

特征名称	特征说明
M1-M31	MMSE：主要用于评定记忆力、语言表达能力、定向力等认知功能，是国内外最常用最具影响力的痴呆筛查工具。
C1-C29	MoCA：对认知功能异常进行快速筛查的工具，其测试评估的主要方向有注意力、抽象能力、定向力、执行功能等。
N1-N33	成套神经心理测验：多应用于临床试验疗效评估，包括数字广度测验、听觉词语测验等，具有更为全面的评估领域。
B1-B22	焦虑自评量表：对焦虑状况轻重程度和治疗过程变化情况进行评估的量表。
E1-E31	老年抑郁量表：识别老年抑郁症状的筛查评估工具，具体评估的症状包括但不限于是否有空虚、无望等情感和行为。

为了解决老年认知基线测查的原始数据格式复杂，无法直接进行模型训练的问题，在研究正式开始前需要对数据进行预处理，具体步骤包括异常值处理、缺失值处理和数据无量纲化等。为避免引入过多噪声，本实验在进行缺失值处理时对缺失比例高的特征和无医生诊断，即无法确定类别的样本进行删除处理，同时对其他含有缺失值的特征进行填充处理。填充处理中，考虑到K近邻填充迭代次数多，并且患者数据之间无上下文关联，采用众数插补法作为填充方案，即当该特征含有多个众数时默认采用返回的第一个众数，该缺失值处理方法具有较好的可移植性。另外针对数值类型数据，预处理采用最大最小标准化方法将数据放缩在[0，1]之间，并采用L2正则化方法对数据进行正则化。

3.2 基于互信息与GBDT的分类模型

基于互信息的特征选择方法属于过滤式，其利用MI评定两个变量X和Y的相关性，计算公式为：

$$MI(X;\ Y)=\sum_{x\in X}\sum_{y\in Y}p(x,\ y)\log\frac{p(x,\ y)}{p(x)p(y)} \tag{1}$$

其中p（x，y）是X和Y的联合概率分布函数，p（x）和p（y）分别是X和Y的边缘概率分布函数。

在特征选择过程中，变量X和Y分别为样本类别和各样本特征，因此MI（X；Y）可以看作样本类别这一变量中所包含的特征变量信息量，两者之间被捕捉到的关系是任意的。可以看出当X和Y不相关时，有p（x，y）=p（x）p（y），MI（X；Y）为0。实验保留具有与类别强相关的特征，剔除弱相关特征，进而减少分类实验中的数据冗余问题。

梯度提升决策树（Gradient Boosting Decision Tree，GBDT）是一种采用前向分布算法迭代的决策回归树算法，也是一种采用线性组合方式集成多个决策回归树的boosting算法[13]。它的训练过程是根据前一轮弱分类器损失函数的梯度进行新一轮的训练，让损失

函数沿着梯度方向下降，尽可能快的收敛到局部最优解或者全局最优解。

模型算法详细步骤如下：

（1）计算原数据集中各特征与类别的互信息 $MI(X;Y)$，得到新的简约数据集。

（2）初始化弱学习器 $f_0(x)$。

（3）对 m=1，2，…，M，其中 M 表示训练轮数，重复执行以下步骤：

·训练步骤 1）得到的数据集，计算每个样本的残差，残差计算公式如下：

$$err_{mi}=-\left[\frac{\partial L(y_i, f(x_i))}{\partial f(x_i)}\right]_{f(x)=f_{m-1}(x)} \quad (2)$$

其中 $L(y_i, f(x_i))$ 表示第 m−1 个弱分类器的损失函数，i 表示样本个数，i=1，…，N

·拟合 err_{mi}，并计算各叶子节点损失函数最小值，得到第 m 个弱分类器 $f_m(x)$ 的各叶子节点参数 α_{mj}，j=1，2，…，J 表示节点个数，节点参数计算公式如下：

$$\alpha_{mj}=\underset{\alpha}{\operatorname{argmin}}\sum_{x_i\in R_{mj}} L(err_{mi}, f_{m-1}(x_i)+\alpha) \quad (3)$$

其中 R_{mj} 表示叶子节点区域

·更新第 m 轮训练得到的强分类器，计算公式如下：

$$f_m(x)=f_{m-1}(x)+\sum_{j=1}^{J}\alpha_{mj}h(x\in R_{mj}) \quad (4)$$

其中 h 表示弱分类器的单个节点

（4）得到梯度回归提升树：

$$f_M(x)=f_0(x)+\sum_{m=1}^{M}\sum_{j=1}^{J}\alpha_{mj}h(x\in R_{mj}) \quad (5)$$

4 实验

4.1 实验设置

为了预防过拟合以及避免样本类别分布不平衡的问题，实验在评价模型时采用了交叉验证策略和 AUC 值作为评价指标。交叉验证策略具体来说就是将样本平均划分成 K 份，同时尽可能保证子数据集中正负样本比例与未划分数据集的正负样本比例一致，再逐一以其中 1 份作为测试集，其余 K−1 份作为训练集，计算 K 次训练的平均评价指标，本实验设置 K=10。

评价模型性能的方法一般是分类准确率（Accuracy），其定义是对于给定的测试数据集，分类器正确分类的样本数和总样本数之比。而 AUC（Area Under Curve）是有别于 Accuracy，为了避免样本类别不平衡问题常用的一种评价方法。实际上对于二分类问题，其实例可分为正类或者负类，则预测值和实际值两两组合后分类结果将可分为四种：真正类（True Positive，TP）、假正类（False Positive，FP）、真负类（True Negative，TN）、假负类（False Negative，FN）。由此可定义假正率（False Positive Rate，FPR）和真正率（True Positive Rate，TPR）来分别表示负样本被错误预测为正样本的比例及正样本被正确预测为正样本的比例。其计算公式为：

$$FPR=\frac{FP}{FP+TN} \quad (6)$$

$$TPR=\frac{TP}{TP+FN} \quad (7)$$

利用构图法以 FPR 为横轴，TPR 为纵轴绘制的曲线为 ROC（Receiver Operating Characteristic）曲线，其不同点表示与 0−1 之间所有阈值一一对应的一组数，因此 ROC 能够综合反映模型的灵敏度和特异度。而 AUC 正是在 ROC 的基础上定义的评价指标，其含义为 ROC 曲线、x 轴和 x=1 围成区域的面积，综合衡量了所有可能阈值的效果。由于 TPR 和 FPR 具有由实际值出发的特点，其大小与样本是否平衡无关。因此在样本类别不平衡问题的研究中，选取 AUC 作为评价方法比 Accuracy 更具有参考价值，通常情况下 AUC 得分越高，表示模型性能越好。

4.2 结果与分析

本文的模型以特征选择方法为基础，通过对特征的选取实现数据集降维和特征质量提高，以期提升模型性能。因此研究首先对特征选择方法进行了实验，分类模型选取在先前研究中被采用过的 SVM、NB 和 MLP。实

验结果如表 2 所示，结果保留三位小数。

表 **2**　不同特征选择方法对比分析

特征选择	无	L1	互信息
SVM	0. 671±0. 049	0. 774±0. 027	0. 800±0. 027
NB	0. 748±0. 048	0. 771±0. 037	0. 774±0. 038
MLP	0. 632±0. 037	0. 793±0. 026	0. 796±0. 028

结果表明，经不同特征选择方法后，三种模型的性能均有提升，说明在模型训练前进行特征选择能够有效提高计算效率，降低模型复杂性。同时，基于互信息的特征选择方法比基于 L1 的方法表现出了更好的提升能力，这也证明了本文选取互信息方法的可行性。

本研究构建了互信息-GBDT 模型，并与 SVM、NB 和 MLP 进行了对比，实验结果如表 3 所示。

表 **3**　不同模型对比分析

特征选择	无	互信息
SVM	0. 671±0. 049	0. 800±0. 027
NB	0. 748±0. 048	0. 774±0. 038
MLP	0. 632±0. 037	0. 796±0. 028
GBDT	0. 800±0. 033	0. 811±0. 031

从表 3 中我们可以看出实验的几种模型表现出了不同程度的分类性能。在无特征选择情况下，模型 AUC 值由高到低依次为 GBDT、NB、SVM 和 MLP。本实验采用的互信息-GBDT 在本文比较的所有模型中表现出了最佳性能，交叉验证后得到的平均 AUC 值为 0. 811。基于互信息评价的特征选择方式通过度量类别标签中包含的特征信息量来对特征的相关性进行排序，而本实验受试者类别的确定是由特征内容来支撑的。因此基于互信息的特征选择方式在理论依据上，与本实验特征、受试者类别之间的关系具有较高的吻合度。此外，在 GBDT 算法已表现出较佳性能的前提下，基于互信息-GBDT 的分类方法仍能提升模型性能，这说明采用互信息作为特征评价指标和选择方法是合理的。针对先前的研究，我们发现 MLP 和 NB 模型并非具有较好表现的模型，其性能均低于相同特征条件下的 GBDT 模型。同时 SVM 在无特征选择情况下模型性能相对于 NB 较差，这符合文献［11］的结论，但在基于互信息进行特征选择后，SVM 算法的性能能够有较大提升，并好于 NB 算法。

在对实验的模型性能结果做出分析之前，需要先对 VC 维的概念做出说明。VC 维是样本假设空间的一个性质，表示样本可以被完全二分的最大值，也就是说 VC 维只与假设空间和模型有关，它是对模型复杂度的衡量，越大表示模型越复杂。MLP 的 VC 维可以被粗略估计为 MLP 中神经元个数与神经元之间连接数目的乘积，因此 MLP 具有较大的复杂性，有非常强的表达能力，但是随之而来的问题就是如果需要充分训练该 MLP，则需要较长的训练时间和达到约 10 倍 VC 维大小的样本量。由于本实验样本特征数量的限制，需要采用较多的神经元来搭建 MLP，而实验的样本量不能实现模型的充分训练，所以 MLP 在本研究中表现出了弱泛化能力和较为一般的模型性能。另外，相比采用核函数来降低 VC 维的 SVM，通过联合一棵棵弱决策树来逼近样本真实模型，逐步降低 VC 维的 GBDT 能够更细致地拟合出模型函数。SVM 表现欠佳的另一原因是 SVM 作为基于统计的几何模型，更适合处理同性质的特征，如文本分类、图像识别等。而本研究的数据集特征具有多样性的特点，包括多个神经心理测试结果和年龄、性别等人口统计学特征，更适合选用对数据分布不敏感的模型进行分类。此外，NB 算法的理论依据要求其特征之间相互独立，但这在神经心理数据上是不成立的，这解释了 NB 算法在本研究中性能表现欠佳的原因。因此，从模型原理、数据集特征等多个角度分析，GBDT 在基于神经心理学数据上的 MCI 分类具有更大优势。

5　总结

在本研究中我们利用真实测查采集的神

经心理学数据，结合特征和分类两个部分研究了基于互信息和 GBDT 的 MCI 分类方法。在综合考虑了样本类别分布不均衡等问题后，我实验采用 AUC 值作为评价指标。实验结果表明多个机器学习算法都能不同程度的拟合出样本模型，对数据集进行分类。同时，与在先前研究中获得肯定的 SVM、NB 和 ANN 相比，本文提出的基于互信息和 GBDT 的分类模型具有更好的分类性能。

此外，我们从算法理论、模型抗噪性、样本量、样本特征等多个角度对结果进行了分析，得出由于 GBDT 具有较低复杂度、对噪声不敏感、适应多样性特征等优势，因此其更适用于解决基于神经心理数据的 MCI 分类问题。实际上，基于互信息的特征选择方法和 GBDT 都是将特征的信息含量作为其理论支撑，因此将基于互信息的特征选择方法和 GBDT 结合能更充分地挖掘并利用数据集信息，实现较高性能的分类。

未来的工作集中在神经心理类特征的减少及评估、生活习惯类特征对 MCI 识别的影响和无监督机器学习模型在轻度障碍分类的应用三个角度。具体来说是：1）在特征减少方面将探讨能够考虑特征之间关联的特征选择方法，考虑特征之间的相互作用；2）将机器学习模型应用于采集到的正常人和患者的生活习惯数据，评估生活习惯类特征的价值；3）对于无类别标记的受试样本采用无监督机器学习模型进行分类，挖掘无监督模型在 MCI 分类上的应用价值。

参考文献：

[1] M. Grundman, R. C. Petersen, S. H. Ferris, et al. Mild cognitive impairment can be distinguished from Alzheimer disease and normal aging for clinical trials [J]. Archives of neurology, 2004, 61 (1): 59-66.

[2] 周良佳，马菲. 老年轻度认知功能障碍影响因素的研究进展 [J]. 现代预防医学，2013，(02)：306-311.

[3] Petersen RC, Doody R, Kurz A, et al. Current Concepts in Mild Cognitive Impairment [J]. Archives of Neurology, 2001, 58 (12): 1985.

[4] Mitchell A J, Shiri-Feshki M. Rate of progression of mild cognitive impairment to dementia--meta-analysis of 41 robust inception cohort studies [J]. Acta Psychiatrica Scandinavica, 2009, 119 (4): 252-265.

[5] Kun H, Yijue W, Kewei C, et al. Multi-scale features extraction from baseline structure MRI for MCI patient classification and AD early diagnosis [J]. Neurocomputing. 2016. 175 (29): 132-145.

[6] Chen R, Herskovits E H. Machine-learning techniques for building a diagnostic model for very mild dementia [J]. NeuroImage, 2010, 52 (1): 234-244.

[7] 岳鹏，侯凌燕，杨大利，佟强. 基于 XGBoost 特征选择的疾病诊断 XLC-Stacking 方法 [J/OL]. 计算机工程与应用. http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2127.TP.20200108.1456.006.html.

[8] 朱孟星，孔薇，牟晓阳. 基于互信息分析系统性红斑狼疮与乳腺癌的发病机理 [J]. 基因组学与应用生物学，2016，35 (05)：1071-1080.

[9] Shankle W R, Mani S, Dick M B, et al. Simple Models for Estimating Dementia Severity Using Machine Learning [J]. Studies in health technology and informatics, 1998, 52 Pt 1: 472-6.

[10] Williams J A, Weakley A, Cook D J, et al. Machine learning techniques for diagnostic differentiation of mild cognitive impairment and dementia [C] // AAAI'13 Workshop on Expanding the Boundaries of Health Informatics Using AI (HIAI). 2013: 71

[11] Quintana, María, Guùrdia, Joan, Sánchez-Benavides, Gonzalo, et al. Using artificial neural networks in clinical neuropsychology: High performance in mild cognitive impairment and Alzheimer's disease [J]. Journal of Clinical and Experimental Neuropsychology, 2012, 34 (2): 195-208.

[12] 李伟. 阿尔茨海默病的影响因素和生物标志物研究 [D]. 上海交通大学，2017.

[13] Friedman J H. Greedy Function Approximation: A Gradient Boosting Machine [J]. Annals of Statistics, 2001, 29 (5): 1189-1232.

基于视觉的无人机导航综述

卢艳军　刘　飒

（沈阳航空航天大学自动化学院沈阳 110136）

摘　要：视觉导航在无人机定位跟踪领域中具有重要作用。尽管目前对其已有大量研究，但仍有许多难点有待攻克，如光照变化、用来定位的既定目标形变或被遮挡以及相机移位等。为深入研究学习基于视觉的无人机导航技术，对近年来的视觉导航方法进行了综述。对现有的视觉导航算法从视觉处理流程方面做了分类总结。首先，简单介绍研究意义以及相关工作。然后，阐述了无人机从获取图像预处理、特征提取、目标跟踪及定位导航的原理及各种方法并进行总结分析，并简单阐述了在未知环境条件下地图的建立。最后，提出了无人机视觉导航技术在实际应用中存在的问题挑战以及前景展望。

关键词：无人机；视觉导航；特征提取；数据融合

中图分类号：TP391.9　　**文献标识码**：A

An Overview of Vision-Based UAV Navigation

Lu Yanjun，Liu Sa

（*Automated Institute*，*Shenyang Aerospace University*，*Shenyang* 110136，*China*）

Abstract：Vision navigation plays a major role in the field of UAV positioning and tracking. Although there are a lot of researches on it，there are still many difficulties to be resolved，such as the change of illumination，the deformation or occlusion of the target used for positioning，and the camera displacement. In order to study the technology of UAV vision navigation，the vision navigation methods

作者简介：卢艳军，2005 年于东北大学获得博士学位，现为沈阳航空航天大学教授、研究生导师，主要研究方向为飞行器控制技术、测控技术等。E-mail：sylyj2004@126.com

Lu Yanjun receivedher Ph. D. degree from Northeastern University in 2005. She is currently a professor and master supervisor at ShenyangAerospace University. Her main research interests include flight control technique and measurement and control technology.

刘飒（通讯作者），2018 年于沈阳航空航天大学获得学士学位，现为沈阳航空航天大学研究生，主要研究方向为模式识别与智能系统。E-mail：1340335134@qq.com

Liu Sa（Corresponding author）received her B. Sc. degree from Shenyang Aerospace University in 2018. Now she is a M. Sc. candidate in Shenyang Aerospace University. Her main research interestsincludepattern recognition and intelligent system.

in recent years are summed up. The existing visual navigation algorithms are classified and summarized from the visual processing flow. Firstly, the significance of the research and related work is briefly introduced. Then, the principle and methods of image preprocessing, feature extraction, target tracking, positioning and navigation for UAV are described, and the establishment of map in an unknown environment is simply described. Finally, the problems and challenges in the practical application of UAV vision navigation technology and the prospect are proposed.

Keywords: UAV; Vision Navigation; Feature Extraction; Data Fusion

0 引言

无人机因其成本低，效率较高，无人员伤亡风险，机动性能好，使用方便等优势，被广泛应用于军事和民用领域。无人机导航可以通过惯性导航系统（Inertial Navigation System，INS）、全球定位系统（Global Position System，GPS）、欧洲的伽利略导航系统以及中国的北斗卫星导航来实现，然而这些信号不是总可以获取的。当失去 GPS 信号时，随着时间的推移，IMU（惯性测量单元，Inertial Measurement Unit，IMU）的累积误差会越来越大，导致导航无法满足任务要求，甚至会造成更严重后果。计算机视觉可以通过视觉采集设备对视觉信息进行采集，并通过计算机系统对视觉信息进行处理、分析，实现对目标的检测、识别、跟踪、定位等功能，且抗干扰能力很强。因此将视觉引入无人机导航，利用视觉采集的实时信息与 IMU 和 GPS 进行融合，可以很好解决系统失去定位的问题。

视觉导航通过视觉传感器选取一个既定目标作为绝对零点，以此作为坐标系的原点供 IMU 参照比对，将二者信息融合实现无人机自身定位，以便完成更高级的任务。如无人机自主着陆控制[1-3] 和撞线回收[4] 等。

1 视觉导航

随着计算机视觉技术的迅速崛起，视觉传感器在无人机导航领域激起了新的研究热潮。以单目相机、双目立体相机、RGB-D 相机和鱼眼相机等为代表的视觉传感器可采集丰富的环境信息，且价格低廉、鲁棒性好。本文以多种视觉传感器在导航系统中的视觉处理流程为主线，将近年来该领域的相关科研成果进行了梳理。详细分析了视觉导航中各种图像处理和信息融合方法的优势和缺陷。据此对该领域未来前景进行展望，最后给出结论。

2 视觉处理过程

在无人机视觉导航中，计算机视觉技术首先对视觉传感器采集到的反馈在上位机上的图像信息进行预处理，然后图像信息经特征提取和图像识别，最终输出位置信息与 IMU 融合完成后续定位跟踪导航任务。视觉处理过程如下图 1 所示。

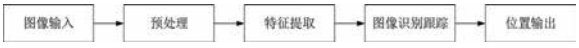


图 1 视觉处理过程图

Fig. 1 Diagram of visual filtering processes

2.1 图像预处理

获取图像质量的优劣直接关系到识别算法的设计和精度。为了保证获取图像的质量，通常需要对视觉传感器采集到的原始图像信息进行包括去噪、灰度化和二值化等方法在内的预处理。

滤波是一种典型去噪方法，可以有效抑制噪声并保留真实的信息。例如杨磊[5] 等人通过一种自适应高通滤波器较大程度地保留图像中小目标对象的频率信息，提高了图像预处理的鲁棒性；尹业宏[6] 等人使用 GAUSS 滤波克服了边界效应获得较好的图像。林国清[7] 等人采用填充的方法去除孔类噪声；符

宇[9] 在单目避障系统中采用维纳滤波和基于边缘检测的小波去噪算法，提高了图像复原的质量。

灰度化在实际图像预处理时往往不会单独出现，会伴随着其它方法同时处理目标图像。如柴洪林[10] 在实现无人机夜间自主着陆时像采用灰度形态学和邻域处理的方法对视频图像进行预处理；索文凯[11] 通过灰度变换、HSV 色彩变换、HU 不变距匹配等方法保障了合作目标的准确识别率；王辉[12] 还提出了改进的非线性全局映射灰度化方法以应对边缘特性丢失和模糊的情况。

二值化旨在区分环境和目标。王红雨和尹午荣[13] 等人通过将简单的二值化描述方式扩充到三维向量，增强了 LBP 算子对局部纹理特征的描述能力及其抗噪声的能力进而使目标区分于环境。

2.2 目标特征检测提取

无人机在执行导航定位任务时需要借助某个或某些静态或动态的目标作为参照物来确定坐标零点以获取全局信息或者锁定已识别目标进行跟踪，所以对此“零点”的特征检测提取尤为重要，这关乎到接下来的定位导航精度。

2.2.1 静态目标特征检测提取

常见的静态目标检测提取方法包括角点检测、SIFT 算法检测、SURF 检测、RANSAC 算法等。

角点特征对图像图形的分析理解具有重要的作用，是图像图形最重要的特征信息之一。灰度图像、二值图像、轮廓边缘等均可作为角点检测的依据。在实际应用中，基于灰度图像的角点检测方法因其具有快速性好、准确性高和鲁棒性突出等优势成为最为合适的角点检测方法。Harris 角点检测和 SUSAN 角点检测是典型的基于灰度图像的角点检测方法。赵世杰在研究基于双目视觉融合惯性导航的无人机状态估计时，采用 Harris 角点检测来保留图像特征提高算法速度[14]。刘磊提出了一种改进的 SUSAN 特征检测算法提高了检测算法的鲁棒性[15]。

SIFT 算法是尺度不变特征，在处理图像几何变形、分辨率差异、旋转等方面有较好效果，是计算机视觉的典型特征提取算法[16]。Jean Liénard 等人利用 SIFT 特征检测实现了在低成本无人机处理硬件条件下图像的三维场景重建[17]；包晓安和詹秀娟等人利用 SIFT 特征检测解决了目标丢失重新找回的问题[18]；Xing C 等人为了提高无人机序列图像的匹配精度使用了 SIFT 算法对其进行特征匹配[19]。

SURF 算法则是 SIFT 算法的高效变种，在模糊边缘或特征点较少的影像中更为精准地提取目标物的角点，且实时性更强[20]。李鲜在研究未知环境中无人机物体识别系统时使用 SURF 特征检测并利用双目立体视觉技术完成了三维点云的表面重建[21]；王亭亭等人利用 SURF 算法在复杂环境下较好的实现了对目标的追踪效果[22]；刘琴琴等人在提高图像伪造内容的检测精度研究中，利用 Forstner 检测算子提取图像的特征点同时改进 SURF 生成特征向量提高了检测算法的精度[23]；R. A. Persad 等人使用 SURF 描述符匹配关键点来提高准确性[24]。

RANSAC 即随机抽样一致，其可在被观测数据包含噪声、外点等各类缺陷时，通过迭代的方法估算其数学模型参数，从中得到有用样本数据。Shirin M 等人使用 RANSAC 算法实现了对包括房屋、墙体以及地面的建筑物平面图像的三维点云重建且提高了算法精度[25]。

2.2.2 动态目标特征检测提取

无人机在执行飞行任务时，通常选取运动目标作为既定目标来完成跟踪或定位。根据检测原理将运动目标检测方法分为：背景差法、帧间差分法和光流法三类。

将一幅或多幅背景图像的平均值作为背景图像，利用此背景图像将后续序列图像的当前帧和背景图像减去以实现背景去除的方法被称为背景差分法。所得到的像素数大于设定阈值即可判定运动物体存在于被监控场

景中。背景差分法的数学表达式如下：

$$d=|I_L(x,\ y,\ i)-B_L(x,\ y)| \quad (1)$$

$$ID_L(x,\ y,\ i)=\begin{cases}d, & if \quad d\geq T\\ 0, & if \quad d<T\end{cases} \quad (2)$$

其中，ID_L 为背景帧差图，B_L 为背景亮度分量，i 为帧数，N 为序列总帧数，T 为阈值。

利用序列的两帧相减得到的亮度差的绝对值与阈值比较以判定运动物体是否存在于被监控场景中的运动目标检测方法被称为帧间差分法。其数学表达式如下：

$$d=|I_L(x,\ y,\ i)-I_L(x,\ y,\ \mathrm{i}-1)| \quad (3)$$

$$ID_L(x,\ y,\ i)=\begin{cases}d, & if \quad d\geq T\\ 0, & if \quad d<T\end{cases} \quad (4)$$

其中：ID_L 为相邻帧差图，I_L 为亮度分量，i 为帧数，N 为序列总帧数，T 为阈值。

基于亮度恒定、帧间小运动和空间一致的假设前提下，根据图像序列中像素在时间域上的变化和图像相邻帧之间的相关性来找到图像当前帧与上一帧之间存在的对应关系，从而计算出相邻帧之间物体的运动信息是光流法的基本原理。光流法的数学表达式如下：

$$I_x u+I_y v+I_t=0 \quad (5)$$

其中，I_x，I_y，I_t 分别表示图像像素点灰度沿 x，y，t 方向的偏导数，(u，v) 为所求光流矢量。

龙迎春等人利用混合高斯模型的背景差法在摄像头静止阶段对运动目标进行检测，实现了对目标的静止跟踪[26]。贾其臣使用背景差法检测目标完成了对行人的检测与跟踪计数[27]。刘磊采用 RASUAC 算法剔除误匹配点，同时使用三帧差法对目标进行检测并实现准确定位[15]。祝奔奔等人使用金字塔 LK 光流法检测目标提高了障碍物识别的精度[28]；李成美等人使用 Shi-Tomasi 角点检测和金字塔 LK 光流法结合检测目标[29]；邱鹏瑞使用改进的光流法解决了无人机由于飞行不稳导致的无法定点悬停的问题[30]；吴琦使用补偿角速率的光流微分法计算帧间像素点小位移，并用前后误差算法提取精度较高的点，避免像素点跟踪错误，提高了光流测速的精度[31]。

另外王常亮使用 HOG 特征和 LBP 特征融合提高了人体检测准确度[32]；王松使用改进 ViBe 检测算法提高了算法的检测性能[34]。

2.2.3 存在的问题及展望

Harris 角点检测算子具有不受光照旋转影响的优势，但是其旋转不变性、对灰度平移和尺度变化不敏感、不具有尺度不变性的劣势使其效果不佳。许佳佳等人针对其不具有尺度不变性的缺点以传统的 Harris 算法为基础构建了高斯尺度空间，提取出了具有尺度不变性的角点特征[35]。虽然 SIFT 和 SURF 检测具有较好的旋转鲁棒性，但如果系统对于图像的实时性要求较高的话此检测将不再适用。李言俊[36] 等人以 SIFT 特征向量生成过程为基础，把欧氏距离替换为准欧式距离作为度量以衡量特征描述符之间的相似度，使 SIFT 特征匹配效率得以提高最终使实时性得到提升。胡访宇[37] 等人使用 GTM（graph transform matching）方法对使用 SURF 算法配准的遥感图像进行去除误配，使结果更准确；韩文静[38] 等人在 SURF 算法中加入了 RANSAC 剔除误匹配点算法的程序提升了定位精度和实时性。而精度和实时性都较好的 RANSAC 算法在没有进一步优化时，算法的计算量明显偏大。贾彤[39] 在 RANSAC 算法中引入了衡量因子 η，取 η 值高的作为样本从而减少了迭代次数和时间消耗。

背景差法胜于原理算法设计简单，但在各种噪声干扰和复杂环境条件下，其背景建模的难度极大。Hong Liang 使用高斯混合模型背景法减少了物体检测和背景建模的时间。同时，进一步提高慢运动目标的检测精度和速度[40]。帧间差分法应用于动态环境时具有较好的适应性和稳定性，但在环境运动速度过快或过慢的极端情况时将出现检测失败[41]。J. -J. Qu[42] 将背景差法和帧间差分法相结合有效地解决了漏检、误检等情况。光流法在检测识别目标位置方面具有最高的精度，但其对光照异常敏感且具有实时性差的缺陷。为了提高光流法的检测实时性，杨叶梅提出

一种高斯金字塔的改进光流法，并将基于最大类间方差的图像分割法和形态学滤波中的开、闭运算结合使用，使运动区域提取的时间得以缩短[43]。

特征提取检测的目的在于明显区别目标与周围环境信息，稳准快的检测识别出系统自身所需信息。无人机在执行飞行作战任务时，需要综合各方面性能要求以及成本问题来客观的选取最为合适的检测方法。

2.3 视觉目标跟踪

当视觉传感器选定的“零点”为动态目标时，无人机对此目标完成检测后需要对其进行识别定位跟踪来协同导航以确保后续导航任务的精度。在计算机视觉领域中，视觉目标跟踪是一个极为重要的分支具有广泛的应用范围。作为人机交互、无人驾驶等领域发展的基础，其越来越受到学术界的重视。在线跟踪时为了捕捉目标和背景在跟踪过程中的变化不断更新外观模型。视觉目标跟踪基本框图如下图 2 所示。

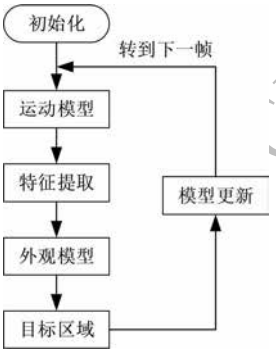


图 2 视觉目标跟踪基本框图

Fig. 2 Diagram of vision target tracking

2.3.1 目标跟踪方法

视觉目标跟踪算法可根据其观测模型分为两类：生成式方法（Generative Method）、判别式方法（Discriminative Method）。近年来，以相关滤波（Correlation Filter）和深度学习（Deep Learning）为代表的判别式跟踪方法因具有速度快、效果好的优势，逐步取代生成式跟踪方法而一跃成为学术界的研究热点。

基于相关滤波的跟踪思想是在目标区域训练回归器，再在下一帧的目标区域中寻找响应最大的位置即为目标位置，用公式表示如下：

$$G = F\Theta H^{*} \tag{6}$$

式中，F 为目标区域傅里叶变换，H 为滤波模板傅里叶变换，H^{*} 为 H 的共轭转置，G 为最终响应。为减少计算量，采用如下模板更新策略：

$$H^{*} = \frac{A_i}{B_i} \tag{7}$$

$$A_i = \eta G_i \Theta F_i^{*} + (1-\eta)\ A_{i-1} \tag{8}$$

$$B_i = \eta G_i \Theta F_i^{*} + (1-\eta)\ B_{i-1} \tag{9}$$

式中，η 为模板更新速率。

生成类方法的原理是以当前帧对目标区域建立的模型为基础，在下一帧寻找与所建立目标区域数学模型最为相似的区域作为预测位置。其中，粒子滤波、卡尔曼滤波、Camshift 和 Meanshift 等是最具代表性的生成类目标跟踪方法。齐会云为提高对动态目标的跟踪效果，使用基于 CS 模型的交互式多模型例子滤波算法提升了跟踪精度[44]。刘磊也使用粒子滤波算法完成了对运动目标的跟踪[15]。李成美等人利用卡尔曼滤波法预测目标下一帧位置完成了动态目标的精准跟踪[29]；李晓松[8] 和贾其臣[27] 也使用了同样的方法对目标进行预测。王长亮针对人体形态易发生变化和出现遮挡的问题使用了 Camshift 算法与扩展卡尔曼算法融合的跟踪算法[32]；贾配洋等人针对目标识别速度慢的问题，提出了 Apriltags 识别算法同时结合卡尔曼实时跟踪目标[33]；Ha N P 等人利用可见光传感器和卡尔曼滤波完成了无人机在无 GPS 情况下的安全降落[45]。张仁蒲使用改进的 Meanshift 算法也同样解决了目标遮挡丢失的问题[46]。

判别类方法的原理是将当前帧中的目标区域和背景区域分别作为正、负样本用以训

练分类器，使用此分类器在下一帧数据中寻找最优目标区域。其中，KCF 和 ECO 以及基于神经网络的深度学习式判别跟踪方法是受到研究者广泛关注的基于相关滤波的判别类跟踪方法。王松使用 KCF 算法完成了对视频中运动目标的检测[34]；程子一等人应用改进的 KCF 算法解决了目标被严重遮挡的问题[47]；刘金花使用 GPU 加速 KCF 算法实现了目标的高速跟踪[48]；王杨使用改进的 KCF 算法解决了目标较大形变的问题[49]；刘延飞等人在 KCF 的基础上提出了一种基于异常值检测的方法，为目标丢失后何时载入目标重检测定位提供可靠的依据[50]。ECO 算法是以 C-COT 算法为基础，从模型大小、样本集大小和更新策略三个方面加以提速演进而来的。在对比了多种相关滤波算法后，Danelljan M 等人阐明了 ECO 算法在实时性和快速准确性方面的优势[51]。翁静文等人提出的 ECO-HC 跟踪算法解决了无人机指定行人跟踪中目标遮挡严重、尺度变化大的问题[52]。由于深度特征对目标拥有强大的表示能力，因此其与神经网络的结合在计算机视觉目标跟踪领域得到了充分的发展。Michels J 等人即是利用深度学习完成了在非结构化的户外环境高速驾驶远程控制车的任务[53]；Mannar S 等人则是利用监督学习导出与障碍物间的真实距离从而实施避障[54]；Fornari G 等人使用人工神经网络（ANN）来作为边缘检测器通过视觉完成 GPS 被破坏情况下的无人机自主跟踪导航[55]。另外 Choi H 等人又提出一种非线性自适应观测器来估计状态和参数通过仿真实现无人机对目标的跟踪[56]。李晓伟等人也通过基于上下文的 STC 算法验证了其对运动目标跟踪的有效性[57]。

2.3.2 存在的问题及展望

视觉目标跟踪本身就是一个极具挑战的任务，而且运动场景往往较为复杂又多变，要想出色的完成目标跟踪的任务就必须考虑到目标遮挡、形变、尺度变换以及背景杂乱等问题，同时实时性和准确性也是必须考虑的。

粒子滤波是基于蒙特卡洛方法的一种顺序重要性采集法，用于表示从后验概率中提取的随机状态粒子的分布。尽管它在非线性、非高斯系统中具有优势，但其需要大量样本才能逼近系统的后验概率密度，因而会由于算法复杂程度的提升而带来样本贫化的问题。因此，在保证样本多样性和有效性的同时，如何克服样本贫化的是该算法亟待解决的重要问题。卡尔曼滤波在使用过程中当运动目标长时间被遮挡时会产生目标丢失的问题。Camshift 是由 Meanshift 推演而来的，虽然其在目标大小发生变化时可自适应调整跟踪区域，但在目标出现运动过快的极端情况时仍会发生目标丢失的情况。KCF 使用的是多通道梯度的 HOG 特征，其跟踪响应速度极快实时性好，但对于高速运动的目标无法实现跟踪且目标一旦被遮挡也会导致跟踪失败。相比之下仅性能来说 ECO 是目前最好的相关滤波算法，但其深度特征的能力并没有发挥出来，未来对于 ECO 的研究重点应该是在不改变现有优秀性能的前提下发挥其深度特征的作用。而深度学习执行的分类任务是区分类间差距，这与目标任务所研究的对于环境信息和目标信息的区分存在着本质上的不同。若要使基于深度学习的目标跟算法得到长足的发展，必须将在分类图像数据集上训练的卷积神经网络迁移到目标跟踪中来。

2.4 数据融合

从图像中提取的目标特征可用于估计无人机自身的运动状态。无人机的定位和导航问题将依赖于这些运动状态的准确估计得到解决。将视觉传感器信息、GPS 数据信息、惯性传感器数据信息进行融合，可使无人机位置的估计更加准确。

一种思路是利用光流传感器与惯性导航系统融合来完成无人机的自主导航任务。IMU 导航信息组合光流传感器估计速度位置信息如下图 3 所示。

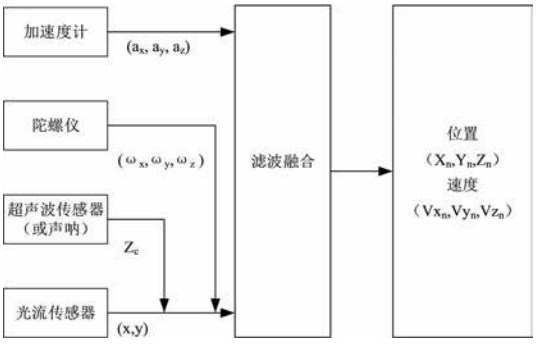


图 3　IMU 组合光流传感器估计位置和速度示意图

Fig. 3　IMU combined optical flow sensor to estimate position and speed

李涛等人提出了一种基于扩展卡尔曼滤波的将惯导系统、光流、磁强计和气压计数据融合的组合导航系统，该系统有效的解决了在速度、位置、姿态估计过程中存在累计误差的问题[58]。化雪荟在无人机静止或处于匀速运动状态下，将陀螺仪和磁强计的数据进行融合以估计无人机的姿态。在无人机处于加速或减速的状态时，使用陀螺仪数据来估计无人机的姿态。较仅使用捷联惯性导航系统对无人机姿态进行估计而言，该方案使无人机姿态估计的误差大大降低[59]。余超凡等人通过块匹配法采到的光流值与 IMU 数据进行卡尔曼滤波实时获取当前的环境信息，为后续实时避障提供了实时路径规划[60]；张午阳等人利用了光流传感器和超声波模块完成了无 GPS 情况下的定点悬停[61]；曾幼涵等人也利用光流传感器和惯性元件的融合完成了无人机在无 GPS 下的导航[62]；Mostafa M 等人通过扩展卡尔曼滤波将光流数据、雷达数据、IMU 数据、气压计和磁力计计量值进行融合增强了无人机在 GNSS 信号中断期间的导航精度[63]；Amedeo V 等人利用车辆之间的差分 GPS 和基于视觉的跟踪（DGPS/Vision）来构建虚拟的附加导航传感器，然后将其信息进行扩展卡尔曼过滤，以此实现多无人机协作导航[64]；Arreola L 等人使用密集光流算法、GPS 和惯性元件融合完成了低成本程度上的悬停和跟踪[65]。

另一种思路是利用视觉 SLAM 法来完成定位导航。曹美会等人利用视觉 SLAM 来辅助测量位置信息来控制无人机在 GPS 缺失情况下的自主飞行控制[66]；Jean Liénard 等人也利用 VSLAM 完成了三维景象的实时重建[17]。

还有一些研究者使用基于模型的信息融合法来使无人机完成自主导航。Hinas A 等人通过基于 OODA 的高级决策算法来分辨出无人机本身是处于定位、下降还是悬停阶段，然后通过 Mavros 连续向自动驾驶仪发送本地位置信息来实现导航任务[67]；

3　结束语

视觉导航的研究内容主要集中于视觉图像预处理、目标检测提取、目标识别跟踪和数据融合等方面。背景差法、帧间差分法、光流法等是运动目标跟踪的典型方法。而在静态目标跟踪时，通常使用角点提取、SIFT 算法检测、SURF 检测、RANSAC 算法等。状态估计可由目标跟踪通过分析特征来实现，同时与其他传感器采集到的数据进行融合，卡尔曼滤波、粒子滤波、人工神经网络是常用方法。

由于许多现实条件的制约，很多问题还亟待解决。首先，由于无人机受到载重、续航等物理条件的约束，需要对无人机视觉导航进行更加深入的研究以适应无人机在飞行速度上的提升和算法处理实时性方面的提高。与理想条件相比，实际应用中的环境噪声干扰等不确定因素会导致实物实验的失败。所以，如何将技术较为成熟的对地面机器人进行视觉导航的研究成果推广到无人机视觉导航中去、在不过分牺牲导航精度的前提下如何提升无人机算法的响应速度、如何使无人机在未知环境下自适应的估计自身状态完成导航任务成为需要进一步探讨的重点问题。

参考文献：

[1] 刘刚．基于视觉导航小型无人机自主着陆控制策略研究与应用［D］．南京航空航天大学，2014.

[2] 周儒靖．视觉导航技术在无人直升机着陆中的应

用研究［D］. 南京理工大学，2013.
［3］耿明志. 无人机自动着陆过程中的视觉导航技术研究［D］. 南京航空航天大学，2007.
［4］陶琨，王寅. 视觉导航技术在小型无人机撞线回收中的应用［J］. 兵工自动化，2013（7）：80-82.
［5］杨磊，杨杰，凌建国等. 基于背景复杂程度估计的红外图像预处理［J］. 系统工程与电子技术，2006，28（8）：1150-1153.
［6］尹业宏，王涛，陈颖. 基于 FPGA 的图像预处理滤波算法［J］. 光学与光电技术，2004，2（5）：61-64.
［7］林国清，李见为，王崇文. 指纹图像预处理方法的研究［J］. 光电工程，2002（05）：57-59.
［8］李晓松. 基于计算机视觉的无人机目标跟踪与定位算法研究［D］. 燕山大学，2017.
［9］符宇. 基于单目视觉无人机避障系统的算法研究［D］. 西安电子科技大学，2016.
［10］柴洪林，李红，彭嘉雄. 基于视觉的夜间无人机导航特征的提取［J］. 计算机工程，2007（22）：223-225.
［11］索文凯，胡文刚，班利明等. 空地协同视觉实现无人机自主降落研究［J］. 红外技术，2019，41（7）：654-660.
［12］王辉，陈小雕，王毅刚. 改进的非线性全局映射灰度化方法［J］. 计算机辅助设计与图形学学报，2013，25（10）：1476-1479.
［13］王红雨，尹午荣，汪梁等. 基于 HSV 颜色空间的快速边缘提取算法［J］. 上海交通大学学报，2019（7）：765-772.
［14］赵世杰. 基于双目视觉和惯性导航的无人机运动状态估计［D］. 杭州电子科技大学，2018.
［15］刘磊. 基于视觉的无人机运动目标检测与跟踪［D］. 哈尔滨工程大学，2014.
［16］何敬，李永树，鲁恒等. 基于 SIFT 特征点的无人机影像拼接方法研究［J］. 光电工程，2011，38（2）：122-126.
［17］Jean Liénard，Vogs A，Gatziolis D，et al. Embedded，real-time UAV control for improved，image-based 3D scene reconstruction［J］. Measurement，2016，81：264-269.
［18］包晓安，詹秀娟，王强等. 基于 KCF 和 SIFT 特征的抗遮挡目标跟踪算法［J］. 计算机测量与控制，2018（5）：148-152.
［19］Xing Cheng，J. Huang，“An improved mosaic method based on SIFT algorithm for UAV sequence images.”Computer Design and Applications（ICCDA），2010 International Conference on IEEE，Chengdu，2010.
［20］胡同喜，牛雪峰，谭洋等. 基于 SURF 算法的无人机遥感影像拼接技术［J］. 测绘通报，2015（1）：55-58.
［21］李鲜. 无人机三维立体重构与物体识别系统研究与实现［D］. 湖南大学，2017.
［22］王亭亭，蔡志浩，王英勋. 小型无人机立体视觉目标追踪定位方法［J］. 电光与控制，2016，23（5）：6-10.
［23］刘琴琴，邱建林. 基于向量点积与相似聚类的图像伪造检测算法［J］. 计算机工程与设计，2018（06）：1685-1690.
［24］Persad R. A and C. Armenakis，“ALIGNMENT OF POINT CLOUD DSMs FROM TLS AND UAV PLATFORMS.”UAV-g 2015 International Conference on Unmanned Vehicles in Geomatics ISPRS-International Archives of the Photogrammetry，Remote Sensing and Spatial Information Sciences，2015.
［25］Shirin M，Mohammad V Z，Michael H. Large-Scale Accurate Reconstruction of Buildings Employing Point Clouds Generated from UAV Imagery［J］. Remote Sensing，2018，10（8）：1320.
［26］龙迎春，冯健业，宋玉春. 基于状态分割的运动目标实时跟踪［J］. 机械与电子，2018（06）：21-24.
［27］贾其臣. 基于视觉无人机动态监控系统人流量检测方法研究［D］. 长春工业大学，2017.
［28］祝奔奔，万舟，王亮. 基于金字塔 LK 光流法及超声传感的微型无人机障碍识别优化研究［J］. 陕西理工学院学报（自科版），2019，35（1）：47-53.
［29］李成美，白宏阳，郭宏伟等. 一种改进光流法的运动目标检测及跟踪算法［J］. 仪器仪表学报，2018（5）：249-256.
［30］邱鹏瑞. 基于 Pixhawk 的四旋翼无人机光流改进算法研究［J］. 微型电脑应用，2018，34（7）：6-9.
［31］吴琦，蔡志浩，王英勋. 用于无人机室内导航的光流与地标融合方法［J］. 控制理论与应

用，2015，32（11）：1511-1517.
[32] 王长亮．基于无人机视觉的特征融合人体检测跟踪技术研究［D］．长安大学，2018.
[33] 贾配洋，彭晓东，沈菲菲等．基于 Apriltags 改进算法的无人机移动目标识别与跟踪［J］．电子设计工程，2017，25（17）：31-35.
[34] 王松．基于视频的运动检测和跟踪技术研究［D］．浙江大学，2017.
[35] 许佳佳，张叶，张赫．基于改进 Harris-SIFT 算子的快速图像配准算法［J］．电子测量与仪器学报，2015，29（1）：48-54.
[36] 程德志，李言俊，余瑞星．基于改进 SIFT 算法的图像匹配方法［J］．计算机仿真，2011（07）：293-297.
[37] 阳吉斌，胡访宇，朱高．基于改进 SURF 算法的遥感图像配准［J］．电子测量技术，2012（03）：77-80+85.
[38] 韩峰，韩文静．一种改进 SURF 算法的视觉定位［J］．电光与控制，2016（23）：33.
[39] 贾彤．基于改进 RANSAC 算法的室内视觉定位方法研究［D］．哈尔滨工业大学，2017.
[40] Wang H L，Wang J Q，Ding H F，et al. Moving Target Detection Based on the Improved Gaussian Mixture Model Background Difference Method［J］. Advanced Materials Research，2012，482-484：569-574.
[41] 李刚，邱尚斌，林凌等．基于背景差法和帧间差法的运动目标检测方法［J］．仪器仪表学报，2006，27（8）：961-964.
[42] Qu J J，Xin Y H. Combined continuous frame difference with background difference method for moving object detection［J］. GuangziXuebao/ActaPhotonicaSinica，2014，43（7）：213-220.
[43] 杨叶梅．基于改进光流法的运动目标检测［J］．计算机与数字工程，2011，39（9）：108-110.
[44] 齐会云．无人机对动态目标高精度定位与跟踪方法研究［D］．西安电子科技大学，2015.
[45] Ha N P，Wan K K，Won L Y，et al. Remote Marker-Based Tracking for UAV Landing Using Visible-Light Camera Sensor［J］. Sensors，2017，17（9）：1987-2024.
[46] 张仁蒲．基于无人机视觉的运动目标检测及跟踪算法研究［D］．长安大学，2017.
[47] 程子一，刘志林．改进的核相关滤波算法在自航模动态目标跟踪应用［J］．应用科技，2019，46（01）：40-46.
[48] 刘金花．基于 KCF 的目标跟踪算法改进及 GPU 系统实现［D］．西安电子科技大学，2017.
[49] 王杨．基于深度信息的核相关性滤波跟踪算法研究［D］．华中科技大学，2016.
[50] 刘延飞，何燕辉，张薇等．基于异常值检测的 KCF 目标丢失预警方法研究［J］．计算机工程与应用，2018，54（22）：221-227.
[51] Danelljan M，Bhat G，Khan F S，et al. ECO：Efficient Convolution Operators for Tracking［C］，2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition（CVPR）. IEEE Computer Society，2017.
[52] 翁静文，李磊民，黄玉清．基于 ECO-HC 的无人机指定行人稳定实时跟踪［J］．传感器与微系统，2018（9）：120-124.
[53] Michels J，Saxena A，Ng A Y. High speed obstacle avoidance using monocular vision and reinforcement learning，Appearing in Proceedings of the 22nd International Conference on Machine Learning，Bonn，2005，pp. 593-600.
[54] Mannar S，Thummalapeta M，Saksena S K，et al. Vision-based Control for Aerial Obstacle Avoidance in Forest Environments［J］. IFAC-PapersOnLine，2018，51（1）：480-485.
[55] Fornari G，Shiguemori E H. A Self-adaptive Approach for Autonomous UAV Navigation via Computer Vision［C］// International Conference on Computational Science & Its Applications. Springer，Cham，2018.
[56] Choi H，Kim Y. UAV guidance using a monocular-vision sensor for aerial target tracking［J］. Control Engineering Practice，2014，22：10-19.
[57] 李晓伟，葛锡云，冯雪磊等．基于图像识别的深海探测目标跟踪系统开发［J］．机械工程与自动化，2018，208（03）：177-179.
[58] 李涛，梁建琦，闫浩等．INS/光流/磁强计/气压计组合导航系统在无人机中的应用［J］．激光与光电子学进展，2017（02）：297-305.
[59] 化雪荟，陈大力．INS/光流/磁强计组合导航在小型无人机中的应用［J］．电子器件，2017（06）：90-96.

[60] 余超凡，孙建辉．基于光流传感器的旋翼无人机实时避障系统［J］．计算机应用与软件，2018，35（01）：206-210.

[61] 张午阳，章伟，宋芳等．基于光流和超声波模块的小型四旋翼无人机定点悬停控制［J］．化工自动化及仪表，2018，45（4）：289-293.

[62] 曾幼涵，姜香菊．无 GPS 导航下基于光流的小型无人机导航算法［J］．传感器与微系统，2018（9）：114-116.

[63] Mostafa M，Shady Z，Adel M，et al. Radar and Visual Odometry Integrated System Aided Navigation for UAVS in GNSS Denied Environment［J］. Sensors，2018，18（9）：2776-2804.

[64] Amedeo V，Giancarmine F，Domenico A，et al. Differential GNSS and Vision-Based Tracking to Improve Navigation Performance in Cooperative Multi - UAV Systems［J］. Sensors，2016，16（12）：2164-2189.

[65] Arreola L，Oca A M D，Flores A，et al. Improvement in the UAV position estimation with low-cost GPS，INS and vision-based system：Application to a quadrotor UAV，IEEE 2018 International Conference on Unmanned Aircraft Systems（ICUAS）- Dallas，USA，2018.

[66] 曹美会，鲜斌，张旭等．基于视觉的四旋翼无人机自主定位与控制系统［J］．信息与控制，2015，44（2）：190-196.

[67] Hinas A，Roberts J M，Gonzalez F. Vision-Based Target Finding and Inspection of a Ground Target Using a Multirotor UAV System［J］. Sensors，2017，17（12）：2929-2945.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

HSDG 故障诊断方法在自动化检定系统中的应用

魏　磊，余　健，王　超

（南瑞集团有限公司（国网电力科学研究院有限公司），江苏 南京 211106）

摘　要：针对智能电能表自动化检定流水线生产故障不易发现、发现不易处理等问题，文章设计了一种基于改进分层符号有向图（HSDG）的故障在线诊断方法。该方法首先对自动化流水线进行建模和分层，给出了自动化检定流水线的分层符号有向图模型；并结合动态核偏最小二乘支持向量回归模型计算各节点符号，输出模型样本；最后文章给出了基于“离线分析”和“在线诊断”的故障诊断完整流程。实例验证表明，该方法故障诊断速度快、故障辨识能力强，具有鲁棒性，其诊断结果具备一定的解释能力，在生产中具有一定的指导意义。

关键词：自动化检定；故障诊断；分层符号有向图；离线分析；在线诊断

Fault diagnosis with HSDG method in the application of automatic testing system

WEI Lei，YU Jian，WANG Chao

（NARI Group Corporation（State Grid Electric Power Research Institute），Nanjing of Jiangsu Prov. 211106，China）

Abstract：To solve problems like automatic testing line production fault is not easy to find，find difficult to deal and other ones，the formal designed a kind of online fault diagnosis method based on improved hierarchical signed directed graph（HSDG）. This method firstly to modeling and hierarchical，get automatic testing line′s hierarchical SDG model；Then output SDG model samples combined with the dynamic kernel partial least squares-support vector regression（DKPLS-SVR）model to calculate all nodes symbols；Finally，the paper gives the complete fault diagnosis process based on “offline analysis” and “online diagnosis”. The results show that，this method is robust which can improve the diagnostic speed and resolution，the fault diagnosis results have certain ability of explanation and guiding significance in the production.

Key words：automatic testing；fault diagnosis；hierarchical SDG；offline analysis；online diagnosis

作者简介：魏磊（1986—），男，硕士研究生，工程师，现主要研究方向为智能用电、智能计量。

0 引言

国家电网公司各省级计量中心自动化检定系统的建设有效解决了智能电能表大批量安装应用及更新换代的需求，有力推进了电能计量生产管理模式和管控流程向集约化、自动化、标准化、智能化方向发展[1,2]。自动化检定流水线依托智能库房推动生产业务流转，实现电能计量器具的库存管理、出入库、检定上下料、外观检查、耐压试验、检定检测、封印贴标等[3]。但由于各流水线系统之间的生产控制策略彼此独立，容易出现拥塞和饥饿现象[4]，导致各自动化系统之间的实时生产协同及故障异常处理工作主要还是依赖人工管理经验，且系统持续的长期运转现状容易发生多种机械或电气故障，生产故障不易发现、发现不易处理，严重影响了生产效率，也对自动化生产设备造成安全隐患。因此，开展对自动化检定流水线故障诊断的研究，准确、及时地发现系统的故障并进行控制和排除，对保证计量检定平稳、安全生产具有重要意义。

目前，国内外在自动化检定流水线故障诊断方面的研究较少。实际生产环境中主要依靠各设备系统厂家在关键环节安装传感器采集故障信息，信息监测点较少，故障判断方法单一，故障源分辨率粗糙。浙江省电力公司在计量自动化检定系统的研发应用过程中，提出了结合离线静态、在线动态和质量抽查等监控方式，实现了基本的流水线异常监控，并进行了探索应用。吉林省电力公司就智能电能表自动化检定系统的技术特点进行了管理层面上的探索，提出建立专业的运维队伍、制定完善的运行和文档管理制度等管理要求。国电南瑞在省级计量生产调度平台建设过程中，初步实现了计量生产设施的基本管理功能，涵盖了设施的采购、投运前、台账、维护、巡检、故障、报废、备品备件等方面的管理，对自动化检定系统的故障信息进行了统一汇总和集中存储，并进行了初步的故障分析。

本文研究自动化检定流水线各检定单元之间的物理连接关系、故障传播关系以及它们的相互作用机理；在前人分层 SDG 理论[5,6]研究的基础上，提出了一种改进的分层符号有向图故障诊断方法，建立自动化检定流水线的分层 SDG 故障诊断模型；并结合动态核偏最小二乘支持向量回归（DKPLS-SVR）模型[7,8] 来实现对各层故障征兆的监控。最后将该方法应用于单相电能表自动化检定流水线进行故障识别与诊断，提高故障诊断效率和诊断精度。

1 SDG 理论及模型的数学表示

1.1 SDG 的基本概念

定义符号有向图[9] （signed directed graph，SDG）$G=\{V, E\}$，其中 $V=\{v_i\}$ 表示节点集，节点符号 $\Psi(v_i) \in S_V$（S_V 表示符号集）；$E=\{e_k\}$ 表示有向边集，有向边表示为 $e_k=(v_i, v_j)$ 或 $e_k=v_i \leadsto v_j$ 且其符号 $\varphi(e_k) \in \{+, -\}$。文章中使用三状态 SDG 即 G^3_{SDG}，定义 $S_V=\{+, 0, -\}$，分别表示超高，正常和超低状态；路径 $\varphi(v_i, v_j) \in \{+, -\}$，分别表示增量作用与减量作用，在 G^3_{SDG} 中，$\varphi(v_i, v_j)=+$表示 $v_{i\pm} \leadsto v_{j\pm}$，$\varphi(v_i, v_j)=-$表示 $v_{i\pm} \leadsto v_{j\mp}$；通常用实线代表增量作用，用虚线代表减量作用。

在自动化检定流水线中，将系统所有关键影响因素定义为 SDG 的节点集 V，该节点集在建模前期由人工梳理确定并定义节点类型。在时间点 t 采集到所有节点值，然后根据各节点阈值计算节点状态，即获得系统在 t 时刻的样本 S。

如图 1 所示，自动化检定系统中有 A、B、C 三个节点，某一时刻 t 获得样本 S，节点 A 和 B 的符号为“+”表示超过正常阈值，节点 C 的符号为“-”表示低于正常阈值；实线箭头表示节点 A 对节点 B 的正影响关系，虚线箭头表示节点 A 对节点 C 的负影响关系。在

SDG 模型样本中，如果 $\Psi(v_i) \neq 0$ 则该节点 v_i 称为有效节点（valid node）；如果 $\Psi(v_i)\ \varphi(e_k)\ \Psi(v_j) = +$，则该支路 e_k 称为相容支路，由相容支路组成的路径称为相容路径。

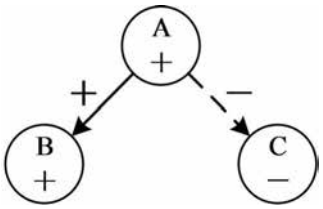


图 1　SDG 结构示意图

在 SDG 模型的瞬时样本中，只有相容路径是符合逻辑关系的路径。该路径从初始节点的状态偏离开始，导致其邻接下游节点的状态偏离，并沿着相容路径一直影响到末端的节点，导致其状态发生偏离。而对于非相容的路径，由于路径两端节点的状态与其连接的支路状态矛盾，不符合因果逻辑关系，所以故障只有通过相容路径才能进行传播和演变。通过对相容路径的搜索即因果图的搜索，就可以发掘出故障在复杂系统内部的发展演变过程。

1.2　SDG 模型的数学表示

为了方便描述 SDG 模型，一般将有向图以矩阵的形式存储在计算机中。在图论中，一般借助邻接矩阵和可达矩阵两种形式表示有向图。

有向图的邻接矩阵表示：有向图 $G=\{V, E\}$ 的邻接矩阵表示为 $A=(A_{ij})_{n\times n}$，n 为节点个数，其中的元素 A_{ij} 为：

$$A_{ij}=\begin{cases}1, & \text{两节点间存在直接有向边}\\ 0, & \text{两节点间不存在直接有向边}\end{cases}$$

有向图的可达矩阵表示：有向图 $G=\{V, E\}$ 的可达矩阵表示为 $P=(P_{ij})_{n\times n}$，n 为节点个数，其中的元素 P_{ij} 为：

$$P_{ij}=\begin{cases}1, & \text{节点 } v_i \text{ 到 } v_j \text{ 至少存在一条有向路径}\\ 0, & \text{节点 } v_i \text{ 到 } v_j \text{ 不存在有向路径}\end{cases}$$

在节点数量较少时，可以通过直接观察得到邻接模型的邻接矩阵和可达矩阵，当节点数目较多时，邻接矩阵 A 可通过 Warshall 算法[10] 转化为可达矩阵 P。

2　基于 HSDG 模型的故障诊断方法

2.1　系统分层步骤

系统分层方法如下：

①依据 SDG 得到系统 S 的邻接矩阵 Aij（i、j=［1，2，3……，n］）。

②判断系统 S 是否可分层，若可分层，则继续执行③；若不可分层，则退出。

③利用 Warshall 算法将邻接矩阵 Aij 转化为可达矩阵 Pij。

④取可达矩阵 Pij 的第 i 行的值，所有值为 1 的元素对应的行节点组成可达集 Ri；取可达矩阵 Pij 的第 i 列的值，所有值为 1 的元素对应的列节点组成先行集 Ai，计算两集合的交集：Ri∩Ai；对于 vi 节点，若 Ri∩Ai=Ai，那么节点 vi 就是系统第一层中的节点；循环计算所有的节点，得到第一层节点集。

⑤移除可达矩阵 Pij 已被分配到高层的所有节点，得到一个新的可达矩阵。

⑥重复执行④，计算得到各层的节点集，直到处理完所有的节点，便建立一个新的有向图，即分层符号有向图 HSDG。

2.2　基于 HSDG 的流水线故障诊断方法

在分层符号有向图模型 HSDG 中，节点间的空间层次更明确，仍保留了原 SDG 模型中的完整信息，可以使用 SDG 模型中的相容性定义进行判断。根据自动化检定流水线的特性，完整的算法流程如图 2 所示。该故障诊断流程主要由离线分析和在线诊断两个部分组成，其中离线分析功能包含系统 SDG 模型建立、HSDG 模型分层、目标变量分类（基于检定流水线“流量”监控的待评估型变量和基于告警的确定型变量）、确定型变量概率 PS 模型建立；在线诊断功能包含在线数据采样、待评估型变量 DKPLS-SVR 残差计算、SDG 逆向推理、诊断结果输出。

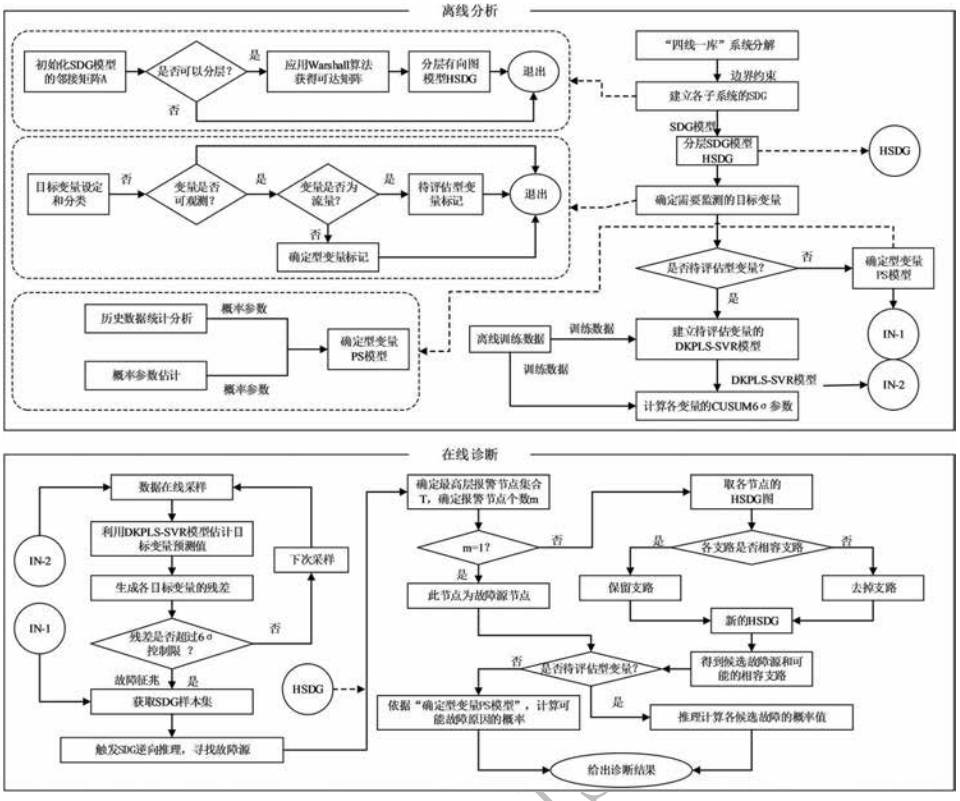


图 2　自动化检定流水线故障诊断的完整流程

3　自动化检定流水线的 HSDG 模型及验证

3.1　系统物理结构及影响因素分析

如图 3 所示，是一条单相电能表自动化检定流水线的物理组成示意图。其中，根据实际设计指标及生产经验，把表计除尘装置、信息绑定装置、封印验证装置、二维码验证装置看做一个整体，把检定装置 01–10 看做一个整体。

故障诊断的准确性和及时性依赖相关信息的数据采集频度和数据采集密度，数据采集的质量又依靠传感器的布置情况，大量的传感器布置，可以为故障诊断提供较多的数据基础，但同时也引入了大量冗余数据，降低了故障的分辨率，而且加重了硬件设备 PLC 层和软件系统层的数据处理压力。这在一定程度上会影响检定生产作业的效率，违背自动化检定流水线设计初衷。因此，自动化检定流水线目前只在关键生产节点安放传感器进行信息采集，能够满足目前的生产运行现状。在不增加或只是局部少量增加传感器的情况下，采用一种改进的分层符号有向图（HSDG）故障诊断方法进行自动化检定流水线故障诊断，该故障诊断基于前文介绍的两种类型目标变量观测样本，一是根据历史故障信息和故障原因信息对设备主动上报的故障现象（即确定型变量）进行故障原因判断，给出候选故障原因的优先级及概率；二是基于故障征兆（即待评估型变量）的故障判断，根据采样点的数据偏差推理故障发生原因。

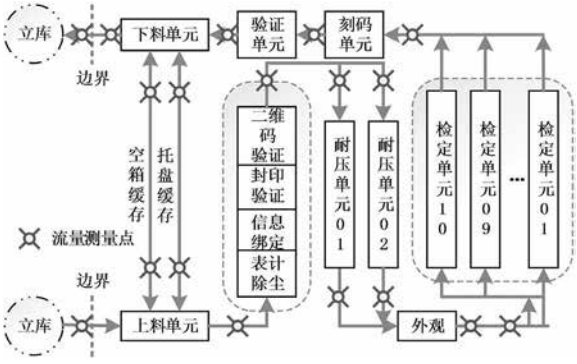


图 3　自动化检定流水线物理结构

单相电能表自动化检定系统中任何子设备的故障都可能使检定性能下降甚至使系统停机，因此在建立单相电能表自动化检定系统 SDG 模型时，不仅要考虑各子设备实际的物理连接情况，还要根据系统对诊断准确度的要求合理分析各子设备之间相互影响及子设备自身因素的影响。根据系统运行维护经验及系统物理结构梳理出各子设备的影响因素，具体见表 1（因篇幅所限，只例举上料装置）。

表 **1**　自动化检定流水线各子设备影响因素

设备编号	设备名称	编号	影响因素
A	上料装置	A01	立库出库情况
		A02	空托盘缓存情况
		A03	空箱缓存情况
		A04	机器人抓表情况
		A05	上料箱输送情况

由表可以看出，每个装置都由一个或多个影响因素与之关联，每个影响因素还存在多种可能的故障原因，以“A04-机器人抓表情况”为例，其可能的故障原因见表 2。

表 **2**　“**A04-**机器人抓表情况”的故障原因

设备编号	影响因素
A0401	上料机器人夹具磁开关到位检测失败
A0402	上料机器人执行抓表动作超时
A0403	上料机器人本体报警
A0404	上料机器人安全护栏门异常打开
A0405	上料机器人安全光幕异常遮挡
A0406	抓取电表后夹具传感器信号丢失
A0407	箱内表计数量与出库信息不符
A0408	夹具传感器未检测到箱

3.2　系统建模及 HSDG 模型分层

通过分析单相电能表自动化检定流水线系统结构可以建立单相检定线的 SDG 模型，如图 4 所示。各节点说明如表 3 所示（其中，节点类型：1-确定型；2-待评估型）。

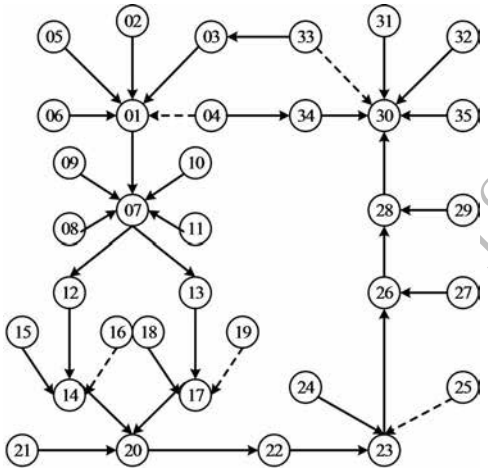


图 4　自动化检定流水线 SDG 模型图

表 **3**　SDG 模型节点说明

编号	节点名称	类型
01	上料装置出口流量	2
02	立库出库情况	1
03	空托盘缓存情况	1
04	空箱缓存情况	1
05	机器人抓表情况	1
06	上料箱输送情况	1
07	二维码装置出口流量	2
08	信息绑定情况	1
09	除尘电机工作情况	1
10	封印验证情况	1
11	二维码验证情况	1
12	耐压装置 1 入口流量	2
13	耐压装置 2 入口流量	2
14	耐压装置 1 出口流量	2
15	压接情况	1
16	铜棒温度	1
17	耐压装置 2 出口流量	2
18	压接情况	1
19	铜棒温度	1
20	外观装置出口流量	2
21	压接情况	1

续表

编号	节点名称	类型
22	检定装置入口流量	2
23	检定装置出口流量	2
24	压接情况	1
25	铜棒温度	1
26	刻码装置出口流量	2
27	刻码情况	1
28	验证装置出口流量	2
29	刻码验证情况	1
30	下料装置出口流量	2
31	立库入库情况	1
32	机器人抓表情况	1
33	下料托盘情况	1
34	下料箱情况	1
35	空箱输送情况	1

依据 2.1 章节的系统分层步骤对图 4 进行分层：

①根据图 4 的 SDG 模型，获得系统的邻接矩阵 $A_{35\times 35}$；

②判断系统可分层，并利用 Warshall 算法计算其可达矩阵 $P_{35\times 35}$；

③计算得第一层节点为｛2，4，5，6，8，9，10，11，15，16，18，19，21，24，25，27，29，31，32，33，35｝；

④去除第一层节点，得到一个新的可达矩阵 $P_{14\times 14}$，重复以上步骤，可得到第二层节点为｛03，34｝；

则图 4 的 SDG 转化为分层符号有向图 HSDG，如图 5 所示。

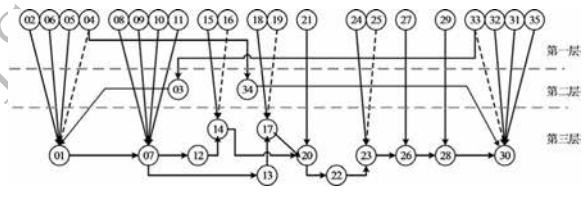


图 5　单相自动化检定流水线 HSDG 模型图

3.3　案例验证

分层符号有向图 HSDG 中的节点都是可观测的，下面通过几种典型场景下的测量数据进行故障诊断说明。

（1）场景 1 上料机器人抓表异常

当单相电能表自动化检定系统上料异常时，以上观测点的 SDG 模型样本数据如表 4 所示。

表 4　上料机器人抓表异常样本数据

节点编号	01	05	06	07	……
节点符号	—	—	0	—	0

由样本数据可知，二维码验证装置出口流量下降，上料装置出口流量下降，机器人抓表出现异常。由此偏离样本数据并结合图 5 的分层符号有向图 HSDG，可得到样本的最高层报警节点集 E_1 = ｛05｝。由场景 1 的样本数据得到的最高层报警节点为“05”，该节点为根节点，即为报警源，且已知其节点类型为确定型。再根据表 2，该报警源对应的可能故障原因有 8 种，结合历史告警数据使用公式（1）进行故障原因概率计算，给出故障原因排序。

$$p(s_i)=\frac{k(s_i)}{\sum_{i=1}^{n}k(s_i)}\times 100\% \qquad (1)$$

其中，

n 为某一种报警现象对应的报警原因数量，$n\geqslant 1$；

k（s_i）为第 i 种报警原因历史统计总数，$1\leqslant i\leqslant n$。

场景 1 的故障诊断最终结果排序见表 5：

表 5　报警原因概率

si	A0401	A0402	A0403	A0404	A0405	……
p（*si*）	0.374	0.218	0.117	0.083	0.081	……

（2）场景 2 外观识别装置出口流量下降

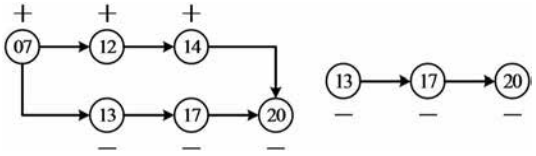
通过实时观测数据，发现外观识别装置出口流量下降超出阈值，获取以下样本信息，

如表 6 所示。

表 **6**　外观识别装置出口流量下降样本数据

节点编号	07	12	13	14	17	20	……
节点符号	+	+	−	+	−	−	0

由此偏离样本数据并结合图 5 的分层符号有向图 HSDG，可得到样本的最高层报警节点集 E_2 = {07，12，13，14，17，20}。报警节点集 E_2 的 SDG 模型如图 6（a）所示。根据相容支路概念判断节点 14 ✍20 和节点 07 ✍13 为不相容支路，删除该有向边得到一个新的 SDG，如图 6（b）所示。由图 6（b）可得，节点 13 为该 SDG 的根节点，那么节点 13 为该样本的故障源节点，即 2 号耐压装置的入口流量减少为故障源。因此，可据此判断 2 号耐压装置缓存区域有可能出现托盘卡壳现象。



（a）节点集 E_2 的原 SDG　（b）节点集 E_2 的新 SDG

图 6　场景 2 样本的推理 SDG

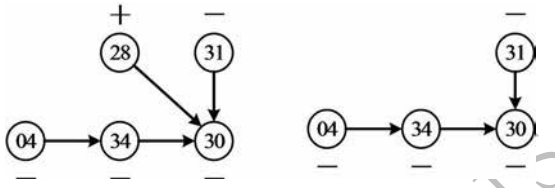
（3）场景 3 下料装置出口流量下降

通过实时观测数据，发现下料装置出口流量下降超出阈值，获取以下样本信息，如表 7 所示。

表 **7**　下料装置出口流量下降样本数据

节点编号	04	28	30	31	34	……
节点符号	−	+	−	−	−	0

由此偏离样本数据并结合图 5 的分层符号有向图 HSDG，可得到样本的最高层报警节点集 E_3 = {04，28，30，31，34}。报警节点集 E_3 的 SDG 模型如图 7（a）所示。根据相容支路概念判断节点 28 ✍30 为不相容支路，删除该有向边得到一个新的 SDG，如图 7（b）所示。由图 7（b）可得节点 04 和节点 31 为可能的故障源节点，即下料位的空箱不足或立库未执行入库操作导致下料装置下料缓慢。进一步，若根据历史统计信息，可计算这两个故障源节点的概率大小。



（a）节点集 E_3 的原 SDG　（b）节点集 E_3 的新 SDG

图 7　场景 3 样本的推理 SDG

4　结论

本文针对省级计量中心自动化检定流水线故障在线诊断开展研究，根据 SDG 理论建立适用于自动化检定流水线的分层符号有向图模型，并结合定量方法对各采样节点进行 SDG 符号判断，输出诊断模型样本。设计了一套完整的基于“离线分析”和“在线诊断”的故障诊断流程，通过实例场景分析，验证了分层 SDG 故障诊断方法在自动化检定流水线故障诊断中的可行性与准确性，该方法能够减少有效节点的搜索空间，由于诊断速度和搜索空间呈线性变化，从而提高了故障诊断速度；且该方法故障辨识能力强，具有鲁棒性，其诊断结果具备一定的解释能力。

参考文献：

[1] 陈欢军，鲁然，陈伊娜，黄小琼．电能表智能化计量检定技术研发及应用［J］．中国计量，2019（7），39-43.

[2] 张燕，黄金娟．电能表智能化检定流水线系统的研究与应用［J］．电测与仪表，2009，46（528）：74-77.

[3] 孙丽娜，刘晓泽，吴晓光，王可，赵婉旭，程辉．智能电表自动化检定流水线运行状态检测技术应用［J］．国外电子测量技术，2018，37（8）：77-81.

[4] 黄友朋，方彦军，唐猛，孙卫明．电能计量设备自动检定流水线调度优化研究［J］．电测与仪表，2015，52（18）：41-45.

[5] 吕宁，熊智华，王雄．综合性 SDG 故障诊断架构［J］．计算机与应用化学，2010，27（1）：

11-16.
[6] 杨恒占，张可，钱富才．基于模糊分层 SDG 模型的故障推理方法［J］．计算机系统应用，2017，26（4）：104-109.
[7] 张颖伟，刘强，张杨．基于 DKPLS 的非线性过程故障检测［J］．华中科技大学学报（自然科学版），2009，37（Ⅰ）：58-61.
[8] 邹永杰，端木京顺，高海龙．基于核偏最小二乘的支持向量机回归算法研究［J］．计算机工程与设计，2010，31（10）：2290-2293.
[9] 韩晓明．基于符号有向图和支持向量机的故障诊断方法的研究［D］．太原：太原理工大学，2011.
[10] 叶红．可达矩阵的 Warshall 算法实现［J］．安徽大学学报（自然科学版），2011，35（4）：31-35.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于深度网络的视频目标分割方法研究

张悦萌　蔡　萍

（上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240）

摘　要：随着智能检测技术的不断发展，实时检测和动态检测的需求逐渐上升，其中许多研究需要将被测目标与背景分离以进行后续处理分析，视频目标分割技术可以满足这一需求。视频目标分割是一种分离一段视频中前景目标和背景区域的二元标记问题，在给出视频中指定目标的一帧或几帧分割掩模的前提下，需要得到该视频其他帧对同一目标的精确分割结果。这种像素级别的、时空连续的视频分割可应用于包括目标追踪、行为识别、视频摘要以及用于视频编辑的转描技术等领域。多样化的视频背景和目标复杂的运动使得难以通过传统算法实现自动分割视频中的运动目标，卷积神经网络由于其在其他计算机视觉领域的出色表现，近年来也被逐渐用于视频目标分割的研究并展现出极大的优越性。然而由于针对本领域研究的视频标注数据较少，深度卷积网络对于大量训练数据的要求限制了发展。本文主要研究了在只使用少量视频标注帧的情况下实现高精度的分割算法。首先，分析了视频序列帧中前景目标物体与背景在未来短时间内可能发生的变化。基于每两帧之间目标与背景的变化微小的假设前提下，使用一种数据增强的方法“Lucid data dreaming”来生成训练数据。实验表明通过该方法可模拟出大多数可能出现的前景与背景的组合，这些数据用于训练神经网络具有很好的效果。然后，针对视频序列独有的时序信息，研究了基于掩模细化任务的 Lucid Tracker 算法，该算法设计了一种双流模型。其中 RGB 流在单帧分割图像的基础上通过传递上一帧的掩模补充了视频的时序信息。光流分支使用金字塔光流法计算光流，并将光流信息与掩模进行融合，以对时序信息中的误差进行补充和修正。实验表明该算法得到的分割结果在精确度上可以达到本领域领先水平。最后，对分割的结果进行了精确的分析，根据目标的运动形式对它们进行分类分析并找出视频目标分割的难点并提出改进方案。

关键词：视频目标分割；数据增强；掩模；光流

中图分类号：TP391.41　　**文献标识码**：A

Research on video target segmentation based on deep convolutional neural network

Zhang Yuemeng，Cai Ping

（*School of Electronic Information and Electrical Engineering*，*Shanghai Jiaotong University*，*Shanghai* 200240，*China*；）

Abstract：With the continuous development of intelligent detection technology，the demand of real

-time detection and dynamic detection is increasing. Many of them need to separate the tested object and background for subsequent processing and analysis while video object segmentation technology could meet this need. Video object segmentation is a binary labeling problem aiming to separate foreground object (s) from the background region of a video. Given only one or a few frames annotated with segmentation masks of a particular object instance, the task of video object segmentation is to accurately segment the same instance in all other frames of the video. A pixel-accurate, spatio-temporal bipartition of the video is instrumental to several applications including, among others, action recognition, object tracking, video summarization, and rotoscoping for video editing. The diversity of video background and the complex motion of the target leading that it is difficult to segment the moving target in the video automatically by traditional algorithms. Convolutional neural networks (convnets) have shown outstanding performance in many fundamental areas in computer vision, enabled by the availability of large-scale annotated datasets. However, some important challenges in video processing can be difficult to approach using convnets, since creating a sufficiently large body of densely, pixel-wise annotated video data for training is usually prohibitive. The main insight of this paper is that for pixel-level object tracking as well as segmentation can be achieved using only a few training frames. First, the possible changes of foreground object and background region are analyzed. Based on the assumptions that both of object motion and background region changes tiny between two frames, a data augmentation method called ´Lucid data dreaming´ is applied to the video to obtain enough training data. It is proved by the experiment that it could simulate nearly many kinds of possible situations in future frames, which brings outstanding performance in training neural networks. Then, an algorithm based on mask refinement is studied for the unique temporal information of the video sequence. This algorithm designs a two-stream model. The RGB stream supplements the temporal information of the sequence by sending the mask of the previous frame. The optical flow branch uses deep learning method to calculate the optical flow and fuses the optical flow information with the mask to supplement and correct the errors in the temporal information. Experiments show that the algorithm can obtain high precision segmentation results. Finally, an accurate analysis of the results of the segmentation was performed, according to the target's form of movement, objects are classified and analyzed to find out the problem of segmentation and propose improvement solutions.

Keywords: video segmentation; data augmentation; mask; optical flow

0 引言

人类对于现实世界的观察是动态的，机器视觉领域对于视频的研究一直是一个热点。此前诸多研究关注的重点在于对视频目标的追踪和检测并取得了很好的效果，但是这些研究只能够对整个目标的检测，而不能得到每个像素的分类，这限制了其在高精度的视频处理中的应用。本课题研究内容是视频目标分割，即对每一个像素都做出分类标记。

视频目标分割是一种针对于分离一段视频中前景目标和背景区域的二元标记问题，即在给出视频中某个特定目标的一帧分割掩模或者完全不给出任何信息的前提下，需要得到该视频其他帧对指定目标的精确分割结果。视频目标分割是机器视觉领域中的一个研究分支，其为其他的应用和高级算法提供了算法基础[1]。在一个视频序列中，把用户选定的目标与背景和其它运动的物体进行区分是后续更高级视频处理和应用理解的基础，也是智能视频处理技术的关键研究。一个像素级别的，时空连续的视频二分/对分对许多

应用有帮助，其中包括目标追踪、行为识别、视频摘要以及用于视频编辑的转描技术等等。

关于视频目标分割的研究可以大致分为半监督方法和无监督方法两类[2]。无监督目标分割在实用性上更强，但是在应对多目标分割和复杂目标分割时仍存在较多问题，准确度也远不如半监督分割方法，因而本研究主要关注半监督分割。以下将对近年相关研究进行总结。

一些研究采用了传播临近帧分割结果来得到当前帧的分割。其中 Joint online tracking and segmentation（JOTS）[3] 算法建立了一个连接临近帧的超像素和部分目标的图表解决这一问题；Tsai 等人[4] 在像素和超像素上构建图形，并使用光流结果估计错误标记；Maerki 等人[5] 在帧之间制定一个完全连接的像素级图形，并有效地推断出时空双边网格顶点的标注。由于这些方法仅通过相邻帧传播信息，因此难以捕获长期关系并确保分割全局一致。为了克服这些限制，一些方法提出在视频帧之间使用长距离连接[6]。但是使用长距离连接的方法的局限性在于，它们必须在更大的图像区域上操作以获得适宜的速度和内存占用，从而损害其处理细节的能力。还有一类方法为了得到更高的准确度采用交互式视频分割方法，即通过人工干预改变标注，例如通过点击实现人机交互[7]。

随着计算机计算能力的不断提升，借助大量高标准的训练数据，卷积神经网络越来越多的应用到计算机视觉的基础领域中，并展现了出色的能力。然而，由于缺乏足够多具有像素级别标注的视频数据，使用卷积网络进行视频处理面临着许多问题和挑战。在 2016 年 DAVIS 挑战赛上，两种基于深度学习卷积网络的视频目标分割方法[8][9] 被提出。从图像分割的预训练好的卷积网络开始，通过对序列中的第一帧进行微调实现在视频中找到目标。其中 Caelles 等人设计的 OSVOS 模型[8] 忽略时序信息，将视频帧完全视作图片进行分割，并着重于让模型学习区分前景目标与背景；Khoreva 等人设计的 MaskTrack 模型[9] 则选择传播并细化掩模得到结果。此后，视频目标分割方法逐渐以深度学习为核心，且此后提出的方法大多以此两个研究为基础进行优化和改进。

1 数据准备

卷积神经网络需要大量的数据进行训练，然而数据标注需要花费大量人力资源，而现有的公开数据集尚不能满足需求。因此研究者采用多种方法应对此问题，例如 Caelles 等人在训练 OSVOS 模型时一次训练 30 个视频（约 2000 帧），并在测试时进行修正[8]；其他研究更多采用数据增强算法从有限的数据中生成足量训练数据。

传统的数据增强方法大多适用于图片分类、分割以及追踪检测等领域，方法包括旋转、裁剪、颜色变换、缩放等等。许多现有软件和框架下已配备有成熟的图像数据增强工具。例如 Keras，PyTorch，OpenCV 中都包含有这些基本数据增强的代码。使用现有工具进行操作尽管高效便捷，但其应用面较窄，难以应对除经典问题以外其他领域的需求。本文采用一种称为 Lucid data dreaming 的数据增强方法[10]，仅使用大约 100 个独立训练帧就能生成足够的训练数据并能达到更好的效果。

理想情况下，训练数据应尽可能与测试数据相似，为确保生成的训练数据处于图像的域内，该方法提出通过使用每个目标视频中提供的带注释帧（第一帧）生成训练数据。这种方法通过创建图像样近似于可能出现的未来视频帧，由于这类似于人类所做的清醒梦，所以这种数据增强方法被叫做“数据清醒梦”[10]。该方法首先将前景与背景分离，将背景补足后分别对两部分进行照明（亮度）变化、变形、平移、遮挡和视点变化等扰动，最终再将前景与背景合成完整图像。

本研究对经典数据增强方法和“数据清醒梦”两种方法进行比较。

2 模型架构与工作流程

2.1 模型架构

本次研究中，将目标分割问题建模为掩模细化任务（掩模：图像的前景/背景标记）。对当前帧 t 所求的掩模 M_t 由上一帧 t−1 的掩模 M_{t-1}、当前帧图像 I_t 和光流 F_t 共同计算得到，即 $M_t=f(M_{t-1}, I_t, F_t)$。由于物体具有在空间中平稳移动的趋势，因此可以认为帧与帧之间变化很小，因此掩模 M_{t-1} 可以被看作是 M_t 的粗略估计。结合静态图像信息 I_t 和运动光流 F_t 能够充分利用视频固有的信息，并使模型既能很好地分割静态目标，也能应对出现较大运动的目标。

本课题使用一种端到端训练的全卷积网络（Fully Convlutional Neural Network，FCN）结构网络，该网络能够从输入图像中提取每个像素所属的类别，即从图像级别的分类进一步延伸到像素级别的分类，因此适用于分割类任务。输入 5 通道数据（RGB，掩模和光流），最终输出每个像素分类后的结果，

2.2 工作流程

训练分为三个阶段，分别是基础网络，父辈网络和在线网络。

首先是基础网络，我们的体系结构的基本 CNN 在 ImageNet 上预先训练用于图像标记，这已被其他任务证明是非常好的初始化。但是此时网络仍无法执行分割。这个在 ImageNet 上预训练的网络称为“基础网络”。为了较少训练时间，本次实验直接使用已经训练好的模型数据。

第二阶段是母网络，从这里开始延伸出两种方法。方案一参照 OSVOS[8]，即使用训练集中给出的所有视频帧标注进行训练。这种方法的优点在于只需使用传统数据增强方法，能够节省了大量的时间和资源，且训练集的质量较高。第二种方法则是参照 LucidTracker[22]，即使用由数据清醒梦生成的数据进行训练。这种方法的优点是更加适应实际情况，即只用少量人工标注帧完成训练，但缺点在于该算法占用大量计算和内存资源，需要充足的前期工作。

最后是在线网络，第二阶段训练好的母网络已经可以实现分割，但是不够精确，因此需要在测试前针对测试视频进行微调。在方法一中，微调使用的是测试视频序列的第一帧标注；而在方法二中，使用的是用 Lucid data dreaming 方法生成的数据。

3 光流概念与使用

光流概念由 Honor 于 1986 定义：运动场是物体在真实世界中三维运动的二维投影，而光流场是运动场在二维图像平面上（观察平面）的投影。光流算法使用图像序列中像素在时间域上的变化以及相邻帧之间的相关性来找到上一帧跟当前帧之间存在的对应关系，是计算出相邻帧之间明亮的物体的明显运动信息的一种方法。由于光流包含了目标运动的信息，因此可被观察者用来确定目标的运动情况。此概念在图像处理和导航控制等相关技术中得到了更为广泛的应用，包括运动检测，目标分割，时间到接触信息，扩展计算焦点，亮度，运动补偿编码和立体差异测量等等[11][12]。

尽管 OpenCV 工具箱中提供了光流计算的简便方法，但是实验结果表明该算法得到的结果存在边缘模糊，背景与主体目标分离不清晰等问题。因此本研究采用深度学习方法 SPyNet[13] 实现光流计算，结果如图 1 所示，其中颜色深浅反映运动大小：

图 1 SPyNet 光流计算结果

Fig. 1SPyNet optical flow calculation result

4 掩模传递阈值分析

本实验假设两帧之间的变化很小，因此上一帧的掩模可作为当前帧掩模的一个近似估计，但这种假设成立的前提是近似估计的准确性很高。理想的掩模结果应只包含 0 和 1 两种结果，而实际的输出结果分布于 0-1 直间。如果这个结果中包含了某种错误信息，而网络会将错误信息向下传递，这会导致错误信息随着掩模的传递越来越多，这种情况便是误差累积。任何一种采用了传递掩模的网络都无法避免这个问题，只是根据视频情况不同严重程度不一。假如视频中的目标分割结果准确性高，便不会出现误差累积，或是误差影响在可接受范围内（一般视频越接近末尾该问题越严重）。有些研究中采取了在视频中段进行修正，不过这种方法的效率并不高。

为了避免误差累积，本研究选择在掩模向下传递之前，对输出的数据按照设定阈值再进行划分，即增强更加正确像素点而削弱更加错误的像素点，从而避免传递不必要的信息。

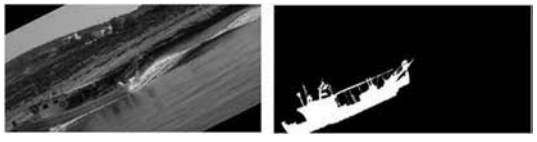
5 实验结果与分析

5.1 数据增强实验结果

5.1.1 传统数据增强

本课题使用的传统数据增强方法运用旋转、缩放和翻转对图片进行变换，结果如图 1 所示。

（a）原始图像与掩模



（b）生成图像与掩模

图 2 传统数据增强结果

Fig. 2 Tradition data augmentation result

这种方法的优点在于生成速度很快，并且可以与网络训练结合到一起，不需要提前生成好再训练，节省了大量的时间和存储资源。但缺点在于这种数据增强能够进行的变换样式有限，即生成的图像与原图变化不够大，当目标外形和位置发生较大改变时这些数据便很难帮助网络获得好的效果。同时从图 1（b）中可以看到，当随机进行旋转时边缘部分用黑色填充，与真实世界情况相差较大。

5.1.2 Lucid data dreaming 数据增强

这种数据增强方法可以生成模拟真实情况的一对连续视频帧。如图 2 所示，生成的视频帧，不论是目标位置还是背景、光线等等都类似于真实情况。

（a）原始图像与掩模

（b）生成图像与掩模

图 3 “数据清醒梦”数据增强结果

Fig. 3 Lucid data dreaming data augmentation result

尽管相比传统方法生成图像十分接近真实世界情况，但经过整体训练以及评估并观察数据集生成效果以后仍然发现存在一些问题。例如存在背景的修复不充分，能够明显的看出目标轮廓仍在背景上；部分背景或前景目标的扭曲达到了失真的地步，有效的图片比率约为 80%。另外一个缺点在于该算法较为耗时，这导致必须在训练之前完成图像生成，使得训练不连贯。

5.2 实验结果

5.2.1 结果展示与评估

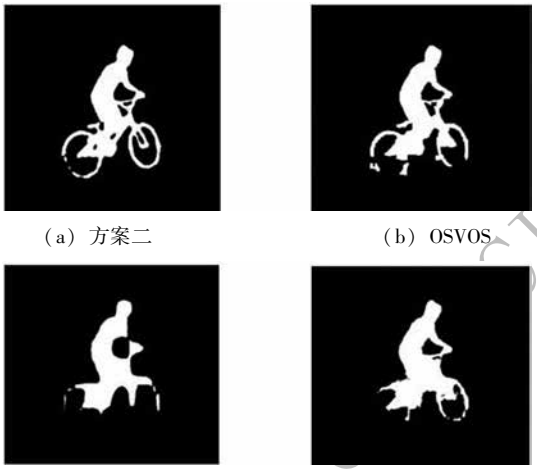
方案一在部分视频上得到了优异的表现，例如在‘surf’和‘car-turn’两支视频上，尽管该视频包含的难点并不是最少的，但都达到了约 96% 的准确率。但同时，一些视频

也表现出较差的分割结果，例如在‘bmx-bumps’和‘rollerblade’两个视频上。虽然在部分视频上表现不够好，但是如表 1 所示方案一的整体结果已经等于或优于类似研究中未使用光流和 CRF 的 mIoU。

方案二与方案一的唯一区别在于最后在线训练阶段使用的数据增强方法不同，而这一改进带来了显著的进步。由于数据增强耗费的时间过长，所以方案二只针对方案一中表现较差的视频（比 LucidTracker 的 mIoU 值低 3%以上）进行研究。实验表明，方案二的结果较方案一有大幅度提升，在测试的 24 个视频中，提升幅度在 2%至 21%之间。表 1 列出了主要结果，并与其他研究进行了比较，其中方案一+方案二使用的是方案二测试的 24 个视频加上从方案一中挑取的剩余视频，具体到每一个视频序列数据详见附录一。

方法		系统变体	mIoU	ΔmIoU
OSVOS		-	79.8	-
MaskTrack		-	74.8	-
		+flow	78.4	+3.6
		+flow+CRF	80.3	+1.9
LucidTracker		-	78.0	-
		+flow	83.7	+5.7
		+flow+CRF	84.8	+1.1
本实验	方案一（50）	-	78.9	-
	方案二（24）	-	82.9	-
	方案一+方案二	-	85.4	-

横向对比其他三个研究方法，可以发现本实验得到的结果要比其他的研究方法更擅长处理细节问题。如图 4 所示（a），方案二的结果清晰的分割出了轮轴、轮胎和坐垫，其他三种方法或多或少在一些细节处有些模糊，尤其是 MaskTrack 方法的结果（图 4（c）），目标细节几乎全被抹掉，只剩下主体部分。尽管从数学评估上这样的分割仍可以得到较好的结果，但是这样的结果在实际应用中意义不大。



（a）方案二　（b）OSVOS

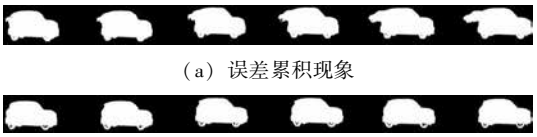
（c）MaskTrack　（d）LucidTracker

图 4　实验结果比较

Fig. 4　Result comparison

5.2.2　掩模传递阈值效果

如第 4 节所述，掩模传递过程中会导致误差的传递和累加，如图 5（a）所示，第一张图只有一小部分发生错误，而到最后一张掩模时这个误差已经对主体产生较大影响。通过设定掩模传递阈值可以避免这一情况，如图 5（b）所示，错误分割的像素点被弱化消除，因此直到最后一帧也能够保持较好的分割结果。阈值的选择对于结果评估的影响很大，最多可以达到 5%。本实验采用固定阈值 0.9，实际应用中可采用自适应方法调整阈值。



（a）误差累积现象

（b）掩模修正结果

图 5　掩模传递阈值实验结果

Fig. 5　Mask propagation threshold experiment result

6　实验结果分析

第 5 节实验评估结果显示，本研究使用的方法能够达到甚至超越其他研究结果，但是数据上的优势并不代表其能够很好的适应实际需求，因此本节将对分割较差的情况进行分析。

首先，通过对实验数据结果分析，可以发现包括背景杂斑、尺度变化、相机抖动和背景动态变化等在内的因素不会对分割产生较大影响，而其他几个分割难点问题需要重点关注。

（1）遮挡和视觉外

这类难点问题是所有视频目标分割研究中关注的一个重难点，它的特点在于目标的一部分或者全部‘消失’，之后往往需要把消失的部分恢复回来。这对于通过传递掩模的方法来说，由于在发生遮挡时掩模只包含了部分或完全不含目标，而这一部分很有可能造成误差累积。本次实验中使用的网络可以在目标离开遮挡物的 3~4 帧之后大致能够恢复原来的目标。但是当出现组合难点的情况更多，例如①遮挡+目标变形；②遮挡+形状复杂；③视觉外/遮挡+目标变形+低分辨率。这些组合情况使得恢复的难度变大，从而导致分割结果不好。

（2）目标帧间变形大+快速动作

通过传递掩模，可以使得网络对当前帧中的目标有一个‘预判’。但是，当帧率较低且目标运动速度快（一般出现在交通工具视频中），目标在帧之间发生了较大的变形和移动时，便有可能发生‘跟丢’的情况。

（3）形状复杂

形状复杂意味着目标细节较多，含有精细结构的物体（例如轮胎的窟窿、绳索），或者像素点比较分散（伸展开四肢的人和动物）等等，这些细节容易丢失。首先，位于边缘处的部分离中心主体部分较远，又是与背景直接相连，如果同时具有边缘模糊的问题的话很容易将这些细节识别成背景。对于人和动物来说，做快速运动时靠近身体末端的肢体的运动是远大于身体躯干部分的，所以这类问题往往杂糅着快速运动的问题，需要进一步针对细节进行处理。

7 总结

视频分割是计算机视觉领域内的一项基础研究，它对于智能检测和视频工业等领域的发展有着重要的作用。人工分割尽管十分精确，但是效率极低，而深度学习可以模仿人的能力进行快速高效的操作。因此，本课题探究使用深度学习进行视频目标分割的方法。

本研究在深度学习框架 PyTorch 平台搭建用于分割的 FCN 网络，并结合掩模传播和光流补充视频独有的时序信息，并使用“数据清醒梦”方法生成的数据进行训练。最后的实验结果证明本方法好于其他同类研究。从分割结果图以及评估结果来看，大多数情况下这个网络对于视频目标分割的效果较好，但是当视频出现多种难点组合时，效果不是很理想。未来会针对某些难点问题具体的做出改进。

参考文献：

[1] 顾菘．视频目标的跟踪与分割的理论和方法研究．电子科技大学博士学位论文．2016。

[2] F. Perazzi, J. Pont-Tuset, B. McWilliams, L. V. Gool, M. Gross, and A. Sorkine Hornung, — A benchmark dataset and evaluation methodology for video object segmentation, in CVPR, 2016

[3] L. Wen, D. Du, Z. Lei, S. Z. Li, and M. -H. Yang. Jots: Joint online tracking and segmentation. In CVPR, 2015.

[4] Y. -H. Tsai, M. -H. Yang, and M. J. Black. Video segmentation via object flow. In CVPR, 2016.

[5] N. Maerki, F. Perazzi, O. Wang, and A. Sorkine-Hornung. Bilateral space video segmentation. In CVPR, 2016.

[6] F. Perazzi, O. Wang, M. Gross, and A. Sorkine-Hornung. Fully connected object proposals for video segmentation. In ICCV, 2015.

[7] S. D. Jain and K. Grauman. Click carving: Segmenting objects in video with point clicks. In HCOMP, 2016.

[8] S. Caelles, K. -K. Maninis, J. Post-Tuset, L. Leal-Taixe, D . Cremers, and L. Van Gool. One-shot video segmentation. CVPR, 2017.

[9] A. Khoreva, F. Perazzi, R. Benenson, B. Schiele, and A. Sorkine-Hornung. Learning video object seg-

mentation from static images. In CVPR, 2017.

[10] As A. Khoreva, R. Benenson, E. Ilg, T. Brox, and B. Schiele. Lucid data dreaming for object tracking. arXiv: 1703. 09554, 2017.

[11] S. S. Beauchemin; J. L. Barron (1995). The computation of optical flow. ACM New York, USA.

[12] Horn, B., & Schunck, B. (1981). Determining optical flow. Artificial Intelligence, 17, 185-203.

[13] Ranjan A, Black M J. Optical Flow Estimation using a Spatial Pyramid Network [J]. 2016.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于卷积神经网络的枪弹膛线痕迹快速匹配

赵成俊[1] 潘楠[1]* 潘地林[2] 蒋雪梅[3] 钱俊兵[1]

（1. 昆明理工大学民航与航空学院 昆明 650500；2. 昆明信诺莱伯科技有限公司 昆明 650228；
3. 公安部物证鉴定中心 北京 100038）

摘　要：枪弹膛线线形痕迹激光检测信号形态复杂且随机性较大，严重制约其实际应用。本文基于多模式弹性驱动自适应控制方法，建立了试件末端位置和姿态参数分布模型，实现试件座的姿态变换的特征分解和误差补偿修正；基于孤立森林算法进行检测信号异常处理，基于

作者简介：赵成俊，男，2013 年于昆明理工大学获得学士学位，2016 年于昆明理工大学获得硕士学位，现为昆明理工大学民航与航空学院助教，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：527888349@ qq. com

Zhao Chengjun，Male，received B. Sc. degree in 2013 from Kunming University of Science and Technology and received Master degree in 2016 from Kunming University of Science and Technology. Now，he is a teaching assistant in Faculty of Civil Aviation and Aeronautical，Kunming University of Science & Technology. His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

潘楠（通讯作者），男，2008 年于安徽理工大学获得学士学位，2012 年于昆明理工大学获得博士学位（硕博连读），现为昆明理工大学民航与航空学院副教授、硕导，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：15808867407@ 163. com；手机：15808867407；通讯地址：云南省昆明市呈贡大学城昆明理工大学公共教学楼民航与航空学院 343，邮编：650500

Pan Nan（Corresponding author），Male，received B. Sc. degree in 2008 from Anhui University of Science and Technology and received Ph. D. degree in 2012 from Kunming University of Science and Technology. Now，he is an associate professor and master instructor in Faculty of Civil Aviation and Aeronautical，Kunming University of Science & Technology. His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

潘地林，男，1984 年于安徽理工大学获得学士学位，1986 年于安徽理工大学获得硕士学位，现任昆明信诺莱伯科技有限公司总工程师、教授，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：dilinpan@ camsonar. com

Pan Dilin，Male，received B. Sc. degree in 1982 from Anhui University of Science and Technology and received Master degree in 1986 from Anhui University of Science and Technology. Now，he is the chief engineer and professor of Kunming SNLab Technology Co. Ltd. . His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

蒋雪梅，女，2004 年于北京大学获得硕士学位，现任公安部物证鉴定中心痕迹检验技术处处长、研究员，主要研究方向为刑事技术。E-mail：Xuemei1103@ sina. com

Jiang Xuemei，Female，received Master degree in 2004 from Beijing University，She is the chief and researcher of Trace Inspection and Technology Division，Material Evidence Identification Center，Ministry of Public Security. Her main research direction includes criminal technology.

钱俊兵，男，1999 年于西北农林科技大学获得学士学位，2005 年于西北农林科技大学获得硕士学位，2013 年于华中科技大学获得博士学位，现为昆明理工大学民航与航空学院副教授、硕导，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：1226160701@ qq. com

Qian Junbing，Male，received B. Sc. degree in 1999 from Northwest Agriculture and Forestry University of Science and Technology，received Master degree in 2005 from Northwest Agriculture and Forestry University of Science and Technology and received Ph. D. degree in 2013 from Huazhong University of Science and Technology. Now，he is an associate professor and master instructor in Faculty of Civil Aviation and Aeronautical，Kunming University of Science & Technology. His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

* **基金项目：**国家自然科学基金（51965030）、公安部物证鉴定中心信息化建设项目（SGS2019102901）、公安部科技计划项目（2016JSYJA03）资助项目

变尺度形态滤波算法去除非细小特征，利用多尺度配准框架进行痕迹曲线轮廓提取，引入平方速度函数优化弹性形状度量算法完成曲线轮廓嵌入层映射；建立适用于痕迹特征的参数共享联结三元组卷积神经网络模型，优化三元组选择和数据增强策略，利用 L^2 距离进行嵌入层相似度计算，通过最小化三重损失函数训练该网络至收敛，最终利用经训练的模型对测试集进行相似性匹配，以解决枪支批量建档和弹头痕迹检验中的技术难题。

关键词：枪弹痕迹；多尺度配准；弹性形状度量；三重损失函数；卷积神经网络

中图分类号：TP183　　**文献标识码**：A

Fast matching of gunshot rifling traces based on convolutional neural network

ZHAO Chengjun[1] PAN Nan[1*] PAN Dilin[2] JIANG Xuemei[3] QIAN Junbing[1]

(1. *Faculty of Civil Aviation and Aeronautical*, *Kunming University of Science & Technology*, *Kunming*, 650500, *P. R. China*; 2. *Kunming SNlab Co.*, *Ltd.*, *Kunming*, 650228, *P. R. China*; 3. *Ministry of Public Security Material Certification Center*, *Beijing* 100038, *P. R. China*)

Abstract: The practical application of the bullet rifling linear traces are restricted seriously because of the complex shape and strong randomness. This article constructing the model of position and attitude parameters distribution at the end of specimens based on multi-mode elastic drive adaptive control method, the feature decomposition and error compensation correction of the attitude transformation of the specimen seat are realized. Then the isolated forest algorithm is used to do the abnormal processing for detection signals, after that removing non-small features based on variable-scale morphological filtering algorithm, then using the multiscale registration framework to extract the trace curve profiles, and the square speed function optimization elastic shape metric algorithm is used to map the profiles into an embedding. After that, propose a parametric shared conjoined triple convolutional neural network model which suitable for trace features and optimize the triplet selection and data augmentation strategies. This system is trained by minimizing a triplet loss function, so that a similarity measure is defined by the L^2distance in this embedding. Finally, the trained model is used to do the similarity matching for the test set, try to solve the technical problems in the manual construction of guns and the inspection of bullet rifling traces.

Keywords: Rifling traces; Multiscale registration; Elastic shape metric; Triplet loss function; Convolution neural network

0　引言

枪弹膛线痕迹是指弹头在挤进过程中，受到线膛内表面的挤压和剪切、刮擦作用在披甲表面形成的凹陷条状痕迹（线形痕迹）。由于枪管内阴、阳膛线对弹头披甲挤压力大小不同及阳膛线两棱边侧面对披甲的剪切、刮擦作用，致使弹头披甲与阳膛线表面直接接触的部位产生压缩变形，而呈凹陷状，从而明显地区别于阴膛线表面作用的部位［1］。

在涉枪案件侦破过程中，弹头膛线线形痕迹最为常见，其对于办案人员认定案件性质，确定作案枪支，进而证实犯罪嫌疑人有着十分重要的意义［2］。

相较于传统通过显微镜观察、人为比对形态特征的方式，近年来兴起的图像识别及三维扫描技术，为膛线线形痕迹的无损定量测试提供了一些新的解决方案：

国外方面：芬兰赫尔辛基大学的 Kassamakov，I. 等人提出了一种利用三维显微镜的扫描白光干涉进行线形痕迹比对的方法［4］；美国爱荷华州立大学的 Lock A. B. 等人提出了一种基于线形痕迹轮廓数据对犯罪枪支进行的推断［5］；美国纽约城市大学的 Gambino C. 等人利用白光共聚焦显微镜测取线形痕迹表面波纹数据，随后使用主分量分析方法对数据进行降维，最后使用支持向量机和适形预测算法进行相似度比对［6］；德国勃兰登堡应用技术大学的 Clausing Eric 等人，研究了一种基于三维激光扫描共聚焦显微痕迹表面高度结构测量的线形痕迹分类检测方法［7］。德国弗劳恩霍夫信息与数据处理研究的 Michael H. 等人对采用基于模板的方法，通过相关分析计算两个沟槽的关联程度，研究擦划线形痕迹［8］。荷兰尼德兰法医研究所的 Martin Baiker 等人构建了一种针对线形痕迹的多尺度配准框架［9］。爱荷华州立大学的 Scott Chumbley 等人利用便携式三维光学轮廓仪拾取线形痕迹，并使用 MANTIS 处理软件对提取痕迹轮廓图像进行比对［10］。

国内方面：广东警官学院的杨敏等对枪弹膛线痕迹纹理信号进行离散小波变换，构造局部小波能量特征矢量，通过衡量特征标准差实现痕迹相似度检验［11］，同时，提出了使用扩展分形模型描述弹头膛线区域痕迹，给出了弹头痕迹种类与同一检验的多尺度扩展分形分析方法及其相关算法［12］。深圳大学的王炳成等利用分形维数量化线形痕迹表面形态特征，建立分形维数群识别规则［13］。哈尔滨工业大学的佟明斯利用全元匹配算法结合有效数据的归一化互相关函数，实现了线形痕迹的高效匹配［14］。长春光学精密机械及物理研究所的李一芒等人提出了一种采用三维形貌特征匹配的弹痕比对方法，通过改进的小波阈值变换取代原有的滤波方法加强了对数据中噪声的去除能力，通过改变高斯滤波器的维数避免了擦划痕迹的丢失［15］。

以上方法虽然都在一定程度上实现了线形痕迹的自动匹配，但仍存在以下问题：

1）基于图片的比对方法，对拍照设备的要求较高，反光、拍摄角度及对焦的不一致，将直接导致原始数据的失真，易导致分析结果稳健性下降；

2）三维扫描稳健虽能更真实的反映线形痕迹细节特征，但其检测硬件成本高昂，且形成文件体积过大易造成计算量级呈几何倍数增长；

3）现有匹配方法在区分枪支本身个体特征的同时需要区分类特征和子类特征，对于因枪支击发次数较多而造成形态复杂且随机性较大的线形痕迹，其准确性较为有限。

单点激光测试具有受环境光影响少、精度高、数据文件体积小、频响特性好等特点，对于微观特征的非接触式测量非常有效［16］。近年来深度学习领域兴起的卷积神经网络，其权值共享网络结构可规避传统识别算法中复杂的特征提取和数据重建过程，同时足够稳健，对于平移、比例缩放、倾斜或者共他形式的变形具有高度不变性，已被广泛应用于图像和语音识别之中［17-20］。因此，将单点激光测试与卷积神经网络相结合，应用于线形痕迹相似性匹配，不啻为一种可行的尝试。然而，在解决实际问题时仍然需要面对保证检测信号稳定性、痕迹特征快速提取、稳健训练数据集选取、部分重合相似性识别等问题。

针对上述问题，本文基于多模式弹性驱动自适应控制方法保证弹头的旋转轴线与电动旋转台的旋转轴线始终重合，使得测试信号具备长期稳定性；采用有限元分析、三维

扫描和单点激光检测实验相结合的方式完成线形痕迹特征形成机理分析、确定高区分性形貌特征分布，建立激光检测信号与实际形貌特征的近似等价关联关系；采用基于孤立森林和指数加权移动平均算法完成检测异常数据处理，基于变尺度形态滤波算法去除非细小特征；采用多尺度配准策略完成曲线轮廓快速提取；采用优化弹性形状度量算法完成轮廓嵌入层映射；采用痕迹特征参数共享的联结三元组卷积神经网络完成样本特征提取、训练及相似性识别，利用平均精度均值和接收者操作特征曲线完成相似性匹配排序标准的构建，最终实现弹头膛线痕迹快速检验。

1 痕迹微观形态与激光检测信号等价关系建立

1.1 保持检测弹头与电动旋转台同轴

假设激光传感器到弹头表面的垂直距离为 L，到电动旋转台轴心的距离为 H，弹头轴心至电动旋转台轴心距离为 δ，弹头半径为 r，电动旋转台轴心与弹头表面的垂直距离为 S，如下图所示：

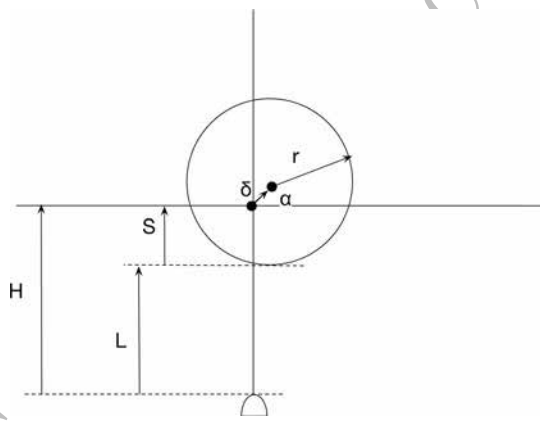


图 1　检测弹头与电动旋转台同轴调整

Fig. 1　Coaxial adjustment of detection bullet and electric rotary table

在电动旋转台进行 360 度旋转时有：

$$S=\delta\cos\alpha+\sqrt{r^2-(\delta\cdot\sin\alpha)^2} \tag{1}$$

$$L=H-\left(\delta\cos\alpha+\sqrt{r^2-(\delta\cdot\sin\alpha)^2}\right) \tag{2}$$

基于多模式弹性驱动自适应控制方法构建试件座末端（与弹头底部重合）位姿参数分布模型，分析试件座位姿调节的约束参量，将试件座位姿调节的稳态控制问题转化为试件座位姿参量自适应调节问题，实现试件座的姿态变换的特征分解和误差补偿修正，从而保证弹头的旋转轴线与电动旋转台的旋转轴线始终重合，使得测试信号具备长期稳定性。

1.2 典型制式公务用枪和对应弹头膛线有限元模型建立

通过有限元仿真定量分析其弹头披甲初始挤进枪管时在膛线和坡膛的碰撞与挤压作用下产生弹性变形，挤进过程中产生的应力变化趋势，以及最后挤进全深膛线时发生的塑性变形。据此建立弹塑性有限元模型，通过分析等效应力图、膛线 X 方向主应力图和膛线应力偏张量图等计算确定出应力集中点、变化过程以及强度薄弱区域，分析膛线痕迹的产生、演变机制和相应模态特征。

将有限元计算结果和三维激光扫描共聚焦显微镜测取线形痕迹表面凹凸痕迹的微观数据相结合，根据枪弹类型、痕迹起止部位，确定膛线加工明显留痕区域和特征表现。利用单点激光检测对留痕区域进行多次环绕检测，最终结合三维扫描模型建立其与线形痕迹微观形态的近似等价关联关系。

2 痕迹曲线轮廓提取及嵌入层映射

2.1 检测异常数据处理

检测异常数据处理，异常数据多由过分反光或振动造成，同周边的数据有明显差异，以单点激光检测信号作为测试数据输入，基于孤立森林算法，在训练集上使用子采样建立多棵 *iTree*，创建 *iForest*，评估样本（实例），计算所有样本的异常指数，对所有的一维数据异常指数进行 K 均值聚类，估算当前差异阈值，低于此阈值的样本即为异常，予以剔除并基于临近正常数据通过指数加权移

动平均进行修正。

2.2 多检测数据相位同步及非特征信息去除

利用改进动态时间规整算法和皮尔森相关系统，将 10 条检测信号进行相似度比对，取相似度最大点为相位起始点，进行数据叠加，随后构建变尺度形态滤波器，保留细小区分特征信息，去除非特征信息。

2.3 曲线轮廓快速提取

多尺度配准策略用于配准经同型号不同枪支形成痕迹信号的轮廓（已知不匹配配准）及相同枪支不同夹持力、击发力而形成痕迹信号的轮廓（已知匹配配准），分多步配准，每步均增加细节信息，从粗略结构开始，对于每个尺度只考虑大于给定波长 λ 的结构，在每个步骤中，确定最佳平移和缩放参数并将其作为下一步的初始化，最后一步形成的参数最终用于转换包括所有结构的整个轮廓，以产生最终的配准结果，如下图所示：

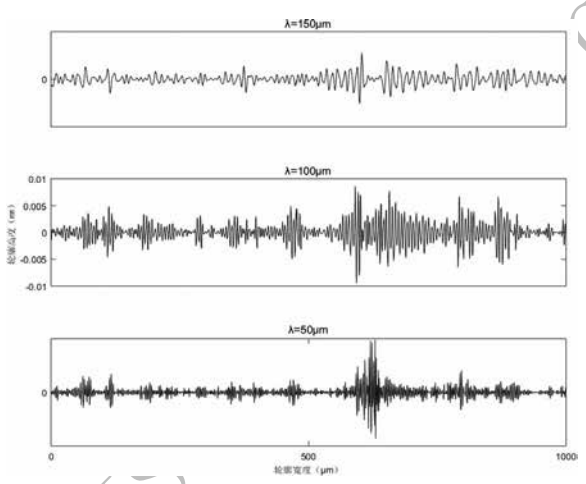


图 2 痕迹信号多尺度配准

Fig. 2 Multiscale registration of trace signals

2.4 曲线轮廓映射到嵌入层

设参数化曲线轮廓为 β（β：$D\rightarrow\hat{n}$），其中 D 是参数化的确定域，$\hat{n}$ 为实数集，定义 $\|\cdot\|$ 为 $\hat{n}$ 中的欧几里得 2 范数，定义连续映射 F：$\hat{n}\rightarrow\hat{n}$，利用平方根速度函数定义 β 的形状 q：$D\rightarrow\hat{n}$，其中：

$$q(t)=F(\dot{\beta}(t))=\frac{\dot{\beta}(t)}{\sqrt{\|\dot{\beta}(t)\|}} \quad (3)$$

对于每一个 $q\in L^2(D,\hat{n})$，均存在能够通过 q 的平方根速度函数定义的 β，此曲线通过 $\beta(t)=\int_0^t q(s)\|q(s)\|ds$ 获得，随后通过 $\int_D\|q(t)\|^2dt=\int_D\|\dot{\beta}\|^2dt=1$ 将曲线缩放至单位长度以实现尺度不变性，表示为在该预形状空间 $L^2(D,\hat{n})$ 中的单位超球点；最后，通过由预形状空间中点与点之间最小化测地线的长度定义两条曲线之间的距离，测地线通过解析表达式和路径矫正算法进行计算，分别基于奇异值分解和动态规划实现该预形状空间旋转和重新参数化不变性。

3 痕迹相似性匹配卷积神经网络模型建立

3.1 三重损失和相似度计算

从训练数据集（空间）中随机选一个样本 x_{p1}，再随机选取一个和 x_{p1} 属于同一类的样本 x_{p2} 和不同类的样本 x_n，由此构成一个 $T=\{x_{p1},x_{p2},x_n\}$ 三元组，$f(x_i)$ 为归一化的高度嵌入特征，嵌入层的维度通过网络分支最后一层的大小进行控制。

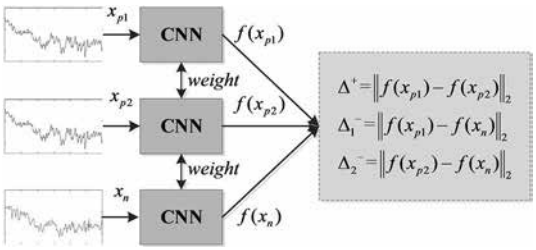


图 3 痕迹相似性匹配卷积神经网络模型

Fig. 3 Trace similarity matching convolutional neural network model

将所有样本之间的距离均加以利用，使用 Softmax 层和均方根标准实现 Δ^+同时满足小于 Δ_1^+且小于 $\Delta^*=\min(\Delta_1^-,\Delta_2^-)$ 的条件，以简化训练样本选择过程，将损失定义为：

$$l(T)=\left(\frac{e^{\Delta^+}}{e^{\Delta^+}+e^{\Delta^*}}\right)^2+\left(1-\frac{e^{\Delta^*}}{e^{\Delta^+}+e^{\Delta^*}}\right)^2 \quad (4)$$

将 L^2 范数用于评估痕迹在嵌入层中表征之间的距离，利用损失函数使匹配痕迹之间局部差异值最小，完成相似度计算。

3.2 三元组选择和数据增强：

分别评估全轮廓、轮廓重排列、轮廓分段和补丁 4 类策略，通过实际测试选择最为合适的策略，以隐式地定义相关特征以及应被卷积神经网络所抑制的特征，避免因卷积神经网络内权值共享而导致全部样本被抑制或仅因局部特征区分样本的情况出现。

3.3 卷积神经网络结构优化和排序标准建立

由于输入样本是一个轮廓，因此卷积和池化层是一维信号输入。在各卷积层之后进行批量归一化，以减少对网络的输入规范化和初始化的依赖性，通过经验性实验评估卷积大小、映射数量以及池化层大小以防止过拟合，同时引入平均池和 Relu 激活函数加快训练速度并降低梯度消失带来的影响。利用随机梯度下降进行优化，最终利用训练好的痕迹特征卷积神经网络模型进行相似性识别。采用平均精度均值和接收者操作特征曲线构建相似性匹配排序标准，综合评估分类和识别结果。

表 **1** 卷积神经网络模型

Table 1 The model of convolutional neural network

层 #	描述
1	空间卷积（1，5）→ 64
2	空间批量归一化
3	ReLU 激活函数
4	平均池（1，3）
5	空间卷积（1，5）→ 32
6	空间批量归一化
7	ReLU 激活函数
8	平均池（1，3）
9	Dropout
10	线性 → n feat
11	Tanh 激活函数

4 实际测试

（1）击发弹头积累：选取自动步枪、冲锋枪、手枪等 3 大类总计 5 种型号枪支 50 支，安装在仿生危险枪支射击架上，进行多角度射击实验，通过干式无损集弹器回收。板机击发力按 1.0kg、2.0kg、5.0kg、7.0kg、10.0kg 五级进行调节，前后夹持力按 5kg、10kg、20kg、50kg、70kg 进行调节。每支枪支射击 25 次，形成待测弹头 1250 个，每次射击均记录子弹出膛速度。

图 4 枪弹弹头样本训练集

Fig. 4 Training set of sample bullets

（2）训练集积累，为了能够更好的进行训练，痕迹检测样本的数量要求尽量大，利用单点激光检测对各弹头披甲表面留痕区域进行 10 次环绕检测，积累单点激光检测信号样本库，样本库样本数量达到 12500。

（3）弹头轴线中心自适应校正，利用基于多模式弹性驱动自适应控制方法保证弹头的旋转轴线与电动旋转台的旋转轴线始终重合，使得测试信号具备长期稳定性的，避免因倾斜产生数据偏差。

（4）弹性形状度量，利用弹性形状度量算法对检测信号进行曲线轮廓映射，通过由预形状空间中点与点之间最小化测地线的长度定义两条曲线之间的距离。

（5）实施细节，通过计算嵌入层痕迹映射之间的 L^2 距离来计算其相似度。对于轮廓

段，使用滑动窗口从上到下计算多个表征。然后，将相应表征的成对距离之和用作两条痕迹之间的距离度量，将步长设置为段或补丁高度的1/8。

优化参数通过多次实验后得以确定：使用随机梯度下降法进行优化，学习速率为0.0001，权重衰减为10-4，动量设定为0.88。

（6）相关算法利用Matlab 2019a验证后，采用Python进行编写，运行在CPU为Intel Core i7 3.2GHz，双1080Ti GPU的深度学习计算主机上。

约定同一类型枪所击发的比对排序全部位于前10%，也就是前9位的，则匹配为优秀，有6组数据比对排序在前10%，则该比对结果记为良好（成功）。

表2　相似度匹配结果

Table2　The similarity matching results

枪支类型	枪支数量	匹配成功率	平均精度均值（MAP）
81式自动步枪	5	85%	0.77
59式手枪	10	87.5%	0.75
79式冲锋枪	10	87%	0.79
92式手枪	15	88%	0.8
54式手枪	10	87%	0.79

经实验，81式自动步枪弹痕匹配成功率为85%（MAP 0.77），59式手枪弹痕匹配成功率为87.5%（MAP 0.75），79式冲锋枪弹痕匹配成功率为87%（MAP 0.79），92式手枪弹痕匹配成功率为88%（MAP 0.8），54式手枪弹痕匹配成功率为87%（MAP 0.79），整体匹配准确率和稳健度均较为理想。

5　总结

本文提出一种基于卷积神经网络的枪弹膛线痕迹相似度匹配算法，该算法基于多模式弹性驱动自适应控制方法保证弹头的旋转轴线与电动旋转台的旋转轴线始终重合，采用有限元分析、三维扫描和单点激光检测实验相结合的方式建立激光检测信号与实际形貌特征的近似等价关联关系；采用基于孤立森林和指数加权移动平均算法完成检测异常数据处理，基于变尺度形态滤波算法去除非细小特征；采用多尺度配准策略完成曲线轮廓快速提取；采用优化弹性形状度量算法完成轮廓嵌入层映射；采用痕迹特征参数共享的联结三元组卷积神经网络网络完成样本特征提取、训练及相似性识别，利用平均精度均值和接收者操作特征曲线完成相似性匹配排序标准的构建，最终实现弹头膛线痕迹快速检验。通过实际数据测试验证了算法的有效性，为了进一步贴近实际办案环境，如何扩大样本库和算法运算速度，将是下一步的研究方向。

参考文献：

[1] Spotts R., Chumbley L.S., Ekstrand L., et al. Optimization of a statistical algorithm for objective comparison of toolmarks [J]. Journal of Forensic Sciences, 2015, 60 (2),: 303-314

[2] 李岳松，罗亚平. 运用Evofinder枪弹自动识别系统对建档手枪弹头数字化建档的研究 [J]. 刑事技术，2018，43（5）：363-368

[3] 张树江，颜景龙，邢慧. 一种基于图像检索的枪弹识别系统 [J]. 兵工学报，2008，29（4）：459-463.

[4] Kassamakov I., Barbeau C., Lehto S. et. al. CSI Helsinki: Comparing three-dimensional imaging of diagonal cutter toolmarks using confocal microscopy and SWLI [C]. Three-Dimensional Imaging, Visualization, and Display 2010 and Display Technologies and Applications for Defense, Security, and Avionics IV, Orlando, FL, United States, April 6-8, 2010, 7690: 76900Y.

[5] Lock A. B., Morris M. D., Significance of angle in the statistical comparison of forensic tool marks [C]. Technometrics, 2013, 55 (4): 548-561.

[6] Gambino Carol, McLaughlin Patrick, Kuo, Loretta et. al. Forensic surface metrology: Tool mark evidence [J]. Scanning, 2011, 33 (5): 272-278.

[7] Clausing E., Vielhauer C., Digitized locksmith fo-

rensics: Automated detection and segmentation of toolmarks on highly structured surfaces [C], Media Watermarking, Security, and Forensics 2014, San Francisco, CA, United states, February 3 - 5, 2014, 90280W.

[8] Michael H., Techniques for the segmentation of striation patterns [J]. IEEE Trans on Image Processing, 2006 (3): 624—631.

[9] Baiker M., Keereweer I., Pieterman R., et al., Quantitative comparison of striated toolmarks [J], Forensic Science International, 2014, 242: 186-199.

[10] Chumbley S., Zhang S., Morris M. D. et. al. Development of a Mobile Toolmark Characterization/Comparison System [J]. Journal of Forensic Sciences, 2017, 62: 83-91.

[11] 杨敏, 彭颖. 基于专家知识的工具痕迹系统构建研究 [J]. 中国人民公安大学学报 (自然科学版), 2013, 2 (2): 1-5.

[12] 杨敏, 牟丽. 弹头痕迹多尺度扩展分形检验分析 [J]. 兵工学报, 2009, 30 (6): 677-681.

[13] 王炳成, 景畅, 任朝晖等. 剪切痕迹表面分维数的结构函数法计算及应用 [J]. 中国人民公安大学学报, 2004, 39 (1): 4-6.

[14] Hao Z., John, S., Mingsi, T. et. al. Correlation of firing pin impressions based on congruent matching cross-sections (CMX) method [J]. Forensic Science International, 2016, 263: 186-193.

[15] 李一芒, 何昕, 魏仲慧. 采用三维形貌特征匹配的弹痕自动比对 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2013 34 (3): 332-337.

[16] 潘楠, 伍星, 刘益, 等. 线性痕迹激光检测信号自适应匹配算法研究 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36 (6): 1372-1380.

[17] Parkhi O. M., Vedaldi A., Zisserman A. Deep face recognition [C]. Proc. British Machine Vision Conf. (BMVC), 2015.

[18] Zagoruyko S., Komodakis N. Learning to compare image patches via convolutional neural networks [C]. Proc. IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2015, 4353-4361.

[19] Ioffe S., Szegedy C. Batch normalization: accelerating deep network training by reducing internal covariate shift [C]. ArXiv, 2015.

[20] Chen W., Chen X., Zhang J., et. al. Beyond triplet loss: a deep quadruplet network for person re-identification [C]. Proc. IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2017.

基于改进 PBAS 算法的运动车辆检测*

李　免[1]，赵玉舟[1]，孙　伟[1,2]，张小瑞[2,3]

（1. 南京信息工程大学 自动化学院，南京 210044；2. 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心，南京 210044；
3. 南京信息工程大学江苏省网络监控工程中心，南京 210044）

摘　要：车辆检测是车辆识别和跟踪的重要前提，但传统车辆检测算法无法兼顾检测的准确性与实时性。通过对影响车辆检测效果和速率的因素进行研究，提出一种基于改进 PBAS（Pixel-Based Adaptive Segmenter）的运动车辆检测算法。相较于原 PBAS 算法，创新性地采用多帧间隔图像建立初始背景模型，提出基于时-空变化度的背景区域变化评价方法，并基于时-空变化度制订了自适应的学习率更新策略。通过设置一个信任区间，并根据当前交通状况和像素点是否处于信任区间内来判断当前的背景模型是否需要更新，进而实现运动车辆的准确、快速检测。改进后的 PBAS 算法在不同场景中检测的性能指标 Recall，Precision 和 F-measure 分别为 0.929，0.864 和 0.888，均高于传统 PBAS 算法，且算法的处理时间为 88.37ms，比传统 PBAS 算法的运算速度快近 10ms。

关键词：智能交通系统；车辆检测；像素自适应分割；时-空变化度；信任区间；背景模型

中图分类号：TP391.41；U463.6　　**文献标志码**：A

Vehicle Detection Basedon Improved PBAS Algorithm

LI Mian[1]，ZHAO Yuzhou[1]，SUN Wei[1,2] & ZHANG Xiaorui[2,3]

（1. School of Automation，Nanjing University of Information Science & Technology，Nanjing 210044；
2. Jiangsu Collaborative Innovation Center of Atmospheric Environment and Equipment Technology，Nanjing 210044；
3. Jiangsu Collaborative Innovation Center of Atmospheric Environment and Equipment Technology，Nanjing 210044）

Abstract：In intelligent transportation system，vehicle detection is an important prerequisite for vehicle tracking and identification. However，traditional vehicle detection algorithms cannot effectively

作者简介：李免（1999—），男，本科，主要从事机器视觉检测，车辆跟踪方面的研究，E-mail：limian@nuist.edu.cn；
赵玉舟（1994—），男，硕士，工程师，主要从事机器视觉检测，车辆检测和跟踪方面的研究，E-mail：1692093424@qq.com；
孙伟（通信作者），男，博士，副教授，主要从事计算机视觉，道路环境感知，车辆检测和重识别方面的研究，E-mail：sunw0125@163.com；
张小瑞（1979—），女，博士，教授，主要从事计算机视觉，虚拟现实和人机交互方面的研究，E-mail：zxr365@126.com

基金项目：国家自然科学基金（61304205，61502240）、江苏省自然科学基金（BK20191401）和大学生实践创新训练计划项目（201910300050Z 和 201910300222）

maintain a balance between accuracy and real-time performance. By studying the factors that affect the effect and speed of vehicle detection, a new moving vehicle detection algorithm based on improved Pixel-Based Adaptive Segmenter is proposed. Compared with the original PBAS algorithm, the initial background model is established based on multi-frame interval images, and an evaluation method of background region change is proposed based on the spatio-temporal variation degree. Based on this, an adaptive updating strategy of learning rate is formulated. By setting a trust interval, whether the current background model needs to be updated can be adaptively determined according to the current traffic conditions and whether pixels are in the trust interval, thereby leading to accurate and fast detection of moving vehicles. The improved PBAS algorithm detected the performance indicators of Recall, Precision and f-measure in different scenarios as 0.929, 0.864 and 0.888, respectively, which were higher than the traditional PBAS algorithm, and the processing time of the algorithm was 88.37ms, nearly 10ms faster than the traditional PBAS algorithm.

Keywords: Intelligent transportation system; Vehicle detection; Pixel-based adaptive segmentation; Time-space variation degree; Trust interval; Background model

0 引言

近年来，汽车数量高速增长给人们的生活带来了便利的同时，也引发了一系列的交通事故，迫切需要智能交通系统（intelligent transport system，ITS）在交通领域发挥越来越重要的作用。在智能交通系统中，车辆检测是车辆跟踪、车辆识别的重要前提，良好的车辆检测会使后续的跟踪、识别更加准确、可靠，对缓解日益严重的交通拥堵、方便大众出行具有重要的经济和社会意义。

目前常用的基于计算机视觉的车辆检测方法大致分为两类：（1）基于视频序列的车辆检测方法；（2）基于特征学习的车辆检测方法。

基于视频序列的车辆检测方法包括光流法[1]、帧间差分法[2]、背景减除法[3]等。光流法利用像素点矢量特性，根据运动速度建立光流场来分析运动目标，计算复杂，对设备运算能力要求高，难以实现快速检测。帧间差分法是指在相邻帧图像之间差分运算，将超过设定阈值的像素点作为移动目标，该方法的优点是速度快，但容易出现“空洞”，准确性较差。背景减除法的研究重点是建立合理的背景模型，但其只适用于摄像头固定且初始场景比较稳定的情况，当目标在场景中缓慢移动时，容易出现“鬼影”，不能保证算法的准确性。

基于特征学习的车辆检测方法可分为：基于人工特征的方法和基于自动特征的方法。在基于人工特征检测方面，李子彦[4]等人提出基于 hog 特征的检测模 型，利用 Hog 特征的全局不变性对车辆进行全局特征提取。在基于自动特征检测方面，刘志成等人提出基于深度学习的多层卷积网[5]对车辆进行检测，如 DCNN[6]、Yolo[7]及改进的算法[8]。其中，基于人工特征的方法对光照，拍摄视角以及汽车尺度变化比较敏感，导致检测率和可靠性下降。基于自动特征的方法尽管能有效地克服了光照、车辆尺度变化的影响，但训练网络需要大量的数据样本，模型训练时间长、硬件配置条件高，较难实现检测的实时性。

PBAS（Pixel-Based Adaptive Segmenter）[9]是一种基于视频序列的车辆检测方法，该方法使用多帧连续图像来初始化背景模型，在一定程度上能缓解基于样本点的非参数背景模型的“鬼影”现象，具有类似人工特征检测模型的实时性和准确率，而且不像自动特征模型那样需要大量的训练样本和高的硬件配置。但面对车辆在场景中出现缓慢移动

或短暂滞留情况时，传统 PBAS 方法在进行背景模型初始化时仍可能带入“鬼影”。并且传统 PBAS 算法需要实时计算更新背景模型参数，而实际交通场景中背景在一定时间内的变化是否明显跟被检测车辆所处的交通状态直接相关，如果交通状态没有明显发生改变，那么就不需要实时更新背景模型参数，如果不加区分、实时地计算和更新背景模型参数反而会导致计算量的急剧增加。

为了解决传统车辆检测算法在实际道路交通环境下面临的挑战，本文提出一种基于改进 PBAS 的车辆检测算法。为了降低“鬼影”产生的可能性，采用多帧间隔图像来获取理想的初始模型；提出基于时-空变化度的背景区域变化评价方法，并基于时-空变化度制订了自适应的学习率更新策略，通过设置一个信任区间，并根据当前交通状况和像素点是否处于信任区间内来判断当前的背景模型是否需要更新，从而大大减小模型的计算量；最后通过形态学和连通区域分析准确检测出运动车辆。

1 改进 PBAS 的车辆检测算法

传统 PBAS 方法在进行背景模型初始化时会带入“鬼影”[10]，并且由于 PBAS 算法需要更新前景-背景的判断阈值和学习率等参数降低了每帧图像的处理速度，导致模型计算量随时间急剧增加，一定程度会影响算法的实时性[11]。

为解决传统 PBAS 方法的不足，本文采用多帧间隔图像来获取理想的初始模型，尽可能的减少了“鬼影”产生的可能性；通过信任区间的设置，以及根据当前交通状况和像素点是否位于信任区间内来判断当前的背景模型是否需要更新，从而大大减小模型的计算量；为实时高效地更新判定阈值和学习率，提出基于时-空变化度的背景区域变化评价方法，并基于时-空变化度制订了自适应的学习率更新策略。具体改进之处如下：

1.1 背景模型初始化

针对车辆在交通场景中出现缓慢移动或短暂滞留的情况，使用多帧不连续图像初始背景模型，在降低“鬼影”产生可能性的同时减少算法的运算量。

假定像素 (x, y) 的背景模型为 $B'(x, y)$，则背景模型初始化时，采用固定时间间隔的多帧背景图像为：

$$B'(x, y) = \{b_1(x, y), b_2(x, y), \cdots, b_N(x, y)\} = \{I_1(x, y), I_{1+K}(x, y), \cdots, I_{1+(N-1)\times K}(x, y)\} \tag{1}$$

其中，K 为固定的时间间隔，I_1 是第一帧图像的像素值，$I_{1+(N-1)\times K}$ 为第 $1+(N-1)\times K$ 帧图像的像素值，将第一帧图像的像素值初始化为背景模型的第一个样本，将第 $1+(N-1)\times K$ 帧图片的像素值初始化背景模型的第 N 个样本。后续实验表明，当 $K=10$，$N=20$ 时，能够取得较好的效果，既能防止车辆缓慢行驶或短暂滞留产生的“鬼影”，又能保证算法的实时性。

1.2 交通状况评估与信任区间更新

针在城市交通环境中，交通状况的变化对 PABS 背景模型的更新影响较大[12]。一般而言，当交通状况发生变化时，背景模型及参数需要及时更新，适应变化了的交通场景；然而，当交通状况保持不变时，背景模型及参数不需要更新，提高算法的实时性[12]。为了使模型能够适应实际的交通状况，本文提出一种改进的交通状态评估和信任区间更新方法。

首先，为任意像素点 (x, y) 设定信任时间段 $c(x, y)$，并称该时间段为这个像素点的信任区间。采用与文献[13]类似的交通状态评估方法，定义交通拥堵度 $P(x, y)$，$P(x, y) = d(x, y)/f(x, y)$，将当前交通状况简化为“通畅”、“轻微堵塞”和“堵塞”3个状态。

其中，$d(x, y)$ 表示信任区间内从第一帧到当前帧检测结束、像素点被检测为前景

的次数。$f(x, y)$ 表示当前帧在信任区间的帧序数，当前交通状况的评估规则如下：

$$S(x, y)=\begin{cases}\text{通畅}, & \text{If } 0<P(x, y)\le 0.4\\ \text{稍微拥堵}, & \text{If } 0.4<P(x, y)\le 0.6\\ \text{拥堵}, & \text{If } 0.6<P(x, y)\le 1\end{cases} \tag{2}$$

在背景更新过程中，信任区间越大，表明背景模型越稳定，且更新的需求越低；反之，背景模型更新的需求越高。为了判定每一像素点位置背景模型的稳定性和可靠性，定义参数 $h(x, y)$。$h(x, y)$ 为信任区间内像素点前景-背景之间转变的次数，$h(x, y)$ 数值越小，表示该背景模型的是稳定和可靠的；$h(x, y)$ 数值越高，背景模型越不稳定，需要更新背景模型以获得更稳定的背景模型。

在每个信任区间结束时，必须根据当前交通状态和像素的稳定性更新 $c(x, y)$ 的值。如果 $h(x, y)/f(x, y)<\tau_d$（τ_d 为阈值，本文设置 $\tau_d=\frac{1}{3}$），意味着此时背景模型稳定，当前帧的背景模型应当被保留，此时信任区间按下列方式更新：

$$c(x, y)=\begin{cases}\min(c(x, y)+10, \max c(x, y)), & \text{If S}(x, y)=\text{“畅通”}。\\ \min(c(x, y), \max c(x, y)), & \text{If S}(x, y)=\text{“稍微拥堵”}。\\ \min(c(x, y)-3, \max c(x, y)), & \text{If S}(x, y)=\text{“拥堵”}。\end{cases} \tag{3}$$

如果 $h(x, y)/f(x, y)\ge\tau_d$，意味着背景模型可能不稳定，则应更新当前背景模型以适应动态场景，此时信任区间更新如下：

$$c(x, y)=\begin{cases}\max(c(x, y)-8, \min c(x, y)), & \text{If S}(x, y)=\text{“畅通”或“拥堵”}。\\ \max(c(x, y)-3, \min c(x, y)), & \text{If S}(x, y)=\text{“稍微拥堵”}。\end{cases} \tag{4}$$

令 $c(x, y)\in[\min c(x, y), \max c(x, y)]=[25, 30]$，初始阶段，设 $c(x, y)=25$，在信任区间更新后，$h(x, y)$、$d(x, y)$、$f(x, y)$ 的值都重置为 0。

1.3 前景检测

对于每个新输入视频帧，基于当前像素值与背景模型中的值之间的距离，将当前帧中的每个输入像素分类为背景或前景。假定，当 t 时刻像素值 $I_t(x, y)$ 和背景模型 $b'_M(x, y)$ 中样本的欧氏距离小于阈值 $R'(x, y)$，称与背景样本相匹配。如果匹配样本的个数大于最小数量 $U_{\min}$，则称 $I(x, y)$ 为背景，否则为前景。前景或背景像素的判断公式为：

$$F_t(x, y)=\begin{cases}\text{前景} & \\ \text{Num}\left\{\text{Dist}\begin{pmatrix}I_t(x, y),\\ b'_M(x, y)\end{pmatrix}<R'(x, y)\right\}<U_{\min} & \\ \text{背景} & \text{Else}\end{cases} \tag{5}$$

其中，$\text{Dist}(I_t(x, y), b'_M(x, y))$ 是当前帧像素值与背景模型样本像素值的欧氏距离，$U_{\min}$ 是设定的阈值，$\text{Num}\{\cdot\}$ 表示背景样本中满足 $\text{Dist}(\cdot)<R'(x, y)$ 的样本数量，$R'(x, y)$ 为自适应距离阈值。如果背景区域变化不大，但距离阈值设置太高，式（5）可能将前景像素误检成背景像素；如果背景区域变化太大，但距离阈值设置太低，可能将背景像素误检成前景像素[14]。因此，准确、可靠地判断背景区域是否发生变化对前景检测非常重要。

为了提高判定背景区域是否发生变化的准确性，本文提出了一种基于时-空变化度的背景区域变化评价方法，其中，空域变化度由区域结构变化度和颜色变化度组成 。

时域变化度 $V_t(x, y)$ 由最近 N 帧图像中每帧图像与背景样本之间的最小欧氏距离的平均值表示，其计算公式为：$V_t(x, y)=\sum_{k=1}^{N}\text{Min}(D_k(x, y))/N$. 其中，$D_k(x, y)$ 表示

当前帧图像 $I_k(x, y)$ 与背景样本 $B_k(x, y)$ 之间的欧氏距离。

空域结构变化度 $V_{s,s}(x, y)$ 由当前帧图像梯度图与背景样本梯度图之间的欧氏距离的平均值表示，其计算公式为：$V_{s,s}(x, y) = \sum_{k=1}^{N'} (D_k'(x, y)) / N'$。其中，$D_k'(x, y)$ 表示当前帧图像梯度图与背景样本梯度图之间的欧氏距离。N' 为背景样本的个数，梯度图利用 Sobel 算子得到，算子模板为：

$$f_v = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad f_h = \begin{vmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{vmatrix} \tag{6}$$

空域颜色变化度 $V_{s,c}(x, y)$ 由当前帧图像颜色分量图与背景样本颜色分量图之间的欧氏距离的平均值表示，其计算公式为：$V_{s,c}(x, y) = \sum_{k=1}^{N'} (D_k''(x, y)) / N'$。其中，$D_k''(x, y)$ 表示当前帧图像颜色分量图与背景样本颜色分量图之间的欧氏距离。

基于时域变化度、空域结构变化度和空域颜色变化度，最终的时-空变化度如公式（7）所示：

$$V_{t,s}(x, y) = V_t(x, y) + \beta V_{s,s}(x, y) + \gamma V_{s,c}(x, y) \tag{7}$$

利用时-空变化度，按公式（8）更新判定阈值：

$$R'(x, y) = \begin{cases} R'(x, y) \times (1 - R_{inc/dec}), \\ \quad R'(x, y) > V_{t,s}(x, y) \times R \\ R'(x, y) \times (1 + R_{inc/dec}), \text{ 否则} \end{cases} \tag{8}$$

$R_{inc/dec}$ 表示阈值增加减少参数，R_{scale} 表示全局参数，$R_{inc/dec} = 0.05$，$R_{inc/dec}$ 决定了 $R'(x, y)$ 的调整幅度。$R_{scale} = 5$，本文 $R'(x, y)$ 的最小值 $R_{lower} = 18$，$R(x, y)$ 的初始值是 R_{lower}。

此外，为了解决背景模型在更新过程中存在使前景点过快融入背景的问题，算法在学习率 $T(x, y)$ 中加入了自适应控制，若是背景区域则加大学习率，若是前景区域则降低学习率，$T(x, y)$ 的自适应控制过程如下：

$$T(x, y) = \begin{cases} T(x, y) + \dfrac{T_{inc}}{V_t(x, y)} + \dfrac{T_{inc}}{\beta V_{s,s}(x, y)} + \dfrac{T_{inc}}{\gamma V_{s,c}(x, y)}, \\ \quad \text{If} F_t(x, y) = \text{“前景”} \\ T(x, y) - \dfrac{T_{inc}}{V_t(x, y)} + \dfrac{T_{inc}}{\beta V_{s,s}(x, y)} + \dfrac{T_{inc}}{\gamma V_{s,c}(x, y)}, \\ \quad \text{If} F_t(x, y) = \text{“背景”} \end{cases} \tag{9}$$

T_{inc} 和 T_{dec} 为固定的增减参数，给 $T(x_i)$ 设定了上下限：$T_{lower} < T < T_{upper}$，使得学习率不会超过一定的范围。

1.4 背景更新

针对当前图像像素进行前景和背景分类后，还需根据背景的变化，选择性地更新背景模型以适应交通背景的变化[15]，具体策略如下。

（1）当 $S(x, y) f(x, y) < c(x, y)$，即当前像素点处于信任区间内，背景模型只有在当前交通状况 $S(x, y)$ 为畅通、模型更新周期完成、检测当前像素 $I(x, y)$ 为背景等条件同时满足时，更新背景模型。

（2）当 $f(x, y) = c(x, y)$，即当前帧的像素点在信任区间的末尾。若 $h(x, y)/f(x, y) < \tau_d$，$F_t(x, y) = 0$，当前交通状况 $S(x, y)$ 为畅通时，需要更新背景模型。当信任区间结束后，若 $h(x, y)/f(x, y) < \tau_d$，交通状况 $S(x, y)$ 为畅通时，此时像素点的状态是稳定的，并且非常有必要用当前的交通状况更新背景模型；若 $h(x, y)/f(x, y) \geq \tau_d$，此时不管当前像素值 $I(x, y)$ 检测结果为背景或前景，此时像素点的状态不稳定，交通状况评估不可靠，仅在交通状态 $S(x, y)$ 为畅通时，背景模型才更新。

在信任区间减少到最小值的情况下，需要强制进行更新背景，用当前像素值 $I(x, y)$ 随机替换背景 中的一个样本，目的是防止模型被锁定在过时的背景模型中[15]。对其邻域进行更新时，任意选择 (x, y) 像素的邻域样本 $(x', y') \in N(x, y)$，用其邻域样本的像素值 $I(x', y')$ 代替它背景模型 $B'(x', y')$ 中的样本。

基于改进 PBAS 算法的车辆检测流程如图 1 所示。

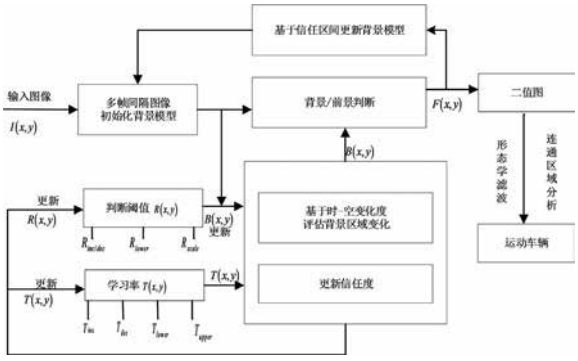


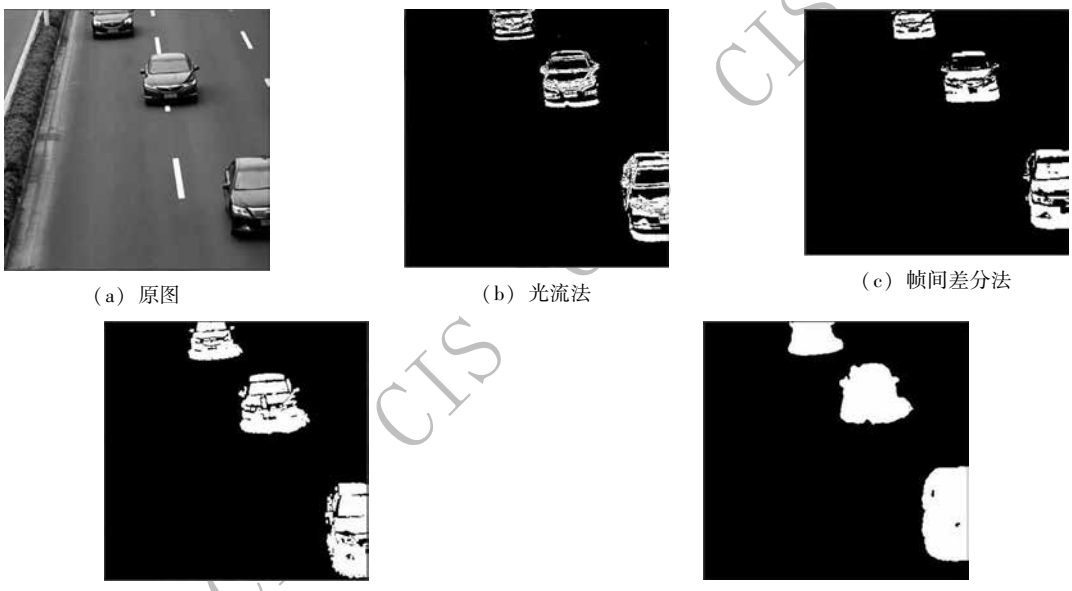
图 1　基于改进 PBAS 算法的车辆检测示意图

Fig. 1　Vehicle detection algorithm based on improved PBAS algorithm

2　实验

本文使用 Windows 7 系统，CPU 为 Intel-Core i5-6500，主频 3.20 GHZ，内存 8G，显卡 1050 2G，软件环境为 Matlab R2016a，opencv 2.4.9。为了验证本文算法的有效性，本文从 OTB 网站[16] 下载多个不同环境下交通车辆视频序列作为测试集。

在正常光照情况下，各车辆检测算法检测结果如图 2 所示，（a）为原图像，（b）为光流法检测结果，（c）帧间差分法检测结果（d）vibe 模型检测结果（e）为本文算法检测结果。



（a）原图　（b）光流法　（c）帧间差分法

（d）vibe 算法　（e）本文算法

图 2　不同算法检测运动车辆对比结果

Fig. 2　omparison results of different algorithms for detecting moving vehicles

从图（b）和（c）中可以看出，光流法和帧间差分法存在明显的“空洞”现象，车前玻璃到车顶区域特别明显，严重影响车辆的完整性，但是算法简单，实时性好；图（d）中可以看出运用 vibe 模型进行车辆检测减少了“空洞”现象，但从图中可以看出同一车辆不同部分存在边界不连续的现象，而且 vibe 模型计算量大，不能满足实时性的要求；图（e）是基于信任区间的 PBAS 算法的车辆检测结果，从图（e）中可以看出，该算法保证了运动车辆的完整性，检测效果最佳。对比这三种算法可以得到，基于信任区间的 PBAS 的运动目标检测算法能够保证运动目标的完整性，有效提高运动车辆检测的准确性。

分别选取阴雨天气、多车检测、光照变化等复杂场景进行对比试验并进行分析。检测结果如图 3 所示。

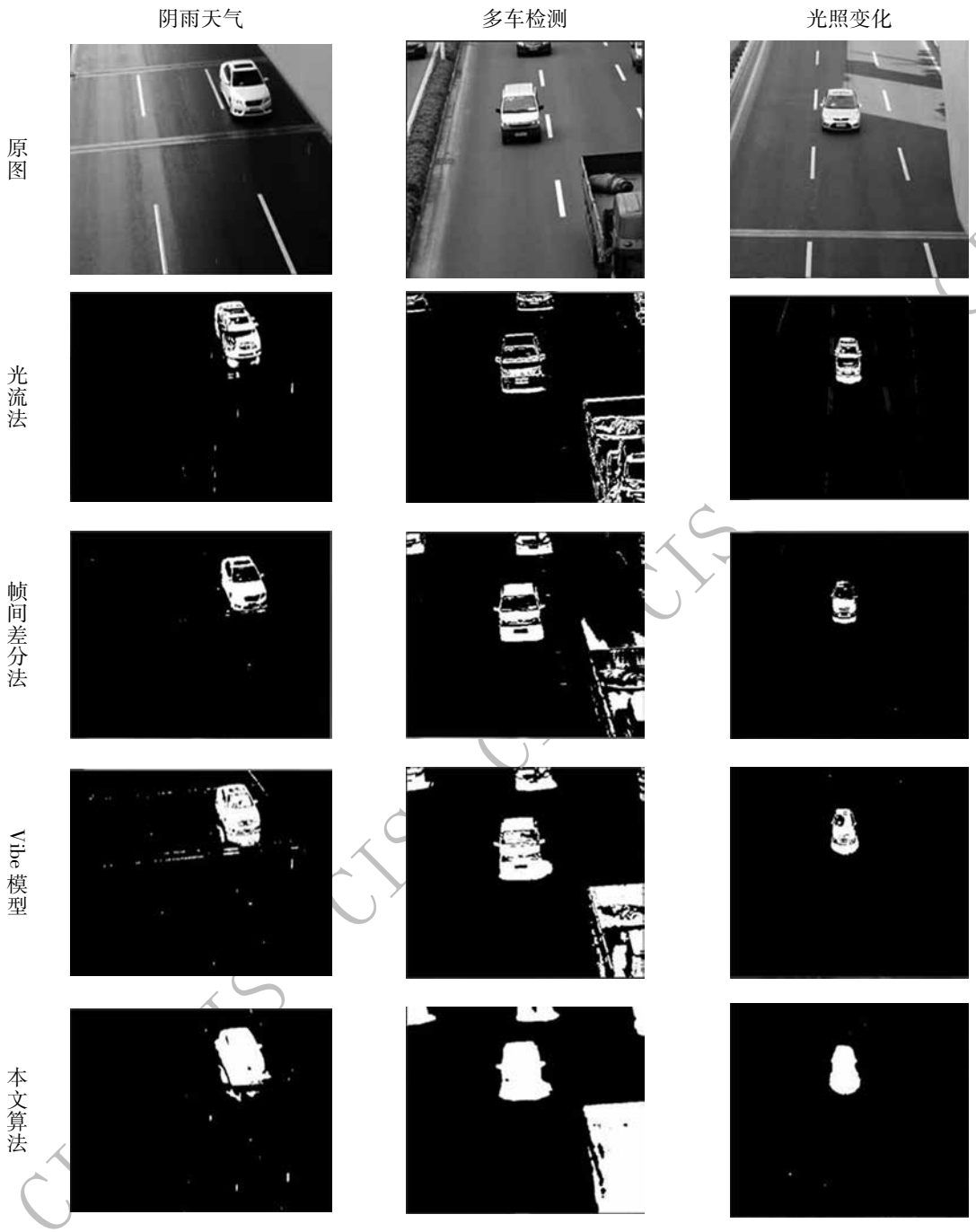


图 3　复杂场景下三种算法检测结果

Fig. 3　Detection results of three algorithms in complex scene

阴雨天气下，光照不足，空气中的流动雨滴等因素给运动目标的检测带来干扰，光流法检测出的车辆轮廓不连续，帧差法出现了明显的“空洞”，vibe 模型将周边的路标误检为前景，本文提出的算法较好的检测出了车辆完整轮廓。多车检测中，光流法、帧差法、vibe 模型检测结果或多或少存在这空洞现象。周围建筑物遮挡，小车受到的光照有强变弱，光流法、帧差法、vibe 模型不能完整个检测出运动车辆，本文提出的算法在上述两

个场景中，清晰地检测出运动车辆，污染噪声也较少。

表 1　五种检测算法在三个场景下检测性能指标对比

Tab. 1　Comparison of five detection algorithms in three scenarios

方法	Recall	Precision	F-measure
光流法	0. 698	0. 659	0. 678
帧间差分法	0. 498	0. 548	0. 599
Vibe 模型	0. 746	0. 752	0. 761
传统 PBAS	0. 869	0. 817	0. 831
本文算法	0. 929	0. 864	0. 888

表 2　不同检测算法的平均处理时间（ms）

Tab. 2　Average processing time of different detection algorithms（ms）

方法	光流法	帧差法	vibe 模型	传统 PBAS	本文算法
时间（ms）	112. 88	40. 72	78. 83	98. 76	88. 37

由表 1 可知，本文算法在不同场景中检测的性能指标 Recall，Precision 和 F-measure 分别为 0. 929，0. 864 和 0. 888，均高于其他检测算法。此外，由表 2 可知，本文算法的处理时间为 88. 37ms，比传统 PBAS 算法的运算速度快近 10ms，能够更好的应对城市内快速变化的交通环境。综合表 1 和表 2，在相同条件下，对相同场景的运动目标进行检测时，相较于传统 PBAS 算法，本文算法所用时间较短，同其他常用算法相比，本文所提算法的 Recall，Precision 和 F-measure 最高。

本文算法针对城市交通存在的一系列问题做出优化。城市道路上，光照变化、多车重叠等干扰情况较多，因此本文算法在进行前景检测时，结合时域和空域进行综合判定，在 Precision 和 Recall 方面都有较好表现。此外，相较于国道、高速公路等道路，城市道路背景较为不稳定，本文算法为背景模型更新设定的信任区间，能够在背景出现小幅度变化时维持稳定，减少了算法的计算量，因此相比传统 PBAS 算法在平均处理时间上占有一定优势。

3　结束语

本文提出了一种基于改进 PBAS 算法的运动车辆检测方法。采用多帧间隔图像来获取理想的初始模型，降低了“鬼影”产生的可能性。提出基于时-空变化度的背景区域变化评价方法，能够及时有效地更新判定阈值和学习率。设置一个信任区间，根据当前交通状况和像素点是否处于信任区间内判断当前的背景模型是否适合更新，降低了计算复杂度。实验结果表明，本文提出的算法能够快速、准确的检测出运动目标，而且在复杂城市道路场景下仍具有较强的鲁棒性。算法能够改善

参考文献：

[1] Horn B K P, Schunck B G. Determining optical flow: a retrospective [J]. Artificial Intelligence, 1993, 59 (93): 81-87.

[2] Ramya P, Rajeswari R. A Modified frame difference method using correlation coefficient for background subtraction [J]. Procedia Computer Science, 2016, 93: 478-485.

[3] Chen Z, Ellis T. A self-adaptive Gaussian mixture model [J]. Computer Vision & Image Understanding, 2014, 122 (5): 35-46.

[4] 李子彦，刘伟铭．一种基于局部 HOG 特征的运动车辆检测方法 [J]．广西师范大学学报（自然科学版），2017，35（3）：1-13

[5] 刘志成，祝永新，汪辉，等．基于卷积神经网络的多目标实时检测 [J]．计算机工程与设计，2019，40（04），1085-1090

[6] Krizhevsky A, Sutskever I, Hinton G E. Imagenet classification with deep convolutional neural networks [C]. Advances in neural information processing systems. 2012: 1097-1105.

[7] Redmon J, Divvala S, Girshick R, et al. You only look once: Unified, real - time object detection [C]. In: Proceedings of CVPR, 2016: 779-788.

[8] Ren S, He K, Girshick R, et al. Faster r-cnn: Towards real-time object detection with region proposal networks [C]. Advances in neural information processing systems. 2015: 91-99.

[9] Hofmann M, Tiefenbacher P, Rigoll G. Background segmentation with feedback: The pixel-based adaptive segmenter [C] //2012 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops. IEEE, 2012: 38-43.

[10] TomaszKryjak, Mateusz Komorkiewicz, Marek Gorgon. Real-time Foreground Object Detection Combining the PBAS Background Modelling Algorithm and Feedback from Scene Analysis Module [J]. International Journal of Electronics and Telecommunications, 2014, 60 (1).

[11] KahlilMuchtar, Faris Rahman, Tjeng Wawan Cenggoro, Arif Budiarto, Bens Pardamean. An Improved Version of Texture-based Foreground Segmentation: Block - based Adaptive Segmenter [J]. Procedia Computer Science, 2018, 135.

[12] 孙渊, 侯进. 基于改进 PBAS 算法的级联特征行车检测 [J/OL]. 2019, 10.3969/j.issn.1001-3695.2018.05.0340

[13] Milla J M, Toral S L, Vargas M, et al. Dual-rate background subtraction approach for estimating traffic queue parameters in urban scenes [J]. IET Intelligent Transport Systems, 2013, 7 (1): 122-130.

[14] 张海燕. 基于视频图像处理的车辆检测与跟踪算法研究 [D]. 河南理工大学, 2002.

[15] 李浩, 张运胜. 基于反馈背景模型的城市道路交叉口前景目标检测 [J]. 交通运输系统工程与信息, 2017, 17 (06): 63-69.

[16] Wu, Yi, Jongwoo Lim, and Minghsuan Yang. Object Tracking Benchmark. TPAMI [DB/OL]. http://cvlab.hanyang.ac.kr/tracker_ benchmark/, 2015

基于谐波电流的交流电动机状态在线监控系统

周毅力[1]，王　菁[2]，练俊君[1]

（1. 重庆川仪软件有限公司，重庆 401121；2. 重庆川仪自动化股份有限公司，重庆 401121）

摘　要：在现代化的工业生产中，电机经常处于连续、高速的运转过程中。因此从稳定生产、减少事故等方面考虑，了解设备的实时运行状态并进行故障诊断是十分有必要的。对电气设备的维修而言，根据设备的运行状态进行维修是最佳的维修方式，但也是最难进行有效实施的。通过获取设备在运行过程中产生的电流谐波，采用谐波诊断技术，在设备不需要停机、不影响正常的生产的情况下能及时获取、全面掌握设备的运行状态数据，判断设备是否正常。通过对设备的长期监测，可以使技术人员在远离机械设备的情况下对电气设备进行实时跟踪监测、及时发现问题并排出故障。

关键字：交流电动机；谐波含量；故障诊断

中图分类号：TH 39　　**文献标志码**：A

On-lineMonitoring System Of AC Motor Status Based On Harmonic Content

Zhou Yili[1]，Wang Jing[2]，Lian Junju[1]，Wang Yujun[1]

（1. ChongQing Chuanyi Software Co.，Ltd，ChongQing 401121）
（2. ChongQing Chuanyi Automation Co.，Ltd，ChongQing 401121）

Abstract：In modern industrial production，motors are often in continuous，high - speed operation. Therefore，from the aspects of stable production and reduction of accidents，it is necessary to understand the real-time operating status of the equipment and perform fault diagnosis. For the maintenance of electrical equipment，maintenance based on the operating status of the equipment is the best maintenance method，but it is also the most difficult to implement effectively. By obtaining the current harmonics generated during the operation of the equipment，and adopting the harmonic diagnosis technology，the equipment can be obtained in a timely manner and fully grasp the equipment's operating status data without judging the equipment's downtime and affecting normal production，and judge whether the equipment is normal. Through long-term monitoring of equipment，technicians can make real-time tracking and monitoring of electrical equipment when they are far away from mechanical equipment，identify problems in time，and troubleshoot problems.

Key words：AC motor，harmonic content，fault diagnosis

作者简介：周毅力（1991-），男，学士，工程师，主要从事物联网相关系统研究开发，E-mail：zhou201353@163.com

0 引言

随着中国制造 2025、工业 4.0、互联网+等战略规划的提出，设备管理与互联网的融合发展，实现企业设备管理模式升级也是大势所趋，也是提高企业管理水平、提升设备运营效率的内在要求。随着现代工业技术的发展，机械设备的数字化、自动化程度也越来越高，生产制造的效率不断提高。因此从稳定生产、减少事故等方面考虑，了解设备的实时运行状态并进行故障诊断是十分有必要的。

目前企业中采取的维修管理模式一般为：预防性维修，预防性维修有定时更换、修理的方式和定期检查，并根据检查结果来安排近期的检修计划；人工点巡检，点巡检人员通过观察、听音、测振、红外、测温等方式进行设备点巡检。但是预防性维修计划的编制过于依赖技术管理人员的直觉与经验，容易造成过度维修或者欠维修。人工点巡检方式的效果与点检人员的技术水平、责任意识存在直接的关系，且部分设备在运行过程中会有高温、高噪声、高粉尘等环境，点检人员较难忍受现场的恶劣环境。故为了实现设备的状态维护，应对设备加装实时在线监测系统，基于设备的真实状态数据科学的确定检修周期。

1 在线监测系统的主要原理

电机在企业中主要作用是产生驱动转矩，作为各种机械的动力源，为其提供动力从而带动企业的正常生产。电机的运行好坏就直接关系到工厂里的其他设备是否正常运行、是否正常进行生产。

高次谐波是导致电气设备异常、劣化的关键因素之一。电气设备异常与高次谐波存在有相关类性的事实，例如，在电机的轴承部位发生故障时、电流发出的高次谐波波形近似竖立的菱形；在电机的线圈部位发生故障时，电流翻出的高次谐波波形近似横放的菱形。通过监测交流电动机在运行过程中产生的电流信号，从电流信号中提取出 2-40 次的电流谐波成分，对不同电流谐波的成分组成与专家库里面的数据进行智能对比分析，从而实现对交流电动机的运行状态进行监测。该技术可以在电动机不停机的基础上，诊断出设备是否劣化、劣化部位和劣化程度，并给出相关的维修建议。

2 在线监测系统整体架构

整套在线监测系统由谐波传感器、谐波数据采集箱、在线监控系统、专家库组成。谐波传感器安装在靠近电机的输入电源线上，通过感应电源线中的电流，从而采集电流谐波信号。谐波传感器与谐波数据采集箱通过专用线缆连接，谐波数据采集箱中内嵌 Linux 系统，实时的从谐波传感器获取数据。谐波数据采集箱与服务器之间通过局域网使用 TCP 进行通信。服务器根据用户的配置定时的向采集箱获取传感器的数据。把接收到数据发送给专家库进行，然后接收、解析专家库的返回数据并进行持久化的保存。在人机交互方面：客户通过浏览器访问监测系统内置的 html 页面和接口程序，实现表单数据的提交与数据的图形化展示。该系统的整体物理架构如图 1 所示。

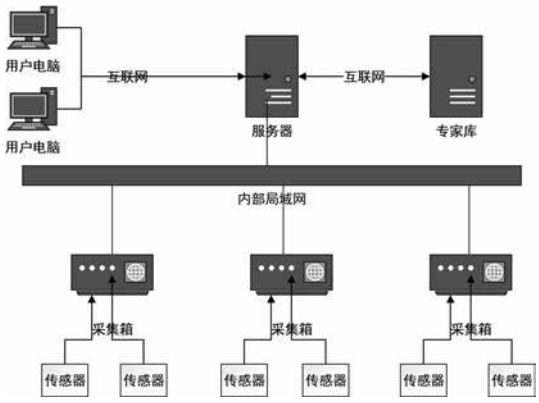


图 1 系统的整体架构图

Figure 1 Overall Architecture Of The System

3 在线监测系统的软件结构

系统的详细软件架构如图 2 所示。用户首先登录系统，然后对设备、采集箱、专家库等配置信息进行配置并保存。系统会根据用户的配置，周期性的从采集箱获取传感器采集到的现场设备的电流谐波数据，然后根据与专家库里面的标准数据进行对比分析，从而得到现场设备的运行状态，并向用户进行展示。系统采用 B/S 架构进行开发，降低了系统的开发维护和升级难度，使系统满足高内聚低耦合的设计要求。

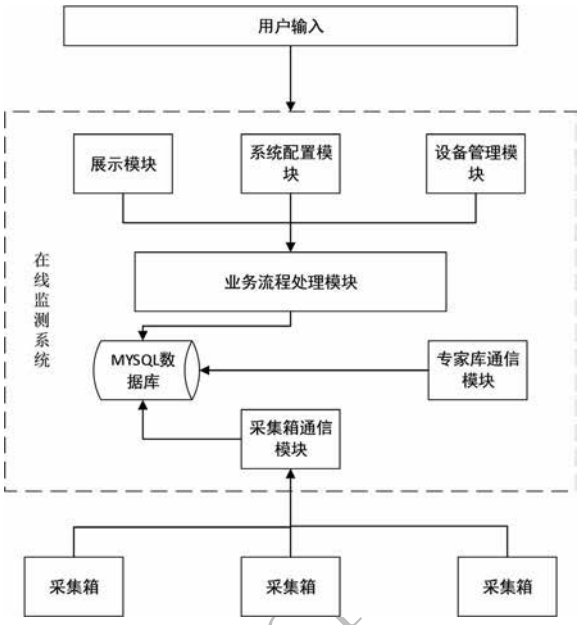


图 2　软件架构图

Figure 2　Software Architecture Diagram

系统的主要功能模块说明如下：

3.1　系统配置模块

主要实现对现场设备、谐波数据采集箱的添加、修改和删除功能。完成谐波采集箱的 IP、端口、通道绑定的传感器设置；系统与谐波采集箱的通信周期设置；系统专家库的 IP、登录账号设置；系统用户管理设置等。

3.2　显示模块

显示模块页面采用 HTML5 + CSS + JavaScript 开发。响应用户的输入，并根据用户的输入展示不同的界面。比如展示设备基本信息数据、设备的详细诊断数据、设备的诊断劣化度趋势、设备的详细诊断报告及设备的诊断报表等。

3.3　采集箱通信模块

谐波采集箱中 Linux 中含有一个 socket 服务端，监测系统含有 socket 客户端。监测系统根据用户配置，周期性的向采集箱发送读取数据的命令，采集箱收到并解析命令后，向监测系统返回谐波传感器采集到的谐波含有率值。具体通信流程如图 3 所示。

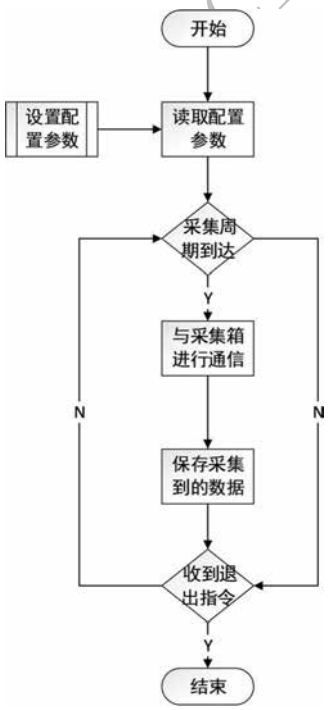


图 3　采集箱通信流程图

Figure 3　Communication Flowchart Of The Acquisition Box

3.4　专家库通信模块

系统把设备的基础数据、谐波含有率数据以及配置号的专家库的设置一起打包，通过调用专家库提供的接口函数发送给专家库。专家库将采集到的数据与数据库中的数据进行智能对比分析，得到设备的诊断结果。具体通信流程如下图 4：

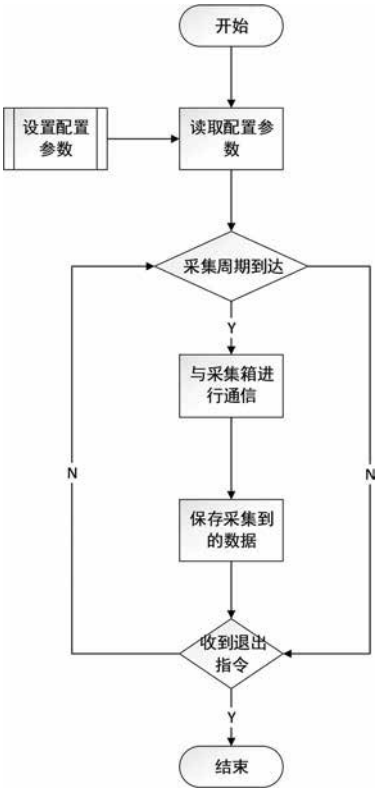


图 4　专家库通信流程

Figure 4　ExpertLibrary Communication Process

4　结束语

本文提出的交流电动机在线监测系统，采用谐波诊断技术，在设备不需要停机、不影响正常的生产的情况下，通过采集设备的电流信号中的高次谐波含量，与专家库中的标准数据进行智能对比分析，从而能及时获取、全面掌握设备的运行状态数据，判断设备是否正常。通过对设备的长期监测，可以使技术人员在远离机械设备的情况下对电气设备进行实时跟踪监测、及时发现问题并排出故障。该系统方案对维持稳定生产、减少事故、降低成本等具有重要意义。

参考文献：

[1] 杨舒迪．谐波诊断技术及其在矿山大型电气设备中应用［D］．华北科技学院，2017.

[2] 张勇．谐波诊断—具有划时代意义的电气设备诊断技术［J］．城市轨道交通研究，2010（1）：24 -25.

[3] 刘万太，彭晓，谢卫才，李永坚．变频调速异步电机的谐波分析［J］．湖南工程学院学报（自然科学版），2011，21（03）：1-4.

[4] 李晓薇．JavaScript 在动态网页设计中的应用研究［J］．信息系统工程，2019.

[5] 张闻．谐波诊断技术在电厂电气设备状态诊断中的应用［D］．华北科技学院，2018.

[6] 王岩，王子牛．嵌入式 Linux 设备驱动程序开发［J］．贵州工业大学学报，2008.

一种航空发动机热障涂层的寿命智能预测方法研究

高瑞鹏　赵 龙　邵 伟　樊珊珊

（西安理工大学 西安 710048）

摘　要：针对标准 VGG-16 网络处理 TBC 表面复杂的纹理图像存在卷积核过小导致神经网络感受野过小，不能很好的学习到图像纹理的问题，本文提出一种可用于热障涂层寿命预测的改进 VGG-16 网络模型，在 VGG-16 神经网络的基础上，为了提高卷积神经网络感受野，将原来 3x3 卷积核改为大小为 5x5 的卷积核，并将卷积步幅从 1 扩大到 2，在增大感受野的同时避免参数量过大，。使用改进的 VGG-16 神经网络对训练集进行迭代优化，对热振次数为 0，60，120，180，240，300 的试样 CCD 采集图像进行识别。实验结果表明，相比其他神经网络结构，本文所提出改进的模型的识别准确率达到 93.98%，准确率均高于其他网络，且损失函数更小收敛速度更快。

关键词：热障涂层；卷积神经网络；图像处理

Study on Intelligent Life Prediction Method of Thermal Barrier Coating for Aeroengine

GAO Ruipeng ZHAO Long Shao Wei Fan Shanshan

(*Xi'an University of Technology Xi'an* 710048)

Abstract: Aiming at the problem that the standard VGG-16 network processes complex texture images on the surface of TBC, the convolution kernel is too small, causing the neural network receptive field to be too small, and the image texture cannot be learned well. The improved VGG-16 network model is based on the VGG-16 neural network. In order to improve the convolutional neural network receptive field, the original 3x3 convolution kernel was changed to a 5x5 convolution kernel, and the convolution step was Expand 1 to 2, avoid increasing the amount of parameters while increasing the receptive field.

作者简介：高瑞鹏，2006 年于西安工程大学获得学士学位，2008 年于西安交通大学获得硕士学位，2013 年于西安交通大学获得博士学位，为西安理工大学讲师，主要研究方向为深度学习与无损检测。

Gao Ruipeng received a bachelor's degree from Xi'an Engineering University in 2006. Received a master's degree from Xi'an Jiaotong University in 2008. He received his Ph. D. from Xi'an Jiaotong University in 2013. Lecturer at Xi'an University of Technology. His main research direction is deep learning and nondestructive testing.

The improved VGG-16 neural network was used to iteratively optimize the training set, and the samples were identified by CCD images with thermal vibration times of 0, 60, 120, 180, 240, 300. Experimental results show that compared with other neural network structures, the recognition accuracy of the improved model proposed in this paper reaches 93.98%, which is higher than other networks, and the loss function is smaller and the convergence speed is faster.

Key words: Thermal barrier coating; Convolutional neural network; Image processing

0 引言

热障涂层（Thermal Barrier Coating，TBC）是一层沉积在高温金属或超合金的表面，用于保护基底材料的陶瓷涂层，用其制成的发动机涡轮叶片（电力、高性能航空发动机等许多领域）能在1600℃的高温下运行，从而提高发动机的热效率达60%以上[1]。但由于服役环境恶劣，当TBC一旦失效，将会导致严重的后果，因此其寿命管理是当前TBC系统的主要挑战之一。[2] 自Miller等人的开创性著作[3]指出了热循环过程中TBC各层直接的热膨胀系数（CTE）不匹配将会导致热生长氧化层（Thermally growth oxide，TGO）增厚和应变问题，同时建立了TBC寿命与TGO应力的关系后，以此为理论指导，NASA开发了TBC寿命专用管理软件coatlife。随后Busso[4][5]等人基于对失效机理展开研究并开发了融合涂层力学表征方法、失效机理的识别技术、关键区域内的应力演化描述的TBC寿命预测软件。由于国内技术不足，国外的技术封锁，所以热障涂层寿命预测是热障涂层急需解决的问题，

而TBC表面缺陷是其寿命的重要组成部分，当其表面缺陷过于严重，TBC就会失效或大幅降低TBC寿命。因此国内外学者至今对TBC表面检测做了很多工作，主要检测的方法有：超声检测方法、红外热像检测方法[6]、激光全息（散斑）检测方法[7]、声发射技术等。其中超声检测方法检测效率低，对薄、小及复杂零件难以检测，粗晶材料散射严重，检测时需使用耦合剂；红外热成像检测方法只适合厚度较薄的复合材料，长时间加热时要避免过热而可能引起的新缺陷；激光全息（散斑）检测方法设备昂贵图像分辨率低，对环境振动敏感和需要对被测物加载，目前主要在实验室使用；声发射技术定位的精度有限，仅能应用于复合材料承力结构构件的无损检测，对单个缺陷的检测准确性较低。因此需要一种表面检测效率快，精度高，易操作且成本较低的检测方法。

图像处理分类正在逐渐走向智能化，已经应用到轨道表面缺陷检测、木材缺陷识别、玻璃缺陷识别、淋巴细胞智能辅助诊断分类等方面。其中有使用PCA（主成分分析）和LVQ（学习矢量量化）神经网络相结合的方法，前馈神经网络的方法，使用ResNet进行分类的方法，以及为了简化网络模型提高模型泛化性能而提出的VGG-16卷积神经网络，对LeNet[8]进行删减优化，获得一些轻量高效的新的神经网络结构。本文采用VGG-16卷积神经网络对飞机热障涂层缺陷的智能检测方法进行研究，可以免去传统模拟方法中参数设定的复杂步骤，而这些步骤往往需要一定的经验与相关知识。本方法利用卷积层的局部连接和权值共享的特性，简化网络的权值参数，降低对训练样本量的需求，提高网络泛化能力。直接将原始图像作为网络的输入时，输出的预测结果曲线中会存在大量的噪声，故本文将加权平均的方法用于预测结果的降噪，该方法只需用到当前预测点以及其前面的数据，适用于图像处理研究过程中的降噪。

1 VGG-16 卷积神经网络热障涂层工作时长分类识别

1.1 VGG-16 卷积神经网络模型构建

VGG-16 网络由 5 个卷积块、3 个全连接层、1 个 softmax 层构成。每个卷积块由卷积层 Conv、池化层 Pool 组成，每个卷积块中的卷积层数和卷积核的参数不同。例如，在第 1 个卷积块中，“Conv1_ 64×2”代表第 1 个卷积层中有 64 个卷积核，“×2”代表对上一层的输出进行两次相同的卷积操作运算，卷积层的输出进入最大池化层 Pool，后续卷积块进行相同的操作。图像作为卷积神经网络的输入，依次经过卷积层、池化层、全连接层，最后的输出经过分类的 softmax 层进行概率空间映射，输出每种缺陷的置信度，从而给出分类结果，VGG-16 网络宏架构示例如图 1 所示。

但是。由于 TBC 表面图像纹理复杂，卷积核过小使得卷积神经网络的感受野变小，不能很好地学习采集图像中的纹理，同时会增加卷积神经网络深度，增加参数，使计算的杂时间复杂度和空进复杂度明显提升，因此本文对其进行了改进，提出了一种针对 TBC 表面浮渣纹理图像的 VGG-16 卷积神经网络，称为 Complex VGG-16 后文简称为 CVGG-16。

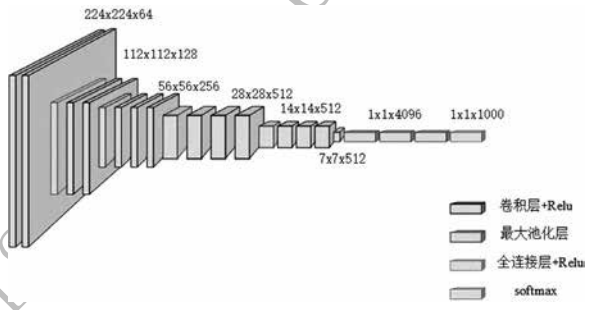


图 1 VGG-16 卷积神经网络宏架构图

Fig. 1 Macro architecture of VGG-16 convolutional neural network

1.2 改进的 VGG-16 网络结构

针对 TBC 表面缺陷这种复杂纹理图像，标准 VGG-16 网络存在卷积核小导致神经网络感受野过小，不能很好的学习到图像纹理的问题本文做了如下改进：

由于标准 VGG-16 中采用的批梯度下降算法（BGD）训练速度过慢，本文改用随机梯度下降优化算法[9]（Stochastic Gradient Descent，SGD）进行模型训练和参数求解。其具有的优点有：每次更新时对每个样本进行梯度更新，相对于非随机算法可以随时增加新的样本，SGD 能更有效地利用信息，特别是信息冗余的时候，计算公式为：

$$\theta=\theta-\eta * \nabla \theta J\left(\theta; x^{①}; y^{①}\right) \tag{1}$$

η 为学习率；

$x^{①}$；$y^{①}$为样本对；

在深度学习模型训练结束之后，需要对其正确率及损失值进行评估。本文损失函数的计算采用 log 对数损失函数（逻辑回归），计算公式如下：

$$J(\theta)=-\frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m}\left[y^{i}\log h\theta(x^{①})+(1-y^{①})\log(1-h_{\theta}(x^{①}))\right] \tag{2}$$

m 为样本个数；

$h_{\theta}(x^{①})$ 是函数的预测值；

y^{i} 是样本的类别标签（真实值）。

由于热障涂层表面纹理复杂，为提高神将网络的感受野，本文在 VGG-16 的基础上，调整卷积核大小，增加移动步幅，在增加网络宽度的同时避免参数过大。对于种类复杂多样的图像而言，增大卷积核大小有利于增大网络感受野，可以使网络的每一层都能学习到更加丰富的特征（比如不同方向，不同频率的纹理特征），将卷积步幅增大可以减小计算参数解决因为卷积核增大而导致的参数增多问题。相比于原始的 VGG-16 网络结构，改进的网络结构模型计算量小、学习能力更强。因此，本文结合热障涂层热振次数图像种类多样、形状各异的特点，提出了一种可用于热障涂层热振时长分类的改进 VGG-16

神经网络模型。

我们将 VGG-16 的卷积层中 3x3 的卷积核用一个相对较大的尺寸为 5x5 的卷积核代替，步长为由原来的 1 变为 2，然后使用一个尺寸为 2×2，步长为 2 的最大池化层。与原来的 VGG-16 卷积神经网络结构相比；增加网络宽度，能够使网络的每一层都学习到更加丰富的特征。

改进的 VGG-16 卷积神经网络 CVGG-16 的训练参数及步骤如下所示。

系统训练过程步骤如下：

（1）模型训练参数值如表 1 所示：根据网络训练的经验将以下超参数进行设置。批尺寸为 20，即每次从训练样本中提取 20 个样本参与训练，初始学习率设置为 0.00001，训练步幅设置为 10000。

表 **1** VGG-16 模型训练参数

Tab. 1 VGG-16 model training parameters

参数	数值
批尺寸	20
训练步幅	10000
学习率	0.00001

（2）在训练集上进行训练，并且在验证集上获取测试结果。模型训练使用了 L1 正则化防止过拟合，随着迭代轮数的增加，如果发现验证误差上升，则停止训练，将停止之后的权重作为模型的最终参数。

（3）神经网络通过前向传播得到预测值，计算预测值和实际值误差，如果误差满足系统所设阈值，终止训练迭代；否则继续进行训练，直至达到系统设置训练轮数上限，停止训练。

（4）返回步骤（1），循环训练。

2 材料与方法

2.1 图像获取

实验材料制备：选择直径为 50mm 厚度为 10mm 的高温合金，采用等离子喷涂技术，粘结层是厚度为 70-80μm 的镍基高温合金，层面是厚度为 210-220μm 的 YSZ 涂层，制备了 300 个试样，部分试样如图 2 所示。

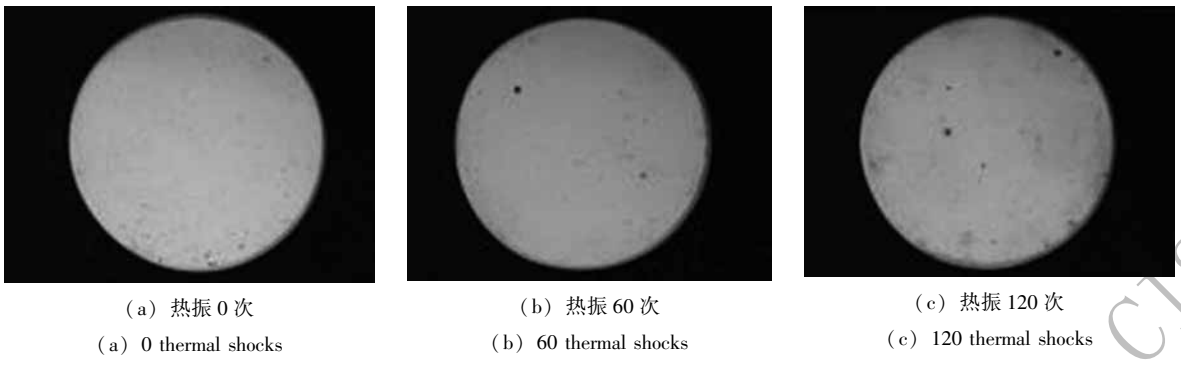
热振实验：为了模拟热障涂层的工作环境，将制备好的材料放在 1100℃的热振实验炉中进行热振实验。每十分钟一次，根据材料热振后出现的表面变化情况，将热振次数间隔定为 60，将试样根据热振次数从 0，60，120，180，240 到 300 等分为 6 组，每组 50 个，热振后的部分试样如图 3 所示。

数据采集：使用工业 CCD 相机（型号 MER-160-227U3M）进行数据采集，该设备具有良好的集成性、低功耗、高速传输和宽动态范围等特点，分辨率为 1440（H）×1080（V），根据热振次数每组采集 300 张图片，共 1800 张图片。

数据扩充：由于采集到的数据用于训练数据集容量较少可能会导致过拟合，因此需要对数据集进行扩充。将采集到的图像进行裁剪，旋转，平移，镜像等数据扩充方法，可将数据扩充十倍，最终实验数据量可达到 18000 张。

图 2 原始热障涂层试样

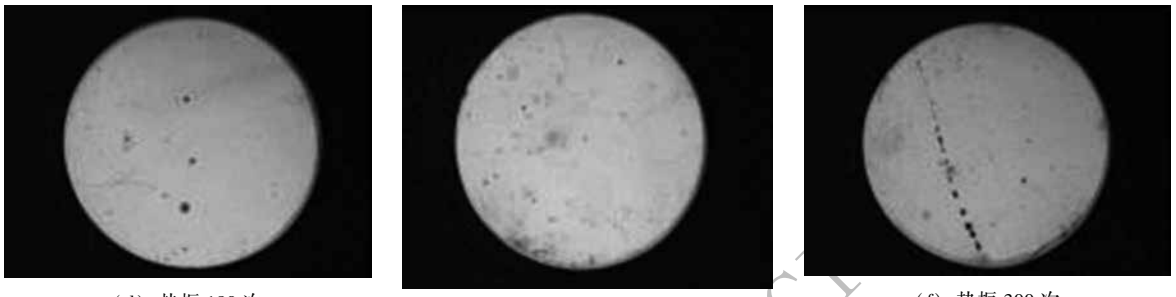
Fig. 2 Sample of original thermal barrier coating



（a）热振 0 次
（a）0 thermal shocks

（b）热振 60 次
（b）60 thermal shocks

（c）热振 120 次
（c）120 thermal shocks



（d）热振 180 次
（d）180 thermal shocks

（e）热振 240 次
（e）240 thermal shocks

（f）热振 300 次
（f）300 thermal shocks

图 3　热振不同次数的试样（分别为 0、60、120、180、240、300）

Fig. 3　Samples with different times of thermal vibration（0，60，120，180，240，300 respectively）

2.2　图像预处理

在深度学习领域，通过对图像进行预处理可以增强数据样本，进而提高模型性能。本文预处理主要包括：

（1）图像像素值处理，即将 JPG 格式的图像转换为 RGB 三通道的矩阵向量存储。映射图像像素值从［0，255］到［0，1］，这样处理可以使模型在使用激活函数时，避免神经元进入“死区”而导致神经元失活，最终使卷积神经网络获得比较快的收敛速度。

（2）图像空间尺度变换，即将图像进行随机缩放、平移、旋转、镜像、随机剪裁。

（3）图像均值与方差均衡，即样本归一化[10]。数据归一化是在每个样本上减去数据的统计平均值可以移除共同部分，凸显个体差异。

2.3　实验方法设计

图像预处理后，使用 CVGG-16 神经网络对其训练，环境为 Ubuntu 16.04.3 LTS 操作系统、运行内存为 16GB、NVIDIA 1070 Ti 显卡 GPU、并行 CUDA 编程平台[11]。实验方法包括模型训练、测试、对比验证。

（1）模型训练：经过预处理后的图像输入到卷积神经网络进行训练，保存训练后的模型参数与结构。数据集的划分使用留出法，提供划分数据集的比例，程序自动切分数据集以及随机打乱样本。模型每次训练都会随机的从数据集中划分 80% 的训练集和 20% 的验证集，数据集数量如表 2 所示。

（2）模型测试：将测试图像输入到模型，获取输出分类结果，选取概率最大的目标。

表 2　训练和验证数据集

Tab. 2　Training and validation data sets

热障涂层热振次数	训练集数目	验证集数目
0	2400	600
60	2400	600
120	2400	600
180	2400	600
240	2400	600
300	2400	600

（3）对比验证：为验证本模型的识别效果，本文分别选择标准 VGG-16 网络、BP 神经网络[12]、ResNet50[13] 进行对比。

3 实验结果与分析

3.1 CVGG-16 识别结果分析

CVGG-16 模型经过训练，在训练集上的准确率为 95.02%，在验证集上的准确率为 93.98%，模型训练结束时，训练集上的误差降至 0.2753，验证集上的误差也达到 0.2820，使用此数据集进行训练和验证（其中训练集和验证集的比例为 8：2），从准确率和损失值两个方面给出测试结果，表 3 显示了 20 轮迭代后的最终准确率和损失值，图 4 展示了 20 轮迭代训练集和验证集准确率和损失值的变化图。

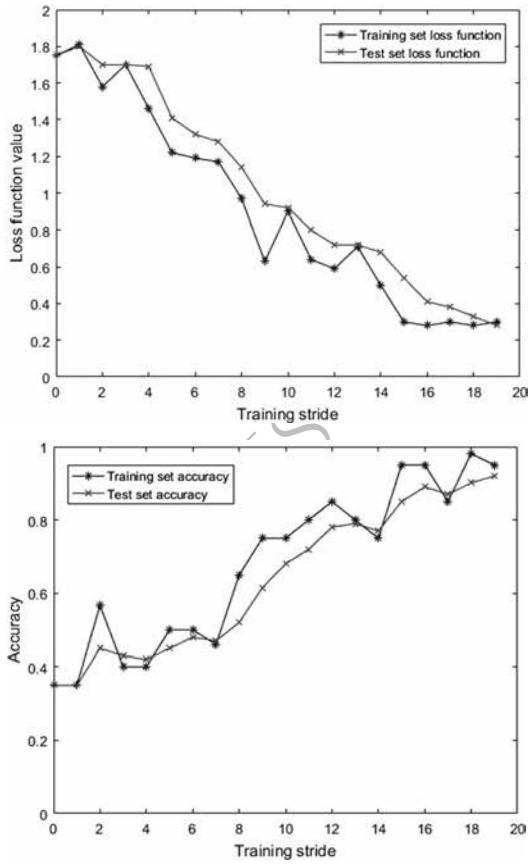


图 4 CVGG16 神经网络在训练集和验证集上训练的误差和准确率

Fig. 4 Error and accuracy of CVGG16 neural network training on training and validation sets

表 3 CVGG16 模型在训练集、验证集上的测试结果

Tab. 3 Test results of the CVGG16 model on the training and validation sets

数据集	准确率（Acc）	损失值（Loss）
训练集	0.9502	0.2753
验证集	0.9398	0.2820

3.2 CVGG-16 与其他模型对比

为了验证 CVGG-16 模型的识别效果，对比了其他（BP、Res Net50）神经网络模型。

BP 神经网络经过训练，在训练集上的准确率为 90.99%，在验证集上的准确率为 89.99%，模型训练结束时，训练集上的误差降至 0.3036，验证集上的误差也达到 0.3125，表 4 显示了 20 轮迭代后的最低准确率和损失值，图 5 展示了 20 轮迭代训练集和验证集准确率和损失值的变化图。

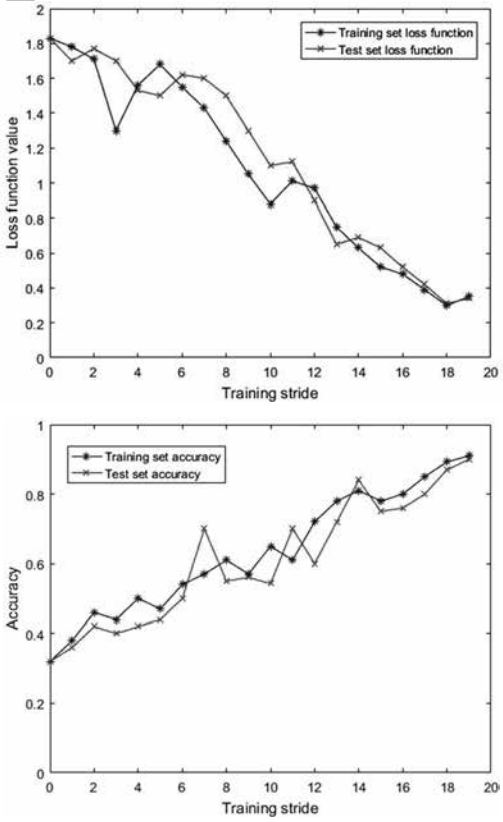


图 5 BP 神经网络在训练集和验证集上训练的误差和准确率

Fig. 5 Error and accuracy of BP neural network training on training and validation sets

表 **4** BP 模型在训练集、验证集上的测试结果

Tab. 4 Test results of BP model on training set and validation set

数据集	准确率（Acc）	损失值（Loss）
训练集	0. 9099	0. 3036
验证集	0. 8999	0. 3125

Res Net50 神经网络经过训练，在训练集上的准确率为 91. 28%，在验证集上的准确率为 90. 38%，模型训练结束时，训练集上的误差为 0. 3302，验证集上的误差为 0. 3100，表 5 显示了 20 轮迭代后的最低准确率和损失值，图 6 展示了 20 轮迭代训练集和验证集准确率和损失值的变化图。

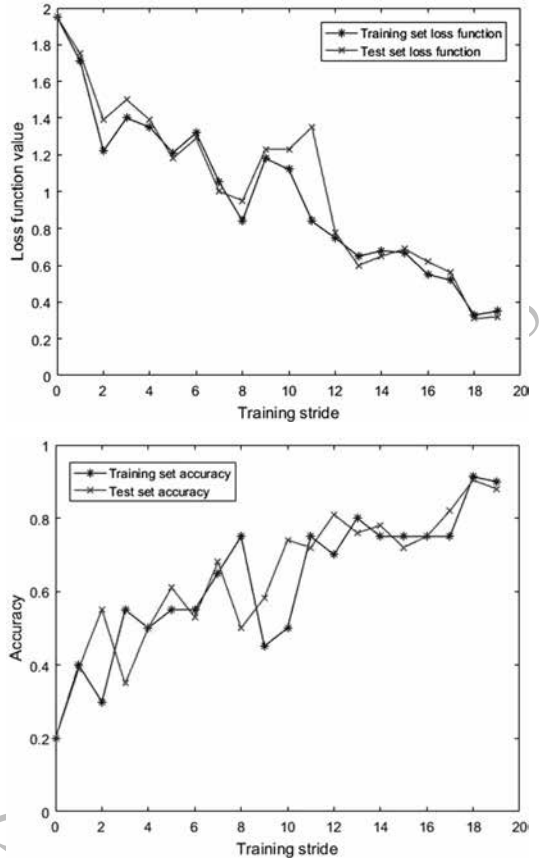


图 6 Res Net50 神经网络在训练集和验证集上训练的误差和准确率

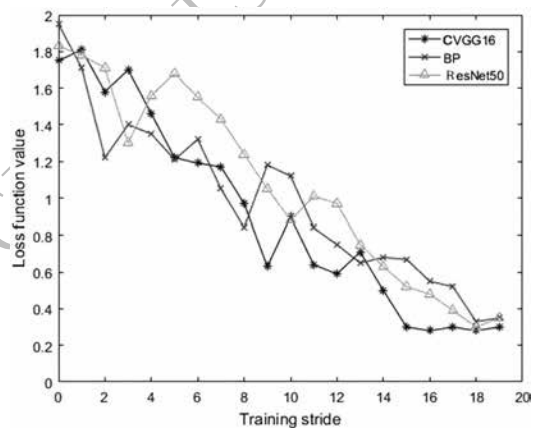
Fig. 6 Errors and accuracy of Res Net50 neural network training on training and validation sets

表 **5** Res Net50 模型在训练集、验证集上的测试结果

Table5. Test results of Res Net50 model on training set and validation set

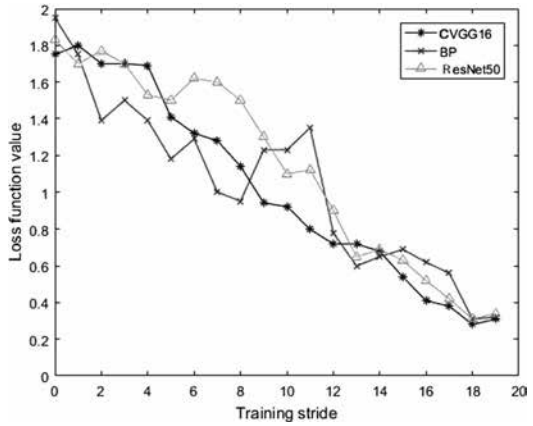
数据集	准确率（Acc）	损失值（Loss）
训练集	0. 9128	0. 3302
验证集	0. 9038	0. 3100

不同模型（VGG－16、BP、Res Net50）在训练集、验证集上的测试结果如图 7 所示。结果表明：VGG-16 模型在训练集上的准确率为 95. 02%，误差为 0. 2753；在验证集上的准确率为 93. 98%，误差为 0. 2820，在训练集和验证集上的平均准确率为 94. 50%，明显高于其他模型的准确率。



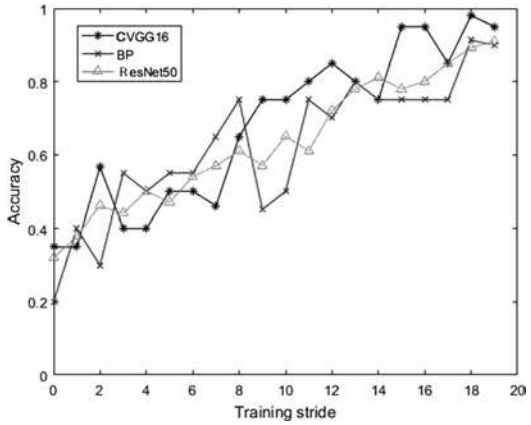
（a）训练集损失函数

（a）Training set loss function



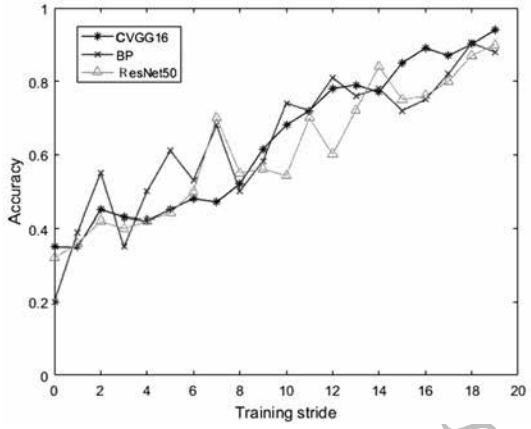
（b）测试集损失函数

（b）Test set loss function



（c）训练集准确率

（c）Training set accuracy



（d）测试集准确率

（d）Test set accuracy

图 7　三种算法测试和训练准确率及损失函数对比图

Fig. 7　Comparison of the accuracy and loss functions of the three algorithms for testing and training

4　讨论与结论

本文针对 TBC 表面复杂纹理图像，标准 VGG-16 网络存在网络感受野过小，不能很好的学习到图像纹理的不足，将 VGG-16 的卷积核与移动步幅做了改进。制备了 YSZTBC 试样进行热振实验，采集图像进行训练并与其他算法（BP、Res Net50）进行对比，得到的结论如下：改进的 CVGG-16 网络在训练集上的准确率为 95.02%，在验证集上的准确率为 93.98%；VGG-16 神经网络经过训练，在训练集上的准确率为 90.70%，在验证集上的准确率为 88.76%；BP 神经网络经过训练，在训练集上的准确率为 90.99%，在验证集上的准确率为 89.99%；Res Net50 神经网络经过训练，在训练集上的准确率为 91.28%，在验证集上的准确率为 90.38%，且 CVGG-16 损失函数训练集上的误差降至 0.2753，验证集上的误差也达到 0.2820，在精度超过其他网络的同时能更快收敛。

参考文献：

[1] 虞学红．热障涂层体系中的氧化局域化现象［D］．湘潭大学，2006.

[2] Maurel V，Guipont V，Theveneau M，Marchand B，Coudon F. Elsevier，2019. Thermal cycling damage monitoring of thermal barrier coating assisted with LASAT（LAser Shock Adhesion Test）［J］. Surface and Coatings Technology，2019，380（May）：125048.

[3] MILLER R. Oxidation-Based Model for Thermal Barrier Coating Life［J］. Journal of the American Ceramic Society，1984，67（8）：517-521.

[4] Busso E P，Evans H E，Wright L，McCartney L N，Nunn J，Osgerby S. A software tool for lifetime prediction of thermal barrier coating systems［J］. Materials and Corrosion，2008，59（7）：556-565.

[5] Busso E P，Wright L，Evans H E，McCartney L N，Saunders S R J，Osgerby S，Nunn J. A physics-based life prediction methodology for thermal barrier coating systems［J］. Acta Materialia，2007，55（5）：1491-1503.

[6] 杨雪勤，张骁骅．航空航天用复合材料的无损检测和自修复研究进展［J］．纺织导报，2018（S1）：94-100.

[7] 胡婷萍．飞机复合材料的先进无损检测技术［J］．广东化工，2017（21）：127+130.

[8] Feng Xue，Qing Kun，Tustison Nicholas J，Meyer Craig H，Chen Quan. Deep convolutional neural network for segmentation of thoracic organs-at-risk using cropped 3D images.［J］. Medical physics，2019，46（5）.

[9] 翟俊海，臧立光，周昭一．集成 Dropout 极限学习机数据分类方法［J］．南京师大学报（自然科学版）（3）.

[10] 张万亚．多层卷积神经网络深度学习算法的应用研究［D］．尚绍环．不同批样本归一化处理方法［J］．电子产品可靠性与环境试验（4）：38-39.

[11] 李建江，张磊，李兴钢，et al. CUDA 架构下的灰度图像匹配并行算法［J］．电子科技大学学报，2012，41（1）．

[12] 刘中雨．卷积神经网络算法分析及图像处理示例［J］．电脑知识与技术，2019，15（34）：176-177.

[13] Mikami，Hiroaki，Suganuma，Hisahiro，U-chupala，Pongsakorn，等 ．Massively Distributed SGD：ImageNet/ResNet-50 Training in a Flash［J］．

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于深度卷积神经网络和属性辅助重排序的行人再识别

王金玉　桑海峰　张志佳

（沈阳工业大学信息科学与工程学院，辽宁沈阳 1108701）

摘　要：随着深度学习的发展，卷积神经网络（Convolutional neural network，CNN）已成为解决行人再识别问题的主流方法。由于部分行人再识别数据集样本较少，使得深度 CNN 较难训练，易出现过拟合现象，影响网络的识别精度。而行人属性识别同样是行人再识别领域的研究方向之一。本文设计一种多信息流动卷积神经网络（Multi-information flow convolutional neural network，MiF-CNN）模型，该模型包含多个结构特殊的多层卷积结构，实现了网络中特征和梯度信息的重利用。利用长短期记忆网络（Long-short term memory，LSTM）和注意力机制（Attention mechanism）设计一种行人属性识别网络（Person attributes recognization network，PARN）来获得行人身份层面属性，在 MiF-CNN 网络识别结果的基础上，结合属性识别结果提出基于属性辅助的重排序算法，进一步提高行人再识别精度。在 VIPeR、CUHK01 和 Market1501 三个数据集上的实验表明，MiF-CNN 能够有效改善训练样本较少引起的过拟合现象，同时获得较高的识别精度。实验结果同样验证了提出的基于属性辅助的重排序算法对于提高行人再识别精度的有效性。

关键词：行人再识别；卷积神经网络；长短期记忆网络；多信息流动；行人属性

中图分类号：TP391　　**文献标识码**：A

Person re-identification based on deep convolutional neural network and attributes-aided re-ranking

Sang Haifeng Wang jinyu Zhang zhijia

(School of Informationg Science & Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang, 110870, China)

Abstract: With the development of deep learning, convolutional neural network (CNN) has become the mainstream method to solve person re-identification. However, due to the lack of samples in some person re-identification datasets, a deep CNN model is hard to be trained and prone to be overfitting, which leads to a low identification accuracy. Furthermore, person attributes recognization is one of the person re-identification (re-id) tasks. This paper design a multi-information flow convolutional neural network (MiF-CNN) model with several specific multi-layers convolutional structures, which makes features and gradient information can be reused. A person attributes recognization network is also designed based on long-short term memory network (LSTM) and attention mechanism to obtain person

identity attributes. Moreover, this paper propose an attributes-aided re-ranking algorithm by fusing identification results of MiF-CNN and attributes recognization results to improve the accuracy of person re-id further. Experiments on VIPeR, CUHK01 and Market1501 datasets demonstrate that MiF-CNN could reduce overfitting caused by less train samples effectively and obtain outstanding accuracy. Experimental results also verify the availability of attributes assist re-ranking algorithm.

Keywords: person re-identification; convolutional neural network; long-short term memory network; multi-information flow; person attributes

0 引言

行人再识别是指对视角无重叠的多摄像头捕捉到的行人进行身份匹配和识别，可用于在大型安防监控网络中搜索、追踪目标行人，对提高安防系统的工作效率具有重要意义。由于监控摄像头分辨率较低，无法获得具有判别力的人脸特征，所以目前的行人再识别算法主要基于行人整体的外观特征，如颜色、纹理等[1]。在实际情况中，光照、视角、行人姿态等变化会导致同一行人在不同视角的摄像头下的外观特征区别很大，给行人再识别问题带来挑战。

行人再识别算法主要分为两类：基于特征表示和基于度量学习。基于特征表示的方法力求寻找判别力更强且鲁棒性更好的特征来表征行人。传统的行人再识别算法通常直接提取人工设计的行人特征，如 HSV 颜色直方图、LBP 纹理特征和 Gabor 特征等，然后利用行人特征之间的相似度进行行人身份再识别。行人属性特征同样被广泛应用于行人再识别算法中，常见的属性特征如性别、头发长短和是否背包等，尽管属性特征在提取和表达方面较为复杂，但其中包含丰富的语义信息，对光照和视角变化更加鲁棒，因此属性特征和低层特征的联合使用可有效提高行人再识别的精度[2]。基于度量学习的方法则利用机器学习算法研究一种相似性度量准则，使得同一行人的特征相似性要大于不同行人之间的特征相似性。

近年来，深度神经网络在计算机视觉领域得到了广泛应用，其中 CNN 的表现尤为突出。与传统方法相比，CNN 有更强的特征学习能力，且学习到的特征对原数据样本具有更本质的代表性，因此在提取行人特征方面有着更好的性能。用于行人再识别的 CNN 模型通常分为两种，一种是用于图像分类的分类 CNN 模型，一种是处理图像对或图像三元组的孪生 CNN 模型[3]。现有的大部分行人再识别公共数据集仅包含几千张行人图像样本，较少的训练样本易导致过拟合现象发生，限制了行人再识别网络模型的性能。除此之外，用于行人再识别的深度神经网络在结构上大体类似，即卷积层提取到的特征图直接作为下一层卷积层的输入，这种网络结构往往忽略了每层特征之间的关联性，一定程度上降低了特征信息的流动性。在梯度反向传播的过程中，随着神经网络层数的加深，梯度更新信息可能会以指数形式衰减，发生梯度消失现象。

针对上述问题，本文设计一个多信息流动卷积神经网络（MiF-CNN），以分类思想解决行人再识别问题。网络模型包含一系列由多层卷积层采用不同连接方式组成的多信息流动卷积结构，该结构将每层卷积层的输出与其后续所有卷积层的输入相连接，实现了特征的再次利用，增强了整个网络的特征信息流动和梯度反向传播。对网络模型提取到的行人特征向量进行相似度度量并按照相似度由大到小排列，得到行人再识别结果。从识别错误的结果中可以看出，排名靠前的错误候选样本与查询样本在属性特征上存在较大差异，因此设计一种行人属性识别网络（PARN），学习图像中的行人属性特征，并将

属性识别结果与 MiF-CNN 识别结果相结合，辅助提高最终的行人再识别精度。

本文的主要贡献：1）设计一个多信息流动卷积神经网络，该网络能够使用行人再识别的小规模数据集直接训练，实验结果表明，多信息流动卷积神经网络模型能够取得较高的识别精度，且有效改善了网络过拟合现象。2）基于 LSTM 和注意力机制设计一种行人属性识别网络，将 MiF-CNN 提取到的行人图像特征输入进该网络并最终输出行人图像的属性单词。3）提出一种基于属性特征的重排序算法，通过再次匹配样本之间的属性特征，使得识别 rank 列表中更多的正样本获得更高的排名，进一步提高行人再识别精度。

1 相关工作

早期的行人再识别算法直接提取人工设计的特征来描述行人。文献［4］将行人划分为多个区域，并提取其中的加权颜色直方图、最大稳定颜色区域和循环高结构颜色快三种互补的特征，将三种特征融合用以表征行人，最后对三种特征的距离加权求和得到行人之间的特征相似度。文献［5］提出 AHPE（Asymmetry-based HPE）算法，该算法将行人的多帧图像的累积 HSV 颜色直方图融合作为行人的全局特征，将行人上下半身在多帧图像中出现频率较高的快信息作为局部特征，最后加权融合全局特征和局部特征得到行人特征。文献［6］基于梯度直方图（Histogram of oriented gradient，HOG）设计一种新的梯度自相似（Gradient self-similarity，GSS）特征，来提取 HOG 特征空间中局部区域的成对相似性模式，且 GSS 特征与 HOG 特征的组合使用能够有效提高行人再识别精度。

除了直接使用人工设计的低层特征之外，能够表征中层语义信息的属性特征同样适用于行人再识别。与低层特征相比，属性特征对图像变化更加鲁棒[3]。文献［7］对 VIPeR 数据集中的行人标注了 15 种属性，使用支持向量机（Support vector machine，SVM）对属性进行学习和分类，同时根据属性的重要性加权融合不同的属性特征，并与低层视觉特征相融合。文献［8］定义了几种行人衣着属性，将属性特征当做隐变量，通过潜在支持向量机（Latent SVM）来训练属性分类器，并将属性特征用于辅助提高行人再识别精度。文献［9］认为行人的一些属性特征之间具有相关性，利用这种相关性将原始的二进制属性映射到连续空间中，以提高属性识别的准确性。

近年来，深度学习已成为解决行人再识别问题的主流方法。文献［10］设计一个用于行人再识别的深度卷积神经网络，网络在一个邻域内计算图像特征之间的差值，使得两张图像的相应特征位置差异更加鲁棒，然后再对特征图进行加权求和。文献［11］提出一个新的多通道卷积神经网络，第一层卷积层之后，行人图像被分为四部分进行学习，并在全连接层与全局特征融合。网络使用三元组损失函数进行训练。文献［12］使用 ResNet[13] 作为基础网络模型，联合学习行人图像的低层视觉特征和属性特征，并使用二者的联合损失函数训练网络，通过加入属性特征提高行人再识别网络的性能。

受到以上工作的启发，本文设计一个多信息流动卷积神经网络用于提取行人具有判别力的行人图像特征，并基于 LSTM 和注意力机制设计一个行人属性识别网络，利用属性识别结果辅助提高行人再识别的识别精度。2 多信息流动卷积神经网络

本文设计的 MiF-CNN 模型以多分类任务的思想解决行人再识别问题。整体的网络模型结构如图 1 所示。该模型主要包括：2 层浅层卷积层、3 个采用新型连接方式的多信息流动卷积结构、全连接层、最大池化层和分类输出层。该网络以行人图像作为输入，经过两层卷积层提取浅层特征，然后经过层数更深的多信息流动卷积结构提取更高级的行人特征，再经过池化层降维之后，传递给全连接层进行信息整合，获得具有判别力的行人特征向量。

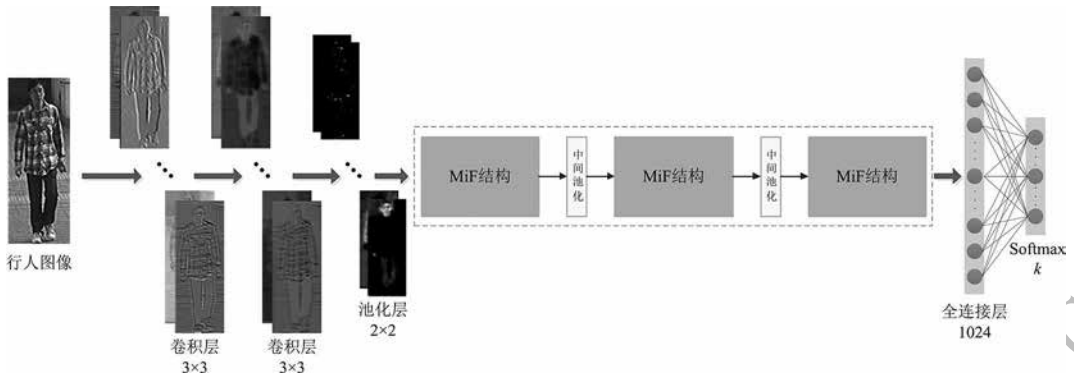


图 1　MiF-CNN 网络结构图．其中 k 为训练集中的行人类别数目

2.1　特征提取

网络模型中，各卷积层的卷积核大小为 3×3，卷积步长为 1，每个卷积层之后接批标准化层（Batch normalization）和 ReLU 激活函数。卷积层的运算过程可表示为：

$$\begin{cases} z_j^{(l)} = \sum_i x_i^{(l-1)} \otimes w_j^{(l)} \\ x_j^{(l)} = \sigma(z_j^l) \end{cases}, \quad l>1 \qquad (1)$$

其中，$x_i^{(l-1)}$ 表示第 $l-1$ 层卷积层输出的第 i 个特征图；$z_j^{(l)}$ 表示卷积核对 $x_i^{(l-1)}$ 的卷积运算结果；x_j（l）表示第 l 层卷积层输出的第 j 个特征图；$w_j^{(l)}$ 表示第 l 层的第 j 个特征图所对应的卷积核；⊗符号表示卷积操作。卷积提取特征的过程可理解为，第 l 层的第 j 个特征图上的神经元通过卷积核 $w_j^{(l)}$ 对第 $l-1$ 层输出的每张特征图连接、卷积后进行求和，并将提取到的特征映射到第 l 层的第 j 个特征图上。σ（·）函数为 ReLU 激活函数，可表示为 $\sigma(x) = \max(x, 0)$；因为加入了批标准化操作，所以这里忽略偏置对输出的影响。

2.2　多信息流动卷积结构

在该网络结构中，每一层卷积层的输出与该卷积层的输入相连接后馈送给下一层卷积层，即每一层卷积层的输入都是其前面所有层输出的连接组合，具体形式如图 2 所示。

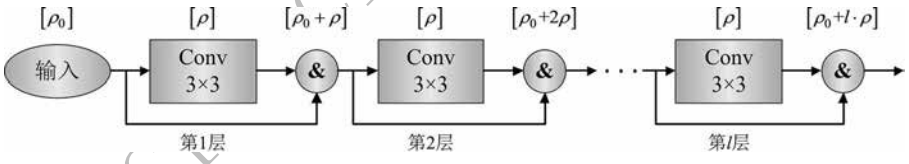


图 2　多信息流动卷积结构示意图，其中 & 表示在通道数维度上的连接操作

由图 2 可以看出，每层卷积层的输入都来自其前面所有层的输出，这样的连接方式使得在前向传递过程中，每层输出的特征图都可以被后面的所有层重新利用，增强了整个网络的信息流动。而在反向传播的过程中，每层输入的梯度包含了损失函数对输入的直接求导，使得梯度的传播更加有效，网络更易训练。多信息流动卷积结构中，每层卷积层产生的特征图数目为一个固定值 ρ，则第 l 层卷积层的输入为 $\rho_0+\rho$（$l-1$）个特征图，其中 ρ_0 为多信息流动卷积结构输入层的特征图通道数目。设输入层的第 i 个通道上的特征图为 $x_i^{(0)}$，其中 $i \in$（1，ρ_0），则多信息流动卷积结构的第一层卷积层输出的第 j 个通道的特征图为：

$$z_j^{(1)} = \sum_j x_i^{(0)} \otimes w_j^{(1)} \qquad (2)$$

其中 $w_j^{(1)}$ 为第一层卷积层的权重，经过激活函数之后的输出为：

$$a_j^{(1)} = \sigma(z_j^{(1)}) \qquad (3)$$

其中 $j \in$（1，ρ）。所以，多信息流动卷积结构中的第 l 层卷积层产生的特征图可表示为：

$$\begin{cases} z_q^{(l)} = \sum_p x_p^{(l-1)} \otimes w_q^{(l)} \\ a_q^{(l)} = \sigma(z_q^l) \end{cases}, \ l > 0 \quad (4)$$

其中，$p \in (1, \rho_0+\rho(l-1))$，$q \in (1, \rho)$。经连接操作之后，第 l 层卷积层的输出为：

$$x_r^{(l)} = [x_p^{(l-1)}, a_q^{(l)}], \ l>0 \quad (5)$$

其中，$r \in (1, \rho_0+\rho \cdot l)$，$[\cdot, \cdot]$ 表示在通道数维度上的连接操作。

在梯度的反向传播过程中，设 $\Delta x_r^{(l)}$ 为损失函数对于输出 $x_r^{(l)}$ 的误差，因为 $x_r^{(l)}$ 由 $x_p^{(l-1)}$ 和 $a_q^{(l)}$ 两部分连接而成，所以在 $\Delta x_r^{(l)}$ 反向传播的过程中会产生两部分梯度，分别为：

$$\begin{cases} \Delta a_q^{(l)} = \Delta x_r^{(l)} \cdot \dfrac{\partial x_r^{(l)}}{\partial a_q^{(l)}} \\ \Delta x_p^{(l-1)} = \Delta x_r^{(l)} \cdot \dfrac{\partial x_r^{(l)}}{\partial x_p^{(l-1)}} \end{cases} \quad (6)$$

其中 $\Delta a_q^{(l)}$ 为第 l 层卷积层经激活函数后的输出的反向传播误差，$\Delta x_p^{(l-1)}$ 为第 $l-1$ 层卷积层的输出的反向传播误差。第 l 层卷积层权重的反向传播误差可表示为：

$$\begin{cases} \Delta z_q^{(l)} = \Delta a_q^{(l)} \cdot \dfrac{\partial a_q^{(l)}}{\partial z_q^{(l)}} = \Delta x_r^{(l)} \cdot \dfrac{\partial x_r^{(l)}}{\partial a_q^{(l)}} \cdot \sigma'(z_q^{(l)}) \\ \Delta w_q^{(l)} = \Delta z_q^{(l)} \cdot \dfrac{\partial z_q^{(l)}}{\partial w_q^{(l)}} = \Delta z_q^{(l)} \cdot x_p^{(l-1)} \end{cases} \quad (7)$$

其中，$\Delta z_q^{(l)}$ 为第 l 层卷积层的卷积结果的反向传播误差，$\sigma'(z_q^{(l)})$ 为激活函数对 $z_q^{(l)}$ 的导数，$\Delta w_q^{(l)}$ 为第 l 层卷积层权重的反向传播误差，神经网络即使用该误差对每层的权重进行更新，具体形式为：

$$(w_q^{(l)})_{new} = w_q^{(l)} - \eta \cdot \Delta w_q^{(l)} \quad (8)$$

其中，η 为网络模型训练的学习率。误差继续反向传播到第 $l-1$ 层的输出层，对于输出 $x_p^{(l-1)}$ 的误差为：

$$\Delta x_p^{(l-1)} = \Delta z_q^{(l)} \cdot \frac{\partial z_q^{(l)}}{\partial x_p^{(l-1)}} = \Delta z_q^{(l)} \cdot w_q^{(l)} \quad (9)$$

由式（9）和式（6）可以看出，本文的网络模型中，损失函数对于多信息流动卷积结构中的每层卷积层的输出产生了两个梯度，使得误差更加有效地在网络中反向传播，且一定程度上抑制了“梯度消失”，增强了误差信息在网络中的流动性。

本文网络结构中包含 3 个多信息流动卷积结构，在每 2 个多信息流动卷积结构之间，添加一个中间池化层用于压缩每个多信息流动卷积结构输出的冗余特征，提高最终的识别精度。

实际训练时，超参数 ρ 取值较小，且每次进入到一个新的多信息流动卷积结构，ρ 的值增加一倍。这样的设计使得每层卷积层仅学习到少量特征，减少了特征向量中的冗余特征，降低了网络的计算量。而结合较深的网络层数，使得网络模型能够学习到更高级更复杂的行人特征，提高最终的识别精度。

2.3 损失函数

现有的深度学习算法常采用分类损失函数作为目标函数，其公式如式（10）所示。

$$L_S = -\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M} y^{(i)} \log \frac{e^{\theta_{y(i)}^T x^{(i)}}}{\sum_{j=1}^{k} e^{\theta_j^T x^{(i)}}} \quad (10)$$

其中，$y^{(i)}$ 表示真实的行人类别标签，θ 是全连接层的参数，$x^{(i)}$ 为训练样本的特征向量，k 为行人类别数目，M 为批大小（Batch size）。

而在实际应用的过程中发现，当仅使用分类损失函数训练网络模型时，如果网络模型提取的特征欠佳，会导致类内距离大于类间距离的情况发生，从而影响最终的分类和识别效果。针对此问题，Wen[14] 等人在 2016 年提出了中心损失函数（Center loss），结合分类损失函数使用，使模型学习到的特征具有更强的判别力和泛化能力。中心损失函数公式如下：

$$L_C = \frac{1}{2M}\sum_{i=1}^{M} \|x_i - c_j\|_2^2 \quad (11)$$

其中，c_j 表示属于第 j 类行人特征的中心，x_i 表示行人样本的特征向量。由式（11）可以看出，中心损失函数使得每一类样本的

特征与该类中心的距离最小，从而达到减小类内距离的目的。每个类别的中心 c_j 根据式（12）进行更新：

$$\begin{cases}\Delta c_j^t = \dfrac{\sum_{i=1}^{M}\delta(y_i=j)\cdot(c_j^t - x_i)}{1+\sum_{i=1}^{M}\delta(y_i=j)} \\ c_j^{t+1} = c_j^t - \beta\cdot\Delta c_j^t\end{cases} \tag{12}$$

其中，β 为中心的更新率，$\delta(y_i=j)$ 表示如果模型预测类别与真实标签相同，则该项等于 1，否则该项等于 0。因此，只有当预测类别与真实标签一致时，该类别的中心才会更新。

3 行人属性识别网络

MiF-CNN 网络的行人再识别 rank 列表结果如图 3 所示。由图中可以看出，rank1 识别错误的结果（行人 B 和行人 C）中，排名靠前的负样本与查询图像在属性特征上存在较大差异，包括性别、衣着、是否背包等，因此本文进一步对行人属性进行识别，用于辅助提高行人再识别精度。

图 3 MiF-CNN 识别结果（绿色包围框为正确样本）

Kelvin Xu[15] 等人提出能够学习和生成图像文字描述的神经网络模型，该模型基于“编码-解码（Encoder-Decoder）”思想，以 CNN 作为“编码器”提取图像特征，然后输入进循环神经网络（Recurrent neural network，RNN）模型中对其解码，并生成图像的自然语言描述。受此启发，本文使用 LSTM 网络结合注意力机制建立行人图像属性识别网络模型，将 MiF-CNN 提取到的行人图像特征输入进该模型并最终输出行人图像的属性信息。本文设计的行人属性识别网络（PARN）如图 4 所示

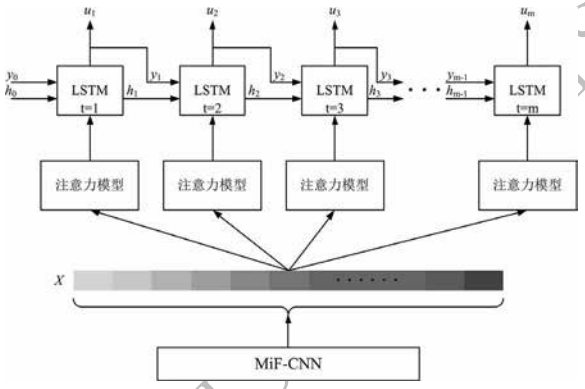


图 4 行人属性识别网络

3.1 网络输入

PARN 中，输入的图像特征为 MiF-CNN 中全连接层前的特征图，并将特征图在尺寸维度上分解成 n 个特征向量，不同的特征向量对应图像上不同的位置，每个特征向量的维数为 D_X，即：

$$X=\{x_1, x_2, \cdots, x_n\},\ x_i\in\mathbb{R}^{D_x} \tag{13}$$

其中 x^i 表示分解之后每个位置对应的特征向量。

借鉴自然语言处理中的方法，将行人属性标签中的单词转换为词向量（Word embedding），作为行人属性识别网络的另一部分输入，每个词向量的维数为 D_y，即：

$$Y=\{y_1, y_2, \cdots, y_n\},\ y_i\in\mathbb{R}^{D_r} \tag{14}$$

其中 m 表示每张行人图像的属性单词个数，y_i 表示每个单词对应的词向量。

对于行人属性单词，普通的独热编码表示（One-hot encoding）把每个单词看成一个独立的个体，忽略了词与词之间的关联性，而词向量则将单词表示成一个连续的密集向量（Dense vector），使得有联系的单词在空间上的距离更加接近，进一步提高网络模型的预测精度。

3.2 注意力机制

注意力机制在自然语言处理和图像处理等领域的研究中得到了广泛应用。注意力机制通过衡量输出与输入中不同部分之间的相关性，为输入的不同部分赋予不同的权重，使得网络在预测输出时利用更重要的特征信息，在降低输入数据维度的同时提高网络的预测精度。

由实际经验可知，行人图像的某一属性往往只对应图像的某一部分，例如当识别行人是否戴帽子这一属性时，人们通常只关注行人头部上方的区域，而不会关注其他与该属性无关的区域。因此在图像特征输入进LSTM网络之前，引入注意力机制，计算图像特征的不同位置与前一时刻LSTM输出的隐状态之间的相关性。注意力机制原理如图5所示。

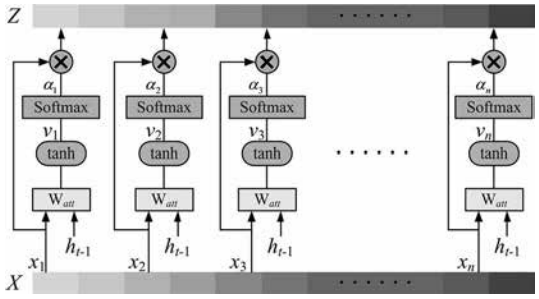


图5 注意力机制原理图

对于某一时刻 t，使用全连接层和tanh函数对输入的特征和前一时刻LSTM输出的隐状态进行信息整合，具体如式（15）所示。

$$v_i=\tan\left(W_{attX}x_i+W_{attH}h_{t-1}\right) \tag{15}$$

其中 W_{attX} 和 W_{attH} 分别表示 x_i 和 h_{t-1} 的全连接层权重。得到的得分向量 v_i 经过Softmax函数计算后得到权重 α_i，即：

$$\alpha_i=\mathrm{Softmax}\left(W_{attv}v_i\right) \tag{16}$$

其中 W_{attv} 表示 v_i 的全连接层权重。最终的输出特征 Z_t 为 α_i 的加权求和，即：

$$Z_t=\sum_{i=1}^{n}\alpha_i x_i \tag{17}$$

由此得到的特征突出了对当前预测有用的局部特征，抑制了其他对预测贡献较小的局部特征，一定程度上降低了特征维度，让后续的LSTM网络在预测行人属性时更加关注输入特征中与当前预测值相关性大的部分，从而提高网络的运行效率和预测精度。

3.3 LSTM网络

标准的RNN采用反向传播算法对网络参数进行更新，当相关信息与当前预测位置之间的间隔很长时，网络容易发生梯度弥散（Vanishing gradient）现象，影响最终的预测精度。LSTM网络由于其自身结构的优势，很好的解决了这一问题。LSTM单元的内部结构如图6所示。

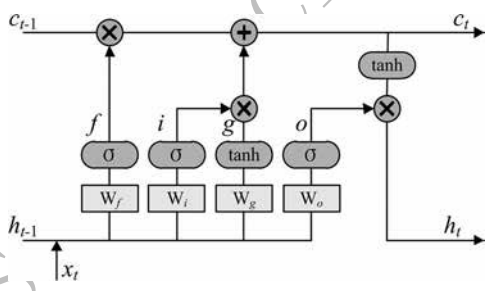


图6 LSTM单元内部结构图

其中 c 为细胞状态（Cell state），用来存放和传递网络中的信息；f 为忘记门（Forget gate），用来决定细胞状态中需要抛弃和保留的信息；i 为输入门（Input gate），用来决定哪些输入信息会被更新到细胞状态中；g 为由输入信息创建的候选信息向量；o 为输出门（Output gate），用来决定细胞状态中需要输出的信息；h 为LSTM单元的隐状态（Hidden state）；x 表示LSTM单元的输入；t 表示当前时刻。

在PARN中，对于任意时刻 t，LSTM网络的输入由两部分组成：前一时刻的词向量 y_{t-1} 和当前时刻的输入图像特征 Z_t。因此本文的行人属性识别网络中LSTM单元的运算过程如式所示。

$$\begin{cases} g=tan\ h\left(W_g\left[h_{t-1},\ y_{t-1},\ z_t\right]+b_g\right) \\ g=siamnid\left(W_g\left[h_{t-1},\ y_{t-1},\ z_t\right]+b_g\right) \end{cases} \tag{18}$$

其中 W 和 b 表示各门层的权重参数和偏置参数。Sigmoid函数输出［0，1］之间的数

字来表示信息通过每个门层的限度。tanh 函数为输入信息的激活函数。通过这些门限的设计，使得网络在不同时刻赋予信息不同的权重系数，从而允许 LSTM 单元能够选择积累或者忘记较长时间序列中的信息，从而避免了梯度弥散现象的发生。

整个 LSTM 网络的时间步长设置为每张行人图像的属性单词个数 m。对 LSTM 网络在每个时间步长输出的隐状态 h_t 进行全连接和 Softmax 计算之后得到当前时刻预测的行人属性单词 u_t。

值得注意的是，每次迭代时，LSTM 输入的词向量为属性标签中前一时刻的属性单词所对应的词向量 y_{t-1}，这里利用了 LSTM 解决时序分析预测的特性。由于行人的多种属性之间存在一定的关联，例如属性为“男性”的大部分行人都拥有“短发”和“下装为裤子”的属性，因此 LSTM 可以利用前一时刻得到的属性信息对当前时刻的属性做出更准确的判断，提高网络模型的预测精度。

3.4 网络优化

在网络模型优化方面，损失函数包含两部分，一部分是对网络模型的预测值和真实值之间计算的交叉熵，即：

$$L_1 = \sum_{j=1}^{m} [u_j \log(u_j^{'}) + (1 - u_j)\log(1 - u_j^{'})] \tag{19}$$

其中 u_j 为网络模型的预测值，$u_j^{'}$ 为行人属性的真实标签，m 为 LSTM 网络的时间步长，L_1 表示一个图像样本在 m 个时间步长的迭代后的累加损失值。另一部分使用文献［15］中的注意力机制损失函数，即：

$$L_2 = \frac{1}{n}(1 - \sum_{j=1}^{m} \alpha_i^j)^2 \tag{20}$$

其中 α_i 为注意力机制学习到的权重，n 为图像特征被分解的个数。网络模型最终要优化的目标函数为：

$$J = -\frac{1}{N}\sum^{N}(L_1 + \lambda L_2) \tag{21}$$

其中 N 为训练集中图像样本个数，λ 为注意力机制损失函数所占比重。

4 基于属性辅助的重排序算法

当给定一张查询图像 q_0 和包含 N 张图像的候选图像集 $G = \{g_1, g_2, \cdots, g_n\}$ 时，查询图像 q_0 和候选图像 g_i 之间的原始相似度距离由计算欧氏距离获得，即：

$$d(q_0, g_i) = \sqrt{\sum_{i=1}^{N}(x_{q_0} - x_{g_i})^2} \tag{22}$$

其中 x_{qo} 和 x_{gi} 分别代表查询图像 q_0 和候选图像 g_i 经过 MiF-CNN 网络提取的特征向量。然后对相似度距离由小到大排列，得到候选图像与查询图像 q_0 的相似度由高到低排列的原始 rank 列表 $R_0 = \{g^{0'1}, g^{0'2}, \cdots, g^{0'N}\}$，其中 $d(q_0, g^{0'i}) < d(q_0, g^{0'i+1})$。如果排名第一的候选图像 $g^{0'1}$ 为正确样本（与 q_0 的行人身份相同），则称 rank1 命中；如果 $g^{0'1}$ 为错误样本，而排名前五的候选图像中存在正确样本，则称 rank5 命中。

基于属性辅助的重排序则根据查询图像 q_0 和候选图像 g_i 之间的属性特征，对图像列表 R_0 进行重排序，使得更多的正确候选图像获得更高的排名，从而提高行人再识别的精度。具体的，当 rank5 命中时，取排名前五的候选图像 $g^{0'1} \sim g^{0'5}$，根据 $g^{0'1} \sim g^{0'5}$ 在 R_0 中的排名分配相应的原始特征分数 s_f，排名越靠前，s_f 越高；然后再根据 $g^{0'1} \sim g^{0'5}$ 与 q_0 的属性特征的相同个数分配相应的属性特征分数 s_a，相同个数越多，s_a 越高。每个候选图像得到的总分数为 $s = s_f(1-r) + s_a r$，其中 r 为分数权重。最后根据 $g^{0'1} \sim g^{0'5}$ 各自的总分数进行由大到小重新排序，得到重排序后的 rank 列表 R_0^*。对于 M 张查询图像，完整的重排序过程如算法 1 所示。

算法 1：基于属性辅助的重排序算法	
输入：	原始 rank 列表 R
输出：	重排序后 rank 列表 R^*
1.	**for** $i=1, 2, \cdots, M$ **do**
2.	**if** rank1 命中
3.	$R^*=R$
4.	**end if**
5.	**elif** rank5 命中
6.	取 R 中排名前 5 的候选图像 $g_1^{i\prime}\sim g_5^{i\prime}$
7.	根据 $g_1^{i\prime}\sim g_5^{i\prime}$ 排名给各自的 s_f 赋值
8.	根据 $g_1^{i\prime}\sim g_5^{i\prime}$ 与 q_i 之间相同属性个数给各自 s_a 赋值
9.	$s=s_f(1-\gamma)+s_a\gamma$
10.	根据各自的总得分 s 重新对 $g_1^{i\prime}\sim g_5^{i\prime}$ 进行排序，得到 R^*
11.	**end if**
12.	**elif** rank10 命中
13.	将前 5 换成前 10，重复 6-10
14.	**end if**
15.	**else**
16.	将前 5 换成所有候选图像，重复 6-10
17.	**end if**
18.	**end for**

5 实验结果与分析

本文首先在公共数据集上测试 PARN 的属性识别正确率，并与经典行人属性识别算法进行对比，然后在多个行人再识别公共数据集上测试 MiF-CNN 网络模型的性能，以及基于属性辅助的重排序算法对于提高行人再识别精度的有效性，与已有的行人再识别算法性能进行横向比较，最后对实验结果进行分析。

5.1 数据集

本文实验在三个有挑战性的行人再识别公共数据集上进行，VIPeR[16]、CUHK01[17]和 Market1501[18]。

VIPeR：VIPeR 数据集包含来自 632 个行人的 1264 张图像，该数据集中图像样本较少，且图像分辨率较低，行人姿态、视角和光照变化较大，是难度较高的行人再识别公共数据集。实验中随机挑选 316 个行人的图像作为训练集，另外 316 个行人的图像作为测试集。

CUHK01：CUHK01 数据集包含来自 971 个行人的 3884 张图像，由 2 个不同视角的相机采集，每个行人对应每个视角有两张图像。实验中随机挑选 485 个行人的图像作为训练集，另外 486 个行人的图像作为测试集。

Market1501：Market1501 数据集包含来自 1501 个行人的 32268 张图像，由 6 个不同视角的相机拍摄，是现有的规模较大的行人再识别数据集。实验中随机选取 751 个行人的图像作为训练集，另外 750 个行人的图像作为测试集。

本文参照文献［19］的方式，对两个规模较小的数据集 VIPeR 和 CUHK01 中的行人图像进行数据增广处理。通过在垂直方向上翻转图像，和在原图像上随机剪裁的方式对数据集进行扩充。

5.2 网络性能评估准则

按照数据集规模不同可将行人再识别问题分为 Single-shot 和 Multi-shot 两种。Single-shot 是指对于一张查询图像（Probe），候选集中只存在一张与之对应的正确候选图像（Gallery），而 Multi-shot 则是指每张查询图像对应多张正确的候选图像。对于 Single-shot 数据集 VIPeR 和 CUHK01，使用行人再识别通用的累计匹配曲线（Cumulative match characteristic，CMC）和 rank-k 识别正确率来评价网络性能。具体的，对查询图像和候选图像的特征相似性度量结果进行排序，得到与查询图像相似性由高到低排列的候选图像 rank 列表，如果 rank 列表中的第 k 个行人类别与查询图像的行人类别相同，则认为是 rank-k 命中。其中，rank-1 精度为实际的正确识别率。rank-k 识别正确率记录在 CMC 曲线上。对于

Multi-shot 数据集 Market1501，除使用上述评估准则外，使用平均精度均值（mean Average Precision，mAP）来衡量网络的整体性能。首先通过每个查询图像的识别精度（Precision）和召回率（Recall）计算对应的平均精度（Average precision，AP），然后计算所有查询图像的 AP 的均值得到 mAP。

5.3 属性识别结果

行人属性识别中使用的行人属性为身份层面的属性，例如性别、头发长短、是否背包等。针对不同的数据集，选取的行人属性类别和个数各不相同，VIPeR 数据集选取 6 个属性，分别为“性别”、“头发长短”、“下装类型”、“上装类型”、“是否背包”和“是否提物”；CUHK01 选取 6 个属性，分别为“性别”、“头发长短”、“是否背包”、“是否手提包”、“上装颜色”和“下装颜色”；Market1501 数据集选取 8 个属性，分别为“性别”、“头发长短”、“下装类型”、“上装类型”、“是否戴帽”、“是否背包”、“是否手提包”、“袖子长短”和“下装长短”。网络模型所用到的属性标签均以对应的英文单词标注，多个属性单词保存在一个列表中，每一类身份的行人图像对应一个属性单词列表。具体如图 7 所示。

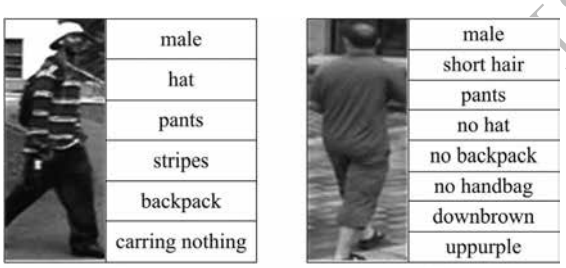


图 7　行人属性标签示意图

本文在 Market1501 数据集上对 PARN 的属性识别精度进行了测试，不同属性对应的识别精度记录在表中，并与经典的行人属性识别算法 APR[12] 的识别结果进行了对比。

表 **1**　**Market1501** 数据集上不同属性在 **PARN** 和 **APR** 上的识别精度（**%**）

算法	gender	hair	clothes	hat	backpack	handbag	L. slv	L. low	mean
APR	85. 78	83. 46	91. 36	88. 21	86. 32	76. 01	94. 12	92. 64	87. 23
PARN	82. 93	79. 10	87. 35	96. 67	75. 86	85. 18	92. 84	88. 45	86. 05

由表 1 中可以看出本文设计的行人属性识别网络在 8 个属性上均获得了较好的识别精度，其中属性“是否戴帽”和属性“是否手提包”的识别精度高于 APR 算法，尽管最终的平均识别精度略低于 APR 算法，但行人属性识别结果对于提高行人再识别精度依然具有重要意义。

5.4 行人再识别测试结果与分析

本文方法的行人再识别精度以及其他经典行人再识别算法的识别精度如表 2 所示。其中，MiF 表示本文设计的 MiF-CNN 网络模型的识别结果，MiF+PARN 表示 MiF-CNN 网络模型结合属性辅助重排序算法的识别结果。

表 **2**　本文方法和其他算法在三个数据集上的识别精度（**%**）

算　法	VIPeR			CUHK01			Market1501			
	rank1	rank5	rank10	rank1	rank5	rank10	rank1	rank5	rank10	mAP
DNS[20]	42. 28	71. 46	82. 94	64. 98	84. 96	89. 92	67. 96	–	–	41. 89
DLDA[21]	44. 11	72. 59	81. 66	67. 12	89. 45	91. 68	48. 15	–	–	29. 94
FT-JSTL+DGD[22]	38. 6	–	–	66. 60	–	–	–	–	–	–
PDC[23]	51. 27	74. 05	84. 18	–	–	–	84. 14	92. 73	94. 92	63. 41

续表

算　法	VIPeR			CUHK01			Market1501			
	rank1	rank5	rank10	rank1	rank5	rank10	rank1	rank5	rank10	mAP
Kmeans-CNN[24]	46.50	69.30	80.70	53.50	82.50	91.20	-	-	-	-
Spindle[25]	53.80	74.10	83.20	-	-	-	76.90	91.50	94.60	-
PersonNet[26]	-	-	-	71.14	90.07	95.00	37.21	-	-	18.57
CSBT[27]	36.60	66.20	88.30	51.20	76.30	91.80	42.90	-	-	20.30
SDH-CNN[28]	-	-	-	-	-	-	58.12	68.50	80.82	48.20
M3TCP[11]	-	-	-	53.70	84.30	91.00	-	-	-	-
MiF	40.82	68.35	81.01	66.87	85.39	89.51	78.92	86.46	89.28	66.00
MiF+PARN	46.84	74.68	83.23	71.81	90.33	91.77	79.39	88.95	91.36	66.46

由表2可以看出，本文设计的MiF-CNN网络模型在三个公共数据集上均获得较好的识别精度，由MiF+PARN识别精度与MiF识别精度对比可以看出，本文提出的属性辅助重排序算法能够进一步提升行人再识别的识别精度，尤其在VIPeR和CUHK01数据集上提升效果明显，两个数据集上的rank1、rank5、rank10精度分别提高了6.02%、6.33%、2.22%和4.94%、4.94%、2.26%。采用属性辅助冲排序算法之后的MiF-CNN网络模型，在VIPeR数据集上的rank5精度，在CUHK01数据集上的rank1、rank5精度以及在Market1501数据集上的mAP均在众多算法中达到了最高。

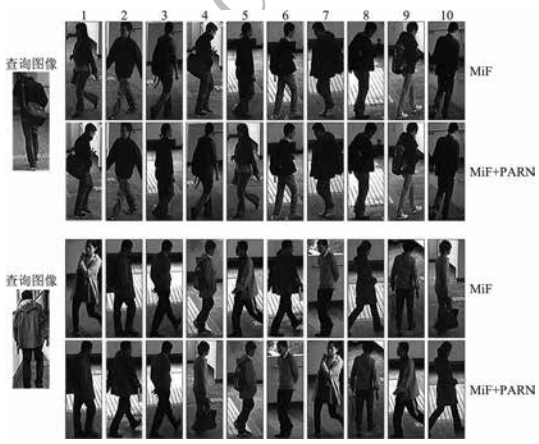


图8　MiF和MiF+PARN识别结果对比
（绿色包围框为正确样本）

图8展示了本文两种方法的行人再识别rank列表，由图中可以看出，MiF+PARN方法使得MiF方法识别得到的rank列表中排名靠后的正确样本获得了更高的排名，同样验证了属性辅助重排序算法对提高行人再识别精度的有效性。

值得注意的是，由于数据集CUHK01和VIPeR属于小规模数据集，训练样本较少，给网络模型的训练增加了难度，容易产生过拟合现象。为降低过拟合，基于深度学习的FT-JSTL+DGD算法在多个数据集混合组成的大数据集上进行联合学习，并在训练后的网络模型上分别对数据集CUHK01和VIPeR进行微调；而M3TCP算法在实际训练过程中，网络模型的结构和超参数需要手动调节，以适应不同数据集的规模的变化，对于样本较少的小数据集，则需要减少网络模型的层数来降低网络过拟合的现象。

相比而言，本文设计的MiF-CNN结构固定，且仅适用数据集自身的样本直接训练，即使网络层数较深，网络模型也能够快速收敛。不采用属性辅助重排序算法的MiF在CUHK01数据集上的rank1精度比FT-JSTL+DGD算法的rank1精度高出0.27%，比M3TCP算法的rank1精度高出13.17%，在VIPeR数据集上的rank1精度比FT-JSTL+DGD算法的rank1精度高出2.22%，再次表明MiF-CNN

网络模型具有良好的泛化能力，使得网络更加容易训练，有效地改善了因训练样本较少而产生的过拟合情况，在行人再识别问题上有着优异性能。

6 结论

本文针对在训练样本较少的情况下，深度神经网络的过拟合现象，以及利用行人属性进一步提高行人再识别精度的问题进行了研究和验证。设计了 MiF-CNN 网络模型，模型中的多信息流动卷积结构有效地实现了特征信息和梯度信息的重利用，在增强网络特征流动性的同时，提高了梯度反向传播的效率，使得网络更易收敛。基于 LSTM 和注意力机制设计的行人属性识别网络，通过衡量输入特征图与 LSTM 前一时刻隐状态之间的相关性，降低输入特征维度，利用 LSTM 网络将特征解码成相对应的行人属性。在 MiF-CNN 网络识别结果的基础上，结合属性识别结果提出基于属性辅助的重排序算法，通过再次匹配样本之间的属性特征，使得更多属性相近的行人获得更高的相似度，从而提高行人再识别精度。

在三个公共数据集上的实验结果表明，MiF-CNN 网络能够在小规模数据集上直接训练，有效改善了网络过拟合现象，并获得较好的识别精度。提出的基于属性辅助的重排序算法使得行人再识别精度得到了进一步提高。未来计划对行人属性识别网络进行改进和优化，提高各行人属性的识别准确率。

参考文献：

[1] Li Jia-Li, Guo Jie. Pedestrain re-identification based on reinforced deep feature fusion. Information Technology, 2018, 42 (07): 15-19 (李佳丽, 郭捷. 基于强化深度特征融合的行人再识别算法研究. 信息技术, 2018, 42 (07): 15-19)

[2] Li You-Jiao, Zhuo Li, Zhang Jing, Li Jia-Feng, Zhang Hui. A survey of person re-identication. Acta Automatica Sinica, 2018, 44 (9): 1554-1568 (李幼蛟, 卓力, 张菁, 李嘉锋, 张辉. 行人再识别技术综述. 自动化学报, 2018, 44 (9): 1554-1568)

[3] Zheng L, Yang Y,, Hauptmann A G. Person re-identification: Past, present and future. arXiv: 1610.02984, 2016

[4] Farenzena M, Bazzani L, Perina A, et al. Person re-identification by symmetry-driven accumulation of local features. In: Proceedings of the 2010 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). San Francisco, USA: IEEE, 2010. 2360-2367

[5] Bazzani L, Cristani M, Perina A, et al. Multiple-shot person re-identification by chromatic and epitomic analyses. Pattern Recognition Letters, 2012, 33 (7): 898-903

[6] Wu S, Laganière R, Payeur P. Improving pedestrian detection with selective gradient self-similarity feature. Pattern Recognition, 2015, 48 (8): 2364-2376

[7] Layne R, Hospedales T M, Gong S, et al. Person re-identification by attributes. In: Proceedings of the 23th British Machine Vision Conference (BMVC). Surrey, UK: IEEE, 2012, 2 (3): 8

[8] Li A, Liu L, Wang K, et al. Clothing attributes assisted person reidentification. Circuits and Systems for Video Technology, 2015, 25 (5): 869-878

[9] Su C, Yang F, Zhang S, et al. Multi-task learning with low rank attribute embedding for person re-identification. In: Proceedings of the 2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Boston, USA: IEEE, 2015. 3739-3747

[10] Ahmed E, Jones M, Marks T K. An improved deep learning architecture for person re-identification. In: Proceedings of the 2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Boston, USA: IEEE, 2015. 3908-3916

[11] Cheng D, Gong Y, Zhou S, et al. Person re-identification by multi-channel parts-based cnn with improved triplet loss function. In: Proceedings of the 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Las Vegas, USA: IEEE, 2016. 1335-1344

[12] Lin Y, Zheng L, Zheng Z, et al. Improving person re-identification by attribute and identity learning. arXiv preprint arXiv: 1703.07220, 2017

[13] He K, Zhang X, Ren S, et al. Deep residual learning for image recognition. In: Proceedings of the 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Las Vegas, USA: IEEE, 2016. 770-778.

[14] Wen Y, Zhang K, Li Z, et al. A discriminative feature learning approach for deep face recognition. In: Proceedings of the 2016 European Conference on Computer Vision (ECCV). Amsterdam, Netherlands: Springer, 2016. 499-515

[15] Xu K, Ba J, Kiros R, et al. Show, attend and tell: neural image caption generation with visual attention. In: Proceedings of the 32nd International Conference on Machine Learning (ICML). Lille, France: 2015. 2048-2057

[16] Gray D, Tao H. Viewpoint invariant pedestrian recognition with an ensemble of localized features. In: Proceedings of the 2008 European Conference on Computer Vision (ECCV). Marseille, France: Springer, 2008. 262-275

[17] Li W, Zhao R, Wang X. Human reidentification with transferred metric learning. In: Proceedings of the 2008 Asian Conference on Computer Vision (ACCV). Daejeon, Korea: Springer, 2012. 31-44

[18] Zheng L, Shen L, Tian L, et al. Scalable person re-identification: A benchmark. In: Proceedings of the 2015 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Boston, USA: IEEE, 2015. 1116-1124

[19] Li W, Zhao R, Xiao T, et al. Deepreid: deep filter pairing neural network for person re-identification. In: Proceedings of the 2014 Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Columbus, USA: IEEE, 2014. 152-159

[20] Zhang L, Xiang T, Gong S. Learning a discriminative null space for person re-identification. In: Proceedings of the IEEE Conference on Computer Cision and Pattern Recognition (CVPR). Las Vegas, USA: IEEE, 2016. 1239-1248

[21] Wu L, Shen C, van den Hengel A. Deep linear discriminant analysis on fisher networks: a hybrid architecture for person re-identification. Pattern Recognition, 2017, 65: 238-250

[22] Xiao T, Li H, Ouyang W, et al. Learning deep feature representations with domain guided dropout for person re-identification. In: Proceedings of the 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Las Vegas, USA: IEEE, 2016. 1249-1258.

[23] Su C, Li J, Zhang S, et al. Pose-driven deep convolutional model for person re-identification. In: Proceedings of the 2016 International Conference on Computer Vision (ICCV). Venice, Italy: IEEE, 2017. 3980-3989

[24] Zhao Z, Zhao B, Su F. Person re-identification via integrating patch-based metric learning and local salience learning. Pattern Recognition, 2018, 75: 90-98

[25] Zhao H, Tian M, Sun S, et al. Spindle net: Person re-identification with human body region guided feature decomposition and fusion. In: Proceedings of the 2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Honolulu, USA: IEEE, 2017. 1077-1085

[26] Wu L, Shen C, Hengel A. Personnet: person re-identification with deep convolutional neural networks. arXiv preprint arXiv: 1601.07255, 2016.

[27] Chen J, Wang Y, Qin J, et al. Fast Person Re-identification via Cross-Camera Semantic Binary Transformation. In: Proceedings of the 2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Honolulu, USA: IEEE, 2017. 5330-5339

[28] Wu L, Wang Y, Ge Z, et al. Structured deep hashing with convolutional neural networks for fast person re-identification. Computer Vision and Image Understanding, 2018, 167: 63-73

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

10. 精密光谱分析系统和方法应用

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

光散射介质中基于自相关方法的光声多普勒总流速测量

摘　要：将轴向和横向流速分量的测量相结合，测量了光散射介质中模拟血流的总流速。在毛细透明塑料管中流动的碳颗粒悬混液沿中心线穿透模拟组织样品，深度距离样品上表面约7mm 左右。光声信号由波长 532nm 重复频率 20Hz 的脉冲激光激励，由中心频率 5MHz 的点聚焦压电超声换能器采集。实验中，在给定的探测频率和深度下，模拟组织样品中的光散射没有明显地影响光声信号的幅值和功率谱密度。该方法的可行性通过对流速为 20-32mm/s 多普勒角度为 30 度的碳颗粒悬混液的总流速大小的测量得到了验证。

关键字：光声多普勒流速测量，光散射介质，自相关，横向流速，轴向流速，总流速

Photoacoustic Dopplertotal flow measurement in optically scattering media using an autocorrelation method

Tao Lu*, Weiwei Bai

College of Electrical Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou, 450001, China

ABSTRACT: In order to measure thetotal flow speed of the blood mimicking fluid flow in an optically scattering medium, the measurements of the axial and transverse flow speed component was combined based on an autocorrelation method. A carbon particles suspension flow in a transparent plastic tube penetrated along the center line of a tissue mimicking phantom in the depth of about 7mm from the top surface. A 532nm pulsed laser with the repetition rate of 20Hz was used as a pumping source to generate photoacoustic signal. The photoacoustic signal was detected using a spherical focused PZT ultrasonic transducer with the central frequency of 5MHz. In the experiments, the light scattering in the tissue mimicking phantom did not apparently affect the amplitude and the power spectral density of the photoacoutic signal at the given frequency point and the detecting depth. The feasibility of the method was demonstrated by measuring the total flow of the carbon particles suspension with the preset speed from 20 to 32mm/s with the Doppler angle of 30°.

Keywords: photoacoustic flowmetry, optically scattering media, autocorrelation, transverse flow, axial flow, total flow speed

* hautlutao@ hotmail. com

论文创新点说明：

1. 将基于自相关方法的光声多普勒横向和轴向速度分量的测量相结合，对碳颗粒悬混液的总流速进行了测量。
2. 采用了模拟组织样品，在一定的探测深度下，对上述方法在光散射介质中的可行性进行了实验验证。

1. INTRODUCTION

Photoacoustic tomography (PAT) combines the merits of pure optical and ultrasound imaging together. It gives high contrast and high resolution pictures inside biological tissues. Flow measurements based on photoacoustic Doppler (PAD) effects was demonstrated in recent research [1]. In those works, photoacoustic flow measurements of axial, transverse and total blood flow was studied. The axial and the transverse component of flow speed was calculated by short time fast Fourier transform or cross-correlation algorithms [1, 2]. By combining the axial and the transverse flow measurements together, the blood flow vector measurement was also studied using a cross-correlation method based on Hilbert transformation [3]. In cross-correlation measurement, a pulsed laser with the repetition rate of several kHz was used to avoid uncorrelation or signal aliasing between sequential A-scans within the measuring range [2].

Recently, we described the PAD flowmetry-based on an auto-correlation method which was widely used in pure ultrasound flowmetry and optical Doppler tomography (ODT) [4, 5]. The axial or transverse flow component was calculated from Doppler phase shift and the bandwidth broadening, respectively. The advantage of the method is that the time delay in auto-correlation is user defined, the requirement of the high repetition rate pulsed laser is avoided. In those works, the measurement of flow speed component was in clear media of distilled water. In this paper, we combined the measurement of axial and transverse flow component together to get the total speed of the blood-mimicking fluid flow based on the auto-correlation method. The measurement in the tissue-mimicking phantom as the optically scattering media was also studied.

2. THEORY

Based on the axial and transverse flow speed component, the total flow speed is calculated by $V=\sqrt{V_l^2+V_t^2}$. Inspired by the blood flow imaging using auto-correlation of individual A-scans in pure ultrasound flowmetry and ODT [6, 7], the axial velocity component can be given by [7]:

$$V_l = k \cdot \frac{\Delta\varphi}{\Delta T} \cdot \frac{c}{f_0} \tag{1}$$

where $\Delta\varphi$ is the phase shift and is calculated by auto-correlation based on the Hilbert transformation of time domain PAD signal. c is the speed of sound in water, f_0 is the central frequency of the ultrasonic transducer, k is the calibration factor determined by the experiments, ΔT is the user defined temporal lag in autocorrelation by individual A scan. The lower limit of ΔT is the data sampling interval [7]. $\Delta\varphi$ is given by [4, 6]:

$$\Delta\varphi = \tan^{-1}\frac{R_y(\Delta T)}{R_x(\Delta T)} \tag{2}$$

where R_y and R_x is the imaginary part and real part of the complex autocorrelation function R, respectively. The complex autocorrelation function of R is given by [4]:

$$R(\Delta T) = \sum_{j=1}^{n} \widetilde{\Gamma}_j \cdot \widetilde{\Gamma}_j^{*}(\Delta T) \tag{3}$$

where $\widetilde{\Gamma}_j$ is the complex signal of time domain signal Γ_j of the jth scan. The complex signal $\widetilde{\Gamma}_j$ was calculated by Hilbert transformation of time domain photoacoustic signal Γ_j.

In the measurement of transverse flow speed component, Brownian motion dominates the spectrum broadening when flow velocity is low. When flow velocity is high, transit time broadening dominates [8]. Then, The transverse velocity component can be given by [9]:

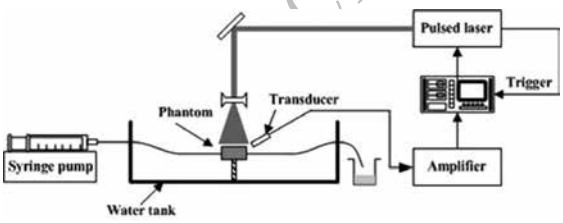
$$V_t = k \cdot \frac{B_d - b}{W} \cdot \frac{c \cdot F}{f_0} \tag{2}$$

whereB_d is the 3dB spectrum bandwidth determined by the spectrum standard deviation σ which is calculated by auto-correlation based on Hilbert transformation. $W$is the element diameter of the ultrasonic transducer, F is the focal length of the transducer, b is the fundamental bandwidth of the spectrum owing to Brownian motion, velocity gradient and other sources which is independent of flow velocity. c, $f_0$and k is the same as it is in equation (1). The spectrum bandwidth B_d is determined by the spectrum standard deviation $\sigma$and is given by the autocorrelation as [5, 6]:

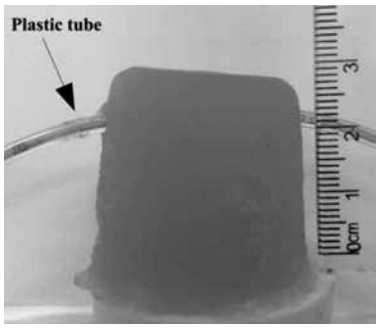
$$\sigma^2 = \frac{2}{(\Delta T)^2}\left[1 - \frac{\left|\sum_{j=1}^{n}\widetilde{\Gamma}_j\widetilde{\Gamma}_j^*(\Delta T)\right|}{\sum_{j=1}^{n}\widetilde{\Gamma}_j\widetilde{\Gamma}_j^*}\right] \quad (5)$$

3. Materials and methods

The experimental setup is shown in Fig. 1 (a), a 532nm Nd: YAG laser of 20Hz repetition rate (Quanta-Ray INDI, Spectrum Physics) was used as a pumping source. A spherical focused ultrasonic transducer with the central frequency of 5MHz (Olympus IR-1005-S-SU) followed by a low-noise preamplifier (Olympus 5676) was used to collect photoacoustic signal. The focal length of the ultrasonic transducer was 40.6mm and the beam diameter at the focal point was 0.96mm. The photoacoustic signal was collected using the segmented memory feature of the oscilloscope (Agilent 90404A). Ten A-scans was averaged in the calculation of the auto-correlation function. The flow sample was a carbon particle suspension with the volume fraction about 10% in distilled water. The carbon particles diameter was less than 75 microns (activated charcoal C3345, Sigma-Aldrich). The solution for suspending the particles was made by dissolving an appropriate amount of sodium polytungstate (71913, Sigma-Aldrich) into distilled water. The fluid flow was generated by a syringe pump (LSP01-1A, Longerpump, China) with a 10cc syringe. A Tygon tube (inner diameter: 0.95mm, Saint-Gobain Performance Plastics) penetrates through the center line of the tissue mimicking phantom in the depth of about 7mm from the top surface. The tissue mimicking phantom was shown in Fig. 1 (b) and was made of the mixture of 25ml water and 2.5g agar. The preset flow velocity was from 20 to 32mm/s with 1.0mm/s increment. The Doppler angle was 30°.



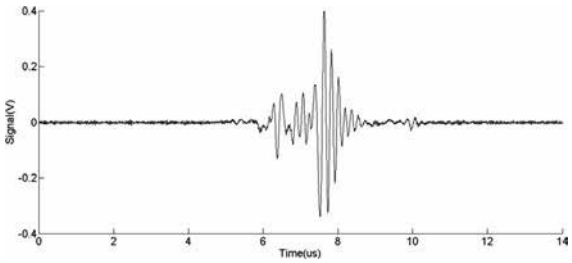
(a)



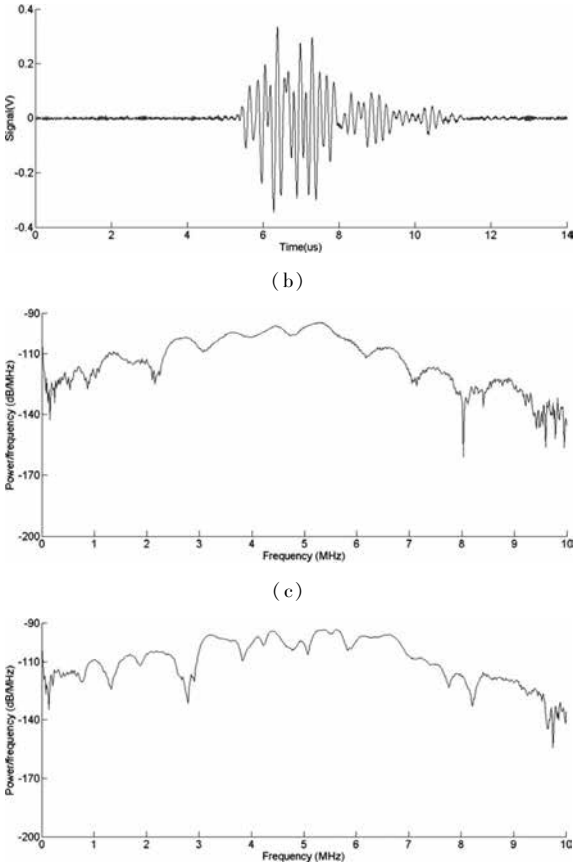
(b)

Fig. 1 (a) Experimental setup. (b) Photograph of the blood vessel mimicking tube penetrating through the tissue mimicking phantom.

4. Results



(a)

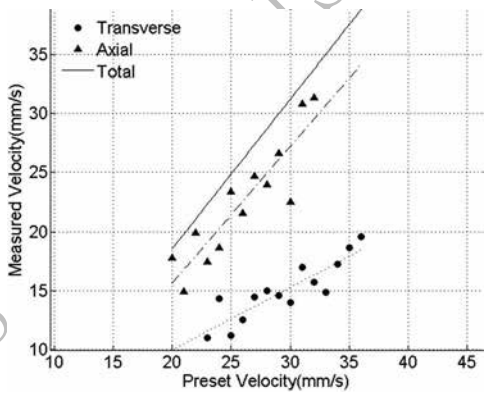


(b)

(c)

(d)

Fig. 2 Experiments result. (a) PAD signal measured in the clear medium (distilled water). (b) PAD signal measured in the optically scattering medium. (c) Power spectral density in the clear medium. (d) Power spectral density in the optically scattering medium.



(d)

Fig. 3 The measured axial, transverse and total flow speed versus the preset value (Doppler angle is 30°).

5. DISCUSSION

Fig. 2 (a) and (b) shows the time domain PAD signal averaged by ten scans in the clear medium and the scattering medium, respectively. Fig. 2 (b) and (d) shows the corresponding power spectral density of (a) and (b). The energy of the pumping laser is about 200mJ per pulse and the diameter of the incident laser spot is about 10mm. It can be seen from Fig. 2 that the signals and the power spectral density in the clear and scattering medium did not decreased apparently in the given laser pumping energy and the signal frequency point. So the detecting depth is about 7mm and could be further increased. In the experiments, we also used a 10MHz transducer but the PAD signal amplitude decreased largely and was almost non-detectable. The first reason is that higher frequency component of the PAD signal dampened more rapidly in the tissue mimicking phantom compared to the lower frequency component. The other reason is that the diameter of the ultrasound focal region of the 10MHz transducer is about 0.2mm in diameter and is much smaller than that of the 5MHz transducer. So, it can be considered that the increase of PAD detecting depth without apparently loss of the signal power is at the cost of the decrease of the spatial resolution in the optically scattering media.

The measured axial, transverse and total speed in the tissue mimicking phantom based on autocorrelation is shown in Fig. 4. The total velocity is calculated from the fitting lines of transverse and axial flow component. The preset flow speed range is from 20 to 32mm/s and the Doppler angle was 30°. In the experiments, when the preset flow velocity was not within the aforementioned speed range, the measured axial and transverse speed component distributed randomly. The reason is considered as the photoacoustic signal was

aliased in auto-correlation because of limited the spatial resolution of the transducer. It can be seen from Fig. 4 that the linearity of the flow speed detection was not apparently affected by the light scattering in the tissue mimicking phantom and the measured value agreed well with the preset value.

6. CONCLUSION

Thefeasibility of using an auto-correlation method in PAD measurement of the total flow speed in the optically scattering media was studied. The photoacoustic signal was generated by a pulsed laser and collected by the spherical focused ultrasonic transducer. The total flow speed was calculated from the axial and transverse flow component. The preset flow speed range is from 20 to 32mm/s. The experimental results demonstrated that total speed measurement was not affected by the light scattering in the tissue mimicking phantom at the given detecting depth and signal frequency point and the detecting depth could be further improved. The experiments results demonstrated that the measured total flow speed agreed well with the preset values.

ACKNOWLEGEMENT

This work was supported by the Joint Funds of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. U1204612), Natural Science Foundation of He'nan Educational Committee (Grant No. 13A416180, 162300410054), and the Fundamental Research Funds for the Henan University of Technology (Grant No. 2015RCJH13).

REFERENCES

[1] H. F. Zhang, K. Maslov and L. V. Wang, "Photoacoustic Doppler flow measurement in optically scattering media," *Appl. Phys. Lett.* 91 (26), 264103-264103-3 (2007).

[2] J. Yao and L. V. Wang, "Transverse flow imaging based on photoacoustic Doppler bandwidth broadening," *J. Biomed. Opt.* 15 (2), 021304 (2010).

[3] J. Yao, K. Maslovand L. V. Wang, "In vivo photoacoustic tomography of total blood flow and Doppler angle," *Proc. of SPIE*, 8223, 82230U1 (2012).

[4] T. Lu, "Photoacoustic Doppler flowmetry of carbon particles flow using an autocorrelation method," *Optelec. Lett.* 10 (6), 467-469 (2014).

[5] T. Lu, L. Sun "Transverse flowmetry of carbon particles based on photoacoustic Doppler standard deviation using an autocorrelation method," *Optelec. Lett.* 11 (3), 226-228 (2015).

[6] C. Kasai, "Real-time two-dimensional blood-flow imaging using an autocorrelation technique," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control* 33 (1), 458-464 (1986).

[7] D. Piao and Q. Zhu, "Quantifying Doppler angle and mapping flow velocity by a combination of Doppler-shift and Doppler-bandwidth measurements in optical Doppler tomography," *Appl. Opt.* 42 (25), 5158-5166 (2003).

[8] Y. Zhao, Z. Chen, C. Saxer, Q. Shen, S. Xiang, J. F. de Boer and J. S. Nelson, "Doppler standard deviation imaging for clinical monitoring of In vivo human skin blood flow," *Opt. Lett.* 25 (18), 1358-1360 (2000).

[9] H. Ren, K. M. Brecke, Z. Ding, Y. Zhao, J. S. Nelson and Z. Chen, "Imaging and quantifying transverse flow velocity with the Doppler bandwidth in a phase-resolved functional optical coherence tomography," *Opt. Lett.* 27 (6), 409-411 (2002).

基于 PDH 锁定的主动调制腔增强光声光谱技术

王　震[1]，任　伟[1*]

（1. 机械工程系和深圳研究院，香港中文大学，新界 中国香港）

摘　要：本文报道了一种基于 PDH 锁定的主动调制腔增强光声光谱技术，避免了使用外部调制器。基于传统的 PDH 锁定技术，将调制信号加载到 PDH 误差信号之上，从而周期性改变光学腔与激光器的锁定位置，因此光学腔不仅起到激光强度增强的作用，而且可以作为一种调制深度可控的强度调制器。为了验证该方法，将一个 Q 值为 10 的光声腔放置在精细度为 628 的光学腔中，选取 1560 纳米附近的乙炔吸收线，实现了归一化噪音等效吸收系数 1.5×10^{-11} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$。

关键词：光声光谱；PDH 锁定；主动调制

Active modulation of intracavity laser intensity with PDH locking for photoacoustic spectroscopy

WANG Zhen[1], REN Wei[1,*]

(1. Department of Mechanical and Automation Engineering, and Shenzhen Research Institute, The Chinese University of Hong Kong, New Territories, Hong Kong SAR, China)

Abstract: We report a novel method of active intracavity intensity modulation for cavity-enhanced photoacoustic spectroscopy (PAS) without the need for any external optical modulators. Based on the Pound-Drever-Hall (PDH) locking technique, a dither is added to the PDH error signal to periodically vary the locking point between the laser frequency and optical cavity within a sub-MHz frequency range. While significantly enhancing the intracavity laser intensity, the optical cavity also acts as an intensity modulator. As a proof-of-principle, we demonstrated PAS of C_2H_2 by placing a photoacoustic cell (Q-factor 10) inside a Fabry-Pérot cavity (finesse 628) and adopting the proposed intracavity intensity modulation scheme. By detecting the weak C_2H_2 line at 6412.73 cm^{-1}, the sensor achieves a normalized noise equivalent absorption (NNEA) coefficient of 1.5×10^{-11} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$. This method enables the continuous locking of laser frequency and optical cavity, and achieves the intracavity intensity modulation with an adjustable modulation depth as well.

Key words: photoacoustic spectroscopy, PDH locking, active modulation

1　介绍

光声光谱技术是目前被广泛应用的痕量气体检测技术，它具有高灵敏度和高选择性的优点［1，2］。该技术通过探测激发态分子在非辐射弛豫过程中释放的声波信号来得到

气体的浓度信息。目前在该技术中，广泛使用的声学传感器包括驻极体麦克风［3］，石英音叉［4-6］和基于 MEMS 工艺的悬臂梁［7］。而光声信号的强度与激光的强度正相关，很多可以增强激光强度的技术都被广泛的与光声光谱技术进行了结合，进而使光声光谱技术的气体传感器达到超高灵敏的水平。该技术的思路是，将激光耦合进外部光学腔，超高精细度的光学腔会大大的增强腔内激光的强度，再把声学传感器放置在光学腔内进行声波探测。该技术的核心是，为了实现腔内激光强度的增强，激光器必须与光学腔达到谐振状态，也就是激光波长要与腔长维持一个确定的关系。为了实现这一目的，最为著名的技术为 Pound-Drever-Hall（PDH）锁定技术，该技术可以实现激光器和光学腔的持续锁定，并且被广泛的应用在腔增强吸收光谱中［8-11］。而在腔增强光声光谱技术中，我们利用的是腔内被增强的激光强度，值得注意的是，为了产生光声信号，激光器的强度或者波长必须被调制。

国内外很多课题组基于腔增强光声光谱技术开发了痕量气体传感器，其中 Hippler 等人［12］利用光反馈技术实现了腔内激光强度的增强，实现 H_2O 归一化噪声等效吸收系数（NNEA）为 1.5×10^{-11} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$ 的高灵敏探测。Hayden 等人［13］利用腔增强光声光谱技术和石英音叉，实现了对 CO 和 H_2O 的探测，分别对应的 NNEA 为 2.8×10^{-9} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$ 和 7×10^{-11} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$，该工作研究者利用光反馈技术将一台量子级联激光器锁定到一个线性的布里斯托光学腔内。Borri 等人［14］展示了一种叫做 I-QEPAS 的技术，通过将 4.33 微米的量子级联激光器与蝴蝶腔锁定，实现了对 CO_2 的高灵敏探测，得到了 NNEA 为 3.2×10^{-10} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$。

以上所有的工作都是通过对激光器的电流进行调制，从而使激光器与光学腔实现周期性锁定，进而实现腔内的激光强度调制。最近，本课题组展示了一项超高灵敏度的腔增强光声光谱技术，得到了业内最好的 NNEA 为 1.1×10^{-11} $cm^{-1}WHz^{-1/2}$。这项工作使用了一个精细度大于 9000 的光学腔并且通过 PDH 技术实现了激光器和光学腔的锁定［15］。这项工作中的强度调制是通过外部的光开关来实现的。不久，Pan 等人［16］也通过 PDH 技术实现腔内激光强度的增强，通过外部的铌酸锂强度调制器实现了强度调制。然而这些昂贵的强度调制器和光开关只适用于特殊波段，而且通断方式的强度调制会打断激光和光学腔的锁定，进而增加系统的不稳定性。

本文介绍了一种创新的强度调制方法，适用于腔增强光声光谱技术，且不需要额外的外部调制器。将一个微小调制信号加载到 PDH 误差信号之上，从而周期性改变光学腔与激光器的锁定位置。该方法可以将激光器和光学腔模式的相对频移控制在 MHz 以内，从而实现调制深度可控的强度调制。利用该方法，可以在强度调制过程中持续保持锁定状态，增加了系统的稳定性，同时不需要外部调制器也降低了系统的复杂度。

2 主动调制腔增强光声光谱

2.1 系统结构

图 1 展示了主动调制腔增强光声光谱的系统结构图。激光器为窄线宽激光器（NKT 线宽小于 0.1kHz），波长调谐范围是 1559.33 nm 到 1560.4 nm。激光经过一个光纤封装的电光调制器，产生 20 MHz 边带。准直之后的空间光经过两个模式匹配透镜（L1，f=30 mm；and L2，f=50 mm），实现激光和腔的横模匹配。光学腔由两个反射率为 99.5 %的平凹镜构成，对应精细度为 628；腔镜的曲率半径为 150 mm，光学腔腔长为 80 mm。其中一个腔镜安装了压电陶瓷，用于对腔长进行精细调节。光学腔和声学腔被放置在一个密闭气室中，我们采用传统的不锈钢透射型声学腔并安装在光学腔内，声学腔由谐振腔和两端的缓冲气室构成。谐振腔的内径为 3 mm，长度为 35 mm；缓冲气室的内径为 12 mm，长度为 17.5 mm。该声学腔在常压

下的谐振频率为 3.32 kHz，Q 值为 10。麦克风（Knowles Electronics，US；灵敏度 31.6 mV/Pa）安装在谐振腔的中间位置，用于探测声波，麦克风的信号经由一个低噪音前置放大器放大后，被锁相放大器进行谐波解调。为了简化系统结构，我们利用光学腔的透射光信号进行 PDH 误差信号的探测。如图 1 所示，光学腔的透射信号被光电探测器（带宽 150 MHz）探测后，经过一个 PDH 误差信号的解调装置解调，解调得到的误差信号经过一个激光伺服器放大运算之后，反馈给腔镜的压电陶瓷，实现激光和腔的锁定。

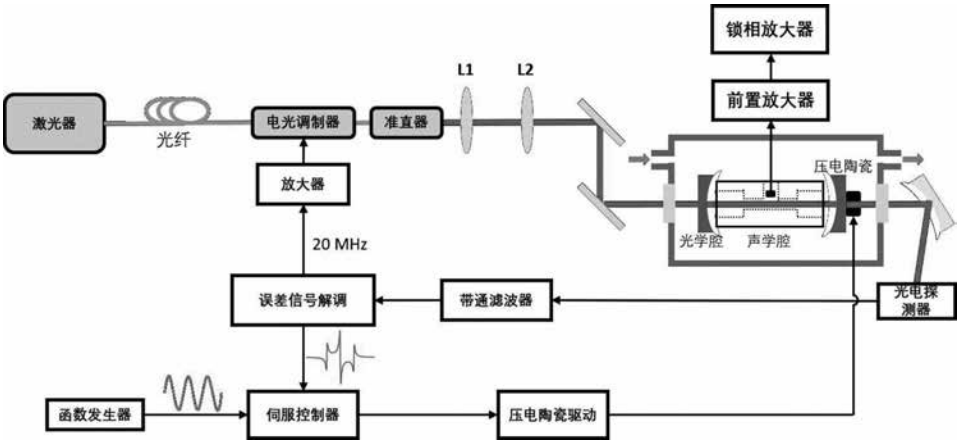


图 1　主动调制腔增强光声光谱系统结构图。

众所周知，光学腔的纵模是等间距排列的，间距为自由光谱距离（FSR），当激光与光学腔的纵模匹配时，光学腔具有最大透射。当很窄的洛伦兹线型的腔模式扫过激光器纵模时，光学腔的透射强度会剧烈变化。因此，如果可以控制两者之间的相对位置，则光学腔本身就是一个可控调制深度的强度调制工具，但是由于腔模式的线宽非常窄，直接进行精细调控非常困难。

2.2　可控精细强度调制

当通过扫描腔长使腔模扫过激光器模式时，腔的透射信号和 PDH 误差信号如图 2（a）所示。PDH 误差信号呈现中心对称图样，在过零点处，有一个很陡的接近线性的变化，此处的零点代表光学腔与激光器的谐振，也就是最大的光学腔输出。此时，如果一个小的调制信号与误差信号相加，再一起进行伺服反馈的话，那么原来固定的锁定点就变成了一个围绕零点周期性变化的点，这样光学腔的透射信号也会周期性变化。工作原理如图 2（b）所示，由于腔模是洛伦兹对称图样，所以 $f_0/2$ 的调制信号将引起 f_0 的强度调制。此外，可以通过改变加载的调制信号的幅度来改变强度的调制深度。

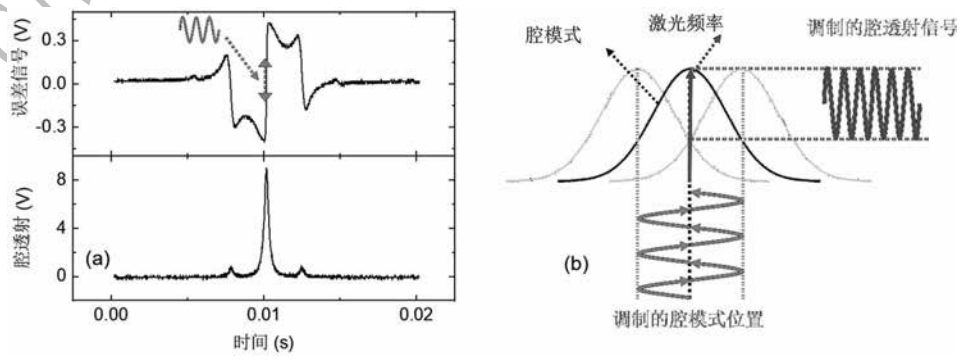


图 2　（a）PDH 误差信号和腔透射信号；（b）可控强度调制方法的基本原理。

图 3 展示了典型的被调制的光学腔透射信号，它们也反应了被调制的腔内的激光强度。该技术通过周期性变化的锁定点，来实现了可控的腔内强度调制。跟之前的工作相比[14，15]，该技术可以保持腔和激光器的持续锁定。值得注意的是，当调制频率变高之后，较大的强度噪音和受限的调制深度是由于 PZT 有限的锁定带宽引起的。

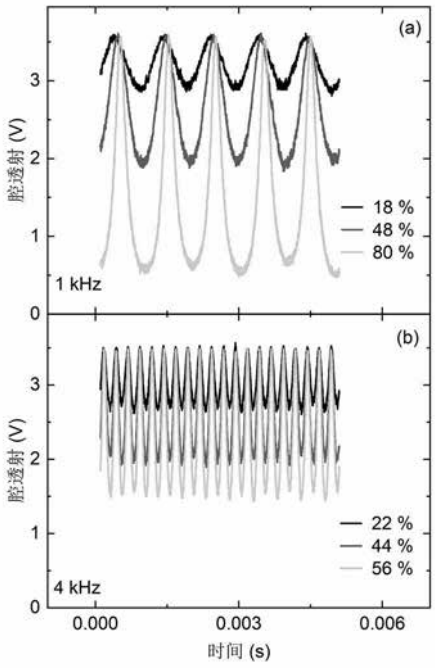


图 3　在不同调制频率和调制深度下实现的腔内强度调制（a）1 kHz；（b）4 kHz。

2.3　光声光谱应用

激光器的调谐范围覆盖了 C_2H_2 位于 6412.73 cm^{-1} 的吸收线。图 4（a）展示的根据 HITRAN 数据库计算的 1%浓度 C_2H_2 的吸收系数[17]，对应峰值 10^{-5} cm^{-1}。本文使用这根吸收线验证这个新技术的有效性。图 4（b）展示了 1% C_2H_2/N_2 在一个大气压和不同调制深度下的腔增强光声光谱信号，并做了 Voigt 拟合。每个数据点的测量时间为 0.4 s，扫谱时间大约 120 s，主要受限于激光器温度调谐的速度。考虑到之前光声腔的谐振频率为 3.32 kHz，这里加载的调制信号频率为 1.66 kHz。当强度调制深度从 20 %变化到 60 %之后，光声信号的峰值从 5.4 mV 变化到 14.35 mV。除去 6412.73 cm^{-1} 这根吸收线，另一根更弱的吸收线 6412.42 cm^{-1} 也可以分辨。为了对比传统的光声光谱工作，将光学腔除去，利用外部光开关进行强度调制，测得的光声谱也在图 4（b）中作比较，该信号的峰值为 0.11 mV。

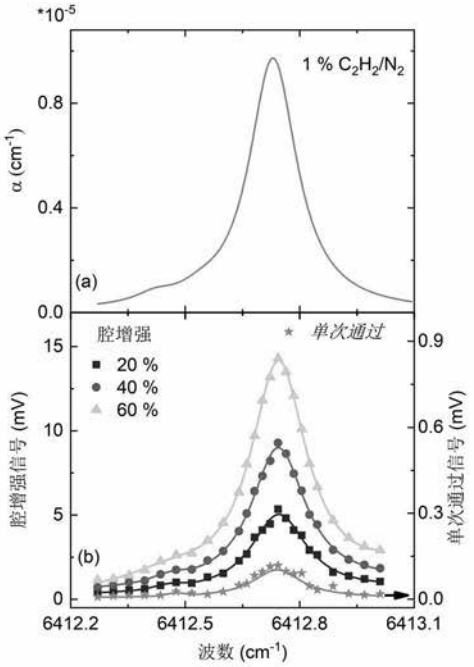


图 4　（a）基于 HITRAN 数据库计算的 1% C_2H_2/N_2 在一个大气压下的吸收系数；（b）1% C_2H_2/N_2 在一个大气压下，三个不同调制深度，腔增强光声光谱信号以及无腔增强的光声光谱信号与 Voigt 拟合。

最后，为了评估该系统的探测灵敏度，我们在气室内充入空气，激光器波长固定在 6412.73 cm^{-1} 这根吸收线，调制深度为 60%，测量时间 240 s 获得了噪音一倍标准差为 0.007 mV。通过计算信噪比和吸收系数，最终得到的 NNEA 为 1.5×10^{-11} cm $WHz^{-1/2}$，与之前高精细度腔增强工作的结果相当[15]。

3　结论

本文报道了一种新型腔增强光声光谱的强度调制方法，无需使用额外的外部调制器，通过周期性的改变激光器和腔之间的锁定点，

来实现腔内强度的主动可控调制。调制频率可以为 PDH 反馈带宽以内的任意值，调制深度可以从 0 % 到 100 %控制。最后通过用该方法进行 C_2H_2 检测，得到了 NNEA 为 1.5×10^{-11} cm $WHz^{-1/2}$。后续工作会将该方法引入到中红外的量子级联激光器，中红外波段对应众多气体分子的最强吸收线［18，19］，将会把光声光谱气体传感的灵敏度推向一个新的高度。

参考文献：

［1］ A. Miklós, P. Hess, and Z. Bozóki, "Application of acoustic resonators in photoacoustic trace gas analysis and metrology," Rev. Sci. Instrum. 72, 1937 (2001).

［2］ M. W. Sigrist, "Trace gas monitoring by laser photoacoustic spectroscopy and related techniques," Rev. Sci. Instrum. 74, 486 (2003).

［3］ B. A. Paldus, T. G. Spence, R. N. Zare, J. Oomens, F. J. M. Harren, D. H. Parker, C. Gmachl, F. Cappasso, D. L. Sivco, J. N. Baillargeon, A. L. Hutchinson, and A. Y. Cho, "Photoacoustic spectroscopy using quantum-cascade lasers," Opt. Lett. 24, 178 (1999).

［4］ A. A. Kosterev, Y. A. Bakhirkin, R. F. Curl, and F. K. Tittel, "Quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy," Opt. Lett. 27, 1902 (2002).

［5］ H. Wu, L. Dong, H. Zheng, Y. Yu, W. Ma, L. Zhang, W. Yin, L. Xiao, S. Jia, and F. K. Tittel, "Beat frequency quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy for fast and calibration-free continuous trace-gas monitoring," Nat. Commun. 8, 1 (2017).

［6］ L. Dong, A. A. Kosterev, D. Thomazy, and F. K. Tittel, "QEPAS spectrophones: design, optimization, and performance," Appl. Phys. B Lasers Opt. 100, 627 (2010).

［7］ J. Peltola, M. Vainio, T. Hieta, J. Uotila, S. Sinisalo, M. Metsälä, M. Siltanen, and L. Halonen, "High sensitivity trace gas detection by cantilever-enhanced photoacoustic spectroscopy using a mid-infrared continuous-wave optical parametric oscillator," Opt. Express 21, 10240 (2013).

［8］ R. W. P. Drever, J. L. Hall, F. V. Kowalski, J. Hough, G. M. Ford, A. J. Munley, and H. Ward, "Laser phase and frequency stabilization using an optical resonator," Appl. Phys. B Photophysics Laser Chem. 31, 97 (1983).

［9］ E. D. Black, "An introduction to Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization," Am. J. Phys. 69, 79 (2001).

［10］ A. G. V. Bergin, G. Hancock, G. A. D. Ritchie, and D. Weidmann, "Linear cavity optical-feedback cavity-enhanced absorption spectroscopy with a quantum cascade laser," Opt. Lett. 38, 2475 (2013).

［11］ L.-S. Ma, J. Ye, P. Dubé, and J. L. Hall, "Ultrasensitive frequency-modulation spectroscopy enhanced by a high-finesse optical cavity: theory and application to overtone transitions of C_2H_2 and C_2HD," J. Opt. Soc. Am. B 16, 2255 (1999).

［12］ M. Hippler, C. Mohr, K. A. Keen, and E. D. McNaghten, "Cavity-enhanced resonant photoacoustic spectroscopy with optical feedback cw diode lasers: A novel technique for ultratrace gas analysis and high-resolution spectroscopy," J. Chem. Phys. 133, 044308 (2010).

［13］ J. Hayden, B. Baumgartner, J. P. Waclawek, and B. Lendl, "Mid-infrared sensing of CO at saturated absorption conditions using intracavity quartz-enhanced photoacoustic spectroscopy," Appl. Phys. B 125, 159 (2019).

［14］ S. Borri, P. Patimisco, I. Galli, D. Mazzotti, G. Giusfredi, N. Akikusa, M. Yamanishi, G. Scamarcio, P. De Natale, and V. Spagnolo, "Intracavity quartz-enhanced photoacoustic sensor," Appl. Phys. Lett. 104, 091114 (2014).

［15］ Z. Wang, Q. Wang, W. Zhang, H. Wei, Y. Li, and W. Ren, "Ultrasensitive photoacoustic detection in a high-finesse cavity with Pound-Drever-Hall locking," Opt. Lett. 44, 1924 (2019).

［16］ Y. Pan, L. Dong, H. Wu, W. Ma, L. Zhang, W. Yin, L. Xiao, S. Jia, and F. K. Tittel, "Cavity-enhanced photoacoustic sensor based on a whispering-gallery-mode diode laser," Atmos. Meas. Tech. 12, 1905 (2019).

［17］ The HITRAN Database, "HITRANonline", https://hitran.org/.

［18］ S. Borri, G. Insero, G. Santambrogio, D. Mazzotti, F. Cappelli, I. Galli, G. Galzerano, M. Marangoni, P. Laporta, V. Di Sarno, L. Santamaria,

P. Maddaloni, and P. De Natale, "High-precision molecular spectroscopy in the mid-infrared using quantum cascade lasers," Appl. Phys. B Lasers Opt. 125, 18 (2019).

[19] S. Bartalini, S. Borri, P. Cancio, A. Castrillo, I. Galli, G. Giusfredi, D. Mazzotti, L. Gianfrani, and P. De Natale, "Observing the intrinsic linewidth of a quantum-cascade laser: Beyond the schawlow-townes limit," Phys. Rev. Lett. 104, 083904 (2010).

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于高速 DIC 的构件变形测量及有限元模拟

张亚东[1]，袁廷威[2]

（1. 山东海龙建筑科技有限公司，济宁 272000；2. 山东科技大学 土木工程与建筑学院，青岛 266590）

摘　要：通过 DIC 高速摄像机和相应设备建立高速数字图像测量系统。首先通过 DIC 测量系统进行试件的材料试验，采集试件的材料属性。再将 DIC 测量系统所采集到的试件材料信息数据输入 ABAQUS 软件建立的有限元模型内进行数值模拟，通过有限元软件对其模拟分析。冲击试验期间，DIC 测量系统进行试件的位移和应变的数据采集。通过模拟与试验进行分析，从整体性能方面对试验进行评价，从而对 DIC 高速数字图像测量系统在试验的测量应用前景和存在的问题进行分析和讨论。

关键词：DIC 高速摄像机；ABAQUS 有限元分析；冲击试验；数据拟合

中图分类号：TH89 ；TU13　**文献标志码**：A　**文章编号**：1673-4602（2020）01-0000-00

Component deformation measurement and finite element simulation based on high-speed DIC

ZHANG Ya-dong[1]，YUAN Ting-wei[2]

（1. Shandong Hailong Construction Technology Co.，Ltd.，Jining 272000，China；2. College of Civil Engineering and Architecture，Shandong University of Science and Technology，Qingdao 266590，China）

Abstract：A high-speed digital image measurement system is established through DIC high-speed camera and the corresponding supporting equipment. Firstly，the material test of the specimen is carried out through the DIC measurement system，and the material properties of the specimen are collected. Then，the material information of the specimen collected by the DIC measurement system was input into the finite element model established by ABAQUS software for analysis. It is simulated and analyzed with the finite element software. Then the displacement and strain data are collected through the DIC measurement system during the impact test. Through simulation and test analysis，the test is evaluated from the overall performance，so as to analyze and discuss the application prospect and existing problems of DIC high-speed digital image measurement system in the test.

Key words：DIC high-speed camera；ABAQUS finite element analysis；impact test；data-fitting

作者简介：张亚东（1990-　），男，山东济宁人．硕士，结构工程师，主要从事结构减灾、结构抗冲击和装配式建筑等方面的研究．E-mail：zyd0710@163.com. 山东省济宁市浣笔泉北路 1 号军区干休所，272000

随着社会的进步和日益严峻的反恐形势，人们对公共建筑和结构的安全设计提出了更高的要求。自 20 世纪以来，各国学者加强了结构构件在冲击载荷下的力学分析和试验研究，JONES N[1] 和 JOHNSON W[2] 在材料与结构的冲击方面进行了深入研究，并为其发展做出了巨大贡献。而高速摄像技术的高速发展为其研究助了一臂之力，使用此测量方式可对典型的冲击与作用过程进行全过程的测量，包括空气冲击波动作以及全封闭容器的振动爆炸。使用 DIC（数字图像相关技术）非接触式应变光学测量系统可测得瞬态位移场、应变场和速度场等，从而进一步分析典型冲击荷载作用下结构的变形破坏现象和机理。

图 1　DIC 非接触式应变光学测量系统

图 2　液压万能材料试验机

世界范围内的诸多专家学者对该技术在不同领域的应用进行了丰富的研究，收获了丰富的科研成绩。项大林等[3] 利用冲击载荷试验设备建立了基于数字图像的三维动态 DIC 测试系统，结果显示，等效加载装置与动态三维 DIC 拍摄记录测试分析法的结合可对相关结构进行水下冲击的试验；单宝华等[4] 提出一种基于张正友较准的 DIC 位移计算法，利用视觉测量原理计算出结构表面的位移；陈亚军等[5] 阐述了 3D-DIC 在不同种类材料的力学试验中的应用，对比了常用的引伸计试验与有限元软件数值分析的结果；范亚夫等[6] 利用 3D-DIC 的相关技术在霍普金森杆的加载条件下测试铝合金的动态拉伸力学性能；严成增等[7] 将有限元法 - 离散元法（FDEM）耦合分析方法与数字图像技术进行结合，研制出可表征在现实条件下的非均质性岩石的 FDEM 系统；高翔等[8] 关注于爆炸作用导致的桥梁损伤，采用非线性显式动力学分析软件对 T 型钢筋混凝土梁进行了损伤研究；赵燕茹等[9] 采用 DIC 动态数字图像技术对钢纤维增强水泥基复合材料的三点弯落球冲击试验进行研究，并对试件表面的位移场、应变场进行了研究；代树红等[10] 提出一种通过 DIC 测量岩石Ⅰ-Ⅱ复合型裂纹尖端位置与应力强度因子的试验观测方式；雷冬等[11] 通过 DIC 系统，研究了花岗岩材料在动荷载作用下的破坏形态与位移场、应变场的关系。

尽管诸多学者应用 DIC 高速数字图像测量系统进行了结构冲击试验的探索，但关于 DIC 高速数字图像测量系统在材料试验和冲击试验中应用说明与分析并不完善。本文通过多次使用 DIC 高速数字图像测量系统对材料试验和冲击试验进行实时数据采集，并使用有限元软件进行模拟分析拟合对比，对 DIC 高速数字图像测量系统在试验的测量应用前景和存在的问题进行了分析和讨论。

1　材料试验

通过如图 1 所示的 DIC 高速数字图像测量系统以及如图 2 所示的液压万能材料试验机对冲击试验所用的试件（图 3）进行材料试验。

图 3　试件

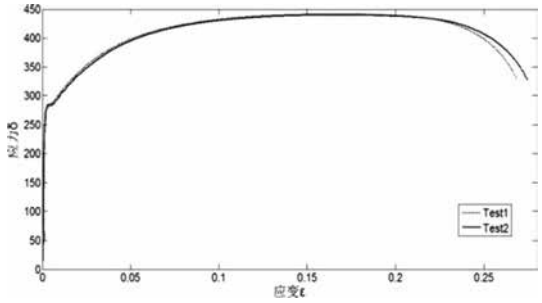


图 4　试件的应力-应变曲线

在进行材料试验过程中，首先将需要进行材料试验的试件两端进行 DIC 系统识别点的张贴，张贴位置为试件的两端，识别点的圆心距根部约 30 mm，面积为 100mm^2，张贴之后便可通过液压万能试验机对试件进行材料试验，同时，DIC 系统在识别点上执行数据收集。通过进行多组材料试验，每组试验对材料分别进行多次张拉，通过多次所得的数据结果进行计算分析，最终得到的试验数据见表 1。

表 **1**　第一组试件由 DIC 高速摄像机测得的数据

组别	第 n 秒 /（s）	位移差 /（mm）	两标记点间距/（mm）	应变/ 10^{-6}	施加拉力/（N）	应力 /（MPa）	弹性模量/（MPa）	拉伸速度 /（mm·min^{-1}）
第一组	24	0. 045 0	97. 934 3	460	9 849. 1	98. 490 7	214 308	1
	28	0. 064 2	97. 934 3	655	13 003. 0	130. 026 0	198 485	1
	32	0. 071 0	97. 934 3	725	16 116. 0	161. 162 0	222 297	1
	34	0. 074 1	97. 934 3	756	17 627. 0	176. 272 0	233 106	1
	36	0. 101 6	97. 934 3	1 037	19 098. 0	190. 981 0	184 082	1
第二组	12	0. 025 1	97. 943 1	256	4 878. 2	48. 782 1	190 295	1
	16	0. 036 4	97. 943 1	372	7 905. 0	79. 049 9	212 671	1
	18	0. 048 7	97. 943 1	498	9 491. 4	94. 913 6	190 698	1
	21	0. 057 6	97. 943 1	588	11 916. 0	119. 161 0	202 691	1
	24	0. 061 2	97. 943 1	625	14 364. 0	143. 639 0	229 746	1
第三组	20	0. 036 9	97. 951 2	377	8 417. 2	84. 172 1	223 433	1
	24	0. 053 0	97. 951 2	541	11 662. 0	116. 624 0	215 430	1
	28	0. 072 3	97. 951 2	738	14 951. 0	149. 506 0	202 589	1
	32	0. 091 1	97. 951 2	93	18 256. 0	182. 558 0	196 244	1
	35	0. 104 8	97. 951 2	107	20 680. 0	206. 797 0	193 351	1

如图 4 所示，根据数据分析可以得出，试件的应力-应变曲线在拉伸速度为 1 mm/min 时，测出试件拥有 220 GPa 的弹性模量，285 MPa 的屈服应力以及 435 MPa 的抗拉强度。

2　有限元分析

使用功能强大的工程模拟有限元软件 ABAQUS 进行数值模拟。此软件包含 2 个分析模拟模块，分别为 ABAQUS/Standard 与 ABAQUS/Explicit，两大模块均拥有丰富的材料与单元库，例如静态应力/位移模拟、动态模拟、黏弹性/黏塑性的响应模拟、瞬态温度/位移耦合模拟与海洋工程的模拟分析等。基于本试验类型为冲击试验，所以此试验中的所有模拟均使用 ABAQUS/Explicit 显式求解器。为克服有限元应力间的不连续现象，使得模拟出的数据结果更加准确且不增加多余的运算流程，需首先进行 MESH 网格的敏感

性分析，随后再通过 ABAQUS 软件进行数值模拟的验证。待相关数值模型确定后，对参数执行一系列后续分析。在数值模拟中经过网格分析与对比使用了 R3D4 单元和 C3D8R 单元进行冲击试验的有限元模拟。

3 试验验证

3.1 试验仪器

由于已做上述数值模拟，将试验装置设置成与数值模拟完全相同的加载/约束模式。在进行 ABAQUS 软件模拟时使用材料试验中 DIC 系统所测得的试验数据。当试件受到横向落锤冲击时，窄高梁产生平面外的屈曲行为。通过数值模拟对于试件的垮塌过程进行分析，得到如图 5 所示的数值模拟变形云图。重点研究试件发生屈曲后的各个方向的位移和应变情况，与下一部分通过真实试验所得的数据进行拟合对比和分析。

图 5　试件变形云图（间隔时间为 80 ms）

本试验基于山东省土木工程防灾减灾重点实验室建立的落锤系统，该系统与实验室相连，反应壁高 12 m，最大冲击速度 15 m/s，满足低速冲击试验的要求。落锤最大质量 250 kg。通过电磁铁和锤头的配合实现对落锤的控制，落锤通过自由落体以撞击试件引起侧向冲击。此冲击试验中所使用落锤系统的锤头是通过高强碳钢设计加工制成，其锤头形状有多种可替换的样式，便于试验。此试验使用“半圆头形”锤头，由于其设计刚度足够大，默认在整个试验中锤头不发生任何变形，被视为刚体。

如图 6、图 7 所示，通过地锚系统组装冲击试验的固定装置，装置位于落锤系统的正下方。左侧固定装置为滑动端（需要时也可设置为固定端），右侧为固定端，落锤的冲击点为试件的中点。在进行冲击试验时，通过 DIC 高速摄像机进行拍摄，对试验中的位移场和应变场进行实时采集，使之与之前的有限元软件模拟所得数据进行拟合。

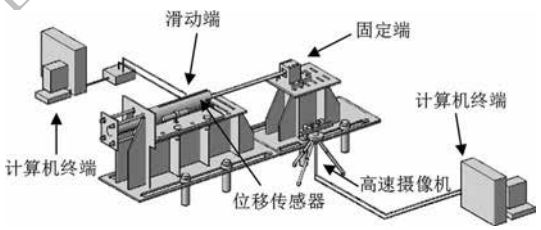


图 6　设备组装

图 7　试验设备

在整个冲击试验过程中，冲击头（锤头）与试件接触时产生的瞬态冲击力使试件发生侧向与平面外变形。整个过程可准确模拟构件（结构）受冲击荷载至垮塌过程中的真实效应。在试验进行时，位移传感器、荷载传感器、加速度传感器与 DIC 高速摄像机经数

据采集系统对整个试件（结构）试验过程中的位移变化、载荷变化、加速度变化与试件构型演变过程进行实时采集记录。所采集的数据为评价试件（结构）的抗塌陷性与建立准确的机械模型提供了有力的数据支撑。

通过遥控落锤自由落体高度的不同，使试验时的冲击头（锤头）与试件接触瞬间的冲击速度不同，进而使得冲击头的冲击能量不同，最终使得试件受到冲击后的轴向位移和垮塌行为不同。

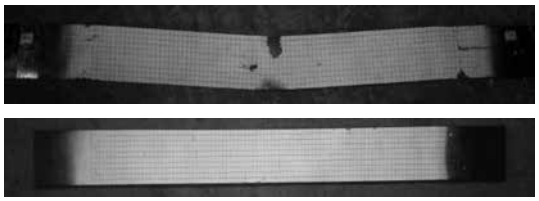


图 8　划分网格后的试件

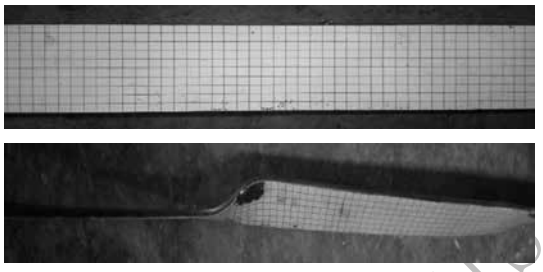


图 9　试验后的试件（冲击速度 4.5 m/s）

3.2　试验试件

进行冲击试验的钢板有效长度 1000 mm，宽度 100 mm，厚度 3 mm，由 Q235 钢材料制成。相关材料属性使用 DIC 系统所测数据，即弹性模量为 220 GPa，屈服应力为 285 MPa，抗拉强度为 435 MPa。如图 8 所示，由于 DIC 系统需要借助识别点来进行数据的实时采集，所以在试验之前需要将试件进行网格划分。

图 9 所示为进行冲击试验之后的试件，可以通过肉眼明显地看出试件受冲击后在平面外方向产生位移，其具体变化过程已经通过 DIC 系统实时采集。由图 9 可知，落锤冲击头的冲击速度为 4.5 m/s 时，试件产生平面外弯曲的塑性变形，塑性变形较大。

图 10　试验过程中 Photron SAT1.1 型高速摄像机所拍摄的试件受冲击时的照片（时间间隔 40 ms）

3.3 高速摄像机照片

图 10 是在冲击试验进行时的试件 Photron SAT1.1 型高速摄像机提取照片。试验过程已经通过 Photron SAT1.1 型高速摄像机进行抓取，设置其拍照速率为 1/2000 SEC，按照在整个撞击过程中所拍摄的照片内每 15 张选取 1 张的频率进行选取，最终在试验的整个过程中选取图 10 所示的 12 张照片即可完整描述冲击过程。

通过 DIC 系统测得试件的网格根据“并型变形叠加法”计算试件跨中位移的变形情况以及试件的平面外变形状况。“并型变形叠加法”通常是在初始状态的条件下，忽略试件的不同位置在受到冲击时互相扰动与影响的关系。计算公式见式（1），通过针对距离冲击作用点不同位置的细小单元观测点进行独立的动力学计算分析，提取各测点单次冲击所测得的塑性变形实施线性叠加，得出最终各测点的总变形值。

$$U_s(n,\ m) = \sum_{i=1}^{n} [u(i,\ m) - u_t(i,\ m)] = \sum_{i=1}^{n} u_s(i,\ m) \tag{1}$$

式中：u（i，m），u_t（i，m），u_s（i，m）分别表示在 i 位置处的第 m 个点发生冲击运动时的总变形量、弹性变形、塑性变形；U_s（n，m）表示第 m 个点在位置为 n 处冲击后的总塑性变形值。

通常来说，“并型变形叠加法”可独立单独、同时地进行不同位置的运算操作，所以此方法可极大地提高运算效率（为避免得出较大的误差，此方法只适合进行小变形的累积计算）。

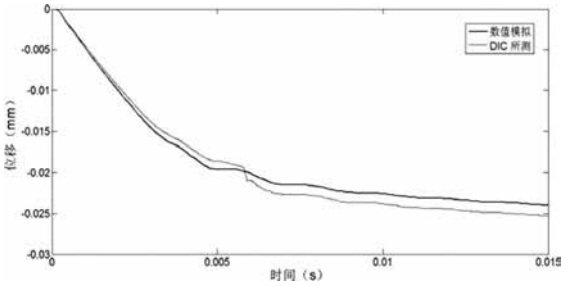


图 11　Y 方向位移-时间曲线

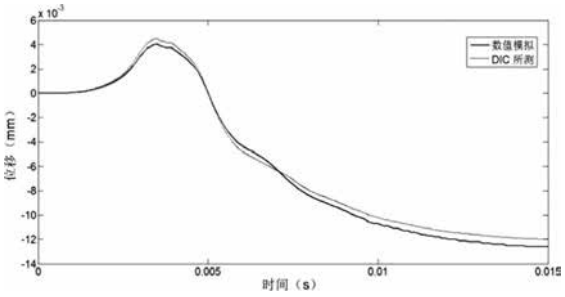


图 12　Z 方向位移-时间曲线

4　讨论

通过第 2 部分的数值模拟分析和汇总可以得出通过 ABAQUS 模拟输出的位移-时间图像，又通过第 3 部分的具体真实试验的数据处理和分析可以得出 DIC 真实测量的位移变化，即可将其进行比较分析。在材料性能与初始条件完全相同的情况下，可得如图 11 和图 12 所示的 Y 方向和 Z 方向的试件位移随时间的变化拟合曲线。

通过 DIC 系统与数值模拟的方法对落锤集中冲击下钢片的瞬态动力响应进行分析对比拟合，并根据试件的位移等变化，得到钢片的响应机理，发现 DIC 高速摄像系统可极好地完成所需测量。

5　结束语

通过 DIC 系统进行了试件的材料试验，得到相应数据，对其数据进行有限元模拟分析，将模拟所得的数据与 DIC 系统在实际冲击过程中的测得数据进行比较，并进行数据拟合分析，发现通过 DIC 系统测试获得的位移与 ABAQUS 的数值模拟非常一致。也就是说，在普通测试中，可以通过液压万能材料试验机与 DIC 高速摄像机配合进行试件的材料试验，并且在冲击试验中很好地完成所需瞬态位移场、应变场的测量，以此为基础可以分析典型爆炸与冲击作用下材料的变形破坏现象和相关机理。

参考文献（References）：

[1] JONES N. Structural impact [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1989: 408-415.

[2] JOHNSON W. Impact strength of material [M]. New York: Edward, 1972: 271-278.

[3] 项大林，荣吉利，何轩，等. 基于三维数字图像相关方法的水下冲击载荷作用下铝板动力学响应研究 [J]. 兵工学报，2014，35（8）：1210-1217.
XIANG Da-lin, RONG Ji-li, HE Xuan, et al. Dynamics analysis of Al plate subjected to underwater impulsive loads based on 3D DIC [J]. Acta Armamentarii, 2014, 35 (8): 1210-1217. (in Chinese)

[4] 单宝华，霍晓洋，刘洋. 张正友标定法在 DIC 位移测量中的应用 [J]. 实验室研究与探索，2016，35（2）：8-12，21.
SHAN Bao-hua, HUO Xiao-yang, LIU Yang. Application of Zhang's calibration algorithm in teaching experiment of DIC displacement measurement [J]. Research and Exploration in Laboratory, 2016, 35 (2): 8-12, 21. (in Chinese)

[5] 陈亚军，孙胜洁，季春明. 三维数字图像相关技术（3D-DIC）在材料形变研究中的应用进展 [J]. 航空材料学报，2017，37（4）：90-100.
CHEN Ya-jun, SUN Sheng-jie, JI Chun-ming. Development and application of 3D digital image correlation (3D-DIC) in deformation measurement of materials [J]. Journal of Aeronautical Materials, 2017, 37 (4): 90-100. (in Chinese)

[6] 范亚夫，魏延鹏，薛跃军，等. 数字图像相关测试技术在霍普金森杆加载实验中的应用 [J]. 实验力学，2015，30（5）：590-598.
FAN Ya-fu, WEI Yan-peng, XUE Yue-jun, et al. On the application of digital image correlation testing technology in Hopkinson bar loading [J]. Journal of Experimental Mechanics, 2015, 30

(5)：590-598．(in Chinese)

[7] 严成增，郑宏，孙冠华，等．基于数字图像技术的岩土材料有限元-离散元分析［J］．岩土力学，2014，35（8）：2408-2414.
YAN Cheng-zeng，ZHENG Hong，SUN Guan-hua，et al. FDEM of geomaterials based on digital image technology［J］. Rock and Soil Mechanics，2014，35（8）：2408-2414. (in Chinese)

[8] 高翔，梁栋，陈璐．简支 T 梁在爆炸冲击下的损伤研究［J］．青岛理工大学学报，2016，37（5）：26-31.
GAO Xiang，LIANG Dong，CHEN Lu. Analysis of simply supported t beam damage under explosion load［J］. Journal of Qingdao University of Technology，2016，37（5）：26-31. (in Chinese)

[9] 赵燕茹，郝松，王磊，等．基于数字图像相关的钢纤维增强水泥基复合材料的冲击损伤特性［J］．复合材料学报，2018，35（5）：1325-1331.
ZHAO Yan-ru，HAO Song，WANG Lei，et al. Impact damage characteristics of steel fiber reinforced cement matrix composites based on digital image correlation［J］. Acta Materiae Compositae Sinica，2018，35（5）1325-1331. (in Chinese)

[10] 代树红，马胜利，潘一山．数字图像相关法测定岩石Ⅰ-Ⅱ复合型裂纹应力强度因子［J］．岩土工程学报，2013，35（7）：1362-1368.
DAI Shu-hong，MA Sheng-li，PAN Yi-shan. Evaluation of mixed-mode Ⅰ-Ⅱ stress intensity factors of rock utilizing digital image correlation method［J］. Chinese Journal of Geotechnical Engineering，2013，35（7）：1362-1368. (in Chinese)

[11] 雷冬，乔丕忠，李昂，等．岩石动力破坏的高速数字图像相关研究［J］．煤炭学报，2011，36（S2）：274-277.
LEI Dong，QIAO Pi-zhong，LI Ang. High-speed digital image correlation studies for dynamic damage of rock［J］. Journal of China Coal Society，2011，36（S2）：274-277. (in Chinese)

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于拉曼光谱识别的冰厚测量技术

单明广[1] 程庆云[1] 连晋升[1] 徐志博[1] 葛茂祥[2] 钟 志[1] 刘 彬[1]

(1. 哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学 核科学与技术学院 哈尔滨 150001)

摘 要: 为了解决传统基于拉曼光谱冰厚测量技术因利用高斯拟合技术造成冰-水界面定位困难问题, 提出一种新型深度残差神经网络模型, 通过分类识别人眼难以区分的冰和水的拉曼光谱信号以完成冰-水界面的定位, 在提高冰-水界面定位精度和效率的同时, 避免了传统技术需要高分辨力光谱仪、增强型相机 ICCD 等昂贵设备问题。实验结果表明, 该技术优于传统的高斯拟合技术, 可实现冰层厚度高精度、高效、低成本测量。

关键字: 冰厚测量; 拉曼散射; 光谱识别; 神经网络

中图分类号: O657.37 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 460.4035

Ice thickness measurementusing Raman spectral recognition

Shan Mingguang[1], Cheng Qingyun[1], Lian Jinsheng[1], Xu Zhibo[1], Ge Maoxiang[2], Zhong Zhi[1], Liu Bin[1]

(1. *College of Information and Communication Engineering*, *Harbin Engineering University*, *Harbin* 150001, *China*; 2. *College of Nuclear Science and Technology*, *Harbin Engineering University*, *Harbin* 150001, *China*)

Abstract: To solve the problem that the identification of ice-water interface using Gauss fitting method in the ice thickness measurement based on Raman scattering, a novel depth residual neural network is proposed to detect the ice-water interface by classifying and recognizing the Raman spectrum signals of ice and water. As a result, the proposed method performs ice thickness measurement with high accuracy and efficiency. In addition, in contrast to the Gauss fitting method, the proposed method avoids the requirement of such expensive equipment as high resolution spectrometer and ICCD. Some experimental results were conducted to show the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Keywords: Ice thickness measurement; Raman scattering; Spectral recognition; Neural network

作者简介: 单明广 (通信作者), 2002 年于哈尔滨工业大学获得学士学位, 2008 年于哈尔滨工业大学获得博士学位, 现为哈尔滨工程大学教授, 主要研究方向为光电检测与仪器。E-mail: smgsir@gmail.com

Shan Mingguang (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2002 from Harbin Institute of Technology, received his Ph. D. degree in 2008 from Harbin Institute of Technology, now he is a professor in Harbin Engineering University. His main research interests include photoelectric detection and instrument.

* **基金项目**: 国家自然科学基金 (61775046) 资助项目

0 引言

由于全球气候变暖以及人类的工业化进程加剧，极地地区受到了前所未有的关注。在极地地区，冰层通过调节热量、质量和动量传递，在海洋和大气之间起着有效的中介作用。因此，冰层研究有助于研究人员对全球气候变化进行建模、分析和预测。冰层厚度及测量作为一项重要的指标，在冰层研究中占有重要的地位。同时，冰层厚度测量是确保航行安全和资源探索的关键技术之一。

目前，已有多种冰厚测量技术被提出，但是其测量精度、空间和时间分辨力、功能、成本等却各不相同。钻孔法[1,2] 是最常见的方法，其简单性和准确性毋庸置疑，但人力物力的花费巨大，且效率极其低下。热敏电阻测量法[3] 可用于长期测量，但由于需要大量的人力来从冰中回收设备，因此这种方法在实践中很少采用，特别是由于冰水界面的温度几乎相同，很难区分融化的冰水界面。电磁探测法[2] 的精度高，但依赖于冰的盐度和孔隙度。仰视声呐法[4] 适合长期测量，但价格昂贵，且多用于水下测量。卫星遥感技术[5] 可在大范围内提供冰厚度数据，但精度较低，且受天气条件的影响很大。最近，俄罗斯提出一种基于激光拉曼光谱的冰厚测量技术[6,7]，其利用拉曼信号确定冰-水界面，利用弹性散射信号确定空气-冰界面，进而确定冰层厚度，该技术具有操作简单、非接触测量等优点，有望安装在无人机、潜器等运动平台上实现遥测，但由于采用高斯拟合技术拟合确定冰-水界面，不仅测量效率和精度较低，而且需要高分辨力光谱仪、增强型相机 ICCD 等昂贵设备。

作为近年来最具吸引力的研究领域之一，深度学习[8-10] 允许使用多层人工神经网络对原始数据集进行复杂操作。它在信号提取、特征学习和复杂关系建模方面取得了显著的成功。

本文提出一种新型的深度残差神经网络模型，将冰-水界面的定位问题转换为冰、水拉曼信号的识别问题。该技术在降低成本的同时，可大大提高系统的测量精度和效率。

1 工作原理

1.1 测量光路原理

基于拉曼散射的冰厚测量装置如图 1 所示。从波长为 514nm 氩离子激光器发出的激光，经过准直扩束后，由安装在精密位移台上的透镜 3（焦距为 180mm）聚焦至待测样品上，经其散射后，再次由透镜 3 收集，并经分束器、透镜 4 转换，聚焦至光谱仪（AVAVTES 公司的 AvaSpec - HS1024 × 122TEC），进而由上位机采集。同时，调节移动精密位移台，使聚焦光斑由空气-冰-水进行扫描，记录不同位置的散射信号。其中，空气-冰界面位置由瑞利散射信号确定，冰-水界面位置由拉曼信号确定，进而由空气-冰界面和冰-水界面的对应位置，计算获得冰层厚度。

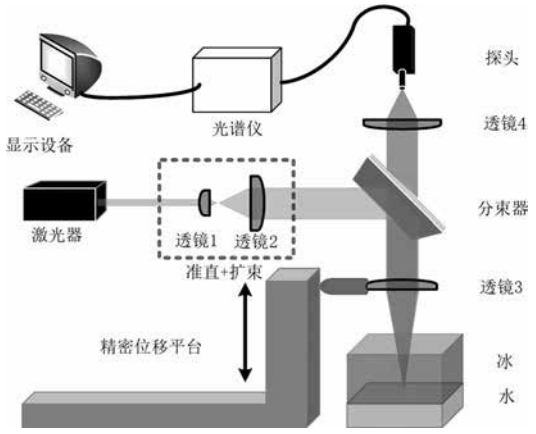


图 1 冰厚度测量光路示意图

Figure. 1 Diagram of light path for ice thickness measurement

1.2 空气-冰界面确定

在聚焦光斑扫描空气-冰-水过程中，回收的瑞利散射信号强度会发生变化。如文献[6] 所述，虽然瑞利散射信号无法确定冰-水界面，但可以被用来确定空气-冰界面。图 2 为扫描过程中瑞利散射信号峰值强度随着聚

焦光斑到空气-冰界面距离的变化情况。为了更好地展示变化情况，我们依据峰值强度最大值对不同位置的信号强度进行归一化。如图 2 所示，利用瑞利散射信号峰值强度最大值，我们可以方便的确定空气-冰界面，但当聚焦光斑扫描至冰内部时，瑞利散射信号快速下降并趋近于零，从而无法确定冰-水界面。为了方便分析，我们定义空气-冰界面处为零点。

1.3 冰-水界面确定

为了确定冰-水界面，可利用冰和水拉曼信号的差异性进行定位。这种差异在冰和水完全分离时比较明显，如图 3 所示。但当冰置于水中时，虽然随着聚焦光斑扫描的深入，拉曼位移呈增大趋势，如图 4 所示，但在冰-水交界面处，这种差异很难用肉眼区分，如图 5 所示，其中‘+’代表聚焦光斑位于冰-水界面以上位置处，‘-’代表激光聚焦点位于冰-水界面以下位置处。

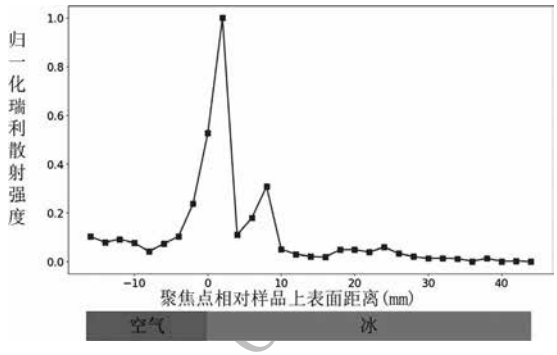


图 2 瑞利散射确定空气-冰界面

Figure. 2 Determination of air ice interface by Rayleigh scattering

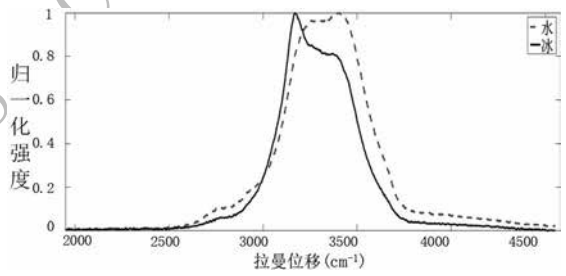


图 3 冰和水的拉曼光谱图

Fig. 3 Raman spectrum of ice and water

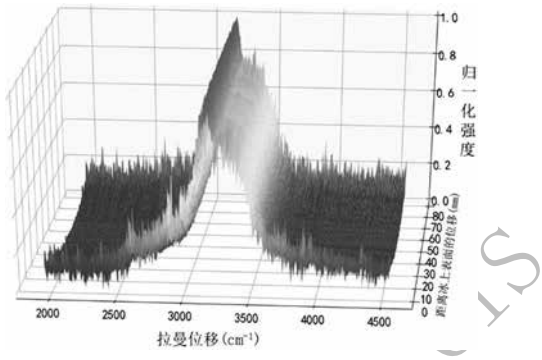


图 4 冰面下方拉曼光谱分布图

Fig. 4 Raman spectrum distribution under the ice

为了确定冰-水界面，俄罗斯学者[6] 提出了高斯拟合技术。如图 6 所示，其利用高斯函数对不同位置处拉曼光谱进行拟合，进而利用拟合后的高斯均值中心拉曼位移值作为拉曼光谱特征来代表该处的拉曼信号，并结合聚焦光斑的扫描位移值构建散点图，如图 7 所示，进而对冰-水交界处附近“S”型曲线置信区间进行线性拟合，依据线性区间的中心可确定冰-水交界面。该方法能够较好地定位冰-水交界面，但存在精度低、效率低等问题。为此，不同于高斯拟合技术，我们提出了一种新型的深度残差神经网络模型，通过分类识别冰、水拉曼信号，实现冰-水界面高精度、高效定位。

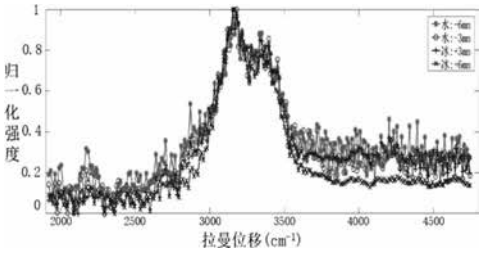


图 5 冰-水界面附近的拉曼光谱

Fig. 5 Raman spectrum near the ice water interface

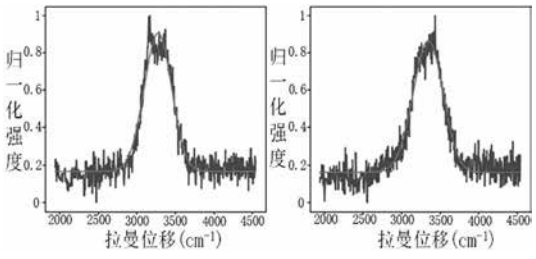


图 6 拉曼光谱高斯拟合结果

Fig. 6 Gaussian fitting results of Raman spectrum

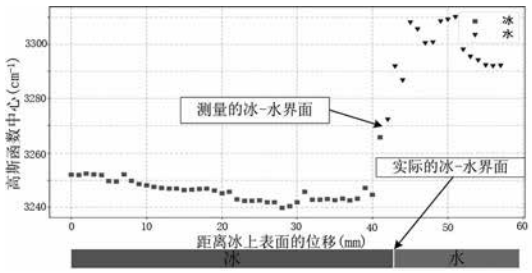


图 7　高斯拟合测量结果

Figure. 7　Gauss fitting measurement results

3　深度残差网络模型

3.1　模型构建

深度学习技术已经在计算机视觉、生物信息学、自然语言处理等多个领域表现出强大的生命力，其最具有代表性的模型当属卷积神经网络。卷积神经网络通过共享卷积核来提取输入信号的特征，一般适用于具有局部相关性特征的信号，其基本过程如图 8 所示。

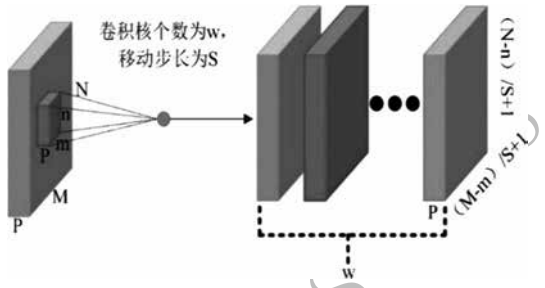


图 8　卷积示意图

Figure. 8　Convolution diagram

然而，普通的卷积神经网络层数受到限制，一旦网络层数过深，随之而来的便是梯度消失/爆炸等问题，最终导致模型无法进行训练。解决这个问题的最好办法是利用残差结构将普通卷积网络的输入信息与输出信息直接相连，在更加完整的提取信息同时，可构建深层网络结构，并可避免梯度消失/爆炸等问题。在本研究中，针对冰和水的拉曼光谱分类识别问题，提出了一种新型的残差神经网络，其具体结构如图 9 所示。

从图 9 中可以看到，对输入信号做卷积之后，会经过激活函数，激活函数是为了解决非线性问题而提出来的，在此选用 ReLU 激活函数[11,12]，如图 10 所示。相对于其他激活函数，ReLU 函数在大于 0 时的斜率为 1，不需要进行斜率计算；同时，在反向传播更新参数时，1 的高次幂依然为 1，可以避免梯度消失/爆炸的情况发生。

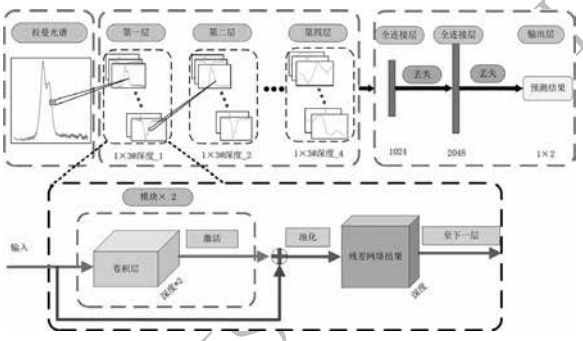


图 9　深度残差网络模型

Figure. 9　Depth residual network model

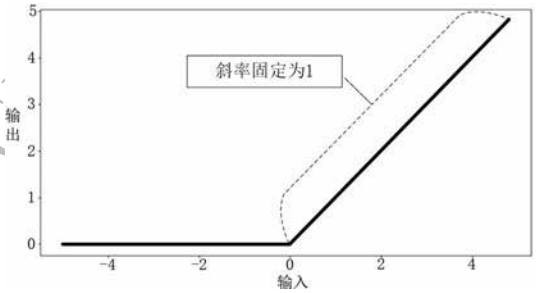


图 10　ReLU 激活函数

Fig. 10　ReLU activation functions

经过激活函数之后，将输入信号和激活后的信号直接相加到一起，可构成最简单的残差网络[13-15]，如图 9 所示，每个残差网络中包含了 2 个卷积模块。

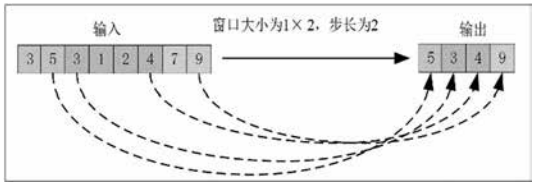


图 11　最大值池化

Figure. 11　Maximum pooling

卷积和残差网络结合之后，采用池化操作[16] 对信号进行下采样，在尽可能的保留主要特征的同时减少网络参数，以降低计算量。

相关研究表明[17]，池化操作也能一定程度地降低过拟合，这将更利于增强所提模型的鲁棒性。常用的池化方式分最大值池化和均值池化，鉴于人眼识别拉曼光谱主要是依据最大峰值以及局部峰值的位置来判断，因此选取最大值池化应用于所提模型，以提取出信号的差分特征，其过程如图 11 所示。

如图 9 所示，残差卷积和最大值池化组成的模块在所提网络中重复 4 次后，产生最终的特征提取结果，并输入到全连接层。全连接层是对输入特征进行线性组合，在这里为了防止模型过拟合，以一定的概率随意丢弃部分神经元。全连接层重复两次，最后进入输出层，由于本文只分类识别冰、水的拉曼信号，属于二分类问题，因此输出层的维度是 1×2，输出的结果代表未知信号被预测为对应类别的置信度。

为了衡量预测输出与实际输出之间的关系，在这里使用交叉熵损失函数来描述；同时考虑本文的输出结果为分类问题，采用独热编码[18] 对类别标签进行表示，以区分冰、水的拉曼信号，并分析输出结果被分为当前类别的概率，在本文中，冰表示为（0，1），水表示为（1，0）。鉴于本文为二分类问题，交叉熵损失函数可表示为

$$L(y,\ y_r) = -\frac{1}{2}\left\{\sum_{i=1}^{2} y_{r_i} \times \log\left[softmax(y_i)\right]\right\} \tag{1}$$

其中，y_r 为类别的独热编码，y 为模型预测输出结果。为了和独热编码的概率分布对应，采用 softmax（）函数对输出结果进行归一化。softmax（y_i）代表模型别识别为第 i 类的概率，其定义如下

$$softmax(y_i) = \frac{e^{y_i}}{\sum_{j=1}^{2} e^{y_j}} \tag{2}$$

同时，为了进一步减小模型的过拟合现象，在计算损失函数时，采用 L2 正则化来对网络模型的复杂度进行约束，即在损失函数后加上正则化项，如下所示：

$$L_2 = \alpha \parallel W \parallel_2^2 \tag{3}$$

其中，W 为网络模型的参数，α 为正则化系数。最终的损失函数可表示为

$$Loss = \frac{1}{M}\left[\sum_{j=1}^{M} L(y^j,\ y_r^j)\right] + \alpha \parallel W \parallel_2^2 \tag{4}$$

其中，M 是输入的样本数量，y_{rj} 是第 j 个样本的独热编码，y^j 是模型对第 j 个样本的预测结果归一化之后的概率分布。

3.2 模型训练结果

为了完成训练，在实验室环境中，利用自来水冰冻十小时以上，形成数个不同尺寸冰块，并将其置于透明水槽中，并依据图 1 构建实验装置，最终我们获得 2290 组拉曼光谱数据作为训练数据，其中冰和水的比例接近 1：1。同时，将采集的数据按照 4：1 的比例划分为训练集和测试集，然后将训练集输入构建好的深度残差神经网络进行训练。采用小批量梯度下降法[19,20] 进行参数更新，每一批的样本个数为 20，学习率为 10^{-5}，经过大约 2488 次迭代后损失函数趋于稳定，每 7 次迭代记录一次损失函数，最终获得的损失函数如图 12 所示。从图中可以看出，所提出的模型可以快速收敛。

在完成训练、测试后，将前文高斯拟合法所采集的光谱数据输入训练好的所提模型，获得输出结果如图 13 所示。对比图 7 可以看出，所提的模型具有良好的冰－水界面区分度。

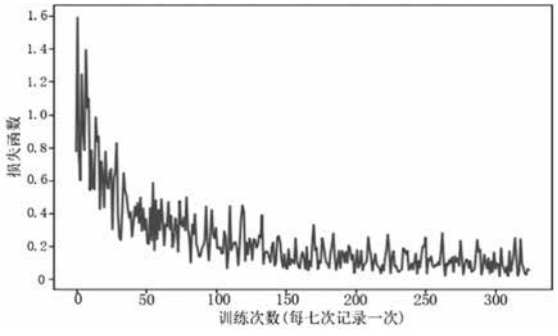


图 12　训练集损失函数

Figure. 12　Loss function of training set

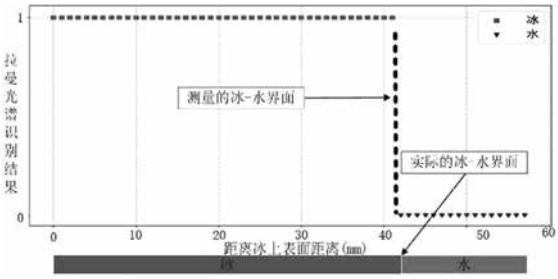


图 13　深度学习模型预测结果

Figure. 13　Prediction results of deep learning model

4　冰厚测量结果分析

为了认识所提方法的性能，利用深度学习法和高斯拟合法对不同厚度的冰块进行测量，测量结果如表 1 所示，其中实际厚度由游标卡尺测得。从表中可以看出，相对于高斯拟合法，深度学习法具有更低的测量误差，从而可有效提高测量精度。

表 **1**　测量误差

Table 1　measurement error

实际厚度（mm）	绝对误差（mm）		相对误差（mm）	
	深度学习	高斯拟合	深度学习	高斯拟合
43.5	−1.5	−2.0	3.4	4.6
54.0	−3.0	+3.0	5.6	5.6
64.5	−2.5	−2.5	3.9	3.9
80.0	−1.0	−5.5	1.3	6.9
96.5	+4.5	+6.5	4.7	6.7

同时，为了进一步证实所提方法的优越性，将两种方法冰-水界面确定过程放置在同一图中，如图 14 所示。从图中 14（a）可以看出，高斯拟合法为了准确确定冰-水界面，除了需要扫描测量冰的拉曼信号，还需要深入冰-水界面下扫描获得水的拉曼信号，以完全获得“S”型曲线置信区间的数据，即图中标记的“最少测量数据量”，而实际工程中，因为冰-水界面的不确定性，需要更多的扫描数据，从而大大提高了扫描工作量，进而限制了测量速度；同时，为了提高定位的精度，除了需要精密的位移扫描台，还需要高分辨力光谱仪、增强型相机 ICCD 等昂贵设备，大大提高了系统成本。而深度学习法因为将将冰-水界面的定位问题转换为冰、水拉曼信号的识别问题，如图 14（b）所示，聚焦光斑在冰层向水层扫描过程中，只要识别到水的拉曼信号，便可以结束扫描，完成冰-水界面确定，不仅提高测量精度，而且无需高分辨力光谱仪、增强型相机 ICCD 等昂贵设备，在大大降低系统成本的同时，为便携式冰厚测量仪的研制提供有利条件；同时，因为深度学习法所需数据量远小于高斯拟合法，可极大地降低扫描工作量，提高测量效率。

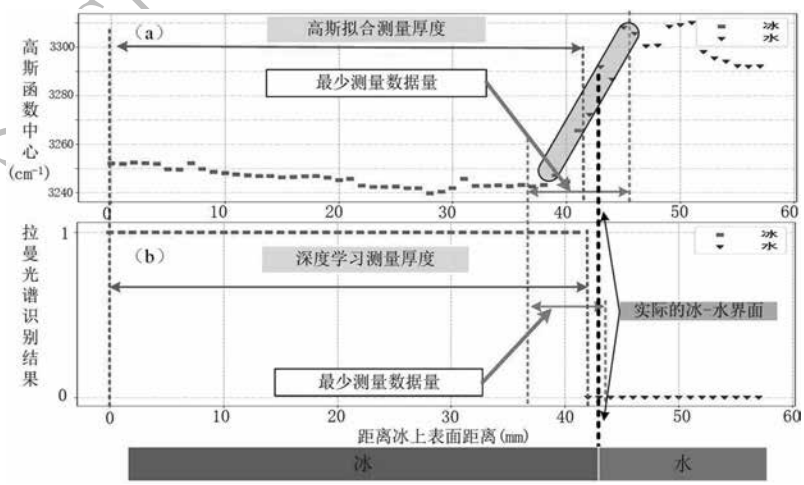


图 14　深度学习法与高斯拟合法比较

Figure. 14　Comparison of deep learning method and Gaussian fitting method

5 结束语

提出了一种基于深度学习拉曼光谱识别的冰厚测量技术，利用深度残差网络模型对冰、水拉曼信号进行识别以确定冰-水界面位置，结合由瑞利散射信号确定的空气-冰界面位置，实现冰层厚度高精度、高效、低成本测量，从而有望提供一种高精度便携式冰厚遥测技术。

参考文献：

[1] Fan X, Ming W, Zeng H, et al. Deep learning-based component identification for the Raman spectra of mixtures [J]. Analyst, 2019, 144 (5): 1789-1798.

[2] Shirasawa K, Eicken H, Tateyama K, et al. Sea-ice-thickness variability in the Chukchi Sea, spring and summer 2002-2004 [J]. Deep Sea Research Part II: Topical Studies in Oceanography, 2009, 56 (17): 1182-1200.

[3] 康钊菁，叶松，王晓蕾，et al. 现场冰厚测量原理及应用技术分析 [J]. 气象水文海洋仪器，2016，33 (1)：46-52.
KANG ZH Q, YE S, WANG X L, et al. Field test of sea-ice thickness measurement principle and its application analysis [J]. Meteorological, Hydrological and Marine Instruments, 2016, 33 (1): 46-52.

[4] Behrendt A, Dierking W, Witte H. Thermodynamic sea ice growth in the central W eddell S ea, observed in upward - looking sonar data [J]. Journal of Geophysical Research: Oceans, 2015, 120 (3): 2270-2286.

[5] Lewis N S, Koenig L, Grant G, et al. Sea ice detection from persistent single-channel shortwave infrared satellite data [J]. Ecological Informatics, 2019, 52: 139-149.

[6] Pershin S M, Lednev V N, Klinkov V K, et al. Ice thickness measurements by Raman scattering [J]. Optics Letters, 2014, 39 (9): 2573-2575.

[7] Pershin S M, Lednev V N, Yulmetov R N, et al. Transparent material thickness measurements by Raman scattering [J]. Applied Optics, 2015, 54 (19): 5943-5948.

[8] 余永维，杜柳青，曾翠兰，et al. 基于深度学习特征匹配的铸件微小缺陷自动定位方法冰 [J]. 仪器仪表学报，2016，37 (6)：1364-1370.
YU Y W, DU L Q, ZENG C L, et al. Automatic localization method of small casting defect based on deep learning feature [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37 (6): 1364-1370.

[9] LeCun Y, Bengio Y, Hinton G. Deep learning [J]. nature, 2015, 521 (7553): 436-444.

[10] 赵光权，刘小勇，姜泽东，et al. 基于深度学习的轴承健康因子无监督构建方法 [J]. 仪器仪表学报，2018，39 (6)：82-88.
ZHAO G Q, LIU X Y, JIANG Z D, et al. Unsupervised health indicator of bearing based on deep learning [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39 (6): 82-88.

[11] 刘笑楠，白雨辰，尹思璐，et al. 基于类卷积神经网络的可见光虹膜识别方法 [J]. 仪器仪表学报，2017 (2017 年 11)：2651-2658.
LIU X N, BAI Y C, YIN S L, et al. Iris recognition of visible light based on analogous convolutional neural network [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017 (11): 2651-2658.

[12] 蒋昂波，王维维. ReLU 激活函数优化研究 [J]. 传感器与微系统，2018，37 (2)：50-52.
JIANG A B, WANG W W. Research on optimization of ReLU activation function [J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2018, 37 (2): 50-52.

[13] He K, Zhang X, Ren S, et al. Identity mappings in deep residual networks. European conference on computer vision; 2016; Springer; 2016. p. 630-645.

[14] He K, Zhang X, Ren S, et al. Deep residual learning for image recognition. Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition; 2016; 2016. p. 770-778.

[15] Zhang K, Zuo W, Chen Y, et al. Beyond a gaussian denoiser: Residual learning of deep cnn for image denoising [J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2017, 26 (7): 3142-3155.

[16] 曲建岭，余路，袁涛，et al. 基于一维卷积神经网络的滚动轴承自适应故障诊断算法［J］. 仪器仪表学报，2018，39（7）：134-143.
QU J L，YU L，YUAN T，et al.［J］. Adaptive fault diagnosis algorithm for rolling bearings based on one - dimensional convolutional neural network［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2018，39（7）：134-143.

[17] 邢浩强，杜志岐，苏波. 变电站指针式仪表检测与识别方法［J］. 仪器仪表学报，2017（2017 年 11）：2813-2821.
XING H Q，DU ZH Q，SU B. Detection and recognition method for pointer-type meter in transformer substation［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2017（11）：2813-2821.

[18] 李铁，孙劲光，张新君，et al. 高光谱遥感图像空谱联合分类方法研究［J］. 仪器仪表学报，2016，37（6）：1379-1389.
LI T，SUN J G，ZHANG X J，et al. Spectral-spatial joint classification method of hyperspectral remote sensing image［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2016，37（6）：1379-1389.

[19] Chen X，Xie L，He Y，et al. Fast and accurate decoding the Raman spectra encoded suspension array with deep learning［J］. Analyst，2019.

[20] Ren Z，Xu Z，Lam E Y. Learning-based nonparametric autofocusing for digital holography［J］. Optica，2018，5（4）：337-344.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源研究

高艳姣[1] 方　波[1*,3] 邓玉强[2] 戚岑科[1] 蔡晋辉[1]

（1. 中国计量大学计量测试工程学院 杭州 310018；2. 中国计量科学研究院光学所 北京 100029；
3. 杭州大华仪器制造有限公司 杭州 311400）

摘　要：提出了一种太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源方法。首先，以经过标准太赫兹功率计标定的高莱功率计作为计量标准获得汇聚太赫兹光总功率。其次，使用阵列探测器任一有效像元对整体光斑进行扫描，选取与单个像元尺寸一致且功率值最大的光斑区域作为标准功率光斑。最后，使用阵列探测器各像元对标准功率光斑进行测量求得各像元功率响应度。测得功率响应度的相对扩展不确定度为 17.20%（$k=2$），该测量结果可溯源至国家激光功率基准。

关键词：太赫兹；阵列探测器；功率响应度；溯源；不确定度分析

中图分类号：TH741　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：460.4030

Power Responsivity Measurement and Traceability of Terahertz Array Detector

Gao Yanjiao[1], Fang Bo[1*,3], Deng Yuqiang[2], Qi Cenke[1], Cai Jinhui[1]

(1. *College of Metrologyand Measurement Engineering*, *China Jiliang University*, *Hangzhou*, 310018, *China*;
2. *Division of Optics*, *National Institute of Metrology*, *Beijing* 100029, *China*;
3. *HangzhouDahua Apparatus Manufacture Co.*, *Ltd.*, *Hangzhou*, 311400, *China*)

Abstract: A method for power responsivity and traceability of a terahertz array detector is proposed.

作者简介：高艳姣，2018 年于中国计量大学获得学士学位，现为中国计量大学硕士研究生，主要研究方向为太赫兹计量技术。E-mail：1597367598@qq.com

Gao Yanjiao received her B. Sc. degree in 2018 from China Jiliang University, now she is a graduate student of China Jiliang University. Her main research direction is terahertz measurement technology and measuring.

方波（通讯作者），2003 年于西南交通大学获得学士学位，2006 年于云南大学获得硕士学位，2019 年于上海理工大学获博士学位，现为中国计量大学高级实验师，主要研究方向为太赫兹计量技术、测试计量技术及仪器。E-mail：fangbo@cjlu.edu.cn

Fang Bo (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2003 from Southwest Jiaotong University, received his M. Sc. degree in 2006 from Yunnan University, received his PhD degree in 2019 from University of Shanghai for Science and Technology, now he is expert experimenter in China Jiliang University. His main research interests include terahertz measurement technology and measuring and measurement technology and Instruments.

* **基金项目**：国家重点研发计划重大科学仪器设备开发专项课题（2018YFF01013005）

Firstly, the total power of the converged terahertz light is obtained by using a Golay cell which calibrated by a terahertz radiometer as a measurement standard. Secondly, the whole spot is scanned with any effective pixel of the array detector. The spot area with the same size as the single pixel and the largest power value is selected as the standard power spot. Finally, each pixel of the array detector is used to measure the standard power spot to obtain the power responsivity of each pixel. The relative expanded uncertainty of the measured power responsivity is 17.20% ($k=2$), and the measurement result can be traced to the national laser power reference.

Keywords: Terahertz; Array detector, Power responsivity; Traceability; Uncertainty analysis

0 引言

太赫兹波是一种频率在 0.1 THz ~ 10 THz 区间内的电磁波，在长短波段分别和微波与红外重合，研究过程中需要综合应用电子学和光子学技术[1-4]。太赫兹波具有光子能力低、安全性能好、载波频率高、带宽大等特点，在电子和信息研究、军事等领域受到广泛关注[5-10]。

辐射功率是太赫兹波的重要的参数之一，此参数可以反映出太赫兹波的传输特性。全球众多机构在太赫兹功率计量领域开展研究并取得了显著进展。2009 年，德国物理技术研究院（Physikalisch - Technische Bundesanstalt，PTB）[11] 首次完成了 2.52 THz 频点的辐射功率溯源测量，测量结果的标准不确定度为 7.3%（$k=1$）。2011 年，美国国家标准技术研究院（National Institute of Standards and Technology，NIST）[12] 使用碳纳米管阵列材料在 0.76 THz 频点处的吸收率到达 99%。2013 年，中国计量科学研究院（National Institute of Metrology，NIM）[13] 研制了在太赫兹波段具有高吸收率的材料，并利用该材料制作了太赫兹功率计，实现了辐射功率的绝对测量。2014 年，日本产业技术综合研究所（National Institute of Advanced Industrial Science and Technology，AIST）[14] 实现了 1 THz 频点 1 μW 以下的辐射功率测量。

辐射功率可以通过太赫兹探测器进行测量，太赫兹探测器可分为单元探测器与阵列探测器。功率响应度是探测器的重要参数，全球各大机构在太赫兹单元探测器响应度及相关参数标定方面已经进行了大量的研究，技术已日渐成熟，但阵列探测器参数测量研究主要集中在红外、紫外及其他波段，在太赫兹波段的相关论文较少。2002 年，中国电子科技集团公司第 41 研究所[15] 开发了一种专门用于测量红外焦平面的相对光谱响应测试系统，该系统可测量波长范围为 1 ~ 15 μm。2015 年，美国 PI 公司[16] 生产的红外设备测试仪，专门用于对 CCD、CMOS 芯片的测试，检测和分析焦平面阵列。2016 年，程丽鹏[17] 等人提出了对长波红外探测器进行辐射定标，建立了红外辐射定标数学模型，可以快速高效地获取定标数据。同年，电子科技大学的郑兴[18] 对自制的太赫兹阵列探测器相关参数，如时域噪声、响应度、噪声等效功率和动态范围进行了初步的测量。在太赫兹波段阵列探测器测量尚无标准且针对阵列探测器功率响应度的测量方法较少，测量结果不具溯源性。

本文提出了一种太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源方法，并对测量结果进行不确定度分析，相对扩展不确定度为 17.20%（$k=2$）。该方法的提出为太赫兹阵列探测器功率响应度测量研究提供技术支撑，为高灵敏度、低噪声的太赫兹阵列探测器研制和在常温下的有效应用提供保障。

1 测量溯源方法

目前国际上缺乏太赫兹计量方法和标准装置，太赫兹测量量值难以溯源至国际单位制，测量不确定度无法准确评估[19]。本文所

选用的标准太赫兹功率计为中国计量科学研究院研制的热电型探测器，该功率计所选用的表面材料在太赫兹波段具有高吸收率。利用积分球的方法测量了涂层在 632.8 nm 氦氖激光器波长下的吸收率≥99%，表明该涂层在可见光波段仍然具有极高的吸收率[20]。利用在氦氖激光下标定的功率响应度量值作为太赫兹功率响应度量值。经国家激光小功率基准测量装置标定后，将太赫兹辐射功率溯源至国家激光辐射功率测量基准上，可实现太赫兹辐射功率的准确计量并将测量结果溯源至国际单位制，太赫兹功率响应度测量结果溯源图如图 1 所示。

本文按图 2 框图搭建测量系统，高莱功率计和待测阵列探测器置于电控平移台上进行位置切换。

图 1　量值溯源与传递图

Fig. 1　Measure traceability and transfer diagram

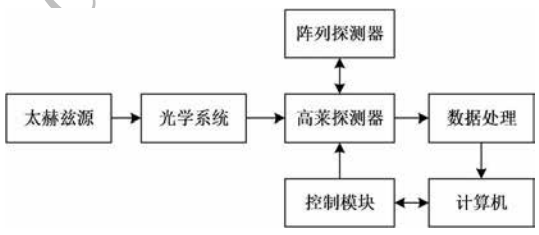


图 2　太赫兹阵列探测器功率响应度测量装置示意图

Fig. 2　Schematic diagram of power responsivity measurement device for terahertz array detector

由于标准太赫兹功率计与待测阵列探测器的响应区间不同，选用由标准太赫兹功率计标定后的高莱功率计作为传递功率计。利用高莱功率计测量可以得到汇聚光斑的总功率 P_T。使用阵列探测器任一有效像元对整体光斑进行扫描，(x, y) 表示对应在光斑上的位置，$U(x, y)$ 表示为每点电压信号，光斑的输出电压总值 V_{sum} 可表示为：

$$V_{sum} = \sum_{x=1}^{X} \sum_{y=1}^{Y} U(x, y) \tag{1}$$

由扫描结果可以得到光斑最大电压信号为 V_{max}，将该区域光斑作为标准功率光斑。该区域光斑电压与光斑输出电压总值 V_{sum} 比值即为区域光斑在整体光斑中的功率占比，标准功率光斑所接收的辐射功率 P_S 可表示为：

$$P_S = \frac{V_{max}}{V_{sum}} \cdot P_T \tag{2}$$

使用太赫兹阵列探测器各像元 (i, j) 依次对标准功率光斑进行扫描得到相应电压值 $U(i, j)$，则像元 (i, j) 的功率响应度计算公式为：

$$R(i, j) = \frac{U(i, j)}{P_S} \tag{3}$$

阵列探测器中可能存在无效像元 I，无效像元 I 包括死像元 d 与过热像元 h、。$M \times N$ 为阵列探测器的总像元数，所有像元的响应度平均响应度可表示为：

$$\overline{R'} = \frac{1}{M \times N} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} R(i, j) \tag{4}$$

根据死像元定义，符合公式（5）的像元为死像元，记为 d。

$$R(i, j) - \frac{\overline{R'}}{2} < 0 \tag{5}$$

去除死像元 d 后，余下的像元参加运算，$U_N(i, j)$ 为像元 (i, j) 在只有背景辐射条件下的响应电压，平均噪声电压可表示为：

$$\overline{U_N'} = \frac{1}{M \times N - d} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} U_N(i, j) \tag{6}$$

根据过热像元定义，符合下式的像元为过热像元，记为 h。

$$U_N(i,j) - 2\overline{U_N'} > 0 \quad (7)$$

无效像元数量计算迭代方法如图 3 所示。计算得到无效像元数量 I 后，平均功率响应度 $\bar{R}$ 可表示为：

$$\bar{R} = \frac{1}{M \times N - I} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} R(i,j) \quad (8)$$

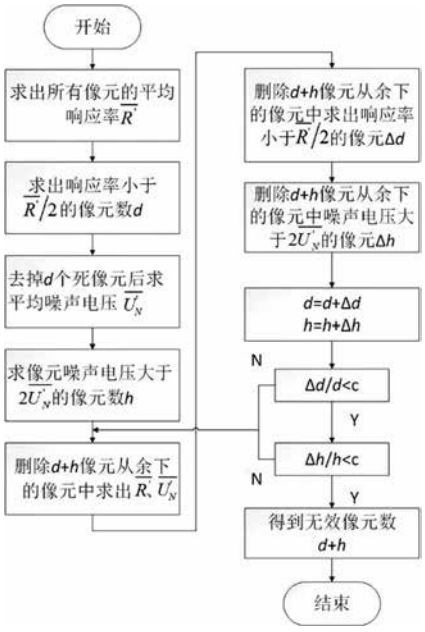


图 3　无效像元数的迭代流程图

Fig. 3　Iterative flowchart of invalid pixel numbers

2　功率响应度测量装置与实验

搭建如图 4 所示的光路对太赫兹阵列探测器功率响应度进行测量，光路主要由两个离轴抛物面镜、一个圆形光阑、一个矩形光阑、两个聚乙烯透镜、一个线栅偏振片和一个斩波器组成。

太赫兹波由太赫兹源射出后，通过两块离轴抛物面镜对太赫兹光进行汇聚。在离轴抛物面镜汇聚后的交点处放置光阑以滤去杂散光。两块聚乙烯透镜将光束汇聚到探测器接收平面上，在此接收平面前方加入矩形光阑并将孔径大小调整为与太赫兹阵列探测器芯片相同，以减小其它光线对探测器造成的影响。待测阵列探测器和高莱功率计固定在平移台上，通过移动平台来调整探测器位置进行功率响应度测量实验。

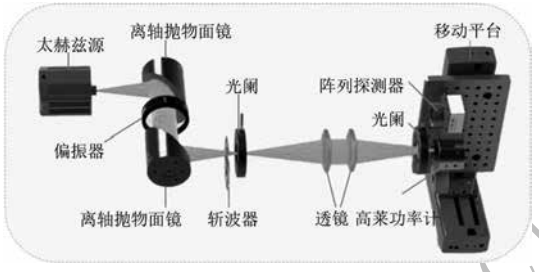
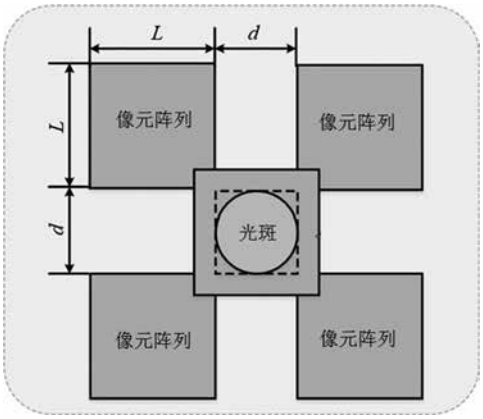


图 4　功率响应度测量系统光路图

Fig. 4　Optical path diagram of power responsivity measurement system

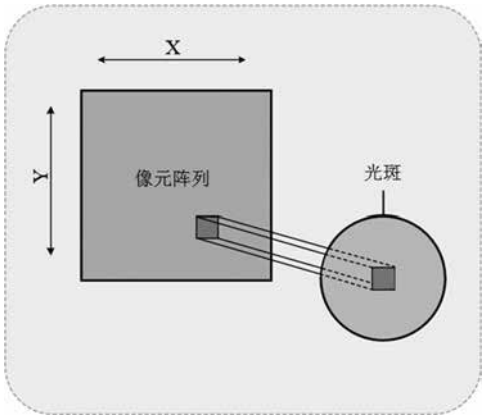
使用高莱功率计测得光斑总功率后需通过任一有效像元对整个太赫兹辐射光斑进行扫描，得到光斑分布图。太赫兹探测器阵列组件包含 $M \times N$ 个像元，阵列宽度为 L，横纵像元间距为分别为 D_m 与 D_n，太赫兹光斑直径为 d，本文选用的被测阵列探测器阵列组件中像元数 $M = N = 32$，像元间距为 $D_m = D_n = 400$?μm。为了确保选用的单一像元能扫描到完整的光斑，设计扫描方式如图 5 所示，依次从左至右，从上至下循环扫描整个太赫兹光斑。

设置最小的扫描宽度为 $L+d$，移动步长与像元间距 D 相同，以保证测得光斑总功率消除卷积影响。扫描次数可定义为向上取整后的 $step = (L+d)/D$，本文取 $step = 41$。最后，通过控制平移台移动阵列探测器使用其他各像元分别对标准功率光斑进行功率响应度测量。



（a）光斑扫描方式示意图

（a）Spot scanning method



（b）各像元扫描示意图

（b）Scanning method of each pixel

图 5　太赫兹阵列探测器扫描示意图

Fig. 5　THz array detector scanning diagram

3　测量结果

3.1　功率响应度测量结果

通过扫描获得光斑如图 6 所示。该光斑直径约为 6 mm，呈高斯分布，表明实验光路汇聚太赫兹辐射的效果良好。

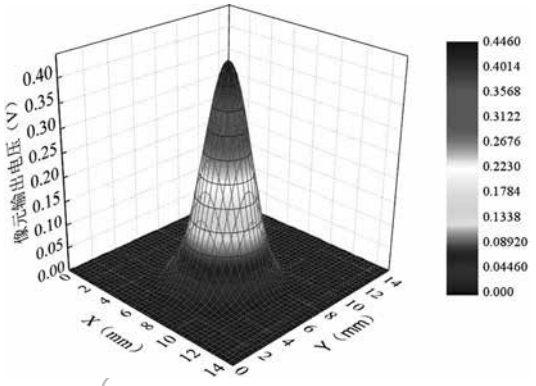


图 6　光斑扫描图

Fig. 6　Scanned spot diagram

由扫描结果可以得到光斑电压信号最大值点 V_{max} 位置坐标为（7.6，4.0），该点的功率可表示为：

$$P_S=\frac{V_{max}}{V_{sum}}\cdot P_T=\frac{0.445\text{V}}{43.883\text{V}}\cdot 0.386\text{mW}=3.91\mu\text{W} \tag{9}$$

在无太赫兹源辐射下，测量得到像元噪声响电压如图 7 所示。

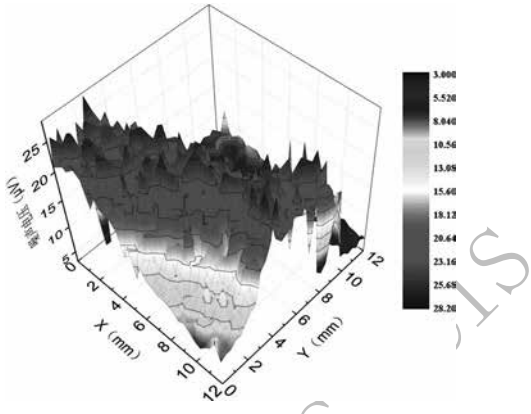


图 7　像元噪声图

Fig. 7　Pixel noisediagram

通过如图 3 所示的迭代流程可以计算得到死像元与过热像元数目，无效像元结果如表 1 所示。

表 **1**　无效像元数目

Table. 1　Number of invalid pixels

迭代次数	死像元	过热像元
1	112	0
2	17	0
3	2	0
4	0	0
合计	131	0

使用阵列探测器各像元扫描标准功率光斑位置，读取各像元的响应电压，根据公式（3）得到各像元的功率响应度如图 8 所示。

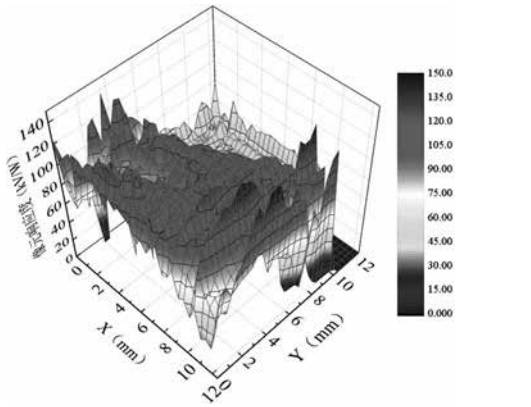


图 8　像元功率响应度

Fig. 8　Pixel power responsivity

根据公式（8）去除无效像元得到太赫兹阵列探测器的平均功率响应度为：

$$\bar{R} = \frac{1}{M \times N - I}\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N} R(i, j) = 89.5\ \text{kV/W} \tag{10}$$

3.2 不确定度分析

在待测探测器功率响应度测量过程中，不确定度来源主要有以下几个方面：太赫兹阵列探测器测量重复性引入的不确定度分量 u_1、标准太赫兹功率计溯源引入的不确定度分量 u_2、传递太赫兹功率计溯源引入的不确定度分量 u_3、环境条件影响引入的不确定度分量 u_4。

对各个分量进行不确定度评定：

1）太赫兹阵列探测器测量重复性引入的相对不确定度分量 u_1。

对太赫兹阵列探测器进行 12 次连续的测量，所有有效像元的平均响应电压测量结果如表 2 所示。

表 2　像元平均响应电压测量结果

Table. 2　Pixel average responsivity voltage measurement results

i	1	2	3	4	5	6
$U_{D,i}$（V）	0.316	0.318	0.314	0.316	0.319	0.318
i	7	8	9	10	11	12
$U_{D,i}$（V）	0.319	0.317	0.314	0.318	0.319	0.317

太赫兹阵列探测器 12 次测量所得的测量均值可表示为式（11），式中 N 为测量总次数，$U_{D,i}$ 表示第 i 次测量得到的响应电压值。

$$\overline{U_D} = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N} U_{D,i} = 0.317\text{V} \tag{11}$$

标准差为：

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N}(U_{D,i} - \overline{U_D})^2}{N - 1}} = 0.0018\text{V} \tag{12}$$

相对标准差为：

$$\frac{\sigma}{\overline{U_D}} = 0.57\% \tag{13}$$

每次测量取 100 次读数结果的平均值为标准，由太赫兹阵列探测器测量重复性所引入的相对不确定度分量 u_1 为：

$$u_1 = \frac{0.57\%}{\sqrt{100}} = 0.057\% \tag{14}$$

2）标准太赫兹功率计溯源引入的不确定度分量 u_2。

测量使用标准太赫兹功率计作为上级标准，根据标准功率计的技术资料，标准测量不确定度为 3.00%，分布为正态分布，评定方法为 B 类不确定度评定。

3）传递太赫兹功率计溯源引入的不确定度分量 u_3。

使用高莱功率计作为传递功率计，综合考虑高莱功率计的测量重复性，响应度面均匀性，在太赫兹波段的吸收率，显示仪器分辨率等因素，确定其测量不确定度为 8.00%。

4）环境条件影响引入的相对不确定度分量 u_4。

由于空气中含有大量水蒸汽，而水蒸气会吸收太赫兹波[21]，因此太赫兹探测器在不同的温湿度条件下所接收的太赫兹辐射强度也有锁不同。在校准过程中实验室环境温度变化不超过2℃，湿度变化不大于3% RH，估计环境条件引入的测量不确定度分量为 1.00%，该不确定度分量呈正态分布，评定为 B 类不确定度。

在本文中，各不确定度分量彼此独立，互不相关，故不确定度传递系数 C_i（=1，2，3，4）均为±1。相对不确定度 u_{rel} 表示为：

$$u_{rel} = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2} \tag{15}$$

将太赫兹阵列探测器的测量溯源结果不确定度汇总于表 3。

表 3　太赫兹阵列探测器测量溯源结果不确定度汇总表

Table. 3　Uncertainty of measurement traceability result of terahertz array detector

不确定度分量	评定方法	相对标准不确定度	合成相对标准不确定度
u_1	A 类	0.06%	8.60%
u_2	B 类	3.00%	
u_3	B 类	8.00%	
u_4	B 类	1.00%	

由表 3 可得：太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源结果的合成相对标准不确定度 $u_{rel}=8.60\%$，包含因子 $k=2$ 时，太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源结果的相对扩展不确定度 $U_{rel}=17.20\%$（$k=2$）。

4　结论

提出了一种太赫兹阵列探测器功率响应度测量溯源方案。以溯源至激光功率基准的高莱功率计作为计量标准获得汇聚光斑总功率，并使用阵列探测器任一像元对整体光斑进行扫描，求得标准功率光斑在整体光斑中的功率占比，从而得到标准功率光斑的辐射功率。最后，使用阵列探测器各像元对标准功率光斑进行扫描求得各像元功率响应度。测得功率响应度的相对扩展不确定度为 17.20%（$k=2$），验证了功率响应度测量溯源方法的可行性，为太赫兹成像等应用奠定基础。本文功率响应度的测量结果不确定度较高，主要原因是使用高莱功率计作为传递功率计，该功率计不确定度较大。后续可研制响应度更高的标准太赫兹功率计，以减小传递功率计对实验结果带来的不确定度。测量过程中使用阵列探测器的各像元对标准功率光斑进行扫描，扫描过程中阵列探测器的本身会对汇聚光斑带来影响，后续可继续优化光路以减少光斑功率波动，从而提高测量准确性。

参考文献：

[1] SIEGEL P H. Terahertz technology [J]. IEEE Transaction on microwave theory and technology, 2002, 50 (3): 910-928.

[2] YANG H R, LI H G. Research progress on terahertz communication technology [J]. Journal of Applied Optics, 2018, 39 (01): 12-13.

[3] 安国雨. 太赫兹技术应用与发展研究 [J]. 环境技术, 2018, 36 (02): 25-28.
AN G Y. Study on application and development of terahertz technology [J]. Environmental Technology, 2018, 36 (02): 25-28.

[4] CAO C, ZHANG ZH H, ZHAO X Y, et al. Review of terahertz time domain and frequency domain spectroscopy [J]. Spectroscopy and Spectral Analysis. 2018, 38 (9): 2688-2699.

[5] WANG L, ZHANG CH J, LIU H H, et al. The study of the technique of power measure of the THz wave [J]. Journal of Microwaves, 2014, 30 (S1): 566-567.

[6] 郑新, 刘超. 太赫兹技术的发展及在雷达和通讯系统中的应用 [J]. 微波学报, 2010, 26 (06): 1-6.
ZHENG X, LIU CH. Recent Development of THz Technology and Its Application in Radar and Communication System [J]. Journal of Microwaves, 2010, 26 (06): 1-6.

[7] 闵碧波, 曾嫦娥, 印欣, 等. 太赫兹技术在军事和航天领域的应用 [J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2014, 12 (03): 351-354.
MIN B B, ZENG C E, YIN X, et al. Application of terahertz techniques in military and space [J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2014, 12 (03): 351-354.

[8] AKYILDIZ I F, JORNET J M, HAN C. Next frontier for wireless communications [J]. Physical Communication, 2014, 12 (4): 16-32.

[9] BOOSKE J H. Plasma physics and related challenges of millimeter-wave-to-terahertz and high power microwave generation [J]. Physics of Plasmas, 2008, 15 (5): 459-597.

[10] 齐娜, 张卓勇, 相玉红. 太赫兹技术在医学检测和诊断中的应用研究 [J]. 光谱学与光谱分

析，2013，33（8）：2064-2070.
QI N，ZHANG Z Y，XIANG Y H. Application of terahertz technology in medical testing and diagnosis［J］. Spectroscopy and Spectral Analysis，2013，33（8）：2064-2070.

［11］WERNER L，HÜBERS H W，MEINDL P，et al. Towards traceable radiometry in the terahertz region［J］. Metrologia，2008，46（2009）：160-164.

［12］LEHMAN J H，LEE B，GROSSMAN E N. Far infrared thermal detectors for laser radiometry using a carbon nanotube array［J］. Applied Optics，2011，50（21）：4099-4104.

［13］DENG Y Q，SUN Q，YU J，et al. Broadband high-absorbance coating for terahertz radiometry［J］. Optics Express，2013，21（5）：5740-5742.

［14］IIDA H，KINOSHITA M，AMEMIYA K，et al. Calorimetric measurement of absolute terahertz power at the sub-microwatt level［J］. Optics Letters，2014，39（6）：1609-1612.

［15］费丰. 红外焦平面阵列相对光谱响应测试系统［J］. 计测技术，2002，22（6）：26-30.
FEI F. Relative Spectral Responsibility Testing Syetem of Infrared Focal Plane Array［J］. Metrology & Measurement Technology，2002，22（6）：26-30.

［16］MA W，WEN Y ZH，Yu X M，et al. Performance enhancement of uncooled infrared focal plane array by integrating metamaterial absorber［J］. Applied Physics Letters，2015，106（11）：136-146.

［17］程丽鹏，张猛，王高，等. 长波红外探测器的辐射定标［J］. 科学技术与工程，2016，16（28）：195-198.
CHENG L P，ZHANG M，WANG G，et al. Radiance Calibration for Long Wave Infrared Detector［J］. Science Technology and Engineering，2016，16（28）：195-198.

［18］郑兴. 室温太赫兹焦平面探测器及测试验证成像的研究［D］. 四川：电子科技大学，2016.
ZHENG X. Research on Room Temperature Terahertz Focal Plane Detector Testing and Imaging System［D］. Sichuan：University of Electronic Science and Technology of China，2016.

［19］KLEINE-OSTMANN T，SCHRADER T，BIELER M，et al. THz metrology［J］. Frequenz，2008，62（5-6）：137-148.

［20］DENG Y Q，LI J，SUN Q. Traceable Measurements of CW and Pulse Terahertz Power With Terahertz Radiometer［J］. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics，2016，23（4）：1-1.

［21］蒋强，王玥，文哲，等. 太赫兹时域光谱技术的变压器油低水含量检测［J］. 光谱学与光谱分析，2018，38（04）：1049-1052.
JIANG Q，WANG Y，WEN ZH，et al. Moisture Content Determination of Transformer Oil by Using Terahertz Time - Domain Spectroscopy［J］. Spectroscopy and Spectral Analysis，2018，38（04）：1049-1052.

基于优化视觉词典的震后高分遥感影像震害建筑物检测

王　超[1,2]申　祎[2]仇　星[2]*行鸿彦[2]张　艳[2]卞长林[2]

（1. 江西省水信息协同感知与智能处理重点实验室 南昌 330099；2. 南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044）

摘　要：在缺乏震前参考信息前提下，本文提出了一种基于优化视觉词典的震后高分遥感影像震害建筑物检测方法。首先，通过 WJSEG（Wavelet-Jseg）分割以及一组非建筑物筛选规则提取潜在建筑物集合，作为震害建筑物检测的分析单元；其次，综合利用光谱、纹理及几何形态学特征构建了一种震害视觉词典模型，实现了从像素到震害特征间“语义鸿沟”的跨越；在此基础上，设计了一种基于类内和类间惩罚因子的视觉词典优化策略，进一步减少信息冗余及证据冲突；最后，通过随机森林分类器将建筑物进一步划分为完好建筑物、部分震害建筑物及废墟。在多组不同区域、不同传感器的震后高分遥感影像实验中，该方法的总体精度均达到85%以上，从而可为震后应急响应救援及灾后重建提供关键的决策支持信息。

关键词：震后；高分遥感影像；视觉词典；震害；建筑物检测

中图分类号：TH761.6　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：420.20

Damaged building detection based on optimized visual dictionary from post-earthquake high-resolution remote sensing images

Wang Chao[1,2], Shen Yi[2], Qiu Xing[2], Xing Hongyan[2], ZhangYan[2], BianChanglin[2]

(1. *Jiangxi Province Key Laboratory of Water Information Cooperative Sensing and Intelligent Processing*, *Nanchang* 330099, *China*; 2. *School of Electronic and Information Engineering*, *Nanjing University of Information Science and Technology*, *Nanjing* 210044, *China*)

Abstract: Being lack of the pre-earthquake reference information, a new method of damaged

作者简介：王超，副教授，硕导，2014 年于河海大学获得博士学位，现为南京信息工程大学教师，主要研究方向为高分辨率遥感影像处理。E-mail：*chaowang@nuist.edu.cn*

Wang Chao received his Ph. D. degree in 2014 from Hohai University, now he is an associate professor in Nanjing University of Information and Science Technology. His main research interests in high resolution remote sensing image processing.

仇星（通讯作者），南京信息工程大学电子与信息工程学院硕士研究生，2017 年毕业于淮阴工学院，获得工学学士学位，主要研究方向为高分辨率遥感影像处理。E-mail：*ilmareqiu@126.com*

Qiu Xing (Corresponding author) is a M. Sc. candidate in Nanjing University of Information Science and Technology. She received her B. Sc. degree from Huaiyin Institute of Technology in 2017. Her main research interests in high resolution remote sensing image processing.

* **基金项目**：江西省水信息协同感知与智能处理重点实验室开放基金（2016WICSIP004）、江苏省大学生实践创新训练计划项目（201810300005Z）

building detection of high-resolution remote sensing image based on optimized visual dictionary is proposed. First, Wavelet-Jseg (WJSEG) segmentation and a set of non-building screening rules are applied to extract the potential building set, which provides the analysis units of damaged building detection. Secondly, a visual dictionary model of earthquake damage is constructed by introducing spectral, texture and geometric morphological features to across the semantic gap between pixels and earthquake damage features. On this basis, a visual dictionary optimization strategy based on intra-class and inter-class penalty indexes is designed to further reduce redundant information and evidence conflict. Finally, the buildings are further classified into intact buildings, partially damaged buildings and ruins by random forest classifier. In the experiments of post-earthquake high resolution remote sensing images of different regions and sensors, the overall accuracy of the proposed method reached more than 85%, which can provide key decision support information for post-earthquake emergency response and reconstruction.

Keywords: Post-earthquake; High-resolution remote sensing image; Visual dictionary; Earthquake damaged; Building detection

0 引言

地震发生后，快速、准确地判别震害建筑物的位置对于开展震后应急救援及灾害评估具有至关重要的作用[1-2]。与传统依赖地面人员的实地勘察相比，基于高分辨率遥感影像的震害建筑物检测具有实时性强、覆盖范围广、安全风险低等诸多优点，已经成为遥感应用领域的研究热点之一[3-4]。

目前，从高分辨率遥感影像中提取震害建筑物的方法主要可分为两类：（1）基于震后单时相影像的分类方法。此类方法通过将震害建筑物的检测问题转化为对震后遥感影像的分类问题，从而突破了对震前影像的依赖而带来的诸多限制。如叶昕等通过分析建筑物屋顶内部梯度的空间相关性，在震后基于 Quickbird 和航空遥感影像的震害建筑物检测中总体精度可达到 80%以上[5]。（2）基于震前、震后双时相影像的变化检测方法。此类方法由于引入了震前影像，能够提取建筑物的变化信息作为震害检测依据，因此通常具有更高的检测精度。例如 Roberta 等提出了一种结合多参数及多描述子的震害建筑物变化检测方法，其总体精度可达到 96%以上[6]。此类方法的局限在于震前影像的难以获取，以及震前、震后的影像的高精度配准等。因此，基于震后单时相影像的分类方法在震后应急响应中更加具有应用推广性。尽管如此，由于此类方法缺乏震前参考信息且震后场景的结构与空间布局更加复杂，如何对建筑物震害特征进行有效的抽象化表示，是决定能否准确区分震害建筑物与其他地物的关键和难点问题。

基于以上分析，本文提出了一种基于优化视觉词典的高分辨率遥感影像震害建筑物检测方法。该方法以建筑物的固有边界为基础，综合利用光谱、纹理及几何形态学特征，通过构建优化震害视觉词典模型对震害建筑物进行多角度精细刻画，从而跨越像素到建筑震害特征间的“语义鸿沟”。在此基础上，以震害语义直方图进行图像表达，从而有利于后续的随机森林分类器的训练和识别。在对汶川和玉树地区的震后高分辨率遥感影像所开展的实验中，所提出方法展现出了优异的性能。

本文共分为四个章节。下一章节将详细阐述所提出方法的原理和实施步骤；第二章节对实验展开了分析和讨论；最后一章给出了结论。

1 方法

本文所提出方法主要包括四个步骤：（1）潜在建筑物集合提取；（2）多特征震害视觉词典的构建；（3）震害视觉词汇的图像优化

表达；（4）基于随机森林分类的震害建筑物检测。具体实现流程如图 1 所示：

图 1　算法流程图

Fig. 1　Flow chart of algorithm

1.1　潜在建筑物集合提取

1.1.1　基于 WJSEG 的影像分割

本文首先采用高分辨率遥感影像分割算法 WJSEG，将相邻的孤立像素划分为具有语义信息的对象集合，具体的实施步骤可参见文献[7]。WJSEG 在城市场景分割中的优势在于：相较于著名商业软件 eCogntion，WJSEG 定位地物边界更加准确，同时能够有效保持对象轮廓的完整，且基本不存在狭长的虚假单元。

在此基础上，令分割后所提取的初始对象集合为 R_{ini}，从而为后续处理提供基本的分析单元。

1.1.2　非建筑物对象剔除

鉴于本文的感兴趣区域 ROI（Region of Interesting）为震害建筑物，在初始对象集合 R_{ini} 基础上对非建筑物对象进行初筛，在减少后续分析单元数量的同时还有利于分类误检率的降低。通过分析非建筑物对象的典型特征，设计筛选规则如下[8]：

（1）面积规则。统计每个对象的面积即每个对象所包含的像素个数 N_{pixels}，若 $N_{pixels} \leq 80$，则认为该对象为帐篷、车辆、噪声等弱小目标，予以剔除；

（2）形态学建筑物指数（MBI，Morphological Building Index）规则。Huang 等利用建筑物像素在高帽变换后的灰度影像中多表现出高亮特征的特点，通过计算多尺度差分序列获得像素的 MBI 值[9]。若 MBI 越大，则说明该像素属于建筑物的可能性越高。在此基础上，利用最大类间方差法确定 MBI 的分离阈值 T_{MBI}。计算每个对象中所有像素的 MBI 均值 $\overline{MBI}$，剔除满足 $\overline{MBI}<T_{MBI}$ 的所有对象；

（3）矩形度及长宽比规则。定义某对象的矩形度为 $Rd = N_{pixels}/N_{rectangle}$（其中 N_{pixels} 为该对象的最小外接矩形所包含的像素个数，$N_{rectangle}$ 为最小外接矩形的长宽比）。此时，若某对象满足 $Rd<0.8$ 且 $N_{rectangle}>5$，则本文认为该对象为道路、河道等狭长目标，予以剔除。

利用规则（1）~（3）判别 R_{ini} 中的所有对象，将所有未被剔除的对象组成潜在建筑物对象集合 R_{pot}。

1.2　多特征震害视觉词典的构建

在震后高分辨率遥感影像中，尽管不同尺寸、形状及震害程度的建筑物与完好建筑物混杂分布，但对于震害建筑物与完好建筑物的人工目视解译却极具可行。从这个角度来说，空间分辨率的提高所带来的精细底层视觉特征中所隐含的震害语义知识非常丰富[10]。为此，本文基于视觉词袋模型（BoVW，Bag of Visual Words），从光谱、纹理和几何形态学三个角度构建震害视觉词典，从而跨越底层视觉特征到建筑物震害特征的“语义鸿沟”[11-12]。视觉词袋（BoVW，Bag of Visual Words）模型是由自然语言处理领域发展而来的一种图像处理算法，其通过提取目标所具有的代表性特征来构建视觉词典，从而为特定目标的检测和识别提供有效的语义特征描述手段[13-14]。根据 BoVW 理论，本文所构建建筑物震害视觉词典具体如下：

●基于光谱的 RGB 震害视觉词典

在震后场景中，由于震害建筑物相比完好建筑物的破坏截面更加粗糙，因此通常表现为低灰度值区域。为此，本文首先对 RGB

模型的三波段影像依据灰度值分别进行 K 均值聚类[15]。在此基础上，可以得到任意对象 $R_i \in R_{pot}$ 在 R、G、B 三波段中对应的 K 维光谱震害视觉词典分别为：$\mathbf{WR}_i$ = [red_{i1}, red_{i2}, …, red_{iK}]、$\mathbf{WG}_i$ = [$green_{i1}$, $green_{i2}$, …, $green_{iK}$]、$\mathbf{WB}_i$ = [$blue_{i1}$, $blue_{i2}$, …, $blue_{iK}$]。

●基于纹理的 J-value 震害视觉词典

在纹理特征方面，完好建筑物通常具有内部灰度差异小、纹理结构一致性强的特点；震害建筑物的内部纹理则结构混乱、灰度差异较大。为此，文本采用局部同质性指标 J-value 作为一类震害视觉词汇。J-value 能够有效描述对象内部的纹理复杂程度，同时还具有多尺度和旋转不变性的优点，其定义如下：

$$\text{J-value} = (S_T - S_W) / S_W \quad (1)$$

其中，S_T 为特定尺寸窗口内所有像素的总体方差，S_W 为特定尺寸窗口内属于同一灰度级像素的方差之和，具体的实现流程可参见文献[7]。J-value 的值越小，说明对象内部均质程度越低、纹理越复杂，因此属于震害建筑物的可能性越高。设尺度个数为 4，通过计算多尺度 J-value 影像集合，并对每个尺度分别采用与 RGB 词典同样的聚类策略，提取对象 R_i 对应的 J-value 震害视觉词典为：$\mathbf{WJ}_i$ = [J_{i11}, …, J_{i1K}, J_{i21}, …, J_{i2K}, …, J_{i41}, …, J_{i4K}]。

●基于几何形态学的面积、对角线和 NMI 震害视觉词典

在几何形态学方面，震后场景中完好建筑物的组成较为单一，形状规则且结构紧凑；震害建筑物则表现为完好与受损区域混杂分布的顶面，以及由坍塌建筑物碎片构成的废墟。

为此，本文采用形态学属性剖面 MAPs（Morphological Attribute Profiles）中的面积、对角线和归一化转动惯量 NMI（Normalized Mutual Information）分别作为一类震害视觉词汇，三种属性的实现步骤可参见文献[16]。MAPs 理论由集合论发展而来，其通过设计不同的形态学属性算子，使目标在特定尺度参数、属性上的特征出现区分与其他地物的最大响应。其中，面积属性用于描述对象内部结构的规模；对角线属性反映了对象最小外接矩形的对角线长度，用于描述建筑物的规则程度；NMI 属性反映了对象的质量分布，用于描述建筑物的紧凑程度。以 NMI 属性为例，属性滤波会逐步抑制小于给定 NMI 尺度参数的对象。随着尺度参数的增加，完好建筑物中的像素会因为紧凑程度较高而逐步受到抑制。因此，完好建筑物和震害建筑物的面积震害视觉词汇在多尺度属性剖面中的变化趋势会出现显著差异，面积和对角线属相也具有类似的原理。尺度个数与聚类策略与 RGB 词典相同，定义对象 R_i 所提取的面积、对角线和 NMI 属性的震害视觉词典分别为：$\mathbf{WAREA}_i$ = [$AREA_{i11}$, …, $AREA_{i1K}$, $AREA_{i21}$, …, $AREA_{i2K}$, …, $AREA_{i41}$, …, $AREA_{i4K}$]、$\mathbf{WDIAG}_i$ = [$DIAG_{i11}$, …, $DIAG_{i1K}$, $DIAG_{i21}$, …, $DIAG_{i2K}$, …, $DIAG_{i41}$, …, $DIAG_{i4K}$]、$\mathbf{WNMI}_i$ = [NMI_{i11}, …, NMI_{i1K}, NMI_{i21}, …, NMI_{i2K}, …, NMI_{i41}, …, NMI_{i4K}]。

在此基础上，综合 3 大类震害视觉词典，定义为对象 R_i 的初始震害视觉词典为 W_i = [WR_i, WG_i, WB_i, WJ_i, WAREA_i, WDIAG_i, WNMI_i]

1.3 震害视觉词汇图像优化表达

根据 BoVW 理论，基于所构建的初始震害视觉词典，对 R_{pot} 中的每个对象分别统计各个视觉词汇的出现频率，并构建视觉词汇直方图。遍历所有对象后，可实现对原始影像的初始震害视觉词典表达。

尽管如此，由于不同震害视觉词汇对于建筑物震害特征的表达作用不同，且震害视觉词汇之间可能存在的冗余信息，不仅会增加计算复杂度，同时还可能由于不同词汇之间作为震害证据时的相互冲突而降低检测精度[17]。为此，本文提出了基于类内惩罚因子和类间惩罚因子的优化震害视觉词典模型，从而区分不同视觉词汇对影像表达的贡献，具体步骤如下：

Step1：计算类内惩罚因子。由于相同种

类、不同尺度或波段的影像之间通常具有较强的相关性，从而包含大量冗余信息。为此，首先利用结构相似性 SSIM（Structural Similarity）分别计算同一特征下任意两个波段或尺度影像之间的相关性。SSIM 综合利用了向量的均值、方差和协方差，相较于传统“距离”相似性度量具有有界、对称和最大值的唯一的优点[18]。任意向量 x 与 y 之间的 SSIM 定义如下：

$$SSIM_{xy}=\frac{(2\mu_x\mu_y+0.5)(2\sigma_{xy}+0.5)}{(\mu_x^2+\mu_y^2+0.5)(\sigma_x^2+\sigma_y^2+0.5)} \quad (2)$$

其中，μ_x，μ_y，σ_x^2，σ_y^2，σ_{xy} 分别是 **x** 与 **y** 均值、标准差、方差和协方差。SSIM 的取值区间为［0，1］，该值越大，表示两向量间的相关性越强，冗余信息越多。本文以面积属性为例，设 p、q 为任意两个不同尺度的序号，则两个不同尺度间的 SSIM 可表示为 $SSIM_{pq}$，得到面积属性的类内惩罚因子为：

$$\alpha_{AREA}=\frac{\sum_{p=1}^{L-1}\sum_{q=p+1}^{L}\frac{1}{1+SSIM_{pq}}}{0.5L(L-1)} \quad (3)$$

同理，可得到 J－value、对角线属性和 NMI 属性的类内惩罚因子分为 α_J、α_{DIAG} 和 α_{NMI}。采用同样的策略计算 R、G、B 三波段影像之间的相关性，可得到光谱特征的类内惩罚因子 α_{RGB}。

Step2：计算类间惩罚因子。对 R、G、B 三波段影像、多尺度 J－value 以及三种属性的多尺度剖面分别采用均值融合策略，可获得 IMG_{RGB}、$IMG_{J-value}$、IMG_{AREA}、IMG_{DIAG} 和 IMG_{NMI} 五类融合影像。在此基础上，利用公式：

$$\beta_{RGB}=\frac{1}{1+SSIM_{RGB\&J}+SSIM_{RGB\&AREA}+SSIM_{RGB\&DIAG}+SSIM_{RGB\&NMI}} \quad (4)$$

可得到 RGB 特征的类间惩罚因子，其中 $SSIM_{RGB\&J}$，$SSIM_{RGB\&AREA}$，$SSIM_{RGB\&DIAG}$ 和 $SSIM_{RGB\&NMI}$ 分别为 RGB 特征与其他四类特征融合影像之间的 SSIM 值。以此类推，可得到其他类似特征的类间惩罚因子 β_{RGB}、β_J、β_{AREA}、β_{DIAG}、β_{NMI}。

Step3：更新震害视觉词典及视觉词汇直方图。基于类内和类间惩罚因子，所构建优化震害视觉词典为：$\mathbf{W}_i=[\alpha_{RGB}\ \beta_{RGB}\ \mathbf{WR}_i,\ \alpha_{RGB}\ \beta_{RGB}\ \mathbf{WG}_i,\ \alpha_{RGB}\ \beta_{RGB}\ \mathbf{WB}_i,\ \alpha_J\ \beta_J\ \mathbf{WJ}_i,\ \alpha_{AREA}\ \beta_{AREA}\ \mathbf{WAREA}_i,\ \alpha_{DIAG}\beta_{DIAG}\mathbf{WDIAG}_i,\ \alpha_{NMI}\beta_{NMI}\ \mathbf{WNMI}_i]$，并相应更新视觉词汇直方图作为后续随机森林分类器的输入。

1.4 基于随机森林分类的震害建筑物检测

基于所提取的优化震害视觉词汇模型与潜在建筑物对象集合 R_{pot}，本文采用目前非常流行的集成分类器随机森林 RF（Random Forest）获得最终震害建筑物检测结果[19-20]。具体步骤如下：

Step1：根据研究目的，将 R_{pot} 中的对象划分为“完好建筑物”、“部分震害建筑物”、“废墟”和“其他”地物四类。其中，在震害建筑物中进一步识别“废墟”的原因在于此类区域通常是震后应急救援的首要靶标，而“部分震害建筑物”则可作为灾后震损评估及重建重要的参考依据；

Step2：统计每个对象 R_i 的优化震害视觉词典直方图，作为随机森林分类器的输入特征空间；

Step3：选取训练样本集，并利用 Bagging 方法随机有放回的抽取 C 个样本子集，确保每个子集中的样本个数与训练样本集合相等；

Step4：确定节点对应随机特征的数量，对每个样本子集分别构建决策树模型；

Step5：对每个待分类的样本进行分类，并依据分类标签进行投票表决，根据得票数量确定最终分类标签。

2 实验与分析

实验采用两组震后短时期内采集的高分辨率遥感影像，并与两种不同方法的实验结果进行了对比分析，进而通过定量精度指标和目视检验手段对所提出方法的震害建筑物检测效果进行了评价。

2.1 数据集和实验策略

2.1.1 实验数据集

数据集 1 为中国四川省汶川地区的震后

QuickBird 全色-多光谱融合遥感影像，包括 R、G、B 三个波段。地震发生时间为 2018 年 5 月 12 日，最高震级为 8.0 级，影像采集时间为 2008 年 6 月 3 日，尺寸为 1024×1024 像素，如图 2（a）所示。数据集 2 为中国青海省玉树地区的震后 GE01 全色-多光谱融合遥感影像，包括 R、G、B 三个波段。地震发生时间为 2010 年 4 月 4 日，最高震级为 7.1 级，影像采集时间为 2010 年 5 月 6 日，尺寸为 1024×1024 像素，如图 2（b）所示。此外，参考影像采用实地调查和目视解译人工绘制。原始影像中一些具有代表性的区域被提取出来，并在图 2 中采用不同线型边框的子图像予以表示，以便进一步的详细讨论和分析。

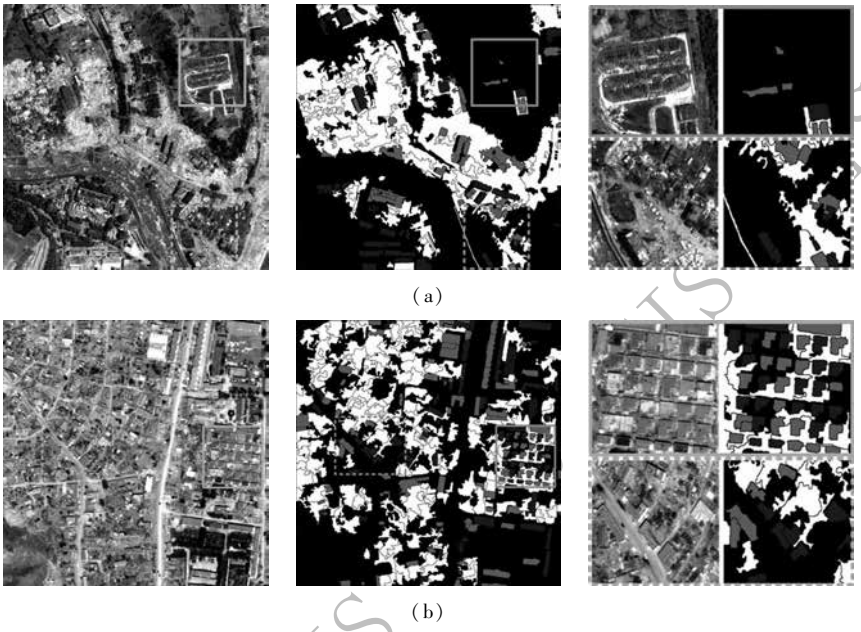


图 2　（a）数据集 1 原始影像、参考影像及子图像 1（实线框）和子图像 2（虚线框）；
（b）数据集 2 原始影像和参考影像及子图像 3（实线框）和子图像 4（虚线框）。

Fig. 2　（a）Original image，reference image and patch1（solid frame）and patch2（dashed frame）of dataset1；
（b）Dataset 2 original image and reference image and patch3（solid frame）and patch4（dashed frame）.

2.1.2　实验策略

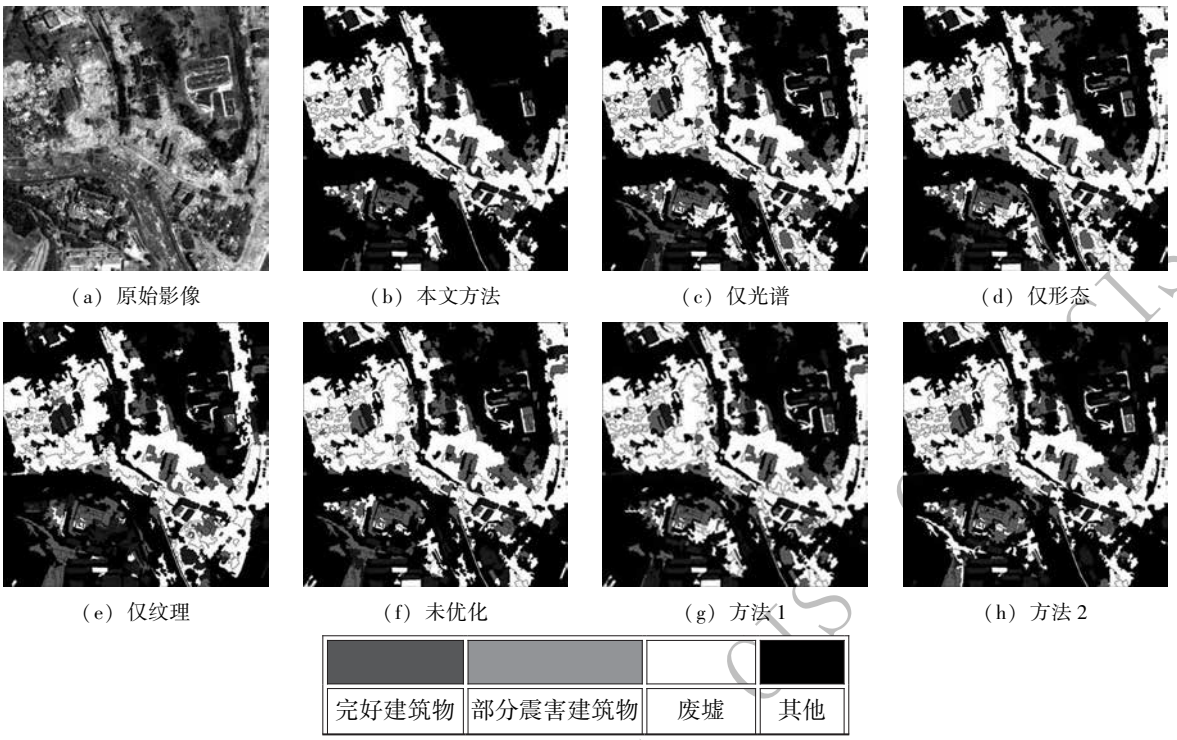
两组实验中，所提出方法中的 K 依据试错法分别设定为 14 和 18。同时，为分析所构建的光谱、纹理和几何形态学视觉震害词典的有效性，首先基于所提出方法并分别仅利用三种不同震害词典开展实验。在此基础上，利用全部三种震害视觉词典开展实验，以分析其在震害建筑物检测中的互补性。

此外，本文还选择了两种先进的方法进行对比实验：方法一[21] 首先利用改进的 SEaTH 算法对初始特征集合进行优化，进而采用基于隶属度的分类方法获得检测结果。其中，初始特征集合采用本文所提取的全部光谱、纹理及几何形态学特征，其他实现步骤均与原文一致。方法二[10] 则采用颜色和梯度特征构建视觉词袋模型，通过支持向量机 SVM（Support Vector Machine）分类获得震害建筑物检测结果。需要说明的是，为了保证精度评价的一致性，所有对比方法均采用初始对象集合 R_{ini} 中的对象作为基本分析单元。

2.2　实验结果和精度评价

2.2.1　总体结果和定量精度评价

实验结果包括完好建筑物、部分震害建筑物、废墟和其他四类，并分别用不同颜色进行表示，如图 3 和图 4 所示。

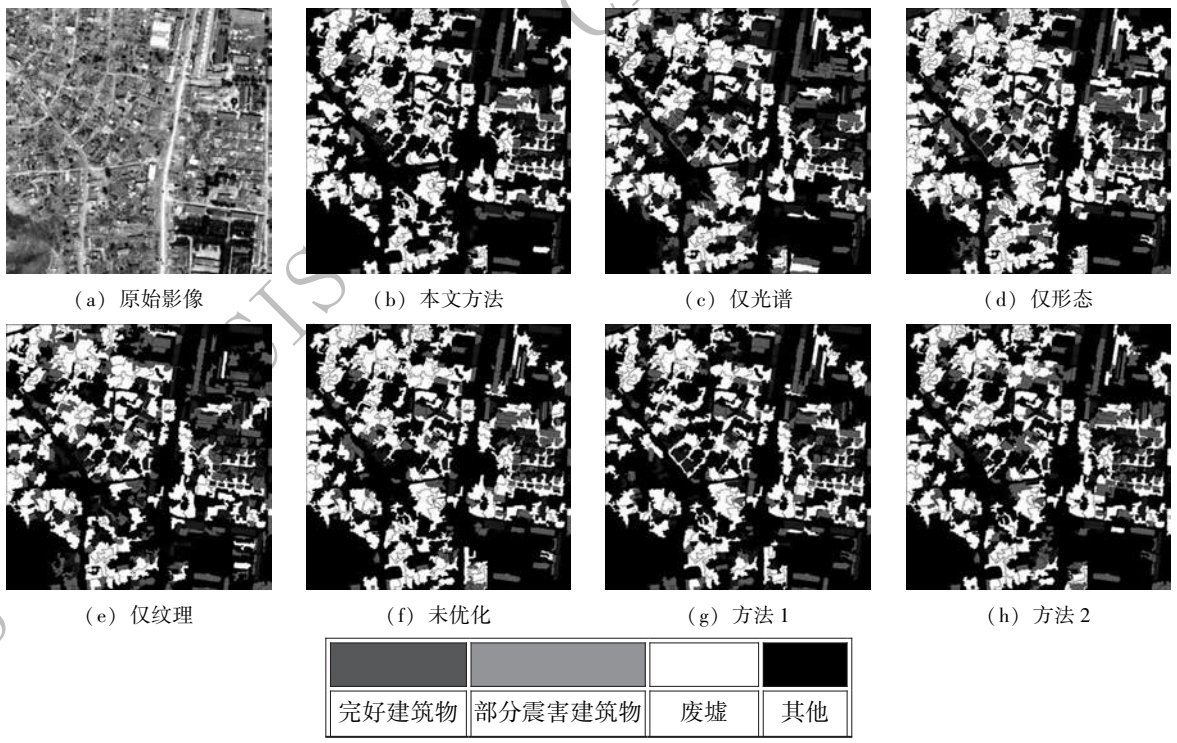


（a）原始影像　（b）本文方法　（c）仅光谱　（d）仅形态

（e）仅纹理　（f）未优化　（g）方法 1　（h）方法 2

图 3　数据集 1 震害建筑物提取结果

Fig. 3　Extraction results of damaged buildings in dataset1



（a）原始影像　（b）本文方法　（c）仅光谱　（d）仅形态

（e）仅纹理　（f）未优化　（g）方法 1　（h）方法 2

图 4　数据集 2 震害建筑物提取结果

Fig. 4　Extraction results of damaged buildings in dataset2

定量精度评价结果如表 1 和表 2 所示。通过目视观察和定量精度评价可以发现，在两组不同传感器的数据集实验中本文方法的识别效果显著优于其他对比方法。其中，本文方法的总体精度均达到了 85%以上，且波动仅为 0. 2%，因此本文所构建的优化震害视觉词典在震害建筑物检测是可行、有效且有可靠的。此外，综合利用三类震害视觉词典后，其总体精度均高于单独采用某类震害词典的检测结果，从而证明了光谱、纹理及几何形态学特征在震害建筑物检测中的互补性。尽管如此，其总体精度仍显著低于本文方法，即本文引入的类内和类间惩罚因子有助于减少冗余信息及证据冲突，从而提高了后续的分类精度。与本文方法相比，方法 1 采用了相同的初始特征集合进行优化，而两组实验中超过 10%的精度差异进一步证明了本文构建的优化震害视觉词典的优异性能。方法 2 则忽略了几何形态学特征在震害建筑物检测中的作用，其检测精度不仅显著低于本文方法且波动显著。

表 **1**　数据集 **1** 定量精度评价结果

Table 1　Quantitative accuracy evaluation results of dataset1

方法 \ \ 指标	总体精度（%）	错检率（%）	漏检率（%）	Kappa 系数
评价标准	越大越好	越小越好	越小越好	越大越好
本文方法	85. 60%	5. 29%	14. 30%	0. 741
光谱特征	72. 70%	11. 10%	27. 30%	0. 553
形态特征	72. 30%	11. 30%	27. 70%	0. 547
纹理特征	69. 50%	12. 80%	30. 50%	0. 502
未优化	73. 50%	10. 90%	25. 50%	0. 556
方法 1	74. 90%	10. 00%	25. 10%	0. 596
方法 2	82. 80%	6. 49%	17. 20%	0. 697

续表

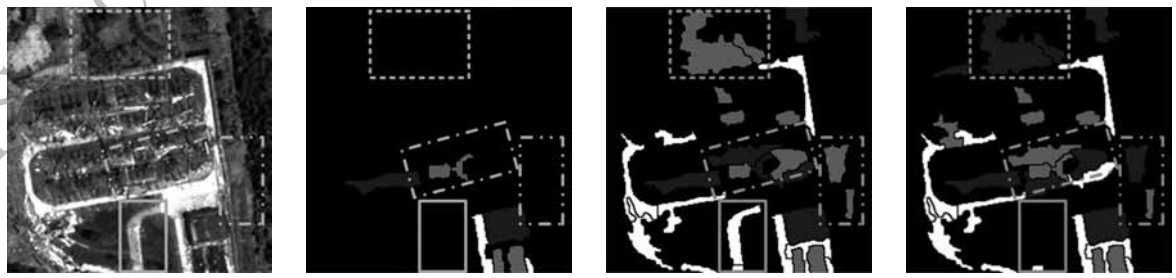
表 **2**　数据集 **2** 定量精度评价结果

Table2　Quantitative accuracy evaluation results of dataset2

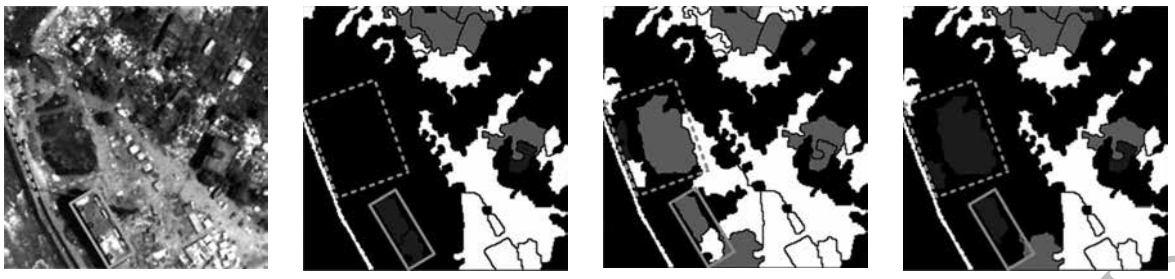
方法 \ \ 指标	总体精度（%）	错检率（%）	漏检率（%）	Kappa 系数
评价标准	越大越好	越小越好	越小越好	越大越好
本文方法	85. 80%	6. 23%	13. 20%	0. 772
光谱特征	65. 10%	15. 20%	34. 90%	0. 468
形态特征	70. 20%	12. 50%	29. 30%	0. 569
纹理特征	67. 10%	14. 10%	32. 90%	0. 513
未优化	80. 40%	7. 51%	19. 60%	0. 686
方法 1	75. 10%	9. 94%	24. 90%	0. 603
方法 2	77. 20%	9. 26%	22. 80%	0. 632

2. 2. 2　子图像检测结果分析

代表性子图像的识别结果如图 5 和图 6。为着重讨论不同方法的总体性能，本节中仅采用方法 1 和方法 2 进行对比分析。



（a）子图像 1　（b）本文方法　（c）方法 1　（d）方法 2

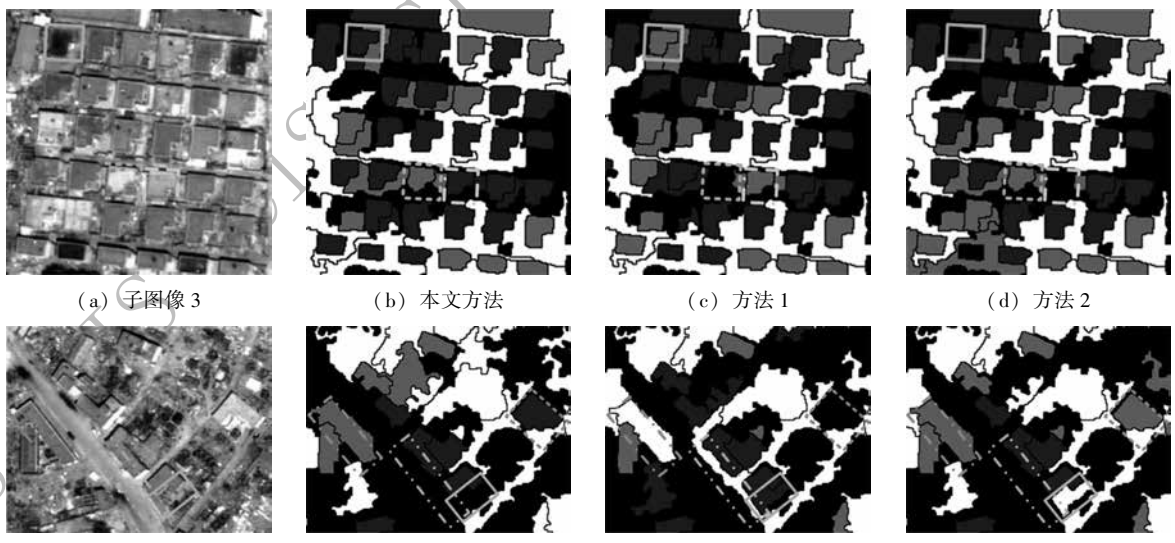


（e）子图像 2　（f）本文方法　（g）方法 1　（h）方法 2

图 5　数据集 1 震害建筑物检测结果子图像 1 和子图像 2

Fig. 5　Damaged building detection results of patch1 and patch2 in dataset1

如图 5、图 6 所示，所选择的子图像均为具有代表性的震后场景，不同震害程度的建筑物与植被、道路、荒地等地物混杂分布，因此针对这些子图像展开分析有利于进一步验证本文算法在实际应用中的效果。其中，对于与建筑物有类似光谱特征且形状规则的非建筑物对象，如植被（如子图像 1 中的--框、·-线框和··-线框,）、裸地（如子图像 2 中的--框、子图像 4 中的实线框），只有本文方法做出了正确判别；而道路与废墟由于在影像中通常表现为相似的高亮特征而容易产生混淆，如子图像 1 中的实线框（仅有本文方法做出了正确判别），以及子图像 4 中的··-线框（只有本文方法和方法 2 做出了正确判别）；对于完好建筑物的识别（如子图像 2 中的实线框、子图像 3 中的实线框、·-线框、子图像 4 中的--框），只有本文方法做出了正确判别，其他两种方法均发生了漏检或者错检；对于部分震害建筑物的识别（如子图像 3 中的--框、子图像 4 中的·-线框），则只有本文方法和方法 2 做出了正确判别。因此，通过对震后典型区域的进一步分析表明，本文方法取得了较为理想的效果且显著优于两种对比方法，与目视观察和定量评价结果一致。



（a）子图像 3　（b）本文方法　（c）方法 1　（d）方法 2

（e）子图像 4　（f）本文方法　（g）方法 1　（h）方法 2

图 6　数据集 2 震害建筑物检测结果子图像 3 和子图像 4

Fig. 6　Damaged building detection results of patch2 and patch3 in dataset2

2.3 分析 K 的取值对总体精度的影像

在本文构建的震害视觉词袋模型中，词典长度 K 的设定对总体精度产生着显著影响。尽管本文采用试错法可以确定局部最优值，但自动化程度较低。为此，本文一步分析了总体精度随 K 的变化趋势曲线（如图 7 所示），进而给出 K 的建议取值区间。

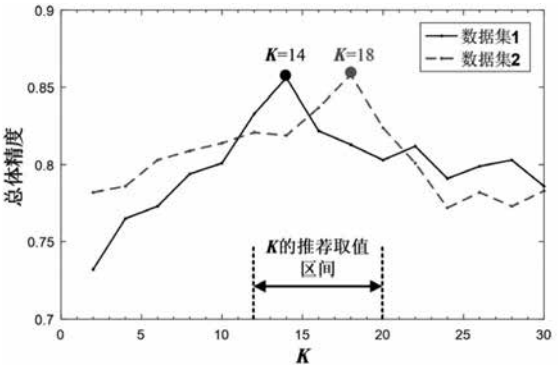


图 7 总体精度随 K 变化趋势曲线

Fig. 7 Impact on the overall accuracy by different K

如图 7 所示，在两组实验中总体精度均随着 K 的增加呈现出先逐渐上升，到达顶点后逐渐下降的趋势。同时，数据集 1 和数据集 2 实验分别在 $K=14$（总体精度为 85.6%）和 $K=18$（总体精度为 85.8%）时总体取得最大值。此外，当 K 在取值区间［12，20］中取值时，总体精度均能够达到 80%以上。因此，本文建议在实际应用中可在此区间中直接人工设定或采用试错法确定最优值。

3 结论

在缺乏震前参考信息的前提下，本文提出了一种基于优化视觉词典的高分遥感影像震害建筑物检测方法。该方法跨越了从像素到建筑震害特征间的“语义鸿沟”，构建了一种高效的优化视觉震害词典模型，从而实现了对震害建筑物的多角度精细刻画。通过对多组不同区域、不同传感器的震后高分辨率遥感影像进行实验，本文方法的总体精度均达到 85%以上。同时，通过检测结果中对完好建筑物、部分震害建筑物以及废墟的进一步划分，可为震后应急响应救援及灾后重建提供关键的决策支持信息。

参考文献：

［1］王丽涛，王世新，周艺，等．青海玉树地震灾情遥感应急监测分析［J］．遥感学报，2010（5）．

［2］CHANG L. Use of high-resolution FORMOSAT-2 satellite images for post-earthquake disaster assessment: a study following the 12 May 2008Wenchuan Earthquake［J］. International Journal of Remote Sensing, 2010, 31（13）: 3355-3368.

［3］刘莹，李强．融合多特征的高分辨率遥感影像震害损毁建筑物检测［J］．测绘与空间地理信息，2018，41（06）：71-74.

［4］LIU Q, WANG W. Free-standing GaN grating couplers and rib waveguide for planar photonics at telecommunication wavelength［J］. Optics & Laser Technology, 2018, 98: 257-263.

［5］叶昕，秦其明，王俊，等．利用高分辨率光学遥感图像检测震害损毁建筑物［J］．武汉大学学报（信息科学版），2019，44（01）：128-134.

［6］ANNIBALLE R, NOTO F, SCALIA T, et al. Earthquake damage mapping: An overall assessment of ground surveys and VHR image change detection after L'Aquila 2009 earthquake［J］. Remote Sensing of Environment, 2018, 210: 166-178.

［7］WANG C, et al. A novel multi-scale segmentation algorithm for high resolution remote sensing images based on wavelet transform and improved JSEG algorithm. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2014, 125（19）: 5588-5595.

［8］WANG C, SHEN Y, LIU H, ZHAO K G, XING H Y, QIU X. Building extraction from high-resolution remote sensing images by adaptive morphological attribute profile under object boundary constraint. Sensors, 2019, 19: 3737.

［9］HUANG X, ZHANG L. Morphological building/shadow index for building extraction fom high-resolution imagery over urban areas［J］. IEEE Journal of Selected Topics In Applied Earth Observations And Remote Sensing, 2012, 5（1）: 161-172.

［10］涂继辉，眭海刚，冯文卿，等．利用词袋模型

检测建筑物顶面损毁区域［J］. 武汉大学学报·信息科学版，2018，43（5）：691-696.

［11］ SABUNCU A. A study of earthquake - induced building detection by object oriented classification approach［C］. Egu General Assembly Conference，2017.

［12］刘宇，曹国. 基于多特征结合的损毁建筑物检测［J］. 计算机应用，2015，35（9）：2652-2655.

［13］周宇谷，王平，高颖慧. 基于视觉词袋模型的遥感图像分类方法［J］. 重庆理工大学学报，2015（5）：71-77.

［14］JEGOU H，DOUZE M，SCHMID C. Packing bag-of-features［C］. IEEE International Conference on Computer Vision，2010.

［15］DENG Y，MANJUNATH B S. Unsupervised segmentation of color-texture regions in images and video［J］. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence，2001，23（8）：800-810.

［16］DALLA MM，ATLI B J，WASKE B，Bruzzone，L. Extended profiles with morphological attribute filters for the analysis of hyperspectral data［J］. Remote Sens，2010，31：5975-5991.

［17］叶昕，王俊，秦其明. 基于高分一号卫星遥感图像的建筑物震害损毁检测研究——以2015年尼泊尔 M_ S8.1 地震为例［J］. 地震学报，2016，38（3）：477-485.

［18］WANG Z，BOVIK A C，SHEIKH H R，et al. Image quality assessment：from error visibility to structural similarity［J］. IEEE Transactions on Image Processing，2004，13（4）：600-612.

［19］张志强，张新长，辛秦川，等. 结合像元级和目标级的高分辨率遥感影像建筑物变化检测［J］. 测绘学报，2018.

［20］AUSTIN C，YANG S，JAMES C. Detection of Urban Damage Using Remote Sensing and Machine Learning Algorithms：Revisiting the 2010 Haiti Earthquake［J］. Remote Sensing，2016，8（10）：868.

［21］王之，刘超，刘秀菊，等. 基于SEaTH算法的芦山地震无人机低空遥感影像信息对象级分类［J］. 地震研究，2018，41（02）：19-25+189.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于稀疏词典的高分辨率遥感影像震后建筑物检测

石，梵　王　超*，申　祎，张　艳，仇　星

（南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044）

摘　要：针对震后建筑物分类，提出了一种基于稀疏词典的高分辨率遥感影像震后建筑物检测的方法。该方法综合利用光谱、纹理、几何形态学特征构建视觉词典；在此基础上，考虑到空间上下文信息，构建了相同词对和相异词对；同时为了减少冗余信息，通过 K-SVD 算法稀疏视觉词典，最后使用支持向量机对震后损毁区域进行检测。经多组不同区域的震后高分辨率遥感影像实验后，该方法总体精度均达到 85%以上，可为之后震后建筑物的可用性分析提供了决策信息。

关键词：高分辨率遥感影像；建筑物检测；视觉词典；稀疏；SVM

中图分类号：TH761.6　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：420.20

High resolution remote sensing image post-earthquake building detection based on sparse dictionary

SHI Fan, WANG Chao, SHEN Yi, ZHANG Yan, QIU Xing

(*School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing* 210044, *China*)

Abstract: A sparse dictionary based high resolution remote sensing image post-earthquake building detection method is proposed for post-earthquake building classification. The visual dictionary is constructed by using the features of spectrum, texture and geometric morphology. On this basis, considering

作者简介：王超（通讯作者），副教授，硕导，2014 年于河海大学获得博士学位，现为南京信息工程大学教师，主要研究方向为高分辨率遥感影像处理。E-mail：*chaowang@ nuist. edu. cn*

Wang Chao (Corresponding author) received his Ph. D. degree in 2014 from Hohai University, now he is an associate professor in Nanjing University of Information and Science Technology. His main research interests in high resolution remote sensing image processing.

石梵，2019 年于淮阴工学院获得学士学位，现为南京信息工程大学电子与信息工程学院硕士研究生，主要研究方向为高分辨率遥感影像处理。E-mail：20191219098@ *nuist. edu. cn*

Shi Fan received her B. Sc. degree in 2019 from Huaiyin Institute of Technology, now she is a M. Sc. candidate in Nanjing University of Information Science and Technology. Her main research interests in high resolution remote sensing image processing.

the context relation, the same word pair and the different word pair are constructed. At the same time, in order to reduce redundant information, k-svd algorithm was used to sparse visual dictionary, and finally support vector machine was used to detect the damaged area after the earthquake. After the experiments of high resolution remote sensing images in different regions, the accuracy of the method is more than 85%, which can provide decision information for the usability analysis of buildings after the earthquake.

Keywords: high - resolution remote sensing image; Building inspection; Visual dictionary; Sparse; SVM

0 引言

地震具有侵袭性强、破坏性大的特点，将给人民的生命财产安全造成不可挽回的损失。地震发生后，快速准确地评估震区破坏程度，特别是快速提取受损建筑物，对于震后应急救援及灾情评估具有重要意义，并为政府部门的震后重建工作提供重要的决策依据[1,2]。与传统的方法相比，遥感具有综合性、宏观性、快速性、动态性等特点，是迅速获取震后灾情信息的重要数据源[3]。且高分辨率遥感影像与中低分辨率相比可反映更丰富的空间结构和纹理信息，便于认识地物目标的属性特征，在进行建筑物提取时具有明显的优势。

在获得高分辨率遥感影像后，通常将影像分为小块的区域作为待分类场景，然后将场景映射到一定的特征空间中，在特征空间中对场景特征进行分类。其中构建高效的特征空间为准确识别震后建筑物的基础，特征提取为构建特征空间的核心步骤。同时，特征提取是图像处理中的关键步骤，已发展了很多年，且取得了大量成果。根据特征描述的不同，可以将特征分为基于底层描述的特征与基于中层语义的特征。基于底层描述的特征方法一般利用图像的光谱、纹理等底层特征描述场景的局部区域，如李顺才提取彩色 Gabor 纹理特征和 HSV 颜色特征通过支持向量机（support vector machine，SVM）对图像进行分类，此方法的局限是由于以下事实：这些特征中包含了许多不具有判别性的冗余信息；由于这些区域的相似性，导致底层特征之间是高相关的[4,5]。

相比于基于底层描述的特征，基于中层语义的特征提取方法满足了人们希望特征中包含图像抽象信息的需求，这更有效地描述了场景特征并缩小了“语义鸿沟”。近年来，视觉词袋模型将底层特征提高到中层语义特征已被广泛应用并进行改进和优化。例如张永等提出一种加权最大相关最小相似视觉词典优化准则，其解决了视觉词典过大从而导致图像分类时间过长的问题，且分类精度相比于传统的 k-means 算法提高了 5.30%[6]；刘晓程针对室内场景采用了全局和局部特征相融合且基于视觉词袋的识别分类方法，经实验证明其识别率达到 85% 以上[7]。但是无论是基于视觉词袋的优化方法还是多特征融合的震害建筑物检测都是基于独立的视觉词汇，忽略了词汇之间的相关性，从而丢失了上下文信息。

针对上述分析，本文提出了一种基于具有上下文关系的稀疏词典的高分辨率遥感影像震后建筑物检测方法。该方法综合利用光谱、方向梯度直方图（Histogram of Oriented Gradient，HOG）、形态学属性（Morphological Attribute Profiles，MAPs）特征构建多特征的视觉词典，跨越了特征之间的“语义鸿沟”，以语义直方图的形式丰富地表达图像信息。利用本文方法对汶川和玉树地震遗址的遥感影像中的大量建筑物进行了损毁检测，在实验中得到了较好的检测结果，为震后灾害救援及重建提供了不可或缺的信息基础。

1 方法

本文方法主要包括以下几个步骤：（1）多特征视觉词典的构建；（2）上下文关系的构建；（3）视觉词典的稀疏表达；（4）基于 SVM 分类器的震后建筑物检测。整体流程如图 1 所示：

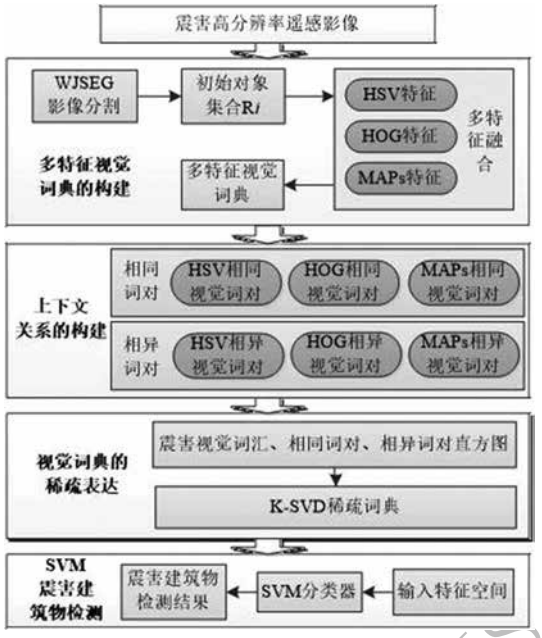


图 1　算法流程图

Fig. 1　Flow chart of algorithm

1.1　WJSEG 分割

传统的基于像素的分类方法容易产生“同物异谱”、“同谱异物”、“椒盐效应”等效应；面向对象的方法往往计算量很大，且这种方法在提取特征的时候容易对分类模型产生误导。为此，在建筑物提取之前先对影像进行分割，能有效减少噪声影响同时也降低计算量[8]。本文采用了一种阵对高分辨率遥感影像的多尺度分割算法 WJSEG，其具有定位对象边缘准确、保持对象轮廓完整的特点，在提取的阴影补偿影像基础上，采用了 WJSEG 算法中的多尺度区域分割及区域合并策略获得最终分割结果[9]，即获得每个分割区域 R_i。

1.2　多特征视觉词典的构建

由于建筑物在遥感影像上的特征差异很大，单一的特征往往不能有利地将某一对象与其他对象完全区别开。为此，本文基于视觉词典，综合考虑地物的光谱、纹理、几何形态学三个角度构建视觉词典，具体流程如下。

1.2.1　基于光谱的 HSV 视觉词典

在震后场景中，由于损毁的建筑物相比于未损毁的建筑物较亮，且未损毁屋顶通常表现为蓝色或橘黄色，故色调和饱和度能很好的进行识别。所以本文选择 HSV 对分割图像进行非均匀量化，即将色调 H 分成 8 个级别，饱和度 S 和亮度 V 各划分为 3 个级别。然后将上述三个分量通过量化公式 $L=9H+3S+V$（$L\in[0,71]$）计算[10,11]，最终得到 72 维的光谱特征词典 W_{hsv}，其中每个像素的 L 构成颜色词汇图 I_{hsv}。

1.2.2　基于纹理的 HOG 视觉词典

各个分割区域的表象和形状有一定差异，采用 HOG 特征，将图像划分成小的 cell，利用每个 cell 内部的梯度方向统计量得到直方图描述，能很好的表示每个 cell 的纹理特征[12,13]。本文通过提取各个分割区域的最小外接矩形来计算 HOG 特征，将梯度方向 360° 分为 9 个方向，故最终得到 9 维的 HOG 特征视觉词典 W_{hog}。当 cell 设置为 1 时，影像中的每一个像素都有一个方向，即构成 HOG 词汇图 I_{hog}。

1.2.3　基于几何形态学的面积、对角线和转动惯量视觉词典

对于几何形态学，震后场景中未损毁建筑物表现为形状规则，构成单一且结构紧凑；损毁建筑物则表现为完好与受损区域混杂分布的顶面，以及由坍塌建筑物碎片组成的废墟。为此，本文引入形态学属性剖面 MAPs，基于其中的面积、对角线、转动惯量三种属性分别构建视觉词典。

MAPs 思想是将影像经不同属性的形态学滤波器滤波后得到的结构信息进行叠加综合，最终获得影像的空间几何结构。具体地，属性滤波比较了灰度图像各连通区域的给定属

性与其属性对应的阈值 λ 两者，如果灰度图像中连通区域 R_i 的属性满足设定的阈值条件，则该连通区域保持不变；反之则被赋值为相邻的灰度值，从而将 R_i 归类到周边子块。如果某一连通区域被合并到更低的灰度值区域，则称为属性薄运算，相反的，称之为属性厚运算。因此，给定一组阈值，可以将灰度图像 f 的属性剖面定义为一系列属性厚运算和属性薄运算的组合[14-16]：

$$AP(f) = \{\varphi_n(f), \ldots, \varphi_1(f), f, \gamma_1(f), \ldots, \gamma_n(f)\} \quad (1)$$

其中 φ_i 和 γ_i 分别表示属性厚运算和属性薄运算，灰度图像的一种属性剖面特征可以通过式（1）运算得到。面积属性描述了对象内部结构的规模；对角线属性反映了对象最小外接矩形的对角线长度，用于描述建筑物的规则程度；外接矩阵对角线长度描述建筑物的规则程度；转动惯性描述了对象的紧凑程度，对于狭长对象的转动惯性矩值较大，相对紧凑的对象值则较小[17]。本文对颜色特征形成的新影像 I_{hsv}，分别计算其 3 种属性 4 个尺度的 AP，合计 12 个尺度，得到 12 维的 MAPs 视觉词典 W_{MAPs}。每种属性每个尺度形成一张词汇图，得到词汇图的集合 I_{MAPs}。

1.3 上下文关系构建

在词汇图上，各个词汇之间存在这或多或少的相关性，本文中空间像素的上下文关系表现为建立在图像内容表述的基本单元上的相异词对、相同词对，即不同、相同词汇的成对出现。

本文将 8 领域内互不相同的两个单词组合成一个词对，即为相异词对。统计每个词对的 2 个参数：词对的标号 label，词对的重心位置（G_x，G_y）。词对的标号就是对两个词组合的量化类别；位置就是两个单词的中心坐标，用这两个参数表示词对的信息，为之后提取特征做准备。相同词对则将 8 领域内相同的两个单词组合成一个词对，其他步骤同相异词对。

上述特征提取的过程中形成了 3 类词汇图 I_{hsv}、I_{hog}、I_{MAPs}。为减少计算量，对于颜色词汇图 I_{hsv}，本文将 I_{hsv} 中的像素进行分阈值标签，例如像素值在 0-10 之间标签为 1，11-20 之间标签为 2，以此类推，形成的标签即为新的单词，将新的单词组成相同、相异词对。对于 9 维的方向梯度直方图 I_{hog}，每个像素的值即为单词，将单词两两组成相同、相异词对。对于 12 个 MAPs 词汇图 I_{MAPs}，首先统计每个图中像素的最大值和最小值，根据值域将图像中的像素进行相应的分阈值标签，根据标签将 MAPs 词汇图简化，再对简化后的图提取相异、相同词对。最后，统计每个分割区域中的三类特征的相同、相异词对的直方图，得到具有上下文关系的视觉词典 S_{hsv}、S_{hog}、S_{MAPs} 和 D_{hsv}、D_{hog}、D_{MAPs}。

在此基础上，综合上述的多特征视觉词典和具有上下文关系的视觉词典，得到基于对象 R_i 震后视觉词典 $Y = [W_{hsv}, W_{hog}, W_{MAPs}, S_{hsv}, S_{hog}, S_{MAPs}, D_{hsv}, D_{hog}, D_{MAPs}]$。

1.4 视觉词典的稀疏表达

根据视觉词典和上下文关系建立的具有上下文关系的多特征视觉词典，可实现对原始影像的特征更详尽的表达。尽管如此，由于不同视觉词汇对对震后建筑物的特征表达不同，视觉词汇之间可能存在冗余信息，这不仅会增加计算复杂度，同时还可能由于不同词汇之间作为震害证据时的相互冲突而降低检测精度[18]。为此，本着用尽量少的原子表示尽量可能多的特征信息的想法，本文引入了稀疏表示，图像的稀疏表示主要分为稀疏编码和字典学习两部分，本文采用 OMP 算法和 K-SVD 算法对震后视觉词典 Y 进行稀疏表示，其稀疏表达式为：

$$Y = DX \quad (2)$$

其中 $D \in R^{m*k}$（$k>>m$）是要训练的字典，$X \in R^{k*N}$ 为对应字典 D 的稀疏系数，Y 是输入的训练样本。

1.4.1 OMP 算法

正交匹配追踪法（Orthogonal Matching Pursuit，OMP）是一种典型的贪婪算法，目的在于从字典中找出和样本最为匹配的字典原子。其基本思想是将正交化的输入信号作为局部最优解，从过完备字典中选择与其最匹配的信号进行稀疏逼近并求解残差，通过反复迭代计算来获得全局最优解，直到迭代次数达到稀疏度 k，停止迭代。算法过程如下[19]：

输入：过完备字典 D，待检测样本 Y，稀疏度 k

初始化：残差 $r_0=\mathrm{Y}$，索引集（下标）$\Lambda_0=\phi$，迭代次数 $j=1$

1）计算残差 r_{j-1} 和字典 D 的某一列 d_j 的投影系数（内积值）$\mathrm{proj}=d_j^T * r_{j-1}$；

2）找出 proj 中最大的元素 maxVal 及其对应的位置 pos；

3）更新索引集 $\Lambda_j=\Lambda_{j-1}\cup\{\mathrm{pos}\}$ 以及原子集合 $D_{\Lambda_j}=D_{\Lambda_{j-1}}\cup\{D(:,\mathrm{pos})\}$；

4）利用最小二乘法求解 $x_j=(D_{\Lambda_j}^{\mathrm{T}}D_{\Lambda_{j-1}})^{-1}D_{\Lambda_j}^{\mathrm{T}}\mathrm{Y}$；

5）更新残差 $r_j=\mathrm{Y}-D_{\Lambda_j} * x_j$；

6）判断残差的平方和是否足够小，如果足够小则停止，否则 $j=j+1$，转步骤 1 继续运行，直到 $j=k$。

1.4.2 K-SVD

K-SVD 算法是 2006 年由以色列理工学院的 Michal Aharon、Michael Elad 等人提出来，其原理是根据误差最小原则，对误差项进行奇异值分解（Singular Value Decomposition，SVD），选取最小误差的分解项，作为更新的字典原子及相应的原子系数，经不断迭代，求得优化的解[20]。其目标方程为：

$$\min_{\mathrm{D,X}}\{\|\mathrm{Y}-\mathrm{DX}\|_{\mathrm{F}}^2\}\ \ \mathrm{s.t}\,\forall i,\ \|x_i\|_0\leq \mathrm{T}_0 \tag{3}$$

其中 T_0 是稀疏度的阈值。主要步骤如下[21]：

输入：待检测样本 Y，稀疏度 k

1）数据初始化：从原始样本 Y 随机取 k 个列向量（原子）构成初始字典，即得到字典 $D^{(0)}$。令迭代次数 $j=0$，如此循环之后的 2-3 步骤，直到达到指定的迭代步数 100。

2）稀疏编码：将上一步得到的字典 $D^{(j)}$ 经 OMP 算法稀疏编码，得到稀疏系数向量 $X^{(j)}$。

3）字典更新：逐列更新字典 $D^{(j)}$，并将字典 D 的第 k 列向量定义为 d_k。

●当更新 d_k 时，计算误差矩阵 E_k，其中 x_{T}^k 为稀疏矩阵的第 k 行向量。

$$E_k=\mathrm{Y}-\sum_{j\neq k}d_j x_{\mathrm{T}}^j \tag{4}$$

●取出 x_{T}^k 中不为 0 的索引的集合 w_k，并从 E_k 提取出对应索引 w_k 的列，得到相应的 E_k'。

●对 E_k' 进行奇异值分解 $E_k'=\mathrm{U}\sum\mathrm{V}^{\mathrm{T}}$，取作奇异矩阵 U 的第一列更新字典的第 k 列，即 $\mathrm{d}_k=\mathrm{U}(\cdot,1)$；作 $x'^k_{\mathrm{T}}=\sum(1,1)\mathrm{V}(\cdot,1)^{\mathrm{T}}$，得到 x'^k_{T} 后，对应地更新到原 x_{T}^k。

●$j=j+1$

经 K-SVD 算法得到相应的稀疏词典 Y'，不同数据集所设置的稀疏度不同，具体在实验部分进行讨论。

1.5 基于 SVM 分类的震害建筑物检测

基于 WJSEG 分割方法提取的分割区域 R_i，本文采用 SVM 分类器对分割区域进行分类，获得最终的震后建筑物检测结果。

Step1：根据研究目的，判断分割区域 R_i 是否为损毁区域，其中损毁区域通常是震后救援时的首要目标，也为震后评估以及重建提供参考依据；

Step2：提取每个分割区域 R_i 的 HSV 特征、HOG 特征和 MAPs 特征，融合各类特征提取其直方图，同时统计各类特征具有上下文关系的直方图，综合多特征直方图和上下文关系直方图，得到总的特征表达 Y；

Step3：将特征表达 Y 经过 OMP 算法和 K-SVD 算法得到稀疏词典 Y'，作为 SVM 分类器的输入特征空间；

Step4：选取训练样本，经 SVM 分类器判断分割区域 R_i 是否为损毁区域。

2 实验与分析

实验中利用三组不同传感器采集的高分辨率遥感影像来证明本文方法的可行性。通过与其他先进的检测方法对比，并利用定量精度指标和目视检测相结合来评价本文方法的检测效果。

2.1 数据集

数据集 1 为 2008 年 6 月 3 日采集的中国四川省汶川地区的震后 QuickBird 全色多光谱融合遥感影像，包括 R、G、B 三个波段，空间分辨率为 0.6m，影像大小为 1024×1024 像素，如图 2（a）所示。数据集 2 和数据集 3 为 2010 年 5 月 6 日采集的中国青海省玉树 GE01 全色多光谱融合遥感影像，包括 R、G、B 三个波段，空间分辨率分别为 0.41m 和 1.65m，影像大小为 1024×1024 像素，如图 2（b）和（c）所示。此外，各数据集的参考影像是经过实地调查和目视判别人工绘制的。

（a）数据集 1　（b）数据集 2　（c）数据集 3

图 2　数据集原始影像

Fig. 2　Original image of data set

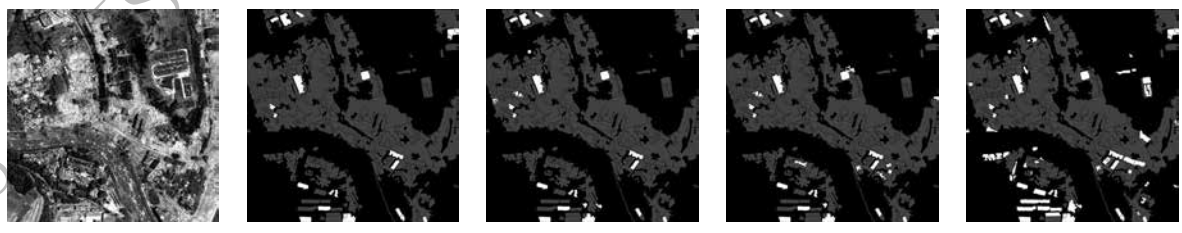
2.2 实验设置

在实验中，本文方法数据集 1，数据集 2，数据集 3 的稀疏度分别设置为 45、60、41，同时对未稀疏的词典展开实验以分析稀疏词典的有效性。此外，本文选择了两种先进的方法进行对比实验：方法一对分割区域利用颜色和梯度方向直方图特征构建视觉词袋模型，并利用 ti-idf（词频-反转文件频率）对视觉词典中单词加权，最后使用支持向量机对分割区域中的损毁区域进行检测。方法二则通过提取光谱特征、纹理特征和几何形态特征等底层特征，并基于优化的随机森林模型对地震损毁建筑物进行识别。为了保证精度评价的一致性，上述对比方法均采用分割区域 R_i 中的对象作为基本分析单元。

2.3 实验结果与精度评价

2.3.1 实验结果与定量精度评价

实验结果将震后建筑物分为损毁和未损毁两部分，分别用白色和灰色表示，如图 3、图 4 和图 5 所示，其中黑色部分为目视判断提取出来的其他类（如河流、道路、树木等）。

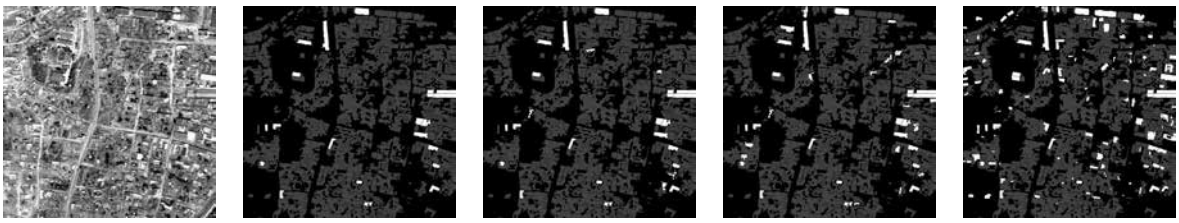


（a）原始影像　（b）本文方法　（c）未稀疏方法　（d）方法 1　（e）方法 2

未损毁	损毁	其他

图 3　数据集 1 震后建筑物分类结果

Fig. 3　Building classification results after the earthquake in datase1

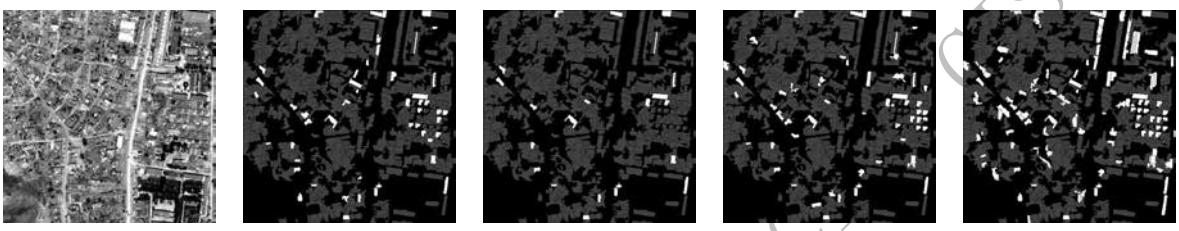


（a）原始影像　（b）本文方法　（c）未稀疏　（d）方法 1　（e）方法 2

未损毁	损毁	其他

图 4　数据集 2 震后建筑物分类结果

Fig. 4　Building classification results after the earthquake in datase2



（a）原始影像　（b）本文方法　（c）未稀疏　（d）方法 1　（e）方法 2

未损毁	损毁	其他

图 5　数据集 3 震后建筑物分类结果

Fig. 5　Building classification results after the earthquake in datase3

各数据集定量精度评价结果如表 1、表 2 和表 3 所示，通过表中数据可以发现本文方法的精度均达到 85%以上，且本文方法的分类效果优于其他方法，因此本文所构建的具有上下文关系的稀疏词典在震后建筑物检测是可行、可靠且有效的。稀疏后的视觉词典在多组实验中精度均高于未稀疏的视觉词典的检测结果，从而证明稀疏表示能有助于减少多特征之间存在的冗余信息及证据冲突。与本文方法相比，方法 1 忽略了影像的空间结构在震后建筑物检测中的作用，而形态学属性剖面就是表征影像空间结构的有效方法，表中的数据也证明了形态学属性剖面可提升分类能力。方法 2 利用底层特征，通过优化的随机森林分类模型进行分类，但通过实验证明其检测精度不仅低于本文方法且波动显著。

由各定量精度评价可以看出，对于本文方法，各数据集的总体精度有一定差距，这主要是数据集中同一类地物的多样化引起的。例如对于同一地区的两个数据集（数据集 2 和数据集 3），相比于数据集 3，数据集 2 中的建筑物与非建筑物种类都较少，而同种类表现出相似的光谱纹理等特征，多个相似特征作为训练样本从而能更准确地判断损毁区域，故总体精度较大。

表 **1**　数据集 1 定量精度评价

Table 1　Quantitative accuracy evaluation results ofdataset1

方法\ \ 指标	总体精度（%）	错检率（%）	漏检率（%）
评价标准	越大越好	越小越好	越小越好
本文方法	88. 66%	6. 01%	11. 34%
未稀疏	84. 54%	8. 38%	15. 46%
方法 1	81. 96%	9. 92%	18. 04%
方法 2	84. 02%	8. 68%	15. 98%

表 2　数据集 2 定量精度评价

Table2　Quantitative accuracy evaluation results of dataset2

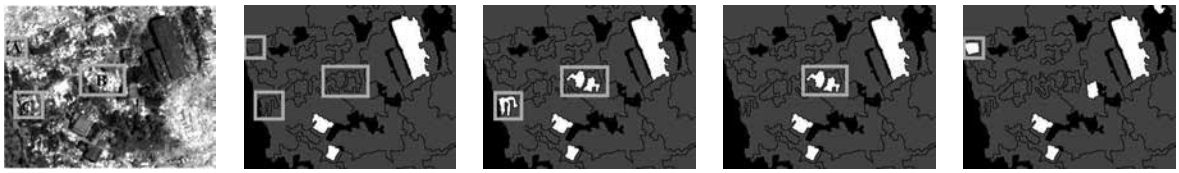
方法\ \ 指标	总体精度（%）	错检率（%）	漏检率（%）
评价标准	越大越好	越小越好	越小越好
本文方法	90. 42%	5. 03%	9. 58%
未稀疏	89. 14%	5. 48%	10. 38%
方法 1	88. 02%	6. 37%	11. 98%
方法 2	81. 31%	10. 31%	18. 69%

表 3　数据集 3 定量精度评价

Table3　Quantitative accuracy evaluation results of dataset3

方法\ \ 指标	总体精度（%）	错检率（%）	漏检率（%）
评价标准	越大越好	越小越好	越小越好
本文方法	85. 35%	7. 90%	14. 65%
未稀疏	82. 54%	9. 57%	17. 46%
方法 1	83. 94%	8. 73%	16. 06%
方法 2	81. 13%	10. 42%	18. 87%

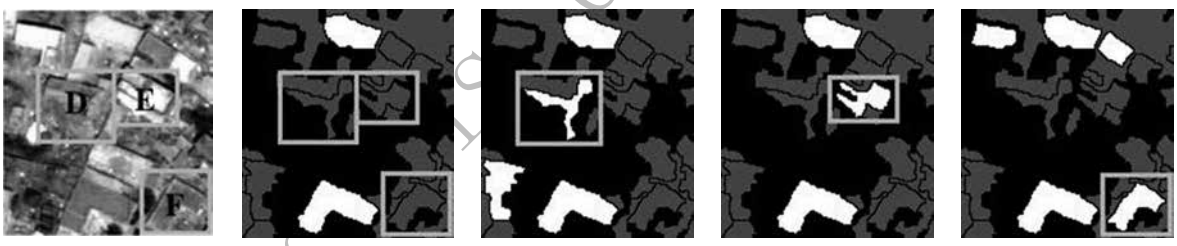
2. 3. 2　子图像检测结果分析



（a）子图像 1　（b）本文方法　（c）未稀疏　（d）方法 1　（e）方法 2

图 6　数据集 1 震后建筑物检测结果子图像

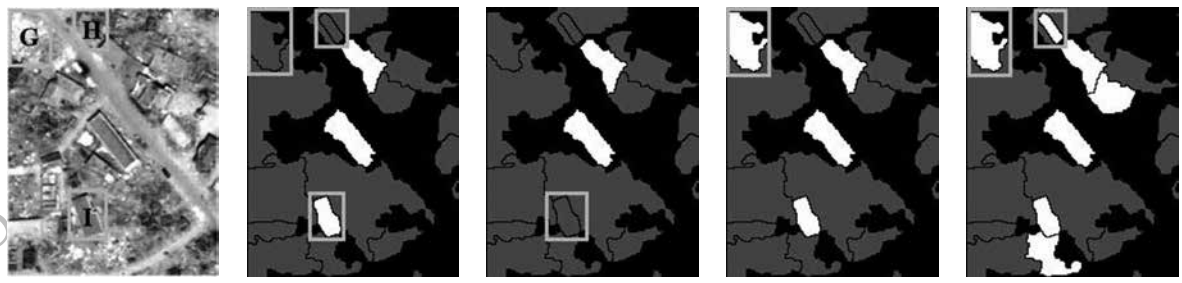
Fig. 6　Damaged building detection results of patch in dataset1



（a）子图像 2　（b）本文方法　（c）未稀疏　（d）方法 1　（e）方法 2

图 7　数据集 2 震后建筑物检测结果子图像

Fig. 7　Damaged building detection results of patch in dataset2



（a）子图像 3　（b）本文方法　（d）方法 1　（e）方法 2

图 8　数据集 3 震后建筑物检测结果子图像

Fig. 8　Damaged building detection results of patch in dataset3

本文选择了各数据集具有代表性的震后场景，如图 6、图 7、图 8 所示。对这些子图像展开分析目的是为了讨论不同方法的总体性能，从而进一步证明本文方法的分类效果。

对于与损毁区域具有相似的高亮特征（如子图 1 中的 B、C 区域、子图 2 中的 E 区域和子图 3 中的 G 区域）只有本文方法对三个数据集都做出了正确判断。而损毁区域和未损毁区域具有相似的形状也容易产生混淆（如子图 1 中的 A 区域、子图 2 中的 F 区域和子图 3 中的 I 区域）对此，方法 2 和未稀疏方法未能做出正确的识别。对于与未损毁建筑物屋顶具有相似颜色的损毁区域（如子图 2 中的 D 区域和子图 3 中的 H 区域），只有本文方法和方法 1 做出了正确判别。对于上述分析讨论，只有本文方法将“可疑”区域完全辨别出来了，其他方法均出现了错检和漏检，因此，本文方法取得了理想的效果且优于其他方法，与目视解译和定量精度评价结果具有较好的一致性。

2.4 分析稀疏度 k 的取值对总体精度的影响

稀疏度 k 在稀疏词典中是一个非常关键的参数，其设定对实验的总体精度有很大影响。所以，本文进一步分析了总体精度随稀疏度 k 的变化趋势，如图 7 所示，横坐标为稀疏度 k，纵坐标为总体精度，3 个数据集的结果用不同样式的曲线来表示，通过分析曲线进而给出 k 的建议取值。

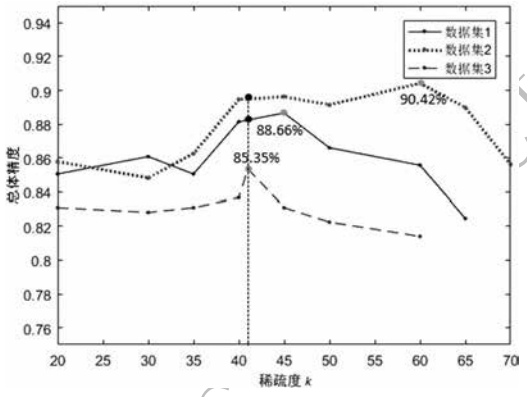


图 9　稀疏度 k 的取值对总体精度的影响

Fig. 9　The influence of sparsity k on the overall accuracy

如图 9 所示，在三组实验中，随着稀疏度 k 值的增大，总体精度总体呈现出先逐渐上升后逐渐下降的趋势，这主要是由于若稀疏度过小，则容易丢失影像信息；若稀疏度过大，则容易造成信息冗余造成的。其中，在 $k=45$、$k=60$ 和 $k=41$ 时，数据集 1、数据集 2 和数据集 3 的总体精度分别达到曲线的峰值，分别为 88.66%、90.42% 和 85.35%，其他具体数值如下表 4 所示。

表 **4**　稀疏度 k 随总体精度（OA）在 3 个数据集的具体值

Table4　The sparsity k varies with the overall accuracy（OA）in the specific values of the three data sets

数据集 1	k	20	30	35	40	45	50	60	65	
	OA（%）	85.05	86.08	85.05	88.14	88.66	86.60	85.58	82.47	
数据集 2	k	20	30	35	40	45	50	60	65	70
	OA（%）	85.78	84.82	86.26	89.46	89.62	89.14	90.42	88.98	85.62
数据集 3	k	20	30	35	40	41	45	50	60	
	OA（%）	83.10	82.82	83.10	83.66	85.35	83.10	82.25	81.41	

综上数据，在数据集 3 的实验中，当 k 设置为 41 时，总体精度达到最大，且在数据集 1 和 2 的实验中，当 k 为 41 时的总体精度仅比最高总体精度略低，且范围不超过 0.5%，这表明当 k 设置为 41 时，在三组数据集的实验中都能取得较理想的结果。因此，考虑到自动化和可靠性，建议在实际应用中将稀疏度 k 直接设置为 41 或根据实际情况利用试错法确定最优值。

3 结论

对于震后的建筑物损毁检测问题，本文提出了一种基于稀疏词典的高分辨率遥感影像震后建筑物检测的方法。该方法跨越了低层像素到中层语义特征的“鸿沟”，将分割区域赋予语义信息，构建了词汇之间具有上下文关系的稀疏词典，最后利用 SVM 分类器进行分类训练和损毁检测。经对多组不同传感器采集的不同区域的震后高分辨率影像实验，结果表明本文方法能够有效地检测震后建筑物的损毁区域，对震后应急救援及灾后重建具有重要应用价值。

参考文献：

[1] 李强，张景发 . Research on Earthquake Damaged Building Extraction by Different Features Fusion%不同特征融合的震后损毁建筑物识别研究 [J] . 地震研究，2016，039（003）：486-493.

[2] CHANG L. Use of high-resolution FORMOSAT-2 satellite images for post-earthquake disaster assessment：a study following the 12 May 2008 Wenchuan Earthquake [J] . International Journal of Remote Sensing，2010，31（13）：3355-3368.

[3] Wang C，Shi A Y，Wang X，et al. A novel multi-scale segmentation algorithm for high resolution remote sensing images based on wavelet transform and improved JSEG algorithm [J] . Optik-International Journal for Light and Electron Optics，2014，125（19）：5588-5595.

[4] 李顺才 . 基于底层特征和 SVM 的图像分类 [D] .

[5] 杨玉荣，张仕廉，铁中用，et al. 震后建筑物受灾程度遥感监测方法研究 [J] . 地震研究，2018，41（04）：146-152+174.

[6] 张永，杨浩 . Image classification method based on optimized bag-of-visual words model%基于优化视觉词袋模型的图像分类方法 [J] . 计算机应用，2017，037（008）：2244-2247，2252.

[7] 刘晓程 . 基于多特征融合的室内场景识别技术研究 [D] . 2018.

[8] 王宇飞 . 基于高分辨率影像的城市建筑物提取技术研究 [D] .

[9] 王超，行鸿彦，李亮，et al. Building shadow detection for high resolution remote sensing image combining radiation and fractal%结合辐射与分形的高分遥感建筑物阴影检测 [J] . 仪器仪表学报，039（2）：241-247.

[10] 董天阳，朱浩楠，王浩 . 基于视频的夜间车辆检测与跟踪算法研究 [J] . 计算机科学（s2）：243-247.

[11] Peng LI，Yong HUANG，Kunlun YAO. Multi-algorithm Fusion of RGB and HSV Color Spaces for Image Enhancement [C] // 第 37 届中国控制会议 . 2018.

[12] 涂继辉，眭海刚，冯文卿，et al. Detection of Damaged Areas Based on Visual Bag-of-Words Model from Aerial Remote Sensing Images%利用词袋模型检测建筑物顶面损毁区域 [J] . 武汉大学学报（信息科学版），043（5）：691-696.

[13] Yao S，Pan S，Wang T，et al. A new pedestrian detection method based on combined HOG and LSS features [J] . Neurocomputing，2015，151：1006-1014.

[14] Dalla Mura M，Atli Benediktsson J，Waske B，et al. Extended profiles with morphological attribute filters for the analysis of hyperspectral data [J] . International Journal of Remote Sensing，2010，31（22）：5975-5991.

[15] Dalla Mura，M，Atli Benediktsson，J，Waske，B，等 . Morphological Attribute Profiles for the Analysis of Very High Resolution Images [J] . IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing，48（10）：3747-3762.

[16] Song B，Li J，Dalla Mura M，et al. Remotely Sensed Image Classification Using Sparse Representations of Morphological Attribute Profiles [J] . IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing，2014，52（8）：5122-5136.

[17] 闫利，朱睿希，刘异，et al. 顾及遥感影像场景类别信息的视觉单词优化分类%Scene classification of remote sensing images by optimizing visual vocabulary concerning scene label information [J] . 遥感学报，2017，021（002）：280-290.

[18] 叶昕，王俊，秦其明 . 基于高分一号卫星遥感图像的建筑物震害损毁检测研究——以 2015 年

尼泊尔 M_ S8.1 地震为例［J］. 地震学报，2016，38（3）：477-485.

［19］Cai T T，Wang L . Orthogonal Matching Pursuit for Sparse Signal Recovery With Noise［J］. IEEE Transactions on Information Theory，2011，57（7）：4680-4688.

［20］Suimei L，Fei L P，Lei Z，et al. Defect detection based on sparse coding dictionary learning［J］. journal of Xi'an polytechnic university，2015.

［21］Yun Kong，Tianyang Wang，Zhipeng Feng，Fulei Chu. Discriminative dictionary learning based sparse representation classification for intelligent fault identification of planet bearings in wind turbine［J］. Renewable Energy，2020，152.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于多层弱耦合的激光器水冷散热技术研究

殷子淇　王红智　杨宏兴　胡鹏程　谭久彬

（哈尔滨工业大学 哈尔滨 150080）

摘　要：本文针对自发散热型激光器抗环境温度变化能力差、强耦合水冷散热型激光器易受水温波动影响等问题，提出一种弱耦合与强耦合结合的多层弱耦合散热结构，以降低外界环境干扰及水温波动对热稳频激光器的影响。实验结果表明：多层弱耦合散热结构能够有效抑制水温波动，并提高抗环境温度变化能力，相对频率稳定度可达 1.5×10^{-9}/12h。

关键词：多层弱耦合；散热结构；拍频

中图分类号及文献标识码：

作者简介：殷子淇，2016 年于哈尔滨工业大学获得学士学位，2018 年于哈尔滨工业大学获得硕士学位，现为哈尔滨工业大学博士在读，主要研究方向为激光绝对距离测量。E-mail：angelababy0811@ hit. edu. cn

Yin Ziqi received her B. Sc. degree in 2016 from Harbin Institute of Technology, received her M. Sc. degree in 2018 from Harbin Institute of Technology, and now she is a doctoral candidate at the Harbin Institute of Technology. Her main research interest is absolute distance measurement in laser.

王红智，2019 年于长春理工大学获得学士学位，现为哈尔滨工业大学硕士在读，主要研究方向为激光绝对距离测量。E-mail：19S101087@ stu. hit. edu. cn

WangHongzhi received her B. Sc. degree in 2019 from Changchun University of Science and Technology, now she is a master in Harbin Institute of Technology. Her main research interest is absolute distance measurement in laser.

杨宏兴（通讯作者），分别在 2005 年、2007 年、2011 年于哈尔滨工业大学获得学士、硕士和博士学位，现为哈尔滨工业大学副教授，博士生导师，主要研究方向为超精密激光干涉测量方法与仪器工程研究。E-mail：takeon@126. com

YangHongxing（Corresponding author）received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degree in 2005, 2007 and 2011 from Harbin Institute of Technology, now he is an associate professor, doctoral supervisor in Harbin Institute of Technology. His main research interests include Ultra-precision heterodyne interferometric techniques and instrumentation.

胡鹏程，分别在 2001 年、2003 年、2008 年于哈尔滨工业大学获得学士、硕士和博士学位，现为哈尔滨工业大学教授，博士生导师，主要研究方向为超精密激光干涉测量方法与仪器工程研究和高精度温度、距离传感器研究。E-mail：hupc@ hit. edu. cn

HuPengcheng received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degree in 2001, 2003 and 2008 from Harbin Institute of Technology, and now he is a professor, doctoral supervisor in Harbin Institute of Technology. His main research interests include Ultra-precision heterodyne interferometric techniques and instrumentation and high precision temperature /displacement sensors.

谭久彬，分别在 1982 年、1987 年、1991 年于哈尔滨工业大学获得学士、硕士和博士学位，现为哈尔滨工业大学教授，博士生导师，主要研究方向为精密精密测量与仪器工程和测试计量技术及仪器。E-mail：jbtan@ hit. edu. cn

TanJiubin received his B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degree in 1982, 1987 and 1991 from Harbin Institute of Technology, and now he is a professor, doctoral supervisor in Harbin Institute of Technology. His main research interests include precision measurement and instrumentation, and metrology technology and instrumentation.

* **基金项目：**黑龙江省自然科学基金联合引导项目，LH2019E043；
国家自然科学基金面上项目，61675058；
02 国家科技重大专项子课题，2017ZX02101006-005；

Research on water cooling and heat dissipation technology oflaser based on multi-layer weak-coupled structure

Yin Ziqi, WangHongzhi, Yang Hongxing, Hu Pengcheng, Tan Jiubin

(*Harbin Institute of Technology*, *Harbin*, 150080)

Abstract: The spontaneous heat dissipation laser has the problem of poor resistance to environmental temperature change and the strongly-coupled water-cooling laser is easily influenced by water temperature fluctuation. We proposed a multi-layer heat dissipation structure, combined weakly-coupled and strongly-coupled structure, to reduce the fluctuation of environmental temperature and water temperature. The experimental results show that the multi-layer weakly-coupled heat dissipation structure can effectively restrain the fluctuation of water temperature, improve the ability of resisting the change of environmental temperature, and the relative frequency stability of the laser can reach 1.5×10-9/12h.

Keywords: multi-layer weakly-coupled; heat dissipation structure; beat frequency

0 引言

激光干涉测量技术作为动态高精度测量技术的核心技术之一，以其高精度高灵敏度、非接触、大量程等特点被广泛应用。随着超精密加工制造业的不断发展，对测量精度提出更高要求的同时，对仪器的抗干扰能力、稳定性需求也提出了更高的要求[1-4]。

激光器的真空波长（频率）准确度作为激光干涉测量的核心指标之一，直接决定激光干涉测量所能达到的最高精度[5-6]，因此稳频激光器技术成为诸多研究者提高干涉仪测量精度，抗干扰性和稳定性的研究热点之一。目前，国际上激光干涉仪的光源多采用热稳频技术[7-9]，只是在加热器件、散热方式与结构方面不同，例如 Keysight 公司的 5530 系列稳频激光器，美国 ZYGO 公司的 7701 激光器都以热稳频方法进行稳频，只是加热执行器件分别为加热丝和加热薄膜。但此类激光器中激光管的工作温度在 60℃以上，且多采用自发散热方式，即依靠激光器外腔体进行自然热传导的方式进行散热，但此类方式易受到外界环境的干扰，造成短期频率抖动和长期频率飘移，同时降低激光管的使用寿命，且对外散发的热量易行成热污染，影响其他仪器的测量。为提高激光器的散热均匀性，降低激光管的工作温度，提高激光管的寿命，中国计量院研究出基于风冷技术的 He-Ne 激光器，该激光器在稳频工作状态时平均温度由 60-70℃降低至 46.6℃，但由于风扇的高速旋转会引起机械的振动，影响测量精度，导致系统的可靠性降低[2]。为改善风冷散热型激光器振动等方面的缺点，一些研究者提出了水冷散热的方法，水冷散热性型激光器的研究逐渐展开。例如：ZYGO 公司的 ZYGO 7714 稳频激光器，采用水冷散热，其对外散热功率小于 8W，长期频率稳定度可达±1×10-9/24h，取得了较理想的效果，但由于瓦森纳协定的限制，该激光器及技术严格对我国封锁，制约了我国高端仪器的发展[9]。

为探究热稳频激光器散热结构设计对系统抗干扰能力的提高，哈尔滨工业大学胡鹏程等人提出一种非对称热结构，有效提高了激光器的抗环境干扰能力[10]；哈尔滨工业大学冯杰等人通过对两种水冷散热结构进行分析，提出一种新型水冷散热系统[2,11]，但该结

构属于强耦合水冷散热结构，容易导致过度散热、散热不均等问题，从而影响激光器的频率稳定度。本文通过对自然散热激光器及水冷散热激光器热结构模型进行分析，分析其稳态热和瞬态热，进一步提出强耦合与弱耦合相结合的多层弱耦合散热结构模型，并通过 ANSYS 软件对多种散热结构比较分析，验证多层弱耦合水冷散热结构抑制水温波动能力和抗环境干扰能力。

1 传统强耦合散热激光器热结构模型分析

由于温差的存在会引起物质间的热交换效应，热交换主要有热传导、热对流、热辐射这三种方式[3]，热稳频激光器主要以热传导和热对流两种形式进行热交换。下文将依次对自然散热结构模型及水冷散热结构模型进行分析。

1.1 自然散热激光器热结构模型分析

以哈工大超精密研究所研制的传统自然散热激光器为例，其热结构模型如图 1 所示，可将其结构简化成细长的轴对称同轴薄壁圆环，激光管外部主要由三层构成，依次是Ⅰ层加热膜、Ⅱ层金属导热层、Ⅲ层外壳。激光管外部由加热膜包裹，本质上，通过控制加热膜实现对激光管温度的控制，从而实现对激光管谐振腔腔长的控制。加热膜外部是导热性能良好的金属导热层，各层之间间隙极小，并有高导热材料填充。因此，为了保证对激光管温度的控制，加热膜应选用热惯性参数小的材料制作，而为了保证激光管受外界环境因素影响尽量的小，激光管外壳应选用导热性能良好，热惯性大的材料制作。

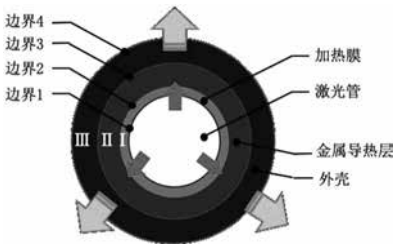


图 1 自然散热激光器热结构模型

Fig. 1 Thermal structure model of normal heat dissipating laser

对传统自然散热激光器热结构进行稳态热和瞬态热进行分析：

（1）稳态热分析

设传统自然散热激光器热结构模型中四个同轴界面半径分别为 r_1、r_2、r_3 和 r_4；边界温度分别为 T_1、T_2、T_3 和 T_4；Ⅰ层、Ⅱ层和Ⅲ层的材料导热系数分别为 λ_1、λ_2、λ_3；比热容分别为 c_1、c_2 和 c_3；质量分别为 m_1、m_2 和 m_3。不同材料构成的多层圆筒壁，通过热传导方式产生的导热量可按总温差和总热阻计算。

等效热模型施加有以下边界条件：边界 4 空气对流换热系数为 $h_{空}$，空气温度 $T_{空}$；Ⅰ层的整体热生成发热量为 φ。在达到热稳态时，导入物体的热流量等于导出物体的热流量，加热膜内外温度近似相等，即 $T_1=T_2$，对其进行稳态热分析：

$$\varphi=\frac{T_2-T_3}{\frac{1}{2\pi l\lambda_2}\ln(r_3/r_2)}=\frac{T_3-T_4}{\frac{1}{2\pi l\lambda_3}\ln(r_4/r_3)}=h_{空}\,2\pi r_4 l\,(T_4-T_{空}) \tag{1}$$

式中：$R_2=\frac{1}{2\pi l\lambda_2}\ln(r_3/r_2)$，$R_3=\frac{1}{2\pi l\lambda_3}\ln(r_4/r_3)$，$R_{空}=\frac{1}{h_{空}\,2\pi r_4 l}$，$R$ 代表热阻，对于自发散热结构而言，$R_{空}\ll R_2$，$R_3\ll R_2$ 且 $c_2\approx 0$。

（2）瞬态热分析

对于该结构，根据能量守恒方程，在 $[0,\ t]$ 时间内，分析其抗环境温度变能力，当外界温度 $T_{空}$ 发生改变瞬间，会引起边界 4 温度变化，进而影响Ⅰ层、Ⅲ层温度、热能均变化，其中导热层热能变化经过有限导热层，则有：

$$\frac{\int_0^t[\Delta T_{空}(t)-\Delta T_3(t)]dt}{R_{空}}=m_1c_1\Delta T_2(t)+m_3c_3\Delta T_3(t) \tag{2}$$

$$\frac{\int_0^t[\Delta T_3(t)-\Delta T_2(t)]dt}{R_2}=m_1c_1\Delta T_2(t) \tag{3}$$

整理并进行拉氏变换得

$$\frac{\Delta T_2(s)}{\Delta T_{空}(s)}=\frac{1}{1+m_1c_1R_2m_3c_3R_{空}s^2+m_1c_1R_2s+m_3c_3R_{空}s+m_1c_1R_{空}s} \tag{4}$$

由于Ⅰ层热惯性时间参数远小于Ⅲ层，即 $m_1c_1R_2 \ll m_3c_3R_{空}$，上式可化简为：

$$\frac{\Delta T_2(s)}{\Delta T_{空}(s)}=\frac{1}{1+m_3c_3R_{空}s} \tag{4}$$

分析上式可知，可以通过增大第Ⅲ层热惯性系数来减小环境温度对激光管加热膜温度的影响，但其大小同时受激光管整体结构大小及实用性要求限制。并且仅靠外壳和金属导热层的作用，不能完全屏蔽外界环境波动，外界因素变化将间接影响到激光器内稳频状态，从而影响激光器的频率稳定度。所以，图 1 所示的自然散热结构存在激光管表面温度分布不均匀、抗干扰能力差等问题，进而展开水冷散热激光器研究。

1.2 水冷散热激光器热结构模型分析

区别于传统自然散热激光器结构，水冷散热激光器结构在金属导热层和外壳之间增加了水冷层，如图 2 所示，这是由于水的比热容大等特点，水冷层的增加，不仅提高了激光管抗外部环境的干扰能力，并且使激光管的散热效率得到提高。但同时，由于水流动过程中存在温差，将会导致激光管表面温度不均匀，进而影响激光管输出光频率不稳定。为了解决上述问题，对强耦合水冷散热激光器的热结构进行分析。

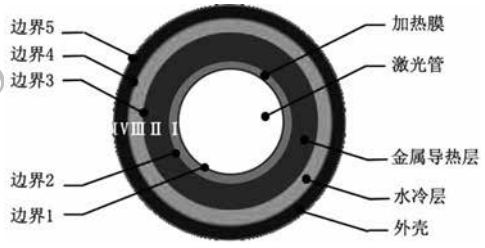


图 2 水冷散热激光器热结构模型

Fig. 2 Thermal structure model of water-cooling laser

对水冷散热激光器热结构进行稳态热和瞬态热进行分析：

（1）稳态热分析

设水冷型散热激光器热结构模型中五个同轴界面半径分别为 r_1、r_2、r_3、r_4 和 r_5，边界温度分别为 T_1、T_2、T_3、T_4 和 T_5；Ⅰ层、Ⅱ层、Ⅲ层和Ⅳ层的材料导热系数分别为 λ_1、λ_2、λ_3 和 λ_4，比热容分别为 c_1、c_2、c_3 和 c_4，质量分别为 m_1、m_2、m_3 和 m_4。稳态分析如下：

$$\varphi=\frac{T_2-T_3}{\frac{1}{2\pi l\lambda_2}\ln(r_3/r_2)}=h_{水}2\pi r_4l(T_3-T_4)=\frac{T_4-T_5}{\frac{1}{2\pi l\lambda_4}\ln(r_5/r_4)}=h_{空}2\pi r_5l(T_5-T_{空}) \tag{6}$$

式中：$R_{水}=\frac{1}{h_{水}2\pi r_4l}$，$R_{空}=\frac{1}{h_{空}2\pi r_5l}$。

（2）瞬态热分析

为了分析如何提高抗水温波动的能力，考虑当［0，t］时间内，若水温产生变化 ΔT_3，进而会影响Ⅰ层、Ⅱ层的温度、热能均变化，瞬态分析如下：

$$\frac{\int_0^t[\Delta T_3(t)-\Delta T_2(t)]dt}{R_2}=m_1c_1\Delta T_2(t) \tag{7}$$

经拉氏变换后，则有，

$$\frac{\Delta T_2(s)}{\Delta T_3(s)}=\frac{1}{1+m_1c_1R_2s} \tag{8}$$

根据式（8）及 $R_2=\frac{\ln(r_3/r_2)}{2\pi l\lambda_2}$，要想使激光管抗水温波动能力得到提高，应使 R_2 尽可能的大，即 λ_2 尽可能的小，应使用导热系数低的材料。由于空气具有极低的热导率，所以本文提出在金属导热层和加热膜之间加入空气层，设计多层弱耦合散热结构的水冷散热激光器。

2 多层弱耦合散热激光器热结构模型分析

本文提出的多层弱耦合水冷散热激光器

结构如图3所示，一共有五层，由内而外分别是加热膜、空气层、金属导热层、水冷层和外壳。其中，空气层为弱耦合层。

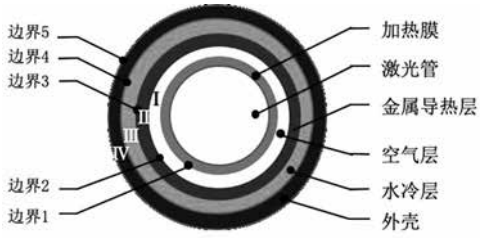


图3　多层弱耦合水冷散热激光器热结构模型

Fig. 3　Thermal structure model of multilayer weakly-coupled water-cooling laser

2.1　多层弱耦合散热激光器稳态热分析

如图3所示，设从空气层向外其各同轴层界面边界半径分别为 r_1、r_2、r_3、r_4 和 r_5，边界温度分别为 T_1、T_2、T_3、T_4 和 T_5；Ⅰ层、Ⅱ层、Ⅲ层和Ⅳ层的材料导热系数分别为 λ_1、λ_2、λ_3 和 λ_4（其中Ⅳ层和Ⅱ层的材料相同）比热容分别为 c_1、c_2、c_3 和 c_4，质量分别为 m_1、m_2、m_3 和 m_4。

对比水冷散热激光器抗外界环境温度变化扰动能力，即外界空气以对流的方式与激光管散热结构进行热交换，从而影响激光器表面各层温度变化，此次分析中，我们只分析外界温度对Ⅱ层、Ⅲ层和Ⅳ层的扰动，忽略其对Ⅰ层的影响，根据热量守恒定律，对热结构中热能和温度变化情况进行稳态及瞬态热分析。

在热平衡状态时，对其进行稳态分析，由傅里叶热传导公式可得：

$$\varphi = h_{空}\,2\pi r_2 l\,(T_1 - T_2) = \frac{T_2 - T_3}{\frac{1}{2\pi l\lambda_2}\ln(r_3/r_2)} = h_{水}\,2\pi r_4 l\,(T_3 - T_4) = h_{空}\,2\pi r_5 l\,(T_5 - T_{空}) \tag{9}$$

式中：$R_{水} = \frac{1}{h_{水}\,2\pi r_4 l}$，$R_{内} = \frac{1}{h_{空}\,2\pi r_2 l}$，$R_{外} = \frac{1}{h_{空}\,2\pi r_5 l}$。

2.2　弱耦合散热激光器抗外界扰动能力分析

在［0，t］时间内外界温度变化 $\Delta T_{空}$ 时，使得Ⅱ层、Ⅲ层和Ⅳ层温度、热能均产生变化，此时热传导方程为：

$$\frac{\int_0^t [\Delta T_{空}(t) - \Delta T_3(t)]dt}{R_{空}} = m_4 c_4 \Delta T_4(t) + m_2 c_2 \Delta T_3(t) \tag{10}$$

$$\frac{\int_0^t [\Delta T_4(t) - \Delta T_3(t)]dt}{R_{水}} = m_2 c_2 \Delta T_3(t) \tag{11}$$

将两式联立整理并进行拉氏变换得：

$$\frac{\Delta T_3(s)}{\Delta T_{空}(s)} = \frac{1}{1 + m_2 c_2 R_{水}\, m_4 c_4 R_{外}\, s^2 + m_2 c_2 R_{水}\, s + m_4 c_4 R_{外}\, s + m_2 c_2 R_{外}\, s} \tag{12}$$

上式与式（4）对比，差异项 $m_1 c_1 R_2 \ll m_2 c_2 R_{水}$，因此 $\frac{\Delta T_2(s)}{\Delta T_{空}(s)} > \frac{\Delta T_3(s)}{\Delta T_{空}(s)}$，说明添加水冷层后的热结构抗环境温度扰动能力得到了提高，并且影响激光器抗环境温度变化能力的主要是由热结构中最外层热惯性时间系数决定的。

2.3　多层弱耦合散热激光器抗水温波动能力分析

在［0，t］时间内，当水冷层第Ⅲ层温度发生波动 ΔT_3 时，将会以热对流的方式对第Ⅱ层产生影响（这里忽略水温波动对第Ⅳ层的影响），而后，第Ⅱ层也将以热对流的方式与第Ⅰ层进行热交换，其瞬态热分析为：

$$\frac{\int_0^t [\Delta T_3(t) - \Delta T_2(t)]dt}{R_{水}} = m_2 c_2 \Delta T_2(t) + m_1 c_1 \Delta T_1(t) \tag{13}$$

$$\frac{\int_0^t [\Delta T_2(t) - \Delta T_1(t)]dt}{R_{内}} = m_1 c_1 \Delta T_1(t) \tag{14}$$

将上述二式整理并进行拉氏变换得：

$$\frac{\Delta T_1(s)}{\Delta T_3(s)} = \frac{1}{1 + m_1 c_1 R_{内}\, m_2 c_2 R_{水}\, s^2 + m_1 c_1 R_{内}\, s + m_2 c_2 R_{水}\, s + m_1 c_1 R_{水}\, s} \tag{15}$$

化简得到：

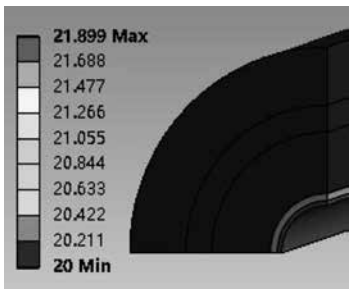
$$\frac{\Delta T_1(s)}{\Delta T_3(s)}=\frac{1}{1+m_2c_2R_{水}s} \tag{16}$$

将上式与式（8）对比可知，弱耦合结构的抑制水温波动能力较强耦合结构有所提高，并且激光管内部抗水温波动能力不仅取决于金属导热层、水冷吸收层的热惯性时间常数系数、而且受到空气层参数影响，通过设置合适的热惯性时间常数设计，可有效抑制水冷层温度波动对激光管热结构内层的干扰速度。

3 多层弱耦合热稳频结构仿真分析

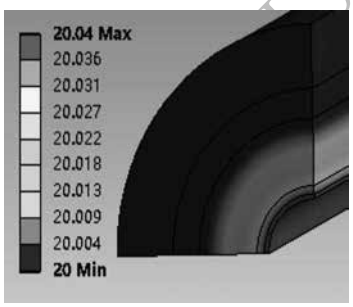
为了验证上述分析结果，拟使用 ANSYS 软件对强耦合水冷散热激光器及多层弱耦合水冷散热激光器进行抗环境温度扰动能力及抗水温波动能力仿真分析。在以下分析中，设环境温度 25℃，水冷层水温 20℃，加热膜发热量 $\varphi=400\mathrm{W/m^2\cdot℃}$，分析结果如下（取同轴管道四分之一截面，方便观察结果）：

（1）温度变化集中区域



（a）弱耦合结构仿真温度分布图（℃）

（a）Simulation temperature distribution diagram of weakly coupled structure（℃）



（b）强耦合结构仿真温度分布图（℃）

（b）Simulation temperature distribution diagram of strongly coupled structure（℃）

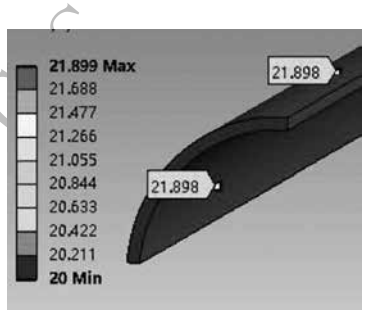
图 4　不同散热结构仿真温度分布图

Fig. 4　Simulation temperature distribution diagram of different heat dissipation structures

通过对比图 4（a）、（b）两图可以看出，多层弱耦合水冷结构的温度变化较强耦合结构更集中，主要集中在空气层，而强耦合结构的温度变化主要集中在金属导热层，并且强耦合结构的温度不均匀性分布更广，厚度可达 10mm。因此，也验证了多层弱耦合结构能够使热量分布更集中，使激光器的热污染被有效的减少了，输出的激光频率也更加稳定。

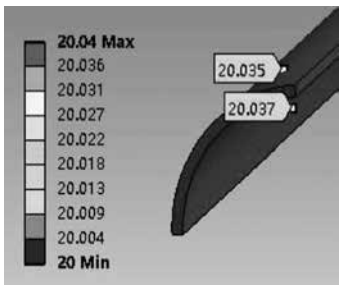
（2）水温波动对激光管表面温度差的影响

通过对比图 5（a）、（b）两图可以看出，在水温是 20℃时，多层弱耦合结构其激光管表面温度变化为 0℃，而强耦合结构的激光管表面温度差有 0.002℃，这对频率稳定度需要达到皮米量级的激光器将产生极大影响。



（a）弱耦合结构激光管表面温度（℃）

（a）Weakly coupled laser tube surface temperature（℃）

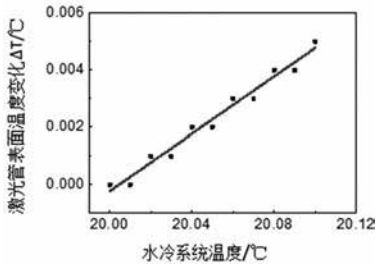


（b）强耦合结构激光管表面温度（℃）

（b）Strongly coupled laser tube surface temperature（℃）

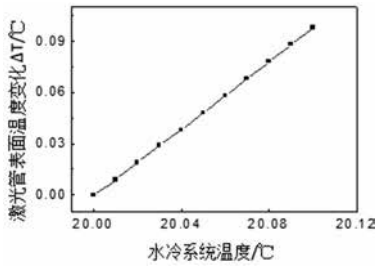
图 5　水温 20℃时不同散热结构激光管表面温度

Fig. 5　Surface temperature of laser tubes with different heat dissipation structures at 20℃ water temperature



（a）弱耦合结构（℃）

（a）Weakly coupled structure



（b）强耦合结构（℃）

（b）Strongly coupled structure

图 6　不同散热结构抑制水温变化的能力

Fig. 6　The ability of different heat dissipation structures to inhibit the fluctuation of water temperature

为了进一步验证弱耦合结构激光器能够抑制由于水温波动引起的激光管表面存在温度差的问题，根据哈工大超精密所研制的强耦合水冷激光器在稳频测试 6 小时的实验时间内，其水道进出口温差可达 0.06℃，假设在其他环境因素的影响下，其水温差为 0.1℃，对两种不同结构在水温差波动为 0~0.1℃区间内的激光器表面温度进行仿真分析，在 20℃~20.1℃每隔 0.01℃进行一次仿真。

$$\frac{\Delta T_1}{0.1}=\frac{0.0005}{0.01}=0.05,\ \frac{\Delta T_2}{0.1}=\frac{0.0098}{0.01}=0.98。$$

将 20℃~20.1℃的各点的水冷温度与对应的激光管表面温度描点绘成曲线，根据曲线可知，在 0.1℃的变化范围内，弱耦合激光管表面温度变化了 0.005℃，强耦合激光管表面温度变化了 0.98℃，相比之下，验证了多层弱耦合激光器由于空气层的存在极大地改善了其受水温波动的影响，阻碍了外界热量对激光管的热污染，使激光管表面温度变化小，激光管腔长变化更加稳定，从而提高了激光管的频率稳定度。

4　实验与分析

利用上文分析的多层弱耦合散热结构研制激光器，并进行实验分析，下面将通过对比实验，验证激光器的抗干扰能力。本实验使用普通水箱，首先进行环境温度和水温变化的实验，得到结果如图 7 所示。

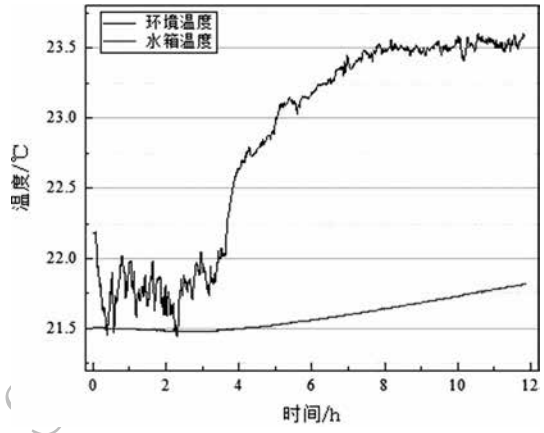
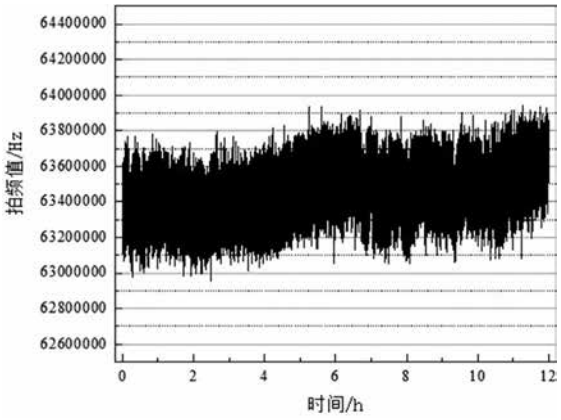


图 7　12 小时内环境温度与水箱温度变化

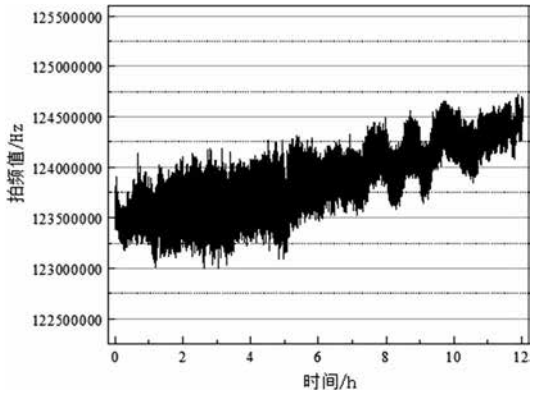
Fig. 7　The fluctuation of ambient temperature and water temperature over 12 hours

由图 7 可以看出，当环境温度波动较大时，水箱可以抑制环境温度的变化，在环境温度漂移的过程中，借助碘稳频激光器进行拍频实验，得到拍频实验数据如图 8 所示。



（a）多层弱耦合散热结构拍频图

（a）Beat frequency result of multi-layer weakly coupled heat dissipation structure



（b）自然散热结构拍频图

（b）Beat frequency result of normal heat dissipation structure

图 8　温变环境下拍频数据图

Fig. 8　Beat frequency result when environmental temperature fluctuated

由图 8 可知，多层弱耦合水冷散热结构的相对频率稳定度为：

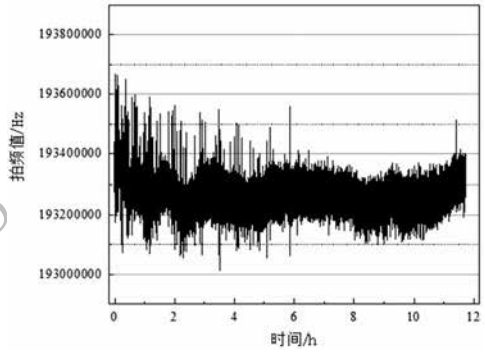
$$S=1.05\text{MHz}/4.74\times10^{14}\text{Hz}=2.2\times10^{-9} \quad (17)$$

自然散热结构的相对频率稳定度为：

$$S=1.75\text{MHz}/4.74\times10^{14}\text{Hz}=3.7\times10^{-9} \quad (18)$$

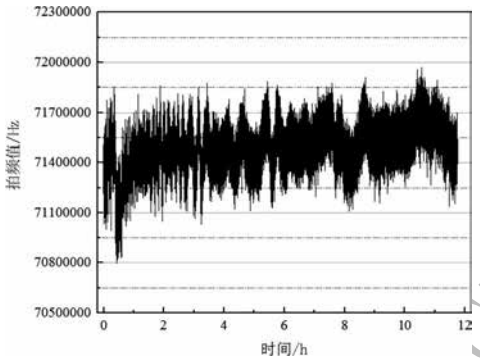
比较可知，多层弱耦合散热结构能够有效提高激光器的抗环境温度变化能力和抗水温波动能力比较可知，多层弱耦合散热结构能够有效提高激光器的抗环境温度变化能力和抗水温波动能力。

高精度激光器通常在实验室条件下使用，该条件下环境温度、水温较恒定，此时对多层弱耦合散热结构和自然散热激光器进行拍频得到结果如图 9 所示



（a）多层弱耦合散热结构拍频图

（a）Beat frequency result of multi-layer weakly coupled heat dissipation structure



（b）自然散热结构拍频图

（b）Beat frequency result of normal heat dissipation

图 9　实验室环境下拍频数据图

Fig. 9　Beat frequency result in laboratory environment

由图 9 可知，多层弱耦合散热结构在实验室环境下的相对频率稳定度为：

$$S=0.7\text{MHz}/4.74\times10^{14}\text{Hz}=1.5\times10^{-9} \quad (19)$$

自然散热结构在实验室环境下的相对频率稳定度为：

$$S=1.2\text{MHz}/4.74\times10^{14}\text{Hz}=2.5\times10^{-9} \quad (20)$$

比较可知，当环境温度和水温变化较大时，多层弱耦合散热结构能够有效提高激光器的抗环境温度变化能力和抗水温波动能力，在环境温度和水温较稳定时，多层弱耦合散热结构激光器相对频率稳定度可达 1.5×10^{-9}/12h，优于自然散热结构激光器。

5　结论

激光器热结构稳频在稳频方法中常被作为实施主动稳频技术的保障条件，但却能从本质上控制激光器频率稳定度。多层弱耦合水冷散热结构的理论分析、软件仿真及实验分析结果表明：增加水冷层可以有效抑制外界空气扰动，增加弱耦合空气层可以有效改善水温波动对激光管表面造成的影响，再通过合理设计热结构各层热惯性时间系数可以进一步提高热稳频系统的频率稳定度和抗干扰能力。

多层弱耦合水冷结构设计是通过对热结构的设计提高激光器性能的一种技术实现方案。随着激光器在精密测量领域的进一步应

用，以及对激光器的抗干扰能力及测量精度要求的不断提高，基于此结构的热稳频系统或其他形式的热稳频系统会得到进一步深入研究或广泛应用。

参考文献：

[1] 谭久彬．超精密测量技术与仪器工程研究中的几个热点问题［J］．机械工程，2000，11（3）：257-261.

[2] 冯杰．偏频锁定式热稳频激光器水冷散热技术研究［D］．哈尔滨工业大学，2015.

[3] 殷子淇．基于一体化水冷降噪的双频分离型稳频激光器研究［D］．哈尔滨工业大学，2018.

[4] 陈东菊．大型立式超精密机床系统误差分析与辨识技术研究［D］．哈尔滨工业大学，2010.

[5] Hsieh，Hung-Lin，andSsu-Wen Pan. "Development of a grating-based interferometer for six-degree-of-freedom displacement and angle measurements." Optics express 23.3（2015）：2451-2465.

[6] Qi，Jingya，Zhao Wang，Junhui Huang，and Jianmin Gao. "Resolution-enhanced heterodyne laser interferometer with differential configuration for roll angle measurement." Optics express 26，no.8（2018）：9634-9644.

[7] 陈正超，李华丰，朱国勤．双纵模 He-Ne 激光器的热稳频技术研究［J］．计测技术，2014，34（01）：31-34.

[8] 伍越，陈卫，李泽禹，姚峰，朱涛．激光稳频控制系统仿真与实验研究［J］．计算机测量与控制，2018，26（12）：111-114.

[9] 周秀云，张涛，程玉华．高精度高测速双纵模热稳频激光干涉仪研究［J］．电子科技大学学报，2009，38（03）：451-454.

[10] 许晔，孟弘．《瓦森纳协议》对我国高技术的出口限制［J］．科技管理研究，2012，32（24）：25-28.

[11] 胡鹏程，谭久彬，王骐，李婧，张培．基于非对称热结构的激光热稳频系统［J］．红外与激光工程，2009，38（02）：261-266.

[12] Yang，Hongxing，Ruitao Yang，Pengcheng Hu，and Jiubin Tan. "Ultrastable offset-locked frequency-stabilized heterodyne laser source with water cooling." Applied optics 56，no.33（2017）：9179-9185.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

11. 自动化仪表与控制技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

螺栓液压拉伸器校准过程中应注意的问题

房　田[1]、邓　强[2]

（1. 辽宁省计量科学研究院，辽宁 沈阳 110004；2. 沈阳亨瑞克科技有限公司 辽宁 沈阳 110022）

摘　要：螺栓液压拉伸器是专门用于螺栓紧固和拆卸的理想设备，目前国家还没有螺栓液压拉伸器的技术法规，本文通过提出液压拉伸器两种校准方法并详细分析了拉伸器校准过程中应当注意的问题，对液压拉伸器校准工作有一定的借鉴作用。

关键词：螺栓液压拉伸器；校准方法；压力表；拟合方程

Problems needing attention in the process of bolt hydraulicStretching calibration

Tian Fang[1]，Qiang Deng[2]

（1. Liaoning Provincial Institute of Measurement，Shenyang Liaoning，110004；
（2. Shen Yang Henrik Technology CO.，LTD，Shenyang Liaoning，110000）

Abstract：The Bolt hydraulic tensioner is an ideal equipment specially used for bolt fastening and disassembly. At present，there is no national technical regulation for Bolt hydraulic tensioner，in this paper，two calibration methods of extenders are put forward and the problems that should be paid attention to in the calibration process are analyzed in detail.

Kaywords：Bolt hydraulic stretcher；Calibration method；PFressure gauge；Fitting equation

1. 引言

螺栓液压拉伸器是专门用于螺栓紧固和拆卸的理想设备，液压拉伸器具有传统榔头敲击扳手或者使用液压扳手的方法的无法比拟优势：一是工作时螺栓只受到拉伸力的作用，消除了摩擦和螺杆扭力产生的消耗。拉伸力的大小由材料的伸长率、抗拉强度和屈服系数的大小决定，通过高压油泵为螺栓提供拉伸力，在螺栓的弹性形变和轻微发生塑性变形范围内将其拉长，使螺栓直径变细，从而使螺母更易拧紧或松动；二是栓拉伸器作用在连接件上能保证连接件轴向力受力均匀，设备的意外损伤可以忽略不计，连接的可靠性高，可以多个螺栓同时工作，保证螺栓预紧力的同步性。因为具有以上优势，液压拉伸器已广泛应用于风力发电、核电、航空航天、钢铁行业、重型机械、石油化工等

作者简介：房田（1983—），男，硕士，高级工程师，力学计量检测，E-mail：757573199@qq.com；
邓强（1987-　），男，大专，工程师，液压装备，E-mail：Indengqiang@163.com；

重大领域，特别是在环境污染严重或作业空间受到限制的场合，液压拉伸器起到了不可代替的作用。

螺栓液压拉伸器的校准方法正确与否是拉伸器能否提供准确预紧力的重要保障，目前国内，螺栓液压拉伸器的校准工作大部分由制造厂商完成，其数据的真实性、准确性、可靠性得不到权威的认证与认可，国内关于螺栓拉伸器校准方法方面研究的文献不多，关于螺栓拉伸器校准装置的研究寥寥无几，解决螺栓拉伸器校准问题，是当前螺栓预紧技术工作发展的重中之重。

2. 校准方法

目前国家还没有螺栓液压拉伸器的技术法规，校准一般参照 JJG621-2012《液压千斤顶》[1]，可是这个标准仅仅局限于一般的技术指标，对于液压拉伸器的检测在试验方法、试验步骤等方面的论述既少又不完全适合该仪器的校准，很不规范；尤其是近年来国内生产此设备的厂家也日益增多，这类设备的使用数量也迅速增加，性能也参差不齐，因此产品质量就显得极为重要。如果有操作性较强的校准规范就可参照执行。如：判定是否满足技术指标要求、测量仪器及辅助设备如何规范地选择和使用等，这样校准结果就会让企业和使用方更加有安全感。

液压拉伸器校准装置一般由高压泵、高压软管、压力表和标准测力仪或专用工作测力机（试验机、力标准机）组成。校准方法主要分为两种方法，主要取决于采集液压拉伸器拉伸力的方式：

（1）专用工作测力机采集拉伸力：通过把液压拉伸器与专用工作测力机（试验机、力标准机）串联，通过高压泵施加输出力，读取专用工作测力机（试验机、力标准机）和压力表的读数，建立二者的关系。

（2）标准测力仪采集拉伸力：主要通过反力的方法，把液压拉伸器与标准测力仪连接，通过高压泵施加输出力，读取标准测力仪和压力表的读数，建立二者的关系。

两种方法相比较，第一种方法需要有采购相关符合要求的的专用工作测力机（试验机、力标准机），准确度取决于试验机和力标准机的准确度，量程需要达到 2000kN，需要投入几十万甚至上百万的资金；第二种方法，仅需要有标准测力仪和相关的反力设备，投入较小，计量检定部门都具备，笔者认为，开展螺栓液压拉伸器易采用第二种方法，简单易实现。

3. 拉伸器校准过程中的注意事项：

（1）关于压力表的选择：

压力表是常见的计量器具，压力表的选用应根据使用要求，在满足工艺技术要求的前提下，应本着节约实用的原则全面地综合考虑，做到合理地选择精度等级、量程、种类。

准确度等级：拉伸器的理论误差一般不超过±3%，因此理论上可以选用准确度等级不低于 1.6 级的压力表，但笔者根据拉伸器的校准中的经验，推荐使用不低于 0.4 级的精密压力表。使用经过检定合格的两块压力表得出的数据结果如表 1 和表 2：

表 **1**　使用 1.6 级压力表校准数据结果

指示器读数（MPa）	负荷（kN）	内插值（MPa）	内插误差（%）
10	47.1	10.43394	4.4
20	90.9	19.18429	-4.1
40	197.2	40.5413	1.4
60	292.6	59.85362	-0.3
80	392.6	80.24466	0.4
100	486.6	99.54989	-0.5
120	586.4	120.1923	0.2

表 **2**　使用 0.4 级压力表校准数据结果

指示器读数（MPa）	负荷（kN）	内插值（MPa）	内插误差（%）
10	48.1	9.910573	-0.9
20	97.9	19.9891	-0.1

续表

指示器读数（MPa）	负荷（kN）	内插值（MPa）	内插误差（%）
40	198.1	40.27743	0.7
60	293.7	59.77132	−0.4
80	393.8	80.2764	0.4
100	487.7	99.59062	−0.5
120	587.3	120.1846	0.2

由表 1 和表 2 可以看出，表 1 中 20MPa 内插误差达到了 4.4%，40MPa 时也达到了 1.4%，而表二的数据都在±1%以下，上面数据经过分析，同样检定合格的两块压力表，只是准确度等级不同，1.6 级压力表在低于量程的 1/3 处，数据发生的跳动，是不准确和不能使用的。为了保证测量的准确度，在工作中最小工作压力应不低于量程的 1/3 和采用准确度等级高的压力表，这里推荐使用 0.4 级精密压力表。

非常重要的一点是，拉伸器出厂设备制造厂家一般不配备压力表，使用时参照厂家提供的理论值表或者经过计量检定部门校准的证书，笔者经过多次实验，即使使用的都是相同准确度等级的压力表，最终得到的负荷结果也不尽相同，因此笔者推荐，拉伸器制造厂家最好每台拉伸器配备两个压力表，一个工作使用，当工作用压力表损坏时，另一块当做备用压力表使用，拉伸器校准时两个压力表都进行校准，以提高拉伸器准确度、安全性和突然损坏情况。

（2）关于标准测力仪的选择：

标准测力仪 1000kN 以下推荐使用 0.1 级及以上级别，1000kN 以上推荐使用 0.3 级及以上级别，当今，标准测力仪发展很快，大部分标准测力仪都可以达到笔者推荐的准确度等级，有利于提高拉伸器校准的准确度。

（3）关于高压泵的选择：

推荐使用气动液压泵，气动液压泵具有安全可靠、输出压力高、操作简便、连续启停，不受限制等优点，特别适用于拉伸器的校准工作。

（4）关于数据结果的处理：

数据处理方面，推荐不光要给出指示器进程值对应的负荷值，最好还要给出二者对应的二次曲线拟合方程，给出拟合方程的好处是可以求出测量范围内任意输入点对应的输出值，方便使用者面对不同型号螺栓或者研发新产品使用，实用性很强，辽宁院出具校准证书会附上仪器设备相对应的校准方程和图表，拟合方程和图表如图 1：

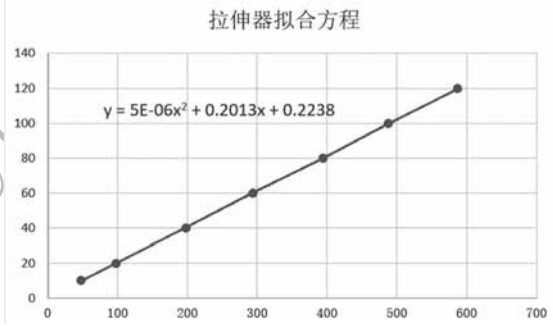


图 1　拉伸器拟合方程

4. 结论语：

本文通过对螺栓液压拉伸器的概述、应用领域的介绍，提出了两种校准方法，并在校准过程中需要注意的问题给予了详细论述和推荐，对螺栓液压拉伸器的校准工作有一定的借鉴作用。

参考文献：

[1] JJG JJG621-2012　液压千斤顶 检定规程 [S].

基于两独立电极的单一压电陶瓷管定子的紧凑型冲击式直线-旋转马达

韩丽玲[1,2]，于连栋[1,*]

[1]合肥工业大学，仪器科学与光电工程学院

[2]江苏大学，机械工程学院

摘　要：提出了一种利用单一压电管驱动器的紧凑型冲击式直线旋转马达。该马达可实现独立的直线和旋转运动。该压电管驱动器外径 6mm，壁厚 0.5mm，长度为 25mm，具有两种独立电极。该驱动器在 720V 的峰峰值电压下最大轴向变形为 2.17μm，在 720V 的峰峰值电压下产生的最大扭转角为 599.98μrad。马达样机在独立的峰峰值为 560V 频率为 8kHz 的锯齿波激励下产生正向运动速度 6263.45 μm/s 和反向运动速度 -6331.58 μm/s。马达样机在独立的峰峰值为 560V 频率为 9kHz 的锯齿波激励下产生正向旋转运动角速度 1.22×10^6μrad/s 和反向旋转运动角速度 -1.21×10^6μrad/s。马达样机最大的输出力为 0.45N，最大输出力矩为 0.8mN。

关键词：直线旋转；叉指电极；冲击式；压电

压电马达具有高分辨率、高能量密度、响应速度快、抗电磁干扰等多种优点[1-2]，根据其工作方式可以分为尺蠖式马达[3-6]、冲击式马达[7-10] 和超声波马达，它们受到广泛的研究与应用，可以应用在精密安装、细胞注射、光学系统和机器人关节运动中[11-13]。相比于单自由度运动的马达[14,15]，多自由度的马达更容易被设计成平台或操作手，从而提供更大的运动空间和更灵活的运动形式以满足复杂操控场合的应用需求[16-18]。

根据多自由度马达的结构形式将马达分为串联式结构和并联式结构。串联式多自由度马达通过单自由度马达的结构串联形成，其各个自由度相互独立，其运动控制较为简单，但是其结构通常较大难以实现微型化[19,20]。并联式多自由度马达其结构紧凑，可以实现微型化，更适用于微小空间的操作，通常利用多个压电驱动器同时驱动实现驱动器末端的运动[21,22]。对于并联的多自由度马达根据其末端执行器的不同主要分为三类。对于平面类末端执行器可实现两维直线运动和一维旋转运动[23]，球类的末端执行器可实现三维旋转运动[24]，轴类的末端执行器可实现直线和旋转运动[25]。其中，以轴类的末端执行器的直线和旋转运动受到广泛的关注，作为操作系统的末端执行器具有较大应用空间[26]。

目前有多种结构形式的压电直线-旋转马达[11,12,19,20]。Sun 学者等人提出一种新型的尺蠖式直线-旋转马达可以产生旋转和直线运动[27]。该马达的直径为 88mm，高度约为 72 mm，最大的直线速度为 1450 μm/s，最大的旋转角速度为 34，270 μrad/s，然而由于尺蠖式的结构设计导致该马达结构尺寸相对较大且较重。Mashimo 和 Toyama 提出一种微型化的旋转-直线超声马达[28]。该马达利用边长仅

通讯作者，liandongyu@ hfut. edu. cn

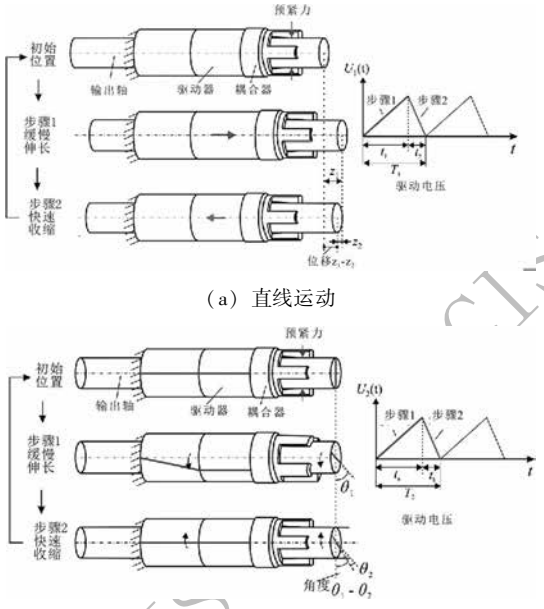
为 3.5mm 正方体的压电定子驱动，通过定子不同的振动模式实现直线和旋转运动，该马达的最大输出力为 2.6 mN，最大输出力矩为 2.5 μN·m。尽管该马达的结构尺寸较小，但是在一定程度上其控制电路较难，分辨率较低。有一些学者发现冲击式马达通常具有更为简单的机构和驱动。Blackford 等人提出一种结构紧凑、能实现直线和旋转运动的二维压电管元件，该压电管直径 10mm，长度 25mm，厚度为 0.5mm[29]。Gao 学者等人提出一种直线-旋转马达，其直线速度可以达到 16 mm/s，旋转速度可达到 10.5 rpm[30]。该马达的驱动单元安装在平台的基座上，尺寸为 45（长）×45（宽）×35（高）mm^3。Zhang 等人提出一种二自由度压电旋转-直线马达，可以实现独立的旋转和直线运动[31]。该马达最大的正向的直线速度达到 7.32 mm/s，最大的正向旋转角速度达到 0.20 rad/s。这些冲击式直线-旋转马达可以被应用在精密场合，然而这些结构在目前微型化程度不高，不适用在某些微小操作空间的运动。

本文提出一种新型紧凑的冲击式直线-旋转马达。该马达基于两种独立电极的单一压电陶瓷管。马达样机能实现独立的直线和旋转运动，对该样机的工作原理和结构设计进行介绍，然后介绍压电驱动器和样机马达的安装与测试，最后分别测试马达的直线和旋转运动的运动特性和负载能力。

1 工作原理和结构设计

1.1 工作原理

冲击式马达通常由驱动器、耦合器与输出轴组成。驱动器可以在独立的锯齿波驱动电压下实现旋转和直线运动，直线和旋转的运动原理如图 1 所示。驱动器的一端与耦合器粘接，另一端固定。在耦合器与输出轴之间有可调整的径向预紧力，该预紧力可以在耦合器与输出轴运动时，在两者的摩擦界面提供摩擦力或摩擦力矩。



（a）直线运动

（b）旋转运动

图 1 马达的工作原理

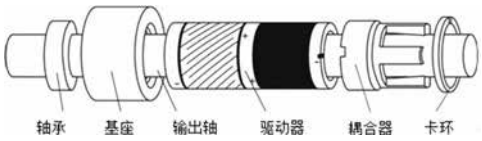
对于直线运动，其工作原理如图 1（a）所示。一个工作周期包含两个部分：（1）缓慢伸长阶段（$0-t_1$）：在该时间段内，压电驱动器在电压驱动下沿着轴向伸长，由于驱动电压上升缓慢，输出轴和耦合器同时跟随压电驱动器同步运动，在 t1 时刻，它们具有相同的位移量 z_1；（2）快速收缩阶段（t_1-t_2）：当驱动电压快速降低时，耦合器跟随压电驱动器回到初始位置，然而由于此时的摩擦力的作用，输出轴只回撤一个小角度 z_2，因此一个周期后，输出轴相对初始位置的运动位移为 z_1-z_2。此时，耦合器与压电驱动器的功能相同，可看成一体。通过连续的电压驱动，输出轴实现连续的单方向运动。当改变驱动电压为先快速上升后缓慢下降，输出轴将实现反向运动。由于直线和旋转运动的驱动电压相互独立，压电马达的旋转运动的原理与直线运动原理类似，如图 1（b）所示。

1.2 结构设计

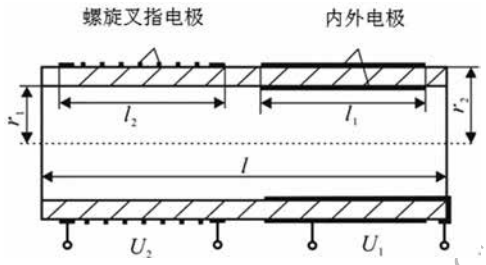
压电冲击式马达的具体结构设计图如图 2 所示。马达由轴承、基座、输出轴、驱动器、耦合器和卡环组成。驱动器由锆钛酸铅类（PZT）陶瓷管构成。卡环在耦合器与输出轴

之间提供径向预紧力，因此不同尺寸的卡环可以调整耦合器与输出轴之间的摩擦力或摩擦力矩。轴承用来支撑和保障输出轴的平稳运动。驱动器一端与基座粘接另一端与耦合器粘接。耦合器内部为楔形结构，有助于提供一定的预紧力。

驱动器由两种独立电极的压电管组成，如图 2（b）所示。压电管上的两种电极形状不同且单独极化，一种为内外电极，在电压的驱动下产生轴向变形，一种为螺旋叉指电极，在电压的驱动下主要产生旋转变形。



（a）马达结构示意图



（b）压电管的结构

图 2　样机马达的结构

理论上，驱动器在电压的驱动下能够产生的静态的轴向变形和扭转变形分别为[19]：

$$z=\frac{k_1 d_{31} l_1 U_1}{(r_2-r_1)}, \tag{1}$$

$$\theta=\frac{2k_2(d_{31}-d_{33})l_2 n U_2 \cos\alpha}{\pi {r_2}^2}, \tag{2}$$

其中，d_{31} 和 d_{33} 分别代表压电管的压电系数，k_1 为轴向变形的补偿系数，k_2为扭转变形的补偿系数，r_2 为压电管的外径，r_1 为压电管的内径，l_1、U_1 分别为内外电极的有效长度和驱动电压，l_2、U_2、n 和 α 分别为螺旋叉指电极的有效长度、驱动电压、对数和螺旋角。

2　样机组装和测试

压电管驱动器的相关结构尺寸如表 1 所示。螺旋叉指电极和内外电极分别在 85°C 左右的硅油内极化 30 分钟以上，极化平均电场强度均为 2 kV/mm 左右。组装后的压电马达样机如图 3 所示，其中基座的长度为 7 最大外径为 9 mm，耦合器长度为 7mm，输出轴的长度为 100 mm。压电管两端分别用环氧树脂胶与基座和耦合器相互粘接。安装后的定子包含基座、耦合器和驱动器其最大外径为 9 mm 长度为 36 mm。可以看出样机马达相比文献 27 和文献 29 中的马达的安装更加容易并且结构更为紧凑。

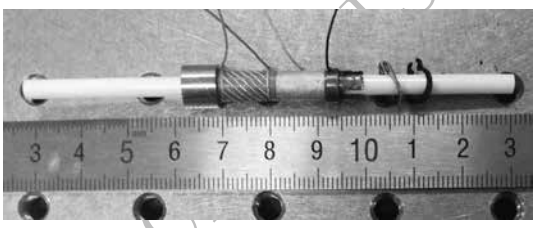


图 3　样机马达照片

表 **1**　压电管驱动器的结构尺寸

参数		数值	单位
r_2	压电管外径	3	mm
r_1	压电管内径	2. 5	mm
l	压电管长度	25	mm
l_1	内外电极的有效长度	10	mm
l_2	螺旋叉指电极的有效长度	10	mm
n	螺旋叉指电极的对数	6	
α	螺旋叉指电极的螺旋角	45	°

表 **2**　压电管驱动器的材料参数

材料	参数	数值	单位
PZT（YT－5L，保定市倚天超声波科技有限公司）	压电系数 d_{31}	－195	$pC\times N^{-1}$
	压电系数 d_{33}	450	$pC\times N^{-1}$
	密度 ρ	7600	$kg\times m^{-3}$
	弹性模量 E	60	Gpa
	泊松比 μ	0. 29	

一些与压电驱动器相关的重要参数如表 2 所示。定子的静态特性和压电马达的步进特性的测试原理如图 4 所示。直线和旋转运动由

两个独立电压分别驱动。压电马达的驱动信号由信号发生器产生经过 PA94 为核心的高压放大器放大后激励压电管驱动器。利用示波器观测压电管驱动器的实际驱动信号。利用激光位移传感器测试被测体的轴向运动能力，用激光多普勒测振仪测试被测物体垂直于激光方向的横向速度。因此，物体的准静态旋转角可以计算如下：

$$\beta=\frac{l}{r}, \tag{3}$$

其中 β 为被测物的旋转角，l 为利用激光多普勒测试的被测物的变形，r 为激光的目标点和被测物中心的距离。

根据图 4 可知，首先，利用激光位移传感器和激光多普勒测振仪分别测试压电马达定子的相关特性，将激光位移传感器的激光点垂直聚焦在耦合器端部，从而直接得到压电马达定子的静态轴向变形，将激光多普勒测振仪的激光点垂直聚焦在耦合器的中心，将测试的结果利用公式（3）计算得到压电马达定子的扭转变形。当激光位移传感器的激光点垂直聚焦在轴的端部可测得压电马达的步进直线位移能力。当激光多普勒测振仪的激光点垂直聚焦在轴的中心处，可测试计算得到压电马达的步进旋转能力。

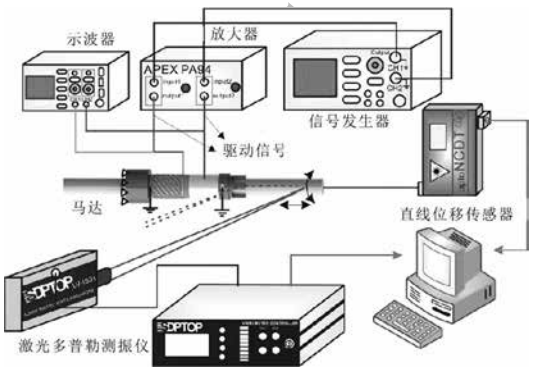


图 4　驱动器和马达测试原理

负载能力测试是压电马达重要的性能之一。利用图 5 所示的原理测试负载与马达运动速度的关系。直线负载能力利用穿过滑轮的细线连接输出轴与负载，通过改变负载的重力测试其直线运动速度。旋转负载能力是利用细线直接连接在输出轴的外径上，通过改变不用的负载重力测试马达的旋转能力。

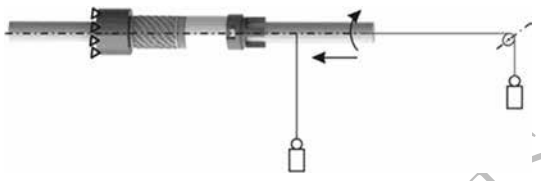


图 5　负载测试原理

3　样机马达输出特性

3.1　压电驱动器特性

有限元分析在工程问题求解中具有重要作用。根据表 2 的压电管的相关参数，在边界自由的条件下利用有限元分析方法得到压电管驱动器的纵向伸长和扭转变形模态，如图 6 所示。一阶扭转、一阶伸长和二阶扭转模态的谐振频率分别为 36.169 kHz，57.031 kHz，和 73.531 kHz 。

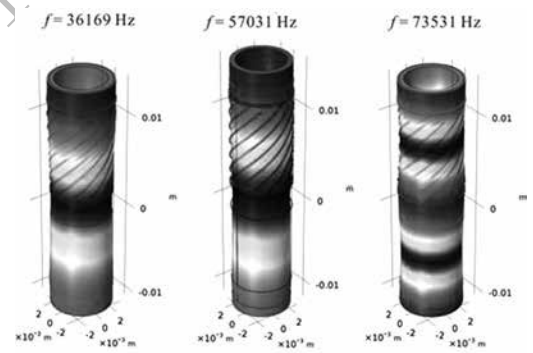
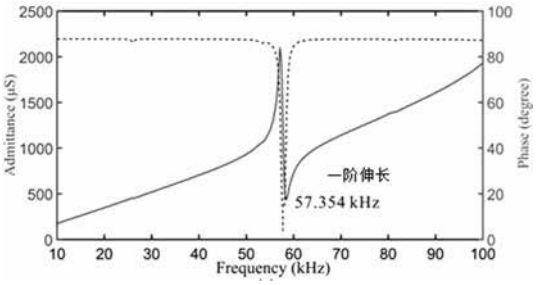
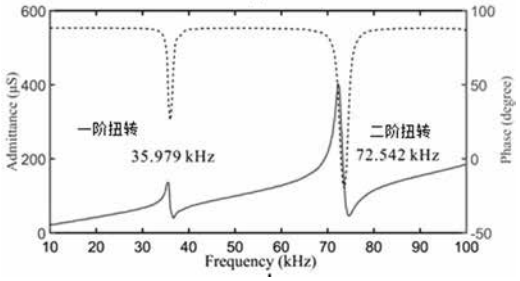


图 6　驱动器的振动模态

利用阻抗分析仪分别连接压电管驱动器的螺旋叉指电极和内外电极的导线得到驱动器的阻抗曲线，如图 7 所示。根据有限元的仿真结果，可以得到测试的压电管驱动器的一阶扭转、一阶伸长和二阶扭转模态的谐振频率分别为 35.979 kHz，57.354 kHz 和 72.542 kHz。从连接内外电极测试的阻抗分析曲线结果可知，伸长模态最明显，从连接螺旋叉指电极的阻抗分析曲线结果可知，扭转模态的强度最大。该结果表明设计的压电管驱动器具有较强的独立的直线和旋转运动能力。



（a）内外电极



（b）螺旋叉指电极

图 7　不同电极下的阻抗曲线测试结果

根据图 4 的测试原理可得到压电管驱动器的静态直线变形能力。利用驱动频率为 10 Hz 的锯齿波改变不同的驱动电压，得到压电管驱动器的静态直线变形结果如图 8 所示。从该结果可知，压电管驱动器的直线变形能力与驱动电压成正比，可得驱动器轴向变形的补偿系数约为 0.72。在 720V 的峰峰值驱动电压下，驱动器的直线变形约为 2.17 μm 。

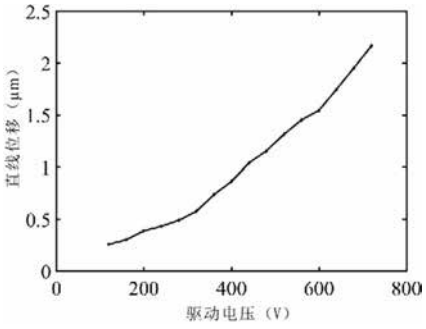


图 8　压电管驱动器的静态的直线运动

利用驱动频率为 10 Hz 的锯齿波改变不同的驱动电压，得到压电管驱动器的静态旋转变形结果如图 9 所示。从该结果可知，压电管驱动器的旋转变形能力与驱动电压成正比，可得驱动器扭转变形的补偿系数约为 0.58。在 720V 的峰峰值驱动电压下，驱动器的扭转变形约为 599.98 μrad 。

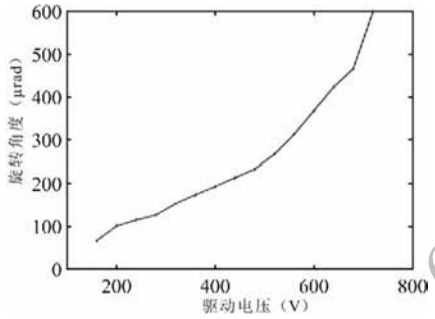


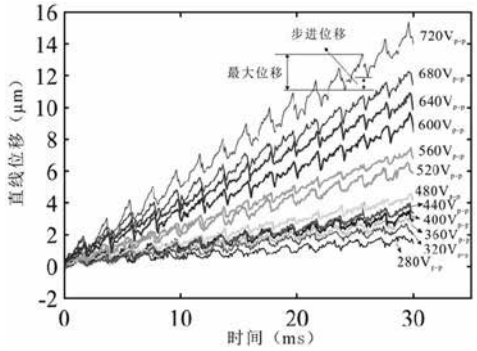
图 9　压电管驱动器的静态的旋转运动

3.2　直线运动特性

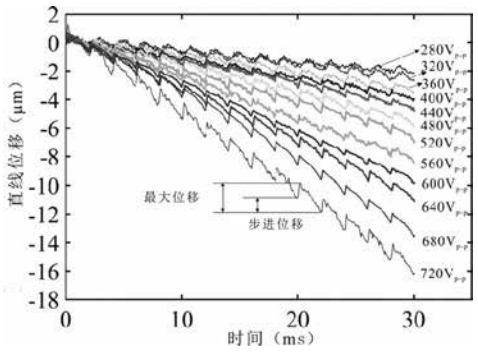
调整耦合器与输出轴之间的径向预紧力约为 5 N，利用图 5 所示的测试系统分别测试马达的正向（电压占空比 100%）和反向（电压占空比 0%）的直线位移能力。当驱动电压信号的频率为 500 Hz，改变驱动电压峰峰值从 280 V 至 720 V，得到如图 10 所示的直线运动特性。

从图 10（a）可知，当峰峰值为 280 V 时，平均直线步进位移约为 0.09 μm，当峰峰值为 720 V 时，平均直线步进位移约为 0.93 μm。从图 10（b）可知，当峰峰值为 280 V 时，平均直线步进位移约为−0.14 μm，当峰峰值为 720 V 时，平均直线步进位移约为−1.09 μm。随着驱动电压的上升，压电马达的直线步进位移逐渐增加。

由于压电驱动器的加工误差、迟滞蠕变等非线性因素以及压电马达的安装误差等，在压电马达正向和反向直线运动时存在一些差异。压电马达的最大直线位移与理论相符。



（a）正向运动



（b）反向运动

图 10　压电马达样机的直线运动

当驱动电压信号的频率固定在 500 Hz 得到马达样机的正向和反向的平均直线运动速度，如图 11 所示。由图所示的结果可知，随着驱动电压的上升，压电马达的直线运动速度近似线性增加。压电马达在峰峰值为 720 V 的锯齿波电压激励下正向和反向的最大运动速度分别为 465.55 μm/s 和−542.60 μm/s。

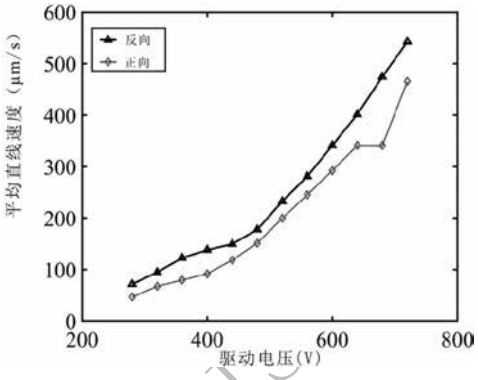


FIG. 11　Linear velocities of the prototype motor under different driving voltages.

当驱动电压的峰峰值为 560 V 时，分别改变驱动频率为 500 Hz 至 11 kHz 测试压电马达样机的正向和反向的直线运动速度，测试结果如图 12 所示。该图所示的结果表明，压电马达在频率较低时，其运动速度基本与频率成正比。当驱动频率为 8 kHz 时，压电马达的运动速度达到最大，其正向和反向的直线运动速度分别为 6263.45 μm/s 和 −6331.58 μm/s，其运动速度高于文献 27 和文献 31 中的马达。

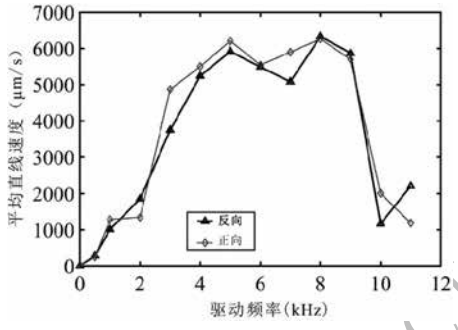


图 12　不同驱动频率下的压电马达的直线运动速度

当卡环的径向预紧力保持在 5 N 时，固定驱动电压信号的峰峰值为 560 V，驱动频率为 8 kHz 且占空比为 0%时，分别测试在不同负载下的马达的直线运动速度，结果如图 13 所示。压电马达的最大负载力约为 0.45 N，该输出力远大于文献 28 中的马达。

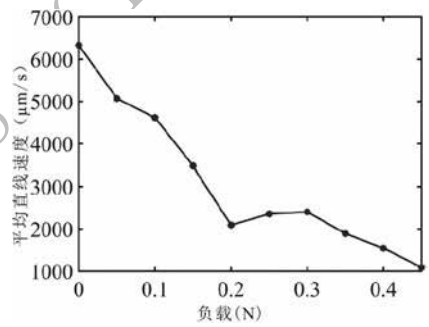
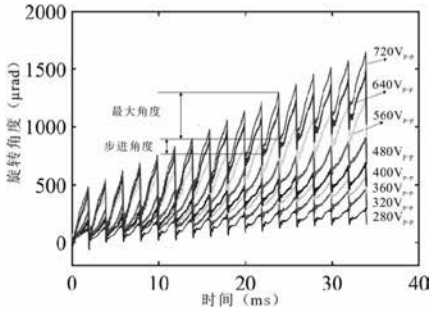


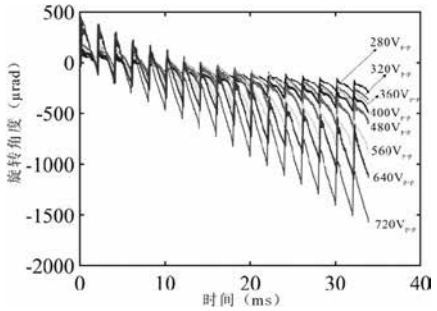
图 13　不同负载下的马达直线运动速度

3.3　旋转运动特性

保持耦合器与输出轴之间的径向预紧力，利用图 5 所示的测试系统分别测试马达的正向（电压占空比 100%）和反向（电压占空比 0%）的旋转位移能力。当驱动电压信号的频率为 500 Hz，改变驱动电压峰峰值从 280 V 至 720 V，得到如图 14 所示的旋转运动特性。



（a）　正向运动



（b） 反向运动

图 14 压电马达样机的旋转运动

从图 14（a）的结果可知，当峰峰值为 280 V 时，压电马达的步进旋转角度约为 14.03 μrad，当峰峰值为 720 V 时，压电马达的步进旋转角度约为 71.58 μrad。从图 14（b）的结果可知，当峰峰值为 280 V 时，压电马达的步进旋转角度约为−18.33 μrad，当峰峰值为 720 V 时，压电马达的步进旋转角度约为−92.99 μrad。压电马达的正向旋转和反向旋转运动也存在一些区别。

当驱动电压信号的频率固定在 500 Hz 得到马达样机的正向和反向的平均旋转运动速度，如图 15 所示。由图所示的结果可知，在一定程度上，压电马达的运动速度与驱动电压成正比。压电马达在峰峰值为 720 V 的锯齿波电压激励下正向和反向的最大运动角速度分别为 3.63×10^4 μrad/s 和 -4.65×10^4 μrad/s。

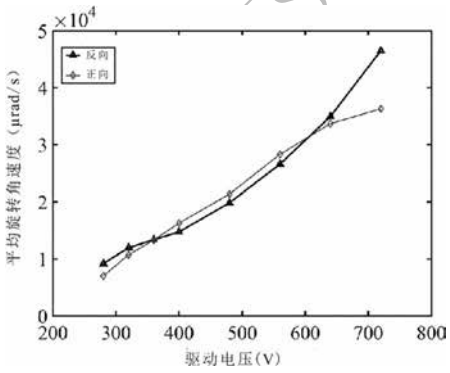


图 15 不同电压下的马达样机旋转角速度

当驱动电压的峰峰值为 560 V 时，分别改变驱动频率为 500 Hz 至 11 kHz 测试压电马达样机的正向和反向的旋转运动角速度，测试结果如图 16 所示。该图所示的结果表明，在一定的范围内，马达运动角速度与频率成正比。当驱动频率为 9 kHz 时，压电马达的旋转角速度达到最大，其正向和反向的直线运动速度分别为 1.22×10^6 μrad/s 和 -1.21×10^6 μrad/s，其运动角速度高于文献 27 和文献 31 中的马达。

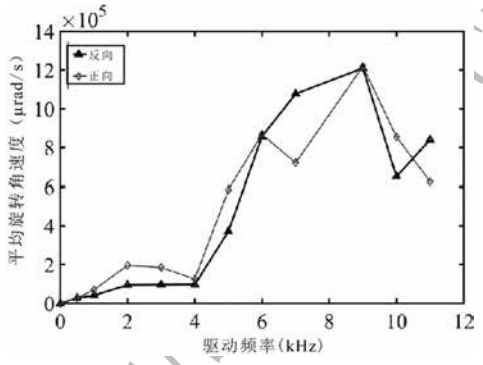


图 16 不同驱动频率下的马达样机的旋转角速度

固定驱动电压信号的峰峰值为 560 V，驱动频率为 9 kHz 且占空比为 100%时，分别测试在不同负载下的马达的旋转运动角速度，结果如图 17 所示。压电马达的最大负载力矩约为 0.80 mN·m，该输出力矩远大于文献 28 中的马达。

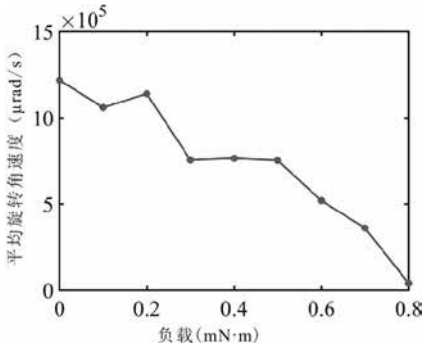


图 17 不同负载力矩下马达旋转角速度

通过比对文献 27，28 和 31 所示的直线-旋转马达，本样机马达具有更为紧凑的结构且可以实现较高的运动速度，可以应用在精密操控场合。

4 结论

本文设计了一种结构紧凑的直线-旋转马达，可以实现独立的直线和旋转运动。在耦

合器和输出轴之间施加可调整的预紧力。当驱动电压的峰峰值为720 V时，压电马达样机可以产生最大的直线位移约为2.17 μm且在相同的电压幅值下，可产生599.98 μrad的旋转角度。马达样机可分别产生最大的正向和反向直线速度6263.45 μm/s和−6331.58 μm/s，产生最大的正向和反向旋转角速度1.22×10^6 μrad/s和-1.21×10^6 μrad/s。马达样机的最大输出力和力矩分别为0.45 N和0.80 mN·m。

由于直线和旋转运动共用一个摩擦界面，当两者同时运动时，压电马达可以产生直线旋转运动即螺旋运动。在不同的驱动电压幅值、占空比和驱动电压下螺旋运动速度运动规律的探索研究将是下一步工作的重点。

参考文献：

[1] Y. Peng, Y. Peng, X. Gu, *et al.*, "A review of long range piezoelectric motors using frequency leveraged method," Sensors & Actuators A Physical, 235: 240-255 (2015).

[2] D. Xu, Y. Liu, S. Shi, *et al.*, "Development of a Non-resonant Piezoelectric Motor with Nanometer Resolution Driving Ability," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 1-1 (2018).

[3] J. C. Xing, G. U. Yong-Fei, L. I. Chong, *et al.*, "Clamp mechanisms design and dynamics analysis of rotary inchworm piezoelectric motor," Journal of Vibration & Shock, (2015).

[4] W. F. Guo, J. J. Qu, J. Ding, *et al.*, "Design of a Long Distance Unidirectional Piezoelectric Motor Based on Non-Resonant Inchworm Principle," Key Engineering Materials,, 572 (1): 217 - 220 (2014).

[5] Q. U. Jian-Jun, W. F. Guo, L. I. Jiang, *et al.*, "Design of an inverse clamping piezoelectric inchworm motor with linear long distance," Journal of Jilin University, 45 (4): 1168-1174 (2015).

[6] P. Zeng, S. Sun, L. Li, *et al.*, "Design and testing of a novel piezoelectric micro-motor actuated by asymmetrical inertial impact driving principle," Review of Scientific Instruments, 85 (3): 468-471 (2014).

[7] Q. Zhang, C. L. Pan, Y. T. Ma, *et al.*, "Piezoelectric Rotary Motor Based on Active Bulk Torsional Element With Grooved Helical Electrodes," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 17 (2): 260-268 (2012).

[8] W. X. Han, Q. Zhang, Y. T. Ma, C. L. Pan, and Z. H. Feng, "An impact rotary motor based on a fiber torsional piezoelectric actuator," Review of Scientific Instruments, 80 (1): 273 (2009).

[9] L. G. Liu, W. F. Ge, W. J. Meng, Y. B. Hou, J. Zhang and Q. Y. Lu, "New design for inertial piezoelectric motors," Review of Scientific Instruments, 89 (3): 033704 (2018).

[10] D. Jie, Y. X. Liu, W. S. Chen, J. K. Liu, "Development and experiment evaluation of an inertial piezoelectric actuator using bending-bending hybrid modes," Sensors & Actuators A Physical, 275: 11-8 (2018).

[11] T. Mashimo, "Micro Ultrasonic Motor Using a Cube With a Side Length of 0.5 mm," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 21 (2): 1189-1192 (2016).

[12] X. C. Chu, J. W. Wang, S. M. Yuan, *et al.*, "A screw-thread-type ultrasonic actuator based on a Langevin piezoelectric vibrator," Review of Scientific Instruments, 85 (6), 065002 (2014).

[13] S. T. Ho, S. J. Jan, "A piezoelectric motor for precision positioning applications," Precision Engineering, 43, 285-293 (2016).

[14] L. L. Han, H. N. Zhao, H. J. Xia, *et al.*, "A Compact Impact Rotary Motor Based on a Piezoelectric Tube Actuator with Helical Interdigitated Electrodes," Sensors, 18 (7): 2195 (2018).

[15] D. Pyo, T. H. Yang, S. Ryu, *et al.*, "Novel linear impact-resonant actuator for mobile applications," Sensors & Actuators A Physical, 233: 460-471 (2015).

[16] W. M. Chen and T. S. Liu, "Modeling and experimental validation of new two degree-of-freedom piezoelectric actuators," Mechatronics, 23 (8): 1163-1170 (2013).

[17] A. Torii, M. Nishio, Y. Itatsu, *et al.*, "A 3-DOF Friction-Free Planar Motor Using Piezoelectric Elements," Key Engineering Materials, 523-

524：739-744（2012）.

[18] M. S. Guo, J. H. Hu, H. Zhu, C. S. Zhao, and S. X. Dong, "Three-degree-of-freedom ultrasonic motor using a 5-mm-diameter piezoelectric ceramic tube," Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control IEEE Transactions on, 60（7）, 1446-1452（2013）.

[19] L. D. Yu, L. L. Han, Y. H. Zhao, *et al.*, "Design and simulation of a novel impact piezoelectric linear-rotary motor,", Seventh International Symposium on Precision Mechanical Measurements, International Society for Optics and Photonics, 99031S（2016）.

[20] W. M. Chen and T. S. Liu, "Modeling and experiment of three-degree-of-freedom actuators using piezoelectric buzzers," Smart Materials & Structures, 22（10）：105006（2013）.

[21] J. Li, H. Zhao, X. Qu, *et al.*, "Development of a compact 2-DOF precision piezoelectric positioning platform based on inchworm principle," Sensors and Actuators A：Physical, 222：87-95（2015）.

[22] V. Hassani, T. Tjahjowidodo, "Dynamic modeling of 3-DOF pyramidal-shaped piezo-driven mechanism," Mechanism and Machine Theory, 70：225-245（2013）.

[23] T. Morita, R. Yoshida, *et al.*, "Three DOF parallel link mechanism utilizing smooth impact drive mechanism," Precision Engineering, 26（3）：289-295（2002）.

[24] T. Mashimo, S. Toyama, and H. Ishida, "Design and implementation of spherical ultrasonic motor," IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control, 56（11）：2514-21（2009）.

[25] Y. Zhang, G. Liu, J. Hesselbach, "On development of a rotary-linear actuator using piezoelectric translators," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 11（5）：647-650（2006）.

[26] M. Rakotondrabe, Y. Haddab, and P. Lutz, "Development, modeling, and control of a micro-/nanopositioning 2-DOF stick-slip device," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 14（6）：733-745（2010）.

[27] X. T. Sun, W. H. Chen, J. B. Zhang, R. Zhou and W. J. Chen, "A novel piezo-driven linear-rotary inchworm actuator," Sensors & Actuators A Physical, 224, 78-86（2015）.

[28] T. Mashimo and S. Toyama, "Rotary-linear piezoelectric microactuator with a cubic stator of side length 3.5 mm," Ultrasonics Ferroelectrics & Frequency Control IEEE Transactions on, 57（8）：1825-1830（2010）.

[29] B. L. Blackford and M. H. Jericho, "Simple two-dimensional piezoelectric micropositioner for a scanning tunneling microscope," Review of Scientific Instruments, 61（1）：182-184（1990）.

[30] W. Gao, S. Sato, and Y. Arai, "A linear-rotary stage for precision positioning," Precision Engineering, 34（2）：301-306（2010）.

[31] Y. Zhang, W. J. Zhang, J. Hesselbach, and H. Kerle, "Development of a two-degree-of-freedom piezoelectric rotary-linear actuator with high driving force and unlimited linear movement," Review of Scientific Instruments, 77（3）：465-481（2006）.

一种应对快速移动障碍物的多无人机编队避障控制策略

刘云平[1]，徐　泽[1]，赵中原[1]，苗国英[1]，邓志良[1]

（1. 南京信息工程大学自动化学院，江苏 南京 210044）

摘　要：四旋翼无人机机群在编队飞行过程中可能受鸟类等障碍物的影响，当障碍物始终在无人机与目标点所在的直线上移动，且其移动速度大于无人机最大速度时，基于传统人工势场方法的编队避障算法易陷入局部优化解，进而导致无人机机群避障失败。为克服上述弊端，本文提出一种基于改进人工势场的无人机机群避障方法。通过引入与障碍物移动方向垂直的辅助牵引加速度信息，可消除局部优化解的影响。同时，为了实现无人机机群快速编队和避障，本文将有限时间一致性算法与改进的人工势场方法相结合，提出一种四旋翼无人机机群有限时间编队和避障方法。最后，本文利用 MATLAB 对提出的算法进行仿真实验，仿真结果验证了算法的有效性。

关键词：一致性算法；人工势场方法；无人机；编队控制；避障控制

A formation and collision avoidance control strategy for multi-UAVs in response to fast moving obstacles

LIU Yun-ping[1]，XU Ze[1]，ZHAO Zhong-yuan[1]，MIAO Guo-ying[1]，DENG Zhi-liang[1]

（1. School of Automation，Nanjing University of Information Science and Technology，Nanjing of Jiangsu Prov. 210044，China）

Abstract：The quad-rotor unmanned aerial vehicle fleet is likely to obstacles such as birds during formation flying. When the obstacle always moves in a straight line between the UAV and the target point，and the speed is faster than the maximum speed of UAV，the formation obstacle avoidance algorithm based on the traditional artificial potential field method is easily trapped in local optimal solution，which will lead to the failure of the UAV fleet to avoid obstacle. In order to overcome the disadvantages mentioned above，an obstacle avoidance method for the UAV fleet based on improved artificial potential field is proposed in this paper. By introducing the auxiliary traction acceleration information perpendicular to the movement direction of the obstacle，the influence of the local optimization solution can be eliminated. At the same time，this paper combines the finite time consistency algorithm with the improved artifi-

作者简介：刘云平（1981—），男，博士生，副教授，现主要机器人技术等科研工作

基金项目：国家重点研发计划（2018YFC1405703）；国家自然科学基金项目（51875293，51405243）

cial potential field method, and proposes a finite time formation and obstacle avoidance method for the quad-rotor UAV fleet to achieve rapid formation and obstacle avoidance. Finally, the proposed algorithm is simulated based on MATLAB platform, and the results verify the effectiveness of the algorithm.

Key words: Consensus algorithm; artificial potential field method; UAV; formation control; collision avoidance control

无人机机群协同编队飞行技术具有机群覆盖范围广、活动半径大、机群整体搜索能力强以及效率高等优点，因此，适合战场环境侦察、地形勘探及构建、物流运输、电力巡线以及河道巡检等军事或民用领域的各类复杂任务[1-3]。然而无人机机群在编队飞行过程中可能遇到鸟类等移动障碍物，若机群与之发生碰撞，会产生严重的后果。因此，对无人机编队的避障问题进行研究具有重要的理论意义和应用价值。

目前，无人机机群编队方法主要有跟随领航者法[4-5]、虚拟结构法[6]、基于行为法[7]以及一致性算法等[8-9]。一致性算法采用分布式网络进行信息交互，具有灵活性高和鲁棒性强等特点。因此，被广泛应用于无人机机群编队控制。无人机机群避障方法主要有人工势场方法、模型预测法（MPC）以及最优控制法等[3]。人工势场方法对计算能力要求较低且实时性强，被广泛应用于无人机机群避障[3]。然而，无人机机群对障碍物的感知范围有限，面对鸟类等快速移动的障碍物时，无人机机群需要具有快速避障的能力。此外，当障碍物始终在无人机与目标点所在的直线方向移动，且移动速度大于无人机最大速度时，基于传统人工势场方法的编队避障算法易陷入局部优化解，进而导致无人机机群避障失败。

针对无人机机群编队避障问题，众多国内外学者研究并提出了多种算法。Ruchti J 等人通过在传统人工势场方法上引入优先级模型和方向变化权重，改善了无人机之间的死锁情况，具有快速避障的特点[10]。Ferreira-vazquez E D 等人通过将角度信息融入传统人工势场方法，并将其与一致性法融合，减少了局部最优化解对算法的影响，实现了机器人编队成功避障[11]。段海滨等人通过将人工势场方法和基于捕食逃逸的鸽群优化方法结合，改进了这两种方法易陷入局部最优化解的问题，实现了无人机机群的紧密编队[12]。朱旭等人通过在传统人工势场方法的基础上引入无人机与障碍物之间的相对速度，补偿障碍物无法主动规避无人机的缺点，实现无人机机群快速避障[13]。张佳龙等人通过将平行于 x-y 平面和 y-z 平面的两个势场复合成具有三维空间旋转矢量的人工势场方法，解决了无人机编队避障过程中易陷入局部最优化解的问题[14]。这些学者的研究丰富了无人机机群编队避障理论，但都存在改进的空间。诸如文献［10］和［11］存在算法可能陷入局部最优化解的问题，文献［10］~［14］都没有考虑无人机机群应对快速移动障碍物（障碍物移动的速度高于无人机最大飞行速度）时的避障问题。

本文研究四旋翼无人机机群编队针对鸟类等快速移动障碍物的避障问题，考虑障碍物始终在无人机与目标点所在的直线方向移动且移动速度大于无人机最大速度时的情况。通过在传统人工势场上引入辅助牵引加速度信息，得到一种改进的人工势场避障方法，实现无人机机群快速避障，并克服局部最优对避障过程的影响。为提高无人机机群编队过程的响应速度，本文将有限时间一致性算法与改进的人工势场避障方法相结合，提出一种无人机机群编队避障方法，实现无人机机群在飞行过程中快速编队与避障。

1 基本概念与控制目标

本节对无人机机群的编队网络拓扑、人

为构建的人工势场以及人机机群的控制目标进行描述。

1.1 编队网络拓扑描述

假设无人机机群由 1 架虚拟领航者和 n 架跟随者构成。虚拟领航者按照指定的轨迹飞行，并将自身的位姿信息实时发送给指定的跟随者。任意一架跟随者均和与其相邻的两个跟随者进行信息交互，且接收与其有通信的虚拟领航者发送的位姿信息。跟随者根据接收到的位姿信息调整自身的姿态和位置。假设虚拟领航者之间不进行通信，虚拟领航者与跟随者之间为单向通信（即数据仅从虚拟领航者发送至跟随者），跟随者之间为双向通信。无人机机群的编队网络拓扑结构图如图 1.1 所示。

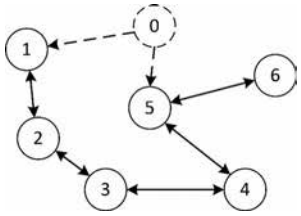


图 1.1 无人机机群的编队网络拓扑图

1.2 人工势场构建

本文对障碍物仅构建斥力场，对无人机同时构建斥力场和引力场。本文构建一个以障碍物 s 为势场中心，以 r_o 为半径的圆形障碍物斥力场。若无人机 i 进入障碍物 s 的势场影响范围内，即无人机与障碍物的距离小于最小安全距离，则无人机 i 受障碍物 s 的斥力场作用而产生规避加速度 a_{uo}（t），该加速度可驱使无人机 i 远离障碍物 s。为应对快速移动的障碍物，本文在传统人工势场方法上引入一个垂直于障碍物 s 移动方向（障碍物速度 v_o（t）的方向）的辅助牵引加速度 a_{vuo}（t），利用该加速度辅助无人机 i 快速远离障碍物 s。

本文构建一个以无人机 j 为势场中心，以 r_u^1 为半径的圆形无人机斥力场。同时，本文在斥力场上叠加一个引力场，该势场的影响范围为以无人机 j 为势场中心，以 r_u^2 为半径的圆外。若无人机 i 进入无人机 j 的斥力场影响范围内，即无人机 i 与无人机 j 之间的距离小于 r_u^1，则无人机 i 受无人机 j 的斥力场作用而产生加速度 a_{uu}（t），该加速度迫使无人机 i 远离无人机 j。若上述两机的距离大于 r_u^2，则无人机 i 受无人机 j 的引力场作用而产生加速度 a_{uu}（t），该加速度迫使无人机 i 接近无人机 j。本文构建的障碍物和无人机的势场及其影响范围如下图 1.2 所示：

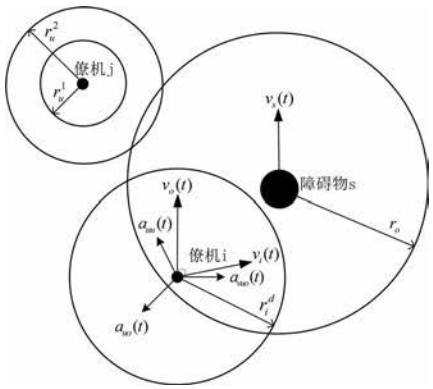


图 1.2 人为构建的障碍物和无人机的势场及其影响范围

1.3 控制目标描述

四旋翼无人机机群中的虚拟领航者实时追踪目标点，当虚拟领航者到达目标点后，保持与目标点的速度一致。各跟随者在有限时间内保持和虚拟领航者的飞行状态一致。该机群能够在有限时间内形成指定编队队形，且能够持久的维持队形（各无人机保持相对位置不变）。在机群飞行过程中，无人机之间以及无人机与障碍物之间均不发生碰撞，且无人机机群在躲避障碍物后能够迅速恢复队形。本文作以下三点假设以更好的实现无人机机群的编队和避障。

假设 1：假设无人机、障碍物以及目标点均为质点。

假设 2：假设无人机机群中至少存在一个跟随者可获取虚拟领航者信息，且对于任意一个跟随者，至少存在一个其他跟随者可与之进行双向通信。所有无人机之间的通信均同步。

假设 3：假设无人机感知能力不受天气、电磁干扰和风等环境因素的影响。

2 无人机协同编队及避障控制算法

本节首先设计了基于有限时间一致性算法的无人机机群编队控制算法，然后设计了基于改进人工势场方法的无人机机群避障控制算法，最后将两种方法结合，设计了无人机机群的编队和避障控制算法。

2.1 基于有限时间一致性算法的无人机机群编队控制算法设计

假设无人机机群由 1 架虚拟领航者和 n 架跟随者构成。其通信拓扑可用有向图表示为：$G=\{v, \varepsilon\}$。其中 $v=\{v_0, v_1, v_2, \cdots, v_n\}$ 表示 1 架虚拟领航者节点和 n 架跟随者节点的集合；$\varepsilon \subseteq \{(v_r, v_t) \mid v_r, v_t \in v, v_r \neq v_t, r, t \in (0, 1, 2, \cdots, n)\}$ 表示节点对的集合，也即各无人机之间的通信拓扑结构。设 a 为有向图 $G=\{v, \varepsilon\}$ 的邻接矩阵，a_{rt} 表示节点 v_r 和 v_t 之间的通信权重。若节点对 (v_r, v_t) 存在信息流通，也即无人机 v_r 可以感知到 v_t，则 $a_{rt}=1$，否则 $a_{rt}=0$。

在假设 1 下，本文不考虑无人机在垂直方向上的运动，单架无人机（包含虚拟领航者和跟随者）的动力学模型为二阶系统，其数学描述如下：

$$\begin{cases} \dot{X}_r(t) = v_r(t) \\ \dot{v}_r(t) = u_r(t) \end{cases} \quad (r=0, 1, 2, \cdots, n) \tag{2.1}$$

其中，$X_r(t)=[x_r, y_r]^T \in R^2$ 表示无人机 r 在 t 时刻的位置 (x_r, y_r)；$v_r(t)=[v_{x_r}, v_{y_r}]^T=[\dot{x}_r, \dot{y}_r]^T \in R^2$ 表示无人机 r 在 t 时刻的速度 (v_{x_r}, v_{y_r})；$u_r(t)$ 表示无人机 r 在 t 时刻的输入。

本文首先设计虚拟领航者的控制律。定义 $a_0(t)$、$v_0(t)$ 以及 $X_0(t)=[x_0, y_0]^T$ 表示虚拟领航者 0 的加速度、速度以及位置，定义 $a_g(t)$、$v_g(t)$ 以及 $X_g(t)=[x_g, y_g]^T$ 表示目标点 g 的加速度、速度以及位置。虚拟领航者的控制输入设计如下：

$$u_0(t) = c_1 * sig[X_g(t) - X_0(t)]^{p_1} + c_2 * sig[v_g(t) - v_0(t)]^{p_2} \tag{2.2}$$

其中，$sig(x)$ 为符号函数。$0<p_1<1$，$p_2=\frac{2p_1}{1+p_1}$，c_1、c_2、p_1 和 p_2 为调节参数，其可调节算法的收敛速度。

然后，在给出跟随者的控制律前，定义 $v_i(t)$、$v_j(t)$、$v_0(t)$ 以及 $X_i(t)$、$X_j(t)$、$X_0(t)$ 分别表示跟随者 i、j 和虚拟领航者的速度以及位置，定义 d_{X_i}、d_{X_j} 表示跟随者 i 和 j 相对于虚拟领航者 0 的期望相对位置跟随者的编队控制输入设计如下：

$$\begin{aligned} u_i^c(t) = {} & b_1 \sum_{j=1}^{n} a_{ij} sig[(X_j(t) - X_i(t)) - (d_{X_j} - d_{X_i})]^{p_1} + \\ & b_2 \sum_{j=1}^{n} a_{ij} sig[v_j(t) - v_i(t)]^{p_2} \\ & + b_3 a_{i0} sig[(X_0(t) - X_i(t)) - (d_{X_0} - d_{X_i})]^{p_1} \\ & + b_4 a_{i0} sig[v_0(t) - v_i(t)]^{p_2} \end{aligned} \tag{2.3}$$

其中，$i, j \in \{1, 2, \cdots, n\}$，$0<p_1<1$，$p_2=\frac{2p_1}{1+p_1}$，$p_1$，$p_2$，$b_1$，$b_2$，$b_3$，$b_4 \in R$ 为调节参数，其可调节算法的收敛速度。

定理 1：假设无人机机群有 1 架领航者和 n 架跟随者，其通信拓扑图固定且联通，则有限时间一致性算法（2.3）可使无人机机群在有限时间 $T_0 \leq 4V_L(0)\frac{1+p_2}{2}/(1-p_2)\, b_2[2\lambda_2(L(\bar{A}))]\frac{1+p_2}{2}$ 内实现状态一致。

在给出定理 1 的证明之前，首先介绍如下引理：

引理 1[16]：假设 $x_1, x_2, \cdots, x_n \geq 0$ 且 $0<a<1$，有 $\sum_{i=1}^{n} x_i^a \geq (\sum_{i=1}^{n} x_i)^a$。

引理 2[17]：给定一无向拓扑图 G，其 Laplacian 矩阵为 $L(A)=[l_{ij}] \in R^{n*n}$，具有如下性质：

（1）$x^T L(A) x = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} a_{ij} (x_j - x_i)^2$；

（2）若图 G 连通，则 $L(A)$ 半正定，其

特征值满足 $\lambda_n(L) \geq \lambda_{n-1}(L) \geq \cdots \geq \lambda_1(L)=0$，且图的代数连通度等于 $\min_{x\neq 0_n, 1_n^T x=0} \frac{x^T L(A) x}{x^T x}$，即当 $1_n^T x=0$ 时，$x^T L(A) x \geq x^T x$。

引理 3[18]：假设系统 $\dot{x}=f(x)$，$f(0)=0$，若存在 $V(x)$ 在原点区域 $C>0$，$0<a<1$ 有 $\dot{V}(x)+CV^a \leq 0$，则原点是有限时间稳定的，且有限时间 T_0 满足 $T_0 \leq \frac{V(0)^{1-a}}{C(1-a)}$。

证明：本文定义 $\bar{V}_i(t)=v_i(t)-v_0(t)$，则可将上式（2.3）跟随者的动力学模型转换为：

$$\begin{cases} \dot{\bar{X}}_i(t)=\bar{v}_i(t) \\ \dot{\bar{v}}_i(t)=\dot{v}_i(t)-\dot{v}_0(t)=u_i^c(t) \\ \quad =b_1\sum_{j=1}^{n} a_{ij} sig[(\bar{X}_j(t)-\bar{X}_i(t))-(d_{X_j}-d_{X_i})]^{p_1}+b_2\sum_{j=1}^{n} a_{ij} sig[\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t)]^{p_2} \\ \quad +b_3 a_{i0} sig[-\bar{X}_i(t)-(d_{X_0}-d_{X_i})]^{p_1}+b_4 a_{i0} sig[-\bar{v}_i(t)]^{p_2} \end{cases} \tag{2.4}$$

本文针对上式（2.4）构建 Lyapunov 函数 $V_L(t)=V_{L1}(t)+V_{L2}(t)+V_{L3}(t)$。$V_{L1}$、$V_{L2}$ 以及 V_{L3} 如下式（2.5）所述：

$$\begin{aligned} V_{L1}(t)&=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}\bar{v}_i(t)^2 \\ V_{L2}(t)&=\frac{1}{2}b_1\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\int_0^{\bar{X}_j(t)-\bar{X}_i(t)-(d_{X_j}-d_{X_i})} a_{ij}*sig(s)^{p_1}ds \\ V_{L3}(t)&=b_3\sum_{i=1}^{n}\int_0^{\bar{X}_i(t)+(d_{X_0}-d_{X_i})} a_{i0}*sig(s)^{p_1}ds \end{aligned} \tag{2.5}$$

对上式（2.5）中得三个函数沿式（2.4）解的迹求导得下式（2.6）：

$$\begin{aligned} \dot{V}_{L1}(t)&=\sum_{i=1}^{n}\bar{v}_i(t)\dot{\bar{v}}_i(t) \\ \dot{V}_{L2}(t)&=\frac{1}{2}b_1\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}a_{ij}sig(\bar{X}_j(t)-\bar{X}_i(t) \\ &\quad -(d_{X_j}-d_{X_i}))^{p_1}(\bar{v}_i-\bar{v}_j) \\ \dot{V}_{L3}(t)&=b_3\sum_{i=1}^{n}a_{i0}sig(\bar{X}_i(t)+(d_{X0}-d_{X_i}))^{p_1}\bar{v}_i \end{aligned} \tag{2.6}$$

对构建的 Lyapunov 函数求导可得下式（2.7）：

$$\begin{aligned} \dot{V}_L(t)&=\dot{V}_{L1}(t)+\dot{V}_{L2}(t)+\dot{V}_{L3}(t)=\sum_{i=1}^{n}\bar{v}_i(t)\{b_1\sum_{j=1}^{n}a_{ij}sig\left[(\bar{X}_j(t)-\bar{X}_i(t))-(d_{X_j}-d_{X_i})\right]^{p_1} \\ &\quad +b_2\sum_{j=1}^{n}a_{ij}sig[\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t)]^{p_2}+b_3a_{i0}sig\left[-\bar{X}_i(t)-(d_{X_0}-d_{X_i})\right]p_1+b_4a_{i0}sig\left[-\bar{v}_i(t)\right]^{p_2}\} \\ &\quad +\frac{1}{2}b_1\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}a_{ij}sig(\bar{X}_j(t)-\bar{X}_i(t)-(d_{X_j}-d_{X_i}))^{p_1}(\bar{v}_i-\bar{v}_j)+b_3\sum_{i=1}^{n}a_{i0}sig(\bar{X}_i(t)+(d_{X_0}-d_{X_i}))^{p_1}\bar{v}_i \\ &=-\frac{1}{2}b_2\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}a_{ij}sig[\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t)]^{p_2}(\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t))-b_4\sum_{i=1}^{n}a_{ir}sig[\bar{v}_i(t)]^{p_2}\bar{v}_i(t) \\ &\leq -\frac{1}{2}b_2\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}a_{ij}sig[\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t)]^{1+p_2}=-\frac{1}{2}b_2\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\left[a_{ij}\frac{2}{1+p_2}(\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t))^2\right]^{\frac{1+p_2}{2}}\leq 0 \end{aligned} \tag{2.7}$$

由引理 1 得：

$$\dot{V}_L(t)=-\frac{1}{2}b_2\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\left[a_{ij}^{\frac{2}{1+p_2}}(\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t))^2\right]^{\frac{1+p_2}{2}}=-\frac{1}{2}b_2\left\{\sum_{i=1}^{n}\left[\sum_{j=1}^{n}a_{ij}^{\frac{2}{1+p_2}}(\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t))^2\right]\right\}^{\frac{1+p_2}{2}}\le 0 \tag{2.8}$$

令 $\bar{A}=[a_{ij}^{\frac{2}{1+p_2}}]$，由引理 2 可得：

$$\frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\sum_{j=1}^{n}a_{ij}^{\frac{2}{1+p_2}}(\bar{v}_j(t)-\bar{v}_i(t))^2\right]}{V_L(t)}\ge 2\lambda_2(L(\bar{A})) \tag{2.9}$$

联立式（2.8）以及（2.9）可得：

$$\dot{V}_L(t)\le-\frac{1}{2}b_2[2\lambda_2(L(\bar{A}))]^{\frac{1+p_2}{2}}V_L(t)^{\frac{1+p_2}{2}} \tag{2.10}$$

再由引理 3 可得：

$$T_0\le\frac{4V_L(0)^{\frac{1+p_2}{2}}}{(1-p_2)b_2[2\lambda_2(L(\bar{A}))]^{\frac{1+p_2}{2}}} \tag{2.11}$$

因此，当 $t\ge T_0$ 时，该有限时间一致性算法可实现一致性跟踪，即无人机机群在 T_0 时刻可实现各无人机状态一致。

2.2 基于改进人工势场方法的无人机避障控制算法设计

本文定义单无人机在空域中受障碍物势场（斥力场）以及各无人机势场（包括引力场和斥力场）影响而产生多个加速度，将各加速度叠加后即为无人机所受的合加速度。本文跟随者的避障控制输入设计如下：

$$u_i^a(t)=\sum_{s=1}^{o}(a_{uo}(t)+a_{vuo}(t))+\sum_{j=1,j\ne i}^{n}a_{uu}(t) \tag{2.12}$$

其中，$a_{uo}(i,s)$ 为跟随者 i 在障碍物 S 斥力场影响下的规避加速度；$a_{vuo}(t)$ 为跟随者 i 在障碍物 S 势场（斥力场）影响下的辅助牵引加速度，$a_{uu}(t)$ 为跟随者 i 在跟随者 j 势场（包括斥力场和引力场）影响下的加速度。

本文定义 $X_i(t)=[x_i,y_i]^T$ 以及 $X_s(t)=[x_s,y_s]^T$ 表示跟随者 i 和障碍物 S 的位置，跟随者的规避加速度设计如下：

$$a_{uo}(t)=\begin{cases}0 & \text{其他}\\ k_o^1*\left(\frac{1}{d_{uo}(i,s)}-\frac{1}{r_o(s)}\right)^2+k_o^2*|d_{uo}(i,s)-r_o(s)| & d_{uo}(i,s)\le r_o(s),\ r_i^d>r_o(s)\\ k_o^1*\left(\frac{1}{d_{uo}(i,s)}-\frac{1}{r_o(s)}\right)^2+k_o^2*|d_{uo}(i,s)-r_o(s)|^2 & d_{uo}(i,s)\le r_o(s),\ r_i^d\le r_o(s)\end{cases} \tag{2.13}$$

其中，$d_{uo}(i,s)$ 表示跟随者 i 与障碍物 S 之间的相对距离，$r_0l(s)$ 表示障碍物 S 的势场范围，r_i^d 表示无人机 i 的探测范围。k_0^1 和 k_0^2 为规避加速度可调参数。

本文定义 $v_i(t)$ 表示跟随者 i 得速度，$v_s(t)$ 表示障碍物 S 的速度，l_1 表示跟随者 i 与障碍物 S 之间的连线，l_2 表示障碍物 S 为端点沿其速度方向的射线，θ 表示将 l_2 逆时针旋转至与 l_1 重合的角度，α 表示跟随者 i 和障碍物 S 两者移动方向之间的相对角度。跟随者的辅助牵引加速度设计如下：

$$a_{vuo}(t)=\begin{cases}k_o^3*R\left(\frac{\pi}{2}\right)8*v_s(t) & 0\le\alpha<\frac{3\pi}{2},\ 0\le\theta<\pi\\ k_o^3*\frac{2\alpha}{3\pi}*R\left(\frac{\pi}{2}\right)*v_s(t) & \frac{3\pi}{2}\le\alpha<2\pi,\ 0\le\theta<\pi\\ k_o^3*\left(1+\frac{2\alpha}{3\pi}\right)*R\left(-\frac{\pi}{2}\right)*v_s(t) & 0\le\alpha<\frac{\pi}{2},\ \pi\le\theta<2\pi\\ k_o^3*R\left(-\frac{\pi}{2}\right)*v_s(t) & \frac{\pi}{2}\le\alpha<2\pi,\ \pi\le\theta<2\pi\end{cases} \tag{2.14}$$

其中，$\theta\in[0,2\pi]$，$\alpha\in=[0,2\pi]$，旋转角 α 和 θ 均为逆时针旋转。k_0^3 为辅助牵

引加速度调节参数。$R(\phi)$ 为旋转矢量矩阵，$R(\phi)\begin{bmatrix}\cos(\phi) & -\sin(\phi)\\ \sin(\phi) & \cos(\phi)\end{bmatrix}$。

辅助牵引加速度得方向与 θ 有关。如下图 2.1 所示，当 $0\leq\theta\leq\pi$ 时，辅助牵引加速度的方向为沿障碍物 S 的速度方向逆时针旋转 $\pi/2$；否则，辅助牵引加速度的方向为沿障碍物 S 的速度方向顺时针旋转 $\pi/2$。

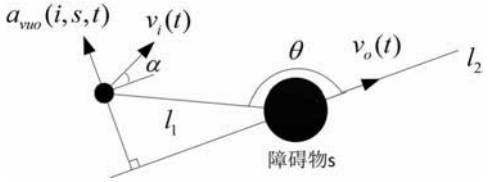


图 2.1　辅助牵引速度示意图

本文跟随者的无人机间加速度定义如下：

$$a_{uu}(t)=\begin{cases}-k_u^1*\left(\dfrac{r_u^1(i,j)}{d_{uu}(i,j)}-1\right) & d_{uu}(i,j)\leq r_u^1(i,j)\\ 0 & r_u^1(i,j)<d_{uu}(i,j)<r_u^2(i.j)\\ k_u^2*\left(\dfrac{d_{uu}(i,j)}{r_u^2(i,j)}-1\right) & d_{uu}(i,j)\geq r_u^2(i,j)\end{cases}\tag{2.15}$$

其中，$r_u^1(i,j)$ 为跟随者 j 的斥力场最大作用半径，$r_u^2(i,j)$ 为引力场最小作用半径，$d_{uu}(i,j)$ 表示跟随者 i 和跟随者 j 之间的相对距离，k_u^1 和 k_u^2 为加速度调节参数。

考虑四旋翼无人机机动性强这一特性，本文使用平衡区域代替传统人工势场方法中的平衡点，该平衡区域的大小与无人机速度相关。当无人机处于斥力场最大作用半径和引力场最小作用半径之间时，无人机 i 不受无人机 j 势场的作用。采用平衡区域可减小人工势场方法对有限时间一致性算法收敛时间的影响。无人机势场中斥力场最大作用半径 $r_u^1(i,j)$ 和引力场最小作用半径 $r_u^2(i,j)$ 定义如下：

$$\begin{aligned}r_u^1(i,j)&=\left|d_{X_i}-d_{X_j}\right|-k_u^3*\left(v_i^{\max}-v_i(t)\right)\\ r_u^2(i,j)&=\left|d_{X_i}-d_{X_j}\right|+k_u^4*\left(v_i^{\max}-v_i(t)\right)\end{aligned}\tag{2.16}$$

其中，$k_u^3\geq0$、$k_u^4\geq0$，k_u^3 和 k_u^4 为势场范围调节参数。

通过调节上式（2.16）中 k_u^3 和 k_u^4 的大小以改变无人机斥力场和引力场影响范围的边界。当 $k_u^3=0$ 且 $k_u^3=0$ 时，引力场和斥力场的边界相交，与传统人工势场方法中的平衡点一致。当 k_u^3 或 k_u^4 中至少一个不为零时，引力场和斥力场的边界由无人机速度决定，其由传统人工势场方法的平衡点转变为平衡区域。

2.3　编队和避障控制算法设计

无人机机群编队和避障控制的流程为：首先，跟随者 i 计算自身与其他无人机的相对距离，并判断是否处于其他无人机的势场内，当处于势场内时，跟随者 i 受势场作用产生无人机间加速度 $a_{uu}(t)$。与此同时，跟随者 i 感知周围障碍物，当处于障碍物势场内时，跟随者 i 受势场作用产生规避加速度 $a_{uu}(t)$ 和辅助牵引加速度 $a_{vuo}(t)$。将这三个加速度融合后得到无人机避障控制输入。然后，跟随者 i 获取其他无人机的位姿信息后，使用有限时间一致性算法得到无人机编队控制输入 $u_i^c(t)$。最后，将避障控制输入和编队控制输入结合，得到无人机编队与避障控制算法。无人机编队和避障流程图如下图 2.2 所示。

本文无人机编队与避障控制算法设计如下：

$$\begin{aligned}u_i(t)=u_i^c(t)+u_i^a(t)&=b_1\sum_{j=1}^{n}a_{ij}*sig\left[\left(X_j(t)-X_i(t)\right)-\left(d_{X_j}-d_{X_i}\right)\right]p_1\\ &+b_2\sum_{j=1}^{n}a_{ij}*sig\left[v_j(t)-v_i(t)\right]p_2+b_3\sum_{r=1}^{m}a_{ir}*sig\left[\left(X_r(t)-X_i(t)\right)-\left(d_{X_r}-d_{X_i}\right)\right]q_1\\ &+b_4\sum_{r=1}^{m}a_{ir}*sig\left[v_r(t)-v_i(t)\right]q_2+\sum_{s=1}^{o}\left(a_{uo}(t)+a_{vuo}(t)\right)+\sum_{j=1,\,j\neq i}^{n}a_{uu}(t)\end{aligned}\tag{2.17}$$

其中，b_1、b_2、b_3、b_4、k_u^3、k_u^4、k_0^1、k_0^2 以及 k_0^3 为各项加速度调节参数。

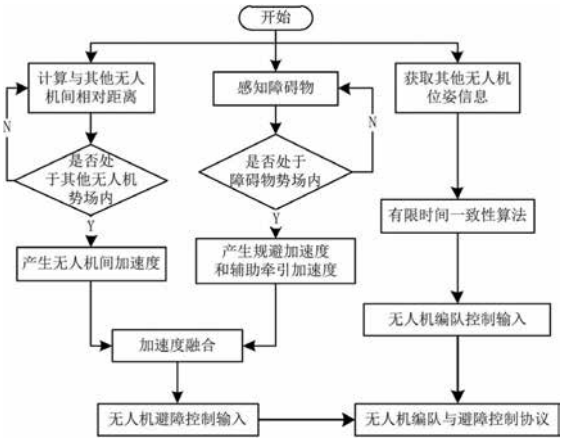


图 2.2　无人机机群编队和避障流程图

为更好的实现无人机机群的避障能力，本文根据障碍物移动速度的快慢调节 k_0^1、k_0^2 以及 k_0^3 的值以应对不同移动速度的障碍物。当无人机群感知到障碍物的移动速度高于无人机的速度且无人机机群在障碍物斥力场内时，本文令 k_0^3 大于 k_0^1 和 k_0^2，使辅助牵引加速度的值大于其他加速度的值，从而迫使无人机快速远离障碍物。

3　仿真实验及分析

本文定义无人机编队由一架虚拟领航者和四架跟随者构成，无人机编队的网络拓扑如图 3.1 所示。

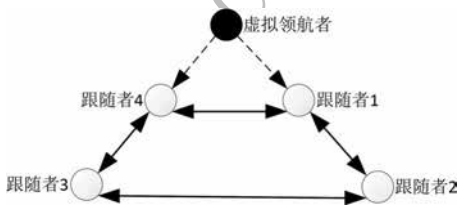


图 3.1　无人机机群的编队网络拓扑图

本文利用 MATLAB 仿真环境，对本文算法进行验证。虚拟领航者和跟随者分别采用式（2.2）和（2.17）的控制算法。定义跟随者的初始位置分别为 $x=[-15,-25,-25,-15]$ 和 $y=[-10,-20,20,10]$，初始速度均为 0m/s。虚拟领航者的初始位置为 $X_0=[0,0]^T$，初始速度为 0m/s。目标点的初始位置为 $X_g=[100,0]^T$，速度恒定为 4m/s。本文设置两个移动障碍物，当 40~45s 时，移动障碍物 1 出现，其从 $X_0^1=[240-10]^T$ 点处以 -20m/s 的速度运动。当 90~95s 时，移动障碍物 2 出现，其 $X_0^2=[400-10]^T$ 点处以 20m/s 的速度运动。为了更贴近实际情况，本文假设虚拟领航者的最大加速度和速度分别为 2m/s^2 和 5m/s，跟随者的最大加速度和速度分 $b_3=0.8$ 别为 5m/s^2 和 10m/s，跟随者感知障碍物的最大半径为 30m。各调节参数分别设置为：$b_1=1$，$b_2=1$，$b_4=1$，$c_1=0.8$，$c_2=1$，$p_1=0.8$，$p_2=0.89$，$q_1=0.8$，$q_2=0.89$，$k_0^1=1.5$，$k_0^2=0.2$，$k_0^3=0.5$，$k_u^1=0.2$，$k_u^2=0.2$，$k_u^3=10$ 和 $k_u^4=2$。经仿真后得到下图 3.2 和图 3.3 所示的仿真结果。

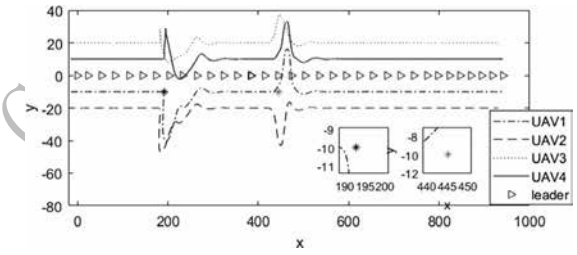


图 3.2　编队飞行轨迹

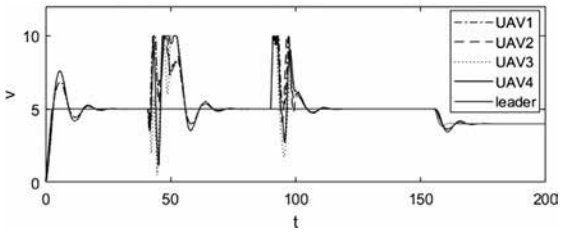


图 3.3　编队飞行速度

由上图 3.2 和 3.3 可知，当 $t=18.3$s 时，无人机机群中各无人机状态实现一致。当 $t=40$s 时无人机机群遇到移动障碍物 1，该障碍物从无人机 1 正前方快速接近它，无人机机群感知该障碍物并快速避开障碍物，直到 $t=76$s 时，无人机机群各无人机状态再次实现一致。当 $t=90$s 时无人机机群遇到移动障碍物 2，该障碍物从无人机 1 正后方快速接近它，无人机编队再次快速避开障碍物，直到 $t=118$s 时实现一致。

虚拟领航者在 $t=155.3$s 时追上目标并在 $t=162.5$s 时与目标点实现状态一致，而跟随者则在 $t=175.7$s 时实现状态一致。图 3.2 右侧为无人机机群与两个障碍物距离最小时的示意图。

为更好地说明本文在人工势场方法中引入的辅助牵引加速度的有效性，令 $k_0^3=0$ 以模拟在无辅助牵引加速度作用下无人机编队的避障能力。经仿真后得到下图 3.4、图 3.5 所示的仿真结果。

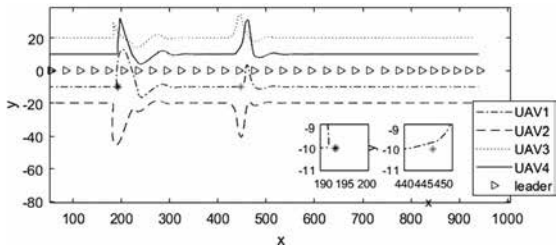


图 3.4　无辅助牵引加速度下的编队飞行轨迹

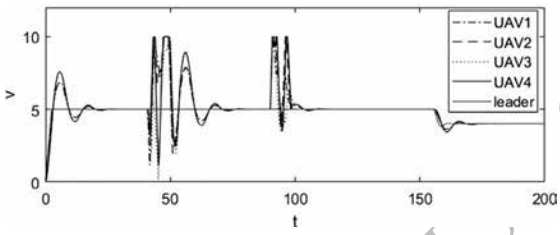


图 3.5　无辅助牵引加速度下的编队飞行速度

将图 3.4、图 3.5 与图 3.2、3.3 对比可知，在减少了辅助牵引加速度这一信息后，无人机机群在遭遇移动障碍物 1 后需要多消耗 3.6s 才能实现状态一致，而当无人机机群遭遇移动障碍物 2 时，机群无法实现避障。图 3.4 右侧为无人机机群与两个障碍物距离最小时的示意图。

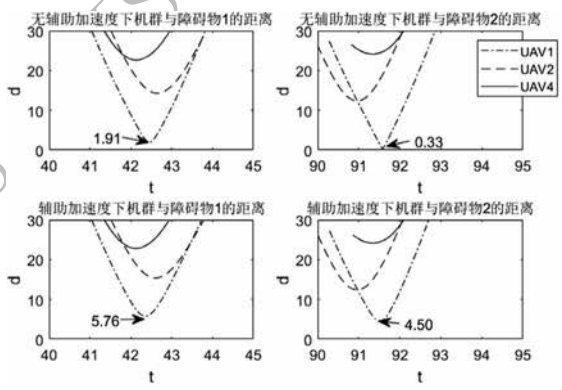


图 3.6　两种条件下各无人机与障碍物的距离

提取并对比两组实验过程中无人机与障碍物之间的相对距离（图 3.6）可知，当引入辅助牵引加速度后，无人机机群中的无人机（无人机 1）与移动障碍物 1 最小的距离为 5.76m，与移动障碍物 2 最小的距离为 4.54m。而没有引入该辅助牵引加速度，无人机机群中的无人机（无人机 1）与移动障碍物 1 最小的距离为 1.97m，与移动障碍物 2 最小的距离为 0.33m。这些对比数据说明，本文在人工势场方法中引入的辅助牵引加速度可有效避开快速移动的障碍物。

4　结论

本文针对四旋翼无人机机群协同编队追踪目标和避障问题，将有限时间一致性算法与改进的人工势场方法相结合，在传统人工势场方法上引入辅助牵引加速度信息，并将平衡点改为平衡区域，提出一种应对快速移动障碍物的四旋翼无人机机群有限时间编队和避障方法。该方法克服了传统人工势场方法易陷入局部最优化解的缺陷，使无人机机群具有快速规避障碍物的能力。本文过仿真实验验证了该方法的有效性，该方法可以使无人机机群有效的编队和避障。

参考文献：

[1] Saska M, et al. System for deployment of groups of unmanned micro aerial vehicles in GPS-denied environments using onboard visual relative localization [J]. Autonomous Robots, 2017, 41 (4): 919-944.

[2] Zhu C, et al. Demonstration and verification system for UAV formation control [C] // IEEE International Conference on Control Science & Systems Engineering. IEEE, 2017.

[3] 宗群, 等. 多无人机协同编队飞行控制研究现状及发展 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2017, 49 (3): 1-14.

[4] Peng Z, et al. Leader-follower formation control of nonholonomic mobile robots based on a bioinspired neurodynamic based approach [J]. Robotics & Au-

tonomous Systems，2013，61（9）：988-996.

[5] Loria A，et al. Leader - Follower Formation and Tracking Control of Mobile Robots Along Straight Paths [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology，2016，24（2）：727-732.

[6] Askari A，et al. UAV Formation Control via the Virtual Structure Approach [J]. JOURNAL OF AEROSPACE ENGINEERING，2015，28（1）：04014047.

[7] Duan H，et al. Unmanned Aerial Vehicle Distributed Formation Rotation Control Inspired by Leader-Follower Reciprocation of Migrant Birds [J]. IEEE Access，2018，6（1）：23431-23443.

[8] Dong X，et al. Time-Varying Formation Control for Unmanned Aerial Vehicles：Theories and Applications [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology，2015，23（1）：340-348.

[9] Dong X，et al. Theory and Experiment on Formation - Containment Control of Multiple Multirotor Unmanned Aerial Vehicle Systems [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering，2019，16（1）：229-240.

[10] Ruchti J，et al. Unmanned Aerial System Collision Avoidance Using Artificial Potential Fields [J]. Journal of Aerospace Information Systems，2014，11（3）：140-144.

[11] Ferreiravazquez E D，et al. Distance-based Formation Control Using Angular Information Between Robots. [J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems，2016，83（3-4）：1-18.

[12] 段海滨，等. 基于捕食逃逸鸽群优化的无人机紧密编队协同控制 [J]. 中国科学：技术科学，2015，45（06）：559-572.

[13] 朱旭，等. 基于改进人工势场的无人机编队防碰撞控制方法 [J]. 哈尔滨工程大学学报，2017，38（6）：961-968.

[14] Zhang J，et al. Fixed-Wing UAV Formation Control Design With Collision Avoidance Based on an Improved Artificial Potential Field [J]. IEEE Access，2018，6：78342-78351.

[15] Rouche N，et al. Stability theory by Lyapunov's direct method [M]. Springer - Verlag New York. 1977.

[16] Homayouni S M，et al. A hybrid genetic-heuristic algorithm for scheduling of automated guided vehicles and quay cranes in automated container terminals [C] International Conference on Computers & Industrial Engineering. 2009.

[17] Olfati-Saber R，et al. Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays [J]. IEEE Transactions on Automatic Control，2004，49（9）：1520-1533.

[18] Hong Y，et al. Stabilization of uncertain chained form systems within finite settling time [J]. IEEE Transactions on Automatic Control，2005，50（9）：1379-1384.

基于总线结构的全自动高精密焊膏印刷机控制系统开发

张国琦[1]，胡志伟[2]，曹　捷[1]，毛晓琦[2]，强鹏飞[1]

（1. 中国科学院西安光学精密机械研究所，西安 710119；2. 西安理工大学机械与精密仪器工程学院，西安 710048）

摘　要：焊膏印刷机控制系统的稳定性以及系统控制精度直接影响表面贴装印刷电路板（PCB）的质量。本文开发了基于总线结构的全自动视觉焊膏印刷机控制系统，系统的人机交互、PCB 板自动传输、视觉定位、上网板纠偏以及刮刀控制等功能分离，分别由上、下位控制机完成，保证了控制系统的稳定性以及响应速度；控制系统中，上网板纠偏控制采用了伺服系统，视觉相机的定位是通过 PLC 的高速口对光栅尺计数，保证了系统的定位精度。实验结果表明，本控制系统上网板找正定位精度达到了 10um，印刷节拍时间为 15 秒。

关键词：控制系统；上下位机；PLC 控制器；对位精度

Development of Control System of Automatic High Precision Solder Paste Printer Based on Bus Structure

ZHANG Guoqi[1]，HU Zhiwei[2]，CAO Jie[1]，MAO Xiaoqi[2]，QIANG Pengfei[1]

（1. Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics，Chinese Academy of Sciences，Xi'an 710119；
2. School of mechanical and precision instrument engineering，Xi'an University of Technology，
Xi'an 710048，China）

Abstract：The stability and accuracy of control system of solder paste printer directly affect the quality of surface-mount printed circuit board（PCB）. In this paper，the control system of automatic visual solder paste printing machine based on bus is developed. The human-computer interaction，automatic transmission control of PCB board，visual positioning function，rectifying control of upper screen board and scraper control of the control system are completed by the upper and lower computer respectively，which ensures the stability and response speed of the control system. At the same time，in the control system，the servo system is used for the rectifying control of the upper screen board，and the positioning of the visual camera is realized by counting the grating ruler through the PLC high-speed port，which ensures the positioning accuracy of the system. The experimental results show that the alignment ac-

第一作者简介：张国琦（1963—），男，中国科学院西安光学精密机械研究所高级工程师，研究方向为机电一体化，13309219956@163.com，已发表论文 6 篇。

基金项目：陕西省重点研发计划（编号：2017ZDCXL-GY-11-02-01）

curacy of the screen board on the control system reaches 10um and the printing time is 15 seconds.

Keywords: control system; upper and lower computer; PLC; positioning accuracy

0 引言

近年来，随着电子产品的小型化，印刷电路板（PCB）上电子元器件的密度和复杂性不断增加，对全自动焊膏印刷机控制系统的定位精度以及稳定性提出了更高、更严格的要求[1]。焊膏印刷机是把焊膏准确无误地分配到指定的焊接板上，焊膏机的性能直接影响到 PCB 板的质量。据统计，电路板成品中要返工或者报废的有 60%左右是由焊膏印刷质量不良造成的[2,3]。国产印刷机控制系统的稳定性、精度与国外相比还有一定的差距。目前，PLC 因可靠性高、操作灵活、通用性强等特点已被广泛应用于各种工业控制系统的设计与开发中[4-6]；与此同时，采用工业控制机加 PLC 的上下位机总线结构，可以有效保证控制系统的实时性以及系统优良的人机交互[7,8]。通过与中科院西安光学精密机械研究所合作，本文开发了基于总线结构的上下位机高精度全自动视觉焊膏印刷机控制系统，提高控制系统的稳定性，缩短了系统印刷节拍时间，并且具有优良的人机交互界面。

1 全自动视觉焊膏印刷机简介

全自动视觉焊膏印刷机由 PCB 板的自动输送平台、视觉系统、上网板纠偏系统、刮刀印刷系统以及控制系统组成（如图 1）。图 2 为全自动视觉焊膏印刷机的运动组成，PCB 板的自动输送平台由步进电机、导轨、PCB 板顶升气缸、真空吸盘以及限位开关等组成，完成 PCB 板的自动输送、定位以及夹紧（如图 2（a））；视觉系统由步进电机带动工业相机在 X，Y 两个方向运动，实现对上网板和 PCB 板上 Mark 点的图像采集，并将图像通过总线传输给控制系统，控制系统完成图像处理以及坐标定位，为了保证坐标的准确，视觉系统的定位采用了光栅尺、精密导轨如图 2b；上网板纠偏系统具有沿 x、y 轴方向平动以及绕 z 轴转动 3 个自由度（DOF），由上网板、驱动机构、驱动器、伺服电机等组成图 2c；纠偏系统根据控制系统提供的上网板与 PCB 板上 Mark 点的位置偏差，驱动伺服系统使 PCB 板与上网板的 Mark 点对应重合，实现上网板的姿态纠偏。刮刀印刷系统实现焊膏的涂胶，由印刷电机、刮刀、驱动机构组成。

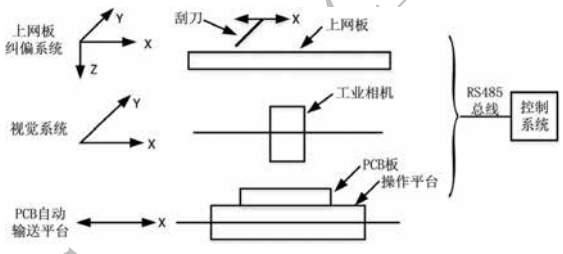
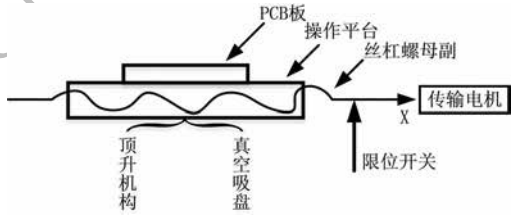
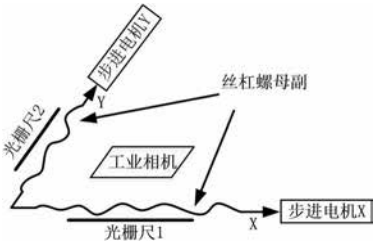


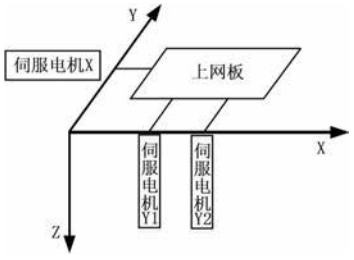
图 1　全自动视觉焊膏印刷机组成



（a）PCB 自动输送平台



（b）视觉系统



（c）上网板纠偏系统

图 2　全自动视觉焊膏印刷机运动组成

影响印刷机精度的因素很多，如系统硬件模块性能、机械部件的制造、装配误差以及控制系统的稳定性等[9]。表 1 给出了本系统的主要硬件模块选型。系统的检测部件采用了精度达到 4um 的光栅尺以及最高分辨率为 4384×328 的工业相机，确保上网板和 PCB 板上 Mark 点的精确定位；系统的驱动部件采用了直流伺服电机完成上网板纠偏控制；相机以及 PCB 传输的驱动部件采用高精密丝杠导程 5mm 以及步距角 1.8°的两相混合制步进电机，上述控制系统的硬件配置可以有效保证焊膏机找正定位精度。

表 **1**　焊膏印刷机主要模块选型

元器件	型号
丝杠螺母副	1605 滚珠丝杠；行程 800mm，导程 5mm，公称直径 16mm
工业相机	MV-EM1400C 型相机；最高分辨率 4384×328，像素尺寸 1.4×1.4（*um*），CMOS 型传感器
伺服电机	DM-055B；32 位高速 DSP 芯片，供电电压 +20V ~ 50V，支持 485 控制方式
光栅尺	GCS898 - 420mm，GCS898 - 720mm；测量精度 4um
精密导轨	HGH15CA 型方滑块，HGR20 型导轨；导轨长度 0.9m，宽度 20mm
步进电机	57HB76-3A 型电机；两相混合制，步距角 1.8°，步距角精度±5%，耐压 500V，1min

根据 PCB 板印刷的工艺要求，全自动视觉焊膏印刷机的控制流程如图 3。首先 PCB 板通过自动输送平台进入，遇到止档器 PCB 板到位停止，由真空吸盘进行固定、夹紧，同时，顶升气缸将 PCB 板顶升；然后，工业相机移动实现 PCB 板和上网板 Mark 点的图像采集，并通过 485 总线发送到上位工控机，通过计算得到 PCB 板与上网板的位置偏差；在此基础上，由上位机通过 485 总线控制伺服系统进行上网板纠偏；最后，由刮刀完成焊膏涂胶；涂胶后，PCB 板落下，真空吸盘松开，PCB 板由输送平台输送出印刷机，至此完成一个印刷流程。

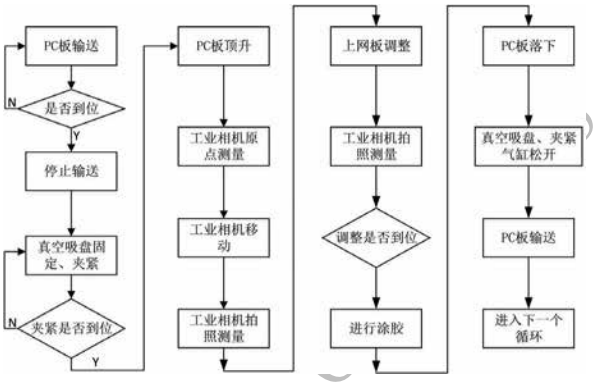


图 3　全自动视觉焊膏印刷机控制流程图

2　基于总线的焊膏机控制系统

全自动视觉焊膏印刷机控制系统采用基于总线的上下位机控制结构如图 4。上位机控制系统以工业计算机（DELL-Inspiron3471）为硬件核心，实现人机交互，图像处理以及上网板纠偏控制；采用九代 i3-9100 的处理器，8G 内存，1TB 机械盘，保证控制系统的响应速度；下位机系统包括图像采集模块、上网板纠偏伺服模块以及 PLC 运动控制模块。上下位机之间通过 RS485 总线实现数据交换。图像采集模块通过 485 总线将图像传输给上位机；上位机对图像进行处理，得到 PCB 板和上网板 Mark 点在相机视野当中的位置，并结合光栅尺得到的相机位置，得到 PCB 板和上网板 Mark 点在焊膏印刷机坐标系下的偏差，在此基础上，通过纠偏算法得到 3 个纠偏伺服电机的控制量，再通过 485 总线直接控制电机运动，实现纠偏功能；PLC 运动控制模块通过高速脉冲输出分别控制 PCB 传输、工业相机 X、Y 移动以及刮刀移动 4 个步进电机；利用高速计数接口读取光栅尺的位置脉冲；PLC 的通用数字量输入和输出则实现气缸、真空吸盘等执行机构控制和接近开关、压力开关等检测元件的信号获取。基于总线结构的控制系统将人机交互、图像处理以及运动驱动

三个功能模块分离，通过 RS485 总线方式实现各控制模块之间的数据交互，有利于提高控制系统的可靠性以及控制效率。

2.1 人机交换

全自动视觉焊膏印刷机控制系统的人机交互在上位机上采用 Labview 编程语言实现，其主要功能是实现操作人员和设备之间的信息交互，包括：设备参数的设置，运行状态的显示，以及生产设备运行汇总、检索等。

根据工艺动作流程需要，本控制系统设计了手动控制和自动控制两种模式。手动控制模式主要用于系统调试、标定和故障处理。图 5a 为系统手动操作模式下的人机界面，左边为运动控制区，可以通过手动操作完成相机拍摄、刮刀运行、真空平台升降以及 PCB 板夹紧等运动；界面中间为手动纠偏操作以及相机运动控制区，设定纠偏伺服电机的位移量以及相机的位置，可以实现上网板手动纠偏，并控制相机到指定位置拍照，同时也可设定相机移动过程中的速度；界面右边为传感器状态显示区，该区域实时显示设备运行过程中各传感器的状态。自动操作模式下，控制程序根据各传感器检测的到位信号，为印刷流程的执行机构设计了互锁安全机制，防止印刷中各机构的误动作，系统能自动完成整个印刷流程。在该模式下，人机界面如图 5b，实时显示工业相机拍摄到的画面，上网板和 PCB 板 Mark 点的坐标，以及工业相机当前坐标等信息。

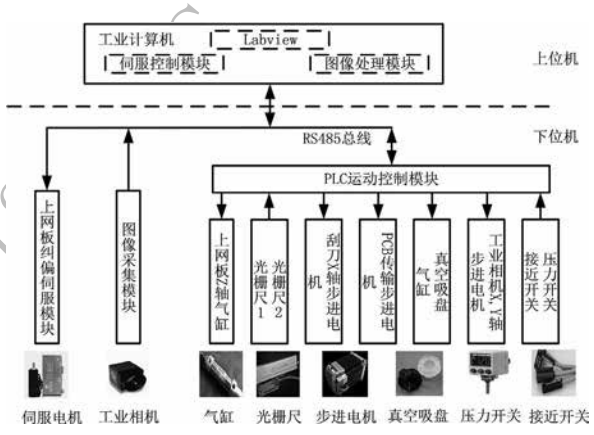
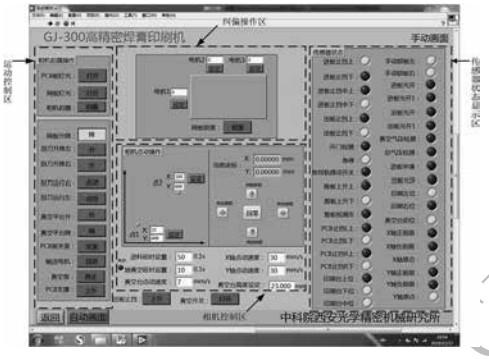
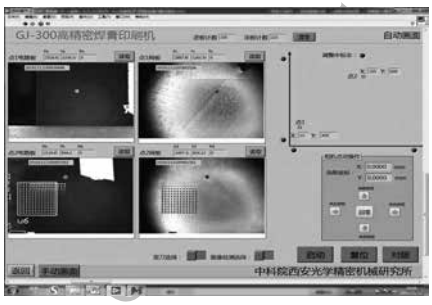


图 4 控制系统总体方案



（a）手动操作模式界面



（b）自动操作模式界面

图 5 人机操作界面

2.2 PLC 控制模块

PLC 控制模块是整个焊膏印刷机运动控制的核心，本系统以深圳市合信自动化技术有限公司的 CTH200 系列的 PLC 为主控制器，该系列 PLC 集成 1 个以太网口，两个 RS485 通讯口，14DI/10DO 共 24 个数字量 I/O，程序空间 12KB，数据空间 8KB，4 个单相高速计数器，最高频率为 50KHZ，支持 1 个 AB 相高速计数 30K，3 路 50KHz 高速输出。全自动视觉焊膏印刷机控制系统共有 45 个传感器信号，需要有 35 路控制信号，因此本系统扩展了两个 CTH2 223－1PL32PLC 模块，每个 CTH2 223－1PL32PLC 有 16 个输入（DI）接口，16 个输出（DO）接口。图 6 给出了全自动视觉焊膏印刷机 PLC 控制模块的 I/O 分配，两个高速计数口对工业相机 X、Y 轴的光栅尺计数，以精确定位相机坐标；两路高速脉冲输出控制工业相机的 X 与 Y 轴移动步进电机；系统的数字量输入信号包括各种限位信号（PCB 板以及刮刀到位检测等），检测真空吸盘固定 PCB 板的压力开关信号等；PLC 控制

模块的数字量输出用于 PCB 传输平台、刮刀的步进电机和上网板 Z 轴移动的气缸等控制。

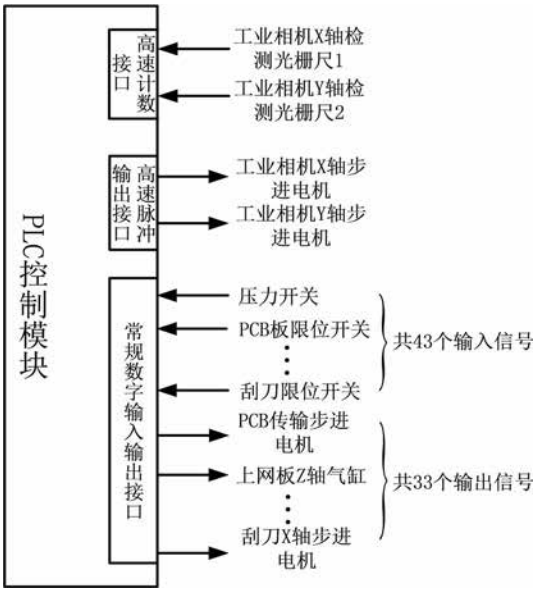


图 6　PLC 的 I/O 分配图

3　实验验证

本次实验是在 GJ-300 全自动视觉焊膏印刷机上进行的，该印刷机控制系统是本课题组与中科院西安光学精密机械研究所合作开发。经过测试，控制系统完成了 PCB 板的自动输送、视觉对准与定位、上网板纠偏、涂胶等一系列运动，系统自动印刷节拍大约 15 秒。

全自动视觉焊膏印刷机的精度主要受制于系统上网板与 PCB 板的定位精度，本实验在 GJ-300 印刷机上利用手动控制模式进行了上网板与 PCB 板定位精度的测试。实验按以下几个步骤进行：1）初始化系统，工业相机与上网板纠偏系统运动至各自的基准位置，并对相机进行标定；2）手动控制 PCB 板至指定位置，并通过吸盘固定；3）工业相机对 PCB 板和上网板的 Mark 点进行拍照并回到基准位置；4）上位机对相机获取的图像进行处理，并结合光栅尺的读数，计算出各 Mark 点的物理坐标；5）纠偏算法计算出各伺服电机的输出位移；6）上位机控制上网板纠偏系统进行纠偏；7）纠偏后在手动模式下再次控制工业相机对 PCB 和上网板 Mark 点进行拍照，并回到基准位；8）上位机计算纠偏后 PCB 板和上网板对应 Mark 点的位置误差；9）重复步骤 2~8，得到 30 组实验数据，表 2 给出了其中任意的 15 组数据，表中分别给出了纠偏后 PCB 板和上网板对应的 2 个 Mark 点的坐标，以及位置误差，其中，位置误差为 X 坐标与 Y 坐标误差平方和的算术平方根；综合误差为 Mark 点 1 和 Mark 点 2 位置误差的平均值。图 7 为 30 组实验数据绘制的系统定位精度曲线，X 轴为实验次数，Y 轴为 Mark 点的综合误以差。

表 **2**　测试实验数据表

实验次数	纠偏后 Mark 点 1				纠偏后 Mark 点 2				综合误差/mm
	坐标/mm			位置误差/mm	坐标/mm			位置误差/mm	
1	上网板	X：25.3982	Y：410.0516	-0.009	上网板	X：165.6783	Y：612.3393	-0.01	-0.0095
	PCB 板	X：25.4046	Y：410.0580		PCB 板	X：165.6854	Y：612.3464		
2	上网板	X：25.3929	Y：410.0522	-0.0081	上网板	X：165.6773	Y：612.3385	-0.0093	-0.0087
	PCB 板	X：25.3987	Y：410.0579		PCB 板	X：165.6839	Y：612.3451		
3	上网板	X：25.5548	Y：410.0033	-0.0092	上网板	X：165.7772	Y：612.2973	-0.0093	-0.0095
	PCB 板	X：25.5608	Y：410.0103		PCB 板	X：165.7839	Y：612.3040		

续表

实验次数	纠偏后 Mark 点 1				纠偏后 Mark 点 2				综合误差/mm
	坐标/mm			位置误差/mm	坐标/mm			位置误差/mm	
4	上网板	X：25.5570	Y：409.9753	0.0087	上网板	X：165.8284	Y：612.2942	0.0101	0.0094
	PCB 板	X：25.5508	Y：409.9692		PCB 板	X：165.8212	Y：612.2871		
5	上网板	X：25.5927	Y：410.0751	-0.0099	上网板	X：165.8610	Y：612.3324	-0.01	-0.01
	PCB 板	X：25.5997	Y：410.0821		PCB 板	X：165.8681	Y：612.3395		
6	上网板	X：25.3984	Y：410.0520	0.0099	上网板	X：165.6735	Y：612.3355	0.0097	0.0098
	PCB 板	X：25.3914	Y：410.0450		PCB 板	X：165.6667	Y：612.3286		
7	上网板	X：25.4456	Y：410.0486	0.0088	上网板	X：165.6735	Y：612.3355	0.0094	0.0091
	PCB 板	X：25.4394	Y：410.0424		PCB 板	X：165.6669	Y：612.3289		
8	上网板	X：25.3966	Y：410.0524	0.008	上网板	X：165.6738	Y：612.3341	0.0086	0.0083
	PCB 板	X：25.3910	Y：410.0467		PCB 板	X：165.6677	Y：612.3280		
9	上网板	X：25.3916	Y：410.0542	-0.0087	上网板	X：165.6742	Y：612.3323	-0.0083	-0.0085
	PCB 板	X：25.3978	Y：410.0603		PCB 板	X：165.6800	Y：612.3382		
10	上网板	X：25.3895	Y：410.0497	-0.0091	上网板	X：165.6726	Y：612.3345	-0.0103	-0.0097
	PCB 板	X：25.3959	Y：410.0561		PCB 板	X：165.6799	Y：612.3418		
11	上网板	X：25.3901	Y：410.0510	0.009	上网板	X：165.6731	Y：612.3341	0.0079	0.0084
	PCB 板	X：25.3837	Y：410.0447		PCB 板	X：165.6674	Y：612.3286		
12	上网板	X：25.4528	Y：410.0469	-0.0093	上网板	X：165.6731	Y：612.3341	-0.0099	-0.0096
	PCB 板	X：25.4594	Y：410.0535		PCB 板	X：165.6801	Y：612.3411		
13	上网板	X：25.4483	Y：410.0434	0.009	上网板	X：165.7463	Y：612.3263	0.008	0.0085
	PCB 板	X：25.4420	Y：410.0370		PCB 板	X：165.7407	Y：612.3206		
14	上网板	X：25.5564	Y：410.0523	0.0102	上网板	X：165.8126	Y：612.3411	0.0094	0.0098
	PCB 板	X：25.5492	Y：410.0451		PCB 板	X：165.8062	Y：612.3346		
15	上网板	X：25.5315	Y：410.0587	0.0096	上网板	X：165.8142	Y：612.3446	0.0078	0.0087
	PCB 板	X：25.5247	Y：410.0520		PCB 板	X：165.8087	Y：612.3391		

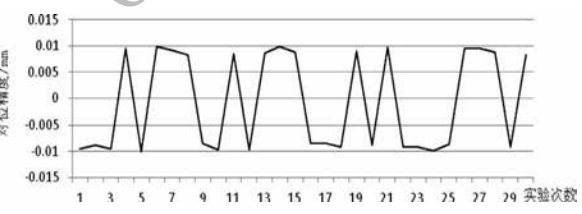


图 7　Mark 点的对位精度曲线

从图 7 中可以看出：本控制系统 PCB 板和上网板 Mark 点的对位精度稳定在±10um 之内，达到了系统精度的设计要求。

4　结束语

本控制系统采用基于总线的上下位机控制结构形式，上位机以工业计算机（DELL-Inspiron3471）为硬件核心，实现人机接口、纠偏伺服控制以及图像处理功能；下位机包括纠偏驱动模块、图像采集模块以及 PLC 运

动控制模块，上下位机之间通过 RS485 总线进行数据交互。控制系统中，上网板纠偏控制采用了伺服系统，视觉相机的定位是通过 PLC 的高速口对光栅尺计数实现，保证了系统的定位精度。实验结果表明，本控制系统实现了 PCB 板的自动输送、视觉对准与定位、上网板纠偏、涂胶等运动，上网板找正定位精度达到了 10um，印刷节拍时间为 15 秒左右，达到了设计要求。

参考文献：

[1] 王文昌，邝泳聪，张宪民．全自动视觉锡膏印刷机精密对准研究［J］．制造业自动化，2009，31（11）：135-138+146.

[2] 吴晖辉，张宪民．视觉全自动锡膏印刷机纠偏平台研究［J］．机床与液压，2011，39（23）：31-34.

[3] 陈家钊，莫景会，邝泳聪．精密视觉对准系统的精度分析与误差补偿［J］．机械设计与制造，2013（02）：47-50.

[4] 满海波，刘富凯．基于 PROFIsafe 总线的汽车焊装生产线安全控制设计［J］．机电一体化，2019，25（Z1）：47-53.

[5] 葛笑寒．采摘机器人执行末端控制系统设计——基于 PLC 三自由度控制［J］．农机化研究，2020，42（06）：207-211.

[6] 苏成志，康小建，王德民．基于 PLC 的钢筋笼焊点动态定位控制系统［J］．液压与气动，2019（09）：78-82.

[7] 张琦，魏莉，罗成．基于双总线架构的经编机双贾卡提花控制系统［J］．纺织学报，2019，40（07）：145-150+157.

[8] 满海波．基于 PROFINET 总线的智能供水控制系统设计［J］．机电一体化，2019，25（03）：42-49.

[9] 欧阳高飞，邝泳聪，梁经伦．一种三自由度并联纠偏平台的误差分析［J］．机械设计与制造，2011（08）：178-180.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

恒电位驱动型氢气浓度监测仪设计

褚　力，王宏庆，李俊峰，李　杨，李志明

（中国核动力研究设计院 成都 610041）

摘　要：介绍了基于电化学原理的三电极氢气测量原理，实现了对氢气传感器的恒电位驱动，根据测量的极化电流计算出氢气浓度分压，并结合总压力得到氢气浓度。氢气浓度监测仪采用模块化电路以及配套软件设计，具有驱动输出、数据采集、计算分析、存储显示、报警判断以及远距离通信等功能。通过在多种标准氢气浓度下的性能试验和结果分析，表明氢气浓度监测仪具有误差小、重现性高、稳定性好等优点，并可实现与氢气传感器远距离分离，适用于复杂工况环境下的氢气浓度在线监测。

关键词：电化学；恒电位；氢气浓度；模块化；在线监测

中图分类号：TP38 TM93　　**文献标识码**：A

Design of Hydrogen Concentration Monitor Based onPotentiostatic Driving

Chu Li，Wang Hongqing，Li Junfeng，Li Yang，Li Zhiming

（*Nuclear Power Institute of China*，*Chengdu*，610041，*China*）

Abstract：The principle of three electrode hydrogen measurement based on electrochemical principle is introduced. First，it realizes the constant potential driving to hydrogen sensor. Then，the partial pressure of hydrogen concentration is obtained according to the polarization current. It finally calculates the hydrogen concentration combined with the total pressure. The hydrogen concentration monitor is designed by modularized circuits and corresponding software，which has the functions of driving output，data collection，calculation，storage，display，alarm judgment and communication. The performance test and result under various standard hydrogen concentration shows that the hydrogen concentration monitor

作者简介：褚力，分别在 2013 年和 2016 年于电子科技大学获得学士学位和硕士学位，现为中国核动力研究设计院助理研究员，主要研究方向为核反应堆冷却剂测试技术研究。E-mail：chuli_ uestc@ sina. com

Chu Li received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from University of Electronic Science and Technology of China in 2013 and 2016，respectively. Now he is an assistant research fellow in Nuclear Power Institute of China. His main research interest is testing technology of coolant in nuclear reactor.

has the advantages of small error, high reproducibility, good stability and the remote separation with hydrogen sensor. Besides, the hydrogen concentration monitor is suitable for the on-line monitoring under the complex working conditions.

Keywords: electrochemistry; potentiostatic; hydrogen concentration; modularization; monitoring on-line

0 引言

氢气作为理想的可再生型清洁能源，具有来源广泛、高效环保、可循环利用等优点，对推进节能减排、能源结构调整和应对全球气候变化有重要意义，现已广泛应用于冶金、石油、化工、食品、电子、航空、航天、能源、国防等众多领域。然而，氢气是一种无色无味、极易泄漏的可燃性气体，当其浓度占比 4%～75% 范围时，极易在温度、压力、火花、震动、冲击等条件刺激下发生剧烈燃烧或爆炸，氢气燃爆能仅为 0.02MJ，燃爆速度高达 270cm/s[1-3]。因此，研制一套安全可靠、灵敏度高、响应速度快的氢气浓度监测仪，对于避免氢气燃爆、控制氢气安全隐患、推动氢气广泛应用具有极其重要的意义。

本文针对电化学型氢气传感器，采用 FPGA 作为控制器，结合信号调理、A/D 转换、D/A 转换、通信等硬件电路以及底层驱动、采样滤波、氢气浓度算法等核心软件，研制了氢气浓度监测仪，实现了对氢气传感器稳定驱动和响应信号无失真检测，具有氢气浓度高值报警、测量结果实时存储、显示以及远距离传输等功能，具有抗干扰能力强、稳定性好、可靠性高、集成度高、操作维护简便等特点，可实现氢气浓度在线监测。

1 测量原理

基于电化学原理的氢气传感器采用三电极体系，包括工作电极（WE）、参比电极（RE）和对电极（CE），其测量原理如图 1 所示。工作电极和对电极构成极化回路，为电化学反应产生的自由电子和导电离子提供导电通路，形成极化电流；工作电极和参比电极构成测量回路，维持工作电极电位恒定，实现对氢气传感器的恒电位驱动[4]。参比电极具有已知且稳定的电极电位，在测量过程中不发生电极极化，其回路没有电流。被测气体中的氢气组分进入氢气传感器，随即与工作电极发生电化学反应，形成的极化电流与氢气浓度分压呈比例关系，并结合总压力计算出被测气体中氢气浓度，氢气浓度计算公式为：

$$C_H = (N \cdot F \cdot A \cdot D_m / X_m \cdot I) / P_{总} \times 100\% \quad (1)$$

式中，C_H 表示被测气体中的氢气浓度；N 表示电化学反应电子数；F 表示法拉第常数；A 表示电极正对面积；D_m 表示氢气扩散速率；X_m 表示氢气透过膜厚度；I 表示极化电流；$P_{总}$ 表示被测气体总压力。

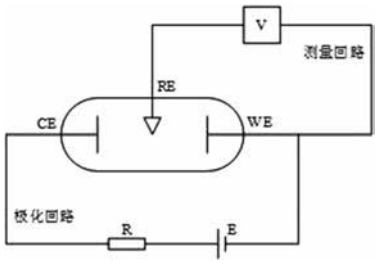


图 1 氢气浓度监测原理

Fig. 1 Monitoring principle of Hydrogen concentration

2 硬件设计

氢气浓度监测仪硬件采用模块化电路设计，主要包括信号调理电路、A/D 转换电路、D/A 转换电路、通信电路和主控电路。

2.1 信号调理电路

信号调理电路根据氢气浓度和温度的测量原理及特性，分别对氢气传感器和温度传感器进行驱动，并将其产生微弱电信号进行

滤波、转换、放大，以匹配 A/D 转换电路输入特性。信号调理电路为模拟电路，包括氢气浓度调理电路和温度调理电路。

2.1.1 氢气浓度调理电路

氢气浓度调理电路接收 D/A 转换电路输出的恒电位驱动信号（VCON），该驱动信号与参比电极电位进行比例运算后由运算放大器输出对电极电位，以维持参比电极与工作电极之间的电势差恒定，实现对氢气传感器的恒电位驱动。氢气浓度调理电路对电化学反应产生的极化电流进行电流/电压转换并放大成毫伏级电压（VH）输出，该电压经滤波后输入至 A/D 转换电路进行数据采集。氢气浓度调理电路如图 2 所示，该电路采用低噪声、低输入失调电压、低输入偏置电流的双极性运算放大器 OP-07 设计。

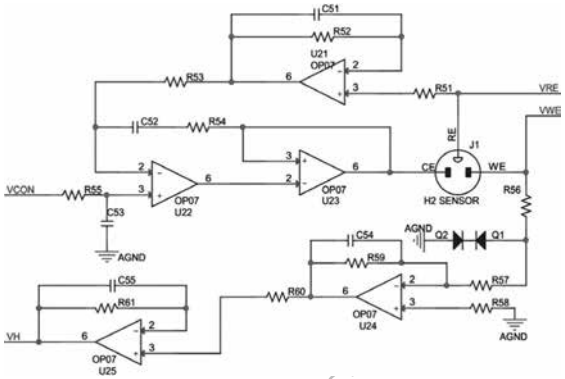


图 2 氢气浓度调理电路

Fig. 2 Conditioning circuit of Hydrogen concentration

为防止传输线或空间耦合的高频振荡造成运算放大器 U22 自激，在电阻 R54 前端串联了陶瓷电容 C52，用于吸收高频干扰信号。电阻 R56 为可变电阻，其阻值根据氢气浓度监测仪和氢气传感器之间的传输线上的电阻而定，其作用是串联电阻 R57 并与电阻 R58 构成运算放大器 U24 输入端的平衡电阻。极化电流进入运算放大器 U24 反向输入端，由高精度转换电阻 R59 将其转换成电压信号并放大 1000 倍。氢气浓度监测仪实时采集参比电极电位（VRE）和工作电极电位（VWE），用于判断氢气传感器的恒电位驱动关系是否失效。

2.1.2 温度调理电路

温度传感器采用三线制 PT100 铂电阻，该铂电阻具有测量精度高、性能稳定、环境适应性强等优点，其测量结果用于氢气浓度温度补偿。温度调理电路产生恒定的激励电流并加载到铂电阻上，并将其两端电压放大后输入至 A/D 转换电路进行数据采集，最终计算出温度值。温度调理电路如图 3 所示，该电路采用低噪声、高开环增益、低输入偏置电流的四通道运算放大器 AD8608 设计。

运算放大器 U1B 将 2.5V 参考电压（VREF）进行缓冲，并驱动电阻 R33 和 R38 分压，分压后的电压加载到电阻 R37 两端，产生约 1mA 的铂电阻恒定激励电流。运算放大器 U1D 提供铂电阻引线电阻 r1 和 r2 补偿，并串联引线电阻 r3 至运算放大器 U1D 的高输入阻抗端。由图 3 可知，温度调理电路的传递函数为：

$$RTD+=(VR/R37)\times(r1+r2+Rx+R37)\times[R39/(R32+R39)]\times(1+R35/R36)-(VR/R37)\times(r2+R37)\times(R35/R36) \quad (2)$$

$$VR=VREF/(R33+R38)\times R38 \quad (3)$$

控制 PT100 铂电阻引线一致，使得 r1 = r2，可将式（2）化简为：

$$RTD+=A+(2\times VR\times R39\times R36+2\times VR\times R39\times R35-VR\times R32\times R36-VR\times R39\times R35)/(R37\times R32\times R36+R37\times R39\times R36)\times r1 \quad (4)$$

式中，A 表示与引线电阻无关的多项式之和。

为消除引线电阻对测量结果的干扰，可使：

$$2\times VR\times R39\times R36+2\times VR\times R39\times R35-VR\times R32\times R36-VR\times R39\times R35=0 \quad (5)$$

即：

$$R39=R35\times R32/(2\times R36+R35) \quad (6)$$

通过匹配电阻 R32、R35、R36 和 R39 的阻值，使其满足式（6），则引线电阻完全得到补偿；通过调节 R35/R36 的比例，还可对电路增益进行调整。

设计 C31 和 C32 二阶低通滤波，滤除电路中耦合的高频干扰，运算放大器 U1C 输出端连接 RC 滤波器，对输出电压 RTD+进一步滤波[5]。

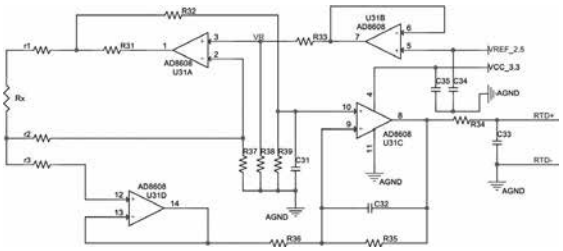


图 3　温度调理电路

Fig. 3　Conditioning circuit of Temperature

2.2　A/D 转换电路

A/D 转换电路如图 4 所示，该电路采用串行模数转换器（ADC）AD7794 设计实现。AD7794 集成 6 个差分信号输入通道，可避免地回路干扰以及外界因素引起的共模干扰，并内置低噪声可编程增益放大器和低漂移基准电压源，可实现 mV 级电压准确、稳定采集。

设计 AD7794 为连续转换模式对工作电极电位、参比电极电位、氢气浓度电压、温度电压和总压力电压进行数据采集，并将转换后的数字信号经隔离电路传输至主控电路进行数据处理。其中，总压力信号由外部 4～20mA 电流输入，经高精度转换电阻 R23（250Ω）转换成电压后进行数据采集。设计数字隔离器 SI8641 进行信号隔离，防止信号串扰，提高电路的抗干扰能力。

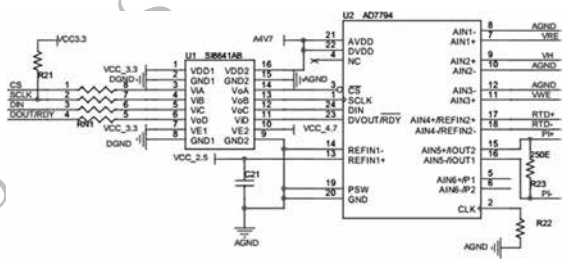


图 4　A/D 转换电路

Fig. 4　A/D conversion circuit

2.3　D/A 转换电路

D/A 转换电路如图 5 所示，该电路采用数模转换器（DAC）AD5422 设计实现。AD5422 支持 12/16 位数模转换，内置可编程、单通道电压输出，并具有模拟输出短路和开路保护、输出故障自检功能。

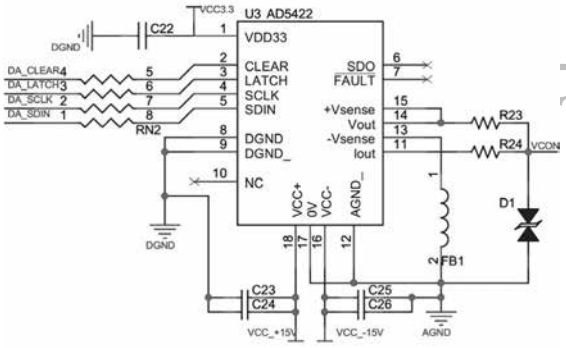


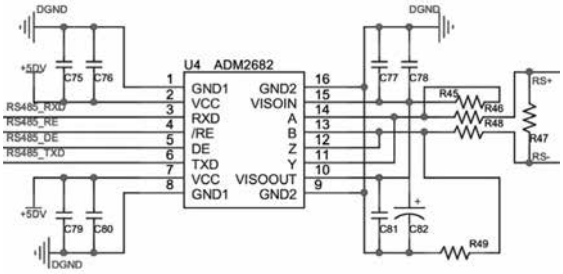
图 5　D/A 转换电路

Fig. 5　D/A conversion circuit

设计 AD5422 为 16 位高精度转换模式，输出 350mV 恒电位驱动信号（VCON），该驱动信号经低通滤波后进入氢气浓度调理电路，从而实现对氢气传感器的恒电位驱动。

2.4　通信电路

通信电路采用 RS485 隔离收发器 ADM2682 设计实现。该收发器内置隔离电路，对 RS485 输入/输出引脚提供±15kV 静电防护，具有开路和短路故障保护以及热关断保护功能。采用半双工通信协议就控制指令、测量原始数据、运算结果、报警分析等信息与上位机进行数据交换，具有传输距离远，稳定性强、抗干扰性能好等特点。通信电路如图 6 所示。



图表 6　通信电路

Fig. 6　Communication circuit

2.5　主控电路

主控电路如图 7 所示，采用 Altera 公司的

Cyclone IV 系列 FPGA 设计实现，其型号为 EP4CE22F1717N。

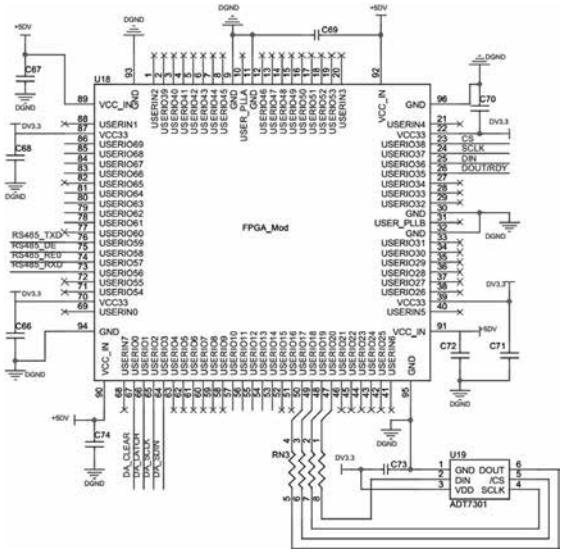


图 7　主控电路

Fig. 7　Main control circuit

以 FPGA 为底层基础的嵌入式主控电路具有可扩展性强、驱动成熟、应用软件可重构的特点。设计 SPI 和 I^2C 总线分别对 ADC 和 DAC 进行控制，以实现数据采集和驱动输出；采用 RS485 协议与隔离收发器进行数据交互，以实现远程控制和数据远传；采用 FPGA 内置的 Nois II 软核处理器和硬件门电路实现逻辑控制、数据计算和结果分析。此外，利用 FPGA 接口多、可编程的特点，实现了主控电路与存储器、显示器之间的连接以及相应的逻辑控制。

3　软件设计

3.1　软件滤波

应用软件每间隔 1ms 采样一次，采样 1000 次后对数据进行滤波，软件滤波的具体方法是连续采样 1000 个值，首先去掉一个最大值和一个最小值，然后计算剩余的 998 个数据的平均值，最后以每 1 秒钟为时间基数得到采样的数据。软件滤波可防止偶然因素引起的数据波动或硬件电路不稳定造成的误差。

3.2　软件程序

软件程序采用模块化设计，其作用是使硬件系统有机地结合并根据用户制定的策略有序运转。软件程序主要包括 ADC 驱动、DAC 驱动、存储器驱动、显示器驱动、通信驱动等驱动程序以及氢气浓度计算、温度补偿、压力补偿、报警分析等应用程序。软件代码使用 Verilog 硬件描述语言和 C 语言联合编写。软件流程如图 8 所示。

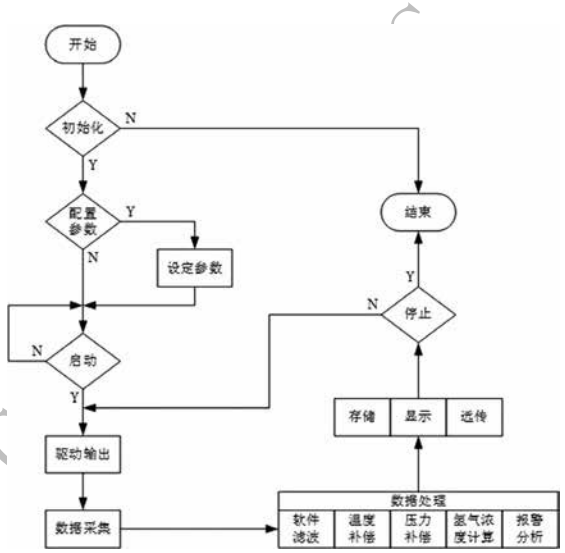


图 8　软件流程

Fig. 8　Software process

4　试验

氢气浓度监测仪试验搭载电化学型氢气传感器进行，主要包括 T_{90} 响应时间试验、重现性试验以及误差试验。在 4%和 20%标准氢气浓度下进行 T_{90} 响应时间和重现性试验；在 0%、4%、8%、12%、16%、20%标准氢气浓度下进行误差试验。其中，重现性试验每组标准氢气连续测量 8 次，误差试验每组标准氢气连续测量 3 次，每次试验通气时间约为 10 分钟。试验过程中，标准氢气由氢气和氮气混合配置而成，作为试验基准。

T_{90} 响应时间试验结果如图 9 所示，重现性试验结果如图 10 所示，误差试验结果见表 1。

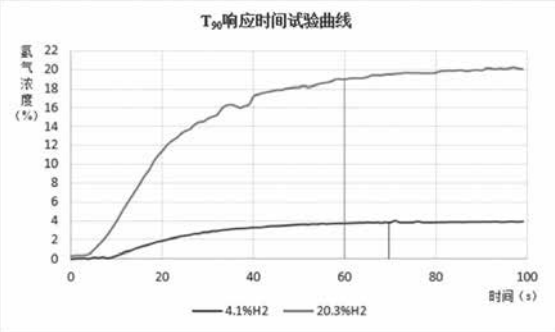


图 9　T_{90} 响应时间试验

Fig. 9　Test of Response time @ T_{90}

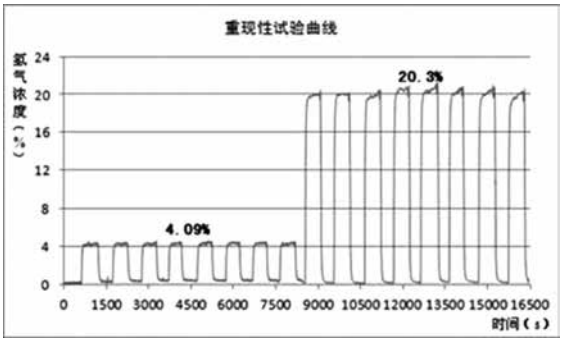


图 10　重现性试验

Fig. 10　Test of Reproducibility

表 **1**　误差试验

Table1　Error test

标准氢气浓度	测量次数	实测值	绝对误差	满量程误差
0%	1	0.02%	0.02%	0.10%
	2	0.03%	0.03%	0.15%
	3	0.00%	0.00%	0.00%
4.1%	1	4.00%	−0.10%	−0.50%
	2	4.00%	−0.10%	−0.50%
	3	4.11%	0.04%	0.20%
8.2%	1	7.83%	−0.37%	−1.85%
	2	7.85%	−0.35%	−1.75%
	3	8.00%	−0.20%	−1.00%
11.9%	1	11.72%	−0.18%	−0.90%
	2	11.60%	−0.30%	−1.50%
	3	11.66%	−0.24%	−1.20%

续表

标准氢气浓度	测量次数	实测值	绝对误差	满量程误差
16.2%	1	15.81%	−0.39%	−1.95%
	2	16.22%	0.02%	0.10%
	3	15.91%	−0.29%	−1.45%
20.3%	1	20.02%	−0.28%	−1.40%
	2	20.00%	−0.30%	−1.50%
	3	19.91%	−0.39%	−1.95%

试验结果表明，氢气浓度监测仪搭载电化学型氢气传感器，其测量范围可达 0~20%，T_{90} 响应时间约为 70 秒，测量误差小于±2% FS，8 次重复测量相对标准偏差小于 2%。

5　结论

氢气浓度监测仪根据电化学反应原理，实现了对氢气传感器的恒电位驱动及其响应信号的无失真放大和数据采集，通过内置算法对氢气浓度进行了温度补偿、压力补偿和校准，具有测量结果存储、显示、报警和传输等功能，具有稳定性好、可靠性高、抗干扰能力强、集成度高、操作维护简便等特点，实现了与氢气传感器的远距离分离，可实现复杂工况环境下的氢气浓度在线监测。

参考文献：

[1] 陈侃松，刘含，张小环等．基于单片机的氢气传感器电路研究［J］．物联网技术，2014（4）：32-34.

[2] 刘晓华，刘晓军，宋志章．基于光纤束反射驱动的氢气浓度监测系统设计［J］．计算机测量与控制，2013.21（6）：1449-1458.

[3] 李明，李锦屏．便携式氢气浓度检测器的设计［J］．信息通信，2013（9）：66-67.

[4] 刘长久，李延伟，尚伟．电化学实验［M］．北京：化学工业出版社，2011：3-9.

[5] Hristo Ivanov Gigov，Stanimir Krasimirov Stankov. 带三线式补偿的 12 位、300kSPS、单电源、完全隔离式 RTD 温度测量系统［J/OL］.http：//www.analog.com/CN0337，2014.

非整周期采样条件下的阻抗测量误差分析及补偿方法

李亚琭[1]，景洪柯[2]，刘碧野[1]，雷　鹏[2]

（1. 北京东方计量测试研究所 北京 100086；2. 北京航空航天大学电子信息工程学院 北京 100191）

摘　要：阻抗是表征电子器件特征的重要参数，众多应用场景均涉及到阻抗测量。利用数字采样分析交流信号测算阻抗的场景中，非整周期采样问题普遍存在，严重影响测量精度。在平衡电桥法测阻抗的基础上针对这一问题，本文首先分析了非整周期采样带来的测量误差，推导了误差表示式。然后采用全相位 FFT 与传统 FFT 相结合的改进算法，改善测量精度，并对误差做了进一步的分析。最后，仿真结果表明改进算法能够有效减小非整周期采样引起的测量误差。

关键词：非整周期采样；交流阻抗测量；傅里叶变换

中图分类号：TM93　　**文献标识码**：A

Error analysis and compensation method of impedance measurement with nonperiodic sampling

LI Yalu[1]，JING Hongke[2]，LIU Biye[1]，LEI Peng[2]

1. Beijing Orient Institute of Measurement and Test，Beijing，100086

2. School of Electronic and Information Engineering，Beihang University，Beijing，100191

Abstract：Impedance is an important parameter characterizing electronic devices. Many application scenarios involve impedance measurement. When digital sampling is used to analyze the alternating current（AC）impedance，nonperiodic sampling is a common problem，which seriously reduces the measurement accuracy. To solve this problem，this paper first analyzes the measurement error caused by non-integer sampling and derives mathematical expression of the error. Then an improved algorithm，which combines all-phase fast Fourier transform（FFT）and traditional FFT，is used to improve the measurement accuracy. Finally，based on the digital AC bridge balance，comparative simulations are carried out and analyzed. Results show that the improved algorithm can effectively reduce the measurement error caused by the nonperiodic sampling.

Keywords：Nonperiodic sampling；Alternating current impedance measurement；Fourier transform

0　引言

阻抗是表征电子器件特征的重要参数，阻抗测量是分析器件特性的有效手段。电子、生物等众多研究领域均涉及阻抗分析，阻抗测量成为研究事物特征的有效手段之一。付

朝阳等人通过测量导电橡胶的频率-阻抗特性分析其压阻特性、传感特性，并根据测量结果设计了导电橡胶阵列传感单元[1]；邓友明等人分析了利用地层电容率完成石油勘探的可行性[2]；叶小灿等人利用人体复阻抗特征分析人体组成成分[3]。阻抗测量中多采用弱信号激励，以避免对待测回路本身的工作状态产生影响，随后根据测量电路方程计算阻抗值。随着数字技术的不断发展，离散采样与数字分析相结合的交流测量方法成为研究热点，待测交流量经过数字采样后通过离散傅里叶变换分析可以迅速得到待测信号的频率、幅值、相位。实际系统往往受限于硬件性能，非整周期采样的问题普遍存在，严重影响测量精度。待测阻抗为复阻抗时，相位误差会引起实虚部的交叉干扰，导致测量精度大幅下降。综上，对非整周期采样误差的分析以及关于其补偿方法的研究具有很大的应用价值。

许多专家学者对数字测量方法进行了大量的研究，华中科技大学的胡宾鑫采用相敏相干检波的方法提高待测量信号信噪比，改善测量精度，但这种方法要求 AD 采样率大范围精确可控以保证采样率与待测信号频率的整倍数关系[4]；东南大学的潘文等人提出的准同步采样补偿算法通过数学分析得到误差的补偿值[5]，但要求准确获得待测信号的周期信息，不适用于频率为待测量的应用场景；叶小灿等人利用待测信号频率与采样率之间的关系自适应调整 DFT 点数[3]，有效避免了栅栏效应对测量结果的影响，但同样不适用于频率为待测量的应用场景。

为了在非整周期采样条件下同时完成频率、幅值、相位的高精度测量，本文采用了传统 FFT 与全相位 FFT[6] 相结合的改进测算方法。以数学分析的方式，推导出传统 FFT 测量相位误差表达式，指出了误差的两个组成部分。对改进算法的分析表明，该算法能够同时减小这两部分误差。最后对两种方法进行阻抗测量仿真分析，结果表明改进算法显著提高了阻抗测量精度。

1 平衡电桥交流阻抗测量简介

阻抗测量大体分为直接法和零位法。传统的 I-V 法便属于直接法的范畴，测量电路简单，速度较快但精度低。本文所述的平衡电桥法则属于零位法，这种方法抑制共模干扰的能力强，待测回路与参考回路的相似度越高，共模抑制能力越强。

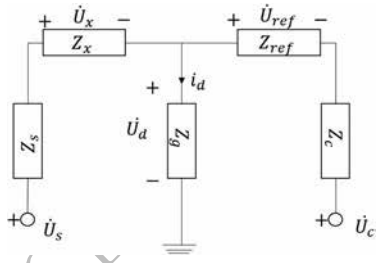


图 1-1 平衡电桥简化电路图

Fig. 1.1 Illustration of bridge circuit

根据文献［4］所提供电桥设计方案可建立简化电路模型如图 1-1，根据电路方程可以得到电路平衡时不平衡电流表达式为：

$$\dot{U}_d = G\frac{(Z_{ref}+Z_c)\ \dot{U}_s - (Z_x+Z_s)\ \dot{U}_b}{(Z_{ref}+Z_c)\ Z_g + (Z_x+Z_s)\ (Z_{ref}+Z_c+Z_g)} \tag{1.1}$$

当电路平衡时，有待测阻抗表达式：

$$Z_x = \frac{\dot{U}_{ref}}{\dot{U}_x} Z_{ref} \tag{1.2}$$

随后根据阻抗参数（电容、电感、电阻）与测量实虚部的换算关系完成测量。

2 传统 FFT 测量误差分析

测试信号为单频余弦信号，设为 $x(t) = A\cos(\omega_0 t+\varphi)$。其频率分布为：

$$X(j\omega) = \frac{A}{2}\{\delta(\omega-\omega_0)\ e^{j\varphi} + \delta(\omega-\omega_0)\ e^{-j\varphi}\} \tag{2.1}$$

满足采样定理条件下对 $x(t)$ 做离散采样得到 $x(n) = x(nT_s)$，频率分布为：

$$X(e^{j\Omega}) = \frac{A}{2}\{\delta(\Omega-\Omega_0)\ e^{j\varphi} + \delta(\Omega-\Omega_0)\ e^{-j\varphi}\} \tag{2.2}$$

因此通过傅里叶变换可以获得信号的幅值、相位、频率信息。实际系统中采用 FFT 的方式实现信号的频域分析。

记待测信号频率为 f_0，采样率为 f_s，信号采样比为 M，总采样点数为 N，记主谱线位置为 k_m、$\Omega_r=\frac{2\pi k_m}{N}$，则主谱线表达式为：

$$X(k_m)=\sum_{n=0}^{N-1}x(n)e^{-j\Omega_r n} \tag{2.3}$$

将 $X(k_m)$ 视作系统输出 $y(n)$，$x(n)$ 视作系统输入，则输出主谱线值的运算过程可视作一个 N 抽头滤波器，其冲击响应为：

$$h(n)=e^{j\Omega_r n}\ (0\le n\le N-1) \tag{2.4}$$

其频率响应为：

$$H(e^{j\Omega})=\frac{\sin(N(\Omega-\Omega_r)/2)}{\sin((\Omega-\Omega_r)/2)}e^{(-j\frac{(1-N)(\Omega-\Omega_r)}{2})} \tag{2.5}$$

滤波器零点出现在 Ω_r 的各次谐波处，在 Ω_r 处滤波器附加相移为零，幅度加权系数为 N。

由欧拉公式可以得到输入序列的复数表达式：

$$x(n)=\frac{1}{2}[e^{j(\Omega_0 n+\varphi)}+e^{-j(\Omega_0 n+\varphi)}] \tag{2.6}$$

整周期采样时有 $\Omega_0=\Omega_r$。经过系统 $H(e^{j\omega})$ 后输出为：

$$\begin{aligned}y(n)&=\frac{1}{2}H(e^{j\Omega_0})e^{j(\Omega_0 n+\varphi)}+\frac{1}{2}H(e^{-j\Omega_0})e^{-j(\Omega_0+\varphi)}\\&=\frac{1}{2}e^{j(\Omega_0 n+\varphi)}\end{aligned} \tag{2.7}$$

当采样为整周期采样时，主谱线对应频率与待测信号频率一致，频率测量无误差。同时，附加相移为零，相位测量无误差。信号的各次谐波刚好落在滤波器的零点，避免了谱线间混叠干扰，主谱线幅度除以 N 后能够准确恢复信号幅度。整周期采样难以保证时，FFT 的栅栏效应，以及加窗引起的频谱展宽导致谱线间混叠，导致取 FFT 主谱线作为测量结果会产生误差。

下面对误差表达式做数学推导。非理想条件下 $\Omega_0\neq\Omega_r$，此时的主谱线结果为：

$$X(k_m)=\frac{1}{2}H(e^{j\Omega_0})e^{j\varphi}+\frac{1}{2}H(e^{-j\Omega_0})e^{-j\varphi} \tag{2.8}$$

因此，传统 DFT 测量误差由两项引起，下面分别进行分析。

（1）正频部分经过滤波器后存在幅值加权和附加相移。附加相移为：

$$\Delta\varphi_1=angle[H(e^{j\Omega_0})]=\frac{(N-1)(\Omega_0-\Omega_r)}{2} \tag{2.9}$$

只与参考信号频率以及待测信号频率有关，在测量两同频信号矢量比时，该误差可以直接消除。测量单一信号时也可以计算数值进行补偿。同时由于主谱线位置与 | X（ejω）| 峰值不重合，会引起频率为测量误差。

（2）负频泄露引起相位误差 $\Delta\varphi_2$。将式（2.8）重写为：

$$\begin{aligned}X(k_m)&=e^{j(\varphi+(N-1)(\Omega_0-\Omega_r)/2)}\\&+pe^{-j(\varphi+(N-1)(\Omega_0-\Omega_r)/2)-j(N-1)\Omega_r}\end{aligned} \tag{2.10}$$

其中 $p=\frac{|H(e^{-j\Omega_0})|}{|H(e^{j\Omega_0})|}$，记为负频泄露系数。记复矢量：

$$Z_1=e^{j[\varphi+(N-1)(\Omega_0-\Omega_r)/2]} \tag{2.11}$$

$$Z_2=pe^{-j[\varphi+(N-1)(\Omega_0-\Omega_r)/2]-j(N-1)\Omega_r}\approx pZ_1^* \tag{2.12}$$

如图 2-1 所示，当 Z_1 位于一、三象限时，相位误差为正；Z_1 位于二、四象限时，相位误差为负，误差关于 Z_1 的相位以 π 为周期振荡变化。

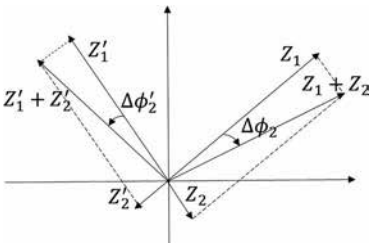


图 2-1　负频泄露引起的相位误差

Fig. 2. 1　Phase error caused by frequency leakage

按照图 1-1 所示电路模型，当矢量比测量存在相位误差 $\Delta\varphi$ 时，阻抗测量值会变为：

$$Z_x \approx a-b\Delta\varphi+j\ (b+a\Delta\varphi) \tag{2.13}$$

其中 $a+jb$ 为复阻抗理论值，可见当存在相位误差时会造成复阻抗实虚部之间的交叉干扰。实测中常有待测阻抗实虚部相差较大的情况，此时阻抗测量对相位误差十分敏感。因此，使用一种相位精度高的测量方法是提高阻抗测量精度的有效方案。

3 全相位 FFT+传统 FFT 测量性能分析

根据上文所述，非整周期采样时使用传统 FFT 分析待测信号会产生误差，尤其是相位误差，严重影响阻抗测量精度。采用全相位 FFT 与传统 FFT 相结合的测量方法能够有效减小测量误差。在单频复信号条件下，这种组合方法能够完全消除非整周期采样引起的测量误差[7]。测算步骤[6] 如图 3-1：

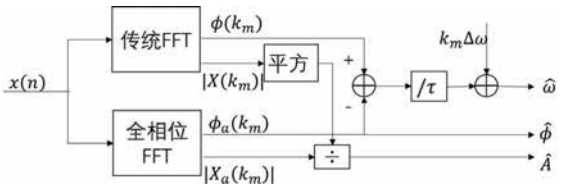


图 3-1 正弦信号参数估计流程[6]

Fig. 3.1 Process of parameter estimation for sinusoidal signals[6]

全相 FFT 计算数学表达式为：

$$X_{ap}(k) = x(0)w_g(0) + \sum_{n=1}^{N-1}[x(n)+x(-n)]w_g(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \tag{3.1}$$

单频复信号条件全相傅里叶变换各点值与传统 FFT 谱线间存在如下关系：

$$|X_{ap}(k)| = |X(k)|^2 \tag{3.2}$$

因此，当待测信号为单频实信号时，结合式（2.8）可知主谱线的输出表达式为：

$$X_{ap}(k_m) = e^{j\varphi}+p^2e^{-j\varphi} \tag{3.3}$$

可见全相位傅里叶变换既不会产生相位误差 $\Delta\varphi_1$，同时又拥有更小的负频泄露系数，因此也能抑制相位误差 $\Delta\varphi_2$，理论上其相位测量精度远高于传统 FFT。

4 仿真分析

4.1 相位测量误差仿真验证

选取 $f_s = 3k+\sqrt{3}\ Hz$，$f_0 = 300Hz$，连续采 1000 点，则主谱线位置 $k_m = 100$，结果如图 4-1 所示：

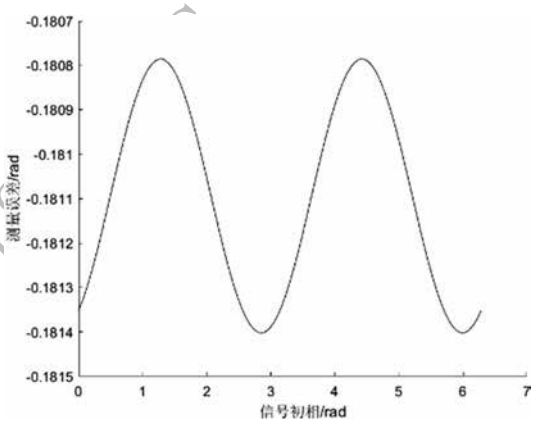


图 4-1 相位测量误差 vs 信号相位

Fig. 4.1 Phase error vs initial phase of the signal

误差曲线形式符合分析结果，表现为误差关于信号相位在某一固定值附近周期振荡，振荡周期为 π。一方面，直接由 4-1 结果中补偿固有相差 $\Delta\varphi_1$，另一方面采用改进算法重新对信号进行测量，将结果绘制如图 4-2。

在传统 FFT 测量结果的基础上由式（2.9）补偿相位误差可以得到图 4-2 虚线所示结果，振荡中心下降至横轴附近，最大误差下降至 10-4 量级。改进算法测量精度如实线所示，测量误差为 10-6 量级，该误差同样存在上下振荡的现象。实际测量系统中，信号初相可以视作均匀分布在［0，2π］的随机变量，因此通过多次测量取平均就能够有效降低该误差。

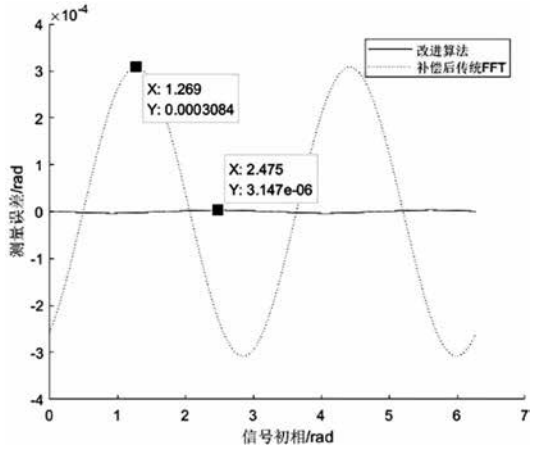


图 4-2　相位测量误差 vs 信号相位

Fig. 4. 2　Phase error vs initial phase of the signal

4.2　阻抗测量精度仿真分析

为了验证改进算法在阻抗测量中的适用性，本文根据图 1-1 建立了平衡电桥电路数学模型，设置了四组电阻、电容值。随后分别应用传统 FFT 和改进算法仿真阻抗测量过程，测量均在单频正弦激励条件下进行。测得阻抗的复数表达式后，由实部计算电阻值，由虚部计算电容值。传统 FFT 测量精度仿真结果如表 4-1 所示。

表 **4-1**　传统 FFT 阻抗测量仿真结果

电阻真实值	电阻测量值	相对误差%
9930	9913. 28805	-0. 168297586
9930	9930. 286631	0. 002886511
15530	15530. 45684	0. 002941652
99860	99860. 69841	6. 99e-4
电容真实值	电容测量值	相对误差%
9. 30e-10	9. 29108-10	-0. 095904026
1. 00e-8	1. 00006e-8	-1. 93e-1
1. 00e-8	1. 00009e-8	-1. 91e-1
1. 00e-8	1. 00016e-8	-1. 84e-1

观察结果可以发现，复阻抗实虚部相差较大时，难以同时保证电阻、电容的测量精度。传统 FFT 相位测量误差引起了复阻抗实虚部间的交叉干扰。

改进算法测量精度仿真结果如表 4-2 所示。对比表 4-1 可知，采用改进算法后阻抗测量精度得到明显提高。

表 **4-2**　改进算法阻抗测量仿真结果

电阻真实值	电阻测量值	相对误差%
9930	9930. 001839	1. 85e-5
9930	9930. 000237	2. 38e-6
15530	15529. 99957	-2. 74e-6
99860	99860. 00098	9. 85e-7
电容真实值	电容测量值	相对误差%
9. 30e-10	9. 3000e-10	2. 79e-6
1. 00e-8	1. 0020e-8	-7. 70e-6
1. 00e-8	1. 0020e-8	-1. 07e-4
1. 00e-8	1. 0020e-8	2. 97e-4

5　结论

本文分析了传统 FFT 算法非整周期采样条件下的测量误差，推导出了误差产生的两项原因，并给出了误差的数学表达式。然后建立了基于平衡电桥的阻抗测量仿真模型，比较了两种测量方法的精度。仿真结果说明“全相 FFT+传统 FFT”的改进算法能够用于解决非整周期采样问题，适合应用用于阻抗测量。

参考文献：

[1] 付朝阳，李斌．导电橡胶压敏特性及其传感器研究［D］．昆明：昆明理工大学，2014：1-69.

[2] 邓友明，刘永亮．电容率法勘探［J］．天然气工业，2007，27（增刊 A）：271-274.

[3] 叶小灿，张弦，王远，等．用于人体成分测定的多频复阻抗同步获取系统［J］．北京生物医学工程，2018，37（4）：364-370.

[4] 胡宾鑫，黎步银．基于 DLIA 的交流阻抗谱测量

系统关键技术研究［D］. 武汉：华中科技大学，2012：1-128.
［5］潘文，钱俞寿. 交流采样测量技术及其应用［J］. 淮阴工业专科学校学报，1994，3（2）：65-70.
［6］黄翔东，王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差频谱校正法［J］. 电子与信息学报，2008，30（2）：293-297.
［7］王兆华，候正信，苏飞. 全相位 FFT 频谱分析［A］. 中国通信学会会议论文集［C］. 2003.
［8］漆奇，张彤. 低维纳米金属氧化物半导体敏感特性的研究［D］. 吉林：吉林大学，2009：1-88.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于布谷鸟搜索算法优化的无刷直流电机角度控制

卢艳军　冷文龙　张晓东

（沈阳航空航天大学自动化学院 沈阳 110136）

摘　要：PID 控制在无刷直流电机控制领域仍然占据十分重要的地位。为了解决传统 PID 控制器参数优化费时，并且最佳控制性能难以保证的问题，提出使用布谷鸟搜索算法优化 PID 控制器来构成 BLDC 电机的角位置控制，从而形成了 CS-PID 控制器。同时，以粒子群算法优化 PID 控制器（PSO-PID）为基准，在恒定阶跃函数下对 CS-PID 控制器进行了测试。仿真试验结果表明，CS-PD 控制器具有较好的控制性能指标，相对于 PSO-PID 控制器，CS-PID 控制器优化算法具有优越性和有效性。

关键词：无刷直流电机；布谷鸟搜索；PID 控制；参数优化

Optimized based on cuckoo search algorithm Brushless DC motor angle control

Lu Yanjun，Leng Wenlong，Zhang Xioadong

（*School of Automation*，*Shenyang Aerospace University*，*Shenyang* 110136）

Abstract：PID control still occupies a very important position in the field of brushless DC motor control. In order to solve the problem that the optimization of traditional PID controller parameters is time-consuming and the best control performance is difficult to guarantee，a cuckoo search algorithm is used to optimize the PID controller to constitute the angular position control of the BLDC motor，thereby forming a CS-PID controller. At the same time，the particle swarm algorithm optimized PID controller（PSO-PID）is used as a benchmark，and the CS-PID controller is tested under a constant step function. The simulation test results show that the CS - PD controller has better control performance indicators. Compared with the PSO-PID controller，the CS-PID controller optimization algorithm has superiority and effectiveness.

Keywords：BLDC motor；Cuckoo search；PID control；parameter optimization

作者简介：卢艳军，1990 年于西安公路学院获得学士学位，2000 年于东北大学获得硕士学位，2005 年于东北大学获得博士学位，现为沈阳航空航天大学教授，主要研究方向为复杂系统故障诊断技术、飞行器控制技术、测试技术等。E-mail：sylyjhappy@163.com

项目基金：辽宁省教育厅重点公关和服务地方项目资助项目“面向产业应用的系列化无人机飞行控制系统研究与开发”（JYT2019001）

0 引言

PID 控制具有原理简单、实现容易和鲁棒性强等特性，广泛应用在无刷直流（BLDC）电机角度控制领域[1]。在 PID 控制中，k_p、k_i、k_d 三个参数直接决定控制性能指标，PID 控制器优化设计的重点在于 PID 控制器参数的优化。因此，在自动控制领域中，PID 控制一直是研究的重点及热点方向[2-3]。

在无刷直流电机（Brushless Direct Current Motor，BLDC）控制过程中，使用自然启发式算法优化 PID 控制器参数是常用的方法之一。在此方面，中外学者进行广泛而深入的研究，取得了较好的进展。Premkumar 等在调整 PID 控制器的控制增益时采用蝙蝠算法，使控制器的控制效果优于经典的 PID 控制器和模糊调节 PID 控制器[4]；Ibrahim 等对粒子群算法和细菌觅食算法进行了深入的研究分析，提出了粒子群算法优化 PID 控制器的增益，提高了控制器的控制性能[5]；文献［6］-［9］则是分别采用了人工神经网络、模拟退火遗传算法和改进微分进化算法等，用于优化 PID 控制器参数，以提高控制器的控制性能。

本文以无人机三轴增稳云台控制电机为例，对电机控制器的参数优化问题进行研究，提出基于布谷鸟搜索算法（Cuckoo Search Algorithm，CS）的 BLDC 电机 PID 控制器参数优化方法。

1 BLDC 电机与负载框架数学模型

1.1 无人机三轴增稳云台控制系统

无人机三轴增稳云台控制系统实际上是一种典型的位置伺服控制系统，BLDC 电机为三轴增稳云台执行机构，电机与负载之间采用直接驱动方式。三轴增稳云台控制系统控制框图如图 1 所示，可见，增稳云台控制系统为双闭环控制结构，从内到外可分为速度环、位置环[10]。当对其中一轴电机进行控制时，需要综合考虑三轴增稳云台的驱动负载及运行过程中可能存在的扰动。

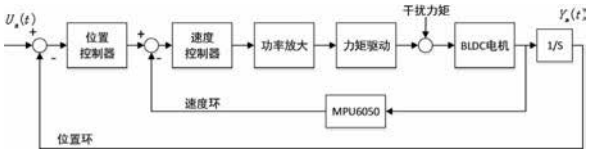


图 1 三轴增稳云台控制框图

1.2 BLDC 电机数学模型

直流无刷电机的工作原理是在输入电压的激励下使电路产生电流，使得电能转化为电机的动能，在电机绕组的驱动下产生驱动力矩，从而驱动电机带动负载进行运动。其工作原理如图 2 所示[10]。

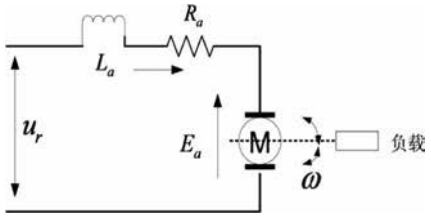


图 2 直流电机原理图

图中，u_r 表示输入电压、L_a 代表回路电感、R_a 代表回路电阻、E_a 代表反向电动势。通过分析电机原理电路，可得出如下电路方程：

$$u_r(t) = L_a \frac{di_a(t)}{d_t} + R_a i_a(t) + E_a(t) \quad (1)$$

$$E_a(t) = C_e \omega(t) \quad (2)$$

$$M_m(t) = C_m i_a(t) \quad (3)$$

式中，C_e 为比例系数（$v/(rad.s^{-1})$），$M_m(t)$ 为电磁转矩，C_m 为电机转矩系数（$N.m/A$）。

从工作原理及功能需求来看，三轴增稳云台三个通道的 BLDC 电机控制系统差别较小，可以采用相同的控制模型。则单个电机及视轴负载的框图如图 3 所示。

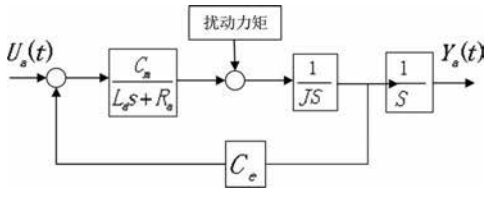


图 3 电机及视轴负载回路

图中，R_a 代表电枢回路的总电阻、L_a 代表电枢回路的总感抗、C_m 代表电机力矩系数、J 代表转动惯量。

控制系统的传递函数为：

$$\frac{\dot{Y_a}(s)}{U_a(s)}=\frac{C_m}{L_aJS^2+R_aJS+C_eC_m} \tag{4}$$

若定义无刷直流电机的电气时间常数为：$T_e=L_a/R_a$，则公式（4）可化为：

$$\frac{\dot{Y_a}(s)}{U_a(s)}=\frac{C_m/R_a}{T_eJS^2+JS+C_eC_m/R_a} \tag{5}$$

根据所选增稳云台电机参数，计算得出控制系统的传递函数，如下所示。

$$G(S)=\frac{16450}{S^2+1896S+3690} \tag{6}$$

PID 控制器优化的本质核心，就是选择一组合理的控制器参数，使得系统误差性能指标 ISE、IAE、ITAE、ISAE 等到达最优。其中 ITAE 公式如下：

$$J=\int_0^{\square} t\,|e(t)|\,dt \tag{7}$$

ITAE 为时间乘以绝对误差的积分，能够放大系统参数对性能指标的作用，因此具有较好的实用性。本文选择该指标作为布谷鸟搜索算法的适应性函数，为 PID 控制器参数优化的合理性提供参考。

2 布谷鸟搜索算法

布谷鸟搜索算法是 2009 年 Xin-She Yang 和 Suash Deb 依据布谷鸟育雏行为与莱维飞行相联系而联合提出的一种群智能优化算法[11]。布谷鸟是典型的具有巢寄生育幼雏行为的鸟类，他们不会亲自孵卵和育雏，而是将自己的卵偷偷的产在其它鸟类鸟巢中，由别其它鸟类进行孵卵和育雏。其育雏行为具有以下特点：

（1）提前寻找在孵卵与育雏过程中，生活习惯相似鸟类作为寄生宿主。

（2）一旦确定宿主，利用其外出时间，迅速产卵。并且移走多余鸟蛋，保证鸟蛋数量不变。

（3）当第一只布谷鸟雏鸟破壳而出后，它的第一反应就是盲目地将寄主蛋推出巢外，增加了自身所被提供的食物份额。

（4）寄生鸟蛋有一定概率被宿主发现，若发现，宿主则放弃鸟巢。

在算法实现过程中，为方便的模拟布谷鸟育雏行为，提出以下前提假设[12]：

（1）每只布谷鸟每次只孕育一只鸟蛋，产卵的寄生鸟巢也是随机生成的。

（2）每一组鸟巢中，最优良的鸟巢会进行保存，并作为初始值参与下一次更新。

（3）寄生鸟巢数量是固定的，同时寄生蛋被寄主发现的概率 $P_a\in[0\quad 1]$。

基于以上假设，布谷鸟搜索算法的鸟窝位置更新如公式（8）所示：

$$\begin{aligned}&x_i^{(t+1)}=x_i^{(t)}+\alpha\oplus Le'vy(\lambda)\\&i=1,2,\cdots,n\end{aligned} \tag{8}$$

式中，$x_i^{(t)}$ 代表随机产生的鸟巢位置。步长因子 $\alpha>0$，用来控制步长，表示飞行的随机行走并满足如下约束。

$$Le'vy\sim u=t^{-\lambda},\ (1<\lambda\le 3) \tag{9}$$

鸟窝在第 t 次迭代位置更新后，产生均匀分布随机数 $r\in[0\quad 1]$，同时对 r 与 P_a 的数值进行比较，如果 $r>P_a$，那么需要随机改变 $x_i^{(t)}$，反之保持原有鸟巢位置不变。

由于目前莱维飞行还不能简单的用数学公式描述，大部分文献均采用 Mantegna 代替莱维飞行[13]，公式如下所示：

$$s=\frac{u}{|v|^{1/\beta}} \tag{10}$$

公式（10）中，s 代表随机游动的步长，u、v 服从正态分布，如公式 11 所示。

$$\mu\cdot N(0,\sigma_u^2),\ v\cdot N(0,\sigma_v^2) \tag{11}$$

公式（11）中的参数 σ_u、σ_v 定义如下：

$$\sigma_u=\left\{\frac{\Gamma(1+\beta)\sin(\pi\beta/2)}{\Gamma\left[\frac{(1+\beta)}{2}\right]\beta 2^{(\beta-1)/2}}\right\}\frac{1}{\beta} \tag{12}$$

$$\sigma_v=1 \tag{13}$$

在公式（12）中，$\beta\in[1\quad 2]$，本文中

设定为 1.5。

3 基于 CS 的 PID 控制器优化设计

如图 4 所示，BLDC 电机控制器 k_p、k_i、k_d 取决于 CS 算法，由 CS 算法实时产生并更新。在该控制器参数优化设计中，选用 ITAE 指标作为 CS 算法的优化函数，经过一系列迭代及运算，产生 ITAE 指标的最优值。

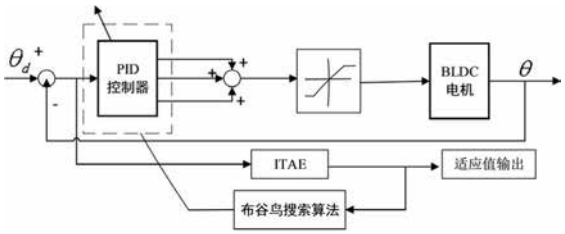


图 4　BLDC 电机 PID 控制框图

首先，鸟巢数量及位置由通过 CS 算法随机生成。然后使用鸟巢位置矢量分别作为 PID 控制系统中的三个参数赋值给 PID 控制器，运行 SIMULINK PID 控制系统，得到 ITAE 指标适应度值。同时，将计算得到的 ITAE 值返回并作为 CS 算法的适应度函数，为鸟巢位置的更新提供依据。最后，经过一系列运算，获得最优的 k_p、k_i、k_d3 个参数。该设计实现过程如下。

步骤 1：参数初始化设置：鸟巢数目、寻优维数、运行次数、鸟蛋被发现概率和 β 的取值；

步骤 2：鸟巢初始化：随机生成一定数量的鸟巢位置；

步骤 3：调用 MATLAB SIMULINK 里的 BLDC 电机 PID 控制模型，计算每一个鸟窝对应的 ITAE 值，即为适应度值；

步骤 4：排列出当前组别内的 ITAE 最优值及对应的鸟巢位置，并记录下来参与下一次计算；

步骤 5：循环体。

1）鸟窝循环更新。利用布谷鸟搜索算法的鸟窝更新公式随机更新一定数量的鸟巢，并执行步骤 3 中的 ITAE 适应度值计算。然后与上一次鸟巢适应度值进行对比，保留更优值，淘汰差值，形成新一组鸟巢适应度值。

2）鸟窝随机更新。鸟窝位置的更新取决于寄主发现概率。寄主发现布谷鸟鸟窝的概率 $r \in [0 \quad 1]$，随机产生该概率并与设定值 P_a 相比较。如果 $r \geq P_a$，则更新。

步骤 6：终止循环。当系统寻优次数等于最大迭代次数设定值时，则输出 ITAE 最优值及 k_p、k_i、k_d3 个寻优参数，并终止系统运行。反之，若寻优次数未达到最大迭代次数，则系统保持正常工作。

基于布谷鸟搜索算法的 PID 控制器优化设计任务流程图 5 如下所示：

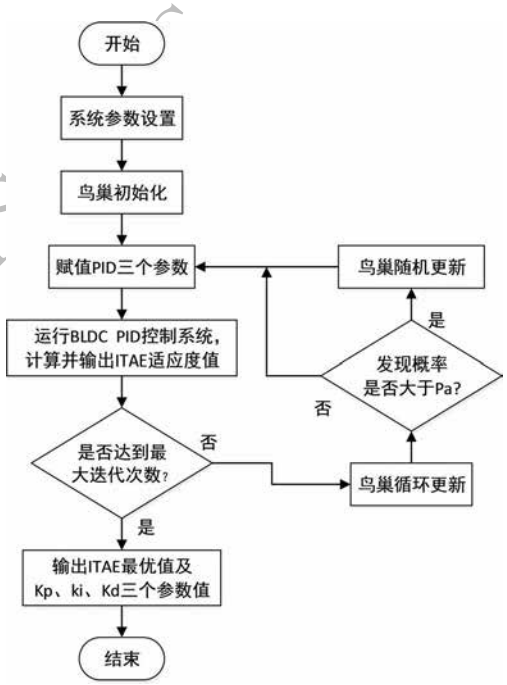


图 5　基于 CS 算法 PID 优化设计

4 实验研究

4.1 BLDC 电机角度 PID 控制参数求取的可行性分析

BLDC 电机的角度控制需要综合考虑系统工作的环境、功能需求等因素，最终目标是实现调速范畴宽、静差小、响应性好、超调量较小和抗负载扰动性能优越的角度控制系统。

在电机持续长时间的工作运行中，电机

的部分原始参数如电阻、电感和转动惯量等会发生较小的改变，从而有可能影响电机控制性能。当然，电机的部分固定参数与电机转矩之间存在比较复杂的非线性关系。文献［14］指出，在采用双闭环调速方式对 BLDC 电机进行控制时，电阻会对控制性能产生微弱影响。比如，电感在电机运行过程中会减少，直接导致速度稳定值稍微上升但不会超过 0.1%。当系统转动惯量改变 50%时，对转速的影响不会超过 0.2%。所以，通过一系列实验所求取 PID 控制器三个参数的方案是可行的。

4.2 实验仿真与分析

本文应用 MATLAB 2018b 环境进行仿真，分别采用粒子群算法和布谷鸟搜索算法优化 BLDC 电机 PID 控制器参数，并对上述两种算法的仿真结果进行比较分析。

粒子群算法优化 PID 控制器参数的核心思想与布谷鸟算法基本相同，基本思想是选择 PID 控制器常用的误差性能指标 ITAE 作为目标优化函数。在经过若干次的迭代下，利用粒子群算法寻找使 ITAE 数值最优的系统参数。

针对本文所设计的基于 CS 的 BLDC 电机 PID 控制器，选取如公式（6）所示控制对象进行实验测试。如图 6 所示，首先，时间 t 和偏差 u 的绝对值的进行相乘，然后两个参数的乘积再通过积分则产生 ITAE 指标，经由端口 1 输出至 CS 算法中。

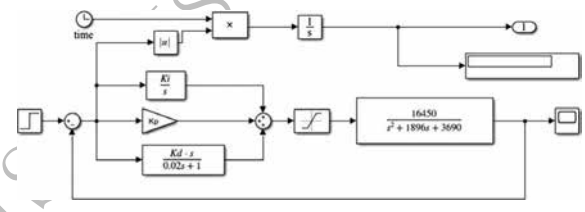


图 6　BLDC 电机 PID 控制模型

由于实验仿真所需时间较长，并且工作任务量较大，故选用的初始化参数可能不是最优参数。粒子群算法参数设置：粒子数量为 50，惯性权重为 0.6，学习因子 1 和学习因子 2 都为 1，最大迭代次数为 40，变量取值下界［0 0 0］，变量取值上界［50 50 50］；布谷鸟搜索算法参数设置：鸟巢数量为 40，鸟窝被发现概率为 0.25，步长参数为 1.5，变量取值下界［0 0 0］，变量取值上界［50 50 50］。

表 1　CS 算法参数设置

布谷鸟搜索算法	
鸟巢数量（N）	50
最大迭代次数（T）	40
优化参数个数（D）	3
鸟窝淘汰概率（Pa）	0.25
变量搜索范围	［050］

第一种情况是无刷直流电机通过给出一个恒定的阶跃函数来跟踪电机转速趋近于 $\theta_d \rightarrow 5^0$，使其控制时间为 10 秒。如图 7 所示，可以看出，PSO-PID 控制器和 CS-PID 控制器在解决传统 PID 控制器参数优化费时前提下，均能快速跟踪参考电机角度位置，并且两个控制器都成功地达到系统设定跟踪时间。但是每个控制器在跟踪性能都有所不同，特别是 CS-PID 控制器性能更加优越。从图 7 可以看出，PSO-PID 控制器比 CS-PID 控制器上升时间较快，但是 PSO-PID 控制器存在明显的超调。

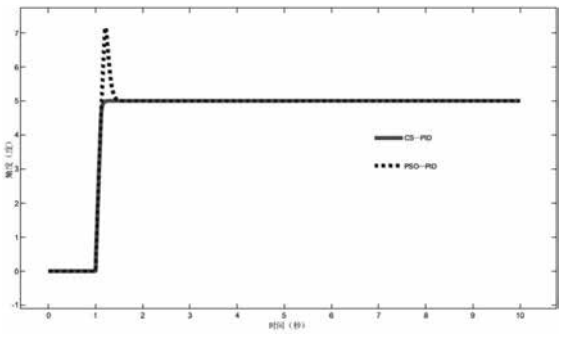


图 7　角度位置跟踪

在优化增益时，用 ITAE 函数作为布谷鸟搜索算法优化的 PID 控制器的成本函数，如图 7 所示。从图中可以看出，在第 8 次迭代

时，成本显著下降，并在第 16 次迭代后开始收敛到一定的值，优化过程具有很强快速性。

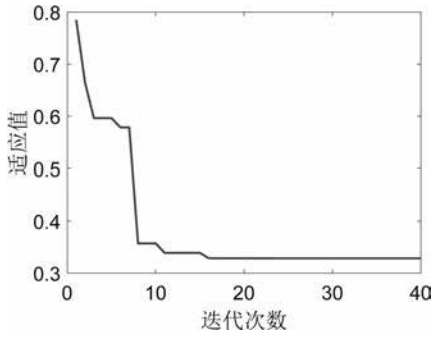


图 8　适应值收敛曲线

同时，为了获得更加可靠的数据，在给定单位阶跃函数前提下，每种算法独立运行 15 次，15 次运行结果如表 2 所示。然后计算 15 次仿真实验中的 ITAE 性能指标的最优值、最差值、平均值和方差，并比较分析，其对比数据如表 3 所示。

表 **2**　不同优化算法试验中 ITAE 的适应度值

次数	PSO	CS
1	0. 1984	0. 0012
2	0. 4708	0. 0613
3	0. 1253	0. 1226
4	0. 2678	0. 1196
5	0. 5022	0. 1802
6	0. 2197	0. 0891
7	0. 3098	0. 0013
8	0. 0361	0. 0004
9	0. 3088	0. 0038
10	0. 2901	0. 0442
11	0. 0269	0. 0697
12	0. 0116	0. 0007
13	0. 0776	0. 0013
14	0. 4004	0. 0005
15	0. 0824	0. 0031

表 **3**　PID 的 ITAE 指标值对比

算法	最优值	最差值	平均值	方差
PSO	0. 0116	0. 5022	0. 2219	0. 0241
CS	0. 0004	0. 1802	0. 0466	0. 0030

从表 3 可以发现：布谷鸟搜索算法的仿真结果在最优值、最差值、平均值和方差指标上，都优于粒子群算法，表明基于布谷鸟搜索算法的 BLDC PID 角度控制器的优化设计明显在控制性能和稳定性上更加优良。

5　结论

针对传统 PID 控制器参数优化费时，并且最佳控制性能难以保证的问题，本文提出了基于布谷鸟搜索算法优化的 PID 控制器。首先，根据 BLDC 电机实际参数，推导出 BLDC 电机与负载框架数学模型。同时，在给定恒定阶跃函数的前提下，对布谷鸟搜索算法和粒子群算法优化 PID 角度控制器进行大量的实验仿真。

实验仿真数据表明：基于布谷鸟搜索算法的 BLDC 电机 PID 控制器虽然上升时间稍慢，但是不存在超调量的问题。同时通过对 ITAE 适应度值的比较分析，CS-PID 控制器能有效地改善无刷直流电机的跟踪性能，因此在工业控制领域有着很好的应用前景。

参考文献：

[1] 王庆喜，储泽楠．基于动态布谷鸟搜索算法的 PID 控制器参数优化［J］．计算机测量与控制，2015，23（04）：1215-1217+1245.

[2] 李毅，周冉辉，姜春山，宋贵宝，曲洪东．导弹武器系统项目前评价体系研究［J］．海军航空工程学院学报，2008（04）：411-414+423.

[3] Shnayderman A，Gusev A，Eskiolog A M. An SVD-Based gray-Scale image quality measure for local and global assessment［M］. 2003.

[4] K. Premkumar，and B. V. Manikandan，“Speed control of BLDC motor using bat algorithm optimized adaptive Neuro-Fuzzy Inference System，” Applied Soft Computing，vol. 138，pp. 260-270，2014.

[5] H. E. A. Ibrahim, F. N., Hassan, and A. O. Shomer, "Optimal PID control of a brushless DC motor using PSO and BF techniques," Ain Shams Engineering Journal, vol. 5, pp. 391-398, 2014.

[6] Akash Varshney, Deeksha Gupta, Bharti Dwivedi, "Speed response of brushless DC motor using fuzzy PID controller under varying load condition", Journal of Electrical Systems and Information Technology, vol. 4, pp. 310-321, 2017.

[7] Chang Hyun Kim, Ji Hoon Yang, Dong Gyun Lim, Byung Suhl Suh, "An Enhanced PID Controller for Speed Control of Brushless DC Motors Based on Convex Set Optimization", IFAC Proceedings, vol. 43, issue 22,, pp. 75-80, 2010.

[8] Adaptive Fuzzy PID Controller", Procedia Engineering, vol. 38, pp. 306-313, 2012.

[9] Silviu Dumitriu, "Intelligent Dsp-Based Motion Control Of A Brushless D. E. Motor", IFAC Proceedings, vol. , pp. 319-324, 2000.

[10] 舒林. 基于 ARM 的航拍三轴云台控制系统设计与研究 [D]. 沈阳航空航天大学, 2018.

[11] 靳其兵, 苏奇新. 基于改进布谷鸟算法的 PID 控制器整定新方法 [J]. 信息与控制, 2018, 47 (04): 505-512.

[12] 石优, 林琳, 吴岩. 基于布谷鸟搜索的模糊 PID 拥塞控制方法 [J]. 计算机工程: 1-9 [2020-01-28]. https://doi.org/10.19678/j.issn.1000-3428.0055963.

[13] Yang X S, Suash D. Cuckoo search via Levy flights [A]. 2009 World Congress On Nature Biologically Inspired Computing [C]. New York: EEEE Publications, 2009: 210-214.

[14] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27 (03): 25-34.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于虚拟仪器的风力发电机效率测控系统

吕富勇[1] 巫江涛[2] 祖旭明[3] 徐　鑫[4] 李春辉[5] 江　鸿[6]
康俊鹏[7] 何　浩[8] 陆升阳[9] 柳加旺[10]

（南京信息工程大学自动化学院　南京　210044）

摘　要：垂直轴风力发电机具有无需对准风向，构造相对简单以及无漏油问题的优点，但其风能转化效率较低。为提高垂直轴风力发电机风能利用率，本文在变风速情况下的发电机的能量转移分析的基础上，提出一种发电机能量流向主动控制的方法，通过在发电机和负载之间添加受控能量调节网络，实现发电机在不同风速下能量的受控流动，从而优化提高不同风速下风力发电效率。基于该方法，本文设计了一套由垂直轴风力发电机、谐振网络、能量抽取开关、上位机控制系统等组成的风力发电系统。由风能转化为的电能，利用谐振网络中的电容储存，并通过继电器控制的能量抽取开关控制谐振电容的切换，在风力变化的过程中，通过不断调节谐振网络的参数，对能量进行存储和转移，从而使得垂直轴风力发电机的效率提升。为了验证发电机效率的提高，本文还构建了一套基于虚拟仪器的风力发电机效率测控系统，即通过控制风洞风机的工作频率控制风速的升降，以此来实现风力发电机在风速突然减小的状态下，进行有无谐振网络的能量对比分析。实验结果表明，本文实现了在风速突然变小的效率验证，为垂直轴风力发电机效率的提升提供了参考方向，也在一定程度上帮助推动了垂直轴风力发电技术的发展。

关键词：垂直轴；谐振网络；能量抽取开关；效率

Virtual instrument-based wind turbine efficiency measurement and control system

LVFuyong WUJiangtao

（1. *School of Automation*，*Nanjing University of Information Science and Technology Nanjing* 210044）

Abstract：The vertical axis wind turbine has the advantages of no need to align the wind direction，

作者简介：吕富勇，1994.7月，西北工业大学获学士，2010.10 南京理工大学获博士学位，现为南京信息工程大学教师，讲师，主要研究方向：无线电能传输、智能测控、物联网及功率逆变技术。E-mail：lvfuyong@ nuist. edu. cn

Fuyong Lv. July 1994，Northwestern Polytechnical University，Bachelor，2010.10 Nanjing University of Science and Technology，Ph. D.，currently a teacher and lecturer of Nanjing University of Information Science and Technology，research interests：wireless energy transmission，intelligent measurement and control，Internet of Things，and power inverter technology

relatively simple structure and no oil leakage problem, but its wind energy conversion efficiency is low. In order to improve the wind energy utilization rate of the vertical axis wind turbine, based on the analysis of the energy transfer of the generator under the condition of variable wind speed, this paper proposes a method for actively controlling the energy flow of the generator. The energy-controlling regulation network realizes the controlled flow of energy of the generator at different wind speeds, thereby optimizing and improving the efficiency of wind power generation at different wind speeds. Based on this method, this paper designs a set of wind power generation system consisting of a vertical axis wind turbine, a resonance network, an energy extraction switch, and a host computer control system. Electric energy converted from wind energy is stored in capacitors in the resonant network, and the switching of resonant capacitors is controlled by relay-controlled energy extraction switches. During the process of wind changes, energy is stored and transferred by continuously adjusting the parameters of the resonant network. Therefore, the efficiency of the vertical axis wind turbine is improved. In order to verify the improvement of generator efficiency, a set of virtual instrument-based wind turbine efficiency measurement and control system is also constructed in this paper, that is, by controlling the working frequency of the wind tunnel fan to control the rise and fall of wind speed, in order to achieve a sudden reduction in wind speed In a small state, a comparative energy analysis of the presence or absence of a resonance network is performed. The experimental results show that this paper achieves efficiency verification when the wind speed suddenly decreases, which provides a reference direction for improving the efficiency of vertical axis wind turbines, and also helps to promote the development of vertical axis wind power technology to a certain extent.

Keywords: Vertical axis; Resonance network; Energy extraction switch; effectiveness

0 引言

风能是一种使用历史悠久、不会污染环境的可再生能源。2002 年欧洲风能协会和绿色和平组织发表了“风力 12”的研究报告，该报告预测 2020 年风力发电量占国家总体发电量超过 12%。风力发电机是一种将风能转化成电能，从而实现风力发电的转化装置，根据叶片固定轴的方位，可分为水平轴和垂直轴两类。水平轴风力机对风向要求严格、机械构造复杂、内置齿轮变速箱的运行噪声大，而且变速箱容易漏油；垂直轴风力发电机因为无需对准风向，构造相对简单，造价低，不使用变速箱所有没有漏油问题，越来越受到重视。但是目前相对于水平轴风力发电机，垂直轴风力发电机对风能的利用率普遍较低，风能利用率有一定差距。于是提高垂直轴风力发电机发电效率成为国内外研究的重点。

近年来，国内外研究人员为提升垂直轴风力发电机的发电效率，进行了多方面的研究，主要进行控制叶片攻角研究、叶片数量的研究、叶片形状的研究。这些方法下，发电机都是工作在能量自主流动的方式下，并没有主动控制发电机内部的能量流动。风能能量密度较低，风向和风力大小的不确定性，导致不同风速下，发电机效率优化困难，进一步提升发电机效率的空间有限。本文通过在发电机和负载之间添加受控能量调节网络，实现发电机在不同风速下能量的主动受控流动，从而提高风能发电效率。

1 发电机能量流动分析

1.1 现有的发电机能量流动分析

普通的垂直轴风力发电机三相整流后和负载直接连接，风力发电机发出的能量直接

供给负载，在这种情况下，当风力变化时，风力发电机转速无法调控以致转速与外界风速不匹配，风力发电机发出的能量不受控制的。发电机能量流动示意图如图 1 所示。

图 1　发电机能量流动示意图

1.2　内置谐振控制的发电机能量流动分析

本文在风力发电机和负载之间，加入了一个谐振网络，通过谐振网络对风力发电机的能量进行控制。

（1）风速增加时能量流动分析

当风速变高时，调节谐振网络使得风力发电机尽快匹配上风速，以最快达到当前风速的最高转速，从而提高发电效率。内置谐振网络后风速增大时能量流向如图 2 所示。

图 2　内置谐振网络后风速增大时能量流向图

（2）风速减小时能量流动分析

当风速减小时，风力发电机的转速大于风速，风力发电机会对风做功，这将会产生能量的损失。本文是通过谐振网络里的能量抽取开关抽取风力发电机里的能量使风力发电机的转速和风速相匹配，从而减少风力发电机对风做功来减少能量的流失。内置谐振网络后风速降低时能量流向如图 3 所示。

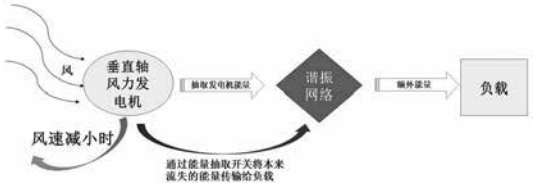


图 3　内置谐振网络后风速降低时能量流向图

综上所述，通过谐振网络里能量抽取开关抽取本应该损失的能量到谐振网络里，再通过谐振网络把这一部分的能量再次传输给负载，从而实现能量的最大化利用，提高发电机效率。

本文设计的高效谐振式风力发电机系统，是在发电机和负载之间增加一个谐振网络，通过网络来进行能量的合理分配。当风速增大的时候，能量流进谐振网络，由网络给负载供电，当风速减小的时候，发电机的转速会大于风速，发电机对风做功损失能量，本文通过谐振网络转移能量使发电机的转速快速降低和风速匹配，从而减小发电机对风做功的能量损失，提高系统发电效率。而常规风力发电机由于没有谐振网络，风力发电机对外做功损耗的能量不可控。

2　风力发电机效率测控系统架构

2.1　系统总体架构

本文建立了一个风力发电机效率测控系统，系统总体架构主要由垂直轴风力发电机系统、谐振网络系统、控制系统、上位机系统以及效率验证系统组成。如图 4 所示，本系统中风力发电机系统的功能是将风能转化为发电机转子的机械能，再将机械能转化为电能，谐振网络系统的功能是实现能量的存储、分配功能，控制系统的功能是利用单片机实现硬件控制，上位机系统的功能是基于 LabVIEW 软件的远程监控与控制以及数据的图形化和存储，效率验证系统实现在有无谐振网络的情况下对风速突然降低时的风能测算。

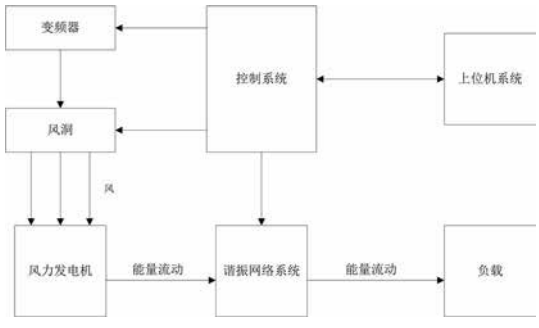


图 4　系统总体框图

2.2 系统硬件架构

本文设计的风力发电机效率测控系统硬件部分，由风速采集系统、功率回路、谐振控制系统、上位机控制终端四部分所组成。如图 5 所示。其中风速采集系统由 PHWS 风速传感器、单片机、485 通信组成。功率回路由变频器、风洞、风力发电机组成。由上位机和变频器的通信协议控制风洞风速的大小，通过风力发电机将风能转换为机械能，再转换为电能。谐振控制系统主要由谐振电感、谐振电容、继电器、单片机、负载组成。电感为固定式 0.5H 磁芯电感，电容选用的是 8 个高耐压的无极性电容。继电器采用的是 2 块 8 路带光耦驱动的继电器模块，总共 16 路继电器。通过控制继电器的开闭来匹配系统的谐振参数以及控制是否接入断开谐振网络。上位机控制终端主要是实现整个系统的测控方案，通过串口将控制指令打包成通信协议发送给下位机进行控制，并且通过查询指令采集数据，进行数据处理以及效率计算。

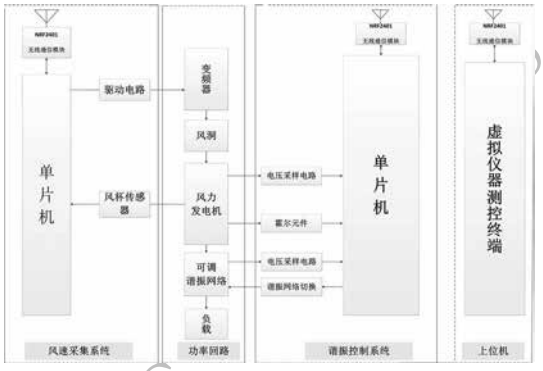


图 5 系统硬件设计框图

2.3 系统软件架构

本文设计的风力发电机效率测控系统软件部分，由通讯协议软件设计、风速采集单片机软件设计、转速采集单片机软件设计、谐振控制系统单片机软件设计、上位机数据处理软件设计所组成。其中通信包括上位机与变频器通信、与谐振控制系统通信、与风速采集系统通信。不同的通信部分包含不同的通信协议。风速采集系统由风杯传感器、单片机、485 通信组成。由风速传感器产生的脉冲信号转换成风速，再由上位机通过通信协议主动查询风速，得到风速值。转速采集系统由霍尔传感器、单片机、串口通信组成。由单片机计霍尔传感器产生的脉冲数再转换成圈数，再由通信协议将转速值打包发送给上位机。谐振控制系统由控制继电器任务、ADC 采集任务、数据打包发送任务、接受命令任务组成。控制继电器任务主要是控制谐振参数和系统是否接入谐振回路。ADC 采集任务主要是采集发电机输出电压以及负载电压。数据打包发送任务主要是将相关信息按照通信协议打包发送给上位机进行数据处理。接受命令任务主要是接受上位机发送的是否接入谐振的命令。上位机数据处理软件主要是定时发送查询命令，接受下位机打包发送的数据包，解析后得到有效数据进行能量计算。

3 上位机数据处理及效率分析

本文设计的上位机数据处理及效率分析软件是借助虚拟仪器编程软件 Labview。上位机设计框图如图 6 所示，本文上位机数据处理主要定时发送查询命令，接收下位机打包数据并解析出下位机传输的风速、转速、负载电压值等，并对原始数据进行存储。效率分析主要从能量方面进行考虑，由电压、负载电阻以及采样率计算。计算是否接入谐振回路两种情况下风速突然降低那一时刻起到风速稳定的那一时刻的能量值，将两种情况下的能量值进行对比分析得到效率。

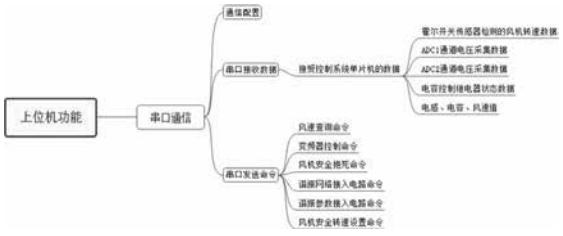


图 6 上位机设计框图

本文的上位机程序架构图如图 7 所示。通过设计状态机转换不同的工作状态来实现上位机数据处理及效率分析。上位机运行后，

首先进行相关配置及初始化，然后进入发送查询命令状态，发出查询命令后进入等待事件触发状态，如果无事件触发则跳至接收处理数据状态，上位机解析处理完后继续跳至发送查询命令状态，如此重复。如果有事件触发则跳至发送相应命令状态，发送相应命令后进入等待事件触发状态，如此重复。

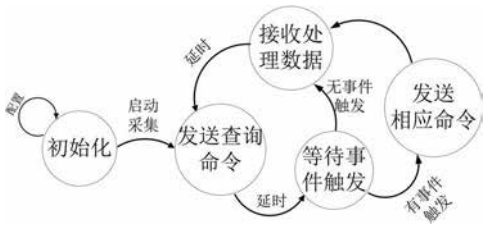


图 7　程序架构图

4　实验步骤与结果

本文中搭建的风力发电机效率测控系统实验步骤可分为如下：

1、配置所需通信的串口参数以及数据的存储路径；

2、点击开始采集按钮

3、配置测定过的最佳谐振参数

4、接入安全抱死系统

5、控制变频器开启风机并测量低风速下的稳态转速以及负载稳态峰值电压。

6、控制变频器使风机风速提升至高风速，发电机输出电压提高。

7、测量无谐振状态。控制变频器降低风速，降低风速的同时开始解析数据包，获得负载电压数据，并开始计算能量。直到负载稳态峰值电压减小至前面测定过的低风速下的负载稳态峰值电压时停止计算，并记录无谐振能量计算次数。

8、最终能量值叠加，得到无谐振状态下的能量总值。

9、控制变频器使风机风速提升至高风速，发电机输出电压提高。

10、测量谐振状态，控制变频器降低风速，降低风速的同时开始解析数据包，获得负载电压数据，并开始计算能量。直到计算次数和无谐振能量计算次数相同时，停止计算。

11、最终能量值叠加，得到谐振状态下的能量总值，并且与无谐振状态下的能量总值进行比较，计算得到效率。

12、重复实验，使数据可以复现，最终验证效率。

将原始数据包和解析得到的风速、转速、电压值以及计算后的能量值进行分类存储。上位机终端图如图 8 所示，labview 构建的图形化操作显示界面，可以方便人们进行测控实验。

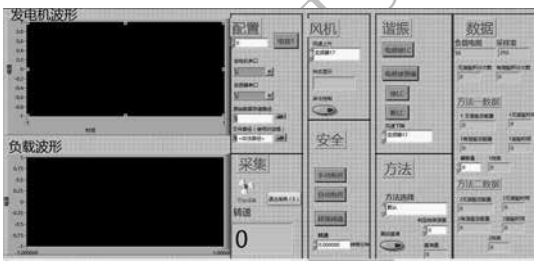


图 8　上位机终端图

首先应构建数据库进行存储分析该风力发电机的 CP 曲线，测试最佳的功率点及所对应的转速。数据存储如图 9 所示，数据统计如图 10 所示。

17风速下，cp曲线	风速	转速	输入电压	输入电流	输出电压	输出电流	功率	固定负载	输入功率
	17	40	2	0.19				10	0.38
	17	54	2.7	0.25				10	0.675
	17	77	9.3	0.34				10	3.162
	17	138	9.9	0.95				10	9.405
	17	238	24	0.76				10	18.24
	17	299	31.8	0.56				10	17.808
	17	315	33.8	0.52				10	17.576
	17	329	35.5	0.5				10	17.75
	17	341	37.1	0.48	13	1.3	16.9	10	17.808
	17	355	39	0.42	12.5	1.25	15.625	10	16.38
	17	375	41.1	0.37	12	1.2	14.4	10	15.207
	17	385	42.5	0.34	11.5	1.15	13.225	10	14.45
	17	390	43.8	0.29	11	1.1	12.1	10	12.702
	17	400	45.2	0.26	10.5	1.05	11.025	10	11.752
	17	405	45.7	0.24	10	1	10	10	10.968
	17	410	46.6	0.19	9	0.9	8.1	10	8.854
	17	410	46.5	0.21	9.5	0.95	9.025	10	9.765
	17	420	48	0.16	8.5	0.85	7.225	10	7.68
	17	430	49.4	0.12	7.5	0.75	5.625	10	5.928
	17	430	49.3	0.14	8	0.8	6.4	10	6.902
	17	435	50.6	0.09	6.5	0.65	4.225	10	4.554
	17	440	51.2	0.07	6	0.6	3.6	10	3.584
	17	440	50.7	0.1	7	0.7	4.9	10	5.07

图 9　数据存储

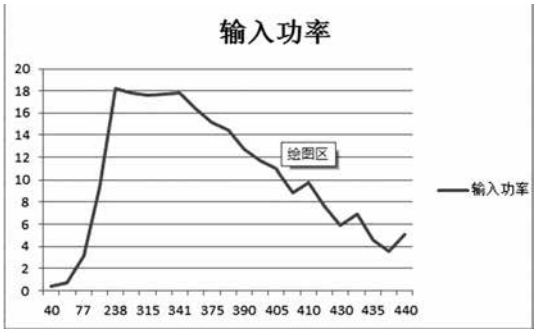


图 10　数据统计

再构建数据库进行最佳谐振参数的存储测定，最佳谐振参数的标准是出现最佳谐振峰。如图 11 所示。

固定负载50频率17-0	电容(uf)	电感(mh)	波形编号	理论频率	实际频率（理论是3倍）	
	40	64.7	7	98.93236	33	99
频率20-0	40	39.8	8	126.1339	42.7	128.1
频率21-0	40	36.8	10	131.1797	44	132
频率22-0	40	29.8	12	145.7748	48	144
频率23-0	40	25.3	13	158.2087	51.23	153.69
频率24-0	40	22.1	15	169.2756	55	165
频率25-0	40	20.5	16	175.7574	58.2	174.6

图 11　最佳谐振参数表

5　结论

本文所述的风力发电机效率测控系统以垂直轴风力发电机为研究对象，通过再负载和发电机之间，加入谐振网络来调节垂直轴风力发电机能量的储存和流向，从而提高垂直轴风力发电机的效率。在本文中得到如下结论：1、在本系统中通过能量抽取开关控制电容和电感连接到谐振回路，将储存在谐振回路的能量转移到电容中取出，实现能量的合理分配。2、通过控制变频器控制风洞产生的风速，实现在各固定风速下发电机自身的 CP 曲线以及最佳谐振参数的测定。3、通过控制风速突变以及是否接入谐振回路来测量有无谐振情况下的能量值，测出发电机发电效率的提升指数。

参考文献：

[1] 宋显成，陈江，杜刚，等．风力翼型参数化方法[J]．南京航空航天大学大学学报，2012，44（3）：301-306.

[2] 董萍，吴婕，杨金明，等．风力发电机组建模研究现状［[J]．太阳能学报．2004，25（5）：612-619.

[3] 焦华超，孙文磊．大型风力发电机叶片在三维旋转状态下的气动特性分析［J］．机械设计与制造，2012，(6)：98-100.

[4] 胡丹梅，田杰，杜朝辉．水平轴风力机尾迹流场 PIV 实验研究［M］．太阳能学报，2007，28（2）：200-206.

[5] 莫蕊瑜，张凯．风电机组旋转风轮对机舱测风影响的分析［J］．重庆大学学报，2015，38（1）：56-60.

[6] 金鑫，巨文斌，任海军，等．H 型垂直轴风力发电机气动分析方法及运行规律研究［J］．太阳能学报，2017，38（10）：2619-2627.

[7] 邓英，周峰，田德，等．不同风湍流模型的风电机组载荷计算研究［J］．太阳能学报，2014，35（12）：2395-2400.

[8] Singh R K，Ahmed M R，Zullah M A，et al. Design of a low Reynolds number air－foil for small horizontal axis wind turbines［J］. Renewable Energy，2012，42（0）：66-76.

[9] Howell R，Qin N，Edwards J，et al. Wind tunnel and numerical study of a small vertical axis wind turbine［J］. Renewable Energy，2010，35（2）：412-422.

[10] Danao L A，Eboibi O，Howell R. An experimental investigation into the influence of unsteady wind on the performance of a vertical axis wind turbine［J］. Applied Energy，2013，107（0）：403-411.

[11] Mcintosh S C. Wind Energy for the Built Environment［D］. University of Cambridge，2009.

[12] Islam M，Fartaj A，Carriveau R. Analysis of the design parameters related to a fixed-pitch straight-bladed vertical axis wind turbine［J］. Wind Engineering，2008，32（5）：491-507.

[13] Ajedegba J O. Effects of blade configuration on flow distribution on flow and power output of a Zephyr vertical axis wind turbine［D］. Thesis. University of Ontario Institute of Technology. Canada，2008.

[14] Danao L A，Edwards J，Eboibi O，et al . A Numerical Investigation into the Influence of Unsteady Wind on the Performance and Aerodynamics of a Vertical Axis Wind Turbine［J］. Applied Energy，2014，116：111-124.

[15] Lam H F，Peng H Y . Measurement of Wake Characteristics of Co-and Counter-Rotating Twin H-rotor Vertical Axis Wind Turbines［J］. 2017，131：13-26

[16] Tai F Z，Kang K W，Jang M H，et al. Study on the analysis method for the vertical-axis wind turbines having Darrieus blades［J］. Renewable Energy，2013，54（0）：26-31.

[17] Mohamed MH. Performance investigation of H-rotor Darrieus turbine with new airfoil shapes［J］. Energy，2012；47：522-30.

某核电厂稳压器液位控制积分饱和问题分析与处理

牛茂龙，于　航，张国军，刘朝鹏，郑军伟

（中广核工程有限公司核电安全监控技术与装备国家重点实验室，广东深圳，518172）

摘　要：介绍了某 CPR1000 核电厂稳压器液位控制扰动试验过程中发生的积分饱和问题，分析得出控制回路中的原设计缺陷是问题产生的根本原因，给出了积分分离和积分限制替代两种抗积分饱和方案，方案经试验验证有效，已在多台 CPR1000 核电机组中应用。

关键词：核电厂；稳压器；液位；控制；积分饱和

Analysis and Solutions for Integral Saturation in the Pressurizer Level Control System at a Nuclear Power Plant

NiuMaolong YuHang ZhangGuojun LiuZhaopeng Zheng Junwei

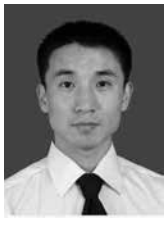
(*State Key Laboratory of Nuclear Power Safety Monitoring Technology and Equipment*, *China Nuclear Power Engineering Co.*, *Ltd.*, *Shenzhen* 518172, *China*)

Abstract: The integral saturation problem of the pressurizer liquid level control system in a CPR1000 nuclear power plant is introduced, and the root cause of the problem is the nonlinear element in the control loop. Two kinds of anti-integral saturation schemes are given in the paper. Because the validity of the schemes are verified, so this method has been applied in many CPR1000 nuclear power plants.

Keywords: nuclear power plant; pressurizer; liquid level; control; integral saturation

0　引言

CPR1000 压水堆核电厂稳压器是对一回路压力进行控制和超压保护的重要设备，主要发挥压力控制、压力保护、一回路冷却剂缓冲箱功能。反应堆功率运行时，稳压器绝对压力在 15.5MPa 附近。随着功率的改变，一回路平均温度在 291.4℃至 310℃之间变化，进而引起一回路冷却剂体积变化，所以稳压器水位也随之变化。稳压器水位过高有可能



作者简介：牛茂龙，2000 年于东北电力学院获得学士学位，现为中广核工程有限公司高级工程师，主要研究方向为核电厂仪控系统调试。E-mail：maolong.niu@163.com

使汽腔太小导致压力调节失效，过低会使电加热器裸露烧毁[1]。因此 CPR1000 核电厂设计了稳压器液位调节系统来稳定稳压器液位，以保证稳压器良好的一回路压力维持功能。

1 控制回路定值扰动试验及积分饱和现象

某 CPR1000 核电厂执行稳压器液位调节系统+5%定值扰动试验时（液位设定值从 50% 阶跃到 55%），随着设定值的变化 RCV046VP 调节阀迅速开大，上充流量和阀门开度保持同步变化。随之稳压器液位上升，调节器入口偏差减小、阀门回关。当上充流量调整到 6m³/h 时，在上充流量控制函数低限的限制下 RCV046VP 开度保持稳定，至此该调节过程符合设计预期。上充流量维持最小流量期间，由于下泄流量一直大于上充流量，稳压器液位持续下降，直至液位下降到 52.3%（比设定值低 2.7%）时，RCV046VP 才开始开大，稳压器液位逐渐回升，稳压器液位测量值再次回到设定值附近时，调节过程接近 90 分钟，液位调节时间明显过长，控制回路抑制液位降低的能力较弱，长时间存在静态偏差。从扰动响应曲线看，即使液位负向偏差很大时（超过 50% 扰动幅值）RCV046VP 仍不能按设计要求及时响应偏差调节，存在明显的积分饱和问题，见图 1。

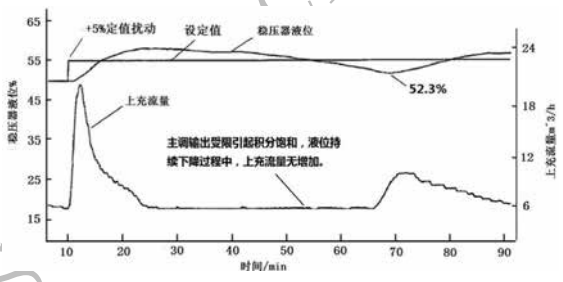


图 1 稳压器液位调节+5%定值扰动试验记录曲线

Fig. 1 +5% set-point step test result of pressurizer level control

2 稳压器液位控制策略

该核电厂稳压器液位调节系统是串级三冲量控制系统[2]，使用定下泄、调上充的控制策略实现液位控制，被调量为稳压器液位测量值，扰动量为下泄流量，调节量为上充流量，执行机构为上充流量调节阀 *RCV*046*VP*。主调节器接受稳压器液位测量值与程序整定值的偏差信号，通过 *PI*1 算法（*Kp*1+*K*1/*S*）与下泄流量求和得出上充流量的设定值，再同上充流量实测值求偏差后经过副调节器 *PI*2 运算（*Kp*2 + *K*2/*S*），得到 *RCV*046*VP* 开度指令，调节一回路上充流量，维持稳压器液位稳定。为防止下泄流冷却剂在下泄孔板处汽化，上充流量指令设置 *F*（*x*）2 限制函数，通过再生式热交换器的上充流量不得小于 6m^3/h 同时为保证上充泵提供的主泵轴封注入水有足够的压头，上充流量不得超过 25.6m^3/h，函数在 6-25.6m^3/h 之间时的斜率为 1。稳压器液位调节原理见图 2。

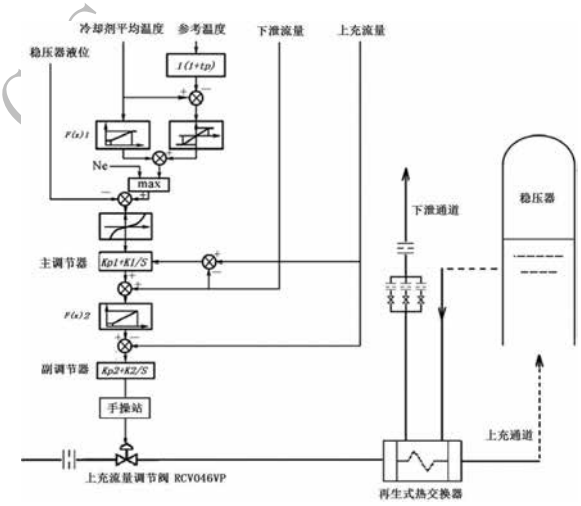


图 2 稳压器液位调节原理图

Fig. 2 Schematic diagram of pressurizer level control

基于图 2 绘制稳压器液位控制框图，如图 3。

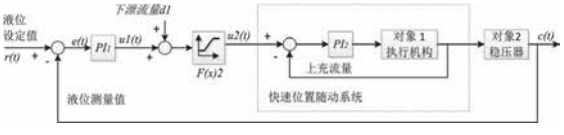


图 3 稳压器液位调节框图

Fig. 3 Flow control block diagram of pressurizer level control

图 3 中，对象 1 是线性对象且响应迅速，

可将被调量为上充流量的副回路视为快速位置随动系统[4]。*DCS* 中 *PID* 控制是一种采样控制，它根据采样时刻的误差 $e(k)$ 来计算控制量 $u(k)$。第 i 个采样周期 T_i 时刻的调节方程为：

$$u1(t) = K_{p1}\left[e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(t)\,dt\right] \quad (1)$$

经过 $F(x)$ 2 限制后的 $u2(t)$ 计算式为：

$$u2(t) = \begin{cases} 25.6..... u1(t)+d1 \geq 25.6 \\ u1(t)+d1..6 u1(t)+d1 25.6 \\ 6..... u1(t)+d1 \leq 6 \end{cases} \quad (2)$$

*PI*1 调节方程离散化后可得调节算法公式：

$$u1(k) = Kp_1 e(k) + K_i \sum_{j=0}^{k} e(j) \quad (3)$$

式中：$K_i = Kp_1 T/T_i$

$e(k)$：第 k 次采样时刻输入的偏差值；

$u1(k)$：第 k 次采样时刻的 *PI*1 的输出值；

$k=0$，1，2，3……。

由式（3）可知积分调节规律是调节器 *PI*1 的输出 $u1(t)$ 与其偏差输入信号 $e(t)$ 随时间的累积成正比。

3 问题原因分析

3.1 调节器积分作用

积分饱和发生的原因通常是由于调节器的运算结果受到系统限幅后，由于控制偏差仍然存在，控制变量逐渐会形成一个很大的积分累积值[5]；当控制偏差反向后，由于存在较大的积分积累值，控制变量需要相当长一段时间才能脱离饱和区回到限制值附近。由比例积分调节器的阶跃响曲线可知：当被调量出现偏差时，积分作用并不立即变化，而是由零开始线性增长。只要偏差信号存在，积分调节器的控制作用就一直增加。只有偏差为零时，积分控制作用才停止变化，这表明系统达到再次稳定时，被调量的偏差必然为零，此时比例作用输出为零，调节器输出全部由积分部分承担，积分控制作用体现在调节过程的后期，比例积分作用调节器阶跃响应曲线见图 4。

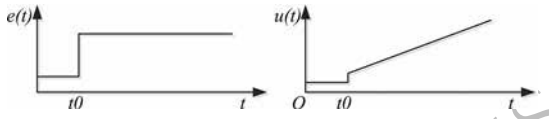


图 4　比例积分作用调节器阶跃响应曲线

Fig. 4　Step response of proportional and integrator regulator

3.2 定值扰动响应推演分析

由图 1 可知，稳压器+5%的阶跃扰动试验中积分饱和现象发生在液位负偏差阶段，即测量值高于设定值时。故下面以-5%的阶跃定值扰动过程做分析。

稳压器液位控制回路在自动调节情况下，液位设定值-5%负向阶跃时，控制回路动作情况分析如下：随着定值扰动-5%的加入，主调节器入口偏差 $e(t)$ 同步变化，主调节器 *PI*1 的输出 $u1(t)$ 和副调节器设定值 $u2(t)$ 会在比例环节的作用下立即相应变化。副回路快速位置随动系统很快调整上充流量与 $u2(t)$ 值相等。随着上充流量的减小，稳压器液位逐渐下降，液位偏差 $e(t)$ 逐渐减小，$u1(t)$ 和 $u2(t)$ 的变化速度减慢。由于受非线性环节 $F(x)$ 2 的限制，当“$u1(t)+d1$”小于 $6m^3/h$ 时，尽管 $u1(t)$ 受积分作用继续减小，但 $u2(t)$ 不再减小，$u2(t)$ 开始与“$u1(t)+d1$”不相等。随着积分项逐渐累积，“$u1(t)+d1$”进入饱和区。当稳压器液位开始下降到设定值以下时，“$u1(t)+d1$”的输出开始回升，但由于积分项的累积值已经很大，“$u1(t)+d1$”还要经过 $t2$ 时间才能脱离饱和区，进回到 $F(x)$ 2 的限制区域内，副回路才会开始响应，上充流量才开始增大，此时液位已严重偏离设定值，使系统出现了严重的超调。图 5 所示（主）控制回路在 $t1+t2$ 这段时间处于积分饱和状态。同理可知，$F(x)$ 2 的上限值 $25.6m^3/h$ 也可能引起控制回路另外一个方向的积分饱和。

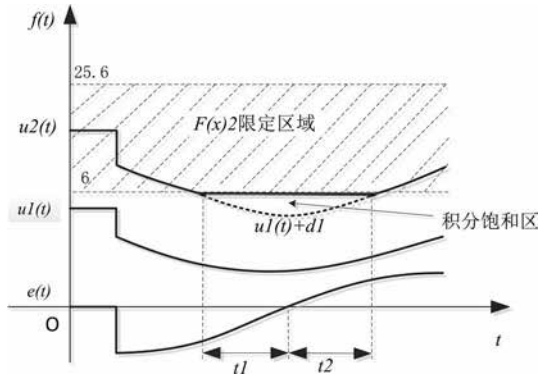


图 5　稳压器液位控制-5%阶跃定值扰动积分饱和示意图

Fig. 5　Sketch diagram of integral saturation in the pressurizer level control system

3.3　控制变量受限分析

在稳压器液位调节系统中，调节阀控制指令变化率远小于 DCS 指令输出的允许变化率（全量程 4-20mA 变化速率不超过 1s）和调节阀执行机构的动作速度（全行程 0-100%在不超过 10s），控制指令计算值不会受到 DCS 指令输出变化率和执行机构动作速度的限制[5]，且实际阀门控制指令也没有达到 4mA 或 20mA 的物理上下限值。

由以上分析，控制变量在整个回路中收到的限制只有非线性环节 F（x）2 一处，因此，该限制是引起该核电厂稳压器液位控制积分饱和问题的根本原因。由以上分析，积分饱和由带有积分作用的调节器 $PI1$ 和非线性环节 F（x）2 的限制共同作用产生，因而可从“调节器 $PI1$ 的积分分离”与“积分限制替代”两方面考虑予以消除。

4　解决方案与验证

根据前文得出的分析结果，可从积分分离和积分限制两个角度设计抗积分饱和方案以解决稳压器液位控制回路积分饱和问题。

4.1　积分分离法

当调节器 $PI1$ 输出 $u1$（t）与下泄流量 $d1$ 的和“$u1$（t）$+d1$”超出 F（x）2 的上下限幅时，通过切除调节器 $PI1$ 积分作用的方法来抑制积分的饱和；当“$u1$（t）$+d1$”回到 F（x）2 上下限幅之内时，调节器 $PI1$ 重新引入积分作用。那么式（3）的 $PI1$ 调节算法引入积分分离可表示为：

$$u1(k)=\begin{cases}Kp_1e(k)\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots u1(t)+d1\geq 25.6\\ Kp_1e(k)+K_i\sum_{j=0}^{k}e(j)\ldots.6u1(t)+d125.6\\ Kp_1e(k)\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots u1(t)+d1\leq 6\end{cases}\tag{4}$$

式中：$K_i=Kp_1T/T_i$；

e（k）：第 k 次采样时刻输入的偏差值；

$u1$（k）：第 k 次采样时刻的 $PI1$ 的输出值。

$k=0$，1，2，3…；

积分分离法抗积分饱和逻辑在 DCS 中实现如图 6：

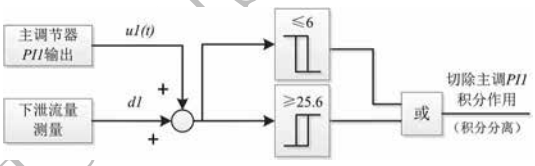


图 6　积分分离法实现逻辑示意图

Fig. 6　Logic of integral separation method for anti-integral saturation

4.2　积分限制替代法

积分限制替代法的原理是用调节器边界限制取代非线性环节 F（x）2 的限制。由于主调节器 $PI1$ 与非线性限幅环节 F（x）2 是互相独立的，可通过数学的方法将 F（x）2 的限制作用由 $PI1$ 实现，当“$u1$（t）$+d1$”超过 F（x）2 的限制区域时，输出值只取其边界值，使“$u1$（t）$+d1$”始终不进入图 5 所示的“积分饱和区”，便从功能上“去除”了控制回路中的非线性环节 F（x）2，从根本上消除了积分饱和。F（x）2 的边界条件可用 $u1$（t）表示为 $6u1$（t）$+d125.6$，将式（1）代入后得下式：

$$6-d1-Kp_1e(t)Kp_1\frac{1}{Ti}\int_0^t e(t)dt25.6-d1-Kp_1e(t)$$

由上式可得积分限制替代法抗积分饱和实现逻辑如图 7，由于 F（x）2 的限制功能已经由调节器替代，故可将 F（x）2 删除。若

调节器包含微分作用，则只需增加虚线部分即可（Δe 为控制偏差）。

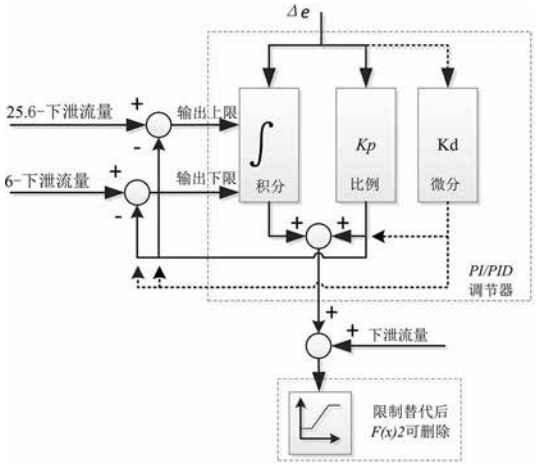
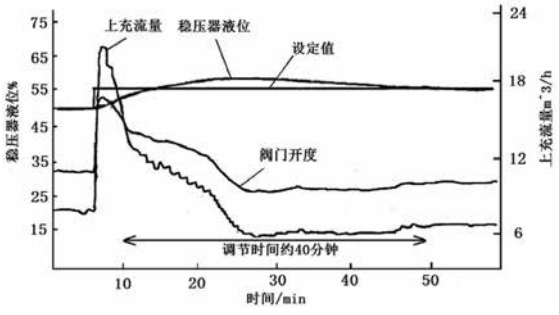


图 7　积分限制替代法抗积分饱和实现原理示意图

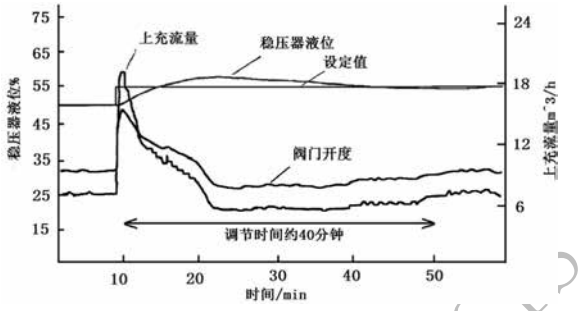
Fig. 7　Schematic diagram of integrator's limits substitution method for anti-integral saturation

4.3　实施验证结果

先后采用积分分离法和积分限制替代法在稳压器液位控制回路中加入抗积分饱和优化设计回路，先后在两台机组进行稳压器液位控制+5%阶跃扰动试验，结果显示，经优化后的调节过程时间均显著缩短，静态偏差均大大减小，动态响应较优化前得到显著改善。试验过程记录见图 8。



（a）为积分分离法优化后响应



（b）为积分限值替代法优化后响应

图 8　优化后的稳压器液位+5%定值扰动试验曲线

Fig. 8　+5% set-point step disturbance test of pressurizer level control after optimization

5　结束语

通过对该核电厂稳压器液位控制存在的积分饱和现象的分析，给出了该类型核电厂解决积分饱和的两种方案，有效抑制了控制回路积分饱和问题，改善了稳压器液位调节系统的动态响应特性，方案已在多台 CPR1000 核电机组进行了应用，均取得了理想效果。文中给出的积分分离法和积分限制替代法可作为控制回路设计、调试过程中一种标准的抗积分饱和优化思路，对于解决调节系统积分饱和问题有普遍的参考价值。

参考文献：

[1] 苏林森，杨辉玉 . 900MW 压水堆核电站系统与设备［M］. 北京：原子能出版社，2005：109-120.

[2] 王峥，串级控制系统积分饱和分析及处理方法［J］. 热力发电，2013，42（11）：153-155.

[3] 高鹏，稳压器水位控制改进研究［J］. 核科学与工程，2006，26（2）：108-112.

[4] 韩沛，基于模糊自适应 PID 的随动系统设计与仿真［J］. 计算机仿真，2012，01.

[5] 杨锦，数字 PID 控制中的积分饱和问题［J］. 华电技术，2008，30（6）：64-67.

基于 DAB-Net 分割网络的地面交通标志识别及应用*

徐佳锋　张志佳[1*]周俊杰[2]杨凯雯[1]王士显[3]

（1. 沈阳工业大学信息学院 沈阳 110870；
2. 奇瑞汽车股份有限公司自动驾驶事业部 芜湖 241000；
3. 沈阳工业大学软件学院 沈阳 110870）

摘　要：无人驾驶汽车的外界环境感知系统是当前一个热门的研究方向。为了解决地面交通标志的多类识别问题，本文采用了轻量化的 DAB-Net 语义分割网络。使用百度无人驾驶挑战赛提供的地面交通标志数据集上的 15 类主要目标进行训练验证，得到的模型分割精度 mIoU 达到 0.753。为了优化检测速度，本文采用了模型量化与多线程优化技术，将多个处理步骤进行并行处理。在输入图像为 1280×360 时，PC 机（1080Ti）的检测速度提高到 133FPS。另外，本文将检测算法部署于 Nvidia Jetson TX2 与 Xavier 嵌入式系统中，在 TX2 和 Xavier 中实现的检测速度分别为 12FPS 和 50FPS。

关键字：地面交通标志识别；DAB-Net；量化加速；嵌入式系统

中图分类号：TP391.41　　**文献标识码：**A

作者简介：徐佳锋，于 2018 年在沈阳工业大学获得学士学位，现为沈阳工业大学硕士研究生，主要研究方向为图像处理与模式识别、计算机视觉。E-mail：2577613186@qq.com

Xu Jiafeng received his B. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2018, now he is a master student of Shenyang University of Technology. His main search interests include image processing and pattern recognition, computer vision.

张志佳（通讯作者），分别于 1996 和 2002 年在东北大学获得学士和硕士学位，2006 年于中科院沈阳自动化研究所获博士学位，现为沈阳工业大学教授、博士生导师，主要研究方向为机器视觉检测、人工智能与模式识别。E-mail：zzjsut@126.com

Zhang Zhijia（Corresponding author），received his B. Sc. degree and M. Sc. both from Northeastern University in 1996 and 2002, and received his Ph. D. degree from Shenyang Institute of Automation Chinese Academy of Sciences in 2006, now he is a professor and Ph. D. supervisor in Shenyang University of Technology. His main search interests include machine vision detection, artificial intelligence and pattern recognition.

* **基金项目：**国家自然科学基金（61540069）资助项目

Recognition and application of ground traffic signs based on DAB-Net segmentation network

Xu Jiafeng[1] Zhang Zhijia[1] Zhou Junjie[2] Yang Kaiwen[1] Wang Shixian[3]

(1. *College of Information Science and Engineering*, *Shenyang University of Technology*, *Shenyang*110870, *China*;
2. *Chery Automobile Co.*, *Ltd. Wuhu*241000, *China*;
3. *College of Software*, *Shenyang University of Technology*, *Shenyang* 110870, *China*)

Abstract: The external environment perception system of driverless cars is currently a hot research direction. In order to solve the problem of multi-class ground traffic sign recognition, this paper uses a lightweight DAB-Net semantic segmentation network. The 15 types of main targets on the ground traffic sign dataset provided by Baidu's Unmanned Challenge are used for training and verification, and the model segmentation accuracy mIoU is 0.753. In order to optimize the detection speed, this paper uses model quantization and multi-thread optimization technology to process multiple processing steps in parallel. When the input image is 1280×360, the detection speed of the PC (1080Ti) is increased to 133FPS. In addition, the detection algorithm is deployed in Nvidia Jetson TX2 and Xavier embedded systems. The detection speeds achieved in TX2 and Xavier are 12FPS and 50FPS respectively.

Keywords: Ground traffic sign recognition; DAB-Net; quantitative acceleration; embedded system

0 引言

近年来，深度学习技术在自动驾驶等许多场景中得到广泛应用[1-2]。基于光学图像的地面交通标志识别方法是现代驾驶辅助系统中重要的组成部分。地面交通标志信息约定了汽车的基本行驶规范。无人驾驶汽车通过实时检测的车道信息、斑马线区域、车道导航箭头信息，将当前路况的信息传入车载计算机，配合 GPS 导航、高精度地图技术与路径决策模块进行相应的路径规划，为无人驾驶的自主导航系统提供控制依据。因此，地面交通标志的识别对于无人驾驶技术的研究具有重要价值与意义。然而目前识别地面的交通标志信息仍然面临巨大挑战，如光照阴影影响、堵车障碍物遮挡以及标志退化都会影响识别的准确性。

深度学习的发展为地面交通标志的功能识别带来较好的应用前景，但是两个因素目前制约了深度学习在地面交通标志识别中的应用。一个是地面交通标志数据集的缺乏，当前以车道线的数据集居多，如图森（tuSimple）数据集[3]、CULane 数据集[4]等，其他地面交通标志的数据集较少；另一个为检测速度问题，当前基于深度学习的检测方法计算量大，在车载嵌入式系统中难以达到实时。综上所述，为达到检测速度与精度的平衡，本文对比了多个轻量化语义分割网络的性能指标，决定采用轻量化 DAB-Net 语义分割网络，在百度无人驾驶挑战赛提供的地面交通标志数据[5]进行训练测试。将网络模型进行量化加速，将算法进行多线程并行处理，提高运行速度，最后再将算法部署于嵌入式系统中。

主要贡献：

（1）本文采用轻量化网络 DAB-Net 作为分割网络，选用百度无人驾驶挑战赛提供的地面交通标志的分割数据集完成地面交通标志的多类检测与识别。经过验证，地面交通

标志的识别的 mIoU 达到 75.3%。

（2）本文利用 TensorRT 工具对网络进行 int8 量化，在 1080Ti 上输入图像大小为 1280×360 时单帧检测时间达到 8ms。同时，本文又设计了多线程程序，将图像读取、输入数据转换、GPU 前向传播处理、输出数据转换、OpenCV 图像后处理等模块进行并行设计，使检测算法在 1080Ti 上达到 133 FPS。

（3）本文将完整的检测算法部署于 TX2 与 Xavier 中。在图像 1280×360 大小时 TX2 设备中检测速度达到 12FPS，Xavier 设备中检测速度达到 50FPS。

1 相关工作

本节介绍地面交通标志检测与识别的相关研究领域状况，分别从地面交通标志识别与实时性语义分割两个方面来介绍。

1.1 地面交通标志识别

现阶段地面交通标志数据集主要以车道线居多，其他地面交通标志的数据集较少。因此，应用深度学习的检测算法也主要以车道线识别为主。其中基于语义分割的地面交通标志识别方法在前端特征提取层通常采用 VGG16[6]、Res101[7] 等大型网络。采用大型网络提升检测精度的同时通常会降低检测速度。为提高检测速度，特征提取网络可以替换成 MobileNet_ v2[8]、Shuffnet[9] 等轻量化网络，同时采用空洞卷积[10]、卷积分解[11]的方法来增加感受野，减少计算量。2017 年 Seokju Lee 等人采用 VPGNet[12] 利用道路的灭点信息作为引导，进行地面交通标志的检测与识别。Xingang Pan 等人采用 SCNN[13] 网络，完成了车道线的分割识别。该网络基于 ReNet[14] 与 MRFNet 网络实现，将传统的卷积连接层（layer-by-layer）转变为片连片的（slice-by-slice）的形式，使得图中像素行与列之间能够传递信息。2018 年 Davy Neven 等人采用 LaneNet[15] 网络对车道线进行分割识别。该方法思路是采用基于 ENet 编解码结构的网络进行车道线分割提取，再用 H-Net 进行透视变换矩阵的估计，将二者进行结合从而得到车道线识别结果。Yuenan Hou 等人采用自注意力蒸馏的方式[16]，使用 ENet、ResNet 作为骨干网络，对分割模型进行改进并在图森数据、CULane 和 BDD100K 多个数据集上验证了算法。Shao-Yuan Lo 等人提出了特征尺寸选择和递减扩张块方法，将改进后的 EDA[17] 网络进行多车道线分类识别。

除了已经实现的车道线检测外、无人驾驶对道路转向标志、停止线、人行道等多类地面交通标志的检测也提出了新的要求。经检索，目前还未见同时对多类地面交通标志识别的深度学习神经网络应用研究成果公开发表。由于语义分割网络在识别精度和识别速度两个方面同时具有较好的表现，本文选用语义分割网络进行多类地面交通标志的实时检测与识别。

1.2 实时性语义分割

实时性语义分割需要在可接受的精度范围内达到较高的检测速度，分割网络常用的提速方法有轻量化深度可分离卷积、空洞卷积、分解卷积、瓶颈结构设计等。ENet[18] 通过使用瓶颈结构降低每层特征图数量，同时使用空洞卷积、分解卷积进一步降低运算量。IC-Net[19] 使用图像的多尺度输入来构成多个分支结构，降低运算量。EDA[20] 网络使用 dense 结构与分解卷积来保证网络性能。ES-Net[21] 是编解码结构的分割网络，通过使用残差模块、深度可分离卷积与卷积分解来保证检测精度与速度。Bisenet[22] 通过提取空间信息与上下文信息进行融合进而提升轻量化网络的分割精度。DAB-Net[23] 使用深度可分离卷积、分解卷积、以及模块堆叠的方式来优化网络。Fast-SCNN[24] 具有双分支结构，使用了深度可分离卷积、pooling 金字塔，再利用双分支结构融合不同深度的特征图信息。

2 方案

本节分别从基础网络、量化方案、多线程方案设计三个方面来介绍地面交通标志识

别算法的整个流程。

2.1 基础网络

地面交通标志的识别需要较高的实时性，因此对模型精度与速度之间的平衡有较高的要求。本文对比了多个实时性语义分割网络的性能，最终选用 DAB-Net 网络进行实验。DAB 模块如图 1 所示，DAB-Net 网络结构如图 2 所示。首先将原图像进行三次 3×3 的卷积特征提取，随后进行一次下采样，再将特征图输入至 DAB-1 模块进行浅层特征提取，经过下采样模块后，再将特征图输入至 DAB-2 模块中进行深层特征提取。通过 1×1 卷积特征融合的方式，输出 1/8 原图大小的分割结果，最后采用线性插值上采样的方式恢复至原图分辨率得到最终的分割结果。考虑到卷积运算量与参数量大小，该网络的卷积方式设计为轻量化深度可分离卷积，在保证特征提取效果的同时，又能兼顾运算速度。DAB 模块采用了分解卷积，将 3×3 的卷积替换为 1×3 和 3×1 的卷积方式，又采用了尺度为［4，4，8，8，16，16］的空洞卷积来提高感受野，进一步减小了参数量、提高了计算速度。为增加网络特征提取能力，DAB-1 模块中将每一个 DAB 模块进行 3 次堆叠，同时采用 concate 方式将浅层特征与深层特征进融合。DAB-2 模块中将每一个 DAB 模块进行 6 次堆叠，也采用 concate 方式进行特征融合。DAB-Net 网络结构细节如表 1 所示。

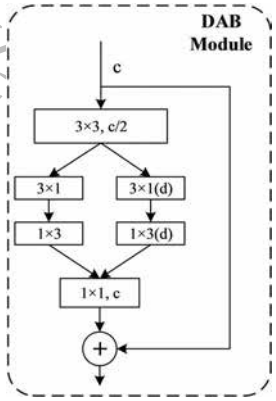


图 1 DAB 模块

Fig. 1 DAB Module

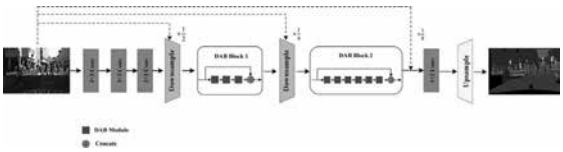


图 2 DAB-Net 网络结构

Fig. 2 DAB-Net

经过以上轻量化方案的改进，DAB-Net 仅拥有 0.76M 的参数量。未采用任何预训练数据集，在 Cityscapes test 数据集上，达到 70.1% Mean IoU，在输入图像为 512×1024 大小的情况下，检测速度达到 104 FPS（1080Ti），在速度与精度上拥有较好的效果。

表 1 DAB-Net 网络结构细节

Table 1 DAB-Net details

Layer	Operator	Mode	Channel	Output Size
1	3×3 Conv	Stride 2	32	256×512
2	3×3 Conv	Stride 1	32	256×512
3	3×3 Conv	Stride 1	32	256×512
4	Downsample	-	64	128×256
5-7	3×DAB Module	Dilated 2	64	128×256
8	Downsample	-	128	64×128
9-10	2×DAB Module	Dilated 4	128	64×128
11-12	2×DAB Module	Dilated 8	128	64×128
13-14	2×DAB Module	Dilated 16	128	64×128
15	1×1Conv	Stride 1	256	64×128
16	Bilinear interpolation	×8	19	512×1024

本文首先在 Cityscapes 上进行模型训练，将得到的模型用于分割地面区域。另外重新制作地面标志数据集，将百度的地面标志数据进行重新标定，增加地面区域的类别。最后将修改后的百度地面交通标志数据集用于训练，最终完成地面交通标志的分割识别。

2.2 量化

完成训练后得到的模型为 32 位模型，为了优化检测速度，本文通过 KL 散度优化算法将 32 位模型量化至 8 位模型来减少计算量。KL 散度是衡量近似分布带来的信息损失，通

过不断改变预估分布的参数，可以得到不同的 KL 散度的值。在某个变化范围内，KL 散度取到最小值的时候，对应的参数是最优参数。量化优化算法已集成于 Nvidia TensorRT 工具中，本文将采用 TensorRT-5.0 工具对模型进行量化。

2.3 多线程方案设计

若串行算法为顺序执行，如图 3 某一帧横向处理流程所示，依次为读取图像数据、数据输入转换、GPU 前向传播计算、数据输出转换、OpenCV 图像后续处理等。若将算法顺序执行，会降低 GPU 的利用率，额外耗费读图以及数据处理的时间。为了优化掉额外的开销，本文采用多线程流水化计算将算法并行化，最后算法的整体耗时只取决于算法中最耗时的部分（GPU 前向传播运算的时间）。为了全面利用计算机硬件资源，本文将算法进行多线程并行设计。完整的并行算法流程如图 3 所示，其中数据输入转换是将图像数据转换为单行的浮点数据，再输入至 GPU 前向传播完成计算。完成前向传播后，将输出的浮点型数据进行转换恢复至图像标签。再通过 OpenCV 图像处理工具对每个标签进行后续处理，可利用开运算闭运算平滑分割结果的边缘并去除空洞。

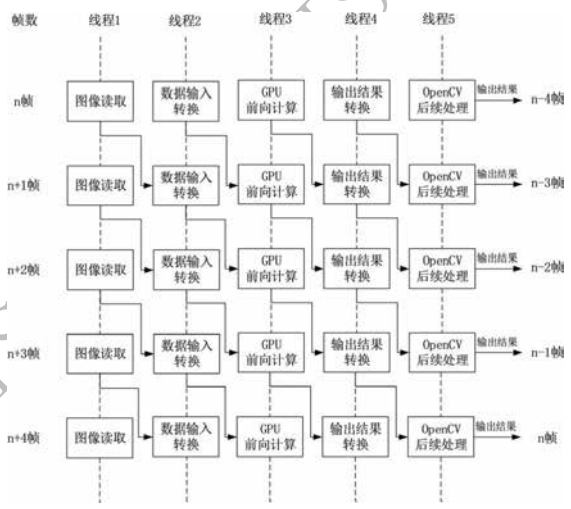


图 3 多线程设计方案

Fig. 3 Multi-threaded design

该算法可分解为 5 个任务，因此分配 5 个线程，每个线程执行单独的任务，当前时刻每个任务的数据输入来源于前一时刻的数据输出。取 GPU 前向传播运算时间作为最小的循环周期，读图、数据输入处理、数据输出处理、Opencv 后续处理将被包含于 GPU 运算耗时的时间内。任务 1、任务 2、任务 4、任务 5 等待于任务 3 的执行，每次任务 3 开始执行时，发送信号唤醒其他任务开始执行。由于任务 1、任务 2、任务 4、任务 5 的耗时小于任务 3，所以任务 3 执行完毕后，其他任务早已执行完毕并处在等待的状态。另外通过线程同步信号唤醒其他等待的线程来达到线程的同步。当前时刻的数据输入来源于前一时刻与前一状态的数据输出，通过延迟 4 帧的数据输出达到并行算法优化加速的目的。方案的时序图如图 4 所示。

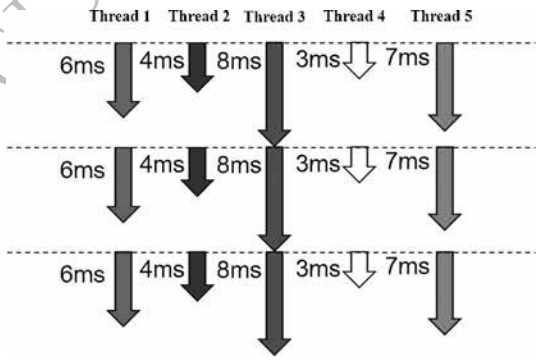


图 4 多线程方案时序图

Fig. 4 Multi-threaded program timing diagram

2.4 嵌入式算法移植

本节将量化后的模型以及多线程的算法优化方案部署于嵌入式系统中，嵌入式设备分别为 NVIDIA 的 TX2 与 Xavier，硬件性能如表 2 所示。嵌入式设备软件版本为 JetPack4.2，包含了 Ubuntu 系统，方便开发与部署应用。

表 2　嵌入式设备性能参数

Table 2　Embedded device performance parameters

	Jetson TX2	Jetson AGX Xagiver
GPU	NVIDIA Pascal" architecture with 256 NVIDIA CUDA cores 1.3 TFLOPS (FP16)	NVIDIA Volta" architecture with 512 NVIDIA CUDA cores and 64 Tensor cores 11 TFLOPS (FP16) 22 TOPS (INT8)
CPU	Dual-core Denver 2 64 - bit CPU and quad-core ARM A57 Complex 2.0Ghz	8-core ARM v8.2 64-bit CPU, 2.0Ghz 8MB L2+ 4MB
DLA	无	5 TFLOPS (FP16] 10 TOPS (INT8)
Memory	8 GB 128-bit LPDDR4	16 GB 256-bit LPDDR4x 2133MHz-137GB/s

3　实验

本节将介绍实验的数据集、实验参数设置以及实验结果。

3.1　数据集

针对语义分割模型的评价标准常采用 Cityscapes 数据集进行验证，Cityscapes 数据集中包含地面区域的类别。本文先在 Cityscapes 数据集上进行预训练，将得到的分割模型对百度地面交通标志数据集进行地面区域分割识别，进一步合并地面的分割结果和地面交通标志数据集的原标签，得到含有地面区域类别的新数据集用于最终训练。

3.1.1　Cityscapes 数据集

Cityscapes[25] 是用于城市街景场景理解的数据集，由 40 类目标组成，图像大小为 1024×2048。其中只有 19 类目标具有细标注数据。数据集包含 5000 张高质量精细标注的图像数据与粗略标注的 2 万张图像数据，其中 5000 张细标注数据被划分为 2975 张训练数据、500 张验证数据、1525 张测试数据。实验中本文选用包含 19 类目标的 5000 张细标注数据中的 2975 张数据用于训练、500 张数据用于验证。

3.1.2　百度地面交通标志数据集

该数据集来源于百度 AI Studio 项目的无人驾驶挑战赛数据[5]。数据采集于北京和上海两个不同的城市，其交通场景包含了绝大多数的道路标志。在整个数据集中，标注了 33 个类别。33 个类别为细分类别，如单黄线、双黄线、单白线等均为车道线。本节将数据集中的 33 类目标进行部分合并，形成 15 类目标用于训练（如表 3），主要包含车道线、停止线、斑马线、导航转向标志及其他地面交通标志。所有的车道线标注都是在三维点云上完成并投影到二维图像上。数据集图像大小为 3384×1710，包含 10959 张训练数据（有标签）、999 张测试数据（无标签）。由于图像过大，且地面交通标志的区域集中在（500-2800，700-1300），所以在数据集图像中裁剪出（500-2800，700-1300）ROI 区域作为训练数据，则输入图像的大小为 2300×600。

3.2　实验参数设置

本文运行实验的平台环境为 1080Ti GPU、CUDA10.0 、cudnn v7 和 pytorch 组成的框架。实验中采用了随机下降梯度（SGD）的优化方法（batch size 为 8、动量为 0.9、权重衰退为 0.0001）和二项式衰减策略（初始化学习率为 0.045、动量为 0.9、损失函数选用 ohem 交叉熵损失[26] ）。所有实验中，本文未采用任何数据进行预训练。将训练数据集剔除过度曝光的图像，等间隔地选取 982 张图像作为 val，其余 8834 张图像作为 train。输入图像大小为 2300×600，数据预处理部分，本文将输入图像的缩放尺度设置为 {1.0，0.8，0.65，0.5，0.4，0.3}，同时使用了水平镜像翻转、去均值、随机位置裁剪等。在最大迭代次数设置为 1000epochs 时，单次训练时间约为 170 hours。

3.3　实验结果

本节在台式机 1080Ti GPU 上进行训练测

试、量化、多线程并行优化部署，再将算法部署于 TX2 与 Xavier 设备中，记录实验结果。

3.3.1 1080Ti 平台实验结果

基于 DAB-Net 网络，在融入地面区域的百度地面交通标志数据集上经过 1000epochs 训练后，将得到的模型用于 val 数据集验证，得到分割结果如表 3 所示，val mIoU 精度达到 0.753。其中地面区域与车道线区域的 mIoU 值较高、Parking 停车位与 Turn round 掉头转向的 mIoU 较低，原因是数据集中 Parking 停车位与 Turn round 掉头转向等类别的数据量较少、导致识别精度较低。各类标签的颜色如图 5 所示。

表 **3** 地面交通标志 Val 数据集验证结果

Table 3 Ground traffic sign Val dataset verification results

ID	0	1	2	3	4	5	6	7
Class	Background	Lane	Guide	Stopline	Chevron	Parking	Zebra	Turn round
IoU	0.86	0.81	0.71	0.68	0.77	0.51	0.79	0.52
ID	8	9	10	11	12	13	14	
Class	Others	Go straight	Go straight Turn left	Go straight Turn right	Turn left	Turn right	Ground	mIoU
IoU	0.72	0.76	0.78	0.82	0.82	0.79	0.90	0.753

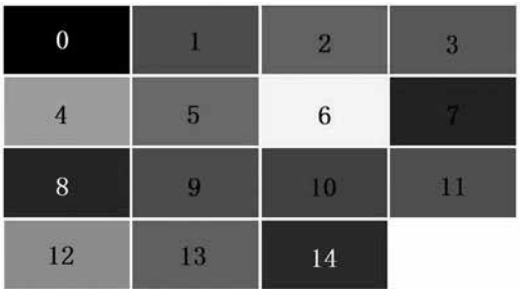


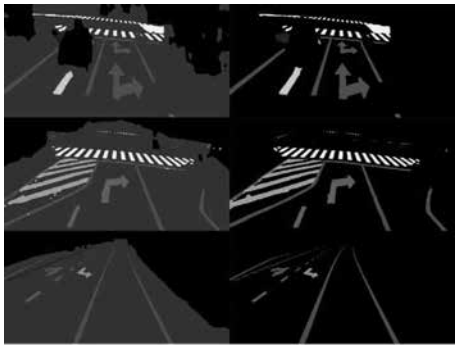
图 5 各类别标签颜色

Fig. 5 Color of each category label

实验的分割结果如图 6 所示。其中（a）为输入的图像。本文对原图像 3384×1710 剪裁（500-2800，700-1300）ROI 区域进行检测，则实际输入图像大小为（2300×600）。图（b）为原地面交通标志标签与可行驶地面区域的合成标签。由于 Cityscapes 数据集与百度地面交通标志数据集图像有偏差，利用模型对地面可行驶区域的标定结果未经过人工核实（标注结果不准确），将合成数据引入训练后可能会造成地面区域的识别误差，根据地面区域的识别结果可进行取舍。图（c）是利用模型得到的分割结果。图（d）是将地面区域去除，只保留地面交通标志的分割结果。

（a）原图 （b）标签

（a）Img （b）label



（c）分割结果 （d）地面交通标志

（c）Segmentation result （d）Ground traffic sign

图 6 地面交通标志分割结果

Fig. 6 Ground Traffic Sign Segmentation Results

由于输入图像大小为 2300×600，图像数据仍过大，优化后 GPU 前向传播计算难以达到 10ms 以内。为了进一步加速，考虑到 720p 标准高清图像大小为 1280×720，检测区域占整幅图像的一半区域，本文将输入图像通过剪裁调整为 1280×360，此时模型的复杂度为 9.3GFops。模型量化后，数据输入经过 GPU 的前向传播计算后，速度对比如表 4 所示。未量化与量化后速度从 8ms 减少到 6ms。其中 1080Ti 的 FP32 计算能力为 11.3 TFlops。

表 4　量化后性能对比

Table 4　Performance comparison after quantization

输入图像大小	Float32（ms）	Int8（ms）	GFops
1280×360	8	6	9.3G

在进行多线程并行优化时，分配 5 个线程单独执行每个任务，将每个任务的执行时间进行记录，如表 5 所示。其中 PC 为台式机（GPU 为 1080Ti 、CPU 为 8700K、主频为 4.2Ghz）。串行执行的总时间为各步骤相加之和，使用并行优化后能将时间缩短到单任务中的最长时间。通过并行多线程优化，将算法在台式机上从 40FPS 提高至 133FPS（单帧检测时间约为 7.5ms）。

3.3.2　TX2 与 Xavier 平台实验结果

本文又将台式机平台上的完整算法部署于 TX2 与 Xavier 平台进行了测试。其中，TX2 与 Xavier 平台计算能力如表 2 所示。TX2 不支持 Int8 计算方式，仅支持 Float32 位与 Float16 位，因此使用 TensoRT 的 16 位推理模式进行推理。Xavier 同时支持 Float32、Float16、Int8 推理模式，在 Xavier 平台上使用 TensoRT 的 8 位推理模式进行推理，实验结果如表 5 所示。TX2 与 Xavier 平台内 ARM 内核主频约为 2.0Ghz，因此在 CPU 任务的处理时间上相差不大。TX2 与 Xavier 平台内 GPU 设备资源存在差异，在 GPU 前向传播耗时方面，Xavier 为 20ms、TX2 为 80ms。采用多线程并行算法加速后，TX2 平台的检测帧率从 10.6FPS 提升至 12.5FPS，Xavier 平台从 27FPS 提升至 50FPS。

表 5　算法串行与并行性能对比

Table 5　Algorithm serial and parallel performance comparison

步骤	PC 串行（耗时 ms）	PC 并行（耗时 ms）	TX2 串行（耗时 ms）	TX2 并行（耗时 ms）	Xavier 串行（耗时 ms）	Xavier 并行（耗时 ms）
读取图像	6.2	5.2	8	8	5	7
输入数据转换	3.3	4.1	3	3	3	2
GPU 前向传播	6.8	7.5	70	80	18	20
输出数据转换	2.1	6.1	5	6	3	2
OpenCV 处理	6.6	7.0	8	18	7	8
总耗时 ms	25	7.5	94	80	36	20
帧率 FPS	40	133.3	10.6	12.5	27	50

表 5 结果表明，有效地利用平台资源、采用量化与多线程并行优化方法后能够有效的提高算法的运行速度。

4　结论

为了实现多类目标的检测与识别，同时

提高其精度与速度，本文采用了轻量化的 DAB-Net 语义分割网络在百度无人驾驶挑战赛提供的地面交通标志数据集上进行训练验证，分割与识别的 mIoU 精度达到 0.753，在 PC 机器上 1280×360 大小图像的检测速度达到 40FPS，实现了 15 类地面交通标志的检测与识别。为了进一步提高速度，本文又采用了模型量化与多线程优化技术，将多个处理步骤进行并行处理，将检测速度提高到 133FPS。最后将检测算法部署于 TX2 与 Xavier 嵌入式系统中，其中 Xavier 设备中的检测速度达到 50FPS。本文进行了完整的方案设计与实现，对进一步的应用具有较好的参考价值。

参考文献：

[1] Liu L, Ouyang W, Wang X, et al. Deep learning for generic object detection: A survey [J]. International Journal of Computer Vision, 1809: 1-58.

[2] 吴天舒，张志佳，刘云鹏，et al. 结合 YOLO 检测和语义分割的驾驶员安全带检测 [J]. 计算机辅助设计与图形学学报，2019，31（01）：128-133.

[3] The tuSimple lane challange, http://benchmark.tusimple.ai/

[4] CULaneDatasets, https://xingangpan.github.io/projects/CULane.html

[5] 无人车车道线检测挑战赛，https://aistudio.baidu.com/aistudio/competition/detail/5

[6] Simonyan K, Zisserman A. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition [J]. arXiv preprint arXiv: 1409.1556, 2014.

[7] He K, Zhang X, Ren S, et al. Deep Residual Learning for Image Recognition [C]. 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). IEEE Computer Society, 2016.

[8] Sandler M, Howard A, Zhu M, et al. Mobilenetv2: Inverted residuals and linear bottlenecks [C] // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 2018: 4510-4520.

[9] Zhang X, Zhou X, Lin M, et al. Shufflenet: An extremely efficient convolutional neural network for mobile devices [C] //Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 2018: 6848-6856.

[10] Yu F, Koltun V, Funkhouser T. Dilated residual networks [C] //Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition. 2017: 472-480.

[11] Ding X, Guo Y, Ding G, et al. Acnet: Strengthening the kernel skeletons for powerful cnn via asymmetric convolution blocks [C] //Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. 2019: 1911-1920.

[12] Lee S, Kim J, Shin Yoon J, et al. Vpgnet: Vanishing point guided network for lane and road marking detection and recognition [C] //Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. 2017: 1947-1955.

[13] Pan X, Shi J, Luo P, et al. Spatial as deep: Spatial cnn for traffic scene understanding [C] // Thirty-Second AAAI Conference on Artificial Intelligence. 2018.

[14] Visin F, Kastner K, Cho K, et al. Renet: A recurrent neural network based alternative to convolutional networks [J]. arXiv preprint arXiv: 1505.00393, 2015.

[15] Neven D, De Brabandere B, Georgoulis S, et al. Towards end-to-end lane detection: an instance segmentation approach [C] //2018 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV). IEEE, 2018: 286-291.

[16] Hou Y, Ma Z, Liu C, et al. Learning lightweight lane detection cnns by self attention distillation [C] //Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. 2019: 1013-1021.

[17] Lo S Y, Hang H M, Chan S W, et al. Efficient dense modules of asymmetric convolution for real-time semantic segmentation [M] //Proceedings of the ACM Multimedia Asia on ZZZ. 2019: 1-6

[18] Paszke A, Chaurasia A, Kim S, et al. Enet: A deep neural network architecture for real-time semantic segmentation [J]. arXiv preprint arXiv: 1606.02147, 2016.

[19] Zhao H, Qi X, Shen X, et al. Icnet for real-time semantic segmentation on high-resolution images

[C] //Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV). 2018: 405-420.

[20] Lo S Y, Hang H M, Chan S W, et al. Efficient dense modules of asymmetric convolution for real-time semantic segmentation [M] //Proceedings of the ACM Multimedia Asia on ZZZ. 2019: 1-6

[21] Wang Y, Zhou Q, Xiong J, et al. ESNet: An Efficient Symmetric Network for Real-Time Semantic Segmentation [C] //Chinese Conference on Pattern Recognition and Computer Vision (PRCV). Springer, Cham, 2019: 41-52.

[22] Yu C, Wang J, Peng C, et al. Bisenet: Bilateral segmentation network for real-time semantic segmentation [C] //Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV). 2018: 325-341.

[23] Li G, Yun I, Kim J, et al. Dabnet: Depth-wise asymmetric bottleneck for real-time semantic segmentation [J]. arXiv preprint arXiv: 1907.11357, 2019.

[24] Poudel R P K, Liwicki S, Cipolla R. Fast-SCNN: fast semantic segmentation network [J]. arXiv preprint arXiv: 1902.04502, 2019.

[25] Marius Cordts, Mohamed Omran, Sebastian Ramos, Timo Rehfeld, Markus Enzweiler, Rodrigo Benenson, Uwe Franke, Stefan Roth, and Bernt Schiele. The cityscapes dataset for semantic urban scene understanding. 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), pages 3213-3223, 2016.

[26] Shrivastava A, Gupta A, Girshick R. Training region-based object detectors with online hard example mining [C] //Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition. 2016: 761-769.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

CPR1000 核电机组安全级 DCS 设备驱动卡回路自动检测仪开发及应用

赵　建，马志昕

（中广核工程有限公司 深圳）

摘　要：在 CPR1000 核电机组安全级 DCS 设备驱动卡件进行操作时，特别是电磁阀类型的驱动卡件，需要经过一系列的繁琐测量步骤。操作过程由于存在接线繁多交错、表笔裸露易短接、各测量步骤多且易缺漏、仪表使用不规范等大量人因失效问题，极易导致设备驱动卡件烧毁。本文设计开发了一种设备驱动卡回路自动检测仪，可实现设备驱动卡件的快速操作，过程简单便捷，结果精确高效，降低传统卡件操作中繁杂的操作步骤带来的人因失效风险，可适用于 TXS、MELTAC-N-PlusR3、FirmSys 等安全级 DCS 平台，并已成功应用于岭澳二期、阳江核电一期、红沿河核电一期、红沿河核电二期等核电机组，为核电工程人员提供了一种安全高效的仪器设备。

关键词：安全级 DCS 设备驱动卡件；人因失效；多平台适用性

Research and application ofautomatic device for safety level DCS interface cards in CPR1000 Nuclear power plant

Zhao Jian，Ma Zhi Xin

（*China Nuclear Power Engineering CO. LTD Shenzhen*）

Abstract: During the operation of the interface cards of the safety level DCS equipment in CPR1000 nuclear power plant, especially the interface cards of solenoid valve type, a series of tedious measurement steps are required. In the operation process, due to a large number of human failure problems, such as numerous and staggered wiring, probes exposed and short-circuit, measurement steps many and easy to be missed, and nonstandard use of instruments, it is very easy to cause the interface

作者简介：赵建，2012 年于山东大学获得学士学位，现为中广核工程有限公司调试工程师，主要研究方向为核电站控制系统、通讯技术以及核级仪表。E-mail：653340970@qq.com

Zhao Jian received his B. Sc. degree in 2012 from Shandong university, now he is Commissioning Engineer in China Nuclear Power Engineering CO. LTD. His main research interests include DCS in nuclear power plant, communication technology and nuclear instrumentation.

cards to burn. This paper designs and develops an automatic device for the interface cards, which can realize the fast operation of interface cards, the process is simple and convenient, the measurement is accurate and efficient, and can reduce the risk of human factor failure caused by complicated operation steps in traditional interface cards operation. It can be applied to TXS, Meltac-n-plusR3, FirmSys and other safety DCS platforms, and has been successfully applied to Ling'ao phase II, Yangjiang Nuclear Power Plant Phase I, and phase I/II of Hongyanhe Nuclear Power Plant. It provides one kind of safe and efficient instrument for nuclear power engineers.

Key words: Interface cards of safety DCS equipment; Anti human cause ; Multi platform applicability

0 引言

CPR1000 核电机组采用安全级 DCS 设备驱动卡件直接驱动核安全相关设备，保证核电机组满足纵深防御、单一故障、独立性、优选功能等安全设计准则。该设备驱动卡对工作回路各项电气参数要求较高，异常时极易引起卡件烧毁。因此在工程应用过程中，如何避免由于人因因素导致的卡件烧毁至关重要。

基于安全级 DCS 设备驱动卡和就地设备特点，在卡件常规操作过程需要用到信号发生器、万用表等仪器，进行交直流电压、绝缘阻值测量、回路阻值、回路极性等数据测量，其接线方式繁杂、操作过程繁琐，容易出现误操作、漏操作等人因失效问题，引发卡件烧毁。

本文针对上述问题，设计开发了一种设备驱动卡回路自动检测仪，具有功能全面、准确性高以及操作方便等优点，可实现卡件重要参数的一键获取，在保障数据准确性前提下，高质高效的实现了批量化操作驱动卡的目标。

1 测量原理简介

根据核电站 DCS 控制系统功能，可以将整个 DCS 控制系统分为 4 层：

LEVEL0——现场控制层：主要包括以执行器和变送器为主的现场设备；

LEVEL1——过程控制层：主要包括反应堆保护系统、功率控制系统、汽机控制系统、堆内测量等控制和采集系统等功能的实现；

LEVEL2——操作控制层：主要包括放置于主控室、远程停堆站等控制室的人机交互设备和相关的数据处理设备；

LEVEL3——管理层：主要包括电站信息系统、应急处理系统等等，为第三方控制接口以及管理层。

安全级 DCS 设备驱动卡件处于 LEVEL1 与 LEVEL0 的接口位置，即安全级 DCS 控制指令出口与就地设备的接口。控制指令由处于 LEVEL1 层的设备驱动卡件发出，经过控制电缆送到处于 LEVEL0 的执行机构。

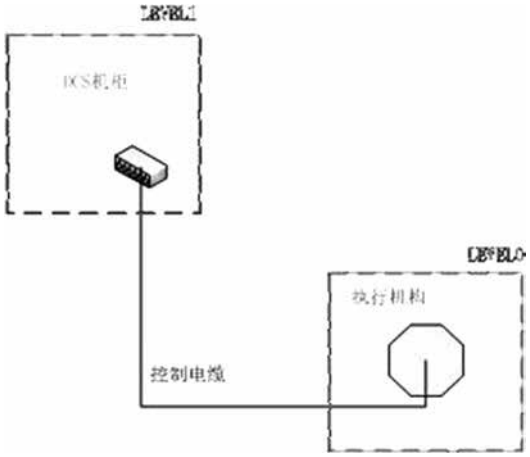


图 1.1 DCS 设备驱动卡示意图

Fig. 1.1 Schematic diagram of DCS interface cards

以带有二极管的就地设备为例，在这个结构中，DCS 设备驱动卡件与就地设备的连接可以抽象出如下图的电气原理图。

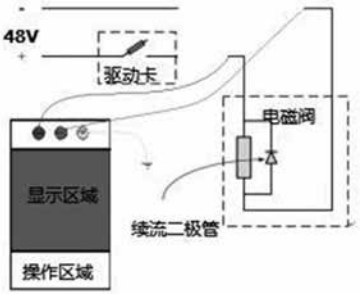


图 1.2　DCS 设备驱动卡检测示意图

Fig. 1.2　DCS interface cards detection diagram

将 DCS 设备驱动卡件接口处控制电缆断开，用测试装置接入驱动回路，在不同测量模式下测量就地设备驱动回路的电气特性，所得各项电测参与与预设标准值进行比对，并自动判断是否满足卡件工作要求。

“操作设备驱动卡”的目的是检查就地设备驱动回路的各项电气参数（如电压、绝缘阻抗、极性、负载阻抗等）满足设备驱动卡的工作条件，避免因环境异常导致卡件受损，主要分以下部分进行检测。

STEP 1：测量交流电压值，确保回路中无异常串入交流电，避免卡件操作时损坏卡件；

STEP 2：测量直流电压值，确保回路中无异常串入直流电，避免卡件操作时损坏卡件；

STEP 3：测量对地阻抗，确保回路无异常接地，避免卡件操作后出现接地故障。

STEP 4：检测二极管极性，确保就地设备二极管无异常反接，避免卡件操作时损坏卡件；

STEP 5：测量负载阻抗，确保就地设备与 DCS 之间的连接正常且负载正常，避免卡件操作时损坏卡件；

STEP 6：操作卡件使其处于运行状态。

2　系统设计及实现

本文设计的自动检测仪，利用嵌入式芯片对驱动回路状态进行检测，包含了 DCS 驱动卡件回路中外部电源、回路阻抗、对地绝缘性以及极性等重要参数，经过逻辑判断后再输出显示判断结果。

2.1　装置构架设计

自动检测仪的基本架构如图所示，分为信号采集、功能切换、算法判断、结果输出四部分：

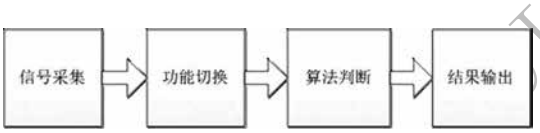


图 2.1.1　装置架构图

Fig. 2.1.1　Device architecture diagram

在安全级 DCS 驱动卡实际使用过程中需要满足下述初始条件：DCS 与被驱动设备间电缆正负端绝缘情况良好；被驱动设备回路电阻满足要求，无短路、断路情况；整个驱动回路未串入其他不明交、直流电压。根据以上具体需求，该装置功能架构如图所示。

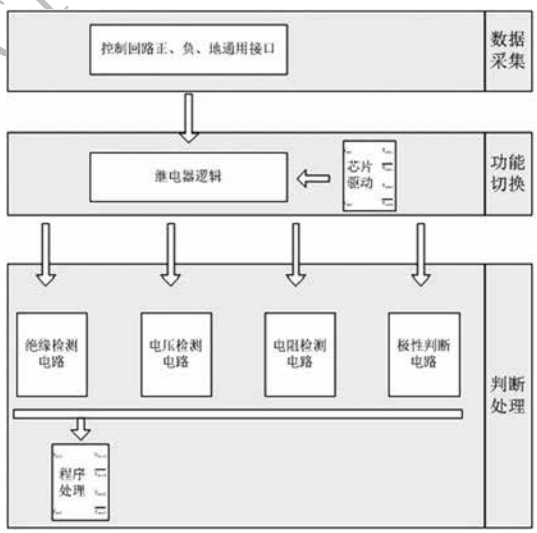


图 2.1.2　装置功能构架图

Fig. 2.1.2　Device functional architecture diagram

2.2　电路设计

基于对上述功能的需求，开展安全级 DCS 设备驱动卡回路自动检测仪的构架设计，以及电压检测电路、绝缘检测电路、极性检测电路等进行详细设计。其功能原理图见图 2.2.1：

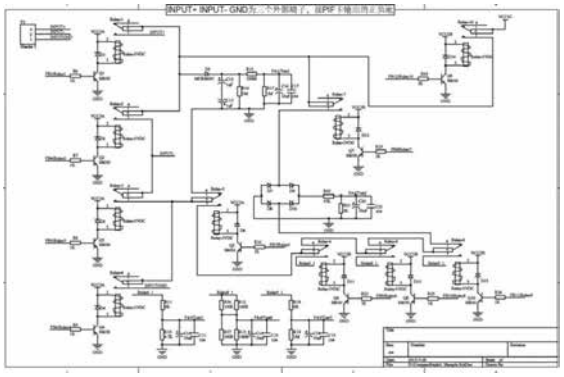


图 2.2.1　主功能原理图

Fig. 2.2.1　Schematic diagram of main functions

1）交流峰值测量回路

交流峰值测量电路，用来测量串入电磁阀控制回路中非预期的交流电压，测量范围为 0-300VAC。该回路利用电阻通过单项导通的二极管将交流电压负半波电压滤除，实现稳定高效检测是否存在交流电，满足工程需求。

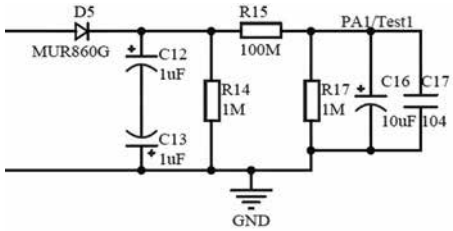


图 2.2.2　交流电压测量电路图

Fig. 2.2.2　AC voltage measurement circuit diagram

2）直流检测回路

直流检测回路利用整流桥实现防反接烧坏电路，无论是电压从正向输入还是反向输入，均可保持测试端的电压为正，便于测量。该电路可测 0-60VDC 电压，根据工程实际情况，串入的非预期直流电压多为 48VDC 控制电压或 24V 仪表电压，0-60VDC 的测量范围能够满足工程需求。

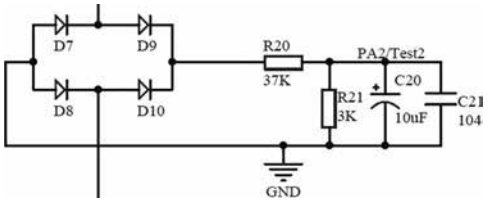


图 2.2.3　直流电压测试量电路图

Fig. 2.2.3　DC voltage measurement circuit diagram

3）绝缘性测量电路

根据核电机组现场实际情况，通常认为电缆对地绝缘阻值大于 1MΩ 为绝缘合格。测量电阻，需要引入外部电源，由装置的 24VDC 供电电压经过电源模块产生的 5VDC 作为参考电压。根据电路原理可知，若电阻值大于 1MΩ，则测试点电压值小于参考电压的一半；若电阻值小于 1MΩ，则测试点的电压值大于等于参考电压的一半即 2.5VDC。据此可通过软件设定判断测量回路对地绝缘情况。

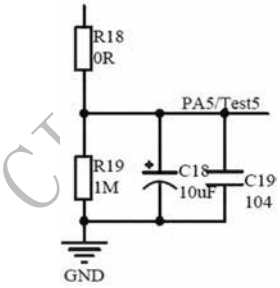


图 2.2.4　绝缘性测量电路图

Fig. 2.2.4　Insulation measurement circuit diagram

4）二极管极性判断电路

根据核电机组工程实际情况，就地设备的线圈与二极管并联接入驱动回路，正常线圈电阻为 50Ω 至 4.8KΩ。二极管极性判断电路如下图所示，通过控制器检测电压来区分二极管极性。正常工作下，电阻分压后检测口所得最大电压 1.67V，当检测电压大于 1.67V，即可认为二极管反接。

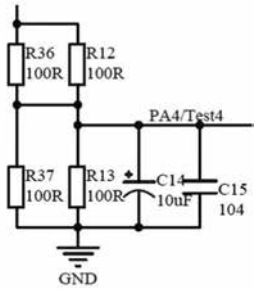


图 2.2.5　电磁阀极性判断电路图

Fig. 2.2.5　Diagram for polarity judgment of solenoid valve

2.3　软件实现

信号采集、功能切换、分析判断、结果

显示等实现均在芯片中以软件程序实现，结合必要的辅助电路，最终完成系统功能。

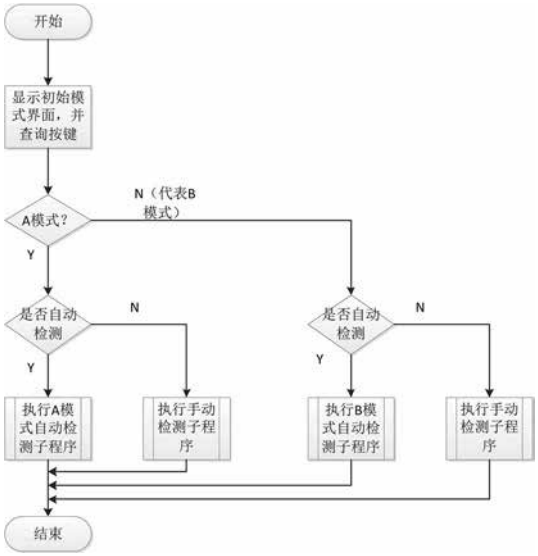


图 2. 2. 6　软件流程图

Fig. 2. 2. 6　Software flow chart

3　结论

安全级 DCS 设备驱动卡回路自动检测仪在功能上进行了一系列的整合，满足了驱动卡操作过程中交直流电压测量、绝缘性测试、回路阻值测量、二极管极性判断等一系列工作要求。

安全级 DCS 设备驱动卡回路自动检测仪在应用过程中仅需一次接线、一键操作即可完成检测过程，经核电站调试维修等人员实际使用评估，耗时仅为原有测量方式的 1/15。同时，安全级 DCS 设备自动检测仪具有多平台适用性，在 TXS、MELTAC-N-PlusR3、FirmSys 等安全级 DCS 平台均进行了实际应用，并可以适用于其他多种 DCS 平台。该自动检测仪的应用可减少人因失效导致的卡件损坏风险，提高操作质量和效率，降低卡件操作总体耗时，对核电厂提高设备调试运维的可靠性以及降低工程建设的工期均具有促进作用。

参考文献：

[1] 臧希年，申世飞．核电厂系统和设备［M］．北京：清华大学出版社，2003.

[2] 王常力，廖道文．集散型控制系统的设计与应用［M］．北京：清华大学出版，1993.

[3] 陈济东．大亚湾核电站系统及运行［M］．北京：中国原子能出版社，1994．

[4] 广东核电培训中心．900MW 压水堆核电站系统与设备［M］．北京：中国原子能出版社，2005.

[5] 张冬冬，蒙海军．红沿河核电站安全级 DCS 控制系统设计［J］．电力建设，2009，30（6）：66

M310 核电厂源量程通道投运结果超标原因及影响分析

郑军伟，柳继坤，于　航，刘　航，牛茂龙

（中广核工程有限公司核电安全监控技术与装备国家重点实验室，广东深圳，518172）

摘　要：为了查明 M310 核电厂停堆后核仪表系统源量程通道（SRC）投运结果超标原因，分析该问题对核安全的影响。对 SRC 投运允许信号触发过程和影响因素进行了理论分析，得出核仪表系统中间量程通道（IRC）的 γ 补偿效果是该允许信号的主要影响因素。量化分析了紧急停堆后堆外中子注量率和 γ 吸收剂量率的变化趋势，根据 IRC 中子探测器的 γ 灵敏度和停堆后 10~40 min 内 IRC 探测器位置 γ 吸收剂量率分析了堆外 γ 射线对 SRC 投运允许信号的影响，得出了 IRC γ 补偿负高压设置的恰当与否决定了 SRC 投运结果的结论。对某核电厂 4 号机停堆后 SRC 投运时间超标进行了分析，得出该问题是由 IRC γ 补偿负高压设置偏大所致。对某核电厂 2 号机停堆后 SRC 投运中子计数率超标进行了分析，得出该问题是由 IRC γ 补偿负高压设置偏小所致。分析结果表明：SRC 投运中子计数率超验收范围上限有导致停堆保护信号触发的风险；SRC 投运超时有造成停堆后核功率监测失效的风险。分析结果可供核仪表系统调试或维修工作参考。

关键词：核电厂；源量程；中间量程；中子计数率

中图分类号：TL363　　**文献标识码**：A

Cause andImpact Analysis of Source Range Channel Put-into Operation Results Exceeded Standard in M310 Nuclear Power Plant

ZHENG Junwei，LIU Jikun，YU Hang，LIU hang，NIU Maolong

（*State Key Laboratory of Nuclear Power Safety Monitoring Technology and Equipment*，*China Nuclear Power Engineering Co.，Ltd*，*Shenzhen*，*Guangdong*，518172，*China*）

Abstract：In order to ascertain the cause of the result of source range channel of the nuclear instrumentation system putted into operation exceeded the standard after M310 nuclear power plant reactor

作者简介：郑军伟，2007 年于哈尔滨工程大学获得学士学位，现为中广核工程有限公司高级工程师，主要研究方向为核电厂仪表与控制系统调试。E-mail：junweizheng2007@163.com

ZHENG Junweireceived his B. Eng. degree in 2007 from Harbin Engineering University,, now he is senior engineer in China Nuclear Power Engineering Co.，Ltd. His main research interests include nuclear power plant instrumentations and control system commissioning.

shutdown, and analyze the impact of this problem on nuclear safety. The theoretical analysis of the triggering process and impact factors of the permission signal of SRC put into operation was conducted, and got a conclusion that the gamma compensation effect of the intermediate range channel (IRC) of the nuclear instrumentation system was the main impact factor of this permission signal. The change trend of neutron fluence rate outside of reactor and γ absorbed dose rate outside of reactor after the reactor trip was analyzed quantitatively. The impact of γ-ray outside of reactor on the permission signal of SRC put into operation was analyzed according to the γ sensitivity of IRC neutron detector and the γ absorbed dose rate of IRC detector location within 10 to 40 minute after reactor trip, and got a conclusion that the IRC γ compensation negative high voltage set proper or not determined the results of SRC put into operation. The problem that the time of SRC put into operation exceeded the standard after reactor shutdown of Unit 4 of a nuclear power plant was analyzed, and got a result that this problem was caused by the γ compensation negative voltage set much too high. The problem that the neutron count rate of SRC put into operation exceeded the standard after reactor shutdown of Unit 2 of a nuclear power plant was analyzed, and got a result that this problem was caused by the γ compensation negative voltage set much too low. The analysis results show that the neutron count rate of SRC put into operation exceeds the upper limit value of the acceptance range may cause the reactor trip protection signal trigger, the time of SRC put into operation exceeds the upper limit value of the acceptance range may cause the nuclear power monitoring ineffective. The analysis results can be used as a reference for the commissioning or maintenance of the nuclear instrumentation system.

Keywords: nuclear power plant; source range; intermediate range; neutron count rate

0 引言

M310 压水堆核电厂堆外核仪表系统源量程通道（SRC）的中子探测器为 CPNB44 型涂硼正比计数器，中间量程通道（IRC）的中子探测器为 CC80 型涂硼 γ 补偿电离室。每个 M310 核电厂有 2 个源量程通道，分别是 1 号 SRC 通道（SRC1）和 2 号 SRC 通道（SRC2）；2 个中间量程通道，分别是 1 号 IRC 通道（IRC1）和 2 号 IRC 通道（IRC2）。

反应堆停堆后，当 IRC1 和 IRC2 输出的电流均降低到小于 1×10^{-10} A 时，SRC 投运允许信号触发，SRC1 和 SRC2 同时投运。从停堆时刻开始计时，SRC 投运允许信号触发时刻相对停堆时刻的耗时为 SRC 投运时间，按照技术程序要求 SRC 投运时间应介于 10～40 min，SRC 投运中子计数率应介于 5000～20000 s^{-1}。根据 M310 核电机组运行经验，停堆后 SRC 投运时间以 25～30 min 为佳，SRC 投运中子计数率以 8000～12000 s^{-1} 为佳。

M310 核电厂运行经验表明，停堆后 SRC 投运时间易发生超出技术程序允许上限问题，SRC 投运时间超上限后一般伴随发生 SRC 投运中子计数率低于技术程序允许下限问题；个别机组还曾发生过 SRC 投运时间合格，但 SRC 投运后输出中子计数率超技术程序允许上限问题。

本研究分析了 M310 核电机组停堆后 SRC 投运结果的影响因素，选择某核电厂 4 号机组首次大修停堆后发生 SRC 投运时间超过验收范围上限问题和某核电厂 2 号机组首循环启动期间停堆后 SRC 投运中子计数率超过验收范围上限问题为分析案例，分析得出了导致这两个机组停堆后 SRC 投运结果超标的原因，分析给出了 SRC 投运结果超标对机组核安全的影响，对核仪表系统的设备监造、调试、维修工作提出了优化建议。分析结果可为堆外核仪表系统调试或维修工作提供技术参考。

1 SRC 投运结果影响因素分析

理想的 SRC 投运结果是 SRC 投运时间和 SRC 投运中子计数率同时满足技术程序要求，因此 SRC 投运结果能否满足技术程序要求在很大程度上取决于 SRC 投运允许信号的触发时间是否介于经验最佳时间范围内，即 SRC 能否在停堆后第 25~30 min 内投入运行。

1.1 SRC 投运允许信号来源及影响因素分析

停堆后 SRC 投运允许信号由 IRC 给出，当 IRC1 和 IRC2 的输出电流同时降低到小于 1×10^{-10} A 时，SRC 投用允许信号触发，因此有必要对 IRC 输出电流的组成及影响因素进行分析。IRC 使用的 CC80 型涂硼 γ 补偿电离室由涂硼电离测量室和不涂硼的 γ 补偿电离室组成，利用 ^{10}B（n，α）^{7}Li 的核反应原理进行中子探测，该型中子探测器的结构示意图见图 1。涂硼电离测量室输出电流为中子测量电流（I_n）加 γ 测量电流（$I_{\gamma1}$），γ 补偿电离室输出电流为 γ 测量电流（$I_{\gamma2}$），最终经负载电阻输出电流（I）的计算式为：

$$I=I_n+I_{\gamma1}-I_{\gamma2} \tag{1}$$

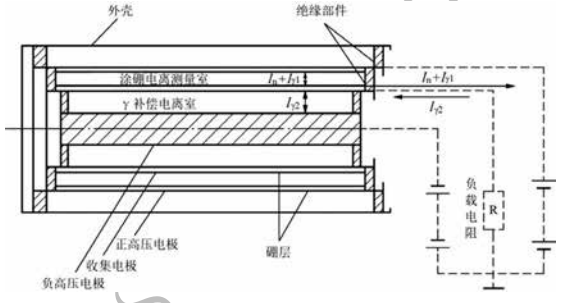


图 1 CC80 型 γ 补偿电离室结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of CC80 type compensated ionization chamber

理论上当 IRC 的 γ 补偿负高压设置为最优值时，$I_{\gamma1}$ 与 $I_{\gamma2}$ 互相抵消，IRC 只输出中子测量电流。实际受探测器结构限制，涂硼电离测量室与 γ 补偿电离室的尺寸存在差异，所以单从探测器结构设计上不能完全消除 γ 射线产生的电离电流对中子测量的干扰，故 IRC 通过设置 γ 补偿负高压实现进一步削弱 γ 电离电流对中子测量电流干扰的目的。

工程应用时只要将 γ 电离电流的干扰降低到不影响中子测量的程度即可，即式（1）中 $I_{\gamma1}-I_{\gamma2}$ 的结果相对于 I_n 足够小。令 IRC 最终输出的 γ 电离电流为 I_γ，有：

$$I_\gamma=I_{\gamma1}-I_{\gamma2} \tag{2}$$

定义：$I_\gamma>0$ 时，IRC 处于欠 γ 补偿状态；$I_\gamma<0$ 时，IRC 处于过度 γ 补偿状态。若 IRC 处于欠 γ 补偿状态，受 $I_\gamma>0$ 影响，停堆后 IRC 输出电流的下降速度将被 γ 电离电流迟滞，SRC 投运允许信号触发时间可能会超出验收范围上限。若 IRC 处于过度 γ 补偿状态，受 $I_\gamma<0$ 影响，停堆后 IRC 输出电流的下降将发生非预期加速，SRC 投运允许信号触发时间可能过于接近或低于验收范围下限，可能造成 SRC 投运中子计数率超出验收范围上限。因此，影响停堆后 SRC 投用允许信号的主要因素是 IRC 的 γ 补偿效果。

1.2 紧急停堆后堆外中子注量率变化分析

对于在恒定功率下运行了很长时间的轻水慢化堆，如果在停堆时引入的负反应性的绝对值大于 4%，则在裂变功率起重要作用的时间内，可用下式来估算其相对功率的变化[1]：

$$P_\tau/P_0=0.15\times e^{(-0.1\tau)} \tag{3}$$

式中：τ 为停堆后的时间，s；P_τ 为停堆后 τ 时刻的功率，%FP（FP：额定功率）；P_0 为停堆操作开始前的功率，%FP。

假设一台带 100%FP 功率的 M310 核电机组执行紧急停堆，由式（3）计算可得在停堆 80 s 后，剩余裂变仅为额定功率时的 0.005%，此时可以认为堆内剩余裂变已停止。缓发中子先驱核的半衰期很短，平均半衰期最长的 1 组为 54.51 s，反应堆停堆 80 s 后，堆内中子源强主要由自发裂变中子源、（α，n）中子源、初级和次级中子源决定[2-3]。因此反应堆停堆后，堆芯、堆外中子注量率的快速下降趋势是成立的，即 IRC 输出中子电流的快速下降趋势是成立的，停堆后 IRC 输出电流不会因堆外中子注量率的变化发生迟滞。理论

计算得到反应堆从额定功率紧急停堆后的相对功率变化趋势见图 2。

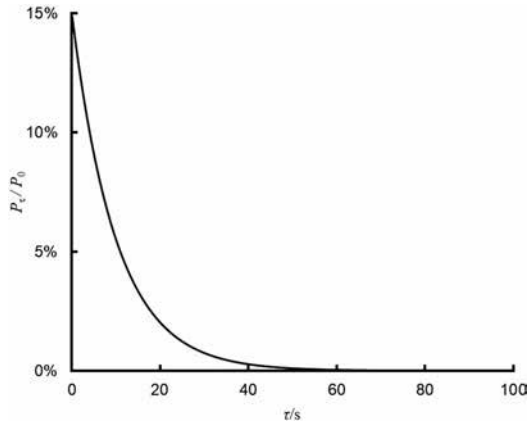


图 2　额定功率停堆后的相对功率变化趋势

Fig. 2　Relative power changing trend after reactor trip from rated power

1.3　紧急停堆后堆外 γ 辐射场变化分析

M310 核电厂在额定功率下长期稳定运行，IRC 中子探测器安装位置的平均 γ 吸收剂量率约为 200 Gy/h[4]。保守分析，取机组停堆后 1 s 时刻 IRC 中子探测器几何中心位置的 γ 吸收剂量率为 200 Gy/h，以此为相对基准，使用文献［5］给出的停堆后衰变热变化数据，拟合出停堆后 100 min 内 IRC 探测器位置 γ 吸收剂量率随停堆后时间的变化趋势，见图 3。

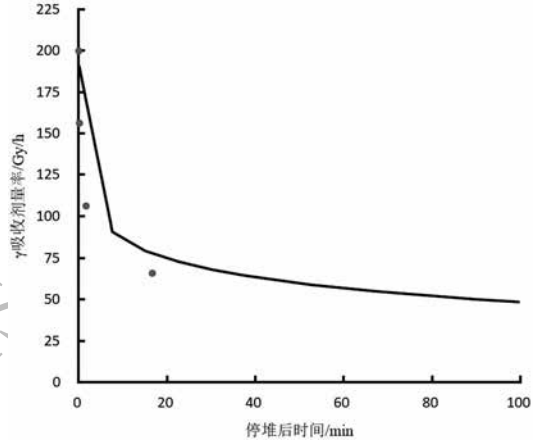


图 3　停堆后 IRC 探测器位置 γ 吸收剂量率变化趋势

Fig. 3　γ absorbed dose rate changing trend at IRC detector location after reactor trip

查图 3 可知，从额定功率紧急停堆后 10 min，IRC 探测器位置的 γ 吸收剂量率约为 86 Gy/h，停堆后 40 min，IRC 探测器位置的 γ 吸收剂量率约为 64 Gy/h。

1.4　分析结果

已知 CC80 型 γ 补偿电离室通过设备结构能实现的 γ 补偿效果约为 97%，即还有约 3% 的 γ 灵敏度无法通过探测器结构消除，对应的 γ 灵敏度约为 1.65×10^{-10} A · Gy^{-1} · h；按照额定功率下 IRC 探测器位置的平均 γ 吸收剂量率（200 Gy/h）进行估算，剩余 γ 灵敏度在堆外 γ 辐射场下产生的 γ 电离电流最大可达 3.3×10^{-8}A，该电流与 IRC 在 M310 核电机组带 0.1%FP 功率下测得的中子电流水平相当，IRC 在 M310 核电机组带 0.2%FP 功率下测量输出的电流已达 10^{-6} A 级，因此，剩余 γ 灵敏度导致的 γ 电离电流不足以对临界后的 IRC 核功率监测造成明显干扰。

M310 核电机组停堆后 IRC1 和 IRC2 测量输出的电流同时降低到小于 1×10^{-10} A 时，SRC 投用允许信号触发。根据停堆后 10～40 min 内 IRC 探测器位置 γ 吸收剂量率的计算结果，若不设置 γ 补偿负高压，因探测器剩余 γ 灵敏度导致的 γ 电离电流大于 1.05×10^{-8} A，该值大于 1×10^{-10} A，对于 SRC 投运允许信号的触发时间是一个不能忽略的影响。由此可知，IRC 必须通过设置恰当的 γ 补偿负高压，减小 γ 电离电流对 SRC 投运允许信号触发时间的不良影响。

根据 SRC 投运结果能否满足技术程序要求在很大程度上取决于 SRC 投运允许信号的触发时间是否介于停堆后第 25～30 min 的经验，结合本章分析结果，得出影响 SRC 投运结果的主要因素是 IRC γ 补偿效果的结论，因此 IRC γ 补偿负高压设置的恰当与否决定了 SRC 投运结果。

2　SRC 投运结果超标原因分析

2.1　某核电厂 4 号机组 SRC 投运时间超标原因分析

某核电厂 4 号机组（以下简称 4 号机）

首循环大修停堆后，SRC 投运时间为 84 min，即 IRC 输出电流下降到 1×10^{-10} A 所用的时间比验收范围上限滞后了 44 min。分析此次停堆后 IRC 输出电流的历史记录后发现 I_γ 在停堆 40 min 后仍处于约 0.5×10^{-10} A 水平，I_γ 大于零迟滞了 IRC 输出电流的下降，即 IRC 处于欠 γ 补偿状态。由此可知，4 号机 IRC γ 补偿负高压设置不当，SRC 投运结果见表 1。

表 **1**　4 号机 SRC 投运结果

Table 1　SRC put into operation results of unit 4

参数名称	数值
SRC 投运时间/min	84
SRC1 投运中子计数率/s^{-1}	1350
SRC2 投运中子计数率/s^{-1}	1290
IRC1 γ 补偿负高压/V	−50
IRC2 γ 补偿负高压/V	−50
停堆 40 min 后 IRC1 输出电流/A	1.56×10^{-10}
停堆 40 min 后 IRC2 输出电流/A	1.50×10^{-10}

4 号机 IRC 设置的 γ 补偿负高压为−50 V DC，该值为设备运行维护手册给出的推荐值，设备供应商在运行维护手册中提供的推荐值是一个经验性的最优值，对于大多数 CC80 型 γ 补偿电离室是适用的，但未充分考虑探测器的差异性。CC80 型 γ 补偿电离室制造完工后，制造厂使用^{60}Co 放射源对其进行 γ 补偿性能测试，使用 4 号机和某核电厂 2 号机组 IRC 探测器的制造厂测试数据绘制 γ 补偿性能测试曲线，见图 4。由图 4 可知 4 号机 IRC1 和 IRC2 的 γ 补偿负高压为 − 50 V DC 时，IRC1 和 IRC2 输出的 γ 电离电流都略大于零，这意味着 4 号机 IRC1 和 IRC2 的 γ 补偿负高压若设置为−50 V DC 将使通道处于欠 γ 补偿状态。

根据法国电力集团（EDF）提供的经验数据，使用 CC80 型 γ 补偿电离室作为 IRC 中子探测器的 M310 核电机组，每经过 1~2 个换料周期，IRC 的 γ 补偿负高压通常需要往过度 γ 补偿方向调整 3~5 V DC。4 号机首循环启动期间将 IRC 的 γ 补偿负高压设置为−50 V DC 使 IRC 处于欠 γ 补偿状态，该机组换料大修停堆前 IRC 的 γ 补偿负高压仍设置为−50 V DC，使得 IRC1 和 IRC2 的欠 γ 补偿程度进一步加深，这与大修停堆后观察到的 SRC 投运允许信号触发时间超时现象相吻合；现场分析论证后将 4 号机 IRC1 和 IRC2 的补偿负高压均调整为−57 V DC。

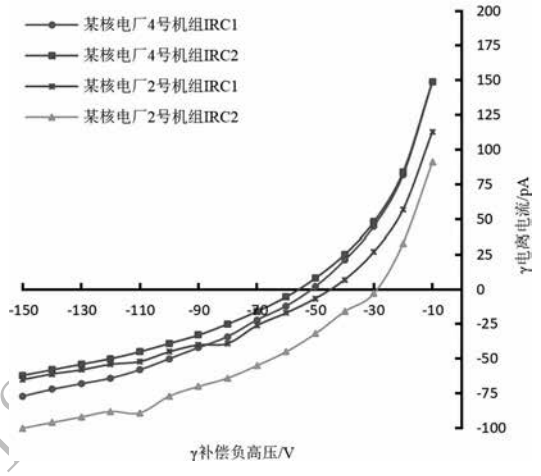


图 4　CC80 型探测器 γ 补偿性能测试曲线

Fig. 4　γ compensation performance test curve of CC80 type detector

因此，经前文分析可知 4 号机 SRC 投运时间超出验收范围上限是由 IRC 的 γ 补偿负高压设置偏大所致。

2.2　某核电厂 2 号机组 SRC 投运中子计数率超标原因分析

某核电厂 2 号机组（以下简称 2 号机）首循环先后两次发生从满功率停堆后 SRC 投运时间合格，但 SRC 投运中子计数率超过验收范围上限的问题，其中第一次为正常停堆，第二次为紧急停堆，两次停堆后的 SRC 投运结果见表 2。

表 **2**　2 号机 SRC 投运结果

Table 2　SRC put into operation results of unit 2

参数名称	正常停堆	紧急停堆
	数值	数值
SRC 投运时间/min	17.5	13.5

续表

参数名称	正常停堆	紧急停堆
	数值	数值
SRC1 投运中子计数率/s^{-1}	44900	48500
SRC2 投运中子计数率/s^{-1}	47300	51400
IRC1 γ 补偿负高压/V	−50	−45
IRC2 γ 补偿负高压/V	−50	−35

图 2 显示 2 号机 IRC1 和 IRC2 使用的 CC80 型 γ 补偿电离室在 γ 补偿负高压设置为 −50 V DC 时，IRC1 和 IRC2 输出的 γ 电离电流都小于零，这意味着 2 号机 IRC1 和 IRC2 的 γ 补偿负高压若设置为−50 V DC 将使通道处于过度 γ 补偿状态。IRC 处于过度 γ 补偿状态下，γ 电离电流为负值，停堆后会导致 IRC 输出电流的下降速度加快。由表 2 数据可知，两次停堆后 SRC 投运时间虽然满足验收范围要求，但较 25～30 min 的经验最佳投运时间均有提前，且提前的量越多，SRC 输出的中子计数率越高。正常停堆后现场将 2 号机 IRC1 和 IRC2 的 γ 补偿负高压分别调整为−45 V DC 和−35 V DC；由图 2 可知，2 号机 IRC1 使用的 CC80 型探测器在补偿负高压设置为−45 V DC 时输出电流值约为零，IRC2 使用的 CC80 型探测器在补偿负高压设置为−35 V DC 时输出的电流为负值，因此这种调整结果对于 2 号机而言是不恰当的，这从其紧急停堆后 SRC 投运结果的实测数据中可以得到印证，事实证明 2 号机 IRC 补偿负高压的调整量仍然不足。

表 2 给出的 2 号机紧急停堆工况下 SRC 投运中子计数率高于正常停堆工况下 SRC 投运中子计数率，这主要是由停堆过程差异所致。M310 核电机组从满功率正常降功率停堆一般耗时约 12 h 左右，期间机组功率缓慢下降，堆芯、堆外中子注量率和 γ 吸收剂量率跟随机组核功率逐渐降低，对于同一台机组在停堆后一定时间内，从满功率正常停堆后的堆外中子注量率和 γ 吸收剂量率分别低于从满功率紧急停堆后的堆外中子注量率和 γ 吸收剂量率。

因此，2 号机 SRC 投运中子计数率超验收范围上限是由 SRC 投运允许信号触发时间过早所致，其原因是 IRC γ 补偿负高压设置偏小。

2.3 分析结果

通过对某核电厂 4 号机组和某核电厂 2 号机组停堆后 SRC 投运结果超标原因的分析可知，这两个机组停堆后 SRC 投运结果超标均是由 IRC γ 补偿负高压设置不当所致。机组实际运行结果表明：IRC γ 补偿负高压设置偏大易造成 SRC 投运时间超验收范围上限值，IRC γ 补偿负高压设置偏低易造成 SRC 投运中子计数率超验收范围上限值；这与本文第 1 章的理论分析结论相吻合。

3 SRC 投运结果超标对核安全的影响分析

3.1 SRC 投运时间超验收范围上限对核安全的影响分析

M310 核电机组停堆后当堆外中子注量率下降到足够低水平时，堆外中子注量率应以 SRC 监测结果为准，设计要求 IRC 输出电流下降到 1×10^{-11} A 时 IRC 退出运行。IRC 中子探测器的中平面与堆型活性段的中平面相对应，SRC 探测器的中平面与堆芯活性段的下部 1/4 平面相对应[6-7]；IRC 退出运行时可认为 SRC 探测器位置的中子注量率与 IRC 探测器位置的中子注量率基本相同。本文案例 4 号机 IRC 和 SRC 探测器的热中子灵敏度数据见表 3，假设 4 号机 IRC 退出运行时 SRC 探测器位置的中子注量率等于 IRC 探测器位置的中子注量率，在不考虑 γ 电离电流对 IRC 输出电流影响的条件下，计算得到 IRC 退出运行阈值电流对应的 IRC1 探测器位置中子注量率为 145 $cm^{-2}\cdot s^{-1}$，对应的 SRC1 中子计数率为 1163 s^{-1}；对应的 IRC2 探测器位置中子注量率为 149 $cm^{-2}\cdot s^{-1}$，对应的 SRC2 中子计数率为

1194 s^{-1}。将上述分析结果与表 1 数据对比可知，4 号机首循环大修停堆 SRC 投运中子计数率已非常接近理论上 IRC 退出运行时对应的 SRC 中子计数率。

表 3　4 号机 IRC 和 SRC 中子探测器灵敏度

Table 3　IRC and SRC neutron detectors sensitivity of unit 4

设备名称	热中子灵敏度
IRC1 中子探测器	6.88×10^{-14} A · cm^2 · s
IRC2 中子探测器	6.70×10^{-14} A · cm^2 · s
SRC1 中子探测器	8 s^{-1} · cm^2 · s
SRC2 中子探测器	8 s^{-1} · cm^2 · s

停堆后 SRC 是监督反应堆中子注量率[8]和提供超功率保护的主要手段，若停堆后 IRC 处于欠 γ 补偿状态，当堆外中子注量率实际已低于 IRC 的测量下限时，此时 IRC 对核功率的监测将不再有效，如果 SRC 仍未投运，那么堆外核功率监测将处于无效状态。因此，SRC 投运时间超验收范围上限对核安全的影响是可能造成停堆后堆外核功率监测失效。

3.2　SRC 投运中子计数率超验收范围上限对核安全的影响分析

停堆后 SRC 投运中子计数率超验收范围上限问题在排除 SRC 设备故障的前提下，基本是由 IRC γ 补偿负高压设置偏小造成 IRC 处于过度 γ 补偿状态所致。停堆后 SRC 投运中子计数率超验收范围上限对核安全的主要影响是非预期触发源量程计数率高紧急停堆保护。在停堆未卸载核燃料的工况下，即便反应堆已停堆且堆芯实际未发生反应性异常问题，但若因 SRC 投运中子计数率超过 1×10^5 s^{-1} 且持续时间超过 10 s 触发紧急停堆保护信号，仍将构成执照运行事件，这对机组的核安全管理是不利的。

假设 IRC 处于过度 γ 补偿状态，紧急停堆后在不调整 IRC γ 补偿负高压的条件下，较短时间内重新启动反应堆，此时堆外 γ 吸收剂量率仍处于较高水平，而中子注量率相对较低，γ 电离电流对中子电流的干扰过大，有导致源量程紧急停堆手动闭锁允许信号无法按预期触发的风险，该信号对应的 IRC 定值电流为 1.27×10^{-10} A，这种状态下若继续执行达临界操作，则可能因 SRC 输出的中子计数率超过 1×10^5 s^{-1} 且持续时间超过 10 s 而触发源量程计数率高紧急停堆保护信号；这种风险在本文案例 2 机已得到了验证。2 号机完成满功率紧急停堆试验后约 3.5 h，机组开始达临界操作，当 SRC 输出中子计数率达到 1×10^4 s^{-1} 时，IRC 测量输出的电流仍低于 1×10^{-11} A 的量程下限，为了避免触发源量程计数率高紧急停堆保护信号，操纵员立即中止达临界操作，随后现场按照维修程序和实测数据将 IRC1 的补偿负高压由 −45V 调整为 −30V，IRC2 的补偿负高压由 −35V 调整为 −25V，停堆后 16 h 重新执行达临界操作，IRC 正常进入量程运行，该问题触发了核电厂内部运行事件，对机组调试启动进度造成了延误。

因此，停堆后 SRC 投运中子计数率超验收范围上限可能造成源量程计数率高紧急停堆保护信号非预期触发。

4　讨论与建议

设备驻厂监造人员在验收 CC80 型 γ 补偿电离室时，应关注其 γ 补偿性能测试结果，对于测试结果明显异于同型号大多数探测器平均水平的产品，应要求供应商对探测器的制造过程记录进行检查，尤其是探测器工作气体成份和气体压强的记录数据应进行重点检查，防止 γ 补偿性能异常的探测器被用于核电机组。

CC80 型 γ 补偿电离室在制造厂执行的 γ 补偿性能测试结果对于判断设备在核电机组投运后的 γ 补偿性能有重要参考价值，堆外核仪表系统调试过程中宜根据 CC80 探测器的制造厂 γ 补偿性能测试结果对 IRC 补偿负高压的设定值进行分析和调整，不建议直接使用 −50 V DC 的供方推荐值作为机组首循环 IRC 的 γ 补偿负高压，以防发生本文分析案例

中两个机组 SRC 投运结果超标的问题。在机组调试启动执行 50%FP 和 100%FP 紧急停堆试验过程中应采集 IRC 输出电流，根据 SRC 投运结果判断是否需要调整 IRC γ 补偿负高压，如需调整可按照维修程序给出的方法对 IRC γ 补偿负高压进行调整。

M310 核电机组停堆后若发生 SRC 投运时间超过验收范围上限问题，核仪表系统运维工程师应及时对 IRC 的测量电流进行分析，可按照维修程序给出的调整方法对 IRC γ 补偿负高压进行预调整，防止堆外核功率监测失效问题发生。

5 结论

本文分析得出 M310 核电厂停堆后 SRC 投运结果超标是主要由 IRC 的 γ 补偿负高压设置不当所致的结论。分析 SRC 投运时间超验收范围上限对核安全的影响后得出该问题存在造成停堆后堆外核功率监测失效的风险。分析 SRC 投运中子计数率超验收范围上限对核安全的影响后得出该问题存在导致源量程计数率高紧急停堆保护信号非预期触发的风险。本文分析结果可供核仪表系统调试或维修工作参考。

参考文献：

[1] 于平安，朱瑞安，喻真烷，沈秀中．核反应堆热工分析［M］．上海：上海交通大学出版社，2002：25-27.

[2] 杨历军，赵守智，张巍．乏燃料燃耗与中子发射强度的关系［J］．原子能科学技术，2009，43（12）：1106-1109.
YANG Lijun，ZHAO Shouzhi，ZHANG Wei. Relationship of Burnup and Neutron Emission Intensity for SpentFuel［J］. Atomic Energy Science and Technology，2009，43（12）：1106-1109.

[3] 徐治龙，刘勇进，万海霞．反应堆中子源强计算程序开发［J］．原子能科学技术，2013，47（S2）：438-442.
XU Zhilong，LIU Yongjin，WAN Haixia. Development of Neutron Source Calculation Code for LWR［J］. Atomic Energy Science and Technology，2013，47（S2）：438-442.

[4] 中国核动力研究设计院．宁德核电一期工程核反应堆厂房屏蔽设计报告［R］．成都：中国核动力研究设计院，2010.

[5] American Nuclear Society. Decay Heat Power in Light Water Reactors：ANSI/ANS - 5.1 - 2014［S］. Illinois：American Nuclear Society，2014：1-30.

[6] 王银丽，罗炜，朱攀．福清核电厂一期数字化核仪表系统设计［J］．核动力工程，2015，36（2）：72-76.
WANG Yinli，LUO Wei，ZHU Pan. Design of Digital Nuclear Instrumentation System of Fuqing Phase Ⅰ NPP［J］. Nuclear Power Engineering，2015，36（2）：72-76.

[7] 赵常有，韩嵩，沈华韵．CPR1000+核电厂 RPN 通道改进的影响分析［J］．核科学与工程，2015，35（2）：250-255.
ZHAO Changyou，HAN Song，SHEN Huayun. Impact Analysis of RPN Channel Modification for CPR1000+ NPP［J］. Nuclear Science and Engineering，2015，35（2）：72-76.

[8] 沈峰，陈乐，李高．辽宁红沿河核电厂核仪表系统设计［J］．核动力工程，2016，37（5）：55-57.
SHEN Feng，CHEN Le，LI Gao. Design of Nuclear Instrumentation System for Liaoning Hongyanhe Nuclear Power Plant［J］. Nuclear Power Engineering，2016，37（5）：55-57.

一种磁悬浮平面电机多目标优化方法

郑　通，许贤泽，徐逢秋，鲁　兴

（武汉大学电子信息学院，湖北 武汉 4730072）

摘　要：本文提出了一种快速、准确的磁悬浮平面电机尺寸优化方法。该方法基于多目标优化策略对磁悬浮电机参数进行优化，能够在提高电机推力系数的同时最小化电机的功耗和成本。在优化方法的目标函数中，磁悬浮电机产生的电磁力大小由高精度数值模型获得，在提高了优化结果精度的同时大大缩短了优化时间。该磁力模型基于磁荷节点法，并利用数值求积方法进行求解。在优化过程中，采用智能优化算法粒子群算法（PSO）搜索最优的磁悬浮电机尺寸参数。有限元仿真软件 COMSOL ©和边界元软件 Radia™ 的结果验证的了优化算法的准确性和有效性。此外，通过与已有的磁悬浮电机优化方法结果进行对比，进一步证明了本文提出的优化方法的有效性。

关键词：多目标优化；磁悬浮平面电机；数值模型；粒子群算法

A Multi-Objective Optimization Method of Magnetic Levitation Planar Motor

ZHENG Tong，XU Xian-ze，XU Feng-qiu，LU Xing

（Wuhan University，Wuhan of Hubei Prov. 4730072，China）

Abstract：This paper proposes a fast and accurate electromagnetic optimization method for magnetic levitation planar motors. With the purpose of achieving the maximum force with the minimum power dissipation and cost，a multi-objective optimization is adopted for the motor. Furthermore，in order to improve the precision and reduce the computational burden，the levitation force expression in objective function is analyzed through the numerical model. This model is built by magnetic charge method and Gaussian quadrature，and implemented in parallel computation. According to the optimal objective，an intelligent optimization algorithms，particle swarm optimization（PSO），is used to undertake the optimization variables of the planar motor for a global optimal solution. The precision and effectiveness of the proposed method is validated by both the finite-element method（FEM）commercial software COMSOL © and a boundary element software program named Radia™. The comparative results with other optimization methods are also presented to highlight the performance of the proposed optimization method.

Key words：multi-objective optimization；magnetic levitation planar motor；numerical model；particle swarm optimization

---

作者简介：郑通（1995-），男，博士生，现主要从事精密仪器与控制、磁悬浮技术等科研工作

基金项目：国家自然科学基金（51975422）、武汉市基础研究计划项目资助（2018010401011284

正文近些年来，关于磁悬浮平面电机的研究取得了极大的发展[1]-[3]。由于磁悬浮平面电机具有结构简单[4]，对环境要求较低，无摩擦等优势，在半导体光刻[5] 以及其他高精度工业制造领域有着很大的潜在应用价值。磁悬浮平面电机主要可以分为两类，采用运动永磁体阵列和固定线圈阵列的动铁式或采用运动线圈和规定磁铁的动圈式。在高精密制造领域如光刻领域，对于电机的功耗和散热性能有着很高的要求。而恰当的电机优化设计可以有效的减小功耗并提高电机性能。其中，电机尺寸参数的确定是一个非常重要的环节。

相关文献中，已有一些关于磁悬浮电机优化的研究，研究人员通过调整电机尺寸参数，以提高电机性能[6]-[9]。目前，一些优化方法和优化设计规则已经成功应用于磁悬浮电机的电磁设计。然而，为了减少高次谐波和端部效应的影响，这些方法中所采用的解析模型对气隙面积以及磁铁阵列尺寸与线圈尺寸之比有一定的要求，这些在一定程度上限制了优化方法的应用范围。此外，解析模型中的电磁力是通过简化磁悬浮电机的线圈结构，由积分推导出的解析表达式，因此，模型与实际电机结构之间存在一些偏差。[6] 基于磁力解析模型，提出了一种针对无铁芯绕组的设计规则以提高电机的刚度特性。[8] 通过解析模型对多个电机参数尺寸进行优化，该方法分析了各个电机参数间关系，依次进行优化。为了确定永磁直线电机的线圈厚度，[9] 分析了线圈厚度对电机性能的影响，提出了一种更合适的电机线圈优化方法。然而，由于上述的优化方法都是通过解析模型分析参数间关系来寻找解，因此，忽略了某些参数之间的潜在联系，容易陷入局部最优解。有限元分析方法在电机领域的应用已经非常成熟[10]。尽管采用有限元方法可以准确计算磁悬浮电机产生的电磁力[11]，但有限元法计算耗时很长，特别是在 3-D 仿真中。如果将有限元法与一些全局优化算法结合，例如 PSO，那么，整个优化过程耗时将会更长，不适用于针对磁悬浮电机的优化。

因此，本文提出了一种快速且准确的多目标优化优化方法。该方法结合了智能优化算法 PSO 和并行计算的磁力数值模型，能够在电机电磁设计中，根据优化目标，快速准确的获得最优的线圈与永磁体尺寸参数。与已有的优化方法相比，该方法无需对各个优化参数间关系进行分析，只要确定了优化变量和约束条件，就可以根据优化目标准确获得优化结果，并且更好的通用性。与基于有限元计算的优化方法相比，本文提出的方法优化过程耗时远低于有限元方法。

1 电磁力模型构建

1.1 磁场模型

磁悬浮电机中的线圈可以产生水平方向的推力和数值方向的悬浮力。每个线圈产生的电磁力大小主要受两个方面的影响：线圈与永磁体阵列的相对位置，以及通电线圈的电流密度。磁力向量${}^{s}\mathbf{W}$ 由三个方向的力的分量构成，在定子坐标系 {s} 中定义位置和旋转向量${}^{s}\mathbf{P}$。因此，一个包含 N 个线圈的磁悬浮平面电机的磁力向量${}^{s}\mathbf{W}$ 可表示为：

$$ {}^{s}\mathbf{W} = \mathbf{\Gamma}\left({}^{s}\mathbf{P}\right) \cdot \mathbf{I}. \tag{1} $$

其中，电流向量 $\mathbf{I}$ 等于 $[I_1 \cdots\cdots I_N]$，矩阵是作用在永磁体阵列上的力与线圈电流间的映射[11]。在矩阵 $\mathbf{\Gamma}\left({}^{s}\mathbf{P}\right)$ 中，由线圈 i 产生的磁力${}^{s}\mathbf{F}_i$ 可以通过下式计算：

$$ {}^{s}\mathbf{F}_i\left({}^{s}\mathbf{P}\right) = \sum_{j=1}^{M} {}^{s}\mathbf{F}_{ij}\left({}^{s}\mathbf{P}\right). \tag{2} $$

式中的${}^{s}\mathbf{F}_i\left({}^{s}\mathbf{P}\right)$ 表示由线圈 i 产生的作用在磁铁 j 上的力，M 是永磁体阵列中磁铁的数量。在该模型中，线圈阵列产生的总电磁力由各个线圈的作用力线性叠加组成。

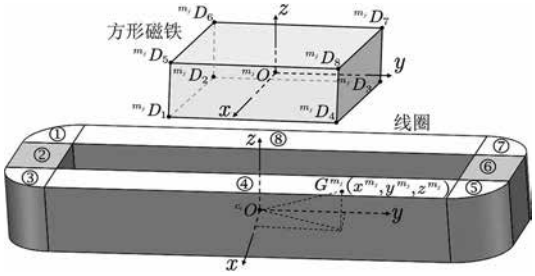


图 1　方形磁铁中磁荷节点和线圈的区域划分

1.2　单个线圈与单个磁铁间的相互作用

单个线圈与单个磁体之间相互作用力的计算是建立磁悬浮电机磁力模型的基础。磁铁坐标系 $\{m_j\}$ 和线圈坐标系 $\{c_j\}$ 如图 1 所示。原点 o^t，o^{mj} 和 o^{cj} 分别是动子的质心，磁铁 j 的质心和线圈 i 的质心。根据[8]，磁荷节点法将永磁体周围的磁场转化为多个独立节点 D（磁荷节点）作用效果的叠加。空间中任意一点${}^{m_j}\mathbf{G}$ 处的磁场强度${}^{m_j}\mathbf{B}$ 可以表示为全部磁荷节点在该位置作用效果的叠加。

$$ {}^{m_j}\mathbf{B}({}^{m_j}\mathbf{G}) = \sum_{k=1}^{T} {}^{m_j}\mathbf{B}_k({}^{m_j}G - {}^{m_j}\mathbf{D}_k) \tag{3} $$

其中 T 为磁荷节点的个数，在立方体中为 8。作用在永磁体阵列上的电磁力与作用在线圈上的磁力是相对作用力，线圈产生的电磁力可以通过洛伦磁力积分进行求解。但由于线圈存在非规则的积分区域，如果采用解析积分的形式就需要对线圈结构进行简化，从而导致模型与实际电机存在较大的偏差，考虑到洛伦磁力的积分式在线圈的积分区域内时连续的，可以通过高斯求积将积分转化为多重求和的形式，其化简后结果如下：

$$ {}^{s}\mathbf{F}_{ij} = -\sum_{g1=1}^{8}\sum_{g2=1}^{8}\sum_{g3=1}^{8} w_{g1}w_{g2}w_{g3} \cdot {}^{c_j}\mathbf{J}\times{}^{c_j}\mathbf{B}\ ({}^{s}\mathbf{P}, {}^{c_i}\mathbf{G}) \tag{4} $$

其中，${}^{c_i}\mathbf{G}$ 为载流线圈 i 上的高斯节点，${}^{c_i}\mathbf{J}$ 为线圈 i 的电流密度，w_g 是高斯求积中的权重系数。如图 1 所示，可以将一个常见类型的线圈划分为 8 块，因此，线圈的积分区域也可以化为 8 个部分。由于整个线圈的积分被转换成八个分段积分，使得高斯节点${}^{c_i}\mathbf{G}$ 映射到每个部分的实际的高斯节点${}^{c_i}\mathbf{G}_{qc}$。这样以来，由于内层积分和外层积分的积分相互独立，因此采用高斯积分不存在任何限制。磁场强度、电流密度矢量和磁力矢量都可以通过方向变换矩阵 $\mathbf{R}$ 和平移矢量 $\mathbf{t}$ 在坐标系间转换。因此，根据[8]，单个线圈和单个磁体之间的相互作用可以表示为：

$$ {}^{s}\mathbf{F}_{ij} = -\sum_{q_c=1}^{8}\sum_{g1=1}^{8}\sum_{g2=1}^{8}\sum_{g3=1}^{8}\sum_{k=1}^{8} w_{g1}w_{g2}w_{g3} \cdot {}^{s}_{c_j}\mathbf{R} \cdot {}^{c_j}\mathbf{J}\times{}^{s}_{c_j}\mathbf{R} \cdot {}^{m_j}\mathbf{B}_k\ ({}^{s}_{c_j}\mathbf{R}\ ({}^{c_i}\mathbf{G}_{qc} - {}^{m_j}_{c_i}\mathbf{t}) - {}^{m_j}\mathbf{D}) \tag{5} $$

其中 q_c 是线圈积分区域的索引${}^{s}_{c_j}\mathbf{R}$、${}^{s}_{c_i}\mathbf{t}$、${}^{t}_{m_j}\mathbf{R}$、${}^{t}_{m_j}\mathbf{t}$ 通过线圈和磁铁的设计参数求得${}^{s}_{t}\mathbf{R}$ 和${}^{s}_{t}\mathbf{t}$ 可根据位置旋转向量${}^{s}\mathbf{p}$ 求得。

2　目标函数

正如前文提到的，在对磁悬浮电机的磁力求解时采用了叠加原理，电机中的每个线圈都相对独立，不相互影响。因此，对弈磁悬浮电机的优化可以简化为针对一个线圈和永磁体阵列的优化。图 2 展示了常规的二维 Halbach 永磁体阵列和两种常见的线圈类型。线圈长 L_c 是从线圈 A 的一个短边中点到另一个短边中点的长度。而新定义的线圈长度 l_c 是长边的直线部分。其余尺寸参数如图 2 所示。

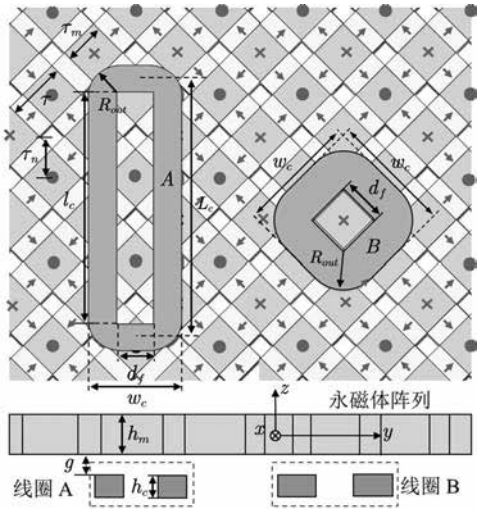


图 2　方形磁铁中磁荷节点和线圈的区域划分

图 2 中的长方形线圈和方形线圈可以被用于不同拓扑结构的磁悬浮电机。根据[13]，为了方便计算，长方形线圈 A 相对于磁场阵列或线圈 B 旋转 $\pi/4$，所以，一个新的磁极 τ_n 可以通过下式计算。

$$\tau_n=\frac{\tau}{\sqrt{2}} \tag{6}$$

而与永磁体阵列平行排布的方形线圈也成功的应用于磁悬浮电机。相较于采用长方形线圈的电机，采用了正方形线圈的电机具有更好的对称性，更便于计算和控制。但是，长方形线圈比正方形线圈功耗更低，同时磁力波动更小。此外，采用正方形线圈的磁悬浮电机更易于制造，具有更高的制造精度。两种形状线圈都是磁悬浮电机中的常见线圈类型。

2.1 优化目标

电机的设计优化需要特别注意优化目标的选择，优化目标通常涉及经济或性能特征[14]。根据磁悬浮电机在精密制造行业的应用特点，功率损耗和成本是评价磁悬浮电机性能的关键指标。根据磁悬浮电机的特点，在电机运行过程中，大量能量转化为热能消耗在线圈[8]。对于用于光刻的磁悬浮电机，降低其阵列成本可以有效地减小惯性，提高电机效率。此外，其成本直接影响着电机的开发和应用。因此，优化目标是在相同的电流密度下，提高电机功率的同时最大程度减小成本和功耗。

2.2 优化目标

电机的设计优化需要特别注意优化目标的选择，优化目标通常涉及经济或性能特征[14]。根据磁悬浮电机在精密制造行业的应用特点，功率损耗和成本是评价磁悬浮电机性能的关键指标。根据磁悬浮电机的特点，在电机运行过程中，大量能量转化为热能消耗在线圈[8]。对于用于光刻的磁悬浮电机，降低其阵列成本可以有效地减小惯性，提高电机效率。此接下来，需要确定磁悬浮电机的优化变量。本文选择的优化变量包括线圈的厚度 h_c，线圈束宽 R_{out} 和磁铁厚度 h_m。通过分析可知每个优化变量都存在最优解。

对于磁铁厚度 h_m，根据磁场阵列的磁通密度分布模型，磁场的振幅会随着磁铁厚度 h_m 的增大而增大。然而，永磁体阵列的质量也随之增加，成本也在上升。因此，悬浮力和永磁阵列的重量成本之间存在平衡点。线圈厚度 h_c 也存在最优解，当固定永磁体阵列的尺寸和动子定子间气隙 g 时，扩大线圈的厚度会增加载流区域的体积，从而增加线圈产生的电磁力，但是，线圈的阻抗也相应的增加。对于线圈束宽 R_{out}，当其增加时，线圈的横截面积相对增加，导致线圈的阻抗减小。但线圈短边直线部分的长度 d_f 也相对减小，当 d_f 的长度接近 0 时，线圈产生的力也接近于 0。这表明，为了获得最大的电磁力，存在最优的线圈束宽。根据上述分析结果和优化目标，每个优化变量都应该存在极值。

在多目标优化中，寻找合适的目标函数是一个必不可少的步骤。一种常见的方法是将所有的目标函数组合起来，得到最小的复合单目标函数。因此，可以根据，提高电机效率的同时最小化功耗和成本的优化目标来设计目标函数。S_t 是衡量电机功耗的一种方式[3]。S_t 可通过下式计算：

$$S_t=\frac{F_z^2}{P_{loss}} \tag{7}$$

因此，根据以上分析，目标函数可表示为：

$$f_{obj}=\frac{m_t}{S_t}=\frac{m_t P_{loss}}{F_z^2} \tag{8}$$

其中 F_z 为电机悬浮力。由于优化过程简化为针对单个线圈和永磁铁阵列参数的优化，因此（2）中的${}^s\boldsymbol{F}_i$ 可以简化为${}^s\boldsymbol{F}=[F_x, F_y, F_z]^T$。$F_z$ 为矢量${}^s\boldsymbol{F}_i$ 在 z 方向上的分量，[12]中给出了具体的 F_z 的表达式。动子的质量 m_t 主要为永磁体阵列质量，其重量也决定了电机的成本和体积大小。在优化目标中，m_t 的质量为永磁体阵列的一个最小组成单元质量，该单元包含两种不同形状的永磁体。

$$m_t=\rho_m\left[\tau_m^2+(\tau-\tau_m)\tau_m\right]h_m \quad (9)$$

磁悬浮电机的功耗 $P_{loss}=i_c^2R$。i_c 为电流，R 是线圈的电阻，可通过下式计算：

$$R=\frac{\rho_r k_w\left[2h_c(l_c+w_c-2R_{out})+R_{out}\pi\right]}{(\frac{D_c}{2})^4\cdot\pi^2} \quad (10)$$

$$i_c=\rho_I\cdot(\frac{D_c}{2})^2\cdot\pi \quad (11)$$

其中 ρ_r 为铜线的电阻率。D_c 为铜线的直径，k_w 为线圈的填充系数，ρ_I 是线圈中电流密度的大小，电流密度为：

$$\rho_I=\frac{I}{k_w h_c R_{out}} \quad (12)$$

其中 I 为通过线圈截面的总电流，单位为安每匝。为了得到一个合适的解，优化过程中对线圈和永磁体阵列的变量有一些约束。

$$\begin{cases}h_m>0\\h_c>0\\w_c>R_{out}>0\end{cases} \quad (13)$$

其中 w_c 为图 2 所示的线圈宽度。

3 粒子群优化算法

粒子群算法（PSO）是基于种群的随机算法。它的灵感来自与鸟类群集相关的社会学行为[15]。在每次 PSO 迭代时，更新粒子的速度和位置有两个要素：一个是个体（粒子）的最佳位置；另一个是组中处于最好位置的粒子。粒子群算法机制简单，全局寻优性能好，已成功地解决了许多优化问题。

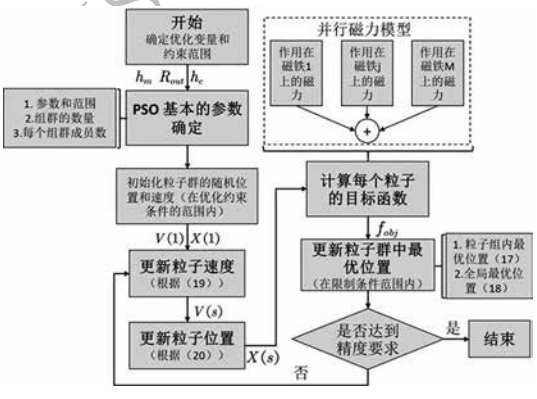


图 3　方形磁铁中磁荷节点和线圈的区域划分

本文提出的优化方法中的粒子群优化算法流程图如图 3 所示。在第一步中，当有 k_d 维需要优化时，需要确定 N_g 组的数量和每个 N_p 组的种群大小。待优化的参数在第二章已确定，参数范围由（13）给出。在这个优化中，有三个维度，分别代表 h_c，h_m 和 R_{out}。因此，第 j 组的第 l 个粒子可以用一个三维向量表示。因此，粒子可以表示为：

$$x_1\longrightarrow h_c,\ x_2\longrightarrow h_m,\ x_3\longrightarrow R_{out} \quad (14)$$

因此，第 l 组的第 j 个粒子可以用一个三维向量表示。因此，粒子可以表示为

$$\boldsymbol{X}_i^j=[x_{l1}^j,\ x_{l2}^j,\ x_{l3}^j]\ l\in(1,\ N_p),\ j\in(1,\ N_g) \quad (15)$$

粒子的速度也是一个三维矢量

$$\boldsymbol{V}_i^j=[v_{l1}^j,\ v_{l2}^j,\ v_{l3}^j]\ l\in(1,\ N_p),\ j\in(1,\ N_g) \quad (16)$$

一开始，所有粒子的初始位置和速度都是根据 h_c、h_m 和 R_{out} 的范围随机产生的。然后根据目标函数计算各颗粒的适应度。第 l 组第 j 个粒子遇到的最佳粒子位置，由其当前位置确定：

$$\boldsymbol{P}_i^j=[p_{l1}^j,\ p_{l2}^j,\ p_{l3}^j]\ l\in(1,\ N_p),\ j\in(1,\ N_g) \quad (17)$$

通过比较每个 $\boldsymbol{P}_i^j$ 的 f_{obj} 结果，选取全局最佳位置 $\boldsymbol{P}_g^j$，

$$P_g^j=[p_{g1}^j,\ p_{g2}^j,\ p_{g3}^j]\ l\in(1,\ N_p) \quad (18)$$

如果粒子的当前位置位于有效空间内，则根据粒子的目标函数值与该组内最优位置进行比较。如果当前的粒子评价函数值小于 $\mathbf{P}_l^j$，则对 $\mathbf{P}_l^j$ 进行更新，原最佳位置被新的替代。与 $\mathbf{P}_l^j$ 的更新方式类似，全局最优位置 $\mathbf{P}_g^j$ 也采用同样的方法更新。在每次迭代中，粒子根据全局最佳的位置 $\mathbf{P}_g^j$ 和各自的最佳位置 $\mathbf{P}_l^j$ 更新它们的速度。第 s 代速度与第 s+1 代速度的关系为：

$$v_l^j(s+1)=C_1r_1(P_l^j(s)-X_l^j(s))+wv_l^j(s)+G_2r_2(P_g^j(s)-X_l^j(s)) \quad (19)$$

其中 w 是惯性系数，C_1 和 C_2 是加速度因子，可以决定组内最优位置和全局位置对每

个粒子速度影响的权重。它们分别表示认知和社会参数。r_1 和 r_2 是分布在区间［0，1］的随机数。对于 s+1 代，粒子的位置为：

$$x_l^j(s+1)=x_l^j(s)+\chi v_l^j(s+1) \quad (20)$$

其中χ 是时间步长，通常是一个限制因素。如果更新后的粒子位置超出了（13）中给出的约束域，则更新后的位置等于距离它最近的边界点。重复上述步骤，直到所有粒子都聚集在 $\mathbf{P}_g^j$ 附近规定的误差范围内，或达到最大迭代次数。

4 优化结果

本文以一个典型的磁悬浮电机为例，采用本文所示的优化方法解决其尺寸优化问题。此六自由度磁悬浮平面电机由［8］提出。平面电机的总体结构如图 4 所示。定子由线圈组成，线圈呈人字形沿 x 方向和 y 方向上依次排列。动子部分是 Halbach 永磁体阵列。此外，本文还对采用正方形绕组（线圈 B）的磁悬浮电机进行了优化，以验证本文提出的优化方法的通用性。

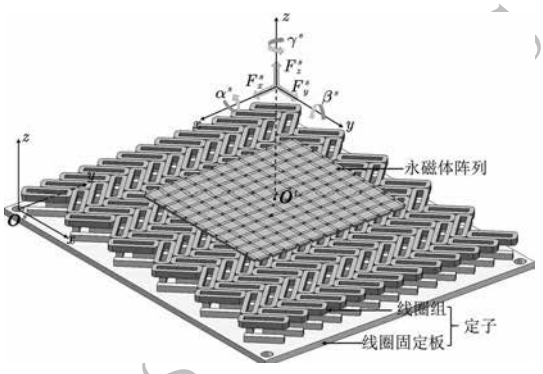


图 4　动铁式磁悬浮电机视图

根据预先分析，对于该类型磁悬浮平面电机的，确定粒子群的组群数 N_g 为 30，每个组群的个体数量 N_p 为 50，加速度因子 C_1 和 C_2 都设定为 1.496。粒子维度 k_d 为 3，惯性系数 $w=0.7628$，收敛系数设定为 1。关于磁悬浮电机的固定参数尺寸列于表 1。根据[3]，为了使由线圈产生的水平方向的磁力便于解耦分解，通常使线圈的长边 L_c 与永磁体阵列磁极 τ_n 成 2n 的比例关系。在本文中，选择 $n=2$。此外，考虑到线圈的有效利用面积，应尽量增大线圈参

于 $3/2\tau_n$。粒子群的三个维度对应电机的三个优化参数 h_c、R_{out} 和 h_m。根据约束条件和磁悬浮电机固定参参数，经过 35 次迭代后得到优化结果。

表 **1**　磁悬浮电机固定尺寸参数

参数	两种类型线圈	
	线圈 A	线圈 B
线圈长 L_c	$4\tau_n$	$3/2\tau_n$
线圈宽 w_c	$4/3\tau_n$	$3/2\tau_n$
新线圈长 l_c	$4\tau_n-R_{out}$	$3/2\tau_n-2R_{out}$
短边直线长 d_f	$4\tau_n-2R_{out}$	$3/2\tau_n-2R_{out}$
磁极距 τ	25mm	25mm
磁铁长 τ_m	20mm	20mm
新磁极距 τ_n	25/1.41mm	25/1.41mm
磁铁相对磁导率 μ_r	1.1	1.1
气隙 g	3mm	3mm
铜线直径 D_c	0.6mm	0.6mm
线圈电流密度 ρ_I	1A/mm^2	1A/mm^2
线圈的填充系数 k_w	0.8	0.8
磁铁密度 ρ_m	$7.5\times10^{-3}\Omega\cdot$mm	$7.5\times10^{-3}\Omega\cdot$mm
铜线相对阻抗 ρ_r	$1.7\times10^{-5}\Omega\cdot$mm	$1.7\times10^{-5}\Omega\cdot$mm

全局最优适应度的变化如图 5 所示，

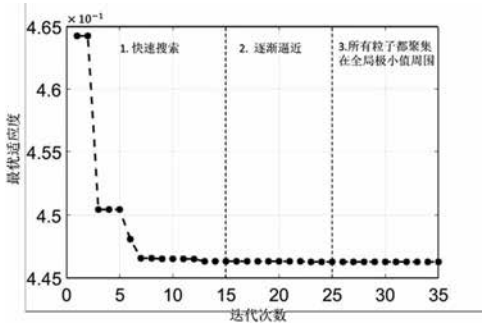


图 5　适应度变化情况

在每次迭代中，处于最优位置的粒子，也就是对应着最优尺寸参数的变化情况如图 6 所示。

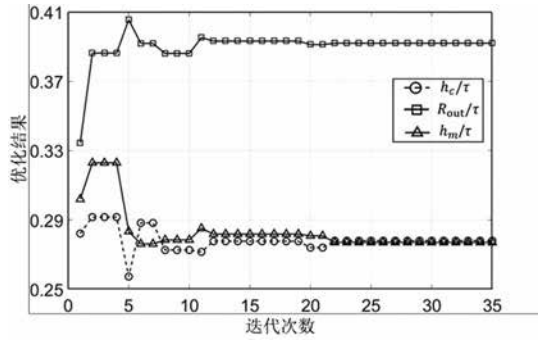


图 6　粒子组群最优位置的变化

从图中可以看出，在整个优化过程中，PSO 具有良好的收敛速率，根据（8）所示的目标函数，经过 25 次迭代，最优粒子就已经聚集最佳位置附近。对于正方型线圈的优化，经过 36 次迭代得到全局最优解。本文提出的优化方法的优化结果如表 2 和表 3 所示，并与［6］、［8］中的优化方法的结果进行对比，结果也展示在表 2 和表 3 中。

表 **2**　采用线圈 A 的平面电机的优化结果

线圈参数	本文方法	［6］中方法	［8］中方法
线圈厚度 h_c	0.278τ	0.284τ	0.284τ
线圈厚度 h_m	0.277τ	0.286τ	0.286τ
线圈束宽 R_{out}	0.392τ	0.396τ	0.389τ

表 **3**　采用线圈 B 的平面电机的优化结果

线圈参数	本文方法	［8］中方法
线圈厚度 h_c	0.274τ	0.28τ
线圈厚度 h_m	0.259τ	0.263τ
线圈束宽 R_{out}	0.67τ	0.65τ

5　优化结果分析

以功耗和成本为评价标准，通过边界元软件 RadiaTM 和商用有限元软件 COMSOL © 对基于优化后参数构建的磁悬浮电机进行仿真，并计算该电机的 f_{obj} 值。计算结果表明，本文提出的优化方法的结果优于已有的优化方法获得的结果，对于采用线圈 A 和线圈 B 的电机，通过本文优化方法使其 f_{obj} 分别减小了 4.6%和 3.8%，此外，磁力模型计算在整个优化过程中占据了大部分时间，特别是采用 PSO 这样的全局算法。由于采用磁荷节点的数值模型各计算单元的独立性，可以通过并行计算来缩短数值模型的计算时间，整个优化过程大约需要 1 个小时。因此，与传统的商用有限元优化方法相比，本文提出的优化方法效率更高，而在有限元方法优化过程中，每一轮迭代都仿真通常需要 3-5 个小时。

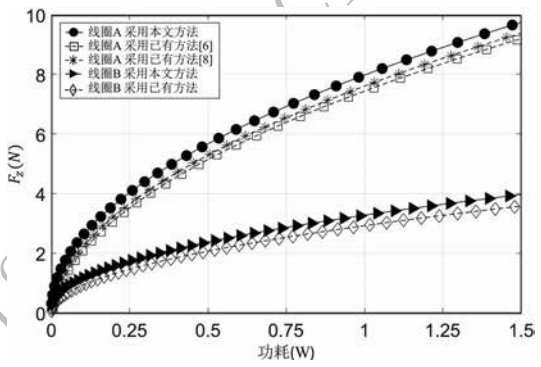


图 7　平面电机的悬浮力随绕组功耗的变化

图 7 为磁悬浮电机悬浮力随功耗的变化情况，ΔF_z 的平均增量通过下式计算：

$$\Delta F_z = \frac{1}{sum}\sum_{sun}\frac{F_z^{New} - F_z^{Old}}{F_z^{Old}} \tag{21}$$

其中采样数值 sum 为 30，F_z^{New} 是由本文提出的优化方法设计的电机的悬浮力，F_z^{Old} 是由现有的解析式优化方法设计的电机的悬浮力。根据（21），在相同功耗的情况下，采用本文优化方法设计的线圈 A 和线圈 B 的悬浮力分别比已有的优化方法设计的线圈提升约 5%和 4%。

此外，从表 2 和表 3 可以看出，本文优化方法得到的 h_m 值小于其他优化方法的优化结果。因此，由式（9）和式（8）可知，本文优化方法设计的磁悬浮电机在功耗相同的情况下，成本更低，功耗更低。体现本文优化方法的可行性和有效性。

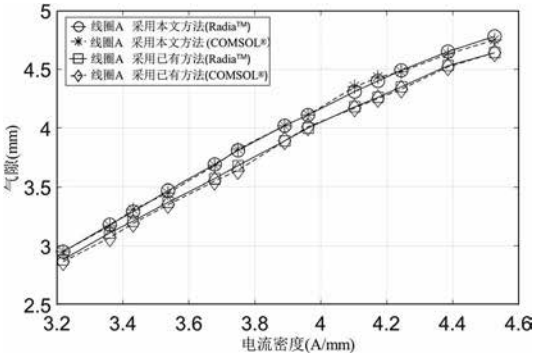


图 8 采用线圈 A 的电机气隙随电流密度的变化情况

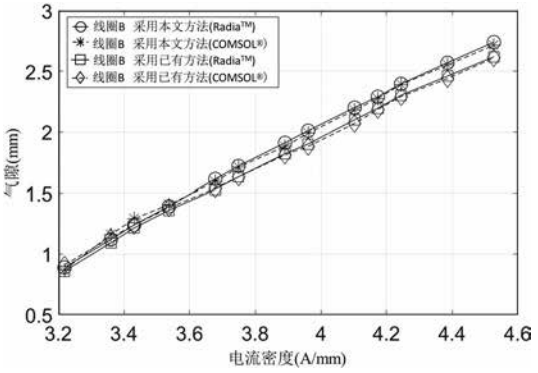


图 9 采用线圈 B 的电机气隙随电流密度的变化情况

悬浮高度与线圈电流密度的关系如图 8 和图 9 所示。在相同的电流密度下，采用本文优化方法设计的磁悬浮电机具有更高的悬浮高度。这些仿真结果都证明了本文提出的优化方法具有良好的性能，与已有的优化方法相比，本文采用的数值模型保持了电机实际线圈的几何结构，没有像解析模型一样简化线圈形状，因此具有更好的准确性和通用性，其优化结果比其他方法更有效。

5 结论

本文提出了一种快速、准确的磁悬浮平面电机多目标优化优化方法。该方法的优化目标是使电机效率最大化的同时使电机成本和功耗最小化。该优化方法不采用有限元或调和分析模型，而是基于可并行计算的数值模型。利用个智能优化算法 PSO 获得最优解，使得提出的优化方法具有耗时少、收敛速度快的优点，同时可以有效避免陷入最优局部解。此外，数值模型与并行计算的引入大大加快了优化速度。该方法不同于［6］和［8］中的针对优化变量依次优化的解耦方法，解耦方法通过解耦目标函数中的各个优化变量，再依次求取最优解。而本文优化方法以较低的计算耗时获得全局最优解。因此，与已有优化方法相比，本文的优化方法具有更高的通用性和可靠性。Radia™ 和 COMSOL© 的仿真结果验证了本文提出的优化方法的有效性。该优化方法也为电机尺寸参数的确定提供了一种新的思路，对磁悬浮电机的优化设计具有一定的参考价值。

参考文献：

［1］李红伟，刘淑琴，于文涛，等．电涡流传感器检测磁悬浮转子轴向位移的方法［J］．仪器仪表学报，2011（7）．

［2］周赣，黄学良，柏瑞，等．磁悬浮平面电机的解耦控制策略［J］．中国电机工程学报，2009，29（12）：81-86.

［3］周赣，黄学良，蒋浩，et al. Halbach 型磁悬浮平面电动机电流控制方法［J］．电工技术学报，2010，25（5）：69-75.

［4］Chen M Y，Huang H H，Hung S K．A new design of a submicropositioner utilizing electromagnetic actuators and flexure mechanism［J］．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2009，57（1）：96-106.

［5］Nguyen V H，Kim W J．Design and Control of a Compact Light-Weight Planar Positioner Moving Over a Concentrated-Field Magnet Matrix［J］．IEEE/ASME Transactions on Mechatronics，2013，18（3）：1090-1099.

［6］Min W，Zhang M，Zhu Y，et al. Analysis and Design of Novel Overlapping Ironless Windings for Planar Motors［J］．IEEE Transactions on Magnetics，2011，47（11）：4635-4642.

［7］Min W，Zhang M，Zhu Y，et al. Analysis and Optimization of a New 2-D Magnet Array for Planar Motor［J］．IEEE Transactions on Magnetics，2010，46（5）：1167-1171.

［8］Jansen J W，Lierop C M M V，Lomonova E A，et al. Magnetically Levitated Planar Actuator With Mov-

ing Magnets [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 1 (4): 1108-1115.

[9] Zhang S, Dang X, Wang K, et al. An Analytical Approach to Determine Coil Thickness for Magnetically Levitated Planar Motors [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, PP (99): 1-1.

[10] 李杨, 刘杨, 浑陆, et al. 磁悬浮平面电机的建模与仿真 [J]. 自动化技术与应用, 2017 (10).

[11] Shimotani T, Sato Y, Sato T, et al. Fast Finite Element Analysis of Motors Using Block Model Order Reduction [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 52 (3): 1-1.

[12] Xu F, Dinavahi V, Xu X. Parallel Computation of Wrench Model for Commutated Magnetically Levitated Planar Actuator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (12): 7621-7631.

[13] Compter I J C. Electro-dynamic planar motor [J]. 2004, 28 (2): 171-180.

[14] Liuzzi G, Lucidi S, Parasiliti F, et al. Multiobjective optimization techniques for the design of induction motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39 (3): 1261-1264.

[15] Xu S, Rahmat-Samii Y. Boundary Conditions in Particle Swarm Optimization Revisited [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55 (3): p. 760-765.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

DEM6 轻便三杯风向风速表启动杆按压自动化检定装置的研制

武春爱，刘　宇，马　婷，印佳楠

（河北省气象技术装备中心，河北 石家庄 050021）

摘　要：目前全国 3MS 省级自动气象站风速自动检定系统已经实施自动化，但对于直路风洞检定 DEM6 轻便三杯风向风速表的风速实验室的检定无法实现自动化，每次检定时还需到风速现场人为拨动启动杆，以便记录该次检定的读数，针对这一问题，在 3MS 省级自动气象站风速自动检定系统基础上研发一套针对 DEM6 轻便三杯风向风速表的检定装置，该装置利用启动风速表的驱动板通过条形豁口连接按压启动杆，进而实现远程控制启动杆，使用方便，便于同一地点测量多组数据，测量结果更准确，实现风速启动杆按压自动化。

关键词：风速表；启动杆；自动化

Development of DEM6 portable three-cup wind direction anemometer start lever pressing automatic verification device

Wu Chunai　Liu Yu　Ma Ting Yin Jianan

（Hebei Meteorological Technical Equipment Center，Shijiazhuang 050021，Hebei）

Abstract：At present，the wind speed automatic verification system of the 3MS provincial automatic weather station in the country has been automated，but the wind speed laboratory verification of the DEM6 portable three-cup wind direction anemometer for the verification of the straight road wind tunnel cannot be automated. In order to record the reading of this verification，a set of verification device for the DEM6 portable three-cup wind direction anemometer was developed based on the 3MS provincial automatic weather station automatic verification system for this problem. This device uses the startup wind speed The driving board of the watch is connected to the start lever by a bar-shaped gap，so as to realize the remote control of the start lever. It is convenient to use，and it is convenient to measure multiple sets of data at the same place.

Key words：Anemometer；start lever；automation

作者简介：武春爱 出生年：1965 年、籍贯：河北石家庄、学历：本科、职称：副研高工、职务：无、研究领域：测试计量技术及仪器、电话 13191862633、E-mail：wuchunai32012@ sina. com 、通讯地址河北省石家庄市体育南大街 178 号、邮政编码：050021。

1 引言

目前，各省级气象计量机构均已配备3MS省级气象计量检定业务系统 以下简称3MS系统[1]该系统虽可实现各类仪器的自动检定 但不具备对DEM6轻便三杯风向风速表[2] 检定时，启动杆的自动按压，需手动按压，风速指针回到零位，松开启动杆，由于DEM6轻便三杯风向风速表每次需要检定八个点，这样需要按压启动杆至少八次，而其启动必须依靠手动按下，给实际检定带来极大不便。鉴于此开发了启动杆按压自动化检定装置[3]~[7]，并充分利用现有3MS系统的硬件环境组成自动检定DEM6轻便三杯风向风速表丰富原3MS系统功能进一步提升工作效率。

2 DEM6轻便三杯风向风速表

2.1 DEM6轻便三杯风向风速表的结构

风速表组成部分[8]：

（1）旋杯，（2）蜗杆、（3）拨杆、（4）时间控制盘、（5）擒纵调速器、（6）（7）弹簧、（8）涡轮架、（9）涡轮、（10）齿轴、（11）轮片、（12）齿轴、（13）弹簧、（14）回零杠杆、（15）风速指针、（16）中心轮、（17）时间轮片、（18）时间齿轴、（19）原动齿板、（20）原动弹簧、（21）启动版、（22）弹簧、（23）启动杆、（24）转动轴、（25）离合控制架。

旋杯是风速表的感应元件，它的转速与风速有一个固定的关系。风速表主要就是根据这个基本原理制成的。

2.2 工作原理

当压下启动杆时，推动启动板将原动齿板向左转动一个角度。时间齿轴空套在轴上与时间轮片以摩擦连接，此时轮片不动齿轮打滑］启动板下方的拨杆拨动回零杠杆，回零杠杆压到与风速指针相连的凸轮上，凸轮在杠杆的压力下旋转，使风速指针回到零位。

当启动板向左转动的同时，由于转动轴向左转一角度。离合控制架空套在转动轴上，这时离合控制架的左臂上的销子，就从时间控制盘的缺口跳出。

当放开启动杆时由于弹簧的作用，恢复原位，原动齿板恢复原位的速度受到擒纵调速的控制，因此时间控制盘就按照一个固定的速度转动。

离合控制架在恢复原位的过程中，由于时间控制盘已转过一个小角度，所以左臂上的销子就不能再落到时间控制盘的缺口里了，而落到突出的一段圆弧上。时间控制盘继续转动，销子落到时间控制盘的外圆上。

这时离合控制架左右臂的销子恰好对准涡轮架的凹槽，涡轮架在弹簧的作用下，向上抬足，齿轴与轮片啮合。这时旋杯的转动就可通过传到风速指针。

经一分钟后左臂的销子落入时间控制盘的缺口中，在弹簧的拉力作用下转回最初的位置。其右臂上的销子在涡轮架的凹槽中转出，并把涡轮架压向下方，使齿轮轴与轮片脱开。

风速指针停止转动指出风速值。随后时间控制系统停止工作，旋杯涡轮空转。如欲进行下一次观测，只要再压一下启动杆即可。

3 启动杆按压检定装置组成

3.1 结构组成

启动杆按压检定装置由构成一体的主板体和侧板体构成，主板体为一曲面条形板，侧板体为一平面条形板，主板体外端的底面设置有盲孔，盲孔为从底面凹向顶面的圆柱形凹陷，主板体的中部设有卡槽，卡槽为条形豁口。主板体与风速表连接；盲孔与风速表的启动杆的端头扣合连接；卡槽与风速表传动轴的轴套卡合连接；卡槽的长度大于传动轴的直径。驱动板通过盲孔和复位杆的端头扣合连接与风速表连接。设计卡槽的长度大于传动轴的直径，当拉动侧板体的下端，驱动板发生向下和向左的位移时，卡槽仍然和传动轴卡接，不会掉落。

3.2 工作原理

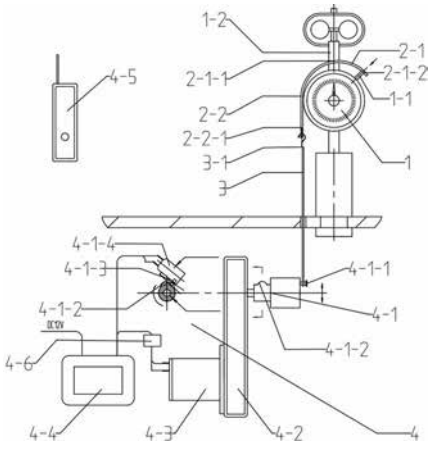


图 1　DEM6 轻便三杯风向风速表启动杆的驱动板及其装置示意图

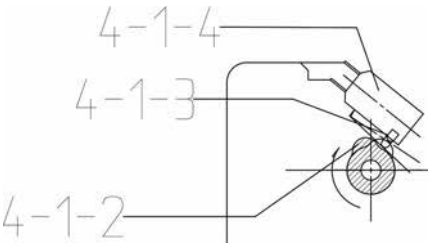


图 2　DEM6 轻便三杯风向风速表启动杆行程开关及凸头连接关系示意图

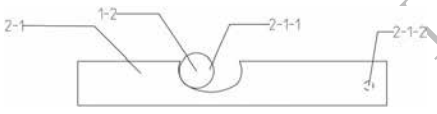


图 3　DEM6 轻便三杯风向风速表启动杆自动化上俯视图

1 风速表，1-1 启动杆，1-2 传动轴，2-1 驱动板主体，2-1-1 卡槽，2-1-2 盲孔，2-2 侧板，2-2-1 第一连接孔，3 传动带，3-1 挂钩，3-2 第二连接孔，4 控制机构，4-1 驱动体，4-1-1 连接头，4-1-2 凸轮，4-1-3 压头，4-1-4 行程开关，4-1-3 触头，4-2 减速器，4-3 电动机，4-4 控制器，4-5 遥控器。

驱动板由构成一体的主板体和侧板体构成，所述主板体为一曲面条形板，所述侧板体为一平面条形板，所述主板体外端的底面设置有盲孔，所述盲孔为从底面凹向顶面的圆柱形凹陷，所述主板体的中部设有卡槽，所述卡槽为条形豁口。这种结构构造简单，容易安装，使用者不需要接触风速表即可实现远程启动，使用方便，测量结果更准确。

如图 1、3 所示，包括驱动板，主板体与风速表连接；盲孔与所述风速表的启动杆的端头扣合连接；卡槽与风速表传动轴的轴套卡合连接；卡槽的长度大于传动轴的直径。驱动板通过盲孔和启动杆的端头扣合连接与风速表连接。设计卡槽的长度大于传动轴的直径，当拉动侧板体的下端，驱动板发生向下和向左的位移时，卡槽仍然和传动轴卡接。

如图 1、2 所示，所述小圆柱体的侧面设置有凸头；所述凸头与行程开关的触头相配合；行程开关与控制器电连接。行程开关的触头与小圆柱体的凸头相配合，当凸头把触头压下时，行程开关通过控制器控制器使电动机断电停止转动。控制器控制所述驱动体旋转一周，连接头带动传动带纵向往复运动一次后，控制器控制凸头把触头压下，阻止小圆柱体运动，完成风速表的启动。

4　测试试验

通过实验启动杆按压自动化检定装置按压 DEM6 轻便三杯风向风速表时钟所走时间与手动按压所走时间一致。

方法数据次数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
手按	60.2	60.3	60.2	60.4	60.3	60.2	60.2	60.3	60.3	60.4
自动	60.2	60.2	60.3	60.3	60.4	60.2	60.3	60.2	60.3	60.3

5　结论

本文针对启动杆不能自动按压的问题研发了一种启动风速表的驱动板，这种启动风速表的驱动板，构造简单，容易安装，使用者不需要接触风速表即可实现远程按压启动

杆，使用方便，便于同一地点测量多组数据，测量结果更准确，实现 DEM6 轻便三杯风向风速表启动杆按压自动化。

参考文献：

[1] 杨紫超，孙文博，袁文辉，3MS 省级气象计量检定业务系统简介［J］气象灾害防御 2014（3）：43-44

[2] JJG 431-2014 轻便三杯风向风速表检定规程［S］

[3] 杨亭，龙平，李翠翠，贵州省气象计量检定管理系统，科技风 2018 年 31 期

[4] 任燕，强易芳，郭瑞宝，基于 RS232 接口温度传感器自动检定系统设计，气象科技 2014 年 3 月

[5] 郑学文，陈武框，吕玉嫦，风速传感器自动化检定系统中自动控制的实现［J］气象科技，2009. 37（02）：253-256

[6] 刘宇，武春爱，张佳佳等，基于检定环境对风速表标准影响的研究［J］，国外电子测量技术，2016. 35（10）：72-75

[7] 郑学文，陈武框，李昕娣，常规风速仪自动化检定模块的研究设计，气象水文海洋仪器，2010 年 . 6 月

[8] DEM6 轻便三杯风向风速表使用说明书 津制 00000659

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

主回路流量数字化标定方法研究及应用

陈开林，刘　鹏

（中广核工程有限公司核电安全监控技术与装备国家重点实验室，广东 深圳 518124）

摘　要：目前，由于国内 CPR1000 各机组间存在差异性，用于反应堆冷却剂流量测量的变送器需要根据实际工况进行重新标定。主回路流量验证试验（RCP TP59）是在机组临界前试验阶段（PCT）的标准热停工况下，对三个环路的流量进行计算和重新标定，确保事故工况下，30%FP 额定功率堆芯燃料没有 DNB 的风险。鉴于传统的调试方法中存在的一定问题和弊端，对阳江 5&6 号机的主回路流量测量方式以及试验方法进行优化和改进，对于后续机组的调试和技术改进具有重要的指导和借鉴意义。

关键词：反应堆冷却剂；流量验证；数字化标定；优化

Research and application of digital calibration method for coolant flow

Chen kailin，Liu peng

（*State Key Laboratory of Nuclear Power Safety Monitoring Technology and Equipment*，China Nuclear Power Engineering CO. LTD，Shenzhen，Gangdong，518124，China）

Abstract：At present，because of the differences among the CPR1000 units in China，the transmitter used for coolant flow measurement in the reactor needs to be re-calibrated according to the actual working conditions. At the hot shutdown stage of the unit pre-critical test（PCT），verification test of Reactor primary loop flow（RCP TP59）calculates and re-calibrates the flow rates of the three loops to ensure that the core fuel at 30% FP power has no DNB risk under accident conditions. In view of some problems and drawbacks in the traditional test methods，it is necessary to optimize and improve the test methods for reactor coolant flow verification of Yangjiang 5&6 unit，which has important guidance and reference significance for subsequent unit debugging and technical optimization.

Key words：Reactor coolant；flow verification；Digital calibration；optimization

作者简介：陈开林，2012 年于华中科技大学获得学士学位，现为中广核工程有限公司仪控工程师，主要研究方向为反应堆控制与调试。E-mail：1045305164@qq.com

Chen kailin，received his B. Sc. degree in 2012 from Huazhong University of science，now he is I & C Engineer of CNPEC. His main research interests include Reactor control and commissioning.

0 引言

核电站反应堆冷却剂系统（RCP）即一回路的主回路，其主要功能是使冷却剂循环流动，将堆芯裂变产生的热量通过蒸汽发生器传输给二回路，同时冷却堆芯，防止堆芯燃料元件过热烧毁。

主回路流量变送器的准确标定是反应堆冷却剂冷却流量试验的前提，确保机组能够上行至30%FP的额定功率没有发生堆芯燃料DNB，对核电机组的安全具有重要意义。鉴于前期主回路流量验证试验（RCP TP59）中存在的一些问题和弊端，有必要对主回路流量变送器标定方法进行改进和优化。本文通过对主回路流量数字化标定方法的研究及应用，进一步优化试验方法，提高机组的安全性能，对于后续机组的调试和技术改进具有重要的指导和借鉴意义。

1 背景概述

目前国内的CPR1000机组，主回路流量测量是依据弯管流量计原理，通过压力变送器测量一回路的弯管处内外径的差压值来表征主回路的流量。CPR1000机组初始设计仪表量程0-110kPa对应0-120%FP的流量。但由于每台机组的仪表安装位置、主泵功率及效率、流体阻力等因素存在差异性，导致初始设置的量程不能准确表征主回路流量，因此需要在机组预临界阶段（PCT）的标准热停工况下，通过主回路流量验证试验（RCP TP59）对仪表量程进行校准。

前期的红沿河、宁德、防城港和阳江项目调试过程中，主回路流量验证试验（RCP TP59）都是在PCT期间的标准热停工况下执行。通过测量100%FP流量下的差压值计算120%FP流量下的差压值，从而得到变送器的新量程，现场根据新量程对变送器进行在线量程调整。但是前期采用的仪表在线量程调整方法存在一定问题和弊端。首先，试验过程持续时间较长，试验人员需要进入核岛内完成仪表量程调整，耗时4小时以上。其次，在仪表的量程调整过程中，由于仪表隔离阀存在轻微内漏，导致调整过程中变送器电流始终在变化，在这种情况下进行量程调整操作难度较大，且调整结果误差较大。然后，在PCT期间的热停平台，核岛内环境较差（噪音和甲醛），会对长时间在岛内工作的试验人员的身体健康造成影响，易促成人因失误。最后，在机组的维修阶段，一回路具有较高的放射性，主回路流量变送器的更换与和重新标定也需要较长时间，同样对维修人员的身体健康造成影响，而且由于变送器量程设置各不相同，不便于机组的维修，容易造成人因失误。

鉴于上述情况，需要对主回路流量的数字化标定方法进行研究，进一步优化主回路流量验证试验，应用到阳江5&6号机，对于后续机组调试和维修具有重要的指导和借鉴意义。

2 主回路流量数字化标定方法研究

核电站主回路流量变送器的测量原理如图1所示，在每个蒸汽发生器主管道出口弯管的外径处有一个公用的高压侧接口，在内径处有三个低压侧接口，连接三个流量测量的差压变送器。由于离心力的作用，弯管的外径与内径之间存在压差ΔP，与流量Q的平方成正比。因此通过测量ΔP可推算出环路相对流量（额定流量的百分比）。

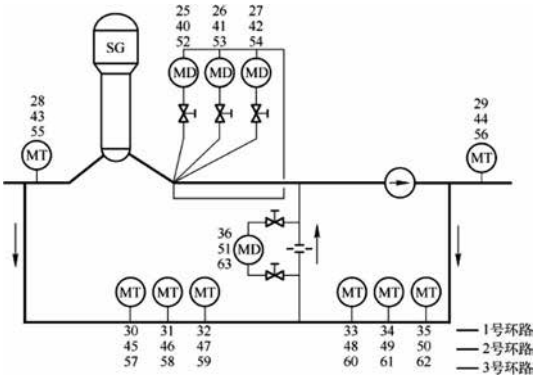


图1 主回路流量的测量原理

由于 CPR1000 机组之间存在差异性，初始设计量程 0－110kPa 并不能准确表征 0－120%FP 的主回路流量。通过对 CPR1000 机组的数据进行统计和分析（如图 2 所示），实际工况下 0－120%FP 的主回路流量所对应的压力范围均大于 110kPa。为了使初始量程能覆盖 0－120%FP 流量所对应的压力范围，必须扩大初始量程，同时需要考虑仪表本身的测量范围（EOMM 手册中压力范围为 0－186.4kPa[1]）和精度（例如：0－135kPa）。

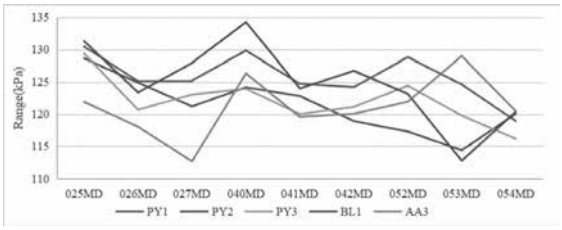


图 2　CPR1000 机组的主回路流量变送器的量程

由于 CPR1000 机组中每个流量变送器的压力范围并不相同，必须在 DCS 组态中对每个流量变送器的通道增加 GD 模块对量程进行修正（如图 3 所示），GD 模块设置成 $Y=k*X$（k 的初始值为 1），通过调整系数 k 达到调整仪表量程的目的，避免仪表在线量程调整。

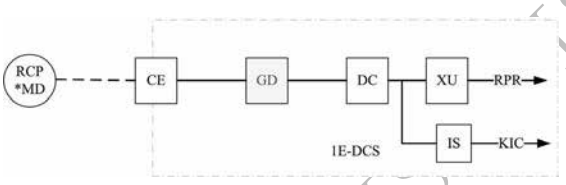


图 3　DCS 组态中增加 GD 模块示意图

通过在 DCS 组态中新增 GD 模块对仪表量程进行修正，实现对主回路流量数字化标定的目的，同时有利于主回路流量验证试验的改进和优化，试验优化前后对比如表 1 所示。

表 **1**　RCP59 试验优化前后对比

试验工况	优化前	优化后	优点
单泵运行	测量 RCP 一回路备用温度通道的电阻，计算一回路的温度。	在 KIC 上读取 RCP 一回路温度通道的温度。	1、在 KIC 直接读取比测量电阻换算温度的方式更简便，避免人因失效； 2、修改 GD 参数比仪表在线量程调整引入的误差更小，节省工期，避免人因失效； 3、无需进入核岛，避免人员的身心健康受岛内恶劣环境的影响。
三泵同时运行	1、测量 RCP 一回路备用温度通道的电阻，计算一回路的温度； 2、重新计算量程，对仪表进行在线量程调整。	1、在 KIC 上读取 RCP 一回路温度通道的温度； 2、重新计算和修改 GD 模块的系数。	

在三台主泵同时运行的工况下，需要计算 120%FP 的流量下对应的压力对流量进行重新标定。通过在安全级 1E-DCS 的组态中针对每个流量变送器的通道增加 GD 模块（$Y=k_0*X$）进行修正，其中比例系数 k_0 的初始值为 1。主回路流量变送器的标定根据式（1）（2）（3）重新计算比例系数 k 的值，并在组态在重新设置。

$$\Delta P_{100\%}=R_0\frac{(I-I_0)}{16} \tag{1}$$

$$\Delta P_{120\%}=1.44*\Delta P_{100\%} \tag{2}$$

$$k=\frac{R_0}{\Delta P_{120\%}} \tag{3}$$

式中：$\Delta P_{100\%}$——100%FP 流量下对应的压力值；$\Delta P_{120\%}$——120%FP 流量下对应的压力值；R_0——仪表初始设置的量程（例如 135kPa）；I——三泵同时运行工况下的流量变送器的电流；I_0——三泵全停工况下的流量变送器的电流。

在 CPR1000 机组的设计图中，主回路流量信号不仅送至安全级进行逻辑运算，同时也送至第三方试验数据采集系统（KDO 系统）进行监视和计算。由于 KDO 系统的设计只有采集和计算功能，没有逻辑组态，可通过系统中的校正功能对仪表量程进行修正。在校正功能中通过选择二项式校正，KDO 系统根

据式（4）对采集的电流 I_1 进行校正后得到校正电流 I_2，然后根据式（5）换算成主回路的流量 F。

$$I_2 = aI_1^2 + bI_1 + c \quad (4)$$

$$F = 120 * \sqrt{(I_2 - 4) / 16} \quad (5)$$

式中：I_1——KDO 系统采集的电流；

I_2——KDO 系统校正计算后的电流；

F——主回路的相对流量；

a、b、c——二项式系数。

对于主回路流量的重新标定，只需根据式（6）（7）（8）（9）重新计算和设置二项式系数 a、b、c 的值。

$$\Delta P_{100\%} = R_0 \frac{(I - I_0)}{16} \quad (6)$$

$$\Delta P_{120\%} = 1.44 * \Delta P_{100\%} \quad (7)$$

$$I_m = 16 * \frac{\Delta P_{100\%}}{\Delta P_{120\%}} + I_0 \quad (8)$$

$$a = 0,\ b = (I_m - I_0) / (I - I_0),\ c = I_m - bI \quad (9)$$

式中：I——三泵同时运行工况下 KDO 系统采集的流量变送器的电流；I_0——三泵全停工况下 KDO 系统采集的流量变送器的电流；I_m——三泵同时运行工况下目标电流；R_0——仪表初始设置的量程（例如 135kPa）；$\Delta P_{100\%}$——100% FP 流量下对应的压力值；$\Delta P_{120\%}$——120%FP 流量下对应的压力值；a、b、c——二项式系数。

3 应用效果

根据目前国内 CPR1000 机组的特点，对主回路流量的数字化标定方法进行研究，并应用到阳江 5&6 号机组。在阳江 5&6 号机的安全级组态中通过引入 GD 模块对主回路流量进行修正，同时在第三方试验数据采集系统（KDO）上对流量的校正方法进行进行改进和优化。数字化标定的应用将主回路流量验证试验（RCP TP59）时间由原来的 8-10 小时缩短至 1-2 小时，提高工作效率，节省机组调试的工期。

由于变送器在线调整量程的方法具有局限性的，仪表特性、人员技能、压力稳定性等因素都会影响变送器量程调整的结果。以往的试验过程中变送器在线调整量程引入的误差较大，导致流量的测量和计算存在较大的偏差。然而主回路流量数字化标定方法只通过采集 DCS 的数据，计算和修改 GD 参数方式实现对流量的准确标定，保障仪表的测量精度，提高工作质量。同样对于商运机组，也简化主回路流量变送器的更换和校验等维修工作。

通过对比两种方法，采用主回路流量数字化标定方法可以改进和优化试验方法，避免试验人员长时间进入核岛内工作，减少岛内环境对人员身体健康的影响，保障人员安全，降低风险。

4 结语

本文通过对 CPR1000 机组主回路流量数字化标定方法的研究及应用，提高工作效率和质量，节省机组调试成本，取得巨大的经济和社会效应，对核电安全具有重要意义。对于后续 CPR1000、ACPR1000 以及华龙机组的调试和技术改进具有重要的指导和借鉴意义。

参考文献：

[1] Rosemount . Reference Manual Rosemount 1153 Series D：Emerson Process Management，2008

基于 TQWT 的高铁轴承状态监测与故障诊断 SPC 方法

樊　薇，焦之远

（江苏大学机械工程学院，江苏 镇江 212013）

摘　要：高铁轴承局部故障因高速、强负荷运载环境而难以监测与诊断。统计过程控制（Statistical process control，SPC）通过监测过程运行状态变化从而发现故障信息，针对轴承故障信号特点，提出基于 SPC 与可调 Q 因子小波变换（Tunable Q factor wavelet transform，TQWT）的状态监测与故障诊断方法。利用 TQWT 获取正常运行状态下轴承振动信号的主小波系数和残余小波系数，并分别构建 Shewhart 控制图进行轴承状态监测；针对故障状态下的异常点进行信号重构并用于故障诊断。实际高铁轴承状态监测与故障诊断表明该方法能有效监测与诊断轴承故障。

关键词：状态监测，故障诊断，可调 Q 因子小波变换，统计过程控制，轴承

中图分类号：TH165；TN911

TQWT-assisted SPC Method for Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Bearings in High-speed Rail

FAN Wei，JIAO Zhi Yuan

（School of Mechanical Engineering，Jiangsu University，Zhenjiang 212013，China）

Abstract：Condition monitoring and fault diagnosis of bearings in high-speed rail is still a hard work due to harsh environments with high speeds and high loads. Statistical process control can detect the fault information by monitoring the working status. A statistical condition monitoring and fault diagnosis method based on tunable Q-factor wavelet transform（TQWT）is developed in this study. The core idea of this method is the TQWT has the ability to extract oscillatory behaviors of bearing faults. The vibration data under the normal condition are first decomposed by the TQWT into different wavelet coefficients. Two health indicators are then formulated by the dominant wavelet coefficients and the remaining coefficients for condition monitoring. Shewhart control charts on multiscale wavelet coefficients are constructed for fault diagnosis. We demonstrate the effectiveness of the proposed method by monitoring and diagnosing

作者简介：樊薇（1990-，通讯作者），女，博士，讲师，信号处理，机械故障诊断，E-mail：weifan@ujs.edu.cn

焦之远（1994-），男，硕士研究生，信号处理，E-mail：Jiaozhiyuan527@163.com

基金项目：国家自然科学基金 51905218 和江苏大学高级人才项目 19JDG040 资助项目。

single and multiple railway axle bearing defects.

Keywords: Condition monitoring; Fault diagnostics; Tunable Q - factor wavelet; Statistical process control; Bearing

1. 引言

传动系统作为高速动车组关键功能部件系统之一，对车辆运行平稳与安全十分重要，轴承作为传动系统的关键零部件，工作环境恶劣，工况非常复杂，很容易出现故障。对其进行有效的状态监测和故障诊断能保证高铁系统的可靠性、低成本和运行安全性。高铁车辆轴承服役环境复杂、工况多激励、强动载，对高铁车辆轴承开展状态监测与故障诊断具有巨大的挑战性。振动作为一种普遍的自然现象，包含了丰富的设备异常或故障信息，因而可作为判断设备运行状态的重要参数。

统计过程控制（Statistical Process Control, SPC）借助数理统计方法对生产过程进行控制，通过对正常运行状态下数据进行分析，构建控制图，并建立控制阈值；而当生产过程超出控制阈值时报警，从而达到控制生产质量的目的。SPC 能及时发现过程故障，查找故障隐患，从而采取控制措施，避免事故的发生，因而可用于轴承运行状态的监测。在对轴承振动信号进行统计分析时，常见的统计量有均方根、峰峰值、峭度、偏度[1] 和边带因子[2] 等。然而由于高铁传动系统轴承运行环境复杂，背景噪声强，现有统计量无法及时预警故障成分，因此，构建新的敏感统计指标，提早预警故障信息十分重要。

振动信号瞬态冲击响应波形能反映设备发生的故障形式，运用有效的信号处理方法可以从振动信号中检测出反映设备状态的瞬态成分，从而进行故障诊断[3]。小波分解是轴承故障特征提取中应用最广泛的时频分析方法之一[4]。通过选择合适的小波基，小波分解将信号与小波基函数进行内积运算从而将信号分解到各个尺度层。目前，已经发展了一系列基于小波分解的故障诊断方法[5][6][7]。

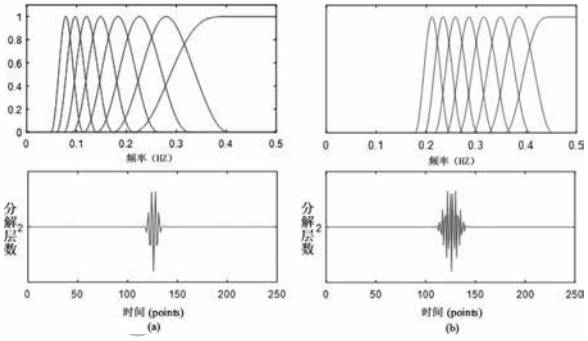
对于旋转机械设备而言，提取瞬态成分对故障诊断十分重要，然后进行设备运行状态监测同样很重要，因此本文结合小波变换和 SPC 方法，提出一种高铁轴承运行状态监测和故障诊断方法。该方法通过确定类型小波将待分析信号分解到不同尺度，并针对不同尺度层构建不同的健康指标，并构建 Shewhart 控制图来监测运行过程，这也称为多尺度统计过程控制（Multiscale statistical process control, MSSPC）[8]。不同尺度层上的小波系数相互独立时，可构建一个组合统计量对所有分解系数进行监测。JUNG[9] 通过组合离散小波变换后的统计量来监测心电图信号，并用于诊断心脏室性早搏。文献[10] 对 Haar 小波变换后的所有小波系数构建统计量来监测周期波形信号。文献[11] 基于主成分分析（Principle component analysis, PCA）和小波变换提出一种新的混合特征量进行多批监测。然而，在基于小波分析的 SPC 监测策略中，需要选择特定的母小波，且不同的母小波会产生不同的分析结果。因此，母小波的选择十分重要。

考虑到高铁车辆轴承在发生故障时会产生瞬态振动，且不同故障类型其振动信号表现为不同的振荡特征，而背景噪声的振荡特征也与故障时有明显区别。因此，本文提出应用可调 Q 因子小波变换（Tunable Q-factor wavelet transform, TQWT）对信号进行多尺度分解。TQWT [12]可根据信号特征，自适应调节小波基函数的 Q 值，使小波基函数振荡程度与分析信号的瞬态成分能较好匹配。TQWT 在轴承故障诊断的有效性已经得到很多工程验证[13][14]。通常，会先利用 TQWT 对振动信

号进行分解，然后通过设置阈值选择主要成分，并构建 SPC 统计模型。本文为了避免信息丢失，将 TQWT 分解的小波系数全部采纳，并分为主小波系数和残余小波系数，分别建立两个统计量，并基于这两个统计量进行状态监测。其中任一统计量超出控制线，即表明该过程存在故障，然后再提取出故障尺度，并进行信号重构分析，获得故障信息从而完成诊断过程。

2. 可调 Q 因子小波变换

可调 Q 因子小波变换（TQWT）是一种灵活的离散小波变换，TQWT 中的品质因子 Q，定义为脉冲信号的中心频率和其带宽的比值，它通过自适应调节来匹配所分析信号的振荡特性。TQWT 由两个量来参数化的：品质因子 Q 和冗余度 r。品质因子 Q 表示波形的振荡程度，Q 因子越高表示其有更多的符号变化，也包含更多的振荡周期。r 为冗余度，r 越大，TQWT 也就近似于连续小波变换。通常，$r=3$。图一给出了两组不同 Q 因子对应的脉冲信号与频谱图。图 1（a）中，Q = 2.5，r = 3，图 1（b）中，Q = 6，r = 3。Q 值越高，波形振荡程度越大，带通滤波器通带更窄。



（a）Q=2.5，r=3；（b）Q=6，r=3

图 1　不同 Q 因子对应的脉冲信号与频谱图

Fig. 1 TQWT wavelet function and frequency responses for two Q-factors.（a）Q=2.5，r=3；（b）Q=6，r=3.

TQWT 分解合成滤波器见图 2，其中 LPS 表示低通尺度，HPS 表示高通尺度。通过迭代使用二通道滤波器组实现信号的分解与合成。假设 ϕ 表示为 TQWT 的线性算子，小波系数 w^y 可由信号 y 计算如下：

$$w^y=\phi y \tag{1}$$

其中 $w^{y[j]}$，$j=1, 2, \cdots, J$ 表示第 j 层的小波系数，TQWT 使 ϕ 有反转特性，即：

$$\phi^T\phi=I \tag{2}$$

因此，y 的估计值可利用 TQWT 计算为：

$$\hat{y}=\phi^T w^y \tag{3}$$

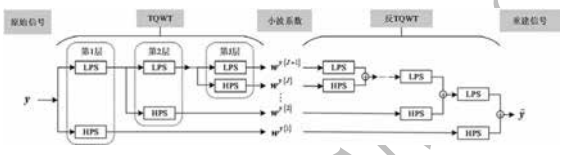


图 2　TQWT 分解合成滤波器框图

Fig. 2　The analysis and synthesis filter banks for the TQWT.

3. 状态监测与故障诊断方法

3.1　特征建立与状态监测

MSSPC 针对各尺度层的分解系数分别建立控制图来进行状态监测，这无疑大大增加运算成本，而传统基于小波的 SPC 方法只针对部分尺度层进行构建，往往导致信息丢失。因此，本文将分解的尺度层小波系数进行分类，并构建两个新特征量，用于状态监测。

假设待分析振动信号可以表示为：

$$y=x+\varepsilon \tag{4}$$

y 是观测振动信号，x 是故障信号，ε 是背景噪声。一般，背景噪声通常假定为高斯分布噪声[15][16]。然而，由于高铁复杂的工作条件，在正常情况下，测得的振动信号并不一定服从高斯分布，因此，需要考虑一般方法，而本文中对背景噪声的分布没有约束。

在正常运行状态下，采集的振动信号仅包含背景噪声，对信号 ε 应用 TQWT，定义分解的小波系数的第 $J+1$ 层能量为：

$$e_j=\sum_{k=1}^{l_j}\{w_j^{\varepsilon}[k]\}^2,\ j=1, 2, \cdots, J+1 \tag{5}$$

l_j 是第 j 层下分解的小波系数的长度。

构建新统计指标 M 和 L：

$$M = \log(\Sigma r_m e_m^2) \quad (6)$$

$$L = \log(\Sigma e_l^2) \quad (7)$$

其中 r_m 是第 m 层的能量分频，可以表示为 $r_m = e_m / \Sigma_{j=1}^{J+1} e_j$，$m$ 为叠加能量恰好能超过80%的各层，e_l 为残余能量，即剩余层数的能量。

轴承发生故障时，其振动信号经过 TQWT 分解后会影响各层系数分布及能量，相应的也会影响统计指标 M 和 L。假设显著性水平为 α，定义控制上限 UCL_M^α 和 UCL_L^α，如果 $M > UCL_L^\alpha$ 或者 $L > UCL_L^\alpha$ 或者同时大于控制上限则表示至少有一个故障发生。由于发生故障时只会增加相应尺度的能量，因此，只需要使用控制上限对过程进行观测。

3.2 基于 MSSPC 的故障诊断

Sohn[17] 等人发现可以使用均值控制图来监测数据的异常情况，因此，我们利用在每个层下的能量频散 $r_j = e_j / \Sigma_{j=1}^{J+1} e_j$ 来构建均值控制图。对每一层建立控制限，数据集中的 r_j 如果大于控制限代表在第 j 层存在故障，而每一层的控制上限 UCL 和控制下限 LCL 可以通过如下计算：

$$UCL_{r_j} = \bar{r}_j + 3\sigma_{\bar{r}_j} \quad (8)$$

$$UCL_{r_j} = \bar{r}_j - 3\sigma_{\bar{r}_j} \quad (9)$$

通常，在使用均值控制图时，样本容量设置为 4-6，用于检测特征值的偏移。而在本文中，样本容量设置为 5，也就是说，$\bar{r}_j$ 是五个 r_j 的均值。

当 $r_j > UCL_{r_j}$（$j = 1, 2, \cdots, J+1$）时，预警第 j 层包含故障信息。因此，可以利用 MSSPC 确定各层是否包含故障信息。再利用包含故障信息的所有层进行信号重构，结合希尔伯特包络谱[18] 进行分析，找出故障特征，从而实现故障诊断。

综上所述，高铁传动系统轴承状态监测与故障诊断方法可用流程图表示，如图 3 所示。

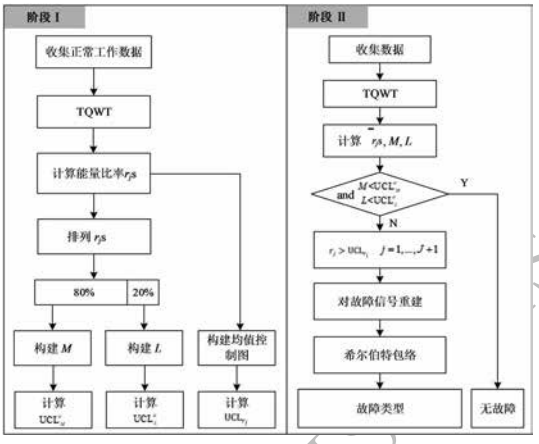


图 3 高铁传动系统轴承状态监测与故障诊断方法流程图

Fig. 3 The flowchart of the proposed condition monitoring and diagnosis method.

4. 高铁轴承故障诊断应用

试验对象为高铁车轴轴承，实验依托于西南交通大学牵引动力国家重点实验室，试验台如图 4 所示，包含两种不同的故障类型，分别为外圈故障和滚动体故障，分别表示在图 4 的（b）、（c）中。采样频率为 10K HZ，车轮的实验速度为 100KM/H，外圈和滚动体的故障特征频率分别为 $f_0 = 83.2979$Hz 和 $f_r = 33.9294$Hz。

在正常工作的条件下，被测振动信号通过 TQWT 分解为 20 层。其中参数设置为 $Q = 3.5$，$r = 3$。样本容量为 5，数据段长度为 2048，$\alpha = 0.05$。在 10000 个样本下得出控制上限分别为 $UCL_M^\alpha = 24.439$ 和 $UCL_L^\alpha = 23.689$，每个层的控制上限 UCL_{E_j} 如表 1 所示。

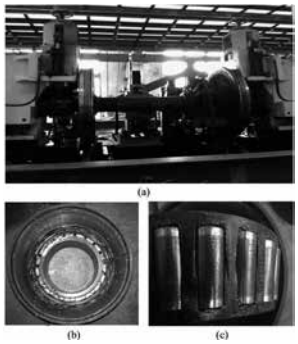


图 4 （a）试验台（b）外圈故障（c）滚动体故障

Fig. 4. （a）Bearing test rig;（b）three outer race defects and（c）a roller defect.

表一　每一分解层控制上限

Tab. 1　Upper control limits for all the decomposed scales

层数	UCL	层数	UCL	层数	UCL
1	3. 269	8	2. 998	15	0. 950
2	10. 104	9	0. 339	16	2. 481
3	3. 910	10	0. 253	17	1. 282
4	6. 443	11	0. 712	18	0. 226
5	3. 496	12	1. 113	19	3. 340
6	1. 916	13	17. 443	20	0. 460
7	1. 940	14	6. 791	20（$w^{(J+1)}$）	47. 127

4. 1　健康监测与单故障诊断

间隔固定时长采集 48 个样本，计算出指标和，并与正常状态下得到的控制上限对比得到控制图，如图 5 所示。

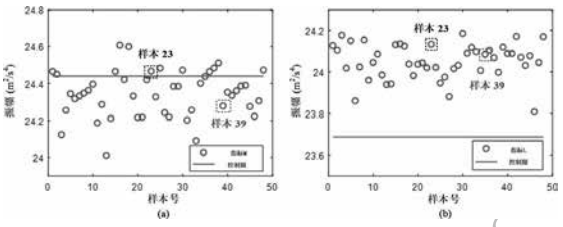


图 5　48 个样本下的（a）指标（b）指标 L 的控制图

Fig. 5　（a）M indicator and（b）L indicator for totally 48 samples.

对于样本 23 而言，无论是指标 M 还是 L，都超出控制上限，因此可以得出结论，样本 23 包含故障信息；而对样本 39 而言，指标 M 显示该样本处于正常运行状态，而指标 L 显示该样本包含故障信息，因此，可以得出结论，样本 39 也包含故障信息。

然后，可以利用 MSSPC 确定故障类型。以样本 39 为例，其振动信号如图 6（a）所表示，样本 39 经过 TQWT 分解后各尺度层的能量如表 2 所示。表 2 表示在第 2，5，6，7 和 9 层是超出控制上限。利用失控层重建信号，如图 6（b）所示。对重构信号进行希尔伯特包络谱分析得到频谱图，如图 7 所示，得到频率 f_r = 67. 9HZ，对应于轴承的滚动体故障频率。

表 2　样本 39 在各个分解层下的能量

Tab. 2　Energies on all decomposed scales for sample 39.

层数	r_j	层数	r_j	层数	r_j
1	1. 696	8	1. 720	15	0. 207
2	14. 804	9	0. 380	16	0. 475
3	1. 141	10	0. 109	17	1. 063
4	4. 553	11	0. 523	18	0. 091
5	12. 125	12	0. 993	19	0. 720
6	5. 085	13	7. 491	20	0. 258
7	7. 502	14	4. 226	20（$w^{(J+1)}$）	34. 838

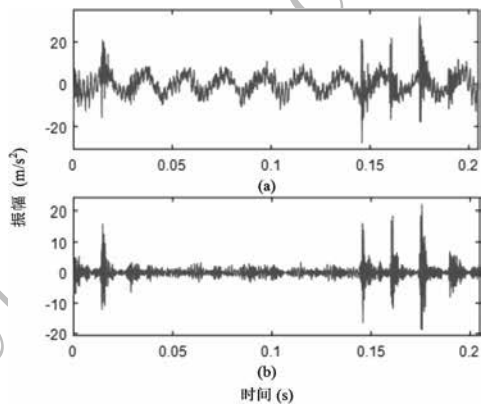


图 6　样本 39 对应的（a）原始信号（b）重构信号

Fig. 6　（a）Original vibration signal and（b）the reconstructed vibration signal.

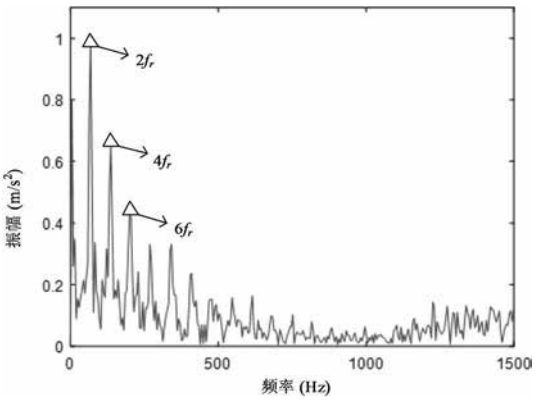


图 7　希尔伯特包络谱

Fig. 7.　Hilbert envelope of the reconstructed signal.

4. 2　健康监测与多故障诊断

为进一步验证该方法的有效性，再次间隔固定时长采集 48 个样本，计算出指标和，并与正常状态下得到的控制上限对比得到控

制图，如图 8 所示。图 8 表明所有 48 个样本均处于故障状态。

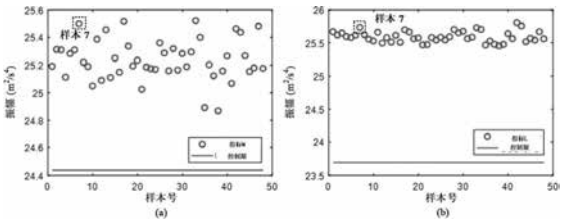


图 8　在 48 个样本下（a）指标 M（b）指标 L

Fig. 8　(a) M indicator and (b) L indicator for totally 48 samples.

对样本 7 而言，其振动信号如图 9（a）所示，样本 7 经过 TQWT 分解后在各尺度层的能量如表 3 所示，表 3 表明尺度 1~7，9~11 和 15 包含故障信息。利用这些尺度得到重构信号，如图 9（b）所示。对重建信号应用希尔伯特包络谱分析获得频谱图，如图 10 所示，图 10 表明 $f_r = 67.9$Hz 对应与轴承滚动体故障特征频率和 $f_0 = 83.01$Hz 对应于轴承外圈故障特征频率。

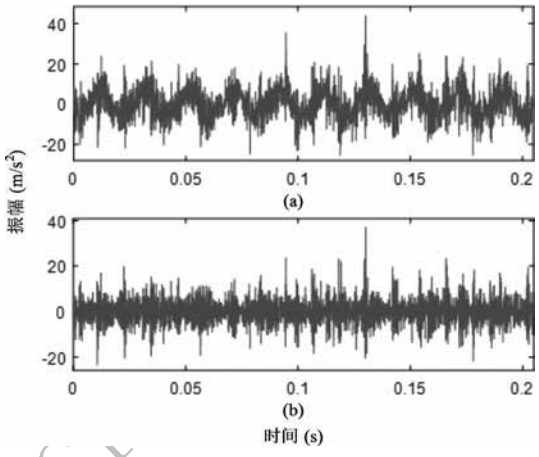


图 9　样本 7 对应的（a）原始信号（b）重构信号

Fig. 9　(a) Original vibration signal and (b) the reconstructed vibration signal for sample 7.

表 **3**　样本 7 在各个分解层下的能量

Tab. 3　Energies on all decomposed scales for sample 7.

层数	r_j	层数	r_j	层数	r_j
1	13.229	8	2.480	15	0.981
2	21.447	9	1.321	16	1.078

续表

层数	r_j	层数	r_j	层数	r_j
3	4.613	10	0.481	17	0.642
4	7.011	11	2.341	18	0.109
5	9.212	12	0.771	19	1.425
6	5.530	13	2.608	20	0.153
7	2.728	14	2.684	20（$w^{(J+1)}$）	19.156

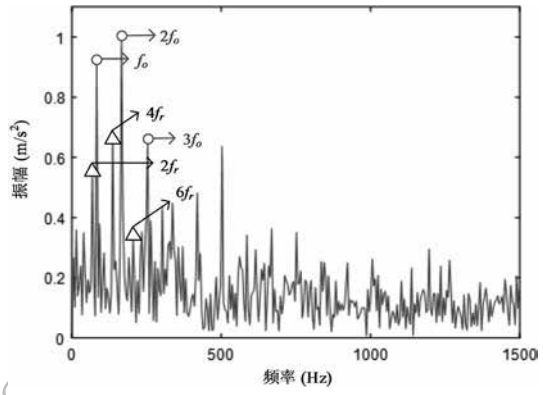


图 10　希尔伯特包络谱

Fig. 10.　Hilbert envelope of the reconstructed signal.

5. 结束语

（1）提出了一种新的轴承状态监测与故障诊断方法。利用 TQWT 能提取振动信号中振荡特征这一属性，将振动信号分解至不同尺度层，并构建两种统计指标进行状态监测。建立 MSSPC 提取故障层，并重构振动信号，并结合希尔伯特包络谱分析提取信号中所包含的故障特征频率，并进行故障诊断。

（2）通过实例分析，证明了该方法能有效进行高铁车辆轴承状态监测与故障诊断，且能诊断轴承多故障。该方法对数据的分布和稳定性假设较少，在实际工程中能得到较好的应用。

致谢

文中数据来源西南交通大学牵引动力国家重点实验室，感谢西南交通大学易彩博士的帮助。

参考文献：

[1] J. Ben Ali, N. Fnaiech, L. Saidi, B. Chebel-Morello, and F. Fnaiech, Application of empirical mode decomposition and artificial neural network for automatic bearing fault diagnosis based on vibration signals [J], Appl. Acoust., vol. 89, pp. 16 - 27, Mar. 2015.

[2] B. Zhang et al., Rolling element bearing feature extraction and anomaly detection based on vibration monitoring [J], in Control and Automation, 2008 16th Mediterranean Conference on, 2008, pp. 1792 - 1797.

[3] W. He, Y. Zi, B. Chen, S. Wang, and Z. He, Tunable Q-factor wavelet transform denoising with neighboring coefficients and its application to rotating machinery fault diagnosis [J], Sci. China Technol. Sci., vol. 56, no. 8, pp. 1956 - 1965, Aug. 2013.

[4] R. Yan, R. X. Gao, and X. Chen, Wavelets for fault diagnosis of rotary machines: A review with applications [J], Signal Process., vol. 96, pp. 1 - 15, Mar. 2014.

[5] D. Wang, K. -L. Tsui, and Q. Zhou, Novel Gauss - Hermite integration based Bayesian inference on optimal wavelet parameters for bearing fault diagnosis [J], Mech. Syst. Signal Process., vol. 72 - 73, pp. 80 - 91, May 2016.

[6] A. Choudhury and D. Paliwal, Application of frequency b-spline wavelets for detection of defects in rolling bearings [J], Procedia Eng., vol. 144, pp. 289 - 296, 2016.

[7] A. Ziaja, I. Antoniadou, T. Barszcz, W. J. Staszewski, and K. Worden, Fault detection in rolling element bearings using wavelet-based variance analysis and novelty detection [J], J. Vib. Control, vol. 22, no. 2, pp. 396 - 411, Feb. 2016.

[8] G. Shmueli, Wavelet-based monitoring for biosurveillance [J], Axioms, vol. 2, no. 3, pp. 345 - 370, Jul. 2013.

[9] Y. Jung and H. Kim, Detection of PVC by using a wavelet-based statistical ECG monitoring procedure [J], Biomed. Signal Process. Control, vol. 36, pp. 176 - 182, Jul. 2017.

[10] S. Zhou, B. Sun, and J. Shi, An SPC monitoring system for cycle-based waveform signals using haar transform [J], IEEE Trans. Autom. Sci. Eng., vol. 3, no. 1, pp. 60 - 72, Jan. 2006.

[11] L. Fang, C. George, J. Mani, H. Gholston, and G. Runger, Fault detection for batch monitoring and discrete wavelet transforms [J], Qual. Reliab. Eng. Int., vol. 27, no. 8, pp. 999 - 1008, Dec. 2011.

[12] I. W. Selesnick, Wavelet transform with tunable Q-factor [J], IEEE Trans. Signal Process., vol. 59, no. 8, pp. 3560 - 3575, 2011.

[13] J. Luo, D. Yu, and M. Liang, A kurtosis-guided adaptive demodulation technique for bearing fault detection based on tunable-Q wavelet transform [J], Meas. Sci. Technol., vol. 24, no. 5, p. 055009, May 2013.

[14] H. Wang, Y. Ke, L. Song, G. Tang, and P. Chen, A sparsity-promoted decomposition for compressed fault diagnosis of roller bearings [J], Sensors, vol. 16, no. 9, p. 1524, Sep. 2016.

[15] J. Zhang, Z. Li, and Z. Wang, A multivariate control chart for simultaneously monitoring process mean and variability [J], Comput. Stat. Data Anal., vol. 54, no. 10, pp. 2244 - 2252, Oct. 2010.

[16] W. Fan, Q. Zhou, J. Li, and Z. Zhu, A Wavelet-Based Statistical Approach for Monitoring and Diagnosis of Compound Faults With Application to Rolling Bearings [J], IEEE Trans. Autom. Sci. Eng., vol. PP, no. 99, pp. 1 - 10, 2017.

[17] H. Sohn, J. A. Czarnecki, and C. R. Farrar, Structural health monitoring using statistical process control [J], J. Struct. Eng., vol. 126, no. 11, pp. 1356 - 1363, 2000.

[18] D. Yu, J. Cheng, and Y. Yang, Application of EMD method and Hilbert spectrum to the fault diagnosis of roller bearings [J], Mech. Syst. Signal Process., vol. 19, no. 2, pp. 259 - 270, Mar. 2005.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于 LabVIEW 的温室大棚远程智能监控系统设计

刘玉芹[1]，徐海华[2]

（1. 江苏大学机械工程学院，江苏 镇江 212013；2. 山东大学微电子学院，山东 济南 250101）

摘　要：为了提高温室大棚种植效率，减少管理成本，要求有一种能实现大棚内温度、土壤湿度、光照等环境因素智能控制的系统。对以 LabVIEW 作为主控软件，结合相关的器件和外围电路实现温室大棚环境的远程监控，使得种植户在电脑上能看到大棚内农作物的生长情况以及大棚内的温度值、湿度值、光强值的系统进行了设计。系统采用 PID 算法对大棚内的湿度、温度、光照进行有效的自动控制。在系统的前面板上输入农作物种类和生长阶段，系统自动生成此时最适合该农作物生长的湿度、温度、光照参数值，从而保证大棚内的温度、湿度、光照被控制在合适的范围内。同时在前面板上设置了自动/手动切换控制按钮，使得该系统能够在自动/手动切换条件下对大棚进行控制。其在实验室条件下进行了验证，参数误差最大为 8.7%，效果不理想。但对控制精度要求不高的温室大棚来说，仍具有较好的实用价值和应用前景。

关键词：LabVIEW；温室大棚；远程监控；自动/手动切换；PID 算法；电路

中图分类号：TH70；TP27　　**文献标志码**：A

Design of Remote Intelligence Monitoring System Based on LabVIEW for the Greenhouse

LIU Yuqin[1]，XU Haihua[2]

（1. School of Mechanical Engineering，Jiangsu University，Zhenjiang 212013，China；
2. School of Microelectronics，Shandong University，Jinan 250101，China）

Abstract：In order to improve the efficiency of greenhouse cultivation and reduce management costs，an intelligent control system is needed to control the temperature，the soil moisture，the light intensity and other environmental factors in the greenhouse. Based on LabVIEW software and associated devices & peripheral circuits，a system was designed that presents a remote monitoring system used in the greenhouse environments to observe the crop growth and the temperature，the soil moisture，the light intensity in the greenhouse by the growers on the computer. The PID algorithm was adopted to get the effec-

作者简介：刘玉芹（1974－），女，博士，讲师，主要从事测控技术与图像处理等方面的教学与研究工作，liuyuq2001@126.com；

徐海华（2001－），男，本科生，多次参与电子科技创新实践活动，曾有创新性科技成果发表，xuhaihua2001@126.com.

tive control for the soil moisture, the temperature and the light intensity in the greenhouse. When the crop species and the corresponding growing stages are typed in the front panel, the system will automatically generate the most suitable parameters such as soil moisture, temperature and light intensity so that the soil moisture, the temperature and the light intensity in the greenhouse will be controlled in the suitable range. And the automatic/manual buttons were set on the front panel by the system in order to control the parameters in the greenhouse in the automatic/manual control switch. It was demonstrated in the laboratory condition. The results showed that the maximum error of the parameter is 8.7% and the effect is not ideal. But for the greenhouse with low control accuracy requirement, it will have good practical values and application prospects.

Keywords: LabVIEW; Greenhouse; Remote monitoring; Automatic/manual switch; PID algorithm; Circuits

0 引言

在农业生产中，温室大棚种植技术在全国不断推广，温室大棚的数量不断增加，伴随着温室大棚的广泛应用，如何提高种植户的生产效率，减少管理成本，引起了人们的关注。国内学者纷纷提出了各种温室大棚智能控制系统设计方案[1][2][3]。所谓温室大棚智能控制就是通过先进科学技术，调节农作物生长所需的各种环境条件，如温度、土壤湿度、光照等环境参数，从而使农作物处于最佳的生长环境，提高生产效率。因我国温室大棚自动控制技术发展较晚，并且我国农民的文化水平绝大多数都不高，所以需要设计一种易操作、易理解的控制系统。针对这一问题，笔者设计了此基于 LabVIEW 的温室大棚远程智能监控系统[4]。

本智能监控系统以 LabVIEW 作为主控软件，结合传感器技术[5]、测控技术及计算机技术，实现温室大棚环境控制和管理的智能化和科学化[6]。利用计算机强大的图形环境，采用可视化的图形编程语言和平台，使得系统具有友好的人机交互界面，让用户操作更加简单便捷，具有较好的实用价值和应用前景。

1 系统总体设计

本设计系统硬件主要包括计算机、摄像头、温度传感器、土壤湿度传感器、光照传感器、电磁阀、步进电机、数据采集卡。计算机采用 LabVIEW 软件平台对温室环境进行实时监测显示，并进行数据处理、存储及智能控制等。总体设计方案如图 1 所示。

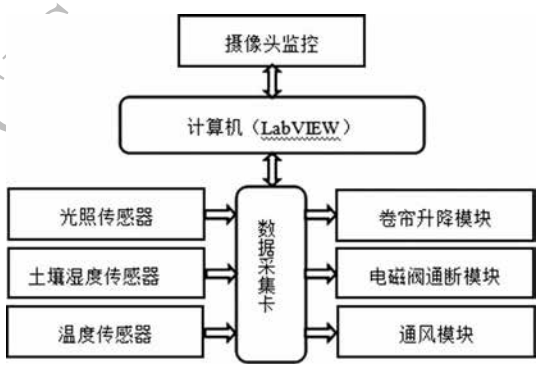


图 1 总体设计方案

Fig. 1 Overall design scheme

安装在大棚内的摄像头经 USB 端口与计算机连接，拍摄的图像显示在 LabVIEW 前面板上，用户直接看到大棚内的情况。温度传感器和光敏传感器安装在大棚内空间位置、土壤湿度传感器插在土壤里。所有传感器采集的数据经过数据采集卡输入到计算机，它们的动态曲线在前面板上被绘出，传感数据实时显示。系统的前面板上还设有自动/手动切换按钮，当设为自动时，LabVIEW 将读入的温度值、湿度值以及光照值等进行处理，通过数据采集卡的数字量输出端口送给相应的执行机构，完成控制这些参数的目的；当

设为手动时，可以在前面板上手工设定输出值，实现手动控制。

此外，LabVIEW 的前面板上设有农作物类型和生长阶段的选项框，在对应的选项框中输入农作物名称和生长阶段，系统自动生成此时最适合该农作物生长的湿度、温度、光照参数值，从而使得该系统更具有可操作性。

2 系统硬件设计

系统硬件主要包括计算机、传感器、数据采集卡、摄像头、步进电机（包含驱动模块）、电磁阀等。

2.1 温度量的信号调理与控制

温度是关乎农作物生长、发育的重要因素之一，适宜的温度[7] 有利于农作物的光合作用产物积累。本系统采用热电阻 Pt100 来检测温度，信号调理电路如图 2 所示。

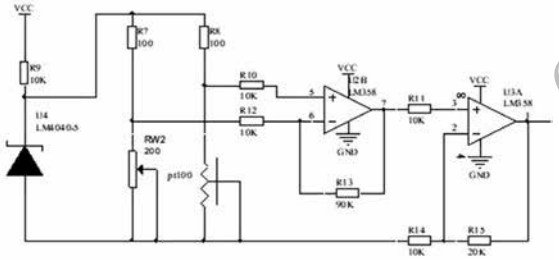


图 2 Pt100 信号调理电路

Fig. 2 Pt100 signal conditioning circuit

通过温度传感器采集大棚内的温度，由数据采集卡进行 A/D 转换。LabVIEW 控件对转换后的数字量进行采集、处理，输出合适的控制量给数据采集卡，从而控制与通风口相连的步进电机。通过调节通风口的开闭，调节温室内的温度。其温度控制流程如图 3 所示（注：图 3、图 5、图 7 中装有 Lab VIEW 的计算机框前和框后均连接数据采集卡）。

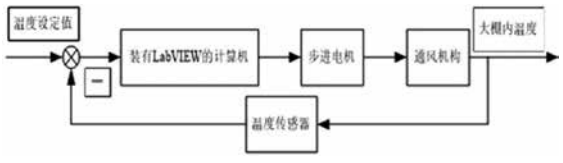


图 3 温度控制框图

Fig. 3 Block diagram for temperature control

2.2 湿度量的获取与控制

土壤湿度对农作物根部的水分吸收、矿物质营养的输送起到了至关重要的作用，同时也影响病菌的繁殖，适宜的湿度能使农作物生长得更好。本系统采用可以直接插在土壤里的湿度传感器（YL-69）来测量湿度，其表面采用镀镍处理，加宽的感应面积，提高导电性能，防止接触土壤生锈，其模块如图 4 所示。

图 4 YL-69 湿度传感器模块

Fig. 4 YL-69 humidity sensor module

传感器模块输出信号通过数据采集卡与计算机的 USB 口相连。LabVIEW 控件对监测数据进行分析决策，通过输出高低电平来控制继电器实现电磁阀的开关，从而控制灌溉设备开闭，及时调整土壤湿度值。其湿度控制流程如图 5 所示。

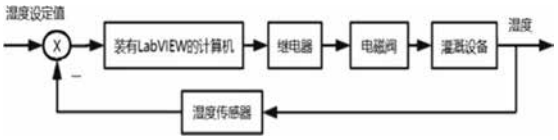


图 5 湿度控制框图

Fig. 5 Block diagram for humidity control

2.3 光照量的信号调理与控制

光照不仅是农作物种子发芽的必要条件，而且是农作物进行光合作用必不可少的条件。因此在温室大棚内必须将光照强度控制到一定范围内，否则光照太强或者太弱都会影响农作物的正常生长。

本系统采用 HA2003 光照传感器，然后利用光电转换模块，将光照强度值转化为电压值。其信号调理电路如图 6 所示。

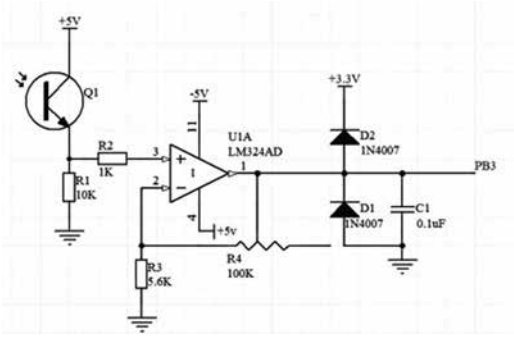


图 6　光照信号调理电路

Fig. 6　Light signal conditioning circuit

光照传感器对大棚内的光照信息进行采集，同样经过数据采集卡，在电脑上显示出来，通过 LabVIEW 界面设定范围对其进行分析、决策。通过对卷帘上的步进电机的控制，实现卷帘的卷起与放下，从而使得大棚内的光照强度稳定在适应农作物生长的范围[8][9]。光照控制流程框图如图 7 所示。

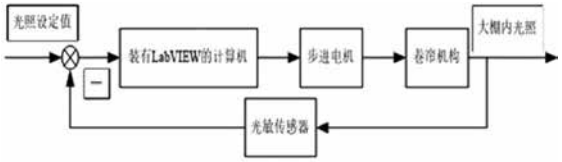


图 7　光照控制框图

Fig. 7　Block diagram for light control

2.4　视频监控

及时了解大棚内的各种农作物的生长情况以及各项指标参数，可以使农户做出快速、准确的决策，迅速调节农作物各个指标的参数设定值，同时也可以记录参数变化，以便作为后续经验值选定。

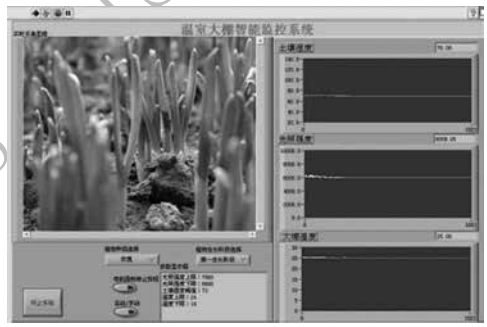


图 8　视频监控图

Fig. 8　Video monitoring picture

安装在大棚内的摄像头与计算机相连，用户直接在 LabVIEW 的前面板上看到大棚内农作物的生长情况，不用去大棚内就可以判断是否需要进行除草、施肥等工作，为用户节约了大量的时间和精力。其视频监控如图 8 所示。

3　系统软件设计

LabVIEW 软件是一种用图标代替文本行创建应用程序的图形化编程语言[10]，类似于 C 和 BASIC 开发环境，它使用图形化编程语言 G 编写程序，产生的程序是框图形式。

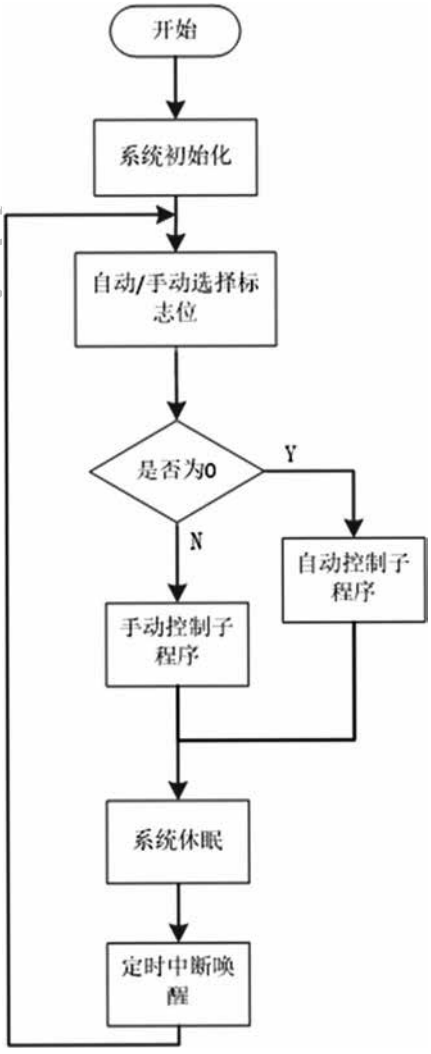


图 9　主程序流程图

Fig. 9　Flow chart for main program

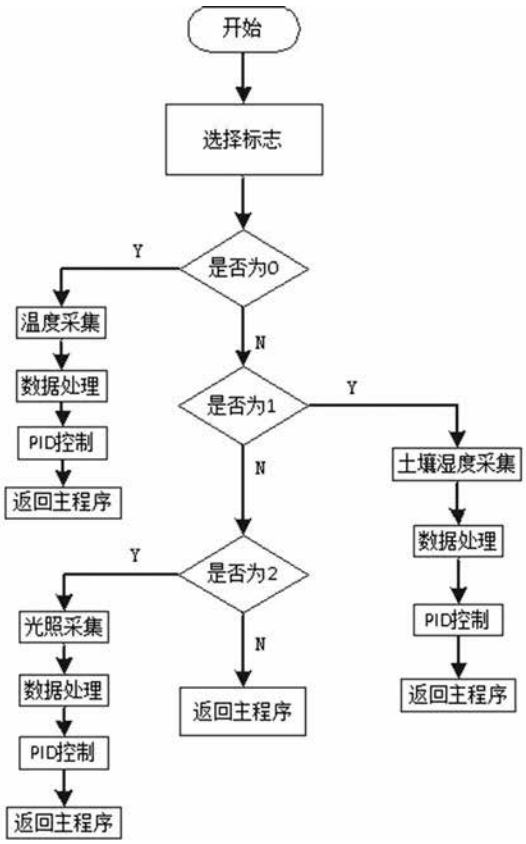


图 10　子程序流程图

Fig. 10　Flow chart for subprogram

系统软件设计的主程序流程图和子程序流程图分别如图 9 和 10 所示。程序开始运行时，摄像头对大棚内作物的生长情况进行监控，在选择农作物类型和生长阶段后，系统自动生成温度、湿度、光照的设定值。对于温度和光照，传感器采集的温度值和光照值经过数据采集卡转换，与设定值比较，确定电机的正反转。系统采用 PID 控制，输出不同占空比值的 PWM 控制电机的转速，实现通风机构的稳定开闭和卷帘机构的稳定升降。对于湿度，当采集来的湿度小于设定值，打开电磁阀进行灌溉，反之则无动作。

4　实验结果与分析

我们收集一些植物在不同阶段的生长指标，如表 1 所示。然后设定大棚内的各个参数值，并对其进行比较。

试验数据的获得是在作物实际生长环境条件下进行的，传感器测量范围为：温度：0－100℃；湿度：20－90%；光照：0－20kLux。这些测量范围完全满足正常大棚需要。我们取各个作物的第二生长阶段进行测试，所得测量值与控制后的值进行比对，结果如表 2 所示。

表 1　典型几种农作物的最适合生长条件

Tab. 1　The most suitable growing condition for typical crops

植物	生长阶段	温度/℃	湿度/%	光照/kLux
花生	阶段一	12－15	40－60	5－8
	阶段二	22－24	50－60	5－8
	阶段三	26－30	45－55	5－8
茄子	阶段一	25－30	65－75	7－10
	阶段二	25－30	60－80	7－10
	阶段三	26－33	70－80	7－10
番茄	阶段一	25－30	65－80	7－12
	阶段二	20－25	60－80	7－12
	阶段三	20－30	75－85	7－12

表 2　本系统测试数据

Tab. 2　Test data for the system

	花生	茄子	番茄
温度设定/℃	23	30	25
室温/℃	33	34	35
控制后温度/℃	25	28	27
误差率/%	8. 7	6. 7	8. 0
设定湿度/%	55	70	75
土壤湿度/%	45	60	63
控制后湿度/%	59	74	79
误差率/%	7. 3	5. 7	5. 3
设定光照度/ kLux	7	8. 5	10
室内光照度/ kLux	10. 5	15	16
控制后光照度/ kLux	6. 6	8. 9	9. 5
误差率/%	5. 7	4. 7	5. 0

从表 1 和表 2 中的数据观察可知：经过本

系统控制后，大棚内各项指标基本上能回到适宜农作物正常生长的范围内。

5 结束语

本智能温室监控系统以 LabVIEW 为开发平台，通过以“软”代“硬”的方式，充分利用 LabVIEW 的软件资源和计算机系统的硬件资源，实现了适用于各种条件下的温室大棚的控制和管理。系统设有自动和手动两种控制模式，使得在启动过程或者特殊条件下，系统都能较好地运行。同时因 LabVIEW 的友好人机界面，使得操作人员能够容易实现对温室大棚监控系统的使用，体现了 LabVIEW 在实际应用中的优势。另外，本系统创造性地把各种农作物的各个阶段生长指标参数以模块的形式置入系统，通过系统界面进行自动选择，提高了系统在实用方面的可靠性，在实际应用中具有良好的推广性。

参考文献：

[1] 张宝峰，杨雷，朱均超等．温室大棚温湿度智能监控系统的设计与实现［J］．自动化仪表，2017，38（10）：82-85.

[2] 续文敏，韩芳芳，赵岩等．基于物联网的农业温室大棚多参数监控平台设计［J］．自动化仪表，2019，40（3）：50-54.

[3] 程力，郭晓金，谭洋．智能农业大棚环境远程监控系统的设计与实现［J］．中国农机化学报，2019，40（6）：173-178.

[4] 张凯，周陬，郭栋．LabVIEW 虚拟仪器工程设计与开发［M］．北京：国防工业出版社，2004.

[5] 崔显柏．基于物联网的温室大棚智能栽培技术［J］．湖北农机化，2018（4）：19-20.

[6] 梁金鑫，刘海英，王兰超等．基于 51 单片机的智能大棚卷帘机控制系统［J］．齐鲁工业大学学报，2019，33（6）：69-73.

[7] 郑忠俊，邓金权，甘辉．一种温湿度计算机自动控制系统［J］．计算机应用，2002，22（1）：76-77.

[8] 王桂莲，王佩圣．温室大棚番茄栽培技术及常见病害与防治对策［J］．现代园艺，2019（24）：14.

[9] 唐林林．蔬菜大棚的智能监控系统的设计与实现［D］．济南：山东大学，2010.

[10] 杨振江，孙占彪，王曙梅等．智能仪器与数据采集系统中的新器件及应用［M］．西安：西安电子科技大学出版社，2001.

智能仪器下的微安全厨房监测报警系统设计

彭行翠[1]黄安贻[2]潘云翔[1]

（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院，上海，200240；2. 武汉理工大学机电工程学院，湖北，武汉，430070）

摘　要：随人们对食品和人身安全等问题关注日益增加，安全厨房理念逐渐兴起并壮大。研究采用树莓派进行微安全厨房监测报警系统设计，基于树莓派卓越的物联网潜力，辅以 Python 强大的标准库及第三方模块，综合设计了集厨房各类环境指标检测、自适应式安全防护、远程通信及报警和远程人机交互四大功能体系的微安全厨房系统。

进行充分的资料查询和实地调研后，结合实际需求和研究现状，研究创新性地将树莓派作为系统主控，采用邮件收发实现信息传输和人机交互，并行使用自动控制和人工操纵模式处理危机，使得“安全厨房”的设计主题能够真正实现。研究结果表明：树莓派在监控报警系统具有很强的应用潜力，与市场现有的安全厨房监控报警系统相比，本系统表现出功能更强、成本更低、发展前景更广等多种优势。

关键词：安全厨房；智能仪器；树莓派；监控报警；远程通信；人机交互

中图分类号：TP277/TH865　　**文献标志码**：A

Designof Micro-safety Kitchen Monitoring and Alarm System under Intelligent Instrument

PENG Xingcui [1]，HUANG Anyi [2]，PAN Yunxiang [1]

（1. School ofElectronic Information and Electrical Engineering，Shanghai jiao tong university，Shanghai，200240；
2. School of Mechanical and Electronic Engineering，Wuhan University of Technology，wuhan，430070）

Abstract：With the increasing attention to food and personal safety and other issues，the concept of safe kitchen gradually emerged and expanded. This research uses Raspberry Pi to micro kitchen safety monitoring alarm system design，based on the Raspberry Pi excellent potential for the Internet of things（IoT），with powerful Python standard library and third-party modules. The micro-safety kitchen system was designed，which has four big functions including kinds of kitchen environment index detection，adaptive security protection，remote communication and remote human-computer interaction.

After sufficient data query and field investigation，combined with the actual demand and the research status quo，researchinnovatively chose the Raspberry Pi as the master control system and informa-

作者简介：彭行翠（1995—），女，硕士，学生，仪器仪表工程，E-mail：xcpeng. stu_ 2018@ sjtu. edu. cn；
潘云翔（通讯作者），男，博士，研究员，仪器科学与技术，E-mail：yxpan81@ sjtu. edu. cn

tion transmission is realized by using email and human-computer interaction. The parallel use of automatic control and manual control mode to deal with the crisis, making the design theme of "security" kitchen can truly implement. The results show that Raspberry Pi has a strong application potential in the monitoring and alarm system. Compared with the existing monitoring and alarm system in the market, this system has many advantages, such as stronger function, lower cost and wider development prospect.

Key words: Safety Kitchen; Intelligent Instrument; Raspberry Pi; Monitoring and Alarm; Telecommunication; The human-computer Interaction

0 引言

食品和人身安全等问题是重大的民生问题，据统计，餐饮场所约有 80%的火灾起源于厨房[1]，居家厨房潮湿细菌滋生[2] 以及液化气、煤气漏气遇明火发生爆炸[3] 等问题时有发生，因此安全厨房理念和设计亦不断更新交替。

国外 B. Griffinand M. Morgan、H. Chang，E. KoandS. Ju 分别研究了安全厨房系统在煤气泄漏检测[4] 和空气湿度[5] 方面的努力。I. Korkmazetal 研究出一套基于云技术、传感和 Android 的安全厨房系统[6]，N. Sriskanthan 等人针对智能家居系统中蓝牙技术应用的可行性、实用性进行讨论[7]。可见，国外研究主要集中于居家系统，在商业厨房安全上的研究不足。

国内天津大学团队曾就煤气泄漏检测系统做相关研究[8]，邵宗宝申请了安全厨房专用灭火系统专利[9]，何智勇基于 ZigBee 技术和 Android 平台设计了厨房安全监测系统[10]。综上，国内缺少具有系统全面性的监控报警系统，且未形成通用性强的商业成果。

因此，安全厨房系统是一项具有很好应用前景和实际意义的研究，本文从智能检测控制的角度，以新颖独特的研究视角和设计理念，实现具有监控报警、手自双控的微安全厨房系统。

1 系统设计

本文以“安全”为核心，以“高效”的监控报警系统和“智能”的信息时代产品为理念设计了一套智能微安全厨房监控报警系统。基于树莓派平台，应用气体传感器、温湿度传感器、运动传感器和摄像头等各种传感设备搭建数据采集电路，驱动风机和报警器执行相应应急动作，并通过邮件形式与业主进行远程通信和操控，从而实现控制厨房内各种环境指标的设计目的。

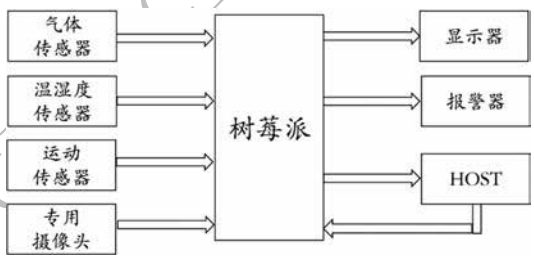


图 1 系统总体功能框架图

其中：

（1）主控：采用树莓派作为系统控制平台，利用 GPIO 口连接外围设备；

（2）气体检测装置：运用气体传感器检测煤气、烟雾和液化石油气等，判断是否有煤气泄漏并通过气体含量占比来判断气体泄漏程度；

（3）温湿度检测：预先设置温湿度标准值或标准值范围，由温湿度传感器采集空气温湿度信息，并进行数值比较，若厨房环境温湿度过高，则驱动风机使空气流通，以降温降湿；

（4）运动传感器：在外出模式下，通过检测厨房门的运动状态，以防外人侵入；

（5）摄像机：实时监控并拍摄警报照片；

（6）报警装置：主要承担警醒作用，在危急时刻提醒人员采取相应措施；

（7）远程控制端：互联网通信，与业主采用发送邮件以达到远程报警和控制功能。

提供了一套低成本，拓展性强并用户友好型的厨房实时监控和远程控制系统，且系统相关技术逐渐趋于成熟稳定，操作难度低，应用前景广，很好的体现了实用性和和经济性的设计原则。

2 硬件功能设计

Raspberry 可由通用输入/输出接口（GPIO）扩展控电子元器件和功能模块，具备可操作性好、可拓展性强的特点。Raspberry 3B 的 40 pin GPIO 可以很好的满足系统设计要求，且极大程度上降低电路复杂性，使得系统简单高效。

2.1 整体电路设计

综合考量性能和成本因素，系统采用一下元器件搭建硬件电路：

（1）主控：Raspberry 3B、存储卡、（鼠标、显示器、键盘、HDMI 转 VGA 转接头）

（2）煤气及烟雾检测：MQ-2

（3）温湿度调控：DHT11

（4）“看门狗”：HC-SR04

（5）指示报警：LED 灯、蜂鸣器

（6）实时监控：树莓派 3 代摄像头拓展模块

树莓派的 GPIO 可与数字输出的电路模块直接通信，但无电路保护模块，为保护电路不受损坏，为板卡置备了配套电源、外壳、风扇以及散热片等，并配备了显示器、键盘和鼠标。树莓派的 HDMI 接口需通过 HDMI 转 VGA 转接头与显示器相连接，鼠标和键盘与树莓派直接 USB 连接。

综合考虑电路设计原则，确定元器件与主控单元的连接关系如表 1 所示。

表 1 硬件电路连接关系

器件	供电电压（V）	接口名称	GPIO（BOARD）	备注
HC-SR04	5	Trig	16	触发信号输入
		Echo	18	回响信号输出
MQ-2	5	DO	40	104 电位器限流、自带指示灯
DHT11	3.3	DO	29	接白色 led 显示工作
蜂鸣器	3.3	I/O	15	低电平出发，初始输出拉高
摄像头	5	排线	CSI	内置摄像头
继电器	5	IN	37	继电器输入控制
		常开	风扇	5V 供电
		常闭	蓝色指示灯	3.3V 供电

2.2 各模块设计

（1）烟雾检测与报警处理电路

烟雾检测与报警电路为系统主要功能电路，其设计理念为：通过烟雾传感器对煤气泄漏和烟雾情况进行检测，并以数字信号将信息输入到树莓派，树莓派可判断输入端口电平高低来感知厨房气体情况，当获得危险信号后驱动蜂鸣器和灯光报警装置，并发送报警邮件给业主。

●设计原理图

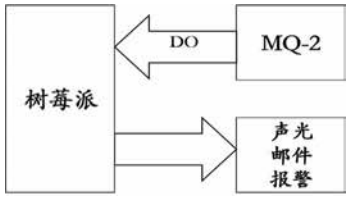


图 2 烟雾报警电路原理

●电路说明：

MQ-2 气体传感器供电电压为 5V，但树莓派输入电压需不高于 3.3V，因此加一个电位器来保护电路。树莓派 GPIO 输出高电平为 3.3V，但蜂鸣器为低电平触发，当蜂鸣器采取 5V 供电时，会一直处于触发状态导致持续报警，因此蜂鸣器要采取 3.3V 供电。

（2）温湿度采集及控制电路

温湿度自适应电路是系统一大亮点，其设计理念为，通过温湿度传感器获取空气温湿度信息，并以数字信号输入树莓派，由树莓派转化成相应的温湿度值，并与预设的标准温湿度相比较，当温湿度不当时驱动电器设备实现自适应式调节，调试时主要驱动风扇。

●设计原理图

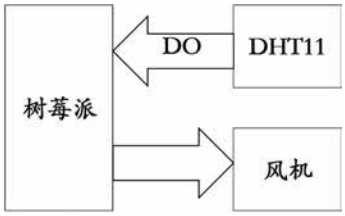


图 3　温湿度自适应电路原理

●电路说明：

DHT11 温湿度传感器使用 3.3V 电压供电以配合树莓派，风扇采用 5V 电压供电，需在树莓派与风扇之间采用继电器驱动，继电器的使用也可以对输出电路部分做双向功能拓展。即在电路中为其配置了指示 DHT11 温湿度传感器工作状态的 LED 灯。

（3）防盗与摄像监控电路

防盗检测与摄像监控功能相关，但电路分离。其设计理念为，采用运动传感器来检测厨房门的开关状态，并以数字信号输入到树莓派，树莓派通过输入端口高低电平获取门的状态，并在异常信号时驱动蜂鸣器和灯光报警，用摄像头拍照记录，并通过邮件将照片发送给业主。

●设计原理图：

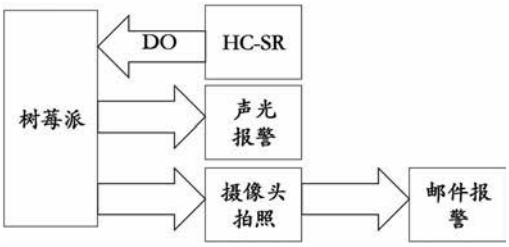


图 4　防盗检测电路原理

●电路说明：

树莓派内置 CSI 摄像头接口，摄像机可直接安装。此模块蜂鸣器与烟雾检测报警电路模块共用，但灯光报警单用。

3　软件功能设计

树莓派编程可采用 Python、C、C++、Jave 等语言，但 Python 因其可读性高、语法宽松、简单易学等优点，被认为是较为理想的选择，本设计采用 Python 语言实现。

3.1　整体软件设计

树莓派强大的互联网能力是其作为监控报警系统的重要优势，能大大节约硬件成本。系统主功能模块主要分为两种模式：居家监控模式和外出报警模式，可由功能按钮进行选择或由手机端远程控制，开机时默认选择外出报警模式，从而确保安全的核心设计理念。

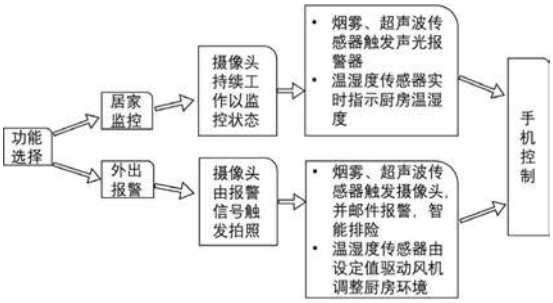


图 5　系统整体功能框图设计

居家监控：通过摄像头持续监控厨房动态，并实时显示在显示器上；温湿度检测正常工作，实时反馈温湿度信号给树莓派并显示温湿度值；烟雾传感器正常工作，在检测到异常时触发声光报警设备；看门狗模块保持不工作状态。

外出报警：摄像头正常状态监控，看门狗模块工作，当看门口模块检测到门运动状态改变的危险信号，触发摄像头连续拍摄 3-5 张照片，并以邮件形式将照片发送给业主进行报警；温湿度模块正常工作，通过树莓派实时显示，当实时温湿度与预设温湿度差值高于设定范围，自动驱动风扇等调整设备进行温湿度调节；烟雾传感器正常工作，在检测到异常时触发声光报警设备及邮件报警。

两种模式均不影响远程控制功能，业主可在手机端对系统进行控制，自动和手动控制能随时切换。

3.2 各模块设计

（1）MQ-2 信号采集与报警驱动

MQ-2 传感器通过数字输出通道与树莓派通信，需调用 Python 库：RPI. GPIO 来使用 GPIO，

在 python 程序中：

```
Import RPI. GPIO as GPIO
```

需要配置模式：

```
GPIO. setwarnings（False）
GPIO. setmode（GPIO. BOARD）①
```

为引脚设置输入输出模式：

```
GPIO. setup（15，GPIO. OUT）
GPIO. setup（40，GPIO. IN，pull_ up_ down=GPIO. PUD_ UP）②
```

功能程序设计：

```
while True：
    if GPIO. input（40）= = 0：
GPIO. output（37，GPIO. LOW）
print（'检测到煤气泄露或烟雾'）
    else：
        GPIO. output（37，GPIO. HIGH）
        print（'一切正常'）
```

①树莓派 GPIO 有三种模式：writing Pi，BCM，BOARD，程序采用 BOARD 模式调用相应引脚。

②将输入置高，等价于物理上拉电阻，使数字输入相对稳定。

程序说明：采用物理引脚编号，将 15 引脚作为输出接蜂鸣器以报警；40 引脚作为输入接 MQ-2 的 DO，获取数字信号。在检测到烟雾或者煤气泄漏，输出低电平，40 引脚感知到低电平，则将 15 引脚输出低电平，蜂鸣器触发，反之，蜂鸣器不报警。

（2）DHT11 信号采集与数据处理

DHT11 信号采集程序需要与其时序图相对应，GPIO 的访问和设置同前，DHT11 的数据处理时需调用 time 库。

```
DHT11 channel=29
GPIO. setup（DHT11channel，GPIO. OUT）
GPIO. output（DHT11channel，GPIO. LOW）
```

DHT11 DO 输出引脚设置为 29 引脚，并给高电平触发传感器。

```
GPIO. setup（DHT11channel，GPIO. IN）
```

将 29 引脚设置为输入，开始接收传感器数据。先由 while 循环判断其是否正常工作，若是则根据时序图，计算出当前环境温湿度值，数据校核无误后输出。

（3）HC-SR 信号采集与数据处理

由 HC-SR 测距原理得：测试距离 =（高电平时间 * 声速（340m/s））/ 2，需调用 RPI. GPIO 和 time 模块。

```
Trig=16
Echo=18
GPIO. setup（Trig，GPIO. OUT，initial=GPIO. LOW）
GPIO. setup（Echo，GPIO. IN）
```

前期设置完成，开始测量距离，并返回显示。核心函数如下：

```
def checkmotion（）：
    GPIO. output（Trig，GPIO. HIGH）
    time. sleep（0. 00015）
    GPIO. output（Trig，GPIO. LOW）
    while not GPIO. input（Echo）：
        pass
    t0=time. time（）
    while GPIO. input（Echo）：
        pass
    t1=time. time（）
```

return（t1-t0） * 340 * 100/2

（4）远程通信报警功能

SIM 和邮件两种方式均可用于远程通信，邮件相较于 SIM 具有明显优势，且树莓派+Python 系统邮件发送更为简单便捷。

树莓派有多种方式实现邮件发送，比如 Python SMTP 发送邮件，此方式首先要开通 SMTP 服务，进行第三方登陆邮箱授权。

主要调用以下模块：

from email. header import Header

from email. mime. text import MIMEText

from email. utils import parseaddr, formataddr

import smtplib

设置工作完成，登录 SMTP 服务器、设置邮件信息、发送邮件即可。

Python SMTP 对象使用 sendmail 方法发送邮件

SMTP. sendmail（from_ addr, to_ addrs, msg［mail_ options, rcpt_ options］）

（5）摄像监控功能

树莓派提供了很好的摄像平台，拍照片和视频十分方便，监控功能容易实现。首先要进行树莓派设置，启用摄像头，后根据需要调用命令完成相应的设计功能。

摄像头命令常用的有以下几种：

（1）获取一张照片，并保存为 jpg 文件

Raspistill -t 2000 -o ->my_ file. jpg

（2）间隔获取图片，1 分钟里每 10 秒获取一张，并且命名为 image_ number_ 1_ today. jpg 形式。

Raspistill -t6000 -tl10000 -o image_ num_ %d_ today. jpg

（3）拍摄视频

Raspivid -omykeychain. h264 -t10000

（6）多方式远程控制实现

给出三种远程控制功能的实现方式，Web 控制台、解析邮件命令以及 SSH 远程登陆。

● SSH 远程登陆

基于 Linux 的树莓派可以通过计算机的远程登录功能实现所有操作。VNC 登录可以访问树莓派的桌面环境，而 SSH 方式可直接操作树莓派命令行，故主要采取 SSH 通过 Putty 实现远程登陆。

当外网外网访问树莓派时，一般需要为树莓派配置公网 IP，但是公网 IP 属于稀缺性资源，因此本设计采用路由配置端口映射的形式，使用外网对树莓派的访问，而无需公网 IP，实现真正意义上的远程登陆。

图 6 SSH 远程登陆控制原理

SSH 方式的远程控制能够完全控制整个系统的工作状态，但需要其使用者具备相关的知识与技术，因此更适合研发者和程序员使用，对于一般的使用者来说，此方式的可操作性有限。

● Web 控制台实现

树莓派的互联网特性使得 Web 控制台远程操控成为可能，当树莓派发送邮件至业主报警，业主即可访问树莓派 IP 地址，由 Web 控制台上按钮命令对树莓派进行直观便捷的控制。

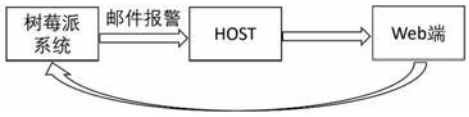


图 7 Web 端实现远程控制原理

Web 控制台方式的主要阻碍在于外网通过 IP 地址访问树莓派时需要公网 IP，若缺少公网 IP，只能实现在同一局域网中的远程控制，故使用范围受到网络限制，并未达到十分理想的远程控制效果。

● 解析邮件命令实现信息交互

方案采取邮件发送形式实现远程报警，同理也可采用回复邮件至树莓派，直接与树莓派通信实现远程控制。设计思路为：当树莓派感知危险信号后，随即发送对应的危险信息向业主报警，并在邮件中提供相应的回复选项功能，在业主在收到邮件后，即根据

具体情况回复该报警邮件，向树莓派发送指令，树莓派收到邮件后，只需解析回复邮件的内容，就可以实现相应的控制。

邮件解析远程控制的方式仅通过邮件通信的方式即可实现，其成本最低、可操作性好，且适用人群广。

4 实物搭建与调试分析

测试分为模块测试和整合测试，单个模块的功能调试仅考虑各自部分所承担的功能；整体功能调试时，功能整合方式有多种，在此按整体软件功能设计进行整合测试。

4.1 电路与功能调试

实际电路按照图 9 进行搭建，搭建线路图如图 10 左图所示，包装处理之后如图 10 右图所示。

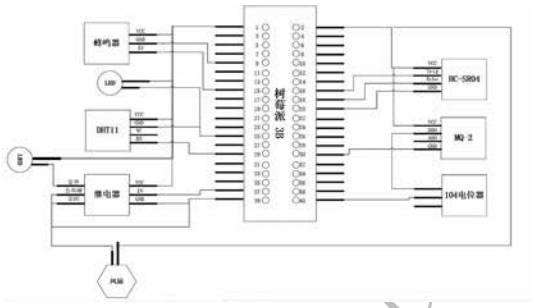


图 9 整体电路连线示意图

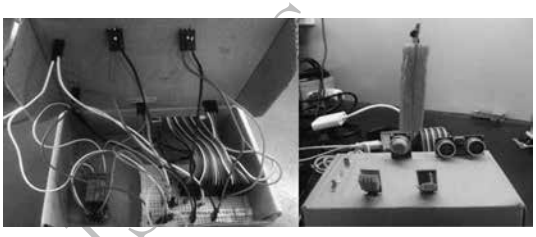


图 10 实物电路连线图及最终电路

调试时采取 SSH 方式远程登陆，通过 putty 访问树莓派 IP，使用路由映射并固定树莓派 IP，可由外网直接访问。

• MQ-2 烟雾传感器部分

采用打火机的燃气泄漏进行模拟，有燃气泄露时，输出检测到煤气泄漏或烟雾，反之，输出一切正常。测试结果表明，传感器具有很好的检测和复原能力。

• DHT11 温湿度传感器部分

测试时采用湿纸巾包住传感器，获得当前实时温度，并尽可能保持一个变量相对稳定进行测试。

• HC-SR 超声波传感器部分

测试时用手模拟门面，作为障碍物，测试距离变化情况。

• 摄像头监控部分

测试时在摄像头前出现，屏幕可实时显示。

• 邮件报警部分

树莓派在收到各种危险信息时，向业主发送相应的报警邮件。

图 11 各部分功能测试结果

• 温度自适应功能：

在温度不适宜时驱动风扇自动调控，蓝色 LED 灯亮，指示 DHT11 传感器正常工作。湿纸巾覆盖在 DHT11 传感器时，湿度过大，随即启动风扇进行干燥。

• 烟雾及煤气检测及远程控制功能：

当检测到烟雾或煤气，发送邮件至业主报警，并提供相应的回复控制功能的选项，业主可直接回复指令，即可控制厨房设备的运行状态，此功能待完善，在此测试监控报警的相关功能。若检测到烟雾并报警后未得到及时回复，为安全起见，系统将进行外围设备的断电操作③。

③根据国家相关安全条例，搭建实际系统时，树莓派主控设备需要安装在厨房外。

• 防盗检测功能体现

当检测到门被打开，测试时通过靠近 HC-SR04 传感器进行模拟，系统启动摄像头进行两次拍照，并对照片进行命名，随报警邮

件一起发送至业主。

图 12　系统整合功能测试结果

4.2　结果分析

设计目标和测试情况如表 2 所示，可见，本系统能有效地实现所需的设计要求，并且具有十分可观的可拓展性。对一套集商业性质和居家性质于一体的系统而言，后续还需要对产品包装、安装进行优化处理。

表 **2**　设计目标在实际测试中实现情况

设计目标	测试情况	后续工作
监控功能	实现	/
烟雾或煤气检测	实现	可提高检测浓度精度
防盗检测	实现	可换用更优运动传感器
居家声光报警	实现	/
远程邮件报警	实现	/
厨房温湿度自适应	实现	可优化驱动设备
SSH 远程登陆	实现	/
邮件解析实现人机交互	暂未实现	重点拓展完善对象

5　结论

针对特定环境、特定需求，设计了整套监控报警系统，通过实地需求调研、文献资料查阅、实物电路的搭建与软件功能调试，实现了一套适用于厨房安全的监控报警系统，能较好的满足设计要求，并大大节约了设计和硬件成本。

主要研究成果为：

（1）基本功能要求均实现；

（2）互联网通信降低成本；

（3）强大的可拓展性贯彻持续创新理念；

（4）紧扣安全主线，保障厨房安全。

主要的创新点为：

（1）以树莓派为系统主控，创建优秀监控系统平台，便于低成本实现系统功能；

（2）双模态操作：远程控制与系统自适应紧密联系，更好地保证系统安全性；

（3）远程报警和远程控制采取发送邮件和解析邮件方式，极大发挥了树莓派的主控优势，将传统安全厨房理念与物联网完美衔接；

（4）相较于市场上大多数的监控报警系统，具备明显的“硬件软化”特点，大大降低了硬件成本。

同样，本设计尚存在不足之处需要进一步思考和完善，主要体现在信号采集部分可增加 AD 转换模块提高精度；自动调控部分需要进一步细化各传感器的优先级和程序设置。

综上，本设计具有很好的商业价值和居家用途，十分契合安全厨房的设计要求和实际需求，能有效的满足餐饮业和居家厨房的功能需求，进一步提高和完善将会表现出更好的应用潜力。

参考文献：

[1] 李芙萍．商业用开放式厨房的防火安全［J］．消防技术与产品信息，2009，(2)：20-22.

[2] 刘彬．厨房环境条件对食品安全的影响［J］．实用医技杂志，2012，第 19 卷（10）：1064-1065.

[3] 覃园芳，蔡文宏，李国有，等．基于 STC 单片机的厨房智能安全管控系统的设计［J］．中国新技术新产品，2016，(22)：174-176

[4] B. Griffin and M. Morgan，60 Years of Commercial Kitchen Fire Suppression，Ashrae Journal，vol. 56，(6)，pp. 48-58，2014.

[5] H. Chang，E. Ko and S. Ju，Effectiveness of a dry kitchen system on controlling the microbiological safety of food and contact surfaces，Food Science and Biotechnology，vol. 22，(4)，pp. 1137-

1144，2013.

[6] I. Korkmaz et al，A cloud based and Android supported scalable home automation system，Computers & Electrical Engineering，vol. 43，pp. 112 - 128，2015.

[7] N. Sriskanthan，F. Tan and A. Karande，Bluetooth based home automation system，Microprocessors and Microsystems，vol. 26，(6)，pp. 281-289，2002.

[8] Z. Zhao，S. Zhang and X. Wu，Poster abstract：GasMon：A sensor network system for residential building gas leak monitoring，in 2012，. DOI：10. 1109/ICCPS. 2012. 56.

[9] 邵宗宝．一种新型安全厨房专用灭火系统：中国，CN206652104U［P］. 2017. 11. 21. http：//cprs. patentstar. com. cn/Search/Detail? ANE = 9FHF4BDA9DFA9ADB9HDD9CHA9FFCAAIA9GAE9CGA8CEA8DFA

[10] 何智勇．基于 Android 平台的厨房安全监测系统设计［J］．南京工业职业技术学院学报，2016，第 16 卷（3）：15-16

一种基于新型自卷积窗和插值补偿的采样方法

张国强[1]，李亚琭[1]，胡志远[1]

（1. 北京东方计量测试研究所，北京 海淀 100086）

摘　要：本文提出一种能够对连续双路正弦信号各自基波的幅值，以及基波信号间的相位差进行精确计算的采样测量方法。在非整周期条件下采样的双路信号序列通过离散傅里叶变换（discrete Fourier transform，DFT）后，对存在的泄漏误差进行分析，据此提出利用一种新型卷积窗和插值补偿算法，用以消除谐波对基波幅值测量引入的误差，并补偿基波本身泄露而引入的误差；并将双路信号的同时采样和插值补偿算法结合，消除双路信号间的相位差的测量误差。根据仿真结果和实际测量结果比较表明，与已有的加窗插值算法相比，所提出的方法能够有效地消除谐波对基波的影响，更精确地测量双路信号的基波幅值以及其之间的相位差。该方法可应用于对于幅值，相位差进行连续测量且测量精度要求较高的场合，还可作为核心计算方法应用于虚拟仪器技术之中。

关键词：采样；泄露误差；卷积窗；插值补偿算法；基波幅值测量；相位差测量

中图分类号：TB971　　**文献标志码**：A

SamplingMethod Based On New self-convolution Window And Interpolation Compensation

ZHANGGuoqiang[1]，LI Yalu[2]，HU Zhiyuan

（1. Beijing Orient Institute of Measurement & Text，Beijing 100086，China）

Abstract：This paper proposes a sampling measurement method that can accurately calculate the amplitude of the respective fundamental waves of a continuous two-way sinusoidal signal and the phase difference between the signals. Via Discrete Fourier Transform（（DFT）algorithm，transform the two-channel signal sequence under Non-Integer-Period condition and analyze the leakage error in result of the transformation. A new type of self-convolution window and interpolation compensation algorithm is proposed to eliminate the errors introduced by the harmonics to the measurement of the amplitude of the fundamental wave and compensate the errors introduced by the leakage of the fundamental wave itself；meanwhile，via the simultaneous sampling of the two signals and interpolation compensation algorithms to

作者简介：张国强（出生年份—1995），男，硕士研究生，电学计量及信号处理，E-mail：htwyzhanggq@163.com
李亚琭（通信作者），女，硕士研究生，研究员，电学计量，E-mail：liyalu61@163.com

基金项目：【国防军工技术基础（科工技［2016］1180 号）】

eliminate the measurement error of the phase difference between the two signals. The comparison between the simulation results and the actual measurement results shows that the method can effectively eliminate the influence of harmonics on the fundamental wave, and more accurately measure the fundamental wave amplitude of the two-way signal and the phase difference between them. This method can be applied to the occasions where continuous measurement of amplitude and phase difference is required and the measurement accuracy is high. It can also be used as a core calculation method in virtual instrument technology.

Keywords: sampling; leakage error; convolution window; interpolation compensation algorithm; fundamental wave amplitude measurement; phase difference measurement

0 引言

连续正弦信号的幅值，以及正弦信号之间相位差的测量在电学计量领域有着重要的应用[1][2]。例如，在基于电桥法对交流阻抗进行测量校准时，通常将一组同频、同幅的正交正弦信号施加在标准器和被测器两端，通过测量标准器和被测器两端的电压和其相位差来计算被测器的真实阻抗值[3]。为了获得精确的测量结果，减小校准不确定度，测量幅值的相对误差往往要求小于 1×10^{-5}，测量相位差的误差小于 0.05°。

目前，正弦信号幅值以及双路正弦信号相位差的分析方法均有多种。对于正弦信号幅值的分析方法，主流的有同步采样法[4]、准同步采样法[5]，非整周期采样法[6]，加窗函数法，谱线插值法[7]等，这些方法被普遍应用于工频谐波的幅值、频率、初始相位以及无功功率的分析[8][9][10]。对于双路信号相位差的分析方法，主流的有过零检测法、相关法、频谱分析法等[11][12]，这些方法均在分析电网正弦信号的相位差方面有着较高的准确度[13]。虽然对于正弦信号幅值和信号间相位差的研究已经深入，但是其主要应用在于工频正弦信号的分析，并且分析的对象在于谐波参数，同时以上单独的方法均无法兼顾幅值以及相位差两个参数在连续测量条件下的准确性。为了在电学计量校准中，同时保证对正弦信号基波幅值测量和信号间相位差测量的准确度，本文结合了加窗函数法和频谱分析法，并且针对电学计量测试中连续正弦信号的特点，对两种方法进行改进，使本方法相比于目前已经存在的幅值和相位差测量法，更加适用于对计量校准用的正弦信号的测量，并且在幅值和相位差测量均有更高的精度。

本文首先计算分析得到非整周期采样[14]条件下采样序列通过 DFT 变换后，其频谱存在的泄露；随后通过对梯形窗[15]进行参数调节、自卷积运算得到能够有效抑制由于谐波泄露对基波测量造成误差的新型窗函数，采用插值补偿算法对基波自身的频谱泄露误差进行消除，同时基于数据采集系统对交流信号实现同步采样后通过补偿算法对信号间相位差的误差进行补偿；最后通过仿真实验和实际测量验证所提出方法的准确性和适用性。

1 整周期采样下的幅值、相位差测量

设定通过数字采样得到的双路同频信号，且信号中没有谐波，则其采样数为 N 的采样序列 u_{1n} 和 u_{2n} 可以表示为：

$$u_{1n}=U_1\sin\left(2\pi n\frac{f}{f_s}+\varphi_1\right),\quad n=0,\ 1,\ 2,\ \cdots,N-1 \tag{1}$$

$$u_{2n}=U_2\sin\left(2\pi n\frac{f}{f_s}+\varphi_2\right),\quad n=0,\ 1,\ 2,\ \cdots,N-1 \tag{2}$$

式中，f 为信号的频率，U_1 和 U_2 分别为信号的幅值，φ_1 和 φ_2 分别为信号的采样初始相位，f_s 为采样频率。

在数字采样中，如果采样间隔 $T_s=1/f_s$ 和

信号周期 $T=1/f$ 之间满足关系 $NT_s=aT$，a 为正整数。那么采样就为整周期采样。对于整周期采样条件下的两路采样序列 u_{mn}（m=1，2）做 DFT。则可用式（3）表示：

$$X_{mk}=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}u_{mn}e^{-j2\pi nk/N}=\frac{1}{2jN}U_m e^{j\varphi_m},\ k=0,\ 1,\ \cdots,\ N-1 \tag{3}$$

这时可以直接通过 X_{1k}，X_{2k} 序列中最大值的位置 p 以及其所对应的值 $X_{1p}=|U_1e^{j\varphi 1}/(2Nj)|$ 和 $X_{2p}=|U_2e^{j\varphi 2}/(2Nj)|$ 计算出信号的幅值 U_1 和 U_2，并且信号间的相位差 $\varphi=\arg(X_{1p})-\arg(X_{2p})$。

2 非整周期采样下的幅值、相位差测量

$$\begin{aligned}e&=2jN(X'_{1k}-X'_k)\\&=U_1e^{j\varphi}-\left\{\sum_{m=1}^{M}U_m\left[e^{j\varphi_m}\cdot\frac{1-e^{j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau-k)}}-e^{-j\varphi_m}\cdot\frac{1-e^{-j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau+k)}}\right]-\sum_{s=2}^{M}A_se^{j\varphi_s}\frac{1-e^{j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau-k)}}\right\}\end{aligned} \tag{5}$$

分析式（5）误差可以得到基波的测量可分为三部分误差。分别为长范围泄露误差 e_l，是由于不同次谐波之间的相互干扰造成的；短范围泄漏误差 e_s，是由于采样的栅栏效应导致的信号频谱中峰值点的观测偏差，包括峰值点的幅值、频率以及相位。负频点泄漏误差 e_n 也是长范围泄露的一种，是由于一些频谱分量的频率相对于其他频谱分量可以看成是负值的。其中：

$$e_l=U_1e^{j\varphi_1}-\sum_{s=2}^{M}U_me^{j\varphi_s}\frac{1-e^{j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau-k)}} \tag{6}$$

$$e_s=U_1e^{j\varphi_1}-U_1e^{j\varphi_1}\frac{1-e^{j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau-k)}} \tag{7}$$

$$e_n=U_1e^{j\varphi_1}-\sum_{k=1}^{K}U_me^{-j\varphi_m}\cdot\frac{1-e^{j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau+k)}} \tag{8}$$

一般为了减少 DFT 的运算量，采用快速傅里叶变换（fast Fourier transform，FFT）算法代替 DFT。FFT 对于采样序列长度 N 要求为 $N=2^k$（$k=1$，2，3…）。

2.1 DFT 频谱泄漏

在对实际正弦信号进行数字采样时，正弦信号中不仅存在谐波，并且基本为非整周期采样 $NT_s=(a+\Delta)T$（a 为正整数且 $|\Delta|<1$）。那么双路信号的采样序列 u_{1n} 和 u_{2n} 通过 DFT 后，就会存在频谱泄露。选择一路信号 u_{1n} 进行分析，并设 $NT_s/T=\tau$，那么实际采样序列通过 DFT 变换后的 X'_{1k} 如式（4）所示，其中 m 为谐波次数。

$$X'_{1k}=\frac{1}{2jN}\sum_{m=1}^{M}U_m\left[e^{j\varphi_m}\cdot\frac{1-e^{j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau-k)}}-e^{-j\varphi_m}\cdot\frac{1-e^{-j2\pi m\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(m\tau+k)}}\right]$$
$$k=0,\ \cdots,\ N-1 \tag{4}$$

此时，对于基波信号，其误差 e 就可以通过理想情况下的 DFT 与实际采样的 DFT 做差得到。

2.2 泄漏的修正方法

2.2.1 新型自卷积梯形窗的设计

采用加窗函数来消除由于长范围泄漏和负频点泄露引入的误差；为了保证基波测量的准确性，所以通过选择参数可调的窗函数通过调节其参数来改变其主瓣宽度和旁瓣衰减速度。

梯形窗是介于三角窗和矩形窗之间的窗函数，时域长度为 M，上底长度为 L 的离散梯形窗如式（9）所示。

$$w_{Tra}(m)=\begin{cases}\dfrac{2m}{M-L-1}, & 0\le m\le\dfrac{M-L-1}{2}\\ 1, & \dfrac{M-L-1}{2}\le m\le\dfrac{M+L-1}{2}\\ 2\dfrac{(M-m-1)}{M-L-1}, & \dfrac{M+L-1}{2}\le m\le M\end{cases} \tag{9}$$

令 L 和 M 的比值为 ε，即：

$$\varepsilon=\frac{L}{M}\quad\varepsilon\in(0,\ 1) \tag{10}$$

当 ε 趋近于 1 时，梯形窗近似于矩形窗，当 ε 趋近于 0 时，梯形窗近似于三角窗。通过调节 ε，就可以改变梯形窗的主瓣宽度、旁瓣峰值电平。

对式（9）所示的离线梯形窗函数施加单位阶跃响应函数 $u(*)$ 后，再将得到的响应

函数通过 z 变换从离散时域向复频域转化得到

$$W_{Tm}(z)=\frac{2}{M-L-1}\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^2}\left[1-z^{-\frac{M-L-1}{2}}-z^{-\frac{M+L-1}{2}}+z^{-(M-1)}\right]$$
$$=z^{-\frac{M-1}{2}}\frac{2}{M-L-1}\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^2}\left[z^{\frac{M-1}{2}}-z^{\frac{L}{2}}-z^{-\frac{L}{2}}+z^{\frac{M-1}{2}}\right] \tag{11}$$

令 $z=e^{j\omega}=\cos\omega+j*\sin\omega$ 代入式（11），就能够得到梯形窗的频谱响应函数如式（11）所示。

$$W_{Tm}(\omega)=\frac{4\sin\left(\frac{M-1+L}{4}\omega\right)\sin\left(\frac{M-1-L}{4}\omega\right)}{(M-L-1)(1-\cos\omega)}e^{-j\frac{M-1}{2}\omega}$$
$$\approx\frac{4\sin\left(\frac{1+\varepsilon}{4}M\omega\right)\sin\left(\frac{1-\varepsilon}{4}M\omega\right)}{(1-\varepsilon)M(1-\cos\omega)}e^{-j\frac{M-1}{2}\omega} \tag{11}$$

通过式（11）则得到梯形窗的主瓣宽度 $B_W=8\pi/(M-L-1)\approx 8\pi/(1+\varepsilon)M$。通过调节 ε，就可以调节矩形窗函数的主瓣宽度，同时旁瓣的峰值电平 *Asp*（dB）也会变化。为了满足 FFT 运算对序列长度的要求，设定时域长度为 $M=1024$，ε 取值步长为 0.1，观察其旁瓣的峰值电平变化；在 τ 属于（0.1，0.2］或［0.2，0.3）中的某一个区间内，取到 *Asp* 的最大值衰减值，所以先取 ε 属于区间（0.1，0.2］，得到 *Asp* 的最大衰减值。整个计算结果如表 1 所示。

表 **1**　ε 对 *Asp* 的影响

Tab. 1　The effect of ε on *Asp*

ε	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
Asp（dB）	−28.05	−28.61	−23.02	−18.56	−16.67	−15.31	−14.25	−13.67	−13.00
ε	0.11	0.12	0.13	0.14	0.15	0.16	0.17	0.18	0.19
Asp（dB）	−28.70	−29.56	−29.58	−30.3	−32.75	−32.73	−31.18	−29.76	−29.69

通过表 1，选择 $\varepsilon=0.15$，此时旁瓣峰值电平为−32.75db。

为了进一步减小梯形窗的旁瓣峰值，提高其旁瓣衰减速率，所以通过对梯形窗进行自卷积运算，构建新型的梯形窗函数。

通过自卷积窗函数的定义，定义 p 阶自卷积梯形窗为 p 个梯形窗进行卷积运算，即

$$w_{Tp}=\underbrace{w_T*w_T*w_T*\cdots*w_T}_{p} \tag{12}$$

对于 p 阶梯形窗，需要进行 $p-1$ 次自卷积运算，运算后的新型窗函数的长度为 $pM-p+1$。同样为了方便对窗函数序列进行 FFT，所以对最终的卷积结果进行补零，使得离散梯形的自卷积窗 $w_{Tp}(n)$ 的长度满足 $N=pM$。

通过卷积定理，就可以得到自卷积梯形窗的频谱函数：阶次为 p 的梯形自卷积窗的频谱函数为 1 阶梯形窗频谱函数的 p 次幂。

$$W_{Tp}(\omega)=\underbrace{W_T(\omega)\cdot W_T(\omega)\cdot\cdots\cdot W_T(\omega)}_{p}=[W_T(\omega)]^p \tag{13}$$

根据式（11）和（13），就可以得到 p 阶自卷积梯形窗的离散频谱为：

$$|W_{Tp}(\omega)|=\left|\frac{4\sin\left(\frac{M-1+L}{4}\omega\right)\sin\left(\frac{M-1-L}{4}\omega\right)}{(M-L-1)(1-\cos\omega)}\right|^p \tag{14}$$

所以，p 阶自卷积梯形窗的主瓣宽度为 $B=8\pi/(1+\varepsilon)M$，1~4 阶且 $\varepsilon=0.15$ 的自卷积梯形窗的旁瓣峰值电平 *Asp*（dB）与卷积阶数 p 满足如式（15）所示关系。

$$Asp=-32.75p \tag{15}$$

2.2.2　谱线插值算法

通过构建新的自卷积梯形窗，利用窗函数的旁瓣衰减特性，能够对非整周期采样下的 DFT（FFT）算法中存在的长范围泄露和负频点泄露进行抑制。而对于非整周期采样下条件下的 DFT 中存在的短范围泄露误差，则提出谱线插值算法进行修正。

对于非整周期采样条件下的双路信号序列 u_{1n} 和 u_{2n} 中的任意一路信号，其基波的幅频信息的谱线应该介于其离散频谱特性中幅值最大的谱线和次最大的两根谱线之间。只

考虑短范围泄露，并假设两根谱线分别为第 p 根谱线和第（p+1）根谱线，基于式（4）进行推导，就可以得出第 p 根谱线和第（p+1）根的值如式（17）、（18）所示，：

$$X_p=\frac{U_1}{2jN}\left\{e^{j\varphi_1}\cdot\frac{1-e^{j2\pi\tau}}{1-e^{j\frac{2\pi}{N}(\tau-p)}}-e^{-j\varphi_1}\cdot\frac{1-e^{-j2\pi\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(\tau+p)}}\right\} \tag{17}$$

$$X_{p+1}=\frac{U_1}{2jN}\left[e^{j\varphi_1}\cdot\frac{1-e^{j2\pi\tau}}{1-e^{j\frac{2\pi}{N}(\tau-p-1)}}-e^{-j\varphi_1}\cdot\frac{1-e^{-j2\pi\tau}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{N}(\tau+p+1)}}\right] \tag{18}$$

令 $U_1e^{j\varphi 1}$（$1-e^{j2\pi\tau}$）/（$2N$）$=a+jb$，2π（$\tau-$p）$/N=\alpha$，-2π（$\tau+$p）$/N=\beta$。则 X_p 可以写成：

$$X_p=\left[b+\frac{a}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}-\frac{\sin\beta}{1-\cos\beta}\right)\right]+j\left[\frac{b}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}+\frac{\sin\beta}{1-\cos\beta}\right)\right] \tag{19}$$

其中 X_p 的实部 Re_p 和虚部 Im_p 分别可以写为：

$$Re_p=b+\frac{a}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}-\frac{\sin\beta}{1-\cos\beta}\right)=b+\frac{a}{2}\frac{2\sin\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)}{\cos\left(\frac{2\pi p}{N}\right)-\cos\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)} \tag{20}$$

$$Im_p=\frac{b}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}+\frac{\sin\beta}{1-\cos\beta}\right)=\frac{b}{2}\frac{2\sin\left(\frac{2\pi p}{N}\right)}{\cos\left(\frac{2\pi p}{N}\right)-\cos\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)} \tag{21}$$

同理，对于第（p+1）根谱线对应的 X_{p+1}，其虚部可以写成：

$$Im_{p+1}=\frac{b}{2}\frac{2\sin\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]}{\cos\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]-\cos\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)} \tag{22}$$

令 $\lambda=Im_p/Im_{p+1}$，则有：

$$\lambda=\frac{I_p}{I_{p+1}}=\frac{\sin\left(\frac{2\pi p}{N}\right)}{\sin\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]}\cdot\frac{\cos\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]-\cos\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)}{\cos\left(\frac{2\pi p}{N}\right)-\cos\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)} \tag{23}$$

在式（23）中，p 为和 p+1 基波的幅频特性曲线中幅值最大谱线以及次最大值谱线所对应的位置，N 为采样点数，λ 为两条谱线所对应的值的虚部之比。均为已知量，仅 τ 为未知量。所以，基于式（23）就可以建立函数取 cos（$2\pi\tau/N$）$=f$（N，p）。：

$$\cos\left(\frac{2\pi\tau}{N}\right)=f\ (N,\ p)\ =\frac{\sin\left(\frac{2\pi p}{N}\right)\cos\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]-\lambda\sin\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]\cos\left(\frac{2\pi p}{N}\right)}{\sin\left(\frac{2\pi p}{N}\right)-\lambda\sin\left[\frac{2\pi\ (p+1)}{N}\right]} \tag{24}$$

所以有：

$$\tau=\frac{N}{2\pi}\arccos\left[f\ (N,\ p)\right] \tag{25}$$

在求出 τ 之后，就可以求出 α，β。再通过式（20）和式（21），有：

$$\begin{cases} \mathrm{Re}_p = b+\dfrac{a}{2}\left(\dfrac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}-\dfrac{\sin\beta}{1-\cos\beta}\right)=b+\dfrac{a}{2}(L_1-L_2) \\ \mathrm{Im}_p = \dfrac{b}{2}\left(\dfrac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}+\dfrac{\sin\beta}{1-\cos\beta}\right)=\dfrac{b}{2}\ (L_1+L_2) \end{cases} \tag{27}$$

同样，在求出 α，β 之后，由于 Re_p 和 Im_p 已知，所以可以反解出 a 和 b 的值。

$$\begin{cases} b=\dfrac{2I_p}{L_1+L_2} \\ a=\dfrac{2\ (R_p-b)}{L_1-L_2} \end{cases} \tag{28}$$

最后，根据最初的假设 $U_1\mathrm{e}^{j\varphi 1}\ (1-\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\tau})\ /\ (2N)=a+\mathrm{j}b$，就可以算出该路信号的基波幅值为：

$$U_1=\frac{N\sqrt{a^2+b^2}}{1-\cos 2\pi\tau} \tag{29}$$

初始相位为：

$$\varphi=\arg\left(\frac{a+b\mathrm{j}}{1-\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\tau}}\right) \tag{30}$$

2.2.3 幅值和相位差的精确测量方法

对双路连续正弦信号的基波幅值和相位差通过采样以及采样算法进行精确测量的时序图如图 1 所示。对于每一次采样，都可以通过加自卷积梯形窗的补偿算法准确测量每一路正弦信号的幅值信息，但是在实际采样中，无法保证采样的起始点能够刚好与信号源发生的起始点重合，而且在第二次采样过程中，前一次采样的数据处理也会使得采样不连续。所以对于单路信号，计算得到的初始的相位值均对应采样器进行单次采样的初始相位，初始相位值会持续变化。

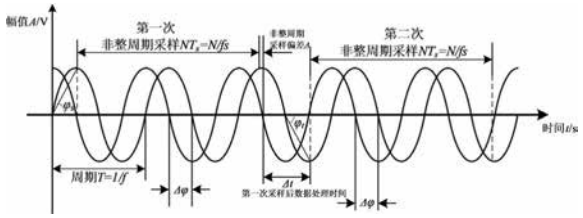


图 1　实际双路信号采样图

Fig. 1　Actual dual signal sampling diagram

虽然采样测量的初始相位会随机变化，但是对于第一次采样，其主要造成的偏差在于采样器进行采样的时间起点延时于信号源发生的起点而产生的相移 φ_s，和非整周期采样条件下进行 DFT 而引入的初始相位测量误差 φ_n。所以，当双路正弦信号同时发生，且通过采样器双路信号进行同时采样时，其初始相位的实际值 φ_1，φ_2 和通过采样得到初始相位测量值 φ_a，φ_b 的关系可以表示为：

$$\begin{aligned} \varphi_1&=\varphi_a-\varphi_{1n}-\varphi_s \\ \varphi_2&=\varphi_a-\varphi_{2n}-\varphi_s \end{aligned} \tag{30}$$

通过本文所描述的补偿算法，可以消除非整周期采样下进行 DFT 所引入的初始相位测量误差，基于同时采样的条件，所以两路信号由于信号源发生与采样器采样的不同步引起的相移 φ_s 是相同的。所以两路信号的相位差可以精确地计算出来：

$$\begin{aligned} \varphi&=\varphi_2-\varphi_1 \\ &=(\varphi_a-\varphi_{1n})-\varphi_s+\varphi_s-(\varphi_b-\varphi_{2n}) \\ &=\varphi_2'-\varphi_1' \end{aligned} \tag{31}$$

其中，φ_1'，φ_2' 为通过插值补偿算法求出采样信号序列的初始相位，其中已经不包含非整周期采样下进行 DFT 所引入的初始相位测量误差。

从第二次采样开始，除了 φ_s 与 φ_n，单通道初始相位测量中还存在由于计算上次采样

数据而造成的时移产生的相移 $\Delta\varphi$。所以对于同频，且同时发生的双路信号，对于其进行同时采样计算，有：

$$\begin{aligned}\varphi_1&=\varphi_a-\varphi_{1n}-\varphi_s-\Delta\varphi\\ \varphi_2&=\varphi_a-\varphi_{2n}-\varphi_s-\Delta\varphi\end{aligned}\tag{32}$$

同式（31），路信号的相位差可以精确地计算出来：

$$\varphi=\varphi_2-\varphi_1=\varphi_2'-\varphi_1'\tag{33}$$

即，通过加自卷积梯形窗的补偿算法与采样器的同时采样相结合的方法，就可以精确测量两路信号之间的相位差。所以完整的基于一种基于新型自卷积窗和插值补偿的采样方法如下：

1）由设定好采样频率和采样点数的数据采集系统对双路正弦连续信号进行同时、连续采样，在每一个采样循环中生成一组带有双路信号采样值的离散序列；2）将离散序列进行加自卷积梯形窗的 FFT 变换；3）查找 FFT 变换后，双路信号各自频谱中幅值最大的谱线以及幅值次最大的谱线，记录其位置和以及两条谱线各自实部和虚部的大小。4）通过算法描述计算 τ；5）利用 τ 计算双路信号基波幅值的准确值 U_1、U_2，和消除了 DFT 误差的信号采样初始相位 φ_1'、φ_2'；6）直接做差计算两路信号的相位差 φ。

3 实验验证

为了验证自卷积梯形窗及谱线插值补偿方法法的有效性，并且针对交流电阻中对于基波测量准确度的需求，通过 Matlab 生成离散序列来模拟非整周期采样下的，带有微小谐波分量的类正弦波形信号，再通过传统的 DFT 算法和本章所设计的自卷积梯形窗三谱线插值算法进行对比，其中自卷积梯形窗为三阶。所以假设被测信号为：

$$y_1(t)=5\sin(2\pi ft)+0.01\sin(4\pi ft-0.3)+0.3\sin(8\pi ft-0.2)\tag{34}$$

$$y_2(t)=3\sin(2\pi ft+0.1)+0.05\sin(4\pi ft-0.3)+0.1\sin(8\pi ft)\tag{35}$$

设定信号频率 $f=101$Hz，采样频率为 1kHz 通过分析 2^n（$n=7$，8，9，10）个采样点，使其满足 FFT 算法的点数要求。通过分析基波（1 次谐波）的数据，来验证补偿算法是否能够消除传统 DFT 在非整周期采样下存在的长范围泄露、负频点泄露以及短泄漏问题。

表 **1** 正弦信号的基波仿真计算结果（$f=101$Hz，$fs=1$kHz）

Tab. 1 Fundamental Wave Simulation Results of Sine Signal（f=101Hz，fs=1kHz）

N	测量方法	通道 1 基波幅值 5V		通道 2 基波幅值 3V		相位差 0. 1rad	
		测量值/V	误差/V	测量值/V	误差/V	测量值 rad	误差/ rad
128	傅立叶变换	4. 9668	0. 0332	2. 8668	0. 1332	−0. 1221	0. 2221
	补偿算法	5. 0000	1. 7495e−9	3. 0000	1. 7031e−9	0. 1000	2. 3621e−9
256	傅立叶变换	4. 8345	0. 1655	2. 7355	0. 2645	−0. 3477	0. 4477
	补偿算法	5. 0000	1. 6923e−9	3. 0000	1. 2643e−9	0. 1000	3. 0036e−9
512	傅立叶变换	4. 3372	0. 6628	2. 5328	0. 4672	−0. 8007	0. 9007
	补偿算法	5. 0000	1. 6216e−9	3. 0000	1. 5342e−9	0. 1000	2. 9698e−9
1024	傅立叶变换	3. 6521	1. 3479	2. 6521	0. 3479	1. 4325	1. 3325
	补偿算法	5. 0000	1. 5718e−9	3. 0000	1. 0093e−9	0. 1000	1. 6982e−9

相对于传统的傅里叶变换，设计的补偿算法能够极大得提高测量双路正弦信号的基波幅值、相位差的准确度。随着采样点数的增加，自卷积梯形窗函数的主瓣宽度更窄，旁瓣衰减更快，其抑制频谱泄漏的能力就越强，算法就能够更加准确测量正弦信号的基波幅值信息和初始相位信息。

为了验证补偿算法在实际测试中幅值测量的性能，采用标准源法对算法进行测试。使用标准信号源 Fluke 5720A 作为实验的标准信号输出仪器。将算法使用 LabVIEW 通过编程实现，同时还令该程序能够驱动波形采样的硬件设备，形成一台虚拟采样测试仪器。测试仪的程序中同时还写入加汉宁窗的 DFT 算法和全相傅里叶变换算法，来与本篇论文设计的自卷积补偿算法进行对比。测试电路如图 2 所示。

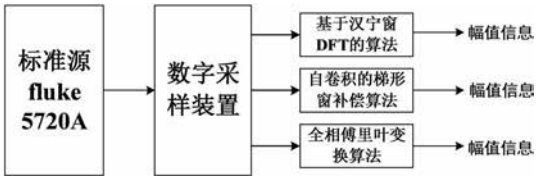


图 2　标准源法校验补偿算法幅值测量准确度装置图

Fig. 1　Device diagram for verifying the accuracy of the amplitude measurement of the compensation algorithm using the standard source

设定标准源的幅值输出范围为 1V ~ 4V，输出间隔为 0.5V，频率分别为 100Hz、1kHz、10kHz 和 100kHz。使用标准源法验证算法的准确性，将标准源 5720A 的示值 V_r 作为真值，V_x 则是通过采样算法计算得到的实际测量值。则相对误差 δ 则通过式（36）计算：

$$\delta = \frac{(V_x - V_r)}{V_r} * 100\% \qquad (36)$$

测试完成后实验数据结果表示如下。

表 2　标准源法 fluke −5720A 校准算法幅值测试准确度

Tab. 2　Fluke −5720A Calibration Algorithm based on Standard Source Method

标准源示值/V	信号源输出波形频率：100Hz					
	加汉宁窗的 DFT 算法	相对误差 δ/%	自卷积梯形窗补偿算法/V	相对误差 δ/%	全相傅里叶变换算法	相对误差 δ/%
1	0.998925	−0.1075	0.999986	−0.0014	0.999883	−0.0117
1.5	1.497946	−0.1369	1.499981	−0.0013	1.499755	−0.0163
2	1.996527	−0.1737	1.999963	−0.0019	1.999606	−0.0197
2.5	2.493878	−0.2449	2.499939	−0.0024	2.499392	−0.0243
3	2.985551	−0.4816	2.999929	−0.0024	2.998699	−0.0434
3.5	3.495800	−0.1200	3.499959	−0.0012	3.499575	−0.0122
4	3.992334	−0.1916	3.999946	−0.0014	3.999306	−0.0174

标准源示值/V	信号源输出波形频率：1kHz					
	加汉宁窗的 DFT 算法	相对误差 /%	自卷积梯形窗补偿算法	相对误差 /%	全相傅里叶变换算法	相对误差 /%
1	0.998054	−0.1946	0.999983	−0.0017	0.999804	−0.0196
1.5	1.496078	−0.2614	1.499962	−0.0025	1.499616	−0.0256
2	1.996162	−0.1919	1.999968	−0.0016	1.999582	−0.0209
2.5	2.496811	−0.1276	2.499968	−0.0013	2.499678	−0.0129

续表

标准源示值/V	信号源输出波形频率：1kHz					
	加汉宁窗的 DFT 算法	相对误差/%	自卷积梯形窗补偿算法	相对误差/%	全相傅里叶变换算法	相对误差/%
3	2. 997055	−0. 0982	2. 999975	−0. 0008	2. 999601	−0. 0133
3. 5	3. 495195	−0. 1373	3. 499961	−0. 0011	3. 499439	−0. 0160
4	3. 994987	−0. 1253	3. 999955	−0. 0011	3. 999370	−0. 0157

标准源示值/V	信号源输出波形频率：10kHz					
	加汉宁窗的 DFT 算法	相对误差/%	自卷积梯形窗补偿算法	相对误差/%	全相傅里叶变换算法	相对误差/%
1	0. 999984	−0. 0016	0. 999984	−0. 0016	0. 999837	−0. 0163
1. 5	1. 499979	−0. 0014	1. 499982	−0. 0012	1. 499807	−0. 0129
2	1. 999981	−0. 0010	1. 999980	−0. 0010	1. 999806	−0. 0097
2. 5	2. 499930	−0. 0028	2. 499940	−0. 0024	2. 499363	−0. 0255
3	2. 999956	−0. 0015	2. 999959	−0. 0014	2. 999525	−0. 0158
3. 5	3. 499990	−0. 0003	3. 499990	−0. 0003	3. 499895	−0. 0030
4	3. 999936	−0. 0016	3. 999938	−0. 0015	3. 999335	−0. 0166

标准源示值/V	信号源输出波形频率：100kHz					
	加汉宁窗的 DFT 算法	相对误差/%	自卷积梯形窗补偿算法	相对误差/%	全相傅里叶变换算法	相对误差/%
1	0. 999201	−0. 0799	0. 999990	−0. 0010	0. 999873	−0. 0127
1. 5	1. 496714	−0. 2191	1. 499969	−0. 0021	1. 499670	−0. 0220
2	1. 997927	−0. 1037	1. 999980	−0. 0010	1. 999748	−0. 0126
2. 5	2. 493796	−0. 2482	2. 499938	−0. 0025	2. 499317	−0. 0273
3	2. 993638	−0. 2121	2. 999941	−0. 0020	2. 999380	−0. 0207
3. 5	3. 493846	−0. 1758	3. 499939	−0. 0017	3. 499388	−0. 0175
4	3. 991553	−0. 2112	3. 999926	−0. 0018	3. 999185	−0. 0204

通过对比表 2 内数据可以看到，虽然在 100Hz~100kHz 频率范围内和 1V~4V 幅值范围内，三种算法均有良好的稳定性。对于标准源 5720A 基波的测量，使用自卷积梯形窗补偿算法的测量误差在 0. 001%附近；而全相傅里叶变换算法的测量误差比补偿算法高 1 个数量级，测量误差在 0. 02%附近；加汉宁窗的 DFT 算法误差仅有 0. 1%左右。所以，自卷积梯形窗补偿算法拥有准确的幅值测量准确度，运用在虚拟仪器技术中时，能够对信号源输出的正弦信号的幅值进行更加精确且稳定的测量。

5 结束语

本文针对电学计量中对双路连续信号的幅值和相位差的准确测量，在假设双路正弦信号存在谐波的情况下，分析了非整周期采样条件下使用传统 DFT 算法分析正弦信号存在的误差。然后通过测试梯形窗参数和对梯形窗进行自卷积运算得到的新型窗函数对误差中存在的长范围泄露和负频点进行抑制，同时又提出采用加窗 FFT 后的序列中最大的两根谱线，并直接通过数值运算对误差中的短范围泄露进行补偿，提高幅值和相位差测量的准确度。仿真实验表明所提出的方法对幅值和相位差的测量具有很高的准确度，而实际测量实验则证明了该方法运用在虚拟仪器技术中同样具有更好的数值准确性和稳定性。

参考文献：

[1] F. Overney and B. Jeanneret, "Realization of an inductance scale traceable to the quantum Hall effect using an automated synchronous sampling system," metrologia, vol. 47, no. 6, pp. 690-698, Dec. 2010

[2] Bee Kim D, Kew Lee H, Kim W S. An impedance bridge measuring the capacitance ratio in the high frequency range up to 1 MHz [J]. Measurement Science & Technology, 2017, 28 (2): 025014.

[3] Turgel R S. Digital Wattmeter Using a Sampling Method [J]. Instrumentation & Measurement IEEE Transactions on, 2007, 23 (4): 337-341.

[4] 姚文轩. 基于广域同步测量的电能质量参数检测关键技术研究 [D]. 湖南大学, 2017.

[5] 孟卓, 温和. 基于复化梯形的准同步采样频率测量算法 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35 (10): 2445-2453.

[6] 陆祖良, 王磊, 李敏, 等. 基于非整周期采样的工频谐波精密测量研究（工频谐波功率基准研究报告之一）[C] // 全国电磁计量大会. 2007.

[7] 温和. 新型窗函数与改进 FFT 谐波分析方法及应用研究 [D]. 湖南大学, 2009.

[8] 基于 Hanning 自卷积窗和三谱线插值的谐波无功功率测量方法 [J]. 电测与仪表, 2017 (20).

[9] 邹培源, 黄纯, 江辉, et al. 基于全相位谱细化与校正的谐波和间谐波测量方法 [J]. 电网技术, 2016, 40 (8): 2496-2502.

[10] 李志军, 张川博, 张珈玮, 等. 改进型余弦窗在虚拟仪器谐波分析中的应用 [J]. 现代电子技术, 2018, (15): 108-113.

[11] 刘灿涛, 赵伟, 袁俊. 基于数字相关原理的相位差测量新方法 [J]. 计量学报, 2002, 23 (3): 219-223

[12] 陆祖良, 王磊, 李敏. 通过采样测量技术建立相角基准的探讨 [J]. 计量学报, 2007, 28 (1): 1-4.

[13] 吴静. 非同步交流采样测量算法及其测量质量评定方法研究 [D]. 北京: 清华大学, 2006.

[14] 陆祖良. 非整周期采样和工频谐波分析标准研究 [D]. 北京: 清华大学, 1991.

[15] 张维玺. 梯形窗函数应用研究 [J]. 四川工业学院学报, 1997 (04): 61-65.

基于步态特征提取的 ELM 身份识别方法

马添力[1,2]，肖文栋[1,2]

（1. 北京科技大学自动化学院，北京 100083；2. 北京市工业波谱成像工程技术研究中心，北京 100083）

摘　要：利用步态信息进行身份识别是一种新兴的生物识别技术，相较于其他的生物识别技术，具有不易伪装、可在远距离情况下进行身份识别的优点。基于模型的识别方法计算量大、模型难以准确建立；现有的分类方法普遍存在训练时间长、分类准确率不高的问题。针对以上问题，对步态视频进行分帧处理，将分帧后的图像进行运动目标检测、形态学处理和图像归一化等预处理后，生成步态能量图（Gait Energy Image，GEI），提出了对 GEI 进行特征提取并采用超限学习机（Extreme Learning Machine，ELM）进行分类的方法。测试结果表明，该方法在保证身份识别准确率的前提下，训练模型的速度有大幅提升。

关键词：背景建模；步态能量图；特征提取；超限学习机；身份识别

中图分类号：TP391　　**文献标识码**：A

ELM identification method based on gait feature extraction

MA Tianli[1,2]，XIAO Wendong[1,2]

（1. School of Automation and Electrical Engineering，University of Science and Technology Beijing，Beijing 100083，China；2. Beijing Engineering Research Center of Industrial Spectrum Imaging，Beijing 100083，China）

Abstract：The identification with the gait information is a new biometrics technology，compared with other biometrics，it has the advantages of not easy to disguise and can be identified at a distance. The gait recognition method based on the model is computationally expensive and difficult to establish the model accurately；the existing classification methods generally have the problems of long training time and low classification accuracy. In view of the above problems，this paper divided the gait video into frames. After preprocessing such as moving target detection，morphological processing and Image normalization，Gait Energy Image（GEI）was generated，this paper proposes a method of feature extraction ofGEI and classification by using ELM. The experimental results show that this method can improve the speed of the training model greatly on the premise of ensuring the classification accuracy.

作者简介：马添力（1995—），女，北京科技大学 2018 级硕士在读，主要研究方向为计算机视觉和机器学习，E-mail：1009762563@qq.com；

肖文栋（通信作者），男，1995 年于东北大学获博士学位，现为北京科技大学教授，主要研究方向为无线定位与导航、无线传感器网络等，E-mail：wdxiao@ustb.edu.cn.

Key words: Background modeling; Gait energy image; Feature extraction; Extreme learning machine; Identity recognition

0 引言

近年来，随着社会的发展以及人们对安全的追求，在众多场合都会对人的身份进行识别，身份识别往往采用生物识别技术，目前常用的生物识别技术主要有人脸识别[1]、虹膜识别[2-4]、指纹识别[5] 等，但是这些方法都需要被测者良好配合，且容易伪装。利用步态信息进行身份识别是近年来新兴的一种生物识别技术，它通过摄像头采集人体走路的视频，目的是根据人体的步态特征来进行身份的认证。人体的步态特征是一种复杂的行为特征，在某些场景下，人们会对自己进行乔装打扮，比如戴口罩和帽子以及化妆等，但是自身的步态特征是难以控制的，在多重因素的影响下，人体的走路姿态具有唯一性。相较于其他的生物识别技术，利用步态信息做身份识别具有非侵犯性、不易察觉、不易伪装、远距离识别等优点[6]，其在安防领域具有非常大的应用前景和广阔的研究空间。

目前，利用步态信息识别身份的研究方法主要有两类：基于非模型方法和基于模型的方法[7-8]。非模型的方法是对人体步态的轮廓、外形和原始图像等进行特征提取从而进行身份识别[9-11]，这类方法常利用步态图像序列进行特征提取，也会将提取的轮廓在一个步态周期内平均，形成步态能量图（Gait Energy Image，GEI），利用 GEI 进行特征提取。GEI 因为包含了人体运动的静态特征和动态特征，所以能较好地进行步态特征的表达。基于模型的方法是指对人体或者运动进行建模，获得如人体的重心、肢体长度、关节角度、运动速度等参数，由于每个人在行走时的参数都是独一无二的，因此可在模型上进行度量和分类。目前常用的模型有：骨架模型、椭圆模型和钟摆模型[12]。基于模型的方法在一定程度上能够较好地处理噪声，并且可以提取准确的可测量参数，降低步态特征的维数，但是由于图像分辨率等原因，该方法的模型难以被准确建立和描述，且建模方法的计算量很大。在分类的方法上，目前大多采用支持向量机或者深度学习的方法，这些方法存在着训练时间长、分类准确率不高的情况。深度学习虽然不需要人工提取特征，但是在步态视频数量不大的情况下，精度往往不高。

目前该技术还不成熟，基于模型的方法存在计算量大、模型难以准确建立的问题；普遍使用的 SVM 和深度学习方法存在着训练时间长、分类准确率不高的问题。因此本文采用非模型的方法，利用 GEI 作为识别的基础，该方法鲁棒性好并且计算量小；为了解决训练时间长和准确率不高的问题，采用 ELM 算法进行分类。ELM 是一种单隐层前馈神经网络的算法，相对于传统前馈神经网络训练速度慢，容易陷入局部极小值等缺点，ELM 算法随机产生输入层与隐含层的连接权值，通过最小二乘优化来训练网络，且在训练过程中无需调整，只需要设置隐含层神经元个数便可获得唯一的最优解，与传统的训练方法相比，ELM 具有学习速度快、泛化性能好等优点。测试结果表明采用 ELM 算法可以在保证准确率的前提下大幅缩短训练时间。

本文的结构如下，第一章介绍视频和图像的预处理，第二章介绍 ELM 算法，第三章介绍本文提出的方法，第四章介绍测试结果，最后进行总结和展望。

1 基础工作

1.1 运动目标检测

首先将步态视频数据进行分帧处理，然后对分帧后的图像序列进行运动目标检测。运动目标检测的目的是提取步态图像中有用

的目标信息，削减掉图像中的无效信息，便于后期对图像进行处理和分析。常用的目标提取方法包括：帧差法、光流法、背景减除法[13]。帧差法对于背景缓慢变化的情况不敏感；光流法计算复杂，实时性很差；背景减除法简单、快速，适合视频采集设备固定的场景。本文利用背景减除法来进行运动目标的提取。

背景减除法主要包括以下三种算法[14]：BackgroundSubtractorMOG、BackgroundSubtractorGMG 和 BackgroundSubtractorMOG2（以下简称 MOG、GMG 和 MOG2），其中 GMG 算法仅用很少的图像进行背景建模，准确度不高，现在使用的很少。本文选用 MOG2 算法进行前景提取，该算法是以高斯混合模型为基础的前景分割算法，这个算法的特点是它为每一个像素选择一个合适数目的高斯分布，相比于 MOG 算法中使用的 K 高斯分布（K = 3 或 5），MOG2 算法会对由于亮度发生变化而引起的场景变化产生更好的适应，该算法还可以进行阴影检测，在速度上也比 MOG 算法快一倍。使用 MOG2 算法进行前景提取的示例如图 1 和图 2：

图 1　视频中的三帧

Fig. 1　Three frames in the video

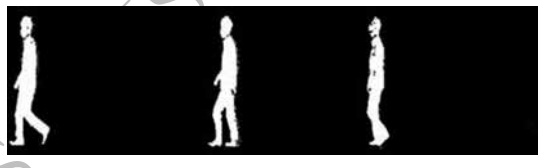


图 2　背景减除后的二值图像

Fig. 2　Binary image with background subtraction

1.2　形态学处理

通过背景减除法获得的步态图像中存在空洞、噪声等影响，为了减小这些瑕疵对最终识别的影响，可采用图像处理中的形态学方法对获得的二值步态图像进行处理。常用的形态学方法有腐蚀、膨胀、开操作、闭操作等。

腐蚀是一种简单的消除不相关元素的方法，可以消除图像中的噪声等，其定义为：

$$A\Theta B=\{x \mid (B)_x \subseteq A\} \tag{1}$$

其中，A 是图像，B 是结构元素，AΘB 表示使用 B 对 A 进行腐蚀操作，即使用 B 遍历 A，去除两者不完全相交的像素值达到腐蚀的目的。

膨胀可以看作是一种简单的连接操作，可以将图像中的断裂修复，其定义为：

$$A\oplus B=\{x \mid (\hat{B})_x \cap A \neq ?\} \tag{2}$$

其中，A 是图像，$\hat{B}$ 是结构元素 B 关于自身中心点的映射，A⊕B 表示使用 B 对 A 进行膨胀，即使用 B 遍历 A，记录两者存在交集的点达到膨胀的目的。

在腐蚀和膨胀的基础上，又得到了开操作和闭操作两种处理方法。

开操作能够平滑物体的轮廓，断开细小的间隔，其定义如下：

$$A^{\circ}B=(A\Theta B)\oplus B \tag{3}$$

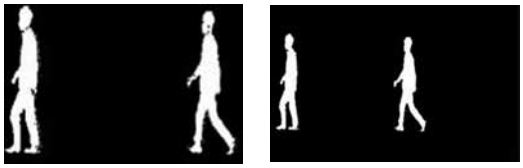
其中，A 表示图像，B 表示结构元素，A∘B 表示 B 对 A 进行开操作。

闭操作能够将图像中细小的空洞填充完整并且也可以平滑物体的边界，其定义为：

$$A\cdot B=(A\oplus B)\Theta B \tag{4}$$

其中，A 表示图像，B 表示结构元素，A·B 表示 B 对 A 进行闭操作。

本文中对二值化后的步态图像先进行开操作，再进行闭操作，得到的图像如图 3 所示：



（a）形态学处理前　　（b）形态学处理后

图 3　形态学处理

Fig. 3　morphological treatment

1.3 步态图像归一化

一般视频采集设备是固定的，这就导致了在视频设备的采集范围内目标的形状由小到大再变小的过程，产生了不一致性。在步态特征提取过程中，相同的目标图像会有更好的表达，因此采用归一化的方法对步态图像进行处理使不同运动目标的图像相同，包括运动目标在图像中的位置和大小[15]。

步态图像归一化首先从二值步态图像中提取出人体运动目标，通过遍历步态图像的像素点找到人体轮廓的边界，以此生成最大的运动目标矩形框并裁剪出人体目标轮廓图像，并在程序中设置图像大小，将目标图像归一化至64×64像素，如图4和图5所示：

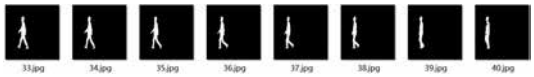


图4 归一化前

Fig. 4 Before normalization

图5 归一化后

Fig. 5 After normalization

2 ELM算法介绍

ELM是一类基于前馈神经网络的机器学习算法，其主要特点是隐含层节点参数可以是随机或人为给定的，并且不需要调整，学习过程仅需计算输出权重。ELM具有学习效率高、泛化能力强的优点，被广泛应用于分类、回归、聚类、特征学习等问题中[17-21]。ELM算法的基本原理如下：

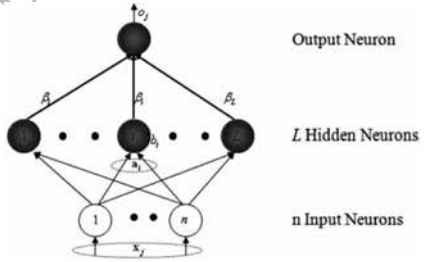


图6 单隐层神经网络原理图

Fig. 6 SLFN：additive hidden nodes

ELM是一种新型的快速学习算法，对于单隐层神经网络，ELM可以随机初始化输入权重和偏置并得到相应的输出权重。对于一个单隐层神经网络，结构如图6所示。

假设有N个任意的样本（X_i，t_i），其中$X_i = [x_{i1}, x_{i2}, \cdots, x_{in}]^T \in Rn$，$t_i = [t_{i1}, t_{i2}, \cdots t_{im}]^T \in Rm$。对于一个由L个隐层节点的单隐层神经网络可以表示为：

$$\sum_{i=1}^{L} \beta_i g(W_i \cdot X_j + b_i) = o_j,\ j = 1, \cdots N \tag{5}$$

其中，$g(x)$为激活函数，$W_i = [\omega_{i1}, \omega_{i2}, \cdots \omega_{in}]^T$为输入权重，$\beta_i$为输出权重，$b_i$是第$i$个隐层单元的偏置，$W_i \cdot X_j$表示$W_i$和$X_j$的内积。

单隐层神经网络学习的目标是使得输出的误差最小，可以表示为：

$$\sum_{j=1}^{L} \| o_j - t_j \| = 0 \tag{6}$$

即存在β_i，W_i和b_i，使得：

$$\sum_{i=1}^{L} \beta_i g(W_i \cdot X_j + b_i) = t_j,\ j = 1, \ldots, N \tag{7}$$

可以矩阵表示为：

$$H\beta = T \tag{8}$$

其中，H是隐层节点的输出，β为输出权重，T为期望输出。

$$H(W_1, \cdots, W_L, b_1, \cdots, b_L, X_1, \cdots, X_L) = \begin{bmatrix} g(W_1 \cdot X_1 + b_1) & \cdots & g(W_L \cdot X_1 + b_L) \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ g(W_1 \cdot X_N + b_1) & \cdots & g(W_L \cdot X_N + b_L) \end{bmatrix}_{N \times L} \tag{9}$$

$$\beta = \begin{bmatrix} \beta T_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \beta T_L \end{bmatrix}_{L \times m}, \quad T = \begin{bmatrix} TT_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ TT_N \end{bmatrix}_{N \times m}$$

为了能够训练单隐层神经网络，我们希望得到$\hat{W}_i$，$\hat{b}_i$和$\hat{\beta}_i$，使得：

$$\|H(\hat{W}_i,\hat{b}_i)\hat{\beta}_i-T\|=\min_{W,b,\beta}\|H(W_i,b_i)\beta_i-T\| \tag{10}$$

其中，$i=1,\ldots,L$，这等价于最小化损失函数：

$$E=\sum_{j=1}^{N}\left(\sum_{i=1}^{L}\beta_i g(W_i\cdot X_j+b_i)-t_j\right)^2 \tag{11}$$

在 ELM 算法中，一旦输入权重 W_i 和隐含层的偏置 b_i 被随机确定，隐含层的输出矩阵 H 就被唯一确定。训练单隐层神经网络可以转化为求解一个线性系统 $H\beta=T$。并且输出权重 β 可以被确定为：

$$\hat{\beta}=H+T \tag{12}$$

其中，$H+$是矩阵的 Moore－Penrose 广义逆，且可证明求得的解的范数是最小的并且唯一。

3　本文所提方法

本章介绍本文所提出的身份识别方法，系统总体结构图如图 7 所示：

图 7　系统结构图

Fig. 7　System structure diagram

身份识别过程可以分为两个阶段：第一是利用特征提取算法进行步态特征的提取；第二是采用 ELM 算法进行分类。第一步首先就是进行图像的特征提取，我们采用步态能量图作为输入。

3.1　步态能量图

首先介绍一下步态能量图的构造过程。人体行走可以视为周期性动作，图 8 是归一化后的人体步态序列图像高宽比变化图，从该图中可以看出，人体行走行为呈周期性展现。

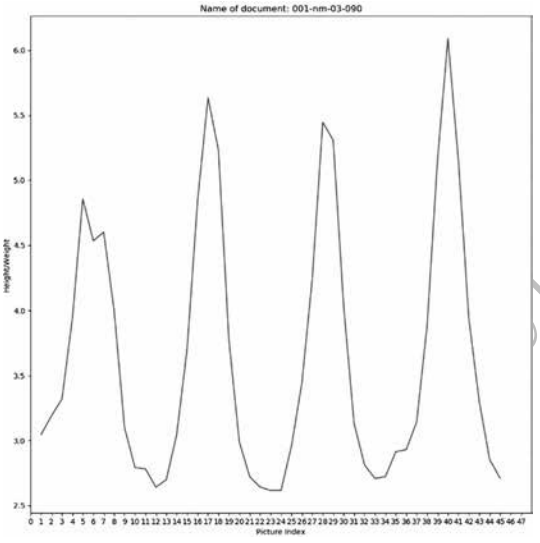


图 8　步态序列周期图

Fig. 8　Periodic pattern of gait sequence

取其中一个周期的图像序列，如图 9，生成步态能量图（GEI），灰度级的步态能量图定义为：

$$GEI(x,y)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}B_i(x,y) \tag{13}$$

其中，N 是一个周期内的图像帧数目，通过视频分帧和图像预处理可以得到每一帧二值步态图，$B_i(x,y)$ 代表周期内的每一帧二值步态图，x，y 代表二维图像平面坐标，$GEI(x,y)$ 就是步态能量图，如图 10 所示。GEI 反映了人体行走的步态轮廓在一个周期内的变化。相比一般的二值图像，GEI 对图像序列中的个别帧的图像轮廓变形没有那么敏感，对噪声有很好的鲁棒性。GEI 反映了侧影的主要形状和在步态周期上人体运动信息的变化，可以作为身份识别的依据[16]。

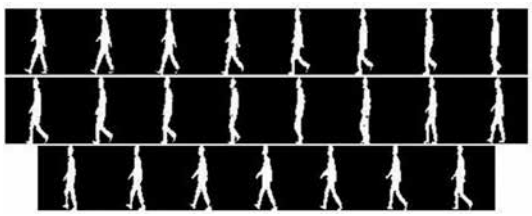


图 9　一个周期内的二值图像

Fig. 9　Binary image within one period

图 10　步态能量图

Fig. 10　Gait energy image

3.2　HOG 特征提取

梯度方向直方图（Histogram of Oriented Gradient，HOG）是图像处理中的一种特征提取算法。HOG 特征是将图像像素点的方向梯度作为图像特征，包括梯度大小和方向。通过计算图像局部区域的梯度直方图特征，然后将局部的特征串联起来，构成整幅图像的 HOG 特征，其原理图如图 11 所示。

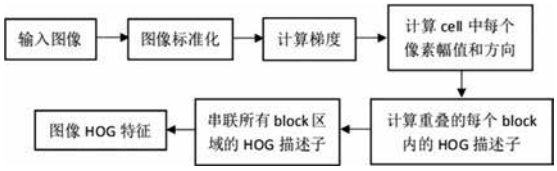


图 11　HOG 算法原理图

Fig. 11　HOG algorithm schematic diagram

该方法首先将图像分成很多小的连通区域，叫做细胞单元（cell），比如大小可为 8×8，然后采集细胞单元中各像素点的梯度和边缘方向，然后在每个单元中累加出一个一维的梯度方向直方图，这就是一个细胞单元的描述符，将几个细胞单元组成一个 block，例如将 2×2 的细胞单元组成一个 block，将一个 block 内每个细胞单元的描述符串联起来既可以得到一个 block 的 HOG 描述符。在统计一个 cell 的梯度直方图时，一般考虑采用 9 个 bin 的直方图来统计 8×8 像素的梯度信息，即将 cell 的梯度方向 0～180°（不考虑正负）分成 9 个方向块。如图 12，一个 block 由 2×2 个 cell 组成，每一个 cell 包含 8×8 个像素点，每个 cell 提取 9 个直方图通道，因此一个块的特征向量长度为 2×2×9，再根据图像的大小，即可得到一幅图像的特征向量长度，然后将图像的特征向量送入分类器进行训练和识别。

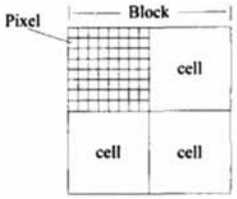


图 12　HOG 特征提取细胞单元图

Fig. 12　HOG feature extraction unit cell

3.3　分类器训练

经过对多幅 GEI 的 HOG 特征提取，可以得到每幅 GEI 的一行多维的特征向量，每一个特征向量用来描述一幅 GEI 的信息。选用的训练集和测试集数据都进行标记，训练集和测试集都是经过 HOG 算法提取特征之后的特征向量。若有 N 类样本，每个样本的特征向量长度为 n，则第 i 个样本的 ELM 输入如下：

$$Input_i = (a_{i1}, a_{i2}, \cdots, a_{in})^T \tag{14}$$

网络结构如图 13 所示，得到训练后的模型并保存，接着用测试集的数据在该模型上进行验证。

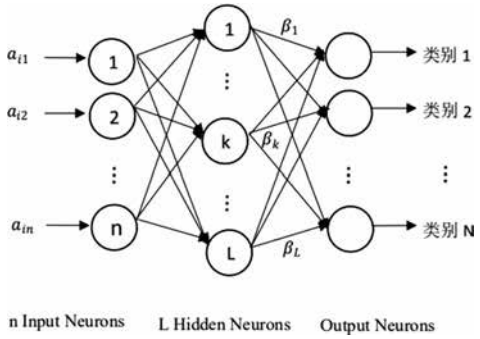


图 13　本文 ELM 结构图

Fig. 13　ELM structure diagram in this paper

ELM 在训练之前可以随机产生 W 和 b，因此在参数设计上只需要确定隐含层节点个数即可，通过调整该参数，可以计算出输出层的权重 β。因为 ELM 在训练之前产生参数的随机性，因此选取节点个数后需要进行多次测试，将得到的测试结果进行平均取值得出最终测试结果。

4　测试结果

在该部分中，为了验证方法的有效性和

可行性，在 CASIA 数据集上进行了测试。利用 ELM 算法和 SVM 算法进行了身份识别的测试，通过调节模型参数及对比实验结果，验证了使用 ELM 算法进行身份识别的可行性，并且和 SVM 算法进行对比，突显其在训练速度上的优势。

本测试过程的计算机配置：处理器 Intel（R）Core（TM）i5-8265U，软件配置：Python3.7、PyCharm2018.2、opencv3.4.4、Matlab2016b。

4.1 数据集介绍

本文测试选用 CASIA 步态数据库中的数据，该数据库由中国科学院自动化研究所提供，可通过 http://www.cbsr.ia.ac.cn/china/Gait%20Databases%20CH.asp 进行申请后获取。库中共有三个数据集：DatasetA，DatasetB，DatasetC，本文利用的是 DatasetB 中的部分数据，该数据集共有 124 个人的行走视频，每个人有 11 个视角的视频，在普通条件、携带包裹和穿大衣三种条件下行走采集。本测试对从该数据集中随机选取的 24 个人共 96 个视角为 90°的常规步态视频进行处理，其中每一个人包括 4 个视频，3 个放入训练集，1 个放入测试集，对这些视频数据进行分帧以及图像预处理后，共可生成 96 张 GEI，接着对这些 GEI 进行特征提取，然后利用 ELM 算法和 SVM 算法进行身份的识别。

4.2 数据增强

利用上述提到的数据集进行处理，24 个人共得到 96 张 GEI，其中训练集有 72 张，测试集有 24 张，提取 GEI 的 HOG 特征并送入 ELM 分类器进行测试，在不同的 cell 和 block 大小下，经过不同节点个数的测试，结果如图 14：

该图是激活函数为 sigmoid、在不同的 cell 和 block 大小下进行测试的结果，可以发现随着隐含层节点个数的增加，训练集的准确率不断提升，但是测试集的准确率却在下降，这是由于数据过少造成的过拟合，本次测试的训练集为 72 张 GEI，测试集为 24 张 GEI，数据过少，因此需要对数据进行数据增强。本文采用了旋转、镜像和改变对比度等方法对数据集进行数据增强，将训练集和测试集的数据分别扩增为 2160 张和 720 张 GEI。通过数据增强，可以有效地避免过拟合现象。

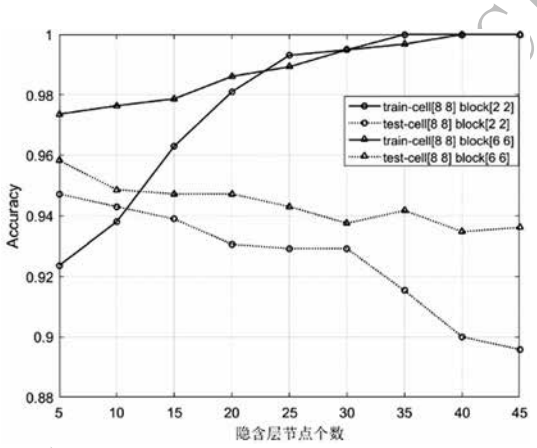


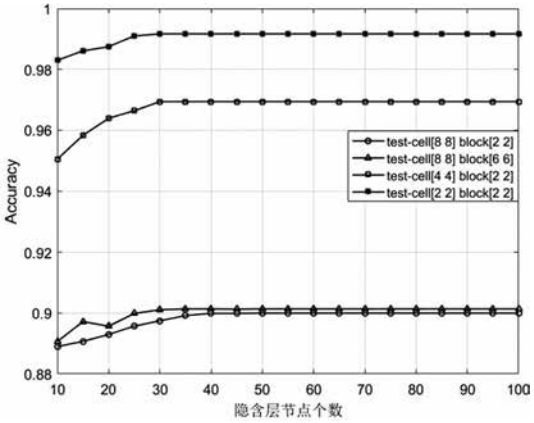
图 14 数据过拟合现象图

Fig. 14 Data overfitting phenomenon diagram

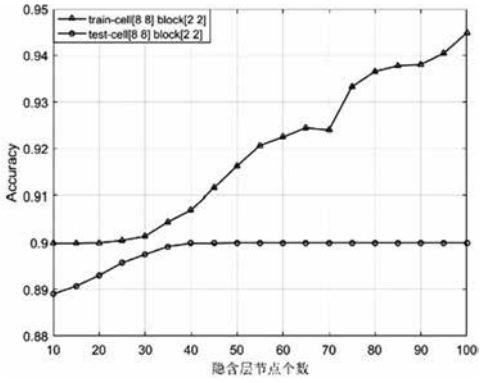
本文测试选取的每个节点个数均进行了 30 次测试，将 30 次的测试结果平均得到最后的识别率。

4.3 结果分析

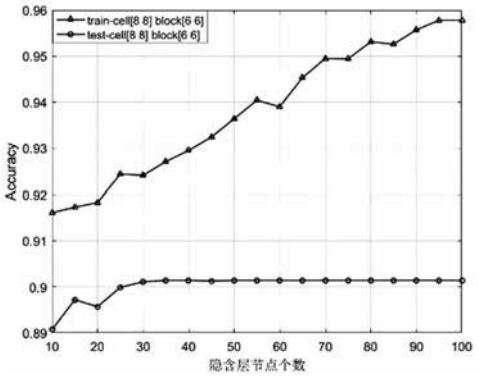
在隐含层不同节点个数下，将 ELM 算法进行识别的结果用 Matlab 绘制出来，结果如图 15，其中（a）图是 4 种参数下的测试结果汇总，（b）—（f）是不同参数下的具体测试结果：



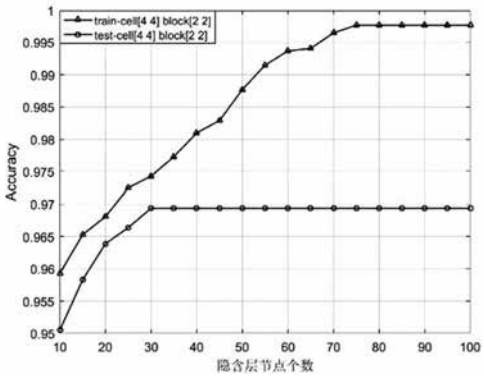
（a）隐含层节点个数和测试准确率的关系



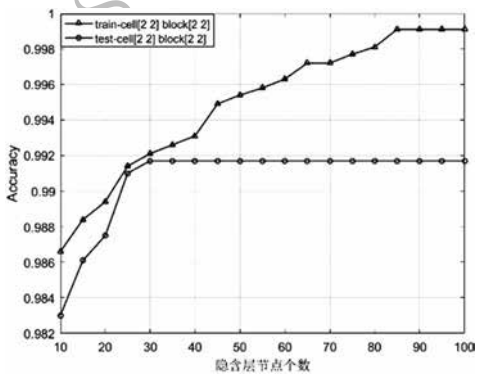
（b）cell［8 8］，block［2 2］



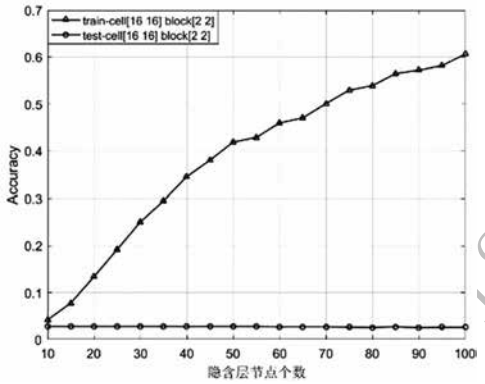
（c）cell［8 8］，block［6 6］



（d）cell［4 4］，block［2 2］



（e）cell［2 2］，block［2 2］



（f）cell［16 16］，block［2 2］

图 15　实验结果图

Fig. 15　Experimental result diagram

从图 15 的（f）中可以看出，cell 的大小取［16，16］，block 的大小取［2，2］的时候，当隐含层节点个数增加时，训练集准确率不断提升，但是测试集的准确率一直很低，因此该特征提取参数对识别是无效的，经计算可知该参数下的特征向量长度为 324，特征过少，因此无法训练出有效的模型。将另外四种参数下的训练和测试的结果绘制在同一个坐标系中可以看出各个参数下的识别效果，见图 15 的（a）。当选取 cell 为［2，2］，block 为［2，2］时，随着隐含层节点个数的增加，测试准确率不断提升，从（e）中可以看出，当隐含层节点个数取 30 时，测试集准确率达到 99.17%，之后当节点个数再增加时，测试准确率也不再提升，而且训练时间会增加，所以在该参数下，隐含层节点个数取 30 最为合适。其他的 cell 和 block 取值下，测试准确率均没有上述参数高，因此可以采用上述参数进行模型的训练和测试。

ELM 和 SVM 算法的识别结果对比如表 1：

表 1　识别结果

Tab. 1　Identification result

	Cell	Block	Features	TrainingTime（s）	Accuracy
SVM	［8，8］	［2，2］	1794	14. 21	0. 7278
	［16，16］	［2，2］	324	3. 62	0. 7125
	［8，8］	［6，6］	2916	19. 09	0. 7417
	［4，4］	［2，2］	8100	33. 20	0. 7764
	［2，2］	［2，2］	34596	209. 82	0. 8750
ELM	［8，8］	［2，2］	1794	2. 12	0. 9000
	［16，16］	［2，2］	324	—	—
	［8，8］	［6，6］	2916	2. 41	0. 9014
	［4，4］	［2，2］	8100	2. 51	0. 9694
	［2，2］	［2，2］	34596	9. 09	0. 9917

将结果绘制为条形图可以更直观地看出 ELM 和 SVM 相比的优势，如图 16：

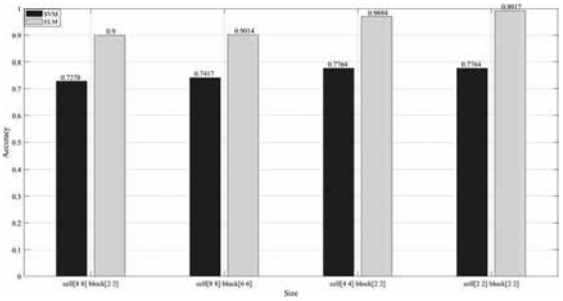


图 16　实验结果图

Fig. 16　Experimental result diagram

在选取了不同的 cell 大小和 block 大小之后，测试的结果如表 1 和图 16 所示，可以看出，SVM 算法测试的准确率没有 ELM 算法的准确率高，并且训练模型的时间都比较长，当 cell 大小为［16，16］，block 大小为［2，2］时，虽然训练的时间缩短了，但是由于特征向量的长度比较小，其准确率也下降了；ELM 算法的一个显著提升是训练时间大大缩短，当其 cell 选用［2，2］，block 选用［2，2］时，虽然特征向量长度大，但是训练时间只有 9 秒左右，比 SVM 的训练时间少得多，并且在准确率上达到了 99. 17%，相较于 SVM 好很多。

5　结束语

本文提出了一种利用步态信息的基于 ELM 的身份识别方法。通过对视频进行分帧处理，从视频数据中获取测试对象行走的图像帧，经过图像预处理后生成步态能量图，为了避免过拟合现象进行了数据增强处理，利用 HOG 特征描述子对步态能量图进行特征提取，使用 ELM 作为分类器进行身份的识别。实验结果表明，本文使用的特征提取方法和分类算法可以取得较好的识别效果，与 SVM 相比，ELM 能获得更好的识别准确率，并且在训练速度上有大幅提升。

在实际生活中人行走时或多或少会受到衣物、灌木或路边杂物的遮挡，并且获得的视频拍摄角度不一定是 90°，这都会对识别准确率造成一定的影响，今后可在消除遮挡影响和多视角识别这两个方面进一步研究。

参考文献：

［1］ M. Iliadis，H. Wang，R. Molina，et al. Robust and Low-Rank Representation for Fast Face Identification With Occlusions［J］. Image Processing，2017，26（5）：2203-2218.

［2］ M. R. Prasad，T. C. Manjunath. Recognition of iris

images in non-angular view and at a distance [C]. International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies, Kumaracoil, 2016, 555-560.

[3] R. Vyas, T. Kanumuri, G. Sheoran. Iris recognition using 2 - D Gabor filter and XOR - SUM code [C]. IEEE International Conference on Information Processing, Delhi, 2016, 1-5.

[4] S. T. Gandhe, T. K. Jawale. Human identilication using fusion of iris, signature and gait recognition [C]. IEEE International Conference on Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication, Jalgaon, 2016, 282-285.

[5] U. S. Tomar, A. Vidwans, P. Sharma. Fingerprint recognition by hybrid optimization based on minutaies distance and pattern matching [C]. IEEE International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System, Paralakhemundi, 2016, 2047-2051.

[6] 金堃, 陈少昌. 步态识别现状与发展 [J]. 计算机科学, 2019, 46 (S1): 30-34.

[7] 曾莹, 谭兰兰. 基于步态的身份识别技术研究综述 [J]. 科技展望, 2016, 26 (35): 109.

[8] 刘晓芳, 周航, 韩权, 等. 基于视觉的步态识别研究综述 [J]. 小型微型计算机系统, 2018, 39 (08): 1685-1692.

[9] I. Rida, L. Boubchir, N. Al - Maadeed, et al. A. Bouridane. Robust model-free gait recognition by statistical dependency feature selection and Globality-Locality Preserving Projections [C]. IEEE International Conference on Telecommunications and Signal Processing, Vienna, 2016, 652-655.

[10] H. P. M. Kumar, H. S. Nagendraswamy. LBP for gait recognition: A symbolic approach based on GEI plus RBL of GEI [C]. IEEE International Conference on Electronics and Communication Systems, Coimbatore, 2014, 1-5.

[11] 周倩. 基于特征融合的步态识别算法研究 [D]. 中北大学, 2019.

[12] 许易操. 基于视频的步态识别算法 [J]. 现代计算机, 2015 (4): 35-39.

[13] 袁鹏瑞. 基于多轮廓特征融合的步态识别方法研究 [D]. 西安科技大学, 2018.

[14] 陈峰. 基于步态的目标识别技术的研究 [D]. 北京交通大学, 2018.

[15] 刘永康. 基于形状特征的步态识别方法研究 [D]. 中国人民公安大学, 2018.

[16] J. Han, B. Bhanu. Individual recognition using gait energy image [J]. Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2006, 28 (2): 316-322.

[17] 吴良圆. 基于超限学习机的手势识别方法研究 [D]. 湖南师范大学, 2017.

[18] 郭坦. 基于稀疏与低秩模型的图像表达与分类研究 [D]. 重庆大学, 2017.

[19] Li Liu, Jianhong Zhang, Xiaodong Fu, et al. Unsupervised segmentation and elm for fabric defect imageclassification [J]. Multimedia Tools and Applications, 2019, Vol. 78 (9), pp, 12421-12449.

[20] 胡谦磊. 基于 HOG 和随机森林的极限学习机图像分类研究 [D]. 湘潭大学, 2017.

[21] Md. Mahmudur Rahman, Nuh Alpaslan. Automated melanoma recognition in dermoscopic images based on extremelearning machine (ELM) [J]. Medical Imaging, 2017.

[22] 牟多铎, 刘磊. ELM 与 SVM 在高光谱遥感图像监督分类中的比较研究 [J]. 遥感技术与应用, 2019, 34 (01): 115-124.

焊接缺陷中弱小目标的自动检测系统

王　飞，朱继红

（常熟理工学院电气与自动化工程学院 常熟市 215500）

摘　要：针对焊接缺陷弱小目标检测问题，提出了一种逐层分割的自动检测方法。本方法利用形态学灰度重建对图像进行前景和背景的初次分割，然后利用轮廓的差分特性得到待检测对象的边缘以进行二次分割，进而对获取到的检测对象通过均值偏离法得到种子点并在种子点上利用区域生长法最终得到弱小缺陷目标。最后通过实验验证，本文提出的检测系统对于焊接缺陷中弱小目标的检测是有效的。

关键词：弱小目标 逐层分割 形态学重构 LabVIEW

Automatic Detection System on Dim Target in Welding Defect

WANG Fei ZHU Jihong

（1. *Changshu Institute of Technology School of Electric and Automatic Engineering Chang Shu* 215500）

Abstract: Aiming at the problem of detecting dim targets in welding defects, an automatic detection system based on layer by layer segment is proposed. Firstly, the foreground and background of the image are segmented by morphological gray-scale reconstruction, secondly the edge of the object to be detected is obtained by using the difference characteristics of the contour, and then the seeds are obtained by means of mean deviation method for the acquired detection objects, finally the dim targets are obtained by using the region growing method on the seeds. The experimental results show that the detection system proposed in this paper is effective for the detection of dim targets in welding defects.

Keywords: Dim target; Layer by layer segmentation; Morphological reconstruction; LabVIEW

0　引言

焊接是器件连接和构建的重要手段，焊接的好坏对于器件使用寿命、工作性能等有着直接的影响，进而影响到系统的应用和人们的生活体验。因此，对焊接过程中出现的缺陷问题，尤其是对器件的刚性连接起重要作用的焊缝缺陷进行检测有极强的现实意义。目前检测方法主要有超声、射线、磁粉和涡流检测[1-3] 等，这些方法在保证焊接质量方面起到重要作用，但也存在一定的局限性，例如超声和涡流检测难以对焊接缺陷直观成像；磁粉检测主要限于表面缺陷的检测，但对工件表面要求严格[4,5]；射线检测通过实时成像方法利用图像处理技术进行焊接缺陷检测，其结果直观、易于发现体积型缺陷，迟大钊等[6] 提出一种基于模拟图像背景缺陷识别方法，通过射线数字化图像进行噪声抑制，

利用模拟图像背景获得前景图像，再对前景图像进行图像分割从而提取缺陷目标。该方法给出了一种低信噪比，背景较均匀情况下的缺陷检测途径，但对欠均匀背景的缺陷检测效果有限，且射线图像噪声强、对比度低，尤其是射线检测对人体有害等问题始终困扰着该方法的广泛使用。高向东等提出利用一种旋转磁场激励下焊接缺陷磁光图像动态采集方法。利用磁场激励焊件并通过控制磁光成像采样频率，获取交叉磁场下不同磁场方向的焊接缺陷磁光图像，解决焊缝信息丢失的问题。该方法利用磁光受背景影响小的优点结合特定技术开展缺陷检测，但其视图与实物一致性弱且检测对象需适用于磁场环境也限制着该方法的广泛使用。李尚仁等[7] 提出一种基于机器视觉的焊缝表面下塌缺陷实时检测系统，利用机器视觉技术开展焊缝检测，指出借助先进的图像处理技术解决表面缺陷检测问题成为研究的热点[8]。该系统针对激光焊接轨迹的图像分割，采集的图像区域集中，图像前景和背景划分清晰，而实际工程焊接缺陷检测中，采集图像往往是较为复杂的目标图像，且焊缝不仅仅有较大、较显著的目标，也时常存在弱小目标，特别是采集区域较广的情况下，弱小焊接缺陷目标往往由于图像背景复杂以及目标本身较小从而难以标定。吴言枫[9] 等提出了一种复杂背景下目标检测的方法，通过获取显著性图和提取显著性特征，利用差分算法得到种子点再结合生长法与自适应双高斯算法分割出前景，最后利用面积占比变化等特征剔除虚假目标，完成检测。该方法有效的解决复杂背景下的小目标检测问题，但种子点的选取是利用图像差分得到，这需要多帧图像的配合使用，且忽略了图像采集中实际噪声带来的差分种子点存在情况，因此实际使用中易于出现误报情况。

针对复杂背景下弱小目标检测问题，本文提出一种逐层分割的方法，利用形态学重构、轮廓差分特性、偏离均值特性和区域生长法逐层分割并最终标定弱小缺陷目标。本方法在功能实现上借助 LabVIEW 强大测试与测量、图像处理能力[10]，结合其开发周期短、调试效率高的优点，合并开发了一种基于 LabVIEW 的自动检测系统，并利用本设计系统对金属链条焊接处的弱小焊缝缺陷进行了检测。

1 系统构成

基于 LabVIEW 构建的焊接缺陷系统示意图如图 1 所示，该系统由台架、工业相机机、上位机、光源、焊接工件及工件运动控制装置组成。工业相机采用 CCD 相机，通过 USB 接口与上位机相连，光源给待检测对象提供均匀光照。上位机采集到接收图像后，利用 LabVIEW 平台通过图像处理技术实现缺陷的检测任务。

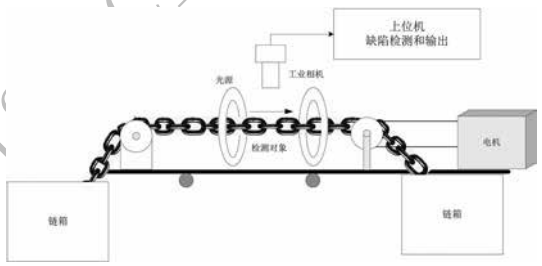


图 1　系统结构

Fig. 1　System structure diagram

1.1 工作原理

焊接缺陷检测的目的是将缺陷部分从采集的图像中提取出来，是一个图像分割问题。针对弱小焊缝检测问题考虑一种逐层分割方法实现目标检测任务。首先，将待检测对象及其强信息前景（如光源）与弱信息背景进行分割，完成初步分割实现检测对象的预定位；然后，通过具体检测目标的相关特征进行二次分割以得到更小范围的检测区域，进一步的，在得到检测对象的基础上锁定感兴趣区域，最后对感兴趣区域进行检测判断是否存在缺陷并标记。其流程示意图如下：

图 2　检测流程示意图

Fig. 2　Test flow diagram

1.2 预定位

焊接缺陷检测中，为了能有效地获取目标图像，利用辅助光源对目标对象补光是个重要的环节，这虽然有利于目标检测，但是也引入了背景噪声，且光源本身也易于一定程度上出现在采集的图像中，由于光源与检测对象作为一个整体与背景有较强的区分度，因此可以将光源及待检测对象整体看作一个前景进行预分割，通过预分割将其与对应的弱信息背景分割开。在这里形态学重构由于其灰度平滑特性能对于图像中灰度值相近的区域进行灰度均衡化处理，这使得前景和背景在灰度值上容易出现较好的分割特性[11]。利用这一特性通过灰度形态学重构，选择适当的阈值容易得到较好的分割效果，如下图，通过形态学重构较为容易的将图像中建筑从复杂背景中整体分割出来，进而易于后续的二次处理目的。

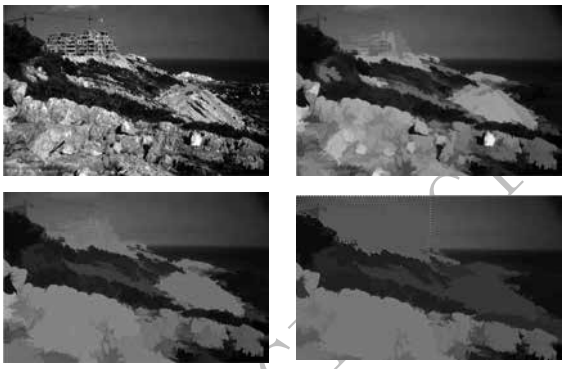


图 3　形态学重构示意图

Fig 3　Schematic diagram of morphological reconstruction

形态学重构：

重构是一种涉及到两幅图像和一个结构元素的形态变换。一幅图像，标记（marker），是变换的开始点，另一幅图像是掩模（mask），用来约束变换过程。若 I 是掩模，J 是标记，则从 J 重构 I 可记为 $\gamma(J, I)$，由如下迭代过程定义：

（1）将 h_1 初始化为标记图像 J；

（2）创建结构元素：b；

（3）重复 $h_{k+1}=(h_k \oplus b) \cap I$，直到 $h_{k+1}=h_k$。

设 I，J 是定义在同一离散域 D 上的灰度图像，它们的值域是离散集合 $\{0, 1, \cdots, N-1\}$ 且：$J \subseteq I$ 即 $\forall p \in D$，$J(p) \subseteq I(p)$，则 I 称为掩模图像，J 称为标记图像。由标记图像 J 对掩模图像 I 的重构图像 $\gamma(J, I)$ 是图像 I 中一些联通部分的并集，这些连通部分与 J 的交集非空，即

$$\gamma(J)(p)=\max\{k \in [0, 1, \cdots, N-1] \mid p \in \gamma(T_k(J), T_k(I))\} \quad (1)$$

其中 $T_k(\bullet)$ 表示对灰度图像以阈值 k 进行二值化得到的二值图像。

1.3 二次分割

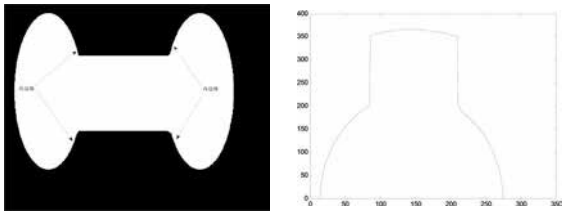
通过形态学重构将前景与背景进行预分割，预分割后需要进一步利用所得前景的特征信息进行二次分割以进一步缩小检测范围，从而更有效的检测缺陷。由于预分割过程是将前景部分整体分割出来，因此光源通常也作为前景共同分割出来，可以利用光源的边缘信息和检测对象的边缘信息进行二次分割。本系统实验环境使用的是环形光源对射补光，因此利用其条带区域特征来解决该问题。以图 1 对应的工程案例（环形光对射补光），采集图像经过分割后的二值化前景包括光源和检测对象，利用公式 2 和公式 3 得到边缘的变化趋势，如下图所示：

$$I_x=\sum_{i=1}^{n} f_{i,j}x \in [1, \ldots, m] \quad (2)$$

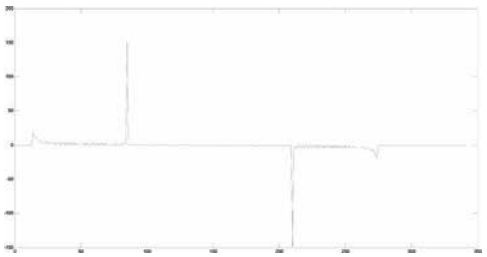
$$I_y=\sum_{j=1}^{m} f_{i,j}y \in [1, \ldots, n] \quad (3)$$

$$d_x=I_{x+1}-I_x \quad d_y=I_{y+1}-I_y \quad (4)$$

其中 $f_{i,j}$ 为图像坐标 (i, j) 的像素值，m，n 为图像的行列数



a　　b



c

图 4　边缘扫描示意图

Fig. 4　Edge scan diagram

对于光源与待检测对象交叠的图像，其行扫描边缘信息波形如图 4b 所示，由于光源规则的几何特性和待检测对象的一致性导致边缘的呈现清晰的差分特性，如图 4c（图 4b 和图 4c 的坐标表示图形的尺寸大小），图 4c 为图 4b 的差分图像，通过一致性的跳变可以得到光源与待检测对象的分割边缘，通过波形差分跳变得到边缘信息，如图 4c 所示，两个强烈的峰值可以得到带检测对象上下外部边缘信息，同理可以通过列扫描得到带检测对象的左右内部边缘信息，利用该信息将待检测对象与光源分割开来实现二次分割。这里将其称为条带区域特征分析法。

1.4　缺陷检测和标记

利用以上方法可以将检测区域约束至更小范围，以便于最终的弱小目标检测目的。在小范围检测过程中，进一步利用局部特征将待检测对象分成若干部分，这里的局部特征可以是分割图像的宽高比，面积，圆形度等（本文利用焊接实验对象中间孔洞特征实现的区块分割）。进一步分割后的区块利用种子点的获取来确定潜在的缺陷源，这是由于表面的焊缝缺陷（即使是弱小缺陷目标）表现为局部区域的灰度值的急剧下降，利用这一特性将灰度值显著低于区域均值的点作为种子点，再利用区域生长的方法确定缺陷。焊接缺陷（焊缝）处的灰度值急剧下降，而缺陷周边的强度值较为均匀，这使得以该区域作为种子点开始区域生长易于收敛于缺陷边缘。相对的，由于工件表面平整度、光源等问题也会出现采集图像出现显著偏离均值点的异常种子点，这类种子点在生长过程中会以种子点为起始点生长成局部的区域块，这一连续的区块显著偏离缺陷缝隙的特征。利用这种方法，即通过搜寻显著偏离区域均值的点作为种子点集合，再通过种子点生长确定缺陷，最终确定并标记缺陷。其具体算法如下：

Step 1. 设种子点集合 $S=\phi$，计算该分割区域的灰度平均值

$$\mu=\frac{\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n}f_{i,j}}{m\times n} \tag{4}$$

Step 2. 对于任意像素点 $x_{i,j}$ 若满足不等式：

$$f_{i,j}-\mu<\varepsilon_1 \tag{5}$$

则 $S=S\cup\{x_{i,j}\}$ 并令 $f_{i,j}=255$，否则 $f_{i,j}=0$，得到候选种子点集合和对应图像；

Step 3. 对候选种子点图像计算 $Area_k$，若 $Area_k>\varepsilon_2$，则 $S=S\cap\{x_{i',j'}\}$，$x_{i',j'}\in Area_k$，即保留满足一定连通面积的种子点作为有效种子点集合；

Step 4. 选取有效种子点集合像素点 $x_{i,j}$ 为中心，判断其 8 邻域像素是否满足不等式：

$$|f_{i'',j''}-f_{i,j}|<\varepsilon_3 \tag{6}$$

若满足，则 $S=S\cup\{x_{i'',j''}\}$；否则，停止该方向上的 生长。循环该步，直至所有种子点生长完毕。

其中 m，n 为图像宽高，$f_{i,j}$ 为像素点 $x_{i,j}$ 的像素值，$f_{i'',j''}$ 为像素点 $x_{i,j}$ 的 8 邻域像素值，ε_1、ε_2、ε_3 为设定阈值，$Area_k$ 为候选种子点图像中连通区域的面积。

2　实验验证

本文提出的检测方法以实际工程检测中金属链条焊接过程中存在的焊缝缺陷检测为例验证其有效性。图像采集通过工业相机实现，采集的图像中包括光源、台架、螺母等图像信息，从复杂场景中提取弱小检测目标并最终标定。

通过本文提出的逐层分割的方法，在原始图图像基础上利用灰度形态学重构完成预

分割，其重构及二值化与分割效果如下图：

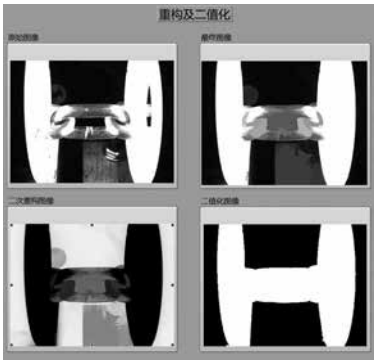


图 5　形态学重构

Fig. 5　Morphological reconstruction

其重构程序如下：

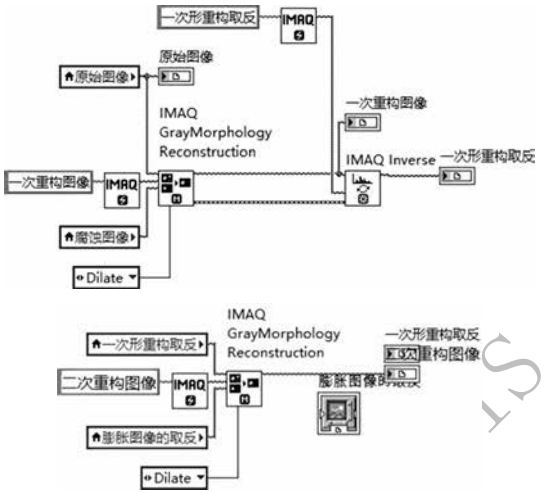


图 6　二次重构程序

Fig. 6　program of second reconstruction

利用前文提到的条带信息得到待检测对象的上下外部边缘和左右内部边缘实现检测对象的进一步分割，如下图所示：

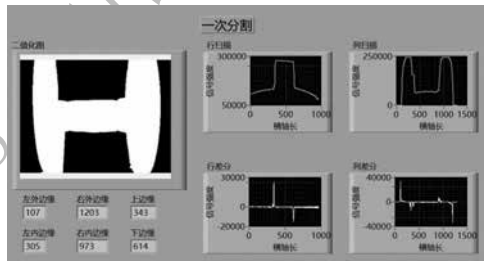


图 7　二值化图像及其条带信息

Fig. 7　Binary image and its strip information

其程序如下所示：

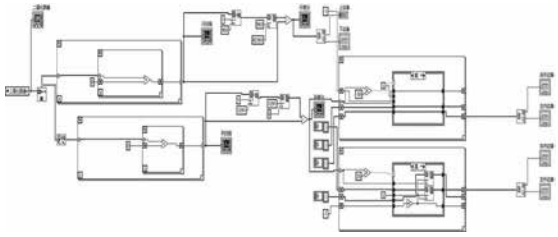


图 8　条带信息获取程序

Fig. 8　program ofstrip information

图 8 的二值化行列扫描图分别反映了分割出前景图像的行列条带信息，其行列差分图像可以清楚地看出主要峰值即对应着检测对象的边缘，利用差分特性得到的峰值信息可以方便的得到待检测对象的图像，进一步利用前文提到的利用焊接对象中间孔洞特征实现的区块分割得到最终检测对象的感兴趣区域，如下图所示：

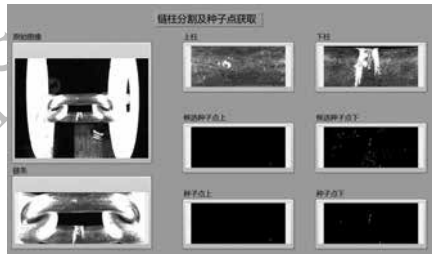


图 9　链柱分割及种子点获取

Fig. 9　pillar segmentation and seedsacquisition

图 9 中给出了最终检测的链柱，并利用前文给出的方法得到候选种子点，由于缺陷的显著特征是低灰度值像素区域分布的连续性，即裂痕的延续特性，这表现为种子点的连续性，利用这个特性通过粒子滤波，过滤掉连续区域面积显著小于设定值的点，并利用这些种子点展开区域生长得到最终结果如下：

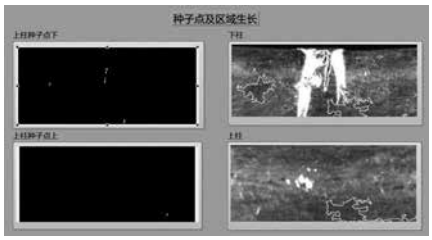


图 10　种子点及其区域生长

Fig. 10　seeds and region growing

前文提到因为灰度值的急剧下降使得该区域作为种子点来生长，最终终止于缺陷的边缘处，如图 11 下柱中心焊缝区域；同样，由于工件表面平整度、光源等问题导致的显著偏离均值点作为种子点，会生长成局部的区域块，从而显著偏离缺陷的特征，如图 11 上下柱绿色线条围起来的区域快，该种子点的生长最终生长区域为链条的较大区域块，这是由于生长过程中候选种子点在其灰度跨度上成长，该跨度将以种子点为起始点的区域平滑地连接起来，在达到跨度的阈值处停止生长，由于非裂痕缺陷区域的灰度跨度平滑使得该类种子点最终成长为较大的连续区域，这与裂痕缺陷显著不一致，从而易于从缺陷中剔除。利用以上方法得到最终的缺陷区域，如下图所示：

图 11　缺陷标记

Fig. 11　Defect mark

程序如下：

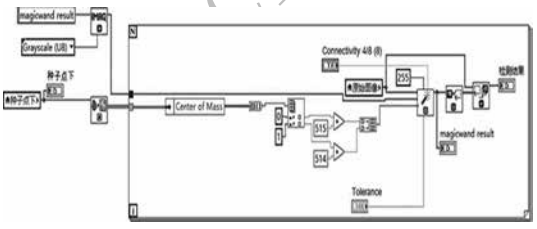


图 12　缺陷标记程序

Fig. 12　program of defect mark

其缺陷区域放大图示如下：

利用本文提出逐层分割模型得到的弱小焊接缺陷的检测结果，通过形态学重建可以较好的分割出前景，如图 5 所示，然后利用条带特征和差分特性得到待检测对象的进一步图像分割，进一步利用链条的特定特征（中间矩形等）分割链条，得到具体的待检测对象的感兴趣区域，利用缺陷显著偏离图像均值情况得到种子点，并借助种子点的连续性过滤噪声得到图像 9，最终在种子点区域生长的基础上得到缺陷区域，而非缺陷的生长区域显著偏离缺陷，易于消除，从而确定缺陷并标定结果，图 11，图 13。

图 13　缺陷区域放大图

Fig. 13　Enlarged drawing of defect area

3. 结论

针对复杂背景下弱小目标检测问题，本文提出一种逐层分割的方法，通过对实际工程焊接中缺陷检测需求借助 LabVIEW 软件开发并验证了利用形态学重构实现复杂背景的前景和背景的预分割，借助条带特征法开展二次分割以进一步缩小弱小目标，最终利用均值偏离确定种子点和开展最后的区域生长，并确定缺陷区域是有效的，这对于工业复杂现场的目标获取以及缺陷检测提供了一种可行思路。

References：

[1] Chi，D. and T. Gang，Shallow Buried Defect Testing Method Based on Ultrasonic TOFD. Journal of Non-destructive Evaluation，2013. 32（2）：p. 164-171.

[2] 王超等，基于双频数据融合的电涡流焊接缺陷检测．焊接学报，2018. 39（05）：第 15-20+129 页．

[3] 敖波等，小管路焊缝内部缺陷的三维 X 射线成像．焊接学报，2016. 37（5）：第 11-14 页．

[4] 高向东，郑俏俏与王春草，旋转磁场下焊接缺陷

磁光成像检测与强分类研究．机械工程学报，2019. 55（17）：第 61-67 页．

[5] Boaretto，N. and T. M. Centeno，Automated detection of welding defects in pipelines from radiographic images DWDI. NDT & E International，2017. 86：p. 7-13.

[6] 迟大钊等，基于 X 射线图像处理的单搭接焊缝缺陷识别．焊接，2019（08）：第 1-4+65 页．

[7] 李尚仁，王春明与米高阳，基于机器视觉的焊缝表面下塌缺陷实时检测系统．焊接技术，2019. 48（11）：第 85-88+6 页．

[8] 葛为民，申耀华与王肖锋，箱梁结构件焊缝表面缺陷特征提取及分类研究．仪器仪表学报，2018. 39（12）：第 207-215 页．

[9] 吴言枫等，复杂动背景下的“低小慢”目标检测技术．中国光学，2019. 12（04）：第 854-866 页．

[10] 刘超等，基于 LabVIEW 机器视觉在继电器检测系统中的应用研究．仪表技术与传感器，2019（4）：第 52-55，60 页．

[11] 任松等，一种高效的油液磨粒图像自适应分割方法．北京航空航天大学学报，2019. 45（5）：第 873-882 页．

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

IPv6 工业物联网在流量仪表中的应用方案

邹明伟[1]，沈　洋[1]，左英姣[1]，姚　杰[1]

（1. 重庆川仪自动化股份有限公司 重庆 401121）

摘　要：随着互联网、信息通信等技术的发展，实现了物理世界与信息世界的互联互通。工业物联网技术把物品与互联网连接起来，进行信息共享与通信，实现物品的智能化识别、定位、跟踪、监控和管理，在传统工业中不断发挥优势。但是既有的 IPv4 网络环境制约了工业物联网的进一步发展，IPv4 地址资源已无法满足大规模工业物联网环境下的使用。利用具有海量地址空间的 IPv6 工业物联网，打破底层设备技术多样性带来的互通信与互操作障碍，提升寻址能力、服务质量和安全性能，在流量仪表的应用场景中形成应用方案，完成“设备端-网络端-服务端”的结构设计。最后对基于 IPv6 工业物联网在流量仪表中的应用方案进行验证，实现计量数据的采集与传输，生产现场的监控与管理，达到降低运维成本，提高生产效率和产品质量的目的。

关键字：IPv6；物联网；工业物联网；流量仪表；数据远传；现场监控

中图分类号：TH-89　　**文献标志码：**A

Application of IPv6 Industrial Internet of Things in Flow Meter

ZOU Mingwei[1], SHEN Yang[1], ZUO Yingjiao[1], YAO Jie[1]

（1. Chongqing Chuanyi Automation Co., Ltd, Chongqing 401121, China）

Abstract: With the development of the Internet and information communication technology, the interconnection of the physical world and the information world has been realized. The Industrial Internet of Things technology connects items with the Internet, performs information sharing and communication, realizes intelligent identification, positioning, tracking, monitoring and management of items, and continuously exerts its advantages in traditional industries. However, the existing IPv4 network environment has restricted the further development of the Industrial Internet of Things, and IPv4 address resources have been unable to meet the use in a large-scale Industrial Internet of Things environment. Utilizing the IPv6 Industrial Internet of Things with a large address space, breaking the barriers to mutual communication and interoperability brought by the diversity of underlying device technologies, improving addressing capabilities, quality of service, and security performance, forming application solutions in the application scenario of traffic meters, and completing The structure design of “device-network-server”. Finally, the application scheme of the Industrial Internet of Things based on IPv6 in the flow meter is verified to realize the collection and transmission of measurement data, the monitoring and management of the production site, and the purpose of reducing operation and maintenance costs, improving produc-

tion efficiency and product quality.

Keywords: IPv6; Internet of Things; Industrial Internet of Things; Flow meter; Data transmission; On-site monitoring

0 引言

随着技术的进步和时代的发展，越来越多的物品接入网络，实现了物理世界与信息世界的互联互通，物联网得到人们的广泛关注。物联网作为互联网的延伸与扩展，仍以互联网为基础，通过信息传感设备，按照约定的协议，把物品与互联网连接起来，进行信息共享与通信，实现物品的智能化识别、定位、跟踪、监控和管理。

作为物联网主战场的工业物联网，使得互联网技术得以在传统工业生产中发挥优势，对于解决目前产能过剩、资源浪费、环境污染和生产管理等问题，提高生产效率有重大意义。但是既有的 IPv4 网络环境制约了工业物联网进一步发展，主要表现为无法提供充足的地址空间和受到传输安全的制约。目前，IPv4 地址资源已无法满足大规模物联网环境下的使用，推进 IPv6 便成为目前的一种解决方案。相比之下，IPv6 采用 128 位地址空间，可以提供的地址数量是 IPv4 的 296 倍，其海量的地址空间可以满足人和物两者之间任意组合的通信方式，可以满足具有大规模密集部署特性的物联网业务应用场景。此外，IPv6 协议改进了原有协议的安全性和扩展性，扩大了地址空间，打破了底层设备技术多样性带来的相互通信与互操作障碍，同时使得寻址能力、服务质量和安全性能均有提升，在安全性、移动管理、服务类型等方面也有更好的支持，成为下一代网络的核心技术之一。因此，在以无线传感器网络为代表的工业物联网应用 IPv6 协议，构建全 IP 化的工业物联网成为当前的一个热点。

仪器仪表是国家装备制造的基础，其制造水平代表了国家制造的能力。流量仪表作为最具代表性的测量仪表之一，已广泛应用于石油天然气、石油化工、水处理、食品饮料、制药、能源、冶金、纸浆造纸和建筑材料等行业，但流量仪表制造企业的智能化、自动化程度与产能普遍存在瓶颈。在激烈的竞争环境中，流量仪表制造企业为了减少资源浪费、提高生产效率，加大了对自动化生产与智能化监控的投资，种种趋势必将带动工业物联网的发展。结合 IPv6 工业物联网技术提升生产效率已势在必行，通过研究流量仪表的数据采集、数据处理、自动化流量调节等技术，使数据采集系统能及时、准确地记录现场流量仪表的数据，提高数据采集的准确性和实时性，开展生产信息、装置控制信息、环境控制、表计数据信息融合技术，实现全流程数据互联互通，规模化生产。

1 IPv6 工业物联网在流量仪表中的应用设计

1.1 架构设计

工业物联网通过移动通信、智能分析等技术，将具有感知、采集、监测、控制等能力的各类设备融入到工业生产过程的各个环节中，实现传统工业到智能工业的转化，达到降低产品成本，减少资源消耗，改善产品质量，提高制造效率的目的。流量仪表的测量方法和仪表种类繁多，应用范围广阔，在某些恶劣环境或水务远程抄表环境中，控制人员需要远程实时获取生产现场的流量数据和历史数据。结合流量仪表制造与应用场景的特色，从技术角度分析，将工业物联网分为三个部分：一是设备端，二是网络端，三是服务端。

设备端主要负责数据采集，工艺逻辑执行及控制。设备端不仅需要采集工艺现场的流量数据，也需要对原始流量信号进行放大和运算处理，并且能够执行一些逻辑控制。

网络端连接设备端和服务端，是工业物联网中的接入网络和核心网络。服务端面向各类应用，实现信息的处理、协同、共享和决策。主要包括这几部分内容，一是展示工艺现场的实时画面，将现场设备和工艺流程一一对应，实时画面可以及时地反映工业现场运行情况；二是查询、编辑、保存、分析、打印各种数据报表、曲线数据等；三是自动生成运行日志，及时保存现场运行情况，以备查询和管理；四是显示系统报警、诊断信息，便于系统出现问题的时候，及时通知工作人员解决问题。

基于 IPv6 的工业物联网在流量仪表中的应用架构设计如图 1 所示，设备端有检测流量信号的电磁水表、涡街流量计、电磁流量计、液位计等流量仪表，执行命令的水泵、焊接机器人，采集流量仪表数据并上传的无线通信模块、SIC 网关；网络端有基于 IPv6 协议的互联网、路由器，实现设备端与服务端的通信连接；服务端有、防火墙、应用服务器、数据服务器、液晶显示大屏、PC、移动应用，实现信息的处理、协同、共享和决策。

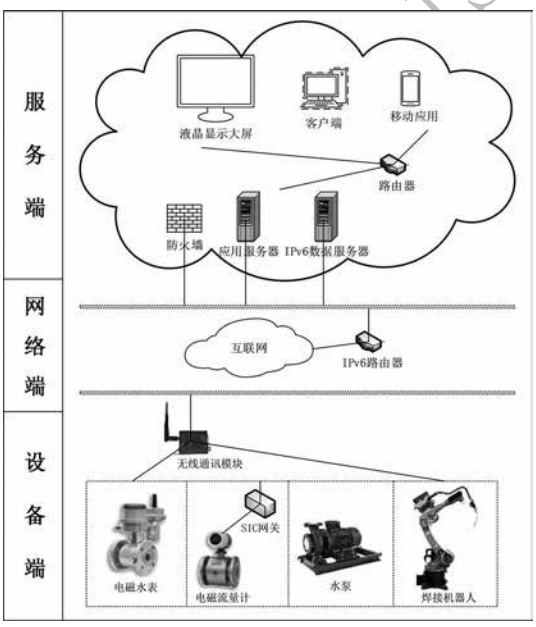


图 1　基于 IPv6 的工业物联网在流量仪表中的应用架构设计

Fig. 1　Application Architecture Design of Industrial Internet of Things Based on IPv6 in Flow Meter

1.2　设备端设计

设备端需要实现对流量信号的放大与运算处理，实现采集现场生产设备和物料的数据，以及监控生产现场执行情况，同时进行数据上报。在本应用场景中，设备端包括三个部分：一是检测流量信号的电磁水表、涡街流量计、电磁流量计、液位计等流量仪表；二是执行命令的水泵、焊接机器人；三是采集、上传流量仪表数据并接收服务端指令的无线通信模块、SIC 网关。

设备端结构设计如图 2 所示，在流量仪表转换器硬件主板及无线通信模块上搭载 RS485 通信技术，利用 Modbus 协议实现对计量数据的采集，无线通信模块 I/O 端口通过继电器获取水泵、焊接机器人的状态信息，及控制水泵、焊接机器人的启动和停止，达到监控生产现场的目的，无线通信模块利用 IPv6 TCP/IP 协议实现数据的上传和指令的下发。

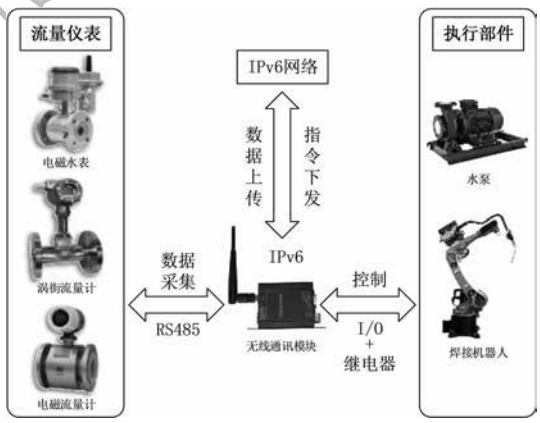


图 2　设备端结构设计

Fig. 2　Structural design on the equipment side

1.3　网络端设计

网络端通过通信网络进行信息传输，作为纽带负责将设备端获取到的信息，安全可靠地传输到服务端，然后根据不同的应用需求进行信息处理。为了具有更多的地址空间、更快的传输速率、更好的服务质量、更方便快捷的网络管理及更高的安全性能，在流量仪表的应用场景中利用基于 IPv6 的互联网实现信息传输。

IPv6 是在 IPv4 的基础之上发展的第二代 Internet 网络，IPv6 的网络体系结构与 IPv4 的网络体系结构基本相同，即 TCP/ IP 网络体系结构，IPv6 与 IPv4 的主要区别在于通信协议及技术的不同。IPv6 的地址长度为 128 位，采用十六进制表示，有三种表示形式，本方案中采用冒分十六进制表示法，格式为 X：X：X：X：X：X：X：X，其中每个 X 表示地址中的 16 位二进制。IPv6 报文的整体结构分为 IPv6 报头、扩展报头和上层协议数据 3 部分。图 3 是 IPv6 通信中数据报文的报头格式，在 IPv4 报头的基础上进行改进和扩展，提升了数据报文的传输和处理效率。IPv6 的报头结构如图 3 所示。

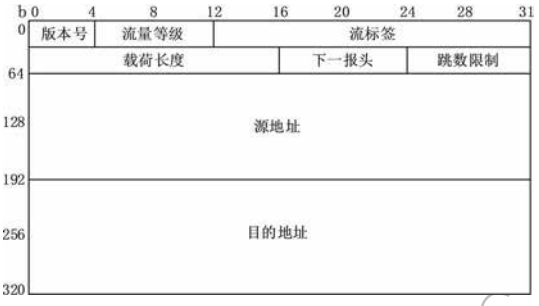


图 3　IPv6 报头结构

Fig. 3　IPv6 header structure

原来的 Internet 安全机制只建立于应用程序级，如 E-mail 加密、SNMPv2 网络管理安全、接入安全（HTTP、SSL）等，无法从 IP 层来保证 Internet 的安全。IP 级的安全保证分组的鉴权和私密特性，其具体实现主要由 IP 的 AH（Authentication Header）和 ESP（Encapsulating Security Payload）标记来实现。IPv6 通过安全协议套、包头认证、安全包头封装、ESPDES-CBC 方式及鉴权加私密方式实现了 IP 级的安全。

网络端基于 IPv6 工业互联网实现与无线通讯模块的网络连接，发起者和接收者地址都具有 IPv6 协议地址，通讯两端通过建立基于 IPv6 地址的 Socket 套接字进行表计流量数据、泵和机器人电流数据上传和平台请求数据下发的网络通信。

1.4　服务端设计

服务端主要实现对现场数据的处理和分析，以及对现场状况的监控和管理。服务端提供可适应各种显示终端的应用管理软件系统，不管是 LED 大屏、桌面计算机，还是现场运维人员的移动终端，利用操作系统自带的 IPv6 网络协议，都可以在线监测设备状态、可视化分析运行状态、查看报警事件、故障维修派工、应急事件响应等管理功能，实现随时随地掌握远程设备的运行状态和及时处理故障维修事件，最大限度降低设备故障带来的各种损失。

服务端结构设计如图 4 所示，业务层将设备端上传的数据通过 IPv6 数据服务器进行集成、存储和分析，利用客户端和管理端的各系统展示计量数据、生成图文报表、可视化生产线、获取诊断信息等，并实现在电脑、手机等移动设备中查看所需信息。

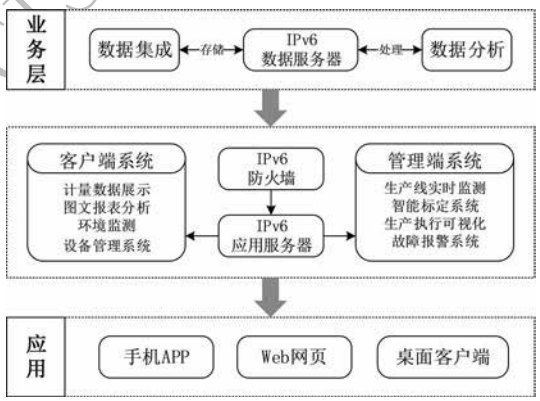


图 4　服务端结构设计

Fig. 4　Structural design of the server

2　应用验证

利用电磁水表，实时采集流量，通过无线通讯模块，进行数据平台和现场水表的通讯转发，最终客户端浏览器访问数据平台提供的 URL 进行远程监测。通过在川仪股份工业园区的供水管道上安装一台电磁水表，并在线监测水表的实时用水量，与过往时期的历史用水量进行比对分析。当发现实时用水量同比突增的情况时，可初步判定为非正常

用水，并记录发生该事件的时间。若一段时间过后实时用水量并未恢复，当达到预设的时间后，就认为该水表的下游管道可能出现泄漏或爆管。通过对用水量进行数据分析，系统就能自动判断供水管网在运行过程中的突发异常，进而向负责该管段的维护人员进行预警提示，根据提示的内容来确定发生异常的管道位置，达到帮助管道运维人员及时掌握情况的目的，实现远程运维功能。

远程监测水泵和焊接机器人工作时段的工作电流。其中，通过水泵机组的工作电流判断标定生产线的能源消耗利用状况，通过焊接机器人设备的工作电流判断装配生产线的能源消耗利用状况。设备的工作电流数据通过无线通讯模块发送给数据平台，最终客户端浏览器访问云平台提供的 URL 进行远程监测。通过在川仪股份工业园区流量仪表分公司泵房的设备上，以及智能生产装配线的焊接机器人上安装电流监测传感器，并在线监测电流的实时数据，与设备待机状态和负载状态下的不同电流值进行比对分析，记录设备待机工作时长、待机电流，以及负载工作时长、负载电流等参数数据。根据以上监测数据进行日能源消耗和待机/负载时长占比的统计计算，实现帮助设备能源监测管理人员及时掌握情况的目的。

3 结束语

基于 IPv6 的工业物联网在流量仪表中的应用方案充分利用 IPv6 的寻址能力、服务质量与安全性能，实现对流量仪表计量数据的远程处理和分析，实现对流量仪表生产现场的实时监控和管理，降低运维成本，提高生产效率。

物联网与工业融合是一片蓝海，IPv6 技术将承载核心传输，解决人和物、物和物的海量连接、快速传输和信息共享，带来智能化体验。未来的智能制造将基于泛在网络，从无人化向协同化方向发展，从需求驱动向数据驱动方向转变。

参考文献：

[1] 徐向前．基于 IPv6 的物联网中寻址与路由技术研究［D］．安徽：中国科学技术大学．2013.

[2] 角浩钺，牛雯．工业物联网环境下 IPv6 技术面临的安全问题［J］．信息与电脑（理论版），2019，421（03）：174-176.

[3] 龚淑蕾，李堃，童恩，郭洪德，周毅，王晔，丁飞．基于蜂窝工业物联网的智能工厂解决方案［J］．物联网学报，2019，3（02）：108-114.

[4] 贺宗慧，姜洋子，鲁晗．IPV6 技术与发展前景初探［J］．电子测试，2016（24）：152+147.

[5] 年佳琪，祝尚臻，侯欣明，雷彦华，刘慧洁．工业物联网在生产过程监测系统中的应用［J］．数字通信世界，2019（02）：183.

[6] 乔晓琳．基于 IPv6 的网络安全体系设计［J］．电脑知识与技术（学术交流），2007（17）：1300-1301.

[7] W. Z. Khan, M. H. Rehman, H. M. Zangoti, M. K. Afzal, N. Armi, K. Salah. Industrial internet of things: Recent advances, enabling technologies and open challenges［J］. Computers and Electrical Engineering, 2020, 81.

[8] Xianming Huang. Intelligent remote monitoring and manufacturing system of production line based on industrial Internet of Things［J］. Computer Communications, 2019.

[9] Line Y. Becerra Sánchez, Jhon J. Padilla Aguilar. An approach to support traffic engineering in IPv6 networks based on IPv6 facilities［J］. Telecommunication Systems, 2019, Vol. 72 (1), pp. 11-27.

[10] Esteban Carisimo, Carlos Selmo, J. Ignacio Alvarez-Hamelin, Amogh Dhamdhere. Studying the evolution of content providers in IPv4 and IPv6 internet cores［J］. Computer Communications, 2019, 145.

测温式冻土自动观测仪的研制

孙艳云，丛　郁，苗传海，马　林，关雨姗，王若男，李　琳

（辽宁省气象装备保障中心，辽宁沈阳 110166）

摘　要：为了实现冻土的自动化观测，根据 TB1-1 型冻土器原理，利用水凝结成冰与温度的相关性，研制了测温式冻土自动观测仪。它把人工对“冻点”的观测，转化为自动化的设备对温度的观测。该仪器采用 DS18B20 传感器，通过一总线结构获取温度数据。垂直方向每 1cm 间距设置数字温度传感器，传感器分辨力达 0.0625℃。通过温度寻找冻点，从而获得冻结上限、下限和冻结深度。设备以 50cm 为一个单元，可按需要定制 50cm-450cm 不同深度探测的仪器，适用于我国南北方冻土深度不同的需要。此设备获取的高时空分辨率的地温数据，可用于工、农业生产中；可根据高密度的温度变化计算出大地温变化产生的热能传递，用于分析气温与地温关系，为精准的气温预报及农业服务提供数据支撑。

关键词：冻土，自动观测，土壤温度，传感器

中图分类号：TH 7　　**文献标志码**：B

The Design of Frozen Soil Automatic Observation System Based on Temperature

SUN Yan-yun，CONG Yu，XING Wan-ru，MA Lin，GUAN Yu-shan，LI-Lin

（1. LiaoningMeteorological Equipment Support Center，Shen yang 110166，China）

Abstract：A frozen soil automatic observation system based on temperature was designed through changing forzen point observation to temperature observation . Its principle was TB1-1 Danilin Manual frozen soil observation equipment. It used DS18B20 temperature sensor to get soil temperature data through a bus structure. The temperature sensor was set per 1 cm in the vertical direction of the bus，and its Resolving power reached 0.0625 ℃. The upper frozen point，lower frozen point and frozen depth can get through temperature . This equipment designed 50 cm as a unit. So it can be customized with different depth from 50 cm to 450 cm as required，which is suitable for different needs of frozen soil depth in north and south China. The High spatiotemporal density soil temperature data obtained by this equipment can be used in industrial，agricultural，production etc. The heat transfer generated by the change of ground temperature can be calculated according to the change of temperature，which can be used to analyze the relationship between temperature and ground temperature，so as to provide data support for accurate temperature prediction.

Keywords：Frozen soil；Automatic observation；Soil temperature；Sensor

0 引言

冻土是衡量土壤状况的一个重要指标，土壤冻结深度与农事活动、建筑、道路桥梁、铁路设计等关系密切，冻土对气候变化具有敏感性，因而研究其变化意义重大[1]。冻土观测是由国务院气象主管机构指定的地面气象观测项目，是我国有土壤冻结的气象台站的基本观测任务之一，气象部门对冻土的观测已有 60 年的历史，到目前为止全部为人工观测。我国冻土深度观测采用 TB1-1 型冻土器人工观测方式。观测员每天早 8 时进行人工观测，将深达 0.5~4.5m 的注水软胶管提到地面之上，再用一只手逐厘米捏掐（摸测）管的硬度来判别管中的水是否结冰，进而确定地下土壤的冻结层数和冻结深度[2]。该项观测劳动强度大，在观测结果中存在标尺误差；因群体观测人员对胶管软硬的感知、认知程度不同，使“冻结”判断和观测结果存在差异[3]。随着气象现代化的飞速发展，这种观测方式已经不能适应新形势下的观测需要。冻土自动观测成为气象部急需解决的问题[4]。

1 测温式冻土自动观测仪研究方法

1.1 沿用 TB1-1 冻土器人工观测原理，有利于历史数据的延续

研究现用冻土人工观测方法，可以确定，使用 TB1-1 型冻土器进行的冻土人工观测并没有考虑土壤的湿度、酸碱度以及土壤构成等影响因素，而是通过水的状态变化来判断冻点，众所周知，水状态的变化的决定性因素是温度。为了使气象部门近 70 年的冻土历史数据可延续，在研制冻土自动观测设备的过程中，也应该在本质上沿用 TB1-1 人工冻土观测的基本原理，不考虑其它困素对土壤冻结的影响。所以可以通过温度的方法来寻找人工观测中的“冻点”[5]。而土壤的冻点基本在 0℃温度附近[6,7]。

1.2 温度传感器技术成熟，容易溯源，数据可靠性高

温度数据的自动获取技术广泛应用于工业、农业自动化中。气象部门自 1999 年开始使用温度传感器进行空气温度、地面温度、土壤温度的获取[8]。温度传感器的溯源容易实现，气象部门省一级的计量检定机构均可以对温度传感器进行检定，大多数市一级的检定分中心也具备温度标校的能力[9]。可以定期的对基于温度测量的冻土自动观测仪进行标校，使获取的数据更加准确。

2 技术路线及实现方法

测温法采用数字式单总线温度传感器，通过对垂直方向每 1cm 间隔放置数字温度传感器，每分钟获取各温度数据，通过内置程序，提取预设的“冻点”所在的垂直位置，从而得到冻土上下限及深度数据。测温法测量原理、测量方法等充分考虑历史资料的连续性，温度自动观测技术成熟稳定，溯源便捷成本低，抗干扰能力强。

2.1 传感器

通过研究多种温度传感器，结合本仪器需要高密度测量土壤温度，温度传感器采用数字式 DS18B20，它将温度与晶振频率建立线性关系，从而将温度转变成数字信号。DS18B20 是常用的数字温度传感器，其输出的是数字信号，具有体积小，硬件开销低，抗干扰能力强，精度高，耐磨耐碰，封装形式多样的特点，适用于各种狭小空间设备数字测温和控制领域。

2.1.1 DS18B20 的主要特性

适应电压范围更宽，电压范围：3.0~5.5V，在寄生电源方式下可由数据线供电；单线接口，DS18B20 在连接微处理器时仅需要一条接口线，便能实现与微处理器的双向通讯；DS18B20 支持多点组网功能，可以将多个 DS18B20 并联在唯一的三线上，实现组网多点测温；温范围-55℃~+125℃，可编程

的 9～12 位传感器对应的可分辨温度分别为 0.5℃、0.25℃、0.125℃ 和 0.0625℃，实现高精度测温；12 位分辨率时最多在 750ms 内把温度值转换为数字；测量结果直接以数字温度信号输出，以“一线总线”串行传送给 CPU，同时可传送 CRC 校验码，有较高的抗干扰纠错能[10]。

2.1.2 工作原理

设计的测温式冻土自动传感器采用可编程 12 位的数字传感器，温度分辨力为 0.0625℃，实现高精度测温。为便于设备运输及灵活组装，温度传感器被固化在每节 50cm 的获取电路上。垂直方向每 1cm 放置温度传感器进行温度的探测。可便捷的形成以 50cm 为单元的不同探测深度要求。因 DS18B20 体积小巧，还可制造出 0.5cm 的垂直密度的设备。为减少辐射的影响，测温式冻土自动观测仪采用白色外套管。

每一个 DS18B20 温度传感器都有唯一的 64 位二进制 ROM 识别码，将识别码按垂直分布的顺序存储于单总线 EEPROM（电可擦写可编程只读存储器）中，安装设备时，可通过命令把所有温度传感器的 ROM 识别码和对应的垂直分布位置读取到采集器，这样就可以建立传感器和地层位置的一一对应关系。

DS18B20 温度传感器中有 4 个字节的用户存储空间，可以将检定后传感器的系统误差存储在这 4 字节中，系统启动或接收到对应命令时，可以将每个传感器的误差读取出来，并实时对采集的温度数据进行订正，有效的提高了整个系统的精确度。

2.2 用嵌入式处理器实现数据采集

数据采集器的硬件部分由嵌入式处理器、数据存储器、时钟电路、通信接口和指示灯电路等多种电路模块组成。数据采集器的主要功能是完成对传感器的控制与采样，对采样数据进行计算处理、质量控制、存储、通信和传输，并与终端进行交互。

3 取得的成果

3.1 完成产品的整体设计

产品外观设计考虑要便于安装，适应土壤中潮湿的工作环境，又要考虑能保证设备稳定行，整体结构采取预埋外套管的方式，外套管密闭良好，安装时将核心部件插入外套管中，便于设备维护。同时为使导热性好，外套管尽可能薄，本项目选用壁厚 5mm，内径 25mm 的 PVC 管。外套管地面 0cm 处设计固定圈，以确保 0cm 传感器与地面平齐。2015 年 12 月，研制出样机（图 1）。经在横温槽下检定，温度误差小于 0.1 度。

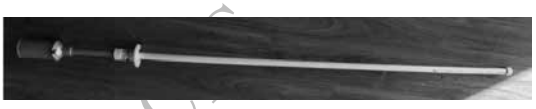


图 1 测温式冻土仪外观

Fig. 1 Outlet of frozen soil based on temperature

3.2 原始温度数据稳定可靠

设备每分钟获取一组由地表开始，向下垂直每 1 厘米间隔的温度数据，每天共获得这样的原始数据 1440 组。以 1.5 米深的设备为例，每组包括 150 个温度数据，日数据量达 216000 个。在存储时，可根据用户需求设置保存间隔，以用于其它科学研究。原始数据可以时刻展示各层土壤温度状况。

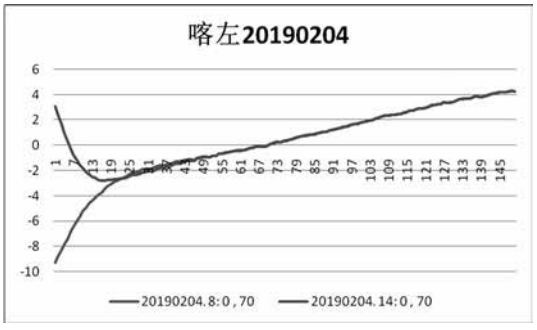


图 2 喀左 2019 年 2 月 4 日 8：00 和 14：00 分钟数据

Fig. 1 Kazuo station 2019-2-4 8：00 and 14：00 minute data

注：横坐标为土壤深度，纵坐标为温度

本设备获得的地温由于传感器安放位置固定，不存在由于传感器单独放置带来的垂直位置不准引起的误差。可以说，冻土仪的

温度数据比现有的地温数据更有代表性，密度更高，可以取代现有地温观测设备。

小结：测温式冻土观测仪器获得的高时空分辨率的地温数据，稳定、连续、准确，有利于预报、科研人员直观掌握土壤温度及热量变化情况，可以广泛用于地质、水利、高原冻土施工等生产中，还可根据高密度的温度变化计算出大地温变化产生的热能传递，用于分析气温与地温关系，为精准的气温预报提供数据支撑[12]。

3.3 0℃点数据与人工观测冻点数据具有较好的一致性

分析了各站0℃线与人工冻点的对比，数据有较好的一致性。以下是2018－2019年试验站的数据分析情况。

图3 辽阳自动设备0℃与人工冻点对比

Fig. 3 Liaoyang station 0℃ and Manual frozen point

图4 灯塔自动设备0℃线

Fig. 4 Dengta station Automatic equipmen 0℃

注：横坐标为时间，纵坐标为土壤深度（0为地表）

研究发现，0℃线与人工观测的冻点有较好的趋势一致性，但在具体数值上，冻结阶段，人工冻点对应的温度临近0℃，在维持阶段人工冻点对应的温度比0℃稍高，在融化阶段人工冻点对应的温度稍高于0℃。整体体现出测温式冻土自动观测仪的变化提前于人工冻土观测，说明在灵敏度上，测温式冻土仪高于人工冻土观测。图3中体现出来的12月的回温，辽阳的测温式冻土仪的0℃点出现变浅的过程，而人工冻土观测体现不出这样的变化。这与人工冻土观测的滞后性有关。在查阅科技期刊的过程中，有多篇文章提及人工冻土观测的滞后性[13、14、15]。

同时，测温式冻土仪在初春可以较好的捕捉到由于白天太阳辐射造成的浅层土壤的暂时融化，在初冬可以捕捉到晚上降温时出现的暂时冻结。从图5中，可以明显的看到由于白天温度升高，浅层土壤有短暂的融化。

小结：测温式冻土自动观测仪的0℃线是一条衡量土壤温度状况的重要曲线，可以客观的反映土壤冻结的温度条件。具有比人工冻土观测更高的灵敏度。特别是在冻融交替的阶段，可以捕获每日浅层短时的冻结、融化过程。

3.4 研究分析测温式冻土自动观测仪与人工冻土观测仪差值及原因

对5个台站，2个冬季的测温式自动冻土自动观测仪获得的数据和人工冻土观测获得的数据进行了分析。以喀左站2018年12月18日至2019年3月18日测温式冻土观测仪获取的每日8：00的温度数据为例。为了使数据更有可对比性，测温式冻土自动观测仪与人工冻土观测设备位置相距小于50cm。因为人工观测只有每天8：00的数据，所以自动设备数据也选取每日早8：00的数据进行对比。从每天获取的1440组原始数据中选取8：00这1组数据，形成表格，横向表示深度0－150 cm，纵向表示时间，每行1天。通过预设0度附近的温度区间在进行不同颜色的显示。同时在表格上叠加人工观测的冻点（图中红色点标出的）。图中外层浅绿色区域温度位于[0.3，0.50)℃区间；黄色的区域温度位于[0.1，0.3)℃区间；粉色的区域是温度位于[0，0.1)℃区间，内层浅绿色区域是温度小

于 0 度区域。0 度线实际上是内层浅绿与粉色交界线。

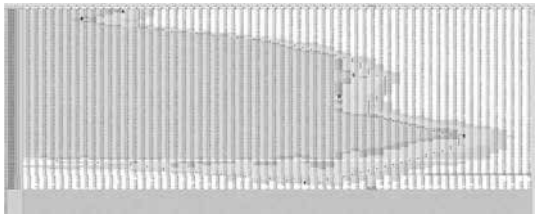


图 4　喀左站 2018-2019 冬季自动与人工数据

Fig. 4　Kazuo station 2018-2019 Automatic and manual data

标注：横向为土壤深度，纵向为日期

图中可以看到，0℃线并没有与人工观测的冻点完全重合。在冻结阶段吻合得比较好，图中 B 至 C 和 D 至 E 阶段，而融化阶段基本在 0. 3 度附近图中 C 至 D 和 E 至 F 阶段。而测温式冻土自动观测仪的 0℃线位于内部绿色与粉色交界处。在拐点处，体现出人工观测的拐点出现得晚。同时结合了当地台站国家级自动站气象资料进行分析，并查阅大量冻土观测相关文献。

结论：

1）土壤日温度变化的变化征是，在 0-25 厘米深度范围内，有明显的日变化周期，呈现日出升温，日落降温的日变化，而随着深度加深，日变化幅度逐渐减小，至 40 厘米处无明显的日周期变化性。

2）人工冻土观测方法存在的两个缺点。其一是滞后性，人工冻土观测存在明显的滞后性。其二是人工观测时对温场的破坏[16]。人工观测需要将内管拔出读取数据，而在早 8：00，地表温度与冻结处温度存在较大差值，观测过程发生了热量传递，破坏了外套管内的温场。

3）自动观测设备具有时空密度高，不存在破坏温场的情况，灵敏性也高于人工冻土观测。

4　结论

测温式冻土自动观测仪把人工对“冻点”的观测，转化为自动化的设备对温度的观测，巧妙的解决了冻土的自动观测问题。研制了一总线结构的数字温度传感器数据获取电路，开发了相应程序，使系统功能完善，运行稳定。该设备具有温度测量技术成熟、容易实现传感器的检定、设备故障少、易于维护、观测过程不破坏温场等优点，使其有很广泛的应用空间。设备以 50cm 为单元，可搂需进行不同长度的配置，适用于我国南北方冻土深度不同的需要。此设备获取的高时空分辨率的地温数据，气象服务、预报、科研及工业、农业生产。

参考文献：

[1] 陈博，李建平．近 50 年来中国季节性冻土与短时冻土的时空变化特征．大气科学，2008，32（3）：432-443.

[2] 刘小宁，李庆祥．我国最大冻土深度变化及初步解释［J］．应用气象学报，2003，14（3）：299-308.

[3] 王宗海，韩秀兰，徐长芹．造成冻土观测记录误差的原因分析．山东气象，2006，26（4）：49-50.

[4] 孟庆勇，丽东．浅谈西藏气象台站冻土观测的准确性［J］．西藏科技，2012（07）：62-63.）

[5] 孙艳云，丛郁，林楠，等．新型高时空分辨率冻土深度传感器．中国 ZL 2017 2 1635110. 0［P］，2018 年 09 月 07 日．

http：//cpquery. sipo. gov. cn/txnQueryBibliographicData. do? select - key：shenqingh = 2017216351100&select-key：gonggaobj = 1&select-key：backPage = http% 3A% 2F% 2Fcpquery. sipo. gov. cn% 2FtxnQueryOrdinaryPatents. do% 3Fselect - key% 3Asortcol% 3D% 26select - key% 3Asort% 3D% 26select - key% 3Ashenqingh% 3D% 26select - key% 3Azhuanlimc% 3D% 25E6% 2596% 25B0% 25E5% 259E% 258B% 25E9% 25AB% 2598% 25E6% 2597% 25B6% 25E7% 25A9% 25BA% 25E5% 2588% 2586% 25E8% 25BE% 25A8% 25E7% 258E% 2587% 25E5% 2586% 25BB% 25E5% 259C% 259F% 25E6% 25B7% 25B1% 25E5% 25BA% 25A6% 25E4% 25BC% 25A0% 25E6% 2584% 259F% 25E5% 2599% 25A8% 26select

- key% 3Ashenqingrxm% 3D% 26select - key% 3Azhuanlilx% 3D% 26select - key% 3Ashenqingr _ from%3D%26select-key%3Ashenqingr_ to%3D% 26verycode%3D7%26inner-flag%3Aopen-type% 3Dwindow% 26inner - flag% 3Aflowno% 3D1581314720827&token = 9C2427BF2EC143B38577DFD65383FAFB&inner - flag：open - type = window&inner - flag：flowno = 1581314733690.

[6] 崔广心，李毅．含水土结冰温度的初步研究[J]．冰川冻土，1993（2）．

[7] 王青军．让实验数据更真实——“水在0℃时开始结冰”实验教学探究，[J]．湖北教育：科学课，2017（1）：112-113.

[8] 刘升，王东，赵雪松．浅谈冻土的观测与应用[C]// S8 大气探测与仪器新技术、新方法．2012.

[9] 陈晨，谢飞，庞蓝青，et al. 冻土观测及误差分析[J]．现代农业科技，2018（7）：238-238.

[10] 左广宇，杜超，秦建敏等．高精度冻土层温度梯度检测系统的设计．电子器件，2016，4：469-474.

[11] 曲凯阳，江亿，QuKaiyang，et al. 过冷水动态制冰的研究[J]．暖通空调，2001，31（2）：1-4

[12] 刘升，王东，赵雪松．浅谈冻土的观测与应用[C]// S8 大气探测与仪器新技术、新方法．2012.

[13] 王宗海，陆剑红，刘岩．冻土深度观测记录误差的成因浅析[J]．暴雨灾害，2002，21（4）：26-27.

[14] 王吉兴．冻土观测分析[J]．干旱气象 1986年（4期）：43-43.

[15] 陈志超，柴德美．冻土观测的异常原因及防范措施探讨[J]．农业与技术，2017（14）：244.

[16] 孟庆勇，丽东．浅谈西藏气象台站冻土观测的准确性[J]．西藏科技，2012（07）：62-63.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

12. 大气环境监测技术

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

EPR 核电站泄漏监测系统湿度取样时间优化研究

樊进宣

（中广核工程有限公司 台山 529200）

摘　要：本文主要对 EPR 核电站泄漏监测系统取样过程进行数值模拟研究，研究表明：泄漏监测系统当前采用的湿空气取样时间还有一定的优化空间，通过对湿度取样管线湿空气扩散过程的分析可以将湿度取样时间适当缩短，从而提高核电站泄漏监测系统的实时性。

关键词：泄漏监测；湿度取样；数值模拟；取样时间优化

中图分类号：TM311　　**文献标识码**：A

SamplingTime Improvement Research of Leakage Detection System in EPR Nuclear Power Plant

Fan Jinxuan

（China Nuclear Power Engineering Company LTD.，529200，Taishan，China）

Abstract：The sampling process of the leakage detection system in EPR nuclear power plant is researched by numerical simulation method in this paper. The result display that the sampling time used in leakage detection system can be optimized to some extent. The time can be shortened by analysis of the diffusion process of the humidity into sampling pipe from outside and improve the efficiency of leakage detection system.

Key words：Leakage detection；Humidity sampling；Numerical simulation；Sampling time improvement

0　引言

欧洲压水堆核电站（简称 EPR 核电站）采用第三代核电技术，在单机组容量和电站安全水平方面都远远高于第二代核电机组。EPR 核电站在核岛厂房布置方面有其独特的设计特点，通过将厂房划分为不同的隔间，使不同的设备之间形成有效的实体隔离，这样不仅可以保护设备，同时也在一定程度上提高了电站在故障工况下的可用程度，提高机组利用率。基于核岛厂房的划分特点，阿海珐公司（EPR 核电站的设计公司，简称

作者简介：樊进宣，2007 年于河北工业大学（学校名称）获得学士学位，20110 年于西安交通大学（学校名称）获得硕士学位，现为中广核工程有限公司（单位名）工程师（职称），主要研究方向为核电站泄露监测系统。E-mail：option@163.com

ANP 公司）首次成功将蒸汽取样监测技术应用到核岛的泄漏监测系统（KIL 系统）中[1]。核电站泄漏监测技术主要包括间接的辐射监测法、声学监测法、湿敏元件监测法、温度监测法、流量监测法、多孔介质湿度取样监测法、氚浓度监测法、激光传感器监测法和模糊安全监测法等[2],[3],[4],[5],[6]。这些方法在常规电厂中大部分都已得到广泛的应用，但是在核电站的泄

漏监测中，只有部分方法得到应用。开发更多的泄漏监测方法有利于进一步提高核电站的安全监测水平，从而确保核电站的安全运行。本文所研究的多孔介质蒸汽扩散数值模拟和湿度取样时间的优化便是在上述背景下开展的。

1 KIL 系统简介

在核电站的事故中，一回路冷却水丧失事故（LOCA）属于最严重的事故工况之一，有可能直接导致放射性物质的泄漏。而 KIL 泄漏监测系统作为一种破口事故提前监测工具，能够识别发生在一回路管道上的极小泄漏（最低可达到 0.005kg/s）[7]，这在一定程度上可以大大降低核电站发生 LOCA 事故的概率。

从测量方法上来分，KIL 系统采用了三种泄漏监测方法，分别是温度测量法、流量测量法和湿度测量法。从测量位置来分，KIL 系统可以分为安全壳内泄漏监测和安全壳外泄漏监测。本文主要研究湿度测量法，该方法对壳内和壳外监测均适用。湿度泄漏监测法的原理是通过湿度取样管线来获取核岛厂房内不同测点的湿空气样本，然后通过吹扫的方式将样本运送到系统的处理机柜进行数据处理并将得到的空气湿度情况汇报给主控室的操作员，操作员根据各个测点的空气湿度变化情况采取相应的措施。湿度测量法的取样元件是由镍铬合金烧结而成的金属多孔介质，测点处空气中的湿蒸汽可以通过该金属多孔介质层扩散到取样管内。

图 1 给出了湿空气向取样管内扩散的示意图。图中小点代表空气中的水蒸气部分，在浓度梯度的作用下，水蒸气会通过金属多孔扩散层进入取样管内。图 2 给出了台山核电站 KIL 系统泄露监测原理图。其中 humidity analyzer 是取样测量柜，柜内配备有红外吸收式湿度传感器，可以对空气样本进行湿度测量。Processing unit 是数据分析柜，可以对测量数据进行分析，并向主控室发送泄漏报警。

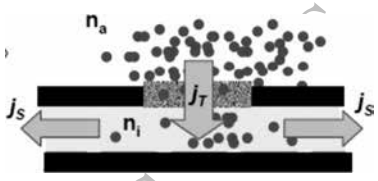


图 1：湿空气进入取样管内的示意图

Figure 1：schematic of the humidity air diffuses into the sampling pipe

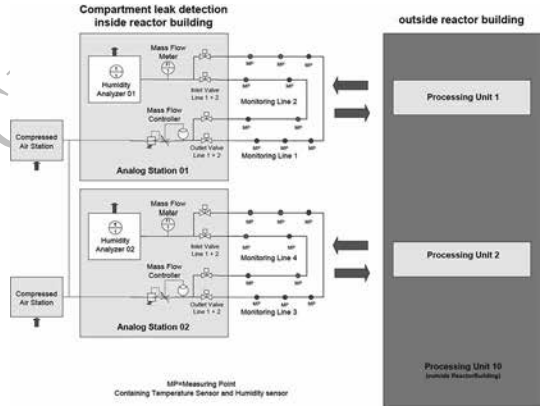


图 2：KIL 泄漏监测系统湿度监测法原理图

Figure 2：the principle schematic of the humidity monitoring method of leakage detection system

2 控制模型

2.1 控制模型建立

假设前提：

1）所研究区域内的水蒸气以理想气体对待；

2）假定水蒸气在金属多孔介质内的扩散系数是水蒸气在空气中扩散系数的 1/100；由于水蒸汽在空气中的扩散速率远大于在金属多孔介质内的扩散速率，故将水蒸气在金属

多孔介质和管内的整个扩散过程看作一维的扩散过程，且在整个模拟区域内的温度是均匀分布的。

本文所要模拟的对象是水蒸气在金属多孔介质和取样管内的扩散，该金属多孔介质和取样管的结构如图 3 所示。每个取样点都是由 10-12 个这样的结构组合在一起形成一个整体的取样点，取样点的结构如图 4 所示。

图 3：金属多孔介质及取样管示意图

Figure 3：schematic of the metal porous medium and sampling pipe

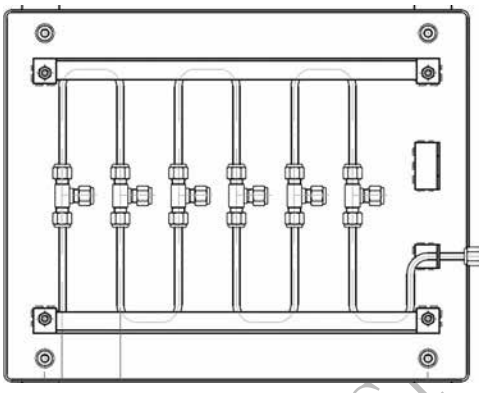


图 4：取样点布置图

Figure 4：lay out diagram of the sampling point

根据上述取样点的布置，首先确定了如下所示的数值模拟研究区域，该研究区域包含 10 个蒸汽扩散点，如图 5 所示。从图中可以看出，位于中间部位的扩散点的特性大致相同，本文主要截取了中间部位的一个扩散点作为研究对象，如图 6 所示：

图 5：由 10 个扩散点所组成的湿度取样点

Figure 5：humidity point composed by 10 diffuse points

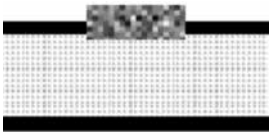


图 6：选取的研究区域

Figure 6：research zone

2.2 模型参数

本文所研究的取样管的内径是 4mm，管壁厚度 2mm，烧结金属厚度 2mm，管内气体扩散长度为 100mm。所研究区域内环境温度为 298K，总压力随水蒸气的扩散呈现出不均匀分布状态，初始压力为 101300 Pa。管内初始水蒸气体积浓度是 0.0004，管外水蒸气体积浓度为 0.04-0.06。

2.3 控制方程

蒸汽扩散微分方程由菲克第二定律给出，具体如下：

$$\frac{P}{RT}\frac{dc}{dt}=D\frac{d^2c}{dx^2} \tag{1}$$

其中 P 是总压力；R 是气体常数；T 是热力学温度；c 是水蒸气体积浓度；t 是时间；D 是水蒸气在空气和多孔介质内的扩散系数；x 是沿扩散方向的坐标值。

水蒸气在空气中的浓度扩散系数利用菲克定律公式

$$D=\frac{435.7T^{3/2}}{p(V_A^{1/3}+V_B^{1/3})^2}\sqrt{\frac{1}{\mu_A}+\frac{1}{\mu_B}}cm^2/s \tag{2}$$

其中，T 是热力学温度；p 是总压强；μ_A、μ_B 分别是气体 A、B 的分子量；V_A、V_B 分别是气体 A、B 在正常沸点时液态克摩尔容积，$V_{空气}=29.9\ cm^3/gmol$，$V_{水蒸气}=18.9cm^3/gmol$。

2.4 边界条件和初始条件设置

边界条件的设置：

$c\ (xe,\ t)=c_f$

$J\ (xi,\ t)=0$

初始条件设置：

$c\ (xe,\ 0)=c_f$

$c\ (x,\ 0)=c_0,\ x\neq xe$

其中 xi 是管内边界；xe 是管外边界；J 是研究区域内物质的量流量；c_f 是 t=0 时刻管外气体中水蒸气体积浓度，这里取 $c_f=0.04$。c_0 是 t=0 时刻管内气体中水蒸气体积浓度，该值一般在 0.0004 以下。

2.5 网格划分

气体在烧结金属内的扩散距离较短，只有 2mm，而在管内的扩散则有 100mm。所以在管内网格节点之间的间距较小，但是为了满足连续介质模型条件，金属扩散层内的节点数不宜过多。

为了获得网格独立解，本文分别采用了 20 个节点（其中 8 个管内节点，12 个金属扩散层节点）、40 个节点（其中 16 个管内节点，24 个金属扩散层节点）、80 个节点（其中 32 个管内节点，48 个金属扩散层节点）、160 个节点（其中 64 个管内节点，96 个金属扩散层节点），对 10000 秒后管内水蒸气的平均体积浓度进行了分析，分析结果如图 7 所示。

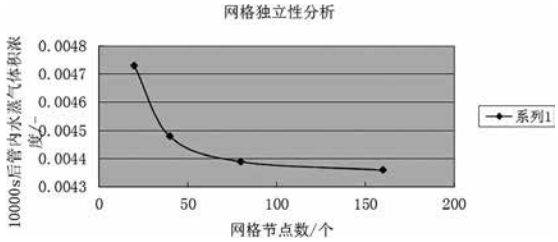


图 7　网格独立解分析

Figure 7：independence analysis of the gridding

从图中可以看出，在网格节点数为 40 时，10000s 后管内平均体积浓度为 0.00439；当网格数为 80 时，10000s 后管内平均体积浓度为 0.00436，两者相差不到 1%，满足网格独立解条件，故本文选取 80 个网格节点，其中 32 个管内节点，48 个金属扩散层节点。

3　模拟结果分析

本文采用一维的非稳态非线性数值模拟方法[8],[9]，通过数值模拟计算，得到不同时间点所研究区域内的水蒸气浓度分布，如图 8-图 11 所示，其中 x 轴表示水蒸气从管内到管外的扩散方向，x = 0 至 x = 0.1 表示管内空气扩散段，x = 0.1 至 x = 0.102 表示金属扩散层扩散段；y 轴表示水蒸气体积浓度。从下面四个图可以看出，随着时间的推移，管内水蒸气体积浓度逐渐增大。在 t = 500000s 时，管内水蒸气体积浓度基本上与管外的水蒸汽浓度相当。这说明管内的水蒸汽浓度需要经过 5 天多的时间才能达到与管内相同的值。为提高测量效率，在实际水蒸气浓度测量中，一般通过测量在较短时间内的取样值来推算出管外的水蒸气浓度。这就需要找到取样值和管外被测值之间的对应关系。另外，下图也验证了管内的水蒸汽浓度分布相比于金属扩散层内的分布更加均匀。

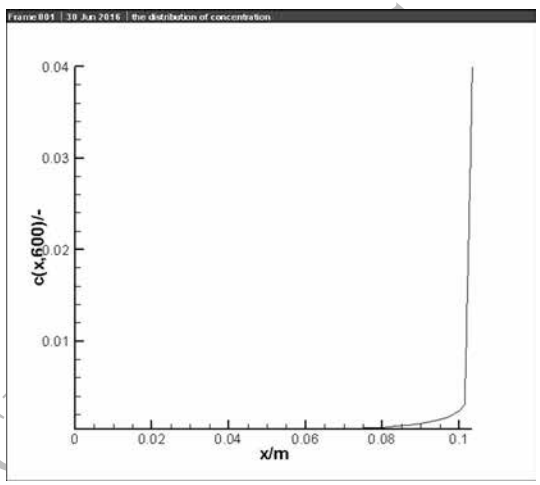


图 8：t = 600s 时金属扩散层及管内水蒸气体积浓度分布

Figure 8：concentration distribution of steam in metal diffusion layer and in pipe when t = 600s

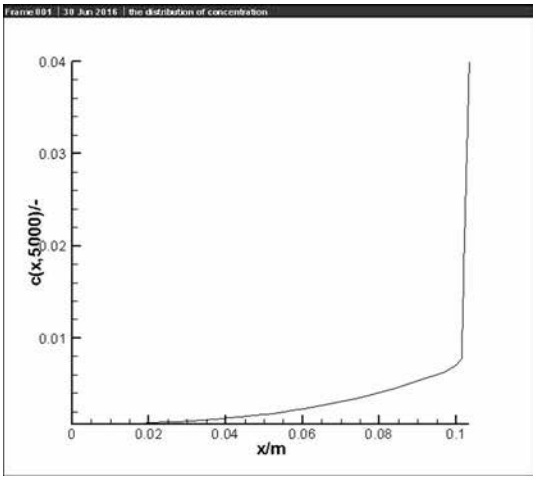


图 9：t = 5000s 时金属扩散层及管内水蒸气体积浓度分布

Figure 9：concentration distribution of steam in metal diffusion layer and in pipe when t = 5000s

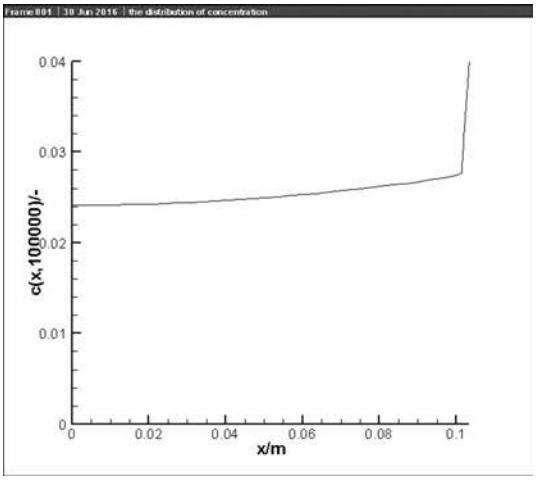


图 10：t = 100000s 时金属扩散层及管内水蒸气体积浓度分布

Figure 10：concentration distribution of steam in metal diffusion layer and in pipe when t = 100000s

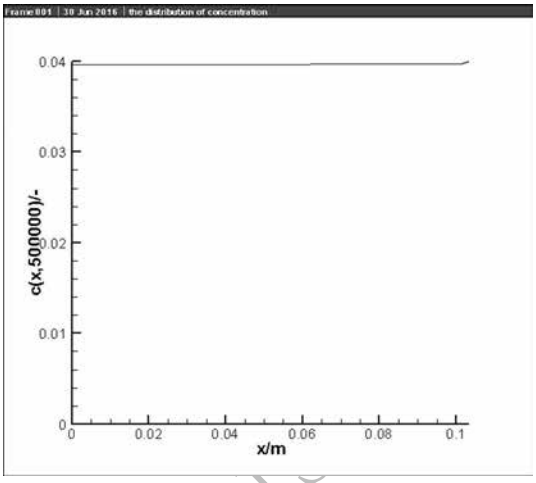


图 11：t = 500000s 时金属扩散层及管内水蒸气体积浓度分布

Figure 11：concentration distribution of steam in metal diffusion layer and in pipe when t = 500000s

另外，上图也验证了管内的水蒸汽浓度分布相比于金属扩散层内的分布更加均匀。由于管内的水蒸气浓度并非完全是均匀分布，需要通过积分来获得管内水蒸气体积浓度。图 9 反映了不同时间点管内水蒸气浓度的变化情况。

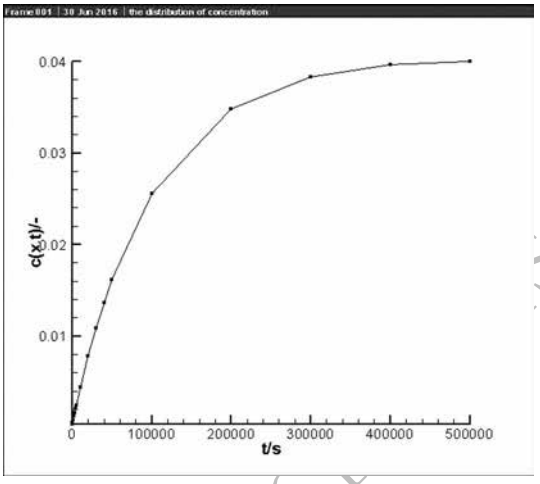


图 12：管内水蒸气体积浓度随时间变化情况

Figure 12：change of concentration of steam in pipe versus time

从上述模拟结果可以看出，管内水蒸气浓度随时间呈指数分布。为了找到取样值和被测值之间的关系，选择以下公式作为拟合公式：

$$\sigma_{wi} = \sigma_{wa}\left(1 - e^{-\frac{t_D}{\tau_D}}\right) + \sigma_0 \qquad (3)$$

其中 σ_{wi} 为取样值；σ_{wa} 为管外被测值；t_D 为取样时间；σ_0 为管内初始水蒸气体积浓度；τ_D 为时间常数。

从公式（3）可以看出，只要确定了管内初始值 σ_0 和时间常数 τ_D，就可以根据取样值和取样时间来得到管外的蒸汽浓度值，从而可以得到所测点处的泄漏情况。将 t = 0s，$\sigma_{wi} = \sigma_0 = 0.0004$ 和 t = 980s，$\sigma_{wi} = 0.001185$ 带入上述拟合公式得 $\tau_D = 48435$，$\sigma_0 = 0.0004$。从而得到最终的拟合公式，如公式（4）所示。

$$\sigma_{wi} = 0.04\left(1 - e^{-\frac{t_D}{48435}}\right) + 0.0004 \qquad (4)$$

在调试试验过程中，对于取样时间的选择可以通过上述拟合公式来提供，在 KIL 系统现有的参数设置中，一个完整的测量周期包括湿蒸汽取样时间和湿度测量时间。当前湿蒸汽取样时间设置大概为 15 分钟，湿度测量时间大概为 15 分钟，总的测量周期为半个小时。通过数值模拟获得的拟合公式，可以对该取样时间进行优化。初步估计至少可以

缩短至 5 分钟，总的测量时间可以缩短 1/3，这样可以提高泄漏检测系统的整体的动态响应特性。

4 总结

通过对 KIL 系统取样过程中蒸汽在金属扩散层

及取样管内扩散的数值模拟研究可以看出，取样管内的湿度达到与管外相同的湿度，至少需要 5 天的扩散时间。而这在实际的湿度取样测量过程中是不现实的，通过数值模拟得出的蒸汽扩散过程管内浓度与时间的拟合公式，可以将扩散时间从目前的 15 分钟缩短至 10 分钟，从而将整体测量时间缩短至 20 分钟，在一定程度上提高湿度测量效率，进而提高了核电站泄漏监测系统的监测效率。

参考文献：

[1] Na Young Lee，Il Soon Hwang，Han-Ill Yoo. New leak detection technique using ceramic humidity sensor for water reactors [J]. Nuclear Engineering and Design，2000，205.

[2] Sergey SHIMANSKIY，Takashi IIJIMA，Yosuke NAOI. Development of acoustic leak detection and localization methods for inlet piping of Fugen nuclear power plant [J]. Journal of nuclear science and technology，2004，41（2）.

[3] 王荣，于文燕. 锅炉管泄漏在线监测系统的应用[J]. 热力发电，2008，37（2）.

[4] 曹绳全，杨继才，李建军等. 核电站一回路泄漏监测技术研究 [J]. 原子能科学技术，1993，27（4）.

[5] 饶贤明，杜向阳. 蒸汽发生器泄漏率监测 [J]. 核动力工程，2000，21（6）.

[6] 李闰生，凌球. 核电站蒸汽发生器传热管泄漏监测^{16}N 传输过程分析 [J]. 南华大学学报，2010，24（3）.

[7] Regulatory Guide 1.45：reactor coolant boundary leakage detection systems，U.S. Atomic Energy Commission.

[8] 陶文铨. 数值传热学. 西安交通大学出版社，2001.

[9] 杨能彪. 一维非稳态问题导热计算. 青海师范大学学报，2006，4.

利用 SPAMS 研究北京南郊地区细颗粒物化学组分及来源解析

于丽萍[1] 张晓春[2] 孟　磊[1] 王　垚[3] 李　梅[4] 李　威[4]

1. 北京市气象探测中心（北京市观象台），北京 100176；2. 中国气象局气象探测中心，北京 10089；
3. 京津冀环境气象中心，北京 100071）；4. 广州禾信分析仪器有限公司，广州 510530

摘　要：为了对北京南郊地区的细颗粒物进行动态解析，于 2019 年 3 月-4 月利用单颗粒质谱仪（SPAMS）进行观测。结果表明：2019 年 3 月 1 日-4 月 14 日期间，北京南郊地区以细颗粒物 EC（元素碳）含量最多，占 50.2%，其次依次为 HM（重金属）11.92%、K（富钾类）11.22%、OC（有机碳）8.28%、SiO3（硅酸）7.93%、ECOC（混合碳）5.62%、Lev（左旋葡聚糖）3.06%、Na（富钠）1.54%、HOC（高分子有机物）0.34%、Others（其他类）0.06%，表明主要污染源为机动车尾气源、二次无机源、工业工艺源、燃煤源、扬尘、其他和生物质燃烧。在 2019 年 3 月 18-20 日的污染天气过程中，重度污染阶段主要以机动车尾气源积聚，同时伴有二次反应及工业工艺源颗粒物排放增加的共同影响。

关键字：细颗粒物；单颗粒气溶胶；来源解析；组分分析

中图分类号：X513　　**文献标志码**：

Chemical Components and Source Analysis of PM2.5 by Single Particle Serosol Mass Spectrometer（SPAMS）in Nanjiao of Beijing

Yu Liping[1] Zhang Xiaochun[2] Meng Lei[1] Wang Yao[3] Li Mei[4] Li Wei[4]

（1. *Beijing Meteorological Observation Center*（*Beijing Observatory*），*Beijing*，100176；2. *Meteorogical Observation Center of CMA*，*China*，100089；3. *Beijing-Tianjin-Hebei Forecast and Early Warning Center for Environmental Meteorology*，*Beijing*，100089，*China*；4. *Guangzhou Hexin Analytical Instrument Co.*，*Ltd*，*Guangzhou*，510530）

Abstract：In order to carry out dynamic analysis of fine particles in the southern suburb of Beijing, the single particle mass spectrometer（spams）was used in March April 2019. The results show that during March 1-April 14，2019，the content of EC（elemental carbon）in fine particles is the most，ac-

作者简介：于丽萍（1975-），女，北京人，高级工程师，学士，从事大气成分观测与资料分析研究工作，E-mail：happylipingyu@163.com

基金项目：国家重点研发计划（2016YFA0600303）、公益性行业（气象）科研专项（GYHY201206037）、中国气象局气象关键技术集成与应用项目（CMAGJ2013Z14）资助、中央级公益性科研院所基金项目（IUMKY201736）。

counting for 50.2%, followed by HM (heavy metal) 11.92%, K (potassium rich) 11.22%, OC (organic carbon) 8.28%, SiO3 (silicic acid) 7.93%, ECOC (mixed carbon) 5.62%, lev (1-glucan) 3.06%, Na (sodium rich) 1.54%, hoc (polymer organic matter) 0.34 %, others (0.06%), indicating that the main pollution sources are vehicle tail gas source, secondary inorganic source, industrial process source, coal source, dust, other and biomass combustion. In the process of pollution weather on March 18-20, 2019, the accumulation of vehicle exhaust sources is the main stage of severe pollution, accompanied by secondary reaction and the increase of particulate matter emissions from industrial process sources.

Key words: Fine particles; single aerosol; source analysis; component analysis

1 引言

近年来，随着各项节能减排措施的陆续实施，通过北京市环保局发布的环境状况公报[1] 显示，2016 年空气质量达标（优和良）天数为 198 天，达标天数比 2015 年增加 12 天；2017 年空气质量达标（优和良）天数为 226 天，达标天数比 2016 年增加 55 天；2018 年全市优良天数 227 天，同比减少 9 天，表明北京地区空气质量得到明显改善，报告中也给出北京的首要污染物为 $PM_{2.5}$。$PM_{2.5}$ 是大气中空气动力学直径小于或等于 2.5um 的粒子的总称[2]，属于细颗粒物，虽然 $PM_{2.5}$ 只是地球大气成分中含量很少的组分，但它对气候、环境和人体健康等有着极为重要的影响[3-11]。

由于细颗粒物来源和化学转换过程的不同，导致的形态、颗粒尺寸分布、化学组成和混合态存在明显特征，因此从单颗粒尺度上进行研究对认识气溶胶的形成机制、老化及混合特征，识别和解析排放来源具有重要意义[12]。众多学者已经对颗粒物的来源判断和解析方法进行了大量研究[13-19]，如：冯银厂等在 2002 年利用化学质量平衡（CMB）受体模型开展大气颗粒物来源研究中首次提出了二重源解析技术方法，并应用于济南等城市的大气颗粒物来源解析研究，得到了各单一尘源类分别以扬尘形式进入到环境空气中和直接排放进入到环境空气中的贡献值和分担率；John G. 等 2008 年利用化学质量平衡模型（CMB）进行解析，认为该模型基本能够直接对应到现实的污染源类，但缺点在于对复杂源的解析具有不确定性；史国良等利用气态污染物对源类的标识特征，将气态污染物纳入了 CMB 模型的计算过程中，构建了 CMB-GC 受体模型，并得到了广泛应用，此外，还解决了二次有机碳的定量估算问题。2013 年环保部颁发了大气颗粒物来源解析技术指南中明确规定[20]：大气颗粒物来源解析的技术方法，主要包括源清单法、源模型法和受体模型法。

在线气溶胶质谱仪可以分为气溶胶的整体测量和单颗粒测量两大类，整体测量以气溶胶质谱仪和热解吸化学电离质谱仪[21] 为代表，通过先将颗粒物气化，再使用电子轰击、化学电离、光电电离等方法将颗粒物电离；在线单颗粒测量方法以单颗粒飞行时间质谱仪 ATOFMS（Aerosol time-of-flight mass spectrometry，ATOFMS）和单颗粒气溶胶质谱仪 SPAMS（Single particle Aerosol mass spectrometry，SPAMS）为代表，二者都不能对气体检查，是 ATOFMS 主要是针对 PM1 小粒径质量浓度进行测量，SPAMS 对 PM2.5 粒径进行测量。本文针对 SPAMS 设备进行研究。

2 研究方法

2.2 观测设备

SPAMS 设备：本文使用的仪器为广州禾信分析仪器有限公司研制的单颗粒气溶胶质谱仪（SPAMS），型号为 0515。仪器由进样系

统、测径系统、电离系统和质谱分析系统组成。工作基本原理[22]：大气中的气溶胶颗粒被引入真空系统，进入测径区后，颗粒物连续散射两束相距一定距离的激光束，颗粒经过两束激光的时间差，既用于计算颗粒物空气动力学直径，又用于控制电离激光在颗粒到达电离区中心时射出的激光将其电离，电离产生的正负离子由双极飞行时间质量分析其检测，通过双激光测径系统和双极飞行时间质量分析器可实现对气溶胶颗粒粒径和化学组成的同时检测。

$PM_{2.5}$ 设备：观象台开展 $PM_{2.5}$ 质量浓度观测的仪器是安徽蓝盾光电子股份有限公司生产的 LGH-01E 型 $PM_{2.5}$ 气溶胶质量浓度监测仪（序列号为 15377），于 2015 年 5 月投入业务运行，采样口距地面高度为 4.7m。两台仪器安装在两个不同的集装箱顶部，水平距离 8.7m。仪器设备的工作原理可参见相关文献[23]。

2.2 采样站点情况

北京南郊观象台（116.469° E、39.806° N、海拔高度 31.3m，简称观象台），位于北京东南方向的大兴区亦庄镇，距离北京市区的直线距离约 37km，。观象台南边和东边为南五环路，直线最近距离约 60m，交通流量比较大；西边距离三台山路约 50m；北边距离东马路约 250m；周边 50m 范围内相对开阔，没有持续性的固定污染源，无高大建筑物遮挡。观象台属于暖温带半湿润半干旱季风气候，台站近 30 年统计资料显示：7、8 两月降水集中且强度大，年平均降水量 532.0mm。春季多大风、扬沙、浮尘等天气；夏季炎热多雨，秋季冷暖适宜，晴朗少雨；冬季寒冷干燥，多风少雪，多年平均气温 13℃。

2.3 数据处理方法

数据来源于观象台，$PM_{2.5}$ 数据时间分辨率为 60 分钟。SPAMS 数据时间分辨率 5 分钟。对数据进行异常值剔除[24] 和有效性检查[25] 等质量控制后进行小时均值、极值等处理。

根据 $PM_{2.5}$ 质量浓度，对空气质量进行划分：优（$PM_{2.5} \leqslant 35$）、良（$35 < PM_{2.5} \leqslant 75$）、轻度污染（$75 < PM_{2.5} \leqslant 115$）、中度污染（$115 < PM_{2.5} \leqslant 150$）、重度污染（$150 < PM_{2.5} \leqslant 250$）、严重污染（$PM_{2.5} > 250$）、

SPAMS 数据质量控制：进样口压力偏离不超过±0.1Torr；电离激光能量保持在常用值的±0.03mJ 范围内；每 24 小时查看一次离子质量数，质量漂移超出±0.5 个质量数是需立即校准；电离激光冷却水 3 个月更换一次；保持 PMT 阀值、MCP 电压稳定。

SPAMS 数浓度与 $PM_{2.5}$ 质量浓度相关性：利用 SPSS 统计软件双变量相关分析。

2.4 数据分析

采集到的颗粒物信息通过禾信公司基于 Matlab 平台研发的《SPAMS 数据采集与分析软件》进行处理。利用自适应共振神经网络分类理论方法（Art-2a）对颗粒物进行分类，ART-2a 法借鉴了人的认知过程和大脑工作特点，是一种模仿人脑认知过程的自组织聚类算法，其聚类效果稳定，避免了对先前模式的修改，且能够增加新的类别相似度 0.7，学习效率 0.05。将颗粒物进行分类后再合并，最终确定了 10 类颗粒物：矿物质（MD）、重金属（HM）、左旋葡聚糖（LEV）、富钠（Na）、富钾（K）、高分子有机物（HOC）、有机碳（OC）、元素碳（EC）、混合碳（ECOC）、矿尘（SiO_3）其它（Others），具体方法参见 SPAMS 说明书。SPAMS 在观测积累了大量的谱库，这些谱库相当于每个污染源的“指纹”，分析软件实时对采集到的颗粒物特征与谱库中的谱图进行比对，可以及时判断出颗粒物的来源。

3 结果与讨论

3.1 总体特征

图 1 为 2019 年 3 月 1 日-4 月 14 日南郊观象台 $PM_{2.5}$ 数浓度与质量浓度时间序列。观

测对比期内，共采集到粒子数 23204904 个，统计结果为，SPAMS 数浓度与 $PM_{2.5}$ 质量浓度相关系数 R=0.645，在 a=0.01 水平双侧显著相关，说明 SPAMS 所采集到的数浓度数据在一定程度上反映当时大气中细颗粒物的污染状况。

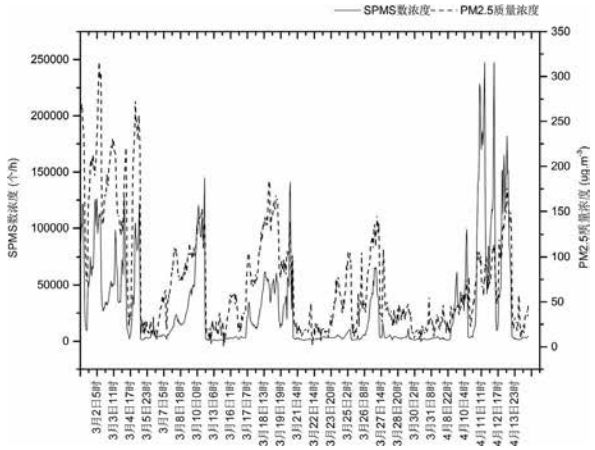


图 2 为 2019 年 3 月 1 日-4 月 14 日南郊观象台颗粒物组分分类结果，图中可以看出，在对比观测期，各类颗粒物组分占比分别为：EC：50.2%、HM：11.92%、K：11.22%、OC：8.28%、SiO_3：7.93%、ECOC：5.62%、Lev：3.06%、Na：1.54%、HOC：0.34%、Others：0.06%。

由此可见，占比较最高的为元素碳、重金属和富钾类；SPAMS 数据处理分析软件对污染源的解析结果为：主要污染源为机动车尾气源、二次无机源、工业工艺源、燃煤源、扬尘、其他和生物质燃烧。

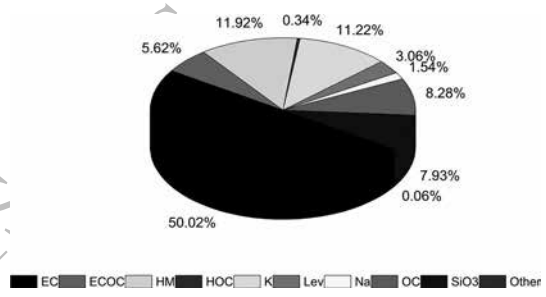


图 2　2019 年 3 月 1 日-4 月 14 日南郊观象台颗粒物分类结果

3.2　一次污染过程特征分析

以 2019 年 3 月 18-20 日出现的全市范围污染过程为例，给出了此次污染过程时段统计情况（表 1）和污染过程中颗粒物分类结果（图 3）。

表 **1**　2019 年 3 月 18-20 日污染过程时段统计

编号	时间段	污染等级	风速 /m. s^{-1}
1	03/17 00：00-03/17 05：00	良	0.7~2.1
2	03/18 07：00-03/18 19：00	中度	1.2~2.8
3	03/19 06：00-03/19 13：00	重度	0.6~3.0
4	03/1916：00-03/20 13：00	轻度	1.5~5.5
5	03/21 00：00-03/21 23：00	优	2.1~9.2

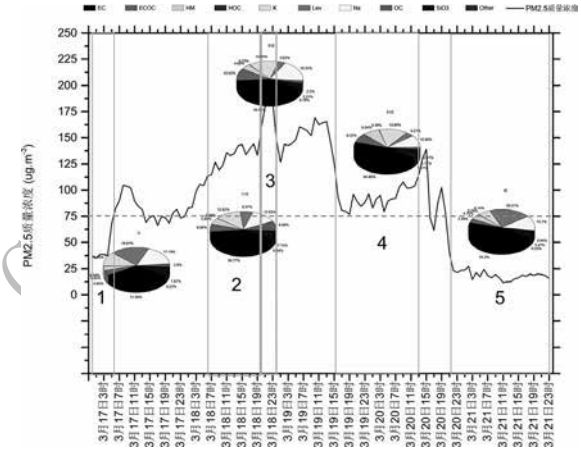


图 3　2019 年 3 月 18 日-20 日污染过程南郊观象台颗粒物分类结果

由表 1 和图 3 可以看出，污染过程的初生（阶段 1）、消散（阶段 5）过程中，空气质量良好，$PM_{2.5}$ 成分主要为元素碳（EC）、左旋葡聚糖（Lev）和富钠（Na）为，源解析的结果主要受机动车危机源的累计；随着污染过程的加剧，中度污染阶段（阶段 2）时段，元素碳（EC）、富钠（Na）和富钾（K）比例明显增加，分别占 38.77%、12.63% 和 12.62%；重度污染阶段（编号 3）元素碳（EC）比例占 39.51%、富钠（Na）占 18.53%和富钾（K）占 14.65%；由此看出，随着污染浓度的加重，$PM_{2.5}$ 质量浓度由 37.2-169.1 的过程中，EC 含量增加了 19.3%、ECOC 增加 57.4%、HM 增加 26.3%、K 增加

14.4%、Na 增加 7.4%。其余组分都降低了。其后，随着风速的增大（最大达 9.2m.s^{-1}），$PM_{2.5}$ 的浓度的降低，EC、HM、HOC、Lev、SiO_3 升高。根据其余组分降低。因此在此次污染过程中，EC、ECOC、HM、K、Na 比例均呈现明显增加，主要为机动车尾气源积聚影响，同时伴有强烈的二次反应及工业工艺源颗粒物排放增加的影响。

4 总结

（1）2019 年 3 月 1 日-4 月 14 日期间，北京南郊观象台各类颗粒物组分以元素碳、重金属和富钾类为主，具体占比为：EC：50.2%、HM：11.92%、K：11.22%、OC：8.28%、SiO_3：7.93%、ECOC：5.62%、Lev：3.06%、Na：1.54%、HOC：0.34%、Others：0.06%。

（2）2019 年 3 月 18-20 日的污染过程中，中度污染阶段，排名前三的为元素碳（EC）占 38.77%、富钠（Na）12.63%和富钾（K）12.62%；重度污染阶段含量前三的为：元素碳（EC）占 39.51%、富钠（Na）18.53%和富钾（K）14.65%。

参考文献：

[1] 2016-2018 年北京市环境状况公报．北京市环境保护局．

[2] 张晓春．PM_{10} 质量浓度观测技术手册［M］．1，中国气象局，3-4.

[3] 白志鹏，董海燕，蔡斌彬，等．灰霾与能见度研究进展［J］．过程工程学报，2006，（z2）PH：36-41. am

[4] 王秦，李滟滟，陈晨，等．我国雾霾天气 PM2.5 污染特征及其对人群健康的影响［J］．中华医学志 2013，93（34）：2691-2694.

[5] IPCC. Third Assessment Report，Climate Change 2001：The Scientific Basis［R］. New York：Cambridge University Press，2001.

[6] IPCC. Climate Change 2007：The Physical Science Basis［M］. New York；Cam bride University Press，2007

[7] Prospero JM. Long-range transport of mineral dust in the global atmosphere：Impact of African dust on the environment of the southeastern United States［J］. The National Academy of Sciences，1999，96：3396-3403.

[8] 丁一汇，李巧萍，柳艳菊，等．空气污染与气候变化［J］．气象，2009，35（3）：3-12.

[9] 孟晓艳，王瑞斌，张欣，等．2006—2010 年环保重点城市主要污染物浓度变化特征［J］．环境科学研究．2012，25（6）：622-627.

[10] 王秦，李滟滟，陈晨，等．我国雾霾天气 $PM_{2.5}$ 污染特征及其对人群健康的影响［J］．中华医学杂志 2013（34）．2691-2694.

[11] 郭新彪，魏红英．大气 $PM_{2.5}$ 对健康影响的研究进展［J］．科学通报，2013，58（13）：1171-1177.

[12] YANG F，TAN J，ZHAO Q，et al. Characteristics of PM2.5 speciation in representative megacities and across China［J］. Atmospheric Chemistry Physics，2011，11：5207-5219

[13] 环保部．环发［2013］92 号大气颗粒物来源解析技术指南（试行）［S］．北京：中国环境科学出版社，2013

[14] 胡敏，唐倩，彭剑飞，等．我国大气颗粒物来源及特种分析［J］．环境与可持续发展，2011，36（5）：15-19.

[15] 郝明途，高健，戴晓燕，等．大气颗粒物化学质量平衡源解析方法研究［J］．环境科学与管理，2011，36（12）：54-61.

[16] 冯银厂，白志鹏，朱坦．大气颗粒物二重源解析技术原理与应用．环境科学，2002，23（Suppl）：106-108.

[17] Watson John G，Chen L W A，Chow J C，et al. Source apportionment：Findings from the U. S. supersites program. J Air Waste Mange，2008，58：265-288.

[18] 史国良．大气颗粒物来源解析复合受体模型的研究和应用．博士学位论文．天津：南开大学，2010.

[19] 环保部．环发［2013］92 号大气颗粒物来源解析技术指南（试行）［S］．北京：中国环境科学出版社，2013

[20] 戴树桂，朱坦，白志鹏．受体模型在大气颗粒物源解析中的应用和进展［J］．中国环境科学，1995，15（4）：252-257.

[21] 蔡靖，郑玫，闫才青，等．单颗粒气溶胶飞行时间质谱仪在细颗粒物研究中的应用和进展［J］．分析化学，2015，5：765-774.

[22] Li L，Huang Z X，Dong J G，et al. 2011. Real time bipolar time-offlight mass spectrometer for analyzing single aerosol particles［J］. International Journal of Mass Spectrometry，303（2/3）：118-124.

[23] 邵林．环境空气颗粒物自动监测仪使用说明书［R］.9，安徽：蓝盾光电子股份有限公司，2015.

[24] 雷洪．粗差判别方法的比较与讨论［J］．石油仪器，1997，11（1）53-56.

[25] GB 3095-2012，《环境空气质量标准》［S］．环境保护部，2012.02

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

13. 测量感知与先进制造

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于图像处理技术的植物状态检测研究

韩芳芳，张婷婷，赵　岩，张宝峰

（天津市复杂系统控制理论及应用重点实验室，天津理工大学，300384）

摘　要：植物种植科技化发展进程的加快，使得计算机视觉检测及智能分析对植物生长状态的研究具有重要意义。本文以绿萝植物叶片为例，用图像记录叶片在停止浇水后随天数的增加而发生的变化；从叶片的纹理、几何、颜色三方面特征提取叶片在不同状态下的参数。采用Closed-Form算法进行叶片图像提取；灰度差分统计法、自相关函数、灰度共生矩阵及频域分析法进行纹理特征分析；从叶片面积、周长、长轴和短轴、圆形度、矩形度等计算几何特征；依据颜色矩与颜色直方图进行颜色特征分析。实验结果表明，在植物生长的不同状态下，其纹理、几何、颜色等特征参数存在着差异性；参数的不同量值，能够反映植物叶片的不同状态。

关键词：机器视觉，植物状态检测，图像分割，特征提取

Research on Plant State Detection Based on Image Processing Technology

HanFangfang，　Zhang Tingting，　Zhao Yan，　Zhang Baofeng

Tianjin Key Laboratory for Control Theory and Applications in Complicated Systems，
Tianjin University of Technology，Tianjin，300384

Abstract：With the rapid development of planting science and technology，computer vision and intelligent analysis become more and more important on the study of planting growth state detection. With the example of Epipremnum aureum leaves，we use images to record the changes of the leaves which had been stopped watering for some days，and extract some parameters of leaves in different sate from three fields of texture，geometry and color in this paper. Firstly，extract blade images by Closed-Form algorithm；secondly，analyze textural features by gray scale difference statistics，self-correlation function，gray scale level co-occurrence matrix and frequency domain analysis；then calculate geometric features from blade area，perimeter，roundness and rectangularity；lastly，analyze color features by moments of color images and color histograms. The experiment results show that the differences in parameters of texture，geometry，color characteristic for plant's different growth states do indeed exist，and those parameter values has some relationship with the different plating state.

Key Words：Machine Vision，Plant Condition Detection，Image Segmentation，Feature Extraction

1. 引言

植物的科技化发展进程越来越快，对于植物生长的研究也愈来愈多，植物生长状态的智能化检测对提高植物质量及产量具有重要意义。本课题以基于计算机视觉及图像处理技术的植物状态检测的研究为主要内容，通过对植物叶片状态的检测来判断植物生长的状态，建立量化参数与叶片状态的对应关系，从而更加准确的把握植物生长的健康状况。

课题研究在植物生长不同阶段，通过获取叶片图像，提取目标叶片，分析叶片各方面参数，来对植物生长状态进行判断。本文以绿萝植物叶片为例，用图像记录叶片在停止浇水后随天数的增加而发生的变化；从叶片的纹理、几何、颜色三方面特征提取叶片在不同状态下的参数。

2. 植物叶片状态检测的主流程

基于图像处理技术的植物叶片状态检测的主流程如图 1 所示。

叶片特征分析首先需要在复杂背景环境下，将植物叶片分割提取出来。叶片图像背景比较复杂，对目标区域干扰性较强，普通的分割算法很难达到预期的效果。图像抠图算法可以非常有效的将目标叶片图像与其背景分离开，不受其背景颜色，纹理等因素的影响。本课题采用 Closed－Form（闭合抠图）算法。

植物叶片特征信息可以很好的用来判断其是否处于一个健康的生长状态，植物的健康与否都与叶片的面积，长宽、纹理、颜色等方面的参数有着非常密切的关系，因此准确的测定叶片参数能够对植物健康状态起到定量的判断。本课题的叶片特征主要从纹理、几何及颜色三个方面来对叶片各方面的数据进行分析，纹理方面选择平均值、熵、对比度；几何分析中主要测量计算了叶片面积、周长、圆形度、矩形度；颜色特征选择 RGB 空间的颜色三阶颜色矩，及 RGB 与 HSV 颜色空间的颜色直方图；探讨各类参数对植物叶片状态的体现情况。

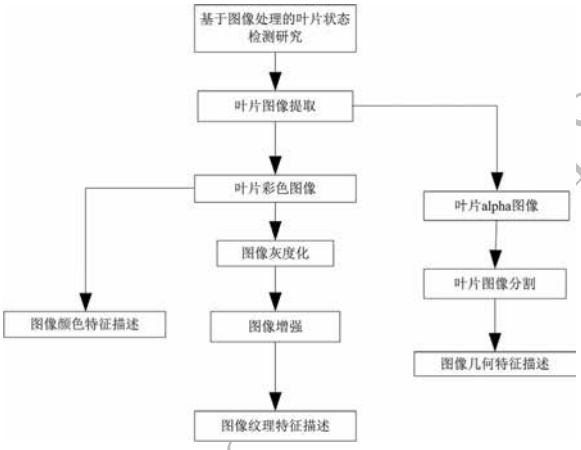


图 1　基于图像处理技术的叶片状态检测流程

3. 基于 Closed－Form 算法的叶片提取方法

Levin 等人提出 Closed－Form 算法，关键在于求解约束方式，建立 $\alpha^T L\alpha$ 的抠图代价函数后，透明度 alpha 的求解是又一重要的关键之处。通过用户交互，简单的笔刷输入方式就可以得到用户期待的目标前景抠图效果。抠图算法能够克服彩色图像中颜色的错误和干扰，得到更加准确的抠图效果，同时其结果更加完整，不会有不连续的噪声存在；可以计算出全局最优的透明度 Alpha 值，能够对图像的细节部分得到很好的捕捉。

算法的基本模型是基于灰度的合成模型：

$$I_i=\alpha_i F_i+(1-\alpha_i)B_i \qquad (1)$$

式（1）中，I_i 为灰度图像像素；α_i 是透明度，其范围为 $\alpha\in[0,1]$；B_i 图像的背景像素；F_i 为图像的前景像素。依据这种模型，在灰度图像中的某个区域的每个像素点上，假设在这一点的附近存在一个一般为 3×3 的正方形小窗口 ω，并且在次此小窗口内前景 F 和背景 B 的颜色基本不变，在此基础上就能够证明 α 在小窗口 ω 内是 I 的线性变换，由式（3.1）：

$$\alpha_i\approx aI_i+b,\ \forall i\in\omega \qquad (2)$$

式（2）中，I_i、α_i 分别为像素点 i 在窗口 ω 内的合成色和透明度；a、b 则分别为 1 个标量、1 个 3×1 的矢量。再设 F、B 在这个窗口内是平滑的，此时在窗口 ω 内 a、b 就可以作为两个常量。为得出透明度 α，定义以下的能量函数：

$$J(\alpha, a, b) = \sum_{j\in i}\left[\sum_{i\in\omega}(\alpha i - \alpha j I_i - b_j)^2 + \varepsilon a_j^2\right] \tag{3}$$

式（3）中，a_j、bj 为常量；ωj 为以像素 j 为中心的滑动窗口，大小一般取 3×3；ε 为 1 个正规化参数，其主要起到保持数值稳定的作用。将 ω 中的 a、b 被设为常量，可得到只关于 α 的 2 次能量函数：

$$J(\alpha) = \alpha^T L\alpha \tag{4}$$

式（4）中，α 为 1 个 N×1 的向量；像素的个数为 N；拉普拉斯抠图矩阵（Matting Laplacian）则通过用 L 来表示其大小为 N×N 的对称矩阵，同时处在第（i，j）处的点表示如下：

$$\sum_{k|(i,j)\in\omega i}\left\{\delta_{ij} - \frac{1}{|\omega_k|}\left[1 + \frac{1}{\frac{\varepsilon}{|\omega_k|} + \sigma_k^2}(Ii - \mu k)(Ii - \mu k)\right]\right\} \tag{5}$$

式（5）中，δ_{ij} 为克罗内克符号；μk 为局部窗口颜色的均值；σ_k^2 为局部窗口中颜色的方差；$|\omega_k|$ 为局部窗口 ω_k 所包含的像素数量。Closed-Form 抠图算法的透明度 α 的最优解能使能量函数的最小解最小化，因此最终能够解得全局最优 α。

对于 RGB 三通道的彩色图像，运用 1 个 4D 线性模型来代替公式（3.2）的线性模型：

$$\alpha i \approx \sum_{j=1}^{c}\alpha^j I_i^j + b, \quad \forall i\in\omega \tag{6}$$

式（6）中，c 为所有颜色通道的和。对于彩色图像，式（3.4）中所表示的 L 是 1 个 N×N 的 Matting Laplacian 矩阵，并且它的第（i，j）项如下：

$$\sum_{k|(i,j)\in\omega k}\left\{\delta_{ij} - \frac{1}{|\omega_k|}\left[1 + (I_i - \mu_k)^T\left(\sum_k + \frac{\varepsilon}{|\omega_k|}I_3\right)^{-1}(I_j - \mu_k)\right]\right\} \tag{7}$$

式（7）中，$\sum_k$ 表示局部窗口 ω_k 中颜色的协方差矩阵，其大小为 3×3 的矩阵；μ_k 是 1 个 3×1 维的颜色均值矢量；$|\omega_k|$ 为局部窗口 ω_k 中所含有的像素数量；I3 为 1 个 3×3 的单位矩阵。Laplacian 矩阵 L 的一个非常重要的性质为每行元素的总和是 0，因此，在 L 的零空间中存在常向量。并且分析 Laplacian 矩阵最小特征向量使用户对图像进行前景图像和背景图像的标记更加容易。

4. 叶片特征分析

4.1 纹理特征描述

4.1.1 灰度差分统计法

灰度差分统计法是依据灰度差分直方图，计算其均值、方差、能量及熵等的特征。

令图像中的某一点 (x, y)，与它距离非常微小的点 $(x+\Delta x, y+\Delta y)$ 的灰度之值差为：

$$g_\Delta(x, y) = g(x, y) - g(x+\Delta x, y+\Delta y) \tag{8}$$

式（8）中，g_Δ 为灰度差分。如果灰度差分值的所有可能的取值共有 m 级，设点 (x, y) 在图像上逐个移动，统计出 g_Δ 取各个数值时所出现的次数，做出 g_Δ 的直方图。第 i 级的灰度差分值的取值概率为 $p(i)$，做如下统计值：

平均值：

$$mean = \frac{1}{m}\sum_i ip(i) \tag{9}$$

对比度：

$$con = \sum_i i^2 p(i) \tag{10}$$

熵：

$$Entropy = -\sum_i p(i)\log_2[p(i)] \tag{11}$$

当所取差值 i 较小的频率 $p(i)$ 较大时，运用在叶片图像中说明该叶片纹理较为粗糙；灰度差分直方图的变化不是很大时，则纹理较为细腻平滑。

4.1.2 自相关函数

自相关函数用来描述图像的粗糙度。图像 $f(x, y)$，其自相关函数定义为：

$$C(\varepsilon,\ \eta,\ j,\ k)=\frac{\sum_{x=j-w}^{j+w}\sum_{y=k-w}^{k+w}f(x,\ y)f(x-\varepsilon,\ y-\eta)}{\sum_{x=j-w}^{j+w}\sum_{y=k-w}^{k+w}[f(x,\ y)]^2} \tag{12}$$

自相关函数是对大小为 $(2w+1)\times(2w+1)$ 的窗口内的每一像素点 $(j,\ k)$ 与偏离值为 ε，$\eta=0$，±1，±2，±3，…，$\pm T$ 的像素间的相关值做运算。一般而言，给定偏离 $(\varepsilon,\ \eta)$ 时的相关性，如果所研究的绿萝叶片图像的表面粗糙性越高，则叶片的自相关函数的扩展就会越大，这两者关系呈正相关。

3.2 几何特征描述

叶片图像的几何参数描述从叶片面积、叶片周长、圆形度及其矩形度来描述。

3.2.1 叶片面积

叶片面积测量方法有三种：像素计数法、边界链码法及边界坐标计算法。

（1）像素计数法

设叶片图像的面积为 A，其宽度和高度分别为 N、M，则公式如下：

$$A=\sum_{x=1}^{N}\sum_{y=1}^{M}f(x,\ y) \tag{13}$$

（2）边界链码法

这种方法要求图片内部为无空洞的连通区域，将叶片区域切成条状，每个小竖条中包含的像素点数记录在最上方和最下方的点的坐标位置，最后将竖条中的像素点个数求和：

$$A=\sum_{i=1}^{n}(y_i-y_i^{'}+1) \tag{14}$$

式中 n 为叶片图像中的竖条个数，y_i、$y_i^{'}$ 分别表示第 i 个竖条的叶片图像从上到下面像素点的纵坐标。

（3）边界坐标算法

边界坐标算法采用数学中的格林公式计算，xy 平面内，格林公式计算封闭曲线 C 所包围的面积公式如下：

$$A=\frac{1}{2}\oint_c(xdy-ydx) \tag{15}$$

离散化公式为：

$$A=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}[x_i(y_{i+1}-y_i)-y_i(x_{i+1}-x_i)]=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}(x_iy_{i+1}-x_iy_{i+1}) \tag{16}$$

3.2.2 叶片周长

叶片周长是计算叶片边界总长度，计算方法主要有两种：

（1）边界点数法

其计算方法与像素计数法相似，是将目标图像的边界上像素点都求和相加起来。

$$P=\sum_{(x,\ y)\in C}1 \tag{17}$$

式中 P 为目标图像的周长，C 为目标图像的轮廓。

（2）链码法

用链码的方式来描述叶片的边界，链码的长度即为需要测量的叶片周长。如果一个点在之前一个点的 8 领域斜方向上，那么这两点之间的链码值是奇数并且长度为 $\sqrt{2}$，否则值为偶数，其长度为 1。周长公式为：

$$P=N_e+\sqrt{2}N_o \tag{18}$$

式中 N_e，N_o 分别为植物叶片在 8 领域方向边界链码中含有的偶数，奇数链码值的个数。

3.2.3 叶片圆形度

本文研究的绿萝叶片的圆形度可以体现目标叶片轮廓的复杂性。通过圆形度可以描述叶片的轮廓与圆的相似程度，当研究对象在同等面积下，叶片轮廓越越是光滑简单，则叶片的边界就越短，其圆形度就越小；相反若叶片轮廓约褶皱越粗糙，叶片边界越长，叶片的圆形度值就越大。圆形度计算方法如下：

$$C=P^2/A \tag{19}$$

式中 C 为计算得出的叶片的圆形度，A 为叶片的面积，P 为叶片周长。

3.2.4 叶片矩形度

矩形度用来描述所需叶片图像面积与其最小外接矩形的面积之比，可以体现其轮廓对外接矩形的填充是否充分：

$$R=A/A_{MER} \tag{20}$$

式中 R 就是叶片图像的矩形度，A 依旧为叶片面积，A_{MER} 叶片则最小外接矩形的面积。

4.3 颜色特征描述

4.3.1 颜色矩

颜色矩是以数学为基础计算矩以此来表示颜色分布情况。在 RGB 空间中计算矩。因为在低阶矩有大量的颜色信息集中，所以其颜色特征就需要通过一阶矩、二阶矩、三阶矩来描述。一阶体现这三种颜色分量下的平均强度；二阶矩确定测量区域的颜色方差，即不均匀性；三阶矩确定三种颜色的不对称性。

一阶矩：

$$\mu_i = \frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} P_{ij} \tag{21}$$

二阶矩：

$$\sigma_i = \left[\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}(P_{ij}-\mu_i)^2\right]^{\frac{1}{2}} \tag{22}$$

三阶矩：

$$\zeta_i = \left[\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}(P_{ij}-\mu_i)^3\right]^{\frac{1}{3}} \tag{23}$$

式中 P_{ij} 是第 j 个像素的第 i 个颜色的分量，N 是图像中像素的总和。一阶矩可以说是体现着这三种颜色分量下的平均强度；二阶矩确定了我们所要测量区域的颜色方差，也就是不均匀性；三阶矩确定了三种颜色分量的偏斜度，也就是颜色的不对称性。

3.3.2 颜色直方图

颜色直方图表现图像的各种颜色所占的比例，并不能体现颜色空间分布的状态。通常在 HSV 和 RGB 空间中进行分析。倘若彩色图像中的像素一共有 M 个，图像的颜色空间最后被量化成 N 个颜色。因此颜色直方图 H 可以这样定义：

$$p_i = h_i \tag{24}$$

式中 h_i 是第 i 种颜色在整个彩色图像中所含有的像素个数。颜色直方图归一化为：

$$p_i = h_i / M \tag{25}$$

5. 实验与实验结果分析

5.1 实验对象及原始图像

本文实验研究以绿萝叶片为对象，对正常生长的绿萝植物，停止浇水，用相机对同一绿萝叶片记录其停止浇水后的生长状态，取 15 天的记录。所记录的生长状态图像随着天数的推移定义为 F01、F02、F03、……F14、F15 号图像，如图 2 所示。

图 2　绿萝叶片停止浇水 15 天的生长状态记录原始图片

5.2 叶片提取

采用 Closed-Form 算法，首先人为对原图像加约束条件，标记部分前景区域和部分背景区域，白画笔标记的区域为叶片前景区域，$\alpha=1$；黑画笔标记的区域为不需要的背景区域，$\alpha=0$。图像标记后由 Closed-Form 算法估算出透明度 α。选择图 2 中的 F01、F06、F11 三幅图像进行叶片提取示例。图 3 为三幅图像的前、背景标记；图 4 为 Closed-Form 算法提取后的叶片图像；图 5 为透明度 alpha 图像；图 6 为对图 4 进行灰度化及同态滤波后的图像。

图 3　前、背景标记后的叶片图像

图 4　Closed-Form 算法提取后的叶片图像

图 5　叶片的 alpha 图像

图 6　灰度化及同态滤波后的图像

5.3 自相关函数

叶片图像的自相关函数随着 ε、η 的增加，叶片表面粗糙度越大，则曲线下降的越快。选取经同态滤波后的 F01 与 F02、F05 与 F06、F11 与 F12 叶片图像的自相关函数的三维图，分别如图 7、图 8 和图 9 所示。

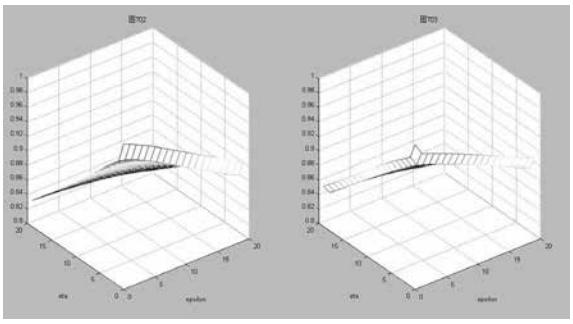


图 7　F01&F02 叶片图像纹理的自相关函数三维图

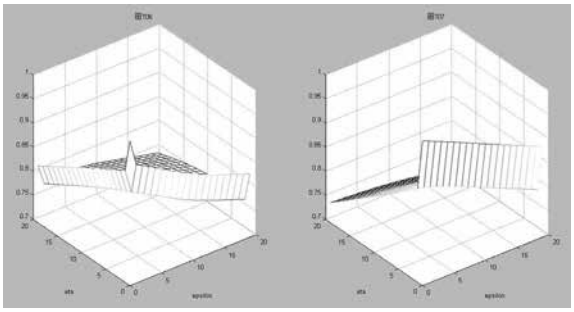


图 8　F05&F06 叶片图像纹理的自相关函数三维图

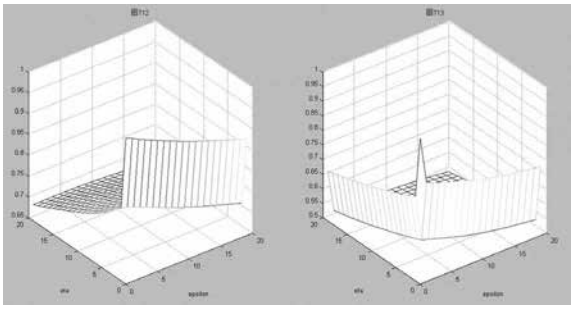


图 9　F11&F12 叶片图像纹理的自相关函数三维图

如图 7、图 8、图 9 中分别可以看出叶片的粗糙度随着天数的推移而增大。图 7 中叶片的自相关函数下降的幅度较小，其表面相对平滑；图 9 中叶片的自相关函数下降的幅度较大，其表面相对粗糙。

5.4　Gabor 变换后的灰度差分统计法

Gabor 变换属于加窗的傅里叶变换，可以在频域上提取不同尺度、不同方向上相关的绿萝叶片的特征。对叶片图像进行灰度化、同态滤波、Gabor 变换后，利用灰度差分统计法提取出均值、对比度和熵，结果如表 1 以及折线图 10 所示。

表 1　叶片图像灰度差分统计结果

叶片图像	平均值（mean）	对比度（con）	熵（ent）
F01	0. 0249	155. 6572	3. 8298
F02	0. 0244	155. 3963	3. 7856
F03	0. 0202	100. 435	3. 4985
F04	0. 0253	165. 8395	3. 8373
F05	0. 0192	114. 618	3. 2671
F06	0. 0192	110. 604	3. 2619

续表

叶片图像	平均值（mean）	对比度（con）	熵（ent）
F07	0. 0205	129. 6873	3. 3279
F08	0. 0243	157. 9688	3. 7386
F09	0. 0225	146. 5782	3. 5613
F10	0. 0208	115. 3833	3. 5027
F11	0. 0188	103. 0981	3. 2345
F12	0. 0219	133. 9253	3. 5408
F13	0. 0231	153. 6851	3. 5702
F14	0. 0198	121. 3745	3. 2568
F15	0. 0176	90. 6375	3. 1058

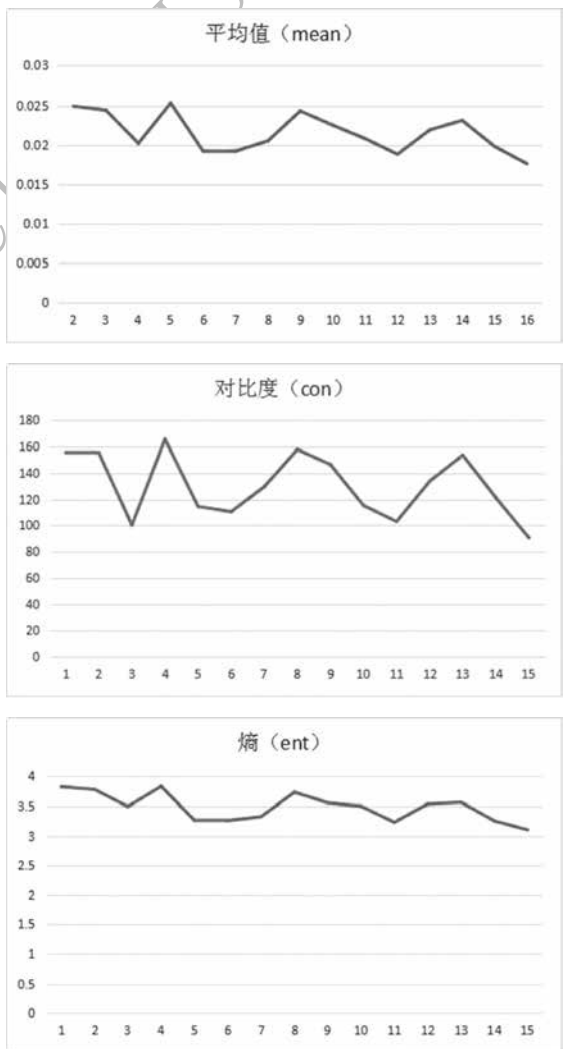


图 10　同态滤波后 Gabor 变换法下参数折线图

由表 1 及图 10 看出，统计值中的平均值、对比度的数值与叶片粗糙度的变化不大，没有规律而言；熵的数值总体持下降的状态，熵的逐渐减小，叶片图像的平滑度在减小，能够在一定程度上体现叶片的粗糙度。

5.5 叶片图像几何特征

叶片图像的几何参数提取是直接由图 6 所示的 alpha 图像计算而来，主要几何参数如表 2 所示，其矩形度和圆形度所对应的折线图如图 11 所示。

表 2 叶片图像的几何参数

叶片图像	周长（P）	面积（A）	矩形度（R）	圆形度（C）
F01	3659	193630	0.582	69.143
F02	4193	205190	0.5334	85.6848
F03	2852	196790	0.594	41.333
F04	2557	147370	0.5158	44.3675
F05	2200	179392	0.8087	26.98
F06	3573	115076	0.2993	110.9382
F07	4017	142840	0.3713	112.9676
F08	4844	188370	0.489	124.5647
F09	3817	144610	0.3761	100.7526
F10	3554	165220	0.512	76.4473
F11	3931	136860	0.3558	112.9114
F12	3692	159600	0.4157	85.4078
F13	2830	144320	0.4871	55.4943
F14	3151	128650	0.3351	77.1752
F15	3200	129240	0.3366	79.2339

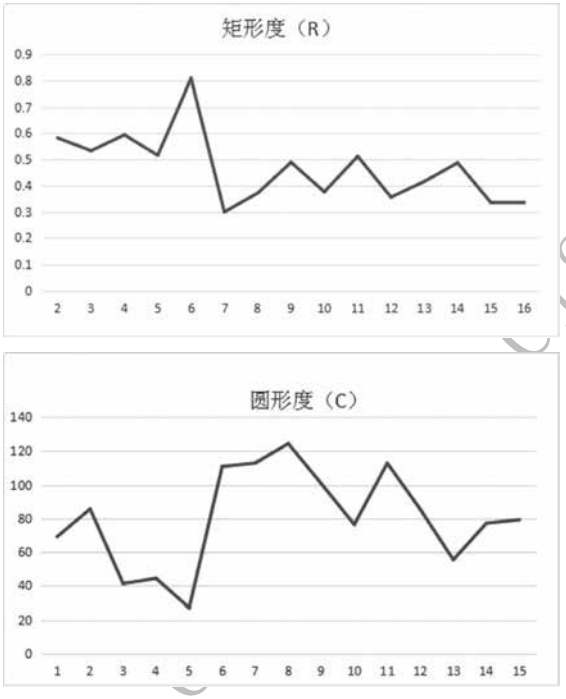


图 11 叶片矩形度和圆形度参数折线图

图 11 所示叶片图像的矩形度和圆形度的变化趋势并不明显，取决于叶片原始形状及其缺水抽缩变形后的形状，而叶片缺水变形后的形状具有一定的随机性，或需要进行观测大数据从而统计其规律性。从当前 15 幅观察图像来看，对于状态较好的绿萝叶片而言，矩形度大概的范围为 0.5~0.6；用圆形度比较时，需要保持其面积的不变，轮廓越光滑，边界越短，圆形度越小，反之，圆形度就越大。圆形度虽在一定程度上受到面积的限制，但总体可以看出叶片状态较好的叶片圆形度较小，而轮廓弯较为扭曲的圆形度较大。

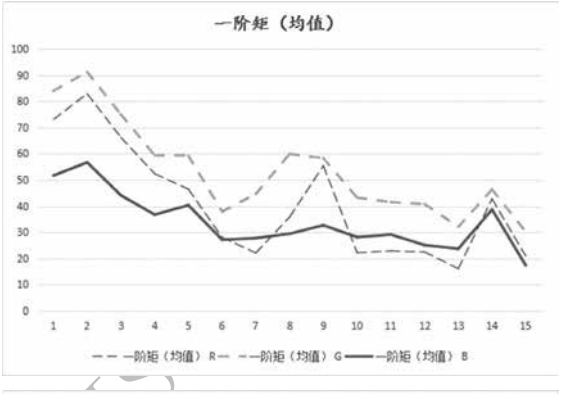
5.6 叶片图像颜色特征

5.6.1 颜色矩

通常在 RGB 空间下计算叶片图像的颜色矩。一阶矩表示每个颜色平均分量的平均强度；二阶矩体现待测区域的颜色差，即不均匀性；三阶矩反应了颜色的偏斜度，也就是颜色的不对称性。统计结果如表 3 和及图 12 所示。

表 **3**　叶片图像的颜色矩参数

叶片图像统计参数	一阶矩（均值）			二阶矩（方差）			三阶矩（偏度）		
	R	G	B	R	G	B	R	G	B
F01	73. 0893	84. 0462	51. 6279	25. 6561	27. 6456	21. 563	62. 175	53. 8083	71. 854
F02	82. 9233	91. 2403	56. 6842	25. 6074	26. 8122	21. 4806	59. 4469	55. 2438	66. 3472
F03	66. 2127	75. 0094	44. 0694	25. 7453	27. 634	20. 9473	77. 264	80. 1889	68. 5427
F04	52. 3316	59. 3661	36. 7129	25. 5172	28. 3791	20. 3029	73. 6134	80. 5908	69. 574
F05	46. 4398	59. 2196	40. 3039	17. 4254	21. 1339	16. 7068	50. 5741	54. 5503	50. 1154
F06	27. 9956	37. 9026	27. 1153	20. 5059	26. 8967	21. 1435	63. 4292	74. 0438	67. 1811
F07	22. 0774	44. 6355	27. 7223	12. 0618	24. 1976	15. 9068	34. 0775	50. 1769	40. 3568
F08	35. 789	59. 9139	29. 4065	14. 8119	21. 2329	12. 8462	53. 2944	60. 6309	49. 5073
F09	55. 3857	58. 272	32. 657	29. 0589	29. 7184	17. 857	56. 709	53. 7095	40. 3741
F10	22. 1713	43. 2096	28. 1145	9. 6914	17. 7353	12. 3558	39. 4023	51. 0474	43. 6372
F11	22. 8608	41. 4782	29. 1034	10. 3266	20. 5739	14. 0968	42. 1383	51. 7984	46. 1717
F12	22. 4535	40. 7514	25. 0603	9. 6939	17. 1775	10. 5632	36. 7714	43. 3215	36. 5586
F13	16. 0432	32. 063	23. 6739	6. 2049	14. 1798	9. 9669	46. 6196	48. 98	47. 9755
F14	42. 7574	46. 3308	38. 6647	31. 1113	32. 4365	29. 0367	81. 1746	77. 3782	76. 5637
F15	20. 8568	30. 1727	17. 257	11. 629	18. 3345	9. 1582	51. 44	63. 495	46. 2861



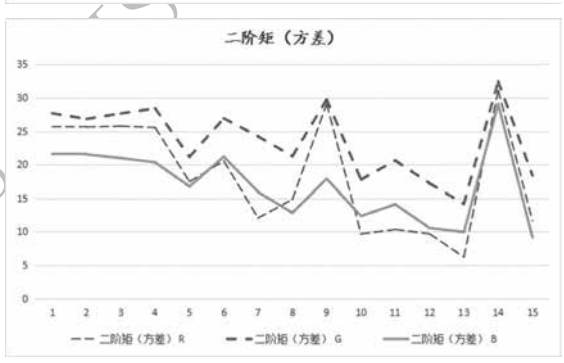


图 12　各颜色矩参数变化趋势

通过数据及参数变化曲线图可以直观的看出随着叶片表面出现的黑斑越来越多，其 R、G、B、三个分量的一阶、二阶矩总体呈现出下降的趋势；也有 09 号和 14 号叶片出现突变的情况，主要是原始图像受到光照的影响，参见图 2 所示原图；也说明为保证图像分析的一致性，在采集图像时，尽量保证环境光照强度的一致性。三阶矩的曲线表示这一组叶片的三个分量的偏斜度的差异不是非常

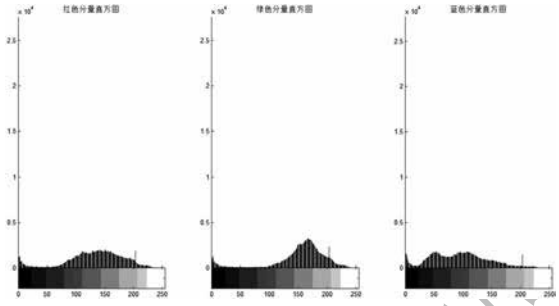
的明确。

从数据中可以看出，对本组绿色的绿萝叶片图像，其 R、G、B 三分量的一阶矩、二阶矩必须满足 $G_{avg}>R_{avg}>B_{avg}$ 的前提下，且一阶矩各分量分别同时满足 $80<G_{avg}<100$，$70<R_{avg}<85$，$50<B_{avg}<60$ 的情况下叶片的状态较好。

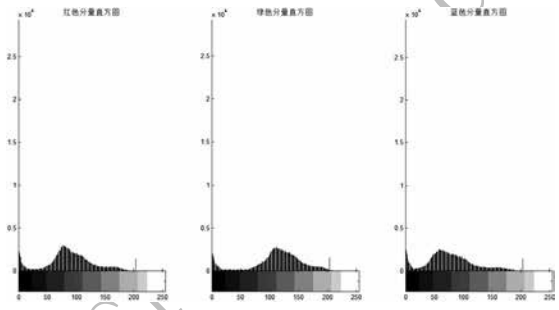
5.6.2 颜色直方图

（1）RGB 空间的颜色直方图

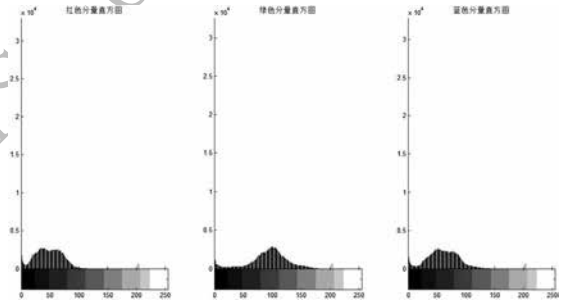
为探究叶片图像中健康的绿色叶片与有黑斑的叶片色彩在整幅图像中所占的比例，首先在 RGB 空间中观察其红、绿、蓝分量的分布特性。在所有叶片的直方图中分别选取了 01 号、05 号、10 号、13 号叶片的颜色直方图，来观察叶片中 R、G、B 分布特性的变化趋势，如图 13 所示。



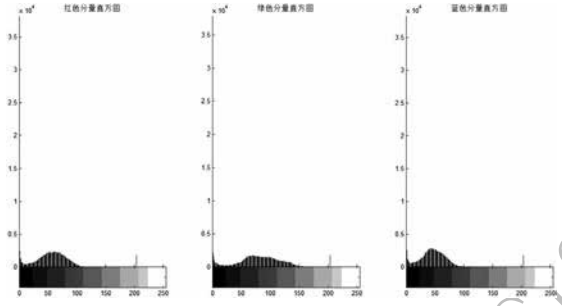
（1）F01RGB 直方图



（2）F05RGB 直方图



（3）F10RGB 直方图



（4）F13RGB 直方图

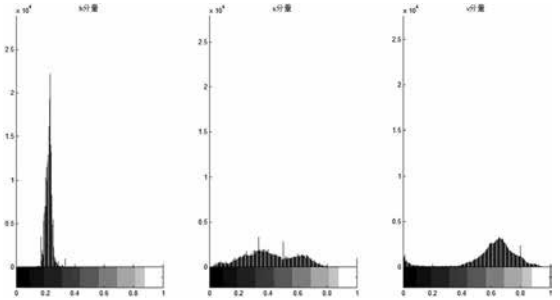
图 13　典型图像的 RGB 空间颜色直方图

从图 13 颜色直方图中看出 R 分量的灰度值从主要分布在 50~200 之间逐渐减小变化到 0~100，B 分量灰度值从主要分布在 0~200 之间逐渐减小变化到 0~100，能得出红色分量和蓝色分量的灰度值分布范围逐渐减小且趋向灰度值为 0 的附近，说明叶片上黑斑部分的增多；G 分量的灰度值从 100~250 逐渐变化到 50~200，绿色分量在整个图像中的比例在逐渐减小，说明叶片的绿色部分在减小。

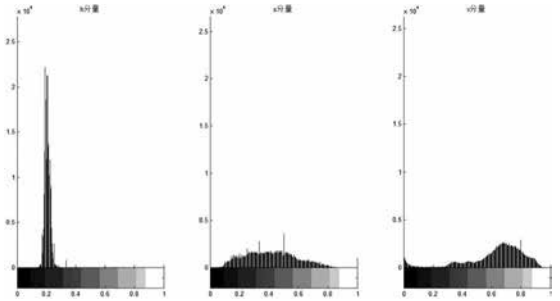
（2）HSV 空间的颜色直方图

HSV 的主要特点是是面向视觉感知，也就是与人感受色彩的方式相近，通过在 HSV 空间中计算直方图更进一步的了解叶片图像的颜色特征。选择了 01 号、02 号、04 号、05 号、09 号、10 号、14 号、15 号、叶片进行 HSV 颜色直方图的比对分析，如图 14 所示。

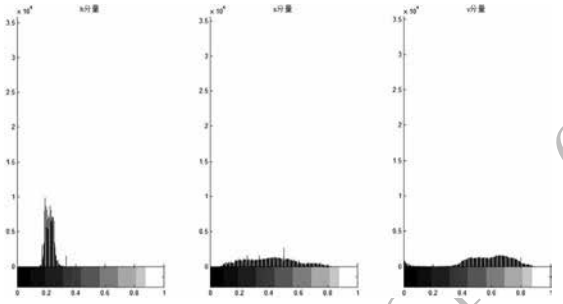
从图 14 中可以看出，色调 H 分量反映目标物的颜色信息，叶片状态较好，颜色饱满充足，H 分量会出现分布范围窄、但峰值高的高峰；当叶片绿色成分降低，出现黑斑后，H 分量的峰值变得更小，而且色相值的范围变得更大。本组实验饱和度 S 主要分布在 0~0.8 之间，因此本组实验所采集的叶片图像的饱和度不是非常高；亮度 V 值反映光照强度，与光照影响有关。总体来说，在 HSV 空间中的颜色直方图中色调 H 分量对叶片图像分析起到了重要的作用。



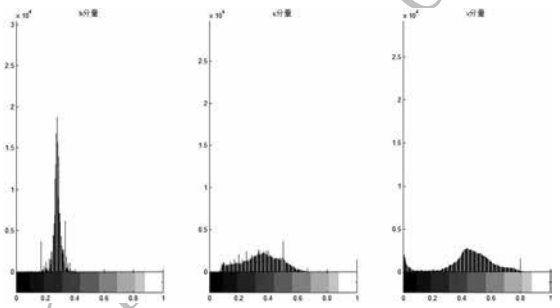
（1）F01HSV 直方图



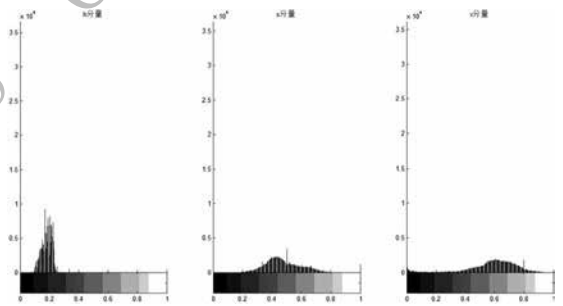
（2）F02HSV 直方图



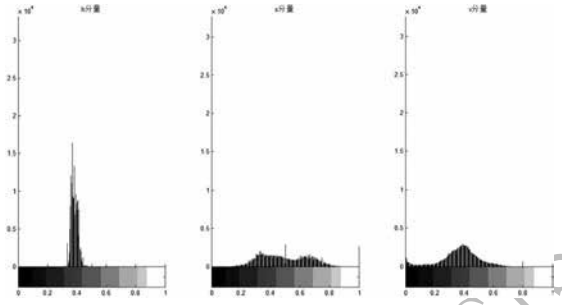
（3）F04HSV 直方图



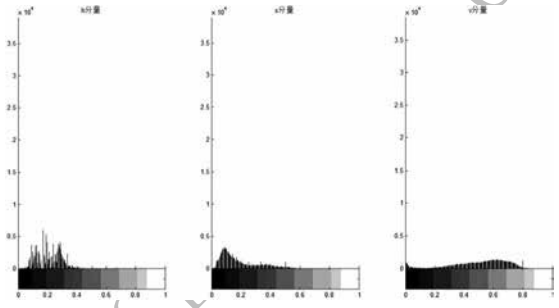
（4）F05HSV 直方图



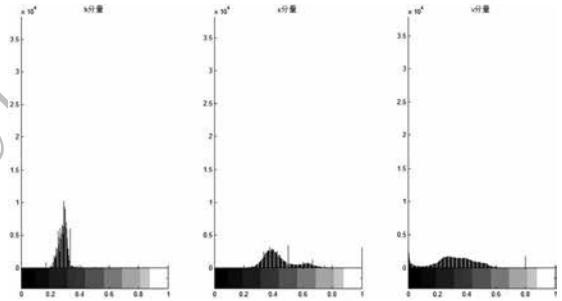
（5）F09HSV 直方图



（6）F10HSV 直方图



（7）F14HSV 直方图



（8）F15HSV 直方图

图 14　HSV 空间颜色直方图

6. 结论

本文基于图像处理技术进行植物叶片状态检测研究，以绿萝叶片为例，观察叶片在不浇水的情况下的变化情况，提取不同状态下的多种参数，以探讨各类参数对植物叶片状态的体现情况。

本文对绿萝叶片参数获取的数量和种类较为丰富。叶片图像的纹理特征从自相关函数、Gabor 变换后的灰度差分图像的均值、对比度、和熵等参数测量。通过实验结果，自相关函数和灰度差分统计值中的熵值更具有参考价值。叶片图像的几何特征从叶片周长、面积、矩形度、圆形度几方面进行分析，实

验结果表示矩形度能较好的反应叶片的特性。叶片图像的颜色特征的从 RGB 空间的三阶颜色矩、RGB 和 HSV 空间下的颜色直方图来进行分析，实验结果表示，RGB 空间下的颜色矩计算，其一阶矩数值变化趋势对叶片状态的体现最为理想；HSV 空间下的直方图分布情况对叶片状态分析的效果更佳。

本文实验样本有限，只是对典型状态的样本图像进行多种参数分析，以探讨各类参数对植物状态的体现情况。在后续研究及实际应用中，应加大样本数量，在大样本大数据分析之下，将多参数综合起来进行叶片状态的判断，建立量化参数与叶片状态的对应关系，实现植物状态检测的智能化。

参考文献：

[1] 杨仙魁 . 闭合型抠图的研究与应用：[硕士学位论文] . 昆明：云南大学，2013

[2] 杨丹，赵海滨，龙哲等 . MATLAB 图像处理实例详解 . 北京：清华大学出版社，2013 年 . 73-146

[3] 王红君，陈伟，赵辉，岳友军 . 复杂背景下植物叶片的彩色图像分割 . 中国农机化学报，2013，(2)：207-208

[4] 吉涛，魏利胜，张平改 . 基于图像处理的农作物受害程度检测方法 . 安徽工程大学学报，2016 (2)：73-77

[5] 夏晶晶，乔芃喆 . 基于 Closed_ Form 抠图算法的复杂背景下植物叶片提取 . 江苏农业科学，2016 (12)：394-397

[6] Levin A，Lischinski D，Weiss Y. A closed form solution to natural im - age matting，Proceedings of lEEE CVPR. USA. New York：IEEE，2006：228-242

[7] 杨杰 . 数字图像处理及 MATLAB 实现 . 第 2 版 . 北京：电子工业出版社，2013 年 . 74-207

[9] 黄玥 . 复杂背景下的灰度图像分割算法研究：[硕士学位论文] . 太原：太原理工大学，2008

[10] 穆易 . 复杂背景下树干图像分割算法及其识别系统的研究：[硕士学位论文] . 天津：天津理工大学，2015

[11] 满庆奎 . 复杂背景下植物叶片图像分割算法及其应用研究：[硕士学位论文] . 曲阜：曲阜师范大学，2009

[12] 阳树洪 . 灰度图像阈值分割的自适应和快速算法研究：[博士学位论文] . 重庆：重庆大学，2014

[13] 何志勇，孙立宁，陈立国 . Otsu 准则下分割阈值的快速计算 . 电子学报，2013，(2)：267-271

[14] 张文娟，潘晓岚 . 基于灰度直方图的阈值分割算法分析与比较 . 高新技术，2008，(14)：12-13

[15] 谷庆魁 . 基于计算机图像处理的玉米叶部病害识别系统：[硕士学位论文] . 沈阳：沈阳理工大学，2008

[15] 张水发，王开义，祖琴等 . 基于块标记的田间叶片损伤区域分割方法 . 农业工程学报，2014，30 (21)：218-225

[16] 关格利 . 基于区域的图像分割算法研究：[硕士学位论文] . 焦作：河南理工大学，2004

[17] 王丽 . 图像抠图技术的研究与应用：[硕士学位论文] . 秦皇岛：燕山大学，2014

[18] 谢鹏鹤 . 图像阈值分割算法研究：[硕士学位论文] . 湘潭：湘潭大学，2012

[19] 葛婧，邵陆寿，丁克坚等 . 玉米小斑病病害程度图像检测 . 农业机械学报，2008，(1)：114-117

[20] 黄玲玲 . 交互式抠图算法的研究及实现：[硕士学位论文] . 成都：西南交通大学，2015

一种新型磁悬浮转台的建模与分析

鲁　兴，许贤泽，徐逢秋，郑　通

（武汉大学电子信息学院，湖北 武汉 4730072）

摘　要：本文设计了一种中心对称的磁悬浮运动转台。并针对该新型转台结构，提出了一种快速、准确的半解析磁力建模方法。与现有的谐波法不同，新型的求解方法考虑了圆周型磁铁阵列间的间隙，使求得的磁场强度更趋近于真实值。基于此改进的磁场强度表达式，通过坐标变换和洛伦茨力积分计算从而获得该转台的磁力模型。为了验证所提方法的准确性和优越性，以边界元软件 RadiaTM 仿真结果为基准，将传统的谐波法与新型的半解析法进行对比实验，结果表明所提出的半解析法比传统的谐波法拥有更高的求解精度，磁力模型在峰值处的求解精度提升了约 22%，所提半解析法更适用于圆周型磁悬浮转台的磁力建模与分析。

关键词：磁悬浮运动转台；半解析磁力建模方法；坐标变换；磁力模型

Modeling andanalysis of a new magnetically levitated rotary table

LU Xing，XU Xian-ze，XU Feng-qiu，ZHENG Tong

（Wuhan University，Wuhan of Hubei Prov. 4730072，China）

Abstract：In this paper，a centrosymmetric magnetically levitated rotary table is designed. Based on the new magnetically levitated rotary table，a fast and accurate semi-analytical calculation method is proposed. Different from the existing harmonic method，the new method considers the gaps in the circular magnet array，which makes the obtained magnetic field closer to the real situation. Based on the obtained magnetic field，the magnetic force model of the rotary table is obtained via coordinate transformation and Lorentz force integral formula. In order to verify the accuracy and superiority of the proposed method，the simulation results of the boundary element software radiaTM are considered as benchmark and the new semi analytical method is compared with the traditional harmonic method. The experimental results show that the proposed semi-analytical method has a higher accuracy than the traditional harmonic method，and the accuracy of the magnetic force model at the maximum value is increased by 22%. This new method is more suitable for the force modeling and analysis of the circular magnetically levitated rotary table.

Key words：magnetically levitated rotary table；semi-analytical calculation method；coordinate transformation；magnetic force model

---

作者简介：鲁兴（1993-），男，博士生，现主要从事精密仪器与控制、磁悬浮技术等科研工作

基金项目：国家自然科学基金（51975422）、武汉市基础研究计划项目资助（2018010401011284

相较于传统的机械设备，磁悬浮系统具有零摩擦、高定位精度、多运动自由度等特点。这些特性使其在超精密加工与检测领域[1-3] 有着重要的应用价值，例如半导体光刻、高精度贴片、精密光学透镜制造、高性能显微设备等。近年来，为了适应不同场景的应用需求，研究人员提出了各种不同结构的磁悬浮定位平台[4,5]。这些装置通常由移动线圈和固定永磁阵列或移动永磁阵列和固定线圈所组成，它们的结构往往较为复杂，并且大多数研究集中在磁悬浮系统的平面运动中，对它们的旋转运动研究不够深入。采用传统的有限元法[6] 或数值计算法[7] 对磁悬浮装置进行分析或优化，这会耗费大量的时间和精力。随着现代工业制造的发展，在许多应用场景需要可以实现大范围旋转运动的设备，例如在微铣削[8]、微切削[9] 等微加工场合。针对磁悬浮装置旋转能力的研究越来越成为一个值得关注的问题，因此有必要对磁悬浮系统的拓扑结构进行优化设计以提高执行器的旋转能力，并获得相应的磁力建模方法。文献[10] 中设计了一种磁悬浮转台的样机，通过激励印刷电路板中的线圈，使转台产生相应的多自由度运动。然而该样机的定子是一块 PCB 多层板，大电流不能流经 PCB 中的铜线，这限制了转台的最大磁力和转矩输出，使其动态性能难以得到进一步的提升。并且由于其磁力求解方法忽略了环形磁铁阵列间的间隙，使得预测的磁力不够准确。当 Halbach 磁铁阵列尺寸进一步增大时，它的磁力模型误差将会变得更大。针对上述问题，本文提出一种新的设计方案来解决这些问题。

本文提出了一种新型磁悬浮转台。所提出的转台结构简单、排布紧凑。并且相比于在文献[10,11] 中传统的谐波法，新型半解析建模法考虑了圆周型磁铁阵列的间隙，使求解的磁力模型更为准确，比较于有限元及数值求解方法，其拥有更高的计算速度。这些优势保证新型转台具有良好的运动性能，可以实现绕垂直轴无限制旋转和一定范围内的平面运动。新转台的优势可以归纳为下述两点：

1）新型磁悬浮转台的定子采用圆周型排列的无铁芯线圈，结构紧凑，空间利用率大。与文献[10] 中 PCB 线圈相比，该无铁芯线圈可以被更大的电流激励，从而获得更大的磁力和磁力矩输出。

2）提出的半解析方法考虑了相邻磁铁间的间隙，使求取的磁力和力矩模型更为准确，有助于磁悬浮转台后续的精密运动控制。

1 磁悬浮转台的机械结构设计

磁悬浮转台以其高定位精度、大旋转范围的特点在精密制造领域有着广泛的应用前景。为了设计一款结构简单、刚度高、荷载大、动态性能良好的磁悬浮装置，本文对现有的磁悬浮执行器进行改进，提出了如图 1 所示的新型磁悬浮转台结构。该转台能够输出足够的磁力，并兼具平移和同步旋转的能力。

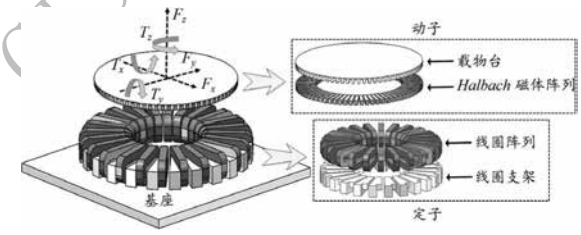


图 1　新型磁悬浮转台的机械结构图

本文的磁悬浮转台由三大部分组成：动子、定子和基座。相比于大多数的磁悬浮系统，本文的系统结构较为简单、紧凑，便于工业化生产。转台的动子部分由一个一维的环形 Halbach 阵列组成，它一共包含了 72 个矩形磁铁，每 4 个磁铁为一个磁极，总共为 18 个磁极。相较于单一方向磁化的磁铁阵列，Halbach 阵列可以增大载流区的磁化密度，进而增大系统输出的磁力和磁力矩。转台的定子部分由 24 个无铁芯的跑道型线圈组成。相较于文献[10] 中的多层 PCB 板结构，该无铁芯线圈可以承载更大的电流，有助于磁悬浮转台动态性能的进一步提升。如图 1 所示，所有磁体位于线圈的正上方，均能输出相应的磁力，系统具有较高的功率密度。当所有线

圈被通以合适的电流，该转台可以实现绕竖直方向 360°旋转以及一定范围内的平移运动。

2 磁悬浮执行器磁力模型构建

单个线圈与 Halbach 阵列是分析磁悬浮转台磁力模型的基本单元。为了方便后续分析与计算，如图 2 所示，本文定义了 3 个坐标系。第一个是磁铁阵列坐标系$\{m\}$，该坐标系的原点${}^{m}O$ 位于磁铁阵列底面的中心位置。第二个是定子坐标系$\{s\}$，该坐标系的原点${}^{s}O$ 位于线圈阵列上表面的中心位置。磁铁坐标系和定子坐标系均可表示为极坐标和直角坐标的形式。最后一个是线圈坐标系$\{c\}$，它的原点${}^{c}O$ 位于线圈长边的几何中心。r 为动子中心到磁铁阵列上任一点的径向距离，φ 为一个磁铁与一个间隙的总弧度，为 2π/72。同时，线圈和磁铁的相关设计尺寸 L_c、W_c、H_c、R_c、r_0、L_m、W_m 和 H_m 也标注在图中。

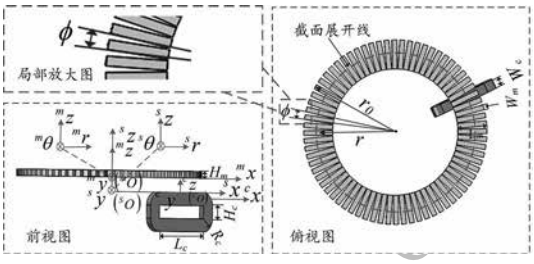


图 2 磁悬浮驱动器的组成单元：
一个线圈和一个圆周型磁铁阵列

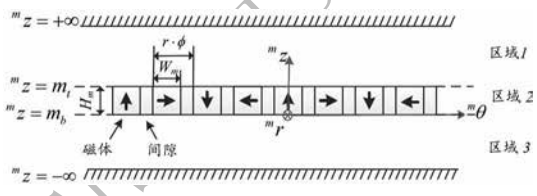


图 3 磁铁阵列截面展开图

图 3 是 Halbach 磁铁阵列沿着图 2 中红线的展开图，磁体和间隙的交错性排布才是圆周型磁铁阵列的真实结构。随着 r 的变化，磁铁间间隙也在不断变化。为了方便后面磁场的求解，图 3 中将磁铁阵列附近空间分为 3 个区域。磁铁阵列位于区域 2，$m_b \le {}^{m}z \le m_t$。

2.1 圆周型磁阵列磁场求解

由于磁铁阵列呈现周期性排布，可采用傅里叶级数法分析场源。由此得到永磁体阵列作用在${}^{m}\theta$ 和${}^{m}z$ 轴上的磁化分量${}^{m}M_\theta$ 和${}^{m}M_z$ 如下式。

$$ {}^{m}M_\theta = \frac{B_r}{\mu_0}\sum_{n=1}^{odd}(-1)^{\frac{n-1}{2}}\cdot\frac{4}{n\pi} \cdot \sin\frac{n\pi W_m}{4r\varphi}\cdot\sin\left(\frac{n\pi}{2\varphi}\cdot{}^{m}\theta\right) \tag{1} $$

$$ {}^{m}M_z = \frac{B_r}{\mu_0}\sum_{n=1}^{odd}(-1)^{\frac{n-1}{2}} \cdot\frac{4}{n\pi}\cdot\sin\frac{n\pi W_m}{4r\varphi}\cdot\cos\left(\frac{n\pi}{2\varphi}\cdot{}^{m}\theta\right) \tag{2} $$

${}^{m}M_r$ 太小以至于可以被忽略

$$ {}^{m}M_r = 0 \tag{3} $$

B_r 是永磁体中的剩磁，μ_0 是真空磁导率，n 沿着${}^{m}\theta$ 方向的谐波次数。

为了获得磁场强度分布的表达式，本文需要用到麦克斯韦方程组进行求解。在区域 1 和区域 3 中，可以获得（4）和（6）的拉普拉斯方程。与此同时，在区域 2 中可以获得泊松方程（5）。

$$ \square^{2}{}^{m}\varphi_1 = 0 \tag{4} $$

$$ \square^{2}{}^{m}\varphi_2 = \square\cdot\frac{{}^{m}\vec{M}}{u_r} \tag{5} $$

$$ \square^{2}{}^{m}\varphi_3 = 0 \tag{6} $$

其中 φ_1、φ_2 和 φ_3 是磁标量势，u_r 是磁铁的相对磁导率，${}^{m}M\rightarrow = [{}^{m}M_r \quad {}^{m}M_\theta \quad {}^{m}M_z]^{\mathrm{T}}$。

利用磁铁阵列的边界条件和分离变量法求解上述方程。在区域 3 中，这个方程的解可以写为：

$$ {}^{m}\varphi_3 = \frac{B_r}{\mu_0}\sum{}_{n=1}^{1,5,9,\cdots}(-1)^{\frac{n-1}{4}}\cdot\frac{4}{n\pi}\cdot\sin\frac{n\pi W_m}{4r\varphi} \cdot(e^{-\lambda m_b}-e^{-\lambda m_t})\cdot e^{\lambda m_z}\cdot\sin\left(\frac{n\pi}{2\varphi}\cdot{}^{m}\theta-\frac{3n\pi}{4}+\frac{\pi}{4}\right) \tag{7} $$

其中 $\lambda = \dfrac{n\pi}{2r\varphi}$。

最终由式（8）可获得区域 3 中的磁感应强度

$$ {}^{m}B\rightarrow_3 = -\mu_0\cdot\square{}^{m}\varphi_3 \tag{8} $$

即

$$ {}^{m}B_{3\theta} = B_r \sum_{n=1}^{1,5,9,\cdots} (-1)^{\frac{n-1}{4}} \cdot \frac{4}{n\pi} \cdot \sin\frac{n\pi W_m}{4r\varphi} \cdot (e^{-\lambda m_b} - e^{-\lambda m_t}) \cdot e^{\lambda m_z} \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{2\varphi} \cdot {}^{m}\theta - \frac{3n\pi}{4} - \frac{\pi}{4}\right) \tag{9} $$

$$ {}^{m}B_{3z} = B_r \sum_{n=1}^{1,5,9,\cdots} (-1)^{\frac{n-1}{4}} \cdot \frac{4}{n\pi} \cdot \sin\frac{n\pi W_m}{4r\varphi} \cdot (e^{-\lambda m_b} - e^{-\lambda m_t}) \cdot e^{\lambda m_z} \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{2\varphi} \cdot {}^{m}\theta - \frac{3n\pi}{4} + \frac{\pi}{4}\right) \tag{10} $$

$$ {}^{m}B_{3r} = 0 \tag{11} $$

2.2 磁力和磁力矩求解

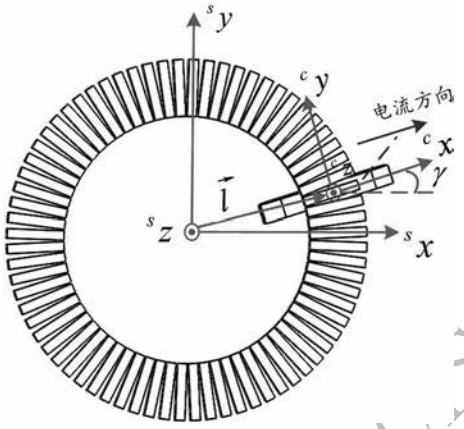


图 4 磁悬浮执行器单元的俯视图

2.2.1 坐标变换

尽管已求出 Halbach 阵列产生的磁感应强度分布表达式，但是该磁场表达式和载流线圈没有定义在同一个坐标系下。需要采用坐标变换将磁场表达式转换到线圈坐标系中，进而求解转台所受磁力和力矩。为了方便后续的分析，图 4 给出了线圈中的电流方向，${}^{s}x$ 和 ${}^{c}x$ 轴之间的夹角 γ，以及从定子坐标系原点到线圈坐标系原点的矢量 $\vec{l} = [l_x \quad l_y \quad l_z]^{\mathrm{T}}$。

首先，表示在磁铁极坐标系下的磁感应强度分布表达式可以转换到定子极坐标系下表示。

$$ {}^{s}\vec{B}({}^{s}r, {}^{s}\theta - {}^{s}\theta_p, {}^{s}z - {}^{s}z_p) = {}^{m}\vec{B}({}^{m}r, {}^{m}\theta, {}^{m}z) \tag{12} $$

其中 ${}^{s}\theta_p$ 为磁铁阵列绕 ${}^{s}z$ 轴的逆时针旋转角度，${}^{s}z_p$ 为磁铁阵列沿 ${}^{s}z$ 轴的平移量。

第二步是将表示在定子极坐标系下的磁场表达式转换到定子直角坐标系下的进行表示。转换矩阵如下：

$$ {}^{s}\vec{B}({}^{s}x, {}^{s}y, {}^{s}z) = \begin{bmatrix} \cos({}^{s}\theta) & -\sin({}^{s}\theta) & 0 \\ \sin({}^{s}\theta) & \cos({}^{s}\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot {}^{s}\vec{B}({}^{s}r, {}^{s}\theta, {}^{s}z) \tag{13} $$

极坐标系下的任意一点可以通过如下公式表示为直角坐标系下的一点：

$$ {}^{s}r = \sqrt{({}^{s}x)^2 + ({}^{s}y)^2} \tag{14} $$

$$ {}^{s}\theta = f({}^{s}x, {}^{s}y) = \arctan\frac{{}^{s}y}{{}^{s}x} \tag{15} $$

最终磁感应强度从定子直角坐标系下转换到线圈直角坐标系下进行表示。

$$ {}^{c}\vec{B}({}^{c}x, {}^{c}y, {}^{c}z) = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma & 0 \\ -\sin\gamma & \cos\gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot {}^{s}\vec{B}({}^{s}x, {}^{s}y, {}^{s}z) \tag{16} $$

在定子直角坐标系下的任意一点可以通过如下转换式变换到线圈坐标系下：

$$ \begin{bmatrix} {}^{s}x \\ {}^{s}y \\ {}^{s}z \end{bmatrix} = \vec{l} + \begin{bmatrix} \cos\gamma & -\sin\gamma & 0 \\ \sin\gamma & \cos\gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}^{c}x \\ {}^{c}y \\ {}^{c}z \end{bmatrix} \tag{17} $$

$$ {}^{c}B_x({}^{c}x, {}^{c}y, {}^{c}z) = \sum_{n=1}^{1,5,9} K \cdot \sin(\gamma - {}^{s}\theta) \cdot \sin\left[\frac{n\pi}{2\varphi}({}^{s}\theta - {}^{s}\theta_p) - \frac{3n\pi}{4} - \frac{\pi}{4}\right] \tag{18} $$

$$ {}^{c}B_y({}^{c}x, {}^{c}y, {}^{c}z) = \sum_{n=1}^{1,5,9} K \cdot \cos(\gamma - {}^{s}\theta) \cdot \sin\left[\frac{n\pi}{2\varphi}({}^{s}\theta - {}^{s}\theta_p) - \frac{3n\pi}{4} - \frac{\pi}{4}\right] \tag{19} $$

$$ {}^{c}B_z({}^{c}x, {}^{c}y, {}^{c}z) = \sum_{n=1}^{1,5,9} K \cdot \sin\left[\frac{n\pi}{2\varphi}({}^{s}\theta - {}^{s}\theta_p) - \frac{3n\pi}{4} + \frac{\pi}{4}\right] \tag{20} $$

其中：

$$K=(-1)\frac{n-1}{4}\cdot\frac{4}{n\pi}\cdot\sin\frac{n\pi W_m}{4r\varphi}\cdot e^{\frac{n\pi}{2\varphi^s r}({}^s z-{}^s z_p)}\cdot(e^{-\frac{n\pi}{2\varphi^s r}m_b}-e^{-\frac{n\pi}{2\varphi^s r}m_t}) \tag{21}$$

$${}^s r=\sqrt{(l_x+\cos\gamma\cdot{}^c x-\sin\gamma\cdot{}^c y)^2+(l_y+\sin\gamma\cdot{}^c x+\cos\gamma\cdot{}^c y)^2} \tag{22}$$

$${}^s\theta=f(l_x+\cos\gamma\cdot{}^c x-\sin\gamma\cdot{}^c y,\ l_y+\sin\gamma\cdot{}^c x+\cos\gamma\cdot{}^c y) \tag{23}$$

2.2.2 力和力矩的计算

本文的目标是建立一个精确的模型来预测执行器中产生的磁力和转矩。洛伦茨公式可以用来计算作用在 Halbach 阵列上的磁力和转矩。因为线圈的其余部分远离磁铁阵列，本文只考虑了靠近磁铁阵列线圈的长边，磁铁阵列在线圈坐标系下所受磁力和磁力矩由下式求解：

$${}^c0\vec{F}=-\int\frac{L_m}{2}_{-\frac{L_m}{2}}\int\frac{W_c}{2}_{-\frac{W_c}{2}}\int\frac{R_c}{2}_{-\frac{R_c}{2}^c}\vec{J}\times{}^c\vec{B}\cdot d^c x d^c y d^c z \tag{24}$$

$${}^c\vec{T}=-\int\frac{L_m}{2}_{-\frac{L_m}{2}}\int\frac{W_c}{2}_{-\frac{W_c}{2}}\int\frac{R_c}{2}_{-\frac{R_c}{2}^c}\vec{R}\times{}^c\vec{J}\times{}^c\vec{B}\cdot d^c x d^c y d^c z \tag{25}$$

其中${}^c J\rightarrow$是线圈中的电流密度，${}^c B\rightarrow$是圆周型磁铁阵列产生的磁感应强度，${}^c R\rightarrow$是线圈作用点到磁铁作用点间的力臂。由于磁场的空间坐标变化，使磁力模型表达式较为复杂，无法得到常规的解析表达式。本文采用高斯求积[12]的方法来求解复杂的磁力表达式。

$${}^c\vec{F}=-\frac{L_m W_c R_c}{8}\sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{4}\sum_{k=1}^{4}w_i w_j w_k\cdot{}^c\vec{J}({}^c x,\ {}^c y,\ {}^c z)\times{}^c\vec{B}({}^c x,\ {}^c y,\ {}^c z) \tag{26}$$

$${}^c\vec{T}={}^c\vec{R}({}^c x,{}^c y,{}^c z)\times{}^c\vec{F}({}^c x,{}^c y,{}^c z) \tag{27}$$

其中

$$\begin{cases}{}^c x=\dfrac{1}{2}\cdot L_m\cdot\lambda_i\\ {}^c y=\dfrac{1}{2}\cdot W_c\cdot\lambda_j\\ {}^c z=\dfrac{1}{2}\cdot R_c\cdot\lambda_k\end{cases} \tag{28}$$

w_i，w_j 和 w_k 为高斯权重，λ_i，λ_j 和 λ_k 为高斯节点。

最终在线圈坐标系下的磁力模型需要转换到定子坐标下，以便于后期运动控制。

$$[{}^s\vec{F},{}^s\vec{T}]=\begin{bmatrix}\cos\gamma & -\sin\gamma & 0\\ \sin\gamma & \cos\gamma & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\cdot[{}^c\vec{F},{}^c\vec{T}] \tag{30}$$

这种累加求和的表达式非常适合并行流水线结构的处理器[13]进行处理，例如 GPU、FPGA，当半解析磁力模型运行在上述的实时控制器中，可以实现对磁悬浮转台的精密运动控制。

3 实验验证

为了验证所提半解析磁力模型构建方法的准确性。以图 2 所示的磁悬浮执行器为实验对象，在此基础上进行大量的对比实验，比较所提出的半解析解算方法与现存的谐波法之间的优缺点。磁悬浮执行器的主要设计参数如表 1 所示。

表 **1** 磁悬浮执行器的设计参数

参数	数值	单位
磁铁长度 L_m	30	mm
磁铁宽度 W_m	5	mm
磁铁厚度 H_m	5	mm
线圈长边长度 L_c	50	mm
线圈宽度 W_c	10	mm
线圈厚度 H_c	10	mm
线圈弧形区域半径 R_c	10	mm
动子半径 r_0	95	mm
剩磁 B_r	1.28	T
线圈匝数 N_{coil}	200	–
${}^s x$ 轴和${}^c x$ 轴间夹角 γ	30	°

3.1 磁感应强度分布的验证

为了验证所提半解析法求解磁场强度的准确性和有效性，进行了如图 5 所示的实验，将 Radia™ 软件仿真、现存的谐波法和所提的半解析法三者之间的解算结果进行比较。在这个实验中，线圈横截面的电流密度为 1A/mm^2，${}^mB_{3x}$ 和 ${}^mB_{3y}$ 是由 ${}^mB_{3\theta}$ 分解而来的。观察 $r=80$mm 和 ${}^mz=-1$mm 这一区域的磁感应强度分布。

由图 5 可以看出考虑环形磁铁阵列间隙的半解析法更趋近于 Radia™ 的仿真结果。为了量化分析，采用如下公式表示相对误差，分析不同解算方法的结果与 Radia™ 仿真的吻合程度。

$$\left|\frac{S_{calculation}-S_{Radia^{TM}}}{S_{Radia^{TM}}}\right|\times 100\% \qquad (31)$$

其中 $S_{calculation}$ 代表通过半解析法或现存谐波法计算结果，$S_{RadiaTM}$ 代表 Radia™ 仿真结果。

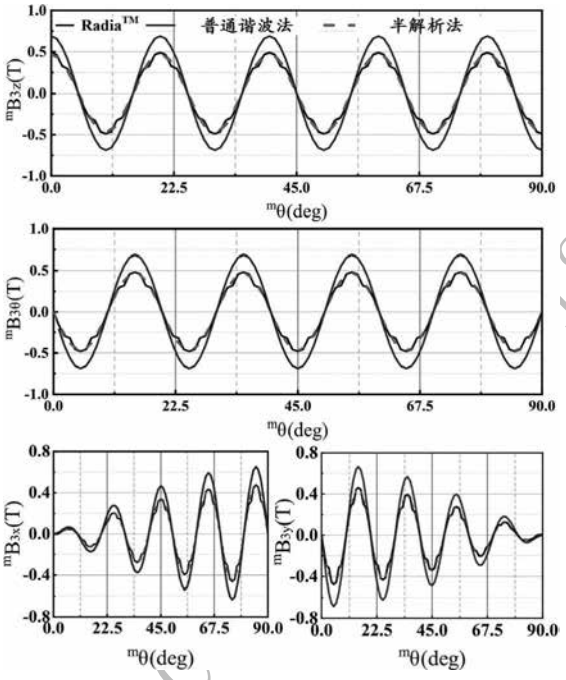


图 5　不同求解方法下的磁感应强度对比图

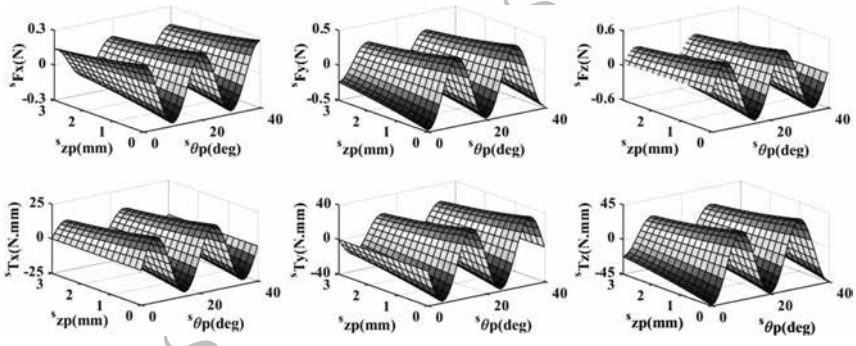


图 6　不同位置时半解析法预测得磁力和力矩大小

由图 5 可见，在每个图形峰值处半解析法比传统的谐波法求解精度高 38%，所提的半解析法考虑了环形磁铁阵列中的间隙，使得求解结果更趋近于真实值。这种精确的磁场模型有助于对于后面磁力和力矩的求解。

3.2 磁力和力矩实验验证

这里需要计算磁铁阵列所受的磁力和磁力矩。在此实验中，使磁铁阵列和线圈之间的气隙为 1mm，线圈中的激励电流为 0.5A，并让磁铁阵列绕着 ${}^sz$ 轴逆时针方向进行匀速旋转。

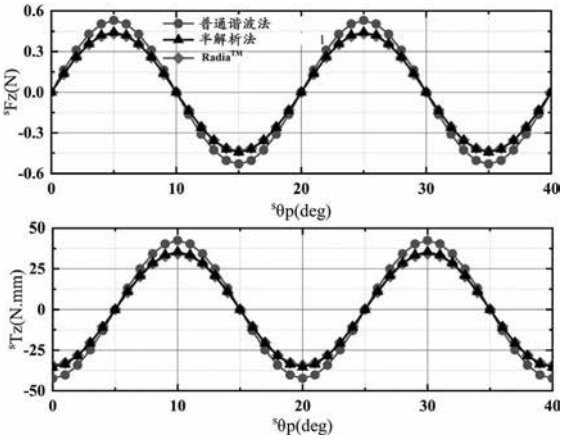


图 7　不同求解方法下的磁力和力矩对比图

由图 7 可见，新型半解析法的计算结果较

谐波法更接近 Radia™ 的仿真结果，半解析法拥有更高的求解精度。现存谐波法由于忽略了磁铁阵列之间的间隙，导致解算结果远离实际情况。利用公式（31）计算，在峰值处，半解析法的解算精度比现存谐波法高

22%。由于线圈阵列呈现周期性排布，各个线圈所产生磁力的求解方法一样，仅在相位上有差异。将所提出的半解析法在 MATLAB 软件中运行，图 6 中可以求得动子处于空间不同位置时，磁铁阵列在定子坐标系下所受的磁力和磁力矩大小，此图这有利于后续磁悬浮转台的运动控制分析。

4 结论

本文提出了一种中心对称的磁悬浮转台结构，它由圆周型磁铁阵列和圆周型线圈组成，其结构简单、紧凑，便于工业化生产和大规模制造。基于此磁悬浮转台提出的半解析法可以用来快速地构建转台的磁力模型。该半解析法在求解中没有忽略相邻磁铁阵列间的间隙，使求得的磁力模型度更趋近于真实值。一系列的对比实验结果表明所提出的半解析法相较于传统的谐波法拥有更高的求解精度。未来课题组将围绕该新型转台的结构优化及精密控制进行进一步的研究。

参考文献：

[1] 景敏卿，刘恒，梁金星，等．二维高精度磁悬浮定位平台的研究［J］．西安交通大学学报，2008，42（11）：1377-1381.

[2] 张佳楫．五自由度磁悬浮平面电机控制技术研究［D］．西安交通大学，2012.

[3] KIM W J and TRUMPER D L. High-precision Magnetic levitation stage for photolithography［J］. Precis. Eng.，1998，22（2）：66-77.

[4] 秦新燕，霄金．磁悬浮定位平台的研究综述闲［J］．机床与液压，2012，40（21）：160-166.

[5] LAHDO M，STROHLA T and KOVALEV S. Design and Implementation of an New 6-DoF Magnetic Levitation Positioning System［J］. IEEE Transactions on Magnetics，2019，55（12）：1-7.

[6] SHIMOTANI T，SATO Y，SATO T，et al. Fast Finite-Element Analysis of Motors Using Block Model Order Reduction［J］. IEEE Transactions on Magnetics，2016，52（3）：1-4.

[7] LAHDO M，STRHLA T and KOVALEV S. Repulsive Magnetic Levitation Force Calculation for a High Precision 6-DoF Magnetic Levitation Positioning System［J］. IEEE Transactions on Magnetics，2017，53（3）：1-6.

[8] HUO D，CHENG K and WARDLE F. Design of a five-axis ultra-precision micro-milling machine UltraMill Part 1：holistic design approach，design considerations and specifications［J］. International Journal of Advanced Manufacturing Technology，2010，47（9）：867-877.

[9] CHAE J，PARK S and FREIHEIT T. Investigation of micro-cutting operations［J］. International Journal of Machine Tools and Manufacture，2006，46（3）：313-332.

[10] DYCK M，LU X and AlTINTAS Y. Magnetically levitated rotary table with six degrees of freedom［J］. IEEE/ASME Trans. Mechatron.，2017，22（1）：530-540.

[11] NGUYEN V H and KIM W. Two-Phase Lorentz Coils and Linear Halbach Array for Multiaxis Precision-Positioning Stages With Magnetic Levitation［J］. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics，2017，22（6）：2662-2672.

[12] XU F，PENG R，ZHENG T，etal. Development and Validation of Numerical Magnetic Force and Torque Model for Magnetically Levitated Actuator［J］. IEEE Trans. Magn.，2019，55（1）：1-9.

[13] XU F，LV Y，XU X，et al. FPGA-Based Real-Time Wrench Model of Direct Current Driven Magnetic Levitation Actuator［J］. IEEE Trans. Ind. Electron.，2018，65（12）：9635-9645.

测站数量对多边法坐标测量系统测量精度的影响研究

缪东晶[1] 孙 威[2] 李建双[1] 姚 燕[2]
钟 文[2] 赫明钊[1] 李连福[1]

（1. 中国计量科学研究院 北京 100029；2. 中国计量大学计量测试工程学院 杭州 310018）

摘 要：增加测站数量是提高多边法坐标测量精度的潜在手段之一，为了研究测站数量对坐标测量精度的影响，建立了不同测站数量组合的坐标测量系统，推导了测站数量与所需标定动点数的关系，从冗余测站数量与测量误差间的关系入手，进行了 4 台测站到 7 台测站的坐标测量系统仿真，仿真实验发现，随着测站数量从 4 台逐步增加至 7 台，测量精度依次改善了 74.3%、17.5%、8.2%，系统测量误差平均值由 111.1μm 逐渐降为 11.1μm，精度改善明显，且改善趋势逐渐减缓。然后进行了坐标测量精度验证实验，结果与仿真结果趋势一致，随着测站数量的逐步增加，测量精度依次改善了 83.9%、11.4%、4.7%，系统的测量误差值显著降低，精度改善趋势与仿真结果一致，表明多边法坐标测量系统中，适当增加测站数可以有效的改善系统的测量精度。

关键词：多边法；坐标测量；测站数量；测量精度

中图分类号：TB92 **文献标识码：**A。

作者简介：缪东晶，2007 年于吉林大学获得学士学位，2009 年于吉林大学获得硕士学位，2014 年于清华大学获得博士学位，现为中国计量科学研究院副研究员，主要研究方向为大尺寸计量技术与自动化测量技术。E-mail：miaodj@nim.ac.cn

Miao Dong-jing received his B. Sc. degree in 2007 from Jilin University, received his M. Sc. degree in 2009 from Jilin University, received his Ph. D. degree in 2014 from Tsinghua University, now he is an associate research fellow in National Institute of Metrology. His main research interests include large scale measurement technology and automatic measurement technology.

孙威（通信作者），2013 年于北华航天工业学院获得学士学位，现为中国计量大学计量测试工程学院硕士研究生，主要研究方向为大空间位姿测量。E-mail：sunwei.youxiang@qq.com

Sun Wei received his B. Sc. degree in 2013 from North China Institute Of Aerospace Engineering, now he is a M. Sc. candidate in College of Metrology and Measurement Engineering, ChinaJiliang University. His main research interests include large scale position and posture measurement.

* **基金项目：**国家重点研发计划资助（2017YFF0204802）

Study on the Influence of the Number of Measuring Stations on the Measurement Accuracy ofMultilateral Coordinate Measurement System

MIAO Dong-jing[1], Sun Wei[2], Li Jian-shuang[1], Yao Yan[2], Zhong Wen[2], He Ming-zhao[1], Li Lian-fu[1]

(1. *National Institute of Metrology*, *Beijing* 100029, *China*; 2. *Collage of Metrology & Measurement Engineering*, *China Jiliang University*, *Hangzhou* 310018, *China*)

Abstract: The increase of the number of measuring stations is one of the potential means to improve the measurement accuracy of multilateral coordinate measurement system. In order to study the influence of the number of measuring stations on the coordinate measurement accuracy, coordinate measurement system with different number combinations of measuring stations is established, this paper derived the relationship between the number of measuring stations and the number of calibration points. The simulation of coordinate measurement system from 4 stations to 7 stations is carried out on the relationship between the redundant number of measuring stations and the measurement error, indicating that as the measuring stations number increased from 4 to7, the measurement accuracy is improved by 74.3%, 17.5% and 8.2% respectively, system measurement average error gradually drops from 111.1μm to 11.1μm. The accuracy is improved obviously, and the improvement trend is gradually slowed down. Then the verification experiment of the coordinate measurement accuracy is carried out. The result is consistent with the simulation result. With the gradual increase of the number of measuring stations, the measurement accuracy improved by 83.9%, 11.4% and 4.7% respectively. The measurement error of the system is significantly reduced and the trend of accuracy improvement is consistent with the simulation result, indicating that the increasing number of stations in multilateral coordinate measurement system can effectively improve the system measurement accuracy.

Keywords: Multilateral method; Coordinate measurement; Number of stations; Measurement accuracy

0 引言

国家实行“制造强国”战略以来，现代装备制造业得到了飞速的发展，航空航天、轨道交通、船舶等大尺寸装备领域都对制造精度、装配精度提出了更高的要求[1,2]，人们对大尺寸（> 10 m^3）计量学的兴趣也日益浓厚。新技术的研究包括多边法、频扫干涉技术以及室内 GPS 等。多边法作为一种空间坐标测量方法，具有大尺寸、柔性、动态测量等优点。多边法仅需测量长度量，不需要测量角度量，避免了引入角度量测量带来的误差[3]；其长度量通过激光干涉法精确测量，继而解算出空间物体的位置坐标，具有较高理论精度，因此被视为提升工业机器人准确性、实现“工业 4.0”的关键手段之一。

从国内外研究现状来看，提高多边法测量精度的主要途径是寻求系统最优布局以及通过长度标准进行优化约束。Takatsuji Toshiyuki[4] 在三维空间坐标测量系统自标定中提出了一种布局限制条件。林永兵、张国雄等[5-7] 介绍了冗余技术在多路激光跟踪干涉三维坐标测量系统中的应用，并且指出了影响系统自标定精度的多种因素。范百兴[8]

将 GNSS 中的三维位置几何精度衰减因子（PDOP）引入激光干涉测距中，实现了点位精度的先验估计，可以避开不利位置与方向，提高点位测量精度。中国计量科学研究院[9]则提出一种采用标准长度约束的自标定算法，增加标准长度约束在优化函数中的权重值，较好的提高了系统的自标定精度与坐标测量精度。

从测量原理分析，多边法坐标测量系统通过冗余信息进行自标定，增加冗余信息可以提高系统的可靠性，通过最优化方法及加权、平均等数据融合技术多组数据求取最优结果，能有效抑制测量随机误差[11]，成为诸多领域内一条改善测量精度的有效途径。因此通过增加测站数量，有望提高系统的测量精度。由于激光跟踪干涉仪等设备价格昂贵，增加冗余测站数量会大幅提高系统的成本，因此针对测站数量的增加，系统测量精度变化趋势如何、如何与系统成本间取得合理的平衡，这一问题尚缺乏相关研究。但是对于航空航天等高精度要求领域，自身在拥有数量众多的激光跟踪仪等设备情况下，通过增加测站数量，用于扩大测量范围和提高测量精度具有实用意义。

本文首先介绍了基于多边法的坐标测量系统的测量原理及系统自标定模型，然后分析了测站数量与所需标定动点数的关系，从冗余测站数量与测量误差之间的关系入手，通过仿真和实验验证了测站数量增加与系统测量误差的关系，分析了测站数量增加后系统测量精度变化的趋势，为平衡测站数量与系统测量精度提供了一定的理论依据。

1 多边法坐标测量系统

如图 1，基于多边法的坐标测量系统是通过空间中目标点到 3 个或 3 个以上已知点的距离来确定目标点的坐标，测量原理如图 2 所示，若已知三个测站 A、B、C 的坐标，那么只要测出三个 l_{PA}、l_{PB} 和 l_{PC} 的值，由两点间距离公式：

$$\begin{aligned} &x_i^2+y_i^2+z_i^2=l_{PA}^2 \\ &({}_i^x-x_B)\ 2+y_i^2+z_i^2=l_{PB}^2 \\ &({}_i^x-x_C)\ 2+({}_i^y-y_C)\ 2+z_i^2=l_{PC}^2 \end{aligned} \tag{1-1}$$

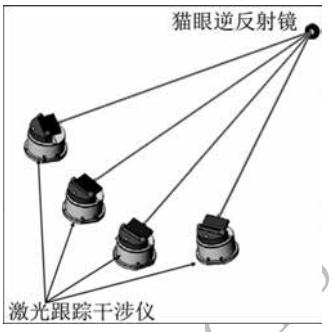


图 1　多边法坐标测量系统示意图

Fig. 1　Schematic diagram of multilateral coordinate measurement system

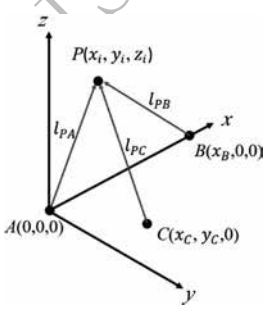


图 2　多边法测量原理图

Fig. 2 Schematic diagram of multilateral measurement

即可确定出空间目标点 P 的三维坐标，这与 GPS 的工作原理非常相似。但是实际搭建测量系统时，很难得出各测站的精确坐标值与初始长度值，为求得这些系统初始参数，通常采用冗余技术，增加一台测站，构成冗余系统进行系统参数的自标定。根据空间两点公式可以将动点与 4 台测站建立 4 个距离约束方程；每引入一个新的动点，只引入该动点的 3 个未知坐标量，所以只通过增加动点数，使得系统冗余方程个数大于未知参数个数就可以解出 4 台测站和初始动点坐标[5-7]（以下简称为纯动点法），以上即 4 台测站纯动点法自标定的原理。

对于任一动点 P_i（x_i，y_i，z_i）和 3 台测站的测量中心坐标（x_i，y_i，z_i），$i=A$、B、C，由式（1-1）可解得动点 P 的坐标（x_i，

y_i，z_i）为：

$$x_i=\frac{l_{PA}^2-l_{PB}^2+x_B^2}{2x_B}$$
$$y_i=\frac{l_{PA}^2-l_{PC}^2+x_C^2+y_C^2-2x_Cx_i}{2y_C} \quad (1-2)$$
$$z_i=\pm\sqrt{l_{PA}^2-x_i^2-y_i^2}$$

由（1-2）式我们可以看出：系统的坐标测量精度取决于系统参数自标定的精度，而坐标测量系统中的测站数量由于冗余约束的原因将直接影响系统参数自标定的精度。为此在4台测站坐标测量系统基础上增加多台激光跟踪干涉仪，形成不同测站数的坐标测量系统，如图3所示。

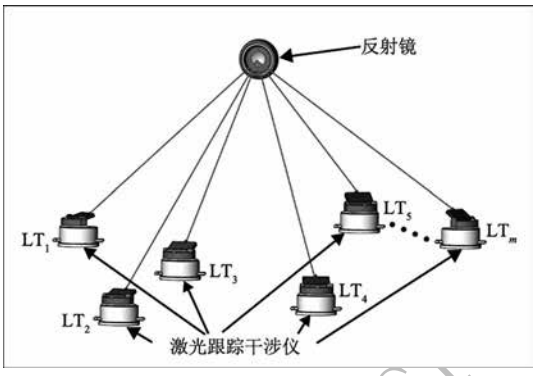


图3　多边法坐标测量系统

Fig. 3　Multilateral coordinate measurement system

多测站坐标测量系统参数自标定需要建立特殊坐标系，用来减少测量系统中6个待标定的参数，如图4所示，设空间中有 m 台仪器，设 S_1 为坐标系的原点，S_2 位于 x 轴上，S_3 位于 xoy 平面内，则 S_j，$j=1,\ \ldots,\ m$ 的坐标值分别为 S_1（0，0，0），S_2（x_{s_2}，0，0），S_3（x_{s_3}，y_{s_3}，0），S_4（x_{s_4}，y_{s_4}，z_{s_4}），S_5（x_{s_5}，y_{s_5}，z_{s_5}），…，S_m（x_{s_m}，y_{s_m}，z_{s_m}）。空间中第 i 个动点的反射镜光学中心为 P_i（x_i，y_i，z_i）。l_{s_10}，l_{s_20}，l_{s_30}，l_{s_40}，l_{s_50}，…，l_{s_m0} 是多台仪器的初始长度。当系统搭建完成后，需要通过自标定求解 m 台激光跟踪干涉仪的坐标和 m 个初始长度，待标定的系统参数个数为 $4m-6$ 个。

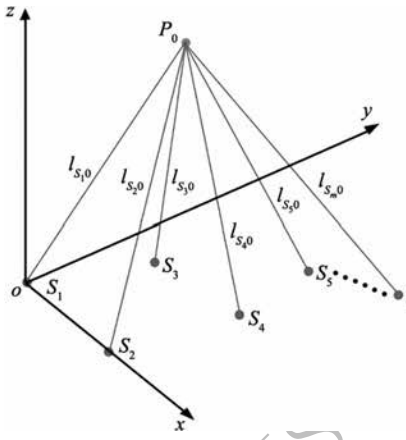


图4　多边法坐标系

Fig. 4　Multilateration coordinate system

对于空间中任一动点 P_i（x_i，y_i，z_i）和 m 台仪器的测量中心坐标存在如下公式：

$$f_{i,S_j}=(x_i-x_{S_j})^2+(y_i-y_{S_j})^2+(z_i-z_{S_j})^2-(l_{S_j0}+\Delta l_{S_ji})^2,\ j=1,\ \cdots,\ m \quad (13)$$

若标定后的系统参数和测长无误差，方程式 f_{i,S_j} 应无限趋向于0，但是在实际测量过程中方程式 f_{i,S_j} 由于误差因素不会无限趋向于0，可以将其转化成非线性最小二乘的问题来处理。

$$\varphi(x)=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}f_{i,\,S_j}^2(x),\ j=1,\ \cdots m \quad (14)$$

系统待标定的参数为 $4m-6$ 个，每增加一个测量点会增加3个待解未知数，当测量点数达到 n 时，系统中未知数数量 q 为：

$$q=4m-6+3n \quad (15)$$

每增加一个测量点，同时也会增加 m 个方程式，当测量点数为 n 时，系统的总方程数 $f_n=mn$，当方程数大于等于待求未知数时，方程式就可以求解。以上即为5台测站、6台测站、7台测站坐标测量系统的纯动点法自标定原理。

$$4m-6+3n\le mn \quad (16)$$

对方程式（1-6）进行化简，求得 m 和 n 的关系。

$$n\ge\frac{4m-6}{m-3} \quad (17)$$

由（1-7）可知，测站数量不同时，系统

参数自标定所需的最少动点数如图 5 所示，随着测站数量的增加，系统参数自标定冗余信息越多，需要动点数越少，便于系统参数的自标定。

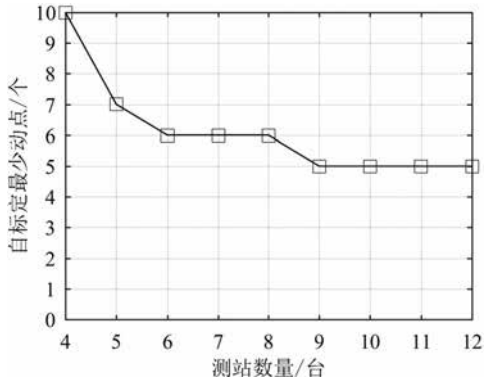


图 5　测站数量与自标定最少动点数关系

Fig. 5　Relationship between the number of stations and the number of self-calibration minimum moving points

2　仿真实验

为了验证多边法坐标测量系统中测站数量和测量精度的关系，分别对 4 台测站至 7 台测站的坐标测量系统进行了仿真实验。

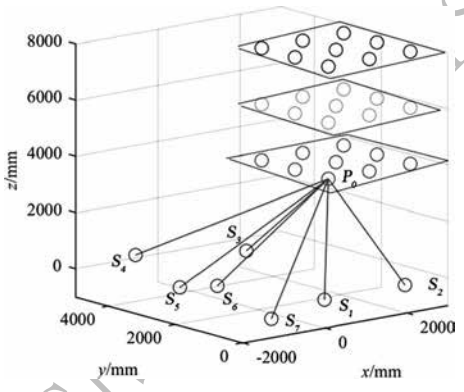


图 6　仿真实验示意图

Fig. 6　Schematic diagram of simulation experiment

如图 6 所示，S_1，S_2，…，S_7 为 7 台激光跟踪干涉仪测量中心。令 S_1 为系统坐标系原点，单位为 mm，S_2 点坐标为（1964，0，0），S_3 点坐标为（1452，4132，0），S_4 点坐标为（-1153，4239，510），S_5 点坐标为（-1093，1871，172），S_6 点坐标为（-785，3360，-453），S_7 点坐标为（-777，638，-684），任意三台测站构成的平面均不穿过被测面。在空间中 3 m×3 m×4 m 的矩形区域内均匀创建三层散点，每层 9 个点，三层共 27 个点。

初始坐标点 P_0 到 7 台仪器 S_1，S_2，…，S_7 的初始长度，以及每个点到 7 台仪器 S_1，S_2，…，S_7 与初始长度的变化量作为理论测长数据。由于不可避免的存在测长误差，激光跟踪干涉仪测量不确定度 $U = 0.2\mu m + 0.3\mu m/m$，所以在仿真数据中加入 $[-U, +U]$ 范围内的随机噪声。生成理论长度数据时，长度单位为 mm，截取到小数点后 6 位，截断误差最大值为 0.5nm。

仿真时将不同测站数量、不同组合方式下带有噪声的测长数据分别代入纯动点自标定算法进行仿真比较，一共进行 3 组实验，将不同组合方式得到的结果平均后与理论标准值对比。

表 1　不同测站数量坐标测量系统仿真测量误差（第 1 组）

Table 1　Simulation measurement error of coordinate measurement system of different stations（Group 1）

标准值/mm	δ_1/μm	δ_2/μm	δ_3/μm	δ_4/μm
1000.0000	68.4	22.8	13.2	9.8
1414.2136	86.6	35.6	24.0	15.8
2000.0000	129.7	34.7	15.7	9.0
2828.4271	164.9	57.2	31.4	14.8

表 2　不同测站数量坐标测量系统仿真测量误差（第 2 组）

Table 2　Simulation measurement error of coordinate measurement system of different stations（Group 2）

标准值/mm	δ_1/μm	δ_2/μm	δ_3/μm	δ_4/μm
1000.0000	65.4	14.7	5.0	1.5
1414.2136	92.4	42.9	31.5	23.1
2000.0000	136.2	42.4	23.6	16.7
2828.4271	177.5	71.6	48.9	32.1

表 3　不同测站数量坐标测量系统仿真测量误差（第 3 组）

Table 3　Simulation measurement error of coordinate measurement system of different stations（Group 3）

标准值/mm	δ_1/μm	δ_2/μm	δ_3/μm	δ_4/μm
1000.0000	61.8	14.0	3.5	0.3
1414.2136	74.6	26.2	8.7	0.5
2000.0000	122.3	24.9	5.9	5.4
2828.4271	152.7	54.7	19.9	4.0

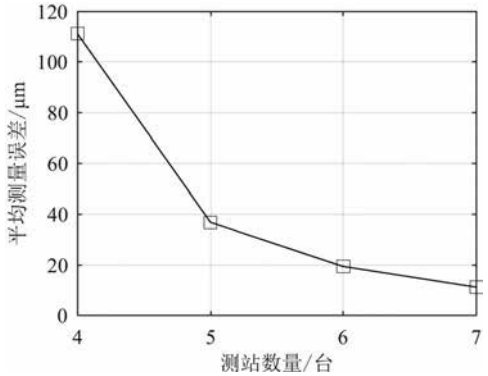


图 7　不同测站数量平均测量误差仿真结果

Fig. 7　Simulation results of mean measurement error of different stations

实验结果如表 1、表 2、表 3 所示，其中，δ_1、δ_2、δ_3、δ_4 分别为 4 台测站至 7 台测站不同组合方式的平均测量误差。由表 1、表 2、表 3、图 7 可见，随着测站数量从 4 台增加至 7 台，坐标测量系统测量误差显著降低。4 台测站至 7 台测站坐标测量系统测量精度持续改善。其中，5 台测站坐标测量系统测量精度改善了 74.3%，6 台测站坐标测量系统测量精度改善了 17.5%，7 台测站坐标测量系统测量精度改善了 8.2%，4 台测站坐标测量系统测量范围内 3 组实验平均误差在［65.2μm，165.0μm］范围内，误差平均值为 111.1μm，标准差为 44.9μm。7 台测站坐标测量系统测量范围内 3 组实验平均误差在［3.9μm，17.0μm］范围内，误差平均值为 11.1μm，标准差为 5.5μm。从趋势上看，测站数量增加至 7 台后，系统测量精度改善趋势变缓。

在前文所述的测站分布坐标系下，对多边法坐标测量系统测站数量与测量精度关系进行仿真研究可以得到以下结论：多边法测量系统中，随着测站数量的增加，坐标测量系统的测量误差会得到较为显著的降低。由于 7 测站坐标测量系统中具有更多的冗余信息，自标定需要的点数更少，测量精度相较 4 测站坐标测量系统更高。但后续精度改善趋势缓慢，系统测量精度趋于稳定。

3　实验验证

为了进一步验证激光多边法坐标测量系统中测站数量和测量精度的关系，采用激光干涉仪分别对 4 台测站至 7 台测站的坐标测量系统进行了坐标测量精度验证实验。

图 8　坐标测量系统布局示意图

Fig. 8　Layout diagram of coordinate measurement system

图 8 是坐标测量系统仪器布局图，包括 6 台激光跟踪干涉仪和 1 台激光跟踪仪。激光跟踪干涉仪是由德国 Etalon AG 公司生产的 LaserTracer，测距不确定度 $U=0.2\mu m+0.3\mu m/m$。由于激光跟踪干涉仪数量有限，用 1 台 Leica 公司生产的 AT901 激光跟踪仪代替，且仅使用激光跟踪仪的激光干涉测距（IFM）部分，激光干涉测距不确定度为 0.7μm/m[12]。在系统进行自标定之后，通过任意三台仪器即可实现被测点的空间坐标测量。

图 9　坐标精度验证实验示意图

Fig. 9　Diagram of coordinate accuracy verification experiment

坐标精度验证实验利用激光干涉仪和大理石导轨进行，如图 9 所示，在大理石导轨的一端放置一台激光干涉仪，并在导轨的气浮运动平台上放置干涉仪反射镜和 CER75 反射镜靶座，在气浮运动平台上调整 CER75 反射镜和靶座位置，使得 CER75 反射镜光学中心在干涉仪测量光线的延长线上，以减少测量过程中的 Abbe 误差。

实验时将反射镜从起始点 P_0 移动到运动平台的第一个点，运动平台从近到远均匀分布 8 个测量点，每个测量点相距约 500mm。以激光干涉仪测量的长度值作为标准值，同时分别用 4 台测站至 7 台测站坐标测量系统测出每个被测点的空间坐标值，由两点间距离公式计算被测点间长度值，并和干涉仪的测量值作对比，以验证测站数量与测量精度的关系。一共进行了 3 组实验，测量后将不同组合方式得到的结果平均后与干涉仪示值对比。

表 **4**　不同测站数量坐标测量系统测量误差（第 1 组）

Table 4　Measuring error of coordinate measurement system of different stations（Group 1）

标准值/mm	δ_1/μm	δ_2/μm	δ_3/μm	δ_4/μm
495. 2463	155. 1	31. 6	13. 1	5. 7
1056. 5131	332. 9	64. 8	25. 4	9. 8
1596. 4788	504. 3	96. 4	38. 5	15. 2
2002. 6881	635. 4	117. 8	45. 5	16. 5
2495. 9466	795. 1	143. 9	55. 1	19. 4
3021. 2863	965. 5	172. 2	67. 4	24. 6
3313. 2637	1058. 1	190. 9	79. 6	32. 9

表 **5**　不同测站数量坐标测量系统测量误差（第 2 组）

Table 5　Measuring error of coordinate measurement system of different stations（Group 2）

标准值/mm	δ_1/μm	δ_2/μm	δ_3/μm	δ_4/μm
496. 4693	155. 9	31. 4	12. 5	5. 1
1046. 6081	330. 1	64. 1	24. 7	9. 2
1511. 7744	477. 8	91. 3	35. 6	13. 5
2036. 7652	645. 1	121. 7	48. 8	19. 3
2509. 1993	798. 0	146. 8	58. 2	22. 2
3048. 1872	973. 0	175. 7	70. 5	27. 2
3316. 9666	1060. 3	190. 4	77. 6	30. 7

表 **6**　不同测站数量坐标测量系统测量误差（第 3 组）

Table 6　Measuring error of coordinate measurement system of different stations（Group 3）

标准值/mm	δ_1/μm	δ_2/μm	δ_3/μm	δ_4/μm
536. 8346	168. 5	34. 1	13. 7	5. 6
1095. 8523	346. 5	66. 0	24. 1	7. 8
1516. 1614	478. 0	93. 0	37. 9	15. 7
2085. 0093	659. 6	125. 5	51. 6	21. 4
2587. 6551	822. 0	152. 7	62. 5	25. 3
3046. 3969	971. 4	176. 8	72. 1	28. 8
3298. 8094	1053. 5	190. 5	78. 5	31. 8

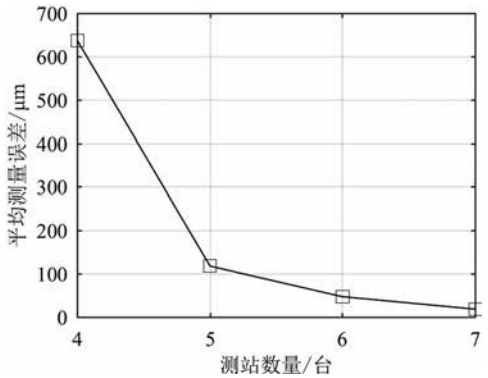


图 10　不同测站数量平均测量误差（纯动点法）

Fig. 10　Mean measurement error of different stations（pure moving point）

实验结果分别如表 4、表 5、表 6 所示，其中，δ_1、δ_2、δ_3、δ_4 分别为 4 台测站至 7 台

测站不同组合方式的平均测量误差。由表 4、表 5、表 6、图 10 可见，随着测站数量从 4 台增加至 7 台，坐标测量系统的测量误差显著降低。4 台测站至 7 台测站坐标测量系统测量精度持续改善，5 台测站坐标测量系统测量精度改善了 83.9%，6 台测站坐标测量系统测量精度改善了 11.4%，7 台测站坐标测量系统测量精度改善了 4.7%，4 台测站坐标测量系统测量范围内 3 组实验平均误差在［159.8μm，1057.3μm］范围内，误差平均值为 637.4μm，标准差为 330.8μm。7 台测站坐标测量系统测量范围内 3 组实验平均误差在［5.5μm，31.8μm］范围内，误差平均值为 18.4μm，标准差为 9.5μm。随着测站数量增加至 7 台，系统测量精度改善趋势变缓，继续增加测站数量对于测量精度改善的作用不显著。

由于坐标测量系统采用纯动点法自标定，系统参数的解算不具备很高的精度，所以在原始数据的基础上，通过加入文献［9］中描述的“标准长度约束”进行系统参数标定后，所计算的 3 组实验的测量误差平均值作为结果与干涉仪示值作对比。

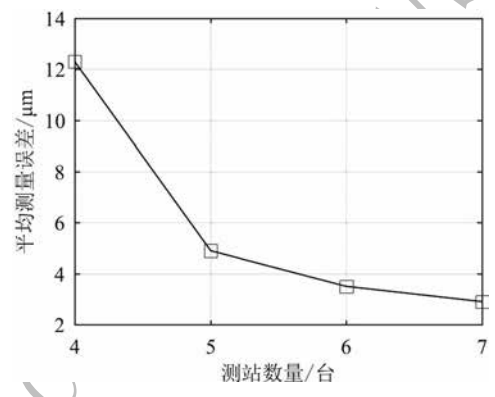


图 11　不同测站数量平均测量误差（添加标准长度约束）

Fig. 11　Mean measurement error of different stations (add standard length constraint)

实验结果如图 11 所示，加入标准长度约束后，随着测站数量从 4 台增加至 7 台，坐标测量系统的测量误差同纯动点法相比显著降低，最大测量误差从 1060.3μm 降至 28.1μm，平均测量误差从 637.4μm 降至 12.3μm。4 台测站至 7 台测站坐标测量系统测量精度持续改善，5 台测站坐标测量系统测量精度改善了 78.7%，6 台测站坐标测量系统测量精度改善了 14.9%，7 台测站坐标测量系统测量精度改善了 6.4%，4 台测站坐标测量系统测量范围内 3 组实验平均误差在［1.5μm，28.1μm］范围内，误差平均值为 12.3μm，标准差为 10.7μm。7 台测站坐标测量系统测量范围内 3 组实验平均误差在［0.5μm，4.9μm］范围内，误差平均值为 3.0μm，标准差为 1.4μm。

对不同测站数量下的实验数据分析可知，多边法测量系统中，随着测站数量的增加，坐标测量系统的测量误差会得到降低。在实验布局下，纯动点自标定时，随着测站数量的增加，最大测量误差平均值由 1057.3μm 降至 31.8μm；添加标准长度约束后，随着测站数量的增加，最大测量误差平均值由 28.1μm 降至 4.9μm。实验证明，多边法坐标测量系统中，增加测站数量可以有效的改善系统的测量精度。但测站数量达到 7 台之后，系统测量精度改善趋势不再显著。

4　结论

基于多边法的坐标测量系统测量精度高、测量范围大，在大尺寸坐标测量领域得到广泛应用。测站数量对被测点坐标精度会产生直接影响，增加测站数量并进行合理布局可以降低坐标测量误差。本文分析了测站数量与所需标定动点数的关系，从测站数量与系统测量误差之间的关系入手，进行了仿真实验，仿真实验结果表明：多边法坐标测量系统中，随着测站数量的增加，坐标测量系统的测量误差会得到降低，但测站数量大于 7 台后，系统测量精度改善趋势变缓。最后进行了坐标精度验证实验，实验结果表明，随着测站数量的增加，坐标测量系统的测量误差会得到降低且测站数量达到 7 台后，系统测量精度改善趋势平缓，与仿真实验结果走势一致，验证了仿真结果，为基于多边法的坐标测量系统的精度改善给出了一定的理论支持，

对于航空航天等大尺寸高精度测量领域扩大测量范围和提高测量精度具有实用意义，对于其它领域测量系统的精度优化改善也具有积极的参考价值。

参考文献：

[1] Schmitt R H，Peterek M，Morse E，*et al*. Advances in Large-Scale Metrology-Review and future trends [J]. *CIRP Annals - Manufacturing Technology*，2016，65（2）：643-665.

[2] 叶声华，邾继贵，张滋黎，等. 大空间坐标尺寸测量研究的现状与发展 [J]. 计量学报，2008，29（b09）：1-6.
YE S H，ZHU J G，ZHANG Z L. Status and development of large-scale coordinate measurement research [J]. Acta Metrologica Sinica，2008，29（b09）：1-6.

[3] Zhuang H，Li B，Roth Z S，*et al*. Self-calibration and mirror center offset elimination of a multi-beam laser tracking system [J]. *Robotics&Autonomous Systems*，1992，9（4）：255-269.

[4] Takatsuji T，Goto M，Kurosawa T，*et al*. The relationship between the measurement error and the arrangement of laser trackers in laser trilateration [J]. *Measurement Science& Technology*，2000，11（1）：477-483.

[5] 林永兵，张国雄，李真，等. 四路激光跟踪干涉三维坐标测量系统自标定与仿真 [J]. 仪器仪表学报，2003，24（02）：205-210.
LIN Y B，ZHANG G X，LI Z，et al. Self-calibration and simulation of four-way laser tracking interferometric three-dimensional coordinate measuring system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument，2003，24（02）：205-210.

[6] 林永兵，张国雄，李真，等. 多路激光跟踪干涉三维坐标测量系统冗余技术. [J]. 计量学报，2003，24（01）：1-5.
LIN Y B，ZHANG G X，LI ZH，et al. Redundancy technique used in the multi-beam laser tracking interferometer system for 3D coordinate measurement [J]. ActaMetrologica Sinica，2003，24（1）：1-5.

[7] 林永兵，李杏华，张国雄，等. 基于多边法的三维坐标测量系统自标定最优方案. [J]. 计量学报，2003，24（03）：166-173.
LIN Y B，LI X H，ZHANG G X，et al. Self-Calibration and its optimal method for 3D coordinate measuring System based on multi-lateral principle [J]. ActaMetrologica Sinica，2003，24（03）：166-173.

[8] 范百兴. 激光跟踪仪高精度坐标测量技术研究与实现 [D]. 郑州：信息工程大学，2013.
FAN B X. Research and realization of the high precision coordinate measurement technique using laser tracker [D]. Zhengzhou：Information Engineering University，2013.

[9] Miao D，Wang G，Li J，*et al*. An improved self-calibration algorithm for multilateration coordinates measuring system [C]. //Eighth International Symposium on Advanced Optical Manufacturing and Testing Technology（AOMATT2016），Suzhou，China，2016.

[10] 缪东晶，李建双，郑继辉，等. 基于多边法的大尺寸位姿测量系统的自标定算法与仿真研究 [J]. 计量学报，2017，38（S1）：70-75.
MIAO D J，LI J S，ZHENG J H，et al. Self-calibration algorithm and simulation of large-scale pose measurement system based on multilateral method [J]. Acta Metrologica Sinica，2017，38（S1）：70-75.

[11] 王彬，申亮亮，邵会兵，等. 高精度多冗余捷联惯组配置优化设计与应用研究. [J]. 导航定位与授时，2019，06（06）：33-40.
WANG B，SHEN L L，SHAO H B，*et al*. Research on High-Precision RIMU Configuration Optimization Design and Application [J]. Navigation Positioning and Timing，2019，06（06）：33-40.

[12] 倪思方. 激光跟踪仪校准中的测量不确定度评估 [J]. 工业计量，2012，22（S1）：92-96+99.
Ni S F. Evaluation of measurement uncertainty in laser tracker calibration [J]. Industrial Metrology，2012，22（S1）：92-96+99.

两相流喷嘴雾化空间粒径分布研究

钱俊兵[1] 潘　楠[1*] 潘地林[2]

（1. 昆明理工大学民航与航空学院 昆明 650500；2. 昆明信诺莱伯科技有限公司 昆明 650228）

摘　要：本文针对喷嘴雾化空间的液滴分布进行深入的研究，分别对喷嘴雾化的轴向和径向对雾化空间的液滴分布状况予以理论建模与分析，提出了基于雾化空间雾化液滴测量的雾化均匀性判据。同时，搭建了相应的实验平台，在喷嘴雾化的轴向方向，利用激光径向投射和轴向高速摄像仪技术，获取了不同截面的雾化液滴空间分布状况，最终通过实验测试与分析，获取了整个雾化空间轴向和径向的液滴分布状况。

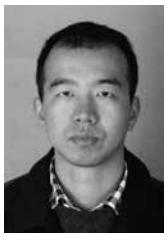
关键词：两相流喷嘴；雾化空间；粒径分布；轴向；径向

中图分类号：TH89　　**文献标识码：**A

作者简介：钱俊兵，男，1999 年于西北农林科技大学获得学士学位，2005 年于西北农林科技大学获得硕士学位，2013 年于华中科技大学获得博士学位，现为昆明理工大学民航与航空学院副教授、硕导，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：1226160701@ qq. com

Qian Junbing，Male，received B. Sc. degree in 1999 from Northwest Agriculture and Forestry University of Science and Technology，received Master degree in 2005 from Northwest Agriculture and Forestry University of Science and Technology and received Ph. D. degree in 2013 from Huazhong University of Science and Technology. Now，he is an associate professor and master instructor in Faculty of Civil Aviation and Aeronautical，Kunming University of Science & Technology. His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

潘楠（通讯作者），男，2008 年于安徽理工大学获得学士学位，2012 年于昆明理工大学获得博士学位（硕博连读），现为昆明理工大学民航与航空学院副教授、硕导，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：15808867407@ 163. com；手机：15808867407；通讯地址：云南省昆明市呈贡大学城昆明理工大学公共教学楼民航与航空学院 343，邮编：650500



Pan Nan（Corresponding author），Male，received B. Sc. degree in 2008 from Anhui University of Science and Technology and received Ph. D. degree in 2012 from Kunming University of Science and Technology. Now，he is an associate professor and master instructor in Faculty of Civil Aviation and Aeronautical，Kunming University of Science & Technology. His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

潘地林，男，1984 年于安徽理工大学获得学士学位，1986 年于安徽理工大学获得硕士学位，现任昆明信诺莱伯科技有限公司总工程师、教授，主要研究方向为人工智能和智能量测。E-mail：dilinpan@ camsonar. com

Pan Dilin，Male（1955-），received B. Sc. degree in 1982 from Anhui University of Science and Technology and received Master degree in 1986 from Anhui University of Science and Technology. Now，he is the chief engineer and professor of Kunming SNLab Technology Co. Ltd. His main research directions include Artificial intelligence and Intelligent measurement.

* **基金项目：**国家自然科学基金（51965030）、云南省应用基础研究计划（2017FB091）资助项目

Study on the spatial particle size distribution of two-phase flow atomizer

QIAN Junbing[1] PAN Nan[1*] PAN Dilin[2]

(1. *Faculty of Civil Aviation and Aeronautical*, *Kunming University of Science & Technology*, *Kunming*, 650500, *P. R. China*; 2. *Kunming SNlab Co.*, *Ltd.*, *Kunming*, 650228, *P. R. China*)

Abstract: In this paper, the droplet distribution in the atomized space of the nozzle is studied in depth. The axial and radial distribution of the droplets in the atomized space of the nozzle are theoretically modeled and analyzed. Atomization uniformity criterion for droplet measurement. At the same time, a corresponding experimental platform was set up. In the axial direction of the nozzle atomization, the laser radial projection and the axial high-speed camera technology were used to obtain the spatial distribution of atomized droplets with different cross sections. The axial and radial droplet distribution of the entire atomization space was obtained.

Keywords: Two phase flow nozzle; Atomization space; Particle size distribution; Axial; Radial

0 引言

喷嘴雾化作为一项重要的实用技术，在众多工业领域得以广泛应用［1，2］。喷嘴喷雾是一个复杂的物理变化过程，液体从喷嘴喷射而出时，受到周边气流的冲撞和重擦，致使液滴表面受到大小不同的力。产生形变和扭曲。当空气对液滴表面的作用力大于液体的表面张力，液滴便在气力的作用下发生碎裂，即碎裂成更细小的颗粒，这便是喷嘴的雾化［3］。雾化均匀度是衡量液体雾化后雾化颗粒大小分布的均匀程度，一般雾化均匀度越高则雾化效果越好［4，5］。围绕喷嘴雾化的问题，国内外的学者展开了各方面的研究。学者 Jasuja 早期测试了各种因素对索特平均直径（SMD）的影响，并通过研究得到了雾化过程中介质粘度、表面张力、喷射压降等因素都对索特平均直径有较大影响［6］。Chen 等在前人基础上进一步研究了气液质量流量比、液体喷射压力以及喷嘴出口直径在不同环境压力下对气液双流体喷嘴雾化特性的影响［7］。在雾化测量方面，随着测量技术的发展，粒子成像测速（PIV）仪也不断出现在喷嘴雾化研究中，如 Wu 等人利用二维 PIV 技术考察了 DMM、DMC 和 DME 燃料的雾化特性，得到了其喷雾型态和雾滴速度场图像［8］。随着 CFD 技术的发展，CFD 技术喷嘴雾化研究的有效手段［9-11］。在雾化空间方面，文献［12］研究表明气雾状态下的液滴漂移十分严重。虽然喷嘴雾化的相关研究已持续了 100 多年，但是，目前人们在雾化方面仍然存在着诸多的问题与困惑。为了评价雾化的质量，比如液滴的平均粒径和尺寸分布等，需要进行雾化液滴的直径测量。特别是有关雾化空间内液滴的分布状况也需进行相应的研究。

1 实验平台搭建

由于采用的是双介质型空气雾化喷嘴对料液进行雾化喷施，因此在设计中必须考虑两种介质的准确输送和控制，即对压缩空气和料液进行输送和控制。加料喷嘴雾化实验系统设计包含了两个部分：料液供给系统、雾化空气供给系统。加料喷嘴雾化实验系统原理图如图 1 所示。

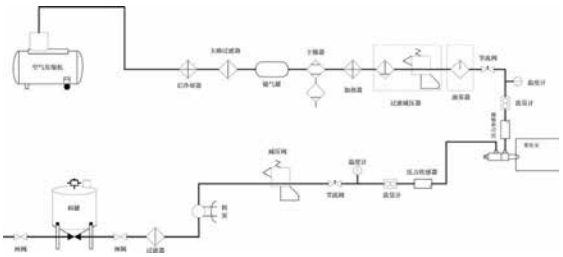
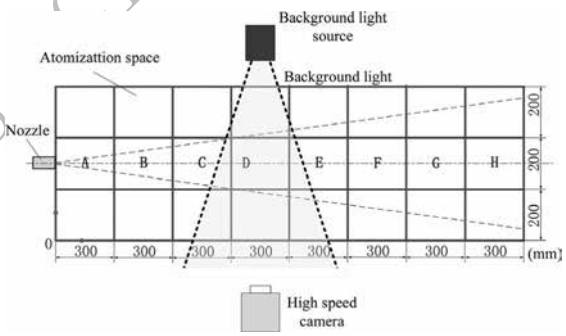


图 1　加料喷嘴雾化实验系统原理图

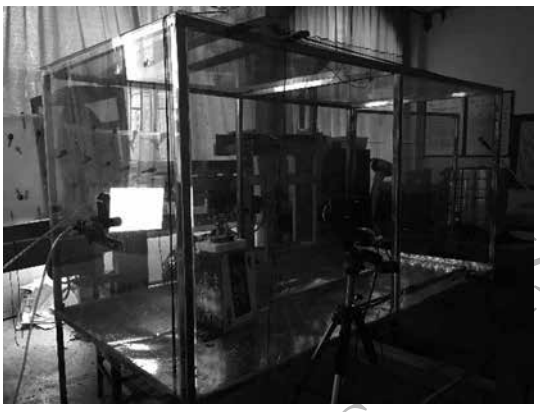
Fig. 1　schematic diagram of atomization experiment system of feeding nozzle

为了从喷嘴轴向和径向研究雾化液滴的分布情况，分别搭建了轴向和径向实验平台，如图 2 和图 3 所示。为了图像采集的方便和不失真，轴向采用了方形的喷射空间，如图 2 所示。径向采用了圆柱形喷射空间，如图 3 所示。

如图 2 所示，实验平台系统包括雾化喷嘴及液压调节系统、高速摄像机系统、数据采集部分；喷嘴部分完成气液混合后的料液喷射雾化；拍摄部分用于料液喷射雾化的捕捉；参数调节部分用于调节不同工况下的参数；数据采集部分采集捕捉的喷射雾化数据。背光源 5 为机器视觉光源，用于补充高速相机高帧数工作状态下所需要的强光。并将雾化场划分为图 2（a）所示的多观测区域，选取中心区域作为雾化效果的观测区域，经过分区域研究，可发现每个区域的粒径大小都有所不同，每个区域的雾化情况都有所区别。本文通过检测各个区域的粒径情况，进行平均化处理，用索特尔平均粒径 SMD 来作为雾化粒径的表征。



(a)



(b)

图 2　轴向分布雾化检测系统图

Fig. 2　axial distribution atomization detection system diagram

实验采用 Photron FASTCAM Mini UX100 系列高速摄像机系统，来进行雾化检测实验。如图所示，雾化空间下的背光源方案效果，背光源方案可以使高速相机在 10000fps 以上帧率工作。

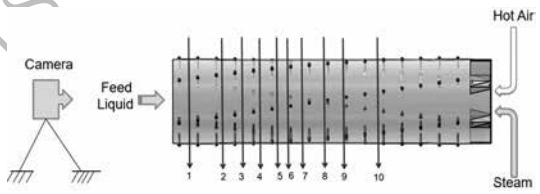


图 3　径向分布试验雾化截面检测示意

Fig. 3　atomization section detection in radial distribution test

当径向实验时，喷嘴安装在滚筒轴心位置处，沿着滚筒轴心喷射。进行轴向和径向实验室，料液流量 30kg/h，温度 55 度，压力 3. 5bar。

2　雾化均匀性分析

为了研究喷嘴雾化后，雾化空间内液滴的分布情况，根据喷嘴雾化的效果。构造雾化液滴的空间分布情况。

2. 1　轴向均匀性分析

喷嘴轴向截面，将图像处理后的图像划分为 n * m 个小格。其中 q_{pi} 表示每个小格内的特征液滴的个数，Q 表示特征液滴的总个数 $q_p = Q/n \times m$，q_p 表示每个小格内期望含有的特征液滴数量。另外，s_{pi} 表示每个小格内的特

征液滴的面积，S 表示特征液滴的总面积，则 $S=\sum s_{pi}$，设每个小格的面积是 s，设 p_{pi} 表示每个小格内的颗粒面积比，则 $p_{pi}=\frac{s_{pi}}{s}$，每个小格内期望含有的特征液滴面积：$s_p=S/n\times m$，设每个小格内期望含有的特征液滴面积比为 p_p，则 $p_p=\sum p_{pi}/n\times m$ 特征液滴均匀分布。构造喷嘴径向统计量 Tp 如式（1）所示。

$$T_p=\lambda_p T_{p1}+(1-\lambda_p)T_{p2}=\lambda_p\sum_{i=1}^{n}\frac{(p_{pi}-p_p)^2}{p_p}+(1-\lambda_p)\sum_{i=1}^{n}\frac{(q_{pi}-q_p)^2}{q_p} \tag{1}$$

式（1）中：$T_{p1}=\lambda_p\sum_{i=1}^{n\times m}\frac{(p_{pi}-p_p)^2}{p_p}$，$T_{p2}=\sum_{i=1}^{n\times m}\frac{(q_{pi}-q_p)^2}{q_p}$，$\lambda_p$ 为 T_{p1}，T_{p2} 之间的权重。

下面对 T_1，T_2 进行均匀性分布判定，判定的主要依据是：T_1，T_2 的零分布服从自由度 n−1 的 χ^2 分布，如果得到的 T_1，T_2 值小于 $\chi_\alpha^2(n-1)$，则可以认定为雾化液滴分布在置信度 α 的情况下服从均匀性分布，当 T_1，T_2 小于或等于 $\chi_\alpha^2(n-1)$ 时，即得到均匀分布了。从公式（1）来看，当 T 的数值越小的时候，表明图像中特征液滴分布的相对均匀性越好。在理论上，当 T=0 的时候，图像中雾化液滴的分布是绝对均匀的。

2.2 径向均匀性分析

对于喷嘴径向截面方向的雾化液滴均匀性分布，由于液滴分布在滚筒圆截面内部，采用上述方法将圆分为 n 等份。其中 q_{ai} 表示每个等份内的特征液滴的个数，Q 表示特征液滴的总个数 $q_a=Q/n$，q_a 表示每个等份内期望含有的特征液滴数量。另外，s_{ai} 表示每个等份内的特征液滴的面积，Sa 表示特征液滴的总面积，则 $S=\sum s_{ai}$，设每个小格的面积是 s，设 p_{ai} 表示每个小格内的颗粒面积比，则 $p_{ai}=\frac{s_{ai}}{s}$，每个小格内期望含有的特征液滴面积：$s_a=S/n$，设每个小格内期望含有的特征液滴面积比为 p_a，若特征液滴均匀分布，则 $p_a=\sum p_{ai}/n$。则以上构造统计量 Ta 变为：

$$T_a=\lambda_a T_{a1}+(1-\lambda_a)T_{a2}=\lambda_a\sum_{i=1}^{n\times m}\frac{(p_{ai}-p_a)^2}{p_a}+(1-\lambda_a)\sum_{i=1}^{n\times m}\frac{(q_{ai}-q_a)^2}{q_a} \tag{2}$$

式（2）中：$T_{a1}=\lambda_a\sum_{i=1}^{n\times m}\frac{(p_{ai}-p_a)^2}{p_a}$，$T_{a2}=\sum_{i=1}^{n\times m}\frac{(q_{ai}-q_a)^2}{q_a}$，$\lambda_a$ 为 T_{a1}，T_{a2} 之间的权重。

3 实验分析

基于上述的理论分析和已搭建的实验测试平台，分别对喷嘴的雾化空间进行轴向和径向的实验测试，获取了如下的结果。其中，图 4 为激光投影下轴向截面 1 的轴向高速摄像机获取的实验图像。将雾化特征液滴的大小、位置数据导入 MATLAB，编程进行网格划分、个数识别，然后将雾化均匀性计算模型程序化，可以得到每种工况下的均匀性结果。如图 5 和图 6 所示，分别为截面 1 和截面 3 的液滴分布情况。

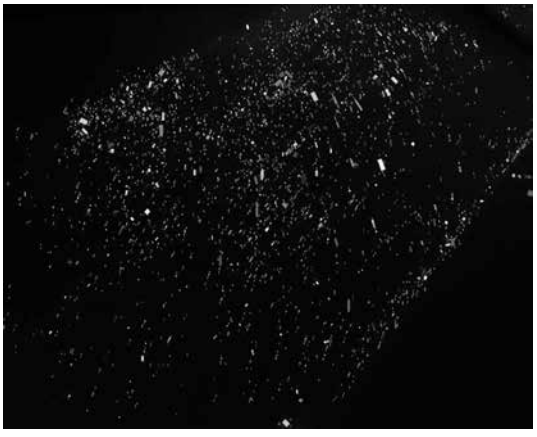


图 4　截面 1 试验

Fig. 4　section 1 test

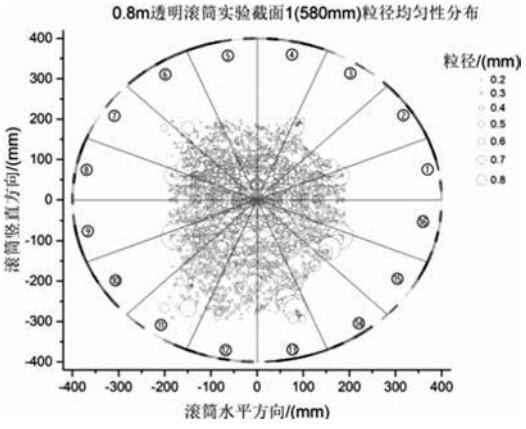


图 5　截面 1 液滴分布均匀性

Fig 5　uniformity of droplet distribution in section 1

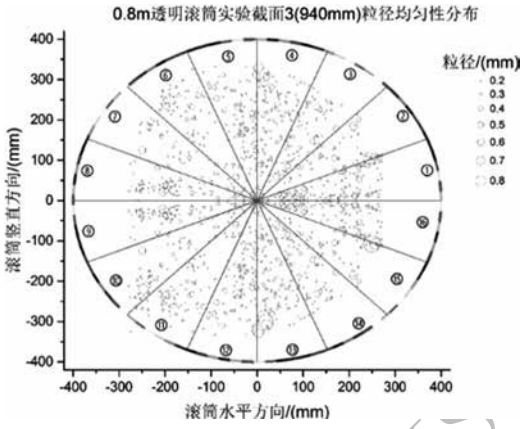


图 6　截面 3 液滴分布均匀性

Fig 6　uniformity of droplet distribution in section 3

雾化特征液滴的实验结果导入 MATLAB、网格划分、个数识别，得到的截面 1 和截面 3 的均匀性结果如表 1 所示。

表 **1**　轴向截面 **1** 与截面 **3** 均匀性定量分析

Table 1　quantitative analysis of uniformity of axial section 1 and section 3

轴向截面	特征液滴总个数 Q 个	平均粒径 um	液滴个数统计量 T_{a1}	液滴面积统计量 T_{a2}	均匀性指标 T_a
截面 1	2487	280	0. 1135	0. 2155	0. 1339
截面 3	2221	210	0. 0887	0. 1742	0. 1058

基于以上轴向与径向均匀性分布 T_p 与 T_a，构造雾化均匀性指标 T。

$$T=\mu T_p+(1-\mu)\ T_a \qquad (3)$$

式（3）中：μ 为 T_p，T_a 之间的权重。

如图 7 所示为雾化空间径向截面 1 处的液滴分布状况的实验结果。通过对比截面 1 处，径向和轴向的液滴分布，其结果如表 2 所示。

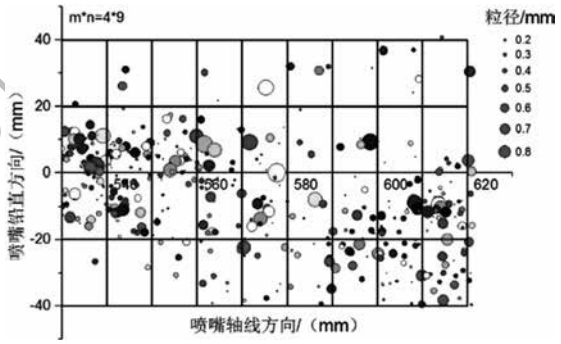


图 7　径向截面 1 液滴分布

Fig 7　distribution of droplets at radial section1

表 **2**　雾化均匀性定量分析

Table 2　quantitative analysis of atomization uniformity

不同方向截面	特征液滴总个数	平均粒径 Mm	液滴个数统计量 $Tp_1/\ Ta_1$	液滴面积统计量 $Tp_2/\ Ta_2$	分向均匀性指标 Ta/Tp	均匀性指标 $T=u\ Ta+(1-u)\ Tp$
径向截面 1	432	0. 28	0. 1735	0. 3155	0. 2019	0. 1543
轴向截面 1	2487	0. 25	0. 1135	0. 2155	0. 1339	

其余各截面的特征液滴分布如图 8 所示，由于喷嘴的角度设置，可以发现液滴大多分布于雾化空间的左部。随着喷射距离的增加，分布于滚筒左部的液滴越来越多，在截面 7 的位置，大量液滴与筒壁碰撞接触。基于上述事实，经过计算研究，将截面 7 定义为均匀性研究的特征位置。

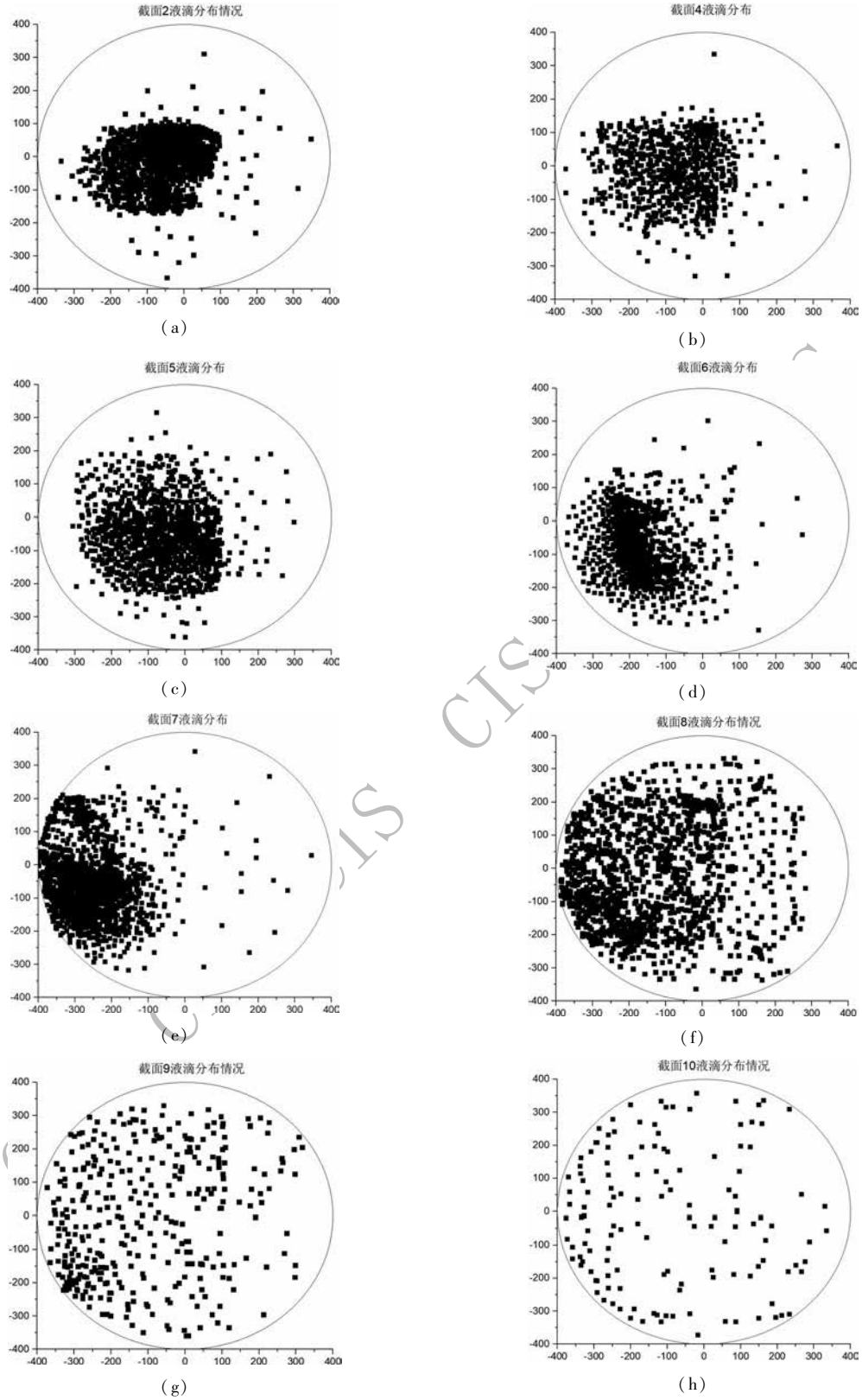


图 8　各截面雾化特征液滴位置分布

Fig. 8　location distribution of droplets with atomization characteristics at each section

通过测试各轴向截面的雾化分布状况，采用空间包络的方法，可获得喷嘴雾化的空间包络体性状，如图 9 所示。

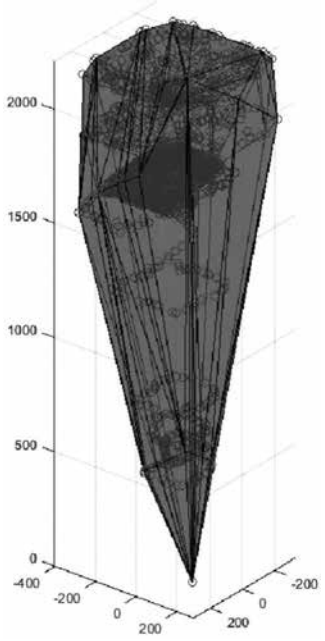


图 9　基于特征液滴的雾化空间包络体

Fig. 9　atomized space envelope based on characteristic droplets

4　结论

本文提出一种了喷嘴雾化空间分布评价方法，即分别从喷嘴雾化的轴向和径向对雾化液滴在空间的分布状况进行了量化描述，建立了对应的液滴空间分布均匀性评价方法，并进行了实验研究。为综合、全面描述雾化液滴在空间中的分布提供了科学的技术和理论支撑。

参考文献：

[1] 蒋跃，李红，向清江．等．低压射流不同喷嘴参数及压力下破碎过程实验［J］．农业机械学报，2015，46（3）：78-82.
JINAG Y，LI H，XIANG Q J，et al. Experiment on Breakup Process of Low-pressure Jets with Different Nozzle Parameters and Pressures［J］. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery，2015，46（3）：78-82.

[2] Pizziol B，Costa M，Panão M O，et al. Multiple Impinging Jet Air-assisted Atomization［J］. Experimental Thermal and Fluid Science，2018，96：303-310.

[3] 曹建明．喷雾学［M］．北京，机械工业出版社，2005.

[4] 曹建明．Nukiyama-Tanasawa 型雾化液滴尺寸分布函数的引申［J］．中国公路学报，1999，（12）：107-111.
CAO J M. An extension of the nukiyama tanasawa droplet size distribution function in sprays［J］. China Journal of Highway and Transport，1999，（12）：107-111.

[5] Lund MT，Sojka PE，Lefebvre AH et al. Effervescent atomization at low mass flow rates. Part 1：the influence of liquid viscosity. Atomization Sprays，1993，3：77-89.

[6] Simmons H C，Harding C F. Some Efects of Using Water as a Test Fluid in Fuel Nozzle Spray Analysis［C］，American Society of Mechanical Engineers，Gas Turbine Conference and Products Show，New Orleans，La.，Mar. 10-13，1980：80-90.

[7] Chen S K，Lefebvre A H，Rollbuhler J. Influence of Ambient Air Pressure on Effervescent Atomization［J］. Journal of Propulsion and Power，1993，9（1）：10-15.

[8] WU Zhijun，ZHU Zhiyong，HUANG Zhen. An Experimental Study on the Spray Structure of Oxygenated Fuel Using Laser-Based Visualization and Particle Image Velocimetry［J］. Fuel，2006，85（10-11）：1458-1464.

[9] Salvador F J，Martinez-L6pez J，Romero J V，et al. Computational study of the Cavitation phenomenon and its interaction with the turbulence developed in diesel injector nozzles by Large Eddy Simulation（LES）. Mathematical and Computer Modelling，2013，57（7-8）：1656-1662.

[10] Sun Z-Y，Li G-X，Chen C，et al. Numerical investigation on effects of nozzle's geometric parameters on the flow and the cavitation characteristics within injector's nozzle for a high-pressure common-rail DI diesel engine. Energy Conversion and Management，2015，89（0）：843-861.

[11] Bastawissi H a-E，Elkelawy M. Investigation of the

flow pattern inside a diesel engine injection nozzle to determine the Relationship between various flow parameters and the occurrence of cavitation. Engineering, 2014, 6: 923-935.

[12] 范小博, 邓巍, 吴桂芳. 飘移控制喷雾施药技术研究进展 [J], 农机化研究, 2016, 6, 1-9. FAN X B, DENG W, WU G F. Research Progress of Spray Drift Control Technology [J]. Journal of Agricultural Mechanization Research, 2016, 6, 1-9.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于自适应滑模观测器无位置传感器永磁同步电机控制方法研究

姚艳艳，张会娟*，刘建娟，吴才章，陈红梅

（河南工业大学 电气工程学院 河南郑州 450000）

摘　要：针对无位置传感器永磁同步电机控制存在的转子位置与速度估计精度不高的问题，结合自适应算法设计了一种新型的自适应滑模观测器。传统滑模观测器的系统抖振问题是影响电机控制精度的最大因素，为了降抖减振，采用连续的 sigmoid 阈值函数代替 sign 符号函数；为了提高反电动势估计精度，设计一个反电动势自适应估计环节代替传统的低通滤波器；此外为了降低转子位置和转速的估计误差，采用锁相环对其进行估计。最后，基于表贴式永磁同步电机搭建实验平台对上述改进算法进行验证。结果表明：电机转子位置与速度估计稳态误差分别为 0.1286 rad、79 r/min，能够实现永磁同步电机无位置传感器高精度控制。

关键词：永磁同步电机；无位置传感器；自适应滑模观测器；锁相环

中图分类号：TM33　　**文献标识码**：A

Research on Permanent Magnet Synchronous Motor without position sensors Control Based onAdaptive Sliding Mode Observer

YAO Yan-yan，ZHANG Hui-juan，LIU Jian-juan，WU Cai-zhang，CHEN Hong-mei

（*School of Electrical Engineering*，*Henan University of Technology*，*Zhengzhou* 450001，*China*）

Abstract：In this paper，a novel adaptive sliding mode observer was proposed based on adaptive algorithm to improve the estimation accuracy of rotor position and speed of the permanent magnet synchronous motor system which has no position sensors. The sign function is replaced by the sigmoid function to reduce the control chattering caused by the traditional sliding mode observer. Moreover，an adaptive estimation method of Back-EMF（back electromotive force）which substitutes the traditional low-pass filter is designed to increase the estimation accuracy of Back-EMF. Then the phase-locked loop is adopted to reduce the estimation error of rotor position and speed. Finally，the experiment based on the surface-mounted permanent magnet synchronous motor are implemented，and the results show that the steady-state error of rotor position and speed are respectively reduced to 0.1286 rad and 79 r/min.

Keywords：Permanent Magnet Synchronous motor；Position Sensor-Less；Adaptive Sliding Mode Observer；Phase-locked Loop

*基金项目：国家自然科学基金青年基金（51805148）；河南省科技攻关计划项目（192102210066）；河南工业大学河南省省属高校基本科研业务费专项资金资助（2018QNJH28）和河南省高等学校青年骨干教师培养计划（2017GGJS071）

0 引言

$i_d=0$ 的矢量控制策略自问世以来便受到大量研究学者的青睐。永磁同步电机的矢量控制需要获取电机转子位置和速度等信息的实时反馈。位置、速度传感器直接测取转子位置和速度信息是较快捷有效的方法[1]-[2]。但是该方法仍存在电机体积大、成本高、引线多以及对环境要求高等问题[3]-[4]。为了解决这一问题，多种无位置传感器永磁同步电机控制方法[5-9] 相继问世。其中滑模观测器由于具有受电机参数变化影响小、对外界干扰鲁棒性强、响应时间小等优点脱颖而出[10]。

滑模观测器自身工作机制会给闭环控制系统带来抖振问题。因此，怎么消除和削弱系统抖振成为一个研究难题[11]-[12]。文献[13] 针对滑模观测器存在的观测角度滞后和系统抖振的缺陷，提出了一种自抗扰控制器为核心的控制方法。该方法能够准确估计电机转子位置，具有良好的稳态性能。文献[14] 提出了一种用滤波后的反电动势信号替代滤波前含有抖振的反电动势信号作为反馈信号的滑模观测器改进方案，削弱了系统抖振。

本文针对无位置传感器永磁同步电机控制存在的转子位置与速度估计精度不高的问题，提出一种新型的自适应滑模观测器。首先，根据 $i_d=0$ 矢量控制原理，建立永磁同步电机数学模型。其次，设计一种新型的自适应滑模观测器。针对传统滑模观测器引起的系统抖振问题，采用 sigmoid 阈值函数代替 sign 符号函数；设计一个反电动势自适应估计环节代替传统的低通滤波器，提高反电动势的估计精度。针对电机转子位置与速度计误差大的问题，采用锁相环实现电机转子位置角和转速的估计，提高电机转子位置与速度估计精度。最后，基于表贴式三相永磁同步电机，分别进行仿真与实验验证。

1 永磁同步电机数学模型

在 $\alpha-\beta$ 坐标系下，电机定子电压状态方程为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R+pL_d & 0 \\ 0 & R+pL_q \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中：u_α、u_β 为定子电压分量；i_α、i_β 为定子电流分量；p 为微分算子；L_d、L_q 为 $d-q$ 轴电感分量；R 为定子电阻；E_α、E_β 为扩展反电动势分量，且满足：

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}=\omega_e\psi_f\begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中：ω_e 为电角速度；θ_e 为电角度；ψ_f 为永磁体磁链。

由式（3）可知，表贴式三相永磁同步电机的扩展反电动势与电机转子的位置角和转速有关。电机转速越大，反电动势也越大，反之亦然。因此，通过准确获取电机的扩展反电动势，便可估算出电机转子位置角度、转速等信息。

2 位置传感器永磁同步电机控制算法设计

永磁同步电机控制系统框图如图 1 所示。其无位置传感器控制算法采用本文所提的自适应滑模观测器。

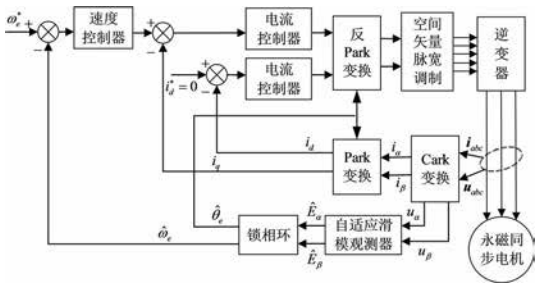


图 1 系统框图

Fig. 1 system block diagram

本文采用的是 $i_d=0$ 的矢量控制方法，其中 ω_e^* 为给定的电机转速，$\hat{\theta}_e$、$\hat{\omega}_e$ 分别为电机转子位置、转速估计值，i_{abc}、u_{abc} 分别为自然坐标系下电机电流矩阵和电压矩阵。针对系统抖振问题，本文设计了一种新型的自适应滑模观测器，该观测器估计的反电动势比较光滑，高频谐波成份较少。最后，采用锁相

环实现转子位置和速度的估计。

2.1 自适应滑模观测器设计

在永磁同步电机数学模型中，将式（1）的电压状态方程改写为电流的形式：

$$\frac{d}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}=-\frac{R}{L_s}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}+\frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}-\frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \tag{3}$$

本文采用的是表贴式永磁同步电机，$d-q$ 轴电感分量 L_d、L_q 是相等的。因此，令 $L_s=L_d=L_q$ 为 $d-q$ 轴电感等效值。

传统滑模观测器采用 sign 符号函数构造观测方程，极易产生系统抖振。本论文采用 sigmoid 阈值函数代替 sign 符号函数。因此，根据式（3）电机定子电流状态方程，构造自适应滑模观测方程为：

$$\frac{d}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix}=-\frac{R}{L_s}\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix}+\frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}-\frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix}+k\begin{bmatrix} \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\alpha) \\ \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$\begin{bmatrix} \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\alpha) \\ \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{2}{1+e^{(-a\tilde{i}_\alpha)}}-1 \\ \dfrac{2}{1+e^{(-a\tilde{i}_\beta)}}-1 \end{bmatrix} \tag{5}$$

其中：$\hat{i}_\alpha$、$\hat{i}_\beta$ 为定子电流观测值；$\tilde{i}_\alpha=\hat{i}_\alpha-i_\alpha$ 为定子电流观测误差；k 是一个负常数，且满足 $k<\min\left[-\frac{R}{L_s}|\tilde{i}_\alpha|-\frac{1}{L_s}|\tilde{E}_\alpha|、-\frac{R}{L_s}|\tilde{i}_\beta|-\frac{1}{L_s}|\tilde{E}_\beta|\right]$，$|\cdot|$表示取绝对值；$\hat{E}_\alpha=-\hat{\omega}\psi_f\sin\hat{\theta}$，$\hat{E}_\beta=\hat{\omega}\psi_f\cos\hat{\theta}$ 为电机反电动势观测值；$\tilde{E}_\alpha=\hat{E}_\alpha-E_\alpha$，$\tilde{E}_\beta=\hat{E}_\beta-E_\beta$ 为电机反电动势观测值与电机反电动势之差，即反电动势估计误差；$\hat{\theta}_e$、$\hat{\omega}_e$ 分别为电机转子位置、速度估计值；a 是一个正常数。

将式（4）减去式（3），可得永磁同步电机定子电流误差状态方程：

$$\frac{d}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}=-\frac{R}{L_s}\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}-\frac{1}{L_s}\begin{bmatrix} \tilde{E}_\alpha \\ \tilde{E}_\beta \end{bmatrix}+k\begin{bmatrix} \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\alpha) \\ \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix} \tag{6}$$

根据滑模面构造原则，构造滑模面函数为：

$$\boldsymbol{S}=\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha-i_\alpha \\ \hat{i}_\beta-i_\beta \end{bmatrix} \tag{7}$$

当系统进入滑动模态时，下式成立：

$$\boldsymbol{S}=\dot{\boldsymbol{S}}=0 \tag{8}$$

将式（8）代入式（6）可得电机反电动势的估计值：

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_\alpha \\ \tilde{E}_\beta \end{bmatrix}=kL_s\begin{bmatrix} \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\alpha) \\ \mathrm{sigmoid}\ (\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix} \tag{9}$$

为了得到更为光滑的反电动势估计值，本文设计了一个反电动势自适应估计环节替代传统的低通滤波器。

由于永磁同步电机的电气时间常数很小，因此可以假设电机在一个周期内的转速变化率为零，即：

$$\frac{d}{\mathrm{d}t}\omega_e=0 \tag{10}$$

则对式（2）微分可得：

$$\frac{d}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}=\omega_e\begin{bmatrix} -\omega_e\psi_f\cos\theta_e \\ \omega_e\psi_f\sin\theta_e \end{bmatrix}=\omega_e\begin{bmatrix} -E_\beta \\ E_\alpha \end{bmatrix} \tag{11}$$

根据式（11），设计如下反电动势的自适应律：

$$\begin{cases} \dfrac{d}{\mathrm{d}t}\hat{E}_\alpha=-\hat{\omega}\hat{E}_\beta-\lambda\tilde{E}_\alpha \\ \dfrac{d}{\mathrm{d}t}\hat{E}_\beta=\hat{\omega}\hat{E}_\alpha-\lambda\tilde{E}_\beta \\ \dfrac{d}{\mathrm{d}t}\hat{\omega}=\tilde{E}_\alpha\hat{E}_\beta-\hat{E}_\alpha\tilde{E}_\beta \end{cases} \tag{12}$$

其中：λ 是一个正常数。

根据式（10）和式（11），将式（12）改写为：

$$\begin{cases} \dfrac{d}{\mathrm{d}t}\tilde{E}_\alpha=-\hat{\omega}\hat{E}_\beta+\omega_eE_\beta-\lambda\tilde{E}_\alpha \\ \dfrac{d}{\mathrm{d}t}\tilde{E}_\beta=\hat{\omega}\hat{E}_\alpha-\omega_eE_\alpha-\lambda\tilde{E}_\beta \\ \dfrac{d}{\mathrm{d}t}\tilde{\omega}=\tilde{E}_\alpha\hat{E}_\beta-\hat{E}_\alpha\tilde{E}_\beta \end{cases} \tag{13}$$

其中：$\tilde{\omega}=\hat{\omega}-\omega_e$ 为电机转速估计误差。

采用 Lyapunov 稳定性原理证明自适应滑

模观测器的渐近稳定性。构造 Lyapunov 函数：

$$V=\frac{1}{2}\left(\tilde{E}_\alpha^2+\tilde{E}_\beta^2+\tilde{\omega}^2\right)>0 \tag{14}$$

对式（14）求微分，并将式（13）代入可得：

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}V&=\tilde{E}_\alpha\frac{d}{dt}\tilde{E}_\alpha+\tilde{E}_\beta\frac{d}{dt}\tilde{E}_\beta+\tilde{\omega}\frac{d}{dt}\tilde{\omega}\\&=-\lambda\left(\tilde{E}_\alpha^2+\tilde{E}_\beta^2\right)\le 0\end{aligned} \tag{15}$$

由式（15）可知，自适应滑模观测器满足 Lyapunov 稳定性条件，说明本文所设计的自适应滑模观测器能够保证系统的渐进稳定性。

1.2 自适应滑模观测器设计

本文采用锁相环技术实现电机转子位置和转速的估计，其原理框图如图 2 所示：

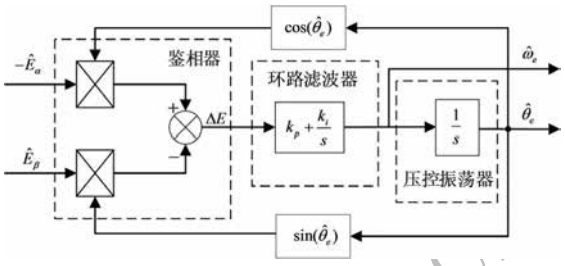


图 2 转子位置和速度估计框图

Fig. 2 Block diagram of rotor position and speed estimation

一个完整的锁相环结构分别包括以下三个部分。第一部分是鉴相器，其作用是比较电机反电动势估计值 $\hat{E}_\alpha$、$\hat{E}_\beta$ 和锁相环电机转子位置角估计值 $\hat{\theta}_e$ 的相位差，产生反电动势差 ΔE；第二部分是环路滤波器，其主要功能是完成对反电动势差 ΔE 中的频信号和噪声进行滤波。其中 k_p、k_i 为 PI 调节器参数；第三部分是压控振荡器，本文采用一个积分环节，其输出 $\hat{\theta}_e$ 是电机转子位置角估计值。

为了计算方便，令 $K=\hat{\omega}_e\psi_f$；且当 $|\hat{\theta}_e-\hat{\theta}|<\pi/6$ 时，有式 $\sin(\hat{\theta}-\hat{\theta}_e)\approx\hat{\theta}-\hat{\theta}_e$ 成立。根据图 2 和式（2）可得锁相环鉴相器输出的电机反电动势差 ΔE 为：

$$\begin{aligned}\Delta E&=-\hat{E}_\alpha\cos\hat{\theta}_e-\hat{E}_\beta\sin\hat{\theta}_e\\&=K\sin\hat{\theta}\cos\hat{\theta}_e-K\cos\hat{\theta}\sin\hat{\theta}_e\\&=K\sin(\hat{\theta}-\hat{\theta}_e)\\&\approx K(\hat{\theta}-\hat{\theta}_e)\end{aligned} \tag{16}$$

此时，图 2 的转子位置和速度估计框图可等效为：

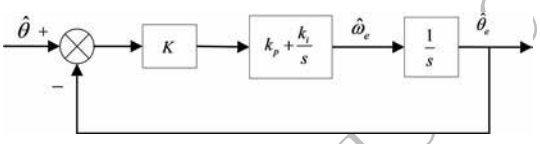


图 3 转子位置和速度估计等效结构图

Fig. 3 Equivalent structure diagram of rotor position and speed estimation

由图 3 可知，该估算系统的闭环传递函数为：

$$G(s)=\frac{\hat{\theta}_e(s)}{\hat{\theta}(s)}=\frac{Kk_ps+Kk_i}{s^2+Kk_ps+Kk_i}=\frac{2\xi\omega_ns+\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_ns+\omega_n^2} \tag{17}$$

其中：$\xi=\sqrt{Kk_i}$，$\omega_n=\frac{k_p}{2}\sqrt{K/k_i}$

误差传递函数为：

$$G_e(s)=\frac{\Delta\theta_e(s)}{\hat{\theta}_e(s)}=\frac{s^2}{s^2+Kk_ps+Kk_i} \tag{18}$$

其中：$\Delta\theta_e=\hat{\theta}-\hat{\theta}_e$。

锁相环的输入 $\hat{\theta}$ 是斜坡信号，则锁相环稳态误差为：

$$\begin{aligned}\Delta e(\square)&=\lim_{s\to 0}s\cdot\Delta e(s)\\&=\lim_{s\to 0}\frac{s}{s^2+K\cdot k_p\cdot s+K\cdot k_i}=0\end{aligned} \tag{19}$$

由式（19）可知，本文所设计的自适应滑模观测器满足 Lyapunov 稳定性条件，即该观测器具有渐进稳定。

3 仿真与实验验证分析

3.1 仿真验证

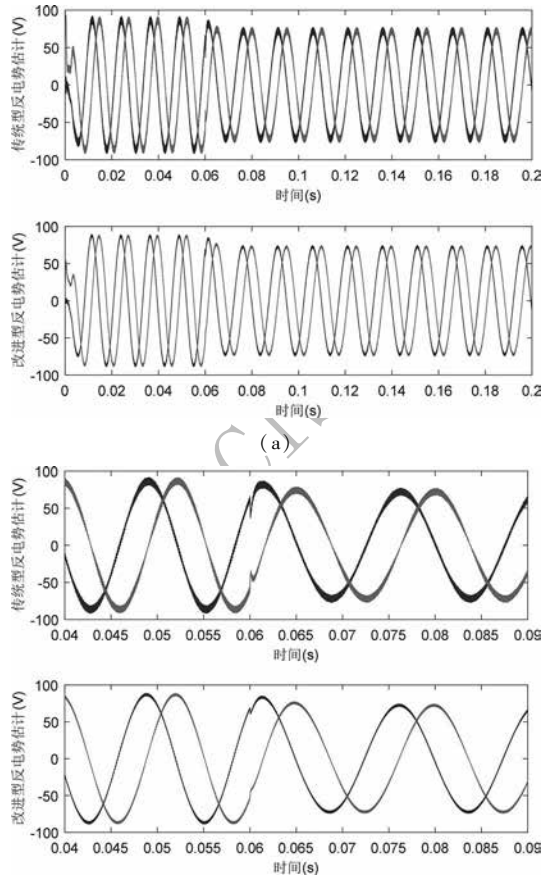
为了验证所设计自适应滑模观测器的性能，利用 Matlab/Simulink 搭建永磁同步电机控制系统的仿真模型。电机参数详见表 1：

表 1　永磁同步电机参数

Tab. 1　Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子电阻 R（Ω）	2.8575	转动惯量 J（kg·m^2）	0.0008
d 轴电感 L_d（H）	0.00153	极对数 P（个）	4
q 轴电感 L_q（H）	0.00153	转子磁链 ψ_f（Wb）	0.175

采用转速突变的情形来验证本文设计的算法。电机首先以 1200 r/min 的速度空载启动。在 0.06 s 时，给定速度降为 1000 r/min，观察自适应滑模观测器位置、转速的跟踪能力。自适应参数 $\lambda = 1500$，滑模增益 $k = 350$，锁相环 PI 调节参数为 $k_i = 1.3$，$k_p = 0.02$，sigmoid 饱和函数参数 $a = 0.2$。



(a)

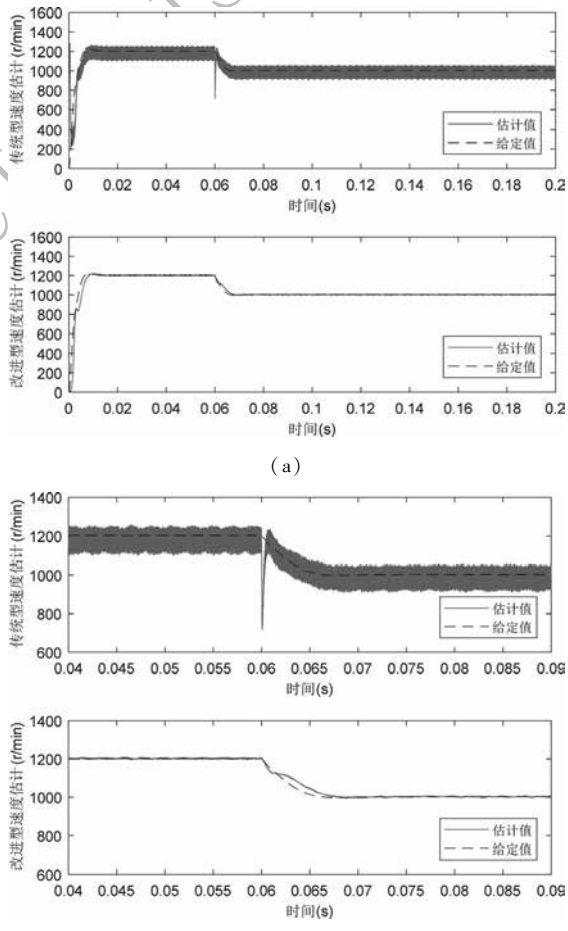
(b)

图 4　滑模观测器反电动势估计结果

Fig. 4　Estimation result ofback EMF for sliding mode observer

为了更好地分析所设计自适应滑模观测器的性能，本文与传统的滑模观测器的估计结果进行比较。由自适应滑模观测器的设计原理可知，电机反电动势的估计结果将直接影响滑模观测器的性能。因此，本文首先分析反电动势的估计结果，其仿真波形如图 4 所示。图 4（a）的仿真结果表明改进后的观测器估计的反电动势更平滑，无毛刺现象。

为了更清晰地比较分析反电动势的估计结果，对 0.04 s 到 0.09 s 处的波形进行放大处理如图 4（b）所示。在 0.06 s 转速突变时，传统滑模观测器估计波形有明显的毛刺，而自适应滑模观测器的估计结果更为平滑，在很大程度上削弱了系统抖振问题。



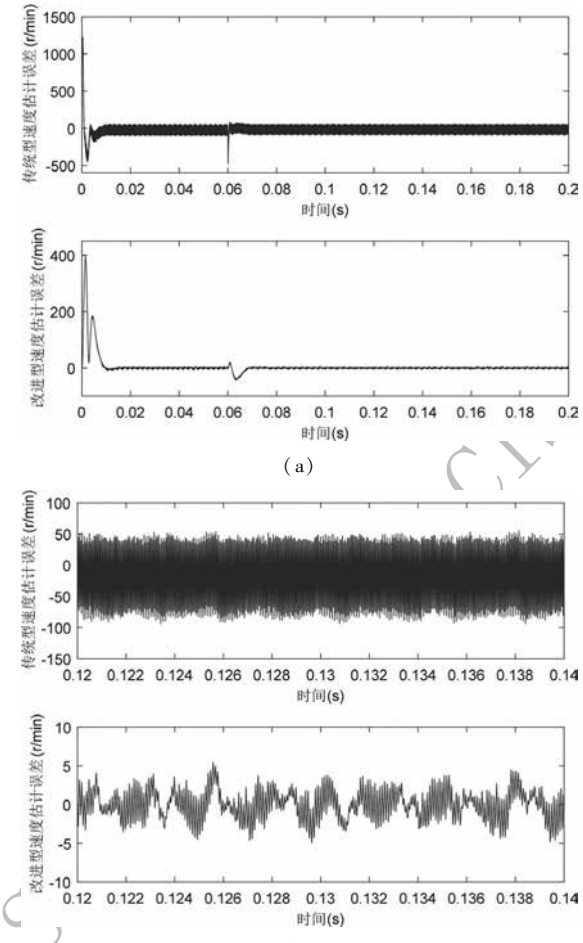
(a)

(b)

图 5　滑模观测器转速估计结果

Fig. 5　Estimation result of rotor speed for sliding mode observer

滑模观测器转速估计结果如图 5 所示：虚线是给定值，即电机转速输出；实线是估计值，即滑模观测器转速估计。由图 5（a）可知，两种观测器的转速估计都能很好地跟踪电机的转速输出，其调节时间约为 0.005 s，但是传统滑模观测器的转速估计结果含有大量的谐波成份，系统抖振比较严重。图 5（b）为 0.04 s 到 0.09 s 滑模观测器转速估计的局部放大图。在 0.06 s 转速突降时，传统滑模观测器有毛刺现象的出现，而自适应滑模观测器的估计结果比较平滑，进一步削弱了系统抖振问题。



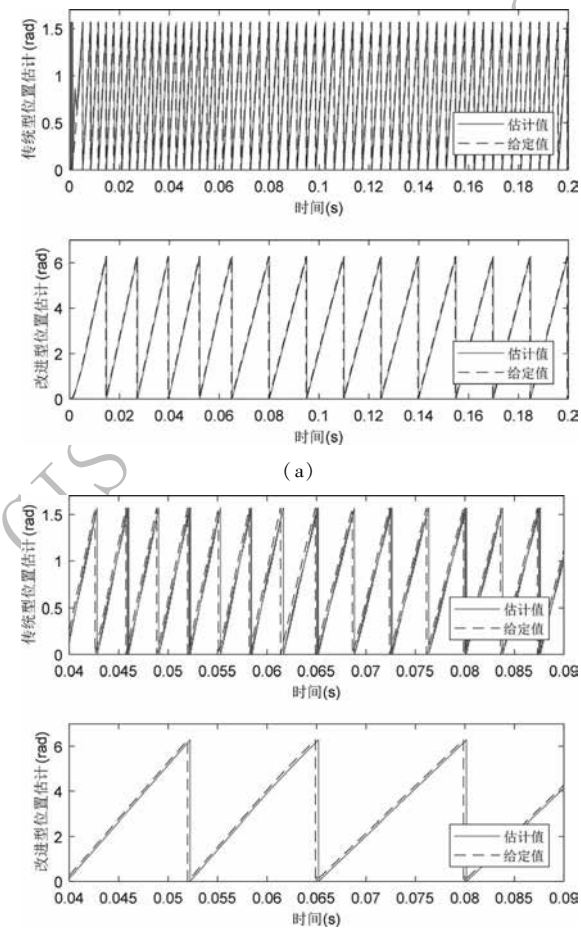
（a）

（b）

图 6　滑模观测器转速估计误差结果

Fig. 6　Estimation error result of rotor speed for sliding mode observer

为了更好地分析系统的精度，将给定值与估计值做差得到如图 6 所示的电机转速估计误差波形。图 6（a）为滑模观测器转速估计误差波形图。为了便于观察，对估计波形进行局部放大处理可得图 6（b）。数据处理后可得其转速估计稳态误差为 99.37 r/min，而改进后的自适应滑模观测器的转速估计稳态误差为 5.69 r/min，其估计精度提高了 94.3%。



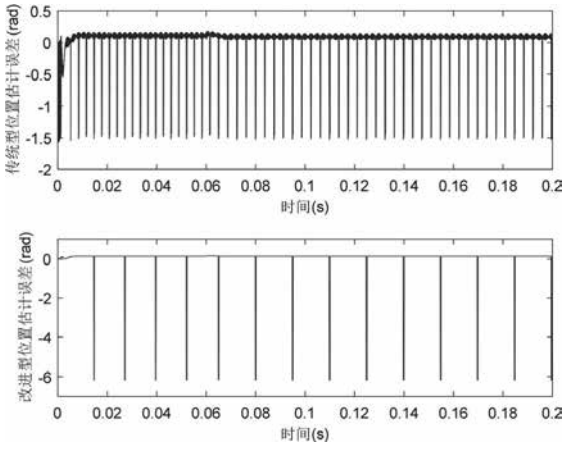
（a）

（b）

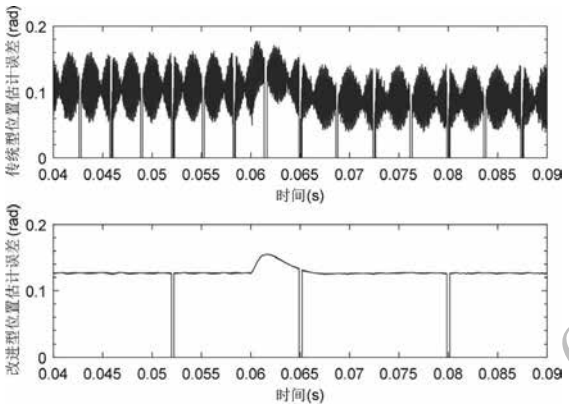
图 7　滑模观测器位置估计结果

Fig. 7　Estimation result of rotor position for sliding mode observer

图 7 为滑模观测器位置估计波形，虚线是给定值，即电机转子位置；实线是估计值，即转子位置估计。图 7（b）为局部放大图，分析可得改进后的自适应滑模观测器的估计结果更精确，抖振更小。



(a)



(b)

图 8　滑模观测器位置估计误差结果

Fig. 8　Estimation error result of rotor position for sliding mode observer

为了方便比较自适应滑模观测器位置估计性能，将码盘测得值与估计值做差可得位置估计误差，其波形如图 8 所示。为了便于观察，对其进行局部放大处理如图 8（b）所示。在 0.06 s 转速突变时，位置估计误差出现了明显抖动，传统滑模观测器的位置估计稳态误差为 0.143 rad，自适应滑模观测器的位置估计稳态误差为 0.128 rad，其估计精度提高了 10.5%。分析结果与转速估计结果相一致，在一定程度上提高了滑模观测器的估计精度。

3.2　实验验证

为了验证所设计自适应滑模观测器的可行性，本论文以 STM32F405 为核心搭建如图 9 所示的永磁同步电机控制系统实验平台。平台采用 IRF540N 驱动电机，实验参数与仿真一致，详见表 1。

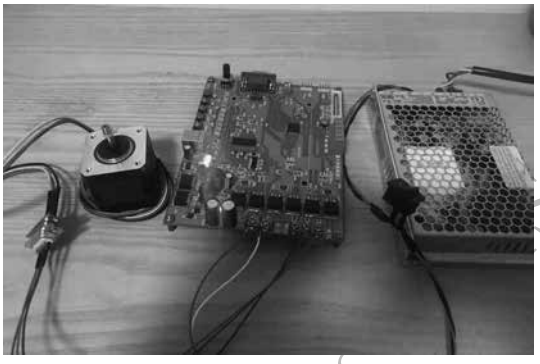


图 9　控制系统实验平台

Fig. 9　Experimental platform of control system

为了验证自适应滑模观测器位置和速度估计的准确性，本文将该算法估计的转子位置和转速信息与光电编码器测得的数据进行比较分析。电机首先以 3000 r/min 的速度，空载启动。在 3.8 s 处转速突降为 2500 r/min，电机转速波形图如图 10 所示：

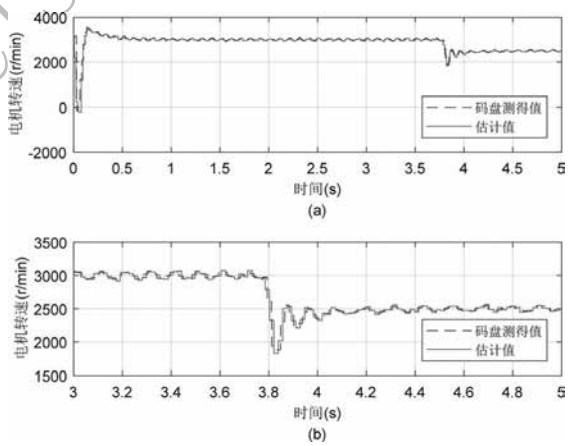


图 10　自适应滑模观测器转速估计结果

Fig. 10　Estimation result of rotor speed for adaptative sliding mode observer

图 10（a）是实验过程中电机转速的波形图，图中虚线表示的是光电编码器测得的电机转速波形，即码盘测得值；实线表示的是自适应滑模观测器电机转速估计波形，即估计值。为了便于观察，将 3 s 到 5 s 的电机转速波形进行放大处理得到图 10（b）。由图可知，自适应滑模观测器转速估计波形与光电编码器测得的转速波形契合度很高。

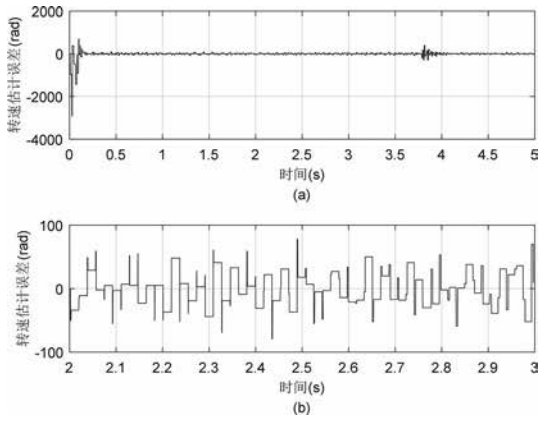


图 11　自适应滑模观测器转速估计误差结果

Fig. 11　Estimation error result of rotor speed for adaptive sliding mode observer

为了分析系统的精度，将码盘测得值与估计值做差得到电机转速估计误差如图 11 所示。对其进行局部放大处理可得图 11（b），数据处理后可得自适应滑模观测器的转速估计稳态误差为 79 r/min。在实物验证过程中，由于电机自身的复杂性以及外界环境的干扰使其结果与仿真结果 5.69 r/min 相比，不是太理想。

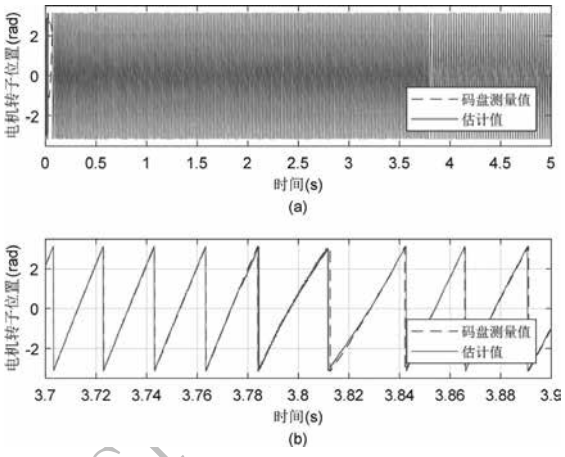


图 12　自适应滑模观测器位置估计结果

Fig. 12　Estimation result of rotor position for adaptive sliding mode observe

图 12 为电机转子位置的波形图。图中虚线是由光电编码器直接测量的电机转子电角度，即码盘测得值。实线表示的是自适应滑模观测器电机转子位置估计波形，即估计值。由图 12（b）的局部放大图可知，估计值与码盘测得值波形几乎重合。

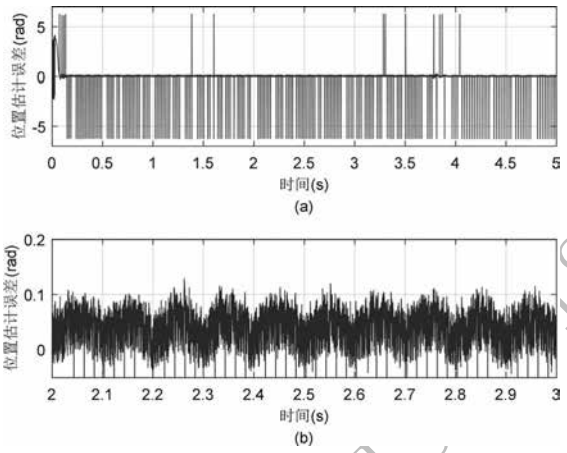


图 13　自适应滑模观测器转子位置估计误差结果

Fig. 13　Estimation error result of rotor position for adaptive sliding mode observe

为了更好地分析自适应滑模观测器位置估计精度，将光电编码器测得的电机转子位置角与自适应滑模观测器估计的电机转子位置做差可得如图 13 所示的电机转子位置误差波形。由图 13（b）电机转子位置估计误差波形的局部放大图可知，自适应滑模观测器的位置估计稳态误差为 0.1286 rad，与仿真结果 0.128 rad 相比基本吻合，从而验证了该方法的可行性。

4　结论

本文针对无位置传感器永磁同步电机控制存在的转子位置与速度估计精度不高的问题，设计了一种新型的自适应滑模观测器。采用 sigmoid 阈值函数代替 sign 符号函数降低系统抖振；设计一个反电动势自适应环节来估计电机反电动势；采用锁相环技术实现转子位置和转速的高精度估计。根据 Lyapunov 稳定性原理，证明了本文所提控制策略的渐进稳定性。仿真与实验结果显示，本文设计的自适应滑模观测器的反电动势估计值与传统相比更光滑，大大削弱了系统抖振；电机转子位置和转速都具有很好的跟踪性能，其估计精度分别提高了 10.5%、94.3%。综上所述无位置传感器永磁同步电机高精度控制得到了实现。

参考文献：

[1] 刘计龙，肖飞，沈洋，等．永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述［J］．电工技术学报，2017，32（16）：76-88.

[2] 蔡萍，李永岗，赵赫．双三相永磁同步电机在电动汽车中的应用研究［J］．微特电机，2019，47（01）：59-62+69.

[3] 李浩源，张兴，杨淑英，等．基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述［J］．电工技术学报，2018，33（12）：2653-2664.

[4] 王要强，冯玉涛，马小勇，凡绍桂．永磁同步电机转子位置复合检测及起动运行策略［J］．仪器仪表学报，2019，40（08）：230-238.

[5] Saadaoui O，Khlaief A，Abassi M，et al. A new full-order sliding mode observer based rotor speed and stator resistance estimation for sensorless vector controlled pmsm drives［J］. Asian Journal of Control，2019，21（3）：1318-1327.

[6] 赵金越，关新，胥德龙，等．基于模型参考自适应的电动车用永磁同步电动机无速度传感器控制系统研究［J］．电气技术，2017，18（2）：36-40.

[7] Liang D，Li J，Qu R，et al. Adaptive second-order sliding-mode observer for PMSM sensorless control considering VSI nonlinearity［J］. IEEE Transactions on Power Electronics，2018，33（10）：8994-9004.

[8] Lin S，Zhang W. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based pll structure for position sensorless pmsm drives［J］. International Journal of Electrical Power and Energy Systems，2017，88：63-74.

[9] 纪志成，常军．基于等价输入干扰估计器的永磁同步电机无速度传感器控制［J］．仪器仪表学报，2009，30（10）：2139-2143.

[10] Hosseyni A，Trabelsi R，Sanjeevikumar P，et al. Sensorless back stepping control for a five-phase permanent magnet synchronous motor drive based on sliding mode observer［J］. Lecture Notes in Electrical Engineering，2018，436：251-261.

[11] Saadaoui O，Khlaief A，Abassi M，et al. A sliding-mode observer for high-performance sensorless control of PMSM with initial rotor position detection［J］. International Journal of Control，2017，90（2）：393-408.

[12] 张刚，陈波．PMSM 滑模观测器无位置传感器控制研究［J］．微特电机，2016，44（02）：54-57+61.

[13] 杜博超，韩守亮，张超，等．基于自抗扰控制器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制［J］．电工技术学报，2017，32（03）：105-112.

[14] 孙佃升．改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制［J］．电力电子技术，2018，52（02）：54-56.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

双目视觉动态跟踪测量系统的精度优化方法

陈晓昀，林嘉睿*，孙岩标，马慧宇

（天津大学精密仪器与光电子工程学院精密测试技术及仪器国家重点实验室 天津 300072）

摘　要：双目视觉动态跟踪测量系统由转台和相机构成，通过转台带动相机运动，扩展了测量视场，实现了大尺度测量空间内对运动物体的精确定位定姿。为解决双目动态跟踪测量系统内部转台的制造和安装误差导致相机运动姿态参数不准确，使得最终测量精度降低的问题，本文通过构建冗余外部三维控制约束，研究了一种针对双目动态视觉跟踪测量系统的精度优化方法。首先精确标定系统中两个转台坐标系相对世界坐标系的位置关系，然后在测量空间内部设置由坐标控制点组成的外部约束条件，通过约束条件的限制精确调整系统中相机的内部参数，最终降低了转台自身误差对整体系统测量精度的影响，完成了测量系统的精度优化。空间点坐标进行比对验证的实验结果表明了该方法的可行性和准确性。

关键词：双目视觉动态跟踪测量系统；转台误差；空间约束；内参调整；精度优化

中图分类号：TP242TP391　TH-3　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：460.40

The precision optimization methodfor binocular vision dynamic tracking measurement system

Chen Xiaoyun, Lin Jiarui*, Sun Yanbiao, Ma Huiyu

State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, *China*

Abstract: The binocular vision dynamic tracking measurement system consists of turntables and cameras. The turntables drive the cameras movement, which expands the measurement field of view and realizes the precise positioning of the coordinates and poses for moving objects in a large-scale measurement space. In order to solve the problem that the manufacturing and installation errors of the turntables in the binocular dynamic tracking measurement system lead to the inaccurate extrinsic parameters of the cameras and make the final measurement with low accuracy, this paper proposes a precision optimization method for binocular vision dynamic tracking measurement system by constructing redundant external control constraints of three dimensions. Firstly, calibrate the positional relationship of the two turntable coordinate systems in the system relative to the world coordinate system accurately, and then set up external constraint conditions composed of coordinate control points within the measurement space, and accurately adjust the intrinsic parameters of the cameras in the system through the restrictions of the constraint con-

* **基金项目**：国家自然科学基金（51835007，51775380，41701522）资助项目

ditions. The influence of the error of the turntable on the measurement accuracy of the overall system is reduced and this paper completes the precision optimization of the measurement system. The experimental results of comparison and verification of space point coordinates show the method is feasible and accurate.

Keywords: Binocular visual dynamic tracking measurement system; Errors of turntables; Space constraints; Intrinsic parameters adjustment; Precision optimization

0 引言

在大尺度测量空间内，动态视觉跟踪测量系是对运动物体进行精确定位定姿的一项重要测量手段。动态视觉跟踪测量具有精度高、速度快、非接触等测量优点，在汽车制造［1］、运动康复［2］、飞行器运动检测［3］等领域中有着广泛的应用。

在对大尺度环境复杂测量范围内运动物体进行精确定位定姿的测量任务中，为解决相机测量视场与测量空间之间矛盾的问题，采用在测量场景内布设大量反光编码点和反光标记点形成带有极强约束的测量空间，再通过单相机移动测量方式［4-5］或固定多传感器的测量方式［6-7］对测量空间中的运动物体进行坐标定位。由于上述系统结构和测量方法的特性，导致测量前期工作量大、物体运动空间受到限制。若增大运动物体的测量空间，需要通过增加相机位置或相机数量来完成，使标定和测量过程中的传递链变长，导致最终测量结果精度下降。

针对上述测量系统出现的问题，相机和运动装置相结合的动态视觉测量系统在扩大相机视场的同时，提高了测量结果的精度。工业相机和光电经纬仪组成的跟踪式相机摄影测量系统［8-10］通过高精度经纬仪确定动态双目相机的外部参数，从而完成高精度测量。文献［11］提出了一种高精度转台和相机结合的准同心广义经纬仪动态视觉跟踪测量系统，在对相机模型和转台模型简化后，实现了中远距离尺度下的测量任务。文献［12］提出了一种基于视觉引导的大尺度空间坐标测量方法，通过一个相机和转台结合的引导单元实现了对运动物体坐标定位过程的初始引导，最终通过双经纬仪完成了大尺度空间内坐标点的测量。上述测量系统中，相机动态外参通常通过高精度运动装置（经纬仪）给出。在转台带动相机运动进行动态测量的系统中，忽略了转台各轴间正交性误差，通过简化转台模型，降低转台给相机外部运动的参数在精确测量过程中的作用。

在相机和转台构成的双目视觉动态跟踪测量系统中，转台作为测量系统中的运动核心和自动控制的载体，是提供双目相机外部参数的唯一装置。因此，在大尺度场景下对运动物体坐标进行精确测量的过程中，需要考虑转台的制造和安装误差对最终测量结果精度的影响。本文通过设置固定坐标控制点，构建系统外部约束，在整体系统框架和实际测量场景下精确调整相机内部参数，改进了双目视觉动态测量模型，对双目动态跟踪测量系统测量结果的精度实现了优化。通过坐标测量误差对比实验表明，经过优化后的改进模型具有更高的测量精度，验证了本文提出的精度优化方法的可行性和准确性。

1 系统组成与参数确定方法

1.1 系统组成

相机和二轴转台构成的双目视觉动态跟踪测量系统如图 1 所示。在图示的动态跟踪测量系统中，将世界坐标系原点定义在空间任意一点处为 $O_w-X_wY_wZ_w$，$O_1-X_1Y_1Z_1$ 和 $O_2-X_2Y_2Z_2$ 分别为左右转台坐标系，$O_{cl}-X_{cl}Y_{cl}Z_{cl}$ 和 $O_{cr}-X_{cr}Y_{cr}Z_{cr}$ 分别为左右相机的相机坐标系，p_l（u_l，v_l）和 p_r（u_r，v_r）分别是坐标点 P 在左右相机像面上投影的像素坐标。左右相机的内部参数矩阵为 K_l 和 K_r。以世界坐标系为基准，左右两相机的外部运动参数由

左右两个转台提供，分别 R_l、T_l 和 R_r、T_r；投影矩阵分别为 M_l 和 M_r，m_{ij} 表示相机投影矩阵中的各个元素。对测量图像进行畸变校正后，公式（2）表示空间中任意一点 P_{w0}（X，Y，Z）的三维坐标。

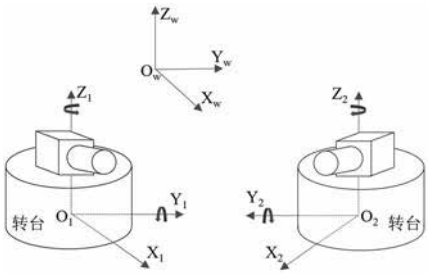


图 1　双目视觉动态跟踪测量系统示意图

Fig. 1　Binocular vision dynamic tracking system

$$\begin{cases}\lambda_l p_l = K_l\ (R_l P_{w0} + T_l) \\ \lambda_r p_r = K_r (R_r P_{w0} + T_r)\end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} u_l m_{31}^l - m_{11}^l & u_l m_{32}^l - m_{12}^l & u_l m_{33}^l - m_{13}^l \\ v_l m_{31}^l - m_{21}^l & v_l m_{32}^l - m_{22}^l & v_l m_{33}^l - m_{23}^l \\ u_r m_{31}^r - m_{11}^r & u_r m_{32}^r - m_{12}^r & u_r m_{33}^r - m_{13}^r \\ v_r m_{31}^r - m_{21}^r & v_r m_{32}^r - m_{22}^r & v_r m_{33}^r - m_{23}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{14}^l - u_l m_{34}^l \\ m_{24}^l - v_l m_{34}^l \\ m_{14}^r - u_r m_{34}^r \\ m_{24}^r - v_r m_{34}^r \end{bmatrix} \tag{2}$$

1.2　转台坐标系参数确定

测量前，将工业相机固定在转台上，如示意图 2 所示。其中 $O-X_cY_cZ_c$ 为相机坐标系，$O-X_RY_RZ_R$ 为相机坐标系，转台坐标系中心和相机坐标系中心可不重合。在转台外框设置 1、2 两点用于确定转台坐标系的 Z 轴，转台中框设置 3、4 两点用于确定转台坐标系的 Y 轴，1~4 固定点的布置方式见图 2 中的转台外框与中框。

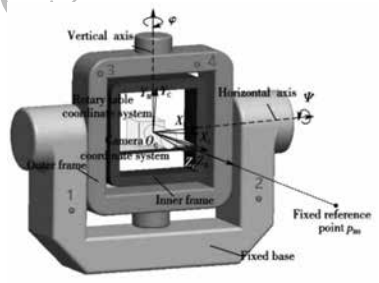


图 2　转台与相机固定关系

Fig. 2　Relationship between the turntable and the camera

分别转动转台的外框与中框，在每个转动角度处使用 Leica AT901 跟踪仪记录下 1~4 点的坐标值。具体步骤为：外框与中框分别从-90°~90°以 1°为间隔进行转动，最终根据外框和中框在各个位置处固定点的坐标值对每个位置进行圆拟合得到各位置处的圆心。圆 1 和圆 2 圆心连线为转台的 Y 轴，圆 3 和圆 4 圆心连线为转台的 Z 轴，转台的 X 轴由求得的 Y 轴和 Z 轴叉乘得到，最终确定转台坐标系在跟踪仪坐标系下的坐标系位置，得到与跟踪仪坐标系的位置关系，标定得到的转台坐标系结果如图 3 所示。

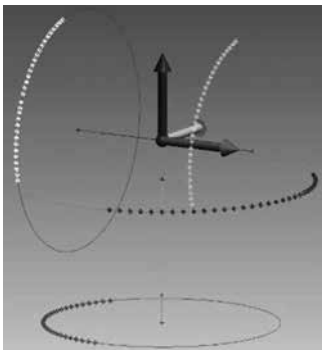
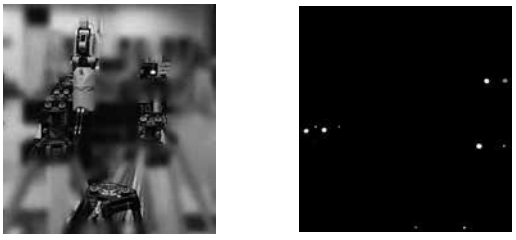


图 3　转台坐标系

Fig. 3　The coordinate frame of the turntable

1.3　相机与转台关系参数确定

根据文献［13］中提出的方法，在实验室条件下设置了 10 个控制点来标定相机与转台之间的关系，如图 4 所示，图 4（a）表示测量空间中跟踪仪和 10 个控制点的位置关系，图 4（b）表示在正常实验室环境下，通过在相机镜头前安装滤光片和对应波长的光源，得到的 1~10 号反光标记点的图像。



（a）　　（b）

图 4　控制点设置

Fig. 4　Setting of control points

在跟踪仪坐标系下，提前由跟踪仪测得控制点的三维坐标和转台坐标系与跟踪仪坐标系的变换关系 R_{tw}、T_{tw}。相机获取图 5（b）反光标记点图像，通过 PnP 算法获得跟踪仪坐标系下相机的外部参数 R_{cw}、T_{cw}。根据跟踪仪、转台、相机、控制点坐标系之间闭合的转换关系链，则相机与转台之间的关系 R_{tc}、T_{tc} 如式（3）所示。

$$\begin{bmatrix} R_{tc} & T_{tc} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{tw} & T_{tw} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{cw} & T_{cw} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \tag{3}$$

2 双目动态跟踪测量系统改进模型

在 2.1 节的双目动态跟踪测量系统内，对相机内参矩阵引入一个内参调整系数矩阵 A，整体测量系统安装完成后在空间约束条件是的限制下对内参调整系数矩阵进行求解，实现对相机内参矩阵的精确调整。对于单侧的一个“相机-转台”单元，本文提出的测量模型如式（4）所示。

$$\lambda \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} f_x & s & u_0 & 0 \\ 0 & f_y & v_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & t_1 \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & t_2 \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & t_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} \tag{4}$$

引入调整系数矩阵 A 后，需要保证调整后的内参矩阵中的每个元素与调整前的具有相同的物理含义，因此需要对调整后的内参矩阵进行物理含义上的限制。

令：

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \tag{5}$$

则有：

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x & s & u_0 & 0 \\ 0 & f_y & v_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}f_x & a_{11}s+a_{12}f_y & a_{11}u_0+a_{12}v_0+a_{13} & 0 \\ a_{21}f_x & a_{21}s+a_{22}f_y & a_{21}u_0+a_{22}v_0+a_{23} & 0 \\ a_{31}f_x & a_{31}s+a_{32}f_y & a_{31}u_0+a_{32}v_0+a_{33} & 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

根据内参矩阵中各个元素的物理含义得到调整因子的限制条件如式（7）。

$$\begin{cases} a_{21} = 0 \\ a_{31} = 0 \\ a_{32} = 0 \\ a_{33} = 1 \end{cases} \tag{7}$$

通过灰度质心算法得到反光标志点（图 4（b）中）在左相机中像素的齐次坐标为 p_{li}，在右相机中像素齐次坐标为 p_{ri}，左右相机的内参矩阵提前标定得到分别为 K_l、K_r，左右相机的调整因子分别问 A_l、A_r，反光标记点的齐次坐标为 P_{wi}，则带有调整因子的测量模型如式（8）所示。

$$\begin{cases} p_l^i = A_l K_l \begin{bmatrix} Rl_{tc} & Tl_{tc} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} P_w^i \\ p_r^i = A_r K_r \begin{bmatrix} Rr_{tc} & Tr_{tc} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} P_w^i \end{cases} \tag{8}$$

在初始位置处，根据式（8）和 1.3 小节得到的相机外参，在完成图像校正畸变的情况下，使用最小二乘算法，可以得到两相机内参的调整因子与经过调整之后的内参矩阵。

3 实验验证

为验证本文提出的测量模型是否可行有效，进行了相关实验。在本文的双目视觉动态跟踪测量系统中，选用灰点公司 BFLY 系列的网络相机，采用 Computar 的 12mm 定焦镜头。在距离系统 6m 处的场景下进行实验。表 1 为左右相机内部参数标定初值。

表 1 左右相机内部参数初值

Table. 1 The initial intrinsic parameters of two cameras

相机	f_x（/像素）	f_y（/像素）	u_0（/像素）	v_0（/像素）
左相机	2280.45	2280.20	631.58	518.51
右相机	2343.44	2342.89	632.87	503.90
左相机畸变系数	[-0.1135, 0.9512, 0.0013, -6.76e-4, 0]			
右相机畸变系数	[-0.0619, 0.3127, 3.27e-4, 0.0015, 0]			

表 2 给出了空间中 10 个控制点的三维坐标，图 5 表示了一个转台和 10 个控制点的空间相对位置关系。

表 **2** 控制点三维坐标

Table. 2 The coordinates of control points

点号	坐标（/mm）	点号	坐标（/mm）
1	(2404.75，729.26，−440.97)	6	(1369.69，169.21，−157.74)
2	(2418.82，585.96，−440.02)	7	(1445.00，801.91，17.59)
3	(1943.57，299.03，−148.44)	8	(1435.94，870.99，18.52)
4	(1961.43，220.32，−148.30)	9	(1887.51，857.46，−212.69)
5	(1377.74，98.99，−161.28)	10	(1904.88，773.39，−213.27)

图 5 控制点与转台坐标系位置关系

Fig. 5 The position relationship between control points and the turntable

根据结合上述得到的相机内参标定初值和调整系数矩阵求解条件，对系统中相机内参调整系数矩阵进行求解，表 3 给出了调整后两相机最终的内部参数，其中镜头的畸变系数保持不变。

表 **3** 左右相机最终的内部参数

Table. 3 The final intrinsic parameters of two cameras

相机	f_x（/像素）	f_y（/像素）	u_0（/像素）	v_0（/像素）
左相机	2280.65	2278.03	632.62	518.54
右相机	2343.30	2339.53	632.49	504.03
左相机畸变系数	[−0.1135，0.9512，0.0013，−6.76e−4，0]			
右相机畸变系数	[−0.0619，0.3127，3.27e−4，0.0015，0]			

转台的外框和中框分别带动相机在各自的方向上转动一定角度，使得控制点仍处于运动后两相机的公共视场内，分别使用相机初始内参和经过调整后的相机内参，对处在两相机公共视场内的控制点重新进行坐标测量，最终得到与跟踪仪提供的坐标真值相比的误差结果如表 4 和表 5 所示。

表 **4** 使用初始内部参数得到的误差值

Table. 4 The errors of using the initial intrinsic parameters

点号	误差值（/mm）	点号	误差值（/mm）
1	(7.26，1.75，0.65)	6	(10.43，2.86，−0.62)
2	(6.78，2.09，0.67)	7	(5.76，1.51，−0.92)
3	(8.82，2.69，−0.01)	8	(13.09，2.07，−1.26)
4	(8.64，3.38，0.16)	9	(9.26，1.19，0.82)
5	(10.23，3.43，−0.12)	10	(8.72，−1.09，0.47)
RMS（/mm）		(9.12，2.35，0.68)	

表 **5** 使用最终内部参数得到的误差值

Table. 5 The errors of using the final intrinsic parameters

点号	误差值（/mm）	点号	误差值（/mm）
1	(0.83，0.13，−0.10)	6	(−0.43，−0.63，−0.42)
2	(0.46，0.20，−0.07)	7	(−5.01，−0.40，−0.08)
3	(0.65，−0.06，0.20)	8	(2.27，0.34，−0.41)
4	(0.58，0.49，0.37)	9	(0.60，−0.40，0.79)
5	(−0.55，−0.22，0.06)	10	(0.58，−0.37，0.21)
RMS（/mm）		(1.82，0.36，0.49)	

根据表 4 和表 5 中的测量结果，转台带动相机运动之后，使用初始相机内参对空间点坐标值进行解算得到的结果在跟踪仪坐标系的深度方向与跟踪仪提供的真值有较大差距，最大误差值达到 13.09mm，空间坐标在三个方向上的均方根误差分别为 9.12mm、2.35mm 和 0.68mm。通过引入调整因子对相机内部参数进行调整之后，使用最终内部参数对空间点坐标值进行解算得到的结果与跟踪仪提供的真值相比，最大误差仍保留跟踪仪坐标系的深度方向，

但误差降到 5.01mm，空间坐标在三个方向上的均方根误差分别为 1.82mm、0.36mm 和 0.49mm。三个方向上的均方根误差值也小于使用初始内参的均方根误差值。当转台带动相机运动之后，通过引入内参调整因子，空间坐标点三个方向上的误差值小于使用初始内参的误差值。图 6 到图 8 分别表示了在跟踪仪坐标系下，使用相机初始内部参数和相机最终内部参数时 X 轴、Y 轴和 Z 轴的测量误差变化趋势。其中，在跟踪仪 X 轴（深度）方向和 Y 轴方向上，使用相机最终内部参数的测量误差值明显小于使用相机初始参数的测量误差值。

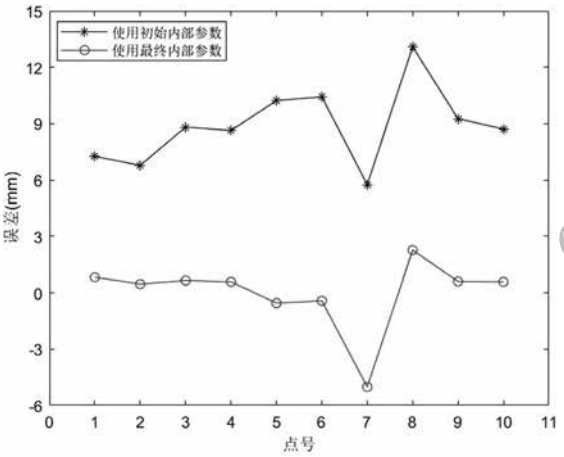


图 6　X 轴方向测量误差变化

Fig. 6　Measurement errors of X-axis

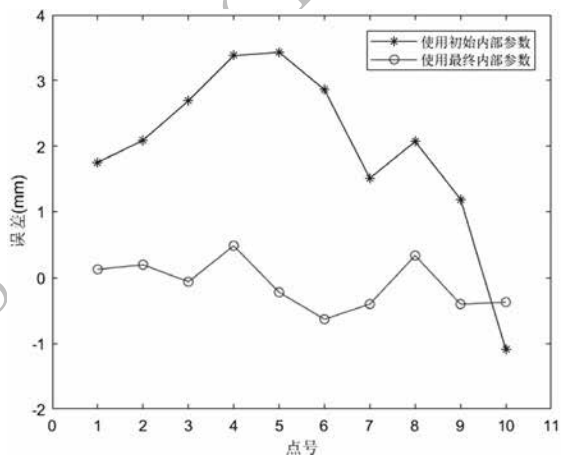


图 7　Y 轴方向测量误差变化

Fig. 7　Measurement errors of Y-axis

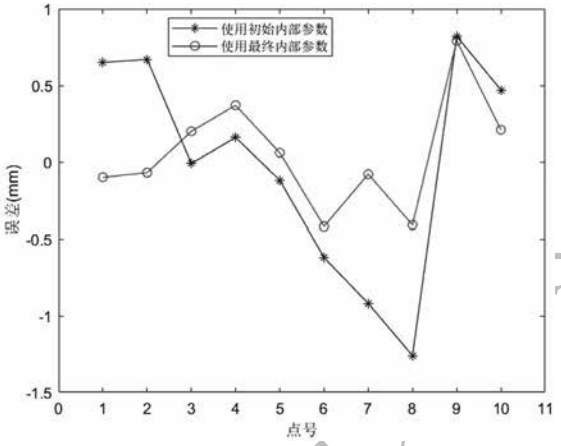


图 8　Z 轴方向测量误差变化

Fig. 8　Measurement errors of Z-axis

4　结论

本文通过对动态双目跟踪测量系统的测量模型进行改进，提出了基于该测量系统的精度优化方法。首先使用跟踪仪对转台坐标系的位置参数进行标定；在测量空间内部设置坐标控制点组成的约束条件；在测量过程中，对系统中每个相机的内部参数进行精确调整，解决了标定和测量过程中因转台制造和安装误差导致最后动态测量结果误差较大的问题。相较于普遍的测量系统，本文提出的测量方法适用于未布置反光编码点的测量空间，对于测量环境要求较低，更加有效适用于工业现场的坐标定位。对同样的测量点，使用相机最终内部参数得到的误差值明显小于使用相机初始内部参数得到的误差值，尤其在跟踪仪深度方向，最大误差值从 13.09mm 下降到了 5.01mm。10 个坐标点的测量结果表示，在误差最大的深度方向均方根误差从 9.12mm 下降到了 1.82mm。对三个轴向测量误差变化趋势的分析中，在使用相机最终内部参数之后，X 轴和 Y 轴方向的测量误差得到明显优化，明显小于使用相机初始参数得到的测量误差。说明本文提出的带有相机内参调整系数矩阵的测量模型在双目视觉动态跟踪测量系统中的定位精度优于传统的双目交会测量的定位精度，证明了本方法的可行性和准确性。

参考文献：

[1] 杨守瑞. 大型构件复杂曲面自动化测量方法与技术 [D].

[2] Carse B, Meadows B, Bowers R, et al. Affordable clinical gait analysis: An assessment of the marker tracking accuracy of a new low-cost optical 3D motion analysis system [J]. Physiotherapy, 2013, 99 (4): 347-351.

[3] Montijano, Eduardo, Cristofalo, 等. Vision-Based Distributed Formation Control Without an External Positioning System [J]. IEEE Transactions on Robotics A Publication of the IEEE Robotics & Automation Society, 2016.

[4] 隆昌宇. 移动视觉测量系统性能优化方法研究 [D].

[5] 孙军华, 张广军, 魏振忠, 等. 大型自由曲面移动式三维视觉测量系统 [J]. 仪器仪表学报, 2006 (12): 134-137.

[6] 王俊威, 西勤, 冯其强, et al. OptiTrack 系统点位测量的精度测试 [J]. 北京测绘, 2017 (S1): 300-306.

[7] Aurand A M, Dufour J S, Marras W S. Accuracy map of an optical motion capture system with 42 or 21 cameras in a large measurement volume [J]. Journal of Biomechanics, 2017: S0021929017302580.

[8] 姜广文, 晁志超, 伏思华, 等. 基于可控旋转的像机高精度标定技术 [J]. 光学学报, 2010, 030 (005): 1308-1314.

[9] 顾国华, 王佳节, 陈钱, 钱惟贤. 二维旋转平台下的相机参数标定 [J]. 光学精密工程, 2017, 25 (07): 1890-1899.

[10] 张广军, 孙军华, 魏振忠, 等. 基于单经纬仪的视觉测量三维数据拼接方法 [J]. 仪器仪表学报, 2007 (03): 59-63.

[11] 苑云, 朱肇昆, 张小虎, 等. 准同心广义经纬相机的成像模型及高精度标定 [J]. 光学学报, 2012, 032 (007): 176-187.

[12] 张滋黎. 基于视觉引导的大尺度空间坐标测量方法研究 [D]. 天津大学.

[13] 杨振 [1, 2], 尚洋 [1, et al. 固连于可控旋转平台相机的外参标定 [J]. 实验力学, 2014, 29 (2): 147-154.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于单目视觉姿态估计的六自由度激光跟踪测量方法

劳达宝[1] 王国名[2] 王玉凯[1] 张朝晖[1]

（1. 北京科技大学自动化学院北京市工业波谱成像工程技术研究中心 北京 100083；
2. 中国科学院微电子研究所 北京 100029）

摘　要：六自由度（6DOF）测量系统是实现工业机器人智能制造的基础技术之一，可通过六自由度激光跟踪仪实现位置和姿态的测量。空间目标位置可通过跟踪仪的测距和测角模块精确测得，姿态由单目视觉测量配合姿态靶标来测量。针对单目视觉姿态测量，本文提出了一种能自动配准姿态靶标标志点的高精度实时测量方法。针对六自由度测量，研究了一种姿态测量相机坐标系与跟踪仪测量坐标系配准的方法。通过实验，验证了姿态测量的精度和坐标系配准方法，证明该方法是可行的。

关键词：六自由度；姿态估计；激光跟踪测量；单目视觉；坐标系配准

中图分类号及文献标识码：TH741.23；TP212　　**文献标识码**：A

Six degree of freedom laser tracking measurement method based on monocular vision pose estimation

LAO Dabao[1], WANG Guoming[2], WANG Yukai[1], ZHANG Zhaohui[1]

(1. *Beijing Engineering Research Center of Industrial Spectrum Imaging, School of Automation and Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing* 100083, *China*;
2. *Institute of microelectronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100029, *China*)

Abstract: Six degree of freedom (6DOF) measurement system is one of the basic technologies to realize intelligent manufacturing based on industrial robots. Position and pose can be measured by a six DOF laser tracker. The position of space target can be accurately measured by laser tracker with distance

作者简介：劳达宝（通讯作者），2006 年于天津大学获得学士学位，2008 年于天津大学获得学士学位，2011 年于天津大学获得博士学位，现为北京科技大学副教授，主要研究方向为精密仪器和几何量测量技术研究。E-mail：laodabao@ustb.edu.cn

LAODabao received his B. Sc. degree in 2006 from Tianjin University, received his M. Sc. degree in 2008 from Tianjin University, received his Ph. D. degree in 2011 from Tianjin University, now he is vice professor in University Of Science and Technology Beijing. His main interests include precision instrumentation and geometrical metrology.

* **基金项目**：国家重点研发计划（2017YFF0107300）资助项目

and angle measuring module, and the pose can be measured by monocular vision measurement combined with an pose target. For monocular vision pose measurement, this paper presents a high precision real-time measurement method which can automatically register the vision markers in pose target. Aiming at the measurement of six degrees of freedom, a method of registration between the camera coordinate system and the tracker is studied. The accuracy of pose measurement and the method of coordinate registration are verified by experiments, which prove that the methods are feasible.

Keywords: Six degrees of freedom; Pose estimation; Laser tracking measurement; Monocular vision; Coordinate system registration

0 引言

在智能制造中，工业机器人应用广泛，但机器人末端位姿精度不足，通常需要外部测量设备进行校准或实施补偿。激光跟踪仪测量精度高、可通过实时跟踪实现动态测量，特别适合于机器人的末端位置的实时补偿。但在机器人工作过程中，还需要对末端工具姿态进行实时高精度测量，因此需要在激光跟踪仪坐标测量基础上，增加三维姿态测量模块，实现六自由度（6DOF）测量，由此形成六自由度激光跟踪仪。鉴于激光跟踪仪对空间位置的三自由度测量是一种成熟的技术[1]，本文重点讨论姿态测量方法，以及姿态测量与跟踪仪的结合。

针对姿态测量，Yang Gao，Stephen Kyle 等[2] 研究了一种姿态测量方法，由反射棱镜和探测 CCD 组成，反射棱镜的锥顶处开有小孔，激光由小孔入射到 CCD 上，系统通过 CCD 上的激光成像位置解算得到偏航角和俯仰角，滚转角由内部的倾角传感器得到，从而实现六自由度的测量。但此种方法需要在靶标上探测器及处理电路，靶标需要供电，且滚动角测量速度较慢，精度不高。Luhmann T 和 Wildey C 等[3-5] 研究了一种单相机姿态测量方法，实现了基于多个标志点的高精度姿态测量。针对单相机姿态测量算法，Lepetit V[6] 在 PnP 问题基础上发展了 EPnP 算法，测量速度快，抗干扰能力强，只需 3 对共面（非共面需要 4 对）3D-2D 匹配点，即可得到精确的位姿。但无法实现对多个标志点的自动匹配。DAVID P 等[7] 研究了一种 SOFTPOSIT 算法，可实现标志点自动匹配，但其采用 POSIT 算法进行姿态估计，精度较低。

本文采用一种融合 SoftPOSIT 和 EPnP 算法的新型自动匹配姿态估算方法[8-9]，将在由 EPnP 算法保证精度的基础上，解决标志点自动匹配的问题，开发新型标靶实现姿态测量。结合激光跟踪仪的三维测量，最终实现基于激光跟踪仪和单相机的六自由度测量系统。

1 系统原理

激光跟踪仪六自由度测量原理如图 1 所示，测量系统由激光跟踪仪、单目相机和六自由度靶标组成。其中 6D 靶标由角锥棱镜和多个标志点组成，其中激光跟踪仪与角锥棱镜组合测量 6D 靶标的空间位置，由相机与标志点组合测量 6D 靶标的姿态角。通过实现标定好的相机坐标系与跟踪仪坐标系，将姿态测量结果统一到跟踪仪坐标系下。

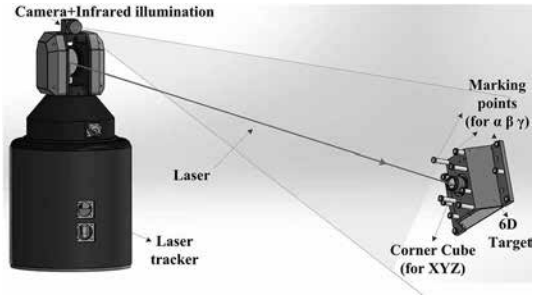


图 1 六自由度测量原理

Fig. 1 Principle of six degree of freedom measurement

设跟踪仪坐标系为（$O_LX_LY_LZ_L$），相机坐标系为（$O_CX_CY_CZ_C$），靶标坐标系为

($O_TX_TY_TZ_T$)。相机坐标系到跟踪仪坐标系转换矩阵为 R 和 T。则有：

$$\begin{bmatrix} X_L \\ Y_L \\ Z_L \end{bmatrix} = R_{LC} \begin{bmatrix} X_C \\ C_L \\ Z_C \end{bmatrix} + T_{LC} \tag{1}$$

通过相机测量靶标上的标志点，可获得靶标坐标系到相机坐标系的转换关系。

$$\begin{bmatrix} X_C \\ Y_C \\ Z_C \end{bmatrix} = R_{CT} \begin{bmatrix} X_T \\ Y_T \\ Z_T \end{bmatrix} + T_{CT} \tag{2}$$

式（2）代入式（1），可获得六自由度靶标坐标系到跟踪仪坐标系的转换关系如下：

$$\begin{bmatrix} X_L \\ Y_L \\ Z_L \end{bmatrix} = R_{LC} \times R_{CT} \begin{bmatrix} X_T \\ Y_T \\ Z_T \end{bmatrix} + R_{LC} \times T_{CT} \times T_{LC} \tag{3}$$

则靶标坐标系到跟踪仪坐标系下的旋转矩阵 R_{LT} 可由下式表示：

$$R_{LT} = R_{LC} \times R_{CT} \tag{4}$$

已知角锥棱镜中心在六自由度靶标中坐标为（X_{T0}，Y_{T0}，Z_{T0}），在进行六自由度靶的位姿实时测量时，通过跟踪仪实时测量六自由度靶标中角锥棱镜的中心坐标（X_{L0}，Y_{L0}，Z_{L0}），将两个坐标系的该点坐标值以及 R_{LT} 代入式（3），则可获得精确的平移矩阵 T_{LT}。

$$T_{LT} = \begin{bmatrix} X_L \\ Y_{L0} \\ Z_{L0} \end{bmatrix} - R_{LT} \begin{bmatrix} X_{T0} \\ Y_{T0} \\ Z_{T0} \end{bmatrix} \tag{5}$$

至此，可获得六自由度靶标坐标系到跟踪仪坐标系下的旋转矩阵 R_{LT} 和平移矩阵 T_{LT}，即完成靶标的六自由度测量。鉴于跟踪仪实时测量六自由度靶标中角锥棱镜的中心坐标（X_{L0}，Y_{L0}，Z_{L0}）是跟踪仪容易实现的功能，因此重点在于如何实时获得高精度的 R_{CT}，以及精确标定 R_{LC}。

2 单目视觉姿态测量方法

2.1 EPnP 姿态测量算法

EPnP 算法利用三维线性空间的 4 个非共面虚拟控制点来表示三维空间点，从而把求取 N 个空间点在相机坐标系下的坐标转化为求取该 4 个虚拟控制点在相机坐标系下的坐标问题。

设靶标中特征点的世界坐标为 $\{K_i^B, i=1, 2, 3, 4\}$，右上标 B 用来标注在靶标坐标系下的坐标，4 个虚拟控制点在靶标坐标系下的非齐次坐标为 $V_j^B = (x_j^B, y_j^B, z_j^B)^T$，靶标特征点的坐标与虚拟控制点的坐标关系如式（6）。

$$K_i^B = \sum_{j=1}^{4} a_{ij} V_j^B, \ i = 1, 2, 3, 4 \tag{6}$$

由线性关系在欧式变换下的不变性，有式（7）存在，右上标 c 用来标注在相机坐标系下的坐标。

$$K_i^c = \sum_{j=1}^{4} a_{ij} V_j^c, \ i = 1, 2, 3, 4 \tag{7}$$

转换系数满足 $\sum_{j=1}^{4} a_{ij} = 1$，$[a_{i1}, a_{i2}, a_{i3}, a_{i4}]^T$ 为权重，即靶标特征点 K_i^B 在以虚拟控制点 V_j^B 为基的欧式空间中的坐标。每个靶标特征点和像点之间的对应关系可得到式（8）两个方程

$$\begin{cases} \sum_{j=1}^{4} a_{ij} f_x x_j^c + a_{ij}(u_x - u_i) z_j^c = 0 \\ \sum_{j=1}^{4} a_{ij} f_x x_j^c + a_{ij}(v_x - v_i) z_j^c = 0 \end{cases} \tag{8}$$

当有 n 个空间点和图像点对应时，可得到含 2n 个方程的线性方程组，记为矩阵形式 $Mx=0$，其中 M 是 2n×12 的矩阵，向量 $x = [V_1^{cT} V_1^{cT} V_1^{cT} V_1^{cT}]^T$ 为 12×1 的向量，包含了 n 个虚拟控制点在相机坐标系下的非齐次坐标。根据欧式变换的保距性，由 n 个靶标特征点之间的距离已知，即可求出 n 个靶标特征点在相机坐标系下的坐标。由靶标上特征点在相机坐标系下的坐标，代入式（2），即可获得靶标坐标系到相机坐标系的旋转矩阵 R_{CT}。

然而，靶标标志点与它们的图像坐标的对应关系是未知的，因此需要研究一种实时的匹配算法。下文研究了一种 SoftPOSIT 算法用于标志点与图像坐标的匹配方法。因此整个靶标姿态的测量流程如下图 2 所示，首先将六自由度放置于一个初始位置，已知大致的初始位姿信息，将初始位姿信息、靶标坐标

系下标志点坐标和未对应关系的图像坐标代入 SoftPOSIT 算法，计算出标志点与图像坐标的一一对应关系，将靶标坐标系下标志点坐标和已对应关系的图像坐标代入 EPnP 算法，解算出精确的六自由度靶标的姿态。尽管 SoftPOSIT 算法也可以完成姿态的估计，但其精度不高，因此本文只利用其标志点配准的功能，因此其中姿态的精确解算由 EPnP 算法代替 POSIT 方法完成。

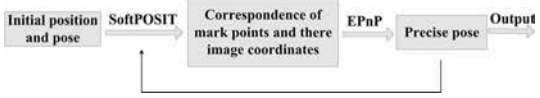


图 2　姿态测量方法

Fig. 2　pose estimation method

2.2　基于 SoftAssign 算法的标志点匹配

SoftAssign 算法利用已知的初始位姿参数通过迭代确定特征点的对应关系，再由确定的已知对应关系。利用 EPnP 算法进行姿态解算，由得到的新的姿态再寻找新的对应关系，如此循环反复，直到迭代使得全局目标函数达到最小化即完成姿态解算和对应关系确定。SoftAssign 算法如下：

图 3 为基于平行透视的透视投影模型，O 为摄像机光心，设 OPA 或 OPB 为针孔成像的投影直线，理想状态下，像点 p_A 和 P_A 应同时位于理想直线上，但是由于相机镜头存在畸变，使得空间点的像点成像偏离实际位置。因此，通常使用平行透射模型近似这种透视模型，空间点 P_A 基于平行透视模型下的像点 q_A，当空间点变换为位置 B 的 P_B 时，对应的实际像点为 q_B。

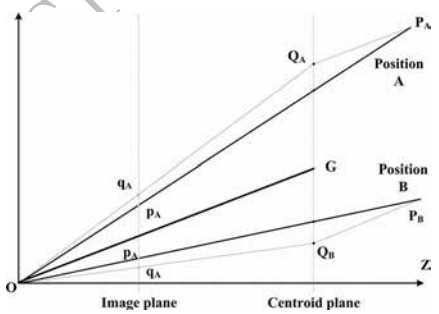


图 3　平行透视投影模型

Fig. 3　Parallel perspective projection model

当且仅当 q_A 和 q_B 重合时，即认为 P_A 和 P_B 经过刚体变换后对应相同的空间点，即可获得该点在刚体中的编号。因此只需建立 q_A 和 q_B 之间距离 D 为最小值的目标函数，设 $q_A = (X_A, Y_A)$，$q_B = (X_B, Y_B)$，则目标函数 D 的全局最小值方程组，如式（9）所示。

$$\min D = \sum_k ((X_{Ak} - X_{Bk})^2 + (y_{Ak} - y_{Bk})^2) \quad (k = 1, 2, 3\cdots) \tag{7}$$

每个图像特征点 p 可能和任何一个靶标特征点 P 所对应，因此需要找出唯一的拓扑对应关系。m^{ij} 用来描述 p 和 P 的匹配情况，当所有的对应关系都已经确定是，m_{ij} 的取值只可能是 0（不匹配）或 1（匹配），且每个图像特征点只能和一个靶标特征点匹配，反之亦然。由此可以构建一个由权系数 m_{ij} 组成的 M×N 的矩阵 $M = \{m_{ij}\}$，第 i 行对应第 i 个目标特征点，第 j 列对应第 j 个图像特征点，当（i，j）元素为 1 时，表示图像特征点 p 和靶标特征点 P 匹配。当（i，j）元素为 0 时，表示图像特征点 p 和靶标特征点 P 不匹配，式（7）可变换为（8）。

$$\min D = \sum_{j=1}^{J} \sum_{i=1}^{I} m_{ij}((X_A - X_B)^2 + (y_A - y_B)^2) \tag{8}$$

将空间点坐标及姿态参数矩阵代入式（8）进行迭代优化计算，即可同时优化解算出姿态参数，其中姿态参数矩阵计算方式采用 EPnP 算法来完成。

3　相机坐标系与跟踪仪坐标系配准

3.1　相机坐标系与跟踪仪坐标系配准原理

相机坐标系到跟踪仪坐标系转换矩阵为 R_{LC} 和 T_{LC} 共包含 6 个未知参数，若同时在两个坐标系下已知三个以上的公共点坐标，代入式（1），即可解算出 R_{LC} 和 T_{LC}。本文正是基于该基本原理实现相机坐标系与跟踪仪坐标系的配准。

通过在测量系统测量范围内固定三个以上球座构建控制点，分别在球座上放置相同

直径的测量靶进行球心的测量，校准系统如图 4 所示。针对跟踪仪测量该控制点坐标时，采用角锥棱镜。而针对相机测量球心坐标时，采用基于同心摄影测量标志半球形靶标，如图 x+1 所示，该靶标中心为圆形高反射率的发射片，圆心位于球心，经过图像处理获取圆心的图像坐标，也就是球心的图像坐标。当球座不移动时，角锥棱镜球心和摄影测量标志半球形靶标的球心重合，则跟踪仪和相机测量的控制点位置相同。

由于本系统将相机安装在跟踪仪转台上，当仪器转动时，带动相机做水平方向的旋转，由此造成相机坐标系相对跟踪仪坐标系发生变化。

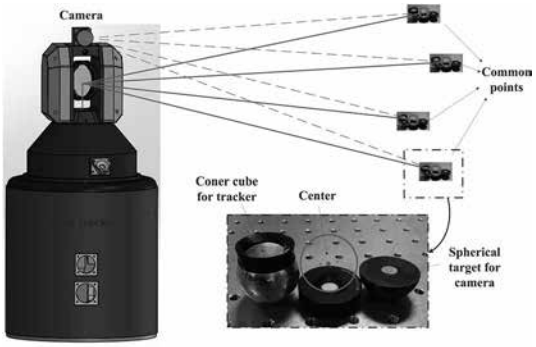


图 4　坐标系配准原理示意图

Fig. 4　Schematic diagram of coordinate system registration principle

如图 5 所示，设位置 1 时相机坐标系为（$O_{c1}X_{c1}Y_{c1}Z_{c1}$），跟踪仪方位轴旋转角度 Az 后到达位置 2，而此时相机坐标系变换为（$O_{c2}X_{c2}Y_{c2}Z_{c2}$），则两个坐标系之间转换关系如式（9）所示：

$$\begin{bmatrix} X_{c1} \\ Y_{c1} \\ Z_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos Az & \sin Az & 0 \\ -\sin Az & \cos Az & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{c2} \\ Y_{c2} \\ Z_{c2} \end{bmatrix} = R\ (Az) \begin{bmatrix} X_{c2} \\ Y_{c2} \\ Z_{c2} \end{bmatrix} \tag{9}$$

因此，只需标定相机位于跟踪仪起始位置时坐标系（$O_{c0}X_{c0}Y_{c0}Z_{c0}$）与跟踪仪坐标系之间的位姿关系 R_{LC0} 和 T_{LC0}，当跟踪仪转动时，新位置相机与跟踪仪的位姿关系变换为 $R_{LC0}\times R\ (Az)$ 和 T_{LC0} 即可。

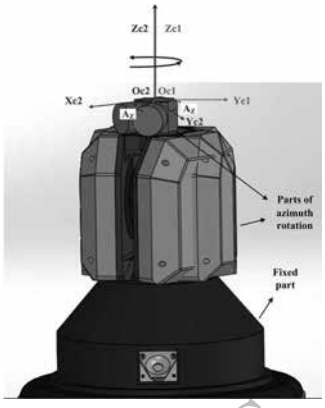


图 5　跟踪仪水平旋转时相机坐标系配准原理

Fig. 5　Registration principle of camera coordinate system in horizontal rotation of tracker

3.2　公共点在相机坐标系下的坐标

根据透射投影模型，单相机不能够直接获取控制点在相机坐标系下的三维坐标值。研究了一种基于 4 个非共线控制点的单相片空间后方交会算法，实现了控制点在单相机坐标系下的坐标解算。

如图 6 所示，已知物方控制点 P_i（$i=1$，2，3，4）的相互位置关系，令控制点在相机坐标系下坐标为（X_{ci}，Y_{ci}，Z_{ci}）。控制点在测量相机下成像，获得像素坐标（u_i，v_i），设图像坐标系位于相机焦距处，则物方点在图像坐标系下对应的点 P_i'，图像坐标为（x_{pi}，y_{pi}）。则 P_i' 在相机坐标系下坐标由下式求得：

$$\begin{bmatrix} x_{pi} \\ y_{pi} \\ z_{pi} \end{bmatrix} = R_0 \begin{bmatrix} u_i \\ v_i \\ 1 \end{bmatrix} \tag{10}$$

其中 R_0 为相机内参数矩阵，与图像中心（u_0，v_0），焦距 f，畸变参数（k_1，k_2，k_3，p_1，p_2，b_1，b_2）相关，可通过内参数标定获得。

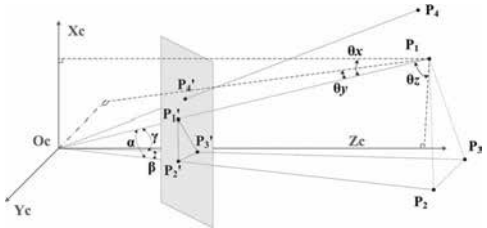


图 6　利用 4 个控制点的坐标解算

Fig. 6　Coordinates solution based on four control points

若要求解 P_i 空间坐标，只需求出 O_CP_i，以及 P_i 点在相机坐标系各坐标轴上的投影角度（θ_x，θ_y，θ_z），即可根据如下公式计算 P_i 的空间坐标。

$$\begin{cases} X_{ci} = O_cP_i \cdot \cos\theta_x \\ Y_{ci} = O_cP_i \cdot \cos\theta_y \\ Z_{ci} = O_cP_i \cdot \cos\theta_z \end{cases} \tag{11}$$

由于 P_i 位于 $O_CP'_i$ 的延长线上，P_i 点在相机坐标系各坐标轴上的投影角度（θ_x，θ_y，θ_z），与 P'_i 在相机坐标系各坐标轴上的投影角度相同，因此（θ_x，θ_y，θ_z）可通过 P'_i 坐标计算获得。由此只需计算各控制点到相机中心的距离即可。由图中三角形 $O_CP_1P_2$、$O_CP_1P_2$ 和 $O_CP_1P_2$ 和余弦定理，可得：

$$\begin{cases} P_1P_2^2 = O_cP_1^2 + O_cP_2^2 - 2O_CP_1 \cdot O_c P_2 \cdot \cos\alpha \\ P_2P_3^2 = O_cP_2^2 + O_cP_3^2 - 2O_CP_2 \cdot O_c P_3 \cdot \cos\beta \\ P_1P_3^2 = O_cP_1^2 + O_cP_3^2 - 2O_CP_1 \cdot O_c P_3 \cdot \cos\gamma \end{cases} \tag{12}$$

由上式 3 个方程可解算出 3 个未知数，但存在多个解，因此增加 1 个点 P_4，即可构建 6 个方程解算 4 个未知数。将各点距离代入式（12）即可计算出控制点在相机坐标系的坐标。

4 实验

4.1 相机坐标系与跟踪仪坐标系配准实验

如下图 7 所示，搭建了相机与跟踪仪坐标系配准实验系统，相机安装在跟踪仪上方。其中，CCD 相机选用 balser acA2500－20gm，分辨率为 2592×2048，镜头焦距 12mm。激光跟踪仪为自主研制的飞秒激光跟踪仪。

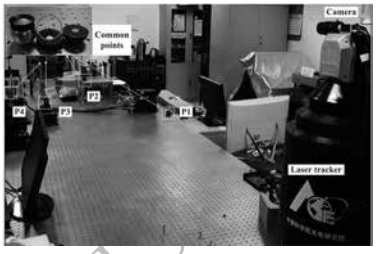


图 7　相机与跟踪仪坐标系配准实验装置

Fig. 7　Alignment experimental installation of laser tracker and camera coordinate

如图 7 所示，在距离跟踪仪约 4 米处布置了 4 个球座，通过分别放置跟踪仪直径相同的角锥棱镜靶球和球形视觉测量靶，作为坐标系配准的公共控制点，以确保跟踪仪和相机测量的是同一点。跟踪仪和相机分别测得的公共控制点坐标值如表 1 所示。

表 **1**　控制点坐标

点号	跟踪仪坐标系			相机坐标系下		
P1	−1179. 333	3376. 308	−692. 727	150. 343	3568. 211	−793. 716
P2	−1583. 989	3550. 168	−420. 019	−165. 233	3880. 222	−526. 326
P3	−1665. 617	3502. 435	−535. 453	−257. 397	3864. 91	−642. 574
P4	−1742. 056	3130. 543	−362. 967	−466. 847	3548. 033	−470. 298

由上表计算得出相机坐标系到跟踪仪坐标系下的旋转矩阵 R 和平移矩阵 T 为：

R＝［0. 9302 −0. 3669 0. 0102

0. 3626 0. 9311 −0. 0014

0. 011 0. 0012 1. 022］；

T＝［0. 102；　0. 517；　−80. 213］；

4.2 姿态精度验证实验

为了验证姿态测量方法的可行性和精度，搭建了相应的实验系统平台，如图 8 所示，系统包括激光跟踪仪、CCD 相机、二维精密转台、立体靶标。其中相机安装在跟踪仪上，将 6 六自由度靶标安装在二维转台上，通过转台的精确旋转提供角度标准值，与相机测量的姿态角进行比对。二维精密转台角位置测量精度为 ± 2″，水平角转动范围为［30°，330°］，俯仰角转动范围为［0°，360°］。通

过实现对转台旋转角度和姿态角的配准，姿态角 α 通过转台绕转台坐标系 X' 轴旋转得到，姿态角 β 通过转台绕转台坐标系 Y' 轴旋转得到。

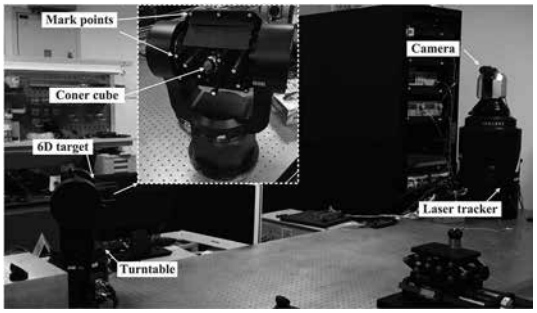


图 8　姿态精度测试实验

Fig. 8　Attitude accuracy test experiment

实验过程中，控制转台绕分别绕坐标系方位和俯仰轴间隔 2°转动，转动范围为［-20°，20°］。采用本文方法进行对六自由度靶标标志点自动识别，并完成姿态解算。测量比对误差如图 9 所示。

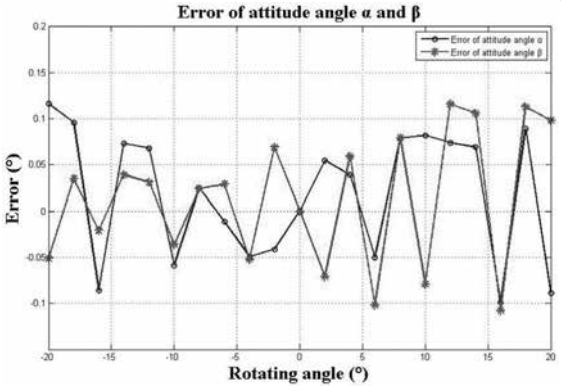


图 9　姿态测量误差

Fig. 9　Attitude measurement error

由实验结果可见，转台水平旋转转动［-20°，20°］时，与相机坐标系的水平方向姿态角 α 相比较，得出误差约为±0.1°，转动范围在［-10°，10°］时误差为±0.05°；转台俯仰旋转转动［-20°，20°］时，与相机坐标系的水平方向姿态角 α 相比较，得出误差约为±0.1°；转动范围在［-20°，10°］时误差为±0.05°。由此可得出，标志点匹配正确，姿态测量精度达到 0.1°。有结果可见，六自由度靶标与相机的相对位置关系影响姿态测量精度，当靶标与相机正对的时候，精度相对较高。

6　结论

本文研究了一种基于单目相机测量姿态和激光跟踪仪测量位置的六自由度测量方法，重点研究了一种姿态实时测量方法，以及将姿态角融合到跟踪仪测量系统的标定方法。针对姿态测量方法，在 EPnP 算法进行姿态估计的基础上，融合了基于 SoftAssign 算法实现视觉靶标标志点匹配，实现了在相机坐标系下实时姿态测量。针对相机坐标系和跟踪仪坐标系配准问题，研究了一种基于公共点的坐标系转换方法，重点研究了单相机获得公共点三维坐标的方法。实验证明，系统通过坐标系配准可实现六自由度的测量。姿态精度测试实验可见，姿态测量精度可达到约 0.1 度，且可以实时测量，验证了标志点自动配准的姿态测量原理。

参考文献：

［1］ Muralikrishnan B, Phillips S, Sawyer D. Laser trackers for large-scale dimensional metrology: A review［J］. Precision Engineering, 2015, 44: 13-28.

［2］ Yang Gao, Stephen Kyle, Jiarui Lin, et al. Laser tracker orientation in confined space using on-board targets［J］. Measurement Science & Technology, 2016, 27 (8): 085010.

［3］ Luhmann T. Precision potential of photogrammetric 6DOF pose estimation with a single camera［J］. Isprs Journal of Photogrammetry & Remote Sensing, 2009, 64 (3): 275-284.

［4］ Wildey C, Macfarlane D L, Goyal A, et al. Single-camera motion measurement and monitoring for magnetic resonance applications［J］. Applied Optics, 2011, 50 (14): 2088

［5］ Peng Wang, Xu Xiao, Zimiao Zhang, and Changku Sun, Study on the position and orientation measurement method, CHINESE OPTICS LETTERS, 2010/Vol. 8, No. 1: 55-58

[6] Lepetit V, Moreno－Noguer F, Fua P. Epnp: an accurate O (n) solution to the pnp problem [J]. International Journal of Computer Vision, 2009, 81 (2): 155－166.

[7] DAVID P, DEMENTHON D F. SoftPOSIT: simultaneous pose and correspondence determination [J]. International Journal of Computer Vision, 2004, 59 (3): 259－284.

[8] 劳达宝, 张慧娟, 熊芝, 周维虎. 基于单目视觉的姿态自动测量方法 [J]. 光子学报, 2019, 48 (03): 165－171.

[9] 张慧娟, 熊芝, 劳达宝, 周维虎. 基于 EPNP 算法的单目视觉测量系统研究 [J]. 红外与激光工程, 2019, 48 (05): 190－195.

基于 MBSE 的 PHM 开发平台设计

王生龙，景　博，焦晓璇，潘晋新，崔展博

（空军工程大学 西安 710051）

摘　要：针对故障预测与健康管理（Prognostic Health Management，PHM）开发平台结构复杂、功能多样的特点，提出应用基于模型的系统工程（Model Based Systems Engineering，MBSE）方法论指导平台设计过程。使用模型驱动的 OOSEM 建模方法对 PHM 开发平台进行需求分析、功能分析、架构定义、架构综合，搭建完善的 PHM 开发平台 MBSE 模型。面向对象的建模方法使该模型具有结构清晰、通用性强、集成性高的特点，该模型的建立为 PHM 开发平台搭建提供模型基础与方法论指导。

关键词：PHM 开发平台；基于模型的系统工程；OOSEM 方法

中图分类号：TP274.2　　**文献标识码：**A

Design of PHM development platform based on MBSE

Wang Shenglong，Jing Bo，Jiao Xiaoxuan，Pan Jinxin，Cui Zhanbo

（*Air Force Engineering University*，*Xi'an*，710051，*China*）

Abstract：Aiming at the characteristics of the Prognostic Health Management（PHM）platform with complex structure and diverse functions，the Model Based Systems Engineering（MBSE）methodology is proposed to guide the platform design process. The model driven OOSEM modeling method is used to conduct demand analysis，function analysis，architecture definition and architecture synthesis of PHM development platform，and to build a perfect MBSE model of PHM development platform. The object-oriented modeling method makes the model have the characteristics of clear structure，strong universality and high integration. The establishment of the model provides model foundation and methodology guidance for PHM development platform construction.

Keywords：PHM development platform；MBSE；OOSEM methodology

作者简介：王生龙，2018 年于空军工程大学获得学士学位，现为空军工程大学在读硕士，主要研究方向为智能检测与健康管理。E-mail：phm_ wsl@ outlook. com

Wang Shenglong received his B. Sc. degree in 2018 from Air Force Engineering University，now he is a M. Sc. candidate in Air Force Engineering University. His main research interests include intelligent detection and health management.

0 引言

PHM 系统涉及大数据处理、网络通信、人机交互、多系统交联等多学科技术，具有复杂性、综合性、信息化的特点[1]。其发展以各学科新技术进步为基础，随着智能化时代物联网技术、深度学习、大数据云计算等技术的产生，PHM 系统的理论框架与功能结构有了新的发展[2]（见图 1）。然而在理论研究进一步体系化的条件下，PHM 技术的集成与熟化仍然缺乏实践与经验，对 PHM 技术的应用推广非常不利。PHM 开发平台的设计与应用仍面临许多困难阻碍，目前，PHM 开发平台的研究面临以下问题：

1）应用对象范围广。PHM 技术广泛应用在交通运输、航空航天、网络通信、工业能源等多个领域的多种对象设备中，如汽车、卫星、轴承、海堤、机床、油井等，不同对象工作特性差别大，导致故障模型获取难度大，模型验证困难。

2）应用环境差异大。不同设备的工况与应用背景有差别，其目的功能、应用空间、计算资源各有限制与需求，基于文档的描述方式难以将具体需求与设备功能、系统结构紧密联系，逻辑梳理不够清晰，难以建立一个通用性的解决方案。

3）PHM 开发平台系统复杂。PHM 开发平台具有功能丰富、结构复杂、交互性强、分布式的特点，结构化、半结构化、非结构化的多元、异构数据的传输、处理缺乏标准约束。在确保平台可靠性、打通节点链路、支持系统维保上都需要很大投入，对人力、物力提出了较高要求[3]。

目前，国内外在 PHM 开发平台上的研究多集中于仿真上，PHM 技术熟化程度不足。周长红[4] 等使用 LabVIEW 与 Matlab 软件建立了一套 PHM 仿真验证平台，可实现对不同民机架构进行验证评价，然而该研究仅停留在软件仿真；He[5] 等针对医疗设备建立了一个 PHM 流程框架，在框架下以仿真的方法实现了设备轴承故障诊断并给出了模型置信度；KWON[6] 等提出基于物联网平台的 PHM 架构，然而目前没有相关标准对基于物联网的 PHM 平台提供支持。针对不同应用环境，国内外学者搭建了相应的 PHM 开发平台，然而在 PHM 开发平台搭建上仅聚焦局部功能，PHM 平台架构不够完整，具有很大局限性。郭文浩[7] 等使用 LabVIEW 设计 PHM 试验平台综合控制器，但平台功能仅局限于数据采集，没有具备完备的 PHM 流程；Zhou[8] 等提出一种故障诊断方法“CMFDK-MT”与相应的 PHM 架构，然而该研究仅针对机床设备多的故障诊断，缺乏通用性。

本文针对以上问题，选择应用 MBSE 方法论指导建立一个功能完善、通用性高、应用性强的 PHM 开发平台体系架构模型[9]。以 MBSE 指导平台设计具有以下特点优势[10]：

1）MBSE 摆脱了传统的基于文档的系统工程方法，代替以集成的、清晰一致的系统模型描述设计开发全生命周期过程。MBSE 模型之间有明确通信接口，模型内容具有一致性，设计更改方便，增强了系统设计文件的可读性，提高系统设计效率。

2）MBSE 在复杂系统设计中建立了标准的设计规范，提高了设计描述的准确性，打通不同设备、交叉学科之间的联系，提高了复杂系统集成性，有效解决部件级、分系统级的功能、结构交联描述不清晰的问题；

3）MBSE 采用一种面向对象的设计方法，统一的方法、参数、事件定义提高了系统数据模型的可重用性，在不同应用场景下可灵活配置，提升了方案的通用性。

MBSE 以其优势可以有效解决 PHM 开发平台在设计阶段面临的困难，应用 MBSE 方法论指导 PHM 开发平台设计可以有效降低设计难度，提高设计效率。

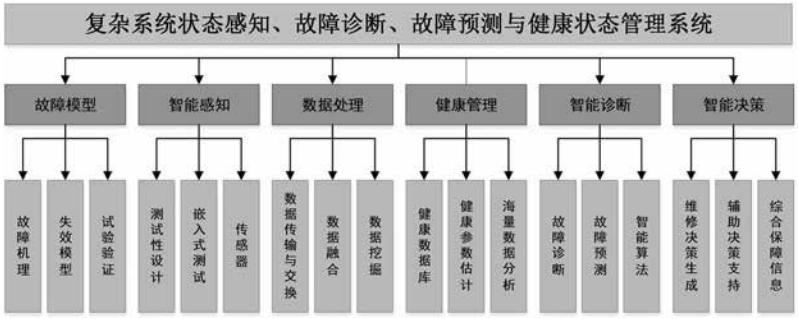


图 1　PHM 系统框架

Fig. 1　PHM system framework

1　基于模型的系统工程理论

基于模型的系统工程是一种应用建摸方法的方式，用于支持系统需求、设计、分析、检验和验证活动。这些活动从概念设计阶段开始，以模型为技术基线的一个组成部分，贯穿整个开发过程及后续的生命周期阶段[11]。MBSE 在工程实践中包含三大支柱：建模语言、建模方法以及建模工具[12]。

1.1　建模语言

建模语言是在建模过程中用于定义模型、表述模型关系的一种描述方法。SysML 是一种标准化的图形建模语言，由对象管理组织 OMG 在统一建模语言 UML2.0 的基础上提出. SysML 是 UML 的子集，并对 UML2.0 进行相关重构。SysML 图共分为 9 类[13]（见图 2）。

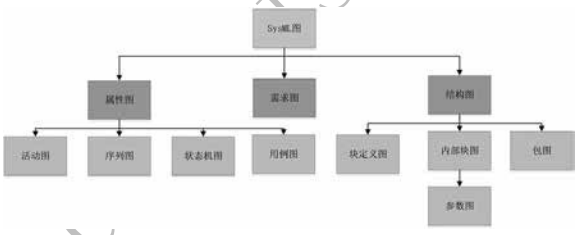


图 2　SysML 图分类

Fig. 2　SysML figure classification

包图（pkg）：以包含模型元素的包的形式来描述模型的组织结构与包含关系；

需求图（req）：描述基于文本的需求与其他需求、设计元素、测试用例之间的逻辑关系；

活动图（act）：基于行为模块的输入、输出、控制信号描述工作流；

序列图（sd）：基于系统、分系统间信息交换顺序建立描述特定行为的工作流；

状态机图（stm）：描述事件触发的一系列实例状态转换；

用例图（uc）：通过描述外部用例对系统的操作行为展示系统功能；

模块定义图（bdd）：描述系统结构模块的组成与分类；

内部块图（ibd）：描述模块之间的接口和交联关系；

参数图（par）：通过等式与不等式定义属性值的约束。

在系统工程实践中，SysML 旨在以图形化的语言详细描述系统结构以及内部模块结构，促进 MBSE 方法建立一致性强、耦合度高的系统模型。

1.2　建模方法

建模方法是指导 MBSE 整体建模过程的理论与方法，定义了一套覆盖系统设计开发全生命周期的建模流程。目前主要的 MBSE 建模方法论如下：

1）Harmony—SE

Harmony—SE 是嵌入式软件开发公司 I-Logix 提出的用于大型综合系统开发的建模方法。Harmony 采用“服务请求驱动”的建模方法[14]，强调对功能和基于状态的行为的确定和分配，而不强调功能的行为细节。（基于模型的系统工程最佳实践）Harmony 建模过程主要分为需求分析、功能分析、设计综合三

个步骤[15]（见图 3）。

图 3　Harmony—SE 建模方法

Fig. 3　Harmony-SE modeling method

2）VItech

VItech MBSE 建模方法由四个并行的活动组成，分别为需求分析、属性分析、架构综合以及系统验证，四个活动与系统总体设计库连接，为总体设计提供设计模型，并维护系统设计库的运行[16]。VItech 方法强调模型的一致性与可执行性，对建模流程进行分层处理，在完成每一层的模型分析设计后垂直进行下一层级模型的建立，确保了模型的整体性与收敛性[17]。

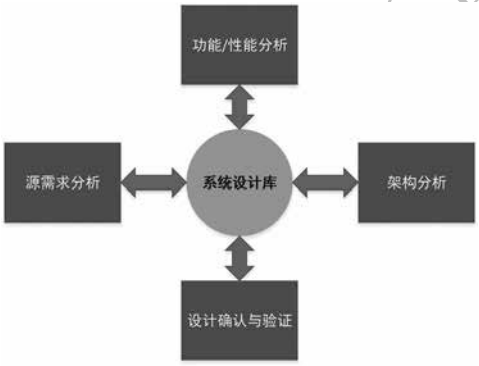


图 4　VItech MBSE 建模方法

Fig. 4　VItech MBSE modeling method

3）OOSEM

OOSEM（面向对象的系统工程方法）由 INCOSE 公司于 2000 年建立，采用 OMG SYSML 自顶向下，基于模型的方法[18]。应用面向对象的思想及 SysML 语言进行系统建模，在对系统逻辑进行分解隔离及进行相关性分析的基础上，将每个系统模块视为对象进行继承、封装等操作，因此 OOSEM 方法构建的系统模型重用性强，灵活度高的优势。OOSEM 方法的系统开发流程主要分为需求分析、系统需求定义、逻辑架构定义以及设计架构综合。PHM 开发平台因其所具有的的特点对模型的重用性、灵活性提出了较高的要求，本文应用 OOSEM 方法进行系统建模。

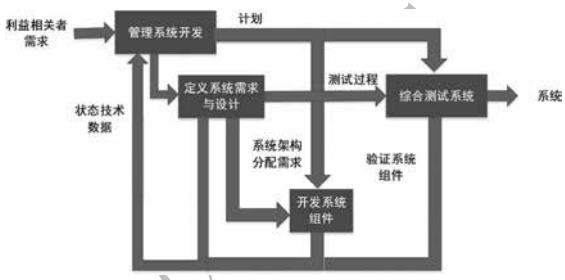


图 5　OOSEM 建模方法

Fig. 5　OOSEM modeling method

1.3　建模工具

建模工具是建模语言以及建模方法的载体，定义了建模语言使用的规则，为工程师提供友好的建模过程，便于工程师高效的建立系统模型。在系统模型设计过程中，建模工具在底层将模型进行关联定义，当模型元素变更时，建模工具将自动调整项目中所有模型元素。目前常用的建模工具包括：IBM Rational Rhapsody、MagicDraw、UModel[12] 等。

2　PHM 开发平台需求分析与定义

本节通过对利益相关者需求进行分析，导出系统 PHM 开发平台的系统需求并通过需求分析确定该模型中的用例与功能。

2.1　需求分析

PHM 开发平台为设备健康管理提供解决方案，将 PHM 技术理论研究具体应用在工程实践中，PHM 平台的操作流程如图 6 所示：

图 6　PHM 操作流程

Fig. 6　PHM operation flow

PHM 开发平台操作流程可分为数据采集、数据分析、辅助决策三个阶段，每个阶段由设备管理者参与操作，设备管理者作为平台操作者也即利益相关者对平台的操作性能与应用功能具有相应的需求：

1）正常接收设备所搭载的传感器传输的数据；

2）数据通信畅通，支持相应数据传输接口；

3）数据存储能力强，存储速度快、存储可靠性高；

4）数据处理准确度高，速度快；

5）不影响原设备正常工作，尽量降低对原设备的改动；

6）直观展示设备健康状态，操作简介。

经过对 PHM 操作流程[19] 以及利益相关者需求的分析，得到 PHM 开发平台的系统需求（见图 7）。

PHM 开发平台的一级功能需求包括数据采集、数据处理、可视化显示三个模块，数据处理的二级功能需求包括数据存储、数据预处理、故障诊断以及寿命预测模块，功能需求模型表达了 PHM 功能的基本内涵。其接口需求“传感器类型”、“通讯接口”，以及物理需求“采集通道”、“配置方式”体现了 PHM 开发平台高灵活性、强通用性的特点。分析得到的系统需求与利益相关者需求紧密关联，并完全覆盖其需求。

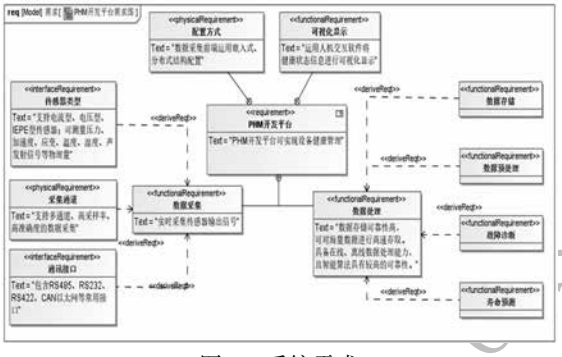


图 7　系统需求

Fig. 7　System requirements

2.2　功能分析

PHM 开发平台需求图对数据采集、数据处理、可视化显示提出了具体需求。

用例图展示了平台系统级功能以及其与外界的信息交互，其中外部输入源包含发送指令的操作者用户以及传输设备检测数据的传感器，平台内部的重要执行机构为计算机的 CPU。基于用例对 PHM 开发平台进行功能分析，并将 PHM 开发平台功能在黑盒中进行表述，得到如图 8 所示的用例图：

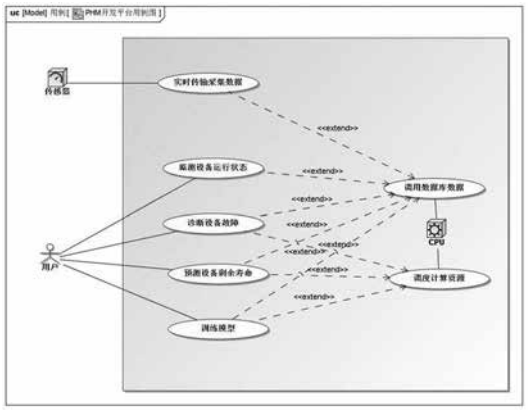


图 8　系统用例

Fig. 8　System use case

PHM 开发平台在接收到外部用例传输的信息后执行相应操作，包括数据采集、状态监测、故障诊断、寿命预测、模型训练等主要功能，并通过 CPU 对存储器及计算卡的调度实现相应功能。

3　PHM 开发平台架构定义与综合

OOSEM 建模方法遵循自顶向下的系统设

计规律，在系统需求分析的基础上得到了系统级用例及系统功能，下一步将对系统模块内部与模块之间的关系进行逻辑分析与综合定义。

3.1 逻辑结构定义

根据以上设计分析，PHM 开发平台包括三个功能模块：数据采集模块、数据处理模块以及可视化显示模块，数据流及命令流通过模块之间的接口进行传输，以实现特定 PHM 功能。

数据采集模块通过数据采集器与设备传感器连接，在数据采集控制器的调度下实现原始数据的实时采集，并将数据以数据流的方式存入数据处理模块中的数据库。

数据处理模块要求在可视化显示模块接收到的用户下达的指令后，平台执行相应的数据存取、数据挖掘操作，其中在线边缘计算由配置在数据采集前端的边缘计算卡执行，且计算卡因其小型化、嵌入式的特点可进行分布式部署；离线数据挖掘由大数据平台中的云计算模块进行资源调度与算法实现。

可视化显示模块要求在可视化软件中给予操作者友好的显示与操作接口，以图形化的设计对状态监控、数据管理、故障诊断、寿命预测、算法训练子模块进行显示。

根据以上任务要素的分析，得到以块定义图表示的系统结构图及以内部模块定义图表示的系统功能流图（见图 9-10）。

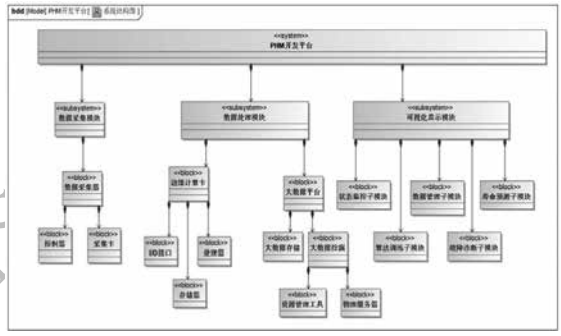


图 9　系统结构图

Fig. 9　Structure structure diagram

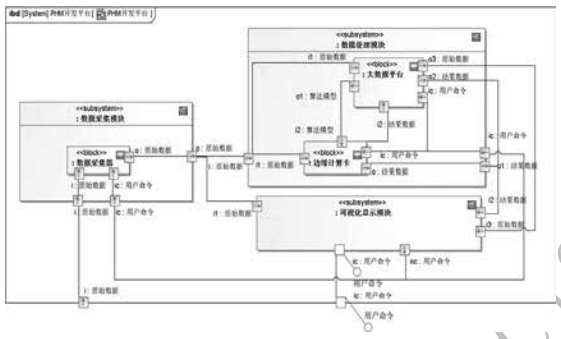


图 10　系统功能流图

Fig. 10　System function flow diagram

在完成系统结构与功能逻辑的分析后，按照数据流逻辑对功能活动进行建模。首先对系统中涉及到的参数进行定义，对活动图中涉及到的具体模型参数进行支持，模型参数图如图 11 所示。在获得模型参数后对数据采集、边缘计算、大数据挖掘活动的具体流程进行建模（见图 12-14）。

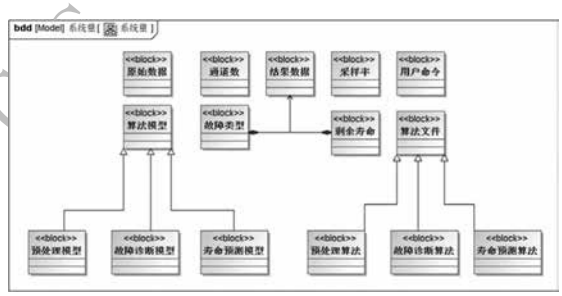


图 11　参数图

Fig. 11　Parameters diagram

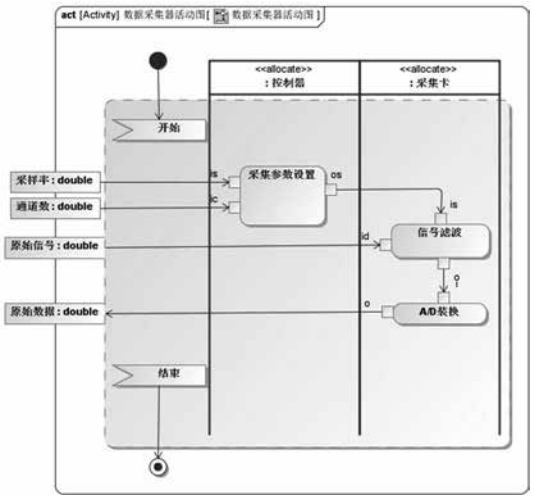


图 12　数据采集活动

Fig. 12　Data acquisition activity

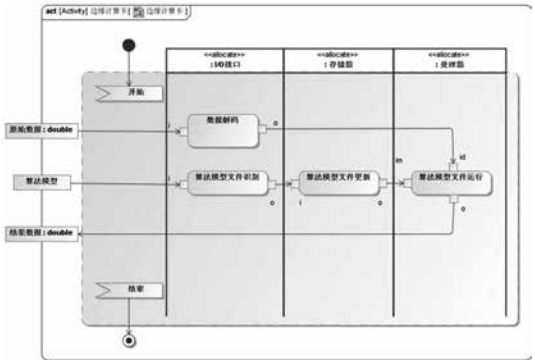


图 13　边缘计算活动

Fig. 13　Edge computing activity

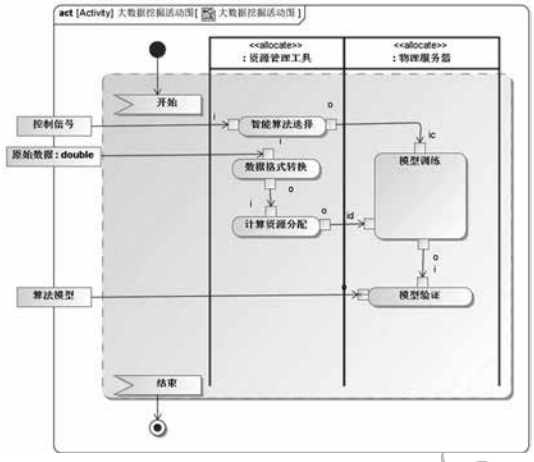


图 14　大数据挖掘活动

Fig. 14　Big data mining activities

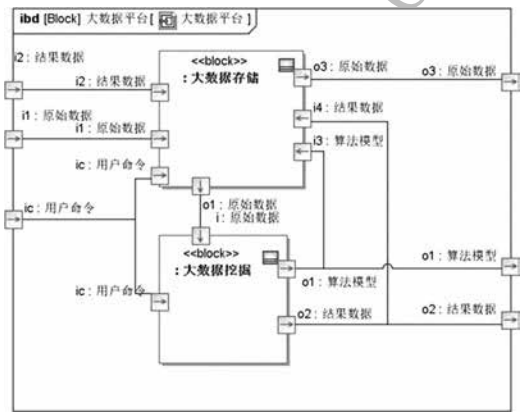


图 15　大数据平台内部模块

Fig. 15　Big data platform internal block

大数据挖掘模块在实现 PHM 功能中起到中心节点的作用，数据流、命令流传输频繁，与外界信息交换接口复杂，故此处对大数据平台进行内部模块定义（见图 15）。

可视化软件模块是 PHM 平台与操作者的应用接口，其软件功能涵盖了 PHM 开发平台的所有功能，是用户命令的发送源，其逻辑结构较为复杂，故以图 16 所示的内部模块图进行描述：

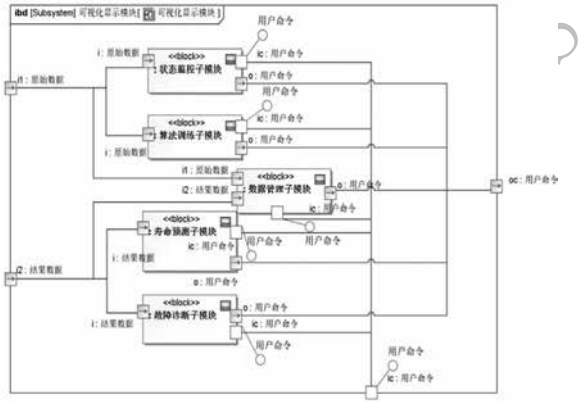


图 16　可视化显示内部模块

Fig. 16　Visual display of internal modules

3.2　系统架构综合

经过需求分析、功能模块定义以及逻辑架构定义，PHM 开发平台的具体模块功能运行逻辑已经清晰。系统架构综合将独立的功能模块进行整合，得到 PHM 开发平台整体工作流程图。下面加入时间轴分别对状态监测、故障诊断、寿命预测以及算法训练进行序列图的建模，如图 17-20：

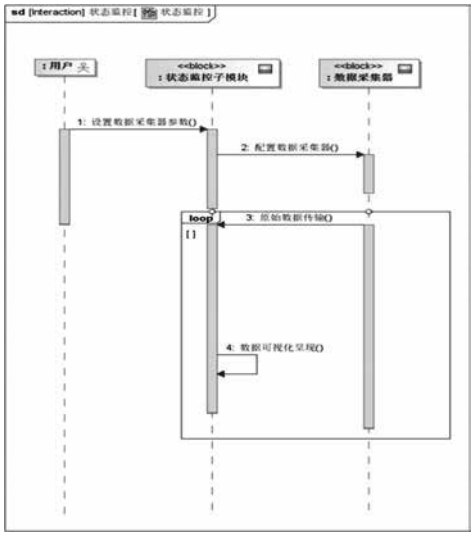


图 17　状态监控序列图

Fig. 17　Status monitoring sequence diagram

状态监控序列由用户发起，通过点击可视化软件按钮向数据采集器发出指令，由数据采集控制器对数据采集活动进行配置，设置采样率、采集通道、存储方式等参数。数据采集活动开始后，可视化软件接收数据采集器实时传回的原始数据，并以图表形式展示出来。

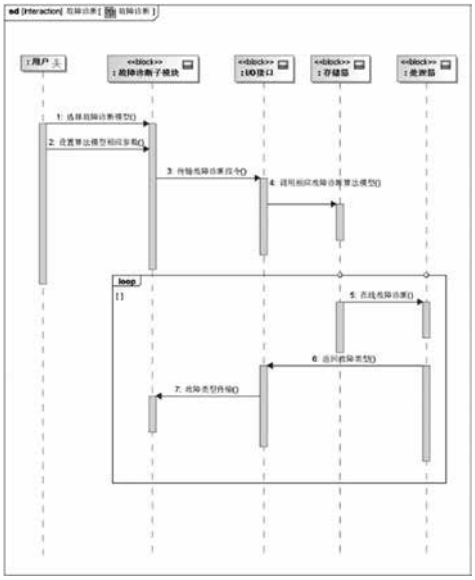


图 18　故障诊断序列图

Fig. 18　Fault diagnosis sequence diagram

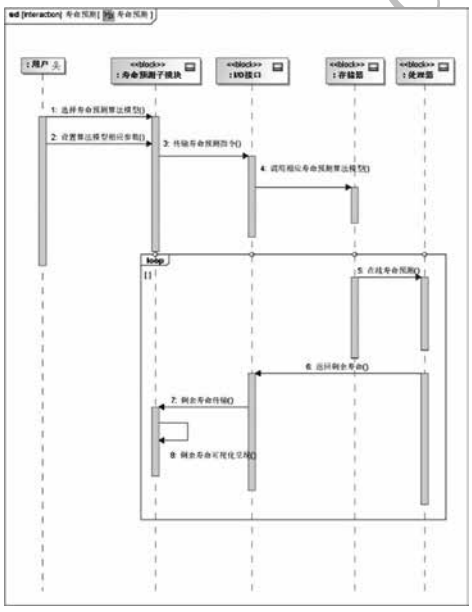


图 19　寿命预测序列图

Fig. 19　Life prediction sequence diagram

故障诊断/寿命预测序列由用户通过可视化软件发起，在软件中对边缘计算卡进行配置，选择在线故障诊断/寿命预测算法模型以及数据通道；边缘计算卡通过 I/O 接口接收解析用户命令并调用计算卡存储器中相应模型进行在线故障诊断/寿命预测。

算法训练序列由用户发起，在可视化软件算法训练子模块中选择离线训练数据及智能算法文件后，发出模型训练指令；大数据存储模块接收指令提取相应数据及算法文件，由云计算资源管理工具对计算资源及数据进行调度，实现离线分布式计算；在物理服务器上完成模型训练与验证后，更新大数据存储模块中的算法模型文件，并通过可视化软件提示用户；用户可下达指令更新边缘计算卡中相应的算法模型。

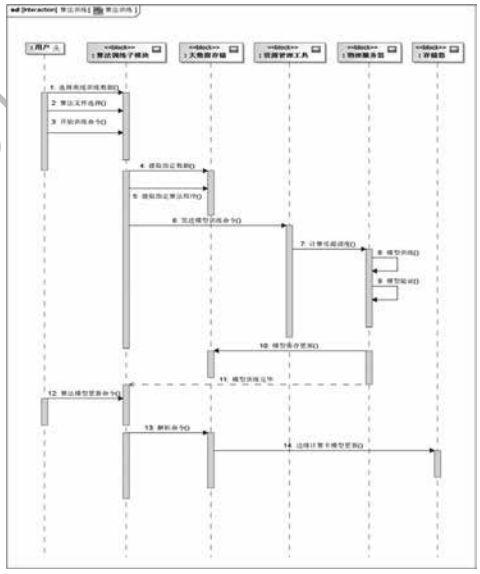


图 20　算法训练序列图

Fig. 20　Algorithm training sequence diagram

5　结论

本文通过 OOSEM 方法对 PHM 开发平台关键要素进行了模型建立，该过程包括需求分析、功能分析、逻辑结构定义以及系统架构综合。使用 SysML 语言建立的图形化模型具有直观清晰的优点，面向对象的编程方式赋予模型以灵活性与可重用性。本文搭建的

PHM 开发平台模型满足设备操作者对设备健康管理的需求，功能丰富，具有嵌入式、分布式、小型化的特点，适用于多种应用环境，为 PHM 技术熟化提供了方法论支撑。

参考文献：

[1] 陶书弘，吕瑞．故障预测与健康管理技术的应用与发展［J］．中国设备工程，2020（07）：147-148.

[2] 年夫顺．关于故障预测与健康管理技术的几点认识［J］．仪器仪表学报，2018，39（08）：1-14.
NIAN F SH. Viewpoints about the prognostic and health management. ［J］ Chinese Journal of Scientific Instrument，2018，39（08）：1-14.

[3] Li，R.；Verhagen，W. J. C.；Curran，R.，Stakeholder-oriented systematic design methodology for prognostic and health management system：Stakeholder expectation definition. *Adv. Eng. Inform.* 2020，43，20.

[4] 周长红，黄建民，郑良义．一种民机 PHM 顶层架构仿真验证平台的设计和研究［J］．计算机测量与控制，2019，27（06）：263-266+275.
ZHOU CH H，HUANG J M，ZHENG L Y，Design and Research of PHM Top-level Architecture Simulation and Civil Aircraft［J］. Computer Measurement and Control，2019，27（06）：263-266+275.

[5] Cheng He，Yang Wu，Tong Chen. Prognostics and health management of life-supporting medical instruments［J］. Journal of Combinatorial Optimization，2019，37（1）.

[6] Kwon，D.；Hodkiewicz，M. R.；Fans，J.；Shibutani，T.；Pecht，M. G.，IoT-Based Prognostics and Systems Health Management for Industrial Applications. *Ieee Access* 2016，4，3659-3670.

[7] 郭文浩，程进军，谭洋波，刘强．综合应力下综合控制器 PHM 试验平台设计［J］．测控技术，2018，37（07）：55-59.
GUO W H，CHENG J J，TAN Y B，LIU Q，Design of PHM Test PIatform for Integrated Controller Under the Integrated Stress［J］，Measurement&Control Technology，2018，37（07）：55-59.

[8] Qiang Zhou，Ping Yan，Huayi Liu，Yang Xin，Yanzhi Chen. Research on a configurable method for fault diagnosis knowledge of machine tools and its application［J］. Springer London，2018，95（1）.

[9] 邓昱晨，毛寅轩，卢志昂，夏倩雯．基于模型的系统工程的应用及发展［J］．科技导报，2019，37（07）：49-54.

[10] Mann C J H. A Practical Guide to SysML：The Systems Modeling Language［J］. Kybernetes，2009，38（1/2）：989-994.

[11] SEBok authors. INCOSE Systems Engineering Vision 2020［J］. 2013.

[12] Parrott E. SysML Distilled：A Brief Guide to the Systems Modeling Language［J］. 2014.

[13] Thomas A J，Jonathan M J，Paredis C J J. et al. Modeling Continuous System Dynamics in SysML［C］. Proceeding of the Internation al Mechanics Conference and Exhibition. Seattle：2007：1-11.

[14] Hoffman H P. Harmony/SE：A SysML Based Systems Engineering Process［C］2008.

[15] Hoffmn H P. SysML-based Systems Engineering Using a Model-Driven Development Approach［C］. 2006.

[16] Bae J H，Kim B M，Kim M H，et al. A study on MBSE（Model-Based Systems Engineering）application method for concept design of submarine［J］. 2013.

[17] Long，James E.，MBSE in Practice：Developing Systems with CORE，Mar. 2007.

[18] Jeff A. Estefan. Survey of Model-Based Systems Engineering（MBSE）Methodologies［J］INCOSE MBSE Focus Group，May 25，2007

[19] IEEE Std 1856-2017，IEEE Standard Framework for Prognostics and Health Management of Electronic Systems［s］

基于视觉与激光准直的激光跟踪姿态角测量方法*

张刘港[1]，熊　芝[1,2]，许　航[1]，
闫　坤[1]，周维虎[1,2]，聂　磊[1]，陈　涛[1]

（1. 湖北工业大学机械工程学院　湖北　430068；2. 中国科学院微电子所 北京 100029）

摘　要：针对大型装备建造、航空航天、汽车等领域对姿态测量技术的需求，本文提出一种以激光跟踪设备为基站，视觉测量与激光准直技术相结合的姿态测量方法。首先对测量模型中涉及的坐标系进行了定义，其次建立了激光跟踪坐标系与视觉坐标系之间的转换关系，通过视觉测量中纵向投影比不变的约束实现横滚角的测量，在上述基础上，基于光束向量唯一性约束和激光准直传感原理实现方位角和俯仰角的测量。最后在实验室环境下搭建了姿态测量验证实验平台，将靶标装载在三自由度摇摆台上，利用六轴绝对关节臂姿态角测量值作为基准进行比对，实验证明，在测量距离为 2.5m 处，姿态角测量范围为［-20°，20°］时，姿态角测量误差绝对值可控制在 2°内。

关键词：姿态测量；视觉测量；激光准直；误差分析

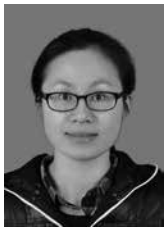
中图分类号：TH741　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**460.40

作者简介：张刘港，2018 年于湖北工业大学获得学士学位，现为湖北工业大学硕士研究生，主要研究方向为激光与光电检测。E-mail：510734681@qq.com

Zhang Liugang received his B. Sc. degree in 2014 from Hubei University of Technology，now he is studying for master degree in Hubei University of Technology. His main research interest is laser and photoelectric detection.

熊芝（通讯作者），分别在 2007 年、2009 年和 2012 年于天津大学获得学士、硕士和博士学位，现为湖北工业大学副教授，主要研究方向是工业大尺寸测量和光电检测技术。5-mail：xiongzhi0611@163.com

Xiong Zhi（Corresponding author）received her B. Sc.，M. Sc. and Ph. D. degrees from Tianjin University in 2007，2009 and 2012 respectively. Now she is an associate professor in Hubei University of Technology. Her main research interest is industrial large-scale measurement and photoelectric detection technology.



* **基金项目：**2019 国家重点研发计划“制造基础技术与关键部件”重点专项--六自由度激光自动精准跟踪测量关键技术（2019YFB2006100）、湖北省自然科学基金创新群体：油气管道电-磁-声成像检测方法与传感关键技术（2019CFA021）

LaserTracking Attitude Angle Measurement Method Based on Vision and Laser Collimation

Zhang Liugang[1], Xiong Zhi[1,2], Xu Hang[1], Yan Kun1, Zhou Weihu[1,2], Nie Lei[1], Chen Tao[1]

(1. *School of Mechanical Engineering*, *Hubei University of Technology*, *Hubei* 430068, *China*;
2. *Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences*, *Beijing* 100029, *China*)

Abstract: Aiming at the requirement of attitude measurement technology in the fields of large-scale equipment construction, aerospace, automobile and so on, this paper proposes a method of attitude measurement which takes laser tracking equipment as base station and combines vision measurement with laser alignment technology. Firstly, the coordinate system involved in the measurement model is defined. Secondly, the conversion relationship between the laser tracking coordinate system and the visual coordinate system is established. The roll angle is measured by the constraint of the constant longitudinal projection ratio in the visual measurement. On the basis of the above, the azimuth angle and the pitch angle are measured based on the beam vector uniqueness constraint and the laser collimation sensing principle. Finally, the experimental platform of attitude measurement verification is built in the laboratory environment. The target is loaded on the three degree of freedom swing platform, and the six axis absolute joint arm attitude angle measurement value is used as the benchmark for comparison. Experiments show that the absolute value of attitude angle measurement error can be controlled within 2° when the measurement distance is 2.5m and the measurement range of attitude angle is [-20°, 20°].

Keywords: attitude measurement; visual measurement; laser collimation; error analysis

0 引言

随着我国国民经济和现代制造业水平的不断发展，诸如大型装备建造、航空航天、船舶、汽车等领域，对飞行器对接、汽车装配、机器人跟踪导航等方面的姿态测量要求越来越高，大尺寸范围内高精密姿态测量技术已成为该领域重要研究方向之一。近年来姿态测量技术主要有基于机械定位、惯性单元、视觉测量、激光跟踪测量等。其中激光跟踪测量技术用于超大尺寸空间位置与姿态的快速精密测量，是一种重要的高精度空间信息获取手段。它具有测量功能多、精度高、速度快、量程大、可现场测量等特点，在高端智能制造和大型科学工程等领域具有广泛的应用需求[1-5]。

国外对于激光跟踪姿态测量系统的研究较早，研究成果较为成熟，目前生产商业产品的主要有三家公司：API、Leica 和 FARO。API 公司的 STS（SMARTTRACK Sensor）是一种特殊的反射器，配有两个编码器和一个水平传感器[5]，当 STS 移动时，两个编码器（即俯仰（pitch）编码器与偏航（yaw）编码器）将旋转以调整 STS 的方向，确保激光始终跟踪反射器（retroflector），此时，STS 的编码器将记录 X 与 Y 方向上的角度，Z 方向由水平传感器测量，且反射器可以测量位置信息，因此位置和方向信息可以同时确定；Leica T-MAC 姿态测量系统是采用驻机定位技术来实现空间姿态的动态测量[6-7]，将 T-MAC 跟踪仪安装在被测物体上，通过高精度数字相机测量六自由度靶标 T-MAC 上 10 个发光

二极管的姿态得到被测物姿态角，完成姿态的测量；FARO 公司对姿态进行测量提出了使用 6Probe 探头的方案[8]，该探头上布置有 11 个 LED 发光点，通过激光跟踪仪转台的双目系统进行跟踪测量，可以覆盖隐藏区域和小型特征，即使在障碍物后边也能跟随移动的目标，并可以在目标稳定时锁定它，可以与激光跟踪仪 VantageS6 和 VantageE6 配合实现姿态测量。

国内对基于激光跟踪的姿态测量技术研究还不够成熟，华中科技大学、上海交通大学、天津大学等基于盾构机施工中的导向系统，对激光跟踪姿态测量系统展开了研究[9-12]。测量系统主要包括全站仪、CCD 相机、角锥棱镜、倾角仪等。其中三维位置信息的测量主要依靠全站仪与角锥棱镜来完成，全站仪发出的激光被角锥棱镜原路反射实现测距，另一部分透过角锥棱镜后方针孔入射到 CCD 传感器上可实现偏航角和俯仰角的测量，横滚角的测量是依靠倾角仪得到的。该系统已成功应用于盾构机运动位姿检测，但存在倾角传感器测量范围有限、响应速率较低等问题。

基于上述分析，本文提出一种以激光跟踪设备为基站，单目视觉配合角锥棱镜、光电位置传感器 PSD 实现姿态角测量的方法，该方法综合利用角锥棱镜与光电位置传感器 PSD 测量偏航角和俯仰角时的高分辨率、单目视觉测量横滚角的高灵敏度，为国内现阶段激光跟踪姿态测量需求提供解决方案。本文构建了该系统的数学模型，并通过实验验证了该模型的可行性和有效性。

1 激光跟踪姿态角测量方法

1.1 坐标系定义

激光跟踪姿态角测量系统主要由激光跟踪设备、相机与靶标组成，其中靶标由开孔角锥棱镜、光电位置传感器 PSD 等组成。激光跟踪姿态角测量系统如图 1 所示。

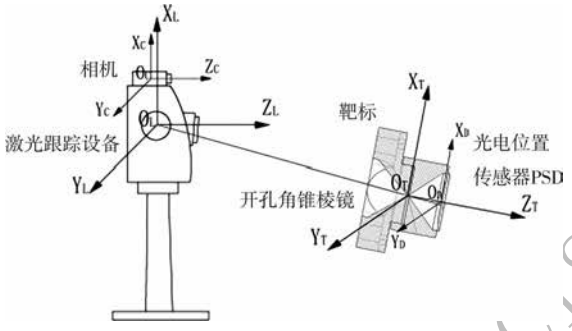


图 1 激光跟踪姿态角测量系统

Fig. 1 Laser tracking attitude angle measurement system

首先遵循右手定则建立激光跟踪设备坐标系 O_L-$X_LY_LZ_L$，坐标原点位于跟踪头中心，X_L 方向垂直于水平度盘平面向上，Z_L 方向指向水平度盘的 0 方向；相机坐标系 O_C-$X_CY_CZ_C$ 以相机镜头光心为坐标原点，Z_C 方向为相机光轴方向，X_C 与 Y_C 方向与像平面平行；光电位置传感器 PSD 坐标系 O_D-X_DY_D 以 PSD 平面中心为原点，X_D 与 Y_D 方向与内置坐标系 X 轴与 Y 轴方向平行；靶标坐标系 O_T-$X_TY_TZ_T$ 定义角锥棱镜开孔中心为原点，X_T 与 Y_T 方向平行于 PSD 的 X_D 轴、Y_D 轴方向，Z_T 方向指向 PSD 坐标系原点，假如角锥棱镜开孔中心与 PSD 平面距离为 h，PSD 测点坐标为（x，y），则此时该点在靶标坐标系下坐标为（x，y，h）。

1.2 姿态测量数学模型

假设空间中存在两个原点重合的坐标系分别为 A 系、B 系，空间点 P 在两坐标系下的坐标分别为 P_A（x_A，y_A，z_A）、P_B（x_B，y_B，z_B），两坐标之间的旋转矩阵为 R_A^B，则：

$$\begin{pmatrix} x_B \\ y_B \\ z_B \end{pmatrix} = R_A^B \begin{pmatrix} x_A \\ y_A \\ z_A \end{pmatrix} \tag{1}$$

类比于上述关系，假设相机坐标系与激光跟踪设备坐标系之间旋转矩阵为 R_L^C，相机坐标系与靶标坐标系之间旋转矩阵为 R_T^C，靶标坐标系下的单位光束向量为 $\dfrac{\overrightarrow{L_{O_T}}}{\|\overrightarrow{L_{O_T}}\|}$，激光跟踪设备坐标系下的单位光束向量 $\dfrac{\overrightarrow{L_{O_L}}}{\|\overrightarrow{L_{O_L}}\|}$，则有：

$$R_T^C \cdot \frac{\overrightarrow{L_{O_T}}}{\| \overrightarrow{L_{O_T}} \|} = R_L^C \cdot \frac{\overrightarrow{L_{O_L}}}{\| \overrightarrow{L_{O_L}} \|} \tag{2}$$

在本文中，定义三个姿态角的旋转顺序为“Y-X-Z”，假设相机坐标系下靶标旋转方位角、俯仰角与横滚角分别为 θ、φ、w，则相机坐标系与靶标坐标之间的旋转矩阵可以表示为：

$$\begin{aligned} R_T^C &= \begin{pmatrix} \cos\varphi & 0 & \sin\varphi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\varphi & 0 & \cos\varphi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta \\ 0 & \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\omega & -\sin\omega & 0 \\ \sin\omega & \cos\omega & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos\varphi \cdot \cos\omega + \sin\theta \cdot \sin\varphi \cdot \sin\omega & \cos\omega \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi - \cos\varphi \cdot \sin\omega & \cos\theta \cdot \sin\varphi \\ \cos\theta \cdot \sin\omega & \cos\theta \cdot \cos\omega & -\sin\theta \\ \cos\varphi \cdot \sin\theta \cdot \sin\omega - \cos\omega \cdot \sin\varphi & \sin\varphi \cdot \sin\omega + \cos\varphi \cdot \cos\omega \cdot \sin\theta & \cos\theta \cdot \cos\varphi \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{3}$$

基于单目视觉解算横滚角 w 代入（2）、（3）两式即可求得相机坐标系下靶标旋转方位角 θ 与俯仰角 φ、相机坐标系与靶标坐标系之间旋转矩阵 R_T^C，又因相机坐标系与激光跟踪设备坐标系之间的旋转矩阵为 R_L^C，通过坐标系之间的转换关系可得激光跟踪设备坐标系与靶标坐标系之间的旋转矩阵为：

$$R_T^L = (R_L^C)^{-1} \cdot R_T^C \tag{4}$$

设激光跟踪设备坐标系下靶标姿态角分别为方位角 α、俯仰角 β、横滚角 γ，将 R_T^L 表示为 3×3 矩阵的形式：

$$R_T^L = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix} \tag{5}$$

结合式（3）、式（5）可以求得激光跟踪设备坐标系下靶标姿态角为：

$$\alpha = -\arcsin(r_{23}) \tag{6}$$

$$\beta = \arctan\left(\frac{r_{13}}{r_{33}}\right) \tag{7}$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{r_{21}}{r_{22}}\right) \tag{8}$$

1.3 坐标系统一

本文所述姿态测量系统主要用到三个坐标系，分别为激光跟踪设备坐标系、相机坐标系以及靶标坐标系，由 1.2 小节可知，解出相机坐标系与激光跟踪设备坐标系之间的旋转矩阵 R_L^C 方可完成最终姿态角的求解。奇异值分解是一种可靠的正交矩阵分解方法，结合质心化处理后的点集信息可解算点集间旋转矩阵[13]。

假设空间中存在一组特征点，相机坐标系下标志点三维坐标储于 $P_A{}^i$，$i=1, 2, 3\cdots n$；由激光跟踪设备测量各标志点于激光跟踪设备坐标系下三维坐标并存储于 $P_B{}^i$，$i=1, 2, 3, \cdots n$。使用各点坐标与所在点集质心的差值替换原坐标获取新点集 $p_a{}^j$、$p_b{}^j$，以消除平移变换的影响：

$$\begin{aligned} p_a{}^j &= P_A{}^j - \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} P_A{}^i, \\ p_b{}^j &= P_B{}^j - \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} P_B{}^i, \ j = 1, 2, 3\cdots n \end{aligned} \tag{9}$$

计算点集间整体偏差：

$$\begin{aligned} D &= \sum_{j=1}^{n} \| p_a{}^j - R \cdot p_b{}^j \|^2 \\ &= \sum_{j=1}^{n} (p_a{}^{jT} \cdot p_a{}^j + p_b{}^{jT} \cdot p_b{}^j - 2p_a{}^{jT} \cdot R \cdot p_b{}^j) \end{aligned} \tag{10}$$

其中 R 为点集间旋转矩阵，当存在 $D_{\min}$ 时，其对应的 R 即为实现点集变换重合的最优旋转矩阵。且 $D_{\min}$ 实现条件等价于 $\left(\sum_{j=1}^{n} p_a{}^{jT} \cdot R \cdot p_b{}^j\right)_{\max}$，使用迹运算整理公式：

$$\begin{aligned} &\sum_{j=1}^{n} p_a{}^{jT} \cdot R \cdot p_b{}^j \\ &= Tr\left(R \cdot \sum_{j=1}^{n} p_b{}^{jT} \cdot p_a{}^j\right) = Tr(R \cdot H) \end{aligned} \tag{11}$$

其中定义 H 为奇异值分解基础矩阵：

$$H = \begin{pmatrix} p_b{}^1 \\ p_b{}^2 \\ \vdots \\ p_b{}^n \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} p_a{}^1 \\ p_a{}^2 \\ \vdots \\ p_a{}^n \end{pmatrix} \tag{12}$$

求矩阵 H 的奇异值分解：

$$H = USV^T \tag{13}$$

其中 U、V 为左右奇异向量矩阵，当存在 $Tr(R \cdot H)_{\max}$ 时，点集间旋转矩阵为：

$$R=VU^T \tag{14}$$

故相机与激光跟踪设备坐标系间转换关系为：

$$R_C^L=R \tag{15}$$

1.4 横滚角测量方法

假设平面上有非共线三点 a、b、c，如图 2 所示，以平行于该平面建立 $O_i-X_iY_i$ 平面视作成像平面，垂直于平面方向确立 Z_i 轴，若三点所在平面分别绕轴 X_i、轴 Y_i、轴 Z_i 旋转，则依据投影性质可得三点于 $O_i-X_iY_i$ 平面投影点 a'、b'、c' 对应的纵向投影比 L_1/L_2 只受绕 Z_i 轴旋转角度变化而变化。

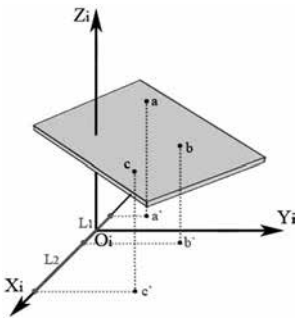
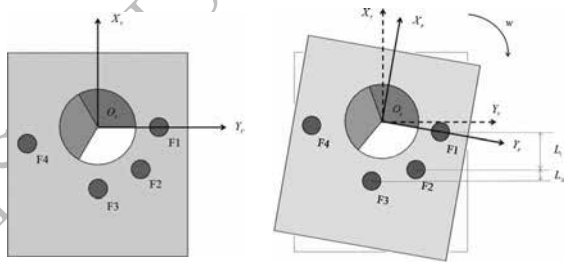


图 2　空间点二维图像纵向投影

Fig. 2　Longitudinal projection of two dimensional image of space point

类比上述性质，在靶标表面设置 3 个特征点 F1、F2、F3，为简化计算，将这三个点平均分布于半径为 R 的四分之一圆弧上，如图 3（a）所示。假设这三个点坐标为（x_i，y_i），i =1，2，3，此时纵向投影比为：

$$L=\frac{L_1}{L_2}=\frac{y_1-y_2}{y_2-y_3} \tag{16}$$



（a）初始状态　　（b）转动后状态

（a）Initial state　　（b）Status after rotation

图 3　特征靶点排布示意图

Fig. 3　Layout of feature points

设靶标绕 Z_T 轴旋转角度为 w，如图 3（b）所示，则此时纵向差值 L_1、L_2 分别为：

$$L_1=R\cdot\sin(w)-R\cdot\sin(w+\pi/4) \tag{17}$$

$$L_2=R\cdot\sin(w+\pi/4)-R\cdot\cos(w) \tag{18}$$

将（2）式、（3）式带入式（1）中可得：

$$L=\frac{L_1}{L_2}=\frac{\sin(w)-\sin(w+\pi/4)}{\sin(w+\pi/4)-\cos(w)} \tag{19}$$

若测得纵向投影比 L，即可解得对应的横滚角 w，此时所得横滚角为相机坐标系下，经式（4）转换后即可对最终激光跟踪设备坐标系下横滚角 γ 完成测量。

1.5 方位角及俯仰角测量方法

本测量系统利用激光准直原理[14]，激光跟踪设备打出激光束定向发射而在空间中形成的一条光束作为准直的基准线，利用该基准线配合光束向量在不同坐标系之间的转换关系即可完成方位角及俯仰角的测量。

由 1.1 小节可知，激光跟踪设备发射出激光可通过开孔角锥棱镜打到 PSD 感光面上。其中，由激光跟踪设备发射出激光通过编码盘测角及干涉测距原理[15] 即可实现三维坐标值的测量，即激光跟踪设备坐标系下光束向量 $\overrightarrow{L_{O_L}}$；本系统选用选用双面型二维 PSD[16]，有矩形感光面以及 X1、X2、Y1、Y2 四个信号输出电极。当跟踪光束入射时，光斑能量中心位置可依据内部公式计算如下：

$$x_D=\frac{(I_{x2}+I_{y1})-(I_{x1}+I_{y2})}{(I_{x1}+I_{y1}+I_{x2}I_{y2})}\cdot\frac{L}{2}$$

$$y_D=\frac{(I_{x2}+I_{y2})-(I_{x1}+I_{y1})}{(I_{x1}+I_{y1}+I_{x2}I_{y2})}\cdot\frac{L}{2} \tag{20}$$

其中 I_{x1}、I_{x2}、I_{y1}、I_{y2} 为四个电极对应光电流输出，L 为 PSD 矩形感光面边长，x_D、y_D 对应光斑质心坐标计算值，角锥棱镜与 PSD 安装间距为 h 时，质心坐标在靶标坐标系下的坐标可表示为（x_D，y_D，h），即靶标坐标系下光束向量 $\overrightarrow{L_{O_T}}$。

结合 1.3 小节中所求相机坐标系与激光跟踪设备坐标系之间的旋转矩阵 R_C^L、1.4 小节

中所求相机坐标系下横滚角 w，代入（2）、（3）两式即可求得相机坐标系下靶标旋转方位角 θ 与俯仰角 φ、相机坐标系与靶标坐标系之间旋转矩阵 R_T^C，经式（4）转化获得靶标坐标系与激光跟踪设备坐标系下 R_T^L，由（6）（7）（8）三式即可完成对最终姿态角 α、β、γ 的求解。

2 激光跟踪姿态角测量系统实现

为验证上述测量模型的可行性，搭建了实验平台，并通过 Matlab 及 C#程序编制，最终实现姿态角解算。

2.1 姿态测量系统硬件平台

基于上述姿态角测量方法，搭建了以激光跟踪设备、相机、光电位置传感器 PSD、角锥棱镜等组成的实验验证平台。

1）激光跟踪设备

激光跟踪姿态测量系统要求激光跟踪设备能通过激光准确测量棱镜位置，输出棱镜坐标信息。本系统选择 Leica TM50，该设备具有自动目标对准（ATR）功能，测量任意表面时可测距离为 1.5m－1000m，测量精度为 2mm+1ppm，配合棱镜进行测量时可测距离是 1.5m−3500m，测量精度为 0.6mm+1ppm。

2）相机

工业相机与普通相机相比具有更好的图像稳定性、更强的图像传输能力和抗干扰能力[16]。工业相机在本系统中主要作用为完成横滚角的测量，进而求得方位角以及俯仰角，要求对特征点进行测量时大于 10×10 个像素。在实验阶段，本系统以高分辨率及高采样速率为前提，选用德国 Balser acA2500－20gm，该相机分辨率为 2590×2048，像元尺寸为 4.8μm，选用镜头焦距为 12mm。

3）光电位置传感器 PSD

光电位置传感器 PSD 在姿态测量系统中用来提供激光入射到 PSD 感光面上所产生光斑的二维位置信息，进一步转化为靶标坐标系下光束向量。本测量系统选用 DRX－PSD－OA02－X（15×15mm）高精度双面型二维 PSD 位置传感器信号处理板，附带信号放大及运算处理，模拟信号输出±12v，输出噪声 6mVp－p。

4）靶标设计

为满足测量需求，设计了靶标配合激光跟踪设备及工业相机来完成姿态测量，靶标主要由特征点、角锥棱镜、PSD 等组成。角锥棱镜与 PSD 位置相对固定，预设方位角与俯仰角测量范围为［－30°，30°］，由于 PSD 感光面大小为 15×15mm，PSD、角锥棱镜间距设置为 8mm，同时为防止杂光影响，在两者之间提供封闭式测量环境。为满足单目视觉解算横滚角及奇异值分解求旋转矩阵的要求，且考虑到避免遮挡等因素，将特征点暂设为 6 个，其中 3 个平均分布于四分之一圆弧上。

在实际应用中，靶标在满足结构和测量功能的前提下，材料应选择韧性强、不容易破坏内部设计结构等要求。本测量系统中的合作靶标在实验初期阶段选用 3D 打印完成制作，使用价格低廉、机械性能较好的 PLA 打印材料，极大的缩减了制作周期，使前期工作衔接具备连贯性也方便对靶标结构设计做调整。靶标实物图如图 4 所示。

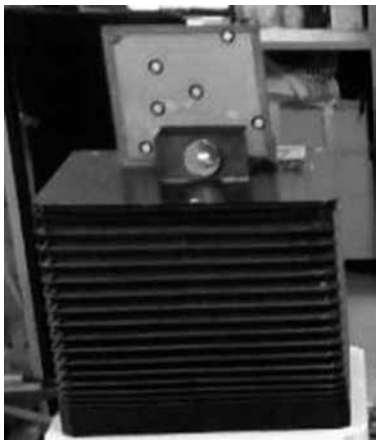


图 4　靶标

Fig. 4　Target

综上所述，最终实验系统平台搭建如图 5 所示。

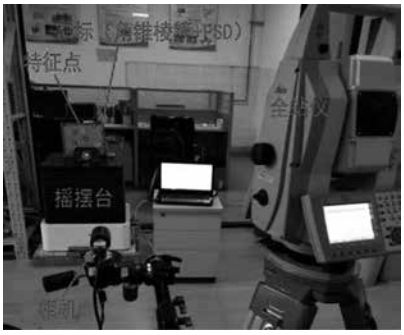


图 5　实验系统平台

Fig. 5　Experimental system platform

2.2　姿态测量系统软件实现

姿态测量系统在满足姿态测量的要求时，需完成横滚角解算、奇异值分解求旋转矩阵、光束向量在不同坐标系下的转换等计算，大量涉及到矩阵之间的运算，因此选择 Matlab 作为程序编写软件。除此之外，为满足相机控制、图像识别处理等需求，在 Visual Studio 2015 编写环境下基于 . Net Framework 框架平台编写了界面程序，界面如图 6 所示。

图 6　姿态解算界面程序

Fig. 6　Attitude calculation interface program

本系统姿态测量步骤为：

（1）完成姿态测量系统硬件平台搭建；

（2）使用全站仪及相机分别对特征点进行测量，完成激光跟踪设备坐标系与相机坐标系之间旋转矩阵的解算；

（3）将全站仪对准棱镜，读取此时全站仪测量值；

（4）调整图像处理参数，使其满足当前环境下测量要求，获取此时横滚角解算值；

（5）输入旋转矩阵及全站仪测点，完成当前状态下姿态角解算 .

2.3　姿态测量实验

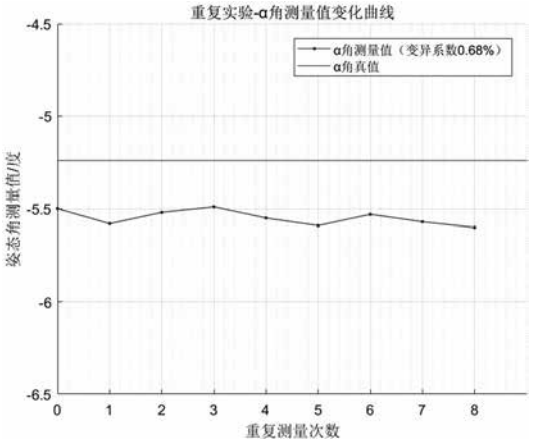
为验证姿态测量系统的有效性及精度，进行了姿态测量实验。首先搭建 2.1 小节所述平台，利用计算机控制三自由度摇摆台进行转动，此时靶标随着三自由度摇摆台转动，解算当前状态下姿态角；由于目前实验室所用三自由度摇摆台精度并不高，无法对实验结果进行评定，故利用关节臂通过“点-面-轴”的测量顺序[19-20]，建立摇摆台不同预设角度下可动平面坐标系用于替代合作靶标坐标系，解算相对姿态矩阵与旋转角度变化量；最后比较程序解算姿态角变化量与关节臂测得姿态角变化量，完成姿态测量系统的实验验证。

首先对姿态测量系统的重复定位精度进行验证，对同一个状态下靶标进行多次测量，获取姿态角测量数据如表 1 所示。

表 **1**　重复性实验测量结果　（单位：度）

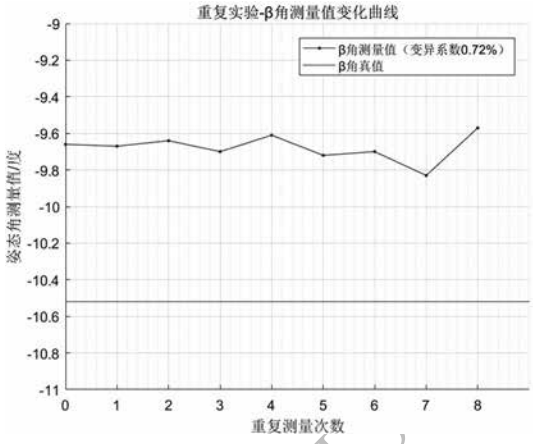
Tab. 1　Repeatability test results　（**Unit**：**degree**）

关节臂姿态角测量值		激光跟踪系统姿态角重复测量值								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
α	-5.24	-5.50	-5.58	-5.52	-5.49	-5.55	-5.59	-5.53	-5.57	-5.60
β	-10.52	-9.66	-9.67	-9.64	-9.70	-9.61	-9.72	-9.70	-9.83	-9.57
γ	14.36	14.51	14.49	14.59	14.55	14.53	14.55	14.49	14.65	14.52



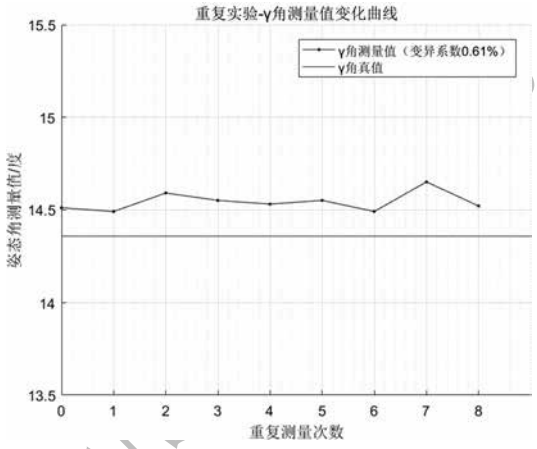
（a）方位角

（a）Azimuth angle



（b）俯仰角

（b）Pitch angle



（c）横滚角

（c）Roll angle

图 7　重复实验中姿态角测量值变化曲线

Fig. 7　Change curve of attitude angle measurement in repeated experiments

依据表 1 重复性实验结果，结合统计学原理变异系数解算公式：

$$CV = \frac{\sqrt{\dfrac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2}}{|\bar{x}|} \tag{21}$$

其中 x_i 为第 i 组实验数据，共 n 组实验，数据平均值 $\bar{x}$。解算获得各姿态角变异系数用于测量系统稳定性分析，同时获得 9 次重复性测量姿态角解算值变化曲线如图 7 所示，重复实验中测量系统解算获得方位角、俯仰角、横滚角角度变化曲线均较为平稳，且由各姿态角变异系数知测量系统具备重复测量稳定性。

接下来使用激光跟踪姿态测量系统及关节臂测量多组合作靶标姿态，由于三自由度摇摆台只能产生俯仰角与横滚角的变化，故暂无方位角变化实验数据，但就本系统而言，方位角与俯仰角变化对结果影响一致，姿态角测量及解算数据如表 2。由对比测量实验结果可知，该姿态测量系统及姿态解算方法具有可行性。可获得结论如下：基于当前实验设备，姿态测量系统在有效角度测量范围［-20°，20°］内，有效测量距离 2.5m 处，各姿态角测量偏差绝对值可小于 2°。

综上所述，激光跟踪姿态测量系统具备重复测量稳定性，本文所提姿态测量方法具

有可行性，但系统测量精度还有较大的提升　　空间。

表 2　对比测量实验结果　　（单位：度）

Tab. 2　Comparative measurement results　　（Unit：degree）

序号	关节臂姿态角测量值			激光跟踪姿态角测量值			误差		
	α	β	γ	α'	β'	γ'	$\Delta\alpha$	$\Delta\beta$	$\Delta\gamma$
1	0.03	0.12	−24.95	−0.82	1.22	−25.64	−0.85	1.10	−0.69
2	0.22	0.42	25.78	0.15	1.28	26.13	−0.07	0.86	0.35
3	0.03	20.96	−0.42	0.07	21.80	0.24	0.04	0.84	0.66
4	−0.33	−19.53	0.07	0.17	−18.01	−0.87	0.50	1.52	−0.94
5	0.24	−10.52	14.36	−0.17	−9.66	14.51	−0.41	0.86	0.15
6	0.06	14.78	−9.20	−0.63	16.04	−9.63	−0.69	1.26	−0.43

4　总结

本文针对现阶段国内对姿态测量技术的需求，提出一种以激光跟踪设备为基站，单目视觉配合角锥棱镜、光电位置传感器 PSD 实现姿态角测量的方法，基于此方法搭建了实验平台进行实验，验证了该方法的可行性。现将本文的主要研究内容总结如下：

1）提出了一种姿态测量方法。该方法综合利用了角锥棱镜与 PSD 测量偏航角和俯仰角时的高分辨率、工业相机测量横滚角的高灵敏度，利用光束向量在不同坐标系之间的转换关系完成了姿态测量。

2）搭建了实验平台。基于本文所提姿态测量方法并结合实验室设备搭建了实验平台，实验验证了测量方法的有效性，在有效角度测量范围［−20°，20°］内以及有效测量距离 2.5m 处，各姿态角测量偏差绝对值可小于 2°。

3）当前系统测角精度还有较大的提升空间，今后的研究工作可从像点提取算法优化、PSD 非线性及安装误差校正、合作靶标特征点优化设计等方面进一步展开。

参考文献：

［1］张慧娟．单目视觉姿态自动测量方法研究［D］．湖北工业大学，2019.
ZHANG H J. Research on Automatic Measurement Method of Monocular Visual Attitude［D］. Hubei University of Technology，2019.

［2］侯宝芬．6D 精密激光跟踪测量技术的研究［D］．中国科学院研究生院（西安光学精密机械研究所），2012.
HOU B F. The Research of 6D precision Laser Tracking Measurement Techniques［D］. Xi’an Institute of Optics and Precision Mechanics of Chinese Academy of Science，2012.

［3］陈继华，汤廷松，范百兴．五/六自由度激光跟踪测量技术的原理分析［J］．宇航计测技术，2007（03）：58−62.
CHEN J H，FAN T S，FAN BX. Research on the Principle of 5/6 − DOF Laser Tracking Metrology［J］. Journal of Astronautic Metrology and Measurement，2007（03）：58−62.

［4］韩旺．六自由度位姿测量系统研究［D］．西安电子科技大学，2018.
HAN W. Research on the 6−DOF Position and Orientation Measurement System［D］. XIDIAN University，2018.

［5］张慧娟，熊芝，劳达宝，周维虎．基于 EPNP 算法的单目视觉测量系统研究［J］．红外与激光工程，2019，48（05）：190−195.
ZHANG H J，XIONG J，LAO D B，ZHOU W H. Monocular Vision Measurement System Based on EPNP Algorithm［J］. Infrared and Laser Engineering，2019，48（05）：190−195.

[6] Automated PrecisionInc. SMARTTRACK Sensor [EB/OL]. https://apisensor.com/products/3d-laser-tracker-systems/smart-track-sensor/.

[7] Leica Laser Tracker Hardware Guide [M]. Leica Geo-systems. 2005.

[8] 刘勇，张志勇，吴跃. T-Mac 激光跟踪系统动态性能分析 [J]. 宇航计测技术，2010，030 (004)：1-5.
LIU Y, ZHANG Z Y WU Y. Analysis of Dynamic Characteristic for the T-Mac Laser Tracker [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2010, 030 (004): 1-5.

[9] FARO. 3D MANUFACTURING [EB/OL]. https://www.faro.com/zh-cn/products/3d-manufacturing/.

[10] 杨文辉. 双护盾硬岩隧道掘进机导向系统关键技术研究 [D]. 天津大学，2016.
YANG W H. Research on the Key Techniques of The Guidace System of Double Shield Universial Compact TBM [D]. TIANJIN University, 2016.

[11] 毕小伟. 盾构机位姿测量系统的关键技术研究 [D]. 上海交通大学，2010.
BI X W. Research on Key Technology for Measuring Shield Machine's Position and Orientation [D]. Shanghai Jiao Tong University, 2010.

[12] 邵涛. 用于盾构姿态测量的激光标靶关键技术 [D]. 华中科技大学. 2012.
SHAO T. Key Technology for Laser Target Used in Shield Attitude Measurement [D]. Huazhong University of Science and Technology, 2012.

[13] 杨文辉，林嘉睿，高扬，孟祥瑞，邹剑. 激光标靶位姿测量系统的建模与误差分析 [J]. 纳米技术与精密工程，2015，13 (04)：293-298.
YANG W H, LIN J R, MENG X R, ZOU J. Modeling and Error Analysis of Laser Target Pose Measurement System [J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2015, 13 (4): 293-298.

[14] OLGA S-H, MICHAEL R. Least-Squares Rigid Motion Using SVD [Z]. Swiss: Department of Computer Science, ETH Zurich, January 16, 2017.

[15] 吴存恺，孔祥林，徐永泉，等. 激光准直仪 [J]. 中国激光，1975，2 (2)：57-63+36.
WU C K, SUN X L, XU Y Q, et al. Laser collimator [J]. Chinese Journal of Lasers, 1975, 2 (2): 57-63+36.

[16] 陈继华. 激光跟踪仪和全站仪测量系统在上海光源 (SSRF) 工程中的应用研究 [D]. 解放军信息工程大学，2001.
CHEN J H. Application of laser tracker and total station measurement system in SSRF project of Shanghai light source [D]. Information Engineering University, 2001.

[17] YAN K, XIONG Z, LAO D B, ZHOU W H, ZHANG L G, XIA ZH P, CHEN T. "Attitude measurement method based on 2DPSD and monocular vision", Proc. SPIE 11338, AOPC 2019: Optical Sensing and Imaging Technology, 113382L (18 December 2019); https://doi.org/10.1117/12.2547640

[18] 郑欣雨. 基于机器视觉的单板外观质量在线检测系统开发 [D]. 北京林业大学，2019.
ZHENG X Y. Development of On-line Inspection System for Veneer Appearance Quality Based on Machine Vision [D]. Beijing Forestry University, 2019.

[19] 黄桂平，钦桂勤. 大尺寸三坐标测量方法与系统 [J]. 宇航计测技术，2007 (04)：15-19.
HUANG G P, QIN G Q. Measurement Method of the Large Scale 3D Coordinate and Its System [J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2007 (04): 15-19.

[20] 罗哉，刘晖，田焜，等. 关节臂式坐标测量机测量力误差分析及补偿 [J]. 仪器仪表学报，2017 (5).
LUO Z, LIU H, TIAN K, et al. Error Analysis and Compensation of the Measuring Force of the Articulated Arm Coordinate Measuring Machine [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017 (5).

相关噪声下基于四阶累积量及自适应滤波的供水管道泄漏振动信号时延估计方法

李帅永，韩明秀，文井辉

（重庆邮电大学工业物联网与网络化控制教育部重点实验室 重庆 400065）

摘　要：在非相关噪声下，基于互相关的供水管道泄漏振动信号时延估计能够获得良好的效果，但是在相关高斯噪声干扰下，特别是在低信噪比时互相关法的估计性能严重下降。针对此问题，本文提出基于四阶累积量与递归最小二乘（RLS）自适应算法相结合的供水管道泄漏振动信号时延估计方法。首先，高斯噪声在四阶累积量运算下为零，通过自、互四阶累积量分割信号频带，获得含有泄漏振动信号特征的一维切片；然后，将 RLS 自适应过程中的固定步长调整为可变步长，提高算法的收敛速度及稳定性；最后，利用 RLS 算法对自、互四阶累积量的一维切片信号的时延进行迭代计算，分析滤波器权系数曲线及误差曲线得出时延估计结果。仿真与实验结果表明，该方法能够有效的实现供水管道泄漏定位，并且在低信噪比与相关高斯噪声背景下，互相关方法失效；与四阶累积量-互相关方法相比，本文提出的时延估计方法的平均相对定位误差减少了 2.56 倍，标准差减小了 1.736 倍。

关键词：四阶累积量，递归最小二乘法，相关高斯噪声，时延估计，泄漏振动信号

中图分类号：TN911.7 TH86　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**510.40

Atime-delay estimation method based on the combination of fourth-order cumulant and adaptive filter for water-supply pipeline leakage vibration signal under the correlation noise

Li Shuaiyong，Han MingXiu

（*Key Laboratory of Industrial Internet of Things & Networked Control*，*Ministry of Education*，*Chongqing University of Posts and Telecommunications*，*Chongqing* 400065，*China*）

Abstract：Under the condition of non-correlation noise，the time delay estimation of water-supply pipeline leakage vibration signal based on cross-correlation can get a good effect，but under the interference of related gaussian noise，especially when the signal-noise ratio is low，the estimated performance of cross-correlation method will decline seriously. To solve this problem，this paper proposes a time-de-

* **基金项目：**国家自然科学基金（No. 61703066）、重庆市基础研究与前沿探索项目（No. cstc2018jcyjAX0536）、重庆市技术创新与应用发展专项（cstc2017rgzn-zdyfX0038，cstc2018jszx-cyztzxX0028）资助

lay estimation method based on the combination of fourth-order cumulant and recursive least squares (RLS) adaptive algorithm. Firstly, through the fourth-order cumulant operation, the gaussian noise have reduced to zero, and the signal frequency band is segmented by the self-order cumulant and the reciprocal cumulant. Then, the fixed step size in the adaptive process of RLS is adjusted to the variable step size to improve the convergence speed and stability of the algorithm. Finally, the RLS algorithm is used to calculate the time delay of the one-dimension slice signals of the self and mutual fourth-order cumulants iteratively, and the filter weight curve and error curve are analyzed to obtain the time delay estimation results. The simulation and experimental results show that the method can effectively locate the leakage of water-supply pipeline, and the cross-correlation method fails under the background of low SNR and related gaussian noise. Compared with the fourth-order cumulant-cross-correlation method, the average relative positioning error of the proposed delay estimation method is reduced by 2.56 times and the standard deviation is reduced by 1.736 times.

Keywords: Fourth order cumulants; recursive least squares; correlated gaussian noise; delay estimation; leakage vibration signals

0 引言

目前，我国城市化发展迅猛，地下供水管道的建设也迅速发展，但是由于自然腐蚀或人为损坏等原因会不可避免的发生泄漏，如果不能快速检漏及修复，就会造成水资源的浪费及经济损失。因此，发展供水管道的泄漏定位研究，对保障城市供水管网的正常运行具有重要意义[1]。

时间延迟估计是进行供水管道泄漏定位的关键。通过在管道两端安装加速度传感器采集泄漏振动信号，估计两路信号的延迟时间来确定泄漏点与传感器的距离。因此准确估计泄漏信号的时间延迟成为决定供水管网泄漏定位精度的关键因素[2]。时延估计出现了多种方法，如互相关法、高阶累积量法、自适应滤波算法等。互相关法具有算法简便易于实现的特点获得了广泛应用[3]。但是，对于供水管道泄漏振动信号往往混合着相关噪声[4]，而时延估计技术的关键就是克服空间中各类噪声对源信号的影响。早在1991年，Fuchs等[5]指出互相关技术能有效进行时延估计，但是在相关噪声下，信噪比越低，性能越差，存在较大局限性。Knapp等[6]提出在互相关前进行ML滤波以提高信噪比，但是需要信号与噪声的先验信息，而干扰噪声与源信号通常具有不确定性。吴玉静等[7]采用对三阶累积量进行PHAT加权的办法，抑制相关噪声的影响，提高估计效果；封皓等[8]提出了基于三阶累积量与自适应滤波相结合的时延估计算法，证明该方法可以在不依赖先验知识下抑制空间中相关高斯噪声。但是，梁红等[9]指出，三阶累积量不能保证对信号的持续激励，有可能失去时延参数的可辨识性，导致时延估计发散。刘方正等[10]提出了一种基于四阶累积量和奇异值分解的参数型时延估计方法，弥补了基于互相关等时延估计方法在相关噪声下估计失误概率高的缺陷，但是在低信噪比下，该方法的估计结果误差较大。

综上，针对低信噪比和相关噪声背景下互相关时延估计误差大的问题，本文提出基于四阶累积量（Fourth-order cumulant，FOC）和递归最小二乘法（Recursive least square，RLS）结合的时延估计方法。利用FOC抑制高斯过程的相关噪声，并得到一维切片，然后利用RLS算法对四阶自、互累积量的一维切片信号的时延进行迭代计算。为了验证该方法的有效性，采用仿真实验将本文提出的基于四阶累积量和RLS结合的时延估计方法

分别与直接互相关方法、四阶累积量-互相关法进行对比，并对估计误差进行对比分析。同时，将本文提出的时延估计方法应用到供水管道泄漏定位实验中验证其性能。

1 基于四阶累积量和自适应滤波的时延估计方法

1.1 基于直接互相关时延估计原理

互相关分析法用于比较两路时域信号的相近度[11]。设两路信号为 $x_1(t)$、$x_2(t)$，即：

$$x_1(t)=s(t)+n_1(t) \tag{1}$$

$$x_2(t)=\alpha s(t-D)+n_2(t) \tag{2}$$

式（1）（2）中：$n_1(t)$、$n_2(t)$ 为噪声，$s(t)$ 为源信号，α 为衰减因子。其互相关表示为：

$$R_{x_1x_2}(\tau)=E[x_1(t)x_2(t+\tau)]=E\{[s(t)+n_1(t)]\cdot[\alpha s(t-D)+n_2(t)]\}=\alpha R_{ss}(\tau-D)+\alpha R_{sn_1}(\tau-D)+\alpha R_{sn_2}(\tau)+R_{n_1n_2}(\tau) \tag{3}$$

式（3）中，$R_{x_1x_2}(\tau)$ 为 $x_1(t)$、$x_2(t)$ 的互相关系数，若信号 $s(t)$ 与 $n_1(t)$、$n_2(t)$ 互不相关，此时，式（3）变为：

$$R_{x_1x_2}(\tau)=\alpha R_{ss}(\tau-D) \tag{4}$$

如果噪声 $n_1(t)$、$n_2(t)$ 互不相关，则 $R_{n_1n_2}(\tau)$ 为 0，当 $\tau=D$ 时，$R_{n_1n_2}(\tau)$ 会得到一个峰值，表明此时两路信号 $x_1(t)$、$x_2(t)$ 具有的最大相关性。因此，时延估计为：

$$\hat{D}=arg\{max[R_{ss}(\tau-D)]\} \tag{5}$$

式（5）中，$arg[\cdot]$ 为获取函数的自变量，$max[\cdot]$ 为取函数最大值。

实际上，空间中的高斯噪声存在相关性[12]，此时式（4）变为：

$$R_{x_1x_2}(\tau)=E[x_1(t)x_2(t+\tau)]=\alpha R_{ss}(\tau-D)+R_{n_1n_2}(\tau) \tag{6}$$

不难看出，在式（5）中，$R_{n_1n_2}(\tau)$ 的最大值偏离 D，所以存在时延估计误差，使估计性能严重下降。

1.2 四阶累积量时延估计

上文中的式（3）表示的互相关属于二阶统计量[13]，无法消除高斯相关噪声。而四阶累积量属于高阶统计量，对相关噪声具有明显的抑制作用[14-15]。对零均值平稳随机过程 $x_1(t)$、$x_2(t)$，其自四阶累积量为：

$$C_{x_1x_1x_1x_1}(\tau,l,m)=E\{[s(t)+n_1(t)][s(t+\tau)+n_1(t+\tau)][s(t+l)+n_1(t+l)][s(t+m)+n_1(t+m)]\} \tag{7}$$

互四阶累积量定义如式（8）：

$$C_{x_1x_2x_1x_1}(\tau,l,m)=E\{[s(t)+n_1(t)][\lambda s(t+\tau-D)+n_2(t+\tau)][s(t+l)+n_1(t+l)][s(t+m)+n_1(t+m)]\} \tag{8}$$

由于直接进行四阶累积量计算的计算量很大，且四阶累积量的第二个参量 l 和第三个参量 m 不含有时差信息 D，所以，为了降低计算量[16]，令 $l=0$，$m=0$，即取四阶累积量的一维切片，将运算量降低到原来的 $1/l\times m$：

$$\begin{cases} C_{x_1x_1x_1x_1}(\tau,0,0)=C_{ssss}(\tau,0,0) \\ C_{x_1x_2x_1x_1}(\tau,0,0)=\alpha C_{ssss}(\tau-D,0,0) \end{cases} \tag{9}$$

通过选择 τ 的范围，得到的自四阶累积量与互四阶累积量的一维切片可以作为两个新的时域信号，此时已不含有相关的高斯噪声[17-18]，且两路信号保持 $x_1(t)$、$x_2(t)$ 之间的时间差 D，计算 $C_{x_1x_1x_1x_1}(\tau,0,0)$ 与 $C_{x_1x_2x_1x_1}(\tau,0,0)$ 的时差便可得到无相关高斯噪声干扰的两信号时差 D。

1.3 RLS 自适应滤波原理

信号在传输过程中会耦合一些非高斯噪声，这些噪声对时延估计也会产生一定影响，使相关峰值偏移[19]。采用自适应滤波器可以滤除这些噪声。图 1 为指数加权的 RLS 算法功能图[20][21]。

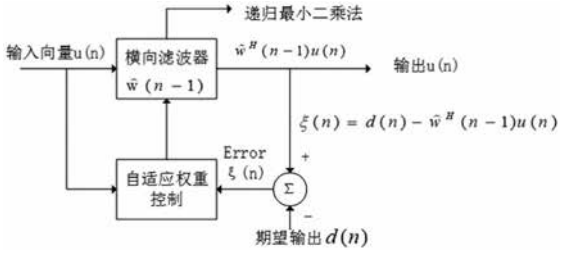


图 1 RLS 算法功能图

Fig. 1 The functional diagram of recursive least squares (RLS) adaptive algorithm

RLS 自适应滤波[22][23] 步骤如算法 1 伪

代码。首先，初始化权系数与相关矩阵，并设置滤波器阶数等参数，再进行多次迭代运算得到误差曲线及权系数曲线。

算法 1：RLS 自适应滤波

输入：期望序列 d（n），自适应滤波权数 Order，遗忘因子 λ，待滤波向量 u（n）

输出：权向量 $w(n)$，估计误差 $e(n)$，滤波后向量 $y(n)$

1：初始化 $w(0)=0$、$P(0)=\sigma \mathrm{I}$、$N \leftarrow length$（u（n））

2：$forn=1 \rightarrow N$

3：滤波：$y(n) \leftarrow wH(n-1)u$（n）

4：误差：$e(n) \leftarrow d(n)-y$（n）

5：中间变量矩阵：$k(n) \leftarrow \dfrac{P(n-1)u(n)}{\lambda+uH(n)P(n-1)u(n)}$

6：权向量：$w(n) \leftarrow w(n-1)+k(n)e$（$n$）

7：$endfor$

1.4 四阶累积量与 RLS 自适应滤波结合的算法流程

结合上文 1.2 节、1.3 节，本文提出的四阶累积量和 RLS 自适应滤波结合的时延估计方法的原理如图 2 所示。该模型的具体实施步骤为：

（1）四阶累积量计算

对两路混叠相关高斯噪声的信号 x_1（t）、x_2（t）进行四阶累积量计算，执行式（7）与（8）得到自四阶累积量和互四阶累积量的一维切片分别为 $C_{x_1x_1x_1x_1}(\tau, 0, 0)$ 与 $C_{x_1x_2x_1x_1}(\tau, 0, 0)$；

（2）对 $C_{x_1x_1x_1x_1}(\tau, 0, 0)$ 进行滤波

$C_{x_1x_1x_1x_1}(\tau, 0, 0)$ 作为 RLS 自适应滤波器输入变量得到 y_1（n），执行式（10），得出 $E(n)$：

$$E(n)=y_1(n)-C_{x_1x_2x_1x_1}(\tau, 0, 0) \quad (10)$$

（3）RLS 迭代运算

对 $E(n)$ 进行递归最小二乘运算，执行式算法 1，得到滤波器权系数曲线，由峰值的偏移量可得估计结果。

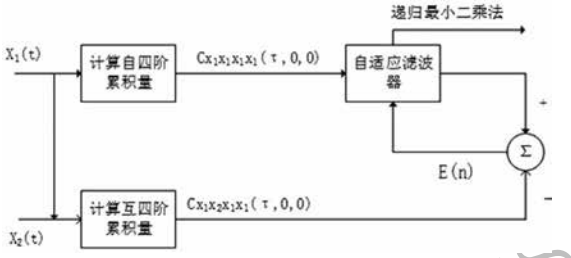


图 2　基于四阶累积量及自适应滤波的时延估计原理图

Fig. 2　The schematic diagram of thetime-delay estimation method based on the combination of fourth-order cumulant and adaptive filter

2　计算机仿真实验

2.1　相关高斯噪声的产生

产生相关高斯噪声[24] 的伪代码如算法 2。由于仿真信号有两路，所以设置二维正定且对称矩阵，主对角线为预设的两路高斯噪声的相关系数，噪声长度为 N。

算法 2：相关高斯噪声的产生

输入：二维正定且对称矩阵 Rpp，噪声长度 N

输出：相关高斯白噪声矩阵 result，样本相关矩阵 sampRpp

1：对 Rpp 进行特征分解，得到 D、V：

$$D \leftarrow \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} V \leftarrow [\varepsilon_1 \varepsilon_2]$$

2：计算相关滤波器：$W \leftarrow V \times \sqrt{D}$

3：生成长度为 N 的白噪声数据集：$n \leftarrow randn$（$size$（Rpp，1），N）

4：输出相关高斯噪声：$result \leftarrow W \times n$

5：$sampRpp \leftarrow 0$

6：$fork=1 \rightarrow N$

7：$sampRpp \leftarrow sampRpp+result$（：，$k$）×（$result$（：，$k$）′）

8：$endfor$

9：$sampRpp \leftarrow sampRpp./$（$N-1$）

对两路相关噪声 $n_1(t)$、$n_2(t)$ 进行相关分析如图 3 所示，其相关系数峰值达到 1，可知两路噪声呈现完全相关[25]。

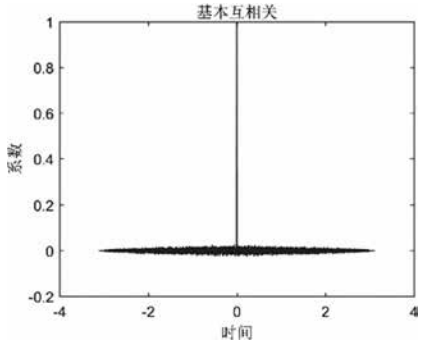


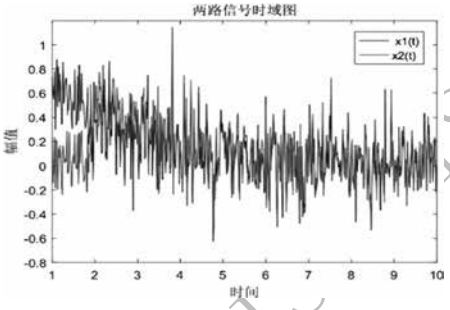
图 3　相关噪声的互相关系数

Fig. 3　Cross correlation co-efficientofcorrelation noises

2.2　仿真分析

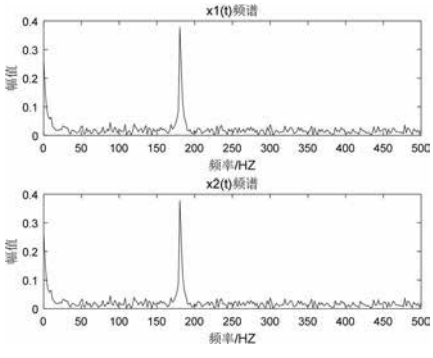
仿真信号 $s(t)$ 为非高斯的零均值单位方差单边指数信号，噪声 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为相关的零均值高斯白噪声，噪声 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 是周期为 0.1s 的非相关正弦信号，如式（11）。两路信号时域图及频谱如图 4。

$$\begin{cases} x_1(t) = s(t) + n_1(t) + v_1(t) \\ x_2(t) = s(t-D) + n_2(t) + v_2(t) \end{cases} \tag{11}$$



（a）时域图

（a）Waveform



（b）频谱

（b）Spectrum

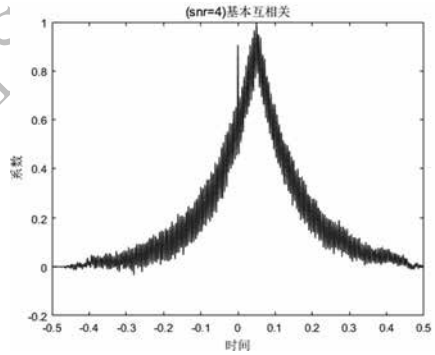
图 4　仿真信号的波形及频谱

Fig. 4　Waveform and spectrum of simulation signal

接下来以高斯相关噪声为背景，在低信噪比下运用直接互相关、四阶累积量-互相关法以及本文提出的四阶累积量与递归最小二乘法（RLS）相结合的算法进行仿真实验，并分析实验结果。

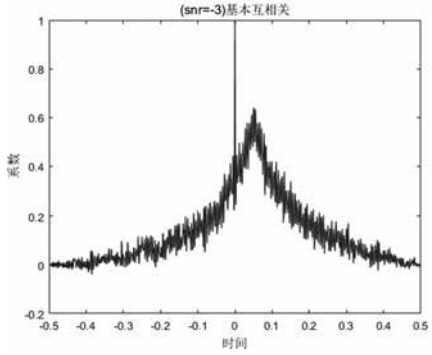
2.2.1　直接互相关法

进行直接互相关实验时，在相关噪声、相同延迟点数、不同信噪比下进行对比实验。图 5（a）是在较高信噪比（SNR=4）下得到的结果，此时执行式（5），由峰值偏移量可得估计结果 $\hat{D}=0.04$；在低信噪比（SNR=-3）情况下进行互相关运算，结果如图 5（b），峰值始终没偏离中心，此时得到的估计结果恒为 $\hat{D}=0$。结果证明，互相关法在相关噪声背景低信噪比下的估计效果很差，基本失去估计作用。



（a）SNR=4 时直接互相关

（a）Direct cross-correlation when SNR=4



（b）SNR=-3 时直接互相关

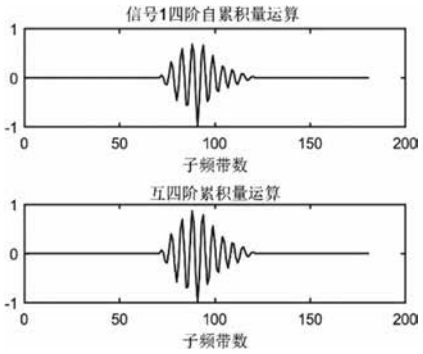
（b）Direct cross-correlation when SNR=-3

图 5　不同 SNR 下直接互相关结果对比

Fig. 5　Direct cross-correlation results were compared under thedifferent SNR conditions

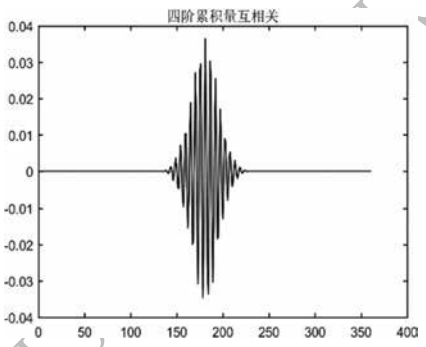
2.2.1 四阶累积量-互相关法

由图4（a）可看出，原始信号受噪声干扰比较严重。执行式（7）~（9），设置最大切片数、每段切片样本数分别为90、20，将频域分割成不同的子带，则完整频带数为181，得到自、互四阶累积量的一维切片如图6（a）所示，高斯噪声明显减小，但是存在双峰；其自、互四阶累积量信号做互相关得图6（b），可见相关峰明显锐化，且去掉了噪声引起的部分伪峰。相关峰值0.04，小于0.4，两信号呈低度相关。



（a）自、互四阶累积量一维切片

（a）one-dimension slice signals of the self and mutual fourth-order cumulants



（b）自、互四阶累积量互相关系数

（b）The cross correlation number of the one-dimension slice signals of the self and mutual fourth-order cumulants

图6 四阶累积量-互相关结果

Fig.6 The results of Fourth order cumulants-cross correlation

2.2.3 四阶累积量结合RLS自适应滤波

利用上文2.2.2中两路信号的自、互四阶累积量一维切片信号，经过RLS自适应滤波器迭代运算，得滤波器权系数 $w(n)$ 和误差 $\hat{e}(n)$ 曲线如图7，执行式（12），由滤波器滤波器权系数曲线峰值偏移可得估计结果。

$$\hat{D}=\arg\{\max[w(n)]\}/f_s \tag{12}$$

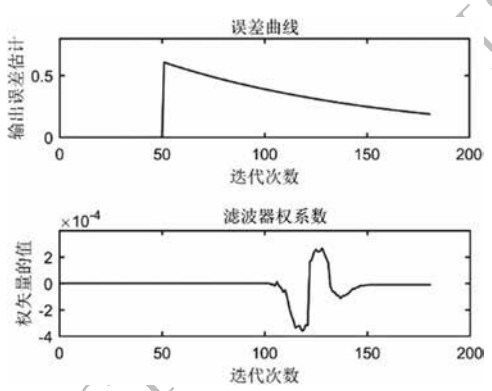


图7 误差系数及权系数曲线

Fig.7 The coefficient curveof error and weight

2.3 结果分析

直接互相关、四阶累积量互相关法以及本文算法在相关高斯噪声背景，低信噪比下的时延估计效果对比，设置采样频率为1000HZ，两路信号分别延迟20、50、100、150个采样点，延时时间为：0.02s、各0.05s、0.10s、0.15s。这种情况下的均值和均方误差均为稳态时100次独立运行平均的结果，得到的估计结果如表1：

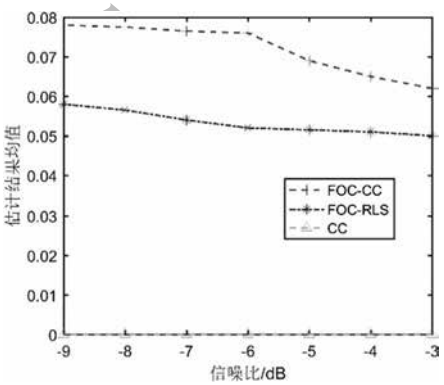
表1结果表明，直接互相关时延估计方法在相关噪声下时失去估计性能。分析低信噪比下四阶累积量-互相关方法（FOC-CC）与本文提出的四阶累积量与RLS自适应滤波相结合方法（FOC-RLS）的结果均值与误差。利用四阶累积量对高斯噪声呈盲性的特点，抑制了高斯相关噪声，提高了自、互四阶累积量一维切片的信噪比，一定程度上提高了估计精度；另外，RLS算法能够有效滤除非高斯噪声，且在迭代过程中提取信号时，运算精度比较高而且稳定。

表 1　不同信噪比下多种方法估计结果

Table1.　The results are estimated by various methods under different SNR

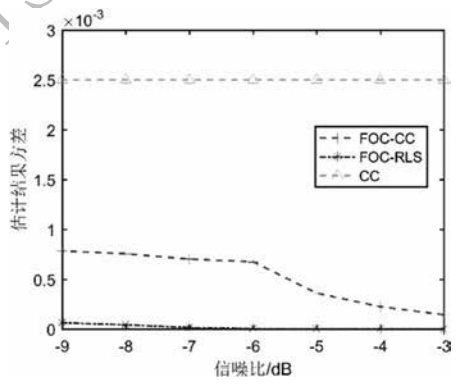
设置时延 方法估计结果		0. 02	0. 05	0. 10	0. 15
直接互相关	SNR = −3	0	0	0	0
	SNR = −6	0	0	0	0
	SNR = −9	0	0	0	0
	SNR = 4	0	0. 05	0. 10	0. 1409
四阶累积量 互相关	SNR = −3	0. 0310	0. 0620	0. 1150	0. 1680
	SNR = −6	0. 0420	0. 0760	0. 1170	0. 1740
	SNR = −9	0. 0680	0. 0780	0. 1260	0. 1470
	SNR = 4	0. 0450	0. 0650	0. 1420	0. 1640
本文模型	SNR = −3	0. 0210	0. 0510	0. 1100	0. 1510
	SNR = −6	0. 0230	0. 0520	0. 0945	0. 1520
	SNR = −9	0. 0250	0. 0580	0. 1000	0. 1510
	SNR = 4	0. 0320	0. 0510	0. 1010	0. 1510

以设置延迟时间 0. 05s 为例，不同信噪比下估计均值与方差如图 8 所示。图 8（a）为估计结果的均值，互相关方法在相关噪声背景下估计结果始终为 0。从右至左观察三种方法估计均值的走势，随着信噪比降低，可以看出估计结果越来越偏离 0. 05；分析图 8（b）方差变化趋势，估计结果的方差随着信噪比的降低而增大。三种方法中，本文提出的四阶累积量与 RLC 结合的算法估计结果最接近真值，估计误差最小。



（a）估计结果均值对比

（a）Comparison of the mean values of the three methods



（b）估计结果方差对比

（b）Estimate the variance of the results

图 8　不同信噪比下多种方法估计结果对比

Fig. 8　The results of different methods are compared under different SNR

3　供水管道泄漏定位实验分析

仿真初步验证了四阶累积量与 RLS 递归最小二乘法相结合的可行性，下面利用实际信号进一步分析本文算法的有效性。本文采用如图 9 所示的供水管道泄漏振动数据采集实验平台，它包括德国 SebaKMT 管道泄漏振动数据采集系统、两个 IEPE 压电加速度传感

器、消防管网及其附属设备；管道是内径为100mm 的钢质管道，管道压力为 0. 2Mpa。泄漏振动信号传播速度通过经验模型得到为1250m/s，通过打开消防栓阀门模拟管道泄漏，水流冲出阀门使管道产生泄漏声振动信号，该信号沿着管道传播并被两侧的传感器采集。

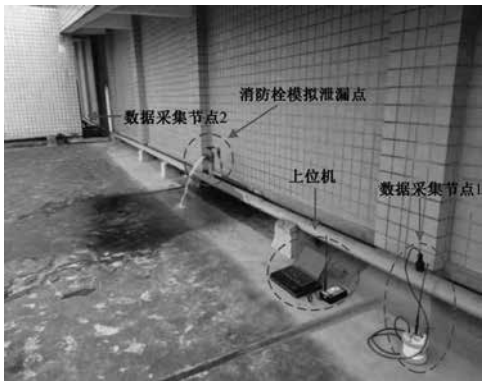


图 9　实验平台

Fig. 9　The experimental platform

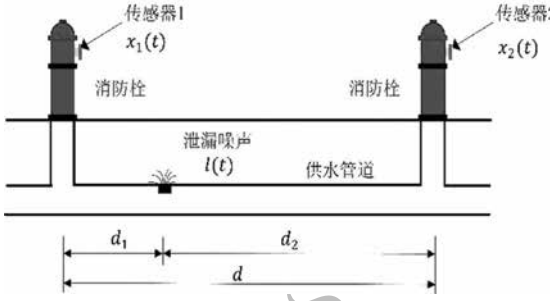


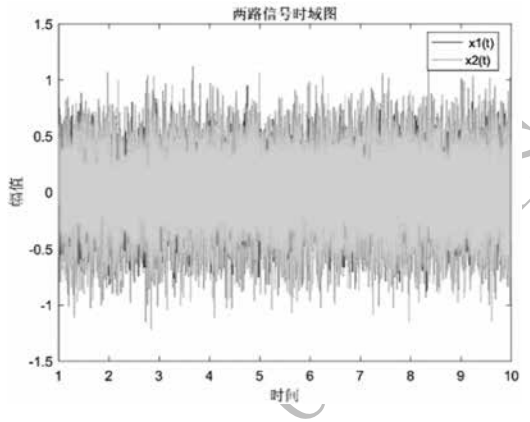
图 10　基于时延估计的漏点定位原理图

Fig. 10　The principle of leak location in pipelines based on time delay estimation

对两传感器拾取的振动信号进行时延估计得到 τ，信号在管道中传播速度为 c，根据式（13），可得到泄漏点距传感器的距离 d_1.

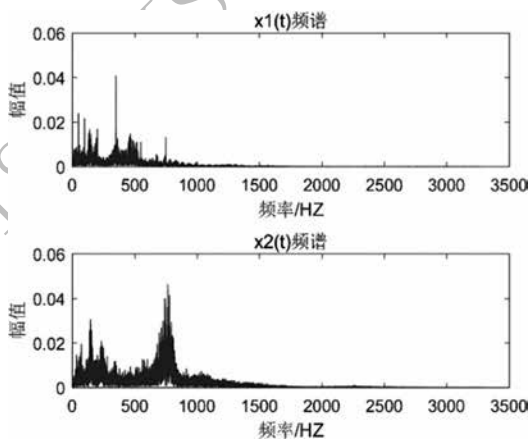
$$d_1 = \frac{d + c\tau}{2} \tag{13}$$

供水管道泄漏振动数据采集实验平台拾取到两路泄漏声信号分别为 $x_1(t)$、$x_2(t)$，以两路传感器间距为 31. 3m、漏点与传感器 1 的距离为 29m、采样率为 6554hz、数据采集的点数为 20480 的情况为例，时域图及频谱如图 11 所示。加入相关高斯噪声后，互相关系数如图 12（b）所示。



（a）泄漏信号时域图

（a）Time domain diagram of leakage signal

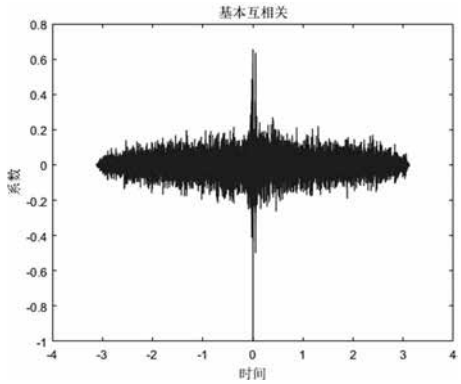


（b）泄漏信号频谱图

（b）Leakage signal spectrum diagram

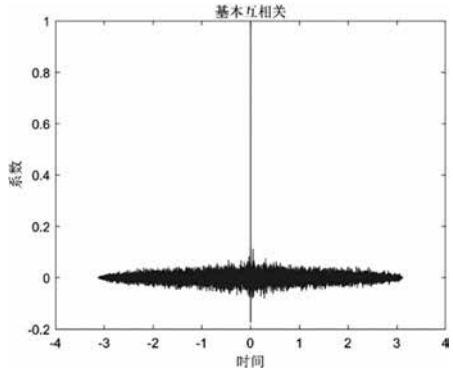
图 11　泄漏信号及其频谱

Fig. 11　Leakage signal and its spectrum



（a）泄漏信号互相关系数

（a）The cross correlation number of the leakage signal



b）加噪后泄漏信号互相关系数

（b）The correlation number of leakage signals after adding noise

图 12　加噪前后的泄漏信号互相关对比

Fig. 12　The correlation number of leakage signals before noise is compared with that added noise

对加入相关高斯噪声后的信号进行互相关，与原始信号互相关结果相比，互相关系数峰值明增大且相关峰明显锐化，并且用基本互相关非相关噪声下结果为 0.0226s，而在相关噪声背景下得到的两路信号时延为 0，即已失去估计效果。

对加噪后两路信号进行自、互四阶累积量分析，得到一维频带切片如图 13，峰值处不明显，将自四阶累积量与互四阶累积量进行互相关，得到相关系数如图 14 所示。可以看出，相关峰明显锐化，此时得到延时为 0.0236s，定位结果为 30.4m，相对定位误差为 4.82%。利用自、互四阶累积量结果进行 RLS 滤波运算，分析误差曲线及权系数曲线，权系数曲线峰值偏移量为 n，则估计结果 n/fs，此时估计结果为 0.0221s，定位结果为 29.4625m，相对定位误差为 1.59%。曲线如图 13、14 所示。

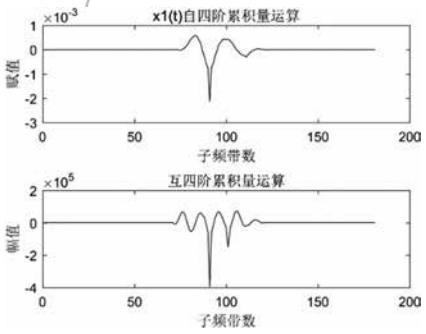


图 13　自、互四阶累积量一维切片

Fig. 13　one-dimension slice signals of the self and mutual fourth-order cumulants

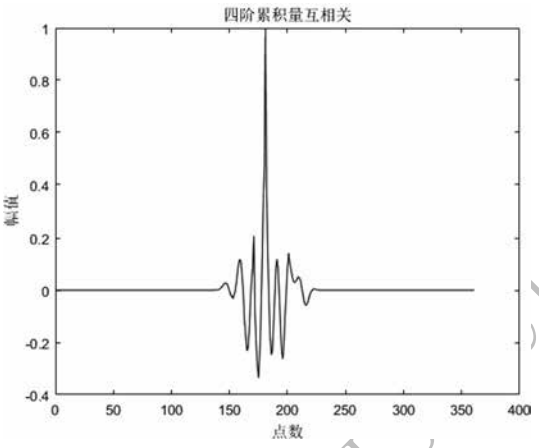


图 14　自、互四阶累积量互相关系数

Fig. 14　The cross correlation number of the one-dimension slice signals of the self and mutual fourth-order cumulants

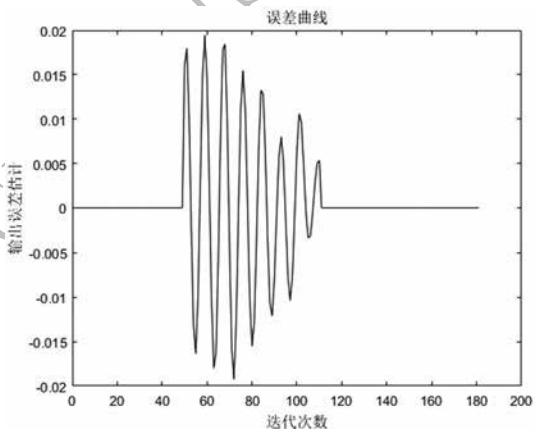


图 15　误差系数曲线图

Fig. 15　The curve of error coefficient

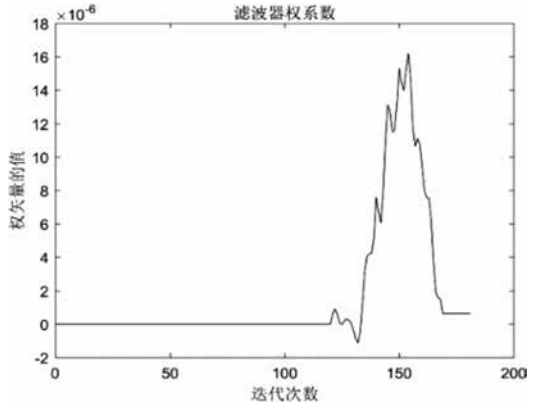


图 16　滤波器权系数曲线图

Fig. 16　Thegraph of filter weight coefficient

为了进一步验证本文算法，针对上文实

验平台上采集的 10 组数据进行互相关（方法 1）、四阶累积量与互相关结合（方法 2）和四阶累积量与 RLS 结合估计算法（方法 3）实验并比较。其中，1～5 组数据采集自两传感器之间没有支管线路，总长度为 $d = 31.3\text{m}$，距传感器 1 的长度为 $d_1 = 29\text{m}$；6～10 组数据采集自有支管线路的管道，总长度 $d = 40\text{m}$，距传感器 1 的长度为 $d_1 = 37.9\text{m}$。实验时均在采集数据的基础上添加相关高斯噪声，基于三种不同方法的定位误差的结果如表 2 所示。

表 **2**　不同定位方法的误差

Table 2.　Errors in different positioning methods

实验组别	d_1/m	总长度 d/m	定位估计结果$\hat{d_1}$m			相对定位误差/%	
			方法 1	方法 2	方法 3	方法 2	方法 3
1	29	31.3	无法定位	30.714	29.658	5.91	2.27
2	29	31.3	无法定位	30.459	29.598	5.03	2.063
3	29	31.3	无法定位	30.426	29.44	4.92	1.527
4	29	31.3	无法定位	30.426	29.44	4.92	1.527
5	29	31.3	无法定位	30.52	29.63	5.211	2.159
6	37.9	40	无法定位	39.38	38.4	3.911	1.34
7	37.9	40	无法定位	39.47	38.74	4.139	2.217
8	37.9	40	无法定位	39.52	38.7	4.268	2.138
9	37.9	40	无法定位	39.147	38.32	3.29	1.12
10	37.9	40	无法定位	39.147	38.32	3.29	1.12

由表 2 可知，在混合相关高斯噪声背景下，互相关方法失去估计效果；计算四阶累积量与互相关结合算法的平均相对定位误差为 4.4889%，无偏估计标准差为 0.8115%，本文所提出算法的平均相对定位误差为 1.7481%，无偏估计标准差为 0.4673%。对于四阶累积量互相关（方法 2）和四阶累积量与 RLS 结合估计算法（方法 3），无论管道是否有支管，四阶累积量与 RLS 结合的方法的估计效果最好。所以，实验证明了本文提出的基于四阶累积量与 RLS 递归最小二乘相结合的算法能够很好的抑制相关噪声，提高时延估计精度。

4　结论

本文针对相关高斯噪声、低信噪比下时延估计误差较大的问题，提出了基于四阶累积量与 RLS 自适应滤波的供水管道泄漏振动信号时延估计方法，并通过仿真与实验证明该方法的可行性。主要结论如下：

（1）当信号中混叠了相关高斯噪声时，采用互相关方法进行时延估计明显存在较大误差；且信噪比越低，估计效果越差，基本失去时延估计性能。

（2）通过自、互四阶累积量运算获得两路信号的一维切片，既保留了源信号的时域特征，又能够有效抑制相关高斯噪声，提高了信噪比；同时，利用 RLS 算法提取非平稳信号时的快速收敛与估计精度高的特点，提高了时延估计准确度。

（3）将本文方法应用于供水管道泄漏定位实验，在管道泄漏振动数据采集实验平台拾取的信号中添加相关高斯噪声，并与互相关法、四阶累积量与互相关结合的方法相互对比。仿真与实验结果表明，该方法的平均相对定位误差和标准差均低于互相关算法和

与四阶累积量与互相关结合的算法结果。

参考文献：

[1] 杨进，文玉梅，李平．自来水铸铁管道泄漏声信号频率特征研究［J］．应用声学，2006，25（1）：30-37.
YANG J，WEN Y M，LI P. Study on the frequency feature of acoustic leak signal in cast iron water distribution pipes［J］. Applied Acoustics，2006，25（1）：30-37.

[2] 吴慧娟，文玉梅，李平．低信噪比下的 LMS 自适应无偏时延估计［J］．电子学报，2009，37（3）：500-505.
WU H J，WEN Y M，LI P. Adaptive unbiased delay estimation of LMS at low SNR［J］. Acta Electronica Sinica，2009，37（3）：500-505.

[3] 朱振山，刘涤尘，廖清芬，涂炼，韩翔宇，赵强．基于最小均方时延估计法的强迫功率振荡扰动源定位方法［J］．电力系统自动化，2015，39（04）：58-62.
ZHU Z S，LIU D C，LIAO Q F，YU L，HAN X Y，ZHAO Q. Forced power oscillation disturbance source location method based on the least mean square delay estimation method［J］. Automation of Electric Power Systems，2015，39（04）：58-62.

[4] 杨荣根，任明武，叶有培．广义相关时延估计在管道泄漏检测中的应用［J］．计算机工程，2009，35（12）：214-215.
YANG R G，REN M W，YE Y P. Application of generalized correlation delay estimation in pipeline leak detection［J］. Computer Engineering，2009，35（12）：214-215.

[5] H. FUCHS，R. RIEHLE，Ten years of experience with leak detection by acoustic signal analysis，Applied Acoustics，33（1991）1-19.

[6] Knapp C，Carter G . The generalized correlation method for estimation of time delay［J］. IEEE Transactions on Acoustics，Speech，and Signal Processing，2003，24（4）：320-327.

[7] 吴玉静，马艳．相关噪声背景下加权高阶累积量的时延估计方法［J］．声学技术，2008（05）：732-735.
WU Y J，MA Y. A time-delay estimation method for weighted high - order cumulants against correlated noise background［J］. Technical Acoustics，2008（05）：732-735.

[8] 封皓，靳世久，曾周末，安阳，张溪默．基于三阶累积量及自适应滤波时延估计的管道定位方法［J］．振动与冲击，2011，30（09）：207-210.
FNEG H，JIN S J，ZENG Z M，AN Y，ZHANG X M. Pipeline location method based on third-order cumulant and adaptive filter delay estimation［J］. Journal of Vibration and Shock，2011，30（09）：207-210.

[9] 梁红．空间相关高斯噪声中基于四阶累积量的自适应时延估计方法［J］．西北工业大学学报，2007（03）：416-420.
LIANG H. An adaptive time-delay estimation method based on fourth-order cumulants in spatially correlated gaussian noise［J］. Journal of Northwestern Polytechnical University，2007（03）：416-420.

[10] 刘方正，张玉，杨晓静．基于四阶累积量和奇异值分解的参数型多径时延估计［J］．电子信息对抗技术，2009，24（05）：16-19.
LIU F Z，ZHANG Y，YANG X J. Parametric multipath time delay estimation based on fourth - order cumulants and singular value decomposition［J］. Electronic Information Warfare Technology，2009，24（05）：16-19.

[11] 杨进，文玉梅，李平．泄漏声振动传播信道辨识及其在泄漏点定位中的应用［J］．振动工程学报，2007，20（3）：260-267.
YANG J，WEN Y M，LI P. Research on leak acoustic propagation channel identification and leak location for water distribution pipelines［J］. Journal of Vibration Engineering，2007，20（3）：260-267.

[12] 金中薇，姜明顺，隋青美，et al. 基于广义互相关时延估计算法的声发射定位技术［J］．传感技术学报，2013（11）：45-50.
JIN Z W，JIANG M S，SUI Q M. Acoustic emission localization technique based on generalized cross - correlation time delay estimation algorithm［J］. Chinese Journal of Sensors and Actuators，2013（11）：45-50.

[13] 张军，潘泽鑫，郑玉新，等．振动信号趋势项提取方法研究［J］．电子学报，2017，45

(1)：22-28.
ZHANG J，PAN Z X，ZHENG Y X，et al. Research on vibration signal trend extraction [J]. Acta Electronica Sinica，2017，45 (1)：22-28.

[14] 吕婧一. 高阶统计量分析及其应用研究 [D]. 北京邮电大学，2014.
LV J Y. Analysis of higher-order statistics and its application [D]. Beijing University of Posts and Telecommunications，2014.

[15] 郭业才，赵俊渭，陈华伟，白银生，李桂娟，韩静. 水中运动目标动态线谱增强算法研究 [J]. 声学学报，2003 (04)：326-330.
GUO Y C，ZHAO J W，CHEN H W，BAI Y S，LI G J，HAN J. Study on dynamic line spectral enhancement algorithm for moving targets in water [J] Acta Acustica，2003 (04)：326-330.

[16] 郭业才，赵俊渭，陈华伟. 基于二级自适应滤波的水下目标动态谱线增强算法研究 [J]. 声学学报，2004 (1).

[17] GUO Y C，ZHAO J W，CHEN H W，BAI Y S，LI G J，HAN J. Research on dynamic spectral line enhancement algorithm of underwater target based on two-level adaptive filtering [J] Acta Acustica，2004 (1).

[18] 郭业才. 基于高阶统计量的水下目标动态谱特征增强研究 [D]. 西北工业大学，2003.
GUO Y C. Enhancement of underwater target dynamic spectrum characteristics based on high-order statistics [D]. Northwestern Polytechnical University，2003.

[19] 李从英，王建英，尹忠科，张江利. 基于四阶累积量自适应时延估计的改进 [J]. 铁道学报，2006 (06)：55-58.
LI C Y，WANG J Y，YIN Z K，HZANG J L. Improvement of adaptive delay estimation based on fourth-order cumulant [J]. Journal of the China Railway Society，2006 (06)：55-58.

[20] 詹望，杨福生. 基于累积量的递归最小二乘算法研究 [J]. 信号处理，1999 (3)：240-248.
ZHAN W，YANG F S. Study on recursive least squares algorithm based on cumulants [J]. Journal of Signal Processing，1999 (3)：240-248.

[21] 威德罗，斯特恩斯. 自适应信号处理 [M]. 机械工业出版社，2008.
WIDRO，STEARNS. Adaptive signal processing [M]. Mechanical industry press，2008.

[22] 封皓，靳世久，曾周末，安阳，张溪默. 基于三阶累积量及自适应滤波时延估计的管道定位方法 [J]. 振动与冲击，2011，30 (09)：207-210.
FNEG H，JIN S J，ZENG Z M，AN Y，ZHANG X M. Pipeline location method based on third-order cumulant and adaptive filter delay estimation [J]. Journal of Vibration and Shock，2011，30 (09)：207-210.

[23] 张斌，冯大政. 一种快速递归全局最小二乘算法 [J]. 电路与系统学报，2012 (02)：20-24.
ZHANG B，FENG D Z. A fast recursive global least squares algorithm [J]. Journal of Circuits and Systems，2012 (02)：20-24.

[24] 杨春玲，谢小兰. 分布式视频编码中拉普拉斯-柯西混合分布相关噪声模型研究 [J]. 电子与信息学报，2012，34 (10)：2348-2352.
YANG C L，XIE X，L. A study on lalaplace-cauchy mixed distribution correlation noise model in distributed video coding [J]. Journal of Electronics & Information Technology，2012，34 (10)：2348-2352.

[25] 行鸿彦，刘照泉，万明习. 基于小波变换的广义相关时延估计算法 [J]. 声学学报，2002 (01)：88-93.
XING H Y，LIU Z Q，WAN M X. Generalized correlation time delay estimation algorithm based on wavelet transform [J]. Acta Acustica，2002 (01)：88-93.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

14. 电子测量仪器及系统

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于循环神经网络及 MARG 传感器的三维姿态估计

李　翔[1]，刘晓琴[1]，王勇军[1,2]

（1. 桂林电子科技大学电子工程与自动化学院 桂林 541004；2. 桂林航天工业学院 桂林 541004）

摘　要：三轴磁强计、三轴加速度计和三轴陀螺仪合称 MARG 传感器，由其构成的航姿参考系统（AHRS）被广泛用于微型无人机中，以实现三维姿态测量。采用 MARG 传感器估计三维姿态时，涉及到各传感器的误差补偿、数据融合及姿态解算等问题。利用循环神经网络（RNN）处理多变量非线性问题及时间序列信号的能力，可由 MARG 传感器的原始测量数据准确估计重力及地磁场矢量，从而实现三维姿态测量。实验表明，基于 RNN 的姿态估计算法在姿态精度和耗时上与常用的卡尔曼滤波及互补滤波算法相当，为基于 MARG 传感器的 AHRS 提供了一种新的解决方案。

关键词：姿态估计；磁强计；加速度计；陀螺仪；循环神经网络

中图分类号：TP212　　**文献标识码：**A

Three Dimensional Attitude Estimation Based on Recurrent Neural Network and MARG Sensor

LI Xiang[1]　LIU Xiaoqin[1]　WANG Yonjun[1,2]

（1. *School of Electronic Engineering and Automation*，*Guilin University of Electronic Technology*，*Guilin* 541004，*China*；2. *Guilin University of Aerospace Technology*，*Guilin* 541004，*China*）

Abstract：MARG sensor refers to the combination of tri-axial magnetometer，tri-axial accelerometer，and tri-axial gyroscope. It is widely used to construct the attitude and heading reference system（AHRS）in miniature unmanned aerial vehicle，which can measure three-dimensional attitude. Three-dimensional attitude estimation based on MARG sensor involves the problems of multi-sensor

作者简介：李翔，2007 年于北京航空航天大学获得学士学位，2010 年于桂林电子科技大学获得硕士学位，2013 年于西安电子科技大学获得博士学位，现为桂林电子科技大学讲师，主要研究方向为智能传感器与智能仪器系统。E-mail：xli1984@ hotmail. com

Li Xiang received his B. Sc. degree in 2007 from Beijing University of Aeronautics and Astronautics，received his M. Eng. degree in 2010 from Guilin University of Electronic Technology，received his Ph. D. degree in 2013 from Xidian University，now he is a lecturer in Guilin University of Electronic Technology. His main research interests include smart sensors and intelligent instruments.

* **基金项目：**国家自然科学基金（41761087，61603107）资助项目

error compensation, data fusion, and attitude resolving. Recurrent neural network (RNN) can deal with multivariable, nonlinear problem, as well as time series signal. Hence it can be used to acquire reliable estimations of gravity and geomagnetic vectors according to the raw data from MARG sensor, so as to implement three-dimensional attitude observation. Experiment results show that the RNN-based attitude estimation algorithm is comparable to the commonly used Kalman filter and complementary filter in terms of attitude accuracy and time consuming. Therefore, it provides a novel solution for the design of MARG sensor-based AHRS.

Keywords: attitude estimation; magnetometer; accelerometer; gyroscope; recurrent neural network

0 引言

当前，微型无人机尤其是四旋翼无人机普遍采用三轴磁强计、三轴加速度计和三轴陀螺仪实现三维姿态测量[1-2]。此种传感器组合又称为 MARG 传感器，可借助微机电系统（MEMS）工艺集成于芯片中，在体积、成本和功耗上具有较显著的优势。

载体处于静止或低速运动时，MARG 传感器可提供载体坐标系下地磁场矢量、重力矢量及角速度矢量的测量值。由该测量值求解载体的三维姿态通常需要经过三个环节：一是补偿各传感器的误差，二是对各传感器的数据进行融合滤波，三是将数据融合的结果转换为特定的姿态表示（欧拉角、四元数或方向余弦矩阵等）。

循环神经网络（recurrent neural network，RNN）是一类具有记忆能力的人工神经网络，适合于处理关于时间序列信号的多维非线性问题。采用 RNN 与 MARG 传感器相配合，可实现三维姿态估计。实验表明，该方法具备可行性，输出的三维姿态信息具有较好的精度，可用于微型无人机中基于 MARG 传感器的航姿参考系统（attitude and heading reference system，AHRS）设计。

1 常用算法

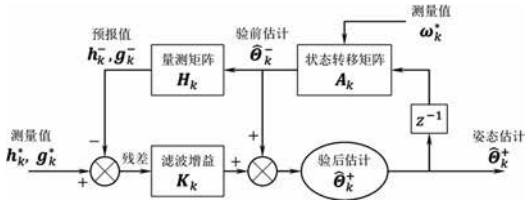
1.1 误差补偿

低成本 MARG 传感器的误差补偿通常以线性误差模型为基础。设被测量为 u（地磁场、重力或角速度矢量），传感器输出为 v，u 与 v 均为三维矢量，则 $v=Ku+b$，通过 3×3 矩阵 K 和三维矢量 b 描述并补偿传感器的各种误差。

对于三轴磁强计和三轴加速度计，可采用椭球拟合法（或称标量校正法）[3-6]，分别借助地磁场和重力矢量进行误差校正和补偿。对于三轴陀螺仪，则可采用多位置翻滚法或借助转台进行校正[7-9]。

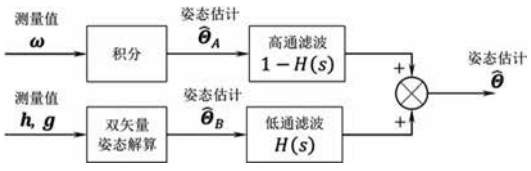
1.2 数据融合

MARG 传感器常用的数据融合算法可分为卡尔曼滤波（Kalman filter，KF）[2,10-12] 和互补滤波（complementary filter，CF）[12-15] 两大类，分别从时域和频域进行数据融合，如图 1 所示。其中，h、g 与 ω 依次表示地磁场矢量、重力矢量及角速度矢量，三维姿态则以 Θ 表示。



（a）用于姿态估计的卡尔曼滤波

（a）Kalman filter for attitude estimation



（b）用于姿态估计的互补滤波

（b）Complementary filter for attitude estimation

图 1　姿态估计常用数据融合算法

Fig. 1　Commonly used data fusion algorithms for attitude estimation

1.3 姿态描述与转换

由图 1 可见，无论卡尔曼滤波或互补滤波，均涉及到 h、g 两矢量与三维姿态 $\boldsymbol{\Theta}$ 之间的相互转换，即双矢量定姿问题，其原理是 g 的方向必为竖直向下，而 h 的水平分量指向磁北。

另一方面，三维姿态有多种不同的描述方法，如欧拉角（包括航向角、俯仰角、横滚角）、四元数、方向余弦矩阵（direction cosine matrix，DCM）、罗德里格斯参数等，其中以欧拉角物理意义最直观。但采用欧拉角描述姿态时存在奇异性即“万向节锁”现象，因此在数据融合算法（尤其是卡尔曼滤波）中大多采用四元数，再将四元数滤波结果转换为欧拉角。

2 基于 RNN 的姿态算法

2.1 循环神经网络

循环神经网络（RNN）是一类特殊的人工神经网络（artificial neural network，ANN），亦称为 Elman 神经网络[16-17]。RNN 在常见的前向神经网络基础上，对隐含层增加了局部延时反馈，又称为上下文层，从而具备了记忆能力，其基本结构如图 2 所示。其中，U、V 及 W 依次为输入层到隐含层、上下文层到隐含层以及隐含层到输出层的权重矩阵，a 和 b 分别为隐含层和输出层的偏置向量。

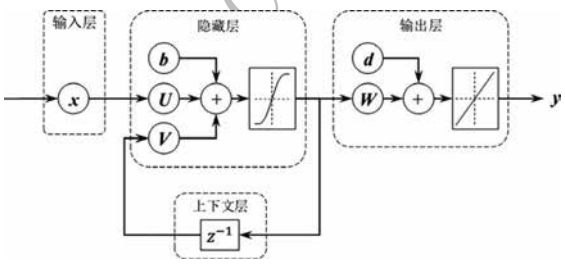


图 2 循环神经网络结构

Fig. 2 Architecture of recurrent neural network

2.2 基于 RNN 的姿态估计

图 3 所示为采用 RNN 进行三维姿态估计的原理框图。首先将来自 MARG 传感器的 h、g 与 ω 三个矢量的测量值作为 RNN 的输入，其次由 RNN 内部相互独立的两部分分别对 h 和 g 进行估计（这两个子网络分别记为 RNN-h 和 RNN-g），最后再利用 h 和 g 的估计值进行双矢量定姿，得到航向角 ψ、俯仰角 θ 和横滚角 φ。

采用 RNN 估计 h 和 g，而不是对欧拉角或四元数进行估计，有利于降低 RNN 的复杂度。此外，对 h 与 g 分别进行估计，可避免二者间的交叉干扰。

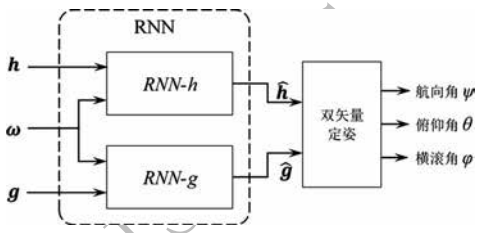


图 3 基于 RNN 的三维姿态估计

Fig. 3 3D attitude estimation based on RNN

3 算法验证

3.1 RNN 训练

采用 MPU9250（内含三轴磁强计、三轴加速度计和三轴陀螺仪）获取地磁场矢量 h、重力矢量 g 及角速度矢量 ω 的测量值，并以 Xsens © MTi-300 航姿模提供的 h 与 g 作为准确值。数据采集过程中，分别将传感器绕其 x、y 和 z 轴旋转，且转轴指向均为水平指北。采集到的重力矢量及角速度数据见图 4。

如前所述，采用两个相互独立的 RNN 分别估计地磁场矢量 h 与重力矢量 g，且将这两个 RNN 分别记为 RNN-h 和 RNN-g。选择不同的隐含层神经元个数，并依次进行训练。由于权重和偏置的初值为随机选取，当隐含层规模不变时，每次训练的结果也不完全相同，因此针对隐含层规模的每一给定值均进行 10 次训练，并以矢量 h 或 g 归一化后的均方根误差（root mean square error，RMSE）评价训练结果，如图 5 所示。图 5 中，每一数据点表示一个训练结果。作为对比，图 5 中还以水平虚线给出了传感器未校正前和采用直接最小二乘拟合校正后的矢量 h 或 g 的归一化均

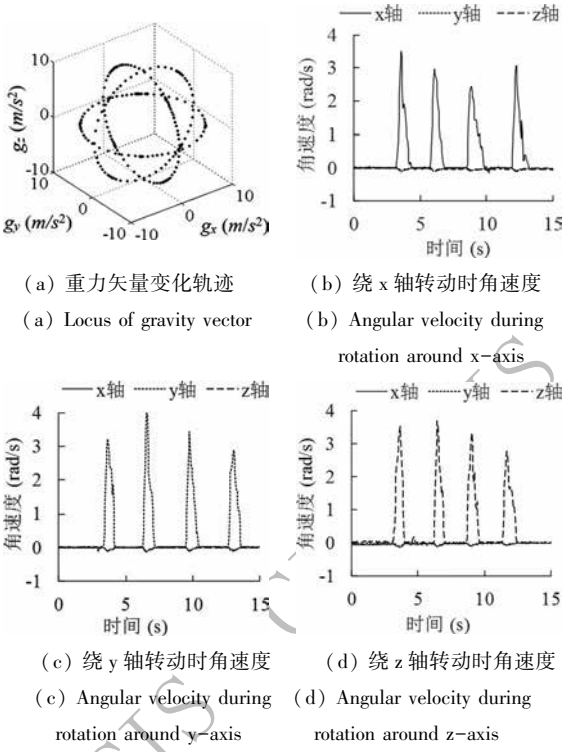
方根误差。

观察图 5 所示训练结果，可得以下结论：

（1）若只关注多次重复训练中能达到的最佳结果，则随着隐含层神经元个数的增加，RNN-h 及 RNN-g 的估计误差也随之逐渐减小。

（2）若从 10 次重复训练的结果来看，当隐含层规模过大（神经元个数≥45）时，训练结果出现部分变差的趋势。

（3）无论 RNN-h 或 RNN-g，当隐含层神经元个数增至 18 时，均方根误差即已与直接最小二乘拟合的校正结果相当；神经元个数为 36 时，训练效果最好。



（a）重力矢量变化轨迹　（b）绕 x 轴转动时角速度

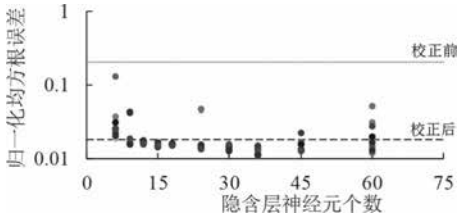
（a）Locus of gravity vector　（b）Angular velocity during rotation around x-axis

（c）绕 y 轴转动时角速度　（d）绕 z 轴转动时角速度

（c）Angular velocity during rotation around y-axis　（d）Angular velocity during rotation around z-axis

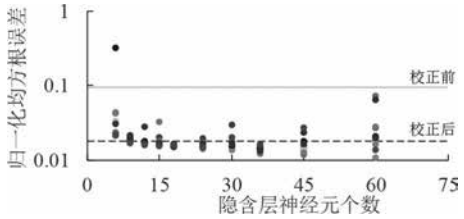
图 4　RNN 训练数据集

Fig. 4　Dataset for RNN training



（a）RNN-h 训练结果

（a）Training results of RNN-h



（b）RNN-g 训练结果

（b）Training results of RNN-g

图 5　RNN 训练结果

Fig. 5　Training results of RNN

3.2　动态航姿测试

仍采用 MPU9250 获取地磁场矢量 h、重力矢量 g 及角速度矢量 ω 的数据，并将其固定于单轴速率转台上，与旋转轴距离约 0.3m，由转台提供航向角及角速度基准。数据采集过程中，航向角及角速度的变化如图 6 所示。

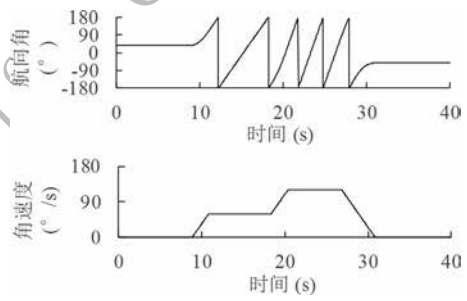
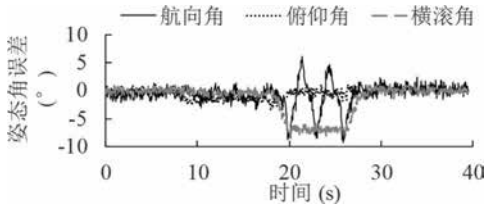


图 6　动态测试中的航向角与角速度

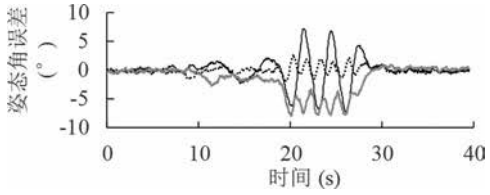
Fig. 6　Heading angle and angular rate during dynamic test

采用上文方法训练 RNN-h 及 RNN-g，二者的隐含层神经元个数均为 18，然后利用训练好的 RNN-h 及 RNN-g 进行姿态估计。此外，作为对比，分别采用常用的扩展卡尔曼滤波（extended Kalman filter，EKF）及互补滤波算法进行姿态估计。图 7 中给出了以上三种姿态估计算法各自的姿态角误差。



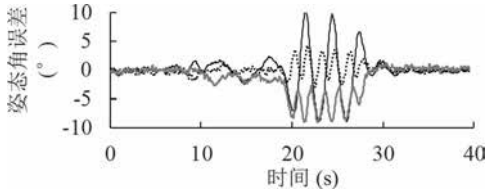
（a）RNN 姿态估计误差

（a）Attitude estimation errors of RNN



(b) 扩展卡尔曼滤波姿态估计误差

(b) Attitude estimation errors of extended Kalman filter



(c) 互补滤波姿态估计误差

(c) Attitude estimation errors of complementary filter

图 7　各种姿态算法的三维姿态估计误差

Fig. 7　3D attitude estimation errors of various methods

由图 7 可见，在转动过程中，由于受到切向和法向加速度影响，RNN、EKF 和 CF 三种姿态算法均出现了一定误差。总体上看，三种算法的姿态精度相差不大，基于 RNN 的姿态估计在有加速度干扰的情况下输出更为平稳。

表 1 为三种算法性能指标的比较，其中的平均耗时是在 STM32F103 单片机（时钟频率 72MHz）上的测试结果。由表 1 可见，基于 RNN 的三维姿态估计无论是精度或耗时均介于 EKF 和 CF 之间，因而是一种具备实用性的姿态算法。

表 **1**　三种姿态算法动态测试结果

Table 1　Dynamic test results of three attitude algorithms

姿态算法		RNN	EKF	CF
动态精度（RMSE,°）	航向角	1.98	2.27	2.94
	俯仰角	0.85	0.68	1.06
	横滚角	2.64	2.37	2.54
平均耗时（ms）		2.79	4.47	0.22

4　结论

针对微型无人机中基于 MARG 传感器的三维姿态估计问题，采用 RNN 进行传感器误差补偿和数据融合，得到地磁场矢量和重力矢量的估计值，进而实现三维姿态（航向角、俯仰角、横滚角）的解算。利用 MPU9250 传感器采集数据进行验证，结果表明基于 RNN 的姿态估计算法在动态条件下能稳定输出姿态信息，且在姿态精度及算法耗时上与常用的扩展卡尔曼滤波及互补滤波算法相近，可在基于 MARG 传感器的 AHRS 中使用。

参考文献：

[1] CHU Z W, CHEN CH L, LIU Y J, et al. Magnetic orientation system based on magnetometer, accelerometer and gyroscope [J]. CAAI Transactions on Intelligence Technology, 2017, 2 (4): 166-172.

[2] TAN L N, JIN G D. Attitude estimation using MARG sensors for unmanned aerial vehicles [J]. Journal of Computational Methods in Sciences and Engineering, 2018, 18 (4): 905-916.

[3] 石岗，李希胜，李雪峰，等. 航向测量系统中三轴磁传感器标定的等效两步法 [J]. 仪器仪表学报，2017，38 (2)：402-407.
SHI G, LI X SH, LI X F, et al. Equivalent twostep algorithm for the calibration of three-axis magnetic sensor in heading measurement system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38 (2): 402-407.

[4] 龙礼，黄家才. 基于递推最小二乘法的地磁测量误差校正方法 [J]. 仪器仪表学报，2017，38 (6)：1440-1446.
LONG L, HUANG J C. Recursive least square based online error calibration method in geomagnetic detection [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38 (6): 1440-1446.

[5] ZHU X N, ZHAO T, CHENG D F, et al. A three-step calibration method for tri-axial field sensors in a 3D magnetic digital compass [J]. Measurement Science and Technology, 2017, 28 (3): 055106.

[6] LIU Z W, SONG J CH. A low-cost calibration strategy for measurement - while - drilling system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (4): 3559-3567.

[7] WU Z K, WANG W. Magnetometer and gyroscope

calibration method with level rotation [J]. Sensors, 2018, 18 (3): 748.

[8] 袁建国, 袁艳涛, 刘飞龙. MEMS 陀螺仪的一种新颖高精度标定算法研究 [J]. 重庆邮电大学学报 (自然科学版), 2014, 26 (5): 666-669.
YUAN J G, YUAN Y T, LIU F L. A novel high precision calibration algorithm for MEMS gyroscopes [J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)

[9] SÄRKKÄ O, NIEMINEN T, SUURINIEMI S, et al. A multi-position calibration method for consumer-grade accelerometers, gyroscopes, and magnetometers to field conditions [J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17 (11): 3470-3481.

[10] CHANG L B, HU B Q, LI K L. Iterated multiplicative extended Kalman filter for attitude estimation using vector observations. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52 (4): 2053-2060.

[11] LEE J K. A parallel attitude-heading Kalman filter without state-augmentation of model-based disturbance components [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2019, 68 (7): 2668-2670.

[12] KAMALI C, SHIKHA J. Multiplicative error state Kalman Filter vs nonlinear complimentary filter for a high performance aircraft attitude estimation. Defence Science Journal, 2016, 66 (6): 630-637.

[13] BENZIANE L, HADRI A E, SEBA A, et al. Attitude estimation and control using linear-like complementary filters: theory and experiment [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24 (6): 2133-2140.

[14] ROSARIO M B D, LOVELL N H, REDMOND S J. Quaternion-based complementary filter for attitude determination of a smartphone [J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16 (15): 6008-6017.

[15] WU J, ZHOU Z B, FOURATI H, et al. Generalized linear quaternion complementary filter for attitude estimation from multi-sensor observations: an optimization approach [J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2019, 16 (3): 1330-1343.

[16] 严甲汉, 郭承军. 基于 Elman 神经网络的 SINS 姿态解算算法研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32 (6): 1-5.
YAN J H, GUO CH J. Research on SINS attitude calculation algorithm based on Elman neural network [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32 (6): 1-5.

[17] KOLANOWSKI K, ŚWIETLICKA A, KAPELA R, et al. Multi-sensor data fusion using Elman neural networks [J]. Applied Mathematics and Computation, 2018, 319: 236-244.

引脚受限数字微流控芯片的多液滴并行测试研究

许川佩[1,2]　祝　佳[1]　黄喜军[1,2]

（1. 桂林电子科技大学电子工程与自动化学院 桂林 541004；2. 广西自动检测技术与仪器重点实验室 桂林 541004）

摘　要：随着数字微流控芯片系统复杂度和电极数目的增加，共用引脚的电极控制方式应运而生。但该控制方式会造成芯片物理结构繁杂，使得芯片故障测试工作变得更加困难。本文提出一种基于改进 CRO 算法的并行测试策略，设计引脚受限芯片测试模型，针对引脚互连的特点设计约束条件与禁忌判断规则，通过遍历测试模型中顶点和边的方式检测灾难性故障。该方案构建测试路径序列的初始分子结构，在编码中添加虚拟节点，有针对性地设计分子的撞墙、分解、合成和交换反应，采用动态参数机制控制四种反应的频率，并在 CRO 算法中引入 Metropolis 准则以改善求解效率，在约束条件下规划测试路径。实验结果表明，该方案能实现对引脚受限芯片的故障测试，且与单液滴测试相比较，能够有效缩短测试路径，提高测试工作的效率。

关键词：数字微流控芯片；引脚受限；改进 CRO 算法；多液滴并行测试

中图分类号：TP306；TN407　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**510.3040

Research on Multi-Drop Parallel Testing of Pin-Limited Digital Microfluidic Chip

Xu Chuanpei[1,2]　Zhu Jia[1]　Huang Xijun[1,2]

（1. School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China; 2. Guangxi Key Laboratory of Automatic Detecting Technology and Instruments, Guilin 541004, China）

Abstract: With the increasing complexity of digital microfluidic chip systems and the number of electrodes, electrode control methods for common pins have emerged. However, this control method will cause complicated physical structure of the chip, making the test of chip failure more difficult. This paper proposes a parallel test strategy based on an improved CRO algorithm, designing a pin-constrained chip test model, designing constraints and taboo judgment rules for the characteristics of pin interconnects, and detecting catastrophic by traversing the vertices and edges in the test model malfunction. This solution constructs the initial molecular structure of the test path sequence, adds virtual nodes to the coding, and specifically designs the molecular collision wall, decomposition, synthesis, and exchange reactions. The

作者简介：黄喜军（通讯作者），E-mail：1506535346@qq.com.

*基金项目：国家自然科学基金（61671164）、广西自动检测技术与仪器重点实验室基金（YQ17104）资助项目

dynamic parameter mechanism is used to control the frequency of the four reactions, and is used in the CRO algorithm. The Metropolis criterion is introduced to improve the solution efficiency, and the test path is planned under constraints. The experimental results show that this scheme can realize the fault test of pin-constrained chips, and compared with the single droplet test, it can effectively shorten the test path and improve the efficiency of test work.

Keywords: digital microfluidic chip; pin limitation; improved CRO algorithm; multi-droplet parallel test

0 引言

数字微流控生物芯片（Digital Microfluidic Biochips，DMFBs）由 A. Manz 等人在 20 世纪 90 年代初提出后，受到了学术界的广泛关注，该芯片的出现使对生物体液的检测和化学纳升级容量的精确操作成为可能[1-3]。数字微流控芯片上的电极单元与控制引脚相连，不同芯片的引脚控制方式也不同。由于系统复杂度和电极数目的增加，生产成本也随之激增。而引脚受限芯片的一个控制引脚能同时控制多个电极，减少了引脚数，节约了成本[4-5]。但是这种互连兼容的寻址方式会限制液滴的移动，测试难度也增加不少。因此本文主要针对引脚受限芯片的测试策略进行研究，以保障该芯片的可靠性。

针对 DMFBs 的故障测试问题，已有许多专家学者开展研究工作。Su F 等人[6] 深入研究其故障产生的机理，将故障进行分类。随后，Su F 等人[7] 提出了基于欧拉路径的测试方法，通过控制测试液滴遍历芯片阵列单元来检测灾难性故障的存在，但效率较低；Xu Tao 等人[8] 提出了一种并行扫描测试方法，利用多个液滴行列扫描对常规芯片进行测试，但是该方法不适用于在线测试；张玲等人[9] 将芯片阵列划分为多个子阵列，采用分区测试的方法，虽然提高了测试效率，但无法适用于非规则阵列芯片；许川佩等人[10] 对芯片阵列进行模型转换，将测试问题转化为一定约束条件下的动态 TSP 问题，并且针对其污染故障提出了一种优化清洗液滴路径的方案，但存在模型转化过程复杂等不足。

目前针对 DMFBs 故障测试的研究主要集中在直接寻址芯片，而针对引脚受限芯片的故障测试却很少。该测试问题属于 NP 难问题，而 CRO 算法作为一种元启发式算法，具有结构简单、搜索能力强等优点，目前已被应用于各类优化问题，并获得了良好的解决效果。因此本文提出将改进 CRO 算法应用于引脚受限 DMFBs 的故障测试问题，能较快逃离局部较优解，并通过模拟化学反应中分子势能趋于稳定的过程，在解空间中逐步搜索最优解。同时，为提高空闲单元利用率，在生化实验进行过程中用多个测试液滴对芯片进行并行测试，利用改进 CRO 算法对液滴的测试路径进行搜索寻优，以获得高效的测试方案。

1 DMFBs 测试规划

1.1 问题描述

针对引脚受限 DMFBs 的灾难性故障，可以通过追踪测试液滴的位置来判断是否发生故障，即测试液滴从储液池出发，在芯片阵列单元上移动，若液滴停在某处无法移动，证明存在灾难性故障。为保证对相邻电极短路故障的覆盖率，测试液滴不仅需要遍历芯片中所有的阵列单元，而且要遍历所有阵列单元之间的边。灾难性故障测试是一种遍历问题，本质是在多个约束条件下找到一条最优的测试路径。而随着芯片规模的扩大，测试所需时间成本呈指数增长，导致测试效率变低。考虑时间成本和空闲阵列单元的利用率，本文采用多液滴并行测试策略，即多个测试液滴从储液池出发，在芯片生化实验进

行的同时，遍历完所有阵列单元的边后到达测试终点。在此过程中，各测试液滴所用时间不同，最终的测试时间为这些液滴中所用时间的最大值。

直接寻址方式的微流控芯片中，每个阵列单元均由独立的引脚进行控制；而引脚受限的芯片中，一个控制引脚连接多个阵列单元。因此，在直接寻址的芯片测试过程中，只需要考虑实验液滴所在的陈列单元的流体约束即可，也即只需要考虑一个阵列单元对应的约束条件。而对于引脚受限的芯片测试过程，不仅需要考虑实验液滴所在的陈列单元的流体约束，而且还要考虑由该控制引脚所控制的其他阵列单元的约束，使得约束条件变得更复杂。

如图 1 所示，每个阵列单元的编号即为控制该单元的引脚编号，直接寻址芯片中无重复编号，因此测试过程中只需考虑实验液滴所在单元周围的流体约束即可。而针对引脚受限芯片，假设实验液滴与测试液滴位于图 1 所示位置时，控制实验液滴的引脚编号为 13，而与测试液滴所在单元相邻的单元引脚编号也为 13，此时会发生冲突，因此在测试过程中，还要考虑共用引脚的约束情况。所以，对于引脚受限的芯片，其约束条件更多，测试难度增大。

图 1　直接寻址与引脚受限芯片对比图

Fig. 1　Comparison of direct addressing and pin-limited chips

为进一步描述液滴遍历问题，将阵列单元结构抽象成一个非完全连通图 G（V，E），图 G 中的点 V 为微流控阵列单元，单元与单元之间若相邻，则图 G 中对应的两点之间存在一条边 E。以此方法构造的 6 * 6 的微流控电极阵列转化图如图 2 所示。测试液滴由起点出发，遍历图 G 中所有的边 E 后到达废液池，形成一条测试路径，需要找到最短的测试路径。

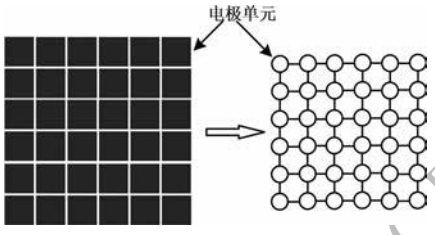


图 2　6 * 6 的芯片电极转化图

Fig. 2　6 * 6 chip electrode conversion diagram

1.2　目标函数

如图 2 所示的无向图模型 $G(V, E)$，设顶点集合为 $V=\{v_1, v_2 \cdots v_m\}$，边的集合为 $E=\{e_1, e_2 \cdots e_n\}$，储液池为 v_{res}，废液池为 v_{sink}，则单个液滴的路由路径为：

$$Tour = v_{res} e_i \cdots e_j v_{sink} \tag{1}$$

用 a 个测试液滴对芯片进行多液滴并行测试，芯片上所有的边都要至少被经过 1 次，表示为：

$$\sum_{k=1}^{a} e_{ik} \geq 1,\ i = 1, 2, \cdots n \tag{2}$$

其中，e_i 表示连接芯片阵列的单元的边，n 表示边的数量。

本文采取多液滴并行测试策略，芯片的整体测试时间为目标函数，而芯片的整体测试时间为所有测试液滴中测试时间最长的液滴测试时间，设液滴从一个单元移动到直线相邻的另一个单元所用的时间为 Tunit，此为单位时间，则测试的目标为：

$$\min: T = \max T_i,\ i = 1, 2, \cdots, a \tag{3}$$

式中，a 为测试液滴的数量；T_i 为第 i 个测试液滴的测试时间，测试液滴的测试时间为测试液滴从储液池出发到达废液池所用时间。图 3 为两液滴并行测试示意图。

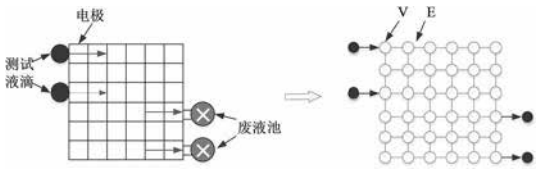


图 3　两液滴并行测试示意图

Fig. 3　Schematic diagram of two droplets tested in parallel

1.3 约束条件

在线测试时，为了防止液滴间的意外融合，还需要考虑约束问题。约束分为静态约束和动态约束，静态约束是指某一时刻两个静止的液滴之间不能是直接相邻或者对角相邻的关系。动态约束是指液滴下一时刻移动的位置不能与其他液滴相邻。如图 4 所示，“×”表示此单元此时不能被测试液滴访问。

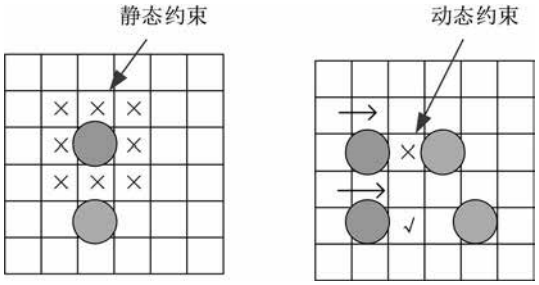


图 4　液滴约束条件

Fig. 4　Droplet constraint

设两个液滴分别为 D_i 和 D_j，芯片的阵列单元用（X，Y）坐标表示，（X_i^t，Y_i^t）表示液滴 D_i 在 t 时刻的位置，（X_j^t，Y_j^t）表示液滴 D_j 在 t 时刻的位置。

那么静态约束用公式表示为：

$$|X_i^t - X_j^t| \geq 2 \text{ 或 } |Y_i^t - Y_j^t| \geq 2 \tag{4}$$

动态约束用公式表示为：

$$|X_i^{t+1} - X_j^t| \geq 2 \text{ 或 } |Y_i^{t+1} - Y_j^t| \geq 2 \tag{5}$$

$$|X_i^t - X_j^{t+1}| \geq 2 \text{ 或 } |Y_i^t - Y_j^{t+1}| \geq 2 \tag{6}$$

在引脚受限数字微流控芯片的测试过程中，由于共用引脚的约束，测试液滴不能任意地移动，因此在测试过程中，为避免共用引脚对测试液滴的移动产生影响，需要引入引脚受限约束条件。如图 5 所示，实验液滴在 t 时刻位于引脚 9 所控制的电极阵列单元，且该实验液滴在 t+1 时刻将移动至引脚 10 所控制的电极。那么，在 t 时刻引脚 9 处于激活状态，而在 t+1 时刻引脚 9 将处于未激活状态，否则，实验液滴将无法完成液滴移动。此时，对于测试液滴而言，不仅要满足静态与动态约束，而且要满足共用引脚的约束。也即在 t+1 时刻，测试液滴不能移动至引脚 9 所控制的电极，才能满足引脚 9 处于未激活状态的约束。因此，共用引脚的约束可以描述为：测试液滴在 t+1 时刻不能移动至实验液滴在 t 时刻所在引脚所控制的所有电极阵列单元，否则将导致实验无法按计划完成。

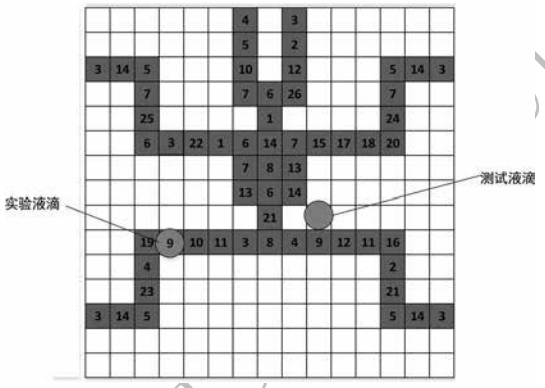


图 5　引脚受限数字微流控芯片共用引脚干扰

Fig. 5　Pin-limited digital microfluidic chip shared pin interference

所以，为了避免共用引脚的影响，定义引脚受限约束条件如下：

$$N_{k(t+1)} \neq N_{et} \tag{7}$$

式中 $N_{k(t+1)}$ 为 t+1 时刻测试液滴所在阵列单元引脚的编号，N_{et} 为 t 时刻实验液滴所在阵列单元引脚的编号。

1.4 测试液滴移动策略

为了便于说明测试液滴移动策略，首先采用整数对芯片阵列单元进行编码，如图 6 所示为 6 * 6 规模的芯片阵列单元编码示意图，该编码可由直角坐标转化而来。

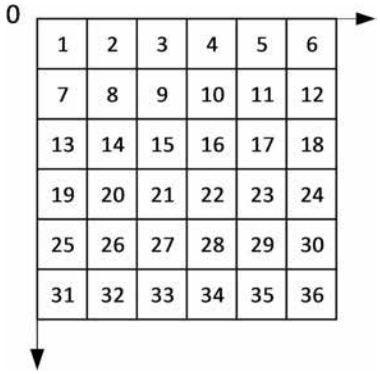


图 6　6 * 6 芯片阵列单元编码方式示意

Fig. 6　6 * 6 chip array unit coding diagram

$$N=(X_i-1)\ m+Y_i \tag{8}$$

上式中 X，Y 为阵列单元的横纵坐标，N 表示序号法所对应的单元的编码，m 表示芯片的大小。

如何选择测试液滴的移动方向，首先考虑实验液滴的移动路径。为避免对实验液滴产生干扰，测试液滴移动时需要考虑流体约束条件。

（1）若部分移动方向存在约束，则随机选择一个不存在约束的移动方向；若移动方向均存在约束条件，则查询这几个方向的约束时间，选择约束时间最短的方向，等待该时间后进行移动。

（2）若测试液滴与实验液滴距离较远，即移动方向均不存在约束，则随机选择一个未经过的移动方向；该情况下，若所有移动方向均已经过，则测试液滴往距离当前位置最近且测试液滴未经过的边移动。

2 CRO 算法

CRO 算法是一种通过模拟化学反应中分子的变化和迁移，促使分子在解空间内向全局最优点移动的元启发式方法，其通过不同的反应方式将分子势能（Potential Energy，PE）最小化，从而得到较优的解决方案[12]。在求解时，通过其基本组成单元-分子结构来描述问题特性，即用分子表示问题的解，通过分子内部原子之间的反应（如碰撞、交换等）改变分子结构，寻求分子势能降低的途径。随着解的改进，分子势能逐步下降，当其势能最低时，分子达到稳定状态，这时的分子结构即为问题的最优解。该算法有两个关键因素：分子属性和分子基本操作。

2.1 分子属性

CRO 中，每一个解都被模拟成一个分子，分子属性对应所求问题的属性。分子作为优化过程中执行操作的个体，具有以下几个重要属性：

①分子结构 ω：对应于所求问题的一个解。

②势能（potential energy，PE）：表示分子结构对应的目标函数，即 $PE_\omega=f(\omega)$

③动能（kinetic energy，KE）：表示分子获得新分子结构的能力。

④碰撞数（number of hits，Numhit）：表示发生基本反应的次数。

⑤最低势能（The minimum PE：MinPE）：表示得到的目标函数的最小值。

2.2 分子基本操作

CRO 算法中分子基本操作有四种，分别为撞墙反应、分解反应、交换反应和合成反应。对于单分子反应，如满足 NumHit-MinHit $\geq\alpha$，则执行分解反应，否则执行撞墙反应。如满足 $KE\leq\beta$，则执行合成反应，否则执行交换反应。这些基础反应都有不同的改变分子解结构的方法，为了更好的适应解决数字微流控生物芯片的故障测试问题，需要对这四种反应进行设计，以达到较优的效果。

3 基于改进 CRO 算法的多液滴并行测试

3.1 分子编码方案

测试液滴从储液池出发，遍历芯片阵列单元邻接边之后，到达废液池，形成一个起点和终点固定的测试路径序列，结合本文研究问题，将测试液滴路由路径的一个节点次序作为一个分子结构，对分子结构采用一维编码：

$$X_\omega=\{x_0\cdots x_i x_{i+1}\cdots x_n\} \tag{9}$$

式中，x_i 代表测试路径中节点的十进制编号，表示测试液滴经过编号为 x_i 的边，X_ω 中各元素应包含所有边的编号且不能出现编号以外的数字。

针对本文提出的并行测试策略，需对编码方案进行调整。假设测试路径共有 n 个测试节点，用 a 个测试液滴对芯片进行测试，则需要添加 a-1 个虚拟点，表示 a-1 个虚拟测试节点，标号分别为 n，…，$n+a-1$。这些虚拟点与废液池有相同的坐标，即出现虚拟点就

表示测试液滴返回废液池。每条路径表示某一个测试液滴的路径。

例如：有 10 个测试节点，编码为 0～9，有 3 个测试液滴，需增加 2 个虚拟节点，编码为：10、11，它的一个分子结构为：

5	8	3	6	**10**	1	7	2	**11**	9	4

则 3 个测试液滴的路径分别为：

0-5-8-3-6-0　0-1-7-2-0　0-9-4-0

式中测试液滴的起点和终点分别为储液池和废液池，在具体测试问题中测试路径起点终点坐标需根据芯片实际情况设置。在算法优化过程中，考虑到可能会出现虚拟节点在一个分子的两端或虚拟节点相邻的情况。如下所示：

10	8	3	6	5	1	7	2	4	9	**11**

路径为：0-0-0　0-8-3-6-5-1-7-2-4-9-0　0-0-0

5	8	3	6	**10**	**11**	7	2	1	9	4

路径为：0-5-8-3-6-0　0-0-0　0-7-2-1-9-4-0

这两种情况为造成测试路径数少于测试液滴数，与实际不符。为避免这种情况的出现，本文将虚拟节点之间的长度定义为无穷大。在寻优过程中，为了得到最优解，长度无穷大的分子会被舍弃。

3.2　四种基本反应的设计

（1）撞墙反应

一般的撞墙反应，只是随机选择两个点进行交换，虽然继承了分子结构，但是选择更优解的能力较低。因此针对本文的测试路径优化问题按如下方式设计撞墙反应：所有的序列点构成一条测试路径，首先任意选取一个序列点，第二个序列点的选择应保证交换这两点之后，它们之间的距离减少，即测试路径缩短。

如图 7 所示，随机点选中的是 A 的第五个序列点，x_1 表示该点与前一点之间的距离，y_1 表示该点与后一点之间的距离，其它点同理可得。第 9 个序列点不能任意选择，它必须同时满足两个条件，即

$$\begin{cases}(x_1+y_1) \geq (x_3+y_3)\\(x_2+y_2) \geq (x_4+y_4)\end{cases} \tag{10}$$

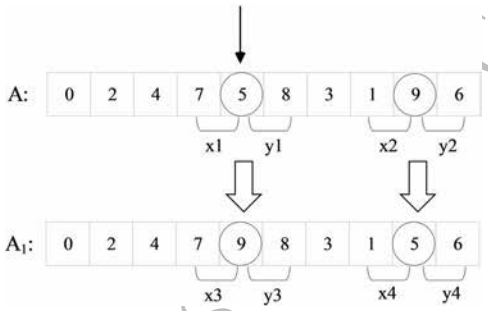


图 7　撞墙反应示意图

Fig. 7　Schematic diagram of a reaction against a wall

（2）分解反应

分解反应是单个分子分裂成两个分子的过程。CRO 算法分解形成的两条新路径不仅要继承原路径的一些特性，还要能拓宽搜索区域。按如下方式设计分解反应：在原测试路径中随机选择一个序列点，对于分解反应产生的两个新路径 A_1 和 A_2，A_1 保留原路径随机点左边部分，将剩下的点随机排列组合作为右半边；A_2 保留原路径随机点右边部分，将剩下的点随机排列组合作为左半边。如图 8 所示。

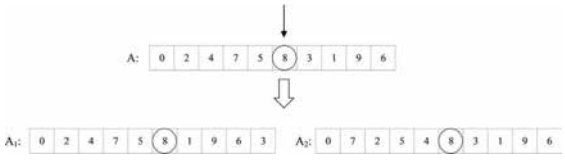


图 8　分解反应示意图

Fig. 8　Decomposition reaction diagram

（3）合成反应

合成反应是将两个分子合并生成一个分子的过程。为了优化路径长度，在合成反应中，将距离相邻点最短的点作为新路径序列点。首先随机选择两条不同的路径 A_1 和 A_2；在 A_1 中，随机选择一个序列点作为新路径首

先访问的点，分别计算 A_1，A_2 中该点与其相邻点之间的距离，将距离较短的节点作为新路径的第二个序列点，重复上述过程直到合成后的路径包含所有节点。如图 9 所示，选择 A_1 中的 8 作为 B 的第一个节点，判断 A_1 中 X_1 与 A_2 中 X_2 的长度，选择长度较短对应的那个节点放入新路径 B 中，作为 B 的第 2 个节点。

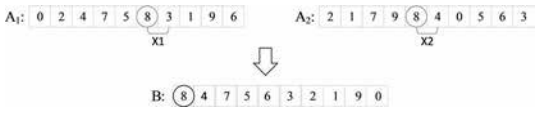


图 9　合成反应示意图

Fig. 9　Synthetic reaction scheme

（4）交换反应

交换反应是两个分子互相撞击后发生改变的过程。为了继承原路径的部分结构，首先将原路径 A、B 中的一小段序列串放到新路径的对应位置，接着从 B 中找出 A_1 中未出现的序列点并按顺序补入 A_1，同理从 A 中找出 B_1 未出现的序列点并按顺序补入 B_1，这样就生成了两个新的测试路径 A_1 和 B_1。如图 10 所示。

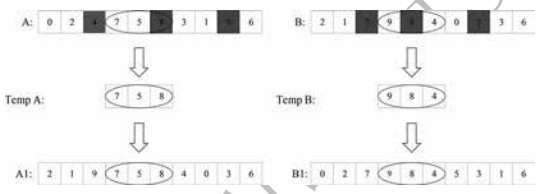


图 10　交换反应示意图

Fig. 10　Schematic of exchange reaction

3.3　关键参数的动态设置

CRO 算法主要由四种基本反应构成，而具体执行哪种反应主要由参数可控制。其中碰撞分子 Molecoll 决定参加初等反应的分子数目，用于选择初等反应的类型。而撞墙反应和分解反应的判断因子 α 以及交换反应和合成反应的判断因子 β 用于控制四种反应的发生频率。若 α 设置过大，则影响分解反应的发生概率，降低全局搜索，但过小又会影响撞墙反应的发生。同样，若 β 值过小，合成反应执行的几率变小，影响全局搜索，但如果过大，又会影响交换反应的发生。所以采用动态设置的方法，用以平衡四种反应的发生，提高测试效率。具体设置如下：

$$\begin{cases}\alpha = i/N \times \alpha_1 \\ \beta = N/i \times \beta_1\end{cases} \tag{11}$$

N 为总迭代次数，i 为当前迭代次数，α_1 和 β_1 为常数。

3.4　引入 Metropolis 准则

模拟退火算法（Simulated Annealing，SA）是通过模拟固体退火操作过程中的热平衡现象而得到的 Monte Carlo 迭代求解的一种智能算法[13]。在搜索中，除了接受优质解外，依据 Metropolis 准则以一定概率接受劣质解，且接受程度逐渐趋向于 0。在传统 CRO 算法中，每次基本反应后得到一个新分子，计算其 PE 值并检查是否为最小 PE 值，如果是，则用这个新分子代替原分子，更新最低 PE 值。如果不是，则抛弃该新分子，重新搜索。这种做法只接受优质解，容易使算法陷入局部最优，因此本文引入 SA 算法中的 Metropolis 准则，保证算法在接受优质解的同时以一定概率接受劣质解，这样可脱离局部最优，同时在优解及劣解周边搜索，加强局部搜索能力。

本文在 CRO 算法中引入该准则以一定限度接受 PE 值高的解，假设基本反应前后的分子结构分别为：ω 和 ω'，接受新分子继续参与基本反应的概率为 p，根据 Metropolis 准则得出求解 p 的公式为：

$$p = \begin{cases} 1, & PE_{\omega'} < PE_{\omega} \\ \exp\left(-\dfrac{PE_{\omega'} - PE_{\omega}}{T}\right), & PE_{\omega'} > PE_{\omega} \end{cases} \tag{12}$$

$PE_{\omega} = f(\omega)$，$f(\omega)$ 表示分子结构的目标函数值，T 表示退火操作中的温度。其中 N 为降温次数，即分子反应迭代数，本文中 ρ 取值为 0.85，将在分子基本反应碰撞后引入退火操作，对反应堆的分子群体进行概率选择和更新。

$$T_N = \begin{cases} T_0, & N = 0 \\ \rho T_{N-1}, & 0 \le \rho \le 1,\ N \ge 1 \end{cases} \tag{13}$$

3.5 禁忌判定规则

在线测试中，由于测试液滴与实验液滴同时在芯片上进行各自的工作，为避免测试液滴对实验液滴产生干扰，需考虑流体约束条件，即液滴之间的距离不能相邻，否则会导致液滴的融合，影响实验结果的可靠性。由于本文针对引脚受限芯片的测试方案进行研究，因此还需考虑引脚受限约束条件，避免共用引脚对测试过程有所影响。

实验样本液滴和实验试剂液滴的移动路径已知，引脚分配方式也已知，测试液滴的禁忌区域包括当前时刻以及下一时刻实验液滴附近 8 个电极单元以及与当前时刻实验液滴所在电极共用引脚的电极单元。随着实验的进行，液滴所处位置会不停变动，因此需要制定禁忌判定规则，生成禁忌表，保存每个时刻的禁忌电极单元。为了便于表达，约定液滴由某个阵列单元移动至其相邻单元所耗费的时间为一个时间戳，按时间戳顺序排列禁忌电极，生成禁忌约束路径。若测试液滴移动路径与禁忌路径有重叠，即说明测试液滴对实验液滴有干扰，需要对测试路径进行调整，具体判定规则如下：

（1）检查每个时间戳内测试液滴所在位置是否与实验液滴相冲突。

（2）若产生冲突，则将同个时间戳内的冲突单元取出，并交换当前的路径序列点，从而得到与实验液滴无冲突的测试路径。

3.6 算法实现流程

基于改进 CRO 算法的引脚受限数字微流控芯片多液滴并行测试方案为：

（1）生成测试模型并计算禁忌：将芯片阵列单元抽象为芯片测试模型，读取实验液滴路径，结合流体约束条件和引脚受限约束条件计算其禁忌区域，保存至禁忌表中。

（2）初始化：设置 CRO 算法的各项参数，初始化分子反应堆，生成 Popsize 条初始路径。

（3）进行迭代阶段：迭代过程中，根据反应条件参数判断该次反应的类型，随机从反应堆中选择对应数量的分子进行分子反应操作，得到新的分子结构。

（4）判断禁忌条件：查询禁忌表，判断新生成的路径与实验液滴有无冲突，若冲突则交换路径节点。

（5）更新分子反应堆：计算新分子的势能值并对其进行退火策略更新，若生成的新分子势能低于记录的最低势能值，则用新分子替代原来最优分子；若生成的新分子势能高于记录的最低势能值，则用概率 p 保留该分子，并替代反应堆中势能最高的分子。

具体过程如图 11 所示。

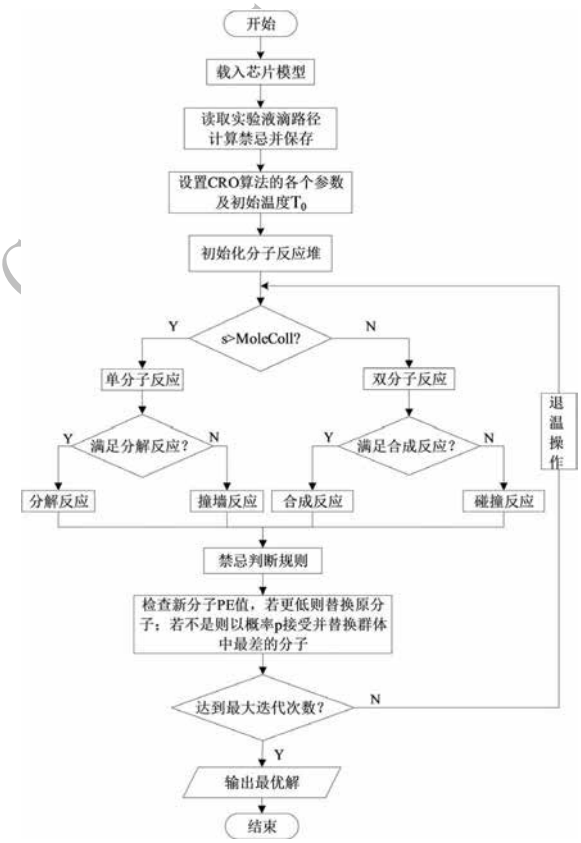


图 11 算法流程图

Fig. 11 Algorithm flowchart

4 实验与分析

本文以多元生化检测实验芯片为验证平台，验证本文方案的可行性和有效性。芯片如图 12 所示，芯片共有 15×15 个电极阵列单

元，其中样本 1 和样本 2 分别为待检测的葡萄糖液体和乳酸盐液体，试剂 1 和试剂 2 分别为含有一定浓度过氧化酶的液体。如图中箭头所指方向，样本 1 和试剂 1 从规定储液池出发按规定路径移动至混合器进行反应，完成后以同种方式运输样本 2 和试剂 2 至混合器反应，利用光学检测单元检测反应后样本的浓度并判断成分是否发生改变。实验液滴按规定路径完成各项操作，整个检测实验持续 25.8 s。芯片引脚控制电压设置为 50 V，液滴运动至其相邻电极需 62.5 ms，定义该时间为一个时间戳单位，具体的操作过程见表 1。

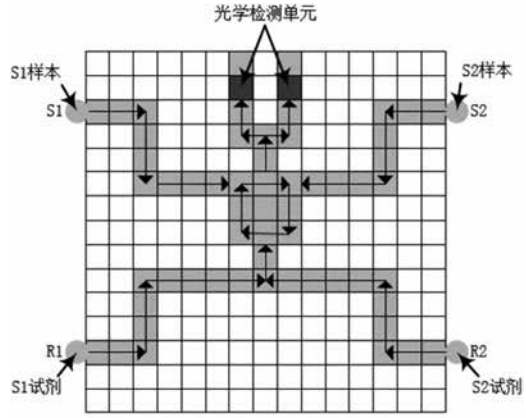


图 12　多元生化检测实验芯片示意图

Fig. 12　Schematic diagram of multiple biochemical detection experiment chip

表 **1**　多元生化实验具体步骤

Table 1　Specific steps of multiple biochemical experiments

时间戳	操作步骤
0	样本 2 和试剂 2 开始向混合区移动
13	样本 2 和试剂 2 开始混合
96	样本 1 和试剂 1 开始向混合区移动； 样本 2 和试剂 2 继续混合
109	样本 2 和试剂 2 混合结束，向检测位置 2 移动； 样本和试剂 1 开始混合
205	样本 1 和试剂混合结束，向检测位置 1 移动； 检测区 2 继续检测

续表

时间戳	操作步骤
317	实验 2 检测结束，向废弃池移动； 实验 1 继续进行检测操作
412	实验 1 检测结束，向废弃池移动，整个实验结束

针对引脚受限的多元生化检测实验芯片，采用文献［14］中的设计，对实验过程中所需引脚进行编号，如图 4 所示，相同编号代表它们共用同一个电极。

本实验在 Intel i5 3.20GHz，4G 内存的硬件，Visual Studio2017 的软件环境下，使用 C++编程仿真测试。建立芯片测试模型，并根据实验液滴的路径和引脚共用分配方式建立在线测试液滴禁忌表，按照本文提出的多液滴并行测试方案进行在线测试仿真。结合 CRO 算法相关文献以及程序调试经验[15-16]，设置算法的参数：容器中初始分子的数量 Popsize =30，撞墙反应中 KE 损失百分比 KELossRate =0.4，分子反应类型的决定因子 MoleColl = 0.5，分子 KE 初始值 InitialKE = 6000，撞墙反应和分解反应的判断因子 $alpha_1 = 45$，交换反应和合成反应的判断因子 $belta_1 = 100$，最大碰撞次数 CollMax = 200，迭代次数为 N = 1500，温度衰减系数选取 0.85，初始温度 $T_0 = 100$。输出结果为测试液滴的路径序列，以及遍历完所有单元之后的历史最优路径长度。

（1）路径长度对比

引脚受限芯片单液滴测试结果如表 2 所示，单液滴在线测试过程中，考虑流体约束的同时，需要考虑引脚受限约束条件。采用本文的方法，测试液滴的路径长度为 460 个时间戳单位，而采用标准 CRO，路径长度为 465，优化了 1.08%。单液滴离线测试过程中，因无实验液滴的存在，所以只需完成遍历即可。测试液滴的离线测试路径长度为 451 个时间戳单位，而采用标准 CRO，路径长度为 457，优化了 1.31%。

表 2　引脚受限数字微流控芯片单液滴测试结果

Table 2　Single droplet test results of pin-limited digital microfluidic chip

	离线测试	在线测试
改进 CRO	451	460
标准 CRO	457	465
优化比例	1.31%	1.08%

两液滴并行测试结果如表 3 所示。针对在线测试：采用本文方法，两液滴最终的测试路径长度为 332 个时间戳单位，相比于标准 CRO，优化了 2.06%。而相比于单液滴测试，优化了 27.83%。针对离线测试：采用本文方法，两液滴最终的测试路径长度为 315 个时间戳单位，相比于标准 CRO，优化了 2.17%。而相比于单液滴测试，优化了 30.16%。多液滴并行测试能在一定程度上提升测试效率。

表 3　引脚受限数字微流控芯片两液滴并行测试结果

Table 3　Parallel drop test results of pin-limited digital microfluidic chip

	离线测试	在线测试
改进 CRO	315	332
标准 CRO	322	339
优化比例	2.17%	2.06%
单液滴测试	451	460
优化比例	30.16%	27.83%

（2）收敛性分析

如图 13 所示，纵坐标表示测试路径长度，横坐标表示迭代次数。本文所用的改进 CRO 算法在迭代初期搜索速度较慢，引入的退火操作可以在迭代过程保持分子反应堆的多样性，使算法不易陷入局部最优。本文方法进行单液滴离线测试时迭代 700 次左右收敛，由于存在流体约束条件和引脚受限约束条件，单液滴在线测试迭代 900 次左右收敛。两液滴并行测试虽然也存在约束条件，但有多个液滴同时对芯片进行测试，搜索结果在迭代 500 次左右收敛，多液滴并行的收敛速度比单液滴快，说明了本文所提出的多液滴并行测试策略的有效性。

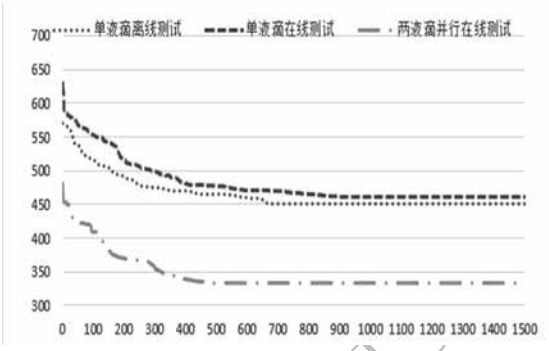


图 13　引脚受限芯片测试结果收敛曲线

Fig. 13　Convergence curve of pin-constrained chip test results

5　结论

本文主要研究基于改进 CRO 算法的引脚受限 DMFBs 多液滴并行测试问题。本文以引脚受限多元生化实验 DMFBs 为实验对象，建立芯片测试模型，结合多液滴并行测试策略对芯片进行并行测试，针对引脚互连的特点添加引脚约束条件，根据测试问题有针对性地设计 CRO 算法中分子的撞墙、分解、合成和交换这四种反应，动态设置相关参数并引入 Metropolis 准则以提高算法的效率，最终得到优化的测试路径。将仿真结果与单液滴测试进行对比，结果表明，该方案在引脚受限芯片测试问题上能有效地缩短测试路径，提高了测试效率。

参考文献：

[1] WMenz, A Guber. Microstructure technologies and their potential in medical applications. [J]. Minimally invasive neurosurgery : MIN, 1994, 37 (1): 21-27.

[2] 林炳承. 微流控芯片的研究及产业化 [J]. 分析化学, 2016, 44 (4): 491-499.

[3] 孙东平, 聂英. 微流近代芯片研究概况 [J]. 功能材料与仪器学报, 2012, 18 (5): 361-370.

[4] Roy, Sudip, Mitra, Debasis, Bhattacharya,

Bhargab B. , et al. Pin-Constrained Designs of Digital Microfluidic Biochips for High-Throughput Bioassays [C] . International Symposium on Electronic System Design, 2010: 4-9.

[5] 许川佩, 陈春艳, 汪杰君 . 引脚约束的数字微流控生物芯片在线并行测试 [J] . 电子与信息学报, 2015, (9): 2265-2271.

[6] Su F, Ozev S, Chakrabarty K. Test planning and test resource optimization fordroplet-based microfluidic systems [J] . Journal of Electronic Testing: Theory and Applications, 2006, 22 (2): 199-210.

[7] Mitra D, Ghoshal S, Rahaman H, et al. On residue removal in digital microfluidic biochips [C] . Proceedings of the 21st ACM Great Lakes Symposium on VLSI, Lausanne, Switzerland, May 2 - 6, 2011: 391-394

[8] Xu T, Chakrabarty K . Parallel Scan-Like Test and Multiple-Defect Diagnosis for Digital Microfluidic Biochips [J] . IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2007, 1 (2): 148-158.

[9] 张玲, 邝继顺, 林静等 . 数字微流控生物芯片的并行在线测试 [J] . 上海交通大学学报, 2013, 47 (1): 98-102, 107.

[10] 许川佩, 蔡震, 胡聪 . 基于蚁群算法的数字微流控芯片在线测试路径优化 [J] . 仪器仪表学报, 2014, 35 (6): 1417-1424.

[11] LamAYS, Li VOK. Chemical-Reaction-Inspired Metaheuristic for Optimization [J] . IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2010, 14 (3): 381-399.

[12] Shakouri G H, Shojaee K, Behnam T M . Investigation on the choice of the initial temperature in the Simulated Annealing: A mushy state SA for TSP [C] . Mediterranean Conference on Control & Automation. IEEE Computer Society, 2009: 1050-1055.

[13] Zhao, Y. , Xu, T. , Chakrabarty, K. . Broadcast Electrode-Addressing and Scheduling Methods for Pin - Constrained Digital Microfluidic Biochips [J] . IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems: A publication of the IEEE Circuits and Systems Society, 2011, 30 (7): 986-999.

[14] Thu-Lan Dam, Fournier-Viger, Philippe, Li, et al. Chemical reaction optimization with unified tabu search for the vehicle routing problem [J] . Soft computing: A fusion of foundations, methodologies and applications, 2017, 21 (21): 6421-6433.

[15] Nouioua, Mourad, Li, Zhiyong. Using differential evolution strategies in chemical reaction optimization for global numerical optimization [J] . Applied Intelligence: The International Journal of Artificial Intelligence, Neural Networks, and Complex Problem - Solving Technologies, 2017, 47 (3): 935-961.

基于数字合成的确定性抖动和随机抖动注入方法

任　楠[1]付在明[1]雷晟存[1]刘航麟[1]田书林[1]

1. 电子科技大学自动化学院 成都 611731

摘　要：抖动正在成为高速串行链路和集成电路（IC）的重要因素。为了更好地设计抖动容限并指定未来的数字系统，需要分析抖动及其原因。抖动注入则为分析抖动提供了更好的仿真测试环境，有助于更好地分析抖动对系统的影响。本文提出了一种抖动注入的方法，利用数字

作者简介：任楠，生于 1995 年，现在是电子科技大学的博士学生，主要研究方向为仪器科学与技术，电路和系统，自动化测试技术与系统，抖动测试和产生技术等待。E-mail：rennan@ ste. uestc. edu. cn

NAN REN was born in 1995. Now he is a PhD student in University of Electronic Science and Technology of China（UESTC），Chengdu，China. His research interests include instrument science and technology，circuits and system，automatic testing and system integration technology，jitter test and generating technology and so on.

付在明（唯一通讯作者），于 1977 年出生在四川省，分别在 2004 年和 2010 年获得电子科技大学硕士和博士学位。现在他是电子科技大学自动化学院的教授。主要研究方向为数据和脉冲发生器，仪器与测量，信号处理等。E-mail：fuzaimin@ 163. com

ZAIMING FUwas born in Sichuan province，P. R. China，in 1977. He received Master's degree and PhD both from University of Electronic Science and Technology of China（UESTC），P. R. China in 2004 and 2010 respectively. Now he is a professor in school of automation engineering，UESTC. His research data generator and pulse generator，measurement and instrument，signal processing and so on.

雷晟存，1995 年出生于四川省，于 2018 年获得东北大学学士学位，现在是电子科技大学的一名研究生，研究方向为自动化测试技术与系统. E-mail：lsc1995thoralex@ 163. com

SHENGCUN LEI was born in 1995. He received BS degree from Northeastern University，in 2018 respectively. Now he is a graduate student in University of Electronic Science and Technology of China. The main study field is automatic test and system integration technology.

刘航麟，分别于 2015 年和 2018 年获得电子科技大学的学士和硕士学位，现在，他是电子科技大学的一名博士生，主要研究方向为自动化数据测试技术和系统。E-mail：lnlhlzr@ 163. com

HANGLIN LIU received BS，MS degree from University of Electronic Science and Technology of China，in 2015，2018 respectively. Now he is a PhD student in University of Electronic Science and Technology of China（UESTC）. The main study field is automatic digital testing technology and systems.

田书林，出生于 1968 年，分别于 1991 年和 2009 年获得电子科技大学的硕士和博士学位。他现在是电子科技大学自动化学院的教授。他主持了一系列关于高速高精度数据获取、网络通信测试、总线测试技术、集成测试系统的项目，他已经发表了 50 多篇文章，并拥有数十项中国专利。他的主要研究方向包括电子测试设备的测试分析和故障诊断、宽带时域测试技术与仪器。E-mail：shulin@ uestc. edu. cn

SHULIN TIAN was born in Sichuan province，China，in 1968. He received M. S. and Ph. D. degrees both from University of Electronic Science and Technology of China（UESTC），China，in 1991 and 2009 respectively. He is currently a Professor of the School of Automation Engineering，UESTC. He has led a number of projects including high-speed，high-precision data acquisition，network and communication testing，testing bus technology，and testing system integration. He has published more than 50 research papers，and owns ten patents in China. His research interests include testability analysis and fault diagnosis of electronic device systems，and broadband time-domain testing technology and instruments.

合成和可编程延迟方法实现了精确可控的确定性抖动和随机抖动注入。最后通过硬件实验证明了该方法的有效性和准确性。该方法的抖动频率精度为±30 ppm，抖动幅度误差小于0.5%。

关键词：抖动；确定性抖动和随机抖动；数字合成；抖动注入

Deterministic and Random jitter injection based on Digital synthesis

Nan REN，Zaiming FU，Shengcun LEI，Hanglin LIU，Shulin TIAN

（1. *School of Automation Engineering*，*University of Electronic Science and Technology of China*，*Chengdu*，611731，*China*）

Abstract：Jitter is becoming an important factor in high-speed serial link and integrated circuit（ICs）. To better design the jitter margin and specify future digital systems，which is necessary to analyze the jitter and its causes. Moreover，the jitter injection provides a better simulation test environment for analyzing jitter，which helps to analyze the impact of jitter in the system better. In this paper，the jitter injection method is presented，using digital synthesis and programmable delay method implement precision-controlled deterministic jitter（DJ）and random jitter（RJ）injection. And the validity and accuracy of the proposed method were demonstrated by hardware experiments，where the accuracy of jitter frequency is ±30 ppm and the error of jitter amplitude is less 0.5%.

Keywords：jitter；deterministic jitter（DJ）and random jitter（RJ）；digital synthesis；jitter injection

0 引言

抖动正在成为高速串行链路和集成电路（IC）的重要因素。在高速串行链路中，通用串行总线（USB）和PCI-Express（PCIE）等新的高速串行数据标准正在兴起，这些串行标准更容易产生抖动，并造成一定的误码率（BER）[1-2]，因此需要有效的一致性和特性测量[3-4]。在集成电路中，随着新一代IC数据速率的不断提高，需要抖动注入模块（JIM）产生可控的抖动，模拟测试环境并评估IC的性能[5-7]。另外，同步触发电路也与信号之间的抖动有关，同样可以通过抖动注入的方式调整同步信号之间的相位差。

在工业界和学术界，抖动的概念是多种多样的，有关详细的抖动定义介绍可以参考文献[8-9]。本文使用的定义是时间间隔误差（TIE）抖动[10]。抖动是指在重要时刻，数字信号与理想位置之间的短期变化。它也可以指实际信号与理想信号边缘之间的偏差，即信号时间的偏差。抖动主要是包含两个典型的抖动：随机抖动（RJ）和确定性抖动（DJ）。DJ是有界抖动，可以分为与数据相关的抖动（DDJ），周期性抖动（PJ）和有界不相关抖动（BUJ）。DDJ又可以分为占空比失真（DCD）和符号间干扰（ISI）[2][10-11]。

DJ和RJ是高速串行数据链路中的复杂成分，DJ根据抖动分解的结果主要分为DCD，PJ和其他抖动组件，本论文主要产生可控的RJ，PJ和DCD抖动成分。在确定性抖动生成中，文献[12-14]描述了一种通过模拟信号调制生成抖动的方法，该方法使用独立的信号源作为调制信号来调制数据发生器的外部时钟，产生抖动的外部时钟，并作为数据发

生器的时钟输入，通过调制时钟，产生最终抖动的数据码型。这种方法可以根据任意波发生器产生的模拟信号的变化来实现各种抖动成分的仿真，但是仪器限制了其准确性和实用性，并且模拟信号调制容易引入噪声。文献［15］描述了一种基于∑Δ 调制的抖动注入方法，但是它容易引入量化噪声，因此需要设计一个相对复杂的低通滤波器来滤除高频量化噪声，并限制了在高频信号中产生抖动的信号。在随机抖动的产生中，文献［16］提出了一种傅立叶逆变换（IFFT）方法来产生实时的有色噪声随机抖动，并通过实验电路实现了对单个随机抖动的调整。［17］提出了一种使用累积分布函数（CDF）和互补累积密度函数（CCDF）来产生具有高斯分布的随机抖动的方法。但是，该方法仅研究无边界且不相关的抖动合成方法。本文介绍了一种基于全数字的抖动注入方法，该方法使用数字合成方法来实现精确和可控的抖动注入，通过使用数字合成方法来获得高精度的数字 RJ，PJ 和 DCD 抖动模型，再通过使用可编程延迟线将数字抖动模型转换为定量抖动，以生成抖动时钟信号，最后通过高速 D 触发器生成抖动的数据码型。

本文的其余部分安排如下。在第一节，介绍了 TIE 抖动，并介绍了周期性抖动 PJ 中的正弦抖动和矩形抖动，以及 DCD 抖动和随机抖动 RJ。在第二节中，描述了用于抖动注入的数字综合方法。在第三节，将传统的模拟调制的抖动注入方法与本文提出的方法进行了比较。第四节中，通过测量结果证明我们提出的方法的有效性，最后提出本文的结论。

1 抖动模型

在本节中，我们首先给出 TIE 抖动模型，然后给出 PJ 和 DCD 在时域中的特定模型，最后随机抖动模型。

1.1 TIE 抖动模型

在此设计中，时间间隔误差（TIE）抖动用作测量抖动的基准。TIE Track 可以通过示波器直接测量以方便测试。TIE 最初是在国际电信联盟电信标准化部门发布的 G.810 建议书中定义的［18］，此后被广泛用作分析测试仪器中数据抖动的基本单位［19］。在高速串行数据系统中，TIE 抖动是指数据信号的边沿与时钟信号的边沿之间的相位差。当相位偏差很大时，可能会出现建立时间，保持时间不足和误码的情况，如图 1 所示。

$$TIE_k = t_{Dk} - t_{Ck} \tag{1}$$

其中，t_{Ck} 是每个时钟上升沿的位置，t_{Dk} 是时钟的上升沿对应的数据码型边沿的位置。

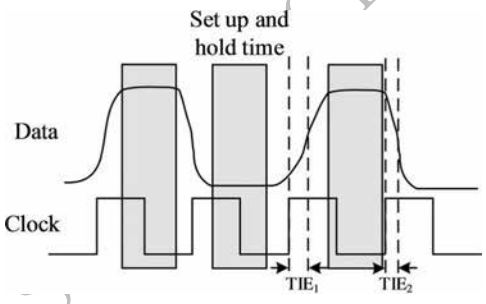


图 1　TIE 抖动

Fig. 1　Time interval error jitter

1.2 周期抖动

周期抖动是实际周期与理想周期［20］的偏差，也可以指在一定周期或频率上重复出现的抖动信号［21］。周期性抖动与数据信号无关，它是由相邻电路（例如电源噪声，片上振荡器，数据总线等）引起的。周期性抖动最常见的时域模型是正弦抖动，通常用于抖动容限测试，但是矩形抖动对于误码率也很重要。

正弦的周期抖动由以下公式给出［22］：

$$\begin{aligned}\Delta t_{\mathrm{SIN}}[n] &= A\sin(2\pi f_0(t-nT)+\Phi)\\ &= a\sin\left(\frac{2\pi f_0 n}{f_s}\right)+b\cos\left(\frac{2\pi f_0 n}{f_s}\right)\end{aligned} \tag{2}$$

其中，$\Delta t_{\mathrm{SIN}}[n]$ 是在采样时间 nT 的幅度，f_0 代表正弦抖动的频率，f_s 代表数据信号的频率，A 为正弦抖动的最大幅度。

矩形的周期抖动由以下公式给出：

$$\Delta t_{\mathrm{rect}}[n] = A_{\mathrm{rect}} \times \mathrm{sgn}[\sin(2\pi f_j nT)] \tag{3}$$

其中，A_{rect} 是矩阵周期抖动的幅度，f_j 是矩形

周期抖动的频率，nT 为矩形周期抖动的采样时间，sgn［•］为矩形波函数，

$$\text{sgn}[T]=\begin{cases}1 & T\geq 0\\ -1 & T<0\end{cases} \tag{4}$$

1.3 占空比失真抖动

DCD 是重要的确定性抖动。它是由非理想情况引起的，例如上升沿和下降沿的路径不对称，它是数据速率的一半，可以将其建模为［22］：

$$\begin{aligned}\Delta t_{\text{DCD}}[n]&=J_{\text{DCD}}\times\cos(n\pi)\\&=[-J_{\text{DCD}},\ J_{\text{DCD}},\ -J_{\text{DCD}},\ J_{\text{DCD}},\ \cdots]\end{aligned} \tag{5}$$

其中，$\Delta t_{\text{DCD}}[n]$ 是在采样时间 nT 的 DCD 抖动，J_{DCD} 是 DCD 的幅度。

1.4 随机抖动

RJ 由热噪声，散粒噪声和其他高阶噪声引起。它可以由高斯白噪声创建。RJ 的统计概率密度函数（PDF）由下式给出［23］：

$$f_{\text{RJ}}(\Delta t)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\exp-\frac{(\Delta t-\mu)^2}{2\sigma^2} \tag{6}$$

$f_{\text{RJ}}(\Delta t)$ 是 RJ 的幅度，μ 是 RJ 的均值，σ 是 RJ 的标准偏差，在本设计中，μ 和 σ 是可以被调节的。

2 新型抖动注入方法

本节详细介绍了抖动注入的方法，基于数字合成的高精度抖动注入的方法。

如图 2 所示，产生可控抖动的数字合成方法可分为时钟和数据恢复电路（CDR），抖动注入，延迟补偿，抖动合成。下面将参照抖动注入框图详细描述该方法。

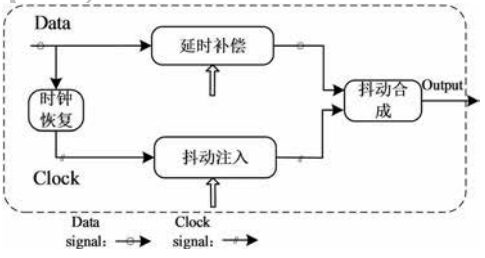


图 2 数据合成的可控抖动注入方法

Fig. 2 Digital synthesis method of generating controllable jitter

本文的核心思想是使用数字合成来产生抖动，通过现场可编程门阵列（FPGA）和可编程延迟线来产生延迟以进行数字调制，其中 FPGA 控制抖动频率，而可编程延迟线则控制抖动幅度。

抖动注入电路使用现场可编程门阵列（FPGA）和可编程延迟线生成抖动时钟，它们分别控制抖动的频率和幅度。该电路主要分为三个部分，如图 3 所示：数据处理，数字合成和可编程延迟。数据处理是对来自上位机数据的分析处理；数字合成包括可变时钟，地址生成，ROM 波形和幅度处理；延迟线实现时钟信号的定量延迟以进行抖动注入。抖动注入的频率由生成 ROM 中数据的地址和数量的时钟确定，抖动注入的幅度由延迟线的延迟值确定。下面分别介绍这三个步骤：

数据处理是为了处理主机发送的地址和命令。不同的地址分别对应于幅度，频率和抖动类型，并且它们的命令具有不同的控制模式。当执行频率控制时，将控制字发送到控制变量时钟以更改时钟输出。当执行配置文件控制时，地址生成器的值将更改，并读取需要存储在 ROM 中的抖动的不同配置文件；执行幅度控制时，将处理从 ROM 中提取的数据的幅度，通过更改延迟的大小实现。

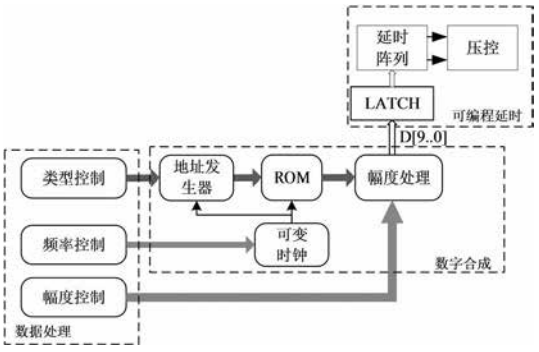


图 3 抖动注入电路

Fig. 3 Jitter injection circuit

数字合成由锁相环生成的可变时钟，地址生成器，ROM 查找表和幅度处理组成。可变时钟生成的时钟用于控制地址生成器，以生成用于读取 ROM 查找表中的抖动模型的地

址，方便将该抖动模型发送到幅度处理。ROM 查找表中的数学抖动模型可以修改为任何所需的抖动模型，本设计中的抖动模型是正弦的周期抖动、矩形的周期抖动和随机抖动的数学模型。可变时钟的频率决定了抖动注入的频率。本设计中使用的锁相环产生分辨率为 1 mHz 的可变时钟。

可编程延时由延时阵列和压控延时组成。幅度处理模块中产生的控制命令用来控制延时阵列和压控延时的最终输出，其中，延时阵列为数控，步进为 10ps，压控延时为模拟控制，步进为 2ps。

延迟补偿用于补偿时钟信号和数据信号的相对延迟。延迟补偿采用可编程延迟线 SY100EP196，步进为 10ps。通过使用电压控制的精细控制，分辨率可以为 1ps。电压控制需要使用高精度 DAC 来提供电压。根据实际调试结果，当延迟超过 8.333ns 时，延迟精度会降低。

如图 4 所示，是抖动合成的原理图。抖动合成的核心是对数据码型的时钟生成的同源时钟实现抖动注入。通过数字合成获得的高精度数字 DJ 和 RJ 模型通过可编程延迟线转换为定量抖动，以生成抖动的时钟信号，最后由高速 D 触发器生成抖动的数据码型。其中，由数据发生器生成的数据码型通过延迟补偿后连接到 D 触发器的 D 端，抖动的时钟连接到 D 触发器的 CLK 端，Q 端输出抖动的数据码型。

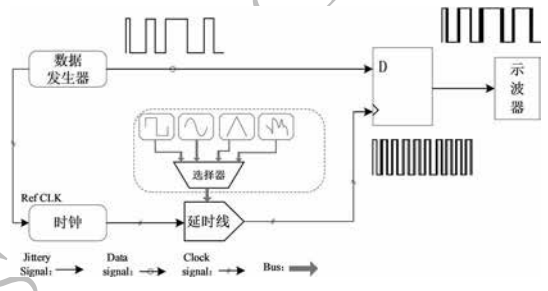


图 4　抖动合成原理图

Fig. 4　Schematic of the principle of the jitter synthesis

整个系统的时序图如图 13 所示，图中描述了正弦抖动注入的时序图。其中 CLK 和 Pattern 是同源的时钟产生的，时钟信号通过数字合成后产生正弦映射的延时变化，D 触发器的输出描述了抖动合成的结果，得到最终的抖动的数据码型.

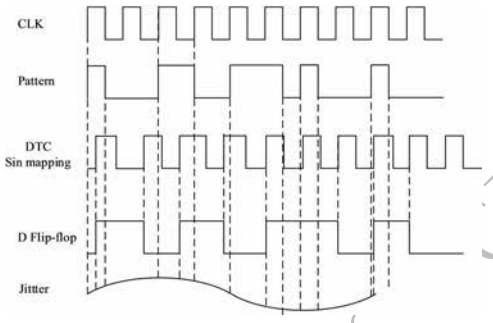


图 5　抖动注入的时序图

Fig. 5　Timing diagram of jitter injection

3　传统的模拟调制注入方法

本节介绍传统的通过模拟调制进行抖动注入的方法，并将其与本文提出的数字合成方法进行比较。

在现有的抖动合成方法中，主要是采用模拟调制的方法，如图 6 所示，通过两个信号发生器实现时钟抖动产生，信号发生器 1 作为调制源，产生调制信号，信号发生器 2 作为时钟源，产生抖动的时钟，并将它作为数据发生器的时钟，实现抖动的数据码型的产生，该方法需要多个仪器的配合，较为麻烦，并且模拟信号作为调制信号，会直接引入不期望的噪声，且难以消除掉，影响抖动合成的效果。

为了便于计算，本文采用正弦波进行推导。最终输出信号如下：

$$s(t) = A_c \cos[w_c t + \theta(t)] \qquad (7)$$

其中，A_c 是输出信号的幅度，w_c 是载波的角频率，$\theta(t)$ 是调制信号。

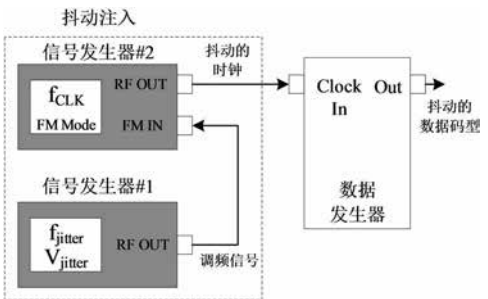


图 6　模拟调制方法注入抖动

Fig. 6　Analog modulation for jitter injection

根据频率调制的性质，可以得到调制信号如下：

$$\theta(t) = 2\pi D_f \frac{A_m}{2\pi f_m}\cos\left(2\pi f_m t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (8)$$

其中，假设调制信号为正弦信号。A_m 是调制信号的幅度，f_m 是调制信号的频率，D_f 是频偏常数。

相位偏移的峰峰值为：

$$\theta(t)_{p-p} = 2 * 2\pi D_f \frac{A_m}{2\pi f_m} = \frac{2D_f A_m}{f_m} \quad (9)$$

因此，根据抖动的定义，可以获取的抖动的幅度为：（单位为时间间隔 UI）

$$A_{jitter} = \frac{\theta(t)_{p-p}}{2\pi} = \frac{D_f A_m}{\pi f_m}\ [UI_{p-p}] \quad (10)$$

根据公式（10）可以看出，影响模拟调制产生的抖动幅度的因素为 D_f，f_m 和 A_m。并且，这意味着抖动幅度的调节受到抖动频率的限制，并成反比的关系，当抖动频率增加时，抖动幅度将减小。在文献［13］中，抖动幅度最小可以为 0.1UIpp（在 20M 的抖动频率下），在文献［24］中，抖动幅度最小为 0.01UIpp（在 2M 的抖动频率上），但是在本设计示例中，抖动幅度可以自由调节，范围为 10ps-10ns，步进为 2ps 或 10ps，并且与抖动频率和数据速率无关。而使用模拟调制的抖动频率分辨率为±50ppm，但是，本设计示例中的抖动频率分辨率为±30 ppm。

4 测量结果

4.1 实验平台

如图 14 所示的是整个实验的测试图，实验测试设备包含一个 LeCroy 示波器，自制的脉冲码型发生器 ESE5178 以及抖动合成模块。该示波器的带宽为 13G，采样率最高达 40Gb/s，其存储深度最高达 768M，该示波器同样佩有串行数据分析、调试、验证和一致性测试的全套工具，SDA Ⅲ 眼图和抖动分析软件，可以实现串行数据抖动分析，包括采用双狄拉克模型的抖动分离，以及使用直方图和趋势图分析抖动，测量 DCD，RJ 和 PJ。

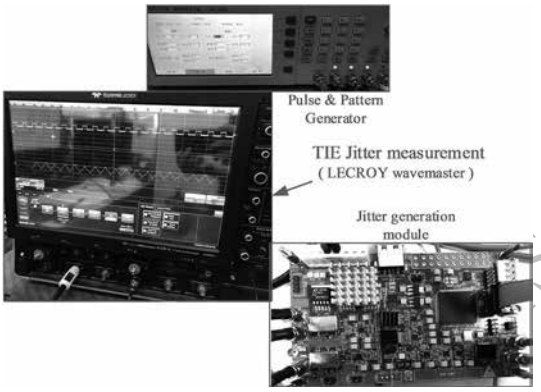


图 7　实现测试环境

Fig. 7　Installed system of the experiment

图 8 所示的是通过示波器的直方图和趋势图分析的正弦的周期抖动合成的测试图。图中首先对比了仿真得到的正弦周期抖动的 PDF 与实际测试得到的直方图，基本上保持一致，抖动主要分布在两个峰值处，测试图中的直方图会存在一些不平坦的地方，主要是由随机抖动造成的，RJ 的最大值不及产生的正弦周期抖动的千分之一。然后比较了仿真得到的 Track 与实际测试得到的 TIE Track，图 15 中的下方所示的都是通过示波器测得的不同的频率和幅度的正弦周期抖动的 TIE Track，因为抖动的频率和幅度与数据码型无关，其频率和幅度受可变时钟和可编程延时线的延时控制，其频率的分辨率最小可以到 1mHz，幅度的最小分辨率可以到 1ps。通过示波器测试得到的 PJ 的频率和幅度值如图中绿色字体所示，分别为 989.3Hz，4.6226ns；15.987KHz，4.3574ns；968.75KHz，4.3266ns；134.78KHz，4.3337ns；998.87KHz，2.2845ns。在进行抖动产生时，需注意抖动的峰峰值不能超过整个数据率的最小值，否则会淹没数据码型。

图 9 所示的是通过示波器的直方图和趋势图分析时域为矩形的周期抖动合成的测试图。图中首先对比了仿真得到的矩形的周期抖动的 PDF 与实际测试得到的直方图，其基本上保持一致，然后比较了仿真得到的 Track 与实际测试得到的 TIE Track。图中的下方所示的都是通过示波器测得的不同的频率和幅度的 DCD 抖动的 TIE Track，绿色标注的是其频率和幅度，分

别　为：1.632KHz，1.0339ns；1.55MHz，2.9620ns；1.378MHz，7.750ns；775.002KHz，7.726ns；233.962KHz，7.755ns。其频率的分辨率最小可以到 1mHz，幅度的最小分辨率可以到 1ps，被加抖动的数据码型的数据率为 400Mbps。

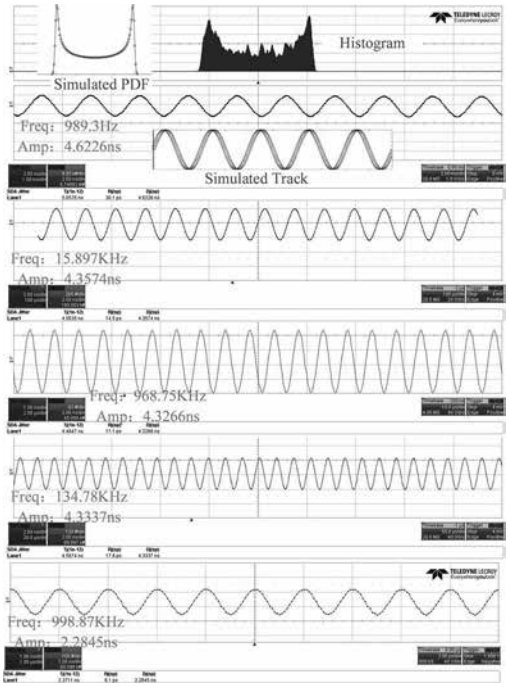


图 8　正弦周期抖动的直方图的 TIE 曲线

Fig. 8　TIE track and histogram of sinusoidal period jitter

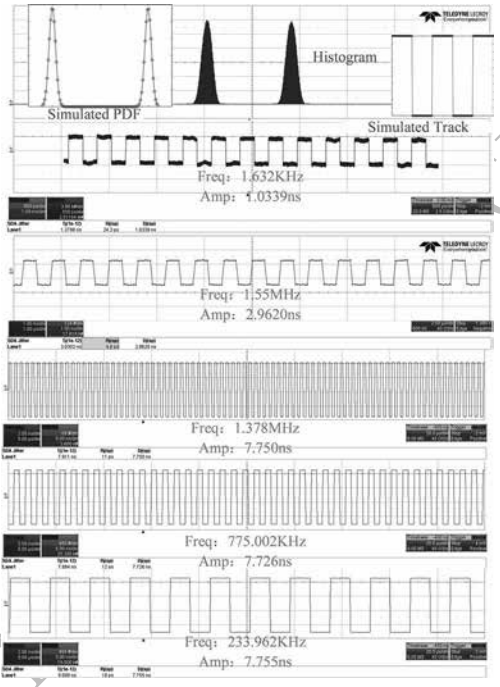


图 9　矩形周期抖动的直方图和 TIE 曲线

Fig. 9　TIE track and histogram of rectangular period jitter

DCD 抖动的直方图和 TIE 曲线如图 12 所示，其中测试信号频率为 400MHz，抖动频率为 194.753MHz，DCD 抖动为 812.021ps，随机抖动为 2.1ps。DCD 抖动仅适用于重复 0101 位的时钟模式，其频率与数据速率相关。由式（5）生成的 DCD 的 TIE 曲线是由两点组成的三角波，如图 12 的 TIE 曲线所示，DCD 的直方图可视为双狄拉克的狄拉克函数。生成的 DCD 抖动可以在信号传输期间模拟 DCD。

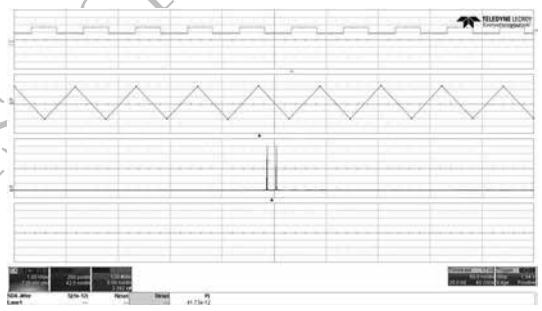


图 10　DCD 抖动的直方图和 TIE 曲线

Fig. 10　TIE track and histogram of DCD jitter

随机抖动 RJ 的直方图和 TIE 曲线如图 13 所示，其中测试信号频率为 200MHz，RJ 的幅度为 436ps。生成的 RJ 可以模拟信号传输过程中的噪声环境。

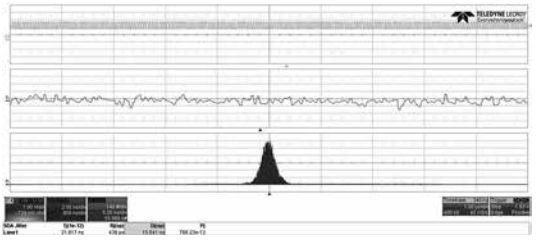


图 11　随机抖动的直方图和 TIE 曲线

Fig. 11　TIE track and histogram of random jitter

图 12 描绘了在不同频率和不同峰峰值下实际测量结果和理想结果的趋势图。可以看出，控制系统给出的理想值和实际测试值在频率和峰峰值上相差不大。根据计算结果，实际测试结果与理想控制结果之间的抖动幅度最大误差小于 0.5%。

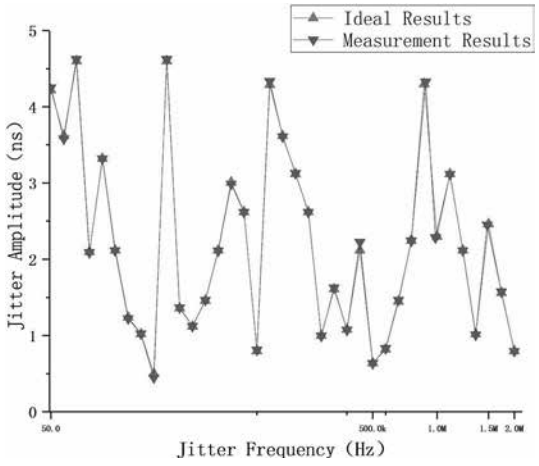


图 12　实际测量值与控制系统给出的理想值的对比

Fig. 12　The trend of measurement results and ideal results at different frequencies and different peak-peak values

5　结论

本文提出了基于数字合成的确定性和随机性抖动注入方法。该方法可以实现可控频率和幅度的正弦周期抖动，矩形周期抖动，占空比失真抖动和随机抖动。本文中提出的数字合成抖动方法可以等效于将可控的数字延迟转换为抖动，通过使用可编程延迟线来精确控制抖动注入，可以大大提高抖动分辨率。与传统方法相比，该方法可以更好地降低噪声对抖动的影响，并且可以更好地集成。在实验测试中，可以看到抖动精度的幅度最高可以达到 2 ps，抖动幅度的误差小于 0.5%，抖动频率分辨率为±30 ppm。该方法可以模拟信号传输过程中的随机噪声环境，电源噪声引起的抖动和占空比失真抖动。它也可以应用于抖动容限测试和同步触发电路。

参考文献：

[1] Sotiriadis P P. "Theory of Flying-Adder Frequency Synthesizers—Part I: Modeling, Signals' Periods and Output Average Frequency" IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 57, no. 8, pp. 1935-1948, Aug. 2010

[2] R. Stephens, Jitter analysis: The dual-dirac model, RJ/DJ, and Q - scale [Online]. Available: http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-3206EN.pdf Dec. 2004

[3] Chada, A., Mutnury, B., Dikhaminjia, N., Tsiklauri, M., Fan, J., & Drewniak, J. L., "Improved Transmitter Jitter Modeling for Accurate Bit Error Rate (BER) Eye Contours Using Transient Simulation of Short Bit Patterns". IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 60, no. 5, pp. 1520-1528, Jan. 2018

[4] "Jitter generation techniques for serializer-Deserializer compliance testng", Tektronix, [Online]. Available: https://m.eet.com/media -/1109453/tek_ 18568.pdf, 2005

[5] Lee H C, Kim J, Leibowitz B. Integrated circuit having receiver jitter tolerance ("JTOL") measurement: U. S. Patent 8, 289, 032. 16 Oct. 2012

[6] Joseph, Francis, Klaus D. Hilliges, and Cheryl L. Owen. "Systems and methods for injection of test jitter in data bit-streams." U. S. Patent No. 7, 184, 469. 27 Feb. 2007

[7] Desai, Sampathkumar R., and John J. Pickerd. "Apparatus and method for generating a test signal with emulated crosstalk." U. S. Patent No. 8, 650, 010. 11 Feb. 2014

[8] E. Balestrieri, F. Picariello, S. Rapuano, and I. Tudosa. "Review on jitter terminology and definitions". Measurement, vol. 145, pp. 264-273, May. 2019

[9] N. Da Dalt, A. Sheikholeslami, Understanding Jitter and Phase Noise: A Circuits and Systems Perspective, Cambridge University Press, 2018

[10] B. Ham, "Fibre channel—Methodologies for jitter and signal quality specification—MJSQ," in Proc. Int. Committee Inf. Technol. Standards (INCITS), pp. 29-38, 2004

[11] Keysight 81133A/81134A Pulse Generator, Agilent Technical Note, [Online]. Available: http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5988-7401EN.pdf, Apr. 2015

[12] S. Tabatabaei, M. Lee, and F. Ben-Zeev, "Jitter generation and mea-surement for test of multiGbps serial IO," in Proc. Int. Test Conf. (ITC), Oct. 26-28, 2004, pp. 1313-1321.

[13] SHF Communication Technologies AG, "Creating

Complex Jittered Test Patterns", [Online]. Available: https://www.shfcommunication.com/wp-content/uploads/appnotes/shf_app_note_jitter_with_awg.pdf, Jan. 2017

[14] Li Y, Bielby S, Chowdhury A, Roberts GW, "A Jitter Injection Signal Generation and Extraction System for Embedded Test of High-Speed Data I/O". Journal of Electronic Testing, vol. 32, no. 4, pp. 423-436, 2016

[15] "ITU-T Recommendation G. 810: Definitions and Terminology for Synchronization Networks," International Telecommunication Union (ITU), 1996

[16] Ispir M, O zdil, O, Yıldırım, A, "Coloured noise generation with IFFT," Intelligent Signal Processing Conference 2013 (ISP 2013), IET, London, 2013, pp. 1-4.

[17] Bidaj K, Begueret J B, Deroo J. "Jitter definition, measurement, generation, analysis, and decomposition", International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 46, no. 12, pp. 2171-2188, 2018

[18] "ITU-T Recommendation G. 810: Definitions and Terminology for Synchronization Networks," International Telecommunication Union (ITU), 1996.

[19] Michael Schnecker, "Jitter Measurements in Serial Data Signals", [Online]. Available: https://docplayer.net/21068184-Jitter-measurements-in-serial-data-signals.html, Sept. 2012

[20] Zamek, I.; Zamek, S., "Definitions of jitter measurement terms and relationships," in Test Conference, 2005. Proceedings. ITC 2005

[21] M. P. Li, Jitter, Noise, and Signal Integrity at High - Speed, Chap. 3, West ford, Massachusetts, Prentice Hall, 2007

[22] D. Oh and X. Yuan, High Speed Signaling: Jitter Modeling Analysis, and Budgeting. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice - Hall, 2011, ch. 3, pp. 44-64.

[23] Duan, Y., Wu, H., Shimanouchi, M., Li, M. P., Chen, D. A Low-Cost Comparator-Based Method for Accurate Decomposition of Deterministic Jitter in High-Speed Links. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, no. 2, pp. 521-531, 2018.

[24] "Keysight N4963A Clock Synthesizer 13.5 GHz", Keysight Technologies, [Online]. Available: http://literature.cdn.keysight.com/- litweb/pdf/N4963-91021.pdf, 2017

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于时钟合成的高速任意波形数字信号产生方法

贺　庆[1]　郝思聪[1]　程　杰[1]

（1. 北京信息科技大学仪器科学与光电工程学院 北京 100192）

摘　要：任意波形发生器是科研中应用广泛的通用测试仪器之一。目前任意波形发生器普遍采用直接数字合成（DDS）算法。但传统的 DDS 算法受限于取样时钟频率，限制了任意波形信号输出的频率范围。本论文提出一种时钟合成方法，通过对频率控制字的累加、分相和组合，合成可控取样时钟，提高了取样时钟的上限频率，从而扩展了输出波形信号的频率范围。为了便于工程应用中的参数选择和误差估计，进行了参数分析，推导了杂散噪声的计算公式。通过在 FPGA 中对算法的仿真，验证了该方法的有效性。该方法在保证了信号的高频率分辨率和相位分辨率的基础上，提高了输出信号最大频率，降低了处理器运算负荷。

关键词：任意波形发生器；时钟合成；直接数字合成

中图法分类号：TP335　　**文献标志码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510.40

AMethod on the Generation of the high-frequency Arbitrary Waveform Digital Signal based on Clock synthesis

HE Qing[1]，HAO Si-cong[1]，CHENG Jie

（1. *School of Instrument Science and Opto-Electronics Engineering*，*Beijing Information Science and Technology University*，*Beijing* 100192，*China*）

Abstract：Arbitrary waveform generator is one of the universal testing instruments what widely used in scientific research. Nowadays，arbitrary waveform generators are mainly accomplished with direct digital synthesis（DDS）algorithm. However，the traditional DDS algorithm is limited by the sampling clock frequency，which limits the frequency range of arbitrary waveform signal output. In this paper，a clock synthesis method is proposed，which synthesizes a controllable sampling clock by accumulating，shifting and combining the frequency control words. The upper limit frequency of the sampling clock is increased and by this way，the frequency range of the output waveform signal is extended. In order to facilitate the parameter selection and error estimation in engineering application，the parameter analysis is carried out

作者简介：贺庆（1982-），2005 年于电子科技大学获得学士学位，2008 年于电子科技大学获得硕士学位。2013 年北京邮电大学获得博士学位，现为北京信息科技大学副教授，硕士生导师，主要研究方向：脑机交互，射频电子电路，数据采集。E-mail：bomb_ 82@163. com

*基金项目：北京市教委科技计划一般项目（KM201911232019）；国家自然科学基金面上项目（51775051）北京信息科技大学 2020 年人才培养质量提高项目资助

and the calculation formulas of spurs noise are derived. The effectiveness of the method is verified by the simulation of this algorithm in FPGA. On the basis of ensuring the high frequency resolution and phase resolution of the signal, this method improves the maximum frequency of the output signal and reduces the operation load of the processor.

Key words: Arbitrary waveform generator (AWG); clock synthesis; direct digital synthesis (DDS)

0 引言

任意波形发生器是现代电子测量中常用的信号源[1-4]。它即可以产生常规的函数波形，也可以产生用户自定义的任意波形[5,6]。任意波形发生器输出信号的灵活性使之成为生产、教学、科研中应用广泛的通用测试仪器之一[7]。随着科技的发展，对任意波形发生器的性能提出了更高的要求。

目前任意波形发生器普遍基于直接数字合成（DDS）技术设计实现[8-12]。直接数字合成技术的原理是基于存储技术和取样技术。通过以采样时钟频率对频率控制字进行循环累加，按累加结果对存储有信号波形幅值的查找表进行寻址，最终得到频率和相位实时可调的数字波形信号。DDS 技术具有频率切换快，分辨率高，输出信号相位连续等特点[13,14]。但它输出信号的最高频率往往受到客观条件的限制。为此，电子科技大学的田书林、贺庆等人提出了多 DAC 伪差值法及分相存储波形合成方法，有效提高了输出信号的最高频率[15,16]。然而，一方面这两种方法分别需要多路的 DAC 和多路 RAM，增加了系统的复杂度，另一方面两种方法对波形信号进行合成，对合成器的工作频率和处理负荷要求较高。尽管后续有研究优化了分相存储法累加器的逻辑资源开销[17]，但并串转换器不可避免的长时间工作于最高频率。

本论文拟提出一种时钟合成的方法以扩展任意波形发生器输出信号频率范围。首先通过 DDS 原理产生可控频率的方波，然后对其进行分相合成，提高方波最大输出频率。利用该方波作为可变时钟源，对相位步进值进行累加，累加结果对波形查找表进行寻址，得到高速任意波形输出。通过改变信号采样时钟频率的方法，实现不同频率任意波形数字信号的生成。为了便于工程应用中进行参数选择和误差评估，文中进行了参数分析和杂散误差分析，为低杂散设计提供了理论依据。经 FPGA 中仿真验证，此方法有效的提高了系统的采样速率，扩宽了输出信号频率，同时可具有较高的频率分辨率和相位分辨率。相对于传统 DDS 算法，处理器的运算负荷大大降低。

1 产生时钟合成的两级 DDS 结构

传统的 DDS 技术主要由相位累加器、波形查找表、DAC 及低通滤波器等组成。N 位相位累加器在取样时钟 f_c 激励下，以频率控制字 K 所决定的相位增量进行累加，并以每次的累加结果作为波形查找表的地址取出波形数据，得到所需波形的数字信号。其输出信号频率计算公式为：

$$f_o=\frac{K}{2^N}f_c \quad (K\leqslant 2^{N-1}) \tag{1}$$

通常取样时钟 f_c 和相位累加器的位数 N 是固定不变的，通过改变频率控制字 K 实现对输出波形频率的改变。而本文方法，则是通过改变取样时钟的频率 f_c 实现对波形输出频率的控制。由两级 DDS 结构实现：时钟 DDS 和主 DDS。时钟 DDS 负责根据频率控制字合成可变频率的方波，作为主 DDS 的取样时钟。主 DDS 在时钟 DDS 输出的方波激励下，对相位步进值 M 进行累加及对波形查找表进行寻址。其系统结构框图如图 1 所示。

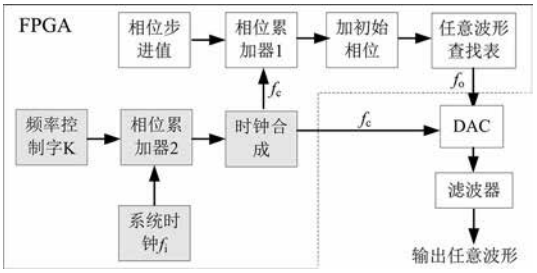


图 1　基于时钟合成的两级 DDS 结构

首先时钟 DDS，产生 0-1 输出的方波信号。以系统时钟频率 f_i 对频率控制字 K 进行累加，累加结果 A 经时钟合成模块分相、合成后得到取样时钟 f_c。以四分相为例，时钟合成模块的结构如图 2 所示。

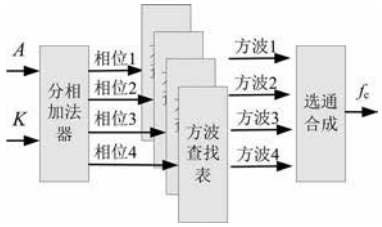


图 2　时钟合成模块结构框图

时钟合成模块包括分相加法器，方波查找表和选通合成模块。设时钟 DDS 累加器累加结果为 A，经加法器后，得到四路相位间隔相等的相位字分别为：A，$A+K/4$，$A+K/2$，$A+3K/4$。利用相位字对方波查找表进行寻址得到四路等相位间隔的 0-1 方波。选通合成模块，将四路方波信号排列依次输出，组合成一路高速方波信号。由于方波的幅值只需 0，1 两个值，因此查找表不需要占用存储空间，设定好判断条件即可。根据论文［16］中理论，时钟合成模块相当于在每个系统时钟 f_i 内，对合成方波信号增加为 4 倍的采样点。故输出频率为：

$$f_c=\frac{K}{4*2^N}\ (4*f_i) \tag{2}$$

根据奈奎斯特取样定理，频率控制字 K 的取值范围为［0，2^{N+1}］。当 $K=2^{N+1}$ 时，合成 0-1 方波信号得到最大频率为 $2*f_i$。

然后，在主 DDS 中，用合成的 0-1 方波信号作为取样时钟，对相位步进值 M 进行累加。以频率 f_c 依次提取出查找表中的波形各点幅值，从而得到波形数字信号，输出信号频率 f_o 表达式为：

$$f_o=\frac{M}{2^{N'}}f_c=\frac{M}{2^{N'}}\frac{K}{2^N}f_i\ (K\leqslant 2^{N+1},\ M<2^{N'-1}) \tag{3}$$

式中 N' 为主 DDS 的相位累加器位数，应与主 DDS 中的查找表位数相同。需注意的是，根据奈奎斯特取样定理，对于正弦波，M 取值范围是［1，$2^{N'-1}$）。而对于用户自定义的任意波形，为了保证信号的波形有效相位信息不丢失，M 应等于 1。

将波形数字信号经过 DAC 转换为量化模拟信号，再经滤波器滤除数字噪声后得到所需频率的波形模拟信号。本文中重点讨论波形数字信号的生成部分。

2　参数及误差分析

2.1　参数分析

在本方法中，频率控制字 K 决定了主 DDS 中的取样频率。对于任意波形输出而言，由公式（3）可知，频率控制字 K 决定了最终任意波形输出信号的频率。K 越大，输出频率 f_o 越快，两者呈线性关系。当 $K=2^{N+1}$ 时，输出信号频率 f_o 最大为 $f_i/2^{N'-1}$。而当 $K=0$ 时，输出信号频率为 0，此时 FPGA 输出直流信号。根据公式（3），K 的计算公式为：

$$K=\frac{2^{N'}2^N}{f_i}f_o \tag{4}$$

系统时钟频率 f_i 同样决定了输出信号的频率。当 f_i 越大，输出频率越快。在具体设计中，系统时钟往往是固定值。为了输出频率更快，可以将 FPGA 输入时钟经锁相环倍频至可达到的最快频率，作为系统时钟 f_i。

相位累加器 1 的位数 N' 应与任意波形查找表的地址位数相同，由用户定义的任意波形数据个数决定。位数越多，相位分辨率越高，所能表现的任意波形特征越丰富，相应的输出任意波形信号周期越长，频率越慢。

相位累加器 2 的位数 N，决定了输出信号的频率分辨率。输出信号的频率分辨率为 $f_i/$

$2^{N'+N}$。N 值越大，频率分辨率越高。虽然 N' 的取值也会影响到频率分辨率，但 N' 会影响任意波形信号最高频率，因此不建议通过提高 N' 来提高输出信号频率分辨率。由于 K 的取值范围最大可到 2^{N+1}，因此无论 N 取值多少，对最终的输出频率没有影响。

对于函数波形而言，M 可取大于 1 的数值，以提高信号输出频率。但由于 M 大于 1 时，会造成信号有效相位缺失，可能会影响信号的幅度、占空比等性能。因此尽可能通过调节 K 来调节信号输出频率。只有当所需输出信号频率大于 $f_i/2^{N'-1}$ 时，才需要 M 取大于 1 的数值。

输出任意波形的幅度分辨率与主 DDS 任意波形查找表的数据位数一致。数据位数越高，幅度分辨率越高，所需的 DAC 位数也越高。而时钟 DDS 输出方波因只做任意波形的取样时钟用，幅度位数只需要 1 位（0-1）即可。

2.2 误差分析

DDS 具有全数字化带来的优点，同时也引进了数字化结构的缺点：具有输出杂散[18-20]。根据本文提出方法，波形发生器数字部分的杂散主要有两个方面：

1）相位截断误差。

由于波形存储器的容量有限，相位分辨率只有 $2\pi/2^{N'}$。因此相邻相位点之间的波形值被忽略，即时钟累加器中的 N 位累加值无法体现，从而产生截断误差。

2）幅度量化误差

由于 DAC 的位数有限，因此对于波形的幅值分辨率有限。设采用无符号二进制数值方式 DAC 位数为 L，则波形幅值表示范围为 $[0, 2^L-1]$，归一化幅度的分辨率为 $1/2^L-1$。通常波形存储器的数据有效位数与 DAC 的一致。对于小于幅度分辨率的幅度细节进行了舍入或截尾处理。从而造成幅度量化误差。实际中多采用舍入处理方式。

作为工程简化，本文以正弦波为代表，进行误差分析，以期对参数的选择提供依据。设 DDS 产生的数字波形序列为 x（n），时钟累加器和主累加器的初始相位分别为 P_1 和 P_2。则其理想情况下表达式为：

$$x(n)_{ideal}=\frac{2^L-1}{2}\{\sin[2\pi(\frac{nK+P_1}{2^N}\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}})]+1\} \tag{5}$$

经相位截断和幅度量化后的实际表达式为：

$$x(n)=\text{round}\{\frac{(2^L-1)}{2}\{\sin\{2\pi[\text{floor}(\frac{nK+P_1}{2^N})\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}}]\}+1\}\} \tag{6}$$

式中 round 表示四舍五入取整函数，floor 表示向下取整函数。P_1 取值范围 $[0, 2^N-1]$，P_2 取值范围为 $[0, 2^{N'}-1]$ 由此，归一化误差 e（n）的表达式为：

$$\begin{aligned}e(n)&=\frac{[x(n)-x(n)_{ideal}]}{2^L-1}=\frac{1}{2^L-1}\text{round}\{\frac{(2^L-1)}{2}\\&\{\sin\{2\pi[\text{floor}(\frac{nK+P_1}{2^N})\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}}]\}+1\}\}\\&-\frac{\{\sin[2\pi(\frac{nK+P_1}{2^N}\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}})]+1\}}{2}.\end{aligned} \tag{7}$$

e（n）可以分解为由相位截断引起的误差序列 e_t（n）和由幅度量化 e_r（n）引起的误差序列，两者表达式分别为：

$$\begin{aligned}e_t(n)&=\frac{1}{2}\{\sin\{2\pi[\text{floor}(\frac{nK+P_1}{2^N})\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}}]\}\\&-\sin[2\pi(\frac{nK+P_1}{2^N}\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}})]\}\\&=\cos\{2\pi[\frac{\text{floor}(\frac{nK+P_1}{2^N})+\frac{nK+P_1}{2^N}}{2}\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}}]\cdot\\&\sin\{2\pi[\frac{\text{floor}(\frac{nK+P_1}{2^N})-\frac{nK+P_1}{2^N}}{2}]\frac{M}{2^{N'}}\}\end{aligned} \tag{8}$$

$$e_r(n)=\frac{1}{(2^L-1)}\text{round}\left\{\frac{(2^L-1)}{2}\left\{\sin\left\{2\pi\left[\text{floor}\left(\frac{nK+P_1}{2^N}\right)\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}}\right]\right\}\right\}\right. \quad (9)$$

$$-\frac{1}{2}\sin\left\{2\pi\left[\text{floor}\left(\frac{nK+P_1}{2^N}\right)\frac{M}{2^{N'}}+\frac{P_2}{2^{N'}}\right]\right\}.$$

当 K 为奇数时，e_t（n）和 e_r（n）的周期取最大值为 lcm（$2^{N'+N}$，M）/M，lcm 为最小公倍数函数。在输出频率区间［0，$2\pi f_c$）内，e_t（n）和 e_r（n）会有 lcm（$2^{N'+N}$，M）/M 个频率分量。由于为了提高频率分辨率，N 往往很大，进行频域分析的计算量较大。因此为了减少杂散和便于误差评估，K 尽可能取与目标频率相近的偶数值。

当 K 为 2^N 的 m 倍时（m 为 1 或 2），e_t（n）和 e_r（n）周期取得最小值 lcm（$2^{N'}$，M）/（$m*M$）。此时，在输出频率区间［0，$2\pi f_c$）内，e_t（n）和 e_r（n）会有 lcm（$2^{N'}$，M）/（m*M）个频率分量，可进行 DFT 求出每个频率分量幅度。P_2 仅决定 e_t（n）和 e_r（n）的相位，对其幅值没有影响。e_t（n）的幅度随 $P_1/2^N$ 和 $M/2^{N'}$呈单调递增变化。由公式（8）可知，当 $P_1=0$ 时，相位截断误差序列 e_t（n）为 0。因此，为了误差最小，在进行频率切换时，可以令 P_1 清零，此时因 P_2 保持不变，因此输出信号 x（n）相位仍然连续。$P_1/2^N$ 对 e_r（n）无影响。$M/2^{N'}$影响 e_r（n）的周期，对幅度几乎没有影响。e_r（n）的幅度主要受 L 的影响。

现有 DAC 的位数 L 取值范围通常在［8，16］，令公式（9）中的 floor［（$nK+P_1$）/2^N］$M/2^{N'}+P_2/2^{N'}$等于 δ，可仿真出，在其他变量不变情况下。e_r（δ）的幅度随 L 变化的规律曲线。如图 3 所示

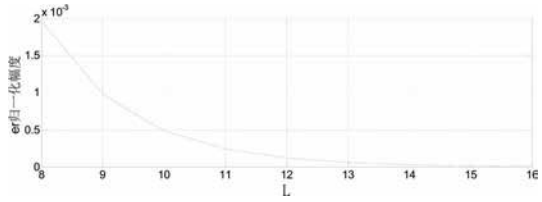


图 3　e_r（n）的幅度随 L 变化曲线

由图 3 可知，当 L 越大时，幅度量化误差越小。但变小的趋势逐渐放缓。达到一定位数后，误差变化不大。因此应根据实际应用需要在复杂度和量化误差间折中选择。

两种杂散中，通常相位截断误差要大于幅度量化误差。除上述两种数字误差之外，DDS 还包括 DAC 的各种非线性效应造成的杂散频率分量（杂散功率通常集中在输出信号的各次谐波上）和参考时钟引入的杂散（时钟泄露和时钟相位噪声），这些杂散多为高频噪声，可通过 DAC 之后接低通滤波器进行滤除。

3　实验验证

本章通过在 FPGA 中模拟仿真，验证所提出的方法的有效性。FPGA 采用 Altera 公司的 EP2C70F896C6 型号芯片，输入时钟为 100MHz 时，其锁相环输出上限频率为 500MHz，为扩大输出信号频率范围，本章实验采用 500MHz 作为时钟 DDS 的取样时钟 f_i。

3.1　任意波形验证

在 FPGA 中，划出一块 RAM 存储空间存储自定义的任意波形数据。本例中，存储的任意波形点数为 32，数据宽度 10bit。各点数值大小如表 1。

利用本文提出的方法分别仿真频率为 31.25MHz，23.438MHz 和 15.625MHz 任意波形的产生。为保证任意波形有效相位不丢失，相位步进值 M 设为 1，主 DDS 累加器位数 N' 为 5。为实现较高的频率分辨率，时钟 DDS 累加器位数 N 设为 46，则频率分辨率约为 2.22 $*10^{-7}$Hz。由公式（3）计算可得，在输入系统时钟 f_i 为 500MHz 时，频率控制字 K 依次为 2^{47}，$3*2^{45}$，2^{46}。全编译后，仿真结果如图 4（a）所示。从图中可以看出，该方法实现了任意波形频率实时可调，切换速度快，切换时相位连续。生成信号的周期符合预期目标。作为对比，采用常规 DDS 方法，在固定取样时钟为 500MHz 时，依次生成三种频率的任意波形。结果如图 4（b）所示。

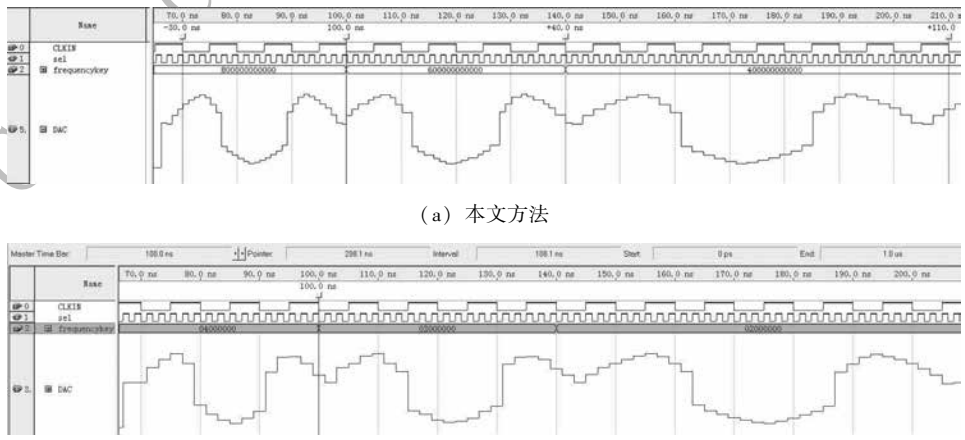
表 **1**　任意波形数据表

地址	数据数值	地址	数据数值	地址	数据数值	地址	数据数值
0	600	8	860	16	60	24	940
1	710	9	750	17	90	25	980
2	800	10	300	18	125	26	950
3	860	11	230	19	170	27	910
4	915	12	180	20	220	28	855
5	955	13	135	21	290	29	790
6	990	14	100	22	740	30	700
7	950	15	70	23	850	31	590

从图中对比可知，在 31.25MHz，23.438MHz 两种情况下，采用常规 DDS 实现的任意波形发生了畸变，丢失了部分相位信息。只有在 15.625MHz 时，任意波形的数据完整。由于采样率限制，常规方法每 2ns 更新一个数据点。而采用本文方法，在最高输出频率下，每 1ns 更新一个数据点，相当于采样率为 1GHz。而相比于 1GHz 采样率的系统，本方法对器件要求低，只需锁相环上限频率为 500MHz 的 FPGA 即可完成。另一方面传统方法即使产生低速信号时，全累加器和 DAC 仍需工作在 1GHz 采样率，而本方法主累加器工作频率根据输出信号频率可快可慢，仅在最高频率下，对 5 位深度的累加器进行 1GHz 高速累加，即可达到 51 位深度累加器同样的频率分辨率。大大降低了处理器的运算负荷。

3.2　正弦波形验证

本例中，以正弦信号为代表，验证本方法对于函数波形的实现效果。调用 Quartus 中的 RAM 软核，存储 16 位深度、10 位宽度的正弦波数据。利用本方法依次产生 400MHz，250MHz，125MHz，62.5MHz 和 31.25MHz 正弦波形。根据第 2 章方法，主 DDS 的累加器位数 N' 为 16，时钟 DDS 累加器位数 N 设为 30。正弦信号频谱单一，据计算，实验所需输出频率均大于 $f_i/2^{N'-1}$，因此 M 可取大于 1 的值。根据公式（3）计算可得，频率控制字 K 为 2^{31}，五个输出频率对应的 M 值依次为 26214，16384，8192，4096，2046。仿真结果如图 5 所示。由图可见，切换 M 值，波形输出频率实时改变，切换时相位连续。当产生 400MHz 正弦波时，平均每周期只取 2.5 个样点，因此波形幅度衰减明显。而 250MHz 时，每周期可取 4 个样点，波形幅度与正常无异。但正弦波形仍不明显，需 FPGA 后级模拟滤波器滤除数字噪声，实现正弦波形。随着 M 值变小，每周期取的样点数越多，正弦波形越平滑完整。波形的相位分辨率与存储器深度有关，本例中精确到 0.0055°。如外扩大容量存储器，可实现更高的相位精度。



（a）本文方法

（b）传统方法

图 4　任意波形仿真结果对比

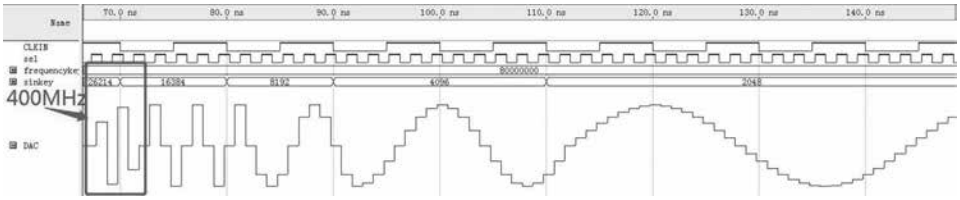


图 5　正弦波形仿真结果

4　结束语

本论文提出了一种高速任意波形产生的新方法。该方法通过两级 DDS 结构实现。第一级 DDS 负责产生高速的可变时钟，第二级 DDS 按照传统方法在可变时钟驱动下产生所需任意波形。文中分析了该设计的参量对波形性能和杂散误差的影响。通过两个实例验证了该方法的有效性。经仿真验证，该方法具有输出波形频率高，运算负荷小，不需要增加多余器件的优势。同时兼具了 DDS 本身具有的频率实时可调，切换速度快及相位连续的特点。保留任意波形的全部有效相位信息的同时，可实现较高的频率分辨率和相位分辨率。

参考文献：

[1] Oyekanlu E, Scoles K and Oladele P O. Arbitrary Waveform Generation for IoT and Cyber Physical Systems Communication Networks Using C28x TMS320C2000 Digital Signal Processor [C]. 10th International Conference on Advanced Infocomm Technology (ICAIT), 2018: 102-109.

[2] Ryabov I V, Strelnikov I V, Tolmachev S V, et al. Direct Digital Synthesizers of Complex Broadband Signals [C]. 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2019: 1-4.

[3] Klyuzhev E S, Tolmachev S V, Ryabov I V, et al. Direct Digital Synthesis of Signals in Radiolocation, Communication and Telecommunication Systems [C]. 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2018: 1-4.

[4] Wu M, Chi F, Geng H, et al. Arbitrary waveform AC line filtering applicable to hundreds of volts based on aqueous electrochemical capacitors. [J]. Nature communications, 2019, 10 (1): 2855.

[5] Liu K, Tian, S l, Guo, G k. Precisely synchronous and cascadable multi-channel arbitrary waveform generator [J]. REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS, 2017, 88 (3): 035110.

[6] 彭海涛，王菊，马闯，等. 基于注入锁定增强高次谐波的任意波形产生 [J/OL]. 光学学报，2019：1-17.

Peng H T, Wang J, Ma C, et al. Arbitrary Waveform Generation of Enhanced High - order Harmonics Based on Injection Locking [J/OL]. Acta Optica Sinica, 2019: 1-17.

[7] 何乐生. 基于 DDS 算法的 12 导联心电信号发生器设计 [J]. 仪器仪表学报，2010，31 (02)：275-280.

He L S. Design of 12 lead ECG signal generator based on DDS arithmetic [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31 (02): 275-280.

[8] Vankka J. Methods of mapping from phase to sine amplitude in direct digital synthesis [J]. IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS FERROELECTRICS AND FREQUENCY, 1997, 44 (2): 526-534.

[9] Aggarwal S, Meher P K. and Khare K. Scale-Free Hyperbolic CORDIC Processor and Its Application to Waveform Generation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60 (2): 314-326.

[10] 高瑜翔，黄坤超，陈准，等. 可实时更新任意函数和图形波形的发生器 IP 核设计 [J]. 电讯技术，2017，57 (11)：1335-1340.

Gao Y X, Huang K C, Chen Z, et al. Design of IP Core for Arbitrary Waveform Generator with Ability to Instantly Update Functions or Plotted Waveforms [J]. Telecommunication Engineering,

2017，57（11）：1335-1340.

[11] 周欢，陈剑云，钟汉华．基于 Xilinx IP 核的任意信号发生器的设计［J］．华东交通大学学报，2018，35（04）：112-116.
Zhou H，Chen J Y，Zhong H H. Design of Arbitrary Signal Generator Based on Xilinx IP Core［J］. Journal of East China Jiaotong University，2018，35（04）：112-116.

[12] Zhou D R，Zhou Y R，Gong J C，et al. A Method on Realizing Signal Generator for Arbitrary Waveform［J］. Applied Mechanics and Materials，2013，333-335：661-665.

[13] 刘科，田书林，肖寅东．基于多路 DAC 伪插值的任意波形合成技术研究［J］．仪器仪表学报，2009，30（12）：2474-2479.
Liu K，Tian S L，Xiao Y D. Research of arbitrary waveform generation based on pseudo interleaving of multiple DACs［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2009，30（12）：2474-2479.

[14] 邓耀华，吴黎明，张力锴，等．基于 FPGA 的双 DDS 任意波发生器设计与杂散噪声抑制方法［J］．仪器仪表学报，2009，30（11）：2255-2261.
Deng Y H，Wu L M，Zhang L K，et al. Design of dual DDS arbitrary wave generator based on FPGA and denoising of spur noise［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2009，30（11）：2255-2261.

[15] 田书林，周鹏，刘科．基于分相存储和多 DAC 伪插值的高速波形合成方法［J］．电子测量与仪器学报，2009，23（04）：38-42.
Tian S L，Zhou P，Liu K. A method of generating arbitrary waveform based on data storage with different phases and pseudo interleaving of multiple DACs［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2009，23（04）：38-42.

[16] 贺庆. 500MSa/s 任意波形发生器数字系统设计［D］．成都：电子科技大学，2008.
He Q. The design of digital system of 500 MSa/s Arbitrary Waveform Generator［D］. Chengdu：University of Electronic Science and Technology of China，2008.

[17] 程振洪，黄光明. DDS 分相存储相位累加器的资源优化技术研究［J］．电子测量技术，2015，38（09）：1-5.
Cheng Z H，Huang G M. Research on the technology of resources optimization to DDS phase accumulator with split-phase storage［J］. Electronic Measurement Technology，2015，38（09）：1-5.

[18] 田新广，李文法，孙春来，等．无相位截断情况下 DDS 的幅度量化杂散特性分析［J］．仪器仪表学报，2008（05）：914-920.
Tian X G，Li W F，Sun C L，et al. Amplitude quantization spurs in direct digital frequency synthesizers in absence of phase truncation［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2008（05）：914-920.

[19] Curticgpean F and Niittylahti J. Exact analysis of spurious signals indirect digital frequency synthesisers due to phase truncation［J］. Electronics Letters，2003，39（06）：499-501.

[20] Sotiriadis P P，Galanopoulos K. Direct All-Digital Frequency Synthesis Techniques，Spurs Suppression，and Deterministic Jitter Correction［J］. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I：REGULAR PAPERS，2012，59（5）：958-968.

基于 Epsilon-Near-Zero 和 ITO 集成硅基波导的电光半加器

梁志勋[1,2,3]，许川佩[1,3†]，朱爱军[1,3]，胡　聪[1,3]，杜社会[1,3]

（1. 桂林电子科技大学电子工程与自动化学院，广西桂林 541004；
2. 河池学院 计算机与信息工程学院，广西 河池 546300；
3. 广西自动检测技术与仪器重点实验室，广西桂林 541004）

摘　要：设计了一种基于 Epsilon-Near-Zero 和 ITO 薄膜电调控的集成硅基波导电光混合半加器，利用 ITO 激活材料薄膜的电调控特性实现了光路通断和交叉，从而实现了两位二进制数的半加法功能，通过 3D-FDTD 模拟仿真，并对器件模型结构参数进行了优化设计。仿真实验结果表明，器件单元能够在 0 V 和 2.35 V 两者之间完成光信号逻辑控制。电光混合半加器工作在 1550 nm 波长时，插入损耗为 0.63 dB，消光比为 31.73 dB，数据传输速率为 65.43*GHz*，每 bit 消耗能量为 40.31fJ，整个半加器尺寸小于 21.3x1.5x1.2μm，为高速电光混合光学逻辑器件及半加器设计提供了理论依据。

关键词：硅基光电子学；电光半加器；Epsilon-Near-Zero；耦合模理论；ITO；光波导；FDTD

中图分类号：TN256　　**文献标识码**：A　　文章编号：

Integrated silicon waveguide electro-optic half adder based on Epsilon-Near-Zero and ITO

Liang Zhi-Xun[1,2,3], Xu Chuan-Pei[1,3†], Zhu Ai-Jun[1,3], Hu Cong[1,3], Du She-Hui[1,3]

(1. *School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology, Guilin, Guangxi* 541004, *China* 2. *School of Computer and Information Engineering, Hechi University, Yizhou, Guangxi* 546300, *China* 3. *Guangxi Key Laboratory of Automatic Detecting Technology and Instruments, Guilin, Guangxi* 541004, *China*)

Abstract: An integrated silicon fundamental wave conductive optical hybrid half adder based on Epsilon-Near-Zero and ITO film electrical control is designed. The electrical control characteristics of the ITO activation material film are used to realize the on-off and crossover of the optical path, thereby a-

第一作者：梁志勋（1986-），男，工程师，博士生，主要研究方向为光片上网络原理及应用. Email：lzx478@163.com

导师（通讯作者）：许川佩（1968-），女，教授，博士，博士生导师，主要研究方向为光片上网络理论与测试和自动化检测技术. Email：xcp@guet.edu.cn

基金项目：国家自然科学基金（Nos. 61561012, 61671164, 61861012）、广西自然科学基金（No. 2018GXNSFAA138115, No. 2017GXNSFAA198021）资助

chieving two binary digit The semi-additive function is optimized by 3D-FDTD simulation, and the structural parameters of the device model are optimized. The simulation experiment results show that the device unit can complete the optical signal logic control between 0 V and 2.35 V. When the electro-optical hybrid half-adder works at a wavelength of 1550 nm, the insertion loss is 0.63 dB, the extinction ratio is 31.73 dB, the data transmission rate is 65.43 GHz, and the energy consumption per bit is 40.31fJ.2μm, provides a theoretical basis for the design of high-speed electro-optic hybrid optical logic devices and half adders.

Keywords: silicon-based optoelectronics; electro-optical half adder; Epsilon-Near-Zero; coupled mode theory; ITO; optical waveguide; FDTD

OCIS Codes: 200.4650; 200.4660 ; 230.0250

0 引言

随着海量数据的爆发性增长，如何满足高性能计算和海量数据处理需求是当前数据处理器面临关键问题之一[1,2]，传统的硅基电子技术由于高电磁干扰、高延迟和高能耗以及摩尔定律的技术瓶颈，严重制约着高性能计算的进一步提高[3,4]。由于光逻辑运算具有高速、低电磁干扰、大容量及并行等优异性能，同时，硅基光子器件具有与互补金属氧化物半导体（CMOS）工艺相互兼容等特点[5]。光逻辑器件作为运算单元的关键器件，其性能的好坏，直接影响着光逻辑运算能力，因此，光逻辑运算近年来吸引了大量国内外学者对其展开研究。在光通信中应用得比较成熟的产品有利用非线性介质中的非线性效应，如一般采用半导体光放大器（SOA）、光纤、电吸收调制器（EAM）、光波导器件、光子晶体等非线性介质，实现所有的简单全光逻辑运算，这些产品技术成熟、可靠、易于制作[6,7]，缺点是功率消耗大、体积大，难以实现硅基光电子集成。王蒙等人提出了利用微环谐振器组合设计了一种信号导向逻辑器件[8]，器件利用给微环加热的方法，实现某特定波长的光信号谐振器，达到光信号的导向而实现逻辑功能。张杰等人提出了一种基于石墨烯和硅基混合集成硅基光波导的电光半加器，这种半加器表现出了优异的性能[9]，消光比大于 41.05 dB，插入损耗小于 0.11 dB，数据传输速率为 10 Gbit/S。Mir Hamid Rezaei 等人提出了另一种基于硅基混合集成硅基光波导的电光半加器和减法器[10]，器件模型结构上进行了改进，性能有了进一步的提高，减法器和加法器的尺寸分别为 0.315 μm^2 和 0.640 μm^2，实现了器件的小型化。根据对光逻辑运算的不同方式，光逻辑运算器件可简单划分为：电光逻辑器件、热光逻辑器件和全光逻辑器件。电光逻辑器件利用电场效应，改变材料特性，从而实现光路切换的目的。全光逻辑器件通过利用非线性效应，譬如双光子吸收以及四波混频等效应，控制光信号输入和输出，完成特定的逻辑功能。对于热光逻辑器件，实现的原理是通过对特定材料的加热，实现载流子浓度的变化，导致折射率改变，从而实现光路切换的目的。上述提到的光逻辑运算器件中，微环谐振器组成的逻辑器件由于需要对器件加热，导致了热稳定性差、传输速率低、器件体积大[11-13]。基于石墨烯和硅基混合的电光半加器虽然性能优异和器件体积较小，但是石墨烯材料制作工艺繁杂，不易制作[14-16]。而利用非线性效应做成的全光逻辑器件，虽然实现了全光逻辑运算，但是需要较高的泵浦光源信号才能使非线性介质发生非线性现象[17-19]，导致功率消耗大，如果单芯片集成上这种光逻辑器件数量变大后，导致功耗过大。因此，本论文提出了一种低功耗的 Epsilon-Near-Zero ITO 集成硅基波导的电光半加

器，器件尺寸紧凑，模型结构各个尺寸都超过 10nm，可制造性强，通过 3D-FDTD 软件仿真，优化了器件模型的各个参数，最后求解得出了器件的各个参数性能，下面是器件原理和模型设计及仿真验证的详细过程。

1 模型设计和器件原理

半加器的模型设计如图 1（a）所示，半加器在 SiO2 上刻蚀三条硅波导 a、b、c，光信号从 a 波导的左端输入。在 a、b 两根波导上设置有逻辑控制区域，其中波导 a 的控制区域定义为 y，逻辑控制区域通过施加电信号完成 a 波导中光信号通过或者阻断，而 b 波导上设置有两个逻辑控制区域，这两个控制区域通过施加电信号完成 a 波导中光信号继续传输或者交叉到 c 波导上。将 a、c 的右端输出分别定义为半加器的 carry 和 sum。当分别给 x、y 逻辑控制区域施加逻辑控制电信号 00、10、01、11 时，将输出光信号定义为逻辑 1，而无光输出定义为逻辑 0，carry 和 sum 根据输入的逻辑输出端依次输出相对应逻辑“加”光信号 00、01、01、10。

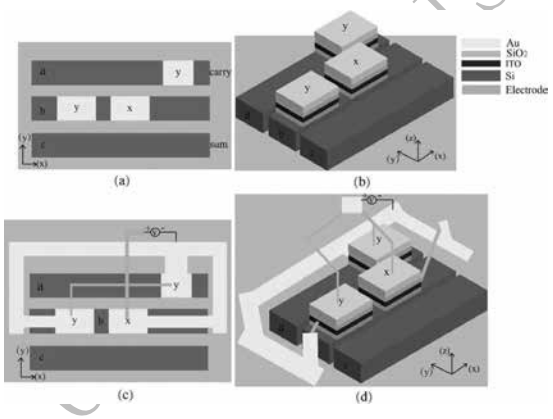


图 1 （a）半加器平面俯视图（b）半加器 3D 模型（c）半加器器件加电极方案平面俯视图（d）半加器器件加电极方案 3D 模型

Fig1 （a）Top view of half adder（b）3D model of half adder（c）Top view of half adder plus electrode scheme（d）3D model of half adder plus electrode scheme

半加器 3D 模型结构设计如图 1（b）所示，在 SiO2 上分别有 a、b、c 三根硅波导，其中，a、b 硅波导上分别有 ITO 激活材料薄膜夹层，顶部沉积有 Au 金属电极，将顶部 Au 和硅波导定义为正电极，中间 ITO 薄膜定义为负电极，从硅波导到顶部 AU 电极可以看成为 MOS 结构器件，如图 2（a）所示，与金属-氧化物-半导体（Metal-Oxide-Semiconductor，MOS）具有类似场效应，当外加电压作用时，TCOs 材料层与介质层界面处可以迅速形成载流子积累区或者耗尽区，通过外加偏压可调控积累区或耗尽区载流子的浓度，进而实现 TCOs 介电常数（折射率）的改变。当 TCOs 材料层介电常数实部接近零时，定义其为介电常数近零态（Epsilon-Near-Zero，ENZ）。介电常数近零态在很大程度上增强了电磁场与电光材料层的重叠积分，有效提高电磁吸收调制效率，因此大多数基于 TCOs 材料的调控器件通常采用这样的结构来构建 MOS 电容器结构，并通过施加适当电压以获得 TCOs 材料介电常数近零态，从而实现电吸收调制。其介电常数符合 Drude 模型[20]：

$$\varepsilon=\varepsilon_{\square}-\frac{N_{ITO}q^2}{(\omega 2+i\omega\gamma)\varepsilon_0 m*} \tag{1}$$

上式中 $\varepsilon_{\square}$ 为高频介电常数（$\varepsilon_{\square}=3.9$），$N_{ITO}$ 是 ITO 材料的电子浓度，ω 是角频率，γ 是载流子散射率（$\gamma=1.8\times1014\text{rad/s}$），$m*$ 是载流子有效质量（$m*=0.35m_0$，m_0 为电子质量，$m_0=9.31\times10^{-31}$ kg），q 是电子电荷（$q=1.6\times10^{-19}C$），ε_0 是自由空间介电常数（$\varepsilon_0=8.85\times10^{-12}F/m$）。

为了计算 ITO 载流子浓度受电压控制的变化，根据文献［21］，我们采用了如下简单的模型公式进行计算：

$$N_{ITO}=N_0+\frac{\varepsilon_0\kappa_{SiO_2}\cdot V_g}{q\cdot H_{SiO_2}\cdot H_{acc}} \tag{2}$$

根据文献［15］中，上式中 $N_0=1\times1019cm-3$，是 ITO 的载流子浓度。H_{SiO_2} 为模型结构中绝缘层 SiO2 的厚度，而 H_{acc} 是 SiO2 在 ITO 表面下方积累的自由载流子的厚度。根据

文献［21，22］，$H_{acc}=7nm$，此厚度从下面的仿真研究中也可以得到。对此，我采用 lumerical 公司的 device 软件对施加电压的 ITO 载流子浓度变化进行仿真求解，如图 2（c）所示，施加电压从 0V 至 4V，步长为 0.01V，当电压为 2.35V 时，ITO 激活材料薄膜的载流子浓度为 $6.57\times10^{20}cm^{-3}$，相对应的折射为 1.98+i0.36。而当电压为 0V 时，ITO 激活材料薄膜的载流子浓度为 $0.967\times10^{19}cm^{-3}$，相对应的折射为 0.54+i0.43。接下来在 FDTD 软件仿真时，ITO 材料的折射率采用了上述的折射率进行仿真实验。

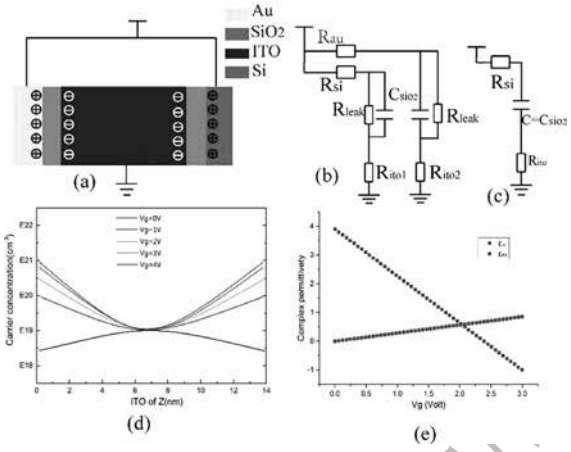


图 2　（a）ITO 施加电压模型（b）模型等效电路（c）模型等效电路简化（d）施加 0-4V 电压，载流子浓度变化情况（e）ITO 的复合介电常数随电压变化情况

Fig. 2　（a）ITO applied voltage model（b）model equivalent circuit（c）model equivalent circuit simplification（d）0-4V applied voltage，change of carrier concentration（e）change of composite dielectric constant of ITO with voltage

传输速率是衡量半加器性能的关键参数指标，图 2（a）的电压控制方式可以等效为如图 2（b）所示的电路，最后可以简化为如图 2（c）所示的简化电路，又根据文献［21］，本文设计的半加器的传输速率可以按照 MOS 结构结传输速率进行计算，用如下公式表示

$$f_{max}=\frac{1}{2\pi RC} \tag{3}$$

上式中，根据电容器 C 由电容器定义，可以表示为

$$C=\frac{\varepsilon_0*\varepsilon*S}{d} \tag{4}$$

上式中，$\varepsilon_0=8.85\times10^{-12}F/m$，$d$ 为 SiO_2 的厚度，S 为电容结面积，即 $S=L_{modulate}*W_{ig}$. R 为硅和 ITO 半导体等效电阻的串联，根据文献［21］，硅电极等效电阻假设为 500Ω。另外，ITO 激活材料薄膜的等效电阻可表示为

$$R=\frac{L}{\sigma S} \tag{5}$$

上式中，L 为 ITO 激活材料薄膜的一半，即 $L=\frac{1}{2}H_{ITO}$，S 为垂直于器件 Z 方向 ITO 激活材料薄膜横截面积 $S=L_{modulate}*W_g$，σ 为 ITO 激活材料薄膜的电导率，即 $\sigma=nq\mu_n$，式中 n 载流子浓度，本设计中假设 $n=N_0$，实际上，非本征半导体施加一定的电压后，载流子浓度将远大于初始浓度[22]，因此，实际上激活材料薄膜的等效电阻比理论计算的要小。根据文献［22］，ITO 激活材料薄膜的载流子迁移率 $\mu_n=20cm^2/V\cdot s$。

根据文献［21］，传输 1bit 需要消耗的功耗可以按照电容充电能量大小（放电不需要消耗能量）来进行计算，可表示为

$$E=\frac{1}{2}*CV^2 \tag{6}$$

由公式（4），计算可得电容容量 $C=\frac{\varepsilon_0*\varepsilon*S}{d}=4.867\times10^{-15}$，因此 $E=13.439\times10^{-15}J$，那么，传输 1bit 需要消耗的功耗为 40.31fJ。同时可以根据公式（3），可以计算得到 $f_{max}=65.434GHz$

消光比和插入损耗是衡量电光半加器性能的关键参数指标，根据消光比的定义［24］，消光比 ER 可用如下公式表示

$$ER=10\log\frac{P_{off}}{P_{on}} \tag{7}$$

同时，根据插入损耗的定义，可用如下公式表示插入损耗

$$IL = 10\log \frac{P_{on}}{P_{injection}} \tag{8}$$

上式中，P_{off} 为 OFF 状态时波导输出的光信号强度，而 P_{on} 为 ON 状态时波导输出的光信号强度，$P_{injection}$ 为注入调制端的光信号强度。

2 仿真实验和讨论

为了深入研究所设计的电光半加器，首先将电光半加器分离为单器件进行研究，如图 3（a）、（b）所示，分别为光信号直通逻辑控制单元和光信号交叉逻辑控制单元。在仿真实验过程中，为了获得较高的仿真精度和可靠的仿真结果，将仿真 mesh 精度设置为 5，光源采用 TM 模式波，波长为 1550nm，将该光源从单器件单元硅波导一端输入，利用功率探测器测量在 ON、OFF 状态和交叉、直通状态时各自的电磁场分布情况。通过仿真实验结果发现，如图 3（c）、（d）所示，直通逻辑控制单元在 ON 状态时，光信号能够顺利传播整条硅波导，而在 OFF 状态时，光信号在通过硅波导时，光信号逐渐减弱，在 x 方向−2.7μm 处，光信号几乎减弱至零。如图 3（e）、（f）所示，交叉、直通逻辑控制单元在交叉状态时，光信号在波导 a 中传输至一半时，倏逝波通过波导 b 耦合到了波导 c 继续往前传播，实现了交叉逻辑功能，而在直通状态时，光信号只能在波导 a 当中继续往前传播。

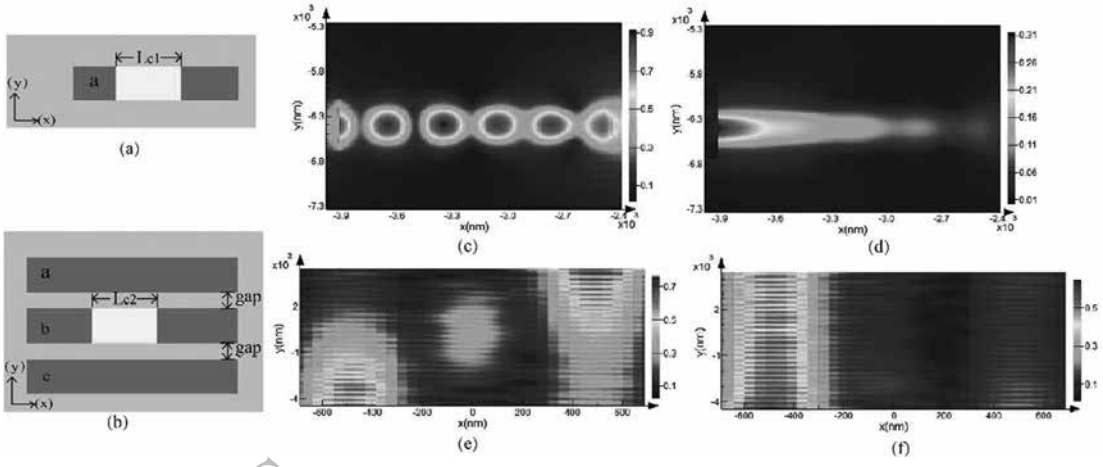


图 3　半加器分离为单器件单元（a）光信号直通逻辑控制单元（b）光信号交叉逻辑控制单元（c）施加电压情况下，光信号直通逻辑控制单元 ON 状态（d）未施加电压情况下，光信号直通逻辑控制单元 OFF 状态（e）施加电压情况下，光信号交叉、直通逻辑控制单元为交叉状态（f）未施加电压情况下，光信号交叉、直通逻辑控制单元为直通状态

Fig. 3　The half adder is separated into a single device unit（a）optical signal pass-through logic control unit（b）optical signal crossover，pass-through logic control unit（c）optical signal pass-through logic control unit ON state（d）optical signal pass-through logic control unit OFF state（E）Crossing state of optical signal crossover and logic control unit（f）Crossing state of optical signal crossover and logic control unit

为了研究模型结构各个参数对器件性能的影响，对模型结构各个参数进行了研究实验，首先研究 ITO 激活材料薄膜的厚度、绝缘层 SiO2 厚度对器件性能的影响，再研究如图 3（a）、（b）中 Lc1、Lc2 的长度和 gap 的宽度对器件性能的影响。

研究 ITO 激活材料薄膜的厚度在 ON 和 OFF 两个状态下，对器件输出功率和消光比的影响。将器件的 SiO2 厚度设置为 20nm，将 ITO 厚度设置为 10nm 至 25nm，步长为 2nm，依次利用探测器探测输出功率，并利用公式计算消光比 ER，将结果绘制于图 4，从图中可以看出，当厚度持续增大，ON 状态输出功率逐渐增大，OFF 状态输出功率也逐渐增大，

在 15nm 处，消光比获得最大，为 18.3 dB，根据文献［21］可知，ITO 的载流子后厚度为 7.5nm，厚度大于 7.5nm 后，ITO 激活材料薄膜对硅基光波导的影响和控制变小，因此在两种状态下，输出功率都变大，但在 OFF 状态下，输出功率随着厚度增加的变化率更大，因此，ER 逐渐变小。通过上述实验分析，ITO 薄膜厚度应设置为 15nm。

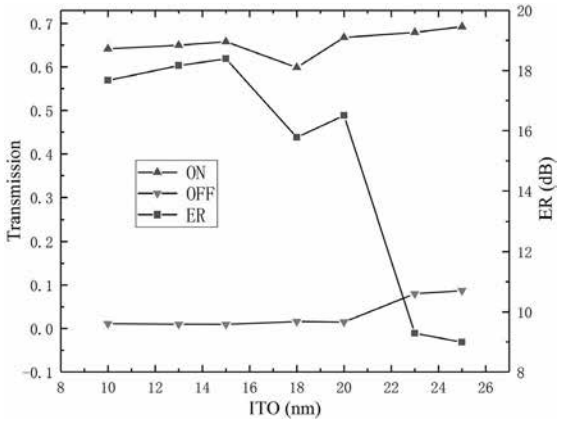


图 4　不同 ITO 厚度情况下 ON 和 OFF 状态的透射率和 ER

Fig. 4　Transmittance and ER in ON and OFF states for different ITO thicknesses

接着研究绝缘层材料 SiO2 材料厚度在 ON 和 OFF 两个状态下，对器件输出功率和消光比的影响。实验中，将 ITO 激活材料薄膜的厚度设置为 15nm，将绝缘层材料 SiO2 厚度设置为 10～20nm，步长 1nm，依次利用探测器探测输出功率，并利用公式计算消光比 ER，将结果绘制于图 5，从图中可以看出，当厚度持续增大，ON 状态输出功率逐渐增大，OFF 状态输出功率也逐渐增大，而在 10nm 增大至 14nm 过程中，消光比 ER 依次增大，而至 15nm 之后持续增大，消光比 ER 反而逐渐减小。原因是绝缘层材料 SiO2 厚度对 OFF 状态的功率输出影响更大，当绝缘层材料 SiO2 厚度持续增大时，OFF 状态的功率输出增大率比 ON 状态的功率输出增大率更大，因此，通过上述实验分析，绝缘层材料 SiO2 厚度应设置为 14nm。

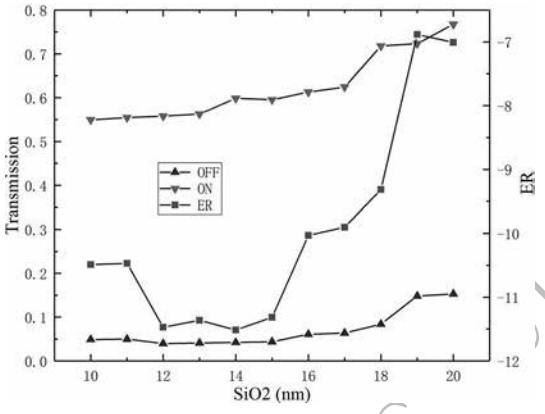


图 5　不同 SiO2 厚度情况下 ON 和 OFF 状态的透射率和 ER

Fig. 5　Transmittance and ER in ON and OFF states for different SiO2 thicknesses

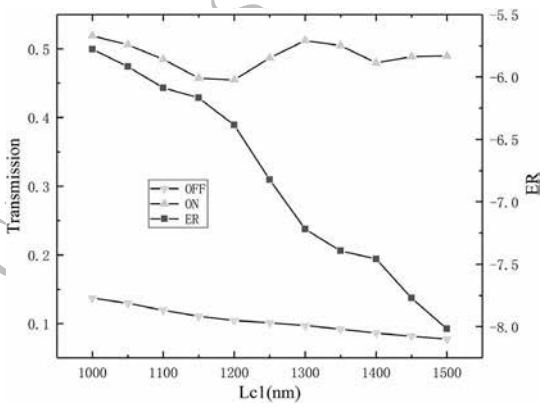


图 6　不同长度 Lc1 情况下 ON 和 OFF 状态的透射率和 ER

Fig. 6　Transmittance and ER in ON and OFF states with different lengths of Lc1

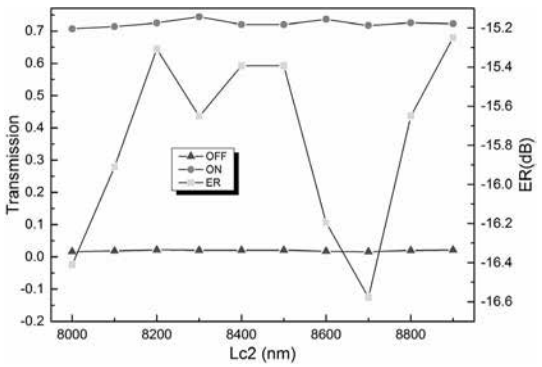


图 7　不同长度 Lc2 情况下 ON 和 OFF 状态的透射率和 ER

Fig. 7　Transmittance and ER in ON and OFF states with different lengths of Lc2

为了研究 Lc1 和 Lc2 长度对器件特性的影响，通过改变调制区域的长度 Lc1 和 Lc2，将 Lc1 设置为 1000nm 至 1500nm，步长为 100nm，另外将 Lc2 设置为 8000nm 至 8900nm，步长为 100nm。首先研究 Lc1，通过仿真软件的功率探测器将 ON 和 OFF 状态下各自功率的输出进行扫描，然后根据公式(7)，计算出消光比 ER，最后将 ON 状态输出功率、OFF 状态输出功率和消光比 ER 根据长度变化的曲线绘制于图 6，从图中可知，ON 状态输出功率和 OFF 状态输出功率随着 Lc1 长度增加逐渐减小，而 OFF 状态输出功率减小得更快，因此，消光比 ER 随着 Lc1 长度增加而逐渐增加，为了获得较好的消光比 ER、插入损耗 IL 和尺寸，Lc1 应该设置在 1300nm 至 1400nm 之间。同样的方法研究 Lc2，并将实验结果绘制于图 7，由图中可知，ON 状态输出功率和 OFF 状态输出功率随着 Lc2 长度变化而呈一定规律性变化。

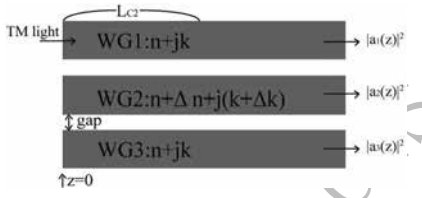


图 8　三条平行硅基波导耦合模型

Figure 8　Three parallel silicon-based waveguide coupling model

图 2（b）中的器件模型可以采用文献[24]中的给出的三波导定向耦合光学传输模型进行描述，模型如图 8 所示，其传播方程可以描述为：

$$-i\frac{da_1}{dz}=\beta_1 a_1+\kappa_{12}a_2 \tag{9}$$

$$-i\frac{da_2}{dz}=\beta_2 a_2+\kappa_{21}a_1+\kappa_{23}a_3 \tag{10}$$

$$-i\frac{da_3}{dz}=\beta_1 a_3+\kappa_{32}a_2 \tag{11}$$

上式中 $\beta=2\pi n/\lambda$，κ 为耦合系数，κ_{21}、κ_{12}、κ_{32}、κ_{23} 依次表示为波导 WG1 至 WG2、WG2 至 WG1、WG3 至 WG2 和 WG3 至 WG2 的定向耦合系数，$\kappa_{12}=\kappa_{32}=\kappa^*$，$\kappa_{21}=\kappa_{23}=\kappa$，且它和器件模型的 gap 和 lc2 有关，z 为传播方向的位置。当初始条件设置 $|a_1|(0)=1$，$|a_2|(0)=|a_3|(0)=0$，忽略波导 1 和波导 3 之间的耦合影响，方程的解为：

$$|a_1|2(z)=\frac{1}{4}\frac{e-a_{am}z}{4\gamma 2+b2}\left\{\begin{array}{l}\left[\Delta\beta\cosh\left(\frac{bz}{2}\right)+2\gamma\sinh\left(\frac{bz}{2}\right)\right]^2+\left[a_{am}\cosh\left(\frac{bz}{2}\right)+b\sinh\left(\frac{bz}{2}\right)\right]^2\\ -(\Delta\beta+a^2{}_{am})+[2\gamma\cos(\gamma z)+a_{am}\sin(\gamma z)]^2+[b\cos(\gamma z)-\Delta\beta\sin(\gamma z)^2]\end{array}\right\}$$
$$+\frac{1}{4}\frac{2e-\frac{a_{am}z}{2}}{4\gamma 2+b2}\left\{\begin{array}{l}\left[-\left(\Delta\beta\gamma-2\gamma^2+\frac{a_{am}b}{2}-b^2\right)\cos\left(\frac{\Delta\beta}{2}+\gamma\right)z+\left(a_{am}\gamma-\frac{\Delta\beta b}{2}\right)\sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}+\gamma\right)z\right]e^{-\frac{bz}{2}}\\ +\left[\left(\Delta\beta\gamma+2\gamma^2+\frac{a_{am}b}{2}+\frac{b^2}{2}\right)\cos\left(\frac{\Delta\beta}{2}-\gamma\right)z-\left(a_{am}\gamma-\frac{\Delta\beta b}{2}\right)\sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}-\gamma\right)z\right]e^{-\frac{bz}{2}}\end{array}\right\}+\frac{1}{4} \tag{12}$$

$$|a_2(z)|^2=\frac{|\kappa|^2 e-a_{am}z}{4\gamma^2+b^2}[e^{bz}+e^{-bz}-2cos(2\gamma z)] \tag{13}$$

$$|a_3|^2(z)=\frac{1}{4}\frac{e-a_{am}z}{4\gamma^2+b^2}\left\{\begin{array}{l}\left[\Delta\beta\cosh\left(\frac{bz}{2}\right)+2\gamma\sinh\left(\frac{bz}{2}\right)\right]^2+\left[a_{am}\cosh\left(\frac{bz}{2}\right)+b\sinh\left(\frac{bz}{2}\right)\right]^2\\ -(\Delta\beta+a^2{}_{am})+[2\gamma\cos(\gamma z)+a_{am}\sin(\gamma z)]^2+[b\cos(\gamma z)-\Delta\beta\sin(\gamma z)^2]\end{array}\right\}$$

$$-\frac{1}{4}\frac{2e^{-\frac{a_{am}z}{2}}}{4\gamma^2+b^2}\left\{\begin{array}{l}\left[-\left(\Delta\beta\gamma-2\gamma^2+\frac{a_{am}b}{2}-\frac{b^2}{2}\right)\cos\left(\frac{\Delta\beta}{2}+\gamma\right)z+\left(a_{am}\gamma-\frac{\Delta\beta b}{2}\right)\sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}+\gamma\right)z\right]e^{-\frac{bz}{2}}\\+\left[\left(\Delta\beta\gamma+2\gamma^2+\frac{a_{am}b}{2}+\frac{b^2}{2}\right)\cos\left(\frac{\Delta\beta}{2}-\gamma\right)z-\left(a_{am}\gamma-\frac{\Delta\beta b}{2}\right)\sin\left(\frac{\Delta\beta}{2}-\gamma\right)z\right]e^{\frac{bz}{2}}\end{array}\right\}+\frac{1}{4} \tag{14}$$

上列式中，$\Delta\beta=\beta_{2r}-\beta_1$，$b$ 和 γ 从式子 $2\gamma+ib=\sqrt{\beta^2-a_{am}^2+2\ (\pi/L_{C2})^2+2ia_{am}\Delta\beta}$ 和 $L_{C2}=\pi/2|k|$ 求解得到，可以给出

$$\left\{\begin{array}{l}b=0,\ \gamma=\dfrac{\sqrt{-a_{am}^2+2\ (\pi^2/L_{c2}^2)}}{2}\quad \Delta\beta=0, a_{am}^2<2\ (\pi^2/L_{c2}^2)\\ b=\sqrt{a_{am}^2-2\ (\pi^2/L_{c2}^2)},\ \gamma=0\quad \Delta\beta=0, a_{am}^2>2\ (\pi^2/L_{c2}^2)\\ b=\dfrac{a_{am}\Delta\beta}{2\gamma},\ \gamma=\left[\dfrac{\left(\Delta\beta^2-a_{am}^2+\dfrac{2\pi^2}{L_{c2}^2}\right)+\sqrt{\left(\Delta\beta^2-a_{am}^2+\dfrac{2\pi^2}{L_{c2}^2}\right)+4a_{am}^2\Delta\beta^2}}{8}\right]^{\frac{1}{2}}\quad \Delta\beta\neq0\end{array}\right. \tag{15}$$

由上式分析可知，只要改变波导 WG2 的折射率，即可改变波导 WG1 和 WG3 定向耦合的电磁场分布，而本设计利用注入载流子-电子至 ITO 薄膜以达到其折射率的改变，完成电磁场的调控，最后实现半加器功能。另外，本次实验现象符合基本定向耦合理论，波导中的电磁波能量呈周期性变化，为了获得较好的消光比 ER、插入损耗 IL 和尺寸，Lc2 长度应该设置在 8600nm 至 8800nm 之间。

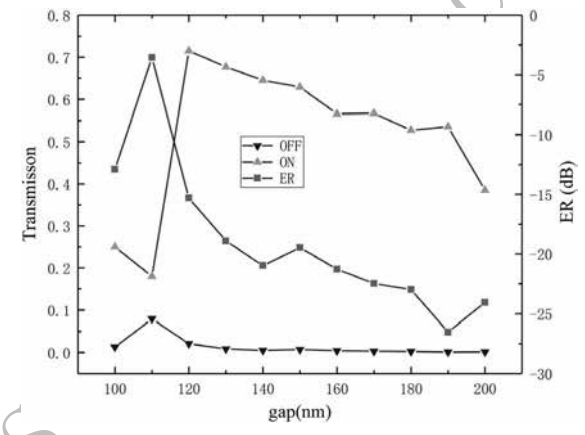


图 9　不同 gap 参数情况下 ON 和 OFF 状态的透射率和 ER

Fig. 9　Transmittance and ER in ON and OFF states with different gap parameters

根据耦合模理论[23]，当波导距离足够远时，没有发生耦合，他们具有各自的电磁波场和各自的传播常数，当两个波导距离足够近时，发生了耦合现象，且耦合强度与耦合距离呈指数关系。由耦合模理论可知，本设计的器件模型中的 gap 参数对器件的性能影响较大，因此本模型结构中，需要设计实验对 gap 参数进行研究，先将 ITO 和 SiO2 的厚度分别设置为 15nm 和 14nm，Lc2 的长度设置为 8700nm，然后将 gap 设置为 100nm 至 200nm，步长 10nm，通过仿真软件的功率探测器将 ON 和 OFF 状态下各自功率的输出进行扫描，然后根据公式（7），计算出消光比 ER，最后将 ON 状态输出功率、OFF 状态输出功率和消光比 ER 根据长度变化的曲线绘制于图 8，从图中的 ON 状态的透射率可知当 gap 从 120nm 开始，透射率逐渐减少，符合耦合模理论，耦合距离越小，耦合强大越大。当 gap 小于 120nm 时，耦合强度骤然减小，发生这种情况的原因是，当 gap 距离持续变小时，导致两个光膜之间相互压缩，导致耦合模理论失效[23]。同样，OFF 状态的透射率也有类似的现象，只是它的透射率峰值在 110nm 处，为了获得较好的插入损耗 IL 和消光比 ER，如图 9 所示，gap 应设置为 140nm。

通过上述仿真实验，研究了器件模型中 ITO、SiO2 的厚度和 gap 的距离，以及 Lc1、Lc1 的长度，最后将仿真实验得到最优化的模型结构参数填于表 1 中。

表 **1** 器件模型最优化的参数

Table 1 Optimized parameters of the device model

Parameter	Values（nm）
ITO	15
SiO2	14
gap	140
Lc1	1350
Lc2	8700

最后将优化过的参数进行整个半加器的仿真实验，按照表 2 中的两位二级制加法功能，给半加器的逻辑控制区域 x、y 依次施加 00、10、01、11 控制逻辑，并测试输出端 sum、carry 的输出功率，如图 8 所示，在器件的 Z 切面方向探测电磁场的分布情况。仿真通过实验发现，当逻辑控制区域 x、y 施加 00 时，如图 10（a）电磁场分布情况可知，电磁波沿着 a 波导一直往前传输，并在 a 波导的末端被逻辑控制区域 y 关闭，即 OFF 状态，光信号不同通过 carry，而在 sum 输出端，亦没有光信号输出，实现了 00 位二级制加法功能（由于控制逻辑在波导末端，光场分布图看起来似乎不吸收，而实际上探测器数值表明是吸收的，输出端几乎没有光能量输出）。当逻辑控制区域 x、y 施加 10 时，如图 10（b）电磁场分布情况可知，电磁波沿着 a 波导往前传输时，在第一个逻辑控制区域 y 实现了 CROSS，光信号传输到了 c 波导，最后，光信号通过 sum 输出，而在 carry 输出端，没有光信号输出，实现了 10 位二级制加法功能。当逻辑控制区域 x、y 施加 01 时，如图 10（c）电磁场分布情况可知，电磁波沿着 a 波导往前传输时，在第二个逻辑控制区域 x 实现了 CROSS，光信号传输到了 c 波导，最后，光信号通过 sum 输出，而在 carry 输出端，没有光信号输出，实现了 01 位二级制加法功能。当逻辑控制区域 x、y 施加 11 时，如图 10（d）电磁场分布情况可知，电磁波沿着 a 波导往前传输时，在第一个逻辑控制区域 y 实现了 CROSS，光信号传输到了 c 波导，接着，在第二个逻辑控制区域 x 再次 CROSS，光信号回到了 a 波导，最后，光信号通过 carry 输出，而在 sum 输出端，没有光信号输出，完成了二进制进位功能，实现了 11 位二级制加法功能。

表 **2** 两位二级制加法功能真值表

Table 2 Truth table of two-digit two-level addition function

iput		sum	carry
x	y		
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

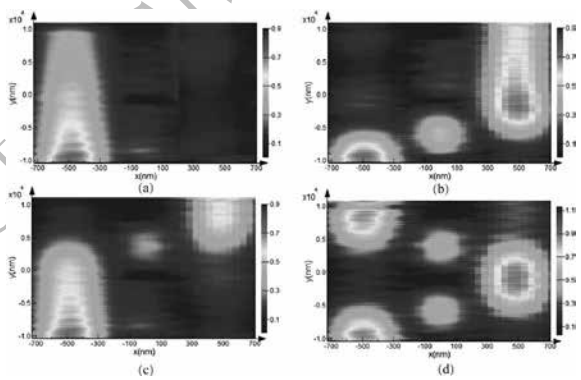


图 10 半加器器件仿真电磁场分布图（a）逻辑控制区域 x、y 施加 00 电磁场分布图（b）逻辑控制区域 x、y 施加 10 电磁场分布图（c）逻辑控制区域 x、y 施加 01 电磁场分布图（d）逻辑控制区域 x、y 施加 11 电磁场分布图

Fig. 10 Semi-adder device simulation electromagnetic field distribution diagram（a）logic control area x，y applied 00 electromagnetic field distribution diagram（b）logic control area x，y applied 10 electromagnetic field distribution diagram（c）logic control area x，y applied 01 Electromagnetic field distribution diagram（d）Logic control area x，y applied 11 electromagnetic field distribution diagram

在上述整个半加器的仿真实验过程中，将每次改变的逻辑控制状态的 sum 和 carry 端的输出功率记录并填至表 3 中，从表中可知，在输出 0 状态时，最大输出功率仅为

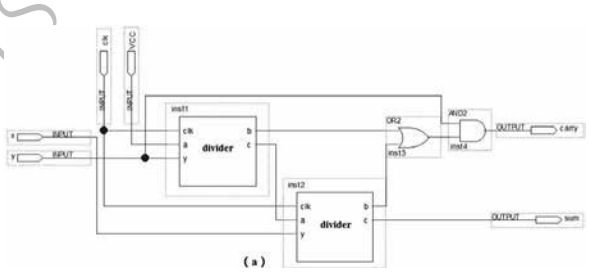
0.00038，而在在输出 1 状态时，最小输出功率为 0.55081。在输入端功率为 1 的光信号，仿真实验表明，器件的耦合效率为 62.53%，并根据公式（8），可以计算出器件的插入损耗 IL，最后根据消光比公式（7）计算出器件的消光比 ER，经计算，半加器最大的插入损耗为逻辑控制区域 x、y 施加 01 逻辑时，为 0.63044dB。而最小的消光比为逻辑控制区域 x、y 施加 11 逻辑时，为 31.73dB。最后，上述计算得的各个消光比 ER 和插入损耗 IL 数据填入表 3。

表 **3**　电光半加器性能参数表

Table 3　Electro-optical half-adder performance parameters

iput		sum	carry	ER	IL
x（volt）	y（volt）			（dB）	（dB）
0	0	0.00035	0.00026	\ \	\ \
2.35	0	0.54762	0.00021	34.7387	0.57609
0	2.35	0.54081	0.00019	35.1733	0.63044
2.35	2.35	0.00038	0.56622	31.73202	0.43103

接着进行电光半加器的动态仿真，电光半加器的可以等效为图 11（a）中的电路，图 11（a）中的 divider 模块电路功能由图 11（b）中的电路实现，两个 divider 模块相当于电光半加器中的光信号交叉逻辑控制单元，而 AND2 相当于电光半加器中的光信号直通逻辑控制单元。利用 device 软件进行 charge 仿真，通过仿真发现，其传输速率和利用公式（3）计算值相近，因此本次仿真将输入电信号设置为 50*GHz*，输入电压 2.35 V，在 Vivado 和 PSPice 仿真器中进行模拟仿真，仿真波形如图 12 所示。



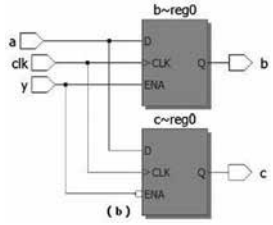


图 11　电光半加器的等效仿真电路

Fig. 11　Equivalent simulation circuit of electro-optical half adder

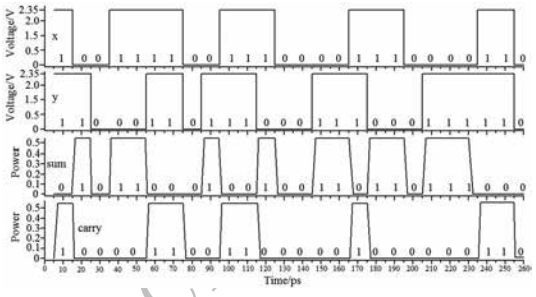


图 12　数据传输速率下动态响应图

Figure 12　Dynamic response graph at data transmission rate

在 device 中仿真分析得到的电光转换时延为 3.56ps，此参数在 Vivado 和 PSPice 仿真器得到设置，如图 12 所示，仿真过程中，在 100*bit/S* 的数据传输速率情况下，在 x 和 Y 输入端分别加载电信号序列串为‘ 10011100111000011100000110 ’ 和‘11000110111000111000111110’，在输出端 sum 和 carry 依次分别输出序列串为‘ 01011000100100110110111000 ’ 和‘10001100110000010000000110’，从数据串分析可知，电光半加器能实现正确的逻辑功能，另外由于加入了电光转换时延，由图中波形和仿真分析可知，波形的上升沿和下降沿都有一定延迟，但不影响电光半加器的逻辑正确性。

3　结论

本文设计了一种基于 Epsilon-Near-Zero ITO 集成硅基波导的电光半加器，通过仿真实验，验证了设计方案的可行性，优化了器件模型参数，使得器件模型结构的参数得到优

化，最后对优化后的器件进行了仿真求解，实验结果发现，逻辑控制区域 x、y 分别在施加电压 0V 或 2.35V 的情况下，实现了两位二进制逻辑加的全部功能，测试了最小消光比 ER 和最大插入损耗 IL，分别为 31.73dB 和 0.6304dB。最后，通过 device、Vivado 和 PSPice 仿真软件动态仿真了该电光半加器，验证和分析了其逻辑正确性和性能。由于器件尺寸紧凑，同时硅基光子器件具有与互补金属氧化物半导体（CMOS）工艺相互兼容等特点，有利于制造工艺和系统集成。本设计的器件结构模型可以容易地设计成为基本与或非等基础逻辑单元。本设计和仿真实验，为高速电光混合光学逻辑器件设计和实现提供了理论依据。

参考文献：

[1] 孙凝晖，谭光明．高性能计算机发展与政策［J］．中国科学院院刊，2019，34（06）：609-616.
SUN Ninghui，TAN Guangming. Development and policy of high performance computer［J］. Bulletin of Chinese Academy of Sciences，2019，34（06）：609-616

[2] 金钟，陆忠华，李会元，迟学斌，孙家昶．高性能计算之源起——科学计算的应用现状及发展思考［J］．中国科学院院刊，2019，34（06）：625-639.
Jin Zhong，Lu Zhonghua，Li Huiyuan，Chi Xuebin，sun Jiachang. The origin of high-performance computing：application status and development thinking of scientific computing［J］. Bulletin of Chinese Academy of Sciences，2019，34（06）：625-639

[3] Service R F. Chipmakers look past Moore's law，and silicon［J］. *Science*（*New York，NY*），2018，361（6400）：321.

[4] Ye P，Ernst T，Khare M V. The last silicon transistor：Nanosheet devices could be the final evolutionary step for Moore's Law［J］. *IEEE Spectrum*，2019，56（8）：30-35.

[5] 董文婵．基于标准逻辑单元的全光可编程逻辑阵列研究［D］．华中科技大学，2018.
DongWenchan. Research on all-optical programmable logic array based on standard logic unit［D］. Huazhong University of science and technology，2018

[6] Granpayeh A，Habibiyan H，Parvin P. Photonic crystal directional coupler for all-optical switching，tunable multi/demultiplexing and beam splitting applications［J］. *Journal of Modern Optics*，2019，66（4）：359-366.

[7] Janani K，Rajesh A，Shankar T. Design of an optical half-adder using cohesive twin-structured PCRR［J］. *Journal of Computational Electronics*，2018，17（2）：837-844.

[8] 王蒙，蒋同海，唐新余，张岩．光通信网络中的信号导向逻辑器件设计［J］．半导体光电，2018，39（06）：802-805+814.
WangMeng，Jiang Tonghai，Tang Xinyu，Zhang Yan. Signal oriented logic device design in optical communication network［J］. Semiconductor optoelectronics，2018，39（06）：802-805 + 814

[9] 张杰，李仕琪，丁健，汪鹏君，陈伟伟．基于石墨烯-硅混合集成光波导的电光半加器［J］．光电子·激光，2018，29（08）：805-810.
ZhangJie，Li Shiqi，Ding Jian，Wang Pengjun，Chen Weiwei. Electro optical half adder based on graphene silicon hybrid integrated optical waveguide［J］. Optoelectronics · laser，2018，29（08）：805-810

[10] Rezaei M H，Zarifkar A. Subwavelength electro-optical half-subtractor and half-adder based on graphene plasmonic waveguides［J］. *Plasmonics*，2019，14（6）：1939-1947.

[11] Dong G，Wang Y，Zhang X. High-contrast and low-power all-optical switch usingFano resonance based on a silicon nanobeam cavity［J］. *Optics letters*，2018，43（24）：5977-5980.

[12] Sun S，Narayana V K，Sarpkaya I，et al. Hybrid photonic-plasmonic nonblocking broadband 5 × 5 router for optical networks［J］. *IEEE Photonics Journal*，2017，10（2）：1-12.

[13] Yahya M R，Wu N，Yan G，et al. RoR：A Low Insertion Loss Design of Rearrangeable Hybrid Photonic-Plasmonic 6x6 Non-Blocking Router for ONoCs

［J］. *IEICE Electronics Express*, 2019: 16. 20190346.

［14］祁媚. 石墨烯薄膜的可控制备及其光调控特性与器件研究［D］. 西北大学, 2017.
Qi Mei. Controllable preparation of graphene film and its optical control properties and devices［D］. Northwest University, 2017

［15］Yan-YanXie, Xiao-Hui Hu, Yan-Wen Zhang, Fazli Wahid, Li-Qiang Chu, Shi-Ru Jia, Cheng Zhong. Development and antibacterial activities of bacterial cellulose/graphene oxide-CuO nanocomposite films［J］. *Carbohydrate Polymers*, 2020, 229.

［16］YanZhao, Guangjian Xing, Ya'nan Zhao, Chenrui Yu, Qingjun Liu, Chang Zhao, Yan Li. Graphene aerogel modified with a vanadium nitride film by a sputtering method for use in high-performance supercapacitors［J］. *Materials Letters*, 2020, 261.

［17］钟东洲, 计永强. 周期性极化铌酸锂晶体的电光复合逻辑门［J］. 光子学报, 2015, 44（05）: 34-41.
Zhong Dongzhou, Ji Yongqiang. Electro optic composite logic gate of periodically polarized lithium niobate crystal［J］. Acta PHOTONICA Sinica, 2015, 44（05）: 34-41

［18］王兰, 董渊, 高嵩, 陈奎一, 房法成, 金光勇. 钙钛矿材料在激光领域的研究进展［J］. 中国光学, 2019, 12（05）: 993-1014.
Wang Lan, Dong Yuan, Gao Song, ChenKuiyi, Fang facheng, Jin Guangyong. Research progress of perovskite materials in laser field［J］. China Optics, 2019, 12（05）: 993-1014

［19］Alok Kumar, Sarang Medhekar. All optical NOR and NAND gates using four circular cavities created in 2D nonlinear photonic crystal［J］. *Optics and Laser Technology*, 2020, 123

［20］Ma Z, Li Z, Liu K, et al. Indium-tin-oxide for high-performance electro-optic modulation［J］. *Nanophotonics*, 2015, 4（1）: 198-213.

［21］Badr M M, Abdelatty M Y, Swillam M A. Ultra-fast silicon electro-optic modulator based on ITO-integrated directional coupler［J］. *Physica Scripta*, 2019, 94（6）: 065502.

［22］傅英, 徐文兰, 陆卫. 半导体量子电子和光电子器件［J］. 物理学进展, 2001, 21（3）: 255-277.
Fu Ying, XuWenlan, Lu Wei. Semiconductor quantum electronic and optoelectronic devices［J］. Progress in physics, 2001, 21（3）: 255-277

［23］Bellanca G, Orlandi P, Bassi P. Assessment of the orthogonal and non-orthogonal coupled-mode theory for parallel optical waveguide couplers［J］. *JOSA A*, 2018, 35（4）: 577-585.

［24］Soref R. Mid-infrared 2× 2 electro-optical switching by silicon and germanium three-waveguide and four-waveguide directional couplers using free-carrier injection［J］. Photonics Research, 2014, 2（5）: 102-110.

15. 院长论坛

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

无人值守实验室网络化智能管理系统构建

丁 宇*

南京信息工程大学自动化学院 江苏 南京

摘 要：为提升实验室资源的利用效率，本文提出了一种针对实验室开放运行的智能管理系统。该系统结合门禁管理、身份信息识别、仪器指纹开关、记录转发、信息网络化等技术，实现了对开放运行实验室的全方位管理。本文优化了对仪器有效使用率的统计方法，并且实现复杂权限变更的网络化，为实验室的无人值守、开放运行提供先进的管理手段，能够有效提升实验室开放运行时间和管理效率；同时信息网络化也使仪器使用情况更加便于查询。

关键词：实验室 开放运行 无人值守 有效使用率 智能管理

0 引言

科学仪器是科学研究和技术创新的基础条件，是衡量一个国家科技发展水平的重要标志。近年来，通过知识创新工程、211 工程、985 工程以及 863、973、仪器重大专项等多项科技计划和项目，我国科研院所和高校的实验室研发和购置了相当数量的大型科学仪器，据不完全统计 5000 台以上，为推动我国科技进步发挥了重要的作用。但与此同时，由于存在管理手段和运行机制多方面的原因，相当一部分实验室的仪器资源的利用率不高，资源浪费严重，长此下去，不利于国家整体科研水平的提高和科技创新。

为了解决上述问题，国家鼓励高校实验室实施开放运行，将已有的实验室资源更好的利用起来，而实验室开放运行的有效管理逐渐成为人们关注的焦点。近年来，很多研究团队针对这一问题开展了诸多的研究[1-10]，提出了多种开放运行的技术手段。清华大学等单位联合承担的高等学校仪器设备和优质资源共享系统（CERS）的建设，在实验室资源建设整合、开放服务、共享运行和管理机制等方面开展了有益的探索。而现阶段的实验室管理系统主要侧重于安防门禁方面[11-12]，忽视了进出人员信息的网络化和对实验室内仪器使用权限、使用信息的管理。

本文主要研制了一种针对无人值守实验室的综合管理系统，集成了门禁管理、身份信息识别、仪器指纹开关、信息记录转发、信息网络化等功能。本系统为实验室的开放运行提供了一种自动化、智能化的先进管理手段，使实验室在无人值守的情况下也能 24 小时全天候开放，提高了实验室开放运行的时间和管理效率，使科学仪器设备在科研工作中的支持作用得到更好的发挥。

1. 系统设计

系统框架如图 1 所示。本系统同时管理多个实验室，服务器通过网络与各个实验室保持通信。

每个实验室在门外安装射频读卡器，以

通信作者：丁宇（1989-），男，博士，讲师，主要从事仪器研制及网络化方向

项目支持：南京信息工程大学人才启动项目（2243141701023）；江苏省高校自然科学研究面上项目（17KJB535002）.

STC89C51RD+为中央处理单元的门禁控制板与射频读卡器配合工作。进入实验室：当有实验人员刷卡请求进门时，门禁控制板获取卡内 ID 号，并确定该 ID 号在此时间段内是否有权限进入实验室，比对通过后打开电磁锁，记录下 ID 号和开门时间；离开实验室：当实验结束离开实验室时，实验人员按下开门按键，并在一定时间内刷卡锁门，门禁控制板记录下关门时间。

指纹开关用于实验室内仪器的控制：实验人员做样准备工作完成后，正式开始实验需要录入指纹，通过指纹确定此人是否有权限开启仪器，验证通过后记录开机时间；实验结束后，同样需要录入指纹关闭仪器，记录关机时间。

转发记录器主要负责信息的存储和转发：由门禁控制板产生的进出人员信息、开关门信息以及由指纹开关产生的操作人员信息、开关仪器信息都在转发记录器先做本地存储（SD 卡存储），再通过以太网传输至总服务器。

服务器负责接收转发记录器传递来的数据，并实时显示相关信息。

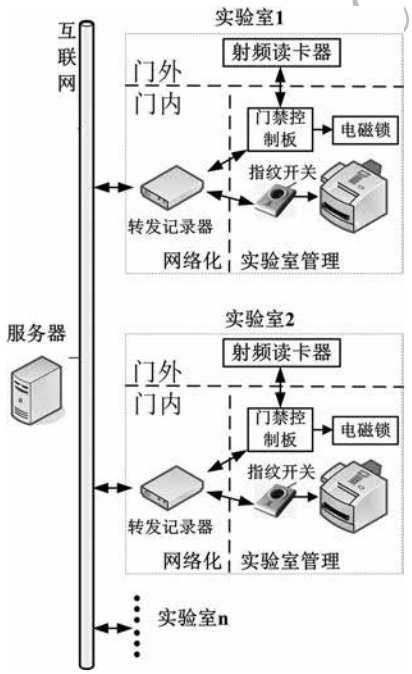


图 1. 系统框架

2. 系统管理方法的两点优化

2.1 仪器有效使用率的统计算法优化

常规的开放实验室管理系统在统计仪器的有效使用率时，主要关注的是实验人员在实验室内所处时间这一个信息。他们往往将这个时间看作仪器运行的时间，最终统计出对应的仪器有效使用率。考虑到某些实验在进行之前所需的前处理工作等方面，这种算法不够合理，它将仪器的运行时间提高了。

本系统为了更加科学的统计仪器有效使用率，添加了仪器指纹开关。当实验人员准备完毕，需要录入指纹开启仪器；实验结束后需录入指纹关闭仪器。这一措施保证了开启仪器的人员都是获得授权、能够正确操作仪器的，同时很好的区分开做样准备时间和实际操作时间，准确的记录了仪器有效的工作时间。

依据上述方案，本文对仪器的有效使用率划分两个方面：仪器自身有效使用率的统计及实验人员对仪器有效使用率的统计。仪器自身有效使用率的统计：在统计时间段内，获取仪器有效的工作时间，按照此时间在统计时间段内所占的比例，计算仪器自身有效使用率；实验人员对仪器有效使用率的统计：该实验人员在申请实验时间段内，仪器的有效运行时间所占的比例，即为实验人员对仪器的有效使用率。以拉曼分析仪器为例，区别与常规仪器有效运行时间统计方法，即仪器开关机时间，本系统通过消息机制的方式精准获取仪器中激光光源开启和关闭的时间信息作为仪器有效的运行时间，能够客观记录这类仪器的有效时间。

2.2 权限变更方法的优化

现有的开放实验室管理系统，当实验人员的权限发生变化时，需要实验人员到现场通过射频读卡器重新设置权限。这个过程花费实验人员和管理人员大量的时间，给管理带来许多不必要的麻烦。

本系统内，实验人员的权限全部由服务器统一管理。当实验人员预约实验后，服务器自动生成对应的权限，并立刻将该权限的变动经转发记录器通知门禁控制板。当超过实验人员预约的时间段，服务器立即通知删除该实验人员的权限。

权限修改流程，主进程中首先建立管道，并关闭写管道描述符，只保留读管道描述符。该管道是为了与修改权限子进程保持通信。主进程在建立通信管道后，打开控制无线通信模块的串口，并开始同时监听串口与管道信息。如果管道中有数据出现，则表示门禁板权限更新了，需要立刻与门禁板通信并修改其权限；如果串口中出现数据，则表示门禁板与记录器有信息交流，需要记录器进行数据处理。处理完毕后，主进程重新开始监听这两个信息通道。

在权限修改子进程中，关闭读管道描述符，保留写管道描述符，形成“子进程写，主进程读”的单向通道。该子进程就开始等待接收服务器传来的最新权限，接收完成后，通过管道发送信息，告知主进程这一事件的发生。在主进程中完成权限修改的详细工作。

3. 结论

本系统能够实时记录进出实验室人员的信息，并将信息网络化；仪器指纹开关有效的控制了操作仪器的人员范围，确保只有能够正确使用仪器并获得授权的人员才能开启仪器。

本文研制了一种网络化的无人值守实验室综合管理系统，实现了开放实验室在无人值守情况下的正常运行。本系统改进了仪器有效使用率统计方法和修改权限方法，实验室的开放运行提供了一种自动化、智能化的先进管理手段，提高了实验室开放运行的时间和管理效率，使科学仪器设备在科研工作中的支持作用得到更好的发挥。

参考文献：

[1] A. Rawal，RFID：The Next Generation Auto－ID technology［J］. Microwave Journal，2009，52（3）：58-76.

[2] 田地，邱春玲，杨智君，等. 大型科学仪器工作状态监测系统简介［J］. 实验技术与管理，2005，22（12）：4-5.

[3] 马骏骁，李伟，杨智君，等. 科学仪器工作状态监测装置的设计与实现［J］. 分析化学，2007，35（3）：466-468.

[4] X. Lu，D. Tian，Y. He，L. Yao，R. Fan. Web－Based Virtual Laboratory for Electron Probe Microanalysis［J］. Computer Applications in Engineering Education，2015，23（4）：489-498.

[5] 罗剑文. 引入物联网概念的实验室仪器开放管理模型［J］. 实验室研究与探索，2016，35（10）：275-280.

[6] Margaret V，Root Kustritz. Canine Theriogenology for Dog Enthusiasts：Teaching Methodology and Outcomes in a Massive Open Online Course（MOOC）［J］. Journal of Veterinary Medical Education，2014，41（1）：9-18.

[7] J. Domitner，A. Kharicha，M. H. Wu，and A. Ludwig，Application of microprobe analysis to the reconstruction and characterization of dendritic structures，Metal Mater Trans A，2013，44：607-616.

[8] 刘华，俎立峰. 基于 ARM 和射频识别技术的门禁系统设［J］，微计算机信息，2010，26（1-2）：101-102.

[9] Carolyn King，Andrew Robinson，James Vickers，et al. Online education：Targeted MOOC captivates students［J］. Nature，2014，505（7481）：26.

[10] 王刚刚，顾玲玲，王正. 高校实验室智能化管理系统建设的硬软件开发应用［J］. 木工机床，2015（3）：19-21.

[11] 叶小乐. 基于校园一卡通的实验室门禁系统［J］. 电脑知识与技术：学术交流，2011，07（19）：4741-4742.

[12] 张世杰，文福安. 基于网络实验教学平台的门禁管理系统的研究与实现［J］. 软件，2016，37（11）：47-50.

大学教育中视觉信息处理类课程实验实践环节设置的探讨

韩芳芳，朱均超，刘　斌，孙　磊

（天津理工大学 电气电子工程学院，天津，300384）

摘　要：计算机视觉技术因客观、准确、高效等优点，成为近年来信息技术研究与应用的热点，视觉信息处理类课程也逐步成为理工科专业的热点课程。但因该类课程理论性强、数学算法繁杂，对于学生的理解和掌握有较大难度。理论与实践相结合是让学生更好掌握理论知识，并且学以致用的有效方法。由此本文探讨了针对图像处理和计算机视觉类课程的实验实践环节设置方案，提出一种由软件程序仿真实验、硬件实验台实验和学生科技竞赛实践构成的循序渐进的实验实践环节设置方案。

关键词：实验教学　实践能力　计算机视觉　图像处理

Discussion of Experimental and Practice Teaching Plan for Image Processing and Computer Vision Courses

HanFangfang，　Zhu Junchao，　Liu Bin，　Sun Lei

Tianjin University of Technology，School of Electrical and Electronic Engineering，Tianjin，300384

Abstract：For the advantages of objective，accurate and efficient，computer vision has become a hot spot for information technology study and application in recent years，and curriculums of vision information processing also become hot courses for science and engineering universities. Because of the complex algorithm and theory，those courses is difficult for students understanding. Combining theory with practice is an effective method for students' grasping theory knowledge. Therefore，this paper makes a discussion for experimental practice setting plan for image processing and computer vision courses，and proposes an step by step exercises plan composed of software program simulation experiments，hardware laboratory table experiments and students science and technology competition practice.

Keywords：experiment teaching；practice teaching；computer vision；image processing

0　引言

随着信息时代的到来，人类社会正经历着从生活方式到学习方式多维度、多层次的历史性变革[1]。当代大学生的信息处理能力，不仅是衡量个体综合素质的重要指标，它还是信息社会个人生存技能的体现。因此，信息处理类课程，是大学教育中非常重要的一

类课程群。

视觉是人类观察世界和认知世界的重要手段。随着科学技术的日益进步，计算机视觉以其准确、快速、客观、不受人类心理生理条件限制等优势，在越来越多需要人类视觉应用的场合来取代人眼进行信息获取及相关的处理操作，使得计算机视觉技术成为近年来信息技术研究与应用的热点[2]。因此，越来越多高校的信息类专业开始在本科培养方案的课程设置中增加图像处理与计算机视觉类课程，例如《数字图像处理》、《计算机视觉》、《机器视觉》等课程。

实验实践环节通常是随着专业课程而设置，主要目的是理论结合实际，使学生加深对专业知识的理解，锻炼学生运用所学知识点来解决实际问题的能力。合理的课程实验实践环节设置可以有助于学生对理论课程的理解，因此，探讨图像处理与计算机视觉课程的实验实践环节设置具有重要意义[3-5]。

1 视觉信息处理类课程的特点

计算机视觉是用机器代替人眼来做测量和判断，是一项交叉、密集型学科的关键技术，涉及计算机科学、光学、电子学、生命科学、心理学、仿生学、控制论、社会行为学、信息融合技术、传感器技术、硬件与软件开发技术、人工智能、研发与制造技术等学科及技术领域的综合应用。这类课程的主要特点是涉及学科众多，处理数据量巨大，数学算法繁杂。

视觉信息处理以采集到的图像（视频）信息作为计算分析的基础，而数字图像分析与应用的最大瓶颈问题是其待处理的数据量巨大。以标准的数字化 PAL 制电视信号为例，标准分辨率为 720 * 576，24 比特的色彩位深，每秒传输 25 帧，则每秒需处理的数据量为：

$$720 * 576 * 25 * 24 \approx 250\text{Mbit/秒}$$

因此，实时处理视觉信息对图像处理的硬件设备及数学算法都提出了较高的要求。

图像处理算法则涉及到对图像进行的各种分析处理的数学算法。从一般应用的图像处理算法来说，包括图像色度学分析、图像平滑去噪、图像锐化处理、图像增强、图像变换、图像压缩编码等；而从图像的高级应用来说，又包括模式识别、立体视觉、三维重建等等。

由上述图像处理与计算机视觉课程的特点，以一般理工类本科生的知识结构和数字基础，对这类课程的理解和掌握存在较大的难度。因此，在算法讲解的基础上，还需要对这类课程的实验实践环节进行科学合理的设置，以有助于学生对这类课程的理解掌握。

2 实验环节的设置方案

根据上述视觉信息处理类课程的特点，为了有助于学生更好的理解复杂的图像处理数学算法，本文提出如图 1 所示的循序渐进的提高理解难度和增强实用性的实验实践环节设置方案。

图 1 视觉信息处理类课程实验实践环节设置方案

对课堂上讲解的各类图像处理算法，引导学生采用某种语言进行程序设计，通过输出图像效果反馈加强学生对算法的理解；在掌握图像处理算法的基础上，实验进一步升级，要求学生在视觉检测综合实验台上，完成图像采集、图像处理分析、图像输出应用的一个比较系统的完整过程；在经历系统的完整锻炼后，鼓励学生参与进行各类计算机视觉相关的学生科技竞赛活动的实战锻炼。因此，由这样一个循序渐进的实验实践环节设置，最终达到对视觉信息处理技术的学以致用。

2.1 软件程序仿真实验

软件程序仿真实验是指利用 Matlab、Visual C++等计算软件，对数字图像处理算法进行程序编写，用编写的程序段作用于输入图像，观察输出图像的变化，由输入、输出图

像的对比，以加强学生对图像处理数学算法作用的理解[6-9]。

本文以图像变换压缩算法为例进行实验设置和分析。图像变换压缩的根本意义在于：将空间域里描述的图像，经过某种变换（常用的是二维正交变换，如傅立叶变换、离散余弦变换、沃尔什变换等）在变换域中进行描述，从而将图像能量在空间域的分散分布变为在变换域的能量的相对集中分布，这样有利于进一步采用其它的处理方式，如“之”字形扫描、自适应量化、变长编码等，从而获得对图像信息的有效压缩。

以傅里叶变换和离散余弦变换为例，对于二维离散信号：

$\{f(x, y) \mid x=0, 1, \cdots, M-1; y=0, 1, \cdots, N-1\}$

其二维离散傅里叶变换为：

$$F(u, v)=\frac{1}{\sqrt{MN}}\sum_{x=0}^{M-1}\sum_{y=0}^{N-1}f(x, y)e^{-j2\pi\left(\frac{ux}{M}+\frac{vy}{N}\right)} \tag{1}$$

二维离散余弦变换为：

$$F(u, v)=\frac{2}{\sqrt{MN}}C(u)C(v)\cdot\sum_{x=0}^{M-1}\sum_{y=0}^{N-1}f(x, y)\cos\frac{(2x+1)u\pi}{2M}\cos\frac{(2y+1)v\pi}{2N} \tag{2}$$

式（1）和式（2）中：

$u\in\{0, 1, \cdots, M-1\}$；$v\in\{0, 1, \cdots, N-1\}$

式（2）中：

$$C(u)=\begin{cases}\frac{1}{\sqrt{2}} & u=0\\ 1 & \text{其它}\end{cases},\quad C(v)=\begin{cases}\frac{1}{\sqrt{2}} & v=0\\ 1 & \text{其它}\end{cases}$$

对于以上图像变换的数学算法，若让学生死记硬背的记住变换公式，学生往往会觉得很难理解，且不清楚这些变换用途如何。因此，为有助于学生理解，应该辅以图像处理的实验效果对这样的数学算法进行理解。

以 Matlab 软件环境环境为例，要求对一幅输入图像进行二维离散余弦变换；对变换系数进行与原图像像素灰度值进行比较；对变换系数进行一定的阈值处理，舍弃较小系数，进行图像反变换，观察系数舍弃情况与反变换图像效果情况。

实验程序段如下（离散余弦变换可以采用 Matlab 自带的函数“dct2”、“idct2”实现，也可以鼓励学生自己根据算法公式自己编写变换函数）：

```
I=imread('E:\\实验\\图片\\LENA256', 'bmp');
figure(1), imshow(I);
A=dct2(I);
B=idct2(A)/255;
figure(2), imshow(B);
C=A;
[m, n]=size(C);
thres=20;
for(i=1: m)
    for(j=1: n)
        if(abs(C(i, j))<thres)
C(i, j)=0;
        end
    end
end
D=idct2(C)/255;
figure(3), imshow(D);
```

对应上述程序段的实验结果如图 2 所示。

(a) (b) (c) (d)

O

								x
98	92	95	80	75	82	68	50	
97	91	94	79	74	81	67	49	
95	89	92	77	72	79	65	47	
93	87	90	75	70	77	63	45	
91	85	88	73	68	75	61	43	
89	83	86	71	66	73	59	41	

y

（e）

O

								u
591	106	-18	28	-34	14	18	3	
35	0	0	0	0	0	0	0	
-1	0	0	0	0	0	0	0	
3	0	0	0	0	0	0	0	
-1	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	0	0	0	

v

（f）

图 2　图像离散余弦变换压缩实验结果

图 2（a）为原始图像，对应程序段中的变量 I；图 2（b）为对原始图像进行二维离散余弦变换后，不对变换系数进行任何处理，直接进行反变换后的变换图像，对应程序段中的变量 B；图 2（c）为系数阈值设为 20，舍弃绝对值小于系数阈值的变换系数后，再进行反变换后的变换图像，对应程序段中的变量 D；图 2（d）为系数阈值设为 50，舍弃绝对值小于 50 的变换系数后，再进行反变换后的变换图像；图 2（e）和图 2（f）分别为原始数据与离散余弦变换后系数数据分布的示意图。

由图 2（e）和图 2（f）的对比可以看出，原始数据的均匀分布，经过离散余弦变换后，系数的能量分布变得相对集中，因此可以舍弃较小的系数，而对图像信息的表达并不产生严重影响。由图 2（c）和图 2（d）的对比可以看出，舍弃的系数越多，对反变换图像信息的影响越大。

由以上的程序仿真实验示例，可以看出对于式（1）和式（2）所示的繁杂的数学算法及其作用，可以由图 2 所示的实验结果更直观的反映出来，因此辅以这样的实验更有利于学生对算法的理解。

2.2　视觉检测实验台实验

当学生具有一定的程序编写能力和图像算法理解力的基础上，可以在实验环境上进一步加入硬件设施，在综合实验台上进行视觉检测综合实验[10]。本文以线阵相机、滚筒传动实验台为例进行实验设置说明。

实验台结构如图 3 所示，由线阵相机、镜头、LED 线光源、滚筒传动台、计算机构成。

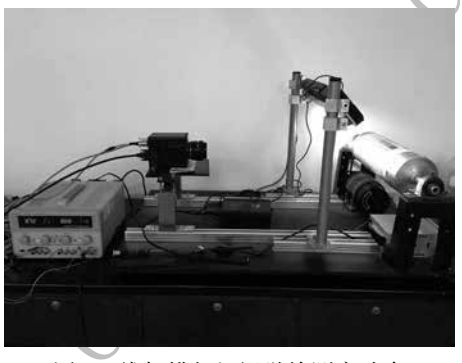


图 3　线扫描相机视觉检测实验台

（a）

（b）

图 4　滚筒实验台采集图像

线阵相机的一次曝光采集一条线的信息内容，因此需要被测物与相机之间存在相对运动才能够采集到有意义的信息。本实验台中，相机固定安装，被测图像粘贴在滚筒上，当滚筒旋转起来，相机以一定频率曝光，即可采集到被测图像。滚筒不动时，采集图像如图 4（a）所示；滚筒转动时，采集图像如图 4（b）所示。

在图像采集程序中，加入图像处理函数，可实现对被测图像的检测分析。例如对图 4（b）所示的图像加入色选程序，可以进行颜色块的色选。

除图像算法和程序编写的能力锻炼外，利用该实验台还可以锻炼学生对焦距、物距、

景深的计算，滚筒转速与相机曝光频率对采集图像分辨率的影响，镜头光圈与相机曝光频率对采集图像亮度影响等，让学生更深入理解光学成像原理，以及与视觉检测相关的各参数的计算。

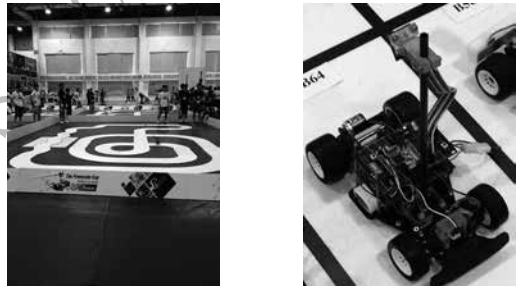
2.3 学生科技类实践

当学生对图像处理算法、软件编程能力、视觉检测硬件结构设计及参数计算有一定的基础后，可进一步鼓励学生参加智能小车、视觉机器人等学生科技竞赛类项目，让学生学以致用，也进一步激发学生的学习兴趣和动手能力。

例如，NXP 杯（原“飞思卡尔（freescale）”杯）全国大学生智能车竞赛是近年来理工类院校关注度较高的一项学生科技竞赛赛事。比赛以迅猛发展的汽车电子为背景，涵盖了控制、模式识别、传感技术、电子、电气、计算机、机械等多个学科交叉的科技创意性比赛，旨在培养大学生对知识的把握和创新能力，以及从事科学研究的能力[11,12]。

赛事分光电组、摄像头组和电磁组三类智能小车，以小车不跑出赛道而跑完全程所用的时间作为比赛标准，时间最短者胜出。其中摄像头组即为应用视觉技术的智能小车。赛道图像由小车前面的 CCD（或 CMOS）传感器采集入处理芯片，由图像算法进行处理分析赛道位置，由控制算法调整小车运动轨迹，从而使小车在赛道内完成全部行程。

图 5（a）为第八届全国大学生智能车竞赛场景，图 5（b）为该届竞赛中，某参赛队的摄像头组智能小车。



（a）　　（b）

图 5　全国大学生智能车竞赛

鼓励学生参加此类赛事，对学生所学知识的综合运用和动手能力的增强将有极大益处。

3　结语

计算机视觉技术具有客观、准确、高效、环境适应能力强等优点，在国民生产生活中取得了越来越多的应用，因此计算机视觉与图像处理类课程也逐步成为理工科专业的热点课程。但因该学科是一门多技术交叉、密集型学科，特别是数学算法繁杂，对于学生来说，理解和掌握具有较大的难度。理论与实践相结合是让学生更好的理解和掌握理论知识，并且学以致用的有效方法，由此目的，本文探讨了针对图像处理和计算机视觉类课程的实验和实践环节设置方案。

本文提出由软件程序仿真实验、硬件实验台实验和学生科技竞赛实践构成的循序渐进的实验实践环节设置方案。由软件程序仿真实验锻炼学生的算法理解和算法编程实现能力，由硬件实验台实验锻炼学生对视觉检测系统结构设计和系统参数计算能力，由学生科技竞赛实践锻炼学生综合运用所学知识解决实际问题的能力，激发学生学习兴趣和创新能力。

实践表明，本文探讨的实验实践环节设置方案，对于学生对该类课程的理解和综合能力的提高有较好的效果。

参考文献：

[1] 常正霞．大学生信息素养现状分析［J］．电化教育研究，2011，8：53-57

[2] 曹亮，魏怡，姚思勤．机器视觉技术及其发展和应用［J］．中国科技信息，2008，11：40-41

[3] 李露，谢凤英，姜志国，赵丹培．关于在实验课程中培养研究生创新实践能力的探索——以数字图像处理实验课程教学改革为例［J］．实验技术与管理，2010，27（11）：235-237，248

[4] 韩智，张振虹．“数字图像处理”实验课教学改革与实践［J］．实验室研究与探索，2008，27（9）：102-104

[5] 李金萍，陆玲，刘自强，徐玮．数字图像处理课程实验教学改革探索——在实验教学中培养学生创新实践能力［J］．科技视界，2013.07：23-24

[6] 安平，王朔中．建立在 MATLAB 平台上的数字图像处理教学实验系统［J］．实验室研究与探索，2001，20（1）：61-62，70

[7] 乔闪．基于 MATLAB 面向课题的数字图像处理实践教学［J］．实验技术与管理，2005，22（8）：93-96

[8] 彭晓明．基于 MATLAB 的数字图像处理课程的教学实验设计［J］．高等教育研究（成都），2009，26（1）：60-62

[9] 朱娟花，吴昂．MATLAB 在数字图像处理课程教学中的应用［J］．实验室科学，2011，14（1）：66-67

[10] 蒋伟，官礼和，刘亚威．数字图像处理创新实验的研究与实践［J］．实验室研究与探索，2011，30（7）：236-238，251

[11] 刘凤英．大学生实践能力培养之对策［J］．湖南税务高等专科学校学报，2006，11：53-54

[12] 王艳红，王艳飞．当今大学生创新实践能力的培养［J］．科技资讯，2007，5：81

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

关于测控技术与仪器本科专业课程体系改革的探讨

韩芳芳　张宝峰　刘丽娜　朱均超

（天津理工大学 电气电子工程学院，天津，300384）

摘　要：测控技术与仪器专业是仪器仪表类学科门类下的本科专业，研究信息的获取、处理、以及对相关要素进行控制的理论与技术，涉及电子学、光学、精密机械、计算机、信息与控制技术等多学科高新技术。学生能力培养依托于课程体系设置，本文结合科技发展和社会需求对测控专业课程培养体系进行探讨。以培养学生能力为主线，以素质能力教育为目的，提高本专业学生的就业竞争力，旨在培养综合素质高、实践与创新能力强的人才。

关键词：高等教育　课程体系　实践能力　仪器科学

Discussion on theCurriculum System Reform of Measurement & Control Technology and Instrument

HanFangfang，Zhang Baofeng，Liu Lina，Zhu Junchao

Tianjin University of Technology，School of Electricaland Electronic Engineering，Tianjin，300384

Abstract：Measurement & control technology and instrument is an undergraduate major under the discipline of instrumentation. It studies the theory and technology of information acquisition，processing and control of related elements，involving electronics，optics，precision machinery，computer，information and control technology and other multidisciplinary high-tech. Based on the curriculum system，this paper discusses the curriculum system of measurement and control major based on the development of science and technology and social demand. With cultivating students' ability as the main line，with quality and ability education as the purpose，to improve the employment competitiveness of students of this major，aiming at cultivating talents with high comprehensive quality，strong practice and innovation ability.

Keywords：Higher education，Curriculum system，Practice ability，Instrument science

0. 引言

高等学校担负多种职能，但人才培养是其最主要的任务，而人才培养又是通过课程教学来实现的。实现创新人才培养模式，其中最根本的就是要构建科学合理的课程体系，并通过教学过程来实施[1,2]。

课程是指学校学生所应学习的学科总和及其进程与安排，是高等学校教学工作的基本单元。而课程体系是以人类通过实践所积

累的知识，经过选择和组织而形成的供传授用的由诸多课程组成的整体[3,4]。它既包括依据学校培养目标而设计的课程整体；也包括专业课程间互相联系而构成的整体；还包括一门课程的结构体系。它是高等学校实现人才培养目标的主要载体，是教育思想和教育观念付诸实践的桥梁，更是专业建设的基础。课程体系构建是否科学合理，就决定了受教育者经过教学过程后所呈现出应具有的知识、能力和素质结构，决定了学校的培养能否真正成为现实。因此，课程体系的构建是大学教育管理的核心问题，它直接关系到高等教育培养目标的实现，关系到高等教育的办学特色。

作为测量和仪器科学领域唯一的本科专业，目前测控技术与仪器专业已经发展成为当今信息科学技术学科领域的重要分支，是研究信息的获取和预处理，以及对相关要素进行控制的理论与技术；是集机、光、电、自动控制技术、计算机技术与信息技术多学科相互融合和渗透而形成的一门高新技术密集型综合学科[5-7]。而且随着现代科学技术日新月异的发展，以信息技术产业为支柱的知识经济也随之迅速发展，各种高新技术将会愈来愈多地融合渗入到测量领域和仪器仪表行业。科学技术的发展不仅使愈来愈多领域的研究和应用对测控技术与仪器专业人才的需求大大增加，而且随着知识更新的速度日益加快，知识经济时代迫切需要具有高综合素质、实践能力与创新能力的人才，这就要求测控技术与仪器专业人才的培养提出了新的要求[8,9]。

1、我校测控专业的发展及现有课程体系的不足

根据天津市高等院校的长远发展规划，天津理工大学是以电子信息类学科为特色，科研和教学并重，本科生教育与研究生培养共同发展的多学科综合性大学。我校的测控技术与仪器专业隶属于我校自动化学院，是自动化学院信息类专业之一。我校的测控技术与仪器专业（原精密仪器专业）始建于1983年，1996年专业调整后，扩宽了专业口径，形成以电子、光学、精密机械、计算机技术与信息技术多学科互相渗透而形成的一门高新技术密集型综合学科。测控专业培养目标必须突出我校服务于区域性经济建设、培养应用型本科人才的办学定位，以及重点培养服务于企事业单位，从事产品质量检测与控制的人才的专业特色，侧重于测控技术在工业生产中的应用等特点。我校测控技术与仪器本科专业培养目标是：以信息科学的理论为基础，培养测控技术与仪器领域内的高层次、高素质、具有创新精神与能力的“研究型”和“复合型”高级工程技术人才。

历经多年发展，测控专业的本科培养方案也经历了多次修订。但目前在执行的培养方案主要存在以下问题：

①科学技术的发展日新月异，随着技术的发展，若一段时间不进行修订，某些课程的内容就会出现“过时”的现象，与学生就业所需求的能力相差较大。

②某些课程内容与几门课的内容重复。这也反映出本科培养方案设置的一个问题：对于本科课程的设置，特别是专业课程，是在一门课中“大杂烩”的讲授很多内容，以拓展学生知识面；还是某一方面的理论知识就是以一门课程来深入讲解为好？

③选修课开出率低，学生核心能力培养不明确。尽管在培养方案的选修课程模块中列出了多门选修课，但学生往往以学分为主导，只选择几门大学分的课程，而准备的好多较好的选修课都开不出来，因此，看似完备的课程培养计划，但实则对学生的能力培养不足。因此，需要一个合理设置的选课制度来保证选修课的开出率。

④实践教学环节较薄弱，基本停留在计算机模拟仿真上，并且实验室的老师也提前为学生安排好了一切，这不仅使学生所学的理论知识不能转化为相应的能力，而且还使

我们的学生缺少了创新知识和不断探索的精神，不利于学生动手能力的提高，在一定程度上也制约了实践教学效果。

3、课程体系改革方案

3.1 总体思路

结合我校的定位，我校测控技术与仪器专业的定位为：适应地方经济建设和社会发展需要，研究信息的获取、处理、以及对相关要素进行控制的理论与技术，培养具有创新精神和实践能力，具备仪器仪表设计制造以及测量与控制方面基础知识与应用能力，能在国民经济各部门从事测量与控制领域内有关技术、仪器与系统的设计制造、科技开发、应用研究、运行管理等方面工作的应用型高级专门人才。

因此，我校测控专业课程体系改革的总体思路为：

①课程体系要能够体现对测控专业所需的机、光、电、算等学科基础知识与能力的培养；

②要明确所要培养的学生的核心能力，提出以核心课程支撑学生核心能力培养的思想。

③专业课程设置上尽量体现我校、我专业的特色与优势，突出我校学生能力特色。

3.2 教学课程的设置

从传统的以几何量测量为主的课程体系向以光、电等主流技术为主的信息化测控方向转变，重点研究信息的获取、处理、以及对相关要素进行控制的理论与技术。目的是使学生掌握的技术知识适应当今社会的需要，增加学生信息化处理能力，提高就业率。在专业选修课环节设置两个方向，针对两个方向设置不同的选修课，给学生更多的根据兴趣的选择机会，同时也增加专业课的开出率。如图 1 所示。

由图 1 所示，机、光、电、算等学科基础能力主要由学科基础课体现，设置了光学、力学、电学、精密机械、微机原理、传感器、控制理论等课程；专业选修课分成了光电检测和工业仪器设计两个方向，选修课中共有部分是推荐学生都选需要学生掌握的，而两个方向由学生选择后再在该方向中选修两门课程。

就我校本专业的定位，提出学生需掌握的核心能力为：信息获取、信息处理、测控仪器设计。信息获取能力由传感器与检测技术、光电检测技术、测控电路、激光应用技术等课程体现；信息处理能力由信号与系统、数字信号处理、图像处理与计算机视觉、误差理论与不确定度评定等课程体现；测控仪器设计能力由测控电路、过程控制系统、微控制器原理与应用、嵌入式系统设计、测控仪器设计、现场总线与控制网络等课程体现。这样，实现了以核心课程支撑学生核心能力培养的思想。

根据我专业的师资能力、主要科研方向以及专业服务面向，我专业主要特色与优势在光电检测方向，因此，由光电检测技术、数字信号处理、图像处理与计算机视觉、激光应用技术等课程，体现出我专业的特色与优势方向。

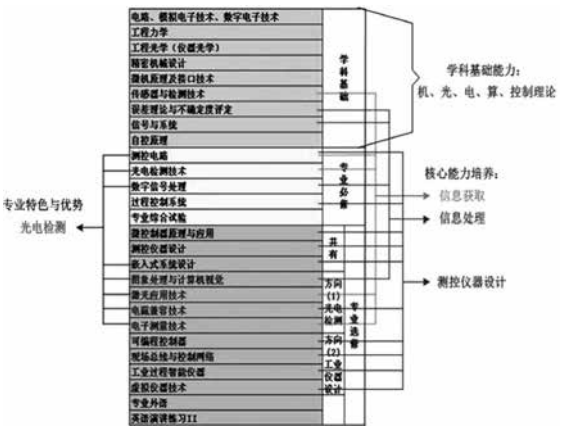


图 1　我校测控专业课题体系设置方案

3.3 实践环节的安排

测控专业实践教学主要包括以下环节：随教学课程进行的课程实验、课程设计、专业综合实验、专业设计、毕业设计、生产实

习、毕业实习。可以说，实践环节设置的种类较多，但如何安排好这些环节中的具体内容，既有其独立的特点和能力训练针对性，又能够相互补充相辅相成，使学生得到综合全面的锻炼，是另一个需要研究的课题。提出如图 2 所示的实践环节设置方案。

在实践环节的设置上，不仅单独考虑每一个实践环节的内容，而且提出要把所有实践环节“串联”起来整体考虑。如图 2 所示，从针对一门课程的实践环节到针对多门课程的综合实验；从全班一题、三人一题到最后一人一题的训练；从校内实验室到校外企业实习的培养模；通过这种“串联”组合的实践环节设置模式，达到对学生实践能力的循序渐进、全面综合的锻炼和提高。

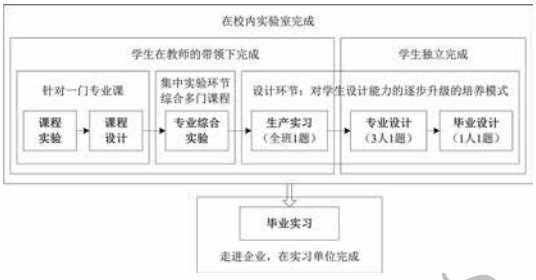


图 2　我校测控专业实践环节设置方案

4、小结

测控技术与仪器是仪器科学与技术的一个重要分支，它是对客观事物提供检测、计量、监测和控制的重要手段；各类基础研究与实验工作，国民经济建设中的现代国防、现代工业、现代农业和人类的社会生活中，都离不开仪器仪表及测量技术。因此，它在国民经济中起着十分重要的作用。

我校的测控技术与仪器专业应用型人才培养模式的研究还需要在实践中不断改进和提高，以推进素质教育，提高教学质量，紧跟时代步伐，紧扣社会需求为指导思想，加大应用型人才培养力度。

针对控技术与仪器本科专业课程体系改革，在以后长期的实际工作中，还需要在以下方面做以不断的发展和完善：

①更新课程价值观，实现课程体系的现代化；

②加强理论课程的改革，实现课程体系综合化；

③加强实践性教学环节，重视学生动手能力培养；

④勇于教育创新，实现课程体系的特色化。

参考文献：

[1] 刘道玉．论大学本科课程体系的改革．高教探索，2009，1：5-9

[2] 孙卫国．以人生发展为本的本科课程体系探索．国家教育行政学院学报，2011，7：3-7

[3] 高学．关于构建本科课程体系的理论思考，西藏民族学院学报（哲学社会科学版），2012，33（1）：118-121

[4] 郭桂英，陈峻．工程本科课程体系的改革与优化．盐城工学院学报（社会科学版），2006，3：77-80

[5] 潘盛辉，陈政强，崔惠柳等．测控技术与仪器专业人才培养模式的探索与实践．高教论坛，2005，10：52-53

[6] 刘丽丽，何存富，宋国荣等．测控技术与仪器专业“实践教学一条线”体系探索．实验技术与管理，2005，.22（1）：93-95

[7] 邬华芝，周祥才．测控技术与仪器专业应用型人才培养研究与实践．常州工学院学报，2004，8：74-77

[8] 周燕，曹杨．测控系列课程实验教学改革探索与实践．江苏大学学报（高教研究版），2002，9：80-82

[9] 宋爱国，况迎辉．测控技术与仪器本科专业人才培养体系探索．高等工程教育研究，2005，1：48-51

工程教育认证背景下自动化专业人才培养方案修订探索与思考

卢 涛

（河南工业大学电气工程学院，河南 郑州 450001）

摘 要：工程教育认证对提高工科专业学生的实践创新能力和教学质量，培养符合社会与行业需求的高质量工程技术人才有重要的意义。培养方案的合理制定是决定人才培养质量的基础。针对目前工科专业人才培养过程中培养目标不清晰、学生工程实践能力和创新能力不足的问题，以工程教育认证的核心理念为指导，结合地方高校的特点，对自动化专业人才培养方案修订过程中培养目标、毕业要求和课程体系等关键环节的修订进行了探讨。

关键词：工程教育认证，人才培养方案，自动化

Exploration and Reflection on the Personnel Training Program of Automation Speciality under the Engineering Education Accreditation

Lutao

（College of Electrical Engineering，Henan University of Technology，Zhengzhou Henan，450001）

Abstract：Engineering education accreditation is of great significance in the improvement of practice and innovation ability of the students major inengineering specialty，teaching quality and the cultivation in accordance with social and industrial demands. For the current problem of the blurring in personnel cultivation goal，the lack of the students ability of engineering practice and innovation. With the feature of provincial university，the key course in the revision of the personnel training program of automation speciality such as cultivation goal，graduation requirements and course system was discussed under the direction of the core idea of engineering education accreditation .

Keywords：engineering education accreditation，personnel training Program，automation

1 引言

人才培养方案是贯彻国家教育方针和实现人才培养目标要求的实施方案，是组织和管理教学过程的主要依据。也是对教育教学质量监控与评价的基础性文件。根据教育部《关于全面提高高等教育质量的若干意见》（教高［2012］4 号）文件的精神，高等学校

作者简介：卢涛（1974-），男，博士，副教授

的人才培养应以培养具有创新精神和实践能力的高素质应用型人才为目标。但是，目前的工科专业人才培养普遍存在重视课本理论知识的学习和灌输，而在学生的实践能力、解决工程问题能力和创新思维能力等方面的培养存在不足，不能很好地适应社会和行业需求，毕业学生也缺乏对自身知识、能力和素质的持续自我完善和提升的能力。工程教育认证所提出的理念、标准和相应的工作规范较好地解决了这一问题，工程教育认证的核心理念为：以全体学生为中心（Student-Centered）、成果导向（Outcome-Based Education）和持续改进（Continuous Quality Improvement）[1-3]，认证标准体系如图 1 所示。在此背景下，为了制定符合工程教育认证理念和认证标准的自动化专业人才培养方案，结合地方高校自动化专业的实际情况，本文对培养目标的制定、毕业要求及其指标点的分解、课程体系的设置等关键环节进行了探讨。

图 1　基于产出导向的认证标准体系

2　培养目标的制定

培养目标是对该专业毕业生在毕业 5 年后左右能够达到的职业和专业成就的总体描述。培养目标的制定要符合本专业的定位和社会经济发展的需要，在制定的过程中要有行业和企业专家的参与，要能全面反映利益相关方对人才的需求。所谓利益相关方包括国家和社会、行业和产业、用人单位、学生和家长的期望等外部需求，同时也包括学校办学定位、专业发展、人才培养定位等内部需求[4]。笔者所在学校是我国第一所以粮食为特色的高等学校，长期致力于粮食产后领域的基础理论及工程技术研究，构建了集储运、加工、装备、信息、管理等于一体的完整学科体系。自动化专业继承和发展了学校的办学特色，结合河南为粮食大省的地方经济特点和行业需求，在粮食产后、储藏和运输的自动化装备，粮食产后品质的自动化检测系统等方面具有了特色明显的学科优势。因此，以已有的学科特色为基础，面向更为广泛的自动化和装备制造行业的需求，所确定的人才培养目标为：培养适应国家发展需要，具有良好的人文素养、职业道德和社会责任感、具有扎实自然科学基础知识和工程技术基础知识、具备解决自动化领域复杂工程问题提能力、具有良好的沟通交流能力和团队协调能力、具有创新思维和实践能力、具有终身学习能力的应用型工程技术人才。

3　毕业要求的制定

专业必须有明确、公开的毕业要求，毕业要求应能支撑培养目标的达成。2015 版认证通用标准中制定毕业要求覆盖了工程知识、问题分析、设计/开发解决方案、研究、职业规范、个人和团队、项目管理、终身学习等 12 项内容。具体地，毕业要求的制定应包含三个方面：合理分解毕业要求到可衡量的若干指标点；能够明确指出每一项毕业要求及其指标点是通过什么样的教学活动来实施的；能够提出依据说明每个教学活动的合理的评价方法，可对每一个学生给出是否达到该要求的评价结论。由此可见，毕业要求及其指标点的合理分解，即是培养目标达成的重要支撑，也是课程体系、考核方法、教学管理和质量监控手段制定的源头和基础，起着承上启下的作用，是培养方案制订过程的核心重要环节。一般地，对毕业要求所对应指标点的分解不宜过粗和过细。毕业要求指标点分解的原则是所分解的指标点要能和具体的教学环节相对应，要有利于教学环节的设计

和实施、不同的教学环节可以共同以不同的权重对该指标点的达成进行支撑；有利于制定合理可操作的评价计划和评价方法；有利于收集评估数据并得出评价结果，而该评价结果不仅是培养目标和毕业要求达成度评价的重要依据，同时也是持续改进的重要依据，从而可使整个人才培养过程和教学运行及管理过程形成不断完善的闭环。在我校自动化专业人才培养方案的修订中，结合地方高校自身的专业特色、学科基础和生源特点，同时根据工程认证 12 条毕业要求的规定，以对复杂工程问题的解决能力和人文社会素养的培养为主线对毕业要求进行了分解，每条毕业要求分解为 3-5 个具体的指标点，每个指标点由若干教学环节作为支撑，指标点的分解以学生知识、能力、素养的培养为目标。例如：毕业要求（3）设计/开发解决方案进一步描述为：能够针对控制科学与工程领域的复杂工程问题设计解决方案，开发满足特定需求的控制系统或组件，并能够在设计开发环节中体现创新意识，考虑社会、健康、安全、法律、文化和环境等因素。进而对该毕业要求分解为 5 个具体的指标点：能够在控制系统开发项目中进行系统概要设计和详细设计；能够按照设计方案要求进行控制系统软硬件的实现；能够按照要求进行控制系统软硬件开发项目的测试和评价；在工程项目设计开发过程中具有创新态度和意识；能够在工程设计和开发过程中综合考虑经济、社会、法律、安全、健康、文化和环境等因素。

4 课程体系的设置

课程体系的设置要符合工程教育认证通用标准和专业补充标准的要求，同时也要符合国家所颁布的专业质量标准的要求，制定过程要有企业和行业专家参与。课程体系及教学环节的设置要对毕业要求的达成要形成良好的支撑，包括课程比例结构的设置、知识领域的设置、知识领域之间逻辑关系要合理衔接等主要方面。在以上原则下，我校自动化专业课程体系由通识平台课程（含公共必修课和公共选修课）、专业平台课程（含专业必修课、专业选修课、集中实践）构成，总学分 164，其中实践教学学分比例占总学分 31.5%，满足工程认证通用标准所规定的 20% 的要求。课程体系的设置有以下特点：合理均衡分配学生负担；课程与教学环节所对应的知识领域设置满足认证通用标准和自动化专业补充标准的规定要求；优先保证专业基础课程和专业核心课程的学分比例；符合专业知识体系的标准并体现特色；强化通识教育，在不增加通识课程学分的基础上，提高通识课程设置的有效性，把专业教育和文化素质教育有机结合；提高综合性、设计性、工程实践性、研究探索性实验和训练的比例；注重科研和教学相融合，促进科研活动和课堂教学、实验和实践教学内容协调一致，设置了多种类型的工程开发创新训练、开放实践训练环节，面向全体学生拓宽了实践创新能力的培养渠道。

5 总结

针对地方高校自动化专业人才培养培养方案修订所涉及培养目标的确定、毕业要求及其指标分解和相应课程体系的设置等问题进行了探讨。按照工程教育认证的理念和标准所制定的人才培养方案是后续进一步完善教学环节设计、进行教学改革、不断提高工程教育的教学质量以形成持续改进的教学运行和管理机制的基础，而人才培养方案本身也需要在不断实现工程教育认证三个核心理念的过程中持续完善，形成教学过程和教学管理持续改进的机制，使人才培养与社会和行业的发展需求不断相适应。

参考文献：

[1] 李 擎，崔家瑞，阎群，杨旭，董洁，李春雷 . 工程教育认证下 自动化专业实践类课程改革 [J] . 实验技术与管理，2016，33（12）：225-228.

[2] 彭熙伟，郭玉洁，汪湛清．基于成果导向的自动化专业课程设计改革［J］．电气电子教学学报，2015，37（5）：87-89.
[3] 陈希有，盛贤君，李冠林，刘凤春．面向工程教育的电类专业本科教学若干建议［J］．电气电子教学学报，2017，39（4）：1-4.
[4] 孙 抗，王玉梅，王福忠．工程教育认证理念下电气工程专业培养方案的制定与探讨［J］．教育教学论坛，2017，（16）：163-165.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

仪器学科“课程树”建设及在人才培养中的实践

樊尚春

（北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院 北京 100191）

摘　要：“课程树”建设，是一种在发挥主干课程优势的基础上，以拓宽学生受益面为根本目标的教学改革措施。针对目前国内高校本科生专业成长的需求，基于“分类卓越、个性成长”的人才培养理念，本文提出了仪器学科“课程树”建设的思路。文中以“传感器”专业方向为例，详细阐述“课程树”建设项目的宗旨及实施方案，分析建设过程中的关键问题，并对未来发展及推广进行展望。

关键词：课程树；人才培养；仪器科学；传感器

1　引言

改革开放以来，中国高等教育又好又快发展为广大青年进入大学创造了条件，更为国家输送了大批优秀建设者，在国家综合实力提升中做出显著贡献。随着中国特色社会主义进入新时代，国家对专业人才需求日益多样化，学生成长的个性需求与日俱增，人才培养中对质量的要求更加突出。

为此，各高校持续推进人才培养模式改革。例如北航在 2013 年，发布《通识教育白皮书》，着力开展通识课程建设；2017 年学校建立“北航学院”，实行大类招生、大类培养、书院制管理。

面对国家需要和学校推动教育改革的浪潮，专业教师如何在人才培养中发挥优势与特长？如何更有效的将专业教师在科技创新中的经验与成果融入课堂，成为与本科生面对面交流的典型案例？这些问题的思考与解决，将对高校教师提升教学质量，培养新一代领军人才起到关键性的作用。

2　“课程树”建设的先决条件

本文作者自博士毕业留校后一直承担本科教学工作，经过二十余年的积累，主编完成 11 本各类规划教材，其中两本国家十一五规划教材、1 本国家十三五规划教材、两本国家十二五重点出版物，4 本被评为北京市精品教材。作为课程负责人和主讲教师，先后主讲 10 门课，现承担 4 门课的教学任务。其中，从 1991 年起讲授本科核心专业课“传感器技术及应用”。在前辈教师、同行专家的指导、帮助下，经过二十年积累，该课程于 2010 年获批为国家精品课；2012 年立项建设，2016 年首批获国家精品资源共享课称号。为了更充分地发挥作者在传感器方面的专长，经过

作者简介：樊尚春，男，1962 年 3 月出生，博士，教授，博士生导师，主要研究方向为微结构传感器及系统、谐振式传感器、智能化测试技术。E-mail：fsc@ buaa. edu. cn

三年准备，2017 年，作者新开设了两门课程，即面向低年级本科生的 16 学时一般通识课“走近传感器”，以及面向高年级本科生的 32 学时专业核心通识课“谐振式传感器”。通过这两门课，作者将在传感器领域的教育教学、科技创新的经验与成果，以“典型案例”融入课堂教学，使本科生一进入大学，就有机会感受学校在传感器方向服务国家重大需求中的贡献。同时教学中引导学生树立正确学术观与科学方法论。已有教学反映出了积极效果，得到学生好评。这为进一步开展“课程树”建设打下了坚实基础。

在传感器领域，作者带领的团队与北工大何存富教授带领的团队，已有 20 年学术交流经历，曾共同承担过国家“863 计划”重点项目、编写过教育部规划教材。2015 年起，李晶在北航博士毕业后到北京联大任教，北京联大也加入到北航–北工大的学术交流中。三所高校教师经常就本科生培养、课程育人、科技创新成果向教学转化、高学历专业教师在通识教育中的作用、传感器专业主干课建设等进行研讨，已形成了相互学习与借鉴的良性互动交流机制。这为专业方向的“课程树”建设提供了另一良好的先决条件。

为扩大学生与专业教师在“通识课”中的受益面，有效反映本教改研究的覆盖面与推广价值，本文所述“课程树”建设方案，由北京航空航天大学（北航）牵头，联合北京工业大学（北工大）、北京联合大学（北京联大），依托专业主干课，建立专业方向“课程树”，践行“分类卓越、个性成长”的人才培养理念。

3 “课程树”建设目标与内容

3.1 建设目标

传感器作为信息技术的源头，由于其工作原理、实现方式、材料工艺、测试评估、应用背景的多样性、复杂性，涉及内容非常丰富。为了提供给学生充足的传感器专业方向课程课堂教学资源，应建设多门“通识课程”。可以形象地将有优势的传感器专业方向的主干课程比喻为“树干”，依托其建设的“通识课程”相当于在“树干”上长出的“树枝”，形成“课程树”。

针对本科生专业成长需求，基于“分类卓越、个性成长”的人才培养理念，为学生提供大学期间发现自己在“传感器”专业方向进行学术创新的“兴趣点”与“发展潜力”的学术氛围；给出“传感器”专业方向依托优势主干课程，建设面向低年级本科生的一般通识课、高年级本科生的专业通识课（研修课），以及建设“共享、开放、系统”的实验教学平台的思路与实施措施。

3.2 建设内容

（1）传感器专业方向“课程树”建设方案

根据“传感器”学术内涵与技术特征，研究按照专业方向建设“课程树”的思路与实现路线图。

基于作者在本科生测控技术及仪器专业开设的主干课程“传感器技术及应用”、面向低年级本科生开设的“走近传感器”和面向高年级本科生开设的“谐振式传感器”，多轮次课堂教学实践；北工大多年来在“传感与测试技术”主干课程与新生研讨课的教学，北京联大在“传感器技术及应用”主干课程与专业导论的教学，以及“课程树”建设项目组成员在人才培养的改革实践与探索研究，加强组内的交流研讨，适时邀请教育部高等学校仪器仪表类专业教学指导委员会、中国仪器仪表学会等传感器、测控技术领域同行专家，以及与上课学生的广泛交流、深入研讨，收集对传感器专业方向“课程树”建设的建议、意见。给出完善“课程树”，重点是建设面向低年级本科生一般通识课、面向高年级本科生专业通识课（研修课）的总体建设方案。

（2）通识课程的选定与内容的优化

紧密结合信息技术发展大趋势，特别是近年来快速发展的“人工智能”、“物联网”

对传感器的需求，充分考虑北航仪器光电学院低年级本科生在沙河校区培养，绝大多数教师在学院路校区办公的情况，安排项目组中北航的中青年教师给出开设一般通识课的方案，结合教师学术专长，优先在“微纳传感器、精密仪器电路、脑电信号感知与处理、智能感知技术、振动测量技术及其应用、医学超声成像传感技术、智能仪器的奥秘”等方面进行布局，建设北航传感器“课程树”。

对于北工大、北京联大，项目组将对他们的主干门课程“传感与测试技术”、“传感器技术及应用”的教学大纲进行研讨，进一步优化这两门主干课程的教学大纲，在此基础上比照着在北航的做法，建设北工大和北京联大传感器“课程树”。其中北工大优先在“走近传感器、压电材料与声波电子元件、智能仪器的奥秘、超声阵列及成像技术、微磁传感与检测技术”等方面进行布局；北京联大优先在“信息感知与实践、走近传感器、现代测量技术、RFID 原理与应用”等方面进行布局。

在完善课程教学大纲时，要逐一优化课程定位、教学内容、教学时数及分配方案、教学手段、教学方法、教材选用、考核方式。

（3）具有资源共享的实验教学平台方案

基于三所高校建立的传感器专业方向“课程树”，梳理“课程树”覆盖的基本内容，研究适合实验教学的基础模块以及内在的逻辑关系，以平台应具有的“开放、共享、系统”为宗旨，给出按照传感器专业方向进行建设的实验教学平台的总体方案以及分步实施路线图。

4 “课程树”建设解决的关键问题

本“课程树”建设项目，可解决三大关键问题，分述如下。

其一，面对国家社会对专业人才多样化的需求，如何在人才培养中践行“分类卓越、个性成长”理念，如何切实提高本科生，特别是低年级本科生与专业课教师进行面对面交流的质量。

长期以来，无论是高考填报志愿，还是后续培养中的专业选择，学生的自主性偏低。绝大多数专业培养方案中，专业方向课程安排偏晚，多在三四年级（高年级），且课堂教学时数占比日趋减少。专业教师与学生面对面交流互动很不充分；无法充分发挥专业教师在本科生培养中的积极作用。特别自 2010 年起，北航针对绝大数本科生实施了“双校区办学”，一二年级（低年级）在沙河校区培养，三四年级（高年级）在学院路校区培养。

因绝大多数专业课教师没有低年级本科生的课，在沙河校区的低年级本科生几乎没有机会与专业课教师进行面对面交流。尽管学校精心组织了一些活动，但总体上缺少了经典意义下的教师与学生的互动氛围，亟待改进。而通过专门针对本科生建设专业方向“课程树”，开设出一批高质量的面向低年级的一般通识课，就为他们提供了与专业教师在教室里、课堂上开展形式多样的高质量教学活动的机会，有效增加与专业教师面对面交流的频次。

其二，面对学生个性化成长的需求，如何让学生尽可能及时准确找到自己的专业方向“兴趣点”和“发展潜力”，提高人才培养效益。

目前高校的本科生培养方案，特别是对实施“大类招生、大类培养”模式的低年级本科生，很可能让学生无法及时准确找到适合于自己未来职业生涯的定位，不知道应该选择在哪一个专业方向上发展，甚至不清楚自己适合哪一个专业。本项目将为低年级本科生在提供一系列优质通识课程，让他们从一进入大学就能体验专业方向的学术内涵，通过一般通识课教学与专业课老师有机会进行较为广泛的面对面交流，有利于及时准确地找到自己的专业方向“兴趣点”和“发展潜力”，提前进行有针对性的基础能力积蓄。

其三，作为以服务国家重大需求为己任的北航，学校一直以来坚持科技创新与人才

培养“双轮驱动”，以一流科技创新支撑立德树人根本任务，但如何更有效、更高效率地实现“双轮驱动”。

伴随着国家经济社会，特别是航空航天事业又好又快发展，学校在学科建设、师资队伍、科学研究、国际交流合作、校园文化建设等方面取得了显著进步。在如何将这些优势资源转变为实实在在的教育教学资源方面，积极采取了许多措施，取得了很好的效果。本项目力图通过建立并完善本科生传感器“课程树”，进一步增加面向低年级本科生的一般通识课、面向高年级本科生专业通识课（研修课），为学校的科教“双轮驱动”增添新的正能量。通过专业教师通识课的建设，能充分展示教师们在科技创新中的成果，为参与课程教学的同学们提供准确了解授课教师的学术优势与专长提供途径，也为同学们开展先期学术研究创造条件。

以上三大问题解决的过程以及取得的实际成效，必将推动学校人才培养质量的提高，鼓励学生“分类卓越，个性成长”，为他们都能成长为社会主义事业的优秀建设者与可靠接班人创造优良条件；同时，也为青年教师的健康成长提供支持。

5 “课程树”建设的未来展望

5.1 建立三所高校传感器方向教学合作与研讨平台

近年来，北航、北工大、北京联大在传感器专业方向形成的良性互动学术交流机制，已在三所高校的教育教学、人才培养中发挥了积极的作用。依托本项目确定的建设目标、主要内容、解决的问题以及实施方案，三所高校在已有的合作交流基础上，基于“分类卓越、个性成长”的人才培养理念，就传感器专业方向课程设置的阶段性教学研究结果，开展有针对性的教学改革研究。基于北航在传感器技术及应用（主干课程）、走近传感器、谐振式传感器三门课程多轮次课堂教学的实践，以及北工大传感与测试技术（主干课程）、北京联大传感器技术及应用（主干课程）课堂教学的实践，在项目组内进行更加深入细致的交流研讨，进一步提高三所高校在传感器专业方向进行学术交流、教育教学合作的水平与层次。为开展好教学改革研究与实践打下坚实的基础，也为后续本研究成果在更广范围的推广示范应用提供参考。

5.2 强化“以学生为中心”的教育教学思想

根据国家社会、科技、经济发展对专业人才多样化的需求，本项目提出“分类卓越、个性成长”的人才培养理念。根据专业教师多年来在学术研究、科技创新中积累形成的特色与学术专长，在进一步加强专业核心主干课程建设的基础上，以传感器方向“课程树”的建设模式，建设若干门充分体现专业方向优势的面向低年级的一般通识课和高年级的专业通识课（研修课）。这样，学生从大一就能够通过课堂教学，面对面地与专业教师进行交流、研讨，从而有效激发他们在传感器方向上的个性化兴趣与热情，切实践行“以学生为中心”的教育教学思想。

5.3 持续提高教师热爱本科教育教学的积极性

多年来，中国高校专业教师对教学的投入远低于他们对科学研究的投入，远未充分发挥他们在人才培养中的作用。这不仅浪费了许多优质教育资源，更使学生失去了与优秀专业教师面对面交流研讨的机会。通过本项目的实施，根据专业教师的学术专长，建设一般通识课或者专业通识课（研修课），有利于专业教师通过课堂教学讲授他们在学术研究中取得的成果，与学生分享他们在科技创新，服务国家重大需求中的贡献。客观上，专业教师在为学生提供优质教学资源的同时，也让其充分体会到了作为教师的获得感，可以持续激发他们在本科教学中的积极性。

5.4 完善提高科教融合与教学相长质量的机制

本项目建立的通识课，完全基于专业教师在科技创新、学术研究中取得的成果。无论是在课堂上讲授的教学内容，还是实验实践环节中的训练内容，或者是编写的专业教

材，都能够充分反映他们自身的学术专长与积累。对于面向低年级本科生开设的一般通识课，要以通俗易懂的典型案例，达到对学生进行学术启蒙的目的；面向高年级本科生开设的专业通识课（研修课），通过以学生为课堂主角的研讨式、探究式教学，充分发挥学生的主观能动性，达到让学生形成自身学术专长的目的。因此，在这些通识课建设及开展课堂教学的过程中，充分反映了科研与教学的融合，特别是专业通识课（研修课）的教学过程更起到了教学相长的作用。

5.5 加强教学队伍建设，“传帮带”培养优秀青年教师

通过“传帮带”，进一步完善北航、北工大、北京联大传感器专业方向教学团队的建设，强化青年教师在课堂教学全过程的培养，鼓励青年教师积极开展教育教学改革研究，特别是在课堂教学方面的创新、改革与实践，不断积累、丰富青年教师的教学经验，提高他们的课堂教学能力与水平，为他们健康成长为学校的优秀主讲教师、各类教学名师创造条件、提供支持。

5.6 建设传感器“课程树”，开设出一批高质量通识课

通过项目组内的交流研讨以及邀请同行专家的评议，在北航、北工大、北京联大分别新开设 7 门、5 门、4 门通识课，形成各自的本科生传感器“课程树”。例如在北航，考虑到两校区办学的实际情况，围绕着传感器专业方向，面向沙河校区低年级本科生新增 3 门一般通识课，面向学院路校区高年级本科生新增 4 门专业通识课（研修课）。开设新的通识课时要确保课程质量，严格按照各自学校的有关规定进行把关，做到“成熟一门、开设一门”。

5.7 规划传感器“课程树”实验教学平台建设方案

综合考虑传感器专业方向的学术定位与技术内涵，规划具有较好的“先进性、系统性、开放性、共享性”的传感器实验教学平台的总体建设方案。形成密切配合理论课教学内容，充分展示各自学校传感器专业方向特色与学术优势的实验课程内容。为北航、北工大、北京联大的测控技术与仪器、物联网工程等专业不同年级本科生，以及相近专业本科生提供学习、掌握传感器专业方向的基本理论知识、实验技术的实验教学条件，满足本科生在“传感器”专业方向实验训练的需求。

6 总结

本文以“传感器”专业方向为例，详细阐述了仪器学科“课程树”建设的实施方案，分析建设过程中的关键问题，并对未来发展及推广进行展望。“课程树”建设的特色主要可以归结为以下三点：

其一，提出让学生“分类卓越、个性成长”的人才培养理念，并通过建设与不断完善面向本科生传感器专业方向“课程树”的方式在北航、北工大、北京联大实践这一理念。

其二，提出本科生在传感器“课程树”通识课学习与专业教师面对面交流中发现传感器专业方向人才的思路。通过学生主观能动性的发挥、兴趣点的发现与潜力的发掘情况，对其进行评估，实现人才培养中的提质增效、因材施教。

其三，提出针对传感器专业方向的学术定位与技术内涵，提出并构建具有“开放、共享、系统”的传感器综合实验教学平台的总体建设方案。形成密切配合“课程树”、展示专业方向特色与学术优势的实验课程内容，保障人才培养质量。

7 致谢

本文得到北京高等教育“本科教学改革创新项目”、北京航空航天大学教育教学改革教育教学改革培育项目的资助，特致谢。

与科研结合的开放式实践教学方法初探

孙建美，王　驰*，王志明，于瀛洁

（上海大学 机电工程与自动化学院，上海 200444）

摘　要：为满足高校新工科建设项目人才培养需要，综合教学方法与科研项目，以《激光检测技术及应用》课程实践教学为例，初步探索一种新型的“与科研结合的开放式实践教学方法”。针对目前实践教学现状，提出新型实践教学方法在教学内容、教学方法形式方面的探索改进，并举例分析了与科研结合的开放式实践实验。该方法将科研内容适当融入教学，有利于激发学生学习的主动性与积极性，对创新型、应用型及复合型人才的培养具有重要意义。

关键词：开放式实践教学；教研结合；激光检测技术

Preliminary study on the open practice teaching method combined with scientific research

SUN Jianmei，WANG Chi*，WANG Zhiming，YU Yingjie

（Shanghai University，School of mechatronic engineering and automation，Shanghai 200444，China）

Abstract：In order to meet the needs of talents training for new engineering construction projects in colleges and universities，a new“open practical teaching method combined with scientific research”is preliminarily explored by taking the practical teaching of《laser detection technology and application》as an example. Aiming at the current practice teaching situation，this paper proposes a new practice teaching method to explore and improve the teaching content and teaching method form，and analyzes the open practice experiment combined with scientific research. This method conducive to stimulating students' initiative and enthusiasm for learning. It is of great significance for the cultivation of innovative，applied and compound talents.

Key words：Open practice teaching；Teaching and research combination；Laser detection technology

为满足新经济发展及其产业变革对新型高新人才的需要，高校新工科建设项目势在必行。新工科建设人才培养目标为：培养造就一批具有创新创业能力、跨界整合能力、高素质的各类交叉复合型卓越工程科技人才[1]。对于高校理工科专业，实践教学是培养当代社会创新型、应用型人才的重要教学组成部

作者简介：孙建美（1993-），山东潍坊，硕士，助理级实验员，主要从事智能内窥检测方面的研究。

基金项目：2018 年高等学校仪器类专业新工科建设项目（2018C045）

分[2-5]。目前，本科实践教学中，主要针对理论教学的基础知识进行实验学习，注重专业理论基础实践[6-8]。此种教学模式下，学生对于一些较复杂的数理公式难以完全掌握并理解其隐含的物理意义。此外，目前实践教学仍然以教师为中心[9]，教师调整好实验设备，学生按照实验指导书步骤进行实验，这种被动实验模式，忽略了学生自主创新实践能力的培养，学生主动性与积极性难以体现[10-12]。因此，为适应新工科建设项目人才需求，更好的培养现代社会需要的创新型、复合型人才，本文以《激光检测技术及应用》这门专业基础课为例，结合课程教学中发现的实际问题，探索一种新型的“与科研结合的开放式实践教学方法”。并且，目前对该教学方法的研究已获得“教育部高等学校仪器类专业新工科建设项目”的支持。

1. 教学现状

激光检测技术是光学测量领域的一门重要检测技术，因具有精度高、灵敏度好、对被测物体无损伤、测量响应速度快等优点，在精密测量、加工领域有着广泛的应用，在航空航天、国防军工、生物医疗等领域都有着广阔的应用前景[13-15]。《激光检测技术及应用》这门课程是培养当代高新技术人才的重要基础课程。从激光产生的原理基础，到激光的产生、传输过程及其应用，都涉及到超越函数微积分、量子光学理论等方面的复杂公式。在有限的学时内，清楚地推导和讲解这些公式是一个非常困难的问题，而目前实践教学大多针对基础理论，学生难以完全理解并掌握复杂公式的推导过程及其隐含的物理意义。因此，如何在巩固基础前提下，使学生掌握并理解复杂数理公式，是目前实践教学的问题之一。

此外，《激光检测技术及应用》是光学原理及其应用的一个分支，而光学方面的研究课题通常很复杂，其研究过程需要一定的自主探索创新能力。大学生在之前相当长时期的小学和中学学习阶段，授课大都是被动教学的学习模式，科研所需的主动探索能力薄弱。因此，如何采用富有探索精神的启发式实践教学方法，选好难度适当的科研方向与《激光检测技术及应用》课程内容有机结合，让学生尽快适应“与科研结合的开放式本科教学方法”是有待深入探索研究的教学问题。

2. 与科研结合的开放式实践教学方法

针对目前《激光检测技术及应用》课程实践教学中存在的难点和实际难以达到预期教学效果的问题，本文综合教学与科研，探索并研究一种新型“与科研结合的开放式实践教学方法”。该开放式是指科研项目与《激光检测技术及应用》课程教学相结合的形式不拘一格，如把科研内容及最新成果融入课堂、根据科研内容布置实验课程、以及由本科生直接参与到教师的科研团队从事科研活动等。通过把科研项目内容以及最新研究成果融入课堂，激发学生的学习兴趣，培养他们的实践创新能力，从而拓宽学生的知识面，以适应当前社会对开拓型、应用型人才的需求。通过这种新的教学方法，使学生能较全面地掌握激光器的基本原理和理论，学会基本的激光技术，从而打下一个从事激光工作的较宽广扎实的基础。

首先，在教学方法方面，探索与科研结合的启发式教学方法。对于大学生（尤其低年级）而言，培养科研创新能力所需要的基础知识比较欠缺，针对《激光检测技术及应用》中复杂的数理公式，如果在课堂上进行复杂的推导和讲解，学生很难听得懂，本文采用“是什么”、“为什么”、“有什么用”的讲解方式结合科研项目进行启发教学，而把复杂的推导过程留给学生自己课下探索学习。比如：讲到光学谐振腔这一章中的“高斯光束通过薄透镜时的变换与传输规律”这一节内容，可与依托科研项目中的“高斯光束通过光纤探头或自聚焦透镜时的变换与传输规

律”相对照，利用高斯光束变换矩阵的方法解析光纤探头的聚焦性能，这其中涉及的复杂的变换公式，恰好反应了光束在探头中的传输规律，很好地解决“是什么、为什么、什么用”的问题，不仅启发了学生的发散思维，激发学生主动探索，独立思考的能力，而且达到了学生深切认识教学内容的目的。

其次，在教学内容方面，将科研项目内容及最新研究成果结合课堂理论知识进行穿插讲解，激发学生兴趣的同时，将学生带入理论知识应用场景，鼓励学生结合科研项目自行探索研究。科研实验室对学生全天开放，学生可在工作日空闲时间或休息日到实验室进行实践探索。实践探索方式有以下几种方案：

（1）利用我们学校本科教学实施的“导师制”，本科生可以结合自身的特长或兴趣选择导师，由导师指导学业学习。可根据兴趣组成相应的科研小组，直接参与到教师的科研团队。在团队中，可以与研究生讨论交流，通过实践掌握所学内容的同时，提前学习专业技能，为以后深造或工作奠定基础；

（2）安排激光器操作与光束性能检测的课程实践实验，这是项目研究中所用到的实验系统，也是与《激光检测技术及应用》课程内容结合非常紧密的实验教学内容，通过实验实践，加深课程内容理解；

（3）根据科研项目安排课程设计、毕业设计题目以及组成团队积极参与各种竞赛活动等，该方案为知识探索创新环节，培养学生学以致用、自主创新的能力。通过这一科研竞赛过程培养学生科研素养和科研知识的积累，更加系统化地培养或强化其科研创新能力，激发创新思维，对学生以后的工作或科研大有裨益。

3. 与科研结合的开放式实践实验

结合以上教学方法与教学内容改进，针对《激光检测技术及应用》课程实践实验进行举例分析。综合理论教学内容与科研项目，课程实验安排光束性能检测实验。该实验综合了课程教材多章节教学内容，涵盖高斯光束特征参数、激光光束质量检测技术及其在超小自聚焦（gradient-index，GRIN）光纤探头研究中的应用等知识。综合了课程多部分理论内容，使学生更深入的理解掌握理论知识同时，提高其动手能力，培养学生的探索创新能力。光束性能检测实验设备如图 1 所示，主要由光源、光纤分路器、位移调整台、光纤探针（光纤镜头）、光纤夹具、检测系统和计算机组成。实验内容主要分为以下几部分：

（1）检测系统光路搭建，根据实验原理结合实验系统模型，搭建如图 1 所示的光束性能检测实验系统。因检测镜头为光纤镜头，此部分可依托科研项目中“超小 GRIN 光纤镜头研制”进行延伸拓展[16-17]，学生可自行设计光纤镜头的性能参数及尺寸参数，并实际制作光纤镜头用于下一步光束性能检测。

（2）光纤镜头准直，灵活运用位移调整台，调节光纤镜头与检测系统物镜对芯入射，直至移动调整 z 方向旋钮，光束中心位于坐标原点不变。

（3）光束数据采集，通过计算机软件，记录并采集光纤镜头输出光束不同位置光斑大小与功率数据。

（4）光束数据拟合处理，将得到的不同位置光束光斑数据进行数据拟合处理，得到光纤镜头输出光束的聚焦位置及聚焦光斑大小，并与理论数据进行对比。

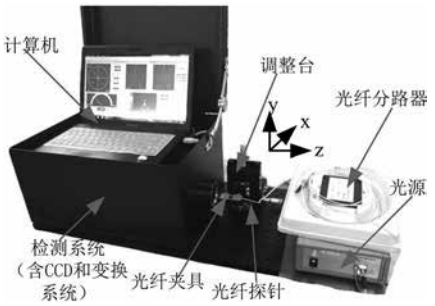
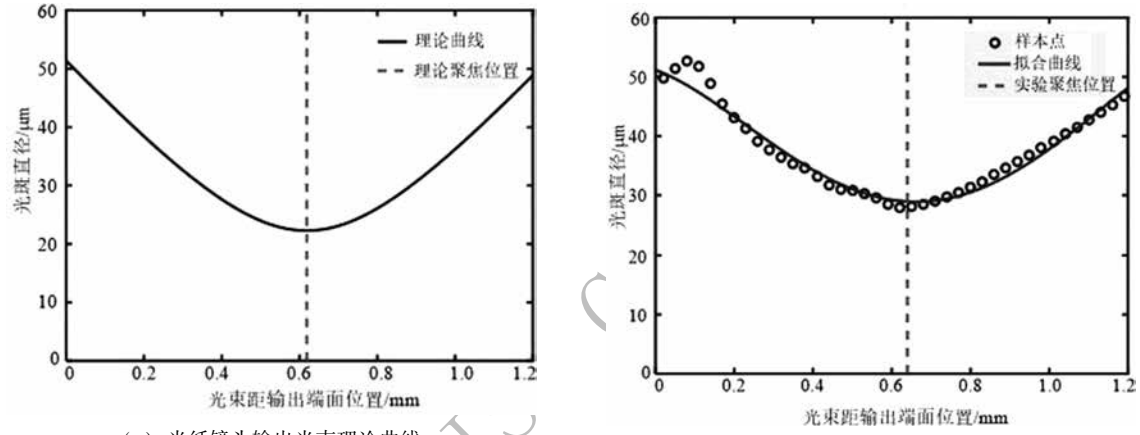


图 1　光束性能检测实验系统

实验结果如图 2 所示，横坐标为距光纤镜

头输出端面的距离，纵坐标为光束光斑大小，红色虚线为曲线聚焦位置，（a）图为光纤镜头输出光束理论曲线，黑色曲线为理论曲线；（b）图为实验数据拟合处理得到的输出光束曲线，黑色圆圈为实验数据采集得到的数据点，蓝色曲线为经数据拟合得到的实验曲线。输出光束理论聚焦位置为 0.62mm，理论聚焦光斑直径为 22.3μm；实验测得输出光束聚焦位置为 0.64mm，聚焦光斑直径为 28.9μm。实验中所用光束为高斯光束，测量高斯光束性能参数需理解并结合课程教学高斯光束理论知识；而光束性能检测系统则对应于课程教学激光光束质量检测技术，学生可结合实际检测系统对教材中“激光束诊断中的 CCD 传感器”深入理解、实际操作；实验所用光纤镜头为超小 GRIN 光纤探头，学生可自行设计、制作、检测其光束性能。真正将激光光束质量检测技术应用于超小 GRIN 光纤探头研制，达到学以致用的教学效果。在后续数据拟合处理方面，可用 Excel 处理，也可鼓励学生使用 Matlab 软件进行编程处理，有利于培养学生软件应用、独立思考、思维发散及探索创新的能力。



（a）光纤镜头输出光束理论曲线　　（b）光纤镜头输出光束实验曲线

图 2　光纤镜头输出光束实验结果图

4. 总结

与科研结合的开放式实践教学方法，在以教学方法、教学内容到教学实践这一“明线”的贯穿下，通过多种形式，将科研项目内容这个隐含的线索（或称“暗线”）融入实践教学的各个环节。采用这种教学方法，从学生的角度而言，不仅可激发他们对激光技术的学习兴趣，拓宽学生的知识面，培养其自主探索创新能力，以适应当前社会对创新应用型、复合型人才的需求；而从教师的角度来说，在达到预期教学效果的同时，不仅可系统科研成果从而不断深化科研内容，而且可提前培养自己科研团队的研究生生源。因此，该教学方法的探索与实践，不仅对于教学与科研有着重要的研究意义，而且对于新工科建设中具有创新创业能力、各学科交叉复合型高新技术人才的培养有着重要的实践意义。

参考文献：

[1] 林健．面向未来的中国新工科建设［J］．清华大学教育研究，2017（02）：26-35.

[2] 张其亮，等．“三位一体”层次化实践教学体系构建与实施［J］．实验技术与管理，2019，36（01）：41-44.

[3] 张晓琪，等．大学生科技创新实践教学改革与实践［J］．实验技术与管理 2019，36（06）：42-46.

[4] 王蒙军，等．基于教学科研与实践三位一体的实验教学中心建设模式探索［J］．实验室科学，

2014，17（04）：12-16.
[5] 周静，等．新工科背景下实践教学模式的改革与构建［J］．实验技术与管理，2018，35（3）：165-168.
[6] 张勃，等．基础光学实验的教学改革［J］．实验室科学，2018，21（05）：128-133.
[7] 张忠福．建立以能力培养为中心的实践教学体系［J］．实验技术与管理，2011，28（02）：17-20.
[8] 张宏喜．符合应用型人才培养需求的实验教学模式的探索与实践［J］．实验技术与管理，2019，36（06）：214-215
[9] 梅芸，等．以学生为中心的互动实验教学模式探索［J］．实验科学与技术，2014，12（02）：111-113.
[10] 陆紫生，等．开放高校科研实验室，培养学生创新实践能力［J］．实验室研究与探索，2018，37（09）：293-297.
[11] 魏艳红，等．基于科研项目的机械电子专业实践教学改革［J］．实验室研究与探索，2018，37（05）：185-189.
[12] 李永．应用型人才培养实践教学体系构建［J］.实验室研究与探索，2018，37（09）：277-280.
[13] 李志国，等．非接触式激光检测技术与应用［J］．中国石油和化工标准与质量，2017（09）：34-35.
[14] 史怀玺，等．激光测量技术在飞机产品检测中的应用［J］．科技创新导报，2018，15（17）：12-14.
[15] 郭隐彪．激光检测技术的发展［J］．激光与光电子学进展，2006，43（10）：73-75.
[16] Wang Chi，et al. Analytical method for designing gradient-index fiber probes［J］. Optical Engineering，2011，50（9）：094202.
[17] Wang Chi，et al. Measurement of the focusing constant of gradient-index fiber lens and its application in developing GRIN fiber probes［J］. Measurement，2016，90：542-548

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于 OBE 理念的传感器综合实验教学设计与实现

刘利秋　卢艳军　高云红　于明月

（沈阳航空航天大学自动化学院 沈阳 110136）

摘　要：工程教育认证的核心理念是成果导向教育（OBE）理念，即以“学生为中心”、“产出为导向”和“持续改进”。本文结合 OBE 教育理念，依据工程教育认证体系标准要求，针对实验课程教学的教学设计展开讨论，提出了传感器综合实验教学设计理念和通用教学设计方案及其教案模板。

关键词：成果导向教育（OBE）；工程教育认证；传感器综合实验；教学设计

中图分类号及文献标识码：

The teaching design and implement of transducer comprehensive experiments

Liu Liqiu，Lu Yanjun，Gao Yunhong，Yu Mingyue

（*Shenyang Aerospace University*，*Shenyang* 110136，*China*）

Abstract：The Key idea of Education Specialty Certification is Outcome Based Education（OBE），those are Student-centeredness，Outcome-bases and Continuous-improvement. In the paper，the discuss on teaching design of experiment courses is developed according to the standard of Education Specialty Certification，combined with the idea of OBE. Furthermore the design idea of transducer comprehensive experiments and the teaching plan template are proposed.

Keywords：Outcome Based Education（OBE）；Education Specialty Certification；transducer comprehensive experiments；teaching design and implement

作者简介：刘利秋，1998 年于北方交通大学获得学士学位，2004 年于东北大学获得硕士学位，现为沈阳航空航天大学副教授，主要研究方向为测控技术与仪器。5-mail：llq0915@ sina. com

Liu Liqiu received her B. Sc. degree in 1998 from Northern Traffic University，received her M. Sc. degree in 2004 from Northeastern University，now she is Associate Professor in Shenyang Aerospace University. Her main research interests include measurement and control technology and instrumentation.

* **基金项目**：辽宁省教育厅项目（1502154517）资助项目

0 引言

成果导向教育（Outcome Based Education，简称 OBE）是一种以学生的学习成果为导向的教育理念，强调以学生为中心，关注学生的全面发展，以培养高素质应用型人才为目标。我国工程教育认证标准全面接受了 OBE 的理念，并大力推广该教育理念。理论教学和实践教学是工程教育中的两大重要教育环节，而实践教学是培养应用型人才中至关重要的一部分。特别是在成果导向教育理念基础上实行的教育工程认证中，实践教学的比重更是进一步加强。OBE 认为教学设计和教学实施的目标是学生通过教育过程最后所取得的学习成果。本文结合 OBE 教育理念，依据工程教育认证标准要求，针对实践教学中的实验课程教学的教学设计展开讨论，提出传感器综合实验教学设计理念和切实可行的通用教学设计方案及其教案模板。

1 实验课程教学中存在的问题

实验课程作为理论课程的课内实验或是单列实践类课程，是工程教育中必不可少的教学环节，在强化理论知识、提高实践能力、引导创新思维能力等方面发挥重大作用。随着我国工程教育认证的不断深入，在教学总学时量不断压缩的情况下，实验学时比重反而日益提高。然而，实验课程却远不能达到预期的教学效果和工程认证的教学目标，主要存在以下几个问题：

第一，实验类型“单调乏味”。无论是课内实验还是单列实验课程，实验类型以验证型实验占绝大部分。验证型实验只是让学生按照要求验证某一原理或某方面的特性，这只能加强理论知识基础，而不能培养学生全方面的实践能力。近年来，个别实验课程增设综合型、设计型实验，但所占比重偏低，且实验设计往往流于形式，只是“形似”，没有做到“神似”没有真正达到其教学目标和要求。

第二，实验过程“照本宣科”。教师的教学过程设计就是实验操作流程的从头到尾如实描述，而学生的实验操作过程就是实验操作流程的按部就班忠实复现。无论是教师，还是学生都在墨守成规地“照本宣科”。这种实验过程的“照本宣科”，既不利于学生加深基础知识和提高实践能力，更不利于培养工程素养和创新思维。

第三，实验结果“千篇一律”。工程教育认证教育目标强调学生解决复杂工程问题的实践能力，在专业认证的毕业要求 12 条中，其中有 9 条都含有复杂工程问题，这也是本科工程认证的突出特点。复杂工程问题本身就是交叉各个学科和社会综合知识，实验课程也应该涉及复杂工程问题，其实验结果也应随着设备、环境等实验条件有所不同。但是实际情况却是各组同学实验结果高度雷同，即便实验结果出现了差异，此时的问题分析也大同小异。没有结合不同的实验条件，体现出不同的实验结果，或给出个性化的结果分析，造成实验结果的“千篇一律”。

第四，实验测评“形式单一”。现今的实验测评基本上小部分来源于实验操作，大部分依据实验报告。而实验操作的“照本宣科”和实验结果的“千篇一律”，造成实验测评结果不能真实反映学生的实际知能水平，不能作为工程教育认证持续改进的重要依据，更不能作为激励学生自主学习和工程能力培养的强大动力。

综合以上现阶段实验课程中存在的实际问题，本文开展基于 OBE 理念的实验课程教学设计研究与设计实现。

2 传感器综合实验教学设计

传感器综合实验是培养学生应用实践能力和创新设计能力非常重要的课程，在专业素质培养中至关重要。我校的传感器综合实验是测控技术与仪器专业的必修实践类专业课程，最初设置 16 学时 1 学分，自 2013 级开始课时增加到 24 学时。结合 OBE 教育理念，

以及工程教育认证标准要求，开展传感器综合实验课程的教学设计。

2.1 设计理念

按照工程教育培养目标要求，实验类型分成验证型实验、综合型实验和设计型实验，不同的实验类型有不同的教学要求和目标。实验设计过程充分展现实际工程设计思路，让学生体验工程思维和创新设计过程，科学引导学生开展工程创新设计，培养创新思维和创新能力。

传感器综合实验课程设置有验证型实验、综合型实验和设计型实验三种实验类型，以全面加强基础理论的理解和掌握，提高实践应用和创新设计能力。验证型实验设计为验证传感器的基本原理、测量性能，主要目的是让学生加深对传感器技术的理论认识。综合型实验设计为采用几种传感器，实现某种非电参数的测量，通过对比分析不同传感器的测量性能、非电参数测量技术。设计型实验设计为采用某种特定传感器，实现某种非电参数的测量，自行设计实验过程，包括实验步骤、实验器材，得出传感器测量性能、测量系统的测量性能，以及系统性能的优化和改进等。通过设计型实验，让学生体会和掌握工程设计思路，提高工程实践能力和启发创新思维。此外，设计型实验以项目小组为单位进行设计答辩，切实真实考核评价学生的理论水平和实践能力，培养语言表达、总结归纳和社会沟通协作、组织管理等非技术素养。

验证型实验设计包括设置实验项目、设计实验操作过程、制定评价考核体系。设计型实验教学法设计包括设计实验内容及要求、引导设计过程、启发结论分析、制定过程考核体系。

2.2 教学设计

2.2.1 教学内容

教学内容分成三个模块：理论基础模块、应用技能模块、实践创新模块，不同模块实现不同的能力培养目标。理论基础模块重在强化理论知识和技能基础；应用技能模块旨在提高实践操作和技能水平，培养应用设计的实践能力；实践创新模块意在引导前沿知识技能的开发应用，启发创新思维，培养工程素养等。教学内容三个模块的交叉并进，既保证基础理论信息量，又保障工程能力培养，同时注重引导和启发创新能力，培养学生解决复杂问题的综合能力和高级思维。

2.2.2 教学组织

无论是验证型实验、综合型实验，或是设计型实验，实验项目都是面向某实验装置或设备，解决某个或某种复杂工程问题的实际操作过程。根据工程实践解决问题的思路，将所有类型实验项目实施步骤分成：被测对象特性分析、实验器具特性分析、系统安装与调试、系统性能评估、系统优化与拓展。根据不同的实验类型，制定每一步骤的实施方案、具体要求和教学目标。该实验操作步骤或设计引导步骤即为实际工程设计的一般设计步骤，符合工程设计思维过程。通过实验教学实现了知识、能力、素养培养的逐步提升和层次递进的过程，以最终达到工程教育培养目标。

2.2.3 评价考核

评价考核考察学生实验过程所得和实验成果所得，强调实验过程中学生的自主操作、解决和反思的过程检测和评价。实验评价考核将作为实现工程教育认证之“持续改进”核心理念的重要依据。在传感器综合实验课程中分别采用实验报告、实验操作及答辩等的考核形式，考察理论基础水平、实践应用能力、创新素养三方面能力和素质。根据不同实验类型的教学目标和要求，设计考核具体内容及其权重。

3 通用实验教学教案模板设计

从教学内容、教学组织、评价考核三方面设计通用实验教学教案模板，如表 1。其中评价考核中的理论基础水平、实践应用能力、

创新素养的考核权重，依据专业需求和教学目标、实验类型不同而各异。其他实验教学设计和教案均可以此为模板开展，可根据实验类型进行相应的调整。可见其设计方案结构的能力培养层次分明，目标分解详尽，内容具体，可以根据不同的培养目标需求进行调整，具有很强的实用性和可操作性。

通用教案模板具有科学的规范格式和鲜明的目标需求，具有较高的推广价值：首先有利于提高教育教学质量，便于教师教学设计和备课，确保教学过程的顺利实施和教学质量的不断提高；其次有利于加强教师队伍建设，通过完成教案设计能快速领悟和掌握教学设计思路，提升教育教学整体水平；最后有利于规范教育教学管理，使教案撰写有范可循，提高教学督查的实际效果。

表 1　实验教学教案模板

Tab. 1　the teaching plan template of experiments

实验项目教学体系	实践教学目标		
教学内容	基础理论模块	实验基本原理、参数测量方法、系统工作原理	
	应用技能模块	实践操作理论、系统设计理论与技能、数据记录与分析、实验结果与结论分析	
	实践创新模块	系统性能的优化设计，设计实践方法技能拓展	
教学组织	被测对象特性分析	被测对象的材质、形状，被测量范围，测量环境（安装条件、温湿度、磁场干扰等）	
	实验器具特性分析	实验器具（如传感器）测量原理、实验应用原理、测量特性分析	
	系统安装调试	实验系统安装方式确定与调试，测量系统的连接和后续测量系统设计	
	系统性能评估	实验测量性能分析与评价，测量灵敏度与精确度评价，以及系统过载能力评估，得出实践结论	
	系统优化拓展	提出系统改进方案，提高测量灵敏度与精度的方法和技术，实现系统数字化和智能化的硬件设计和软件设计	
评价考核	考核目标	考核形式及内容	考核权重
	理论基础水平	原理分析、数据记录、思考题、实验答辩等	依据专业需求和教学目标设定比例
	实践应用能力	实验操作、数据分析、实验结论、思考题、实验答辩等	依据专业需求和教学目标设定比例
	创新素养	性能优化、分析拓展、思考题、实验答辩等	依据专业需求和教学目标设定比例

4　结论

工程教育认证的核心理念是成果导向教育理念（OBE），即以“学生为中心”、“产出为导向”和“持续改进”。工程教育专业认证要求学生不但具有自我学习和主动学习的能力，而且必须具备利用各种现代信息工具针对复杂工程问题的设计开发和研究能力，还要具有良好的人文社会素养和社会责任感等。因此工程教育中的实验教学应重点培养学生的自主动手、动脑能力和合作探究问题能力，重视创新思维能力的锻炼与培养等，同时注重人文社会素质等培养，真正做到“教书育人”。

基于 OBE 的实验教学模式改革和设计实践，实现了实验课程的遵从指导书的传统“复现”式教学模式，向旨在目标实现的“实践创新”教学模式的转变，结合专业认证毕业要求的复杂工程问题进行综合能力培养，各教学环节设计是以学生为中心的综合能力培养。按照这种基于 OBE 理念的实验教学模式改革和设计，使学生的学习能力、综合技能和人文社会素质就会逐步提升，并最终达到国际工程教育专业认证的教育目标要求。

参考文献：

[1] 曹英寒等 . 基于 OBE 教育理念的实践教学改革研究 [J]. 江西化工，2018（5）：213-214

[2] 王健等 . 成果导向教育理念下的电子信息类专业实践教学改革 [J]. 教育现代化，2017，5（19）：29-30

[3] 于海雁等 . 工程教育理念下的电子技术实践教学改革 [J]. 中国现代教育装备，2016（6）243：57-59

[4] 李钦召 . 关于工程教育理念下的电子技术实践教学改革探析 [J]. 电子元器件与信息技术，2018（9）15：73-75

设计美学与机电类新工科专业融合育人模式研究

赵志科

（1. 河南工业大学 电气工程学院，河南 郑州 450001）

摘　要：构建美学与机电类新工科专业相融合的人才培养模式，研究注重技术与艺术相结合的新工科本科教育方式。在强调新工科学科交叉融合的基础上，对美学在应用型、创新型人才培养中的作用进行分析研究，将美学设计方法融入学科专业课程的学习与实践，注重科学与美学、技术与艺术相结合的审美教育，完善新工科人才培养方案，使学生掌握技术美学和工程美学的基础知识，具备审美意识与美学设计能力，实现能够利用现代审美的新法则、新规律进行科技创新、技术创造的复合型工程应用人才教育方式变革。

关键字：美学；新工科；人才培养；创新能力；教育方式

中文分类号：TP206　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**

Research on the Educational Model of Design Aesthetics and New Mechanical Engineering Specialty

ZHAO Zhike

（College of Electrical Engineering，HENAN University of Technology，HeNan Zhengzhou，450001）

Abstract：Establish a talent training mode that integrates aesthetics and mechanical and electrical engineering，and study the new engineering undergraduate education method that emphasizes the combination of technology and art. On the basis of emphasizing the cross integration of new engineering disciplines，analyze and study the role of aesthetics in the cultivation of applied and innovative talents，integrate aesthetic design methods into the study and practice of discipline professional courses，and pay attention to the relationship between science and aesthetics，technology and art. Combined aesthetic education，improve the training of new engineering talents，enable students to master the basic knowledge of technical aesthetics and engineering aesthetics，have aesthetic consciousness and aesthetic design capabilities，and realize the use of new rules and regulations of modern aesthetics for scientific and technological innovation and technological creation. Changes in the education of talents for composite engineering applications.

Key words：aesthetics；new engineering；talent training；innovative ability；education method

---

作者简介：赵志科（1987-），男，河南济源人，主要从事机器人、机电设备故障诊断方面研究，zhaozhike168@126.com。

基金项目：河南省社会科学界联合会调研课题（美学观照下的新媒体艺术之完善与创新（SKL-2019-1368））；河南省民办教育协会项目（应用型本科专业课教师与思政教育工作者协同育人机制研究（HMXDJJ20180036））

1 引言

随着新工科建设的不断深入，打破传统专业门限，促进各专业相互融合发展，已展现出了较好的交叉性工科学科发展势头。然而，在对新工科育人模式改革过程中，注重跨专业的工科交流与合作，而忽视了美学与新工科的融合，没有发挥美学对工科人才培养上的促进作用。美学作为一种学术按自身的逻辑关联的内容，还要涉及到教育体系的学科分类对美学的具体呈现的制约，所以美学无处不在。美学具有与应用型工科融合的天然优势，在进行技术创新的同时，如何发挥美学在感官视觉上的优势，促进工科的全面建设与发展，已成为一种社会的实际需求。科学与美学，技术与艺术的相互渗透、融合，已成为当前时代的显著特征。在“以本为本”的教学要求下，在对学生进行专业技术学习的同时，如何将美学观念融入到对学生整体素质提升，促进学生全面发展的课题研究具有重要的理论研究和实际应用意义。

2 国内外研究现状

围绕着美学参与新工科人才培养和课程建设，国内外学者进行了相关领域的尝试与研究，但相关研究内容较为有限，多是仅以课程建设为主，缺乏整体性的调研与学科建设的探讨。

从国外高校美学与专业课联合培养的人才培养模式来看，美国仍然在推行艾斯纳倡导的“以学科为基础的艺术教育”模式，强调美术学科本体学习的逻辑性、课程的计划性和组织性以及严谨的科目结构，通过由简到繁螺旋式递进的系统化教学内容和严格的书面课程设计，把创作、欣赏、理解和评价几方面统合于同一个教学单元，培养学生形象的制作与理解能力。日本的美学教育与专业学科结合方面，强调美学类课程的基础教育，在进入大学之前，学生的美学思维已经通过美术类得到了提高，在进行专业课教育时学生已经具备了利用美学知识从事创造创新的能力。在法国大学的美学教育强调自由创作，给学生更多的自由创造美的空间，以作品为导向开展美学与专业的融合学习。通过对国外相关研究的分析发现，在美学与工科的联合培养方式上，许多国家都注重学以致用，培养学生应用美学的能力，将个人美学修养的培养与专业技能的学习放到同样重要的地位，美学成为学习与设计研究的加分项，美学教育依靠环境氛围影响，也受学校培养方式定位上的引导。

近年来，许多国内学者围绕美学在工科专业人才培养模式改革、学科规划、课程建设等领域做了大量的研究。江观华[1] 对重视美学功能在机械产品中的应用情况进行分析，指出了美学与机械相结合的重要性。邹十践[2] 指出了对工程机械进行美学设计的时代发展必然性，从工程机械的系统美、生理舒适美、功能美、结构美、比例美、材质美、工艺美、外观美进行了论述和分析。王艳戎和车林仙[3] 尝试在机械制图课程教学中渗透美学教育，在提高绘图制图技能上，又提高了学生欣赏美、创造美能力，使得学生学习上更具创造力。陆挺等[4] 以清华大学和东南大学为例，对工科大学艺术教育的规律进行了总结，获得了一些有推广价值的经验。孙琳[5] 利用美学原理对石油机械设备进行了外观设计，提高了设备的设计合理性。王丛[6] 针对矿业类工科院特点，指出教师应合理化解美学知识，将美学原理渗透并贯穿于矿业类工科院校的教学实践中，使课程具有学以致用和时代特色的特点。江黎明[8] 对中国传统美学思想与当代汽车设计理念的融合进行了分析，并对未来美学在车辆设计的前景进行了展望。孙锐等[9] 以天津大学为例，探讨在新工科建设背景下的高校美术通识教育的改革措施。

通过对国内外相关文献的分析，大多数学者普遍认可在工科人才培养上融入美学教育，其有利于健全教学体系完善知识架构，

有利于创新人才的培养，有利于适应市场人才需求。而我国针对工科的美学教育的指导思想和教学目的欠明确，美学教学的内容空洞、教学方法陈旧。在新工科建设的背景下，更加强调学科交叉对人才培养的重要性，应充分利用美学教育对专业学习与培养的促进作用，转变人才培养思路，在人才培养方案和课程大纲要求上做出创新与变革，使学生培养成具有美学思维的专业技术人才，从意识上去引导学生在美学的塑造与提升，以至于影响创新型艺术思维的养成。高校应该培养适应社会发展需要，在课程的设置上注重美学教育，激发学生学习专业知识的兴趣，使学生获得解决实际问题的能力。因此，探索如何通过实施美学教育与专业教育相融合的高校人才培养方式、课程建设，对贯彻以本为本的教育理念，培养适应社会需求的复合型创新人才具有重要的研究意义。

3 美学与机电类工科专业融合存在的问题

3.1 对美学与工科专业相结合的教学重视不足

现有的本科教育更注重实用性与应用型，注重“硬知识”的学习，而忽视“软知识”的发展。通过调查发现，现有的高等教育普遍存在人才培养方案、培养目标、专业定位上对美学应用的重视不足。高校普遍将美学作为非美学专业学生德育教育的附加部分，仅从鼓励学生通过课外活动生活等作为对学生审美的培养途径，对审美教育能涉及的专业应用领域认识不足，对美学教学的目的、内容、方式等，缺乏全面系统的了解，导致美学与工科专业融合的重视不足。

3.2 美学教育与工科教育缺乏合理架构

通过调查发现，多数高校都将美学教育作为本科教育的选修课，导致工科学生对待美学学习的态度与专业课学习态度上存在差异，且任课教师仅从艺术设计和美学方面授课，导致美学课程的学习与专业课程学习缺乏有效联系，无法有效的将美学知识与专业知识相融合，教学效果不佳。所以，美学教育与工科教育融合上缺乏整体架构，同时缺乏具有工科背景的美学教师，缺少具有美学特色的工科教材，也缺乏有美学特色的新工科人才培养方案，导致了美学教育与工科教育融合上的架构不合理。

3.3 美学与工科相结合的实践环节缺失

当前高校普遍重视具有实习、实训的课程，并将其作为学生动手实践能力提升的主要方式，但这些课程实施过程中要求过于死板，不具备激发学生源头创新，更谈不上利用美学知识进行创造性的设计，也不利于个性化人才的培养，抑制了创新人才的培养。而高校现有生产实习、参过实习范围有限，对学生开阔眼界，增加创造性能力的要求不匹配，更不利用学生利用美学从事兴趣方向上的专业技术上的创新创造。

4.4 对具有美学思维的复合型人才供应与市场需求的矛盾

随着市场经济的快速发展，人们对产品已从简单的实用型需求向智能型、多样型发生了转变，而我国现有的高校教育毕业生往往不具备技术型和艺术性的复合人才需求。许多产品设计的外观平庸，不具备新颖并实用的特点，导致市场反馈效果差。通过调查发现，在功能和价格相差不大的前提下，具有美学功能的产品，展现出结构新颖、造型优美的特点，更受市场的青睐。这是市场选择的结果，也对高校学生培养提出了美学知识储备上的要求。高校培养的工科人才，如果不具备美学素养，仅仅注重产品的使用功能，而缺乏对产品外观美学缺乏正确地认识，其设计的产品的成功率偏低，也不适应社会对人才培养的需求。所以，现有的高校工科教育在美学方面缺乏以市场需求为导向的人才培养调整机制，致使人才供应与市场需求存在矛盾。

5 美学与机电类工科协同育人发展方向

5.1 推动设计美学与新工科专业融合的人才培养模式建设

通过对美学在新工科人才培养上存在的不足的分析，建立以社会需求和学生需求为导向人才培养方案，以改变当前高校无法实现艺术与工程的协同育人的现状。借助大数据对新工科建设中美学参与的现状进行调研分析，重点对课程设置、教材创新、教学改革等进行统计分析，加强设计美学与新工科专业的融合，适应国家创新创业及产业化发展对复合型人才的需要，缓解工科学生美学创造能力上的不足，促进技术设计与艺术设计的融合，解决现有新工科人才培养上美学欠缺的问题。

5.2 推进融入美学思维的特色课程建设

在进行专业课教学过程中，通过美学的渗透，提升审美能力，使学生在欣赏工科专业之美的同时激发创造美的兴趣，既有利于掌握专业技能，又培养了美学观念。通过该融合美学教育的特色课程的建设，激发学生学习兴趣，提高学生综合素质。

5.3 美学教育与新工科学科教育相融合的规律研究

建设具有美学特色的工科学科专业，目的就是运用美学与专业理论去指导实践，使现有新工科教育发展得更加完善。由于美学教育无处不在，容易被人们忽视，因此需要总结出美学教育与工科学科专业教育相匹配的教育规律，提供实施美学教育与专业学科教育相适应的原则和方法，推进我国高等教育结构日趋完善。

结语

只有建立具有美学特色的新工科学科专业，优化现有人才培养方案，推进新工科背景下的教学内容和方法的改革，构建以市场人才需求为导向，注重美学教育的机械类人才培养模式。通过对机电类专业人才培养实践应用，总结出美学与新工科教育相融合的普遍性规律，才能将美学与新工科融合好，发挥协同育人的优势。

参考文献：

[1] 江观华．重视美学功能在建设机械产品中的应用[J]．建设机械技术与管理，1994，36：30-31.

[2] 邹十践．浅谈工程机械美学设计[J]．建筑机械化，2004，9：46-51.

[3] 王艳戎，车林仙．机械制图教学中的美学教育[J]．泸州职业技术学院学报，2009，1：27-29.

[4] 陆挺，陈峰．中国工科大学艺术教育模式的比较及启示—以清华大学和东南大学为例[J]．艺术百家，2010，3：44-47.

[5] 孙琳．基于美学原理的石油机械设备外观设计方法[J]．石油天然气学报，2011，33（2）：158-160.

[6] 王从．矿业类工科院校美学教育之探讨[J]．矿业科学学报，2018，8：610-614.

[7] 江黎明．中国传统美学视域下汽车造型设计的思考[J]．武汉理工大学学报（社会科学版），2019，32（4）：22-27.

[8] 孙锐，张鸿浩，席萌．新工科背景下的世界一流高校通识美育教育模式探索—以天津大学为例[J]．艺术教育，2019，1：150-151.

基于考核导向的计算机网络类课程教学模式

李　晖，张志佳，桑海峰　姚晓慧，冯　皓

沈阳工业大学信息科学与工程学院 辽宁 沈阳 110870

摘　要：计算机网络类课程是信息技术相关专业的技术基础，是理论实践紧密结合，比较适合培养学生创新应用能力的一类课程。本文对计算机网络类课程传统的考核方式进行了改革尝试，变单一考核为多种考核形式相结合，培养学生的系统设计与创新思维能力。以网站建设为例，从网络底层到应用页面进行系统综合设计，从实践教学模式、考核评价方法等多个方面进行探索和实践，初步达到了较为科学、全面地分析评价学生的学习状况并实现了创新应用型人才的培养目标。

关键字：计算机网络；创新应用型人才；实践与考核；网站设计

中图分类号：G 642.0　　**文献标志码：**A

一、引言

为了深入贯彻落实《教育部关于加快建设高水平本科教育全面提高人才培养能力的意见》（教高〔2018〕2 号）文件精神，以学生发展为中心，以社会需求为导向，开展了计算机网络类课程教学模式和教学内容改革以适应培养符合社会需要的创新应用型人才。创新应用型人才有别于研究型人才和技能型人才，是以工程型创新能力与实践能力“两过硬”为特色的人才。在课程体系和人才培养模式上有别于技能型和研究型人才培养。

随着微电子技术、计算机技术和通信技术的迅速发展和相互渗透，计算机网络已成为当今最重要的技术之一，尤其是互联网技术改变了人们的思维方式和生活方式，对整个社会产生巨大影响，网络类课程已成为高校信息技术相关专业的必修课。近几年在教育转型的大背景下，课程组以培养创新应用型人才为目标，全面深入分析了计算机网络类课程教学内容、教学方法与手段、考核方式等课程全过程存在的不足，对该类课程进行了全面深入地改革与实践。

在培养过程中变“传授知识”为“提升能力”，倡导并践行反思型教学模式[1]，在培养模式上变“以教为主”为“以学为主”[2]。在对课程内容设计、教学方法、课程考核方式上开展研究中发现，考核方式在教学目标达成度上起着重要的导向作用，因此必须改革课程考核方式，才能更有效地提高课程教学质量，才能有效提高学生对知识的掌握程度和运用知识的实践能力和创新能力。

二、考核方式改革的思路与方式

2.1　课程现状

网络化时代，计算机网络特别是互联网

作者简介：李晖（1968-），女，山东蓬莱人，博士，副教授。研究方向：网络通信信号处理，保密通信、新型网络，教育教学研究

基金项目：教育部 2018 年产学合作协同育人项目“数据时代计算机网络教学内容和课程体系建设”（201802001037）辽宁省教学改革研究项目 . 应用型人才培养与产教融合平台建设研究与实践（辽教函［2018］471 号）

已经影响到人们生活和社会运转的方方面面，计算机网络原理和技术是信息技术相关专业学生必须掌握的。计算机网络课程内容以现阶段主

流协议 TCP/IP 为主线，涵盖网络发展史、物理层、数据链路层、网络互联、传输层、应用层、网络信息安全等，要求全面了解计算机网络的基本原理、计算机网络发展的前沿技术及应用，掌握网络通信和协议实现。该类课程注重学生的计算机网络和通信理论基础的同时，着重培养学生的网络工程实际动手、分析与开发能力。

由于计算机网络课程知识点多且比较抽象，学时较少，仅仅利用课内学时，学生学习起来感觉非常困难。鉴于在网络数字化信息时代，原有的教学过程设计和试卷、报告等考核方式已不适应培养社会需求的具有专业知识的创新应用型人才，在课程内容设计、教学方法、课程考核方式上开展了研究。研究发现，考核方式在教学目标达成度上起着重要的指向作用，因此必须改革课程考核方式。

课程考核是教学工作中的一个重要环节，客观、公正地对学生课程学习成效的评价不仅是对学生学习效果检验，也是对教学目标达成度的检验，有助于促进教师教学方法的改进。

2.2 课程考核评价机制分析

长期以来，该类课程的考核方式多以期末试卷考试或者课程报告为主，占比 70%-80%，虽然总成绩里包含 20%-30%的平时作业和实验上机成绩，但这部分成绩区分度不大，不能完全反映学生的真实成绩。导致学生专注于期末考卷内容的学习，“老师考啥我学啥”的思想不断蔓延发酵。出现了“90 分学生考前一个月学习，80 分学生考前一周突击，70 分学生突击 48 小时”的为分数而突击学习的现象，严重背离了“严起来、难起来、忙起来、教学质量提起来”的宗旨。改革教学内容及方法，与科学化、多元化的考核相结合，摆脱单一的考评内容和机械的考核方式，实施多元、互动的计算机网络课程考核评价机制是提高课程教学质量、培养创新应用型人才，形成教学相长的局面、提高学生学习自主性和积极性的重要环节。

2.3 考核方式改革思路

考虑到课程考核方式很大程度上影响着学生们的学习态度和精力的投入，改革考核方式的思路是改变原有考核方式的片面性、单一性，最大程度引导学生注重平时的学习和实践能力的锻炼，增强学习主动性和自主性。基于此思路，课程考核成绩评定从两个方面进行改革，第一是改革试卷或者报告内容，第二是提高实践创新应用能力考核比重，构建新颖独特的考评方式。另外，鼓励学生参加类似华为 HICT 认证的相关培训和考试。

如何设计合理的过程化考核模式是考核方式改革的关键。怎样的过程考核内容和形式，才能起到激励学生平时学习的积极性，注重平时创新应用能力的培养，能够客观地测评学生对课程知识的掌握和对知识的运用能力，并能够通过过程考核及时发现学生学习过程中存在的问题以及考查教师的教学方法、教学进度、教学安排的合理性，及时做相应的有利于学生创新应用能力的教学调整，达到最理想的教学效果。因此，以创新应用型人才培养为方向，设计合理的过程考核模式是本文教学改革的重要内容。

2.4 过程考核内容及成绩评定方式

计算机网络类课程属于理论和实践并重的课程[3]，因此，过程考核以大作业形式，提高过程考核占总成绩的比重，即大作业和期末考试成绩各占总成绩的 50%。

期末考试占 50%，试卷考核内容包括基本概念、基本理论、相关计算、网络设计（地址分配和路由）和实验中涉及的内容。试卷题目类型主要以基本概念和理论知识的理解和运用为主，避免学生死记硬背一些概念、原理，尽量避免考前突击的现象。

大作业内容包括协议实现和创新设计制作两大部分：一部分是网络协议的实现或网络监控设计及分析，占 20 分；另一部分是网站设计（属于上机实验的课外作业），占 30 分。

（1）网络协议实现

网络协议实现或网络监控设计是实践大作业部分，也是实验教学内容的一部分，要求在理论学习的基础上编写 ARQ、UDP 等协议，并进行实验测试，以论文形式撰写报告。每次出若干个协议题，多个同学一组，相同协议可以采用不同的不同编程语言编写，如 JAVA、C++、C 等。这个考核目标主要考察学生对网络协议知识的理解并掌握其实现和测试方法，改变以往只教授抽象的协议，学生并不了解协议如何实现及其在网络中应用状态。所设计考核内容可以一定程度上有效地调动学生课堂之外自主学习的积极性和相互学习的协作性，一定程度上激发学生探究动手实现网络协议的兴趣。考核评价成绩根据程序运行演示、实现过程描述、调试现象分析及报告书写规范程度四个方面完成情况给出。

（2）网站（网页）创新制作

网站设计（网页设计）制作属于过程考核的创新设计部分，也是实验教学内容的一部分。要求学生在上机学习网页制作基础上，自由组成 3-5 人小组，组内成员分工合作，自主选择网站主题、自主设计网站内容及网站功能。网站设计完成后，撰写报告、制作 PPT，最后通过全体学生参加的展演答辩综合评定网站设计这部分的成绩。

答辩展演内容包括组长从选题构思、设计思路、制作手段、设计过程的花絮等方面总体介绍，组内成员介绍并演示各自承担的工作部分。这种设计的考评方式一方面给每位学生上台激情表演的展示机会（所以起名“展演”展示表演的意思），把自己的努力、所获和成果展示给全体同学，锻炼了学生表达能力。网站（网页）创新设计的评定标准包括六个方面，如表 1 所示。

表 **1**　网站（网页）创新设计的打分标准

序号	内容	评定标准	分数
1	网站（网页）主题（5 分）	新颖、明确、有意义、有价值	5
		明确、缺乏新意、有价值	3
2	页面布局（5 分）	结构合理、美观、可读性强	5
		结构基本合理，不分页	3
3	设计方法和内容形式（10 分）	形式多样：图文超链、音乐、图片滚动，动画，表格	10
		上面 5 种表现形式少一样	-2
4	展演语言表达（5 分）	语言表述清楚、内容完整、有逻辑	5
		语言表达欠逻辑性、内容不完整	3
5	报告撰写规范程度（5 分）	规范	5
		欠规范	3

三、考核方式改革的实践与成效

通过上述对计算机网络类课程考核方式改革，效果与预期相一致，甚至超出预期，如网站（网页）创新制作大作业形式和考核方式收到超乎预期的效果。这种方式真真切切调动了学生们的学习积极性、主动性、自觉性，充分发挥了学生们的创造力，激发了

学生们的想象力，使其在网页制作过程中融入自己的情感，学生的实践能力得到了锻炼，做到真正让学生忙起来。从浏览网页到自己亲自制作网页，从欣赏网站网页上的美图到欣赏自己设计的网页美图。在展演时，学生们都带着一种情怀来展示自己的作品。例如爱好摄影的同学组设计的网页主题为“我们的摄影生活”，主要展示大学时代的摄影记录，记录从对大学的第一印象、军训、宿舍等等所经历的美好瞬间及一切美好的事物。如图 2 所示

图 2　“我们的摄影生活”网页一隅

图 3　“红色记忆”网站一隅

展演有时能起到震撼的感觉，例如一组学生以“弘扬红色精神，继承红色基因，重温红色记忆，弘扬革命精神”为主题，以革命历史为素材，主要讲解了与中国改革开放前后历史事件相关的故事、人物等，设计了名为“红色记忆”的网站，宣扬红色精神，不仅学习实践知识，更丰富精神世界。网站设有 5 个栏目：首页、爱论坛、视听中国、红色足迹、红色典藏。在展演过程中足足用了 40 分钟的时间，没有一名同学提出超时，展演结束后，同学们给予这组热烈的掌声。如图 3 所示。

从 2016 年开始进行考核方式改革，开发网页制作大作业实践课程内容和评价标准的改革方案。四年的实践证明，学生通过从自由组合、自主选题到自主设计网站风格，从收集素材再到制作，从理论学习到实际制作，组员从共同设计网站内容、网页版式结构、目录结构和链接结构，再到设计不同功能模块。从租用服务器、申请网址再到最后测试和浏览网页，学生们通过短期课外合作制作，亲身体会到了理论与实际相结合的重要性，扭转了绝大多数学生“学习只是应付考试，一味追求期末试卷考试的分数”的思想，从心里重视实践教学内容的学习和动手应用能力的训练，加深了知识的掌握程度。

在学习和考核过程中，学生们体会到团队分工合作的重要性，集思广益、多方寻找解决问题的方法。通过课程内容的实训和考评方式的改革，培养了学生独立思考、集思广益的团队合作精神及创新应用实践能力，激发了学生探究学习的热情。学生通过短暂的课程实践教学及学生课后的实践锻炼，通过自主的探究学习，掌握了网站开发的多种技术和语言，在夯实理论知识的基础上，掌握了网页设计和网站建设的能力。

近几年有学生在后续学习过程中选择网站设计类的题目作为毕业设计题目，甚至有的学生利用自己设计的网站开始了创业。学生们在创新性设计自己网站的过程中，体会到学习知识、动手实践的乐趣，获得了学有所获的成就感。

四．结论

课程教学内容和形式以及考核评价机制的设计直接影响到学生培养目标的达成度，直接影响着学生的学习态度。在课内学时有

限的情况下，本文设计了计算机网络类课程中的过程考核内容和方式，充分利用学生课外时间，学生自主设计网站前段和底层技术的实战训练，以展演形式提交作业，不但提高了学生的学习积极性、而且有效地提高了学生的实践动手能力，提高了学生团队精神。以基本概念和理论知识的理解和运用为主的试卷考核内容及题目类型的设计一定程度上避免了学生突击学习的现象。以大作业成绩加试卷成绩作为学生课程总成绩的评定方式，有效地实现了创新应用型人才培养目标。

参考文献：

[1] 李晖 . 反思式教学模式在计算机网络课程教学中的应用［J］. 武汉大学学报（理学版）2012，58（S2）：113-115

[2] 李家伟 . 基于校企协同创新应用型人才培养［J］. 学生管理，2015（4）：228.

[3] 王笑妍，杨瑞君，曹国刚等 . “互联网+”时代下《计算机网络》课程教学改革的探索［J］. 教育教学论坛 . 2017（9）：258-259

成果导向理念下的测控专业人才培养方案分析与设计

卢艳军，高云红，刘利秋，徐　涛，张晓东

（沈阳航空航天大学自动化学院，辽宁 沈阳 110136）

摘　要：成果导向理念为专业人才培养方案设计和修订提供了科学的依据和动力之源。对成果导向理念下专业人才培养方案的核心要素进行深入分析，并以此为指导，按照“定位与培养目标—毕业要求—课程体系—教学实施”流程设计和完善了沈航测控专业培养方案，为测控专业与国际工程教育专业认证接轨，为提高测控专业本科生培养质量奠定了基础。

关键词：人才培养方案；成果导向教育理念；核心要素；反向设计

[中图分类号] G642.0　　[文献标识码] A

Analysis and design on the talent training program of measurement and Control Specialty based on outcome-based education theory

LUYan-jun，GAO Yun-hong，LIU Li-qiu，XU Tao，ZHANG Xiaodong

（School of Automation，Shenyang Aerospace University Shenyang of Liaoning Prov. 110136，China）

Abstract：The outcome-based education theory provides scientific basis and power source for the design and revision of talents training program. The key problems of talent training plan based on outcome -based education theory are deeply analyzed. On this basis，According to the process of “positioning and training objectives --graduation requirements --curriculum system—teaching implementation”，the talents training program of measurement and control technology and instrument specialty of Shenyang Aerospace University is designed and improved. The revision is geared to professional certification in international engineering education，and lays the foundation for improving the quality of measurement and Control Specialty engineering undergraduates cultivation.

Key words：outcome - based education theory；talents training program；core element；reverse design

作者简介：卢艳军（1968—），女，博士，教授，现主要从事自主飞行控制技术、测试技术等科研工作

基金项目：（1）2018 年教育部高等学校仪器类专业新工科建设项目--提升专业培养学生解决“复杂工程问题”能力的研究与实践（2018B001）；（2）2018 年 2018 年度辽宁省普通高等教育本科教学改革研究项目：基于工程教育专业认证的实践教学体系构建与实施（辽教办［2018］165 号）

对于专业而言，人才培养方案是专业建设的脚本，也是专业办学质量的重要依据，其体现专业的办学理念、人才培养定位、专业的特质和特色。专业人才培养方案的制订和修订是专业建设的重中之重，是专业建设的顶层设计。现有的部分专业人才培养方案都存在着“八股文”的描述特点，培养方案设计理念跟不上不符合时代需求，课程设置多采取学科知识体系，课程的选择和模块组合没有科学合理的依据。这些存在于人才培养方案在制定过程中的理念模糊、要素不清、固化死板的弊端，已经严重地影响了专业建设的脚步。

在工程教育深入改革和工程教育专业认证的大背景下，如何科学、合理、有效的重构专业人才培养方案，是当前大多数高校专业所面临的重要且期待解决的问题。因此，针对专业人才培养方案设计应遵循的理念、培养方案构成，及其各构成部分之间的内在联系进行深入的研究就成为专业建设和改革中的重要研究课题。

1 制定专业人才培养方案的理念

人才培养方案的制定过程不是按照模板简单内容要素的堆砌和课程设置的增减，而是要基于符合高等教育运行规律、能体现专业自我特质和特色的人才培养理念对构成专业人才培养方案的诸多要素进行科学规划和有机组合，并实现专业的可持续发展。因此，专业人才培养方案理念的选择要符合高等教育运行规律、社会和时代需求，体现学校和专业办学特色，并能够指引专业课程体系构建及教师的课程设计。

1.1 成果导向教育理念

成果导向教育理念（outcome-based education concept，OBE）提出后被美国工程教育认证协会全面接受，并贯穿于工程教育认证标准。OBE 理念强调人人都能成功、强调个性化评定、强调精熟、强调绩效责任和能力本位五个方面，完全包含了工程教育认证“学生中心、成果导向和持续改进”三个核心理念[1,2,3]。因此，基于成果导向教育理念制订或修订专业人才培养方案已经成为目前专业改革的重要课题。

OBE 理念的核心在于学习成果，即教学设计和教学实施的目标是学生通过教育过程最后所取得的学习成果（Learning - outcomes）。这样，在专业人才培养方案设计过程中就要充分考虑到底什么是学生的学习成果、为什么要让学生取得这样的学习成果、怎样有效地帮助学生取得这些学习成果、如何确认学生取得了这些学习成果。

1.2 “成果”的界定

成果导向理念所指的成果是学生通过某一阶段学习后所能取得学习成果的集合体，其涵盖了知识、技能、情感与态度等不同模块，按照工程教育认证标准，学习成果可以体现为以能力为代表的通用能力与学科专业能力两种类型[2,3,4]。通用能力包含分析和综合能力、国际视野、独立学习能力、合作和交流能力、组织与规划能力等。学科专业能力则侧重于学科相关的理论、实践和实验知识包含的实际内容，涵盖与学科专业相关的具体知识、处理解决问题的办法、学科历史知识以及学科当前发展等。

成果导向教育与传统教育不同，更关注学生能做什么，而不是学生知道什么。所谓的能做什么就是学生的学习成果，学生结束一门课程或整个专业学习后，通过所了解的知识、形成的思维及所做的事情，同时还包括在某一具体学科和专业领域内理解、认识、理性思考能力及在人际、社会及跨文化的知识、以及行为等 方面的“软性”学习成果。

1.3 成果导向教育实施原则及要点

1.3.1 成果导向教育实施原则[1]

（1）聚焦目标：课程设计与教学要清楚地聚焦学生的学习成果，即学习目标。教师要清楚自己的责任，所有的教学设计和教学评价都是以帮助学生实现学习成果为目标。

（2）创造机会：课程设计与教学要考虑学生个体差异，要从方式、时间和资源等各方面创造各种机会让学生获得合适的学习机会，从而达到预期的学习目标。

（3）提高预期：教师应提高对学生学习的预期，实施教学时提高课程要求和执行标准，引导学习向高标准努力。

（4）反向设计：教师以最终学习成果为起点，实施反向课程设计，展开教学活动。

1.3.2 成果导向教育的实施要点[1]

（1）确定学习成果。学习成果是所有教学设计与实施的起点和终点，也是成果导向教育的核心和关键。

（2）凝练能力要素。能力是学习成果的体现，能力要素的凝练关系到学习成果的确定和评价。

（3）构建课程体系。学习成果是一种能力结构，能力结构与课程体系结构应有清晰的映射关系。

（4）确定教学策略。教学策略是教学目标实现的有效保证，贯穿于课程教学实施过程中。

（5）制定评价方式。教学评价聚焦于学习成果，评价方式合理性关系到课程质量和持续改进。

2 专业人才培养方案中的核心要素

培养方案是专业人才培养的纲领性文件，其体现专业所在学校的人才培养定位和专业特质特色，是专业教学理念的具体载体。在工程教育改革大背景下，如何科学、合理、有效的重构专业人才培养方案，就必须要对专业人才培养方案的核心要素和核心之间的内在联系进行深入研究[5,6,7,8]。

2.1 培养定位和培养目标

2.1.1 培养定位

专业培养定位要体现学校的办学定位，不同类型的高校办学定位不同、办学特色不同、服务面向也不同，所肩负的人才培养任务和培养层次也不同。专业人才培养定位的确定是制定和修订人才培养方案的前提。通常人才培养定位应用院校和专业两级构成。也就是通常所说的专业人才培养定位既要符合学校（学院）定位，还要有专业自己的准确定位。学校人才培养定位指导专业人才培养定位，专业人才培养定位支撑学校人才培养定位。学校人才培养类型定位应当是概括的，具有泛化特征，只是通过对人才知识、技能、素养方面的需要进行概括性规定，如应用型、复合型和创新型等；专业人才培养类型定位应当是具体明确的，具有单一指向性，具有专业的特质和特色。

2.1.2 培养目标

专业人才培养目标通常是对学生毕业 5 年左右的职业成就和职业能力的预期，这个培养目标的确定来自于社会和行业领域需求、学生及家长诉求等方面。培养目标具体包括专业定位、毕业生的职业领域、岗位性质、岗位层次和职业能力等描述。

2.2 能力要素和毕业要求

2.2.1 能力要素

基于成果导向理念的专业人才培养方案制定的核心要素就是能力要素，即学习成果。培养方案的设计和实施以能力要素主线，是一个反向设计正向实施的过程。能力就是学习成果，培养目标中明确了对专业毕业生职业能力的预期，这个职业能力中包含了专业核心能力要素，而这些能力要素就是确定专业毕业要求的依据，只有这些能力要素真正地落实到毕业要求中，才能保证毕业要求对培养目标形成有效支撑。能力要素应包含工程知识应用能力、专业能力和通用能力等方面，专业要根据培养目标喜欢分解相关能力要素，作为确定专业毕业要求的依据。

2.2.2 毕业要求

毕业要求是对学生毕业时应该掌握的知识和能力的具体描述，包括学生通过本专业学习所掌握的知识、能力和素养，是人才培养目标的具体化，也是专业核心能力的细化，这些核心能力正是培养目标和毕业要求之间

的连接纽带。按照工程教育专业认证标准，毕业要求所包含的核心能力要具体可操作、可衡量和可评价。专业毕业要求的能力要素要涵盖通用标准毕业要求的全部内涵，并具有专业的特质和特色要素。

2.3 课程体系

课程体系作为人才培养方案的末梢，课程如何设置，如何实施，直接关系到毕业要求的达成和培养目标的实现，也是培养方案的科学性的体现。原有依据学科完整性所设计的课程体系明显已经不符合现有工程教育改革的趋势，基于成果导向教育理念的主张，专业的课程体系构建应根源于专业毕业要求的能力指标要求，即根据专业核心能力要素开构建课程体系，设置课程，设计教学过程。

3 基于成果导向教育理念的测控专业人才培养方案设计

经上面分析可知，在工程教育改革和工程教育认证大背景下，成果导向教育作为人才培养方案设计的核心理念具有先天性优势。沈航测控专业按照认证要求，提出按照“定位与培养目标—毕业要求（核心能力细化）—课程体系—教学实施”流程来设计和完善专业培养方案。具体的制定流程如图 1 所示。

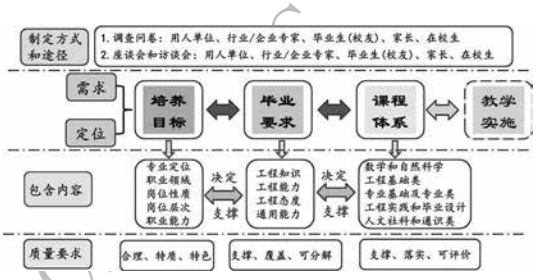


图 1 测控专业培养方案修订流程

3.1 专业定位与培养目标

3.1.1 专业定位

沈阳航空航天大学作为省属普通高等学校，肩负着培养应用型人才的重任，在学校 68 年的办学历史中，航空航天特色已经给学校的人才培养打上了深深的烙印。作为沈航的测控技术与仪器专业，其人才培养定位要符合沈航的办学定位和历史，即具有航空航天特色的应用型工程技术人才。

3.1.2 培养目标

依据专业的定位和特色，测控专业在明确了专业定位的前提下，按照反向设计原则，通过需求调查确定了专业培养目标，明确了专业毕业生的职业领域、岗位性质、岗位层次和职业能力等。具体如下：

专业培养具有坚实的专业技术基础，能在航空航天等相关领域从事测量、控制和仪器仪表系统设计与开发、运行与维护、以及管理等工作，具有较强的工程实践能力和创新意识，综合素质高，有良好发展能力的应用型工程技术人才。经过 5 年左右的实际工作，能：

（1）运用工程数理知识和测控专业知识，解决测控及相关领域的工程问题；

（2）跟踪前沿技术，运用先进技术和手段对行业问题提供创新性解决方案；

（3）了解当代全球和社会问题，具有良好的沟通、交流技能和团队意识；

（4）适应职业发展需求，具有良好的职业道德和终身学习能力。

3.2 核心能力与毕业要求

测控专业详细解读了专业培养目标，总结出专业人才的核心能力，作为专业毕业要求制定的依据。专业的核心能力包括工程知识及知识应用能力、工程能力、通用能力和职业态度等。根据工程教育认证标准的要求，以核心能力为纽带，专业建立了培养目标与毕业要求之间的支撑关系，如图 2 所示。

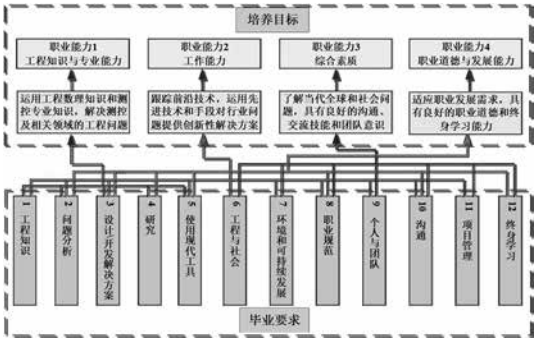


图 2 测控专业培养目标与毕业要求支撑关系

测控专业毕业要求的能力要素完全覆盖工程教育认证标准毕业要求的内涵，并体现了测控专业的专业特质和沈航特色。

3.3 课程体系

培养目标和毕业要求制定的再科学再合理，不落地也是空谈。课程体系是毕业要求和培养目标落地的基础。因此，在确定专业课程体系时，要充分分析专业毕业要求所包含的能力要素，要考虑这些能力要素要放在哪些课程和教学环节中实现。因为专业的特质和特色都要体现在课程体系中。为了更好地支撑毕业要求，在细分毕业要求能力要素的基础上，可以将课程体系按照不同特点和性质划分为不同的课程模块，与毕业要求建立合理的对应关系，这样既能保证实现对毕业要求的有效支撑，又能方便相关课程的具体设置。测控专业将课程体系划分为 13 个课程模块，将毕业要求的能力要素与 13 个课程模块构建支撑关系，然后设置具体相关课程，完善课程体系。专业课程体系与毕业要求的支撑关系如图 3 所示。不同模块中的课程按照模块承担所对应的毕业要求能力要素进行具体的选择和设计，即每一门课程在课程体系中都扮演自己的“角色”，担负自己的“责任”。

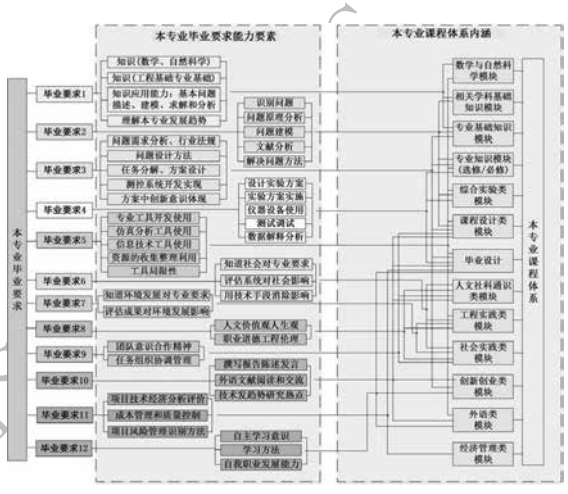


图 3　毕业要求与课程体系之间的支撑关系

3.4 教学实施—课程大纲

培养目标达成取决于毕业要求达成，毕业要求达成取决于课程目标达成，课程目标达成取决于课程内容掌握。即培养目标的最终落地是通过课程体系中每一门课程的教学实施过程。可见，课程实施是培养方案的基石。课程大纲作为课程实施的纲领性文件，通过课程教学目标（学习成果）所达成的能力来实现对毕业要求的有效支撑。

课程大纲要实现对毕业要求的有效支撑，应首先在课程大纲中明确 4 件事情：一是明确课程教学目标；二是明确课程目标与毕业要求二级指标的支撑关系；三是明确课程目标与考核评价方式方法之间的对应关系；四是明确课程教学设计过程。由此可见，课程大纲应包括课程教学目标、对毕业要求二级指标支撑、教学内容组织、教学过程设计、考核评价方式等主要内容。其中，课程目标的确定是课程大纲的核心和关键，因此对课程目标设计的合理性要进行必要的审核，以保证对指标点的合理有效支撑。

课程大纲制定也是逆向设计过程。先要依据课程对毕业要求二级指标点的支撑（承担落实的能力要素）确定课程目标，再根据目标选择和组织课程教学内容，然后围绕着课程目标达成完成课程教学过程设计，最后依据课程内容的特点和课程目标确定考核评价方式，以便完成课程目标的达成评价。测控专业课程大纲的修订流程如图 4 所示。

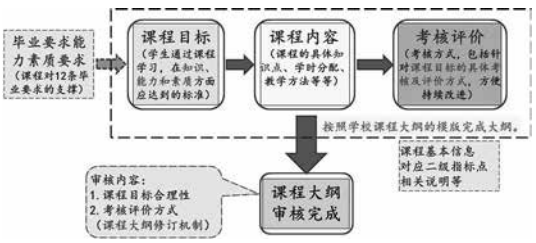


图 4　课程大纲修订流程

4　结束语

专业人才培养方案的设计和修订绝不是简单的模块堆砌，也不是按照模板对课程、学时、学分的简单罗列，它是有“灵魂”的

纲领性文件，体现着专业的教育理念和特色。本文立足于应用型人才培养，基于成果导向理念，依据成果导向“反向设计”的要求分析了专业培养方案的核心要素，并以此为指导，按照“定位与培养目标—毕业要求（核心能力细化）—课程体系—教学实施”的流程修订了沈航测控专业人才培养方案。

参考文献：

[1] 李志义，朱泓，刘志军，夏远景．用成果导向教育理念引导高等工程教育教学改革［J］．高等工程教育研究，2014，(1)：29-35.

[2] 李志义．解析工程教育专业认证的成果导向理念［J］．中国高等教育，2014（17)：7-10.

[3] 申天恩，申丽然．成果导向教育理念中的学习成果界定、测量与评估［J］．高教探索，2018，(12)：49-55.

[4] 李志义．成果导向的教学设计［J］．中国大学教学，2015（3)：32-39.

[5] 申天恩．基于成果导向教育理念的人才培养方案设计［J］．高等理科教育，2016，(6)：38-43

[6] 申天恩．成果导向教育理念指引下的人才培养方案核心问题分析［J］．教学研究，2017，40(4)：53-57.

[7] 王逢朝，杨焓，曾武华．基于成果导向的专业培养方案的制定与优化［J]，黑龙江工业学院学报，2017，17（10)：5-10

[8] 王斌，蔡小培，杨娜．基于成果导向的铁道工程专业培养方案修订［J］．高等建筑教育，2018，27（5)：41-46.

本科人才培养质量评价机制的责任主体探析——以重庆大学光电工程学院为例

周大秋，杨利平，袁　刚

（重庆大学光电工程学院，重庆 400044）

摘　要：厘清人才培养质量评价机制中的责任主体是落实成果导向教育（OBE）理念、科学开展质量评价并有效利用评价结果的基本前提和组织保障。本文从工程教育认证标准出发，对人才培养质量评价的维度、内容、责任主体进行了讨论，介绍了重庆大学光电工程学院构建以持续改进为基本特征的人才培养运行机制的基本情况。

关键词：质量评价；持续改进；人才培养

Analysis theresponsibilities of undergraduate education quality evaluation

ZHOU Da-qiu，YANG Li-ping，YUAN Gang

（College of Optoelectronics Engineering，Chongqing University，Chongqing 400044，China）

Abstract：To clarify the responsibilities of undergraduate education are the basic premise and organizational guarantee for outcome-based education（OBE）implementation，quality evaluation，and evaluation results utilization. This paper discussed the dimensions，content and responsibilities of undergraduate quality evaluation based on engineering education accreditation criteria. Continuous improvement-based undergraduate training mechanism of the College of Optoelectronic Engineering，Chongqing University is also introduced as an example.

Keywords：quality evaluation；continuous improvement；undergraduate training

面向产出的人才培养质量评价机制是人才培养持续改进机制中的重要环节。持续改进中人才培养质量评价的主体和对象都是多元化的。厘清质量评价机制中的责任主体是落实成果导向教育（OBE）理念、科学开展质量评价并有效利用评价结果的基本前提和组织保障。重庆大学光电工程学院按照工程教育认证标准划分人才培养质量评价维度，确定评价内容，进而明确责任主体，构建以持续改进为基本特征的人才培养运行机制，形成了教学工作基本规范。

作者简介：周大秋（1977—），男，硕士，讲师，现主要从事光学仪器方面教学科研工作。

支持项目：教育部高等学校仪器类专业教学指导委员会“2018 年高等学校仪器类专业新工科建设”项目（2018B004）

1 按照工程教育认证标准划分人才培养质量评价维度

从工程教育认证标准的角度来看，培养质量评价和持续改进贯穿了整个培养过程，关注学生、培养目标、毕业要求、课程体系、师资队伍、支持条件各个方面。我们将其归纳为四个维度，即运行状态、课程目标、毕业要求、培养目标。其中，运行状态包含了学生、师资队伍和支持条件三个方面。针对上述四个维度，可确定其具体评价内容。

运行状态评价，主要包含在校生满意度评价、教师满意度评价、课程教学评价、生源分析、专业分流分析、学籍处理情况分析、学业导师考核、学生指导情况分析等。其中，在校生满意度评价，在校生对专业开展各类指导、提供支持条件（管理制度、基础设施）、教育获得感等方面进行评价。教师满意度评价。教师对学校相关支持政策、管理服务进行评价。课程教学评价。学生、教学督导、同行、学院领导对任课教师课程教学情况进行评价。

课程目标评价，包括课程考核科学性评估和课程目标达成度评价两方面内容。课程考核科学性评估，依据培养方案对课程考核方式，包括考试内容、成绩构成等进行科学性评估与审核；课程目标达成度评价，专业教师对学生达成课程目标的情况进行评价与分析，查找教学环节中影响学生能力达成的问题，分析原因，明确改进方向，形成课程目标达成度评价报告。

毕业要求评价，是指毕业要求达成评价，包括基于课程进行的定量评价和基于应届毕业生调查、学生毕业状态数据分析、学生就业状态数据分析等进行的定性评价，归纳毕业生能力达成方面存在的问题，分析原因，明确改进方向，形成毕业要求达成度评价报告。

培养目标评价，按培养目标达成评价和合理性评价两个层次记性。首先通过校友职业发展状态调查、用人单位调查、行业专家咨询与评估进行培养目标达成情况分析；再根据社会需求、学校定位、专业特色以及毕业生职业发展情况等多方面综合调查、研究、比较，分析专业培养目标的合理性（达成情况是合理性的一个方面），形成培养目标合理性评价报告。

2 按照质量评价维度划分责任主体

按照前文中评价维度的划分方法及具体内容确定，持续改进中人才培养质量评价的主体和对象都是多元化的。从高校二级学院层面来分析，存在三个责任主体：教师、专业、学院。教师为课程目标评价的责任主体，形成《课程目标达成度评价报告》；教学系为毕业要求和培养目标评价的责任主体，可以成立专门的工作小组开展毕业要求和培养目标的评价工作，形成《专业毕业要求达成度评价与分析报告》、《专业培养目标合理性评价报告》和《专业培养目标达成情况分析报告》等；学院为教学运行状态评价的责任主体，具体工作由教务办公室和学生工作室落实。在培养质量评价过程中，教学管理人员需要向教师和教学系提供培养质量评价的基本状态数据报告；学生工作部门需要根据教学系要求协助开展在校学生、应届毕业生、校友和用人单位的调研并形成数据分析报告。需要特别强调的是，教务办公室应该在持续改进过程中发挥“触发器”、“控制器”的作用，而不是被其他临时性的专门工作组所代替。

在专业系作为专业建设的主要责任主体的情况下，学院一级成为运行状态评价责任主体，适应了当前多数高校专业系的实际运行情况，也便于进行院内各相关部门的工作协调与统一管理，便于与学校层面管理部门对接，形成“联动、协作”，促进持续改进。同时，也可避免出现为“专业认证”另设机构而出现“两张皮”现象。

3 构建评价结果的反馈利用工作模式

以上所述责任主体（管理角色）既是评价工作的责任主体，也是评价结果分析利用的责任主体。持续改进以培养质量评价为基础，贯穿人才培养全过程，由学院、专业、教师三个层面的责任主体各司其职。

学院层面。学院对运行状态评价情况进行分析，并将相关情况反馈至相应责任主体，研究改进方案并组织实施。学院建立健全以过程控制为抓手、以评价数据为支撑的的教学质量持续改进机制。定期召开学院或各教学系的本科教学工作会议，讨论、研究、评价、总结各项本科教学工作；开展持续的本科教学检查，包括“期初”、“期中”、“期末”三个阶段的常规教学检查以及学工部门的不定期教学检查；开展全覆盖的教师教学质量督导。建立教学质量反馈持续改进机制。由教务办公室牵头建立并定期更新各专业的教学基本状态数据表，为学院制定各项制度提供数据支持和决策依据；建立教学质量实时反馈制度，教务办公室或学生工作办公室通过安排同行听课、学生座谈、访谈等收集学生意见和建议，实时反馈至学院、各教学系或任课教师，为课程教学环节调整、培养方案修订、教学条件改善等提供决策支持。

专业层面。专业系对毕业要求评价、培养目标评价、课程体系评价情况进行分析研讨，分别形成毕业要求达成度评价报告、培养目标达成情况分析报告、培养目标合理性评价报告，用于培养方案的持续改进。同时，专业系需要对教师的工作予以关注和指导。

教师层面。教师对课程目标评价情况进行分析，用于课程教学的持续改进，形成课程教学改进报告。教务办每学期向系或专业教师反馈学生评教情况（不限于评价系统的数据），教师根据评教反馈情况、课程目标达成情况改进教学。

4 构建“学生状态跟踪联动工作模式”

院级学工部门、教务部门及其他管理部门在人才培养过程中的分工协作，应该基于一个关于工程教育认证的重要共识。这就是：无论是“新工科”，还是“工程教育认证”，都对非技术能力培养提出了明确的要求，这也正好契合“立德树人”的根本任务和课程思政的具体要求。非技术能力的培养，正是实现“各类课程都要与思想政治理论课同向同行，形成协同效应”的最佳契合点。在这里，这个问题的实质就是在持续改进中落实“三全育人”。

持续改进中的质量评价，既有分工也有合作。构建“学生状态跟踪联动工作模式”就是要进一步厘清联动工作模式下“招生、培养、就业、毕业生职业发展状态跟踪”等各个环节的实施主体、评价流程、技术手段和组织形式，以期解决招生、就业、教学、学工、校友等工作在院系层面的深度融合问题，从工作模式上实现人才培养以“学生”为中心。

以培养目标的合理性评价为例，说明“学生状态跟踪联动工作模式”的构建。按照前文的分析，培养目标合理性评价的责任主体是专业，但其评价指标的多元化决定了这项工作需要基于学生就业状态数据分析、校友职业发展状态调查、用人单位调查、行业专家咨询与评估等各个方面的协作。我们在《学院本科教学工作基本规范》的附件《学院本科教学评价办法》中对诸如此类工作的牵头部门、协助部门、参与人员、协作方式做出了具体安排，避免了工作不能落实到位的情况出现。

5 结论

重庆大学光电工程学院在按照工程教育认证标准推进专业建设的实践中，对持续改进中的质量评价维度、内容、责任主体、办

法、机制进行了积极探索。以此为突破口，围绕立德树人根本任务，坚持“三全育人”，遵循工程教育的本质规律，坚持成果导向教育理念，以学院本科教学工作基本规范的形式初步构建了以持续改进为基本特征的人才培养运行机制。

参考文献：

[1] 中国工程教育专业认证协会．工程教育认证标准（2017 年 11 月修订）．

[2] 李志义．对我国工程教育专业认证十年的回顾与反思之一我们应该坚持和强化什么［J］．中国大学教学，2016（11）：10-16.

[3] 林健．工程教育认证与工程教育改革和发展［J］．高等工程教育研究，2015（2）：10-19.

[4] 重庆大学光电工程学院．重庆大学光电工程学院本科教学工作基本规范（试行）．重大光电院（2019）9 号．

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于成果导向教育的智能仪器课程设计改革与实践

高云红，卢艳军，刘利秋，张晓东

沈阳航空航天大学自动化学院，辽宁 沈阳 1000136

摘　要：在分析智能仪器课程设计现状的基础上，以工程认证为背景，基于成果导向教育，对测控技术与仪器专业的智能仪器课程设计进行教学改革。设计了基于能力要素的课程目标和基于课程目标的评价方法，包括指导教师、答辩组以及学生团队的自评价，并在实践中验证了教学改革的有效性。

关键词：成果导向教育；智能仪器课程设计；教学改革；评价方法

Reform and practice of intelligent instrument course design based onOBE

GAO Yun-hong，LU Yan-jun，LIU Li-qiu，ZHANG Xiao-dong

School of Automation，Shenyang Aerospace University，Shenyang of Liaoning Prov. 110136，china

Abstract：Based on the analysis of the current situation of intelligent instrument course design，taking engineering certification as the background，and based on the results oriented education，the teaching reform of intelligent instruments course design for measurement and control technology and instrument specialty is carried out. In this paper，the curriculum objectives based on competency elements and evaluation methods based on curriculum objectives including self-evaluation of instructor，defense group and student team are designed. And the effectiveness of teaching reform is verified.

Key words：Outcome based education；intelligent instrument course design；teaching reform；evaluation system

随着工程教育认证工作的不断推进，“成果导向、学生中心和持续改进”认证理念已经成为实施教学改革的指导原则。成果导向教育（Outcome based education，OBE）的概念在 1981 年由 Spady 提出，强调课程教学设计和实施都要以学生的学习成果为导向，学生的学习成果就是学生通过课程学习所获得的能力[1-2]。该理念将传统“以知识为主导、以教师为主导”改变为“以能力为主导、以学生为主导”。随着工程教育专业认证通过和受理专业的不断增加，认证理念越来越受到任课教师的重视，但是成果导向理念在教师课程教学过程中的落实情况还不尽人意，教学过程成果导向设计思路还不够清晰。《智能

作者简介：高云红（1975—），女，副教授，现主要从事智能仪器设计、航空测试系统等方面的教学和科研工作

基金项目：（1）2018 年教育部高等学校仪器类专业新工科建设项目（2018B001）；（2）沈阳航空航天大学教改项目

仪器课程设计》是测控技术与仪器专业一门重要的综合性实践课程，是专业的集中实践环节。本文结合我校测控技术与仪器专业工程教育专业认证的实践，就《智能仪器课程设计》基于成果导向的教学设计和评价提出一些见解，为专业课程的可持续改进提供参考。

1 基于成果导向的课程目标设计

成果导向教育理念是以“学”为中心，强调提高学生学的质量，注重学生预期学习成果的达成。因此课程要以其支撑毕业要求的核心能力和要求为导向，即以对学生预期能力获得为导向进行反向教学设计[3-4]。智能仪器课程设计支撑的毕业能力要素主要包括问题分析能力、系统设计能力、工具使用能力、沟通能力及终身学习能力。根据 OBE 理念逆向设计、正向实施的思路，由专业负责人及全体指导教师多次讨论，确定了《智能仪器课程设计》的课程目标，如表 1 所示，课程目标强调学生的学习成果期望。

表 1 《智能仪器课程设计》课程目标及对应的教学内容

问题分析能力	1. 知道智能仪器系统开发的一般设计方法和设计步骤，能够根据设计题目要求，查阅文献资料，分析问题，获取解决问题的知识和方法。
系统设计能力	2. 能够综合运用所学理论知识，从复杂系统设计要求出发，提出设计方案并进行论证，最终确定合理的设计方案，并绘制系统的结构框图。
	3. 能够根据设计方案，绘制系统的电路原理图，构建系统硬件平台；能够利用编程语言编制系统软件程序。
工具使用能力	4. 知道系统的软硬件调试方法，掌握相关开发工具的使用，能够通过软硬件调试不断改进和完善系统。在设计中有一定的安全意识，工程实践中，能够考虑经济与管理因素。
沟通能力	5. 能够根据设计过程，按照规范撰写课程设计论文；能够就设计问题进行陈述发言，表达设计思路和方案，能够与老师进行有效沟通，与同学进行有效合作。
终身学习能力	6. 学习认真主动，态度端正。具有初步的解决工程问题的能力，具有良好的设计习惯和实事求是、严肃认真的科学工作态度。

2 基于成果导向的课程设计教学改革

在传统教学模式中，课程设计题目存在工作量不合理，题目雷同，任务安排不当，学生对分配题目不感兴趣等问题；课设过程中，学生时间分配不合理，缺乏阶段目标和成果引导，学习效率低；成绩评定缺乏科学合理的定量标准，具有一定的片面性和主观性。OBE 教学理念强调以成果为导向、以学生为主体、以任务为驱动，可以激发学生的学习兴趣，增强实践教学的实效性。为了更好的将该理念应用到智能仪器课程设计实践教学环节中，从课程设计的出题、审题、选题与团队组建、组织实施与考核等方面进行改革。

（1）出题。首先由指导教师提前 2 周完成课程设计的出题任务。课程设计题目要求以项目的形式出现，满足 3-4 人的工作量；要符合工程实际，有一定难度；课程设计题目应是一个复杂测控系统或智能仪器的设计问题，必须运用深入的工程原理经过分析才能得到解决；课程设计题目一般需要涉及多方面的技术，如单片机接口技术、传感器技术、模拟电子技术、数字电子技术等；鼓励老师或学生将所参与的大学生创新创业训练项目或大学生科技竞赛等项目转化为课程设计题目；设计内容有一定的开放性，结合学生能力，在完成基本设计任务的情况下，对某些设计内容可进一步深化。

（2）审题。经专业负责人与全体指导教师共同讨论，按照出题要求，完成题目的确认工作，保证题目的质量，不符合的题目要求老师进行整改或取消。

（3）选题，组建团队。课设负责人提前一周将题目下发给学生，由学生根据个人兴趣和能力以及团队合作人员等综合考虑完成题目的选择。并根据学生选题情况组建项目团队。团队包括 3-4 人，由选择的题目确定。智能仪器课程设计注重团队协作精神的培养，不仅培养学生解决技术问题的能力，还要培养学生适应社会环境、与人沟通协作的综合能力[5]。

（4）组织实施。给学生和指导教师下发指导教师评分表，评分表明确指导教师的评分依据，以及学生应该获得的成果；学生参照评分表，明确阶段设计任务，应取得的阶段成果展开工作，定期进行小组活动并提交小组活动记录和阶段成果，锻炼学生的设计能力和团队合作能力。

（5）评价。强调基于成果的过程定量评价。

3 基于成果导向的课程评价方法设计

按照 OBE 教育理念，设计了课程设计考核评价方法，以学生课程目标的达成情况进行评价，提高学生的学习效果，达到预期的工程实践能力。评价体系包括指导教师评价，答辩组评价以及学生团队自我评价三个部分。在总评成绩中所占权重分别为 0.4、0.4 和 0.2。针对课程目标，设计课程设计过程监控评分表同时发放给学生和指导教师，如表 2 所示。学生利用这张表可以清楚了解自己应该做什么，应该在这一阶段有什么样的成果，保证学生能够按计划进行课程设计。指导教师利用该表格对学生进行指导和过程评分，定量考核。答辩组评分表与表 2 类似，同样按照学生成果进行打分。表 3 是学生团队评分表，由学生自行完成，主要是模拟企业的绩效考核自评价过程。要求项目组长与组员协商完成，每个人必须手签确认。指导教师和答辩组对整个团队的合作完成情况给予一个总的评分系数，团队成员的最终个人得分由评分系数 * 团队评分得到。另外为了保证评分的合理性，规定团队上限分值，3 人组团队总分 240 分，4 人组团队总分 320 分，个人分值不能高于 100 分，学生之间需要拉开档次，分值不低于 5 分。

表 **2**　智能仪器课程设计指导教师过程监控评分表

目标	成果形式	时间	满分	评价分
1	小组活动记录，包括系统的开发步骤，查阅的文献资料，解决问题的方法。	第 1-2 天	10	
2	小组活动记录，包括设计方案及论证过程，最终设计方案，画出系统结构框图	第 3-4 天	10	
3	绘制电路原理图并构建系统硬件平台，绘制软件流程图并编制程序。	第 5-9 天	30	
4	系统实物及调试制作过程中遇到的问题及解决办法报告	第 10-12 天	15	
5	课程设计论文，符合论文撰写规范。	第 13-14 天	30	
6	具有初步的解决工程具体问题的能力，具有良好的设计习惯和实事求是、严肃认真的科学工作态度。		5	
总分（低于 60 分的学生取消课设答辩资格）				
团队综合评价系数（0.9-1.1）				

表 3　智能仪器课程设计团队评分表

团队成员		团队贡献简单描述	分值	签字
组长				
组员				
组员				

指导教师过程考评成绩、答辩组考评成绩以及团队考评成绩均采用百分制，综合成绩如式（1）所示。课程目标达成度包括分目标达成度及课程达成度，分目标达成度由式（2）确定，课程目标达成度由分目标达成度的平均值确定。

总成绩 = 0.4 * 指导教师总评 +0.4 * 答辩组总评 +0.2 * 团队系数 * 团队打分　　（1）

$$\text{课程目标达成度} = \frac{\text{指导教师评分成绩}}{\text{指导教师目标成绩}} * 0.4 + \frac{\text{答辩组评分成绩}}{\text{答辩组目标成绩}} * 0.4 + \frac{\text{团队评分成绩}}{\text{团队目标成绩}} * 0.2 \quad (2)$$

4　教学效果

在测控 2016 级学生的智能仪器课程设计中采用成果导向的过程考核评价方法，并与 2014 级和 2015 级学生的成绩进行对比，结果如表 4 所示，可见学生的成绩有了较明显的提高。

表 4　测控专业三年成绩对比表

分数段	优秀	良好	中等	及格	不及格
2016 级	14.29%	51.19%	30.95%	3.57%	
2015 级	8.51%	24.47%	47.87%	19.15%	
2014 级	13.9%	27.8%	44.3%	13.9%	

除了对学生进行定量考核外，也对学生的所得进行定性考核。在课程设计结束之后，组织学生进行学习效果的自我定性评价，是否达到了课程目标，为课程持续改进提供进一步的参考。图 1 给出了测控 2016 级学生完成智能仪器课程设计后的自我评价统计结果，大部分同学认为自己在课程设计中达到了目标要求。通过定性与定量评价结合，对课程设计进行总结，可以为下一次的课程设计改进提供参考。

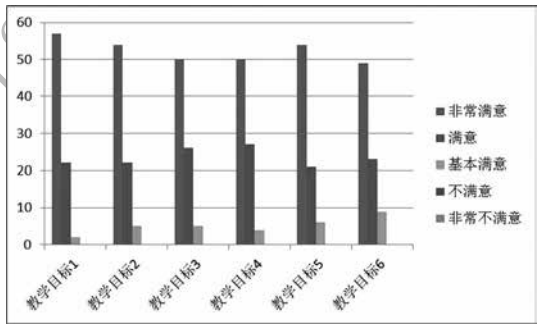


图 1　课程目标达成评价调查统计图

5　结束语

在智能仪器课程设计实践教学中引入 OBE 理念，将培养学生的实践能力与目标成果密切结合，设计了基于成果的评价体系，注重过程考核。通过教学改革，提高了学生的学习积极性，锻炼了学生的实践动手能力与团队协作能力，增强了课程设计教学的实效性，为后续的毕业设计、就业等打下了坚实的基础，也为其他专业实践环节的开展提供有益的参考。

参考文献：

[1] 申天恩 . 基于成果导向教育理念的人才培养方案

设计．高等理科教育，2016，(6)：38-43
[2] 汪媛．基于 OBE 理念的“单片机”教学改革研究［J］．电气电子教学学报，2018（3）：69-71.
[3] 唐 晨．OBE 理念用于高职单片机技术课程教学探索．科技经济导刊 2019，27（32）：169
[4] 边心田，陈贵宾．成果导向教育（OBE）理念下的应用光学课程改革．高教学刊，2019，（7）：113-115
[5] 张欣．基于 OBE 理念的实践教学改革与课程评价——以《单片机原理及应用课程设计》为例．长春工程学院学报（社会科学版），2019，20（3）：130-133

植入“复杂工程问题”的测控专业毕业设计改革探索

张晓东，卢艳军

（沈阳航空航天大学自动化学院，辽宁 沈阳 110136）

摘　要：工程教育的目的是培养学生解决“复杂工程问题”的能力，因此在毕业要求标准中引入了“复杂工程问题”的概念。毕业设计是本科教学质量评价的重要环节，也是培养学生解决复杂工程问题能力的最主要的途径。本文以测控技术与仪器专业为例，分析了“复杂工程问题”的7个特征，围绕着毕业设计支撑的毕业要求指标点，介绍了植入“复杂工程问题”的毕业设计立题要求、实施过程和评价方法，为工科相关专业毕业设计的改革提供了参考实例。

关键词：工程教育专业认证；复杂工程问题；毕业要求；毕业设计

Research on the Graduation Project Reform of Implanting “Complex Engineering Problems”

Zhang Xiaodong，Lu Yanjun

（School of Automation，Shenyang Aerospace University，Shenyang 110136，China）

Abstract：The purpose of engineering education is to cultivate students’ ability to solve “complex engineering problems”. Therefore，the concept of “complex engineering problems” is introduced into the graduation requirements standard. Graduation project is an important link in the evaluation of undergraduate teaching quality，and it is also the most important way to cultivate students’ ability to solve complex engineering problems. Taking measurement and control technology and instrument as an example，this paper analyzes the seven characteristics of “complex engineering problems”，and surrounds the graduation requirement indicator points supported by graduation project. This paper introduces the requirements，implementation process and evaluation method of the graduation project of “complex engineering problems”，and provides a reference example for the reform of the graduation project of related majors in engineering.

Keywords：Professional certification in engineering education；Complex Engineering Problems；Graduation Requirements；Graduation Project

作者简介：张晓东（1971—），男（汉族），辽宁朝阳人，沈阳航空航天大学自动化学院副教授，博士，研究方向：无人机飞行控制

基金项目：（1）2018年教育部高等学校仪器类专业新工科建设项目——提升专业培养学生解决“复杂工程问题”能力的研究与实践（2018B001）；（2）2018年2018年度辽宁省普通高等教育本科教学改革研究项目：基于工程教育专业认证的实践教学体系构建与实施（辽教办［2018］165号）

工程教育的目的是培养学生解决复杂工程问题的能力。工程教育专业认证毕业要求 12 条标准中有 8 条都是和“复杂工程问题”相关的[1]，如何将“复杂工程问题”落实到专业教学体系中去，已经成为专业参加工程教育专业认证的一个关键问题。毕业设计是本科教学质量评价的重要环节，也是培养学生解决复杂工程问题能力的最主要的途径。如何将“复杂工程问题”植入毕业设计中，并在毕业设计的实施过程和评价方法中体现出对学生解决“复杂工程问题”能力的培养，已经成为本科高校工科专业毕业设计改革的难题和焦点[2]。沈阳航空航天大学测控技术与仪器专业将“复杂工程问题”植入毕业设计中，从选题立题、实施过程和评价方式三个方面对毕业设计进行了改革探索。

1. 把握“复杂工程问题”的特征

中国工程教育认证协会在颁布的 2015 版标准对“复杂工程问题”给出了明确的界定[3,4]。就植入“复杂工程问题”的本科毕业设计改革而言，首先要准确把握 7 个特征的内涵。从工程知识、学科范畴、综合因素和解决措施等四个方面去理解“复杂工程问题”。

特征 1：必须运用深入的工程原理，经过分析才可能得到解决。该特征的关键在于“运用”、“深入”和“分析”三个词，强调了工程知识需求的深度，其包含了知识的要求、知识的使用和知识运用的程度。

特征 2：涉及多方面的技术、工程和其它因素，并可能相互有一定冲突。该特征的关键在于“多方面”和“冲突”两个词，强调了宽范围相冲突的工程技术，从解决问题的角度强调了复杂工程问题的复杂性，包含了外部因素（包括技术、工程和其他多方面因素）和内部因素（构成复杂工程问题的各要素之间存在矛盾和冲突）。

特征 3：需要通过建立合适的抽象模型才能解决，在建模过程中需要体现出创造性。该特征的关键在于“抽象”和“创造性”两个词，强调了工程问题的深度，从解决问题的角度强调了解决复杂工程问题的难度，难度体现在三个方面：一是复杂工程问题的解决方案需要进行系统分析，理清问题目标要求、工程问题内部要素和外部因素之间的关系；二是要运用抽象思维和创造性思维对复杂工程问题进行分析和建模；三是建模的思路、手段和方法要体现一定的创新性[6]。

特征 4：不是仅靠常用方法就可以完全解决的。该特征的关键在于“常用”和“完全”两个词，明确指出常用方法不能完全解决问题，需要综合运用多学科的知识、方法和手段，需要有方法上的突破和创新，强调了问题的罕见度，从解决问题的方法选择上也反映出工程问题的复杂性。

特征 5：问题中涉及的因素可能没有完全包含在专业工程实践的标准和规范中。该特征的关键在于“标准”和“规范”两个词，强调复杂工程问题所涉及的非本学科的知识问题，反映了非技术性因素（工程伦理、健康安全、能源环境和经济决策等）对解决复杂工程问题的影响，已超越了专业工程实践标准和规范涵盖的范围，需要变革现有的标准和规范，以及突破现有的方式、方法和手段，寻求新的解决思路和方法[7]。

特征 6：问题相关各方利益不完全一致。该条特征的关键在于“相关方”和“利益”两个词，强调复杂工程问题的多方和矛盾的利益协调，已经超越了传统意义上的工程技术范畴，通过寻求各方利益平衡点的体现了解决问题的复杂性。

特征 7：具有较高的综合性，包含多个相互关联的子问题。该特征的关键在于“综合性”和“相互关联”两个词，通过复杂工程问题的系统构成来反应系统的综合性，即复杂工程问题应由多个相互关联、相互依赖、相互制约、相互作用的子系统构成，这就意味着问题的解决要充分处理好各个子系统之间的关系和子系统与整体系统的关系。

显然，准确理解和把握了复杂工程问题

的特征，才能在毕业设计中植入“复杂工程问题”，有的放矢地进行毕业设计改革。

2. 毕业设计支撑的毕业要求

工程教育专业认证实行以学生为中心和成果导向的教育理念，在实施过程中采用反向设计的方式，根据内外需求确定专业培养目标，依据培养目标设计毕业要求，再将毕业要求落实到课程体系中。毕业设计作为本科学习阶段最后一个重要实践环节，对毕业要求起着重要的支撑作用[8]。

在专业认证标准的毕业要求中，第 1 条至第 7 条及第 10 条，都涉及到了“复杂工程问题”，而作为培养学生解决复杂工程问题能力的最主要环节的毕业设计，其课程目标必将体现出对复杂工程问题的考虑。测控专业按照逆向设计正向实施的方式，根据毕业要求制定了毕业设计环节的课程目标，如表 1 所示；并建立了课程目标与毕业要求之间的对应矩阵关系（强弱 H/L），如表 2 所示。

表 1　毕业设计课程目标

课程目标	课程目标具体描述
目标 1	培养学生学会寻找复杂工程问题的解决方法，能够综合运用所学知识结合文献查阅对复杂工程问题进行描述，设计软硬件方案，并分析可行性，初步掌握从事科学研究的基本程序和能力。
目标 2	通过专题研究与设计对学生进行工程师基本训练，培养学生在设计过程中考虑技术、社会、健康、安全、法律、文化及环境等多方面因素，并体现创新性，同时能够评价工程实践对环境、社会可持续发展的影响。
目标 3	培养学生理论联系实际的工作作风，严谨务实的科学态度以及遵守工程职业道德规范的良好习惯，能够根据设计方案进行软硬件开发和调试，掌握常规的数据分析和比较方法，以获取真实有效的结论。
目标 4	训练、提高和检验学生的自主学习能力，综合分析能力，团队协作能力，信息搜集与处理能力，外文阅读能力，计算机运用能力及表达能力。

3. 毕业设计的改革探索

本专业从毕业设计立题要求、实施过程和评价方式三个方面，对植入“复杂工程问题”的毕业设计工作进行探索。根据毕业设计支撑的毕业要求指标点，按照对应、层次和支撑三个关系，确定毕业设计立题原则，明确毕业设计实施过程，选择合理的评价方式。

3.1　复杂工程问题对毕业设计立题的要求

复杂工程问题的每个特征对毕业设计都提出了一定的要求，这些要求之间有重叠、有交叉，但对毕业设计题目的复杂性和综合性的要求是一定的。复杂性主要体现在内容的复杂性、解决方法的复杂性和技术路线的复杂性；综合性主要体现在内容的综合性、解决方法的综合性和涉及技术的综合性。

复杂工程问题对毕业设计立题的具体要求包括以下几点：

（1）毕业设计解决的问题需要运用深入的工程原理，经过分析查阅专业领域相关资料、在进一步学习的基础上解决。

（2）毕业设计必须建立合适的抽象模型或者需要设计相应的实验才能解决；

（3）毕业设计涉及多方面的技术、工程和其他因素，并可能相互有一定冲突，需要根据需求进行选择和判断才能解决；

（4）毕业设计具有较高的综合性，包括多个相互关联的子问题，需要综合考虑子问题之间的关系；

（5）设计中涉及的因素可能没有完全包含在专业工程实践的标准和规范中，还需要

考虑工程和社会、环境、可持续发展、职业规范等因素；

（6）毕业设计中必须使用相关的通用和专业工具，并能理解其局限性。

在毕业设计过程中，学生通过查阅资料、分析问题、设计方案、动手实验、撰写报告等工作，培养自己理论联系实践的工程实践能力，实现对学生解决复杂工程问题能力培养[9,10]。

表 2　毕业要求与毕业设计课程目标对应关系

毕业要求二级指标点		课程目标
内容	H/L	
2. 3 能够围绕测控复杂工程问题的关键环节与要素，通过查阅文献，寻找解决测控领域的复杂工程问题的方法，并形成解决问题的有效结论。	H	课程目标 1
3. 1 能够根据用户的特定需求，清晰描述测控系统的设计任务，识别任务面临的各项制约条件，完成系统综合性设计。	H	课程目标 1 课程目标 2
3. 2 能够综合运用专业理论和技术手段设计针对测控领域复杂工程问题的解决方案，进行工程技术可行性分析，并在设计中体现创新意识。		
3. 3 能够在设计过程中综合考虑社会、健康、安全、法律、文化及环境等因素。		
4. 3 能够根据测控领域工程任务需要，对数据信息进行分析和解释，通过信息综合得到合理有效的结论。	H	课程目标 1 课程目标 3
5. 1 掌握文献检索、资料查询及运用现代信息技术获取相关信息的基本方法，能够进行资料整理和文献综述，用于复杂系统的评价。	H	课程目标 1 课程目标 3
6. 2 能够合理评价专业工程实践和复杂工程问题解决方案对社会、健康、安全、法律以及文化的影响，理解应承担的责任。	L	课程目标 2
7. 2 能够对测控系统复杂工程中涉及的环境、社会可持续发展问题进行分析和评价，在专业工厂实践中考虑环境与可持续发展因素。	L	课程目标 2
10. 1 能够就仪器仪表和测控系统研究过程中的复杂工程问题与业界同行及社会公众进行有效沟通和交流，包括撰写报告、陈述发言、清晰表达。	H	教学目标 4
11. 2 能够工程实践中综合考虑技术要求和经济及管理因素，具有成本意识。	H	课程目标 4
12. 2 具有理论联系实际以及在实践中不断学习的能力。	H	课程目标 4
12. 3 掌握自主学习的方法，具有根据个人或职业发展需求拓展知识的能力，以适应社会和行业技术发展的需要。		

3. 2　毕业设计实施过程管理

为了保证植入“复杂工程问题”的毕业设计工作顺利实施，专业制定了毕业设计过程监控办法，对毕业设计立题、开题、中期和最终答辩各环节都制定了有效的质量监控措施。

（1）立题

题目的来源分为三部分，一是来自于合作企业（校外实践教育基地、产学研合作企业、学生就业单位等），这部分题目大多来源于实际工程项目或企业工程需求，切合工程实际，这部分题目采用双导师指导模式；二是来源于教师的科研项目，这部分题目又分为两种情况，一种是来源于教师纵向课题的理论研究项目；另一种是来源于教师的横向

课题，也是源于工程实际的项目；三是教师自拟的题目，主要是来源于实验室建设项目，或者教师根据专业要求结合自己的主要研究方向进行的立题。毕业设计立题由专业指导委员会把关。

（2）开题

要求学生对自己的题目有充分的理解，并能提出合理的解决方案和具体的工作计划，撰写开题报告，参加开题答辩。

（3）中期

学生对毕业设计的进展情况进行汇报，包括具体实施方案、实现过程、存在问题和拟定解决问题的方法等；答辩组根据学生完成的情况进行评定，尤其是针对复杂工程涉及的非技术性因素进行必要的考评，给出合理性建议。

（4）答辩

提交终稿论文和毕业设计成品（硬件）或结果（实验和算法设计），进行答辩。答辩组结合学生的汇报情况和现场提问的情况对学生的毕业设计工作进行评定。

（5）文档

毕业设计的文档由专业指导委员会提供模板，主要的文档资料包括：立题表、任务书、开题报告、中期报告、教师指导记录表、指导教师评价表、评阅教师评价表、答辩委员会记录表、答辩委员会成绩评定表、毕业设计论文初稿和终稿。在不同的文档中，对“复杂工程问题”都有不同侧重的体现。

3.3 毕业设计评价方式

为了体现能力培养和对毕业要求指标点的支撑，专业建立了多维度评价和综合评定成绩的方式，从设计（论文）指导教师、设计（论文）评阅教师、答辩组三个方面对学生毕业设计进行评价，然后按照3：2：5的比例关系综合评定学生成绩。具体的考核表见3所示。该表分别由指导教师、评阅教师和答辩组来填写，然后进行总评。

表3 毕业设计考核表

毕业能力	具体要求	指标点	权重	评分				加权分
				10	8	6	4	
问题分析	能够独立查阅文献、资料等，获取全面有效的信息； 能够分析问题确定解决方法，明确研究目标。	【2.3】	0.1					
设计/开发解决方案	理解毕业设计任务要求并正确描述，明确制约条件； 方案设计理论正确，切实可行，满足任务书要求； 方案设计独立性强，设计过程能综合考虑应用背景和多种约束条件，体现创新意识。	【3.1】 【3.2】 【3.3】 【6.2】 【7.2】	0.2					
研究	能够运用所学知识和技能去发现并解决毕业设计中的工程问题； 能够正确处理和分析实验结果和实验数据，进行方案改进，最终获取有效结论。	【4.3】	0.2					
使用现代工具	掌握利用现代信息技术进行文献检索、资料查询方法； 能够进行资料整理和文献综述。	【5.1】	0.1					

续表

毕业能力	具体要求	指标点	权重	评分				加权分
				10	8	6	4	
沟通与表达	学习认真主动，陈述问题逻辑清晰，善于与教师及同学沟通； 论文撰写规范，论述充分，结构合理，图表清晰，技术用语准确。	【10.1】	0.2					
项目管理	毕业设计过程能够综合考虑经济和管理因素，项目进度计划合理，经济可行。	【11.2】	0.1					
终身学习	具有自主学习与终身学习意识，能够围绕毕业设计题目积极学习新知识、新设备或新软件等，研究解决问题的独立性强； 能够采用合适的方式不断学习，发展自身能力。	【12.2】 【12.3】	0.1					

4. 毕业设计改革中的注意事项

（1）合理分解毕业要求，确定毕业设计课程目标。毕业要求的指标点分解非常重要，这关系到课程体系的设置，决定了毕业设计支撑的毕业要求的指标点。尤其是对含有“复杂工程问题”的毕业要求的分解，对毕业设计课程目标的确定有至关重要的作用。

（2）准确解读“复杂工程问题”特征，确定毕业设计立题原则。毕业设计立题是毕业设计实施基础，合适的立题是通过毕业设计培养学生解决“复杂工程问题”能力的有力保证。

（3）完善毕业设计课程大纲，合理评价毕业设计课程目标达成。依据课程大纲，围绕“复杂工程问题”的解决，具体设计和实施毕业设计工作的内容要求和实现过程，帮助学生获得分析问题、解决问题和工程实践能力，从而提高其解决“复杂工程问题”的能力。

参考文献：

[1] 中国工程教育专业认证协会．工程教育认证标准（2015版）http：//www.ceeaa.org.cn/main!newsList4Top.w?menuID=01010702

[2] 尹勤，雷敏，徐培，朱海燕．高校师生对本科毕业设计（论文）认知、行为与需求的调查研究［J］．大学教育，2015，11：51-53.

[3] 林健．如何理解和解决复杂工程问题［J］．高等工程教育研究，2016，(5)：17-26，38.

[4] 周克宁，罗朝盛，康敏．植入“复杂工程问题”的教学体系改革探索［J］．中国大学教学，2016，(10)：51-54.

[5] 李智慧，张德贤，张庆辉，焦素敏．工程教育专业认证背景下毕业设计能力培养的重要性［J］.教育现代化，2015，13：40-42.

[6] 林健．运用研究性学习培养复杂工程问题解决能力［J］，高等工程教育研究，2017，（2）：79-89.

[7] 蒋宗礼．本科工程教育：聚焦学生解决复杂工程问题能力的培养［J］，中国大学教学，2016，(11)：27-31.

[8] 阎群，李擎．大学生解决复杂工程问题能力的培养［J］，实验技术与管理，2017，34（11）：178-182.

[9] 胡正平，吴培良，许成谦，李英伟．从专业认证角度谈如何带好工科毕业设计［J］．教学研究，2016，39（2）：103-107.

[10] 胡双演，徐辉，方林波等．关于本科毕业设计的几点思考［J］．教育管理，2015，(5)：178-180.

16. 其他

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

二阶多智能体系统的聚类延迟一致性研究

尚　进[1]，张玲忠[1]，周柏玲[2]

（1. 常熟理工学院，江苏 常熟 215500；2. 江南大学，江苏 无锡 214122）

摘　要：本文基于代数图论，M 矩阵和 Lyapunov 稳定性的相关知识，给出了相应的一致性条件，研究了二阶多智能体系统的聚类延迟一致性问题，将智能体分成三个不同的群集，并且对于不同群集的智能体采取不同的控制协议来使得整个多智能体网络达到聚类延迟一致。同时，考虑了牵制控制，仅仅通过对一些节点来进行控制，以此有效地节约控制成本。并且，我们考虑的是有向弱连通网络拓扑结构，相比于已存在的需要一个有向生成树的结果，降低了拓扑结构的要求。

关键词：二阶多智能体；一致性；间歇控制

Cluster delay consistency of second-order multi-agent system

SHANG Jin，ZHANG Lingzhong，ZHOU，BoLing

（1. School of Electrical Engineering and Automation，Changshu Institute of Technology，Changshu 215500，Jiangsu，PR China；2. School of Science，Jiangnan University，Wuxi 214122，PR China）

Abstract：Most researches are about cluster consensus of the first-order multi-agent system，while the model considered in this dissertation is second-order multi-agent，which considers not only the velocity of the agent，but also its acceleration. In this dissertation，agents are divided into three different clusters，and different control protocols are adopted for different agents to achieve the condition of consensus. At the same time，in order to effectively save control costs，we also consider pinning control，only by selecting part of the nodes to control. Moreover，in this dissertation，we consider the directed weak linking network topology，compared to the existing result needing a directed spanning tree，it reduces the requirements of the topology. Based on algebraic graph theory，M matrix theory and Lyapunov stability theory，the corresponding consistency conditions are given.

Key words：second-order multi-agent；consensus；intermittent control

多智能体系统的研究主要包含：多智能体模型的一般化，研究一致性并且提出合理的一致性协议，稳定性的证明，以及在各个领域的一些应用，如编队控制等［1］。其中一致性问题的讨论有很悠久的历史，作为讨论的一个基本课题，更是吸引了各领域研究学者的关注，同时它也奠定了分布式计算的基础［2］。所谓一致性问题，是指通过选择一个恰当的控制协议，在每个个体只利用邻居信息交流的情况下，所有个体的状态和速

度到达某个一致状态的情形。针对各有特点的智能体模型，使用不相同的方法，对多智能体一致性的问题进行大量分析，也取得了很多丰硕的成果［3］。用于规范个体交流信息的准则我们称为控制协议，怎样根据各不相同的模型设计合理的算法来使得系统达到一致，是多智能体研究内容中较为重要的部分。由于多智能体的分布式协同控制在传感网络［4，5］，群集等各方面的广泛应用，越来越多的研究者开始关注多智能体的分布式协同控制。在实际工程应用中，网络节点的个数在大多数情况下过大，若我们控制网络中所有节点来实现一致会大大提高控制成本，同时控制所有的智能体个体也是不切实际的，不符合现代工业发展的需要［6］。因此，一些局部反馈控制应该被应用到一部分节点来减少被控节点的数量［］。随之，牵制控制被研究学者提出。我们主要设计牵制控制协议，探讨了在弱连通图下，带有非线性动力项的二阶多智能体的聚类延迟一致性问题。

1 模型描述及相关引理

研究一个由 N 个个体组成的二阶多智能体系统，该系统分成 k，$k=（1，2，\ldots，m）$ 个互不相交的簇。也就是说，$V=\cup_{k=1}^{m}V_k$ 并且对于不同的 p 和 q 有 $V_p\cap V_q=\phi$。k_i 表示第 i 个智能体所在的第 k 个簇，并且虚拟领导者的数量和分成的簇的数量是相同的，也就是每个簇有一个虚拟的领导者，第 k 个虚拟领导者的跟随者们是 V_i 中的节点，$k=1，2，\ldots，m$。

1.1 模型描述

考虑一个包含 N 个智能体的非线性二阶多智能体系统：

$$\begin{cases}\dot{x}_i(t)=v_i(t),\\ \dot{v}_i(t)=f((x_i(t),v_i(t))+u_i(t).\end{cases}\quad i=1，2，..，N. \tag{1}$$

其中 $x_i(t)$，$v_i(t)\in R^n$ 分别是第 i 个智能体的状态和速度，$u_i(t)\in R^n$ 被称为交流通讯协议，$f((x_i(t)，v_i(t))$ 表示第 i 个智能体的的非线性动力学行为。

为了研究系统（1）的聚类延迟一致性，引入每个簇内的虚拟领导者。这些虚拟领导者的网络结构可以被描述为以下的模型：

$$\begin{cases}\dot{\bar{x}}_1(t)=\bar{v}_1(t),\\ \dot{\bar{v}}_1(t)=f(\bar{x}_1(t),\bar{v}_1(t)),\\ \dot{\bar{x}}_k(t)=\bar{v}_k(t),\\ \dot{\bar{v}}_k(t)=f(\bar{x}_k(t),\bar{v}_k(t)-\alpha_k(\bar{x}_k(t)-\bar{x}_1(t-\tau_k))\\ \qquad -\alpha_k(\bar{v}_k(t)-\bar{v}_1(t-\tau_k)),\ k=2，\ldots，m.\end{cases} \tag{2}$$

其中 τ_k 是第 k 个虚拟领导者和第一个领导者之间的时间延迟，很显然的，第一个领导者不仅仅是簇 V_1 的领导者，还是第 k 个领导者的领导者，$k=2，\ldots，m$.

定义 1：若（1）和（2）的解满足以下条件，则在多智能体系统（1）和（2）中的二阶聚类延迟一致性可以达到

$$\begin{cases}\lim\limits_{t\to\infty}\|x_i(t)-\bar{x}_{k_i}(t)\|=0\\ \lim\limits_{t\to\infty}\|v_i(t)-\bar{v}_{k_i}(t)\|=0\end{cases}\quad i=1，2，\ldots，m.$$

且

$$\begin{cases}\lim\limits_{t\to\infty}\|\bar{x}_k(t)-\bar{x}_1(t-\tau_k)\|=0\\ \lim\limits_{t\to\infty}\|\bar{v}_k(t)-\bar{v}_1(t-\tau_k)\|=0\end{cases}\quad k=2，3，\ldots，m.$$

假设 1：存在一些正数 L_1，L_2 对于任意的 x_1，x_2，y_1，$y_2\in R^n$，以下的不等式成立

$$\|f(x_1，x_2)-f(y_1，y_2)\|\le L_1\|x_1-y_1\|+L_2\|x_2-y_2\|.$$

为了保证在每一个簇内的智能体能够跟随对应的虚拟领导者，但是在不同簇内的智能体在一定时间延迟下跟随领导者达到一致，提出一个基于自适应牵制间歇控制协议。

首先，每个簇内的误差系统如下：

$$\tilde{x}_i(t)=x_i(t)-\bar{x}_{k_i}(t)，\ \tilde{v}_i(t)=v_i(t)-\bar{v}_{k_i}(t)，\ i=1，2，\ldots，N. \tag{3}$$

控制协议如下：

$$u_i(t)=\begin{cases}-\alpha_{k_i}(\Delta x_{i1}+\Delta v_{i1})-c(t)(d_i(t)(\tilde{x}_i(t)+\tilde{v}_i(t))\\ -\sum_{j=1}^{N}l_{ij}(x_{k_j}(t)+v_{k_j}(t)-x_j(t)-v_j(t))), \quad \sigma_i\in\tilde{\nu}_{k_i},\\ -\alpha_{k_i}(\Delta x_{i1}+\Delta v_{i1})-c(t)(d_i(t)(\tilde{x}_i(t)+\tilde{v}_i(t))\\ +\sum_{j=1}^{N}l_{ij}(x_j(t)+v_j(t))), \quad \sigma_i\in\nu_{k_i}\setminus\tilde{\nu}_{k_i} and \deg(i)_{in}=0,\\ -\alpha_{k_i}(\Delta x_{i1}+\Delta v_{i1})-c(t)(\sum_{i=1}^{n}l_{ij}x_j(t)+v_j(t)), \ otherwise.\end{cases} \tag{4}$$

其中

$$d_i(t)=\begin{cases}d_i, & t\in[aT,(a+\theta)T],\\ 0, & t\in[(a+\theta)T,(a+1)T].\end{cases}$$

$$D=diag\{d_1,d_2,\ldots d_l,0,\ldots,0\}$$

$$\bar{L}=L+D,\ \xi(t)=(\tilde{x}^T(t),\tilde{v}^T(t))^T$$

$$\gamma=(\bar{L}+\bar{L}^T)\otimes I_n,\ \psi=(L+L^T)\otimes I_n$$

$$\Delta x_{i1}=\bar{x}_{k_i}(t)-\bar{x}_1(t-\tau_{ki}),\ \Delta v_{i1}=\bar{v}_{k_i}(t)-\bar{v}_1(t-\tau_{k_i})$$

$$\tilde{x}_i(t)=(\tilde{x}_{i1}(t),\tilde{x}_{i2}(t),\ldots,\tilde{x}_{in}(t))^T,\ \tilde{v}_i(t)=(\tilde{v}_{i1}(t),\tilde{v}_{i2}(t),\ldots,\tilde{v}_{in}(t))^T$$

$$\tilde{x}(t)=(\tilde{x}^T{}_1(t),\tilde{x}^T{}_2(t),\ldots,\tilde{x}^T{}_N(t))^T,\ \tilde{v}(t)=(\tilde{v}^T{}_1(t),\tilde{v}^T{}_2(t),\ldots,\tilde{v}^T{}_N(t))^T$$

并且自适应率为

$$\dot{c}(t)=\begin{cases}\frac{1}{2}e^u\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma&\gamma\\ \gamma&\gamma\end{pmatrix}\xi(t), & t\in[aT,(a+\theta)T],\\ \frac{1}{2}e^u\xi^T(t)\begin{pmatrix}\Psi&\Psi\\ \Psi&\Psi\end{pmatrix}\xi(t), & t\in[(a+\theta)T,(a+1)T].\end{cases}$$

注 1：通常情况下，设计控制协议的目的是使网络达到一致。对于聚类延迟一致性问题，控制协议的目的是使在同一个簇内的智能体达到一致，然而在不同的簇内达到延迟一致。在本章中，将每个簇内的节点分为三个子集，分别是 Inter-act 智能体，入度为零的 Intra-act 智能体以及剩余部分的智能体。若智能体 i 是入度为零的 Intra-act 智能体，这就意味着智能体 i 不会被其他智能体影响。显而易见的是，Inter-act 智能体和入度为零的 Intra-act 智能体应该被选择作为牵制节点，也就是意味着，一小部分的智能体被牵制。

注 2：不失一般性，重新排列节点的顺序，并且牵制前 l 个智能体，因此 $D=diag\{d_1,d_2,\cdots,d_l,0,\cdots,0\}\in R^{N\times N}$。

引理 1：假设对于任意节点 i 是 Intra-act 智能体，也就是说，$i\in\nu_{k_i}\setminus\tilde{\nu}_{k_i}$，以下的结果成立：$\sum_{j=1}^{N}l_{ij}\bar{x}_{k_j}(t)=\sum_{j=1}^{N}l_{ij}\bar{v}_{k_j}(t)=0$。

证明：对于 $i\in\nu_{k_i}\setminus\tilde{\nu}_{k_i}$，任意 $j\in\nu_{k_i}\setminus\tilde{\nu}_{k_i}$，则 $l_{ij}=0$。

$$\begin{aligned}\sum_{j=1}^{N}l_{ij}\bar{x}_{k_j}(t)&=\sum_{\sigma_j\in\upsilon_1}l_{ij}\bar{x}_1(t)+\sum_{\sigma_j\in\upsilon_2}l_{ij}\bar{x}_2(t)+\cdots+\sum_{\sigma_j\in\upsilon_{k_i}}l_{ij}\bar{x}_{k_i}(t)\\&\quad+\sum_{\sigma_j\in\upsilon_m}l_{ij}\bar{x}_m(t)\\&=\sum_{\sigma_j\in\upsilon_{k_i}}l_{ij}\bar{x}_{k_i}(t)\\&=(\sum_{\sigma_j\in\upsilon_1}l_{ij}+\sum_{\sigma_j\in\upsilon_2}l_{ij}+\cdots+\sum_{\sigma_j\in\upsilon_{k_i}}l_{ij}+\cdots+\sum_{\sigma_j\in\upsilon_m}l_{ij})\cdot\bar{x}_{k_i}(t)\\&=(\sum_{j=1}^{N}l_{ij})\bar{x}_{k_i}(t)\\&=0\end{aligned} \tag{5}$$

相似的，有 $\sum_{j=1}^{N}l_{ij}\bar{v}_{k_j}(t)=0$。因此引理得证。

2 二阶聚类延迟一致性分析

在弱连通拓扑结构下，研究带有时间延迟的非线性动力学行为和间歇测量的二阶聚类延迟一致性。基于以上的讨论，提出如下的主要结果。

定理 1：若假设 2.1 成立，且存在正数 $\iota>0$，$h>0$，$\beta>0$，$c^*>0$ 满足如下条件，多智能体系统（2.1）和（2.2）在控制协议（2.4）下可以达到聚类延迟一致性，

（a）$\lambda_{\min}(\bar{L}+\bar{L}^T)>1$，$h-(h+\iota)\theta<0$，

（b）$$N=\begin{pmatrix}(1+2L_1)I_{Nn}+(\iota-c^*)\gamma & (1-c^*)+\iota I_{Nn}\\ (1-c^*)\gamma+\iota I_{Nn} & (1+2L_2)I_{Nn}+(\iota+2)I_{Nn}-c^*\gamma\end{pmatrix}<0,$$

$$(c)\ \Gamma=\begin{pmatrix}(1+2L_1)\ I_{Nn}-h\gamma-c^*\psi & \gamma-c^*\psi+hI_{Nn}\\ \gamma-c^*\psi+hI_{Nn} & (1+2L_2)\ I_{Nn}+(2-h)\ I_{Nn}-c^*\psi\end{pmatrix}<0,$$

$$(d)\ \Theta=\begin{pmatrix}(1+2L_3)\ I_{(m-1)n}-2\vartheta\otimes I_n & \beta I_{(m-1)n}-2\vartheta\otimes I_n\\ \beta I_{(m-1)n}-2\vartheta\otimes I_n & (1+2L_4)\ I_{(m-1)n}-2\vartheta\otimes I_n+2I_{(m-1)n}\end{pmatrix}<0.$$

证明：考虑 V 函数如下：

$$V(t)=V_1(t)+V_2(t),$$

$$V_1(t)=\frac{1}{2}\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\xi(t),$$

$$V_2(t)=\frac{1}{2}e^{-\iota t}(c(t)-c^*)^2.$$

由条件（a）可知 $V_1(t)>0$。显然，$V_2(t)$ 是非负的。因此，函数 $V(t)$ 是正定的。

当 $t\in[aT,(a+\theta)T)$，

$$\begin{aligned}\dot V(t)&=\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\dot\xi(t)-\frac{1}{2}\iota e^{-\iota t}(^c(t)-c^*)2+e^{-\iota t}(c(t)-c^*)\dot c(t)\\&=\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0_{Nn\times 1}\\ f(x(t),v(t)-f(\bar x(t),\bar v(t))\end{pmatrix}\\&\quad+\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0_{Nn} & I_{Nn}\\ 0_{Nn} & 0_{Nn}\end{pmatrix}\xi(t)\\&\quad-\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0_{Nn} & 0_{Nn}\\ c(t)(\bar L\otimes I_n) & c(t)(\bar L\otimes I_n)\end{pmatrix}\xi(t)\\&\quad-\frac{1}{2}\iota e^{-\iota t}(^c(t)-c^*)2+e^{-\iota t}(c(t)-c^*)\dot c(t)\end{aligned}\tag{6}$$

由假设 1 和引理 1 可得

$$\begin{aligned}&\tilde x^T(t)(f(x(t),v(t))-f(\bar x(t),\bar v(t)))+\tilde v^T(t)(f(x(t),v(t))-f(\bar x(t),\bar v(t)))\\&\le\frac{1}{2}\tilde x^T(t)\tilde x(t)+\frac{1}{2}\|f(x(t),v(t))-f(\bar x(t),\bar v(t))\|\\&\quad+\frac{1}{2}\tilde v^T(t)\tilde v(t)+\frac{1}{2}\|f(x(t),v(t))-f(\bar x(t),\bar v(t))\|\\&\le\frac{1}{2}\tilde x^T(t)\tilde x(t)+\frac{1}{2}L_1\tilde x^T(t)\tilde x(t)+\frac{1}{2}L_2\tilde v^T(t)\tilde v(t)\\&\quad+\frac{1}{2}\tilde v^T(t)\tilde v(t)+\frac{1}{2}L_1\tilde x^T(t)\tilde x(t)+\frac{1}{2}L_2\tilde v^T(t)\tilde v(t)\end{aligned}\tag{7}$$

然后将（7）式代入（6）式，由条件（b）得到

$$\begin{aligned}\dot V(t)&\le\frac{1}{2}\xi^T(t)\begin{pmatrix}(1+2L_1)I_{Nn}+(\iota-c^*)\gamma & (1-c^*)\gamma+\iota I_{Nn}\\ (1-c^*)\gamma+\iota I_{Nn} & (1+2L_2)I_{Nn}+(\iota+2)-c^*\gamma\end{pmatrix}\xi(t)\\&\quad-\frac{1}{2}\iota\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\xi(t)-\frac{1}{2}\iota e^{-\iota t}(c(t)-c^*)^2\\&\le-\iota V(t)\end{aligned}\tag{8}$$

因此，得出

$$V(t) \leq V(aT)\, e^{-\iota(t-aT)} \tag{9}$$

（2）当 $t \in [aT, (a+\theta)T)$，

$$\begin{aligned}
\dot{V}(t) &= \xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\dot{\xi}(t) - \frac{1}{2}\iota e^{-\iota t}(c(t)-c^*)^2 + e^{-\iota t}(c(t)-c^*)\dot{c}(t)\\
&= \xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0_{Nn\times 1}\\ f(x(t), v(t)) - f(\bar{x}(t), \bar{v}(t))\end{pmatrix}\\
&\quad + \xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0_{Nn} & I_{Nn}\\ 0_{Nn} & 0_{Nn}\end{pmatrix}\xi(t)\\
&\quad - \xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0_{Nn} & 0_{Nn}\\ c(t)(\bar{L}\otimes I_n) & c(t)(\bar{L}\otimes I_n)\end{pmatrix}\xi(t)\\
&\quad - \frac{1}{2}\iota e^{-\iota t}(c(t)-c^*)2 + e^{-\iota t}(c(t)-c^*)\dot{c}(t)\\
&= \tilde{x}^T(t)(f(x(t), v(t)) - f(\bar{x}(t), \bar{v}(t)))\\
&\quad + \tilde{v}^T(t)(f(x(t), v(t)) - f(\bar{x}(t), \bar{v}(t)))\\
&\quad + \frac{1}{2}\xi^T(t)\begin{pmatrix}0_{Nn} & \gamma\\ \gamma & 2I_{Nn}\end{pmatrix}\xi(t) - \frac{1}{2}c(t)\xi^T(t)\begin{pmatrix}\psi & \psi\\ \psi & \psi\end{pmatrix}\xi(t)\\
&\quad + \frac{1}{2}c(t)\xi^T(t)\begin{pmatrix}\psi & \psi\\ \psi & \psi\end{pmatrix}\xi(t) + \frac{1}{2}c(t)\xi^T(t)\begin{pmatrix}\psi & \psi\\ \psi & \psi\end{pmatrix}\xi(t)\\
&\quad - \frac{1}{2}\iota e^{-\iota t}(c(t)-c^*)^2
\end{aligned} \tag{10}$$

然后，将（7）式代入（10），利用条件（c），得到

$$\begin{aligned}
\dot{V}(t) &\leq \frac{1}{2}\xi^T(t)\begin{pmatrix}(1+2L_1)I_{Nn} - h\gamma - c^*\psi & \gamma - c^*\psi - hI_{Nn}\\ \gamma - c^*\psi - hI_{Nn} & (1+2L_2)I_{Nn} + (2-h)I_{Nn} - c^*\psi\end{pmatrix}\xi(t)\\
&\quad + \frac{1}{2}h\xi^T(t)\begin{pmatrix}\gamma & I_{Nn}\\ I_{Nn} & I_{Nn}\end{pmatrix}\xi(t) + \frac{1}{2}he^{-\iota t}?(c(t)-c^*)^2\\
&\leq hV(t)
\end{aligned} \tag{11}$$

因此，可以得到

$$V(t) \leq V((a+\theta)T)\, e^{h(t-(a+\theta)T)} \tag{12}$$

以此类推，对于任意的参数 a，可以得到以下的关于 $V(t)$ 的不等式

（1）$t \in [aT, (a+\theta)T)$

$$V(t) \leq V(0)\, e^{-\iota t + a(h+\iota)(1-\theta)T} \tag{13}$$

（2）$t \in [(a+\theta)T, (a+1)T)$

$$V(t) \leq V(0)\, e^{ht-(a+1)(h+\iota)\theta T} \tag{14}$$

假设当 $a \leq r$，然后通过（13）式，得到

$$V((r+1)T) \leq V(0)\, e^{h(r+1)T(1-\theta)-\iota(r+1)\theta T}$$

现在对于 $a=r+1$，当 $t\in[(r+1)T,(r+1+\theta)T)$，由式（9）可得

$$\begin{aligned}V(t)&\le V((r+1)T)e^{-\iota(t-(r+1)T)}\\&\le V(0)e^{h(r+1)(1-\theta)T-\iota(r+1)\theta T-\iota(t-(r+1)T)}\\&=V(0)e^{(\iota+h)(r+1)(1-\theta)T-\iota t}\\V((r+1+\theta)T)&\le V((r+1)T)e^{-\iota\theta T}\\&\le V(0)e^{-\iota(r+1)T-(1-\theta)(r+1)(\iota+h)T-\iota\theta T}\\&=V(0)e^{h(r+1)(1-\theta)T-\iota\theta T(r+2)}\end{aligned}$$

当 $t\in[(r+1+\theta)T,(r+2)T)$，由（12）式可得

$$\begin{aligned}V(t)&\le V((r+1+\theta)T)e^{h(t-(r+1+\theta)T)}\\&\le V(0)e^{h(r+1)(1-\theta)T-\iota(r+2)\theta T+h(t-(r+1+\theta)T)}\\&=V(0)e^{-(h+\iota)(r+2)\theta+ht}\end{aligned}$$

这就意味着不等式（2.16）和（2.17）对于 $a=r+1$ 成立。

对于任意的 a，当 $t\in[aT,(a+\theta)T)$，

$$\begin{aligned}V(t)&\le V(0)e^{a(\iota+h)(1-\theta)T-\iota t}\\&\le V(0)e^{a(\iota+h)(1-\theta)T-\iota aT}\\&=V(0)e^{a[h-(h+\iota)\theta]T}\end{aligned}\tag{15}$$

当 $t\in[(a+\theta)T,(a+1)T)$，

$$\begin{aligned}V(t)&\le V(0)e^{-(a+1)(h+\iota)\theta T+ht}\\&\le V(0)e^{-(a+1)(h+\iota)\theta T+h(a+1)T}\\&\le V(0)e^{a[h-(h+\iota)\theta]T}\end{aligned}\tag{16}$$

结合（15）和（16）式，可以得到

$$V(t)\le V(0)e^{a[h-(h+\iota)\theta]T}$$

由条件 $h-(h+\iota)\theta<0$，$t\to\square$，$a\to\square$，可以得到

$$\lim_{t\to\square}\|x_i(t)-\bar{x}_{k_i}(t)\|=0,$$

$$\lim_{t\to\square}\|v_i(t)-\bar{v}_{k_i}(t)\|=0.$$

用类似的方法有得到，在控制协议（4）下二阶聚类延迟一致性可以达到。

3 数值仿真

在本章节，考虑一个包含 6 个节点的拓扑结构，6 个节点之间的交流拓扑如图 1 所示。

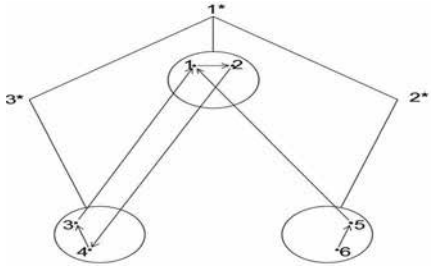


图 1　多智能体系统的拓扑结构图

相应的权重矩阵如下所示

$$A=\begin{pmatrix}0&0&1&0&1.8&0\\6&0&0&0&0&0\\0&0&0&3&0&0\\0&4.5&0&0&0&0\\0&0&0&0&0&3.5\\0&0&0&0&0&0\end{pmatrix}$$

我们选择非线性函数为 $f(x_i(t),v_i(t))=6cos(4t)+0.01cos(2x_i(t))+0.01sin(4v_i(t))$，

$\tau_2=0.01$，$\tau_3=0.03$，$c*=2$。从假设 1，我们可以得到 $L_1=L_2=0.001$，$L_3=L_4=0.1$。

由多智能体的拓扑结构可知，节点 1 和 4 可以接收来自其他簇的信息，被称为是 Inter－act 智能体，节点 6 是入度为零的 Inter－act 智能体。根据控制协议，这些智能体可以被选择牵制节点，且 $D = diag\{12, 0, 0, 10, 0, 10\}$，$\theta > 0.6$，$T = 2$，$\iota = 0.2$，$h = 0.3$，$\beta > 1$，$\lambda_{min}(\bar{L} + \bar{L}^T) = 5.38 > 1$，$\lambda_{max}\aleph = -2.91$，$\lambda_{max}\Gamma = -2.70$，$\lambda_{max}\Theta = -5.20$。基于以上考虑，定理 1 的条件成立

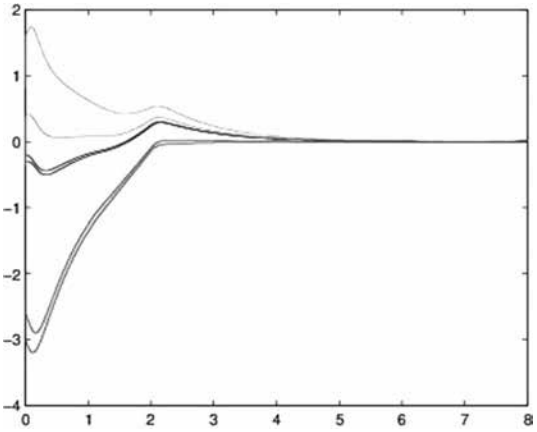


图 2　每个簇内的状态误差变量图

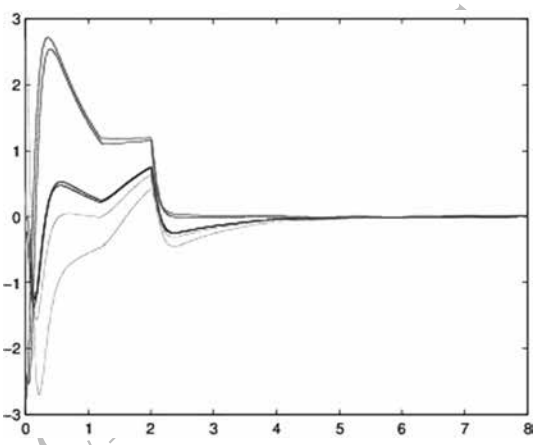


图 3　每个簇内的速度误差变量

通过使用 MTALAB，每一簇内的状态误差和速度误差被表示在图 2 和图 3。如上的仿真例子验证二阶聚类延迟（1）和（2）的一致性理论结果的正确性。

4　结论

主要围绕在弱连通拓扑结构下，带有非线性动力学行为的二阶多智能体系统的聚类延迟一致性的问题。考虑到节点的性质，建立一个牵制领导跟随控制协议去应用于三种不同的节点。基于 Lyapunov 稳定性理论，获得一些条件来达到二阶多智能体一致性。未来，可以尝试将这样的结果延伸到高阶多智能体系统一致性的研究问题。

参考文献：

[1] 冯元珍．多智能体：二阶系统组与混合阶情形的一致性问题研究［D］．南京理工大学，2013.

[2] 俞峥，李建勇．多智能体在交通控制系统中的应用［J］．交通运输工程学报，2001，1（1）：55－57.

[3] 陈炎财．群体无人机分布式协同控制方法研究［D］．南京航空航天大学，2011.

[4] Olfati－Saber R，Shamma J S. Consensus filters for sensor networks and distributed sensor fusion［C］. Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control. IEEE，2005：6698－6703.

[5] Kar S，Moura J M F. Distributed Consensus Algorithms in Sensor Networks With Imperfect Communication：Link Failures and Channel Noise［J］. IEEE Transactions on Signal Processing，2009，57（1）：355－369.

[6] Chen G，Lewis F L，Xie L. Finite－time distributed consensus via binary control protocols［J］. Automatica，2011，47（9）：1962－1968.

摆锤式冲击试验机检定或校准过程中应注意的问题

房　田

（辽宁省计量科学研究院，辽宁沈阳 110004）

摘　要：本文通过检定和校准中过程中发现的问题，深入分析其中的原因并查找解决问题的方案，阐述摆锤式冲击试验机检定过程中容易被忽略的因素，并提出了合格的解决方案，提出了间接检定法的必要性，对实际工作有一定的借鉴作用。

关键词：摆锤式冲击试验机；直接检定法；间接检定法；

Matters needing attention in verification or calibration of pendulum impact testing machine

Tian　Fang

Liaoning Provincial Institute of Measurement，Shenyang Liaoning，110004

Abstract：This paper analyzes the reasons and finds out the problems found in the verification process，expounds the factors that are easily neglected in the verification process of the pendulum impact testing machine，and puts forward qualified solutions，the necessity of indirect verification method is put forward，which can be used for reference in practical work. .

Kaywords：Pendulum impact testing machine；direct verification method；indirect verification method；

1、引言

摆锤式冲击试验机用于检测金属材料、非金属材料在动负荷下抵抗冲击的性能，以便判断材料在动负荷下的性质。随着国民经济的快速发展，航天航空、汽车、钢铁、船舶等重工部门也茁壮发展，摆锤试验机被广泛应用，例如对各大钢厂的钢铁材料性能试验、研究部门研制特殊金属材料的验证试验等，摆锤式冲击试验机性能高低直接影响着这些试验结果的准确与否，各行各业对其使用的摆锤式冲击试验机准确度要求越来越高。当今摆锤式冲击试验机的基本技术指标技术已很成熟，而影响其准确度等级的因素往往出现在其具体参数指标上，这些关键的问题在检测过程中往往被忽视，从而易导致检定或者检测产品数据的不准确，最终会导致检定或者设计的产品质量不合格。

作者简介：房田（1983—），男，硕士，高级工程师，力学计量检测，E-mail：757573199@qq.com；地址：沈阳市和平区文化路三巷九号；电话/手机：15004068636

2、问题的提出

作为一名力学计量工作者，日常工作承担着各类摆锤式冲击试验机检定和校准的任务，积累了大量的工作经验，日常检测工作中与客户沟通中发现，摆锤式冲击试验机直接检定是合格的，但间接检定（打冲击块）不合格，例如示值误差、重复性超差，导致试验机使用方对计量检定部门的检定人员的能力、“间接检定法”、“标准冲击块”提出疑问，间接检定法是否是浪费检定成本，甚至要求以后检测只进行直接检定法，不用间接检定法。

3、具体案例：

本溪某大型钢厂技术中心采购了使用一台德国某知名品牌的摆锤式冲击试验机，客户要求设备验收需出具检定证书，JJGl45—2007《摆锤式冲击试验机》规程要求只有直接检定和间接检定都合格，才能出具检定证书，首次检定时，采用直接检定法符合规程要求，但是在间接检定过程中，出现了示值超差的问题，标准块的费用达到了 0.5 万元，设备厂家认为设备直接检定合格，费用不应该他们付款，客户认为设备间接检定不合格，设备就是不合格的，费用应该设备厂家付款，客户检测人员通过与我院力学所沟通，希望我们配合找出问题所在。

4、分析原因，查找问题：

4.1　通过分析可能产生问题的原因，笔者到达现场后，重新进行了直接检定，并没有发现问题，通过深入分析发现问题主要可能出现在砧座，为了找出问题所在并提出解决方案，决定对该试验机砧座进行几何尺寸检测。

4.2　具体检测结果如下：砧座的几何尺寸的检测结果如表 1 所示。

表 **1**　摆锤冲击试验机砧座 1

检测位置	检测项目		
	砧座圆角半径（mm）	砧座斜度角补角	砧座圆角圆心与斜度角补角角分线垂直距离（mm）
−1 位置上面	1.02	79.28°	−0.05
−1 位置下面	1.02	79.27°	0.01
−2 位置上面	0.98	79.20°	0.01
−2 位置下面	0.96	79.25°	0.00

表 **2**　摆锤冲击试验机砧座 2

检测位置	检测项目		
	砧座圆角半径（mm）	砧座斜度角补角	砧座圆角圆心与斜度角补角角分线垂直距离（mm）
−1 位置上面	0.95	79.32°	0.01
−1 位置下面	0.95	79.14°	−0.01
−2 位置上面	0.97	79.08°	0.01
−2 位置下面	1.03	79.18°	0.00

4.3　检测数据分析：由表 1 和表 2 可以看出，砧座斜度角补角为最大为 10.28°满足 JJGl45—2007《摆锤式冲击试验机》规程要求的 11°±1°要求的，而两个砧座不同程度的出现了砧座圆角半径不满足规程要求的 $R1_{0}^{0.5}$mm 的要求，同时 1 号砧座的砧座圆角圆心与斜度角补角角分线垂直距离为−0.05mm 的异常值出现。

4.4　解决问题：

从上表中的数据，分析了产生相关问题的原因，可以得出结论，冲击试验机间接检定数据不合格，主要问题出现在两个砧座上，通过与客户和设备厂家沟通，设备厂家同意通过调整更换相关部件，为避免再次出现类似问题，新砧座进行了几何尺寸检测合格。更换砧座后，间接检定，结果为合格。圆满的解决了问题。

通过此次问题的解决，分析其中的原因发现，摆锤式冲击试验机间接检定还是必要的，间接检定可以发现直接检定中易于忽视的问题，并且根据间接检定的示值的判断问题出现的位置，摆锤式冲击试验机的性能判定具有一定的指导作用。

5、结束语：

摆锤式冲击试验机检定过程应注意的问题很多，试验机检定的过程中，要充分重视间接检定法的作用，不能简单只采用直接检定法出具校准证书，同时也要重视间接检定的示值对摆锤式冲击试验机的性能的指导作用。

参考文献：

[1] JJGl45—2007《摆锤式冲击试验机》检定规程[S].

万能试验机检定或校准过程中应注意的问题

房　田

（辽宁省计量科学研究院，辽宁 沈阳 110004）

摘　要：本文通过万能试验机检定和校准过程中发现的问题，分析其中的原因并查找解决问题的方法，阐述试验机检定过程中容易被忽略的检测方法和配套工装等因素，并提出了合格的解决方案，提高试验机了在检定和检测中的准确度。

关键词：万能试验机；试验机检测方法；配套工装；

Matters needing attention in verification or calibration of Universal Testing machine

Tian　Fang

Liaoning Provincial Institute of Measurement，Shenyang Liaoning，110004

Abstract：This paper analyzes the reasons and finds out the problems found in the verification process，expounds the factors such as the inspection method and the matching tooling which are easily neglected in the verification process of the testing machine，and puts forward the qualified solution，the accuracy of the testing machine in the verification and detection is improved.

Kaywords：Testing Machine；Testing method；Matching tooling；

1、引言

随着国民经济的快速发展，航天航空、汽车、钢铁、船舶等重工部门也茁壮发展，万能试验机由于可以实现在一台设备上拉向力和压向力的检测，万能试验机被广泛应用，例如对各大钢厂的钢铁材料性能试验、研究部门研制特殊金属材料的验证试验、汽车行业碰撞试验等，万能试验机性能高低直接影响着这些试验结果的准确与否，各行各业对其使用的万能试验机准确度要求越来越高。当今试验机的基本技术指标如准确度等级（最高 0.5 级）、伺服闭环反馈控制、依据客户要求设定功能、结构框架等技术已很成熟，而影响其准确度等级的因素往往出现在其检测方法和配套工装上，这些关键的问题在检测过程中往往被忽视，从而易导致检定或者检测产品数据的不准确，最终会导致生产或者设计的产品质量不合格。

作者简介：房田（1983—），男，硕士，高级工程师，力学计量检测，E-mail：757573199@qq.com；地址：沈阳市和平区文化路三巷九号；电话/手机：15004068636

2、问题的提出

作为一名力学计量工作者，日常工作承担着各类试验机检定和校准的任务，积累了大量的工作经验，日常检测工作中与客户沟通中发现，试验机检定是合格的，但客户有时试验的结果与之前的数据是不符合的，客户提出问题："到底是哪里出现了问题?"

3、具体案例：

抚顺某大型钢厂使用一台检定合格的万能试验机检测材料强度试验时，试验结果表明材料的强度满足检测要求，但是同一批材料，使用单位委托检测的结论是不满足要求。客户检测人员通过与我院力学所沟通，想找出二者差异的原因。

4、分析原因，查找问题：

通过分析可能产生问题的原因，发现主要问题可能出现在检测方法和配套工装上，为了解决问题并提出解决方案，决定对该试验机进行压向力和拉向力检测，同时为了判断是否是配套工装出现问题，进行同轴度的检定。

4.1　具体检测结果如下：压向力值的检定结果如表 1 所示。

表 **1**　压向力值检测结果

试验力/kN	示值平均值/kN	示值相对误差/%	重复性/%
0	20.12	0.6	0.2
40	40.20	0.5	0.1
60	60.27	0.5	0.1
80	80.35	0.5	0.1
100	100.48	0.5	0.1

表 **2**　拉向力值检测结果

试验力/kN	示值平均值/kN	示值相对误差/%	重复性/%
20	20.26	1.3	0.2

续表

试验力/kN	示值平均值/kN	示值相对误差/%	重复性/%
40	40.34	0.9	0.1
60	60.47	0.8	0.1
80	80.50	0.7	0.1
100	100.62	0.6	0.1

表 **3**　同轴度检测结果

试验力/kN	方向	同轴度误差/%
4	0°	12.2
	90°	20.2

4.2　检测数据分析：由表 1 和表 2 可以看出，压向力值检定示值相对误差为最大为 0.6%满足 JJG 139—2014《拉力、压力和万能试验机》中规定 1 级试验机示值相对误差要求，而同一台试验机拉向力值在 20kN 这一点的检测结果示值相对误差为 1.2%，不满足 1 级试验机要求，而且压向力值各点示值相对误差的线性基本一致，而拉向力值各点示值相对误差线性不一致，出现小力值示值相对误差大，大力值示值相对误差小的现象，分析其中的原因，可以判定出现了系统误差。

4.3　检测方法的选择：万能试验机检定的依据可以是 JJG 139—2014《拉力、压力和万能试验机》、JJG 475—2008《电子式万能试验机》检定规程，大部分万能试验机配备双空间，这样的好处是使用拉向力和压向力检测时，对于力传感器的受力方向一致，也就是说拉向和压向的力值检测结果应该相同或者相差很小，而且规程中没有明确万能试验机检测方法是否进行拉向力和压向力两种方向力的全部检定，由于检定设备的约束，有些计量检定部门并不具备拉向力检定的标准设备，大多数计量检定部门多是只检定压向力，导致检定人员习惯性的只检测压向试验力值是否超差来判定试验机是否合格，等同于压向力值检定合格，则认为试验机检定

合格。

4.4　配套工装：从上表中的数据，我们分析了产生相关问题的原因，我们可以得出结论，压向力检定数据合格，主要问题出现在拉向空间上，是配套工装出现问题，试验操作人员由于误操作，上下夹具碰撞，导致工装变形，因此造成试验数据错误。通过与客户沟通后，客户通过调整相关部件，更换带有联轴器上下夹具，同时严格规定操作规程，避免再次出现类似问题。更换工装后，进行拉向、压向力值和同轴度检测，结果均为合格，拉向和压向力值示值相对误差结果不超过 0.1%。再次与协作单位进行检测数据对比，结果一致，圆满的解决了问题。

5、结束语：

试验机对加工材料强度有重要的影响，在试验机检定的过程中，要全面考虑，采用相适应的检测方法，同时也不能忽视夹具的带来的影响。

参考文献：

[1] JJG 139—2014　拉力、压力和万能试验机检定规程［S］.

视频拼接系统设计

严　飞[1,2]，刘银萍[3]，刘卿卿[1,2]，陆宝毅[1]，陈　伟[1]

（1. 南京信息工程大学 自动化学院，江苏 南京 21004；
2. 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心，江苏 南京 210044；
3. 南京信息工程大学 大气物理学院，江苏 南京 210044）

摘　要：随着超高清显示屏的普及，人们对显示画质要求的日益提高。本文设计了一种四路高清视频拼接系统，该系统采用 4 路高清 1080P 图像输入，经图像数据缓存、帧同步、多路拼接等处理后，通过 DP1.2 接口可实时输出 3840x2160@60Hz 的 4K 视频图像。验证系统采用型号为 XC7K325TFFG900-2 的 FPGA 芯片，经编译后其查找表资源消耗 25.96%，BRAM 资源占用为 40.45%。实验结果表明，该系统支持连续视频采集和实时播放，在视频监控、医疗会诊、多媒体显示等领域具有广泛应用前景。

关键词：FPGA；图像缓存；视频拼接；4K

Design of Video Mosaic System

Yan Fei[1*]，Liu Yin-ping[2]，Liu Qing-qing[1]，Lu Bao-yi[1]，Chen Wei[1]

（1. *Automation College*，*Nanjing University of Information Science & Technology*，*NanJing* 210044，*China*；
2. *CICAEET*，*Nanjing University of Information Science & Technology*，*Nanjing*，210044；
3. *College of atmospheric physics*，*Nanjing University of Information Science & Technology*，*NanJing* 210044，*China* ）

Abstract：With the popularity of ultra-high definition display screen，people's requirements for the quality of display are increasing. This paper designs a four-channel high-definition video mosaic system. The system uses 4-channel high-definition 1080P image input. After image data buffering，frame synchronization and multi-channel mosaic，it can output 3840x2160@60Hz 4K video image in real time through DP1.2 interface. The verification system uses the type of XC7K325TFFG900-2 FPGA chip. After compiling，the look-up table resource consumes 25.96% and the BRAM resource occupies 40.45%. The experimental results show that the system supports continuous video acquisition and real-time playback，and has broad application prospects in video surveillance，medical consultation，multimedia display and other fields.

Key words：FPGA；Image Cache；Video Mosaic；4K

前言

通常，计算机视频采用常见的 DVI（Digital Visual Interface），VGA（Video Graphics Array）等接口输出[1-3]，利用此接口也可完成视频处理器的前端图像采集。这种类型的接口占用位宽较大，占用主控芯片的管脚多；接口的图像传输带宽普遍不高，Dual-Link DVI 即 DVI 2.0 仅支持传输最大 2560×1660 的图像；受线材长度的影响较大，视频信号传输不是很远。

随着图像显示技术的发展，由标清（720P）到高清（1080P）再到超高清 4K（3840 x 2160 pixels）UHD（Ultra High Definition），图像清晰度越来越高，其传达的内容也越来越丰富。4K 显示技术在多媒体、工业、虚拟现实等多个领域都有广泛的应用[4-6]，在实现方案上也各不相同。

Murakami D 等基于 Soc 混合存储构架实现高效的 4K UHD 视频编解码[7]，Jang S J 等采用 VLSI 构架加速捕捉或回放 4K 超高清音频和视频数据[8]，Chen Q 也基于该构架进行图像的细节增强处理[9]。近年来，采

用 FPGA（Field-Programmable Gate Array）进行高速数据采集、图像处理和终端显示等应用有增长的趋势[10-12]，源自于 FPGA 具有高速并行的处理能力和灵活可配置的优势。在图像清晰度提升的同时，对高速图像缓存技术的要求也越来越高，视频处理中迫切需要高速图像缓存技术来满足超高清分辨率图像的实时存储的需求[13-15]。传统的 SDRAM（Synchronous Dynamic Random-access Memory）存储器已经很难满足超高清图像的实时存储的需求，DDR3（Double Data Rate）及以上内存凭借其高速快、容量大和抗干扰能力强等优点被广泛应用于一些高速数据存储场景。与此同时，将图像去雾去噪[10-12]、局部相关性分析[10-12]、特征提取[10-12] 等图像处理的算法合理植入硬件平台，使其在嵌入式系统中高效实时运行成为当今热门的研究方向。

综上所述，本文拟采用 FPGA 构架，利用 DDR3 对四路高清视频进行同步缓存处理，然后对四路高清视频拼接显示，通过 DP1.2（DisplayPort）接口输出 UHD 4K 超高清图像。

1 总体方案

系统总体设计框图如图 1 所示，由视频源设备、FPGA 控制卡和 UHD 4K 显示器三个部分组成。FPGA 板卡输入端采用 4 路高清视频输入，经 FPGA 同步缓存、拼接处理后，生成成 4K 超高清分辨图像输出至 4K 显示器，4K 显示器上可以同时显示 4 路不同来源的实时视频，每路高清视频的分辨率为 1920×1080。

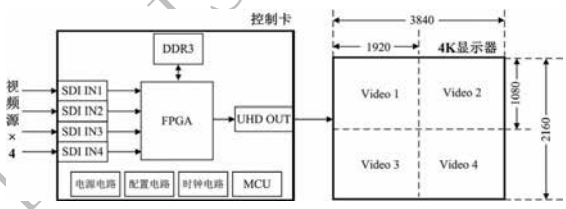


图 1 系统设计框图

系统的主控芯片采用 Xilinx 公司 Kintex-7 系列型号为 XC7K325TFFG900-2 的 FPGA。用作图像缓存的 4 片 DDR3 SDRAM 型号为 MT41J128M16JT-12，单片 DDR3 容量为 128M×16 bit，数据总线宽度为 16 bit。DDR3 读写控制使用 MIG（Memory Interface Generator）控制器方案。

2 逻辑实现

FPGA 系统逻辑设计框图如图 2 所示，主要包括：帧检测模块、写 DDR3 控制模块、读 DDR3 控制模块、基于 AXI4（Advanced eXtensible Interface）接口的 MIG 控制器、用户接口转 AXI4 接口模块、时序发生器以及图像拼接逻辑设计。

2.1 MIG 控制器设计

控制器设计首先要考虑的就是存储器带宽，带宽主要取决于存储图像的数据带宽，图像数据带宽计算如公式（1）：

$$B = I_w \times I_h \times F \times B_{pp} \times 2 \quad (1)$$

其中，B 表示控制器带宽，I_w 表示图像有效宽度，I_h 表示图像有效高度，F 表示图像帧率，B_{pp} 表示像素的位宽，乘 2 表示读写同时。

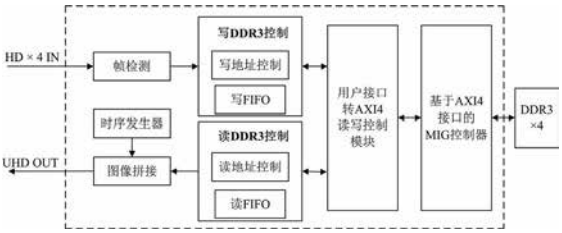


图 2　系统逻辑设计框图

存储器带宽计算公式如式（2）：

$$B_{DDR} = W_{data} \times f \quad (2)$$

其中，B_{DDR} 为存储器带宽，W_{data} 表示 DDR3 数据总线宽度，f 表示 DDR3 工作频率。

系统采用 4 路高清图像输入，1 路超高清图像输出，进行缓存控制系统，设定图像大小为 3840×2160，60Hz 的帧率，8 bit 像素格式。根据上式可以计算出图像数据带宽约为 23.89Gb/s。根据存储器 80%的带宽利用率来计算，可以反演出 DDR3 工作频率大概在 470Mhz 左右。因为 DDR3 是双沿传输数据，因此设置 MIG 控制器工作频率为 333.33Mhz 即 DDR3 工作在 666.66Mhz 频率下即可满足设计需求。

2.2　MIG 控制器接口设计

该系统采用基于 AXI4 接口的 MIG 控制器方案，AXI4 接口模式支持最高 256 个 512 比特数突发读写，便于高速图像数据的缓存处理。但是，鉴于 AXI4 接口读写操作的复杂性，本文将 MIG 控制器的 AXI4 接口做了一层逻辑转换，转换后的用户接口如下表。

表 1　转换后的用户接口

名称	位宽	方向	功能	名称	位宽	方向	功能
wr_ req	1	in	写请求	rd_ req	1	in	读请求
wr_ ack	1	out	写响应	rd_ ack	1	out	读响应
wr_ blen	8	in	写突发长度	rd_ blen	8	in	读突发长度
wr_ addr	28	in	写起始地址	rd_ addr	28	in	读起始地址
wr_ data_ rdy	1	out	写数据请求	rd_ data	256	out	读出的数据
wr_ data	256	in	写入的数据	rd_ data_ vld	1	out	读数据有效
wr_ data_ finish	1	out	写完成	rd_ data_ finish	1	out	读完成

改进后的接口读写相对独立，便于用户读写逻辑的操作。接口转换状态机流程如图 3 所示。

用户接口转换状态机包括 IDLE、WR_ CMD、MEM_ WRITE 等八个状态，其中：IDLE 代表状态机开始；WR_ CMD 写命令表示接收到 wr_ req 写请求时进入此状态；MEM_ WRITE 写 DDR3 命令表示当接收到 wr_ ack 写响应信号时进入此状态；WRITE_ END 写 DDR3 结束命令表示当接收到 wr_ data_ finish 写完成信号时进入此状态；RD_ CMD 读命令表示接收到 rd_ req 写请求时进入此状态；MEM_ READ 读 DDR3 命令表示当接收到 rd_ ack 读响应信号时进入此状态；READ_ END 读 DDR3 结束命令表示当接收到 rd_ data_ finish 读完成信号时进入此状态；END 状态机结束命令表示当读或写结束时自动进入此状态，并自动跳转至 IDLE 状态。

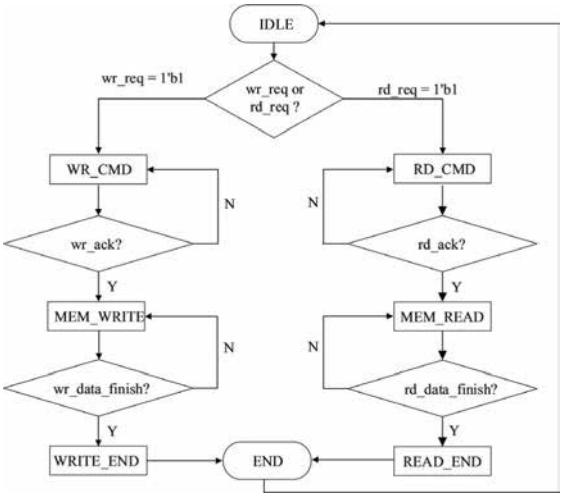


图 3　DDR3 读写控制流程图

2.3　DDR3 读写控制设计

用户接口数据总线宽度为 256 比特，地址总线宽度为 28 比特。地址的格式如表 2 所示。

表 **2**　地址格式

比特位	addr［27：26］	addr［25：5］	addr［4：0］
说明	4 个 bank	图像存储区	补‘0’

其中，addr［27：26］将存储器地址划分为 4 个 bank，取 2 个 bank 作为双体乒乓操作，用于对每帧图像的交替读写操作。addr［25：5］为图像存储区域，用于缓存有效的图像数据。addr［4：0］补 0，保证了突发读写时地址不重复。

写 DDR3 控制模块框图如图 4 所示，包括写 FIFO 和写地址控制状态机。其中，写 FIFO 用于图像数据位宽与 MIG 控制器用户接口数据位宽匹配，写 FIFO 的写数据位宽为 32 比特，写入深度为 2048，读数据位宽为 256 比特。通过低 8 比特补 0 的方式完成图像数据 24 比特到写 FIFO 写数据端口 32 比特的转换。写 DDR3 控制模块除了包含与用户接口相关的几个信号之外，还包括：（1）wr_ ba 信号，该信号连接至地址的高 2 比特，信号来源下文将要提到的帧检测模块中的 frame_ ba 信号；（2）vid_ in_ xx 信号，该信号来自图像输入；（3）ui_ xx 信号，该信号来自 MIG 控制器输出的用户时钟与复位接口。

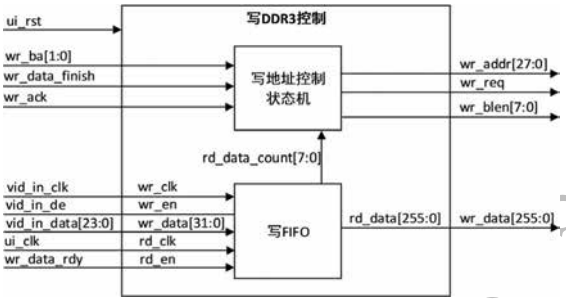


图 4　写 DDR3 控制模块框图

写地址控制状态机如下图，遵循“非空即写”的工作原则。“非空”表示写 FIFO 可读取的数据深度大于一个突发写长度，“写”表示触发 wr_ req 写请求。

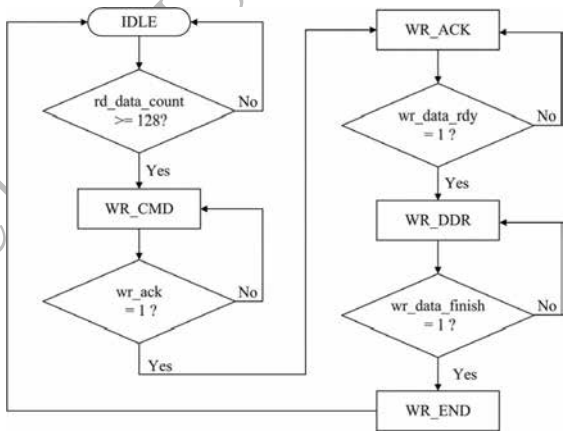


图 5　写 DDR3 控制模块程序流程图

读 DDR3 控制模块与写模块相似，由一个读地址控制状态机和读 FIFO 组成，读 DDR3 控制模块结构如图所示。读地址控制状态机遵循“非满即读”的工作原则，即读 FIFO 写入数据深度大于一个数据包的突发长度时触发 rd_ req 读请求。读 FIFO 的写数据宽度为 256 比特，读数据宽度为 32 比特，取高 24 比特输出为图像数据。rd_ ba 信号取值为 wr_ ba 减 1 后的值，含义是始终读取上帧的图像，这样使得图像读写 bank 不冲突，保证了图像读取的连续性。vid_ out_ xx 是视频输出相关信号，其中 vid_ out_ de_ pre 信号提前输出视频有效 DE 信号一个时钟周期，用于读取读 FIFO 中的数据，保证视频有效时能够输出有

效的图像数据。

2.4 时序发生器设计

帧检测模块用于确定写地址中的高 2 比特。首先，定义一个 2 比特计数器，当采到场同步信号的上升沿时，计数器累加 1，计数器的低位值代表的含义是图像当前写入的 bank。

图像输出采用 4 像素接口时序，VS 为视频场同步信号，HS 为视频行同步信号，DE 为视频有效信号。图像时序包括垂直时序和水平时序。垂直时序包括场同步（V_ SYNC）、场前肩（V_ FRONT）、场后肩（V_ BACK）和场有效（V_ ACT）四个部分。水平时序包括行同步（H_ SYNC）、行前肩（H_ FRONT）、行后肩（H_ BACK）和行有效（H_ ACT）四个部分。其中，行有效信号期间，DE 信号输出高脉冲。3840×2160@60Hz 图像 4 像素接口时序参数如表。

表 3　3840×2160@60Hz 图像 4 像素接口时序参数

参数名称	H_ SYNC	H_ BACK	H_ ACT	H_ FRONT	H_ TOTAL	V_ SYNC	V_ BACK	V_ ACT	V_ FRONT	V_ TOTAL
值	22	74	960	44	1100	10	72	2160	8	2250

4 路输入的图像按照 Square 的拼接方式，如图 1 所示，Video1 和 Video2 的首行拼接成 4K 图像的第一行，依次类推，直到拼接到 1080 行后，Video3 和 Video4 的首行拼接成第 1081 行，直到 2160 行为止，由此生成的 3840x2160 分辨率的图像。

3 实验结果

系统调试时，主要对 DDR3 进行了读写仿真测试，在 DDR3 读写仿真测试通过后，直接将 FPGA 工程上板调试。

3.1 DDR3 读写仿真测试

DDR3 读写仿真时，使用 Testbench 对用户读写接口进行读写操作。Testbench 产生读写指令以及读写数据，并将读数据与写数据进行比对，比对结果通过 tg_ compare_ error 信号输出，若此信号为高电平则表示读写错误，反之则读写正常。用户接口读写仿真图如图所示，从仿真图可以看出，对用户接口进行读写交替控制，读写突发长度为 128。对某个起始地址写完一包数据随后就从该地址读出一包，对每个地址读写操作完后写地址加 128 即一个突发包的长度。根据 tg_ compare_ error 信号持续为低电平可以判断出 DDR3 读写正常。

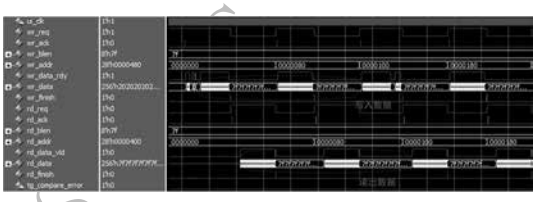


图 6　DDR3 读写仿真

3.2 四路高清图像读写仿真

为了加快仿真速度，验证系统功能，仿真时使用的输入图像大小为 1920×12@60Hz，因此理论上的输出图像大小为 3840×24@60Hz。因为输出的图像采用 4 像素接口时序输出，所以有效行的宽度为 960。仿真图如图 7 所示。当有效图像输入时，拼接后的图像也随即输出。

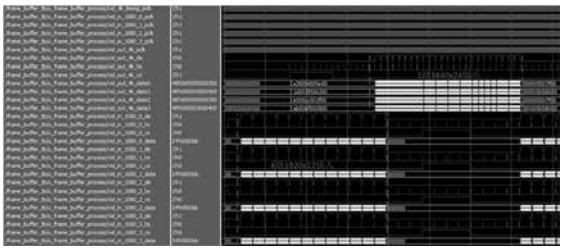


图 7　四路 1920×12@60Hz 输入一路 3840×24@60Hz 输出仿真

3.3 显示结果

系统采用 4 路 3G SDI 输入，输入的图像转换成标准 VESA 格式，经过系统同步缓存拼接处理后输出，输出采用 DP 1.2 接口。系统

核心控制采用型号 XC7K325TFFG900－2 的 FPGA，SDI 信号源来自 HDMI 转 SDI 设备，系统实验环境以及实际显示结果如图 8 所示。最终输出的图像是 4 像素接口，8 bit 像素格式的超高清图像，其分辨率为 3840×2160@60Hz。

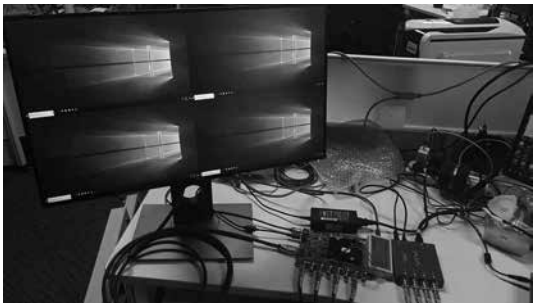


图 8　系统实验环境及显示结果

4　结语

该系统采用 4 路高清 1080P 图像输入，可实时输出 3840x2160@ 60Hz 的 4K UHD 图像。板级验证时，SDI 信号源来自 HDMI 转 SDI 设备，四路图像经过缓存、同步处理、拼接等多个处理过程，最终通过 DP1.2 接口输出至支持 4K 的显示器上。验证系统所采用的核心芯片为 XC7K325TFFG900-2，如表 4 所示其消耗的 LUT（Look Up Table，查找表）资源占 FPGA 总资源的 25.96%，由于本设计的缓存消耗较多的片上 BRAM，所以 BRAM 资源的占用为 40.45%，在 DDR3 读写部分用到时钟域转换的 FIFO（First In First Out），也是采用这部分资源。实验结果表明，该系统支持连续视频播放，其功能适用于视频监控、医疗会诊、多媒体显示等实时高清显示领域。

表 **4**　FPGA 资源利用情况

Resource	Utilization	Available	Utilization %
LUT	52913	203800	25.96
LUTRAM	8696	64000	13.59
FF	64905	407600	15.92
BRAM	180	445	40.45

续表

Resource	Utilization	Available	Utilization %
DSP	35	840	4.17
IO	175	500	35
BUFG	21	32	65.63
MMCM	5	10	50

参考文献：

[1] Qian Z，Wang Q，Zhou C，et al. Analysis and reconstruction of conduction leakage signal of computer video cable based on the spatial correlation filtering method［J］. Chinese Journal of Radio Science，2017，32（3）：331-337.

[2] Yasushi K，Hajime W，Shigeto Y，et al. Image display panel，image display apparatus and image display method［J］. 2018.

[3] 邓招奇，郝亚茹. 基于 DVI 双链路的超大分辨率亮度校正系统设计［J］. 电视技术，2018，42（4）：45-48.
Deng Zhaoqi，Hao Yaru. Design of Ultra-high Resolution Brightness Correction System Based on DVI Dual Link［J］. Television Technology，2018，42（4）：45-48.

[4] Mayer T. The 4K format implications for visualization，VR，command & control and special venue application.［C］// Workshop on Emerging Displays Technologies：Images & Beyond：the Future of Displays & Interacton. 2007.

[5] Lee J S，Lee J W，Jung H，et al. The implementation of 4K digital signage system［C］// 2014 16th International Conference on Advanced Communication Technology（ICACT）. IEEE，2014.

[6] Lin Q，Sang X，Chen Z，et al. Focus－tunable multi-view holographic 3D display using a 4k LCD panel［J］. Proceedings of the Spie，2016，22：100220F.

[7] Murakami D，Soga Y，Imoto D，et al. The world's 1st Complete－4K SoC solution with hybrid memory system［C］// 2015 20th Asia and South Pacific Design Automation Conference（ASP－DAC）. IEEE，2015.

[8] Jang S J, Lee S S, Kim J W. VLSI architecture for simultaneous capture and playback of 4K UHD audio and video data from multiple channels [C] // IEEE International Conference on Consumer Electronics-asia. IEEE, 2017.

[9] Chen Q, Sun, Hongbin, Zhang, Xuchong, et al. Algorithm and VLSI Architecture of Edge-Directed Image Upscaling for 4K Display System [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems for Video Technology, 2016, 26 (9): 1758-1771.

[10] Kusano H, Ikebe M, Asai T, et al. An FPGA-optimized architecture of anti-aliasing based super resolution for real-time HDTV to 4K-and 8K-UHD conversions [C] // 2016 International Conference on ReConFigurable Computing and FPGAs (ReConFig). IEEE, 2016.

[11] Abeydeera M, Karunaratne M, Karunaratne G, et al. 4K Real-Time HEVC Decoder on an FPGA [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems for Video Technology, 2016, 26 (1): 236-249.

[12] Xin Guo ; Xinyue Wei ; Yiqing Liu. An FPGA implementation of multi-channel video processing and 4K real-time display system. 2017 10th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI).

[13] 张刚, 贾建超, 赵龙. 基于 FPGA 的 DDR3 SDRAM 控制器设计及实现 [J]. 电子科技, 2014, 27 (1): 70.
Zhang Gang, Jia Jianchao, Zhao Long. Design and implementation of DDR3 SDRAM controller based on FPGA [J]. Electronic Science and Technology, 2014, 27 (1): 70.

[14] 杨海涛, 苏涛, 巫幪. 基于 FPGA 的 SDRAM 控制器的设计和实现 [J]. 电子科技, 2007 (1): 8-12.
Yang Haitao, Su Tao, Wuqi. Design and Implementation of SDRAM Controller Based on FPGA [J]. Electronic Science and Technology, 2007 (1): 8-12.

[15] 胡妍, 王柯俨, 许宁, 等. 利用分割中值滤波和透射率补偿的图像去雾 [J]. 西安电子科技大学学报, 2018, v. 45 (4): 105-111.
Hu Yan, Wang Keli, Xu Ning, et al. Image defogging using segmented median filtering and transmission compensation [J]. Journal of Xi'an University of Electronic Science and Technology, 2018, v. 45 (4): 105-111.

[16] 张瑞, 冯象初, 杨丽霞, 等. 全局稀疏梯度耦合张量扩散的图像去噪模型 [J]. 西安电子科技大学学报 (自然科学版), 2017, 44 (6): 150-155.
Zhang Rui, Feng Xiangchu, Yang Lixia, et al. Image denoising model of global sparse gradient coupled tensor diffusion [J]. Journal of Xi'an University of Electronic Science and Technology (Natural Science Edition), 2017, 44 (6): 150-155.

[17] 路文, 李帅, 徐红强, 等. 一种利用像素局部相关性的图像质量评价方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2017, 44 (1): 94-99.
Lu Wen, Li Shuai, Xu Hongqiang, et al. An image quality evaluation method based on local correlation of pixels [J]. Journal of Xi'an University of Electronic Science and Technology, 2017, 44 (1): 94-99.

[18] 邹洪中, 许悦雷, 马时平, 等. 仿视皮层 V1 结构的纹理特征提取 [J]. 西安电子科技大学学报, 2017, 44 (3): 96-100.
Zou Hongzhong, Xu Yueli, Ma Shiping, et al. Texture feature extraction based on visual cortex V1 structure [J]. Journal of Xi'an University of Electronic Science and Technology, 2017, 44 (3): 96-100.

数字图像相关方法的亚像素算法性能研究

李开平，蔡　萍

（上海交通大学电子信息与电气工程学院仪器系，上海 200240）

摘　要：数字图像相关方法广泛应用于多种光测力学场景，具有全场非接触的优点。提高数字图像相关算法的精度是该方法的主要目标之一，由此产生了多种亚像素解算算法。探究各种亚像素算法的求解性能具有实际的指导意义。对数字图像相关算法的原理和 4 种常用的亚像素解算算法进行了总结，并通过数值模拟的理想散斑图对 4 种亚像素算法的计算精度和计算效率进行了分析比较。结果显示，牛顿—拉普森迭代法的解算精度最高，基于相关系数的梯度法的计算效率最高。

关键词：数字图像相关；亚像素；牛顿—拉普森迭代法；梯度法；曲面拟合法

中图分类号：TB93　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：460.40

Study on the performance of sub-pixel algorithm for digital image correlation

Li Kaiping, Cai Ping

(*School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai* 200240, *China*)

Abstract: The digital image correlation method is widely used in many kinds of optical mechanics scenes and has the advantage of full field non-contact. Improving the accuracy of digital image correlation algorithm is one of the key goals of this method. It is of practical guiding significance to explore the solving performance of various sub-pixel algorithms. The principle of digital image correlation algorithm and

作者简介：李开平，2019 年于四川大学获得学士学位，现为上海交通大学仪器系博士研究生，主要研究方向为数字图像相关方法。E-mail：lee_ kaiping@ sjtu. edu. cn

Li Kaiping received his B. Sc. degree in 2019 from Sichuan University, now he is doctor student in Shanghai JiaoTong university. His main research interests include digital image correlation method.

蔡萍，分别于 1982 年、1988 年和 1999 年在上海交通大学获得学士、硕士和博士学位，现为上海交通大学教授，主要从事力学量测量，电容测微技术、数字全息及散斑干涉测量等方面的研究工作。

Cai Ping, received her B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from Shanghai JiaoTong University in 1982, 1988 and 1999, respectively. Now she is a full professor of Instrument Science and Technology, Shanghai Jiao Tong University. Her main research interests are mechanical measurement, capacitive micrometer technology, digital holography and speckle interferometryz.

four common sub-pixel algorithms are summarized, and the calculation accuracy and efficiency of the four sub-pixel algorithms are analyzed and compared through the ideal speckle pattern of numerical simulation. The results show that the Newton-Rapson iterative method is the most accurate and the gradient method based on the correlation coefficient is the most efficient.

Keywords: Digital image correlation; Subpixel; Newton - Rapson iterative method; Gradient method; Surface fitting

0 引言

数字图像相关方法（Digital Image Correlation Method，简称 DICM 或 DIC）[1-5] 经过近四十年的理论研究和实践探索，已经发展为一种全场性、无损性、非接触和装置简单的光测力学方法，在多种力学或形变测量场景均能较好应用[9][10]。

DIC 方法主要是通过相关算法解算形变或位移前后的两幅数字图像中每一像素点的位移情况，从而实现全场形变或应变解算。DIC 方法在原理上能够实现整像素级别的像素点位移精度，但是随着测量要求的提高，整像素级别精度早已经不能满足测量需求。在 DIC 方法中，能够通过使用高放大倍数镜头、高分辨率相机、从多方面抑制环境干扰等方式从硬件和环境上实现精度的提高，但即便利用高性能的硬件和低噪声的环境，对精度的提高能力也是极为有限的，同时硬件性能的提升往往也带来了测量成本的提升。因此，从算法上提升 DIC 方法的精度成为了重要的实现路径[7]。研究人员为了提升 DIC 方法的求解精度，提出了粗细搜索法[12]、基于不同插值方法的牛顿迭代法[14]、双抛物面曲面拟合法[11][13]、基于不同方式的梯度法[15]、遗传算法、插值方法等[16]。

本文对 DIC 方法的基本原理和最常用也是效果最佳的 4 种亚像素解算方法进行了介绍，并通过计算机模拟了具有亚像素位移的散斑图，利用 4 种亚像素解算方法对这些散斑图进行解算，比较算法的解算精度，分析不同位移情况下解算的误差均值和对应的均方根误差。然后利用 4 种算法解算大小相同的位移区域，记录解算时间，进一步比较分析了 4 种亚像素解算方法的解算效率。

1 DICM 的基本原理及 4 种亚像素算法

1.1 DICM 的基本原理

数字图像相关方法主要是对形变前后的两幅图像上的子区做相关运算，根据相关系数的分布，最大的相关系数对应的位置即为解算像素点在形变后像素点对应的位置。首先在形变前数字图像中以待求解点为中心选取数字图像相关方法主要是对形变前后的两幅图像上的子区做相关运算，根据相关系数的分布，最大的相关系数对应的位置即为解算像素点在形变后像素点对应的位置。

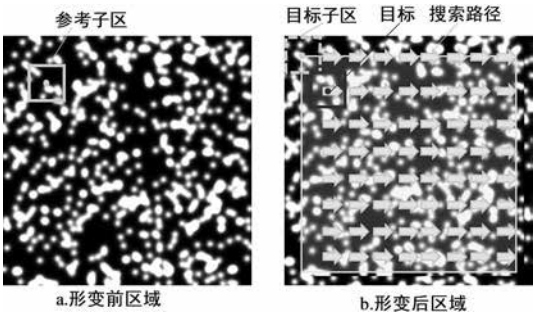


图 1 DIC 方法原理

Fig. 1 The principle of DICM

具体过程是：如图 1，首先在形变前数字图像中以待求解点（x，y）为中心选取（$2M+1$）×（$2M+1$）大小的矩形参考子区，然后遍历形变后图像中相同大小的矩形目标子区，计算参考子区和目标子区的相关系数，判定相关系数最大值对应的目标子区的中心点（x'，y'）为解算点，从而实现点（x，y）位移的解算。

1.2 灰度梯度法

基于灰度的梯度法主要依据两个假设，一是物体仅发生面内刚体位移，二是位移前后灰度值不发生改变。设$f(x, y)$和$g(x', y')$分别是位移前后两幅图对应点的坐标，它们有如下的关系：

$$\begin{cases} x' = x+u+\Delta x \\ y' = y+v+\Delta y \\ g(x', y') = f(x, y) \end{cases} \tag{1}$$

其中，u和v是像素点(x, y)分别在x和y方向发生的位移。

将位置分量进行一阶泰勒级数展开，得到如下式子：

$$\begin{cases} g(x+u, y+v) = f(x-\Delta x, y-\Delta y) \\ = f(x, y) - \dfrac{\partial f}{\partial x}\Delta x - \dfrac{\partial f}{\partial y}\Delta y \\ f(x, y) = g(x+u+\Delta x, y+v+\Delta y) \\ = g(x+u, y+v) + \dfrac{\partial g}{\partial x}\Delta x + \dfrac{\partial g}{\partial y}\Delta y \end{cases} \tag{2}$$

于是得到：

$$\left(\frac{\partial f}{\partial x}+\frac{\partial g}{\partial x}\right)\Delta x + \left(\frac{\partial f}{\partial y}+\frac{\partial g}{\partial y}\right)\Delta y = 2(f-g) \tag{3}$$

这里令$a = \dfrac{\partial f}{\partial x}+\dfrac{\partial g}{\partial x}$，$b = \dfrac{\partial f}{\partial y}+\dfrac{\partial g}{\partial y}$，$c = 2(f-g)$，则可以通过$(2M+1)\times(2M+1)$大小的子区利用最小二乘法对$\Delta x$和$\Delta y$进行求解。其中求解线性方程组：

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = A^{-1}C \tag{4}$$

其中$A = \begin{bmatrix} \sum a^2 & \sum ab \\ \sum ab & \sum b^2 \end{bmatrix}$，$C = \begin{bmatrix} \sum ac \\ \sum bc \end{bmatrix}$。

1.3 相关系数梯度法

把式（1）的结果带入相关系数，于是可以得到相关系数与Δx和Δy的函数关系。利用最小平方距离相关系数的计算方式，得到如下关系：

$$C(\Delta x, \Delta y) = \sum\sum [f(x, y) - g(x', y')]^2 \tag{5}$$

寻找相关系数的峰值，即是式（5）的一阶导数取得零点的地方，即$\dfrac{\partial C}{\partial(\Delta x)} = 0$，$\dfrac{\partial C}{\partial(\Delta y)} = 0$。利用最小二乘法，可以导出$\Delta x$和$\Delta y$的解方程：

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum g_x^2 & \sum g_x \cdot g_y \\ \sum g_x \cdot g_y & \sum g_y^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum (f-g)\cdot g_x \\ \sum (f-g)\cdot g_y \end{bmatrix} \tag{6}$$

由上式可知，要计算亚像素位移Δx和Δy，只要能够计算出梯度算子g_x和g_y，即能够容易求解Δx和Δy。计算梯度算子的方法主要有Horn算子、Barron算子和自然样条算子等，其中Barron算子的效果最好。Barron算子的计算方法如下：

$$\begin{aligned} \frac{\partial g_2(x, y)}{\partial x} &= \frac{1}{12}g_2(\mathrm{i}-2, j) - \frac{8}{12}g_2(i-1, j) \\ &\quad + \frac{8}{12}g_2(i+1, j) - \frac{1}{12}g_2(\mathrm{i}+2, j) \\ \frac{\partial g_2(x, y)}{\partial y} &= \frac{1}{12}g_2(\mathrm{i}, j-2) - \frac{8}{12}g_2(i, j-1) \\ &\quad + \frac{8}{12}g_2(i, j+1) - \frac{1}{12}g_2(\mathrm{i}, j+2) \end{aligned} \tag{7}$$

1.4 曲面拟合法

曲面拟合法首先进行整像素算法搜索，搜索出以整像素为最小分辨率位移情况。解算出整像素位移后，以该点为中心选取3×3大小的相关系数矩阵。然后通过二次曲面等拟合方法拟合出该相关系数曲面。接着在该曲面上求解出最值点，该最值点的坐标便是目标点移动后的位置。之所以能够通过曲面拟合的方法进行求解，是因为相关系数曲面在峰值点附近往往近似于连续曲面，因此通过曲面上的少数点进行曲面的求解是十分有效的。

一般采用二次多项式拟合法进行曲面拟合，二元二次曲面多项式的方程为：

$$C(x_i, y_j) = ax_i^2 + bx_i y_j + cy_j^2 + dx_i + ey_j + f \quad (8)$$

选取整像素相关系数最大值极其附近的几个点（一般是 3×3 或者 5×5）。通过给出的 9 个点进行曲面拟合，拟合求解的方法为最小二乘法。用最小二乘法解算的二元二次曲面函数的解方程为：

$$\begin{bmatrix} \sum x_i^4 & \sum x_i^3 y_i & \sum x_i^2 y_i^2 & \sum x_i^3 & \sum x_i^2 y_i & \sum x_i^2 \\ \sum x_i^3 y_i & \sum x_i^2 y_i^2 & \sum x_i y_i^3 & \sum x_i^2 y_i & \sum x_i y_i^2 & \sum x_i y_i \\ \sum x_i^2 y_i^2 & \sum x_i y_i^3 & \sum y_i^4 & \sum x_i y_i^2 & \sum y_i^3 & \sum y_i^2 \\ \sum x_i^3 & \sum x_i^2 y_i & \sum x_i y_i^2 & \sum x_i^2 & \sum x_i y_i & \sum x_i \\ \sum x_i^2 y_i & \sum x_i y_i^2 & \sum y_i^3 & \sum x_i y_i & \sum y_i^2 & \sum y_i \\ \sum x_i^2 & \sum x_i y_i & \sum y_i^2 & \sum x_i & \sum y_i & n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \\ e \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum C_i \\ \sum C_i x_i \\ \sum C_i y_i \\ \sum C_i x_i^2 \\ \sum C_i x_i y_i \\ \sum C_i y_i^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

求解出系数矩阵之后，根据二元二次曲面函数的峰值特点，在曲面的峰值点处应该有$\frac{\partial Q}{\partial x}=0$，$\frac{\partial Q}{\partial y}=0$，进而有：

$$\begin{cases} x = \dfrac{2ae - bd}{b^2 - 4ac} \\ y = \dfrac{2cd - be}{b^2 - 4ac} \end{cases} \quad (10)$$

1.5 牛顿——拉普森迭代法

如果进一步考虑子区的一阶形变情况，利用一阶形函数表征形变前后子区的关系，即假设参考子区的坐标为（x，y），形变后子区的坐标是（x'，y'），则（x，y）和（x'，y'）之间的关系用如下式子表征：

$$\begin{cases} x' = x_0 + u + \dfrac{\partial u}{\partial x}\Delta x + \dfrac{\partial u}{\partial y}\Delta y \\ y' = y_0 + v + \dfrac{\partial v}{\partial x}\Delta x + \dfrac{\partial v}{\partial y}\Delta y \end{cases} \quad (11)$$

其中，（x_0，y_0）表示的是参考子区的中心，u 和 v 分别表示形变前后子区在 x 和 y 方向上的位移，Δx 和 Δy 分别表示子区中（x，y）到中心点（x_0，y_0）的偏移量，$\frac{\partial u}{\partial x}$、$\frac{\partial u}{\partial y}$、$\frac{\partial v}{\partial x}$、$\frac{\partial v}{\partial y}$分别是位移的一次导数。由式（11），利用

$$C(p) = \frac{\sum_{i=-M}^{M}\sum_{j=-M}^{M}[f(x_i, y_j) - \bar{f}]}{\sqrt{\{\sum_{i=-M}^{M}\sum_{j=-M}^{M}[f(x_i, y_j) - \bar{f}]^2\}}} \cdot \frac{\sum_{i=-M}^{M}\sum_{j=-M}^{M}[g(x_i', y_j') - \bar{g}]^2}{\sqrt{\sum_{i=-M}^{M}\sum_{j=-M}^{M}[g(x_i', y_j') - \bar{g}]^2\}}} \quad (12)$$

其中，$\bar{f} = \sqrt{\sum_{i=-M}^{M}\sum_{j=-M}^{M}[f(x_i, y_j)]^2}$，$\bar{g} = \sqrt{\sum_{i=-M}^{M}\sum_{j=-M}^{M}[g(x_i', y_j')]^2}$。$p$ 为待定参数矩阵，且

$$p = [u, u_x, u_y, v, v_x, v_y]^T \quad (13)$$

利用牛顿——拉普森迭代法需要创建迭代格式，其中涉及到计算 C（p）对 p 的一阶导函数矩阵和二阶导函数矩阵，分别是雅克比矩阵和哈森矩阵。同时，需要利用整像素搜索法求解牛顿迭代的初值，保证迭代时的最大误差仅为 1 个像素，这样通过牛顿—拉普森迭代法得到的结果才可靠。为了保证迭代过程中得到亚像素位置值，需要对利用的参考子区进行灰度插值，因此选择合适的插值方法是非常关键的一步，可以说，插值方法在一定程度上能够决定亚像素求解的精度。本文利用双三次样条插值方法对灰度进行插值，其更加符合散斑分布的特点，能够达到的精度更高。

2 数值模拟实验

2.1 模拟散斑图的生成

实际情况中，由于受到环境的干扰或者系统本身的噪声等，采集到的散斑图或多或少都会存在一定的噪点数量，而由于去噪过程可能很大程度会改变原始图像有用的信息，使得散斑图难以在简单的处理后达到理想的除噪效果，不利于理论分析。通过相应算法生成的模拟散斑图样，不仅能够精确地控制

散斑图前后的形变和位移，而且十分方便快捷，因此采用模拟散斑图进行方法的理论研究具有较好的优越性。

美国斯坦福大学的 Peng Zhou[6] 于 2001 年提出了利用计算机模拟生产散斑图像的算法。在该算法中，可以精确控制散斑图像大小、散斑颗粒数目、散斑颗粒大小等特征。散斑图案上的随机高斯光强的分布为：

$$I_u(x, y) = \sum_{k-1}^{s} I_0 e^{-\frac{(x-x_k)^2+(y-y_k)^2}{a^2}} \tag{14}$$

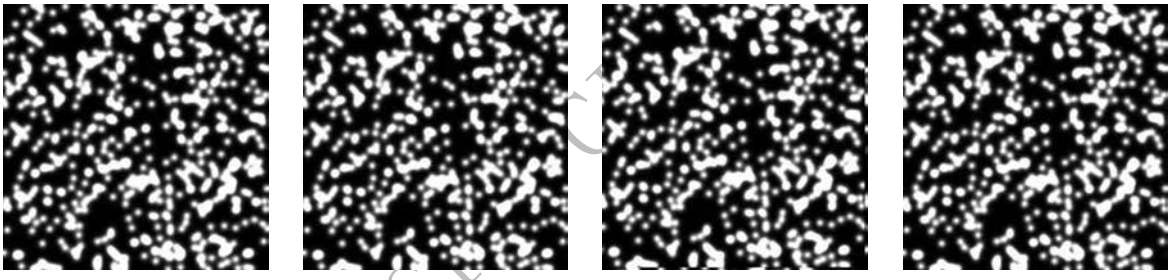
其中，式（14）中，s 为散斑数量，a 为散斑颗粒大小，I_0 为散斑中心光强，(x_k, y_k) 为表征散斑位置的随机变量，$I_a(x_k, y_k)$ 表示未变形时各个像素点的灰度值。

通过设置相关参数，得到了大小为 256×256，散斑大小为 4×4，散斑总数为 600 的散斑图。同时利用位移算法，得到了在原散斑图的基础上向 x 和 y 方向上为 0.05、0.10、0.15、…0.95 的 19 幅散斑图。

2.2 四种亚像素算法的计算精度比较

利用模拟生成的 19 幅散斑图，分别利用基于灰度的梯度法、基于相关系数的梯度法、曲面拟合法和牛顿—拉普森迭代法对散斑图进行位移求解。由于位移后的散斑图中每个点的理论位移均一致，因此解算过程选取了每种位移状态下的 100 个点（10×10）进行求解。在 x 方向和 y 方向分别用误差平均值和均方根误差来评价求解结果。

如图 2 是通过计算机模拟生成的原始散斑图（a）、位移 0.05 个像素（b）、位移 0.1 像素（c）、位移 0.5 像素（d）后的散斑图。



（a）生成的散斑图　（b）位移 0.05 像素　（c）位移 0.1 像素　（c）位移 0.5 像素

图 2　计算机仿真得到的散斑图

Fig. 2　The speckle pattern obtained by computer simulation

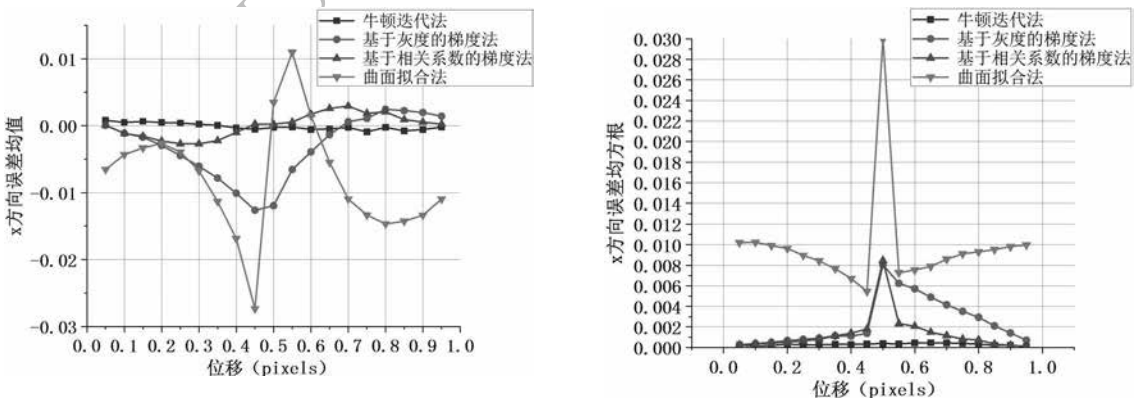


图 3　x 方向求解误差均值和均方根误差

Fig. 3　Solve for the error mean and RMSE in the x direction

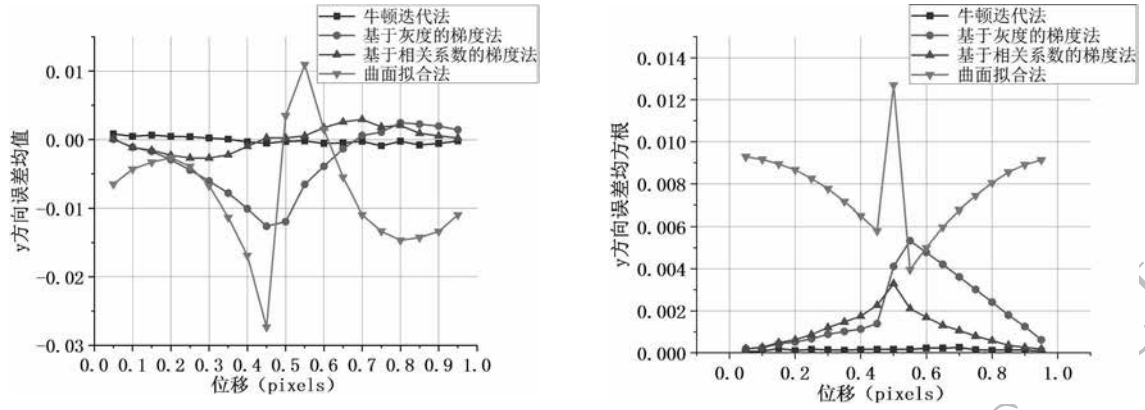


图 4　y 方向求解误差均值和均方根误差

Fig. 4　Solve for the error mean and RMSE in the y direction

比较 4 种方法的解算误差和均方根误差，牛顿—拉普森迭代法的解算误差和均方根误差都最小，说明其解算精度最高，解算结果最稳定，解算效果最好，其在 x 方向和 y 方向的误差均值绝对值最大约为 0.001 像素，均方根误差值最大值约为 0.001 像素。曲面拟合法在 x 方向和 y 方向的解算误差都最大，误差均值绝对值最大约为 0.03 像素，其均方根误差在 x 方向达到了 0.03 像素。基于相关系数的梯度法在解算精度上是次于牛顿—拉普森迭代法的解算方法，其解算误差均值在两个方向上最大为 0.004 像素，均方根误差在两个方向上最大为 0.005 像素。基于灰度的梯度法误差均值绝对值最大约为 0.015 像素，均方根误差最大约为 0.005 像素。

比较 4 种方法在 x 方向和 y 方向解算的情况，整体上 4 种方法解算的误差情况和误差均方根在位移 0.05 到 0.95 的尺度上分布情况大体相似。除了曲面拟合法在 x = 0.5 处的均方根误差要远大于 y = 0.5 处的均方根误差外，在其他位移情况下 4 种解算方法的结果近似，这说明四种方法对 x 方向和 y 方向的解算差异不大。

比较 4 种方法在一个像素位移内的误差和均方根误差的分布情况，发现基于牛顿—拉普森迭代法和相关系数的梯度法在 0.05 像素到 0.95 像素的位移尺度上误差分布近似于正弦函数，但是基于相关系数的梯度法的均方根误差要显著大于牛顿—拉普森迭代法。

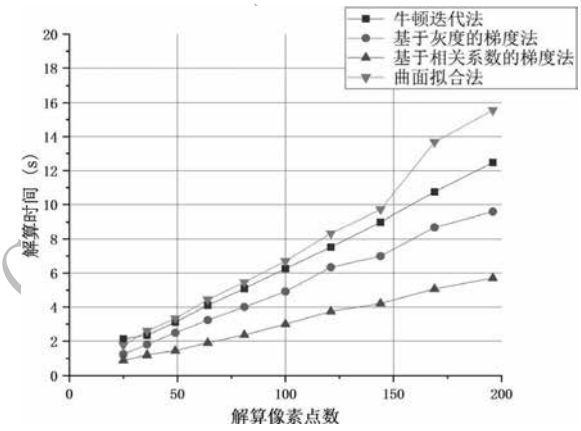


图 5　4 种亚像素方法解算时间比较

Fig. 5　Four methods of subpixel computing time comparison

2.3　四种亚像素算法的计算效率比较

为了比较 4 种亚像素算法的解算效率，利用 4 种亚像素算法解算 25（5×5），36（6×6），…，196（14×14）个点的位移情况，分别得到其时间消耗情况。

如图 5 所示，比较 4 种亚像素方法解算不同点消耗时间的情况，发现曲面拟合法消耗的时间最多，其他依次是牛顿迭代法、基于灰度的梯度法和基于相关系数的梯度法。这说明，基于相关系数的梯度法解算效率最高，曲面拟合法的计算效率最低。分析其原因，曲面拟合法消耗时间最多，是因为在 MATLAB 程序中，计算过程中会反复调用曲面拟合的相关函数；牛顿—拉普森迭代法消耗时间较

多的原因是除了需要多次迭代以达到要求的精度外，每次迭代过程中都会通过双三次样条插值方法对图像子区进行插值，这也极大地消耗了时间。而两种梯度法由于在解算过程中没有迭代过程，也不存在灰度插值，同时计算全过程运用矩阵计算，这非常适合于MATLAB 的计算特点，因此消耗时间会较少。

2.4 讨论

在本文的仿真条件下，散斑图中每个点的位移情况都是一样的，即模拟了实际情况中的刚体位移情况。通过小节 2.2 和 2.3 的分析比较，牛顿—拉普森迭代法的求解精度是最高的，同时均方根误差也是最小的。两种梯度法是基于刚体位移的假设下进行解算的，但是这样的情况下其求解精度也不能达到牛顿—拉普森迭代法，充分说明了牛顿—拉普森迭代法的解算效果十分有效。通过比较 4 种亚像素算法的对相同点数的解算时间，发现基于相关系数的梯度法解算速度最快。

在本文的仿真情况下，忽略了实际情况中可能出现的环境噪声、拍摄时的杂光干扰以及其他可能会给采集散斑图带来影响的情况，这些噪声可能会导致散斑图梯度发生较大的变化，在现实情况下对几种亚像素解算方法的解算精度的影响有多大，还需要进一步探索。

3. 结论

本文首先简述了数字图像相关方法的基本原理，其次介绍了 4 种常用的亚像素解算方法：基于灰度的梯度法、基于相关系数的梯度法、曲面拟合法和牛顿—拉普森方法，着重介绍了这几种亚像素方法的数学原理。接着通过计算机仿真得到了刚体位移的模拟散斑图，并利用这 4 种亚像素算法求解模拟散斑图的位移情况，对求解的结果和已知的理论结果进行比较分析，得到了 4 种亚像素算法的精度情况。通过比较，发现牛顿—拉普森迭代法的解算精度最高，且解算结果稳定，解算速度较慢；其次基于相关系数的梯度法解算精度较高，解算速度较好。综合来看，由于亚像素算法的最终目的是达到较高的解算精度，因此本文重点推荐牛顿—拉普森算法。

参考文献：

[1] Heng H Y, Luo Q M, Zeng S, et al. Modified laser speckle imaging method with improved spatial resolution [J]. Journal of Biomedical Optics, 2003, 8 (3): 559-564.

[2] Yamaguchi I. A laser-speckle strain gauge [J]. Journal of Physic E: Scientific Instruments. 198. 14: 1270 1273

[3] Peters W H. Ranson W F. Digital Imaging Technique in Experimental Stress Analysis. Opt. Eng. 1981. 21: 427 431

[4] Chu T C. Ranson W F. Stton M A. et al. Applications of Digital Image Correlation Techniques to Experimental Mechanics. Exp. Mech. 1985. 25: 232 244

[5] Bruck H A, Mcneil S R. et al. Digital image correlation Correlation using Newton-Raphson method of partial differential correction . Exp . Mech. 1989. 29: 261 167

[6] Zhou P, Goodson K E. Sub-pixel displacementand-deformation gradient measurement using digital image specklecorrelation [J]. Opt Eng, 2001, 40 (8): 1613~ 1620

[7] Pan B, Qian K, Xie H, et al. Two-dimensional digital image correlation for in-plane displacement and strain measurement: a review [J]. MEASUREMENT SCIENCE & TECHNOLOGY, 2009, 20 (6): 62001-0.

[8] Dong Y, Hideki K, Yutaka K. Optical system for microscopic observation and strain measurement at high temperature. Measurement Science and Technology 2014; 25 (2): 025002.

[9] 施嘉伟，朱虹，吴智深，戴宜全，何小元，吴刚. 数字图像相关法测量 FRP 片材与混凝土界面的黏结滑移关系 [J]. 土木工程学报，2012，45 (10): 13-22.
SHI J W, ZHU H, WU Z S, DAI Y Q, HE X Y. The bond-slip relationship between FRP sheet and concrete interface is measured by digital image correlation method [J]. Journal of civil engineer-

ing，2012，45（10）：13-22.

[10] 胡浩，梁晋，唐正宗，卢岗．数字图像相关法测量金属薄板焊接的全场变形［J］．光学精密工程，2012，20（07）：1636-1644.
HU H，LIANG J，TANG Z Z，LU G. The full-field deformation of sheet metal welding is measured by digital image correlation method［J］. Optical precision engineering，2012，20（07）：1636-1644.

[11] 刘红亮，陈维义，许中胜．曲面拟合法和梯度法相结合的图像亚像素配准算法［J］．国防科技大学学报，2015：180-185.
LIU H L，CHEN W Y，XU Z S. An image sub-pixel registration algorithm based on surface fitting and gradient method［J］. Journal of national university of defense technology，2015：180-185.

[12] 潘兵，王博．数字体图像相关方法研究进展［J］.. 科学通报 . 2017（16）
PAN P，WANG B. Advances in digital body image correlation methods［J］. Chinese science bulletin，2017（16）.

[13] 李凯强，朱丹，佟新鑫．基于改进曲面拟合法的数字散斑相关方法研究［J］．激光与光电子学进展，2017：105-111
LI K Q，ZHU D，TONG XX. Research on digital speckle correlation based on improved surface fitting［J］. Advances in laser and optoelectronics，2017：105-111

[14] 邵新星，陈振宁，戴云彤，等．数字图像相关方法若干关键问题研究进展［J］．实验力学，2017：305-325.
SHAO X X，CHEN Z N，DAI Y T，et al. Research progress on some key problems of digital image correlation methods［J］，Experimental mechanics，2017：305-325.

[15] 苏勇，张青川，伍小平．数字图像相关技术的一些进展［J］．中国科学：物理学 力学 天文学，2018，48（09）：29-53.
SU Y，ZHANG Q C，WU X P. Some advances in digital image-related technologies［J］. SCIENTIA SINICA Physica，Mechanica & Astronomica，2018，48（09）：29-53.

[16] 吴荣，刘依，周建民．数字图像相关用于测量风电叶片全场变形［J］．仪器仪表学报，2018，39（11）：258-264.
WU R，LIU Y，ZHOU J M. Digital image correlation is used to measure the full-field deformation of wind power blades［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument，2018，39（11）：258-264.

基于牛顿迭代和椭球拟合的磁力和惯性传感器校准方法

刘轶凡[1,2] 肖文栋[1,2] 吴健康[3] 赵坤坤[4]

（1. 北京科技大学自动化学院，北京 100083；2. 工业过程知识自动化教育部重点实验室，北京 100083；3. 中国科学院大学传感网络与应用联合研究中心，北京 100083；4. 东南大学机械工程学院机器视觉实验室，南京，211189）

摘　要：传统的磁力和惯性传感器校准方法主要面向惯性导航系统，通常都需要借助高精度转台或者更高精度的传感器以获取参考输出，设备昂贵，校准过程复杂又耗时，不适用于运动捕获系统中的消费级传感器。本文提出了一种基于牛顿迭代和椭球拟合的低成本、快速的磁力和惯性传感器校准方法。本文首先分析传感器的误差模型，然后提出牛顿迭代法校准加速度计和陀螺仪，并运用椭球拟合法校准磁力计的方法。最后使用自主设计和制作的校准设备，经过两步校准实验可同时校准加速度计、陀螺仪和磁力计三种传感器。实验结果表明，校准后的传感器输出误差显著减小。此方法降低了校准成本，简化了校准流程，为磁力和惯性传感器的校准提供了一种可靠方案。

关键词：磁力计；惯性传感器；牛顿迭代；椭球拟合

作者简介：刘轶凡，2018 年于北京科技大学获得学士学位，现为北京科技大学在读硕士研究生，主要研究方向包括传感器数据融合、运动捕获及康复评估、机器学习。E-mail：1293119528@ qq. com

LiuYifan，received his bachelor's degree from University of Science and Technology Beijing in 2018，and now he is a master's student in University of Science and Technology Beijing. His main research interests include sensors data fusion，motion capture and rehabilitation assessment，and machine learning，etc.

吴健康，1970 年于中国科学技术大学获得学士学位，现为中国科学院大学教授，博士生导师，主要研究方向包括模式识别、传感网络和应用、信息融合、生物医学工程。E-mail：jkwu@ ucas. ac. cn

Wu Jiankang，received his bachelor's degree from University of Science and Technology of China in 1970，and now is a professor and doctoral supervisor of the University of Chinese Academy of Sciences. His main research interests include pattern recognition，sensor networks and applications，information fusion，and biomedical engineering.

肖文栋（通讯作者），1995 年于东北大学获得博士学位，现为北京科技大学教授，博士生导师，主要研究方向包括无线定位与导航、无线传感器网络、智能数据分析与处理。E-mail：wdxiao@ ustb. edu. cn

Xiao Wendong，received his PhD degree in 1995 form Northeastern University. Now he is a professor and doctoral supervisor of the University of Science and Technology Beijing. His main research interests include wireless localization and tracking，Wireless Sensor Networks（WSNs）and intelligent data analysis and processing.

赵坤坤，2016 年于南京农业大学获得学士学位，现为东南大学在读博士研究生，主要研究方向包括数据融合、运动康复评估、机器视觉。E-mail：kuhn@ seu. edu. cn

Zhao Kunkun，received his bachelor's degree from Nanjing Agricultural University in 2016，and now he is a PhD student at Southeast University. His main research interests include data fusion，sports rehabilitation assessment，and machine vision.

* **基金项目：**北京科技大学中央高校基本科研业务费专项资金资助（FRF-BD-19-002A）

Calibration ofmagnetic and inertial sensors based on Newton iteration and ellipsoid fitting

LIU Yifan[1,2], XIAO Wendong[1,2], WU Jiankang[3], ZHAO Kunkun[4]

(1. *School of Automation and Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing* 100083, *China*; 2. *Key Laboratory of Knowledge Automation for Industrial Processes of Ministry of Education, Beijing* 100083, *China*; 3. *Sensor Networks and Applications Joint Research Center (SNARC), University of Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100083, *China*; 4. *Machine Vision Lab, School of Mechanical Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu*, 211189, *China*)

Abstract: Traditional calibration methods of magnetic and inertial sensors are mainly for inertial navigation systems, are not suitable for consumer sensors in motion capture systems. Because they usually need a high-precision turntable or higher-precision sensors to obtain the reference output. Those calibration instruments are relatively expensive, and the calibration process is complex and time-consuming. A low-cost, convenient and fast method based on Newton iteration and ellipsoid fitting for the calibration of magnetic and inertial sensors is presented. Firstly, with the analyzing of the error model of the sensors, a convenient calibration equipment is proposed. Then the Newton iteration method is used for the calibration of accelerometer and gyroscope, and the ellipsoid fitting method is used for the calibration of magnetometer. After two simple experiments, accelerometer, gyroscope and magnetometer can be calibrated simultaneously. In terms of results, the output error of the sensors is significantly reduced after calibration. This method not only reduces the calibration cost of the sensors, but also simplifies the calibration process, and provides a reliable solution for the calibration of magnetic and inertial sensors.

Keywords: magnetometer; inertial sensors; Newton iteration; ellipsoid fitting

0 引言

近年来，可穿戴式运动捕获系统以其体积小、穿戴方便、精度高的优点，在影视、游戏、医疗等行业中得到了广泛应用[1-2]。消费级的磁力和惯性传感器是运动捕获系统中最主要的传感器，与航空级传感器相比，虽然其集成度较高、体积更小、价格较低，但是易受生产工艺、安装位置、环境变化等因素的影响，输出误差较大、精度较低[3]，使用之前必须经过校准才能保证输出的准确性。因此，许多科研人员开始寻找成本低、精度高、方便快捷的传感器校准方法。

OlliSärkkä[3] 等人利用重力加速度和地磁场作为参考，运用增强的多位置校准法对磁力和惯性传感器进行校准，校准精度较低。Marius V. Gheorghe[4] 等人优化了倾斜补偿法对磁力计进行校准，需借助高精度转台获取磁力计参考输出。运用多位置和旋转的联合校准方法[5-7]，首先校准加速度计和磁力计，然后将其作为陀螺仪的标准参考进行联合校准，由于存在误差传递，陀螺仪校准精度较低。这些传统的校准方法主要面向惯性导航系统中的传感器，有些需要借助昂贵的高精度转台获得标准参考，校准成本较高，过程复杂耗时，有些不借助高精度转台的校准方法精度相对较低，都不适用于消费级传感器的校准。针对这一问题，本文根据运动捕获系统的特点，对传感器误差

模型进行了分析，结合牛顿迭代法[3-4,6-8] 和椭球拟合法[10-13] 设计了低成本的、快速的磁力和惯性传感器的校准方案。

1 传感器误差分析及建模

1.1 误差来源

传感器的误差来源主要有如下三类：

①偏置（Bias），是由于传感器制作工艺的限制，使得其在零输入时产生非零输出误差，即零点偏移，不会随输入的改变而改变；

②比例误差（Scale Factor Error），是由于传感器内部各个轴向的测量以及放大电路不完全相同引起的测量误差；

③耦合误差（Cross-coupling Error），是由于传感器生产工艺的限制，以及实际焊接安装的差异，不能保证其各个轴向之间完全正交而导致的非正交误差。

这三种误差都属于机械误差（陀螺仪的偏置误差除外），相对比较固定，出厂后不易改变，可以通过一次校准进行消除。

1.2 误差模型

传感器的误差模型可表示为

$$Y=S\times T\times X+B \tag{1}$$

其中 $X=[x_x,\ x_y,\ x_z]^T$ 表示理想状态下传感器的输出值；$Y=[y_x,\ y_y,\ y_z]^T$ 表示实际情况下传感器的输出值；$S=diag(s_x,\ s_y,\ s_z)$ 表示比例因子；$B=[b_x,\ b_y,\ b_z]^T$ 表示偏置；T 表示正交耦合矩阵，将传感器的实际坐标系映射到参考正交坐标系中。α，β，γ，φ 表示传感器的实际坐标轴 x_{sen}，y_{sen}，z_{sen} 和参考坐标轴 x_{ref}，y_{ref}，z_{ref} 之间的夹角，假设正交参考坐标系和传感器坐标系的 x 轴重合，如图 1 所示。

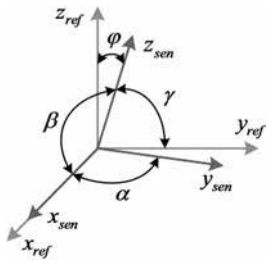


图 1　正交坐标误差示意图

同一向量在不同坐标系下的转换关系可表示为

$$\begin{cases} x_{sen}=x_{ref} \\ y_{sen}=x_{ref}*\cos\alpha+y_{ref}*\sin\alpha \\ z_{sen}=x_{ref}*\ (-\cos\ (\pi-\beta)\ )\ +y_{ref}*\cos\gamma+z_{ref}*\cos\varphi \end{cases} \tag{2}$$

其矩阵相乘形式为

$$\begin{bmatrix} x_{sen} \\ y_{sen} \\ z_{sen} \end{bmatrix}=T\times\begin{bmatrix} x_{ref} \\ y_{ref} \\ z_{ref} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \cos\alpha & \sin\alpha & 0 \\ \cos\beta & \cos\beta & \cos\varphi \end{bmatrix}\times\begin{bmatrix} x_{ref} \\ y_{ref} \\ z_{ref} \end{bmatrix} \tag{3}$$

则可得到正交耦合矩阵 T

$$T=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \cos\alpha & \sin\alpha & 0 \\ \cos\beta & \cos\beta & \cos\varphi \end{bmatrix} \tag{4}$$

则误差模型为

$$\begin{bmatrix} x_{sen} \\ y_{sen} \\ z_{sen} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} s_x & 0 & 0 \\ s_y\cdot\cos\alpha & s_y\cdot\sin\alpha & 0 \\ s_Z\cdot\cos\beta & s_Z\cdot\cos\gamma & s_Z\cdot\cos\varphi \end{bmatrix}\times\begin{bmatrix} x_{ref} \\ y_{ref} \\ z_{ref} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix} \tag{5}$$

为了方便计算，定义复合系数矩阵 K 为

$$K=\begin{bmatrix} s_x & 0 & 0 \\ s_y\cdot\cos\alpha & s_y\cdot\sin\alpha & 0 \\ s_Z\cdot\cos\beta & s_Z\cdot\cos\gamma & s_Z\cdot\cos\varphi \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ k_2 & k_3 & 0 \\ k_4 & k_5 & k_6 \end{bmatrix} \tag{6}$$

根据误差模型公式（1），基于传感器的输出值，其真实测量值可表示为

$$X=K^{-1}\times\ (Y-B)\ =F\ (Y,\ \xi) \tag{7}$$

其中

$$\xi=[k_1,\ k_2,\ k_3,\ k_4,\ k_5,\ k_6,\ b_x,\ b_y,\ b_z] \tag{8}$$

为传感器的 9 维校准参数。根据加速度

计、陀螺仪和磁力计的不同特征，采用不同的方法对相应的传感器分别进行校准。对于随机噪声，在校准之前先对测量值做一次低通滤波以减少其对传感器输出的影响。

2 传感器校准方法

2.1 加速度计校准

根据加速度计的误差模型和测量原理，加速度计在任意位置保持静止状态，其测量值 $a=[a_x, a_y, a_z]^T$ 的模值应该等于当地的重力加速度（约为 9.8m/s^2），可以利用加速度计这一不变的特性，采用多位置校准法[14] 对其进行估计。构造传感器的测量值与标准值的均方误差作为代价函数，可表示为

$$F(\xi_i)=\sum_{i=0}^{k}[||f(a_{it},\xi_t)||^2-G^2]^2 \quad (9)$$

式中 $F(\xi_i)$ 表示由校准参数 ξ_i 构成的代价函数，k 表示不同的方位状态，$f(a_{it},\xi_t)$ 表示 i 时刻的传感器测量值，t 为迭代次数，G 表示重力加速度的参考值。理想情况下代价函数 $F(\xi_i)$ 的值应该为零，但是由于误差的存在，代价函数不完全等于零，所以需要求解使代价函数接近于零的参数 ξ，我们运用牛顿迭代法（算法 1.1）计算最优解。

算法 1.1 牛顿迭代法

初始化：

给定初始参数：$\xi_0=[1,0,1,0,1,0,0,0,0]^T$，迭代误差限 $\varepsilon>0$，迭代次数 $t=0$，Hessian 近似矩阵 $H_0=I$；

迭代更新：

1：while $\min\left|\dfrac{dF(\xi)}{d\xi}\right|_{\xi=\xi_t}>\varepsilon$ do

2：计算 Jacobian 矩阵：$\nabla(F(\xi_t))=\dfrac{dF(\xi)}{d\xi}|_{\xi=\xi_t}$ 和 Hessian 矩阵：$\nabla^2(F(\xi_t))=\dfrac{d^2F(\xi)}{d\xi\cdot d^T\xi}|_{\xi=\xi_t}$

3：计算迭代步长：$F(\xi_i)$

if $\nabla^2(F(\xi_t))$ 正定 then

续表

算法 1.1 牛顿迭代法

$S_t=-\nabla^2(F(\xi_t))^{-1}\cdot\nabla(F(\xi_t))=\left[\dfrac{d^2F(\xi)}{d\xi\cdot d^T\xi}\right]^{-1}\cdot\dfrac{dF(\xi)}{d\xi}|_{\xi=\xi_t}$ //牛顿迭代搜索方向

4：else

$S_t=-H_{t+1}\cdot\nabla(F(\xi_t))$

$H_{t+1}=H_t+\dfrac{\delta_{t+1}\cdot\delta_{t+1}^T}{\delta_{t+1}^T\cdot\gamma_{t+1}}-\dfrac{H_t\gamma_{t+1}\gamma_{t+1}^TH_t}{\gamma_{t+1}^TH_t\gamma_{t+1}}$

$\delta_{t+1}=\xi_{t+1}-\xi_t$，$\gamma_{t+1}=\nabla(F(\xi_{t+1}))-\nabla(F(\xi_t))$ //拟牛顿迭代搜索方向

5：end if

确定迭代方向后进行优化参数更新：

$\xi_{t+1}=\xi_t+S_t$，$t=t+1$

6：end while

输出：

迭代停止，最优化参数：$\hat{\xi}\approx\xi_t$

2.2 陀螺仪校准

根据陀螺仪的误差模型和测量原理，陀螺仪的输出是其在空间旋转时，旋转角速度在其坐标系各个轴的分量，所以其输出的合角速度应该等于传感器绕空间旋转的角速度。我们可以借助一个匀速转动的单轴转台获取标准旋转角速度，同样利用牛顿迭代法（算法 1.1）获取陀螺仪的校准参数，以达到校准的目的。构造代价函数

$$F(\xi_i)=\sum_{i=0}^{k}[||f(w_{it},\xi_t)||^2-W_i^2]^2 \quad (10)$$

式中 $F(\xi_i)$ 表示由校准参数 ξ_i 构成的代价函数，k 表示不同方位下采集数据的次数，W_i 表示传感器旋转角速度的参考值，$f(w_{it},\xi_t)$ 表示 i 时刻的传感器测量值，t 为迭代次数。同理，需要求解使代价函数接近于零的参数 ξ，同样运用上述牛顿迭代算法（算法 1.1）求解最优解。

2.3 磁力计校准

在理想情况下，磁力计的输出是地磁场空间向量在其各个轴的分量。一般地，我们

认为同一纬度下某地的地磁场是固定不变的，不管磁力计的位置如何，其输出的模值应该是恒定的，等于地磁场的强度。由于磁力计易受周围硬磁材料场、软磁材料场和随机磁场[12]的影响，其输出会存在较大偏差。单纯的不同方位下磁力计的输出模值并不能完全代表地磁场的大小，所以牛顿迭代法不适合用于磁力计的校准。如果把磁力计在空间中任意旋转，其输出轨迹等价于地磁场向量在空间中的任意旋转，应该是一个标准的圆球。实际上，磁力计的输出轨迹在空间中形成一个偏离原点的近似椭球。可以采用三维空间椭球拟合的方法对传感器进行校准。

2.3.1 椭球拟合方法

椭球拟合的基本思想是运用带有椭球约束的最小二乘法拟合二次曲面求取形状参数，对磁力计进行反运算以实现校准的目的。

二次曲面的一般形式为

$$F(m,\xi)=ax^2+by^2+cz^2+2dxy+2exz+2fyz+2gx+2hy+2iz+j=0 \tag{11}$$

式中 $m=[x^2,\ y^2,\ z^2,\ 2xy,\ 2xz,\ 2yz,\ 2x,\ 2y,\ 2z,\ 1]^T$ 为测量数据的组合向量，$\xi=[a,\ b,\ c,\ d,\ e,\ f,\ g,\ h,\ i]^T$ 是二次曲面待求参数向量，则 $F(m,\xi)$ 表示测量数据 $(x,\ y,\ z)$ 距离二次曲面 $F(m,\xi)=0$ 的代数距离。

要保证二次曲面是一个椭球，需要满足椭球曲面的约束条件。根据解析几何理论，定义旋转不变量

$$\begin{cases} I1=a+b+c; \\ I2=ab+bc+ae-d^2-e^2-f^2; \\ I3=\det([a\ d\ e;\ d\ b\ f;\ e\ f\ c]); \\ I4=\det([a\ d\ eg;\ d\ b\ f\ h;\ e\ f\ c\ i;\ g\ h\ i\ j]); \end{cases} \tag{12}$$

则二次曲面是椭球曲面的充要条件为

$$(I1\neq 0)\ \&\ (I2>0)\ \&\ (I1\times I3>0)\ \&\ (I4<0) \tag{13}$$

运用带有椭球约束的最小二乘法拟合二次曲面，把测量数据到二次曲面距离的平方和接近于零作为拟合成功的最终判据。

2.3.2 误差补偿

磁力计误差模型简化形式

$$Y=K\times X+B \tag{14}$$

式中 Y 为磁力计实际输出，K 为复合参数矩阵，X 为磁力计理想状态下的输出，B 为磁力计偏置。假设磁力计理想输出三维矢量和 Y_G，$\|Y_G\|^2=X^TX$，则上式可表示为

$$(Y-B)^T\frac{(K^{-1})^TK^{-1}}{\|Y_G\|^2}(Y-B)=1 \tag{15}$$

将二次曲面方程简化为矩阵形式为

$$(Y-B)^TA(Y-B)=1 \tag{16}$$

椭球的形状参数 $A=\begin{bmatrix} a & d & e \\ d & b & f \\ e & f & c \end{bmatrix}$，其逆矩阵 $A^{-1}=\begin{bmatrix} a' & d' & e' \\ d' & b' & f' \\ e' & f' & c' \end{bmatrix}$，则拟合得到椭球球心坐标为

$$B=-A^{-1}\begin{bmatrix} h \\ i \\ j \end{bmatrix} \tag{17}$$

由式（14）和式（15）可得：$A=\frac{(K^{-1})^TK^{-1}}{\|Y_G\|^2}$，其中 $\|Y_G\|^2$ 可使用 $(Y-B)^T(Y-B)$ 的平均值代替，可计算得到复合参数矩阵 K。则误差补偿后输出可表示为

$$X=K^{-1}\times(Y-B) \tag{18}$$

3 实验验证

3.1 实验设计

根据上述校准方法，设计正方体玻璃罩以及单轴匀速转台校准设备如图 2 所示。

图 2 传感器校准设备

校准流程：

第一步：首先根据多位置校准法将固定了传感器的正方体玻璃罩按照 X、Y、Z 轴分别向上、向下的 6 个状态放在水平面上；然后将传感器在如上六种状态下按照相反的两个方向旋转约 45 度放在水平面上。根据艾伦方差[15]，需要静置至少 15 秒，各状态下均静置 1 分钟，同时采集这 18 种状态下加速度计和陀螺仪的数据。

第二步：采用单轴旋转的校正方法[1]，将传感器按照 X、Y、Z 轴分别向上、向下的 6 个状态放置在匀速转动的单轴转盘上，记录每个状态下转盘的旋转角速度。为了降低实验误差，同时采集陀螺仪和磁力计转动 5 圈的数据。

3.2 实验结果

3.2.1 加速度计校准结果

将第一步中采集的 18 个状态下加速度计数据作为训练数据；然后将加速度计固定在正十二面体玻璃罩中，采集其十一个面分别向下状态时静置 1 分钟的加速度计数据作为测试数据，训练数据及测试数据校准对比结果如表 1 所示。

由表 1 中结果可以看出，静置状态下的加速度计输出经过牛顿迭代法校准后接近标准重力加速度 9.8 m/s2，与标准重力加速度的方差由 2.536 m/s2 降低到 0.096 m/s2，验证了该方法的有效性。

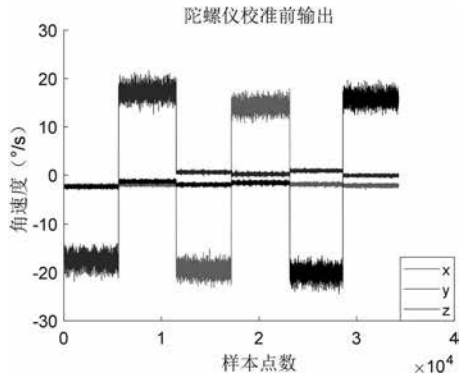
表 1 加速度计校准前后对比

训练数据校准前后 11 种状态平均模值、方差对比											
校准前模值	10.101	9.974	11.149	8.475	9.426	10.342	10.324	9.465	11.122	8.440	10.190
校准后模值	9.789	9.813	9.820	9.783	9.810	9.802	9.800	9.803	9.831	9.797	9.785
校准前方差	2.875										
校准后方差	0.048										
测试数据校准前后 11 种状态平均模值、方差对比											
校准前模值	9.965	8.953	8.665	9.437	10.129	11.024	10.373	9.690	10.079	10.786	10.927
校准后模值	9.805	9.850	9.840	9.802	9.790	9.776	9.763	9.790	9.792	9.800	9.747
校准前方差	2.536										
校准后方差	0.096										

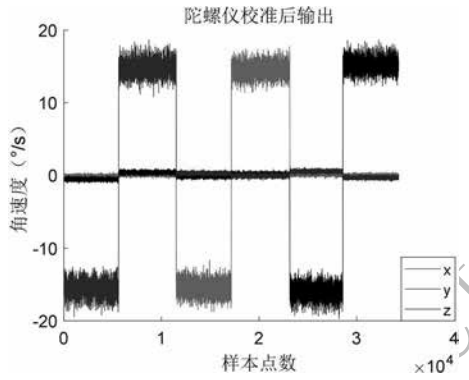
3.2.2 陀螺仪校准结果

首先利用第一步中前 6 个状态下采集的陀螺仪数据，求取陀螺仪各轴输出的平均值作为其偏置误差进行消除；然后将第二步中采集的各个状态下陀螺仪数据的均值作为训练数据。陀螺仪校准前和校准后的输出角速度（°/s）对比如图 3 所示。

由图 3 可以看出，经过校准后的陀螺仪输出偏置有明显的减小，且输出模值更接近真实角速度。为了进一步验证校准效果，将校准前和校准后陀螺仪的输出角速度直接积分，得到旋转角度进行对比。如图 4 所示，可以明显地看出，校准前的陀螺仪输出直接积分存在很大的基线漂移，而且旋转的最大角度也远远超出了旋转 5 周的 1800°。经过校准的陀螺仪数据积分后基线漂移很小，旋转最大角度非常接近旋转 5 周的 1800°，验证了牛顿迭代法校准的有效性。

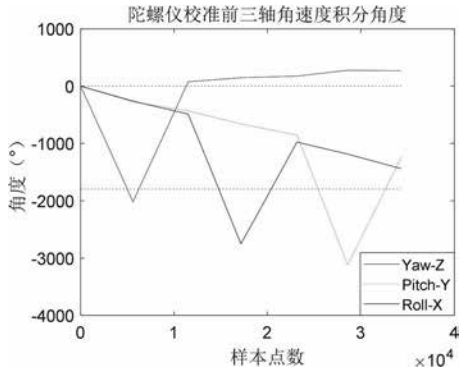


（a）陀螺仪校准前输出

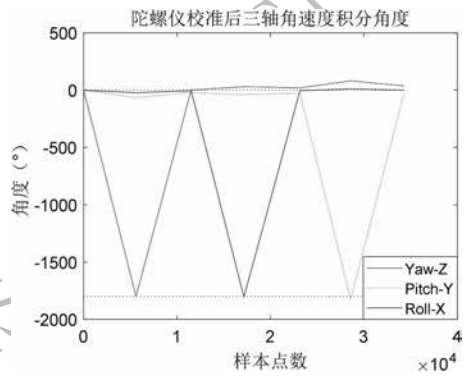


（b）陀螺仪校准后输出

图 3　陀螺仪校准前后输出数据对比



（a）陀螺仪校准前三轴角速度积分角度



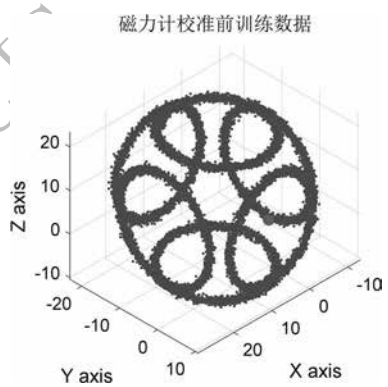
（b）陀螺仪校准后三轴角速度积分角度

图 4　陀螺仪校准前后三轴角速度积分角度对比

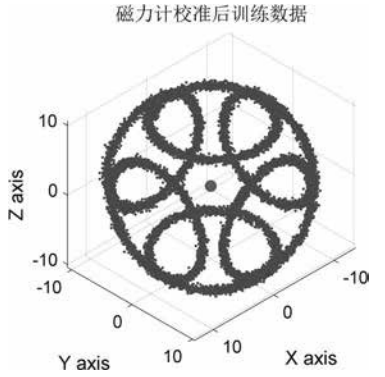
3.2.3　磁力计校准结果

将第二步中 6 个旋转状态下采集的磁力计数据作为训练数据求取校准参数，校准前后磁力计输出对比如图 5 所示，图中红色点是坐标原点。

将传感器在空间中任意旋转得到的数据作为测试数据，测试数据校准前后对比结果如图 6 所示。由实验结果可以看出，校准前的训练数据和测试数据的拟合球心严重偏离坐标原点，且测试数据在空间中分布的拟合近似一个椭球。经校准后的训练数据和测试数据拟合球心接近于坐标原点，测试数据在空间中分布的拟合也更接近标准圆球，验证了椭球拟合校准方法的有效性。

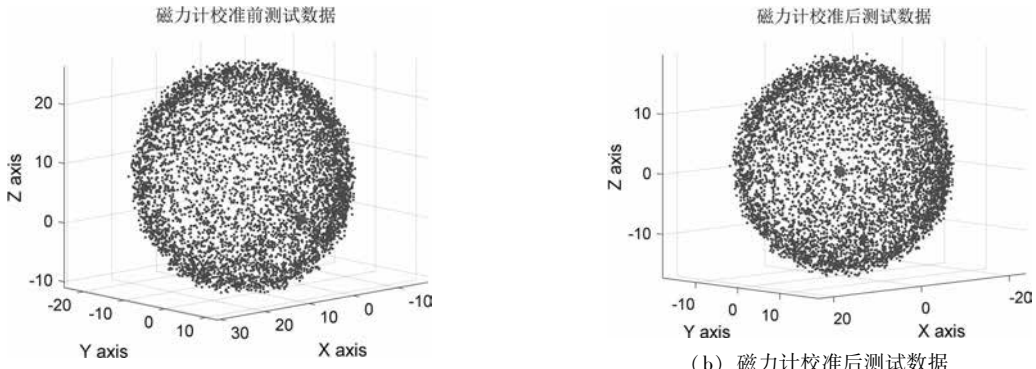


（a）磁力计校准前训练数据



（b）磁力计校准后训练数据

图 5　磁力计校准前后训练数据对比



（a）磁力计校准前测试数据　　（b）磁力计校准后测试数据

图 6　磁力计校准前后测试数据对比

4　结论：

针对可穿戴运动捕获系统中磁力和惯性传感器校准复杂耗时、成本较高的问题，本文提出一种结合牛顿迭代法和椭球拟合法的校准方法。该方法通过两步实验可同时校准三种传感器，在满足运动捕获系统精度需求的前提下，降低了校准成本，简化了校准流程，减少了校准时间。实验结果表明，通过校准后的磁力和惯性传感器，其输出误差有显著降低，验证了该方法的有效性。

参考文献：

[1] CHOENamchol，赵红宇，仇森，SO Yongguk. 低成本 ME-MS 磁力计校正方法研究［J］. 大连理工大学学报，2018，58（01）：105-110.

[2] Nazarahari Milad，Noamani Alireza，Ahmadian Niloufar，et al. Sensor-to-body calibration procedure for clinical motion analysis of lower limb using magnetic and inertial measurement units［J］. Journal of biomechanics，2019，85：224-229.

[3] OlliSärkkä，Tuukka Nieminen，Saku Suuriniemi，et al. A Multi-Position Calibration Method for Consumer-Grade Accelerometers，Gyroscopes，and Magnetometers to Field Conditions［J］. IEEE Sensors Journal，2017，11（17）：3470-3481.

[4] Marius V Gheorghe and Mircea C Bodea. Calibration Optimization Study for Tilt-Compensated Compasses［J］. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement，2018，67（6）：1486-1494.

[5] KonstantinosPapafotis and Paul P Sotiriadis. MAG. I. C. AL. -A Unified Methodology for Magnetic and Inertial Sensors Calibration and Alignment［J］. IEEE Sensors Journal，2019，19（18）：8241-8251.

[6] | Huang Shuai，Sun Shuyan，Tao Guanhong，et al. Calibration of a Magnetic and Inertial Measurement Unit Without Additional Equipment［C］. 2011 4th IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology（ICCSIT 2011），2011：735-740.

[7] DingZhijian，Cai Hong，Yu Chunmei，et al. Novel low cost calibration methods for MEMS inertial/magnetic integrated sensors［C］. Proceedings of 2014 IEEE Chinese Guidance，Navigation and Control Conference，2014：505-511.

[8] D. Tedaldi，A. Pretto and E. Menegatti. A robust and easy to implement method for IMU calibration without external equipments［C］. 2014 IEEE International Conference on Robotics and Automation（ICRA），2014：3042-3049.

[9] Salvatore Tedesco，Javier Torres-Sanchez，BrendanO'Flynn. Real-Time 3D Magnetometer Calibration for Embedded Systems Based on Ellipsoid Fitting［C］. 2018 12th International Conference on Sensing Technology（ICST），2018：424-429.

[10] CuiXufei，Li Yibing，Wang Qiuying，et al. Three-axis magnetometer calibration based on optimal ellipsoidal fitting under constraint condition for pedestrian positioning system using foot-mounted inertial sensor/magnetometer［C］. 2018 IEEE/ION Position，Location and Navigation Symposium（PLANS），2018：166-174.

[11] 李勇，刘文怡，李杰，等．基于椭球拟合的三轴磁传感器误差补偿方法［J］．传感技术学报，2012，25（07）：917-920.

[12] 秦赓，管雪元，李文胜．基于椭球补偿的三维载体磁场误差补偿方法［J］．电子测量技术，2018，41（02）：37-40.

[13] 孙佳，邹靖，胡桐．基于24位置的MEMS惯性传感器快速标定方法［J］．压电与声光，2019，41（03）：440-444.

[14] Renu Bhardwaj，Vipan Kumar，Neelesh Kumar. Allan variance the stability analysis algorithm for MEMS based inertial sensors stochastic error［C］. 2015 International Conference and Workshop on Computing and Communication（IEMCON），2015：1-5.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

综合频率响应特征和权重系数的自适应脑机接口技术研究

那　睿[1]，胡　纯[2,4]，郑德智[3,4]*，王　帅[3,4]，樊尚春[1]，曹先彬[2,4]，张　军[3,4]

（1. 北京航空航天大学仪器科学与光电工程学院；2. 北京航空航天大学电子信息工程学院；3. 北京航空航天大学前沿科学技术创新研究院；4. 综合交通大数据应用技术国家工程实验室北京 100191）

摘　要：稳态视觉诱发电位脑机接口（SSVEP-BCI）通过识别操作者注视闪烁视觉刺激时其脑电信号（EEG）的响应频率，来进行指令解码和设备控制。针对 SSVEP 响应个体差异性较大和不同电极通道采集脑电信号质量具有差别的问题，进行了自适应脑机接口技术的研究，提出了综合频率响应特征和权重系数的自适应方法，并进行实验验证。首先，4 名被试者进行了 3 次 SSVEP 扫频实验（刺激频率为 5-44Hz、步长为 1Hz），得到大脑枕区 8 个电极的 SSVEP 幅频特性响应通频带。其次，根据电极通道的平均信噪比，求出各电极的权重系数，进而得到被试者的个体幅频特性响应通频带。最后，为避免使用低频闪烁引起的强烈视觉疲劳，选择个体幅频特性响应通频带的中频段（15-30Hz）作为刺激频率。实验结果表明，提出的自适应脑机接口在识别时间为 3 秒时具有较高的准确率（平均 97.09%）和信息传输率（平均 100.26bits/min），且有效减轻视觉疲劳，该研究结果可以为设计基个体差异特点的脑机接口提供新的思路。

关键词：脑机接口；脑电信号；稳态视觉诱发电位；电极；个体频率响应

中图分类号：R318　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**310.61535.10

作者简介：那睿，2013 年于北京航空航天大学获得学士学位，2016 年于北京航空航天大学获得硕士学位，现为北京航空航天大学博士研究生，主要研究方向为脑机接口、信号检测和处理。E-mail：RUI_NA@buaa.edu.cn

NaRuireceived hisB.Sc. degree in 2013 from Beihang University，received his M.Sc. degree in 2016 from Beihang University，now he is a Ph.D candidate in Beihang University. Hismain research interests include Brain-Computer Interface，signaldetectionand processing.

郑德智（通信作者），2000 年于北京航空航天大学获得学士学位，2006 年于北京航空航天大学获得博士学位，现为北京航空航天大学研究员、博士生导师，主要研究方向为传感器敏感机理、脑机接口、信号检测和处理。E-mail：zhengdezhi@buaa.edu.cn

Zheng Dezhi（Corresponding author）received hisB.Sc. degree in 2000from Beihang University，received his Ph.D. degree in 2006from Beihang University，now he isaprofessorin Beihang University. Hismain research interests includesensor sensitivitymechanism，Brain-Computer Interface，signaldetectionand processing.

胡纯，2009 年于中国地质大学（武汉）获得学士学位，2015 年于北京航空航天大学获得博士学位，现为北京航空航天大学博士后，主要研究方向为先进传感与智能仪器。E-mail：buaa_hc@buaa.edu.cn

Hu Chun received his B.Sc. degree in 2009 from China University of Geosciences，received his Ph.D. degree in 2015 from Beihang University. Now he is a post doctor in Beihang University. His main research interests include advanced sensing and intelligent instruments.

* **基金项目：**国家自然科学基金（61873021，61827901）资助项目；“中央高校基本科研业务费专项资金资助”—北航青年拔尖人才资助计划。Zhengdezhi@buaa.edu.cn

Research on the adaptive brain computer interface technology of synthesizing frequency response characteristics and weight coefficients

Na Rui[1], Hu Chun[2,4], Zheng Dezhi[3,4*], Wang Shuai[3,4], Fan Shangchun[1], Cao Xianbin[2,4], Zhang Jun[3,4]

(1. *School of Instrumentation and Optoelectronic Engineering*; 2. *School of Electronic and Information Engineering*; 3. *Innovation Institute of Frontier Science and Technology*; 4. *National Engineering Laboratory for Comprehensive Transportation Big Data Application Technology*, *Beihang University*, *Beijing* 100191, *China*)

Abstract: The Steady-State Visual Evoked Potential Brain Computer Interface, SSVEP-BCI) decodes instructions and controls equipment by identifying the response frequency of EEG when the operator looks at blinking visual stimulation. In order to solve the problem of individual difference of SSVEP response and different quality of EEG signal collected by different electrode channels, the adaptive brain computer interface technology is studied, and the adaptive method of synthesizing frequency response characteristics and weight coefficient is proposed. Firstly, four subjects conducted three SSVEP sweep experiments (5-44Hz, step length 1Hz), and obtained the amplitude frequency response passband of 8 electrodes in the occipital region of the brain. Secondly, according to the average signal-to-noise ratio of the electrode channel, the weight coefficients of each electrode are calculated, and then the individual amplitude frequency response passband of the subjects is obtained. Finally, in order to avoid the strong visual fatigue caused by low-frequency flicker, the stimulation frequency is selected according to the mid frequency (15-30Hz). The experimental results show that the proposed adaptive brain computer interface has high accuracy (97.09% on average) and information transmission rate (100.26bits/min on average) when the recognition time is 3 seconds, and effectively reduces visual fatigue. The research results can provide a new idea for the design of brain computer interface based on individual differences.

Keywords: EEG; BCI; SSVEP; Electrode; Individual Frequency Response

0 引言

脑机接口 (Brain - Computer Interface, BCI) 是不通过肌肉和神经通路而采用解码大脑的意识活动而实现通信的系统[1-7]。其中稳态视觉诱发电位脑机接口 (SSVEP-BCI) 因其具有系统配置简单、训练时间短以及较高的识别准确率和信息传输率等优点，近十年得到了迅速发展[8-11]。

稳态视觉诱发电位 (Steady-State Visual Evoked Potentials, SSVEP) 是指当人注视闪烁频率大于4Hz的视觉刺激时，在大脑视觉皮层所产生的与刺激信号相关的振荡现象[12-14]。研究表明，刺激信号达到90Hz时，仍能够检测到SSVEP响应，但是不同刺激频率所引起的SSVEP响应幅值具有较大差异[15,16]。通常将SSVEP响应的频率范围分成三段：低频段 (4-15Hz)、中频段 (15-30Hz) 和高频段 (30-90Hz)，其中SSVEP响应幅值的全局最大值约在10Hz处出现，并且在中频段和高频段分别有局部极大值[13]。目前，大多数SSVEP-BCI使用低频段闪烁作为刺激源[17-20]，因为低频刺激产生的SSVEP具有较高的幅值和信噪比 (Signalto Noise Ratio, SNR)，易于检测。然而，低频刺激会导致使用者视觉疲劳，甚至会诱发癫痫[21]。相比之下使用中、高频的视觉刺激会带

来更安全和舒适的体验[22]。

然而，大脑对视觉信号的处理是一个复杂的过程，视觉刺激通过视网膜传递到大脑皮层，大脑皮层包含许多复杂神经活动，不同个体的脑电信号具有很大的个体差异性[23]。同时，由于不同个体的颅骨形状差异、大脑皮层不同位置 SSVEP 响应程度差异以及电极与头皮之间的接触阻抗的差异，均会引起不同电极采集到的 SSVEP 响应信号的质量存在差异性，信号质量对于 SSVEP－BCI 的频率检测和指令识别具有重要影响。

为此，（1）本文对 SSVEP 个体频率响应特点进行研究，得到了 SSVEP 幅频特性响应通频带（以下简称 SSVEP 通频带）；（2）根据电极的信噪比，对电极赋予不同权重系数，对各电极得到的 SSVEP 通频带进行加权，求得不同被试者的个体 SSVEP 幅频特性响应通频带（以下简称个体 SSVEP 通频带）。实验结果表明：依据 SSVEP 个体频率响应特点选择的中频段视觉刺激，以及应用电极权重系数对信号进行处理的策略，使脑机接口具有了自适应能力，系统具有较高的识别准确率和信息传输率，同时有效减轻了由低频刺激引起的视觉疲劳。

1　实验设计

1.1　被试和数据采集

4 名被试者（3 名男性和 1 名女性，平均年龄 24 岁，视力正常或者矫正后正常）参加了实验。每名被试者在实验前均需要阅读实验说明书，并签署知情同意书，本研究由北京航空航天大学伦理委员会批准进行。

用采样率为 1024Hz 的无线采集系统（NSW364，博瑞康，北京，中国）对脑电信号进行采集。Ag/AgCl 电极放置遵循国际 10－20 系统，使用 8 个枕区电极 PO5、PO3、POZ、PO4、PO6、O1、Oz 和 O2 作为测量电极，选择 CPZ 作为参考电极，AF_Z 作为接地电极。

1.2　视觉刺激

在 SSVEP－BCI 中，常使用液晶显示器（LCD）或发光二极管（LED）作为视觉刺激装置。液晶显示器产生的刺激频率受显示器的刷新率限制，依据奈奎斯特采样定理，产生的刺激频率不能超过刷新率的一半，但液晶显示器具有可通过软件编程产生多种样式刺激、刺激图案布局方便修改等优点。本实验选用分辨率为 1920×1080、刷新率为 240Hz 的液晶显示器（XG2530，ViewSonic）作为视觉刺激光源。

1.3　实验范式

4 名被试者均参加了离线实验和模拟在线实验。

1.3.1　离线实验

被试者坐在舒适的椅子上，不接触任何外部设备，双眼距离显示器的水平距离为 60cm。利用 Matlab 中的 PsychToolbox（PTB）工具箱编写刺激界面的驱动程序。刺激图案是大小为 8cm×8cm 的白色正方形，通过正弦编码方式使其以特定频率闪烁。图 1 所示为离线实验流程，实验包含 40 组不同频率的刺激，每组中同样的频率会进行 3 次，共计 120 次刺激。每次刺激持续时间为 10 秒，在两次之间会进行 5 秒钟的休息。每组的刺激频率值可以用下面公式进行表示：

$$f_a = f_0 + \Delta f \times (a-1),\ a \in [1,\ 40] \quad (1)$$

f_0 是初始频率，本实验取 5Hz，Δf 是步长，本实验取 1Hz。因此，激频率范围为 5 至 44Hz，频率间隔为 1Hz。每名被试者连续进行 3 次离线实验，实验之间的间隔为 30 分钟。

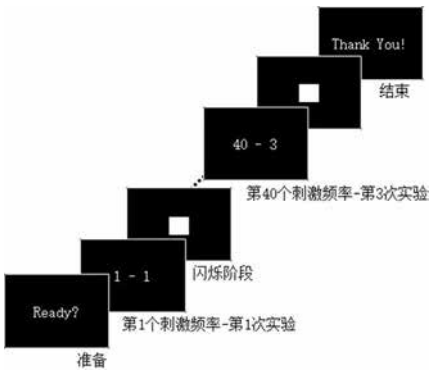


图 1　离线实验流程图

Fig. 1　Flow chart of the offline experiment

1.3.2 模拟在线实验

为了更好的分析采取不同长度的脑电数据对实验结果的影响，采用模拟在线实验的方式对数据进行分析。模拟在线实验包括 SSVEP 通频带获取和性能测试两个部分，如图 2 所示。SSVEP 通频带获取部分包含 40 组不同频率的刺激，频率选择值与离线实验相同，每一个频率值进行 1 次，共计 40 次刺激。每次刺激持续时间为 6 秒，在两次之间会进行 5 秒钟的休息。

性能测试部分的刺激界面为 5×8 布局，共 40 个闪烁目标，大小为 4cm×4cm，目标边缘的间隔为 1cm，40 个目标的频率值由 SSVEP 通频带获取部分的实验结果得出，在 3.1.3 部分具体说明。被试者根据指示（目标图案变成绿色，且持续 0.5 秒）依次注视各个目标，每次注视时 40 个目标同时闪烁 5 秒，随后休息 5 秒，依此类推直至完成 40 次目标注视任务。

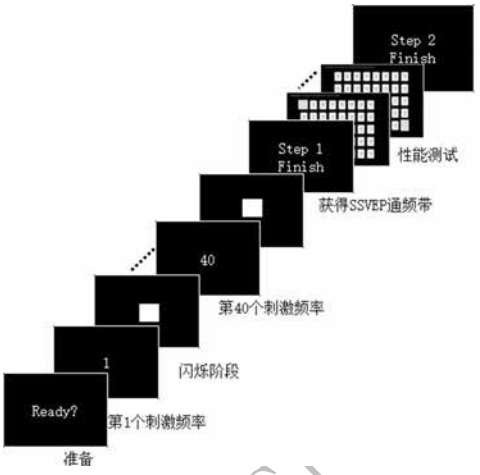


图 2 模拟在线实验流程图

Fig. 2 Flow chart of the simulation experiment

2 数据处理

上述实验的脑电信号数据通过 Neuracle EEG Recorder V2.0 软件（博瑞康，北京，中国）进行记录。采用带通滤波器（通带为 4 Hz 至 45Hz）去除脑电信号中的基线漂移和 50Hz 工频干扰，并且考虑到人脑对视觉刺激的反应“潜伏期”约为 130ms，所以在分析脑电信号时将这部分数据进行移除。

2.1 电极权重系数

对预处理后的脑电信号进行快速傅里叶变换（Fast Fourier Transform，FFT），可以得到在不同刺激频率下，每个电极采集信号的 SSVEP 响应的幅频特性曲线。可以看到在刺激频率以及其谐波处具有明显的峰值，图 3（a）所示为刺激频率为 8Hz 时，电极 Oz 采集信号的 SSVEP 响应的幅频特性曲线，图 3（b）所示为信噪比。

枕部区域 8 个电极同时对脑电信号进行采集，但是（1）个体 SSVEP 响应存在差异；（2）电极制造工艺导致导电性差别；（3）涂抹电极膏无法做到各电极与头皮接触阻抗大小相同，上述原因导致不同电极采集到的脑电信号质量具有差异。在信号处理领域中，用信噪比表示信号质量的优劣[24]，是指有用信号强度与背景噪声之比，常用单位为分贝（dB）。本文中 SSVEP 响应频率 f_a 的信噪比定义为幅频特性曲线中 $y(f_a)$ 与其周围 M 个频率的平均幅值之比：

$$SNR_X(f_a) = 20\log_{10}\left(\frac{y(f_a)}{\sum M/2_{i=1}\left[y(f_{a-i}) + y(f_{a+i})\right]}\right) \tag{2}$$

X 指 PO5，PO3，POZ，PO4，PO6，O1，Oz 和 O2 中的某一个电极。因此，在离线实验和模拟在线实验第一部分中，可以计算经过 40 个不同频率（5-44Hz）的视觉刺激后，每个电极采集信号的平均信噪比：

$$ASNR_X = \frac{\sum_{a=5}^{44} SNR_X(f_a)}{40} \tag{3}$$

对各电极的平均信噪比做归一化处理，得到反映电极采样信号质量的电极权重系数 WC_X：

$$WC_X = \frac{ASNR_X}{\Sigma ASNR} \tag{4}$$

ΣASNR 为枕区 8 个电极的平均信噪比之和。

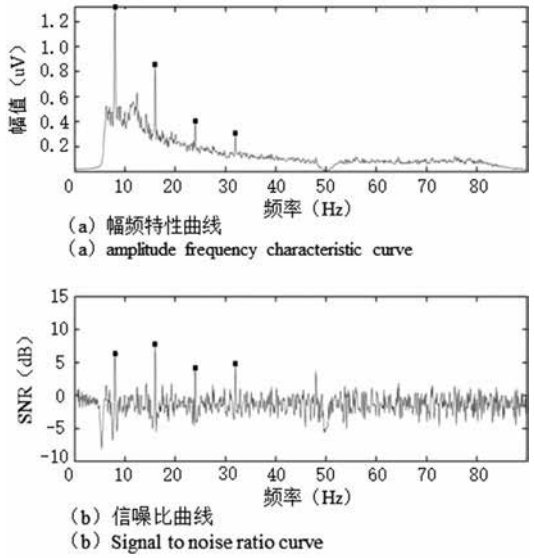


图 3　刺激频率 8Hz 时 SSVEP 幅值和 SNR

Fig. 3　SSVEP amplitude and SNR at 8Hz

2.2　典型相关分析

典型相关分析算法（Canonical Correlation Analysis，CCA）被广泛应用于 SSVEP-BCI 的频率识别中[25-28]。CCA 主要使用主成分分析（Principal Component Analysis，PCA）中的降维思想去寻找两组信号的关系。假设有两组变量 u 和 v，它们分别是 X，Y 的线性组合：$u = X^T w_a$，$v = Y^T w_b$。u 和 v 的相关系数 $\rho(u, v)$ 的计算公式如下：

$$\rho(u, v) = \max_{w_a, w_b} \frac{E[uv^T]}{\sqrt{E[uu^T]\ E\ [vv^T]}} \tag{5}$$

CCA 仅需要找到最大的权重系数 w_a 和 w_b，便能够获得最优的相关系数。为了识别 SSVEP 的响应频率，用变量 Y_n 表示一组标准正、余弦信号：

$$Y_n = \begin{bmatrix} \sin(2\pi f_n t) \\ \cos(2\pi f_n t) \\ \vdots \\ \sin(2\pi N_h f_n t) \\ \cos(2\pi N_h f_n t) \end{bmatrix},\ t = \left[\frac{1}{f_s}, \frac{2}{f_s}, \cdots, \frac{N_s}{f_s}\right] \tag{6}$$

f_n 为第 n 个 SSVEP 刺激目标频率，N_h 为谐波数量，f_s 为采样率，N_s 为采样点数。

在文献［25］和［26］中已经阐明，将多通道脑电时域信号 X 和标准正、余弦信号组 Y 作为 CCA 算法的输入，根据算法输出的最大相关系数 ρ 便可以进行频率识别，算法流程框图如图 4。SSVEP-BCI 系统的识别频率 f_r 可表示为：

$$f_r = \max_{f_j}\{\rho_1, \rho_2, \cdots \rho_n\} \tag{7}$$

ρ_n 是 X 和 Y_n 之间的相关系数。

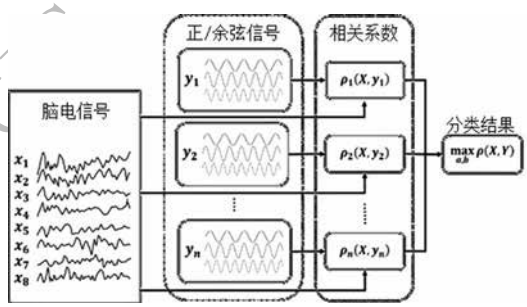


图 4　典型相关分析算法

Fig. 4　Flow chart of CCA algorithm

2.3　性能评估方法

用准确率（Accuracy）和信息传输率（Information Transmission Rate，IRT）作为 SSVEP-BCI 表现性能的评估。准确率为识别任务中正确识别的目标个数与总目标个数的比值，信息传输率的计算公式为[29]：

$$\mathrm{IRT} = \left[\log_2 N + p\log_2 p + (1-p)\log_2\left(\frac{1-p}{N-1}\right)\right] \times \frac{60}{T} \tag{8}$$

N 为目标总数，T 为目标单次刺激的时长。

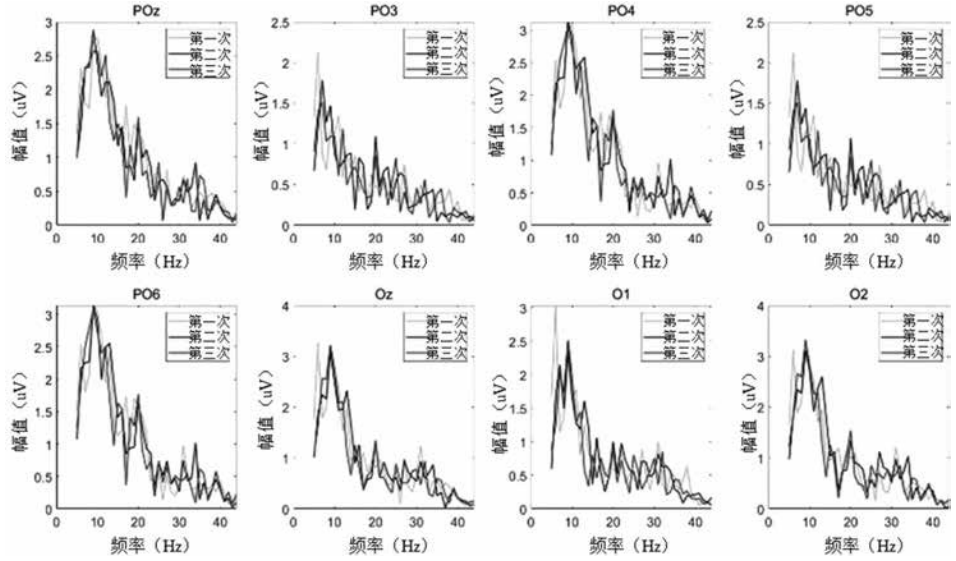


图 5　被试者 C 的 3 次 SSVEP 扫频实验结果

Fig. 5　Results of three SSVEP frequency sweep experiments of subject C

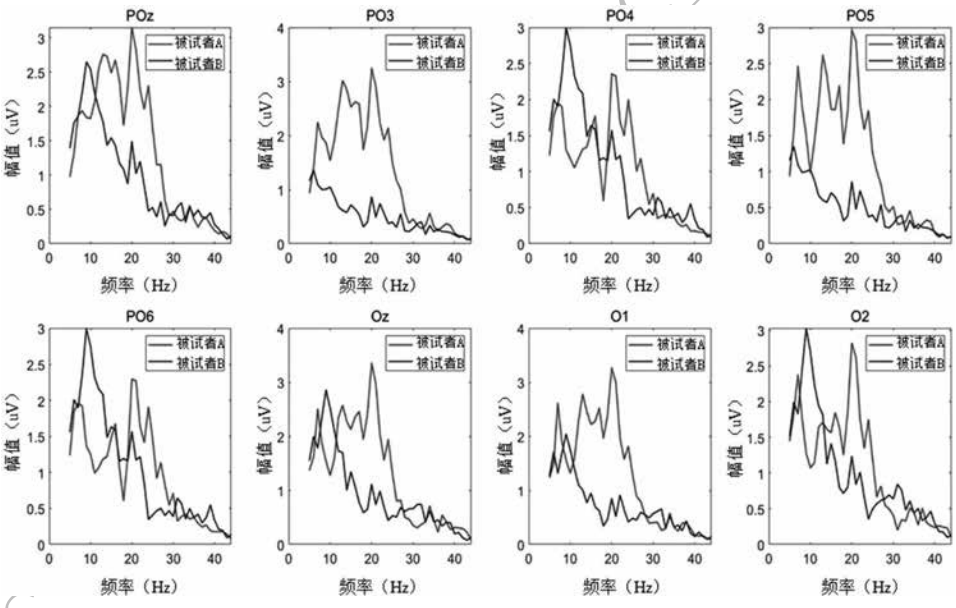


图 6　被试者 A 和被试者 B 的 8 个电极通道通频带

Fig. 6　8 electrode's passbands of subjects A and B

3　实验结果

3.1　SSVEP 通频带

3.1.1　各电极采集信号的 SSVEP 通频带

在离线实验范式中，对被试者进行 3 次 SSVEP 扫频实验（5-44Hz，步长 1Hz），每次间隔 30 分钟，得到枕区 8 个电极各自采集信号的 SSVEP 通频带。图 5 为被试者 C 的 3 次 SSVEP 扫频实验各电极采集信号 SSVEP 通频带结果。图 6 为不同被试者（被试者 A 和被试者 B）的 8 个电极通道（POz、PO3、PO4、PO5、PO6、Oz、O1、O2）下的 SSVEP 通频带曲线（3 次 SSVEP 扫频实验的结果平均值）。

通过公式（3）可以得到每次 SSVEP 扫频实验，经过 40 个不同频率（5-44Hz）的视觉刺激后，每个电极采集信号的平均信噪比；

通过公式（4）计算获得各电极的权重系数，图 7 所示为 4 名被试者第一次 SSVEP 扫频实验枕区 8 个电极的权重系数。每次 SSVEP 扫频实验结束后，将被试者枕区电极的权重系数分别与对应电极的 SSVEP 通频带结果相乘，并对结果求和，便可以得到考虑电极权重系数的个体 SSVEP 通频带。

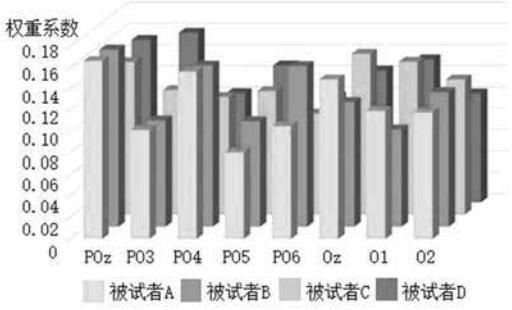


图 7　电极权重系数分布图

Fig. 7　Distribution of electrode weight coefficient

3.1.2　个体 SSVEP 通频带及刺激频率选择

大多数 SSVEP－BCI 使用低频闪烁作为刺激。然而，使用低频闪烁作为刺激可以引起眼睛疲劳，甚至引发癫痫。从上述实验结果来看，SSVEP 在三个刺激频率范围内出现了局部极大值：低频段（4－15Hz）、中频段（15－30Hz）和高频段（30-44Hz）。为了比较各频段信号质量，计算了 4 名被试者 SSVEP 响应在各频率处信噪比的平均值，如图 8 所示，从图中可以看到各频段的信噪比处于相近的水平，这为选择中频段作为刺激频率提供了依据。

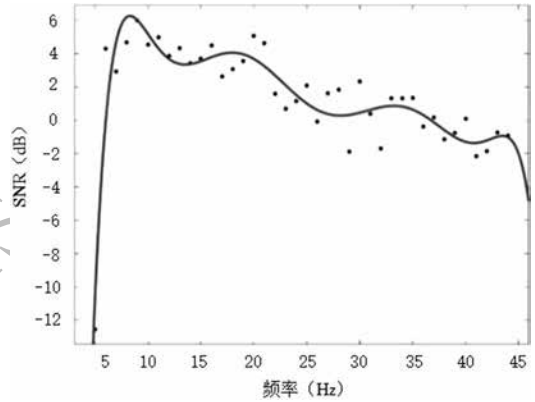


图 8　4 名被试者 SSVEP 信噪比的平均值

Fig. 8　Mean value of SSVEP SNR of 4 subjects

模拟在线实验的第一部分通过采用离线实验中的通频带获取方法以及电极权重系数计算，可以得到被试者当前状态的个体 SSVEP 通频带，4 名被试者个体 SSVEP 通频带结果如图 9 所示。

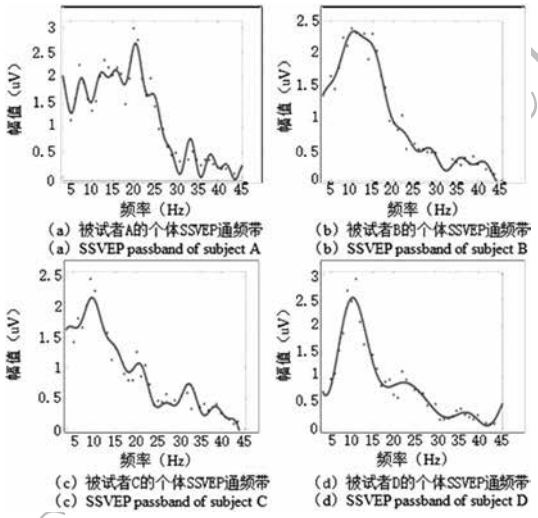


图 9　4 名被试者的个体 SSVEP 通频带

Fig. 9　Individual SSVEP passband of 4 subjects

随后确定 40 个刺激目标的频率（频率间隔为 0.2Hz）：选择中频段（15－30Hz）的局部极大值对应的刺激频率作为 40 个刺激目标频率的中值 f_M，因此最低频率 f_L 和最高频率 f_H 的计算公式为：

$$f_L = f_M - 0.2 \times 19 \tag{9}$$

$$f_H = f_M + 0.2 \times 20 \tag{10}$$

至此，得到四名被试者依据个体 SSVEP 通频带结果而选择的 SSVEP－BCI 刺激频率，如表 1 所示：

表 1　4 名被试者的刺激频率范围

Table1　Frequency range of visual stimulation in 4 subjects

被试者	（Hz）	（Hz）	（Hz）
A	16.6	20.4	24.4
B	24.2	28.0	32.0
C	18.0	21.8	25.8
D	18.5	22.3	26.3

3.2 模拟在线实验测试结果

模拟在线实验的第二部分测试实验中，根据不同目标频率范围设计了2组实验：实验1和实验2，其中实验2为对照组。

实验1中，4名被试者使用的目标频率为表1中对应的个体频率段；实验2中，4名被试者全部使用8-15.8Hz（频率间隔0.2Hz）低频段作为目标频率。分别在实验1和实验2结束后让被试者填写调查问卷，对视觉刺激

感受进行评分：5分-舒适，4分-较舒适，3分-可接受，2分-不舒适，1分-难接受。评分结果如表2所示：

表2 视觉刺激舒适度评分

Table 2 Visual stimulation comfort score

被试者	实验1（个体频率段）	实验2（8-15.8Hz）
A	4	2
B	3	2
C	4	1
D	4	2
均值	3.75	1.75

考虑到CCA算法在使用不同长度数据计算时，得到的识别准确率、信息传输率会有差别，本文分别采用2s和3s长度的脑电数据进行CCA运算，实验结果如表3所示。

4 讨论

本文对4名被试者进行了刺激频率为5至44Hz，步长为1Hz的SSVEP扫频实验。从大脑枕区的8个电极采集脑电信号，通过对脑电信号的分析发现：（1）同一被试者SSVEP幅频特性响应通频带在短时间内基本保持不变；（2）同一实验条件下不同被试者的SSVEP幅频特性响应通频带存在显著差异；（3）在实际实验中，枕区8个电极的信噪比不同。以上三点为基于个体频率响应特点和电极权重系数的自适应SSVEP-BCI设计提供了基础。

4.1 SSVEP频率响应特点

尽管关于人脑对于SSVEP视觉刺激响应的研究有很多，但大多是研究被试者对于刺激频率响应的共性问题，对于个体SSVEP频率响应特点的研究甚少。因此，本文以4名被试者为例对SSVEP个体频率响应特点进行探究。

离线实验中，对4名被试者分别进行三次SSVEP扫频实验（5-44Hz，步长1Hz），实验之间的间隔为30分钟。从图5中可以看出：三次实验中由同一电极采集到的脑电数据得到的SSVEP通频带差别不大，不同电极之间的SSVEP通频带具有较大差异；同时，图6可以明显看出不同被试者在各电极处得到的SSVEP通频带均具有明显差异。

4.2 电极权重系数与个体SSVEP通频带

本文考虑了不同电极采集信号质量的差异对SSVEP脑电信号频率识别的影响。提出以电极的平均信噪比作为评价电极信号质量的指标。从图7可以看出，不同被试者各电极的权重系数的分布明显不同。

图9为4名被试者A、B、C和D的考虑电极权重系数的个体SSVEP通频带，很容易看到不同个体之间的差异。但他们的共性都是低频段响应最大，中频段响应次之，高频段响应最小，这与文献［19］的研究结果一致。如图8所示，三个频带的信噪比处于同一水平，这可能是由于在SSVEP响应幅度减小的同时，背景噪声也相应减小。以上是低频段频率在SSVEP-BCI系统中广泛应用的主要原因。

4.3 性能表现

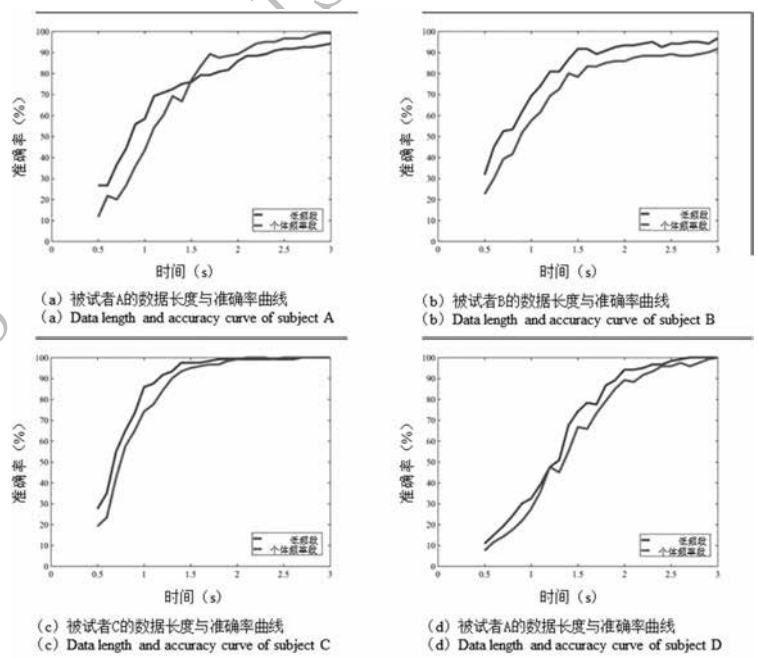
文中3.2部分设计了一组对照实验，可以有效评估根据个体频率响应特点设计的SSVEP-BCI的性能表现。表2中视觉舒适度评分，实验1（个体频率段）平均分3.75明显高于实验2（8-15.8Hz）平均分1.75，说明了被试者对中频段刺激的使用感受明显优于低频段刺激。从表3中4名被试者的平均结果可以看出：（1）无论采用哪种频段作为目标频率，采用3秒脑电数据比采用2秒脑电数据进行频率识别具有更高的准确率，但是信息

传输率要低；（2）在采用 2 秒脑电信号时，实验 1 的准确率 90.21%，信息传输率 131.03bits/min，略低于实验 2 的 93.13% 和 139.10 bits/min（3）在采用 3 秒脑电信号时，实验 1 的准确率 97.09%，信息传输率 100.26 bits/min，略低于实验 2 的 97.71% 和 101.47 bits/min，但差距比采用 2 秒脑电信号时更小。其中被试者 A 采用个体频率段作为刺激时比采用低频段取得了更好的准确率和信息传输率。图 10 表示了采用不同长度的脑电信号进行频率识别时的准确率，可以看出被试者 A、B 和 D 三人采用 3 秒数据比 2 秒数据准确率会有明显提升，而被试者 C 在 2 秒时的准确率已达到 96.67%的较高水平。

表 **3**　本文提出自适应脑机接口的识别准确率和信息传输率

Table 3　Recognition accuracy and ITR of the adaptive SSVEP-BCI

被试者	2 秒数据				3 秒数据			
	实验 1（个体频率段）		实验 2（低频段）		实验 1（个体频率段）		实验 2（低频段）	
	准确率（%）	信息传输率（bits/min）	准确率（%）	信息传输率（bits/min）	准确率（%）	信息传输率（bits/min）	准确率（%）	信息传输率（bits/min）
A	89.17	127.77	85.83	119.70	99.17	104.43	94.17	93.89
B	85.83	119.63	93.33	138.87	91.67	89.75	96.67	99.09
C	96.67	148.14	99.17	156.65	97.50	100.43	100.00	106.44
D	89.17	128.60	94.17	141.17	100.0	106.44	100.00	106.44
均值±标准差	90.21±4.59	131.03±12.10	93.13±5.50	139.10±15.15	97.09±3.76	100.26±7.44	97.71±2.83	101.47±6.12



（a）被试者A的数据长度与准确率曲线
（a）Data length and accuracy curve of subject A

（b）被试者B的数据长度与准确率曲线
（b）Data length and accuracy curve of subject B

（c）被试者C的数据长度与准确率曲线
（c）Data length and accuracy curve of subject C

（d）被试者A的数据长度与准确率曲线
（d）Data length and accuracy curve of subject D

图 10　4 名被试者的数据长度与准确率曲线

Fig. 10　Data length and accuracy curve of 4 subjects

5 结论

本文对 SSVEP 幅频特性响应通频带进行了实验研究，研究结果表明：同一被试者的 SSVEP 通频带在短时间内变化很小，而不同被试者之间的 SSVEP 通频带具有显著差别。考虑到不同电极采集到的信号质量具有差异，采用计算枕区各电极的平均信噪比并将其进行归一化处理后的结果作为电极权重系数。依据各电极 SSVEP 通频带和电极权重系数，最终可以得到具有被试者 SSVEP 频率响应特点的个体幅频特性响应通频带结果，并将其作为 SSVEP-BCI 刺激频率的选择依据，实现自适应脑机接口。

实验结果表明：该脑机接口具有较高的准确率（平均 97.09%±3.76%）和信息传输率（平均 100.26 bits/min±7.44 bits/min），虽然结果低于采用传统低频段的准确率（平均 97.71%±2.83%）和信息传输率（平均 101.47±6.12bits/min），但使用者感觉更加舒适，该研究结果可以为设计基个体差异特点的脑机接口提供新的思路。

参考文献：

[1] 戴廷飞，刘邈，叶阳阳，何峰，明东．人机共享控制机器人系统的应用与发展［J］．仪器仪表学报，2019（3）：62-73.
DaiTingfei, Liu Miao, Ye Yangyang, He Feng, Ming Dong. Application and development of human-machine shared control robot system［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019（3）: 62-73.

[2] Shuailei Zhang, Shuai Wang, Dezhi Zheng, Kai Zhu, Mengxi Dai. A novel pattern with high-level commands for encoding motor imagery-based brain computer interface［J］, Pattern Recognition Letters, 2019（125）: 28-34.

[3] 王仲朋，陈龙，何峰，万柏坤，明东．面向康复与辅助应用的脑-机接口趋势与展望［J］．仪器仪表学报，2017（6）：1307-1318.
Wang Zhongpeng, Chen Long, He Feng, Wan Baikun, Ming Dong. Development trend and prospect of BCI technology facingrehabilitation and assisting applications［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017（6）: 1307-1318.

[4] Nicolas-Alonso L F, Gomez-Gil J. Brain Computer Interfaces, a Review［J］. Sensors, 2012, 12（2）: 1211-1279.

[5] Wanzeng K, Weicheng L, Fabio B, et al. Investigating Driver Fatigue versus Alertness Using the Granger Causality Network［J］. Sensors, 2015, 15（8）: 19181-19198.

[6] Mengxi Dai, Shuai Wang, Dezhi Zheng, et al. Domain Transfer Multiple Kernel Boosting for Classification of EEG Motor Imagery Signals［J］. IEEE Access, 2019,（7）: 49951-49960.

[7] Mengxi Dai, Dezhi Zheng, Rui Na, et al. EEG Classification of Motor Imagery Using a Novel Deep Learning Framework［J］. Sensors, 2019, 19（3）: 551.

[8] 江京，许敏鹏，印二威，王春慧，明东．整合贝叶斯动态停止策略对 SSVEP-BCIs 的性能提升研究［J］．仪器仪表学报，2018（5）：65-72.
Jiang Jing, Xu Minpeng, Yin Erwei, Wang Chunhui, Ming Dong. Study on enhancing performance of SSVEP-based BCIs by incorporatingBayes-based dynamic stopping strategy［J］. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018（5）: 65-72.

[9] Yangsong Zhang, Daqing Guo, FaliLi, ErweiYin, etal. Correlated Component Analysis for Enhancing the Performance of SSVEP-Based Brain-Computer Interface［J］. IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 2018, 26（5）: 948-956.

[10] Nakanishi M, Wang Y, Chen X, et al. Enhancing Detection of SSVEPs for a High-Speed Brain Speller Using Task-Related Component Analysis［J］. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2017: 1-1.

[11] Qingguo Wei, Yonghui Liu, Xiaorong Gao, et al. A Novel c-VEP BCI Paradigm for Increasing the Number of Stimulus Targets Based on Grouping Modulation With Different Codes［J］. IEEE Transactions on Neural Systems & Rehabilitation Engineering, 2018, PP（99）: 1-1.

[12] Jeffreys A. Human Brain Electrophysiology: Evoked Potentials and Evoked Magnetic Fields in Science and Medicine [J]. Trends in Neurosciences, 1989, 2 (10): 413-414.

[13] Wang Y, Gao X, Hong B, et al. Brain-Computer Interfaces Based on Visual Evoked Potentials [J]. IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, 2008, 27 (5): 64-71.

[14] Bakardjian H, Tanaka T, CichockiA. Optimization of SSVEP brain responses with application to eight-command Brain-Computer Interface [J]. Neuroscience Letters, 2009, 469 (1): 34-38.

[15] Herrmann C S, Human EEG responses to 1-100 Hz flicker: resonance phenomena in visual cortex and their potential correlation to cognitive phenomena [J]. Experimental Brain Research, 2001, 137 (3-4): 346-353.

[16] Takahashi T, Tsukahara Y. Photoparoxysmal response elicited by flickering dot pattern stimulation to the center and periphery [J]. Clinical Neurophysiology, 2000, 111 (11): 1968-1973.

[17] Valbuena D, Volosyak I, Graser A. sBCI: fast detection of steady-state visual evoked potentials [C]. Engineering in Medicine & Biology Society. IEEE, 2010.

[18] Ortner R, Allison B Z, Korisek G, et al. An SSVEP BCI to Control a Hand Orthosis for Persons With Tetraplegia [J]. IEEE TRANSACTIONS ON NEURAL SYSTEMS AND REHABILITATION ENGINEERING, 2011.

[19] Gernot R, Müller-Putz, Gert P. Control of an electrical prosthesis with an SSVEP-based BCI [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2007, 55 (1): 361-364.

[20] Friman O, Volosyak I, Axel Gräser. Multiple Channel Detection of Steady-State Visual Evoked Potentials for Brain-Computer Interfaces [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2007, 54 (4): 742-750.

[21] Fisher R S, Harding G, Erba G, et al. Photic-and Pattern-induced Seizures: A Review for the Epilepsy Foundation of America Working Group [J]. Epilepsia, 2005, 46 (9): 1426-1441.

[22] Yijun W, Ruiping W, Xiaorong G, et al. Brain-computer interface based on the high-frequency steady-state visual evoked potential [C]. First International Conference on Neural Interface & Control. IEEE, 2005.

[23] KrauledatM, TangermannM, Blankertz, B, MüllerK-R. Towards zero training for brain-computer interfacing. Plos One, 2008 (3), e2967.

[24] Wang Y, Wang R, Gao X, et al. A practical VEP-based brain-computer interface [J]. IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 2006, 14 (2): 234-240.

[25] Bin G, Gao X, Yan Z, et al. An online multi-channel SSVEP-based brain-computer interface using a canonical correlation analysis method [J]. Journal of Neural Engineering, 2009, 6 (4): 046002.

[26] Chen X, Wang Y, Gao S, et al. Filter bank canonical correlation analysis for implementing a high-speed SSVEP-based brain-computer interface [J]. Journal of Neural Engineering, 2015, 12 (4): 046008.

[27] Yun Li, Guangyu Bin, Xiaorong Gao, et al. Analysis of phase coding SSVEP based on canonical correlation analysis (CCA) [J]. International IEEE/EMBS Conference on Neural Engineering, 2011.

[28] Lin Z, Zhang C, Wu W, et al. Frequency Recognition Based on Canonical Correlation Analysis for SSVEP-Based BCIs [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2006, 53 (12): 2610-2614.

[29] YuanPeng, GaoXiaorong, AllisonBrendan, et al. A study of the existing problems of estimating the information transfer rate in online brain-computer interfaces [J]. Journal of Neural Engineering, 10 (2): 026014.

基于柔性基的高灵敏度无损光纤压力传感器

隋丹丹[1,2] 张会新[1,2]* 洪应平[1,2]

（1. 中北大学 电子测试技术国家重点实验室 太原 030051；
2. 中北大学 仪器科学与动态测试教育部重点实验室 太原 030051）

摘　要：为了简化光纤压力传感器的制作方法，降低制作成本，提出了一种柔性基应变式无损光纤压力传器。无损光纤，即为未进行过任何处理的单模光纤。通过将单模光纤嵌入在两片柔性的聚二甲基硅氧烷（PDMS）薄膜中，制作成“三明治”结构压力传感器。采用光频域反射计（Optical Frequency Domain Reflectometer，OFDR）技术进行解调测试，实验测得光纤在不同压力下的光谱漂移与光纤的微应变的关系。实验结果表明：在压力线性范围 0-2kg（0-8MPa）内传感器具有很高的重复性与线性度，灵敏度达到 194/kg，相对于裸单模光纤提高 6.47 倍，测量范围也提高 3 倍。同时，还进行了分布式压力实验测试，测试结果显示传感器能够很好的进行多点测量，具有很好的空间分辨率。该传感器的研究，能够应用到光纤压力传感器领域。

关键词：光纤压力传感器；单模光纤；PDMS 基底；光频域反射计

中图分类号：TP212/TN253

作者简介：隋丹丹，2018 年于中北大学获得学士学位，现为中北大学硕士研究生，主要研究方向为柔性分布式光纤传感技术。E-mail：s19834532101@163.com

SuiDandan received her B. Sc. degree in 2018 from North University of China. Now, she is a M. Sc. candidate at North University of China. Her main research interests include flexible and distributed optical fiber sensing technology.

张会新（通信作者），2002 年于中北大学获得学士学位，2005 年于中北大学获得硕士学位，2017 年于北京航天航空大学获得博士学位，现为中北大学副教授和硕士导师，主要研究方向为柔性分布式光纤传感技术和抗高过载大容量高速固态存储测试技术。E-mail：zhanghx@nuc.edu.cn

ZhangHuixin（Corresponding author）received his B. Sc. degree in 2002 from North China Institute of Technology, his M. Sc. degree from North University of China in 2005 and his Ph. D. degree from Beihang University. Now, he is an associate professor and master student supervisor in North University of China. His main research interests include flexible and distributed optical fiber sensing technology and high capacity high speed solid state storage test technology.

* **基金项目：**国家杰出青年科学基金（51705475）资助项目

High sensitivity and lossless fiber optic pressure sensor based on flexible base

SUI Dan-dan[1,2], ZHANG Hui-xin[1,2*], HONG Ying-ping[1,2]

(1. *National Key Laboratory of Electronic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan* 030051, *China*; 2. *Key Laboratory of Instrumentation Science and Dynamic Measurement, North University of China, Taiyuan* 030051, *China*; 3. *Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing* 100076, *China*)

Abstract: A flexible lossless fiber optic pressure sensor of stain type has been proposed to simplify the fabrication method of fiber optic pressure sensor and reduce cost of the fabrication. The lossless optical fiber is single mode fiber without any processing. The single-mode optical fiber was embedded in two flexible polydimethylsiloxane (PDMS) films to form a pressure sensor with "sandwich" structure. Demodulation test was carried out by using the Optical Frequency Domain Reflectometer (OFDR) technology. The relationship between the spectrum drift and the micro-strain of the optical fiber under different pressure was measured. The experimental results show that the sensor has a good repeatability and linearity in the range of 0kg to 2kg (0-8MPa). A sensitivity of 194/kg have been obtained and it is 6.47 times higher than bare single-mode optical fiber. Compared with bare optical fiber, its measuring range is increased by 3 times. At the same time, the result of distributed pressure test shows that the sensor can perform multi-point measurement well and has a good spatial resolution. The research can be used in the field of fiber optic pressure sensors.

Keywords: fiber optic pressure sensor; single-mode optical fiber; PDMS substrate; OFDR

0 引言

近年来，光纤传感逐渐进入了人们的视野。光纤传感，即采用光作为敏感信息的载体，同时采用光纤作为传递敏感信息的介质[1]。在各类光纤传感器中光纤压力传感器是应用较为广泛的一类。与传统的压力传感器相比，光纤压力传感器具有柔韧性好、信号传输距离远、电磁绝缘性能好、耐腐蚀等特点[2-3]。光纤压力传感器在油井水库安全监测、桥梁隧道安全监测等工程领域得到广泛应用[4]。

现今热门的光纤压力传感器主要有 Fabry-Perot (F-P) 腔压力传感器和光纤布拉格光栅 (FBG) 压力传感器[5]。F-P 压力传感器，外界压力作用于传感器上使其腔长发生变化，根据腔长与反射光的强度、相位的唯一确定关系，来确定压力大小[6]。FBG 压力传感器，通过受力引起光波长位移，根据 Bragg 波长漂移与压力之间的线性关系来确定压力大小[7]。然而这两种压力传感器的都需要对光纤进行微处理，制备工艺复杂、造价高，并且进过处理的光纤很脆弱，不容易实现大面积制作和大量生产。

综上所述，如何降低成本，简化光纤压力传感器的制作过程将成为未来的发展趋势。文中设计一种应用普通的单模光纤进行传感，以聚二甲基硅氧烷 (Polydimethylsioxane, PDMS) 作为柔性基底，将光纤贴于两片柔性的基底中，构成“三明治”结构，利用柔性

基底受压形变的带动作用来提高光纤受力的灵敏度，增大光纤测压的压力范围。这种设计相对于其他种类的光纤压力传感器的优点在于方法简单、成本低，而且有机聚合物对光纤也起到了保护作用，可以很好的解决光纤脆弱易断的缺点。

1 分布式光纤传感与测量原理

1.1 传感原理

将光纤嵌入柔性的复合材料，构成“三明治”的结构，其中光纤类似于“神经系统”。当其受到压力时会引起复合材料发生变形，从而导致内部的光纤产生拉伸或者压缩变形，光纤轴向产生应变，如图1所示。当光纤轴向产生应变的时候，光纤中的背向瑞利散射信号的频率会发生漂移，然后利用OFDR技术进行压力测量[8]。

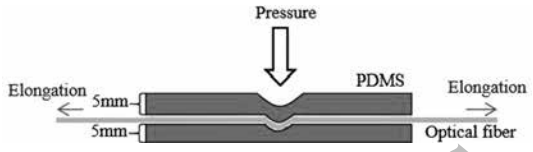


图1 光纤压力传感器结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the fiber optic pressure sensor structure

1.2 测量原理

当对嵌入有单模裸光纤的PDMS柔性复合材料进行施压时，光纤随着PDMS薄膜的弯曲而发生弯曲，产生应变。而OFDR技术是一种基于瑞利散射光变化的应变测量技术[9]，利用OFDR进行测量的工作原理如图2所示。线性扫频光源发射出一束扫频激光经过光纤耦合器分为两路。一路光进入待测光纤器件中，作为信号臂；而另一路进入长度固定的光纤，作为参考臂。参考臂中的本振光经尾端反射镜反射回来，与信号臂中的瑞利背向散射光进入耦合器中进行耦合，由于两路光的光程不同，所以在耦合器中发生拍频干涉，其干涉信号的拍频与信号臂中发生背向瑞利散射位置的距离成正比，经过快速傅里叶变换（FFT），计算得到拍频 f_b 的大小，并结合线性扫频光源扫频的速率 γ、光速 c 以及光纤折射率 n 得到待测光纤发生背向瑞利散射的位置信息 z[10-11]：

$$z=\frac{cf_b}{zn\gamma} \tag{1}$$

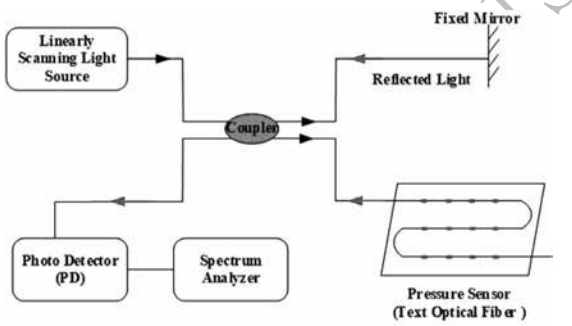


图2 OFDR的工作原理示意图

Fig. 2 Working principle of OFDR

当光纤受压发生形变时，背向瑞利散射信号的频率会发生漂移，光谱漂移与光纤的应变成正比。通过对参考臂和信号臂的信号进行相关的运算，可以得到光谱的漂移量。

应变 ε 所导致的光谱漂移量为：

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda}=-\frac{\Delta v}{v}=K_s\varepsilon \tag{2}$$

式中：λ 和 $\Delta\lambda$ 分别为平均光波长和光的波长漂移值；v 和 Δv 分别为平均光频率和光的频率漂移量；K_s 为应变校准常数，而一般对于锗硅酸盐玻璃纤芯光纤，应变校准常数为

$$K_s=0.78 \tag{3}$$

K_s 主要由光纤纤芯的掺杂种类和浓度决定，其次还受到包层成分与涂覆层成分的影响。

计算出光纤频率的偏移量后，光纤的应变量可以用公式（4）表示[12]：

$$\varepsilon=-\frac{\overline{\lambda}}{cK_\varepsilon}\Delta v \tag{4}$$

式中：$\overline{\lambda}$ 为扫描的中心波长；c 为光速；K_ε 为应变感应系数。

2 传感器的制作

将 PDMS（Sylgard 184，Dow Corning）的预聚物和固化剂按照质量比为 9：1，放入高温真空烘箱中抽真空 30min 去除混合物中气泡，然后将 PDMS 混合物倾倒进一次性培养皿中，静止 2 个小时，然后放到 65℃的高温箱中固化 2h，从一次性培养皿上将 PDMS 薄膜剥离下来，这样就获得了 5mm 厚的 PDMS 薄膜。制作出两片这样的 PDMS 薄膜，然后用强力胶将光纤固定于两片 PDMS 薄膜间，构成作为压力传感的器件，如图 3 所示。

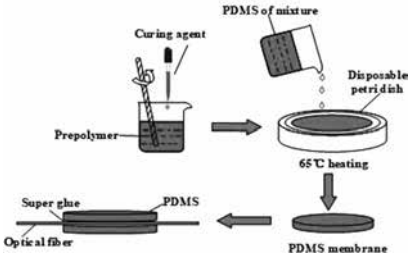


图 3　柔性传感器的制作过程

Fig. 3　Processing steps of fabrication of flexible pressure sensor

3 实验结果与分析

3.1 传感实验系统

将实验器材连接起来，构成实验测试所需要的测试平台，如图 4 所示。实验中施加力作用在第五套 1 角硬币上。实验中采用的是武汉长飞光纤光缆股份有限公司生产的 G. 657B3 单模光纤进行传感，同时采用 LUNA 公司生产的 OBR 4600 背光反射计测量微应变。

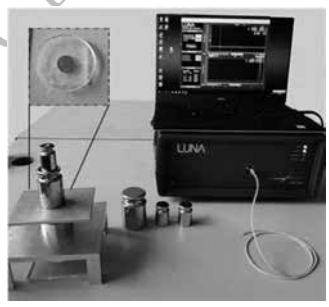


图 4　光纤压力传感器测试平台

Fig. 4　Test platform for fiber optic pressure sensor

3.2 压力传感器的灵敏度与拟合线性度

实验通过逐渐增加标准砝码进行增压，加压范围 0～2kg（2kg 未到光纤形变的极限值），步长为 0. 1kg，得到 20 个采样点。而传感器与硬币的接触面积约 2. 375mm^2，由此计算施加的实际压力范围是 0～8MPa。对未做任何处理的裸光纤采用同样的加压方式测量数据，得到 11 组数据，加压到 1kg 时，达到光纤形变的极限值。

用 Origin 数据处理软件将测试数据进行拟合，得到两个测试的压力与微应变的拟合曲线，如图 5 所示。从图像中可以得到，嵌入柔性材料中的光纤数据的拟合直线表达式为：y = －14. 87368 + 194. 36541x，拟合直线的决定系数为 0. 99869，灵敏度为 194/kg。而裸光纤数据需要分段拟合，第一段（0～0. 6kg）的拟合直线表达式为 y = 11. 54949 + 30. 06826x，拟合直线的决定系数为 0. 90392，灵敏度为 30/kg；第二段（0. 6kg～1kg）对应纵坐标值均为 34 个为应变，拟合直线是一条水平线。和裸光纤对比，可以发现嵌入在 PDMS 中的光纤线性度更好，且灵敏度是裸光纤的 6. 47 倍。更重要的是，封装于柔性材料中的光纤的测量范围提高了至少 3 倍，并且对光纤有了更好的保护作用，所以这种传感方案可行。

3.3 压力传感器的重复性

为了测试压力传感器的重复性，固定施加力位置，在 0～2kg 范围内，进行 5 次加压实验，记录仪器输出的数据。将记录的 5 组数据用 Origin 软件处理得到压力传感器的重复测量曲线，如图 6 所示。从图中可知，五次测量的曲线比较集中，即传感器具有良好的重复性。而 5 次测试数据的仍存在略微的不同，为实际测量带来的不确定性。分析原因主要是聚合物材料的不均匀性，以及每次测试光纤内部还有残余应力没有全部释放，引入测量误差。

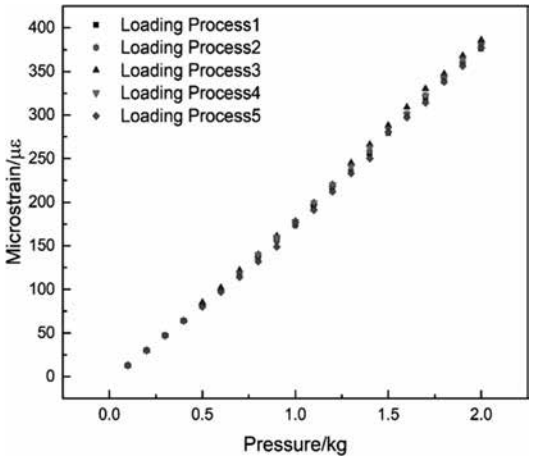


图 6　压力传感器的重复测量曲线

Fig. 6　Repeated measurement of pressure sensor

3.4　压力传感器的迟滞程度

固定施加力的位置，通过增加砝码和减少砝码，对传感器进行加压和增压测试，如图 7 为传感器的迟滞特性曲线，从图可以看出传感器的正、反行程的输入—输出曲线的重合度较高，说明传感器在 0～2kg 范围内受压时可以保持较好的恢复。

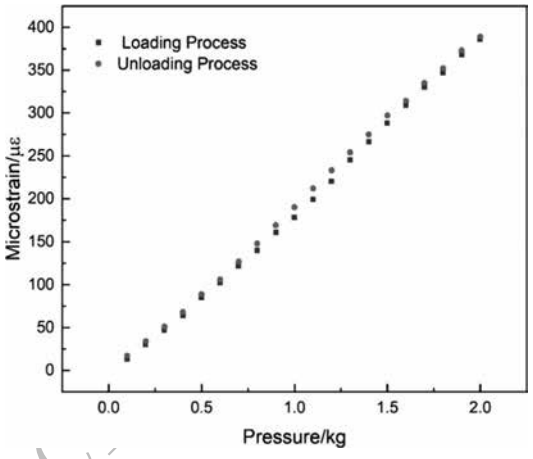


图 7　压力传感器的迟滞特性曲线

Fig. 7　Hysteresis of pressure sensor

3.5　压力传感器的分布式测量

实验通过在不同位置放置砝码，进行分布式静态加压实验。为了保证两处加压条件一样，将两个相同规格的 20g 标准砝码倒置，使两处受力面积相同，构成如图 8 所示的施压平台。改变两个测量点的距离，多次测试，发现当两个测量点为 4cm 时，测试波形会出现两个明显的峰值，如图 9 所示。这表明传感器最小可以分辨出 4cm 的空间距离。

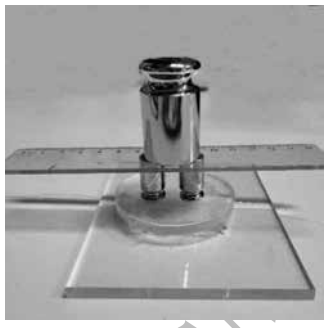


图 8　分布式压力测试示意图

Fig. 8　Schematic diagram of distributed stress test

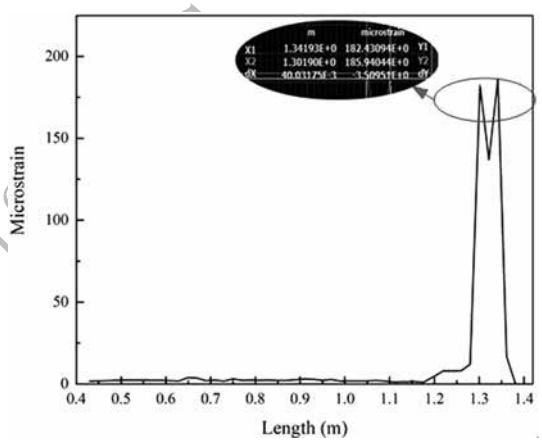


图 9　距离为 4cm 时的测试结果图

Fig. 9　The test result in the distance of 4cm

4　结论

文中设计了一种基于 PDMS 柔性材料为基底的应变式光纤压力传感器，工艺简单、制造成本低。将光线嵌入 PDMS 聚合物中，构成“三明治结构”，实现具有准分布式的传感膜。在 0～8MPa 压力测量范围内具有很高的线性度，测量范围相对于裸光纤至少扩大了 3 倍多；灵敏度为 0.194/kg，是裸光纤灵敏度的 6.47 倍，分布式定位的空间分辨率最小可达 4cm，通过多次测量实验，证明传感器具有良好的重复性，以及较小的迟滞特性。验证了 PDMS 做柔性基底的分布式光纤压力传感器在工程应用上有广阔的应用前景。

参考文献：

[1] 张雄雄，宋言明，孙广开，孟凡勇，董明利．柔性复合基体光纤布拉格光栅曲率传感器［J］．红外与激光工程，2019，48（02）：217-223.
WANG X X，SONG Y M，SUN G K，MENG F Y，DONG M L. Flexible composite matrix fiber Bragg grating curvature sensor［J］. Infrared and Laser Engineering，2019，48（02）：217-223.

[2] Daniel Kacik，Peter Tatar，Ivan Turek. Locally pressed etched optical fiber with PDMS coating for a sensor application［J］. Optik-International Journal for Light and Electron Optics，2016，127（14）：5631-5635.

[3] 陈玉林，陈慧琴，黄丽薇．基于光纤传感的系统损伤识别的实验研究［J］．电子器件，2017，40（06）：1545-1549.
CHEN Y L，CHEN H Q，HUANG L W. Experimental study on system damage identification based on optical fiber sensing［J］. Chinese Journal of Electron Devices，2017，40（06）：1545-1549.

[4] 吕佳博，徐熙平，才存良，张少军．基于光纤压力传感器的管道监控系统研究［J］．红外与激光工程，2015，44（11）：3343-3347.
LV J B，XU X P，CAI C L，ZHANG SH J. Research of pipeline monitoring system based on fiber optic pressure sensor［J］. Infrared and Laser Engineering，2015，44（11）：3343-3347.

[5] 张爽．光纤珐珀传感器在应力/压力测试方面的应用研究［D］．成都：电子科技大学，2018.
ZHANG SH. Research on the application of fiber F-P sensor in stress/pressure test［D］. Chengdu：University of Electronic Science and Technology of China，2018.

[6] 夏丹丹，张珊．光纤法珀压力传感器专利分析［J］．科学技术创新，2019（19）：153-154.
XIA D D，ZHANG SH. Analysis of optic fiber Fabry-Perot pressure sensor patents［J］. Scientific and Technological Innovation，2019（19）：153-154.

[7] 林剑涛，曹晓峰，祝睿雪，周俐娜，程永进．光纤光栅压力传感器的研究进展与趋势［J］．光学仪器，2017，39（01）：88-94.
LIN J T，CAO X F，ZHU R X，ZHOU L N，CHENG Y J. Research progresses and developing trends of optical fiber grating pressure sensor［J］. Optical Instruments，2017，39（01）：88-94.

[8] 吴静红，刘浩，杨鹏，蒋娜．基于 OFDR 技术的混凝土裂缝识别与监测试验研究［J/OL］．激光与光电子学进展：1-12. http：//kns. cnki. net/kcms/detail/31. 1690. TN. 20190624. 1144. 008. html，2019-06-24/2019-9-25.
WU J H，LI H，YANG P，JIANG N. Experimental research on concrete crack monitoring based on OFDR technology.［J/OL］. Laser & Optoelectronics Progress：1-12［2019-09-25］. http：//kns. cnki. net/kcms/detail/31. 1690. TN. 20190624. 1144. 008. html，2019-06-24/2019-9-25.

[9] 李苏，李沼云，刘鹏飞．光频域反射光纤光栅应变传感的研究进展［J］．光通信技术，2013，37（10）：24-26.
LI S，LI ZH Y，LIU P F. Progress in research of optical frequency domain reflectometry fiber Bragg grating strain sensor［J］. Optical Communication Technology，2013，37（10）：24-26.

[10] 邓胜强．光纤光栅传感 OFDR 解调关键技术研究［D］．成都：电子科技大学，2015.
DENG SH Q. The research on the key technologies of OFDR for fiber grating sensing［D］. Chengdu：University of Electronic Science and Technology of China，2015.

[11] Yamei Guo，Zhenyang Ding，Kun Liu，Junfeng Jiang，Chenhuan Wang，Tiegen Liu. Two-dimensional distributed strain sensing with an Archimedean spiral arrangement in optical frequency domain reflectometry［J］. Nanotechnology and Precision Engineering，2018，1（03）：187-190.

[12] 章征林，高磊，孙阳阳，张清华，曾鹏．分布式光纤传感器应变传递规律研究［J］．中国激光，2019，46（04）：285-293.
ZHANG ZH L，GAO L，SUN Y Y，ZHANG Q H，CENG P. Strain transfer law of distributed optical fiber sensor［J］. Chinese Journal of Lasers，2019，46（04）：285-293

基于粒子群的线性调频信号似然函数优化方法

于晓辉　金洪斌　李新波　孙晓东　石屹然

（吉林大学通信工程学院 长春 130022）

摘　要：线性调频信号的最大似然估计可以达到克拉美罗下界且无交叉项影响，是一种高精度的线性调频信号参数估计方法，但是由于在多维搜索最大值时计算量巨大，限制了其在实际中的应用。本文提出基于粒子群的线性调频信号最大似然估计方法，分别采用全局模式基本PSO、全局模式标准PSO、局部模式标准PSO和全局模式与局部模式结合的混合PSO方法对线性调频信号的最大似然函数进行优化。通过迭代更新粒子的速度和位置，在多维空间中搜寻线性调频信号最大似然函数的最大值，有效提升了优化速度，得到高精度的调频斜率和初始频率估计值。Matlab仿真实验验证了算法的有效性，并在收敛性能、估计性能和计算负荷方面进行对比，分析得出各种PSO算法在LFM信号最大似然参数估计中的特点。

关键词：线性调频信号；粒子群优化；最大似然估计；参数估计

中图分类号及文献标识码：中图分类号 TN91；　　**文献标识码**：A

Maximum likelihood optimization method of linear frequency modulation signals based on Particle swarm

Yu Xiaohui, Jin Hongbin, Shi Yiran, Li Xinbo, Sun Xiaodong

(*School of Communication Engineering*, *Jilin University*, *Changchun* 130022)

Abstract: The maximum likelihood estimation of linear frequency modulated signals can reach the Cramer-Rao lower bound and is not affected by the cross terms, which is a high-accuracy parameter estimation method of LFM signals. However, the great computation load caused by multi-dimensional search limits its practical application. In this paper, the particle swarm optimization algorithms based on LFM maximum likelihood estimation is proposed. Four different PSO algorithms, namely global mode basic PSO, global mode standard PSO, local mode standard PSO, and hybrid PSO combined with global mode and local mode, are applied to optimize the maximum likelihood function of LFM signals. The speeds and positions of the particles are updated by iterations to search the maximum value of the fitness function in multi-dimensional space, then the estimation speed of chirp rates and initial frequencies of LFM signals is accelerated effectively. The convergence performance, statistical performance and calculation load of the four methods are compared by the Matlab experiments, through which the characteristics

* **基金项目**：国家自然科学基金（U1964202）资助项目

of LFM parameter estimation of all these algorithms are analyzed.

Keywords: Linear frequency modulated signals; Particle swarm optimization; Maximum likelihood estimation; Parameter estimation

0 引言

线性调频（Linear frequency modulation; LFM）信号是现代通信和电子技术领域中一种重要的信号。在现代电子对抗复杂多变的电磁环境中，特别是在低信噪比条件下，LFM 信号的参数估计一直是信号处理领域的一个重要课题。

LFM 信号最突出的特点是其频率随时间线性变化，属于非平稳时变信号，无法用傅里叶变换和谱估计方法直接对其进行处理。因此，目前多采用各种时频分布[1~3]、短时傅里叶变换（STFT）[4,5]、分数阶傅里叶变换（FRFT）[6~8]、离散多项式变换（DPT）[9] 等方法来估计 LFM 信号的参数。这些方法多是基于 LFM 信号的特征，直接在时频平面内，或是通过加窗函数、旋转坐标等方式对 LFM 信号进行处理，以克服 LFM 信号频率时变的问题。

在众多的 LFM 信号参数估计方法中，最大似然估计[10] 由噪声的统计特性来生成似然函数，因而无需考虑 LFM 信号的频率时变问题。从估计性能方面来看，最大似然估计是一种渐进无偏估计，其估计方差可以达到 Cramer-Rao 下界（CRLB），是最有效的估计方法之一。然而，在利用最大似然函数求取 LFM 信号参数的过程中，需要多维搜索，计算量很大，限制了 LFM 信号最大似然估计的应用。为此，本文提出基于粒子群优化（Particle swarm optimization，PSO）的 LFM 信号最大似然函数优化方法，实现快速有效的高精度 LFM 信号调频斜率和初始频率参数估计。

本文首先给出了 LFM 信号的信号模型和最大似然函数；然后分别用全局模式基本 PSO、全局模式标准 PSO、局部模式标准 PSO 和全局模式与局部模式结合的混合 PSO 方法对 LFM 信号似然函数进行优化；在仿真实验部分，将四种算法分别在收敛性能、估计性能和计算负荷三方面进行对比；最后分析得出局部模式标准 PSO 更适于对 LFM 信号最大似然函数进行优化的结论。

1 线性调频信号的数学模型和最大似然估计

设采样点数为 N，则多分量 LFM 信号的有限序列样本 $y(n)$，$n=0, 1, \cdots, N-1$，可以表示为：

$$y(\mathrm{n})=\sum_{l=1}^{q} a_l \exp\left[j2\pi\left(f_l n+\frac{m_l}{2}n^2\right)\right]+w(\mathrm{n}) \quad (1)$$

其中，a_l、f_l 和 m_l 分别为第 l 个 LFM 信号分量的幅值、初始频率和调频斜率；q 为信号分量的个数；$w(n)$ 为在采样时刻 n 所附加的零均值高斯白噪声，噪声方差为 σ^2。

以初始频率 f_l 和调频斜率 m_l 为待估计参数，令

$$\alpha=[f_1, f_2, \cdots, f_q] \quad (2)$$

$$\beta=[m_1, m_2, \cdots, m_q] \quad (3)$$

则 LFM 信号的最大似然估计可由下式得到[11]：

$$[\hat{\alpha}_{mle}, \hat{\beta}_{mle}]=\max_{\alpha,\beta}[y^H H(\alpha,\beta)[^{HH}(\alpha,\beta) H(\alpha,\beta)]^{-1}H^H(\alpha,\beta)y] \quad (4)$$

其中

$$y=[y(0), y(1), \cdots, y(N-1)] \quad (5)$$

$$H(\alpha,\beta)=[e(\alpha_1,\beta_1), e(\alpha_2,\beta_2), \cdots, e(\alpha_q,\beta_q)] \quad (6)$$

$$e(\alpha_l,\beta_l)=\begin{bmatrix} \exp\left(j2\pi\left(f_l(0)+\frac{m_l}{2}(0)^2\right)\right) \\ \exp\left(j2\pi\left(f_l(1)+\frac{m_l}{2}(1)^2\right)\right) \\ \vdots \\ \exp\left(j2\pi\left(f_l(N-1)+\frac{m_l}{2}(N-1)^2\right)\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

获得 $[\hat{\alpha}_{mle}, \hat{\beta}_{mle}]$ 需要对参数向量进行 $2q$ 维搜索，计算量巨大，因此对似然函数的寻优方法研究是 LFM 信号最大似然估计能否应用于实际的关键。

2 LFM 信号最大似然函数的粒子群优化

粒子群优化算法利用鸟群中个体的相互协作和信息共享体制，经过以随机寻优为主的群体智能[12]，使粒子群整体的移动从随机分布到秩序井然，并最终到达最优位置获得最优解。

粒子群算法有两种不同的模式，即全局模式与局部模式[13,14]，它们的区别在于算法中粒子的邻域结构不同。全局模式采用的是星形邻域结构，信息传递快，但粒子群容易收敛到局部极值点，算法鲁棒性差；局部模式采用的是环形邻域结构，信息传递较慢，收敛速度较迟缓，但算法鲁棒性强。本文分别采用全局基本模式、全局标准模式、局部标准模式和全局模式与局部模式结合的混合方法对 LFM 最大似然函数进行寻优，对比分析各种方法在对 LFM 信号进行最大似然参数估计时的性能。

2.1 全局模式基本 PSO 优化

设粒子群的种群规模为 Q；最大迭代次数为 $T_{\max}$；由于一个 LFM 信号分量对应初始频率和调频斜率两个参数，因此搜索维数为 $D=2q$。定义第 i 个粒子第 k 次迭代时的位置向量为：

$$x_i^k = [f_{1i}^k, m_{1i}^k, f_{2i}^k, m_{2i}^k, \cdots, f_{qi}^k, m_{qi}^k] \tag{8}$$

其中 $i=1, 2, \cdots, Q$。为表述方便，将位置向量 x_i^k 中的元素由 x_{id}^k 来表示，其中 $d=1, 2, \cdots, D$，为向量中元素对应的序号，同时也对应第 d 个搜索维度。按照同样的方法，定义第 i 个粒子第 k 次迭代第 d 维搜索维度所对应的元素为 v_{id}^k。

设初始频率的搜索范围为 $[f_{\min}, f_{\max}]$，调频斜率的搜索范围为 $[m_{\min}, m_{\max}]$，已经证明，归一化初始频率和调频斜率的取值范围均为 $[0, 1]$[11]；速度上限设为 $v_{\max}=1$，速度下限设为 $v_{\min}=-1$。粒子位置和速度初始化如下：

$$x_{i\rho}^0 = f_{\min} + b_{i\rho}(f_{\max} - f_{\min}) \tag{9}$$

$$x_{i\chi}^0 = m_{\min} + b_{i\chi}(m_{\max} - m_{\min}) \tag{10}$$

$$v_{id}^0 = v_{\min} + r_{id}(v_{\max} - v_{\min}) \tag{11}$$

其中，$\rho=1, 3, \cdots, D-1$ 对应奇数维搜索维度，$\chi=2, 4, \cdots, D$ 对应偶数维搜索维度，$b_{i\rho}$、$b_{i\chi}$ 和 $b_{i\chi}$ 分别为第 i 个粒子第 ρ、χ、d 维搜索空间内（0，1）范围内的随机数。

根据公式（4），定义适合于 LFM 信号最大似然函数的适应度函数为：

$$fit_i(x_i) = y^H H(x_i)[H^H(x_i) H(x_i)]^{-1} H^H(x_i) y \tag{12}$$

在全局模式中，初始粒子群通过对所有粒子适应度值的比较得出当前的全局最优解，保存全局最优适应度值和对应的位置，并保存当前各粒子（第一代）的适应度值作为粒子自身历史最优适应度值，对应的位置作为粒子自身历史最优位置。

开始迭代搜索，通过速度、位置进化方程对粒子进行更新：

$$v_{id}^{k+1} = v_{id}^k + c_1 r_1 (p_{id}^k - x_{id}^k) + c_2 r_2 (p_{gd}^k - x_{id}^k) \tag{13}$$

$$x_{id}^{k+1} = x_{id}^k + v_{id}^{k+1} \tag{14}$$

其中，c_1、c_2 为（0，2）范围内随机分布的加速常数，r_1、r_2 为（0，1）范围内的随机数，p_{id}^k 为自身历史最优位置，p_{gd}^k 为群体当前全局最优位置。若迭代过程中，v_{id}^{k+1} 超出 $[v_{\min}, v_{\max}]$ 范围，则令 v_{id}^{k+1} 等于速度边界值，同理，位置也做相应的范围限制。

速度和位置更新完毕后，通过式（12）计算新生代粒子的适应度值。粒子群通过各粒子适应度值的比较得出当前全局最优解，并将其与上一代粒子的全局最优适应度值比较，若是当前适应度值更大，则更新全局最优适应度值和对应的位置。将当前各粒子的

适应度值与各自上一代的适应度值比较，若是当前适应度值更大，则更新自身历史最优适应度值和对应的位置。然后迭代次数加 1，判断当前迭代次数是否达到最大迭代次数 $T_{\max}$，若未达到则返回式（13）和式（14）继续进行种群更新，然后重复后续步骤。当迭代次数达到最大迭代次数 $T_{\max}$ 时，最终得到的全局最优解所对应的位置向量即为 LFM 信号的参数估计值。

2.2 全局模式标准 PSO 优化

在全局模式基本 PSO 算法中，粒子速度的调节完全依赖 $v_{\max}$ 的限制作用，使得粒子对局部和全局搜索的调控力度不均衡，因此算法的收敛性和鲁棒性都不好。在这样的背景下，惯性权重的概念被提出，基本 PSO 的速度更新公式发生了改变，并在领域内获得了普遍的认可，发展成为了标准 PSO 算法。全局模式下带惯性权重 ω 的标准粒子群算法的速度更新方程如下：

$$v_{id}^{k+1}=\omega v_{id}^{k}+c_1 r_1\left(p_{id}^{k}-x_{id}^{k}\right)+c_2 r_2\left(p_{gd}^{k}-x_{id}^{k}\right) \tag{15}$$

ω 的引入使算法的收敛性和鲁棒性得到了很大的提升，它表征粒子自身更新进化后对进化前速度的继承量，调控它的数值变化能改变算法的全局和局部搜索模式。较大的 ω 使粒子对其上一代的速度继承得较多，惯性速度较大，对应的全局寻优能力较强；较小的 ω 使粒子对其上一代的速度继承得较少，惯性速度较小，对应的局部寻优能力较强。在现有的动态 ω 策略中，线性策略是最为研究人员所接受，也是应用最为广泛的，其公式为：

$$\omega=\omega_{\max}-\frac{\omega_{\max}-\omega_{\min}}{T_{\max}}t \tag{16}$$

式中，$\omega_{\max}$，$\omega_{\min}$ 分别是初始权值和最终权值，t 为当前进化代数，也称当前迭代次数。

本文即利用公式（16）中的动态权重策略，将全局模式标准 PSO 应用于对 LFM 信号的最大似然参数估计中，用全局模式标准 PSO 的粒子速度更新方程（15）替代全局模式基本 PSO 的粒子速度更新方程（13），其余的搜索范围、粒子群的初始化、适应度函数、迭代更新等流程均与基于全局模式基本 PSO 的优化相同。

2.3 局部模式标准 PSO 优化

由于全局模式中粒子的邻域是整个粒子群，太大的领域结构使种群多样性下降，易陷入局部最优解。而邻域较小的拓扑结构可以使算法的鲁棒性增强，避免早熟现象的发生。局部模式中的粒子除了跟踪自身历史最优解外，不跟踪整个群体的历史最佳全局最优解，转而跟踪小范围邻域内粒子群的局部最优解。

针对线性调频信号参数的最大似然函数优化问题，本文选用环形拓扑结构进行局部模式标准 PSO 优化。首先仍采用式（9）-（11）对粒子群位置和速度进行初始化，由式（12）计算各粒子的适应度值，保存粒子自身历史最优适应度值及位置；然后进行邻域范围初始化，将各粒子分别编为 1～Q 号，进行粒子邻域为 1 的局部最优解计算，将编号后的各粒子分别同其前、后编号差为 1 的粒子组成局部粒子群，在局部进行适应度值比较，适应度值最优的即为局部（邻域）最优解，保存 Q 个局部最优适应度值和对应的位置；最后，将 Q 个粒子进行适应度值比较，保存比较得到的全局最优适应度值和对应的位置。

开始迭代搜索，通过如下速度、位置进化方程对粒子进行更新

$$v_{id}^{k+1}=\omega v_{id}^{k}+c_1 r_1\left(p_{id}^{k}-x_{id}^{k}\right)+c_2 r_2\left(p_{ld}^{k}-x_{id}^{k}\right) \tag{17}$$

$$x_{id}^{k+1}=x_{id}^{k}+\sigma v_{id}^{k+1} \tag{18}$$

式中，p_{ld}^{k} 为局部（邻域）最优解，σ 为约束因子，本文中取 $\sigma=0.729$。

速度和位置更新完毕后，由式（12）计算新生代粒子的适应度值，对应更新全局最优适应度值和位置。通过当前迭代次数确定邻域的大小，其计算方法为：取 $Q/2$ 的整数部分为最大邻域范围 $N_{\max}$，取不小于 $T_{\max}/N_{\max}$

的最小整数作为邻域每次增加的步数 N_D，取不小于 t/N_D 的最小整数为当前迭代的邻域，记作 N_b，其中 t 为当前迭代次数。可见，随着迭代的增加，N_b 将线性增大，直到其等于 $N_{\max}$（即 $Q/2$）时覆盖整个种群。

确定好 N_b 后，将各粒子分别同其前、后编号差为 N_b 的粒子组成局部粒子群，在局部进行适应度值比较，适应度值最优的即为局部最优解，将其与上一代对应粒子的局部最优适应度值比较，更新局部最优适应度值及位置。比较各粒子适应度值得出当前全局最优解，并将其与上一代粒子的全局最优适应度值比较，更新全局最优适应度值和位置。重复迭代更新，直至迭代次数达到 $T_{\max}$，最终的全局最优解即为 LFM 信号的参数估计值。

2.4 全局模式与局部模式结合的混合 PSO 优化

全局模式和局部模式两种模式的共性在于粒子都需要追随自身历史最优解。差异在于全局模式中的粒子除了追随自身历史最优解之外还需追随的是整个群体的最优解，即全局最优解；而局部模式中粒子还需追随的是小邻域范围内粒子群体的最优解，即局部最优解。将两者结合，组成全局模式与局部模式混合 PSO 算法，使粒子在追随自身历史最优解的同时，还追随全局最优解和局部最优解，追随两者的权重会随着迭代次数的增加而变化。其位置进化方程仍采用式（18）所示的形式，而速度进化方程改为：

$$\begin{aligned}\gamma_{id}^{k+1}&=\omega v_{id}^{k}+c_1 r_1\left(p_{id}^{k}-x_{id}^{k}\right)+c_2 r_2\left(p_{gd}^{k}-x_{id}^{k}\right)\\ \lambda_{id}^{k+1}&=\omega v_{id}^{k}+c_1 r_3\left(p_{id}^{k}-x_{id}^{k}\right)+c_2 r_4\left(p_{ld}^{k}-x_{id}^{k}\right)\\ v_{id}^{k+1}&=Z\gamma_{id}^{k+1}+(1-Z)\lambda_{id}^{k+1}\end{aligned} \tag{19}$$

式中，r_1、r_2、r_3 和 r_4 为（0，1）范围内的随机数，参数 Z 为混合模式中的混合系数，它随着迭代次数的增大而线性增大，变化区间为［0，1］。由于 Z 的调节，在算法迭代的前期，局部模式占优势，粒子群的种群多样性较好，使搜索空间得到更充分的搜索；在算法迭代的后期，全局模式占优势，使粒子更多地往全局最优方向移动，避免早熟。所以从理论上来说，混合模式很好地平衡了粒子的局部与全局搜索能力，算法的性能较好。

3 仿真实验

设 LFM 信号的归一化调频斜率为 0.005，归一化初始频率为 0.35，附加噪声为加性高斯白噪声，采样点数为 200。取加速常数 $c_1=c_2=2$，式（16）中的惯性权重 $\omega_{\max}=1.4$，$\omega_{\min}=0.1$。分别采用全局模式基本 PSO、全局模式标准 PSO、局部模式标准 PSO 和全局模式与局部模式结合的混合 PSO 对 LFM 信号的参数进行估计，统计实验次数为 100 次。

3.1 收敛性能实验

四种粒子种群数量均取 40，信噪比 SNR 取 0dB，四种算法对 LFM 信号最大似然函数优化的收敛性能如图 1 所示。

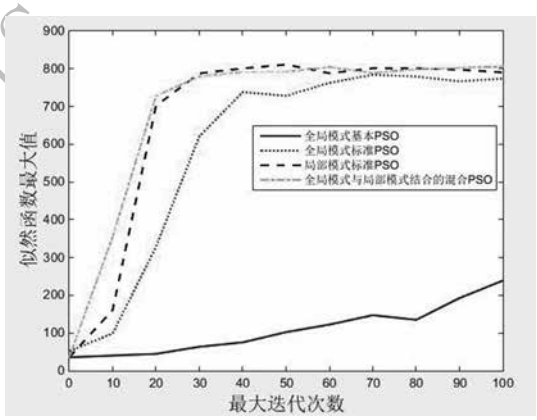


图 1 似然函数最大值随最大迭代次数变化曲线

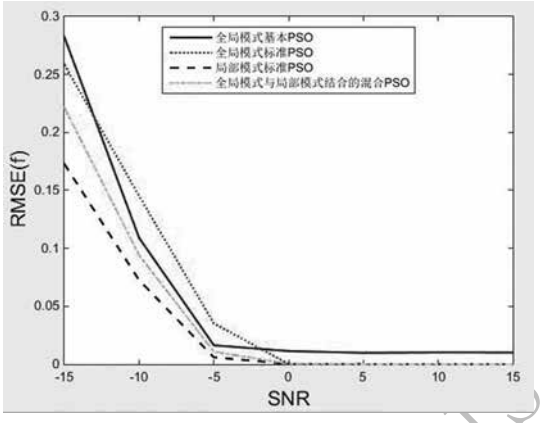
Fig. 1 The maximum value of the likelihood function varies with the number of iterations

从图 1 可以看出，在信噪比 SNR 为 0dB 的条件下，局部模式标准 PSO 和混合 PSO 的收敛性能相近，只要 30 次迭代就可以搜寻到似然函数的最大值，全局模式标准 PSO 需要 70 次迭代基本能够达到最大值，而全局模式基本 PSO 则到 100 次迭代仍未搜寻到最大值。表明局部模式标准 PSO 和混合 PSO 算法发现全局最优的速度比其他两种算法快，这是由于局部模式标准 PSO 和混合 PSO 算法具有较小的邻域范围，种群多样性和算法鲁棒性都

比另外两种算法优异。而全局模式标准 PSO 由于引入了惯性权重，收敛性也好于全局模式基本 PSO 算法。

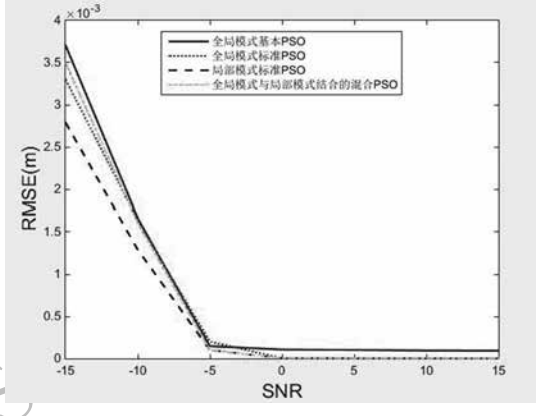
3.2 估计性能实验

均方根误差（RMSE）定义为估计子与真实参数的误差平方的期望值，由于同时考虑了偏差和方差，是一种有效衡量估计性能的无偏估计子，本文即以均方根误差作为评判估计性能的标准。取种群规模均为 40，最大迭代数均选择 200，在不同信噪比下，四种算法对 LFM 信号初始频率和调频斜率估计的估计均方根误差如图 2 所示。



（a）初始频率

（a）Initial frequency



（b）调频斜率

（b）Chirp rate

图 2　不同信噪比下初始频率和调频频率估计的均方根误差

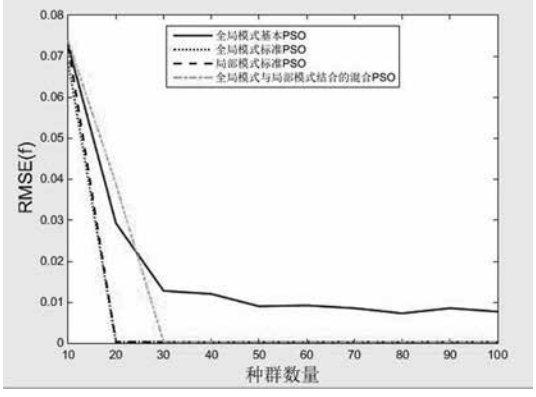
Fig. 2　RMSE for initial frequency and chirp rate versus SNR

由图 2 可以看出，四种算法在信噪比高于 -5dB 时，估计性能都较好，信噪比低于-5dB 时，估计性能急剧下降。局部模式标准 PSO 的 RMSE 曲线自始至终处于最低的位置，估计性能最好，混合 PSO 次之，然后是全局模式标准 PSO，全局模式基本 PSO 的估计性能最差。当信噪比增大到 0dB 时，全局模式标准 PSO、局部模式标准 PSO 和混合 PSO 的均方根误差接近，而全局模式基本 PSO 由于没有惯性权重对粒子的飞行速度进行调节，在迭代次数为 200 时，仍不能保证收敛到最终的似然函数最大值点，使得估计均方根误差较大。

3.3 计算负荷实验

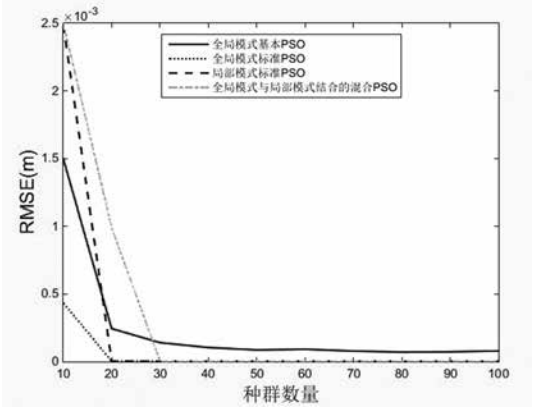
在仿生智能算法中，种群规模是重要的参数之一，它直接影响了算法的计算负荷。在对 LFM 似然函数优化的过程中，由于粒子群每一个粒子都是所要解决的优化问题的潜在解，所以若粒子数量太少，不能对搜索空间做到充分搜索，必然会影响估计性能；而粒子数太多反而使个体之间过于拥挤，导致收敛速度迟缓，增加计算负荷。因此，我们希望算法兼具低均方根误差和小种群规模。

取信噪比为 0dB，最大迭代数为 200，图 3 给出了 LFM 信号参数估计的均方根误差与各 PSO 算法种群数量的关系曲线。



（a）初始频率

（a）Initial frequency



（b）调频斜率

（b）Chirp rate

图 3　不同种群数量下初始频率和调频频率估计均方根误差

Fig. 3　RMSE for initial frequency and chirp rate versus population size

由图 3 可以看出，全局模式标准 PSO 和局部模式标准 PSO 在种群数量为 20 时就能获得理想的均方根误差，混合 PSO 需要达到 30，而全局模式基本 PSO 需要种群超过 50 时才能得到较小的均方根误差。从这个意义上说，全局模式标准 PSO 和局部模式标准 PSO 算法能够以更小的计算负荷来获得较好的参数估计值。另一方面，图 3 表明种群规模较小时，种群数量对算法的性能影响较大，而当种群规模增加到一定程度后，再增加种群规模，算法的估计精度便不再受影响；相反地，随着种群数量的增加，计算负荷持续增大。

另外，传统的网格法是最基本的似然函数寻优方式。它的计算负荷不仅取决于搜索范围，更取决于选取的网格大小（即搜索步距）及搜索维度。本文将四种 PSO 优化方法与网格法在计算时间上做对比，实验环境为英特尔四核 i5-4210U PC 和 Matlab 2014b 仿真软件。取信噪比为 0dB，各 PSO 算法的种群规模均取 40，最大迭代次数均取 200，网格法中归一化初始频率的搜索步距取 0.001，归一化调频斜率的搜索步距取 0.0001，表 1 给出了各算法的计算时间和均方根误差。

表 **1**　计算时间和均方根误差比较

Tab. 1　Comparison of computation load and RMSE

算法	计算时间（s）	RMSE（m）	RMSE（f）
全局模式基本 PSO	3.09	0.000112	0.010787
全局模式标准 PSO	3.12	0.000003	0.000279
局部模式标准 PSO	10.31	0.000003	0.000271
混合 PSO	9.1	0.000003	0.000283
网格法	320.9	0	0

从表 1 可以看出，在统一种群规模为 40 和最大迭代次数为 200 的条件下，全局模式基本 PSO 和全局模式标准 PSO 的计算时间较短，但全局模式基本 PSO 的估计均方根误差较大，而全局模式标准 PSO 能够用低计算成本得到高精度的 LFM 信号参数估计；局部模式标准 PSO 和混合 PSO 的估计均方根误差较小，但计算成本比全局模式要高；网格法由于对两个参数的步距选择较宽，所以计算得到的均方根误差为 0，但计算时间远大于各种 PSO 优化方法。

然而，由 3.1 部分的收敛性能实验可知，局部模式标准 PSO 和混合 PSO 算法在 30 次迭代之后就基本能够收敛到 LFM 似然函数最大值，并不需要 200 次的最大迭代数。因此，我们仿真了种群规模为 40，算法的最大迭代次数为 60 时，局部模式标准 PSO 和混合 PSO 算法的计算时间，结果列于表 2。

表 **2**　调整迭代参数后的计算时间和均方根误差

Tab. 2　computation load and RMSE after adjusting the number of iterations

算法	计算时间（s）	RMSE（m）	RMSE（f）
局部模式标准 PSO	2.77	0.000003	0.000262
混合 PSO	2.83	0.000003	0.000287

由表 1 和表 2 可以看出，当降低最大迭代次数后，LFM 信号参数估计的均方根误差基本不变，局部模式标准 PSO 和混合 PSO 算法

都可以在较短时间内实现高精度的 LFM 信号初始频率和调频斜率估计。

4 结论

本文分别采用全局模式基本 PSO、全局模式标准 PSO、局部模式标准 PSO 和全局模式与局部模式结合的混合 PSO 四种 PSO 算法对 LFM 信号的最大似然函数进行优化。在保证得到高精度的 LFM 信号参数估计结果的同时，提高优化速度，降低计算负荷，增强 LFM 信号参数最大似然估计的实用性。

仿真结果表明，在收敛性能方面，局部模式标准 PSO 和混合 PSO 可以用较少的迭代次数搜寻到似然函数的最大值，而全局模式标准 PSO 的收敛性要稍差一些，需要的迭代次数较大。在估计性能方面，局部模式标准 PSO 的 RMSE 曲线自始至终处于最低的位置，它的精度最高，鲁棒性最强，且比其他三种算法更耐低信噪比。在计算负荷方面，全局模式标准 PSO 和局部模式标准 PSO 能够以最少的种群数量得到精确的估计，四种 PSO 算法的优化效率都远超于传统网格法，大大降低了计算时间。需要指出的是，全局模式基本 PSO 由于没有惯性权重对粒子的飞行速度进行调节，粒子难以快速找到全局最优的解，各方面性能与另外三种算法相比均相差甚远。

综上所述，综合考虑估计性能和计算成本，四种 PSO 算法中，局部模式标准 PSO 最适合对 LFM 信号最大似然函数进行优化，它能够快速有效的得到高精度高稳定性的 LFM 信号参数估计值，最具工程应用价值。

参考文献：

[1] Barbarossa，S. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform [J]. IEEE Transactions on Signal Processing，1995，43 (6)：1511-1515.

[2] Zhang Z C. Unified Wigner-Ville distribution and ambiguity function in the linear canonical transform domain [J]. Signal Process，2015，(114)：45-60.

[3] Liu，H. J.，Gao，X. H.，Guo，R. J. A Time-frequency Analysis Method for Linear Frequency Modulation Signal with Low Sidelobe and Nonaliasing Property [J]. Journal of Electronics & Information Technology，2019，41 (11)：2614-2622.

[4] Duan，Y.，Wang，J. Z.，Su，S. Y.，Chen，Z. P. Detection of LFM Signals in Low SNR Based on STFT and Wavelet Denoising [C]，2014 International Conference on Audio，Language and Image Processing，2014，921-925.

[5] Shen，LR，Yin，QB，Lu，MY，etc Linear FM signal parameter estimation using STFT and FRFT [J]. Chinese Journal of Electronics，2013，22 (2)，301-307.

[6] Cowell D M J，Freear S. Separation of Overlapping Linear Frequency Modulated (LFM) Signals Using the Fractional Fourier Transform [J]. IEEE transactions on ultrasonics，ferroelectrics，and frequency control，2010，57 (10)：2324-2333.

[7] QI L，TAO R，ZHOU S Y，etc. Detection and parameter estimation of multicomponent LFM signal based on the fractional Fourier transform [J]. Sci China Ser F-Inf Sci，2004，47 (2)：184-198.

[8] HUANG S X，FANG S L，HAN N. Parameter Estimation of Delay-Doppler Underwater Acoustic Multi-Path Channel Based on Iterative Fractional Fourier Transform [J]. IEEE Access，2019，(7)：7920-7931.

[9] Nooshin R.，Hamid A.，Naser P. Promotion of Improved Discrete Polynomial-Phase Transform Method for Phase Parameters Estimation of Linear Frequency Modulation Signal [J]. Journal of Communications Technology and Electronics，2019，64 (11)：1266-1275.

[10] ABATZOGLOU T J. Fast Maximnurm Likelihood Joint Estimation of Frequency and Frequency Rate [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems，2007，AES-22 (6)：708-715.

[11] SAHA S，KAY S M. Maximum likelihood parameter estimation of superimposed chirps using Monte Carlo importance sampling [J]. Ieee T Signal Proces，2002，50 (2)：224-230.

[12] Clerc，M.，Kennedy，J. The particle swarm-Ex-

plosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space [J]. Ieee Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6 (1): 58-73.

[13] del Valle Y., Venayagamoorthy G. K., Mohagheghi S., Hernandez J. C., Harley R. G. Particle swarm optimization: Basic concepts, variants and applications in power systems [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2008, 12 (2): 171-195.

[14] 曾建潮, 介婧, 崔志华. 微粒群算法 [M]. 北京: 科学出版社, 2004.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于智能手机的人体平衡能力评测仪

张晓拓　杨丰铭　于晓辉

（吉林大学通信工程学院 长春 130022）

摘　要：平衡能力是人的一切静态与动态活动的基础能力，由于无法快速有效地在常规环境下随时进行客观评估，严重制约其在医疗康复、体育辅助训练等领域的研究。本文提出一种基于智能手机的人体平衡能力评估方法，首先通过手机中姿态传感器实现样本数据的采集；然后分析样本数据并建立人体平衡能力的评价标准；最后通过手机获得的实时姿态数据，并根据已建立的评分标准即可获得人体平衡能力评估结果。由于其充分利用人们普遍持有的智能手机，故无附加成本、便携实用。实验结果表明：该方法合理有效，能够实现预期功能，用户可以不受时间、空间的限制，随时对自身平衡能力进行评估。

关键词：平衡能力；智能手机；姿态测量；统计分析

中图分类号：TP216 TH789　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510.99

An assessment device of balance based on a smart phone

Zhang Xiaotuo　Yang Fengming　Yu Xiaohui

(*College of Communication Engineering*, *Jilin University*, *Changchun* 130022, *China*)

Abstract: Balance is the basic ability of all the static and dynamic activities of human being. Research of balance is scarce in the areas of medical rehabilitation, sports training, etc., because the balance is unable to measure quickly and efficiently at any time in a conventional condition. In this paper, a method for balance assessment based on a smart phone is proposed. First, sample data are collected via the sensors in the smart phone. Second, an evaluation criterion is built by analyzing the sample data. Finally, the results of balance assessment are obtained by combining the real-time attitude data and the evaluation criterion. There is no additional cost in this portable and practical device because of making full use of smart phones which are widely used by most families. The experiments demonstrate that the proposed method is reasonable and effective and can realize the expected functions. Users can assess the balance anywhere and anytime.

Keywords: Balance; smart phone; attitude measurement; statistical analysis

基金项目：国家自然科学基金面上项目（41574174）资助

0 引言

平衡能力指维持身体姿势的能力，特别是在较小的支撑面上，控制身体重心的能力[1-3]。平衡能力是人类一切静态与动态活动的基础能力，一直以来备受关注。对平衡能力进行有效监测，在医疗康复、体育辅助训练等领域具有重要的意义。

目前常用的平衡能力测试仪主要有 Balance Performance Monitor（BPM）、Balance Master 等，主要由压力传感器、信号采集系统、显示器以及数据分析软件等[4,5] 组成。其基本工作原理为：由压力传感器产生压力信号，通过计算机对人体重心变化的各种参数进行分析，将平衡能力的检测结果以图表的方式向用户展示，评估出人体平衡能力。传统人体平衡能力测试仪所需的设备较多，需占用一定的存放空间，界面交互不够友好[6,7]，由于用户必须到固定的场所进行测试，极大地限制了用户的使用，无法快速有效地在常规环境下进行评估[8]。为此本文研究一种基于智能手机的人体平衡能力测试仪，利用智能手机可以随时随地对人体平衡能力进行测量，达到在常规环境下快速有效地进行的平衡能力评估的目的。

在现代生活中，智能手机已成为大众普遍随身携带的通信工具。核心处理器的运算速度不断增快和传感器的大量集成，使得基于智能手机的应用程序不再局限于娱乐和社交，而是具有了多方面的扩展功能。本文利用智能手机上已有的姿态角传感器和加速度传感器，结合因子分析评估方法，设计了一套人体平衡能力评测仪，方便人们快速有效地监测自身平衡能力。

1 系统总体设计

1.1 智能手机人体平衡能力评估机制

首先需要对采集到的样本数据进行分析，建立起人体平衡能力评估的评价标准。然后先进行个人基本信息的设置，保存后进入平衡姿势图界面，开始进行人体平衡能力的评估测试。当测试结束时，随之进入平衡评估界面，根据样本数据建立起的评价标准对当前测试人的平衡能力进行评测，并生成此用户的评估报告。用户平衡能力评估流程图如图 1 所示。

图 1 用户平衡能力评估流程图

Fig. 1 Flow chart of balance assessment

用户平衡能力评估时所需要采用的具体测试姿态如图 2 所示。人体在测试时，保持单脚站立，另一只脚抬起，左手垂直向下，右手托住智能手机，使手机与人体重心位置处于同一高度，且手机屏幕与人体竖直方向垂直，在测试过程中保持两者相对位置不变。

图 2 用户具体使用方式图

Fig. 2 Operation attitude of user

1.2 系统功能结构a.m.

本评测仪器的功能主要可分为五大模块：数据采集模块、平衡姿势图显示模块、平衡评估模块和用户设置模块。

具体系统功能模块划分如图 3 所示。

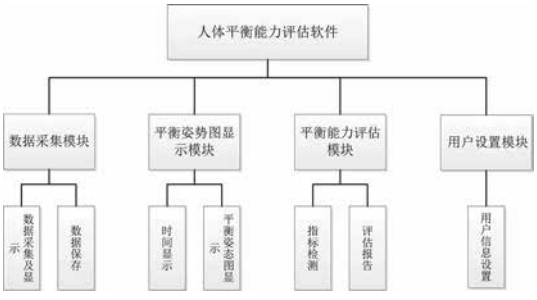


图 3 系统功能模块图

Fig. 3 Functional modules of the assessment device of balance

2 系统模块具体实现

2.1 平衡姿势图显示模块

平衡姿势图显示模块主要实现重心运动轨迹的展示，并负责传输用户各项实时数据和最终维持平衡的时间给平衡能力评估模块。

具体实现步骤如下：

（1）自定义 RadarBackground 类初始化雷达背景图，自定义 LineView 类并加载横向滚动控件 HorizontalScrollView 初始化折线背景图，并设定测试初始状态时人体重心的坐标值（x_0，y_0，z_0）（人体双脚中心为坐标原点，手机和人体具有相同坐标系）。

（2）根据手机中的姿态角传感器和手机提供 SensorManager 类中的方法得到手机绕自身坐标系的三个坐标轴旋转的欧拉角，并根据三个欧拉角计算出旋转矩阵。具体如下：

绕 z 轴转动时，α 为方位角，旋转矩阵为：

$$M_Z=\begin{bmatrix}\cos\alpha & -\sin\alpha & 0\\ \sin\alpha & \cos\alpha & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{1}$$

绕 x 轴转动时，β 为俯仰角，旋转矩阵为：

$$M_X=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & \cos\beta & -\sin\beta\\ 0 & \sin\beta & \cos\beta\end{bmatrix} \tag{2}$$

绕 y 轴转动时，θ 为滚转角，旋转矩阵为：

$$M_Y=\begin{bmatrix}\cos\theta & 0 & \sin\theta\\ 0 & 1 & 0\\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta\end{bmatrix} \tag{3}$$

最终的旋转矩阵为：

$$M_{XYZ}=M_XM_YM_Z \tag{4}$$

（3）由旋转矩阵和人体重心坐标值，利用 Matrix 类的方法得到在测试中任意时刻人体重心在水平方向上的坐标值（x，y）及人体重心在竖直方向上的高度（z）。公式如下：

$$\begin{bmatrix}x\\ y\\ z\end{bmatrix}=M_{XYZ}\begin{bmatrix}x_0\\ y_0\\ z_0\end{bmatrix} \tag{5}$$

（4）利用 handler 类的方法将这些坐标值数据实时发送给具有 onDraw（Canvas canvas）画图功能的 view 视图类的方法中，结合 Paint 和 Canvas 类方法分别在雷达背景图上绘制重心在水平面上的投影，在折线背景图上绘制重心高度的变化，从而完整展示重心运动轨迹。

（5）利用 BaseBundle 和 Intent 类方法传输用户各项实时数据和最终维持平衡的时间给平衡能力评估模块。

2.2 平衡能力评估模块

平衡评估模块负责调用平衡姿势图显示模块传送的用户各项数据，根据样本数据分析建立起的评分标准实现平衡能力评估及用户成绩信息的保存。

2.2.1 样本数据分析

SPSS 为 IBM 公司推出的用于统计学分析运算的软件产品。利用此软件进行数据分析[9]，可以建立人体平衡能力的评分标准。为描述方便，本文以随机挑选的 40 个被测试者为样本，以此样本数据为例，来阐明样本数据分析的过程及评分标准建立的方法。具体实现步骤如下：

（1）采集 40 个被测试者在维持运动过程中的加速度数据和姿态角数据，并保存于手机中。

（2）将此 40 个被测试者的原始数据，导入到 SPSS 数据统计分析软件中，即形成 40 个样本数据。对每个样本数据进行处理，获取 7 项原始指标：X 轴加速度平均值、Y 轴加速度平均值、Z 轴加速度平均值、方位角标准差、俯仰角标准差、翻转角标准差、SVM 平均值。其中 SVM 计算加速度幅度以表征人体运动的剧烈程度，其值越大表明运动越剧烈[13]，具体定义如下：

$$SVM=\sqrt{a_x^2+a_y^2+a_z^2} \tag{6}$$

其中 a_x，a_y，a_z 表示 x，y，z 方向的加速度。取采样间隔为 1s，单个样本原始测得的实时数据如表 1 所示。

表 **1**　单个样本原始测得实时数据

Table 1　Real time data of the primary single sample

采样点	X 轴加速度值	Y 轴加速度值	Z 轴加速度值	方位角	俯仰角	翻转角
0	3. 13	4. 06	13. 00	73. 13	−16. 9	−13. 54
1	3. 17	2. 37	11. 43	94. 53	−11. 29	−15. 48
2	2. 23	2. 19	10. 53	96. 43	−11. 49	−11. 97
3	2. 57	2. 75	10. 73	99. 93	−13. 99	−13. 45
4	3. 25	2. 88	10. 44	94. 99	−14. 76	−17. 31
5	3. 95	3. 12	10. 14	98. 34	−15. 98	−21. 30
6	3. 59	2. 92	10. 71	101. 23	−14. 48	−18. 52
7	3. 55	2. 86	10. 91	107. 8	−13. 98	−18. 04
8	2. 94	3. 35	10. 09	94. 44	−17. 67	−16. 25
9	2. 64	3. 39	10. 51	110. 79	−17. 39	−14. 09
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

（3）将样本指标进行描述统计，用 SPSS 数据统计分析软件计算得到关于原始指标的相关性矩阵，从中选取具有相关性大于 0. 5 的指标。在本文所选用的 40 个样本的统计中，相关性大于 0. 5 的指标有 5 项，即 Y 轴加速度平均值，Z 轴加速度平均值，俯仰角标准差，翻转角标准差，SVM 平均值。

（4）用因子分析法（Factor Analysis）[10,11] 对这些指标进行降维处理。因子分析的旋转选项中采用最大方差法设置输出载荷图和旋转解，设置输出文件中选取特征值 $\lambda_i > 1$，累积百分比大于 75%的因子[12]，处理后得到 KMO 和 Bartlett 检验表及公因子方差表分别如表 2 和表 3 所示。

表 **2**　KMO 和 Bartlett 检验

Table 2　KMO and Bartlett test

取样足够度的 Kaiser−Meyer−Olkin 度量		0. 702
Bartlett 的球形度检验	近似卡方	15852382. 156
	df	10
	Sig.	0. 000

表 **3**　公因子方差

Table 3　Common factor variance

指标	初始	提取
Y 轴加速度值平均值	1. 000	0. 930
Z 轴加速度值平均值	1. 000	0. 750
俯仰角标准差	1. 000	0. 682
翻转角标准差	1. 000	0. 936
SVM 平均值	1. 000	0. 950

从表 2 可以看出，Kaiser − Meyer − Olkin（KMO）的值大于 0. 5 且 sig 的值小于 0. 05，同时在表 3 中提取的比重均超过 0. 6，因此适合进行因子分析处理数据，因此所提取的公因子等相关内容具有参考性。

（5）采用主成分法求公因子，公因子的提取按照默认提取（即特征值大于 1），本文的 40 个样本数据分析结果为有两个因子的特征值大于 1，因此提取这两个因子，并以因子自身的系数矩阵和因子权重作为评分标准。

2. 2. 2　评分标准的建立

将经过样本数据分析所筛选出的原始指

标进行标准化处理，由于指标中数值越大表征平衡能力越差，故其标准化公式为：

$$x_n^* = \frac{\mu - x_n}{\sigma} \tag{7}$$

其中 x_n 为被测人第 n 项原始指标，μ 为第 n 项指标所有样本数据的均值，σ 为所有样本数据的标准差。

将各指标的标准化值与其指标对应的系数相乘，再求和得到各个因子得分，即：

$$f_i = \sum_{n=1}^{q} u_{ni} x_n^*, \ i = 1, 2, \cdots, N \tag{8}$$

其中 u_{ni} 为第 i 个因子第 n 项指标的系数，q 为由样本数据分析筛选出的指标个数，N 为由样本数据分析所得的公因子数。

将各因子的旋转平方和载入方差贡献率作为因子权重，根据因子权重进行加权汇总，得到综合得分：

$$f = \frac{\sum_{i=1}^{N} f_i S_i\%}{\sum_{i=1}^{N} S_i\%} \tag{9}$$

其中 $S_i\%$ 为第 i 个因子权重。

得到用户的综合得分 f 后，再进行百分制数值转换得到用户成绩，继而可以得到用户平衡能力的综合得分。

在本文做样本数据分析时所采用的 40 个测试者样例中，由样本数据分析可得两个因子，这两个因子的指标系数和方差百分比分别如表 4 和表 5 所示。

表 **4**　指标系数

Table 4　Index coefficient

指标	成分	
	1	2
Y 轴加速度值平均值	0. 307	−0. 020
Z 轴加速度值平均值	0. 293	−0. 229
俯仰角标准差	0. 216	0. 238
翻转角标准差	0. 306	−0. 005
SVM 平均值	−0. 078	0. 911

表 **5**　因子权重

Table 5　Factor weight

成分	旋转平方和载入	
	方差百分比 $S_i\%$	累积百分比 $\sum S\%$
1	63. 055	63. 055
2	21. 927	84. 982

2. 2. 3　评估模块的实现

具体实现步骤如下：

（1）利用 Intent 类中方法调用用户设置模块的个人基本信息和平衡姿势图显示模块所获得的用户各项数据。

（2）利用 Math 类中方法得到被测人的经过样本分析所筛选出的原始指标，根据评分标准中的系数矩阵与各个因子权重得到人体平衡能力成绩，实现用户平衡能力的评估。

（3）加载布局文件 main_ value. xml，根据个人基本信息和人体平衡能力成绩生成评估报告。

2. 3　其他模块

数据采集模块的主要功能：通过智能手机采集并保存多组加速度数据和姿态角数据。

用户设置模块的主要功能：通过智能手机对用户信息进行设置与保存。

3　系统的功能测试

随机选取一位被测人进行测试，被测人的评估测试结果如图 4 所示。

（a）用户个人信息（b）平衡姿势图（c）平衡评估报告

图 4　被测人评估测试结果

Fig. 4　Assessment results of a user's balance

（a）information（b）attitude（3）performance

随机选取五位被测人进行人体平衡能力评估测试，其平衡能力评估的结果如表 6 所示：

表 6　各指标数值及评分成绩

Table 6　values and scores ofEach index

姓名	Y 轴加速度值平均值	Z 轴加速度值平均值	俯仰角标准差	翻转角标准差	SVM 平均值	成绩
被测人 A	1. 74	10. 56	2. 64	2. 10	11. 26	86
被测人 B	1. 36	10. 42	1. 20	1. 78	11. 19	94
被测人 C	3. 67	10. 77	4. 33	5. 61	11. 42	61
被测人 D	4. 61	10. 82	4. 96	6. 66	11. 57	40
被测人 E	2. 69	10. 76	2. 78	3. 87	11. 32	79

在得到的数据中，按各加速度平均值和姿态角度标准差由大到小排序依次为被测人 D，被测人 C，被测人 E，被测人 A，被测人 B，且成绩与此顺序相同。由于各加速度平均值和姿态角度标准差大表示在测试中身体移动最明显，即其人体平衡能力相对较差，从而验证了本评估方法的正确性。

4　结论

本文提出了一种基于智能手机的人体平衡能力评测仪。该评测仪能够实现样本数据采集，并利用 SPSS 软件进行数据统计与因子分析，得到指标系数建立人体平衡能力的评分标准。最终在此基础上进行人体平衡能力的评估，绘制平衡姿势图，获得评估成绩。

作为本评测仪的进一步完善，可设计一套软件，对手机中存储的样本数据文件进行调用，并在完成因子分析的过程中，得到各因子的系数及权重。从而在数据采集模块采集数据后，实时将数据加入到样本数据库中，使人体平衡能力的评分标准可随着样本的不断加入而持续更新，最终随着样本库的不断扩大，本评测仪会愈加准确，参考性更强。

参考文献：

[1] Lexandta S P，Brain R D，Philip J R. What is balance? Clin Rehabil. 2000，14（5）：402-406.

[2] 杨映红，陈峰，陈海春．武术与跆拳道运动员平衡能力的差异性研究［J］．福建体育科技，2016，35（2）：12-16.
YANGY H，CHEN F，CHEN H C. Studies the Difference of the Martial Arts Athletes and Taekwondo Athletes Balanced Capacity. Fujian Sports Science and Technology，2016，35（2）：12-16.

[3] 黄桂双．特殊儿童平衡能力评估训练系统的设计与实现［D］．上海：华东师范大学，2015.
HUANG G S. Design and Implementation of a Balance Function Evaluation and Training System for Special Children［D］，Shanghai，East China Normal University，2015.

[4] 毛力．人体平衡能力测量系统的设计与实现［D］．华中科技大学，2018.
Mao L. Design and Implementation of Body Balance Measurement System［D］. Wuhan：Huazhong University，2018.

[5] 马玉，吴庆文，马素慧，董胜莲．平衡仪与人体平衡功能的评定及干预［J］．中国组织工程研究，2012，16（2）：353-356.
MA Y，WU Q W，MA S H，DONG S L. Assessment and intervention of human balance using balance master［J］. Chinese Journal of Tissue Engineering Research，2012，16（2）：353-356.

[6] 游永豪，温爱玲．人体平衡能力测评方法［J］．中国康复医学杂志，2014，29（11）：1099-1104.
You Q H，Wen A L. Evaluation method of human balance ability［J］，Chinese Journal of Rehabilitation Medicine，2014，29（11）：1099-1104.

[7] Enkelaar L，Smulders E，Valk H S L，Weer-

desteyn V，and Geurts A C H. Clinical measures are feasible and sensitive to assess balance and gait capacities in older persons with mild to moderate intellectual disabilities［J］. Research in Developmental Disabilities，2013，34（1）：276-285.

［8］Enkelaar L，Smulders E，Valk H S L，Geurts A C H，Weerdesteyn V. A review of balance and gait capacities in relation to falls in persons with intellectual disabilities［J］，Research in Developmental Disabilities. 2012，33（1）：291-306）

［9］牛凯．数据分析与 SPSS 软件应用之研究论述［C］．决策论坛——决策理论与方法研究学术研讨会，2016：179.
Niu K. Data analysis and application of SPSS［C］. Symposium on decision Forum - Research on decision theory and method，2016：179.

［10］Kostagiolas P，Lavranos，C，Manolitzas，P. Survey Data for Measuring Musical Creativity and the Impact of Information. Data［J］，2019，4（2）：1-9.

［11］Sam EF，Brijs K，Daniels S，Brijs T，Wets G. Construction and validation of a public bus passenger safety scale［J］. Transportation Research Part F-traffic Psychology and Behavior. 2019，66：47-62.

［12］崔景辉，付丽敏．人体静态平衡能力评价系统的建立与评价——武术运动员静态平衡能力的初级选材［J］．山东体育学院学报，2007，23（1）：60-62.
CUI J，FU L M. Establishment and test of the evaluating system of human's static balance-Preliminary selection of Wushu athlete about static balance. Journal of Shangdong Institute of Physical Education and Sports，2007，23（1）：60-62.

宽范围生物传感分析仪研究与设计

王晓荣　王永响

（南京工业大学电气工程与控制科学学院 南京 211816）

摘　要：随着发酵技术快速发展，发酵工业不断壮大，已辐射食品、农业、医药、化工、环境等多个领域上百类产品，成为国民经济支柱产业，但原料转换率低，污染严重等因素依然制约着发酵工业的发展。目前，生化分析仪虽硕果累累，但大多价格昂贵、检测范围窄，因此大部分集中在生命医学领域。本文基于一种自制备的高灵敏度普鲁士蓝酶生物传感器，利用嵌入式软硬件相关技术设计了一款宽范围生物传感分析仪，该分析仪能够在待测液无人为稀释的情况下快速检测发酵液中葡萄糖、谷氨酸等物质浓度，检测范围远宽于市场同类产品，检测精度达到市场同类产品相同水平，可以有效辅助发酵生产，提高原料转换率，降低污染。

关键词：发酵工业；宽范围；酶生物传感器；分析仪；软硬件设计

中图分类号：TH832　　**献标识码**：A

Research and design ofa wide-range analyzer based on biosensor

Wang Xiaorong，Wang Yongxiang

（*College of Electrical Engineering and Control Science*，*Nanjing Tech University*，*Nanjing* 211816，*China*）

Abstract：With the rapid development of fermentation technology，the fermentation industry continues to grow，radiating hundreds of products in many fields such as food，agriculture，medicine，chemical industry，and environment，and has become a pillar industry of the national economy. The development of the fermentation industry. At present，although biochemical analyzers are fruitful，most of them are expensive and have a narrow detection range，so most of them are concentrated in the field of life medicine. This paper is based on a self-prepared high-sensitivity Prussian blue enzyme biosensor，using embedded hardware and software related technologies to design a wide-range biosensor analyzer，which can quickly detect the liquid to be tested without artificial dilution The concentration of glucose，glutamic acid and other substances in the fermentation broth has a wider detection range than similar products on the market，and the detection accuracy reaches the same level as similar products on the market，which can effectively assist fermentation production，improve raw material conversion rate，and reduce pollution.

作者简介：王晓荣（唯一通讯作者），男，江苏阜宁，汉族，副教授，主要研究方向嵌入式系统设计、仪器仪表设计。Email：wang@ nitech. edu. com

王永响，男，江苏连云港，汉族，硕士研究生，主要研究方向为嵌入式系统。Email：78937324@ qq. com

Keywords: frmentation industry; wide range; enzyme biosensor; analyzer; software and hardware design

0 引言

随着科学技术的不断发展，生物技术已经成为当今社会最活跃、发展最迅速、最重要的科学技术之一。发酵工业作为生物技术产业化过程中最重要的组成部分之一，辐射食品、农业、医药、化工、环境等多个领域的上百类产品，在生物技术产业化以获得社会和经济效益的过程中扮演着重要的角色[1]。目前，我国发酵工业及其相关产业规模不断壮大，数据显示，在 2014 年时我国发酵行业总产量已达 2420 万吨，总产值达 2800 亿元，成为世界最大发酵产品生产国[2]。虽然发酵工业持续壮大，但依然存在诸多不利因素制约着发酵工业的快速发展，如原料转换率低、污染严重等。据统计，我国发酵企业原料平均转化率仅 85%，平均每吨发酵制品耗水量超过 37 吨，排放的废水和 GOD 造成了巨大的环境压力[3]，因此我国从发酵大国迈向发酵强国的过程中依然有许多困难迫切需要解决。

及时准确获取发酵过程参数能够实时反映底物消耗情况、细胞代谢情况、产物合成率等信息，根据参数合理控制发酵过程，可以有效提高原料转换率，降低污染[4]。目前，商品化产品中已经包含部分发酵检测技术，但多为环境参数检测，如压力、PH 值、温度等，这些非组分浓度参数具有一定的滞后性，无法及时反映发酵过程的真实状态[5]。常用于获取发酵过程组分浓度信息的方法有色谱法、光谱法，这些方法需要昂贵的大型设备且操作复杂，与上述方法相比，生物传感器法具有检测速度快、成本低、特异性好等优点，逐渐被应用于发酵组分浓度检测，国内外多家公司开始将生物传感器用于制造生化分析仪辅助发酵生产。然而这些仪器检测范围较窄，检测前需手动稀释待测溶液，既增加了检测时间也容易引入误差。

本文基于一种自制备的高灵敏度普鲁士蓝酶生物传感器，在深入研究三电极检测原理的基础上，利用嵌入式软硬件相关技术设计了一款宽范围生物传感分析仪，通过搭载不同的酶生物传感器，该分析仪能够在待测液无人为稀释的情况下快速检测发酵液中葡萄糖、谷氨酸等物质浓度，检测范围远宽于市场同类产品，检测精度达到市场同类产品相同水平，可以有效辅助发酵生产，提高原料转换率，降低污染。本文将详细介绍分析仪检测装置及软硬件设计方法，并通过诸多实验验证分析仪性能。

1 传感器制备

电化学生物传感器是一种将生物化学反应能转换为电信号的装置，一般将酶、抗体、抗原等固定到电极表面，用于生物分子识别。根据固定在电极表面的识别元件的不同，将电化学生物传感器细分为酶生物传感器、免疫传感器、微生物传感器等[6]，其中，酶生物传感器因具有较高的灵敏度、良好的选择性和操作简单等特点被广泛研究和应用[7]。本文使用的普鲁士蓝酶生物传感器属于第二代酶生物传感器，采用电化学活性高的普鲁士蓝构建。

1.1 传感油墨制备

常见的普鲁士蓝制备方法包括电化学沉积法、自组装法、化学合成法[8]。自组装法制备的电化学修饰薄膜厚度难以控制，且制备过程容易发生交叉感染，不适宜长时间、大批量制备普鲁士蓝修饰电极。电化学沉积法依赖电化学工作站且耗能大，无法规模化制备普鲁士蓝电极。化学合成法可以增加反应容器，方法便捷，更适合批量制备普鲁士蓝[9]，用于商业制备丝网印刷电极（Screen-printed Electrode，SPE）。课题所用传感器在制备时，首先采用低速化学合成法合成具有

规整立方结构的普鲁士蓝纳米颗粒，然后通过共混法将普鲁士蓝与碳油墨均匀混合，制成可供印刷使用的传感油墨。

1.2 丝网印刷电极制备

SPE 是通过丝网印刷技术将导电油墨按照设计好的电极图案印刷在基底材料上形成电极系统。借助丝网印刷技术制作的 SPE 具有低成本、易携带、集成度高、可大批量制备，可重复等许多优点，因此 SPE 在工业领域有十分广阔的市场。本文所用丝网印刷电极由两部分组成：印刷基底材料及印刷油墨，印刷基底材料为聚对苯甲酸乙二醇酯（PET）。制备时，首先设计三电极印刷网版，对电极为导电油墨，参比电极为 Ag/AgCl 银油墨，工作电极为传感油墨，接着借助锡膏印刷机将丝印网版和油墨按顺序在 PET 上印出，形成 SPE。印刷完成的 SPE 如图 1-1 所示。

1.3 氧化酶固定

氧化酶采用戊二醛交联法进行固定，首先将氧化酶溶解于浓为 100 mmol · L KCl 和 50 mmol · L 磷酸盐缓冲液（PBS），再加入 25% 浓度的戊二醛搅拌，搅拌均匀后使用微量进样器将混合溶液滴在 SPE 表面，并晾干备用。固定不同类型的氧化酶可以制备不同的酶生物传感器用于检测不同物质，当固定葡萄糖氧化酶时传感器能够检测发酵液中的葡萄糖浓度，当固定谷氨酸氧化酶时传感器既能够检测发酵液中的谷氨酸浓度也能够检测发酵液中的谷氨酸钠浓度，因为本质是谷氨酸氧化酶与谷氨酸根离子发生反应。

2 分析仪总体设计

2.1 需求分析

本文所设计的宽范围生物传感分析仪主要用于发酵工业检测发酵液中葡萄糖、谷氨酸等物质浓度，解决现有仪器检测范围窄的缺点，更好地辅助发酵生产，应满足以下需求：

（1）检测范围宽，能够适应发酵液组分浓度高、波动大的特点，能够在发酵液无人工稀释条件下准确检测发酵液中葡萄糖、谷氨酸、谷氨酸钠浓度，降低人工稀释发酵液带来的时间消耗和引入的误差。

（2）功能完善，具备发酵工业所需基本功能，如酶活判定、检测、标定、校验、清洗、数据管理、时间管理等，逻辑严密，检测效率高。

（3）交互性好，操作便捷，界面设计应降低机器使用难度，减少误操作，仪器在工作时提示户操作步骤，降低操作人员培训成本。

（4）安全性高，分析仪器的电路设计、结构设计和数据存储要充分考虑率安全因素，对分析仪安全性要做足够测试，避免因安全问题带来人员财产损失。

（5）成本低，与传统医用生化分析仪相比，通过合理设计降低分析仪成本，扩大分析仪使用范围。

2.2 检测装置

根据实际需求，将分析仪划分为机械部分和电气部分，机械部分主要为检测装置，包括反应装置、搅拌装置、流路装置。反应装置是酶生物传感器与待测溶液发生反应的场所，能够容纳传感器、待测溶液和富氧溶液，简称为反应池。搅拌装置负责搅拌反应溶液，使反应池内快速均匀反应，本文使用磁石带动磁力转子旋转的方法搅拌溶液。流路装置负责向反应池进排液，为反应提供富氧溶液并清洗反应池，包括管路和蠕动泵。检测装置构成如图 1 所示。

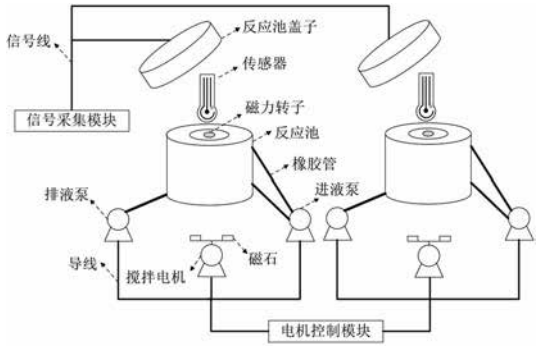


图 1 检测装置

Fig. 1 Detection device

2.3 工作流程

该分析仪正常工作时设定了酶活判定、标定、校验、清洗、检测、显示、存储等流程，一个完整的工作流程如图 2 所示。

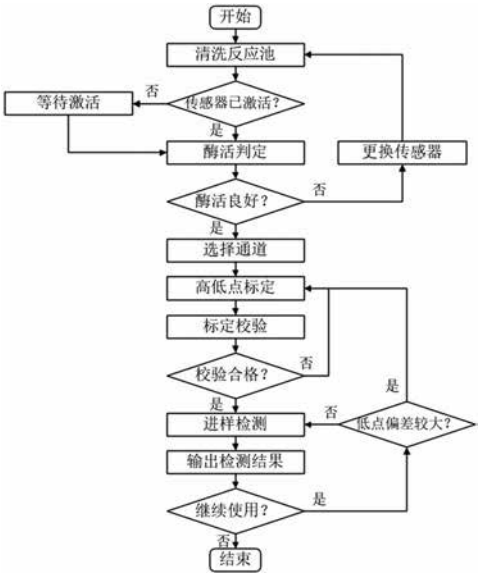


图 2 分析仪工作流程

Fig. 2 Working process of analyzer

3 分析仪硬件设计

分析仪电气部分包括电源、电机控制、存储、人机交互、信号采集、实时钟、报警、USB、测温等模块，分析仪硬件框架如图 3 所示。

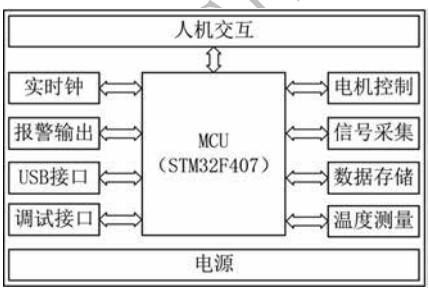


图 3 分析仪硬件框架

Fig. 3 Hardware framework of analyzer

3.1 电源模块

可靠的电源是仪器长期稳定工作的前提，为满足分析仪供电需求，采用了多种电源转换方案为分析仪提供不同类型、不同幅值的电压。

分析仪人机交互模块选用电阻触摸屏，触摸屏理想工作电压为 5V 直流电压，设计时采用 VRB2405YMD 电源模块将 24V 直流电压转换为 5V 直流电压。VRB2405YMD 电源模块是金升阳公司生产的 DC-DC 电源模块，24V 转 5V 电路如图 4 所示。图中，D1、D2 肖特基二极管用于防反保护，R1 压敏电阻具有限压保护作用，F1 保险丝用于短路保护。

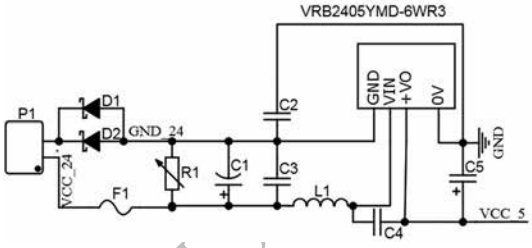


图 4 24V 转 5V 电路

Fig. 4 24V to 5V circuit

直流 3.3V 电压被供给 MCU、实时钟、存储等大多数芯片作为工作电压。课题使用 AMS1117-3.3 稳压芯片将 5V 直流电压转换为 3.3V 直流电压供给 MCU、实时钟、存储等芯片作为工作电压。此外，电机驱动模块也需要用到 3.3V 直流电压，但由于电机驱动工作电压高，驱动电流大，为降低电机驱动对稳压芯片的干扰，单独采用 K7803-500R3 模块为电机控制模块提供 3.3V 直流电压。使用 AMS1117-3.3 稳压芯片和 K7803-500R3 电源模块获取 3.3V 直流电压的电路分别如图 5 和图 6 所示。

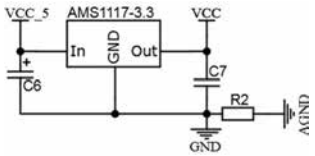


图 5 5V 转 3.3V 电路

Fig. 5 5V to 3.3V circuit

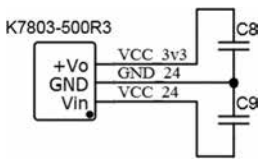


图 6 24V 转 3.3V 电路

Fig. 6 24V to 3.3V circuit

模拟电源供给运算放大器和 MCU 的 ADC 模块，属于精密电源，对电源质量要求较高。选用 ADI 公司的 REF193 电压基准芯片为信号采集模块、测温模块、MCU 的 ADC 模块提供 3V 直流电压基准。5V 转 3V 电路如图 7 所示。图中 C10、C11 和 C12、C13 是两组滤波电容，分别滤除输入级和输出级的纹波，极性电容 C10、C12 滤除低频纹波，C11、C13 滤除高频纹波。

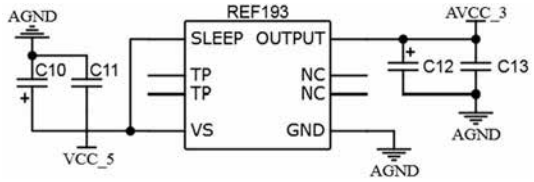


图 7　5V 转 3V 电路

Fig. 7　5V to 3V circuit

3.2　电机控制模块

分析仪配有两个独立的反应池，每个反应池配置单独的进液泵、排液泵和搅拌电机。考虑到步进电机在控制精度方面的优势，使用 24V 步进电机蠕动泵作为进、排液泵，以提高进排液精度，减少误差。搅拌电机能够带动搅拌装置搅拌溶液，加快反应速度，要求转速较高且转矩较大，使用带有转速反馈，支持 PWM 控制的 24V 普通直流电机作为搅拌电机。此外，为满足自动进样需求，预留了用于控制工业注射泵的 RS485 接口。蠕动泵和搅拌电机控制电路分别如图 8 和图 9 所示。

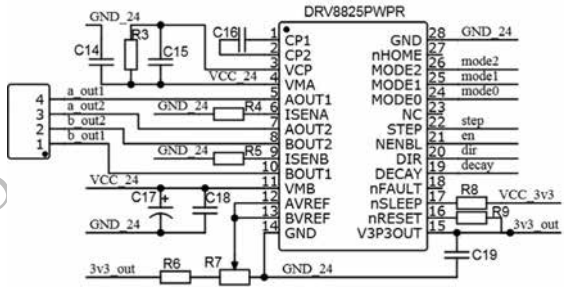


图 8　DRV8825 驱动电路

Fig. 8　DRV8825 driving circuit

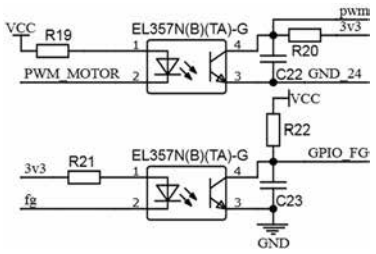


图 9　搅拌电机控制电路

Fig. 9　Stirring motor control circuit

3.3　存储模块

为了满足不同类型数据的存储需求，课题设计了 FLASH 存储和 FRAM 存储两种方案，FLASH 用于存储分析仪测检测结果、检测时间、温度等信息，存储的数据量大。FRAM 用于存储分析仪工作参数、密码、FLASH 索引等数据，存储的数据量小，读写频繁。FLASH 存储采用 WINBOND 公司生产的 W25Q256JVFIQ 存储芯片，FRAM 存储采用 FUJITSU 公司的 MB85RS256B 存储芯片，电路如图 10 和图 11 所示。

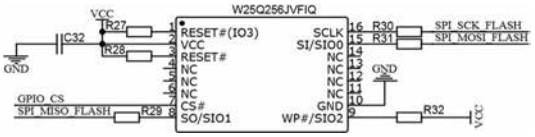


图 10　FLASH 存储电路

Fig. 10　FLASH memory circuit

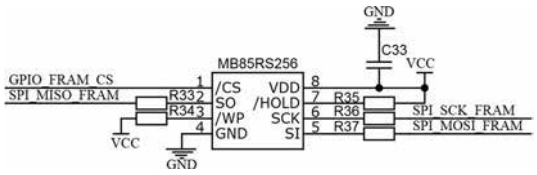


图 11　FRAM 存储电路

Fig. 11　FRAM memory circuit

3.4　人机交互模块

选用 neqee 公司生产的 7 寸彩色液晶屏实现人机交互功能。该液晶屏支持触摸，集成有 nand-flash 供用户存储字库和图片，用户可以使用官方提供的精简指令实现功能。该液晶屏集成有 SPI 串行口和 8 位 8080 并行接口，方便用户选择，软件上与 STemWin 图形库无缝衔接，开发方便。LCD 接口电路如图 12

所示。

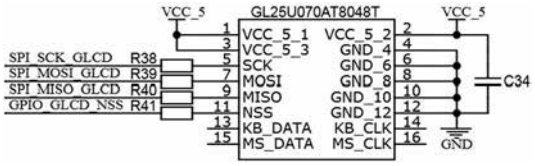


图 12　液晶屏接口电路

Fig. 12　LCD screen interface circuit

3.5　信号采集模块

课题所用的普鲁士蓝酶生物传感器基于电化学三电极工作原理，为保证传感器正常工作，需保持工作电极和参比电极的相对电位差恒定。当工作电极和参比电极的相对电位差保持在其正常工作所需的恒定值时，工作电极发生氧化还原应，并与对电极形成电流回路。恒电位电路的主要功能就是保持工作电极和参比电极的相对电位差恒定，通常使用控制放大器实现。恒电位电路如图 13 所示。

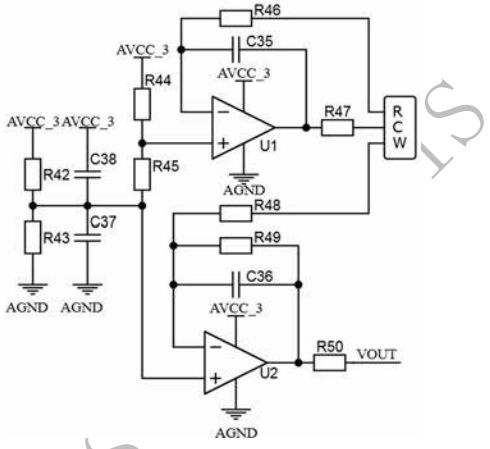


图 13　恒电位电路

Fig. 13　Potentiostatic circuit

4　分析仪软件设计

软件是分析仪的“灵魂”，软件框架是软件的“骨架”。良好的软件框架能够大大降低软件开发难度，提高代码复用率和软件扩展性，从而提高软件开发效率和软件整体质量。在设计软件时通常采用“模块化”和“分层设计”思想构建软件框架，“模块化”思想是一种逐步细化的思想，把任务分割成若干相互独立的子任务模块，降低模块间的耦合度，易于实现、容于测试、易于维护。“分层设计”思想将软件分为不同的功能层，是一种自上而下的思想。按照上述思想，将整个软件自上而下划分为应用层、中间层和驱动层。应用层包括用户界面、业务功能和一些算法，中间层包括操作系统内核、图形库、文件系统，驱动层位于最底层，包含各模块驱动，软件框架如图 14 所示。

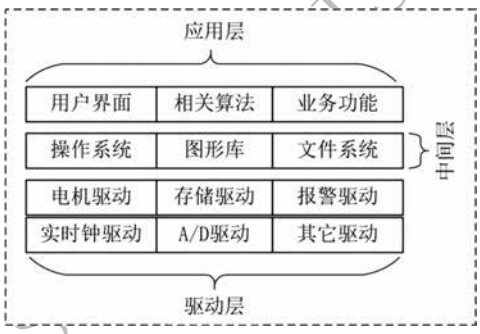


图 14　软件框架

Fig. 14　Software framework

4.1　RT-Thread 线程划分

常用的嵌入式实时操作系统有 uC/OS、FreeRTOS、RT-Thread 等。RT-Thread 是一款由中国开源社区开发的开源、免费 RTOS，不仅有类似于 uC/OS、FreeRTOS 的内核，而且组件丰富。目前 RT-Thread 已成熟稳定，得到了众多芯片公司的支持，应用范围不断扩大。本文选择搭载 RT-Thread 嵌入式实时操作系统，并根据模块功能划分了多个线程，线程划分如图 15 所示。

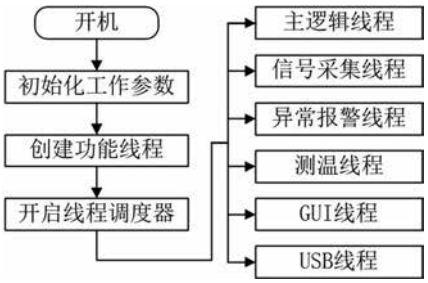


图 15　线程划分

Fig. 15　Thread division

4.2 主要算法

步进电机可以通过脉冲控制，定位精度高，目前被广泛应用于分析仪器、数控系统。步进电有定频控制和变频控制两种控制方法，定频控制加速快，加速时间短，但是启动时存在附加惯性力矩，容易造成电机震荡或失步。变频控制能够有效利用转矩，使电机平稳启动。常用的步进电机控制算法有梯形算法、S 型函数法、SPTA 算法等。本课题采用梯形算法对蠕动泵进行控制，将电机运行过程划分为加速、匀速和减速三个阶段。梯形算法将加减速阶段和减速阶段时间进行划分，根据起始频率、目标频率、时间间隔计算出每个时间段的频率进行变频控制，详细控制步骤如图 16 所示。

图 16 梯形算法步骤

Fig. 16 Trapezoidal algorithm steps

在进行模数转换时，我们期望获得稳定、可靠的转换数据，但在实际应用中往往存在各种干扰，如外部环境的干扰、电子器件间的相互影响、电源波动等，这些干扰会导致采集到的数据不稳定，甚至出现较大波动，因此需要对采集的数据进行滤波处理。滤波包括硬件滤波和软件滤波，软件滤波不需要增加外部器件，实现便捷。常用的软件滤波算法有限幅值滤波法、中位值滤波法、算术平均滤波法、一阶滞后滤波法等。限幅值滤波法和中位值滤波法常用于克服大脉冲干扰，算术平均滤波法和一阶滞后滤波法常用于滤除小幅度脉冲干扰。本文所用传感器输出电流波动幅度小，经信号采集模块处理后得到的电压相对稳定，优先考虑小幅度脉冲干扰滤除。本文使用的算法如表 1 所示。

表 1 滤波算法

Tab. 1 Filtering algorithm

算法名称	实现方法
改进算术平均值滤波法	1、采集 N 个采样值 2、对 N 个采样值快速排序 3、两端各去除 n 各极值 4、对剩余 N-2n 个值求算术平均数
一阶滞后滤波法	1、确定 a 的值（0-1） 2、计算 a 与上次采样值乘积 3、计算（1-a）与本次采样值 4、求和作为最终采样值

4.3 存储划分

合理规划存储空间不仅有利于存储管理，同时能够提高存储空间利用率。本文将 32MB 大小 FLASH 存储空间划分为数据区一、数据区二、预留区 3 个功能区，数据区用于存储检测结果，大小均为 13MB，每个编程页存储 1 条数据，每个数据区可存储 53248 条数据，6MB 大小的预留区用于功能扩展。32KB 大小 FRAM 存储空间被划分为参数区、索引区一、索引区二、预留区 4 个功能区，参数区空间大小为 4K，用来存放分析仪工作参数、密码等关键数据。两个索引区大小均为 10KB，单个索引区最大可存储 81920 个索引信息，用来存放 FLASH 数据区空间使用情况，与数据区一一对应，便于快速索引 FLASH 数据。存储空间规划如图 17 所示。

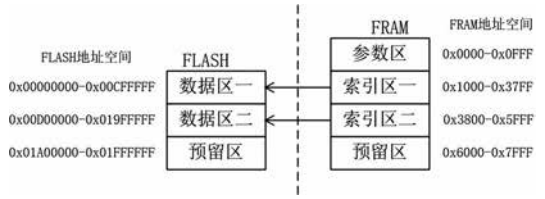


图 17　存储空间划分

Fig. 17　Storage space division

4.4　用户图形界面

用户图形界面是用户与分析仪交互的窗口，良好的图形界面设计可以提高用户体验感。依据分析仪功能，参考市场主流分析仪界面设计方案，为分析仪设计了多个功能界面，界面规划如图 18 所示。

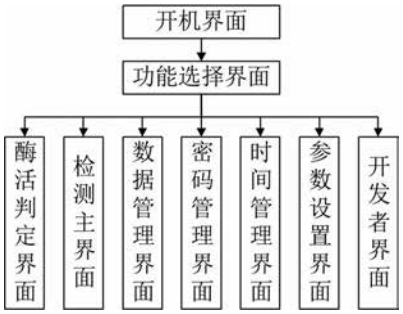


图 18　界面规划

Fig. 18　Interface planning

5　实验与分析

5.1　检测限实验

为了验证分析仪理想检测范围，分别装载葡萄糖和谷氨酸酶生物传感器，采用夹逼法进行实验，即先用大浓度间隔样品进行测试，粗略确定实际检测范围上下限，然后在确定的范围内采用小浓度间隔样品进行测试，最终确定实际上下限和检测范围。通过检测限实验确定的实际检测限为葡萄糖 1.7g/L-181.5g/L，谷氨酸为 0.9g/L-7.0g/L。

5.2　准确性实验

为测试分析仪的准确性，使用位于分析仪实际检测范围内的浓度间隔为 1g/L 的葡萄糖样品溶液和浓度间隔为 0.1g/L 谷氨酸样品溶液进行检测，实验数据如表 2 所示，浓度单位为 g/L。

表 2　准确性实验数据

Tab. 2　Accuracy experimental data

葡萄糖			谷氨酸		
样品浓度	检测浓度	误差（%）	样品浓度	检测浓度	误差（%）
7	7.03	0.4	1.1	1.12	1.8
25	24.76	0.9	1.6	1.57	1.9
52	51.02	1.9	2.6	2.61	0.4
64	63.55	0.7	3.0	2.95	1.7
73	73.01	0.1	3.5	3.56	1.7
101	102.96	1.9	4.4	4.43	0.7
113	112.64	0.3	4.7	4.71	0.2
138	136.59	1.0	5.5	5.54	0.7
157	158.04	0.6	6.3	6.22	1.3
176	174.13	1.1	6.8	6.87	1.0

分析表 2 中的数据可知，在实际线性检测范围内，分析仪检测结果相对误差小于 2%，具有较高的精确度。

5.3　稳定性实验

RSD（相对标准差）能够表征分析仪的稳定性，其计算方法如公式 1 所示。

$$RSD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(Xi - \bar{X})^2}{n-1}} / \bar{X} \times 100\% \quad (1)$$

为了计算分析仪的 RSD，分别取浓度为 90g/L 的葡萄糖溶液，浓度为 4g/L 的谷氨酸溶液，每个样品检测 10 次，利用公式 1 计算 RSD，得到检测葡萄糖的 RSD = 0.95%，检测谷氨酸的 RSD = 1.3%，分析仪的稳定性较好。

5.4　对比实验

目前国内市场上同类产品中性能较好、认可度较高的生物传感分析仪有 SBA-40E 生物传感分析仪、M-100 生物传感分析仪等，将设计的分析仪与 SBA-40E 生物传感分析仪、M-100 生物传感分析仪进行关键指标对比，对比结果如表 3 所示。

表 3　分析仪关键指标

Tab. 3　Key indicators of the analyzer

	该分析仪	SBA-40E	M-100
葡萄糖检测范围	1.7g/L-181.5g/L	0g/L-1g/L	0g/L-5g/L
谷氨酸检测范围	0.9g/L-7.0g/L	0g/L-1g/L	0g/L-1.5g/L
精确度	2%	2%	2%
检测时间	20 秒	20 秒	20 秒
分辨率	0.01g/L	0.01g/L	0.01g/L

6　总结

基于自制备的高灵敏度普鲁士蓝酶生物传感器，本文通过合理的设计，采用嵌入式软件相关技术，设计了一款宽范围生物传感分析仪，该分析仪能够搭载不同的酶生物传感器，检测不同物质浓度，检测速度宽、准确度高，能够较好辅助发酵生产，提高原料转换率，降低污染，具有较大应用价值。

参考文献：

[1] 韩德权，王莘．微生物发酵工艺学原理［M］．北京：化学工业出版社，2018.

[2] 李成群．中国生物发酵产品产量达 2420 万吨居世界第一［EB/OL］．http：//www.chinanews.com/ny/2015/04-24/7232189.shtml，2015-04-24.

[3] 刘二伟，朱文学，曹力，等．我国发酵工业存在的主要问题及解决措施［J］．生物技术通讯，2015，26（03）：446-448.

[4] 莫小凡．基于酶生物传感器的多通道数据采集系统设计与实现［D］．南京：南京工业大学，2019.

[5] BELLON-MAUREL V，ORLIAC O，CHRISTEN P. Sensors andmeasurements in solid state fermentation：a review［J］．ProcessBiochemistry，2003，38（6）：881-896.

[6] 张先恩．生物传感器［M］．北京：化学工业出版社，2006

[7] 彭京蒙，储震宇，石磊，等．自组装普鲁士蓝膜修饰丝网印刷电极构建高灵敏生物传感器［J］．南京工业大学学报，2016，38（4）：39-45.

[8] 王蕾．普鲁士蓝、金属氧化物复合电极材料的制备及其在电化学催化中的应用研究［D］．兰州：兰州大学，2016.

[9] 庞军．基于四氧化三钴纳米颗粒的丝网印刷生物传感器的设计与制备［D］．南京：南京工业大学，2019.

核反应堆容器检测平台精确定位方法*

夏志鹏[1]，熊　芝[12]，陈海林[3]，宋小春[1]，
张刘港[1]，周维虎[2]，聂　磊[1]，陈　涛[1]

（1. 湖北工业大学 机械工程学院，湖北 武汉 430068；
2. 中国科学院微电子所，北京 100094；
3. 中核武汉核电运行技术股份有限公司，湖北 武汉 430068）

摘　要：针对现阶段核反应堆容器检测平台无法实现全自动定位，定位精度低等问题，研究了一种基于双目视觉与线结构光的精确定位方法。首先在核反应堆容器检测平台定位系统即有平台上搭建了精确定位分系统，其次采用拟合测量探头轴线上不同高度空间圆圆心的方法对对中探头轴线进行了标定，并基于奇异值分解的方法实现了全局坐标系的统一，然后利用双目视觉结合线结构光的方法对被测贯穿件轴线进行了测量，最后对精确定位分系统的定位误差进行了实验。实验结果表明：精确定位分系统的定位误差可控制在 2.6mm 以内，提高了检测平台定位精度，满足检测现场的定位要求。

关键词：双目视觉；线结构光；全局坐标系统一；精确定位

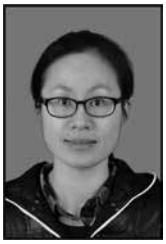
中图分类号：TH86　　**文献标识码：**A　　**国家标准学科分类代码：**420.2020

作者简介：夏志鹏，2018 年于湖北工业大学获得学士学位，现在湖北工业大学机械工程学院硕士研究生，主要研究方向为激光与光电检测。E-mail：296638074@qq.com

Xia Zhipengreceived his B. Sc. degree in 2014 from Hubei University of Technology, now he is studying for master degree in Hubei University of Technology. His main research interest is laser and photoelectric detection .

熊芝（通讯作者），分别在 2007 年、2009 年和 2012 年于天津大学获得学士、硕士和博士学位，现为湖北工业大学副教授，主要研究方向是工业大尺寸测量和光电检测技术。E-mail：xiongzhi0611@163.com

Xiong Zhi（corresponding author），obtained bachelor, master and doctorate degrees from Tianjin University in 2007, 2009 and 2012 respectively. She is currently an associate professor of Hubei University of Technology and his main research direction is industrial large-scale measurement and photoelectric detection technology.



*基金项目：2019 国家重点研发计划“制造基础技术与关键部件”重点专项—六自由度激光自动精准跟踪测量关键技术（2019YFB2006100）、湖北省自然科学基金创新群体：油气管道电-磁-声成像检测方法与传感关键技术（2019CFA021）

Accurate positioning method for nuclear reactor container inspection platform

Xia Zhipeng[1], Xiong Zhi[12], Chen Hailin[3], Song Xiaochun[1], ZhangLiugang[1], Zhou Weihu[2], Nie Lei[1], Chen Tao[1]

(1. *School of Mechanical Engineering, Hubei University of Technology, Hubei WuHan* 430068, *China*;
2. *Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100094, *China*;
3. *China Nuclear Power Operation Technology Corporation, LTD. Hubei WuHan* 430068, *China*;)

Abstract: Aiming at the problems that the nuclear reactor vessel inspection platform cannot achieve fully automatic positioning and low positioning accuracy at this stage, a precise positioning method based on binocular vision and line structured light is studied. First, a precise positioning sub-system was built on the positioning system of the nuclear reactor vessel detection platform, that is, an existing platform. Secondly, the center of the probe axis was calibrated by a method of fitting and measuring the center of the circle of different heights on the probe axis, and based on the singular value decomposition The unification of the global coordinate system is achieved, then the axis of the measured penetration is measured using binocular vision combined with line structured light, and finally the positioning error of the precise positioning subsystem is tested. The experimental results show that the positioning error of the precise positioning subsystem can be controlled within 2.6mm, which improves the positioning accuracy of the detection platform and meets the positioning requirements of the detection site.

Keywords: binocular vision; linear structured light; unified global coordinate system; accurate positioning

0 引言

核电站反应堆压力容器是核电站最重要的设备之一。由于核电站反应堆压力容器在加强高焊接前打磨去除后清根不彻底，不平整；焊接前未开展焊接技术交底；焊道排布不当，局部焊道搭接不合理，焊道成形不良且未执行打磨或打磨不彻底，造成焊道间搭接局部产生未熔合或夹渣缺陷，所以在核电站的役前在役检查大纲中，要求必须对压力容器焊缝实施定期检测。反应堆压力容器顶盖在进入在役阶段后由于受辐照后会存在很高的放射性而变成红区，人员无法直接停留在反应堆压力容器顶盖下方。因此反应堆压力容器顶盖堆焊管座焊缝及贯穿件焊缝的在役检验必须采用自动检验方法进行检验。在检测前需对检测平台进行定位，现阶段的定位手段主要采取二维码与检测目标一一对应的方式，通过检测平台底部相机对二维码的扫描，指引检测平台运动至检测目标下方附近，通过监测摄像头对运载小车的姿态进行人工微调完成定位工作。该定位方法要求定位系统操作者具有一定经验且存在定位精度较低的问题。

针对上述问题，本文在核反应堆容器检测平台即有的定位系统上研究了一种基于视觉的精确定位方法，该系统采用双目立体视觉与线结构光结合的方式对贯穿件轴线与检测探头轴线测量，通过全局坐标系统一得到二者在运载小车坐标系下的定位偏差值，利

用该偏差值驱动运载小车运动实现检测平台的自动精确定位。

1 核反应堆容器在役检测系统组成

核反应堆容器在役检测现场主要由反应堆压力容器顶盖、贯穿件、定位二维码和在役检测设备组成，如图 1 所示。贯穿件为检测对象，每个贯穿件与唯一一个定位二维码对应，在役检测设备主要由检测系统、驱动电机和数据传输系统组成，通过检测系统对贯穿件内外缺陷进行检测。

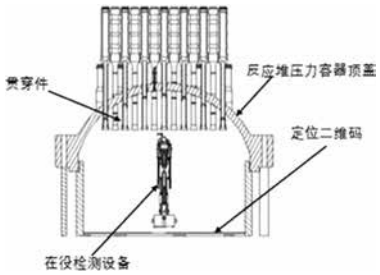


图 1 核反应堆容器在役检测系统图示

Fig. 1 Automatic testing of nuclear reactor vessels in service

检测系统主要由运载小车、检测探头和精确定位分系统组成，检测系统如图 2 所示。运载小车的底部安装二维码摄像头，每个定位二维码记录待检贯穿端面圆与运载小车检测时的位置信息。开始检测时，运载平台根据记录的二维码位置移动到对应的待检贯穿件端面圆下，随后利用精确定位分系统对定位偏差进行测量。两个 CCD 相机与三个线结构激光器组成的精确定位分系统如图 3 所示。在役检测设备精确定位流程如图 4 所示。

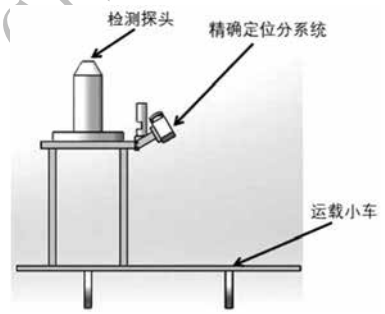


图 2 检测系统

Fig. 2 Automatic detection system

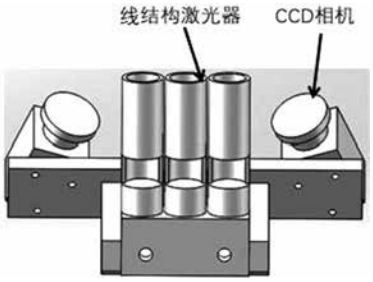


图 3 精确定位分系统

Fig. 3 Precise positioning subsystem

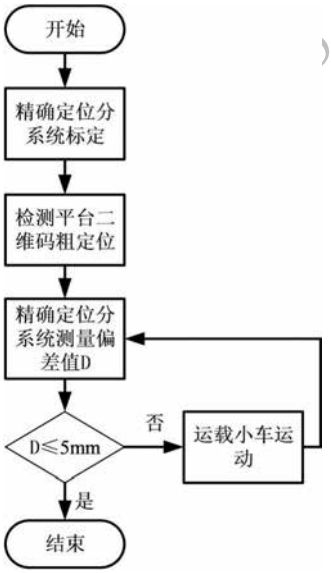


图 4 在役检测设备精确定位流程图

Fig. 4 Flow chart of precise positioning of in-service testing equipment

2 精确定位分系统标定

精确定位分系统标定分为：双目相机标定、检测探头轴线标定以及全局坐标系统一。其中双目相机的标定指的是求取相机内外参数以及相机畸变系数的过程，采用张正友标定法为常见手段。检测探头轴线标定是指获取检测探头在相机坐标系中的三维坐标，其输出检测探头的轴线为待检贯穿件轴线测量提供对中基准，全局坐标系统一是指获取相机坐标系与运载小车坐标系关系的过程，可将相机测量结果转换至运载小车坐标系下指引运载小车运动。本节将重点描述检测探头轴线标定和全局坐标系统一的方法。

2.1 检测探头轴线标定

在进行检测平台精定位过程中，需根据检测平台探头与待测贯穿件轴线偏差值指引运载小车完成精定位运动，所以在每次测量前需要对检测平台探头轴线进行标定。检测探头如图5所示，设计探头轴线标定辅助件如图6所示。探头轴线标定辅助件直径与检测探头直径相同，在辅助件顶部不同高度设置两个平面，平面上均设有反光标记点。

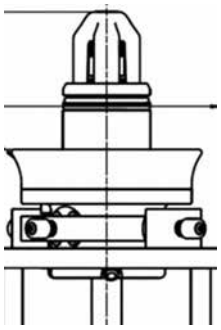


图5 检测探头

Fig. 5 Test probe

图6 探头轴线标定辅助件

Fig. 6 Probe axis calibration accessory

进行检测探头轴线标定时，将探头轴线标定辅助件套在检测探头上，旋转探头轴线标定辅助件，分别拍摄6张旋转过程中两个平面上反光标记点的图片，经过图片处理以及双目视觉测量模型得到反光标记点质心在相机坐标系下的三维坐标[3-4]。

分别根据上述反光标记点质心的三维坐标利用最小二乘法对该空间平面进行拟合[5-7]：

$$S=\sum_{i=0}^{n-1}(a_0x+a_1y+a_2-z)^2 \tag{1}$$

令S最小，应当满足：$\frac{\partial S}{\partial a_k}=0$，$k=0$，1，2

$$\text{即：}\begin{cases}\sum_{i=1}^{6}2(a_0x_i+a_1y_i+a_2-z_i)\,x_i=0\\ \sum_{i=1}^{6}2(a_0x_i+a_1y_i+a_2-z_i)\,y_i=0\\ \sum_{i=1}^{6}2(a_0x_i+a_1y_i+a_2-z_i)=0\end{cases} \tag{2}$$

解上述线性方程组的到平面方程：

$$z=a_0x+a_1y+a_2 \tag{3}$$

分别根据上述反光标记点质心的三维坐标利用最小二乘法进行球拟合：

$$V=\sum(x^2+y^2+z^2-Ax-By-Cz+D)^2 \tag{4}$$

令V最小，应当满足：

$$\frac{\partial V}{\partial A}=\frac{\partial V}{\partial B}=\frac{\partial V}{\partial C}=0 \tag{5}$$

采用矩阵形式表示：

$$\begin{bmatrix}x_1&y_1&z_1&-1\\ \vdots&\vdots&\vdots&\vdots\\ x_6&y_6&z_6&-1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}A\\B\\C\\D\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}x_1^2+y_1^2+z_1^2\\ \vdots\\ x_6^2+y_6^2+z_6^2\end{bmatrix} \tag{6}$$

i=0，1，2，3，4，5，6，得到：

$$\begin{bmatrix}A\\B\\C\\D\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\sum x_i^2&\sum x_iy_i&\sum x_iz_i&-\sum x_i\\ \sum x_iy_i&\sum y_i^2&\sum y_iz_i&-\sum y_i\\ \sum x_iz_i&\sum y_iz_i&\sum z_i^2&-\sum z_i\\ -\sum x_i&-\sum y_i&-\sum z_i&6\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sum x_i(x_i^2+y_i^2+z_i^2)\\ \sum y_i(x_i^2+y_i^2+z_i^2)\\ \sum z_i(x_i^2+y_i^2+z_i^2)\\ -\sum(x_i^2+y_i^2+z_i^2)\end{bmatrix} \tag{7}$$

通过解（7）式，得到球方程：

$$x^2+y^2+z^2-Ax-By-Cz+D=0 \tag{8}$$

联立上文的（3）式与（8）式，可以得到两个平面中反光标记点质心所在的空间圆的方程，并输出圆心三维坐标（X_{L1}，Y_{L1}，Z_{L1}）与（X_{L2}，Y_{L2}，Z_{21}），检测探头轴线为所得三维坐标差值，即：$\vec{L}_1=(\Delta X_L,\Delta Y_L,\Delta Z_L)$。

2.2 全局坐标系统一

为了通过偏差值指引检测平台运载小车进行精确定位，在进行精确定位前需得到相机坐标系与运载小车坐标系的转换矩阵 R 与平移向量 T，即完成全局坐标系统一，如图 7 所示。

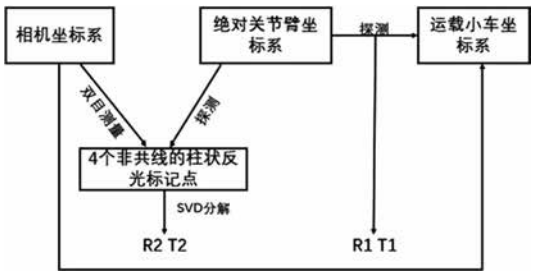


图 7 全局坐标系统一

Fig. 7 Unified global coordinate system

利用绝对关节臂进行利用绝对关节臂进行相机坐标系与运载小车坐标系的转换[8]。主要步骤如下：

（1）绝对关节臂坐标系与运载小车坐标系之间的关系。利用绝对关节臂对运载小车进行探测，根据运载小车上相互垂直的三个面建立运载小车坐标系，可求解绝对关节臂坐标系与运载小车坐标系的旋转矩阵 R_1 与平移向量 T_1。

（2）绝对关节臂坐标系与相机坐标系之间的关系。设置 4 个非共线柱状反光标记点如图 8 所示，分别利用绝对关节臂以及和双目视觉系统测量反光标记点的质心坐标，通过奇异值分解得到绝对关节臂坐标系与相机坐标系的转换旋转矩阵 R_2 与平移向量 T_2[9-12]。

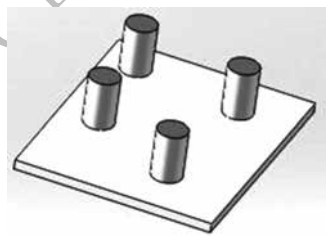


图 8 非共线的柱状反光标记点

Fig. 8 Non-collinear cylindrical reflective marker

（3）则相机坐标系中点 A 在小车坐标系下坐标 B 为：

$$B=R_2*\ (R_1*A+T_1)\ +T_2 \tag{9}$$

将探头轴线与待检贯穿件轴线通过（9）式进行转换后作差得到在运载小车坐标系 X，Y 方向上偏差值，运载小车根据偏差值完成精确定位运动。

3 贯穿件轴线测量

采用线结构光增强待检贯穿件的特征，三个一字线结构激光器布局如图 9 所示。进行贯穿件轴线测量时，依次打开 3 个激光器，激光器发出的一字激光方向如图 10 所示，双目视觉系统采集 3 组激光器单独打开时在待检贯穿件表面形成激光的图像。对采集的图像进行处理，采用极线约束[13-15] 进行同名点匹配，结合相机内外参数获取 3 组空间在相机坐标系下的三维点云。

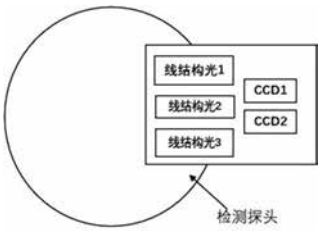


图 9 线结构激光器布局图

Fig. 9 Line structure laser layout diagram

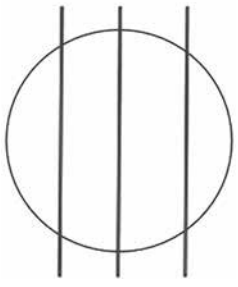


图 10 线结构光方向图

Fig10 Line structure light direction diagram

由检测探头轴线与待检贯穿件轴线均为竖直，根据 2.1 中检测探头轴线 $\vec{L}_1$ 得到贯穿件轴线的法平面为：

$$x_{L_1}x+y_{L_1}y+z_{L_1}z+m=0 \tag{10}$$

当 m=0 时，该法平面 a 经过相机坐标系

的原点，根据点到平面的距离公式求得三维点云中所有点到平面 a 的最大距离 D_{max} 与最小距离 D_{min}。

令 $D_{max} \leqslant m \leqslant D_{min}$，且 m 按梯度 1 增加，得到每个平面与三维点云的交点。当平面与三维点云交点大于等于 4 个时，采用 2.1 中的空间圆拟合算法求得每个平面中空间圆的圆心，对所有圆心采用最小二乘法进行拟合得到待检贯穿件轴线 L_2。

4 检测平台精确定位实验

4.1 实验步骤

为验证本文精确定位分系统的有效性，在核反应堆容器模拟检测现场（图 11 所示）进行实验。待检贯穿件端面圆直径为 172mm 精定位分系统测量距离为 300－500mm，为保证测量需求选择 8mm 焦距，500 万像素的工业相机以及波长 860nm、线长 1m，功率 10mw 的一字线结构激光器。

定位二维码的粗定位误差为 10mm－25mm，本次实验采用精确定位分系统分别对 3 根贯穿件（M_1，M_2，M_3）进行 10 次定位实验。定位结束后，使用绝对关节臂测量检测探头轴线与待检贯穿件轴线距离 K，用 K 来评价精确定位系统的最终定位效果。本文采用的海克斯康 6 轴绝对关节臂，该绝对关节臂量程范围从 1.2m 到 4.5m，测量精度为 0.001mm。

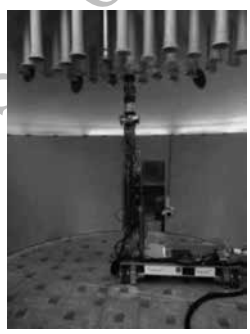


图 11 核反应堆容器检测现场图

Fig11 Scene of nuclear reactor vessel testing

4.2 实验结果

精确定位分系统通过对检测探头轴线标定以及待检贯穿件表面线结构光的三维点云恢复得到待检贯穿件轴线，三维点云恢复如图 13 所示。

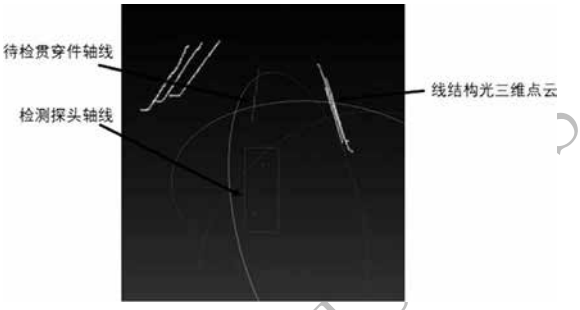


图 13 三维点云恢复图

绝对关节臂测量检测探头轴线与 3 根待检贯穿件轴线距离结果见表 1。

表 1 绝对关节臂测量结果

（单位：毫米）

Tab. 1 Absolute articulated arm measurement results （**Unit：mm**）

测量次数	贯穿件编号		
	M_1	M_2	M_3
1	2.562	1.188	1.279
2	1.198	1.385	1.087
3	2.085	1.677	1.632
4	1.971	2.470	1.333
5	0.897	1.396	1.606
6	1.559	1.133	1.104
7	2.063	1.669	1.756
8	1.685	1.063	1.372
9	1.735	1.099	2.059
10	0.827	1.424	1.055

由表 1 结果可以看出，检测平台经过精确定位后，检测探头与待检贯穿件轴线距离最大偏差可控制在 2.6mm 以内，表明本文提出的精确定位分系统具备完成检测平台定位任务的能力。

5 总结

本文提出一种双目视觉结合线结构光的

精确定位方法，在即有的定位平台上搭建了精确定位分系统，通过精确定位分系统的标定以及待检贯穿件轴线测量完成检测平台的精确定位。最后通过实验验证了本文方法的有效性。现将本文的主要研究内容总结如下：

1. 提出了一种双目视觉结合线结构光的核反应堆容器检测平台精确定位方法，解决了现有定位方法中需要人工操作、定位精度低的问题。

2. 研究了精确定位分系统标定方法。测量前通过拟合测量探头轴线上不同高度空间圆的方法对探头轴线进行标定，并利用绝对关节臂建立相机坐标系和运载小车坐标系之间的关系，实现了坐标系的统一。

3. 在模拟检测现场对本文所提方法进行了实验验证。实验结果表明，本文所提精确定位方法定位偏差绝对值可控制在 2. 6mm 以内，满足现场要求定位偏差小于 5mm 的要求。

4. 该方法在模拟检测现场得到了可行性验证，若应用于在役环境中，需要根据现场实况进一步优化图像处理算法的适应性，全局坐标系的统一方法也可进一步简化，这些是后续进一步研究的重点。

参考文献：

[1] 王才东，李志航，王新杰等．机器人平面工具 TCP 的双目视觉标定方法［J］．机械设计与制造，2019（01）：239-244.

[2] 姜涛，程筱胜，崔海华等．于单应性矩阵的变焦双目视觉标定方法［J］．光学学报 2018，38（03）：360-368.

[3] 倪爱伟．基于双目立体视觉的三维定位技术研究［D］南京：南京航空航天大学，2009.

[4] 周芳．双目视觉中立体匹配算法的研究与实现［D］大连：大连理工大学，2013.

[5] 刘元朋，张定华，桂元坤，李永奇．用带约束的最小二乘法拟合平面圆曲线［J］．计算机辅助设计与图形学学报，2004（10）：1382-1385.

[6] 廖平，喻寿益．基于遗传算法的圆的半径测量［J］．计量学报，2001，22（2）：

[7] 刘书华，文良起，瞿建武．非圆曲线的最小二乘拟合法［J］．新技术新工艺，2001（7）

[8] 张小辉．绝对关节臂式测量机的特点及误差分析［J］．河南科技，2014（08）：152.

[9] 范百兴，杨聚庆，周维虎，李祥云．相机与激光跟踪仪相对位姿标定方法的研究［J］．测绘工程，2018，27（09）：1-5+10.

[10] 杨凡，李广云，王力．三维坐标转换方法研究［J］．测绘通报，2010（6）：5-7

[11] 范生宏，黄桂平，陈继华等．Canny 算子对人工标志中心的亚像素精度定位［J］．测绘科学技术学报，2006. 23（1）：76-78

[12] 杨凡，李广云，王力等．一种基于罗德里格矩阵的最小二乘迭代坐标转换方法［J］．工程勘察，2010，38（9）：80-84

[13] 郑顺义，胡华亮，徐轩．基于结构光和极线约束的三维重建［J］．信息化纵横，2009，28（08）

[14] 程俊廷，赵灿，莫健华．基于编码结构光和外极线约束的自由曲面三维轮廓术团．计算机测量与控制，2007，15（1）：102-121

[15] 张强，董玉，李海滨，等．非平行双目视觉系统水下成像的极线约束模型［J］．光学学报，2016，36（03）：

工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术综述及发展趋势

杨金成　杨凌辉　廖瑞颖

（天津大学精密仪器与光电子工程学院 天津 300072）

摘　要：工业大尺寸复杂曲面的三维形貌测量具有测量空间大　整体精度要求高　测量数据密度要求高　测量效率要求高的特点。综述了面向工业大尺寸复杂曲面三维形貌测量的组合测量技术。重点介绍了局部高密度点云的获取方法　全局测量方法和一些典型的组合测量方式。论述了工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术发展趋势。

关键词：复杂曲面；三维形貌；点云；全局测量；组合测量；自动化

Survey and development trend of combined measurement technology for 3D shape of industrial large-scale complex curved surface

YANG Jincheng, YANG Linghui, LIAO Ruiying

(*School of Precision Instruments and Opto-electronics Engineering, Tianjin University, Tianjin* 300072, *China*)

Abstract: The three-dimensional measurement of industrial large-scale complex curved surface has the characteristics of large measurement space, high overall accuracy, high measurement data density and high measurement efficiency. In this paper, the combined measurement technology for measuring the three-dimensional shape of industrial large-scale complex curved surface is summarized. This paper focuses on the local high-density point cloud acquisition methods, global measurement methods and some typical combined measurement methods. In this paper, the development trend of the combined measurement technology of three-dimensional shape of industrial large-scale complex curved surface is discussed.

Key words: complex surface; three-dimensional shape; point cloud; global measurement; combined measurement; automation

作者简介：杨金成，2018 年于天津大学获得学士学位，现于天津大学攻读硕士学位，主要研究方向为机器视觉。E-mail：yangjincheng@tju.edu.cn

Yang Jincheng received his B. Sc. degree in 2018 from Tianjin University, and now he is studying for his master's degree in Tianjin University. His main research interest is machine vision.

0 引言

智能制造技术现已成为各国重振制造业，占领工业领先地位的法宝，同时也是一个国家国防力量的工业基础[1-3]。2015 年，国务院提出“中国制造 2025”战略，积极推动智能制造和互联网+融合发展战略[4]。实现工业信息化是智能制造战略的重要内容。精密测量技术是信息化和工业化深度融合的源头[5]。三维形貌测量技术是精密测量技术的重要组成。对工业产品的三维形貌测量贯穿于产品从研发、开发、测试、制造到最终质量控制的整个生命周期[6]。随着先进制造技术及工艺的快速发展，在汽车、船舶、轨道运输、航空航天等制造领域，工业产品的尺寸不断增大，外形结构越来越复杂，并且对其形貌尺寸、质量控制的精度要求越来越高，因而对工业产品的三维形貌测量技术提出了更高的要求[7]。例如在航空制造领域，随着我国飞机的更新换代和新一代的飞机性能要求不断提升，实现飞机蒙皮类零件的高精度三维形貌测量在零件的数字化制造、精确成形、准确装配、质量检测方面有着重要的意义[8-10]。

对于大尺寸复杂曲面构件的三维形貌测量，具有测量空间大、整体精度要求高、测量数据密度要求高、测量效率高等特点。大尺寸复杂曲面构件的三维形貌测量方法主要分为直接测量和组合式测量。直接测量直接采用单种仪器测得大尺度空间的高密度点云，例如激光雷达[11-12] 和大行程固定式三坐标测量机[13]。三坐标测量机测量精度高、稳定性好，但接触式的逐点测量模式测量效率较低，并且对环境要求严格，不适用于现场测量。激光雷达测量方便简单，数据采集较快，易于实现自动化，但当尺寸较大时，效率也会降低，且不容易测量微小特征。直接式测量普遍具有测量精度和量程的矛盾、测量精度和测量速度的矛盾，并且成本较高。实际应用中常采用组合式测量方式。组合测量方法将适用于大尺度、远距离的全局测量方法和近景小范围高密度点云的终端测量方法相结合，从而满足大尺寸和高点云密度的测量需求[14]。本文主要综述面向工业大尺寸复杂曲面三维形貌测量的组合测量技术，文中概述方法分类见图 1。第一、二节分别介绍局部高密度点云的获取方法和全局测量方法。第三节介绍一些典型的组合测量方式和案例。第四节论述工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术发展趋势。结论见第五节。

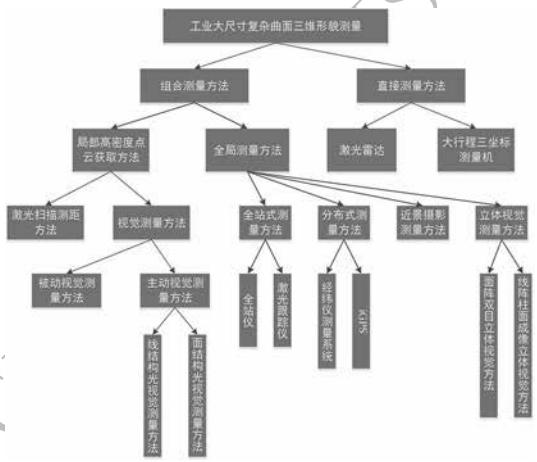


图 1 工业大尺寸复杂曲面三维形貌测量方法

Fig. 1 Measurement method of 3D shape of industrial large-scale complex curved surface

1 局部高密度点云获取方法

组合测量的终端测量传感器要求具有采集高密度局部点云的能力，同时具有较高的测量精度。终端传感器分为接触式和非接触式。接触式测量常用小型三坐标测量机、关节式测量臂等设备进行逐点扫描，此类设备价格昂贵、效率低。而非接触式测量具有测量速度快、测量效率高、柔性好等优点[15]。并且随着精密测量理论和光电传感技术的发展，非接触测量已经取代传统的接触式测量成为高密度点云获取的主要方法。常用于局部高密度点云获取的方法包括激光扫描测距法和视觉测量方法。

1.1 激光扫描测距方法

激光扫描测距方法基于激光测距技术和

精密测角技术，通过扫描机构驱动激光光源按顺序扫过被测物表面，根据每个点的距离和扫描方位角度进行逐点坐标测量，进而获取被测物表面的点云数据[16]。传统的激光扫描测距方法主要采用飞行时间原理实现距离测量，测量精度一般为毫米量级，但近年来新型高精度绝对测距技术[17-18] 和主动测距技术[19] 的出现为激光扫描测距方法的精度提升提供了技术基础。目前，瑞士 Leica 公司研制的 Leica LAS-XL 绝对扫描仪是激光扫描测距方法的代表[20]。LAS-XL 扫描仪的扫描线宽度最高可达 600 毫米，扫描景深最高可达 1000 毫米，确保其在扫描作业时具有适当的幅度和速度。当扫描仪工作时，可以确保最少次数的换站测量，精度可达 150 微米以内。

图 2　Leica 绝对扫描仪 LAS-XL

Fig. 2　Leica absolute scannerLAS-XL

1.2　视觉测量方法

视觉测量方法按照成像照明方式的不同通常可分为被动视觉测量方法和主动视觉测量方法两大类[21]。前者是在自然光的条件下实现深度信息的获得，后者是利用辅助光源来提供结构信息以获取深度信息。

被动视觉测量（立体视觉测量）根据立体视差原理解算被测物体的三维几何信息。[22-23]。典型的立体视觉测量包括单目摄像机移动法、双目立体视觉法和多目立体视觉法。被动视觉测量方法的关键在于使用相关算法从不同的图像中找出对应点，因此也被称为数字图像相关[24]。但数字图像相关方法得到的三维点的密度较低，很难得到物体的细节信息，因此，此方法仅适合用于对被测物体细节要求不高的场合，在工业测量领域应用较少[25]。

主动视觉测量按照辅助光源的模式不同可以分为线结构光视觉测量方法和面结构光视觉测量方法。

1.2.1　线结构光视觉测量方法

线结构光视觉测量方法通过线结构光投射器将平面激光投射于被测物表面，利用成像光线与激光平面构成的交汇约束条件得到激光平面与被测物表面相交曲线上各点的三维坐标。结构光视觉测量方法由激光三角法测量原理发展而来，是目前工业领域内广泛应用的一种三维形貌测量方法[22]，发展形成许多商业化的产品。例如，KEYENCE 公司最新研制的 2D/3D 线激光测量仪 LJ-X8000 系列，测量线宽度最宽可达到 720mm，轮廓数据数量可达 3200 点，测量基准距离为 980mm。加拿大 LMI 公司新研制的 Gocator-2400 系列传感器是目前综合性能最好的线结构光传感器，采用最新蓝色激光技术，具有业界最高的 6μm 的 X 方向分辨率和 0.2μm 的 Z 方向重复性，光线轮廓点数达到 1940 点，扫描速度最高可达 5000Hz[26]。德国米铱公司的 scanCONTROL 29X0 线激光轮廓扫描传感器 Z 轴线性量程可至 265mm，Z 轴绝对测量误差小于 0.16%，光线轮廓点数达到 1280 点，扫描频率可达 2000Hz[27]。

图 3　线结构光视觉传感器

Fig. 3　Line structured light vision sensor

1.2.2　面结构光视觉测量方法

面结构光视觉测量方法中最常用的是相位光栅条纹投影法。通过投影系统将相位光栅条纹投影到被测物表面，相机采集到受被测物表面调制的变形条纹图像，常用傅里叶轮廓术[28] 或相位轮廓术[29] 解算相位，根据高度和相位映射关系计算出对应的物体高度

分布从而恢复三维形貌。相位轮廓术测量速度相比于傅里叶轮廓术较慢，但是测量精度更高，目前在工业测量领域使用更加广泛。随着数字投影技术的发展，数字投影设备（DLP、LCD 投影仪）逐渐代替物理光栅，使得条纹投影测量技术得到了大幅发展。目前市场上有大量的相位光栅投影商用化测量系统。德国 Gom 公司研发的高精度 Atos 扫描仪是目前国内应用最广的光学三维测量系统，其中 Atos Compact Scan 型单幅图像的扫描速度约为 1s，精度为 0.03mm，测量综合精度 0.1mm/ s。德国 ZEISS 公司的 COMET 三维数字化扫描检测系统，COMET 6 的三维点距可达 16μm/30μm，最快测量速度可达 1.2 秒。德国 HEXAGON 公司的 StereoScan neo 蓝光三维扫描仪系统最小点距可达 18μm/12μm，最短测量时间可达 1 秒。加拿大 Creaform 公司生产的 Go! SCAN 3D 扫描仪器分辨率为 0.1mm，测量速率高达 1500000 次测量/秒。国内设备包括由北京天远三维科技有限公司自主研发 OKIO 系列蓝光三维扫描仪和杭州易思维科技有限公司的蓝光扫描仪器等。

图 4　面结构光视觉传感器

Fig. 4　Structured light vision sensor

2　全局测量方法

对于大尺寸复杂曲面的三维形貌测量，终端高精度、高密度点云测量设备往往需要从多个位置或姿态对被测物进行测量，然后将多次测量得到的局部点云转换到同一坐标系下实现拼接[30]。全局拼接方法有传感器位姿直接测量法[31]、机械式样拼接[32-33]、公共区域顺序拼接法[34] 3、全局控制拼接法[35]。在面向大尺寸复杂曲面三维形貌测量时，常采用传感器位姿直接测量法和全局控制拼接法。无论是传感器位姿直接测量法和还是全局控制拼接法，均需要一种全局大尺寸测量系统建立全局精度控制网络，确保整体测量精度与局部精度的统一。基于光学原理的大尺寸测量系统具有效率高，灵活性好等特点，被广泛应用于工业大型构件的测量领域。现阶段的光学大尺度测量方法，常用的有全站式测量方法、分布式测量方法、近景摄影测量方法、立体视觉测量方法等。

2.1　全站式测量方法

全站式测量系统采用一台独立的仪器即可实现大尺度空间三维坐标测量，以球坐标测量原理为基础，通过其相对于基站坐标系的空间角度和距离来求解被测点的三维坐标。全站式测量系统包含有全站仪和激光跟踪仪等。

全站仪作为一种球坐标测量系统，一般依靠基于相位测量的激光飞行时间法测距，单点式测量，测距精度较低，需要人工对目标进行观测瞄准[36]。Leica TDRA6000 激光全站仪在使用角锥棱镜合作目标时，在 35m 范围内三维点坐标测量精度为 0.25mm。

激光跟踪仪同样为球坐标测量系统，通过激光干涉原理结合基于相位测量的激光飞行时间法测距，测量精度高、范围大。Leica 的 AT901-LR 的在激光干涉原理下测长精度为 0.5μm/m，测角精度为 15μm+6μm /m。激光跟踪仪同样需要手动引导角锥反射球。

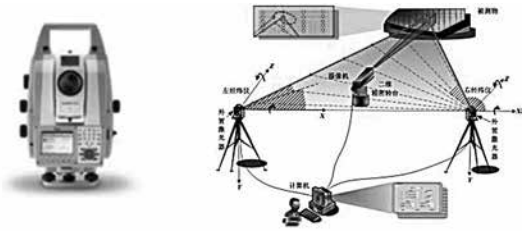
图 5　全站式测量

Fig. 5　Total station measurement

2.2 分布式测量方法

分布式测量系统一般基于空间距离测量或角度交会的原理，通过在测量空间内多个基站已知的相对位置关系，被测点的三维坐标由被测点与基站之间的角度或者距离信息求解。主要有经纬仪测量方法、iGPS。

经纬仪测量系统以角度空间交会测量原理为基础，测角精度高，测量范围大。Leica Nova TM50 经纬仪最高的测角精度达到 0.5″，定位精度为 2mm[37]。

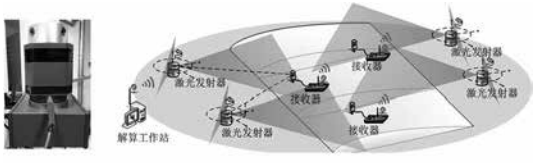


a) Leica Nova TM50　　b) 经纬仪测量示意图

图 6　经纬仪测量方法

Fig. 6　Measurement method of theodolite

iGPS 测量系统由多个基站组成测量网络，基站通过在高速稳定旋转的扫描头上安装一字线激光器完成光平面扫描并在扫描头的单圈起点处发射同步光脉冲，接收器同时接收多个基站的扫描光和同步光信号，通过计算求解接收器相对每个基站的两个方向的角度，利用角度交会方法求解接收器的三维坐标[38]。Nikon 公司的 iGPS 测量系统，10m 空间范围内的测量精度可以达到 0.125mm，40m 内精度可以达到 0.25mm（采用四个以上基站）。天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室研发的空间精密测量定位系统（wMPS）在 10m 的测量空间内精度可以达到 0.2mm[39-42]。



a) wMPS　　b) wMPS大空间坐标测量示意图

图 7　wMPS 测量方法

Fig. 7　Measurement method ofwMPS

2.3 近景摄影测量方法

近景摄影测量利用严格标定的高分辨率数字相机在不同位置对空间控制点和被测点成像，对图像进行亚像素级别的处理提取被测点图像坐标，根据摄影测量中的共线方程，建立同名点对应光束的交会约束关系，经由优化算法求解被测点的三维坐标信息[43-44]。美国 GSI 公司的 V-STARS 系统，精度可以到达 5μm+5μm/m[45]；德国 AICON 公司的 DPA-PRO 测量系统，精度可以达到 0.02mm/m；德国 GOM 公司的 TRITOP 测量系统，精度可以达到 0.03mm/m；国内北京天远的 DigiMetric 摄影测量系统综合测量精度达为 0.01mm+0.01mm/m。

a) GSI V-STARS　　b) 天远DigiMetric

图 8　近景摄影测量系统

Fig. 8　Close range photogrammetry system

2.4 立体视觉测量方法

立体视觉测量方法通过同步测量安装在局部传感器上的多个特征标记点的全局坐标实现动态位姿测量，根据采用的相机类型可分为双目立体视觉方法和线阵柱面成像立体视觉方法。

双目立体视觉测量方法采用多个高分辨率面阵相机同步测量多个特征点坐标实现位姿解算。美国 Creaform 公司的 C-Track 系统用于 MetraSCAN 线结构光传感器的位姿测量[46]。德国 AICON 公司的 MoveInspect 系统用于 StereoScan 面结构光传感器的位姿测量。但受限于面阵相机的采集频率，双目立体视觉方法只适合在慢速运动状态下进行位姿测量，并且每次测量必须保证至少三个点对于两个相机均可见。

a) Creaform C-Track　　b) AICON MoveInspect

图 9　双目立体视觉测量传感器

Fig. 9　Binocular stereo vision measurement sensor

线阵柱面成像立体视觉方法通过 3 个加装柱面棱镜的线阵相机交汇测量多个特征点坐标实现位姿解算[47]。日本 Nikon 公司的 K-CMM 系统用于 K-Scan 线结构光传感器的位姿测量；德国 Zeiss 公司的 T-Track 系统用于 T-Scan 飞点激光扫描传感器的位姿测量；加拿大 NDI 公司的 PRO-CMM 系统用于 ScanTRAK 线结构光传感器的位姿测量。由于线阵相机的使用使得此方法适用于高速动态位姿的测量，但是线阵柱面成像立体视觉方法测量多目标时测量频率会随着目标数目增加而显著下降[48-49]，并且每次测量必须保证至少 3 个点对于 3 个相机均可见。

a) Nikon 公司的 K-CMM 系统　　b) Zeiss公司的 T-Track 系统　　c) 加拿大 NDI公司的 PRO-CMM 系统

图 10　线阵柱面成像立体视觉传感器

Fig. 10　Line Array cylinder imaging stereo vision sensor

3　典型组合测量方式和案例

终端传感器和全局测量系统的组合方式灵活多样，包括全局立体视觉测量和局部结构光传感器组合、以激光跟踪仪为全局测量方式的方法、以 iGPS 为全局测量测量方式的方法、近景摄影测量系统与条纹投影传感器的组合等。

3.1　全局立体视觉测量和局部结构光传感器组合

上一节介绍的大范围的立体视觉测量系统均有和其搭配的局部结构光传感器。Creaform 公司的 C-Track 系统和 MetraSCAN 线结构光传感器组合可用于航空航天领域，用作机翼、起落架、轮胎的变形监测[50]。日本 Nikon 公司的 K-CMM 和 K-Scan 线结构光传感器组合可用于大物体全自由度扫描、各种轿车卡车的形貌测量、各种尺寸的汽车零部件现场测量。

a) C-Track 系统和MetraSCAN组合　　b) K-CMM 和 K-Scan组合

图 11　立体视觉测量和结构光传感器组合

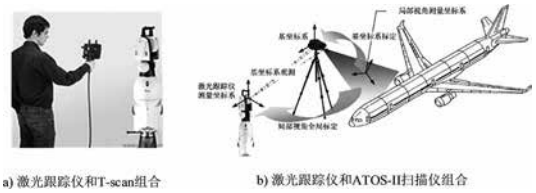
Fig. 11　Combination of stereo vision measurement and structured light sensor

3.2　以激光跟踪仪为全局测量方式的方法

Leica 研制的 T-scan 线结构光扫描传感器和 leica AT901-LR 激光跟踪仪的组合。T-scan 传感器外壳安装角锥棱镜和红外 LED 特征点，并在激光跟踪仪本体上加装跟踪相机实现位姿测量，经过平均插值处理后最高测量频率可达 1000 Hz，最高支持 1 m/s 的六自由度跟踪速度。

激光跟踪仪和条纹投影传感器的组合。曲学军等人集成了激光跟踪仪和 Gom 公司 ATOS-II 扫描仪并进行了全局标定，实现了光学扫描仪的实时位姿监测，实验表明提出的全局标定与测量技术可有效地控制整体测量误差，能够满足飞机装配质量的在线检测需求[31]。

范晓龙等人使用激光跟踪仪和激光扫描仪组合测量的方式实现了大尺寸飞机停机状态下的全机外形测绘建模[51]。



a) 激光跟踪仪和T-scan组合　　b) 激光跟踪仪和ATOS-II扫描仪组合

图 12　以激光跟踪仪为全局测量方式的方法

Fig. 12　Method of global measurement with laser tracker

3.3 以 iGPS 为全局测量测量方式的方法

文献[52] 中提出了面结构光测量系统与 iGPS 系统相结合的组合式大尺寸三维测量技术，利用 iGPS 系统追踪固定在结构光测量系统上的至少 3 个传感器，实时跟踪结构光测量系统在全局坐标系下的三维位姿，然后利用预先标定的系统结构参数将局部三维数据自动转换到全局坐标系下，并提出了一种简单有效的结构参数标定算法。

文献[53] 中实现了 wMPS 和导轨上线结构光传感器的组合，导轨上固定 wMPS 靶球座，实际测量时，机器人带动导轨扫描系统测量，同时利用 wMPS 测量可测点，实现点云拼接。

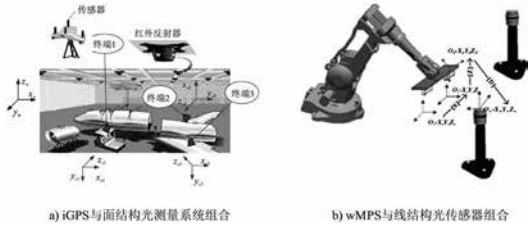


图 13 wMPS 和线结构光传感器组合

Fig. 13 Combination of wMPS and line structured light sensor

3.4 近景摄影测量系统与条纹投影传感器的组合

该测量方法中，在被测物表面或者附近粘贴大量反光标记点，构建全局控制网，利用基于近景摄影测量原理的高分辨率相机测量反光标记点，然后通过基于条纹投影原理的 ATOS 传感器得到局部形貌，通过局部测量和全局测量分别得到的标记点数据，找到对应的同名标记点，从而将各局部形貌信息拼接到全局坐标系下，实现整体的形貌测量。产品例如。GOM 公司的近景摄影测量和条纹产品的结合 ATOS Plus 产品。天津大学的杨守瑞通过蓝光扫描仪和近景摄影测量的组合实现了飞机蒙皮铆钉阶差检测和汽车车身外覆盖件形貌测量[54]。

图 14 近景摄影测量系统和条纹投影传感器组合

Fig. 14 Combination of close range photogrammetry system and fringe projection sensor

4 面向工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术发展趋势

4.1 自动化

在面向工业大型装备的制造业中，关键大型构件的制造工序复杂，制造时间长，高精度的测量是制造精度和质量的保证。随着制造业中数字化测量设备的广泛应用，测量效率得到了极大的提升，但是现有测量方法往往还是需要大量的人工参与，长时间占用宝贵的制造时间。结合高精度数字化测量，并设计相应的自动化测量方案必定是今后发展的趋势。例如，在测量系统中引入了工业机器人，局部高精度传感器固定在机器人末端，优化机器人轨迹，由机器人带动实现运动范围内的自动化测量[54]。

4.2 动态测量下的高密度点云获取

在工业大型装备的制造过程控制、生产质量监控、运行状态监控及故障检测等应用场景中，存在着高速运动状态下高密度点云获取的需求。例如对高速运行中列车外形的测量实现故障检测。例如目前在装备制造业中广泛应用的面结构光传感器需要在不同的位置静止获取多幅图像然后通过全局测量实现拼接，仅适合静态测量。而测量频率较高的线结构光、激光扫描测距方法的测量速度和点云密度明显不足，仍然会丢失部分细节[55]。所以运动状态下的高密度点云的获取是一个重要的研究方向。文献[56] 中利用线阵相机高分辨率和高采集率的特点，提出了一

种基于双线阵相机的用于快速运动物体三维形貌测量的系统，可实现高速运动状态下的高密度点云的获取。

4.3 高速、高精度点云拼接

与高速、高密度点云获取对应的是高速、高精度点云拼接。本文所述的全局测量测量方法均有其应用场景，但是它们的测量速度与动态性能都难以和高速运动匹配。而且上述方法均存在遮挡问题，需要终端传感器和全局测量设备之间保证通视条件，在实际复杂的工业现场环境下使用时，可能会出现由于遮挡造成的数据的缺失而影响点云的拼接。因此研究高速、高精度的点云拼接方法也是一个重要的发展方向。

5 结论

工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术越来越成功的应用于工业领域，例如汽车、航空航天、船舶、高铁列车等多个制造领域，对实现智能制造的战略具有重要意义。本文综述了面向工业大尺寸曲面的三维形貌测量技术，并介绍了相关传感器的参数和应用场景，为工业场景中的大尺寸复杂曲面三维形貌测量传感器的选择提供了参考。本文还论述了工业大尺寸复杂曲面三维形貌组合测量技术发展趋势，提出实现自动化测量、动态测量下的高密度点云获取、高速高精度点云拼接将会是该测量技术的发展方向。

参考文献：

[1] 左世全．我国智能制造发展战略与对策研究[J]．世界制造技术与装备市场，2014（3）：36-41.
ZUO Shiquan. Research on development strategy and Countermeasures of China's intelligent manufacturing [J]. World Manufacturing Engineering & Market, 2014 (3): 36-41.

[2] 王媛媛．全球智能制造业发展现状及中国对策[J]．东南学术，2016.
WANG Yuanyuan. Development status of global intelligent manufacturing industry and China's countermeasures [J]. Southeast Academic Research, 2016.

[3] 唐长学．智能制造技术与系统的发展与研究[J]．环球市场，2017（11）.
TANG Changxue. Development and research of intelligent manufacturing technology and system [J]. Global Market, 2017 (11).

[4] 黎丽，谢伟，魏书传，et al. 中国制造 2025 [J]. 金融经济，2015（13）：10.
LI Li, XIE Wei, WEI shuzhuan, et al. Made in China 2025 [J]. Finance Economy, 2015 (13): 10.

[5] 邾继贵．精密测量，智能制造的基石[J]．仪器仪表学报，2017（08）：3.
ZHU Jigui. Precision measurement, the cornerstone of intelligent manufacturing [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017 (08): 3.

[6] Werner Bösemann. Industrial photogrammetry: challenges and opportunities [J]. Proceedings of Spie the International Society for Optical Engineering, 2011: 78.

[7] Estler W T, Edmundson K L, Peggs G N, et al. Large-scale metrology-an update [J]. CIRP annals, 2002, 51 (2): 587-609.

[8] 李东升，罗红宇，王丽丽，et al. 飞机蒙皮的数字化成形制造技术[J]．塑性工程学报，2009（01）：88-93.
LI Dongsheng, LUO Hongyu, WANG Lili, et al. Numerical forming technology of the aircraft skin [J]. Journal of Plasticity Engineering, 2009 (01): 88-93.

[9] 许龙．飞机蒙皮外形的自动化检测技术研究[D]. 2015.
XU Long. Research of Aircraft Skin Apperance Automative Inspection Technology [D]. 2015.

[10] 高瑞．飞机蒙皮外形自动化激光扫描测量关键技术研究[D].
GAO Rui. Research on the key technology of automatic laser scanning measurement for aircraft skin shape [D].

[11] 周娜，安志勇，李咏豪．采用激光雷达的大尺寸三维形貌测量技术[J]．红外与激光工程，2011（12）：163-166.
ZHOU Na, AN Zhiyong, LI Yonghao. Large-sized three-dimensional profile measurement technology

based on laser radar [J]. Infrared and Laser Engineering, 2011 (12): 163-166.

[12] 李丽娟, 林雪竹, 周娜, et al. 基于激光雷达iGPS的飞机水平测量技术研究 * [J]. 航空制造技术, 2012, 418 (22): 50-53.
LI Lijuan, LIN Xuezhu, ZHOU Na, et al. Research on Aircraft Level Measurement Technology Based on Laser Radar and iGPS * [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2012, 418 (22): 50-53.

[13] 张国雄. 三坐标测量机的发展趋势 [J]. 中国机械工程, 2000, 11 (Z1): 231-235.
ZHANG Guoxiong. The Development Tendency of Coordinate Measuring Machines [J]. China Mechanical Engineering, 2000, 11 (z1): 231-235.

[14] 林嘉睿. 大型复杂物体组合测量方法研究 [D]. 天津大学, 2012.
LIN Jiarui. Research on the Combined Measurement Method of Large Complex Objects [D]. Tianjin University, 2012.

[15] 吴斌. 大型物体三维形貌数字化测量关键技术研究 [D]. 天津大学, 2003.
WU Bin. Study on the Key Technologies of 3D Digital Measurement of Large-Scale Objects [D]. Tianjin University, 2003.

[16] 吴宏岩. 基于激光测距仪的大尺寸扫描测量系统研究 [D]. 天津大学, 2009.
WU Hongyan. Study on large-scale scanning measurement system based on laser range finder [D]. Tianjin University, 2009.

[17] 周维虎, 石俊凯, 纪荣祎, et al. 飞秒激光频率梳精密测距技术综述 [J]. 仪器仪表学报, 2017 (8).
ZHOU Weihu, SHI Junkai, JI Rongyi, et al. High-precision distance measurement using femtosecond laser frequency comb [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017 (8).

[18] 许新科. 激光扫频干涉绝对距离测量关键技术研究 [D].
XU Xinke. Research on the key technology of laser frequency scanning interference absolute distance measurement [D].

[19] 张翰林. 激光三角同步扫描轮廓测量关键技术研究 [D].
ZHANG Hanlin. Key Research on Surface Profilometry Based on Laser Scanning Triangulation using Lateral Synchronization [D].

[20] 金卯. 海克斯康制造智能发布全新三维激光扫描仪 [J]. 航空制造技术, 2016 (6): 14-14.
JIN Mao. Hyxcom Manufacturing Intelligence released a new 3D laser scanner [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2016 (6): 14-14.

[21] 浦昭邦, 赵辉. 光电测试技术 [M]. 2005.
PU Zhaobang, ZHAO Hui. Photoelectric testing technology [M]. 2005.

[22] 邾继贵, 于之靖. 视觉测量原理与方法 [M]. 2012.
ZHU Jigui, YU Zhijing. THE PRINCIPLE OF VISION METROLOGY [M]. 2012.

[23] 张广军. 视觉测量 [M]. 科学出版社, 2008.
ZHANG Guangjun. VISION METROLOGY [M]. Science Press, 2008.

[24] Ackermann F. Digital image correlation: Performance and potential application in photogrammetry [J]. Photogrammetric Record, 1984, 11.

[25] 李中伟. 基于数字光栅投影的结构光三维测量技术与系统研究 [D]. 华中科技大学, 2009.
LI Zhongwei. Research on Structured Light 3D Measuring Technology and System Based on Digital Fringe Projection [D]. Huazhong University of Science and Technology, 2009.

[26] LMI Technologies 发布 Gocator 三维智能传感器用于橡胶和轮胎行业 [J]. 橡塑技术与装备, 2018.
LMI Technologies published Gocator 3D intelligent sensor for the rubber and tire industries [J]. China Rubber/Plastics Technology and Equipment, 2018.

[27] The ScanCONTROL 2800 2D/3D laser-line profile sensor leads the market in performance and ease of use [J]. Sensor Review, 2005, 25 (4): -.

[28] 苏显渝, 谭松新, 向立群, et al. 基于傅里叶变换轮廓术方法的复杂物体三维面形测量 [J]. 光学学报, 1998, 18 (9).
SU Xianyu, TAN Songxin, XIANG Liqun, et al. Complex Object Shape Measurement Using FTP Method [J]. Acta Optica Sinica, 1998, 18

(9).

[29] Srinivasan V, Liu H C, Halioua M. Automated phase-measuring profilometry: A phase mapping approach [J]. Applied Optics, 1985, 24(2): 185.

[30] 王浩. 基于视觉的形貌测量拼接技术研究[D]. 天津大学, 2005.
WANG Hao. Study on 3D mosaic technology of surface measurement based on stereo vision [D]. Tianjin University, 2005.

[31] 曲学军, 孟飙, 刘春. 大尺寸自由曲面部件组合测量现场全局标定优化方法与应用[J]. 计算机集成制造系统, 2015(09): 132-140.
QU Xuejun, MENG Biao, LIU Chun. Onsite global calibration and optimization of combining measurement for large free-form surfaces part [J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2015(09): 132-140.

[32] 龙玺, 钟约先, 李仁举, 由志福. 结构光三维扫描测量的三维拼接技术[J]. 清华大学学报(自然科学版)(4): 477-480.
LONG Xi, ZHONG Yuxian, LI Renju, YOU Zhifu. 3-D surface integration in structured light 3-D scanning [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology)(4): 477-480.

[33] 周朗明, 郑顺义, 黄荣永. 旋转平台点云数据的配准方法[J]. 测绘学报, 2013(01): 77-83.
ZHOU Lanming, ZHENG Shunyi, HUANG Rongyong. A Registration Algorithm for Point Clouds Obtained by Scanning Objects on Turntable [J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2013(01): 77-83.

[34] 黄佳. 基于工业机器人的三维激光扫描测量系统研究[D]. 天津大学, 2012.
HUANG Jia. Study on 3D Laser Scanning System based on Industrial Robot [D]. Tianjin University, 2012.

[35] Reich, Carsten. 3-D shape measurement of complex objects by combining photogrammetry and fringe projection [J]. Optical Engineering, 2000, 39(1): 224.

[36] 叶晓明, 凌模. 全站仪原理误差[M]. 2004.
YE Xiaoming, LING Mo. Principle Error of Total Station [M]. 2004.

[37] 张斌, 於浩, 方涛, et al. Leica TM50 观测数据预处理程序设计与开发[J]. 人民长江, 2016(s1): 107-109.
ZHANG Bin, YU Hao, FANG Tao, et al. Design and development of Leica TM50 observation data preprocessing program [J]. Yangtze River, 2016(S1): 107-109.

[38] 郭洪杰, 王碧玲, 赵建国. iGPS 测量系统实现关键技术及应用[J]. 航空制造技术, 2012(11): 38-41.
GUO Hongjie, WANG Biling, ZHAO Jianguo. Key Technology and Application of iGPS Measuring System [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2012(11): 38-41.

[39] 杨凌辉. 基于光电扫描的大尺度空间坐标测量定位技术研究[D]. 天津大学, 2010.
YANG Linghui. Research on Large-scale Space Coordinate Measurement Location Technology Based on Optical Scanning [D]. Tianjin University, 2010.

[40] 劳达宝. 室内测量定位系统发射站优化及校准技术研究[D]. 2012.
LAO Dabao. Research on Transmitter Optimization and Calibration Technology of Indoor Measurement Positioning System [D]. 2012.

[41] 熊芝. wMPS 空间测量定位网络布局优化研究[D]. 天津大学, 2012.
XIONG Zhi. Research on network deployment optimization of workspace Measurement and Positioning System [D]. Tianjin University, 2012.

[42] 刘哲旭. 面向大型复杂现场的测量定位方法研究[D].
LIU Zhexu. Research on Measurement and Positioning Method in Large Complex Field [D].

[43] 于起峰, 尚洋. 摄像测量学原理与应用研究(精)[M]. 科学出版社, 2009.
YU Qifeng, SHANG Yang. Videometrics: Principles and Researches [M]. Science Press, 2009.

[44] 郭磊, 邾继贵, 叶声华. 大尺寸三维形貌测量中同名非编码点的精确配准[J]. 红外与激光工程, 2008(06): 144-147.
GUO Lei, ZHU Jigui, YE Shenghua. Precision registration of corresponding uncode points in large-sized 3D surface measurement using three images

［J］. Infrared and Laser Engineering, 2008 (06): 144-147.

[45] 黄桂平, 钦桂勤, 卢成静. 数字近景摄影大尺寸三坐标测量系统 V-STARS 的测试与应用［J］. 宇航計測技術, 2009, 29 (2): 5-9.
HUANG Guiping, QIN Guiqin, LU Chengjing. Testing and Application of the Digital Close-range Photogrammetry for the Large Scale 3-D Measurement V-STARS［J］. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2009, 29 (2): 5-9.

[46] MetraSCAN3D TM 光学三坐标 3D 扫描系统［J］. 现代制造, 2012 (29): 61-61.
MetraSCAN3D optical 3D scanning system［J］. Maschinen Markt, 2012 (29): 61-61.

[47] 杨凌辉, 王丽君, 林嘉睿, et al. 基于正交柱面成像相机空间后方交会的三维坐标测量方法［J］. 红外与激光工程, 2018.
YANG Linghui, WANG Lijun, LIN Jiarui, et al. 3D coordinate measurement method based on space resection of the orthogonal cylindrical imaging camera［J］. Infrared and Laser Engineering, 2018.

[48] 刘海庆. 正交柱面成像式动态坐标测量方法研究［D］. 2016.
LIU Haiqing. Research on Dynamic Coordinate Measurement Method Based on Orthogonal Cylindrical Imaging［D］. 2016.

[49] 王丽君. 基于后方交会的正交柱面成像位姿测量方法研究［D］. 2017.
WANG Research on Precision Pose Measurement Technology Based on Orthogonal Cylindrical Imaging and Space Resection［D］. 2017.

[50] 形创·中国. Creaform 3D 技术和数字化解决方案在航空航天领域的应用［J］. 航空制造技术, 2014, 4 (13): 104-105.
Creaform · China. Application of Creaform 3D Technology and Digital Solution in Aerospace［J］. Aeronautical Manufacturing Technology, 2014, 4 (13): 104-105.

[51] 范晓龙, 刘韶光, 范欢欢. 一种基于激光跟踪仪的大飞机外形测绘建模方法［J］. 航空制造技术, 2016, 59 (14): 69-74.
FAN Xiaolong, LIU Shaoguang, FAN Huanhuan. Large Aircraft Shape Modeling Technology From Surveying and Mapping Based on Laser Tracker［J］. Aviation Manufacturing Technology, 2016, 59 (14): 69-74.

[52] 钟凯, 李中伟, 史玉升, 王从军, 张李超, 黄奎. 组合式大尺寸三维测量系统中的结构参数标定算法［J］. 天津大学学报 (5): 425-429.
ZHONG Kai, LI Zhongwei, SHI Yusheng, WANG Congjun, ZHANG Lichao, HUANG Kui. Calibration Algorithm of Structure Parameters in Combined Large-Scale 3D Metrology System［J］. Journal of Tianjin University (5): 425-429.

[53] 张园. 基于工业机器人和 wMPS 大型自由曲面扫描测量技术研究［D］. 2015.
ZHANG Yuan. Study on Large Free-form Surface Scanning Measurement Based on Industrial Robot and w MPS［D］. 2015.

[54] 杨守瑞. 大型构件复杂曲面自动化测量方法与技术［D］.
YANG Shourui. Method and Technology for Robotic Measurement of Complex Surface on Large-scale Components［D］.

[55] Zhimin X, Qingquan L, Qingzhou M, et al. A 3D Laser Profiling System for Rail Surface Defect Detection［J］. Sensors, 2017, 17 (8): 1791-.

[56] Sun B, Yang L, Guo Y, et al. A stereo line-scan system for 3D shape measurement of fast-moving objects［C］//2017 International Conference on Optical Instruments and Technology: Optoelectronic Measurement Technology and Systems. International Society for Optics and Photonics, 2018, 10621: 106210A.

功能安全研究热点追踪及脉络演进和趋势可视化分析

张　鑫[1]，孟邹清[1]，张鑫赟[2]　刘晓亮[1]

（1. 机械工业仪器仪表综合技术经济研究所功能安全中心 北京 100055；
2. 中国石油大学（北京）安全与海洋工程学院 北京 102249）

摘　要：为了探索功能安全研究合作力量特征、热点领域及脉络演进和趋势，本文以 739 篇文献的知识节点为原始数据，运用 VOSviewer 软件绘制可视化知识图谱，分析功能安全的发文量变化特点、核心研究力量、期刊耦合关系、研究热点及演变路径等。结果表明：德国、美国和意大利发文量最多，沙特阿拉伯、塞浦路斯和乌拉圭是功能安全研究的新兴国家；马拉达伦大学和沃尔沃建筑设备公司之间合作最为密切；Armstrong，K 发文量排名第一；功能安全研究在未来一段时期内将呈现多元化发展，其中探索大数据智能算法在软硬件异常检测技术中的应用是发展趋势之一。本研究客观地展示了功能安全研究的热点和前沿，能够为相关研究者和决策者提供参考依据。

关键词：功能安全；安全仪表系统；知识图谱；脉络演进；VOSviewer 软件

中图分类号及文献标识码：X934，A

Visualization Analysis of Research Hotspot and Evolution Paths of Functional Safety

ZHANG Xin[1]，MENG Zouqing[1]，ZHANG Xinyun[2]，LIU Xiaoliang[1]

（1. *Functional Safety Center*，*Instrumentation Technology and Economy Institute*，*Beijing*，100055，*China*；
2. *College of Safety and Ocean Engineering*，*China University of Petroleum*，*Beijing*，102249，*China*）

Abstract：to reveal the cooperation strength characteristics，research hotspot，evolution directions functional safety，VOSviewer 1.6.9 information visualization software was utilized to draw a set of scientific knowledge maps based on the knowledge nodes collected from 739 literatures，and then the change

作者简介：张鑫，2004 年于中国石油大学（华东）获得学士学位，2019 年于中国石油大学（北京）获得博士学位，现为机械工业仪器仪表综合技术经济研究所工程师，主要研究方向为功能安全评估、过程工业监测预警技术研究。E-mail：zhangxin@ instrnet. com

Zhang Xin received his B. Sc. degree in 2004 from China University of Petroleum（Huadong），received his Ph. D. degree in 2019 from China University of Petroleum（Beijing），now he is an engineer in Instrumentation Technology and Economy Institute. His main research interests include functional safety assessment，and monitoring and early-warning technology of process industry.

* **基金项目**：国家重点研发计划（2018YFB2004100）资助项目

of the volume of papers, core research force, journal coupling relationship, research hotspot and evolution paths of functional safety were explored. The results show that Germany, the United States and Italy have published the most papers; Saudi Arabia, Cyprus and Uruguay are emerging countries in the field of functional safety research; Malardalen University and Volvo Construction Equipment Ltd have established the closest cooperation; Armstrong, K ranks the first in the number of papers. In the future, diversified directions on functional safety will appear, such as the application of big-data algorithms in the area of anomaly detection technology of software and hardware. This study objectively demonstrates the hotspot and frontier of functional safety research, and can provide useful reference for relevant researchers and decision makers.

Keywords: functional safety; safety instrument system; knowledge map; evolution paths; VOSviewer software

0 引言

20 世纪后期，世界范围内发生了多起因火灾或爆炸引起有毒有害物质泄露的灾难性事故，典型事故包括弗利克斯伯勒爆炸事故[1]、塞韦索爆炸事故[2]、印度博帕尔毒气泄露事故[3]、派普艾尔海上平台火灾事故[4]。事故调查表明：控制系统相关安全功能失效是导致事故的主要原因，而电气/电子/可编程电子（Electrical/Electronic/Programmable Electronic，E/E/PE）仪表产品自身安全功能的不完善是造成功能失效的重要原因之一。为了提高 E/E/PE 仪表设备安全性与可用性，国际电工委员会（International Electrotechnical Commission，IEC）在 2000 年发布了适用于任何工业领域的国际基本安全标准 IEC61508，该标准明确了 E/E/PE 安全相关系统的功能安全。功能安全是与受控设备（Equipment Under Control，EUC）和 EUC 控制系统有关的整体安全的组成部分，它取决于 E/E/PE 安全相关系统和其他风险降低措施功能的正确行使[5]。基于良好的工程/产品实践，IEC61508 在不同领域得到了发展和具体应用，比如过程工业的 IEC61511 和汽车行业的 ISO26262。目前，国际社会已基本建立了以功能安全为基础、覆盖产业链的安全保障技术，包括风险分析与管控、安全产品认证、安全集成和安全评估等。

国内外学者围绕功能安全理论体系、技术应用和安全产品研发开展了广泛研究，形成了大量研究成果，为后续研究者、工程师和决策者了解该领域知识基础、热点领域、发展历程及方向提供了基础数据。例如，文献［6］基于失效类型与误跳闸动作间的影响关系，修正了安全仪表系统设计阶段中误跳闸率的计算公式。文献［7］从控制视角系统地揭示了自动驾驶系统的一般故障行为，并提出了设计功能安全驱动系统必须考虑的要素。文献［8］为了提高汽车嵌入式系统鲁棒性和可靠性，开发了一套满足 ISO26262 标准的连续性工具集，可高效率地自动执行软件验证和确认。文献［9］从相关标准建立、理论研究、评估和认证及功能安全产品开发四个层面综述了安全仪表系统功能安全的发展现状。文献［10］论述了工业控制系统功能安全与信息安全的关联性，并总结了功能安全与信息安全一体化评估方法及挑战。然而，尽管功能安全的研究成果众多，但现有研究缺乏对功能安全系统化梳理的过程，尤其是合作力量特征、研究热点及演变路径。鉴于此，本文对功能安全相关论文开展文献计量学分析，采用 VOSviewer 软件绘制该领域的科学知识图谱，总结其知识基础，厘清国家/地区、研究机构、作者的合作关系，揭示关键词的聚类特征和时序特征，以探讨研究热点和发展历程并合理预测演进方向，为后续研究提供理论依据。

1 数据来源与方法

选择 Web of Science 核心合集数据库为数据源检索功能安全领域的相关文献，设置检索模式为“Basic search”，设置主题为“Functional safety”，设置时间跨度为“1986-2019”。基于上述设置，最终获得 739 篇文献（包括期刊论文和会议论文）的知识节点（即题目、出版年、期刊名称、作者信息、摘要、关键词、被引文献），将知识节点下载并保存为 txt 格式文件。基于文献共引原理，利用 VOSviewer 1.6.9 软件从作者分布、机构分布、地理分布、期刊耦合和关键词聚类多维度绘制科学知识图谱，揭示科学知识的结构关系、发展进程和演变趋势等[11]。

2 结果与讨论

2.1 发文量

年度发文量和累计发文量可作为衡量功能安全研究发展趋势的重要指标，如图 1 所示。由图 1 可知，累计发文量可粗略划分为 2 个阶段：缓慢增长阶段（2010 年以前）和快速增长阶段（2010 年以后），表明 2010 年后功能安全研究得到越来越多关注。除 2013 年之外，2010-2019 年期间的年度发文量显著多于 2010 年之前。年度发文量在 2017 年达到了峰值（112 篇），随后出现连续两年的下降趋势（2018 和 2019 年分别为 101 和 52 篇）。

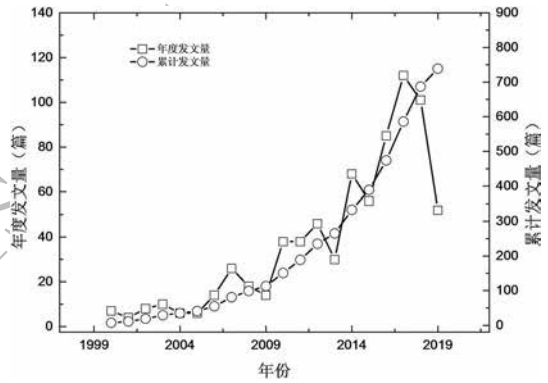


图 1 年度发文量和累计发文量

Fig. 1 Annual publications and cumulative publications

2.2 基础知识

基于科学研究的累积性、继承性、连续性特征，科学文献引证已发表文献证实自身研究的可信度具有客观性和普遍性。若某论文被引用频次越高，则说明其研究内容越重要，可看作该领域的经典知识基础。将 739 篇论文的题录信息导入 VOSviewer 1.6.9 软件，统计得到被引频次前 10 位的论文，如表 1 所示。其中，文献［12］针对 IEC61508 仅陈述目标及步骤规程而未硬性规定 SIL 计算方法导致量化结果不一致的问题，对比多种可靠性评估方法，证明马尔科夫模型具有广泛适用性。文献［13］通过研究轮毂电机的故障容错设计提高其功能安全水平。文献［14］建立了一种马尔科夫模型自动创建技术，用于解决安全仪表系统可靠性评估时人工建模易于出错和耗时的问题。文献［15］提出了一种快速寻找响应时间和可靠性最优组合的功能安全验证方法，解决了已有方法无法满足响应时间和可靠性同时最优的功能安全要求。文献［16］建立了安全功能块的时间自动机固化模型，通过模型检测验证了固化块与规范的一致性。

表 1 被引频次前 10 的论文

Tab. 1 The 10 most cited papers

序号	题目	被引频次
1	Comparing safety analysis techniques	53
2	Fault-tolerant in-wheel motor topologies for high-performance electric vehicles	52
3	Automatic creation of Markov models for reliability assessment of safety instrumented systems	39
4	Safe human-robot cooperation in an industrial environment	35
5	Efficient integration of secure and safety critical industrial wireless sensor networks	33

续表

序号	题目	被引频次
6	Adaptive dynamic scheduling on multifunctional mixed - criticality automotive cyber-physical systems	26
7	A systematic approach to safety case maintenance	25
8	Safety-and security-critical services in building automation and control systems	24
9	Fast functional safety verification for distributed automotive applications during early design phase	23
10	Verification and validation of safety applications based on PLC open safety function blocks	20

2.3 研究力量特征

2.3.1 国家/地区合作网络特征

目前，已有 51 个国家/地区开展了功能安全研究，其中 7 个国家/地区仅参与了 1 篇论文，10 个国家发表过 23 篇及以上论文。表 2 列出了发文量排名前 10 位、平均发文时间最新的 10 个国家/地区。德国（Germany）、美国（USA）和意大利（Italy），分别以 178 篇、99 篇和 65 篇论文位居冠军、亚军和季军。发文量排名前 10 的国家中，有 9 个国家属于发达国家，表明功能安全研究与国家工业化程度和经济发展水平有关。沙特阿拉伯（Saudi arabia），塞浦路斯（Cuprus）和乌拉圭（Uruguay）的平均发文年限比较新，表明它们是该研究领域的新兴国家。在 51 个国家/地区中，2 个位于北美洲，30 个位于欧洲，2 个位于南美洲，12 个位于亚洲，3 个位于非洲，2 个位于大洋洲，表明功能安全研究存在不均衡的地理分布特征。

图 2 展示了基于总合作强度的国家/地区间的合作网络（包括 40 个国家）。总合作强度量化了某个国家/地区与其他关联国家/地区之间的合作程度。从图 2 可直观看出，美国、意大利、德国、法国在国际合作中最为活跃，其中美国与中国之间的科研合作最密切。

表 2 发文量排名前 10 和平均发文时间最新的 10 个国家/地区

Tab. 2 The 10 most productive countries and territories, and 10 ones with latest average publication year of documents

发文量最多的国家和地区			平均发文时间最新的国家	
序号	国家/地区	发文量	国家/地区	平均发文时间
1	德国	178	沙特阿拉伯	2019.00
2	美国	99	塞浦路斯	2019.00
3	意大利	65	乌拉圭	2019.00
4	中国	59	巴基斯坦	2018.00
5	英国	57	苏格兰	2018.00
6	日本	48	亚美尼亚	2018.00
7	澳大利亚	45	以色列	2018.00
8	瑞典	45	加拿大	2017.56
9	法国	37	葡萄牙	2016.33
10	波兰	23	斯洛文尼亚	2016.20

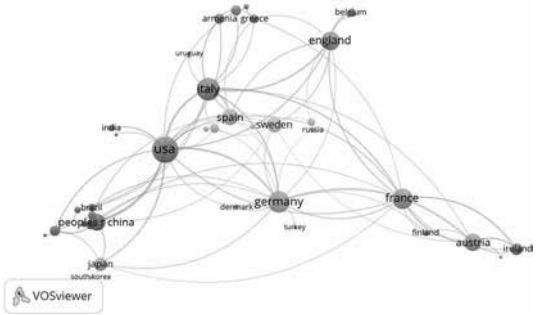


图 2 基于总合作强度的国家/地区间的合作网络

Fig. 2 Cooperation among countries/districts based on the totallink strength

2.3.2 机构合作网络特征

739 篇论文由 719 个研究机构完成，其中 532（532/719 = 73.99%）个机构仅完成了 1 篇论文，30（30/719 = 4.17%）个机构完成了

至少 5 篇论文。发文量排名前 10 的机构列于表 3。Cherry Clough Consultants Ltd 以 23 篇的论文数量位居榜首，Graz Univ Technol（格拉茨技术大学）和 Malardalen Univ（马拉达伦大学）分别以 17 篇和 12 篇论文位于亚军和季军。从表 3 可知，4 个研究机构位于德国，表明德国是功能安全研究领域的核心力量。

图 3 展示了最大的机构合作网络，根据机构间连线强度可看出：Malardalen Univ（马拉达伦大学）和 Volvo Construct Equipment（沃尔沃建筑设备公司）之间、Hunan Univ（湖南大学）和 Suny Coll New Paltz（纽约州立大学-新帕尔兹分校）之间的合作较为密切。事实上，整体研究分布呈现分散特征，大多数机构独立开展研究。

表 **3** 发文量排名前 **10** 的机构

Tab. 3 The 10 most productive institutions

序号	研究机构	国别	论文数
1	Cherry Clough Consultants Ltd	英国	23
2	graz univ technol（格拉茨技术大学）	奥地利	17
3	malardalen univ（马拉达伦大学）	瑞典	12
4	tech univmunich（慕尼黑理工大学）	德国	12
5	katholieke univ leuven（鲁汶大学）	比利时	11
6	univ Kassel（卡塞尔大学）	德国	11
7	hunan univ（湖南大学）	中国	10
8	politecn torino（都灵理工大学）	意大利	10
9	siemens ag （西门子股份公司）	德国	10
10	tech univcarolo wilhelmina braunschweig（布伦瑞克工业大学）	德国	10

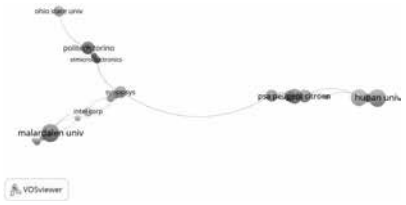


图 3 研究机构合作网络（网络结构最大）

Fig. 3 Largest cooperation network among institutions link strength

2.3.3 作者合作网络特征

由于同一作者的名字在不同文献中有不同写法，因此，在统计作者数量时，采用数据融合方式将同一作者不同写法的名字进行了合并。结果表明：739 篇论文由 1740 位作者完成，其中 1380 位作者仅参与了 1 篇论文，只有 5（5/1740=0.29%）位作者参与了 10 篇及以上论文。事实上，发文量较多的作者往往是该领域知名学者，比如 Armstrong，K 和 Kreiner，C。该现象也出现在其他领域，只有少部分人为某一领域研究做出了突出贡献[11]。

图 4 展示了功能安全研究的作者合作网络，包括 5 个核心子网络，节点半径正比于作者与他人的总合作强度，作者间连线表示合作关系，连线越粗，合作越紧密。从图 4 可知，Kreiner，C 和 Steger，C 为该领域学术交流与合作做出了重要贡献；根据节点间连线强度可知，Xie G 和 Li R 之间，Degraeve，A 和 Pissoort，D 之间，Kreiner，C 和 Steger，C 之间的合作较为密切。表 4 列出了发文量排名前 10 名和被引次数排名前 10 位的作者，发文量最多的作者是 Armstrong，K，其后是 Kreiner，C 和 Xie，G；然而在论文被引量方面，被引次数最多是 Xie，G，其后是 Li，R 和 Li，K。

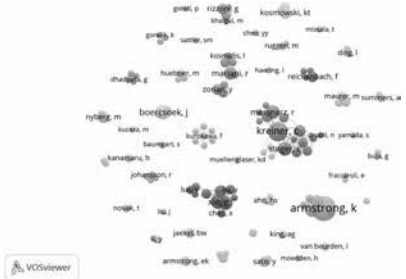


图 4 作者合作网络

Fig. 4 Cooperation network of authors

表 4　发文量前 10 位的作者和被引用量前 10 位的作者

Tab. 4　The 10 most productive, most cited authors

发文量排名前 10 的作者			被引用量排名前 10 作者	
序号	作者	数量	作者	被引量
1	Armstrong, K	24	Xie, G	88
2	Kreiner, C	16	Li, R	88
3	Xie, G	10	Li, K	88
4	Pissoort, D	10	Armstrong, K	52
5	Boercsoek, J	10	Li, Z	48
6	Steger, C	9	Liu, Y	43
7	Li, R	9	Kreiner, C	40
8	Messnarz, R	9	Nyberg, M	26
9	Degraeve, A	8	Steger, C	26
10	Mariani, R	8	Sato, Y	24

2.4　研究力量特征

期刊耦合分析能够揭示两种期刊所发表论文同时引用第三种期刊所刊载论文的关系，进而揭示期刊之间的相似度。越是学科或专业内容相近的期刊，它们所刊载论文引用相同文献的数量就越多。

图 5 给出了功能安全领域的期刊耦合网络图，节点间连线表示两者间存在耦合关系，连线越粗，则耦合强度越大，表明两种期刊的相似度越高。表 5 列出了 5 对相似度靠前的期刊。结合图 5 和表 5 可知，Reliability Engineering & System Safety 和 Journal of Loss Prevention in the Process Industries 的相似度最高，其次是 IEEE Transactions on Industrial Informatics 和 IEEE Access。

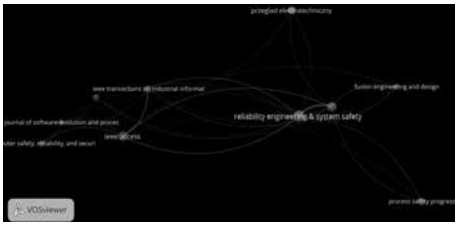


图 5　期刊耦合网络

Fig. 5　Coupling network among journals

表 5　相似度排名前 5 位的期刊

Tab. 5　Five pairs of most similar journals

序号	期刊	耦合强度
1	Reliability Engineering & System Safety Journal of Loss Prevention in the Process Industries	126
2	IEEE Transactions on Industrial Informatics IEEE Access	39
3	Reliability Engineering & System Safety IEEE Access	21
4	IEEE Access Journal of Loss Prevention in the Process Industries	18
5	IEEE Transactions on Industrial Informatics Reliability Engineering & System Safety	14

2.5　研究热点追踪

关键词是对文献内容的高度概括与凝练，分析关键词可有效辨识功能安全领域的研究热点。采用 VOSviewer 软件提取出现频次不少于 3 次的关键词，绘制如图 6 所示的关键词聚类图，每个节点代表一个关键词，颜色代表相似关键词的聚类情况。根据颜色可知，聚类主要包括红色聚类、绿色聚类和蓝色聚类。

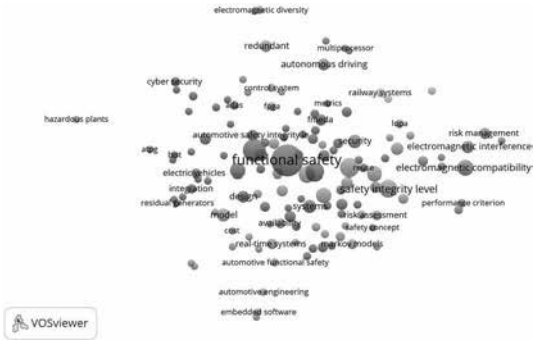


图 6　关键词网络可视化图

Fig. 6　Network visualization of keywords

在红色聚类中，高频次关键词包括功能安全（Functional safety）、ISO 26262（汽车电子功能安全标准）、安全（safety）、汽车（automotive）、系统（systems）、故障注入（fault injection）、设计（design）、汽车嵌入系统（automotive embedded system）、车辆安全完整性等级（automotive safety integrity level）、FMEDA（失效模式影响和诊断分析）、汽车行业-软件过程改进和能力测定（automotive SPICE），表明这些关键词主要来源于汽车功能安全研究领域的相关文献。ISO26262 是从电子、电气及可编程器件功能安全基本标准 IEC61508 派生出来的，说明 IEC61508 能够较好地适用于汽车行业。

绿色聚类：频次较高的关键词包括 IEC61508、安全完整性等级（safety integrity level）、可靠性（reliability）、验证（verification）、安全仪表系统（safety instrumented system）、IEC61511、模型（model）、标准（Standards）、冗余（redundant）、实时系统（real-time system）、可用性（availability）、诊断（diagnostic）、故障裕度（fault tolerance）等，表明上述关键词来自与安全仪表系统性能评估相关文献，在开展安全仪表系统可靠性和可用性分析时，重点考虑了系统的结构约束参数，包括诊断覆盖率、冗余结构和故障裕度等。其中，IEC61508 是关于功能安全的纲领性标准，适用于任何工业领域，包括工程应用和产品；IEC61511 是基于 IEC61508 概念的工程应用标准（即基于良好的工程实践）。

蓝色聚类：主要关键词包括电磁兼容（electromagnetic compatibility）、安全（security）、电磁干扰（electromagnetic interference）、自动驾驶（autonomous driving）、关键性安全系统（safety-critical systems）、风险管理（risk management）、电磁安全（electromagnetic security）等，上述词汇来自于 E/E/PE 系统 EMC 评估相关的论文。特别是，随着先进自动驾驶技术发展以及制造商对汽车电子系统功能安全性的严格审查，自动驾驶汽车的电磁兼容性问题引起高度关注。关键性安全系统通常由嵌入式微处理器系统构成，在调试和运行过程中面临电磁骚扰的风险，对其实施风险管理（风险控制措施和控制措施的验证）确保系统在生命周期中符合安全要求。

2.6 脉络演进分析

将时间因素叠加到关键词共现网络有助于揭示功能安全领域的时区演进及阶段特征。图 7 展示了时间维度下功能安全研究领域的关键词叠加视图，每个节点的叠加颜色对应该关键词的平均出版年份，平均出版年与叠加颜色之间的对应关系如右下角图例所示。

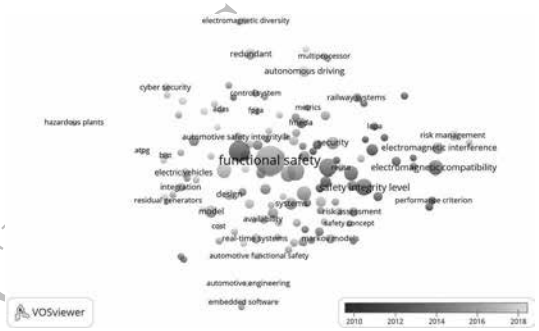


图 7 关键词叠加图

Fig. 7 Overlay visualization of keywords

在 2010 年附近，关键词有 IEC61511、ISO 26262、ANSI/ISA 84.01、标准（standards）、认证（certification）、性能标准（performance criterion）、风险降低（risk reduction）、管理（management）、软件（software）、电磁现象（electromagnetic phenomenon）等，此时期内研究者主要是解读、掌握功能安全相关标准的内涵，关注功能安全在自身领域的具体应用。2012 年左右，关键词包括 IEC61508、安全仪表系统（safety instrumented system）、安全完整性等级（safety integrity level）、保护层分析（LOPA）、电磁兼容（electromagnetic compatibility）、轨道系统（railway systems）、现场总线（fieldbus）、安全相关系统（safety-related system）、关键性安全系统（safety-critical system），表明该时期，各领域已经形成了比较统一的概念，

开始从共性的角度分析自动控制系统的功能安全。在 2014 年左右，关键词包括可靠性（reliability）、可信度（dependability）、验证（verification）、诊断（diagnostics）、模型（model）、嵌入系统（embedding systems）、电磁干扰（electromagnetic interference）。表明该时期，功能安全研究已经不再局限于安全系统，而是被延伸至基本控制系统和安全产品的设计研发过程中。在 2016 年左右，关键词有汽车安全完整性等级（automotive safety integrity levels）、故障插入（fault injection）、安全分析（safety analysis）、网络安全（cyber security）、安全（security）、可用性（availability）、冗余（redundant）、实时系统（real-time systems）、电磁多样性（electromagnetic diversity），表明功能安全研究已面向复杂系统，采用多种技术手段满足安全需求，其中功能安全与信息安全融合的评估技术开始得到重视。2018 年左右，关键词有机器学习（machine learning）、深度学习（deep learning）、异常检测（anomaly detection）、汽车系统（automotive system）、汽车工程（automotive engineering）、汽车功能安全（automotive functional safety）、自动驾驶（autonomous driving）、模型预测控制（model predictive control）、系统工程（systems engineering）、电磁安全（electromagnetic security）。表明研究者已开始探索大数据分析算法在功能安全领域的应用，尤其是软硬件异常检测技术方面。由于汽车电子技术复杂性增加、软件内容和机电一体化增强，导致系统工程领域的安全问题突出，因此，汽车功能安全新技术研发将会是未来关注点。在 2010-2018 期间，与电磁兼容相关的关键词均有出现，表明关于功能安全的电磁兼容性问题一直是研究重点，其中电磁安全技术研究将是未来发展趋势。

3 结论

本文基于 Web of Science 核心合集数据库收录的 731 篇功能安全研究论文，开展了文献计量学分析，运用 VOSviewer 1.6.9 软件绘制知识图谱，探索功能安全研究力量特征、热点领域及脉络演进和趋势，为后续相关研究提供数据支撑。

从国家/地区合作关系看，大多数国家对外建立了合作关系；然而从机构合作网络看，大多数机构独立开展研究。从作者合作关系看，只形成了少数核心作者群，其中 Kreiner，C 和 Steger，C 为功能安全研究领域的学术交流活动做出了重要贡献。

从空间维度看，汽车功能安全技术研究、安全仪表系统性能评估、产品电磁兼容性测试是热点领域，上述研究覆盖功能安全在工业领域应用的一部分，说明 IEC61508 能较好地适用于汽车行业和过程工业。从时间维度看，功能安全研究呈现出多元化发展趋势，以机器学习、深度学习为代表的大数据算法开始在软硬件异常检测技术方面得到应用；自动驾驶技术发展和机电一体化增强将促进汽车功能安全理论和实证研究进一步发展；产品电磁安全技术也将会得到越来越多的关注。

参考文献：

[1] Venart J E S. Flixborough：the explosion and its aftermath [J]. Process Safety and Environmental Protection，2004，82（2）：105-127.

[2] Fabiano B，Vianello C，Reverberi A P，et al. A perspective on Seveso accident based on cause-consequences analysis by three different methods [J]. Journal of Loss Prevention in the Process Industries，2017，49：18-35.

[3] Eckerman I. The Bhopal gas leak：Analyses of causes and consequences by three different models [J]. Journal of loss prevention in the process industries，2005，18（4-6）：213-217.

[4] Ramsay C G，Bolsover A J，Jones R H，et al. Quantitative risk assessment applied to offshore process installations. Challenges after the piper alpha disaster [J]. Journal of loss prevention in the process industries，1994，7（4）：317-330.

[5] Functional safety of electrical/electronic/programmable electronic safety-related systems-Part 4: Definitions and abbreviations [S].

[6] Jigar A A, Liu Y, Lundteigen M A. Spurious activation analysis of safety - instrumented systems [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2016, 156: 15-23.

[7] Stolte T, Hosse R S, Becker U, et al. On functional safety of vehicle actuation systems in the context of automated driving [J]. IFAC - PapersOnLine, 2016, 49 (11): 576-581.

[8] Nouacer R, Djemal M, Niar S, et al. EQUITAS: A tool-chain for functional safety and reliability improvement in automotive systems [J]. Microprocessors and Microsystems, 2016, 47: 252-261.

[9] 靳江红, 吴宗之, 赵寿堂, 等. 安全仪表系统的功能安全国内外发展综述 [J]. 化工自动化及仪表, 2010, 37 (5): 1-6.

[10] Kriaa S, Pietre-Cambacedes L, Bouissou M, et al. A survey of approaches combining safety and security for industrial control systems [J]. Reliability engineering & system safety, 2015, 139: 156-178.

[11] VanNunen K, Li J, Reniers G, et al. Bibliometric analysis of safety culture research [J]. Safety science, 2018, 108: 248-258.

[12] Rouvroye J L, van den Bliek E G. Comparing safety analysis techniques [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2002, 75 (3): 289-294.

[13] Ifedi C J, Mecrow B C, Brockway S T M, et al. Fault-tolerant in-wheel motor topologies for high-performance electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49 (3): 1249-1257.

[14] Guo H, Yang X. Automatic creation of Markov models for reliability assessment of safety instrumented systems [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2008, 93 (6): 829-837.

[15] Xie G, Zeng G, Liu Y, et al. Fast functional safety verification for distributed automotive applications during early design phase [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65 (5): 4378-4391.

[16] Soliman D, Frey G. Verification and validation of safety applications based on PLCopen safety function blocks [J]. Control engineering practice, 2011, 19 (9): 929-946.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

面向精密制造的光学自由曲面在位偏折测量技术

张祥朝*，徐　敏

（复旦大学上海超精密光学制造工程技术研究中心，上海 200438）

摘　要：复杂光学曲面的在位测量是当前精密工程领域面临的重要难题。偏折术对光学曲面的测量精度可与干涉仪相比，而且具有更高的测量效率、稳定性以及动态范围，具有广泛的应用前景，但是其测量精度直接取决于几何标定的可靠性。本文结合单点金刚石切削系统设计了原位偏折测量系统，采用机床中的气浮转台，在两个旋转姿态下进行光线追迹，通过数值优化计算各元件之间的相互位置，可以将标定精度提高一个数量级。根据反向投影偏差的统计规律，可以有效分离面形偏差与位姿误差，校正工件的位置误差，有效利用了工件的名义面形信息，将传统的位置-面形单向映射转变为双向映射，显著提高了在位测量的灵活性与效率。对于复杂的自由曲面，采用子孔径拼接测量方法，对局部区域发展了精准定位技术，有效保证了迭代重构过程的正确收敛。采用离轴抛物镜等光学镜面进行实验验证，所提出的偏折测量方法的测量精度优于 150 nm RMS。

关键词：光学曲面；在位测量；偏折术；几何标定；光线追迹

中图分类号：TH741　　**文献标识码：**A

作者简介：张祥朝　男，河北巨鹿人，1982 年生，复旦大学光科学与工程系副研究员，国际标准化组织 ISO/TC 201 成员，ISO/TC 213 观察员，SPIE 高级会员，OSA、ASPE、IEEE 会员，中国仪器仪表学会精密机械分会理事，上海激光学会专业委员。2005 年毕业于中国科学技术大学精密机械与精密仪器系，2009 年 6 月获英国 Huddersfield 大学精密技术中心博士学位，毕业后留任 Huddersfield 大学研究学者（Fellow），2011 年 12 月进入复旦大学工作。

研究方向主要为精密光学测量技术、计算成像技术与表面计量学。在复杂表面检测评定方面的成果获教育科技部科技进步二等奖（第三完成人）。在 Optics Letters、Optics Express、Applied Optics、Precision Engineering、Measurement 等 SCI 期刊和国际会议上发表论文九十余篇，并担任三十多个期刊的审稿专家，国家自然科学基金委员会、英国 EPSRC 项目评审专家。作为负责人承担了国家自然科学基金、上海市自然科学基金、航天技术基金、科技部重点研发计划等多项科研项目。E-mail：zxchao@ fudan. edu. cn

Xiangchao Zhang，born in 1982，is currently an associate professor at Fudan University，China. He is a Senior Member of SPIE，and a member of ISO TC/201，OSA，ASPE，IEEE，and Shanghai Laser Society，and a trustee of Precision Machinery Sub-Society of China Instrument and Control Society. He graduated from University of Science and Technology of China in 2005 and received his PhD degree at University of Huddersfield，UK in 2009. In 2011，he joined Department of Optical Science and Engineering，Fudan University，China. Dr Zhang's research interests include precision optical measurement，surface metrology and computational imaging. He has achieved a series of important results on freeform surface characterisation，multi-scale analysis，deflectometric measurement of specular surfaces，digital holographic microscopy etc and published more than 80 papers. He has leaded several research grants including National Natural Science Foundation of China，Shanghai Natural Science Foundation，Science Challenging Program，National Key Research and Development Program of China etc. He won a best paper prize in Met & Props 2011 and a Second Prize of Science and Technology Development，Ministry of Education of China. He is a peer reviewer of more than 20 international journals and a project reviewer of NSFC of China and EPSRC of UK.

* **基金项目：**国家自然科学基金（51875107）资助项目

In-situ deflectometric measurement of opticalfreeform surfaces for precision manufacturing

Xiangchao Zhang *, Min Xu

Shanghai Engineering Research Centre of Ultra-Precision Optical Manufacturing, Fudan University, Shanghai, 200438

Abstract: The in-situ measurement of complex optical surfaces is a challenging task in precision engineering. The phase measuring deflectometry is a powerful measuring method for complex specular surfaces, and it has higher measuring efficiency, stability and dynamic range compared to interferometry. The measuring accuracy is directly determined by the quality of geometrical calibration. An in-situ deflectometric measuring system is designed based on the single point diamond turning machine. A self-calibration method is developed to specify the relative positions between the camera, screen and workpiece. Ray tracing is conducted at two positions of an assistant reflecting mirror, which is mounted on an air bearing spindle. The geometrical positions in the system can be improved by an order of magnitude by minimizing the deviations of the traced points with respect to the true correspondences. According to the statistical properties of the deviations in reverse ray tracing, the form errors and the position errors can be separated, and the positioning error of the workpiece can be corrected accordingly. Henceforth, the nominal shape of the fabricated workpiece can be fully utilized, and the conventional one-way position-form mapping can be converted into a two-way mapping problem. As for the complex shapes, the whole surface can be covered by sub-aperture measurement. Precise localization of a local region is achieved by multi-position imaging, so that the correct convergence of the iterative reconstruction process can be guaranteed. Several typical optical surfaces including an off-axis paraboloid mirror is measured, and the measuring accuracy of the proposed method is proved better than 150 nm RMS. 。

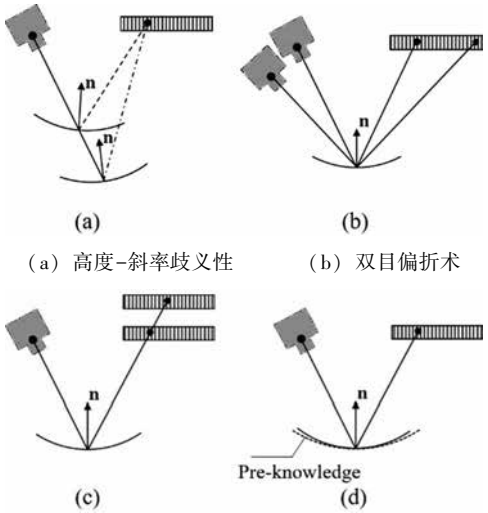
Keywords: optical surfaces; in - situ measurement; deflectometry; geometrical calibration; ray tracing

0 引言

非球面与自由曲面光学元件结构紧凑、可有效消除像差，因此在先进光学系统中得到了广泛的应用。但是由于其面形复杂、精度要求高，对其加工质量的检测提出了巨大的挑战。在当前的精密制造中，光学元件一般采用离线测量方法，如激光干涉仪、点扫描轮廓仪等，但工件在机床上的反复拆装严重降低了制造效率，而且重复定位误差也限制了加工精度的进一步提高。同时，这些测量方法对外界干扰较为敏感，一般需要严格控制测量环境。为了适应当前超精密智能制造的发展要求，需要将测量系统与加工装备相集成，实现在位/在线测量。

相位偏折术是一种测量光学曲面的方法。其原理非常简单，由屏幕显示特定的图样(通常为正弦条纹)，经过被测表面反射后由相机拍摄图像。显然，相机所获取图像的畸变情况和被测表面的面形直接相关。根据屏幕像素和相机像素的相位建立对应关系，由反射定律可知，入射光线和反射光线之间的

角平分线即为被测表面的法向。再经过积分重构，即可得到表面的面形。该方法快速稳定，对环境干扰不敏感，而且动态范围远远大于传统的干涉测量方法，因而近年来受到研究人员的广泛关注。偏折测量中一般采用针孔相机模型，也即将相机的光瞳视为一个理想的点，将相机像素与光瞳中心相连即可得到反射光线。但是被测表面上反射点的位置不确定，由此导致所计算的入射光线及角平分线的方向都受到影响。该现象称为偏折测量的高度-斜率歧义性，如图 1（a）所示[1]。



（a）高度-斜率歧义性　（b）双目偏折术

（c）屏幕移动　（d）SCOTS

图 1. 屏幕-相机像素对应关系

为了解决该问题，研究者提出采用双目系统，利用两个相机中反射光线的交点可以确定反射点的位置[2]。但是只能计算两个相机图像的重合部分，严重限制了对复杂曲面的成像范围，而且也增加了系统的标定复杂度。有研究者提出移动屏幕的方法[3]，通过屏幕移动过程中所采集图像的变化确定入射光线的方向。但是由于导轨的直线度误差等因素，在机械移动过程中易引入额外误差。为此，亚利桑那大学的研究人员提出了 SCOTS 测量方法[4]，如图 1（d）所示。提供待测表面的名义面形，给定其基准位置，将反射光线与该表面的交点作为反射点，并将交点与对应屏幕像素的连线作为入射光线，基于反射定律计算反射光线和入射光线之间的角平分线，将其作为待测表面的法向，

$$w_x(x_m, y_m) = \frac{\frac{x_m - x_{screen}}{d_{m2screen}} + \frac{x_m - x_{camera}}{d_{m2camera}}}{\frac{z_{m2screen} - w(x_m, y_m)}{d_{m2screen}} + \frac{z_{m2camera} - w(x_m, y_m)}{d_{m2camera}}},$$

$$w_y(x_m, y_m) = \frac{\frac{y_m - y_{screen}}{d_{m2screen}} + \frac{y_m - y_{camera}}{d_{m2camera}}}{\frac{z_{m2screen} - w(x_m, y_m)}{d_{m2screen}} + \frac{z_{m2camera} - w(x_m, y_m)}{d_{m2camera}}} \quad (1)$$

其中 $z_{m2screen}$ 与 $z_{m2camera}$ 表示被测表面到屏幕，以及被测表面到相机光心的 z 坐标之差，$d_{m2screen}$ 与 $d_{m2camera}$ 表示从被测表面到屏幕，以及被测表面到相机光心之间的距离，$W(x, y)$ 表示被测表面的面形。将梯度积分重构得到的面形作为新的预知面形，和反射光线相交后利用式（1）得到被测表面的法向，如此循环迭代直至收敛。相比于双目偏折测量法以及移动屏幕法，SCOTS 不需要额外的相机或者屏幕，硬件要求简单，因此更适用于在位测量。

1. 在位偏折测量的几何自标定

单点金刚石切削是当前超精密光学曲面最重要的加工方法。根据五轴单点金刚石切削机床的结构特点设计了在位偏折测量系统，如图 2 所示。

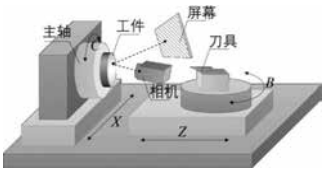


图 2. 单点金刚石车床的原位偏折测量系统

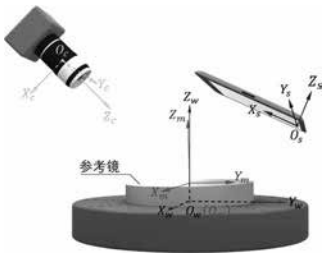


图 3. 几何自标定的坐标系

测量系统中的屏幕和相机固定在刀座所在的 B 轴上，可以根据需要调整姿态，使得屏幕图样经过被测元件反射后成像在相机内，但在测量过程中保持位置固定。由于被测表面的面形复杂性，相机难以完整地获取整个表面反射的条纹图样。因此，可以使得测量系统只对被测元件的部分成像，并通过转动主轴带着工件移动，实现不同局部表面的测量。由于测量系统中的屏幕和相机的位置直接影响式（1）中角平分线的计算结果，因此需要确定各部件之间的相对位置。当前一般采用三坐标测量机或者激光追踪仪等仪器探测被测表面的顶点、焦点等特征点，对工件进行定位，而在后续重构过程中保持该基准位置不变。但是在位测量系统中，由于机床空间以及环境干扰等因素的限制，难以引入额外的计量仪器来进行几何标定。

为了适应在位检测的要求，放宽对测量系统中各部件几何位置的探测精度要求，提出了几何自标定方法。在实际加工之前，固定好屏幕和相机，在卡盘上安装标准平面镜，认为该平面是完美的，如图 3 所示。首先为相机、屏幕、标准平面镜分别建立坐标系，并将测量系统整体的世界坐标系建立在主轴卡盘上。分别采用下标 s、v、c、w、m 表示屏幕、虚像、相机、世界和参考镜坐标系。采用张正友标定法，采用棋盘格标定板确定相机的基本参数[5]。预估各部件之间的相对位置，获得各坐标系之间的相对转换关系，如 $[R_{s2w}, T_{s2w}]$ 表示从屏幕坐标系到世界坐标系的旋转矩阵及平移向量。从屏幕像素开始进行光线追迹，经过镜面反射和相机平面相交。进行光线追迹需要三个计算步骤[1]：在反射镜坐标系下表示屏幕像素 S 的坐标、在反射镜坐标系下表示反射后虚像像素 V 的坐标、将虚像像素 V 重投影到相机像素 C。显然，如果输入的位置关系和实际情况相符，则追迹的相机像素位置正好和对应的像素点重合。也就是说，追迹偏差直接反映了各部件相对位置的误差。

在图 2 的离轴光路条件下，反射镜面沿 z 方向平移和绕 y 轴倾斜都会导致追迹点位置沿 x 方向偏移，也就是说，这两个位置变量之间存在耦合关系，需要提供额外的约束才能使得该问题在数值上适定。于是主轴转动一定角度，如 $\pi/2$，将两个位置下所有像素的追迹偏差平方和作为目标函数，通过数值优化调整所有位置变量直至迭代收敛。具体流程如下图所示：

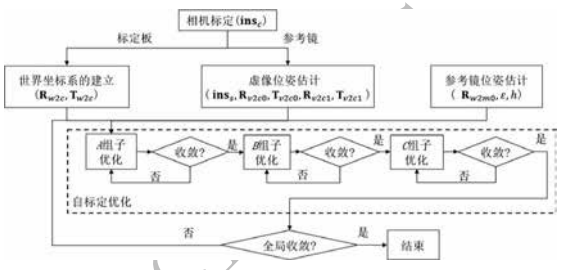


图 4. 几何自标定方法的流程图

由于变量数目较多，将其同步优化容易导致系统在数值上不稳定。因此将变量分为 A、B、C 三组，分组依据组内变量强相关、组间变量弱耦合的原则进行：

$$x = \{\underbrace{ins_s,\ R_{v2c0},\ T_{v2c0},\ R_{v2c1},\ T_{v2c1}}_{A组},\ \underbrace{ins_c,\ R_{w2c},\ T_{w2c}}_{B组},\ \underbrace{R_{w2m0},\ \varepsilon,\ h}_{C组}\} \quad (2)$$

其中 A、B、C 组分别与屏幕、相机、以及反射镜的位姿强相关。在优化过程中对三组变量轮流优化迭代直至系统整体收敛。

2. 被测元件高度的迭代计算

上面的系统标定采用参考反射镜来确定相机和屏幕相对于世界坐标系的位置。而世界坐标系的 z 轴是通过主轴带动标定板转动来确定的，因此坐标系的 z 轴方向和机床坐标系能够较好地匹配。而世界坐标系的 z 轴原点建立在卡盘工作面上，用来辅助几何定位的标定板和参考反射镜的厚度难以准确得到，因此世界坐标系的 z 坐标有一定误差。另外，实际加工过程中，对刀精度较差，误差可达亚毫米级，也会导致世界坐标系和机床坐标系之间存在 z 方向的平移偏差，从而影响实际测

量的可靠性。

在传统的 SCOTS 方法中，工件的名义模型只用来和反射光线相交，计算反射点的位置。将该点处反射光线与入射光线的角平分线赋予表面法向，积分得到测量面形。而在迭代计算过程中保持名义表面的位置不变，因此这是一个从名义模型的高度得到测量面形的单向映射问题，工件的位置需要采用第三方精密仪器探测而确定。而在实际的单点金刚石切削加工中，实际面形和设计基准之间的偏差都在微米级以内。更重要的是，在最小二乘意义下，面形偏差必然对称分布在基准面形两侧，如下图所示。

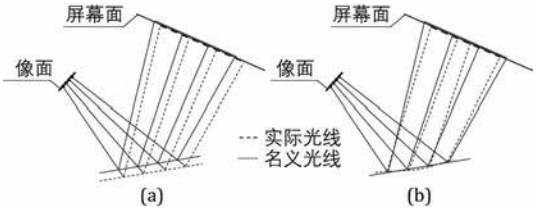


图 5. 多个像素的追迹偏差：
（a）高度误差引起的偏差；（b）面形误差引起的偏差。

若从相机像素进行逆向光线追迹，经名义模型反射后与屏幕平面相交，可得与实际对应像素的偏差。由于偏折测量系统为离轴光路，工件沿 z 方向的偏移会导致追迹像素单向偏离；而面形偏差会导致追迹像素多方向偏摆。因此，可根据追迹偏差的统计特性来分离工件的位置误差与面形误差[6]。我们将整个迭代计算过程分为高度子问题与面形子问题，二者交替进行，如图 6 所示。

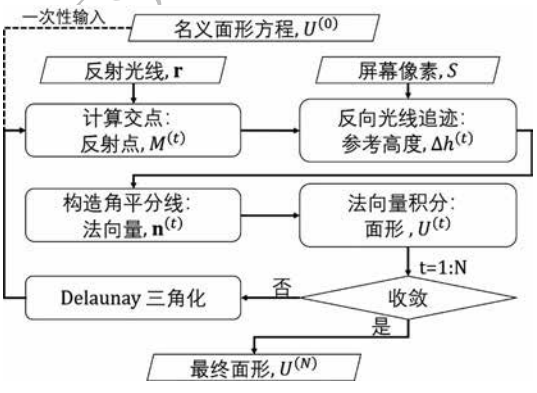


图 6. 在位测量的迭代策略流程图

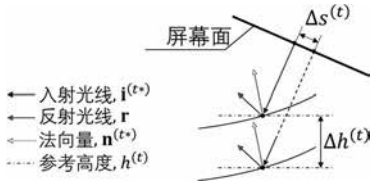


图 7. 高度子问题

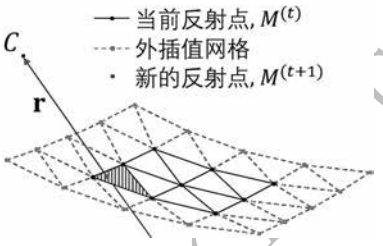


图 8. 面形子问题

在高度子问题中，以工件的实际高度 h 为变量，以所有光线的追迹偏差的平方和为目标函数进行优化，如图 7 所示。而在面形子问题中，除了首次预估反射点可以由过相机光心的反射光线与名义面形直接计算而得，后续迭代中的预估反射点需要用反射光线和当前重构的面形计算。然而，重构的面形不再是连续的面形方程，而是离散点的集合。通过 Delaunay 三角化，离散点可构建为三角面片的集合。因此后续迭代中的反射点可由反射光线与三角面片相交得到，如图 8 所示。

这个优化方法充分利用了被测面形的信息，其位置用于计算反射点，而其法向用来进行光线追迹，通过追迹偏差的统计特性来分离位置误差和面形偏差。于是，传统的单向映射问题就转变为位置－面形双向映射问题。

3. 自由曲面子孔径的准确定位

对于复杂的自由曲面，由于偏折测量中成像范围的限制，通常难以单次覆盖全口径，需要需要通过子孔径拼接来完成整个工件的测量。但是实际子孔径测量中实际的工件区域难以准确定位，即使对于同一个参考模型，不同区域所对应的表面位姿及名义面形都不一样，给后续的 SCOTS 测量重构及质量评定带来很大的困难。

每个子孔径位姿在空间中有六个运动自由度，分别为 t_x，t_y，t_z，θ_x，θ_y，θ_z。其中 θ_z 对相机所采集的条纹图样的影响和具体的被测面形有关，而且一般是非敏感量，暂时不作深入讨论。t_z 在上一节中已开展分析，它会导致追迹像素沿某一方向偏斜。而另外四个运动自由度对投影偏差的影响都有特定规律。由于每个投影点都有 u、v 两个坐标分量，也即通过光线追迹可以得到两个方程，而对于 t_x，t_y，t_z，θ_x，θ_y 五个自由度至少需要三个姿态才能提供足够的约束条件，使得子孔径位姿求解问题适定。因此利用气浮转台，分别转动 0°、90°、180°，所对应的三个姿态分别称为 A、B、C，则在屏幕的 uv 像素坐标系中，各个自由度所对应的投影偏差方向如下表所示：

表 **1.** 工件位姿误差对投影偏差的影响

工件姿态	t_x	t_y	t_z	θ_x	θ_y
A	↓	↑	↑	←	↓
B	←	↑	↑	↓	→
C	↑	↓	↑	→	↑

对同一个相机像素，在三个姿态下对同一变量的偏差可写成 6 元向量形式。只要表 1 中的偏差量不为零，则五个运动自由度构成的六维向量必然线性无关，也即三个姿态下的投影偏差能够使得系统适定。我们对某一子孔径进行光线追迹，假定一共有 l 对反向追迹像素，则可以构建目标函数：

$$\min_x \sum_{i=1}^{l} [\, \| S_i^{(A)}(x) - \hat{S}_i^{(A)} \|^2 + \| S_i^{(B)}(x) - \hat{S}_i^{(B)} \|^2 + \| S_i^{(C)}(x) - \hat{S}_i^{(C)} \|^2] \tag{3}$$

其中决策变量 $x = [R_{m2w},\ T_{m2w}]$ 是待求解的被测工件位姿，$\hat{S}$ 是真实屏幕像素的坐标，$S^{(A)}$、$S^{(B)}$、$S^{(C)}$ 是被测工件在位姿 A、B、C 下反向追迹的屏幕像素的坐标。

值得一提的是，在优化定位问题中，每次工件位置发生调整，则会导致光线与名义表面的交点改变，也即反射点需要重新计算，导致求导计算非常复杂。因此这里采用粒子群优化（PSO）算法，通过模拟鸟群在觅食过程中个体和群体之间的信息交换方式而寻找最优目标解[7,8]，于是可以避免求导运算。以三个位姿下追迹偏差的 RMS 距离作为 PSO 的适应度。这里特别说明的是，PSO 的寻优能力和初始粒子是否遍布搜索空间内有关。通常，在搜索空间使用伪随机数生成初始粒子，然而随机数很多时候不能均匀地覆盖整个空间，尤其是当搜索空间维度较高的时候，如图 9（a）所示。因此在 PSO 求解定位模型时，引入 Hammersley 序列[9] 生成均匀的初始粒子，如图 9（b）所示，以避免陷入局部最优。

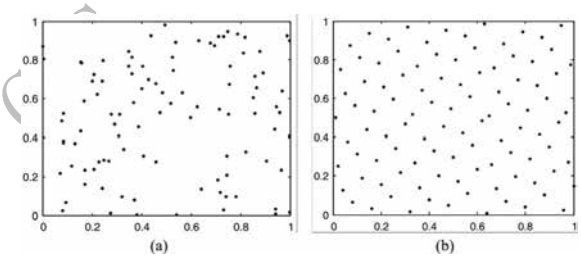


图 9. PSO 生成初始粒子：
（a）随机数序列；（b）Hammersley 序列。

设搜索空间是 D 维的，N 个粒子的在空间中的坐标 $Y = \{ y_i \mid i = 1, \cdots, N \}$ 由上述 Hammersley 初始化。第 k 代 y_i 的粒子速度（即每一代中粒子的坐标变化）可记为：

$$v_i^k = \chi [\, v_i^{k-1} + c_1 r_1 \otimes (p_i - y_i) + c_2 r_2 \otimes (p_g - y_i) \,],\ k > 1 \tag{4}$$

其中 c_1 和 c_2 为加速系数，用以调节粒子朝向当前解 p_i 和本代中的全局解 p_g 的相对速度。r_1 和 r_2 为 D 维的 [0，1] 随机数，$\otimes$ 是点乘运算，χ 是提升稳定性的收缩因子。这里取 $c_1 = c_2 = 2.05$，$\chi = 0.7298$[10]。PSO 求解定位的流程图如图 10 所示。

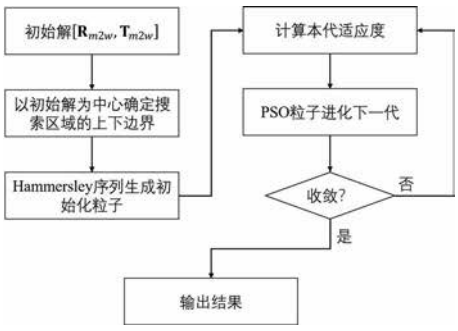


图 10. PSO 求解被测工件的定位模型

4. 实验结果

首先利用球面反射镜进行验证，型号为 Edmund#40-913，如图 11 所示。该球面反射镜的名义口径为 127 mm，名义曲率半径为 1270 mm。该工件使用 4D PhaseCam 6000 型动态干涉仪进行测量，如图 12 所示。经单目偏折术测量后，使用 Modal 法重构的面形如图 13（a）所示。与干涉仪的结果之差则如图 13（b）所示，单目偏折术测量与干涉仪测量差异的 RMS 为 31.34 nm，PV 为 189.75 nm。实验证明，当测量球面时，本文提出的单目偏折术的测量能力与干涉仪可比拟。

图 11. 球面反射镜

图 12. 球面镜的干涉仪测量

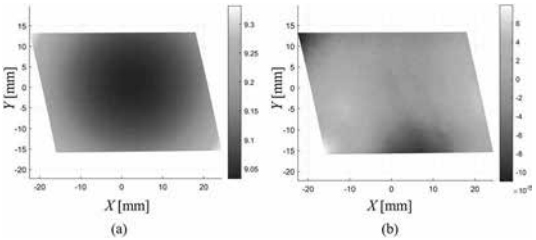


图 13. 球面镜的子孔径测量结果：
（a）Modal 重构；（b）与干涉仪测量之差。

抛物面镜广泛地应用于光学系统中的光束准直。而在卡塞格林望远镜这一类需要转折光路的应用场景中，主镜需要留出通孔，避免光束遮挡。而离轴形式的中空抛物面镜应用在某些特殊的场合，在转折光路的同时避免遮挡。离轴抛物面镜（Off-axis parabolic，OAP）的干涉测量利用平行光汇聚到焦点的特性，使用标准球进行零位测量。由于需要在干涉光路中同时调整离轴抛物面镜的位姿和标准球的位姿，因此干涉测量非常耗时。此外，因为这一类型的光学表面不具有几何中心点和极值点，且其边缘点不可探测，也即没有可用的几何特征点，因此中空离轴抛物面镜无法用传统的 SCOTS 方法测量。

采用 Precitech Freeform XL 单点金刚石车床加工了一个中空离轴抛物镜，如图 14 所示。其名义指标为：

表 **2.** 中空离轴抛物镜的技术指标

参数	数值
母焦距	45 mm
口径	30 mm
离轴量	51.96 mm
基高	0 mm

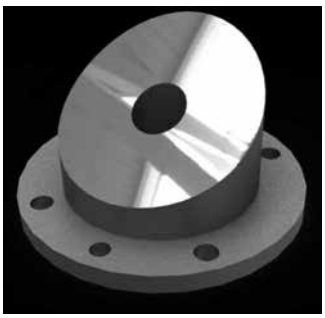


图 14. 中空离轴抛物面镜

该工件使用 Zygo GPI XP/D 型干涉仪进行零位测量，以验证单目偏折术的子孔径测量结果。实际被测的子孔径区域以及拍摄的条纹如图 15 所示。

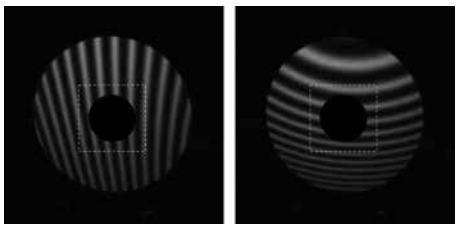


图 15. 中空离轴抛物面镜的横纵变形条纹，
绿色虚线内为被测子孔径

被测中央通孔抛物面镜的面形经过 4 次迭代计算获得，减去拟合的理想抛物面后，去除与面形位置有关的 Zernike 前四项（分别代表平移、*xy* 倾斜以及离焦），与干涉仪结果作对比，如图 16 所示（图中坐标系为干涉仪结果）。相对于干涉仪的测量结果，在位单目子孔径测量差异的 RMS 为 139. 85 nm，差异的 PV 为 682. 89 nm。使用低阶 Zernike 项（Z1 到 Z5）分析偏折测量与干涉测量的差异中的各项贡献，列于表 3 中。可见由测量系统离轴配置而引起的像散[11] 在差异中占绝大部分。实验证明，本文提出的在位偏折测量能够实现中空离轴抛物面镜的非零位快速测量，提高了测量效率。

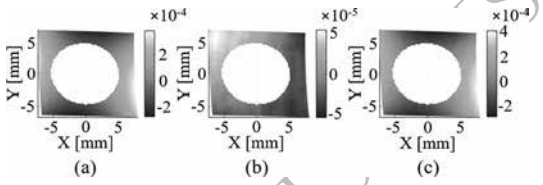


图 16. 中空离轴抛物面镜测量结果：
（a）单目偏折测量；（b）干涉仪测量；（c）两者差异。

表 **3.** 单目偏折测量和干涉测量差异的 RMS 贡献度

Zernike 项	差异［nm］
Z5，45°初级像散	48. 18
Z6，0°初级像散	127. 65
Z7，*Y* 轴初级彗差	17. 84
Z8，*X* 轴初级彗差	27. 55
Z9，0°三叶差	6. 96
Z10，45°三叶差	0. 41
Z11，初级球差	3. 61
Z5-Z11，共计	139. 23

5. 结论

偏折测量技术的抗环境干扰能力强、结构简单、通用性好，尤其适用于精密光学加工的在位测量。其测量精度取决于式（1）所计算的角平分线和实际表面法向的匹配程度。因此，引起测量误差的因素包括相机、屏幕、工件之间的相对位置、系统像差导致的像点相位失配、反射光线不通过相机光心引起的偏差等。其中几何位置的准确性是决定测量精度的主要因素。传统偏折术采用第三方仪器探测特征点来决定工件位置，难以用于实际精密加工的在位测量。本文中以光线追迹为工具，分析了不同条件下位姿求解问题的适定性，以及追迹误差相对于各误差因素的敏感性及其统计规律。据此有效分离各项误差，仅利用机床自身的运动轴系即可完成偏折测量系统中各部件的精准定位，显著提高了测量效率与可靠性，降低了精密制造的成本与复杂性。因此，所发展的精密测量技术对提高我国精密光学制造的技术水平有重要意义。

参考文献：

［1］ Xu X，Zhang X，Niu Z，Wang W，Zhu Y，Xu M. Self-calibration of in-situ monoscopic deflectometric measurement in precision optical manufacturing［J］. *Optics Express*，2019，27（4），7523-7536.

［2］ Xu Y，Gao F，and Jiang X，Enhancement of measurement accuracy of optical stereo deflectometry based on imaging model analysis［J］，*Optics and Lasers in Engineering*，2018，111，1-7.

［3］ Xiao Y L，Su X，Chen W，and Liu Y. Three-dimensional shape measurement of aspheric mirrors with fringe reflection photogrammetry［J］. *Applied Optics* 2012，51（4），457-464.

［4］ Su P，Wang Y，Burge JH，Kaznatcheev K，Idir M. Non-null full field X-ray mirror metrology using SCOTS：a reflection deflectometry approach［J］.

Optics Express, 2012, 20 (11), 12393-12406.

[5] Zhang Z. A flexible new technique for camera calibration [J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2000, 22 (11), 1330-1334.

[6] Xu X, Zhang X, Niu Z, et al. Extra-detection-free monoscopic deflectometry for the in-situ measurement of freeform specular surfaces [J]. *Optics Letters*, 2019, 44 (17), 4271-4274.

[7] Kennedy J. Particle swarm optimization [M]. *Encyclopedia of Machine Learning*, Springer, 2010, pp 760-766.

[8] Zhang X, Jiang and Scott P J. A reliable method of minimum zone evaluation of cylindricity and conicity from coordinate measurement data [J]. *Precision Engineering*, 2011, 35 (3): 484-489.

[9] Wong T T, Luk W S and Heng P A. Sampling with Hammersley and Halton Points [J]. *Journal of graphics tools*, 2005, 2 (2): 255-270.

[10] Clerc M and Kennedy J. The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space [J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2002, 6 (1): 58-73.

[11] Huang R, Su P Horne T, et al. Optical metrology of a large deformable aspherical mirror using software configurable optical test system [J]. *Optical Engineering*, 2014, 53 (8): 085106.

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

高性能 MEMS 低频微重力谐振式加速度传感器研制

王曙东，韦学勇，赵玉龙，蒋庄德

（西安交通大学机械工程学院，机械制造工程国家重点实验室）

A MEMS resonant accelerometer for low-frequency vibration detection

Abstract：According to their inherent characteristics, MEMS resonant accelerometers are more suitable for low-frequency, low-g acceleration measurement. In this paper, we proposed our single-axis MEMS resonant accelerometer based on double-ended-tuning fork resonators. The scale factor of our sensor is 1153.3 Hz/g and the bias stability of the oscillator is 58 ppb (parts per billion) for an averaging time of 1s. Static test showed that resolution of our sensor was 13.8 μg. The dynamic performance was demonstrated by single-frequency and hybrid-frequency vibration, and it is proved that our device is qualified for detecting low-frequency vibration (0.5~5 Hz). Compared with a standard charge accelerometer, our device showed its superiority in mixed acceleration measurement, which makes this device a potentially attractive option for geophones or seismometers.

Keywords：MEMS resonant accelerometer, oscillator, dynamic test, low-frequency vibration

1 引言

自第三次工业革命以来，高性能加速度计的需求量与日俱增。无论是在军事领域、工业领域和消费电子领域，加速度传感器都扮演着越来越重要的角色。自微机电系统技术（MEMS）技术渐渐成熟之后，MEMS 加速度传感器受到了各国研究者的青睐和重视。其中，MEMS 谐振式加速度传感器因其高灵敏度、高精度、大带宽［1］及数字化输出［2］，被视为最具潜力的加速度传感器之一［3~5］。然而，基于硅基的谐振式加速度传感器目前还存在诸多尚未解决的问题［6］［7］，成为了其性能进一步提升的瓶颈，阻碍了其应用领域的扩展及占有市场的增长。

因此，本论文由一种特殊的加速度传感器——倾角传感器出发，深入研究并优化谐振式传感器的敏感机理、拓扑结构、振荡电路、制造工艺各项指标，寻求提升其量程、标度因子、零偏稳定性、整体精度等性能的新方法与新思路。利用理论计算与有限元仿真，深入研究谐振式传感器的理论模型，进而针对传感器不同参数进行协同优化，达到传感器多指标全面提升的效果。基于对倾角传感器的研究，进一步研制谐振式加速度传感器，除上述通用指标外，还综合考虑了标度因子非线性、测试带宽、混频振动等复杂情况下加速度传感器的性能，以期形成一款各项性能良好的硅基谐振式加速度传感器。

2 MEMS 谐振式倾角传感器研究

2.1 传感器原理及设计

作为一种特殊的加速度传感器，倾角传感器的应用范围是十分广泛的。近年来，由

于在航空航天、汽车、家用电子行业中对于微型高精度倾角传感器需求的持续增长，诸多研究单位与企业都相应开发出了各自的产品。尽管这些产品具有不同的结构和特性，但其工作原理都基本相同：传感器中的敏感质量元件“摆”在重力场中总是试图稳定保持在铅垂方向，通过测量“摆”的偏移来计算倾角。基于这一特性，倾角传感器在处于垂直于重力方向时最为灵敏，而在平行于重力方向时最不灵敏，因而现有的倾角传感器大部分不能实现全量程的高精度测量，因而限制了其应用范围。

基于此，我们提出了一种中心对称六边形 MEMS 谐振式倾角传感器，实现了面内灵敏度均匀的角度测量，解决了大多数倾角传感器面临的问题。其基本结构如图 1 所示，包括六边形质量块（Proof Mass）、三对中心对称布置的微杠杆（Micro-Lever）和三个双端固定谐振音叉（DETF）。六边形质量块布置在传感器中心，仅与微杠杆相连并受到其支撑，用于感受角度变化过程中产生的重力变化。当角度发生改变时，质量块产生微小位移，并将或压或拉的应力施加于三对微杠杆的输入端，该应力分别经三对微杠杆的放大，最终施加于三个音叉谐振器上，改变了音叉谐振器的本征频率，通过测量该本征频率变化，即可反推目前所受到的角度值。

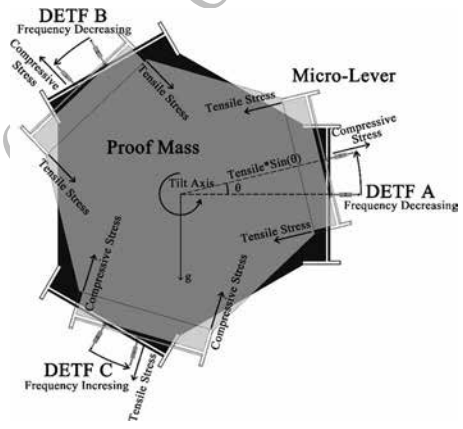


图 1　中心对称六边形 MEMS 谐振式倾角传感器结构图

Fig. 1　Structure of the tilt sensor.

与一般的单轴加速度传感器一样，每个音叉谐振器都只对轴向力敏感，即只有轴向力的变化才能引起频率的漂移，引起表头读数变化。由于重力加速度始终数值朝下，当传感器在竖直面内旋转时，对于每个音叉谐振器来说其受到的轴向力呈三角函数变化，灵敏度和标度因数依然不均匀。因此，必须结合三个音叉谐振器的读数才能得到平面内均匀的角度灵敏度，其原理如图 3 所示。通过图 2 可知，每个谐振音叉在其轴向方向垂直于重力方向时，轴向力与角度的变化基本呈线性关系，而在轴向方向与重力方向平行时，轴向力几乎不随角度的变化而变化。因此，在轴向垂直于重力方向的±30°内，可视为单个谐振音叉灵敏度恒定。由于三个谐振器呈 120°中心对称布置，在 0~360°内的每个位置上，都有且只有一个谐振音叉处于灵敏度恒定区间内，通过读取该谐振音叉的角度测量读数，即可得到最精准的角度判断。

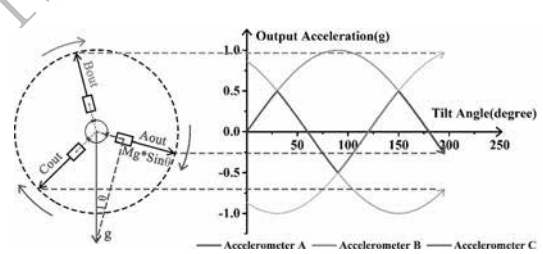


图 2　面内均匀灵敏度的获取方式原理图

Fig. 2　Schematic drawing of tilt measurement based on three accelerometers and simulated output of each accelerometer as rotating.

2.2　有限元仿真及优化

作为传感器的核心敏感部件，双端固定谐振音叉的理论计算和仿真对结构设计具有极具价值的指导意义。其结构及二阶振动模态如图 3（a）所示，综合考虑了其等效质量、等效刚度、标度因子等因素，最终确定了其结构尺寸，并通过仿真得到其本征频率为 138.201kHz。在受到轴向力时，其谐振频率将变为：

$$f=f_n\sqrt{1+\frac{0.293Pl_2}{Etw^3}}$$

其中，f 为谐振器的本征频率，l、t、w 分别为谐振器振梁的长度、厚度和宽度，P 为施加于谐振器的轴向力，当其为拉力时符号为正，为压力时符号为负，E 为单晶硅的杨氏模量。

标度因子是谐振式传感器的重要参数之一，也是有限元仿真的重要优化标的。对于倾角传感器而言，其定义为单位角度变化下的谐振器频率漂移量。因此，为提升传感器的标度因子，有两种方法：一是将谐振器设计的尽可能“软”，使其在受到单位力的情况下频率漂移尽可能多；二是设计微杠杆，使其受到的轴向力倍增。因此，本文还设计了如图 1 所示蟹爪形微杠杆，并在仿真中证明其可以在放大轴向力的同时，减小传感器的交叉敏感。

如前文所述，对于单个谐振器，其标度因子是随角度位置的不同而变化的。如图 3（b）所示，每个音叉在以水平方向为基准的±30°内，其标度因子近似不变，称为敏感区间或线性区间；而在其他区间内，标度因子锐减。本文所述的全量程倾角传感器，即是利用每个音叉谐振器的敏感区间，相互配合形成灵敏度均匀的 0~360°角度测量。由于单晶硅的各向异性，不同晶向的单晶硅杨氏模量是不同的，导致谐振音叉之间的本征频率和标度因子都不同。根据仿真结果，谐振音叉 A、B、C 的标度因子分别为 10.38Hz/度、9.34Hz/度、9.33Hz/度。

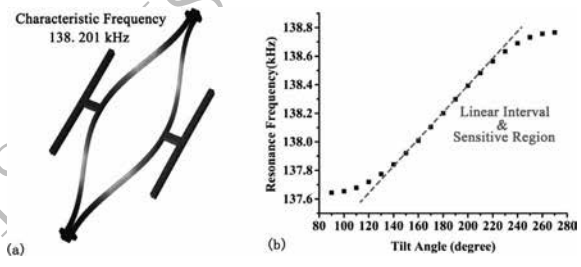


图 3　（a）谐振音叉的二阶振动模态
（b）单个谐振音叉的频率-角度仿真曲线

Fig. 3　Vibration mode of DETF B（a）, and its resonant frequency versus inclination（b）.

由于单晶硅的温度特性较差，不同温度的情况下其杨氏模量会产生变化，进而影响传感器自身性能。本文中所提出的中心对称六边形 MEMS 谐振式倾角传感器，可以通过三个音叉的共同输出来进行差分补偿，消除温度一阶共模影响。如图 4（a）所示，在不同温度下单个音叉的频率输出依然与角度呈正弦曲线关系，当温度较高时，谐振器刚度下降，整体频率降低；当温度较低时，谐振器刚度提升，整体频率升高。不同温度下三个谐振音叉的本征频率变化如图 4（b）所示。由仿真结果可知，当温度改变时，三个谐振音叉的本征频率同时变化，因此可将三个结果进行差分处理得到温度补偿后的角度测量值。

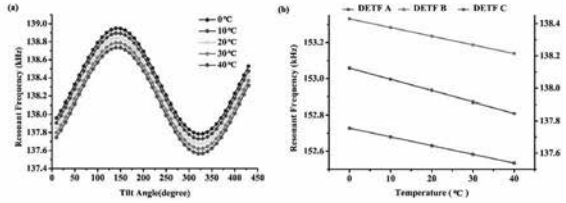


图 4　（a）单个谐振音叉在不同角度与温度下的频率变化
（b）三个谐振音叉在不同温度下的本征频率变化

Fig. 4　Resonant frequency of DETF B in different temperature environments vs. tilt angle（a）and resonant frequency of the three DETFs at a given position vs. temperature（b）.

2.3　器件加工与开环标定

在敲定整体方案及结构参数之后，本文所设计的倾角传感器送往 MEMSCAP 公司外包加工。所用工艺为常规 SOI 技术，单晶硅结构层厚度为 10μm。传感器器件图和封装如图 5 所示。谐振音叉 A、B、C 呈 120°放射状布置在六边形质量块周围，中间靠三对微杠杆与之连接。在谐振音叉的两侧和顶部分别布置有金属电极，通过金丝球焊机引线之后即可进行信号传输，实现谐振音叉的激振与拾振，检测其频率变化。

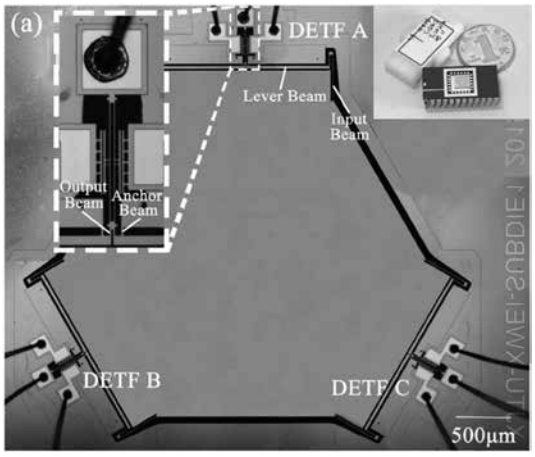


图 5　倾角传感器器件图及其封装

Fig. 5　Micrograph of the tilt sensor and package of the device.

图 6 为传感器开环测试的原理图及安装实物图。传感器芯片被放入 DIP24 陶瓷管壳内，通过焊接胶固定，陶瓷管壳的引脚与外接电路板相连，并通过 SMA 航空级线缆引出信号。由于硅微谐振式传感器只能工作于真空环境下，所以整个系统被置于真空腔内，SMA 线缆通过真空法兰上的接口与外界进行信号传输。电路板陶瓷管壳被固定于竖直放置的转台上，并与之刚性连接。

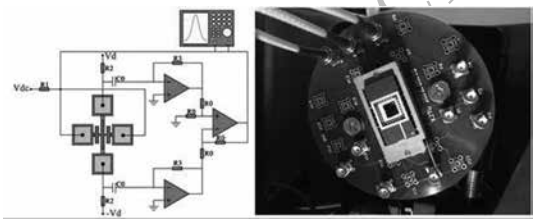


图 6　传感器开环测试的原理图及安装实物图

Fig. 6　Schematic diagram of the open-loop test circuit (a) and installation (b).

在开环测试中，谐振器的两侧电极被用于激振，顶部电极被用于拾振。激振信号由交流信号 Vac 和直流偏置 Vdc 构成，交流信号由矢量网格分析仪（KEYSIGHT E5061B）提供，直流偏置由直流稳压电源（KEYSIGHT E3649A）提供。激振信号通过音叉两侧的电容平板产生交变的激振力，作用于音叉本体，产生受迫振动；由于矢网仪可以提供频率扫描变化的交流信号，该交变力的频率也将产生变化，使得音叉在不同频率下都产生了受迫振动。由于音叉本身存在固有频率，所以在其固有频率附近，受迫振动的幅值迅速增大。该幅值可由压阻拾振电路差分检测，并最终由矢网仪读取出来。取振动幅值最大的频率点，即为谐振器的本征频率。

开环标定结果如图 7 所示，在实验中，针对单个谐振音叉在不同角度下的幅值-频率曲线进行了扫描。每次扫描的角度间隔为 10°，实验中测试了由-70°到 70°该谐振音叉的幅值频率响应。可以看到，随着角度的增加，幅值的峰值也逐渐右移，但偏移的速率随着角度的变化而变化。在±30°的区间内，变化速率维持在较高的稳定状态，表现为每次峰值之间的间隔较大，所以也被称作灵敏区间；在其他角度区间内，变化速率较小且逐渐收缩，表现为峰值之间的间隔越来越小，所以被称为非灵敏区间。

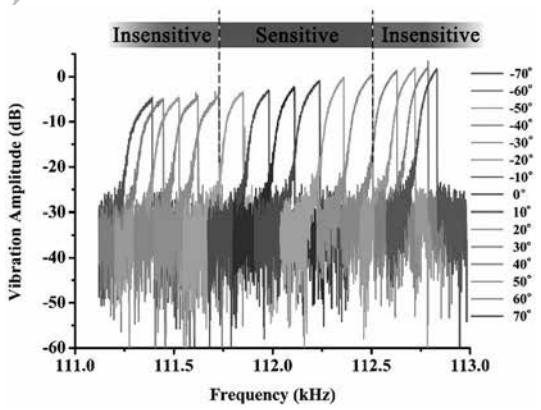


图 7　单个谐振音叉在不同角度下的幅值响应

Fig. 6　Open-loop test result of DETF B from -50 deg to 50 deg.

接着，我们进一步测试了三个谐振音叉在 0~360°内的表现，并汇总于如图 9（a）所示的曲线中。三个音叉的谐振频率呈三条正弦曲线，每条正弦曲线之间相位差近似为 120°。与仿真结果相同的是，在测得结果中，每一时刻有且只有一个谐振音叉处于灵敏区间内。分别提取处于灵敏区间内的谐振器输出，分别如图 8（b）、（c）、（d）所示。由于

单晶硅的各向异性及加工误差，三个谐振音叉的本征频率和标度因子都各不相同，但如图所示，三者在灵敏区间内的线性度是基本一致的。经线性拟合计算斜率，可以得到三者的标度因子分别为 12.73Hz/度、11.84Hz/度和 11.53Hz/度，综合看来，整体传感器的标度因子在全量程内不低于 11.53Hz/度。这一结果处于当时的国内领先水平。

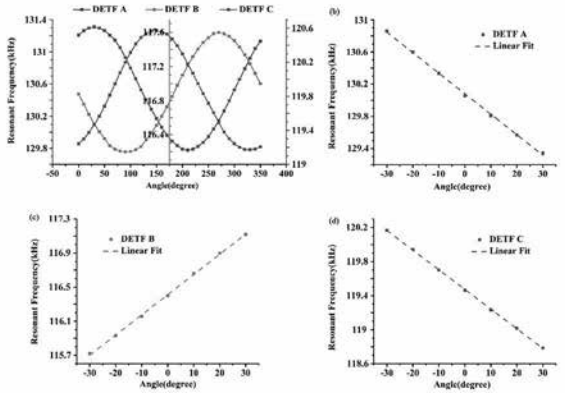


图 8　（a）不同角度下三个谐振音叉的本征频率变化
（b）灵敏区间内谐振音叉 A 的频率变化
（c）灵敏区间内谐振音叉 B 的频率变化
（d）灵敏区间内谐振音叉 C 的频率变化

Fig. 8　(a) Resonant frequency of the three DETFs got by downward sweeps; (b) Frequency of DETF A in sensitive region; (c) Frequency of DETF B in sensitive region; (d) Frequency of DETF C in sensitive region.

%1.4 闭环搭建与性能测试

开环测试由于其测试速度缓慢、需要大型设备等缺点，不适用于工业现场应用，也无法针对快速变动的角度值进行测量。因此，我们进一步搭建了谐振器闭环自激振荡电路，实现了音叉谐振器的频率值稳定、持续、快速读取。自激振荡电路如图 9 所示，包括压阻拾振电路、带通滤波器、移相器和比较器，当整个系统处于特定的参数条件下时，便可形成自激振荡，该振荡频率即为谐振器本征频率。其中，压阻拾振电路负责感受谐振器的微弱震动，通过压阻原理将机械信号转化为电信号，并进行放大；带通滤波器进行初步的选频，滤除低频、高频噪声；移相器负责改变整体相位；比较器有正、负两个端口，一个负责提供稳定的交变信号激励谐振器的振动，另一个负责持续输出谐振频率值。当整个回环的增益为正且相位为 2π 时，便可形成自激振荡，此时当谐振器本身频率变化时，闭环振荡电路的频率也将迅速随之变化，效率和准确度相比开环电路大大提升。

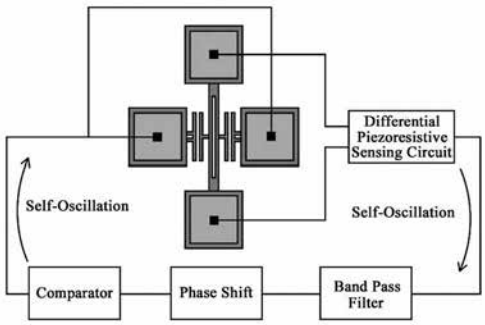


图 9　基于硅微谐振器的闭环振荡电路构建

Fig. 9　Micromechanical oscillator based on the DETF resonator.

零偏稳定性是谐振式传感器的重要参数之一，指在无加速度或角度变化时，传感器的随机噪声带来的表头输出不稳定性，一般用阿兰方差表示。为研究本款倾角传感器的零偏稳定性，进一步做了闭环静态实验。在测试中，传感器被置于真空腔中水平放置，此时传感器仅受到垂直向下的重力。由于三个谐振音叉对切向力都不敏感，所以相当于此时受力为零。实验针对谐振音叉 B 进行代表性研究，通过闭环振荡电路读取了谐振音叉 B 的静态输出，采样频率 100Hz，共采样 20 分钟，最终得到的结果如图 10（a）所示。倾角传感器的输出受到量化噪声、随机游走、温度漂移等影响，在测试结果中，可以看到其高斯噪声造成的频率读取误差约为 3Hz，严重影响了倾角传感器的性能。因此，我们采用卡尔曼滤波法对信号进行了处理，最终得到了红线部分的结果。采用卡尔曼滤波法而不采用移动平均滤波等其他方法的重要原因是卡尔曼滤波的动态特性较好，通过调整其运算参数 R 值和 Q 值，可以在保证滤波效果

的同时避免降低响应速度。另外，当采样频率较高时，传感器的响应会更为迅速，但是将产生较大的随机噪声，所以，在实际应用时，应权衡响应时间和零偏稳定性二者性能，做出最优判断。

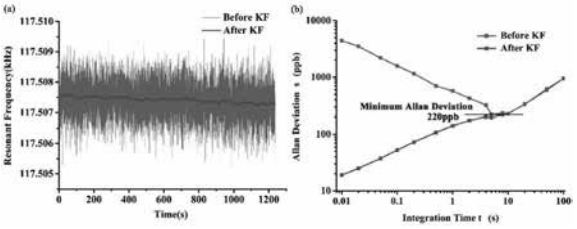


图 10 （a）谐振音叉 B 的静态频率输出
（b）频率输出值的阿兰方差计算结果

Fig. 10 （a）Static frequency data of DETF B before and after Kalman Filter;（b）Allan deviation of the static frequency data with different parameter R.

阿兰方差作为描述振荡器稳定性的常用手段，其在时域上最小值一般被用于描述振荡器的零偏稳定性。本次测试结果的阿兰方差最低点出现在 5 秒处，小于 5 秒处主要影响为高斯噪声，通过卡尔曼滤波即可滤除；时间较长时主要影响为环境漂移，是因环境噪声带来的振荡器本征频率的改变，不可用卡尔曼滤波消除。零偏稳定性可由以下公式计算：

$$I=\frac{A\times f_0}{S}$$

其中，A 为最小阿兰方差值，即 220ppb，f_0 为传感器不受力时的本征频率，S 为该谐振音叉的标度因子。通过计算，该谐振音叉的零偏稳定性为 0.002°。

3 MEMS 谐振式加速度传感器研究

3.1 谐振式加速度传感器关键参数及其瓶颈

倾角传感器和加速度传感器尽管在工作原理、拓扑结构上都有相似之处，但二者仍存在较多区别，如何从设计倾角传感器的思路转变为研究加速度传感器的思路，是必须要解决的关键问题。根据谐振式传感器的基本原理，总结出其四个关键参数：标度因子、零偏稳定性、量程和测试带宽。合格的加速度传感器产品，必须在这四个性能上都具有较高的水准，然而在设计过程中，四个参数往往是相互矛盾的，限制了多参数协同优化的效率。

标度因子是指在单位加速度下，敏感元件的表头示数变化值，通常其单位为 Hz/g。在谐振式加速度传感器诞生之初，其标度因子仅仅为 2.4Hz/g，相比于谐振器的本征频率微乎其微，即使在高 g 值加速度下标度因子也可被认为是线性的。然而，经历了二十年的演进与发展，传感器的标度因子已经提升了上百倍，标度因子非线性的问题也愈发凸显。图 11 所示为加速度由小到大的情况下标度因子的变化情况，可以看出，在仿真中随着 g 值的上升，标度因子明显萎缩。根据下示公式，轴向力 P 的根式与本征频率呈正比，所以在高 g 值的情况下标度因子非线性的出现就是自然而然了。因此，标度因子的提升必然导致量程的受限，在不提出新思路的情况下，二者的协同优化是难以实现的。

零偏稳定性是谐振式加速度传感器的另一个重要参数之一，指在无加速度或角度变化时，传感器的随机噪声带来的表头输出不稳定性，一般用阿兰方差表示。传感器的测试带宽是指传感器能检测到的最高频率的加速度值和最低频率的加速度值之比，高频加速度测量直接相关的是采样频率。而如前文所述，振荡电路的采样频率也将影响零偏稳定性：当采样频率较高时，传感器的响应会更为迅速，但是将产生较大的随机噪声；当采样频率较低时，随机噪声得到抑制，零偏不稳定得以优化，但是，传感器的响应变慢，导致一些高频的加速度信号直接被忽略。根据奈奎斯特采样定律，采样频率必须大于信号中最高频率的两倍，才能完整保留原始信号中的信息，而只有大于最高频率的 5 ~ 10 倍，才能保证信号波形不失真。因此，对于频率为 100Hz 的加速度测量，采样频率必须为 1000Hz，这将带来严重的随机噪声，影响

传感器的分辨率与准确度。所以，在实际应用时，应权衡响应时间和零偏稳定性二者性能，做出最优判断。

综上所述，谐振式加速度传感器相比于其他加速度传感器，在低频、低 g 值加速度测量方面更具优势，有望成为下一代微型地震检波器的有力竞争产品。

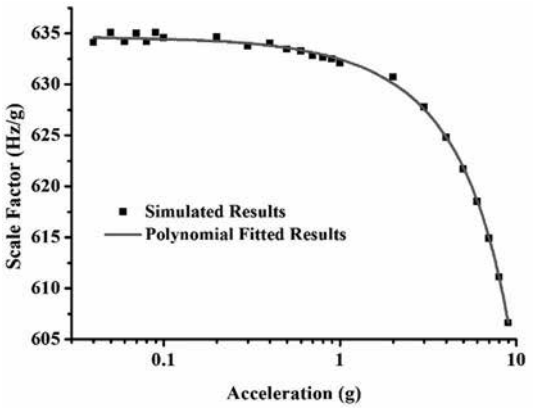


图 11　加速度传感器的标度因子非线性问题

Fig. 11　Scale Factor in Different Conditions.

3.2　谐振式加速度传感器动态性能测试

本文中所采用的加速度传感器结构与倾角传感器相同，其静态标定方法也类似。振荡器的搭建如图 12（a）所示，采用静电激励、电容检测的方式，优化了振荡器的结构，并通过 Multisim 电路仿真对参数进行改进。新的振荡电路包括放大器、带通滤波器、移相器、比较器、幅值调节器和频率计数器。经阿兰方差计算，振荡器的频率稳定性已经提升至 58ppb，根据标度因子计算可得零偏稳定性约为 13.8μg。

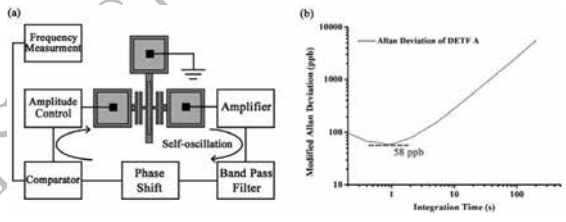


图 12　（a）振荡器原理图（b）阿兰方差计算结果

Fig. 12　Typical circuit of the oscillator (a) and AD of the frequency data (b).

作为下一代微型地震检波器的竞争产品，必须对动态特性进行标定，即验证其在不同频率、不同幅值的加速度下是否能够稳定工作。因此，我们搭建了如图 13 所示的动态测试系统，包括电脑、控制器、小型激振台、标准加速度计和传感器电路系统。在实验中，将设计的谐振式加速度传感器和标准加速度计背靠背固定于小型激振器上，并置于真空腔中。在真空腔外，通过电脑配合控制器控制小型激振台的定频振动，振动幅值由两个加速度传感器共同采出，并作为对比。

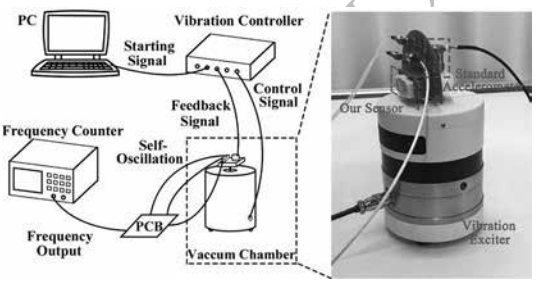


图 13　动态测试系统

Fig. 13　Setup of the testing system.

完成了动态测试系统搭建之后，进一步进行了频率固定、幅值变化的单频激振实验。在实验中，谐振音叉 A 平行于重力安装，并被置于闭环振荡电路中作为表头。当激振台上下振动时，将产生相应的加速度，作用于两个加速度计上。给定的加速度频率为 5Hz，幅值分别为 0.05g、0.1g 和 0.15g。根据奈奎斯特定律，谐振式传感器的采样间隔被设置为 15ms。最终测得的结果如图 16 所示。

在图 13（a）中，利用不同颜色表示不同幅值加速度下的传感器输出结果，由于输入加速度为正弦曲线，频率输出响应也为正弦，且三条曲线的峰峰值之比也为 3：2：1，与输入加速度的幅值比吻合。通过计算，动态测试下谐振音叉 A 的标度因子约为 617Hz/g，与静态测试结果符合。之后，根据单频激振实验中的时域数据，进行了快速傅里叶变换，并得到了时域结果如图 13（b）所示。三条正弦的 DFT 结果都在 5Hz 出出现了峰值，表明测试结果与加速度的频率也符合。最终，还采取了标准加速度计的输出值与谐振式加计

进行对比，如图 13（c）所示。标准加速度计的采样频率较高，所以其波形不存在失真情况，但噪声较大，存在较多毛刺；谐振式加速度传感器由于采样频率较低，表头波形存在失真，但其噪声较小，结果相对稳定。因此也更验证了之前的推论，谐振式加速度传感器更能胜任低频、低 g 值的振动测量。

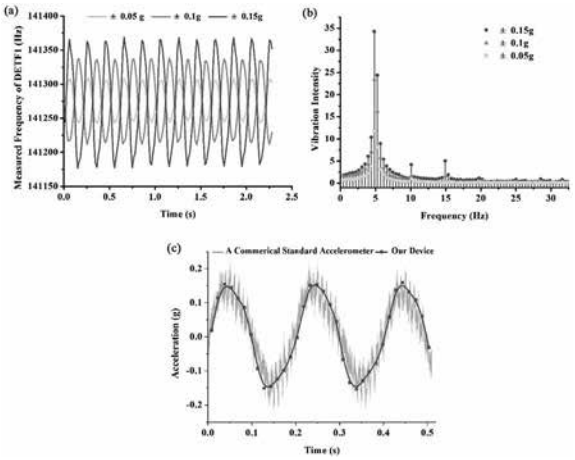


图 13　（a）不同幅值下谐振音叉 A 的频率输出（b）经傅里叶变换后的频域结果（c）谐振式加速度计与标准加速度计的对比结果

Fig. 13　The measured frequency data in different acceleration conditions (a), DFT of the frequency shift (b), and comparison between the two accelerometers.

4　小结与展望

在这一工作中，我们分析并归纳了谐振式加速度传感器的四个关键参数指标，并提出了其中的矛盾关系，最终推论出谐振式加速度传感器更适合低频、低 g 值的振动测量这一观点。接着，我们进行了加速度传感器的动态特性标定，利用动态测试系统提供了 5Hz 不同幅值的加速度，并验证了动态标度因子和静态标度因子的吻合性。接着，利用标准加速度传感器的输出与谐振式加速度传感器的输出进行对比，分析二者的优劣，验证了最初的推论。

本文提出的 MEMS 加速度传感器标度因子达到了 1153Hz/g，通过闭环振荡电路得到的零偏稳定性为 58ppb（阿兰方差），因而其理论分辨率为 13.8μg。通过单频振动测试，我们证明了该器件适用于低频振动测量（0.5 ~5 Hz）。与标准电荷加速度计相比，我们的设备在混合加速度测量方面显示出了其优越性，这使得该设备具备成为下一代检波器替代品的潜质。

参考文献：

[1] Hicks, D., Chang, S. C., Putty, M. W., & Eddy, D. S.. Piezoelectrically activated resonant bridge microacceleromenter.

[2] Meldrum, M. A. (1990). Application of vibrating beam technology to digital acceleration measurement. Sensors & Actuators A Physical, 21 (1), 377-380.

[3] Roessig, T. A., Howe, R. T., Pisano, A. P., & Smith, J. H. (1997). Surface - micromachined resonant accelerometer. IEEE, 2, 859-862.

[4] Seshia, A. A., Palaniapan, M., Roessig, T. A., & Howe, R. T. (2002). A vacuum packaged surface micromachined resonant accelerometer. Microelectromechanical Systems Journal of, 11 (6), 784-793.

[5] Zou, X., & Seshia, A. A. (2015). A high-resolution resonant MEMS accelerometer. Transducers-2015, International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (pp. 1247 - 1250). IEEE.

[6] Shin, D. D., Ahn, C. H., Chen, Y., Christensen, D. L., Flader, I. B., & Kenny, T. W. (2017). Environmentally robust differential resonant accelerometer in a wafer-scale encapsulation process. IEEE, International Conference on MICRO Electro Mechanical Systems. IEEE.

[7] Li, C., Wen, Y., Fan, S., Kan, B., & Wang, C. (2016). Design of a new differential silicon resonant accelerometer with dual proofmasses using two - stage microlever. Sensors (pp. 1 - 4). IEEE.

基于声信号特征分类的降雹识别方法研究

李　鹏[1,2,3]，嵇佳丽[1,2]，张思炜[1,2]，丁倩雯[1,2]

（1. 南京信息工程大学 江苏省气象探测与信息处理重点实验室 南京 210044；
2. 南京信息工程大学 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心 南京 210044；
3. 南京信息工程大学 滨江学院 无锡 214105）

摘　要：地面气象要素监测的智能信息化是一种必然趋势，本文针对落地冰雹提出一种新的检测方法，即基于声信号特征分析的降雹识别方法。从“声学”的角度出发，自行设计了一种声信号采集装置采集降雹和雨声信号，通过分析降雹和雨声信号在时域和频域的特征，提取出均方根、波形因子、峭度因子、最大带宽能量比、平均振幅值五个特征组成特征向量作为识别降雹信号的依据，并采用基于马氏距离的模糊聚类对声信号进行分类识别，实验结果验证了此方法的有效性和可行性。

关键字：特征提取；马氏距离；模糊聚类；分类识别

中图分类号：TB52⁺9 TH825　　**文献标识码**：A

The Method of Hail Recognition Based on the Feature Classification of Acoustic Signal

LI Peng[1,2,3], JI Jiali[1,2], ZHANG Siwei[1,2], DING Qianwen[1,2]

(1. *Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing* 210044, *China*; 2. *Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing* 210044, *China*; 3. *Binjiang College of Nanjing University of Information Science and Technology, Wuxi* 214105, *China*;)

Abstract: It is an inevitable trend for the intelligent information of the ground meteorological ele-

作者简介：李鹏，1990 年于南京理工大学获得学士学位，2003 年于中国矿业大学获得硕士学位，2008 年于西安交通大学获得博士学位，现为南京信息工程大学（教授），硕士生导师，主要研究领域为超声成像，北斗定位，图像处理等。E-mail：002036@ nuist. edu. cn

Li Peng received his B. Sc. degree in 1990 from Nanjing University Of Science & Technology, received his M. Sc. degree in 2003 from China University Of Mining And Technology, received his Ph. D. degree in 2008 from Xi'an Jiaotong University, now he is professor, Graduate tutor in Nanjing University of Information Science & Technology . His main research interests include Ultrasound imaging, Beidou positioning and Image processing.

嵇佳丽（通讯作者），2018 年于金陵科技学院获得学士学位，现为南京信息工程大学硕士研究生，主要研究领域为信号处理。E-mail：20181219037@ nuist. edu. cn

Ji Jiali received her B. Sc. degree in 2018 from Jinling Institure of Technology. Now he is a master student in Nanjing Unibersity of Information Science & Technology. Her main research area is signal processing.

ments monitoring. In this paper, a new detection method based on the analysis of the acoustic signal characteristics is proposed for Hail Detection. From the point of view of 'acoustics', an acoustic signal acquisition device is designed to collect acoustic signals of hail and rain. By analyzing the characteristics of acoustic signals of hail and rain in the time and frequency domain, five feature vectors that including root mean square, waveform factor, kurtosis factor, maximum bandwidth energy ratio, and average amplitude value are extracted as the basis for identifying signal of hail. In addition to this, fuzzy clustering based on mahalanobis distance is used to classify and identify acoustic signals. The experimental results show that the method is effective and feasible.

Key words: feature extraction; mahalanobis distance; fuzzy clustering; classification and recognition

0 引言

冰雹是一种常见的自然灾害，其特点是时间短、破坏性大、范围小、突发性强，给工农业生产和人民的生命财产安全带来极大危害[1,2]，这使得对冰雹天气的预警监测显得尤为重要。然而目前对冰雹监测主要通过天气雷达识别冰雹云的方法[3]，这在国内外已经有很多的研究成果。如国外的 Browning K A 等人对冰雹云的密度和结构特征进行了总结[4]；Biggerstaff 等分析了雷达反射率数据在强对流天气分类中的作用[5]；Auer. Jr 等通过回波反射率与云顶温度对冰雹进行识别[6]；国内的汤兴芝等通过对宜昌雷达资料分析，得出利用 45dBz 雷达强回波高度可较好的识别冰雹云，其识别率高达 91%[7]；范文等人通过研究雷达图像中的冰雹和暴雨特征，设计出基于聚类评分的暴雨/冰雹分类模型[8]；马莉等人通过对冰雹云的形态特征、基本反射率因子进行分析计算，提取出可能出现降雹的有效区域，并通过聚类分析判别的方法识别出冰雹云单体所在的有效区域[9-10]。还有一些研究人员通过研究冰雹天气发生时的闪电和雷声对冰雹进行识别，如 Montanya J 等人研究了闪电频率和降雹之间的关系[11]。

以上研究表明，虽然前期科研人员利用天气雷达对冰雹能够实现有效预警，但是其统计应对性不强，不能够十分准确地判定冰雹的量级，其原因在于目前天气雷达和卫星遥感主要用于对冰雹的预测，无法做到像医学当中的病理切片和 CT 成像进行统计应对一样。因此，我们提出一种后验统计验证的方法，即利用声波信号的特征分析来实现降雹识别。目前，我们提出的从声学角度对冰雹检测的方法还未见有所报道。该方法设计了一种利于采集降雹和雨声信号的拾音板和采集装置，通过采集冰雹和雨滴落在采集装置上产生的声信号并对其进行处理，提取降雹和雨声信号的特征参数组成特征向量作为识别依据，利用基于马氏距离的模糊聚类方法对声信号提取的特征进行分类识别。

1 声信号的特征提取

1.1 声信号采集实验方案

假设从天而降的物体只要两种，一种是固体的冰雹，另一种是液体的雨水，因此本文以冰雹和雨滴降落时产生的声信号为研究对象。为了便于实验的开展，本文设计了一种利于采集降雹和雨声信号的简易采集装置[12]，如图 1 所示，该装置分为拾音模块、数采模块和计算机三个部分。拾音模块由一块采样板和四个长度约为 10cm 的弹簧组成；数采模块采用 Analog Discovery 2-NI Edition 提供的模拟输入输出功能，利用 USB 接口和螺栓端子分别与计算机和声波传感器相连接，并将声波传感器放置于拾音板下方的正中心处，采用 Waveform 软件作为上位机对声信号进行采集并存储。

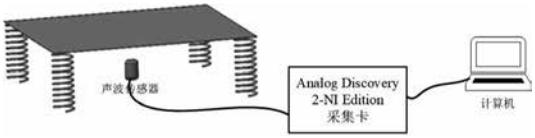


图 1　声信号采集装置

Figure 1　Acoustic Signal Acquisition Device

要正确地对降雹和雨声信号进行有效分类，所采集的数据就要能覆盖降雹和降雨数据变化的整个范围，为此确保采集的降雹和雨声信号均在可听声范围内，声信号采集装置的采样率设置为 40kHz、采样位数为 16 位。在采集声信号的过程中，我们采用不同大小的圆形冰块来模拟不同量级的冰雹，以及不同压力的喷水壶喷水来模拟雨量的不同，从高度约为 10 米的同一高度将冰块和雨水落下，确保实验条件的一致性。

1.2　声信号的特征分析

目前主要从时域、频域和时频分析三个方面对声信号进行特征提取，不同的特征提取方法对应了声信号的不同特点。图 2 为采集到的冰雹和雨声信号的时域波形图，从图 2 可以看出，冰雹和雨声信号波形的纵轴幅值、陡峭度以及分布密集度均存在明显的差异，冰雹落下时产生的能量相对雨滴落下时较大，而雨声的分布相对冰雹更加密集，符合人耳的直观感受。

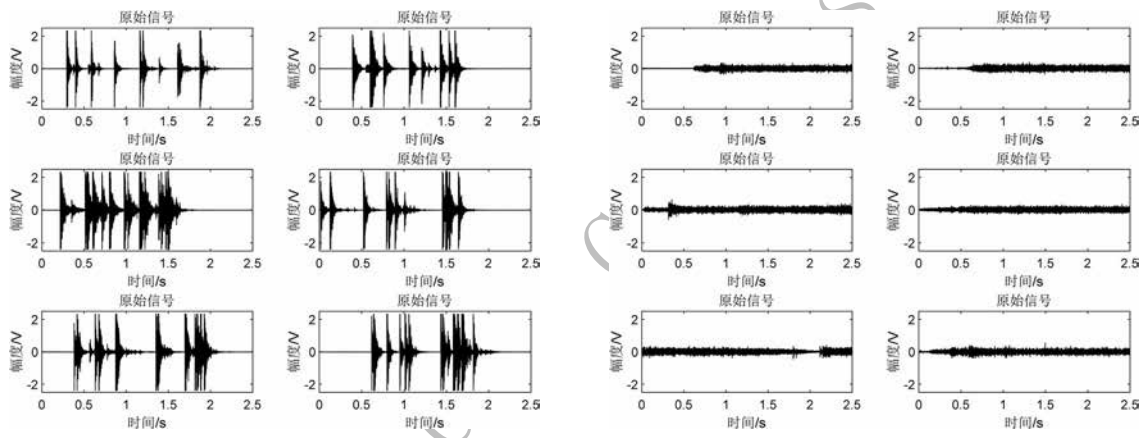


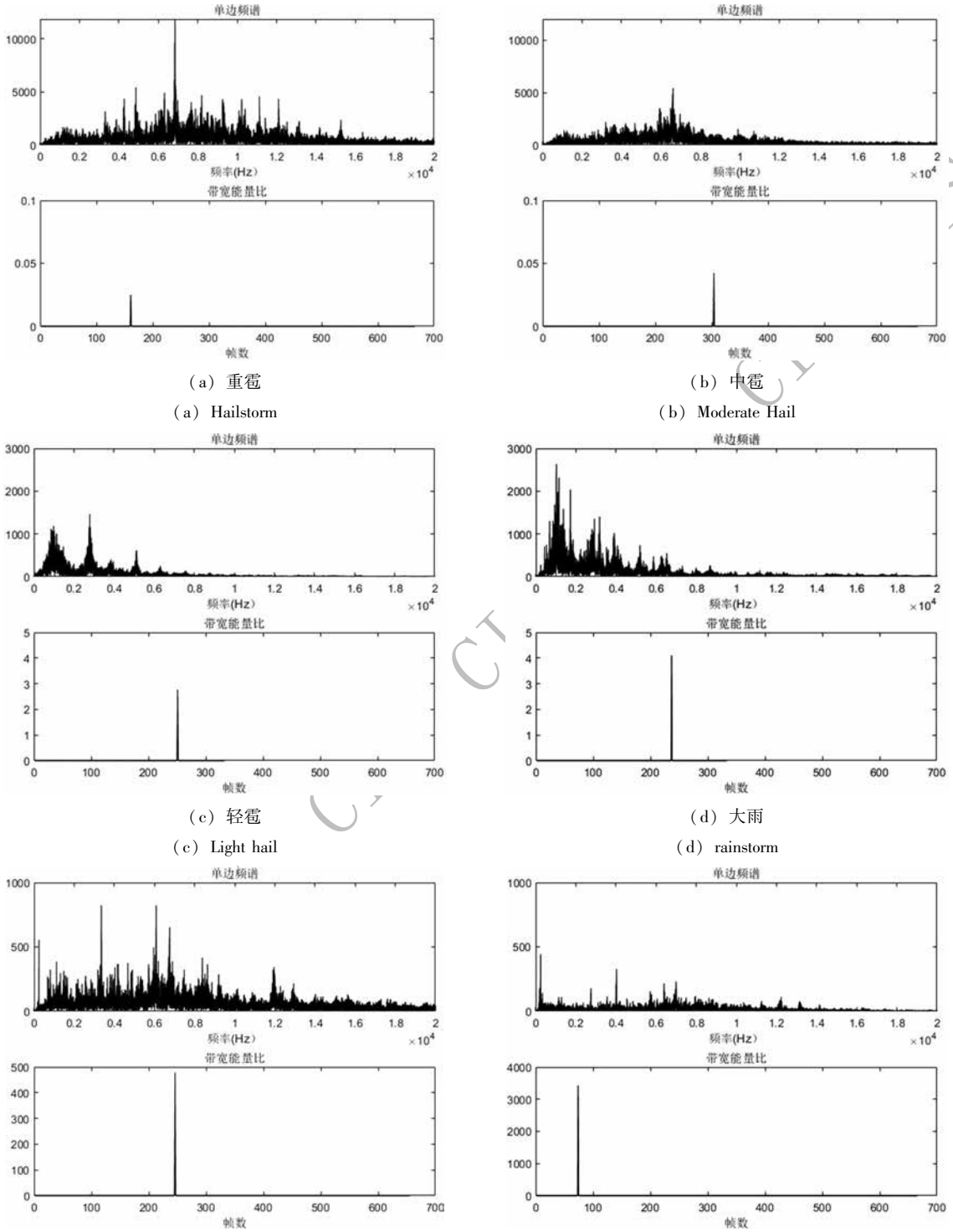
图 2　降雹（左）和降雨（右）声信号时域图

Figure 2　Time Domain of Hail（Left）
and Rainfall（Right）Sound Signals

能量作为区分降雹和雨声信号最重要的特征之一，该特征随着信号频率的改变而改变。通过对采集到的样本进行傅里叶变换处理后发现，冰雹的量级越大，其落下时产生的能量越大，如图 3 所示。采用统计分析方法得出：冰雹落下时产生的能量主要集中在［0Hz，15000Hz］，其中，重雹和中雹声信号的中心频率约为 7000Hz 左右，而雨滴落下时产生的能量主要集中在［0Hz，10000Hz］。分别对降雹和雨声信号求其在［0Hz，15000Hz］频率范围内的平均振幅值；并计算最大能量衰减到－3dB 的带宽，同时提取短时能量特征。由于声信号是非平稳信号，所以在提取短时能量之前，先对声信号进行分帧加窗处理得到第 n 帧声信号为 x_n（m），则短时能量计算公式如下：

$$E_n = \sum_{m=0}^{M-1} x_n^2(m) \tag{1}$$

其中 M 为帧长。带宽能量比顾名思义是－3dB 带宽和短时能量的比值，描述的是带宽和短时能量之间的关系，纵观图 3（a、b、e、f）可见，利用能量和带宽能量比两个特征能够有效的区分重雹、轻雹和中小雨。但对比图 3 中（c）和（d）发现，从声信号的能量和带宽能量比无法识别轻雹和大雨。



（a）重雹　（b）中雹

（a）Hailstorm　（b）Moderate Hail

（c）轻雹　（d）大雨

（c）Light hail　（d）rainstorm

（e）中雨　（f）小雨

（e）Moderate rain　（f）Light rain

图 3　不同量级冰雹和雨的单边频谱和带宽能量比

Figure 3　Single Side Spectrum andHandwidth Energy Ratio of Hail and Rain of Different Magnitude

对原始声信号提取特征参数是一种最直接有效的方法，分别对峰峰值、均方根、波形因子、峰值因子、峭度因子、脉冲因子等参数进行统计分析发现，这些特征对于区分大雨和轻雹是有效的，因为峰值因子、脉冲因子、峭度因子的物理意义是相似的，都是用来检测信号中有无冲击特性，其中峭度因子还可描述变量分布和表示波形平缓程度，故本文选择了敏感性较好的峭度因子和稳定性最好的波形因子。假设采集的声信号为 $X=\{x_1, x_2, \cdots, x_N\}$，$N$ 为数据采样点的个数。通过对时域特征参数的计算统计，分别提取出降雹和雨声信号的均方根、波形因子、峭度因子等时域信号特征来区分，具体计算公式如下式（2）至（4）：

$$X_{rms}=\sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}x_i^{\,2}} \tag{2}$$

$$X_{Sf}=\frac{X_{rms}}{|\bar{X}|} \tag{3}$$

$$X_{Kr}=\sum_{i=1}^{N}x_i^{\,4}/NX_{rms} \tag{4}$$

现分别对采集的所有降雹和雨声信号样本进行时域和频域的统计分析，提取出降雹和雨声信号区分度较高的 5 个特征参数，设 n 个样本组成一个分类集合 $X=\{x_i \mid 1\le i\le n, i\in Z\}$，每个实验样本都有不同的特征值，即有 $x_{ij}=\{x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, x_{i4}, x_{i5}\}$，特征值的指标分别为均方根（$x_{i1}$）、波形因子（$x_{i2}$）、峭度因子（$x_{i3}$）、最大带宽能量比（$x_{i4}$）、平均振幅值（$x_{i5}$）。

2 对降雹声信号的分类识别

2.1 基于马氏距离的 FCM 算法

本文采用的分类算法是基于马氏距离的模糊聚类算法（fuzzy c-means algorithm based on Mahalanobis distance，M-FCM）[13]，该算法是对目标函数的相似度准则进行了改进，用马氏距离取代传统模糊聚类中的欧式距离，消除了量纲不同的特征属性给聚类分析带来的影响，避免了各变量之间的相互干扰，更有利于处理复杂的多维数据[14]。

假设样本集合为 $X=\{x_1, x_2, \cdots, x_m\}$，$X$ 中包含 m 个样本，x_i 是 n 维的特征向量，其中 $i\in\{1, 2, \cdots, m\}$，样本集 X_i 到样本集合 X 的马氏距离如公式（5）：

$$d(X_i-X)=\sqrt{(x_i-\theta)^T\sum_i^{-1}(x_i-\theta)} \tag{5}$$

式中，x_i 为样本点，θ 为聚类中心，因此，得到 M-FCM 算法的目标函数为公式（6）：

$$\begin{cases} J_{M-FCM}^{m}(U, P)=\sum_{i=1}^{c}\sum_{j=1}^{n}u_{ij}^{m}[d^2(X_i-X)-\ln\left|\sum_i^{-1}\right|] \\ \sum_{i=1}^{c}u_{ij}=1,\ 0\le u_{ij}\le 1,\ j=1, 2, \cdots, n \end{cases} \tag{6}$$

式中，$P=(\theta_i)_{c\times d}$ 为聚类中心矩阵，$U=(u_{ij})_{c\times d}$ 表示模糊隶属度矩阵，m（$m>1$）表示加权参数，$\ln\left|\sum-1_i\right|$ 为目标函数上引进的一个协方差调节因子。

M-FCM 算法描述如下：

①初始化：给定 n 个数据，确定聚类个数 k，其中 $2\le k\le n$，设定迭代阈值 $\varepsilon=1\times10-5$，m 取值为 2，初始化聚类中心矩阵 $P^{(0)}$，并设置迭代计数器 $L=0$；

②更新隶属度矩阵 $U^{(L)}$ 和聚类中心矩阵 $P^{(L+1)}$；

③计算新的聚类中心、隶属度函数和目标函数；

④如果 $\|P^{(L)}-P^{(L+1)}\|<\varepsilon$，则算法停止并输出最终的隶属度矩阵和聚类中心；否则令 $L=L+1$，重复步骤②。

2.2 降雹声信号的识别结果分析

将 M-FCM 聚类算法应用到降雹和雨声信号的分类中主要分为三步，如图 4 所示，一是将采集的所有降雹和雨声信号的数据样本分

为训练样本和待识别样本两部分；二是训练，先提取选定训练样本的特征参数组成特征向量，再利用 M-FCM 算法对提取的特征值进行迭代运算，计算得到降雹和雨声信号的聚类中心 C_{01}、C_{02} 和隶属度函数 U；三是识别，依照训练过程的步骤，对待识别样本提取特征，并根据训练过程中得到的隶属度函数 U，计算得到待识别样本的聚类中心 C_{11}、C_{12}，并分别计算 C_{11}、C_{12} 到 C_{01}、C_{02} 的距离，将计算得到的聚类中心与第二步中训练样本的聚类中心以及 C_{01}、C_{02} 到 C_{11}、C_{12} 的距离进行比较，聚类中心最相近以及距离最短的一类就是未知样本所属的类别，从而完成分类得到识别结果。

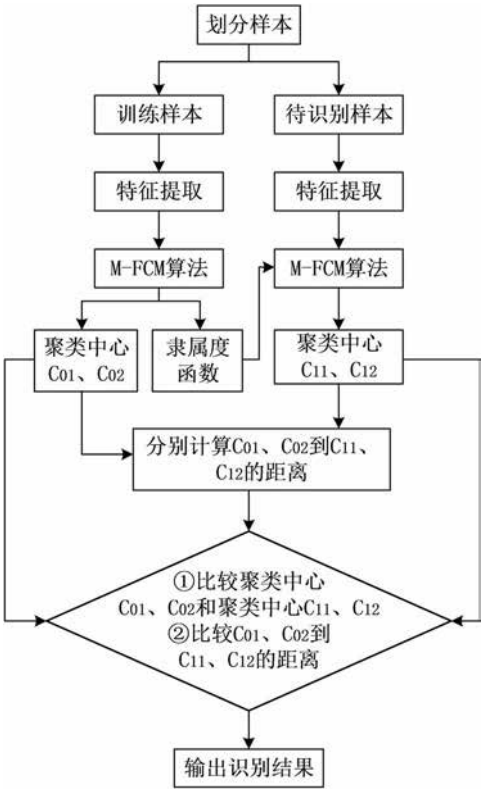


图 4　降雹声信号识别流程图

Figure 4　Hail SoundSgnal Identification Flow Chart

为验证本文方法的可行性，使用实验采集到的降雹和降雨声信号进行分析，对训练样本和待识别样本均提取均方根、波形因子、峭度因子、最大带宽能量比和平均振幅值五个特征值组成特征向量。下面以具体的实验数据为例来说明，实验采集的声信号数据库共有 250 个数据，先选取其中的 96 组降雹和雨声信号作为训练数据，再随机选取了 55 组和 120 组的降雹和雨声信号作为两个待识别样本。表 1 所示，包含了利用训练样本得到的由上述五个特征值组成的降雹和雨声信号的聚类中心，训练样本利用 M-FCM 算法得到的聚类中心点 C_{01}、C_{02} 和隶属度矩阵值变化可在图 5 中所见。表 2 是 55 组待识别样本利用 M-FCM 算法根据训练过程中得到的隶属度函数计算得到的聚类中心 C_{11}、C_{12} 和隶属度矩阵值，如图 6（右）所示，图 6（左）为 M-FCM 算法得到的聚类结果，同时分别计算 C_{11} 到 C_{01}、C_{02} 的距离和 C_{12} 到 C_{01}、C_{02} 的距离，结果如表 3 所示；将表 2 和表 1、待识别样本 1 的聚类中心到训练样本聚类中心的距离对比发现，C_{11} 到 C_{01} 距离、C_{12} 到 C_{02} 距离更近，因此判定测试样本 1 属于雨声信号、测试样本 2 属于降雹声信号，从而完成对不同声信号的正确分类。同理，表 4 是 120 组待识别样本利用 M-FCM 算法根据训练过程中得到的隶属度函数计算得到的聚类中心 C_{21}、C_{22} 和隶属度矩阵值变化，如图 7 所示，同时分别计算 C_{21} 到 C_{01}、C_{02} 的距离和 C_{22} 到 C_{01}、C_{02} 的距离，结果如表 5 所示；将表 4 和表 1、待识别样本 2 的聚类中心到训练样本聚类中心的距离对比发现，C_{21} 到 C_{01} 距离、C_{22} 到 C_{02} 距离更近，因此判定测试样本 1 属于雨声信号、测试样本 2 属于降雹声信号，从而完成对不同声信号的分类。但通过与实测数据的对比之后发现，在图 7（左）中靠近绿点旁边的三个红点应是降雹声信号，但被误判为雨声信号了，存在一定的误差。

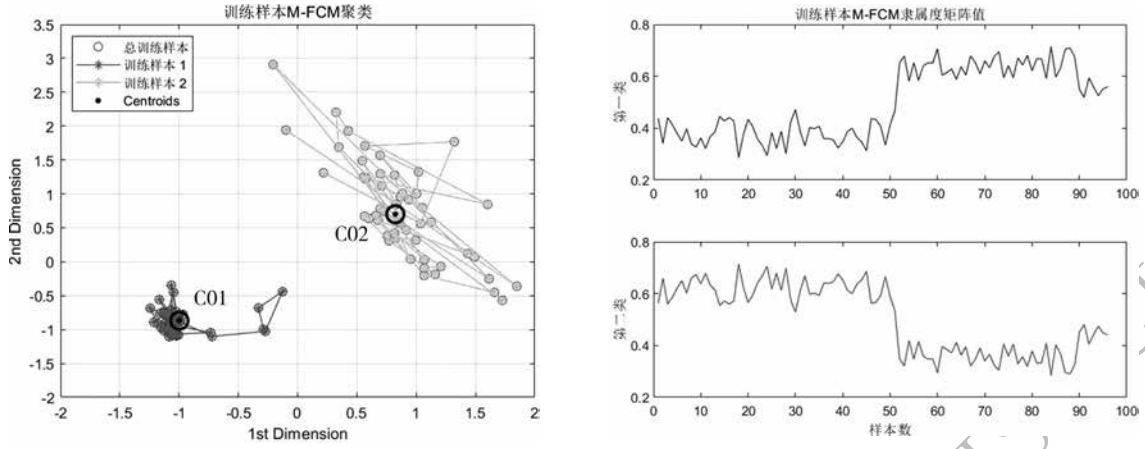


图 5　训练样本结果（左）和隶属度矩阵值（右）

Figure 5　Result（Left）and Membership Matrix Value（Right）of Training Sample

表 **1**　降雹和降雨的聚类中心

Table 1　Clustering Center of Hail and Rainfall

训练样本	均方根	波形因子	峭度因子	最大带宽能量比	平均振幅值
降雹信号	−0. 99748	−0. 86682	−0. 9276	0. 489672	−0. 99604
雨声信号	0. 823897	0. 698742	0. 748209	−0. 49993	0. 855879

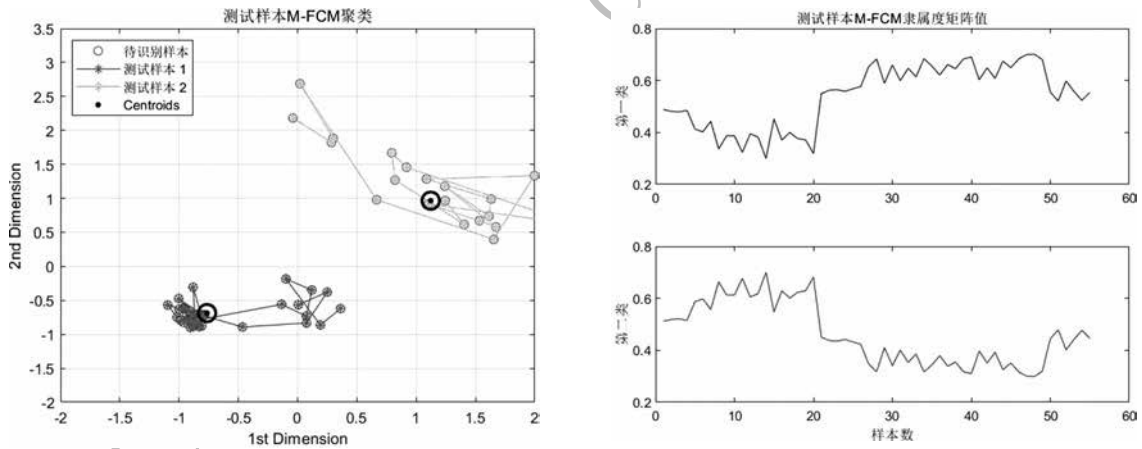


图 6　待识别样本 1 结果（左）和隶属度矩阵值（右）

Figure 6　Result（Left）and Membership Matrix Value（Right）of Sample 1 to Be Identified

表 **2**　待识别样本 1 的聚类中心

Table 2　Cluster Center of Sample 1 to Be Identified

待识别样本 1	均方根	波形因子	峭度因子	最大带宽能量比	平均振幅值
测试样本 1	−0. 76402	−0. 68636	−0. 61069	0. 269353	−0. 65925
测试样本 2	1. 121445	0. 964852	0. 969067	−0. 51109	1. 20369

表 **3**　待识别样本 1 聚类中心到训练样本聚类中心的距离

Table 3　Distance between Cluster Center of Sample 1 to Be Identified and Cluster Center of Training Sample

C_{11} 到 C_{01} 的距离 dist1_ 1	C_{11} 到 C_{02} 的距离 dist1_ 2	C_{12} 到 C_{01} 的距离 dist2_ 1	C_{12} 到 C_{02} 的距离 dist2_ 2
0. 295098	2. 107131	2. 800898	0. 399189

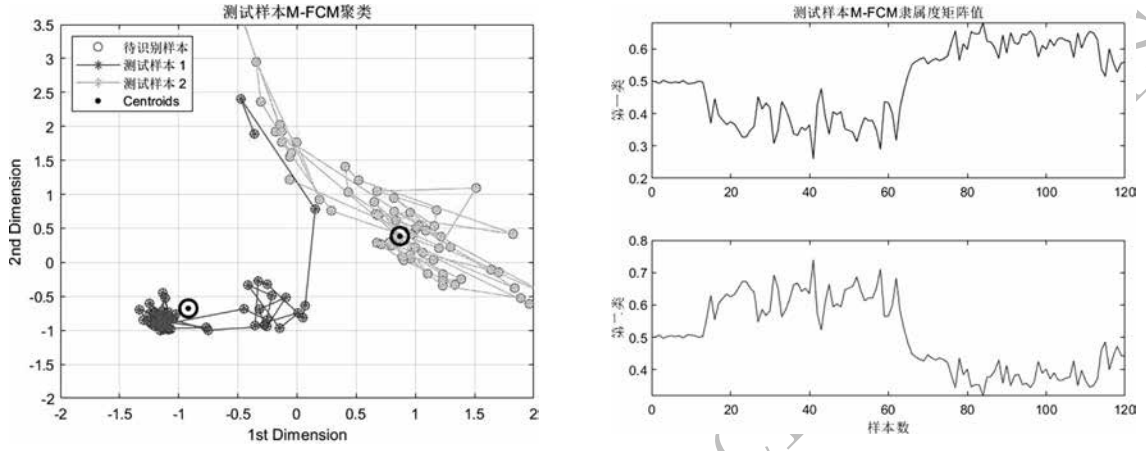


图 7　待识别样本 2 结果（左）和隶属度矩阵值（右）

Figure7　Result（Left）and Membership Matrix Value（Right）of Sample 2 to Be Identified

表 **4**　待识别样本 2 的聚类中心

Table 4　Cluster Center of Sample 2 to Be Identified

待识别样本 2	均方根	波形因子	峭度因子	最大带宽能量比	平均振幅值
测试样本 1	−0. 918739	−0. 67759	−0. 829533	0. 392781	−0. 82610
测试样本 2	0. 868905	0. 386098	0. 824444	−0. 46987	0. 950402

表 **5**　待识别样本 2 聚类中心到训练样本聚类中心的距离

Table 5　Distance between Cluster Center of Sample 2 to Be Identified and Cluster Center of Training Sample

C_{21} 到 C_{01} 的距离 dist1_ 1	C_{21} 到 C_{02} 的距离 dist1_ 2	C_{22} 到 C_{01} 的距离 dist2_ 1	C_{22} 到 C_{02} 的距离 dist2_ 2
0. 20495	2. 22060	2. 24794	0. 31587

3　总结

本文从“声学”的角度，提出了一种基于声信号特征分类的降雹识别方法，自主设计了一种利于采集降雹和雨声信号的简易采集装置，并对采集的降雹和雨声信号的时域和频域特征进行了统计分析。通过分析得到，仅提取能量和最大带宽能量比两个特征能够有效识别出重雹和中雹，但是无法对轻雹和大雨进行有效识别。于是，通过分析轻雹与大雨声信号的时域特征参数值发现，轻雹和大雨声信号的均方值、波形因子及峭度因子存在明显的差别，能够作为有效区分轻雹和大雨的识别依据。因此，本文选取了均方值、波形因子、峭度因子、平均振幅值以及最大带宽能量比五个特征参数组成特征向量，利用 M−FCM 聚类算法进行了有效识别，识别准确率平均可达 93. 333%，当降雹能量高于 300 时，识别准确率高达 100%，但降雹能量低于 300 时，识别准确率为 88. 889%，相对较低。本文提出的这种比对方法虽然是事后的，但通过实验验证了从声学角度对降雹信号的识

别是可行的，这也可以为前面利用天气雷达和卫星遥感预测冰雹提供一些验证信息。为了提高该方法的识别稳定性和准确率，后续工作须采集更多的样本进行训练与测试。

参考文献：

[1] 刘丹，殷世平，于成龙，方丽娟，张贵华．利用环境减灾卫星遥感监测冰雹灾害初探［J］．西北农林科技大学学报（自然科学版），2012，40（09）：128-132.

[2] 黄治勇，周志敏，徐桂荣，张文刚，王钰．风廓线雷达和地基微波辐射计在冰雹天气监测中的应用［J］．高原气象，2015，34（01）：269-278.

[3] 段艺萍．基于新一代天气雷达三维组网的人影作业指标判据研究［D］．南京信息工程大学，2014.

[4] Browning K A，Ludilam F H，Macklin W C，The density and structure of hailstones，Quart J Roy Meter Sor，1962，88：117-135.

[5] Biggerstaff M I，Listemaa S A，An improves scheme for convective stratiform echo classification using radar reflectivity. J Appl Meteor，2000（39）：2129-2150.

[6] Auer Jr.，A. H.，1994：Hail Recognition through the Combined Use of Radar Reflectivity and Cloud-Top Temperatures，Mon. Wea，Rev，122，2218-2221.

[7] 汤兴芝，黄兴友．冰雹云的多普勒天气雷达识别参量及其预警作用［J］．暴雨灾害，2009，28（3）：261-265.

[8] 范文，王萍，孙红跃．基于聚类评分的暴雨/冰雹分类模型［J］．天津大学学报（自然科学与工程技术版），2014，47（07）：608-612.

[9] 马莉，李国东，李硕．基于聚类分析的冰雹预测研究［J］．东莞理工学院学报，2017，24（03）：11-16.

[10] Ma Li，Wang Heling. Study on Cluster Analysis of Prediction about Hail［J］. International Conference on Smart City and Systems Engineering（ICSCSE），01 December 2017，11-12 Nov.

[11] Montanya J，Soula S，Pineda N，et al，Study of the total lightning activity in a hailstorm，Atmospheric Research，Feb. 2009，91（24）：430-437.

[12]（日）村洋太郎，实际设计研究会著，周德信［等］译．机械设计实践：日本式机械设计的构思和设计方法［M］．机械工业出版社，1998.

[13] 祖志文．基于马氏距离的模糊聚类算法研究［D］．兰州交通大学，2019.

[14] 赵泉华，李晓丽，赵雪梅，李玉．结合马氏距离的区域化模糊聚类遥感图像分割［J］．中国矿业大学学报，2017，46（01）：222-228.

基于 RGB 图像的冰雹特征提取及识别

李　鹏[1,2,3] 丁倩雯[1,2] 嵇佳丽[1,2] 张思炜[1,2]

（1. 南京信息工程大学 江苏省气象探测与信息处理重点实验室 南京 210044；
2. 南京信息工程大学 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心 南京 210044；
3. 南京信息工程大学 滨江学院 无锡 214105）

摘　要：为了识别冰雹，本文提出基于 RGB 图像的冰雹特征提取及识别方法。通过监控视频对规定区域进行监控，并从中截取某一帧作为冰雹图像数据集。对冰雹图像进行分割，提取冰雹的颜色和形状特征，利用决策树将提取到的特征融合并进行识别。结果表明：冰雹与其他背景之间存在明显的特征差异，利用这种差异搭建而成的分类模型识别率高达 93.75%。

关键词：冰雹检测；图像处理；特征提取；模式识别

中图分类号：S718.49　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：

Hail feature extraction and recognition based on RGB images

LI Peng[1,2,3], DING Qianwen[1,2], JI Jiali[1,2], ZHANG Siwei[1,2]

(1. *Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing* 210044, *China*; 2. *Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing* 210044, *China*; 3. *Binjiang College of Nanjing University of Information Science and Technology, Wuxi* 214105, *China*;)

Abstract: In order to recognize hail, this paper proposes a method of hail feature extraction and recognition based on RGB image. Through the monitoring video to monitor the specified area, and inter-

作者简介：李鹏（1966-），1990 年于南京理工大学获得学士学位，2003 年于中国矿业大学获得硕士学位，2008 年于西安交通大学获得博士学位，现为南京信息工程大学（教授），硕士生导师，主要研究领域为超声成像，北斗定位，图像处理等；

Li Pengreceived hisB. Sc. degree in 1990 from Nanjing University Of Science &Technology, received his M. Sc. degree in 2003 from ChinaUniversity Of Mining AndTechnology, received his Ph. D. degree in 2008 from Xi'anJiaotongUniversity, now he is professor, Graduate tutorin Nanjing University of Information Science & Technology . Hismain research interests include Ultrasound imaging, Beidoupositioning and Image processing.

丁倩雯（1997-），2019 年于忻州师范学院获得学士学位，现为南京信息工程大学硕士研究生，主要研究方向为图像处理。E-mail：20191219086@ nuist. edu. cn

Ding Qianwenreceived herB. Sc. degree in 2019from Xinzhou Teachers University, Now, she is a postgraduate ofNanjing University ofInformation Science & Technology, Hermain research interests include Image processing.

cept a frame from itas the hail image data set. . The hailstone image is segmented, the color and shape features of hailstone are extracted, and the extracted features are fused and recognized by decision tree. The results show that there are obvious characteristics differences between hail and other backgroundsand the recognition rate of the classification model constructed by using these differences is as high as 93. 75%.

Keywords: Hail Detection; image processing; feature extraction; pattern recognition

0 引 言

冰雹是一种常见的气象灾害，因其具有突发性强、冲击性大等特点，对人们的经济造成损失和生活带来不便。通过机器视觉判断和预防冰雹，对避免和减轻农业灾害，保障人民的生产和生活，促进经济发展和社会稳定具有积极意义[1]。

现阶段对冰雹的识别主要是通过卫星云图、雷达回波反射等方法进行研究。张文海[2] 等利用机器学习技术开发了一种冰雹识别和临近预报的人工智能算法；李玮[3] 等分析双偏振雷达对降雹过程的外场观测资料，得到了各种偏振参量的特征；热苏力·阿不拉[4] 等利用 C 波段新一代多普勒天气雷达监测资料和探空数据，筛选出了能够提前识别各类冰雹云的雷达回波特征参量，建立了三种冰雹云提前识别及预警概念模型；Biggerstaff[5] 等分析了雷达反射率数据在强对流天气分类中的作用；Auer. Jr[6] 等利用回波反射率与云顶温度进行冰雹识别。

以上研究表明卫星云图虽然能够相对准确地对冰雹进行预测，但是历年对冰雹灾害的数据记载缺少了冰雹的直径、冰雹密度等重要数据，无法对冰雹灾害进行准确评估。由于降雹地区地形和气候复杂多变，对降雹地区的预防措施和补救措施也不能一概而论，因而必须对已经成型的冰雹进行分析和研究，有助于“具体问题，具体分析”，采取符合降雹地区的防治措施[7]。为了对冰雹进行分析，必须先识别冰雹。本文所采用的冰雹图像数据均来自视频监控中截取的某一“帧”，将其存储为 JPEG 格式，通过本文方法对冰雹图像进行处理以达到识别冰雹的目的。

1 方法介绍

算法的实现步骤如图 1：首先，结合图像处理技术对采集到的冰雹图像进行预处理，衰减图像噪声、增强图像信息；其次，根据目标图像和背景图像在 RGB 颜色空间存在的颜色差异，选择合适的阈值将目标图像与背景分割出来；然后结合颜色和形状特征，选取合适的特征参数，对提取出来的冰雹图像进行特征提取和分析；接着利用决策树进行分类识别；最后选取评价标准，对识别效果进行分析，并对方法做进一步的改进，提高识别率。

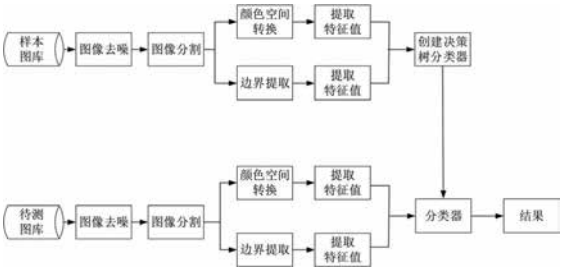


图 1 流程图

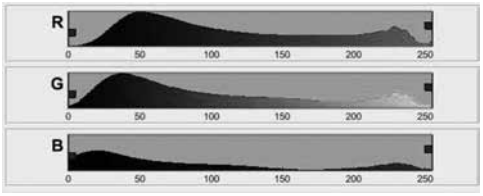
Fig. 1 flow chart

2 图像分割

图像分割是图像处理技术中的关键步骤，通常作为特征提取、目标识别等研究的预处理，主要基于灰度、颜色、纹理等特征对图像的不同区域进行分割，将感兴趣的区域分割出来，方便进一步处理[8]。

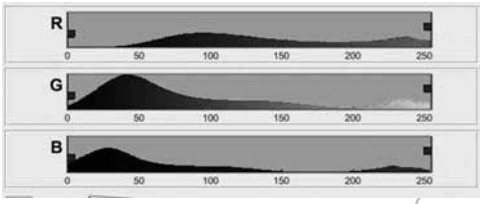
目前图像分割的方法主要有阈值分析法、聚类分析法、区域生长分析法[9]。其中阈值分析法原理简单、计算方便，基本原理是将

图像像素以某一阈值为分界线，划分为目标区域和背景区域，适用于图像像素差异很大的图像。经过分析，冰雹的颜色特征相对于背景图像而言，界限十分明显，因此本文选取传统的阈值分析法。不同背景下 RGB 颜色分布直方图如图 2 所示，不同背景下的 RGB 分量的分布有所不同，但在区间 150~255 内，三基色的分布具有相似性，因此首先以 150 为阈值分割点，然后观察三基色之间的差值，以进一步精确阈值范围。



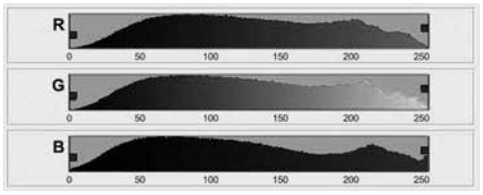
（a）泥地

（a）land



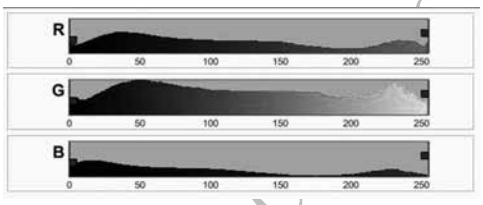
（b）塑胶跑道

（b）plastic runway



（c）水泥路面

（c）cement field



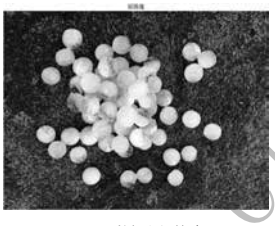
（d）草地

（d）grassland

图 2　不同背景下的 RGB 分布直方图

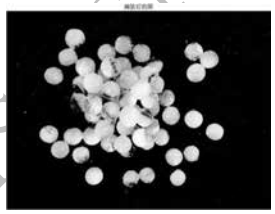
Fig. 2　RGB histogram in different background

经过分析，选取 RGB 三基色在 150 以上，且三基色之间的差值小于 50 作为颜色分割的阈值条件，初步分割的结果如图 3 所示。冰雹图像经阈值处理后，大部分背景被滤除，仅存在少许噪点，因此需要对处理后的冰雹图像做进一步处理。



（a）泥地原图

（a）Original picture of land



（b）初步分割结果图

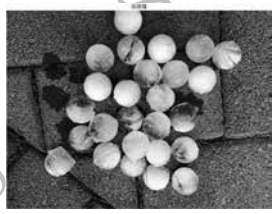
（b）Preliminary segmentation results

（c）塑胶跑道原图

（c）Original picture of plastic runway

（d）初步分割结果图

（d）Preliminary segmentation results

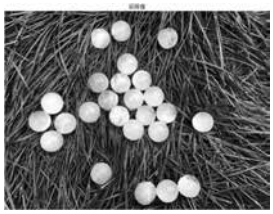


（e）水泥地原图

（e）Original drawing of cement field

（f）初步分割结果图

（f）Preliminary segmentation results



（g）草地原图

（g）Original picture of grassland

（h）初步分割结果图

（h）Preliminary segmentation results

图 3　不同背景原图及初步分割结果图

Fig. 3　Original images of different backgrounds and preliminary segmentation results

3 特征提取

3.1 颜色特征

颜色特征是描述一副图像最简单、最直接的特征[10]。为了提取 RGB 图像的颜色特征，首先利用阈值分割，将目标区域与背景区域分割出来，并保留目标区域的像素信息；其次，将 RGB 颜色空间转换成 HSV 颜色空间，从中提取一、二、三阶颜色矩；最后将提取出的颜色特征合并。

3.1.1 RGB 颜色空间

RGB 颜色空间建立在笛卡尔坐标系中，以红（R）、绿（G）、蓝（B）三种颜色作为基色，一幅完整的彩色图像中的任何色彩均由 R、G、B 三种元素组成。在 MATLAB 中，一幅 RGB 图像用一个三维数组表示，其中每一个像素在彩色图像中对应了红、绿、蓝三种分量。RGB 颜色空间符合成像原理，因而更适合图像分割。RGB 颜色空间如图 4 所示。

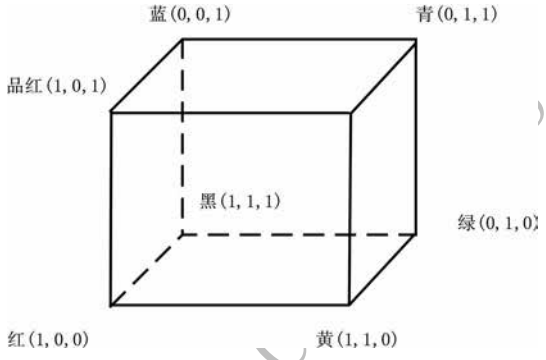


图 4 RGB 颜色空间

Fig. 4 RGB color space

3.1.2 HSV 颜色空间

HSV 颜色空间是一种用 H（色调）、S（饱和度）、V（亮度）描述的颜色空间，HSV 与 RGB 颜色空间的可相互转换，与 RGB 颜色空间相比，符合人眼的视觉特点，因而更适合用作特征提取。HSV 颜色空间如图 5 所示。

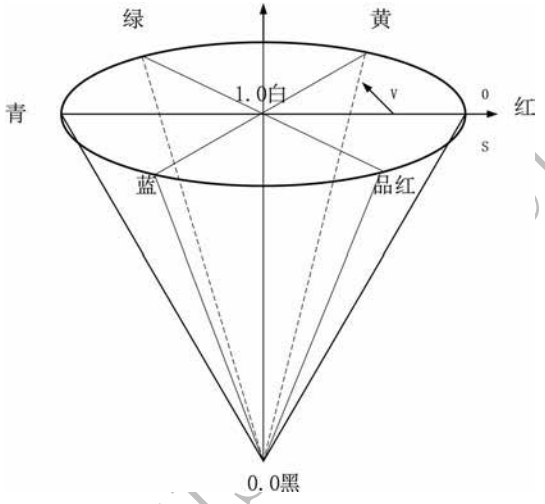


图 5 HSV 颜色空间

Fig. 5 HSV color space

3.1.3 颜色矩

颜色特征的分布信息主要集中在一阶矩、二阶矩、三阶矩中，分别代表颜色的均值、颜色的方差和颜色的偏移量，一、二、三阶矩的计算公式如式（1）至（3）所示。其中，i 为颜色模型分量，i=1 为 R 分量，i=2 为 G 分量，i=3 为 G 分量；P_{ij} 代表颜色分量 i 像素为 j 的概率值；N 为图像中像素点的个数。

$$M_{i1}=\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}P_{ij} \tag{1}$$

$$M_{i2}=\left(\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}(P_{ij}-M_{i1})^2\right)^{\frac{1}{2}} \tag{2}$$

$$M_{i3}=\left(\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}(P_{ij}-M_{i1})^3\right)^{\frac{1}{3}} \tag{3}$$

部分冰雹颜色矩提取值如表 1 所示。

表 1 部分冰雹样本颜色矩提取值

Table 1 Extraction value of color moment of some hail samples

特征	1	2	3	4	5	6	7
H-mean	0.1047	0.1288	0.1426	0.1456	0.1469	0.1417	0.1908
S-mean	0.0670	0.0938	0.0904	0.0917	0.0478	0.0517	0.1338

续表

特征	1	2	3	4	5	6	7
V-mean	0.2332	0.2132	0.2691	0.2650	0.2989	0.2719	0.2710
H-std	0.2132	0.2490	0.2578	0.2644	0.2667	0.2668	0.2871
S-std	0.2179	0.2570	0.2534	0.2545	0.1926	0.2014	0.3011
V-std	0.3773	0.3928	0.3939	0.3911	0.4141	0.4007	0.3791
H-ske	0.0073	0.0106	0.0104	0.0111	0.0111	0.0117	0.3791
S-ske	0.0133	0.0175	0.0170	0.0171	0.0108	0.0118	0.0082
V-ske	0.0188	0.0172	0.0170	0.0170	0.0164	0.0178	0.0212

3.2 形状特征

除了颜色特征之外，形状特征也是识别目标物体的重要依据。形状是指由一条封闭的轮廓曲线所包围的区域，一般来说，通过形状特征可以区分颜色相近的物体。颜色特征受光照、反射、分辨率等因素的影响较为明显，而形状特征属于图像中稳定的结构特征，具有尺度不变性、旋转不变性等特点。基于形状的特征提取主要分为两种方法：基于轮廓的特征提取和基于区域的特征提取。前者侧重于外在边界，后者则针对整个区域。例如：骨架、圆形度、矩形度、Fourier 描述子、HU 不变矩等。本文主要采取基于圆形度和 HU 不变矩的形状特征。

3.2.1 轮廓提取

轮廓提取是形状特征提取的基础，从图像中提取完整的轮廓有利于形状特征提取。边缘是指图像中灰度存在阶跃或者尖顶状变化像素的集合，常见的边缘检测算子有 Roberts 边缘检测算子、Prewitt 边缘检测算子、Sobel 边缘检测算子等。

其中，Sobel 算子考虑像素点上、下、左、右四邻域的加权差，Sobel 算子利用加权平均、微分和梯度进行运算。与 Prewitt 算子一样，是最常用的边缘检测算子。由于 Sobel 算子对像素位置的影响做了加权，因此可以有效地抑制噪声。其卷积算子如式（4）所示。

$$G_X=\begin{bmatrix}-1 & -2 & -1\\ 0 & 0 & 0\\ 1 & 2 & 1\end{bmatrix},\quad G_Y=\begin{bmatrix}-1 & 0 & 1\\ -2 & 0 & 2\\ -1 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{4}$$

不同算子边缘检测的效果如图 6 所示。通过对比，Sobel 提取轮廓的效果最好。因此，我们采取 Sobel 算子提取边缘。

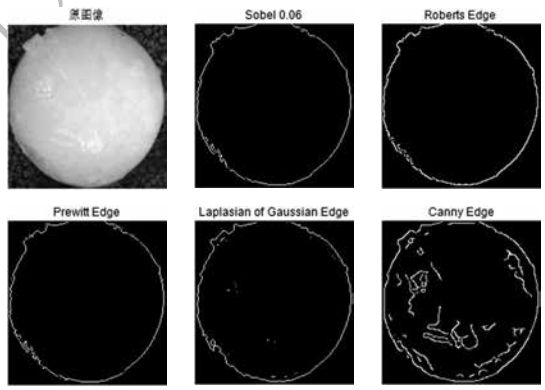
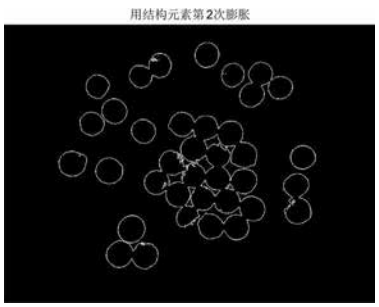


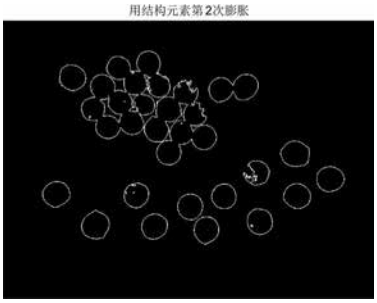
图 6 不同边缘检测算子结果图

Fig. 6 Results of different edge detection operators

不同背景下的冰雹边缘提取经过形态学处理后的结果如图 7 所示：



（a）草地



（b）普通泥地

图 7　不同背景下边缘提取结果图

Fig. 7　Edge extraction results in different background

3.2.2　HU 不变矩

HU 不变矩用来描述灰度图像的结构和形状，在模式识别、图像匹配方面有广泛的应用[11]。利用二阶、三阶的归一化中心矩得到 7 个不变矩，如式（5）至（12）所示。其中，零阶矩表示二值图像的面积，一阶矩表示图像的中心或灰度图像的重心，二阶矩称为惯性矩，三阶矩表示水平方向和垂直方向的重心偏移程度和均匀程度[11-13]。

$$\varphi_1=\lambda_{02}+\lambda_{20} \tag{5}$$

$$\varphi_1=\lambda_{02}+\lambda_{20} \tag{6}$$

$$\varphi_2=(\lambda_{20}-\lambda_{02})^2+4\lambda_{11}^2 \tag{7}$$

$$\varphi_3=(\lambda_{30}-3\lambda_{12})^2+(3\lambda_{21}-\lambda_{03})^2 \tag{8}$$

$$\varphi_4=(\lambda_{30}+3\lambda_{12})^2+(\lambda_{21}+\lambda_{03})^2 \tag{9}$$

$$\varphi_5=(\lambda_{30}-3\lambda_{12})\ (\lambda_{30}+\lambda_{12})+[(\lambda_{30}+\lambda_{12})^2-3(\lambda_{21}+\lambda_{03})^2]+(3\lambda_{21}-\lambda_{03})\ (\lambda_{21}+\lambda_{03})[3(\lambda_{30}+\lambda_{12})-(\lambda_{21}+\lambda_{03})] \tag{10}$$

$$\varphi_6=(\lambda_{20}-\lambda_{02})[(\lambda_{30}+\lambda_{02})^2-(\lambda_{21}+\lambda_{03})^2]+4\lambda_{11}\ (\lambda_{30}+\lambda_{12})\ (\lambda_{21}+\lambda_{03}) \tag{11}$$

$$\varphi_7=(3\lambda_{21}-\lambda_{03})\ (\lambda_{30}+\lambda_{12})[(\lambda_{30}+\lambda_{12})^2-3(\lambda_{21}+\lambda_{03})^2]+(3\lambda_{12}-\lambda_{30})\ (\lambda_{03}+\lambda_{21})+[3(\lambda_{30}+\lambda_{12})^2-(\lambda_{21}+\lambda_{03})^2] \tag{12}$$

表 **2**　部分样本冰雹 HU 矩提取值

Table **2**　Hu moment extraction values of some samples

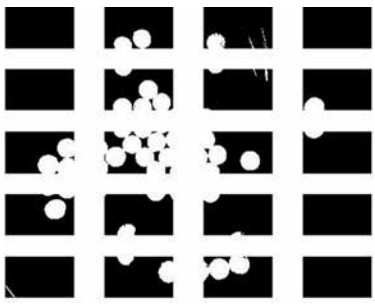
特征	1	2	3	4	5	6	7
一阶矩	1.3292	3.1597	1.9621	1.7197	1.6748	1.8336	2.2138
二阶矩	0.0017	1.8458	0.2628	0.0345	0.0410	0.0429	0.0274
三阶矩	0.0593	0.3118	0.3894	0.5441	0.1199	0.0382	0.0355
四阶矩	0.0672	1.1638	0.1303	0.0148	0.1058	0.0332	0.0050
五阶矩	0.0025	0.2631	0.0046	0.0503	0.0028	0.0001	−0.0002
六阶矩	−0.0001	1.4703	0.0635	0.0008	−0.0241	0.0003	−0.0006
七阶矩	−0.0026	0.2284	0.0033	−0.1077	−0.0002	−0.0023	0.0004

3.2.3　圆形度

圆形度用来描述物体与圆形的相似度。圆形度计算公式如式（13）所示。其中，A 是目标区域的面积，p 是周长，圆形度表示了目标区域与圆形的相似度，越接近 1 则形状越接近圆。

$$k=\frac{(4\pi A)}{p^2} \tag{13}$$

本文对不同背景下、不同分布的冰雹进行圆度识别，统计了圆度值在不同区间的情况，选取了两种不同分布的圆形度识别结果图，如图 8 至图 9 所示。



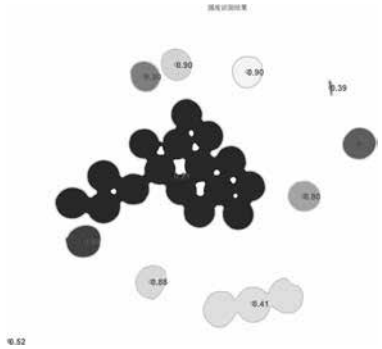


图 8　分布 1 圆度识别结果图

Fig. 8　Distribution 1 roundness identification result chart

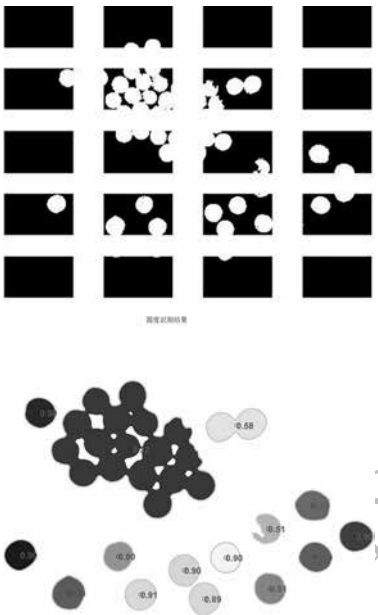


图 9　分布 2 圆度识别结果图

Fig. 9　Distribution 2 roundness identification result chart

4　决策树分类

决策树是一种类似流程图的树型结构，包含三个元素：根节点、内部节点和叶子结点。采用自上而下的递归方式，通过把样本实例从根节点排列到某个叶子节点来对其进行分类。树上的每个非叶子节点代表对一个属性取值的测试，其分支就代表测试的每个结果（yes、no 表示正类、负类）；而决策树上的每个叶子节点均代表一个分类的类别，树的最高层节点是根节点。当所有叶子节点给出的分类结果都一样时，就结束生长，这时便可以判定样本的类别[14-17]。

决策树的原理图如图 10 所示。

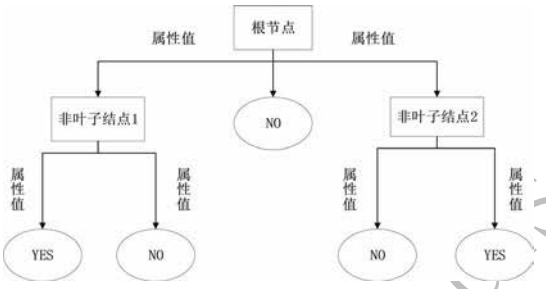


图 10　决策树原理图

Fig. 10　Schematic diagram of decision tree

决策树的划分原则是随着划分过程不断进行，决策树的分支节点所包含的样本尽可能属于同一类别，即节点的“纯度”越来越高[14]。在 Matlab 中，默认是按照基尼系数进行划分。基尼系数越小，纯度越高。因此划分时选择基尼系数最小的属性。对颜色、HU 矩、圆度等特征分类效果如图 11 至图 14 所示，“1”表示冰雹，“2”表示非冰雹。

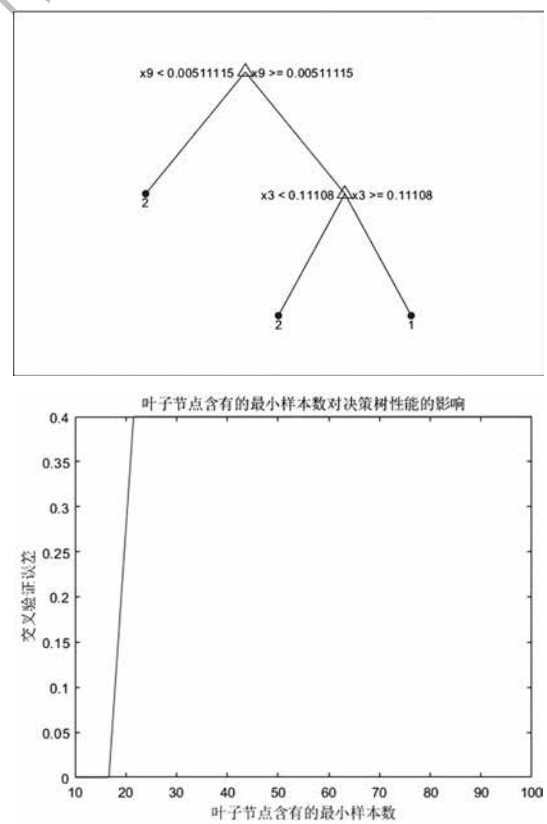
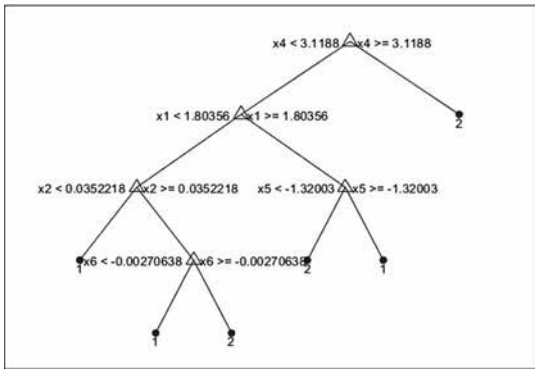


图 11　颜色矩分类结果图

Fig. 11　Color moment classification result chart



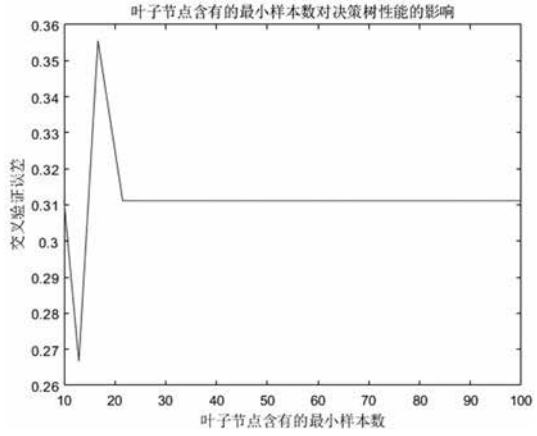
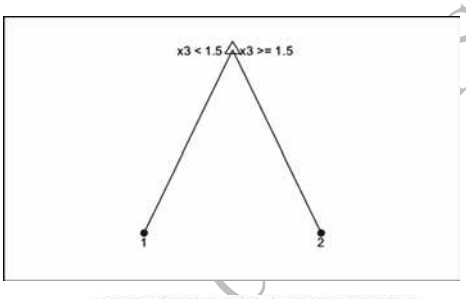


图 12　HU 矩分类结果图

Fig. 12　Hu moment classification result chart



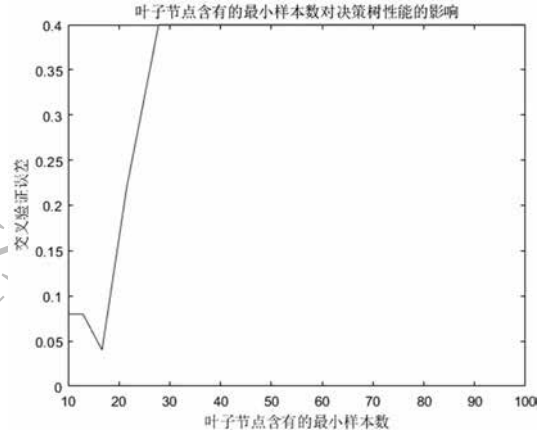
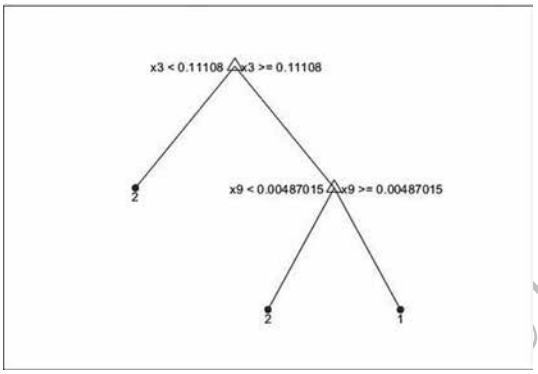


图 13　圆度分类结果图

Fig. 13　Roundness classification result chart



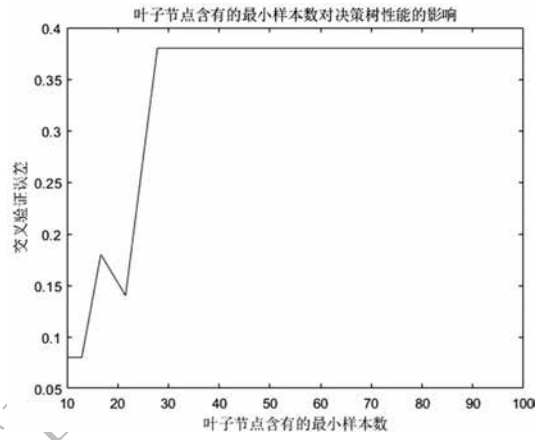


图 14　颜色+形状特征分类结果图

Fig. 14　Color and shape feature classification result chart

不同特征的识别正确率如表 3 所示。从表中看出，仅靠单一的特征可以正确识别冰雹，但正确率不高；对特征融合后正确率明显提高。

表 **3**　不同特征的识别正确率

Table 3　recognition accuracy of different features

	训练样本	测试样本	特征数	正确率
颜色	45	22	6	85.45%
HU 矩	40	18	7	72.22%
圆度	45	22	3	87.21%
颜色+形状	50	16	15	93.75%

为了评价此算法对实际问题的效果，本文计算了优化前和剪枝后的重采样误差和交叉验证误差，如表 4 所示。由表可得，特征融合后的重采样误差和交叉验证误差降低。

表 4　不同特征的重采样误差和交叉验证误差

Table 4　Resampling error and cross validation error of different characteristics

	颜色	HU 不变矩	圆度	颜色+形状
优化前重采样误差	0.044	0.280	0.042	0
剪枝后重采样误差	0	0.150	0.056	0
优化前交叉验证误差	0.133	0.450	0.022	0.089
剪枝后交叉验证误差	0.067	0.425	0.022	0.067

5　总结

本文主要运用机器视觉和图像处理等方面的知识，对采集到的冰雹图像进行图像分割、特征提取和分类识别。本文提取冰雹的颜色和形状特征，分别计算识别的准确率。经过分析，单一的特征识别的准确率最高达到 87%，将特征进行融合后识别的准确率达到 93.75%。由此看出，特征维度的增加能够有效的提高冰雹识别的准确率。

为了进一步提高准确率，后续将进一步扩大样本数据集，并且对冰雹粘连部分有效分割，以降低冰雹在形状特征提取上的误差。

参考文献：

[1] 杨杰，陈习伦，段太敏，张正学，赵久云，谢忠武. 1967—2017 年望谟县冰雹危害特征分析及预防对策［J］. 现代农业科技，2020（08）：204-205+207.

[2] 张文海，李磊. 人工智能在冰雹识别及临近预报中的初步应用［J］. 气象学报，2019，77（02）：282-291.

[3] 李玮，李皓，刘伟，李怀志. 贵州中部冰雹的双偏振雷达参量特征与识别［J］. 中低纬山地气象，2019，43（02）：53-57.

[4] 热苏力·阿不拉，牛生杰，张磊，王红岩. 基于多普勒天气雷达的冰雹云早期识别与预警方法研究［J］. 冰川冻土，2017，39（03）：641-650.

[5] Biggerstaff M I，Listemaa S A，An improves scheme for convective stratiform echo classification using radar reflectivity. J Appl Meteor，2000（39）：2129-2150.

[6] Auer Jr.，A. H.，1994：Hail Recognition through the Combined Use of Radar Reflectivity and Cloud-TopTemperatures，Mon. Wea，Rev，122，2218-2221.

[7] 杨杰，陈习伦，段太敏，张正学，赵久云，谢忠武. 1967—2017 年望谟县冰雹危害特征分析及预防对策［J］. 现代农业科技，2020（08）：204-205+207.

[8] 苗荣慧，杨华，武锦龙，刘昊宇. 基于图像分块及重构的菠菜重叠叶片与杂草识别［J］. 农业工程学报，2020，36（04）：178-184.

[9] 杨红亚，赵景秀，徐冠华，刘爽. 彩色图像分割方法综述［J］. 软件导刊，2018，17（04）：1-5.

[10] 宋文龙，莫冲，王琢. 基于颜色特征的自适应阈值林木树干识别研究［J］. 现代电子技术，2019，42（16）：144-148.

[11] 原玥，王宏，原培新，常文文，化成城. 一种改进的 Hu 不变矩算法在存储介质图像识别中的应用［J］. 仪器仪表学报，2016，37（05）：1042-1048.

[12] 刁彦华，孟子钰，王晓君. 基于 Hu 不变矩的图像形状特征提取研究［J］. 网络安全技术与应用，2017（10）：46-47.

[13] 王建潭，木合塔尔·克力木. 一种 FFT 的 Hu 矩的番茄形状特征提取［J］. 机械设计与制造，2019（05）：228-231.

[14] 李春生，焦海涛，刘澎，刘小刚，刘小刚. 基于 C4.5 决策树分类算法的改进与应用［J］. 计算机技术与发展，2020（04）：1-9.

[15] 史逸民，史达伟，郝玲，张银意，王鹏. 基于数据挖掘 CART 算法的区域夏季降水日数分类与预测模型研究［J］. 南京信息工程大学学报（自然科学版），2018，10（06）：760-765.

[16] Adel Bakhshipour，HemadZareiforoush，IrajBagheri. Application of decision trees and fuzzy inference system for quality classification and modeling of black and green tea based on visual features. Journal of Food Measurement and Characterization，2020，

Vol. 14 (9), pp. 1402-1416

[17] JaimeLynn Speiser, Bethany J. Wolf, Dongjun Chung, Constantine J. Karvellas, David G. Koch, Valerie L. Durkalski. BiMM tree: a decision tree method for modeling clustered and longitudinal binary outcomes [J]. Communications in Statistics-Simulation and Computation, 2020, 49 (4).

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

风洞测量系统的时钟同步网络设计与实现

张　伟[1]，李焱骏[1]，顾正华[2]，师奕兵[1]

（1. 电子科技大学自动化工程学院 成都 611731；2. 中国空气动力研究与发展中心 绵阳 621000）

摘　要：风洞是一种能人工产生和控制气流的管道设备，在其管道内部以动力设备驱动并控制气流，模拟高速物体周围的气体流动，通过部署在风洞内的分布式测量系统实时测量气流对被测件的物理作用。风洞测量系统通常由多个独立的子系统构成，各子系统测量设备、测量对象、测量要求虽各不相同，但要求不同总线类型、不同采集方式的各测量设备均在统一时间基准下协同工作完成测试任务，以使测量数据具有时间上的一致性和可比性。本文提出了一种基于 PTPv2 协议的高精度统一时钟网络结构，通过搭建与风洞分布式测量系统具有相同网络拓扑结构的实验网络，验证了网络拓扑结构的有效性。针对测量系统中网络延迟不对称的特点，设计了基于稳定快速横向递归最小二乘的自适应干扰补偿 PTP 时钟同步算法，其通过直接补偿由非对称性引起的网络噪声以及从时钟时间戳的误差，进一步提高了测量网络的时间同步性能。

关键词：风洞测量系统；精确时钟协议；稳定快速横向递归最小二乘；时钟同步算法

中图分类号：TP393　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：520.3040

Design and Realization Of Clock Synchronization Network in Wind Tunnel Measurement System

Zhang Wei[1]，Li Yanjun[1]，Gu Zhenhua[2]，Shi Yibing[1]

（1. *School of Automation Engineering*，*University of Electronic Science and Technology of China*，*Chengdu* 611731，*China*；
2. *China Aerodynamics Research and Development Center*，*Mianyang* 621000，*China*）

Abstract：The wind tunnel the tube equipment that can produce and control airflow manually. The airflow is driven and controlled by the power equipment inside the pipe to simulate the airflow around high-speed objects，and measure the physical effect of the airflow on the tested objects in real-time by the distributed measurement system deployed in the wind tunnel. The wind tunnel measurement system usually consists of independent subsystems，and the measurement devices，objects，and requirements of each subsystem are different. However，it requires that all measuring devices with different bus types and acquisition methods operate cooperatively，which can complete a test task with a synchronized time base to measure data are consistent and comparable in time. In this paper，a high-accuracy clock synchroni-

＊**基金项目**：中国空气动力研究与发展中心（P20181203000907）资助

zation network structure based on Precision Time Protocol Version 2 (PTPv2) is proposed. The experimental network with the same network topology with the wind tunnel distributed measurement system is built to verify the effectiveness of the network structure. Meanwhile, an adaptive interference compensation PTP clock synchronization algorithm based on stable and fast transverse recursive least square is implemented with the characteristics of the asymmetry of network latency in the system. This algorithm improves the time synchronization performance of the measurement network by directly compensating the estimated network noise caused by asymmetry and the error from the slave clock's timestamps.

Keywords: Wind tunnel measurement system; precision time protocol; stable fast transversal recursive least-squares; clock synchronization algorithm

0 引言

风洞是一种能人工产生和控制气流的管道设备，是空气动力实验最常用、最有效的工具之一[1]。其管道内部以动力设备驱动并控制气流，模拟高速物体周围的气体流动，通过部署在风洞内的测量系统测量气流对被测件的物理作用。风洞内部署的各个测量子系

统对测量设备、测量对象、测量要求各不相同[2]。因此，测量系统须保证不同总线类型、不同采集方式的测量设备在统一时间基准下运行，从而提供时间上具有一致性和可比性的测量数据。风洞测量系统设备种类众多、协议标准繁杂，其统一时基设计必须具有鲁棒性、兼容性、可扩展性，且兼顾原有网络设备替换升级的成本。目前，常用的时钟同步方案旨在协调独立的时钟，其中，在风洞系统中常通过特定算法计算

信号延迟[3-4] 或 NTP 协议[5-7] 等进行时钟同步[8]，利用算法进行延迟分析是对数据进行同步修正，一般精度在数十毫秒级。NTP 协议则通常可以在网络上保持数十毫秒的时间精度。

近年来，精确时钟协议（Precision Time Protocol，PTP）常用于分布式测量系统中进行时钟同步[9-18]。精确时钟协议由网络测量和控制系统的精密时钟同步协议标准（IEEE 1588 Precision Clock Synchronization Protocol，IEEE 1588）定义，借助网络通信和本地计算等技术实现分布式系统中时钟的高精度同步，可以在局域网络内实现亚微秒级精度的时钟同步[9-12]。2004 年，德国赫斯曼公司率先推出首款 IEEE 1588 的边界时钟交换机，经过多年发展，现已符合新的和扩展的 IEEE 标准的产品，包括对快速以太网和千兆以太网的 PTP 透明时钟功能的支持。2007 年 7 月，美国国家半导体公司推出了芯片 DP83640，该芯片支持 IEEE 1588 时钟同步协议硬件时间戳功能，时钟同步精度可达 8ns。目前为止，国外多家公司已经推出支持 IEEE 1588－2008 标准（IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems），也被称为 PTPv2 协议的路由器和交换机产品组，阿尔卡特朗讯、思科、爱立信、西门子[13] 等多家公司已经推出支持 PTPv2 协议的路由器和交换机产品组。国内在高精度网络时钟同步领域的研究起步较晚，目前仅有少量的成熟产品问世，如上海奇微的 IEEE 1588v2 PTPGrand-1000 系列时钟，上海锐呈电气的 k807 纳秒级主时钟，北京东土科技的 SICOM3028GPT 模组化交换机等。

PTP 协议已经广泛用于微地震监测系统、车载环境中、电力系统中、船舶综合电力系统、战术信息系统中等多种系统中进行时钟同步[14-18]，但在分布式风洞测量系统中应用较少。

本文在分布式风洞测量系统中采用 PTPv2 协议，引入透明时钟模式和端口之间延时测量的机制，将同步精度提升至纳秒级[19]，满

足分布式风洞测量系统的同步需求。并设计了基于稳定快速横向递归最小二乘的自适应干扰补偿 PTP 时钟同步算法，其通过直接补偿由非对称性引起的网络噪声以及从时钟时间戳的误差，进一步提高了测量网络的时间同步性能。

1 基于 PTPv2 的高精度时钟网络结构设计

分布式风洞测量系统拥有测力、模型姿态角测量、模型表面压力测量、湍流度测量、噪声测量、露点测量、设备健康管理以及部段性能校测八大子系统，各个子系统都有大量不同类型、不同型号的设备。时钟网络结构主要采用分散控制、集中管理的设计逻辑，同时重点考虑测量系统网络对鲁棒性的需求和实际场景下布线环境的复杂性，选择以环型拓扑为主干的混合型拓扑结构局域网作为时钟同步和数据传输的共同传输方式。为方便网络搭建，将网络节点按照功能进行分层设计，主要包括数据中心、核心层、接入层和终端层，网络拓扑结构如图 1 所示。

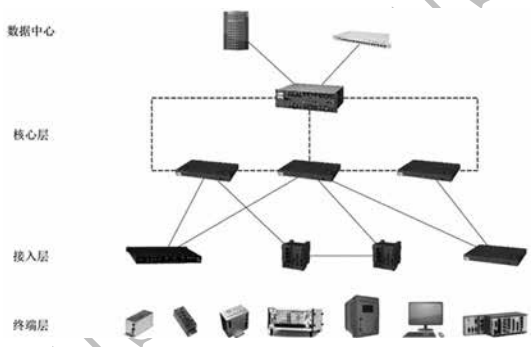


图 1　网络拓扑结构设计

Fig. 1　The design of network topology

1）数据中心

数据中心应包括整个采集系统的顶层设备，如 PTP 主时钟源、备用时钟源和采集控制系统。

PTP 主时钟源，是系统的时钟基准，所有设备的时钟都向其同步。在本设计中，PTP 主时钟源需要满足如下特性：支持标准的 PTPv2 网络对时协议；提供至少一路 PTP 授时网口；支持基于 UDP 的 PTP 报文；支持 E2E 模式；支持 GrandMaster 模式。

备用时钟源，与 PTP 主时钟源为相同型号设备，处于 Passive 状态。

采集控制系统，是分布式测量的控制中心，主要起到协调各子系统运行，控制下游设备采集和接收下游设备采集到的数据及后续处理分析的功能。

2）核心层

核心层作为网络的骨干，选择支持 PTP 协议的万兆交换机为核心交换机，支持 PTP 的千兆交换机为子节点，通过光纤或网线连接成环网，并在环网的基础上适当选择子节点连接到主交换机，拓扑结构如图 2 所示。这些交换机均配置为 E2E TC 模式。在环型网络的基础上，增加链路并合理配置了网桥优先级，使得交换机内置的快速生成树协议断开冗余链路后可有效降低子交换机负载，充分利用主交换机资源，降低网络树的深度，增加备份链路。

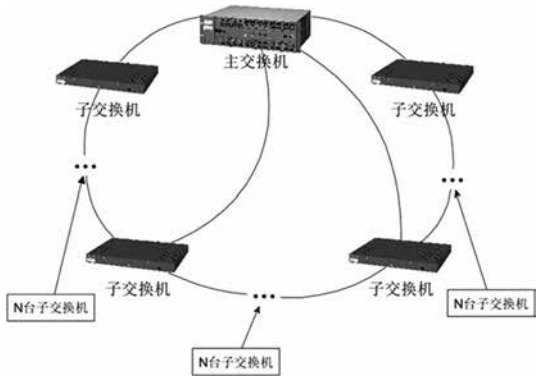


图 2　核心层网络拓扑结构

Fig. 2　Network topology of core layer

3）接入层和终端层

接入层为终端设备提供网络接入功能，是网络的边界。终端层包含整个系统内的各种终端设备。在本设计中，两个层级联系紧密，终端层各设备根据功能性划分，再由接入层交换机连接起来，就形成了一个个子系统。接入层交换机同样可以组成环网，增加

备份链路，以增加系统稳定性。

考虑到在役网络设备多为不支持 PTP 协议的交换机，为了兼顾同步时钟精度与设备升级成本，接入层交换机的选择与子系统设备的特性和精度需求紧密相关，其遵循以下原则：

①对于支持 PTP 协议的设备，在成本允许的情况下选用支持 PTP 协议 E2E TC 模式的交换机，从而得到±10μs 以内的同步精度，且不受网络负载影响；

②对于支持 PTP 协议的设备，若成本不允许，也可选用不支持 PTP 协议的交换机，但会受到网络负载和交换机层级的影响，为留有一定裕量，应保证不支持 PTP 协议的交换机各端口负载不会超过端口最大负载的 50%，仍能保持±10μs 以内的同步精度，该数值可能根据不同型号的交换机而有所不同；

③对于同步精度要求不高，仅采用 NTP 同步的设备，选用不支持 PTP 协议的交换机。

终端层设备的时钟同步方案同样需要根据精度需求和设备自身特性选择。其遵循以下原则：

①对于同步精度要求不高的设备，且自身不具备 PTP 同步可行性的设备，使用 NTP 同步；

②对于自身具备 PTP 同步功能或者可以通过拓展获得 PTP 同步功能的设备，对其进行 PTP 同步；

③对于具有较高同步精度要求但自身不具备 PTP 同步可行性的设备，设计了两种解决方案：（1）在上位计算机上安装支持 PTP 协议的 PCI 授时卡，对其上位计算机进行 PTP 时钟同步。设备数据采集后实时通过网络或者串口发送到上位计算机，上位计算机程序获取 PCI 板卡时间给数据添加时间戳；（2）使用 PXI 机箱+PXI-6683H 时钟同步卡替代上位计算机，PXI 机箱进行 PTP 时钟同步。PXI 系统为设备提供外部触发信号并记录触发信号发出的时间戳，设备设置为外部触发模式，采集数据通过网络或者串口发送到 PXI 系统，PXI 系统为采集数据添加触发信号发出的时间戳。

2 时间同步验证网络

搭建图 3 所示的时间同步验证网络，该网络与实际风洞分布式测量同步网络具有相同的拓扑结构。

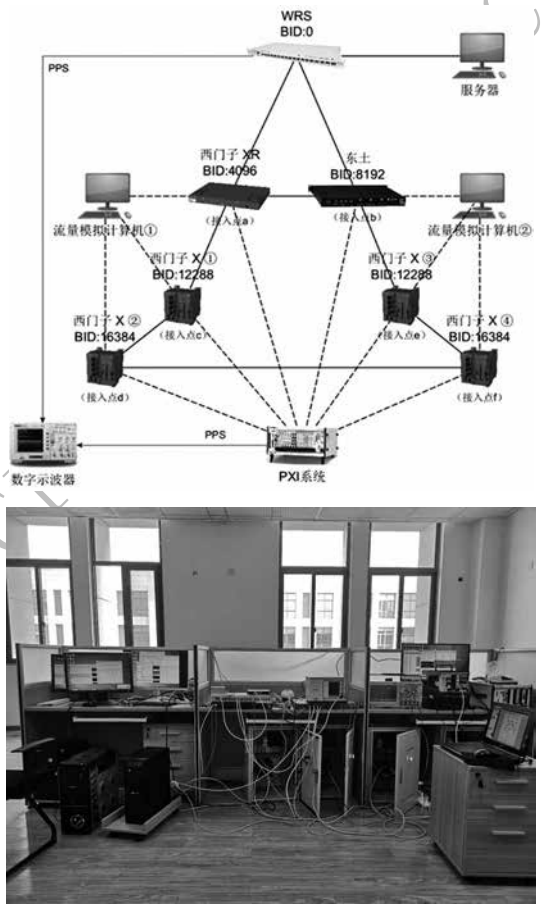


图 3 验证网络与实验平台

Fig. 3 Verification network and Experimental platform

WRS 设备为 Seven Solutions 公司的 White Rabbit Switch，是白兔项目的成熟产品，兼具了 PTP 主时钟源和千兆网络交换机的功能，并可以输出 PPS 信号。将 GPS 天线接入 GPS 驯服钟（GPSDO），用射频连接线将 GPSDO 的 1PPS 和 10MHz 输出接到 WRS 对应输入。计算机连接 WRS 管理端口并配置 WRS 为 GrandMaster 模式，各端口配置为 UDP 协议封装。实验网络除了 WRS 外，使用了三种交换

机：支持 PTPv2 的西门子 XR 系列交换机（E2E TC 模式）、支持 PTPv2 的东土 SICOM 系列交换机（E2E BC 模式）和现役分布式测量系统中广泛采用的不支持 PTP 协议的西门 X 系列交换机。使用具有即插即用、同步速度快、同步精度测量简单的 PXI 系统作为被测设备，将 PXI 系统插入 PXI-6683H 时间同步卡，在不同的接入点接入网络进行 PTP 时钟同步，与 WRS 分别输出 PPS 信号通过相同长度的同轴电缆接入数字示波器，上升沿之间的时间差值即为 PXI 系统和主时钟源的同步误差。流量模拟计算机与 PXI 系统接入相同位置，使用模拟发包工具 Ostinato 向服务器发送数据，模拟不同的网络负载

在不同接入点配置不同网络负载分别进行 20 次测量，计算平均值与标准差，测量结果如图 4 所示，图中的“无法维持同步”表示测量误差为 100μs 级甚至 10ms 级，且呈不断恶化趋势的情况。

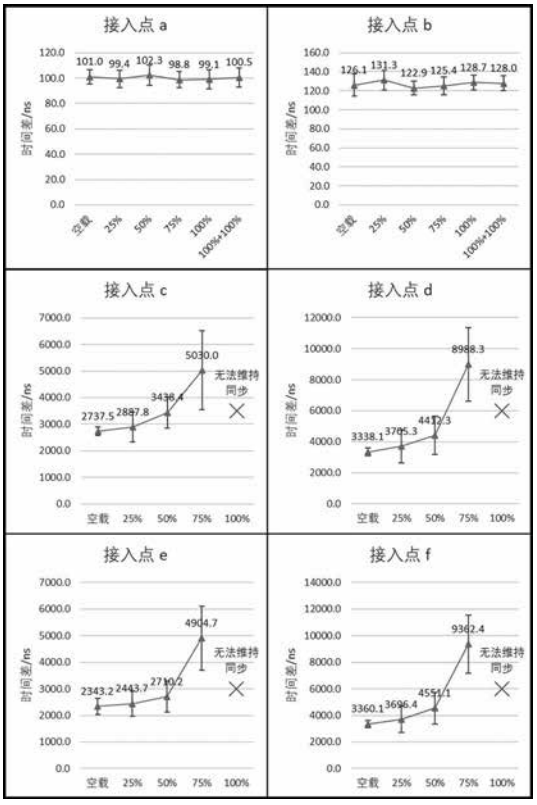


图 4　实验结果

Fig. 4　Experimental results

从实验结果可见，网络架构设计合理，在满足风洞测量的情况下，有效兼顾时间同步精度与成本，能够实现时基同步。

3　改进的本地时钟同步算法

测量系统中网络延迟存在不对称的情况，因此，本文根据 E2E 延时测量机制的二步实现对理想情况下的 PTP 时钟同步算法进行建模，详细分析实际工作情况引入影响时钟同步精度的诸如网络噪声、时间戳误差和时钟频率漂移等因素，通过 PTP 时钟同步算法对时钟同步模型进行修正，进一步提高了测量网络的时间同步性能。

3.1　PTP 同步模型

E2E 延时测量机制的二步实现如图 5 所示。

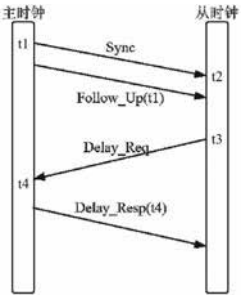


图 5　E2E 延时测量机制的二步实现

Fig. 5　The two-step operation of request-response delay measurement mechanism

将主时钟时间视为标准时间，记为 t_m，从时钟时间记为 t_s，获取时间戳可视为对连续时间进行采样，记为 t'，从时钟相对于主时钟的时钟偏差为 θ。一个完整的 PTP 时钟同步报文交换完成后四个发送接收时间关系如式所示：

$$\begin{cases} t_{s2}=t_{m2}+\theta=t_{m1}+d_{ms}+\theta \\ t_{s3}=t_{m3}+\theta=t_{m4}-d_{sm}+\theta \end{cases} \tag{1}$$

延时测量机制对时钟偏差的计算基于以下两个假设：

1）时间戳为主从时钟的准确时间，即：

$$\begin{cases} t_m^{'}=t_m \\ t_s^{'}=t_s \end{cases} \tag{2}$$

2）网络中的传输延时对称，即：

$$d_{ms}=d_{sm} \tag{3}$$

联立式（1）（2）（3），得从时钟相对于主时钟得偏差 θ：

$$\theta=\frac{\left[t_{s2}-\left(t_{m1}+d_{ms}\right)\right]+\left[t_{s3}-\left(t_{m4}-d_{sm}\right)\right]}{2}=\frac{\left(t'_{s2}-t'_{m1}\right)-\left(t'_{m4}-t'_{s3}\right)}{2} \tag{4}$$

从时钟系统可分为本地时钟和 PTP 控制模块。本地时钟使用基于硬件的振荡器更新设备的当前时间。PTP 控制模块包括时钟同步和频率同步。时钟同步模块通过获取的主时钟时间 t_m（n）和从时钟时间 t_s（n）计算时钟偏差 θ（n），用于更新本地时钟的当前时间；同时频率同步模块通过时钟偏差 θ（n）计算并调整本地时钟振荡器的时钟速率。值得注意的是，本地时钟振荡器的调整不是硬件的物理变化，而是计算主时钟速率与本地速率的比例，进行数字实现。

PTP 本地时钟同步算法的动态建模用式（5）表述。

$$\begin{cases}\theta\ (n)=t_s\ (n)+\tau r\ (n)-t_m\ (n)\\ t_s\ (n+1)=t_s\ (n)+\tau r\ (n)-\theta\ (n)\\ r\ (n+1)=r\ (n)-k\theta\ (n)\end{cases} \tag{5}$$

式中，t_s（n）为第 n 次同步的从时钟时间

$$t_s\ (n)=\frac{t_{s2}\ (n)+t_{s3}\ (n)}{2} \tag{6}$$

t_m（n）为第 n 次同步的主时钟时间

$$t_m\ (n)=\frac{t_{m1}\ (n)+t_{m4}\ (n)}{2} \tag{7}$$

r（n）为第 n 次同步的归一化本地时钟速率，k 为合成增益。

IEEE 1588-2008 协议中并未对时钟偏差 θ（n）如何用于本地时钟振荡器的时钟速率调整进行详细说明，即并未对合成增益 k 进行规定。

等式描述的动态模型的信号流图如图 6 所示。

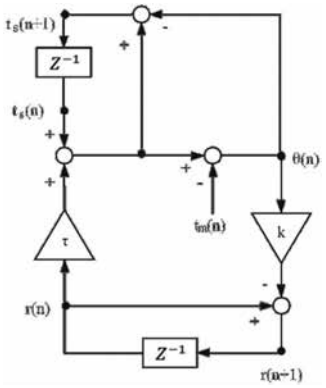


图 6　PTP 本地时钟同步系统信号流图

Fig. 6　Signal flow diagram of PTP local clock synchronization system

该系统的状态方程为式（8）（9）：

$$X(n+1)=AX(n)-B\left[CX(n)-t_m(n)\right] \tag{8}$$

$$\theta\ (n)=CX\ (n)-t_m\ (n) \tag{9}$$

式中，

$$\begin{cases}X\ (n)=\begin{pmatrix}t_s\ (n)\\ r\ (n)\end{pmatrix}\\ A=\begin{pmatrix}1 & \tau\\ 0 & 1\end{pmatrix}\\ B=\begin{pmatrix}1\\ k\end{pmatrix}\\ C=(1\quad \tau)\end{cases} \tag{10}$$

则该系统的特征方程为

$$\left|\lambda I-(A-BC)\right|=0 \tag{11}$$

解得极点 $p_1=0$，$p_2=1-k\tau$。

一个极点位于原点，另一个极点位于 $1-k\tau$。故为保证系统稳定，合成增益 k 的取值应保证：

$$0<k<\frac{2}{\tau} \tag{12}$$

理想情况下，认为每次校正后的时刻主从时间达成了同步，因此这里使用归一化值 α（n）表示本地时钟相对于主时钟的速率的变化速率，即时钟速率漂移。第 n 次同步的时钟速率偏移 α（n）的最优估计为

$$\alpha\ (n)=\frac{\theta\ (n)}{\tau} \tag{13}$$

即取合成增益值为 $k=1/\tau$。

3.2 影响时钟同步精度的因素

上节建立的时钟同步模型是基于理想情况下，在实际工作过程中，要受到测量不确定性的影响。因此对两个基本假设在实际工作中的情况分别进行分析：

1）时间戳为主从时钟的准确时间

PTP 时钟同步模型中将主从设备记录下的时间戳视为主从时钟发送或者接收报文的准确时间，但实际上受软件中断反应、处理器资源占用等多种机制影响，时间戳会引入不确定性。将主从时钟在自身时刻 t 时取得的时间戳记为 t'，时间戳误差记为 ω，则

$$t=t'+\omega \tag{14}$$

2）网络中传输延时对称

在 PTP 协议中，假设报文在网络中的传输延时是对称的。但在实际网络工作环境下，由于网络负载造成交换机端口等待其他消息处理等带来的影响，该假设并非始终成立，即

$$d_{ms}\neq d_{sm} \tag{15}$$

除以上两点外，对归一化本地时钟速率 $r(n)$ 进行分析。如果从时钟是严格稳定的，则时钟速率偏移 $\alpha(n)$ 应该为常数。实际上，时钟的晶体振荡器受到环境温湿度、工作电压、器件老化率等因素的影响，无法产生具有严格周期的脉冲，即 $\alpha(n)$ 是时变的，则 $r(n)$ 可以表示为：

$$\begin{aligned} r(n)&=\frac{f_0+f_{off}(n)+\tilde{\rho}(n)}{f_0}\\ &=\frac{f_0+f_{off}(n)}{f_0}+\rho(n)\\ &=1+\alpha(n) \end{aligned} \tag{16}$$

其中，本地时钟频率为 f_0，本地时钟与主时钟的频率偏移为 $f_{off}(n)$，$\tilde{\rho}(n)$ 为本地时钟频率漂移，$\rho(n)$ 为归一化本地时钟频率漂移。

3.3 基于干扰的时钟同步模型修正

联立式（4）（14）（15）将主从时钟记录下的时间戳的不确定 ω 和和网络中传输延时的网络噪声 d 引入 PTP 时钟同步模型。由于原理是从时钟向主时钟同步，故可以认为主时钟时间戳即为主时钟时间，即 $t_m=t_m'$，可以修正时钟偏差的表达式为式（17）

$$\begin{aligned} \theta&=\frac{[t_{s2}'-(t_{m1}'+d_{ms})]+[t_{s3}'-(t_{m4}'-d_{sm})]}{2}\\ &=t_s-t_m+\omega_s+d \end{aligned} \tag{17}$$

式中，t_s 为从时钟时间，t_m 为主时钟时间，ω_s 为从时钟时间戳的误差，d 为网络不对称噪声，有

$$\begin{cases} t_s=\dfrac{t_{s2}+t_{s3}}{2}\\ t_m=\dfrac{t_{m1}+t_{m4}}{2}\\ \omega_s=\dfrac{\omega_{s2}+\omega_{s3}}{2}\\ d=\dfrac{d_{sm}-d_{ms}}{2} \end{cases} \tag{18}$$

联立式（5）（16）（17）修正时钟偏差表达式并引入归一化本地时钟频率漂移 ρ，PTP 本地时钟同步算法的动态建模更新如式（19）：

$$\begin{cases} \theta(n)=t_s(n)+\tau[r(n)+\rho(n)]-t_m(n)+\omega_s(n)+d(n)\\ t_s(n+1)=t_s(n)+\tau[r(n)+\rho(n)]-\theta(n)\\ r(n+1)=r(n)-k\theta(n) \end{cases} \tag{19}$$

等式描述的动态模型的信号流图如图 7 所示。

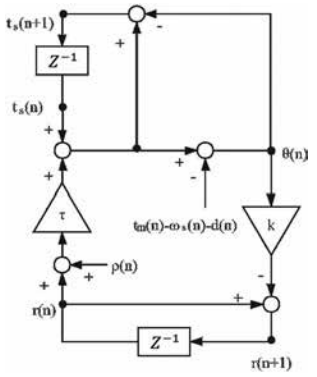


图 7 基于干扰的 PTP 本地时钟同步系统信号流图

Fig. 7 Signal flow diagram of PTP local clock synchronization system based on interference

3.4 自适应时钟同步算法

针对修正后的基于干扰的时钟同步模型中引入的三种主要干扰源：时间戳误差 $\omega_s(n)$，网络噪声 $d(n)$ 和时钟频率漂移 $\rho(n)$，设计了一种自适应的 PTP 时钟同步控制算法。应用算法后的本地时钟同步控制系统的功能框图如图 8 所示。

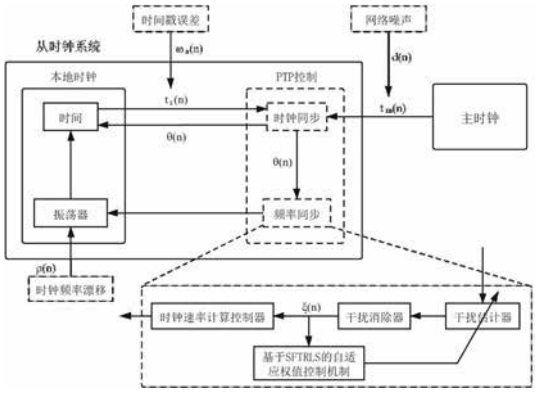


图 8　自适应 PTP 本地时钟同步系统功能框图

Fig. 8　Functional block diagram of adaptive PTP local clock synchronization system

本文提出的 PTP 时钟同步控制算法由基于自回归模型的干扰消除器、基于 SFTRLS 算法的自适应权值控制机制和带反馈控制器的时钟速率计算器等主要模块组成，通过自适应地更新干扰消除器的滤波器系数，减小干扰对时间偏差 $\theta(n)$ 的影响继而提高时钟同步性能和稳定性。PTP 本地时钟同步控制系统信号流图如图 9 示。图中 $\xi(n)$ 表示去扰残基，用作时钟频率合成的反馈信号。

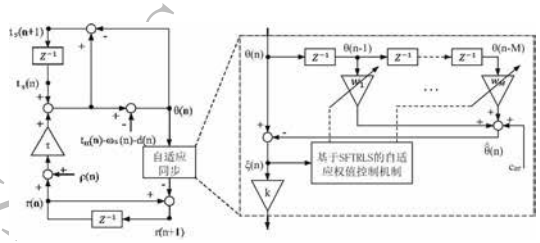


图 9　自适应 PTP 本地时钟同步系统信号流图

Fig. 9　Signal flow diagram of adaptive PTP local clock synchronization system

该算法的结构是基于 AR 模型的干扰估计、SFTRLS 算法对自相关系数的更新和对 $\theta(n)$ 的直接补偿。

基于 AR 模型的干扰估计过程由式（20）表示，

$$\hat{\theta}(n) = c_{ar} + \sum_{i=1}^{M} w_i \theta(n-i) \tag{20}$$

对 $\theta(n)$ 的直接补偿过程：

$$\xi(n) = \theta(n) - \hat{\theta}(n) \tag{21}$$

SFTRLS 算法为 RLS 算法的一种稳定快速实现，算法的时间复杂度为 $O(n)$。

3.5 仿真验证

选择 OMNeT ++网络仿真平台对改进算法与传统 IEEE 1588 时钟同步算法进行建模和对比仿真实验。并将网络噪声、时间戳误差和时钟频率漂移三种干扰源添加到时钟同步环境中。

仿真实验中采用基本的主时钟-边界时钟-从时钟架构，模型结构如图 11 所示。图中 Master 模块为具有出色时钟属性的 E2E 机制二步实现普通时钟，BC 模块为具有普通时钟属性的 E2E 机制二步实现边界时钟，Slave 模块为具有较差时钟属性的 E2E 机制二步实现普通时钟。Source 模块发送无关报文，模拟实际网络中的无关报文干扰，Sink 模块接收干扰报文。各模块间建模为长 10m 的千兆网线连接。TimeDiffObserver 模块观测 Master 与 Slave 模块间的时间差。

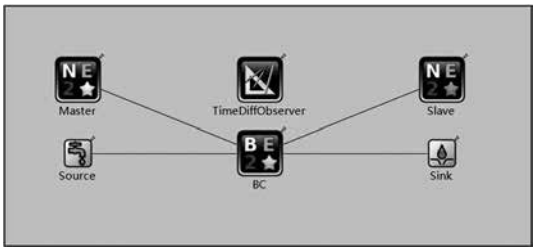


图 10　仿真模型结构

Fig. 10　Simulation model structure

针对干扰对时钟同步环境的影响，通过生成仿真的时钟噪声模拟时钟漂移，时间戳误差和网络噪声在算法中造成的影响相同，故对两者合并建模。采用白噪声和有色噪声两种噪声进行仿真，其中有色噪声被建模为

加性高斯白噪声和正弦波形的叠加。

对标准 PTP 本地时钟同步算法和改进后的自适应本地时钟同步算法分别进行仿真。配置文件 omnetpp. ini 设置仿真时间为 5000s，时间同步周期与 TimeDiffObserver 模块的观测周期均为 2s，使能 TimeJump 与 Syntonize，SFTRLS 滤波器的长度设置为 25。图 11 和图 12 为一组仿真实验的结果，图中横轴为仿真时间，纵轴为 TimeDiffObserver 模块观测的时间差，单位均为 s。

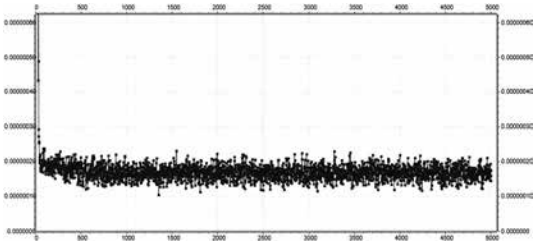


图 11　标准 PTP 本地时钟同步算法仿真结果

Fig. 11　Simulation results of standard PTP local clock synchronization algorithm

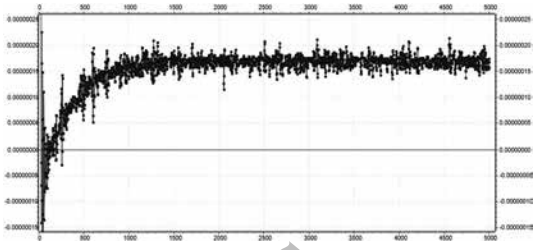


图 12　自适应本地时钟同步算法仿真结果

Fig. 12　Simulation results of adaptive local clock synchronization algorithm

为排除初值造成的影响，取 1200s 之后的时钟偏差进行分析。在此使用均方根值描述时间同步性能，仿真实验结果如表 1 所示，从表 1 可以看出，自适应算法的性能明显优于标准算法。

表 **1**　仿真实验结果

Table1　Simulation results

噪声类型	噪声方差 /s^2	标准算法 RMS/s	自适应算法 RMS/s	误差相对减小
白噪声	3×10^{-8}	169.32×10^{-9}	169.27×10^{-9}	0.03%
	3×10^{-5}	9.78×10^{-3}	9.52×10^{-3}	2.66%
	3×10^{-2}	331.19×10^{-3}	319.96×10^{-3}	3.39%
有色噪声	3×10^{-8}	170.10×10^{-9}	169.89×10^{-9}	0.12%
	3×10^{-5}	57.29×10^{-3}	9.58×10^{-3}	83.28%
	3×10^{-2}	346.15×10^{-3}	326.43×10^{-3}	5.70%

3.6　实验验证

将算法通过 PCI 授时卡实现。设计实验，连接方法如图 13 所示。

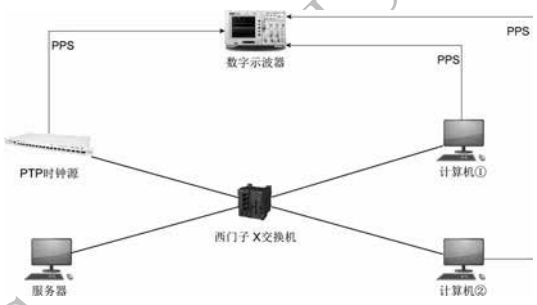


图 13　实验连接示意图

Fig. 13　Experimental connection diagram

计算机①与计算机②分别插入同型号千兆网卡，计算机①插入使用标准本地时钟同步算法的 PCI 授时卡①，计算机②插入实现自适应本地时钟同步算法的 PCI 授时卡②。网卡与 PCI 授时卡均连接到交换机，网卡向服务器发送报文增加交换机负载，PCI 授时卡向 PTP 主时钟源同步。PTP 时钟源与 PCI 板卡分别产生 PPS 信号输出到数字示波器。为实现较明显干扰，实验使用了西门子 X 交换机，通过增加负载的方式提高网络不对称性，增大网络噪声。实验结果如表 2 所示。从表中可以看出不管网络负载如何变化，自适应算法都有效提高了时间同步性能，而且随着网络负载增加，性能提升得更加明显。

表 **2**　实验结果

Table 2　Experiment results

网络负载 /Mbps	标准算法 RMS/s	自适应算法 RMS/s	误差相对减小
轻载	2.77×10^{-6}	2.21×10^{-6}	20.22%

续表

网络负载/Mbps	标准算法 RMS/s	自适应算法 RMS/s	误差相对减小
250	3.01×10^{-6}	2.39×10^{-6}	20.60%
500	3.48×10^{-6}	2.74×10^{-6}	21.26%
750	3.98×10^{-6}	3.08×10^{-6}	22.61%
1000	5.17×10^{-6}	3.91×10^{-6}	24.37%

4 结论

本文针对风洞分布式测量系统统一时基的实际需求，设计了一种基于精确时钟协议的高精度时间同步测量网络结构，搭建了一个与风洞测量系统具有相同网络拓扑结构的实验网络，验证了该设计的有效性。针对分布式测量系统中网络延迟不对称的特点，提出了一种改进的自适应本地时钟同步算法，直接补偿由非对称性引起的网络噪声和从时钟时间戳的误差，并对该算法进行仿真和实际实验，验证了该算法的优越性。本文的设计已成功应用于国内某大型风洞的分布式测量系统，在兼顾原有网络设备的基础上，仅仅通过增加少量的带 PTPv2 功能的设备，就大幅提高了分布式测量系统的时间同步性能，取得了令人满意的效果。下一步的研究重点将致力于统一时基的监控与算法的优化。

参考文献：

[1] 廖达雄，陈万华，彭磊，张浩．大型风洞设备的智能化研究［J］．控制与信息技术，2019（01）：18-22.

[2] 匡莉娟，施洪昌．基于虚拟仪器技术的风洞测控系统设计［J］．工业控制计算机，2009，22（04）：15-16.

[3] 张鹏，谢艳，孙宁．基于 Matlab 的风洞信号延迟时间计算方法［J］．兵工自动化，2014，33（06）：74-77.

[4] 谢艳，李平，蒋鸿，王瑞波，薛江平．2.4m 跨声速风洞连续变迎角试验关键技术研究［J］．实验流体力学，2014，28（01）：89-93.

[5] 张凯，曹知红，夏吝时，宋文潇，齐斌．网络通信技术在燃气流超声速风洞测控系统中应用研究［J］．计算机测量与控制，2019，27（04）：10-13.

[6] 曹宇，茼元臣，陈斐，温渝昌，王新林．基于 NI-CRIO 的风洞模型姿态控制系统数据采集设备研制［J］．计算机测量与控制，2013，21（10）：2878-2881.

[7] 曾星，顾光武，张文清，杨兆欣，王斌．基于 MX1601B-R 的风洞数据采集系统设计与实现［J］．计算机测量与控制，2020，28（06）：197-201.

[8] 张先恺，曾苏凡，成金涛，张俊．分布式测试系统时钟同步方法研究［C］．“测试性与智能测控技术”——2018 年中国航空测控技术专刊．航空工业测控技术发展中心、中国航空学会测试技术分会、状态监测特种传感技术航空科技重点实验室：中国航空学会，2018：265-267.

[9] IEEE. IEEE 1588-2002. IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems［S］. New York: IEEE Instrumentation and Measurement Society, November 8, 2002

[10] J. Edison. Measurement, Control, and Communication Using IEEE 1588［M］. New York: Springer-Verlag, 2006, 33-34

[11] Z. J. Cheng, L. He, J. L. Zhao, et al. A Security Enhanced IEEE1588 Protocol for Deep-Space Environment［C］2014 Ninth International Conference on P2P, Parallel, Grid, Cloud and Internet Computing, Guangdong, 2014, 9-13

[12] P. Kemparaj, S. Kumar. Secure precision time protocol in packet switched networks［C］. 2019 IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control, and Communication (ISPCS), Portland, OR, USA, 2019, 1

[13] 张兢博．西门子 SCALANCE X 交换机在钢铁能源管理系统中的应用［J］．冶金自动化，2015，39（02）：82-85.

[14] 宋杨．基于 IEEE 1588 协议的微地震监测系统时钟同步技术的研究［D］．吉林：吉林大学，2018，2

[15] 罗峰，徐金鹏．基于车载环境的时间同步协议

优化［J］. 仪器仪表学报，2019，02：96-104
［16］路遥，江汉红，王义. 用于船舶综合电力系统同步测量的高精度 PTP 混合时钟同步方法［J］. 电力自动化设备，2019，01：219-223
［17］吴玉锋. 面向电力系统的时间同步系统关键技术研究［D］. 电子科技大学，2020.
［18］杜慧琦，刘玥，刘博，冀臻，王琦. IEEE1588v2 时钟同步技术在战术信息系统中的应用［J］. 计算机应用与软件，2017，34（11）：125-129.
［19］IEEE. IEEE 1588-2008. IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems［S］. New York：IEEE Instrumentation and Measurement Society，July 24，2008

CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS CIS

基于电磁-热耦合模型的超高温感应加热装置的关键参量优化

孟凡越[1]，陈俊先[1]，侯伟光[1]，石成玉[1]，张建海[1]，赵宏伟[1]

（1. 吉林大学机械与航空航天工程学院，吉林 长春 130012）

摘　要：超高温加载系统是一个电磁场-温度场高度非线性耦合的传热系统，本文采用多物理场耦合软件同时对感应加热过程的温度场-磁场进行有限元仿真，建立了超高温加载系统的二维数值模型，通过推导电磁加热数学模型，运用有限元法对超高温感应加热过程进行分析，得出了系统内的电流强度、磁通量密度及温度场分布；感应加热参数（电流强度、频率、线圈匝数、加热体结构）对超高温加载系统的温度场-磁场分布及数值的影响趋势，完成了超高温加载系统的加热体结构优化与感应加热参数的确定，同时对其他感应加热系统的方案设计及优化有指导性意义。

关键词：感应加热；多场耦合；电磁场；温度场

Numerical analysis of electromagnetic-thermal coupling field of induction heating in UHT loading system

Abstract：UHT loading system is a heat transfer system with highly nonlinear coupling of electromagnetic field and temperature field. In this paper, the multi-physics coupling software is used to perform the finite element simulation of the temperature field - magnetic field of the induction heating process, and the ultra-high temperature loading system is established Two-dimensional numerical model, by pushing the mathematical model of conductive magnetic heating, using the finite element method to analyze the ultra-high temperature induction heating process, the current intensity, magnetic flux density and temperature field distribution trend in the system are obtained; the induction heating parameters (current intensity, Frequency, coil turns, heating body structure) influence the temperature field -magnetic field distribution and numerical value of the ultra-high temperature loading system, the heating body structure optimization and induction heating parameters of the ultra-high temperature loading system are completed, and other induction heating The scheme design and optimization of the system are instructive.

Key words：induction heating; multi field coupling; electromagnetic field; temperature field

作者简介：孟凡越（1996—），男，硕士，吉林大学机械与航空航天工程学院，现主要从事超高温加载、双轴材料测试试验机等科研工作。

随着当今航空航天事业的不断发展，防热复合材料被广泛应用在超高温作用的极端工况下服役。例如高超音速导弹飞行时弹头尖端材料承受 2500℃高温、火箭喷管工作时承受 3000℃高温的燃气冲刷作用。现如今国内外研究单位超高温力学性能测试仪器实现了室温～2500℃高温环境下单轴机械载荷加载，中国建材研究院超高温力学性能测试仪器实现了 2200℃高温加载[1]；美国 LBNL 公司生产的高温拉伸试验机实现高温加载 2300℃；哈尔滨工业大学的高温压缩真空实验炉可实现 2000℃高温加载[2]。因此面向极端服役条件下失效模式/机理的研究需要，开展具有我国自主知识产权的高温下原位测试与虚拟试验技术的研究，以评估进而保障关键材料服役性能，将为服务国家重大战略需求提供重要的技术支撑。

如今由于感应加热具有热效率高、加热时间短、工件表面氧化脱碳少、工件畸变小、易于实现

机械化和自动化等特点[3]，传统高温加载装置一般采用感应加热方式，直接对工件进行感应加热，在感应加热时，工件被置于交变磁场中，在工件内部产生的感应电流将工件加热。但工件温度升高会引起工件的导电、导磁性能及各种热物性参数发生变化，这样电磁场和温度场之间相互影响、相互耦合成为一种复杂的物理现象，使得对试件的透热层的精确控制也只能通过经验判断，同时由于感应加热速度较快，且温度演变并不均匀，因此极易产生零件局部位置的过热[4]等问题，所以我们采用超高温加载方式为双侧感应加热石墨加热体，通过石墨加热体对试件进行热辐射加热，并且整套试验设备置于真空炉中，利用热电偶及红外测温仪记录加热过程中试件两侧的温度变化。

综上可见，超高温感应加热系统是多场耦合的物理过程，再由于材料的热物性能非线性变化，因此采用目前广泛应用利用有限元法研究这一过程。研究集中于电磁场-温度场两场耦合的数学模型分析，并因此建立了瞬态温度分析、连续感应加热温度分析、多频加热等多种数学模型[5-9]。本文利用有限元分析软件 COMSOL Multiphysics 的 AC/DC 模块对超高温加载系统的感应加热模块进行模拟仿真分析，并分析讨论这一过程的物理场演变特性，为超高温感应加热系统的数值模拟仿真提供了较好的数学模型基础，用以研究感应加热时试件的升温特点和温度场分布规律，以便采取必要的结构优化措施与合理的加热参数，确保试件温度的均匀性。

2 感应加热的有限元数学模型

电磁分析问题实际上是求解给定边界条件下的麦克斯韦（Maxwell）方程组[10]。Maxwell 方程组是支配所有宏观电磁现象的一组基本方程，其微分形式如式（1）-（4）所示[11]，以它们为基础可以导出有限元方法处理电磁问题的微分方程。

安培全电流定律：

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \tag{1}$$

法拉第电磁感应定律：

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \tag{2}$$

磁通连续性原理：

$$\nabla \cdot B = 0 \tag{3}$$

高斯定律：

$$\nabla \cdot D = \rho \tag{4}$$

式中，H 为磁场强度，ρ 为电阻率，D 为电荷密度。给定长远场源 J 和电阻率 ρ 时，磁通密度 B 和电场强度 E 即可解出。在实际计算时，可利用模型的对称性设定合适的边界条件，可以取 1/2 或 1/4 模型，减少计算量和计算时间。

简化后的磁场定义方程组：

$$\nabla \times H = J$$

$$B = \nabla \times A$$

$$J = \sigma E + j\omega D + \sigma v \times B + J_e$$

$$E = -j\omega A$$

传热表达式如式（5）（6）所示：

$$\rho C_P \frac{\partial T}{\partial t}+\rho C_P u \cdot \nabla T+\nabla \cdot q=Q+Q_{ted} \quad (5)$$

$$q=-k \nabla T \quad (6)$$

式中，q 为热流密度，ρC_P 为热扩散系数，k 为传热系数，∇T 为温差。

绝热方程如式（7）所示：

$$-n \cdot q=0 \quad (7)$$

温度与热源定义如式（8）（9）所示：

$$T=T_0 \quad (8)$$

$$Q=Q_0 \quad (9)$$

电磁加热方程组如下：

$$\rho C_P \frac{\partial T}{\partial t}+\rho C_P u \cdot \nabla T=\nabla \cdot (k \nabla T)+Q_e$$

$$Q_e=Q_{rh}+Q_{ml}$$

$$Q_{rh}=\frac{1}{2}\mathrm{Re}\ (J \cdot E^*)$$

$$Q_{ml}=\frac{1}{2}\mathrm{Re}\ (i\omega B \cdot H^*)$$

3 感应加热数值模拟仿真

3.1 仿真定义参数及模型尺寸

表 **3.1** 仿真定义参数

名称	表达式	值
I0	200［A］	200 A
T0	293［K］	293 K
r0	1.754e-8［ohm*m］	1.754E-8 Ω·m
al	0.0039［1/K］	0.0039 1/K
Rc	5［mm］	0.005 m
Ac	pi*Rc^2	7.854E-5 m^2
Mt	1［kg/min］	0.016667 kg/s
Tin	10［℃］	283.15 K
F0	100hz	100hz

为了减少网格单元数，减小计算时间，整体采用等比例缩小，边界尺寸为直径 70mm，高度 80mm，加热体尺寸为半径 6mm，高度 10mm；加热线圈半径为 4mm 的圆管。材料属性：加热体为石墨，线圈为紫铜，线圈中间通水，其余为空气域。

下面将介绍本文利用 comsol 的 AC/DC 模块对超高温加载系统的加热体进行模拟仿真，首先确定能够达到实验要求的一些基本参数，例如线圈的匝数、线圈的电流大小、频率等参数对高温炉内的温度场分布的影响，通过仿真结果得出最优的配置方式。通过分析线圈匝数、线圈尺寸、线圈直径、频率、电流对高温炉内的温度场分布的影响。

3.2 加热线圈对热–磁场分布的影响

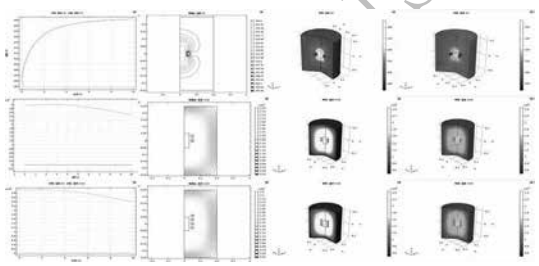


图 3.1 感应加热线圈匝数对温度场影响

通过设置不同的线圈匝数进行整体仿真，得出系统稳态时的最高温度数值大小、温度场分布及磁通量分布等，图中由上至下线圈由 1 组递增至 3 组，最高温度由 900℃递增到 2800℃，由此可见对于加热系统达到稳态时最高温度及温度场分布影响较大。根据仿真结果，综合考虑加热体尺寸及高温炉体内整体布局等因素，拟采用三组线圈进行加热提高加热温度及加热效率。

3.3 加载电流对对热–磁场分布的影响

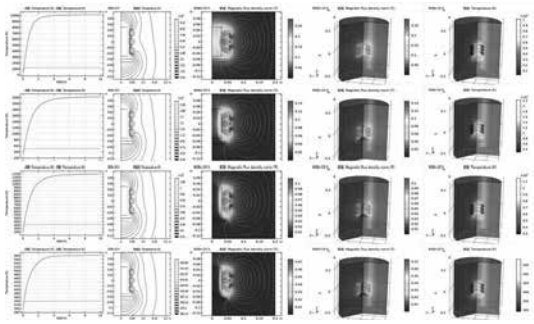


图 3.2 感应加热电流对温度场影响

由上图所示，通过设置不同的加载电流进行整体仿真，得出系统稳态时的最高温度

数值大小、温度场分布及磁通量分布等，在加热体下部增加了一个平板试件，同时添加多物理场模拟，图中由上至下加载电流由200A 递减至 50A，最高温度由 3000℃递减到580℃，同时试件上的最高温度分布也由2115℃降低至 363.5℃。由此可见对于加热系统达到稳态时最高温度及温度场分布影响较大。

3.4 加载频率对对热–磁场分布的影响

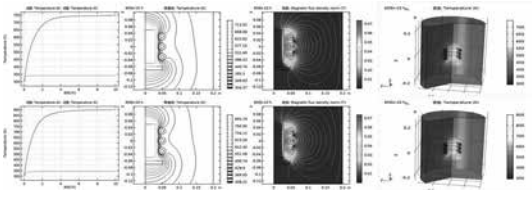


图 3.3 感应加热中交流电频率对温度场影响

由上图所示，通过设置不同的加载频率进行整体模拟仿真，得出系统稳态时的最高温度数值大小、温度场分布及磁通量分布等，加载频率对系统稳态时的最高温度数值大小影响较小，影响加热体的加热效率，以及加热体最高温度的分布位置。同时在加热体下部的平板试件，图中由上至下加载电流由100Hz 递增至 200Hz，最高温度由 880℃递减到 750℃，同时试件上的最高温度分布也由765℃降低至 481.6℃。

3.5 加热体结构对热–磁场分布的影响

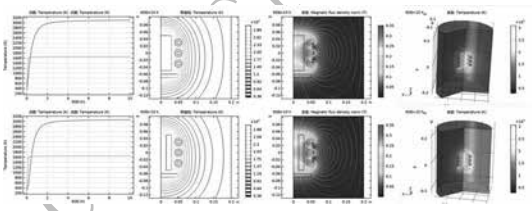


图 3.4 感应加热中加热体结构对温度场影响

由上图所示，通过设置不同的加热体结构进行整体模拟仿真，得出系统稳态时的最高温度数值大小、温度场分布及磁通量分布等，加热体结构对系统稳态时的最高温度数值大小影响较小，但是提高了加热体的加热效率，以及加热体最高温度的分布位置，使其更加贴近试件部位，节省了中间加热体升温的能量，使系统达到稳态时间大大缩短，同时更利于非接触式测量在加热体下部平板试件的温度、应力应变信息等。根据观测视窗的要求与整体能量散耗优化分析加热体的中心部位的缩减尺寸减少 1/2 中心实体较为合适。

3.6 超高温加载系统热–磁耦合仿真

对实际真空炉内布局进行二维建模如下图所示。采用四面体网格划分，对整体进行简化建模，等比例缩减尺寸，其中边界尺寸为直径 70mm，高度 80mm，加热体尺寸为半径 6mm，间距 5mm，高度 10mm；加热线圈半径为 4mm 的圆管，间距 2mm。材料属性：加热体为石墨，线圈为紫铜，线圈中间通水，其余为空气域。根据上文仿真优化得到的参数加载到实际模型进行仿真，下面采用两种不同结构进行模拟对比分析其优劣。

3.6.1 实心加热体的热–磁场分布

实心加热体的建模与四面体网格划分情况如下图所示，网格数量为 3287 个。

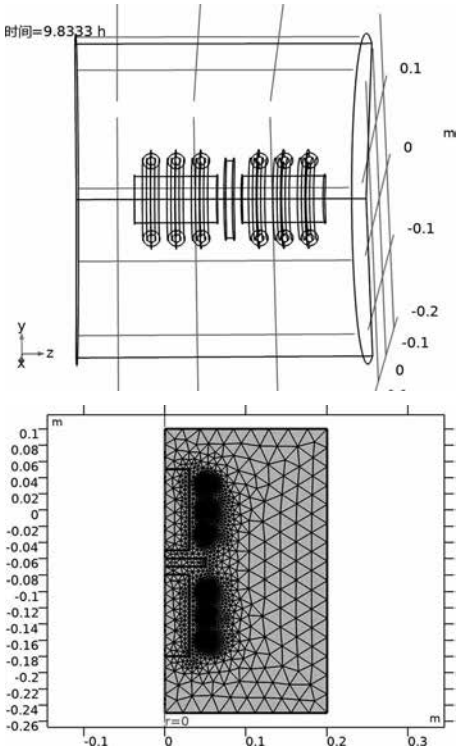


图 3.5 仿真基本模型及网格划分

图 3.6 为真空炉内磁通量密度分布云图，磁通量密度最高为 0.14 分布于线圈 5mm 范围内，加热体表面磁通量密度较大，内部磁通量密度较小，代表加热体中心位置涡流产生电流密度较小，符合趋肤效应、临近效应以及圆环效应等规律，体现出其中的不均匀分布，即电流密度从表面到心部呈指数递减。加热试件位置磁通量密度较低代表感应加热的电流密度较低，产生的感应热量较小。

图 3.7 为温度场分布云图，温度最高分布于加热体的上下表面达到 2700℃左右，试件的两侧达到稳态时温度为 2689℃，中心温度达到 2532℃，图 3.8 温度最高点时间-温度分布图。

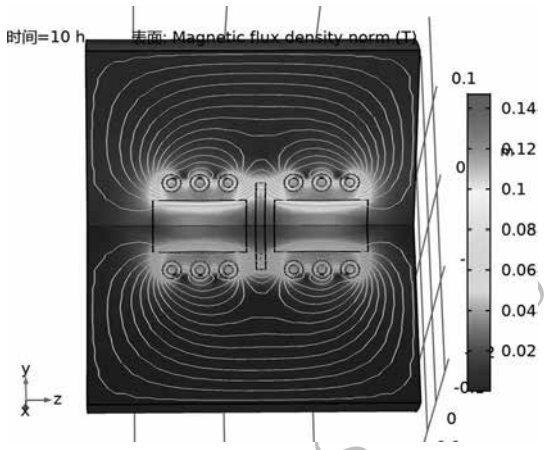


图 3.6　磁通量密度分布云图

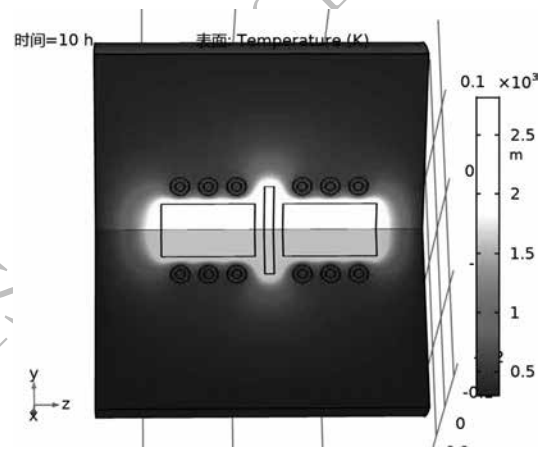


图 3.7　温度场分布云图

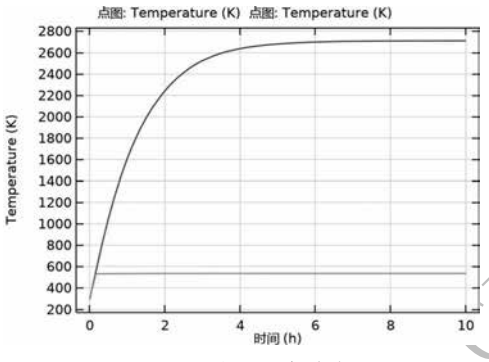


图 3.8　时间-温度分布图

3.6.2　圆筒状加热体的热-磁场分布

圆筒状加热体（两侧圆筒内径分别为 3mm 与 4mm）的建模与四面体网格划分情况如下图所示，网格数量为 2745 个。

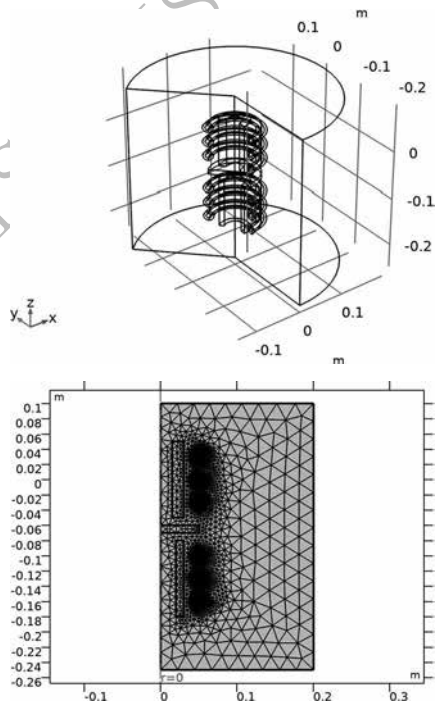


图 3.9　仿真基本模型及网格划分

图 3.10 为真空炉内磁通量密度分布云图，磁通量密度最高为 0.14 分布于线圈 5mm 范围内，加热体表面磁通量密度较大，内部磁通量密度较小，但是左侧的磁通量密度比右侧的磁通量密度大，代表实体部分越小磁通量密度较大。试件位置磁通量密度较低代表感应加热的电流密度较低，产生的感应热量较小。

图 3.11 为温度场分布云图，如图所示温度最高分布于左侧加热体的上下表面达到3200℃左右，右侧温度相对较低，试件的两侧达到稳态时温度也有差距，最高温度为3000℃左右，图 3.12 温度最高点时间-温度分布图。

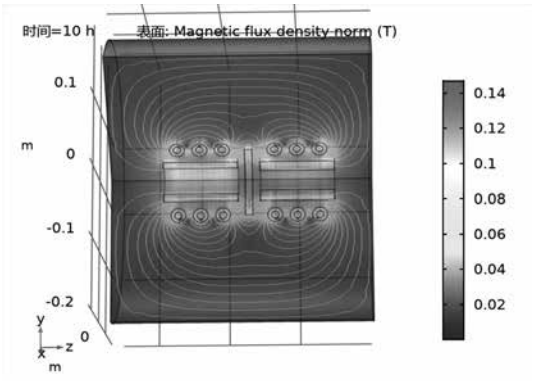
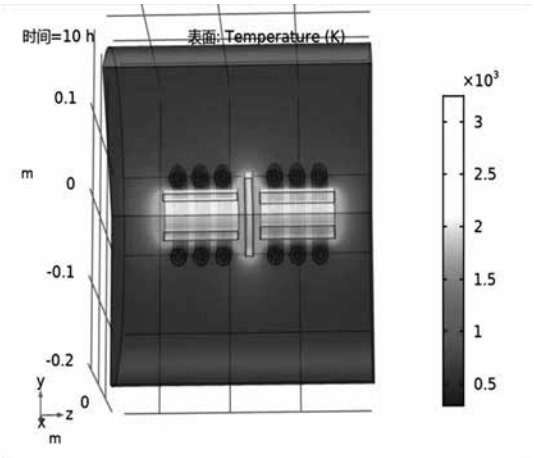


图 3.10　磁通量密度分布图



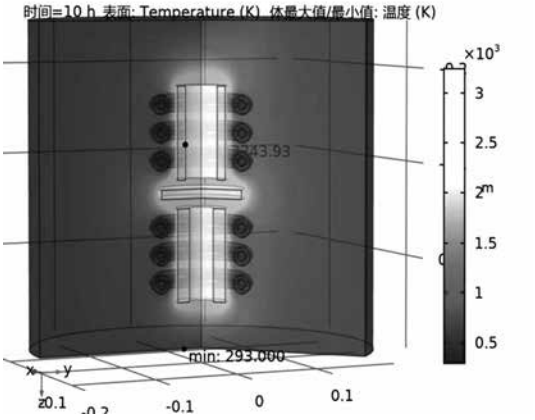


图 3.11　温度场分布图

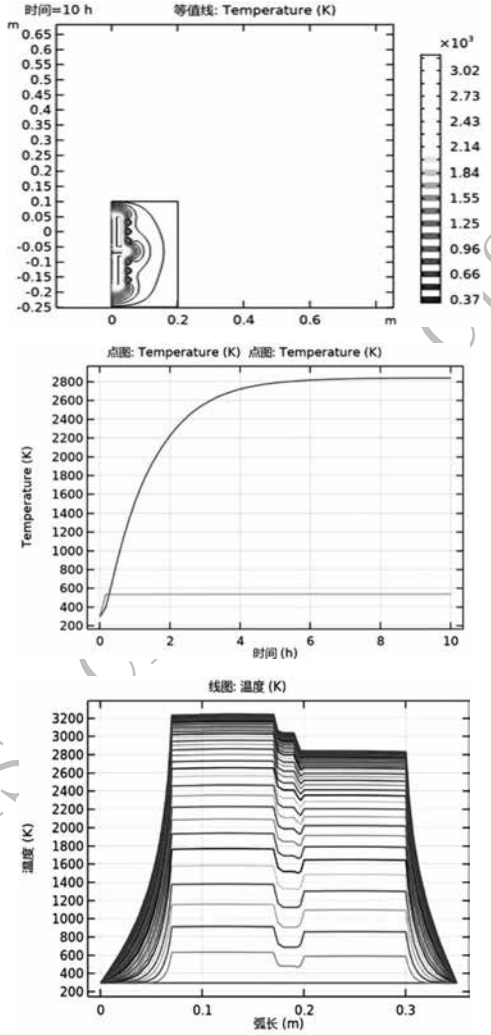


图 3.12　等温线与时间-温度表

通过对实心加热体与圆筒状加热体的温度场-磁场的有限元仿真，可以看出改进结构的加热体损耗较小，最高温度明显提升，并且加热效率等也有提升，随着加热体的中间缩减尺寸的增大，感应加热温度越高，磁通量密度也越大，圆筒状的感应加热体形式及参数配置较为适合。但是由图中也可以看出，加热体不同结构也造成了试件中两侧温度梯度较大，温度场分布不均匀等不利影响，可以通过调节两侧加热参数来实现平衡，使试件温度场均匀分布。

4　结论

基于 COMSOL 有限元软件对超高温感应

加热系统进行有限元仿真分析，研究了超高温感应加热系统的温度场与磁场的特性及分布规律，计算了感应加热过程中感应线圈的匝数，电流大小，电源频率，加热体结构这几个设计参数对电磁场分布的影响，得出如下结论：

（1）由于感应加热集肤效应的存在，电流在线圈截面上非均匀分布，集中于线圈表面。由于邻近效应的存在，电流密度与磁通量密度峰值出现在线圈上下两端，其中磁通量密度在径向上由感应线圈附近向中心区衰减，纵向上在线圈上下两端处出现峰值，峰值之间为感应加热的有效区域，在线圈高度覆盖的范围之外，磁通密度迅速衰减；

（2）感应加热电流大小直接决定了超高温感应加热系统的温度峰值，呈现正相关趋势；感应加热电源频率对温度峰值影响较小，但决定了温度峰值所在的位置深度以及达到稳态的时间；感应加热加热线圈匝数变化同样影响超高温感应加热系统的温度峰值呈现正相关趋势，匝数越多加热达到稳态时间越少，温度峰值越高；

（3）感应加热体结构对温度峰值、磁通量密度及温度场分布都有很大影响，通过仿真发现实心加热体相对于空心加热体，平均磁通量密度较低，温度峰值也较低，同时空心温度场-磁场分布更加均匀内外壁温差也较小，不同的缩减尺寸各参数也不尽相同，缩减尺寸越多，平均磁通量密度越高，温度峰值越低，温度场分布也越均匀。

以上对感应加热过程的有限元仿真得出的结论对超高温感应加热系统的方案设计及优化有指导性的意义，通过对超高温感应加热系统的有限元仿真可以得到一个较为理想的感应加热体结构优化模型与感应加热的具体参数。

参考文献：

[1] 万德田．中国建材总院重要科技成果展示——极端环境下材料力学性能评价技术及装置［J］．中国建材，2017（02）：102-104.

[2] 韩建德，闵光辉，于化顺，王维倜．真空热压烧结炉的研制［J］．工业炉，2001（02）：8-10+20.

[3] 约翰．戴维斯［英］（张淑芳译）．感应加热手册［M］．北京：国防工业出版社，1985：1-2.

[4] B. Drobenko，O. Hachkevych，T. Kournyts'kyi. A mathematical simulation of high temperature induction heating of electroconductive solids［J］. International Journal of Heat and Mass Transfer . 2006（3）

[5] Raphaëlle Naar，François Bay. Numerical optimisation for induction heat treatment processes［J］. Applied Mathematical Modelling，2013，37（4）.

[6] Dietmar Hömberg，Thomas Petzold，Elisabetta Rocca. Analysis and simulations of multifrequency induction hardening［J］. Nonlinear Analysis：Real World Applications，2015，22.

[7] 常士家，谢鹏程，何雪涛，杨卫民．基于 ANSYS 的注射机料筒感应加热温度场数值模拟［J］．塑料工业，2009，37（08）：32-36.

[8] K. Sadeghipour，J. A. Dopkin，K. Li. A computer aided finite element/experimental analysis of induction heating process of steel［J］. Computers in Industry . 1996（3）

[9] Y. Favennec，V. Labbé，F. Bay. Induction heating processes optimization a general optimal control approach［J］. Journal of Computational Physics . 2003（1）

[10] Guru B S，Hiziroglu HR（周克定，等译）．电磁场与电磁波［M］．北京：机械工业出版社，2000：214-215.

[11] 金建铭．电磁场有限元方法［M］．西安：西安电子科技大学出版社，1998：1-21.

串联锂电池单体电压检测系统设计

王裕鑫

（成都信息工程大学 成都 610225）

摘　要：随着新能源汽车技术的快速发展，锂电池在新能源汽车上的应用也越来越多。本设计针对串联锂电池电压检测，设计一种串联锂电池单体电压检测电路。该电路结构简单，精度较高，该电路主要由单片机，逻辑门，光耦继电器开关，差分放大电路及AD转换电路组成。

关键词：锂电池；电压检测；光耦开关；差分运算放大器；

中图分类号：TM912　　**文献标识码**：A

Design of a voltage detection system for series lithium battery cells

Yu xin-wang

Abstract: With the rapid development of new energy vehicle technology, the application of lithium batteries in new energy vehicles is also increasing. This design aims at the voltage detection of series lithium battery, and design a voltage detection circuit of series lithium battery. The circuit has a simple structure and high accuracy. The circuit is mainly composed of a single chip microcomputer, logic gate, optocoupler relay switch, differential amplifier circuit and AD conversion circuit.

Keywords: lithium battery; Voltage detection; Optocoupler switch; Differential operational amplifier;

1. 引言

随着以蓄电池为动力的新能源汽车的发展，作为新能源汽车重要的储能元件，蓄电池组的性能状态是整个新能源汽车性能的重要影响因素。对电动汽车而言，提高电池使用效率和延长电池寿命是提高电动汽车竞争力的关键。而锂电池具有能量密度高大，自放电性能好等特点，因此锂电池在当前市面上具有广泛的应用。但锂电池单体电压一般只有3.6V左右，为满足新能源汽车功率要求以及提高使用效率，都是将多节锂电池串联提高电压使用，为提高串联锂电池的使用性能及寿命，需对多节锂电池进行各数据实时监控，并进行均衡充放电管理。因此电动汽车电源系统发展快速，对电动汽车电源系统而言，数据采集的精度和速度是整个电池管理系统的关键，对电池系统的安全运行至关重要[1]。而在整个串联锂电池组中，一旦有一个单体锂电池的性能出现问题，则会导致整个电池组的性能出现问题，而一旦电池组出现问题，可能导致整车的事故安全问题，所以为了整体的安全性能考虑，需要对电池组所有的单体电池进行参数性能监测。在表征电池状态的参数中，电池的端电压最能体现其工作状态，因此精确采集电池组中各个

单体电池电压十分重要[2]。当前对串联锂电池单体电压检测的难点主要在于串联电池组的各电池电位是逐渐升高的，单体锂电池的两端电压信号是包括了巨大的共模信号，此共模信号的消除是一个较大的难点，同时，串联锂电池组与电压检测相连，导致电池组时刻处于自放电状态，因此如何精确的测量单体电池电压并消除测量带来的串联锂电池组的性能损失是当前必须解决的问题。

1. 常用单体电压检测方法

目前常用的电压检测方法有：（1）电阻分压法，电阻分压法是通过串联精密电阻进行分压，将串联电池组的高电压分压后达到测量芯片的输入电压范围，测量芯片得到测量值后再经过换算后的到实际电压值。该方案测量方便、成本低，但是存在累计误差，且无法消除。随着电池节数的增多，单体电池电压测量误差会随着共模电压的增大而增大[3]。（2）飞电容法，该方法由一个开关阵列、飞电容、电压跟随电路组成。检测时，首先通过开关阵列让电容与电池连接，使电容充电，然后断开开关，并使电容与电压跟随电路连接，对电压跟随电路输出的电压进行采样，即可得到电池电压。这种方法对电池影响较小，精度也比较高。当电池数量较少时，可以采用普通的模拟开关，然而当电池数量较多时，超出了模拟开关的输出范围，可以采用继电器做为开关，但是受继电器的开关速度和寿命影响，造成检测速度慢，而且继电压动作的时候有噪声。另外也可以采用光电 MOS 继电器，但由于需要的 MOS 继电器数量较大，所以成本较高[4]。（3）模拟开关法，通过收 CPU 控制的模拟开关来选择导通要采样的单体电池通路，通过差分放大器后将电压送入 A/D 转换器进行转换。该方法无需电阻分压网络或改变地电位就可以直接测量任意一只电池的电压，测量方便。但是，该方法需要数量众多的运放和精密匹配电阻，成本高[5]。

2. 串联锂电池单体电压检测系统设计

串联锂电池单体电压检测系统设计主要包括三个部分，电压采样电路，A/D 转换电路，主控芯片电路。图 1 为串联电池单体电压检测原理图，其主要原理为通过单片机控制光耦继电器开关选通单体蓄电池两端通路，将单体蓄电池两端电压送入差分放大电路，通过差分放大电路消除共模电压后，进行滤波后送入 A/D 转换电路进行 A/D 转换，最后经单片机处理后得到蓄电池单体电压值。

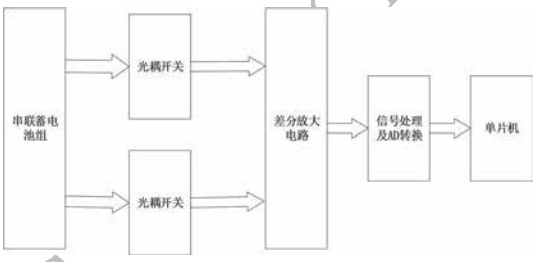


图 1　串联电池电压检测原理图

2.1　电压采样电路

电压采样电路主要包括两个部分，蓄电池测量选通电路和单体电压采集电路。测量选通电路主要由译码器，逻辑门和光耦开关组成。译码器的作用是扩展 I/O 口，使 CPU 用少量的 I/O 口能控制大量的蓄电池测量通道导通。本设计采用 74LS138 译码器，通过 A0，A1，A2 三个 I/O 口的输入控制 $\bar{Y}0$-$\bar{Y}7$ 八个输出口，译码器 74LS138 的输出接到逻辑门芯片 74LS86 和 74LS04，逻辑门芯片 74LS86 是四组两输入端异或门，74LS04 为 6 输入反向器，反向器用来接在串联蓄电池最上边电路与最下边电路，用来实现电路的正常控制。当 74LS138 输入为 001 时，$\bar{Y}1$ 输出为低电平，其余输出为高电平，每一个 74LS138 输出端口都接入两个相邻的异或门，同时每一个 74LS138 中的异或门都接受两个相邻的 74LS138 输出端口，只有异或门两端输入互不相同时，此异或门才输出高电平，其余异或门都输出低电平，所以 $\bar{Y}1$ 输出为低电平其余输出为高电平时，$\bar{Y}1$ 输出端口连接的两个异

或门输出为高，最后蓄电池 BT2 两端导通，其蓄电池两端断开，BT2 两端电压送入后续电压采集电路，所以只需译码器输出端口依次为低电平，则可依次测量串联蓄电池单体电压，实现蓄电池依次选通检测。后续选通开关本设计选用光耦继电器开关，光耦继电器以光为媒介传输电信号，它对输入输出电信号有良好的隔离作用，所以它在各种电路中得到广泛的应用。本设计采用光耦 ELT3021 作为蓄电池与检测电路的隔离开关，光耦 ELT3021 具有良好的线性及开关特性，能很好的将蓄电池高压与低压检测电路隔离开来，ELT3021 最高隔离电压能达到 5000V。同时良好的线性特性，也保证了测量的精准。

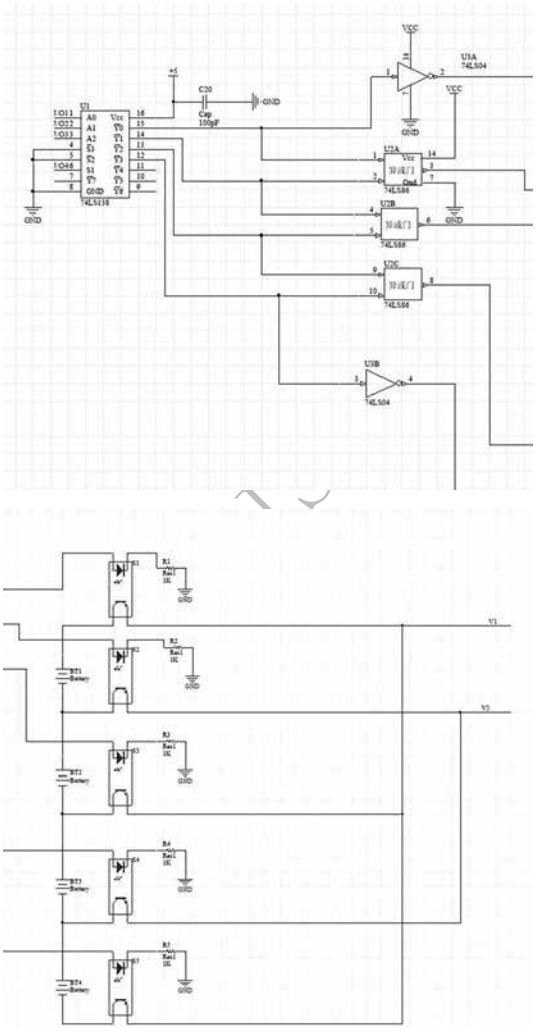


图 2　串联蓄电池测量选通电路

单体电压采集电路主要实现将上述电路输出的电池两端电压消除共模电压，得到蓄电池单体电压值。单体电压采集电路图如图 2 所示，V1，V2 为串联蓄电池单体电池两端电压，为得到单体电池的实际电压值，采用共模差分放大电路去除共模电压信号，根据运算放大器特性，可知 U3 输出值 V 为：

$$V=\left(1+\frac{R7}{R6}\right)\times\left(\frac{R4+R2}{R2}\times\frac{R3}{R1+R3}\times V1-\frac{R4}{R2}\times V2\right)$$

取 R3 = R4 = R6 = R，R1 = R2 = 10R，R7 = 9R，则可以得 V = V1 − V2。为消除杂波信号，在电路后端接 RC 滤波电路，同时考虑到常用 AD 转换输入电压范围为 0−5V，在电路中设计电阻分压电路，使得输入 AD 转换电路中的电压值在 0−5V 之内。

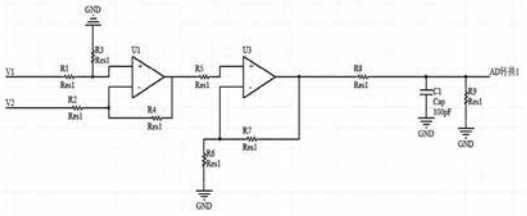


图 3　电压采集电路

此电路测量精度主要取决于各电阻匹配精度，如果电阻精度不够将导致后续测量精度误差太大，而电阻精度越高，成本越高，要达到理想的测量精度，对电阻的要求从成本来说是比较不合适的。为提高最后测量精度，选取 TI 公司的 INA148UA 差分运算放大器芯片，此芯片内部集成高精度电阻网络，能达到需求的测量精度。INA148UA 连接电路图参考芯片手册典型电路图。

采用 INA148 芯片消除共模误差后，采用精密运费 OPA177 芯片构成绝对值电路，因为 AD 转换芯片只能对正值进行 AD 转换，所以需使输入到后续 AD 转换的电压值不为负。采用 OPA2227 运算放大器芯片进行滤波和增强抗干扰能力，OPA227 是一种低噪声、高精度的运算放大器集成电路。OPA227 具有输入失调电压低，输入偏置电流低和开环增益高等特性。因此，我们采用 OPA227 作为电压采样

模块的运算放大器。最终测量电路如图 3 所示。

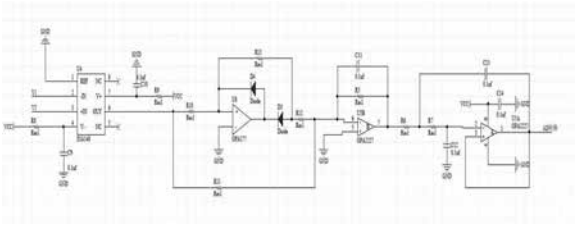


图 4　电压采集差分放大电路

2.2　AD 转换电路

由于要求蓄电池单体电压检测有较高的精度，所以需要采用高精度的 AD 转换芯片。AD974 是一款 4 通道、200 ksps、低功耗、16 位模数转换器。它具有采样率高，数模转换精度高、线性误差小、信噪比高，总谐波失真小等特点。本设计通过高精度电压源为 AD974 提供高精度参考电压，AD974 通过 DATACLCK 引脚与单片机进行时钟信号通信，最后通过 DATA 引脚进行串行通信将转换结果送入单片机完成 AD 转换。

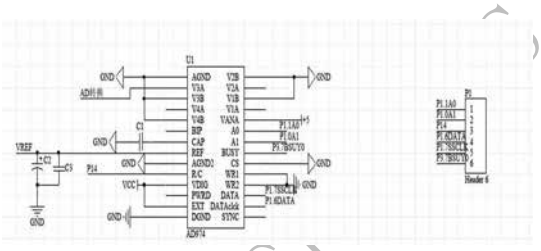


图 5　AD 转换电路

2.3　参考电压电路

为达到高精度电压检测，需为系统提供更高精度的参考电压源。REF02 是一个精密基准电压源芯片，能够提供稳定的 10.0 V、5.0 V 或 2.5 V 输出，具有出色的温度稳定性，能够在更宽的工作温度范围内提供更高的精度和温度稳定性，REF02 具有高输出精度，低噪声，高负载驱动能力等特点。因此选择 REF02 作为本设计的参考电压源，设计的高精度 5 V 参考电压电路如图 6 所示。

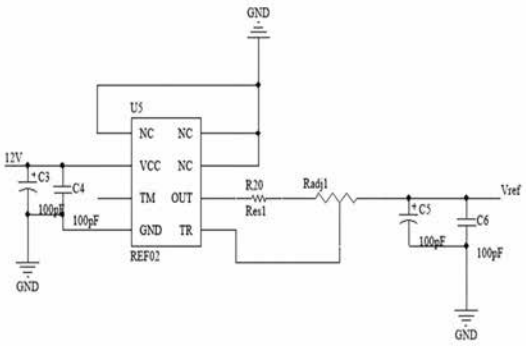


图 6　参考电压电路

2.4　主控电路

本设计采用 STC12C5620AD 单片机作为系统主控芯片，STC12C5620AD 单片机具有高速、低功耗、超强抗干扰的特点，能满足本设计抗干扰，运算速度和通信速度的要求。主控模块主要实现对 AD 转换芯片 AD974 转换数据的处理，以及对蓄电池检测通路的选通控制，STC12C5620AD 单片机与 AD 转换芯片 AD974 主要通过串行通信进行数据传输，同时单片机通过 485 总线将测量值送入上位机。

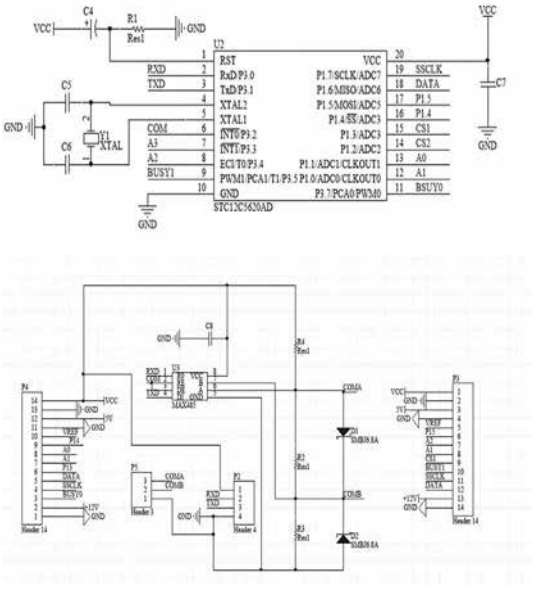


图 7　主控电路

3. 实验结果及分析

本设计采用 8 节串联蓄电池进行实验，通

过采集每节蓄电池单体电压，并跟实际电压值进行对比，获得测量误差。最终测量结果如下表所示。

表 1　单体电池电压检测数据

电池电压	电路测量值	误差值
3. 168	3. 171	0. 003
3. 182	3. 181	0. 001
3. 163	3. 164	0. 001
3. 205	3. 207	0. 002
3. 219	3. 224	0. 005
3. 186	3. 181	0. 004
3. 234	3. 238	0. 004
3. 122	3. 117	0. 005

从上表可以看出本设计本次单体蓄电池测量误差在 0. 001-0. 005V 之内，误差在可接受范围内，为进一步测试本设计测量误差的稳定性，对蓄电池单体电压进行多次测量，实验最终的误差范围在 0. 01V 之内，且多次测量误差值处于较稳定状态，所以本设计测量电路误差较稳定且可以符合实际要求。

3. 结论与展望

本设计采用译码器与逻辑门电路实现对串联锂电池组的单体电压检测，在满足测量精度的条件下，通过译码器与逻辑门电路可以实现较少的 I/O 口控制测量多数量的串联锂电池单体电压检测。本次实验测量只进行了 8 个单体蓄电池串联的电池组检测，在后续工作中，需要测量更多数量的串联蓄电池组，只需额外的几个 I/O 口加多个译码器芯片即可实现更多数量的串联蓄电池组的电压检测。例如只需额外 3 个 I/O 口加 8 个译码器芯片，即可实现 64 节串联蓄电池组的单体电压检测。

参考文献：

[1] 王蕾，田云芳，谢秋，宾玲．锂离子电源系统高精度总电压采集器设计及实现［J］．通信电源技术，2015，32（06）：1-3+7.

[2] 林立南．一种新型电池组单体电池电压检测方法［J］．传感器世界，2010，16（10）：18-20.

[3] 缪传杰，高琛，陈建清，陈文芗．串联动力电池组单体电池电压检测新方法［J］．传感器世界，2010，16（04）：29-31.

[4] 雷晶晶，李秋红，龙泽，王太宏，张金顶．锂电池组单体电压精确检测方法［J］．电源技术，2012，36（03）：332-334.

[5] 李树靖，林凌，李刚．串联电池组电池电压测量方法的研究［J］．仪器仪表学报，2003，24（4）：212-215.

高精度超短脉冲全光被动同步

江云峰，武佳美，郝　强，黄　坤

上海理工大学光电信息与计算机工程学院，上海 200093

摘　要：本文搭建了基于超快光纤激光器的全光被动同步系统，能够在 12 小时内保持高精度的主从脉冲重复频率同步，并对系统的腔长失配容忍度作进一步优化。被动同步系统包含两台基于非线性放大环形镜锁模的掺铒与掺镱全保偏光纤激光振荡器，采用主从注入式整体结构。同时得益于全保偏结构，使得该系统具有长时间稳定运行，自启动锁模和同步精度高等优点。

关键词：锁模激光器；全光同步；超快非线性光学

High precision ultra-short pulse all-optical passive synchronization

Yunfeng Jiang，Jiamei Wu，Hao Qiang，Kun Huang

School of Optical Electrical and Computer Engineering，University of Shanghai for Science and Technology，Shanghai 200093，China；

Abstract：We propose an all-optical passive synchronization system based on ultrafast fiber laser，which can keep high-precision master-slave pulse repetition rate synchronization within 12 hours，and further optimize the cavity length mismatch tolerance of the system. The passive synchronization system consists of erbium-doped and ytterbium-doped fiber lasers based on mode-locked nonlinear amplifying loop mirror and adopts master-slave injection overall structure. At the same time，the system has the advantages of stable operation for a long time，self-starting mode-locking and high synchronization accuracy due to the all-polarization-maintaining structure.

Key words：Mode-locked lasers；All-optical synchronization；Ultrafast nonlinear optics

精密的时间同步已被广泛应用于现代科学与技术的许多方面，比如泵浦-探针探测、相干反斯托克斯拉曼散射、非线性频率转换以及光学频率梳等重要领域。目前为止，获取同步光脉冲主要分为主动式［1］和被动式［2-3］两种形式。近年来，基于交叉相位调制（XPM）的无源同步方案［4］以其操作简单、损耗低、结构紧凑等优点受到广泛关注。这种基于 XPM 的被动技术特别有利于实现光纤激光器的时间同步。然而，先前报道的被动同步光纤激光器通常采用非保偏光纤来实现基于非线性偏振旋转［5］的同步锁模。因此，同步系统不可避免地会受到温度波动和机械振动对腔内极化的扰动，从而限制了系统的自启动运行和长期稳定性。我们首次提出并实现了一个用于掺铒和掺镱锁模光纤激光器的全保偏被动同步系统。在实验中，我们证明了系统的稳健同步，同时腔长失配容

忍度达到 26 mm。

图 1 显示了全保偏被动同步系统的结构。该系统由主从结构中的掺铒光纤激光器（EDFL）和掺镱光纤激光器（YDFL）组成。利用非线性放大环镜（NALM）可以实现两光纤激光器的单独锁模。相移器（PS）来提供额外的非对易线性相位差，进一步降低锁模阈值。激光腔内的两个光纤布拉格光栅（FBG）用于确定输出光谱。主从激光器的光谱宽度与脉冲宽度分别如图 2（a）和 2（b）所示。主脉冲经由掺铒光纤放大器（EDFA）放大后，注入从激光腔中。通过仔细调节从激光腔内的两个空间准直器中的一个调谐腔长度，最后在数字示波器观察到重复频率约为 15.7 MHz 的同步脉冲序列，如图 2（c）所示。

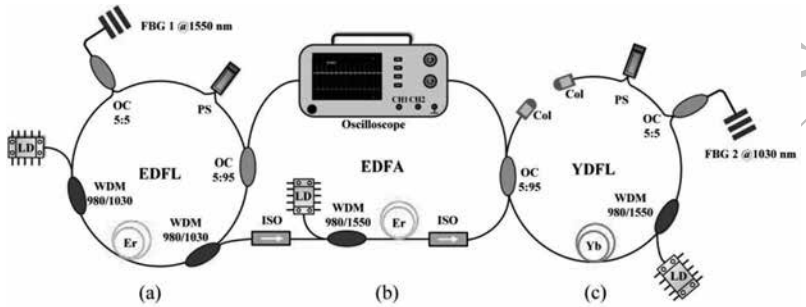


图 1　（a）掺铒光纤激光器；
（b）掺铒光纤放大器；（c）掺镱光纤激光器

通过改善主脉冲的注入能量来提高同步系统的腔长失配容忍度。随着主脉冲注入能量的逐步增加，系统的腔长失配容忍度亦线性同步增加。同时在不改变中心波长的情况下，实验中分别对从激光器使用不同带宽的 FBG。实验结果是，在带宽为 5 nm 和优化注入脉冲能量的情况下，腔长失配容忍度最高达到 26 mm。最后，我们研究了同步系统长达 12 小时的频率传递特性。在 10 s 的取样时间下，主从激光器之间的相对重复频率抖动的标准方差为 0.03 Hz，对应中心重复频率的相对误差为 1.9×10−9。该结果表明系统具有良好的频率传递特性，意味着只需要确定主激光器的重复频率，即可以做到主从双色激光器重频的同步。

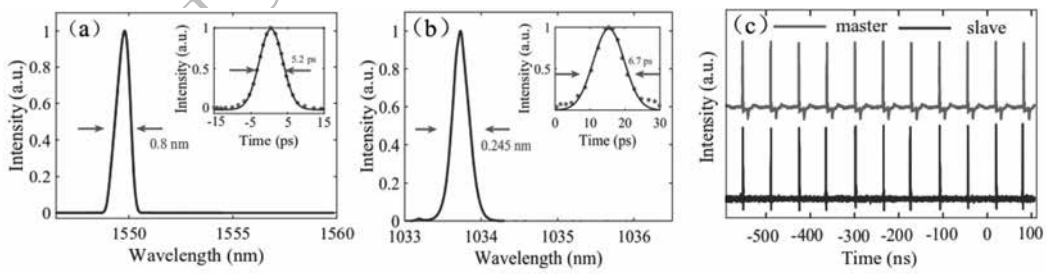


图 2　（a）主激光器光谱与脉冲宽度；（a）从激光器光谱与脉冲宽度；（b）脉冲同步序列

综上所述，我们搭建了具有全保偏结构的高精度超短脉冲全光被动同步系统，并做出了进一步优化。在长达 12 小时内，不采取任何措施稳定温度和隔离振动的情况下，主从激光器的重复频率能够保持高精度同步，坚固而紧密的同步光纤激光器在实验室操作以外的应用中将具有吸引力。

参考文献：

[1] Shelton R K, et al. Subfemtosecond timing jitter between two independent, actively synchronized,

mode－locked lasers［J］. Optics Letters, 2002, 27（5）: 312-314.

［2］Zeng J, et al. Passive all-optical synchronization for polarization-maintaining ultrafast fiber lasers［J］. Opticas Express, 2018 26（24）: 32184-32193.

［3］Zeng J, et al. Passively synchronized dual－color mode-locked fiber lasers based on nonlinear amplifying loop mirrors［J］. Opticas Letters, 2019 44（20）: 5061-5064.

［4］Rusu M, et al Passively synchronized erbium（1550-nm）and ytterbium（1040-nm）mode-locked fiber lasers sharing a cavity［J］. Optics Letters, 2004, 29（19）: 2246-2248.

［5］Huang K, et al. Synchronized fiber lasers for efficient coincidence single-photon frequency upconversion［J］. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2012, 18（2）: 562-566.

地址：北京市海淀区知春路6号锦秋国际大厦A座23层
电话：010-82800755
传真：010-82800879
邮箱：info@cis.org.cn
网站：www.cis.org.cn