

吉林大学仪器科学与电气工程学院
科技学术实践“六个一”训练项目

中文论文集

2019 年上半年

目录

基于 51 单片机连接 USB 接口实现交通灯控制的设计.....	
王世鹏；李晞闻；陈兆润；范铁虎.....	1
一种基于气体加压方式的自动施压的脉象采集系统的研究.....	
唐冰怡；杨 洋；李虹霏；李肃义.....	5
汽车驱动桥壳加工中自动测温技术.....	
唐青成；孙永泽；徐赫奕；孙 峰；刘长英.....	11
芦山地震前姑咱台四分量钻孔应变实测数据的预处理过程研究.....	
张金伦；朱美意；马松辰.....	19
多参数可调加噪信号源.....	
李淑琪；李淑娴；韦 萌.....	23
集节拍捕捉和一体化蓝牙耳机的颈部按摩仪.....	
周子健；程 浩；赵汗青.....	29
基于光电容积脉搏波的便携式血液流速测量系统.....	
刘光达；吴 盟；李雨竹；郭拂晓；胡 鹤.....	35
基于 MEMS 加速度传感器的西瓜成熟度无损检测系统设计.....	
凌振宝；刘文燕；王宇航；高佳奇.....	41
基于 WIFI 信号的环境探测车.....	
刘云涛；张文轩；郭鸿瑞.....	47
基于模型的地面核磁共振信号尖峰噪声去除方法研究.....	
纪志豪；李 哲；王春露.....	53
基于 Android 手机的输液监控报警系统.....	
乔丙睿；吕 杨；董建冬；王基粮.....	59
基于单片机的矿井检测排气系统研究.....	
张春玲；王鹏佳；王勤勉.....	63

水面三分量磁测数据处理及显示系统.....	
金 强；桑玮烨；赵晨宇.....	67
地震前兆痕量气体数据库及配套软件设计.....	
贾博成；张 涛；叶紫芃；陈 晨.....	73
地震前兆痕量气体检测仪设计.....	
贾博成；张 涛；叶紫芃；陈 晨.....	79
基于 LabVIEW 和 ARM 的虚实结合模拟电路实验平台设计.....	
周志坚；颜培荣；冯 雪；刘正凯.....	85
基于 STM32 的垃圾分选及金属分类垃圾箱.....	
李立业；赵泽健；单婉盈.....	91
基于 SSVEP 的三原色刺激脑电信号识别系统研究.....	
宋洪震；董泽群；王子昂.....	95
基于 Android 平台的地震仪 GPS 定位系统设计.....	
陈 良；孙文韬；柳雨涛.....	101
基于 GPS 触发的航空物探数据采集系统.....	
李 键；刘 薇；周 浩；滕 飞.....	107
基于脑电波图像的人机交互情感特征映射研究.....	
张航铭.....	113
基于 STM32 的五轴教学机器人的研究.....	
黄雨瑶；张航铭.....	119
基于 32 位嵌入式系统的智能机器人控制系统的设计与实现.....	
张航铭；黄雨瑶.....	123
基于电阻式应变片的岩石应力测量系统.....	
代开放；张泽华；鲁 梅.....	127
极谱式溶解氧传感器高精度检测电路设计.....	
张博森；张函嘉；李姗姗.....	133
基于机器视觉的垃圾分拣机器人设计.....	
千承辉；侯天远；肖若兰；张小键.....	139

基于 WIFI 通讯系统的智能防盗器.....	
谢诗轩；覃 锴；马宗良.....	143
基于毫米波雷达的运动平台 SLAM 系统.....	
李 威；李桐宁；董天铎.....	147
基于 GPRS 通信模块的儿童乘车防遗忘系统设计	
李 义；刘吉宸；刘 宁.....	153
复杂噪声下基于独立成分分析的磁共振测深信号的算法设计.....	
李 硕；赵欧阳；董 冉.....	159
基于 STM32 的防碰瓷系统设计与开发.....	
毛瑞民；唐阳慧；闵 杰.....	165
基于同场景不同曝光的高动态图像合成.....	
方天宇；田佳鑫；于 航.....	171
心脏起搏器磁耦合式无线充电电路的设计与实现.....	
邸云鹏；张 阳；张嘉伟.....	175
基于频域幅值法的混沌检测系统判据.....	
史建新；罗俊涛；孙伟哲.....	179
可控源电磁法仪器虚拟设计实验技术研究.....	
李铭男；刘家成；刘海鑫.....	183
基于 zigbee 的无线温湿度检测系统设计.....	
单君娜；惠振华；荆国桢.....	189
基于结构光的三维成像技术.....	
张晓宇；张 栋；高启明.....	193
光纤折射率传感器研究.....	
吴田丰；胡 松；徐 拓.....	199
基于爬杆机器人的环境监测系统设计.....	
胡金明；王俊生；高 远.....	205
基于 STM32 的集中式地震仪采集站的设计.....	
曾森才；李 伟；于霄洋；包 杰.....	211

智能化分段线性恒流 LED 驱动电源设计.....	
张嘉伟；王梓旭；金俊贤.....	215
基于压缩小波的地震数据时频分析及压制噪声研究.....	
马吉亮；罗榆炜；陈 恒；陈 聪.....	221
断层面光纤应力监测锚杆应力计的研制.....	
吕沛桐；侯玉庆；杨云瑞.....	227
基于视频监控的独居老人家庭摔倒报警系统.....	
杨 阳；陈张恒；张 硕；张 瑾；崔洪亮.....	233
近程无线电跟踪导航技术研究.....	
刘欣然；薛亚男；赵婉婷；陈祖斌.....	239
地面三分量磁日变测量装置设计.....	
贾代鹏.....	245
具有手机推送功能的分布式光纤传感系统的研究.....	
陈 天；王显文；曾柏桢.....	251
基于磁导航的移栽式 AGV 智能分拣装置设计.....	
李三明珠；吴晨悦；王瀛莹.....	257
六自由度机械臂智能控制系统设计.....	
谭济昕；孟宪峰；龙大江；张德宁.....	263
基于虚拟仪器的场效应管特性测试仪设计.....	
王成龙；李鹤鹏；彭佳鹰.....	269
智能输液控速系统.....	
侯 杰；吕春旭；张晋唯.....	273
三分量磁测系统定位及显示模块设计.....	
陈中华.....	277
简易增益相位计的设计.....	
耿璿昶；孙玉冰.....	281
脉冲信号参数测量系统设计.....	
白东旭；侯效春；崔 猛；辛世博.....	285

简易增益与相位测量系统的设计.....	
李子昊；赵 硕；王 枫.....	289
基于 sEMG 非接触式操控手机的研究.....	
刘晓露；宋易铭；王 朝.....	293
风力摆控制系统的设计.....	
张子柏；李梓群；滕泽远.....	299
基于室内迷你飞艇的磁导航系统研究.....	
陈泠羽；张明轩；严复雪.....	303
基于运算放大器的简易相位计设计.....	
闫 妍；刘乾坤；申梦娴.....	307
足球机器人的单目测距方法的研究.....	
李 静；韩润泽；余 斌.....	311
自动化养殖场中多任务时序控制算法的应用.....	
刘汉卿；李若瑜；刘苏贤.....	317
空间三维轨迹自主测量设计.....	
沈铨涵；崔天成；白云飞.....	325
简易电路延时测量装置的设计.....	
石云飞；陈 浩；赵德林.....	331
简易电路延时测量装置设计.....	
陈金龙；白东旭；刘 飞.....	335

基于 51 单片机连接 USB 接口实现 交通灯控制的设计*

王世鹏；李晞闻；陈兆润；范铁虎

（ 吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012 ）

摘要：现如今，传统信号灯效率低下等问题已经严重阻碍城市交通发展。传统信号灯存在的主要问题是红绿灯时间固定，不能自动根据车流量改变交通灯时间，能使用传感器根据车流量灵活调整通行时间的智能交通灯系统是目前最好的解决方案之一。本设计是基于 51 系列单片机设计的一个模拟交通信号灯，此系统采用红外发射/接收装置，对位于信号灯等候区的车辆数目进行统计，随后对统计结果进行分析，从而调整各个方向的通行时间长短。同时，对各个车流方向的等待区车辆数量进行对比，从而对信号灯的调整方案进行更深层的优化，尽可能地处理变化的复杂的交通问题，更智能化地解决问题。

关键词：智能交通灯 红外传感技术 51 单片机

Design of Traffic Light Control Based on 51 Single Chip Microcomputer Connected to USB Interface

Wang Shipeng; Li Xiwen; Chen Zhaorun; Fan Tiehu

(School of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012)

Abstract: Nowadays, problems such as the inefficiency of traditional signal lights have seriously hindered the development of urban traffic. The main problem with traditional signal lights is that the traffic lights are fixed at a fixed time. It is not possible to automatically change the traffic light time according to the traffic flow. The intelligent traffic light system that can use the sensor to flexibly adjust the transit time according to the traffic flow is one of the best solutions at present. This design is based on a 51-series single-chip design of a simulated traffic signal. This system uses an infrared transmitting/receiving device to count the number of vehicles in the waiting area of the signal light, and then analyze the statistical results to adjust the transit time in all directions. At the same time, the number of vehicles in the waiting area in each direction is compared, so that the adjustment scheme of the signal light is further optimized, the complicated traffic problems are changed as much as possible, and the problem is solved more intelligently.

Key words: Intelligent traffic light Infrared sensing technology 51 single chip microcomputer

0 前言

随着社会经济的发展和人们生活质量的提高，私家车出行已经成为十分普遍的出行方式，城市的交通负荷也在不断增加，交通问题引起了人们的广泛关注。在当今的城市道路交通中，交通信号灯是最重要的组成部分之一，而信号灯的控制已成为影

响交通状况的重要因素。而现在所采用的交通信号灯多是传统信号灯，它们在人工预设的时间固定运行。这种缺乏灵活性的信号灯常常会造成交通拥堵，通行效率比较低。因此，交通信号灯控制系统的问题已成为当前城市发展中亟待解决的问题。

与传统信号灯相比，智能交通信号控制系统可以依靠道路的交通状况来及时统计道路上的车辆数量，合理分配通行时间，有效缓解因信号灯问题带

*指导老师：范铁虎

来的交通拥堵,提高运行效率,方便人们的出行。陆海全^[1]在论文中以单片机为控制器,利用红外发射/接收器将车流量分为三种状态:无车、少车、多车,以此分配绿灯时间;高晶^[2]在论文中以单片机为控制器,采用红外车辆检测器计算车流量,实现对通行时间的智能控制;温志达^[3]采用 PLC 作为控制器,采用基于电磁感应原理的地感线圈来计算等候区中车辆数目,确定绿灯的延迟时间。本系统通过红外检测器检测等候区车辆数量并通过对车辆数量的比较来决定通行时间,为提高交叉路口的通过效率,缓解城市交通压力,对解决城市交通堵塞问题具有一定的建设性意义。

1 系统设计方案

本系统以十字路口为例,选用 51 单片机作为主控制器进行设计,通过超声波发射及接收装置对等候区车辆数目进行统计。整个系统由^[4] 51 单片机、超声波检测模块、紧急按钮、红绿灯以及倒计时显示模块共五个部分组成,系统整体框图如图 1 所示。



图 1 系统整体框图

Fig.1 system overall block diagram

东西南北四个方向的道路上分别放置一组红外检测模块,每组包括多个红外检测器^[5],每个车道各两个,一个放置在路口处,另一个放置在距离路口 100m 处,两个检测器分别对经过的车辆进行计数,利用计数的差值^[6]计算各个方向上等待区域中的车辆数量。在各个路口处分别放置红绿灯及倒计时显示模块,来显示本系统在经过 51 单片机处理各个方向等待区车辆数量后所决定的通行时间。系统还可以通过紧急按钮对红绿灯的通行时间进行人为控制,作为紧急情况下的处理方案。

2 硬件设计

2.1 控制器

本系统使用 STC89C52RC 单片机^[7]作为其主控制器,该单片机具有低功耗、高性能、价格低等特点,有 8KB 的程序存储器、512 字节的数据存储器、4KB 的 EEPROM 存储器,以及使用串口直接下载程序的能力。

2.2 红外检测模块

当前对于道路车辆检测的方案主要有四种:视频检测、超声波检测、地感线圈检测和红外检测^[8]。视频检测是利用摄像头分析输入的交通图像,识别过往车辆,并计算车辆数量,优点是安装和维护方便、工作稳定、识别率高,缺点是容易受到恶劣天气影响;超声波检测使用反射原理,通过计算超声波的发射和接收之间的时间差来确定车辆是否已经通过,但同时具有价格昂贵,使用寿命可能因环境因素受到影响;地感线圈检测方式是通过车辆的金属部件改变地感线圈的电感值来检测是否有车辆通过,这项技术计数准确、性能稳定、不会受到外界环境影响,但安装时需要破坏路面,工程量大、不易维护;红外检测是通过线性排列的红外光发射和接收来检测经过的车辆,安装方便、不易受到天气的影响,该技术相较于其它技术而言安装方便、价格低廉、性能稳定、受天气影响小。

因此,本系统使用红外传感模块^[9]。该模块有两个探头--发射探头和接收探头,通过发射探头发射红外光,经空气介质传播至接收探头,发射探头与接收探头之间没有车辆通过时,可以正常接收,当无法接收时,即可判断有车辆通过,最终判断出某一固定时间内通过车辆的次数。该超声波探测器最长识别距离可达 18m,工作时长仅有 125ms,工作温度为-25~70℃,并具有耐脏污的特点,在雾霾环境中受到的影响小,能在恶劣环境下正常工作,符合城市道路探测时所需的条件^[10]。红外检测模块架设在车道左侧和右侧约 0.5m 处,高度为 1 米。每个车道放置 2 组红外检测,放置位置如图 2 所示。将无车时的检测结果作为初始值,当有车辆通过时,红外检测模块测量的结果为 0,待车辆通过后,测距结果将再次回到初始值,完成一次对车辆数量的计数。

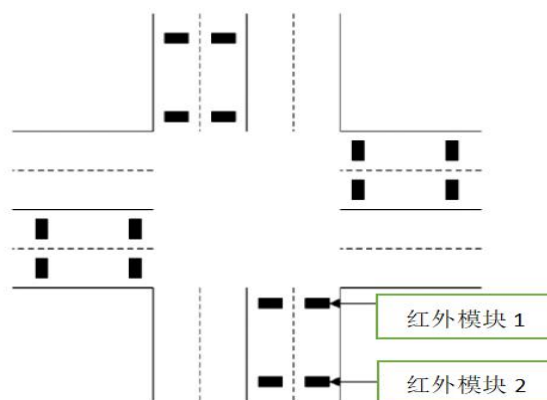


图 2 红外检测模块放置位置图

Fig.2 Infrared detection module placement location map

2.3 红绿灯及显示模块

智能交通灯系统的红绿灯为较新型的 LED 红绿灯。显示模块采用 2 位 8 段 LED 共阴/共阳数码管，倒计时显示交通灯的时间，方便人们和车辆通过。

2.4 USB 接口模块

通用串行总线 (USB) [11] 作为一种新的微机总线接口规范，具有方便使用、容易扩展、低成本、低干扰等优点，USB 技术在单片机上的应用 [12] 越来越多，它也非常适合作为主机和外设之间的通讯工具。而单片机由于自身功能的限制，USB 技术在单片机系统中的使用受到了局限，尤其是在工业控制领域数据通信大都沿用传统的串口通信方式。为了实现微机和单片机之间的数据交换和信息传输，缩短上位机和下位机之间技术的差距，提高系统的兼容性和可靠性，我们使用 CH372 通信芯片连接 51 单片机和 USB 接口，实现了 CPU 控制功能的传输。这极大的方便了单片机与外设之间的传输关系，扩大了单片机的应用领域。

3 软件设计

本系统在东，西，南，北四个方向分别设置一个交通信号灯，系统开始时，东西方向变为绿灯，南北方向变为红灯；57s 过后，东西方向由绿灯变为黄灯，南北方向不变；再过 3s 后，东西方向变为红灯，南北方向变为绿灯；又过了 57s，南北方向变为黄灯，东西方向不变；在黄灯 3s 后，红绿灯返回到初始状态。红绿灯初始状态如表 1 所示。

本系统在东西南北四个方向各放置 2 组红外检测模块，每条车道路口处的红外检测器用于统计驶出等候区的车辆数，距离路口 100m 处的红外检测器用于统计进入等候区的车辆数，驶入数与驶出数之差，即为位于等候区的车辆数量 [14]。

本系统流程设计以东西方向绿灯时为例，经过 35s 绿灯后，如果东与西两个方向等候区域的最大车辆数量和南与北两个方向等候区域最大车辆数量的差值小于 10，则绿灯时长不改变；若东与西两个方向等候区域最大车辆数量大于南与北两个方向等候区域最大车辆数量且差值大于 10 小于 20，则使东西方向绿灯时间延长 10s；若东与西两个方向等候区域最大车辆数量大于南与北两个方向等候区域最大车辆数量且差值大于 20，则使东西方向绿灯时间延长 20s；若东与西两个方向等候区域最大车辆数量小于南与北两个方向等候区域最大车辆数量且差值大于 10 小于 20，则使东西方向绿灯时间

缩短 10s；若东与西两个方向等候区域最大车辆数量小于南与北两个方向等候区域最大车辆数量且差值大于 20，则使东西方向绿灯时间缩短 20s。软件设计流程图如图 3 所示。

表 1 红绿灯初始状态表

Table 1 Traffic Light Initial Status Table

状态	东西方向	南北方向
1	绿灯 57s	红灯 60s
2	黄灯 3s	绿灯 57s
3	红灯 60s	黄灯 3s

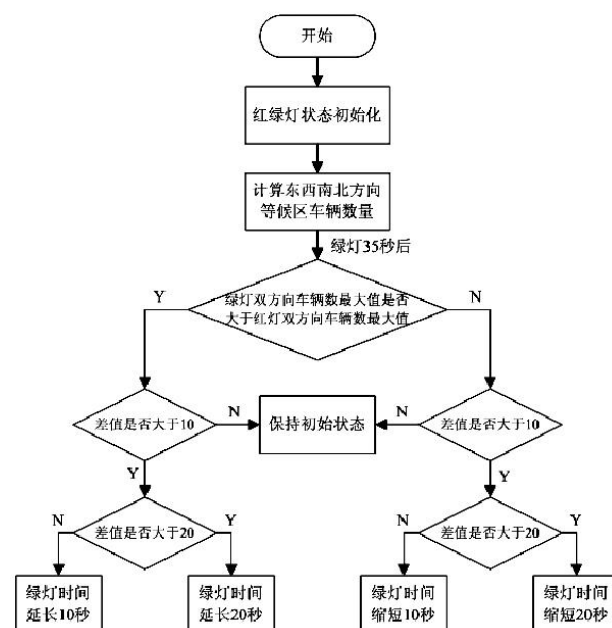


图 3 软件设计流程图

Fig.3 Software design flow chart

4 实验结果

根据以上设计方案，我们制作了一套智能交通灯系统，并且在室内进行了模拟实验，在地上画出十字路口，用小木块模拟车辆，红外检测系统布置在路两边。交通等系统开始工作后，移动木块，经过红外检测系统，可以看到红绿灯的时间发生变化，与预期结果一致。

5 结论

城市智能交通体系是智能城市的重要组成部分，我们通过应用红外传感器获取交叉路口的车流量信息，通过摄像头可以监视车辆的通行情况，这些数据通过无线传输给交通管理中心，让管理人员了解道路的实时通行情况；并且可以根据这些信息远程调控各个路口的红绿灯时间，让这些时间更合

理，减缓交通压力，加快车辆通过路口的速度，节省人们的时间。当出现事故时，管理人员可以启动紧急模式，避免二次事故的发生，让人们更加安全、便捷的出行。这就是智能交通想要达到的目标和完成的意义。

智能交通灯的设计对于未来城市的交通建设具有一定的意义，本系统设计的智能交通灯使用红外系统实时检测路面等候区的车辆数量，并根据此数量合理地分配各方向车辆的通行时间。这样可以最大化地实现对时间的合理利用，缓解道路的拥堵情况，方便人们的出行。同时，本系统具有计算量小，安装简便，成本低等优点，具有较强的实用价值。

参考文献

1. 陆海全，李志军，闫非凡，吴江龙.基于单片机的智能交通灯控制系统[J].电子技术与软件工程，2016（03）：51~53.
2. 高 晶，梁崇懿.基于车流量的智能交通灯控制系统的研究[J].信息技术与信息化，2015（02）：158~160.
3. 温志达，梁桂荣，陈碧铭，高素萍.基于车流量的智能交通灯控制系统[J].自动化技术与应用，2009，28（06）：115~118.
4. 边海龙，孙永奎.单片机开发与典型工程项目实例详解[J].电子工业出版社，2008，（10）：143-160.
5. 王为青，邱文勋.51 单片机开发案例精选[J].人民邮电出版社，2001，（5）：45-47.
6. 张鑫，华臻，陈书谦.单片机原理及应用[J].电子工业出版社，2008(5).
7. 张洪润，张亚凡.单片机原理及应用[J].清华大学出版社，2005，（4）.
8. 黄智伟.凌阳单片机课程设计指导[J].北京航空航天大学出版社，2007，（6）
9. 蒋辉平，周国雄.基于 Proteus 的单片机系统设计与仿真实例[M].机械工业出版社，2009.
10. 张毅坤.单片微型计算机原理及应用[M].西安电子科技大学出版社，1998
11. 余锡存，曹国华.单片机原理及接口技术[M].陕西:西安电子科技大学出版社,2000.7
12. 雷丽文等.微机原理与接口技术[M].北京：电子工业出版社，1997.
13. 张萌·单片机应用系统开发综合实例·第二版·清华大学出版社·2005 年
14. 何立民·单片机应用文集·第一版·北京航空航天大学出版社·2004 年

一种基于气体加压方式的自动施压的脉象采集系统的研究*

唐冰怡；杨 洋；李虹翥；李肃义

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：针对目前脉诊系统体积大、成本高、不便于携带、家用，且患者检测时舒适度不高等特点，本文开发了一种基于气体加压方式的自动施压脉象检测系统，系统通过压电型传感器和三轴加速度传感器采集脉象信号和手腕处运动信息，并通过控制抽气电机和排气阀控制腕带中气体总量来达到施加不同取脉压力的目的，最后将数据上传至上位机显示。该系统能够实时显示清晰稳定的脉象信号和手腕运动信息，并能够准确控制取脉压力，实现了中医脉诊客观化，为家庭脉诊提供了极大的便利。

关键词：脉象 移动医疗 腕带脉诊 三轴加速度计

The design of a acquisition system of pulse based on automatic pressure of gas

Tang Bingyi; Yang Yang; Li Honghe; Li Suyi

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: A acquisition system of pulse based on automatic pressure of gas has been developed which has least size, lower cost and more friendliness for carrying out, household using than present machines. It uses piezoelectric sensor and triaxial acceleration sensor to acquire pulse signal and wrist movement information respectively, and apply pressure by controlling the suction motor and vent valve to control the total quantity of the gas. Finally, the data acquired are uploaded to host computer for display. The system can display clear and stable pulse signal and wrist movement information in real time, and can accurately control the pressure of pulse which is meaningful for the objectification of traditional Chinese medicine pulse diagnosis and family pulse diagnosis.

Key words: Pulse Mobile medical Wristband pulse diagnosis Triaxial accelerometer

0 前言

脉诊是我国传统医学最早创用、传承至今的最具有中医特色的诊断方法，自古以来，一直是中医的标志。目前临床诊断的标准是以身体是否出现器质性病变为主要依据，尚缺乏或忽视对脏器功能状态的评判^[1]，而脉诊是一种直接的诊断手段，脉象是身体状况的直接反应，不管身体是脏器功能低下还是有病理性改变，都会在脉象中得到体现，所以中医将脉象视为生命的语言。医生利用手指的感觉来分析脉搏的“位、数、形、势”等特征^[2]，检查病人动脉的特征，判断人体的生理状态以及病理信

息，是观察体内机理变化的一个重要依托，对识别病症、判断病情、分辨病理和推断预后，都具有重要的意义^[3]。

在现代先进的科学技术促进西方医学，特别是诊断医学及其检测设备高速发展的情景下，传统脉诊受限于医师临床实践和主观判断等诸多因素，没有科学客观的评定指标^[4]，致使临床脉诊诊断的差异较大，准确性低和重现性差较差，其临床应用及传承受到限制。因此脉诊客观化是当今脉诊研究的重要组成部分，对于继承和发展中医脉诊理论及中医诊断的客观化、现代化均具有十分重要的意义^[5]。脉诊的客观化是使脉象的研究不只停留在用语言来

*指导老师：李素义

形象描述的阶段,而是能用波形、量化指标等进行客观地描述、分析和判别^[6]。

近年来中医脉诊客观化取得很大进展,多种脉诊仪也被研制出来,上海中医药大学汤伟昌于 2005 年研制出了三步脉象检测系统^[7],兰州理工大学党宏智等在 2011 年设计了手动加压的三点脉象检测系统^[8],此外,天津中医药大学的陆小左研制的 TD-III 脉象仪是现在应用较为广泛的一种脉象仪^[9],参考这些脉象仪,我们选择了传统的腕带气体加压方式,此方式不仅可以准确控制取脉压力,而且对于患者来说舒适度高。除了采集脉象信号,本系统还采集手腕处的三轴加速度信号来描述手腕处运动情况。以便于判断手腕处的轻微动作对采集到的脉象信号的影响^[10]。本系统采用 ARM 微处理器作为主控制器进行信号采集等操作,上位机作为数据接收方和指令发送方。整个系统体积小,操作简单,便于家用^[11]。

1 系统整体设计

1.1 系统整体设计

系统通过上位机提供人机交互功能,来控制脉象数据的采集,并在上位机上实现脉象信息的分析和处理结果,或将测量数据存储至 SD 卡。系统主要由前端采集模块、信号调理模块、取脉压力控制模块、主控制模块,存储模块以及上位机组成。系统整体的原理框图如下:

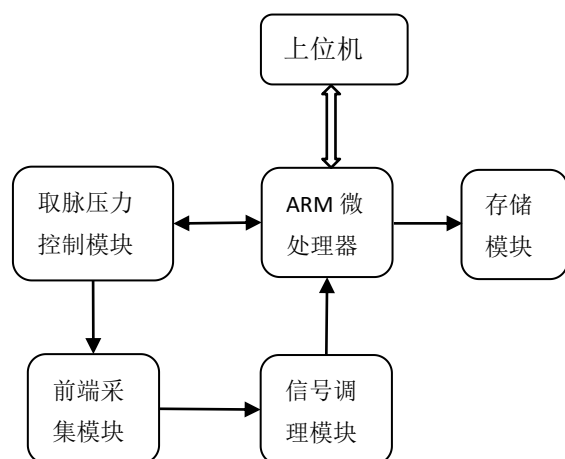


图 1 系统整体框图

Fig.1 Diagram of the system

本系统以微控制器 STM32F103ZET6 作为主控制器,该控制器以 ARM Cortex-M3 内核的 32 位 Flash 为核心,对脉象信号进行采集、传输、存储以及控制取脉压力模块。该微处理器集成性良好,封装小,并具有低功耗的特点,内部集成了 3 个 12

位 AD 转换器、1 个 USB 接口模块以及外部总线 (FSMC) 可以用来外扩 SRAM 和连接 LCD 等。采用 HK-2000B 脉搏传感器采用高度集成化工艺,将灵敏度温度补偿元件、力敏元件 (PVDF 压电膜)、感温元件、信号调理电路集成在传感器内部,其输出信号为模拟信号,该传感器灵敏度高、抗干扰能力强,过载能力大,一致性好,性能稳定可靠,输出信号的电压范围为 $-0.2V-0.6V$,灵敏度为 $2000\mu V/mmHg$ 。同时,采用三轴加速度传感器 ADXL335 采集手腕处运动信息,该传感器为模拟信号输出,封装小,功耗低,具有很好的温度稳定性。用于实时监控手腕处运动情况。



图 2 HK-2000B 脉搏传感器

Fig.2 HK-2000B pulse sensor



图 3 HK-2000B 脉搏传感器固定方法

Fig.3 HK-2000B pulse sensor fixation method

2 信号调理模块设计

脉搏是人体重要生理指标之一,它表明了许多人体生理和病理的信息,在临床方面具有较高的参考价值以及重要的参考依据。然而,脉搏信号属于强噪声背景下的低频微弱信号,具有随机性强、频率低的特点,较容易受到检测系统内部噪声和外界刺激(环境、温度)的干扰,必须对检测到的脉搏信号做一系列的处理,如滤波和放大,以获得准确、不失真的脉搏信息,从而用于医学分析研究。因此,研究脉搏信号调理电路对整个脉搏信号检测系统具有重要的意义。

脉搏信号取自人体表面动脉,信号源输入阻抗较大,幅值小、频率低,极易受噪声干扰。因此,对脉搏信号调理电路施加以下要求:(1)增益:由于压电脉搏传感器的输出电压较小,为了提高 AD 采样后信号的分辨率,应适当放大信号。(2)低噪声:在信号调理电路中,固有热噪声和散粒噪声是主要的电子电路噪声,因此需要保证微弱的脉搏信号不

被它们所湮没；(3)低漂移：防止放大电路出现饱和和失真现象；(4)适合的带宽：有效地消除噪声干扰，防止采样混叠；(5)高安全性：本设计为医疗仪器设计，应确保其对人体的无害，因此考虑其电气安全性和对人体的辐射要求^[12]。

基于脉搏信号的上述要求，由于 HK-2000B 内部集成简单的信号调理模块，所以外部信号调理模块由二个模块组成，分别为信号放大模块和电压抬升模块，以适应所选择的 AD 转换器的需求。

2.1 信号放大模块

HK-2000B 型压电脉搏传感器的输出范围约为 $-0.2V \sim 0.6V$ ，AD 转换器的分辨率为 $0.8mA$ ，为了增加采样后分辨率，应将所得信号进行放大处理。由于所选用的 STM32 微处理器内部 A/D 转换器的输入参考电压最大为 $3.3V$ ，所以设计信号放大器的放大倍数应在 10 倍内可调，采用 AD623 毫伏级仪表放大器模块对 HK-2000B 的输出信号进行电压放大^[13]。AD623 毫伏级仪表放大器模块是专用仪表放大器核心，放大倍数在 2-1000 倍可调，具有 rail-rail 输出，输入阻抗高，共模抑制比高、失调与漂移率低、噪声低及闭环增益稳定性好等特点。AD623 原理如图 4 所示^[14]。

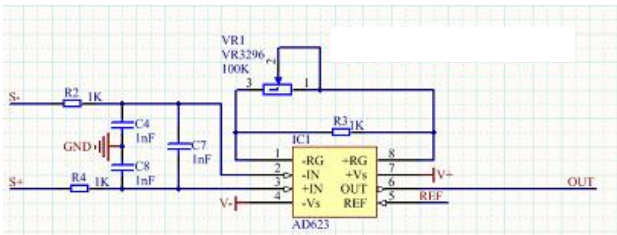


图 4 AD623 原理图

Fig.4 The principle diagram of the AD623

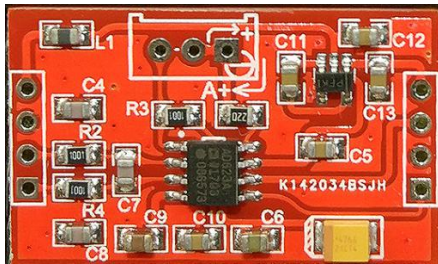


图 5 AD623 模块实物图

Fig.5 Physical picture of AD623 module

2.2 电压抬升模块

经过前面的电路，已经得到一个比较纯净的脉搏信号，但由于 HK-2000B 传感器输出的脉象信号存在小于零的部分，而 STM32F103ZET6 内部 AD 转换器只可以转换正电压，为了保证经 AD 转换后的信号不失真，必须将放大后的脉象信号的电压值进行抬升，使得脉象信号的电平值都为正值。电压

提升电路与加法器电路原理相似^[15]。

TL431 是一个电压源器件，其精密可控，热稳定性较好。它通过两个电阻值的设置，就实现可以输出从 V_{REF} 到 $36V$ 范围内的任何电压值。 0.2Ω 的典型动态阻抗使其在大多数的应用中作为稳压二极管使用。加法器电路结构如图 6 所示。TL431 工作时的阴极电流不大于 $100mA$ ，应选择合适的电阻值以保证其正常工作。TL431 和滑动变阻器提供 $0 \sim 2.5V$ 可调电压，从而保证输出电压全都为正值。其输出为：

$$U_{OUT} = 2(U_1 + U_2) \quad (1)$$

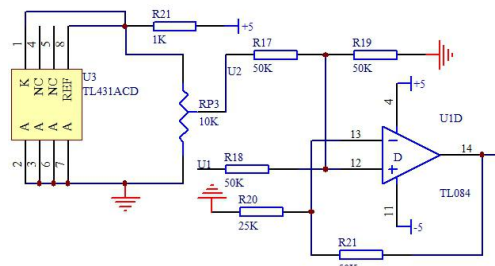


图 6 加法器

Fig.6 Adding circuit

3 取脉压力控制

本文设计了一种可以准确施加取脉压力的系统，系统结构如图 7 所示，

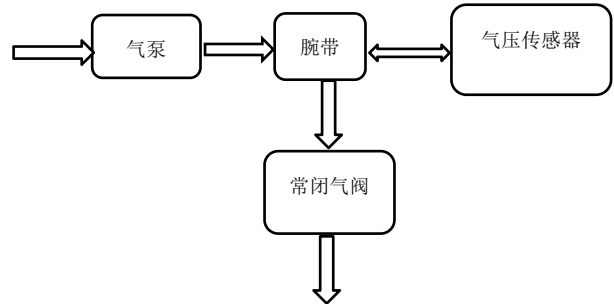


图 7 取脉压力控制系统（箭头代表气流方向）

Fig.7 Pulse pressure control system (the arrow indicates the direction of the flow)

主控制器通过控制 I/O 口的电平高低来控制电磁继电器的开关，从而控制抽气电机与放气电磁阀的开闭，因此主控制器可以通过控制电机与电磁阀的通电时间来控制腕带中的气体含量，即改变取脉压力的大小，实现浮、中、沉压力变化。同时通过气体传感器检测腕带中的气压值（反映具体的取脉压力），反馈至主控制器，以便于调整，施加更准确的取脉压力。

4 数据采集、传输、显示及存储

4.1 数据采集及传输

信号经过调理模块后,采用所选用的 STM32 微处理控制器内部的 AD 转换器进行转换,将模拟信号转换为数字信号。控制器自带 3 个 AD 转换器,为了及时反映手腕处运动对脉象信号的影响,经调理模块后的信号与三轴加速度传感器的采集的信号必须同步采集,以减小采集时产生的时延误差,所以使用 STM32F103ZET6 中同步采集转换器进行采集。信号通过 RS-232 (串口转 USB 模块) 上传至上位机,采用边采集边发送的方法,采样频率可达到 1KHz。

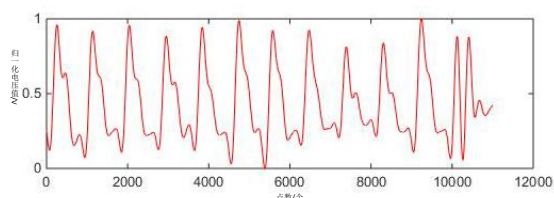


图 8 采集的脉搏信号

Fig.8 Collected pulse signals

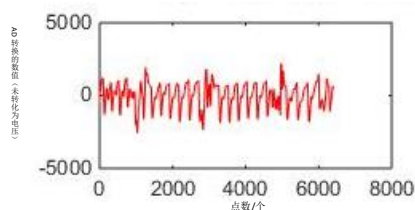


图 9 三轴加速度计信号

Fig.9 Triaxial accelerometer signal

4.2 数据显示

本系统采用 LabVIEW 软件平台进行脉象信号波形的绘制和分析并对主控制器发送指令。如图 10 所示,

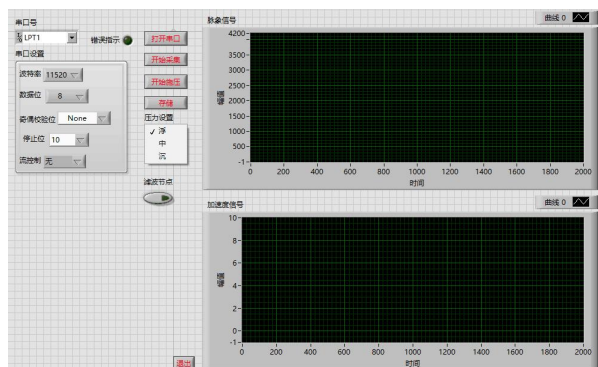


图 10 LabVIEW 显示界面

Fig.10 LabVIEW display interface

上位机的串口接收来自主控制器的脉象信号数据和三轴加速度传感器数据,同时传输两个数据,为了保证数据不出错,设置数据的传输协议为:

帧头	Data1	分隔符	Data2
----	-------	-----	-------

当接收到一个字符串后,将它转换为字节数组,然后开始检测帧头,当检测到帧头后,根据帧长度判断此字符串中是否含有一段完整的帧数据,如果含有一段完整的帧数据,从中提取出信号数据,再开始寻找下个帧头;如果含有的是不完整的帧数据,截取从帧头到末尾这一段字符串,与下次接收到的字符串合并,供下一次查找。将采集到的数据组成一个含有 2000 个数据的数组,当接收到新数据时,去掉数组的第一个数据,将新数据添加到末尾,形成新的数组。用图形控件表示出数组就完成了波形的绘制。这种方法接收数据速度快,数据准确度高,形成的数组便于后续的数据处理。

4.3 数据存储

主控制器不仅可以采集到的脉象信号数据发送到上位机,还可以将它存储至 SD 卡中,在接收到上位机发送出的存储指令后,主控制器会新建一个数据文件,文件名为当前日期与时间,并向里写入从指令发出开始 10s 内采集的脉象信号数据和手腕处运动信息数据。便于后续对历史数据的调取,方便使用者对自身脉象信号的横向比较。

5 测试结果分析

将两个传感器集成在一起,由于加速度信号主要检测 z 轴信号,所以三轴加速度计应该集成于脉相传感器正上方,置于腕带内侧,并将电路封装于系统外壳中,只留与腕带和上位机的接口^[16]。

用封装好的系统进行测试,测试对象为小组成员三名,均身体健康。测试前先用手指定位桡动脉关部,将传感器置于其上,待受试者状态平稳后,选择合适受试者的取脉压力,开始采集。

三名受试者的脉象信号和手腕运动信息均可以被正常采集和显示,且在受试者动作幅度不大的情况下可以持续输出清晰稳定的脉象信号。



图 11 系统整体图

Fig.11 The whole system diagram

6 结论

本文设计了一种基于气体加压的脉象检测系统,通过控制腕带内气体量来施加不同的取脉压力,提高了患者检测过程中的舒适度,并能在上位机上实时显示脉象信号与手腕处运动情况信息,三轴加速度的使用,使获得的脉象信号更加的准确。实现了中医脉诊的客观化,为医生的诊断提供了具体的图像信息。

参考文献

1. 夏明一. 以应变式传感器为核心的人体脉搏信号采集与处理 [J]. 江苏大学学报 (自然科学版),2016,(04):423-428.
2. 王学民,孙飞,陆小左,于志峰,周鹏. 基于机械加压方式的便携式脉象采集分析系统的研究[J].传感技术学报,2016,(11):1631-1636.
3. 佚名.我所领悟的中医脉诊[J]. 老干部之家--家庭健康, 2014,(11).
4. 李甜,刘雪梅,刘媛,陆小左.从脉诊仪谈中医脉诊客观化 [J]. 河南中医,2017,(01):37-40.
5. 沙洪,徐元景,王滨,任超世.基于中医脉诊三部理论的多导脉象检测系统 [J]. 中华中医药杂志,2006,(03):139-141.
6. 魏红,徐刚.从中医整体、动态、平衡观论脉诊客观化研究[J].中医杂志,2014,(01):25-27.
7. 汤伟昌, 李睿. 三部脉象检测系统的研究 [J] .中国医疗器械杂志, 2005 (3) : 164-166.
8. 党宏智. 寸关尺部位脉搏信息检测系统 [D] . 兰州: 兰州理工大学, 2011: 7-22.
9. 王学民, 杨成, 陆小佐, 等. 基于柔性阵列传感器的脉象检测系统的设计 [J] . 传感技术学报, 2012, 25 (6) : 733-737.
10. 汪南玥等.脉诊客观化研究的思考[J].中华中医药杂志,2015,(08):2655.
11. 郭世珍,田飞,于志峰,赵静,陆程,叶志华,张海芳,姜智浩,陆小左. 脉象仪发展概述 (综述) [J].2013 年学术年会
12. Alarka Sanyal, Arijit Baral, Abhijit Lahiri. Application of Frame-
13. let Transform in Filtering Baseline Drift from ECG Signals [J] Procedia Technology, 2012 (4) : 862-866.
14. Huai Yongjin,Han Zhengsheng.Design of High Precision Array Pulse Sensor in TCM[J].Journal of Semiconductors.2008,4.
15. ZHANG H X, YE W T, CHEN X W, et al.Weakmode coupling measurement with EMD-based method in polarization-maintaining fibers [J] .Optics Communications, 2012, 285(2):113 - 117.
16. LIU M L,WANG K Q, SUN L J, et al. Applying empirical mode decomposition(EMD)and entropy to diagnose circuit breaker faults [J] .Optik,2015 , 126(20) :2338 - 2342.

汽车驱动桥壳加工中自动测温技术*

唐青成；孙永泽；徐赫奕；孙 峰；刘长英

（ 吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：为实现汽车驱动桥壳整体式机械扩胀成形过程中温度的自动测量及远程数据传输与处理,本文将设计一种汽车驱动桥壳加工中自动测温技术系统。本设计通过传感器 MLX90614 对温度展开实时的检测以及转换；STM32 存储数据然后完成对远距离的传输；PC 串口对数据进行接收，最后通过了 MATLAB 绘制温度曲线；手机接收提示信息。本设计是一个智能的全自动体系，避免了操作者在高温下手动测温，保证安全的同时有效地提高了工作效率。

关键词：自动测温技术 STM32 无线传输 MLX90614

Automatic Temperature Measurement Technology in Automotive Drive Axle Housing Processing

Tang Qingcheng; Sun Yongze; Xu Heyi; Sun Feng; Liu Changying

(School of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012)

Abstract: In order to realize remote wireless transmission of data and automatic temperature measurement in the process of integral mechanical expansion forming of automotive driving axle housing, Wireless transmission of data and automatic an automatic temperature measurement technology system for automotive manual temperature measurement at high temperature, monitors the temperature and controls the process of temperature and technology data converted by sensors are obtained and stored in STM32; serial port is received and displayed (PC module and SCM interface); and PC responds the temperature and controls accordingly. Ensures safety and effectively data analysis and compensation are completed by MATLAB on PC side, and processed data are obtained on PC. The temperature range is - 50 - 300 degree C and the sampling frequency is 10 seconds. rocess of temperature and technology in. The sensor collects parameters, the MCU processes data and displays temperature, wireless data transmission, wireless transmission of data and automatic and PC responds accordingly. The operator monitors the temperature and controls the process of temperature time on the mobile phone, avoids the operator's manual temperature measurement at high temperature, ensures safety and effectively improves work efficiency.

Key words: Automatic Temperature Measurement Technology Wireless transmission STM32 GSM

0 前言

近年来，汽车轻量化的概念已经越来越受到人们的重视，随着运输业的不断发展，重型车，巨型车的的市场需求不断扩大。站在重型车的角度思考，驱动桥体系对其有着不可或缺的作用，亦是它的核

心部件，其作为整项系统的主体部分直接关系到整车的承载能力，使用寿命和安全性能等重要的性能指标。就驱动桥壳的生产而言，重型车驱动桥壳整体式机械热扩胀成形工艺相比于传统生产工艺有着得天独厚的优越性。而在驱动桥壳整体式机械扩胀成形过程中，对温度的相对精确把控显得尤为重要。现如今，车间用到的红外测温仪，一般都是非接触

*指导老师：孙峰

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B65621）

式类型^[1]。

此类测温仪在对物体表面温度展开测量时，将运用到崭新的红外技术，所以检测时高效简捷。完全不必用机械接触时繁冗的检测，所以其测量速度很快。在测量时针对被测物，可以先启动触发器，再注视好 LED 的屏幕，最终会显示出数据。它的重量比较轻，体积不大，操作便捷，携带容易，即使是危险度较高、较热、较难触碰的物体，它也能高效测量且极为精准。不仅如此，测量结束后，并不会出现损毁、污染被测物的弊病。而驱动生产里使用的非接触式仪器，需要工作人员自己读数，无法自动工作，所以不仅效率低，更容易产生谬误^[2]。因此，本文提出一种远程无线自动温控技术及系统，解决汽车驱动桥壳加工过程中料件温度测试及控制的问题。

1 总体设计方案

1.1 方案

本设计经过传感器 MLX90614 对温度展开实时的检测以及转换；STM32 存储数据然后完成对远距离的传输；PC 串口对数据进行接收，最后通过了 MATLAB 绘制温度曲线；手机接收提示信息，范围处于 50-300℃，每秒一次的采样频率。

本设计对市面上的便携式无线测温仪的原理进行改进，在已有传感器和测温电路的测温模块的基础上增加以下内容：数据采集、中央控制单元、无线传输、短信提示。

其中，数据采集包含温度测量与数据采集两大部分，主要目的是将测得的温度数据传出到中央控制单元，以便进一步分析与控制；中央控制单元以单片机为基础，设计一个控制模块，接收温度采集模块重点数据，同时对传入的数据进行简单判断，过滤掉异常数据，同时编写数据传出程序，将温度数据发送到无线数据传输口准备发送；无线传输的核心目标便是把中央控制单元中处理完毕的数据以串口传至电脑，依靠 GSM 模块，在以往的单片机数据采集系统里，加入支持短消息、数据通信功能的模块，以此模块为根基分配 SIM 卡，联合系统以串行通信接口的形式，来达到数据无线传输的功效，当然，亦能直接用 WiFi 传输；电脑控制端功能如下所述：

(1) 数据接收：通过无线接收装置将数据接收并传到数据库。

(2) 存储：存储应用程序、温度数据及温度图像。

(3) 温度控制：可以分为人工控制和自动控制，根

据所得的温度进行升温、降温等操作。

(4) 图像显示：提供友好的人机交互界面将温度数据形成图像，并显示提示信息，指导操作流程顺利进行。

(5) 系统自检：该模块用于自动检查系统在运行中是否存在错误。

1.1 系统结构框图

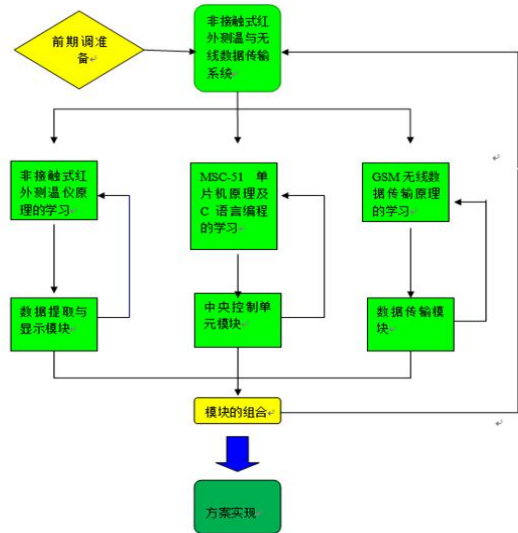


图 1 系统整体框图

Fig.1 system overall block diagram

2 各模块设计

2.1 STM32 液晶屏显示

编辑 STM32 液晶屏显示界面，数据导入后即可显示温度，并分析数据。

TFT-LCD 与无源 TN-LCD 还有 STN-LCD 的简易矩阵大相径庭，其显示屏里的每个像素上都含有薄膜晶体管（亦能称为 TFT），当非选通时的串扰产生时，其可以起到克制作用，让屏幕的静态特性与扫描线数没有联系，这对图像质量大有裨益^[3]。该模块的使用流程可参考下图：

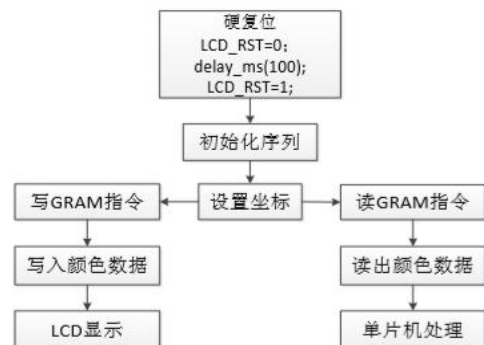


图 2 TFTLCD 模块流程图

Fig.2 Flow chart of TFTLCD module

模块原理图如图：

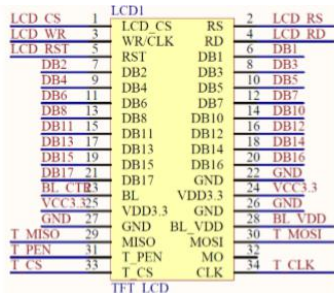


图3 TFTLCD 模块原理图

Fig.3 TFTLCD module schematic diagram

联系上图不难发现，TFTLCD 使用了 16 位的并方式去连接外部，此处不用 8 位形式，是因为数据量较多的缘由，特别是显示图片时，16 位速度比 8 位快一倍以上，那自然是速度越快效率越佳才最好，所以此处摒弃了 8 位形式。它的 80 并口具备以下信号线^[4]：

CS: TFTLCD 片选信号。

WR: 向 TFTLCD 写入数据。

RD: 从 TFTLCD 读取数据。

D[15: 0]: 16 位双向数据线。

RST: 硬复位 TFTLCD。

RS: 命令/数据标志（0，读写命令；1，读写数据）。

2.2 MLX90614 传感器

此类传感器糅合了红外探测热电堆芯片与信号处理专用集成芯片，两者相辅相成，均封装于 TO-39 之中。

低噪声放大器、17 位 ADC 和强大的 DSP 处理单元的全集成，使传感器实现了高精度，高分辨率的测量。

传感器的测量结果均出厂校准化，数据接口为数字式的 PWM 和 SMBus(System Management Bus) 输出。以此为规范，PWM 是 10 位，分辨率在 0.14°C 的连续输出。

传感器出厂默认，上电复位时为 SMBus 通信。

低噪声放大器以及 17 位 ADC 还有卓越的 DSP 处理单元的全集成，这些要素使得传感器的侧量达到了极高的精度和分辨率。被测物的温度与环境问题都处于 RAM 之中，能使用两线串行 SMBus 兼容协议或 10 位的 PWM(Pulse Width Modulated) 输出去读取。

被测目标的温度测量值为传感器 FOV 视场(Field Of View)内所有物体温度的平均值。这类传感器在室温下达到的测量精度是 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。医疗应用型号传感器在人体温度测量时能达到的精度是 $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ ^[5]。

传感器封装上的温差可能引起传感器测量的额外的误差，这种封装上的温差来源，如传感器旁边有发热元件，加热器件或散热器件，或者挨着传感器有较热或叫冷的物体，这些不仅会加热传感器的感温元件，也会影响传感器的封装温度。以 FOV 为基础，这些存在的部分热影响对其有着举足轻重的作用，表现力很高，比方说 xxC 、 xxF 这两类，从传感器自身角度出发，它们能够收到的信号本就不多，故而 Melexis 使用了崭新的 xCx 传感器。在 MLX90614xCx 系列中，传感器对热梯度进行测量后，来予以补偿，但这种影响只是减小，并未完全移除。故而在设计中，要尽量避免热梯度，或者将传感器采取热隔离。

标准上，MLX90614 是根据目标物体发射率 1 进行校准的。客户可根据其目标物体的发射率进行修改，可修改范围为 0.1 至 1.0，修改后，客户也不需要用到黑体进行校准。10-位 PWM 输出模式是连续输出所测物体温度的标准配置，它的温度呈 $-20\cdots 120^{\circ}\text{C}$ 范围，分辨率为 0.14°C 。PWM 通过修改 EEPROM 内 2 个单元的值，实际上可以根据需求调整至任何温度范围，而这对出厂校准结果并无影响。

PWM 引脚也可配置为热继电器(输入是 T_o)，这样可以实现简单且性价比高的恒温控制器或温度报警(冰点/沸点)应用，其中的温度临界值是用户可编程的。在 SMBus 系统中，此功能可被用为中断信号，用此信号触发读取主线上从动器的值，然后核实精度条件^[6]。

传感器由 5V 或 3V 这两种电压组成。其中，5V 也可简便的从更高供电电压(例如 8 至 16V)上通过外接元件调制。传感器封装里也集成了光学滤波器(长波可透)，它主要截断可见光和近红外的辐射，以此提高传感器对环境光及太阳光的抗扰度。光学滤波器可透波段从 $5.5\mu\text{m}$ 至 $14\mu\text{m}$ 。

MLX90614 内部结构如图所示：

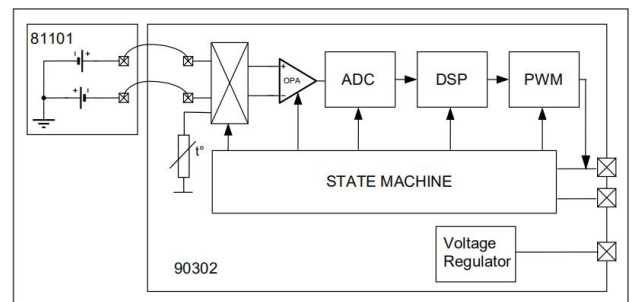


图4 MLX90614 内部结构图

Fig.4 Internal structure of MLX90614

而 MLX90614 温度传感器属于外部器件，

MLX90614 和 STM32 的连接电路如图所示：

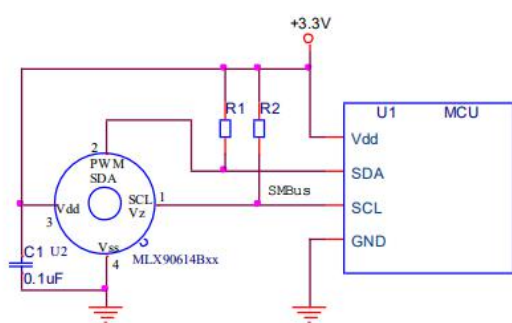


图 5 MLX90614 和 STM32 的连接电路

Fig.5 Connection Circuit of MLX90614 and STM32

2.3 串口接收并显示（PC 模块与单片机接口）

将数据从 STM32 导入 PC。

串口是计算机与仪器仪表设备中的通用设备通信协议，一般情况下，计算机会含有 2 个基于 RS232 的串口，不仅如此，GPLB 也具备该串口。通过上述的通信协议，能够得到远程采集设备的数据。

它的概念通俗易懂，它按位（bit）对字节完成发送与接收工作。与字节并行通信相比，后者的速度会更快一些，但是串口在用一根线传送数据时，可同时用其他线接收数据，能够简捷高效的完成远距离通信，举个例子，当 IEEE488 定义并行通行状态的时候，规定设备线长度必须小于 20 米，任两个设备间长度须在 2 米之内。但串口长度能达到 1200 米。典型地，串口能传送 ASCII 码字符。分别运用到地线，发送，接收这三根线完成工作。鉴于其通信并不是同步的，从第一根线上传送，再由第二根线接收，其他线用来握手，但这并非必须。其中，波特率、数据位、停止位和奇偶校验对于串口来说有着不可或缺的作用。当 2 端口处于通信状态时，上述参数务必匹配^[7]：

（1）波特率：此参数能够凸显出通信达到的速度。它指的是每一秒所传输的 bit 的数量。比如说，250 波特，那就代表一秒钟传送 250bit。一旦涉及到时钟周期的时候，那就得满足 4800 波特率，如此，时钟便为 4800Hz。一般情况下，电话线的波特率有这三种：14400，28800 以及 36600。实际上，波特率能远大于上述三种，其与距离呈现反比例的联系，如果两个仪器距离并不远，那么波特率便会比较高，比如说 GPLB 便满足这个条件。

（2）数据位：这指的是一种参数，该参数可以对通信过程里的实际数据位进行测量，信息包被发出去之后，实际数据的标准值是 5、7、8 这三位，抉择哪一种和最终信息有关，倘使数据使用了简易的文本，那么将使用 7 位数据。信息包指的就是字

节本身，它是由开始和停止位、数据位、奇偶校验位组成的，最终具体使用哪一种，和抉择通信协议有着息息相关的联系。“包”也可以代表所有通信的状况。

（3）停止位：它指的是每一个包的最后一位，典型值为 1、1.5 以及 2 位，最终的定时以传输线为主体，各个设备均具备自身的时钟，在通信时，有一定概率 2 个设备并未完全同步，那么停止位就会起到校正时钟，令它们再次保持同步的作用。伴随着它的数量愈来愈多，所以时钟在同步时，容忍程度也呈正比例提高了，当然，传输的速度却变得愈来愈迟缓。

（4）奇偶校验位：这指的是通信过程里的一种简易的检错方法，在检错时可以从偶、奇、高、低四个角度展开，对于前 2 类情况，串口会设置好校验位，使用一个值，此值将保证数据会存在奇个、偶个的逻辑高位。无论是低位亦或是高位，它们的不真正检查数据，简单置位逻辑高或低校验。如斯可使设备了解某位的情况，那么在判断是否有噪音阻挠通信时会起到积极功效，同时还可以判断出接收数据与传输数据这两者是否呈同步的状态。

串口程序采用 LABVIEW 进行编写，将数据从 STM 导入 PC 的 LABVIEW 程序框图如图所示：

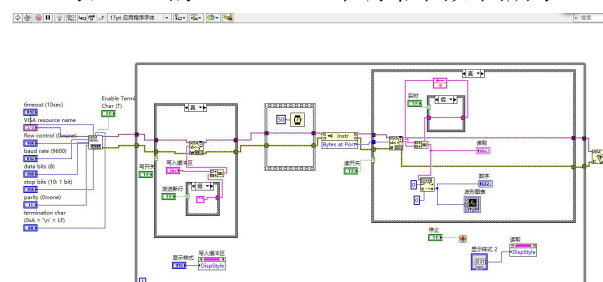


图 6 数据从 STM 导入 PC 的 LABVIEW 程序框图

Fig.6 LabVIEW Program Block Diagram for Importing Data from STM into PC

2.4 GSM 手机通讯

STM32 通过 GSM 模块与手机通讯，手机短信接收数据与提示信息。

ATK-SIM800C 模块是 ALIENTEK 开发的一款高性能工业级 GSM/GPRS 模块（开发板），功能完善，尤其适用于需要语音/短信/GPRS 数据/蓝牙通信服务的各种领域^[8]，其资源图如图所示：

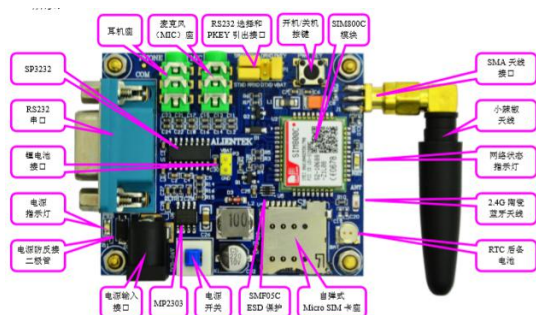


图 7 ATK-SIM800C 资源图

Fig.7 Resource Map of ATK-SIM800C

ATK-SIM800C 模块不但外观漂亮，而且功能齐全，模块尺寸（不算天线部分）为 62mm*52.5mm，模块自身具备安装的孔位，体积较小，安装方便，对于许多产品均有出众的适应性。

使用此类模块能够简易的完成中英文短信的读取和发送^[9]。短信的读取与发送将用到的指令为 AT+CNMI (1)、AT+CMGF (2)、AT+CSCS (3)、AT+CSMP (4)、AT+CMGR (5)、AT+CMGS (6)、AT+CPMS (7) 这几种。第一种指令能设定新消息的指示。发送: AT+CNMI=2,1 即可完成, 如果 SIM 卡没有满, 上述模块会通过串口对数据进行输出, 比如说: +CMTI: "SM",2, 这便是接收到新消息, 接着存储在 SIM 卡的位置 2。第二种指令用于设置短消息模式, 模块支持 PDU 以及文本这两种模式, 发送: AT+CMGF=1, 便可设置为第二种模式。第三类指令, 能对 TE 字符集进行设置, 该字符集为 IRA, 当发英文短信时, 可用: AT+CSCS="GSM", 设为缺省字符集便可以, 若发中文, 要用 AT+CSCS="UCS2"。第四种指令可用来设置短消息文本模式参数, 发送中文信息时使用 AT+CSMP=17,167,2,25。第五种指令为 AT+CMGR, 该指令方便读取短信, 比如发送: AT+CMGR=1, 这指的就是 SIM 中的 1 位置。AT+CMGS 时第六种指令, 这一项指令方便发送信息, 如果以 GSM 为准则, 那么可以发送不超过 180 字的英文字, 而如果以 UCS2 为准则, 可发送不超过 70 个汉字 AT+CPMS, 便是最后一种指令, 该指令可以用来对优选消息存储器进行查询亦或是设置的工作, 发送: AT+CPMS?, 那么就能得到目前已经储存了多少条短信, 还能知道最多可以储存多少。比如返回: +CPMS:"SM_P",1,30,"SM_P",1,30,"SM_P",1,30, 这就能凸显出最多存 30 条信息, 而当下仅有 1 条存。以上就是短信的诸多指令。

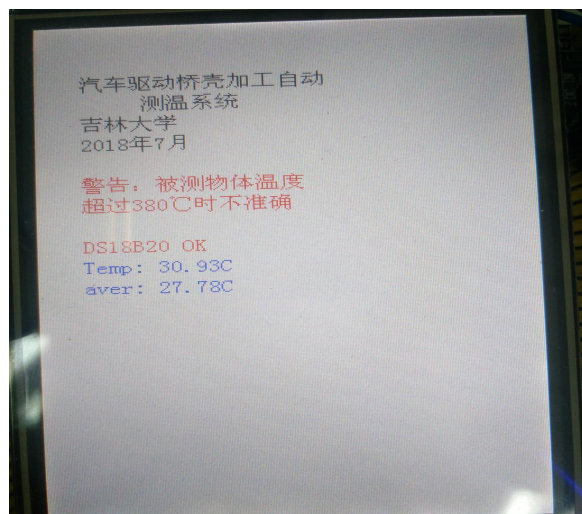


图 8 单片机主界面

Fig.8 Main Interface of Single Chip Microcomputer

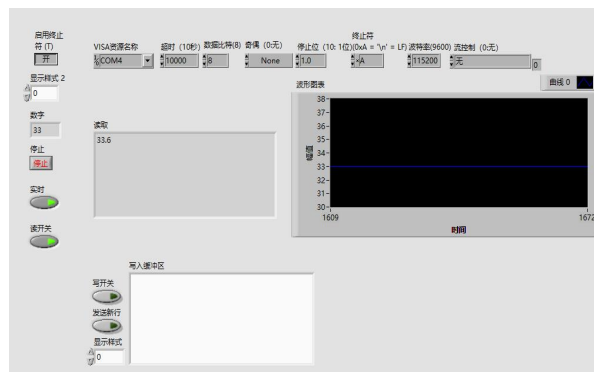


图 9 上位机主界面

Fig. 9 Main interface of PC



图 10 上位机温度曲线

Fig. 10 Temperature Curve of PC

3 测试结果

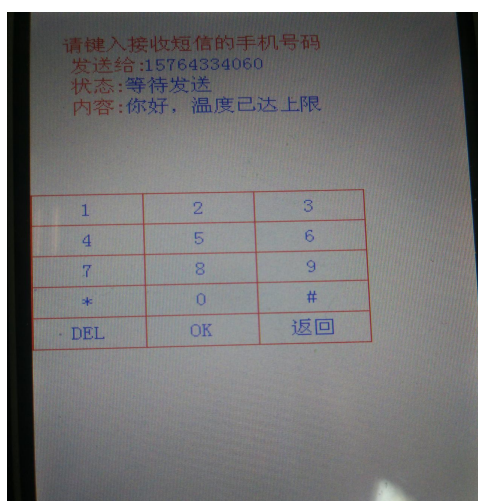


图 11 单片机温控界面

Fig.11 Temperature Control Interface of Single Chip Microcomputer

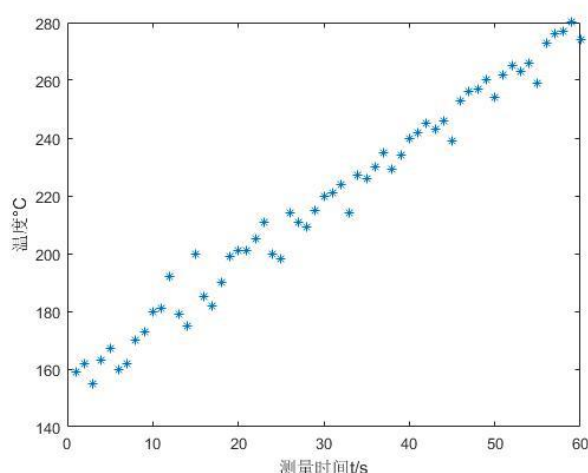


图 12 matlab 中温度图像

Fig.12 Temperature image in MATLAB

4 结论

非接触式红外测温仪在对物体表面温度展开测量时,将运用到崭新的红外技术,所以检测时高效简捷。完全不必用机械接触时繁冗的检测,所以其测量速度很快。在测量时针对被测物,可以先启动触发器,再注视好 LED 的屏幕,最终会显示出数据。它的重量比较轻,体积不大,操作便捷,携带容易,即使是危险度较高、较热、较难触碰的物体,它也能高效测量且极为精准。不仅如此,测量结束后,并不会出现损毁、污染被测物的弊病。而驱动生产里使用的非接触式仪器,需要工作人员自己读数,无法自动工作^[10],所以不仅效率低,更容易产生谬误。因此,本文提出的远程无线自动温控技术及系统,解决了汽车驱动桥壳加工过程中料件温度测试及控制的问题。

机械式汽车驱动桥壳热胀成型加工技术是一种新型的加工工艺,加工过程中料件温度是影响加工效果的关键技术因素,本文以温度自动测控方法作为研究目标,设计一个智能的全自动体系。温度传感器采集参数,单片机处理数据并显示温度,无线数据传输,PC 做出相应的响应并控制工艺的进程,整个流程形成一个闭环系统,实现了工艺的自动化。此项目可以避免工作人员在高温的环境中手动测温,工作效率可大大提高。使用无线数据能够完成对于远程工艺流程的控制,工作人们只需要使用手机便可以观察到在监控过程中,温度的具体信息,接着还能对温度展开控制。非接触式红外测温仪在对物体表面温度展开测量时,将运用到崭新的红外技术,所以检测时高效简捷。完全不必用机械接触时繁冗的检测,所以其测量速度很快。它的重量比较轻,体积不大,操作便捷,携带容易,即使是危险度较高、较热、较难触碰的物体,它也能高效测量且极为精准。不仅如此,测量结束后,并不会出现损毁、污染被测物的弊病。

参考文献

1. 金花成,杨维秀,疏洋,文士香,刘丹,陈红梅,朱彩萍.非接触红外额温计在儿科病房的应用[J].长江大学学报(自科版),2018,15(20):81-83.
2. TSFA 便携式非接触红外测温仪 铸造测温的跨越[J].铸造技术,2018,39(07):1548.
3. 李峥,夏鲲,何晟.基于腕部测温的可穿戴体温检测装置设计[J].电子测量技术,2018,41(13):100-106.
4. 陈海林.输电线路运维中红外测温技术的运用分析[J].建材与装饰,2018(27):223-224.
5. 任国仲,张中兴,赵冠宗.一种新型非接触性常温测量技术的研究[J].科技视界,2018(16):173-174.
6. 徐侃,张凤登.基于 CAN 总线的红外测温系统设计[J].电子测量技术,2018,41(10):55-58.
7. 刘彦武.电气设备维护中红外测温设备的运用分析[J].决策探索(中),2018(03):59-60.
8. 李毅丰,毛晓波,杨怡航,朱枫.非接触式红外测温灶具防干烧系统设计[J].郑州大学学报(工学版),2017,38(05):18-22.
9. 孙传恒.非接触式红外测温仪对荷斯坦奶牛不同部位

体温测量的研究~[A]. 中国畜牧兽医学会信息技术分会.
中国畜牧兽医学会信息技术分会第十二届学术研讨会
论文集[C].中国畜牧兽医学会信息技术分会:中国畜牧
兽医学会,2017:4.

10. 杨莹.非接触式红外体温计的实现与应用[J].中国医疗器械信息,2017,23(11):34-35.

芦山地震前姑咱台四分量钻孔应变实测数据的预处理过程研究*

张金伦；朱美意；马松辰

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012；）

摘要：本文阐述了 2013 年芦山地震前姑咱台钻孔应变原始监测数据的预处理方法及过程。以四川省姑咱地震台站 2008 年 11 月至 2014 年 11 月的钻孔应变实测数据为例，针对其数据特点，先后采用插值处理，差分重构和裁剪均值滤波或差分等方法对其进行处理，排除了部分非震因素的影响，最终得到的较为平整的有用数据可用于后续研究。

关键词：芦山地震 姑咱台站 四分量钻孔应变监测数据 预处理方法

Research on the pretreatment process of drilling strain data of Guzan station before Lushan earthquake

Zhang Jinlun; Zhu Meiyi; Ma Songchen

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: In this paper, the pretreatment method and process of drilling strain data of Guzan station before 2013 Lushan earthquake is described. Based on the measured data of drilling strain from November 2008 to November 2014 in Guzan station, interpolation processing, differential reconstruction and clipping mean filter or difference are used to process it successively after analyzing its characteristics. The results excluded the influence of some non-seismic factors and the eventual relatively flat useful data can be used for follow-up research.

Key words : Lushan earthquake Guzan Station Borehole strain data Pretreatment method

0 前言

由于地震灾害的巨大的破坏性，国家对地震的监测预测工作也十分重视。建立了主要由地壳形变观测、电磁观测和地下流体观测组成的地震前兆观测网络^{[1][2]}剧烈的地应力变化是引发地震的一个重要因素。^[3]因此，对地应力变化进行实时观测，并对观测数据进行处理、分析数据规律，这都是地震预测研究中的关键。钻孔应变观测是二维（水平面）应变观测，测项具有观测精度高、频率响应好的特点，在地震前兆、震源机制、固体潮等研究中起到重要作用。钻孔应变观测已经成为国内外地震预测

分析的有效资料之一。Hiroshi Ishii 等^[4]于 2014 年将钻孔应变计用于研究 2011 年日本东北地震；Andrew J.Barbour^[5]等于 2014 年分析了南加利福尼亚板块边界钻孔应变仪的同震变化；邱泽华等^[6]研究了宁陕台汶川地震钻孔应变异常，证实了超限异常的真实性。地震事件是小概率事件，且地下的结构异常复杂，故大地震发生的次数极少。监测仪器的观测结果有时会受人为或周围自然环境等非震因素的影响，故对其进行数据预处理。预处理后为获取观测数据中与地震事件相关的有效信息，可再运用频谱分析和时频分析的方法对其进行进一步分析，这对研究地震及其检测预报都有重要意义。

本文根据四川省姑咱台站 2008 年 11 月至 2014

*指导教师：朱凯光

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017A65290)

年 11 月的钻孔应变实测数据, 研究数据预处理过程。

1 姑咱地震台钻孔应变实测数据

2013 年四川芦山 Ms7.0 地震是在中国发生的最严重的地震之一。由于台站与震中的相对位置及其自身环境影响的不同, 导致不同台站得到的受地震影响的观测数据也不尽相同。而姑咱地震台是距离芦山地震震中最近的钻孔应变观测台站之一, 距离仅仅 80km, 而其他台站距离震中都是 200km 以上, 地震之前很难观测到明显的异常现象。

观测数据以每分钟一次的频率进行记录, 最终得到的数据以文本文档的格式进行存储。钻孔应变观测的是变形(即一点位移的空间导数)随时间的变化, 有三个独立分量, 平面应变只有三个独立的应变分量, 四分量观测应该满足自洽方程, 可以用来检验观测的正确与否。姑咱台 YRY 四分量钻孔应变仪的第一分量 S1 方位为北偏东 51° , S2 方位顺时针加 45° 为南偏东 81° , S3 和 S4 方位同理依次顺时针加 45° 。为了研究观测数据的自洽性, 姑咱台四分量钻孔应变自洽曲线如图所示, 看出应变曲线 S1+S3 和 S2+S4 形态相似, 四分量观测数据符合自洽方程。利用姑咱台钻孔应变 4 路分量对汶川、芦山地震的分析结果基本一致, 因此本文主要针对姑咱台北南分量(S1)钻孔应变数据进行分析。

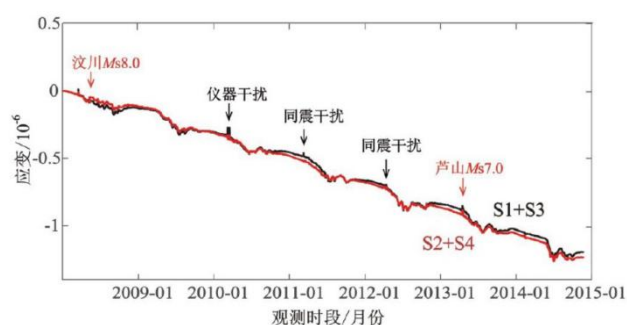


图 1 姑咱台观测面应变 S1+S3 和 S2+S4 对比曲线
(2008 年 1 月 1 日—2014 年 11 月 21 日)

Fig.1 Comparison Curves of Strain S1+S3 and S2+S4 at Guzan Station(January 1st,2008-November 21st,2014)

四分量钻孔应变仪的优势在于与 GPS 和地震仪观测相比观测的不是一点的位移随时间的变化, 而是变形(即一点位移的空间导数)随时间的变化, 它提供了另外两种观测无法提供的信息^[6]; 同时, 单个点独立给出当地的形变, 有效减少地面干扰无需参考点; 与伸缩仪相比受地表限制条件少, 便于安装; 频响好高频可达 100Hz, 短周期一端比伸缩

仪短得多, 在长周期一端又比地震仪宽得多; 精度分辨率可达 $1\text{E}-10$, 较 GPS 观测至少高 1-2 个量级。

2 钻孔应变数据空值和突变去除

四分量钻孔应变仪的采样频率为 1/60, 即每分钟记录一次数据, 监测数据存储为文本文档, 可通过软件 MATLAB 读取分析处理。为保证仪器正常运行, 根据仪器的运行状况台站的观测人员会不定期对仪器进行修缮调整^[7]。监测过程中仍有可能出现疏漏与事故, 仪器一旦发生故障, 将自动使用字符“null”替代这些时刻正确的观测结果记录在文档中。这类字符数据无法正确读取, 软件设计将所有的“null”全部替换成 0 可以解决数据缺失的问题。

观测数据除了受仪器影响较大, 台站的周围环境也会对结果造成影响。受仪器周围人员活动和仪器灵敏度变化^[8]等的影响, 原始数据出现了个别时刻数值过大的突跳现象, 尽管对应变观测数据中的异常信号和噪声的区分与分离没有完全的定论, 这种由非地震因素引起的误差需要在预处理阶段及时去除。因为未知的地震异常可能淹没在某些较大的突跳异常中, 可能致使无法得到正确的结论, 及时去除或压制这种突跳异常, 可以尽可能减小其对后期处理的影响。本研究数据量足够大, 所以可以将拉依达准则即 3 倍标准差原则作为去除异常值的标准来检测突跳异常, 并采用插值法去除缺失值和突跳值^[9]。

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad (1)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{(x_1 - \bar{x})^2 + (x_2 - \bar{x})^2 + \dots + (x_n - \bar{x})^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n}} \quad (2)$$

拉依达法则的原理是, 在对某一对象观测 n 次后得到 n 次观测结果记为 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ 。假设在这 n 次检测数据已经消除了系统误差只存在随机误差, 可通过公式(1)计算平均检测值 \bar{x} 并根据公式(2)可得标准差 σ 。将检测数据中大于的数据看作粗大误差 $(\bar{x} \pm 3 \cdot \sigma)$ 进行剔除^[10]并插值。

插值是通过有限的已知数据, 构造特定多项式函数求解无数数据时间点的近似值或预测值的方法, 可以补全缺失数据和弱化异常值的作用。“最近”插值法取所求位置最邻近点的已知值作为其数据, 该方法常用于数据较为完整时对无值处的填补, 且对间隔均匀的数据效果较好。对观测数据进行 2 次这样的插值可以得到明显改进的数据^[9]。

4 钻孔应变数据台阶去除

由于数据长度大, 台阶仅在部分时段, 为增强插值拟合效果, 使用滑动矩形窗进行局部判断。经综合考虑, 将窗长和步长初始设置为 180×1440 (180 天) 和 1440 (1 天), 该参数可根据数据的不同以及实际处理效果进行合理调整, 以达到处理需求。同时为保证不改变有用信息, 将原始数据与处理后的数据作差, 根据得到的结果图像判断该次处理是否成功, 若不成功可通过改变处理参数达到更好的预处理效果。以姑咱台站 2008 年 01 月至 2014 年 12 月钻孔应变数据的北南 s1 分量为例, 经字符替换后如图 2(a)所示, 通过该图可看出原始观测数据存在的缺失值已经被替换为 0 值, 且存在较大的突跳以及台阶, 有效的地震异常淹没其中。

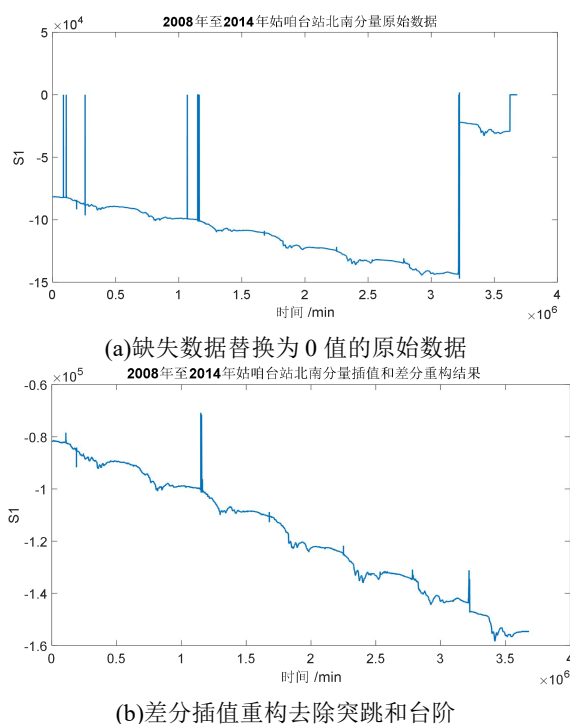


图2 2008年至2014年姑咱台站钻孔应变数据北南 s1 分量的原始数据与差分重构对比图

Fig.2 Comparison of original data and differential

reconstruction of North-South S1 component of borehole strain data at Guzan station from 2008 to 2014

图 2(b)是经拉依达准则筛选异常与插值, 差分去台阶异常并重构后处理结果, 可看出漏测数据均被去除, 由非震因素引起的较大突跳和部分时段数据整体上移的台阶现象也消除了, 数据的范围和趋势更加明显, 处理后存在的异常变化与地震事件时段接近。

5 钻孔应变数据趋势去除

根据四分量钻孔应变仪测量原理可知, 一般的钻孔分量应变仪实际直接测量给出的孔径相对变化, 无法直接测量该地区地形变形的基准值, 受传感器的零点漂移和传感器周围环境的干扰, 基准值的大小往往会随时间变化, 而测量值数据的变化情况是有意义的, 它反映地下应变的变化, 因此需要对上节的处理结果继续进行去趋势处理。消除趋势项的方法通常有差分法和均值滤波法。

由图 2(b)可知, 2008 年至 2014 年的测量数据是非平稳的, 局部变化趋势不同, 考虑到仍可能存在异常数据, 无法进行整体均值滤波, 为保证去除的趋势与数据本身的趋势误差并不大, 通过滑动矩形窗的形式改进裁剪均值滤波的方法处理。裁剪均值滤波结合了均值滤波和中值滤波特长, 对去除高斯噪声和冲激噪声的效果显著, 滑动矩形窗的使用还令其实现了自适应的效果^[11]。

设置的矩形窗内的数据进行排序, 舍去其 $a\%$ 的最大值和 $a\%$ 最小值, 取剩余部分的均值, 用所有数据减去该均值得到最终结果。其中 $a\%$ 为裁剪比例, 要求其范围为 $0 \leq a\% \leq 0.5$ 。可通过改变裁剪比例或改变窗长和步长来进行调整, 以达到较好的效果, 对比处理前的数据和去掉的趋势, 为验证该参数下的去趋势效果, 若两者的拟合效果好, 认为去趋势的效果良好。

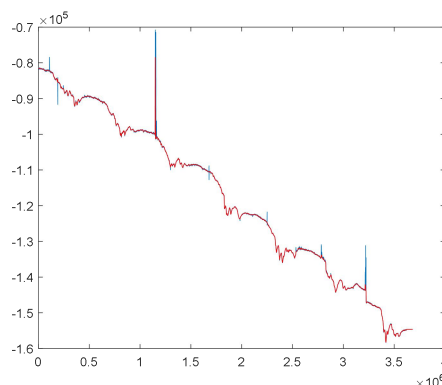


图3 2008年至2014年姑咱台 S1 北南分量去趋势前和去掉的趋势对比图

Fig.3 Comparison of the Trends before and after the North-South Components of Guzan S1 Decline from 2008 to 2014

图 3 中蓝色的数据波形为插值处理和差分重构的结果, 红色的数据波形为裁剪均值滤波时将滑动窗长和步长均设置为 1440, $a=0.2$ 时去掉的趋势曲线, 可看出去掉的趋势曲线与数据的真实趋势拟合

程度高,数据中的趋势项的消除效果良好。图 4 为通过裁剪均值滤波后得到的结果,即钻孔应变数据的变化情况,该结果反映了地下应变的变化。

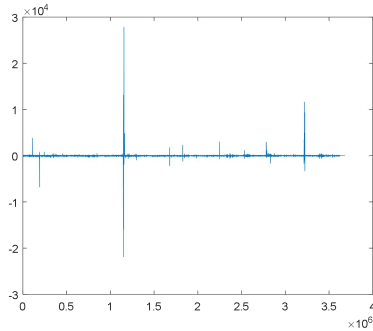


图 4 去趋势处理结果

Fig.4 Detrending results

6 结论

以四川省姑咱台站 2008 年至 2014 年北南分量的原始钻孔应变观测数据为例,使用如下处理方法对数据进行分步处理。采用滑动矩形窗进行数据扫描,利用拉依达准则进行判断,使用邻近插值的方法进行补偿,去除漏测值和突跳的非震异常。经差分处理后,对其结果使用完全相同的插值处理方法,对台阶上升和下降沿的差分数据进行去除,之后通过差分重构对数据进行恢复,得到基本处理结果。为得到数据的变化情况,利用滑动矩形窗,采用裁剪均值滤波的方法,对数据进行趋势去除,或者直接进行差分,得到最终所需结果。并展示了原始数据及处理后的结果,并将两者进行对比,凸显处理效果。

参考文献

1. 张国民,杨军. 潮汐现象和地震前兆预测[J]. 地震. 1983 (1):3-7
2. Simpson D W, Recharls P G. A slow earthquake sequence following the Izu-Oshima earthquake of 1978[M]. Earthquake Prediction. American Geophysical Union , 2013:617-628
3. 王渝生. 李四光的地质力学与地震成因理论[J]. 科技导报, 2008, 26 (11):98-98
4. Ishii H, Asai Y, Aoki H. Comparison of tidal strain changes observed at the borehole array observation system with in situ rock properties in the Tono region, Central Japan[J]. Journal of Geodynamics, 2009,48 (3-5):292-298
5. Barbour A J, Parker R L.psd: Adaptive, sine multitaper power spectral density estimation for R[J]. Computers & Geosciences, 2014,63 (2):1-8
6. 邱泽华. 中国分量钻孔地应力-应变观测发展重要事件回顾[J].大地测量与地球动力学, 2010,30 (5):40-47
7. 池顺良. 分量钻孔应变仪记录的汶川、芦山强震前兆应变异常[J]. 科技导报, 2013, 31(12)
8. 刘琦,张晶,晏锐等. 高采样率四分量钻孔应变同震响应分析[J]. 中国地震, 2013, 29(1):57-67
9. 李进武,邱泽华. 钻孔应变仪观测的面应变潮汐因子初步分析[J]. 地球物理学进展, 2014(5):2013-2018
10. 刘渊. 误差理论与数据处理[D]. 大连理工大学, 2009
11. 胡浩、王明照、杨杰. 自适应模糊加权均值滤波器[J]. 系统工程与电子技术, 2002, 2: 15-17

多参数可调加噪信号源*

李淑琪；李淑娴；韦 萌

（ 吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022 ）

摘要：电子设备的抗干扰能力的检测需要可以提供具有不同噪声的标准信号的装置。因此设计了多参数可调加噪信号源为待测设备提供含有噪声的多种标准信号。该信号源基于 ARM 内核的 STM32 系列单片机，采用直接数字频率合成技术（DDS 技术）、数模转换、程控放大和开关等基本原理，分别产生直流、正弦、方波等多种形式和幅值、频率、相位多参数可调的标准信号，以及高斯白噪声、固定频率噪声、带频等形式的噪声信号，然后将两路信号合成，实现标准信号加噪。

关键词：STM32；DDS 技术；数模转换；程控放大；波形生成；信号加噪

Multi-parameter adjustable noise-adding signal source

Li Shuqi; Li Shuxian; Wei Meng

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: The anti-interference ability of the electronic equipment testing need to provide standard signal with different noise of the device. So we designed a multiparameter adjustable plus noise signal source for the device under test to provide a variety of standard signal containing noise. The signal source is based on STM32 series single-chip computer with ARM core and adopts the basic principles of direct digital frequency synthesis (DDS), digital-to-analog conversion, programmable amplification and switching to generate standard signals with adjustable amplitude, frequency and phase in various forms such as DC, sine and square wave., as well as noise signals of Gauss white noise, fixed frequency noise and band frequency. Then combining the two signals to achieve standard signal add noise.

Key words: STM32; DDS technology; Digital-to-analog conversion; Program-controlled amplification; Waveform generation; Signal denoising

0 前言

信号源是实验室中常见的一种通用电子仪器，它可以产生多种类型的信号，作为被测电路系统的激励源，结合其它仪器仪表进行测量，用以验证电路的可靠性和稳定性。

对于测量仪器实际应用中大多数情况下很难确定输入信号内含有的噪声大小，同时这些噪声对仪器处理结果产生的影响也很难确定，因此很难确定仪器系统的抗干扰能力。而加噪信号源作为一种可以选择性地把已知噪声信号加入到已知标准信号中输出的信号源，可以非常方便直观地观察到输入的

噪声对仪器的输出所产生的影响大小，以此检测仪器的抗干扰能力。

1 整体方案设计及技术指标

1.1 整体方案设计

该信号源主要包括：主控模块、电源模块、键盘扫描模块、LCD 显示模块、标准信号生成模块、噪声信号生成模块、程控放大模块（2 路）、两路信号合成模块以及开关（2 路）。

键盘扫描模块由 4X4 按键开关组成，选择产生信号的种类，并设置信号的幅值和频率；LCD 显示模块由 LCD5110 显示屏及其外围电路组成，对键盘

*指导老师：王智宏

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017B65650)

扫描模块设置的参数进行显示。

标准信号生成模块输出标准信号，其波形主要有正弦、方波、直流信号三种。正弦信号由 DDS 单元产生，实现频率准确、可调；方波信号由 DDS 单元输出的正弦信号通过过零比较器产生；直流信号由主控模块内置 DA 输出。

噪声信号生成模块输出噪声信号，有 Gauss 白噪声、固定频率噪声、带频噪声信号三种，固定频率噪声由 DDS 单元产生，其余两种由外置数模转换单元进行转换，转换使用的高斯白噪声数组和带频噪声数组均由 matlab 软件产生，具有较好的随机性^[1]。

程控放大模块采用两路放大电路分别对标准信号和噪声信号进行可控放大，具体放大倍数由电压型程控放大芯片和后级放大电路控制，通过数模转换输出的电平值控制程控放大芯片的放大倍数，对两路信号进行放大；电源模块为其余各个模块提供合适的电源电压^{[2][3]}。

主控模块选用 STM32F103ZET6 芯片。主控模块通过 I/O 口接收键盘扫描模块发送的键值，并根据键值通过 I/O 口分别向标准信号生成模块和噪声信号生成模块发送波形和频率参数控制字，生成两路中间信号，同时向程控放大模块发送输出电平值去控制对两路信号的放大倍数，产生最终的标准和噪声信号。输出的两路信号分别由开关闭合或断开控制进入两路信号合成模块合成为输出信号，实现标准信号、噪声信号、加噪信号三种信号输出。系统方案图如图 1 所示。

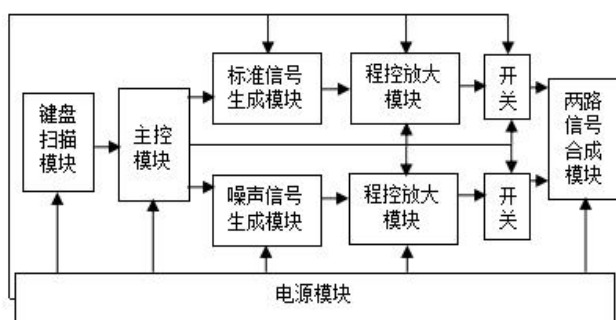


图 1 系统方案

Fig.1 System solutions

1.2 本设计的技术指标

1、标准信号：

- (1) 波形：正弦、方波、直流
- (2) 频带范围：1—1000Hz 可选
- (3) 输出电压范围：-12V—12V 可选
- (4) 输出电压误差范围：±10mV

2、噪声信号：

- (1) 噪声形式：高斯白噪声，固定频率噪声，带频噪声

(2) 频率范围：工作频率，1—1MHz

(3) 输出电压范围：0—5V

3、输出模式：噪声信号、标准信号、加噪声信号。

2 硬件电路设计

2.1 DDS 电路

DDS 技术是一种不同传统混频和锁相环方法的频率合成方法，其结构主要有相位累加器、波形存储器、D/A 转换器和低通滤波器等四部分组成，具有输出频率分辨率、成本低、功耗低、频率生成和切换速度快、相位连续的特点。其结构框图如图 2 所示。

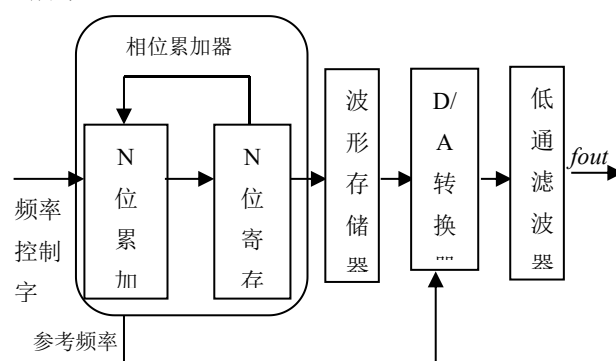


图 2 DDS 电路结构框图

Fig.2 The circuit structure diagram of DDS

如图所示，相位累加器由 N 位加法器与 N 位累加寄存器组成，直接决定 DDS 电路产生正弦信号频率的分辨率，在 DDS 电路中极其重要。在外部参考时钟（多为晶振）的驱动下，DDS 电路才能正常工作。每来一个时钟脉冲，加法器就将频率控制字与寄存器输出的值相累加，将相加后的结果发送到累加寄存器的数据输入端，这样在上一个参考时钟作用时产生的数据通过反馈的方式就输送到累加寄存器中了。加法器在下一个时钟脉冲的驱动下，不停的对频率控制字进行相位累加。此时，把累加器输出的数据作为地址，在波形存储器中通过查找地址所对应的幅值，就可以完成其从相位到幅值之间的转化^{[4][5]}。

在 DDS 模块中，输出频率的公式为

$$f_{out} = \frac{f_{clk}}{2^N} FW \quad (1)$$

输出信号的频率分辨率为

$$\Delta f = \frac{f_{clk}}{2^N} \quad (2)$$

本设计采用 AD9850 芯片产生不同频率的正弦波,采用 50MHz 参考频率,由于通过 DDS 技术产生的正弦波含有较多的高频噪声,需要通过低通滤波器进行滤波处理,本设计选择有源二阶低通滤波器获得波形较好的正弦波,然后通过过零比较器产生相等频率的方波,为了满足后续程控放大的要求,对生成的方波进行分压^[6],具体电路如图 3、图 4 所示。

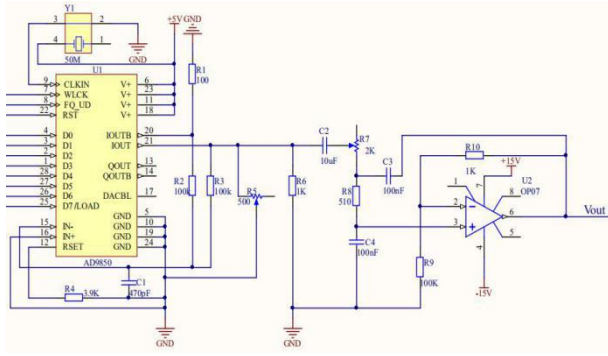


图 3 AD9850 外围电路

Fig.3 The peripheral circuit of AD9850

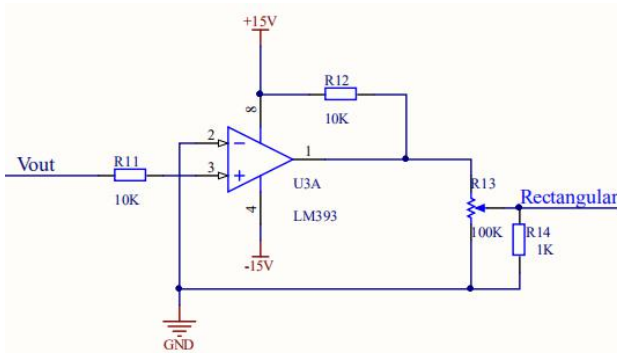


图 4 方波产生电路

Fig.4 The square wave generating circuit

2.2 D/A 转换电路

本设计采用 8 位 D/A 转换集成芯片-DAC0832,该芯片价格低廉、接口简单、转换控制容易,在单片机应用系统中得到广泛的应用。由于产生的信号存在阶梯状,需要通过低通滤波器进行滤波。对于 DAC0832 芯片比较特殊的是,这个芯片是电流输出型芯片,后级还需要加入运放进行电流和电压的转换,且为负极性输出,为了达到指标的要求,选择双极性输出电路形式,能够输出-5-5V 电压^[7]。具体电路如图 5 所示。

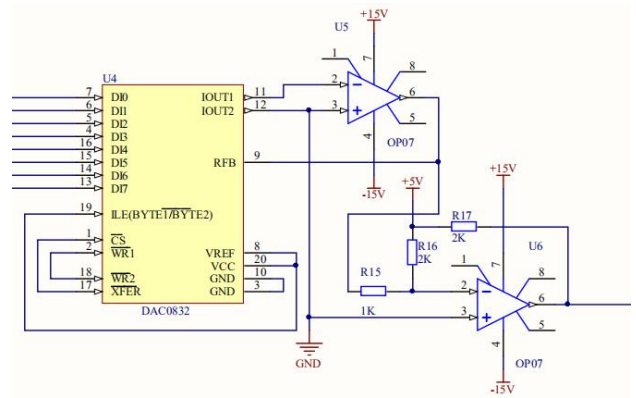


图 5 D/A 转换电路

Fig.5 D/A conversion circuit

2.3 程控放大电路

两路程控放大电路包括 AD603 前级程控放大单元、由 op07 芯片组成的后级放大电路单元和 DA C0832 数模转换单元。由 DAC0832 数模转换单元产生的电压值控制 AD603 前级程控放大单元的放大倍数;后级放大电路单元放大倍数固定,二者共同控制输入的标准信号合噪声信号的放大^{[8][9]}。两路程控放大电路如图 6、图 7 所示。

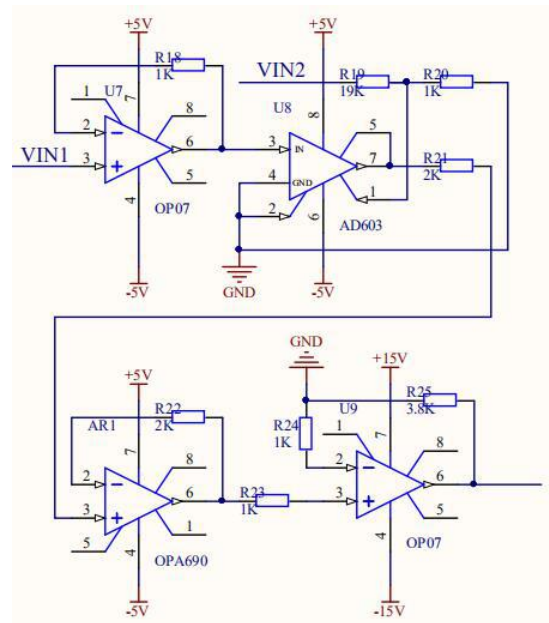


图 6 标准信号程控放大电路

Fig.6 The circuit of Standard signal programmable amplifier

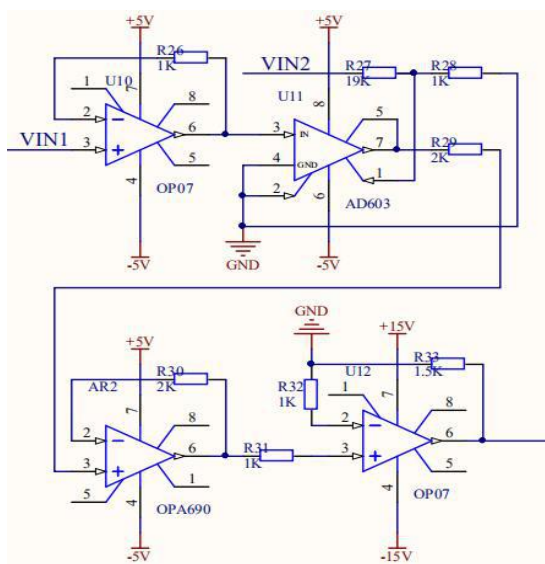


图 7 噪声信号程控放大电路

Fig.7 The circuit of noise signal programmable amplifier

2.4 合成电路

对于加法电路,有两种常见的形式-同相加法器和反相加法器。当使用同相时,输入阻抗低,输出阻抗大,输入的两路信号会相互干扰,得到的信号噪声较大,影响最后结果的准确性;反相加法器输入阻抗大,输出阻抗低,两路信号更容易流入加法器,而不会相互干扰,噪声小,精度高,因此本设计采用反相加法器。

合成电路采用模电中较为经典的反相加法电路,运放采用低噪声高精度的双极型运放 op07。由于反相加法器得到的信号相位相反,为了保持相位的一致,在加法器前加入反相器。具体电路如图 8 所示。

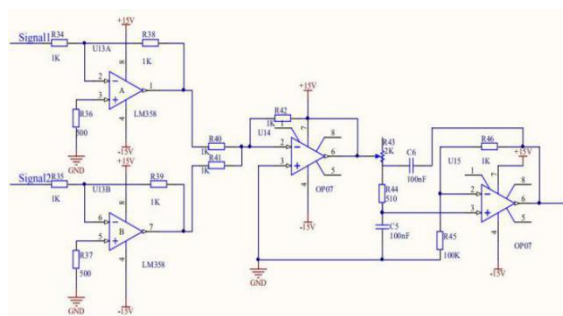


图 8 两路信号合成电路

Fig.8 The synthesis circuit of signals

3 系统软件设计

软件流程图如图 9 所示。

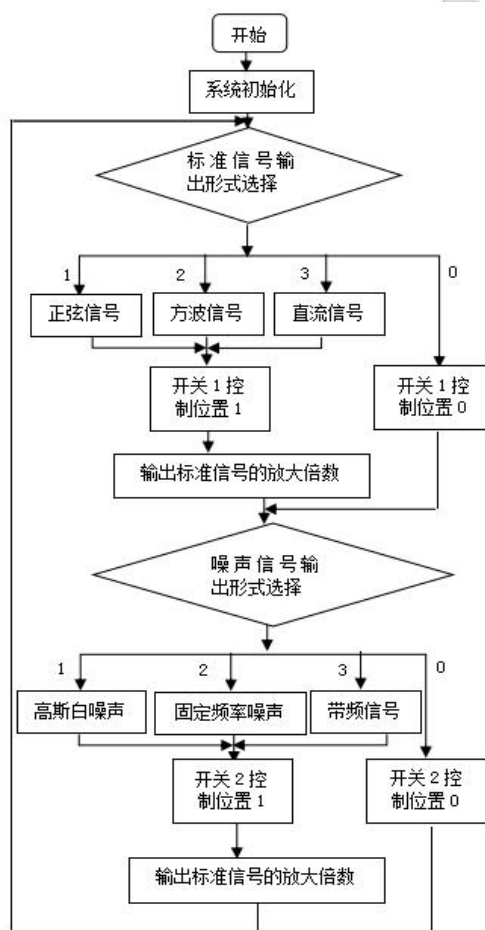


图 9 STM32 主要程序流程图

Fig.9 The Program flow chart of STM32

4 系统测试结果

表 1 标准信号幅值测试结果

Table 1 Test results of standard signals

测试结果	正弦信号		方波信号		直流信号	
	理想值/V	实测值/V	理想值/V	实测值/V	理想值/V	实测值/V
1	1.0	0.96	1.0	0.98	1.0	1.03
2	2.0	1.98	2.0	2.04	2.0	1.98
3	3.0	3.00	3.0	3.12	3.0	2.90
4	4.0	3.96	4.0	3.94	4.0	4.31
5	5.0	5.12	5.0	5.06	5.0	4.78
6	6.0	6.00	6.0	6.08	6.0	5.89
7	7.0	6.92	7.0	6.98	7.0	7.14
8	8.0	8.00	8.0	8.00	8.0	8.28
9	9.0	9.18	9.0	9.24	9.0	9.16
10	10.0	10.4	10.0	10.2	10.0	10.34
11	11.0	*	11.0	*	11.0	*
12	12.0	*	12.0	*	12.0	*

注: *为实际测试无法测得的数据

表 2 标准信号频率测试结果

Table 2 Frequency results of standard signals

验序号	波形类型	理想值 (Hz)	实际值 (Hz)
1	正弦信号	50	50.002
2		200	200.000
3		500	500.000
4		700	700.000
5		800	800.000
6		1000	1000.001
7	方波信号	50	50.013
8		200	200.007
9		500	500.001
10		700	700.000
11		800	800.004
12		1000	1000.000

从表 1 可以看出大部分实测值预理想值较为接近,但仍存在少数数据误差较大。表 2 可以看出通过 DDS 技术得到的信号频率的实测值误差小 0.1Hz 达到技术指标。

5 结论

本文设计了一种多参数可调加噪信号源,包括主控模块、键盘扫描模块、LCD 显示模块、电源模块、标准信号生成模块、噪声信号生成模块、两路程控放大模块、两路信号合成模块和开关,基于软硬件结合方法实现已知标准信号、已知噪声信号和加噪信号三种形式输出,且信号波形、频率、幅值等参数均可调,用以检验精密仪器的抗干扰能力。

参考文献

1. 虞贵财,邵玉斌,肖笛.产生高斯白噪声的研究与实现[J]. 电子科技,2006(11):16-18+22.
2. 李洋,袁三强,闫钰锋.基于 AD603 的程控直流宽带放大器设计[J]. 重庆文理学院学报(自然科学版),2010,29(06):28-31.
3. 赵铁男,蔡荣立.基于 AD603 的程控增益放大电路设计[J]. 山东农业大学学报(自然科学版),2018,49(01):40-43.
4. 林万荣.基于 AD9850 的 DDS 信号发生器系统设计与实现[J]. 中国有线电视,2015(11):1286-1290.
5. 黄汉平,邱波.基于 AD9850 构成的 DDS 正弦波信号发生

器设计与实现[J]. 电子世界,2013(04):57-59.

6. 宗接华. 基于 DDS 的实用信号发生器设计[D]. 湖南大学,2012.
7. 唐叶婷. 基于多采样率的多频段数字高斯白噪声的实现与研究[D]. 河北科技大学,2015.
8. 张林,赵俊渭,张银兵. 一种基于 DDS AD9832 的带噪声低频信号源设计[J]. 电声技术,2007,(05):37-39.
9. Peng Zhang, You Hua Ding, Han Ao Xia. The Design of Dynamic Target Echo Intermediate-Frequency Signal Source of Radar[J]. Applied Mechanics and Materials, 2014, 3468(644).
10. Hang Zhu, Shu ning Zhang, Hui chang Zhao. Single-channel source separation of multi-component radar signal based on EVD and ICA[J]. Digital Signal Processing, 2016, 57.
11. Hang Zhu, Shu ning Zhang, Hui chang Zhao. Single channel source separation and parameter estimation of multi-component PRBCPM-SFM signal based on generalized period[J]. Digital Signal Processing, 2015, 40.

集节拍捕捉和一体化蓝牙耳机的颈部按摩仪*

周子健；程 浩；赵汗青

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022）

摘要：电子产品技术发展至今，无线头戴式耳机和颈部按摩仪仍是充满提升前景和高消费需求的电子产品。由于头戴式耳机区别于其他耳机的适用于长时间工作不伤耳、音质高的特点，当今多数人会选择购买无线头戴式耳机作为上班、业余时的必备产品，但是由于考虑到发型、发汗等一系列原因，许多人会把头戴式耳机挂在颈部使用，但头戴式耳机原有的头戴式设计使得如此佩戴耳机的方式对耳机的稳定造成很大影响，这也就促使了专门的颈部佩戴耳机的形成。另一方面，当今社会人群由于生活和工作习惯的原因，或多或少存在一定的颈部病症，相比于去医疗机构进行治疗，更多人选择了购买按摩仪进行缓解，也就不可避免地要佩戴在颈部。而“颈部按摩无线耳机”就是在这种背景下提出的二位一体的能够满足两者的产品，并不只是两者的简单结合，而是通过调研对技术和外观等进行改进，综合了耳机使用者和按摩仪使用者的要求并进行优化，更符合消费人群和需求。

我们的目的就是已有的耳机与颈部按摩仪有机地结合在一起，通过研究和技术处理解决产品设计和制作中产生的各种问题，提升产品的整体性能。

关键词：DSP 技术 信号处理 声音识别

Neck Massage Instrument with Bluetooth Headset and beat capture

Zhou Zhijian; Zheng Fan; Zhou Zijian; Cheng Hao; Zhao Hanqing

(School of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022)

Abstract: Electronic product technology development to date, wireless headset and neck massager is still full of promotion prospects and high consumer demand of electronic products. Because the headset is different from other headphones for long hours of work without injury, high sound quality characteristics, most people today will choose to buy wireless headphones as a necessary product for work, amateur, but because of the hairstyle, sweating and a series of reasons, many people will head headphones hanging in the neck use, But the original head-mounted design of the headset makes the way the headset is worn have a big impact on the stability of the headset, which has prompted the formation of a dedicated neck wearing headset. On the other hand, today's social population because of life and work habits, more or less there is a certain neck illness, compared to the medical institutions to treat, more people choose to buy a massage instrument for relief, it is inevitable to wear in the neck. and "Neck massage wireless Headset" is put forward in this context of the two-bit one can meet the two products, not only the simple combination of the two, but through the investigation of technology and appearance and other improvements, a combination of headphone users and massager users of the requirements and optimization, more in line with the consumer population and needs.

Our aim is to combine the existing headphones with the neck massager organically to solve the problems arising from product design and production through research and technical processing to improve the overall performance of the product.

Key words: DSP technology Signal processing Voice recognition

0 前言

节拍捕捉按摩仪是通过蓝牙将手机或电脑中的音乐文件（如 MP3 格式的文件）先解码成由 PCM

*指导老师：周志坚 郑凡

项目类型：大学生创新创业训练项目(2018B6533)

编码的音频信号,再解码为子带编码(SBC)的数据通过蓝牙模块的顶层数据传输到 DSP 芯片中,DSP 芯片对接收到的音频文件先进行加窗预处理,在对加窗后的信号进行傅里叶变换,观察信号的频谱信息,然后通过当前帧与前一帧的差值计算,初步找到音频节奏,再用统计学上的时间序列分析方法更加精确地找到节拍点的位置,从而完成节拍识别并捕捉的过程^[1]。然后根据不同节拍点的幅值和位置,对应输出不同的 PWM 波,控制电机的工作状态,带动按摩仪做出不同的按摩效果。以实现根据不同音乐调整按摩频率的效果。

1. 音频节拍检测

根据创新项目的要求,要完成音乐节拍对电机转速的控制,就必须对输入的音频节拍进行识别^[2]。

图 1 为节拍识别的流程图:

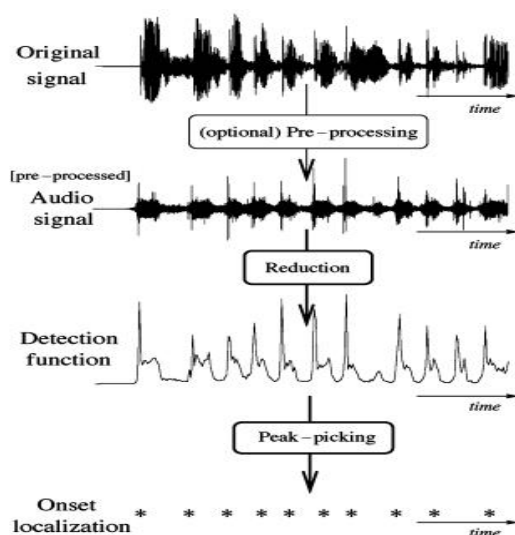


图 1 节拍捕捉流程图

fig. 1 Flowchart of a standard onset detection algorithm.

1.1 音频信号的预处理

对于输入的音频信号,首先进行预处理,即对音频信号进行加窗和分帧处理^[3-5]。取窗口大小为 1024,帧数通常约为 33-100 帧/秒。为了使帧与帧之间平滑过度,分帧一般采用交替分段的方法。上一帧与下一帧之间的相互重叠信号段的长度即为帧移。通常,帧移的长度不超过帧长的 1/2。分帧的实现过程是将定长的可移动窗口进行加权,即用窗函数 $w(n)$ 来乘原始信号 $s(n)$,形成加窗信号 $Sw(n)$ 如下所示。

$$Sw(n) = s(n) * w(n)$$

加窗分帧之后的信号如图 2 所示:

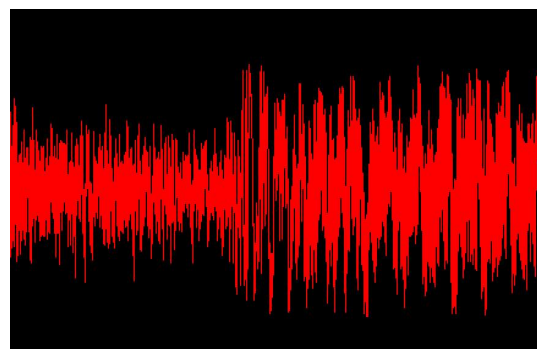


图 2 音频信号频域图

fig. 2 audio signal on frequency domain

对信号进行分段的频域分析,会产生截断效应,引起频率的能量泄露,为了保持声音信号的短时平稳性,需要选择合适的窗函数。由于海明窗可以有效地克服截断效应,其短时谱更加平滑。加窗分帧之后即要进行傅里叶变换。

1.2 音频信号的傅里叶变换

对进行加窗分帧之后的信号,进行傅里叶变换。快速傅里叶变换法的基本思想是利用复指数函数的周期性和对称性,充分利用中间运算结果,使计算工作量大大减少^[6-7]。它是将一长时间序列 $x(n)$ 分解成比较短的时间序列,子时间序列还可以再继续分解成更小的子时间序列,递推下去直到最后得到一个最简单的子时间序列,即到一数为止;然后利用傅里叶变换计算公式对最后得到的最简单的子时间序列进行傅里叶变换,再将各子时间序列的傅里叶变换结果按一定规则进行组合,最后便得到原时间序列的傅里叶变换结果。

根据之前所取的窗口的大小,并且取一般的音频采样率 44100,这样在 1s 内的窗口数为:

$$N = 44100 / 1024 = 43$$

即在每 1s 内观察信号的频率域,共分为 43 帧。

但即便得到了每一帧的时域信号的频谱,我们并不知道如何将频谱图的所有信息压缩成可管理的一维浮点阵列,从而可以轻松地峰值检测。

这里应用到了差值处理法。

1.3 音频信号的差值处理

差值处理是分析序列数据的基本方法。这个概念非常简单:对于每一个频谱,我们都计算出当前频谱之前样本窗口的频谱的差值^[8-9]。

我们把当前窗口数据减去上一个窗口数据,得到差值数据,如公式(1):

$$SF(k) = \sum_{i=0}^{n-1} s(k, i) - s(k-1, i) \quad (1)$$

通过傅里叶变换和差分处理后的数据,基本可

以看出音频节奏了，处理结果如图 3。

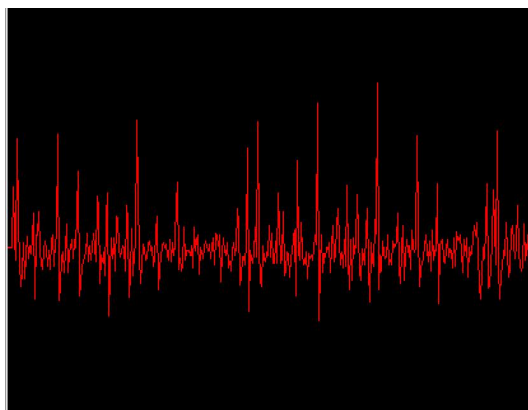


图 3 差分处理后的频域图

fig. 3 Frequency domain diagram after differential treatment

1.4 音频信号的节拍捕捉

对于处理后的数据，要对其进行更加精准的节拍捕捉，我们采用了时间序列数据分析的方法^[10]。时间序列分析(Time series analysis)是一种动态数据处理的统计方法。该方法基于随机过程理论和数理统计学方法，研究随机数据序列所遵从的统计规律以用于解决实际问题。

其基本步骤：一是取得被观测系统时间序列动态数据。

二是根据动态数据作相关图，进行相关分析，求自相关函数。

三是辨识合适的随机模型，进行曲线拟合，即用通用随机模型去拟合时间序列的观测数据。

这里对音频信号的节拍捕捉来讲，对其移动平均线进行分析。

已知一个窗口所代表的时间为：

$$1000 / (44100 / 1024) = 23.21\text{ms}$$

那么需要以 0.5s 为区间计算均值，需要的窗口数约为 22 个。这里取前 10 个窗口+后 10 个窗口计算均值。

对其均值作图与原音频比较如图 4：

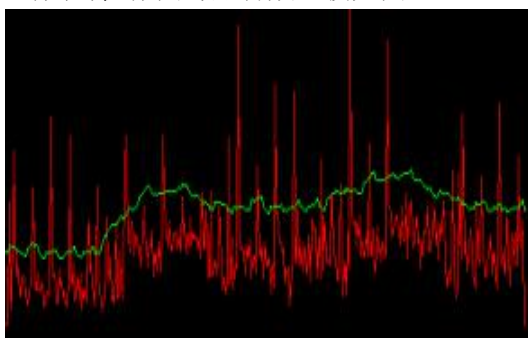


图 4 滑动平均线图

fig. 4 Moving average figure

之后取每个窗口中大于平均值的对应帧，即可得到图 5：

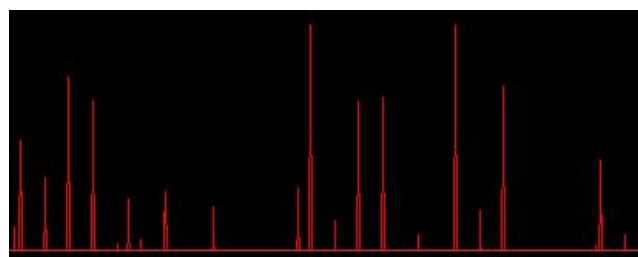


图 5 音频节拍图

fig. 5 Beats of audio

这样，对于一个音频信号，其节拍就很好地完成了捕捉的工作。

2 系统硬件设计与实现

2.1 硬件系统整体设计

整个系统基于 DSP 进行设计，以 TMS320F28335 为主控芯片，通过蓝牙进行数据传输，通过对音频文件的解码、加窗、傅里叶变换、取差值和时间序列分析等方法找出节拍点并产生相应的 PWM 波控制电机带动按摩仪工作，整体方案设计如图 6 所示

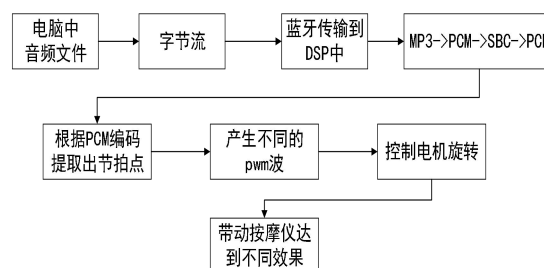


图 6 系统设计示意图

fig.6 System design

2.2 蓝牙音频传输设计与实现

2.2.1 蓝牙传输音频原理及数据结构

蓝牙技术是 1998 年推出的一种开放性短距离无线通信技术，它将通信技术和计算机技术相结合，实现了不同设备之间的数据传输^[11]。在本质上，无论是音频视频还是其他形式的文件，传输本质上都是字节流的传输，只不过由于设备所支持的不同的传输协议以及顶层文件系统解析情况之间的差异，才会出现音频传输这一特殊类别。

蓝牙技术同时支持语音和数据传输，可以使支持语音或数据的设备，或者是两者都支持的设备之间能够互相通信^[12]。

在音频传输过程中格式的选择上，根据编码码率由低到高可以分为 SBC (Sub-band coding, 子带编码) ACC (Advanced Audio Coding, 高级音频编码) APTX 和 LDAC。考虑到实际传输过程中速度

问题, 这里选择适当降低音质提高传输速度的方案使用 SBC 编码的方式进行传输。所以在实际传输过程中数据的格式变化为图 7 所示:

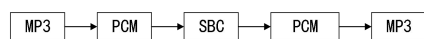


图 7 传输过程中数据格式

fig.7 Data formats in transmission process

2.2.2 蓝牙音频芯片选择及传输设计

作为整体设计的数据入口, 蓝牙模块通过与手机, 电脑上的蓝牙进行配对连接, 将音频信号通过蓝牙模块传输到 DSP 芯片中, 再进行后续的数据处理流程, 因此蓝牙传输的稳定性和准确性显得尤为重要。根据前期的调研情况, PCM 接口的音频传输相比较于 UART 接口的使用要更具优势也更加广泛。因此在传输时选择 PCM 接口。在考虑蓝牙传输模块的选择时, 传统的 HC-05 主从一体式蓝牙模块可以完成数据的传输, 但是是基于数据流形式的底层传输模式, 现有的技术已经将音频模块集成到一块 SOC, 其中包括针对音频信号的编码和解码以及相应的滤波、功放电路^[13]。使用起来更加方便快捷。

蓝牙模块采用 BT201 模块, 其优点是成本低: 由于是国产的芯片, 所以依托于海量的出货量, 和超强的市场竞争, 拉低了成本。支持的功能特别多: 支持串口 AT 控制功能, 支持 BLE 透传, 以及 SPP 透传功能。芯片内部的软件支持, 并且接口非常丰富, 也值得深入研究。蓝牙数据传输部分总体如图 8 所示:



图 8 蓝牙数据传输示意图

fig.8 Bluetooth Data Transmission design

2.3 电机模块

在颈部按摩仪中, 电机负责驱动按摩仪转动, 其转动频率与相位应当与音乐中的节拍时时对应。因此选用步进电机, 步进电机易于控制, 可以通过控制电机的起点来达到控制按摩棒的初始位置进而使两者同步的目的。除此之外, 步进电机没有积累误差的特点也非常适合音乐节拍的连贯性, 不会在歌曲的后半段出现更大的误差而影响听觉体验。

单个步进电机需要两路 PWM 脉冲, 一路用于步进控制, 另一路用于转向控制。利用 TMS320F28335 内部 PWM 模块产生两路独立的 EPWM1A 波形和 EPWM1B 波形, 两路带死区的 PWM 信号从引脚上直接产生^[14-15]。在步进电机的控制中, 控制信号由音频数据的处理结果决定由

DSP 产生, 其控制的内容与方法如下:

2.3.1 初始位置与计步器

由程序看来, 音乐最开始的位置会有一定时间的节拍空白, 并且不同的歌曲的首拍也在不同的位置, 为了使音乐的起始节拍与按摩棒的起始位置同步, 需要设计计步器。当然, 这类计步器的目的并非记录转过的步数, 而是找准位置。因此计步器以转过一圈的步数为最大值循环计数即可^[16]。

当 MATLAB 对音频数据进行计算后, 将得到以下需要传输到 DSP 的数据: 一是初始时间, 音乐开始到音乐首拍的时间; 二是初始位置, 大部分音乐的节拍中每一节强拍的位置是一致的, 但音乐首拍并不一定是一个节拍的开始, 因此初始位置与音乐首拍的性质有关, 并且是不固定的; 三是音乐频率, 假设音乐的每一节拍都是两秒钟 (事实上这是音乐中约定俗成的事情), 但四分拍与八分拍中转过一圈的周期是不一样的。

2.3.2 转速与音乐频率

步进电机的转速是由脉冲频率决定的, 脉冲的调配方法有两种, 本系统采用的是软件法来实现脉冲调配的。在周期中断时, 在中断处理子程序时, 通过修改比较方式寄存器 ACTRA / B 中的相应位为“强制高”或“强制低”来控制某相通断电, 实现换相^[17]。步进电机的速度控制是通过控制 DSP 发出的步进脉冲频率来实现的, 具体地说, 就是通过控制 DSP 定时器的周期值来控制步进脉冲的频率。

按摩棒的形状有两个峰值可以对应音乐节拍中的强拍和次强拍。音乐中很少出现在一个整拍里出现两个以上的强拍的情况 (不包括两个), 因此最高的频率为八分拍四强拍对应的一秒两圈, 最低四分拍一强拍一次强拍对应的两秒一圈。

2.3.3 转向与换相

步进电机的通电换相顺序是严格按照步进电机的工作方式进行的, 在双四拍的通电方式中, 电机正传的通电顺序是 A-B-A⁻B⁻, 反向的顺序是 A-B⁻-A⁻-B。在颈部按摩仪中, 单方向的按摩是大忌。因此我们在歌曲与歌曲之间变化, 这个参数不是上位机传输进来的, 而是在 DSP 中节拍发生改变后做出的改变。

3 结论

基于蓝牙技术和 DSP 技术的颈部按摩仪能够让使用者在欣赏音乐的同时享受按摩的舒适, 现有的产品都不能达到两种效果。本设计通过对音频信

号的解码和节拍点的捕捉提取，调整按摩频率以实现预期功能。

通过测试 3 首不同类型的音乐，电机工作过程和按摩仪输出效果有明显差别，在低音部分耳机输出效果良好，具有足够高的电平。通过 MATLAB 上位机音频软件检测发现在低频段的能量占 40% 以上。

参考文献

1. G. Pacini Panebianco, M.C. Bisi, A.L. Mangia, R. Stagni, S. Fantozzi. Analysis of temporal gait parameters during walking on sand using inertial wearable sensors[J]. Gait & Posture, 2018, 66.
2. 何晓亮. 舞蹈机器人中音乐节拍的识别[J]. 电子设计工程, 2013, 21(04): 19-21+25.
3. 胡建建, 曾培峰, 唐莉萍, 臧珠萍. 基于高斯低通滤波的音乐节拍提取[J]. 东华大学学报(自然科学版), 2011, 37(01): 72-75+80.
4. 李娜. 音乐节拍实时跟踪系统的研究及应用[D]. 山东大学, 2011.
5. 胡建建. 基于高斯低通滤波的音乐节拍提取方法的研究[D]. 东华大学, 2011.
6. 杨洁, 李双田. 一种高效的音乐节拍检测算法及其在 DSP 中的实现[J]. 信号处理, 2010, 26(08): 1246-1251.
7. 杨洁, 李双田. 一种高效的音乐节拍检测算法及其在 DSP 中的实现[J]. 信号处理, 2010, 26(08): 1246-1251.
8. 曹海涛. 基于时频域分析的音频信号滤波与识别技术研究[D]. 广州大学, 2016.
9. 路瑞茜. 音频监听系统中活动语音信号检测技术研究[D]. 沈阳理工大学, 2016.
10. 李煜. 基于小波的音频信号的滤波与频谱分析[D]. 哈尔滨工程大学, 2013.
11. 张琴. 基于蓝牙技术的语音传输研究[D]. 南京理工大学, 2004.
12. 许铭. 蓝牙技术的原理与实现[D]. 中国科学院研究生院(计算技术研究所), 2002.
13. 赵秀玲, 邱思杰, 林永军. 基于蓝牙语音传输的导盲器[J]. 电子世界, 2013(15): 78-78.
14. 胡沛茹, 芮亚楠. 一种蓝牙音频流传输方案的设计与实现[J]. 现代电子技术, 2006, 29(3): 31-33.
15. 林婉姩, 陈鑫悦, 胡秀婷, 王顺利, 张瑞怡, 王野. 一种基于 DSP28335 电机自取能式供电及振动温升检测传感器设计[J]. 电子世界, 2018(24): 66+68.
16. 熊永康, 李跃忠, 全丽希. 基于 TMS320F28335 的微位移步进电机控制系统设计[J]. 电子技术, 2014, 43(04): 61-63+54.
17. 贾佳, 刘娟. 基于 TMS320F28335 的步进电机控制系统研究[J]. 装备制造技术, 2015(11): 293-294.

基于光电容积脉搏波的便携式血液流速测量系统*

刘光达；吴 盟；李雨竹；郭拂晓；胡 鹤

（吉林大学仪器科学与电气工程学院，吉林长春，130026）

摘要：本系统是基于光电容积脉搏波的便携式血液流速测量系统，采用了无创血液流速检测方法，采集到两路脉搏波波形。并利用差分阈值法计算传播时间，进而计算血液流速。所测结果与实际血液流速十分接近。

关键词：光电容积法 血液流速 脉搏波 差分阈值

Portable blood flow measurement system based on photoplethysmography

Liu Guangda; Wu Meng; Li Yuzhu; Guo Fuxiao; Hu He

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun, 130026, China)

Abstract: This system is a portable blood flow velocity measurement system based on photoelectric volume pulse wave, and collects two paths of pulse wave form. Differential threshold method was used to calculate the propagation time, and then the blood speed was calculated. The measured results are very close to the actual blood speed.

Key words: method of photoelectric volume blood speed pulse wave differential threshold

0 引言

心脏收缩产生的压力是血流的来源。血流速度受血栓、血液粘度和心脏功能等因素的影响。它可以作为许多生理条件的监测指标，具有很好的临床诊断和监测的生理和病理学意义，是医学临床诊断的重要检测方法。血流量的测量可以帮助诊断一些疾病，如由于血流异常、血流不畅、短路流等引起的心脏瓣膜病。先天性心脏畸形或者诊断颈动脉和四肢动脉的末梢血管狭窄、闭塞等病变，并判定其严重程度。

1975年，Sten报道了首次应用多普勒血流仪监测皮肤微循环血流^[1]。1993年，国内林国兴建议根据激光多普勒效应测量血流速率，激光多普勒效应是一种植入式测量^[2]。2010年，中国江洪提出了一种微波检测血流速率的方法^[3]。2014年，周恒提出了一种基于光纤传感技术的血流测量方法^[4]。2017年，赵民提出基于多电极电磁测量血液流速的方法^[5]。2018年，王晓春等人提出基于甚高频超声测量血液流速

的方法^[6]。随着科技进步，我国医疗器械开始进入无创伤或者微创伤的时代，微型化、智能化将是未来医学仪器的发展方向^[7]。

基于以上研究，以朗伯-比尔定理和光散射理论为基础，本文提出基于光电容积脉搏波的无创血液流速检测方法，即用手臂上两点的距离除以脉搏波在两点间的传导时间，得到两点间脉搏波的传导速度，即可近似为两点间的血液流速。

1 有创血流速度的测量方法

目前，常见的血流测量方法大多是侵入性方法。以冠状动脉血管造影血流法为例。常规冠状动脉血管造影术是一种导管技术，其将X射线造影剂直接注射到冠状动脉中以形成数字序列图像。存储分析。利用计算机技术跟踪冠脉内造影剂的前端，并测量造影剂前端在两帧图像间移动的距离L，设帧间历时时间T，即可获得冠脉血流速度 $V=L/T$ 。

有创血液流速测量，给被测人带来较大的不适，有创血液流速测量，给被测人带来较大的不适，对

*指导老师：刘光达

项目类型：大学生创新创业训练项目(2017A65297)

一些血液类疾病患者更容易造成身体伤害^[8]。

2 无创血液流速的测量方法

2.1 测量原理

物质对光吸收的程度可以用 (lamber-beer) 定律^[9]描述:当强度为 I_0 的单色光入射到均匀物质中时,部分光能量被物质所吸收,而另一部分光会从物质中射出,出射光的强度 I 为:

$$I = I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cd} \quad (1)$$

— $\varepsilon(\lambda)$ 为物质对波长为 λ 光的摩尔消光系数

— c 为吸光物质浓度

— d 为光在介质中传播的路径长度,称为光程长

由上式可知,波长一定时,物质的吸光度和它的浓度成正比,当恒定波长的光照射到人体组织上时,通过人体组织吸收、反射衰减后测量到的光强在一定程度上反映了被照射部位组织的结构特征。

光子在人体组织中传输会发生吸收和散射作用。当光照射到人体组织中后,一部分光子会经过多次散射作用改变原始传输路径,最终射出组织表面;另一部分光子则会在传播的过程中被组织所吸收,如图 1 所示。

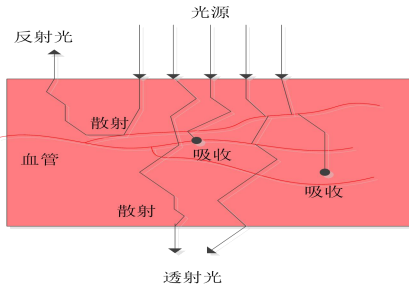


图 1 光子在人体组织中传播示意图

Fig.1 The diagram of the photon propagation in Human tissues

由于动脉血液的脉动,通过动脉血液的光子被吸收的程度随着动脉血液的脉动而周期性地变化:当心脏收缩时,动脉血液被泵入周围的血管,被吸收此时的鲜血。当光子增加时,光强度减弱;当心脏扩张时,血液流回心脏,此时,血液吸收的光子减少,发射光的强度增加。我们将此光强度分量定义为随时间变化的 AC 分量。不通过动脉血的光子的另一部分被诸如软组织,骨骼和静脉血的非跳跃成分吸收和散射,并且发射的光强度相对稳定。我们将发射光强度的平均值定义为 DC 分量。当光电探测器用于检

测组织表面上的发射光时,获得强度随心跳而变化的信号。我们称这个信号为光电容积描记(PPG)信号,如图 2 所示。

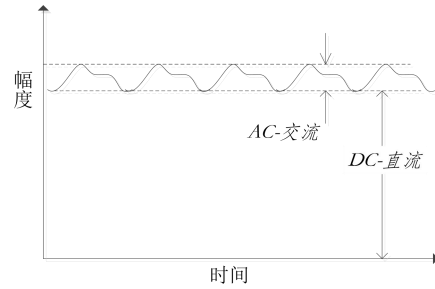


图 2 组织对光的吸收作用所产生的 PPG 信号

Fig.2 the PPG signals produced by the body's absorption of light

由于在红光和红外光区 (600~1000nm), 血液中氧合血红蛋白 (HbO₂) 和脱氧血红蛋白 (Hb) 的吸收光谱 (如图 3 所示) 是其特有的, 所以将波长 λ 为 940nm 红外光作为本系统的光源, 皮肤表面的出射光由接收器接收, 即可得到光电容积脉搏波。

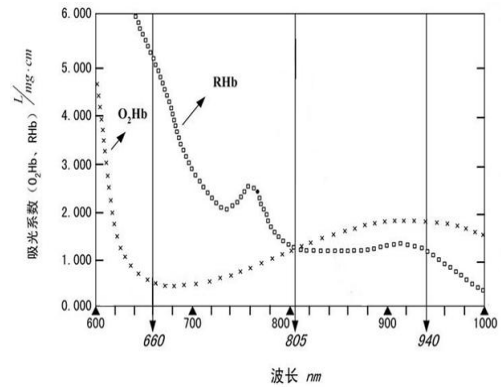


图 3 O₂Hb 和 RHb 吸收光谱

Fig.3 O₂Hb and RHb absorption spectrum

根据 Lambert-Beer 定律,当光强为 I_0 的单色光 (波长为 λ_1) 照射到人体组织时,出射光强度为:

$$I(t) = I_0 e^{-\{\varepsilon_0(\lambda_1)c_0d_0 + [\varepsilon_1(\lambda_1)c_1 + \varepsilon_2(\lambda_1)c_2]d(t)\}} \quad (2)$$

上式中, $\varepsilon_0(\lambda_1)$ 表示组织内的肌肉、脂肪、皮肤、骨骼以及静脉血等不跳变成分对波长为 λ_1 光源的总体消光系数。 c_0 为上述物质的总体浓度。 d_0 为光在这些不跳变成分中传播的有效光程长。

$\varepsilon_1(\lambda_1)$ 和 $\varepsilon_2(\lambda_1)$ 分别为含氧血红蛋白和还原血红蛋白对波长为 λ_1 的光的消光系数, c_1 和 c_2 分别为含氧血红蛋白和还原血红蛋白的浓度。 $d(t)$

为光在动脉血中传播的光程长，它随着脉搏跳动而改变。

当心脏收缩到收缩期最高压力点时（见图4），血管舒张达到最大，光程长 $d(t)$ 也达到最大值 d_{\max} ，此时出射光强最弱：

$$I_{\min} = I_0 e^{-\{\epsilon_0(\lambda_1)C_0d_0 + [\epsilon_1(\lambda_1)C_1 + \epsilon_2(\lambda_1)C_2]d_{\max}\}} \quad (3)$$

当心脏舒张时，此时血管收缩到最小，光程长 $d(t)$ 减小到最小值 d_{\min} ，此时输出光强度最强：

$$I_{\max} = I_0 e^{-\{\epsilon_0(\lambda_1)C_0d_0 + [\epsilon_1(\lambda_1)C_1 + \epsilon_2(\lambda_1)C_2]d_{\min}\}} \quad (4)$$

上述两式相除得：

$$\frac{I_{\min}}{I_{\max}} = e^{-[\epsilon_1(\lambda_1)C_1 + \epsilon_2(\lambda_1)C_2](d_{\max} - d_{\min})} \quad (5)$$

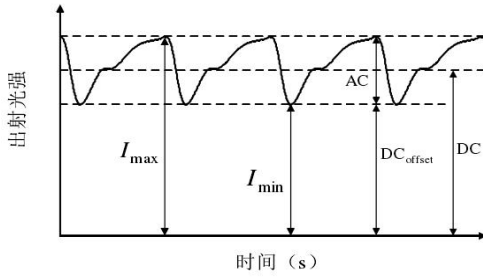


图4 透射光强随心跳变化示意图

Fig.4 the change of the transmission light's intensity along with heartbeating's schematic diagram

定义 $\Delta d = d_{\max} - d_{\min}$ ，则上式变为

$$\ln\left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}}\right) = -[\epsilon_1(\lambda_1)C_1 + \epsilon_2(\lambda_1)C_2]\Delta d \quad (6)$$

由于出射光中跳变成分（AC）远远小于非跳变成分（DC），上式可以近似为：

$$\ln\left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}}\right) = \ln\left(\frac{DC_{\text{offset}, \lambda_1}}{AC_{\lambda_1} + DC_{\text{offset}, \lambda_1}}\right) \approx \frac{AC_{\lambda_1}}{DC_{\lambda_1}} \quad (7)$$

由上所知，当固定波长 λ_1 的光照射血管时，因动脉血搏动确实会引起吸光度的变化，定义这个变化度为 ΔA_{λ_1} ，则

$$\Delta A_{\lambda_1} = -[\epsilon_1(\lambda_1)C_1 + \epsilon_2(\lambda_1)C_2]\Delta d = \frac{AC_{\lambda_1}}{DC_{\lambda_1}} \quad (8)$$

综上所述，基于 Lambert-Beer 定律和血液中氧

合血红蛋白（HbO₂）和脱氧血红蛋白（Hb）的吸收光谱，光电容积脉搏波传感器可以得到强度随心跳而变化的信号，即光电容积脉搏波，我们便可以利用这个信号进行下面的研究。

同有创血流速度的测量原理相似，在同一条血管上间隔一段距离安放两个光电容积脉搏传感器，采集得到两个位置的脉搏波，根据脉搏波波形得到两个脉搏波形的传导时间T，在测量出等效血管长度S的前提下，由公式：

$$V = \frac{S}{t} \quad (9)$$

可计算出脉搏波速，可近似等效为血液流速。

脉搏波传导时间的计算是通过在人体体表桡动脉的两个部位放置光电脉搏传感器，之后利用单片机对两路脉搏波进行简单放大滤波处理，得到较为理想的脉搏波。再用A/D转换把这两路脉搏波转换为数字信号。通过计算上下两通道脉搏波形主波峰之间的时间差，即是桡动脉两部位之间脉搏波传导时间T。采集设备通道一测量桡动脉靠近肘关节部位脉搏波波形，通道二测量桡动脉靠近手腕部位脉搏波波形。时间T的测量原理如图5所示。

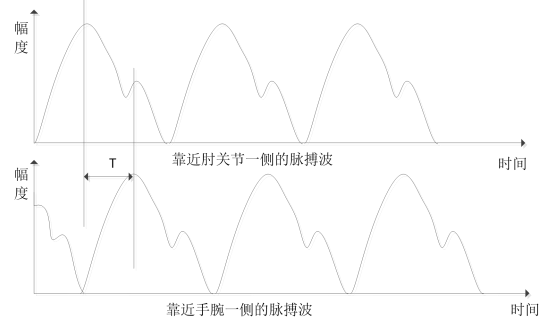


图5 脉搏波传导时间T测量原理图

Fig.5 the measurement schematic diagram of the pulse wave's conduction time T

其中找到脉搏波信号的主波峰是重中之重，可以用阈值差分法。

2.2 脉搏信号的波形特征

脉冲信号波形图的特征点如图6所示。其中,A点和G点是主动脉开放点,也称为初始射击点,可以作为脉冲信号的起点和终点;B是脉冲信号的主波峰,C是脉冲信号的潮波前沿,D是脉冲信号的潮汐波(前脉冲前波),E是中间峡谷的脉冲信号(重击波波谷),F是脉冲信号再脉动峰值。图6脉搏信号特征点示意图

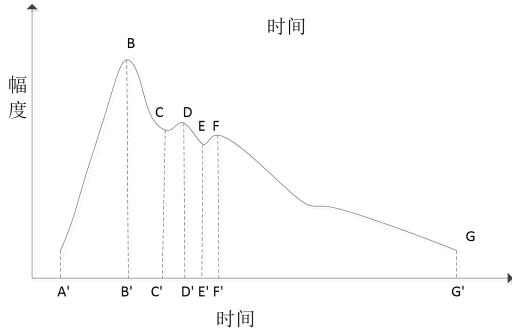


图 6 脉搏信号特征点示意图

Fig.6 Schematic diagram of the pulse signal feature points

2.3 脉搏信号主波峰的确定

1) 记脉搏信号为 $x(t)$, 找到 $x(t)$ 的最大值 m :

$$m = \text{Max}[x(t)] \quad (10)$$

2) 从最大值 m 减去某个值 a , 并记录 $b = m - a$ 作为阈值, 执行脉冲信号的阈值处理, 将高于 b 的值设置为 b , 否则将其设置为 0, 结果记录为 $y(t)$:

$$y(t) = \begin{cases} 0, & x(t) < b \\ b, & x(t) \geq b \end{cases} \quad (11)$$

3) 对 $y(t)$ 求差分, 结果记为 z , 脉搏信号的升支对应 z 为 1 的点, 记为序列 C_0 , 脉搏信号的降支对应 z 为 -1 的点, 记为序列 D_0 , 脉搏信号主波波峰位置即为每相邻的两个升支之间的最大值 \max , 最小值 \min 即为脉搏信号始射点的位置:

$$z = y(t) - y(t-1) \quad (12)$$

$$\max = \text{Max}(z) \quad (13)$$

$$\min = \text{Min}(z) \quad (14)$$

在最大值 \max 和最小值 \min 之间寻找最大值, 靠近主波的点为潮汐波峰所在点。对于脉搏信号受干扰严重的波形采用上述方法, 结果存在误差, 在这里, 采用算术平均滤波方法对其进行平滑后再进行步骤 2) 的处理。

对于高血压脉冲信号, 潮汐波峰值可能超过主

波峰值, 即, 最大检测值可以是潮汐波而不是主波。根据主波上升和脉冲信号分支一般快速平滑上升的特点, 可以计算出最大值前面的某些点的斜率, 然后与上升分支上的斜率进行比较。如果相位相似, 则认为是主波峰。否则, 它被认为是潮汐。将此点向左移动可再次找到主波峰。图 7 为阈值差分法流程图

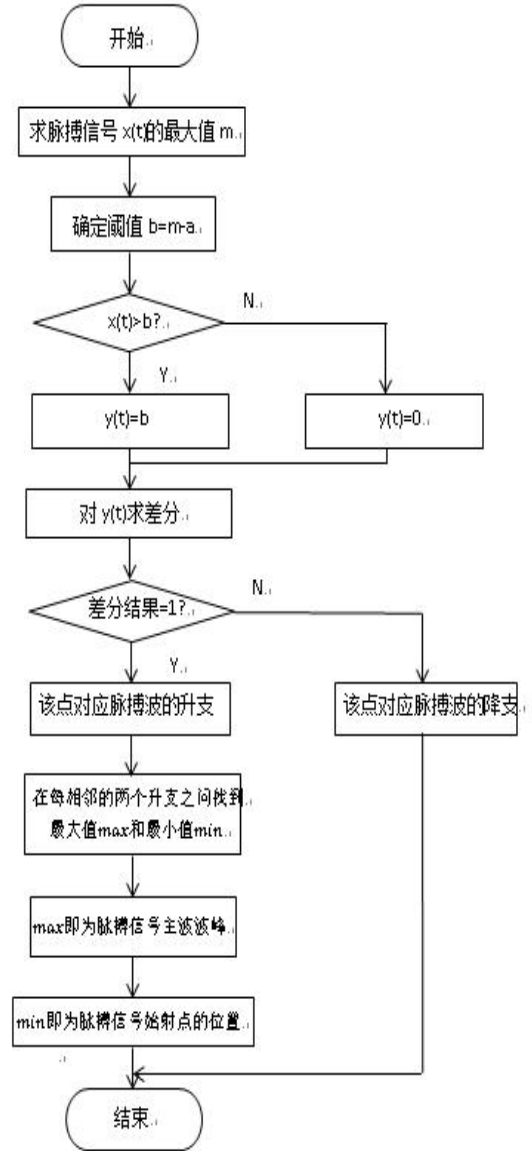


图 7 阈值差分法流程图

Fig.7 Differential threshold method flow chart

这样把每个信号的波峰点记录下来, 观察两路脉搏信号波峰点出现的时间差, 记录几组并求得平均值, 即为脉搏波传导时间 T 。两路脉搏波的差分阈值如图 8 所示

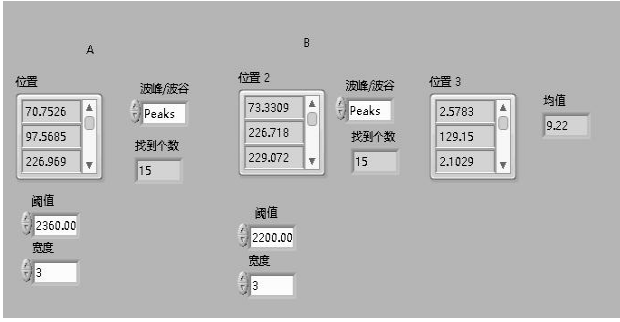


图 8 两路波形差分阈值

Fig.8 Two-way waveform differential threshold

3 便携式血液流速测量系统

3.1 硬件系统组成

图 8 为血液流速测量系统框图，主要分为模拟电路部分和数字电路部分。模拟电路部分主要是将脉搏传感器采集到的人体脉搏信号进行限幅、放大和滤波，从而使得传感器采集的脉搏信号能够适用于数字处理；数字电路部分主要是微处理器(51 单片机)的小系统电路、A / D 转换电路和显示电路，主要的功能是完成脉搏信号的处理及显示。主要功能模块包括光电脉搏传感器及其接口电路，传感器输出信号的放大滤波电路，A / D 采样接口电路，相关运算处理(由单片机完成，为软件部分内容)，显示电路等几个部分。图 9 为血液流速计的系统框图。

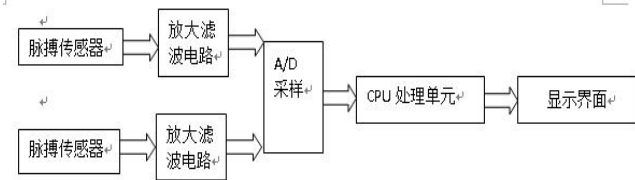


图 9 血液流速计的系统框图

Fig.9 the system chart of the blood velocimeter

3.2 光电脉搏波信号处理

经信号调理后，光电脉搏传感器输出的两路光电容积脉搏波信号波形如图 10 所示：



图 10 脉搏波信号原始波形

Fig.10 Pulse wave signal original waveform

为了去除脉搏信号中的工频干扰，我们可以设

计 50 HZ 的陷波器，得到 50HZ 陷波器的传递函数和频率响应分别为：

$$H_{RS}(z) = H_{AP}(z) - H_{BP}(z) \\ = (z^{-4l})^k - \left[\frac{1 + z^{-4(2l+1)}}{1 + z^{-4}} \cdot \frac{1}{2l+1} \right]^l \quad (15)$$

$$H_{RS}(e^{j\omega}) = H_{AP}(e^{j\omega}) - H_{BP}(e^{j\omega}) \\ = \left[1 - \left[\frac{\cos(2(2l+1)\omega)}{\cos(2\omega)} \cdot \frac{1}{2l+1} \right]^k \right] e^{-j4lk\omega} \quad (16)$$

由于陷波信号由陷波滤波器处理,因此脉冲信号中仍然存在严重的 EMG 干扰,并且低通滤波器对脉冲信号的干扰减小。为此,使用零极点抵消方法设计简单的低通滤波器。滤波器的传递函数和频率响应如下：

$$H_{LP}(z) = \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} = 1 + z^{-1} + \dots + z^{-M} \quad (17)$$

$$H_{LP}(e^{j\omega}) = e^{\frac{-j(M-1)\omega}{2}} \cdot \frac{\sin(\frac{\omega M}{2})}{\sin(\frac{\omega}{2})} \quad (18)$$

滤波后两路光电容积脉搏波信号波形如图 11 所示



图 11 滤波后脉搏波信号波形

Fig.11 Filtered pulse wave signal waveform

4 实验分析

从典型的高血压和弦脉冲信号中提取时域特征点。结果如图 12 所示。在该图中,横坐标是脉冲信号的点数。纵坐标是脉冲压力的量化值。从图 12 中可以看出,准确地提取了脉冲信号的主波和潮汐波。图 12 脉搏信号的时域特征提取：

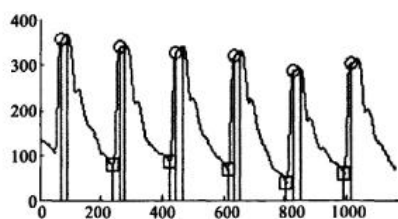


图 12 脉搏信号的时域特征提取

Fig. 12 The time—domain feature extraction of the pulse signal

由差分阈值法得到两路波形峰峰值后，计算二者差值的均值，得到血液流速时间。实验中两路传感器距离为 5cm，时间结果如图 13 所示

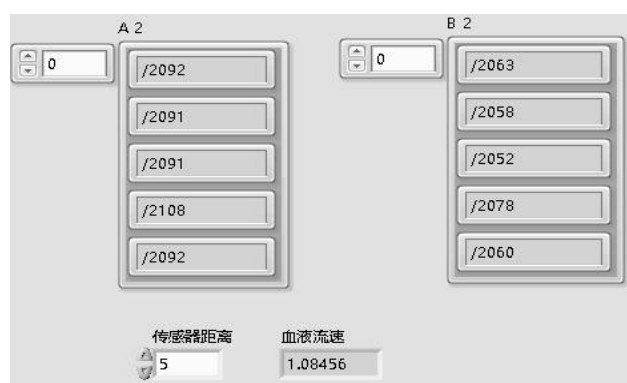


图 13 血液流速测量结果

Fig. 13 Blood flow rate measurement

5 结论

通过光电容积脉搏传感器，能够采集到两路完整的脉搏波信号，并且差分阈值法也能够有效的对脉搏波峰峰值进行提取。本系统最终得到的结果与实际血液流速十分接近，验证了本方法的可行性。

参考文献

1. Stern MD. In vivo evaluation of microcirculation by coherent light scaling. Nature, 1975, 254: 56-58
2. 林国兴. 用光纤多普勒效应测量血液流速. 仪表技术与传感器, 1993, 1: 34-35
3. 江红. 血液流速微波检测仪的研制: [硕士学位论文]. 华东师范大学, 2010
4. 周恒. 基于光纤传感技术的血液流速测量技术研究: [硕士学位论文]. 长春理工大学, 2014
5. 赵民. 基于多电极电磁测量的血液流速仪研究: [硕士学位论文]. 河北科技大学, 2017

6. 王晓春, 周盛, 杨军, 邢维忠, 王效宁, 王延群, 计建军. 一种甚高频超声仿血液流速测量系统的实验研究. 生物医学工程与临床, 2018, 2: 138-142
7. 中投顾问. 2016-2020 年中国医疗器械行业投资分析及前景预测报告
8. 李景文, 龙村, 张保洲. 反射式血氧饱和度监测仪的设计与应用. 生物医学工程与临床, 2003, 7(1): 3-6.
9. 主编吕玉光. 仪器分析. 中国医药科技出版社, 2016

基于 MEMS 加速度传感器的西瓜成熟度无损检测系统设计*

凌振宝；刘文燕；王宇航；高佳奇

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：西瓜是我国很重要的一种农作物，为了给农民增加收入、调整农村的产业结构，已经成为首选经济作物。在分析了国内外对检测水果是否成熟的研究后，本文设计了一个无损西瓜成熟度检测系统，系统利用声振法的原理，将嵌入式和 MEMS 微机电技术相结合，具有无损、体积小、成本低等特点。本文首先对该检测进行了方案上的论证，并进行系统软硬件设计，并给出测试结果，实现了检测西瓜是否成熟并且不对其外表和果肉造成损伤。

关键词：西瓜成熟度 MEMS 加速度传感器 无创

Non-destructive Testing System for Watermelon Maturity Based on MEMS Acceleration Sensor

Lin Zhenbao; Liu Wenyan; Wang Yuhang; Gao Jiaqi

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012)

Abstract: As one of the important economic crops in China, watermelon has become the best choice for farmers to increase their income. After analyzing the existing watermelon non-destructive testing technology and the research status at home and abroad, this paper proposes a non-destructive testing system for watermelon maturity based on MEMS accelerometer. Using the principle of acoustic vibration method and combining embedded technology with MEMS technology, The system has the characteristics of low cost, portable and non-invasive. In this paper, the scheme of watermelon maturity detection was firstly demonstrated, and the system software and hardware design was carried out. The test results were given to realize the function of detecting watermelon maturity without destroying watermelon.

Key words: watermelon maturity MEMS Acceleration Sensor noninvasive

0 前言

目前经济发展日新月异,人们的生活日益富足,消费观念也大大提升,蔬菜水果的品质,也成为人们愈发在意的东西。目前很多农作物都形成了规模化的生产链,西瓜作为我国重要的经济作物之一,自然也在此列。在消费市场上随时随地可见西瓜销售,然而在西瓜生产链扩增的同时,社会对果蔬安全问题也提高了关注度。为了获得更多的利益,有部分瓜农用催熟剂促进西瓜早熟,这使得西瓜品质大大

降低。除此之外,部分瓜农过分依赖农药等化学品对西瓜进行西瓜病虫害防治,这就导致投入市场中的西瓜成熟度依然参差不齐。通过调研可知有超过30%成熟度不能达到标准的西瓜投入消费市场中销售。在售卖的过程中,许多消费者仅仅凭借着传统的西瓜成熟度判别方法,并不能使消费者对其成熟度得到一个直观的认识,更不够准确,因此就导致有些消费者的权益受到了侵害。

在分析了国内外对检测水果是否成熟的研究后,本文设计了一个无损西瓜成熟度检测系统,将MEMS^[1]微型技术和嵌入式相结合,在数据处理方

*指导教师：凌振宝

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017A65286）

面,则采用 FFT 变换技术,使得系统具有可便携、低成本、无创的特点。本设计旨在帮助消费者能够准确的测量西瓜成熟度,并且较为快速与简单,同时可以规范市场销售,可避免生瓜上市,并对西瓜根据成熟度不同来分别储存与运输、销售各环节都具有重大理论和实践意义。

1 检测西瓜成熟度的总体方案设计

1.1 设计原理

声振法是一种有效的西瓜品质无损检测的方法。从结构角度来说,西瓜的内部可以分为皮和瓜瓤,而从皮到瓤的中心,可溶性固形物的含量逐渐增加^[2]。虽然瓜瓤不同部分的弹性模量有所差异,但是不是很明显。但对于含糖量不同的西瓜来说,其各个瓜瓤的弹性模量变化比较大,其差异在 20% 以上。而西瓜的振动特性又受到瓜瓤弹性模量的变化影响,这就提供了理论依据使得可以利用声振法对西瓜进行无损的成熟度检测^[3],根据研究提出的,西瓜的杨氏模量可以用以下公式来测量^[4]。

$$E_{\text{cof}} = f^2 m^2 / 3 \quad (1)$$

公式中 E 为杨氏模量,西瓜的一阶固有频率记为 f , m 为西瓜的质量,由上面的公式可以知道杨氏模量与西瓜的质量和固有频率有一定关系,可以通过称重传感器测得水果的重量、通过 MEMS 加速度传感器测得西瓜受到敲击后产生的振动信号并运用 FFT 变换提取一阶固有频率,计算杨氏模量,从而计算成熟度^[5]。

1.2 系统总体设计框图

系统总体框图如下图 1 所示:

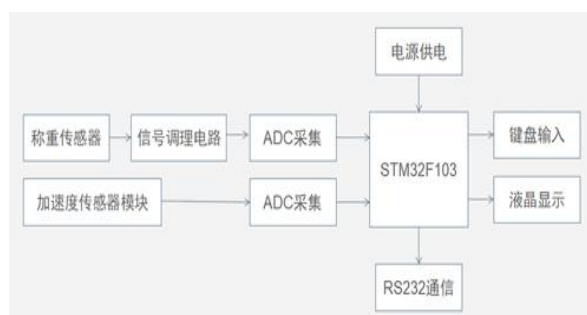


图 1 系统总设计框图

Fig. 1 General design block diagram of the system

将西瓜放置在称重传感器上,通过 A/D 采集后将数据传输到单片机中测出西瓜质量,与此同时敲击西瓜产生振动信号,加速度传感器采集加速度信号通过 A/D 采集并进行起振判断,起振条件达成后,对采集的加速度信号进行 FFT 变换,提取一阶固有

频率,根据公式(1),将采集到的频率与质量信号进行指数相乘求得成熟度指数并校正,并与标准量比较后确定成熟与否,通过按键控制显示屏显示相关参数和成熟度情况。

2 系统硬件设计

称重传感器电路部分与加速度传感器部分共同组成了数据采集系统,信号调理部分使用自己设计的低通滤波和放大电路, A/D 转换部分使用了芯片 HX711 实现以及 STM32 中的自带 A/D; 人机交互界面包括了实现的键盘输入和 ICD5110 液晶作为的显示部分,主要使用 STM32F103 精英板键盘和 ICD5110 液晶显示器,可以对系统进行按键控制并较为直观地显示数据,接下来将对几个主要的模块部分进行较为详细的介绍。

2.1 称重传感器模块

(1) 传感器选择

通过市场调研,选用称重传感器 N426^[6],选择 30kg 的量程,传感器内部原理图如下所示。

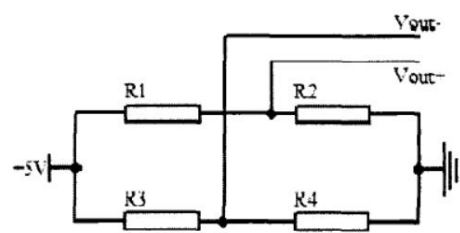


图 2 N426 内部电路图

Fig.2 Internal circuit diagram of N426

(2) 称重传感器 A/D 选择

本文的设计选择使用芯片 HX711 这是称重传感器专用的 A/D 转换器。HX711 是一款 24 位 A/D 转换器芯片,它专门为称重传感器而设计,尤其适用高精度的称重传感器。它与相似类型的其它芯片相比,由于外围电路集成在外面,所以它具有较高集成度、并且具有很快的响应速度等优点。

2.2 加速度传感器模块

由于本设计所采集得振动信号频率较低,因此选用测量范围小、灵敏度高的 MXR9500MZ-B 三轴加速度传感器,其测量范围为 $\pm 1.5g$,灵敏度为 $500\text{mv}/g$ ^[7]。MXR9500MZ-B 加速度传感器的分辨率为 $1\text{mg}/\sqrt{\text{Hz}}$,在低频条件下可以测量到低于 1mg 的信号。

MXR9500MZ-B 三轴加速度传感器,它内部的热力学原理为一个热气团,它由放置在硅芯片中央

的热源产生，悬浮在空腔中。在这个热源的周围对称的放置着热电阻，其由多晶硅和铝组成。如果没有加速度产生时，以热源为中心，其温度的下降陡度是完全对称的，此时周围所有的热电偶产生了相同的电压，因为它们的电压由于感应温度而产生^[8]。在这个芯片的内部集成了很多部分，包括温度传感器和加热器、A/D、D/A、增益调节和低通滤波器等。当有加速度产生时，芯片内部中心位置的热气团会发生偏离，从而使不同位置的温度变得不同，从而导致处在芯片内的热电偶由于处在不同的位置就会检测到不同的信号。然后首先要通过 A/D 转换和 D/A 转换，再经过低通滤波器后会输出一个电压信号，其与产生的加速度成比例。如图 3 所示的是 MEMS 加速度传感器 X 轴测量实际图。

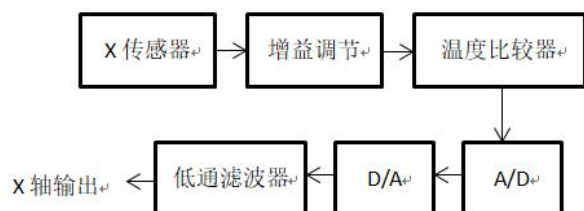


图 3 MEMS 加速度传感器 X 轴测量原理图

Fig.3 X-axis measurement schematic diagram of MEMS accelerometer

Y、Z 轴测量原理同 X 轴，由于加速度传感器放置在敲击点的对侧，因此只有 Z 轴能输出较为明显的有用信号，因此本实验通过采集 Z 轴输出对振动信号进行 FFT 变换。

2.3 信号调理模块

针对称重传感器，HX711 能对称重传感器采集得数据进行放大并采集；针对加速度传感器，MEMS 加速度传感器内部集成了温度传感器、加热器、低通滤波器、增益调节、A/D、D/A 等，然后输出了与加速度成比例的电压信号。

然而，由于加速度传感器具有较高的灵敏度，测量过程中的干扰特别是高频噪声会降低信号质量且对起振点的判断造成影响，因此本实验在原有基础上设计了一个二阶有源压控型低通滤波器，用来滤除高频噪声。

设计依据：由于西瓜振动信号的一阶固有频率在 100Hz 到 400Hz 之内，由此确定设计一个截止频率为 500Hz，增益为 1.5dB 的二阶压控型低通滤波器，电路图如下所示。

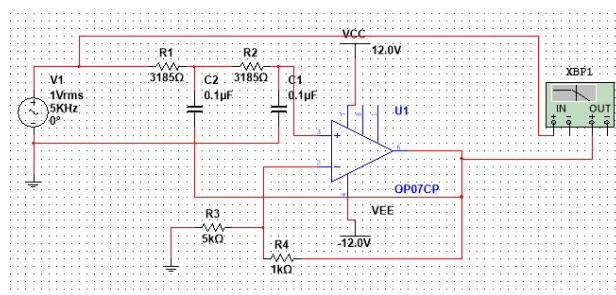


图 4 二阶压控型低通滤波器原理图

Fig.4 Schematic diagram of second-order voltage-controlled low-pass filter

3 系统软件设计

系统软件部分是针对 STM32 单片机进行编程，在初始化了系统之后，需要对振动以及测得的质量信号两个信号进行采样，这里使用了一个采样程序，接下来计算西瓜质量，由于质量信号不是很稳定，所以在把信号储存起来前需要进行线性校正处理，然后单片机的存储器负责存储此信号^[9]。同时采集到的另一个信号需要进行变换，也就是振动信号，它从加速度传感器中采集到，为了提取西瓜的固有频率，需要使用单片机对振动信号进行 FFT 变换，这里的频率是一阶固有频率，单片机则选用 STM32。接下来要计算成熟度，此处的指数计算公式为实验部分测得，然后利用校正算法将成熟度指数进行校正，按照其计算结果的不同，可以对西瓜实现分级，最后的液晶负责显示结果。

3.1 称重部分

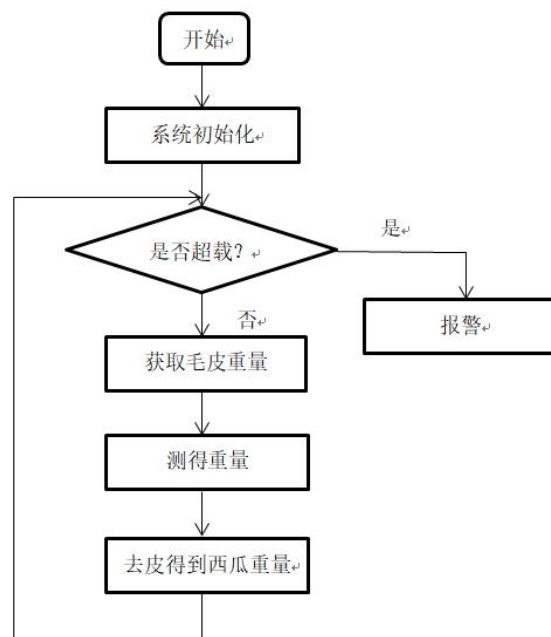


图 5 系统称重部分软件流程图

Fig.5 Software flow pattern of the weighing section

首先执行初始化程序, 本设计初始化程序包含显示屏初始化, 称重传感器 A/D 模块初始化, 串口初始化等, 判断是否超载, 若超载则报警, 若不超载则获取毛皮重量, 并测得重量, 最终去皮后, 在显示屏获取最终西瓜重量。

3.2 加速度传感器部分

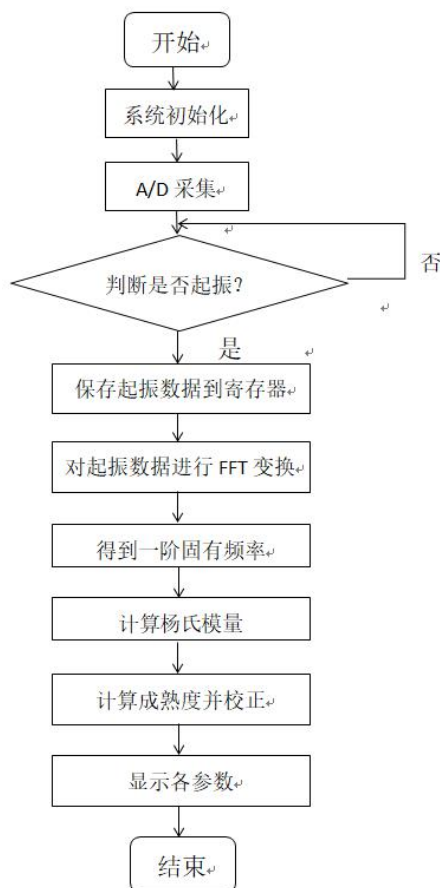


图 6 系统加速度部分软件流程图

Fig.6 Software flow pattern of the acceleration part

MEMS 加速度传感器测得振动信号经过 A/D 采集后进入 STM32 进行处理, 首先判断是否满足起振条件 (采集得到的数据跟上一个数据的差值的绝对值是否大于 200), 不满足继续采集, 满足条件后将起振后的 2048 个点进行 FFT 变换, 求得西瓜振动时的一阶固有频率, 并通过公式 (1) 计算杨氏模量, 进而对成熟度进行标定并校正, 最终将结果显示在 LCD5110 显示屏上。

4 实验测试

将 MEMS 加速度传感器贴放在西瓜赤道一端, 用木槌敲击西瓜赤道的另一端, 产生的振动满足起振条件后, 用 STM32 采集数据并将数据传输给上位机, 用 MATLAB 仿真出振动波形并进行 FFT 频谱分析, 结果如图 7 所示:

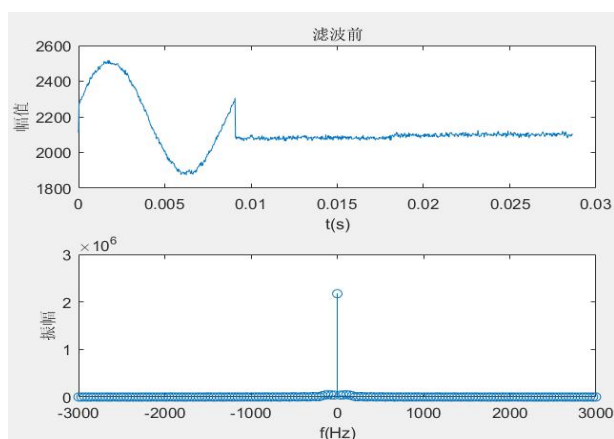


图 7 滤波前采集数据的时域图和频域图

Fig.7 Time-domain and frequency-domain diagrams of data collected before filtering

MATLAB 设计一个巴特沃斯滤波器, 对采集到的数据进行滤波, 结果图 8 所示:

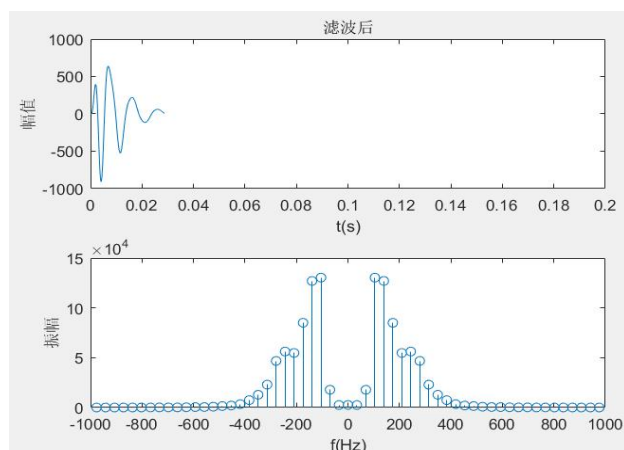


图 8 滤波后采集数据的时域图和频域图

Fig.8 Time-domain and frequency-domain diagrams of filtered data

由图可知敲击西瓜产生振动的固有频率在 (0Hz, 400Hz) 的区间内, 主要集中在 (100Hz, 300 Hz) 区间。在理论数据的支持下, 通过多次实验, 所测得的西瓜参数如下表 1 所示。

表 1 实验所得西瓜参数与含糖量结果

Table 1 Parameters and sugar content of watermelon

实验西瓜编号	西瓜质量 (kg)	固有频率 (Hz)	成熟度指数	含糖量 (%)
1	4.75	147	61153.47	11.34
2	5.13	156	72423.94	9.90
3	5.22	153	70461.09	10.17
4	5.46	164	83377.60	8.48
5	5.69	168	90034.56	7.76
6	5.72	149	71043.20	10.08
7	5.91	138	62273.88	11.16
8	6.11	174	101121.84	6.48
9	6.20	167	94264.82	6.91
10	6.43	163	91928.74	7.33

对数据进行最小二乘法拟合，得到西瓜的成熟度指数和含糖量的关系满足函数关系式

$100y = -0.000137x + 19.82$ ，其中 x 表示成熟度指数， y 表示西瓜含糖量。标定含糖量小于 5% 为不成熟，5%—7% 为基本成熟，大于 7% 为成熟。经多次实验，所测得的结果跟预期值的误差在可允许范围之内，设备达到预期要求。

通过对软硬件的设计，整个装置的运行结果如图 9 所示：



图 9 人机界面图

Fig.9 Man-machine interface diagram

第一行为装置启动标志，第二行显示西瓜成熟度检测开始，第三行显示西瓜的质量，第四行显示通过 FFT 变换检测出的西瓜固有频率，第五行为检测起振中断标识，第六行显示西瓜成熟情况。

最终实物图如图 10 所示。

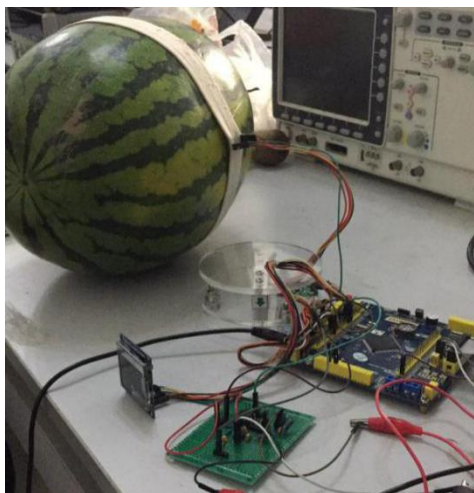


图 10 西瓜成熟度无损检测系统实物图

Fig.10 Practicality of non-destructive testing system for watermelon maturity

固有频率和成熟度等功能，并且保证了其无损。本设计对于帮助消费者能够准确、快速、简便的测量西瓜成熟度，规范市场销售，保障消费者的合法权益有着重大理论和实践意义。

参考文献

1. 韩允.MEMS 传感器的发展概况[J].电子产品世界,2019,26(01):4-8.
2. 袁佩佩.西瓜成熟度无损检测的极限学习模型及应用研究[D].华中农业大学,2017.
3. 魏巍.西瓜振动特性及振动对其品质影响研究[D].内蒙古农业大学,2015.
4. 陆勇,李臻峰,李静,浦宏杰,徐晚秀.声学技术在西瓜品质无损检测中的应用[J].福建农业科技,2014(10):77-81.
5. D.V. Bangalore,W.G. McGlynn,D.D. Scott. Effects of Fruit Maturity on Watermelon Ultrastructure and Intracellular Lycopene Distribution[J]. Journal of Food Science, 2008, 73(5).
6. 孙廷耀.关于如何选用称重传感器的几点建议[J].计量技术, 2001(1): 53-54.
7. 丁丽梅,李世中,段荣杰,杨乐.MEMS 加速度开关的冲击失效仿真分析与试验[J].机电工程,2019,36(02):197-200.
8. 郑玮玮.MEMS 传感器芯片设计分析[J].科技通报,2018,34(08):90-94.
9. 李英顺.单片机原理及应用[M].北京:中国水利水电出版社.2010

5 结论

经过测试，该装置可以完成对西瓜成熟度的检测，能完成显示被测物体重量、经过 FFT 变换求得

基于 WIFI 信号的环境探测车*

刘云涛；张文轩；郭鸿瑞

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130022）

摘要：由于互联网的快速普及以及成长迅速，网络技术终端也越来越普遍，支持 WIFI 的移动终端也越来越多，而用 WIFI 当成电子控制模块的却并不太多。在无线控制方面红外蓝牙等无线控制模块已基本发展起来，由于 WIFI 控制起步较晚也因此只能处在崭露头脚阶段。相比于红外控制和 Bluetooth 控制，WIFI 控制距离更远，但由于 WIFI 信号覆盖范围有限制约了 WIFI 控制的发展，相信随着时代的发展，WIFI 区域的覆盖会更加广阔而使用 WIFI 控制的产品前景将相当可观^[1]。本设计将 WIFI 信号应用于小车控制，在对小车控制的基础上实现功能“加”，进行视频监控，温湿度，氧气含量等基本环境参数测量。采用直流编码器电动机，实现稳定测量。

关键词：WIFI 控制 视频传输 参数测量

Environmental Detection vehicle based on WIFI signal

Liu Yuntao; Zhang Wenxuan; Guo Hongrui

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: due to the rapid popularization and development of the Internet, network technology terminals are becoming more and more popular. More and more mobile terminals support WIFI. But not many of them use WIFI as an electronic control module. In wireless control, infrared Bluetooth and other wireless control module have been basically developed, because the WIFI control started relatively late and therefore can only be in the budding stage, compared with infrared and Bluetooth wireless control, the WIFI control distance is further. However, because the limited coverage of WIFI restricts the development of WIFI control, it is believed that with the development of the times, the coverage of WIFI area will be wider and the product prospect of using WIFI control will be considerable. In this design, the WIFI signal is applied to the control of the car. On the basis of the control of the car, the video monitoring, temperature, humidity, oxygen content and other basic environmental parameters are measured. DC encoder motor is used to realize stable measurement.

Key words: WIFI Control Video Transmission Parameter Measurement

0 引言

由于互联网的快速普及以及成长迅速，网络技术终端也越来越普遍，支持 WIFI 的移动终端也越来越多，而用 WIFI 当成电子控制模块的却并不太多。在无线控制方面红外蓝牙等无线控制模块已基本发展起来，由于 WIFI 控制起步较晚也因此只能处在崭露头脚阶段。相比于红外控制和 Bluetooth 控制，WIFI 控制距离更远，但由于 WIFI 信号覆盖范围有限制约了 WIFI 控制的发展，相信随着时代的发展，WIFI 区域的覆盖会更加广阔，而使用 WIFI

控制的产品应用前景将无限可期^[2]。

1 设计思路

系统总体设计思想可分为硬件的搭建设计与电路设计，包括摄像头图像采集模块设计、WIFI 传输接收模块设计，传感器模块设计等几部分，如图 1。

*指导老师：于生宝

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6545）

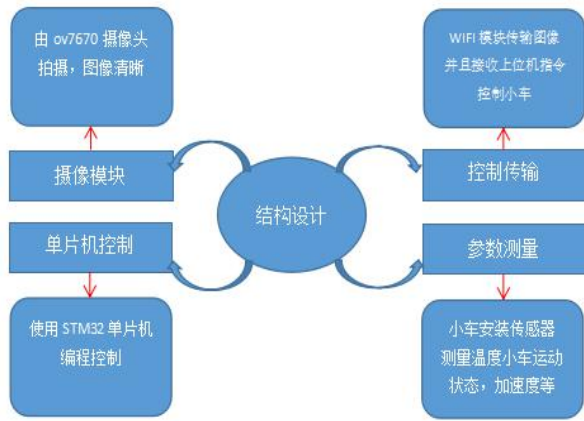


图 1 结构设计图

Fig.1 Structural Design Drawings

2 摄像头图像采集模块介绍

该 OV2640 是一个 CMOS UXGA(1632 * 1232) 图像传输传感器。所述 OV2640 需要较低的工作电压和更小的传感器尺寸, 提供了一个图像处理器和一个单芯片 UXGA 相机的所有功能^[3]。由 SCCB 总线控制的 OV2640 可以各种分辨率如子采样, 全帧和缩放的输出端 8/10 比特图像。该 OV2640 的 UXGA 图像可以回答可达 15 帧/秒。用户具有在图像上的数据格式, 传输方法和质量的完全控制^[4]。SCCB 接口被编程以实现图像处理功能, 如白平衡, 对比度, 伽马曲线, 和色度。OV 图像传感器使用特殊的传感器技术, 以减少/消除光学(或电子缺陷)诸如固定模式噪声, 晃荡, 涂抹等作为提高图像质量并获得清晰稳定的彩色图像的装置。

(1) OV2640 传感器主要功能模块

感光整列

摄像头模块。

最大输出尺寸:UXGA(1600*1200)。

10 位 A/D 转换

在原始信号通过放大器之后, 信号进入 10 位 A/D 转换器, 并且 A/D 转换器以与像素频率完全相同的频率工作。该模块具有 BLC 功能^[5]。

数字信号处理器

该处控制部分图像质量, 并控制由原始信号插值到 RGB 信号的过程^[6]。

输出格式模块

该模块控制图像的全部输出数据及其格式, 按设定好的优先级。

压缩引擎

压缩引擎包含三大部分: QZ、DCT 和熵编码器, 输出 JPEG 数据, 通过将初始的数据流压缩^[7]。

模拟信号处理

模拟信号处理的模拟功能包括增益控制, 模拟放大, 通道平衡和控制平衡^[8]。

微处理器

OV2640 模块自带一个 8 位微处理器, 该处理器具有 4KB ROM, 512 字节 SRAM^[9], 具有微调图像质量和灵活的主机到控制系统命令接口。

SCCB 接口

图像传感器芯片的运行由 SCCB 接口控制。

数字视频接口

OV2640 具有 10 位数字视频接口(支持 8 位连接)。OV2640 的 LSB 和 MSB 在程序之前和之后依次排列。实验中的模块使用 8 位连接。

(2) 摄像头工作过程与相关参数配置

程序运行, 集成摄像头工作, 对图像进行采集。采用 RGB565 模式。采完的像素点, 通过串口发送到上位机软件, 串口采用已和上位机成功配对的 WIFI 模块串口 2。像素点通过 WIFI 发送到上位机, 上位机接收并转换为 16 进制数显示^[10]。

3 控制传输模块介绍

(1) ESP 8266WIFI 模块

ATK-ESP8266 是 ALIENTEK 推出的性能极高的 UART-WIFI 模块, ATK-ESP8266 板载 AT 公司的 ESP8266 模块。该模块支持串行端口到 AP, 串口 WIFI STA 和 AP WIFI+WIFI STA 的模式, 然后迅速建立一个串行端口, WIFI 传输方案中, 这是方便的使用互联网的传输。所述 ATK-ESP8266 模块使用 MCU 和串行端口(LVTTL)连通, 并且具有一内置的 TCP/IP 协议栈, 以确保 WIFI 和串行端口之间的转换^[11]。传统的串行装置, ATKESP8266 模块, 仅仅需要的串行端口配置的简单修改, 并且可以通过 WIFI 传送其数据。所述 ESP8266 模块通过 6 个针连接到外部。

(2) 配置方法

AT+CWMODE=2

AT+RST

AT+CWSAP="ATK-ESP8266","12345678",1,4

AT+CIPMUX=1

AT+CIPSERVER=1,8086

AT+CIPSEND=0,25

(3) 操作过程

由电脑客户端将 ESP8266 配置好后(如上程序配置), 打开 ESP8266 打开小车 LCD 显示屏, 将屏幕显示调配到待连接状态, 配置手机端网络调试

助手，配置成功后，屏幕显示连接成功。手机端与小车 WIFI 模块成功连接后，手机端发送两个 1 之后小车屏幕显示 1:1，如图 2。

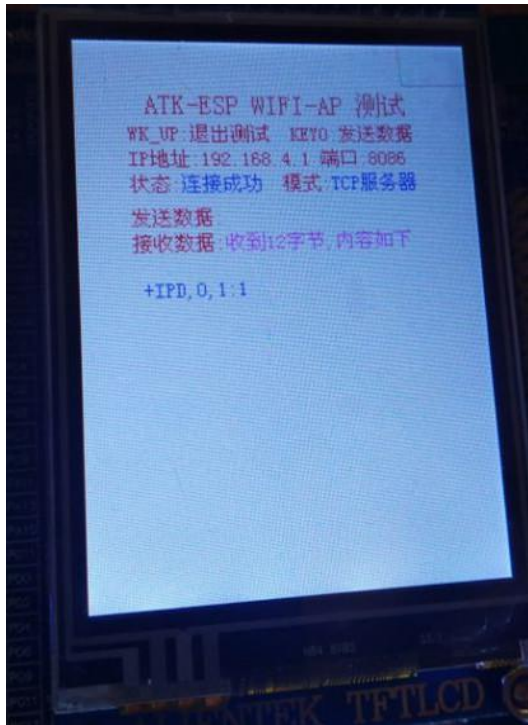


图 2 配置成功

Fig.2 WIFI Configuration success

(4) 工作过程

手机端打开 WIFI 连接后，由手机将信号发送给 ESP8266，ESP8266 接到信号后将信号传递至 STM32 的串口 2，在 STM32 上对串口 2 进行编程，接收到整数 1 则在 STM32 上的 P5 口输出高电平（记为 1），P5 口作为小车轮子的驱动开关，驱动小车行驶。与此类似，ESP8266 接收到整数 2 则在 STM32 上的 P6 口输出高电平作为小车的转向开关，更多控制功能也按照此原理。

4 传感器测量模块介绍

(1) 氧气传感器（O2-A2）详细介绍

氧气传感器（O2-A2）是深圳市新世联科技有限公司畅销的一款气体传感器。氧气传感器（O2-A2）用于测量周围环境中气体浓度，单指氧气。按照测量范围的差异和工作寿命的长短，氧气传感器有多个型号，比如：氧气传感器 O2-A3，寿命长、氧气传感器 O2-A2、氧气传感器 O2-A1 寿命短、氧气传感器 O2-G2（小规格）、氧气传感器 O2-C2、氧气传感器 O2-C3 等^[12]。

①氧气传感器（O2-A2）主要特性

氧气传感器测量范围(%): 0-30

工作寿命:>24 达到初始信号的 85%时的月数

尺寸 (mm): $\Phi 20.3 \times 16.8\text{mm}$

输出: 80-120mA 22°C , 20.9% O_2

响应时间: 90(s): < 15 从 20.9%到 0(负载 47 Ω)

线性度: 小于零点六 线性度良好

重量: 小于 20 克

温度范围: $-30 - 55^\circ\text{C}$

压力范围: 80 - 120Kpa

湿度范围: 5 - 95%RH

储存时间: 6 月(储存温度 $3 - 20^\circ\text{C}$)

负载电阻: 47 - 100 欧姆^[13]

②氧气传感器的应用

氧传感器广泛用于各种应用，包括煤矿，钢铁，石化产品和医疗应用。

③氧气传感器（O2-A2）典型应用

氧气报警器，气氛分析仪^[14]

(2) 温度传感器 LM35

LM35 传感器是由 NS 公司所生产的，其原理如图 3。其输出电压与 $^\circ\text{C}$ 温标表现为线性正比例关系。零时输出为零伏，每升高 1°C ，输出电压增加十毫伏。

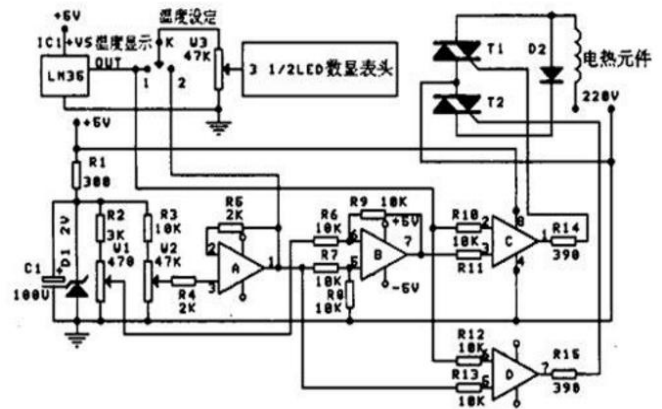


图 3 电路原理图

Fig.3 The circuit principle diagram

$$V_{\text{out_LM35}}(T) = 10\text{mV}/^\circ\text{C} * T^\circ\text{C}^{[15]}$$

公式 1 输出电压与温标成正比例关系 (Output voltage is proportional to temperature scale)

该温度传感器有多种封装方式。在恒定温度下自热效应低。单电源模式在 25°C 时具有约 $50\mu\text{A}$ 的静态电流。它具有宽的工作电压，并且可以在 4 至 20 伏的电压范围内正常工作，并且非常节能。其供电方式是：单电源，正极和负极双电源供电，如图 4，正极和负极双供电模式可以提供 $\&\text{OUT}+$ ，温度测量。

单电源模式，正负双电源模式

供电电压 35V 到-0.2V

输出电压 6V 至-1.0V

输出电流 10mA^[8]

指定工作温度范围

LM35A -55℃ to +150℃

LM35C, LM35CA -40℃ to +110℃

LM35D 0℃ to +100℃^[16]

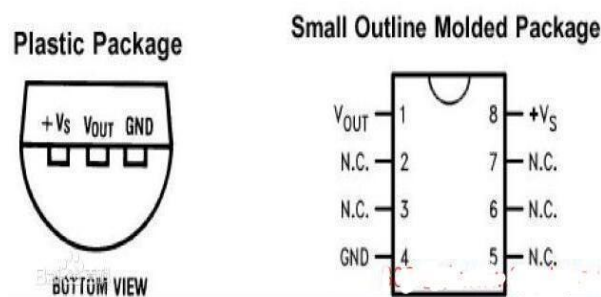


图 4 供电方式

Fig.4 Power supply mode

5 实验方案筛选及实物

(1) 实验方案

方案一：串口无线 AP，只需实现手机模块之间连接即可，符合功能要求。

方案二：STA，需要连接无线网实现串口与其它设备之间的数据传输，需要用到外接网络。

方案三：AP+STA，也需要连接无线网，考虑到校园网无法使用，因此购买了无线路由器，过程太过繁杂因此也被废止。

综上，三个方案的分析考虑方案一最合理。

(2) 设计实物

小车框架如图 5。

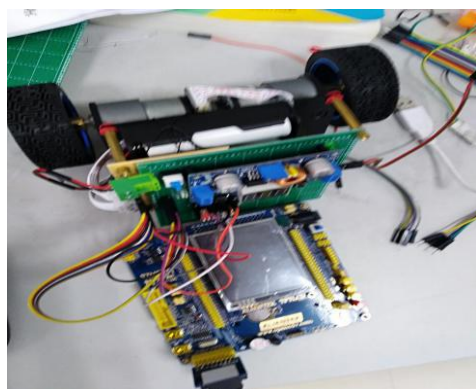


图 5 小车实物图

Fig.5 Car physical drawings

6 展望

随着我国科学技术的飞跃，智能机器人会越来越多的用在生产生活中，这就对它的智能程度、可靠程度的要求越来越高^[17]。

由于时间和水平有限，在小车的硬件上，只能做到一部分相对简单的功能，所以还有很多方面需要进一步的完善，特别是在硬件方面，主要包括以下两个方面：

第一，在控制器的选择上，可以选择升级后的工控板，升级后的产品对控制基 STM 系列的无线视频监控智能小车设计器的使用更充分，内部存储空间也更大，同时提供详细的技术支持^[18]，可以极大地减少在硬件调试方面遇到的麻烦。

第二，本设计中由于 WIFI 控制信号的局限性，不能到达随时工作的目的。在下一步工作中将考虑如何实现不受限的实时无线控制或者局域网范围的扩大设计；提供更好更有效的控制。

7 结论

在这科技，信息迅猛发展的时代，移动机器人的研究内容包罗工业控制技术，传感技术，系统工程，计算机网络技术等各方面^[19]。可操控的智能机器人由于其存在着智能化、小巧灵活的特性，所以较为适合在那些危险复杂环境中代替人们工作。不论是视频监控智能机器人或者是移动小车都是高科技发展带来的必然，其应用渐渐深入到日常生活中，使生活、生产都变得相当方便^[20]。以上需求即为本课题研究目的。

本文研究的重点是基于 WIFI 传输为核心^[21]，而且在在 STM32 的周围添加一部分硬件，构建了一个完整的基于 WIFI 信号的环境探测车系统。

论文首先分析了一些关于机器人和智能小车相关课题的研究背景^[22]；然后在此基础上提出了 WIFI 环境探测小车系统设计的思想与实施方案。再然后介绍了系统的各个硬件模块和模块的具体操作方式与结果^[23]。在 STM32 基本功能之上，加入了一部分外围硬件电路。最终基本上完成了基于 WIFI 信号的环境探测车系统的整体设计。

在最终对系统的性能实施了相关的测试，从各个测试，并且每个硬件模块的整个实验中测试，该系统的稳定性和使用性进行了验证。测试结果表明系统在 WIFI 信号无异常的状态下，上位机能够达到与小车的无线控制以及视频传输等功能，基本上到达了当初设定的目标。

参考文献

1. 周柱. 基于 STM32 的智能小车研究[J]. 西南交通大学, 2011 3(12): 42. 45.
2. 徐国华, 谭民. 移动机器人的发展现状及其趋势叨. 机器人技术与应用, 20018(03): 7-14.
3. 董宗祥, 石红瑞, 杨杰. 嵌入式智能小车测控系统的设计与实现叨. 计算机测量与控制, 20107(02): 357. 359.
4. 蔡自兴, 贺汉跟, 陶虹. 未知环境中移动机器人导航控制研究的若干问题[J]. 控制与决策, 2002 1 5(04): 385. 390.
5. 新华网. 机遇号、勇气号都达标美火星探测计划成功[EB / OL]. <http://tech.sina.com/other/2004/04/27/1418355367.shtml>, 2004: 04: 27.
6. 嵇武, 李宁, 黎介. 达芬奇手术机器人的应用进展[J]. 东南国防医药, 2010(05): 427—430.
7. 于金霞, 王璐, 蔡自兴. 未知环境中移动机器人自定位技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 1. 15.
8. 孙淑云. 轮式足球机器人运动控制算法研究与实现[D]. 成都: 成都理工大学, 2009: 13. 35.
9. 王永虹, 徐炜, 郝立平. STM32 系列 ARM Cortex. M3 微控制器原理与实践[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008: 1. 300.
10. 张润景, 张丽敏, 王伟. Altium Designer 原理图与 PCB 设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 20. 120.
11. 李东生. Protel99SE 电路设计技术入门与应用[M]. 北京: 电子出版社, 2002: 20-190.
12. JosephVlu, 宋岩. ARM Cortex—M3 权威指南[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2009: 30. 259.
13. 李宁. 基于 MDK 的 STM32 处理器开发应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社. 2008: 1—260.
14. 高培强. 无线局域网技术 IEEE802. 11. 大众标准化[J]. 电脑产品技术, 200312(09): 41—43.
15. 宋威, 黄进等. 基于 WIFI 物联网的家电智能控制系统信息控制端的研究叨. 信息通信, 2013 10(01): 199. 200.
16. 鄢丹. 车载 WiFi 应用快速 AP 间切换关键技术研究[D]. 南京: 中南大学, 2011: 20—35.
17. 周洲. WiFi 网络切换技术的研究与实现[D]. 上海: 上海交通大学, 2008: 3—35.
18. 程克非. 嵌入式系统设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010: 27. 79.
19. ST' S terms. Using the high-density STM32F 1 0xxx FSMC peripheral to drive external memories. <http://www.st.com>, 2009-4—7.
20. 马洪兵, 谷源涛. 嵌入式系统硬件与软件架构[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008: 25—97.
21. 程志江, 李剑波. 基于模糊控制的智能小车控制系统开发[J]. 计算机应用, 2008 14(12): 350—353.
22. L298N 电机驱动电路图. 百度文库 <http://wenku.baidu.com/view/85ebflcod5bbfdoa79567335.html>.
23. M. van der Schaar, and S. Shankar. Cross—layer wireless multimediatransmission: hallenges, principles, and new paradigms. IEEE Wireless Commun, Mag, v01. 12, no. 4, PP. 1179-1184, 2005

基于模型的地面核磁共振信号 尖峰噪声去除方法研究*

纪志豪；李 哲；王春露

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022；）

摘要：地面磁共振探测作为目前国际上唯一一种直接探测地下水的地球物理方法，具有分辨率高、效率高、信息丰富等优点，能够对地下含水层深度和厚度、含水量的大小、地下介质孔隙度等信息给出定量解释。本文针对核磁共振地下水探测仪发射功率大、接收信号甚微弱易受噪声干扰等特点，进行了核磁共振地下水探测仪尖峰噪声去除的研究。提出了一种依据电网尖峰具有与四阶带通滤波器的冲激响应近似的特性，基于模型噪声去除方法。利用脉冲函数与两个不同的二阶带通滤波器的级联与脉冲函数的卷积来模拟尖峰噪声，在采用谐波建模的方式去除工频谐波干扰后，针对幅值较小的尖峰进一步采用 NEO 算法强调并识别定位地面核磁共振信号中尖峰的位置，最后基于最小二乘法原理进行信号特征参数提取，实现 MRS 信号尖峰噪声的去除。本文提出的 MRS 信号尖峰噪声去除算法，与传统去噪方法相比，具有实用性强、明显提升工作效率等优点。

关键词：尖峰噪声 最小二乘法 预测模型 传递函数

Research on Model-based Method for Removing Peak Noise of Ground NMR Signals

Ji Zhihao; Li Zhe; Wang Chunlu

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: Ground magnetic resonance detection (MRI), as the only geophysical method for direct detection of groundwater in the world, has the advantages of high resolution, high efficiency and abundant information, and can give a quantitative explanation of the depth and thickness of underground aquifer, the size of water content, the porosity of underground medium and so on. In this paper, the peak noise removal of NMR groundwater detector is studied according to the characteristics of large emission power and weak receiving signal of NMR groundwater detector. In this paper, a method based on model noise removal is proposed, which is similar to the impulse response of the band band-pass filter based on the peak of the power grid. Using the convolution of pulse function and two different second-order band-pass filters to simulate spike noise, after removing the frequency harmonic interference by using harmonic modeling, the NEO algorithm is further used to emphasize and identify the position of the spikes in the ground NMR signal for the spikes with small amplitude. Finally, based on the principle of least squares method, the signal feature parameters are extracted to realize the removal of the peak noise of MRS Signal. Compared with the traditional denoising method, the algorithm of MRS Signal peak noise removal proposed in this paper has the advantages of strong practicability and obvious improvement of work efficiency.

Key words: Spike noise Least squares Prediction model Transfer function

0 前言

水是生命之源，是基础性自然资源和战略性经济资源，是生态环境的控制性要素，在经济、社会

*指导老师：田宝凤

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017B65623)

发展和国家安全中具有极其重要的地位。随着科技的发展, 水资源污染情况严重, 加之我国水资源分布不均匀, 如何进行地下水资源储备状态有效监测与评价是国家科技发展急需解决的重要问题。地面核磁共振^[1](Surface Nuclear Magnetic Resonance, SNMR), 又称为磁共振测深(Magnetic Resonance Sounding, MRS)技术是近年发展起来的一种非侵入式的、直接、定量探测地下水的地球物理方法, 其基本原理是通过探测地下水中氢质子共振跃迁产生的核磁共振信号来实现地下水的探测。

MRS 方法在实际探测过程中, 由于工作环境为野外天然地磁场, 大量的自然和人为噪声存在, 会对测量结果产生不可忽视的影响, 引起测量数据信噪比低, 进而影响反演结果的精度, 导致含水层或者是含水量的判断误差^[2]。尖峰噪声作为人为噪声中的一类典型干扰, 主要是由天然或人工放电引起的脉冲干扰, 具有偶然发生、持续时间较短、幅值相对较大等特点, 其存在将导致特征参数提取存在较大误差, 严重影响反演解释的准确性。

1 谐波噪声消除

对于采集到的 NMR 信号, 首先要消除工频干扰以减少噪声种类, 为尖峰噪声的识别和消除提供预先条件^[3]。

首先, 建立谐波噪声模型 V_{har} 。 V_{har} 是以工频 f_0 (50±0.1 Hz) 为基频的 N 个谐波的累加结果:

$$V_{har} = \sum_{n=1}^N A_n \cos(2\pi n f_0 t + \phi_n) \quad (1)$$

其中, A_n 和 ϕ_n 分别是第 n 个谐波的幅度和相位; 是谐波个数, 根据接收信号的带宽 (1 kHz ~ 3 kHz), 取 $N=100$ 。

然后, 通过自适应扫描方式确定基频 f_0 。首先在 49.9~50.1 Hz 的范围内以 0.03 Hz 为步长进行粗扫, 利用下式获得 2 阶范数最小的 3 个频率点作为下一次扫描的范围^[4]。

$$\|V_R - V_{har}(f_1)\|_2 \rightarrow \min \quad (2)$$

其中, V_R 为测量数据即 $X_1(t)$, $V_{har}(f_1)$ 为第 1 个扫描值。在第 2 组扫描中, 扫描范围为 49.99~50.05 Hz, 扫描步长为 0.0075 Hz, 再次获得范数最小的 3 个频点。当第 3 组扫描时, 扫描范围缩小为 50.0125~50.0275 Hz, 扫描步长为 0.001875 Hz。此时 2 阶范数的最小值对应的频点为 50.018125 Hz, 即经过 3 组扫描即可达到精度要求。

最后求解线性系数。将(1)中的第 n 项线性化为式(3):

$$A_n \cos(2\pi n f_0 t + \phi_n) = \alpha_n \cos(2\pi n f_0 t) + \beta_n \sin(2\pi n f_0 t) \quad (3)$$

其中, $A_n = \sqrt{\alpha_n^2 + \beta_n^2}$, $\tan(\phi_n) = \frac{\alpha_n}{\beta_n}$ 。由此估计 A_n 和 ϕ_n 的问题转换成了求解线性系数 α_n 和 β_n , 式 (3) 整理成线性方程组的形式:

$$Ax = b \quad (4)$$

$x = [\alpha_1 \dots \alpha_n, \beta_1 \dots \beta_n]^T$, $b = [v_1, v_2 \dots v_p]^T$, 式 (4) 是标准的线性方程组, 可以采用最小二乘方法求解。经过上述步骤求出 V_{har} , 用 V_R 减去 V_{har} 即完成了消噪过程。

2 尖峰定位

首先, 采用 NEO 算法^[5]强化尖峰幅度

$$\phi[x(k)] = x^2(k) - x(k-1) \cdot x(k+1) \quad (5)$$

经过 NEO 进行运算之后, 再通过适当的低通滤波器, 就会使得尖峰信号突出;

然后, 设定适当的阈值^[6]。根据 MRS 持续时间 T 设定截取数据段时间 t_1 , 一般取 t_1 为尖峰信号持续时间的 1.5-2 倍; 根据采样率和 t_1 设置两截取数据段之间的时间间隔 t_2 , 应保证 t_2 的整数 n 倍与 t_1 之和等于持续时间 T , 即 $T = t_1 + n \times t_2$; 通过 t_1 、 t_2 两参数将经过低通滤波器后的 NEO 信号分为 $n+1$ 段, 将每段信号作为一行, 将所有行组合成一数据矩阵, 用 ME 表示; 利用 median 函数求取 ME 矩阵中每行的中位数, 并将数据存入向量 y 中, 作为拟合曲线的 Y 轴; 在横轴上取 $n+1$ 个点, 以 $T/(n+1)$ 为时间间隔, 存入向量 x 中, 作为拟合曲线的 X 轴; 利用 matlab 自带的 Curve Fitting Tool, 选择向量 x 为其中的 X data, 向量 y 为 Y data, 类型为多项式 (Polynomial), 进行曲线拟合, 一般取 3 阶或 4 阶即可, 得到多项式系数向量 P ; 利用系数向量 P 和阶数 n 建立该信号的趋势曲线, 其表达式为

$$\text{envelop_line} = \sum_{k=0}^n P(k+1)t^{n-k} \quad (6)$$

之后对尖峰噪声进行定位。由前述得到拟合函数 envelop_line , 然后以此乘上一个阈值因子 (经验值 1) 作为阈值函数^[7], 对于在 NEO 算法之后仍低于初始区域峰值的尖峰信号, 认为此种尖峰对实际测量和后期反演影响不大可忽略。

3 尖峰建模

我们将多道核磁感应接收系统被建模为两个不同二阶带通滤波器的级联^[8]。s 域中的二阶带通滤波器的传递函数由下式给出：

$$G(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (7)$$

其中 ω_0 和 ζ 是滤波器的中心频率和带宽。滤波器中的任何增益默认地包含在峰值振幅 A 中。

首先，由于电网的尖峰近似于地面 NMR 仪器的脉冲激励^[9]，故利用两个不同的二阶带通滤波器级联与单位脉冲函数卷积来建立尖峰噪声模型 $Y_1(t)$ ，则：

$$Y_1(t) = sp(t) = A\delta(t - t_0) * g_{rec}(t) \quad (8)$$

其中，A 是尖峰噪声的幅值， t_0 是尖峰信号的初始时间， $g_{rec}(t)$ 是滤波器传递函数。然后定位尖峰所在的位置。

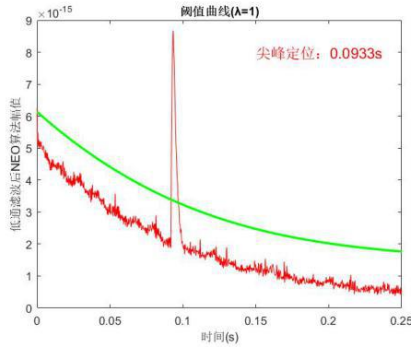


图 1 阈值曲线

Fig.1 Threshold curve

最后，基于上述模型 $Y_1(t)$ 和定位的位置截取的尖峰数据段，采用最小二乘法原理提取特征参数 A， t_0 ^[10]，从而获得尖峰噪声 $Y_2(t)$ ，如图 2 所示。对截取出来的数据进行最小二乘法处理。

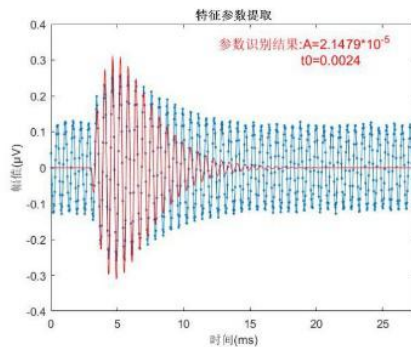


图 2 参数辨识

Fig.2 Parameter identification

提取特征参数 A。可以求取在 $t_0 = t_l$ 下的 A 值，记为 A_l ，存入向量 A 中。

$$A = (M^T M)^{-1} M^T H \quad (9)$$

计算 $t_0 = t_l$ 下的均方根误差 (RMSE) ^[11]，存

入向量 $RMSE_l$ 中。

$$RMSE_l = \sqrt{\frac{1}{S} \sum_{k=1}^S [A_l \cdot M(k) - H(k)]^2} \quad (10)$$

评价得到最小均方根误差对应的 A, t_0 为特征参数。

最后，去除尖峰，采用上述中获得的含尖峰的信号减去已建模的信号^[12]，实现尖峰噪声的去除

4 计算结果与比较

为检验程序的可靠性与实用性，罗曼诺夫斯基准则与 NEO 方法^[13]参数对比：

表 1 罗曼诺夫准则下不同幅值尖峰滤波效果对比

Table 1 Comparison of different amplitude peak filtering effects under Romanov criterion

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000022	0.000020	0.000018
SNR	15.8982、7.1138、15.3561、6.4720、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609			
SNR0	16.7330			
SNR1	15.8982、16.1068、15.3561、15.0571、15.8982、15.3561、16.7608、16.2609			
SNR10	17.9085			

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000025	0.000022	0.000017
SNR	15.8982、6.5108、15.3561、5.9158、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609、			
SNR0	16.5083			
SNR1	15.8982、16.0878、15.3561、15.0647、15.8982、15.3561、16.7610、16.2609			
SNR10	17.9063			

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000023	0.000021	0.000016
SNR	15.8982、7.0404、15.3561、6.3971、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609			
SNR0	16.6678			
SNR1	15.8982、16.1080、15.3561、15.0596、15.8982、15.3561、16.7610、16.2609			
SNR10	17.9088			

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000024	0.000019	0.000015
SNR	15.8982、7.2526、15.3561、6.6177、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609、			
SNR0	16.7229			
SNR1	15.8982、16.1026、15.3561、15.0555、15.8982、15.3561、16.7608、16.2609			
SNR10	17.9080			

表 2 NEO 准则下不同幅值尖峰滤波效果对比

Table 2 Comparison of different amplitude peak filtering effects under NEO criteria

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000022	0.000020	0.000018
SNR	15.8982、7.1138、15.3561、6.4720、15.8982、15.3561、15.3561、16.7991、16.2609、			
SNR0	16.7030			
SNR1	15.8982、14.0222、15.3561、13.8514、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609			
SNR10	17.8132			

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000025	0.000022	0.000017
SNR	15.8982、6.5108、15.3561、5.9158、15.8982、15.3561、15.3561、16.7991、16.2609、			
SNR0	16.5083			
SNR1	15.8982、14.0962、15.3561、13.8483、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609			
SNR10	17.8181			

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000023	0.000021	0.000016
SNR	15.8982、7.0404、15.3561、6.3971、15.8982、15.3561、15.3561、16.7991、16.2609、			
SNR0	16.6687			
SNR1	15.8982、14.0100、15.3561、13.8280、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609			
SNR10	17.8163			

	幅值	A ₁	A ₂	A ₃
		0.000024	0.000019	0.000015
SNR	15.8982、7.2526、15.3561、6.6177、15.8982、15.3561、15.3561、16.7991、16.2609、			
SNR0	16.7229			
SNR1	15.8982、14.0313、15.3561、13.8192、15.8982、15.3561、16.7991、16.2609			
SNR10	17.8084			

从表 1 和表 2 可以看出, 基于建模的尖峰噪声滤除的算法具有更好的性能。

6 结论

本文基于在地面核磁共振信号中由电网引发的尖峰噪声和脉冲函数与两个二阶带通滤波器的冲激响应十分近似的这一特性, 提出了基于模型的地面核磁共振信号尖峰噪声去除方法。由于地面核磁共振信号十分微弱, 工频谐波的噪声影响较大, 故利用谐波建模的方法先去除工频谐波干扰。针对幅值小的尖峰, 利用 NEO 算法对尖峰进行强调。再通过低通滤波器消除随机噪声的影响, 利用阈值曲线定位尖峰。从地面核磁共振信号中根据尖峰定位点

截取含尖峰数据段, 以减少工作量。基于最小二乘法的原理, 将尖峰数据与所建立的脉冲函数与两个二阶带通滤波器级联的模型进行拟合, 提取幅值和初始时间两个特征参数, 进而相减消去尖峰。通过与传统 NEO 方法的对比可以看出, 建模的方法不需要多通道数据进行叠加, 提高了效率; 且信噪比提升较 NEO 算法更好。目前, 建模的方法还存在过度拟合的问题, 虽然对于最终核磁共振信号反演的影响不大, 但也需要进一步的改进。

参考文献

1. Marian Hertrich. Imaging of groundwater with nuclear magnetic resonance. Progress in Nuclear Magnetic Resonance Spectroscopy, 2008, 53(4): 227-248.
2. Jakob Juul Larsen Model-based subtraction of spikes from surface
3. Strehl,S.,Rommel,I.,Hertrich,M.,Yaramanci,U..New strategies for filtering and fitting of MRS signals. Proceedings 3rd International MRS Workshop, Madrid, Spain,2006,65-68.
4. Strehl,S.,Development of Strategies for Improved Filtering and Fitting of SNMR-Signals. Technical University of Berlin, Institute of Applied Geosciences, Department of Applied Geophysics Diplomarbeit,2006.
5. 王中兴,荣亮亮,林君.地面核磁共振找水信号中的奇异干扰抑制. 吉林大学学报(工学版),2009, 39(5): 1282-1287.
6. 万玲, 张扬, 林君, 蒋川东, 林婷婷*. 基于能量运算的磁共振信号尖峰噪声抑制方法. 地球物理学报,2016,59(6): 2290-2301.
7. Abragam, A., The Principles of Nuclear Magnetism[M]. Oxford University. Press, 1961,648 pp.
8. leg A. Shushakov. Groundwater NMR in conductive water[J]. Geophysics, 1996, 61(4):998-1006.
9. Anatoly Legchenko, Jean-Michel Baltassat, Nuclear magnetic resonance as a geophysical tool for hydrogeologists[J]. Journal of Applied Geophysics, 2002, 50(1-2): 21-46.

10. Lubczynski, M.W., Roy, J., MRS contribution to hydrogeological system parameterization[J]. Near Surface Geophysics, 2005, 3: 131–139.
11. Kristina Keating, Rosemary Knight, A laboratory study of the effect of magnetite on NMR relaxation rates[J]. Journal of Applied Geophysics, 2008, 66(3-4): 188-196.
12. 陈文升编著.核磁共振地球物理仪器原理[M].地质出版社, 1992.
13. 肖立志. 岩石核磁共振研究进展及其应用[J]. 测井技术, 1996 20(1):27-31.

基于 Android 手机的输液监控报警系统*

乔丙睿；吕 杨；董建冬；王基粮

（ 吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012 ）

摘要：本设计利用红外对光管的感应原理和 Android 平台技术设计了一款基于 Android 手机的输液监控报警系统。通过该监控报警系统可以对患者的输液过程实时监控，并通过 WiFi 无线传输发送到监管者的手机 app 上，实现对输液速度、输液情况的远程监控报警功能，从而降低了医护工作者的工作量，并使医院治疗更智能化。

关键词：单片机 红外感应 Android 技术

Infusion monitoring and alarm system based on Android mobile phone

Qiao Bingrui; Lv Yang; Dong Jiandong; Wang Jiliang

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: This design uses the infrared sensing principle of the light pipe and the Android platform technology to design an infusion monitoring and alarming system based on Android mobile phone. Through the monitoring and alarm system, the patient's infusion process can be monitored in real time and sent to the supervisor's mobile phone app via WiFi wireless transmission, realizing remote monitoring and alarming of the infusion speed and infusion, thereby reducing the workload of the medical staff. Improve work efficiency.

Key words: Single chip microcomputer Infrared induction Android technology

0 前言

在如今的医学治疗中，静脉输液技术是一种很常用的药物摄入方式。病人在输液治疗的过程中，传统的人工输液监控方式要求医护人员时长来对输液的速度和输液情况进行检查。当输液滴速过快时，患者对药液的吸收程度变差，甚至可能会发生药物中毒等现象；当输液滴速过慢时，则可能使输液时间无故延长。当输液瓶中的药液接近滴完，而医护人员并未及时换药或拔针时，很有可能因为空气进入血管而产生危险，因而影响生命安全。我们设计制作的这款输液监控系统利用红外感应原理检测信号，并基于 Android 手机平台，能使医护人员更及时灵活的接收到报警信号，能够更及时采取处理，从而减少工作量，提高工作效率。

智能医疗输液监控系统从功能结构上主要由红外传感采集部分、数据处理传输部分和 APP 远程监控部分组成。红外传感采集部分安装在输液管两侧，并将采集到的信号输入到由 STM32 单片机构成的数据处理电路部分。数据处理传输部分通过调节上拉电阻旋钮设定点滴的标准流速，同时将从采集部分得到的信号放大处理，与内部中断计数得到的时间进行计算，得到当前的点滴流速，并通过 8266WiFi 模块发送给监控 app。当实测速度与标准速度的绝对差值大于误差范围，或是当前输液即将结束时，数据传输部分向监控 app 发出警报信号，app 接收信号后提醒医护人员及时处理，单片机控制相应电路同时发出声光报警。App 平台上显示有不同床位上的输液速度，输液量和报警提醒，供医护人员实时监测处理。

2 红外传感采集部分

1 系统总体设计

*指导老师：杨光

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6534）

红外对光管是一种常用的红外发光二极管，具体分为红外线发射管和接收管两部分。其工作中原理图如图 1 所示。

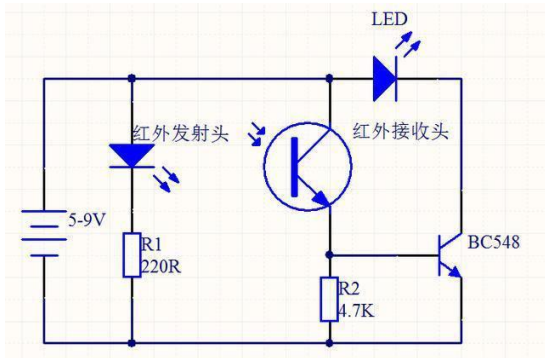


图 1 红外对管电路图

Fig.1 Infrared pair tube circuit diagram

在光谱中波长 0.76 到 400 微米范围内的一段称为红外线，本设计中选择的红外发射管的发射光中心波长为 940nm，该波长的红外对管成本较低，使用方便。红外对管采用对射式结构，通过比较药液通过时的电压信号变化进行采集。使用红外对管对茂菲氏管内液滴进行检测，当药液未落下时，没有液滴从发射与接收管间通过，接收管就会输出一个相对较低的电压信号；而药液滴落经过两管间时，由于药液产生的红外线信号的影响，接收管会输出一个相对较高的电压信号，如此就可以产生脉冲信号，完成对输液信号的采集^[1]。

3 数据处理传输部分

3.1 采集信号调理

由于红外对管采用对射式结构采集信号，检测到的电压变动比较小，而且还会收到外界因素影响，所以需要有一个信号调理的放大比较电路对信号进行整形比较。具体电路图如图 2。由于对射式结构测量的缘故，从红外接收管得到的电压信号一般都很小，只有几 mV 甚至不到 1mV。所以必须经过一个放大电路的放大，才能被单片机识别处理。放大器是由 LT1014 组成的四通道运算放大电路放大信号。相较于传统单通道运算放大器，LT1014 四通道运放体积更小，成本更低，同时由于多步通道的原因，该电路的性能得到了提高。电路放大倍数的计算公式 $A_v = 1 + R_3 / R_2 = 23$ 。放大处理后，红外光电传感器采集到的信号就可以很容易的被处理。

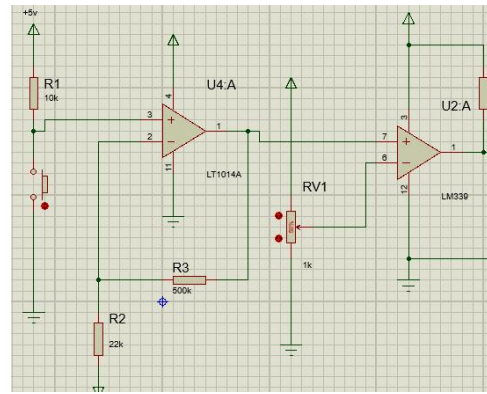


图 2 放大比较电路

Fig.2 Amplification comparison circuit

经过放大处理过的信号，其高、低电平并非标准值，不能直接被单片机识别，因此需对其进行整形处理。利用电压比较电路将其转化为标准信号。电压比较器能将输入电压和设定的标准电压值进行比较。低于标准电压的，比较器输出低电平；高于标准电压的，比较器输出高电平，从而实现测量信号到标准信号的转换^[2]。在此，采用 LM339 芯片构成差动比较电路进行电压比较。其中，RV1 是一个电位器，用来改变标准电压的设定。通过电压比较后，就可以得到单片机可以识别的脉冲信号，从而实现液滴滴落的测量。

3.2 数据处理

上位机接收到调理后的采集信号后，对其进行处理分析，得到进一步的结果。具体的工作流程图如图 3 所示。将红外采集部分安装在茂菲氏滴管与输液针之间的下滴管上使用。输液时，护士确认输液速度，单片机接收设定速度信号并在内部设定所需的控制值。在单片机内，利用外部中断对液滴信号进行计时，当信号再次输入时结束本次计时，得到输液管内液滴的滴落速度。同时，使用内部中断对液滴进行计数。因此，通过计算输液管内液滴滴落速度与该型号输液管液滴体积大小就可以得到输液速度，再乘上液滴滴数得到输液量。本装置采取的滴速误差为每分钟 5 滴，当输液滴速与预设值的差值 > 5 时，单片机输出过快信号；当输液滴速与预设值的差值 < 5 时，单片机输出过慢信号，实现速度报警。当输液结束后，复位输液监控系统^[3]。

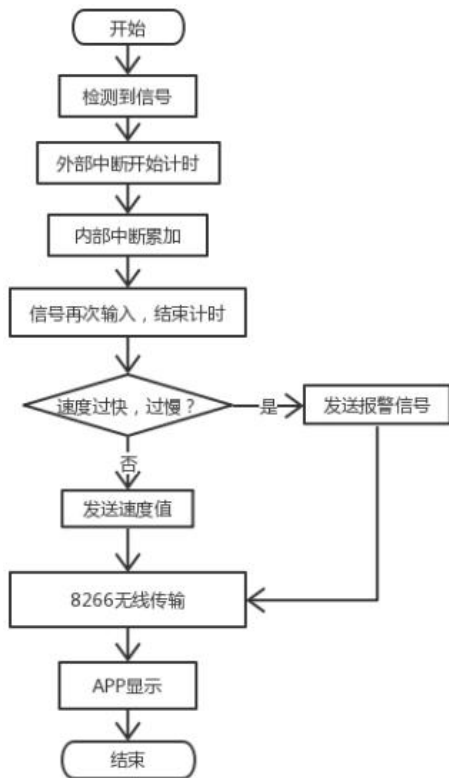


图3 系统工作流程图

Fig.3 System work flow chart

3.3 数据传输及报警

各个输液监控报警装置通过 WiFi 传输方式来连接监控系统与医护人员的手机 app，监控框图如下图 4。智能输液监控装置将设定的输液标准速度和采集到的实际速度、液位情况、紧急报警等信息通过无线传输模块发送到上位机 app 上，供医务工作人员观察和实时处理。本系统的 WiFi 传输选用 ESP8266 无线 WiFi 模块，ESP8266 是一个完整且自成体系的 WiFi 网络解决方案，能够独立运行，也可以作为 slave 搭载于其他 host 运行。ESP8266 具有传输的数据具有量较小，警报突发性强的特点，并具有强大的片上处理和存储能力，使其可通过 GPIO 口集成传感器及其他应用的特定设备，实现了最低前期的开发和运行中最少地占用系统资源，并通过灵活的组网实现多对一的通讯，实现对不同病房，多个输液监控系统的监控和管理。

单片机 8266 发送程序

```
a[0]=js/100+'0';
a[1]=(js%100)/10+'0';
a[2]=(js%100)%10+'0';
```

atk_8266_wifiap_test(a);/8266 发送程序

采用一个全局变量 js，计数液滴滴落的外部中断次数并计算速度，最后转换成十进制形式通过 8266 发送到 app 显示。

ESP8266 工作原理，共有 3 种工作模式，主要使用的是 ap 模式，首先通过网络调试助手启动 ap 模式，ap 模式下，8266 作为一个中转站，与单片机连接在一起。在 AP 模式下，我们可以使用手机连接到它，然后我们就可以给 ESP8266 模块发送连接网络的 ssid 和 psd，连接成功即可接收到单片机经由 8266 网络发出的数据，工作示意图如图 5。

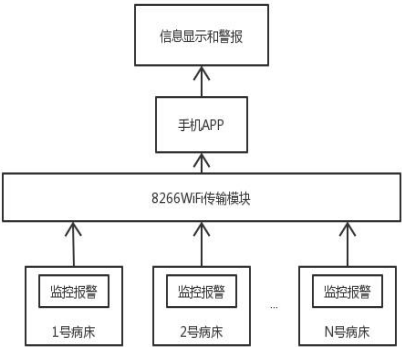


图4 数据传输监控框图

Fig.4 Data transmission monitoring block diagram



图5.ESP8266 工作示意图

Fig.5 Working diagram of ESP8266

本设备的输液报警装置采用声光报警方式，当药液滴速过快、过慢或者接近滴完时，单片机会输出相应的信号通过 WiFi 传输发送到设计好的 app 上等待医护人员处理，如果 1 分钟内未得到处理，蜂鸣器会发出警报警，警报灯亮起，提示周围医护人员处理^[4]。

4 APP 远程监控部分

App 的主要功能是与 8266 建立连接获得单片机传输过来的液滴流速、流量和报警信号，并在界面上显示直观的数据：输液速度、输液进度和报警信号^[5]。

具体的设计中，App 主要调用了手机的 WiFi、震动功能，首先在 manifest 中获取了手机的 WiFi 和震动的授权，后面进行了相应的编程完成 WiFi 信号接收和震动启用。

进入 app 界面设置了 ip 地址和端口的两个 edittext, 获得输入的 ip 地址和端口号, 用来和 8266 匹配连接。设置了一个按键的点击事件, 当手机 WLAN 接入 8266WiFi 信号中, 点击连接即可获取到单片机发送的液滴流速, 并在 TextView 中显示出来。断开的按键点击事件即可断开连接停止数据都接收。设置了一个灯的图片彩色与黑白两个图案, 当单片机的报警信号输入时, 转换为彩色图案, 并调用手机震动报警, 提示 app 端的看护人员病人端需要帮助, 开关按键来停止报警信号。在加入一个 edittext 的手动输入的当前注射输液量, 进度条根据流速与当前量计算输液进度, 并以进度条的形式直观显示出来。



图 6 app 工作界面

Fig.6 App work interface

5 结论

本设计为一个基于 Android 手机平台的智能输液监控报警系统, 通过下位机的监控装置设置标准流速并实时检测输液流速和液位, 利用无线传输模块实时传送到监控 app 上, 并通过手机 app 远程监控平台实时监控和管理。在实际试验中, 选 250mL: 2.25g 的生理盐水瓶和标准 7 号输液管进行测试, 该条件下液滴的体积与液滴数的比值为 1:20。设定标准的输液速度为 70 滴 / 分, 则设定流速为 0. 0583mL / s, 而实测流速为 0. 0580mL / s, 间隔十分钟取值, 多次取值计算输液流速平均误差为 ± 0.023 滴 / s, 满足误差范围。该监控报警装置可以较好地实现智能控制、实时查看等功能, 适用于目前输液设备, 可以提高护士工作效率, 减少医务

出错率, 并在一定程度上提高经济效益, 减少人力支出成本, 具有较为广阔的应用市场。

参考文献

1. 康冰, 林智远, 汪鹏, 等. 基于 ZigBee 的静脉注射智能远程监控系统. [J]. 吉林大学学报, 2016, 34 (2): 186-191.
2. 陈宇, 王玺. 基于光电技术智能输液监控系统设计 [J]. 核电子学与探测技术, 2009, 29 (5): 1149-1154.
3. 刘红青. 基于 MSP430F149 智能医疗输液系统的设计 [D]. 太原: 太原理工大学, 2011.
4. 杨光伟. 一种新型智能输液监护系统的研制 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
5. 邝泽文. 基于 2.4G 无线智能输液监护系统 [J]. 电子世界, 2017. 161: 171.

基于单片机的矿井检测排气系统研究*

张春玲；王鹏佳；王勤勉

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130026）

摘要：本文基于单片机设计的一种低成本的一氧化碳浓度检测报警以及排气系统。本系统以 STM32F103 为主控芯片，通过 ADC 通道采集现场环境的一氧化碳浓度。通过 WiFi 模块将数据上传至上位机，形成矿井下 CO 浓度曲线图，便于分析浓度的变化趋势，并可以通过上位机对下位机控制。

关键词：单片机 一氧化碳检测 WiFi 传输

Research on mine detection exhaust system based on single chip microcomputer

ZHANG Chun-ling; WANG Peng-jia; WANG Qin-mian

(School of instrument science and electrical engineering, Jilin University, Changchun 130026)

Abstract: In this paper, a low cost carbon monoxide concentration detection and alarm and exhaust system is designed based on single chip microcomputer. This system USES STM32F103 as the main control chip to collect the carbon monoxide concentration in the field through the ADC channel. The data are uploaded to the upper computer through the WiFi module to form a graph of the concentration of CO under the mine, so as to analyze the change trend of concentration and control the lower computer through the upper computer.

Key words: Single chip microcomputer Carbon monoxide detection WiFi transmission

0 前言

一氧化碳是种无色、无味的气体，吸入长时间后可能对人体有非常大的伤害。它会结合血红蛋白生成碳氧血红蛋白导致人缺氧。现如今工业的快速发展且城市化的进程加快，矿井工业的有害气体大量产生，其中最常见便是一氧化碳，人类暴露在过量一氧化碳中会严重损害心脏和中枢神经系统，甚至会导致后遗症。因此对一氧化碳浓度的检测及排出一氧化碳气体的研究是必不可少的^[1]。

基于 STM32 的一氧化碳浓度检测系统，以 STM32 为主控芯片，利用 ADC 通道采集一氧化碳检测模块的输出信号，通过 WiFi 模块将数据发送到上位机并对数据进行简单滤波，然后上位机可根据所处理后的数据拟合出实时浓度变化曲线。当使用者需要了解所测地区的一氧化碳浓度时，使用 PC 连接 WiFi 模块信号即可查看实时的一氧化碳浓度，

并且可以通过上位机对下位机进行参数设置等控制^[2]。

1 系统整体设计

该检测系统由上下位机两部分组成，其中上位机由 LabVIEW 开发制作完成，其功能包括数据传输、参数控制、数据记录、曲线拟合等。下位机是以 STM32 微处理器为主控芯片，与多个外设模块连接而成的硬件系统，在下位机中，以 STM32 为主控芯片，利用 ADC 通道采集一氧化碳检测模块的输出信号，将信号简单处理后通过 WiFi 模块发送到上位机，上位机可以拟合出矿井下 CO 浓度变化曲线。当操作人员需要监控所测地区的一氧化碳浓度时，使用 PC 连接 WiFi 模块的信号，即可查看的一氧化碳浓度，当发现所测地区有特殊情况时，操作人员可以通过上位机控制下位机。系统结构如图 1 所示。

*指导老师：范铁虎

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017B65651)

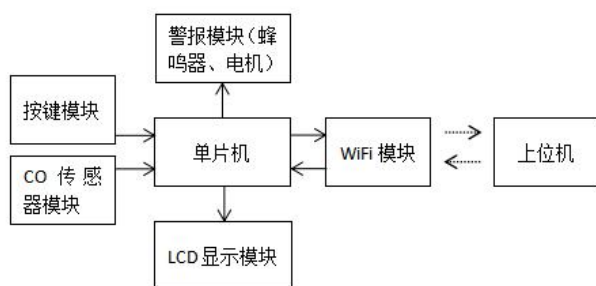


图 1 系统结构

Fig.1 The system structure

1.1 WiFi 模块

上位机与下位机的联系是 WiFi 模块，首先模块需要 5V 稳定的电源，可以用单片机 STM32F103 上的 5V 电压作为电源；由于 WiFi 模块与单片机相互之间传输数据是通过单片机的串口，因此 WiFi 模块的数据接受与发送端端应该分别与单片机的发送与接收端口相接。如图 2 所示。

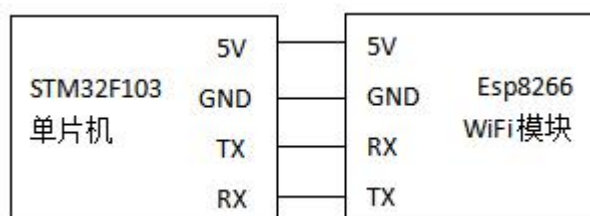


图 2 单片机与 WiFi 模块连接图

Fig.2 SCM and WiFi module connection diagram

1.2 CO 传感器模块

在该系统中采用 MQ-7 一氧化碳传感器模块，MQ-7 传感器气室采用活性炭过滤层，提高了传感器的选择性。一氧化碳浓度的检测是报警和排气系统的关键环节，该传感器模块的一氧化碳响应选择性好，在信号采集的同时自动进行温度补偿，并拥有灵敏度高，性能稳定等优点，因此适合本文所研究装置的条件。MQ-7 模块需要 3V 稳定的电源，可以用单片机 STM32F103 上的 3V 电压作为电源。该模块输出端与单片机的 A/D 输入管脚连接。CO 传感器模块与单片机的管脚连接图如图 3 所示^[3-4]。

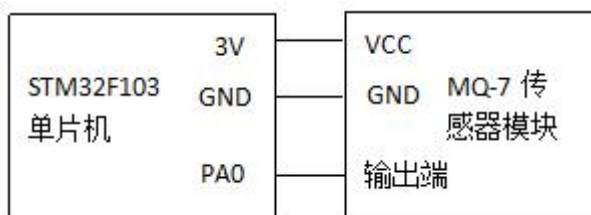


图 3 单片机与 CO 传感器模块连接图

Fig.3 SCM and CO sensor module connection diagram

1.3 显示模块

显示模块用 5110 液晶屏模块与单片机连接，在液晶屏上主要显示当前测得的一氧化碳浓度、电机转动的速度值、所设置的浓度阈值、是否在向上位机发送数据。

1.4 输入模块

输入模块用 4*4 矩形键盘作为单片机的输入，在矿井下操作人员可以通过键盘输入一些命令改变浓度阈值参数、电机的转速、是否向上位机发送数据、一键进入紧急情况、解除紧急情况等。

1.5 警报模块

警报模块包括蜂鸣器和排气装置，蜂鸣器只要正端连接单片机 I/O 端口，另一端与单片机 GND 相接，就可以对其进行控制；排气装置指矿井下排出有害气体的电机装置。要控制电机转动需要电机驱动模块，选用 L298N 驱动模块，电机选用直流电机。L298N 驱动模块需要另外提供 12V 电压，可以用电源适配器提供，为了使电机正常工作，电源、单片机以及电机驱动模块的 GND 必须连接在一起。电机、驱动模块及单片机的连接图如图 4 所示。

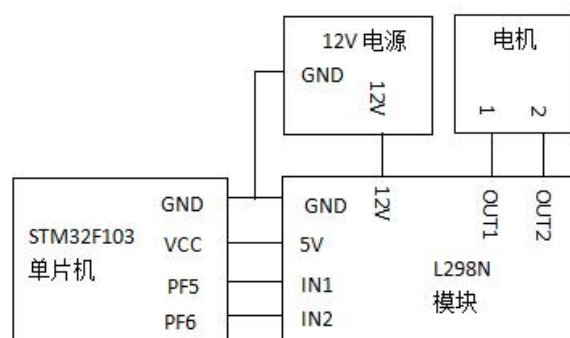


图 4 单片机与电机连接图

Fig.4 SCM and motor connection diagram

2 上、下位机软件设计

2.1 下位机软件设计

下位机的开发基于 KEIL5，上电后首先初始化 LCD 液晶显示模块、ADC 模块、串口通讯模块及定时器等。接下来配置 WiFi 模块为服务器模式，通过 ADC 通道采集检测模块的模拟电压信号后，获得一氧化碳浓度的数据，将原始数据进行简单处理后显示在 LCD 外设上，同时以通过串口连接 WiFi 模块将数据发送至上位机。设置三个初始浓度警戒阈值 $C1=5\text{ppm}$ 、 $C2=15\text{ppm}$ 、 $C3=24\text{ppm}$ ，若检测的浓度值在某一阈值区间时 LCD 外设、电机及蜂鸣器的状态如表 1 所示，当键盘输入控制命令改变当前浓度阈值时，显示屏显示此时要改变的数值，按下

确认键后将显示全部数据。电机的转速是通过单片机定时器输出的 PWM 波，利用 PWM 波形的占空比来改变电机的速度，同时也可通过输入按键改变此时电机的转动速度。在程序中还设置了紧急情况处置，在矿井中，若有突发情况发生，操作人员按下紧急按键，此时电机转速为快，而且蜂鸣器报警提示，当突发情况解决，按键按下解除警报，则所有模块恢复正常情况^[5-6]。

表 1 不同浓度区间各外设的状态

Table 1 The states of the external devices in different concentration ranges

外设	浓度区间 C (ppm)			
	$0 \leq C < C1$	$C1 \leq C < C2$	$C2 \leq C < C3$	$C \geq C3$
电机	慢	较慢	较快	快
蜂鸣器	不报警	不报警	报警	报警

2.2 上位机软件设计

上位机基于 LabVIEW 开发，设置上位机为客户端模式，在上位机界面设置好 IP 地址和端口号，连接下位机后可以接收到数据，通过简单的过滤和数据处理后将数据以曲线形式显示，能够直观看到浓度随时间变化的曲线。同时，利用上位机将控制信号发送给下位机，设置下位机浓度阈值参数及电机转速等。图 5 是上位机界面，图 6 是 CO 浓度曲线。

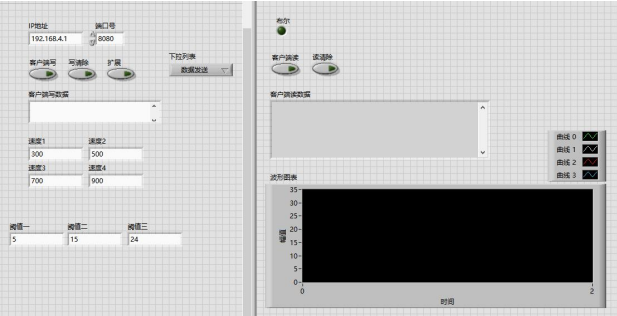


图 5 上位机界面

Fig.5 Upper computer interface

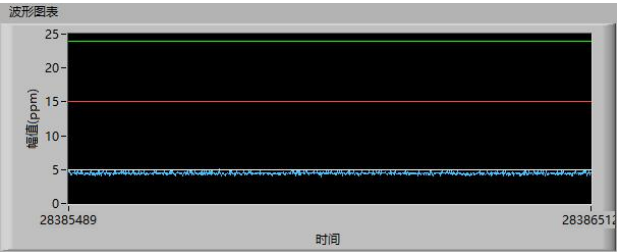


图 6 CO 浓度曲线

Fig.5 CO concentration curve

2.3 上、下位机通信

上、下位机通过 WiFi 模块传输数据，首先要根据 AT 指令设置 WiFi 模块的参数，包括 WiFi 模

式、启动多连接、设置 WiFi 名及密码、建立服务器、设置端口号等，以便 PC 连接 WiFi 模块。其次，下位机已经设置为 TCP 服务器模式，则上位机设置为 TCP 客户端模式。在传输数据时，下位机向上位机发送数据时要根据 AT 指令格式发送，上位机才能接收到正确的数据。上位机向下位机发送命令时，必须添加命令标志位，当串口接收到上位机发送的数据后，再找到命令标志位，然后找到上位机发送的命令内容，根据命令内容控制下位机的各个参数。

3 结论

对于现代矿井工业大规模发展，在开采过程中产生大量有害气体，不仅导致财产资源的损失甚至危及人员生命安全，因此亟需对一氧化碳浓度进行研究检测，我们需要一种够即时查看矿井下的一氧化碳浓度的装置，并且控制矿井下安置的警报装置。本文所研究的一氧化碳浓度检测及排气系统提供了一种矿井下检测及预警的实施方案，在所需测量的地区架设好检测装置，通过 WiFi 模块发送数据，利用上位机能够有效监测浓度，一旦浓度超标，便发出警报，及时加快排气，避免灾害的发生^{[1][7]}。

参考文献

1. 张鹏程, 应斌斌, 王金怡, 朱毅文, 陈锡爱. 基于 STM32 的一氧化碳检测系统研究[J]. 科技资讯. 2018, 16 (15):43+44
2. 陈克武, 赵尚宇, 黄晟, 陈美美. 一氧化碳检测报警器自动检定系统的研制[J]. 南方金属. 2018, (06):53-56
3. 王纳林. 基于 MQ-7 传感器煤气报警系统[J]. 自动化技术与应用. 2014, 33 (12):103-105+113
4. 王水成. 一氧化碳检测报警仪原理与使用策略[J]. 林业劳动安全. 2016, 29 (03):33-35+44
5. 贾怀庆. 基于单片机控制的智能开闭窗系统设计[J]. 机电信息. 2014, (15):149+151
6. 李瑞福. 基于单片机 AT89C51 的一氧化碳浓度检测仪设计[J]. 软件. 2015, 36 (09):106-108
7. 李翼飞, 马鹏飞. 基于单片机的矿用一氧化碳检测系统的设计[J]. 传感器世界. 2013, 19 (09):18-21

水面三分量磁测数据处理及显示系统*

金 强；桑玮烨；赵晨宇

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130022)

摘要：根据磁测过程中的姿态校正，利用欧拉旋转法、岭回归分析、腐蚀膨胀算法，设计出一套水面三分量磁测显示系统。它可以显示实时的磁测分布矢量图，而且其人机交互界面比之前更加简洁以及人性化。

关键词：水面 三分量磁测 磁测分布矢量

Data Processing and Display System for Three-Component Magnetic Survey on Water Surface

Jin Qiang; Sang weiye; Zhao chenyu

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: According to the attitude correction in the magnetic measurement process, a water surface three-component magnetic measurement display system is designed by using Euler rotation method, ridge regression analysis and corrosion expansion algorithm. It can display real-time magnetic measurement distribution vector, and its human-computer interaction interface is more concise and user-friendly than before.

Key words: The surface of the water Three component magnetic survey Magnetic measurement distribution vector

0 引言

水面三分量磁测利用三分量磁测系统测量地磁场^[1]三个分量磁场强度,与传统的总磁场测量方法相比,该方法可获取更加丰富而且准确的地磁场信息,有效的减少反演中的多解性,有助于对磁性体定量分析,被广泛应用于诸多领域。湖泊湖泊地磁场测量是利用船只携带磁力仪在水面上进行地磁测量的过程。由于总场测量不需要方向信息,且当拖曳电缆长度大于3倍船身长以上时也能大大忽略船磁的影响,因此目前大多数水面磁测都是拖曳式总场测量。但地磁场是矢量场^[2],地磁场三分量测量(也叫矢量测量)能够获得磁场的方向信息,比总场测量能够反映更多的磁源体结构,而且水面三分量测量能够以船载方式进行,能够突破拖曳测量在一些水域容易受到限制。因此实施水面地磁三分量测量是水面地磁测量发展的趋势。随着船只导航和船体定姿技术

的发展,开展水面地磁三分量测量也已经成为可能,实际上在西方国家和日本等工业技术发达国家,水面地磁测量已经升级到分量及分量梯度测量^[3]。近年来我国地球物理调查范围在不断扩大,手段也越来越丰富。成功实施水面地磁三分量测量,能大量增加基础地磁资料,提高地质地球物理调查和研究水平。所以,水面三分量磁测是一项很重要的工作。

1 三分量磁测系统工作原理

三分量磁通门测量系统是具有三种成分的磁通门测量系统使用具有高导磁率的磁芯一些软磁材料,和磁芯的磁导率的交变激励信号的磁化下周期性地变化,从而使在磁绕组的感应线圈芯产生感应电动势是非线性相关的外部磁场,并且外部磁场信息由检测装置获得的。

*指导老师：王一

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6537）

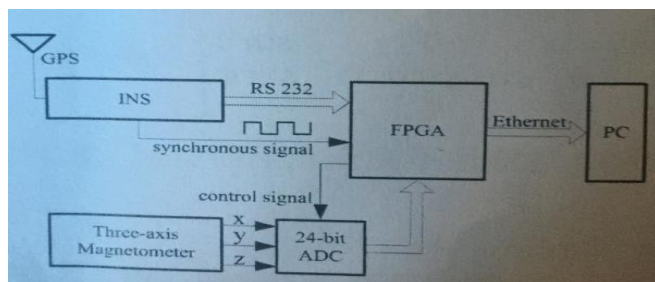
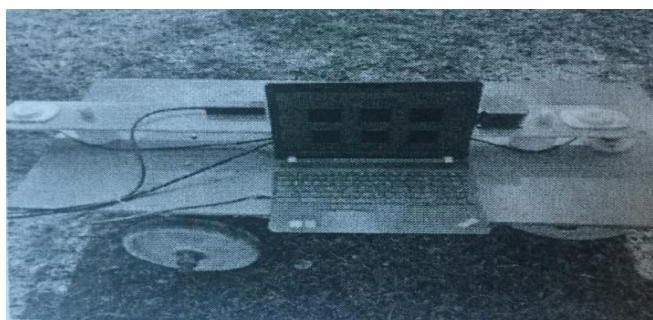


图 1 磁测显示系统示意图

Fig.1 Magnetometric Display System

2 水面三分量磁测系统校正

根据传感器误差产生机理不同,三分量磁测系统主要有三种测量误差^[4]:三轴非正交误差,灵敏度误差和零点偏移误差。

2.1 三分量磁测系统的误差模型

2.1.1 三轴非矫正误差

理想情况下,磁测系统三轴之间相关正交,但是由于加工精度的限制很难保证正交性,所以建立误差模型,如下图:

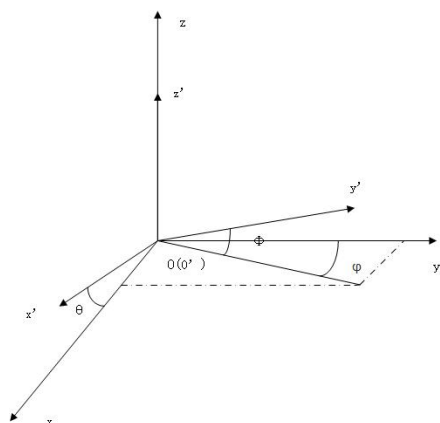


图 2 三轴误差模型

Fig.2 Triaxial error model

如图 2, $o\text{-}xyz$ 表示理想三轴磁测系统坐标系, $o'\text{-}x'y'z'$ 表示非正交的三分量磁测坐标系,假定 z 轴与 z' 轴重合,而且 xoz 面与 $x'o'z'$ 面重合, θ 为两个 x 轴的夹角, ϕ 为 y' 轴在 xoy 面的投影与 y 轴之间的夹角, Φ 轴为 y' 轴与其 xoy 面投影之间夹角。由

此可以建立数学模型^[5]:

$$K_{\text{nor}} = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ \sin\phi & \cos\phi\cos\Phi & \sin\Phi \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2.1.2 灵敏度误差

由于磁力仪三轴的放大电路特性不完全相同而引起的三轴灵敏度不同,灵敏度矩阵可以表示为:

$$K_{\text{sf}} = \text{diag}[k_1 \ k_2 \ k_3]$$

2.1.3 零点偏移误差

实际使用中,磁力仪的三轴输出存在偏移,也就是说,在一个绝对的零磁场的环境下,输出不为零,零偏移误差矩阵是:

$$H_b = [H_{bx} \ H_{by} \ H_{bz}]^T$$

综上所述:三分量磁力仪的测量误差模型为:

$$H_m = K_{\text{sf}} K_{\text{nor}} H_e + H_b^{[6]}.$$

3 腐蚀膨胀

3.1 腐蚀

腐蚀^[7]算法是消除目标的边界点并将边界进行收缩到里面,可作用于消除目标小并且没有实际效果的对象进行处理。腐蚀算法运用 3×3 的结构元件来扫描图像的每个像素,“与”结构元素与其覆盖的二值图像。如果都为 1,所得到的图像的像素为 1,否则为 0,得到的是由一转而减小二值图像。腐蚀算法是由一个到所述结构元素 B 平移获得的 Ba 。假使 Ba 中包含 X ,我们记录这一点,所有满足上述条件的结果称作 X 被 B 腐蚀(Erosion)。表示为: $E(X) = \{a | Ba \subset X\} = X \ominus B$ 。

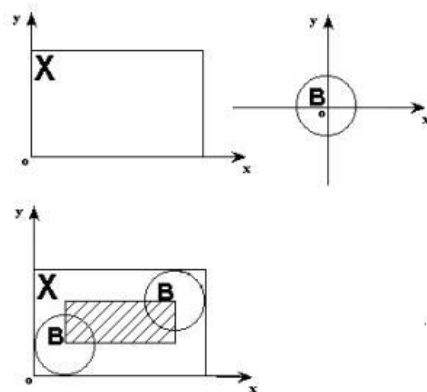


图 3 腐蚀的示意图

Fig.3 Schematic diagram of corrosion

X 表示为处理中的对象, B 为结构元素。不难知道,对于阴影部分中的任何点 a , Ba 都被 X 包含,

因此 X 被 B 进行腐蚀的结果是阴影部分。假使设阴影部分为 C 。则 C 在 X 的范围内并且小于 X ，就像 X 被剥离一样。这是侵蚀算法。由于上述 B 是对称的，即 B 的对称性集合 B_v ，因此由 B 蚀刻的 X 的结果与由 B_v 蚀刻的 X 的结果相同。

3.2 膨胀

膨胀^[8]算法是在与物体接触，到物体合并全部背景点，扩大的范围到外部，可被用于填充在所述对象中的孔的过程。它的扩展算法运用 3×3 的结构元件来扫描图像的每个像素，“或”操作结构元素与其覆盖的二值图像，如果两者都为 0，将得到的图像的像素为 0，否则为 1。结果图像是由一膝部扩展二值图像。膨胀可以被看作是腐蚀的双重操作^[9]，其被定义为： Ba 是通过平移结构元件 B 到获得的，并且如果 Ba 击中 X ，我们记录这一个点。一个满足上述条件的点的所有组被称作 X 被 B 膨胀的结果。用公式表示为： $D(X) = \{a \mid Ba \uparrow X\} = X \oplus B$ 。

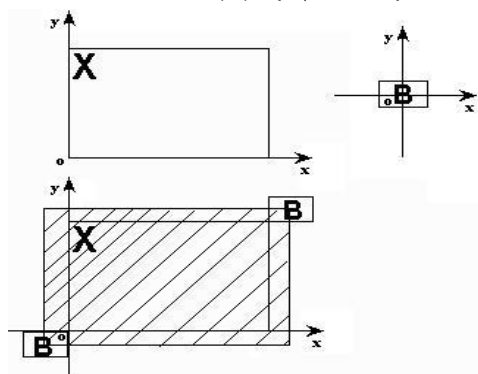


图 4 膨胀算法示意图

Fig.4 Expansion algorithm schematic diagram

3.3 开运算

开放操作^[10]是首先侵蚀然后扩展的过程。它用于消除小物体，在细长点处分离物体，以及平滑大物体的边界而不会显著改变其面积。腐蚀后的第一次膨胀称为开，即 $OPEN(X) = D(E(X))$ 。

4 岭回归分析

当自变量间存在多重共线性， $|XX'| \approx 0$ 时，想象一下，将正常数字矩阵 kI ($k > 0$) 添加到 XX' ，使得 $XX' + kI$ 接近奇点，其程度远小于 XX' 接近奇点考虑到变量的尺寸问题，必须首先标准化数据，并且标准化设计矩阵仍然由 X 表示。定义：

$$\hat{\beta}(k) = (X'X + kI)^{-1} X'y$$

称为 β 的岭回归估计^[11]，其中 k 称为岭参数。由于假设 X 是标准化的，因此 $X'X$ 是自变量的相关样

本。 y 可以标准化也可以未标准化， y 可以是标准化的或非标准化的。如果 y 也是标准化的，则实际计算是归一化岭回归估计。在稳定性上， β 的估计更加稳定。由于脊参数 k 不是唯一确定的，因此得到的脊回归估计实际上是回归参数 β 的估计族。

在运用岭回归分析时需要选取估计，传统是运用残差方法，但我们通常使用岭法。它的直观考虑是，如果最小二乘估计似乎不合理，例如估计值和符号在经济上没有意义，所以可以用岭估计来确定。脊参数 k 值的选择尤为重要。选择 k 值时要注意以下几点：

- (1) 各回归系数的岭估计基本稳定；
- (2) 通过最小二乘估计时，与脊估计的符号变得合理符号的回归系数是不合理；
- (3) 回归系数没有不合乎经济意义的绝对值；
- (4) 残差平方和增大不太多；

岭迹法与传统的基于残差方法相比，在概念上来说是完全不同的，岭迹法对于分析各变量之间的作用和关系是有帮助的。

5 三分量磁测显示系统

三分量磁测系统主要由三轴磁通门、惯导系统、上位机控制软件、数据采集单元、磁测载体，磁测系统用于测量地球磁场矢量信息，惯导系统为三分量磁测数据提供相对应的姿态信息，数据采集单元利用 FPGA 作为主控芯片，基于惯导输出同步信号，通过控制模数转换器实现磁力仪与惯导之间的同步采样^[12]，最后测量数据通过以太网发送到 PC 端。

5.1 三分量磁测系统的系统框图

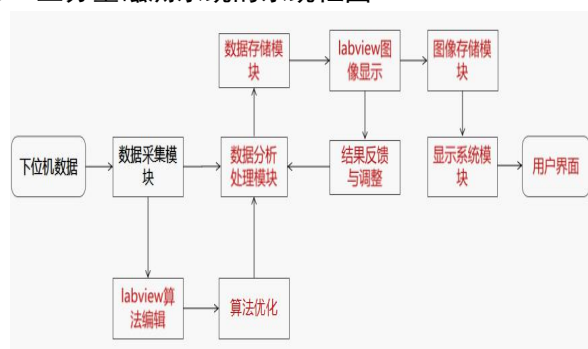


图 5 三分量磁测系统框图

Fig.5 Three-component magnetic measurement system block diagram

由下位机数据采集模块采集好数据后，传送给数据分析处理单元，根据事先编写的算法对数据进行处理以及优化，再将处理好的数据经过存储模块。在存储模块^[13]内有一个数据的反馈分析模块来进

行矫正,矫正完成后系统会将校正后的数据发送至人机界面,从而显示出所需要的三分量磁测结果。

5.2 人机界面

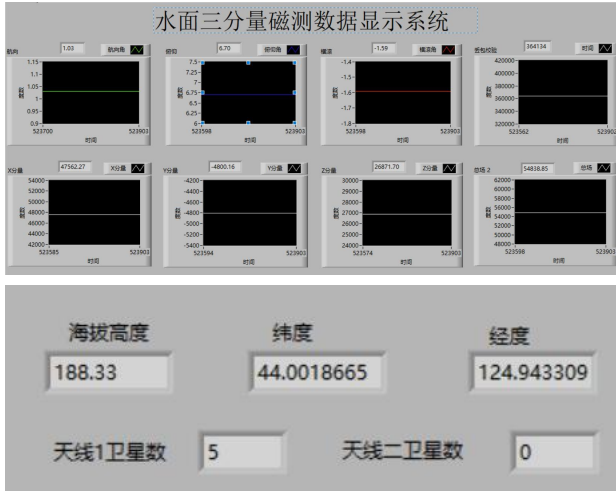


图 6 人机界面图

Fig.6 Human machine interface diagram

本系统可以显示当地航向角,俯仰角,横滚角以及三分量磁测总场数据^[14],还可以显示当地的海拔高度,经纬度等信息。

5.3 操作步骤

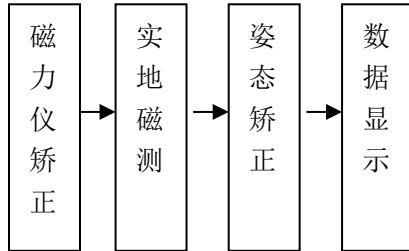


图 7 系统流程图

Fig.7 System Flow Chart

- 矫正磁力仪,消除磁力仪本身的测量误差^[15];
- 选取一条测线进行实地磁测;
- 矫正数据姿态^[16],将磁测数据统一到一个坐标系下,最后统一把磁测数据显示出来;

5.4 磁测三分量合成

$$D = \begin{bmatrix} \cos\alpha\cos\gamma - \sin\alpha\sin\gamma\sin\beta & \sin\alpha\cos\gamma + \cos\alpha\sin\gamma\sin\beta & -\sin\gamma\cos\beta \\ -\sin\alpha\cos\beta & \cos\alpha\cos\beta & \sin\beta \\ \cos\alpha\sin\gamma + \sin\alpha\cos\gamma\sin\beta & \sin\alpha\sin\gamma - \cos\alpha\cos\gamma\sin\beta & \cos\gamma\cos\beta \end{bmatrix}$$

其中, D 是大地坐标系与船体坐标系之间的变换矩阵,通过该变换矩阵将三分量磁场矢量合成^[17],水面坐标系中测量的地磁场可以表示为:

$$\begin{aligned} B_s^M &= A \cdot D \cdot B_e^E + D \cdot B_e^E + K_s \\ &= (A + I) \cdot D \cdot B_e^E + K_s, \end{aligned}$$

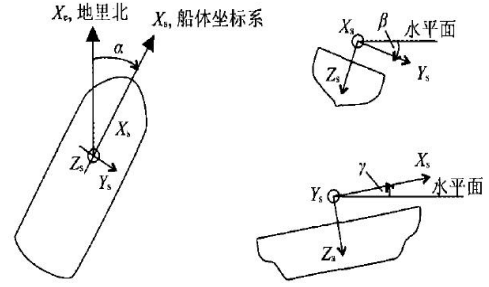


图 8 水面姿态角度的定义

Fig.8 Definition of attitude angle of water surface

其中, B_s^M 是环境地磁场^[18], A 是船磁感应矩阵^[19], K_s 是剩余场, B_e^E 是地磁场矢量, I 是单位矩阵,在水面在一个已知的 B_e^E 的点上做 360° 旋转测量,以产生多于 12 个观测值的线性方程^[20],但是在水面实际测量过程中,由于在水面运动时会产生感应电流,它能产生与感应电场相反的涡流电场^[21]。由此我们可以得到测量的磁场矢量是:

$$B_s^M = A \cdot B_s^E + C \cdot \frac{\partial}{\partial t} B_s^M + B_s^E + K_s,$$

我们由此来得到三分量磁测的磁场矢量合成总场,三分量磁场测量^[22]相比总场包含更多的信息。

6 结论

本文通过对国内外海洋地磁三分量测量的发展现状研究,总结了水面三分量测量的关键技术以及发展建议,并从国家相关论文中获得的数据出发,确立了仪器连接磁场的是三分量的模型,并采用岭回归法,腐蚀膨胀算法来解决磁测数据中的数据问题,得到了船体坐标系的三分量磁测数据,通过大地坐标系与船体坐标系的转换矩阵 D 进行矫正,通过文中矩阵计算可以得到环境地磁场及总场,进而得到磁场矢量分布图,最终显示了当地航向角,俯仰角,翻滚角及三分量总场数据等信息。而从仿真效果来看,该方法有明显的有效性,将处理的数据通过数据传输从而合成磁场矢量图。

但从单一的数据源矫正的结果来看,校正后的方向误差还是比较大的,这表明矫正方法对数据源的性质有明显的敏感性。

参考文献

- 徐如刚,顾左文,黎哲君,谈昕,张毅,王雷,袁洁浩,翟洪涛,辛长江,苏树鹏.2005-2010 年中国地磁测量与地磁场模型的应用[J].地球物理学进展,2014,29(05):2092-2099.

2. 章雪挺,陈鹰,唐勇,刘敬彪.海底三分量磁力仪载体固有磁性的现场校正算法[J].仪器仪表学报,2014,35(07):1497-1509.
3. 郭胜军.井中三分量磁测在实际生产勘探中的应用效果初探[J].西部资源,2013(04):117-118.
4. 西永在,王传雷,刘江平,周常委,李兆峰.地面三分量磁测的观测误差分析[J].工程地球物理学报,2009,6(06):703-707.
5. 赵俊峰.南海北部海盆三分量磁测结果分析[J].热带海洋学报,2009,28(04):54-58.
6. 王庆乙,李学圣,徐立忠.高精度井中三分量磁测是矿山深部找矿的有效手段[J].物探与化探,2009,33(03):235-239+244.
7. 党瑞荣,秦瑶,谢雁,王洪森.三分量感应测井系统研究[J].石油地球物理勘探,2006(04):484-488+492+362.
8. 赵俊峰.南海北部陆缘磁静区在三分量磁测资料中的反映[A].中国地球物理学会.中国地球物理.2003——中国地球物理学会第十九届年会论文集[C].中国地球物理学会:,2003:1.
9. 赵俊峰.海洋三分量磁测资料处理及方法研究[A].中国地球物理学会.1999年中国地球物理学会年刊——中国地球物理学会第十五届年会论文集[C].中国地球物理学会:,1999:1.
10. 吴招才,高金耀,罗孝文,等海洋地磁三分量测量技术.地球物理学进展,2011,26(3):902—907,DOI:10.3969/j.issn.1004-2903.2011.03.015.
11. 徐如刚,顾左文,黎哲君,谈昕,张毅,王雷,袁洁浩,翟洪涛,辛长江,苏树鹏.2005-2010年中国地磁测量与地磁场模型的应用[J].地球物理学进展,2014,29(05):2092-2099.
12. 赵俊峰.南海北部海盆三分量磁测结果分析[J].热带海洋学报,2009,28(04):54-58.
13. 章雪挺,陈鹰,唐勇,刘敬彪.海底三分量磁力仪载体固有磁性的现场校正算法[J].仪器仪表学报,2014,35(07):1497-1509.
14. 郭胜军.井中三分量磁测在实际生产勘探中的应用效果初探[J].西部资源,2013(04):117-118.
15. 西永在,王传雷,刘江平,周常委,李兆峰.地面三分量磁测的观测误差分析[J].工程地球物理学报,2009,6(06):703-707.
16. 何琪,刘金战.井中三分量磁测处理软件设计探讨[J].现代商贸工业,2009,21(18):304-305.
17. 赵俊峰.南海北部海盆三分量磁测结果分析[J].热带海洋学报,2009,28(04):54-58.
18. 王庆乙,李学圣,徐立忠.高精度井中三分量磁测是矿山深部找矿的有效手段[J].物探与化探,2009,33(03):235-239+244.
19. 党瑞荣,秦瑶,谢雁,王洪森.三分量感应测井系统研究[J].石油地球物理勘探,2006(04):484-488+492+362.
20. 赵俊峰.南海北部陆缘磁静区在三分量磁测资料中的反映[A].中国地球物理学会.中国地球物理.2003——中国地球物理学会第十九届年会论文集[C].中国地球物理学会:中国地球物理学会,2003:1.
21. 赵俊峰.海洋三分量磁测资料处理及方法研究[A].中国地球物理学会.1999年中国地球物理学会年刊——中国地球物理学会第十五届年会论文集[C].中国地球物理学会:中国地球物理学会,1999:1.
22. 蔡柏林.井中三分量磁测应用程序[A].中国地球物理学会、美国面向地学的计算机学会.计算机在地学中的应用国际讨论会论文摘要集[C].中国地球物理学会、美国面向地学的计算机学会:中国地球物理学会,1991:3.

地震前兆痕量气体数据库及配套软件设计*

贾博成；张 涛；叶紫芃；陈 晨

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：在地震前以及地震活动中，断层中会向外逸出多种痕量气体，这些气体对断层活动和地震研究有着重要的意义。现用 SQL Server 数据库软件建立了一个专用于存储断层气体浓度数据的数据库，此外，以 Microsoft .NET Framework 编码模型和 C# 语言为手段，设计了一个具有查询、添加、删除等功能的数据库查询软件。二者与气体浓度数据采集系统配套使用，可以有效提高地震研究人员在研究断层气体尤其是地震前兆异常气体时的工作效率。

关键词：断层气体 数据库 SQL Server .NET Framework

Database of trace gas and its supporting software design for earthquake prediction

Jia Bocheng; Zhang Tao; Ye Zipeng; Chen Chen

(College of instrumentation and electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Before and during earthquakes, a variety of trace gases will escape from faults. These gases have great significance to the study of fault activities and earthquakes. In addition, by means of Microsoft .NET Framework coding model and C# language, a database query software with functions of query, addition and deletion is designed. Both of them can be used in conjunction with gas concentration data acquisition system, which can effectively improve the efficiency of earthquake researchers in studying fault gas, especially abnormal gas of earthquake precursors.

Key words: Fault gases Database SQL Server .NET Framework

0 前言

如何准确的预测地震是一个全人类层面的难题，多年来，全世界科学家们提出了各种各样的理论试图实现地震预测，地球放气理论就是其中一种。地球放气理论是指在地震前，由于地质构造活动加剧，震区内尤其是断层区域内的岩石、地表会产生轻微的破裂，因此地下封闭的痕量气体如 CO₂, CO, H₂, CH₄, N₂ 等气体就会从土壤缝隙中逃离向外逸出，造成断层区域的气体浓度异常^[1]。

目前地球放气理论仍处于理论发展阶段，研究人员通过痕量气体浓度探测器或大气气象数据探测卫星长期对断层区域气体进行浓度数据的采集，就

能监测到某一区域气体浓度变化的趋势。通过这一趋势的变化，研究人员可以对该区域未来的地质构造活动做出理论上的判断与预测，再结合实际地质活动情况，就能更进一步地发展、完善、修正使用地球放气理论实现地震预测的这一方法。

由于地震前兆气体研究需要大量的气体浓度样本作为数据支持，且断层区域大多处于交通环境不便的地理偏僻地带，因此若要进行大范围、多区域的研究就必须建立一套专用的不受地理位置限制的数据存放系统，将采集到的断层气体浓度数据第一时间共享给不同区域的研究人员，以便进行多区域综合分析以及对比比较，对数据采集地信息进行编号，并分为时间、地点、温度、震级等，分别对痕量气体的浓度数据进行存储，以数据表的形式呈现。

*指导老师：陈晨

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2018B6549)

1 功能描述

在 SQL Server 中建立了数据库《地震前兆气体浓度数据库》，数据库中分别建立两个数据表，一个主表一个副表。其中主表中包含气体浓度数据的主要属性信息，包括编号、地点、时间、温度以及震级。副表为气体浓度的统计表，暂时以氢气、一氧化碳、二氧化碳、甲烷为例。并且只能使用编号作为唯一主键来查询副表，即对应于一个数字，只有一个单独的气体浓度信息的副表。

同时使用 .NET Framework 平台和 Microsoft Visual Studio 软件创建数据库的特用查询软件，除基本的查询数据库功能外，该软件还具有删除对应条目和添加新数据条目的功能。

将 SQL Server 数据库与网络建立链接后，远程使用查询软件就能直接通过网络访问和更改数据库中的数据。由于条件所限，在本文中以单机连接状态对数据库的功能进行具体介绍。

2 平台介绍

2.1 SQL Server 数据库

SQL Server 是微软公司的关系数据库管理系统^[2]。该方法具有使用方便，扩展性好，相关软件集成度高的优点。它可以运行在多个 Windows 操作平台上，可以在具有多个窗口的不同操作平台上运行，也可以在不同的多处理器服务器上运行，并且 SQL Server 具有可扩展性和高性能，与 WindowsNT 的有机结合已经实现^[3]。

在本设计中，我们主要利用了 SQL server 的数据库建立功能，下面对数据库相关知识做简单介绍：

数据库用于存储电子文件，用户可以添加，拦截，更新，删除等对所存储的电子文件进行修改。随着信息技术和市场的发展，数据管理不再仅仅是存储和管理数据，而是成为用户所需的各种数据管理方法^[4]。数据库在人们的工作学习生活中起了重要作用，使用户对重要实验数据或采集的数据有了更加智能、简便的处理方法，省去了用户的不少时间和精力。

数据库引擎是用于存储、处理和保护数据的核心服务^[5]。使用数据库引擎为联机事务或联机分析处理数据创建关系数据库，例如创建用于存储数据和数据库对象的表，以便查看、管理和保护数据。用户可以通过数据库引擎清晰明了的查看数据，并

且数据库引擎对大量数据的查询、存储及保护提供了方便及保障。

数据库管理系统（DBMS，Database Management System）是一种用于管理数据库的专用计算机软件系统。它通常具有存储，拦截，安全，备份等基本功能^[6]。SQL Server 数据库就是其中一种。

2.2 .NET Framework 编码模型

.NET Framework 全称为 Microsoft .NET Framework，一种用于 Windows 的新托管代码编程模型^[7]。它将强大的跨平台功能与全新编码技术结合起来，以视觉上引人注目的用户体验构建应用程序^[8]，并支持各种业务流程，在人们工作学习中有着重要作用，给用户提供一个平台，使用户工作更加简便，省时省力。

.NET Framework 由三部分组成：第一部分是 Common Language Runtime（CLR，所有 .NET 程序语言共有的运行时组件）^[9]，第二部分是共享对象类库，它提供所有必需的基本对象，第三部分是各种组件^[10]。

.NET Framework 的两个主要组件是公共语言运行库和 .NET Framework 类库。运行库：提供核心服务，如内核管理，线程管理和远程处理。.NET Framework 类库：可以使用类库开发各种应用程序，包括命令行或图形用户界面应用程序^[11]，以及 Web 窗体和 XML Webservices 等应用程序^[9]。

图形化用户界面的存在，再加上 C#语言^[12]的使用，.NET Framework 能够大大提升我们的编程工作效率。

由于地震前兆气体处于断层区域，而断层区域大多处于交通环境不便的偏僻地带，因此就要建立一套不受地理位置限制的数据存放系统，将采集到的断层气体浓度数据第一时间共享给不同区域的研究人员，以便进行多区域综合分析及对比。这两大平台给我们提供了极大的便捷，我们将其运用在多种地震前兆气体浓度的查看、储存方面，实验数据清晰明了，如各类气体的采集地名称、采集时间、温度、相应的浓度及震级数据一目了然，统计完全的气体浓度数据便可用于下一步的研究当中。

3 技术方法

3.1 数据库的建立

首先，打开 SQL Server 软件，在弹出的对话框中对数据库引擎进行配置，输入正确的登录名和密码，连接数据库。

接着新建数据库,并在数据库内新建新的查询。在查询内我们就可以正式地录入数据,建立数据库。首先创建主表,需要录入地元素共有编号、时间、地点、温度、震级五项,其中编号为主键。在新建的查询页面中输入如下语句:

```
Create Table BasicInformation
(
  编号 Varchar(20) Primary key,
  地点 varchar(50) Not Null,
  时间 Varchar(50) Not Null,
  温度 Varchar (60) ,Not Null,
  震级 Varchar (50),Not Null
)
GO
```

其中 BasicInformation 为所创建的数据表格的名称;编号、地点等是录入的元素项目;Varchar(20)为元素的类型与长度,Primary Key 表示主键;Not Null 表示该项不能为空。执行以上代码后,主数据表就被创建好了。

同理,继续创建副数据表 AirConcentration,值得注意的是,由于副表与主表间通过编码唯一链接,所以要对此进行特别声明,其代码如下:

```
Create Table AirConcentration
(
  编号 Varchar(20)References BasicInformation(编号),
  H2_ppm numeric(16,1) Not Null,
  CO_ppm numeric(16,1) Not Null,
  CO2_ppm numeric(16,1) Not Null,
  CH4_ppm numeric(16,1) Not Null,
)
GO
```

这样,主副两个数据表就创建完毕了,接着可以直接向表中插入数据,其代码如下:

```
Insert Into BasicInformation Values('0001','海原断裂带','181205','20','0')
Insert Into AirConcentration Values('0001',60,300,890,90)
```

3.2 查询软件功能的实现

这一部分的工作全部在 .NET Framework 软件中借助图形化用户界面和 C#语言编程实现。为节省篇幅,在此只对 .NET Framework 设计中的关键部分进行展示。

首先在 .NET Framework 的解决方案资源管理器中建立系统的基本框架,如图 1 所示。

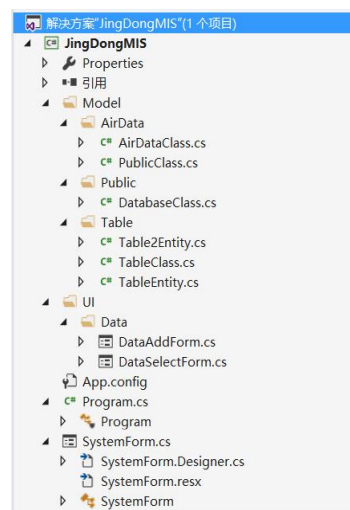


图 1 基本框架示意图

Fig.1 Basic Frame Diagram

其中,Model 中包含系统的基础部分,即与数据库连接、查询、添加等部分。UI 中包含基本的人机交互界面,即软件的图形界面。Program.cs 为主程序的基本代码。SystemForm.cs 为所建立的系统主页面。

接着创建系统主页面,并在主页面中添加操作菜单,单击“操作”菜单,系统会自动弹出两个子功能按钮,即“添加”和“查询”键。根据功能分析可知,“添加”键要将新的气体数据连同其属性添加到已有数据库中,“查询”键则是要实时读取数据库中的最新数据。

将这两个键创建好后,需要创建其对应的子功能菜单。根据需求分析可知,在“添加”页面中,我们要输入没项数据的详细信息,并将其录入至系统中。在“查询”页面中,我们需要建立两个显示窗口,分别显示数据主表中的属性信息和子表中的浓度信息。另外在此页面中还应设计“删除”项,对数据库中不需要的信息进行删除。利用创建事件功能,可以完成以上功能的编码。

将主要界面都创建完毕后,需要将 SQL Server 数据库同 .NET Framework 连接起来。在解决方案资源管理器中的 Model 文件夹下创立 Public 文件夹,在其中新建项目,项目类别为类,命名为 DataBaseClass.cs。在 DataBaseClass.cs 文件中创建连接服务,其中关键语句”string sConnect = ”Server=.;database=SD;user id=sa;password=;”表示连接方式为本机连接,数据库名称为 SD,数据库户 ID 为 sa,密码为空。这样之前我们所创建的数据库表 BasicInformation 和 AirConcentration 就成功连接到了 .NET Framework 中。

4 成果展示

SQL Server 中建立的数据库建立结果如下图所示 2 所示。

结果

消息

	编号	地点	时间	温度	震级
1	0001	海原断裂带	181205	20	0
2	0002	海原断裂带	181215	22	0
3	1001	郯庐断裂带	181205	18	3
4	1005	郯庐断裂带	181215	10	5
5	1006	郯庐断裂带	181225	8	7.2
6	3033	环太平洋断裂带	190103	3	3.5

	编号	H2_ppm	CO_ppm	CO2_ppm	CH4_ppm
1	0001	60.0	300.0	890.0	90.0
2	0002	80.0	705.0	780.0	250.0
3	1001	550.0	755.0	705.0	80.0
4	1005	90.0	95.0	85.0	280.0
5	1006	905.0	250.0	2500.0	850.0
6	3033	690.0	690.0	3000.0	1500.0

图 2 数据库建立结果

Fig.2 Results of database establishment

查询软件主界面如下图所示 3 所示。



图 3 查询软件主界面

Fig.3 Home Interface of Query Software

查询功能运行结果如下图所示 4 所示。

编号	地点	时间	温度	震级
0001	海原断裂带	181205	20	0
0002	海原断裂带	181215	22	0
1001	郯庐断裂带	181205	18	3
1005	郯庐断裂带	181215	10	5
1006	郯庐断裂带	181225	8	7.2
3033	环太平洋断裂带	190103	3	3.5

编号	H2_ppm	CO_ppm	CO2_ppm	CH4_ppm
0001	60.0	300.0	890.0	90.0
0002	80.0	705.0	780.0	250.0
1001	550.0	755.0	705.0	80.0
1005	90.0	95.0	85.0	280.0
1006	905.0	250.0	2500.0	850.0
3033	690.0	690.0	3000.0	1500.0

图 4 查询功能

Fig.4 Query function

添加界面如下图所示 5 所示。

增加气体数据
 确认增加 退出

编号: 5001 地点: 平壤 时间: 190304
 震级: 8.5 温度: 10

图 5 添加功能界面

Fig.5 Interface of adding

添加成功后，系统会自动弹出以下提示窗如图 6 所示。

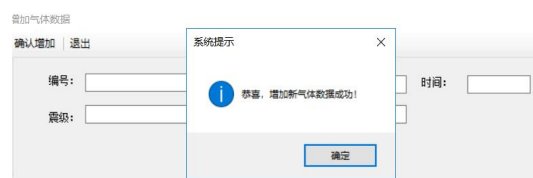


图 6 添加成功弹窗

Fig.6 Bullet window of successful adding

5 结论与展望

利用 SQL Server 数据库软件和 .NET Framework 编程平台成功实现了地震前兆气体浓度数据库的建立，并且添加了基本的操作功能，如查询、添加、删除。将数据库联网，就能实现多用户远程访问，更改数据库，无疑将大大提高地震研究人员的工作效率。

由于能力一般，时间有限，目前做出的数据库和查询软件都还比较基础。在未来，如果继续此课题的研究，数据库内容还有很大的提升空间。例如如何将数据库做的更加丰富，使其能够保存更全面的地震前兆气体数据等。其次，实现数据库的网络保存也是很有实用意义的发展方向，将数据库保存在网页中能让普通网民也具有访问数据的权力，实现真正的数据共享。

参考文献

1. 强祖基,孔令昌,王弋平,李秋珍,赁常恭,徐秀登.地球放气、热红外异常与地震活动[J].科学通报,1992(24):2259-2262.
2. 马日.SQL Server 数据库应用技巧探讨[J].科技展望,2016,26(03):13-14.
3. 网络数据库 SQL Server 2012 教程[M]. 人民邮电出版社,丁莉,2015
4. 周旺红.SQL Server 2012 数据库 T-SQL 查询方法及实例

- 解析[J].信息与电脑(理论版),2018(24):144-145.
5. 孙弢.SQL Server 数据库应用关键技术探析[J].山东工业技术,2014(24):158.
 6. 董建华.SQL Server 数据库的性能优化技术研究[J].科技广场,2007(05):93-94.
 7. 张彬楷,张高境,王璐慧..net 框架下软件开发模式分析[J].计算机产品与流通,2018(12):17.
 8. 张捷 ..NET 架构体系及开发研究 [J]. 电子测试,2017(18):52-53.基于 SQL Server 的数据库应用系统性能优化研究[J]. 王学慧. 电子科学技术. 2015(01)
 9. 魏国利,张成刚.基于 ASP.NET 框架的在线考试管理系统设计与实现 [J]. 信息与电脑 (理论版),2017(23):121-122+125.
 10. 王黎明.基于.NET 框架的网站内容管理系统设计与实现 [J].电脑知识与技术,2016,12(09):125-126.
 11. 汪杰..net 框架下的软件开发模式[J].电子技术与软件工程,2017(03):57.
 12. 黄志良,陈惠芬,何冬梅.基于 C#的 SQLSERVER 数据库技术教学探讨[J].电脑知识与技术,2013,9(10):2296-2297.

地震前兆痕量气体检测仪设计*

贾博成；张 涛；叶紫芃；陈 晨

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：以二氧化碳、一氧化碳、氢气三种气体作为测量气体，设计了一种具有低检出限的痕量气体检测仪，能够用于检测断层活动所逸出气体的异常浓度数据。以此为地震前兆气体、断层气体的采集提供一种高性价比的新思路，同时为地震研究提供有力的数据支持。主要从传感器、硬件设计、软件设计三个方面对该痕量气体检测仪进行相应的分析和介绍。

关键词：地震前兆 断层气体 痕量气体检测

Design of trace gas detector for earthquake prediction

Jia Bocheng; Zhang Tao; Ye Zipeng ;Chen Chen

(College of instrumentation and electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Carbon dioxide, carbon monoxide and hydrogen are taken three as measuring gases, a trace gas detector with low detection limit is designed, which can be used to detect abnormal concentration data of gas escaped from fault activities. In order to provide a new idea of high cost-effective for seismic precursor gas and fault gas acquisition, and provide powerful data support for seismic research. The trace gas detector is analyzed and introduced from three aspects: sensor, hardware design and software design.

Key words: Earthquake prediction Fault gases Trace gas detection

0 前言

地震是指地壳快速释放能量，并且造成剧烈震动，释放地震波的一种自然现象。千百年来，地震对人类的文明，财富造成了不可估量的损失与伤害。如何做到地震的预测，预警，是全球众多科学家共同努力的方向。本设计就是在这样的背景之下应运而生的。

1 地球放气理论简介

地震发生之前往往伴随着一定程度的断层地质运动，在断层运动的同时常会有多种痕量气体从断层中逸出，这就是地壳排气现象^[1]。在大陆上，地壳排气现象常见于断裂带上，特别是在活动的深大断裂带上。这种与断层活动有关的从断层散发出来的气体称为断层气。它包括从断层逸出到上方土壤

中形成的气晕和沿断层分布的泉水、地下水中多种逸出气、溶解气等^[2]。断层气体监测作为捕捉地震前兆的一个重要手段，在地震短期预测中能够发挥重要作用。而其背后的理论依据就是地球放气理论。

该理论最早是由前苏联学者所提出的^[2]，他们通过分析震前卫星红外气体异常分布，发现由于震前构造活动加剧，区域内岩石和地表的破裂张开^[3]，使得地下封闭的气体如 H₂、CO、CO₂、CH₄、Rn、N₂、O₃^[3]等气体沿裂隙通道逸出地面。在断层区内，有许多微裂隙，这是气体从地球深处向地表扩散的最好通道，并且也是深源气体富集的地方^[4]。在地震前，由于岩石聚集了巨大的能量，断层区内产生了新的裂隙通道，使得裂隙深处的气体和原来富集在裂隙周围的气体迅速向地表扩散，它们的流速和混合比例都发生了很大的变化^[5]。在绝大部分较强地震前，H₂、He、CH₄、N₂、Ar、CO₂、Rn、CO、O₃等气体的浓度都有明显的变化（如表1所示^[3]），且其浓度异常一般能持续几天之久。这种现象就被称为

*指导教师：陈晨

项目类型：大学生创新创业训练项目(2018B6549)

地球放气理论。1998 年, Ciotoli 等在意大利富希纳盆地进行的断层气探测结果表明, 在 1915 年曾发生过 7.0 级地震的断裂带上同步显示出 He、CH₄、CO₂ 的异常峰值^[6]。1976 年, 唐山 7.8 级地震前, 在天津棉 4 井观测到二氧化碳日总量出现异常增高, 地震后, 在发震断裂上进行了 CO₂ 和 H₂ 探测, 测线布设在唐山市以南的郑家庄和礼尚庄, 均跨越地震破裂带, 探测结果表明, 无论 CO₂ 还是 H₂, 在测线的跨断层地段上, 都很明显地表现出高值异常^[2]。

在大量查阅数据之后, 为保证本设计的应用广泛性, 我们选择一氧化碳、二氧化碳和氢气作为被测气体。

表 1 海原断裂带土壤气浓度分布范围和平均值

Table 1 Range and average values of soil gas in Haiyuan Fault zone

组分(单位)	硝口		八只窑		蔡祥堡		小南川	
	范围	均值	范围	均值	范围	均值	范围	均值
He(ppm)	~ 65.3	-	~ 17	-	~ 49.8	-	~ 21.7	-
H ₂ (ppm)	~ 77.3	-	~ 99.1	-	~ 369.7	-	~ 35	-
CH ₄ (ppm)	~ 537.7	-	-	-	-	-	-	-
N ₂ /O ₂ (v/v)	3.8 ~ 16.1	5.5	3.8 ~ 4.6	4.0	3.9 ~ 7.7	4.4	3.3 ~ 4.3	3.9
Hg(ng/m ³)	4 ~ 28	19.4	3 ~ 107	32.7	5 ~ 215	87.1	3 ~ 245	60.5
Rn(kBq/m ³)	2.5 ~ 30.3	10.6	1 ~ 12.9	3.7	1.3 ~ 38.3	5.6	2.2 ~ 12.9	5.9

注 “-”代表低于检测限。

2 传感器设计

在传感器设计部分, 我们的主要工作是根据我们所测量气体的特性选择测量效果好, 性价比高的相应传感器, 并且熟悉其原理, 为整个系统的设计铺垫好基础。

通过研究历史断层气体数据发现, 断层逸出气体都有浓度极低这一特性, 其异常浓度大多在几十 ppm (parts per million, 百万分比浓度) 到几百 ppm 不等。因此, 本设计中所采用的传感器必须具有较低的检出限。在此条件之下, 再综合考虑设计的成本以及稳定可实现性后, 我们选择了电解质式氢气和一氧化碳传感器以及红外二氧化碳传感器。

本设计中最终选择的是美国 GE 公司的 T6615 型红外二氧化碳传感器。其利用红外方法测定空气中的二氧化碳含量, 选择性好, 灵敏度高, 具有很强的抗干扰能力, 在混乱的气体环境中依然能得到比较可靠的气体浓度数据^[7]。并且相比于其他气体传感器, 红外气体传感器还具有寿命长的独特优势。

二氧化碳和氢气我们都选用了电解质式传感器, 分别为 Golden science 公司的 H2-4G 氢气传感器和 Solidense 公司的 CO Sensor Micro+/3 一氧化碳传感器。电解质式传感器利用被测气体与传感器内部成分发生化学反应来实现测量, 其最终的输出值

与被测气体浓度成比例关系。电解质型传感器同样有着较高的选择性和稳定性, 同时还具有极高的性价比, 十分适于我们本次实验研究。

3 硬件设计

气体检测仪的主要硬件结构如图 1 所示, 由传感器, 调理电路, 单片机, 显示, 以及数据传送五大部分组成。在此主要针对三电极传感器驱动电路和传感器输出放大电路两部分进行详细说明。

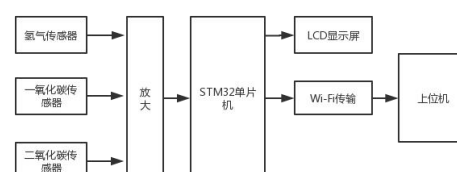


图 1 总体架构示意图

Fig.1 Overall framework sketch

3.1 三电极传感器驱动电路

由于我们所选用的电解质式传感器均为三电极传感器, 因此在使用时有一点需要特别注意, 那就是恒电位仪驱动电路的设计。

三电极传感器的三个电极分别为一个对电极、一个工作电极和一个参比电极^[8], 如下图图 2 所示。在三电极传感器的三个传感器电极中, 只有工作电极和对电极之间会发生化学反应, 当气体浓度不断增加时, 对应所产生的感应电流就会引起对电极上电动势的变化, 此反应称为极化。当气体浓度不断增加时, 其工作电极电动势会超出其线性允许范围, 输出信号与气体的浓度成为非线性的关系, 这就导致对高浓度气体的测量数据的不准确, 失去数据的参考意义。故在测量过程中需要在电路外部接入一个新的稳定电压, 用来稳定工作电极和参考电极间电动势, 并且确保参考电极不会有电流流过, 也确保了参考电极电压的稳定, 如此就能保证工作电极数据测试的准确度^[9]。与此同时, 加入参考电压还能够为传感器提供一个偏置电压, 可以提高一部分不活泼反应气体的活性, 很大程度上促进了氧化还原反应的发生, 能为传感器提供一个更广的测量范围^[10]。

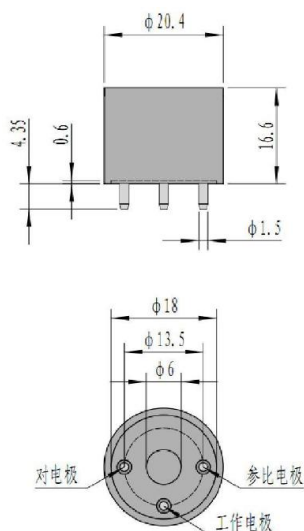


图2 三电极传感器示意图

Fig.2 Schematic diagram of three-electrode sensor

若想稳定参比电极与工作电极之间电动势且使参比电极中没有电流流过，最简单的办法就是用由一个运算放大器组成的恒电势仪实现，如图3所示。图中把工作电极接地，是为了防止寄生信号的干扰，从而提高了电路中电流和电压的稳定性和精度。这样，恒定电位就变成了保证参比电极没有电流流过的前提下，其电位恒定在某固定值。把参比电位加到控制放大器的反相端，在同相输入端加控制电压作为基准电压，控制放大器的输出端接参比电极形成负反馈调节系统。

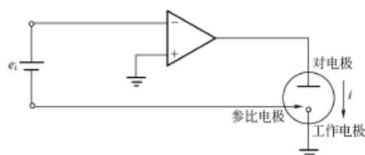


图3 恒电位仪示意图

Fig.3 Schematic diagram of Potentiostat

3.2 放大电路

由于所测量的异常气体浓度是十分微小的 ppm 量级，相应的，气体传感器所产生的输出信号也都是十分微弱的电信号。因此，需要设计合适的放大电路对其进行放大。

放大电路中大部分误差大部分都是由第一级放大电路引入，因此若要使得放大电路做到可靠稳定，达到较小误差要求，最重要的就是第一级放大电路的设计。本设计利用精密的运算放大器 ICL7650 来实现首级放大电路对误差控制的较高要求。

ICL7650 是 Intersil 公司利用动态校零技术和 CMOS 工艺制作的斩波稳零式高精度运放，它具有输入偏置电流小、失调小、增益高、共模抑制能力强、响应快、漂移低，性能稳定及价格低廉等优点。

其次，单级放大电路几乎不可能完成高倍数放

大的要求，所以为保证电路的精确度，减少失真^[8]，本设计采用两级放大电路对传感器电信号进行放大。以氢气传感器放大电路为例，第一级反向放大设置为 2000 倍，第二级反向放大 1.5 倍。

最终的放大电路电路图如下图图 4 所示。

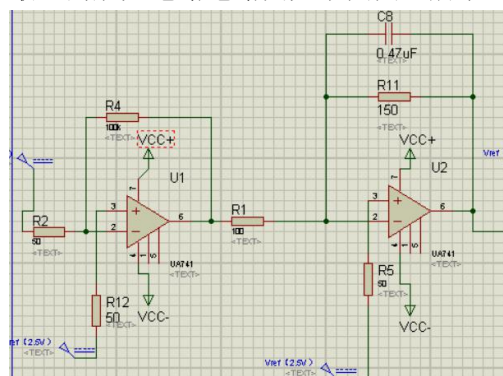


图4 放大电路示意图

Fig.4 Schematic diagram of amplifier circuit

4 软件设计

STM32f103 系列单片机有 3 个 ADC，精度为 12 位，每个 ADC 最多有 16 个外部通道^[11]。其中 ADC1 和 ADC2 都有 16 个外部通道，ADC3 根据 CPU 引脚的不同通道数也不同，一般都有 8 个外部通道。ADC 的模式非常多，功能强大，适合本方案多路采集的要求。系统软件的设计采用模块化编程的方法，利用 C 语言对系统软件进行编写。软件程序包括：系统初始化模块、信号采集处理模块、人机交互模块及无线传输模块。如下图 5 所示。

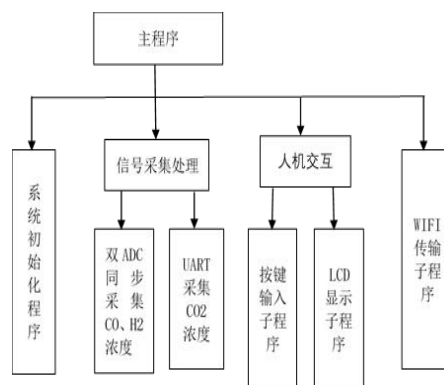


图5 软件总体架构示意图

Fig.5 Software overall architecture diagram

4.1 ADC 转换

根据项目要求，需要采集三路模拟信号数据。因此，可以采用 STM32f103 独立模式多通道采集的方法。要注意的是，用来做 ADC 输入的 I/O 口不能被复用，否则会导致采集到的信号不准确^[12]。

独立模式多通道采集编程要点：（1）初始化 ADC 的 GPIO；（2）初始化 ADC 工作参数；（3）配置 DMA 工作参数；（4）读取 ADC 采集的数据。部分程序如下图 6 所示。

```
void ADC_VAL(void)
{
    ADC_ConvertedValueLocal[0] =(float) After_filter[0]/4096*3.3;
    ADC_ConvertedValueLocal[1] =(float) After_filter[1]/4096*3.3;
    ADC_ConvertedValueLocal[2] =(float) After_filter[2]/4096*3.3;

    printf("\r\n CH0 value = %7.5f V \r\n",ADC_ConvertedValueLocal[0]);
    printf("\r\n CH1 value = %7.5f V \r\n",ADC_ConvertedValueLocal[1]);
    printf("\r\n CH2 value = %7.5f V \r\n",ADC_ConvertedValueLocal[2]);
    printf("\r\n\r\n");
}

/**
 * @brief ADC初始化
 * @param 无
 * @retval 无
 */
void ADCx_Init(void)
{
    ADCx_GPIO_Config();
    ADCx_Mode_Config();
    DMA_NVIC_Configuration();
}
```

图 6 ADC 转换程序

Fig.6 ADC Conversion Program

4.2 数字滤波

STM32 内部包含 12 位的 ADC，一次检测一路 AD 最快需要 1 微秒。为了防止外围电路偶尔对 AD 采样的干扰,需要对采集数据进行滤波^[13]。软件滤波算法有许多种，例如：限幅滤波法、中位值平均滤波法、加权递推平均滤波法等。考虑到采集数据在短时间内变化比较缓慢，最终选用中位值平均滤波法。在采集的 N 个数据中去掉一个最大值和一个最小值，然后对剩下的数据求平均值。部分程序如下图 7 所示。

```
#include "filter.h"
uint16_t After_filter[3] = {0, 0, 0};

void filter(void)
{
    uint16_t max, min = 0;
    uint32_t sum = 0;
    u8 count, i;
    for (i=0; i<3; i++)
    {
        for (count=0; count<N; count++)
        {
            min=max= ADC_ConvertedValue[0][i];
            sum += ADC_ConvertedValue[count][i];
            if(ADC_ConvertedValue[count][i]>max)
            {
                max = ADC_ConvertedValue[count][i]; //一个循环之后max就是最大的值
            }
            if(ADC_ConvertedValue[count][i]<min)
            {
                min = ADC_ConvertedValue[count][i]; //一个循环之后min就是最小的值
            }
        }
        After_filter[i] = (sum-max-min)/(N-2);
        sum=0;
    }
}
```

图 7 滤波程序

Fig.7 Filter program

4.3 Wi-Fi 传输

将数据无线传输至电脑需要用到 ESP8266 WIFI 模块。ESP8266 模块可以实现的主要功能包括：串口透传，PWM 调控，GPIO 控制。ESP8266 模块支持 STA/AP/STA+AP 三种工作模式。根据项目要求，可以通过配置 ESP8266 为 STA 模式，接入局域网和电脑进行数据通信。在点对点的传输情况下可以采用透传模式。部分程序如下图 8 所示。

```
sprintf ( cStr, "%d%d%d%d %d%d%d%d %d%d%d%d ",
          disa[0], disa[1], disa[2], disa[3], disa[4], disa[5], disa[6], disa[7], disa[8], disa[9], disa
ESP8266_SendString ( ENABLE, cStr, 0, Single_ID_0 ); //发送数据
DelayMs ( 500 );
if ( ucTcpClosedFlag ) //检测是否失去连接
{
    ESP8266_ExitUnvarnishSend (); //退出透传模式
    do ucStatus = ESP8266_Get_LinkStatus (); //获取连接状态
    while ( ! ucStatus );
    if ( ucStatus == 4 ) //确认失去连接后重连
    {
        printf ( "\r\n正在重连热点和服务器 ..... \r\n" );
        while ( ! ESP8266_JoinAP ( macUser_ESP8266_ApSsid, macUser_ESP8266_ApPwd ) );
        while ( ! ESP8266_Link_Server ( enumTCP, macUser_ESP8266_TcpServer_IP, macUser_ESP8266_TcpSer
        printf ( "\r\n重连热点和服务成功\r\n" );
    }
    while ( ! ESP8266_UnvarnishSend () );
}
```

图 8 Wi-Fi 程序

Fig.8 Wi-Fi program

4.4 虚拟仪器设计

痕量气体检测仪所检测到的气体浓度数据最终会被传输到上位机中，因此在上位机我们需要设计一个人机交互虚拟界面，我们选择使用 LabVIEW 软件来实现此功能。

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) 是一种程序开发环境，由美国国家仪器 (NI) 公司研制开发，类似于 C 和 BASIC 开发环境。LabVIEW 使用的是图形化编辑语言 G 编写程序，产生的程序是框图的形式，是一种用图标代替文本行创建应用程序的图形化编程语言。LabVIEW 能提供很多外观与传统仪器 (如示波器、万用表) 类似的控件，可用来方便地创建用户界面。

最终完成设计的 LabVIEW 前面板如图 9 所示，可以实时显示气体浓度波形，记录气体浓度数据，并且设置测量与采样参数。

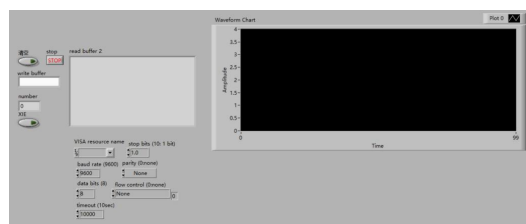


图 9 上位机界面

Fig.9 PC interface

5 结论

本设计使用氢气，一氧化碳两种电解质式气体传感器和二氧化碳红外气体传感器，运用恒电位仪技术，搭配合适的传感器驱动电路，再结合信号调理电路，Wi-Fi 传输技术和 LabVIEW 虚拟仪器界面设计，为综合痕量气体检测提供了一种新的设计思路。本系统可为地震前兆，以及断层活动的研究提供参考，也可应用于家庭，温室大棚气体检测等领

域。最终的实际测量结果图如下图图 10 所示。

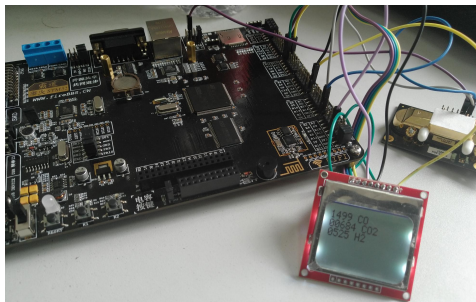


图 10 测量结果图

Fig.10 Measurement results

参考文献

1. 强祖基,孔令昌,王弋平,李秋珍,赁常恭,徐秀登.地球放气、热红外异常与地震活动[J].科学通报,1992(24):2259-2262.
2. 朱旭,王子影,张宇.红外传感器用于断层气体测量[J].大地测量与地球动力学,2011,31(05):156-159.
3. 周晓成,王传远,柴炽章,司学芸,雷启云,李营,谢超,刘胜昌.海原断裂带东南段土壤气体地球化学特征[J].地震地质,2011,33(01):123-132.
4. 崔月菊,杜建国,李营,郭秋娜.探测与 2008 年汶川 M_S8.0 和 2013 年芦山 M_S7.0 地震相关的大气 CH₄ 和 CO 异常变化[J].矿物岩石地球化学通报,2016,35(05):1022-1027.
5. 周小玲.岩石断裂释放的臭氧可用于地震预测[J].国际地震动态,2012(01):7.
6. 范雪芳,李自红,张磊.震前土壤痕量氢气异常特征[J].国际地震动态,2015(09):147.
7. 刘俊峰,陈侃松,王爱敏,顾豪爽,刘华容.氢气传感器的研究进展[J].传感器与微系统,2009,28(08):8-11.
8. 王树振,单威,宋玲玲.AD620 仪用放大器原理与应用[J].微处理机,2008(04):38-40.
9. 郑龙江,李鹏,秦瑞峰,杨俊明.气体浓度检测光学技术的研究现状和发展趋势[J].激光与光电子学进展,2008(08):24-32.
10. 王翠翠,周真,秦勇,张红雨.电流型电化学传感器恒电位仪电路的研究[J].传感器世界,2009,15(02):36-39.
11. 王大雷,何康,王楠,王龙,姜立勇.基于 STM32 与 GSM 的智能气体检测与预警系统设计[J].枣庄学院学报,2018,35(05):47-52.
12. 周艳菊.冷库便携式多气体检测仪的设计与研究[D].山东农业大学,2017.
13. 蔡莉媛.基于 STM32 单片机的气体分析仪设计[D].西安工业大学,2016.

基于 LabVIEW 和 ARM 的虚实结合 模拟电路实验平台设计*

周志坚；颜培荣；冯 雪；刘正凯

(吉林大学仪器科学与电气工程学院, 长春, 130000)

摘要：本研究提出设计一款基于 LabVIEW 和 ARM 的虚实结合模拟电路实验平台。本实验平台包括上位机进行的虚拟仿真和实际电路实验平台两个部分。首先通过 LabVIEW 与 Multisim 联合仿真获取实验参数，通过串口传输给下位机实验箱改变相应实际电路参数，以达到实验参数联调的目的；将下位机实验波形结果采集到上位机，并调用 Multisim 仿真结果实现实验结果在 LabVIEW 界面共同显示，以达到虚实结合的模拟电路实验平台的设计。此外还考虑可调信号源、实验箱供电等问题的设计，并将实验电路结构及接口统一化设计，减小实验箱体积以达到便携式实验的目的。经测试，表明该平台可以随时随地稳定运行，有效缩短了实验时间，提高了实验效率，使模拟电子电路实验不再局限于实验室等物理条件要求，有较强的教学意义。

关键词：模拟电子电路；虚实结合；LabVIEW

THE DESIGN OF PORTABLE VIRTUAL AND PHYSICAL ANALOG CIRCUIT LAB PLATFORM BASED ON LABVIEW AND ARM

Zhou Zhijian; Yan Peirong; Feng Xue; Liu Zhengkai

(College of instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract: In this study, LabVIEW and Multisim are combined to simulate and communicate with the slave computer to adjust experimental parameters. The result of the experiment shown together meet the design requirements. In addition, the experimental circuit structure and interface are unified to achieve the purpose of portable experiment. The experimental platform includes two parts: virtual computer simulation and physical experiment platform. The test results show that the platform can run stably in real time anywhere, shorten the experimental time effectively, improve the experimental efficiency, so that the experiment is no longer confined to physical conditions such as laboratory requirements, and has a strong teaching significance.

Key words: Analog electronic technology; Virtual and actual combination; LabVIEW

0 前言

目前，高校模拟电子电路实验模式以基于实际硬件电路的硬件实验和基于电路仿真软件的虚拟软件实验两种模式为主。基于实际硬件电路的硬件实验具有可操作性强和实验结果直观的优点但用于同一实验的不同硬件电路间的实验结果往往差距较

大，因此不易得出实验结论或将实验结果与电路理论结果进行比较。实验操作较为机械，很难收到较好的实验效果^[1-2]。虚拟仿真实验模式具有避免学生多次重复实验，减少了实验开销的优点^[3-6]，但仿真实验实时性较差且存在用户对真实电路缺少感性认识的缺点。此外由于实验环境的限制，课堂上教师也仅仅局限于理论知识的传授，学生无法体会到电子技术基础理论与实践的差别^[7]。

*指导老师：周志坚

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017A65290）

为了给模拟电子技术课程学生与老师提供更方便灵活的实验环境,本文设计了一款基于 LabVIEW 和 ARM 的虚实结合的便携式模拟电路实验平台,旨在将虚拟软件电路仿真和实际实验电路相结合,用户可以通过本实验平台对比虚实两种实验模式的实验结果,分析两者的差异,真正理解模拟电子电路实验的意义,达到完善实验教学的目的。

1 总体设计

本实验平台主要以六个模拟电路实验为基础,分别为:单级放大电路、多级放大电路、负反馈放大电路、差动放大电路、功率放大电路和 RC 正弦振荡电路。本实验平台主要由基于 ARM 的实际硬件实验电路控制系统和基于 LabVIEW 的软件上位机构成。使用本实验平台进行模电实验时,首先通过 LabVIEW 软件上位机调用电路仿真软件 Multisim 所绘制的实验电路图,可进行虚拟电路仿真实验。然后通过操作软件上位机控制平台上的实际硬件实验电路,完成实际实物电路实验。并将实际硬件实验结果与虚拟软件仿真结果在 LabVIEW 上位机界面进行共同显示,从而供实验者对比两种实验模式的实验结果。

2 硬件设计

本实验平台的硬件部分主要是虚实结合模电实验箱。按照虚实结合实验设计思路,虚实结合可模电实验箱既需要提供与 Multisim 电路仿真软件实验相同的实验内容,又满足实验人员通过 PC 端软件上位机实现关键参数调控、电路结构的改变和实验结果反馈的要求。

综上所述,整个实验箱的硬件分为两个部分:

①模块化设计的六个模电实验电路板;②具备输出控制信号、数据采集和数据传输的功能的实验箱控制器。另外,实验箱本身设计有自带的可调信号源和电源接口。

2.1 模电实验电路设计

本设计中实验电路板需要完成的功能主要有两个:关键参数调节和部分电路结构的改变。

关键参数调节的主要设计思路是用数字电位器代替原电路中关键电阻,以调节数字电位器的阻值来改变电路的关键参数,以达到完成“参数可调”实验的目的。以单级放大电路(共射放大电路)的设计为例:对于单级放大电路而言,只有设置合适的静态工作点,才能保证信号不失真放大。因此,

本设计中共射放大电路主要实现了静态工作点的调节。

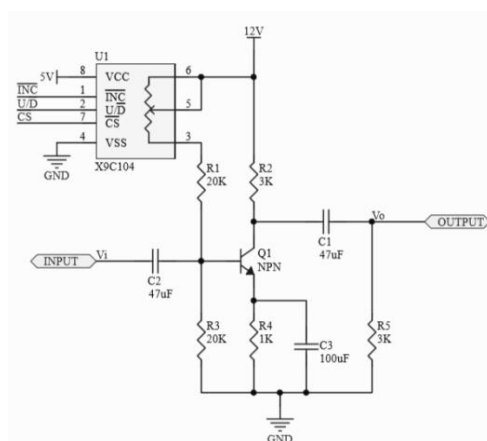


图 1 共射放大电路 (U1 为数字电位器)

Fig. 1 Common Emission Amplifier Circuit (U1 as Digital Potentiometer)

如图 1 所示,将共射放大电路中 \$U1\$ 设计为可调数字电位器,通过调节该基极电阻,来改变放大电路偏置电压的大小,从而改变电路的静态工作点。

电路结构的改变主要通过继电器实现。以负反馈放大电路的设计为例,本设计中的负反馈放大电路在单级放大电路模块基础上增加了由图 2 中 \$R_{13}\$ 和 \$C_6\$ 组成的反馈回路,通过继电器 \$RELAY1\$ 的通断控制反馈回路是否接入电路。

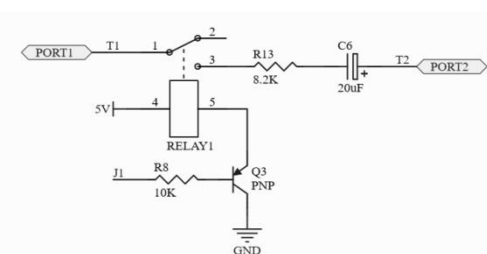


图 2 继电器改变电路结构原理

Fig. 2 Principle of Relay Change Circuit Structure

所设计的六个实验电路板,其共同点是都需要可调输入信号源为实验电路提供输入信号;都需要控制信号调控实验电路关键参数;都需要数据采集来观察电路实验结果;都需要实验电路所需稳定的电源。因此,六个实验板可以设计为六个互相独立但拥有相同电路接口的独立电路板,每个实验板可通过同一接口与控制器模块连接。

2.2 模电实验箱底板设计

本设计中模电实验箱底板主要包括①STM32 控制器单元;②实验板电路接口;③电源接口几部分。实验箱 ARM 控制器及其外围电路、实验箱自带可调信号源和电源接口设计在同一块电路板上,作为实验箱的底板。在底板上引出控制器完成功能

所需与电路板连接的接口，与六个独立实验板上的接口一一对应，即组成一组可插拔式的电路连接器。即完成实验箱底板设计。

STM32 控制器单元

本设计中所选用的是意法半导体生产的最新型 STM32F429IGT6 微控制器。STM32 控制器单元是整个控制电路的核心，配合外围电路完成以下任务：

- (1) 通过串口与 PC 端上位机进行通信，接收命令。
- (2) 控制实验电路板上的数字电位器和继电器，完成对实验电路关键参数的修改和电路结构的改变。
- (3) 通过 STM32 内部模数转换器完成对实验数据的采集，并通过串口传回上位机。

实验板电路接口

STM32 控制器单元与实验箱底板上的实验板电路接口直接相连，该接口与实验箱所配六个实验板上的接口一一对应，每个实验板都能与实验箱底板上的接口组成一组插拔式的电路连接。这样的设计可以大大缩减实验箱的体积，而且方便在同一实验箱进行不同实验时的切换。在进行不同实验时只需要将对应的实验电路板插入接口卡槽，即可完成实验板安置。

电源接口

实验箱底板上设有实验箱总电源接口，为实验电路提供实验时所需的电源。为简化实验箱设计，本设计所需的+12V，+5V 电源直接由开关电源提供。

3 软件设计

系统软件部分主要包括基于 LabVIEW 和 Multisim 的上位机界面设计和基于 STM32F4 的下位机设计。

3.1 串口通信模块设计

上位机与为控制器通讯部分采取是主从式，上位机为主，为控制为从，上位机发送指令来命令控制器进行相应操作。指令格式如下：“Sxxx E”作为指令名，其中 S 为指令起始位，E 为指令结束位，中间的为当前指令内容。如“Sdianlu E”指令表示接下来上位机将要发送三个字节的数来表示想要使用的电路模式、电位器阻值、继电器开关的状态。其中第一个字节代表电路模式，从 1 到 6 分别代表着进行实验的电路：单机放大电路、多级放大电路、负反馈放大电路、差动放大电路、功率放大电路、RC 正弦波振荡电路。此外视指令内容不同，实现上位机与微控制器之间特定长度的实验数据的传输。例如“Scome_on E”指令代表上位机需要微控

制器发送长度为 400 个字节的波形数据用以波形显示。传输指令协议表格如表 1 所示。

表 1 传输指令协议格式

Table 1 Transfer Instruction Protocol Format

格式字节	第 1 字节	第 2 字节	第 3 字节
Sdianlu E	电路模式	电位器阻值	继电器开关状态
Scome_on E	波形数据长度		
Scaiyang E	采样频率		

3.2 软件上位机设计

系统上位机采用 LabVIEW 与 Multisim 联合仿真技术实现，主要利用 LabVIEW 与 Multisim 的模数联合仿真功能^[8]。软件上位机界面如图 3 所示。以共射放大电路模块为例，在 Multisim 共射放大电路仿真电路中添加 LabVIEW 交互接口 HB/SC，用和 LabVIEW 仿真引擎之间进行数据收发，实现实时联动仿真。

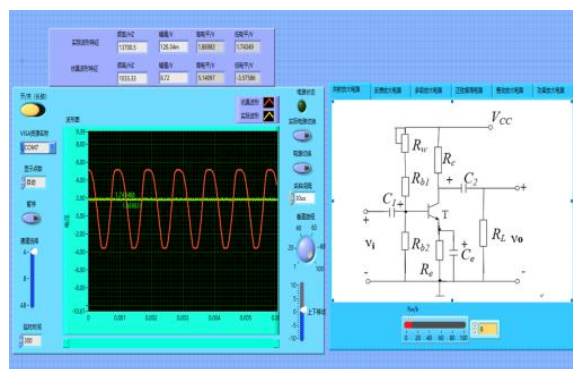


图 3 上位机界面

Figure 3 The upper computer interface

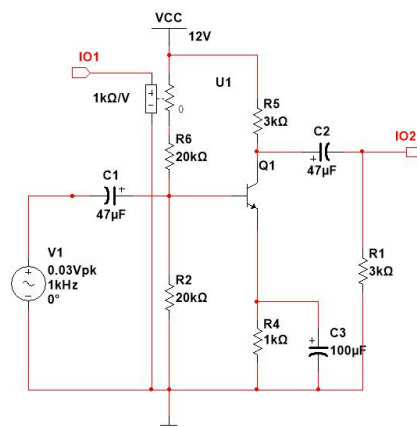


图 4 Multisim 仿真图

Figure 4 Simulation of Multisim

如图 4，在利用 Multisim 仿真软件绘制实验电路图时，电阻 R1 选用压控电阻，即通过调节对应的输入电压来调节其阻值的大小；HB/SC 接口 IO1

为压控电阻的电压输入端, 连接 LabVIEW 中的数值输入控件, 其输入的数值作为模拟的电压值, 用来调节对应电阻的阻值大小^[9-11], IO2 为输出信号, 接 LabVIEW 中的图形显示控件, 用以显示输出波形。

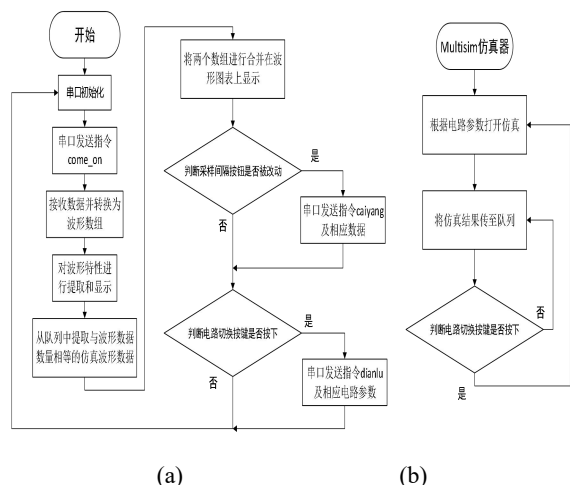


图 5 软件上位机流程图

Fig. 5 Flow chart of software host computer

实验过程中调整仿真电路中的电阻 R_1 的阻值并将 R_1 参数值及相应电路模块选择指令通过串口传送给基控制器来控制实验平台中电路相应参数的改变以实现线上仿真与实物实验参数联调的目的。此外通过串口获得实物电路仿真得到的波形数据并从 Multisim 中调用与之相同数据长度的仿真波形数据在 LabVIEW 中共同显示。

软件上位机流程图如图 5 所示, 图(a)为 LabVIEW 整体流程图。图(b)为从 Multisim 仿真器获取仿真波形流程图, 其中样间隔按键及电路切换按键决定发送给 STM32 下位机的指令内容。

3.3 软件下位机设计

以 STM32 为核心进行软件下位机的设计。根据通讯指令协议对接收到的上位机指令信息进行解析并完成电路参数的切换、采样频率的更改和波形数据的采集。在进行实验结果波形数据采集时, 接收来自上位机的采样频率及采样数据个数的命令, 并通过 STM32 自身的 ADC-TIME-DMA 中断将采集到的数据存至数组, 通过串口发送给上位机完成实验结果回传。软件流程图如图 6 所示, 图(a)为系统总体流程图, 图(b)为串口接收中断发生后执行的相应操作。

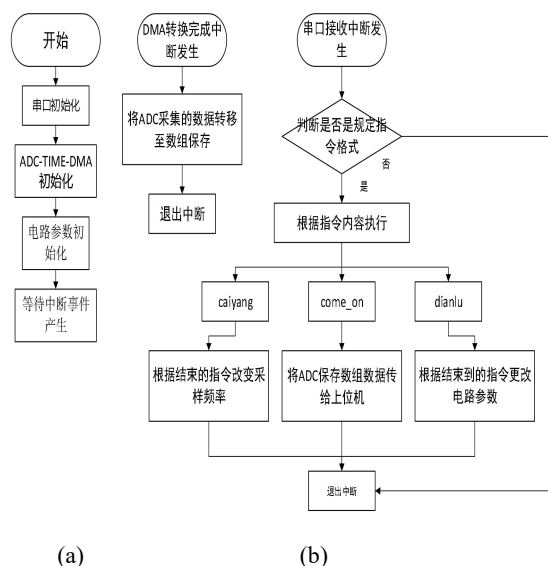


图 6 软件下位机流程图

Figure 6 Flow chart of software slave computer

4 测试与分析

测试时, 系统上电后, 分别将不同的电路模块与实验箱底板连接, 根据模拟电子电路实验指导书, 进行相应参数调节。

以单级放大电路实验为例, 实验电路仿真结果波形图在 LabVIEW 中显示结果如图 7 所示, 此时电位器 R_1 阻值为 $16K\Omega$, 波形为截止失真; 调整电位器参数后实验电路采集到的波形结果如图 8 所示, 波形无失真现象。

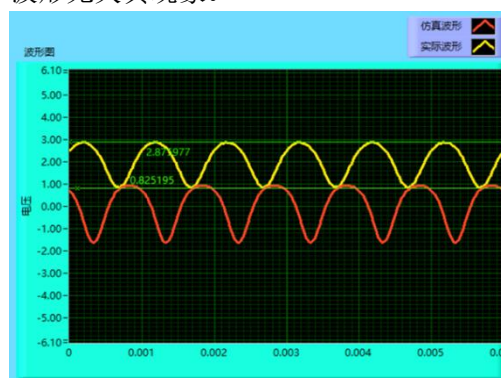


图 7 $R_1=16K\Omega$, 共射放大电路实验结果

Figure 7 $R_1 = 16K\Omega$, experimental results of co-emission amplifier circuit

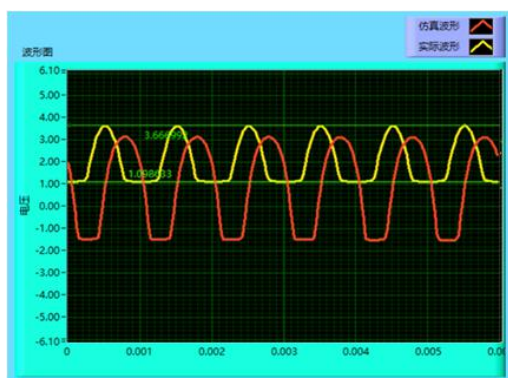


图 8 $R_1=72K\Omega$ ，共射放大电路实验结果

Figure 7 $R_1 = 72K\Omega$, experimental results of co-emission amplifier circuit

5 结束语

本研究设计了一款基于 LabVIEW 和 ARM 的便携式虚实结合模拟电路实验平台，能将虚拟软件仿真和实际硬件电路相结合，实现实验参数联调，实验结果共同显示等功能。使用户可以随时随地更高效的进行模拟电路实验设计，具有极大可开发的市场价值及教学意义。

参考文献

1. 林建雄.模拟电子技术实验课程现状及改革思路[J].职业技术,2006(24):149.
2. 谢玲,惠煌,迟宗正,张政凯.高校数模电实验课程教学改革探索[J].计算机教育,2016(03):153-155.
3. 赵莉华,张亚超,金阳,梁勇,任泽生.基于 LabVIEW 和 Matlab 虚拟实验室的实现 [J]. 实验室研究与探索,2014,33(04):62-64+67.
4. Yang-Mei L , Bo C . Electronic Circuit Virtual Laboratory Based on LabVIEW and Multisim[C]// International Conference on Intelligent Computation Technology & Automation. IEEE, 2015.
5. He Z , Shen Z , Zhu S . Design and implementation of an internet-based electrical engineering laboratory[J]. ISA Transactions, 2014, 53(5):1377-1382.
6. 张民.远程虚拟实验平台及 LabVIEW 实验研究[D].太原理工大学,2010.
7. 姜俊敏,郝子轶,蓝帆,姚纓英.基于 Labview 和 ARM 的便携多功能电子技术基础实验箱设计[J].中国现代教育装备,2011(07):73-76.
8. 李美凤,贾伟伟,付会凯.基于 labview 和 Multisim 的 RLC 串联电路暂态响应仿真研究 [J]. 自动化与仪器仪表,2018(01):138-140+143.
9. 闫国忠,于亚萍,卫勇.基于 LabVIEW 和 Multisim 虚拟电子实验系统的设计 [J]. 天津农学院学报,2017,24(04):64-66.
10. 于建,姚宇凤.基于 Multisim 和 LabVIEW 联合仿真的课堂演示实例设计[J].电子制作,2016(20):5-6.
11. 刘伟玲,杨彩双,杨泽青,王泽华.基于 LabVIEW 与 Multisim 的电路实验平台设计 [J]. 自动化与仪表,2016,31(11):70-73.

基于 STM32 的垃圾分选及金属分类垃圾箱*

李立业；赵泽健；单婉盈

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130000)

摘要：本研究提出设计一种垃圾分选及金属分类的垃圾箱的方案。利用对射式光电开关检测物体，电感式接近开关进行分类，步进电机驱动分类板分选，STM32 单片机进行控制，可以对投入垃圾箱的金属非金属进行分类，对金属中强磁和弱磁性金属进行分类，有效降低分类时间，提高回收铁等有用金属的效率。

关键词：STM32 单片机 金属分类 对射式光电开关 电感式接近开关

Waste Separation and Metal Based on STM32 MCU

Li Liye;Zhao Zejian;Shan Wanying

(Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract:In this study, a kind of garbage bin for garbage sorting and metal sorting has been designed. This project uses radiation photoelectric switch to detect objects, inductive proximity switch to classify objects, stepper motor to drive sorting board, and STM32 MCU to control. It can classify metal and non-metal into garbage bin, and classify strong and weak magnetic metals in metals. Classification can effectively reduce the classification time and improve the efficiency of recovering useful metals such as iron.

Key words:STM32MCU Metal Classification Optoelectronic Switch Inductive Proximity Switch

0 前言

在日常生活中，使用金属产品的过程出现新旧替代现象是不可避免的。由于金属产品的腐化，损坏和自然消除，每年都会产生大量的废金属。如果随便丢弃这些废金属，会造成环境污染，浪费有限的金属资源。在日常生活中，随着生活水平的提高，产生的垃圾量也会增加。有很多废金属，如果这些金属处理不当，会造成大量资源浪费。这个设计旨在回收垃圾中的金属，做到废旧金属的分类回收，提高废旧资源的再利用率，减少环境污染。

1 背景介绍

随着我国经济的发展，有色金属的需求逐年增长。中国有色金属产量连续几年位居全球前几，成

为有着巨大产量和消费量的国家。每年都有许多的废旧金属。假如随意弃置这些废旧金属，既污染了环境，又浪费了有限的宝贵金属资源。废金属也是一样被人们回收再利用，但是随着废金属回收的大力开展，有很多疑问随之产生，许多人认为废金属制成品是有害垃圾，有害物质较多，不适合使用，不该被回收再利用。

但如果随意弃置这些废旧金属，既造成了环境的污染，又浪费了有限的金属资源。有人曾做过这样的估计：回收一个废弃的铝质易拉罐比制造一个新易拉罐能够节省 20% 的资金，同时还可节约大概 90%~97% 的能源。回收 1t 废钢铁可炼得好钢 0.9t，与用矿石冶炼相比，可节约成本 47%，同时还可减少空气污染、水污染和固体废弃物。可见，树立可持续发展的观念、加强垃圾的分类处理、回收并循环利用废旧金属有着巨大的经济效益和社会效益。

我们的项目旨在改进人工废品回收这一部分，

*指导老师：杨光

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B65649）

提供前端分选手段,更精准的将金属垃圾与其他垃圾进行分类,同时节约更多的人力资源,并为后期的金属种类分类及二次利用做好前期基础准备。

2 系统设计

用 STM32 控制整个系统^[1],通过传感器接收的信号输出高低电平,实现电机的正反转,在接收到无物体信号时电机不工作,接收到有物体投入信号时,电机工作;再通过接近式开关反馈的信号输出的高低电平,使电机正向转动或反向转动,实现对金属非金属的判别。系统流程图如下图所示:

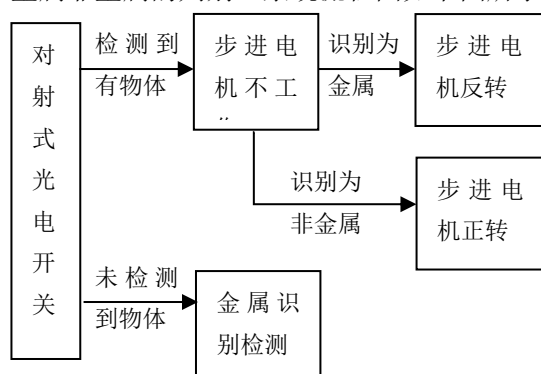


图1 实施方案图

Fig.1 Implementation plan

3 传感器原理

3.1 对射式光电开关原理

光电开关是光电接近开关的简称^[2],它是由同步回路接通电路,利用被检测物体对光束的遮挡或反射,以此来检测物体的有无。物体不限于金属,所有能反射光线(或者对光线有遮挡作用)的物体均可以被检测。光电开关将输入电流在发射器上转换为光信号射出,接收器再根据接收到的光线的强弱,从而探测有无目标物体。

3.2 电感式接近开关原理

线性接近传感器^[3]是一种属于金属感应的线性器件,接通电源后,传感器的感应面将产生一个交变磁场,当金属物体接近此感应面时,金属中则产生涡流,吸取振荡器的能量,使振荡器输出幅度线性衰减,根据衰减量的变化来完成无接触检测物体的目的。该接近传感器具有无滑动触点,工作时不受非金属因素的影响,低功耗,长寿命,可使用于在各种恶劣条件下。电感式接近开关^[4]由三大部分组成:振荡器、开关电路以及放大输出电路。振荡器能够产生一个交变磁场。当金属目标接近这一磁场,并达到感应距离时,在金属目标内产生涡流,

导致振荡衰减,以至停止振荡。振荡器振荡及停振的变化被后级放大电路处理并转换成开关信号,触发驱动控制器件,从而达到非接触式之检测目的。

4 硬件及机械设计

4.1 检测模块

检测物体是否投入,选择对射式光电开关作为检测器件,需要外接 24V 电源供电响应时间短,精度高,而且有效的探测距离很长可以达到 3M,完全符合设计需求^[5]。选择对射式光电开关 2 对,射出的光线构成一个十字覆盖在桶的顶端,确保没有误测现象的发生。

4.2 金属分类模块

对金属非金属分类,采用电感式接近开关。其安装电路复杂,精度高,探测距离远,需要 24V 电源供电对本项目很具有实施性。在外部机械设计中,安装在转动板上面,可以有效地解决探测距离过短的问题。

4.3 驱动模块

通过驱动分隔板,对垃圾进行分类,采用步进电机为 57(2 相 4 线)步进电机,扭矩 1.2N/M,步距角 1.8 度,其中步进电机的橙黄粉蓝四线分别依次接步进电机驱动芯片的 OUT1、OUT2、OUT3、OUT4,且外接电源须与单片机共地^[6]。

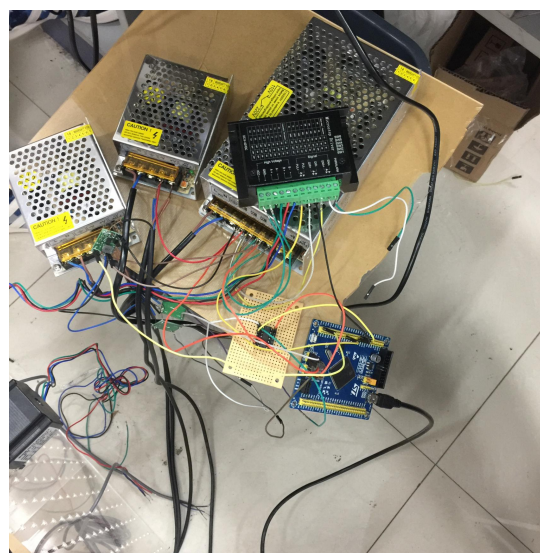


图2 硬件连接图

Fig.2 Hardware Connection Diagram

5 软件设计

在 C 语言的编译环境下^[7],利用 keils 软件编写程序,实现对两种传感器所发出信号的采集并把采

集的信号转化为电信号传输给步进电机，使步进电机达到所预期的功能，进而实现了金属与非金属的分类及回收。主函数部分代码如下：

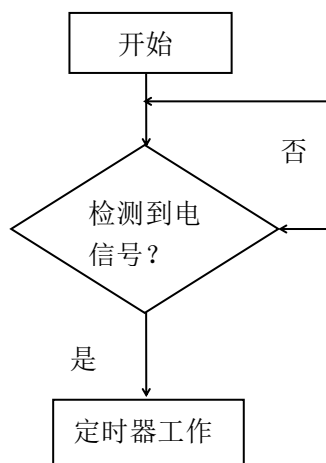


图3 程序流程图

Fig.3 Program flow chart

主函数代码如下：

```

delay_init();
NVIC_PriorityGroupConfig(NVIC_PriorityGroup_2);
uart_init(115200);
LED_Init();
TIM3_Int_Init(49,7199);
KEY_Init();
EXTIX_Init();
while(1)
{
    delay_ms(200);
}
  
```

图4 程序代码图

Fig.4 Program Code Diagram

6 测试结果

本项目使用了易拉罐，塑料瓶等金属非金属进行多次实验，当投入易拉罐时，电机转动到金属一边，当投入塑料瓶时，电机转动使塑料瓶转到另一边。当没有东西投入时，电机不转动。经过多次试验，准确率超过 95%，符合技术指标，达到要求。

表1 测试结果数据

Table.1 Test result dat

投入物	是否转动	实验次数	转动方向	正确次数
无	否	50	不转	50
易拉罐	是	50	右边金属	48
塑料瓶	是	50	非金属方向	47
铜块	是	50	左边金属	49

7 结论

通过此次项目，成功设计出一个能够对金属非金属进行分类的箱子，基本实现了预期目标，对金属非金属进行分类，对强磁弱磁金属进行分类。但在精度方面和设计方面存在许多问题，对金属强磁和弱磁分类的精度仍是今后努力的方向。

参考文献

1. 张毅刚等,MCS32 单片机应用设计, 哈尔滨工业大学
2. 樊尚春, 传感器技术及应用, 北京航空航天大学出版社
3. 王雪文, 传感器原理及应用.北京[M]:北京航空航天大学出版社,2004
4. 张宏润, 传感器技术大全, 北京航空航天大学出版社
5. 于 MCS-51 系列单片机的通用控制模块的研究, 曹卫芳, 山东科技大学, 2005
6. 田捷, 杨鑫.智能设计基础[M], 北京: 电子工业出版社, 2005
7. 张鑫何立民, 单片机应用技术选编[M]. 北京航空航天大学出版社,2003 等,单片机原理及应用, 电子工业出版社

基于 SSVEP 的三原色刺激脑电信号识别系统研究*

宋洪震；董泽群；王子昂

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：稳态视觉诱发电位是脑-机接口研究的重要方向之一。我们项目小组将三原色RGB作为稳态视觉诱发脑电信号的刺激源，施加稳定的视觉刺激后；通过OpenBCI平台进行脑电信号的数据采集；对采集到的脑电数据进行多种频带预处理后，分别进行基于奇异值，主成分分析四分差，正偏态，峰度，功率谱熵等多种特征值的提取，结合支持向量，决策树，集成算法等进行分类与评估，将评估的数据统计比较，得出了较高的识别率与对应预测模型，并对所得评估数据进行了统计分析原理猜想。

关键词：脑-机接口 稳态视觉诱发电位 特征提取 分类预测

Research on Three-primary Color Stimulated EEG Signal Recognition System Based on SSVEP

Song Hongzhen; Dong Zequn; Wang Ziang

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: Steady-state visual evoked potential is one of the important directions of brain-computer interface research. Our project team used the three primary colors RGB as the stimulus source for the steady-state visual evoked EEG signals, applied stable visual stimuli, collected the EEG signals through the OpenBCI platform, and performed various band preprocessing on the collected EEG data. Separate the eigenvalues, principal component analysis quarter difference, positive skewness, kurtosis, power spectrum entropy and other eigenvalues, combined with support vector machine, decision tree, integration algorithm, etc. Classification and evaluation, comparing the statistical data of the evaluation, and obtaining a higher recognition rate and corresponding prediction model, and statistical analysis and principle conjecture of the obtained evaluation data.

Keywords: Brain-computer interface; steady-state visual; evoked potential feature; classification prediction

0 前言

脑机接口是不依赖肢体，人脑与外部设备之间建立的一种直接的信息交流和控制通道,通过采集脑电信号，识别特征从而实现对外部事物的交流或控制。脑-机接口涉及到计算机科学，信号处理，临床医学，数学，控制原理等多个领域;通常需要4个模块：数据采集系统；信号处理（预处理，特征提取，分类算法）系统；模式识别预测系统，以及外

部控制设备系统。BCI 系统主要应用于医疗康复领域，还能为人们提供一种在特殊环境下控制外部设备的途径^[1]。

现在 BCI 的研究主要以下几个方向：美国 Wadsworth 研究中心从事于运动感知节律（方面的 BCI 研究^[2]；德国 Berlin BCI 小组该研究组设计了一种基于快速序列视觉呈现的 P300 范式；奥地利 Graz BCI 主要研究基于事件相关去同步(ERD)和同步现象(ERS)方向的 BCI 系统^[3]；国内清华大学小组由高上凯教授等所带领，主要从事于稳态视觉诱发

*指导教师：魏庆丽

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65617）

电位 (SSVEP) 的研究^[4]。SSVEP 是指对受试者施加稳定频率的外界闪烁刺激时, 受试者的脑电信号会产生与刺激源或谐波相同的频率响应^[5]。本文通过监督学习, 提取产生稳态视觉诱发电位脑电信号特征值, 对其进行分辨, 可以得到刺激源的种类, 建立预测模型, 从而对由三原色刺激的脑电信号进行预测判断。

1 试验设备和数据描述

本文的 BCI 系统基于 OpenBCI 的开源实验平台, 采用以三原色 (红绿蓝) 分别为刺激源, 测试环境是黑暗密闭, 无噪声的房间。分为脑电诱发模块, 脑电采集模块, 通讯模块。脑电诱发模块使用驱动三原色 LED 点阵作为刺激器, 产生 10Hz 左右的刺激信号^[6], 脑电信号采集模块选用基 Σ - Δ 型 ADS1299 芯片的 OpenBCI 开源实验平台和四路脑电的采集设备, 四路脑电数据包括前额叶两处, 枕叶两处, 参考电极设为左右耳乳突 (即 M1 和 M2); 通讯模块采用蓝牙无线通讯, 上传至 PC 端的 Processing 保存为 txt 文件, 为后期处理准备。软件部分除利用 Processing 接收数据外, 还利用 MATLAB 进行数据的预处理, 特征提取, 分类以及预测模型的输出, 使 LabVIEW 与 MATLAB 联动, 实现人机交互界面, 留出端口, 便于接下来的研究中进行外部设备的衔接控制, 如图 1。

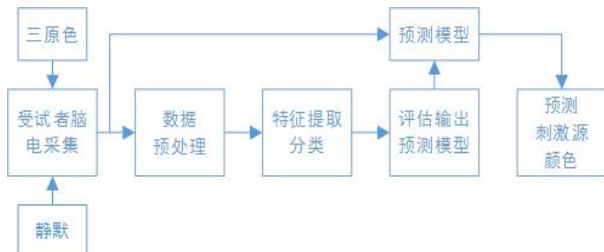


图 1 脑电采集和颜色分辨系统整体框图

Fig.1 Overall block diagram of EEG acquisition and color resolution system

我们尝试了各种的实验采集脑电信号的方法, 最终选用了松紧带, 心电电极, 导电膏, 杜邦线, openbci 开源和实验平台和蓝牙传输信号来进行实验。Openbci 开源实验平台如图 2 所示。



图 2 OPENBCI 开源实验平台

Fig.2 OPENBCI open source experiment platform

测试数据采样率为 256Hz, 每次采样时间约 1 分钟; 包括四类, 除三原色刺激信号外, 还测试静默信号, 即在同样环境下, 不施加外部刺激, 进行数据采集。同时分析进行同样滤波处理后的四类信号, 以静默信号为参考, 进行四类信号的频谱分析; 判断三原色的刺激信号是否出现频率响应尖峰, 以此确定此组数据是否属于有效信号, 完成预处理, 便于进行下一步特征分类预测模型的选择与输出。我们测量信号的界面如图 3 所示。

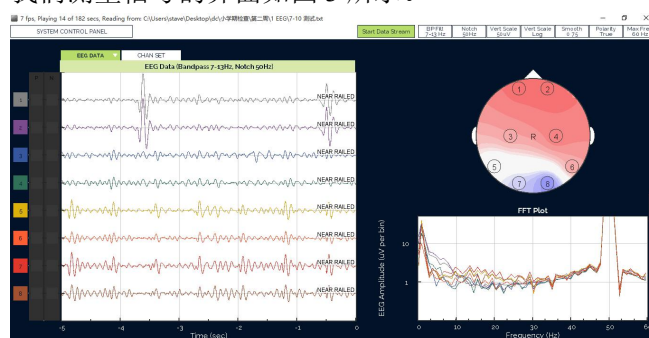


图 3 采集的脑电信号

Fig.3 Collected EEG signals

同时, 采集到脑电信号的 OPENBCI 的 JAVA 代码如图 4 所示。

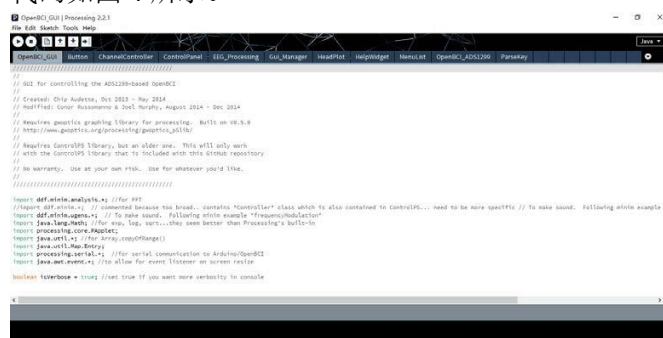


图 4 OPENBCI 界面 JAVA 代码

Fig.4 OPENBCI interface JAVA code

在头皮表面检测到的诱发电位信号属于低信噪

比,且淹没于背景噪声之中,其中包括工频干扰,高频白噪声等;因此预处理阶段,我们主要利用小波变换得到其时频域信息^[7],再分别通过不同频带宽度进行滤波;求出滤波后数据,带宽范围有以下四种 6-14Hz, 0-20Hz, 0-30Hz, 0-40Hz,我们运用了 morse 小波进行滤波处理得到滤波后的时域数据以及时频域数据^[8];如图 5 是进行滤波后的蓝色刺激与静默时刻的频谱对比,在蓝色刺激诱发产生稳态电位后,在 10Hz 左右出现明显的尖峰,在静默信号的能量主要集中在 10Hz 以前,其中 1,2 通道代表前额叶两处,3,4 代表枕叶两处。由对比可知,此次测得蓝色刺激脑电信号可用。稳态脑电信号中频率响应与刺激源信号频率相近或与其谐波频率相近,因此为 10Hz 的倍数,我们将原本的采样率为 256Hz 的脑电信号进行了 600 个点分割,大约两秒多的信号为一个样本,一个样本包含四个通道,对于末尾不足 600 点的信号自动向前补齐 600 点以保证信号的连续特性。

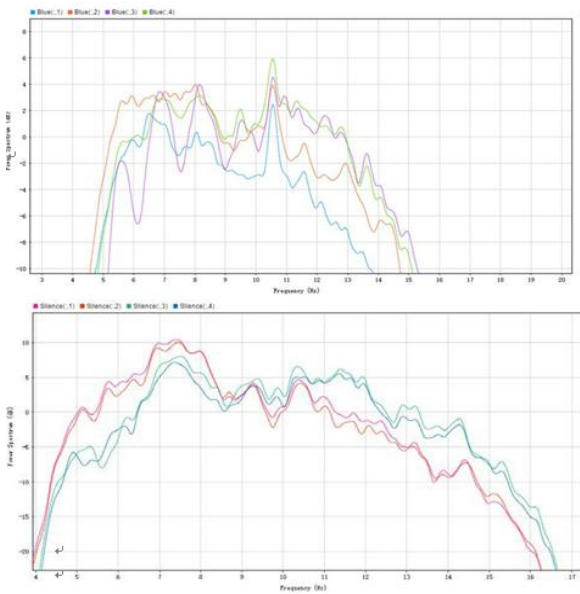


图 5 滤波后的蓝色刺激脑电信号频谱与静默脑电信号频谱
Fig.5 Filtered blue stimulated EEG signal spectrum and silent EEG signal spectrum

2 诱发电位特征提取与分类评估

而在采集脑电信号之后,我们便开始对信号进行处理,我们的开发算法整体流程图与成品算法整体流程图,我们的软件处理流程图如图 6 所示。对进行过预处理后的信号需要进行特征提取,提取方法根据方式可以划分为时域,频域或时频域三种^[9]。在时域上,我们直接对脑电信号进行了均值,中值,标准差,欧几里得距离,主成分分析,四分差,正

偏态,峰度,平均绝对离差,分位数,奇异值,香农熵等 13 种特征值。

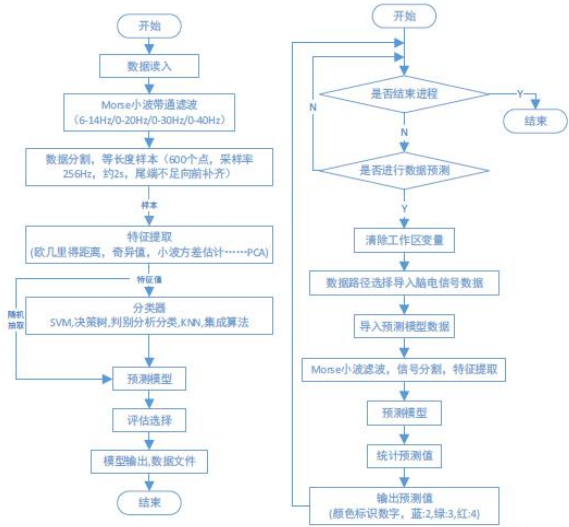


图 6 软件处理流程图

Fig.6 Software processing flow chart

在频域我们首先运用 FFT 计算信号的功率谱,找到最大频率点以及该点的能量值;通过最高频率 $f_{max} \pm \Delta$ 范围进行峰值能量的求取,而后又进行谱熵的求取,得到 4 种频域特征参数,一共 17 种特征值,通过 4 种决策树分类算法,3 种判别分析分类算法,3 种支持向量机分类算法,种近邻取样分类算法,以及 5 种集成算法,一共 22 种分类器算法,每种特征值单独与 22 种分类器进行对接评估,并按照 4 种频带宽度得到了四组评估数据其中每组数据标示该特征值对应分类效果最好的分类器,以及准确率。

表 1 中为准确率大于 60%的结果,实际上由于随机选点作为训练组和测试组,故所得到的准确率会有约 $\pm 3\%$ 的波动。对时域与频域下提取的特征进行分类 随机抽取点作为测试样本,其分辨准确率一般不高于 80%,因而我们改用从时频域进行特征提取。

由于脑电信号属于时变非平稳信号,包含大尺度低频事件与小尺度高频事件,因此利用小波可以很好的求解出时频特征^[10-11]。通常采用小波变换或小波包变换的分解系数或子带内系数均值作为脑电信号的特征值^[12]。我们求取 4 阶最大重叠离散小波包变换 (MODPWT) 的香农熵,并且在每个样本上提取多尺度小波方差估计值;我们利用消失矩为 4 的 db 小波进行方差估计,此外我们又添加 4 阶自回归模型系数作为特征进行测试;比较多个频段区间,在 0-40Hz 区间内单项的多尺度小波方差无偏估计值取得较好的分辨准确率。

表 1 时域, 频域测试结果表

Table 1 Time domain, frequency domain test result table

Precondition	Feature Type	Classifier Type	Accuracy
6-14Hz filtered, 600points	Interquartile Range	Quadratic SVM	62.00%
	SVD	Quadratic SVM	62.40%
	All Features	Ensemble Bagged Trees	69.90%
0-20Hz filtered 600points	Interquartile Range	Weighted KNN	64.50%
	Mean Absolute Deviation	Fine Gaussian SVM	65.40%
	Mean	Fine Gaussian SVM	64.30%
	Quantile25	Weighted KNN	65.40%
	Shannon Entropy	Fine Gaussian SVM	63.10%
	Standard Deviation	Ensemble Bagged Trees	64.10%
	All Features	Quadratic SVM	67.90%
0-30Hz filtered 600points	Interquartile Range	Weighted KNN	64.50%
	Mean Absolute Deviation	Fine Gaussian SVM	65.40%
	Mean	Fine Gaussian SVM	64.30%
	Median	Quadratic SVM	64.10%
	Quantile25	Weighted KNN	65.20%
	Quantile75	Quadratic SVM	63.10%
	Shannon Entropy	Fine Gaussian SVM	63.10%
	Standard Deviation	Quadratic SVM	63.70%
	All Features	Cubic SVM	66.90%
0-40Hz filtered 600point	Interquartile Range	Ensemble Bagged Trees	77.10%
	Mean Absolute Deviation	Medium Tree	76.20%
	Mean	Fine Gaussian SVM	64.30%
	Median	Quadratic SVM	63.70%
	Quantile25	Quadratic SVM	64.50%
	Quantile75	Quadratic SVM	62.20%
	Shannon Entropy	Fine Gaussian SVM	63.70%
	Standard Deviation	Ensemble Bagged Trees	70.70%
	SVD	Medium Gaussian SVM	63.30%
	All Features	Ensemble Bagged Trees	79.80%

3 分析与讨论

在计算时域与频域信号特征时, 虽然选取的特征算法, 但是例如均值, 中值, 标准差等存在较强的相关性, 单种作为特征值分类与多种联合作为特征值分类的效果不是十分明显^[13, 14]。通过时频域特征的提取时由于小波的可伸缩平移特性, 我们可以得到脑电信号的细节特征信息, 并有我们测得数据推断稳态视觉诱发电位更偏向于较高频次的小信号类型; 而由频段比较可以推断出存在共振谐波。

由以上实验得到, 对于常用的特征提取和分类算法而言, Interquartile Range 和 Ensemble Bagged

Trees 的搭配相较于其它的算子具有高识别准确率及稳定性; 识别颜色的准确率比其他的算法准确度高了百分之 10 之多, 拓展的工作可以是将该方法应用到嵌入式系统, 实现更加快捷的颜色分类。

参考文献

1. 高楠, 傅俊英, 赵蕴华. 人机结合的研究性状与进展[J]. 高技术通讯, 2015.2(25):205-218
2. Wolpaw JR, Mcfarland DJ. The Wadsworth center brain-computer interface(BCI) research and development program[J]. IEEE Transaction on Neural Systems

- Engineering, 2003,11(2):204-207
3. Pfurtscheller G, Allison BZ, Brunner C, Bauernfeind G, Solis-Escalante T, Scherer R, Zander TO, Mueller-Putz G, Neuper C and Birbaumer N. The hybrid BCI [J].
 4. H. Frequency detection with stability coefficient for steady-state visual evoked potential-based BCIs[J]. Journal of Neural Engineering, 2008, 5(1):36-43
 5. 李鹏海, 许敏鹏, 万柏坤, 靳世久, 明东. 视觉诱发电位脑-机接口实验范式研究进展[J]. 仪器仪表学报. 201610(37):2340-2347
 6. 吴正华, 尧德中. 不同颜色单色光产生的稳态视觉诱发电位的比较 [J]. 生物医学工程杂志 . 2008.5(25):1021-1024
 7. 王斐, 张育中, 宁廷会, 闻时光. 脑-机接口研究进展 [J]. 智能系统学报. 2011.3(6):189-199
 8. 何庆华, 彭承琳, 吴宝明, 朱凌云. 小波变换在视觉诱发电位信号提取中的应用 [J]. 重庆大学学报. 2003.6(26):78-80
 9. Jonathan M Lilly and Sofia C Olhede. Generalized Morse Wavelets as a Superfamily of Analytic Wavelets [J]. IEEE Transactions on Signal Processing. 2012.11(60):6036-6041
 10. 华小梅. 在脑-机接口技术中应用小波变换分析视觉诱发电位[D]. 华中科技大学. 2004.5
 11. En-Bing Lin, Xiaoping Shen. Wavelet Analysis of EEG signals[C]. Proceedings of the 2011 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON): 105-110
 12. 杨帮华, 李昕, 杨磊, 马世伟. 模式识别技术及其应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2016:133-144
 13. 张学工. 模式识别(第三版)[M]. 北京. 清华大学出版社, 2010:145-157
 14. Sergios Theodoridis, Konstantinos Koutroum bas. Pattern Recognition (Fourth Edition) [M]. Elsevier: 163-193

基于 Android 平台的地震仪 GPS 定位系统设计*

陈 良；孙文韬；柳雨涛

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：因其出色的性能，在我们的日常生活中 Android 开发平台的 GPS 定位服务在智能终端设备上被广泛使用，于是用何种方法提高地震仪定位精度对于现代高科技电子产品的发展而言尤为重要。本文首先对 Android 框架结构进行了研究，提出了基于 Android 的智能手机平台 GPS 定位的方法；通过利用 LBS（Location-Based Services）函数编程实现了基于 Android 平台的 GPS 定位导航系统并且拓展了基于 Android 平台的多种布阵方式；最终完成了基于 Android 平台的地震仪 GPS 定位系统设计并验证了最终结果的准确性。

关键词：GPS 定位 Android 布阵方式

Design of GPS positioning system for seismograph based on Android platform

Chen Liang; Sun Wentao; Liu Yutao

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012)

Abstract: Because of its excellent performance, the GPS positioning service of Android development platform is widely used on smart phones with its excellent system performance. So, how to improve the positioning accuracy of seismograph is particularly important for the development of modern high-tech electronic products. Firstly, the framework structure of Android is studied, and the method of GPS positioning based on Android smartphone platform is put forward. The GPS positioning and navigation system based on Android platform is realized by using LBS function programming, and a variety of array methods based on Android platform are expanded. Finally, the design of GPS positioning system for seismograph based on Android platform is completed and the accuracy of the final result is verified.

Key words: GPS location Android Array mode

0 前言

当前 GPS 在地震仪器中的应用得到了空前发展，GPS 相关服务已经成为地震仪器中不可或缺的重要组成部分。大多数仪器生产厂商推出了支持 GPS 授时的地震仪器，而且 GPS 授时功能是这些产品的主要特性，甚至很多产品最大特色为 GPS 授时功能。

在地震仪器布阵的过程中，现存的一维定位已远远不能满足实验的要求。为了更直观更方便的布阵地震仪器，二维乃至三维 GPS 定位技术需要进一步发展。地震数据采集过程中对可控震源施工实际振点位置的监控需求对 GPS 定位在地震仪器中的

应用有根本的推动作用。与井炮相比，震源的实际振点位置不可能像井炮施工中实际钻井位置那样按照测量桩号准确定位。井炮施工中在没有特殊地形限制时钻井位置是完全按照测量的桩号进行钻井的，但是可控震源由于组合和车辆驾驶人员操作的原因，往往造成实际振点与测量点位的差异。由于地形限制，震源车经常出现在原有测量点位无法停车而需要根据地形另行选择振点的情况，这样的振点是难以有测量人员补测的，因此对可控震源的振点位置进行实时定位成为可控震源施工质量监控的迫切要求，而这种需求显然需要由勘探系统一起来控制完成的。随着国内 4G 进入正式应用阶段，采用 Android 系统的智能终端越来越多，其便携性和互联性在最大程度上得到保持。在支持 Android 系

*指导老师：周晓华

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017B65624)

统 GPS 定位服务的支持以及蓝牙无线网络的驱动下,这是有可行性的,使用谷歌地图来实现导航服务^[1]。

1 Android 系统构架

1.1 Android 系统构架

Android 系统是一个基于 Linux 开源手机操作系统。2003 年 10 月,安迪和其他人创建了 Android 公司以及定位于原生 Android 数码相机发展的智能系统;2005 年 8 月谷歌收购了 Android 公司。随后的研究和 Android 系统的继续发展,以及新一代的 Android 操作系统的受众变更为智能移动设备,例如智能手机和可穿戴设备。由于 Android 系统是第一个完全开放源代码平台,具有很好的可执行性,科研根据需要自由的定制和个性化,并且具有很高的灵活性。2007 年 11 月 Google 以 Apache 许可证第二版的授权方式发布了 Android 的源代码;2011 年仅第一季度,Android 在全球市场份额首次超过塞班系统,跃居全球第一;2013 年的第四季度,全世界采用这款系统的设备数量已经达到 10 亿台^[2]。

表 1 Android 系统架构

Table 1 System Architecture of Android

应用层	Android 应用				
	本地应用	第三方应用	应用开发		
框架层	应用框架				
	定位服务	内容提供商	窗口管理器	活动管理	信息管理
	拨号服务	P2P/1M	通知	查看	资源管理器

上图是为 Android 系统内部架构示意图,Android 系统架构主要分为三层:应用程序(Application)、操作系统(Operating System)、中间成分(Middleware)三层。

应用程序的第一层主要是由应用程序框架构成,他提供了 Android 所需的服务管理平台,是 Android 系统的重要组成部分;第二层操作系统的核心主要是 Linux。他的基础功能是提供基本的系统架构;第三层运行层主要是由函数库和 Android 运行时构成,图像、媒体、开源浏览器引擎等函数的组成部分与 Android 运行时共同服务于运行层;第四层为 Android 应用层,主要是 Android 应用提供所需要的服务^[3-5]。

2 基于 Android 平台的 GPS 定位技术

2.1 GPS 定位技术

利用 GPS 实现定位首先需要任务就是建立网络连接,GPS 手机终端首先连接网络 GPRS 或 WIFI,让 SOCKET 模块与系统后台服务器建立连接,通过手机终端内置的 GPS 导航模块接受卫星发出的报文信息,利用 GPS 解析模块解算定位数据(经度、纬度、时间、速度、方向)和状态数据(报警信息)等,经过把分析得到的信息数据按指定格式上传到后台监控服务器进行处理,手机终端除上传 GPS 定位信息外,还可以借助 GPRS 信道,按照规定协议 XML 文件上传至服务器处理,服务器通过信道协议解析,GPRS 通道将控制信息和服务信息下达手机终端,最终实现对用户手机的定位与监控等多种精度高、时效性强和便捷性高的服务。

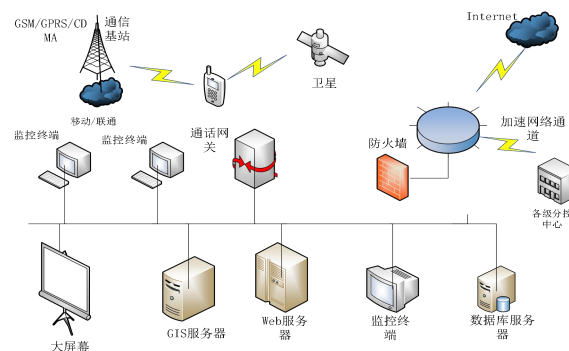


图 1 GPS 定位示意图

Fig.1 Map of GPS positioning

2.2 GPS 的应用框架层

Android 操作系统的应用框架提供了与 GPS 相关的 API 包。这些 API 包统称为 GPS 的应用框架层。这个应用框架层在 Android 源代码目录中的 frameworks/文件夹下,他为上层 GPS 应用软件提供了大量 API 接口,主要是提供所需要各种功能,如 Location、Location Manager、Location Provider、Location Listener 和 Criteria 等。如下表是 Android 操作系统内 GPS 应用框架层中重要的接口和类^[6-7]。

表 2 GPS 应用框架层中的重要接口和类

Table 2 Important Interfaces and Classes in GPS Application

Framework Layer

类型	名称	作用
接口	GPS Status Listener	用于当GPS状态发生变化是接收通知
	Location Listener	用于接收位置发生变化时Location Manager发出的通知
类	Adress	地址信息类
	Criteria	用于根据设备情况动态选择provider
	Geocoder	用于处理地理编码信息
	GPS Status	用于获取当前GPS状态
	Location	地理位置信息类
	Location Manager	用于获取和操作GPS系统服务
	Location Provider	抽象类，用于提供Location Provider

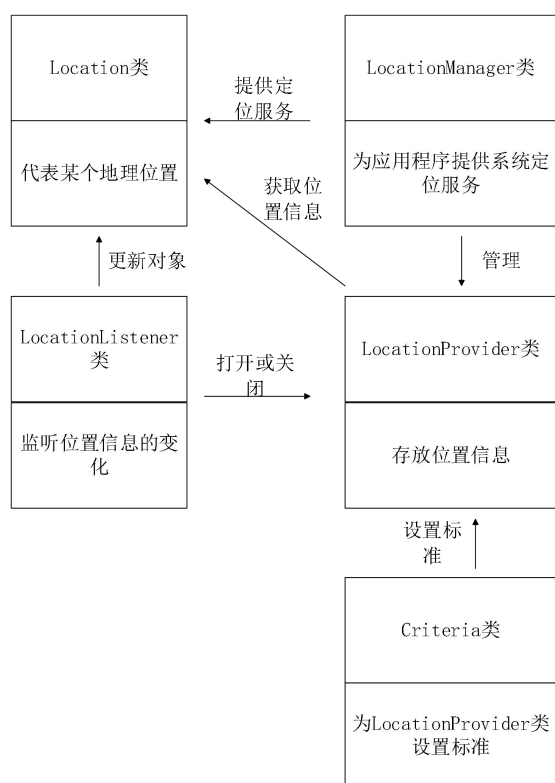


图 2 GPS 应用层类图

Fig.2 Classes in GPS Application Framework Layer

3 不同布阵方式地震仪定位实现

3.1 GPS 单点定位实现

Android 应用框架提供了 GPS 的功能 Location Manager 类,所有的 GPS 相关的服务和对象都由该对象产生,通过 Location Manager 类以及其他几个辅助类就可以完成 GPS 应用层软件的开发。

在编写 GPS 定位应用层软件是首先要获取 Location Manager 对象,只要应用层软件获得了这个对象就可以通过调用他的来获取 GPS 定位的相关服务了。在获得该对象之后,可以通过其进行参数设置,

通过 Criteria 对象设置精确度,是否需要海拔,是否需要方位,是否允许运营商收费,是否低能耗等。然后通过指定其 Location Provider 来获取定位信息,定位信息由 Location 对象来表示。然后通过 requested LocationUpdates () 函数对经纬度数据来源和更新频率进行设定。Location Manager 允许两种方式获取定位信息,一种是通过 GPS 硬件模块获取位置信息,还有一种是通过移动网络从基站获取当前位置信息 [8]。

GPS 单点定位流程图如下图所示:

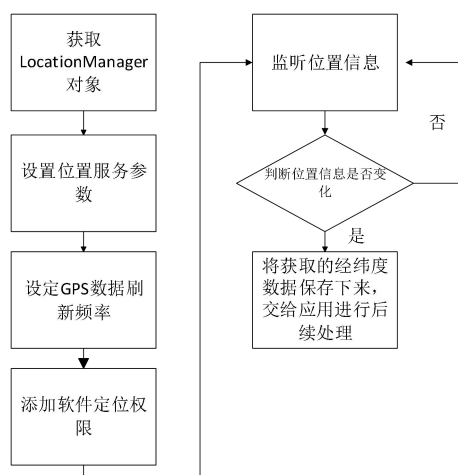


图 3 定位流程图

Fig.3 Map of Location flow chart

3.2 多种布阵方式实现

在地震仪器布阵的过程中,现存的一维定位已经远远满足不了实验的要求,为了更直观更方便的布阵地震仪器,采用 Android 系统地智能终端越来越多,其便携性和互联性在最大程度上得到保持。更重要的是为地震仪的传感器排布服务,个人能更加精确、方便使用。以下列举三种:“L”型、直线型和三角型 [9-10]。

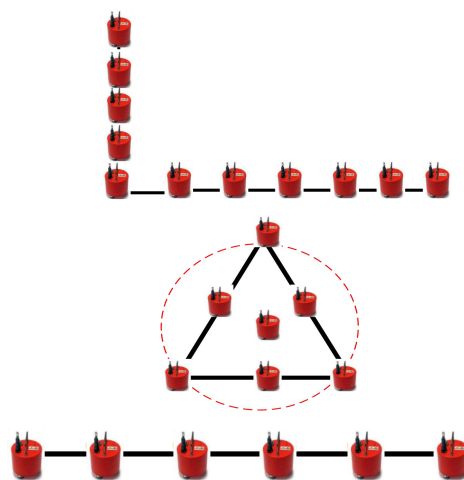


图 4 多种布阵方式图

Fig.4 Map of Multiple Array Pattern

由于篇幅有限故仅举例说明“L”型。在确定自身的经纬度后并且输入间隔距离后，利用 CalculatorTool 函数和间隔距离就可以在经度或者纬度上求出相应间隔点的准确坐标。实现的代码如下^[11-13]：

```
LatLng point =
CalculatorTool.computerThatLonLat(Lon,lat,0,distance*1.0/num*i);
aMap.addMarker(new
MarkerOption(point).title(“L1-”
+i).snippet(point(point.latitude+”, ”+point.longitude))
```

4 测试及结果分析

为检验程序的可靠性与实用性，在实地利用软件进行现场测量^[14-15]：

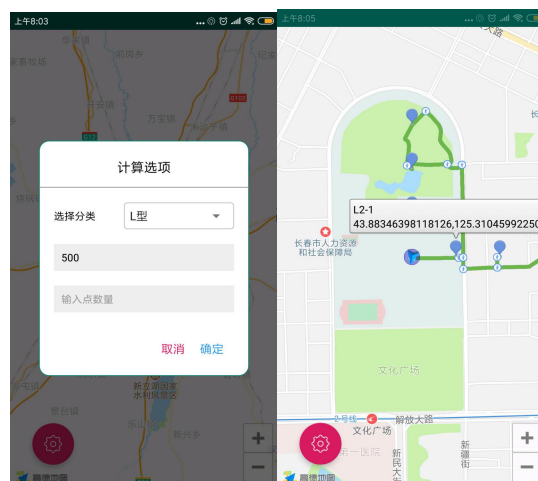


图 5 软件运行效果和输出结果图

Fig.5 Software operation effect and output result diagram

表 3 测试结果

Table 3 test result

试验组编号	坐标代号	间隔距离/M	经度	纬度	实验采集点的个数
1	L1-1	500	43.8847801802	125.3082432725	6
2	L1-2	500	43.8862801951	125.3082432725	
3	L1-3	500	43.8862801951	125.3082432725	
4	L2-1	500	43.8834639811	125.3104599225	
5	L2-2	500	43.8834639811	125.3125365423	
6	L2-3	500	43.8834639811	125.3146077674	

结合实验所得真实数据和“L”型构造结构的特殊性来看“L1”系列点所得纬度相同，“L2”系列点所得经度相同。因此本文设计的 GPS 地震仪定位系统能达到预期效果且实验数据准确。

5 结论

本文分析了 Android 开发平台体系架构及其平台的优越性以及智能手机开发中的便捷性。讨论了在 Android 智能手机平台上，通过利用面向对象的编程技术设计并实现了智能手机 GPS 导航和定位机器相关的应用。

参考文献

- 田洋. 基于 Android 的无线 GPS 定位系统设计[D]. 东南大学, 2016.
- 安恒亮. 基于车联网的车载终端中 GPS 导航系统的研究和设计[D]. 长安大学, 2016.
- 张文斐, 钱曙光, 朱克家, 徐欢, 钱进. Android 在嵌入式车

载导航系统的应用探究[J]. 电子测试, 2015(07): 83-86.

- 袁思, 刘晓东. 基于 Android 的 GPS 移植[J]. 电子设计工程, 2015, 23(07): 86-89.
- 张晟. 基于 Android 的 GPS 应用系统的研究与开发[J]. 信息通信, 2015(01): 116.
- 王婷. 基于 Android 智能终端的位置服务应用设计及实现[D]. 西安电子科技大学, 2014.
- 曹冬星. 基于 GPS 的移动监控测量系统的设计[D]. 西安电子科技大学, 2014.
- 李鑫泽. 基于 Android 的 GPS 模块设计与实现[D]. 郑州大学, 2013.
- 刘胜前, 陈立定, 任志刚. 基于 Android 移动平台和 GPS 应用服务研究[J]. 信息技术, 2012, 36(01): 82-85.
- 王浩. 基于 Windows CE 模拟器的 GPS 定位程序设计[J]. 江汉大学学报(自然科学版), 2011, 39(01): 54-56.
- 秦超, 姜良君, 蔡永香. 基于 Android 的移动终端 GPS 测量系统的设计与开发[J]. 城市勘测, 2011(01): 64-67.

12. 周源,张庆全,林富明.基于 GPS 手机的定位终端软件设计与研究[J].测绘与空间地理信息,2010,33(05):106-111.
13. 张艳芳. Android 手机 Web 地图服务的应用设计[D].南昌大学,2010.
14. 舒贤华. 基于 Android 平台的手机 Web 地图服务设计[D].大连海事大学,2009.
15. 公磊. 基于 Android 的 GPS 测量系统开发[D].南昌大学,2008.

基于 GPS 触发的航空物探数据采集系统*

李 键；刘 薇；周 浩；滕 飞

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130021)

摘要：本文设计一种基于 GPS 秒脉冲触发技术的航空物探数据采集系统，以 STM32 和 FPGA 为控制核心，驱动 24 位高速 AD 模块、FIFO 存储模块、SD 存储模块、三轴陀螺仪模块、GPS 授时模块，实现基于 GPS 触发的单通道物探数据采集系统。经测试，系统同步精度高，能够连续可靠记录和保存有效数据。为以后拓展多通道数据采集系统提供了一定的技术基础。

关键词：数据采集 陀螺仪 GPS FIFO SD 无线传输

Airborne Geophysical Data Acquisition System Based on GPS Trigger

Li Jian; Liu Wei; Zhou Hao; Teng Fei

(College of Instrument Science and Electrical Engineering ,Jilin University ,Changchun 130021,China)

Absrtact: This paper designs an aeronautical geophysical data acquisition system based on GPS second pulse trigger technology. It uses STM32 and FPGA as the control core to drive 24-bit high-speed AD module, FIFO memory module, SD memory module, three-axis gyroscope module and GPS timing module. A single-channel geophysical data acquisition system based on GPS triggering is implemented. After testing, the system has high synchronization precision and can continuously record and save valid data continuously. It provides a certain technical basis for expanding the multi-channel data acquisition system in the future.

Key words: data acquisition gyroscope GPS FIFO SD wireless transmission

0 前言

地空协同时频探地系统是我院林君教授团队的一项重要研究成果。达到了国际领先的水平。目前系统装备信号接收端采用工控机驱动采集卡的方案，如图一所示^[1~2]。该方案的优点是性能稳定，后期功能升级方便，缺点是体积重量偏大，功耗较高续航时间短，成本高，操作复杂。为此,本文设计一种基于 GPS 秒脉冲触发技术的地空电磁时频一体信号采集系统，实现地空电磁接收机的小型便携化。未来可通过升级系统将单通道拓展为多通道进行更高速率的数据采集。

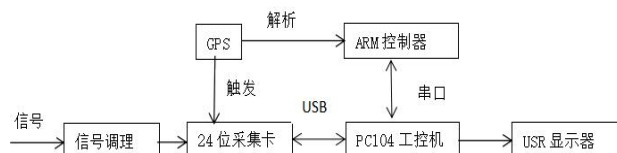


图 1.地空探测系统框图

Fig 1 Block diagram of the ground-to-air detection system

1 设计方案

1.1 系统设计

基于 GPS 秒脉冲触发技术的地空电磁时频一体信号采集系统框图如图 2 所示。

系统首先通过 GPS 接收装置接收 GPS 秒脉冲信号，将其作为同步芯片的参考信号，利用芯片内部的数字锁相环，输出和秒脉冲同相的基准信号来

*指导老师：腾飞 林婷婷

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B65611）

触发 AD 采集信号数据。解析 GPS 信息、接收陀螺仪数据，将时间、经纬度及姿态信息与有效信号数据结合传入 FIFO 缓存。STM32 微控制器连续读取 FIFO 内缓冲数据，按照采集时间建立 txt 文件将数据存储于 SD 卡内。

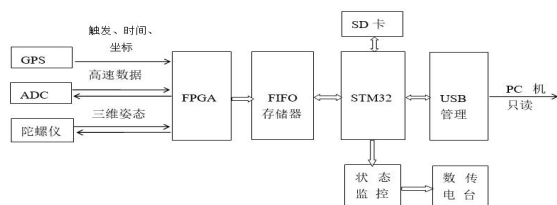


图 2 数据采集系统总体框图

Fig.2 Overall block diagram of the data acquisition system

2 系统硬件设计与实现

2.1 GPS 信号采集

本系统采用 U-blox 公司生产的 LEA-6t GPS 模块，该模块体积小，灵敏度高，可为用户提供时间、经纬度、使用卫星数等内容^[3]。该模块支持完整 NMEA 协议，本系统主要解析其中常用的“GPGGA”格式信息。

2.1.1 GPS 协议解析

系统端口接收到的 GPS 信号为串行数据，编写程序将数据按位存储于对应数组中。在 GPGGA 格式信号内不同种类的信息由逗号隔开，系统通过判断包头为“GPGGA”的数据串中逗号的次序确定每两个逗号间数据的含义，根据需求选择时间、纬度、南北半球、精度、东西半球、分析卫星数等信息存入相应数组当中，实现了 GPS 数据的准确传输。解析后的有效信息如图 4 所示。

由于 GPS 模块需要接收卫星信号，所以要在范围开阔的场地进行实验，否则无法接收到正确的 GPS 数据。同时由于采集到的 GPS 时间为 UTC 时间，为了便于观察，需要在程序中设定将采集到的时间信息进行转换，变为适用本地的北京时间。GPS 信号采集结果图如图 5 所示。

2.1.2 秒脉冲触发技术

由于地空电磁收发系统对同步精度要求非常高，本设计中采用 GPS 秒脉冲触发方案，将 GPS 模块脉冲输出端频率设置成 1Hz，利用输出信号的上升沿来触发 AD 进行数据采集^[4~7]。

```
07:51:03 $GPGGA,075103.00,4352.85384,N,12518.07725,E,1,07,1.86,237.6,M,10.5,M,,*5A
07:51:04 $GPGGA,075104.00,4352.85386,N,12518.07727,E,1,07,1.86,237.6,M,10.5,M,,*5D
07:51:05 $GPGGA,075105.00,4352.85391,N,12518.07731,E,1,07,1.86,237.7,M,10.5,M,,*5C
07:51:06 $GPGGA,075106.00,4352.85398,N,12518.07736,E,1,07,1.86,237.7,M,10.5,M,,*51
07:51:07 $GPGGA,075107.00,4352.85402,N,12518.07738,E,1,07,1.86,237.8,M,10.5,M,,*55
07:51:08 $GPGGA,075108.00,4352.85404,N,12518.07740,E,1,07,1.86,237.9,M,10.5,M,,*52
07:51:09 $GPGGA,075109.00,4352.85401,N,12518.07740,E,1,07,1.86,237.9,M,10.5,M,,*56
07:51:10 $GPGGA,075110.00,4352.85406,N,12518.07742,E,1,07,1.86,238.0,M,10.5,M,,*5D
07:51:11 $GPGGA,075111.00,4352.85407,N,12518.07741,E,1,07,1.86,238.1,M,10.5,M,,*5F
07:51:12 $GPGGA,075112.00,4352.85408,N,12518.07742,E,1,07,1.86,238.2,M,10.5,M,,*53
07:51:13 $GPGGA,075113.00,4352.85410,N,12518.07744,E,1,07,1.86,238.3,M,10.5,M,,*5C
07:51:14 $GPGGA,075114.00,4352.85413,N,12518.07745,E,1,07,1.86,238.4,M,10.5,M,,*5E
07:51:15 $GPGGA,075115.00,4352.85416,N,12518.07747,E,1,07,1.86,238.5,M,10.5,M,,*59
07:51:16 $GPGGA,075116.00,4352.85427,N,12518.07752,E,1,07,1.86,238.5,M,10.5,M,,*5C
```

图 4 GPS 信号经解析后的有效数据

Fig.4 Valid data after GPS signal analysis



图 5 GPS 信号采集结果图（按行依次显示纬度、精度、解析卫星数、时间）

Fig. 5 The results of GPS signal acquisition (display latitude, accuracy, number of analytic satellites, time by row)

2.2 AD 转换器

2.2.1 AD7765

系统采用 AD7765 模数转换器，该模数转换器为高性能 24 位 Σ - Δ 型 ADC，在 78 kHz 输出数据速度时，动态范围为 115 dB；在 156 kHz 输出数据速度时，动态范围为 112 dB，最大完全滤波输出字速度为 156 kHz。模数转换器可选过采样比率 $128 \times / 256 \times$ ，过采样具备低功耗模式和 SPI 串口总线，且片内拥有差分放大器。其采样精度高，速率快，适用于数据采集系统^[8~9]。

2.2.2 AD 数据采集

利用 FPGA 控制芯片使能、读信号、时钟信号线，首先定义输入与输出的端口分配，设置 AD7765 的多种工作模式，编写信号帧、地址总线等声明。接着编写 ADC 的事件状态以及对状态的控制指令，通过检测秒脉冲波形的上升沿完成触发采集^[10]，设置信号接收模块，传输采集到的有效信号。经过测试，AD 采样内容基本实现。AD7765 模块原理图如图 6 所示。模块实物图如图 7 所示。

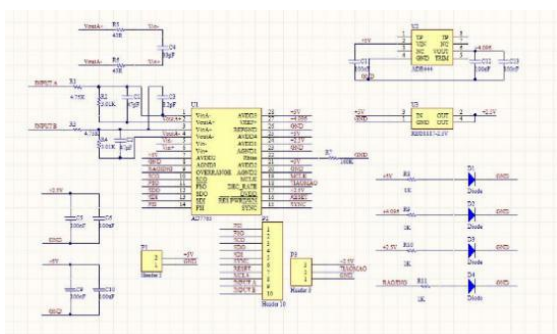


图 6 AD7765 模块电路原理图

Fig.6 AD7765 module circuit schematic

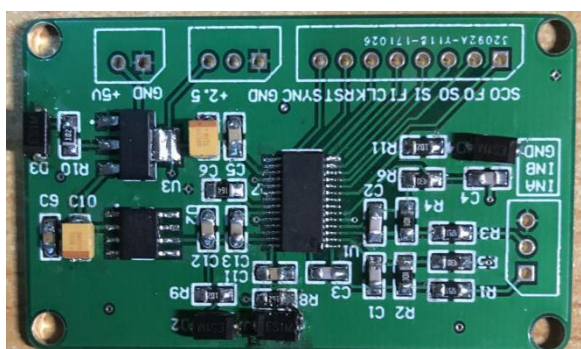


图 7 模块实物图

Fig.7 Module physical map

2.3 FIFO 数据缓存

由于本系统的采集速度快、采集数据量多,且 FPGA 高速采集到的数据向 STM32 传输, STM32 数据处理速度跟不上前端 FPGA 数据输出速度,需要进行跨时钟域信号传递^[11~12]。为了防止数据丢失及方便存储,采集到的数据必须进行预存储后才能传输。FIFO 的英文全称是 First In First Out,即先进先出。FPGA 使用的 FIFO 是对数据的存储具有先进先出特性的一个缓存器,常被用于数据的缓存或者高速异步数据的交互,也即所谓的跨时钟域信号传递。

2.3.1 FIFO 选择

按照 FIFO 工作的时钟域，将 FIFO 分为同步 FIFO 与异步 FIFO。同步 FIFO 是指读时钟和写时钟为同一个时钟。在时钟沿到达时同时发生读写操作。异步 FIFO 是指读写时钟不一致，读写时钟是互相独立的。同步 FIFO 常用于同步时钟的数据缓存，异步 FIFO 常用于跨时钟域的数据信号的传递，运

用异步 FIFO 可以将各不相同的时钟域中的数据同步到所需的时钟域中, 故采用异步 FIFO。

异步 FIFO 是一种先进先出存储器，先进来的数据先读出，读时钟和写时钟互相独立，异步 FIFO 有两套数据线，可在一端进行写操作的同时在另一端进行读操作，在数据顺序传输的同时完成数据的缓存。

2.3.2 异步 FIFO 结构

异步 FIFO 包括写时钟域和读时钟域，异步 FIFO 的核心是由双端口 RAM 组成的存储单元^[13]。访问 FIFO 时不需要地址线，只需要数据线和读写控制信号线。在写时钟域，写端口对应写数据信号和写控制信号，写入的数据存储在双端口 RAM 中；在读时钟域，读端口对应读数据信号和控制信号，数据从双端口 RAM 中读出并送入下一级。

异步 FIFO 最重要的控制信号 Full(满)、Empty(空)、Almost Full(将满)、Almost Empty(将空)由写地址和读地址相互比较生成。异步 FIFO 存储器内部结构如图 8 所示。分辨异步 FIFO 的空/满状态要进行二进制读指针和写指针的比较。FIFO 中的读写指针值随着读写操作的继续而连续累加，当计数器满后返回再次进行循环。

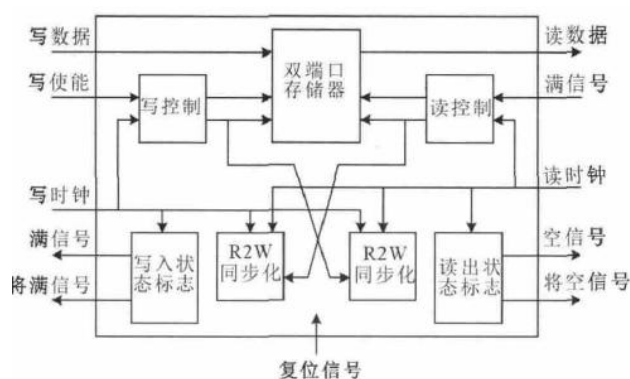


图 8 异步 FIFO 存储器内部结构

Fig. 8 Asynchronous FIFO memory internal structure

2.3.3 异步 FIFO 的实现

FPGA 内部资源丰富, 为了简化系统结构, 通常可根据需要来配置 FPGA 内部存储资源^[14]。本设计中通过 FPGA 内部 RAM 实现异步 FIFO, 数据宽度选择 24 位, 深度选择 1024, 系统采集到的有效数据由采集系统 50MHz 时钟控制写入异步 FIFO, 数据经异步 FIFO 缓存后, STM32 从异步 FIFO 中读出数据, 完成 FIFO 对采集数据的缓存功能。Verilog HDL 达成的异步 FIFO 输入及输出信号如表 1~2 所示。

表 1 Verilog HDL 实现的异步 FIFO 输入信号

Tab. 1 Asynchronous FIFO input signal implemented by Verilog HDL

信号名	wr_clk	wr_rst	wr_en	data[23:0]	rd_clk	rd_rst
方向	输入	输入	输入	输入	输入	输入
位宽/位	1	1	1	24	1	1
信号说明	写时钟, 数据 采集的时钟 82 MHz	写复位, 高有效	写使能, 高有效, 数据采集的输出	写数据, 数据 采集的输出	读时钟, 50 MHz	读复位, 高有效

表 2 Verilog HDL 实现的异步 FIFO 输出信号

Tab. 2 Asynchronous FIFO output signal implemented by Verilog HDL

信号名	rd_en	dout[23:0]	aempty	empty	afull	full
方向	输入	输出	输出	输出	输出	输出
位宽/位	1	24	1	1	1	1
信号说明	读使能, 高有效	读数据, 数据从 FIFO 输出	将空标识信号	空标识信号	将满标识信号	满标识信号

2.4 数据存储

SD 卡具有非易失性、尺寸小、协议简单、功耗低、成本低等特点。由于采集到的数据量庞大, 而且需要保存系统采集的数据, 因此采用了大容量存储器 SD 卡作为数据的存储介质。在本系统中, SD 卡的作用是用于采集数据记录、数据回放, 用于对数据的离线分析和对系统的故障诊断。

2.4.1 SD 卡存储方式

从物理层来看, 数据是存储在 SD 卡扇区上的, 如果没有文件系统支持, PC 桌面系统下需要借助软件才可以识别数据, 且得到的是二进制原始数据, 需要对照 ASCII 码表进行数据预处理, 所以为了便于数据交换, 将 FAT 文件系统建立在 SD 卡, 使 PC 桌面系统下可以访问数据。本系统选用 FatFs 文件系统, 它是国外的一款开源文件系统, 专门面向嵌入式系统而开发, 代码量小, 小数据缓冲处理、大数据直接读写的方式使其具备优秀的读写速度; 而且具有良好的移植性和稳定性, 特别适合本系统。

2.4.2 SD 卡工作流程

本系统使用 SD 卡作为存储模块, 文件的创建、写入和读取均使用 FatFs 系统实现。为了方便查看存储数据, 本设计以时间为单位命名文件夹名称和文件名, 采集到的时间数据、经纬度、解析卫星数和姿态等数据按照采集时间建立 txt 文件并存储。通过 SDIO 总线和传输速度更快的多块读写操作, 大大提高了文件的存储和读取速度, 从而实现对采集数据的高速存储。

2.5 姿态信息采集

系统由于需搭载于无人机平台, 而飞行器在飞

行过程中的倾斜导致信号采集出现误差, 需要对接收机的姿态进行检测并记录, 在数据处理时, 通过将采集到的信号与飞行器姿态数据相结合, 实现对接收信号的补偿, 从而减少系统采集数据的误差。姿态信息采集模块采用 MPU-6050, 这是一款低成本三轴陀螺仪模块。工作电压 3-5V 功耗小, 体积小, 精度满足系统要求。其工作原理, 是通过陀螺仪与加速度传感器经过数据融合算法, 最后得到直接的角度数据。此陀螺仪模块采用标准 IIC 串口总线通讯。利用 FPGA 接收陀螺仪三维数据, 并将数据与 AD 采集到的外部信息相结合后传输。

2.6 无线检测系统

由于系统搭载于飞行器上, 实验者需要对其运行状态实时观察^[15], 通过数传电台实时发送飞行器电量、解析卫星数、姿态数据到陆地接收端进行监测。

使用 XBEE PRO 900HP S3B 型数传电台, 模块频率范围 902~928MHz, 默认最大发射功率 250mW/24dBm, 根据官方数据, 我们所使用的模块在运动状态下的最大传输距离为 6.5KM, 与专门的底座配套使用, 既可以在机载端, 也可在地面端运行, 模块上共有 20 跟排针用以接通端口, 每个端口都有不同的功能, 根据目的我们需要完成单向的数据发送, 进行模块上的电源 VCC 端、GND 接地端、TX 发送端与 RX 接收端与 GPS 模块类似。

3 实验测试

利用函数信号发生器产生的正弦信号作为信号

源,秒脉冲上升沿触发 AD 采集信号。根据 AD 特性,为使采集数据量足够丰富、显示直观和便于调试,故配置其采样速率为 156kSPS,并且将其接收到的有效信号数据进行接收存储并发送至上位机端。上位机利用虚拟仪器建立显示窗口实现对信号的基本显示,测试结果与输入信号基本一致。

AD 采集信号图如图 9 所示,实验结果表明本系统达到预期目标,最终实现了 GPS 信号解析,秒脉冲触发 AD 采集,各有效数据的传输与存储,无线检测等多种功能。

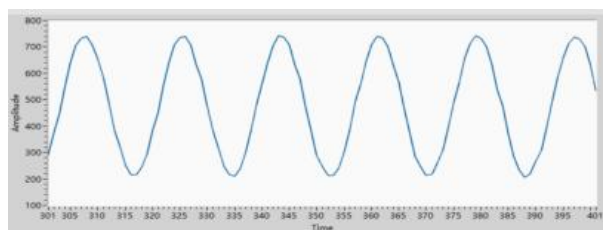


图 9 AD 采集信号图
Fig.9 acquisition signal graph of AD7765

4 结束语

系统利用 GPS 秒脉冲作为 AD 触发源,将时间信号、姿态数据与有效信号相结合,达到了对数据传输的同步;经 FIFO 缓存将采集数据存入 SD 卡内;使用数传电台无线发送设备状态量,远距离监测接收工作状态。与旧地空探测系统相比,本系统体积小重量轻,节约成本且操作方便,实现了原有系统简化这一预期目标,对数据探测系统的发展改进提供了技术支持。

参考文献

1. 刘立超.网络化可控源音频大地电磁法接收系统关键技术研究[D].长春.吉林大学.2014.
2. 齐林. 时间域航空电磁法发射机关键技术与实验[D].吉林大学,2012.
3. A. A. Basheer,A. I. Taha,A. El-Kotb,F. A. Abdalla,S. O. Elkhateeb. Relevance of AEM and TEM to Detect the Groundwater Aquifer at Faiyum Oasis Area, Faiyum, Egypt[J]. International Journal of Geosciences,2014,05(06).
4. 殷长春,张博,刘云鹤,任秀艳,齐彦福,裴易峰,邱长凯,黄鑫,黄威,缪佳佳,蔡晶.航空电磁勘查技术发展现状及展望[J].地球物理学报,2015,58(08):2637-2653.
5. 雷栋,胡祥云,张素芳.航空电磁法的发展现状[J].地质找矿论丛,2006(01):40-44+53.
6. 吴成平. 促进我国航空电磁法发展的思考[A]. 中国地质学会青年工作委员会.第一届全国青年地质大会论文集[C].中国地质学会青年工作委员会:,2013:2.
7. 李楠. 时间域航空电磁数据预处理技术研究[D].吉林大学,2010.
8. 宋国阳.瞬变电磁法在地质勘探中的应用[J].煤炭技术,2009,28(11):136-137.
9. 崔志强,胥值礼,李军峰,李飞,高卫东.无人机航空物探技术研发应用现状与展望[J].物探化探计算技术,2016,38(06):740-745.
10. Bernhard Siemon,Annika Steuer,Angelika Ullmann,Margarete Vasterling,Wolfgang Voß. Application of frequency-domain helicopter-borne electromagnetics for groundwater exploration in urban areas[J]. Physics and Chemistry of the Earth,2011,36(16).
11. 刘伟. 航空电磁法在铁路勘探中的应用前景[A]. 中国铁道学会铁道工程分会工程地质与路基专业委员会.中国铁道学会铁道工程分会工程地质与路基专业委员会第 25 届年会暨学术交流会议论文集[C].中国铁道学会铁道工程分会工程地质与路基专业委员会:,2016:4.
12. 王卫平.频率域航空电磁法发展与应用研究[C].中国地球物理, 2011:1.
13. H. Leväniemi,D. Beamish,H. Hautaniemi,M. Kurimo,I. Suppala,J. Vironmäki,R.J. Cuss,M. Lahti,E. Tartaras. The JAC airborne EM system: AEM-05[J]. Journal of Applied Geophysics,2007,67(3).
14. David Beamish. An assessment of inversion methods for AEM data applied to environmental studies[J]. Journal of Applied Geophysics,2002,51(2).
15. 万建华,熊盛青,范正国,贺颢.全国航空物探工作现状及未来工作重点浅析[J]. 中国矿业,2011,20(S1):151-154+166.

基于脑电波图像的人机交互情感特征映射研究*

张航铭

吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012

摘要：为了提高教学机器人等服务型机器人识别人类情感的能力，为真实的人机交互奠定基础，介绍了脑电波的生物学特性。此外，考虑图像的视觉特征以完成图像视觉特征到图像的情感特征的映射。首先，人们在欣赏图片时收集脑波，并通过情感矩阵的计算得到图像视觉刺激产生的情绪向量。然后，建立了视觉特征到情感语义的映射规则，很好地实现了图像视觉特征到图像情感特征的映射。最后，验证了映射的情感特征。验证结果表明，所提出的映射机制是有效且高度准确的。因此，它在人工智能和情感交互领域具有实用价值。

关键词：服务型机器人 情感特征 脑电波 图像视觉 映射规则

Research on Human-Computer Interaction Emotional Feature Mapping Based on Brain Wave Image

ZHANG Hangming

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: In order to improve the ability of service robots such as teaching robots to recognize human emotions, and to lay the foundation for real human-computer interaction, the biological characteristics of brain waves are introduced. In addition, the visual features of the image are considered to complete the mapping of the visual features of the image to the emotional features of the image. First, people collect brain waves while enjoying the pictures, and obtain emotional vectors generated by visual stimulation of the images through the calculation of the emotion matrix. Then, the mapping rules from visual features to emotional semantics are established, and the mapping of image visual features to image emotional features is well realized. Finally, the emotional characteristics of the mapping are verified. The verification results show that the proposed mapping mechanism is effective and highly accurate. Therefore, it has practical value in the field of artificial intelligence and emotional interaction.

Key words: Service robot Emotional characteristics Brain waves Image vision Mapping rules

0 前言

教学机器人等服务型机器人得到了当今社会越来越广泛的重视，被广泛运用于教学、家居、交通等社会生活的方方面面。然而，冷冰冰的机器人自身没有情感，也无法理解接受服务对象的情绪，使实际效果和服务体验大打折扣。而随着人机交互系统的迅速发展，图像情感信息处理越来越受到重视。它已成为人工智能领域最有趣的研究课题之一。一

些研究表明，图像包含大量的情感信息，不同的图像可以唤起不同的人类情感。我们希望机器人等人工智能能够有效地描述和表达情感信息，从而更好地为人类服务^[1]。因此，图像特征和情感之间的有效映射也是图像情感识别和情感计算领域中一个极具意义的、具有挑战性的前沿话题。

目前，日本，美国，韩国，意大利等国家已开始探索和研究情绪信息处理领域，如计算和识别情绪。但是，中国在这一领域的研究还很少。现有研

*指导老师：刘卫平

项目类型：大学生创新创业“机器人”项目(6SAITP03)

究发现,当人们浏览图像时,图像将通过视觉系统传递到大脑。在利用人类视觉感知提高计算机视觉识别能力的指导思想下,利用人类对图像文件的欣赏诱导的人脑生物信息,实现高智能,高度准确,语义和感知的检索功能^[2]。为了弥补对计算机图形的不了解,利用底层视觉特征和高级语义特征一直是图像信息领域的一个挑战和热门话题。良好的映射机制可以在很大程度上弥补“语义鸿沟”的问题。根据早期学者的记载,线性映射是图像情感映射的主要方法。由于图像特征与情感空间之间关系的复杂性,线性映射无法很好地描述它们之间的关系。在使用线性映射的基础上,一些学者还使用回归分析方法来调整每个特征的权重,使得映射技术有了较大的改进^[3]。随着 SVM、神经网络和遗传算法等技术的发展,图像特征与情感空间之间的关系模型通过用户培训变得更加多样化,更接近人类的情感^[4]。

1 方法

1.1 提取情感特征

10 个电极用于记录脑电波,可以获得相关系数的相对数量 $_{10}C_2 = 45$ 。如果我们计算不同周期的 θ 波(5~8Hz), α 波(8~13Hz)和 β 波(13~20Hz)的相关系数,我们可以得到一组 $45 \times 3 = 135$ 个系数。这组值可以用作脑波的特征值。从数学的观点来看,135 维空间上的点表示心智的状态,这样 135 个系数形成称为“状态向量”的向量。很容易推断出四种基本的情感因素:快乐、紧张/愤怒、悲伤和放松,因为人类有四种基本的心理状态,如快乐、愤怒、悲伤和快乐。当然,135 维状态向量还包含与心理状态不同的其他类型的信息,但是我们可以考虑使用学习方法通过“快乐、愤怒、悲伤和快乐”的基本要素来推导其内在的特征值。计算每个电极记录的相关系数 $c(\alpha; jk)$,它在电位和收集电极 j 之间; k 是 α 波段, $c(\alpha; jk)$ 可以表示为:

$$c(\alpha; jk) = \frac{\sum_{\alpha} X_j(f_n) X_k^*(f_n)}{\sqrt{\sum_{\alpha} |X_j(f_n)|^2} \sqrt{\sum_{\alpha} |X_k(f_n)|^2}} \dots\dots\dots(1)$$

$X_j(f_n)$ 是在第 j 个电极和第 n 个频域点处的脑电图傅里叶变换,并且该和超过了 α 频带的频域点。在这些相互关联的系数中,可以捕获人类的四个情

感因素特征值(愤怒、悲伤、喜悦、放松)。四个情感因子的等级强度分别设置为 z_1 、 z_2 、 z_3 、 z_4 ,并且 135 维状态向量是 $y = \{y_1, y_2, \dots, y_{135}\}$ 。 d 是权重向量; z 是情绪向量; c 是情感矩阵,因此它们之间的关系是:

$$\begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} & \dots & c_{1,135} \\ c_{2,1} & c_{2,2} & \dots & c_{2,135} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{4,1} & c_{4,2} & \dots & c_{4,135} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_{135} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \dots \\ d_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \dots(2)$$

1.2 图像情感映射

BP 神经网络是一种多层前馈神经网络。BP 神经网络结构简单,多个参数可调,多种训练算法和良好的可操作性,已获得广泛的实际应用^[5]。本文采用 BP 神经网络实现图像底部特征与图像情感之间的语义映射。原因在于图像情感体现了人与图像之间的交流过程所引起的各种情绪变化。神经网络可以很好地模拟人脑的功能和结构。而且,在图像与人体之间的相互作用期间产生各种情绪的过程非常复杂。然而,神经网络非常适合解决复杂内部结构的问题,那是因为它具有很强的学习、推广和概括能力。另外,BP 神经网络的学习功能非常强大。它的连接重量和连接结构可以通过学习来学习,具有很强的容错性和鲁棒性^[6]。

BP 网络是一种具有三个或更多神经元的神经网络。它由输入层、中间层(隐藏层)和输出层组成。上层和下层之间存在完全连接,但每层神经元之间没有连接^[7]。由于输入是图像,因此输入层中的节点数是输入特征向量的维数。如果通过网络训练有效特征向量,则可以获得更好的实验结果。当选择特征向量时,应选择能够表达图像特征的特征向量。适当的特征应该是可区分的、可靠的、独立的并且数量少。同时,我们还必须有效地消除数据源中未处理的信息和数据,以确保有效输入。在确定数据源之后,输入层中的节点数是固定的。输出层的尺寸可以根据用户的要求确定。如果类模式的数量是 m 并且模式类型的数量小,则输出层节点的数量等于模式模式 m 的数量。当存在许多类型的模式时,输出节点的编码指示每个模式的类型,即 $\log_2 m$ 。

隐藏层中神经元的数量选择是一个非常复杂的问题,通常需要根据设计者的经验和多次实验来确定,因此没有理想的分析表示^[8]。对于 BP 网络,闭合区间中的任何连续函数可以通过具有单个隐藏层的 BP 神经网络来近似。因此,三层 BP 网络可以实现从 n 维到 m 维的任何映射。隐藏层中的神经元数

量主要与问题的要求和输入输出单元的数量有关。如果隐藏的单位太多，就会出现这个问题。例如：学习时间太长。此外，错误并不总是最小的，并且容错可能很差^[9]。目前，可用于选择最佳隐藏单元数的参考公式如下：

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^n C_{n_i}^i > k \\ n_1 = \sqrt{n+m} + a \dots\dots\dots(3) \\ n_1 = \log_2 n \end{cases}$$

初始值与学习的收敛和本地的最小值密切相关。当初始权重被添加到输入时，每个神经元的状态值接近零，并且权重通常是具有相对小的值的随机数。输入样本也应该归一化，以便那些较大的输入仍然落在传递函数的梯度很大的地方。

1.3 自组织特征映射网络

自组织特征映射网络也称为 Kohonen 网络或自组织特征映射 (SOM) 网络^[10]。在训练阶段，网络随机地将训练集样本输入到相应的特定输入模式，并且输出层将具有同时赢得节点的最大机会。在训练的最开始，我们不知道哪个输入节点会影响输入。每当输入类别改变时，获胜的节点也会改变。同时，获胜节点附近的节点也受横向激励的影响。因此，获胜节点和域节点的权重向量都被不同程度地调整到输入样本。同时，获胜节点及其邻居都调整到输入：越靠近获胜节点，动态越强，距离越远，强度越小。当网络自组织时，需要使用大量样本来训练网络的权重，最后输出层中的神经元可以对任何特定模式敏感。当两个模式类的特征接近时，表示两个类的节点也在接近位置。因此，形成了能够反映样本模式类的分布的有序特征映射。

2 结果和讨论

2.1 脑波情感特征提取

本文选择 Corel 图像数据库，共包括各种类型的 51138 幅图像，其中有 100 幅具有代表性的图像作为学习样本。脑电波采集装置记录每个电极电位值的变化。脑电波采集装置记录每个电极电位的数值变化，并将 10 个电极的第 i 个和第 j 个之间的相关系数作为特征值。换句话说，如果组合 10 个电极中的每两个，则可以获得 45 个。在这些组合中，分别使用 θ (5~8 Hz)， α (8~13 Hz) 和 β (13~20 Hz) 来获得相关系数值 ($y_1, y_2, \Lambda, y_{135}$)，我们可

以在其中捕获四个人的情感特征值 (紧张/愤怒，悲伤，快乐和放松)。在实验中，选择了受过精神训练的人，然后想象出紧张和愤怒。同样的治疗也被用于其他三种基本情绪 (悲伤，快乐和放松)。那时，情绪向量的值被确定为 $z = (1, 0, 0, 0)$, $(0, 1, 0, 0)$, $(0, 0, 1, 0)$, $(0, 0, 0, 1)$ ，相当于紧张/愤怒，悲伤，喜悦和放松的四种基本情绪状态。同时，根据不同的基本情绪状态收集每个人对应于每种情绪的脑波信号。当四个基本状态值 $z = (1, 0, 0, 0)$, $(0, 1, 0, 0)$, $(0, 0, 1, 0)$, $(0, 0, 0, 1)$ 和 135 相互关联时每个验证者的系统值 (由脑电图电极获得) 被代入公式，我们得到了一个平衡的情绪矩阵，倾向于通过几个人的不同替换来平衡。

20 名大四本科生完成了对脑波信号的采集。考虑到女孩通常比男孩对情绪更敏感，我们选择了 16 名女孩和 4 名健康状况良好且没有视觉或心理相关疾病的男孩。他们的视力或矫正视力都很正常。

共选择了 40 幅典型的代表性图片，分别对应于强烈/愤怒、悲伤、喜悦和放松四种基本情绪，每种基本情感共有 10 张图片。随机选择图片，并在观看图片时分别收集本科生的脑电波。此外，记录对应于各个电极的值。根据情绪计算公式：

$$C \cdot y + d = z \dots\dots\dots(4)$$

通过获取先前获得的情感矩阵和收集的 135 个相关系数值以及权重向量的适当调整，我们得到了考生在观察图片时产生的情感向量。

2.2 BP 神经网络映射实验

该系统使用三层 BP 神经网络：网络输入层、隐藏层和输出层。本文主要提到了四种情绪，即紧张/愤怒、悲伤、快乐和放松。此外，训练网络通过图像的颜色和纹理特征映射四个情绪值。根据以前的隐层设计经验公式以及本例的实际情况，网络中可以解决这个问题的隐藏神经元数量应该在 19 到 25 之间。这些情况的模拟是在 MATLAB 中实现的，结果进行了比较。实验结果如表 1 所示。

表 1 网络培训错误

Table 1 Network training error

神经元数目	19	20	21	22	23	24	25
网络故障	0.2297	0.0967	0.0740	0.1027	0.1164	0.2674	0.2980

表 1 显示，经过 1000 次训练后，具有 21 个神经元隐藏层的 BP 网络具有最佳的功能近似，并且网络的训练速度非常快。因此，应选择具有 21 个神

经元隐藏层的 BP 神经网络。图 1 显示了具有 21 个节点的隐藏层的实验结果。

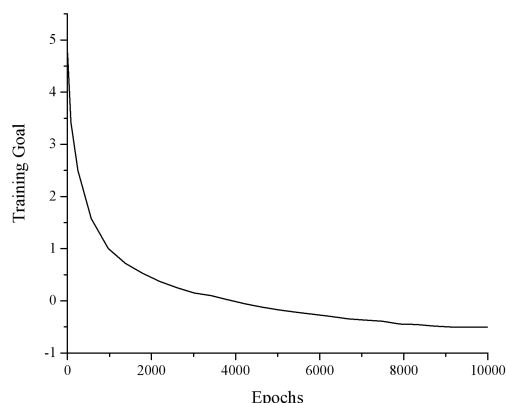


图 1 训练误差曲线

Fig.1 Training error curve

综上所述，建立的网络是一个三层 BP 神经网络，以 432 维特征为输入端，21 个隐藏节点和 4 个输出节点。

选取了 40 幅具有代表性的图片，分别提取了它们的颜色、纹理和情感特征。经过以上步骤，我们训练了这 40 幅图片，并输入图像的颜色和纹理特征。期望输出是我们所提取的图像的诱导脑情感特征。利用 MATLAB 对神经网络进行训练。对训练后的神经网络进行了较好的存储，并对尚未提取情感特征的图像进行了情感映射。首先，从 Corel 数据库中随机选取 50 幅情感特征未知的图像作为训练后的 BP 神经网络的测试图像。其次，将 50 幅测试图像的颜色特征和纹理特征分别输入到训练后的 BP 神经网络中，并对图像的底层特征与情感特征进行映射。

2.3 为了提高检索速度

为了提高检索速度，我们使用自组织特征映射算法通过图像情感特征来检索相似距离。该方法的主要目的是检查训练有素的 BP 神经网络映射的情绪特征是否可靠和准确。检索结果反馈给用户，如表 2 所示。

表 2 搜索结果分析表

Table 2 Search Results Analysis Table

	欧几里得距离	SOFM 基于用户空间	SOFM 基于 BP 神经网络的检索
精度	54%	89%	95%
成功率	59%	91%	95%

该算法的实质是通过一维自组织映射网络组织图像的情感特征，线性搜索方法基本应用于检索领

域。线性搜索基本上是在一个类或邻域内使用的。根据图像查询结果，95%的用户满意。从这个角度出发，我们可以看到从图像视觉特征到图像情感特征的映射机制，不仅可以用 BP 神经网络实现，而且具有较高的精度。

3 结论

基于图像视觉特征的语义特征，增加了脑电波的情感语义。首先，招募了许多具有心理成像基础的人。他们分别想象了四种基本情绪，如紧张/愤怒、悲伤、快乐和放松，并获得表达四种基本情感的情感向量。然后选择 20 名学生观察图片并记录他们产生的脑电图电极，得到情感矩阵和情感向量。然后利用 BP 神经网络建立情绪向量初始视觉特征的学习过程。最后，利用自组织特征映射方法验证了训练好的 BP 神经网络映射的情感特征。验证结果表明，所提出的映射机制是有效且高度准确的。因此，它在人工智能和情感交互领域具有实用价值。

参考文献

1. 黄崑, 赖茂生. 图像情感特征的分类与提取. 计算机应用, 2008, 28 (3) .
2. Wang KC. (2014). The feature extraction based on texture image information for emotion sensing in speech. Sensors, 14 (9):16692.
3. Campanella F, Shallice T, Ius T, et al. (2014). Impact of brain tumour location on emotion and personality: a voxel-based lesion-symptom mapping study on mentalization processes. Brain A Journal of Neurology, 137 (9):2532-2545.
4. 李志欣, 施智平, 李志清, 史忠植: 图像检索中语义映射方法综述. 计算机辅助设计与图形学学报, 2008, 20 (8) : 1087-1096
5. 王上飞, 王煦法, 图像情感检索研究的进展与展望. 电路与系统学报. 2005. Vol.10. No.4:102-109.
6. Chau CJ, Wu B, Horner A. (2015). The Emotional Characteristics and Timbre of Nonsustaining Instrument Sounds. Journal of the Audio Engineering Society Audio Engineering Society, 63 (4):228-244.

7. Lee HJ, Shin DI, Shin DK. (2014). A Study on the Emotion Classification as well as the Algorithm of the Classification Applying EEG-Data. Lecture Notes in Electrical Engineering, 309 (1):515-521.
8. Damasio, H. et al. A neural basis for lexical retrieval [J]. Nature, 1996:380.
9. 靳清泽.基于神经网络的图像特征和情感映射规则的研究.硕士论文.太原理工大学,2011.
10. Du R, Lee HJ. (2014). Brain Wave Patterns Under Emotional Affect. Advanced Science, 6 (1) : 62-66

基于 STM32 的五轴教学机器人的研究*

黄雨瑶；张航铭

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：随着工业化的高速发展，各种类型的机器人已成为世界研究的一个主流方向。当前市场上多为大机械手等，小型五轴打孔机器人在市面上尚未普及。小型五轴教学机器人的研制能更好的帮助广大学生学习机械及电控知识，提高人们对机器人的认识了解。

关键词：五轴，机械手，钻孔，控制

Research on five-axis teaching robot based on STM32

Huang Yuyao; Zhang Hangming

(instrument science and engineering institute, Jilin university)

Abstract: With the rapid development of industrialization, various types of robots have become a mainstream research direction in the world. At present, there are mostly large manipulator in market, and small five-axis drilling robot has not been popularized. The development of small five-axis teaching robot can better help students to learn the knowledge of mechanical and electrical control and improve people's understanding of robots.

Keywords: Five-axis manipulator drill hole control

0 前言

本文主要研究目的是研制一个小型五轴打孔机器人，能进行一些简单的自动打孔程序，便于进行简单的操作与调试。结合现有的小型机器人和传统机器人的结构设计我们提出了五轴机器人的整体结构设计方案^[1]。文中对其进行了机器人运动学分析，使其通过调节相关参数可设计其运动轨迹最终达到对某个固定坐标进行打孔。

1 五轴机器人的硬件结构设计

1.1 机械臂结构设计

该机械臂系统主要由驱动部分，执行机构，控制系统和电源组成，采用串联式关节机械臂。整体由控制系统完成对各个关节运动的控制，通过传感器感知各个关节的运动状态以调节和掌控整个运动轨迹。执行机构即末端执行器，直接完成相应的任

务，执行部分由电源驱动的电机电给钻孔提供动力进行高速转动达到钻孔的目的。驱动部分完成对各个关节的驱动，即给各个关节提供动力和完成规定的转动角度。电源给整个系统提供能量输入。五轴机器人的整体结构框架如图 1 所示。

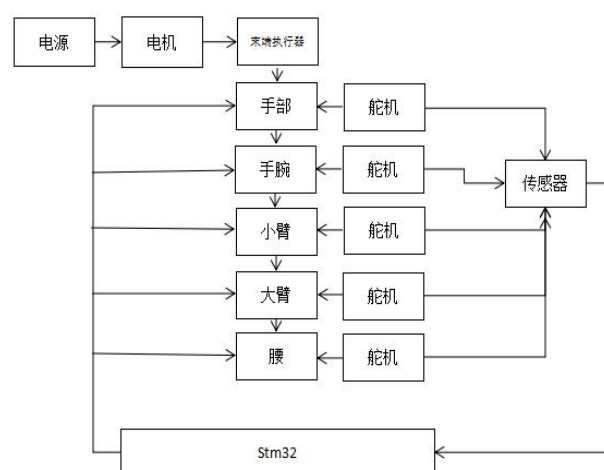


图 1 机器人整体框架结构图

Fig1 The overall frame structure of the robot

*指导老师：刘卫平

项目类型：大学生创新创业“机器人”项目（65AITP03）

机械手共由腰，大臂，小臂，手腕，手部五个大部分组成，可完成五个自由度，手部连接末端执行器即钻头^[2]。各个关节之间分别由 TBS2701 舵机连接，舵机的伺服系统可由可变脉冲宽度来调控驱动力矩转动，内部的传感器读取电机驱动力矩转动的位置，将此信息反馈到电机控制系统，舵机内部的电机控制系统连接到 STM32 主板上，接收脉冲输入来控制其运动并掌握舵机运动状态。

1.2 驱动机构的设计

舵机的转动角度由控制线所提供的脉冲长度决定，这种控制方法为脉冲调制。多数舵机的基准信号都是周期为 20ms 宽度为 1.5ms。以这个基准信号所转动的角度及其所到达的位置为中间位置，具体角度则根据基准信号和中间位置设置相应时间的脉冲。控制线连接 STM32 的多通道 PMW 来实现对多路舵机控制器信号输出^[3]。结合上位机和下位机的通信控制则可实现对机械臂动作的调试。PC 上位机通过 USB 总线与 STM32 进行通信，STM32 控制五路 PWM 舵机的输出，并且可以将一定的动作组存储在 FLASH 里控制机械臂完成一定的运动轨迹从而达到使末端执行器定位打孔的目地。PC 上位机和单片机下位机的通信设置可直接完成对机械臂动作的设定和相关参数的调节，通过 STM32 的脉冲调制完成对末端执行器较为精确的驱动控制。

2 机器人运动学分析

2.1 机器人运动学

运动学是在于解决机械臂的运动轨迹，运动学分为正运动学和逆运动学。正运动学研究的是机器人利用自身的一些状态判断自己在空间中所处的位置，逆运动学研究的是机器人通过何种移动改变自身的一些状态来达到所规定的空间位置^[4]。利用机器人运动学可以达到使末端执行器进行较为精确打孔的目的。

在 D-H 坐标下各相邻连杆的相对位置情况可由矩阵 H_i 来表示：

$$H_i = \begin{bmatrix} A_i & -B_i A_{ai} & B_i B_{ai} & a_i A_i \\ B_i & A_i A_{ai} & -A_i B_{ai} & a_i B_i \\ 0 & B_i & A_i & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

H_i 为各相邻连杆的相对位置，其中

$$A_i = \cos \theta_i; B_i = \sin \theta_i; A_{ai} = \cos \alpha_i; B_{ai} = \sin \alpha_i, \text{ 其}$$

中 θ 为关节变量， α_i 为关节扭矩， a_i 为杆长， d_i 为两连杆距离。根据各相邻连杆之间的位置矩阵可得到末端执行器相对于底座的位置矩阵，为

$$H = H_1 \bullet H_2 \bullet H_3 \bullet H_4 \bullet H_5。$$

根据不同的机器人的机器人系统可分别测量查看得到相关参数。最终只有 θ 为变量，即通过改变各关节变量则可得到不同的机器人运动轨迹，也即末端执行器的不同空间位置。逆运动学即根据所给出的空间位置求得相应关节变量，再通过驱动控制完成这一过程。根据逆运

$$H_g = \begin{bmatrix} n_x & o_x & a_x & p_x \\ n_y & o_y & a_y & p_y \\ n_z & o_z & a_z & p_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

动学，有给定空间坐标

则有公式 $H = H_g$ 可得到五个关节变量 θ 。根据得

到的 θ 脚来进行脉冲调制，输出对应长度的脉冲。通过上位机软件和下位机的通信则可完成坐标位置的确定。

2.2 基于 simulink 的仿真验证

五个自由度的机械臂在 Simlink 中按照硬件结构图进行基本连接，五个关节之间分辨用五个杆连接。每个关节由驱动关节进行驱动，在 Simulink 中用 Actuator 代表，并加入输入信号便于控制每个关节的关节变量以控制机械臂的运动轨迹。为了使每个关节显示其空间位置及一些参量，需要在关节处都加上关节传感器，并连接 Scope 模块使其可以在 matlab 中开辟工作区观察其数据。最后的输出连接 Scope 及 X-Y 波形显示来观察末端执行器最后的波形，仿真图如图 3 所示。图 2 是根据调整各个舵机角度的五轴机器人末端执行器在一平面内的轨迹。根据图像可知，通过调整上位机的参数改变舵机转角，可以控制机器人末端机器人的位置，进行定位。

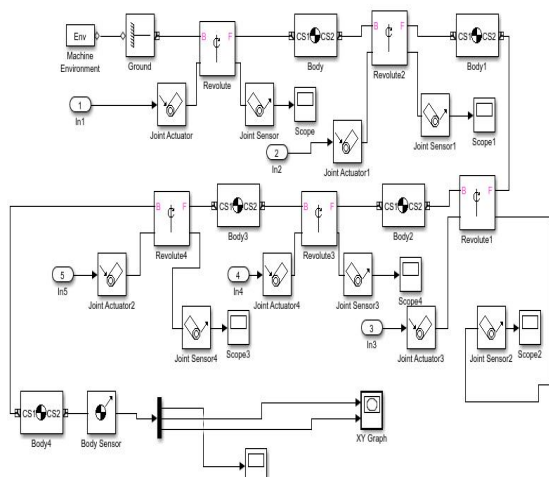


图2 simulink 仿真图

Fig2 simulink simulation diagram

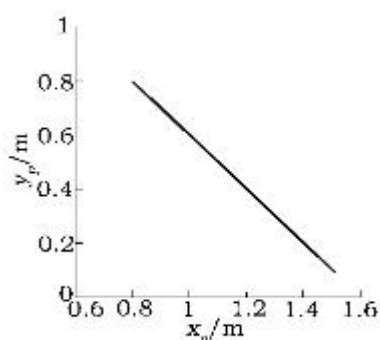


图3 末端执行器轨迹

Fig3 trajectory of end-effector

3 上位机软件

用 labview 实现上位机程序的编写, 根据上位机的串口与下位机上的蓝牙装置进行通信, 进而控制机械臂的动作。在进行串口通信时, 首先要对串口进行初始化和配置, 这可以由 VISA 配置串口节点来完成, 使用该节点可以设置串口的 VISA 资源名称, 波特率, 数据位, 校验位, 超时时间, 终止符以及流控制等参数。然后写入串口, 串口写入是将写入缓冲区的数据写入 VISA 资源名称指定的设备或接口, 可以选择同步或异步^[6]。其中写入缓冲区包含要写入设备的数据, 返回数据包含实际写入的字节数量。发送串口由一个发送开关控制, 且另外可加入重复发送该字节的数量, 若该数量大于一且发送开关为真, 则串口开始传送数据。发送串口数据后, 需另外编写接收串口数据的程序, 从 VISA 资源名称所指定的设备或接口中读取指定数量的字节, 并将数据返回至读取缓冲区, 可以选择同步或

异步。该操作仅当传输结束后才返回。其中字节总数包含要读取的字节数量, 读取缓冲区包含从设备读取的数据, 返回数包含实际读取的字节数量。将串口发送的数据连接到相应接口, 接收端即可显示出发送端所发送的字节数据^[5]。最后关闭 VISA 资源名称指定的设备会话柄或事件对象。同时可在串口内加入清空等功能设置。

控制舵机转动是根据编程控制 pwm 波的宽度来完成的。机器人在组装的过程中, 要求舵机复位后装上。复位其实就是将舵机的偏转角度转到正中央即 180° , 舵机为 90° , 270° , 135° 。偏差分为正偏差和负偏差。如果偏差值为正, 则顺时针调节, 如果偏差为负, 则逆时针调节。调节的偏转角度, 依据偏差值的大小。舵机的执行时间, 即舵机当前值偏转到目标值所花费的时间, 范围 0ms-99999ms。比如一个 180° 舵机, 当前值为 1500 即 90° , 偏转到目标值 2000 即 135° 。花费时间 1000。那么也就是说从 90° 偏转到 135° , 用了 1s 的时间。如图 4 所示为上位机的界面。



图4 上位机界面

Fig4 interface of upper computer

4 结论

本文在 STM32 的基础上完成了简单的五轴打孔机械手的设计和简要控制。主要根据 PC 上位机和 PC 下位机的通信基于脉冲调制来完成对机械手的控制。机械手的精确定位方面参考了机器人运动学, 模拟其空间位置, 再根据 Simulink 来对其进行模拟仿真。研究完成了对机械手的简单调控与定位, 使其在设定的程序下找到确定位置进行打孔。

参考文献

1. 刘士川, 邓甲昊, 占银玉, 叶勇. 基于 STM32 的小型机械

- 手的设计与控制方法[J]. 探测与控制学报,2017,39(02):19-23.
2. 夏一飞. 小型五轴机器人的研发[D].西华大学,2015.
 3. 毛丽. 码垛搬运机器人机构设计与仿真[D].南京林业大学,2014.
 4. 庞淑娟,倪受东. 五自由度教学机器人的运动学分析及仿真[J]. 现代制造工程,2007,(06):126-128.
 5. 张晓超,董玉红. 基于 MATLAB/Simulink 的机器人运动学仿真[J]. 现代制造工程,2005,(S1):61-62.
 6. 王鲁敏,李艳文. 基于 Matlab 的教学型机器人空间运动轨迹仿真[J]. 机械与电子,2005,(09):55-57.

基于 32 位嵌入式系统的智能机器人控制系统的设计与实现*

张航铭；黄雨瑶

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：智能机器人控制系统一般由多个子系统组成，这些子系统具有专业的分工和协作，协调和竞争。在使用传统的集中或分层控制方法来设计整个系统的过程中，遇到了一系列难以克服的困难。针对上述情况，本文旨在针对传统封闭控制系统中的一系列问题，设计一种基于 32 位嵌入式系统的机器人控制系统。本文详细介绍了控制系统硬件的组成部分和具体设计条件，硬件主要包括：运动控制，传感器和其他模块。该软件系统基于混合架构设计，每个模块都是基于 Linux 平台上自上而下的分层原则设计的，Python 脚本则用于有效灵活地解决任务策略转换问题。在此基础上，选择实例验证智能机器人控制系统的性能。研究结果表明，所设计的控制系统具有良好的开放性，可为系统扩展功能和人机混合控制提供可靠的平台。

关键字：智能机器人 控制系统 硬件设计 可靠性检验

Design and Implementation of Intelligent Robot Control System Based on 32-Bit Embedded System

ZHANG Hangming; HUANG Yuyao

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Intelligent robot control systems are generally composed of multiple subsystems with professional division and cooperation, coordination and competition. In the process of designing the entire system using traditional centralized or hierarchical control methods, a series of insurmountable difficulties are encountered. In view of the above situation, this paper aims to design a robot control system based on 32-bit embedded system for a series of problems in traditional closed control systems. This article details the components of the control system hardware and the specific design conditions. The hardware mainly includes: motion control, sensors and other modules. The software system is based on a hybrid architecture design. Each module is designed based on the top-down layering principle of the Linux platform. The Python script is used to effectively and flexibly solve the task policy conversion problem. On this basis, select the example to verify the performance of the intelligent robot control system. The research results show that the designed control system has good openness and can provide a reliable platform for system expansion and human-machine hybrid control.

Keywords: Intelligent robot Control system Hardware design Reliability test

0 前言

自第一台工业机器人诞生以来，机器人的开发

和应用已经过了半个世纪。纵观世界机器人技术的历史，机器人技术也得到了极大的发展。机器人是许多高科技发展的整合，集自动化控制，机械工程，人工智能等先进技术于一体。随着科学技术的飞速

*指导老师：刘卫平

项目类型：大学生创新创业“机器人”项目（65AITP03）

发展, 智能机器人的发展也越来越快, 其应用范围也越来越广, 主要用于自动化工厂、深海作业、太空作业等需要通过多个机器人实现一些复杂的任务的场合。与单个机器人相比, 多机器人能够以更高的准确性、负载能力、灵活性协作完成任务。经过 20 多年的研究和开发利用, 多机器人协作系统的研究在理论和实践领域都获得了一定的认可。对于机器人技术领域的大多数学者来说, 这也是一个热门话题。简单地堆叠多个机器人不仅难以完成高性能的任务, 而且还导致多个机器人之间的冲突或对抗, 从而降低了机器人的性能。相对而言, 多机器人协作也可以顺利地单个机器人难以或不可能的工作。分布式控制被称为最有前途的机器人协作框架。如果机器人数量增加, 它将显示出一系列优势, 例如: 灵活性强等等。

智能机器人控制系统设计的主要目标是开发分布式控制系统, 并且顺利实现从个体简单控制到复杂群体行为控制的过渡。整体系统需要通过机器人之间的相互作用来解决相应的问题, 特别是对多智能机器人系统水平协调的研究。这还要求智能机器人配置具有良好的可扩展性和可移植性。控制平台则需要具有开放性等特点。本文以智能机器人为研究对象, 提出了一种基于 Linux 操作系统和 32 位嵌入式处理器的控制平台。该控制平台可靠性高, 可扩展性强, 体积小, 可以满足多智能机器人合作完成任务的需求。

1 系统结构及功能划分

智能机器人是使用计算机和传感器等设备和技术的机器人。与传统机器人相比, 新型智能机器人对智能有更高的要求, 要求可以收集新型语言、自然环境等信息, 并可以适当控制手、脚等。无需人员控制, 便可以完成独立活动^[1]。为了便于扩展操作, 满足异构设计的需要, 控制系统采用硬件模块化和软件分层设计。硬件部分按功能分为主控模块, 电源模块, 传感模块等, 主控模块作为整体使用。智能机器人的大脑主要起到收集各种数据, 传输数据到远程控制平台的作用, 并接受远程控制命令。传感器模块的主要功能是感知相应的信息, 包括: 收集温度、红外线、气体和其他数据信息。电源模块提供智能机器人运动所需的能量, 旨在为主控和运动控制模块提供电源。无线通信模块的主要功能是实时接收主控制模块发送到远端的数据, 并接收遥控模块发送给遥控单元的指令, 实现模块之间的通信。作为设计的智能机器人的运动执行部分,

运动控制模块设计用于接受主控模块发出的命令, 通过直流电机驱动平稳地实现行程, 转弯等操作。在这种情况下, 每个模块可以独立完成自己的任务, 也可以根据实际任务要求和其他功能完成任务。智能机器人控制系统软件主要由任务层、信息传感层、决策层等组成。主控程序只需要插入相应的脚本, 便可以灵活应用于各种任务, 无需重新实现编译过程就可以完成控制任务操作。系统的总体设计框架如下所示。

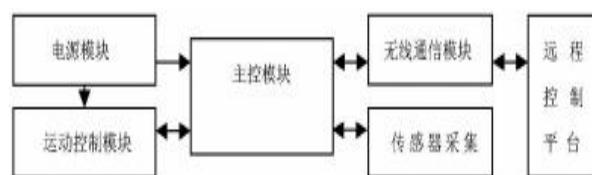


图 1 智能机器人控制系统的总体框架

Fig.1 Overall framework of the intelligent robot control system

2 设计系统的硬件平台

此次设计的机器人控制系统硬件主要由主控模块, 传感器模块, 无线通信模块等组成, 如图 2 所示。其中, 控制系统选用 ARM 核心作为核心控制芯片, 即基于 32 位处理器核心设计, 显示出高性能, 高集成度, 丰富的接口, 强大的可配置性等^[2]。此外, 该芯片还集成了大部分功能单元通道, USB 接口, LCD 控制器和其他通用器件, 不仅可以有效减少电路板面积, 还可以支持协议和移植操作, 实现远程和实现时间控制。

传感器模块主要包括图像和非图像采集两个方面。图像采集主要使用 USB 摄像头通过接口与主控模块成功完成图像传输。用于非图像采集应用的传感器通常包括温度传感器、光传感器等。本研究采用红外避障 (E18-D80NK-N) 和温度传感器 (PT100), 是一种集发射和接收于一体的光电传感器, 可以帮助机器人顺利避开障碍物; 非图像传感器则依赖于总线和主控模块实现数据传输^[3]。

作为机器人硬件中更重要的部分, 运动控制模块也是整个机器人结构的基础, 直接影响智能机器人的布局 and 体积。此外, 该模块是控制系统的核心, 与智能机器人可以执行的最高级别的智能运动密切相关。如果运动控制模块的设计没有良好的性能, 那么拥有最好的控制软件是没用的。因此, 运动控制模块对设计的智能机器人具有不可忽视的影响。电机可以为运动控制模块提供所需的电力, 并且电机的质量决定了模块的性能、动力电池的选择等。由于此次设计的智能机器人的目标是: 速度快、体

积小等，选择它是为了满足这方面的要求，并考虑到了成本因素的影响。通过比较各种类型的电机，最终选择了 L293D 电机驱动芯片。由于其集成的 H-双极桥电路、两个直流电机均可由一个 L293D 芯片控制。H-桥接电路传输的数据可以设置电机的正向或反向旋转，使信号应用于脉冲宽度调制（PWM），该 PWM 调制作用于两个直流电机，使它们能够控制速度和转向。

电源模块主要由电机的直接电源、电机驱动器和处理器组成。其中，电动机的直接供电部分使用锂离子电池为电动机提供所需的电力。电机额定电压为 9V。考虑到电池电压的波动，这是必要的。在考虑分析后，选择三个系列的 3.7V 锂电池作为电动机的电源。此外，必须正确测量电池容量。智能机器人的主要耗电设备在于电机。如果电机处于正常工作状态，则所需电流约为 120mA。机器人的时间和电流实际上留有一定的余量。各项因素分析后，最终选择 250mA/h 电池。必须注意的是，由于功耗会使电池电压大大降低，这将影响电机的控制效果。因此，稍后将设计电压检测电路，并且可以根据电压下降的及时检测来合理地调节电动机两端的电压。

无线通信模块应用 Nordic 公司的单芯片无线收发器芯片（nRF2401），nRF2401 仅使用少量外围组件，集成了大多数内置模块。另外，这种设计数据传输速率高，功耗低，可以满足每个模块通信的实际需求。

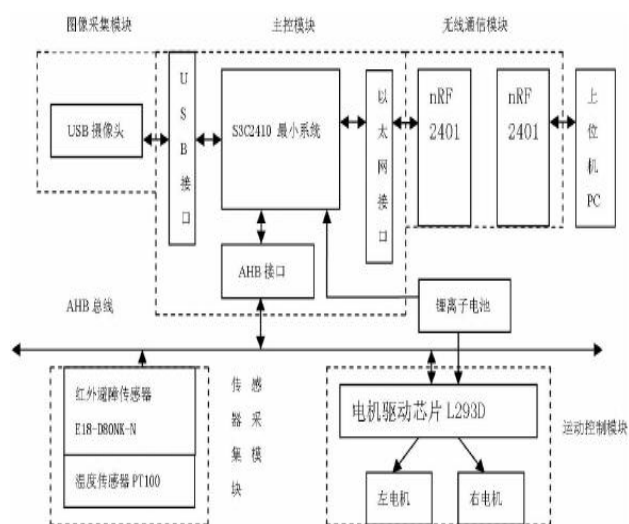


图2 智能机器人控制系统硬件构成

Fig.2 Intelligent robot control system hardware components

3 软件平台设计

此次设计的软件平台可以结合传感、传输各种

信息，执行决策等功能，发挥良好的控制效果。根据 RCS 系统设计的相关理论要求，采用自上而下的软件开发方法将系统划分为不同的层次。任务层旨在提供操作功能，例如设置任务和输入外部控制信息。决策层由决策程序控制部分组成，顺利实现避免路障的功能，建立合理的路径等，也可以给出适当的突发时间处理^[5]。信息感知层可以及时获取和集成外部信息及其自身状态，执行层的主要功能是执行决策层发布的控制命令。

为了满足控制系统稳定性和高效率的要求，我们在主控芯片中选择嵌入式实时嵌入式操作系统，既能满足软件平台的特定开发需求，又能提供开放式开发工具，这可以更好地用于开发环境和系统设计。此外，所选择的 Linux 嵌入式操作系统属于开源系统，具有多用户特征。系统的资源可以由多个用户同时使用，每个用户对自己的资源具有相应的权限^[6]。同时，它还可以实现多任务或多线程管理，可以同时执行多个程序，每个程序独立运行。

在任务级别和决策级别，Python 脚本技术用于编写要设置为脚本文件的任务和系统的初始操作。策略层可以使用封装过程来获取各种策略脚本^[7-8]。该设计方案不仅可以满足任务或环境解决实时调整策略的实际需求，还可以满足软件系统模块化设计的要求，提高整个系统的灵活性和实用性。无线通信需要通过以太网或传统协议栈在机器人和 workstation 或不同机器人之间进行通信。此外，系统还可以使用黑板和点对点两种模式进行通信。前一模式的黑板属于共享存储空间，每个代理将相应的信息写入黑板。以上信息可以提供给系统中的其他代理使用^[9]。不同的代理也可以随时访问黑板以检查执行各种任务所需的信息。后者是代理之间协作任务的通信模式。通过各种协议的支持，保证数据包的稳定可靠传输。必须注意的是，当进行点对点通信时，代理获得需要通过黑板协作的其他代理信息，例如运行状态等。

4 系统有效性实验

在具体的研发项目中，对设计的多智能体机器人控制平台进行通信、团队和控制检查，以评估系统的性能。在测试单个机器人的无线通信功能时，选择团队消息包（128bytes）作为一系列测试的反馈时间。依靠相同的无线通信网络，平均往返时间为 3ms，丢包率控制在 0.08-0.1% 范围内。但是，相关实验是在 PC 处理平台上进行的。从测试结果来看，往返操作的平均时间是 1ms，并且丢包率是

0.08-0.09%。根据发布的命令包和状态包，机器人可以执行各种指令并处理返回状态的信息。

在 5*16mp 平台的基础上，进行了多智能体机器人团队实验，在每个起点随机放置了多个机器人，在起始方向上随机选取了 12 个机器人，机器人使用 leader-following 编队控制方法组成团队。这是一种基于闭环控制的编队算法。根据机器人之间的距离 (I) 和角度 (φ) 实现形成和形成变化。在具体实验中，分别定义 t_1 、 t_2 为代表形成稳定队列和形成稳定队伍所花费的时间。经过 200 多次实验后，进行统计分析。当两个机器人组队时， t_1 、 t_2 平均使用时间分别为 1.38 秒和 2.15 秒。当形成四组时， t_1 、 t_2 平均时间为 2.45s、3.66s。形成的效果如图 3 所示。

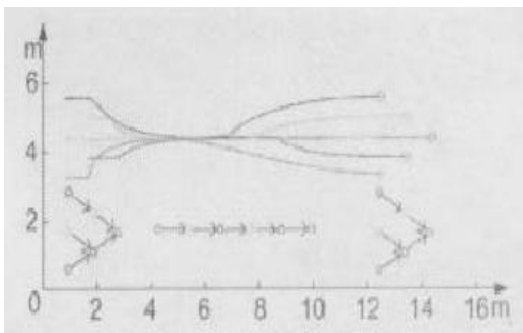


图 3 五机器人队形转变及轨迹图

Fig.3 Five robot formation transformation and trajectory

通过以上实验可以得出结论，本文设计的智能机器人控制系统处理效率高，稳定性和可靠性好，满足实际操作的需要。

4 结论

简而言之，机器人已逐渐进入人们的生活，并已应用于军事和救灾等许多领域。未来，机器人也将朝着智能化，灵活性和小型化的方向发展。控制系统是整个机器人的核心，其设计对机器人的运行有重要影响。本研究以 Linux 操作系统为设计平台，开发智能机器人相应的控制系统。它旨在改变繁琐和笨重的机器人，并控制新时代机器人的智能，灵活性，小型化等，使智能机器人控制系统获得质的变化。相信随着科学技术的飞速发展，智能机器人的应用前景将更加广阔。

参考文献

1. 沈维佳.多传感器小车的控制系统设计与研究[D].南京理工大学,2015.
2. 徐超立,林科,杨晨等.基于小腿表面肌电的智能机器人协同控制方法[J].中国生物医学工程学报,2016,35(4):385-393.
3. 常周林,袁婷.人工智能在智能机器人系统中的应用研究[J].科技创新导报,2016,13(23):10,12.
4. 张万绪,张向兰,李莹等.基于改进粒子群算法的智能机器人路径规划[J].计算机应用,2014,34(2):510-513.
5. 马小雨.云计算环境下用于智能机器人避障的激光测距仪设计[J].科技通报,2017,33(8):110-113.
6. 宛新宇.基于视觉伺服控制的智能机器人设计与实现[D].湖南大学,2016.
7. 王行愚,蔡锋,金晶等.听觉脑-机接口的智能机器人控制系统[J].控制理论与应用,2015,32(9):1183-1190.
8. 周磊.基于视觉/力觉的智能机器人合作装配系统开发[D].西安理工大学,2014.
9. 吕国策.对单片机的控制系统在智能机器人中的应用研究[J].电子制作,2015,(4):56-56.

基于电阻式应变片的岩石应力测量系统*

代开放；张泽华；鲁 梅

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春, 130061)

摘要：本设计通过使用电阻式应变片测量应力并通过无线传输的形式来对采集到的数据进行集中分析。本设计的无线传输部分通过分析现有的各种无线通信技术各类技术特点，发现基于 zigbee 的无线传输方式是岩石应力测量系统的最有效方式，最终选择基于 cc2530 芯片的 ZIGBEE 无线传输技术作为本设计的无线传输方式以实现数据的无限传输。实验结果表明岩石应力测量系统达到设计要求。

关键字：应力 电阻应变片 Zigbee 技术 CC2530

Rock Stress Measurement System Based on Resistance Strain Gauge

Dai Kaifang; Zhang Zehua; Lu Mei;

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun, 130061, China)

Abstract: This design uses resistance strain gauge to measure stress and carries out centralized analysis of collected data in the form of wireless transmission. The wireless transmission part of the design through the analysis of the existing various wireless communication technology and each kind of technical characteristic, found that based on zigbee wireless transmission way is the most effective way of rock stress measurement system, finally choose the zigbee wireless transmission technology based on cc2530 chip as the design of wireless transmission way so as to realize the unlimited data transmission. The experimental results show that the rock stress measurement system meets the design requirements.

Key words: Static stress Resistance strain gauge Zigbee technology CC2530

0 前言

应力，是物体因外部因素而产生变形时，物体为了抵抗外部因素的作用，内部的各部分之间发生相互作用而产生的内力。

应变，是用来描述物体某一点形变程度的物理量，用 ϵ 表示。

对于岩石的应力测量主要测量岩石的静态应力和动态应力。其中静态应力与动态应力的划分依据为应变率即单位时间应变量。静态应力主要是应变率在小于 10^{-1} s^{-1} 的范围内^[1]。岩石的静态应力和静态力学参数是岩石力学和岩石物理学中重要的物理量，是许多分析的基础。因此测量岩石的静态应力，得出静态参数是十分必要的。

电测法是现在比较普遍的应力测量方法，使用应变片进行测量也是现在中低频条件下测量岩石应力应变较为有效的方式。传统的应力测量系统往往都是通过有线方式来采集数据，布线繁琐复杂，操作不便，实际应用中有一定的局限性。

本文研究设计一种基于电阻式应变片的岩石应力测量系统可以有效的解决传统应力检测系统布线繁琐、操作不便等问题，可以用于进行静态应力检测。

1 系统设计

1.1 原理分析

本设计主要测量岩石的静态应力应变，并通过计算得出静态泊松比和杨氏模量。

*指导老师：李哲

泊松比, 也称作横向变形系数是反映物体横向变形的弹性参数。本文所讨论的岩石应力测量系统通过检测被测物在单向受力时物体的轴向应变增量 $\Delta\epsilon_1$ 和物体的横向应变增量 $\Delta\epsilon_2$, 并通过计算得出被测物的泊松比。泊松比计算公式为 $\mu = \Delta\epsilon_1 / \Delta\epsilon_2$ 。

杨氏模量是反应固体材料抵抗形变能力的物理量, 本设计只需要通过对被测物的应力应变进行测量, 即可求得被测物的杨氏模量, 杨氏模量 E 可通过公式 $E = \sigma / \epsilon$ 计算得出。

本设计采用常用的电测量法进行测量, 电测量法易于进行放大, 滤波等操作, 便于进行高精度的动态测量甚至瞬态测量。杨氏模量和泊松比这些非电量采用应力应变的对应比值进行分析得到。所以传感器部分采用应变片搭成的惠斯通电桥用作转换电路, 将对应方向的应力转换成电压信号以便于采集和处理。

1.2 整体设计

本设计的测量系统由上位机控制程序和下位机硬件采集电路两部分构成, 系统框图如图 1 所示。

上位机控制程序采用笔记本电脑或台式机电脑作为终端处理模块, 实现对所有采集节点的控制指令下发和采集数据处理。下位机硬件包括前端采集模块、无线通信模块和嵌入式系统三大模块, 其中嵌入式系统完成对无线通信模块的无线信号的收发控制, 并可以对测试的数据信号进行必要的转换和预处理。前端采集模块可设置多个, 数量自行控制, 实现网络化多节点测量, 满足测量需求。

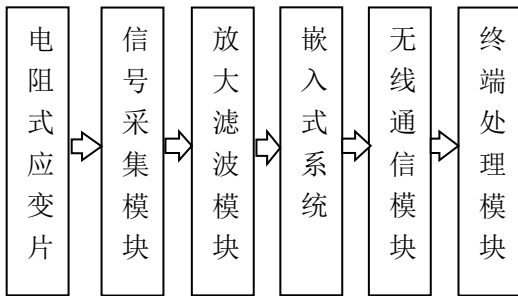


图 1 系统原理框图

Fig.1 System block diagram

2 硬件设计

2.1 前端采集模块

前端采集模块, 由电阻式应变片、放大滤波模块构成实现对应变信号的采集。电路中的敏感元件是电阻式应变片, 采用采用高精度电阻与灵敏度系数为 2.0 的电阻式应变片构成惠斯通单臂电桥电路, 其中 Y1 为电阻式应变片, 各个桥臂初始电阻相同,

且误差不超过 1%, 硬件电路如图 2 所示。

输出电压的推导过程如下:

$$U_o = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (1)$$

电桥处在平衡状态, 此时有 $R_1 R_4 = R_2 R_3$, 对单臂电桥而言, 如果 R_1 为电阻式应变片, R_2, R_3, R_4 为固定电阻, E 为供电电源电压, 输出电压为 0, 当 R_1 有一个增量 ΔR_1 时, 电桥输出为:

$$U_o = E \frac{(R_1 + \Delta R_1) R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (2)$$

整理后可得到:

$$U_o = \frac{n}{(1+n)^2} \frac{\Delta R_1}{R_1} E \quad (3)$$

其中 n 为桥臂比 $n = R_2 / R_1$, 在本设计中 $n = 1$, 而对于电阻式应变片而言存在以下关系:

$$\frac{\Delta R}{R} = K \epsilon \quad (4)$$

其中 K 为电阻式应变片的灵敏因数为已知量, 结合上述公式由此可计算出应变值:

$$\epsilon = \frac{1}{K} \frac{(1+n)^2}{n} \frac{U_o}{E} \quad (5)$$

而杨氏模量则基于各向同性线弹性理论, 假设施加均匀分布, 则有 $\sigma_{11} = \sigma_{al}$, 其中 σ_{al} 为标准铝样品轴向上的应力。岩石样品的杨氏模量和泊松比为:

$$\sigma_{11} = E_{rx} \epsilon_{11}^{rx} = \sigma_{al} = E_{al} \epsilon_{11}^{al} \quad (6)$$

$$E_{rx} = E_{al} \frac{\epsilon_{11}^{al}}{\epsilon_{11}^{rx}} \quad (7)$$

$$\mu = -\frac{\epsilon_{22}^{rx}}{\epsilon_{11}^{rx}} \quad (8)$$

rx 代表岩石, ϵ_{11} 代表轴向应变, ϵ_{22} 代表横向应变。标准铝样品的杨氏模量是已知的常量 69GPa。

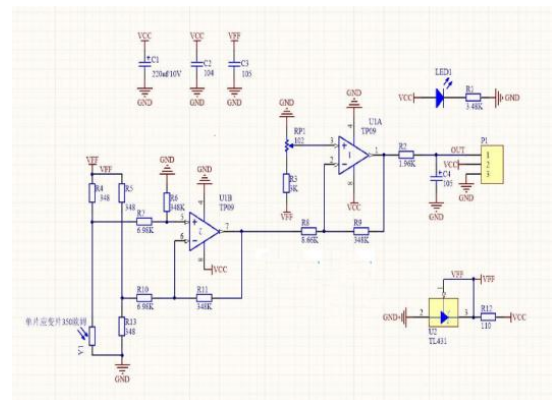


图 2 采集硬件电路

Fig2 Acquisition Hardware Circuit

通过单臂电路电桥输出的电压再经过滤波放大电路进行初步处理, 放大后的数据经 MSP430 微处理器进行采集, 采集到的多路信号经 Zigbee 无线通

讯模块发送至 STM32F103 微处理器进行汇总，然后将数据通过串口通讯传输至上位机进行保存和处理。

2.2 无线传输模块

Zigbee 技术是目前市场上较为常见的无线传输技术，相应的 CC2530 芯片能够以非常低的价格构建强大的网络节点^[2]，故而采用 CC2530 芯片作为本设计的无线传输收发模块。

Zigbee 技术作为目前市场上较为常见的无线传输技术，具有低成本、低功耗等优点，同时其组网能力也是十分强大的，可以构建星型、树形和网状型网络，根据实际需求可选择需要的网络结构，其拓扑结构如图 3 所示：

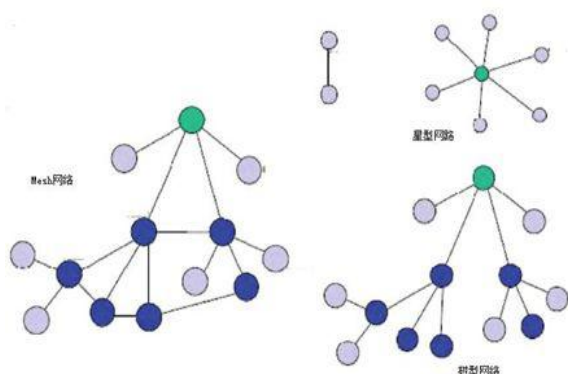


图 3 拓扑结构示意图

Fig3 Topology diagram

星型拓扑结构，是最简单的一种拓扑结构，它包含有一个协调者节点和一系列终端节点。终端节点只能和其相对应的协调者节点进行通信，若两个终端节点需要通信则必须通过协调者节点转发才能实现^[4]。

在本次设计中由于所设置节点较少，功能并不十分复杂，故选择了星型拓扑结构，满足设计需求。

3 上位机系统

本设计的上位机控制程序采用笔记本电脑或者台式电脑作为终端，采用 Labview2017 中文版编程，来实现预期目标，串口通信选用 VISA(Virtual Instrument Software Architecture)节点的配置来实现与下位机硬件的通信。VISA 是仪器编程的标准 I/O 函数库和其相关规范的总称，VISA 库作为 I/O 函数库通常存放在计算机系统之中^[7]。VISA 作为工业标准，对于不同接口，可使用相同的操作来和仪器通信。仪器可通过 VISA 库来实现同计算机的软件层连接，以达到对仪器的控制。在使用 Labview 时，

我们需要注意，没有安装串口驱动进行编程的情况下是无法实现串口通信的，我们需要先安装 visa 驱动程序，才可以实现串口通信^[5-7]。

在上、下位机之间的通信建立成功之后，可以实现下位机采集数据的上传，同时也可以实现上位机对下位机的监测控制^[8]。在上位机成功接收到下位机上传的数据之后，上位机可以对采集到的数据进行实时显示、数据分析和处理^[9]。

4 串口通信

4.1 通信接口

RS232 是美国电子工业协会制定的一种串行物理接口标准^[10]，其中 RS 是“推荐标准”的缩写，232 为标识号。在近距离数据通信的场合下，目前市面上常见的串行通信标准为 RS232。由于本设计所涉及的单片机和上位机通信距离较近，因而采取 RS232 作为串行通信标准。对于一般上位机和单片机的双工通信，仅仅需要几条信号线就能实现，比如各需要一条接收线和发送线，再用一条地线将二者同时接地就可实现。正是因为 RS-232 的便易性和普适性，本设计所采用的串行通信标准即为 RS232，符合设计所需串口通信需求。

4.2 上位机软件设计

本设计通过对 visa 对串口进行配置，上位机通过 visa 写向单片机发送控制指令，再由 visa 读从单片机接收采集到的数据。Labview 作为一款虚拟仪器，具有友好方便的用户界面，便于用户操作和识别。为了对初始数据的采集状况进行反映，便于对采集到的数据进行处理和存储，本设计中增添了数据波形的实时显示、数据保存以及采集通道选择等功能。

5 实验结果及分析

分布式应力测量系统的硬件测试主要是对应力测量的灵敏度进行测试分析^[14]。前端采集模块采用的 ad 转换器为 12 位，则输出电压的分辨率应为

$$LSB = \frac{\text{参考电压}}{2^N} = \frac{3.3}{2^{12}} = 0.81mV, \text{ 其中模块的参考电压为 } 3.3v.$$

已知 $K=2$ ， E 为 3.3V，系统所采取的

测量方式为单臂测量，则电桥输出 $\Delta U = \frac{EK}{4} \epsilon_1$ ，对

$1\mu V$ 电桥输出为 $1.65\mu V$ ，总的放大倍数为 1000，则输出电压为 $1.65mV$ ，对应分辨率为 $0.81/1.65=0.49\mu\epsilon$ ，故设计灵敏度可以达到 $1\mu\epsilon$ 的要

求。

在测量过程中,不同应力作用下系统输出不同的电压值,实测结果在上位机界面的反映如图 4 所示:

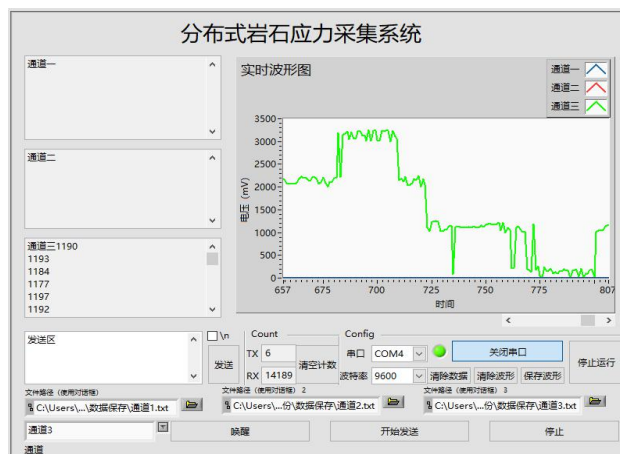


图 4 上位机界面

Fig4 PC interface

在本次测量中通过施加已知的不同的应力值来对系统输出电压进行标定,测量系统应力值和输出电压值如下表 5 所示:

表 5 应力值和输出电压表

Table 1 Stress Value and Output Voltmeter

电压 (mV)	应力值 (N/cm ²)
880	0
1125	2.5
1320	5.0
1582	7.5
1750	10.0
1990	12.5
2210	15.0
2370	17.5
2475	20.0
2522	22.5

用 Matlab 对数据进行分析(采用三次拟合)得到应力值与输出电压值关系曲线如图 5 所示:

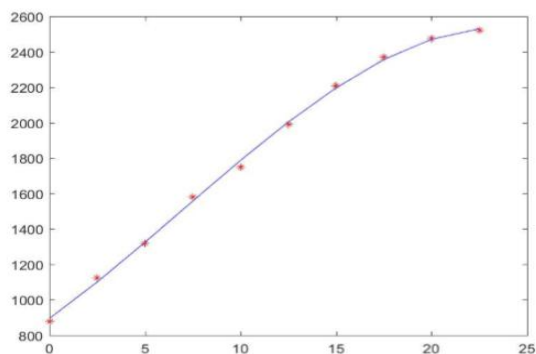


图 5 应力值与输出电压关系曲线

Fig5 Stress Value and output voltage curve

从应力值与电压值的关系曲线中可以看出,应力值在 0~15.0N 的范围内,应力值与输出电压值呈现出较好的线性关系.应力值超过 15.0N 后与输出电压值的线性关系减弱。

6 结论

本文展示了一种基于电阻式应变片,传输途径基于 ZigBee 无线网络,数据处理平台基于 Labview 的岩石应力测量数据采集系统,从测量原理、硬件设计、上下位机的通信、上位机的程序设计都进行了详细的说明。通过实际实验调试,该系统成功应用于岩石应力测量,达到了设计要求,效果良好。

参考文献

1. 罗南,孙运强,林丽蓉,王文,宋威.分布式应变测试系统的软件设计[J].科技信息,2011(18):255-256.
2. María Viqueira Villarejo, Amaia Méndez Zorrilla, Begoña García Zapirain. A Stress Sensor Based on Galvanic Skin Response (GSR) Controlled by ZigBee. 2012, 12(5):6075-6101.
3. Shengbo Sang, Xiao Fan, Xiaoliang Tang, et al. Portable surface stress biosensor test system based on ZigBee technology for health care. 2015, 29(4):798-804.
4. Jiasong Mu. A minimum physical distance delivery protocol based on ZigBee in smart grid. 2014, 2014(1):1-10.
5. 李建平,李菊霞.基于 LabVIEW 的应变测量及静态试验[J].机械工程与自动化,2013(03):113-114+117.
6. 付良瑞,朱宝良,胡祥超,范成洲,李艳霞.一种多通道无线静态应变测量装置[J].仪表技术与传感器,2017(11):45-50+55.
7. 马志燕.基于 LabVIEW 的应变测量系统的设计与应用[J].机械与电子,2014(05):62-65.
8. 柯志鹏.电阻应变测量论述[J].科技风,2012(11):218.
9. 苏连成,马磊,赵云.基于 LabVIEW 的应变测量与报警系统设计[J].四川兵工学报,2010,31(05):77-80.
10. Seong Hoon Kim, Poh Kit Chong, Tachong Kim. Performance Study of Routing Protocols in ZigBee

Wireless Mesh Networks. 2017, 95(2):1829-1853.

11. 朱文良,黄秀玲,方宇.基于 LabVIEW 的转向架应力应变测试系统设计[J].电力机车与城轨车辆,2012,35(01):68-70.
12. 王朋亮,丁金华,雷晓静,付青.基于 ZigBee 的多路应力测量系统设计[J].大连工业大学学报,2011,30(04):281-284.
13. 吴蕊. 基于 ZigBee 的无线桥梁应力传感器的研究与设计[D].西安科技大学,2011.
14. 黄侨,李忠龙,沙学军,徐玉滨.基于应变式传感器的桥梁无线测试系统的试验[J].同济大学学报(自然科学版), 2007(10):1322-1325.

极谱式溶解氧传感器高精度检测电路设计*

张博森；张函嘉；李姗姗

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130000）

摘要：本文为极谱式溶解氧传感器设计了检测电路，针对常见的检测电路在电磁噪声较高的环境信噪比恶化，稳定性降低等问题，设计了一种高精度极谱式溶解氧传感器检测电路，通过良好的元器件选型和信号链良好的信号调理措施，保证了在不同应用环境下的检测电路输出信号的准确度和可靠性。检测电路可在的溶解氧检测范围为0~20mg/L，检测范围内灵敏度为16.5mV/(mg/L)，SNR达到136dB，输出信号具有良好的线性度，后续可以直接连接16/24Bit的数据采集系统，从而快速构建相对误差小于0.5%的水体溶解氧指标的测量系统。

关键词：极谱式溶解氧 高精度 检测电路

Design of High Precision Polarographic Dissolved Oxygen Sensor Detection Circuit

Zhang Bosen; Zhang Hanjia; Li Shanshan

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract: In this paper, a detection circuit is designed for the polarographic dissolved oxygen sensor. A high-precision polarographic dissolved oxygen sensor is designed for the common detection circuit in the environment where the electromagnetic noise is high and the signal-to-noise ratio is degraded and the stability is reduced. The detection circuit ensures good accuracy and reliability in the use of the detection circuit under different use environments through good component selection and good signal conditioning measures in the signal chain. The detection circuit has a sensitivity of 16.5mV/(mg/L) in the range of dissolved oxygen content of 0~20mg/L, a signal-to-noise ratio of 136dB, and the output signal has good linearity. The latter stage can be directly connected to 16/24Bit. Data acquisition system to quickly build a measurement system for water dissolved oxygen indicators.

Key words: Polarographic dissolved oxygen High precision Detection circuit

0 引言

近年来，工业污水与城市生活污水排放量增加，全国范围内水体各项水体污染物指标也相应的升高。为了降低水源污染，对于水源检测与监测设备的需求也随之增长。

溶氧（DO）是溶解氧（Dissolved Oxygen）的简称，是反映水体水质和水体中水生生物生存总量和有机无机污染物含量的重要指标。^[1]传统的水体溶解氧检测方法为滴定碘量法，具有较高的测量精度，但是受限于取样实验测量过程复杂冗长，需要

熟练的实验人员进行操作，无法支持现今进行水体广泛监测的需求。随着现代电化学分析技术的发展，溶解氧的电化学测量技术已成为目前应用最为广泛的溶氧测量技术。

电化学分为原电池法和极谱法，本文对使用最为广泛的极谱法溶解氧传感器检测电路进行设计，相较于市面销售的检测电路提高了电路的精度与可靠性，并能方便的与数据采集系统进行匹配，快速构建高精度的溶解氧测量系统。

1 系统概述

*指导老师：田地

项目类型：大学生创新创业训练项目(2017A65298)

本设计针对雷磁 DO-957 极谱法电化学溶解氧传感器进行设计, 构建了具有较高信噪比模拟信号输出的溶解氧传感器前端检测电路。该电路系统主要由直流极化电压发生电路和溶解氧传感器接口两部分构成, 如图 1 所示。为了便于与高精度的 16 位或 24 位数据采集系统进行匹配, 检测电路输出为全差分模拟信号, 在信号接口处设计了阻抗匹配与传输线滤波装置, 保证了输出信号的稳定、准确。该电路支持在较为恶劣的电磁环境下工作, 通过良好的滤波措施和信号链设计, 将系统信噪比控制在较高范围内。

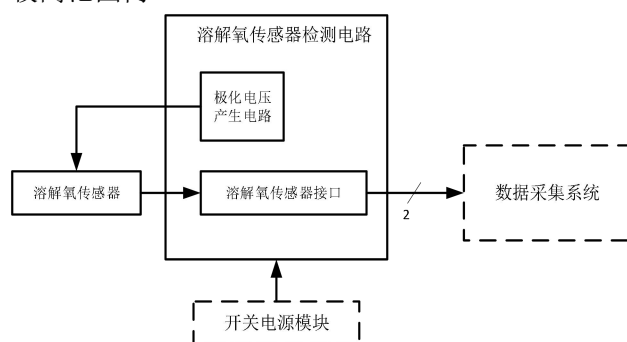


图 1 系统总体框图

Fig 1 Overall block diagram of the system

2 溶解氧测量基本原理

溶解氧指的是氧分子溶解于水中, 自然水体中的溶解氧含量由水体与大气中氧分子平衡决定, 水体饱和溶解氧和空气中氧的分压、大气压力、水温、水中含盐量等有密切关系。洁净的地面水中溶解氧一般接近饱和, 常温下洁净水中饱和溶解氧含量约为 9mg/L。有机或无机还原性物质污染水体, 会造成水体溶解氧降低, 当水中溶解氧低于 2mg/L 时, 水体即产生恶臭。所以, 水体的溶解氧指标可以作为水体受到有机无机物质污染情况的重要参考指标。

与传统的滴定碘量法相比, 极谱法溶氧测量技术具备应用环境多样化, 量程广, 精度高(特别在痕量级溶氧测量应用场合), 技术成熟等特点, 目前在水处理工业各种溶氧测量场合应用最为普及和广泛。^[2~4]

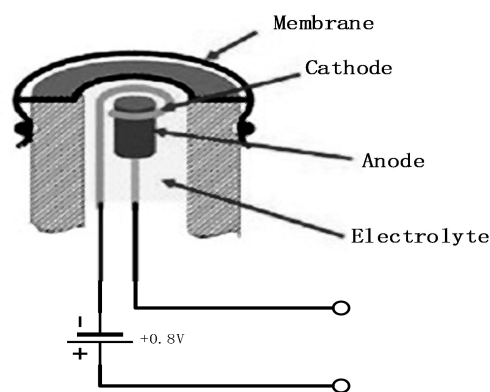
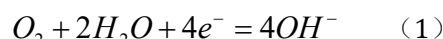


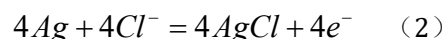
图 2 极谱式溶解氧传感器示意图

Fig 2 Polarographic dissolved oxygen sensor schematic

极谱法传感器结构如图 2 所示, 该传感器由阴极、阳极、电解液以及半透膜等主要部件构成, 在直流极化电压作用下, 溶解在水中的氧分子穿过半透膜到达传感器阴极发生还原反应:



同时传感器阳极发生氧化反应:



当传感器电极的氧化还原反应达到平衡稳定时, 该电化学反应形成的电流和水体氧气分压(氧气浓度)关系如下式:

$$I = nFADS \frac{P_{O_2}}{d} \quad (3)$$

I: 传感器电流[nA]

n: 电子迁移数量(n = 4)

F: 法拉第常数(F = 96485C/Mol)

A: 阴极表面面积[cm²]

D: 氧分子在膜上的扩散系数[cm²/s]

S: 膜的氧溶解度[mol/(cm³ · bar)]

P_{O₂}: 氧气分压[bar]

d: 膜厚度[cm]

因此, 根据上述电化学反应产生的电流强度就可以计算出水中的溶解氧分压, 然后再根据亨利定律:

$$P_{O_2} = k \cdot C_{O_2} \quad (4)$$

就可得出水中的溶解氧浓度(C_{O₂})。

3 传感器检测电路设计

根据溶解氧测量原理, 可以将对于水体溶解氧的检测转换为对于电流信号的检测, 需针对设计电

流检测电路。同时，为了保证传感器电极氧化还原反应的稳定进行，需要设计极化电压产生电路，对传感器电极施加直流极化电压。

直流极化电压产生

ADP1708 是一款低压差线性稳压器，具有 $\pm 1\%$ 的初始电压精度，最大输出电流为 1A。该款线性稳压器通过专有的架构，具有极高的电源抑制比，当使用 $4.7\mu\text{F}$ 的电容对输出电压进行旁路时，即可在较为恶劣的电源环境下获得稳定的电压输出，十分适用于直流极化电压的产生。

使用 ADP1708 构建直流极化电压发生电路，输出电压为 $+0.8\text{V}$ ，满足极谱式电极极化电压的需求。当输出电流在 10mA 以下(溶解氧传感器典型电流)时，输出电压噪声仅为 $125\mu\text{V rms}$ ($10\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$)，极低的输出电压噪声避免了由于极化电压携带噪声而为后级信号调理增加困难，保证了系统良好检测的精度。

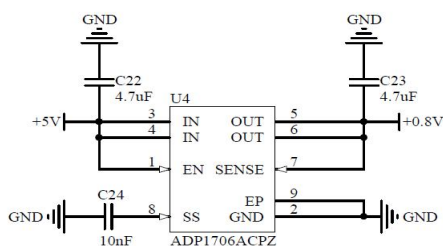


图 3 极化电压产生电路

Fig 3 Polarization voltage generating circuit

溶解氧传感器接口主要由电流电压转换电路，信号滤波电路，放大电路三部分组成。

电流电压转换电路使用 AD8642 构建，AD8642 是一款双运放、低功耗、精密 JFET 输入放大器，具有极低的输入偏置电流和 *Rail-to-Rail* 的输出特性。输入偏置电流最大仅为 1pA ，使所有被测电流均流过检出电阻 R_1 ，将电流检测过程中可能由于运放输入偏置电流产生的误差降低到极低的水平。同时 $2.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的低温度漂移也保证了在不同温度条件下的稳定性。

将第一级运放配置为互导放大器，通过检测电阻 R_1 将被测电流转换为电压输出，电路的 V/A 增益设置为 60dB ，在输出端添加一阶 RC 滤波器，

-3dB 点设置为 925kHz ，抑制可能存在的高频噪声。信号输入端与地平面之间使用 $10\mu\text{F}$ 与 10nF 的电容对进行旁路，防止由于传感器连接线进行插拔，或是传输线路上的接触放电产生的脉冲噪声造成后

级电路的误动作。运放同相端电压偏置设置为 $+0.8\text{V}$ ，使得在输入电流为 $0\mu\text{A}$ 时，输出电压为 0V ，从而扩大了调理电路的动态范围。

电路第二级将运放配置为电压跟随器的形式，提高输出信号带载能力的同时防止前后电路级之间产生串扰。

信号滤波电路选用 AD8542 构建，由于 AD8542 具有单位增益稳定的特性，在配置为同相或是反相电压跟随器时，能得到低失真的稳定输出。溶解氧传感器的输出信号为近直流信号，将运算放大器配置为反相跟随器形式，交流插入一阶 RC 滤波器后端，电路如图所示：

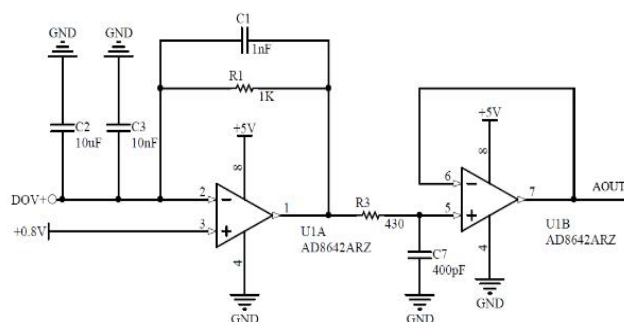


图 4 电流电压转换电路

Fig 4 Current-voltage conversion circuit

反相跟随的运算放大器与信号链路交流耦合，将信号线路上的交流噪声反相后重新输入信号链路，由于反相信号与原噪声信号幅值相同，相位相反，通过反向叠加可以良好的抵消信号链路中的交流噪声。经测试，该电路可将 50Hz 以上的交流成分衰减至少 -20dB ，具有良好的滤波效果。

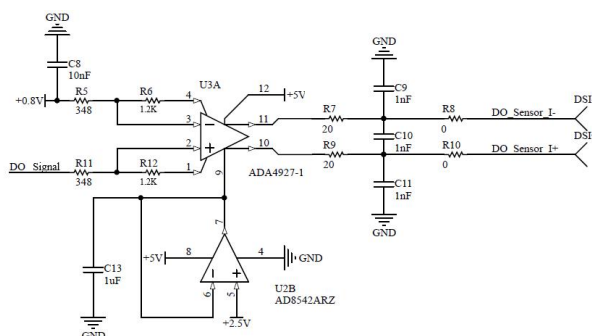


图 5 后级放大电路

Fig 5 Post amplifier circuit

后级放大电路是使用 ADA4627-1 构建的全差分放大器，如图 5 所示，设置电路闭环增益为 9.5dB 。ADA4627-1 是一款低噪声、低失真、高速电流反馈型差分放大器， $1/f$ 噪声仅为 $0.86\mu\text{V}(0.1\text{Hz}\sim 10\text{Hz})$ ，适合构建精密直流系统。此

处, 使用 AD8542 作为电压缓冲器, 配置共模电压为 +1.65V, 同时在输出端添加针对共模噪声与差模噪声的滤波电容与用作测试的电阻与端子。差分信号出口处配置输出阻抗为 50Ω, 便于后级电路进行阻抗匹配, 同时通过添加一组滤波电容抑制差分信号通路中可能存在的共模噪声与差模噪声, 提高输出信号的信噪比。在差分通路添加测试端子和用于改变线路通断状态的 0Ω 电阻, 便于进行电路调试。

整体电路 -20dB 点为 40Hz, 下式使用 0~40Hz 范围内的噪声功率谱, 使用 Friis 公式核算折合到输入端噪声为:

$$Noise_{in} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{G_1} + \frac{N_2 - 1}{G_1 G_2} \quad (5)$$

$$Noise_{in} = 1.97nV \quad (6)$$

pH 传感器接口电路整体增益为:

$$Gain_{Total} = 20 \cdot \log(G_1 G_2) = 70dB \quad (7)$$

pH 传感器接口电路灵敏度为:

$$S = \frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{82.5mV}{\left(\frac{mg}{L}\right)} \quad (8)$$

pH 传感器接口电路信噪比为:

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{\Delta S}{\Delta N}\right) = 126dB \quad (9)$$

经过计算, 本设计中的检测电路在 0~20mg/L 的溶解氧含量范围内的灵敏度为 16.5mV/(mg/L), 信噪比为 136dB, 输出信号精确稳定。同样的, 后级可以直接连接 16/24Bit 的数据采集系统, 检测温度分辨率优于 1μg/L, 可以为后续 pH 值的温度补偿工作提供准确的水体温度指标。

信号输出接口

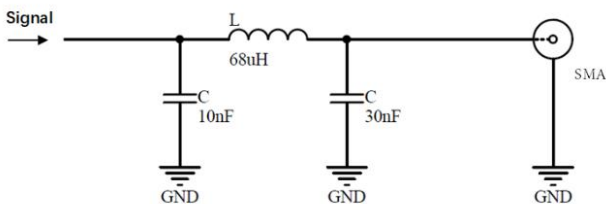


图 6 输出信号接口

Fig 6 Output signal interface

本设计对后级信号采集系统提供单路全差分输出接口, 输出阻抗为 50Ω, 建议负载阻抗为 500Ω。在输出接口处使用 FilterSolution 软件设计三阶 LC 低通滤波器, -3dB 点设置为 1MHz, 前端匹配 50Ω 输出阻抗, 后端匹配 500Ω 输入阻抗, 进一步的提高电路信噪比。后端连接 SMA 接口配合同轴电缆, 保证信号传输的稳定性与可靠性。

4 实验数据分析

将检测电路连接至 24 位数据采集系统进行系统测试, 检测水体溶解氧, 使用系统检测的水体温度对检测数据进行校正, 并与台式溶解氧测量仪的测量值进行对比。

表 1 测量结果

Table 1 Measurement results

序号	DO 检测仪 测量值 mg/L	检测系统 测量值 mg/L	相对误差
1	0.211	0.213	0.5%
2	1.034	1.016	0.4%
3	2.113	2.097	0.5%
4	3.277	3.283	0.4%
5	4.051	4.064	0.5%
6	5.300	5.301	0.4%
7	6.235	6.237	0.0%
8	7.253	7.244	0.4%
9	8.279	8.263	0.4%
10	9.292	9.287	0.3%

由上述 10 组测量对比结果可知, 本检测电路配合数据采集系统具有较高的测量精度。当被测溶液的溶解氧在 0~10mg/L 范围内时, 本系统都可以较为准确的进行测量。测得的溶液溶解氧值与台式溶解氧计测量的溶解氧值基本一致, 误差在 0.5% 之内, 符合设计预期。

5 结束语

本文中设计的高精度溶解氧检测电路, 测量范围 0~20mg/L, 测量精度达到 1μg/L。与台式溶解氧测量仪测试数据比对证明其测试可达到设计要求。该检测电路性能稳定、测量精度高, 该系统可广泛应用于多种不同的环境水体检测工作。

参考文献

1. 吴礼福,陈浩,华国环,郭业才.基于 STM32 单片机的溶解氧测量仪[J].仪表技术与传感器,2017(08):28-31.
2. 华国环,季泽峥,刘清慊.一种提高溶解氧测定响应速度的方法[J].传感技术学报,2016,29(11):1655-1658.
3. 殷建军,赵子仪,项祖丰,汤健彬.基于 LPC1768 的高精度溶解氧测量仪的设计[J].浙江工业大学学报, 2015, 43(04):405-411.
4. 王士明,俞阿龙,杨维卫.基于 ZigBee 的大水域水质环境监测系统设计[J].传感器与微系统,2014,33(11):102-105.

基于机器视觉的垃圾分拣机器人设计*

千承辉；侯天远；肖若兰；张小键

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：设计了一款基于机器视觉的垃圾分拣机器人，其利用陀螺仪和编码器配合 GPS 进行路径规划、摄像头配合超声波模块进行物体检测、机械臂进行垃圾的抓取。为准确识别垃圾种类，采用 SIFT 图像匹配算法利用逆运动学求解进行机械臂轨迹的规划，经测试，机器人能够正确识别大多数带有商标垃圾而不受光照等因素的影响，并能够完成对具有一定形状的物体的抓取，初步实现了垃圾分拣的目标。

关键词：机器视觉；垃圾分拣；机械臂；路径规划

Design of garbage sorting robot based on machine vision

QIAN Chenghui; Hou Tianyuan; Xiao Ruolan; Zhang Xiaojian

(College of Instrument and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: A machine vision-based garbage sorting robot is designed. It uses gyroscope and encoder to cooperate with GPS for path planning, camera with ultrasonic module for object detection, and robot arm for garbage capture. In order to accurately identify the type of garbage, the SIFT image matching algorithm is used to solve the trajectory of the robot arm by inverse kinematics. After testing, the robot can correctly identify most of the trademarked garbage without the influence of light and other factors, and can complete the pair. The grasping of certain shaped objects has initially achieved the goal of garbage sorting.

Keywords: Machine vision; Garbage sorting; Robotic arm; Route plan

0 引言

垃圾分拣是垃圾处理过程的重要环节，其实现过程主要包括定位、识别、抓取和放置。现存的垃圾多由环卫工人手动分拣，工作强度大、效率低而且严重危害环卫工人身体健康^[1]。国外 FRANKE 公司设计了 LD 系列以及 FWD 系列家用垃圾处理器。英国发明的 Magpie 垃圾处理系统能快速、自动地实现垃圾分类^[2]。国内关于垃圾自动分类的装置研究时间较短。但是当前出现的垃圾分拣装置体积较大，位置固定，在没有工人参与下不能独自解决垃圾分类问题。

本文提出设计一种智能垃圾分拣机器人。进行了机器人的机械结构，硬件电路以及系统软件的设计。结合多种传感器实现了在规划的路径上行进，发现、识别并拾取垃圾的目的。该垃圾分拣机器人

具有体积小、地形适应性强、抗干扰能力强等特点。

1 系统硬件设计

1.1 系统硬件电路设计

系统硬件电路包括控制器、双目摄像头、陀螺仪、红外传感器、GPS 模块、超声波模块、电机驱动、舵机驱动、4G 路由器、以及电源模块。选用 intel 的 UP2Board 微型计算机作为主控制器，它搭载 Intel 奔腾 N4200 处理器，拥有 4GB LPDDR 运存和 64GB eMMC 硬盘，用来采集图像数据，进行物体种类识别并对下位机提供的传感器数据进行处理。从控制器采用意法半导体公司的 STM32F103C8T6，其采用 Cortex-M3 内核，具有丰富的外设接口，例如 USART、IIC、定时器等，能够方便地实现多传感器数据的采集。

*指导老师：千承辉

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017A65293）

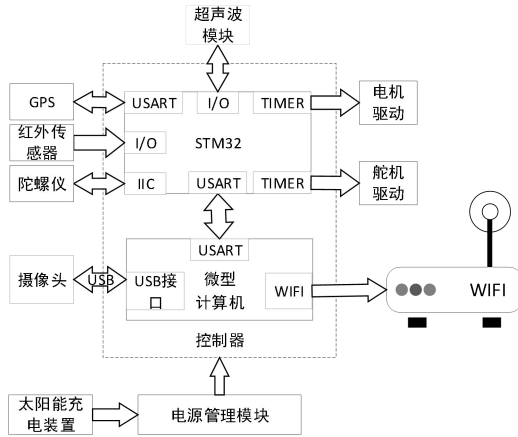
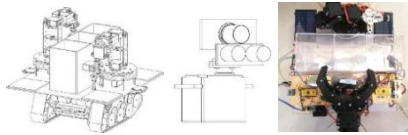


图 1 系统硬件框图

Fig.1. system hardware block diagram

摄像头采用蓝色妖姬 70P 摄像头, 该摄像头支持 1080P 高清图像, 视频捕获率高于 30FPS, 图像信息可有 USB 线缆传输。超声波模块采用 HC-SR04, 其测量范围为 HC-SR04, 精度可达 3mm。

1.2 系统机械结构设计



(a)整体机械结构图(b)物体检测装置 (c)实物图

(a)Overall mechanical structure (b) Object detecting device (c)

Physical map

图 2 机械结构图

Fig.2. Mechanical structure

设计的垃圾分拣机器人整体框图以及实物图如图 2 所示, 整体的机械结构主要分为四部分。第一部分为履带车底盘, 其由两个对称安放的直流电机作为驱动装置, 可承重高达 10KG 负责垃圾分拣机器人的移动。第二部分为安装在履带车底盘顶部的 50cm*50cm*9mm 的亚克力平台, 在该平台上安装了三个 15*15*20cm 的收纳盒、硬件电路, 太阳能电池板以及在两侧对称分布的舵机云台。第三部分为分别安装在两个舵机云台上的 6 自由度机械臂。每个机械臂分别负责抓取以各自云台为原点, 角度为 180°, 半径为 40cm 的区域内的垃圾。第四部分为如图 2 所示的图像采集装置。该装置由安装在舵机云台上方的超声波和摄像头装置构成, 其可以环视角度为 180° 范围内的物体, 并通过超声波确定物体的距离。

2 算法设计

2.1 图像识别算法

垃圾分拣机器人首要任务是完成物体的检测与种类识别。视觉系统不仅要快速识别出物体种类, 还要尽量避免因光照, 图像尺度、旋转以及变形而造成的误判^[3]。因此本系统采用 SIFT 特征提取算法^[4-6], SIFT 算法流程如下:

首先建立尺度空间并进行极值点检测: 该尺度空间通常用高斯尺度空间表示:

$$L(x,y,\sigma) = G(x,y,\sigma) \times I(x,y) \quad (1)$$

式中, σ 为尺度空间因子 $G(x,y,\sigma)$ 为高斯核函数, $I(x,y)$ 为经过灰度化处理的图像。检测极值点在差分高斯空间进行, 差分高斯空间如下:

$$\begin{aligned} D(x,y,\sigma) &= [G(x,y,k\sigma) - G(x,y,\sigma)] \times I(x,y) \\ &= L(x,y,k\sigma) - L(x,y,\sigma) \end{aligned} \quad (2)$$

式中, k 为相邻两层尺度空间的比例因子。各个像素点要和同一尺度空间以及相邻的尺度空间相邻点比较, 该点可作为极值的条件是其小于或者大于其余像素点。

然后进行关键点的位置确定: 上述差分空间 $D(x)$ 为离散函数, 为求得精确极点位置将其转换为连续函数, 因此将其进行泰勒展开:

$$D(x) = D + \frac{\partial D}{\partial x} \Delta x + \frac{1}{2} \Delta x^T \frac{\partial^2 D}{\partial^2 x} \Delta x \quad (3)$$

解得精确极值点位置为 $\hat{x} = (x,y,\sigma)^T$ 。

获取特征点方向: 经过第二步之后找到了关键的, 也就确定了尺度空间因子 σ , 计算以关键点为中心, $3*1.5\sigma$ 为半径的区域内每个点 $L(x,y)$ 的幅值 $m(x,y)$ 和角度 $\theta(x,y)$ 。利用直方图统计出关键点的主方向。

$$m(x,y) = \frac{1}{\sqrt{[L(x+1,y) - L(x-1,y)]^2 + [L(x,y+1) - L(x,y-1)]^2}} \quad (4)$$

$$\theta(x,y) = \arctan \frac{L(x,y+1) - L(x,y-1)}{L(x+1,y) - L(x-1,y)} \quad (5)$$

最后进行关键点的描述, 得出描述子。

2.2 机械臂路径规划算法设计

本系统中, 垃圾分拣机器人需要根据目标物体位置, 利用逆运动学算法得出各个机械臂关节的角度^[7], 给定机械臂末端的位置和朝向, 采用 D-H 法对机械臂进行建模分析, 在每个关节建立坐标系, 通过齐次变换描述坐标系之间的位姿变换^[8], 最后逆向求解得到每个机械臂关节的角度^[9-10]。在本设计中采用六自由度机械臂, 如图 3 所示, 将云台放置在基坐标系 (x_0, y_0, z_0) 的中心处, 其旋转角度通过末端位置的 x,y 值确定, 以图 3 中的 (x,y) 坐标系为二维平面坐标系。

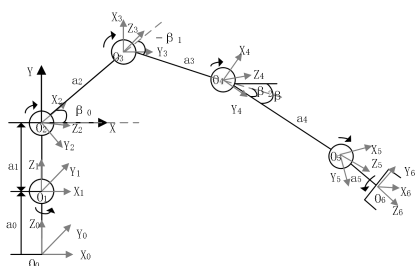


图 3 机械臂模型图

Fig.3. Robotic arm model diagram

其中末端位姿为 (x, y, β) , 则有 $\beta = \beta_2 + \beta_1 + \beta_0$
 假设 $a_6 = a_4 + a_5$, $k = a_6 * \cos\beta - x$, $z = a_6 * \sin\beta - y$ 。
 则:

$$a_3 = (a_2 * \cos\beta_0 + k)^2 + (a_2 * \sin\beta_0 + z)^2 \quad (6)$$

最终可以得到

$$\beta_0 = a \sin \left(-n \pm \frac{\sqrt{n^2 - 4mc}}{2m} \right) \quad (7)$$

其中 $b = \frac{(a_3^2 - a_2^2 - k^2 - z^2)}{2a_2}$, $m = k^2 + z^2$, $n = -2zb$, $c =$

$$b^2 - k^2.$$

同样的方法，可以求得 β_1 的值，最终得到机械臂各个关节角度值。

2.3 履带车路径规划算法设计

设履带车当前所在位置的坐标为(0,0)，终点坐标为(x_F, y_F)，车轮直径为 d 。t 时刻履带车的坐标为 (x_t, y_t)，陀螺仪航向角为 θ_t ，编码器脉冲个数为 n_t 。其中：

$$\mathbf{x}_t = \mathbf{x}_{t-1} + l \times \sin \theta_t \quad (8)$$

$$y_t = y_{t-1} + l \times \cos \theta_t \quad (9)$$

$$l = \pi \times d \times n_t \quad (10)$$

式中, $t \geq 1$, 令 (x_t, y_t) 逐渐逼近 (x_F, y_F) 即可到达规定终点。

3 系统软件设计

垃圾分拣机器人的整体工作流程如图 4 所示，机器人正常启动之后会按照预先规划好的路径进行巡视，与此同时，机器人身体两侧的摄像头不断的采集图像，主控制器进行图像处理，目标检测，若检测到有目标存在则对目标的种类进行识别，确定目标种类之后主控制器发出停止命令，机器人停止运动，然后安装在舵机云台上的超声波模块开始在 $0-180^{\circ}$ 范围内扫描，确定物体到超声模块的距离，然后根据舵机云台所转过的角度计算物体的坐标。之后主控将坐标信息和物体种类信息发给相应机械臂控制器，机械臂控制器接收到数据之后控制机械臂抓头移动到目标点并进行抓取，之后将被抓

取物体防止于相应种类物体收纳箱内，完成这个过程之后机器人继续按照规定路径进行巡视，同时摄像头采集数据。

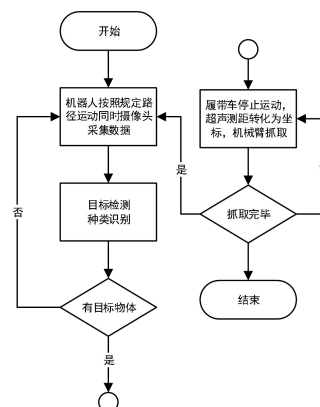


图 4 软件流程图

Fig.4. software flow chart

4 结果分析

4.1 物体检测结果分析

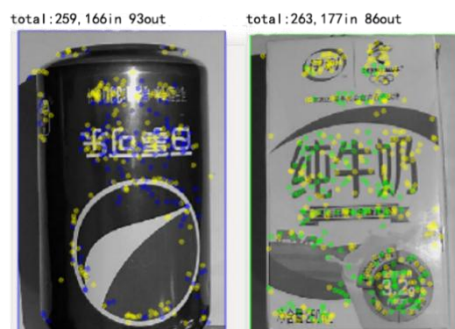


图 5 SIFT 算法图像匹配结果

Fig.5. SIFT algorithm image matching results

如图 5 所示,在进行易拉罐的图像识别时,共提取出 259 个特征点,其中与数据库中易拉罐样品图像的特征点相匹配的个数为 166,进行奶盒的图像识别时,共提取出 263 个特征点,其中与数据库中奶盒样品图像的特征点相匹配的个数为 177,结果十分理想。

物体检测包括物体类别的确定以及物体位置的确定。测试方法如下,将目标物体放置于摄像头视野范围内,查看串口打印的返回值,如果返回值所代表的物体种类与实际放置的物体种类同,返回值中的位置与实际位置相同,则证明此次检测成功。实验结果如表1所示,由于对物体种类进行判断的依据是物体图像的角点、边和斑点特征^[6-7],因此对于具有商标图案信息的易拉罐、牛奶盒、矿泉水瓶的识别正确率较高^[8],而对于纸团的识别正确率很低。物体位置确定测试结果表明硬质材料的检测准

确度较高。

表 1 测试结果

TABLE 1 Test results

被测对象	种类识别结果				位置确定结果			
	A	B	C	D	A	B	C	D
测试次数	50	50	50	50	50	50	50	50
正确次数	46	47	44	6	49	46	48	5

注：A-易拉罐；B-牛奶盒；C 矿泉水瓶；D-纸团

4.2 机械臂抓取结果分析

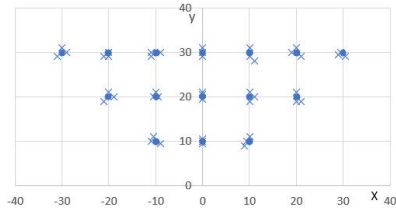


图 6 机械臂抓手落点分析

Fig.6. Robot arm gripping point analysis

对机械臂进行测试的方法如下，通过串口向机械臂发送目标物体的类别信息以及位置信息。观察机械臂是否能够准确抓取到目标物体并且将物体放置于其所属的垃圾箱内。实际测试次数为 50 次，成功完成抓取动作的次数为 41。结果不是很理想。图 6 中 ‘.’ 为给机械臂的指定位置，‘x’ 为机械臂实际落点位置，机械臂抓手每次都不能准确到达指定位置。分析出现该结果的主要是由于利用超声波检测到的物体位置存在误差，并且机械臂的结构存在很大的缺陷。

5 结语

本文设计了基于机器视觉的垃圾分拣机器人，其上安装陀螺仪和编码器能够在规划的路径上行进，能够通过摄像头完成垃圾种类识别，超声波模块确定垃圾位置，并利用机械臂完成垃圾的拾取、放置。本文设计的机器人不受光线影响、地形适应能力强，初步实现了垃圾拾取的小型化、自动化，为垃圾拾取机器人提供了可以借鉴的基础。

参考文献

1. 廖如琨, 黄建忠, 杨丹蓉. 中国城市生活垃圾分类处理现状与对策[J]. 职业卫生与病伤, 2012, 27(1):30-34.
2. Liu H C, Wu J, Li P. Assessment of health-care waste disposal methods using a VIKOR-based fuzzy multi-criteria decision making method.[J]. Waste

Management, 2013, 33(12):2744-2751.

3. 王金龙, 周志峰. 基于 SIFT 图像特征提取与 FLANN 匹配算法的研究[J]. 计算机测量与控制, 2018.
4. Tan X. Image Retrieval via CURE Clustering and SIFT Algorithms[J]. Applied Mechanics & Materials, 2013, 303-306:1573-1576.
5. Bing-Jie Q I, Liu J G, Zhang B Y, et al. Research on matching performance of SIFT and SURF algorithms for high resolution remote sensing image[J]. Chinese Optics, 2017, 10(3):331-339.
6. 佚名. 基于 SIFT 算法的图像特征点提取和匹配研究[J]. 南京医科大学学报(自然科学版), 2013(2):286-290.
7. 李盛前, 谢小鹏. 基于旋量理论和 Sylvester 结式法的 6 自由度机器人逆运动学求解分析[J]. 农业工程学报, 2015, 31(20):48-54.
8. Koker. A genetic algorithm approach to aneural-network-based nverse;kinematics solution of robotic manipulators based on error minimization[J].Information Sciences, 2013, 222(3):528-543.
9. 肖俊明, 韩伟, 王瑗琿, 李继朋, 梁旺. 六自由度机械臂运动学分析与仿真研究 [J]. 中原工学院学报, 2018, 29(04):77-83.
10. Jiang Q, Kumar V. The Inverse Kinematics of Cooperative Transport With Multiple Aerial Robots[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2013, 29(1):136-145.

基于 WIFI 通讯系统的智能防盗器*

谢诗轩；覃 锴；马宗良

（吉林大学 仪器工程与电气科学学院， 长春 130012）

摘要：利用物联网中技术中多种传感器技术并结合 WIFI 通讯，设计一款用于实际应用能够监测室内环境，并通过 WIFI 通讯实时反应到手机 app 上的智能防盗器。

关键词：物联网 传感器 WIFI 通讯 防盗器

Intelligent Anti-theft Device Based on WiFi Communication System

Xie Shixuan; Qin Kai; Ma Zongliang

(College of Instrument Engineering and Electrical Sciences, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Using various sensor technologies in the Internet of Things and WIFI communication, an intelligent anti-theft device is designed, which can monitor indoor environment in practical application and react to mobile app in real time through WIFI communication.

Key words: Internet of Things transducer technology WIFI communication car burglar alarm

0 前言

在现今社会科技快速发展的前景下，新技术在不断的产生并应用于人们的生产生活领域，为人们带来方便。尤其是近些年的物联网概念，不同于以往互联网，物联网将其用户端延伸和扩展到任何物品与物品之间，进行信息交换和通信^[1]。这种新的概念为我们提供了一种新的生活方式。

随着 WIFI 设备与智能手机的普及，我们设计了一款能够通过 WIFI 通讯与手机 app 进行连接的智能防盗器，这种防盗器使用多种传感器，包括红外、震动、温湿度、烟雾等；实现对室内环境的实时监控并通过 WIFI 反映到手机 app 上。

1 系统整体设计

1.1 系统总体设计方案

系统使用 stm32 芯片为核心，通过震动传感器，红外传感器，温湿度传感器，烟雾传感器，超声波测距传感器等对环境进行监控。通过 WIFI 将实时

数据传送到手机中显示。

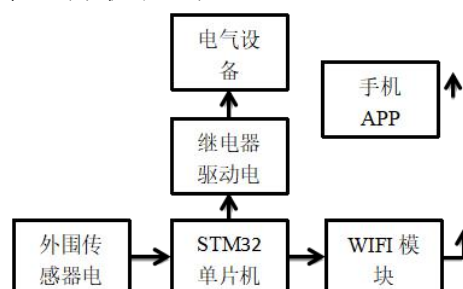


图 1 系统整体结构图

Fig.1 System Overall Structure Diagram

2 系统硬件电路设计

系统硬件电路分为单片机控制电路，wifi 通讯电路，红外感应电路，震动感应电路，温湿度感应电路，烟雾传感器电路，超声波测距电路等几部分组成。

2.1 单片机控制电路

经过前期对系统所要实现的目标进行分析，最后选用了 stm32 单片机作为系统的核心。它能够使用通用 I/O 口接受传感器的数字信号，同时能通过

*指导老师：王一

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2018B6543)

串口与 WIFI 模块进行通讯, 符合我们的预期。

2.2 WIFI 通讯电路

ESP8266 模块可实现串口设备与无线网络之间的数据通讯, 模块只需连接普通 WIFI 或热点即可连接串口设备。性能稳定, 相比其它型号 WIFI 模块安全性能更优^[2]。

2.3 红外感应电路

红外感应模块使用了红外热释传感器, 并和光学透镜和 BISS0001 芯片结合。能够将通过检测辐射出的红外线能量变化转换成电压信号, 依次方式来确定是否有人出入被监控的场所。

2.4 震动传感器电路

震动传感器电路分为两部分, 一部分是震动开关, 一部分为控制的外围电路。在常时状态, 无外部影响的情况下, 整个电路闭合, 不输出信号无状态。在受到外力作用时, 震动开关感受到外力, 电路导通, 向单片机发送信号, 此时监控到信号, 证明被监控的物品有移动。

2.5 温湿度传感器电路

DHT11 温湿度传感器具有带数据矫正信号输出, 具有其它模块不具备的先进传感和采集技术^[3]。此模块稳定性, 性价比高, 是本系统用于采集温湿度的最佳选择。

2.6 其他传感器电路

其中包括了 MQ-2 烟雾传感器, 用于监控室内气体情况, 例如有人吸烟或者室内有明火等。还有超声波测距传感器, 主要放置在门口监控人员出入并记录。

3 系统软件设计

系统软件的流程框图如图所示。首先对 WIFI 通讯模块串口进行初始化, 再调用 WIFI 通讯子函数^[4]。当 WIFI 模块接收到数据时, 单片机中断, 同时添加一个判断函数, 用于判断通讯的 APP 是否在开启状态, 防止因 WIFI 模块与 APP 没有链接成功导致通讯失败。

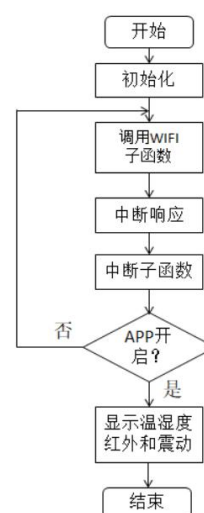


图2 系统流程图

Fig.2 System Flow Chart

WIFI 模块的通讯涉及到串口通信, 所以先要对串口进行配置和初始化, 如图 3 为 WIFI 模块的通讯流程。

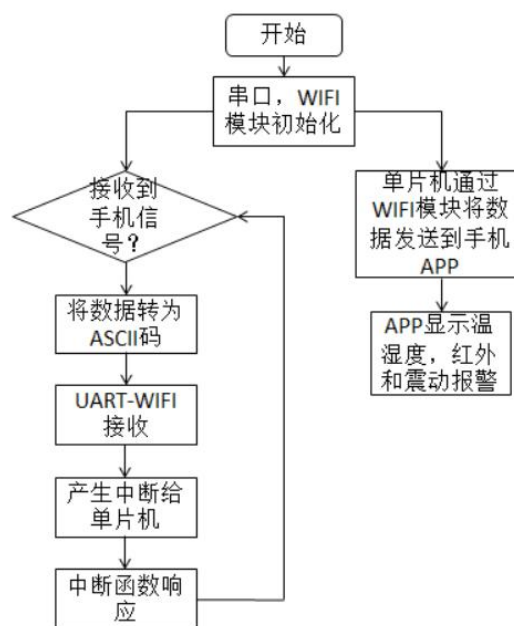


图3 WIFI 模块通讯流程图

Fig.3 Communication flow chart of WIFI module

4 系统功能展示

APP 界面如下图所示, 主要由用户登录界面、设置界面、和显示界面三部分组成。

能在 APP 上实时显示当前环境温湿度、环境空气监测、并且对贵重物品是否移动进行监控、室内是否有人出入等。都可以在 APP 上直观显示



图 4 APP 页面展示

Fig.4 App Page Display

在系统完成后，在潮湿、干燥、低温、夜晚等不同环境场景下分别经过了 10 到 15 次的测试，得出测试结果，报警器在不同环境下均能稳定工作，满足预期的技术指标。

5 结论

随着科技发展，将会有越来越多的新技术投入生活领域，为我们带来新的生活方式。在这样的一个防盗器的基础上，还可以加以扩展，变成一个完整的、包含更多功能的物联网平台，让我们的生活变得更加智能化，科技化。

参考文献

1. 陈立娴,游铭娴,林子轩,傅斌.基于 WIFI 通讯的温室智能控制系统设计[J].福建电脑,2018,34(09):130-131.
2. 王朝华,陈德艳,黄国宏,童怀.基于 Android 的智能家居系统的研究与实现 [J]. 计算机技术与发展,2012,22(06):225-228+233.
3. 孙浩文.基于单片机的温室温湿度采集系统设计[J].自动化与仪器仪表,2017(03):198-200.
4. 廖应生.基于 WiFi 的花卉浇水远程控制系统的的设计[J].木工机床,2018(04):8-9+13.

基于毫米波雷达的运动平台 SLAM 系统*

李 威；李桐宁；董天铎

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012）

摘要：为了实现移动平台的环境感知、定位、避障及路径规划，我们提出了一套基于毫米波雷达的同时定位与制图(SLAM)系统。该系统包括毫米波雷达传感器模块、差频信号调理电路模块、DDS 模块、上位机以及运动平台。其中信号调理模块^[1]由高通滤波器、可变增益放大器、低通滤波器构成。采用 AD8671^[1]运算放大器实现四阶巴特沃斯滤波器与四阶巴特沃斯低通滤波器，AD603^[2]运算放大器与电位器设计实现可变增益放大器；系统的控制与数据处理模块采用 STM32F103RCT6 微处理器实现。系统能够实现 10 米以内的测距。

关键词：毫米波雷达 同时定位与制图系统

Motion platform SLAM system based on millimeter wave radar

Li Wei; Li Tongning; Dong Tianduo

(School of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: In order to realize the environment perception, location, obstacle avoidance and path planning of mobile platform, we propose a simultaneous positioning and mapping (SLAM) system based on millimeter wave radar. The system includes a millimeter wave radar sensor module, a difference frequency signal conditioning circuit module, a DDS module, a host computer, and a motion platform. The signal conditioning module^[1] is composed of a high pass filter, a variable gain amplifier, and a low pass filter. The AD8671^[1] operational amplifier is used to implement the fourth-order Butterworth filter and the fourth-order Butterworth low-pass filter. The AD603^[2] operational amplifier and potentiometer are designed to implement a variable gain amplifier. The system control and data processing module is implemented by the STM32F103RCT6 microprocessor. The system can achieve ranging within 10 meters.

Key words: Millimeter wave radar SLAM (simultaneous localization and mapping)

0 引言

随着社会经济的快速发展和人们物质生活水平的不断提高，汽车在人们的日常生活中扮演着越来越重要的角色，但是交通事故问题对社会的发展带来了严重的经济损失和人员伤亡^[3,4,5]。与此同时，无人驾驶车是未来汽车发展的形式之一，利用感知系统代替驾驶员对交通环境进行感知^[5,6,7]，通过不同传感器探测车辆及其周围的环境信息，为整个智能车行驶策略和路径规划提供依据。鉴于国内交通环境的日益复杂，人们对汽车安全性能的要求不断

提高，加之国内外在毫米波雷达领域技术上的巨大差异，本课题正是基于以上各方面的考虑，对毫米波雷达技术进行研究，从车载毫米波雷达系统角度出发进行系统级分析与研究，研制基于毫米波雷达(24G~70GHz)的同时定位与制图(SLAM)系统，并计划将其运用于无人驾驶车辆、无人机等运动平台的环境感知、定位、避障及路径规划。^[11,12]希望此项研究工作对国内在智能交通系统领域的发展有所帮助。本文基于 Rfbeam 生产的 K-LC2 毫米波雷达传感器研制运动平台的雷达测距 SLAM 系统。

1 测距原理

*指导老师：王远

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B5619）

由振荡器振荡发出一个发射信号，其中一路经发射天线发射出去，一路又分流成两路分别进入 I、Q 所在的通道的混频器中，其中 Q 通道的信号在混频之前还需先经 90° 的移相；接收天线接收到的回波信号，先经低噪声放大处理后，再分别经混频器与实时分流的两路信号进行混频；混频后得到的信号再经中频滤波放大处理，最终得到 I、Q 两路中频信号。I、Q 两路中频输出信号中均携带有探测目标的速度信息。

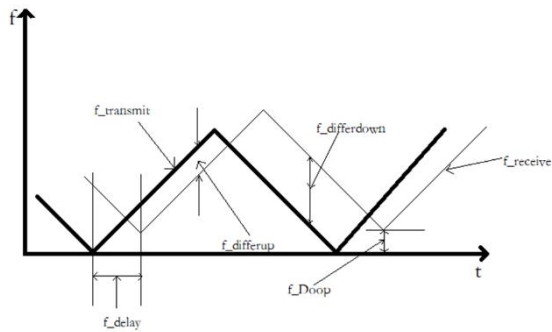


图 1 目标相对雷达运动时 FMCW 雷达发射波形与接收波形时间与频率关系图

Fig.1 Relationship between time and frequency of FMCW radar transmit waveform and received waveform during target relative radar motion

当物体与雷达存在相对速度时，雷达发射信号与雷达接收信号的时间频率关系如图 1 所示。其中 f_{transmit} 为雷达发射信号， f_{receive} 为雷达接收信号， f_{delay} 为时间延迟效应造成的频率差， f_{Dop} 为多普勒效应引起的频移。在升坡阶段，时间延迟效应与多普勒效应相互抵消；在降坡阶段，这两种效应叠加。由此可计算出在三角调制信号的升坡阶段传感器输出信号 f_{differup} ，及降坡阶段的输出信号 $f_{\text{differdown}}$ ：

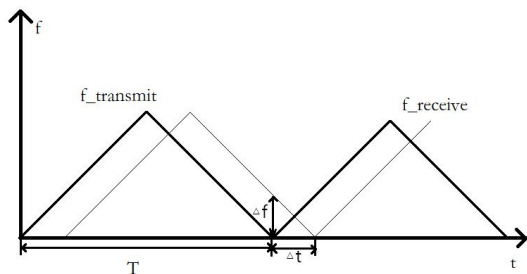


图 2 目标相对雷达静止时 FMCW 雷达发射波形与接收波形时间与频率关系图

Fig. 2 Relationship between time and frequency of FMCW radar transmit waveform and received waveform when target versus radar is stationary

当物体与雷达相对静止时，雷达发射信号与雷达接收信号的时间频率关系如图 2 所示，变得更加

简洁。该系统只需要实现对目标的测距，不需实现测速功能，因此着重讨论目标与雷达相对静止时的情况，只需要对 I、Q 两路信号中的任意一路进行处理即可。图示中 T 为调频三角波的调制周期， Δt 为发射信号与接收信号的时间差， Δf 为同一时刻发射信号与接收信号的频率差。[8]

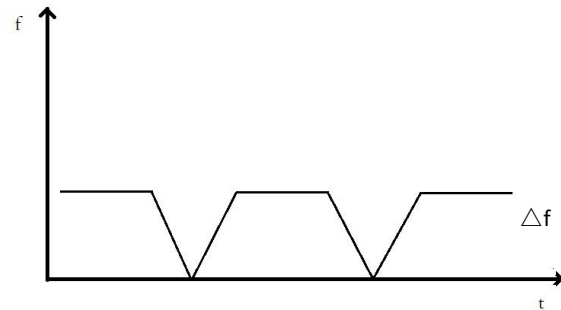


图 3 发射信号与接收信号的差频信号频率时间关系图

Fig. 3 Time-frequency diagram of the difference frequency signal between the transmitted signal and the received signal

根据雷达测距公式可知： $f_l = \frac{4BR}{CT}$ ，其中 f_l 为传

感器输出的差频信号频率，即 Δf ， B 为调频三角波 VCO 的调制带宽， R 为测得的目标距离， C 为光速， T 为调频三角波的周期。

在 B, C, T 设定好的情况下， f_l 的值只与 R 相关，因此可以根据需要测得的距离范围计算出差频信号 f_l 的频率范围；反之，根据传感器输出信号的频率，可以求解出被测目标物体到雷达传感器的距离。

2 测距雷达系统设计

2.1 系统总体设计

测距雷达系统的总体设计如图 4 所示，系统包括 5 个模块，分别是直接数字式频率合成器 (DDS) 模块、雷达传感器模块、差频信号处理电路模块、数字信号处理模块与雷达基座伺服模块。其中，数字信号处理模块由单片机与上位机共同构成。DDS 模块用于产生雷达传感器模块发射的调频三角波信号；雷达传感器模块用于雷达射频信号的收发；差频信号处理模块用于对雷达传感器输出的差频信号进行放大与滤波；数字信号处理模块用于差频信号的采样与分析以及上位机中相关算法的实现，同时完成对系统中相关模块的控制；雷达基座伺服模块用于实现雷达传感器对周围环境的扫描。

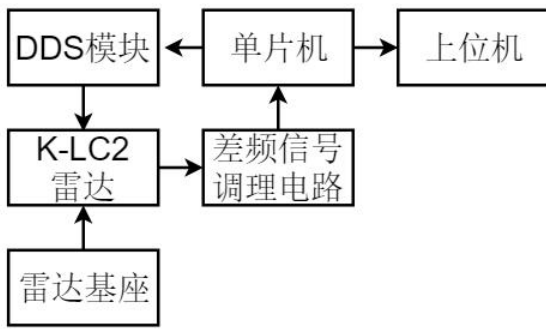


图 4 系统总体结构框图

Fig. 4 system overall structure block diagram

2.2 DDS 模块

DDS 模块采用 AD9834 及其外围电路构成，该芯片最高可输出 37.5MHz 的三角波或正弦波，能够满足后续雷达传感器 VCO 输入需要的调频三角波。AD9834 的 FSY、SCK、SDA、DDS-RST、FS 与 PS 由 STM32 微处理器给出，输出调频三角波的频率可由按键进行更改。

2.3 K-LC2 雷达传感器模块

K-LC2 雷达传感器模块为 24GHz 低成本雷达传感器，具有 140MHz 调制输入与 50MHz 带宽双平衡混频器。传感器包含 I、Q 两个通道以及 1 个混频器和 1 个压控振荡器（VCO）。其中 VCO 的输出信号由单片机控制的 DDS 模块提供。在本文中，由 DDS 产生的调频三角波接入雷达传感器输入的 VCO，并通过发射天线阵列发射，发射信号被探测目标物体反射，反射信号为接收天线所接收，再与当前时刻 VCO 信号通过混频器相混得到差频信号，将差频信号接入后续的差频信号处理电路进行相关放大滤波等处理。

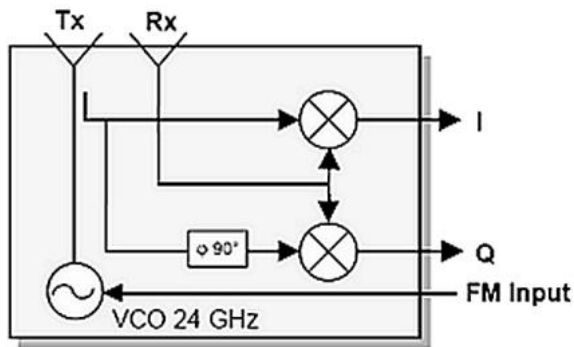


图 5 K-LC2 雷达传感器结构图

Fig. 5 K-LC2 radar sensor structure

2.4 差频信号处理模块

差频信号处理模块电路结构如图 6 所示^[1]。该模块主要包括 4 个部分：前置放大器、高通滤波器、可变增益放大器和低通滤波器。先通过由高性能的 OPA211 构成的前置放大器，将传感器输出的信号

幅值放大 10 倍，便于后续处理。由于传感器的输入 VCO 会与输出 I、Q 两路信号无法完全隔离，因此会有泄漏^[3]的调频三角波信号存在于 I、Q 两路差频输出信号中，故需要采用高通滤波器将差频信号中泄漏的三角波滤除。高通滤波器采用 2 片 AD8671 运算放大器构成四阶巴特沃斯高通滤波电路实现，滤波电路低频 3dB 截止频率为 2000Hz。可变增益放大器电路^[2]主要使用 AD603 运算放大器与电位器实现，通过调节电位器实现对信号的幅值进行放大或缩小，其增益为 -11dB~31dB，使其能够处于 STM32 单片机 ADC 的采样幅值范围内。低通滤波器的主要作用是滤除传感器输出信号自身携带的高频噪声与差频信号处理电路模块产生的高频噪声，为后级的 ADC 采样做准备。低通滤波器同样采用 2 片 AD8671 运算放大器构成四阶巴特沃斯低通滤波器来实现，滤波电路的 3dB 截止频率为 395KHZ。

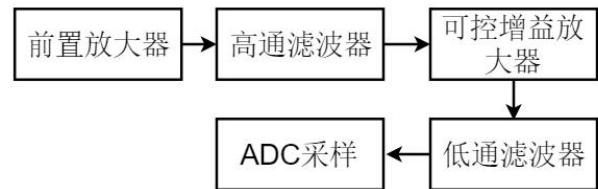


图 6 差频信号处理模块电路结构图

Fig. 6 Circuit diagram of the difference frequency signal processing module

2.5 数字信号处理模块

数字信号处理模块^[9,10]主要完成数字信号特征信息的提取与电路系统的整体控制，其结构如图所示。

数字信号处理模块主要由 STM32F103RCT6 微处理器与其相关外围电路以及 PC 端的上位机构成。本文中微处理器通过其自带的 I/O 端口向 DDS 模块发送控制字使其产生符合要求的调频三角波作为调制信号进入雷达传感器的 VCO；微处理器自带的 ADC 对通过差频信号处理电路输出的信号进行采样，并通过其外围的 usb 端口将数据传送给 PC 端。在本文中，PC 端通过 matlab 对接收到的数据先进行数字滤波处理，再进行傅里叶变换从而计算信号的频率信息，并通过雷达测距公式计算出被测物体距离雷达传感器的距离；在上位机的 GUI 中通过相关的算法实现地图绘制与距离显示的功能。

2.6 雷达基座伺服模块

雷达基座伺服模块主要由 9g 电机与 3D 打印的基座齿圈构成，通过 2.4GHz 可编程遥控系统对电机进行控制，使雷达传感器能够实现 -180°~180° 的扫描，从而对周围 360° 的环境进行距离测量。

2.7 上位机

硬件电路与上位机之间的数据通讯由串口完成。因此需要在上位机软件中完成串口通讯设置。软件部分由 Matlab 编写完成 GUI 显示部分并实现显示功能。上位机的功能包括串口打开关闭、数据接收并显示、同步电机运转、绘图以及存储数据、地图。上位机最终完成对数据的接收、分析、显示实时地图并存储数据和地图。图 7 为上位机界面。

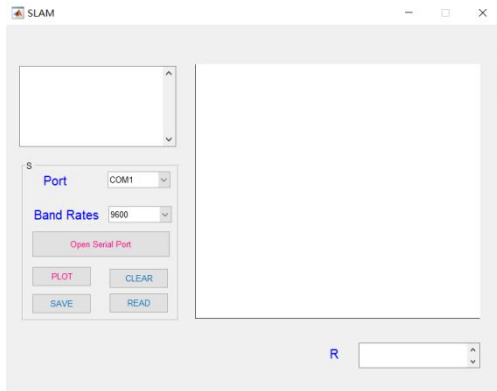


图 7 上位机界面

Fig. 7 host computer interface

2.7.1 串口通讯

串口参数设置

首先初始化串口及相关参数。

```
handles.displayI = 0;%表征串口是否打开
handles.hasData = 1;%表征串口是否接收到数据
handles.isShow = 1;%表征是否正在进行数据显示，即是否正在执行函数dataDisp
handles.strRec = '';
handles.baud_rate = 9600;
handles.com = 'COM1';
handles.verifiedBits = 'NONE';
handles.dataBits = 8;
handles.stopBit = 1;
handles.flowControl = 'NONE';
```

图 8 初始化参数

Fig. 8 initialization parameters

打开、关闭串口操作。

```
fopen(handles.serial);
else
fclose(handles.serial);
```

图 9 串口开闭操作

Fig. 9 Serial port opening and closing operation

使用图 10 语句为串口进行参数配置，包括 COM 端口、波特率、数据位、校验位、流控制、停止位。

```
com = get(hObject,'string');
handles.com = com{get(hObject,'Value')};
guidata(hObject, handles);
```

图 10 参数配置

Fig. 10 parameter configuration

使用 `strRec = getappdata(handles.figure1, 'strRec');` 语句从串口中获取字符串数据。使用 `set(handles.edit1, 'string', strRec);` 语句将串口的数据显示到可编辑文本中。使用 `if(strcmp(handles.serial.status,'closed'))` 语句判断串口是否打开并给出提示语句。

串口程序界面

完成的串口程序界面如图 11 所示。能够更改串口配置参数包括选择端口、设置波特率、数据位、校验位、停止位和流控制。但在本设计中不需要重复设置某些串口参数，因此在最终的系统界面中只包含端口选择与波特率设置，将其他参数在代码界面完成设置。使用按钮开关打开或关闭串口，clear 按钮能清除文本框数据，由串口接收到的数据显示在文本框中。

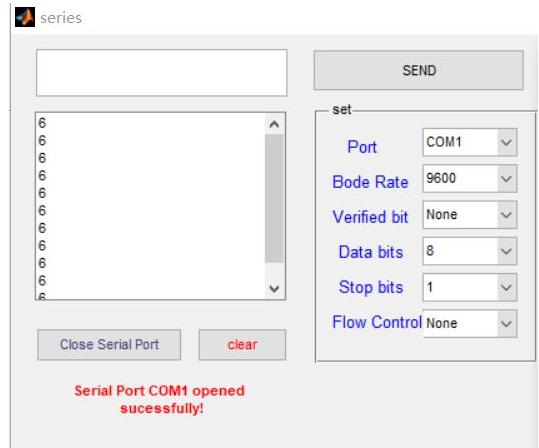


图 11 串口界面

Fig. 11 serial interface

2.7.2 滤波与峰值确定

使用 Matlab 的 Fdatool 工具箱设计一个低通滤波器，设计界面如图 12 所示。

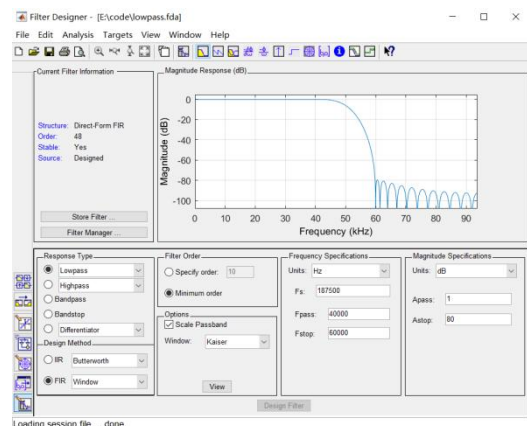


图 12 Fdatool 设计低通滤波器

Fig.12 Fdatool design low pass filter

本文设计的滤波器为低通滤波器，其通带最大频率选择为 40KHZ，对应的阻带最小频率为

60KHZ。为了使结果的结束尽量少，选择凯瑟窗作为窗函数。阻带内衰减为 80dB。设计结果如图 12 所示。该滤波器的阶数为 48 阶，幅频特性如右上角所示，在 40KHZ 内没有衰减，40KHZ 之后开始衰减，到 60KHZ 时衰减到 80dB^[4]。

根据此采样率对信号进行离散，设置两个正弦信号，一个低频一个高频。通过 matlab 中的 fdatool 设计滤波器参数，再调用其生成的.m 文件进行滤波。调用滤波器的代码如下：

```
Hd=mylowpass;
```

```
H=filter(Hd,y3);
```

```
plot(H);
```

最终的仿真效果很好，能实现设置滤波器的功能。图 13 为滤波效果图。

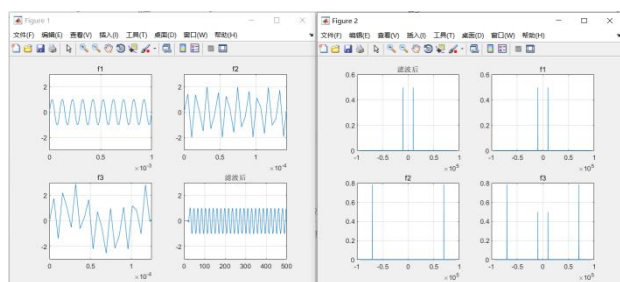


图 13 滤波

Fig. 13 Filtering

峰值匹配即通过算法分析出接收到信号的频率，并取出该频率值计算对应的距离。此过程对于单一频率的信号非常容易实现。过程为首先对信号进行 FFT 处理，再取出其幅频特性数据，在幅频特性数据表中查找幅值最大的点所对应的频率即为接收信号的主频，再将此频率值加入位置算法中即可求出此频率值对应的距离。

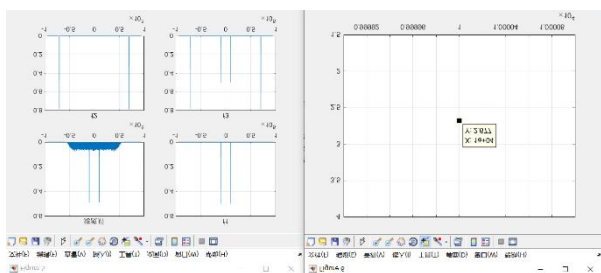


图 14 峰值匹配

Fig. 14 Peak Matching

此算法的优点在于，如果接收信号中包含无法经滤波器滤掉的低频噪声时仍能找到正确的信号主频，从而实现了一部分滤波功能并有效提升了准确度。加入高斯白噪声后峰值匹配的效果如图 14^[13]。

2.7.3 测距及显示实时地图

在能够通过仿真测算出相关频率所对应的距离后，下一步需要通过距离和其他参数确定被测点的

位置参数，在上位机编写开启雷达基座伺服系统的功能，设定好伺服系统的转速并与上位机同步，即可得到雷达信号的相位信息。

得到一组频率信息与相位信息后即可建立相应的极坐标，定位每组信号点在实时地图的位置。^[7, 14, 15]在地图显示方面需要将极坐标转换为直角坐标以方便地图的构建与显示，极-直坐标的转换代码如下：

$$X=(\sin(i))*R;$$

$$Y=(\cos(i))*R;$$

其中 i 为角度， R 为对应点的距离。由此方程可以确定对应的坐标位置，并实时显示在地图上。

3 系统功能测试

在上位机中通过相关算法实现对周围 360° 环境地图的绘制，得到的测试结果如图 15 所示。使用实验室的信号发生器产生一固定频率的信号并输入到系统进行测试。从上位机的图形显示界面即可看到测试的效果。可以看到系统能够解码绝大多数的频率信号并将其转换为距离信息，并且完成实时地图的绘制。

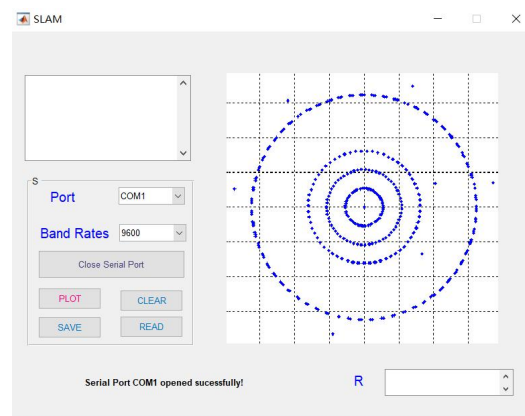


图 15 实时地图绘制

Fig. 15 Real-time map drawing

4 结论

本文介绍了一种毫米波雷达运动平台 SLAM 系统的设计，该系统结构简洁、体积小、成本低，可满足对毫米波雷达 SLAM 系统这种新型 SLAM 方案验证的基本要求，能够为今后更深入的研究打下基础并作为参考。

参考文献

1. 陈天琪, 杨浩, 戴志伟. 24 GHz FMCW 车载测距雷达

- 系统设计[J]. 嵌入式技术, 2016, 42 (22) ,37-40.
2. 李健. 24GHz 调频连续波雷达信号处理技术研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2016.
3. 岳文豹. FMCW 雷达测距系统的研究与实现[D]. 太原: 中北大学, 2013.
4. 戚昊琛, 解光军, 张鉴. FMCW 雷达系统及其前段数据采集模块设计[J]. 电子科技, 2012 (05) : 44-46.
5. 汪红, 张杰, 张大彪. 调频连续波 (FMCW) 雷达信号调理电路[J]. 仪表技术与传感器, 2012 (01) : 105-107.
6. 邹博维. 基于多传感器的车辆局部交通环境感知 [D].2013.6.长春: 吉林大学汽车动态仿真与控制硕士毕业论文.
7. 庞成. 基于测距雷达和机器视觉数据融合的前方车辆检测系统[D].2015.5.南京: 东南大学仪器科学与技术硕士毕业论文.
8. 褚红军. 24GHz 汽车毫米波雷达系统分析与频率源关键技术研究[D].2015.6.哈尔滨: 哈尔滨工业大学电磁场与微波技术硕士毕业论文.
9. 任星博. 智能汽车毫米波雷达信号处理系统的设计与实现[D].哈尔滨工业大学,2017.
10. 陈海宁. 基于 DSP 的车载防撞雷达系统的设计[D].江苏大学,2009.
11. 余彤. LiDAR/INS 组合的室内定位与制图 (SLAM) 算法改进[D].武汉大学,2017.
12. 庞成. 基于测距雷达和机器视觉数据融合的前方车辆检测系统[D].东南大学,2015.
13. 郑兴林. 毫米波汽车防撞雷达信号处理关键技术研究 [D].国防科学技术大学,2007.
14. 屈飞园,曹宁.车载 FMCW 雷达准确检测多目标的一种有效方法[J].科学技术与工程,2012,12(06):1263-1267.
15. 朱福利,曾碧,曹军.基于粒子滤波的 SLAM 算法并行优化与实现[J].广东工业大学学报,2017,34(02):92-96.

基于 GPRS 通信模块的儿童乘车防遗忘系统设计*

李 义；刘吉宸；刘 宁

（吉林大学，仪器科学与电气工程学院，长春 130000）

摘要：为避免因家长个人疏忽将儿童遗忘在车内时间过久，产生安全隐患，本系统设计对传统儿童安全座椅做出改进。采用氧气传感器 ZE03-O2 检测车内氧气含量，温度传感器 DS18B20 检测车内温度，同时由压力传感器 HX711 和红外传感器检测车内人员分布，由单片机 STM32 进行数据处理，当车内小孩独处且温度、氧气值达到阈值时，会启动 GPRS 通信模块以短信的方式通知家长，若家长没有及时赶到，则启动 GPS 定位模块，发送当前汽车位置信息报警，全面保障儿童安全。

关键词：自动控制技术 监测报警系统 实验 GPRS 通信

Design of Children's Anti-forgetting System Based on GPRS Communication Module

Li Yi ; Liu Jichen ; Liu Ning ;Duan Qingming

(Jilin University, College of Instrument Science and Electrical Engineering, Changchun 130000)

Abstract: To avoid the potential safety hazards caused by parents'personal negligence of leaving children in the car for too long, this system is designed to improve the safety seat for children. The oxygen sensor ZE03-O2 is used to detect the oxygen content in the car, the temperature sensor DS18B20 is used to detect the temperature in the car, and the pressure sensor HX711 is used to detect the personnel distribution in the car. The data is processed by the single chip STM32. When the children in the car are alone and the temperature and oxygen value reach the threshold, the GPRS communication module is activated to inform parents by short message. If the parents do not arrive in time, the GPS is activated. The positioning module sends the alarm of the current vehicle location information to ensure the safety of children.

Keywords: Automatic control technology Monitoring and alarm system Experiment GPRS communication

0 引言

传统的普通安全座椅只能减轻对使用儿童的冲击、以限制儿童身体移动的方式来确保孩子们的乘车安全，减少意外交通事故对他们的伤害。但儿童若长时间独自处于车内同样可能产生隐患，而传统安全座椅并不能解决此问题^[1]。在检测到儿童长期单独处于车内时该系统启动，车内氧气值和温度值通过氧气传感器和温度传感器监测，若发现被监测值达到系统预先设定的第一级预警值时，则会通过

GPRS 通信模块发送提示短信给预先设定的首要接收人；当氧气值、温度值达到预先设定的第二预警值时，若检测到儿童仍独处于车内时，则通过 GPRS 通信模块发送短信给预先设定的所有接收人；若氧气值、温度值达到设定的第三预警值时，检测到儿童依然独处于车内时，就会通过 GPS 定位系统确定汽车当前所在位置，再由 GPRS 通信模块短信报警并发送短信给预先设定的所有接收人。本系统基于 GPRS 通信模块对传统安全座椅进行改进，目的在于提高安全座椅性能。

*指导老师：段清明

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6563）

1 系统总体设计

系统主要组成器件为 GPRS 通信模块、重力传感器、氧气含量传感器、温度传感器、GPS 定位模块。整体结构如图 1 所示。

首先由压力传感器 HX711 和红外传感器进行判断,若断定车内为儿童独处的情况,则温度传感器及氧气传感器启动,检测当前车内的氧气值和温度值,再由 GPRS 通信模块按预先设定的情况发送短信通知家长,若家长没有及时赶到,则启动 GPS 定位模块,发送当前汽车地址信息报警。

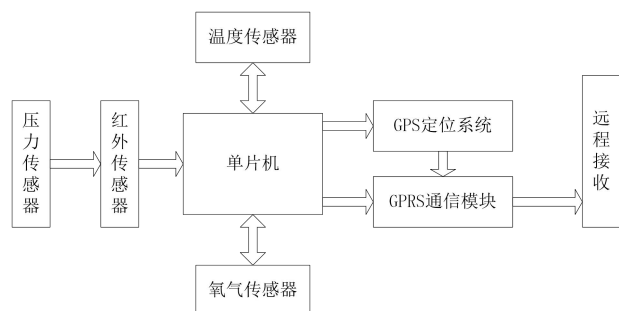


图 1 系统总体结构设计

Fig.1 system overall structure design

2 硬件设计

2.1 压力传感器、红外传感器模块

压力传感器有简单的数字控制和串口通讯功能,通过管脚可以输入所有控制,内部设有电源可以直接向外部连接的传感器以及芯片内设置的 A/D 转换器提供,而编程对于芯片内寄存器完全不需要,因为片内自带安置的稳压电路,非常方便[2]。

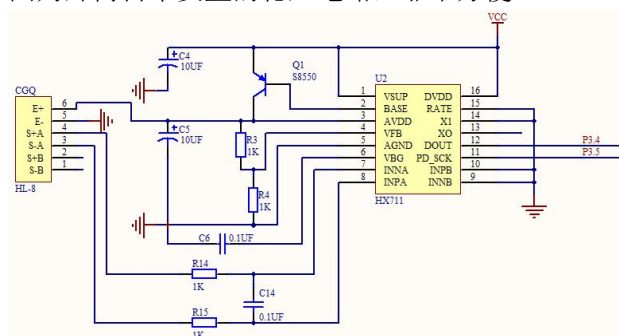


图 2 HX711 压力传感器的内部结构图

Fig.2 Schematic diagram of the internal structure of the HX711 pressure sensor

红外传感器若在其感应范围内检测到有人物目标活动,则可以产生一个延时时间段,同时有感应后才会产生的高电平输出,在此期间,将始终保

持高电平输出,将高电平转为低电平,离开延时时间段,是直到目标离开后才会进行。

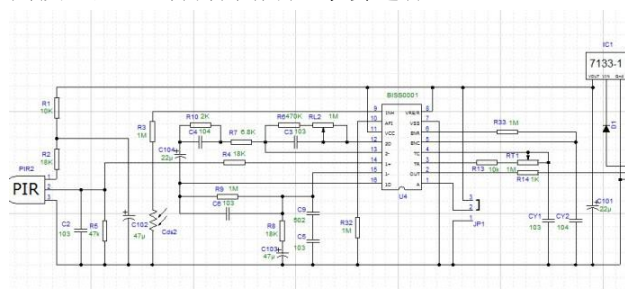


图 3 红外传感器 HC-SR501 的结构图

Fig.3 Schematic diagram of the internal structure of the HC-SR501 infrared sensor

2.2 温度传感器、氧气传感器模块

温度传感器选择 DS18B20,精度较高,抗干扰强,体积较小,成本较低是其显著特点。 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 的精度差异、 $-55^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$ 的大幅度测温范围,说明 DS18B20 传感器的工作适应能力很强,3.3V~5.5V/DC(数据线寄生电源也可作为常用手段)是其常用工作电源,单口接线作为接线方式,所以仅需一条 I/O 线,就能用单总线实现数据双向通信的功能,大幅提高了系统的抗干扰能力,任何外部器件都可以在使用过程中省略[3]。

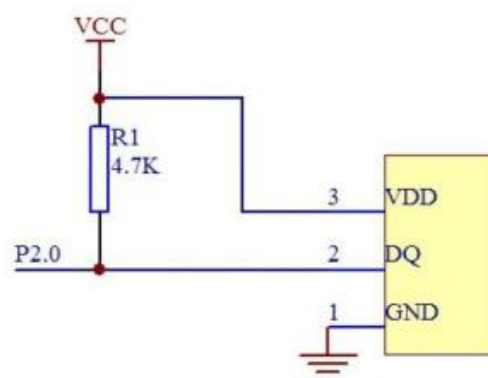


图 4 温度传感器 DS18B20 内部结构原理图

Fig.4 Schematic diagram of the internal structure of the DS18B20 temperature sensor

作为一种高性能的通用电化学系列模组, ZE03-O2 被选作氧气传感器,具有 CPU 性能较高的特点,该电化学传感器为三个电极的结构,用各种气体传感器配合,可以实现对不同气体的测量功能。传感器中内置的温度传感器可以实现温度补偿功能,保证环境中气体浓度测量的精确度,同时还具有数字信号与模拟信号两种输出方式,方便用户的使用和调试,大幅缩短了用户设计和开发所需要的时间[4]。

2.3 定位系统 GPS、通信系统 GPRS

能够及时提供精确的位置信息是定位系统 GPS 的精髓所在。得到位置信息前, 会将经过误差处理的 GPS 接收的位置信号做解算处理, 再将信息传给连接的设备, 对该信息做计算和变换处理(如地图的投影变换、坐标的系统变换等)后传递给移动的终端设备是其工作原理。同时具有灵敏度高、体型较小、功耗较低等特点, 系统定位覆盖面积的扩大得益于其极高的追踪灵敏度, 在一般 GPS 接收模块难以定位的地点, 如高楼耸立的都市、错综复杂的丛林, UBLOX 6M 都能进行高精度的定位, 非常适用于车载使用^[5]。

GPRS 技术是利用 GSM 网络全新的信道, 使用目的是实现中速数据传输。不再局限于传统思维, 为达到分组交换的目的, 改造基站系统、增加相应功能实体, 用户的数据供应速度大幅增加, 却保证了低成本, 且同时方便了连接及传输, 因为不会用到现行无线应用中用到的中介转换器^[6]。

GPRS 通信系统共有 4 种工作模式, 网络透传工作模式、HTTPD 工作模式、短信透传工作模式以及 AT 指令工作模式。网络透传工作模式下, 用户的串口设备可将数据通过该模块发送到网络上的指定服务设备。900 到 1800Mhz 是 GPRS 通信的工作频率段, 可用来实现数据传递、短信收发以及数据传输。工作范围可以支持 5V 到 24V, 保证本模块与产品的连接非常方便, 可以给产品提供包括语音、短信和 GPRS 数据传输功能在内的各种便捷服务^{[7][8]}。

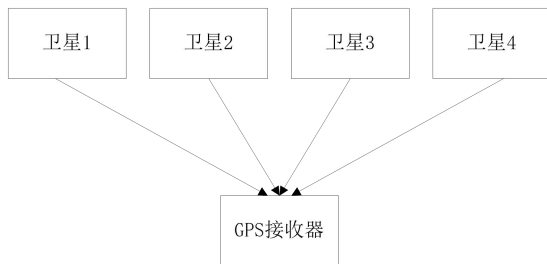


图 5 定位模块 GPS 的结构图

Fig.5 Schematic diagram of GPS positioning module

3 软件设计

3.1 红外传感器、压力传感器程序设计

压力传感器和红外线传感器的作用在于对车内乘客进行检测, 通过压力传感器判断车内乘客的数量, 确保车内只有安全座椅上有压力; 红外线传感器可以检测人体发出的红外线信号, 用来排除使用安全座椅安置物品的情况, 确保有儿童在使用安全座

椅。当两者同时满足时, 可确定车内仅有儿童一人, 即可开始下一阶段检测。

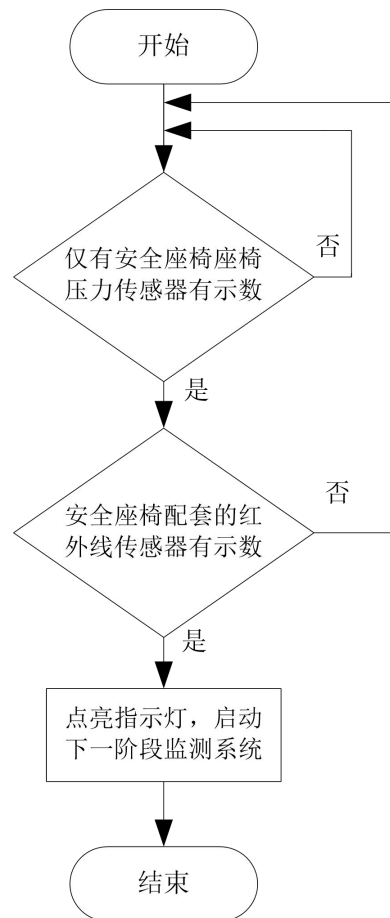


图 6 红外、压力传感器程序流程图设计

Fig.6 Infrared , pressure sensor program flow design

3.2 温度传感器、氧气传感器程序设计

氧气传感器和温度传感器可以对车内温度和氧气浓度进行检测, 当检测值达到第一预警值时, 通过短信提醒家长儿童正独自处于车内; 当车内温度和氧气浓度值达到第二预警值时, 会再次通过短信提醒家长儿童正独处于车内, 并且由于车内温度升高或氧气浓度降低, 儿童身体可能已经出现不适; 当车内温度或氧气浓度值达到第三预警值时, 车内环境已经开始危及儿童生命, 系统会通过短信将位置信息同时发送给家长和警方以寻求帮助。

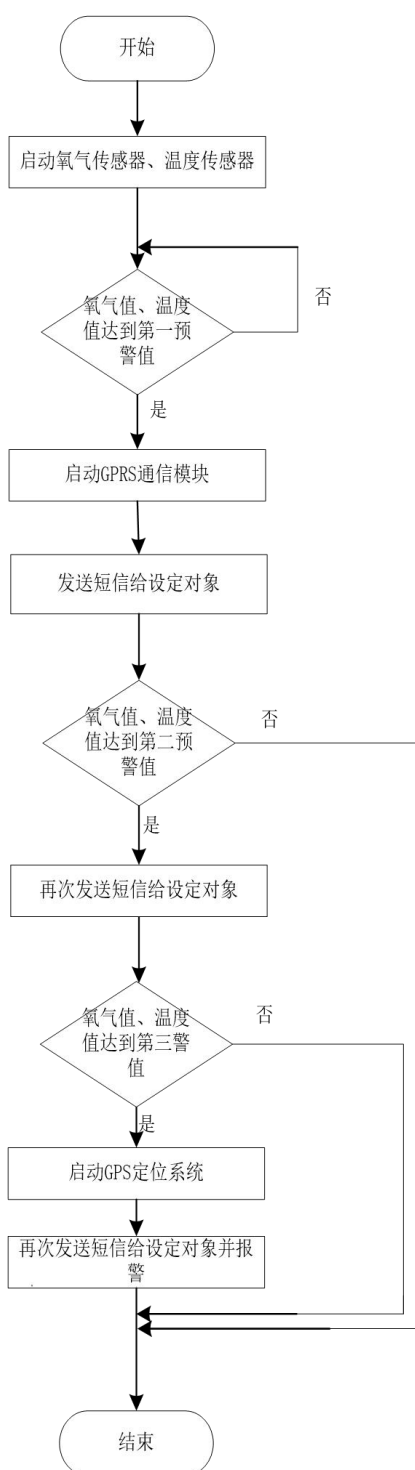


图 7 温度、氧气传感器程序流程设计

Fig.7 temperature, oxygen sensor program flow design

3.3 GPS 定位、GPRS 通信模块程序设计

GPS 定位模块可以确定当前儿童所处车辆的具体位置，当传感器所采集的温度和氧气达到阈值时会通过 GPRS 通信模块将位置信息发送给家长和警方，使儿童能尽快获得救助，避免危险情况发生。

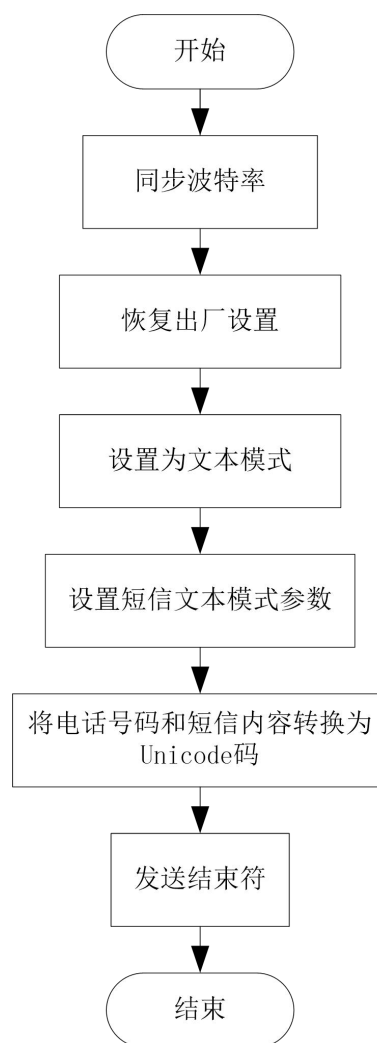


图 8 GPS 定位、GPRS 通信模块程序流程设计

Fig.8 GPS positioning, GPRS communication module program flow design

4 测试结果

经测试，在检测到儿童长时间独处于车内，并且氧气值和温度值已达到预先设定的第一、第二预警值时，GPRS 通信模块会立刻发送短信给家长；若氧气值、温度值达到预先设定的第三预警值时检测到儿童仍独处于车内，则会通过 GPS 定位系统确定汽车当前所在位置，并由 GPRS 通信模块短信报警，同时用短信通知家长。



图9 家长手机短信截图

Fig.9 Parent mobile phone SMS screenshot



图10 警方短信截图（模拟）

Fig.10 Police SMS screenshot (simulation)

5 结语

本系统对传统安全座椅的设计和进行了优化改进，经过实践检验，证明基于 GPRS 通信模块的儿童乘车防遗忘系统可提高儿童乘车安全指数。

本系统以 GPRS 通信模块为基础，能够正确采集温度和氧气浓度数据并进行数据处理，当触发各个不同警戒值时，能够通过 GPS 定位模块和 GPRS 通信模块，以短信的方式通知家长和警方寻求帮助。

本系统采用的基本组成模块工艺成本低，对保障儿童乘车安全具有积极意义，可大规模推广。

参考文献

1. 潘乐仁,薛俊,胡莹.我国儿童安全座椅使用情况调查及现状分析[J].汽车工业研究,2017(01):22-25.
2. 刘宸,陈焱至.基于 MSP430 和 HX711 的电子称设计与制作[J].电子测试,2018(16):30-31.
3. 赵汝和,黄晖,李小平,黄河.一种基于 DS18B20 传感器的温度测量系统的设计 [J]. 科学技术创新,2018(31):132-133.
4. 曲喜欢,俞佳.空气中氧气含量测定实验装置的创新设计 [J].教育与装备研究,2018,34(06):61-63.

5. 隋心,李玉星,沈佳琦,张涵,杨东辉.复杂环境下 BDS/GPS 紧组合高精度定位方法 [J]. 导航定位学报,2019,7(01):83-87.
6. 杨懿. 基于 GPRS 的无线数据传输系统性能分析和工程应用[D].西安电子科技大学,2013.
7. 刘国忠. 基于 GPRS 的无线数据采集与传输系统设计 [D].山东科技大学,2011.
8. 马洪伟,盛翊智.GPRS 技术在无线传输数据中的应用[J].微机发展,2005(03):101-103.

复杂噪声下基于独立成分分析的磁共振测深信号的算法设计*

李 硕；赵欧阳；董 冉

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130026)

摘要：在实际的使用中核磁共振测深 (MRS) 探水仪探测到的信号十分微弱，极易受到环境中各种噪声的干扰，这些噪声的主要形式有工频、脉冲、白噪声。为了特征参数的准确提取以及降低后续反演解释错误的概率，使得研究如何减小甚至消除这些噪声成为了关键。鉴于环境噪声的复杂多样性，本文提出基于独立成分分析的快速固定点算法能有效的且满足采集要求的进行信噪分离。在采用数字正交法解决盲源分离问题时，通过频谱校正法实现原信号幅值恢复。通过进一步对比论证，发现该算法在信噪分离上的表现良好，仿真结果表明，该算法能够有效地实现全波 MRS 信号的信噪分离，且数据拟合后初始振幅和弛豫时间的相对误差小于 $\pm 5.00\%$ 。

关键词：核磁共振测深；信噪分离；复杂信号；独立成分分析；

Gorithm Design of Magnetic Resonance Sounding Signal Based on Independent Component Analysis under Complex Noise

Li Shuo; Zhao Ouyang; Dong Ran;

(College of Instrument science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130026, China)

Abstract: In actual use, the signal detected by the magnetic resonance sounding (MRS) water detector is very weak and is highly susceptible to various noises in the environment. The main forms of these noises are power frequency, pulse and white noise. In order to accurately extract the characteristic parameters and reduce the probability of subsequent inversion interpretation errors, it is crucial to study how to reduce or even eliminate these noises. In view of the complex diversity of environmental noise, this paper proposes a fast fixed-point algorithm based on independent component analysis that can effectively and satisfactorily meet the acquisition requirements for signal-to-noise separation. When the digital orthogonal method is used to solve the blind source separation problem, the original signal amplitude recovery is realized by the spectrum correction method. By further comparison and demonstration, the algorithm is found to perform well on the signal-to-noise separation. The simulation results show that the algorithm can effectively The signal-to-noise separation of the full-wave MRS signal is achieved, and the relative error between the initial amplitude and the relaxation time after data fitting is less than $\pm 5.00\%$.

Key words: NMR sounding; signal to noise separation; complex signal; independent component analysis;

0 前言

水资源是人类赖以生存的最重要自然资源之一，也是国民经济发展过程中不可替代的战略资源。

随着工农业的快速发展和人民生活水平的不断提高，对水的需求越来越大，水资源供需矛盾也越来越严峻。因而，在 2006-2020 年《国家中长期科学和技术发展规划纲要》中将“水资源优化配置与综合开发利用”列入重点领域及其优先主题。地下水

*指导老师：田宝凤

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6531）

是水资源的重要组成部分,同时地下水的不合理开发利用可能引起滑坡、堤坝渗漏、矿井/隧道突水等一些地质灾害的发生,从而导致国民经济重大损失,并威胁人民生命财产安全^[1]。因此,进行地下水的高效率、高精度勘查已经成为社会和经济急需解决的重大问题。

独立成分分析 (Independent Component Analysis, ICA)^[2]方法作为一种有效的盲源分离手段,其基本思想是在源信号、噪声以及混合机制均未知的情况下,从一组混合的观测信号中分离出源信号的一种分析过程。鉴于 MRS 信号中所包含噪声的复杂性以及混合机制的不确定性特征^[3],本项目基于独立成分分析理论开展磁共振测深信号检测技术研究,项目的实施,可以改善磁共振探测仪器的抗干扰能力,拓展仪器的应用范围,为解决复杂噪声背景下地下水探测与评价提供有力支持,具有重要的社会意义和广泛的应用前景。

1 整体结构设计

为了实现复杂噪声环境下磁共振测深信号的有效检测,必须了解磁共振信号噪声的来源、分布规律以及强度大小等信息。通过对野外实测复杂环境中工频谐波、尖峰噪声、随机噪声等几种典型噪声的分析,获取噪声的时频域特征。同时,对应地下水体不同的含水量大小、储水层的孔隙度以及地下介质的导电性等信息,模拟磁共振测深信号,并依据不同的混合机制,构建含噪磁共振信号数据模型,为后续基于独立成分分析方法开展磁共振信号检测研究奠定基础^[1]。

独立成分分析 (ICA)算法建模时,要求观测信号 m 是由相互独立的源信号 n 经过某种未知的线性组合而成 ($m \geq n$),且源信号中最多有一个是高斯分布的^[4]。ICA 模型求解方法的基本思想是利用某种目标函数和优化算法来度量分离出的随机变量的独立性^[5]。

依中心极限定理可知,随机信号之间依赖程度的度量可由非高斯性的度量来完成^[4]。目前主要使用负熵和峭度来度量随机变量的非高斯性,鉴于负熵的稳定性更好,选择以负熵作为目标函数的 FastICA 算法^[6]来实现含有噪声 MRS 信号^[7]的分离。

因此复杂噪声下基于独立成分分析的磁共振测深信号的算法设计应该具备以下几个功能:

首先对各个噪声以及信号的特征进行分析,然后通过 matlab 将信号与噪声进行叠加模拟出带有工频噪声,白噪声,和脉冲噪声的核磁共振信号,随

后通过独立成分分析算法将带有工频噪声,白噪声,和脉冲噪声的核磁共振信号进行信噪分离^[8]。

其次,对得到的核磁共振信号进行幅值恢复。最终获得 MRS 信号的有效提取^[9]。

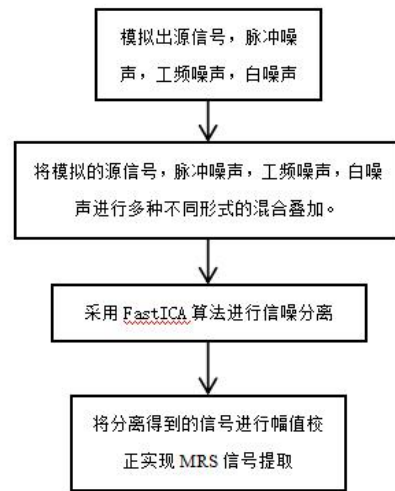


图 1 整体结构框图

Fig.1 block diagram of the whole structure

2 各部分功能及实现流程

2.1 模拟各种信号

首先通过 matlab 分别模拟出核磁共振源信号,脉冲信号,工频噪声,白噪声作为,并分别对各个信号进行幅频和相频分析^[9]。

2.2 各种信号叠加混合

为了实现混合信号的有效分离,以 FastICA 算法^[6]负熵最大作为目标。为了获得最大的负熵,算法实现过程中非线性函数的选择变得至关重要。由于不同的非线性函数适合于处理不同类型的信号(高斯、亚高斯、超高斯),因而通过分析 MRS 信号本身及其典型噪声的高斯性,实现适合于 MRS 信号的 FastICA 算法^[6]中非线性函数的选取。

因此要求观测信号 m 是由相互独立的源信号 n 经过某种未知的线性组合而成 ($m \geq n$),并且源信号中最多有一个是高斯分布的^[10]。

算法为模拟四路信号采集,将核磁共振源信号,脉冲信号,工频噪声,白噪声进行四种非线性组合叠加出带有不同大小的工频噪声,白噪声,和脉冲噪声的核磁共振信号来模拟实际复杂环境下采集的核磁共振信号^[11]。

2.3 信噪分离

对模拟的四路带有不同大小的工频噪声,白噪声,和脉冲噪声的核磁共振信号采用独立成分分析算法进行分离^[11]。

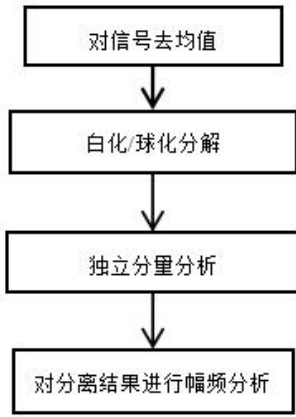


图2 信噪分离整体步骤

Fig.2 Signal and noise separation overall steps

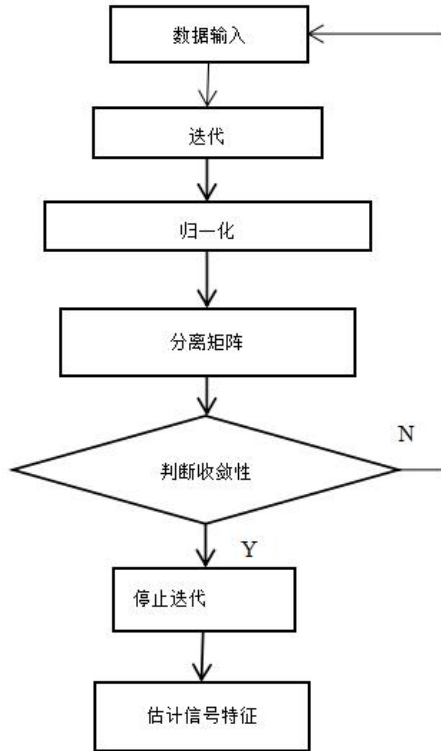


图3 独立分量分析框图

Fig.3 Independent component analysis block diagram

2.4 核磁信号幅值恢复

应用 ICA 算法时, 分离出的信号与源信号相比可能存在着幅值不定和次序不一致的问题。次序不一致问题, 可以通过 MRS 信号以及噪声的频谱先验信息进行确定。然而, 对于幅值不定问题, MRS 信号初始幅值决定了地下水量的大小, 这将导致对含水量的错误估计, 进而影响数据解释结果, 因而有效 MRS 信号幅值的恢复成为影响算法性能的关键。由于 MRS 信号是以被测区域拉莫尔频率为中心的 E 指数衰减^[12]的余弦信号^[13], 其频谱具有明显的特征, 鉴于此, 提出基于信号频域特征的方法开展有效 MRS 信号^[7]的幅值恢复。

在 ICA 分离后, MRS 信号的幅值较已知的理想 MRS 信号初始振幅相距甚远。因此, 需要采用频谱校正法^[14-16]进行分离 MRS 信号的幅值恢复。

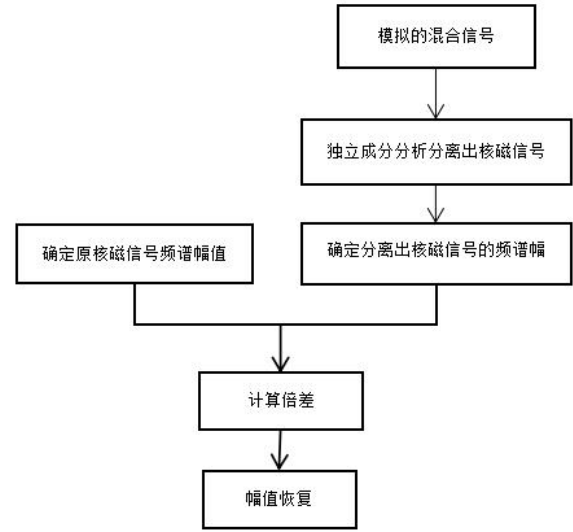


图4 幅值恢复框图

Fig.4 Amplitude recovery block diagram

3 算法仿真

3.1 模拟四种源信号

实验所模拟的地点拉莫尔频率为 $f_L = 2325\text{Hz}$, 又核磁共振信号一般满足:

$$E(t, q) = E_0(q) \exp(-t/T_2^*) \cos(2\pi f_L t + \varphi_0)$$

这里 $E_0 = 150, T_2^* = 180, \varphi_0 = \frac{\pi}{4}$ 。

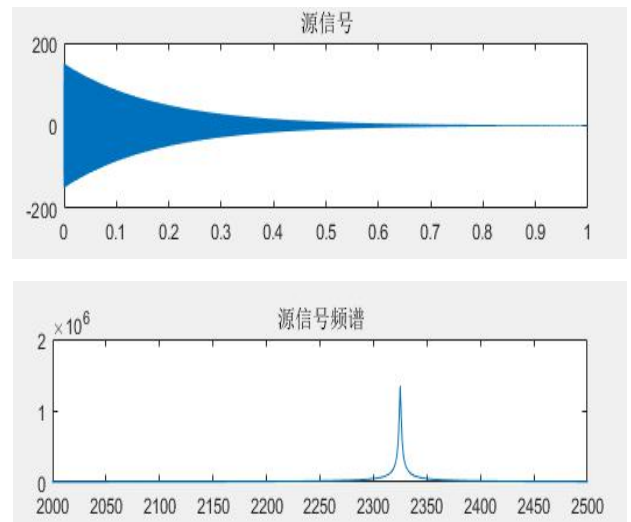


图5 源信号时域 (a)、频域 (b) 曲线

Fig.5 Source signal time domain (a), frequency domain (b) curve

模拟的脉冲信号 $f_m(t)$ 、工频为 2300Hz 的工频

噪声 $f_g(t)$ 、白噪声 $f_b(t)$ ：

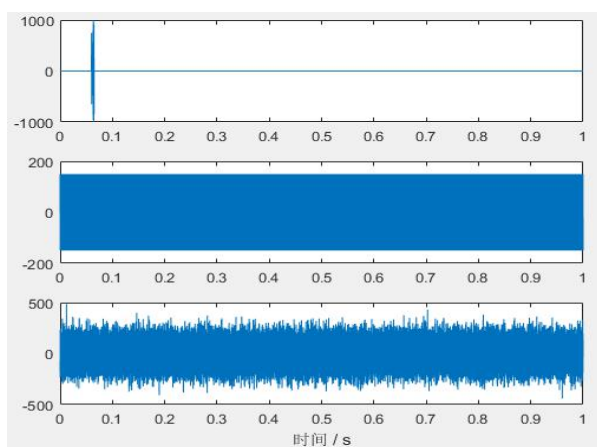


图 6 脉冲、工频、白噪声时域曲线

Fig.6 Pulse, power frequency, white noise time domain curve

3.2 对四种源信号进行线性叠加

对以上四种源信号进行线性组合，如下：

$$\begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0.1 & 0.1 & 0.1 \\ 1 & 0.7 & 1.6 & 1.9 \\ 1 & 2.1 & 0.85 & 2.0 \\ 1 & 1.0 & 2.0 & 1.5 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} E(t, q) \\ f_m(t) \\ f_g(t) \\ f_b(t) \end{pmatrix}$$

其中 $x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)$ 为模拟的四路带有不同程度的脉冲信号 $f_m(t)$ 、工频为 2300Hz 的工频噪声 $f_g(t)$ 、白噪声 $f_b(t)$ 的核磁共振信号。

仿真得到 $x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)$ 信号如下：

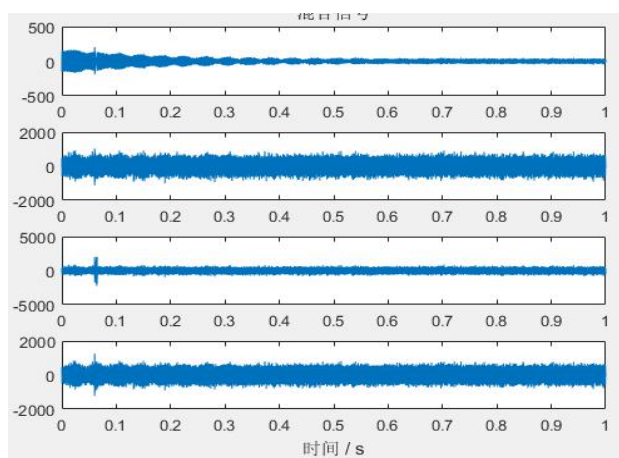


图 7 脉冲、工频、白噪声、核磁信号叠加后时域曲线

Fig.7 Time domain curve after pulse, power frequency, white noise and nuclear magnetic signal superposition

3.3 独立成分分析分离出解混信号

对以上四种组合信号进行独立成分分析，得到如下四个解混信号：

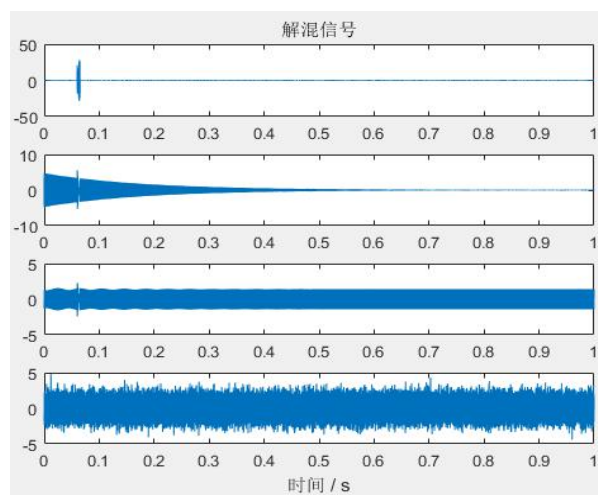


图 8 独立成分分析解混后时域曲线

Fig.8 Independent component analysis, time domain curve after unmixing

从图 9 对比源信号与解混^[17]后的核磁信号：

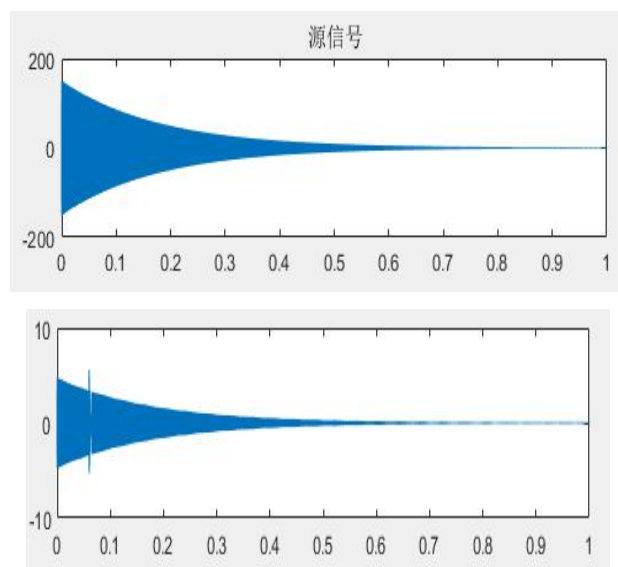


图 9 源信号与解混信号对比图

Fig.9 Source signal and unmixed signal comparison chart

3.4 频谱校正法进行分离 MRS 信号的幅值恢复

从图 9 可以看出通过独立成分分析的方法得到的解混信号与原信号形式上基本一致但是顺序上有所不同。

不难发现在幅值上原核磁信号与独立成分分析解混得到的信号幅值差距很大，大约为 $k=32$ 倍。

通过频谱校正法进行分离 MRS 信号的幅值恢复后得到：

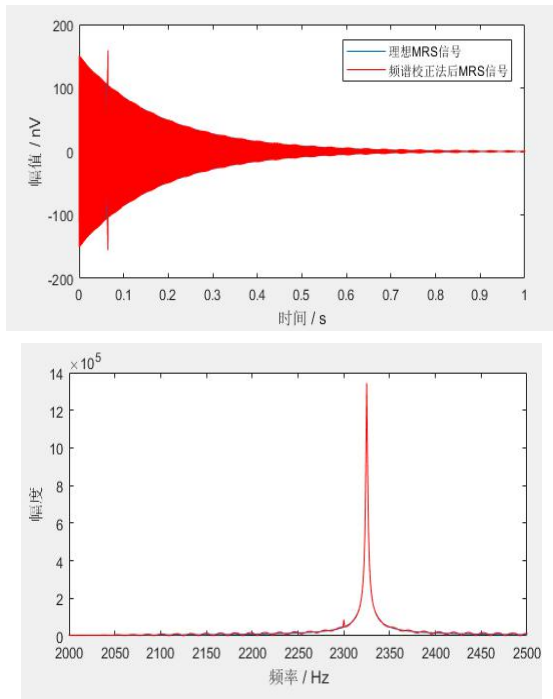


图 10 源信号与解混信号时域 (a) 频域 (b) 曲线对比图

Fig.10 Time domain (a), frequency domain (b) curve comparison diagram of source signal and unmixed signal

由此发现由独立成分分析得到的核磁信号经过幅值恢复后与源核磁信号^[18]基本一致, 相对误差较小。

4 结论

通过采用基于独立成分分析算法解混带有噪声的混合信号在经过频谱校正法后得到的信号与原核磁信号基本相同, 从而基本上实现了混合信号的分离与还原。对核磁信号去噪方法研究的过程中, 通过 matlab 软件模拟出实际采集中得到的四路混合信号, 通过独立成分分析算法的应用选择适合核磁信号特征的非线性函数, 由于分离得到的解混信号幅值无法确定但形式上与原信号相似, 依此采用频谱校正方法得到原信号本身与解混信号的幅度关系来实现对分离信号的幅值恢复。通过 matlab 仿真以及算法处理, 证明了独立成分分析算法及频谱校正算法能在十分有效的去除核磁信号中工频干扰、脉冲噪声和白噪声同时保留源核磁信号的时域, 频域特性表现出其有效性和实用性^[19 20]。

参考文献

1. 周媛媛. 基于 ICA 的全波 MRS 信号消噪方法研究[D]. 吉林大学, 2016.
2. 田宝凤, 周媛媛, 王悦, 李振宇, 易晓峰. 基于独立成分分析的全波核磁共振信号噪声滤除方法研究[J]. 物理学报, 2015, 64(22): 446-457.
3. 陈军林, 彭润民, 闫岩, 赵伟光. 基于独立成分分析和形态特征的干涸水系提取[J]. 国土资源遥感, 2018, 30(04): 163-170.
4. 王海玉, 王映龙, 闵建亮, 胡剑锋. 基于独立成分分析降噪与集成分类器的疲劳脑电分析[J]. 科学技术与工程, 2018, 18(32): 200-205.
5. 谢学多, 肖黎, 屈文忠. 温变工况下螺栓松动检测的独立成分分析方法[J]. 振动. 测试与诊断, 2018, 38(05): 922-928+1078.
6. 高艺晋, 童纪新, 代杰. 基于独立源分析的小波神经网络油价预测[J]. 统计与决策, 2018, 34(19): 95-99.
7. 武杰, 周春宇, 杨叶, 付令. 基于组独立成分分析方法的情绪刺激对脑部激活区域的研究[J]. 生物医学工程学进展, 2018, 39(03): 125-129.
8. 付令, 武杰. 独立成分分析在视觉运动核磁共振数据处理中的应用[J]. 中国医学物理学杂志, 2017, 34(07): 676-680.
9. 王培良, 叶晓丰, 杨泽宇. 独立成分相关分析的自适应故障监测方法[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(09): 1331-1338.
10. 高飢生, 赵英俊. 高分辨率卫星图像变化检测方法研究[J]. 铀矿地质, 2018, 34(04): 245-251.
11. 王晶, 金安迪. 基于独立成分分析的高光谱图像降维及分割[J]. 测绘与空间地理信息, 2018, 41(06): 86-90.
12. 刘宁, 杨剑. 生成式对抗网络在抑郁症分类中的应用[J]. 计算机应用与软件, 2018, 35(06): 163-168+233.
13. 刘刚, 王航, 穆文军. 基于独立成分分析的钻头振动信号识别方法[J]. 科学技术与工程, 2018, 18(16): 33-37.
14. 赵军霞. 基于独立成分分析的静息态脑网络研究[D]. 湖南师范大学, 2018.
15. 鄂建伟. 基于独立成分分析的国际黄金价格分析与预测[D]. 陕西师范大学, 2018.
16. 孙京阳, 喻春雨, 董仕佳. 非局部均值噪声预测的独立成分分析降噪研究[J]. 光学精密工程, 2018, 26(02): 511-516.
17. 全海燕, 高略. 基于一种单纯形邻域与多角色进化策略算法的重力固体潮信号独立成分分析[J]. 地球物理学进

展,2018,33(04):1403-1409.

18. 高立坤. 基于 FastICA 的实时心电信号提取算法及 ASIC 设计[D].浙江大学,2018.
19. 董哲,刘文娟.基于改进的动态核独立成分分析的故障监测[J].工业控制计算机,2017,30(10):24-26.

基于 STM32 的防碰瓷系统设计与开发*

毛瑞民；唐阳慧；闵 杰

(吉林大学仪器科学与电气工程学院，长春 130012)

摘要：此系统旨在解决当汽车行驶过程中存在的碰瓷问题，利用超声波传感器、压力传感器对行人与车之间的距离进行测量，当超过一定安全距离或行人以超过一定速度向车运动时，汽车报警系统发出警告提示行人，与此同时对正常行人来说则可以提示司机当前可能会有危险发生，以此来减少交通事故的发生率；系统使用的压力传感器能实测出当行人与车辆相撞时，行人与车之间相互碰撞应力的大小，可作为交警在判断事故责任时的辅助证据。

关键词：防碰瓷 汽车 超声波传感器 压力传感器

Design and development of anti-collision porcelain system based on STM32

Mao Ruimin; Tang Yanghui; Min Jie

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: This system is designed to solve the problem of collision between porcelain when driving a car. Ultrasonic sensors and pressure sensors are used to measure the distance between pedestrians and vehicles. When a certain safety distance is exceeded or pedestrians move to the vehicle at a certain speed. At the same time, the car can issue an alarm. At the same time, the ordinary pedestrian can remind the driver that danger may occur to reduce the occurrence of traffic accidents. The pressure sensor can measure the interaction between the pedestrian and the car when the pedestrian collides with the car. The size of the force can be used as auxiliary evidence for the traffic police in determining the responsibility of the accident.

Key words: anti-collision porcelain automobile ultrasonic sensor pressure sensor

0 前言

随着国民经济水平和综合国力的提升,汽车也逐渐成为主力代步工具,各家各户也拥有了属于自己的私家车。有一种怪现象也随之蔓延而生,那就是碰瓷。而且几乎每天的新闻都有关于碰瓷的报道,碰瓷违法成本较小,现场责任认定困难,这也是无法遏制碰瓷的原因,即使一次碰瓷不成,可以下辆车继续碰,让车主防不胜防^[1]。

行车记录仪的出现解决了现场责任认定困难的问题,有效遏制了碰瓷的发生,但是还是有些碰瓷人员抱着侥幸心理,继续尝试碰瓷,有些车主明明装有行车记录仪,也确定不是自己的责任,但是由于赶时间,也被迫妥协私了,纵容了碰瓷人员的行为。而有些碰瓷人员,技术、演技都比较高,即使观看行车记录仪

也无法认定责任。

从碰瓷人员的角度来说,碰瓷也是一件非常危险的事情,国内外不乏碰瓷反被扎死的案例,由于司机视野的盲区或反应不及,都有可能造成碰瓷人员的伤亡,给双方都带来了重大的损失。本文意在提供一种汽车行驶过程中的防碰瓷装置,该装置能够在汽车行驶移动时开启摄像头,实时发送给上位机是否有碰撞应力及大小,在发现有碰瓷状况时对车主和行人进行提醒,有效防止碰瓷行为,提高行车安全。

1 系统总体设计

本系统设计采用单片机型号 STM32F103ZET6 作为核心处理器,搭配两个超声波模块 HC-SR04 进行测距,以便准确测量行人与车之间的距离以及行人速度;搭配压力传感器 HX711 测量当行人与车

*指导老师：孙锋

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B65626）

相撞时碰撞应力值大小；使用摄像头 OV7670 及 TFTLCD 显示屏进行实时图像显示。如果行人速度大于设定数值或与汽车距离小于安全距离时，蜂鸣器报警，LED 闪烁。

2 硬件设计部分

2.1 系统总体设计

系统采用集成化开发板和标准模块化电路设计，系统总体框图构架如图 1 所示。

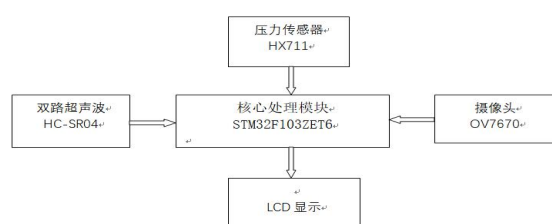


图 1 系统结构框图

Fig.1 System block diagram

2.1.1 超声波模块

系统的距离测量模块采用的是 SC-SR04 超声波测距传感器，该传感器测量性能高，稳定性强，与国外的 SRF05, SRF02 等其他价格更高的超声波传感器模块无明显差距 [2] [3]。该模块的测量盲区范围为 0-2cm，可以稳定测距，其主要用来进行非接触式的测量。模块工作原理：

(1) 触发 I/O 测距，发送至少 10 微秒的高电平信号；

(2) 模块时钟电路能够自动发送 8 路 40kHz 的方波信号，并同时自动检测返回信号的状态；

(3) 当检测到有返回信号时，则采用 I/O 口输出一个高电平的时钟信号，高电平信号上升沿所延续的时间则为信号从发射到返回的时间；

(4) 距离=(信号上升沿持续时间*声速)/2。声速默认值：340m/s。

超声波工作时序图如图 2 所示。

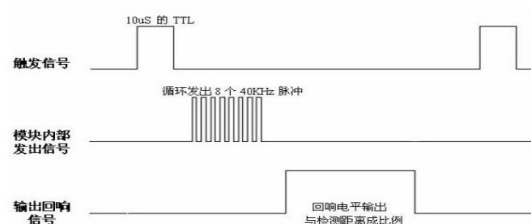


图 2 超声波工作时序图

Fig.2 Ultrasonic working sequence diagram

本设计采用双路超声波模块，增加了距离测量的数据采集范围，并且降低了盲区测量范围，提高

了系统整体的测量精确度。图 3 为超声波工作电路原理图：

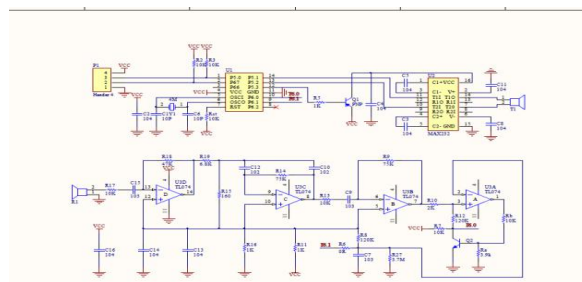


图 3 超声波模块电路图

Fig.3 Ultrasonic module circuit diagram

2.1.2 压力传感器 HX711

系统的压力测量模块采用的是 HX711 称重型传感器。HX711 AD 转换器是一款 24 位的高精度 AD 转换芯片。与同类型其它 AD 转换芯片相比，该芯片集成了更多模块电路。主要包括电源稳压电路、片内时钟频率振荡器等，以及同类型芯片所需要的外围电路，使其具备集成度高、测量响应速度快、抗干扰性强等优点，同时降低了压力传感器的整体制造成本，提高了模块的性能和可靠性 [4]。本次设计选用该传感器的主要原因在于其价格便宜，使用方便，操作灵活。 [5] [6]。

压力传感器的测量程序原理：假设重力为 $A \text{ Kg}$ ，($x < 5 \text{ Kg}$)，测量出来的 AD 值为 y 。传感器输出，发送给 AD 模块儿的电压为 $A \text{ Kg} * 4.3 \text{ mV} / 20 \text{ Kg} = 0.215 \text{ mV}$ ，放大 128 倍后增益值为 $128 * 0.215 \text{ A} = 27.52 \text{ AmV}$ 转换为 24bit 数字信号为 $27.52 \text{ mV} * 2^{24} / 4.3 \text{ V} = 107374.182$ ，所以 $y = 107374.182 \text{ A}$ ，因此得出 $A = y / 107374.182$ ；
测量程序：Weight_Shiwu=(unsigned long)((float)Weight_Shiwu/107.4);

本次设计采用的 HX711 模块量程为 200N，模块电路原理图如图 4：

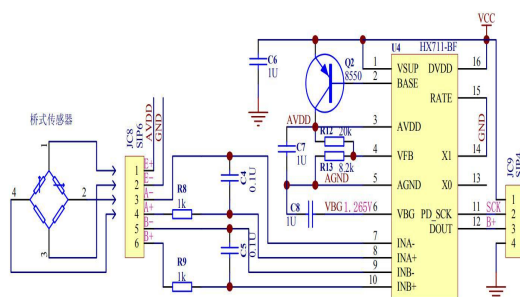


图 4 压力传感器模块电路原理图

Fig.4 Pressure sensor module circuit schematic

重力传感器模块内部 AD 将模拟量转换为数字量，内部装有应变电阻，通过电桥的两个量程 1K

应变电阻影响输入电压，将输出电压通过 128 倍增益，再转化为 24 字节数字信号，使 0-5kg 的重物一一通过应变电阻对应一个数字信号，由于因变量 y 值随自变量变化幅度很小，可以看做线性关系，而且芯片模块内部程序也将其视为线性关系，所以我们重力传感器将 0-5kg 量程转化为了 0-50N 量程，并且与数字量一一对应，将重力传感器改为了压力传感器，使其输出碰撞压力值。matlab 绘制自变量电桥阻值 x（欧姆）与因变量输出电压 V（mv）如下图所示。

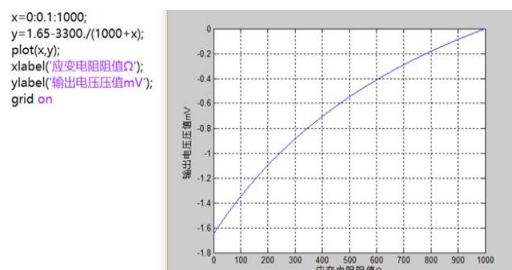


图 5 matlab 绘制电桥输入输出图

Fig.5 Matlab draws bridge input and output diagram

2.1.3 摄像头与 LCD 显示屏模块

OV7670 CAMERACHIPTM 图像传感器, 功耗低, 体积相对较小。并且提供 VGA 图像传输和影像处理器的所有功能^{[7][8]}。OV7670 像素大小为 656x488, 其中 640x480 个为有效像素点 (即 307200)。采用 SCCB 总线来控制^[9]。该产品的 VGA 图像传输速率最高可达到 30 帧/秒。能够满足设计所需的图像采集功能。其实物如图 6 所示。



图 6 摄像头实物排线图

Fig.6 Camera physical cable diagram

本系统所采用的屏幕为 TFTLCD 屏, 分辨率为 800*480, 采用 NT35510 芯片驱动, 因此无需外加驱动器, STM32 或其他类型单片机都可轻松使用。其帧率计算公式为 $\text{fps} * (640 + 144) * (510 + x) * 2 = 12M(\text{Pclk})$ ^{[10][11]}。如图 7 为 OV7670 工作时序图:

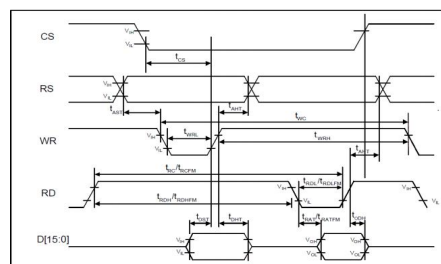


图 7 OV7670 工作时序图

Fig.7 OV7670 working sequence diagram

OV7670 板载背光, 只需 3.3V-5V 供电电压即可工作, 无需额外加大电压, 有内置 FIFO 存储器, 其处理速度可达 78.9 帧/S^{[12][13]}。如图 8 为 OV7670 电路设计原理图:

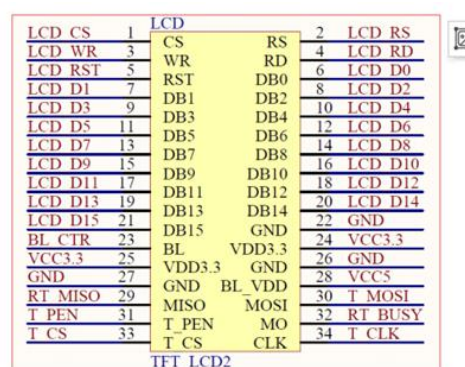


图 8 OV7670 引脚电路图

Fig.8 OV7670 pin circuit diagram

3 STM32ZET6 系统程序设计

本系统除了用 HX711 进行碰撞应力的实时测量, 超声波 HC-SR04 对其进行实时距离检测, 当距离小于安全距离时启动报警电路、同时 LED 闪烁, 还通过摄像头 OV7670 对行人进行实时监控, 当距离小于安全距离时或行人速度大于设定值, 摄像头 OV7670 对上位机发送一帧数据, 通过上位机进行显示, 记录并保存碰撞前的图像^{[14][15][16]}。系统流程图如下图 9, OV7670 摄像头实时采集图像如图 10, 上位机接收信号如图 11 所示。

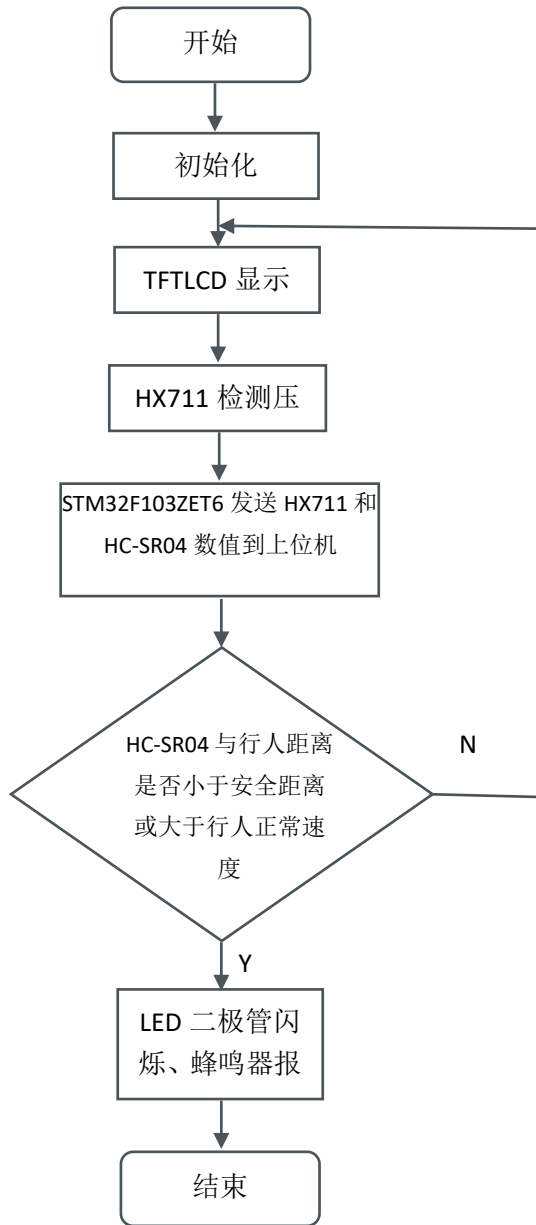


图 9 系统流程图

Fig.9 System flow chart

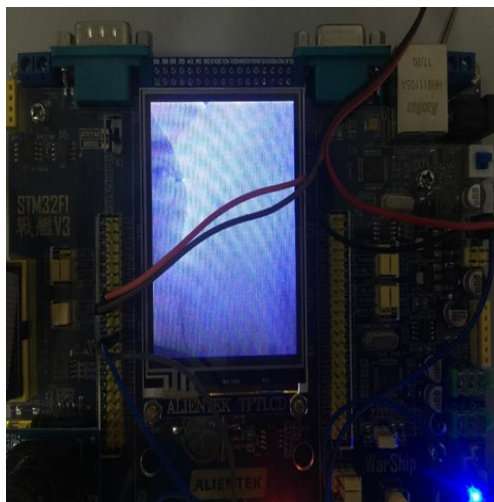


图 10 OV7670 摄像头实时采集图像

Fig.10 OV7670 camera captures images in real time

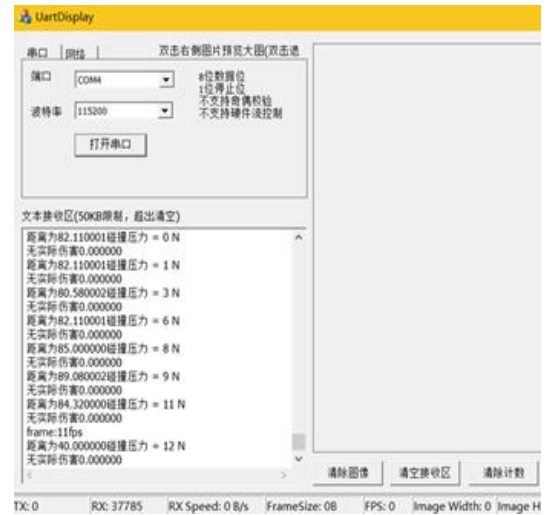


图 11 上位机接收信号

Fig.11 The host computer receives the signal

4 测试结果

表 1 系统对行人距离测试值

Table1 System-to-Pedestrian Distance Test Value

测量距离 /cm	实际距离 /cm	相对误差 %	测量距离 /cm	实际距离 /cm	相对误差 %
50	49.57	0.86 %	50	50.33	0.66 %
100	100.15	0.15 %	100	100.97	0.97 %
150	151.92	1.28 %	150	152.35	1.57 %
200	203.56	1.78 %	200	205.02	2.51 %
250	255.75	2.3 %	250	257.34	2.94 %

HC-SR04 对行人不同距离测量结果部分数值如上图所示，从表中不难看出 HC-SR04 精度较高，满足了系统对行人距离检测这一需求，但是不同材质的服饰会对测量结果有影响，这点应该改进。

5 结论

本项目成功完成了基于 STM32 防碰瓷系统的设计与开发，通过搭建压力传感器，摄像头和双路超声波等模块，能够完成预期人车距离的测量和行人靠近车辆及时报警，碰撞应力的测量和图像等数据采集功能并能完成实时的传输与分析，利用上位机软件判断是否发生碰瓷。系统借助 STM32 开发板的板载资源，优化了系统结构，节省了项目所花费的时间。

参考文献

1. 汽车行驶记录仪事故预防效果调查研究 庞昌乐，
2006 年 北京工业大学
2. 基于单片机中波广播发射系统同步激励器监测与切换
装置的设计 《安徽电子信息职业技术学院学报》，2008
年 顾姚昊 等
3. 基于 CPLD 的超声波水位测量系统的研究 张卓敏，
2010 年 武汉理工大学
4. 钢铁墙壁面爬壁机器人的研究 丁鹏，2012 年 太原理
工大学
5. 基于 OMAP3530 的船舶多功能组合导航仪的研究与设
计 《工业控制计算机》，2011 年 周辉 等
6. 无线控制的智能家居安保系统研究及应用 施建珍，
2006 年 东南大学
7. 基于 GPS/GIS/GPRS 的车辆监控管理系统的设计与开
发 程一沛，2009 年 西安科技大学
8. 基于 CAN 总线的车载 GPS 导航系统研究 张超，2008
年 东北大学
9. Bachir,Benslimane.Towards supporting GPS-unequipped
vehicles in inter-vehicle geocast.IEEE,2003:23-26
10. 基于 Windows Mobile 操作系统手机的 GPS 模块设计与
实现 田蓓，2008 年 厦门大学
11. 交流电力智能传感器粗信号处理实验系统的研制 程
志，2012 年 西华大学
12. 徐进,周宁.GPS 接收机的单片机通讯接口.南京大学天
文系. 南京市
13. 单片机原理与接口技术 何宏等
14. 基于单片机的 GPS 定位仪的研究与实现 胡成龙, 2006
年 华中科技大学
15. 赖麒文.51 单片机 C 语言的彻底应用.科学技术出版社
16. C 语言程序设计 谭浩强.

基于同场景不同曝光的高动态图像合成*

方天宇；田佳鑫；于航

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022）

摘要：针对大光比场景下的图像部分区域过亮或过暗的问题，提出使用多张同场景不同曝光的图像进行高动态范围图像合成的方法。首先通过改变相机的光圈大小和曝光时间长短获取不同曝光度，使用多张不同曝光度的图像来确定相机响应函数，进而根据响应曲线合成高动态范围图像，经过实验证实，该方法可以有效的提高图像的动态范围，具有不错的效果。

关键词：高动态范围图像 图像合成 照度

High dynamic image synthesis based on different exposures of the same scene

Fang Tianyu; Tian Jiaxin; Yu Hang

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract : Aiming at the problem that the image part of the scene is too bright or too dark under the scene of large light ratio, a method of high dynamic image synthesis using multiple images with different exposures of the scene is proposed. Firstly, different exposures are obtained by changing the aperture size and exposure time of the camera. Multiple images of different exposures are used to calibrate the camera response curve, and then HDR is synthesized according to the response curve. Experiments show that the method can effectively improve the dynamic range of the image.

Key words : High-Dynamic Range image Image synthesis Illuminance

0 引言

人眼所能察觉到的自然场景动态范围可达 10,000 : 1，虽然科技随着科技的发展，软硬件技术中对于图像的获取与显示水平已有所提高，但是市场中的图像获取设备的系统设计仍然是按照 100 : 1 - 300 : 1 的比例进行构造的，这种方式在一些大光比的场景尤其是逆光拍摄时，获得的图像远远不及人眼^[1,2]。而高动态范围（High-Dynamic Range，简称 HDR）图像在这一方面具有突出的效果。高动态范围图像能够提供比传统图像更大的动态范围，使图像的细节更加清晰。人们通过曝光时长的不同，获取亮区与暗区区别较大的图像，找出其中具有不同曝光时间以及最佳细节的 LDR 图像，将这些图像用于合成最终的 HDR 图像，以此来描绘出与真实场景

更为相似的图像^[3]。这种方法能够较好地提高图像中明暗的对比度，记载和表明场景中亮区和暗区的光学特性。

目前许多学者已经对获取 HDR 图像的获取方法进行了相关的研讨^[3]。Tocci M D 等人^[4]为获取具有不同曝光时长的图像，提出利用电路系统和分光技术的一种使用硬件设备的方法来直接获取 HDR 图像。此方法主要是通过设计成像系统的硬件部分，利用分光光度法将光分为不同的光线，从而得到曝光度不同的图像，计算获得拟合光线的响应函数，经计算得到 HDR 视频。但是这种方法不仅需要技术水平较高硬件，同时由于在采用了中性滤镜，光线的利用率低，效果并不理想。周继权等人提出了一种基于相机陈列的 HDR 图像合成方法。该方法为了应对不同的动态光照，使用不同的数码相机并令其曝光参数各不相同，在同一时间拍摄，对形成

*指导老师：陈祖斌

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017B65620)

的所有图像进行处理, 最终得到 HDR 图像。但是这个方法计算较为复杂, 随着计算量的增加, 为保证图像获取的时间, 对硬件要求也随之提高。

本文利用多幅同一场景不同曝光的图像, 分别恢复彩色图像 RGB 通道的相机响应曲线^[5], 并获得各个通道照度与图像像素值之间的映射关系, 进而合成 HDR 图像。但是彩色图像在分别对 R、G、B 通道建立相机响应曲线在合成时, 会使合成后的图像产生色彩偏差, 所以对融合后的高动态范围图像进行色彩校正也是极为重要的一步。

1 基本原理

HDR 图像可以有效的获取真实场景的光照信息, 使图片更接近人眼看到的景象。本文利用曝光时长不同的照片来进行 HDR 图像的合成。算法流程如图 1 所示:

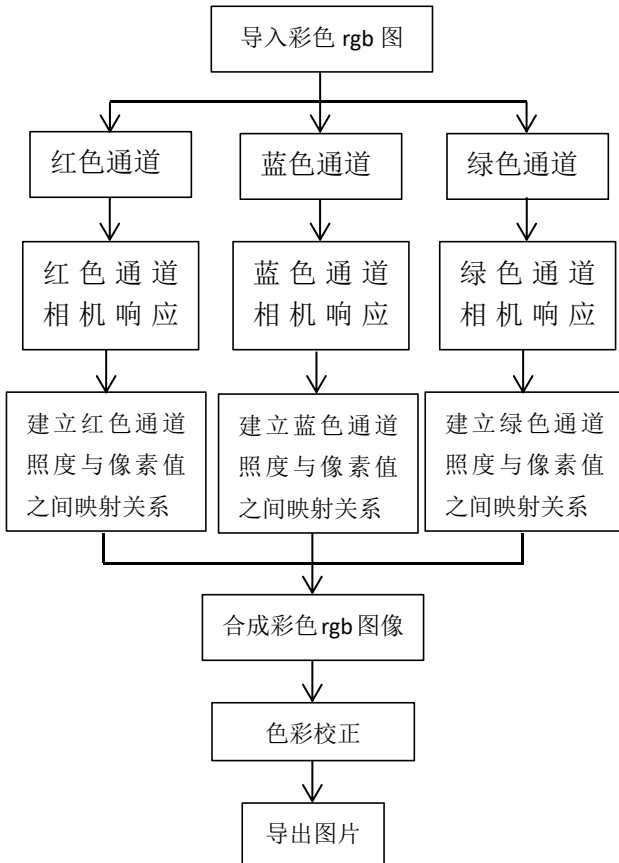


图 1 HDR 合成流程

Fig.1 HDR synthesis proces

相机的成像需要几个步骤: 首先由物体反射的光通过摄像机镜头传送到 CCD, 然后在 CCD 上执行滤色和光电 (光电转换), 并且要求所述对象在一个固定的排列顺序被拍摄。随后将其“分解”成为多个独立的像素, 并且所有像素被转移到模数数字转换器上, 进行模数转换, 之后发送到图像处

理器上^[6], 加工成实像, 最后经压缩, 储存到存储介质中。

1.1 计算各通道响应曲线

RGB 图像是通过改变红(R)、绿(G)、蓝(B)三个颜色通道并叠加彼此来获得的。因此, 有必要计算 R、G、B 三个通道的响应曲线^[7]。

算法所使用的图片均是相机定点拍摄静态场景且在忽略光照变化的前提下拍摄得到, 所以每张图片中相同位置像素点 i 的光照强度值 Ea_i 为常量。

像素值 X_{ij} 与光照强度 Ea_i 、曝光时间 Δt_j 之间的关系如下:

$$X_{ij} = f(Ea_i \Delta t_j) \quad (1)$$

其中, j 代表图片 Δt_j 对应的第 j 帧图像。

对式(1)求反函数并取对数, 可得

$$g(X_{ij}) = \ln Ea_i + \ln \Delta t_j \quad (2)$$

在 (2) 式中引入约束条件, 假设得到图片中灰度值处于中间的对应单位曝光量, 即

$$g(X_{mid}) = 0, X_{mid} = \frac{1}{2}(X_{max} + X_{min}) \quad (3)$$

当拍摄图片数量为 N , 每幅图片的采样点数为 P , 为了计算出相应的映射关系, 需要求解出式 (2) 中 256 个 $g(X_{mid})$ 和 P 个 $\ln Ea_i$ ^[8]。图片数目 N 与采样点数 P 需满足公式 (4):

$$N \times P + 1 \geq 256 + N \quad (4)$$

将采样点的灰度值和曝光时间带入公式 (2) 得到一个方程, 但这个方程无法求出唯一解。可以利用最小二乘法求解, 满足公式 (5)

$$Q = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^P [g(X_{ij}) - \ln Ea_i - \ln \Delta t_j]^2 \quad (5)$$

为了降低其他因素的影响, 可以引入权值 $\omega(v)$

$$\omega(v) = \begin{cases} x - X_{min}, & x \leq 1/2(X_{min} + X_{max}) \\ X_{max} - x, & x > 1/2(X_{min} + X_{max}) \end{cases} \quad (6)$$

将 $\omega(v)$ 带入公式 (5) 可得:

$$Q = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^P \{[\omega(X_{ij})][g(X_{ij}) - \ln Ea_i - \ln \Delta t_j]\}^2 \quad (7)$$

公式 (7) 即为相机响应曲线。彩色 RGB 图像需要对三个通道分别计算响应曲线。

1.2 建立各个通道照度与像素之间映射关系

通过各个通道的响应曲线可以得到各个通道的像素值与光照强度值之间的映射关系^[8]。

通过公式 (2) 可得:

$$\ln Ea_i = g(X_{ij}) - \ln \Delta t_j \quad (8)$$

将 $\omega(v)$ 代入公式 (8) 可得:

$$\ln Ea_i = \frac{\sum_{j=1}^P \omega(X_{ij})(g(X_{ij}) - \ln \Delta t_j)}{\sum_{j=1}^P \omega(X_{ij})} \quad (9)$$

公式(9)即光照强度与像素值之间的映射关系。

1.3 合成高动态范围图像

依照公式(9)能够得到每一像素点的光照强度,为了减小误差和噪声的影响,可以利用加权平均的方法,计算所有的 N 幅原图像中每个像素的照度值 Ea_i , 进而得到高动态范围图像^[10]。

1.4 色彩校正

对彩色图像的 RGB 三个通道分别计算响应曲线,合成的高动态范围图像会产生色偏。所以需要合成之后的图片进行色彩校正。采用的办法是对合成之后的图片进行白平衡处理^[11]。常见的白平衡处理方法有灰度世界法、完美反射算法等。灰度世界法对于色彩单一图像的处理效果不佳,当拍摄照片颜色较为单一时不能很好的进行色彩校正^[12]。完美反射算法以图像上的最亮点为白点,并以此白点为参考对图像校正^[13]。

具体步骤如下:

- (1) 计算每个像素点的 R\G\B 之和分布,并保存到一个临时内存块中。
- (2) 按 R+G+B 值的大小计算出其前 10% 或其他比率的白色参考点的阈值 $T^{[14]}$ 。
- (3) 判断图像中的每个点,找出其中 R+G+B 的值大于 T 的全部点,计算在这些点在 R\G\B 三个分量上的累积和的平均值。
- (4) 将每个点的像素量化到[0,255]之间。

2 实例

采用本文方法,进行了 HDR 图片合成的实验,图 2 和图 3 为两张同一场景不同曝光的图片,图 4 为生成之后的 HDR 图片。图 4-6 分别为图 2-4 的亮度直方图。

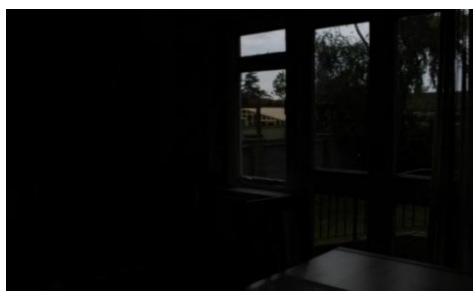


图 2 曝光不足的照片

Fig.2 Low-exposure photos



图 3 曝光过度的照片

Fig.3 Excessive-exposure photos



图 4 合成的 HDR 图片

Fig.4 Synthetic HDR Pictures

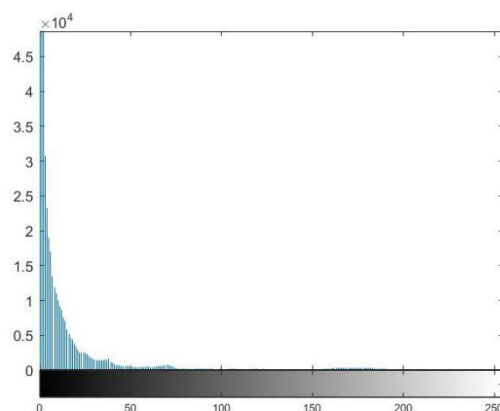


图 4 欠曝光照片的直方图

Fig.4 Low exposure picture histogram

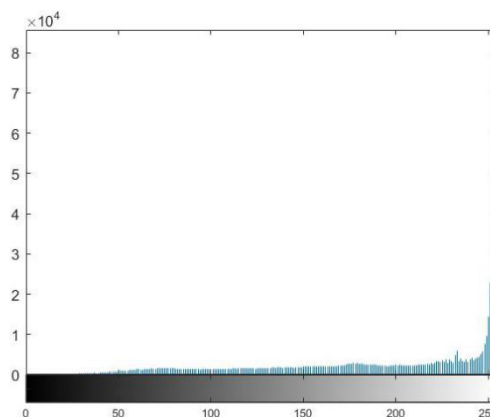


图 5 过曝照片的直方图

Fig.5 High exposure picture histogram

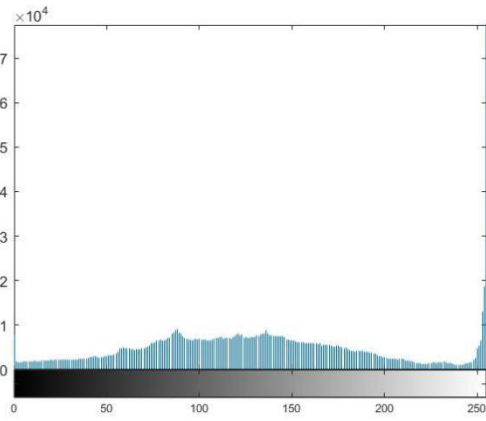


图 6 合成的高动态范围图像直方图

Fig.6 Synthetic high dynamic range image histogram

3 总结

针对普通相机为获得高动态图像,进行合成的过程,本文通过定点拍摄的方式,获取多张同场景不同曝光值的图像,分别计算图像的 R、G、B 三个通道的相机响应曲线,得到像素值与光照强度之间的映射关系,然后合成高动态范围图像。对合成之后的图片进行白平衡处理,消除色偏带来的影响。由以上的直方图可以看出,在曝光不足的照片中,像素点大都集中在较暗的部分。而在曝光过度的照片中,像素点集中在亮度最大值一侧。合成后的照片虽然仍有部分像素堆积在亮部,但总体已呈正态分布,对照片的细节还原度最好。由于拍摄过程中可能出现的轻微抖动,导致在响应曲线的拟合和图像合成过程中产生误差,所以需要对图像进行配准,本文暂未考虑此问题。

参考文献

1. 谢志峰,叶冠桦,闫淑琪,何绍荣,丁友东.基于生成对抗网络的 HDR 图像风格迁移技术[J].上海大学学报(自然科学版),2018,24(04):524-534.
2. 闫苏琪. 基于 sCMOS 的高动态范围图像合成技术研究[D].中国科学院大学(中国科学院光电技术研究所),2018.
3. 郭剑桥. 多曝光融合算法研究及 HDR 图像合成与色调映射算法设计实现[D].中国科学技术大学,2016.
4. 姚洪涛,李鑫岩.RGB 空间的 HDR 图像合成与色彩调节算法[J]. 长春理工大学学报(自然科学

版),2015,38(05):145-149.

5. 焦淑云. 基于合成的高动态范围图像获取算法研究[D]. 西安邮电大学,2015.
6. 陈军,胡福乔.YUV 空间的彩色图像 HDR 合成算法[J]. 计算机工程,2012,38(09):214-216+233.
7. 陈军. 基于达芬奇平台的 HDR 图像合成算法研究[D]. 上海交通大学,2012.
8. 葛成. 高动态范围图像合成与配准技术研究[D].上海交通大学,2010.
9. 张军,戴霞,孙德全,等.不同曝光值图像的直接融合方法[J].软件学报,2011,22(4):813-825.
10. Tocci M D,Kiser C,Tocci N,et al.A versatile HDR video production system[J]908.ACM Transactions on Graphics,2011,30(4):41-89
11. Ilija Popadić,Branislav M. Todorović,Irini Reljin. Method for HDR-like imaging using industrial digital cameras[J]. Multimedia Tools and Applications,2017,76(10).
12. Kang-Hyun Jo,Andrey Vavilin. HDR Image Generation based on Intensity Clustering and Local Feature Analysis[J]. Computers in Human Behavior,2010,27(5).
13. Akasaka, H.,Yanagisawa, M.,Togawa, N.. Energy-efficient high-level synthesis for HDR architectures with clock gating[P]. SoC Design Conference (ISOC), 2012 International,2012.
14. Wu, J.C.-H.,Guo-Shiang Lin,Hsiao-Ting Hsu,You-Peng Liao,Kai-Che Liu,Wen-Nung Lie. Quality enhancement based on retinex and pseudo-HDR synthesis algorithms for endoscopic images[P]. ,2017.

心脏起搏器磁耦合式无线充电电路的设计与实现*

邸云鹏；张 阳；张嘉伟

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130022；）

摘要：本文首先针对植入式心脏起搏器电池供电时间有限的缺点，提出了一种感应充电设计方案。并且介绍了无线充电技术国内外发展现状，当前主要理论，技术手段等。然后采用线圈耦合及高频开关技术原理来搭建一个电能传输系统，并从等效电路角度对该系统进行仿真，系统的分析了传输效率以及传输功率，与传输距离、线圈电流的频率、负载大小之间的关系。最后设计了无线电能发射模块和无线电能接收模块，并在接收电能模块之后加入了整流，滤波，稳压和电池充电管理电路。并在工作频率为4MHz的前提下，进行了实验验证。从工程上解决了起搏器的电池只能一次性使用的问题。

关键词：无线充电 磁耦合谐振 E类功率放大器 能量传输效率 充电管理

Design and Implementation of Magnetically Coupled Wireless Charging Circuit for Cardiac Pacemaker

Di Yunpeng; Zhang Yang; Zhang Jiawei

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: This paper firstly proposes an inductive charging design scheme for the shortcomings of the battery life of implantable cardiac pacemakers. And introduced the development status of wireless charging technology at home and abroad, the current main theories, technical means and so on. Then use the principle of coil coupling and high frequency switching technology to build a power transmission system, and simulate the system from the perspective of equivalent circuit. The system analyzes the transmission efficiency and transmission power, and the transmission distance, the frequency of the coil current, and the load size. The relationship between. Finally, the radio energy transmitting module and the radio energy receiving module are designed, and the rectification, filtering, voltage regulation and battery charging management circuits are added after receiving the power module. Experiments were carried out under the premise of working frequency of 4MHz. It has solved the problem that the battery of the pacemaker can only be used once.

Key words: Wireless charging Magnetic coupling resonance Class E power amplifier Energy transfer efficiency Charge management

0 前言

植入式医疗装置是指埋至在人体内部的医疗装置。随着现代医疗技术的飞速发展，植入式医疗装置的种类越来越丰富，但是随之而来的问题是：如何给植入式医疗装置长期供电？

传统的方法一般是采用一次性电池供电，以心脏起搏器为例，这种一次性电池一般能维持3-4年。

一旦电池电量耗尽，就不得不通过手术来更换电池^[1]。然而患者对电池的电量剩余并不了解。甚至患者还可能因为某种原因错过了更换电池的时间而导致心脏起搏器断电。如此一来病人一方面要承受高额的手术费用，另一方面还要承受手术的风险。为了解决心脏起搏器需要频繁更换电池的问题，将无线电能传输技术运用于心脏起搏器的充电中来。本文提出了一种基于磁耦合的高频小功率无线电能传输方案，电磁耦合结构相当于一个没有铁芯的松耦

*指导老师：嵇艳鞠

项目类型：大学生创新创业训练项目(2017B65618)

合变压器，频率很高的交变电流流过初级线圈，根据法拉第电磁感应定律，在变压器的次级线圈两端能产生感应的高频交流电压，采用整流桥将交流电变为直流电并且将输出电压进行稳压，可以为负载提供能量，实现电能从初级线圈到次级线圈的转移。

早在 20 世纪 90 年代，欧美日等国家就已经开始研究无线电能传输技术，并已取得重大技术突破^[2]。自从 2007 年，MIT 的 Marin Soljacic 教授提出了基于磁耦合谐振式无线充电理论，即当两个线圈在同一频率下发生谐振时，线圈的轴线上产生强大的磁场，此时接收线圈的磁通发生变化，线圈两端感应出电压。并成功利用此原理点亮了一个两米以外的 60W 灯泡^[3]。随后便掀起了无线电能传输技术研究的热潮。韩文娟对无线经皮电能传输，E 类功率放大器进行了系统的分析，并且设计了无线经皮感应充电电路。为电路的设计但是只针对传输效率进行了数学建模，并没有进行仿真分析，且该充电系统是一个开环的系统。目前我们对心脏起搏器的无线充电有了新的思路与想法，并进行了改进与设计。

1 电路模型与分析

由于是心脏起搏器的无线充电技术，因此需要分为体外部分和体内植入部分，其设计电路如图 1-1 所示。体外部分为无线充电发射装置，分别为高频信号发生器和功率放大电路。体内植入部分为给心脏起搏器充电的装置，包括了整流滤波电路、稳压电路和充电电路。其中需要注意的是体外部分在实验过程中需绑缚在动物体表，而且初级线圈应尽可能的与植入的次级线圈对应。同时无线经皮能量传输属于疏松耦合系统，传输性能一般较差，为了提高系统的传输能力，需要用高频信号驱动原边线圈^[4]。

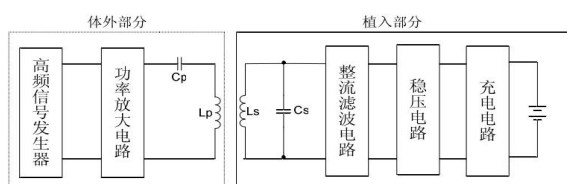


图 1-1 整体电路设计

Fig.1-1 Overall circuit design

2 电路设计与分析

2.1 功率放大器分析与设计

高频功率放大器所采用的主要类型有 C 类、D

类和 E 类。对于 C 类功率放大器来说，晶体管工作在有源状态，漏极的耗散功率比较大，放大器的效率比较低，在实际使用中仅能达到 60% 左右。而对于 D 类和 E 类功率放大器，晶体管工作在开关状态，漏极电压和电流不同时出现，从而极大地提高了效率，在实际电路中最高能够达到 90% 左右。它们也是高频无线电能传输系统中所主要采用的放大器类型。

D 类功率放大器由两个晶体管组成，两管轮流导通工作，但在开关转换的瞬间，两个晶体管可能会同时导通或关断，这样就会使效率下降，并可能由此引起二次击穿而使晶体管损坏。E 类功率放大器由单个晶体管组成，在一定程度上弥补了 D 类的缺陷，进一步提高了工作频率和效率，但它也存在着不足。E 类不仅要求晶体管有更高的耐受电压，而且工作在不同负载条件下有可能导致不可预料的高峰值漏极电压或电流，从而造成晶体管的损坏。综合两类功放的特点，本产品决定选择 E 类^[5]，其典型结构如图 2.1-1 所示。

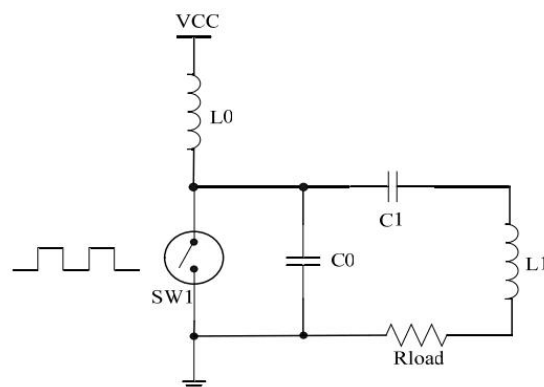


图 2.1-1 E 类放大器典型结构

Fig.2.1-1 Typical structure of class E amplifier

其中 L_0 是高频扼流线圈，其作用是使流过的电流尽可能为直流，所以在选择的时候应该使 L_0 的值足够大。

电容 C_1 和电感 L_2 组成串联谐振回路（初级绕组阻抗主要是感性的，系统的功率因数非常低。需在电路中放置电容以补偿初级绕组电感。若初级电感与补偿电容在系统工作频率下达到谐振，系统需要的无功功率则完全由补偿电容来提供，高频电源只需要提供系统需要的有功功率。）

R_{load} 是由次级回路反射到发射回路中的等效负载阻抗。在实际电路中，开关 SW_1 是由晶体管 (BJT 或者 MOSFET) 实现的，它们都是用栅源电压控制开关管的通断。

2.2 驱动线圈载波频率选择

对于植入医疗电子产品来说，电磁结构参数要

受到严格的应用限制。经皮变压器的线圈体积和质量应该尽可能的小，以减小人体或动物的不适感，经实验证明，提高加在初级线圈上交流电的频率可以达到与增加线圈匝数同样的效果。因此，无线能量传输系统的工作频率应该在高频频段。但是，当频率很高的电流通过导线时，“趋肤效应”越显着，可以认为电流只在导线表面上很薄的一层中流过，这等效于导线的横截面积减小，电阻增大。若载频较低，则会降耦合系数从而导致能量传输效率降低[6]。

经查阅相关资料，决定选择载波为 4MHz。

2.3 体外能量发射电路

体外能量发射电路如图 2.3-1 所示。

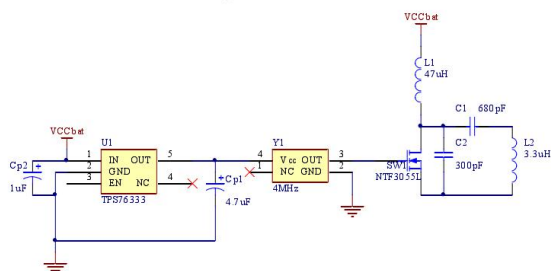


图 2.3-1 体外能量发射电路

Fig.2.3-1 External energy emission circuit

E 类功率放大器的开关管选用的是美国 ON 半导体公司生产的场效应管，型号是 NTF3055L108。由于其具有良好的高速开关性能因此十分适合在本产品上使用。Y1 为 4MHz 的有源晶振，在 OUT 引脚上输出频率为 4MHz 的方波，作为 E 类放大器中 MOSFET 的开关信号。U1 为可关断 3.3V 低压差线性稳压器 TPS76333，其作用是将 +5V 的直流电源电压变换为 3.3V 直流电压，为有源晶振 Y1 供电[7]。

2.4 倍压整流电路

通过耦合接收到的电压是和发射端载波同频率的高频交流电压，需要经过整流滤波之后才能被后续电路使用。因此设计电路如图 2.4-1 所示[8]。

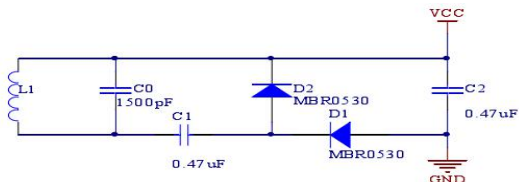


图 2.4-1 倍压整流电路

Fig.2.4-1 Voltage doubler rectifier circuit

变压器次级线圈输出端电压是高频交流电，二极管在导通瞬间将会有大量的功率消耗，不利于体内能量接收电路功耗的降低。倍压整流电路和桥式整流电路相比较可以看出，前者只使用了两个二极管，减小了能量在二极管上损耗，降低了体内电路

的功耗。并且倍压整流电路中电容有滤波作用，所以后续电路中不再需要加入滤波电容，使电路便得更简单。

2.5 稳压电路

为了给后续充电电路提供比较稳定的充电电压，不至于因两线圈位置变动引起的电压波动影响充电电路的电压输入，还需要对整流后的电压进行稳压处理。

对稳压芯片的选择同样应该遵循芯片功耗低、体积小、外围电路简单的原则。通过比较我们选用由 ON 公司开发的 NCV4264 稳压芯片，该芯片的静态电流较低，占用体积小。其连接电路如图 2.5-1 所示[9]。

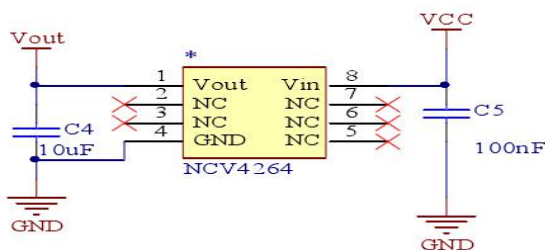


图 2.5-1 稳压电路

Fig.2.5-1 Regulator circuit

2.6 体内充电管理电路

首先选用锂电池作为可充电电池。传统的恒压充电模式，在充电过程中，随着电池电压上升，充电电流逐渐下降，当充电电流下降到设定值时，可以认为电池达到满充状态，结束充电。随着充电电流的减小，电池的充电速率降低，从而造成电池的平均充电速率降低，延长了充电时间。并且当电池放电深度过深时，在充电初期，若充电电流过大会对电池造成严重损伤。采用恒定电流/恒定电压阶段式充电方式能够提供快速充电，克服单一方式恒压充电方式的缺点。本次设计选择使用 LTC4054L 专用单节锂离子充放电管理芯片。其设计如图 2.6-1 所示[10]。

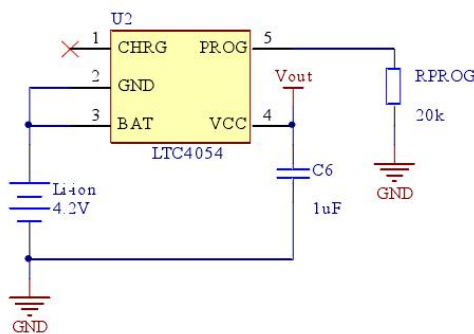


图 2.6-1 体内充电管理电路

Fig.2.6-1 In vivo charge management circuit

其中 BAT 引脚是充电电流输出端，为锂离子电池提供充电电流并控制精度为 $\pm 1\%$ 的 4.2V 充电终止电压。VCC 是电源供应端。

3 测试结果与比较

在设计完成后进行了充电数据测试，得到测试结果：充电效率约为 6%~7%，充电电流为 8mA。

充电过程的电压与电流变化如图 3-1 所示。

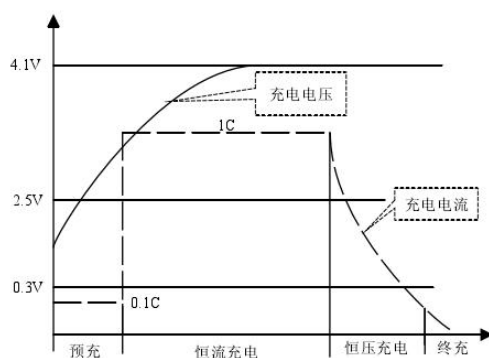


图 3-1 电池充电过程曲线

Fig.3-1 Battery charging process curve

最终的成品的原型样机实物图如图 3-2 所示。使用通用板制成的无线经皮充电系统的原型样机，包括体外能量发射模块和体内能量接收及电池充电模块。发射和接收电感线圈都是用利兹线绕制的平面空心螺旋线圈，在实验过程中，两线圈之间保持一定距离。

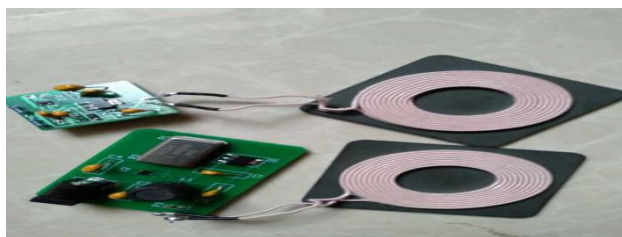


图 3-2 实物图

Fig.3-2 Prototype

4 结论

本设计达到了给植入式医疗装置长期供电的目的，通过将无线充电技术应用于植入式心脏起搏器，就可以在其电量不足的情况下，进行体外无线充电，补充电量，从而延长其使用寿命，减少病人更换的频率，手术痛苦和风险。也为无线充电技术还可以更加广泛地应用在更多日常生活领域中提供了实验基础。

参考文献

1. Alex L,De Rooij M A.Performance Enhancement-Mode GaN Transistors in Class-D and Class-E Wireless Power Transfer Systems[J]. Bodo's Power Systems,2014,1(5):66-7
2. Jian Li Zhao,Quan Xin Bai,Peng Zhang. Application of Wireless Transmission Technology in the Detection of Capacitive Charged Device[J]. Advanced Materials Research,2014,3593(1049).
3. Design of tunable optimal load circuit for maximum wireless power transfer efficiency[J] . Youn - Kwon Jung,Bomson Lee.Microw. Opt. Technol. Lett.2014 (11).
4. Fundamental Evaluation of Power Supply and Rectifiers for Wireless Power Transfer Using Magnetic Resonant Coupling[J] . Keisuke Kusaka,Jun - ichi Itoh.Electr Eng Jpn . 2015 (3).
5. 王晓静. 基于 RFID 技术的无线充电系统研究[D].北京邮电大学,2008.
6. 孙再吉. 无线充电技术的发展 [J]. 半导体信息,2010,(06):18-19.
7. 孙俊.新型便携式非接触充电系统的研究[D].电子科技大学,2012.
8. 官飞. 无线充电技术研究 [J]. 信息技术与信息化,2015,(02):59-62.
9. 周晓明.无线充电系统的研究与设计 [D].天津理工大学,2015.
10. 邱红.无线充电技术应用现状及发展前景[J]. 科技创新与应用,2016,(15):75.

基于频域幅值法的混沌检测系统判据*

史建新；罗俊涛；孙伟哲

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院；长春 130012）

摘要：将频谱分析应用于混沌检测系统判据研究之中，提出了频域幅值法判据。构建了频域幅值法判据的基本思路，并展望了未来的研究重点。对判据方法进行仿真测试，得到与混沌检测系统特性相符的结果，这证明该方法能够作为混沌检测系统判据。

关键词：混沌检测 判据 频谱

State Criterion of Chaos Detection System Based on Frequency Spectrum Amplitude Method

Shi Jianxin; Luo Juntao; Sun Weizhe

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Spectrum analysis is used on research on state criterion of chaos detection system to put forward frequency spectrum amplitude method. The basic idea of frequency spectrum amplitude method appears and the future is outlooked. The simulation test attain a result conforms to the features of chaos detection system, which admits the qualification of frequency spectrum amplitude method.

Key words: Chaos detection State criterion Frequency spectrum

0 引言

在科学技术日新月异的今天，传统的技术时刻受到挑战，这一点在信号检测领域尤为突出。一些比较微小的物理量（如微声、微光、微位移等）的检测在生产生活中扮演重要的角色，而这一任务通过传统检测方法是完不成的。为了将待测信号从成千上百倍的噪声中提取出来，人们发展出了微弱信号检测技术，简称弱检技术。

目前的弱检技术主要有两个方向，其一是研制出专用于微弱信号检测的器件，最典型的就是锁相放大器；其二是研究出适合微弱信号的数据采集方法，这一方向得到充分的发展，诸类弱检方法层出不穷。常用的有相关检测法、小波变换法、自适应滤波等。这些方法在抑制了噪声的同时，对待测信

号也造成了损害，无法满足发展的需求，新的技术急需被发现。

混沌检测技术是一种新型的技术，作为非线性系统的混沌检测系统，能够免疫强大噪声的干扰，直接提取待测信号，这一点与时代的需求不谋而合。目前混沌检测技术的发展如火如荼，不断有人取得新进展。文献[1]对混沌检测技术做了简述，并总结了几种不同的方法，预测了其发展的未来；文献[2-4]研究了对未知频率待测信号的混沌检测技术，并提出了自己的构想；文献[5-6]对采用耦合混沌振子的检测技术进行了探索。

1 Duffing 混沌检测系统

Duffing 检测系统是一种目前常用的混沌检测系统，整个系统是由 Duffing 方程构建起来的，典

*指导老师：易晓峰

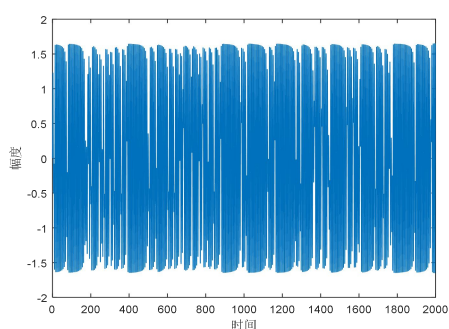
项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B65612）

型的 Duffing 方程如式 (1) :

$$\ddot{x}(t)+k\dot{x}(t)-ax(t)+bx^3(t)=\gamma\cos\omega t \quad (1)$$

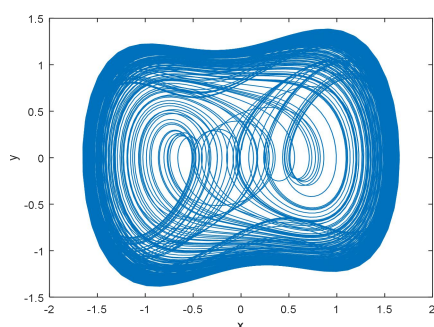
其中 k 为阻尼系数, a 、 b 为非线性影响因子, γ 为策动力幅值, ω 为策动力频率。混沌检测系统的特性之一就是当其他参数不变时, 系统的状态会随着策动力幅值 γ 的增大体现出周期-混沌-周期的变化, 这一点赋予了 Duffing 混沌系统检测微弱信号的能力。当系统处于混沌态与周期态之间的临界处时, 与之同频的微弱信号就会引起系统状态的变化, 从而得到检测。

通过四阶龙格库塔微分方程解法对 Duffing 方程进行求解, 得到系统的时域信号和相轨迹图, 处于混沌态的系统图像如图 1:



(a) 时域图

(a) Time wave



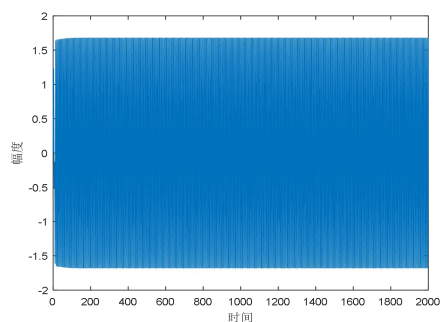
(b) 相轨迹图

(b) Phase distribution

图 1.混沌态系统时域图、相轨迹图

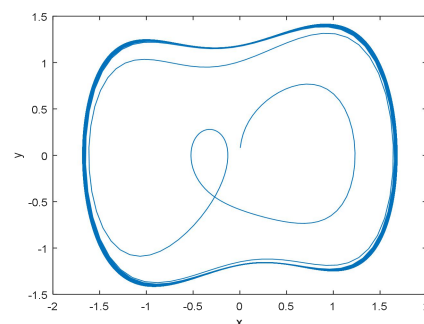
Fig1.Time wave and phase distribution
of chaotic system

将系统策动力幅值逐渐增大, 直到其值大于 0.8265 时, 系统将由混沌态转变为大尺度周期态, 此时其系统图像如图 2:



(a) 时域图

(a) Time wave



(b) 相轨迹图

(b) Phase distribution

图 2.周期态系统时域图、相轨迹图

Fig2.Time wave and phase distribution
of cyclical system

值得一提的是, 由于混沌系统本身的不稳定性, 偶尔会出现局部的状态变化异常现象, 其具体表现为: 在系统由混沌态向大尺度周期态转化的策动力幅值阈值之前, 系统本应处于混沌态, 却短暂地转变成了周期态, 之后又迅速恢复了混沌态直到策动力幅值阈值。这一现象使得微弱信号的检测和后期待测信号幅值的测量出现误差, 对检测工作产生了负面影响。

2 混沌检测系统判据

在混沌检测技术中, 系统状态的判断是重中之重, 这关系到能否准确的检测到待测信号。为了准确判断系统状态, 人们研究出了众多系统状态判据, 这些判据从原理上可以分为两类: 参数计算类和图像识别类。

参数计算类判据是一类通过计算系统复杂参数来判定系统状态的混沌检测系统判据, 典型的有李雅普诺夫 (Lyapunov) 指数法、梅尔尼科夫 (Melnikov) 方法, K 熵等。这一类判据具有计算精度高、稳定性好的优点, 但是计算过程较为复杂、

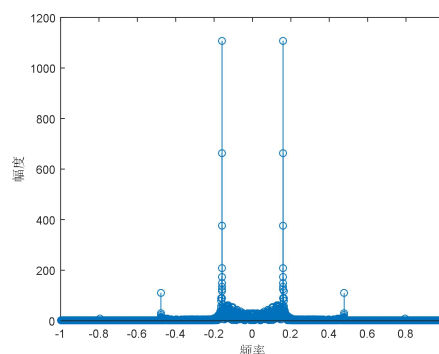
消耗时间较长。图像识别类判据着眼于混沌系统的时域图、频谱和相轨迹图，典型的有极半径不变矩、相图分割法、庞加莱截面法等。这一类判据计算相对简单，但是精度和稳定度稍显不足。下面选取两类判据各一种，简要介绍其工作原理。

Lyapunov 指数法是一种比较常见的混沌系统状态参数计算法判据，经过一段时间的发展，这种方法得到了比较广泛的应用。在 Lyapunov 指数法中，核心参数——Lyapunov 指数是判断的关键，当两个 Lyapunov 特征指数至少一个大于 0 时，可以判定系统处于混沌态；当两个 Lyapunov 指数均小于 0 时，可以判定系统处于大尺度周期态。时至今日，出现了很多种 Lyapunov 指数的计算方法，比如定义法、Jacobian 法、Wolf 法和小变量法等。在系统方程已知且结构简单时，利用 Jacobi 矩阵运算比较简单。与另一种常用参数计算类判据——Melnikov 方法相比，以 Lyapunov 特性指数作为混沌判据具有表现直观、判别准确的优点，但是运算较为复杂，计算时间较高。

相图网格分割法是一种新出现的图像识别法判据，这种混沌检测系统判据对系统相轨迹图进行网格分析，对分割后的每一块相轨迹图进行赋值，有相轨迹经过赋“1”，没有就赋“0”，在进行全图求和得到判定参数。显然，大尺度周期态的判定参数要远远小于混沌态，这也给予了这种判据实用性。作为一种图像识别的方法，相图网格分割法不仅具有表现直观、效率突出的优点，还在思路与智能化、自动化相连接。值得注意的是系统判定的结果精度受分割方式与分割规格所影响，需要提前考量。

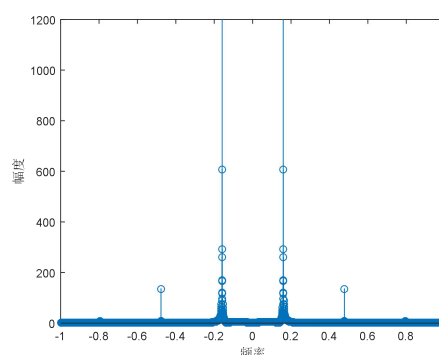
3 频域幅值法判据

本文提出一种名为频域幅值法的混沌检测系统判据，旨在秉持图像识别类判据优点的同时，在一定限度内提高其运算精度和稳定性。这种判据的工作原理是：用四阶龙格库塔法对 Duffing 方程进行求解，对求得的时域信号进行快速傅里叶变换的到其频谱，如图 3 所示：



(a) 混沌态频谱

(a) Frequency spectrum of chaotic system



(b) 周期态频谱

(b) Frequency spectrum of cyclical system

图 3. 两种形态下的系统频谱

Fig3. Frequency spectrum of cyclical system and chaotic system

可以发现，大尺度周期态的混沌检测系统频谱能量主要集中在两个峰上，而混沌态的混沌检测系统能量分布比较广泛。利用这一点，可以选择一定范围内的频率点，对其幅值进行平均，将平均所得的值作为系统的特征值，对系统状态进行判断。

在这种判据的工作过程中，有两点需要注意的：首先是频率点的选取，需要设立一定的标准，目前的标准是使得所选范围之内的频谱幅值在混沌态和大尺度周期态有显著的变化。这一标准并不具体，需要进一步研究以落实其数字标准；其次是对所选幅值的处理算法，需要选择一种运算简单且表现力突出的算法，这也需要进一步斟酌。

4 仿真结果

首先绘制无噪声条件下特征值随策动力幅值变化的图像，如图 4 所示：

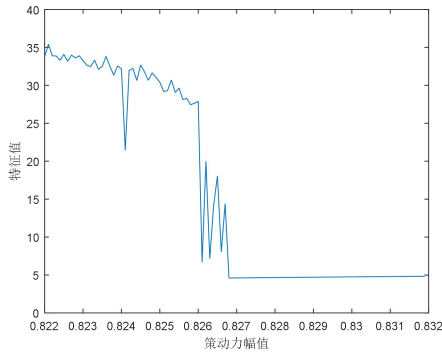


图 4.特征值-策动力幅值曲线图

Fig4.Flag value-driving force change curve

可以看到,在策动力幅值达到阈值之前,特征值呈现小幅度波动,但其平均值处于一个较高的位置;当策动力幅值增大到阈值附近之后,特征值处于一个过渡阶段;当策动力幅值大于阈值后,特征值明显减小,稳定性也大有不同。这一结果表明,利用频域幅值法得到的特征值可以作为混沌检测系统判据。

接下来加入背景噪声,观察频域幅值法判据测得的策动力阈值随噪声强度改变的变化情况,曲线如图 5 所示:

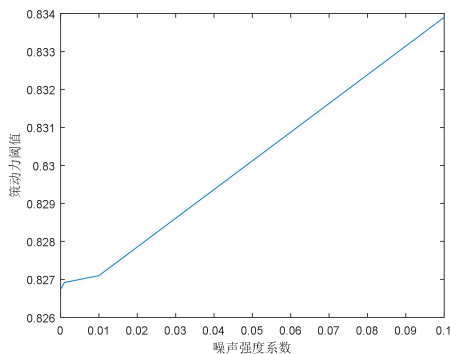


图 5.策动力阈值-噪声强度曲线图

Fig5. Threshold value of driving force-noise intensity change curve

可以看到,在整体趋势上噪声强度的增大使得策动力阈值增大,这与混沌检测系统的基本属性是一致的。

5 结论

本文提出了一种频域幅值法混沌检测系统判据,利用系统频谱特征值来判断系统状态。仿真结果表明,该方法能够有效识别出混沌态和大尺度周期态,具有作为判据的资格。下一步将对频域幅值法判据进一步优化,落实其工作参数,以期向实用

化靠拢。

参考文献

1. 夏兰兰,李春兰,王成斌,et al. 基于 Duffing 混沌系统的微弱信号检测研究综述[J]. 现代计算机,2016(24).
2. 吴彦华,马庆力. Duffing 振子微弱信号盲检测方法[J]. 系统工程与电子技术,2017(11):28-35.
3. Li G, Zhang B. Novel method for detecting weak signal with unknown frequency based on duffing oscillator[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017.
4. Ma S S, Lu M, Ding J F, et al. Weak signal detection method based on Duffing oscillator with adjustable frequency[J]. Science China Information Sciences, 2015, 58(10):1-9.
5. 杨东升,李乐,汪刚. 基于双耦合混沌振子的未知频率弱信号检测[J]. 东北大学学报(自然科学版),2012, 33(9):1226-1230.
6. Peng H H, Xu X M, Yang B C, et al. Implication of Two-Coupled Differential Van der Pol Duffing Oscillator in Weak Signal Detection[J]. Journal of the Physical Society of Japan, 2016, 85(4):044005.

可控源电磁法仪器虚拟设计实验技术研究*

李铭男；刘家成；刘海鑫

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130022；）

摘要：本文首先针对可控源电磁法仪器设计复杂且价格昂贵的缺点，及虚拟实验室流行于国内外各大高校的现状，提出了利用 LabVIEW 开发其虚拟设计实验平台。介绍了平台的构成成分，并对各个构成成分进行了详细的分析，给出了原理设计图。根据原理设计图，搭建了可控源电磁法仪器虚拟设计实验技术研究平台。并在野外虚拟实践部分给予了测试结果，验证其表现效果及准确程度。

关键词：LabVIEW CASMT 发射机 接收机 水平层状介质视电阻率

Research on Virtual Design Experiment Technology of Controlled Source Electromagnetic Instrument

Li Mingnan; Liu Jiacheng; Liu Haixin

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: Firstly, aiming at the complex and expensive design of controllable source electromagnetic instrument and the current situation that virtual laboratory is popular in universities at home and abroad, a virtual design experiment platform based on LabVIEW is proposed. This paper introduces the components of the platform, makes a detailed analysis of each component, and gives the schematic design. According to the principle design diagram, a virtual design experimental technology research platform for controllable source electromagnetic instrument is built. In the field virtual practice part, the test results are given to verify its performance and accuracy.

Key words: LabVIEW CASMT Transmitter Receiver Apparent resistivity of horizontal layered media

0 前言

电磁法仪器大多设计复杂、价格昂贵，如可控源电磁探测装备价值都在百万元以上，并且多为进口产品，野外施工成本较高，一般教学单位不具备该类仪器设备，或者不能轻易拆卸和测试，成为了黑匣子。另外，仪器开发技术难度大，开发周期较长，不利于系统设计此类实验教学。

虚拟实验室是由美国人研发出来并应用到医学中的，在国外很多高校设立虚拟式实验室为学生提供更好的教学方法和直观感受。中国为跟得上社会进步的步伐，在跟多高校也逐渐建立起虚拟实验室。虚拟实验室是把收集的像数数据在计算机中建立一

个直观的不存在的虚拟环境^[1]。实验室教学是理论教学的重要保证，当前应用计算机虚拟技术教学逐渐成为实验教学的发展方向。

为了揭开仪器系统黑匣子^[2]，让学生了解仪器系统总体构架和工作原理，结合虚拟实验室的思想，利用 LabVIEW 开发可控源电磁法仪器虚拟设计实验技术软件。该软件可以以较低的成本让学生直观地认识仪器系统架构，并深刻地理解其工作原理，为进修相关课程的大学生提供一种快速、经济、直观的实验途径。

1 平台构成与分析

可控源电磁法仪器虚拟设计实验技术平台旨在

*指导老师：刘长胜

项目类型：大学生创新创业训练项目(2018B6514)

让学生能够从功能上和实践上认识、学习和研究可控源电磁法仪器的工作原理和野外实验过程。不仅要求平台能够稳定运行并能及时提示学生不当的操作，还应让用户能够较为系统地对可控源电磁法仪器进行学习。

平台需能够严谨反映各部分的包含关系：以结构功能为单位，模块化地重现可控源电磁法仪器中的两大主体——发射机和接收机，允许用户细致地观察各模块的工作原理及其造成系统响应差异；

以真实野外实验的地理布置为基础，加入必要的 CASMT 一维正演运算，能够让用户通过调节各部件参数并观察其造成的响应，体验野外实验的基本过程；

功能模块组件库力求通用而不失代表性，为了用户能够更加有效地利用功能模块组件库，配有数个以该库中模块搭建出来的演示案例。

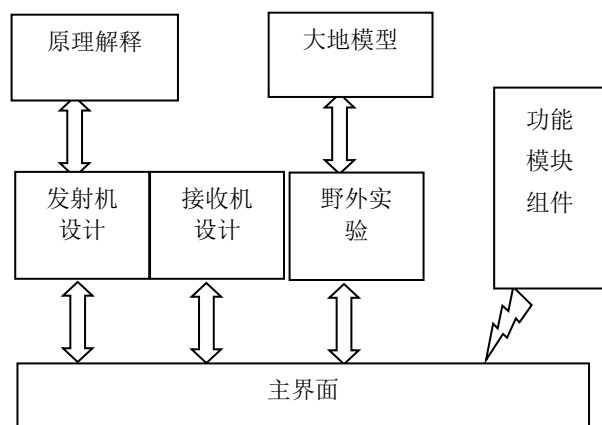


图 1-1 整体结构设计

Fig.1-1 Overall architecture design

2 模块分析与设计

2.1 发射机分析与设计

按功能划分发射机的内部结构^[3]，得到一系列功能模块如下所述：1)提供大功率电能的交流发电机。2)将交流发电机发出的电转化为直流电的工频整流模块。3)将直流电变回交流电的逆变模块。4)改变交流电电压和电流幅值的变压模块。5)将经过变压器出来的交流电再次整流成直流电的高频整流模块。6)调整直流电电压和电流大小的稳流（斩波）模块。7)以稳流后的电信号作为供电电源输出所需波形的输出桥路模块。

则发射机模块化设计^[4]为模块 1) 2) 3) 4) 5) 6) 7) 级联，具体原理设计图如图 2.1-1 所示。

发射机系统模块结构

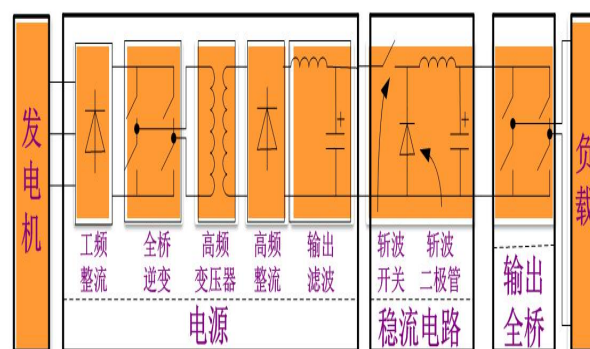


图 2.1-1 发射机原理设计图

Fig.2.1-1 Principle design of Transmitter

在 LabVIEW 环境下实现上述设计，得到核心设计框图如图 2.1-2 所示，其末端输出波形即为阻性负载时输出。

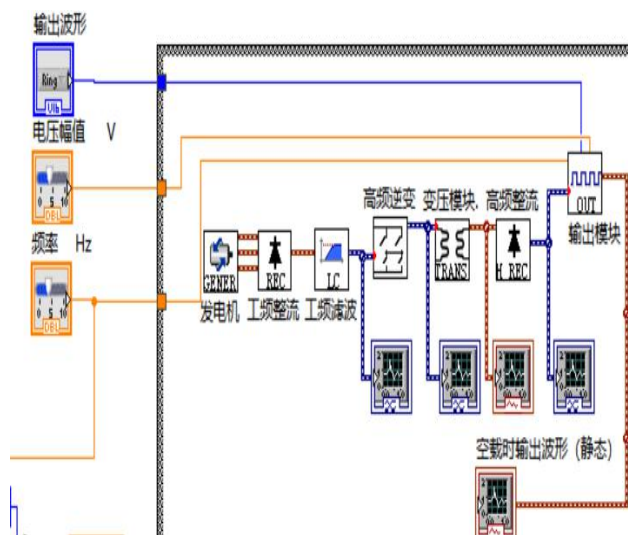


图 2.1-2 发射机核心设计框图

Fig.2.1-1 Partial design block diagram

2.2 接收机分析与设计

同样按功能划分接收机的内部结构^[5]，得到一系列功能模块如下所述：1)用于接收电、磁信号的感应装置模块。2)用于放大微弱信号的放大模块。3)前置低通滤波模块及可调滤波模块。4)用于去除发电机引入的噪声的工频陷波模块。5)对信号的特定成分进行放大的程控放大模块。6)将模拟信号转换为数字信号的 ADC 模块

具体原理设计图如图 2.2-1 所示。

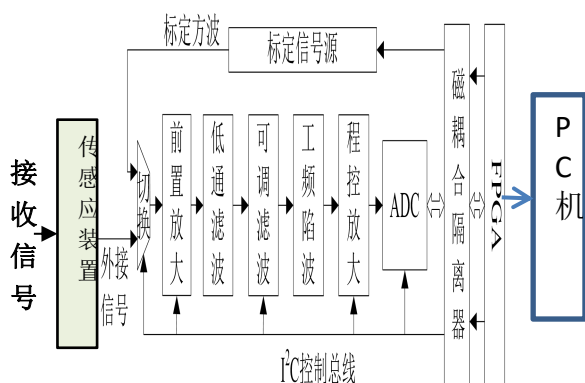


图 2.2-1 接收机原理设计图

Fig.2.2-1 Principle design of Receiver

由于该原理设计图含有众多的硬件成分，在虚拟实验设计中是不必要的部分。按虚拟实验软件设计的实际用途对该原理设计图重新设计，得到设计图如图 2.2-2 所示。

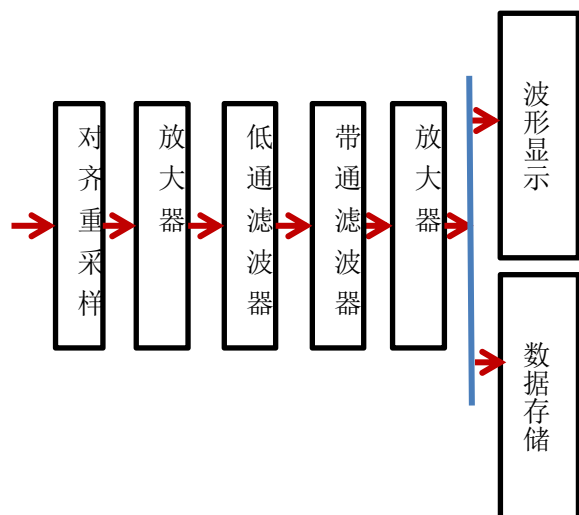


图 2.2-2 接收机实践设计图

Fig.2.2-2 Actual design of Receiver

其中，重采样替代了 ADC 将模拟信号转换为数字信号并将其传输到 PC 机内的整个过程。而后续部分则用以实现实际的接收机对信号进行处理的功能。

不同的是实际的接收机是先处理好了信号再转换为数字信号传输到 PC 机，而该设计中则是传输了之后再对信号进行数字处理。后者虽然失去了实时性，但是其总体效果与实际接收机的没有太大差异，可以满足虚拟实验的要求。

2.3 大地响应模型

在该设计中，大地响应模型的含义是对用户所设定的大地模型按预定的算法进行演算，得到视电阻率曲线的这一过程^[6]。

设计中所选用的是计算复杂度不大但又不失代

表性的水平三层状大地模型。相关算法可查阅参考文献^[7]，此处不予详述。

虽然该模型计算复杂度较低，但若用于实时计算仍然需要相当高的 CPU 利用率和内存的占用率，并且 LabVIEW 不擅长复杂的数学运算，最终将可能造成响应延迟大，甚至计算机卡死的结果。

因而不能简单得按均匀取点的方式计算每一频率下对应的视电阻率值。为了解决取值问题，设计中采用了映射和插值并用的解决方式。比如对 -10~10 进行底数为 2 的指数运算，再将得到的结果进行 10 倍或 100 倍的插值，所得到的视电阻率曲线可以应用于 0.001~1000Hz 频率下，插值越多，精度越高，但占用的资源也指数型得增加且无法消除固有的系统误差。

经验证，该方式所得的视电阻率曲线虽然精度不高，但能基本满足演示教学用途的要求。

2.4 野外虚拟实践

在该设计中，野外虚拟实践指的是对发射机，接收机及模型装置进行调参，然后得到一系列系统响应的过程^[8]。

除发射机参数及接收机参数外，该部分还需要来自大地模型演算的“真实视电阻率曲线”及发射极距，接收极距和收发距等模型参数^[9]。

该部分的设计也需要极力降低计算机资源的占用，其设计思路为：1)读取发射机的发射频率，将发射频率值按设定的规则反映射为“真实视电阻率曲线”中的数组位数进行索引，得到此时系统应有的特征参数——视电阻率。2)按照预定算法，一维正演出系统应有的各项电场特征参数及磁场特征参数。为了降低演算对计算机资源的占用，可以只取模值计算且只算出 x 方向的电场 (E_x) 与沿 y 方向的磁场 (H_y) 即可。详细计算公式可查阅参考文献，此处不予以详述。3)以 E_x 和 H_y 为幅值，频率为发射机频率，构建正弦波波形，然后加入噪声，作为数据流送到接收机部分。4)调节电场或磁场接收机的参数，对 3)中所述的数据流进行信号处理，然后将其输出至指定区域^{[10][11][12]}。

值得注意的是，若发射机发射的不是正弦信号，则需要按频谱成分分别进行计算，再按叠加原理进行结果的叠加。

流程图如图 2.4-1 所示。

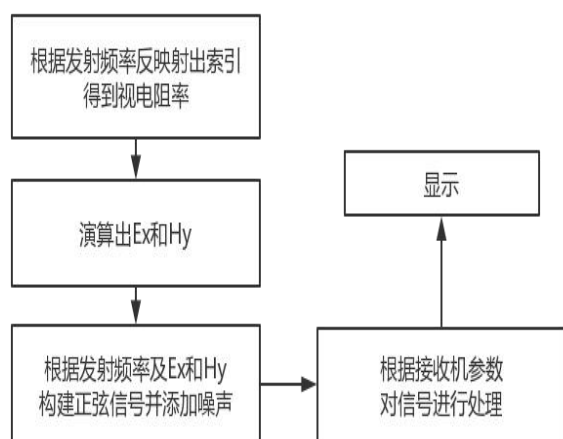


图 2.4-1 流程图

Fig.2.4-1 Flow chart

此外，实际野外实践需要在不同地点对不同频率进行反复测量，以得到一系列的幅频特性曲线，并根据上述幅频特性曲线绘制出地质剖面图。

受制于 LabVIEW 环境计算性能的不发达，故只设计了一键绘制幅频特性曲线的功能，即在同一地点对不同频率进行反复测量，并将所得结果绘制成曲线。原理与上述思路雷同，但不需要构建信号进行显示。

3 测试结果

由于发射机及接收机的功能在野外实践中有所体现，故该部分只对野外虚拟实践部分进行测试及结果展示。

设置大地相应模型参数电阻率 $\rho_1=10$, $\rho_2=30$, $\rho_3=20$, $T_1=1$, $T_2=10$, 得到视电阻率曲线如图 3-1 所示。

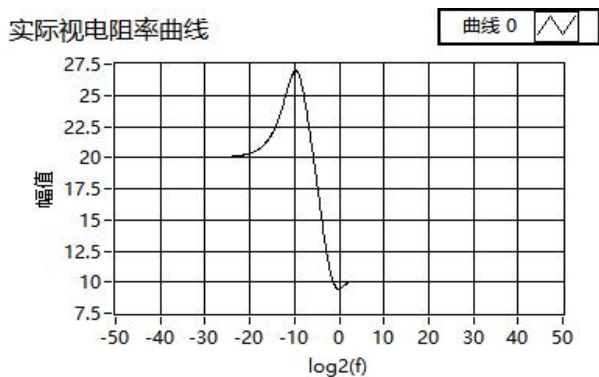


图 3-1 视电阻率曲线

Fig.3-1 Apparent resistivity curve

设置发电机参数为 20A, 10Hz。接收极距=发射极距=100, 收发距=1000。设置接收机参数为 50Hz, 9~11Hz, 1 倍, 2000fps, 然后分别点亮电场收集站及磁场收集站的椭圆按钮。得到波形分别如图 3-2 和图 3-3 所示。

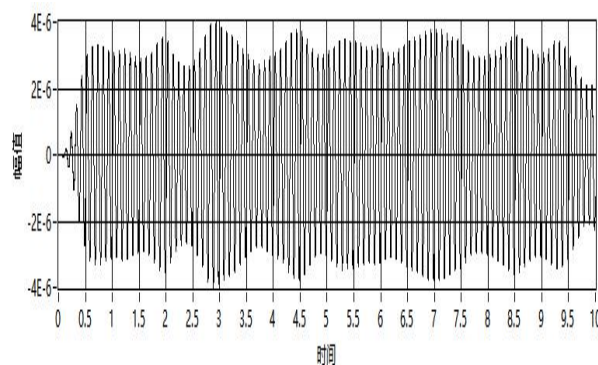


图 3-2 电场收集站时域波形

Fig.3-2 Waveform of Electric field

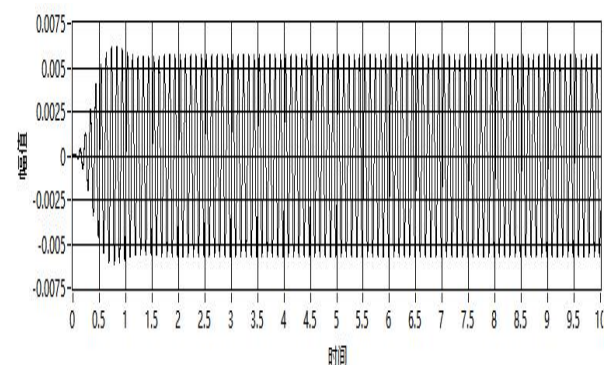


图 3-3 磁场收集站时域波形

Fig.3-3 Waveform of Magnetic field

其幅值频谱分别如图 3-4 和图 3-5 所示。

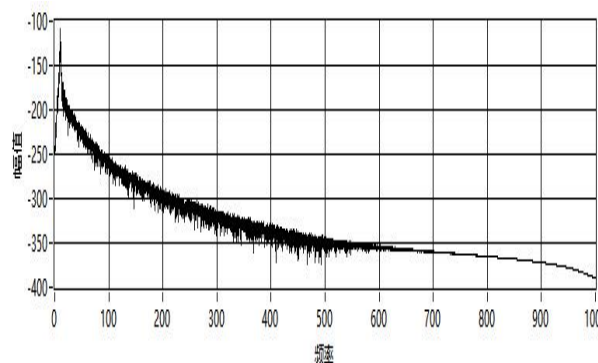


图 3-4 电场收集站频谱

Fig.3-4 Frequency spectrum of Electric field

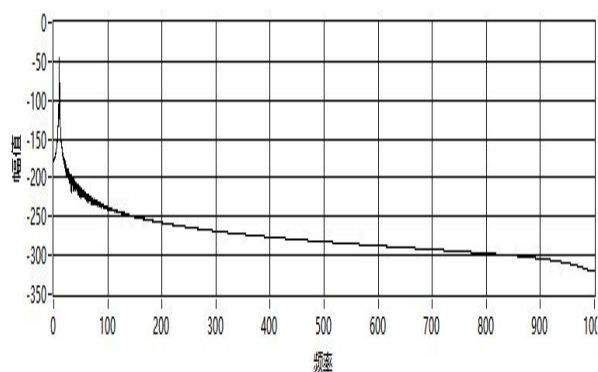
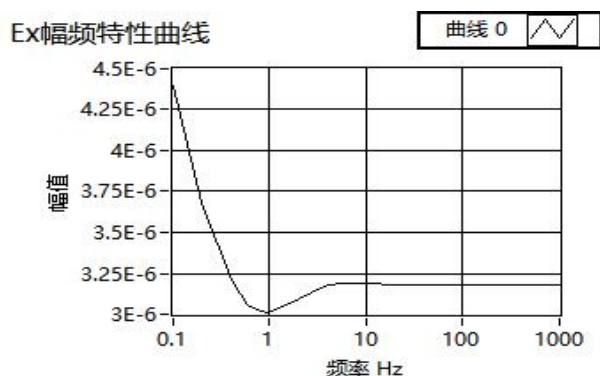
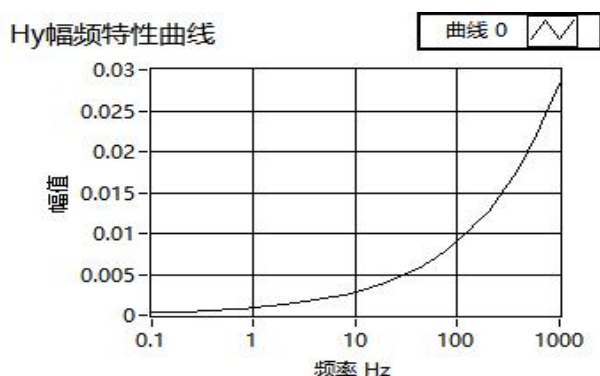


图 3-5 磁场收集站频谱

Fig.3-5 Frequency spectrum of Magnetic field

由于噪声的影响，时间域上看似杂乱无章的波形，在频率域上可以观察到频率为 10Hz 的成分。

使用一键绘制幅频特性曲线的功能，得到 E_x 和 H_y 的幅频特性曲线如图 3-6 和 3-7 所示。

图 3-6 E_x 幅频特性曲线Fig.3-6 Amplitude-frequency Curve of E_x 图 3-7 H_y 幅频特性曲线Fig.3-7 Amplitude-frequency Curve of H_y

与实际视电阻率曲线如图 3-1 作对比，发现计算所得的幅频特性曲线能够反映实际视电阻率情况。

4 结论

以教学为目的的可控源电磁法仪器虚拟设计实验技术研究，具有教好的表现效果，在一定程度上能够反映系统响应与输入参数之间的关系。为研修相关课程的大学生提供一种快速、经济、直观的实验途径。所计算数值的精确性及所绘制图形的准确性则有待算法及设计的进一步改善。

参考文献

1. 卢巍,杨会营,兰美兵,等.加强实验室建设 提高断层解剖学教学效果[J].中国现代医生,2013,51(22):115-116.
2. 基于 LabVIEW 的通信原理虚拟实验平台设计[J]. 唐万伟,高雅深,王金红. 电子世界 2013 年 24 期.
3. 真齐辉,底青云.高频大功率 CSAMT 发射技术研究[J].地球物理学报,2017,60(11):4160-4164.
4. Study on multifunction electromagnetic transmitter. Li J Q. . 2009
5. 阿木尔. 井中电磁接收机的研制[D].中国地质大学(北京),2018.
6. 仇根根,钟清,刘君平,白大为,袁永真.大地电磁测深视电阻率和相位曲线之间近似互算方法及程序实现[J].物探化探计算技术,2012,34(04):402-405+366.
7. 钱家栋,赵和云,张文孝.水平层状介质视电阻率的高精度计算公式及其误差分析[J].西北地震学报,1986(02):10-19.
8. 石昆法.可控源音频大地电磁法理论与应用[M].北京:科学出版社,1999.
9. 何志勇.可控源音频大地电磁法在南岳衡山矿山勘查中的应用[J/OL].,2018(23):192-193[2019-03-05]
10. 龚强,胡祥云,孟永良.基于快速汉克尔变换算法的 CSAMT 一维正演[J].煤田地质与勘探,2008(01):71-73.
11. 可控源音频大地电磁法及其应用[M]. 中南大学出版社, 汤井田,何继善著, 2005
12. Controlled-source audio-magnetotellurics in geothermal exploration. Sandberg S K,Hohmann G W. Geophysics . 1982

基于 zigbee 的无线温湿度检测系统设计*

单君娜；惠振华；荆国桢

（吉林大学仪器科学与电气工程学院，吉林长春 130012）

摘要：本文设计了一种基于 ZigBee 的无线传输技术的温度湿度检测系统。系统包括 ZigBee 模块、温湿度检测模块、温度控制装置及上位机软件。该装置可在大棚中工作实现对温湿度的检测和处理，具有可快速布置，无人看守，功耗小，成本低的优点。

关键词：温湿度传感器；Zigbee；无线；LabVIEW

Design of wireless temperature and humidity transmission system based on zigbee

SHAN Junna ; HUI Zhenhua ; JING Guoan

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: This paper designs a temperature and humidity detection system based on ZigBee wireless transmission technology. The system includes a ZigBee module, a temperature and humidity detection module, a temperature control device, and a host computer software. The device can work in a greenhouse to realize the detection and processing of temperature and humidity, and has the advantages of quick layout, unattended, low power consumption and low cost.

Keywords: Temperature and humidity sensor; Zigbee; Wireless; LabVIEW

0 前言

传统大棚内温湿度检测系统大多数都是用有线连接方式。当监控节点数量比较多时，就会导致布线繁琐、安装困难、维护不便等诸多问题。利用 Zigbee 技术构建的无线温湿度检测系统，就可以解决上述的各种问题。该系统具有可快速布置，无人看守，功耗小，成本低的优点^[1]。

1 系统工作原理

本设计基于 ZigBee 的无线传输技术，设计温度湿度检测系统，其主要功能是传感器检测大棚内的

温度和湿度，然后将采集到的信号无线传输发送至上位机，上位机显示各个传感器组上采集到的信息，若湿度或者温度超过系统设定的阈值，发出报警信号，并且采取相对的措施，如温度高时驱动风扇。

Zigbee 是基于 IEEE802.15.4 标准的低功耗局域网协议。IEEE802.15.4-2003 标准定义了物理层和媒介层，Zigbee 联盟在此基础上建立了网络层以及应用层^[2]。本设计的数据采集终端节点和控制节点都是采用 CC2530 作为主控芯片。CC2530 内部集成了符合标准的射频收发器，在软件上添加 Zigbee 协议栈之后，可以实现 Zigbee 组网。该芯片内置了晶体振荡器，在不同的应用需求下，可以选择对应的振荡器以降低功耗。

Zigbee 网络由三种设备类型组成，分别是协调

*指导老师：孙慧慧

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6532）

器、路由器以及终端节点，这三种设备类型的组网拓扑又可分星形拓扑、树形拓扑和网形拓扑。为了提高通讯效率，Zigbee 组网不论采用哪种拓扑结构，网络都将按照 Zigbee 协议算法选择最好的路由路径作为数据传输通道，此系统采用三节点星形结构设计^[3]。本文设计的无线温湿度传输系统如图 1 所示。

Zigbee 网络支持星型 (Star)、树型 (Tree) 和网状 (Mesh) 型拓扑结构，在该系统中，我们采用的星形结构是一个单跳网络，包括一个汇聚节点和多个监测节点^[4]。所有的 Zigbee 监测节点都只能和 Zigbee 汇聚节点进行通信。如果某个 Zigbee 监测节点要和另外一个 Zigbee 监测节点通信，那么它需要先把数据发送到 Zigbee 汇聚节点，然后再由该 Zigbee 汇聚节点将数据发送到目的 Zigbee 监测节点^[5]。

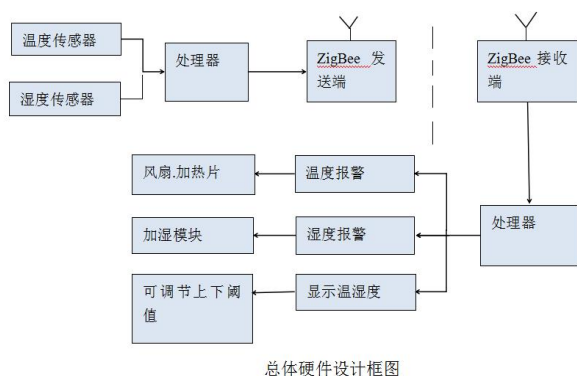


图 1 系统结构框图

Fig. 1 System block diagram

2 硬件部分设计

该监控系统主要由路由器节点和终端节点组成。终端节点模块包括发射机和接收机两部分，发射机电路图如图 2 所示，其中温、湿度采集采用传感器 DHT11，其湿度精度为 5%RH，温度精度为 2℃，量程湿度 20-90%RH，温度 0~50℃。传感器将测得的温、湿度数据传送给 8051 芯片，再传送到 Zigbee 模块 CC2530，协调器接收数据后，8051 芯片对数据进行处理，发出控制信息控制下端设备(风扇等)调节大棚内温、湿度^[6]。

本设计的 Zigbee 网络采用三节点星形结构,其中发接收机的电路图如图 3 所示。

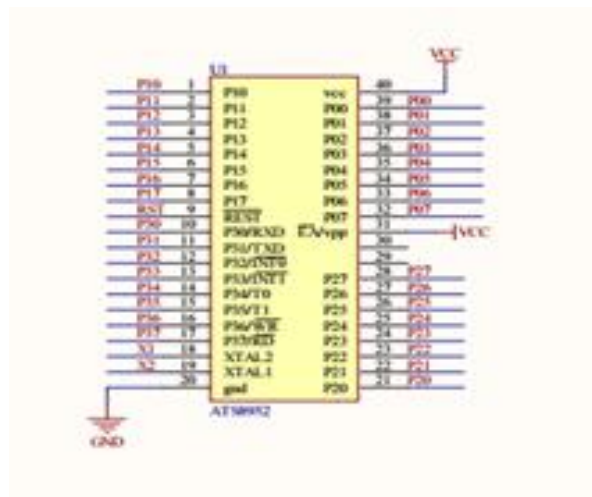


图 2 发射机电路图

Fig. 2 Transmitter circuit diagram

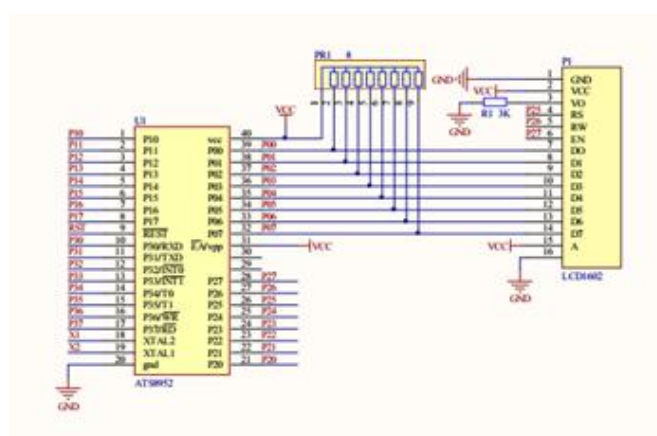


图 3 接收机电路图

Fig. 3 Receiver circuit diagram

3 软件部分设计

3.1 Zigbee 温度监控系统软件设计

本系统的 Zigbee 无线模块采用操作系统的思想来构建软件系统协议栈，通过自适应轮询算法处理，系统初始化后，即进入休眠状态^[7]。路由器节点的作用是选择路由、转发数据。Zigbee 设备有 64 位的 MAC 地址和 16 位的网络地址。网络地址是设备入网后，由协调器或者路由器分配，在网络中是独一无二的。Zigbee 的分配网络地址的方案采用分布式寻址^[8]。Zigbee 节点与路由节点网络流程图如图 4。

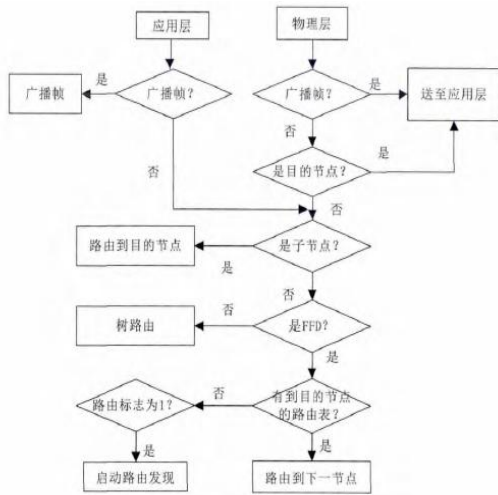


图 4 Zigbee 节点与路由节点网络流程图

Fig. 4 Zigbee node and routing node network flow chart

3.2 终端节点软件设计

终端节点是用来采集室内温、湿度的，它一方面与协调器建立一定关系将温、湿度数据发送给协调器，另一方面接收协调器发来的控制命令，控制下端设备风扇及加湿器做出相应的操作^{[9][10]}。在终端节点以终端的身份启动并加入网络后，即开始与协调器建立关系。一旦关系建立就可以在不需知道明确的地址的情况下发送数据，终端节点数据传递流程如图 5。

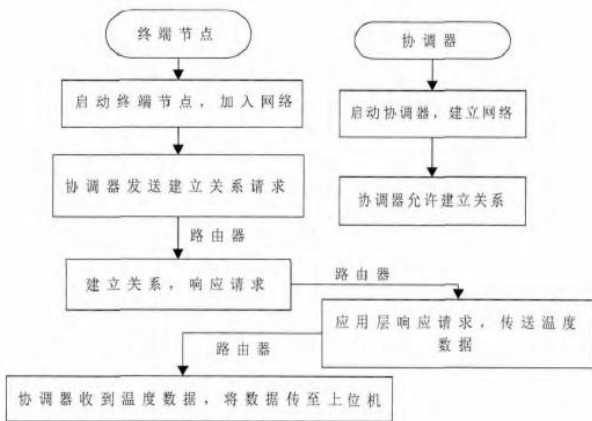


图 5 终端节点数据传递流程图

Fig. 5 End node data transfer flow chart

3.3 上位机软件设计

该装置的上位机软件采用 LabVIEW 编程实现。软件具有显示实时温湿度，并且记录一分钟内的温湿度曲线图功能。

LabVIEW 上位机界面如图 6 所示。

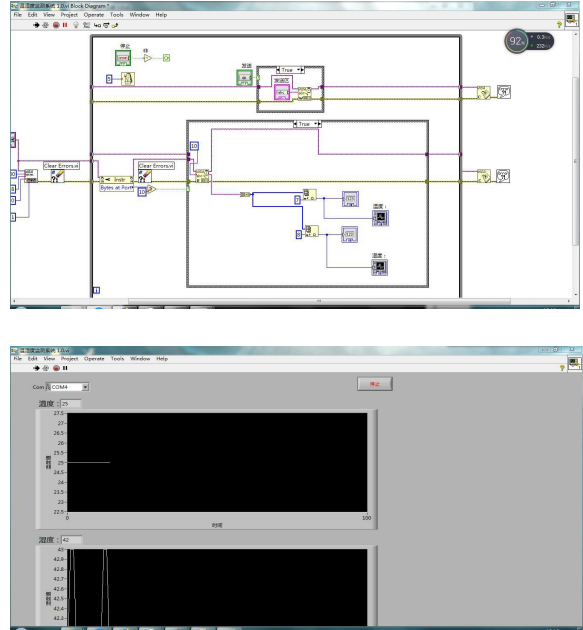


图 6 LabVIEW 人机交互界面

Fig.6 LabVIEW Control Interface

4 实验结果

经过不断的调试与改进，本系统最终完成了预期目标。完成一个基于 ZigBee 的无线传输技术，设计温度湿度检测系统，其主要功能是传感器检测大棚内的温度和湿度，然后将采集到的信号无线传输发送到芯片内部集成的 8051 内核，内部微处理器作出相应的判断和处理，处理后的信号再由无线发射模块传至上位机，上位机显示各个传感器组上采集到的信息，若温度超过系统设定的阈值 25 摄氏度，芯片内部集成的 8051 内核将驱动声光报警控制器，发出报警信号，并且驱动风扇，湿度低于 35% 时启动加湿器，实物图如图 7 所示。

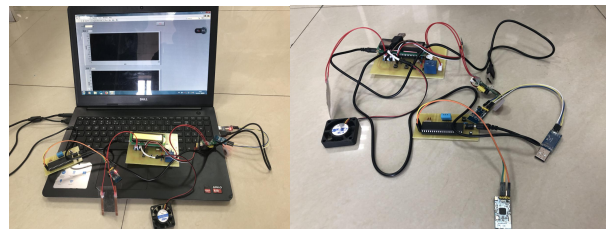


图 7 实物图

Fig.7 Physical map

5 结语

相对于传统温湿度检测设备，我们设计了一种基于 ZigBee 技术的无线温湿度检测系统，本系统功耗低、实时性强、方便使用、能减少不必要的人力

投入,对于农业生产有一定的现实意义^[11]。但是,该检测系统还是有一些可以改进的地方:其一,系统的功能比较单一:该网络的功能只能对环境的信息进行监测,不能对网络进行方向控制。其二,上位机界面比较简单:上位机界面只是将串口数据以曲线的方式呈现给用户。下一步可以使用更直观的方式和使用数据库来代替对数据的简单保存,更加方便用户的对上位机界面的操作。

参考文献

1. 王铭明,陈涛,王建立,等. 基于 ZigBee 网络的室内环境监测预警系统设计[J]. 计算机测量与控制,2014,22(4):1021-1026.
2. 王彤.基于 Z-Stack 协议栈的 Zigbee 网络组网研究与实现[D].河北大学电子信息工程学院,2012.
3. 喻晓莉,杨健,倪彦.湿度传感器的选用及发展趋势[J].自动化技术与应用,2009,(02).
4. 于宏毅,李欧,张效义.无线传感器网络[M].北京:国防工业出版社,2008:1-61.
5. 李文仲,段朝玉.ZigBee 无线网络技术入门与实战[M].北京:北京航空航天大学出版社,2007
6. 孙华伟. 基于 ZigBee 的大气环境监测系统研究[D]. 青岛理工大学,2014.
7. 吴修德,李刚炎,胡剑. 基于工业以太网的车间数字设备智能控制系统设计[J].机械制造,2005,43(11):15-17.
8. 郝志华,郑换霞. 基于 ZigBee 和 GPRS 的无线温湿度测量系统[J].煤矿机械,2013(4):254-257.
9. 吕振,安吉勇. 基于 ZigBee 无线传感器在居民供暖系统中的应用[J].计算机测量与控制,2012,20(5):1372-1378.
10. 王铭明,陈涛,王建立,等. 基于 ZigBee 网络的室内环境监测预警系统设计[J].计算机测量与控制,2014,22(4):1021-1026.
11. 曹明勤,张涛,王键. 基于 ZigBee 的农业物联网监测系统的设计与实现[J]. 电子技术应用,2013,39(2):86-89.

基于结构光的三维成像技术*

张晓宇; 张 栋; 高启明

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要:综述了三维表面成像技术的最新进展,重点介绍了基于结构光照的三维表面成像技术。讨论了三维成像系统的性能指标,并对各种三维表面成像方案进行了分类、说明和丰富。还讨论了校准技术,因为它们在实现所需的精度方面发挥着关键作用。

关键词: 三维重构 结构光 相机投影仪系统

Structured — light 3D Surface Imaging Technology

Zhang Xiaoyu; Zhang Dong; Gao Qiming

(College of instrument science and electrical engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: In this paper we provide a review of recent advances in 3D surface imaging technologies and focus particularly on non-con-tact 3D surface imaging techniques based on structure illumination. Performance indexes of 3D imaging system are discussed, and vari-ous 3D surface imaging schemes are categorized, illustrated, and compared. Calibration techniques are also discussed, since they playcritical roles in achieving the required precision.

Keywords: 3D reconstruction Structural illumination Camera and projector system

0 前言

三维成像技术有着广泛的应用背景。随着高清晰度、高速图像传感器的出现和计算机操作能力的提高,三维成像技术在过去的几十年中得到了很大的发展。根据重建结果可分为表面重建和体重重建(医学上主要指CT和MR)。本文所提到的三维成像技术主要是指表面重建技术。表面三维成像技术可分为两大类:被动三维成像和主动三维成像。在被动三维成像技术获得的图像是完全来自于物体表面的反射环境光,而活跃的3d成像是需要测量表面辐射能量在重建过程中,并重建其3d形状通过收集反射的能量。常用的几种三维重建技术有激光扫描、结构光、双目视觉和TOF(飞行时间)。激光扫描方法可以获得较好的精度,但成本高,测量速度慢,不适合动态场景测量,容易对人或动物的眼睛造成伤害。目前的TOF传感器由于分辨率低、精度低、成本高而没有得到广泛的应用。双目视觉系统采用

一对摄像机构成双目摄像机。将两台摄像机捕捉到的图像进行匹配和搜索。最后用三角剖分法计算了匹配点的深度。极坐标线约束将匹配搜索范围缩小为沿直线方向的一维搜索。然而,双目图像匹配的计算量仍然很大,且耗时较长。与此同时,一些纹理特征不太明显的场景,如白色的墙壁,往往不令人满意。这些问题限制了双目视觉的实际应用。由于投影机与摄像机具有等效的光学模型,用投影机代替双目视觉中的一个摄像机形成结构光的三维重建系统,双目视觉具有等效的光学结构。然而,由于投影机的引入,通过投影不同的图案可以使匹配问题变得非常简单。在结构光三维重建系统中,通过对投影机的投影模式进行编码,对摄像机捕捉到的投影模式进行分析解码,从而建立投影机像素与摄像机图像之间的对应关系。如果已知结构光三维成像系统的标定数据,则可以采用与双目视觉相同的方法计算三维信息。

结构光三维重建技术具有成像结果稳定、精度高、点云密集的特点。所以它被广泛应用于许多领

*指导老师:程宇奇

项目类型:大学生创新创业训练项目(2018B6520)

域,例如:逆向工程、整形外科、产品质量检测等。本文的内容将展开如下。第二部分主要介绍了结构化光三维成像系统的标定方法和成像原理,第三部分对不同的结构化光编码进行了分类和比较。第四部分介绍了摄像机投影仪系统的性能评价。第五部分对全文进行了总结。

1 结构光三维成像系统定标及基本原理

1.1 相机及投影仪光学模型

在计算机视觉领域,一般采用一种简化模型来描述相机,称之为小孔模型^[1]。相机模型通常由一个称为相机矩阵的矩阵表示。由于投影机的光学模型与摄像机的光学模型除了投影方向不同外没有区别,所以这个矩阵也适用于投影机。摄像机矩阵用于描述三维空间中的点 $M = [X, Y, Z, 1]^T$ 及其对应的点在摄像机成像传感器上 $m = [X, Y, 1]^T$ 位置:

$$m \sim KR[i - t]M$$

其中包括: $K = \begin{bmatrix} f_x & s & u_x \\ 0 & f_y & u_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 在他们中间 K 为内参

数矩阵, f_x, f_y 分别为 x, y 轴方的焦距, u_x, u_y 为主点的坐标,相机的主点通常在图像的中心,而对于投影机,图像的主点一般在图像底部中心。 s 是 x 轴 y 轴之间的扭曲。 R 是摄像机坐标系与世界坐标系的旋转, t 是世界坐标系内摄像机坐标系坐标的原点。

1.2 相机投影仪系统定标

通过标定摄像机投影仪,可以确定上一节所述的摄像机参数矩阵。标定结果直接决定了三维系统的重建精度。相机标定是建立传感器上的点与空间中通过光中心的线之间的对应关系。这种关系还需要考虑镜头畸变的影响。目前摄像机标定技术在计算机视觉领域已经比较成熟,有许多摄像机标定模块可以直接使用。首先介绍了一种常用的标定算法^[2]然后介绍了投影仪的标定方法。

1.2.1 相机的定标算法

假设平面标定模板的位置在世界坐标系的 $Z=0$ 的平面上,这样在平面上的每点坐标变为 $M = [X, Y, 0, 1]^T$, 因此,标定板上任意点与图像中对应点的位置关系可用单应矩阵 H 表示:

$$m \sim K[r_1, r_2, r_3][I - Rt][X, Y, 0, 1]^T$$

$$m \sim K[r_1, r_2, -Rt][X, Y, 1]^T$$

$$m \sim H[X, Y, 1]^T$$

在他们中间 $H = [h_1, h_2, h_3] = K[r_1, r_2, -Rt]$ 我们称之为单应矩阵, r_1, r_2, r_3 为旋转矩阵的三个列向量。对于旋转矩阵来说,它的三个列向量是互相正交的,所以下式成立:

$$h_1^T(KK^T)^{-1}h_1 = 0$$

$$h_1^T(KK^T)^{-1}h_1 = h_2^T(KK^T)^{-1}h_2$$

每个单应矩阵可以给出一组上述方程和两个内部参数的约束条件。在上述的方程中 $(KK^T)^{-1}$ 是一个对称矩阵,因而它只有 6 个自由度,所以上面的方程也可以改写成 6 维向量。

$$A = K^{-T}K^{-1} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 & A_4 \\ A_2 & A_3 & A_5 \\ A_4 & A_5 & A_6 \end{bmatrix}$$

$$\alpha = [A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6]$$

单应性矩阵 H 第一个 i 向量写 $h_i = [h_{i1}, h_{i2}, h_{i3}]$

然后我们可以得到:

$$h_i^T(KK^T)^{-1}h_i = V_{ij} \alpha$$

其中 $V_{ij} = [h_{i1}h_{j1}, h_{i1}h_{j2} + h_{i2}h_{j1}, h_{i2}h_{j2}, h_{i1}h_{j3} + h_{i3}h_{j1}, h_{i2}h_{j3} + h_{i3}h_{j2}, h_{i3}h_{j3}]^T$ 上述方程可以重新表

述为齐次方程。从而求出未知的内部参数向量 α , 我们需要得到至少 3 个不同的视图的棋盘的图像。然而,在实际应用中,由于噪声的影响,标定时通常使用三幅以上的图像。对于超定方程,采用 SVD 分解得到最小二乘解。最后,对下面的能量函数进行优化,以减小后向投影误差。

1.2.2 投影仪的亮度定标

在实际应用中,为了得到更好的显示效果,投影图像的实际亮度与投影图像中像素的亮度值不符合线性关系。在一些三维成像系统中,利用亮度值来恢复投影机成像平面上点的坐标。因此,有必要对投影仪的亮度进行校准,使投影图像的实际亮度与投影图像的亮度值满足线性关系。为了校准投影机的亮度,通常需要捕捉投影机投影的几种不同的模式,通常包括一组灰度和黑白模式。通过收集的图像可以获得实际的投影仪投影图像亮度和投影设计的亮度值的关系曲线,然后再用高阶多项式函数拟合得到的拟合函数的逆函数,最后利用逆函数中使用的 3d 成像模式投影变换,它可以恢复亮度投影仪和投影设计像素的线性关系(图 1)。

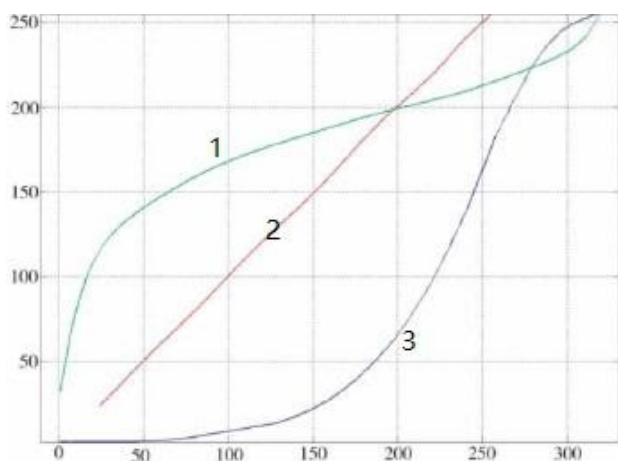


图1 投影仪亮度校正曲线。

Fig. 1. Brightness calibration of the projector.

(3 为初始亮度曲线, 1 为拟合后的反函数, 2 为校正之后的亮度曲线)

1. 2. 3 投影仪的几何标定

投影仪与摄像机具有相同的光学模型, 因此它与摄像机标定有共同之处。摄像机标定算法现在比较成熟, 所以投影仪标定也可以借鉴摄像机标定算法。但是由于投影方向的不同, 很难建立世界坐标系中的点与投影图形中的点之间的对应关系。不同的投影仪标定算法采用不同的方法来确定投影仪空间点与平面像素之间的对应关系。通常投影仪是用校准过的摄像机和校准过的模板进行校准的。首先, 利用标定相机对标定模板的三维平面进行了计算。然后通过投影仪来投射校准的图形, 比如棋盘图^[3, 4]。棋盘图案是用相机采集的。因为模板所在的平面已知, 因此可以求得被检测到的角点在空间中的坐标, 并且角点在标定图中的位置已知。这样就可以建立投影仪平面和空间点之间的对应关系。这种方法原理简单, 易于实现, 但标定的精度往往在很大程度上取决于相机预标定的精度。一些标定方法是利用投影结构光或二进制编码方法对采集到的图像进行解码, 确定标定模板在投影仪平面上的位置。这种方法不需要预先对相机进行标定, 因此不会引入累积误差。然而, 这种方法经常受到诸如光照等因素的影响。棋盘格图案中不同的颜色会导致角点的亮度发生变化, 影响最终的定位精度。因此, 一些方法使用红色和蓝色棋盘来避免这种情况下产生的错误。

1. 3 结构光三维成像基本原理

立体(双目)视觉的原理是采用三角视差的方法来计算物体的深度。投影仪的光学模型和相机基本一致, 区别是投影方向不同。所以, 双目视觉光学模型和结构光三维成像系统的模型是等价的, 成像原理也类似。由于将投影仪引入, 在结构光三维成

像系统中对投影图像编码和解码, 可以解决双目匹配问题。如图2所示, 对于标定结构光的三维成像系统, 如果我们在投影仪的投影模式和摄像机获取的图像上找到一对匹配点, 就可以很容易地计算出该点在三维空间中的位置:

$$R = \frac{B \sin(\theta)}{\sin(\alpha = \theta)}$$

其中 θ , α 和 B 由定标参数与对应点在图像中的位置得出。实际的系统里也许不是用这个公式计算深度, 但本质上基本都是使用三角化的方法。

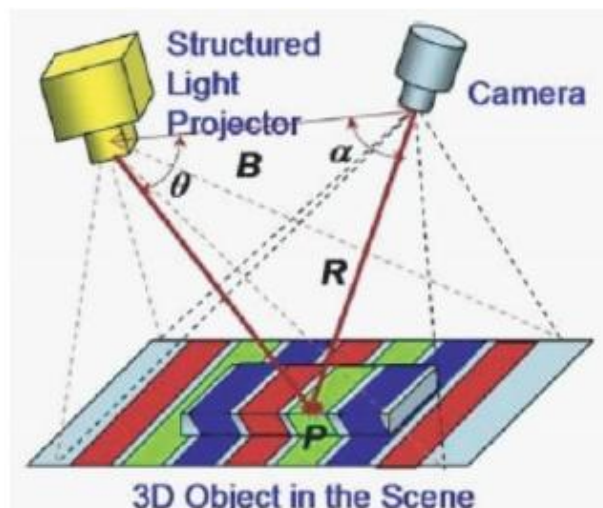


图2 结构光三维成像原理

Fig. 2. Basic principles of 3d imaging of structural light

2 结构光三维成像技术

结构光三维成像是三维重建中的一种重要方法。这种方法是使用投影仪在被测表面投射出结构光, 然后使用摄像机拍摄这些图案, 并通过图案的变形来计算出表面的深度信息。这种投影模式的设计准则通常是尽量减少模式的数量, 最大限度地提高精度, 并提供一个简单有效的解码过程。结构光的三维重建通常被称为“强”三维重建系统, 因为与其他方法相比, 结构光的三维成像结果在精度、可靠性等方面具有更好的性能, 并且不受物体表面的特征限制。例如, 结构化光三维成像系统可以在没有任何特征的情况下对白墙进行三维成像。目前, 有许多不同的结构光三维成像方法。根据投影模式类型和解码原理, 一般分为四类:(1)时空编码投影;(2)单色空间编码投影;(3)条纹索引编码;(4)网格索引编码, 每个类别中都有一些子类方法, 图3给出了一个通用的分类框架。重点介绍了每一类中最具代表性的聚类方法, 包括二进制序列编码、相移、彩虹、彩色编码等复杂的编码模式。

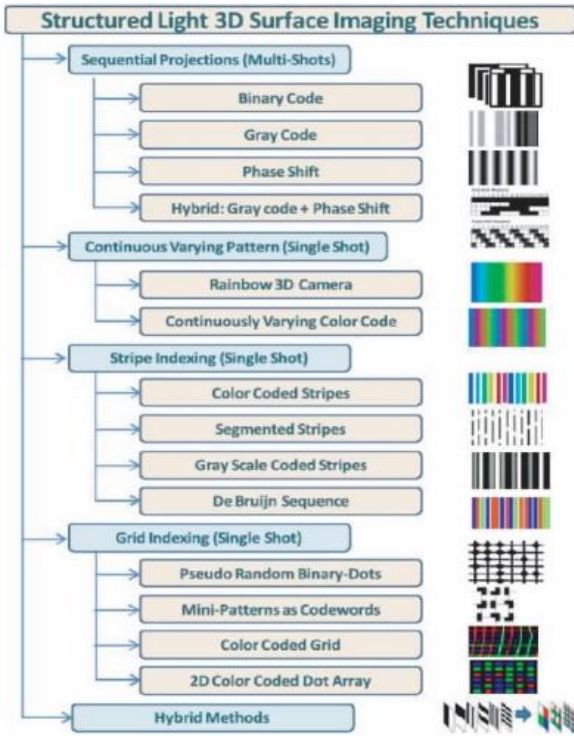


图 3 结构光三维成像技术分类网络

Fig. 3. Classification network of structural light 3d imaging technology

我们使用相移法，这是一种空时编码。

相移法是一种常用的结构光三维成像方法^[5,6]。相移算法的优点是投影模式的数量相对较少，可以获得高精度的高分辨率结果。以三步相移法为例，阐述了相移法的概念。在图像传感器中得到的图形可以用下式表示。

$$I_{pn} = I'_p + I''_p \cos [\Phi_p - 2n\pi/3]$$

在他们中间 I_{pn} 表示捕获图像的矢量素数， I'_p 表示环境光强， I''_p 为正弦波调制强度， Φ_p 表示相移值。当 $n=3$ 时，我们可以解上面这个方程 Φ_p :

$$\Phi_p = \arctan \left(\sqrt{3} \frac{I_{p1} - I_{p3}}{2I_{p2} - I_{p1} - I_{p3}} \right)$$

由于反三角函数是周期函数，所以这里得到的 Φ_p 是值域 $(-\pi/2, \pi/2)$ 的周期函数，这个过程被称为相位展开。得到绝对相移值后，根据像素的位置和相值计算出点的深度^[7]。如果曲面的不连续区域大于或等于相位的 2 倍，相位扩展算法很可能返回错误的结果。由于相位展开算法难以避免测量表面的误差或不连续，因此很难建立可靠的相位展开算法。在实际应用中，相移法往往还存在其他一些缺陷。Daniel Lau 提出一种双频的相移法(dual frequency phase multiplexing, DFPM)^[8,9]，在这种方法中，两个不同频率的码叠加在一起，通常是一个高频码加上一个单位频率码。投影图像的亮度可表示

为:

$$I_{pn} = A_p + B_{p1} \cos \left(2\pi f_h y_p - \frac{2\pi}{n} \right) +$$

$$B_{p2} \cos \left(2\pi f_u y_p - \frac{4\pi}{n} \right)$$

其中 I_{pn} 为图像的亮度值， A_p 为环境光亮度， f_h ， f_u 和 B_{p1} ， B_{p2} 为两种不同正弦波的频率和调制强度。 y_p 为对应像素点的横坐标，即相移法所需最终解的相移值。这种方法减少了投射模式的数量，还使阶段展开更容易。解码后，相移图的高频分量可以给出更详细的性能，低频分量作为相位展开的基值。

3 三维表面成像系统性能评估

三维表面成像系统的性能可以从许多不同的角度进行评估。从应用角度来看，三维成像系统的性能通常由四个主要因素进行比较:

(1) 测量精度。

测量精度反映了三维表面成像系统采集的数据与被测物体的实际尺寸数据之间的最大偏差。通常，由于系统的设计结构或原理的不同，三维成像系统的精度在不同的方向上存在差异。同时，不同的制造商使用不同的方法来表达精度，如:平均误差，均方误差，统计误差。在比较不同的系统时，需要准确地理解这些参数，并将它们转换为相同的框架进行比较。

(2) 图像分辨率。

在二维图像中，分辨率主要用来表示光学系统成像结果对不同点或直线的分辨率。同样，在三维成像系统中，三维分辨率是指在三维成像系统中可以分辨的最小结构。然而，在三维成像领域，单独采集的点云数量通常称为分辨率。例如，一个 640×480 的 3d 传感器可以同时采集 307,200 个数据点。同时，三维成像系统中存在着不同方向的分辨率，如视场角度、成像距离、成像空间深度等，可以相互转换。

(3) 图像采集速度。

采集速度与单次采集时间成反比，可分为图像采集时间和处理时间两部分。图像采集时间对运动目标的检测非常重要。对于时空编码三维成像系统或激光扫描系统，当被测对象运动时，由于该系统的采集时间相对较长，在采集过程中可能会产生较大的运动，因此最终的结果可能不准确。对于一些系统来说，采集时间可能很短，但后处理时间相对较长，这样的系统可以用来拍摄运动物体，但往往不能应用于实时性要求较高的系统。

上述三个最重要的性能指标可以用来比较不同的三维成像系统。在实际应用中,除了这三个指标外,性价比也是在实际应用中需要考虑的一个重要因素。场角、基线距离和测量距离也是描述结构光三维成像系统特性的常用方法。由于投影光能力的限制,在结构光的三维系统中,测量距离往往受到限制。相反,基于tof的系统可以测量数公里的距离。实际应用应根据应用需求对系统性能进行全面评价。

4 结束语

本文介绍了结构光三维重建的主要方法和一些新的方法,并对这些不同的主动三维成像方法进行了分类。文中详细介绍了几种具有代表性的方法,实际的投影模式使它们更易于理解。同时,探讨了三维成像系统性能评价的主要指标。每种方法都有其优缺点,因此没有一种方法可以适用于所有情况。针对特定场合的需要,必须从分辨率、精度、速度成本、可靠性等不同角度综合比较不同的方法,选择最合适的方法。结构光三维重建是一项涉及集成光学设计、调光技术、图像传感器技术、结构设计和软件算法等多个领域的技术。以往对三维成像技术的研究往往来自不同的学科,因此往往有不同的侧重点。近年来的趋势是将不同学科结合在一起,称为计算成像,并考虑光学设计、传感器特性和软件算法的不同方面。这一新的研究趋势将确保未来的三维成像系统将继续朝着高性能和高性价比的方向发展。与已经研究了几十年、投入了数百万美元的二维成像技术相比,三维成像领域仍然是一个相对年轻的方向。希望越来越多的新型三维成像系统和应用能够吸引更多的优秀研究人员来推动三维成像的发展。

参考文献

1. Hartley. R. I. , Zisserman, A. Multiple View Geometry in Computer Vision. Secondedn. Cambridge University Press, ISBN:0521540518 (2004) .
2. Zhang . Z . : A exible new technique for cameracalibration. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence 22(2000): 1330 — 1334
3. Projector — Camera Calibration Toolbox . <http://code.google.com/p/procamcalib/>.

4. Hu. Q. , Huang, P. S. , Fu, Q. , Chiang, F. P.: Calibration of a 3 — d shape measurement system. Opt. Eng 42 (2003)487—493
5. Huang. P. S. , Zhang, S.: A fast three—step phase shifting algorithm. Apply. Opt 45(2006): 5086—5091
6. Zhang. S. , Yau, S. T. : High—resolution, real—time 3d absolute coordinate measurement based on a phase — shifting method. Opt. Express 14 (2006):2644—2649
7. Sagan . H . : Space Filling Curves . Springer(1994) structured light for rapid active ranging . IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 9 (1987):14—28
8. Liu, K. , Wang, Y. C. , Lau, D. L. , Hao, Q. , Hassebrook, L. G. : Dual—frequency pattern scheme for high — speed3 — dshape measurement. Opt. Express 18 (2010) : 5229
9. Wang. Y. , Liu, K. , D. L. Lau, Q. H. , Hassebrook, L. G. : Maximum snr pattern strategy for phase shifting methods in struc-tured light illumination . Journal of the Optical Society of America A 27 (2010) : 1962

光纤折射率传感器研究*

吴田丰；胡 松；徐 拓

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022;)

摘要：本文提出并研究了 Mach-Zehnder 模式干涉折射率传感器，它基于拼接点纤芯偏移 SMF-MMF-SMF (SMF, 单模光纤; MMF, 多模光纤) 结构。其中单模光纤为传感臂光纤，多模光纤将传输光纤中的基模激发出高阶模式，当光进入单模光纤时，由于多模光纤的纤芯直径比单模光纤的纤芯直径大，因此在多模光纤中激发出的高阶模式会在单模光纤的包层中传输，最后在传感单模光纤与多模光纤的熔接点处将包层模式和纤芯模式进行干涉耦合输出。通过数值模拟和实验研究了折射率测量灵敏度与多模光纤长度及两端错位距离之间的关系。仿真和实验结果表明，在 1.3333-1.3737 的折射率范围内，随着多模长度的减小和纤芯偏移距离的增加灵敏度会增加。研究表明，传感结构具有良好的线性和可重复性。

关键词：光纤传感器 折射率测量 Mach-Zehnder 干涉 多模光纤 纤芯偏移错位结构 高灵敏度

Research on Optical Fiber Refractive Index Sensor

Wu Tianfeng; Hu Song; Xu Tuo

(College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University, Changchun 130022, China 2.)

Abstract: This paper proposes and studies the Mach-Zehnder mode interference refractive index sensor, which is based on the splice point core offset SMF-MMF-SMF (SMF, single mode fiber; MMF, multimode fiber) structure. The single-mode fiber is a sensing arm fiber, and the multimode fiber excites a fundamental mode in the transmission fiber to excite a high-order mode. When the light enters the single-mode fiber, the core diameter of the multimode fiber is smaller than the core diameter of the single-mode fiber. Large, so the high-order mode excited in the multimode fiber will be transmitted in the cladding of the single-mode fiber, and finally the cladding mode and the core mode will be intervened at the fusion point of the sensing single-mode fiber and the multimode fiber. Coupling output. The relationship between the sensitivity of refractive index measurement and the length of multimode fiber and the misalignment distance between the two ends is studied by numerical simulation and experiment. Simulation and experimental results show that the sensitivity increases with the decrease of multimode length and the increase of core offset distance in the refractive range of 1.3333-1.3737. Studies have shown that the sensing structure has good linearity and repeatability.

Key words: optical fiber sensor Refractive index measurement Mach-Zehnder interference High sensitivity Multimode optical fiber Core offset dislocation structure

0 前言

折射率测量已成为光纤传感技术研究的热点问题之一^{[1][2]}。基于光学方法的液体折射率测量主要有两种方法：光路测量方法和光纤测量方法^[3]。光路测量方法是常用方法，但光路结构复杂，光路不

稳定。光纤测量结构简单，是折射率测量的主要方法。马赫-曾德尔干涉仪拥有的优点是便于制造，易于测量，是光纤干涉型传感器研究的常用方法^[4]。马赫-曾德尔干涉型传感器通过错位熔接^{[5][6]}、不同光纤的熔接^{[7][8]}、拉锥熔接^{[9][10]}、敏感材料涂覆^{[11][12]}制作方法达成。

本文提出并研究了一种 Mach-Zehnder 模式干

*指导老师：张天瑜

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6504）

涉折射率传感器,它由核心偏移 Mach-Zehnder 干涉仪 (MZI) 构成。核心偏移 MZI 通过拼接具有微小横向偏移的两个单模光纤 (SMF) 来实现。由于这种有意的偏移,在核心模式和包层模式之间将发生干扰。该包层模式的场延伸超出主光纤的包层,然后可以检测周围液体折射率的变化。当环境材料的 RI 变化时,器件的光谱图案将随之改变。错位熔接^{[13][14]}处易激发包层模式,多模光纤的芯径较大,可以接收较多的光信号从而进行模式耦合。由于错位熔接光纤熔接处部分在液体中,部分光在熔接点处传送到外界环境中,再经过外界环境传输后进入光纤中传输,所以能够感知外界的折射率变化。

1 原理

图 1 显示了本文提出的 SMF-MMF-SMF 结构 Mach-Zehnder 干涉仪的示意图。图 1 (a) 是直接融合 SMF-MMF-SMF 结构马赫-曾德尔的概略干涉仪,和图 1 (b) 是纤芯偏移错位 SMF-PCF-SMF 结构马赫-曾德尔干涉仪的示意图。在传统的 SMF 中,覆盖层的 RI 高于包层的 RI。因此,光被限制在主光纤中并且在包层模式在那里被吸收,这阻止了与涂层一起形成 MZI。为了解决这个问题,我们将两个 SMF 磁芯偏移了几微米,如图 1 (b) 所示。来自传输光纤的光被分成两条路径,其中一部分光保留在接收器光纤的纤芯中,而其余部分被转移到包层并随后作为包层模式传播。在此之后,包层中的光经过 MMF 之后进入另一个核心偏移,包层中的光可以耦合回核心,由于在包层和核心模式中的相位差异,两种光束在某一波长下形成相干干涉。核心模式和包层模式之间的相位差累积是 $\frac{2\pi\Delta n_{eff}L}{\lambda}$, 其中 Δn_{eff} 是纤芯和包层之间的有效折射率差, L 是偏移长度,是工作波长。当 RI 变化时,两部分光之间的光程差将改变。



图 1 (a) 直接融合 SMF-MMF-SMF 结构

Figure 1 (a) Direct fusion SMF-MMF-SMF

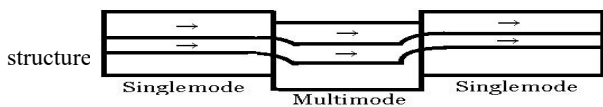


图 1 (b) 接续点锥形 SMF-MMF-SMF 结构

Figure 1.(b) Conical SMF-MMF-SMF structure with connection points

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \varphi \quad (1)$$

其中 I_1 和 I_2 分别是光纤芯和光纤包层中的光强度, φ 是相位差。

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta n_{eff}L}{\lambda} \quad (2)$$

式中: L 是光学路径长度的干涉仪,即多模光纤长度, λ 是光波长, Δn_{eff} 是光纤纤芯和包层的有效折射率之间的差值。

$$\Delta n_{eff} = n_{eff}^{core} - n_{eff}^{cladding} \quad (3)$$

当包层模式和核心模式之间的相位差差异等于 $(2m+1)\pi$, 纤芯和包层中之间的光将导致相消干

涉,也就是说,将产生干涉波谷。 m 阶干涉波谷的波长将随着周围的折射率^[15]而变化,变化如式 (4) 所示:

$$\Delta \lambda_m = \frac{2(\Delta n_{eff} + \Delta n)L}{2m+1} - \frac{2\Delta n_{eff}L}{2m+1} = \frac{2\Delta nL}{2m+1} \quad (4)$$

多模光纤包层的有效折射率是周围折射率的函数,

多模光纤芯的有效折射率与周围折射无关^[16]。 Δn 是多模光纤包层的有效折射率随周围折射率变化的变化。

Mach-Zehnder 干涉仪是通过多模光纤纤芯和单模光纤之间的偏移而形成,与直接拼接 SMF-MMF-SMF Mach-Zehnder 干涉仪相比,在偏移处 SMF-MMF-SMF Mach-Zehnder 干涉仪中可以激发更多的高阶包层模式,并且 MMF 包层的高阶模式对于外部折射率变化更加敏感。因此, SMF-MMF-SMF 核心偏移 Mach-Zehnder 干涉仪将获得更高的灵敏度。

2 仿真模拟

为了探索光在光纤中传播的规律,电场分布模拟如图 2 所示,其中垂直轴和水平轴分别代表纤维长度和直径。

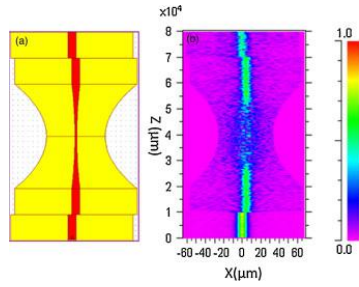


图 2 (a) 核心偏移结构的仿真模型图 (b) 仿真结果

Figure 2 (a) simulation model diagram of core migration structure (b) simulation results

图 2 (a) 是模拟模型图，其中芯是红色的，包层是黄色的。图 2 (b) 是相应的电场分布，表明在包层中存在明显的光场分布。很容易想象可以观察到干涉光谱并且它会受到环境 RI 的影响。

3 实验和讨论

在实验中，NaCl 溶液的浓度分别为 0%，2%，4.76%，9.91%，15.25% 和 20%，并测量折射率。浓度和折射率之间的关系如表 1 所示。从表 1 可以看出，NaCl 溶液浓度从 0% 到 20% 覆盖了普通液体折射率的范围。

表 1 NaCl 溶液浓度与折射率的关系

Table 1 Relationship between NaCl solution concentration and refractive index

NaCl 浓度 (%)	0	2	4.76	9.91	15.25	20
折射率	1.3333	1.3411	1.3493	1.3574	1.3656	1.3737

实验系统装置如图 5 所示。实验光源是放大自发发射(ASE)宽带光源，波长范围为 1520-1570 nm。光谱分析仪 (OSA, AQ6370) 由横河电机生产。单模光纤是 SMF-28。多模光纤是 OM3-150。图 3 是多模光纤 Mach-Zehnder 干涉仪的示意图实验系统。在本文中，我们首先使用该系统研究了直接拼接 SMF-MMF-SMF Mach-Zehnder 干涉仪的长度对液体测量灵敏度的影响。多模晶体光纤长度取 1.5 厘米，2 厘米和 3 厘米。然后，我们研究了不同纤芯偏移量下的干涉图谱（纤芯偏移分别是 10mm、20mm）通过系统测量液体的灵敏度。光纤传感头固定在被测液池中 通过两个单模光纤跳线分别连接宽带 ASE 光源和光谱分析仪 (OSA)。ASE 光源用于提供 1520-1570nm 波长范围的输入光，光谱分析仪用于显示和分析输出干涉光谱。光纤是通过纤维压脚被测液体池稳定地固定，并且

SMF-MMF-SMF 马赫-曾德干涉仪传感头保持直的并且悬浮在液体池，以确保光纤传感头可以防止小外部受力干扰，可以与待测液体充分接触。

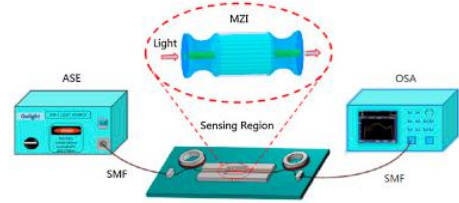


图 3 实验系统设置

Fig.3 Experimental system setup

实验系统设置的照片如图 4 所示，具体实验操作如下：（1）连接光源 - 光纤传感头 - 光谱分析仪；（2）测量空气中光纤传感头的光谱并保存为参考光谱；（3）用注射器将蒸馏水注入液池中，然后测量并保存光谱；（4）液体通过出口从液池中排出，交替反复用蒸馏水和酒精洗涤液池，用压缩空气干燥液池，直到光谱与空气中的参考光谱相同。通过上述步骤测量了不同折射率的 NaCl 溶液的干涉光谱。执行三次重复测量的平均值以减小测量误差。

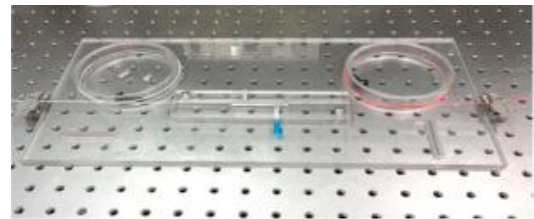


图 4 实物图

Fig.4 Physical map

图 5 (a) - (b) 是采用 L=2cm 时不同浓度下的输出干涉谱的变化。

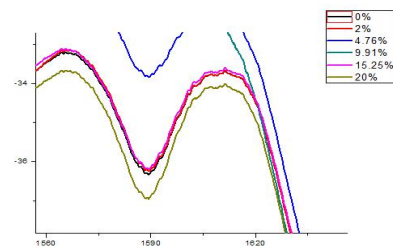


图 5 (a) 纤芯偏移为 10 μm 的干涉光谱

Figure 5 (a) Interference spectra with core offset of 10 μm

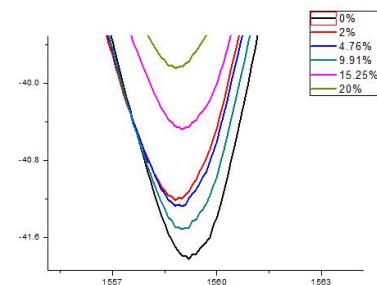


图 5 (b) 纤芯偏移为 20 μm 时的干涉光谱

Figure 5 (b) Interference spectra with core offset of 20 μm

图 5 (c) - (d) 是采用 $L=3\text{cm}$ 时不同浓度下的输出干涉谱的变化

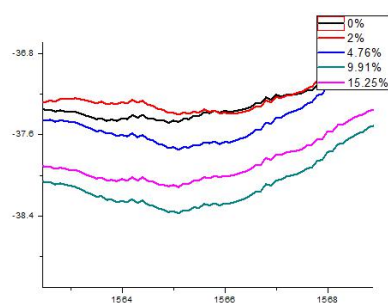


图 5 (c) 纤芯偏移为 $10\ \mu\text{m}$ 时的干涉图谱

Figure 5 (c) Interference spectra with core offset of $10\ \mu\text{m}$

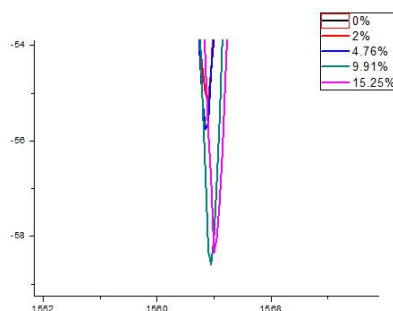


图 5 (d) : 纤芯偏移为 $20\ \mu\text{m}$ 时的干涉图谱

Figure 5 (d) Interference spectra with core offset of $20\ \mu\text{m}$

由图 5 (a) - (d) 可知, 随着 NaCl 溶液浓度的提高, 干涉波波长向右偏移, 即干涉波波长越来越大。并且随着纤芯偏移量变大, 干涉波长随浓度也就是折射率的变化越来越明显, 但是, 此值应有上限值, 条件所限, 本文暂未论述。同时利用拟化曲线法发现, 随着 MMF 长度的减小, 测量灵敏度越来越高。如图 6 所示。

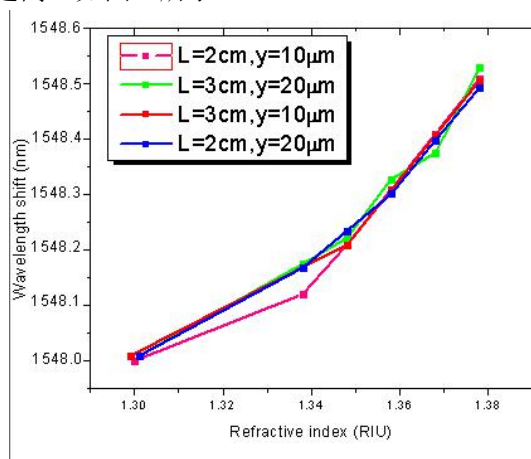


图 6 波长漂移与周围折射率的关系

Figure 8: The relationship between wavelength drift and surrounding refractive index

图 6 是拼接点偏移 SMF-MMF-SMF Mach-Zehnder 干涉仪的波长偏移和周围折射率之间的关系。采用的干涉仪参数是多模光纤长度为

2cm , 纤芯偏移为 $20\ \mu\text{m}$ 。若欲测得未知溶液的折射率, 只需利用光谱仪测得干涉波长的漂移量即可。从实验结果的图 6 中, 可以看出, 多模光纤的长度和纤芯偏移量可以改善 SMF-MMF-SMF 马赫-曾德干涉仪的折射率测量灵敏度。原因在于, 在偏移拼接接头处, 来自第一条线 SMF 的输入光被吐入两条路径。一条路径耦合到传感 SMF 的核心模式, 另一条路径传输到包层模式。纤芯偏移将刺激更多的高阶模式, 这些模式将渗透到外部环境, 并且包层模式之间的接触面积渐渐消失和外部折射率增加, 因此周围的折射率变化将影响包层模式的传输特性。根据折射率定义, 包层模式的有效折射率可以因周围折射率小于包层折射率而降低, 而芯模有效折射率将保持不变。

4 结论

本文提出并研究了一种 Mach-Zehnder 模式干涉折射率传感器, 它基于拼接点纤芯偏移 SMF-MMF-SMF 结构。本文通过在两段单模光纤之间拼接多模光纤 (MMF) 来制作传感器, 在两个拼接点区域中, 两次纤芯偏移将不同光路中的光耦合在一起, 从而形成相干干涉, 通过光谱仪形成输出干涉谱。本文通过数值模拟和实验研究了折射率测量灵敏度与多模长度和纤芯偏移量之间的关系。仿真和实验结果表明, 随着多模光纤长度的减小和纤芯偏移量的增加, 灵敏度会增加。实验结果表明干涉光谱中心波长随着周围折射率的增加, 会出现偏移。

参考文献

1. G. Rajan, S. Mathews, G. Farrell, et al. A liquid crystal coated tapered photonic crystal fiber interferometer J. Opt., 13 (1) (2011), pp. 40-47
2. P.R. Cooper Refractive-index measurements of liquids used in conjunction with optical fibers Appl. Opt., 22 (19) (1983), pp. 3070-3072
3. S. Singh Diffraction method measures refractive indices of liquids Phys. Educ., 39 (3) (2004), p. 235
4. H.Y. Choi, M.J. Kim, B.H. Lee All-fiber Mach-Zehnder type interferometers formed in photonic crystal fiber Opt. Exp., 15 (9) (2007), pp. 1-3

5. Dong B, Zhou D P, Wei L, et al. Temperature- and phase-independent lateral forcesensor based on a core-offset multi-modefiber interferometer [J] . Optics Express, 2008, 16(23):19291-19296.
6. Fan J, Zhang J, Lu P, et al. A single-mode fiber sensor based on core-offset inter-modal interferometer [J] . OpticsCommunications, 2014, 320(1) : 33-37.
7. Kumar A, Varshney R K, Sharma P. Transmission characteristics of SMS fiber optic sensor structures [J] . Optics Communications, 2003, 219(1) : 215-219.
8. Liu Y, Wei L. Low-cost high-sensitivity strain and temperature sensing using graded-index multimode fibers [J] . Applied Optics, 2007, 46(13) : 2516-2519.
9. Wang P F, Brambilla, Ding M, et al. A High-sensitivity, evanescent field refractometric sensor based on a tapered, multimode fiber interference [J] . Optics Letters, 2011, 36(12) : 2233-2235.
10. Shao M, Qiao X G, Fu H W, et al. High sensitivity refractive index sensing of Mach-Zehnder interferometer based on multimode fiber core sandwiched between two waist-enlarged fiber tapers [J] . Optics Communications, 2013, 311(15) : 359-363.
11. An J L, Zhao Y, Jin Y X, et al. Relative humidity sensor based on SMS fiber structure with polyvinyl alcohol coating [J] . Optik, 2013, 124(23) : 6178-6181.
12. Wang H, Pu S, Wang N, et al. Magnetic field sensing based on singlemode-multimode-singlemode fiber structures using magnetic fluids as cladding [J] . Optics Letters, 2013, 38(19) : 3765-3768.
13. Wu Q, Semenova Y, Wang P F, et al. . High sensitivity SMS fiber structure based refractometer-analysis and experiment[J]. Optics Express, 2011, 19(9) : 7937-7944.
14. Guo S P, Albin S. Transmission property and evanescent wave absorption of cladded multimode fiber tapers [J] . Optics Express, 2003, 11(3) : 215-223.
15. H.C. Nguyen, B.T. Kuhlmeiy, E.C. Magi, et al.Tapered photonic crystal fibers: properties, characterization and applications Appl. Phys. B, 81 (18) (2005), pp. 377-387
16. R. Jha, J. Villatoro, G. Badenes, V. PruneriRefractometry based on a photonic crystal fiber interferometer Opt. Lett., 34 (5) (2009), pp. 617-619
17. Y.Y. Jiang, Y.I. LiqingWEI YongTao amp. The finite element analysis of square-lattice multi-core photonic crystal fiber Scientia Sinica, 41 (3) (2011), pp. 319-324
18. R.E. Campos, C.J. Soares, P.S. Quagliatto, et al.In vitro study of fracture load and fracture pattern of ceramic crowns: a finite element and fractography analysis J. Prosthodontics Off. J. Am. College Prosthodontists, 20 (6) (2011), pp. 447-455
19. Gu. WenwenStudy on the Transmission Properties of Optical Waves in Photonic Crystal Fibers Northwestern Polytechnical University (2006)

基于爬杆机器人的环境监测系统设计*

胡金明；王俊生；高 远

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：针对高空环境探测的问题，以爬杆机器人为载体，搭载各种传感器，设计了在不同高度实现用于空气温度，湿度和粉尘浓度的环境监测系统。数据终端收集数据并通过无线传输装置上传环境数据给监控主机。LabVIEW 是用于实现环境参数显示和爬杆机器人运动状态控制的可视接口，实时远程监测。

关键词：爬杆机器人 STM32 环境监测 LabVIEW

Design of environmental monitoring system based on rod-climbing robot

Hu Jinming; Wang Junsheng; Gao Yuan

(College of materials Science and Engineering, Jilin University)

Abstract: Aiming at the problem of high-altitude environment detection, an environmental monitoring system for air temperature, humidity and dust concentration at different altitudes was designed by using rod-climbing robot as carrier and carrying various sensors. Data terminal collects data and uploads environmental data to monitoring host through wireless transmission device. LabVIEW is a visual interface for realizing the display of environmental parameters and the motion state control of the rod-climbing robot, which can be used for real-time remote monitoring.

Key words: Rod-climbing robot STM32 Environmental monitoring LabVIEW

0 前言

随着现代社会的发展，人们有很多工作需要高空环境下完成。因此，爬杆机器人在修剪树木、更换路灯、侦察高空等高空作业领域得到广泛应用。近些年来，它们已经逐渐成为国内外机器人领域的研究热点之一。随着机器人应用领域的不断扩展，高空作业作为新兴领域，具有危险性高、劳动强度大和效率低等问题。典型的高空作业有修剪果树、采摘水果、清洗建筑玻璃幕墙、检测大型锅炉壁面缺陷、搭建建筑桁架、检查及更换路灯、检测斜拉桥等。而现有的爬杆机器人主要应用于这些领域，并没应用到侦察探测等方面^[1]。

计算机技术的快速发展使得数据采集与处理系统被广泛地应用于工业生产生活中。数据采集与处理技术是信息科学的重要组成部分。它涵盖采集、

存储、处理数据以及系统控制等方面，是基于传感信号和微型计算机的测量与处理的综合性技术。它的任务是采集现场的各种参数数据，然后发送至计算机，并根据不同的需求，将数据进行相应的计算和处理，得到所需的结果。同时，将计算机输出的结果按需要加以显示或打印，以便监测某些物理量的实时变化^[2]。

针对以上背景，本文介绍一种采用多种传感器的爬杆机器人，使得爬杆机器人能够在高空或复杂地理环境中探测温度、湿度、空气质量等信息。再通过无线通信技术，把数据传送到计算机中，通过LabVIEW将采集到的数据进行分析 and 显示。这能够代替人类完成危险的侦察和探测活动。

1 系统整体方案设计

1.1 系统需求分析

*指导老师：刘卫平

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017A65287)

根据实际需求：本文是设计出一款基于爬杆机器人、STM32 控制器和无线通信控制的环境监测系统。该系统技术指标为：

1) 架设 STM32 控制系统，结合 WIFI 无线通信技术，实现上位机对爬杆机器人的控制。

2) 系统实时采集周围环境的数据，并通过 ZigBee 模块将终端数据发送至上位机。

3) 系统需要使用 LabVIEW 软件设计界面，以显示下位机采集的实时数据。

1.2 系统方案总体设计

基于爬杆机器人的环境监测系统总体结构如图 1 所示。本设计总体结构由七个模块构成：(1)STM32 控制器，(2)电机驱动，(3)电源，(4)传感器，(5)ZigBee，(6)WIFI，(7)计算机。爬杆机器人下位机的各个传感器采集周围环境数据，通过 ZigBee 发送到计算机进行显示和处理。计算机发送指令通过 WIFI 模块和 STM32 控制器控制电机驱动模块，改变电机运行状态。

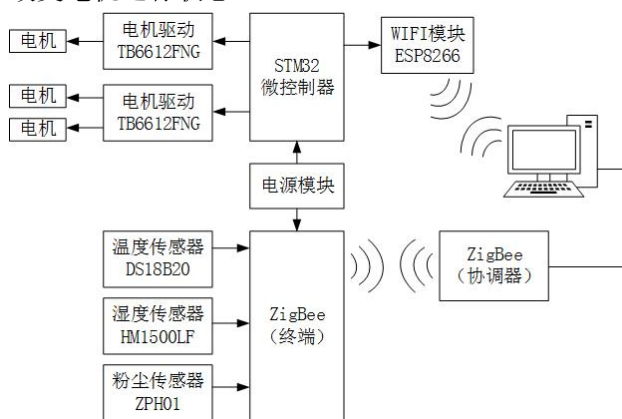


图 1 系统结构框图

Fig.1 System Block Diagram

2 系统硬件电路设计

2.1 爬杆机器人设计

2.1.1 爬杆机器人结构设计

目前国内外研究的爬杆机器人有以下四种分类^[3~5]：(1) 机器人有两个夹持器，它们以一个夹紧一个放松的方式实现爬杆动作。(2) 依靠轮子在杆上运动以实现爬杆动作。(3) 爬行式或蠕动如的仿生爬杆机器人。(4) 机器人有多个固定端，爬杆动作比较复杂。

本文将采用上述中的第二种作为本设计的基本类型。本设计采用三只轮子互成 120° 的结构，通过电机带动轮子转动完成机器人的爬杆运动。爬杆机器人平面结构和实物如图 2、如图 3 所示。

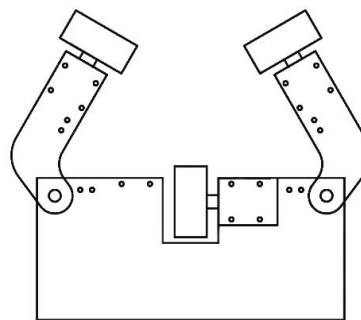


图 2 爬杆机器人平面结构图

Fig.2 Plane Structure Diagram of Rod-climbing Robot



图 3 爬杆机器人结构实物图

Fig.3 Structure Physical Chart of Rod-climbing Robot

2.1.2 电机驱动模块

本设计采用的电机驱动芯片是 MOSFET-H 桥结构的 TB6612FNG。其电路输出是双通道，因此，可以同时驱动 2 个电机。其模块电路如图 4 所示。

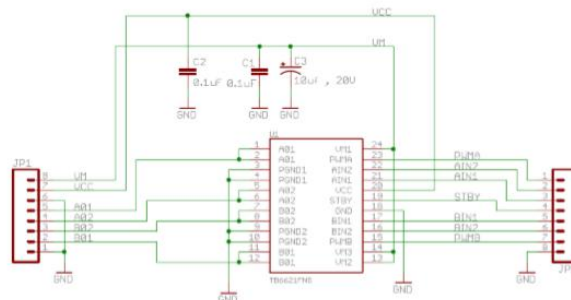


图 4 电机驱动模块原理图

Fig.4 Schematic diagram of motor drive module

2.2 传感器模块

本模块使用 DS18B20、HM1500LF 和 ZPH01 分别对爬杆机器人周围环境的温度、湿度和 PM2.5 进行监测。其中 DS18B20 电路原理图如图 5 所示。该温度传感器的工作电压 3.0~5.5V/DC，分辨能力为 0.0625°C，测温范围为 -55~+125°C。湿度传感器实物图如图 6，其特点有：体积小、测量范围广、可应对恶劣环境。该传感器的工作电压为 3.0~7.0V，输出为 1~4V 的模拟信号（对应 0~100% 的湿度信息），精确度为 ±2%。粉尘传感器的电路原理图如图 7 所示，其特点有：灵敏度高、稳定性

强。该传感器的工作电压为 5V，输出为 PWM 脉宽调制信号，最小可检测到直径为 $1\mu\text{m}$ 的颗粒。

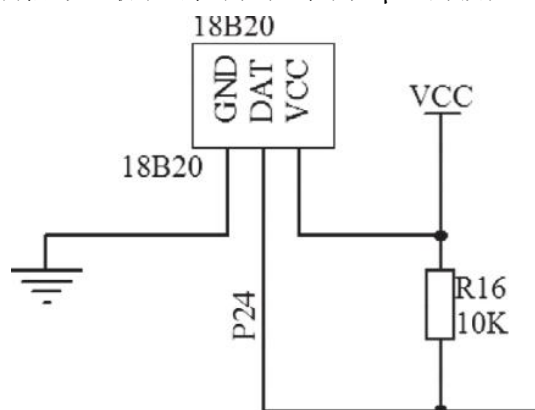


图 5 DS18B20 电路原理图

Fig.5 Circuit schematic diagram of DS18B20



图 6 HM1500LF 实物图

Fig.6 HM1500LF physical picture

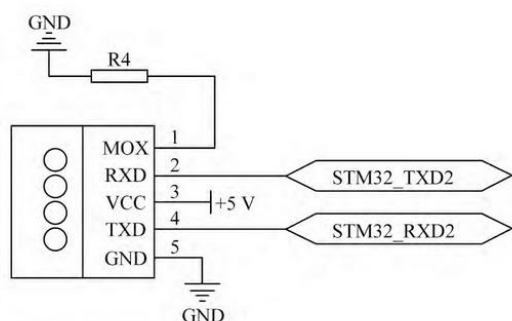


图 7 粉尘传感器模块电路原理图

Fig.7 Circuit schematic diagram of dust sensor

2.3 无线通信模块

本模块采用 WIFI 和 ZigBee 技术。WIFI^[6]选用乐鑫 ESP8266 模块,其内部拥有支持实时操作系统 RTOS 的处理芯片。通过 SPI/SDIO 接口或 I2C/UART 接口通信方式,可以将其当作外部设备连接在外部 MCU 上使用,也可以单独将其作为 MCU 对其内部的芯片进行开发。

本设计的 WIFI 模块用于控制爬杆机器人的运动,使爬杆机器人可以以不同的速度上行和下行。本设计将 ESP8266 设定为串口透传模式,即 STM32 若向 ESP8266 芯片发送数据,则芯片将数据直接通

过 WIFI 发送至上位机,若 ESP8266 接收到上位机的无线数据,也直接将数据发送给 STM32。这样便实现了爬杆机器人与上位机之间的通信。

ZigBee 作为一种低速短距离传输的无线通讯技术被广泛地应用于物联网行业^[7,8]。与其他无线通信技术不同的是 ZigBee 可以进行组网。每一个 ZigBee 网络可以看作一个节点,每个节点之间可以进行通信;每个网络节点间的距离可以从 10~100 米,扩展到几百米,甚至几公里。Zigbee 还具有功耗低、成本低、时延低、可靠性和保密性高等特点。

本模块中 Zigbee 用于将传感器采集到的数据发送到上位机。ZigBee 模块分为终端和协调器两个部分。终端装载于下位机,把传感器采集到的数据传输到协调器。协调器与计算机连接,接收数据并通过串口将数据传送到计算机上。

3 系统程序与软件设计

3.1 爬杆机器人控制程序设计

本程序设计利用 STM32 控制器通过 WIFI 接收到上位机发送的指令,命令 TB6612FNG 来驱动电机运转,从而控制爬杆机器人的运动状态。程序流程如图 8 所示。

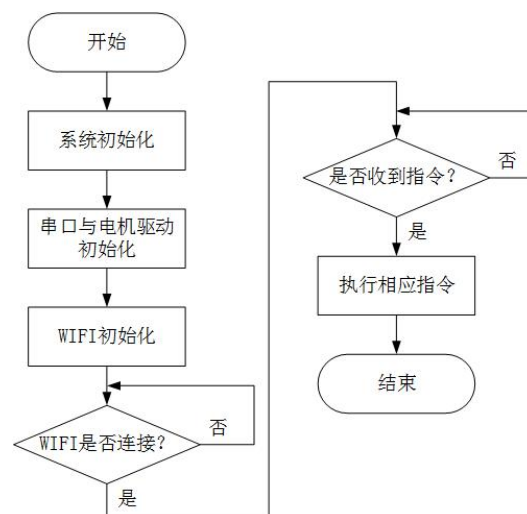


图 8 爬杆机器人控制程序流程图

Fig.8 Flow chart of control program for rod-climbing robot

3.2 数据采集及处理程序设计

本程序的功能包括数据的采集、传输和接收。传感器采集到的数据通过 ZigBee 模块的终端传输至协调器,经串口发送至上位机。具体程序流程如图 9。

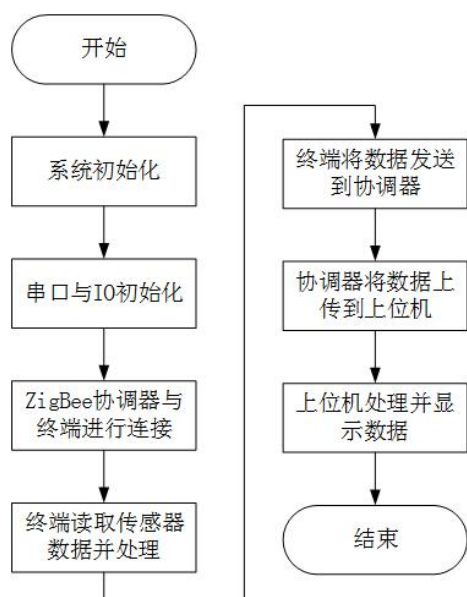


图 9 数据采集及处理程序流程图

Fig.9 Flow chart of data acquisition and processing program

3.3 人机交互界面设计

系统的人机交互界面使用 LabVIEW^[9]进行设计, 主要任务可分为:

(1) 计算机通过 WIFI 与机器人进行连接, 控制机器人的运动。

(2) 计算机通过串口的方式读取 ZigBee 协调器采集到的数据。

(3) 在计算机软件上显示温度、湿度和 PM2.5 信息。

3.4 前面板设计

前面板设计主要包括数据采集部分和爬杆机器人运动状态部分。数据采集部分包括温度、湿度和粉尘浓度。爬杆机器人运动状态部分包括上行、下行和速度。具体设计如图 10 所示。

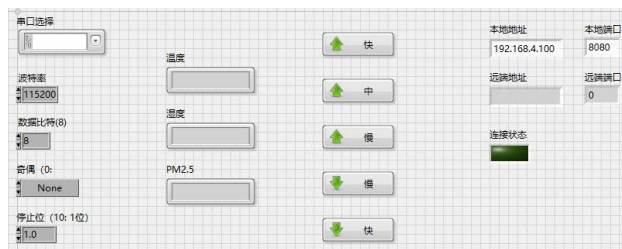


图 10 系统软件前面板设计图

Fig.10 Front panel design diagram of system software

3.5 程序框图设计

程序框图主要分为两部分:

(1) WIFI 运动控制部分，如图 11 所示。该部分主要用于将计算机与机器人通过 WIFI 进行连接，从而控制机器人的运动。

(2) 串口接收及显示部分, 如图 12 所示。该部分主要用于接收并显示 ZigBee 接收到的温度、湿度

和 PM_{2.5} 数据。

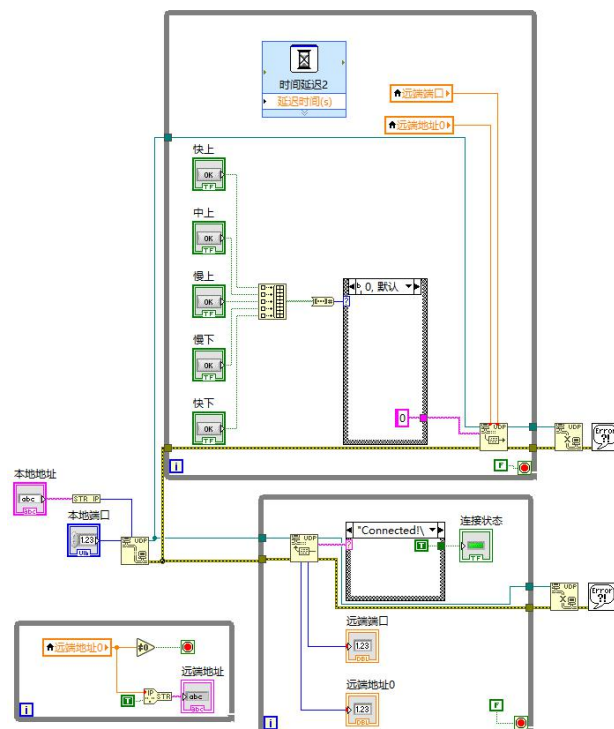


图 11 WIFI 运动控制部分程序框图

Fig.11 Program block diagram of WIFI motion control part

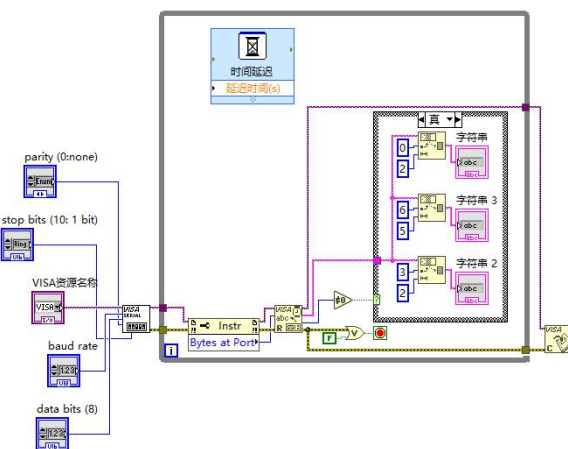


图 12 串口接收及显示部分程序框图

Fig.12 Program block diagram of serial port receiving and displaying part

4 系统调试及测试结果

系统经不断调试，上位机能够通过 WIFI 控制爬杆机器人的运动状态，能以不同的速度上行、下行，并通过 LabVIEW 可以显示传感器采集到的数据，完成对空气环境的实时监测。

系统样机实物如图 13 所示。

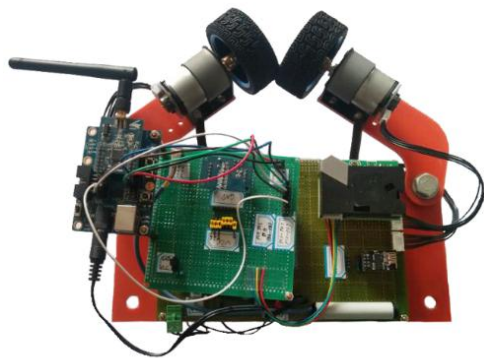


图 13 系统样机实物图

Fig.13 System prototype physical drawing
具体数据如表 1 所示。

表 1 系统在不同地点测试结果

Table 1 Test results of the system at different locations

参数 地点	温度 (℃)	湿度 (%)	PM2.5 ($\mu\text{g}/\text{m}^3$)	平均 误差
室内	实际值	15.9	20.6	21
	测量值	16	23	17
楼道	实际值	15.2	24.3	62
	测量值	15	27	55
水房	实际值	15.5	30.1	48
	测量值	15	32	43

5 结论

本文完成了对整个系统各部分的研究设计，如爬杆机器人部分、电机驱动模块、传感器模块等。完成了样机的制作和调试，其功能满足设计系统的所有需求。

参考文献

1. 陈明森. 爬杆机器人运动原理及动力学研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2009.

2. 丁宗玲. 基于 LabVIEW 的数据采集卡控制和温度采集方法研究[J]. 大学物理实验, 2013, 26 (1) : 81-84.

3. M. P. Murphy, C. Kute, Y. Menguc, et al. Waalbotii: Adhesion Recovery and Improved Performance of a Climbing Robot Using Fibrillar Adhesives[J]. The International Journal of Robotics Research, 2011, 30(1):118 - 133.

4. O. Unver, A. Uneri, A. Aydemir, et al. Geckobot: A Gecko Inspired Climbing Robot Using Elastomer Adhesives[C].

IEEE International Conference on Robotics and Automation. Orlando, FL, USA, 2006:2329 - 2335.

5. 江励, 管贻生, 周雪峰, 等. 双爪式爬杆机器人的夹持性能分析[J]. 机械工程学报, 2016 (03) : 34-40.

6. 徐文. 基于 WiFi 与 Android 的智能家居监控系统设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2017.

7. 王雄, 杨瑞峰, 郭晨霞, 等. 基于 ZigBee 无线环境监测网络系统设计[J]. 科技通报, 2017 (04) : 144-147+1.

8. 栾禄祥. 基于 Zigbee 技术的智能家居系统设计[J]. 信息与电脑(理论版), 2014 (09) : 126-127.

9. 王海宝, 吴婷婷, 吴光杰. 基于 LabVIEW 的环境空气质量监测系统[J]. 计算机测量与控制, 2011, 19 (3) : 525-527.

基于 STM32 的集中式地震仪采集站的设计*

曾森才；李 伟；于霄洋；包 杰

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130022）

摘要：针对地震波高动态范围的特点，设计一种基于 STM32 的集中式地震仪采集站，利用信号调理电路对所检测的信号完成信号放大和滤波处理的过程，采用 ADS1256，对已经经过处理的模拟信号进行相应的转换，GPS 模块收到位置信息和时钟信息，将经过 A/D 转换后的数据与 GPS 得到信息利用 STM32 传输到 TF 卡，并存储到 tf 卡内。该采集站内置 GPS 接收器，并且不需要电缆，能对大容量数据进行自主记录和存储。

关键词：STM32 集中式 ADS1256 GPS

Design of centralized seismograph acquisition station based on STM32

Zeng sencai; Li wei; Yu xiaoyang; Bao jie

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract : Aiming at the characteristics of high dynamic range of seismic wave, a centralized seismograph acquisition station based on STM32 is designed. The signal conditioning circuit is used to complete the signal amplification and filtering process for the detected signal. The ADS1256 is used to process the processed analog signal. Corresponding conversion, the GPS module receives the location information and the clock information, and the A/D converted data and the GPS obtained information are transmitted to the TF card by the STM32 and stored in the tf card. The collection station has a built-in GPS receiver and does not require cables. It can record and store large amounts of data autonomously.

Key words: STM32 centralized ADS1256 GPS

0 前言

上世纪地震勘探产生以后，勘探技术多数采用有缆连接的检波器与中央记录系统的有缆勘探技术。然而这样的系统本身重量很大，不利于搬运，此外该系统的成本很高，经过一定年限的使用以后，相关的设备即使不经外部力量的损坏也必须要进行换新，因为线缆使用过久以后会出现老化，这种问题会影响到数据的质量 [1~14]。由此研究一款成本低并且功耗不高的集中式地震仪采集站，可以有效克服原有仪器的缺点，并且可以降低成本，推动大规模地震仪采集站的发展。数字地震仪采集站内置 GPS 接收器，并且不需要电缆，能对大容量数据进行自主记录和存储。集中式无缆采集系统与有缆采

集系统相比之下，其优势在于作业相对灵活，可以适应将来宽方位和高密度等勘探技术的快速发展^[2~11]。集中式采集系统使数据处理更加方便灵活，这也丰富了地震数据处理方法。

1 采集系统组成

如图 1 所示，地震仪采集站由 STM32 主控模块、信号调理电路、24 位 A/D 转换模块、GPS 时钟授时定位模块、TF 卡存储模块和系统供电模块组成。信号调理电路将检测到的信号进行放大和滤波处理，A/D 转换模块的芯片为 ADS1256，对处理后的模拟信号进行模数转换，利用 GPS 模块获得位置信息和时钟信息，将经过 A/D 转换后的数据与 GPS 得到信息通过 STM32 传输到 TF 卡，并存储在 TF

*指导老师：龙云

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2018B6544)

卡中。

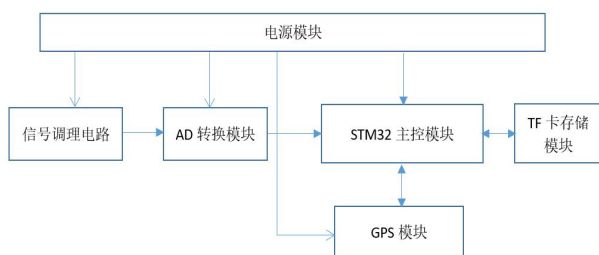


图 1 整体框图

Fig.1 Overall block diagram

2 硬件设计

2.1 电源部分

如图 2 所示,采用芯片 LM2676 和 LM1117 设计 12V 转 5V 和 5V 转 3.3V 的电路,提供较干净的输入电源。

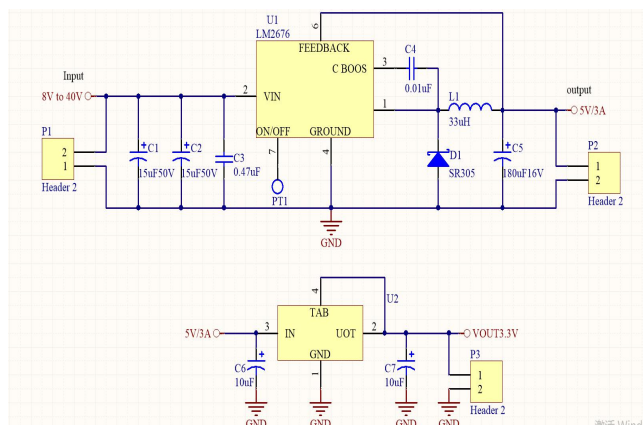


图 2 电源转换电路

Fig.2 Power-switching circuit

2.2 A/D 转换模块

如图 3 所示, A/D 转换模块使用的芯片为 ADS1256。ADS1256 是一种低噪声, 高分辨率的 24bit Sigma-Delta (Δ - Σ) 模数转换器(ADC)。 Δ - Σ ADC 与传统的逐次逼近型和积分型 ADC 相比, 它具有转换误差小, 成本低的优点。ADS1256 可适合于采集最大频率只有几千赫兹的模拟数据的系统中, 数据输出速率最高可为 30K 采样点/秒(SPS), 有完善的自校正和系统校正系统, SPI 串行数据传输接口[3,6]。

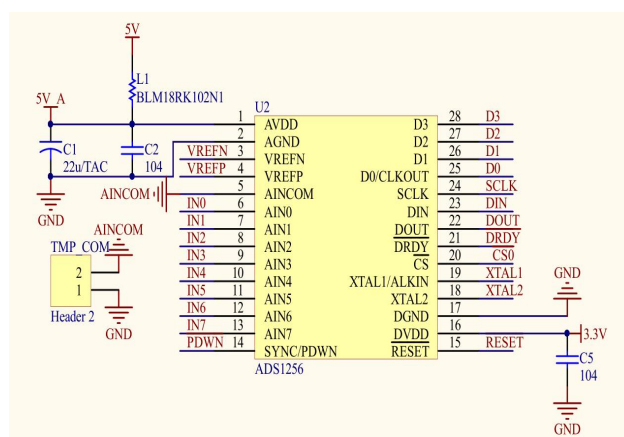


图 3 ADS1256 转换电路

Fig.3 ADS1256 switching circuit

2.3 信号调理电路

信号调理电路如图 4 所示, 它有着低功耗、低噪声的特点。该信号调理电路所用的放大芯片是 AD8422。这款芯片是一种低功耗、高精度、低噪声的轨到轨仪表放大器, 该器件的超低失真性能有利于信号的还原, 负载在整个输出范围内不受影响。电压输出函数为

$$V_{out} = G \cdot (V_{IN+} - V_{IN-}) + V_{REF}$$

(1)其中放大倍数 G 为: $G = 1 + 19.8 \text{ k} \Omega / R_g$

(2)通过调节电位器 R_4 来改变该电路的放大倍数。

低通 RC 滤波电路用于信号的输入和输出, 以去除高频噪声[4,10,13]。

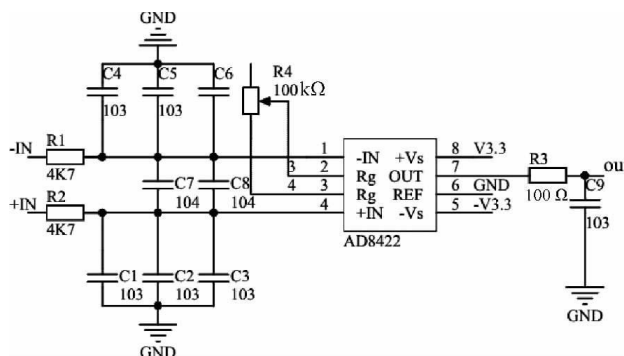


图 4 信号调理电路

Fig.4 Signal conditioning circuit

2.4 GPS 模块

如图 5 所示, GPS 模块采用 U-BLOX NEO-6M 模组, 结构紧凑, 可通过串口设置各种参数, 并且参数可保存在 EEPROM。可以连接各种有源天线, 适应能力强。

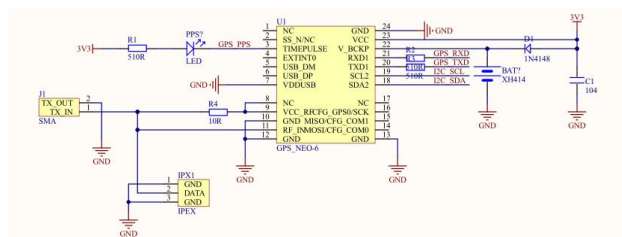


图 5 GPS 模块

Fig.5 GPS module

3 实验方法与结果仿真

3.1 实验方法

ADS1256 数据输出速率为 $(f_{CLKIN} / 256) * (1 / Num_Ave)$ ，当 f_{CLKIN} 为 7.68MHz 时， Num_Ave 取 1 可得到最高数据速率 30KSPS， Num_Ave 取 120000 得到最低数据速率 2.5SPS，当 f_{CLKIN} 取不同值时对应的各种 Data Rate 依照 7.68MHz 时钟频率时的数值呈线性变化，比如 f_{CLKIN} 降低一半最高 Data Rate 则由 30KSPS 变为 15KSPS。

ADS1256 内部数字滤波器总体频率响应函数 $H(f)$ 下式给出:

$$|H(f)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{256\pi \times f}{fCLKIN}\right)}{4\pi \times f} \right|^5 \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{256\pi \times \text{Num_Ave} \times f}{fCLKIN}\right)}{\text{Num_Ave} \times \sin\left(\frac{256\pi \times f}{fCLKIN}\right)} \right|$$

该数字滤波器消减了模拟调制器的输出噪声。从上式我们可以看出 $H(f)$ 和 Num_Ave 参数也有关系, 实际上改变 Num_Ave 就改变了数字滤波器的输出带宽, Num_Ave 值越大, 滤波器带宽越小, 因而被消减的噪声也越多。该低通滤波器的第一个零点位于数值等于 Data Rate 的频率点上, 其它零点均位于 Data Rate 整数倍的频率点上^[5,8,12]。

ADS1256 的输出是用 24bite 表示的双极性的输出, 较低的 23 位表示转换数据的有效值, 最高的一位表示符号位, 符号位为 0 表示输入为正, 符号位为 1 表示输入为负。其正的满量程输出为 7ffffh, 负的满量程输出为 800000h。在量程范围内, 其测量的输入电压值和转换数据之间的关系是:

当输出的数据为正时，测量值=(2Vref/PGA(223-1))输出数据

当输出的数据为负时，测量值

$$= (2V_{ref}/PGA(223-1)) [7ffffh - (\text{输出数据} - 800000h) + 1]$$
 输出数据^[7,9]。

3.2 结果仿真

锤击震源实验。图 6 是在一条测线上的某地点

的实验记录,道间距为 0.5 米,采样间隔为 0.5 毫秒,采样时间为 0.3 秒。

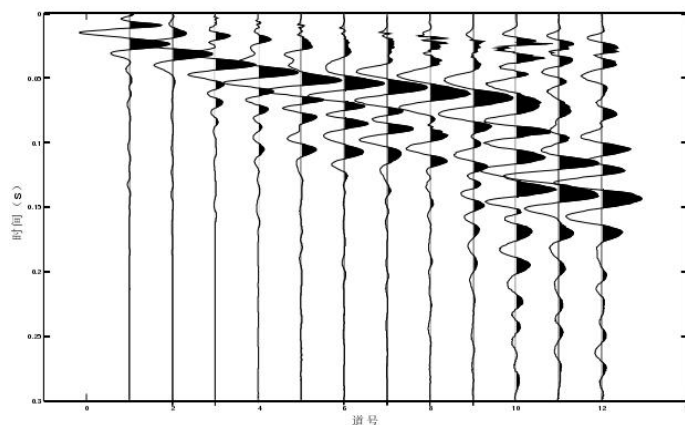


图 6 锤击震源单条数据采集图

Fig.6 Single data acquisition chart of hammer source

4 结论

一直以来,有缆地震勘探系统在地震勘探技术中占据主导地位。有缆地震勘探系统使用连接大导线的方式工作,因此长期以来,勘探成本很高。为了使勘探成本降低,无缆地震勘探系统成为了实现低成本化的勘探系统的新的方法^[1-3]。未来地震勘探提出了大规模、大道数勘探的要求,采用无缆存储式地震仪是可行的解决方案。无缆存储式地震仪采用分布采集,集中回收的方式工作,将野外工作流程以及系统组成最简化,可以极大地节约勘探成本。

本文采用 STM32 为主控芯片研究了集中式地震采集站的系统构成,采用单站的形式设计并实现地震仪。实现了仪器的小型化和低成本化,便于携带,利于野外工作。

参考文献

1. 王肃静. 一种低成本无缆地震仪采集站的研制[A]. 中国科学院地质与地球物理研究所. 中国科学院地质与地球物理研究所 2015 年度(第 15 届)学术论文汇编——油气资源研究室[C]. 中国科学院地质与地球物理研究所.;2016:9.
2. 王肃静, 卢川, 游庆瑜, 张妍. 一种低成本无缆地震仪采集站的研制[J]. 地球物理学报, 2015, 58(04): 1425-1433.
3. 吴海超, 林君, 李哲, 张怀柱, 杨泓渊, 陈祖斌, 郑凡. 无缆存储式地震仪无线网络监控技术[J]. 吉林大学学报(工学

- 版),2012,42(05):1296-1301.
4. 张华奇. 遥测地震仪数据传输技术与软件实现[D]. 吉林大学,2010.
5. 郭建,刘光鼎.无缆存储式数字地震仪的现状 & 展望[J]. 地球物理学进展,2009,24(05):1540-1549.
6. 刘春燕. 12 道集中式地震仪的设计[D]. 吉林大学,2012.
7. 杨泓渊,韩立国,陈祖斌,林君.无缆遥测地震仪采集站的低功耗设计[J].电测与仪表,2009,46(01):49-53+63.
8. 陈联青,贾艳芳,顾欣莉.GPS 授时(网络)地震仪[J].物探装备,2006(S1):1-7.
9. Burdick S, Li C, Martynov V, et al. 2008, Upper mantle heterogeneity beneath NorthAmerica from travel time tomography with global and USArray transportable array data, Seismological Research Letters, 79(3), 384 – 392
10. Burdick S, van der Hilst R D, Vernon F L, et al. 2009. Model update December 2008: Upper mantle heterogeneity beneath North America from P-wave travel time tomography with global and USArray transportable array data, Seismological Research Letters, 80(4), 638-645.
11. Buehler J S., Shearer P M. 2010. Pn tomography of the western United States using USArray, Journal of Geophysical research, 115, B09315.
12. Carr G R, Andrew A S, Denton G J, et al. 1999. The “ Glass Earth ” -Geochemical frontiers in exploration through cover. Aust Inst Geosci Bull, 28: 33 – 40.
13. Tang D L, Li Z S, Yang H S. 2000. Seismic Data Acquisition Technology for Complicated Mountainous Area[J]. Potroleum Explorationist, 2000, 5(2): 25-30.
14. Dai Y S. 1984. Electronic System Noise and Low Noise Design Method [M].Changchun: Jilin People's Press.

智能化分段线性恒流 LED 驱动电源设计*

张嘉伟；王梓旭；金俊贤

（ 吉林大学仪器科学与电气工程学院，长春 130022 ）

摘要：传统开关型的 LED 驱动电源里含有大型电解电容和高频式变压器，使得 LED 驱动电源的体积变得过于庞大且使用寿命变得较短。分段式线性恒流驱动电源就不让我们需要使用大型电解电容和高频式变压器。我们组设计了一种新型的分段线性恒流 LED 驱动电源，利用整流之后的高压脉动直流电压的变化，以自适应的方式在控制 LED 分阶段地恒流工作。除去整流桥与采样电阻之外，我们设计的整个驱动电路可实现单芯片集成，显著地缩小了体积，又明显地延长了寿命。我们组在电路中还设计了一种智能拓展端口，可实现方便有效的智能化控制。我们组就基于华虹宏力 0.5 μm 700 V 的 BCD 工艺对电路采取了仿真验证的措施，在 0~311V 周期的脉冲高压输入条件下，核心的驱动芯片可分成四阶段恒流作业，能够输出的最大值恒定电流可达 96.57 mA。在恒流的情况下，电流的瞬态时的精度之误差仅为 0.031%。仿真结果表明，该 LED 驱动电路中的各指标参数全都满足我们组预想的各个要求。

关键词：LED 驱动电源；分段线性控制；线性恒流电源；智能化

Design of an intelligent segmented linear constant current LED driver

ZhangJiawei; WangZixu; JinJunxian

(College of insitruementation&electricalengineering,Jilin University,Changchun 130022,China)

Abstract: There are electrolytic capacitors with large value and high frequency transformers in traditional switch-mode LED drivers. They will result in large size and short life of a LED driver. A novel segmented linear constant current LED driver which avoids using electrolytic capacitors and high frequency transformers was proposed. It adapts to automatically control LED working with constant current in stages that high voltage pulsating DC voltage after rectification. The LED driver circuit with smaller volume and longer service life can be integrated in a monolithic chip except the rectifier bridge and the sampling resistor. In addition, this driver will achieve intelligent control through an extended pin. The circuit of this LED driver was designed and simulated based on HG 0.5 μm 700 V BCD process. Simulated results show that the driver circuit works in four stages under the condition of high pulse input voltage of 0~311 V cycle, the maximum constant output current is 97.17 mA and the current transient precision error is only about 0.031%. These simulated results indicate that all parameters of this high-voltage regulator are validated.

Key words: LED driver; segmented control; linear constant current; intelligente.

0 前言

LED 是一种新世纪最先进的的光照技术，LED 照明也是一种典型的且极其重要的绿色环保光源^[1]。尤其是在整个 LED 的具体的照明技术中，驱动电源的各个具体性能时至关重要的，事关到 LED 的各项具体的电气性能以及 LED 的各性能的可靠

性。LED 驱动电源大体上发展为了开关电源与线性电源^[2]。开关电源是具有效率高、功耗较小的长处的，但遗憾地有严重地容易被电磁干扰的问题；但是线性电源的被电磁干扰的情况不怎么严重，电流电压的输出纹波也小，但其功率实际效率很明显比开关电源低很多^[3]。在 LED 照明中，驱动电源的工作寿命的要求明显要高于 LED 光源的使用寿命以确保 LED 整灯的正常使用寿命。但是，由于在电

*指导老师：王远

项目类型：大学生创新创业训练项目（201886542）

路中使用了电解式电容，它易受工作温度的影响，容易电解液挥发，电容容量明显降低等问题，使用寿命也明显降低，影响驱动电源的使用寿命，导致显著地降低了 LED 的工作寿命^[4-6]。

1 驱动电源电路设计

传统的开关型 LED 驱动电源中通常包含大型电解电容器和高压式变压器，从而使 LED 驱动电源变得庞大且使用寿命明显。图 1 为市内公用电力操作的的传统开关 LED 驱动电源的系统框图。图中滤波电路主要目的是将整流电压波形转换为平静稳定的直流电，输出端的整流电路可以滤除电压的多余波形，并且保持输出电流的统一性和平稳性。此电路需要采用储能元件^[7]，比如说电解电容和电感。变压器采用反激式工作模式，重复地通和断让变压器能实现电-磁-电的不断转换。可知传统开关型 LED 驱动电源在电路结构中用大规模变压器和电解电容、电感等，但是电路也有体型巨大和工作寿命不长的问题^[8]。分段线性恒流 LED 驱动电源就能有效地解决上述问题。

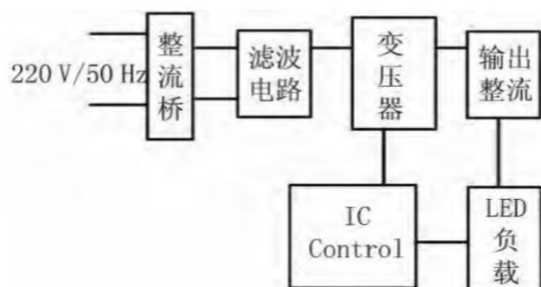


图 1 传统开关型 LED 驱动电源的系统框图

Figure 1 System block diagram of a traditional switched LED driver

图 2 显示的是我们组设计的智能分段恒流线性 LED 驱动电源的系统框图。有了驱动电路，我们就能不去使用大型电解电容器和高压式变压器，还可以依据整流之后的电压的具体的变化，相应地自适应地控制 LED 串地分段线性恒流作业。在该图中，模块 1 的整流桥能够执行正弦电压波形的全波整流，图中 LED 灯串 N1~LED 灯串 N4 采用 N 个 LED 灯珠的串联形式， R_{sen} 采用外置精密的电阻。输入电压则会通过稳压作用的降低高压的电路输出到 VDD，此电压则会作为芯片的工作电压；多值输出为 4 个恒流线性电路各个提供参照电压；4 组的线性恒流控制 LED 串是以线性恒流的模式工作的；电平转换功能模块可以将外部感测出的信号电平转换为芯片能够识别的电平，还可以控制多值的输出参

考电路，也能够控制多值的输出参考电路的各个参数的输出值；内部集成各种功能的保护电路，可防止驱动芯片发热过度或电压过高或电流过大等极端条件，如此一来就能确保电路可以正常作业。

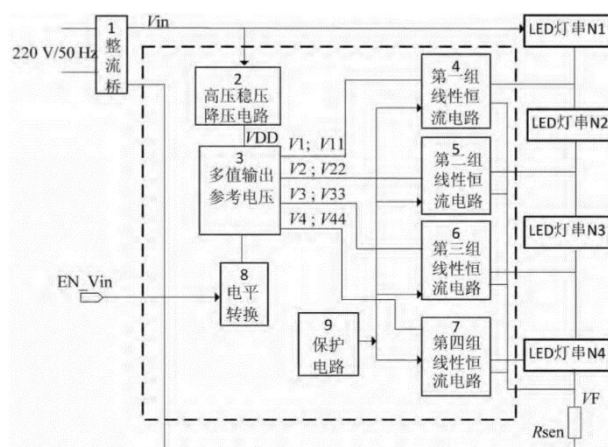


图 2 LED 驱动电源的框图

Figure 2 Block diagram of the LED driver power supply

以下为电路的基本工作原理分析：在输入的 220V/50Hz 交流电源由整流桥整流后，就能够在整流桥的两个输出端得到脉冲直流的高电压，该脉冲直流高电压的峰值为 311V、周期为 10ms 的正弦半波脉冲的电压。该电压提供高压调节降压电路的工作电压和 LED 驱动电源的输入电压 V_{in} 。高压稳压降压电路可在第一串的 LED 导通前稳定地输出芯片的工作电压，以确保芯片可以正常工作。多值输出的参考电压的电路输出为 $V_1 < V_2 < V_3 < V_4$ ，4 路的电压分别能看作是 4 组恒流线性电路的参照电压。在输入电压的逐渐提高阶段，当输入电压提高到 N1 的以正的方向导通的电压后，第一组的恒流线性电路中的 LDMOS1 正是导通的状态，LED 灯串 N1 若点亮，电流则受第一组的恒流线性电路操控。当输入电压成为 LED 串 N1 和 LED 串 N2 的各自的能通过的电压后，支路的电流会明显增大，反馈电压就会随之有明显提高，导致第一组的恒流线性电路的输出电压为低电压，于是就能关断第一组的 LDMOS1，LED 串 N1、LED 串 N2 和 LDMOS2 就可以构成支线回路，其电流受第二组的恒流线性电路的控制，电流大小为 V_2/R_{sen} 。根据上述的工作原理，点亮 LED 串 N3 与 LED 串 N4，可得出类似结果。在输入电压的下降阶段，4 组的恒流线性电路工作的次序与输入电压的上升阶段是互相相反的。来自外部的感知信号可通过高低电平转换电路控制，输出参考电压电路，以此来达到改变输出电流的目的。分段式线性恒流 LED 驱动电源电路能工作在两种模式下，如表 1 所示。LED 分 4 个阶段按顺序一个一个点亮，表中

$V_{11}/V_1=V_{22}/V_2=V_{33}/V_3=V_{44}/V_4=2$, R_{sen} 为外部采样电阻。

表 1 LED 驱动两种电流工作模式

Table 1 Two current operating modes of LED driving

输出电流	第一阶段	第二阶段	第三阶段	第四阶段
使能无效	V_1/R_{sen}	V_2/R_{sen}	V_3/R_{sen}	V_4/R_{sen}
使能有效	V_{11}/R_{sen}	V_{22}/R_{sen}	V_{33}/R_{sen}	V_{44}/R_{sen}

2 电路设计

图 3 为智能分段线性恒流 LED 驱动电源的结构。

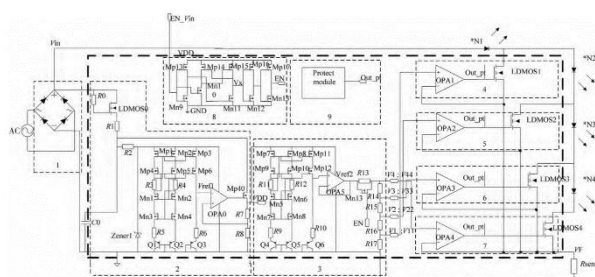


图 3 LED 驱动电路结构

Figure 3 LED drive circuit structure

电路中的整流桥 1, 我们需要选择全波整流桥。图中的每一个桥臂上的二极管的反向最高耐压值在 700 V 以上, 正向电流的最大容量在 330 mA 以上。至于降压电路 2, 由 LDMOS0 和电容 C_0 构成的 CR 充电功能的支线回路, 然后用稳压值为 5.8V 的齐纳二极管 Zener1 来达到稳压目的, 从而前置的基准电压源和线性稳压装置能正常工作。前置的基准电压源会产生 V_{ref1} , V_{ref1} 是作为参考电压值, 并且还是线性稳压的。OPA0 根据电阻得反馈调节网络中电阻 R_8 上的压降变化调节 Mp40 的栅压, 使得输出电压 VDD 稳定, VDD 可以用以下式子计算:

$$VDD = \frac{R_7 + R_8}{R_8} \times V_{ref1}$$

其中 $V_{ref1}=1.2V$ 且 $R_7/R_8=3.2$, 可得到 $VDD=5V$ 。功率管 Mp40 根据饱和和临界得到如式 (2) 计算:

$$ID=12 \mu pCoxW/LV2od$$

(2)式中 $\mu pCox$ 为功率管的工艺相关参数值, Vod 为过驱动电压, W/L 为宽对长之比。可以把额定负载电流值设定为 10 mA, Mp40 的宽对长之比 W/L 可取 $4000/2=2000$, 使得 VDD 具有一定程度的负载能力, 使它成为芯片的低电平模块的工作电压。多值的输出参考电压电路 3, 此电路是由基准电压源、缓冲装置与电阻分压式网络 3 个部分组成。基准电压源是利用互相相反的温度系数的电压的权重, 再以适当的比例相加, 由此可以得到具有零温度系数的基准电压^[9]。运算放大器 OPA5 的输出与

其反向端连接构成了缓冲装置。基准电压经过了缓冲装置后可以得到 V_{ref2} , 经特定电阻按比例地分压后就能得出多个参考电压, 缓冲装置保证了参考电压跟基准电压地特性几乎相同。电阻分压式网络加入一个开关 Mn13, 就可以依据 EN 控制 Mn13 的通与断, 以此更改电阻分压式网络的比, 导致输出参考电压值发生明显改变。电路中 $R_{13}=40k \Omega$, $V_{ref2}=1.2V$, $R_{15}=6.4k \Omega$, $R_{14}=7k \Omega$, $R_{16}=6.8k \Omega$, $R_{17}=21k \Omega$, 如果 EN 无效, 参考电路的输出 $V_1=0.3V$, $V_2=0.4V$, $V_3=0.5V$, $V_4=0.6V$; 当 EN 产生作用, 电路输出 $V_{11}=0.6V$, $V_{22}=0.8V$, $V_{33}=1V$, $V_{44}=1.2V$ 。电路如果受 EN 的控制, 电路就会输出两组的不相同的参考电压。线性恒流电路 4, 主要由运算放大器 OPA1、高电压的 LDMOS1 和采样电阻 R_{sen} 组成。当输入提高到第一串 LED 灯 N1 的正压降后, LDMOS1 的漏源电流开始增大, 采样电阻上的电压降值也逐渐提高且能回馈到运算放大器的反相端, OPA1 通过输入端的端电压的改变, 调节 LDMOS1 使得输出电流逐渐趋于恒定^[10], 使 LED 灯串 N1 恒流工作, 此时输出电流可以用式(3)计算:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_{sen}}$$

I_1 是由第一个恒流线性电路控制的 LED 输出恒定电流, V_1 是多值的参考输出电路的参考作用的电压, R_{sen} 是外部采样电阻。恒流线性电路 4,5,6 和 7 以同样的原理工作。电平切换电路 8 能通过电平转换电路传递信号 EN, 以调节信号 EN 以配合芯片的工作电压, 以获得输出的使能 EN。EN 控制多值输出参考电路以使多值输出参考电路能够输出两个不同的参考电压, 而且还可以互相转换 LED 处于两种完全不同的工作状态。保护电路 9 由过温防止电路, 过压防止电路和过电流防止电路组成。

3 仿真与结果分析

基于华虹宏力 0.5 μm 700VBCD 的工作流程, 选用 Cadence 平台下的 spectre 模拟器对电路实施仿真验证。验证时, 电路中的 LED 串采用电阻与其它各种二极管串联的形式进行模拟测验。图 4 所示为 LED 输出恒定电流随输入电压随时间变化的模拟的结果。

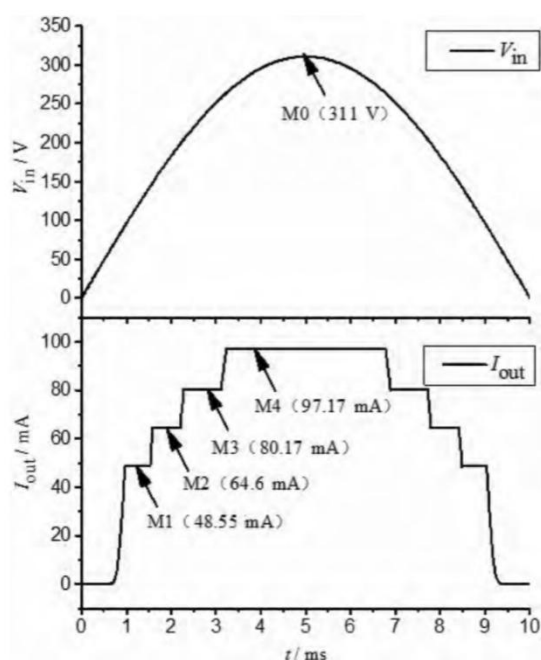


图 4 LED 输入电压与输出电流的关系

Figure 4 LED input voltage and output current

从仿真结果可以看出,电压被输入的期间,当EN 连接到VDD,随着输入电压的提高,LED 的输出恒定电流值一共分4 阶段逐渐提高,4 个阶段全部为恒定状态;在输入电压为低电平的情况下,LED 输出电流也分四个阶段降低,电路实现分段恒流操作功能。图5 显示了当LED 输出电流在第四级功率管中工作时瞬态电流变化的模拟结果。从仿真结果能明显得知,在恒流输出阶段,最大恒定输出电流为97.17mA,最小值为97.14mA,电流波动范围仅为0.03mA,电流的瞬态精度误差仅为0.031%。

图6 显示了多值输出参考电路的仿真结果。该电路使能信号EN 在5ms 时启动。从仿真结果可以明显得知,多值的输出参考电压从V1: V2: V3: V4 变为V11: V22: V33: V44,实现了对多值的参考性输出电压的操控。

图7 显示了EN 信号打开后LED 输出电流和输入电压的仿真结果。该电路使能信号EN 在5ms 时启动。从仿真结果明显能够看出,在前0~5ms 阶段,输出电流由V1: V2: V3: V4 控制。在最后的5~10ms 阶段,输出恒定电流受V11: V22: V33: V44 控制,每个恒流级的输出电流加倍增加,电路可达成智能控制。

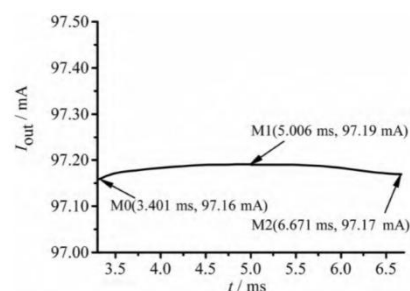


图 5 第四恒流阶段的LED 瞬态电流变化

Figure 5 LED transient current change in the fourth constant current phase

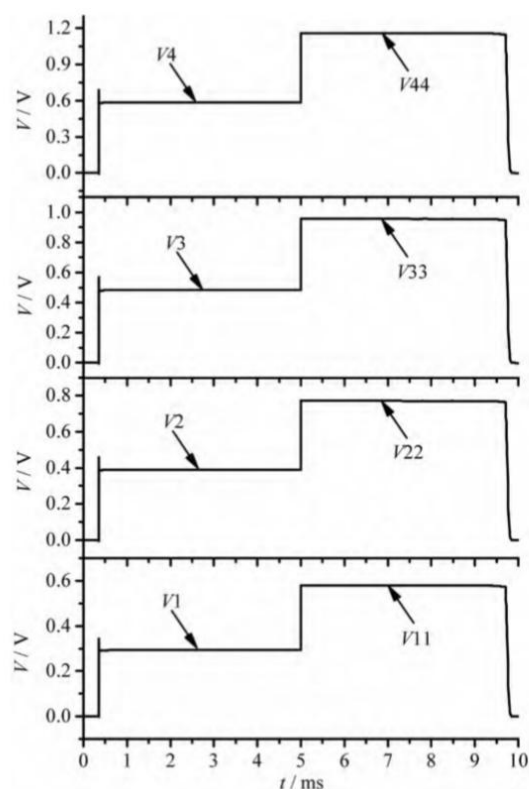


图 6 多值输出参考电压仿真值

Figure 6 Multi-value output reference voltage simulation value

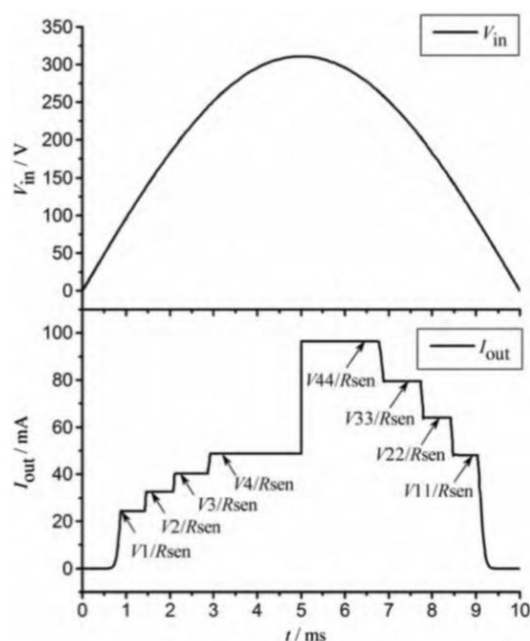


图 7 启用智能拓展端后的两种输出电流状态

Figure 7 Two output current states after the smart extension is enabled

4 结束语

在 LED 照明技术当中,用来驱动电源是很关键的,要想推动 LED 照明技术的发展,提高驱动电源的性能是完全必要的。我们组设计的智能分段线性恒流 LED 驱动芯片,不用大型电解电容和高频式变压器,显著提高了驱动电源的作业寿命、还能大幅缩小体积。由于输入电压的常常改变,此芯片能够在多个阶段分开地恒流工作,芯片的内部也组成了完善的用来起保护作用的电路,保证了电路的平稳性和牢靠性。对芯片有驱动作用的电路中还设计出了智能化的各个功能的拓展,所以能够保持着 LED 智能化拓展照明的控制。仿真结果中可以看出,在 0~311V 周期性脉冲的高电平输入条件下,芯片输出可分成 4 个阶段的状态下保持电流不变工作下去,最高恒定电流可达 97.85mA,在恒流阶段,电流的各个瞬态的精度误差仅为 0.031%。电路还可接受来自外界的感知信号,导致起控制作用的电路是两种完全不同的电流输出状态。该驱动芯片具有体型小且方便集结,还可以实施扩展地实行智能控制等优点,有利于提升 LED 驱动电源的各个功能。

参考文献

1. 陈大华.绿色照 LED 使用技术[M].北京:化学工业出版社

社, 2009: 12-15.

2. 王金城, 李有桢, 陈静波, 等.交流 LED 驱动电路之研究[J]. 照明工程学报, 2006, 17(4): 16-18.
3. WANG B, RUAN X B, YAO K, et al.A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC-DC drivers[J].Trans.on Power Electronics, 2010, 25(3): 592-601.
4. LI Y, GUO W, ZHU Z M.A high efficiency and factor, segmented linear constant current LED driver[J].Journal of Semiconductors, 2015, 36(4): 1-7.
5. 艾炎, 温浩.分段式高压线性恒流源 LED 驱动技术[J].数字技术与应用, 2015(1): 89-90.
6. WU H, TU W C.Controllable and dimmable AC LED driver based on FPGA to achieve high PF and low THD[J].2013 (9): 1330-1332.
7. 陈跃.高效降压型 DC_DC 电源管理芯片 XD1129 的设计与实现[D].西安: 西安电子科技大学, 2012.
8. WU C, HUI S Y .Elimination of an electrolytic capacitor in AC/DC light-emitting diode(LED) driver with high input power factor and constant output current[J].IEEE Trans Power Electron.2012, 27(3): 1598-1602.
9. 张龙, 冯全源, 王丹.一种带曲率补偿的高精度带隙基准源设计[J].微电子学, 2015, 45(2): 222-224.
10. 叶文峰, 杨志豪, 陈凯, 等.LED 照明用分段线性恒流驱动电源设计[J].中国照明电器, 2015(2): 16-18.

基于压缩小波的地震数据时频分析及压制噪声研究*

马吉亮；罗榆炜；陈 恒；陈 聪
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130012)

摘要：小波变换是一种多分辨率的时频分析方法，近年来倍受关注，但其时频分辨率有限。压缩小波变换(synchrosqueezing wavelet transform, SWT)在尺度方向运用对小波变换的复系数谱进行压缩重排的方法，提高了其分辨率，同时保持其可逆性。分析地震数据时，引入谱重排的时频分析方法可以对复杂的地震信号进行精确地分析，同时也更方便对数据进行去噪处理，提高勘探的质量。本文旨在设计基于压缩小波时频分析方法的弱地震信号及噪声压制软件，并用试验采集的数据进行计算，测试这种软件的处理效果。

关键词：压缩小波变换 重排谱 时频分析 噪声压制 Matlab GUI

Time-frequency Analysis of Seismic Data Based on Synchrosqueezing Wavelet Transform and Research on Noise Suppression

Ma Jiliang; Luo Yuwei; Chen Heng; Chen Cong
(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Although continuous wavelet transform is widely used as a time/frequency analysis method in the field of geophysics because of its multiresolution, the resolution of time/frequency is negatively affected by the Heisenberg uncertainty principle. The synchrosqueezing wavelet transform (SWT) is to squeeze and reconstruct complex coefficient spectra in scale orientation. It enhances the resolution of wavelet transform and preserve its mathematic reversibility. When analyzing seismic data, introducing the time-frequency analysis method of spectral rearrangement can accurately analyze complex seismic signals, and at the same time, it is more convenient to denoise the data and improve the quality of exploration. This article aims at designing a software based on synchrosqueezing wavelet transform the time-frequency analysis method of weak seismic signals and noise suppression, using synthetic data and practical examples validate the treatment effect of this method.

Keywords: Synchrosqueezing wavelet transform Reassigned spectrum Time-frequency analysis Suppression of noise Matlab GUI

0 前言

近些年，伴随着社会的迅猛发展，科学技术的飞速进步，一些运用新技术的地震勘探手段也得到了快速地创新，同时基于快速傅里叶变换的核心技术，比如小波变换，压缩小波变换，得到了快速地发展。地震勘探技术现在正向多分量、高分辨率、多参数、多维度的方向蓬勃发展。随着地震勘探深度逐渐加深和勘探环境越来越复杂，噪声也越来越

多，需要要用更方便更有效的方法去分析与处理，达到高精度地震勘探的要求^[1]。

1946年 Gabor 提出了一种加窗的傅里叶变换（也称为短时傅里叶变换或 Gabor 变换）。它的原理是通过将信号函数与一定宽度的时间窗函数相结合，即把信号函数与时间窗函数做乘积，然后再进行分析，可以对目标信号的局部进行细致的分析，在研究信号的局部特征方面起了重要的作用。随着技术的进步，人们发现虽然 Gabor 变换的时间窗可以随参数变化，并且窗的大小和形状与时间和频率

*指导老师：龙云

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6535）

无关,但一旦选择了时间窗,其宽度就不能改变,在整个时域上用一种宽度的时间窗去分析实际信号是不合理的^[2]。小波变换则可以对信号的高频成分用短时窗,低频成分用长时窗分析,符合实际情况,可以更好、更清晰地分析复杂的非线性地震信号^[1,3]。

在过去的二十年里,小波分析快速发展,得到国内外技术人员的重视,现在已经成为地震数据处理的重要工具,小波变换在一定程度上可以对非平稳、非线性信号进行分析,但是它在一维所具有的优异特性并不能直接推广到二维或更高维。为了克服小波变换的局限性,能够在二维数据或其它高维空间数据有所发展,多维度几何分析得到了迅速发展。Boashash 和 Mesbah 提出了去除随机噪声的时频峰值滤波算法。它的基本原理是基于时频分析理论将带含噪信号经过频率调制处理后,使其成为一个常幅值调频信号的瞬时频率,用 Wigner-Ville 的峰值分布来估计出瞬时频率,从而产生去噪的效果。小波变换压制噪声就是使用连续小波变换,根据信号与噪声具有不同的性质,可以确定信号噪声比较少的部分,进而去除相对应的正交小波分量,通过傅里叶反变换后达到去除噪声的目的^[3]。

短时傅里叶变换和小波分析,是两个最早最原始的时频分析方法,两者的区别的是前者是“时间-频率”、后者是“时间-尺度”。而之后,所有的时频分析方法,都是基于这两种方法的升级版,本项目所用的压缩小波变换法也不例外,它更多的是一种提取信号瞬时频率特征的方法。Daubechies^[1]等将其运用在刻画音频信号的瞬时频率特征;shang^[2]等将其应用于地震数据的时频分析,证明了可以将压缩小波变换对地震数据的分析;Herrera^[3]等利用其进行了河道识别的数据处理。小波理论的快速发展始于 20 世纪 80 年代,在国外,小波变换最早被应用于地震数据的压缩中,随后压缩小波变换在图像处理、故障诊断等多方面取得了非常好的效果,国内相关的发展要滞后一些,但是国内有非常好的研究环境,相信会涌现越来越多相关方面的技术人才。

1 压缩小波的基本原理

对于信号 $x(t)$, 其 Fourier 变换可以表示为:

$$X(\xi) = \int x(t)e^{-i\xi t} dt \quad (1.1)$$

式中: ξ 代表角频率。 $x(t)$ 的反变换为:

$$x(t) = \int X(\xi)e^{i\xi t} d\xi \quad (1.2)$$

信号 $x(t)$ 可以等效为多个不同频率的谐波之和,自然界的绝大多数信号均满足这一假设。接下来我们对这种现象做出验证,对于一信号 $s(t)$,有:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K m_k(t) + e(t) \quad (1.3)$$

式中: $m_k(t)=A_k(t)\cos[\varphi_k(t)]$,指的是单个随时间变换的谐波成分, $A_k(t)$ 指的是瞬时振幅, $e(t)$ 指的是噪声或干扰的瞬时相位^[4]。

瞬时频率 $f_k(t)$ 可由相位的导数求得:

$$f_k(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi_k(t) \quad (1.4)$$

式中: $\varphi_k(t)$ 指的是第 k 个成分的瞬时相位。

这里把小波变换写成频率域形式:

$$W_s(a,b) = \frac{1}{2\pi} \int a^{-\frac{1}{s}} \hat{s}(\xi) \hat{\psi}^*(a\xi) e^{ib\xi} d\xi \quad (1.5)$$

式中: a 表示尺度因子; b 表示时间平移因子; ξ 表示角频率; $\psi(\xi)$ 表示母小波的傅里叶变换。

那么对于单一谐波信号 $s(t)=A\cos(\omega t)$,其小波变换为:

$$\begin{aligned} W_s(a,b) &= \frac{a}{2} \int a^{-\frac{1}{s}} [\delta(\xi - \omega) + \delta(\xi + \omega)] \cdot \\ &\quad \hat{\psi}^*(a\xi) e^{ib\xi} d\xi \\ &= \frac{A}{2\sqrt{a}} \hat{\psi}^*(a\omega) e^{ib\omega} \end{aligned} \quad (1.6)$$

假如母小波的频率为 ω_0 , 则其小波系数谱应该主要集中于 $a=\omega_0/\omega$ 的位置。然而,在尺度方向实际的小波系数谱常常会发生扩散,不能像预期中完美地聚焦,从而使得时频分析图不够清晰^[3,4]。

虽然在尺度方向小波系数谱会产生扩散或者说发散,但由于其相位恒定。可以通过如下公式来计算其瞬时频率:

$$\omega_s(a,b) = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial}{\partial b} \arg[W_s(a,b)] \quad (1.7)$$

式中: $\arg(\cdot)$ 指的是复小波系数的相位。

压缩小波变换的基本思想为通过计算瞬时频率,可将小波系数由 (b,a) 投影变换为 $(b,\omega_s(a,b))$ 。假设目标信号为离散信号,则其尺度变换值和频率变换值都是离散的 ($\Delta a_k=a_k-a_{k-1}$, $\Delta \omega=\omega_l-\omega_{l-1}$), 因此考虑到离散情况,压缩小波变换的公式不妨表示为:

$$T_s(\omega_l,b) = \Delta \omega^{-1} \sum_{|\omega(a_k,b)-\omega_l| \leq \Delta \omega/2} [W_s(a_k,t) a_k^{-3/2} \Delta a_k] \quad (1.8)$$

压缩小波变换因为是在频率方向对复小波系数

进行重新排列，其变换过程显然是可逆的，那么逆变换可表示为：

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\{C_\varphi^{-1} \int_0^\infty W_s(a, b) a^{-3/2} da\} \\ &= \text{Re}\{C_\varphi^{-1} \sum_k [W_s(a_k, b) a^{-3/2} \Delta a_k]\} \quad (1.9) \\ &= \text{Re}\{C_\varphi^{-1} \sum_l [T_s(\omega_l, b) \Delta \omega]\} \end{aligned}$$

其中， $C_\varphi = \int_0^\infty \hat{\psi}^*(\xi) d\xi$

2 时频分析方法的基础

2.1 短时窗 Fourier 变换

在进行一般的频率响应分析时，常常采用 Fourier 变换的方法来实现，但是仅通过频域分析是不能全面描述地震信号的特征的，必须结合时域共同分析。普通的 Fourier 变换无法达到要求，提出了一种改良的 Fourier 变换方法，在原有的基础上，通过加窗，把整体的输入信号划分为局部的、分段的信号，每段信号都单独进行 Fourier 变换。这种变换方法被我们称为短时窗 Fourier 变换，简称为 STFT。

STFT 方法的意义在于其局部特性，如公式 2.1：

$$F(t, \omega) = \int x(\tau) h(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2.1)$$

式中： $x(\tau)$ 为即将对其进行变换的目标信号， $h(\tau)$ 是与时间相关的时间窗函数。

当时间不断向右推移，取样窗随之向右移动，对每个时间对应的取样窗内的信号分别进行 Fourier 变换，则所得到的频率响应具有局部特性。在频域内，可得整个输入信号的频率响应，对该频谱进行 Fourier 逆变换，就能重构原输入信号，如公式 2.2：

$$x(\tau) = \iint F(t, \omega) h(\tau - t) e^{j\omega\tau} d\omega dt \quad (2.2)$$

不同宽度的时间窗函数使其时间、频率分辨率各不相同。窗越宽，前者越低，后者越高；反之亦然，对二者造成的影响是相对的^[2,4]。

2.2 Gabor 变换

在 STFT 中，由于取样窗的宽度对时间、频率分辨率造成的影响是相对的，使其中一个大，另外一个必然小，所以不可能同时取到任意小，同时，由于不确定性原理，两分辨率的乘积无法小于某常数 C 。但可以找到一个最小极值，为 $\Delta t \times \Delta \omega = 1/2$ ，

该式在取样窗为 gauss 窗时成立。假如满足上述条件，则这种 STFT 被称为 Gabor 变换。Gauss 窗如公式 2.3：

$$h(\tau) = \frac{1}{2\sqrt{\pi a}} e^{-\frac{\tau^2}{4a}} \quad (2.3)$$

式中： a 的大小与 Gauss 窗的宽窄相关，直接影响 Gabor 变换的两个分辨率^[5]。

2.3 Wavelet 变换

Wavelet 变换是在解决地震信号处理问题的背景下产生的一种新的变换方法，弥补了 STFT 的不足之处。STFT 中，取样窗一旦确定，在整个变换过程中，无论是频率分辨率还是时间分辨率都是确定的无法改变的。而在 wavelet 变换中，分辨率是可变的，根据需要，低频区注重频率，高频区注重时间，可相应的设置高一些。

对 $x(\tau)$ 进行多次 wavelet 连续变换，简称为 CWT，可得公式 2.4：

$$W(b, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int x(\tau) \psi^*\left(\frac{\tau - b}{a}\right) d\tau, a > 0 \quad (2.4)$$

式中： $\psi(\tau)$ 是母小波信号， $W(b, a)$ 为 CWT 谱， $\psi^*(\tau)$ 和 $\psi(\tau)$ 为共轭信号。

如果对信号 $\psi(\tau)$ 进行伸缩、平移、归一化，可以得到 $\psi_{a,b}(\tau)$ ，如公式 2.5：

$$\psi_{a,b}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi((\tau - b)/a) \quad (2.5)$$

式中： a 为尺度参数， b 为平移参数^[4,5]。

3 去噪原理

在地震信号收集采样的过程中，常常有随机噪声来干扰地震信号记录过程，造成其污染。在这些方法中，很特殊的一种方法就是利用迭代阈值或时频域阈值。但是，做不到明显区分开它们的信号和噪声的水平。因为时频谱如果是通过传统时频分析方法分析获得的，一般来说是平滑的，而不是聚焦的。通过在时频谱域对随机噪声进行压制的同时，无法保证有效的地震信号不受损伤。以上条件下，重排谱时频分析方法的优点就很突出了。采用这种方法，在重排谱后的域中，地震资料能量聚焦的程度比较高，而同时随机噪声的能量相比较而言，可以更分散，这样以来就可明显的区分开来信号水平以及噪声的水平。所以利用在重排谱域阈值的方法，可以压制随机噪声^[6,7]。

快速迭代软阈值算法，即 FISTA 算法^[6]。在 FISTA 算法中，提高收敛速度是将公式中的 m_k 进行变换而实现的，需要声明一个变量 y_k ，定义它与 m_k 和 m_{k-1} 存在如下关系，

$$y_k = m_k + \left(\frac{\beta_{k-1}}{\beta_k}\right)m_k - m_{k-1} \quad (3.1)$$

式子中，定义一个参数 β_k ， β_k 随迭代次数变化而变化，由下式确定：

$$\beta_{k+1} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4\beta_k^2}}{2} \quad (3.2)$$

为了计算出 FISTA 模型更新后的表达，可以用 y_k 替换式中的 m_k 进而计算得出 m_{k+1} ，如下式：

$$m_{k+1} = \text{soft}\left(y_k + \frac{1}{\alpha} D^H b - D y_k, \frac{\lambda}{2\alpha}\right) \quad (3.3)$$

可以归纳出 FISTA 的实现步骤：

- (1) 首先赋给初始值： $y_1 = m_0$ ；
- (2) 然后进行第 k 步计算，完成迭代；
- (3) 再根据上式来计算 m_k ；
- (4) 利用公式 3.2 计算出所需迭代次数 K ；
- (5) 最后计算得到

$$y_k = m_k + \left(\frac{\beta_{k-1}}{\beta_k}\right)m_k - m_{k-1}。$$

综上，快速迭代软阈值算法相比较 ISTA 算法，具有其无法比拟的优点。不仅可以提升收敛速度，同时也能像迭代软阈值算法一样实现起来简单，这样看来，它更适合处理复数，所以谱分解时用这种算法效果更好^[7]。

4 实验结果与分析

选用 Matlab GUI 制作地震数据时频分析的软件，因为 Matlab GUI 的开发方法简单易懂，和其他的界面编写平台一样，是面向对象的，需要对每个对象的属性和回调函数进行设置。可在 guide 中设计编程实现界面。制作开发界面的步骤很简单，选用 guide 编写方式：首先在命令窗口中输入“guide”，然后“回车”，在出现的界面中选择创建新的空白 GUI；会出现布局窗口，窗口的左上角是常用的控件列表，右侧是布局区域；然后选择 Edit Text, Static Text, Axes, Push Button 等控件，拖拽其至布局区域进行布局；最后双击每个控件，更改其属性和参数^[7]；其中最为关键的步骤是设置控件的回调函数，尤其是 Push Button 的回调函数，

右键点击按钮，选择 View Callbacks，即可对每个按钮的 callback 函数进行编程。按以上步骤进行，就能绘制出如图 4.1 所示一个简易的 GUI 界面了。

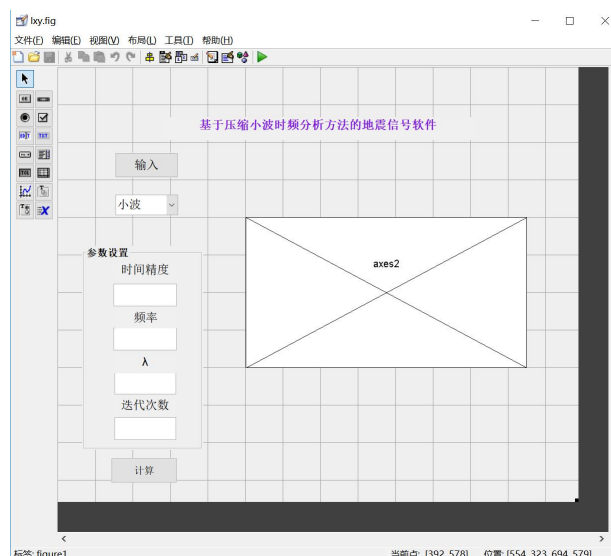


图 4.1 Matlab GUI 开发界面

Fig4.1 Matlab GUI development of interface

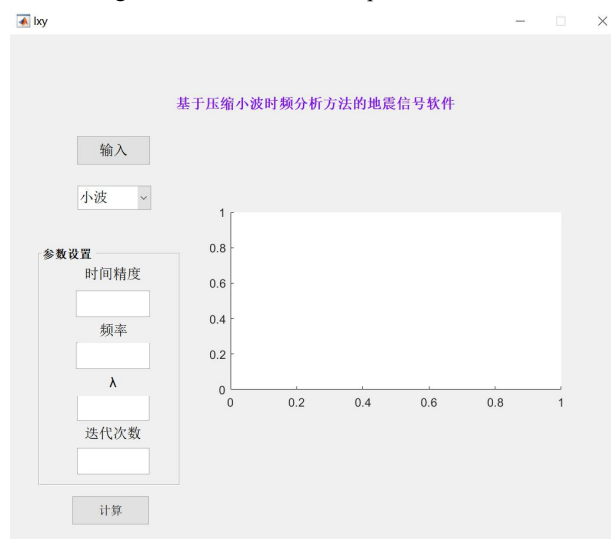


图 4.2 时频分析初始化界面

Fig4.2 Initialization Interface for Time-Frequency Analysis

时频分析初始化界面如图 4.2 所示，点击“输入”按钮，即可在出现的窗口中选择需要分析地震数据文件，载入数据后，在主界面中载入待分析地震信号，测试运行结果如图 4.3 所示。

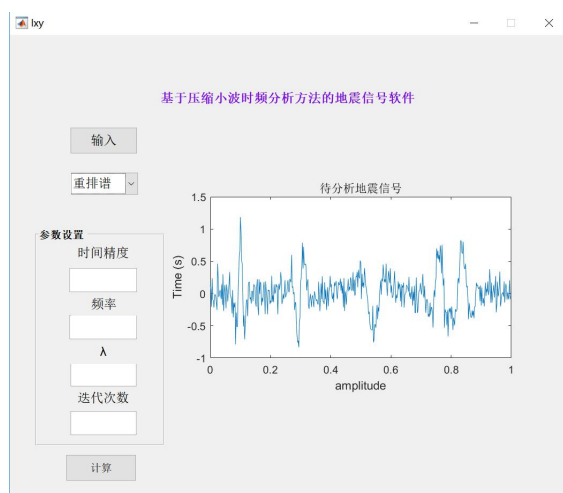


图 4.3 待分析地震信号

Fig4.3 Seismic signals to be analyzed

按图 4.4 输入参数后，点击“计算”按钮，即可对地震数据进行初步分析。重排谱时频分析的结果如图 4.5 所示，小波变换时频分析得到的结果如图 4.6 所示。

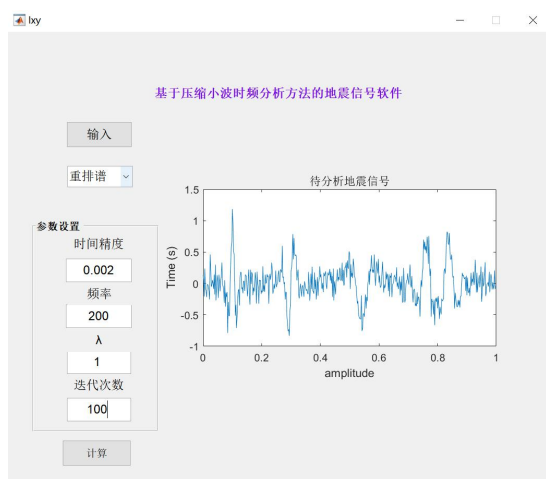


图 4.4 参数设置

Fig4.4 Parameter setting

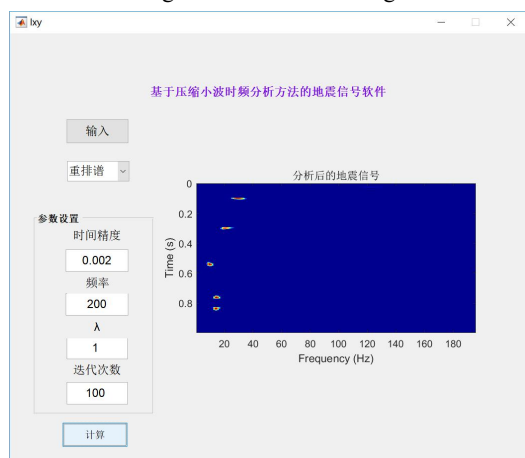


图 4.5 重排谱时频分析结果

Fig4.5 Time-frequency analysis results of rearrangement spectrum

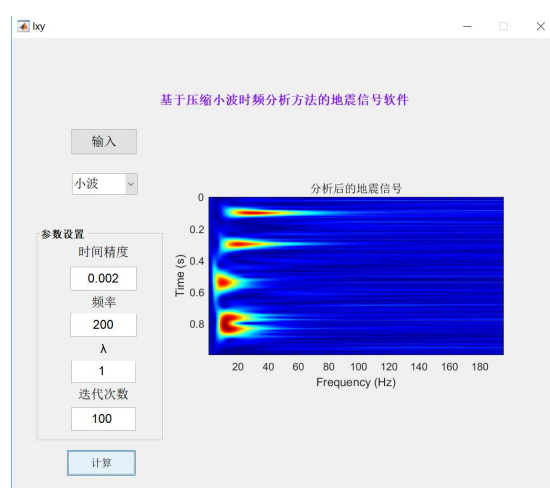


图 4.6 小波变换时频分析结果

Fig4.6 Time-Frequency Analysis of Wavelet Transform

通过对比图 4.5 和图 4.6 中，重排谱和小波变换分析得到的频谱可以看出，重排谱分析得到的频谱，聚焦度高，可以明显区分信号与噪声。由此可见，重排谱分析方法优于小波时频分析方法。

5 结论

本文通过查阅国内外相关文献资料，对复杂的地震数据进行了谱重排和小波变换的时频分析，用 Matlab GUI 开发时频分析软件，使得对地震数据的分析更方便，可以适用于各种不同的地震数据，通过对比谱重排和小波变换的时频分析结果，可知谱重排分析的结果更清晰，更方便展开下一阶段对数据去噪的工作，但也存在一定的不足，接下来在时频分析精度上可以进一步的加强，能够达到预期目标，做出一款方便使用的地震数据时频分析及去噪软件。

参考文献

1. Daubechies I, Lu J, Wu H T. Synchrosqueezed wavelet transforms: an empirical mode decomposition - like tool[J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2011, 30(2):243-261.
2. Shang S, Han L G, Hu W. Seismic data analysis using synchrosqueezing wavelet transform [J]. Expanded Abstracts of 83rd Annual Internat SEG Mtg, 2013, 4330-4334.
3. Herrera R H, Han J J, van der Baan M. Application of the

synchrosqueezing transform in seismic time-frequency analysis [J]. Geophysics, 2014, 79(3):V55-V64.

4. 尚帅, 韩立国, 胡玮, 等. 压缩小波变换地震谱分解方法应用研究[J]. 石油物探, 2015,54(1):51-55.
5. 韩利. 高分辨率全谱分解方法研究[D]. 吉林大学, 2013.
6. Boashash B, Mesbah M. Signal enhancement by time-frequency peak Filtering[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 2004, 52(4):929~937.
7. 夏洪瑞, 朱勇, 周开明. 小波变换及其在去噪中的应用[J]. 石油地球物理勘探, 1994(03):274-285+398.

断层面光纤应力监测锚杆应力计的研制*

吕沛桐；侯玉庆；杨云瑞

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022）

摘要：一直以来应力监测被广泛的应用于建筑、滑坡、采矿、断裂带等各个方面。本文介绍了一种用于应力监测的光纤光栅锚杆应力计。我们设计了断面的模拟实验，并在三轴试验机上完成了实验。在锚杆上刻槽，在锚杆的水平和竖直方向上放置四组光栅和温度补偿光栅监测锚杆在的应力变化并温度补偿，能够监测断层中锚杆的受力方向和力的大小，同时能够监测位移。

关键词：锚杆应力计 应力监测 光纤光栅

Development of Anchor Stress Tester for Broken Layer Fiber Stress Monitoring

Lv Peitong; Hou Yuqing; Yang Yunrui

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022)

Abstract: Stress monitoring has been widely used in construction, landslides, mining, fault zones and other aspects. This paper presents a fiber grating anchor stress gauge for stress monitoring. We designed a simulation experiment of the section and completed the experiment on a triaxial test machine. The groove is grooved on the anchor, and four sets of gratings and temperature compensation gratings are placed in the horizontal and vertical directions of the anchor to monitor the stress change and temperature compensation of the anchor, and the force direction and force of the anchor in the fault can be monitored. At the same time, the displacement can be monitored.

Key words: Anchor stress gauge Stress monitoring Fiber grating

0 前言

应力监测在建筑、滑坡、采矿、断裂带等各个方面是安全风险评估的一项重要指标。对于建筑，通过应力的监测分析和评价建筑物安全状态，能够验证设计参数，反馈设计施工质量，研究应力应变演变规律。对于滑坡，通过监测其随时间的变化过程，可以进一步研究引起滑坡的成因。对于采矿区，通过对矿山由于矿藏开挖引起的实际变形的观测，可以避免危险性变形的发生，极大的保障人民生命财产安全。在地质构造运动监测方面，通过监测地壳运动以及新断裂带的应力积累释放，及时评估断裂带危险性^[1-4]。

但目前缺乏对应力变化的直接观测和检验手段。钻孔应变测量作为主要的同震应变观测手段，时间连续性好，但空间离散，且钻孔应变观测影响因素较多，其物理意义不直接反映断层行为。这意味着利用钻孔分量应变仪观测的同震应变进行应力触发断层活动等相关研究，还需对数据的可靠性做深入分析，否则可能会产生错误结果^[5]。另一种获取应力的手段--绝对应力测量，成本较高，并且较难获取原位应力变化的连续观测，因此在时空分辨率和连续性上难以匹配断层面应力变化研究需求^[6-7]。因此，一种能较好地观测段层面应力变化的方法是当下最值得进行研究的课题。

发展跨断层分布式应力变化检测手段，能够直接、连续地获取断层面的应力变化，可实现应力

*指导老师：张天瑜

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018A6509）

变化计算模型的检验与校准,为进一步检验基于应力变化的地震触发理论提供关键技术,为未来地震和断层活动性监测提供可靠的数据来源。该项目针对对断层应力变化监测手段匮乏的问题,提出利用光纤光栅技术,通过建立断层应力监测锚杆应变传递力学模型,研究锚杆的应变传递规律及其影响因素;通过微纳加工技术制作特种光纤光栅,满足断层活动大应变的监测需求。设计锚杆槽内焊接式应变传感结构、温度补偿及其保护装置,提升应变测量效果,并设计多点应变传感系统,连续直接地监测断层面多点应变变化过程^[8-10]。为最终制备能够直接、连续地获取断层面的应力变化的多点应力监测系统提供理论和实验支撑。

1 实验

1.1 锚杆应力计的结构描述

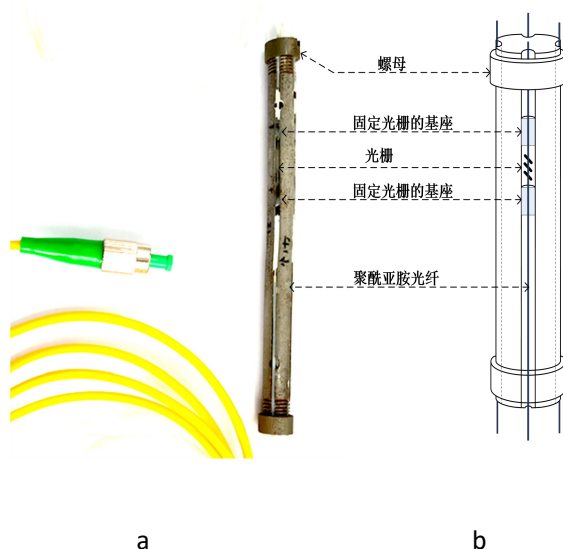


图 1 a 锚杆应力计的实物, b 锚杆应力计的详细结构

Fig.1 a Physical map of anchor stress meter

b Detailed structure of the anchor stress meter

如图 1 所示, a 描述的是一个锚杆应力计的原型, 并且该传感器元件的详细示意图在图 1 b 中。

我们设计了一个锚杆应力计, 采用了轴心单根细锚杆结构。我们在直径为 8mm 的锚杆四周刻四个凹槽用于放置光纤光栅, 光栅的两侧由特别设计的金属基座固定。为了使得光纤光栅能够同时测得拉伸和收缩的应力变化, 在使用基座固定光栅的同时施加了一定量的预应力, 使光栅的波长有一个合适的偏移量。在锚杆的两侧的螺母有两个用途: 一在不使用传感器时松开螺母起到一个保护光栅的作用, 便于保存和运输; 二在使用传感器时通过拧紧两侧的螺母对整个锚杆施加一个额外的预应力起到

一个增敏和锚固的作用。光栅两侧使用松套管保护光纤同时使用 AB 胶将松套管固定于凹槽内。

我们在锚杆四周放置的四根光栅, 用于监测锚杆四个方向的受力情况, 为了能够在监测断层变化的方向。

我们在实验中采用了飞秒光栅, 避免了传统刻写工艺对光纤的损害。为了避免传统光纤环氧树脂胶和普通胶粘剂在长期使用过程中出现的老化以及胶的“零点”漂移现象, 我们使用低熔点玻璃作为光栅固定的主要材料。低熔点玻璃具有耐温性好, 不易膨胀、绝缘和低导热性等优良性能, 是理想的封接材料。为了使光纤具有更好的抗拉能力和更好的高温特性, 我们选取了聚酰亚胺光纤代替普通光纤进行飞秒激光的刻写。

1.2 锚杆应力计的具体制作步骤

(1) 选用聚酰亚胺光纤光栅, 将定位部件在 270 摄氏度下用低熔点玻璃固定在应变 FBG5 两侧;

(2) 将带有定位部件的应变 FBG 置于要打磨好的凹槽内, 先将一侧的固定部件使用少量紫外光胶固定于凹槽内, 并且对未固定的另一侧施加拉力, 迅速这一侧的定位部件用紫外光胶快速固定, 使光纤光栅保留这部分预应力;

(3) 在已经固定好的定位部件上涂适量的 353ND 胶, 将涂胶后的锚杆置于恒温箱中进行 4 个小时的 60 摄氏度固化处理;

(4) 重复以上三个步骤逐步完成剩下的 3 个凹槽的工作;

(5) 待四个凹槽的光纤皆固定完成, 在固定部件的外侧凹槽内涂适量 704 软胶;

(6) 待 704 软胶初步固化, 在锚杆上的光纤两侧安装松套管, 松套管使用 AB 胶固定于凹槽内部;

(7) 将四个凹槽的光纤串联起来后把锚杆锁紧装置固定于锚杆两侧;

(8) 将制作完成的锚杆置于恒温箱中老化处理。

(9) 对制作完成的锚杆进行测试, 确保光栅保留的预应力足够。

1.3 三轴试验机实验过程及步骤

为了模拟断层面的移动, 监测断层的应力变化, 我们设计了一系列实验力学模型。

在实验中我们采用真三轴试验机加载分布有预应力光纤的模型试验, 模拟断层的变化, 来验证力学模型的有效性

我们设计了两个特殊的带有一定切角的铝块来模拟断层, 在铝块中设计了放置锚杆应力计的通孔, 方便布置预应力光纤光栅锚杆。并且在铝块的表面的相应位置放置了 12 个应变片 12 个用于监测表面应力变化, 用于数据对比分析。

通过真三轴试验机加载预应力光纤光栅锚杆,

如图 2-a 所示, 实验块和锚杆被放置于实验台上, 实验块的前方和右方处于固定侧, 在左侧和后侧施加力。左侧和右侧都放置了位移传感器和压力传感器, 用于检测位移和力的变化。改变施加在模型上的力和位移模拟断层移动获得锚杆的应力变化。施加力和位移的方向以及应变片的位置如图 2-b 所示

以下是实验步骤:

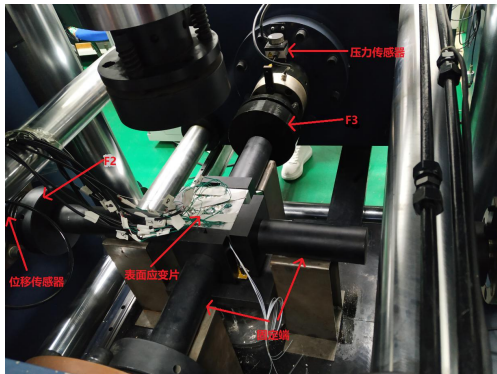
(1) 首先, 将锚杆放置于实验块中, 使得锚杆中光栅在水平方向和竖直方向上各有一对。并对拧紧两侧的螺母对锚杆进行锚固和增敏并连接仪器设备。

(2) 然后, 启动设备, 我们在 F2 和 F3 方向上同时施加一个 10KN 约束力, 用于固定实验块。

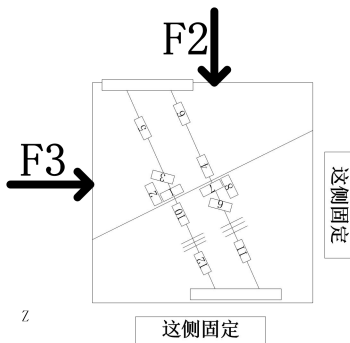
(3) 再然后, F3 保持 10KN 的力不变, 在 F2 方向上逐步加力到 50KN, 并保持一段时间等待数据稳定。

(4) 最后, F2 保持 50KN 的力不变, 在 F3 方向上加 1mm 左右的位移。

(5) 实时记录数据, 结束实验。



a



b

图 2 a 三轴试验机的各个部分介绍

b 应变片分布和 F2、F3 加力方向

Fig.2 a Introduction of various parts of the triaxial testing machine

b Strain gauge distribution and F2, F3 force direction

2 数据分析

2.1 锚杆应力计与应变片的数据对比

该试验系统将封装好的铸铝模型安装在三轴应力试验机上进行压力试验, 并将应变片与锚杆应力计的响应换算成应力。其中, 光纤光栅解调系统采用 3db 中点波长提取算法, 通过算法找到每个光栅 3db 中点对应的采样点标识, 再根据 AD 的采样精度确定出波长, 同时用校准器件进行对波长实时校准和标定, 进行波长解调。试验对将锚杆应力计的应变数据、应变片的应变数据和软件仿真的应变片数据进行了分析对比, 结果如图所示。

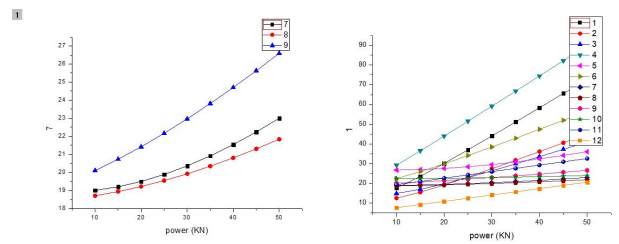


图 3 10-50KN 时光栅、应变片、软件仿真结果对比

Fig.3 Comparison of grating, strain gauge and software simulation results at 10-50KN

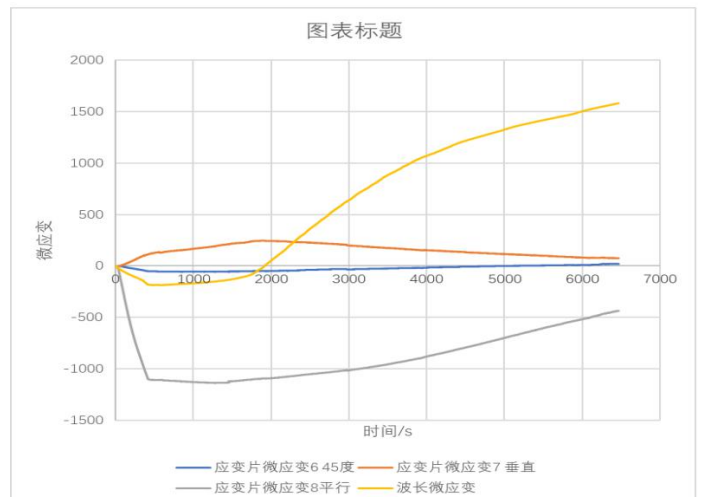


图 4 10-50KN 时锚杆左侧光栅与对应位置应变花的微应变对比

Fig.4 Micro-strain comparison of the left grating of the anchor and the corresponding position strain flower at 10-50KN

由图 3、图 4 可知: 在实验全程, 对试验数据进行压力响应曲线线性拟合, 锚杆应力计与应变片拟合结果相似, 这表明该光纤光栅压力传感器线性度较好; 线性拟合表达式的斜率即为该锚杆应力计的压力灵敏度系数 SP , 约为 0.8nm/Mpa , 这与 comsol 软件仿真模拟计算的结果 0.791nm/Mpa 十分

接近,造成实测结果与理论仿真结果差异的主要原因是模拟计算过程中金属的弹性模量、泊松比等数据为近似数据,不能完全表达实测时金属的实际特性,且不同批次金属材料的属性也会有一些不同。

2.2 波长变化与力的关系

在实验的第三个阶段,我们保持 F3 方向上的力不变,在 F2 方向上逐步施加从 10KN-50KN 的力。通过分析单根锚杆中四根光栅的波长变化得到图 5。

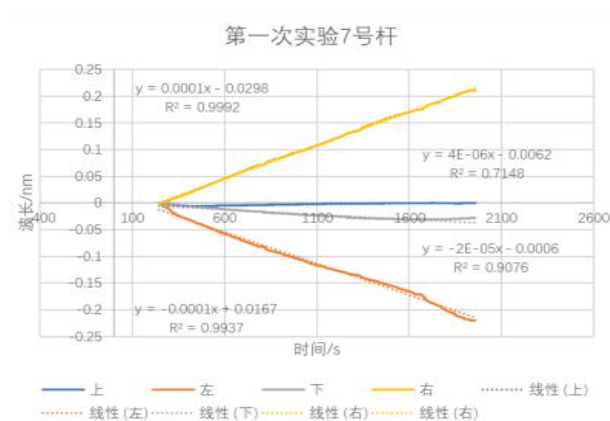


图 5 10-50KN 时单根锚杆中四根光栅的波长变化

Fig.5 Wavelength variation of four gratings in a single anchor at 10-50KN

如图 5 可见在 250s-670s 左右锚杆收到了 F2 方向的力,可以明显的看出锚杆的左右侧的光栅波长变化更加明显,且两侧的波长变化的斜率基本一致,而上下两侧的变化则不明显。这是因为左右两侧的光栅处于锚杆的水平两侧,模型实验里的力也是加载在水平方向上,水平方向上收到最直接的应力变化,而垂直方向上的光栅没有收到最直接的影响,变化相对较小。我们完全可以根据实验结果中光栅变化的趋势判断出锚杆受力来自水平反向而非垂直方向。图中我们可以看到右侧的光栅波长变化的斜率为正,这说明右侧受到拉伸而左侧则相反光栅波长变化的斜率为负,光栅受到了挤压产生收缩。只有从一个左往右对锚杆施加的力才会产生这种变化,因此我们还可以判断锚杆到的力是一个自左向右的力。我们根据锚杆波长的变化很容易的分辨锚杆受力的方向。此外,由于锚杆中光栅是对称设计,我们可以根据水平两侧的光栅波长的变化进行对比计算,起到温度补偿的作用。

2.3 力的监测

在 F2 施加 10 KN -50KN 力的同时,我们记录了波长与力的关系,我们选取了锚杆的右侧光栅对波长和力进行了线性拟合。如图 6 所示,力与波长

具有非常好的线性关系,线性度达到了 0.9993,我们完全可以在真实的断层测量中根据波长的变化推断断层力的变化。

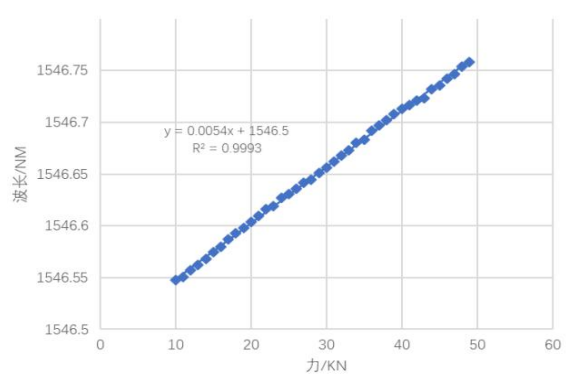


图 6 锚杆右侧光栅波长与力线性拟合图像

Fig.6 Linear fitting image of grating wavelength and force on the right side of anchor

3 结论

我们提出了一种基于 FBG 技术用于断层面应力监测的锚杆应力计。将四组光栅分为两组分别布置于锚杆的水平竖直方向上,用于监测锚杆的应力变化和温度补偿。该传感器应用了抗拉能力的更强的飞秒聚酰亚胺光纤,具有更加可靠稳定。

该传感器能够根据波长的变化监测受到力的方向和大小,同时得到了力和波长、位移和波长的变化关系,能够直接、连续地获取断层面的应力变化,可实现应力变化计算模型的检验与校准,为进一步检验基于应力变化的地震触发理论提供关键技术,为未来地震和断层活动性监测提供可靠的数据来源。

参考文献

1. 周江存. 地震断层面应力潮汐相位与发震时刻相关性 [A]. 中国地球物理学会.中国地球物理 2013——第二十六专题论文集[C].中国地球物理学会,2013:1.
2. 李健,詹文欢,朱俊江,孙杰,冯英辞,姜莲婷,郭磊,唐琴琴.1990 年菲律宾 Mw7.7 级强震对马尼拉俯冲带静态应力触发影响 [J]. 海洋地质与第四纪地质,2017,37(06):93-99.
3. 万永革. 汶川、玉树和芦山地震导致周围断层的库伦应力变化[A]. 中国地球物理学会.中国地球物理 2013——第三专题论文集[C].中国地球物理学会,2013:1.

4. 金笔凯.震源参数的联合反演及库伦应力变化研究[D].
中国科学院大学,2013.
5. 单斌.中国大陆地震应力传输及断层相互作用的研究[D].
中国科学院大学;中国科学院研究生院,2012.
6. 万永革.“地震静态应力触发”问题的研究[D].中国地震
局地球物理研究所,2001.
7. 石耀霖,曹建玲.库仑应力计算及应用过程中若干问题的
讨论——以汶川地震为例[J].地球物理学
报,2010,(1):102-110. DOI: 10.3969/j.issn. 0001-5733.
2010.01.011.
8. 盛书中,万永革,田力.科里奥利力对断层作用的统计研
究[J].中国地震,2009,(3):256-264. DOI: 10.3969/j.issn.
1001-4683.2009.03.004.
9. 单斌,熊熊,郑勇,等.2008年5月12日MW7.9汶川地震
导致的周边断层应力变化[J].中国科学(D
辑),2009,(5):537-545. DOI:10.1007/S11430-009-0060-9.
10. Shan, B.,Xiong, X.,Zheng, Y., et al.The co-seismic
Coulomb stress change and expected seismicity rate
caused by 14 April 2010 Ms=7.1 Yushu, China,
earthquake[J].Tectonophysics: International Journal of
Geotectonics and the Geology and Physics of the Interior
of the Earth,2011,(3/4):345-353

基于视频监控的独居老人家庭摔倒报警系统*

杨 阳；陈张恒；张 硕；张 瑾；崔洪亮

(吉林大学仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130061)

摘要：摔倒是威胁独居老人安全的重要隐患，针对目前独居老人增多，在家摔倒不能及时得到救治的问题，本文设计了一种基于视频监控的独居老人家庭摔倒检测报警系统，采用老人头部下降的速度来判断摔倒是否发生。该系统首先利用基于肤色特征的人脸检测和基于多特征 Camshift 优化的粒子滤波跟踪算法对人脸进行定位，然后根据老人头部下降的速度判断老人是否摔倒，最后通过 GSM 模块将摔倒信息及时发送给老人的家人，让摔倒老人及时得到救治。为了验证系统的可行性和准确率，本文对不同场景、不同光照和不同摔倒等多种复杂条件进行了实验。实验结果表明，从整体来看，摔倒报警的正确率可以达到 75.0%，非摔倒动作的误报警率低至 0%。

关键词：独居老人；人脸检测；人脸追踪；摔倒检测；GSM 模块

Family Fall Alarm System for Elderly People Living Alone based on Video Surveillance

Yang Yang; Zhangheng Chen; Shuo Zhang; Jin Zhang; Hong-liang Cui

(Jilin University, College of Instrumentation & Electrical Engineering, Changchun, Jilin, China, 130061)

Abstract:Falling is an important hidden danger that threatens the safety of elderly people living alone. With the number of elderly people living alone increasing, in view of the problem that the elderly can not be treated timely when they fall at home, this paper designs a family fall alarm system for elderly people living alone based on video surveillance, which uses the descent speed of the elderly head to judge whether the fall has occurred. First, the system combines face detection based on skin color feature and multi-feature-based CamShift guided particle filter tracking algorithm to locate the face, and then judges whether the elderly fall according to the descent speed of the elderly head. and finally send the fall alarm information through the GSM module in time to let the elderly get timely treatment. In order to verify the feasibility and accuracy of the system, this paper conducted experiments under a variety of complex conditions such as different scenes, illumination conditions and fall. From overall view, the experimental results show that the correct rate of fall alarm can reach about 75.0%, and the Non-falling action of false alarm rate is as low as 0%.

Key words:Elderly people living alone face detection face tracking fall detection GSM module

0 前言

当今社会，经济飞速发展，而伴随着经济腾飞，老龄化问题愈演愈烈。根据第六次全国人口普查结果显示^[1]，我国 60 岁以上的人口已接近 1.78 亿，占总人口的 13.26%，65 岁以上的人口已接近 1.19 亿，占总人口的 8.87%。但是由于我国已实行了三十多年的计划生育，大多数家庭处于“421”的家庭模式，

即四个老人、一对夫妻和一个孩子，许多家庭的子女由于工作等原因，留老人独自在家。然而，由于老人上了年纪，行动不便，发生意外的可能性随之增加。其中，独居老人在家摔倒已经成为了老人的头号杀手。2013 年上海老人因摔倒而住院的人数占当时老人人口总数的 83.5%。在美国，摔倒已经成为 70 岁以上老人死亡的第六大原因^[2]。因此，研究老人摔倒检测是十分必要的，如何及时地发现独居老人在家摔倒并为老人发出呼救显得尤为重要。

*指导老师：张瑾 崔洪亮

项目类型：大学生创新创业训练项目（2017B65615）

目前国内外研究人员对老人摔倒检测进行了大量研究,研究方向主要分为三大类:(1)基于可穿戴设备对老人摔倒进行检测^[3,4]。这类系统大多采用三轴加速度和陀螺仪等传感器来采集老人摔倒时的数据,并对其进行分析,进而判断老人是否摔倒。但此类穿戴式设备可能会对老人的正常行动产生一定的影响,同时部分老人不愿意佩戴此类设备。(2)基于声音信号来检测老人摔倒^[5,6]。此类系统通过采集摔倒时产生的声音大小和声音频率来判断老人是否摔倒。此类系统容易受到外界其他声音的干扰并产生误判,且在家中布设声音采集设备投入较大,不适合系统的普及。(3)基于视频监控的摔倒检测系统^[7,8]。此类系统通常通过摄像设备采集图像信息,对图像中的老人计算其纵横比,当纵横比超过阈值时则认为老人摔倒。此方法仅采用纵横比信息不能很好地区分老人蹲下和躺下等正常动作和摔倒动作,具有一定的局限性。

基于以上分析,本文提出了一种新的基于视频监控的独居老人家庭摔倒检测报警系统的设计,采用老人头部下降的速度来判断摔倒是否发生。本系统将基于肤色特征的人脸检测^[9,10]和基于颜色和运动特征联合的 Camshift 优化的粒子滤波算法^[11,12]有效结合,提高了人脸定位的正确率,同时根据相邻帧图像间老人头部下降的速度可以有效判断出老人是否摔倒。本系统采用头部下降的速度作为摔倒判断的方法,可以将蹲下和躺下等多种干扰动作和摔倒动作区分,正确地检测出老人是否摔倒,同时,弥补了穿戴式设备和声音检测设备的不足。

1 系统设计

本系统共分为四个模块,分别是监控数据获取、人脸定位、摔倒检测和摔倒报警。监控数据获取模块是通过摄像头拍摄图像,然后通过数据线传输给电脑。本系统使用的是海康威视的摄像头,其焦距为 4mm,水平视场角可达 86° ,基本可以获取室内的全部场景,分辨率为 $1280\text{px} \times 720\text{px}$ 。人脸定位模块包括初始帧人脸检测和后续帧人脸跟踪两部分,摔倒检测模块是采用老人头部下降的速度来判断摔倒是否发生,这两部分将在本文后续章节详细论述。摔倒报警模块是通过 GSM (Global System for Mobile Communications, 全球移动通信系统) 模块给老人儿女的手机发送报警信息来实现报警功能^[13,14]。该模块由 SIM800c (四频 GSM 模块) 和 USB (Universal Serial BUS, 通用串行总线) 转 TTL (Transistor-Transistor Logic, 双晶体管逻辑电平)

两部分组成,可以工作在 850/900/1800/1900MHZ 四个频段,能够实现语音、DTMF (Dual Tone Multi-Frequency, 双音多频)、TTS (Text To Speech, 从文本到语音)、短信以及 GPRS (General Packet Radio Service, 通用分组无线服务技术) 数据的传输。系统原理示意图如图 1 所示。

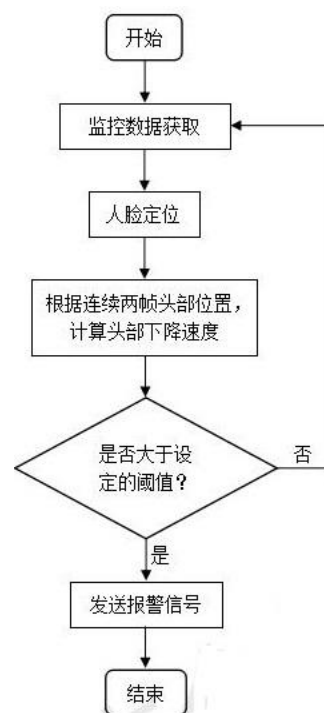


图 1 系统原理示意图

Fig. 1 Schematic diagram of system principle

2 人脸定位

对于初始帧,本文采用了基于肤色特征的人脸检测方法定位老人头部的初始位置。基于肤色特征的人脸检测方法的主要原理是:肤色在 YCbCr 色彩空间上具有比较好的聚类特性,且主要受亮度信息的影响,当亮度分量 $Y \leq 80$ 时,可以直接将其判断为非肤色像素点,当亮度分量 $Y > 80$ 时,肤色信息主要集中在 $77 \leq Cb \leq 127$ 且 $133 \leq Cr \leq 173$ 区间。此外,为了避免室内与肤色相近的其他物体影响人脸检测,本文在基于肤色特征的人脸检测方法的基础上,加入了背景差分方法,通过选取无人时的场景作为背景,将背景图像与当前帧图像进行相减,提取出人体运动区域,避免了背景中肤色相近物体的干扰。同时,由于光照影响,可能使人体的衣服上出现高光区域,影响人脸肤色区域的判断,本文采用陈锻生等人^[15]提出的高光区域消除的方法。对于一幅具有高光特征的图像,首先找到具有高光特征的像素点 ($Y > 0.8 * Y_{\max}$, Y 为 YCbCr 色

彩空间的亮度分量, Y_{\max} 为图像中亮度分量的最大值), 然后对这些像素点进行高光消除。高光消除的方法如下: 如图 2 所示, 假设像素点 P5 具有高光特征, 采用由上向下的处理方式, 在 P5 的可信邻域 P1、P2 和 P3 中找出亮度分量属于 $[Y_{\max} \times 0.7, Y_{\max} \times 0.8]$ 区间的像素点, 然后计算这些像素点亮度分量的平均值, 作为像素点 P5 亮度分量的可信值, 如果 P1、P2 和 P3 三个像素点的亮度分量都不属于 $[Y_{\max} \times 0.7, Y_{\max} \times 0.8]$ 区间, 则取 P5 亮度分量的 0.75 作为 P5 像素点亮度信息的可信值, 从而达到高光区域去除的效果。

P1	P2	P3
P4	P5	P6
P7	P8	P9

图 2 邻域信息

Fig. 2 Neighborhood information

在初始帧完成老人头部位置的定位后, 对于后续帧, 本文采用基于颜色和运动特征联合的 Camshift 优化的粒子滤波跟踪算法进行人脸的后续定位^[12]。在颜色特征方面, 本文采用 HSV 色彩空间对颜色进行描述, 统计人脸所在位置的 H 分量。在运动特征方面, 使用背景差分的方法, 用当前帧与背景帧相减, 得到差分后的运动区域。此外, 使用 CamShift 对粒子滤波进行优化, 使粒子滤波中每个粒子都向其局部极大值处移动, 每个粒子均尽可能地收敛到目标附近, 大大增强粒子的有效性, 使得用较少的粒子就能实现稳定的跟踪, 减少了计算代价。

3 摔倒检测

考虑到人是非刚性物体, 有多种活动方式, 如果采用纵横比的方式来原因老人是否摔倒, 会导致系统产生误判, 如老人正常躺下动作的纵横比和摔倒十分近似, 在实际检测中经常被误判成摔倒。由于老人平时活动比较缓慢, 一般没有大的活动幅度, 头部的动作幅度更不会太大。在平时正常的活动时, 老人头部向下的速度不会太大, 相对稳定, 远小于老人摔倒时头部向下的速度。因此, 采用老人头部下降的速度来判断摔倒是否发生, 可以弥补纵横比判断的不足。

本系统采用人脸定位模块得到每一帧中老人人脸所在的位置, 并将人脸位置作为老人头部所在的

位置, 然后根据连续两帧图像中老人头部的位置计算出老人头部下降的速度(头部下降的方向为速度的正方向), 设定合理的速度阈值, 当老人头部下降的速度大于所设阈值时, 判定老人摔倒, 反之, 则认为老人在正常活动。

本系统为老人家庭摔倒检测报警系统, 但是由于老人身体的特殊原因, 不宜让老人模拟摔倒动作来验证本系统摔倒检测的正确性, 因此, 我们邀请实验室同学来模拟老人坐下、蹲下、躺下以及摔倒的各种动作, 以此来采集数据。图 3 (a)、(b)、(c) 和 (d) 均为我们在实验室条件下模拟老人活动所采集到的数据。

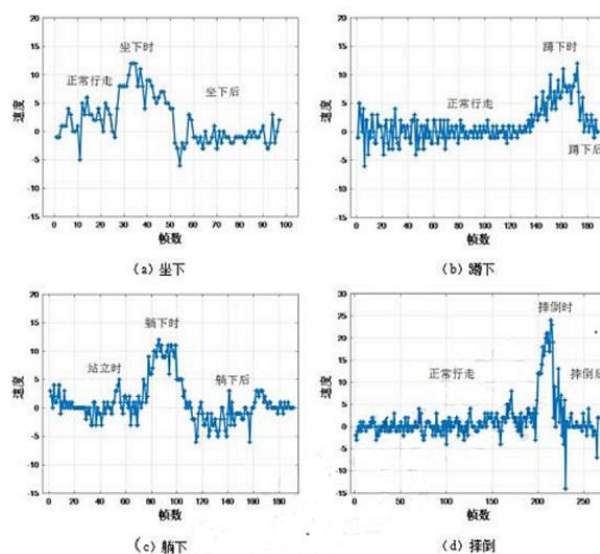


图 3 不同动作发生时老人头部下降的速度: (a) 坐下, (b) 蹲下, (c) 躺下, (d) 摔倒

Fig. 3 The speed at which the old man's head falls when different movements occur : (a) sit down, (b) squat down, (c) lie down (d) fall down

由图 3 中的四幅曲线可以看出, 摔倒时头部下降的速度与其他动作(如坐下、蹲下、躺下)头部下降的速度有着明显的差异。由于单一实验具有偶然性, 因此我们对每个动作均重复了 40 次实验, 然后选取每个动作每次实验时头部下降的最大速度, 将其统一绘制于图 4 中。通过图 4 中不同动作头部下降速度的比较可知, 摔倒时头部下降的速度与其他动作中头部下降的速度存在着较大的差异, 因此, 本文选取合理中间值作为判断老人是否摔倒的阈值。

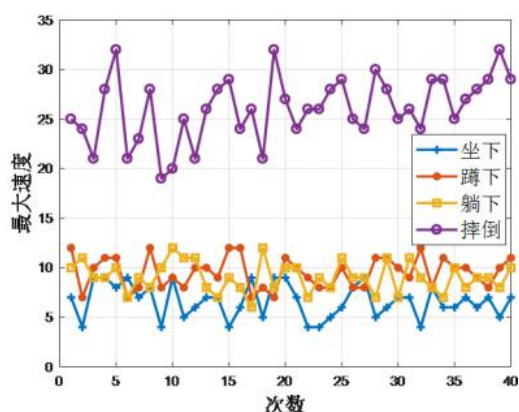


图 4 不同动作连续两帧老人头部最大下降速度的比较

Fig. 4 Comparison of the maximum descending speed of the old man's head in two consecutive frames of different actions

4 实验

为了验证本系统的可靠性, 本文将从以下四个方面来说明本系统的可行性和可靠性。由于实验所选摄像头分辨率的原因, 以下实验所示图片在缩小后可能有一点不清晰。

4.1 初始帧人脸检测准确性的提高

初始帧人脸检测的准确性是本系统摔倒正确检测的前提, 因此, 本文对所选人脸检测方法进行了以下实验验证。图 5 中纸箱的颜色和人脸的肤色十分接近, 当在人脸检测过程中没有使用背景差分方法时, 系统误将纸壳箱当作人脸, 人脸检测失败。在采用背景差分后, 系统可以正确定位人脸。图 6 中人体衣服上出现高光区域, 会干扰人脸区域的选取, 通过高光区域的消除, 可以避免人脸区域的误选择。因此, 本文在基于肤色特征的人脸检测基础上, 加入了背景差分和高光区域消除方法, 有效提高了人脸检测的正确性, 为本系统后续检测提供了保证。



图 5 是否采用背景差分法对人脸正确检测的影响:

(a) 未采用背景差分法, (b) 采用背景差分法

Fig. 5 Influence of background difference method on face detection: (a) background difference method was not adopted (b) background difference method was adopted



图 6 是否使用高光区域去除对人脸正确检测的影响:

(a) 未使用高光区域去除, (b) 使用高光区域去除

Fig. 6 The influence of whether to use highlight region removal on the correct detection of face: (a) remove the highlight area without using it; (b) remove the highlight area with using it

4.2 不同场景对摔倒检测报警的影响

由于本系统最终目的是应用于不同的家庭中, 应该在不同场景下均可以正确跟踪并实现摔倒检测。因此, 本文选取了多个场景进行实验, 从而验证系统在不同场景下的可靠性。图 7 (a) 和 (b) 分别为在实验室内和实验室外的楼道中所进行的实验验证, 由图 7 可以看出, 当实验环境发生改变后, 并不影响系统的稳定性, 仍然可以正确跟踪报警。



图 7 不同场景下的人脸正确跟踪: (a) 实验室内, (b) 实验室外的楼道

Fig. 7 Correct face tracking under different scenes :

(a) laboratory, (b) corridor outside the laboratory

4.3 不同光照条件对摔倒报警的影响

当本系统应用于家庭中时, 光照条件会发生不同变化, 因此本系统不仅应该在正常光照条件下能够正确报警, 也应该在强光和弱光条件下有一定的抗干扰能力, 从而才能推广使用。在强光模拟时, 本文采用台灯照亮的方法, 在弱光模拟时, 本文通过关闭实验室内部分灯形成弱光条件。图 8 (a) 和 (b) 分别是模拟强光和弱光条件下进行的实验验证。

证。从图 8 可以看出, 本系统在光照变化的情况下, 依然满足正确跟踪并报警的要求。

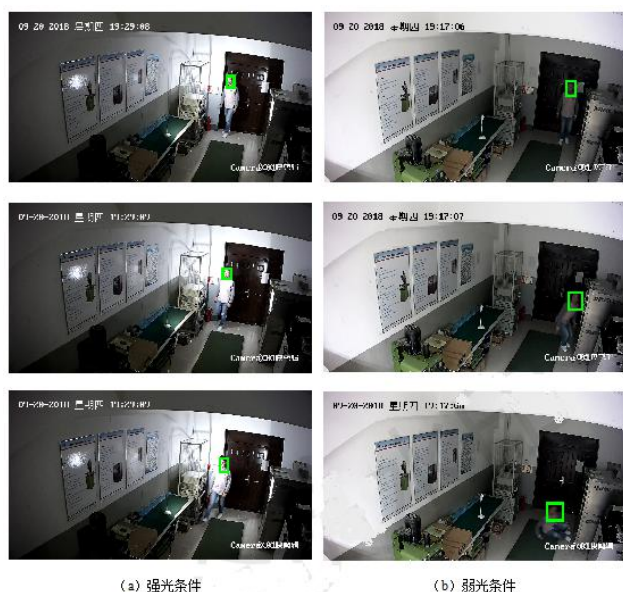


图 8 不同光照下的人脸正确跟踪: (a) 强光条件 (b) 弱光条件

Fig.8 Correct face tracking under different illumination conditions :(a) strong light (b) weak light

4.4 不同人和不同动作对摔倒报警的影响

当本系统应用于不同的老人, 并且老人进行其他非摔倒的正常活动时, 本系统应该有正确的跟踪以及判断。图 9 (a) 和 (b) 分别展示了不同人在进行不同动作的实验, 本系统依然可以正确跟踪, 并不会产生摔倒报警。

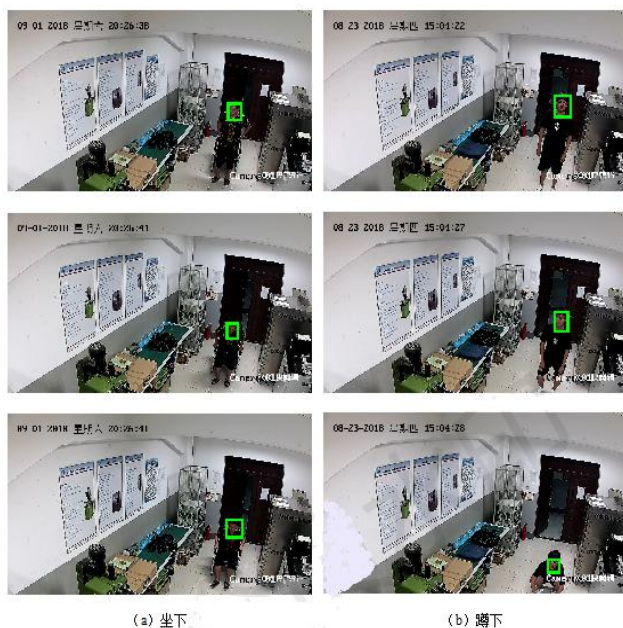


图 9 不同动作时的人脸正确跟踪: (a) 坐下 (b) 蹲下

Fig.9 The face tracking of different people in different movements is correct :(a) sit down, (b) squat down

4.5 实验数据统计

本文在不同光照条件下, 选取了多人来模拟老人向前摔倒、向后摔倒和侧面摔倒的不同动作, 如表 1 所示。由表 1 可知, 光照条件相同摔倒方式不同的情况下, 向后摔倒报警的正确率最高, 其中正常光条件下向后摔倒检测的正确率可以达到 87.5%, 这是因为在人脸定位过程中, 当向后摔倒时, 人脸肤色区域较大, 颜色特征起到较大作用, 有利于进行人脸定位。而当侧面摔倒和向前摔倒时, 人脸肤色区域在摔倒过程中逐步减少, 不利于进行人脸定位, 从而导致摔倒报警的正确率有所降低。摔倒方式相同光照条件不同的情况下, 正常光摔倒报警的正确率最高, 这是因为在正常光照下, 人脸的肤色区域更容易被识别出来, 而在非正常光照下, 尤其是在弱光条件下, 光线较弱, 摄像头拍摄图像的亮度较低, 肤色区域可能会被系统认为是非肤色区域, 使得肤色特征的作用降低, 导致摔倒报警的正确率较低, 但是最低也可达到 62.5%。综合所有实验, 摔倒报警的正确率平均可以达到 75.0%。

表 1 不同光照条件下摔倒测试

Table. 1 Fall test under different light conditions

光照情况	摔倒情况	实验次数	正确识别并报警次数	准确率
强光	向前摔倒	40	27	67.5%
	向后摔倒	40	32	80.0%
	侧面摔倒	40	29	72.5%
正常光	向前摔倒	40	32	80.0%
	向后摔倒	40	35	87.5%
	侧面摔倒	40	33	82.5%
弱光	向前摔倒	40	25	62.5%
	向后摔倒	40	30	75.0%
	侧面摔倒	40	27	67.5%
合计		360	270	75.0%

为了验证老人的其他正常活动对系统正确报警的影响, 本文选取了大量的人员进行了其他非摔倒动作的模拟, 观察系统是否能够将其与摔倒动作分开, 而不会产生误报警的情况, 如表 2 所示。由表 2 可知, 当模拟蹲下、坐下和躺下非摔倒动作时, 系统并不会进行误报警, 误报警率低至 0%。这是由于蹲下、坐下和躺下非摔倒动作时头部下降的速度远小于摔倒时头部下降的速度, 因此不会出现误报警的情况。此实验说明了本系统对非摔倒动作具有很强的抗干扰能力, 验证了本系统的可靠性, 同

时也说明了本系统设计的摔倒检测方案具有很强的可行性。

表 2 非摔倒动作对摔倒报警的影响

Table. 2 Influence of non-fall action on fall alarm

日常动作	实验次数	错误识别并报警次数	误报率
蹲下	50	0	0%
坐下	50	0	0%
躺下	50	0	0%

5 结语

本文设计了一种基于视频监控的独居老人家庭摔倒检测报警系统,采用老人头部下降的速度来判断摔倒是否发生。该系统通过基于肤色特征的人脸检测和基于颜色和运动特征联合的 Canshift 优化的粒子滤波对人脸进行定位,然后根据连续两帧图像中老人头部的位置计算出老人头部下降的速度,并根据老人头部的下降速度来判断老人是否摔倒,最后通过 GSM 模块将摔倒信息及时发送给老人的家人,让摔倒老人及时得到救治。实验数据表明,本系统摔倒报警的正确率较高,而且对非摔倒动作具有较强的抗干扰能力。因此,本系统具有较好的可靠性,适用于独居老人家庭摔倒检测报警。

参考文献

1. 中华人民共和国国际统计局. 2010 年第六次全国人口普查主要数据公报(第 1 号) [R].北京:中国计划生育学杂志, 2011, 19(8):511-512.
2. Runge M. Diagnosis of the risk of accidental falls in the elderly [J]. The Umsch,2002, 59:351-381.
3. AK Bourke , PVD Ven , M Gamble , R O'Connor , K Murphy . Evaluation of waist-mounted tri-axial accelerometer based fall-detection algorithms during scripted and continuous unscripted activities [J]. Journal of Biomechanics, 2010, 43 (15) :3051.
4. YS Delahoz , MA Labrador. Survey on fall detection and fall prevention using wearable and external sensors [J]. Sensors, 2014, 14 (10) :19806.
5. Y Li , KC Ho , M Popescu. A Microphone Array System for Automatic Fall Detection [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2012, 59 (5) :1291-1301.
6. Y Zigel, D Litvak , I Gannot. A Method for Automatic Fall Detection of Elderly People Using Floor Vibrations and Sound—Proof of Concept on Human Mimicking Doll Falls [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2010, 2010 (10) :2242-2245.
7. B Mirmahboub , S Samavi , N Karimi , S Shirani. Automatic monocular system for human fall detection based on variations in silhouette area [J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2013, 60 (2) :427-436
8. M Yu , SM Naqvi , A Rhuma , J Chambers. One Class Boundary Method Classifiers for Application in a Video-Based Fall Detection System [J]. Iet Computer Vision, 2012, 6 (2) :90-100.
9. Y Ban , SK Kim , S Kim , KA Toh , S Lee. Face detection based on skin color likelihood [J]. Pattern Recognition, 2014, 47 (4) :1573-1585.
10. A Amjad , A Griffiths , MN Patwary. Multiple face detection algorithm using color skin modeling [J]. Iet Image Processing, 2012, 6 :1093-1101.
11. C Li , Q Wei , Z Xiong. Color spatial feature-based approach for multiple-vehicle tracking [J]. Applied Optics, 2010, 49 (31) :6043-6056.
12. 孙红光,张瑾,刘延涛,卜倩,谢彦南.基于多特征 CamShift 优化的粒子滤波跟踪[J].光电工程,2010,37(02):16-31
13. CY Yu , SC Lu ,YH Chen , LC Cho , CHE Sun. A SAW-Less GSM/GPRS/EDGE Receiver Embedded in 65-nm SoC [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46 (12) :3047-3060
14. A Mirzaei , H Darabi , A Yazdi , Z Zhou , E Chang . A 65 nm CMOS Quad-Band SAW-Less Receiver SoC for GSM/GPRS/EDGE [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46 (4) :950-964
15. 陈锻生,刘政凯.彩色图像人脸高光区域的自动检测与校正方法[J].软件学报,2003(11):1900-1906

近程无线电跟踪导航技术研究*

刘欣然；薛亚男；赵婉婷；陈祖斌

（吉林大学仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：现代生活中，GPS 定位普遍应用，但是在一些障碍物较多或者较封闭的空间里，利用 GPS 定位误差很大甚至是无法定位，而电磁波稳定性高，即使是在信号微弱，GPS 难以覆盖到的地域内中也能实现更为精准的定位。因此在本次研究中，使用 dwm1000 作为无线电发射基站和移动载体，载体模块获得基站的 RSSI 值并将其传给 32 单片机，32 单片机经过计算，确定出载体模块和基站的距离，从而定位出载体模块所在位置，并在手机界面中显示出移动载体的坐标和相对于基站的位置。

关键词：无线电导航 位置显示 RSSI 算法 研究

Research on short-range radio tracking and navigation technology

Liu Xinran; Xue Yanan; Zhao Wanting

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: In modern life, GPS positioning is widely used, but in some spaces with more obstacles or more closed space, GPS positioning error is very large or even impossible to locate, and electromagnetic wave stability is high, even if the signal is weak, GPS is difficult to cover. More precise positioning can be achieved in the region. Therefore, in this study, dwm1000 is used as the radio transmitting base station and mobile carrier. The carrier module obtains the RSSI value of the base station and transmits it to the 32 single-chip microcomputer. The 32 single-chip microcomputer calculates the distance between the carrier module and the base station to locate the carrier. The location of the module and the coordinates of the mobile carrier and the location relative to the base station are displayed in the mobile phone interface.

Key words: Radio navigation Position display RSSI algorithm the study

0 前言

自从 GPS 全球定位系统问世以来，定位与导航服务的需求日益增大，而“无线城市”的发展，使得人们对各种室内环境，例如机场大厅、库房、超级市场、图书馆、大型商场和地下停车场等地方的定位需求越来越大，但是，GPS 定位终端需要在相对空旷的地方才能接收到卫星信号来实施定位，当 GPS 终端处于高楼林立的城市或者复杂的室内环境时，由于无线信号受到环境噪声干扰，而导致接收信号强度产生衰减，从而使得定位精度很低甚至不足以完成定位。相比之下，电磁波稳定性高，即使是在信号微弱，GPS 难以覆盖到的地域内中也

能实现更为精准的定位，所以使用无线电进行定位已经成为了现下定位技术发展的一个热门方向。

2009 年，哈尔滨工业大学韩刚进行了基于无线电和超声波的室内定位技术响应时间的研究^[1]，研究中提出并设计了对基于无线电和超声波的无线传感器网络室内定位技术的典型系统——Cricket 系统的响应时间方面的改进方案。改进之后的定位方法，精度在 10cm 左右，减少了系统响应时间，增加了系统响应稳定性。研究中提到的以 UMB 作为定位介质，为我们的以 UMB 为基础进行定位的方法提供了理论依据。但是，这个改进方案也是有它的局限性的，比如增加了一个中心控制节点，也就加大了成本，与此同时也在一定程度上损坏了整体系统的稳定性和可扩展性。

*指导老师：陈祖斌

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017B65613)

2011 年,中北大学的姚金杰进行了设计包括无线电信标、地面基站、远距离数据转发和中心处理平台的目标定位系统的研究^[2],并从信号传播、基站测量、定位参数估计和定位算法等方面进行了系统误差源分析,指出了基站布局、时差测量、定位算法等是影响定位精度的重要因素。研究中新提出的定位算法具有较高的定位精度;相比于各种改进的粒子群算法,又具有较快的收敛速度。而且研究中所提出的基站分布实用法对我们研究中确定的基站分布起到了指导作用,所以我们基站分布用 2*3 形式。

本次研究的创新点在于,能够利用无线电模块实现精度较高的定位,定位精度在 10cm 左右,并且能够将定位信息传输到上位机,在上位机可以显示出移动载体所在位置。

1 定位系统设计方案

1.1 设计方案

在方案中,有关 RSSI 算法的数据采集,定位算法的施行和定位结果的显示全部由客户端执行。客户端要求具备一定程度的数据处理能力,并且可以装载定位软件。基于客户端的定位算法的设计和实现比较容易,算法复杂度也比较低。特别是现在 Android 平台的手机和 PDA 的普及,使得软件的开发更加容易。

目前,基于 Android 平台的终端设备可以很方便地获取来自 UWB 定位模块^[3]的 RSSI,可以基于此开发出一款 Android 定位应用软件来实现。但是,不同厂家生产的终端机器对 RSSI 测量值的量化标准各不相同,不同 UWB 由于发射功率、天线增益导致 A 值各不相同,事先需要对不同的无线定位模块的运行参数做一些测试工作。

在这个定位系统中,终端机器必须事先获取定位区域的地图,并同时获取定位区域范围内作为信标节点的位置坐标等信息。在执行定位算法时,终端从通信范围内的信标节点处接收信息,并自动选取参考节点并获取 RSSI 来进行定位计算。定位示意图和定位区域地图如图 1 所示;地图模拟图如图 2 所示。



图 1 客户端定位示意图

Fig.1 Client positioning diagram

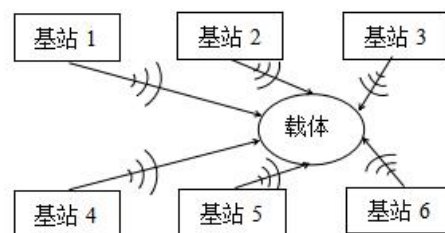


图 2 规定地图模拟

Fig.2 Specified map simulation

2 硬件设计

2.1 无线电模块

DWM1000 是在 DecaWave 公司基础上开发的 DW1000 芯片,是一种能够兼容 IEEE802.15.4-2011 协议的超宽带无线收发芯片。它在实时定位系统中用于物体的定位,精度高达 10 厘米,数据传输速率高达 6.8Mb/s。通信距离在 300 米左右,对于多路径衰弱有更强的抗干扰能力,在高衰减环境下也能够进行可靠有效的通信。而且它的物理尺寸很小,十分便利的集成到实时定位系统(RTLS)和无线传感网络(WSN)中,DWM1000 管脚图如图 3 所示。

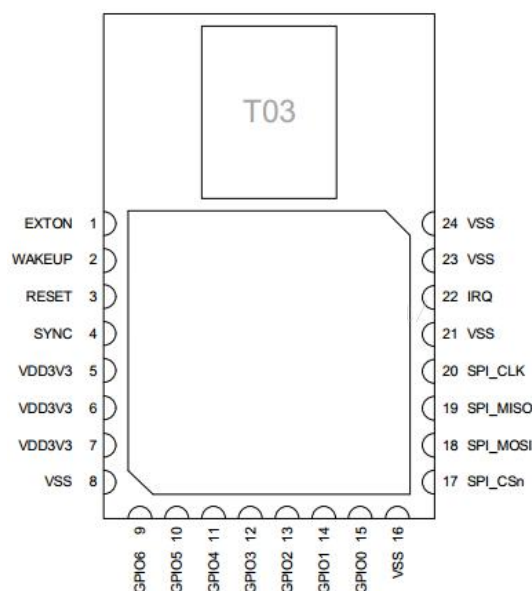


图 3 DWM1000 模型框图

Fig.3 DWM1000 model block diagram

DWM1000 超宽带测距,使用的 TOF(time of fly) 的方式,也就是计算无线电磁波传输时间,通过传输的时间换算成距离。使用 DWM1000 作为基站和移动载体,可以实现较大范围内的定位且能保证较高的精度。

2.2 信息处理模块

STM32 单片机^[4]，与传统 51 相比，在速度和功能与资源的方面都有了极大的提升。STM32 单片机互连接系列从架构方面来讲，除了新扩展的功能能够强化外设接口外，还提供与其它 STM32 微控制器相同的标准接口，这种外围硬件设备共用性提升了整个产品系列的应用灵活性，使开发人员可以在多种设计中重复使用同一个软件，降低了开发软件的成本，增强了芯片灵活性。本次设计中，使用 32 单片机进行程序的烧制和位置信息的处理，使载体模块的具体位置能够被计算出来且进一步输到上位机界面中，实现了定位的可视化。本次研究中，将使用 STM32F103C8T6 型号的单片机。

2.3 算法设计

RSSI 定位算法^[5-9]：RSSI 即接收的信号强度指示，无线发送层的可选部分，用来判定链接质量，以及是否增大广播发送强度。它随着通信距离的变化而变化，通常是节点间的距离越远，RSSI 值相对越低。一般来说，利用 RSSI 来估计几个节点之间的距离需要使用下列方法：已知这些发射节点的发射功率，并在接收节点处测算接收功率。由此计算无线电波传播时的损耗多少，最后在使用理论的无线电传播模型中将传播损耗计算转化为距离。

常用的无线电传播模型为：

$$P_{r,dB}(d) = P_{r,dB}(d_0) - \eta 10 \lg \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_{\delta,dB} \quad (1)$$

式中， $P_{r,dB}(d)$ 是以 d_0 参考点的信号的接收功

率； η 是路径衰减系数； $X_{\delta,dB}$ 是以 δ^2 作为方差的正态分布，用来说明障碍物的影响。理论上，如果环境条件已知，路径衰减系数为常量，接收信号强度就可以应用于距离估计然而不一致的衰减关系影响了距离估计的质量，所以 RSSI 定位算法有时候会有较大的误差，所以在某些特定环境下，可以适当的对 RSSI 造成的误差进行补偿，使得基于 RSSI 的测距技术可以达到较好的精度。

3 系统软件设计

本论文主要介绍基于 UWB 的定位系统的实现。基于 UWB 的定位系统主要有如下的工作流程：

(1) 用户端开启蓝牙功能，用户通过客户端软件向服务器请求位置服务信息。服务器对用户终端进行验证，验证通过，服务器启动通信模块进行监

听。

(2) UWB 中的定位模块接收终端的信号，并将其格式通过定位引擎执行定位算法，计算得到终端的坐标位置。

(3) 定位服务器将定位结果反馈给终端用户。

(4) 终端用户通过蓝牙模块传输信息，在软件客户端上显示出坐标信息和相对位置。

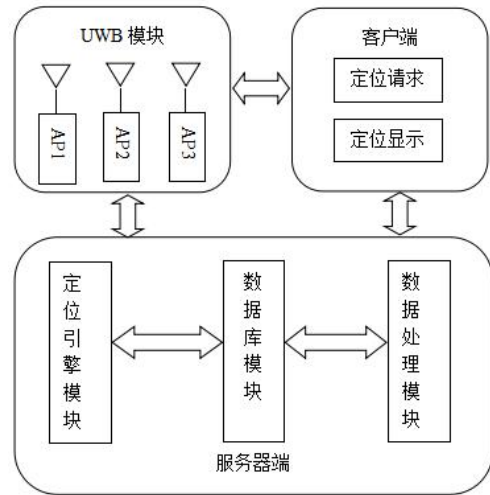


图4 定位系统模块图

Fig.4 Positioning system module

如图4所示的定位系统模块图，系统的软件设计结构采用了典型的C/S结构^[10]，分为客户端和服务端两部分。客户端和服务端通过蓝牙模块进行通信，服务器端通过模块读取UWB定位模块发送来的定位数据，并将定位信息以表结构存储于数据库中。原始数据事先用数据处理模块进行处理，然后将处理后的结果在数据库中存储为表结构，供定位引擎模块调用执行定位算法。定位结果以日志的形式进行存储，定位显示模块请求日志信息，即可显示待定位终端的位置和运动踪迹。

4 功能测试

从需求分析到客户端开发完成的整个过程其实就是一个不断的分析和测试的流程。在本测试中主要完成的测试是对客户端界面，功能（逻辑方面）进行测试。由于Android开发的特殊性，我们采用了Android虚拟机，实体机使用了现有成员的手机型号如vivo等进行测试。至于测试系统版本方面，在虚拟机我们采用了Android 5.0左右的版本，在真机测试中，由于条件的原因，我们只针对4.2以上的系统，在真机上测试了定位测试环境，当进入指定区域后能够看到载体的位置信息。

(1) UWB定位信息推送

在对 UWB 算法定位检测中,当拿着 STM32 单片机开发的载体进入定位区域时,开发的软件就能及时接收到载体所在位置的信息。

(2) UI 设计

对于 UI 的测试,我们按照平常的使用习惯将软件及软件交互界面设计得简洁合理,主要表现在以下几个方面:

- 1) 操作界面简单,功能模块分布合理;
- 2) 交互操作美观;
- 3) 整个设计风格清晰,使用便捷。

(3) 功能逻辑

对本文无线电跟踪定位的功能测试,可以看出功能都达到了需求分析中的要求,在运行过程中,客户端运行比较流畅,功能逻辑在以下几个方面比较突出:

- 1) 功能齐全,贴合设计需要;
- 2) 功能设计在迎合使用习惯的同时,对软件的修改也提供了相对的逻辑措施;
- 3) 功能模块运行正常,与数据库连接实时动态更新;

(4) 精度测试

经过在手机上显示位置坐标和相对位置,并以实物进行测量之后,误差约在 1 分米左右。符合定下的技术指标。

5 结论

本文通过对近程无线电跟踪导航技术的研究,提出了一种基于 UWB 定位模块的跟踪定位方法^[11-16]。利用 UWB 定位技术,就能够解决人员在室内、地下通道、地下厂房等处更精确的实时定位功能,解决了 GPS 在室内或环境复杂地方不能工作的问题。本研究用基站发送和接收定位模块的信号,然后根据 RSSI 定位算法来完成对目标的定位与跟踪,将结果进行反馈与处理,在设计 APP 客户端里显示出来,是一种高效可行的技术方案。随着各国的定位导航技术快速发展,无线电信号的跟踪定位必将越发不可或缺。目前,已投入运行的系统虽然可以满足监测工作的需要,然也有着伪交汇结果较多、定位准确度有待于进一步提高的问题,需要我们持续的学习研究和改进。

参考文献

1. 韩刚. 基于无线电和超声波的室内定位技术响应时间的研究[D].哈尔滨工业大学,2009.
2. 姚金杰. 基于地面基站的目标定位技术研究[D].中北大学,2011.
3. 黄海辉,李龙连. WSN 中一种基于 RSSI 的移动节点改进定位算法[J].电子技术应用,2015,41(1):86-89.
4. 张晨晨,毛永毅,张晓佳,等. 一种基于 AHP 的数据融合无线定位算法[J].微型机与应用,2015,34(12):51-53,60.
5. 王伟,陈岱,周勇. 基于测距修正和位置校正的 RSSI 定位算法[J].计算机工程与设计,2011,32(002):409-412.
6. 章坚武,张璐,应瑛,等. 基于 ZigBee 的 RSSI 测距研究[J].传感技术学报,2009,22(2):285-288.
7. 陈维克,李文锋,首珩,等. 基于 RSSI 的无线传感器网络加权质心定位算法[J].武汉理工大学学报:交通科学与工程版,2006,30(2):265-268.
8. 张洁颖,孙懋珩,王侠. 基于 RSSI 和 LQI 的动态距离估计算法[J].电子测量技术,2007,30(2):142-145.
9. 朱剑,赵海,孙佩刚,等. 基于 RSSI 均值的等边三角形定位算法[J].东北大学学报:自然科版,2007,28(8):1-094.
10. 王雷,李宏明,杜晓通. 基于 Tikhonov 正则的 WSN 多边定位算法研究[J].传感技术学报,2009,22(6):852-856.
11. 刘江庭. 数字化精密测距技术的研究 [J].现代电子技术,2012,35(07):161-163.
12. Whitehouse K, Karlof C, Culler D. A practical evaluation of radio signal strength for ranging-based localization[J].ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communication Review, 2007, 11(1): 41-52.
13. Bruno R, Conti M, Gregori E. Mesh networks: commodity multihop ad hoc networks[J].Communications Magazine, IEEE, 2005, 43(3): 123-131.
14. Figuera C, Rojo-Álvarez J L, Mora-Jiménez I, et al. Time-space sampling and mobile device calibration for WiFi indoor location systems[J].Mobile Computing, IEEE Transactions on, 2011, 10(7): 913-926.
15. Fang Z, Zhao Z, Geng D, et al. RSSI variability

characterization and calibration method in wireless sensor network[C].Information and Automation (ICIA), 2010
IEEE International Conference on. IEEE, 2010:
1532-1537.

16. Kuo S P, Tseng Y C. A scrambling method for fingerprint positioning based on temporal diversity and spatial dependency[J].Knowledge and Data Engineering, IEEE Transactions on, 2008, 20(5): 678-684.

地面三分量磁日变测量装置设计*

贾代鹏

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要：本设计通过机械装置解决初始对准问题，准确地完成传感器三轴方向定向，使得磁测数据处理计算量小，能够对磁测数据进行快速解算，具有较高的实时性。通过对现有地磁日变站观测系统进行深入分析，提出一套完整的便携化方案，旨在显著降低整个系统的功耗、体积、重量，实现系统的集成化、便携化，方便地磁日变站测量实施，满足机动测量要求。

关键词：磁力定向 磁日变测量 便携化方案

Design of ground three-component magnetic daily variable measuring device X

Jia daipeng

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract : The design solves the initial alignment problem by mechanical device, accurately completes the orientation of the three-axis direction of the sensor, makes the magnetic measurement data processing calculation small, and can quickly solve the magnetic measurement data, and has high real-time performance. Through in-depth analysis of the existing geomagnetic daily change station observation system, a complete portable solution is proposed, which aims to significantly reduce the power consumption, volume and weight of the whole system, realize the integration and portability of the system, and facilitate the magnetic daily change. Station measurement implementation meets maneuvering measurement requirements.

Key words: Magnetic orientation Magnetic daily measurement Portable solution

0 前言

地磁场是地球固有的物理场之一，人们主要通过地磁观测资料来了解地磁场的物理特性。地磁观测资料对固体地球物理学、空间物理、空间天气学、地震学等基础学科具有重要的研究意义^[1~4]；并被直接或间接的应用于地质勘探、环境监测、飞机船舶导航、无线电通信、自然灾害预测等社会领域，与人类生活、国民经济和国防建设密切相关^[5]；尤其在地震监测预报研究过程中，近年来备受科学家们的关注。地磁观测的基本任务就是获取连续完整，准确可靠的地磁场变化的观测资料。为了获取更为精确和丰富的地磁观测资料，急需大量可靠的地磁观测设备^[6~8]。

本仪器主要用作地磁场三分量的日变观测。在野外勘测工作中可以提供日变改正值，必要时也可以同时记录地磁场的其他地磁要素^[9]。

1 测量系统组成

地面三分量磁力定向勘探装置，如图 1 所示，包括控制器模块、用于同步的时钟控制模块和用于供电的电源模块，所述传感器模块包括定位模块、磁通门传感器，磁通门传感器的 X 轴与无磁经纬仪的光轴位于同一直线；所述控制器模块为 MCU 控制器模块，所述定位模块通过 USART 串口与 MCU 控制器模块双向连接，所述磁通门传感器的三轴各通过一组信号调理模块接入 24 位 A/D 转换模块，24 位 A/D 转换模块通过 SPI 串口与 MCU 控制器模

*指导老师：赵静

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2018B6547)

用差分 GPS 测量出待测点 A 点的坐标

(R_a, λ_a, L_a) ，其中 R_a, λ_a, L_a 分别为 A 点到地心的距离、经度和纬度，得到平面 ABC 与 A 点所在水平面重合，与 MN 相交于 B 点，与地球自转轴相交于 C 点，且平面 ABC 与赤道平面平行^[20]。

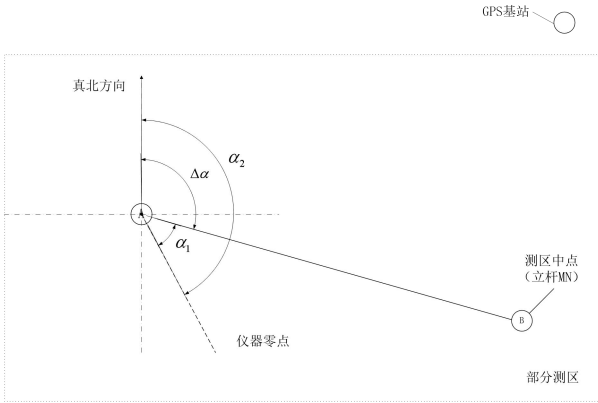


图 5 地面移动式三分量磁测系统的磁力定向示意图

Fig.5 Magnetic orientation diagram of ground mobile three-component magnetic measurement system
则直线 AM 与真北之间的夹角 $\Delta\alpha$ 可求，

$$\cos \Delta\alpha = \frac{\overline{n_{AB}} \cdot \overline{n_{AC}}}{|\overline{n_{AB}}| \cdot |\overline{n_{AC}}|} \quad (1)$$

其中 A 点的直角坐标为： $(X_a, Y_a, Z_a) = (R_a \cos L_a \cos \lambda_a, R_a \cos L_a \sin \lambda_a, R_a \sin L_a)$

B 点的直角坐标为： $(X_b, Y_b, Z_b) = (R_b \cos L_b \cos \lambda_b, R_b \cos L_b \sin \lambda_b, R_b \sin L_b)$

C 点的直角坐标为： $(X_c, Y_c, Z_c) = (0, 0, R_a / \sin L_a)$

$$\overline{n_{AB}} \cdot \overline{n_{AC}} = (X_B - X_A)(X_C - X_A) + (Y_B - Y_A)(Y_C - Y_A) + (Z_B - Z_A)(Z_C - Z_A) \quad (2)$$

$$|\overline{n_{AB}}| = \sqrt{(X_B - X_A)^2 + (Y_B - Y_A)^2 + (Z_B - Z_A)^2} \quad (3)$$

$$|\overline{n_{AC}}| = \sqrt{(X_C - X_A)^2 + (Y_C - Y_A)^2 + (Z_C - Z_A)^2} \quad (4)$$

将无磁经纬仪转至 α_2 ($\alpha_2 = \alpha_1 + \Delta\alpha$)，则此时经纬仪光轴(磁通门 X 轴)对准方向为真北方向，磁通门 Y、Z 轴对准方向即为 Y、Z 分量方向，开始测量，此时测得值即为地磁三分量 B_X, B_Y, B_Z 。

$$D = \arctan(B_Y / B_Z) \quad (5)$$

$$I = \arctan(B_Z / \sqrt{B_X^2 + B_Y^2}) \quad (6)$$

3.2 测试结果

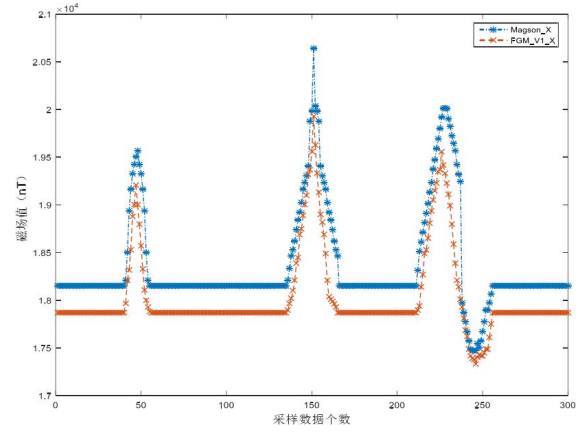


图 6 磁测系统 与 Magson 磁强计 X 轴变化趋势

Fig.6 Magnetic measurement system and Magson magnetometer X-axis change trend

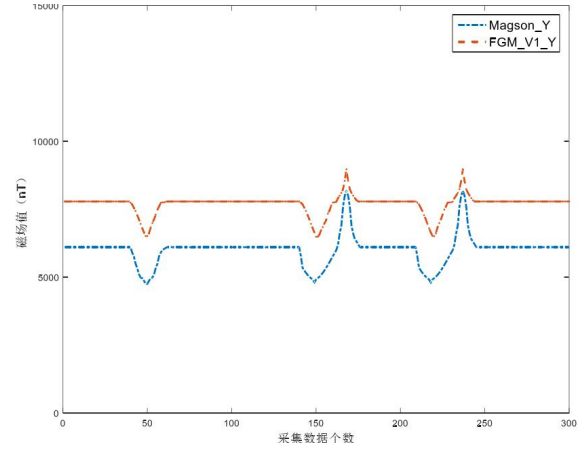


图 7 磁测系统 与 Magson 磁强计 Y 轴变化趋势

Fig.7 Magnetic measurement system and Magson magnetometer Y-axis change trend

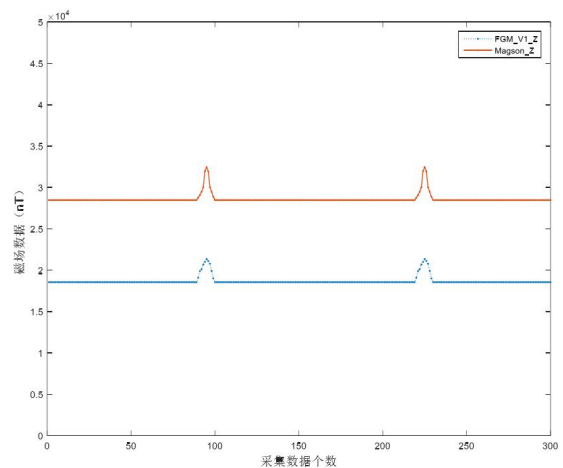


图 8 磁测系统 与 Magson 磁强计 Z 轴变化趋势

Fig.8 Magnetic measurement system and Magson magnetometer Z-axis change trend

对磁通门检测系统和无磁经纬仪进行了测试，图 6、图 7、图 8 就是实际测试的数据由 matlab 绘

制出的 X、Y 和 Z 三轴磁场趋势变化对比图。测试结果为:本文设计的磁通门检测系统噪声小于 0.1 nT,分辨力为 0.1 nT,零场偏移小于 ± 1 nT,零场偏移温度系数优于 0.1 nT/C,测量范围达到 ± 100000 nT,且不需要变换量程;无磁经纬仪水平和垂直方向精度均达到 6",整机及所有部件在距离磁通门传感器 1cm 时,材料磁性小于 1nT;整机测试得到测试结果为磁偏角 D 基线精度为 0.045',磁倾角 I 基线精度为 0.017'。

测试结果显示各项技术指标完全达到设计要求,个别指标大大优于设计要求,整机测试结果达到甚至超过国产同类产品,与进口高精度磁通门磁力仪相比,部分指标达到其相当水平,但是在无磁经纬仪精度等方面与之比较还有待进一步提高。

4 结论

本设计通过机械装置解决初始对准问题,准确地完成传感器三轴方向定向,使得磁测数据处理计算量小,能够对磁测数据进行快速解算,具有较高的实时性。

通过对现有地磁日变站观测系统进行深入分析,提出一套完整的便携化方案,旨在显著降低整个系统的功耗、体积、重量,实现系统的集成化、便携化,方便地磁日变站测量实施,满足机动测量要求。

参考文献

1. Geometry structure optimization of hexagonal pyramidal full tensor mag-netic gradient probe. SHEN M D, CHENG D F, AN ZH F, et al. IEEE Transactions on Magnetism . 2016
2. MRS noise investigations with focus on optimizing the measurement setup in the field. Costabel S, Müller-Petke M. 5th International meeting on Magnetic Resonance . 2012
3. Magnetic gradiometer on an AUV for buried object detection. Pei Y H, Yeo H G, Kang X Y, et al. OCEANS 2010 . 2010
4. Searchlights for gravity and magnetism. Dransfield M. Geophysics . 2015
5. Initial design and testing of a full—tensor air-borne SQUID magnetometer for detection of unexploded ordnance. T Jeffrey Gamey, Tatiana Starr, William E Doll, et al. SEG Technical Program Expanded Abstracts . 2004
6. Equatorial Pacific magnetic anomalies identified from vector aeromagnetic data. Homer-Johnson B C, Gordon R G. Geophysical Journal . 2003
7. An empirical relation to correct storm-time thermospheric mass density modeled by NRLMSISE-00 with CHAMP satellite air drag data[J] . Y.L. Zhou, S.Y. Ma, H. Lüher, C. Xiong, C. Reigber. Advances in Space Research . 2008 (5)
8. Rifting to Spreading Process along the Northern Continental Margin of the South China Sea[J] . Yukari Kido, Kiyoshi Suyehiro, Hajimu Kinoshita. Marine Geophysical Researches . 2001 (1)
9. A high- T c</SUB> flip-chip SQUID gradiometer for mobile underwater magnetic sensing[J] . S T Keenan, J A Young, C P Foley, J Du. Superconductor Science and Technology . 2010 (2)
10. 井中三分量磁测误差分析与精度提高方案[J]. 郭文建, 丰莉, 郝广成. 山东国土资源. 2014(10)
11. 井中三分量磁测的高精度问题[J]. 王庆乙, 邱钢. 地质装备. 2013(01)
12. 一种阵列式海洋磁力测量系统 [J]. 宗发保, 邓瑞辉, 任来平, 顾建松, 邹鹏毅, 余恺, 海洋测绘. 2015 年 (01)
13. 磁通门磁力仪野外台阵观测技术系统研制[J]. 王晓美, 滕云田, 王晨, 范晓勇, 马洁美. 地震学报. 2012 (03)
14. 地面磁测统计分区及应用效果 [J]. 谢一锋, 陈辉, 李龙, 价值工程. 2014 (28)
15. 一种三端式磁通门传感器激磁电路设计[J]. 胡冠华, 韩焱. 计算机测量与控制. 2012(02)
16. 地磁场全球建模和局域建模[J]. 徐文耀, 区加明, 杜爱民. 地球物理学进展. 2011(02)
17. ADS1278 在高精度数据采集系统中的应用[J]. 朱康生,

洪赢政,黄斌. 电子设计工程. 2009(04)

18. 微型磁通门传感器研究的现状与未来发展[J]. 张雅茹, 兰慕杰,王东红. 遥测遥控. 2002(04)
19. 磁通门传感器与误差修正技术[D]. 吕冰.中国舰船研究院 2014
20. 基于磁通门传感器的微弱磁场检测技术研究[D]. 涂传宾,沈阳工业大学 2013

具有手机推送功能的分布式 光纤传感系统的研究*

陈 天；王显文；曾柏桢

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012)

摘要: 在原有的分布式光纤测温系统的基础上, 为进一步提升测温的可观测性和便利性, 本项目组结合互联网技术, 通过搭建云平台, 将存储在本地的温度信息存储于云端。并基于 Android 操作系统编写 APP, 将存入云平台的温度数据实时的显示出来。实验结果表明温度数据可以较好地手机上显示出来。

关键词: 分布式光纤测温系统 云平台 安卓

Research on distributed optical fiber sensing system with mobile phone push function

CHEN Tian; WANG Xianwen; ZENG Boan

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Based on the original distributed optical fiber temperature measurement system, in order to further improve the observability and convenience of temperature measurement, the project team combined with Internet technology to store the local temperature information in the cloud by setting up a cloud platform. And based on the application written by the Android operating system, the temperature data stored in the cloud platform is displayed in real time. The experimental results show that the temperature data can be displayed well on the mobile phone.

Key words: distributed optical fiber temperature measurement system cloud platform Android

0 前言

随着科技的发展, 管线与电缆在工业生产的各个领域运用广泛, 但在如石油, 天然气管道, 电力线隧道, 地下或海底电缆, 高架电线等分布极广且急需全面监控的管道或电缆系统中^[1], 传统的点式的传感器却无法很好且经济的解决系统的监控问题。因此为解决该问题分布式光纤测温系统被设计出来, 近年来被广泛的应用于相关的领域。

分布式光纤测温系统(Distributed Fiber Temperature Sensor System, DTS)是利用传感光纤中散射光光强与温度间的关系设计的测温系统^[2-3]。目前, 利用分布式光纤进行测温的技术主要是基于拉

曼散射的原理, 对温度信息进行采集传感^[4], 大致可分为以下两种技术:

(1)基于拉曼光时域反射原理的分布式光纤传感技术;

(2)基于拉曼光频域分析原理的分布式光纤传感技术。

分布式光纤温度传感系统克服了传统测温方式的不足之处, 具有其独特的优势, 如系统抗电磁干扰、绝缘性能较好, 占地面积小、重量较低和适用于中长距离的分布式测温等, 应用场所较为广泛^[5]。

本项目在已经较为成熟的分布式光纤测温系统的基础上增加了互联网技术, 使原本只能在固定地点显示的实时温度数据可以随时随地地监控, 进一步的提高了设计的实用性与便利性。

*指导教师: 仲志成

项目类型: 大学生创新创业训练项目 (2017A65302)

1 系统功能和设计方案

1.1 系统功能

本项目的分布式光纤系统由三部分组成,分别为分布式光纤测温主机部分,云平台数据库部分和适用于 Android 系统的 APP。分布式光纤测温主机主要由光纤、采集卡和处理器组成;云平台完成数据的实时上传与下载;APP 显示数据信息与系统工作状态。这三部分通过互联网相互连接,使本系统的三部分依次获取所需温度数据,该过程即为也本项目的核心与主要研究内容。

1.2 设计方案

该过程可大致的分为数据的采集,数据的初步处理,数据的上传,数据进一步的处理和储存,数据的获取与显示等。

(1) 分布式光纤传感器设计原理

分布式光纤传感技术是一类新型传感技术,可以对多个位置进行实时监控,该类技术包括光纤拉曼传感技术、光纤布里渊传感技术、干涉型扰动分布传感、相干光时域反射仪(Φ -OTDR)传感技术、光频域反射仪(OFDR)传感技术^[7]等。分布式光纤传感技术利用了光的瑞利反射、拉曼反射和布里渊反射等特殊的光学特性,并且由于光纤具有一旦收到外部应力或温度的变化,光学特性会随之发生变化的特点,该监测点返回的光信号会发生相应的变化,因而通过记录光信号传播的时间即可得到该监测点的距离信息。基于上述原理,我们可以得到分布式的检测信息。

目前,光纤测温传感器一般基于瑞利散射、拉曼散射和布里渊散射等三种方式^[8]。相比较于瑞利散射,拉曼散射和布里渊散射这两种散射方式应用在制作、使用传感器上都比较方便,测量范围也更加广泛,因此后者渐渐将前者取代。但是布里渊散射也有存在着问题,尽管具有高精度,但其频移一般只有 10~20GHz,线宽也只有约 50MHz,这对激光器的种种性能造成了巨大的挑战^[9],因此,布里渊散射目前还无法投入到实际生产中。所以,基于拉曼散射的分布式光纤测温系统^[10]成为了学界的研究热门,本设计同样采用这种方法。

拉曼于 1928 年发现自发拉曼散射现象,在实验中他观察到散射光谱中除了原有输入光的频率 ω_0

以外,还出现了其他的频率的光 ω_s 与 ω_a 。其中,

$\omega_s < \omega_0$ 为斯托克斯光, $\omega_a < \omega_0$ 为反斯托克斯光

^[12],如图 1 所示。

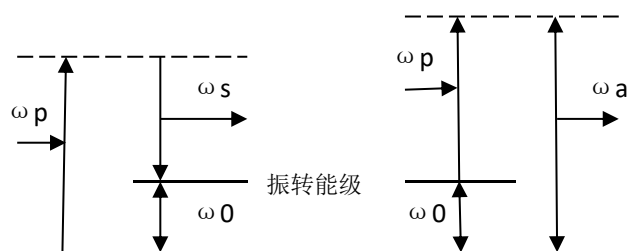


图 1 斯托克斯与反斯托克斯拉曼散射示意图

Fig.1 Stokes and anti-Stokes Raman scattering diagram

如上图所示,光纤分子会发生两种碰撞——弹性碰撞和非弹性碰撞,并产生相互作用的激发光子。拉曼散射属于非弹性碰撞,碰撞过程中会分别产生斯托克斯光和反斯托克斯光。前者产生于基态分子吸收频率为 ω_p 的光子跃迁至虚能级(因量子测不

准原理产生的实际不存在的能级)、再由虚能级跃迁至振转能级(第一激发态)的过程中;后者产生

于处于振转能级的光纤分子吸收频率为 ω_p 的光子

而跃迁至另一虚能级、再由该能级驰豫到基态的过程中。由于在热平衡状态,处于基态的分子数远大于处于振转能级的分子数,所以斯托克斯光子数远多于反斯托克斯光子数,斯托克斯散射光也远强于反斯托克斯散射光,这说明分子能级上的布居数与温度有关^[12]。

(2) PCIADD12 系列高速数据采集卡设计

PCIADD12 是一款高速微弱信号数据采集卡。PCIADD12 采用瞬态科技创新设计的硬件实时累加平均技术实现了微弱信号增强采集,提取出被噪声淹没的相关信号。利用板载同步技术,所需的原始信号在经过不多于 32768 次的累加后,信号的信噪比可以提高到近 180 倍。

PCIADD12 板载两片 12bit 高速 A/D 转换器,可根据客户需求提供 100MSPS, 125MSPS, 150MSPS 三个采样率版本。PCIADD12 具备独特的并行同步信号采集累加技术,可使采集和累加同步完成。对长度 10000 点的原始信号做 32768 次采集、累加,计算机得到最终结果只需 4 秒(100M 版本 4 秒,150M 版本 3 秒)。

此外,PCIADD12 具有外触发、内触发两种触发模式,客户可以任意选择设备触发采集卡模式或采集卡触发设备模式。经过完整性处理,设备给出的触发脉冲过冲在 5%以内,保证设备不被误触发。PCIADD12 采集卡连接方式如图 2 所示。

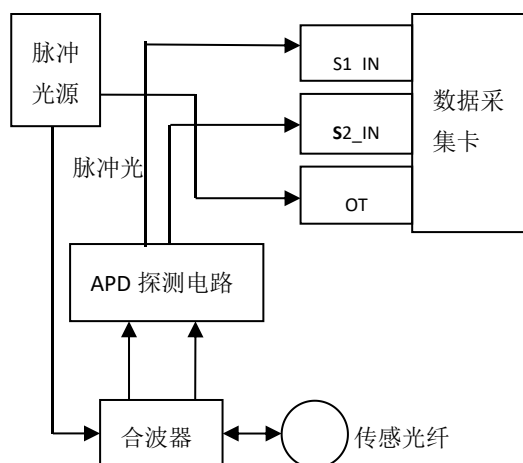


图2 采集卡连接方式

Fig.2 Capture card connection

PCIADD12 可精确恢复、检测和测量被淹没微弱信号的特性,十分适合于分布式光纤传感系统。

(3) 数据采集

在系统的第一部分完成,主要器件为光纤测温采集器。首先通过采集器发出光信号,光信号在沿着光纤传播的同时采集反射回来的光信号并记录时间差,该时间差即可转变为距离数据,同时又因为后向拉曼散射光中的反斯托克斯光与斯托克斯光的光强差与温度成比例的关系,获得温度信息,二者结合即可获得原始的距离温度数据。该部分的主要硬件由指导教师原有项目提供,通过调试可以与当前项目协调运行。编程流程如下:

第一步,初始化采集卡

例程:

```
if(daq_open_card())
    AfxMessageBox("打开采集卡错误!");
```

第二步,开始采样

例程:

```
daq_reset();/重起数采卡
Sleep(10);
daq_SetRange(0,0,0,0,0);//内部配置函数
daq_SetController(0,16000,10000);//16000 表示
16000 次累加, 10000 表示 10000 个采样点
daq_SetTrigger(0,200,2);//0 表示外触发模式,
200 表示 200us 内触发周期(外触发模式下忽略),
2 表示内触发宽度为(2+1)个时钟周期
```

```
Sleep(10);
```

```
daq_StartSample();//开始采集
```

第三步,查询采集状态、读取数据

```
double datan[2][20000];
int now_add_times=daq_ReadStatus();
if(now_add_times==32768)
```

```
{
    daq_stop();
    int flag=daq_ReadData(datan[0],datan[1]);
    daq_reset();/重起数采卡
    daq_ReadStatus();//采集卡内部配置,该操作//
    不可省略
    if(flag==500)
        AfxMessageBox("采样累加成功!");//此处添加
        数据处理及绘图函数
}
```

(4) 数据的初步处理。

在系统的第一部分完成。尽管第一部分已经获得了原始数据但由于没有通过降噪处理,内含各种杂音,如果不进行降噪,后续操作将无法进行。获得降噪后的数据后,需要选择数据的存储格式,本项目将每一时刻的所有点位的温度数据以 TXT 的格式储存在本机中,既方便随时调取也不会过多地占用本地的存储空间。同时通过 C++编写界面,合理设计 UI,以实现在基站方便高效的监视调整。

(5) 数据的上传。

这一部分将前端所采集到的温度信息,以及生成的报警信息等信息,通过互联网传输到云平台数据库,以便其后对数据进行查询与后续处理。

(6) 数据的进一步的处理和存储。

将接受到的数据以合理的方式分别作为实时数据和历史数据存储,进一步增加数据的可读性和可操作性。以上两步构成了整个系统的第二部分。为了完成该部分的功能,首要的是合理的选择云平台。目前国内各大互联网公司都推出了自己的云平台服务,我们综合了功能和经济多方面的考虑最终选择了阿里云,经过实验可以达到所要求。

实时数据与历史数据通过分别给予合适的 IP 地址,并设计合适的 UI 既可以方便客户端调取和通过浏览器访问来显示数据。

(7) 数据的获取与显示。

这也是系统第三部分所需要完成的内容。为了适应最为广泛的需求,APP 的编写通过 Android 平台来完成。本项目中 APP 需要完成数据的接收、数据的显示和 UI 的合理设计这三部分的内容,程序的编写通过 Android Studio,该软件为 Android 官方的程序编写软件,易于操作且功能强大。本部分是本项目的核心内容,所以接下来详细地介绍这一部分的设计和实现。

2 APP 的编写与功能的实现

APP 的编写与功能的实现是本项目的关键内容。该部分所需要实现的主要功能为从云平台下载数据,数据的储存和数据的显示。三部分协调的工作即可达到项目所需的功能。

数据的下载通过网络来实现,在 Android 中下载数据为 Get 方式。Get 方式则需要使用 HTTP 通讯类。Android 系统提供两种通讯类: HTTPURLConnection 和 HttpClient, Google 一直推荐用户使用前者,但于这两类相比 OKHTTP 具有更大的优势。OKHTTP 不仅具有高效的请求效率,并且节省宽带,还提供了许多网络问题的解决方案^[13]。所以本项目采用 OKHTTP,主要代码如下:

```
OkHttpClient okHttpClient = new OkHttpClient();
Request.Builder builder = new Request.Builder();
Request request =
builder.get().url("http://173.82.168.157/json").build();
Call call = okHttpClient.newCall(request);
```

其中的 173.82.168.157/json 即为本项目存储实时数据的 IP 地址。

由于本项目包含大量的数据,尽管已经存储于云平台上,但为了使最后的结果更贴近于产品级的 APP,我们也在手机本地保存一些数据,使有时没有网络时也可以看到数据,尽管在该项目现阶段不是十分必要。在 Android 中数据储存主要有 SharedPreferences, SQLite 数据库,文件储存三种方式。本项目采用 SQLite 数据库,因其具有轻量级,可移植性高,开源^[14]等特点适合本项目。

最后一部分为显示数据,因为所需显示的为温度数据,所以采用折线图进行显示。在 Android 的开发过程中,由于开源的特点,图表的显示常常使用开源的图标库来完成。得到广泛使用的图标库有 MPAndroidChart, HelloCharts 和 Android-Charts 等。但这些图标库尽管功能强大,但不够轻量,所以本项目采用 HelloCharts,其体量较小,也可以实现所需功能,主要程序如下:

```
private LineChartView lineChart;
private List<PointValue> mPointValues = new
ArrayList<PointValue>();
private List<AxisValue> mAxisXValues = new
ArrayList<AxisValue>();
private float minY = 0f;
private float maxY = 100f;
protected void onCreate (Bundle
savedInstanceState){
super.onCreate(savedInstanceState);
setContentView(R.layout.activity_actualetime);
```

```
lineChart = (LineChartView)
findViewById(R.id.chart);
getAxisXLabels();
getAxisPoints();
initLineChart();
}
```

3 测试结果与结论

系统基本实现后,经测试,本地可以正常显示温度,误差在许可范围之内。数据可以在云端显示。同时 APP 端也可以正常下载与显示数据。但目前系统还未完全,只能显示实时数据,其他部分还在完善中。

参考文献

1. 陈立军,李海波,吴谦,石美.分布式光纤测温技术研究现状及发展趋势[J].化工自动化及仪表.2010, 37 (12):1-4
2. Zhiqiang Wang, Jiajia Ye.Design of large -mode-area single-mode optical fiber with lowingbending loss for Raman distributed temperature sensor [J].Optical Fiber Technology 19 (2013): 671-675.
3. Manoj Kumar Saxena, S.D.V.S.J. Raju. Raman optical fiber distributed temperature sensor using wavelettransform based simplified signal processing of Ramanback scattered signals [J].Optics & Laser Technology, 65 (2015): 14.
4. Gabriele Bolognini, Arthur Hartog. Raman-based fiber sensors: Trends and applications [J].Optical Fiber Technology, 7 September, 2013: 678-681.
5. 李秀琦.基于拉曼散射分布式光纤测温系统的研究与设计[D].华北电力大学, 2008.
6. 周琦,乐坚浩,刘佳诞.分布式光纤测温技术的发展现状及其在电力领域中的应用[J].科协论坛,2012 (11):20-22
7. 费芹.基于拉曼散射的分布式光纤测温系统的设计与优化[D].中国科学技术大学, 2016.
8. 陈健沛,等.分布式拉曼光纤测温系统研究进展[J].广东工业大学学报, 2015, 32 (3): 104-105.
9. 张春阳.分布式光纤测温系统在电力电缆在线监测中的

应用[J].江苏电机工程, 2014(04):56-58

10. David Krohn.Fiber Optic Sensors : Fundamentals and Applications [R].2015: 31.
11. R.M. Butler, SAGD comes of AGE! [J].Can. Pet. Technol. 37 (7) (1998) : 9-12.
12. 宋文生.分布式光纤测温系统的设计与实现[D].大连理工大学, 2007.
13. 安辉.Android App 开发从入门到精通[M].第 1 版.北京:清华大学出版社.
14. 董辉.基于 Android 智能终端的工业监测系统设计[D].中北大学,2017.

基于磁导航的移栽式 AGV 智能分拣装置设计*

李三明珠；吴晨悦；王瀛莹

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：本文首先简要介绍了 AGV 的基本原理和基础结构，随后根据目前物流行业的实际需求，进行了基于磁导航的移栽式 AGV 的所需功能分析，完成了磁导航 AGV 的系统方案设计，并提出了其中重要功能模块实现的关键技术及方法。针对于传统磁导航 AGV 无法从路径磁条的磁场中获取站点信息的问题，创新提出了利射频识别技术进行站点识别，经测试实验证明可替代传统站点的地标磁条以及地标传感器，且灵活性高、效果好。

关键词：自动导向小车 磁导航 射频识别 移栽平台

Design of Shift-type AGV Intelligent Sorting Device Based on Magnetic Navigation

Li Sanmingzhu; Wu Chenyue; Wang Yingying

(College of instrumentation & electrical engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: On the basis of further research of relevant information of AGV and logistics automation, this paper introduces the basic principles, the developments and the research actuality of the AGV technology. At the same time, this paper points out that it is necessary to develop the AGV technology according to actual domestic demand. Due to the disadvantage that magnetic guided AGV cannot get station messages from guide path, this paper takes radio frequency identification technology as site identification technology innovatively, experiments show it can completely replace the traditional mode which uses magnetic marker and magnetic marker sensor.

Key words: automated guided vehicle magnetic navigation radio frequency identification load transfer

0 前言

随着电子商务和网络购物的增加，快递运输量需求越来越大，故对于现代化工厂分拣速度以及分拣自动化程度的要求越来越高，在这种情况下，自动导向小车（Automated Guided Vehicle，即 AGV），应运而生^[1]。AGV 是一种以蓄电池作为电源，使用各种适宜使用环境的制导方式控制其沿预设路线运行的自动化智能搬运装置^[2]。

磁导航智能小车是一种基于感应磁场技术的自主寻线小车，利用铺设在地面上的磁条进行定位和导航，从而实现运动方向的控制。文献[5]提出了一种基于三传感器的定位检测方法^[5]，文献[6]关于定

位传感器的布局做了相关的试验^[6]，文献[7]分析了导航系统中使用的各传感器特性^[7]，文献[8]提出了一种智能行进小车的设计方案^[8]并讨论了舵机和电机等单元的具体控制方法^[9]，并取得了一系列研究成果^[10-11]。本文梳理了磁导航技术的基本原理，提出了移栽式磁导航 AGV 总体技术方案，完成了将磁导航 AGV 关键技术应用于物流分拣运输线的研究。

1 系统方案设计

1.1 总体介绍

本文总体设计方案一共分为 8 个模块，其中主控单元负责控制平衡各传感器及模块之间协调运

*指导老师：王言章

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2017A65289)

行；寻迹单元主要由传感器来实现，使得小车可以沿铺设轨道准确行进；导向单元主要指舵机控制；驱动单元是电机的控制；站点识别指录入不同目的地信息及货物信息；移载单元主要难点是在机械结构的设计；当小车前方有障碍物时，安全辅助单元需要实现紧急停止的功能。

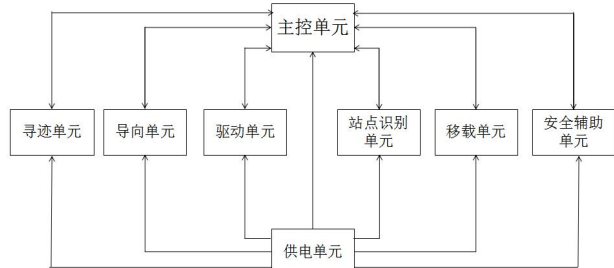


图 1 AGV 功能框图

Fig.1 AGV functional block diagram

1.2 导引方式的对比与确定

智能小车的导航系统是 AGV 的核心组成部分，其导引模式是多种多样的，应根据不同的实际所需操作环境来选择不同的导引模式。常用的导引模式包括激光、视觉、电磁感应、惯性、光发射和磁导引等。

磁导航主要通过测量路径上的磁场信号来获得车辆自身与目标跟踪路径之间的位置偏差，从而实现车辆的控制和导航。

表 1 各类传感器在 AGV 制导应用中的性能比较

Table 1 Performance comparison of various sensors in

AGV guidance applications

	电磁感应	光发射	惯性	视觉	激光	磁
运行范围	****	***	*****	*****	*****	*****
运行精度	±3mm	±10cm	±1mm	±10mm	±1mm	±3mm
灵活性	*	**	*****	*****	**	*****
可靠性	*****	*	*****	**	**	*****
可控性	*****	*****	*****	**	***	***
系统成本	****	*****	*****	*****	***	**

注：程度的差异按“*”的多少分为五个等级，“*****”为最高，“*”

为最低。另，成本中“*”越多成本越大

磁导航具有较高的测量精准度和良好的可重复性，与使用光学导航系统相比较，磁导航系统由于传感器原因，不受到光线明暗变化的影响，因此在

工厂等实际使用时，可以不受夜晚的工作条件影响，大大提高了工作效率。在操作期间，磁传感系统的测量结果具有较高的可靠性。一旦铺设好磁条后，其后期维护费用极低，使用寿命长，并且容易添加转向路径数目或增加直行路径距离。

考虑到实际制作和使用成本，以及具体分拣环境所需的精准度和路径铺设灵活性，通过表 1 对比可以看出磁导引的方式更加适合运用到目前我国物流行业的分拣系统中。

2 结构及硬件设计

2.1 控制对象

本文中 AGV 的车体结构简图如图 2 所示，AGV 的驱动和导航功能由车体前左侧和右侧的差速驱动轮以及车体后侧的万向轮实现，负责导航功能的传感器固定在于车体的前端底部，用于检测 AGV 车体中心与所铺设磁条轨道之间的偏移距离；命令传感器安装在车体的右后侧，用于检测其他命令触发信号，例如转向信息等。导航轨道由连续磁带组成，其他命令触发单元由点状分布的小磁带段组合而成。

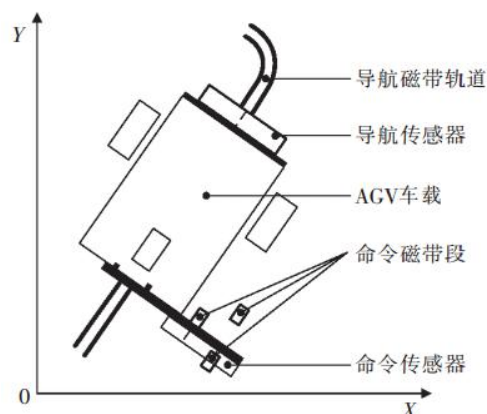


图 2 AGV 车体结构简图

Fig.2 Sketch of AGV

2.2 舵机与电机控制

本文使用的是 Arduino uno R3 芯片，它对舵机、电机、磁导航传感器等模块进行控制，其处理器核心是 ATmega328，具有多路数字输入/输出口（其中 6 路可作为 PWM 输出），多路模拟输入、一个 16MHz 晶体振荡器、一个 USB 口、一个电源插座、一个 ICSP header 以及一个复位按钮。

Arduino 开发环境自带大量操作函数，AGV 运动控制的编程极其方便。舵机的控制通常需要 20ms 的基础脉冲，并且脉冲的高电平时间需要持续约 0.5ms 至 2.5ms，为角度控制脉冲。本设计使用的舵机是 180 度角度舵机，其角度控制脉冲时间与旋转角

度的控制关系为:0.5ms--0 度;1.0ms--45 度;1.5ms--90 度;2.0ms--135 度;2.5ms--180 度。该舵机的控制角度为绝对角度,不受当前角度位置影响,且可设置上电复位。与车体平行安装舵机,使小车直行时舵机角度维持在 $90 \pm 10^\circ$ 范围内,小车前转向轮左转角度为 $45 \pm 5^\circ$, 小车前转向轮右转角度为 $135 \pm 5^\circ$ 。控制舵机左转及右转回正时,为克服机械结构带来的误差,使舵机在回正时过角度回正,如由左转回正时,舵机转到 100 度(偏右)。

电机控制模块由 UNO R3 对应扩展板引出,扩展板上 PWM 端口控制速度大小,DIR 端口控制电机方向:高电平时电机正转,低电平时电机反转,从而控制转速。定义电机驱动函数,此模块通过指令控制小车前进、后退及急停。

2.3 霍尔传感器及射频识别 (Radio Frequency Identification Devices, RFID)

霍尔传感器的基本测量原理为:

$$U_H = k \frac{IB}{d} \quad (1)$$

式中: d 为霍尔片的厚度, k 为霍尔系数, I 为半导体薄片两端的控制电流, B 为在霍尔片的垂直方向所施加的匀强磁场的强度, U_H 为在垂直于电流和所施加磁场方向上产生的霍尔电压。

对于磁寻迹模块,有开关型和线性霍尔传感器。由于开关型霍尔 ES3144 无法实现磁场大小的准确测量,故在测量时选择 S49E 线性磁力霍尔传感器,其经过集成可以输出模拟量和数字量两种,数字量类似于开关型霍尔,只区分高和低,当磁场强度大于 B_{op} 时, D0 输出变为低电平,指示灯亮,而模拟量输出端口可利用 Arduino 开发环境中的串口显示器看到具体输出的不同电压数值(将 5v 分为 1024 份后输出电压所占份数,经过换算可以得到输出电压进而计算得磁场)。

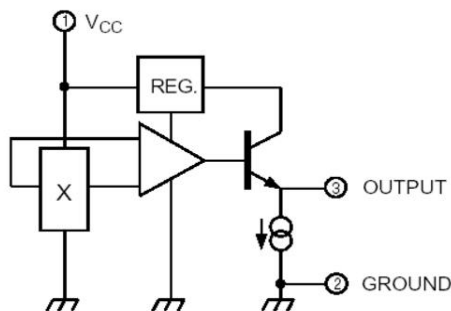


图3 线性霍尔传感器原理图

Fig.3 Linear hall sensor schematic

对于 RFID 模块,由于 UHF 超高频射频识别的完整设备只能连接着电脑调节参数继而控制读写,因

此使用 RC522 模块以及其匹配的读写卡,该模块将一定频率(13.56MHz)下所有型号的非接触式通信方式和协议集成在一起。其内部发送器可驱动读写器天线与匹配卡(ISO 14443A/MIFARE)和应答机的通信,不需要附加的电路。接收器可实现解调和解码功能,用于处理应答器接受到的信号。连接 Arduino 主芯片后读写过程的流程图如下图 4 所示。

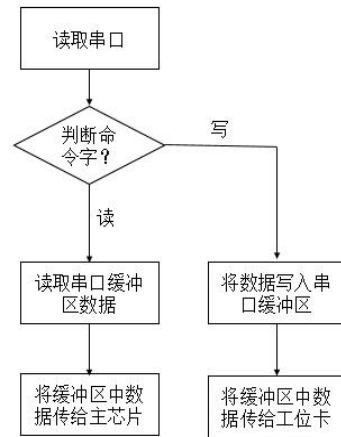


图4 RFID 读写流程图

Fig.4 RFID reading and writing flowchart

2.4 移栽平台的搭建

AGV 货物倾侧为左侧,为防止小车在货物倾侧过程中由于货物向左倾侧而引起的整体中心偏左产生翻车,将芯片、电源等自身载重安置在小车偏右部分,并且将移栽平台的左侧固定点固定在小车左边偏中部分,从而防止其发生翻车。

本文利用推杆电机对货物进行倾侧,推杆电机的出线仅有正负两根,给-12V 电压时,伸缩杆伸出,即推起货物移栽平台;给+12V 电压时,伸缩杆缩回,即放下货物移栽平台。而不同倾侧角度对应不同的推杆行程,推杆行程由给电时间控制。对于每次回到初始位置可能出现的未完全回正的误差累计,通过缩回时间控制“过回正”,即若伸出延时 5 秒伸出 3cm,则缩回时设定延时 7 秒,而推杆两头各有一个行程限位开关,伸缩杆运行到底或到顶后,会自动停止,从而消除未完全回正产生的误差。

3 测试分析与结论

为测试所设计的 AGV 控制系统的可行性与稳定性,本文进行了 AGV 实际现场的模拟试验。将引导磁带铺设在地表上,并设置三条路径,除引导磁带外,还有用于转向、货物分拣及卸载的射频识别卡。本文测试的 AGV 车载和磁带轨道如图 5 所示。



图 5 AGV 测试车载及磁带轨道

Fig.5 Testing AGV and its magnetic tape track

3.1 舵机测试

AGV 在现场测试中, 导向功能通过调整舵机控制万向轮实现, 本文测试了在不同转向角度下 AGV 的导向精度, 最终确定误差最小的舵机旋转角度为表 2 所示。

表 2 舵机参数设定

Table 2 Steering gear parameter setting

上一状态 舵机角度 当前状态 (度)	左转	右转	前进/后退
左转	35	35	35
右转	140	140	140
前进/后退	100	80	90

控制舵机左转及右转回正时, 为克服机械结构带来的误差, 使舵机在回正时过角度回正, 如由左转回正时, 舵机转到 100 度 (偏右)。

3.2 磁导航测试

由于磁导航模块在后续使用中需要根据其检测到的磁感应强大小及输出电压来控制 AGV 的行进, 故对整体路径区域的磁场进行测量, 通过开发环境中的串口监视器读得数据并记录, 其中测量所得部分磁图数据如下图 6 所示。随后再根据传感器线性度等条件换算后在 matlab 中绘制磁图分布情况, 分叉路径磁图如下图 7 所示。

-4	-3	-2	-1	0	1	2	3
523	524	563	539	538	548	526	525
526	523	551	537	536	558	525	526
549	553	565	554	553	564	557	553
523	524	564	539	538	542	526	525
523	524	541	539	538	550	526	525
549	553	564	554	553	563	557	553
523	524	559	539	538	545	526	525
523	524	561	539	538	552	526	525
525	525	545	533	535	562	525	526
526	524	543	533	537	559	526	525
524	524	565	535	537	562	525	526
525	525	561	537	534	549	526	525
524	523	546	534	535	548	525	526

图 6 部分磁图数据

Fig.6 Partial magnetic map data

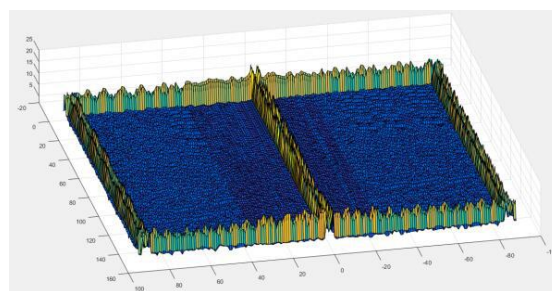


图 7 分叉路径磁图

Fig.7 Branch track magnetic map

3.3 安全辅助单元测试

安全辅助功能由红外避障传感器实现, 该传感器包含一对红外线发射与接收管, 其中发射管发射一定频率的红外线, 当红外发射管所指方向接触到障碍物时, 红外线会发生反射, 再被接收管接收, 此时经过集成后的红外模块指示灯亮。信号输出端的输出数字信号由 0 跳变至 1, 传感器的测障距离可通过电位器旋钮调节。其测量的有效距离一般为 2 至 40cm, 会因障碍物的接触面不同而有所区别, 它的工作电压范围大, 在 3.3V 至 5V 之间均可稳定工作。

表 3 红外避障距离测试

Table 3 Distance test of infrared obstacle avoidance

红外避障	数据线	薄纸	木板	人
阳光下 (cm)	3	15	15	5
黑暗处 (cm)	5	20	20	7

经实际测试及查阅资料, 发现不同物体检测距离不同, 对于微小物体及人体, 测试距离会减少, 综合测试后, 基本达到要求。

4 结语

本文以物流分拣运输线货物输送为应用对象, 分析了传统 AGV 的导引、站点识别和移载方式, 提出了移载式磁导航 AGV 总体技术方案, 完成了应用于物流分拣运输线的磁导航 AGV 关键技术的研究, 包括磁导航技术的理论分析与实现方案, 基于 RFID 的站点识别技, 导引驱动一体化单元设计与开发, 移载平台设计与开发等。

本文提出的 AGV 系统结构灵活可变, 行进速度可调, 分拣功能的准确性及效率高, 可控性强, 安全性能良好, 能够在物流运输分拣系统中充分体现可调性和自动性, 在低成本的基础上实现高效、灵活生产。故该 AGV 设计具有很高的实用价值和广阔的应用前景。

参考文献

1. Beeley P R. Cast steels for tools and dies: a review[J].The Brithish Foundryman, 1986, 24(11):441-445.
2. Naiqi Wu, MengChu Zhou. AGV muting for conflict resolution in AGV systems[A].Proceedings of IEEE International Conferenceon Robotics and AutomationC1.2003: 1428—1433.
3. Seo, Yoonho, Egbelu, Pius Wang Integrated manufacturing planning for an AOV-based FMS. International Journal of Production Economics Volume: 60-61, Aprii 20, 1999: 473 • 478.
4. 王福淳, 刘可如. 精铸模具的研究应用概况[J].特种铸造及有色合金. 1996, 20 (3) :24-26 .
5. 孙书咏. 电磁轨道智能车赛道检测方法研究[J].西安邮电学院学报, 2011, 16(6) : 39—41.
6. 李仕伯, 马旭, 卓晴. 基于磁场检测的寻线小车传感器布局研究[J].电子产品世界, 2009, (12) : 41—44.
7. 尹继武. 磁导航智能车中的水平检测线圈特性分析[J].陕西理工学院学报: 自然科学版, 2010, 26(4) : 18—21.(8)
8. 张茜, 杨旭海, 薛令阳. 基于电磁传感器的智能车控制系统设计[J].电子元器件应用, 2012, 14(12) : 12—16.
9. 张利民, 张乐乐, 刘颖涛. 基于电磁传感器的智能车控制算法研究[J].工业控制计算机, 2012, 25(2) : 59—60.
10. 唐亚伟, 秦玉平. 基于数据挖掘的分类算法综述[J].渤海大学学报: 自然科学版, 2011, 32(4) : 372—375.
11. 秦玉平, 王丽君, 刘伟.查找算法平均查找长度的计算方法[J].渤海大学学报: 自然科学版, 2011, 32(4) : 353—357.

六自由度机械臂智能控制系统设计*

谭济昕；孟宪峰；龙大江；张德宁

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：针对厂用多自由度机械臂功能开发的问题，为快速、实时、准确地控制机械臂完成设定动作，项目组提出利用模拟六轴工业机器人的设计方案。该方案采用 STM32 单片机和 24 路伺服舵机控制器，设计并完成了本六自由度机械臂控制系统。又以 Qt Widgets 为开发框架，利用 Open GL 接口，创建了六自由度机械臂仿真平台。为便于实际应用，还设计了一套基于 Java 语言编写、适用于 Android 操作系统的手机端 App，通过蓝牙进行软硬件通信。最终实验结果表明，系统运行稳定，能够灵活地抓取一定范围内的物体。

关键词：STM32 单片机；24 路伺服舵机控制器；六自由度机械臂；蓝牙

Design of intelligent control system of six degrees of freedom manipulator

Tan Jixin; Meng Xianfeng; Long Dajiang; Zhang Dening

(College of instrument Science and electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Nowadays, with the rapid development of society and advanced science and technology, the efficiency required by industrial production is getting higher and higher. Aiming at the problem of developing multi-DOF robotic arm function, the project team puts forward the design scheme of using analog six-axis industrial robot for fast, real-time and accurate control of manipulator to complete the setting action. Using STM32 single chip microcomputer and 24 servo steering machine controller, the intelligent control system of six degrees of freedom robotic arm is designed. Meanwhile, for practical applications, the project team designed a mobile phone-side app for the Android operating system based on the Java language. The communication between hardware and software is via Bluetooth. The final experimental results show that the system runs stably and can be flexible in grasping objects in a certain range.

Key words: STM 32; 24 servo steering machine controller; Six degrees of freedom robotic arm; Bluetooth

0 前言

随着工业生产自动化及智能化的推进，国内各生产线上都出现了机器人代替人工的趋势。这也在相当程度上促进了机器人产业的发展，尤其是六自由度机械臂的研发和使用。现如今，机械臂在钢铁工业、汽车工业、货物装卸和道路交通等领域都有着广泛的应用。为了降低生产成本，全球的发达国家和部分发展中国家都在大力发展机械臂。传统的工业的机械臂的单一动作路线、灵活性不够。为此，需要结合六个自由度机器臂和相关传感器进行研究

与开发。本文通过对 STM32 控制的小型六自由度机械臂进行设计与开发，实现了机器臂的智能运动。

1 平台功能与设计思路

1.1 总体布局设计

本设计硬件部分主体为 STM 32 单片机和 24 路伺服舵机控制器，同时 Java 语言编写的 App 用作控制平台，系统工作框图如图 1。

*指导教师：刘卫平

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6530）

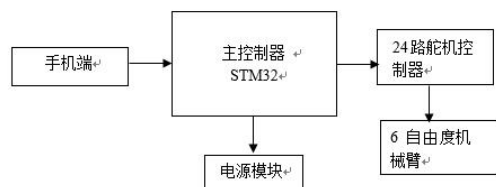


图1 系统工作框图

Fig.1 System work block diagram

1.2 机械臂机械结构

六自由度机械臂具有六个舵机控制其关节。舵机,属于伺服电机,是一种位置伺服的驱动器。它接收控制信号,输出一定的转动角度。舵机由小型直流电机、变速齿轮组、可调电位器、控制板等部件组成,是一种闭环控制系统,适用于需要角度可控变化并能够保持的控制系统,在机器人和机械臂关节中有极其广泛的应用。其控制六个自由度的舵机如图2所示,1-3号舵机可以用做确定机械臂空间位置;4号控制机械腕的上下运动,5号控制机械腕的左右运动,6号控制机械爪的开合,这三个舵机确定机械臂的姿态。这样的分配方式,是最优化的自由度分配方式,很多工业机器人都采用这种形式^[1]。

该设计使用24路伺服舵机控制器,可以控制24个舵机协调动作,它不但可以实现位置和速度控制,而且具有延时、发送指令以及断点等功能^[2]。

此控制系统主要由舵机驱动控制器和上位机软件构成。通过操作上位机软件,给控制器发送控制指令,就可以实现伺服舵机的单独控制或者协调控制。



图2 六自由度机械臂三维模型

Fig.2 3-D model of 6-DOF robot

2 结构与功能设计

2.1 PWM 舵机工作原理

舵机控制信号是周期为20ms的PWM信号,舵机转角与脉冲宽度呈线性变化,其变化关系见图3。每提供一定宽度的脉冲(0.5—2.5ms),它的输

出轴就会旋转到对应的角度上(0—180度)。只有给它提供其他宽度的脉冲信号,它才会输出另一个转角,改变舵机的角位置。

舵机还含基准电路,产生基准信号。在其内部还有比较器,将输入的信号与基准信号进行比较,判断输出信号大小和方向,以产生电机的转动信号^[2-3]。

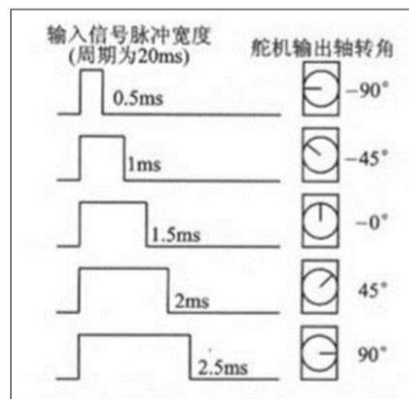


图3 舵机转角与脉冲信号关系

Fig.3 Rudder output angle and pulse relationship

2.2 STM32 单片机

STM32单片机是意法半导体生产的32位单片机,同样是基于ARM架构。作为一款具有较高性能的用途广泛的微处理器,与常用的8位51单片机相比,其在速度与资源方面都有了很大的提升。STM32的定时器比51单片机多2个,而且有更多的外部中断I/O口,这样处理的中断程序就更加高效,满足本设计所需。并且32单片机具有较大的FLASH程序存储器,这种存储器可以通过电来实现瞬间的擦除和改写,并且它支持串口程序烧写。

2.3 多路舵机控制器

舵机控制器以微处理器(MPU)为核心,本设计中我们采用STM32系列芯片,利用多通道PWM来实现对多路舵机控制器的信号输出,同时也可以实现与上位机的通信控制^[4]。这同样也能够适用于机器人等需要多个舵机的系统以及其他的多路PWM的系统。此舵机控制系统主要由上位机和下位机组成。使用舵机控制器的用户无需了解内部的程序,只要操作PC上位机的软件就可以实现机器人动作的调试及控制。用户只需要通过PC上位机就可以进行机械臂动作的下载和相关参数的设定,并且能够通过其他CPU串口与舵机控制器进行通信,以实现二次开发。可以利用舵机控制器也就是下位机源码的实现,至于PC上位机不做阐述。如图4上位机与舵机控制器通信示意图所示。



图4 上位机与舵机控制器通信示意图

Fig.4 Communication diagram between host computer and servo controller

3 程序设计与运动控制

3.1 控制流程

STM32 单片机处理传感器采集的信息后，通过串口通信发送、调用舵机控制器中的动作指令，舵机控制器控制六自由度机械臂完成抓取动作。程序流程图如图 5 所示。

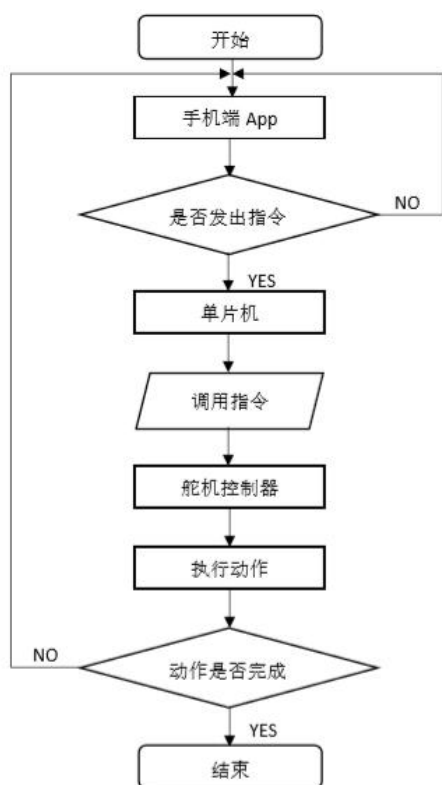


图5 控制流程图

Fig.5 Control flow chart

3.2 轨迹规划

轨迹规划包括笛卡尔空间轨迹和一般空间轨迹规划。笛卡尔的轨迹规划可以通过解析函数来表示机械臂的速度和加速度，之后可以使用逆运动学来

解各关节的信息；关节的空间轨迹规划则是根据关节的初始位姿和目标位姿来规划路径，来满足设定的运动学约束以及动力学约束。比较而言，笛卡尔轨迹的规划要针对轨迹上的每个位置点来解逆运动学。尤其是对于冗余机械臂的逆运动，关节角度可能会有多种情况，这就需要采用一定的规则来选最优的关节角度，计算非常复杂；而关节空间的轨迹规划相比较来说计算量小，因为不需要计算逆运动学的问题。这就使得其实时性更高，不容易产生结构的奇异性问题，于是其应用更为广泛^[6]。

关节的空间轨迹规划主要是利用抛物线、多项式、样条曲线以及不同的曲线相结合而进行的规划。在实际应用中，通常使用三次多项式或者五次多项式。显然，若使用多次多项式对关节的轨迹进行规划，那么多项式的次数越高，轨道规划的运动和控制精度也就越高，但同时计算也会更复杂，所以并不建议使用过高次数的多项式。

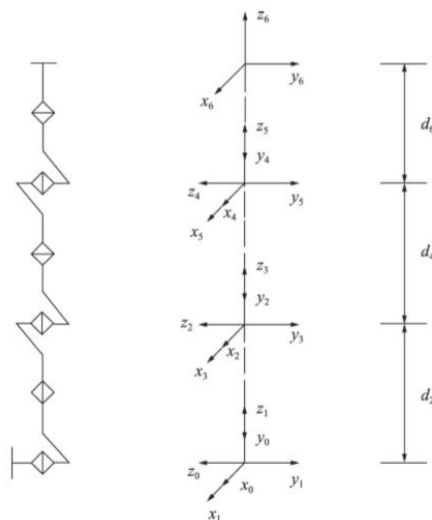


图6 手臂构型关节坐标系

Fig.6 Arm configuration joint coordinate system

3.3 上位机界面设计

本设计所使用的实验的平台的上位机运用 Qt Widgets 开发，含有通信（串口）、离线的仿真、关节的空间控制等模块以及机械臂后端瞬时坐标（具体见图 7）。本设计可在不同种的模式中对机械臂进行离线的仿真和运动的控制。同时，此平台简洁明了的界面使其具有了良好的人机交互性。

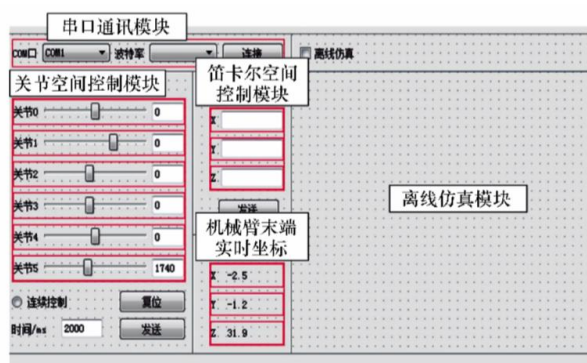


图 7 Qt 上位机界面

Fig.7 Qt Host computer interface

Open GL 比较易于达到较高清晰感的实时的三维仿真，正逐步被广泛地应用于机器人的设计及其运动仿真之中。它运用了模块化的技术来创建三维模型，相比较而言更加灵活、更容易进行拓展^[5-7]。

利用此图形开发语言，搭建机器人的基本构件，然后在平台上将其组装到一起，实现起机械臂的三维模型（见图 8）。此设计的模型也能够收到其它模块的信号，并且可以通过定时器来不断地刷新视图，这就可以达到动态的仿真效果。此设计模型能够展现机械臂的末端执行器的位姿，同时模拟机械臂来执行相应的目标比如抓取等^[7]。

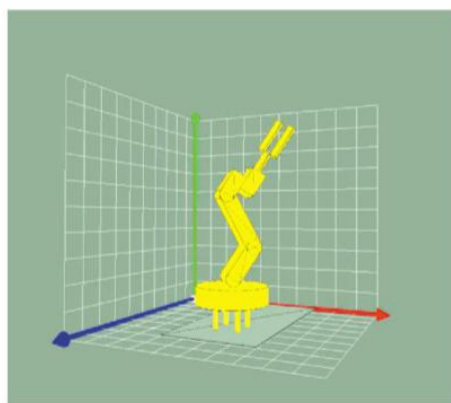


图 8 机械臂的三维仿真界面

Fig.8 Robotic arm simulation interface

4 离线仿真测试

六自由度的机械臂其各个关节都由不同的形状构成，每个形状由多个面构成。当绘 3D 模型时，要先绘制面，之后由不同的面来构成相应的形状，然后由不同的形状构成关节，最后由 6 个相关的关节构成完整的机械臂。

机械臂的各个关节在空间中的位置都会随前一关节的运动而发生变化。为实现各个关节联动的效

果，后一关节局部的坐标系不得不保持与前一关节的实时一致。当程序调用某个关节的 Draw() 接口时，也要调用 Open GL 的库函数 glPushMatrix()，这使上一关节的局部的坐标系成为此时的坐标系^[7]。

如果这个关节恰好是最后的关节，当绘制完成后，必须调用 glPushMatrix() 来释放当前的坐标系。最后的实验结果证明，机械臂的 Open GL 仿真的界面可以比较高效地对机械臂实现离线仿真。仿真与实际操作对比的效果如图 9 所示。

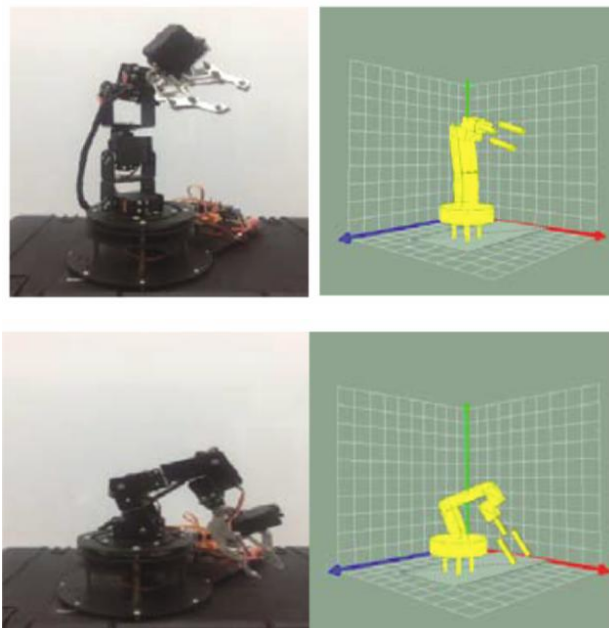


图 9 机械臂三维模型仿真与实际效果对比图

Fig.9 Mechanical arm 3D model simulation effect comparison chart

5 手机端操作结果

基于 Java 语言的手机端 App 采用图形化界面，通过蓝牙与机械臂连接后，拖动关节处的横条操作舵机的旋转方向，较之于一般人机界面更便利，如图 10 所示。

用手机端 App 遥控测试时，各关节可以准确地随 App 界面横条的拖动进行转动，机械臂能够将常见物体（如笔、硬币）由指定位置抓起并转移到其他位置。

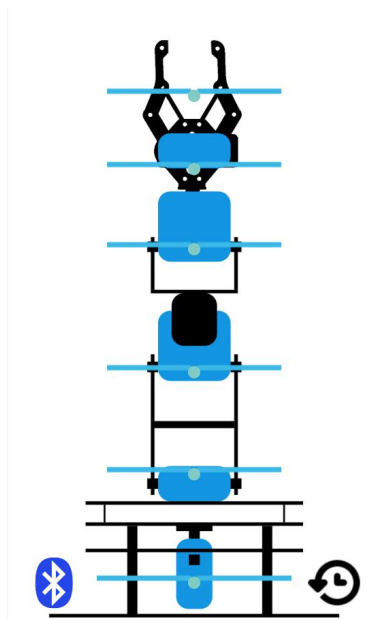


图 10 App 界面显示图

Fig.10 App interface display

分析与仿真研究[J].中原工学院学报,2018,29(04):77-83.

6. 云洋,宋华,徐炳吉.六自由度工业机械臂运动学仿真研究[J].机械科学与技术,2018,37(08):1167-1176.
7. 王世宇,裴贤丰.双炉反应性测定仪五轴机械臂电控系统的研发[J].煤质技术,2017(S1):52-55.

6 结语

通过六自由度机械臂硬件与智能控制的软硬件协同设计,实现了机械臂的自由运动与对物体的抓取功能。本设计以 STM 32 单片机为主控制板,通过 24 路舵机控制器控制每个关节运动。实验平台上位机基于 Qt Widgets 框架开发,具有了机械臂 3D 离线仿真功能。基于 Java 语言编写了适用于 Android 操作系统的手机端 App,使得机械臂的操作可以在移动端进行,使用更加方便,也为其使用领域的拓展提供了可能性。通过对其动作和操作的研究,也对个人理解和开发厂用机器人有很大帮助。

参考文献

1. 袁媛.六自由度机械臂运动学及奇异性仿真分析[J/OL].机电工程,2018(12):1329-1333.
2. 邓晓燕,林灿光,施翔宇,吴泽荣,陈浩彬.五自由度机械臂三维建模与仿真实验平台的构建[J].实验技术与管理,2018,35(03):118-122.
3. 刘浩,李泽彬,王本有.六自由度机械臂智能控制系统设计[J].电子技术,2018,47(10):70-72.
4. 李宪华,范凯杰,疏杨,张军.六自由度模块化机械臂的轨迹规划与仿真[J].制造技术与机床,2018(09):73-77.
5. 肖俊明,韩伟,王瑗琿,李继朋,梁旺.六自由度机械臂运动

基于虚拟仪器的场效应管特性测试仪设计*

王成龙；李鹤鹏；彭佳鹰

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：随着电子技术的发展,半导体器件发挥着越来越重要的作用,但是传统的测量方式虽然可以精确地测出场效应管的特性曲线,但是测量过程十分复杂。而且测试所需要的设备一般都很庞大,只能放在实验室内,不便于携带,不能满足测试的灵活性。到目前为止还没有一种仪器可以做到这几点,如果虚拟仪器测量可以实现,就可以填补这一方面的空白。虚拟仪器与计算机的结合来代替实体测试设备将会极大地推动测试领域的发展。既可以满足测试精度的要求,用计算机又是十分方便的手段,便于测试人员分析处理数据。

关键词：虚拟仪器 场效应管 特性测试

Design of FET Characteristic Tester Based on Virtual Instrument

Peng Jiaying; Wang Chenglong; Li Hepeng

（ College of Instrumental Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012 ）

Abstract: With the development of electronic technology, semiconductor devices are playing a more and more important role. However, although the traditional measurement method can accurately measure the characteristic curve of FET, the measurement process is very complicated. Moreover, the equipment required for testing is generally very large and can only be placed in the laboratory, which is inconvenient to carry and cannot meet the testing flexibility. Up to now, there is no instrument that can achieve these points. If the virtual instrument measurement can be realized, it can fill the gap in this aspect. The combination of virtual instrument and computer to replace physical testing equipment will greatly promote the development of testing field. It can not only meet the requirements of testing accuracy, but also is a very convenient means to analyze and process data by testing personnel.

Key words: Virtual instrument Field effect tube Characteristic test

0 前言

晶体管的发明是科技领域上一件具有里程碑意义的事,在晶体管出现之前,电子设备使用的均为真空电子管,与真空电子管相比,晶体管具有体积更小,功耗更低,放大倍数更大,开关频率更高,可靠性更高,便于集成化,无需预热即可工作的优点。由于晶体管的种种优势,不就它便取代了在技术上已接近瓶颈的真空电子管,现在,晶体管已广泛应用到人们生产生活中的各个领域,成为电子、电气科学中最重要一种元件之一。晶体管是一种半导体器件,在电路中主要起到放大、开关、稳压、

整流和检波的作用,从广义上讲,晶体管包括基于半导体材料生产的一切电子电气元件,其中包括二极管、三极管、可控硅等等,但通常人们所说的晶体管则多指三极管。三极管主要包含两大类:双极型晶体管和场效应晶体管。场效应晶体管简称场效应管,分为结型场效应管和金属-氧化物半导体场效应管 (Metallic Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, 简称 MOSFET) [1-4]。MOSFET 分为 N 沟道 MOSFET 和 P 沟道 MOSFET 两种,而每种又分别有增强型和耗尽型;JFET 也有 N 沟道与 P 沟道之分,但只有耗尽型一种。场效应晶体管是一种电压型控制器件,通过较小的栅极源极电压来控制小大的漏极电流[5]。

*指导老师:张秉仁

项目类型:大学生创新创业训练项目 (2017A65294)

虚拟仪器 (Virtual Instrument) 技术是利用高集成度的模块化硬件电路和设备, 结合高效且灵活的软件来实现各种传统仪器仪表的功能^[6]。虚拟仪器的概念最早由美国国家仪器公司 (National Instruments, 简称 NI 公司) 提出, 随后便引起了一场传统仪器仪表测量技术的大变革, 使得计算机技术以不可阻挡的态势进入了测量仪器领域, 开创了电子测量领域 ‘软件既是仪器’ 的先河^[7-8]。虚拟仪器的组成部分主要有三个: 计算机作为基本载体; 软件作为整个仪器的核心; 高性能的 A/D 采集及信号调理电路作为关键环节。虚拟仪器主要有一下几个优点: 性能高, 体积小、集成度高, 组织灵活, 拓展性强, 新品研发周期短^[9]。

1 设计方法

由于 MOSFET 是电压控制型器件, 其基级电流在任何情况下都非常微小, 测绘其输入特性曲线没有意义, 因此测绘其转移特性曲线。图 1 为 MOSFET 转移特性曲线测绘电路^[10], 理想情况下, 测量转移特性曲线需要漏极电压恒定, 不能加限流电阻, 但若不加限流电阻, 则无法通过电阻分压发测量其漏极电流。这里选用 R 的阻值为 $0.1\ \Omega$, 阻值较小, 分压较小, 因此可近似认为漏极电压恒定^[11]。测量时, CH4 直接采集出栅极电压, 作为 X 轴物理量; CH1 与 CH2 差值除以 R 得到漏极电流, 作为 Y 轴物理量。

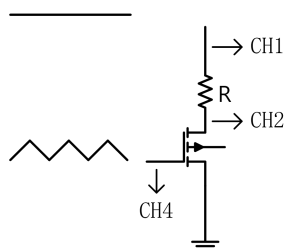


图 1 MOSFET 转移特性测绘

Fig.1 Mapping of Transfer Characteristics of MOSFET

MOSFET 输出特性曲线测绘如图 2^[12]所示, 与 BJT 测绘方法基本一致, 不同之处在于 MOSFET 栅极施加的是阶梯电压信号。测量时, CH2 直接采集出漏极电压, 作为 X 轴物理量; CH1 与 CH2 差值除以 R 得到漏极电流, 作为 Y 轴物理量。

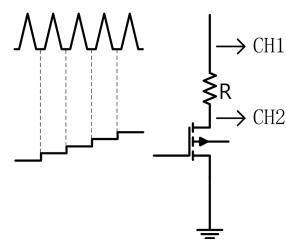


图 2 MOSFET 输出特性测绘

Fig.2 Mapping of Output Characteristics of MOSFET

整个测试系统主要可以分成三部分: 信号发生器, 信号采集, 图形显示^[13]。

信号发生器: 主要产生两种波形, 阶梯波与三角波, 幅度在正负 10V 左右。利用 stm32 单片机和外部放大电路产生^[14-15]。

信号采集: 本设计中选用的采集卡为斯迈科华 USB-4220 数据采集卡, 该系列为通道同步采样, 同时该采集卡具有超低底噪和高精度。USB-4220 型号具有 12 位的分辨率和最高 500K 的采样率^[16-17], 足够满足设计需求。

图形显示: 利用 labview 编程设计出所需前面板, 将采集卡传输过来的数据直接显示成特性曲线。

2 整体模型

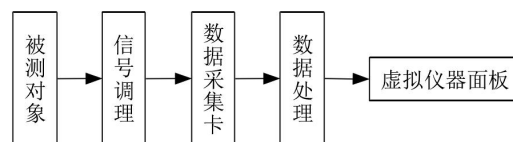


图 3 整体框架

Fig.3 Overall framework

3 测试结果

3.1 信号波形



图 4 阶梯波

Fig.4 Step wave

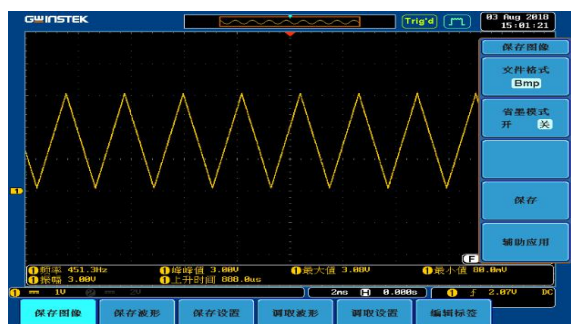


图 5 三角波

Fig.5 Triangular wave

3.2 特性曲线

N 沟道耗尽型

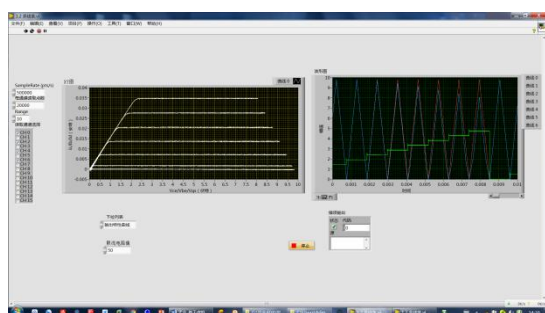


图 6 输出特性曲线

Fig.6 Output characteristic curve

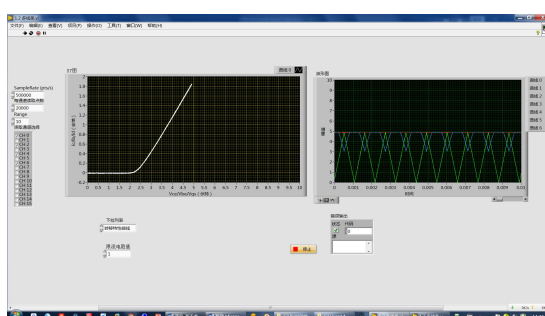


图 7 转移特性曲线

Fig.7 Transfer characteristic curve

N 沟道增强型

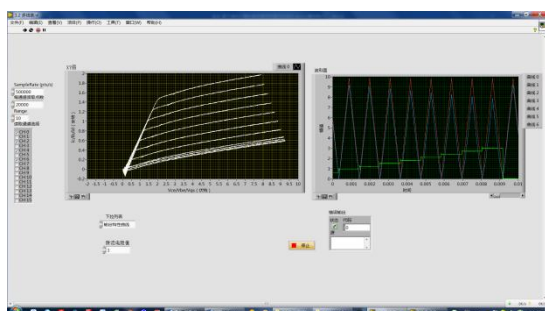
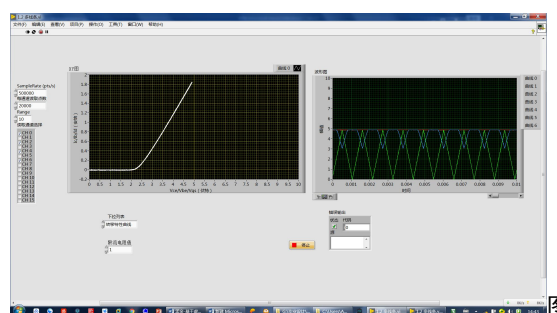


图 8 输出特性曲线

Fig.8 Output characteristic curve



9 转移特性曲线

Fig.9 Transfer characteristic curve

其中，梯形波和三角波输出非常完美，几乎不受噪声影响；N 沟道耗尽型输出特性和转移特性曲线受噪声影响不大；N 沟道增强型输出特性曲线较受噪声影响，但仍可测试其曲线。

4 结论

通过本次基于虚拟仪器的场效应管特性测试仪的设计，基本实现了场效应管特性曲线的显示，但测试精度和范围还有待提高，整个测试系统还可以进行简化，使测试更加方便快捷并且满足精度的要求。感谢张秉仁教授的指导。

参考文献

1. 方尚侠. 基于 LabVIEW 和 USB 接口的虚拟晶体管特性图示仪[D]. 电子科技大学, 2006.
2. Fang Shang-xia. Virtual Transistor Diagram Based on LabVIEW and USB Interface. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2006.
3. 刘俊. 基于虚拟仪器的晶体管特性测试仪的研究[D]. 重庆大学, 2008.
4. LIU Jun. Study on Transistor Characteristic Tester Based on Virtual Instrument [D]. Chongqing: Chongqing University, 2008.
5. 赵中义著. 半导体管特性图示仪原理、维修、检定与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 1994.
6. Zhao Zhongyi. Semiconductor tube characteristics of the principle of the instrument, maintenance, testing and application [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 1994.
7. 袁渊, 古军. 虚拟仪器基础教程[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2002.

8. Yuan Yuan,Gu Jun.Virtual Instrument Basic Tutorial[M].Chengdu.University of Electronic Science and Technology Press.2002.
9. 刘俊. 基于虚拟仪器的晶体管特性测试仪的研究[D].重庆大学,2008.
10. Liu Jun.Study on Transistor Characteristic Intrument based on Virtual Instrument[D]. Chongqing. Chongqing University. 2008.
11. 侯国屏, 叶齐鑫.LabVIEW7.1 编程与虚拟仪器设计[M]. 北京.清华大学出版社.2003.
12. HouGuo-ping, YeQi-xin. LabVIEW7.1.LabVIEW7.1 programming and virtual instrument design[M]. Beijing. Tsinghua University Press.2003.
13. Mukesh Kumar, Mansav Joshi, Sanjeev Sharma. Design and Implementation of Embedding Web Server for Real Time Data Acquisition and Logging System[J]. International Journal of Computer Applications, 2012,42(11):13-16.
14. National Instruments Corporation. LabVIEW User Manual. Reference Materials, 2003
15. 戴逸松. 电子系统噪声及低噪声设计方法[M]. 长春: 吉林人民出版社, 1984.
16. DAI Yi-song. Noise of Electronic System and Method of Low Noise Design [M]. Changchun: Jilin People Publishing House, 1984.
17. Deshpande S G,Jenq-Neng H. A real-time interactive virtual classroom multimedia distance learning system[J]. Multimedia,IEEE Transactions on. 2001,3(4):432-444.

智能输液控速系统*

侯 杰；吕春旭；张晋唯

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：如今社会高速发展，科技发达，生活中各个方面的自动化程度越来越高。然而，现在医院输液还没有一个可以自动控制输液速度以防止输液过快导致危险的自动化系统，也不能实现远程控制，只能护士亲自去调节输液速度，不仅效率低，并且局限性很大。我们小组旨在实现一个可以自动检测输液速度并根据病人的心率脉搏检测是否输液速度过快，自动调节输液速度，并且实现远程控制的系统。

关键词：输液速度控制 远程控制

Intelligent infusion speed control system

Hou Jie; Lv Chunxu; Zhang Jinwei

(College of instrument Science and electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Nowadays, with the rapid development of society and the development of technology, the automation in many aspects of life is getting higher and higher. However, nowadays, there is no automatic system to control the infusion speed automatically to prevent the danger caused by too fast infusion, nor can it realize remote control. Nurses can only adjust the infusion speed themselves, which is not only inefficient, but also limited. Our team aims to finish a system that can automatically detect the infusion speed and detect whether the infusion speed is too fast according to the patient's heart pulse, automatically adjust the infusion speed, finally realize remote control.

Key words: Infusion speed control Remote control

0 前言

输液的速度在给病人输液的过程中是一个关键的物理量。当输液速度合适时，药物的疗效才有保障；当输液速度过快或者过慢时，静脉输液的效果会受到影响，有时甚至威胁到病人的安全。对于病人的输液某些具有不良副作用的药液时应该适当降低输液速度，从而有效的降低药液副作用对患者身体的损伤。如果点滴速度过快则会加重人体心肺的负担，容易引起心衰和肺水肿等问题^[1~5]。

现在我国大部分还是采用传统的输液方式，医务人员需要定时的监护病人的输液情况，凭借自身的经验和病人的反馈手动控制滴速。此种输液方式存在以下不可避免的缺点：输液一般要持续几个小时，而病人和医务人员在漫长的过程中容易疏忽观

察输液的情况。当点滴速度不合适或者药物即将滴完的状况没能被及时处理时，可能会延误患者的康复情况，甚至会引起医疗事故^[10~14]。

李喆等人，贺晓蓉等人与李和太等人分别设计了自己的输液监控设备或系统，都实现了输液速度检测，药液剩余量预警的功能，但是没有实现对输液速度的控制，只能作为监控系统，速度调整还要靠医疗人员。曾惠芳等人设计了输液控制系统，可以实现药液剩余较少时自动停止输液的功能，但是还是没有实现输液过程中对于输液速度的控制，也没有实现远程操控。相比于其他低成本系统的输液方式，本系统实现了输液速度监控，自动调整速度，远程操控，增加了输液的安全性，便利性，减轻了医疗人员的压力^[6~9]。

1 系统整体方案

*指导老师：李美娜

项目类型：大学生创新创业训练项目(2018B6551)

为实现系统的一体化，STM32 核心必须连接多个外设，包括远程通信、信息采集、控制装置，才能实现整个系统的功能。具体实现功能如下：

(1) 通过各模块采集心率数据与液滴滴速数据并输入控制核心进行软件分析。

(2) 软件分析后在控制核心内部改变状态标志，再通过端口输出硬件控制信号。

(3) 通过硬件控制信号控制步进电机转动进而改变输液速度，并继续进行数据采集。

以上系统整体运行方案如图 1。

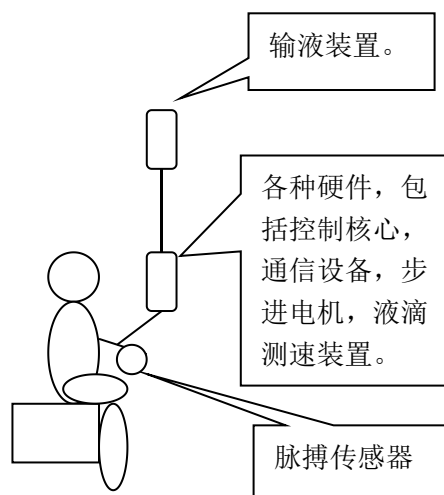


图 1 系统整体方案

Fig.1 System Overall Scheme

2 系统硬件实现

整个系统应该以实用，稳定，经济，快速为主要目标。综合各项需求，STM32 芯片具有高性能，低功耗，频率高，价格低，I/O 口多的优势，更适合在本系统中作为控制核心使用。

根据系统整体方案，设计硬件架构：

(1) 通过蓝牙模块实现与移动终端的连接，进行远程操控。

(2) 连接液滴滴速装置对输液速度进行检测，并显示数据。

(3) 连接脉搏心率传感器对病人的心率进行检测且对速度进行反馈控制。

(4) 通过 STM32 和步进电机驱动器直接控制电机的转动，通过传动装置控制输液速度。

根据以上设计，硬件架构如图 2。

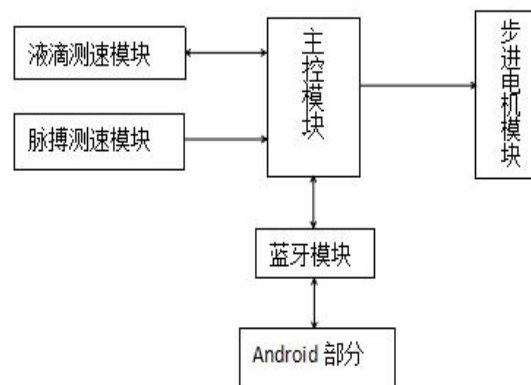


图 2 硬件架构

Fig.2 Hardware Structure

使用 Pulse sensor 脉搏心率传感器，该传感器使用光电容积法测量脉搏，保证了测量的便利性，在条件满足的情况下测量精度也可以满足要求。Pulse sensor 脉搏心率传感器只需把 S 端输出连接到 STM32 自行的 ADC 就能进行数据传输。图 3 为 Pulse sensor 的硬件连接方式。

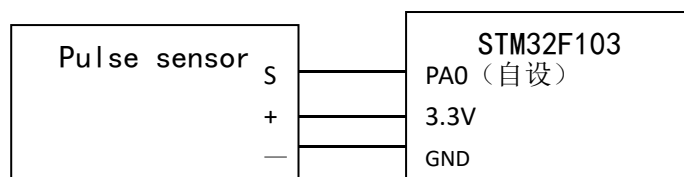


图 3 Pulse sensor 硬件连接图

Fig.3 Connection Diagram Of Pulse Sensor

蓝牙模块使用 BT06 蓝牙模块，该模块是常用的蓝牙模块，收发灵敏性高，硬件连接简单，可以搭载蓝牙 2.0 协议，只需要连接四个引脚就能完成通信任务，比较适合本系统 STM32 与移动终端的连接。图 4 为 BT06 与 STM32 的硬件连接方式。

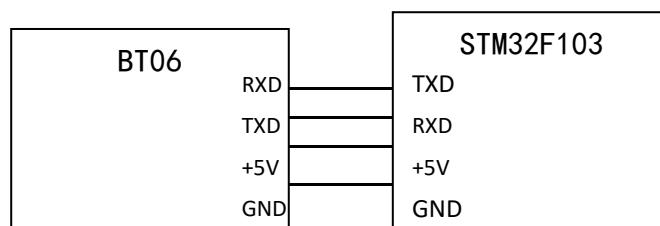


图 4 BT06 硬件连接图

Fig.4 Connection Diagram Of BT06

步进电机通过步进电机驱动器进行驱动，进行控制的一共只有三个端口，在 STM32 上设置三个 I/O 口，分别输入方波，使能信号和方向控制信号即可完成对步进电机的控制。

按照上述分析进行硬件连接，最终硬件连接如图 5 所示。

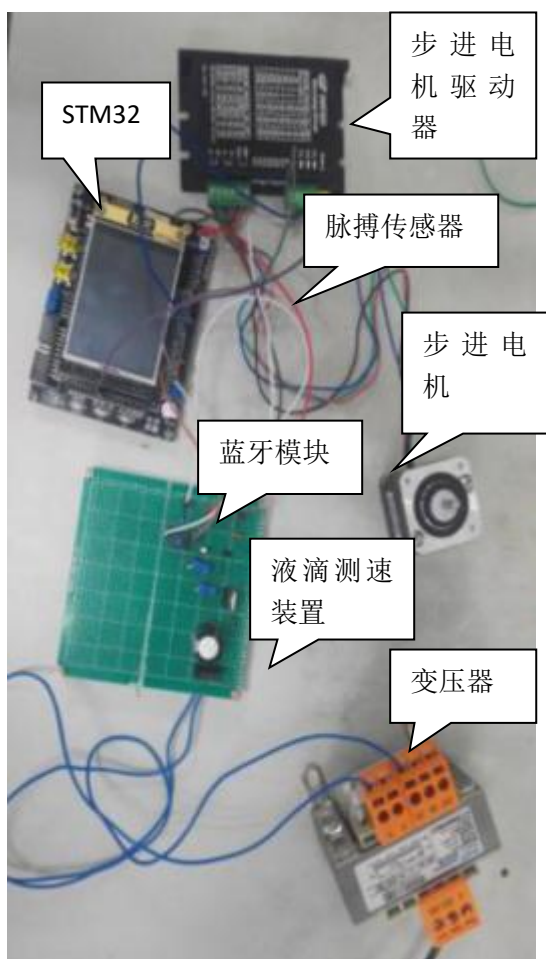


图 5 最终硬件连接图

Fig.5 The Picture Of Final Hardware Connection

3 软件实现

系统启动时设定一个目标滴速，启动后系统不断接收滴速数据，心率数据，移动终端发送的数据，只要有一项数据出现问题，就调用速度调节函数，驱动步进电机，控制滴速，只要输液未完成，就继续接收数据，根据要求控制输液速度，直到输液完成。

对于步进电机的控制，为了精确的控制滴速，我们设计的 PWM 波频率与延时完成了启动一次控制程序步进电机转动四分之一圈。

Pulse sensor 传感器可以通过串口输出波形信号，通过 STM32 的采集后需要进行转换才能换算出人的心率信号，进一步对输液安全进行监控。

设置好蓝牙模块与 STM32 的通信，并在手机端或者安卓平台终端安装好蓝牙通信软件，就可以通过蓝牙用远程终端实现对系统的控制。

根据以上对系统运作的要求，设计系统流程图如图 6。

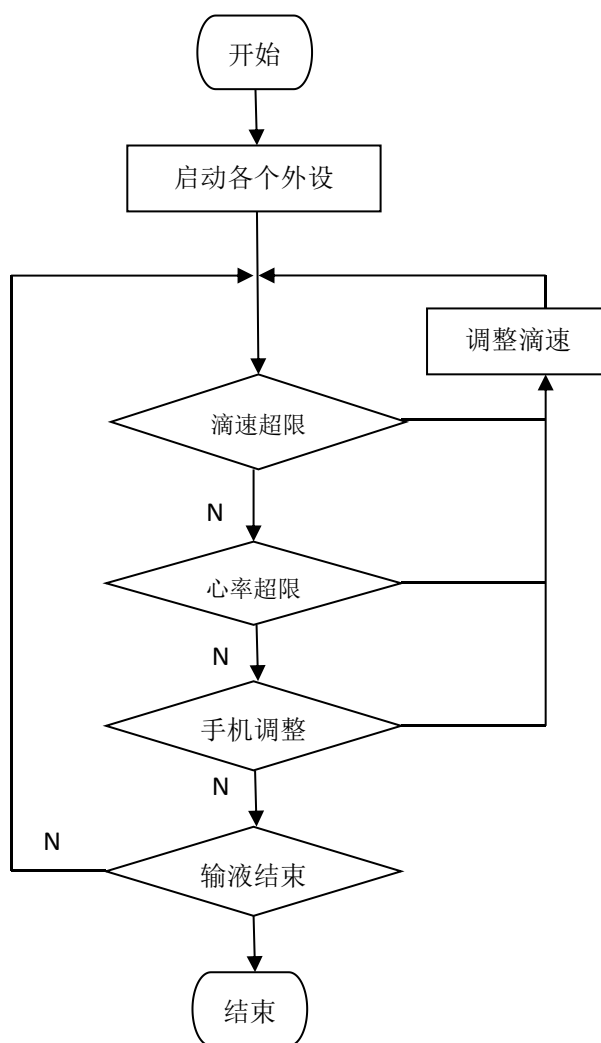


图 6 系统流程图

Fig.6 System Flow Chart

4 结果与结论

将写好的软件程序代码烧录到 stm32 单片机中，将该系统放置在室内，打开电源，将调节阀打开让液滴滴下，对系统功能进行调试验证。

当整个系统刚开始正常运行时，显示屏上面会显示系统名称、实时的滴速、预设的报警速度信息。图 7 为液晶显示的数据。



图 7 液晶显示图

Fig.7 Picture Of LCD

测试过程中能稳定维持在设定速度，当通过屏幕或手机设定速度后，设备能够在较短时间内调整

至设定的速度。当发生紧急情况下, 紧急制动装置能够在较快时间内制动。

总体上实现了对注射速度的精确测量和准确控制, 但目前仍然存在一些问题, 控制装置的灵敏度仍需提高, 设备的稳定性与便捷性有待提升等。

参考文献

1. 汪义旺, 基于无线传感器网络的智能输液监控系统设计, 测控技术. 2015, NO.11
2. 刁惠民, 静脉输液监控系统在个体化静脉输液中的应用, 护理学报. 2013, NO.10
3. 张爱华, 张克平, 朱亮. 电容式传感器用于检测医疗输液液位的研究[J]; 传感器技术; 2014 年 08 期
4. 王虹, 杨小文, 陈红宇, 胡军娥, 倪利蓉; 输液滴速问题调查分析及对策[J]; 护理学杂志; 2014 年 21 期
5. 王元庆; 输液监控系统中输液量的检测[J]; 测控技术; 1997 年 04 年期
6. 李喆, 余学飞, 陈光节, 卢广文; 基于单片机的输液监控系统的设计[J]; 医疗设备信息; 2006 年 06 期
7. 曾惠芳, 廖顽. 基于单片机的医疗点滴输液控制系统设计 [T]. 微计算机信息, 2006 (08Z)
8. 贺晓蓉, 吴付祥, 孔若匕, 严庆福, 沈小东. 输液速度监控系统 [T]. 医疗设备信息, 2004, 19 (6)
9. 李和太, 赵新, 李新, 夏加宽. 智能输液监控系统的研制 [N]. 沈阳工业大学学报. 2006, 28 (3)
10. Linder A. Global Telemedicine and Telehealth Networks. Journal of Telemedicine and Telecare, 1996, 2 (5):
11. Carelse X F. An introduction to the industrial applications of microcontrollers[J]. Physica Scripta, 2002, 2002 (T97).
12. Wale J D, Pollock C. Hybrid stepping motors and drives[J]. Power Engineering Journal, 2001, 15 (1):
13. Hoffmann W. Computer controlled titration with piston burette or peristaltic pump a comparison[J]. Fresenius' journal of analytical chemistry, 1996 356 (3-4)
14. Pratondo BUSONO. Design and Implementation of Fuzzy Logic Controller for Peristaltic Blood Pump[A]. Science and Engineering Research Center. Proceedings of 2015 International Conference on Informatics, Control and Automation (ICA 2015)[C]. Science and Engineering Research Center, 2015:5.
15. X.S.Che. A Peristaltic Pump Controller Design with Wireless Communication[A]. Science and Engineering Research Center. Proceedings of 2015 International Conference on Computer Information Systems and Industrial Applications (CISIA2015)[C]. Science and Engineering Research Center, 2015:4.

三分量磁测系统定位及显示模块设计*

陈中华

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要: 三分量磁测装置在进行测量时需要一个基准方向作为初始参考方向, 基准方向影响着系统的测量精度, 而选择真北方向作为基准方向则是较好的选择。本文通过结合 GPS 模块, GSM 模块以及标杆法, 可以求解出测点与标杆连线与真北方向的夹角, 从而定位真北方向, 同时也提高了系统的测量精度。

关键词: GPS 模块 真北方向 标杆法 三分量

Design of Positioning and Display Module for Three-Component Magnetic Measurement System

Chen Zhonghua

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: The three-component magnetic measuring device needs a reference direction as the initial reference direction in the measurement. The reference direction affects the measurement accuracy of the system, while the true north direction is a better choice. By combining GPS module, GSM module and benchmarking method, the angle between the measuring point and the connecting line of the benchmarking and the true north direction can be solved, so as to locate the true north direction and improve the measurement accuracy of the system.

Key words: GPS True north direction Benchmarking Three-component

0 前言

三分量磁测系统利用磁通门传感器进行测量, 主要用于在井中检测地磁场, 寻找深部的矿产资源。首先需要将井轴坐标系三分量磁场值, 转换为大地坐标系三分量磁场值, 而这个转换的精度涉及到系统的测磁、测重精度, 以及与坐标轴正交、重合的校正精度^[1]。

本文设计的三分量磁测系统定位及显示模块是为了从开始的基准方向上提高精度^[2]。传统的测量方式是直接以指北针的方向作为基准方向, 但其会受到地磁场的影响, 并不是正确的北方向, 从而导致误差的产生^[3]。本文设计的模块就是为了找到正确的北方向, 从而减小误差。

1 总体设计方案

三分量磁测系统的定位及显示模块设计总体方案图如图 1 所示。通过使用基于 STM32 开发板的 GPS 模块, 能够在开发板的显示屏上读出测点的经纬度、海拔、时间、正在用于定位的卫星等信息^[4]。GPS 得到信息后, 则通过 GSM 模块将信息发送到系统中。采用标杆法即通过一个测点与附近的标杆上两点的 GPS 信息, 求解出测点与标杆连线与正确的北方向的夹角。此时, 系统再将此信息导出, 通过 GSM 模块发回测区, 而测区的人则可利用正确的北方向作为基准方向开始进行三分量磁测系统的测量^[5]。

*指导老师: 赵静

项目类型: 大学生创新创业训练项目 (2018B6546)



图 1 模块设计总体方案图

Fig1. Overall schematic diagram of module design

2 硬件电路设计

选择使用如图 2 所示的 ATK-NEO-6M 模块进行定位。该 GPS 模块是一款高性能模块，具有 50 个通道，追踪灵敏度是-161dBm,测量输出频率是 5Hz。模块具有 5 个可控管脚：VCC、GND、TXD、PPS、RXD。其设计原理如图 2。

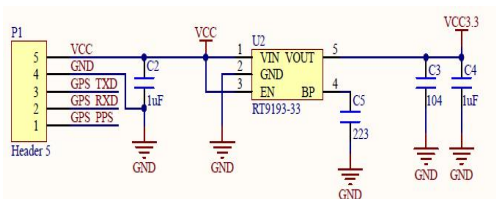


图 2 GPS 部分原理图

Fig2. GPS Partial schematic diagram

通过供给芯片 3.3V 的电压来进行驱动。通过两个管脚 TXD、RXD 将测得的信息输入进 STM32 开发板中。开发板与 GPS 模块管脚连接图如图 3。

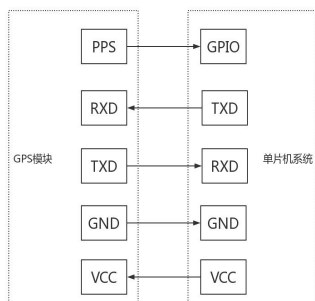


图 3 GPS 模块与单片机管脚连接图

Fig3. Connection Chart of GPS Module and

Single Chip Microcomputer Pipe Pin

其中 VCC 模块给 GPS 模块供电，GND 接地，PPS 为时钟控制管脚，RTD、TXD 管脚则是控制

GPS 模块与单片机之间进行信息传递^[6]。

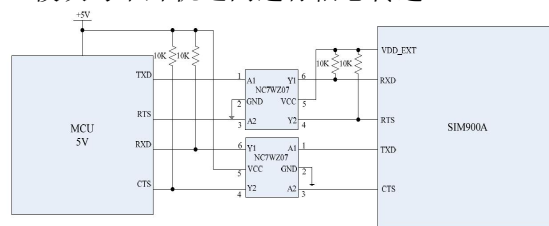


图 4 单片机的 MCU 与 GSM 模块的连接图

Fig4. Connection Diagram of MCU and GSM

Module of Single Chip Microcomputer

如图 4 为单片机系统与 GSM 模块的连接图。其中 NC7WZ07 芯片是为了将 MCU 提供的 5V 电压变压为 2.8V 供给 GSM 模块，并使其开始工作。其管脚连接方式与 GPS 模块管脚连接方式相似。

3 软件部分设计

编程开始首先设定波特率等基本参数，通过给出高电平信号启动 GPS 芯片，然后判断其是否工作，指示灯亮则表示其正在正常工作，可以进行数据传输。单片机的 MCU 接收到信息后会将其传输到显示屏。显示屏显示的内容程序在此时进行下一步判断，若此时电源一直在供电，则显示屏一直循环更新显示，否则停止显示。从而该程序可以实现 GPS 测量的数据实时显示的功能^[7]。程序设计框图如图 5 所示。

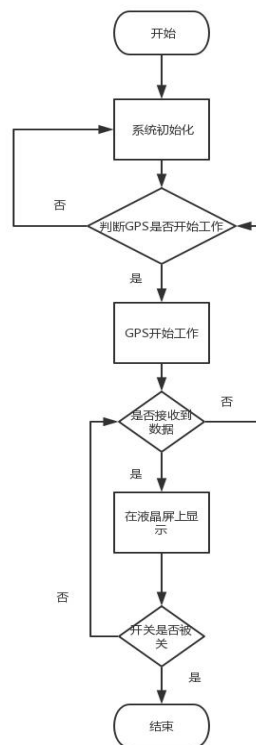


图 5 GPS 信息显示设计框图

Fig5. Design block diagram of GPS information display

在使用 GSM 模块将信息发送到远处的系统中

时,使用的是调试软件。这种使用 SIM 卡的发送信息方式适用于在野外没有网络的情况下。通过调试软件,按规则输入要发送的信息进行发送。而在系统处可以采用手机进行接收。在得到数据后通过标杆法进行解算以求出夹角角度^[8]。

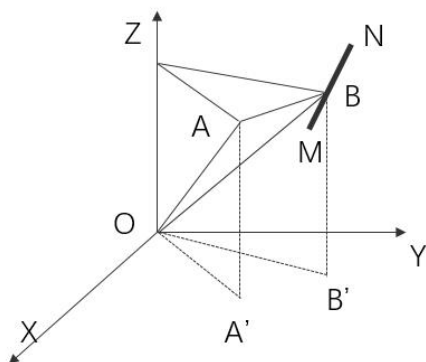


图 6 GPS 与标杆位置示意图

Fig6. Map of GPS and benchmark position

如图 6 所示,在 MATLAB 中的编程思路就是要求解图 6 中 AB 与 AC 的夹角。通过 GPS 模块可以测出在大地坐标系中 A、M、N 三点的经纬度等信息,通过 A 点作平行于 XOY 的平面交 MN 于 B 点、交 OZ 于 C 点。则 C 点坐标可由 A 求出,通过求解平面 ABC 与 MN 的交点可求出 B 点的坐标,此时 A、B、C 三点坐标已知,可解算出 AB 与 AC 夹角。系统将算出的结果通过 GSM 模块发回到测区。在接收到信息后,测区的人即可根据正确的北方向开始进行三分量磁测系统的测量^[9]。

4 测试结果及分析

```
ALIENTEK STM32F1
S1216F8 GPS TEST
ATOM@ALIENTEK
KEY0:Upload NMEA Data SW
NMEA Data Upload:OFF
Longitude:113.32865 E
Latitude:23.30195 N
Altitude:79.7m
Speed:0.000km/h
Fix Mode: 3D
GPS Valid satellite:10
GPS Visible satellite:11
BD Visible satellite:11
```

图 7 液晶屏显示图

Fig7. LCD screen display

图 7 为 STM32 开发板上的液晶显示屏图,该图能正常显示此时测点的坐标等相关信息。

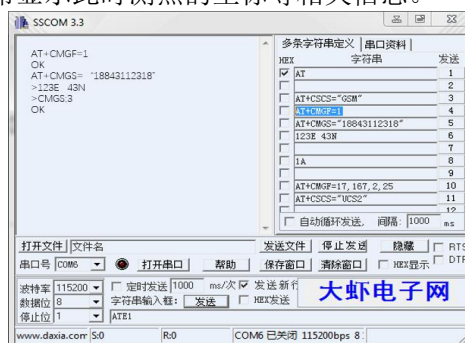


图 8 调试软件图

Fig8. Debugging Software Diagram

图 8 为 GSM 模块的信息发送图。通过程序将信息 123E, 43N 发送到手机上, OK 表示发送成功。

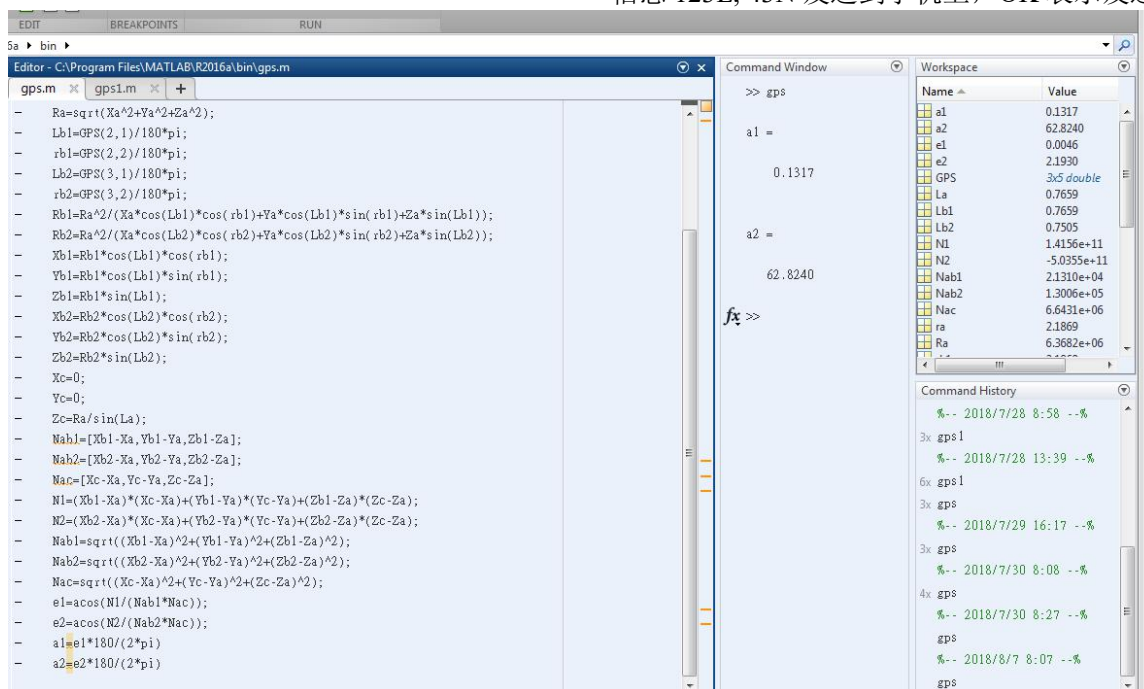


图 9 夹角计算结果图

Fig9. Graph of Angle Calculations

图 9 为已知测点与标杆坐标, 夹角计算结果图。可以看出, 输入 A 点坐标 (N43.00000, E123.0000)、M 点坐标 (N43.88155, E125.30003)、N 点坐标 (N43.88104, E125.30087), 可求出夹角为 62.8240 度, 相比于使用指北针的结果更加精确。但在进行测量标杆上两点 M、N 坐标时, 可以看出在垂直于地面的标杆上, M 与 N 点的经纬度有一点误差, 这又导致最后求出的夹角包含误差, 可以采取增加标杆数量的方法, 多次求解测点的正确的北方向, 来消除由 GPS 模块本身精度导致的误差。

5 总结

本文所介绍的三分量磁测系统的定位及显示模块是基于 GPS 模块、GSM 模块、MATLAB 软件、STM32 开发板而成, 目的是找到磁测系统所需的基准方向以提高测量精度。经过实验发现整个模块可以达到预期效果, 模块可在野外等无网络区域使用。通过显示各个测点的坐标, 从而准确找到测点位置的正确的北方向, 为三分量磁测系统进行测量找到基准方向, 可以提高测量的精度。但需要进行测量的点较多, 操作可以通过更先进的设备进行简化。同时需要在测区和远处的系统同时具备发送信息的 GSM 模块和接收器, 对实验所需器材要求较大。

参考文献

1. 孟强, 徐慧, 万青苗. 基于 STM32 的数据采集及显示系统的设计[J]. 电脑知识与技术, 2013, 9(13): 3183-3186.
2. 杨圆圆. 三分量地磁场检测系统的设计与实现[D]. 东南大学, 2016.
3. 王庆乙, 邱钢. 井中三分量磁测的高精度问题[J]. 地质装备. 2013(01)
4. 郭文建, 丰莉, 郝广成. 井中三分量磁测误差分析与精度提高方案[J]. 山东国土资源. 2014(10)
5. 陈开周编著. 计算方法[M]. 西北电讯工程学院出版社, 1985
6. 邵青. 基于 STM32F4x9 的 LCD 显示设计方案[J]. 单片机与嵌入式系统应用, 2014, 14(06): 82-83.
7. 王晨辉, 吴悦, 杨凯. 基于 STM32 的多通道数据采集系统设计[J]. 电子技术应用, 2016, 42(01): 51-53+57.
8. 姚静, 潘和平, 杨怀杰, 王修齐. 井中三分量磁测确定矿体方位和空间位置的方法[J]. 物探与化探, 2017, 41(01): 35-44.
9. 黄宗升, 王省书, 秦石乔. 基于差分 GPS 的高精度方位测量方法研究[D]. 电子测量与仪器学报, 2006.

简易增益相位计的设计*

耿璵映；孙玉冰

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061)

摘要：本设计基于 2017 年吉林省大学生电子设计竞赛 E 题简易增益相位计，由信号源、带通滤波器、增益计和相位计组成，利用控制器显示信号的增益特性曲线和相频特性曲线。信号源部分手动调节信号频率，具有自动扫频功能。带通滤波器部分可在误差允许的范围内实现要求的中心频率、带宽和增益。相位计由波形变换电路、鉴相电路和低通滤波电路组成。经测定相位差在 $-90^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 范围内可测，误差约为 1° ，增益在 $-20\text{dB} \sim +20\text{dB}$ 范围内可测，误差约为 0.001dB 。

关键词：有效值检波 滤波器 相位检测

Design of a Simple Gain Phase Meter

Geng Yingyi; Sun Yubing

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China)

Abstract: This design is based on the simple gain phase meter of item E of the 2017 college students electronic design competition in jilin province. It consists of a signal source, a band pass filter, a gain meter and a phase meter. The controller displays the gain characteristic curve and the phase frequency characteristic curve of the signal. Signal source part of the manual adjustment of the signal frequency, with automatic frequency sweep function. The band pass filter can partially achieve the required center frequency, bandwidth and gain within the allowable error range. The phase meter consists of waveform transform circuit, phase detector circuit and low pass filter circuit. By the determination of phase difference within the range $-90^{\circ} \sim 90^{\circ}$ measurable, error is about 1° , gain within $20\text{ dB} \sim +20\text{ dB}$ measurable, the error of about 0.001 dB .

Key words: RMS detector Filter Phase detection

0 前言

相位计是指测量两个同频信号之间相位差的仪器^[1]，最早有关于相位方面的研究是在数学的矢量分析和物理学的圆周运动以及物理学方面，随着电子技术和计算机技术的发展，相位测量技术已经逐渐成熟^[2]。传统的相位计都是基于模拟电子技术知识从而达到单纯的测量相位的目的

本设计是基于有效值检波原理、滤波器原理、相位检测原理的简易增益相位计。

1 试验方法和实验方案

1.1 信号源模块设计

数字式函数信号发生器多采用 DDS 技术产生正弦波、方波和三角波^[3]，而本设计中由于题目要求，禁止使用 DDS 芯片，故用单片机和函数信号发生器实现不同频率正弦波输出。ICL8038 芯片采用肖特基势垒二极管等先进工艺^[4]，能产生从 $0.001\text{Hz} \sim 300\text{kHz}$ 的正弦波，且具有频率漂移低，失真度小的优点。

1.2 相移测量电路设计

利用相位—电压转换法，将正弦波整形为方波，通过鉴相器可产生矩形波，其占空比与输入信号的相位差成正比，通过低通滤波器后得到的电压值与相位角成正比，从而实现相位电压的转换^[5]。

1.3 增益测量电路设计

*指导老师：千承辉

项目类型：学科竞赛

利用有效值检波器测量增益,采用 AD637 集成检波芯片构成峰峰值检波电路。AD637 是真有效值响应功率检波器,检波范围大,最大非线性失真度仅有 $\pm 0.25\text{dB}$, 具有能够测量任何复杂波形有效值而不必考虑波形失真度的优势,功耗低[6][7][8]。

1.4 带通滤波器电路设计

采用双二次型带通滤波器,利用压摆率较高的运算放大器以便于适用于高频率情况,且双二次型电路采用滑动变阻器,方便调整中心频率、带宽和增益等性能指标[9]。

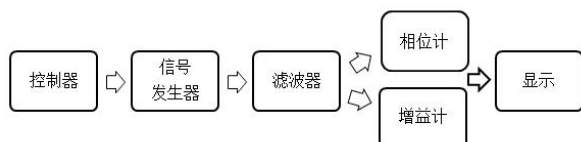


图 1 系统总体框图

Fig.1 System block diagram

2 电路设计

2.1 信号源电路设计

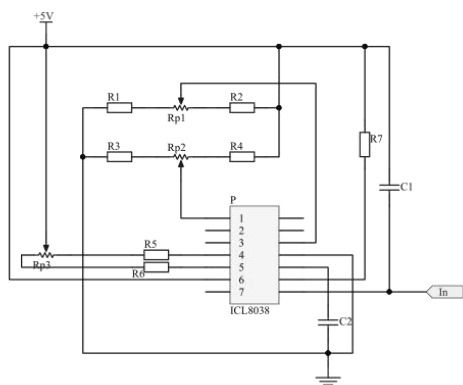


图 2 8038 信号发生器原理图

Fig.2 Principle diagram of 8038 signal generator

单片机通过 DAC0832 输出幅值和频率一定的锯齿波来控制 ICL8038 输出不同频率的正弦波,实现步长一定的自动扫描,利用按键控制可以基本实现步长为 10Hz 的手动设定。

要使芯片 ICL8038 正常工作,需使 8 脚的输入电压 V_P 在 5V~10V 之间;输入电流在 $1\mu\text{A}\sim 1\text{mA}$ 之间。因此要保证接入 4 脚的电阻 $R_A=5.1\text{k}\Omega$,振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{3(10 - V_P)}{40R_A C} \quad (1)$$

若要使频率满足题目要求的 100Hz~100kHz,则需使得电容 $C \leq 7\text{nF}$;若要使扫描频率步长满足

10Hz,则需要输入电压最小差值为 0.00476V。

2.2 带通滤波器设计

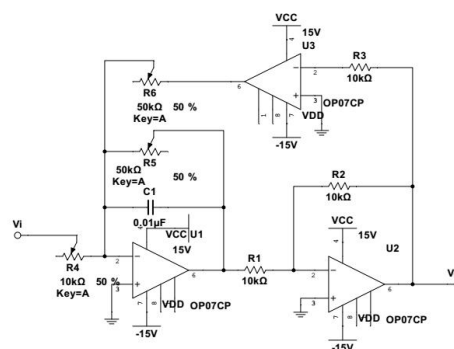


图 3 双二次型带通滤波器原理图

Fig.3 Schematic diagram of biquadratic bandpass filter

带通滤波器电路如图 3 所示。使用运算放大器 OP07 构成带通滤波器, R_4 、 R_5 、 R_6 选用电位器来进行性能指标的调节。

带通滤波器的传递函数为:

$$K(S) = \frac{A_{vp} \frac{\omega_n}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_n}{Q} S + \omega_n^2} \quad (2)$$

对比电路原理图和滤波器的传递函数可得:

$$V_O = -V_{O1}; \quad (3)$$

$$V_{O3} = -\frac{1}{R_4 s C} V_O \quad (4)$$

$$V_{O1} = -\left(\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_{O3}}{R_3}\right)(R_2 // \frac{1}{sC}) \quad (5)$$

带入传递函数可得:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_3 R_4}} \quad (6)$$

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{R_2}{\sqrt{R_3 R_4}} \quad (7)$$

$$A_{vp} = \frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

若要满足题目要求,则选取 $C=0.01\mu\text{F}$; $R_4=10\Omega$; $R_3=2.814\text{k}\Omega$; $R_2=15.9\text{k}\Omega$; $R_1=5.033\text{k}\Omega$ 。

2.3 AD637 检波器电路设计

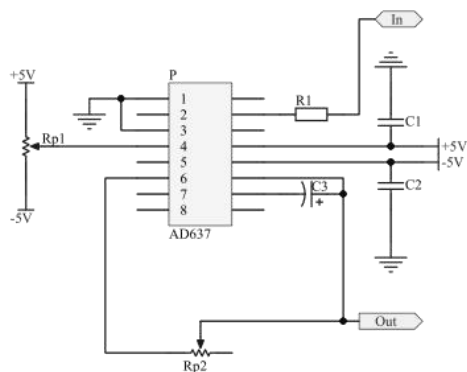


图 4 双二次型带通滤波器原理图

Fig.4 Schematic diagram of biquadratic bandpass filter

有效值检波电路如图 4 所示。将两路检波器的输出值送入 ADC 内进行电压采集，内部进行处理后在显示器上显示增益值。

2.4 相移电路设计

将正弦波整形为方波后通过微分电路产生冲激信号, 再通过迟滞比较器得到矩形波, 通过七阶无源低通滤波器后产生直流分量送入 ADC 内进行电压采集^{[10][11]}, 在显示器上显示相位值。

脉冲的幅度: 500Hz 时的脉冲高度为(6.8, 3.4),
通过迟滞比较器公式:

$$V_{T+} = \frac{R_1 * V_{\text{ref}}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 * V_{oh}}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

$$V_{T+} = \frac{R_1 * V_{\text{ref}}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 * V_{ol}}{R_1 + R_2} \quad (10)$$

可以算出两电阻阻值。

3 测试结果与比较

3.1 测试方案

1.通过信号发生器输出两路不同峰峰值和相位的信号，分别接入增益测量装置和相位测量装置并通过显示屏显示当前增益值和相位值；

2.通过示波器测试自制信号发生器产生正弦波的频率,利用按键调整并显示根据按键前后的频率读数读取步长。

3.通过示波器测试滤波器的增益特性曲线与相位特性曲线,并与显示屏显示曲线对比。

3.2 测试结果

表 1 带通滤波器部分测试结果

Table 1 Partial test results of bandpass filters

中心频率/Hz	带宽/Hz	通带增益/dB
2.98k	1.03k	10

中心频率误差: 0.6%; 带宽误差: 3%; 通带增益误差: 0

表 2 增益计和相位计测试结果

Table 2 Gain meter and phase meter test results

频率/Hz	增益/dB	相位/°
100	-20+20	-90+90
20k	-20+20	-90+90
100k	-20+20	-90+90

信号频率范围: 100Hz-106kHz; 步长: 约 1kHz

3.3 误差分析

1.根据上述测试数据,可以得出以下结论:

(1) 作品达到了相位测量和增益测量的功能, 但指标略有不足, 相位计精度在 1° 左右;

(2)自制信号源扫描频率范围 100Hz-106kHz;
步长 1kHz; 扫描测量时间小于 2 分钟。

2.存在问题及改进措施:

(1)相移测量装置中鉴相器出来的矩形波通过有源低通滤波后直流分量存在问题,改为无源低通滤波后可以消除该问题,之后接入电压跟随器可以避免之后负载对其的影响;

(2) AD637 有效值检波电路通过调零电阻可以消除直流分量影响, 提高增益测量装置的精度。

4 结论

在模拟电路设计的过程中，相位检测和增益检测是一个非常重要的内容，进行相位检测和增益检测的方法也有很多，本设计能够用自身的信号源产生较大频率范围的信号，并能较准确地测量出相位差和增益值，方便携带，理论联系实际，增强了模拟电路的设计能力以及综合实践创新能力。

参考文献

1. 张翔.基于 FPGA 的高精度相位计的设计与实现[J].数字技术与应用,2016,(02),151-152
2. 吴智睿.数字相位计的研究与设计[D].哈尔滨: 哈尔滨工程大学水声工程学院,2009:1-80
3. 孟凡平.数字式信号源的设计与实现[D].南京: 南京邮电大学,2018:1-76
4. 尚亚蕾,于军.基于 ICL8038 的函数发生器的设计[J].技术创新,2017,65-135
5. 高吉祥.电子仪器仪表设计[M].北京: 电子工业出版社, 2007.6
6. Alan.V.Oppenheim,Alan.S.Willsky,S.Hamid.Nawab.Signal sand.Systems, Second.Edition[M].北京: 电子工业出版社

社, 2009.6

7. 康华光.电子技术基础模拟部分[M].武汉: 高等教育出版社,2013
8. 郭宗平.信号采集中峰值检测电路的设计与实现[J].中国测试,2011,37(3):63-88
9. 张亚,黄克平.有源模拟带通滤波器的设计[J].电子科技,2009,22(1):9-12
10. 任冠众,宁永兰.相位测量技术[J].电测与仪表,1990,9:41-60
11. 吴春娥,魏廷存.关于模数转换(A/D)的讨论[J].科学技术与工程,2007,7(9):1882-1898

脉冲信号参数测量系统设计*

白东旭；侯效春；崔 猛；辛世博

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130061)

摘要：脉冲信号是一种常见信号，也是一种十分重要的信号，因此，准确测量出脉冲信号的特征也就十分重要。此设计是一款脉冲信号参数测量仪，可以测得输入脉冲信号的基本参数，包括频率，占空比，幅值以及上升时间。其频率测量范围为10Hz到2MHz，占空比测量范围为10%至90%，幅值测量范围为0.1V到10V，上升时间为50ns到999ns。整个设计可分为模拟和数字两部分，模拟部分由运算放大器等芯片为核心搭建的放大器，比较器，加法器，减法器，微分器等部分组合而成，数字部分则是由FPGA和MSP430分别担任测量与显示的任务。此外，该设计还附带了一个由FPGA和比较器构成的标准信号源，可产生频率1MHz、脉宽100ns、幅值5V、上升时间不高于30ns的脉冲信号。

关键词：脉冲信号 信号参数 信号源

Design of Pulse Signal Parameter Measurement System

BAI Dongxu ; HOU Xiaochun; CUI Meng; XIN Shibo

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China)

Abstract: Pulse signal is not only a common signal, but also a very important signal. Therefore, it is very important to accurately measure the characteristics of pulse signal. This design is a pulse signal parameter measuring instrument, which can measure the basic parameters of the input pulse signal, including frequency, duty cycle, amplitude and rise time. Its frequency measurement range is from 10Hz to 2MHz, duty cycle measurement range is from 10% to 90%, amplitude measurement range is from 0.1V to 10V, rise time is from 50ns to 999ns. The whole design can be divided into analog and digital parts. The analog part is composed of amplifiers, comparators, adders, subtractors and differentiators, which are built by operational amplifiers and other chips. The digital part is composed of FPGA and MSP430 for measurement and display respectively. In addition, a standard signal source consisting of a FPGA and a comparator is attached to the design, which can generate a pulse signal with a frequency of 1MHz, a pulse width of 100ns, an amplitude of 5V and a rise time of no more than 30ns.

Key words: Pulse signal, signal parameters, signal source.

0 前言

脉冲信号无论是在生产生活中还是在科学实验中都意义重大。脉冲信号既可以用来传递信息，又可以用来作为载波^[1]。对于一个系统，通过分析其对于一个脉冲信号的响应，也可以分析出这一系统的特点。因此，对脉冲信号特征的测量也就意义重大。脉冲信号测量装置是以时域中瞬态信号为测量对象的脉冲参数测量技术，目前广泛应用于计算机、

激光、遥感、生物、医疗电子等众多领域^[2]。随着科技的发展，脉冲参数测量技术的研究方法会更加完善、研究手段更加先进、技术基础作用也更加明显。

1 方案设计

1.1 方案论证与比较

方案一，采用中规模数字电路，此电路主要由比较器、功能选择、量程选择、计数器、和控制模

* 指导老师：周志坚

项目类型：竞赛项目 2016 年 TI 杯大学生电子设计竞赛 E-脉冲信号参数测量仪

块组成^[3]。此电路设计过程复杂,且频带过窄,功能性较弱,实现起来较为困难。因此不采取这种方案。

方案二,采用 FPGA 与单片机相结合的方案^[3]。由 FPGA 构成主要的测量模块,输入信号经过前端预处理电路得到合适的电压输入到 FPGA 中, FPGA 在单片机的控制下完成测量,并显示测量结果。此电路的优点是:外围元件相对较少,对高速信号处理速度快,精度高,且控制灵活。然而,这种方案的测量准确度却难以保证。输入信号在通过衰减,放大电路之后,其上升时间等细节信息会被严重的破坏,导致最终测量信号的特征与原信号的特征相关性很低,难以准确测量出被测信号的特征。因此,不采取这种方案。

方案三,同样采用 FPGA 与单片机相结合的方案,不同的是:信号在衰减之后首先分为互不影响的三路。一路信号,通过一个同相比例放大器和一个电压比较器转化为 TTL 电平,后续电路据此测量出信号的频率和占空比。一路信号直接送入一片高速 A/D 芯片,测量出信号的幅值。一路信号通过一个微分器,将上升时间转换为脉宽,进而由 FPGA 测量。测量及显示部分则是由一块 FPGA 和一块 MSP430 构成的,由 FPGA 通过编程测量频率、占空比、幅值和上升时间等。最后再将数据传送至 MSP430,将测得的数据经计算后显示出来。这种方案虽然略显麻烦,但准确性和稳定性都有很大的保障^[4]。因此,选择方案 3。

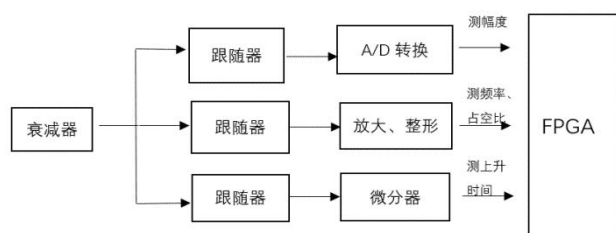


图1 方案3系统设计框图

Fig.1 Scheme 3 System design block diagram

1.2 总体设计方案

由于此设计是一个数字信号与模拟信号结合的设计,因此,此设计的整体思路为:首先设计模拟电路将输入信号转换为TTL电平,再设计数字电路部分将转化后的信号采集、计算并显示出来。其中,模拟部分电路的设计思路如下,输入信号首先通过一个衰减器,衰减约3倍并同时满足输入电阻 50Ω 的要求。之后将信号分为三路,每一路都用电压跟随器进行隔离,保证后续测量电路之间互不影响。其第一路信号,通过一个同相比例放大器和一个电压

比较器转化为TTL电平,后续电路据此测量出信号的频率和占空比。第二路信号直接送入一片高速 A/D 芯片,测量出信号的幅值。第三路信号首先通过一个微分器,将上升时间转换为脉宽,使得测量更加方便准确。数字电路部分则是由一块FPGA和一块MSP430构成的,由FPGA通过编程测量频率、占空比、幅值和上升时间等。最后再将数据传送至 MSP430,将测得的数据经计算后显示出来。

2 总体设计方案

2.1 频率测量方法:

本设计中频率的测量采取间接测量法,由于测量频率的范围为10HZ到2MHz,测量范围的主体处于低频范围,因此测量周期的误差小于直接测频的误差^[5]。在执行时,首先将所测频率分为两段,10Hz到10KHz直接在一个周期内对内部时钟计数,高于10KHz的信号进行1000分频,计数值为 $n1$,最后测量出频率。

2.2 占空比测量方法:

由于输入信号是方波,而且在上一步已经得出了信号的周期,因此直接测量高电平的持续时间,就可以得到占空比。具体方法为:在上述测量周期的过程中,当输入信号为高电平时对内部时钟进行计数,计数值为 $n2$ 。则占空比为 $(n2/n1)*100\%$ 。

2.3 幅度测量方法:

由于信号频率最高只达到2MHz,因此直接采用高速A/D芯片采集被测信号电压值,再取出其幅值即可。具体方法为由FPGA输出使能时钟,再由I/O口接收A/D模块发送的数据。A/D模块有一个可控的衰减器,可控制是否衰减10倍,根据数据的范围及时调整衰减倍数,最终得到正确的幅值。

2.4 上升时间测量方法:

由于待测信号幅度和频率变化范围大,因此不易实时获得信号幅值的模拟值,那么窗口比较器的方法就不是十分适合^[6]。本设计中,采用微分器的方法将被测信号的上升时间微分成低电平,再经过比较器,就可以将上升时间这一待测信息转化为测量占空比,即可采取上文中的方法达成目的。这种方法的优点在于,上升时间是一个非常容易受到影响的特征,一旦经过放大整形等电路就会受到很大损失,不便于处理。而转化为占空比后,此特征不易被破坏,方便后续电路处理。

3 电路与程序设计

3.1 前端信号处理电路设计

如图2所示,此设计由4个LM6171运算放大器及外围电路构成,其实现的功能为:首先将输入信号进行三倍衰减,然后接上三路比较器分为互不干扰的三路信号,通过后置电路分别进行频率和占空比的测量、幅值的测量以及上升时间的测量。

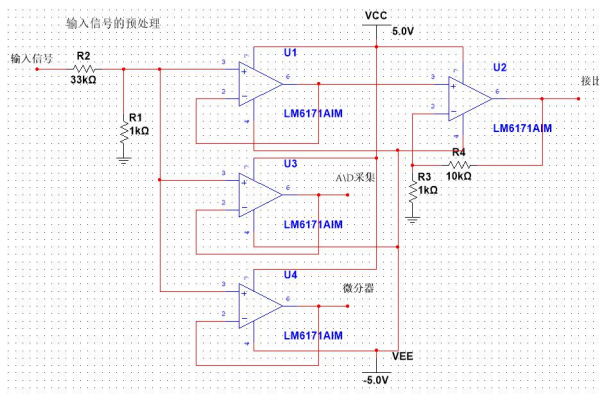


图2 前端信号处理电路

Fig.2 Front-end signal processing circuit

3.2 比较器部分电路设计

如图3所示,此设计由1个LM6171运算放大器及外围电路构成,由于在后面采用FPGA产生脉冲信号的过程中,脉冲信号会出现抖动的现象,因此需要加一个迟滞比较器来稳定脉冲,此外该比较器也用在A/D采集以及微分器的转化上,以此来规整波形。

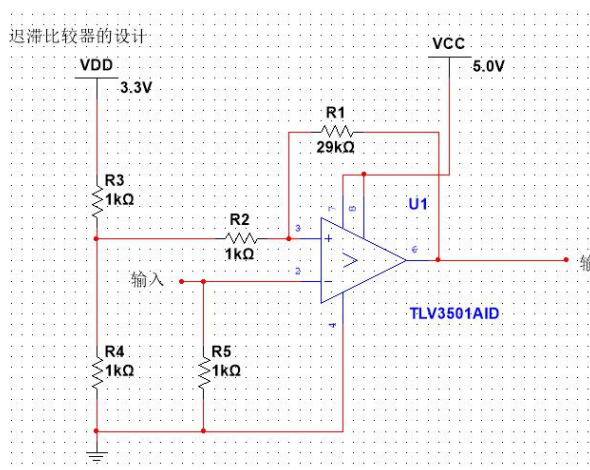


图3 迟滞比较器

Fig.3 Schmitt

3.3 A/D部分电路设计

如图4所示,此设计由1个LM6171运算放大器,一个高速ADC芯片以及外围电路构成,由于所采集信号的频率最高是2MHZ,因此将衰减三倍的信号输入到高速AD采集芯片中来采集信号的幅值,通过FPGA进行幅值的计算与显示。

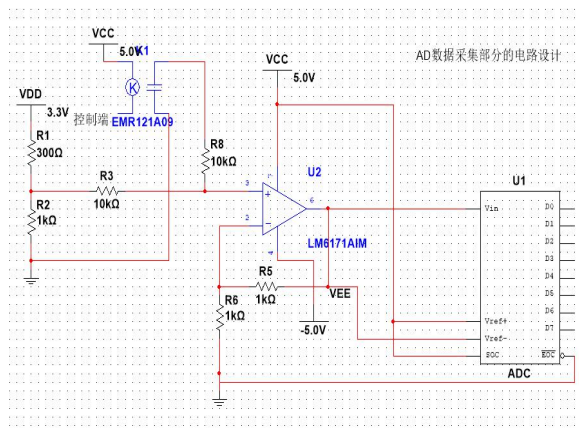


图4 A/D采集电路

Fig4 A/D acquisition circuit

3.4 微分器部分电路设计

如图5所示,此设计由4个LM6171运算放大器,一个高速ADC芯片以及外围电路构成,在进行脉冲信号上升时间的测量中,要把信号的上升沿转换为电平,通过FPGA来进行测量,因此要借助图7所示的微分器来进行信号之间的转换,同样转换之后的信号也会有所抖动,因此要借助图5所示的迟滞比较器来消除抖动。

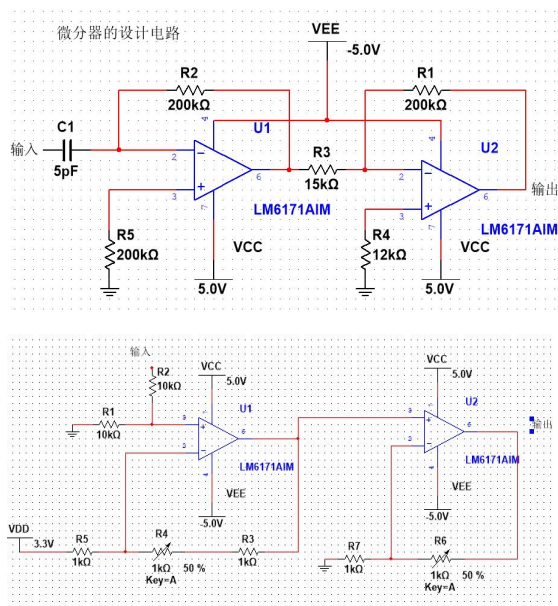


图5 微分器电路设计

Fig5 Differentiator Circuit Design

3.5 其它电路设计

脉冲信号发生器采用FPGA加比较器的方式实现,利用FPGA编程输出1MHZ、占空比为10%的矩形信号,通过图5所示的迟滞比较器来规整信号的形状以及放大信号,以此来实现一个标准矩形信号的产生。

FPGA主要以对内部时钟计数的方式对周期及占空比进行测量,在整个输入信号周期计数以获得

输入信号的周期值,在相应周期的高电平计数,再与周期值相比获得输入信号的占空比。通过输出使能时钟驱动A/D模块并读取返回的数字值,同样以测量占空比的方法获得输入信号的上升时间。最终将所有的数据打包发送给单片机显示。

显示部分模块设计为定义输出两个输入引脚,分别为数据线和时钟线,中断使能打开,定义P1口中断条件为上升沿触发。时钟线上升沿触发,进入中断,变量数据整体左移,并且末位写入数据,检测标志位是否正确,以确保传输的数据正常,最后显示,将整形变量强制转化为指针型有符号字符串并调用显示函数进行显示。通过校验位的判断显示不同的数据单位。

4 测试结果

在一般环境下对此设计的功能进行测试,经测试,所有部分均工作正常,测量结果误差较小,具体指标如表1所示。

表1 测试结果表

Table1 Test Result Table

测量特征量	测量范围	测量误差
频率	10Hz—2MHz	0.1%
占空比	10%—90%	2%
幅值	0.1V—10V	1%
上升时间	50ns—999ns	5%

测试结果在峰峰值0.1V-10V范围内,测量误差无明显上升,测量结果稳定。

5 结束语

此设计是一个新型脉冲信号测量装置,针对于脉冲信号具有重要意义的现状,并从方案选择,方案设计,具体电路与编程等方面进行了详细介绍,描述了此设计的优势,并最终给出了设计的测量结果及指标。从结果可以看出,此设计具有测量效果较好,应用范围广等优点。

参考文献

1. 张宇波. 信号与系统[M]. 中国电力出版社, 2012.
2. 史永彬, 于蒙, 李迪. 示波器测量脉冲信号测量结果的不确定度分析与评定[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(3):50-53.
3. 李磊. 脉冲信号参数测量仪.[EB/OL]. <https://wenku.baidu.com/view/5afbf23fb94ae45c3b3567ec>

102de2bd9705de6c?pcf=2&tdsourcetag=s_pcqq_aiomsg&qq-pf-to=pcqq.group.2019.03.04

4. 张永瑞, 杨林耀, 张雅兰. 电路分析基础(第二版)[M]. 西安电子科技大学出版社, 1987.
5. 康华光. 电子技术基础,数字部分.第4版[M]. 高等教育出版社, 2000.
6. 康华光. 电子技术基础,模拟部分[M]. 高等教育出版社, 1988.
7. 李媛媛, 蔡铁珩, 高旭蓉. 基于融合相位特征的视网膜血管分割算法[J]. 计算机应用, 2018, 38(7):2083-2088.
8. 胡松, 江小炜, 杨光,等. 滑动平均滤波在微弱脉冲信号检测中的应用[J]. 计算机与数字工程, 2007, 35(10):169-171.

简易增益与相位测量系统的设计*

李子昊；赵 硕；王 枫

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130026）

摘要：本系统为一个增益相位测量系统，主要由信号发生器模块、带通滤波器模块、增益计模块、相位计模块及显示模块组成。利用 STM32 单片机产生周期变化的电压来控制信号发生器模块输出频率周期变化的正弦波，正弦波经过幅度调节和滤波后，使用相位计模块对正弦波做波形变换以及线性鉴相，最终实现相位测量；利用 AD630 芯片测量正弦信号的有效值，将数据传入单片机进行增益计算，测试结果在串口屏上显示。

关键词：相位计 信号发生器 增益计

Design of Gain and Phase Position Measurement System

Li Zihao; Zhao Shuo; Wang Feng

(College of materials Science and Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: This system is a gain and phase position measurement system. It includes a signal generator module, a band pass filter module, a gain meter module, a phase meter module and a display module. The STM32 MCU produces a regularly varying voltage, which controls the signal generator module to output frequency periodic sine wave. After the sine wave is adjusted and filtered by amplitudes, the phase meter module is used for waveform transformation and linear phase discrimination to measure phase position. The gain meter module uses the AD637 to measure the signal RMS and pass the data to the MCU, then calculates the gain. The results are displayed by the serial screen.

Key words: phase meter signal generator gain meter

0 引言

数字增益与相位计作为必要的电子测量工具^[1]，一直是应用广泛的测量检测手段。它采用电流耦合、高阻输入方式对轨道电路相位差、相邻区段极性交叉进行检查。现在市场上可以购买很多种类的相位计，但大多数厂商在提高精度的同时，价格也越来越贵，由此可以设计一款简易的增益相位计，满足稳定、便捷、数显^[2]、价格低廉以及测量精度要求。

1 基本原理

根据相位测量系统的工作流程，将整个系统分

为信号调理模块、数据采集和处理模块、数据传送和液晶显示模块，再细化成功能单一的模块，然后对这些模块分别进行设计和调试。

为了获得测试信号，设计信号产生电路和调理电路，分别是由 stm32 和 ICL8038 芯片组成的信号发生部分和带通滤波器。

增益相位计实现对不同信号的幅值读取，设置增益计实现调节，两路等幅信号传输进入相位检测电路得出电压值，通过数值换算显示相位差。

2 系统理论分析与计算

2.1 信号发生器的分析与计算

2.1.1 信号发生电路的基本原理

信号发生器需要输出出较宽的频率输出范围，而

*指导老师：千承辉

项目类型：学科竞赛

ICL8038 芯片具有 0.001Hz~1MHz 的频率输出范围, 工作变化周期宽, 而且其失真度低, 温度变化导致的频率漂移很小, 使用简单, 只需要很少的外部条件, 因此使用 ICL8038 芯片调节 ICL8038 芯片所接电容和充电电流大小, 可以调节输出信号的频率。在正弦波输出之后, 连接一个分压电路, 可实现信号的电压调节。

2.1.2 信号发生电路的设计与计算

利用单片机设计输出一个电压递增的信号, 控制 ICL8038 的 8 管脚, 控制电容充放电的电流大小, 从而控制电容充放电时间来调节信号频率, 可实现 ICL8038 芯片输出 100Hz 到 100kHz 频率渐变的信号。然后在正弦波输出之后接一个电阻分压电路, 并用运算放大器设计一个电压跟随器, 就可以得到一个频率和电压都可调节的信号电路。

2.1.3 信号发生电路的计算

供电电压:

在双电源时, 8038 的电压范围为 V^+ 、 $V^- = \pm 5V \sim \pm 15V$ 。当 V^+ 、 $V^- = \pm 10V$ 时电源效率较高, 纹波小, 8038 输出信号幅度较大, 所以设计 V^+ 、 $V^- = \pm 10V$ 。

电阻 R_A 选取:

$$1\mu A < I_A < 25mA \quad 5V < V_R < 10V, \text{ 所以取 } R_A = 500\Omega$$

电容 C_2 选取:

$$V_B - V_A = \frac{1}{3}(V^+ - V^-) \quad (1-1)$$

即 V_C 在 V_A 、 V_B 之间变化,

$$\text{由 } V_C = \frac{1}{3} \int_0^t I_C d\tau \quad (1-2)$$

充电电流: $I_C = I_A$, 放电电流: $I_C = 2I_B - I_A$

$$\text{故 } T = \frac{20C}{3} \frac{2R_A}{V^+ - V_B} = \frac{40R_A C}{3(V^+ - V_B)} \quad (1-3)$$

$$\text{振荡频率: } f = \frac{1}{T} = \frac{3(V^+ - V_B)}{40R_A C_2} = \frac{3(10 - V_R)}{20000C_2} \quad (1-4)$$

因为频率要大于 100kHz, 可见 3nF 电容可以满足设计要求。

2.2 带通滤波器的设计与计算

2.2.1 带通滤波器的原理

二阶带通滤波器通式:

$$K(S) = \frac{A_{VP} \frac{\omega_n}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_n}{Q} S + \omega_n^2} \quad (1-5)$$

其中 Q 为品质因数; $\alpha = \frac{1}{Q}$ 称为阻尼系数; ω_n 为

特征角频率, 对于带通和带阻滤波器是中心频率; 当 $\alpha = \sqrt{2}$ 时对于低通滤波器是高频截止频率 ω_H , 对于高通滤波器是低频截止频率 ω_L , A_{VP} 是通带增益 (品质因数等于中心频率与带宽之比) [3]。

2.2.2 带通滤波器的设计与计算

双二次型滤波器电路结构简单, 中心频率也可以调节, 因此采用采用双二次型滤波器[4]。电路图如下:

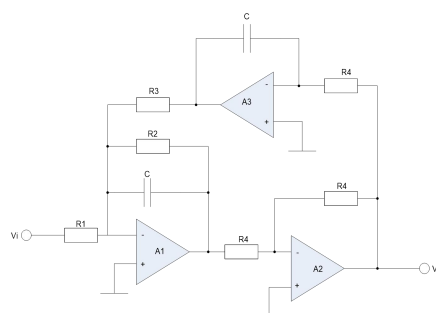


图 1 双二次型带通滤波器电路示意图

Fig.1 bandpass filter circuit

$$\begin{cases} V_o = -V_{o1} \\ V_{o3} = -\frac{1}{R_4 C S} V_o \\ V_{o1} = -\left(\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_{o3}}{R_3}\right)(R_2 // \frac{1}{SC}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_3 R_4}} \\ Q = \frac{R_2}{\sqrt{R_3 R_4}} \\ A = \frac{R_2}{R_1} \end{cases}$$

中心频率为 3kHz, 带宽 1kHz, 通带增益 10db。根据上述公式, 计算可得: $C=0.01\mu F$, $R_4=10k\Omega$, R_1 为 $10k\Omega$ 电位器, R_2 为 $100k\Omega$ 电位器, R_3 为 $10k\Omega$ 电位器。

2.3 增益计的设计与计算

2.3.1 增益计的原理

计算增益可以比较有效值、峰峰值、平均值, 如果将交流电压的峰峰值转化成有效值, 则用单片机即可测量比较。

2.3.2 增益计的设计与计算

AD637 是一款完整的高精度、单芯片均方根直流转换器, 选用 AD637 芯片, 利用 AD637 芯片可以

得到与交流电压有效值成正比的直流电压，调节系数后可以得到其有效值，将有效值采集到 STM32 单片机系统中，将电压值进行比较，可计算出增益。

6 脚 9 脚之间的电阻可看做一个是比例因子调整器，它位于 V_{OUT} 引脚与分母输入引脚之间，用来降低分母输入电压，从而提高器件的比例因子。

与 4 脚相连的电阻，它用来充分降低真有效值转换器的比例因子，使得调整器 R_1 （大约）设置在其范围中央时，比例因子的变化为零，因为需要敏感的电位器和较小的电流，选择一个较大的 $50k\ \Omega$ 电位器，并串联一个保护电阻。

2.4 相位计的设计

2.4.1 相位计的原理

测量相位时要先将波形转换为高低电平矩形波电路，通过触发器设计实现电路的异或运算，实际电路中异或得到的高电平相当于取出一段脉冲信号，该脉冲信号的宽度除以周期在进行弧度运算即可得到信号的相位差。

2.4.2 相位计的设计

由过零比较器构成的整形电路可以将正弦波转换成方波信号，利用电容充放电效果，可以将方波转换成尖脉冲，二极管可以过滤掉负半轴信号，为了实现电路比较功能， R_4 和 R_5 差值较大，分别选择 $100\ \Omega$ 和 $200k\ \Omega$ 。

然后利用迟滞比较器将脉冲转化为方波，此电路由运放构成，运算放大器正向端调节基准电压，反向端接输入信号。当遇到足够大的脉冲时，波形跳变，将脉冲信号转换成矩形波。再将矩形波经过三阶无源滤波得到有效值，得到与相位线性相关的电压值，拟合数据即可得到二者的比例系数

3 硬件电路设计

3.1 信号发生器电路理图

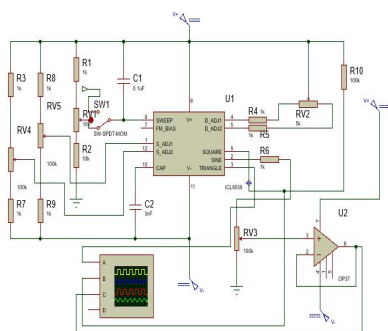


图2 信号发生器电路

Fig.2 Signal generator circuit

图中 8 脚处接一开关，可选择由滑动变阻器调

节频率或直接用 STM32 单片机系统 D/A 控制电压调节频率。

3.2 增益计设计框图与电路图

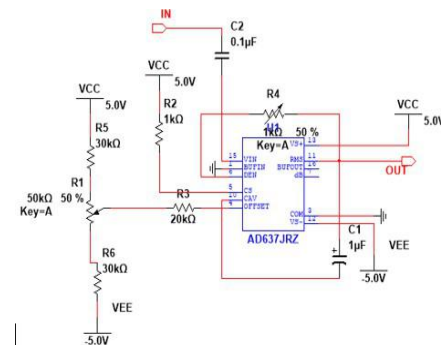


图3 增益计电路

Fig.3 gain meter circuit

利用 AD637 芯片将芯片测量出信号的有效值，利用 STM32 的 A/D 通道采集进行数据处理。

3.3 相位计设计框图与电路图

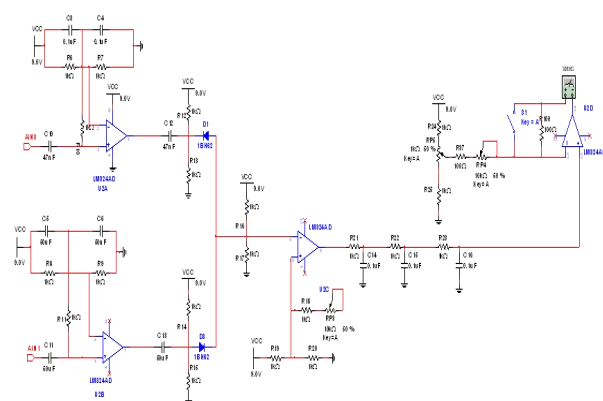


图4 相位计电路

Fig.4 phase meter circuit

利用两个运放将正弦波转换为方波，通过电容及二极管及运放搭建的电路进行线性鉴相，相位可由最终输出波形的有效值读取，故对波形低通滤波，将读取到的数据传入 STM32 即可转换出相位^[5]

3.4 系统整体框图

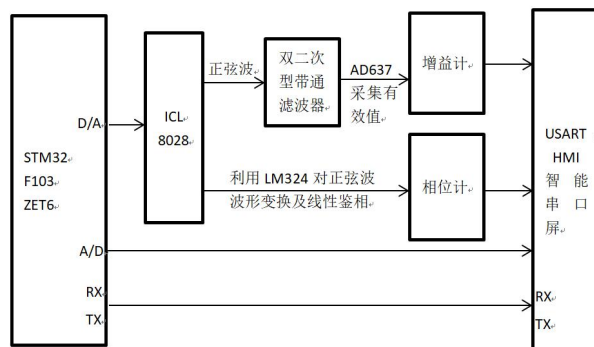


图5 系统总体框图

Fig.5 system block diagram

4测试方案与结果

4.1 测试方案

利用直流电源供电，信号发生器提供输入正弦波，示波器观测输出波形检测信号发生器及带通滤波器部分；利用直流电源供电，利用示波器观测输出测量带通滤波器部分显示屏显示增益测量增益计及相位计部分^[6]。

4.2 测试结果

信号发生器模块：调节滑变：97Hz-103kHz；
程序控制：200Hz-120kHz。

表 1.带通滤波器测试结果

Table1 bandpass filter circuit test result Table

中心频率/Hz	带宽/Hz	通带增益/dB
3k	1.002k	10

表 2.增益计和相位计测试结果

Table2 gain meter and phase meter test result Table

频率/Hz	增益/dB	相位/°
1k	-20~+20	-90~+90
30k	-20~+20	-90~+90
60k	-20~+19	-90~+90
100k	-20~+19	-80~+75

4.3 结果分析

由测试结果可知，整个系统能够实现鉴相和测量增益的功能，但是也存在部分缺点。如理论上信号发生器程序控制部分步进 10Hz,但由于电压与频率之间对应关系非线性，无法精确达到；相位计部分由于 LM324 高频特性较差，波形转换后方波上升沿不够陡，会在频率高时线性鉴相结果出错；相位计部分由于电容在不同频率时容抗不同，因此高频信号测量相位值也存在误差。

参考文献

1. 康华光.电子技术基础·模拟部分（第五版）[M].北京：高等教育出版社，2006.1.
2. Joseph Yiu. The Definitive Guide to the ARM Cortex-M3[M].北京：航空航天大学出版社，2009.
3. 常钰敏,戴永胜.高次谐波抑制 LTCC 滤波器的设计与实现[J].功能材料与器件学报,2018,24(03):169-173.

4. 陈绍荣,刘郁林,王开,徐舜.基于切比雪夫 I 型低通滤波器设计 II R 数字带通滤波器 [J]. 通信技术,2019,52(01):1-10.
5. 刘寺杰,徐敏,张晨宇,赵娅丽.基于 HMI 智能串口屏显示的温湿度测量系统 [J]. 科教导刊 (下旬),2018(08):59-60+84.
6. 马群刚.TFT-LCD 原理与设计[M].电子工业出版社（第一版），2011.12.1.

基于 sEMG 非接触式操控手机的研究*

刘晓露；宋易铭；王 朝

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130026)

摘要：该研究完成了一套通过手势来操控手机的系统。采集双通道表面肌电信号（sEMG）并处理后，首先通过短时能量和过零率进行活动段检测，再采用积分肌电值（IEMG）、均方根(RMS)、平均功率频率（MPF）和中值频率（MF）进行特征提取，然后使用 BP 神经网络分类器进行模式识别，最终通过自动化脚本工具来操控手机，试验结果与预期结果相符。

关键词：表面肌电信号 特征提取 人工神经网络 手势控制

Research on non-contact control of mobile phones based on sEMG

Liu XiaoLu; Song YiMing; Wang Chao

(College of Instrument and Electric Engineering, Jilin University, Changchun 130026, China)

Abstract: A system of mobile phone manipulation through gestures is established. Two-channel surface electromyography (sEMG) signal was collected and processed. Activity segment detection is through short-time energy and zero-crossing rate. Feature extraction uses IEMG, RMS, MPF, and MF, and the BP neural network classifier was used for pattern recognition. Finally the automated scripting tool is used to manipulate the phone. The test results are in good agreement with the expected results.

Key words: Surface electromyography signal Feature extraction Artificial neural network Gesture control

0 前言

肌电信号(EMG)是伴随肌肉活动产生的一种重要的生物电信号。表面肌电信号(sEMG)传感器能在相应肌群皮肤表面捕获肌肉活动并反映伸屈状态、强度以及动作中肢体的形状和位置等信息^[1]。通过表面肌电信号进行手势识别能为人们提供一种有效的人机交互方式，在假肢控制、移动设备操控、医疗康复等领域具有重要的应用价值。

本文将手臂采集到的 sEMG 信号应用于非接触式操控手机，研究内容包含以下几个方面：首先在合适的前臂肌群上采集 sEMG 信号，经过调理电路预处理后传送给计算机；接着由计算机进行算法处理，对手势信号分类，涉及到信号的降噪、活动段检测、特征提取和模式识别；最后通过手势进行手机的操控。

1 系统硬件设计

硬件部分主要用于对 sEMG 的采集、预处理和信号传输。硬件原理框图如图 1 所示。

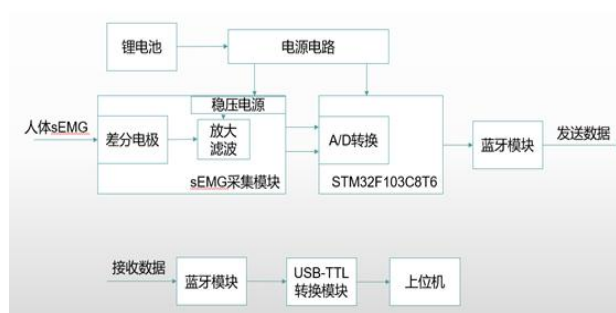


图 1 硬件原理框图

Fig.1 Hardware block diagram

1.1 电源模块

本系统采用 12V 可充电锂电池供电，经由两组

*指导老师：张莉

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6511）

直流稳压电源模块, 分别给 sEMG 采集模块提供 12V 电压, 给 STM32 微控制器提供 3.3V 电压。

1.2 sEMG 采集模块

信号获取: 传感器的电极材料使用 Ag-AgCl, 其极化电压小的特点使快速获得稳定的肌电信号成为可能。电极形式采用双极型, 构成差分输入端, 并加入参考电极, 以降低噪声干扰, 提高共模抑制能力。为了消除来自电力线等共模噪声, 采用差分放大方法。由于信号由两个电极来检测, 任何噪声如果距离检测点很远, 在检测点上将表现为“共模”成分, 被消除, 而检测表面附近的信号 (主要为所需 sEMG 信号) 表现为“差模”成分被放大, 有效提高了信噪比^[2]。

电极放置: 根据前臂肌肉和手部运动关系选择两组双极型电极分别放置于测试者右前臂肱桡肌和尺侧屈腕肌处, 参考电极贴在手腕凸起骨节处。电极本身要与皮肤有足够大的接触面积, 电极间距又不能太小, 而使用的电极贴片为方形, 中心为圆形电极, 考虑到电极贴片本身具有一定的尺寸 (36*25mm), 因此选择电极贴片紧邻放置, 并顺着肌肉纤维方向固定。如图 2 所示。

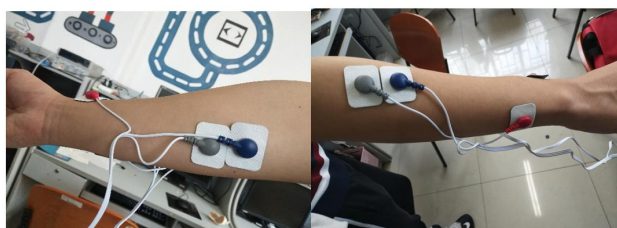


图 2 sEMG 信号采集模块电极放置

Fig.2 sEMG signal acquisition module - electrode placement

信号采集与调理电路: 使用智拓公司生产的双通道 sEMG 采集电路, 电源输入为 12V 直流, 经自带的降压稳压电路处理后输出 $\pm 5V$ 直流供给后续的采集和调理电路, 包含放大、滤波电路。

表 1 sEMG 采集电路具体参数

Table 1 Specific parameters of sEMG acquisition circuit

通道数	2
信号放大倍数	1000
带通滤波电路频率范围	$10\text{Hz} \leq f \leq 1000\text{Hz}$
信号输出电压范围	$-1.5V \leq V_o \leq 1.5V$

1.3 微控制器模块

使用 STM32 微控制器, 对采集到的双通道模拟信号进行 A/D 转换, 采用串行通讯方式, 由蓝牙模块将信号发送出去, 接收端利用配对好的蓝牙模块接收信号并传输到计算机, 由计算机的 Matlab 软件完成后续的算法处理。

2 软件设计

2.1 信号滤波处理

采集装置已通过硬件电路对信号进行放大和滤波处理, 还需要进行软件去噪, 使用滤波器对已得数据进一步滤波处理。由图 3 可知, 从信号中取的五万个点, 共构成了多组动作。从图 4 中可看出, 该组信号的频率约处于 20-500Hz 间。分别选择 FIR 低通滤波器 (设置通带截止频率 500Hz, 阻带截止频率 600Hz) 和高通滤波器 (设置通带截止频率 5Hz, 阻带截止频率 2Hz) 滤去高频噪声和基线漂移的信号, 滤波后的信号分别如图 3、4 所示, 消噪质量符合要求, 可以进行下一步处理。

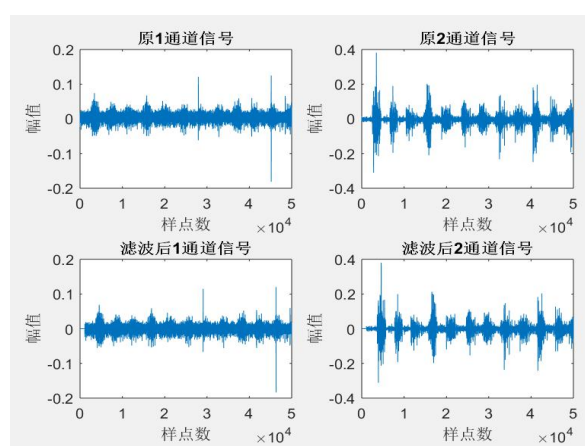


图 3 滤波前后信号时域波形图

Fig.3 Time-domain waveform of signal before and after filtering

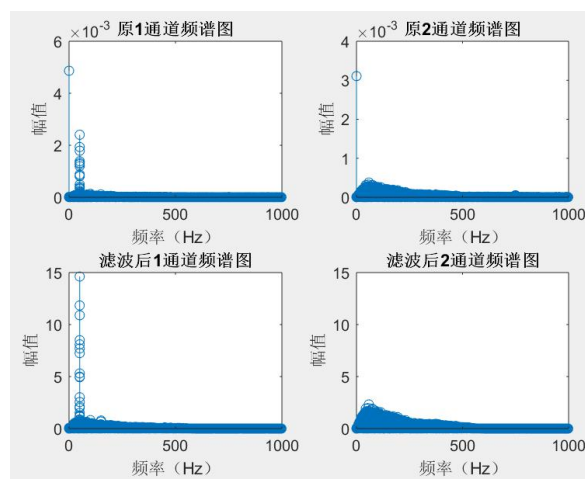


图 4 滤波前后信号频域分析

Fig.4 Frequency-domain analysis of signal before and after filtering

2.2 活动段检测

当前的肌电信号是持续获得的既包含停止状态又包含动作执行状态的信号, 二者交替出现, 现

要从中找出对应于动作执行时的信号，称为活动段检测。

选择两个参数：短时能量和短时平均过零率，限制高值和低值，通过阈值法找到活动段的起始点和结束点。对于长度过短的段视为噪声并予以舍弃。

1) 短时平均过零率

$$Z_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |\text{sgn}[x[m]] - \text{sgn}[x[m-1]]| w(n-m)$$

对于连续时间信号，过零率指时域波形通过时间轴的情况。对于离散时间信号，相邻两个样点的正负号相异称之为一次“过零”，意味着此时信号的时间波形穿过了零电平的横轴，由此可以计算过零数，即样本改变符号的次数。同时，单位时间内

的过零数就是平均过零率。短时过零分析通常作为一种端点检测的方法，用来估计活动段的起始点和结束点^[3]。

2) 短时能量

$$E_m = \sum_{m=-\infty}^{\infty} [x(m)w(n-m)]^2 = \sum_{m=n-N+1}^n [x(m)w(n-m)]^2$$

动态信号的能量随时间变化，相比活动段，停止段的能量往往趋近于零，二者间能量差别相当显著。因此对信号的短时能量进行分析，可以根据短时能量的幅值设定阈值，并使用算法自动调整阈值，以此来进行活动段检测。

图 5 为对信号求取短时能量和平均过零率的结果。活动段检测结果如图 6 所示。

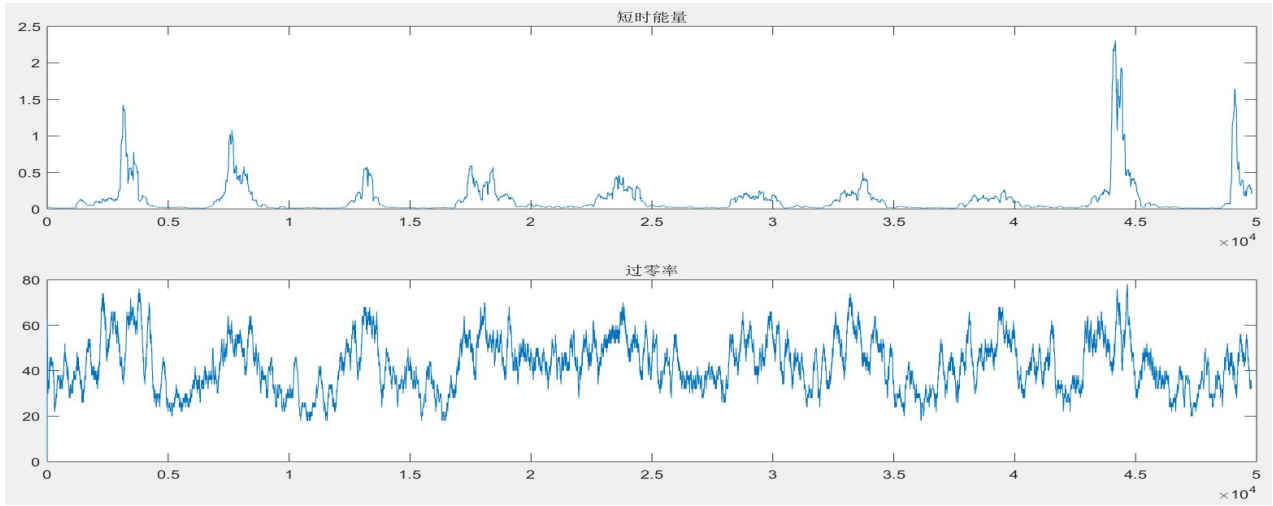


图 5 信号短时能量和过零率

Fig.5 Short-term signal energy and zero-crossing rate

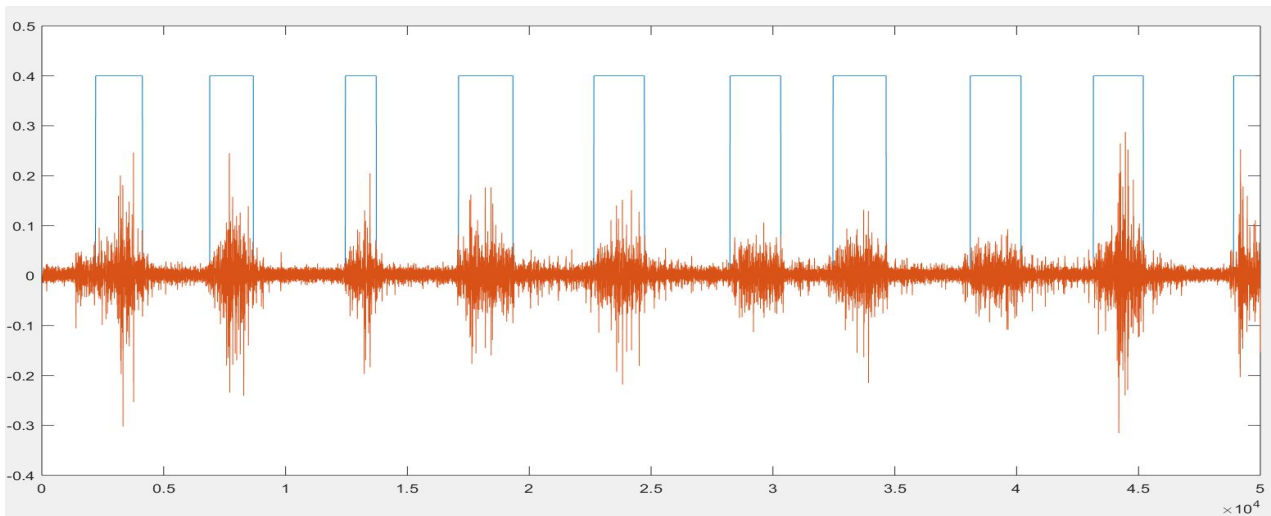


图 6 活动段检测

Fig.6 Detection of active segment

2.3 特征提取

特征提取就是从执行动作时的 sEMG 信号中提

取出最有效、最能区别出其他动作的 sEMG 信号的成分，是模式识别的基础，对动作分类的正确率有很大

影响。目前,被广泛采用的 sEMG 信号特征提取方法主要有时域分析法、频域分析法、时频域分析法及混沌分析法等^[4]。

综合考虑算法的简单性和有效性,本文采用时域分析法和频域分析法提取 sEMG 信号的特征量,利用了积分肌电值(IEMG)、均方根(RMS)、平均功率频率(MPF)和中值频率(MF)这 4 个特征量。求出特征值后两两结合作散点图如图 7,其中红、黄、蓝三色分别表示三种不同动作的 sEMG 信号特征值。由图可以看出,三种动作信号的特征值各自分布在一定的区间范围内,且相互间易区分,因此以上 4 个特征量可作为特征提取使用。

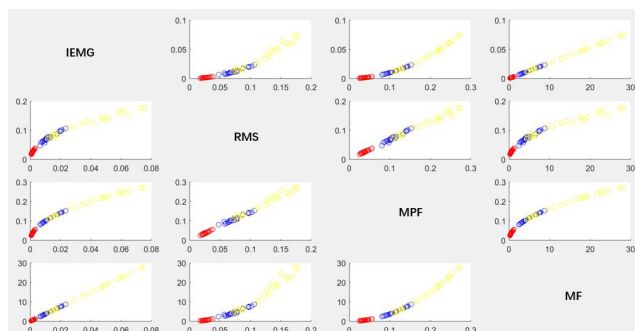


图 7 特征值散点图

Fig.7 Scatter plot of eigenvalue

2.4 模式识别

模式识别采用了 BP 神经网络分类器。BP (Back Propagation) 神经网络是一种多层前馈网络,即只在训练过程中会有反馈信号,而在分类过程中数据只能向前传递直到到达输出层。作为现在运用最广泛的 NN 模型之一,BP 神经网络能学习和存贮大量的输入-输出模式映射关系,而无需事前揭示描述这种映射关系的数学方程^[5],sEMG 信号的特点使得对 sEMG 信号进行模式识别正是神经网络分类器善于解决的一类问题。

BP 神经网络模型的结构分为输入层、隐含层和输出层。每个神经元信号在前馈网络中,由输入层起始,接收前一级输入,并输出到下一级,直至输出层,它的区分能力和模式识别的强度较高。整个网络可由图 8 表示。这里使用了三层 BP 神经网络,选用对数 S 形转移函数为中间层的传递函数,一般线性函数就可作为输出层的传递函数使用。依据本文的研究,需要对 3 种手势动作进行识别,分别为手掌下滑(GLPM)、向内转腕(TIWR)、向左屈腕(TLWR)。分别提取每种动作的 sEMG 信号的 4 个特征量组成特征向量,3 种动作的特征向量合成一个特征向量集。继而将特征向量集分为两组,其中一组作为神经网络的训练样本,另外一组作为检验样本,每组中每种动作各有 100 个样本。使用这些训练样本训练一个前向

网络,这个网络的输入为 4 个特征,输出的每个元素为某一样本属于某一动作的可能性大小。同一样本的三个输出值中绝对值最高的一项对应的动作就是该样本的分类结果。BP 神经网络训练性能如图 9 所示,训练 300 次左右达到收敛。

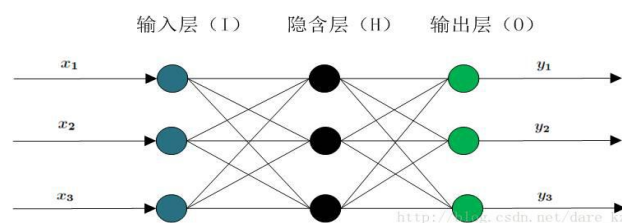


图 8 神经网络结构图

Fig.8 Structural chart of neural network

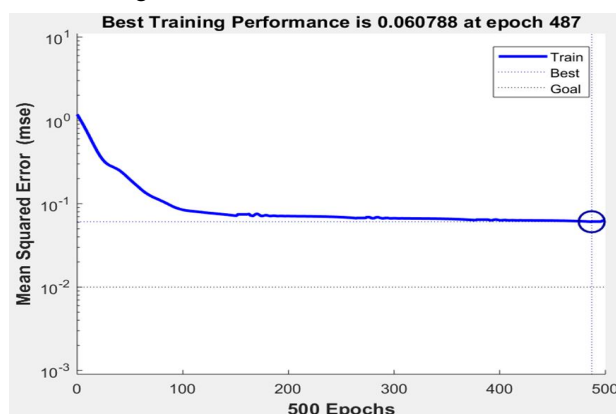


图 9 神经网络训练性能

Fig.9 Training performance of neural network

将检验样本送给成熟的神经网络进行识别,表 2 给出了识别的结果。

表 2 3 种手势动作识别结果和识别率

Table2 Recognition results of 3 gestures and recognition rate

三种	GLPM	TIWR	TLWR	识别率/%
GLPM	97	3	0	97%
TIWR	12	84	4	84%
TLWR	1	4	95	95%
时间/s : 1.3s		平均识别率/% : 92%		

由表 2 可见,3 种手势动作的平均识别率达到 92%,其中手掌下滑(GLPM)动作的识别率最高,为 97%;神经网络训练和检验的总时间为 1.3s,识别速度快;由于训练样本和检验样本在时间上是不同的,说明此神经网络分类器也具有很好的稳定性。综上所述,BP 神经网络分类器对 3 种手势动作的识别基本达到本系统设计要求。

2.5 结果输出

结果以动作分类标号的形式输出为文件,采用自动化脚本工具进行识别结果文件的读取,并根据读取手势内容做出相对应的操作来操控手机。制作出的 apk 安装包要求手机获得超级用户权限,即完

全掌控系统底层及系统文件才可以进行使用。在研究测试中采用模拟器进行调试。

3 种手势动作与分别对应的操作如图 10 所示。



图 10 手势与控制结果

Fig10 Gestures and control results

3 结论

本文设计了一种基于 sEMG 非接触式操控手机的系统，系统中成功识别 3 种手势动作，识别成功率达到 92%，识别速度和稳定性基本达到预期水平，软件功能的实现与应用合理，实际操作可行，具有响应速度快、识别正确率高、便携性好、使用便利性强等特点，为进一步实现更多动作的识别奠定基础。

参考文献

1. 赵章琰. 表面肌电信号检测和处理中若干关键技术研究[D].中国科学技术大学,2010.
2. 仇冠生,杨鹏,郭欣,陈玲玲.表面肌电信号数字传感器的设计[J].微计算机信息,2007(25):123-124.
3. 吕卫强,黄荔.基于短时能量加过零率的实时语音端点检测

测方法[J].兵工自动化,2009,28(09):69-70+73.

4. 刘建,邹任玲,张东衡,徐秀林,胡秀枋.表面肌电信号特征提取方法研究发展趋势[J].生物医学工程学进展,2015,36(03):164-168.
5. 陈鸣,胡慧萍,杨敏华.基于面向对象特征提取的 BP 神经网络分类——以武陵源地区为例[J].现代测绘,2017,40(03):17-20.

风力摆控制系统的设计*

张子柏；李梓群；滕泽远

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061)

摘要：风力摆系统是 2015 年全国电子设计大赛的题目要求设计，运用 PID 算法控制电机的转速，规划并控制风力摆运动轨迹。系统由控制模块、电源模块、驱动模块、传感器模块、测量模块和人机交互模块组成。运动装置由四个空心杯电机呈十字状对称分布，陀螺仪实时监测摆杆角度值输入至控制器，运用 PID 算法处理数据调节双路 PWM 信号占空比，将信号发送给空心杯电机，实现轨迹运动。经测试，风力摆系统在 15s 以内画出 30-70cm 直径的圆，精度达到 $\pm 2.5\text{cm}$ ，满足竞赛题目要求。

关键词： PID PWM 姿态

Design of Wind Pendulum Control System

Zhang zibo; Li ziqun; Teng zeyuan

(Instrument science and electrical engineering college, Jilin University, Changchun 130061)

Abstract: Wind pendulum system is the subject requirement of the National Electronic Design Competition in 2015. The speed of motor is controlled by PID algorithm, and the trajectory of wind pendulum is planned and controlled. The system consists of control module, power module, driver module, sensor module, measurement module and human-computer interaction module. The motion device is cross-symmetrical distributed by four hollow cup motors. The gyroscope real-time monitors the angle of the pendulum rod and inputs it to the controller. The duty cycle of the two-way PWM signal is adjusted by using the PID algorithm. The signal is sent to the hollow cup motor to realize the trajectory movement. After testing, the wind pendulum system draws a circle of 30-70 cm in diameter within 15 seconds, with an accuracy of $(\pm 2.5 \text{ cm})$, which meets the requirements of the competition.

Key words: PID PWM attitude angle

0 前言

风力摆是一种运用风力作为动力对物体进行控制的设备，涉及控制理论、自动化、嵌入式、编程等多方面知识，所运用的控制思想与控制理论可应用于很多方面^[1]。PWM 技术是对脉冲的宽度进行调制并输出预期电压的技术。PWM 技术是一项基础的技术。风力发电、电机调速、直流供电等领域都需要 PWM 技术的支持。PID 算法是按照偏差的比例 (P)、积分 (I)、微分 (D) 进行计算的方法，运用于 PID 控制器中^[2]。PID 控制器是目前控制过程中广泛应用的一种自动控制器^[1]。

1 系统设计

1.1 总体方案

该系统可以通过控制风扇的转动，使摆在 80cm 的正方形区域内完成各种轨迹运动，并具备一定的抗干扰能力。整个系统主要分为四大模块：角度采集模块，控制模块，执行模块，电源模块。总体框图如图 1 所示

*指导老师：千承辉

项目类型：学科竞赛

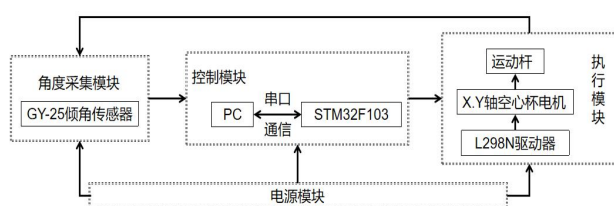


图 1 系统总体框图

Fig.1 System block diagram

在控制风力摆运动的过程中，使用 GY25 获取风力摆的姿态角，并通过串口发送至 STM32 控制器，根据串口返回的角度量输出不同的 PWM 波，进而改变电机转速，风力变化后使风力摆运动到预计位置，此过程中风力摆姿态改变，GY25 传感器的返回值发生变化，从而形成一个闭环反馈回路。这是一个伺服随动控制系统，为了提升该系统快速性，此系统需要较大的带宽，风力摆控制系统的带宽主要会受到控制对象和执行机构的惯性的限制。惯性越大，带宽越窄。我们需要设计出一个带宽大于 0.77Hz 的控制系统。根据奈奎斯特采样定理，角度采样率理论上选取 $f_s > 2f$ 即可，为了减小系统最大调节时间，控制效果更好，需要取 $f_s > 10f$ 或更高。STM32 时钟频率 72MHz，功耗 36mA，是一款高性能低功耗的微处理器，支持外部中断及串口数据传输，片上资源丰富，处理数据能力较强。电机选择空心杯电机。空心杯是一种质量小，推重比为 3 至 8，频率响应为 4 至 8Hz，机动性较高，抗干扰能力弱的一类电机。具有惯性小，灵活度高，易于控制等优点。通过四个空心杯电机构成十字形架构，相对的两个空心杯电机为一组，共分为两组。画直线时分别控制两组空心杯电机，一组给予正弦数据使其画直线，另一组控制轨迹线性度。画圆时控制两组空心杯电机，分别给两组空心杯电机两组相位差为 90° 的正弦数据，根据李萨茹图形的原理可以画出圆形轨迹。

1.2 系统硬件设计

风力摆主要由杆、万向节、四个空心杯电机、激光笔组成，杆上方通过万向节与一横梁固定以便能够自由摆动。杆下方与呈十字架两两对称的空心杯电机相连，如图 2。空心杯电机工作给杆推力使其运动。杆的正下方安装一个激光笔来表现出风力摆所画的曲线。风力摆一般做自由摆或圆锥摆运动。

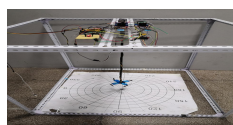


图 2 风力摆实物图

Fig.2 Physical Diagram of Wind Pendulum

1.3 系统软件设计

图 3 为主程序流程图，上电复位后实现绘制指定的轨迹曲线。GY25 检测当前姿态角，经控制器 PID 算法处理后，输出 PWM 波，控制空心杯电机转速，同时 GY25 检测姿态角，判断是否到达指定角度，若没有则继续调整，直至到达指定角度为止。

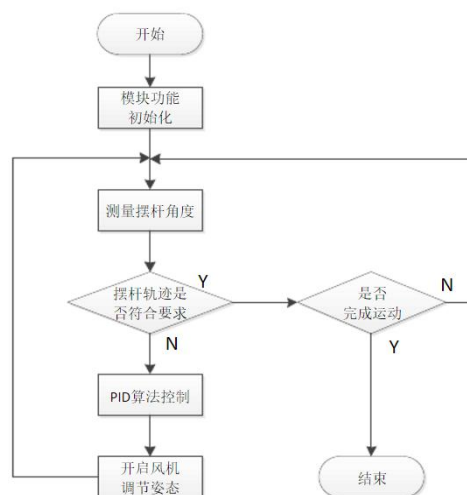


图 3 软件流程图

Fig.3 System Flow Chart

2 模型与算法分析

2.1 模型分析

假设风力摆做自由摆运动，忽略损耗，运用机械能守恒原理可以知道风力摆整个运动过程中重力势能与动能相互转换。但是由于损耗风力摆运动最终会停止，不能满足持续画线的要求。所以，通过控制空心杯电机工作给风力摆系统提供一个做正功的力来抵消损耗。设置 PWM 产生一个正弦波形电压，使空心杯的推进力近似正弦变化，以此变力做功抵消损耗。调节 PWM 使风力摆能画出直线。利用李萨茹图形原理，在 X、Y 方向上控制 PWM 使其相位差为 90° 。调节 PWM 数值大小使风力摆能画圆形。

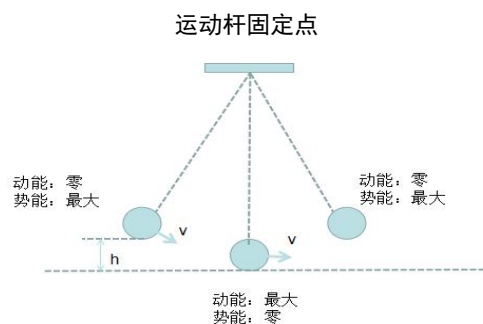


图 4 理论分析图

Fig.4 Theoretical analysis diagram

GY25 采集风力摆当前姿态角，预期姿态角 $\alpha = \arctan(2 \cdot h/l)$ ， h 为高度， l 为划线长度。当前姿态角与预期姿态角的差值为偏差，通过 PID 算法处理偏差调节输出 PWM 的占空比，控制四只风机的工作状态，从而实现对风力摆的控制。

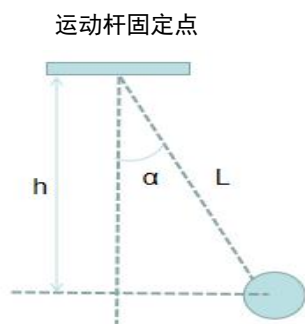


图 5 角度分析图

Fig5 Angle analysis diagram

2.2 算法分析

PID 算法，比例 P 是调整风力摆角速度，即调整空心杯转动速度。比例 P 的数值大小与调节速度数值大小呈正相关。希望系统快速稳定需要 P 值较大，但过大的 P 值可能出现调节过度现象，使系统的工作状态不稳定。积分 I 起提高无差度，消除系统的稳态误差的作用。但是积分调节的加入会降低系统稳定性，延长动态响应时间。本风力摆系统要求以较快且稳定地完成对风力摆控制，因此，本系统的积分调节的部分应当很弱，即需要极小的甚至不需要 I 。微分 D 是对风力摆变化角度进行微分，即为风力摆角度的变化的角速度。微分具有预知性，即对系统有超前控制作用，可以使系统动态性能得到改善，减小调节时间。

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \sum e(t) + u_0;$$

$u(t)$ --输出； K_p --比例放大系数； K_i --积分放大系数； $e(t)$ --误差； u_0 --控制量基准值（基础偏差）。

3 测试方案与结果

(1) 从静止开始，控制风力摆在 15s 内做自由摆运动，让激光笔在地面画出一条长度不短于 50cm 的直线段，重复性较好，线性度偏差小于 $\pm 2.5\text{cm}$ ；

表 1 画直线段轨迹测试

Table 1 Linear Trajectory Testing

测试次数	1	2	3	4	5	6
长度/cm	50.3	50.2	49.8	49.6	50.0	50.1
线性度/cm	± 1.7	± 1.5	± 1.8	± 1.6	± 1.7	± 1.7
完成时间/s	10.7	11.0	10.5	10.7	10.8	11.0

(2) 从静止开始，完成 15s 内幅度可控的摆动，

画长度在 30~60cm 间可设置的线段，偏差不大于 $\pm 2.5\text{cm}$ ，重复性较好；

表 2 画规定长度直线测试

Table 2 Requested Line Length Test

测试次数	1	2	3	4	5	6
设置长度/cm	30	35	40	45	50	60
长度偏差/cm	± 0.8	± 1.0	± 1.3	± 1.4	± 1.7	± 1.9
完成时间/s	10.3	10.5	10.7	10.7	10.8	11.2

(3) 将风力摆拉到一定角度 ($30^\circ \sim 45^\circ$) 放开，5s 内使恢复到静止状态；

表 3 施加干扰恢复稳定测试

Table 3 Implementing interference to restore stability test

测试次数	1	2	3	4	5	6
干扰角度/ $^\circ$	25	30	35	40	45	50
完成时间/s	1.4	1.7	1.8	2.0	3.2	4.1

(4) 以静止时激光笔的光点为圆心，驱动风力摆用激光笔在地面画圆，圆半径可在 15~35cm 范围内设置，画出的轨迹应落在指定半径 $\pm 2.5\text{cm}$ 的圆环内；人为施加外力干扰，风力摆能够在 5s 内恢复原运动状态；

表 4 画圆及施加干扰恢复稳定测试

Table 4 Drawing circles and applying interference to restore stability test

测试次数	1	2	3	4	5
设置半径/cm	15	20	25	30	35
半径偏差/cm	± 0.8	± 1.0	± 1.1	± 1.5	± 1.8
恢复时间/s	4.2	3.5	3.2	3.0	2.8

测试结果表明此设计可以完成要求，线性度良好，长度偏差在 $\pm 2.5\text{cm}$ 以内。

4 结论

该风力摆采用 PID 算法控制电机转速实现轨迹运动，此系统调整时间小，可快速跟踪正弦运动。结构设计合理，稳定性相对较好，抗干扰能力强，可完成题目要求的直线和圆等轨迹。

对于测控系统及 PID 和姿态控制具有一定的参考意义。

参考文献

1. 李政清. 风力摆控制系统的设计与测试[J]. 山西电子技术, 2018(01): 36-38.
2. 徐冠宇, 周叶凡, 黄翀鹏. 基于风力摆控制系统的双闭环 PID 控制[J]. 电脑知识与技术, 2016, 12(30): 253-255.
3. 陈旭辉, 杨红云. 基于 STM32 的多串口并行传输系统设计

- 计[J].计算机测量与控制,2019,27(01):166-170.
4. 贺娅莉,郭艳花,高荣登.基于 STM32F103 的风力摆控制系统设计[J].智能计算机与应用,2017,7(04):76-78.
 5. 夏彤,叶晓涵,胡婷,隋竹翠.基于 ARM 的风力摆实验平台的研究与应用 [J]. 实验科学与技术,2017,15(04):34-38+79.
 6. 张伟.单片机自动控制系统的可靠性分析[J/OL].集成电路应用,2019(03):54-55[2019-03-05].
 7. 金冬子,朱军.基于 STM32 的风力摆控制系统[J].电脑知识与技术,2016,12(23):180-182+194.
 8. 徐雯琪,陈佳颖,袁菊明.基于改进 PID 算法的风力摆控制系统研究[J].电脑知识与技术,2016,12(11):256-257.
 9. 王可心.基于 MPU6050 简单控制设备 [J]. 电子制作,2018(11):86-89.
 10. 刘拓晟.基于 STM32 的倒立摆控制系统设计[J].电脑知识与技术,2018,14(36):213-215.

基于室内迷你飞艇的磁导航系统研究*

陈冷羽；张明轩；严复雪

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022）

摘要：针对现今较为空白的室内磁导航的研究，提出了以迷你飞艇作为载体测量磁场信息并根据其进行自主导航的控制系统。该系统以迷你飞艇为载体，通过使用模块化的硬件和软件构成整个系统，硬件方面以控制器为核心搭配测磁模块、超声波模块等来实现磁场测量、数据传输和实时操控飞行等操作；软件方面通过 LabVIEW 处理上位机接收到的磁场信息，得到实际磁场数值，将其存储并建立三维模型，再根据磁场数值使上位机向控制器发送指令，使飞艇能够按照预期线路飞行，实现导航功能。经测试，该系统能够根据测量得到的磁场信息按照指定路线飞行，并到达指定位置，可做为室内迷你飞艇磁导航的基础。

关键词：室内导航 迷你飞艇 磁导航

Research of magnetic navigation system based on indoor Mini airship

Chen Lingyu; Zhang Mingxuan; Yan Fuxue

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Ji Lin University, Changchun 130012, China)

Abstract: In view of the relatively blank indoor magnetic navigation research, a control system that uses a small airship as a carrier to measure magnetic field information and autonomously navigate is proposed. The system uses a mini airship as the carrier, and uses the modular hardware and software to form the whole system. The hardware is based on the STM32 controller with magnetic module, ultrasonic module to realize the operations of magnetic field measurement, data transmission and real-time control flight; the software uses LabVIEW to process the magnetic field information received by the host computer to obtain the actual magnetic field value, store it and build a three-dimensional model, and then according to the magnetic field. The host computer sends instructions to the controller to enable the airship to fly as expected according to the value, enabling navigation. After testing, the system can fly along the specified route according to the measured magnetic field information and reach the designated position. It can be used as the basis of magnetic navigation for indoor Mini airship.

Key words: Indoor-navigation Mini-airship Magnetic navigation

0 引言

由于建筑物遮挡，卫星定位技术有着无法在室内准确应用的缺点，尤其是随着人口增多建筑增面积变大，如何在紧急情况下迅速获取室内某处的位置成为一个重要问题。三维磁测量摆脱了传统二维地图的局限性，结合室内迷你飞艇成本低、功耗低的特点，三维磁测量的室内迷你飞艇在室内探测应用上表现出巨大潜力^{[1][2]}。本文则针对可进行三维

磁测量的室内迷你飞艇的控制系统设计方案和数据处理方案进行了描述。

1 系统概述

小型室内飞艇磁探测可以根据指令实现手动和自动两种控制方法。利用手动控制可以逐个采取空间中各处的磁信息并汇入上位机，画出空间三维磁场图；利用自动控制可以向空间中磁矢量综合最大的方向飞行^[3]。

*指导老师：随阳轶

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018B6525）

整个系统主要由 STM32 控制器、超声波模块、RM3100 模块、蓝牙模块和上位机组成，分为三大部分：数据采集和传输部分、控制部分及数据处理部分。其中数据采集和传输部分采集当前位置的磁场信息，并传入上位机；控制部分用于控制飞艇的上升下落及转弯；数据处理部分利用 LabVIEW 将磁场信息存入表格，并可以绘出一定高度时该区域的磁场三维图。系统总体框图见图 1。

整个系统设计重点在于飞艇载重能力差，所以需要尽量减轻飞艇吊舱的质量。飞艇转向使用了质量轻转速快的空心杯电机，并使其呈交叉式分布。为保证整个吊舱的重心稳定，在画 PCB 板时尽量保证元件的对称分布。系统的硬件排布图见图 2。

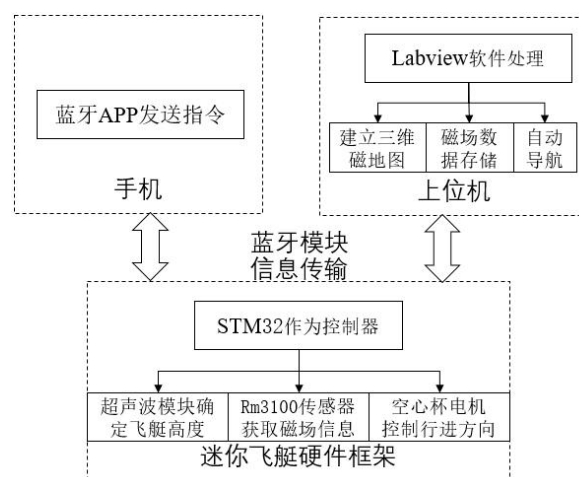


图 1 系统总体框图

Fig.1 Overall block diagram of the system

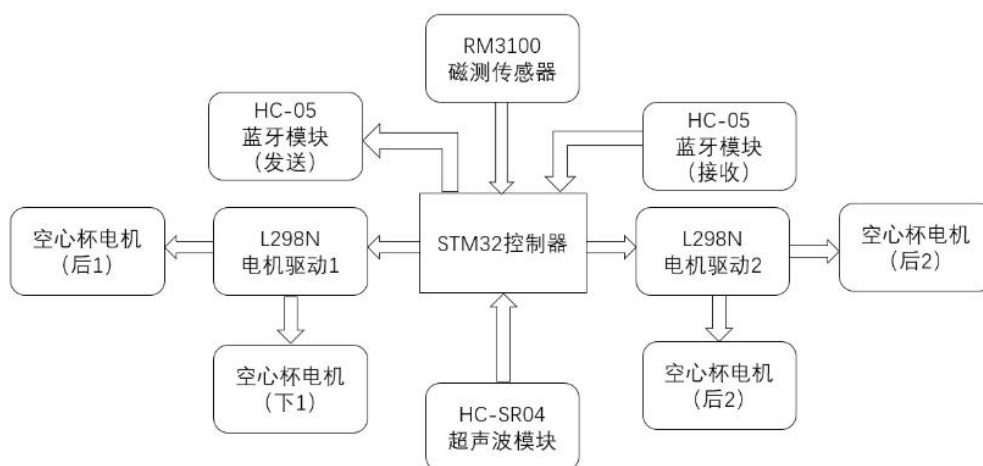


图 2 系统的硬件排布图

Fig.2 System hardware layout

2 硬件实现

2.1 飞行及姿态控制

该系统以迷你飞艇作为主要载体，通过空心杯电机的转动来提供整个装置的升降和行进及转向的动力^[4]。整个装置有 4 个空心杯电机，2 个用来控制升降，固定在吊舱下方，其旋翼方向朝下，正方向转动时会产生向下对空气的推进力，飞艇上升；2 个用来控制行进，分别固定在吊舱两侧，旋翼朝向一致，当左侧电机转动，飞艇右转，反之同理。飞艇气囊中充入氦气，通过浮力与装置的重力差值、及空心杯的动力来控制飞艇的状态^[5]。其中在标准状况下 1m^3 氦气浮力的具体计算方法如下（其中 $g=9.8\text{kg/m}^2$ ）：

$$\rho_{\text{空气}}=1.29\text{ kg/m}^3 \quad (1)$$

$$\rho_{\text{氦气}}=0.135\text{ kg/m}^3 \quad (2)$$

$$F_{\text{浮}}=(\rho_{\text{空气}}-\rho_{\text{氦气}})*g=11.368\text{ N} \quad (3)$$

该飞艇使用气囊体积的为 $0.48\text{m} \times 0.48\text{m} \times 0.48\text{m}$ ，总共使用 6 个拼接成一会较大的气囊，能够提供的升力为 7.543N 。而整个吊舱部分的硬件质量为 796g ，换算为重力为 7.801N 。使用的电机为 720 空心杯，安装 55mm 直径的旋翼，单只最大推力为 16g ，所以两个电机向上的最大推力为 0.314N 。

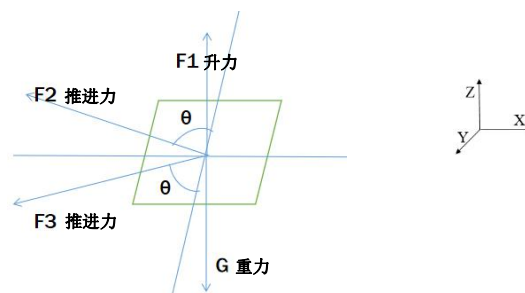


图 3 控制器受力分析图

Fig.3 Controller force analysis diagram

气囊浮力+电机最大推力>整体重力即：

$$7.543+0.314=7.857\text{N}>7.801\text{N} \quad (4)$$

所以可以实现上述的升降控制方法。系统受力如图3所示（其中气囊浮力和电机向下推力的合力为F1，重力为G，左侧电机的推进力为F2，右侧电机的推进力为F3）。

2.2 数据采集及传输

表1 原始数据编码形式

Table 1 Raw data encoding

0x55	0xAA	HxL	HxH	HyL	HyH	HxL	HxH
------	------	-----	-----	-----	-----	-----	-----

该系统采集的数据为三轴磁场值，使用三维测磁模块作为采集磁场信息的传感器，通过SPI接口得到的原始数据，将其以表1格式通过蓝牙发往上位机。其中0x55和0xAA为一组数据的帧头，可用于准确地识别并校验判断是否接收到有效数据。

表2 磁场实际值与原始数据之间的关系

Table 2 The relationship between the actual value of the magnetic field and the raw data

$H_x=((H_{xH}<<8) H_{xL})$
$H_y=((H_{yH}<<8) H_{yL})$
$H_z=((H_{zH}<<8) H_{zL})$

在上位机中按照表2形式进行数据处理，可以

得到磁数据为Hx, Hy, Hz。

3 软件设计

该飞艇装置为室内使用，不会出现在室外空中飞行可能受到外界因素干扰的情况，但仍需要一套完备的软件控制系统来控制飞艇的飞行及姿态，来实现能够定点测量磁场信息和根据磁场信息进行自动导航的功能^[6]。整体流程如图4。整个控制系统分为手动控制部分和自动控制控制部分。

手动控制部分：手动控制部分用于手动操控飞艇，使飞艇能够飞到指定位置进行精确的磁场测量。其整体实现过程如图4所示。使用手机通过蓝牙向控制器发送特定的指令符，控制器通过内部程序识别该指令符，在进行逻辑判断后，控制端口发送不同占空比的PWM波给驱动电机控制模块，进而控制空心杯电机的转动。不同的指令符对应着不同的空心杯电机转动方式，两组空心杯电机可以分别给飞艇提供指定大小的升力和不同方向的水平推进力，从而实现对飞艇飞行及姿态的控制^[7]。

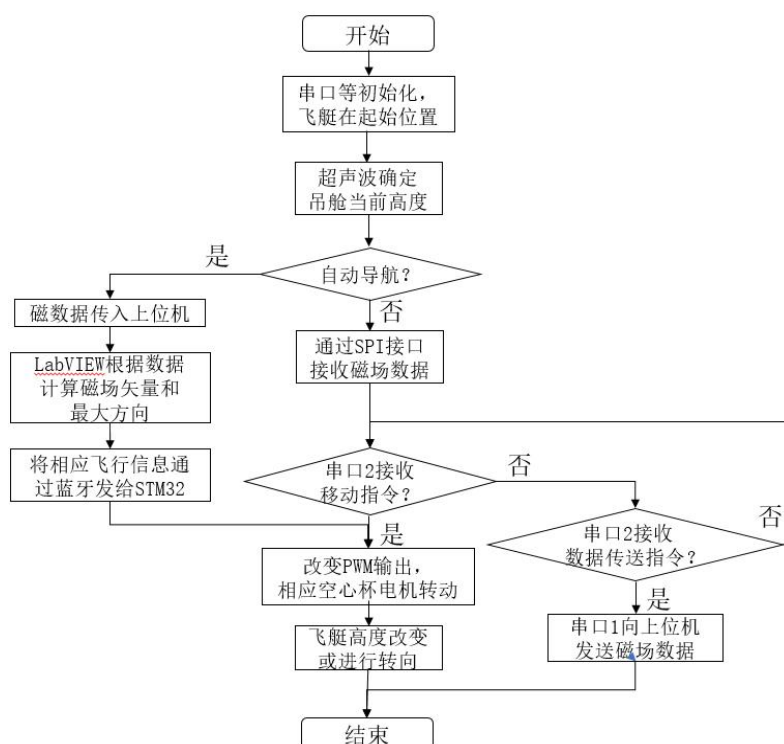


图4 整体流程图

Fig.4 Overall flow chart

自动控制部分：自动控制部分用于在得到空间磁场信息并且建立室内的磁场模型后，根据磁场信息进行到达指定位置或按照指定路线行进的自动导航。其整体实现过程如图5所示，在上位机处理得到可用的磁场信息后，可以沿磁矢量和方向最大的

路径行进。

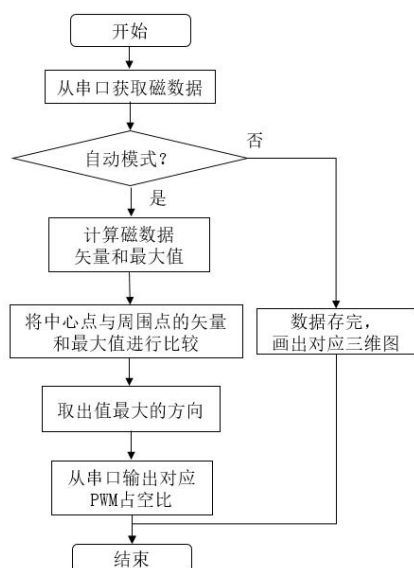


图 5 LabVIEW 控制过程图

Fig.5 LabVIEW control process diagram

4 结束语

在整个系统搭建好后,对系统的功能进行测试。经初步调试,在手动控制飞行阶段,控制器可以根据手机蓝牙 APP 发出的指令驱动相应空心杯转动,并且能够将采集的磁场数据通过蓝牙发送到上位机中^[8]。经过 LabVIEW 软件的处理,能够得到较为准确的磁场数值。在此基础上可以研究室内迷你飞艇的自动控制飞行。

该系统研究并证明了通过磁场信息进行室内导航的可行性,通过软硬件等多方面的完善,最终可以通过简易的方法实现较为精准的迷你飞艇室内导航,并为室内寻找房间或目标位置提供极大的便利。

参考文献

1. 张燕. 自主飞艇的建模与控制系统设计[D].上海交通大学,2009.
2. 刘东. 基于 AP10 的室内飞艇控制系统研究[D].沈阳航空航天大学,2011.
3. 李一波,倪恒,初丽华. 室内无人飞艇导航系统的研究与仿真[J]. 传感器与微系统,2011,30(08):40-42.
4. 倪恒. 室内飞艇综合检测与参数标定系统研究[D].沈阳航空航天大学,2011.
5. 初丽华.室内飞艇的建模与控制技术的研究[D].沈阳航空航天大学,2011.

6. Flying over the reality gap: From simulated to real indoor airships Jean-Christophe Zufferey Alexis Guanella Antoine Beyeler Dario Floreano,2006.
7. Control of a Fully-actuated Airship for Satellite Emulation Video Submission. Inna Sharf, Member, IEEE, Bryan Laumonier, Mikael Persson, Joel Robert,2008.
8. Design, Fabrication and Testing of Mooring Masts for Remotely Controlled Indoor and Outdoor Airships. Syed Khaleelullah1, Utsav Bhardwaj ,Rajkumar Sureshchandra Pant2,2016.

基于运算放大器的简易相位计设计*

闫妍；刘乾坤；申梦娴

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130026）

摘要：相位是电信号测量中基本测量之一，因此在电路信号测量中对相位的测量是必不可少的。本文利用硬件电路，通过一个四运放芯片 LT1814CS 实现及相关外围电路实现对相位的测量。经测试，本方案实现了利用电流表对信号相位差的检测，且能检测相位差的超前滞后状态，通过对测试结果的拟合，测量结果与输入信号的相位差具有良好的线性关系。

关键词：运算放大器 线性鉴相电路 相位测量

Design of Simple Phase Meter Based on Operational Amplifier

Yan Yan ;Liu Qiankun; Shen Mengxian

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Ji Lin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Phase is one of the basic measurements in electrical signal measurement, so phase measurement is essential in circuit signal measurement. In this paper, the hardware circuit is used to realize the phase measurement by a quad op amp chip LT1814CS and related peripheral circuits. After testing, the scheme realizes the detection of the phase difference of the signal by the ammeter, and can detect the lead lag state of the phase difference. By fitting the test result, the phase difference between the measurement result and the input signal has a good linear relationship.

Key words: Operational amplifier Linear phase detector circuit Phase measurement

0 前言

相位测量是电信号测量的基本测量之一，且应用广泛。通常采用数字电路逻辑门或单片机和 FPGA 等手段来测量相位，成本较高，且相位检测电路输出的结果是相位差的绝对值，而相位的超前或滞后特性需要另行判断，十分不便且容易出错。同时，输出电压与输入信号的相位差并不是线性关系，需要后期的数据处理，对于测量结果也造成了较大的误差。本文使用模拟电路制作相位计的方法是对两输入相位不同的正弦信号进行波形变换为方波信号后，输入线性鉴相电路得到一与相位差相对应的方波信号^[1]，经无源滤波变为直流分量后，使用万用表测量，得到两输入信号的相位差。本文设计的相位计电路，电路简单、成本低、体积小、便于操作，仅通过一片四运放芯片和万用表就可以方

便快捷地实现对两个正弦信号的相位差进行检测和读数。

1 设计原理及方案

相位测量的原理是基于时间间隔测量法，通过差分处理将两路信号的相差时间宽度取出为一个电压脉冲，由该脉冲在整个脉冲序列中的占空比来表达两个信号的相位差。如本文中将正弦信号转换为方波信号后，如图 1 所示，通过测量方波信号相减后的方波的占空比来计算相位^[2-3]。

$$\Delta\varphi = 360^\circ \cdot \frac{\Delta t}{T} \quad (1)$$

相位计整体的设计方案如图 2 所示，两路正弦波信号经过波形变换电路转换为方波后，通过微分电路变成脉冲信号，利用二极管正向导通的原理分别得到两路脉冲信号的正脉冲和负脉冲，经迟滞比

*指导教师：周晓华

项目类型：竞赛项目

较器转换为方波信号,经无源低通滤波器得到其直流分量,并通过电压-电流转换电路,利用电位器调节变为与两路信号相位差有明显比例关系的电流信号输出。

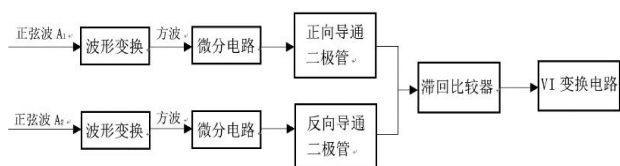


图 1 系统总体设计框图

Fig.1 System overall design block diagram

2 系统理论分析与计算

2.1 波形变换电路的分析

由信号源产生的两路频率相同,相位不同的正弦信号经过过零比较器后,转换为两路有相位差的方波信号,当正弦波电压大于 4.5V 时,在输出端会得到方波的正方向部分,同理当正弦波电压小于 4.5V 时会得到方波电压小于零的部分。这样方便对信号相位差的测量,且电路简单,灵敏度高。

2.2 线性鉴相电路的分析与计算^[4-6]

方波信号经过微分电路微分后变为尖脉冲信号,两路脉冲信号分别通过两个方向相反放置的二极管,利用二极管正向导通的原理,分别保留了其上脉冲信号和下脉冲信号,将这两路信号输入到迟滞比较器电路中,输出矩形波。各点转换的波形如图 3 所示。矩形波的占空比与相位差的关系为:

$$V_o = \frac{1}{T} \left(V_{\max} \left(\Delta t + \frac{T}{2} \right) + V_{\max} \left(\Delta t - \frac{T}{2} \right) \right) \quad (2)$$

$$V_o = \frac{\phi}{360} (V_{\max} - V_{\min}) + \frac{1}{2} (V_{\max} + V_{\min}) \quad (3)$$

$$V_o = k\phi + b \quad (4)$$

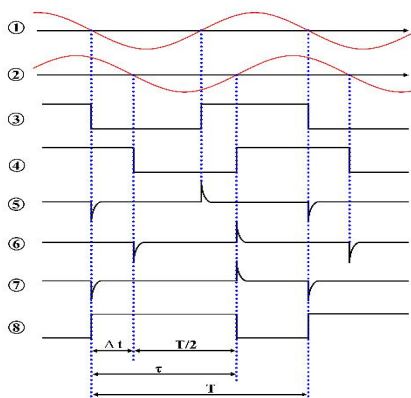


图 2 鉴相电路各级波形转换示意图

Fig.2 Schematic diagram of waveform conversion of phase detector circuits

2.3 无源低通滤波器的分析

运用四阶 RC 无源低通滤波器对迟滞比较器输出的方波信号进行滤波处理,保留直流分量,滤去多余的基波分量^[7]。可以得到与相位差成线性关系的电压信号。

2.4 电压-电流转换电路的分析与计算

将电压信号转换为电流信号,并通过对电位器的调节,使输出的电流信号与实际的相位差成明确的线性关系,可以直接读数。如相位差为 45° 时,输出的电流信号为 4.5mA,0.45mA 等。其计算公式如下:

$$V_1 = \frac{R_1 + W'_2}{R_1 + R_2 + R_3} V_{cc} \quad (5)$$

$$I = \frac{V_1 - \frac{R_1 + W'_2}{R_1 + R_2 + R_3} V_{cc}}{W_1 + R_3} \quad (6)$$

当 $V_1 = b$ 时,电流信号与相位差成比例关系。

3 硬件电路设计

3.1 波形变换电路设计

波形变换电路如图 4 所示。由两路相同的波形变换电路将正弦波转换为方波,通过电阻 R_2 使运放的同相端和反相端电压相等,并加入钳位电路使电路工作在稳定状态。

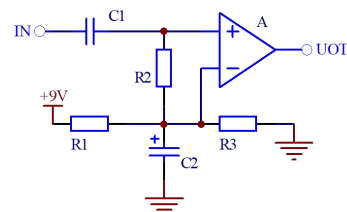


图 3 波形变换电路

Fig.3 Waveform conversion circuit

3.2 线性鉴相电路设计

线性鉴相电路包括为微分电路,二极管和迟滞比较器,其电路如图 5 所示。由于是单电源供电,因此在信号输入到迟滞比较器之前,仍然需要加一个钳位电路以减小运放带来的零漂,使零点始终保持在 4.5V。另外,通过调节 R_{13} 可以改变滞回比较器的门限电压,防止由于输入信号的电压过小而达不到比较器的门限电压,从而无法将脉冲信号转为方波信号的情况出现。

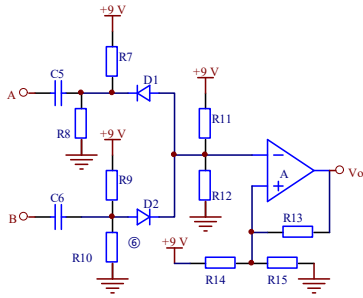


图4 线性鉴相电路

Fig.4 Linear phase detector circuit

3.3 电压-电流变换电路设计

电压-电流变换电路如图6所示。通过调节 W_1 可以改变输出的电流信号与相位差的比例关系，即调节 k ，而通过调节 W_2 可以调节 b ，以改善相位计的线性度。

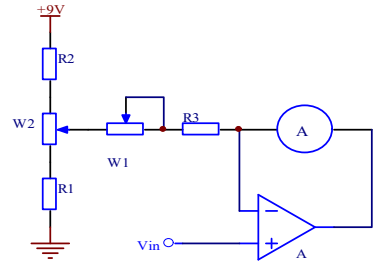


图5 电压-电流变换电路

Fig.5 Voltage-current conversion circuit

4 测试方案与测试结果

4.1 测试方案

将两路频率范围在1.5kHz~100kHz内、幅值1~5V信号输入到相位计电路中，接通电源后，利用万用表检测鉴相电路低通滤波后输出的电压，在保证信号发生器输出频率不变的情况下，多次改变两路信号的相位差，记录结果，观察输出电压与输入的相位差是否成线性关系。

4.2 测试结果

相位计输出电压结果如表1所示。

表1 相位差与输出电压的线性关系

Table1 Linear relationship between phase difference and output voltage

	100Hz	1.5kHz	5Hz	10kHz	20Hz	50kHz	100kHz
-90°	2.48V	6.08V	5.92V	6.08V	6.16V	6.16V	6.16V
-60°	3.12V	5.44V	5.44V	5.52V	5.52V	5.52V	5.52V
-30°	3.68V	4.80V	4.88V	4.88V	4.88V	4.64V	4.80V
0°	4.16V	4.32V	4.32V	4.32V	4.32V	4.32V	4.32V
30°	4.80V	3.84V	3.68V	3.76V	3.76V	3.84V	3.92V
60°	5.44V	3.12V	3.12V	3.12V	3.12V	3.12V	3.20V
90°	6.00V	2.48V	2.58V	2.56V	2.48V	2.48V	2.48V

根据表1的数据，可以得到如图6所示的曲线，可以看出输入相位差与输出电压线性度良好。

相位差与输出电压的关系

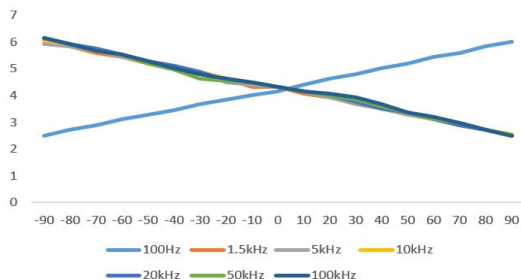


图6 相位差与输出电压的线性关系

Fig.6 Linear relationship between phase difference and output voltage

运用MATLAB对表1中的曲线进行拟合，当信号的频率范围为1.5kHz~100kHz时，得到的函数关系式为：

$$y = -0.02x + 4.28 \quad (7)$$

当信号的频率范围低于1.5kHz时，以100Hz为例，得到的函数关系式为：

$$y = 0.02x + 4.24 \quad (8)$$

通过调电位器 W_1 和电位器 W_2 ，令 $b=0, k=0.1$ ，可使电流与相位差的关系变为 $y = 0.1x$ 。这种调节方式操作简单，得到的结果的误差较小。

4.3 测试结果分析

通过以上数据分析，可以得出如下结论：

(1) 输出电压与相位差间具有良好的线性关

系,基本实现了相位测量的功能,并能根据输出数据的正负来判断相位的超前和滞后

(2) 此相位计对输出信号的频率要求范围在 1.5kHz~100kHz 内。除在第一次使用时需对相位计进行调零和校准外,可以正常使用,测量精度在 1° 左右。这是由于人工调节电位器造成的误差,使用精度较高的电位器和压摆率较高的运放芯片可以减小测量误差,提高精度。

(3) 如果输入信号的频率低于 1.5kHz,在 100Hz~800Hz 之间,则需要重新校正相位计,改变式(4)中的 k 值和 b 值,以满足测量需要。

(4) 如果输入信号的频率在 800Hz~1.5kHz 之间,由于输出电压与相位差没有明显的线性关系,因此无法正常使用。通过实验调试分析认为,造成这种问题的原因在于鉴相电路中对于波形变换后的方波信号通过微分电路变为脉冲信号时,由于电阻与电容选择不恰当对后续电路产生了影响。

5 结论

本文使用模拟电路设计并制作相位计,精度可达到 1° 。使用器件简单,成本低,可使用万用表直接显示相位差。但由于模拟电路自身所带来的误差,精度与使用数字电路设计的相位计仍有一定的误差。

参考文献

1. 康华光.电子技术基础·模拟部分(第五版)[M].北京:高等教育出版社,2006.1
2. Alan V.Oppenheim, Alan S.Willsky, S.Hamid Nawab. Signals and Systems, Second Edition[M]. 北京:电子工业出版社,2009.6
3. 胡仁杰,堵国梁,黄慧春.全国大学生电子设计竞赛优秀作品设计报告选编
4. 相 位 差 检 测 电 路 [EB/OL].
<https://wenku.baidu.com/view/144831315a8102d276a22f35.html>/2018.8.20
5. 鉴相电路[EB/OL].
6. <https://wenku.baidu.com/view/a8ca2bdf960590c69fc3764f.html>/2018.8.2
7. 郁黎,范军华,高重远.相位测量的优化方法[J].电测与仪

表,2016,53(15A):47-49.

8. 彭小峰,王文略.基于运放的多组态模拟放大电路设计[J].实验科学与技术,2016,14(3):25-29.

足球机器人的单目测距方法的研究*

李 静；韩润泽；余 斌

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130022）

摘要：近年来随着智能机器人技术的不断发展。足球机器人相关技术逐渐成为研究热点。在机器人足球比赛中，机器人必须对目标进行测距，利用机器人的视觉信息由场地线和球门口柱脚构成的特征点和可能存在球的位置进行测距。本文以在达尔文机器人开发平台的基础上，建立并分析单目测距模型，通过具体实验得出单目测距的有效方法，围绕比赛环境下足球机器人的单目测距展开研究。

关键词：单目测距 足球机器人视觉

Rrsearch on single camera ranging for soccer robot

Li Jing; Han Run Ze; Yu Bin

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: With the improvement of human science and technology, the technology of intelligent robots has been greatly improved. Soccer robot has a good entertainment, and it is a hot research project for many beginners and fans. In robot soccer match, the robot must measure the distance of the target. It is necessary to use the visual information of the robot to locate the feature points and possible positions of the ball which are composed of the field line and the foot of the ball gate. Based on the background of football match, this paper starts with the analysis of the mathematical model of monocular ranging, and obtains the effective method of monocular ranging through specific experiments. It focuses on the monocular ranging of soccer robot in the competition environment.

Keywords: monocular ranging soccer robot vision

人目标识别部分进行了系统的分析和研究。

0 前言

足球机器人具有感知环境、定位导航、自主移动等功能,操作简单,功能强大应用前景广阔,是机器人领域的研究热点。在足球机器人视觉系统中,除了要能够准确检测识别场内目标物体之外,还有一个重要目标是计算出与识别出的目标物体在外部空间中的距离。一种有效的方法是利用机器人的视觉测距,由场地线和球门口柱脚构成的特征点和可能存在球的位置计算目标距离。达尔文机器人是韩国一家公司开发的高性能开源智能仿人机器人平台,具有先进的计算能力,多种复制的传感器,高负载能力和运动平衡能力,非常适合人形机器人的研究。本文在摄像机成像的基础上,对达尔文机器

1 摄像头观测数学模型

① 摄像机小孔成像模型

摄像机的成像模型可分为线性模型和非线性模型两类^[1]。达尔文机器人头部安装有两个摄像头,可以假设为是一种线性的小孔成像模型^{[2][3]},在此模型下,物体空间坐标和图像坐标之间是线性关系,对摄像机参数的求解可以转化为对线性方程组的求解。在外界环境中的目标物体在通过摄像系统映射到图像上的过程中,需要定义四个坐标系统。

(1) 外部世界坐标系: (O, X_w, Y_w, Z_w) 这是外部世界的绝对坐标。以此坐标系为基准坐标系,描述相机位置。

*指导老师:滕飞

项目类型:大学生创新创业训练项目(2018B6508)

(2) 相机坐标系: (O, X_c, Y_c, Z_c) ; 该坐标系也称为光心坐标系, 该坐标系的原点是相机的透镜光心, 其中 Z 轴是相机的光心轴。

(3) 相机成像平面坐标系: (O, X, Y) ; 该坐标系的原点是成像平面的中心点。其 X 轴和 Y 轴与图像平面的垂直边平行。这是一个平面坐标系, 在该坐标系下, 图像中的像素位置物理单位表示, 通常为毫米。

(4) 图像像素点坐标系: (O, u, v) ; 该坐标系的坐标原点是图像的左上角的顶点。其两个坐标轴与相机成像平面坐标系的坐标轴平行。在该坐标系下, 以像素为单位计量。要实现图像中的某个像素与外部世界中的相应物体的对应关系, 需要用到这四个坐标系间的转换关系。而相应摄像机的内部参数和外部参数正式实现这种转换的参数。在小孔成像模型下, 上述四个坐标系统之间的关系如图 1、图 2 所示。

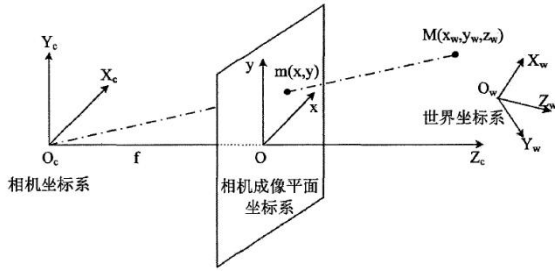


图 1 小孔成像四种坐标间的关系图

Fig. 1 relationship diagram between four coordinates of pinhole imaging

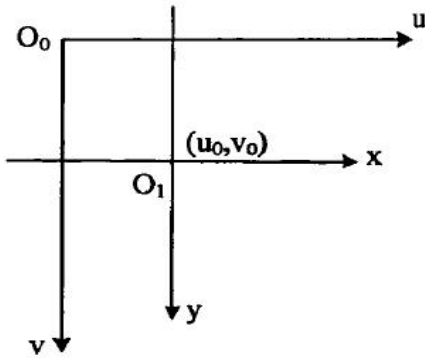


图 2 图像像素点坐标系与相机成像平面坐标系关系

Fig. 2 relationship between image pixel coordinate system and camera imaging plane coordinate system

图像像素点坐标系 (O_0, u, v) 与相机成像平面坐标系 (O_1, x, y) 之间的关系如图 2 所示。图中的 (u_0, v_0) 表示成像平面坐标系原点 (即相机光心点) 在图像像素点坐标系中的坐标。设: d_x, d_y 分别表示在成像平面中每个像素点的物理尺寸, 则两个坐标系间的转换可用下式表示:

$$\begin{cases} u = \frac{x}{d_x} + u_0 \\ v = \frac{y}{d_y} + v_0 \end{cases} \quad (1.1)$$

用齐次坐标和矩阵的形式, 则上式可以表示为:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/d_x & 0 & u_0 \\ 0 & 1/d_y & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

如图 1 所示, 由于相机成像平面坐标系与相机坐标系是平行关系, 由他们间的几何关系可以得出:

$$\begin{cases} x = \frac{fX_c}{Z_c} \\ y = \frac{fY_c}{Z_c} \end{cases} \quad (1.3)$$

其中, f 为相机的焦距 (即相机平面与相机成像平面之间的距离)。转换成齐次坐标和矩阵的形式为:

$$Z_c \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

在世界坐标系中的点转换到相机坐标系中, 可以认为是一个旋转和平移的过程:

$$\begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & t \\ o^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

其中, R 为 3×3 的正交旋转矩阵, t 是三维平移向量, 由 (1.2)、(1.4)、(1.5) 可得:

$$\begin{aligned} Z_c \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1/d_x & 0 & u_0 \\ 0 & 1/d_y & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R & t \\ o^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} f_x & 0 & u_0 & 0 \\ 0 & f_y & v_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R & t \\ o^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= KM_1 \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.6)$$

其中:

$$f_x = \frac{f}{d_x}, f_y = \frac{f}{d_y}, K = \begin{bmatrix} f_x & 0 & u_0 & 0 \\ 0 & f_y & v_0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$M_1 = \begin{bmatrix} R & t \\ o^T & 1 \end{bmatrix}$$

f_x 和 f_y 分别称为在图像 u 轴和 v 上的尺度因子, 矩阵中只包含与相机焦距、光轴光心点坐标相关的信息, 这些信息均由相机的内部结构决定, 称为内部参数矩阵, 即公式 (1.6)。

式中的 f_x, f_y, u_0, v_0 称为内部参数。矩阵 M_1 中包含一个旋转矩阵 R 和一个平移向量 t , 这部分

参数与相机坐标和世界坐标系相对位置有关，称为外部参数矩阵。

② 基于地平面的约束模型^[4]。

在该模型中要求摄像头与被测目标物体所在平面的距离（即摄像头所处高度）已知，以‘俯视的角度’观测目标物体而且要获知摄像头的俯视角度。经过标定获取到相机内参，经过简单的几何关系推导即可获得摄像头与被测物体在平面上的距离。模型如图3所示。在足球机器人系统中，机器人同场内的球和场线特征点等目标同处于场地平面上，且摄像头在达尔文机器人的头部位置，与该测距模型的约束条件相符，因此可以使用这种约束模型构建达尔文机器人的单目测距功能。

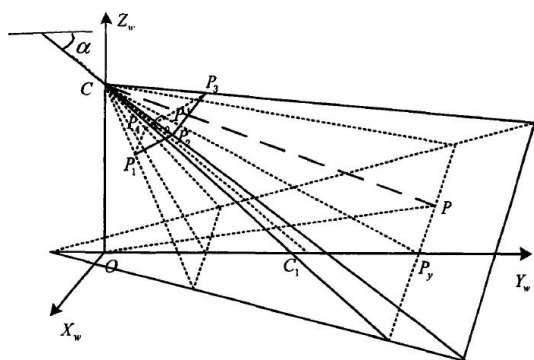


图3 基于地平面的约束模型

Fig. 3 constraint model based on ground plane

③ 单目测距数学模型

依据基于地平面的约束模型来构建单目测距模型。设定足球机器人与目标物体同处于一个水平面，且机器人摄像头的安装位置固定，离水平面的高度也可以通过测量得到，依据小孔成像原理，利用几何关系，可以从二维图像中估测同处于一个水平面的物体到机器人之间的距离。设摄像机安装位置距水平面高度为 A ， α 是相机光轴与平面的夹角，外部世界坐标系水平面上的一点 P 为被测点， P 与相机镜头的水平距离为 d 。依据小孔成像原理，点户与摄像机光学成像的几何关系可以用图 4 表示。

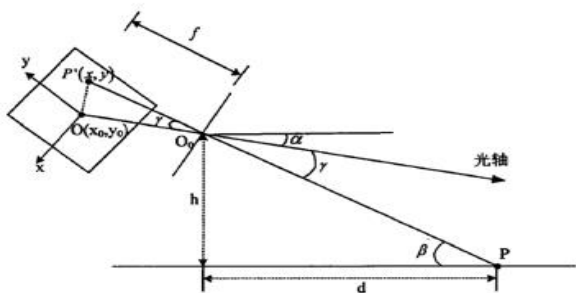


图 4 单目测距原理图

Figure 4 Schematic Diagram of Single Visual Distance

其中, O_0 是相机坐标系原点, O 是相机成像平面坐

标系的原点, O 与 O_0 之间的距离为摄像头的焦距 f 。 $P'(x, y)$ 为被测点户在相机成像平面坐标系中的投影点。由图可以得出以下几何关系:

$$\beta = \alpha + \gamma$$

$$\tan \beta = \frac{h}{d}$$

$$\tan \gamma = \frac{OP'}{f}$$

$$d = \frac{h}{\tan [\alpha + \arctan \sqrt{\frac{(u-u_0)^2}{f_x} + \frac{(v-v_0)^2}{f_y}}]}$$

其中, 摄像机位置高低 A 和相机的俯仰角 α 可获得, 则有:

$$OP'^2 = (x^2 + y^2)$$

设 (u, v) 是图像像素点坐标系中的一点坐标, $O'(u_0, v_0)$ 是相机光轴与相化成像平面交点 $O(x_0, y_0)$ 在图像像素点坐标系中的坐标。 $P'(u, v)$ 是 $P(u, v)$ 在图像像素点坐标系中的坐标。 设一个像素点在图像像素点坐标平面 X 轴和 y 方向上的实际物理尺寸分别是 d_x 和 d_y , 则有:

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/d_x & 0 & u_0 \\ 0 & 1/d_y & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \text{即} \begin{cases} x = (u - u_0)d_x \\ y = (v - v_0)d_y \end{cases}$$

$$OP'^2 = [(u - u_0)d_x]^2 + [(v - v_0)d_y]^2$$

令 $f_x = \frac{f}{d_x}, f_y = \frac{f}{d_y}$, 则有:

$$\left(\frac{OP'}{f}\right)^2 = \left[\frac{(u - u_0)}{f_x}\right]^2 + \left[\frac{(v - v_0)}{f_v}\right]^2$$

则被测点与相机间的距离 d 可以表示为:

$$d = \frac{h}{\tan [\alpha + \arctan \sqrt{[\frac{(u-u_0)}{f_x}]^2 + [\frac{(v-v_0)}{f_y}]^2}]}$$

其中, f_x, f_y, u_0, v_0 是相机的内参, 可以通过对摄像机的离线标定获得, α 是相机光轴与相机所处水平面的夹角, 可通过相机安装角度和头部俯仰值 headpitch 相加得到。摄像头安装位置距离水平面的高度也可得到, 因此能够快速得到距离信息。在本模型中为保证测距精度需要保持被测目标在视野图像的中间区域。

2 单目测距试验方法和实验方案

1.1 试验方法

① 本文标定实验（预备实验）

在一般的单目测距系统中，为了使构建的单目测距模型计算能够更加精确，需要对达尔文机器人摄像头进行标定，以获取达尔文相机的内部参数。

在本文中，采用张正友标定法^[5]。该标定方法是一种传统的标定方法，应用广泛，对设备要求不高，实用性强，而且标定精度也能够满足要求。在本实验中，利用基于张正友标定法编写的 MATLAB 工具箱对达尔文摄像头进行标定。标定板如图 5 所示，用 A4 纸打印，棋盘形状为 14 x 10，每个方格长宽均为 20mm。

将达尔文机器人摄像头的分辨率设置为 640 x 480，图 5、图 6 为本文实验中采集的标定板图像，均是通过摄像头在不同角度采集得到。由于达尔文有上部和下部两个摄像头，故在实验中达尔文的上下两个摄像头均要进行标定，在本文中只举一例。

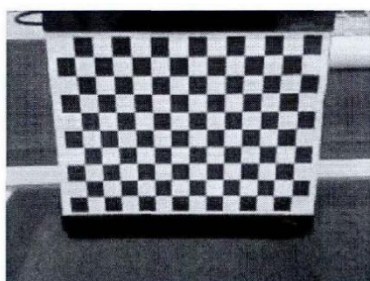


图 5 标定板实物图

Fig. 5 physical diagram of calibration board

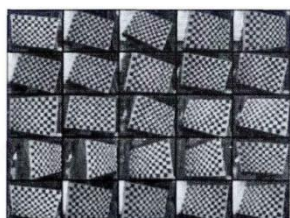


图 6 相机采集到的标定板图像

Fig. 6 calibration plate image acquired by camera

将采集到的标定板图像放置在标定工具箱目录下，运行标定工具，将所有图像导入程序，手动标定标定板区域，标定时标定板角点检测示例如图 7(a)、(b)所示。

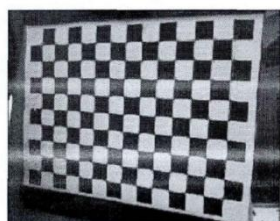


图 7(a) 选定检测区域

Fig. 7(a) selected detection area

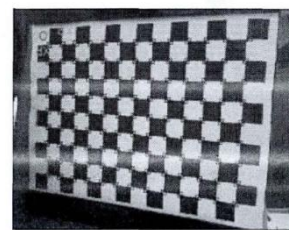


图 7(b) 角点检测结果图

Fig. 7(b) corner detection result diagram

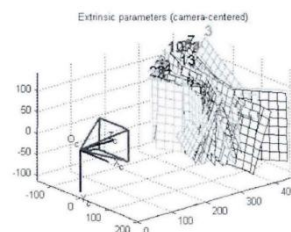


图 8(a) 相机与标定板相对位姿图

Fig. 8(a) relative pose diagram of camera and calibration plate

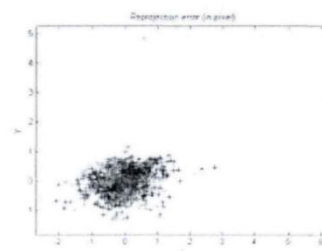


图 8(b) 标定结果误差图

Figure 8(b) Error Diagram of Calibration Results

图 8(a)、(b)为生成的相机与标定板相对位姿空间图像，最终标定出的达尔文相机的内参考矩阵为：

$$M_1 = \begin{bmatrix} f_x & 0 & u_0 \\ 0 & f_y & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 632.1350 & 0 & 327.12859 \\ 0 & 637.50365 & 244.69031 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

畸变系数为：Kc=[0.11371 0.39486 0.00072 0.00319 0.00000]

② 测距实验：

在测距实验中，控制机器人处于静止站姿状态，此时可以确定上部的摄像头离地面的距离 $h_1 = 38.99\text{cm}$ ，下部的摄像头离地面的距离 $h_2 = 34.41\text{cm}$ 。由机器人的头部摄像头安装结构图可知，头部上部的摄像机俯仰角可表示为： $\alpha = \text{headpitch} + 1.2^\circ$ ，头部下部的摄像机俯仰角可表不为： $\alpha = \text{headpitch} + 39.7^\circ$ ， headpitch 可通过库函数实时获得。使用的标记物为红球，将组球放置在机器人的正前方，从机器人的脚尖部位开始，每间隔 10cm 就做一次单目测距，实验场景如图 9(a)所示。首先找到球的重心，并控制机器人 headpitch 角度，使其位于视野中心附近，如图 9(b)所示。在实验中，由于使用的红球直径约 6cm，机器人摄像头高度 h 应

该减去 3cm。在每一次测距中都使用上部和下部两个相机分别测距（在近距离时目标不会出现在上部相机视野范围内）。

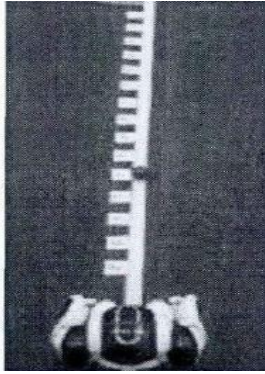


图 9(a) 测距实验场景

Fig. 9(a) ranging experiment scene

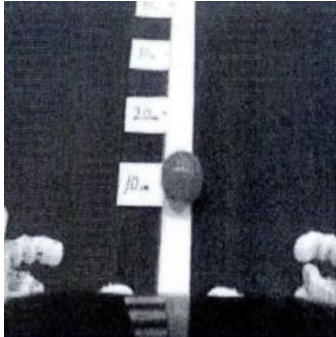


图 9(b) 机器人捕获的图像

Fig. 9(b) image captured by robot

3 计算结果与比较

① 基于三角形模型的单目测距

在测量时为尽可能保证准确度，在每一个距离上均进行了五次测距，将五次测距的平均值作为最终值。根据式计算得出的测距结果如表 1 所示。

表 1 基于三角形模型的单目测距结果

Table 1 Single Visual Distance
Results Based on Triangle Model

真实距离 (cm)	估算距离 (cm)		绝对误差 (cm)		百分比误差 (%)	
	上部相机	下部相机	上部相机	下部相机	上部相机	下部相机
10	观测不到	13.32	观测不到	3.32	观测不到	33.20
20	观测不到	24.17	观测不到	4.17	观测不到	20.85
30	观测不到	34.65	观测不到	4.65	观测不到	15.50
40	观测不到	41.79	观测不到	1.79	观测不到	4.48
50	观测不到	51.67	观测不到	1.67	观测不到	3.34
60	62.72	62.62	2.27	2.62	3.78	4.37
70	73.24	71.34	3.24	1.34	4.63	1.91
80	83.35	83.12	3.35	3.15	4.19	3.94
90	94.65	93.12	4.65	3.12	5.17	3.47
100	105.32	104.15	5.32	4.15	5.32	4.15
110	116.31	115.12	6.31	5.12	5.74	4.65
120	128.28	127.43	8.28	7.43	6.90	6.19
130	139.57	138.96	9.57	8.96	7.36	6.89
140	149.78	149.09	9.78	9.09	6.98	6.49
150	161.15	160.15	11.15	10.94	7.43	7.29

4 结论

未来世界将是人工智能的世界，足球机器人现在仍处于初级发展阶段。测距是足球机器人研究中不可或缺的一部分。本文以在达尔文机器人开发平台的基础上，建立并分析单目测距模型，通过具体实验得出单目测距的有效方法，本文通过多组实验验证之后，可以得出相机位置为 34.41cm 时比较合适，探测距离在 40cm 到 110cm 时数据百分比误差在 5%以内，数据较为可靠。

参考文献

1. Xu G, Shi Y Q. Camera Model Identification Using Local Binary Patterns[J].2012:392-397.
2. Moldovan D , Wada T. A calibrated pinhole camera model for single viewpoint omnidirectional imaging systems[C]//International Conference on Image Processing. IEEE, 2004:65-71.
3. 徐波, 刘璐, 刘一会, 等. 一种扩展小孔成像模型的鱼眼相机矫正与标定方法 [J]. 自动化学报, 2012,40(4):653-659.
4. 曹健,陈红倩,毛典辉,李海生,蔡强. 基于局部特征的图像目标识别问题综述[J]. 中南大学学报(自然科学版),2013,44(S2):258-262
5. 黎万义,王鹏,乔红.引入视觉注意机制的目标跟踪方法综述 [J]. 自动化学报,2014,40(04):561-576

自动化养殖场中多任务时序控制算法的应用*

刘汉卿；李若瑜；刘苏贤

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130022）

摘要：经过分析得到嵌入式系统对于时序控制的三套各具特点的控制算法。使用该算法不仅可以使时序控制过程的程序编写简单化、规范化，可以有效地降低程序编写的复杂程度，使程序易于维护，还可以降低嵌入式系统的运行压力，有效节约系统资源。通过分析，这三种算法在多数情况下都能满足被控制外设的要求。

关键词：嵌入式系统 时序控制 算法

Application of Multi-Task Time Series Control Algorithms in Automated Aquaculture Farms

LiuHanqing; LiRuoyu; LiuSuxian

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: Based on the algorithm of time series control in embedded system design, many functions needed by automatic breeding sites are realized. After analysis, four sets of control algorithms with different characteristics for timing control in embedded system are obtained. Choose the most suitable algorithm to make the program easy to maintain. It can also reduce the operating pressure of embedded system, effectively save system resources, and meet the requirements of controlled peripherals, and provide necessary software conditions for automatic breeding.

Key words: Embedded system Timing control algorithm

0 前言

我国养殖业规模较大，但养殖业自动化水平仍然不足，相对于发达国家，存在着成本高、效率低等问题^[1]。自动化养殖是当今养殖业的发展趋势。通过自动控制实现养殖系统的自动化、智能化，能够有效节约人力物力，提高养殖效率。近年来，自动化养殖场已经悄然兴起，但在控制算法上仍有不足之处。在养殖系统的控制过程中，往往需要实时地对多个设备的多个任务控制，并且可以在不改变程序的情况下，方便地对任务执行时间、任务执行数量进行更改。而嵌入式系统一般为单核心处理器，只能顺行处理程序。控制程序若直接依照过程要求设计单任务算法，则难以使各种任务得到同时控制，更不便于任务的调整^[2]。为了解决这一问题，

必需对任务在时间上进行分解，利用 CPU 极高的执行速度，设计出多任务并行算法，使得所有任务可以同时运行、被实时控制，并且可以方便地进行调整^[2]。

1 问题分析

在养殖系统中，往往设备众多，为了分析简便假设现有三个设备：送料设备、注水设备和清理设备，分别记为 A,B,C。实际上设备数量不影响算法的设计。其中送料设备需要在指定时刻 $ta1$ 打开饲料闸门，输送指定的饲料量，即经过一段时间 $\Delta ta1$ 后闸门关闭。开闸和关闸过程分别记为 $Ha1, Ha2$ 。送水过程与之类似，其指定时刻记为 $tb1$ ，时间间隔记为 $\Delta tb1$ ，打开水闸和关断水闸的任务分别记为 $Hb1, Hb2$ 。清理设备需要在指定时刻 $tb1$ 开始清理即

*指导老师：周志坚

项目类型：大学生创新创业训练项目 (2018B6510)

清理刷向前运动,经过间隔时间 Δt_{c1} 反向归位,在经过间隔时间 Δt_{c1} 停止运动。将向前运动、向后运动、停止三个操作分别记为 H_{c1}, H_{c2}, H_{c3} ^[3]。

三个设备在一天内需要在不同时刻多次执行上述操作。任务可能同时执行,且要在不改变程序的情况下仅通过外部通信设备向嵌入式系统传输的数据就能方便地更改。同时要求嵌入式系统可以随时接受外部随机传递的数据,并且及时处理以控制设备。

在实际的养殖系统中控制的设备数量要更多,所执行的任务也要更为复杂。显然,使用单进程的算法编写程序要完成上述任务是很困难的。

比如,利用延时过程实现 Δt_{a1} 的时间间隔。嵌入式系统正在控制送料设备运行,处于延时时间 Δt_{a1} ,现在需要开启注水过程,则嵌入式系统必须要在完成送料这一操作之后才可执行注水。如果这时通信设备传来一串数据则难以完成接收和处理。

为了完成上述任务也可以通过设置定时器来进行时间控制,比如给设备 A,B,C 分别设置一个定时器,通过计数值来控制任务执行时间,这样在相应定时器中断时执行相应的任务。然而养殖系统中,一个嵌入式系统往往需要控制很多个设备,如此编写程序需要大量地计算定时器计数值,这对于编程者而言是工作量是很大的。而且按照这样的方法可能会导致定时器的数目不足够使用。如果在程序设计时,尽力地去避免这种现象,则会使程序设计十分复杂,要考虑的因素众多,使得调试和维护程序变得十分困难。

为了使编程简便,具备规范化、模块化的特性,下面对任务进行分解。在此基础上,方案一可以方便地通过延时过程进行控制设备,在不接收外界信息的情况下依然可以进行实时控制。方案二在方案一的基础上改进,使用单一定时器控制多个任务,同时具备实时接收信息的功能。方案三使程序编写更为简单化,且具备模块化的优势^[4]。

2 算法建立

2.1 方案一

下面为解决上述问题,我们可以采用如下的方法。仍然以上述过程控制为例,我们首先考虑不涉及随机更改的固定模式控制系统。也就是上述问题中, t_{a1}, t_{b1}, t_{c1} 以及 $\Delta t_{a1}, \Delta t_{b1}, \Delta t_{c1}$ 在整个控制过程中不需要改变。我们先采用最简单的办法完成这个任务。由上述分析可知,对于要求是实时控制的随机性系统,使用延时算法是不利的。对于非随机

性算法,如果外设过多,而每个外设又有较多的任务需要执行时,使用延时算法同样会对编程带来很大的麻烦,但依然是可以完成的。下面的算法就是通过延时程序完成这一任务,而且可以使编程规范化、简单化。

首先,忽略设备的区别,仅仅将任务作为我们编程的控制对象,使每个外设的每个任务在整个程序中看做是统一的。将任务的绝对执行时间记为 T ,所以外设 A 的任务 H_{a1} 执行时间记为 T_1 ,任务 H_{a2} 的执行时间记为 T_2 ,显然 $T_2 = t_1 + \Delta t_{a1}$ 。同样的,外设 B, C 的任务分别记为

T_3, T_4, T_5, T_6, T_7

则:

$T_3 = t_{b1}, T_4 = t_{b1} + \Delta t_{b1}, T_5 = t_{c1},$

$T_6 = t_3 + \Delta t_{c1}, T_7 = t_3 + 2 * \Delta t_{c1}。$

由此得到一组数据 $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6, T_7$ 。在编程中这组数据可以记为一组数组:

$\{T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6, T_7\}$

记为数组 G_2 。

将任务 H_{a1}, H_{a2} 记为 H_{k1}, H_{k2} 。任务 H_{b1}, H_{b2} 分比记为 H_{k3}, H_{k4} 。任务 H_{c1}, H_{c2}, H_{c3} 分比记为 H_{k5}, H_{k6}, H_{k7} 。得到如下数组:

$\{H_{k1}, H_{k2}, H_{k3}, H_{k4}, H_{k5}, H_{k6}, H_{k7}\}$

记做数组 H_k 。在实际编程中,数组 H_k 中的元素可以用数字代替,也可以用其他字符代替,只要程序可以识别即可。

现在任务 $H_k[i]$ 即为 $G_2[i]$ 时刻所需执行的任务。将其整合在一起得到矩阵:

$$\begin{bmatrix} T_1 & T_2 & T_3 & T_4 & T_5 & T_6 & T_7 \\ H_{k1} & H_{k2} & H_{k3} & H_{k4} & H_{k5} & H_{k6} & H_{k7} \end{bmatrix}$$

利用简单地排序算法可以对数组 G_2 进行顺序排序,同时对上述矩阵进行初等列变换,这样某个时间点依然对应着其所应当完成的任务。将排序后的数组 G_2 记为: $\{Th_1, Th_2, Th_3, Th_4, Th_5, Th_6, Th_7\}$,变换后的 H_k 即为数组 H 。依据我们的期望,程序将在数组每一个时间点完成相应的任务。为了使用延时函数进行控制,我们需要得到每个相邻时间点之间的时间间隔,仍然以数组表示,记做数组 G_3 :

$\{\Delta th_1, \Delta th_2, \Delta th_3, \Delta th_4, \Delta th_5, \Delta th_6, \Delta th_7\}$

其中:

$\Delta th_1 = Th_1, \Delta th_2 = Th_2 - Th_1,$

$\Delta th_3 = Th_3 - Th_2, \Delta th_4 = Th_4 - Th_3,$

$\Delta th_5 = Th_5 - Th_4, \Delta th_6 = Th_6 - Th_5,$

$\Delta th_7 = Th_7 - Th_6。$

通过该方法编写程序利用的算法如图 2.1.1 所示。

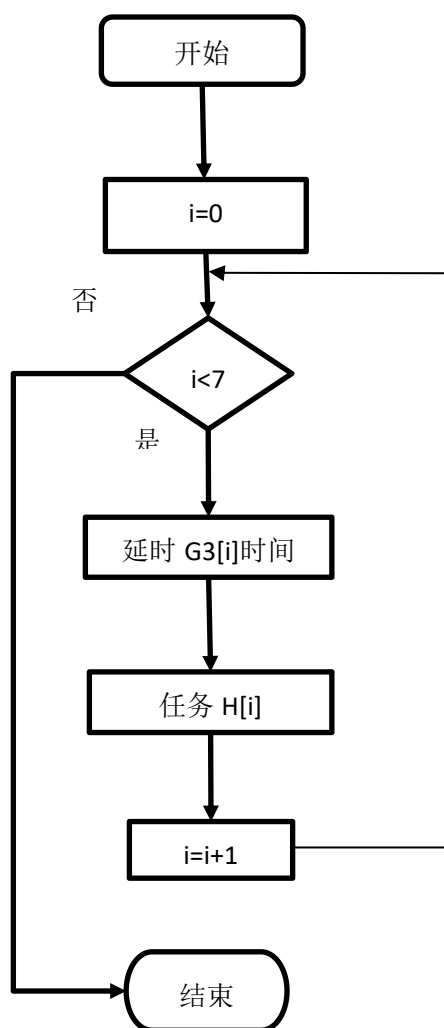


图 2.1.1 方案一算法流程图

Fig. 2.1.1 Schemes 1 Algorithmic Flow Chart

2.2 方案二

据以上分析,2.1 中的算法可以达到系统的控制要求,且变成过程标准化,减轻了编程负担且程序利于修改和维护。但由于上述算法使用了延时过程,依据问题分析的讨论,不适合在随机控制中使用,且造成了 CPU 运算资源的浪费。下面仍然以上述分析作为基础,不再利用延时过程,讨论实用性更强的算法。

以上的算法其最终起作用的是数组 G3。下面的算法求得 G3 的方法与前述算法一致,故不再赘述。为了解决延时过程对整个控制过程的不利影响,使用定时器代替延时过程。在问题分析中已经得出结论:为每一个外设都分配一个定时器对资源造成了很大浪费,且编程较为复杂,不利于维护。在 2.1 中将所有外设执行的任务进行了统一化,故可以仅仅使用一个定时器完成对多个外设的控制。也就是,使用一个定时器,代替上述算法的全部延时过程。

具体过程如下:

配置定时器,将 $\Delta th1$ 的值经过运算转化为定时器的计数值,装入定时器,等待定时器中断。在中断函数中执行 Th1 对应的任务,并将 $\Delta th2$ 的值装入定时器,中断后再执行 Th2 对应的任务,然后转入 $\Delta th3$ 的值……

直到完成任务 Th7 对应的任务结束算法。

必须考虑到,很多情况下定时器的最大定时时间可能小于所需定时时间。解决这一问题的方法也很简单,使定时器多次定时,时间叠加^[5]。具体做法是如下:

假设所需时间为 $\Delta th'$, 定时器最大定时时间为 t_{max} 。设置一计数变 i, j 。i 的值为 $\Delta th' / t_{max}$ 的向下取整。设置时间变量 tp , $tp = \Delta th' - t_{max}$ 。在中断程序中,每次发生中断, j 加一,并装入 t_{max} 对应的计数值,直到 j 的值等于 i , 装入定时器 tp 对应的定时器计数值。

定时器中断程序的子流程图如图 2.2.1 所示,算法主程序的流程图如图 2.2.2 所示。

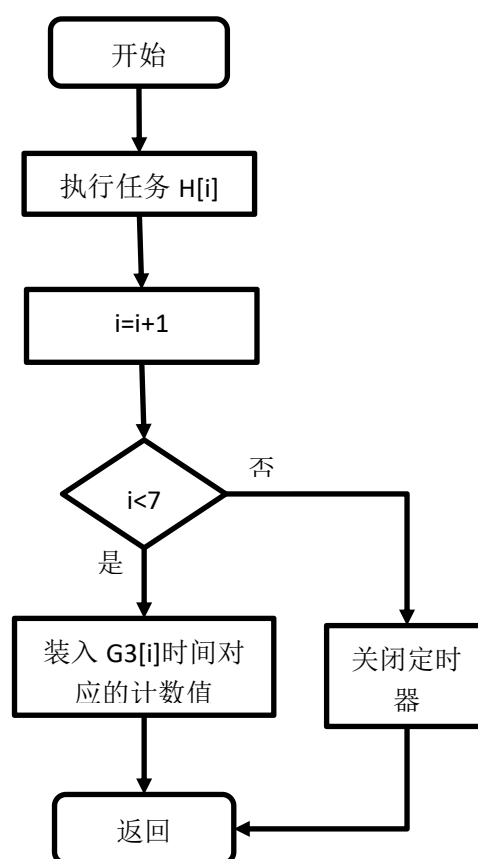


图 2.2.1 方案二中断子程序流程图

Fig. 2.2.1 Scheme2 interrupt subroutine flow chart

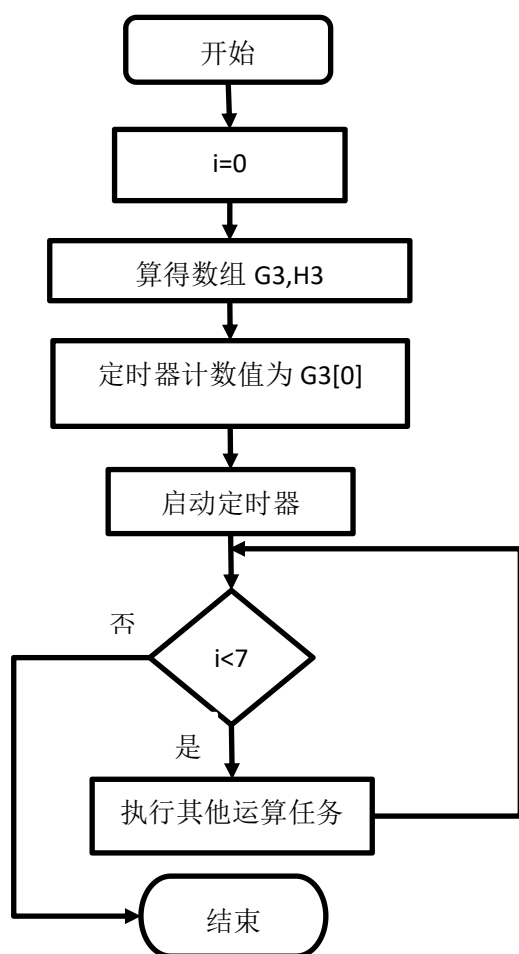


图 2.2.2 方案二算法流程图

Fig. 2.2.2 Schemes 2 Algorithmic Flow Chart

经过以上分析，可以得出，该算法可以完成对系统的控制，所达到的效果与 2.1 中的算法一致。但由于没有使用延时程序，该算法不会在延过程中长时间占用 CPU，所以可以实时地完成整个程序中的任务，并且在系统收到信息时，可以及时地处理。

2.3 方案三

然而，该算法需要较为复杂的定时器计数值的计算，尽管这样的计算可以通过编写程序在嵌入式处理器中完成，但编写这样的程序依然有一定的工作量。而且我们期望程序的设计模块化，这样的分解尽管有效地解决了时间控制的问题，但是显然使得每个模块执行的任务在程序中的体现是分散且不规律的。并且在每个任务的执行有时需要得到当时的时刻信息，2.1，2.2 中的算法若要完成此任务则需要再另行设置一个套时钟的程序。下面的算法则可以通过更简洁的方式代替这种算法。

首先设置一个系统时钟，用于对系统从运行开始到结束进行计时。这样在系统任何运行时刻，都可以得到从系统开始运行到当前的时间。对控制每一个设备所需要执行的程序，在整个程序中作为一

个模块，在 C 语言中可以编写成函数的形式，在其他编程语言中可以编写成子函数的形式。抛开程序的设计，我们期望每一个模块都能随时监测时间，并且在需要执行任务的时刻执行相应的任务，可以看作存在一个 CPU 随时为该模块提供服务。假设设备 A 内部有三个任务需要执行，其执行的时刻为 t_1, t_2, t_3 。对于模块的程序依照以下算法进行设计：检查当前时刻是否等于期望执行时间， t_1, t_2 或 t_3 ，如果等于则执行相应时间所对应的任务，如果不等于则继续检查。相应的算法流程图如图 2.3.1 所示。

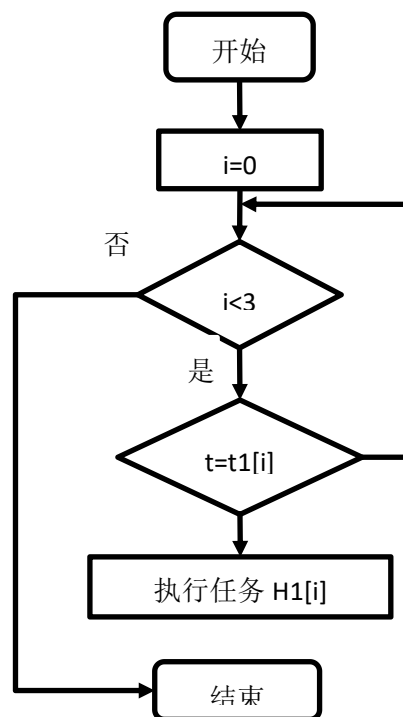


图 2.3.1 算法流程图

Fig. 2.3.1 Algorithmic Flow Chart

为下位叙述方便我们将以上框图表示为一个整体的框图部件，记作 M。如前所述，其在实际的程序设计中就表现为函数或子程序。对于外设 A，就记为 M_A ，如图 2.3.2 所示。

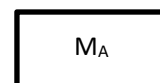


图 2.3.2 外设 A 子程序表示图

Fig. 2.3.2 Representation diagram of peripheral A subroutine

上述分析要求对每一个任务都能看作有一个 CPU 随时为其服务，显然，由于 CPU 执行指令的速度非常快，相对于外设而言，其执行时间按可忽略不计。进而，使用单个嵌入式系统控制多个外设时，只要令 C 在程序中循环执行所有外设对应的程序模块就可以达到上述目的。这样尽管使用单核心

CPU 设计的程序实际上是单程程序，但由于 CPU 执行指令的速度相对于外设而言足够快，对于外设而言程序看起来是多进程的，所以能够满足我们的要求^[6]。

前文提到，为了能够获得从系统运行开始到当前时刻的时间，需要在程序中存在一个起到时钟作用的程序模块。时间信息可以通过一个变量来存储和传递，变量的数值便是时间信息，在此将变量记为 n 。为了获得基本的时间信号，首先对定时器设置一个较小的计数变量，产生较小的时间信号，这一时间记为 ts ， ts 的具体选取方式将在下文讨论。将 n 的初始值记为 0，在定时器发生中断时，使得 n 的值加一。所以，将当前时刻距离系统运行的起始时间记为 ti ，那么当 ts 的值相对于外设期望的任务执行时间足够小，就可以用 nts 的数值近似 ti 。由于使用 nts 近似 ti ，在 ts 的值已经确定的情况下，需要求出相应的 n 值，这里用 N 表示。设 $N_0=ti/ts$ ，由于实际求出的 N_0 值并不是整数，为了近似表示时间，约定 N 的值为 N_0 向上取整，即 $N=[N_0+1]$ 。

假设外设 A 需要执行三个任务， Ha_1, Ha_2, Ha_3 ，每个任务的执行时刻为 t_1, t_2, t_3 。将 t_1, t_2, t_3 所求出的 n 值记为 N_1, N_2, N_3 。将 N_1, N_2, N_3 的最大值记为 N_{max} 。那么，程序运行的过程如下： n 的初始值为 0，定时器每间隔 ts 的时间中断一次，使 n 的值加一，程序不停地对 n 和 N_1, N_2, N_3 的值进行比较，若 $n=N_1$ 则执行在 t_1 刻应执行的任务，对于 N_2, N_3 也同样。直到 n 大于 N_{max} 结束。

这一过程即为算法 2.3.1 离散化后的过程，具体是将算法 2.3.1 中的 t 换为 n ， $t_A[i]$ 换为 $N_A[i]$ 。其余则与 2.3.1 中相同，故不再绘制具体框图。将整体其作为一段子过程，记为 D_A ，其整体表示图如图 2.3.3 所示。



图 2.3.3 外设 A 子过程表示图

Fig. 2.3.3 Subprocess diagram of peripheral A

对于其他外设 B, C 用同样的方法，将其子过程记为 D_B, D_C 。按照上述分析可绘制出主程序算法的程序的流程图如图 2.3.4 所示。定时器中断子程序的算法流程图如图 2.3.5 所示。

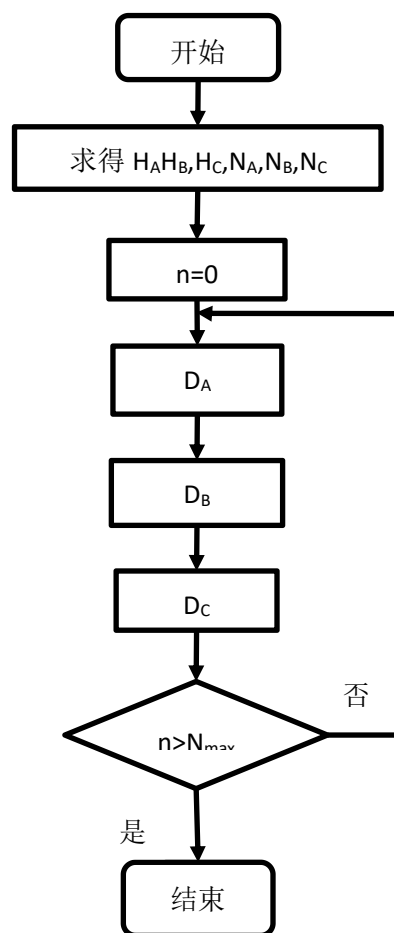


图 2.3.4 主程序算法流程图

Fig. 2.3.4 Main Program Algorithmic Flow Chart

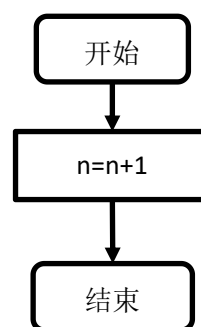


图 2.3.5 中断子程序流程图

Fig. 2.3.5 Interrupt subroutine flow chart

上述算法仅以 A_1, A_2, A_3 三个外设及其任务举例，对于其他个数的外设以及需要完成不同数目任务的外设其程序的编写方式与上述方法相同。

3 算法的适用性分析

对算法的适用性分析着重于以下两点：

(1) 对于外设而言, 算法对于时间的控制精度是否能够满足每个外设的要求;

(2) 对于嵌入式系统而言, 系统性能是否能够满足算法的需要。

对于 2.1 中的算法, 假设外设运行中最小的 Δt_{\min} 为 Δt_{\min} , 容许相对误差为 $s\%$ 。延时函数理论上最小延时时间为嵌入式系统的一个时钟周期, 设晶振频率为 f , 则时钟周期为 $1/f$ 。实际程序执行过程中避免不了要执行一些其他指令, 而在上述算法中执行指令的条数较少, 上述过程难以具体计算, 所以设 $\Delta t_{\min} > 100/f$ 。对于 stm32 系列嵌入式系统, 其晶振频率可达 72MHz, 所以 $\Delta t_{\min} > 1.4\mu s$ 。对于相对误差, 其数值受 Δt_{\min} 的影响, 设 $\Delta t_{\min} = 0.01ms$, 实际上这一事件即可满足多数系统的要求。那么

$$s\% \approx \frac{2}{f\Delta t_{\min}} \approx 0.2\%。$$

这对于养殖系统控制精度是足够的。

对于 2.2 中的算法, 通过定时器中断代替了延时过程。其具体误差分析过程上述过程相似, 所适用的范围在数量及上也是相同的。所以不再叙述。不同的是 2.2 中的算法不会过多占用 CPU 的时间, 在需要进行其他的分析运算时以及随机控制中都可以应用。

对于 2.3 中的算法, 为了满足外设和嵌入式系统的要求必须合理选取 t_s 的值。只要存在能够同时满足上述两种要求的 t_s 算法 2.3 就是适用的。

对于设备的时间控制, 我们先假设嵌入式系统的执行速度能够满足要求。某一外设的某一任务期望执行时间为 t_n 。容许误差 $s\%$ 。则由以下公式确定 t_s 的选取范围:

存在正整数 n , 使得

$$(nts - t_n)/t_n \leq s\%$$

由于 $\min(nts - t_n) \leq t_s$

所以, $t_s \leq s\% \times t_n$

只要求出所有任务对应的 t_s 范围, 取最小值, 就可以确定 t_s 的上限。假设某一系统中, 一个任务的 $t_n = 30min$, $s\% = 2\%$ 。那么满足这一要求的 $t_s \leq s\% \times t_n = 36s$ 。

对于嵌入式系统, 我们期望程序执行的时间相对于 t_s 可以忽略, 必须满足程序执行所需要的时间远小于 t_s 。

由于程序是循环对外设进行控制, 则得到一个循环的程序最大执行时间 t_c 与 t_s 进行比较即可。

只要满足 $t_c < t_s$ 就可以达到要求。

对于实际的程序设计而言, 要精确到 t_c 需要准确地分析程序执行过程, 以及每条指令的执行周期

数, 这是极其麻烦的。而且, 我们并不需要那样精确的数据, 我们只是期望程序执行时间可以忽略不计。为分析方便, 我们假设程序的最大指令条数为 10 万条。这对于多数的嵌入式系统程序都是足够多的。仍以 stm32 系列嵌入式系统为例, 晶振频率 72Mhz, 平均指令速度为 1.25MIPS/Mhz, 为留出裕量, 每周看做执行一条指令。那么每条指令执行时间约为 14ns。那么 $t_c \approx 1.4ms$ 。所以只要 $t_s > 1.4ms$, 就可以使嵌入式系统满足算法的要求。这对于养殖系统是满足要求的。

4 方案比较

由上述分析可以看出, 方案一和方案二中的算法控制精度相对较高。方案一不适合需要接受外界随机信息的系统。方案三将设计模块化, 减轻了编程的工作量, 并且能够实时响应数据, 有效的解决了时间控制问题。模块化的程序设计也使得程序便于维护和增加新功能。虽然与前两种方案 比较控制精度略低, 但对于养殖系统是足够的。表 1 给出了三种方案的优缺点比较。

表 1 方案比较

Table 1 Scheme comparison

	方案一	方案二	方案三
优点	精度相对较高	精度相对较高, 可及时处理信息	适合接受随机信息易于维护
不足	不适合接受随机信息	编写较为复杂	控制精度略低

5 结束语

本文简述了自动化养殖场中多任务时序控制算法的重要意义, 设计了三种不同方案, 并对为何选择每一种方案进行分析解释, 最后通过比较分析, 得出了三种方案的优缺点。实际工程中可根据需要选择, 一般在养殖系统中方案三更加利于编程和功能实现。

参考文献

1. 唐超杰. 集散控制养殖场自动化[J]. 科技创新导报, 2018, 15(11): 6+8.
2. 张秋菊, 王凤贺. 多任务调度算法在单片机控制系统中的应用[J]. 光电对抗与无源干扰, 2002(03): 23-25.

3. 黄喜军,陈辉金,李宝生,张龙.智能养殖场控制系统设计[J].黑龙江畜牧兽医,2017(12):73-75.
4. 曹琼.单片机编程模块化设计[J].安徽电子信息职业技术学院学报,2017,16(03):51-53+63.
5. 秦玉蒙,王娅男,邱春玲.一种高效软件定时器的设计与实现[J].实验室研究与探索,2015,34(09):94-97+106.
6. 杜隆胤,方冰,郑军.51 单片机循环轮询多任务编程[J].计算机时代,2018(10):1-4.

空间三维轨迹自主测量设计*

沈铨涵；崔天成；白云飞

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130022）

摘要：利用 MATLAB 进行编程，对传感器获得数据进行误差补偿和滤波，并采用四元数法进行姿态解算，解算出的数据与传感器输出的数据进行融合。将传感器数据转换成运动物体的空间位置数据，采用传感器输出的加速度值进行积分得到运动物体在三维相对空间的运动轨迹，最终研究设计出一套精度足够的、能够在三维空间坐标系内显示出目标物体的运动轨迹的算法。

关键词：MATLAB 误差补偿 滤波 四元数 姿态解算 融合 运动轨迹 三维

Independent measurement design of three-dimensional trajectory in space

Shen Yihan; Cui Tiancheng; Bai Yunfei

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: This document will use MATLAB programming to make the error compensation and filter the data obtained by the sensor and make the attitude algorithm by the quaternion method. The calculated data will be fused with the output data of the sensor. The sensor data will be converted into the spatial position data of the moving object. The trajectory of a moving object in three-dimensional relative space will be obtained by integrating the acceleration value of the sensor. At the last, a set of algorithms with sufficient precision and able to display the target object's motion trajectory in the three-dimensional space coordinate system will be designed.

Key words: MATLAB error compensation filter quaternion attitude algorithm fusion trajectory three-dimensional

0 前言

随着现代科学技术的发展，三维技术对研究对航空航天、军事等都有重要的理论及应用意义。随着先进的微电子技术的发展，其在民用消费领域也将具有广阔的应用前景，有望在一些新的领域中，如车载导航系统、天文望远镜、工业机器人技术、计算机鼠标、照相机、机器人玩具等中低端上应用需求的产品中得到应用。^[1]

不同于常规的基于二维图像的运动轨迹捕捉技术，本项目设计的系统可以在三维空间里对轨迹进行自主测量，将空间三维轨迹自主测量系统与计算机界面相结合，可以记录存储目标的位置信息，通过 MATLAB 软件描绘出目标的运动，利用计算机对运动轨迹进行研究分析。

本项目研究的技术完善后，应用广且实用性高，可以与较传统的 GPS 系统配合使用，能够在卫星信号很弱的，高楼林立的市区，或根本没有信号的室内或地铁环境中提供导航服务；汽车工业喷漆时，可以用来检测喷漆器的轨迹是否覆盖汽车表面；在没有参考、磁场不准、GPS 不可用的情境下，本项目研究的成果可用来短期记录轨迹。

1 项目实施方案

1.1 研究思路

基于 MEMS 传感器对目标物体的加速度、角速度等的基本信息的采集，利用积分微分原理，对所得加速度、角速度进行信号分析处理获得速度以及轨迹。进行无关因素影响的滤除，例如重力加速度分量滤除，清除目标物体在不规则运动时因为翻

*指导老师：张刘

项目类型：大学生创新创业训练项目（2018A6501）

转所导致的误差,进行精确处理,提高精确度。

1.2 实施计划

以计算方法为主的系统研究,并且对所得数据进行分析处理,利用积分定理与二次积分可以对陀螺仪传感器所收集的数据进行处理,得到运动位移,再建立坐标轴从各各方向分析,利用所得角度,进行欧拉角分析法,列出迭代矩阵求解。

1.3 技术路线

算法, MEMS 传感器, 陀螺仪的应用, Matlab 数据分析。

2 设计过程

2.1 建立坐标系

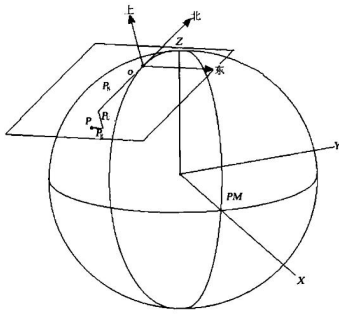


图 1 ENU 坐标系

Fig.1 ENU coordinate system

首先确定参考坐标系,选用如图所示东北天坐标

$$C_0^3 = C_2^3 C_1^3 C_0^1 = \begin{bmatrix} \cos \psi & 0 & -\sin \psi \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \psi & 0 & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \beta & \sin \beta \\ 0 & -\sin \beta & \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \varphi - \sin \psi \sin \beta \sin \varphi & \cos \psi \sin \varphi + \sin \psi \sin \beta \cos \varphi & -\sin \psi \cos \beta \\ -\cos \beta \sin \varphi & \cos \beta \cos \varphi & \sin \beta \\ \sin \psi \cos \varphi + \cos \psi \sin \beta \sin \varphi & \sin \psi \sin \varphi - \cos \psi \sin \beta \cos \varphi & \cos \psi \cos \beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

相应的,参考坐标系变化到载体坐标系的矩阵为 姿态矩阵的转置:

$$C_3^0 = (C_0^3)^T = \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \varphi - \sin \psi \sin \beta \sin \varphi & \cos \psi \sin \varphi + \sin \psi \sin \beta \cos \varphi & -\sin \psi \cos \beta \\ \cos \psi \sin \varphi + \sin \psi \sin \beta \cos \varphi & \cos \beta \cos \varphi & \sin \beta \\ -\sin \psi \cos \beta & \sin \beta & \cos \psi \cos \beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

因此:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} = C_3^0 \begin{bmatrix} x_3 \\ y_3 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

这样,便完成了坐标变换的理论基础。

2.3 获取数据

连接传感器与 PC,获取了如图 1 所示传感器与 PC 连接后得出的加速度值、角速度值、欧拉角值,

系(ENU),建立好坐标系后,目标物体坐标系(o-xyz)与参考坐标系(O-XYZ)初始位置是重合的。

2.2 坐标变换

由于传感器输出数据的转动顺序为 z-x-y 顺序,也称 3-1-2 顺序。因此相当于进行以下转动:目标物体坐标系 z 轴旋转 φ 角度变为 o-x₁y₁z₁ 坐标系 o-x₁y₁z₁ 坐标系绕 x₁ 轴旋转 β 角度变为 o-x₂y₂z₂ 坐标系, o-x₂y₂z₂ 坐标系绕 y₂ 轴旋转 ψ 角度变为 o-x₃y₃z₃ 坐标系。坐标系 o-xyz 每一次基本旋转对应的变换矩阵为:

$$C_0^1 = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C_1^2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \beta & \sin \beta \\ 0 & -\sin \beta & \cos \beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$C_2^3 = \begin{bmatrix} \cos \psi & 0 & -\sin \psi \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \psi & 0 & \cos \psi \end{bmatrix} \quad (3)$$

进行三次连续旋转后,由(1)、(2)、(3)可得目标物体坐标系变化到参考坐标系的姿态矩阵:

取值频率为 100Hz。

经过资料查询得知长春地区的重力加速度值约为 9.8066 m/s²,将加速度值的单位转换为 m/s²,角速度值和欧拉角值转换为弧度制,并将俯仰角和偏航角的数值范围统一为 $[-\pi, \pi]$ 。

利用传感器输出的欧拉角值,代入(4),便可以得出目标物体每一时刻的姿态矩阵。



图2 螺旋状轨迹数据

Fig.2 Spiral trajectory data

$$\begin{bmatrix} G_{px} \\ G_{py} \\ G_{pz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \varphi - \sin \psi \sin \beta \sin \varphi & \cos \psi \sin \varphi + \sin \psi \sin \beta \cos \varphi & -\sin \psi \cos \beta \\ -\cos \beta \sin \varphi & \cos \beta \cos \varphi & \sin \beta \\ \sin \psi \cos \varphi + \cos \psi \sin \beta \sin \varphi & \sin \psi \sin \varphi - \cos \psi \sin \beta \cos \varphi & \cos \psi \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} g \quad (8)$$

将(8)简化后可得：

$$\begin{bmatrix} G_{px} \\ G_{py} \\ G_{pz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \psi \cos \beta \\ \sin \beta \\ \cos \psi \cos \beta \end{bmatrix} g \quad (9)$$

这样便得出了每一时刻重力加速度在目标物体坐标系下的分量。

在去除重力加速度前可以先去除温漂，分别取传感器输出的加速度值和重力分量的前 20 个数据再分别取平均值，求出的即是加速度和重力加速度分量的温漂。求出这些无关变量后，便可将无关变量从原加速度值中去除。

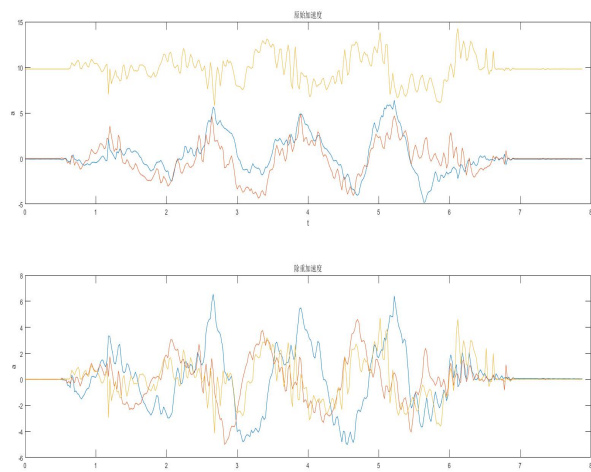


图3 原始加速度与除去无关分量后的加速度值

Fig.3 The initial acceleration and the acceleration after removing the independent components

由于传感器的加速度输出数据有漂移，在经过积分计算的过程中，会累积这种漂移误差，导致积分得到的速度和位移结果放大了漂移现象，利用最小二乘法，可以对求得的除去重力影响的加速度去除线性趋

2.4 无关分量去除

已知重力加速度一直存在且在目标物体坐标系的 x、y、z 轴上有分量，属于无关分量，我们若要求运动物体的轨迹，便需要将重力加速度剔除。由于重力加速度是永远竖直向下的加速度，在参考坐标系中是永远在 Z 轴的矢量，即：

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} g \quad (7)$$

为重力加速度单位矢量，按照 z-x-y 的转动顺序，可得：

势，通过对比可以发现速度曲线变得平稳。

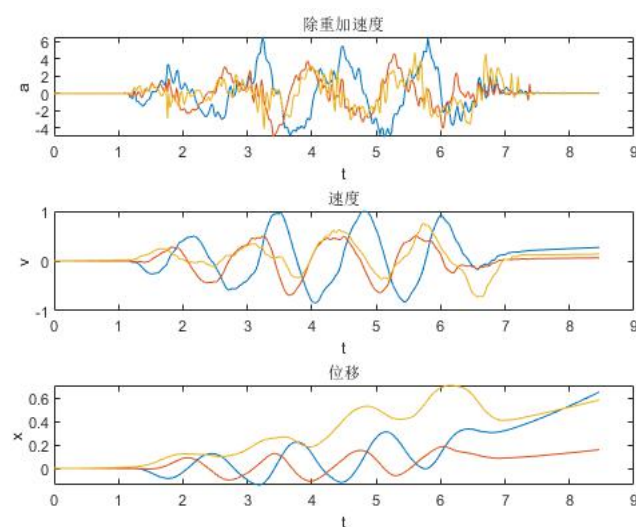


图4 去温漂前数据

Fig.4 Data before temperature drift

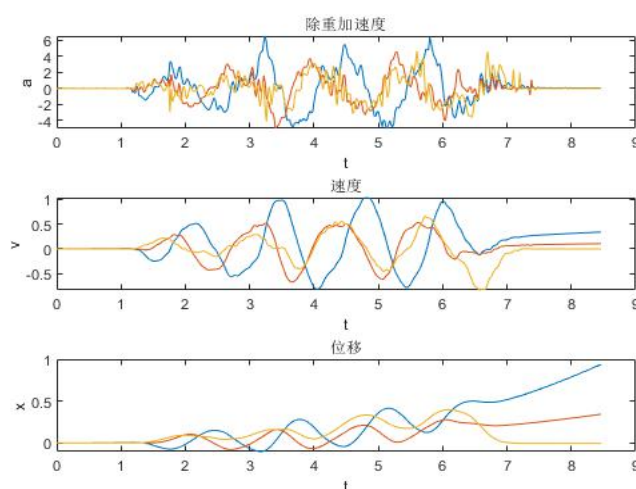


图5 去温漂后数据

Fig.5 Data after temperature drift

通过对比图 3 和图 4 可以发现去除温漂后可以减少积分误差, 最终得到更精确、平稳的数据。

2.5 获得轨迹

由于传感器输出的加速度值为目标物体坐标系下的各坐标轴投影值, 因此需要将其通过姿态矩阵转换到参考坐标系下, 转换完成后便可用获得的加速度值进行二次积分获得运动物体的轨迹。

2.6 姿态解算

姿态解算就是求出传感器当前的姿态, 载体坐标系相对参考坐标系的变化, 表示姿态矩阵的方式有三种, 分别是欧拉角、方向余弦、四元数^[2]。欧拉角法由于有万向节锁而有奇异性, 方向余弦法计算量巨大, 因此用四元数法, 没有奇异性且计算量不大。采用四元数法进行姿态解算, 通过四元数反解出欧

拉角。四元数是简单的超复数。复数是由实数加上虚数单位 i 组成, 四元数是由实数加上三个虚数单

位 i, j, k 组成, 可表示为: $Q = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 k$,

利用四元数也可以表示坐标系中的旋转关系:

$r' = Q \otimes r \otimes Q'$, 其中 r' 为旋转后的矢量, r 为旋转前的矢量^[3]。

$$\text{根据} \begin{cases} q_x = \cos \frac{\alpha}{2} + k \sin \frac{\alpha}{2} \\ q_y = \cos \frac{\beta}{2} + j \sin \frac{\beta}{2} \\ q_z = \cos \frac{\gamma}{2} + i \sin \frac{\gamma}{2} \end{cases} \text{便可得出:} \\ Q = q_x q_y q_z$$

$$\begin{bmatrix} \cos \psi \cos \varphi - \sin \psi \sin \beta \sin \varphi & \cos \psi \sin \varphi + \sin \psi \sin \beta \cos \varphi & -\sin \psi \cos \beta \\ -\cos \beta \sin \varphi & \cos \beta \cos \varphi & \sin \beta \\ \sin \psi \cos \varphi + \cos \psi \sin \beta \sin \varphi & \sin \psi \sin \varphi - \cos \psi \sin \beta \cos \varphi & \cos \psi \cos \beta \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_1 q_2 + q_0 q_3) & 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) \\ 2(q_1 q_2 - q_0 q_3) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2 q_3 - q_0 q_1) \\ 2(q_1 q_3 + q_0 q_2) & 2(q_2 q_3 - q_0 q_1) & q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{设 } C_0^3 = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix} \text{ 则,}$$

$$\begin{cases} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 = T_{11} \\ q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 = T_{22} \\ q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 = T_{33} \\ q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2 = 1 \end{cases} \text{ 便可由(10)得到四元}$$

$$\begin{cases} q_0 = \frac{1}{2} \sqrt{1 + T_{11} + T_{22} + T_{33}} \\ q_1 = \frac{1}{4q_0(T_{23} + T_{32})} \\ q_2 = \frac{1}{4q_0(T_{31} + T_{13})} \\ q_3 = \frac{1}{4q_0(T_{12} + T_{21})} \end{cases}, \text{ 这样便可通过传}$$

感器输出的欧拉角初值为四元数赋初值。

接下来利用传感器输出的角速度值和四元数微分方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_0 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & \omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (11)$$

采用一阶龙格库塔法^[4]如(12)式, 进行迭代递推,

更新四元数:

$$\begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}_{t+\Delta t} = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}_t + \frac{\Delta t}{2} \begin{bmatrix} -\omega_x q_1 - \omega_y q_2 - \omega_z q_3 \\ \omega_x q_0 + \omega_z q_2 - \omega_y q_3 \\ \omega_y q_0 - \omega_z q_1 + \omega_x q_3 \\ \omega_z q_0 + \omega_y q_1 - \omega_x q_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

获得四元数后, 将数据进行归一化, 便可以通过四元数与姿态矩阵的关系(10)获得用四元数表示的新的姿态矩阵。

$$\begin{cases} \Phi = \sin^{-1} T_{23} \\ \psi = \tan^{-1} \frac{T_{21}}{T_{22}} \\ \beta = \tan^{-1} \frac{T_{13}}{T_{33}} \end{cases} \quad (13)$$

用新的姿态矩阵便可以通过欧拉角与姿态矩阵的关系(4)获得新的欧拉角数据, 达到了用四元数反解欧拉角的目的。为后面获得最优估计角度奠定了基础。

2.7 数据预处理

首先将传感器静置 10s, 获取数据后, 对静止数据进行预处理。这里采用建立 AR 模型进行误差补偿, AR 模型是一种线性预测, 即已知 N 个数据, 可由模型推出第 N 点前面或后面的数据 (设推出 P 点), 所以其本质类似于插值, 其目的都是为了增加有效数据, 只是 AR 模型是由 N 点递推, 而插值是由两点 (或少数几点) 去推导多点, 所以 AR 模型要比插值方法效果更好。

滤波方式选择卡尔曼滤波（Kalman filtering），这是一种利用线性系统状态方程，通过系统输入输出观测数据，对系统状态进行最优估计的算法^[5]。由于观测数据中包括系统中的噪声和干扰的影响，所以最优估计也可看作是滤波过程。而卡尔曼滤波的五个基本公式分别是：

$$\begin{cases} X(k|k-1) = A X(k-1|k-1) + B U(k) \\ P(k|k-1) = A P(k-1|k-1) A' + Q \\ X(k|k) = X(k|k-1) + K_g(k) (Z(k) - H X(k|k-1)) \\ K_g(k) = P(k|k-1) H' / (H P(k|k-1) H' + R) \\ P(k|k) = (I - K_g(k) H) P(k|k-1) \end{cases}$$

其中 K_g 为卡尔曼增益(Kalman Gain)。

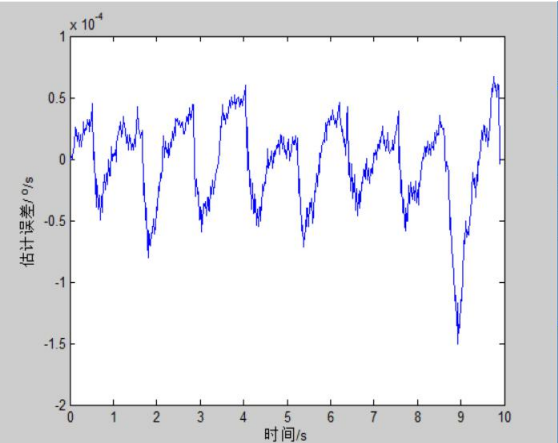


图6 一组数据的误差估计曲线

Fig.6 The error estimate curve for a set of data

2.8 数据融合

现在拥有两组数据，一组是传感器输出的欧拉角值，一组是四元数反解出来的欧拉角值，将两份数据进行融合，便可以获得精度更高的欧拉角值，以此提高最终得到的轨迹的精度。
将传感器输出的欧拉角值作为估计值，将四元数反解出来的欧拉角值作为测量值，采用卡尔曼滤波算法，得到最优估计角。

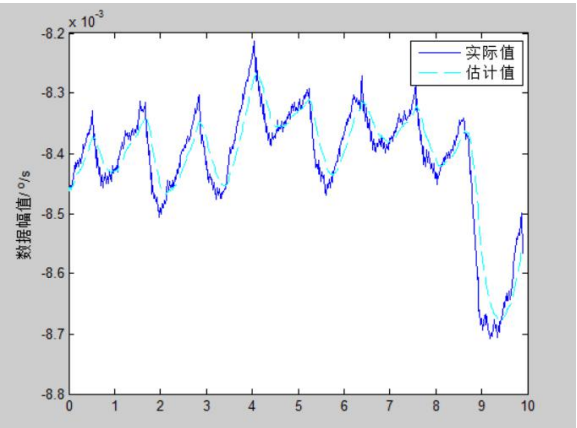


图7 一组数据的实际值与估计值

Fig.7 The actual and estimated values of a set of data

3 实验验证

3.1 二维

首先尝试利用未进行滤波的数据，通过二次积分获得轨迹，实现了二维图像轨迹的获取。用传感器在桌面摆出矩形的轨迹，获取数据，导入 MATLAB 软件。

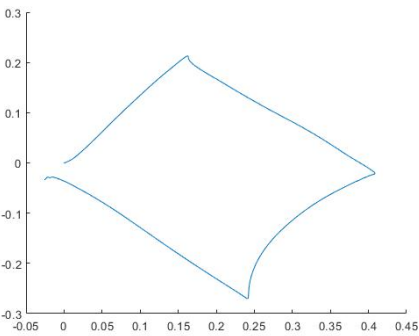


图8 未进行滤波数据获得的二维图形

Fig.8 2d graph obtained from un-processed data

用处理后的数据获得的图像如图6所示，可以看出明显更规则更精确。

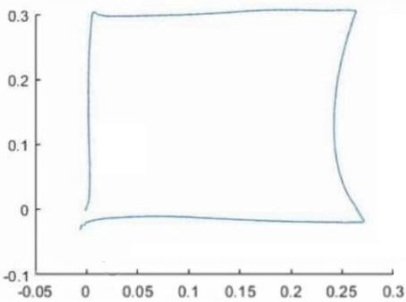


图9 处理后数据获得的二维图形

Fig.9 The 2d graph obtained from processed data

用表格总结一下实验结果如下表，可以看出对数据的处理是有效的，精度达到了：角度 $\pm 5^\circ$ ，距离 $\pm 5\text{cm}$ 。

表1 矩形轨迹实验结果

Table 1 Experimental results of rectangular trajectories

边 1	实际值	30cm	角 1	实际值	90°
	处理前	38cm		处理前	78°
	处理后	33cm		处理后	89°
边 2	实际值	30cm	角 2	实际值	90°
	处理前	37cm		处理前	108°
	处理后	31cm		处理后	87°
边 3	实际值	30cm	角 3	实际值	90°
	处理前	42cm		处理前	70°
	处理后	36cm		处理后	85°
边 4	实际值	30cm	角 4	实际值	90°
	处理前	24cm		处理前	84°
	处理后	29cm		处理后	85°

3.1 三维

对二维轨迹进行实验后,进而尝试了对三维轨迹进行实验。手持传感器,摆出螺旋上升的轨迹,获取数据,导入 MATLAB 软件。

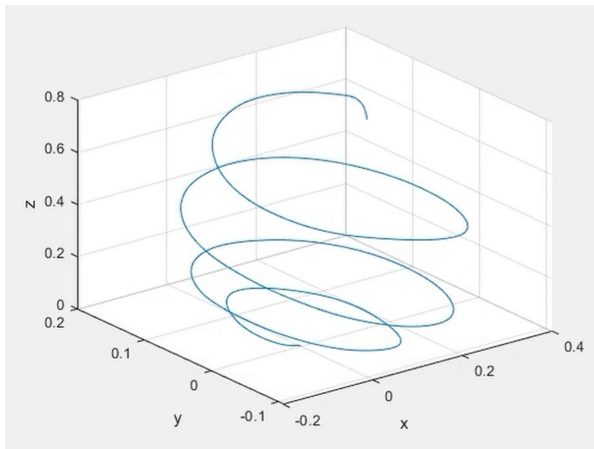


图 10 处理后数据获得的三维图形

Fig.10 The 3d graph obtained from processed data

可以看到螺旋的轨迹基本符合用手摆动出的轨迹。

4 结论

本文描述了利用 MATLAB 设计出一套空间三维自主测量的算法,包括理论部分、设计部分和实验部分,最后精度达到了:角度 $\pm 5^\circ$,距离 $\pm 5\text{cm}$ 。就本文提到的内容总结与思考如下:

(1) 坐标变换时的转动顺序应与传感器输出数据的转动顺序一致。

(2) 获取的数据首先进行统一单位和数值范围。

(3) 姿态解算时应用四元数法欧拉角法由于有万向节锁而有奇异性,方向余弦法计算量巨大,而四元数法没有奇异性且计算量不大。

(4) 一些误差因素可以去除,如重力加速度、温漂和传感器的随机漂移。

(5) 如果采用更复杂的算法,比如对扩展卡尔曼滤波(EKF)和无迹卡尔曼(UKF)滤波得到的数据进行融合,可以得到更精确的结果。

参考文献

1. Ping Han, Haoliang Gan, Weikun He. Aircraft attitude estimation based on central difference Kalman filter[C]. Proceeding of 2012 IE EE 11th International Conference on Signal Processing, 2012(1): 294-298.陈伟. 基于四元数和卡尔曼滤波的姿

态角估计算法研究与应用[D].燕山大学,2015.

3. 马瑞平, 魏东, 张明廉. 一种改进的自适应卡尔曼滤波及在组合导航中的应用[J]. 中国惯性技术学报, 2006(12): 37-40.
4. 刘海颖, 王惠楠. 低成本姿态测量系统研究[J]. 南京理工大学学报, 2007, 31(2): 233-237.
5. 杜海龙, 张荣辉, 刘平, 等. 捷联惯导系统姿态解算模块的实现[J]. 光学精密工程, 2008, 16(10): 1956-1962.

简易电路延时测量装置的设计*

石云飞；陈 浩；赵德林

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130061）

摘要：本文设计了一个简易电路延时测量装置，装置由信号源、信号整形电路、延时电路、测量电路以及人机接口部分组成。用于测量幅值范围为 3V，频率范围为 1kHz~20MHz，延时时间 1000ns~100ms 的方波，测量的分辨率小于 0.01 μ s。信号源利用 DDS 产生正弦信号，经信号整形电路将正弦波转换成方波，利用 FPGA 对信号进行延时及测量，经测试，该简易电路延时测量装置可达到要求。

关键词：抗干扰 高频 延时

Design of Simple Circuit Delay Measuring Device

Shi Yunfei; Chen Hao; Zhao Delin

Abstract: In this paper, a simple circuit delay measuring device is designed. The device consists of signal source, signal shaping circuit, delay circuit, measuring circuit and human-machine interface. It is used to measure a square wave with amplitude range of 3V, frequency range of 1kHz~20MHz and delay time of 1000ns~100ms. The resolution of measurement is less than 0.01 μ s. The signal source uses DDS to generate a sinusoidal signal, and the signal shaping circuit converts the sine wave into a square wave, and uses FPGA to delay and measure the signal. After testing, the simple circuit is extended. The time measuring device can meet the requirements.

Key words: Anti-interference high frequency delayed

0 前言

延时测量装置被广泛应用到生产实践中，时间继电器^[1]中延时测量单元可用于自动控制，精密延时电路在雷达系统中发挥重要作用^[2]。这些延时测量装置多使用单片机与 CPLD 组合构成数字频率计^[3-5]，这类方案组合器件较多，系统集成化低，而利用 FPGA 内部的等精度测频，可以有效地提高测量精度和系统的集成化。

本设计使用 DDS9910 芯片作为信号源，功耗小，体积小，适合进行全数字电路设计^{[6][7]}。以 STM32F103ZET6 作为主控制器，FPGA 模块负责延时和测频^[8]，利用等精度测频原理，对待测信号进行精确测频，同时实现了最小 50ns 延时，保证了测量精度和可靠性。包含了信号源电路，信号整形电路，延时电路测量电路以及人机接口等，实现了系统集成化，小型化。

1 装置总体设计

由 DDS 产生程控可调信号作为自制信号源，经过滤波产生 1kHz~20MHz，峰峰值范围为 0V~1V 的正弦波。由 TFT 屏可以手动调整信号源的输出，通过 STM103ZET6 进行控制信号的传输。将输出的信号进行调理整形输出方波，再通过稳压电路达到方波规定的幅值后进行实时显示。最后采用 FPGA 对方波电路进行延时，同时采集延时电路的数据信息在 TFT 屏上进行显示。

*指导老师：千承辉

项目类型：学科竞赛

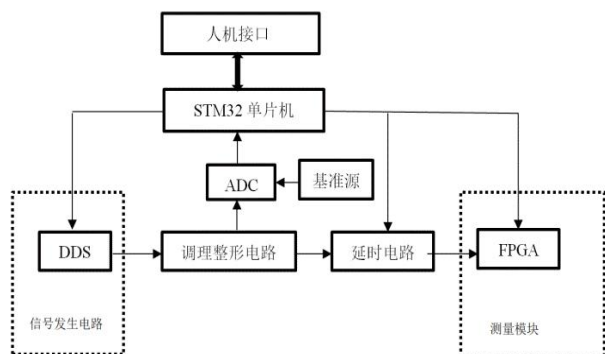


图 1 系统框图

Fig 1 System block diagram

2 系统模块分析

2.1 波形产生电路

要求产生电压峰峰值范围为 0~1000mV，频率范围 1kHz~20MHz，幅度和频率程控可调，峰峰值调节步长 $\leq 10\text{mv}$ ，频率调节步长 $\leq 10\text{Hz}$ ，基于 ARM 单片机与 DDS 芯片设计信号源产生电路，DDS 使用稳定的参考时钟源来规定抽样时间（最高 400MHz 的模拟输出）。频率分辨率较高，频率切换速度快，频率范围可满足信号源频率范围要求，全数字化技术便于系统的单片集成。利用单片机对 DDS 进行程序控制，使用 TFT 屏向单片机输入波形信息，单片机将要显示的波形信息写入 DDS 芯片中，DDS 输出相应的波形信号。

2.2 调理整形电路

对于整个系统而言抗干扰是最重要的一环，包括对电源的处理，以及对芯片和器件选择都提出了更高的要求。综合整个系统本装置在设计方面着重考虑了系统的综合抗干扰性能，对于小幅的高频信号进行放大整形处理。

首先采用 OPA657 对信号源的弱信号进行二级放大达到比较器能够识别的电压范围。对于整形电路采用 LT1711 高速比较器构成迟滞比较器，去除绝大部分脉冲干扰，使产生的方波更加准确。LT1711 由 $\pm 5\text{V}$ 供电，输出范围为 4.5V 到 4.8V 之间。最大切换频率达到 100MHz，符合电路基本要求。最后利用稳压二极管将方波幅值限制在 3.3V。

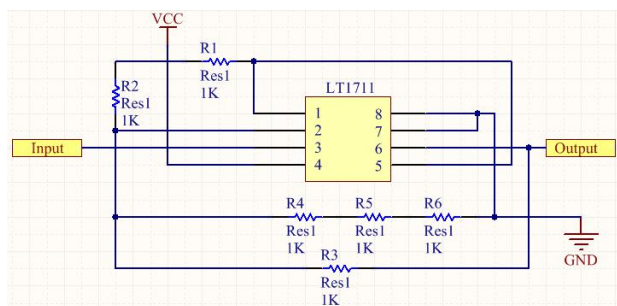


图 2 部分整形电路

Fig 2 Partial shaping circuit

2.3 延时电路

要求延时电路对调理整形后的方波信号进行延时，延时时间范围 100ns~100ms，并且程控可调，调节步长 $\leq 100\text{ns}$ 。主频 100MHz 的 EP2C5T144C8 倍频后可产生高速时钟，可以同时满足调节步长和延时时间的要求。

编写 FPGA 移位寄存器，利用时钟信号或分频后时钟作为基本延时单元，未分频时，最小延时时间 T_{min} 为 10ns，分频后，最小延时时间单元 T_{min} 为 $2\mu\text{s}$ ，由此完成不同频率方波信号的延时要求。

2.4 测频电路

利用等精度测频法，通过设置一个与被测信号同步的闸门，同时对被测信号和时基脉冲进行计数。两个计数值之比即等于其频率比。等精度测频通过严格对应测量闸门的上升沿和下降沿的对应关系，使测量误差只与基准时钟频率相关，消除被测计数器的正负一个脉冲的误差，使其误差与被测频率无关，达到等精度测频。

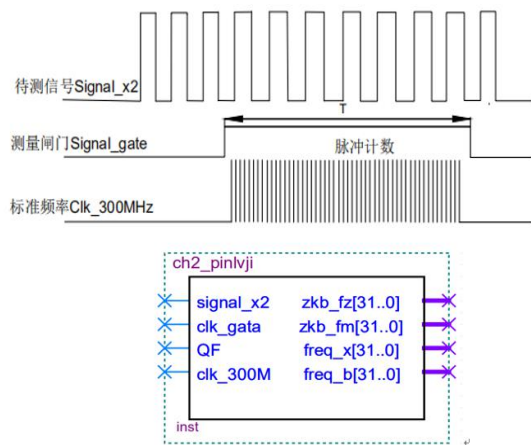


图 3 等精度测频原理

Fig3 Equal precision frequency measurement principle

设 N_1 为计数器 1 记录的基准时钟在闸门时间内脉冲个数， N_2 为计数器 2 记录的被测信号在闸门时间内的脉冲个数，则测得的信号频率

$$f_x = \frac{N_2}{N_1} \times f_c$$

进行延时测量部分设计时, 要求测量延时电路的延时时间, 分辨力 $\leq 0.1\mu\text{s}$, 绝对误差 $\leq 1\mu\text{s}$, 能够显示调理整形后的方波以及延时后的方波两路波形。

EP2C5T144C8 倍频得到 300MHz 时钟信号后, 将延时前后的方波进行与运算, 测量每个周期高电平时间内的时钟脉冲个数, 计算得到延时的时间, 满足题目的精度要求。设 N 为与运算后得到的一个周期内基准时钟的个数, 则延时时间 T_x 等于 $10N\text{ns}$ 。频率测量结果和延时时间测量结果通过 SPI 传输给主控制器, 由主控制器连接的串口屏进行波形和延时时间的显示。

2.5 人机接口

利用 TFT 液晶屏作为人机接口, 不仅可以在显示屏上绘制波形数据, 同时可以进行触摸输入控制信号。使用辅助电源为显示屏提供+5V 供电电压, 与单片机上 RX,TX 引脚相连, 易于编程实现。

3 整体程序设计

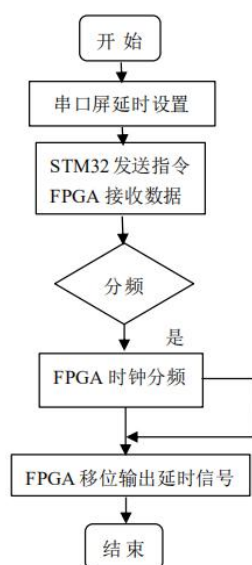


图4 软件设计

Fig4 software process design

4 测试方案及结果

4.1 测试方案

1> 对各级信号进行实时测试, 首先观测信号是否有明显失真。

2> 将预先定好的数据指标与实际测试值进行对比, 测试能否达到要求, 并进一步作出调整。

4.2 测试结果及分析

检测结果如下图所示:

表 1 信号发生器信号检测

Table1 Signal Generator Signal Detection

电压峰峰值 /mv	频率/Hz	峰峰值调节步 长/mv	频率调节步长 /Hz
5mv	20MHz	1	1
50mv	10MHz	1	1
700mv	100Hz	1	1

由表 1 可知, DDS 完全可以满足要求, 并且可以调节很小的步长, 使得输出信号更加精确。

表 2 整形调理电路测试数据

Table2 Test data of shaping and conditioning circuit

	电压峰峰值	频率/Hz	占空比
输入正弦信号	50mV	500Hz-20MHz	50%
放大信号	545mV	500Hz-13MHz	51%
电压比较器方波	3.45V	500Hz-20MHz	53.4%

通过示波器测量得到整形调理数据, 并且波形没有太大的失真, 基本符合要求, 而比较器输出信号幅值误差为 0.15V 满足误差要求。

表 3 延时电路测试数据

Table3 Test data of delay circuit

真实值	1000 μs	1500 μs	3000 μs	6000 μs	8000 μs	1000 μs	1500 μs
实测值	990.453 μs	1482.354 μs	2988.232 μs	6012.125 μs	8015.231 μs	990.453 μs	1482.354 μs
绝对误差	9.547 μs	17.646 μs	22.768 μs	60.125 μs	15.231 μs	9.547 μs	17.646 μs
相对误差	0.95%	1.18%	2.35%	1.02%	0.62%	0.95%	1.18%

由表 3 可知, 延时测量电路测量精度满足题目要求, 测量分辨率小于 $0.01\mu\text{s}$ 。

5 结论

本文主要设计了简易延时电路测量装置, 由测试数据可知, 该装置可以产生频带范围为 0~20MHz, 峰峰值范围为 0~1000mV 的正弦信号源, 经调理整形后可得到频率范围 1kHz~20MHz 的方波, 可以实现延时 1000 μs ~100ms, 程控可调, 同时步长满足 $<100\text{ns}$, 装置可正确测量延时电路的延时时间, 集成度较高。该设计获得 2018 年吉林省电子大赛一等奖。

参考文献

1. 杨梦琳. 继电器延迟时间测量电路的研究与设计[J]. 电

- 子设计工程, 2014, 22(13):120-122.
2. 王梦宇,张延超,李美伦,毕宗杰,田兆硕.用于激光雷达的高精度脉冲延时及脉宽控制研究[J].机械与电子,2016,34(08):3-6.
 3. 张英平,姬家好,李国军.基于单片机的简易电路延时测量装置研究与设计——学生实践训练成果[J].数字技术与应用,2018,36(12):129-130.
 4. 王丽娜,杨绪森,许冉,徐伟,吴静,石晨鸣.基于 FPGA 的宽带信号产生和频率测量电路[J].现代电子技术,2018,41(17):107-111.
 5. 包本刚,朱湘萍.用 FPGA 实现仪表用 DDS 信号源的 ASIC 设计[J].单片机与嵌入式系统应用,2017,17(11):60-63.
 6. 张铮,胡婷.基于 AD9854 的多功能高精度 DDS 信号源设计[J].电子科技,2017,30(03):182-184.
 7. 沈莉丽.DDS 信号源中的测频电路设计[J].工业控制计算机,2014,27(10):165-166.
 8. 张骥,曾云,王铮,李秋菊,吕继方,吴进远.基于 FPGA 的高精度时间测量电路的实现[J].核电子学与探测技术,2011,31(05):508-512.
 9. 康华光.电子技术基础(第六版)[M].北京:高等教育出版社, 2013.12.

简易电路延时测量装置设计*

陈金龙；白东旭；刘 飞

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130061）

摘要：此设计是一款简易的周期信号延时测量装置，此装置可以在保证精准度的情况下快速测出信号的延迟参数，此装置的测量范围广，实现了对峰峰值范围 0 到 1000mV，频率范围 1KHz 到 20MHz 的信号进行可控的精确的延时，延时时间从 100ns 到 100ms 之间可调，最终能测量信号延时时间并绘制相应波形。此外，装置测量误差小，仅为 1%，且稳定性高，适用范围广，对科学研究等工作有重要意义。

关键词：周期信号延时 快速准确测量

Design of Simple Circuit Delay Measuring Device

Chen Jinglong; Bai Dongxu; Liu Fei

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China)

Abstract: This design is a simple device for measuring the delay of periodic signals. This device can measure the delay of signals quickly under the condition of guaranteeing the accuracy. This device has a wide measuring range, and achieves a controllable and precise delay of signals with a peak value range of 0 to 1000mV and a frequency range of 1 KHz to 20 MHz. The delay time can be adjusted from 100 ns to 100 ms. Finally, the delay time of signals can be measured simultaneously and drew the corresponding waveform. In addition, the measurement error of the device is small, only 1%, and it has high stability and wide application range, which is of great significance to scientific research and other work.

Key words: Periodic signal delay Fast and accurate measurement

0 前言

数字电路在生活中具有广泛的应用，数字电路中运用延时来实现平稳控制，模拟信号通过延时电路来达到改变相位，两者有时为了同步信号也会尽量设置等长的延迟线，延时对于数字和模拟系统都有着重要意义^[1]。对此，本文将从如何进行延时的精确测量，如何能将延时测量的装置低成本化、小型化和智能化，两方面详细说明，并给出一种新型的信号延迟测量装置的设计方法。

1 系统结构与工作原理

此装置由 DDS，整形调理电路，延迟电路，ADC，FPGA，STM32 构成，其系统框图如图 1 所

示，DDS 作为信号源用来产生所需要的正弦信号，STM32 以 SPI 通信方式与 DDS 进行通信，控制 DDS 所输出的正弦波的幅值、频率和波形等参数。在 STM32 的控制下，DDS 产生正弦信号后，将其送入调理整形电路，整形调理电路可以将输入的正弦波整形为方波。而整形后得到的方波一方面送入由移位寄存器组成的延时电路后得到延时后的方波，另一方面直接送入 ADC 中，测出信号的幅值。最后将两路信号输入到 FPGA，进行频率的测量。再将两路信号进行比较获得信号的延迟时间。最终由 FPGA 将所有数据送入 STM32 进行处理，经过处理后将数据发送到 TFT 屏上进行显示。同时也对 DDS 进行进一步调整，增加系统的稳定性。

*指导老师：千承辉

项目类型：2018 年吉林省大学生电子设计竞赛 A 题-简易电路延时测量装置

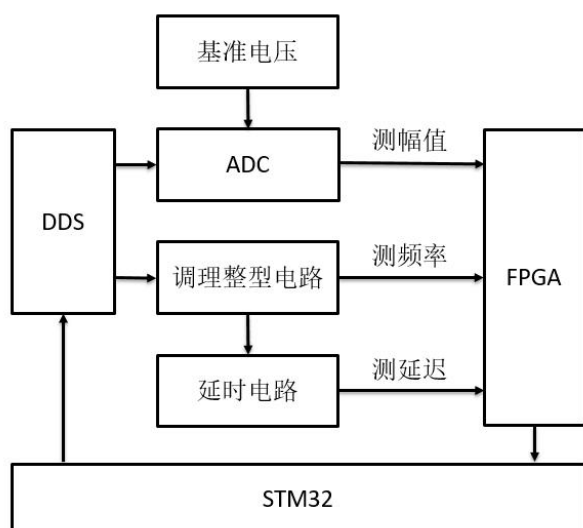


图 1 系统框图

Fig.1 System Chart

系统的运行过程较为简单，在接收到开始信号后，首先经过一系列的初始化活动，之后再由 TFT 屏输入选择信号，选择将要执行的功能，经由 STM32 处理后，产生各个部分的控制信号，执行相应的功能。可选择的功能包括输出原始信号和延时后的信号，测量延迟信号的延迟时间两种。在执行完相应的功能后，判断是否终止，若不终止，则以中断返回的方式，使系统进入循环，达到对系统各部分持续控制的目的。

2 理论分析与计算

2.1 整形调理电路

整形调理电路是以迟滞比较电路为基础加以改进的。这一部分我们使用一个比较器以及一些无源器件构成。首先根据迟滞比较器的计算公式，计算出无源器件的规格，计算公式如下：

$$V_{T+} = R_1 V_{REF} / (R_1 + R_2) + R_2 V_{OH} / (R_1 + R_2) \quad (1)$$

$$V_{T-} = R_1 V_{REF} / (R_1 + R_2) + R_2 V_{OL} / (R_1 + R_2) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_T &= V_{T+} - V_{T-} \\ &= R_2 (V_{OH} - V_{OL}) / (R_1 + R_2) \quad (3) \end{aligned}$$

根据上述公式，将 V_{T-} 、 V_{T+} 、 V_{REF} 带入之后，即可求出所需电阻的阻值范围。再根据这一范围适当地选取电阻即可^[2]。通过此电路，即可将正弦信号整形为方波。

2.2 延时电路

延时电路的设计主要是基于 FPGA 进行设计的，由于 FPGA 具有丰富的逻辑门和高频时序。因此可以快速地对信号进行处理并且进行准确地延

迟。具体过程为，方波信号输入后，首先对方波信号进行量化储存，并将存储的数字信号送入移位寄存器，移位寄存器中的信号，每经过一个指令周期，信号就被延迟了一个固定的时间。也就是说，根据信号存入后指令周期的个数，就可以计算出延迟的时间。此外，FPGA 内预先装备好不同数量的寄存器组，这些寄存器组的时钟会根据测量信号的频率而改变，实现对不同频率信号的延时，这一功能，由 STM32 控制选通，达到对信号延时时间分辨率的控制。对应的公式为：

$$T = t \cdot N$$

其中， T 代表延时总时间， t 代表一个指令周期， N 代表移位寄存器位数^[3]。此时间即为延时电路部分的延迟时间。

2.3 延时测量

对于延时的测量，首先要将输入的方波信号与延时后的信号进行异或，这样两个信号的时间差就会作为一个脉冲信号而产生出来，对这个脉冲的宽度进行测量就能得到延时时间。脉冲宽度测量模块首先由系统产生一个高频的方波作为基准信号，用前面产生的脉冲信号作为闸门信号，当脉冲信号的上升沿时，计数器开始计数，计数的同时检查脉冲信号的电平，一旦脉冲信号变成低电平则停止计数。获取到计数器计数值后，利用下面的公式即可测出信号的延时时间。

$$T = N_m / N_x \cdot t \quad (4)$$

上式中， T 代表待测量的延时时间， N_m 代表闸门内脉冲信号高电平下系统时钟上升沿的总数， N_x 代表闸门内待测信号的上升沿个数， t 代表系统时钟的周期^[5]。利用这种方法测量时，我们只需要知道计数器的计数值，与信号的频率无关，并且由 FPGA 生成的脉冲信号的频率相当准确，因此用这种方法测量的精确度极高。

在对高频信号进行测量时，需要提高系统的分辨能力，以达到测量精度的要求，这就需要提高采集系统的时钟频率，为此我们使用 FPGA 中的 PLL 锁相环来对基础时钟信号进行倍频，以此来产生高频时钟。在此设计中，系统时钟经过 4 倍频，最终达到 200MHZ，完全满足测量的需求。

若要对信号的频率进行测量，计数器的计数时间可设置为几个信号周期的时间，在本设计中选取 8 个信号周期作为计数的时间，计数结束后取计数值计算出 8 个信号周期时间，即可求出信号的周期与频率。

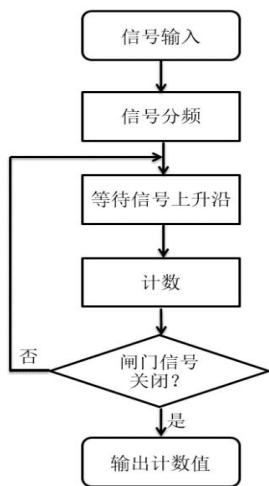


图 2 延时测量原理图

Fig.2 Principle Diagram of Delay Measurement

3 测试结果与分析

整个测试过程分为两步，首先测试各个模块的性能及各项参数，观察与理论计算间的差距。之后，再将所有模块组合起来，对整体进行测试，观察测试结果是否达到理想中的状态。测试结果如表一至三所示：

表一 信号发生器频率测试

Table1 Frequency Test of Signal Generator

设定频率	实际频率	相对误差
100Hz	100Hz	0%
1KHz	10-5Hz	0.5%
10KHz	10.1KHz	1%
1MHz	1.005 MHz	0.5%
20MHz	20.2 MHz	1%

表二 信号发生器不同频率下幅度测试

Table 2 Amplitude Test of Signal Generator at Different Frequencies

幅度（mV）	频率（Hz）			
	1k	100k	1M	10M
10	9.2	9.4	10.0	10.4
50	50.5	47.8	56.3	55.8
100	98.2	89.6	99.1	106.7
500	504.8	508.6	497.5	489.5
1000	700.7	689.7	649.9	694.6

表三 延时设定与测量

Table 3 Delay Setting and Measurement

延时设定值	延时测量值	示波器数值
100ns	105ns	110ns
100μs	101μs	102μs
1ms	1.005ms	1.007ms
50μs	50μs	52μs
50ns	54ns	56ns

4 结语

延时不管在模拟电路还是数字电路中都有着相当重要的作用，保证延时的准确性就尤为重要，设计的这一装置能满足一定条件下的检测任务。此设计以简洁，快速相应为首要目的，实现了信号的快速检测，同时通过软件方法，确保测量的准确度可以达到要求，是一款适应性强，应用范围广的测量设备。

参考文献

1. 付志红,周维维,苏向丰,杜雄.两种新颖的准谐振型电流陡脉冲整形电路[J].中国电机工程学报,2006(05):70-75.

2. 赵翔.脉冲激光器中实用升压与脉冲整形电路设计[J].光学与光电技术,2014,12(03):67-71.

3. 兰得春.长延时电路[N].电子报,2015-05-17(010).

4. 马凯,王彦文.可编程数字控制精密延时电路设计[J].中国测试,2014,40(01):93-96.

5. 周松江,王立华,高世皓,张恒.基于FPGA的等精度多功能频率计的设计[J].仪表技术,2017(03):1-3+7

6. 邱鹏,张建德,霍瑛.一种宽量程数字频率计的设计与仿真[J].电脑知识与技术,2018,14(05):260-262.

7. 陈彭鑫,仲思东.基于FPGA和自动增益控制技术的宽带数字频率计[J].仪表技术与传感器,2017(12):105-109.

8. 姜志健,庄建军,陈旭东,赵之轩.基于FPGA的高精度频率计的设计与实现[J].电子测量技术,2017,40(05):41-46.

9. 余果,郭心伟,刘小浩,张国栋,马骁.基于FPGA的数字频率计设计[J].电子设计工程,2016,24(18):57-59.

10. Guisoni N, Monteoliva D, Diambra L. Promoters Architecture-Based Mechanism for Noise-Induced Oscillations in a Single-Gene Circuit.[J]. PloS one,2016,11(3).

11. Ramamurth, Balachander,Cowle, William G.,Davis, Linda M.,Bolding, Gerald. Dual Polarization Frequency Reuse in SATCOM: A Method to Counter Poor Cross-Polar Isolation[P]. Military Communications Conference (MILCOM), 2014 IEEE,2014.

12. Pardhu, Thottempudi, Harshitha, Sunkara. Design and simulation of digital frequency meter using VHDL[P]. Communications and Signal Processing (ICCSP), 2014 International Conference on, 2014.
13. Jinyuan Wu, Odeghe, J., Stackley, S., Zha, C.. Improving single slope ADC and an example implemented in FPGA with 16.7 GHz equivalent counter clock frequency[P]. Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (NSS/MIC), 2011 IEEE, 2011.