

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

2018 年上半年

目录

基于树莓派和 TENSORFLOW 的无人机地貌分类系统

官亮宇; 潘朝廷; 张 鹏 1

基于低信噪比环境下正弦信号检测的混沌系统模型建立方法研究

葛彦辰; 刘文轩; 刘甫 6

基于 51 单片机的智能空气净化系统设计

龙 云; 朱文铭; 杨河山; 张炜琛 12

基于 STM32 单片机的雾霾环境监测及净化系统

康 达; 孟繁杰; 郑 策 17

基于单片机可移动式智能微波加热控制系统设计

刘业钊; 于凤俊; 郭启轩 21

适用于阿尔茨海默病人的智能穿戴式设备

邱仕林; 吕悦萌; 秦子长 26

智能导盲眼镜

苑 馨; 孙晓旭; 周 丹 30

基于 STM32 与上位机交互的智能家居控制系统

张怀柱; 倪志伟; 宁 洋; 刘文帅 34

光纤布拉格光栅 (FBG) 解调方法概述

王天泽; 梁士龙; 秦梓航 38

基于云计算的移动智能巡检仪

高宇苗; 戴欣平; 袁亚琦 43

基于 KINECT 图像识别的翻书机设计

李继源; 张宇轩 47

基于 PDD-NIRS 脑血流参数测量方法研究

刘光达; 王郁霖; 秦 琪; 张蓝溪; 蔡 靖 50

基于三维线圈的野外地空电磁环境模拟系统设计

李苗维; 贺 坤; 徐利宁 57

基于 KINECT 的手语识别方法

邵晶雅; 夏 涛; 刘怀宾 61

基于巨磁阻传感器的高精度三分量磁场测量装置的设计

尚新磊; 闫 肃; 马彬原; 于龙泽 66

基于线性霍尔的三轴磁场测量装置设计

尚新磊; 董志伟; 刘 亿; 唐胜亮 69

汽车驱动桥壳尺寸参数视觉测量技术	
崔长坤;李皓轩;汤润泽.....	72
基于 FPGA 的高精度数字频率计设计	
千承辉;王鹏飞;王郁霖;于思佳.....	76
高频电磁发射尖峰抑制方法研究	
李 刚;程彦雨;唐陆瑶;喻 胜	81
基于数字图像处理技术的外三角螺纹检测	
陈治宇;隋学明;何桂善;刘名扬.....	84
四旋翼飞行器自主循迹取物运输系统的研究	
滕 飞;夏宏鉴;刘宏楠;刘 涛	88
多功能导盲手杖系统研究	
王智宏;张悦晗;于 旋;王珍珍	93
新型变色吸光显示屏及其控制技术	
林婷婷;滕 飞;杨书佳;刘 祎;夏洪印	97
基于 D S P 声音识别技术的防打鼾枕头设计	
陈 超;赵 航;郑依明	102
基于 C8051F350 的高精度数字电压表设计	
郭龙昊;杨少年;李明月.....	107
基于 MATLAB 的交通灯识别系统设计	
邹思宇;周春浩;王 毓;郑 凡	111
自动偏振窗户系统的设计	
吴 娜;魏士达;赵博皓	115
一种基于指纹识别的蓝牙车锁设计	
方子正;刘 帅;张智超	120
基于 STM32 的无线尿床监测报警器	
李旭东;李承锦;姜闻宇.....	125
级联耦合 RTD 磁通门自激检测电路	
王言章;孟 金;王邦彦;杨子政	129
主动式三维地磁场抵消装置的设计	
王睿鸿;李星垌;张宇蒙.....	135
温度、声音、距离检测装置设计	
夏长玉;陈 乾;张 凯	139
基于 51 单片机的小车防碰撞系统	
刘俐君;王 然;何东泽	143

电磁信号源设计与三维组合控制方法研究	
刘乃嘉; 王 辉; 丁建春	146
基于秒脉冲和锁相放大技术的多频电磁信号采集系统	
郭 岭; 张春锋; 侯钰阔; 刘长胜; 王世隆	150
基于互联网支付技术的货币自动交换机	
周志坚; 汪银盘; 杨贵中; 刘宏杰	154
基于近红外光的皮下脂肪厚度的测量	
孙天运; 王语书; 陈 雪	158
高压电抗器巡检装置的设计	
蔡鑫山; 赵梓旭; 赵志文	162
基于涡流检测法的电子式金属硬币分拣装置	
樊耀龙; 马天录; 刘 凯	166
基于单片机的车载酒驾检测仪设计	
廉 宁; 关 哲; 章 磊	171
汽车线缆串扰及其不确定性问题的分析方法研究	
余兴兆; 刘兴珍; 程文斌	175
时域三维电磁数值模拟加速算法研究	
聂 丹; 孙美岳; 赵 畅	180
基于单探头的电路板近场干扰源自动搜索平台	
王尊贤; 杨 帆; 王雪良; 曾广权; 王世隆	184
电动汽车缆上控制与保护装置远程监控系统设计	
孙乐耕; 王楷文; 关博文	189
平面模块集成化自动停车装置的设计	
孙慧超; 郭金雨; 张 熠; 杨子康	193
无创血压测量技术研究概况	
李笑宇; 王楚元; 杨宇尧	196
可调谐半导体激光吸收光谱去噪算法综述	
孟德壮; 亢嘉文; 王宏伟; 张天瑜	200
TDLAS 系统中干涉条纹的去除算法综述	
亢嘉文; 孟德壮; 王宏伟; 张天瑜	206

基于树莓派和 TensorFlow 的无人机地貌分类系统*

官亮宇；潘朝廷；张 鹏
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：本文论述了树莓派的功能，介绍了 TensorFlow 学习系统。针对传统卫星监测地貌分类局限性较大比如雾气天气视线不清楚和军事禁区（规避）等问题，设计了一种基于树莓派和 TensorFlow 的无人机地貌分类系统。该系统以树莓派为核心，通过连接摄像头和搭载在无人机上对地貌进行航拍。该系统具有实时航拍、能对复杂的地貌进行分类和识别、便于携带、提高了处理图像的速度、识别率也得到了提高等优点。

关键词：树莓派 TensorFlow 航拍 地貌分类

UAV Landform Classification based on Raspberry Pi and TensorFlow

Gong Liangyu; Pan Chaoting; Zhang peng
(College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University)

Abstract: The essay discusses the Raspberry Pi features and introduces the TensorFlow learning system. In view of the limitation of traditional satellite monitoring geomorphology classification such as unclear visibility of the fog weather and the restricted area of military, a UAV topography classification system based on Raspberry Pi and TensorFlow is designed. The system takes raspberry pi as the core, and aerials the landscape by connecting the camera to drone. The system has the advantages of real-time aerial photography, classification and identification of complex landforms, portability, improved processing speed and recognition rate.

Key words: Raspberry Pi TensorFlow Aerial photography Geomorphological classification

0 前言

随着无人机着陆识别视觉技术的不断发展，人们渴望研究一种使无人机对地貌进行分类的方法。传统的卫星分类具有一定的局限性，特别是由于一些大雾天气等，这给地貌分类带来很大不便。

笔者针对卫星观测的局限性，设计了基于树莓派和 TensorFlow 的无人机地貌分类系统。通过在无人机上搭建摄像头，搭建一个树莓派的视觉平台，通过操控无人机，以树莓派为主控核心，对当前的环境进行实时的图像数据采集，对地面进行俯视航拍，之后进行数据的传输和处理。

1 背景介绍

在过去几年里，机器学习在解决这些难题方面取得了巨大的进步。其中，我们发现一种称为深度卷积神经网络的模型在困难的视觉识别任务中取得了理想的效果。研究人员们通过把他们的结果在 ImageNet 进行测试，来展示计算机视觉领域的稳定发展进步，ImageNet 是计算机视觉领域的一个标准参照集。一系列的模型不断展现了性能的提升，其中，Inception-V3 是其中最为先进和优秀的。在最新的模型 Inception-v3 上运行图像识别任务效率高并且速度快^[1]。

2 系统设计

2.1 试验方法

无人机上搭载摄像头做成数据采集系统，并且利用树莓派作为控制核心，将采集到的数据进行实时处理得到地质地貌等图像数据，再通过算法软件 TensorFlow 进行数据处理，将地貌的分类建立图像分类神经网络。

3 硬件设计

3.1 树莓派的介绍

Raspberry Pi (中文名为“树莓派”，简称为 RPi，(或者 RasPi / RPI) 是为学习计算机编程教育而设计，只有信用卡大小的微型电脑，其系统基于 Linux^[2]。

它是一款基于 ARM 的微型电脑主板，以 SD/MicroSD 卡为内存硬盘，卡片主板周围有 1/2/4 个 USB 接口和一个 10/100 以太网接口（A 型没有网口），可连接键盘、鼠标和网线，同时拥有视频模拟信号的电视输出接口和 HDMI 高清视频输出接口^[10]。以上部件全部整合在一张仅比信用卡稍大的主板上，具备所有 PC 的基本功能只需接通电视机和键盘，就能执行如电子表格、文字处理、玩游戏、播放高清视频等诸多功能。Raspberry Pi B

* 指导老师：王远
项目类型：大学生创新训练项目（2017B65652）

款只提供电脑板,无内存、电源、键盘、机箱或连线^[3]。

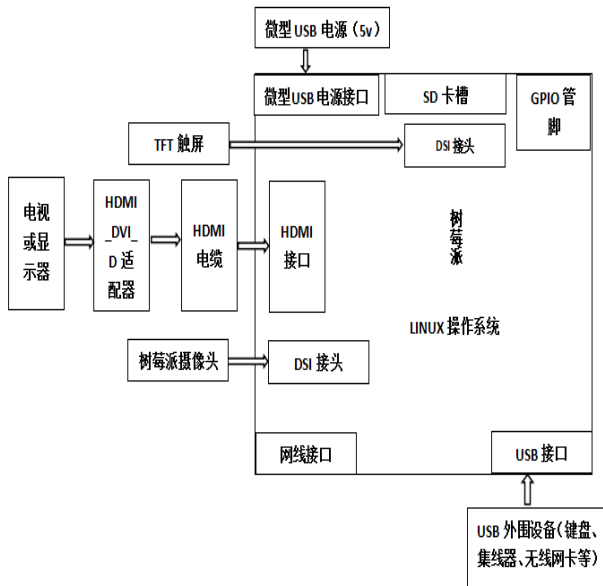


图 1 树莓派硬件资源接口及外设参考

Fig.1 Raspberry pie hardware resource interface and peripherals reference

3.2 树莓派摄像头拍照

通过比较其他摄像头,最终选择了 V2 Sony IMX219 代摄像头。摄像头与树莓派的连接可以直接通过软排线进行连接。这款摄像头拍摄图片可以达到 3280*2464 的优质像素分辨率,并支持 1080p30 和 720p60,对角为 4.6mm,有效像素约 808 万的背照式 CMOS 图像传感器,拍摄能实现全部像素在 30 帧/秒静止画面和动态画面的功能,与树莓派的兼容性也很优秀。所以,这款摄像头很适合进行高空地貌拍照。

3.3 数据的采集和捕捉

图像采集模块将摄像头所采集的流媒体数据经过软件解码,改成 JPEG 格式的图片,使用两个 while 循环,外层 while 用于判断电脑和树莓派开发板之间的网口是否处于连接,若两者处于同一网段则说明连接,此时进入内层的 while 循环;如果处于不同网段则说明未连接,此时应发送错误提示。

在内层 while 内所要完成的任务包括,验证 socket 数据包的正确性,即检查 socket 包的前 4 个字节得出的是否为 JPEG 格式,如果不是,则说明包错误,应该将包丢弃;如果正确,就开始接收数据包,在接收的过程中如果遇到所接收到的数据包长度小于所显示数据包的长度,则应将所接收的这个数据包保存下来,等待与所接收到的下个正确的数据包进行拼接,从而得到完整的数据包,工作流程图如下图所示^[4]:

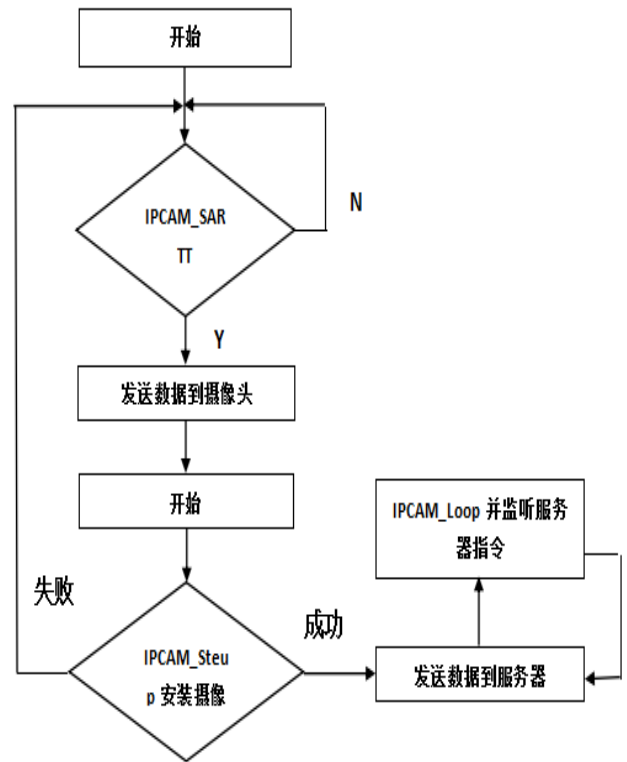


图 2 摄像头工作流程图^[5]

Fig. 2 working flow chart of the camera

3.4 数据的分类和处理

将采集到的图像数据传送到 CPU 内,通过 TensorFlow 软件用 IPL 库读取图片,然后采用 OpenCV 来作为读取图像的接口。

由于可能图像的读取样本过大,得用 batch 分批读取,计算出图片的像素。然后定义一个网络结构,衡量数值和 Groundtruth 之间的关系进行对比,用 feed-dict 用来灌数据,最后将图像序列化,进行存储^[6]。

验证手段:通过拍摄的图片与谷歌地图上搜索的图片进行对比,采集数据以后,将相关的数据进行对比和处理。

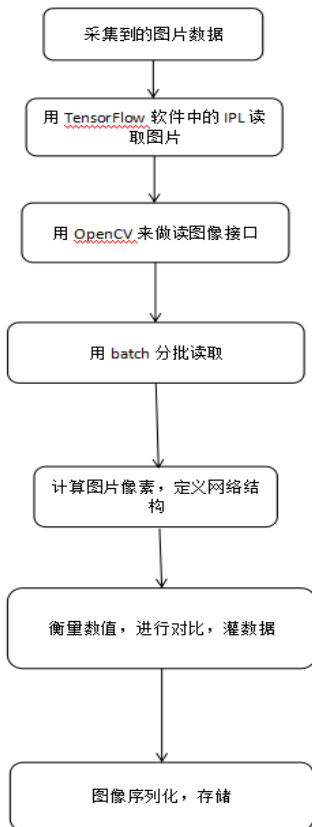


图 3 数据处理流程图

Fig. 3 Data processing flow chart

4 软件设计

4.1 TensorFlow 介绍

TensorFlow 是谷歌基于 DistBelief 进行研发的第二代人工智能学习系统，其命名来源于本身的运行原理。Tensor（张量）意味着 N 维数组，Flow（流）意味着基于数据流图的计算，TensorFlow 为张量从流图的一端流动到另一端计算过程。TensorFlow 是将复杂的数据结构传输至人工智能神经网络中进行分析处理过程的系统^[7]。

TensorFlow 可被用于语音识别或图像识别等多项机器学习和深度学习领域，对 2011 年开发的深度学习基础架构 DistBelief 进行了各方面的改进，它可在小到一部智能手机、大到数千台数据中心服务器的各种设备上运行。TensorFlow 将完全开源，任何人都可以用^[8]。

4.2 树莓派界面的搭建

首先准备好树莓派开发板，系统镜像文件和 32G 储存卡进行操作系统的安装，将 SD 卡插入读卡器并与电脑连接，通过 SDFormatter.exe 软件格式化 SD 卡，随后通过 Win32DiskImager.exe 来烧写镜像并完成系统的安装^[9]。

通过网线连接电脑和树莓派，通过查询可知树莓派的动态 IP 为 192.168.137.64，采用 putty 和 tightvncserver 进行远端桌面操控，树莓派 VNC

界面如下图：

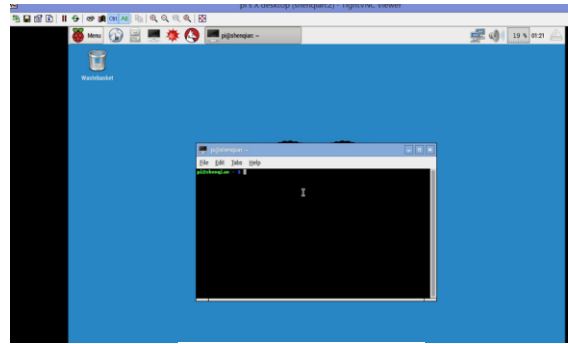


图 4 树莓派 VNC 界面图

Fig. 4 Raspberry pie VNC interface map

4.3 树莓派摄像：

4.3.1 安装树莓派摄像头：

在终端进行定义，采用 numpy 和 opencv 进行摄像头的打开功能。主要命令如下：

```

sudo apt-get update
sudo apt-get upgrade
sudoraspic-config
  
```

选择 Enable Camera 进行启动树莓派摄像头

4.3.2 树莓派的连续拍照：

在终端输入命令：

```

Raspistill -t 600000 -tl 1000 -o
image_num_%d_today.jpg 进行连续拍摄。
  
```

其中，在 600000ms（10 分钟）内，每 10 秒获取图片一张，并且命名为：

image_number_1_today.jpg 的形式。

4.4 图像的识别功能：

我们选择 Google 图像数据库的 Inception-V3 模型来进行图像的分类与处理。

如图我们要识别一座高山的图片：



图 5 高山

Fig. 5 Mountain

程序运行结果如下：

```

stone (score = 0.48543)
sky (score = 0.25685)
cliff, drop, drop-off (score = 0.13608)
promontory, headland, head, foreland (score = 0.01095)
ibex, Capra ibex (score = 0.00321)

Process finished with exit code 0
  
```

图 6 程序初次运行结果图

Fig. 6 Program run result diagram

由程序结果可以看出,初次识别程序识别,几乎没识别出是高山,识别率为 0,前两项分别是石头和天空,第三项虽然也是与高山有关的内容,但没有达到我们预期的识别率要求,于是我们需要对图片识别库进行优化,训练神经网络,提高识别率,则第二次的识别结果如下:

```
alp (score = 0.48543)
sky (score = 0.25685)
cliff, drop, drop-off (score = 0.13608)
promontory, headland, head, foreland (score = 0.01095)
ibex, Capra ibex (score = 0.00321)
```

Process finished with exit code 0

图 7 程序再次运行结果图

Fig. 7 The program runs the result chart again

可以看出,经过优化训练以后,程序将石头识别成了高山,识别率和准确度得到了提升,但还没有达到我们预期的要求,第二项的天空并不是我们所需要的,需要再次进行优化,经过优化后,总的识别率得到逐步提高,如下表(其中部分训练过程省略):

训练次数	识别率
1	13.608%
2	62.151%
4	73.465%
8	78.629%
16	82.412%
32	87.836%

图 8 训练结果表

Fig. 8 Training results table

最后的识别结果:

```
alp (score = 0.48543)
valley,vale (score = 0.25685)
cliff, drop, drop-off (score = 0.13608)
promontory, headland, head, foreland (score = 0.01095)
ibex, Capra ibex (score = 0.00321)
```

Process finished with exit code 0

图 9 程序最后运行结果图

Fig. 9 The program finally runs the result graph

最后的识别率达到了 87.836%,符合我们的预期要求。

再如识别一张湖泊的图片:



图 10 湖泊

Fig. 10 Lake

程序运行结果如下:

```
lakes (score = 0.89431)
breakwater, groin (score = 0.02393)
desert (score = 0.02306)
city (score = 0.00952)
pier (score = 0.00274)
```

Process finished with exit code 0

图 11 程序运行结果图

Fig. 11 Program run result diagram

由程序结果可以看出:程序识别出图片是湖泊的是 89%,也达到了我们预期的识别率。

5 结论

通过此次项目,我们成功的将摄像头和树莓派成功搭载,并成功实现了摄像头的拍照和连续拍照功能,并且分辨率达到了 3280*2464;软件方面,通过编程,优化神经网络训练,提高了地形地貌图片的识别率,完成了预期达到的效果。但同时也存在不足之处,比如传输的速度和处理的速度比较慢,不能达到百分百的实时识别;同时程序方面也还存在不足之处,在对一些较为复杂的图片识别中,识别率不是很理想。而这些也将成为我们以后的努力方向。

参考文献

1. 李南南. 无人机着陆点的地貌分类特征识别技术研究[D].沈阳航空工业学院,2010.
2. 王江伟,刘青,玩转树莓派[M].北京:北京航空航天大学出版社,2013: 1-80
3. 张俊,李鑫. TensorFlow 平台下的手写字符识别[J]. 电脑知识与技术,2016,(16):199-201
4. 李龙棋,方美发,唐晓腾. 树莓派平台下的实时监控系統开发[W]. 闽江学院报,2014.
5. 李文胜. 基于树莓派的嵌入式 Linux 开发教学探索[M]. 电子技术与软件工程,2014.

6. 张怀柱,姚林林,沈扬,姚欣宜.基于树莓派的农作物低空观测系统设计[J]. 吉林大学学报(信息科学版),2015,33(06):625-631.
7. 刘燕.基于 ARM-Linux 的车载监控系统研究[D].长沙: 中南大学.2009
8. 王金清.远程无线智能车载监控系统的设计与实现[D].北京: 国防科技大学, 2008.
9. 刘帆,刘鹏远,李兵,徐彬彬. Tensorflow 平台下的视频目标跟踪深度学习模型设计[J]. 激光与光电子学进展
10. 张炜. 基于机器学习的智能家居系统设计与实现[D]. 吉林大学,2016.
11. 张洪.基于 ARM 的嵌入式 USB 图像采集系统[D].成都: 西华大学.2009

基于低信噪比环境下正弦信号检测的混沌系统模型建立方法研究*

葛彦辰; 刘文轩; 刘甫
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 在微弱信号的检测中, 噪声是测量微弱信号的主要障碍。本文采用 Duffing 混沌系统来检测微弱信号, 主要利用系统从混沌态到大周期态相轨迹的变化检测微弱信号。本文首先介绍了 Duffing 振子的一般形式, 然后针对微弱的正弦信号, 采用理论推导和仿真实验的方法, 选取合适的策动力、恢复力形式和阻尼系数, 取得了较为有效的结果, 并提高了信噪比。本文重点讨论了高斯白噪声对混沌系统的影响。

关键词: 混沌系统 微弱信号检测 Duffing 参数 白噪声

Research on Establishment of a Chaotic System Model Based on Sinusoidal Signal Detection in Low SNR Environment

Ge Yan-chen; Liu Wen-xuan; Liu Fu
(College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University)

Abstract: The theory and the algorithm of the artificial neural network are applied in the research of the technique and the composition, the gross mass fraction of element, the thickness of surface alloying layer as well as the absorption rate is built. The calculation results are in good agreement with the experimental results.

Key words: Double glow Artificial neural network Prediction model

0 前言

微弱信号的检测在实际的应用中有着重要的意义, 各种探测活动的开展都离不开信号的检测。但是随着电子设备的日益普及, 电磁干扰也变得越来越普遍与强大, 难以从中分辨出微小的信号。传统的方法往往是对噪声进行抑制, 进而降低信噪比。经过多年的研究, 采用这样的方法对噪声进行处理一般难以将信噪比进一步地提高。然而基于混沌系统的信号检测采用了全新的思路, 摒弃了传统上抑制噪声的思想, 转而向直接检测信号入手。

混沌系统模型建立的好坏将直接影响信号检测的精度。因此本文将对混沌系统模型参数的选取作出讨论。Duffing 方程作为描述非线性振动系统的模型能够很好地应用在噪声背景下的信号检测中。本文将基于 Duffing 方程, 对其中参数的选取作出探讨。

根据傅里叶级数, 任何周期信号都可以分解为不同频率的正弦信号。因此利用正弦信号作为检测对象将具有普适意义。同时, 白噪声也是各种电磁干扰中最为普遍并具代表性的噪声。本文也将主要以白噪声作为背景噪声。

1 检测原理

由于混沌系统对初始条件极端敏感, 因此微弱的信号就可以对系统的状态产生很大的影响, 但是是一些噪声却对系统影响却不大。因此, 将采集到的信号输入系统中, 如果系统的状态发生了变化, 则存在带检测信号, 反之不存在。

Duffing 方程的形式如下:

$$\ddot{x} + \underbrace{k}_{\text{阻尼系数}} \dot{x} + \underbrace{ax^m + bx^n}_{\text{恢复力}} = \underbrace{\gamma \cos(t)}_{\text{策动力}} + \underbrace{h \cos(t)}_{\text{待检测信号}} + \underbrace{zs}_{\text{噪声}}$$

考虑到待检测信号的频率, 当信号较小时频率不会影响检测^[1], 令 $t = \omega \cdot t$, 则有

$$\frac{\ddot{x}}{\omega^2} + \frac{k}{\omega} \dot{x} + ax + bx^3 = \gamma \cos(\omega t)$$

其中 ω 为策动力角频率。

可以看到, 阻尼系数 k 、恢复力形式以及策动力幅值将会影响系统的表现。

2 阻尼系数的选取

为了便于研究, 不妨先确定其他参数, 此处设定 $a = -1, b = 1, m = 1, n = 3$ 。

Melnikov 函数是对混沌系统求解的一种解析方法, 能够得到策动力幅值与阻尼系数之比和频率之间的关系。因此可以利用该公式求得上述量之间的相关关系^[2]。

Duffing 方程的原始形式为

* 指导老师: 易晓峰
项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65640)

$$\ddot{x} + \epsilon \cdot k \cdot \dot{x} - ax^m + bx^n = \epsilon \cdot \gamma \cos(t)$$

当 $\epsilon=0$ 时，方程等价于

$$\begin{cases} \dot{x} = y \\ y = x - x^3 - \epsilon \cdot k \cdot y + \epsilon \cdot \gamma \cdot \cos(\omega t) \end{cases}$$

Melnikov 函数为

$$M(t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(q^0) \Lambda g(q^0(t), t + t_0) dt$$

带 入 $f(x) = \begin{pmatrix} y \\ -x + x^3 \end{pmatrix}$,

$$g(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ -ky + \gamma \cdot \cos(\omega t) \end{pmatrix}, \text{ 得到}$$

$$\left| \frac{4k \cdot \cosh\left(\frac{1}{2}\pi\omega\right)}{3\sqrt{2}\pi \cdot \gamma \cdot \omega} \right| < 1$$

也即

$$\text{当 } \frac{\gamma}{k} > 0 \text{ 时, } \frac{\gamma}{k} > \frac{4 \cosh\left(\frac{1}{2}\pi\omega\right)}{3\sqrt{2}\pi \cdot \omega} \text{ 出现混沌}$$

$$\text{当 } \frac{\gamma}{k} < 0 \text{ 时, } -\frac{4 \cosh\left(\frac{1}{2}\pi\omega\right)}{3\sqrt{2}\pi \cdot \omega} < \frac{\gamma}{k} \text{ 出现混沌}$$

2.1 阻尼系数与角频率的关系

画出 $\frac{3\sqrt{2}\pi \cdot \omega}{4 \cosh\left(\frac{1}{2}\pi\omega\right)}$ 的图像如下:

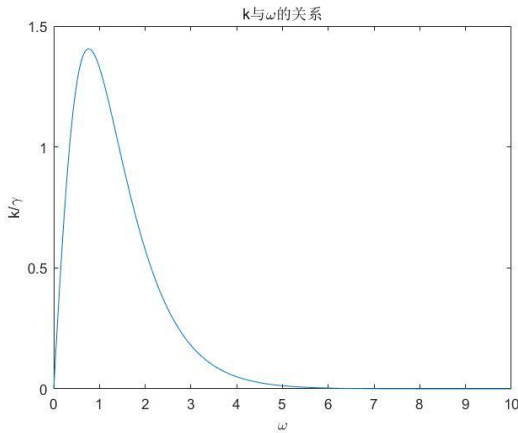


图 1 k 与 ω 的关系

Fig.1 Relationship between k and ω

可见, k 值与 ω 的关系存在一个峰值。对于特定频率的信号, k 值需要小于函数中对应的值才有可能出现混沌状态。当 k 的值取的越小, ω 满足能够混沌条件的范围越大; 而 k 的值取得越大, ω 取值范围也就越小, 但是精度越高。而应用中的带检测信号的信息往往是已知的, 这时最好将 k 设定在允许范围内的最大值。

2.2 阻尼系数与混沌的关系

依据 Duffing 方程的性质, k 的取值范围限定在 0 到 2 之间。根据检测的原理, 混沌区域的“优质”与否直接影响了判断的难度。“优质”表现在以下几个方面, 首先混沌区域不能过薄: 如果待检测的信号大于两个混沌区域之间的周期态, 则有可能跳过周期区域, 直接进入下一个混沌区域, 无法

判断系统的状态是否发生改变。此外, 混沌区域也不能过厚, 要留有混沌区域向大周期区域转换的空间。最后, 混沌态与周期态之间的差别越明显, 检测信号的精度就会越高。如果界限较为模糊, 则会出现误判的现象^[3]。

混沌区域的一个重要表现就是随着初始参数的微小变化, 其方程的解朝着不可预知的方向变化。分岔图就是用来表现不同解在不同初始条件下得到的结果。为了观察在不同 k 下, 混沌区域随策动力幅值变化的情况, 我们首先画出混沌系统的分岔图, 直观地观察混沌的情况。

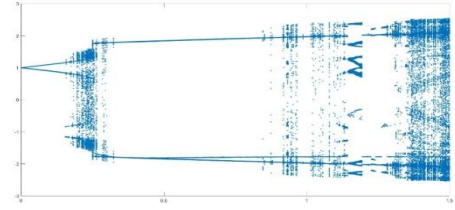


图 2 k=0.1

Fig.2 k=0.1

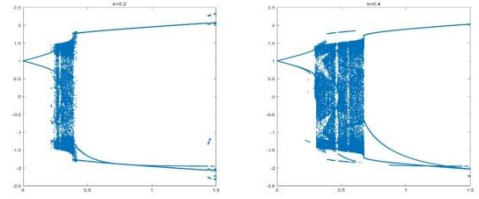


图 3 k=0.2 k=0.4

Fig.3 k=0.2 k=0.4

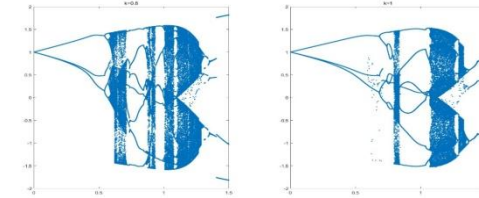


图 4 k=0.8 k=1.0

Fig.4 k=0.8 k=1.0

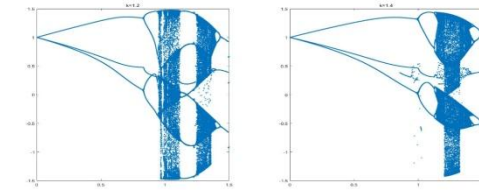


图 5 k=1.2 k=1.4

Fig.5 k=1.2 k=1.4

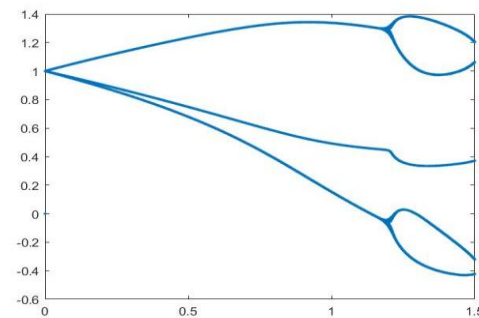


图 6 k=1.6

Fig.6 k=1.6

表 1 不同 k 的分岔情况

Table 1 Bifurcation diagram with different k selected

k	分岔情况
0.1	混沌区域过小, 混沌态不明显
0.2-0.5	各方面表现良好, 混沌区域随 k 的增长而增长
0.6-1.5	混沌态过短, 出现了逆分岔现象
1.5-2.0	阻尼过大, 没有混沌态出现

可以看到, 0.2-0.5 范围内分岔图的表现最好, 在 0.6-1.5 内, 系统混沌时间过短不能很好地满足信号检测的要求。k 值过大时, 不再是若阻尼系统, 动力学特征改变^[4]。

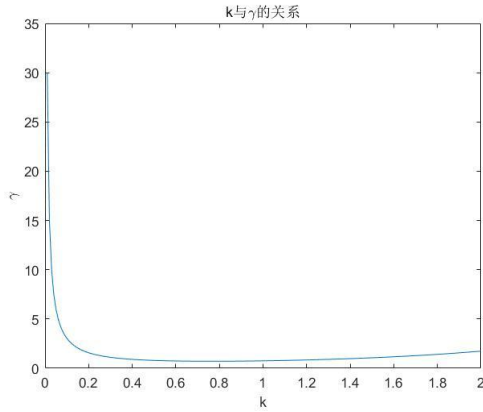


图 7 k 与 γ 的关系

Fig.7 Relationship between k and γ

而在 k 小于 0.1 的时候, k 与 γ 不是线性关系, 导致 γ 的值过小。

根据实验, 策动力幅值是噪声幅值的 15-20 倍较为合适, 又由于, k 与策动力幅值成近似正比。因此噪声越大, 越应该提高 k 值。

综上所述, k 根据情况, 选为 0.2~0.5 比较合适。噪声较大时适量加大 k 值。

3 恢复力形式的选取

3.1 恢复力项的选取规则

恢复力在利用 Duffing 振子检测微弱信号的研究中也有至关重要的作用^[5]。对于恢复力形式的选取, 我们通过查找文献和自己的仿真实验, 发现了势能—哈密顿方程法。此法可以用于选取合适的恢复力形式。

混沌系统非线性恢复力的一般形式为

$$f(x) = \sum_{i=1}^N a_i x^i$$

系统的定态势能—哈密顿方程为

$$\phi(x) = \sum_{i=1}^N \frac{a_i}{i+1} x^{i+1} - \frac{1}{2} = 0$$

从文献中了解到如下非线性恢复力项的选取规则^[6]:

- (1) 仿真实验中各个相图中 x 的变化范围和相应定态势能—哈密顿方程的解的实根大小是一一对应的。
- (2) 当定态势能—哈密顿方程存在一个正实根和一个负实根时, 相应混沌系统的相轨迹能够呈现周期运动的状态。
- (3) 当方程式仅有一个正实根或一个负实根时, 相应混沌系统的相轨迹将发散, 相图将变成混沌态, 并且方程的实根的正负取决于定态势能—哈密顿方程中的正负。
- (4) 定态势能—哈密顿方程的最高次项系数和最高项幂次必须是奇数, 对于其他项的系数, 幂次和总项数没有严格的限制。

根据以上选取规则, 我们拟采用 $f(x) = -x + x^3$ 和 $f(x) = -x^3 + x^5$ 作为本次实验中混沌系统的恢复力。 $f(x) = -x + x^3$ 称为恢复力 1, $f(x) = -x^3 + x^5$ 称为恢复力 2。

我们将上述两种恢复力代入定态势能—哈密顿方程, 求解出方程的根, 验证是否满足恢复力选取规则。

(1) 对于恢复力 1, 将 $f(x) = -x + x^3$ 代入定态势能—哈密顿方程, 得到方程

$$-\frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{4}x^4 - \frac{1}{2} = 0$$

解得

$$\begin{cases} x_1 = -1.6529 \\ x_2 = 1.6529 \\ x_3 = -0.8556i \\ x_4 = 0.8556i \end{cases}$$

从方程的解中可以看出, 此方程存在一个正实根和一个负实根, 满足恢复力选取规则。

(2) 对于恢复力 2, 将 $f(x) = -x^3 + x^5$ 代入定态势能—哈密顿方程, 得到方程

$$-\frac{1}{4}x^4 + \frac{1}{6}x^6 - \frac{1}{2} = 0$$

解得

$$\begin{cases} x_1 = -1.4661 & x_2 = 1.4661 \\ x_3 = 0.6546 - 0.8678i \\ x_4 = 0.6545 + 0.8678i \\ x_5 = -0.6545 - 0.8678i \\ x_6 = -0.6545 + 0.8678i \end{cases}$$

从方程的解中可以看出, 此方程存在一个正实根和一个负实根, 也满足恢复力选取规则。

由以上结果我们可以看出, 恢复力 1 和恢复力 2 都满足选取规则。

3.2 两种恢复力下系统灵敏度的对比

下面来比较两种恢复力的灵敏度, 选出最合适的恢复力形式^[7]。

待检测信号为正弦信号, 角频率 $\omega=1$, 策动力为 $\cos(t)$, 未加噪声时调策动力幅值的临界值, 如

下图所示：

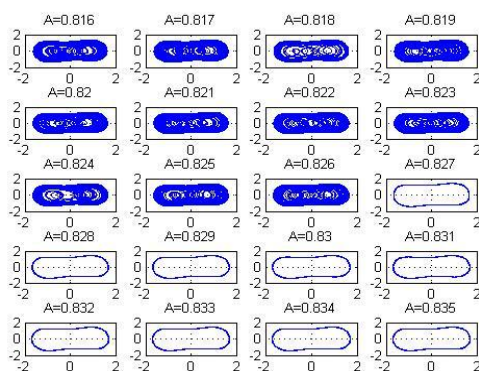


图 8 恢复力 1 的策动力幅值的临界值

Fig.8 Finding the critical state with the first restoring force

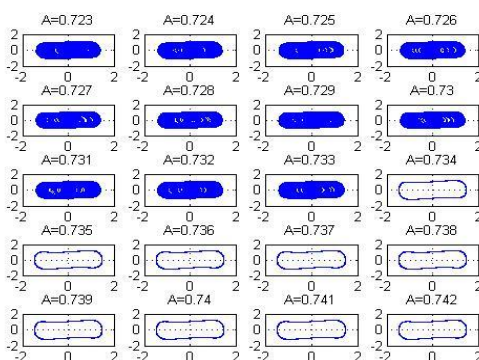


图 9 恢复力 2 的策动力幅值的临界值

Fig.9 Finding the critical state with the first restoring force

由上两图可以看出,恢复力 1 的策动力幅值的临界值 $\gamma_1=0.826$, 恢复力 2 的策动力幅值的临界值 $\gamma_2=0.733$ 。待检测信号的幅值变化为 $0.0001 \rightarrow 0.0002 \rightarrow 0.0005 \rightarrow 0.0008$ 。恢复力 1 系统在 4 种幅值所对应的相图依次为混沌、混沌、混沌、大周期, 如图 10 所示:

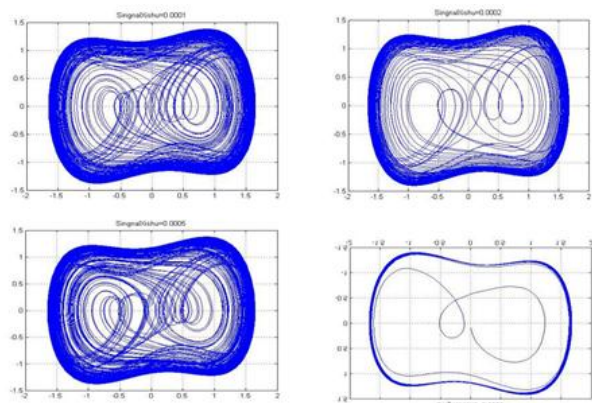


图 10 恢复力 1 系统在 4 种幅值所对应的的相图

Fig.10 Phase diagram with the first restoring force

恢复力 2 系统为混沌、混沌、大周期、大周期。如图 11 所示:

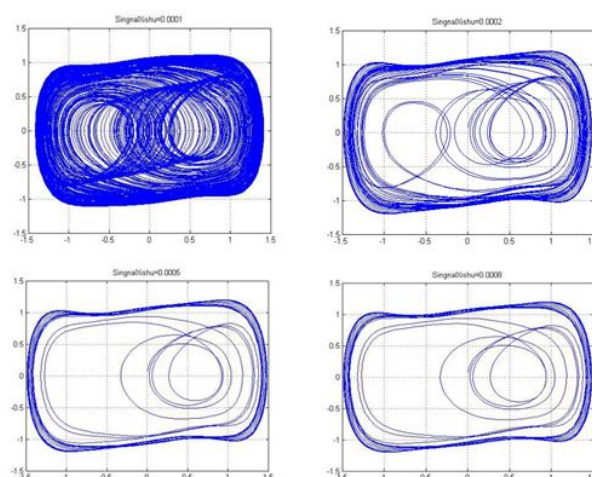


图 11 恢复力 2 系统在 4 种幅值所对应的相图

Fig.11 Phase diagram with the second restoring force

可见,恢复力 2 系统在 0.0005 的幅度时就呈现大大周期态,而恢复力 1 系统在 0.0008 幅度时才呈大尺度周期态。所以恢复力 2 检测灵敏度要高于恢复力 1。

此外,恢复力项含更高次幂的系统在相同的条件下,灵敏度方面几乎和恢复力 2 相似^[8]。

4 策动力的选取

4.1 噪声对检测的影响

混沌系统对噪声具有不敏感性,而对同频率的微弱信号具有极强的敏感性,因而具备检测微弱信号的能力。在微弱信号检测时,收集的信号中除所需的微弱信号外还包括三种噪声,分别是高斯白噪声、工频谐波和脉冲噪声。工频谐波和脉冲噪声因其在信号中比较容易去除,所以对混沌系统的运行影响可以不计。三种噪声种类中,高斯白噪声对混沌检测的影响最为严重。

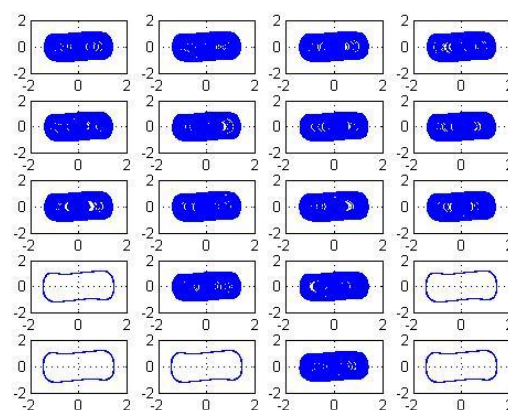


图 12 噪声使系统状态发生改变

Fig.12 Changes of the system under the effect of noise

在实际的仿真过程中,我们发现,在混沌系统处于它的临界值时,高斯白噪声的功率变化有时也会使其进入大周期状态,从而产生误判⁹。这种误判着实是我们不想看到的,研究这种误判产生的原因也因此成为必要。首先,因为高斯白噪声具有宽

频带的特点，再根据混沌系统检测微弱信号的特性，可推测原因之一是所加入的高斯白噪声中含有与混沌系统同频率的微弱信号，从而使混沌系统进入大周期态。其次，仿真时间也影响了这种误判，如果仿真的时间不够长，就可能把仿真初期出现的伪周期状态当做大周期状态，实际上，随着仿真时间的延长，最终会出现混沌状态。

白噪声强度对混沌系统的误判有着什么影响呢？在本文中，策动力幅值 $\gamma=0.8265$ 的状态下，我们通过改变输入噪声功率，观察混沌系统对检测信号的变化情况的方法，做了 100 次仿真实验，得到下表所示结果。

表 2 策动力幅值 $\gamma=0.8265$ 状态下输入不同强度噪声时的误判率

Table 2 The misjudgment rate with different noise under $\gamma = 0.8265$

噪声功率 (σ^2)	误判率
10^{-1}	0%
10^{-2}	0%
10^{-3}	0%
10^{-4}	2%
10^{-5}	41%
10^{-6}	5%
10^{-7}	0%
10^{-8}	0%

由表 2 中数据可知，噪声功率对误判率有一个非线性的影响，不同的噪声功率使混沌系统出现不确定的运动状态，即不确定系统会输出混沌态还是大周期状态，且在噪声功率为 10^{-5} 时，处于临界状态的混沌系统对噪声特别敏感，极易出现误判。混沌系统也不是随着噪声功率强度减小而单调增加，而是当噪声功率小到一定值时误判率最大，即误判率存在一个峰值。

4.2 利用相图确定策动力

上面已经根据分岔图得到混沌进入周期态时，策动力幅值的大概范围。但是具体的策动力幅值临界点还需要从相图入手，判断是否进入混沌。

相图能够非常明显地区分混沌系统中大周期状态以及混沌状态。在估计的策动力幅值阈值处画出周围系统变化的相图可以清晰明了地显示策动力为何值时系统出现了显著的变化^[10]。

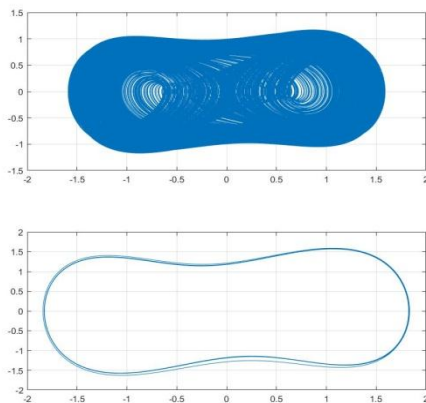


图 13 Duffing 系统处于不同状态下的相图
Fig.13 Phase diagram of duffing system under different states

将策动力选取为跳变之前的点，当加入待测信号时，系统就会进入混沌状态，检测出信号。在此模型中， $\gamma = 0.733$ 时为临界点。

根据噪声对检测的影响，我们将收集到的数据进行放大处理，避免噪声的功率处于误判率较高的大小。此处假定信号是放大后的信号。

设置待检测信号的幅值为 0.001 将信号与高斯白噪声混在一起，信噪比设为 -40dB。

再设置对照组，不含带检测信号。经验证，含有小信号的系统如图 14 所示，不含小信号的系统如图 15 所示。证明该模型能够有效地检测到微弱信号。

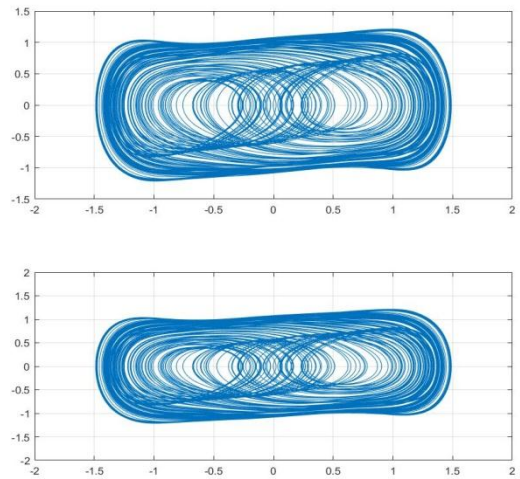


图 14 不含信号只含噪声的系统
Fig.14 System with noise only

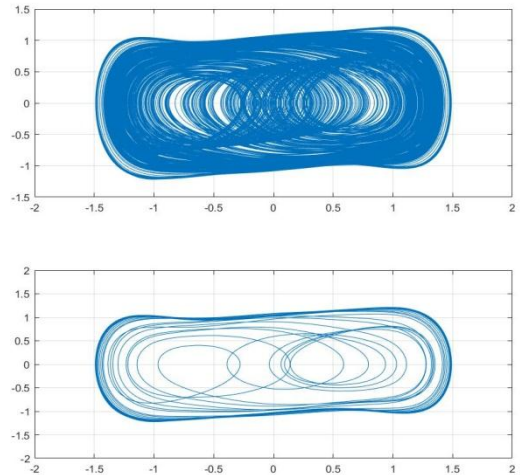


图 15 含有噪声和信号的系统
Fig.15 System with a test signal and noise

5 结论

针对基于 Duffing 振子的混沌系统模型，通过对阻尼系数，恢复力形式以及策动力幅值三个参数进行选取和调整，可以成功将其用于微弱正弦信号的检测，具有较高的信噪比以及较好的容噪性。

但是三个参数之间的相互影响以及其他种类的信号对系统的影响还有待进一步的研究。

参考文献

1. Greenspan, Bernie;Holmes, Philip.Repeated Resonance and Homoclinic Bifurcation in a Periodically Forced Family of Oscillators[J].SIAM Journal on Mathematical Analysis,1984,Vol.15,No.1
2. 郭富新. 基于混沌理论的信号检测方法研究[D].吉林大学,2005.
3. 李楠,刘明艳.分数阶 Duffing 系统动态特性研究及微弱信号检测 (英文) [J]. 科学技术与工程,2017,17(21):248-257.
4. 李永建. 基于 Duffing 混沌系统的微弱振动信号检测方法研究[D].南京航空航天大学,2009.
5. 李月,杨宝俊.检测强噪声背景下周期信号的混沌系统[J].科学通报,2003(01):19-20.
6. 赵雪平,李月,杨宝俊.用于检测同相轴的 Duffing 型系统恢复力项的讨论[J].地球物理学进展,2006(01):61-69.
7. 何颖. 混沌 Duffing 振子系统弱信号检测研究和应用[D].长安大学,2010.
8. Jin Tian,Zhang Hua. Statistical approach to weak signal detection and estimation using Duffing chaotic oscillators[J]. SP Science China Press, 2011, 54(11)
9. 兀旦晖,李秦君,杨萍.噪声对基于 Duffing 方程弱信号检测的影响研究 [J]. 计算机测量与控制,2010,18(01):61-63.
10. 范剑,赵文礼,王万强.基于 Duffing 振子的微弱周期信号混沌检测性能研究[J].物理学报,2013,62(18):54-59.

基于 51 单片机的智能空气净化系统设计*

龙 云；朱文铭；杨河山；张炜琛

(吉林大学仪器科学与电气工程学院，长春 130012)

摘要：基于 AT89C51 单片机，完成了一种智能空气净化系统的设计，可以实时监测空气中 PM2.5 有害物质浓度并在浓度超出限制时发出警报并自动清除 PM2.5 以净化空气。给出了系统的总体设计要求，系统主要模块，系统中传感器，控制电路以及除尘模块的主要构成。对该系统除尘效果的实验表明，该系统对清除 PM2.5，净化空气有良好的效果。

关键词：AT89C51；空气净化；PM2.5；控制系统；传感器

Design of intelligent air purification system based on 51 MCU

Long Yun; Zhu Wenming; Yang Heshan; Zhang Weichen

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: Based on MCU AT89C51, we completed the design of an intelligent air purification system, it can real-time monitoring the concentration of PM2.5 in the air, and when the concentration of PM2.5 exceeds the alarm limit, this system can send alarm signal and start up automatically to remove PM2.5 and purify the air. This paper concludes the overall design requirements of the system, the main modules of the system, the sensors in the system, the control circuit and the main components of the dust removal module. Experiments on the dust removal efficiency of the system show that the system has a good effect on removing PM2.5 and purifying air.

Key words: AT89C51 Air purification PM2.5 Control System Sensors

0 引言

近年来，随着我国经济的发展和人民生活水平的提高，工厂内化石燃料燃烧和汽车废气的排放使空气质量不容乐观^{[7][8]}。而在我国北方的冬季体现最为明显，这一地区人口经济密度大，排放大量的 PM2.5，冬季风速较低，容易形成稳定的近地层大气，在多种因素的作用下，易产生雾霾。严重的雾霾可以直接影响室内的空气状况，加上日常生活中室内可能产生的油烟，香烟，装饰材料挥发物等其他污染，使得针对室内空气的除尘净化显得尤为重要^{[1][10]}。负离子除尘是一种比较成熟的技术，电离空气产生的负离子能与空气中的粉尘微粒相结合，从而自然沉降，不仅能净化空气，还可以杀菌消毒。而 HEPA 滤网为代表的新型滤材的应用也越来越普遍^[4]，HEPA 滤网为多层折叠结构，如果将其完全展开，其面积能增加十几倍甚至几十倍，由于过滤网的性能与其表面积成正比，HEPA 滤网的性能十分出众，是国际上公认的最高效过滤材料，适用于 PM2.5 粉尘颗粒的过滤净化。目前室内空气净化领域多采用单一除尘技术^{[2][5]}，且自动化程度不高，本设计旨在结合两种不同的除尘净化技术，并利用嵌入式芯片与相关电路提高空气净化系统的自动化程度与智能水平，使系统达到更好的除尘净化效果^[3]，能根据不同空气状况自主调节工作，

用户使用时更加方便省心。

1 控制系统总体要求与主要模块

本系统适用于空气净化器，主要针对 PM2.5 进行过滤与净化，对空气中其他有害物质也有一定净化作用。同时包含高浓度报警，人机交互，滤网状况监测等附属功能。总体设计要求能实时高效检测并净化室内低，中度 PM2.5 污染，在 10min 内将室内 PM2.5 值从 100~200 降低至 50 以下。同时在室内较高 PM2.5 污染（300 以上）时发出警报，在 20min 内降低至正常范围。除尘装置分为三档，用户可以自由设定警报值，以调节不同档位工作范围。考虑到 HEPA 滤网在使用一段时间后需要进行更换，要求具有 HEPA 滤网监测功能，当过滤网使用过度时，警示灯发出警告，提示用户更换过滤网。

本系统的主要模块如图 1 所示，以单片机及附属控制电路为核心，分为 PM2.5 传感器模块，灰度传感器两个输入模块，高浓度警报灯，更换滤网警报灯，风机调速装置，负离子装置四个输出模块，用户操作界面与液晶屏构成的交互模块，HEPA 滤网及风机等机械结构构成的机械模块，以及核心的单片机控制模块。

* 指导老师：龙云

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65644）

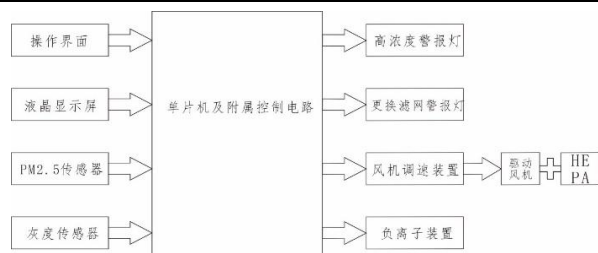


图 1 系统主要模块示意图

Fig.1 Schematic diagram of main modules of the system

2 控制系统的硬件

根据系统总体设计^[6],控制系统选用 ZPH-01 粉尘传感器作为 PM2.5 传感器。该型传感器采用粒子计数原理,可灵敏检测直径 $1\mu\text{m}$ 以上灰尘颗粒物,灵敏度极高、长期稳定性优异、出厂前已标定校准、内置加热器可实现空气的自动吸入,外形紧凑、重量轻、易安装、保养简单,适用于空气净化系统。其原理如图 2 所示。低端的加热装置可以通过气体对流自动吸入空气,LED 模块发出光线,经粉尘反射后通过透镜被 PT 接收,实现对粉尘颗粒的计数。实测表明,该型传感器在静置和空气流动不太剧烈的地方可以良好工作,晃动及强烈的气流会引起输出异常上升,因此,该传感器被牢牢固定在空气净化系统的外壳上,处于远离风机的位置。

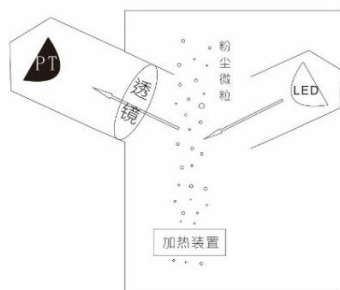


图 2 粉尘传感器工作原理图

Fig.2 Working principle diagram of dust sensor

该型传感器具有 UART 数字串行输出与 PWM 信号输出两种输出模式,本设计中令该型传感器处于串行输出状态,与单片机串口相连。当采用串行输出时,该型传感器的输出格式如图 3 所示,低脉冲率的数值为该型传感器输出的有效数据。低脉冲率与灰尘颗粒物浓度间存在固定的函数关系。

0	1	2	3	4	5	6	7	8
起始位	检测类型名称编码	单位(低脉冲率)	低脉冲率整数部分	低脉冲率小数部分	预留	预留	VOC等级	校验值
0xFF	0x18	0x00	0x00-0xFF	0x00-0xFF	0x00	0x00	0x00-0x03	0x00-0xFF

图 3 采用串行输出时的数据格式

Fig.3 The data format used in serial output

灰度传感器用于监测 HEPA 滤网的工作状

况。HEPA 滤网工作较长时间后,其吸附的粉尘微粒粘着在表面上,积累到一定程度后会影响到粉尘的吸收效果,同时滤网上也吸附了较多的细菌,此时必须进行更换,否则将影响除尘效果甚至危害健康。空气中的粉尘微粒会吸附很多杂质,多数微粒是有色微粒,粘着在滤网表面时,会使滤网呈现灰色,黑灰色,棕色,棕黄色等较深的颜色。此时通过监测滤网的灰度便可以从侧面监测滤网的工作状况,决定是否更换滤网。灰度检测模块原理如图 4 所示,白色的突起是红外发射装置,黑色的突起是红外吸收装置,中间用斜纹线所示的挡板分隔开。工作时,从白色的突起发射红外线,经检测面反射后由黑色突起接收。如果检测面的灰度比较大,由光学知识可得,其对光线的吸收能力也较强,故经过反射后,其接收到的光线会比较少。通过接收光线的值即可获得被测物的灰度值。

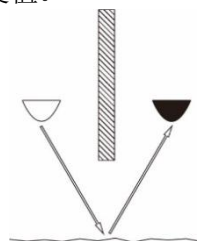


图 4 灰度传感器用于检测滤网的原理

Fig.4 The grayscale sensor is used to detect the principle of the filter

灰度传感器的输出为模拟输出,范围为 $0\sim 5\text{V}$,当被测物为纯白色,表面反射良好的理想物体时输出 5V ,而被测物为可吸收全部光线的理想黑体时输出 0V 。在固定检测距离时,灰度越大,输出电压越低。作为与单片机相连的输入模块,需要经过一个电压比较器,通过比较灰度传感器输出电压与预设电压(根据滤网更换临界电压测得的输出电压)相比较,以电压比较器的输出作为输入接入控制电路。以图 5 为例,核心是一个 LM339 比较器,其反相输入端是可供设置的一个电压,其正相输入端是代表上述传感器的输出的电压量,假设反向输入端的电压设置为 4.18V 。当正相输入端的电压小于 4.18V 时,比较器的输出端电压仅为 0.19V 。对单片机来说,这个电压视为低电平。当正相输入端的电压大于等于 4.18V 时,LM339 的输出端电压为 5V ,对单片机来说,这个电压视为高电平。

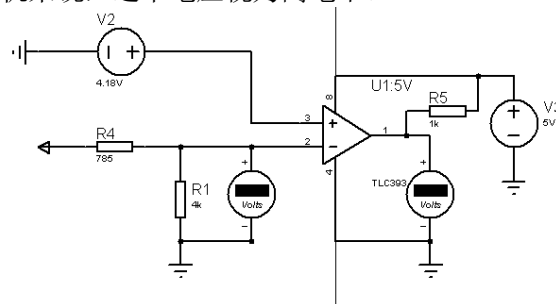


图 5 灰度传感器所需的比较电路

Fig.5 Gray sensor comparison circuit as needed

本设计选用的风机为交流 220V 风机，采用串电阻调速的方法效果不好且工作效率低，而应用相关电力电子技术，通过 PWM 控制调节加在风机两端的电压是比较好的调速方案。通过调节一个可变电阻，来控制方波的占空比，就可以实现不同转速的运行。由于本设计仅要求实现三级调速，为了简化电路，在设计中直接选取了三个预设好的无级调速开关，单片机仅负责输出控制信号来选择导通哪一个开关来实现调速。为了实现控制回路风机工作的较高电压的回路间的电气隔离，还需应用光耦合器，与无级调速开关一起构成驱动风机的电路。

负离子发生器的驱动更加简单，只需将单片机的输出通过光耦合器控制负离子发生器的电源回路即可。

3 控制系统的软件

系统上电后等待总开关打开，总开关打开后，在完成初始化后，PM2.5 传感器开始检测空气中的粉尘浓度，读取该传感器的输出，经过换算后得到浓度的数值，将该数值显示在液晶屏上。由于 PM2.5 传感器的串口输出格式如图 3 所示，在程序中需要对其进行一定处理才能得到最终的浓度值。

```
pm_rateH=UART_Upload[3];
pm_rateL=UART_Upload[4];
pm_density=(UART_Upload[3]*100+UART_Upload[4])*1.014705;
```

如上述程序所示，UART【3】的串口数据为低脉冲率的整数部分，UART【4】的串口数据为低脉冲率的小数部分，例如在 345 $\mu\text{g}/\text{m}^3$ 的情况下，zph01 低脉冲率（输出占空比）为 34%。我们认为在低脉冲率 0~34% 时对应浓度 0~345 $\mu\text{g}/\text{m}^3$ 。低脉冲率与浓度间是线性关系。

这样得到的 pm_density 大小是实际值的 10 倍，将最后的一位小数移动到了个位上，这是为了在 LCD 液晶显示时的方便。

```
LCD_Write_String(0,0,"PM2.5:");
LCD_Write_Char(6,0,table[pm_density/1000]);
LCD_Write_Char(7,0,table[pm_density%1000/100]);
LCD_Write_Char(8,0,table[pm_density%100/10]);
LCD_Write_String(9,0,".");
LCD_Write_Char(10,0,table[pm_density%10]);
```

```
LCD_Write_String(11,0," $\mu\text{g}/\text{m}^3$ ");
```

LCD 显示的部分程序如上文所示，假设 pm_density 为 3452，上述 LCD 程序运行后，便可以在液晶显示屏上得到 PM2.5 345.2 $\mu\text{g}/\text{m}^3$ 的字样。相当于又把 pm_density 缩小到十分之一，故显示的便是浓度的真实值。

设计要求中要求浓度高于高浓度报警值时

发出警报，且高浓度报警值可调，显然需要将该值显示在液晶屏上并配合相应的按键来实现该功能。在程序中设该报警值变量为 pm_URV，用 if 语句判断 pm_URV 与 pm_density 间的大小关系，一旦 pm_density 大于所设置的 pm_URV，将触发警报，并自动激发最高档位的调速开关。

```
else if(pm_URV<pm_density)
{
    led1=1; //led1 代表电源指示灯，
    代表正常工作，当处于报警状态时会熄灭
    led3=1; //led3 代表更换滤网报警
    指示灯，检测到滤网灰度过高时该灯会亮起
    out1=0; //out1 代表低档位
    out2=0; //out2 代表中档位
    out3=1; //out3 代表高档位
    if(beep==1) //led2 代表高浓度警报
    灯，此时闪烁，并且蜂鸣器（alarm_buzz）发出
    滴滴报警声。beep 由定时器中断产生，其值每隔
    10ms 在 0 与 1 间来回波动。
    {led2=0;alarm_buzz=0;}
    if(beep==0)
    {led2=1;alarm_buzz=1;}
}
```

为了使 pm_URV 可调，设置 key_add 与 key_minus 两个按键状态变量，检测按键状态是否发生变化，当按键状态发生变化时，将按键状态变化通过 add=key_add 或 minus=key_minus 读取到 add 与 minus 两个控制 pm_URV 增减的变量（按下时产生 0 信号开始读取，则松开后弹起的 1 信号便送入了 add 与 minus）。

```
if(add==1) //add 信号为 1 时
{
    pm_URV++; // pm_URV 一直增加，适用于
    按住不放的情况，可以快速上升 pm_URV
    if(pm_URV>=10000) //当 pm_URV 值过大时，
    能自动返回 0，误操作时用户可以尽快恢复
    {pm_URV=0;}
    SectorErase(0x2000);
    byte_write(0x2000,pm_URV/256);
    byte_write(0x2001,pm_URV%256);
    //pm_URV 的值写入 eeprom 中，这样关机后
    pm_URV 的值能保留下来，再次开机无需重新设置。
```

4 机械模块及总体封装

本设计的机械模块以两个风机为核心。其中进气口风机为 10 寸交流 220AC 风机，额定转速为 2800r/min，能产生比较强的风力，吸收空气进入除尘装置内部。软件与硬件中的调速功能针对进气口风扇进行调速，使其能以三种不同的风力工作。而出气口风机选用功率较小的直流风机，使其一直在额定功率工作。进气口风机（经

HEPA 滤网)与出气口风机间以 L 型管道相连以增强对流。

HEPA 滤网具有一定的厚度和硬度,将 HEPA 滤网置于进气口风机后卡槽固定,进气口风扇吸收的空气便能以较高的速度通过 HEPA 滤网,粉尘将附着在滤网上。滤网后方 L 管道内 1cm 处固定灰度传感器(需要比较坚固的塑料支架,此处为在风机开启时具有一定强度的风力)。负离子发生器放置在靠近出气口风机的 L 型管道内部,注意负离子发生器也应牢固固定,其发生端可能在工作时产生静电,注意使其不能接触到管道内壁。

PM2.5 传感器放置于装置正面板,但与正面的进气口风机保持一定距离,防止气流干扰,传感器在关机时可密封在防尘罩内,防止浮沉污染 PM2.5 传感器内的透镜。PM2.5 传感器下方放置操作界面与 LCD 显示屏,在装置正面的亚克力上预留小孔,供传感器和操作界面, LCD 显示屏等的线路通过装置内部的控制模块相连接。

处理模块和继电器放置于一片电路板上,固定在装置内部,与 L 型管道保持一定距离。装置后面板侧下方预留三角形孔,给装置供电的交流电线从此通过连接到外部 220V 电源。同时,在装置内部靠近这一区域处放置变压整流器,将外来的 220V 交流电经过变压和整流后得到 5V 直流电给控制模块和传感器等供电。在 L 型管道外围包绕一圈隔音棉,将 L 型管道与装置内部的间隙填充,以降低装置运行时的噪音。

整个装置的封装如图 6,图 7 所示。

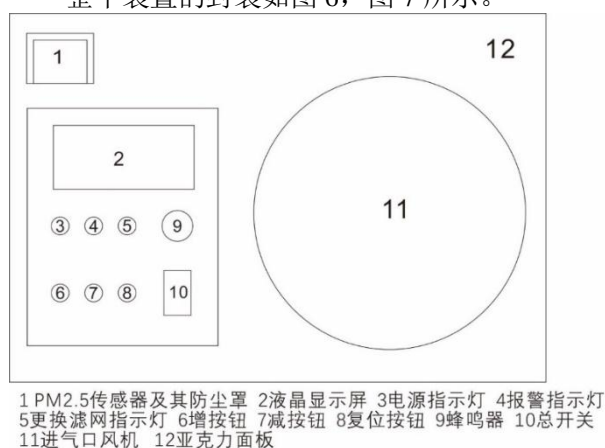


图 6 装置正面板示意图

Fig.6 Device front panel diagram

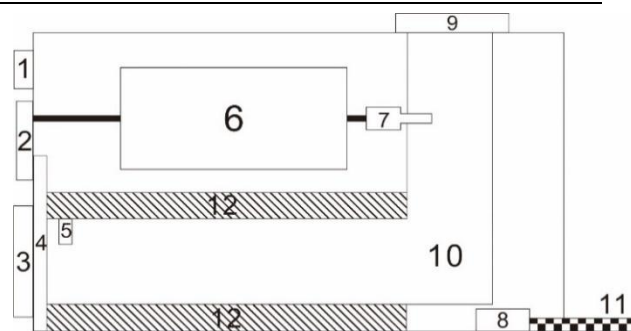


图 7 装置侧面剖视图

Fig.7 Profile view of the device

5 除尘效果实验分析

在密闭室内进行 PM2.5 除尘实验,可近似认为室内的温度和湿度在测试期间不变。

实验时,开启最高档位工作以验证该装置的最佳除尘净化效果,使用装置自带的 PM2.5 传感器监测 PM2.5 浓度并绘制曲线。实验中使用香烟燃烧模拟 PM2.5 污染物的释放,在 PM2.5 浓度比较稳定(混合均匀)后,开启风机,测定 PM2.5 浓度随时间的变化来反映装置的除尘效果,同时设置不开启风机的对照组以测定 PM2.5 浓度的自然衰减,每隔 30s 记录一次,实验结果如图 8,图 9 所示(图中所示时间轴的零点为 PM2.5 逐渐上升直至比较稳定的那个时间点)。

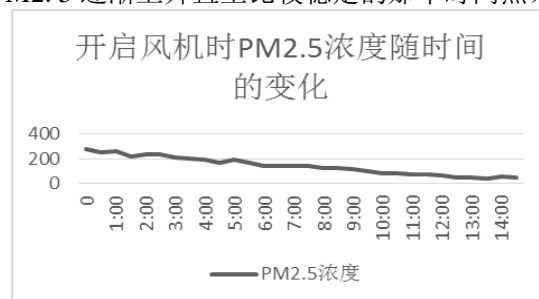


图 8 开启风机时 PM2.5 浓度的变化

Fig.8 The concentration of PM2.5 when opening the fan.

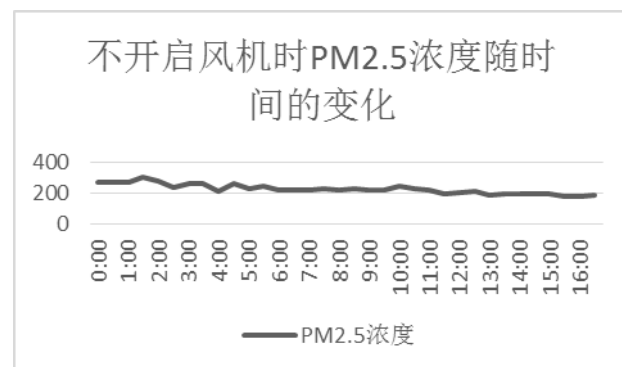


图 9 不开启风机时 PM2.5 浓度的变化

Fig.9 The concentration of PM2.5 when the fan is not turned on.

显然,风机+HEPA 滤网的除尘模式效果明显,在 10min 内已经能将污染后 280+的 PM2.5

浓度降至 100 以下, 开启 14min30s 后浓度甚至降到了 43.4, 这个数字比测试房间污染前的 PM_{2.5} 浓度 87.7 (初始浓度这么高是因为测试房间长时间不通风, 空气较差) 还要低很多。(注: 因使用的传感器有些许迟滞, 且烟雾的飘动比较随机, 短时间内数据出现水平和波动都是很正常的) 虽然不开启风机时, 一段时间后 PM_{2.5} 浓度依会下降, 但下降速度缓慢, 在 17min 时仍维持在接近 180 的浓度水平, 房间内仍有刺激性气味。(注: 两次实验零点处的 PM_{2.5} 浓度有些许不同是因为很难在两次实验中得到相同的 PM_{2.5} 初始浓度, 上述两条曲线已是多次实验得到的平均值, 已经尽量减小了误差)

在装置基本成型时, 进行了四种情况对比实验就其除尘效果与前两次相比进行了对比。结果如图 10。

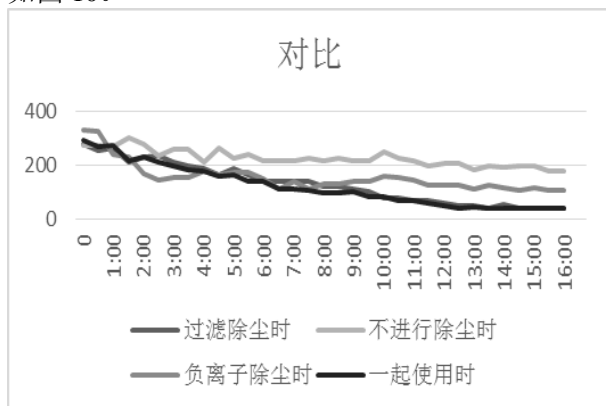


图 10 四种情况的对比图

Fig.10 A comparison of the four conditions

显然, 无论是风机+HEPA 滤网除尘还是负离子除尘, 相较于无除尘装置时效果均很明显。负离子除尘在一开始效果非常好, 甚至比风扇除尘效率更高, 但当 PM_{2.5} 浓度下降到 150 左右时, 负离子除尘的效果就不是很理想, 最终也未将 PM_{2.5} 浓度降至 100 以下。结合负离子除尘的原理, 可以这样理解。负离子发生器附近的氧分子会逐渐被转化为氧离子^[9], 氧离子与空气中的微尘颗粒结合以沉降。但经过一段时间的工作, 负离子发生器附近的氧离子浓度已经达到一个临界值, 很难再将氧分子继续转化为氧离子, 所以其工作效果变得不理想。要解决这个问题, 必须将转化出的氧离子及时扩散出去, 因此本装置选择将负离子发生器放置于风扇出气口附近, 及时将氧离子扩散出去, 使除尘效果更好。

上述实验结果表明, 将负离子除尘与风机+HEPA 过滤除尘两种方式结合后, 能取得比单一除尘方式更好的效果^[4], 本装置已经达到了对除尘效果的设计要求。

6 结语

本设计基本实现了设计要求, 但还有很大的改进空间。比如运行时的噪音问题, 虽然运用发

泡剂和隔音海绵能吸收大部分噪音, 但仔细研究可发现, 风机旋转时叶片旋转面并不能保持水平, 而旋转轴也不能始终保持在中心竖直线上, 这可能是产生噪音的一个重要原因。查询可知这种现象在国产排风扇上是广泛存在的, 很难对其进行改进。若采用更好的排气扇, 相信最终效果会变得更好。另一个可以改进的地方是现在 ZPH01 粉尘传感器, 该传感器略有一些迟滞性, 进气口也比较小, 采样的空气局限在附近区域内, 导致所测浓度时常波动。至于采用何种传感器能取得最佳效果, 需要大量的比较工作, 有待进一步研究。

参考文献

1. 张蓓, 相海恩, 郝盼盼, 肖军. 多种空气净化器对室内颗粒物净化效果研究[J]. 中国环保产业, 2017(09):56-58.
2. 曾雪雯, 刘艺, 王欣扬, 孙媛媛, 翟春艳, 王莉. 基于静电吸附原理的空气 PM_{2.5} 净化器设计[J]. 电子世界, 2017(13):43+46.
3. 王蕾, 包磊, 袁景光. 一种 PM_{2.5} 智能组合净化器的设计[J]. 传感器世界, 2016, 22(11):35-39.
4. 路丽, 贺军辉, 田华, 何涛, 杨巧文. 新型空气净化器及其评价方法[J]. 科技导报, 2015, 33(12):101-109.
5. 杨乾, 董玉德, 陈光超. 基于 ATmega128 的多功能空气净化器控制系统设计[J]. 西安工程大学学报, 2015, 29(03):375-380.
6. 沈爱莲. 基于 51 系列单片机的汽车空气净化系统设计[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2012, 29(02):62-65.
7. 荆游. 新型室内空气净化器的研制[D]. 哈尔滨工业大学, 2014.
8. 苏美先. 空气净化器的研究和设计[D]. 广东工业大学, 2014.
9. 何六月. 负电材料吸附 PM_{2.5} 室内空气难题得解[N]. 中国环境报, 2013-05-29(006).
10. Sung Hwa Lee. Development of Photocatalyst Plasma Air Cleaning Filter Used in Air Conditioner[J]. Journal of Advanced Oxidation Technologies, 2003, 6(1).
11. Hua Qian, Yuguo Li, Hequan Sun, Peter V. Nielsen, Xinghua Huang, Xiaohong Zheng. Particle removal efficiency of the portable HEPA air cleaner in a simulated hospital ward[J]. Building Simulation, 2010, 3(3).

基于 STM32 单片机的雾霾环境监测及净化系统*

康 达；孟繁杰；郑 策

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：针对一体式雾霾净化器的监测范围小和净化效率低的问题，采用无线分布式设计对室内空气的温度、湿度、PM2.5 指数进行分布式监测，三块检测模块同时向主控模块输送实时数据；并根据 PM2.5 指数控制净化模块进行空气净化。在净化空气时，采用对净化装置的闭环控制；设计了微信小程序在手机端对空气状况进行远程监控。

关键词：分布式 闭环控制 远程监控

Fog and haze monitoring and purification system based on STM32 single chip

Kangda; Mengfanjie; Zhengce

(College of instrumental science and electrical engineering, Jilin University)

Abstract: According to the monitoring range of integrated purifier purification and small haze problem of low efficiency, the design of distributed wireless distributed monitoring of indoor air, three block detection module in the control module to transfer real-time data; in air purification, the closed loop of purification device control; the design of the WeChat small program for remote monitoring of air condition in the mobile phone terminal.

Key words: Distributed Closed-loop control Remote monitoring

0 前言

近年来，雾霾天气在我国频繁出现，空气质量问题已引起全社会高度关注。室内环境小，PM2.5 很容易超标，导致人体受到影响，甚至平常的炒菜、烧香、抽烟等行为都会急剧地增大室内 PM2.5 的浓度。现阶段市面上已经出现了多种多样的空气净化器可以检测和净化 PM2.5，但是这些空气净化器大多效果往往很片面，净化的区域也是非常的小，对 pm2.5 并没有有效的改善。然而本次设计的监测和净化系统可以实现闭环控制^[1]，随时随刻地监测室内的湿度，温度以及 PM2.5 的浓度，在超过影响人体健康的情况下可以及时的进行净化。目前市面上的空气净化产品基本可分为两大类，一类靠的是各种各样的吸附材料，比如活性炭、光触媒^[2]吸收有害物质。另一类用的是等离子放电技术，产生臭氧，分解空气中的污染物。专家表示，臭氧本身就是一种污染物，而吸附材料的原理和饮用水的净化器一样，必须经常换吸附材料，否则还会作为一种污染源把有害物再次释放出来。因此该系统选择使用第一类吸附性材料进行空气净化，以免产生更坏的情况。

此雾霾监测和净化系统采用监测与净化的分离模式，这一点与市面的已有产品有着非常大的区别，市面上的一体式净化器检测范围非常小，往往只有净化器周围的空气质量能够检测到，很难做到对整个房间甚至整个房屋进行有效的净化。而该净

化器的监测模块可以设置在 pm2.5 的产生处，比如厨房、窗户、门口等地，当雾霾进入监测空间，净化器立即进行净化处理，从而最大限度的防止了雾霾对人体健康的影响。

1 监测模块的设计方案。

1.1 湿度传感器模块

DHT11 是一款湿温度一体化的数字传感器。该传感器包括一个电阻式测湿元件和一个 NTC 测温元件，并与一个高性能 8 位单片机相连接。通过单片机等微处理器简单的电路连接就能够实时的采集本地湿度和温度。DHT11 与单片机之间能采用简单的单总线进行通信，仅仅需要一个 I/O 口。传感器内部湿度和温度数据 40Bit 的数据一次性传给单片机，数据采用校验和方式进行校验，有效的保证数据传输的准确性。DHT11 功耗很低，5V 电源电压下，工作平均最大电流 0.5mA。

DHT11 数字湿温度传感器采用单总线数据格式。即，单个数据引脚端口完成输入输出双向传输。其数据包由 5Byte (40Bit) 组成。数据分小数部分和整数部分，一次完整的数据传输为 40bit，高位先出。DHT11 的数据格式为：8bit 湿度整数数据+8bit 湿度小数数据+8bit 温度整数数据+8bit 温度小数数据+8bit 校验和。其中校验和数据为前四个字节相加。

* 指导老师：刘鸿石

项目类型：大学生创新训练项目(2017A65292)

byte4	byte3	byte2	byte1	byte0
00101101	00000000	00011100	00000000	01001001
整数	小数	整数	小数	校验和
湿度		温度		校验和

图 1 温湿度校验和

Fig.1 Temperature and humidity check

湿度= byte4 . byte3=45.0 (%RH)

温度= byte2 . byte1=28.0 (°C)

校验= byte4+ byte3+ byte2+ byte1=73(=湿度+温度)(校验正确)

1.2 温度传感器模块

DS18B20 是由 DALLAS 半导体公司推出的一种的“一线总线”接口的温度传感器。与传统的热敏电阻等测温元件相比,它是一种新型的体积小、适用电压宽、与微处理器接口简单的数字化温度传感器。一线总线结构具有简洁且经济的特点,可使用户轻松地组建传感器网络,从而为测量系统的构建引入全新概念,测量温度范围为 $-55^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$,精度为 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。现场温度直接以“一线总线”的数字方式传输,大大提高了系统的抗干扰性。它能直接读出被测温度,并且可根据实际要求通过简单的编程实现 9~12 位的数字值读数方式。它工作在 3—5.5 V 的电压范围,采用多种封装形式,从而使系统设计灵活、方便,设定分辨率及用户设定的报警温度存储在 EEPROM 中,掉电后依然保存。

1.3 雾霾传感器模块

使用的传感器型号为 pms5003。Pms5003 不断的以串口的方式向单片机发送一帧数据,一帧数据协议总长度为 32 字节,默认波特率为 9600bps。第十三位为 pm2.5 值的高八位,第十四位为 pm2.5 值的低八位。

通常我们使用 stm32 的串口功能使用的中断服务程序使用的是 RXNE 中断。当单片机接收到一个字节,就会产生 RXNE 中断。Pms5003 发送的是一帧数据,所以不能采用此中断。可以采用 IDLE 中断,当接收到一帧数据,就会产生 IDLE 中断。

特别注意:在中断函数里面,需要把对应的位清零,否则会影响下一次数据的接收。比如 RXNE 接收数据中断,只要把接收到的一个字节读出来,就会清除这个中断。F1 系列的单片机,清除方法是“先读 sr 寄存器,再读 dr 寄存器”。

1.4 无线传输模块

NRF24L01 无线模块,采用的芯片是 NRF24L01,该芯片的主要特点如下:

- 1) 2.4G 全球开放的 ISM 频段,免许可证使用。
- 2) 最高工作速率 2Mbps,高校的 GFSK 调制,抗干扰能力强。
- 3) 125 个可选的频道,满足多点通信和调频通信的需要。
- 4) 内置 CRC 检错和点对多点的通信地址控制。
- 5) 低工作电压 (1.9~3.6V)。
- 6) 可设置自动应答,确保数据可靠传输。

该芯片通过 SPI 与外部 MCU 通信,最大的 SPI 速度可以达到 10Mhz。

要通过 nrf24l01 建立稳定的无线通讯,必须满足以下条件:

- 1) 发射接收数据宽度相同 (最大 32 个字节)
- 2) 发射接收地址相同 (5 个 8 位地址)
- 3) 发射接收频道相同 (0 ~125)
- 4) 发射接收速率相同

测量板发送数据,主控板接收数据。在主函数里要对发送接收指令进行延时,否则会出现丢失数据,或数据重叠等现象。

表 1 雾霾污染等级表

Table 1 Fog pollution grade table

PM2.5 指数	中国 PM2.5 日均浓度对应的指数等级	
	PM2.5 日均浓度	空气质量等级
0-50	0-35	一级 (优)
50-100	35-75	二级 (良)
100-150	75-115	三级 (轻度污染)
150-200	115-150	四级 (中度污染)
200-300	150-250	五级 (重度污染)
300-500	250-500	六级 (严重污染)

表 1 为我国雾霾污染的等级划分

2 净化模块的设计和装置整体设计

2.1 净化装置的设计

如图 1 所示,为净化装置的截面图

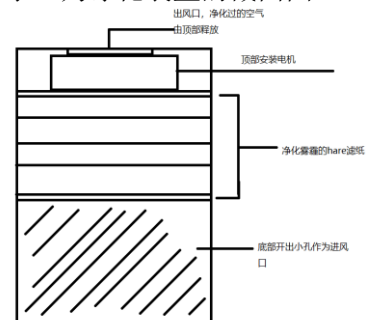


图 2 净化装置平面图

Fig.2 Plane diagram of purification device

2.2 装置总体设计图

如图 2,主控模块和监测模块通过无线方式进行数据传输

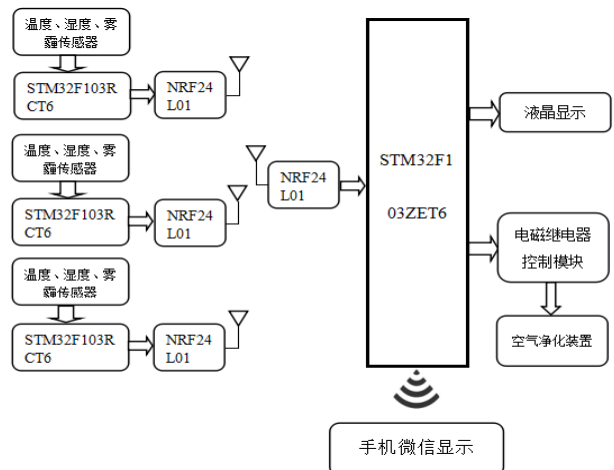


图 3 装置总体设计框图

Fig.3 Overall design diagram of the device

2.3 设备的使用

利用三块监测板分别监测门口, 窗口以及室内中央的空气实时状况, 能够更好的对房间内的空气状况进行更均匀的监测。

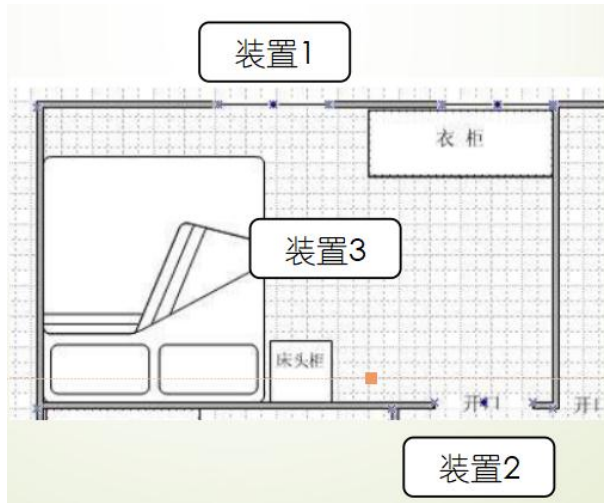


图 4 装置的在房间的设置图
Fig.4 Room setting diagram

3 微信小程序设计

3.1 微信小程序优势

微信小程序^[3] (wei xin xiao cheng xu), 简称小程序, 英文名 Mini Program, 是一种不需要下载安装即可使用的应用, 它实现了应用“触手可及”的梦想, 用户扫一扫或搜一下即可打开应用。

全面开放申请后, 主体类型为企业、政府、媒体、其他组织或个人的开发者, 均可申请注册小程序。小程序、订阅号、服务号、企业号是并行的体系。

不用安装, 即开即用, 用完就走。省流量, 省安装时间, 不占用桌面, 开发成本更低, 微信小程序 UI 和操作流程会更统一。这也会降低用户的使用难度。

轻便小程序最主要的优势之一, 很多轻量级的 APP 在以往我们还是要必须下载安装在手机上才能使用, 这即增加了过程的麻烦性、不必要性, 也对手机的内存产生了一定的占有, 实际用户体验并不良好。

而小程序针对这一问题, 能够很好的进行解决, 例如共享单车, 在小程序诞生之前可能我们需要下载某一共享单车的 APP 才能进行使用, 但现在在小程序的帮助之下, 我们直接可以在微信小程序上即可完成以往在 APP 上才能实现的功能需求, 使操作变得更加的轻松方便。

3.2 微信小程序的开发

微信小程序通过蓝牙与设备进行无线连接, 在微信界面内打开即可接受实时数据



图 5 小程序的使用界面
Fig.5 Applet interface

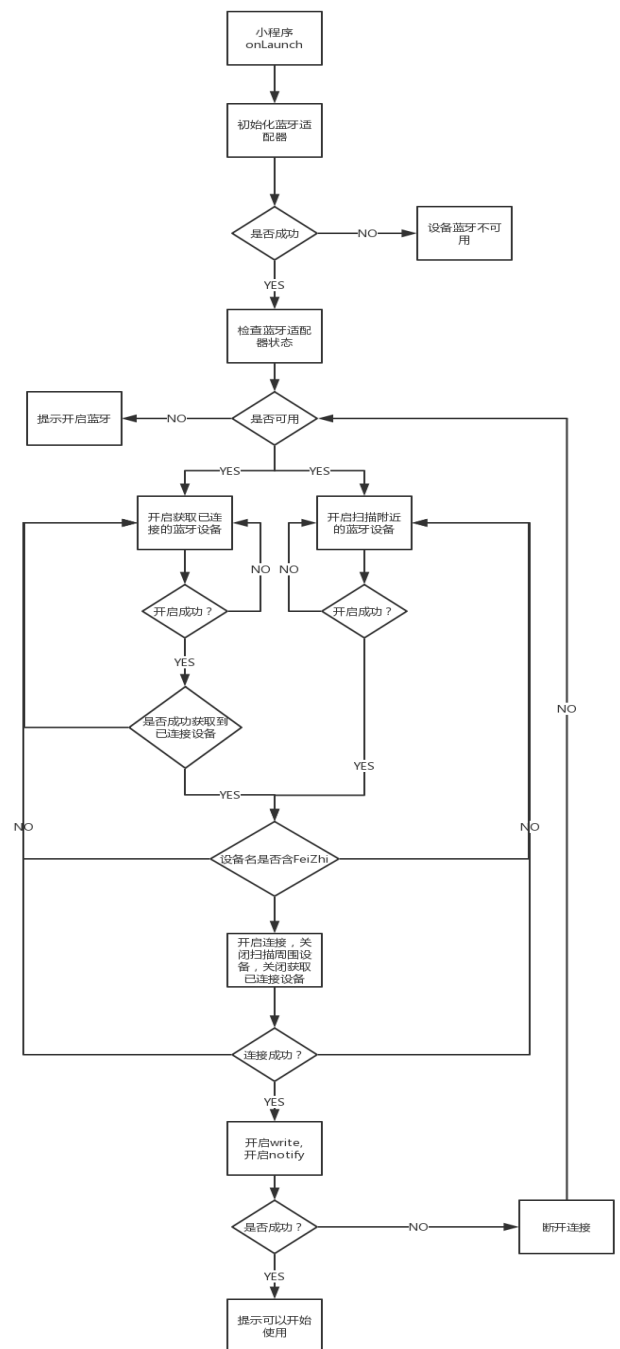


图 6 蓝牙连接流程
Fig.6 Bluetooth connection process

蓝牙连接大致流程:

- 1、开启蓝牙适配
- 2、获取蓝牙适配器状态,判断设备蓝牙是否可用。
- 3、判断蓝牙适配器可用时开启扫描蓝牙设备和开启获取已连接的蓝牙设备
- 4、如果开启扫描蓝牙设备失败 5s 后自动再次开启扫描
- 5、开启扫描蓝牙设备成功后开启监听已扫描的设备
- 6、如果已扫描到的新设备含 FeiZhi 名(个人产品需要)的设备则开始连接该设备
- 7、开启获取已连接蓝牙设备开启获取设备成功后判断以获取的设备名包含 FeiZhi(个人产品需要)字符串的设备则开始连接该设备
- 8、开始获取已连接蓝牙设备没有成功获取到已连接的蓝牙设备 5s 后自动重新开启获取。
- 9、开始连接某设备时停止扫描设备,停止循环获取已连接设备。
- 10、连接成功后停止扫描设备,停止循环获取已连接设备。

6. 路士兵. 基于单片机的空气雾霾监测系统的设计[J]. 自动化与仪器仪表, 2016, (06):254-255.
7. 刘少军, 王瑜瑜. 基于单片机控制的空气质量检测系统的设计[J]. 机械与电子, 2015, (01):53-56
8. 梁驭辰, 倪源蔚, 俞熹. 空气净化器对于 PM2.5 的净化特性研究[M]. 大学物理, 2015
9. 兰冰芯, 湛海云, 陈东, 吉宁. 基于单片机的 PM2.5 测试仪的设计与实现[J]. 物联网技术, 2014, (11):32-34+38.

4 测试结果

通过本装置与普通的雾霾净化器在同样时长对密封房间的净化效果,测试结果显示本装置的净化效果有明显优势,且可以在雾霾浓雾再次超标时自动开启,可持续保持屋内空气质量。

5 结论

本文对雾霾监测与净化装置的研究和设计,通过采用监测模块和净化装置分开的分布式结构,相比传统一体式雾霾净化器,监测更加精准,监测范围更大。通过采用闭环控制,使之自动进行室内的净化工作,净化效率更高,添加通过手机端的微信小程序进行远程监控的功能,可以随时随地掌握指定室内的空气情况。对已有的空气净化器进行了改进。

参考文献

1. 范娇. 大气气溶胶光学厚度反演及其在雾霾检测中的应用[D]. 杭州电子科技大学, 2015
2. 何佳品, 周晖, 刘婷婷, 赵静怡, 徐智勇, 黄启俊. 一种考虑湿度修正的雾霾检测系统[J]. 电子测量技术, 2015, (10):96-100.
3. 丰源. 一种便携式雾霾检测器的设计[J]. 科技展望, 2015, (27):153.
4. 曲娜, 张悦. 无线雾霾测试系统设计[J]. 电子质量, 2015, (10):66-67
5. 翟龙涛, 李庆才, 高勇善. 基于单片机控制的 PM2.5 空气净化器的设计与研究[J]. 电子世界, 2016, (22):55+57.

基于单片机可移动式智能微波加热控制系统设计*

刘业钊；于凤俊；郭启轩
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：在微波加热食物的过程中，主要的影响因素有：食物的种类、食物的初始温度、食物的质量等。由于食物的种类不同，虽然初始温度和质量相同，但加热的时间不会相同，而对于同种食物，由于质量不同加热时间也不相同。并且，烹饪不同的食物时对加热温度的要求也不同。而使用现在市面上的微波炉时我们只能通过自身的经验来判定需要加热时间和加热温度。但这对于一些不擅长烹饪的人来说是很困难的。所以，我们希望通过对这些问题的研究，可以解决上述难题，给予人们方便，增加微波加热的实用性。

关键词：微波加热；单片机；控制系统

Design of mobile intelligent microwave heating control system based on single chip microcomputer

Liu Yezhao; Yu Fengjun; Guo Qixuan
(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In the process of microwave heating of food, the main influencing factors are: the types of food, the initial temperature of the food, the quality of the food. Because of the different types of food, although the initial temperature and the same quality, but the heating time is not the same for the same kind of food, because the quality of different heating time is not the same. And. The heating temperature requirements of different cooking different foods. And now use microwave oven on the market when we can only through their own experience to determine the heating time and heating temperature. But it is very difficult for some people who are not good at cooking. So, we hope that through these problems This study can solve the above problems, give people convenience and increase the practicability of microwave heating.

Key words: Microwave heating Singlechip Control system

0 前言

微波作为一种新兴的能源，在加热、烘干、食品加工、杀虫灭菌、生物医学等方面得到越来越广泛的应用。微波加热本质上是一种介质加热，其能量产生于加热物质的内部。^[1]与普通加热相比，微波加热具有升温速率快，热效率高，加热均匀，易于实现自动控制等优点。^[2]微波炉作为家用电器之一，已广泛进入了人们的生活，其类型也从最初的机械控制发展到目前的电脑控制。通常用户根据经验，采用按键输入的形式选择加热时间。由于每个人的经验不同，所以设定的控制时间也存在一定的差异。在这种传统的控制方法下，烹调过程中微波炉的加热时间难以精确控制、加热火力难以确定。比如设定的工作时间过长，含水分较少的食物可能会导致食物过干、难以食用，时间过短则达不到预期的烹调效果。而且，目前微波炉的操作对于老年人和儿童等群体来说，可能有些困难，所以我们试图通过温度、质量等信息是微波加热更加智能化，以解决这些问题。

1 系统硬件设计

1.1 系统整体框图

系统整体框图如图 1 所示。主要由微波加热模块，主控单元模块，压力传感器，温度传感器，数据采集处理模块，蜂鸣器提示模块，电磁继电器控制模块等几部分组成。通过压力传感器测量食物的重量，通过温度传感器测量食物的温度，数据模块采集数据反馈回主控单元，主控单元处理后蜂鸣器提示，电磁继电器控制各个模拟部件的动作。温度和压力信号经过 PID 处理的信号通过单片机 I/O 输出，该信号也就是可控硅的触发脉冲。通过可控硅触发器可以控制磁控管的占空比，实现微波加热器的功率调节以达到加热食物时间及温度的目的。

1.2 单片机核心控制模块

主控芯片选用 STM32f103zet6，其有接口简单，工作速度快，功耗低等特点。^[3]

STM32 开发板通过管脚 PB0、PB1 和管脚 PG11 分别接收到来自压力模块和温度模块的数值后，通过公式转换得到所测物体的质量和所测温度，并将这两个数值通过管脚 PB10、PB11、PB12、PB13、PB15 将数值传送给显示模块。

1.3 压力测试模块

电阻压变式传感器感受到压力后，电路中电压发生变化，此信号传递到 HX711 芯片进行放大及 A/D 转换产生一个数字（占空比变化的信号），再

* 指导老师：刘鸿石
项目类型：大学生创新训练项目（2017B65648）

通过 STM32 板的 PB0 和 PB1 管脚传送给 32 芯片，芯片将接收到的数字通过公式进行数值转换得到

物体质量。

压力传感器+HX711 模块原理图如图 2 所示。

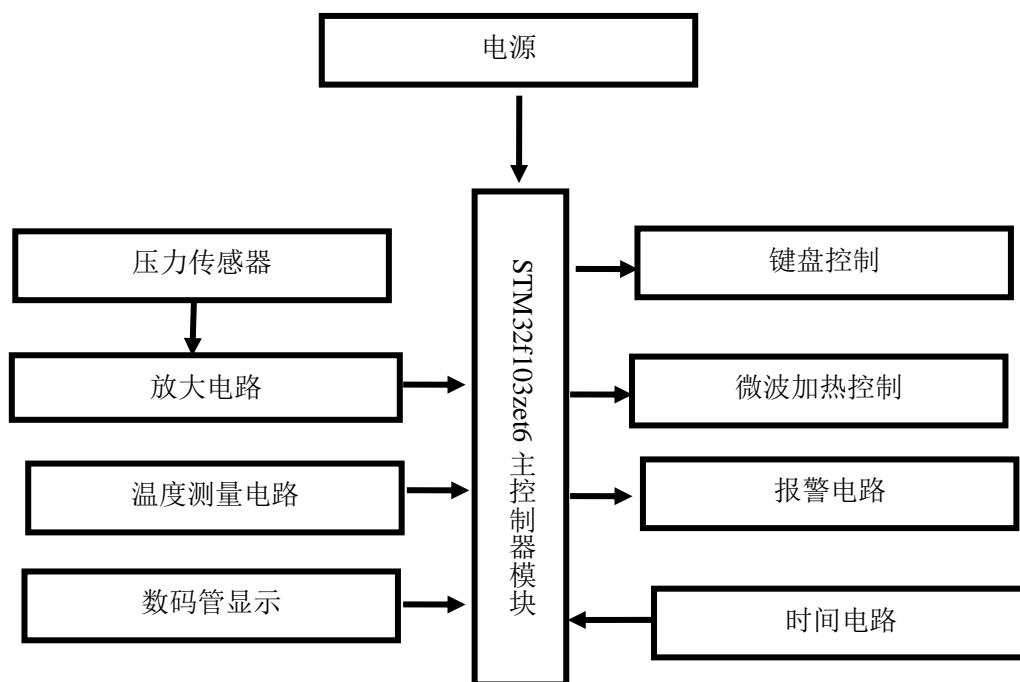


图 1 系统整体框图

Fig.1 overall block diagram of the system.

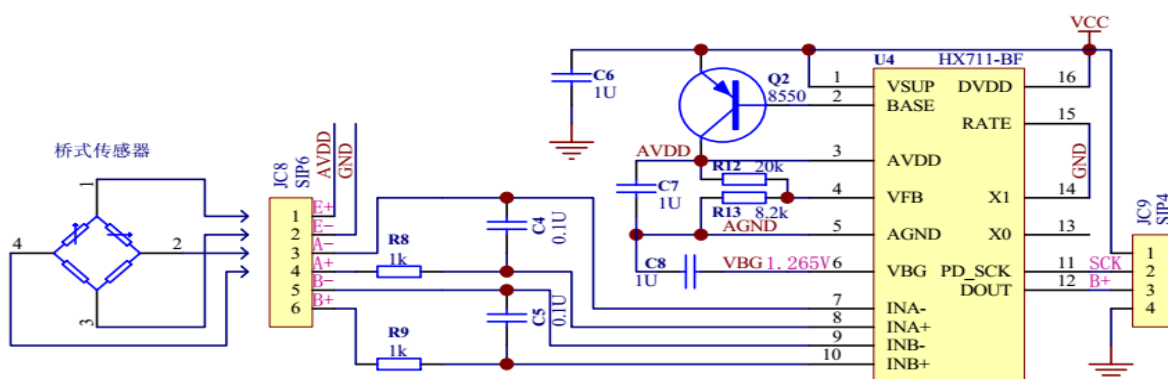


图 2 HX711 模块原理图

Fig.2 schematic diagram of HX711 module

1.4 温度测试模块

DS18B20 温度传感器感受到温度后，电路中电压发生变化，此信号通过 STM32 板的 PG11 管脚传送给 32 芯片，芯片将接收到的数字通过 A/D 转换然后通过公式进行数值转换得到所测温度。

DS18B20 温度模块原理图如下：

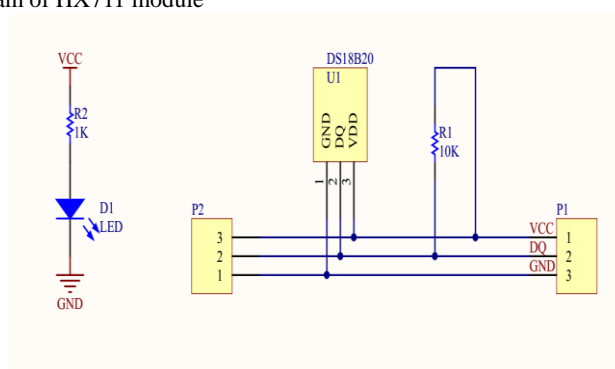


图 3 DS18B20 模块原理图

Fig.3 schematic diagram of DS18B20 module.

1.5 OLED 显示模块

12864 OLED 液晶显示屏通过管脚 PB10、PB11、PB12、PB13、PB15 接收到 STM32 开发板传送过来的数据后,通过自身程序定义字形、位置等信息后,将质量数值与温度数值显示在显示屏上。

1.6 微波加热模块

磁控管是一种用来产生微波能的电真空器件,实质上是一个置于恒定磁场中的二极管。管内电子在相互垂直的恒定磁场和恒定电场的控制下,与高频电磁场发生相互作用,把从恒定电场中获得能量转变成微波能量,从而达到产生微波能的目的。^[4]

磁控管由管芯和磁钢(或电磁铁)组成。管芯的结构包括阳极、阴极、能量输出器和磁路系统等四部分。管子内部保持高真空状态。^[5]

(1) 阳极是磁控管的主要组成之一,它与阴极一起构成电子与高频电磁场相互作用的空间。在恒定磁场和恒定电场的作用下,电子在此空间内完成能量转换的任务。磁控管的阳极除与普通的二极管的阳极一样收集电子外,还对高频电磁场的振荡频率起着决定性的作用。

(2) 磁控管的阴极即电子的发射体,又是相互作用空间的一个组成部分。阴极的性能对管子的工作特性和寿命影响极大,被视为整个管子的心脏。阴极的种类很多,性能各异。连续波磁控管中常用直热式阴极,它由钨丝或纯钨丝绕成螺旋形状,通电流加热到规定温度后就具有发射电子的能力。

(3) 能量输出器是把相互作用空间中所产生的微波能输送到负载去的装置。能量输出装置的作用是无损耗,无击穿地通过微波,保证管子的真空密封,同时还要做到便于与外部系统相连接。小功率连续波磁控管大多采用同轴输出在阳极谐振腔高频磁场最强的地方。放置一个耦合环,当穿过环面的磁通量变化时,将在环上产生高频感应电流,从而将高频功率引到环外。耦合环面积越大耦合越强。^[6-8]

(4) 磁控管正常工作时要求有很强的恒定磁场,其磁场感应强度一般为数千高斯。工作频率越高,所加磁场越强。磁控管的磁路系统就是产生恒定磁场的装置。

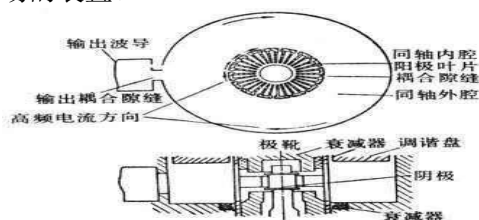


图4 磁控管结构图

Fig.4 structure of the magnetron.

2 系统软件设计

系统软件设计主要使用 C 语言编程,在 Keil uVision4 环境下调试完成。主要包括主控模块程序、测重模块程序、测温模块程序、显示模块程序、

加热模块程序、中断服务程序。

2.1 主控模块工作流程及程序设计

主控部分工作流程图如图 5 所示。

2.2 测重模块程序设计

程序主要包括三个部分:一是初始化;二是数据采集与数据处理;三是数据的传递,将处理完毕的数据通过串口发送给主控芯片。

使用 HX711 作为该模块的 A/D 转换装置, HX711 与单片机的通讯由管脚 Sck 和 Dout 组成的串行通讯模式。当 Dout 从高电平变成低电平后, Sck 一次输入 25 个脉冲,将 24 位 A/D 转换数据读入单片机,并在第 25 个时钟脉冲选择好下次转换的输入通道和增益。

2.3 测温模块程序设计

DS18B20 的典型温度读取过程为:复位、发 SKIP ROM 命令(0xCC)、发开始转换命令(0x44)、延时、复位、发送 SKIP ROM 命令(0xCC)、发读存储器命令(0xBE)、续读出两个字节数据(即温度)、结束。^[9-12]

DS18B20 的温度通过 DS18B20_Get_Temp 函数读取,该函数的返回值为带符号的短整形数据,返回值的范围为-550~1250,其实就是温度值扩大了 10 倍。

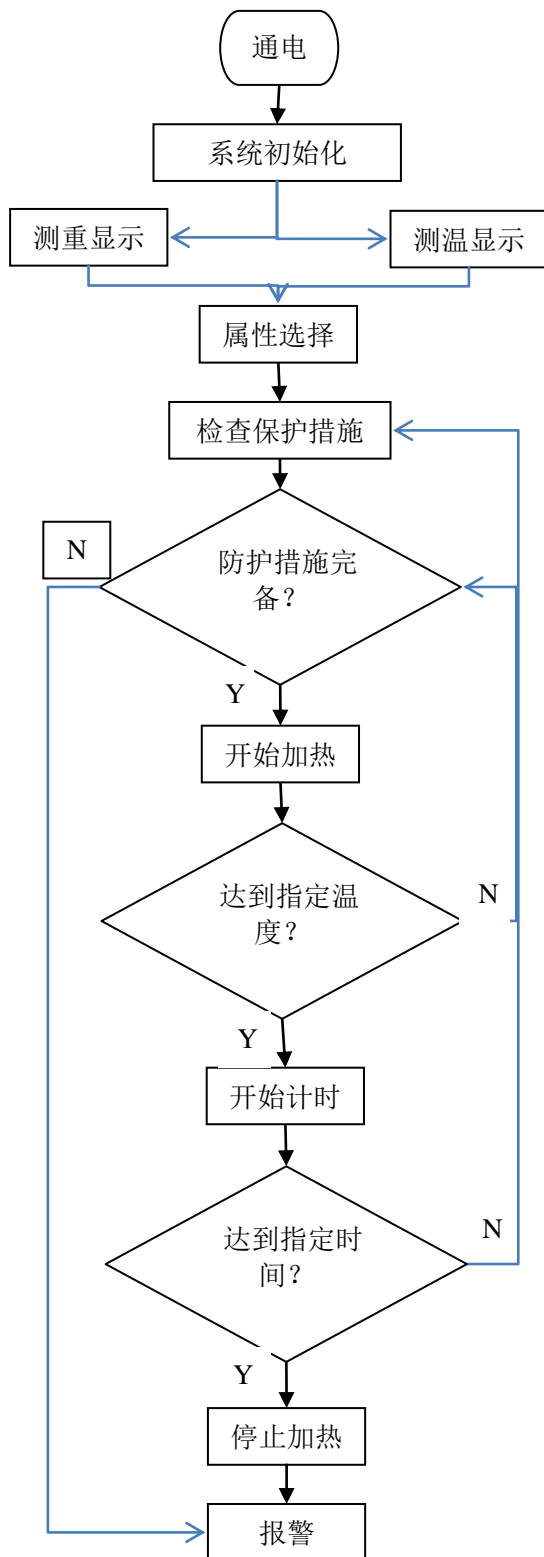


图 5 主控部分工作流程图

Fig.5. Flow chart of main control part.

2.4 显示模块程序设计

OLED 显示需要的相关设置步骤如下:

(1) 设置 STM32 与 OLED 模块相连接的 IO。

这一步, 先将我们与 OLED 模块相连的 IO 口设置为输出, 具体使用哪些 IO 口, 这里需要

根据连接电路以及 OLED 模块所设置的通讯模式来确定。

(2) 初始化 OLED 模块。

其实这里就是上面的初始化框图的内容, 通过对 OLED 相关寄存器的初始化, 来启动 OLED 的显示, 为后续显示字符和数字做准备。

(3) 通过函数将字符和数字显示到 OLED 模块上。

2.5 加热模块程序设计

加热时间/温度由下列模糊规则确定:

If $m = \{\text{很轻}\}$ and $c = \{\text{小}\}$ then 时间/温度 = 0.6625;

If $m = \{\text{轻}\}$ and $c = \{\text{小}\}$ then 时间/温度 = 1.3250;

If $m = \{\text{中}\}$ and $c = \{\text{小}\}$ then 时间/温度 = 1.9875;

... ..

If $m = \{\text{很重}\}$ and $c = \{\text{很大}\}$ then 时间/温度 = 4.5。^[13]

表 1 模糊规则确定表

Table 1 fuzzy rule determination table.

m	c			
	小	中	大	很大
很轻	0.6625	0.725	0.7875	0.9
轻	1.3250	1.450	1.5750	1.8
中	1.9875	2.715	2.3625	2.7
重	2.6500	2.900	3.1500	3.6
很重	3.3150	3.625	3.9375	4.5

根据食物比热容的分布, 定义其模糊集如下:

表 2 模糊化比热容定义表

Table 2 fuzzy set of specific heat capacity

比热容/(kJ/kg·℃)	
小	0~1.5
中	1.5~2.5
大	2.5~3
很大	3以上

为了方便人机信息的交互, 我们暂把模糊化的几类食物用以下几个代替: 淀粉类(小), 蔬菜类(中), 肉类(大), 水(很大)。

其次, 通过调研, 我们得到各类代表食物从室温升高到可以食用的理论时间和采用微波加热器加热的实际时间, 并对他们进行对比, 找出它们的相对误差, 如下。^[14-15]

表3 理论加热时间与实际加热时间对比
Table 3 comparison of theoretical heating time with actual heating time.

食物类型	质量/g	初始温度/℃	理论时间/s	实际时间/s	相对误差
蔬	300	27	132	135	2.2%
	500	27	198	205	3.4%
菜	700	27	263	269	2.2%
	900	27	329	337	2.4%
肉	300	27	106	110	3.6%
	500	27	159	164	3.3%
类	700	27	212	218	2.8%
	900	27	265	274	3.3%
淀粉类	300	27	97	100	3.3%
	500	27	145	149	2.7%
	700	27	193	201	3.9%
	900	27	242	251	3.6%
水	300	27	115	119	3.4%
	500	27	173	179	3.4%
	700	27	230	237	3.3%
	900	27	287	295	2.7%

通过上表,我们发现,实际加热时间与理论加热时间之间的相对误差还是比较低的,足以满足正常使用需求。

3 测试结果与结论

经过测试,装置已达到预设要求,能够根据食物种类的不同、质量不同、温度不同来自动确定加热时间。

本研究着重于对现实生活中对烹饪不擅长的人难以解决的问题,设计出能完成目标的、简单易操作的微波炉。探测出被烹饪物体的重量和温度,来达到控制加热时间和温度的目的。解决了市场上微波炉功能单一且操作不易的缺陷。

参考文献

1. 可编程微波炉控制器系统设计[J]. 王小利. 实验室研究与探索. 2009(01)
2. 小型微控制器系统的设计规范[J]. Christian Siemers. 现代制造. 2005(27)
3. 微控制器系统开发与微控制器开发系统浅识[J]. 邢中柱. 电子技术应用. 1998(09)
4. 基于 AT89C51 的平移门控制器系统的设计[J]. 徐科明. 电子制作. 2012(10)
5. 教学用基于单片机的可编程控制器设计[J]. 张莉. 科技创新导报. 2010(29)
6. 智能微波炉控制器研究与设计[J]. 王小利. 信息技

术. 2008(09)

7. 基于 89C52 的可编程微波炉控制器系统设计[J]. 曹卫芳,车琳琳,袁庆辉,崔栋. 科技信息(学术研究). 2007(26)
8. 微波炉的智能控制系统设计[J]. 魏云茂,肖蕙蕙,李川,周桃文,陈忠华. 重庆工学院学报(自然科学版). 2007(12)
9. 基于 FPGA 的微波炉控制器系统的设计[J]. 高绘玲,赵卫东,张秀娟,倪倩,张建立. 福建电脑. 2005(12)
10. Sensitivity analysis of packaging effect of silicon-based piezoresistive pressure sensor. TSUNG L C, CHEN H C, CHUN T L, et al. Sensors and Actuators. 2009
11. Direct Al-Al contact using low temperature wafer bonding for integrating MEMS and CMOS devices. LIN H, STEVENSON J T M, GUNDACH A M, et al. Microelectronics Journal. 2008
12. Re-view: semiconductor piezoresistance for microsystems. ALVIN B, WOO T P, JOSEPH R M, et al. Proceedings of Tricomm. 2009
13. A CMOS Thermistor-Embedded Continuous-Time Delta-Sigma Temperature Sensor with a Resolution FoM of 0.65 pJ/°C². C. Weng, C. Wu, T. Lin. IEEE Journal of Solid State Circuits. 2015
14. Study On a Novel Optical Fiber Pressure Sensor. Guang Wang, Yitong Fu, et al. IEEE. 2008
15. A current-mode dual-slope CMOS temperature sensor. Hung C, Chu H. IEEE Sensors Journal. 2016

适用于阿尔茨海默病人的智能穿戴式设备*

邱仕林；吕悦萌；秦子长
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：阿尔茨海默病是一种十分常见的疾病，且对老年人的危害十分巨大。目前尚未发现有效根治老年痴呆的方法，只能通过看护来减轻阿尔茨海默病对患者、家庭以及社会的危害。但由于阿尔茨海默病是一种慢性病，所以护理周期较长，往往会给护理人员造成巨大的身心压力。为了减轻患者的病痛和缓解看护人员的负担，研制一套基于信号采集和无线通信的智能可穿戴设备。一方面可以实时监控患者的作息情况和行为，通过将 PVDF 传感器紧贴患者足底，经采集、电荷/电压转换、调理电路获得患者足部压力变化，并判断其行为和通知看护人员，保障病人安全。另一方面可以通过 GPS 获取患者位置信息，以短信形式实时通知看护人员，并具备紧急通知功能。这套适应于阿尔茨海默病人的智能可穿戴设备可以有效的帮助看护人员照顾患者，保障老人安全。

关键词：智能；看护；可穿戴；PVDF；GPS；GSM

Intelligent wearable devices for patients with Alzheimer's disease

Qiu Shilin; Lv Yuemeng; Qin Zichang
(College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University)

Abstract: Alzheimer's disease is a very common disease and is very harmful to the elderly. At present, there is no effective cure for Alzheimer's disease. It can only reduce the harm of Alzheimer's disease to the patient, family and society through nursing. Alzheimer's disease is a chronic disease and the nursing cycle is long, so it often causes great physical and mental stress to the nursing staff. In order to reduce the patient's pain and relieve the burden of the caregivers, an intelligent wearable device based on signal acquisition and wireless communication is developed. On the one hand, it can monitor the patient's behavior in real time. The PVDF sensor is closely attached to the sole of the patient, and the foot pressure changes are acquired through collection, charge / voltage conversion and conditioning circuit to determine the behavior, inform the nursing staff and ensure the safety of patients. On the other hand, we can locate the patient's position information by GPS and notify the caretakers in real time by SMS, and the device has the function of emergency notification. This smart wearable device adapting to Alzheimer's patients can help the caregivers take care of the patients and ensure the safety of the elderly.

Key words: Intelligence Care Wearable PVDF GPS GSM

0 前言

阿尔茨海默病 (Alzheimer disease, AD) 患者伴有不同程度的记忆缺失和认知障碍。目前^[1]针对老年痴呆并没有有效的治理手段，所以在患者病发后，大多数选择家庭护理模式。主要原因是老年痴呆症病发后，病情发展缓慢，住院时间长，医疗费用巨大，因此选择居家进行护理。家属照顾方法多数较为简单，如放入写好家人联系方式的纸片，将危险物品藏起等物理方法。但病人多伴有行为异常，往往会给护理人员造成压力，甚至会导致护理的家属健康水平下降，免疫系统功能减弱，高血压等心血管事件发生的增加^[2]。

为保障阿尔茨海默病人的安全和减轻家属的看护压力，研制了一套智能可穿戴设备^[3]来帮助护理患者。

1 总体设计

可穿戴设备主要分为两部分，智能袜子和便携式定位装置。如图 1 所示。

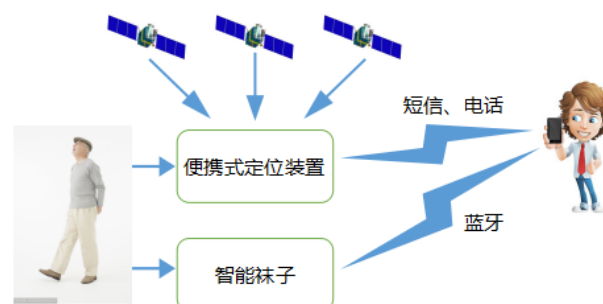


图 1 可穿戴设备示意图

Fig.1 Wearable device schematic

智能袜子^[4~6]由信号采集单元、信号调理、A/D 转换单元及中央处理器单元和蓝牙模块构成，可以通过感受患者足底压力变化，来判断患者行为并通知家属。它可以有效减轻 24 小时护理带来的身心压力和预防患者半夜起夜、梦游等危险行为。

便携式定位装置^[7~9]由 GPS 模块、GSM 模块和处理器组成。主要功能在于通过卫星定位获取患者位置信息，并可以通过短信形式发送到家属

* 指导教师：杨光
项目类型：大学生创新训练项目 (2016B65681)

手机上，也可以按下紧急按钮，拨打预存号码的电话。

2 工作流程设计

根据功能要求不同，采用两个 STM32F103C8T6 进行分别控制，并根据以下工作流程和的硬件平台，完成相应程序的编写，实现所需功能。

2.1 智能袜子工作流程

通过 PVDF 传感器检测阿尔茨海默病患者的足底压力，由于输出信号微弱，所以通过电荷积分放大电路和低通滤波电路，保证在获得最佳放大效果的同时确保信号的准确和稳定。经 A/D 转换，处理器将模拟信号转换为数字信号，并判断数值是否超过额定值。当病人平躺时，传感器受到的压力值较小且接近为零；当病人坐起脚落地时，压力会发生明显的变化且超过额定值，并通过蓝牙通知患者的看护人。

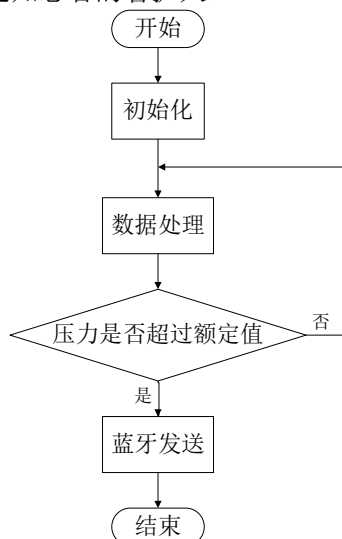


图2 智能袜子工作流程图

Fig.2 Work flow chart of intelligent socks

2.2 便携式定位装置工作流程

便携式定位装置供电后，首先会进行模块通信测试以及 GPS 定位。当准备就绪后，进入正常工作状态。

当病人走失时，家属可以向装置发送内容为“GPS”的短消息。当该装置接收到短消息后，会向预存的手机号发送一条包含病人位置信息的短消息，这样病人家属就可以迅速找到患者，保障患者安全。

同样，当病人意识到自己走失或遭遇危险时，可以按下装置上的紧急按钮。当检测到有按钮按下后，装置会向预存手机号拨打电话，并向其发送一条包含病人位置信息的短消息，以此来提醒病人家属。

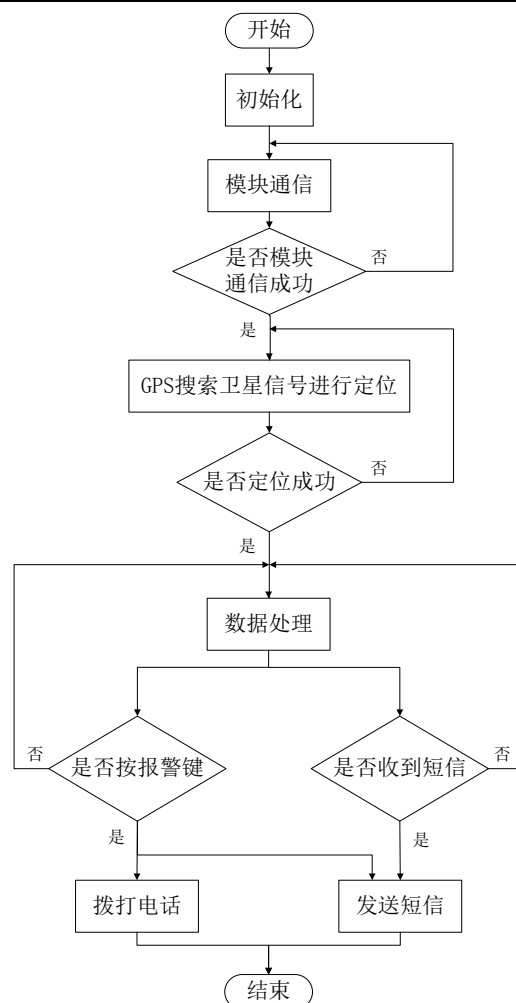


图3 便携式定位装置工作流程图

Fig.3 Portable positioning device work flowchart

3 硬件设计

3.1 智能袜子

3.1.1 信号调理电路设计

采用 PVDF 压电薄膜传感器作为传感材料制作足底压力传感器感芯，当其形变时会释放电荷信号，因此信号处理时，前置放大电路应选择电荷放大器。由于 PVDF 的特点之一为输出阻抗较高，根据阻抗匹配原则，在电荷放大电路一级选择 $10\text{ M}\Omega$ 大阻值电阻，以提高信号的准确性。人体行走步频一般不超过 10 Hz ，为消除高频干扰，所以需要将第二级设为二阶巴特沃兹有源低通滤波器，截止频率为 20 Hz 。

$$\omega_c = \frac{1}{R_3 \times C_3} \quad (1)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\omega_c} \quad (2)$$

式中： ω_c 为特征角频率， f_c 为截止频率。

最后一级加入同向放大电路，将滤波后信号进行放大，既提高了信号灵敏度，又可以使中央处理器采集到的信号相对误差减小，提高整个系

统的精确性。信号调理电路原理图如图 4 所示。

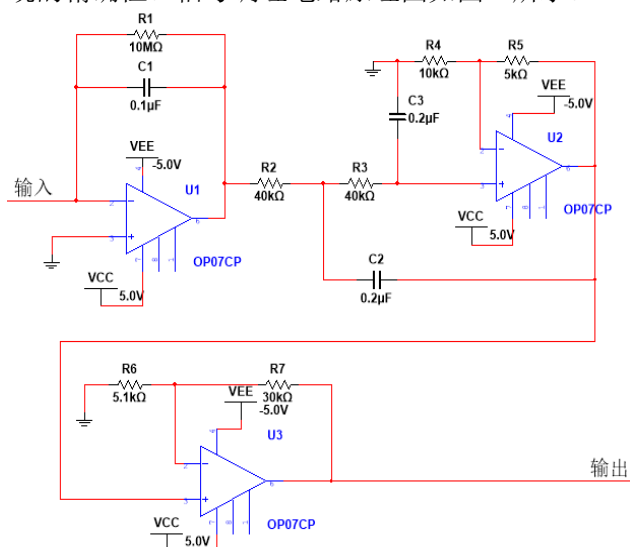


图 4 信号调理原理图

Fig.4 Schematic diagram of signal conditioning

3.1.2 A/D 转换及数据处理

STM32F103C8T6 内部自带模拟数字转换器 (ADC)，利用 T 代表控制器时钟周期 6 分频后的模数转换器时钟周期即 $ADCCLK=12MHz$ ，则转换时间可以由下式计算：

$$T_{conv} = t_0 + t_c \quad (3)$$

$$t_c = 12.5T$$

式中： T_{conv} 为总转换时间， t_0 为采样时间。该程序中设置软件启动，转换时间即为采样周期。

由于输入信号频率较小，且只是用 1 个 ADC 的 1 个通道，所以易得出采样率远大于所需频率的结论，满足采样要求。

处理器将信号调理电路输出的模拟信号经 ADC 转换为数字信号，对其进行处理，判断传感器所受压力大小及病人的行为，并将结果传输给蓝牙模块。

蓝牙再将信号无线传送至上位机。上位机软件识别蓝牙串口，根据信号判断是否应该提醒患者家属。

3.2 便携式定位装置

终端的 GPS 接收机接收卫星每秒钟发来的定位数据，根据从三颗以上不同卫星发来的数据计算出其所处地理位置的坐标。坐标数据利用短消息以经纬度的形式将患者的位置发送到监护人手机中，这样就可以根据坐标信息在手机地图上对患者进行定位。

同时，当患者遇到紧急情况时，通过本设备可以进行手动按紧急键，GSM 模块会向预存的手机号拨打电话并发送位置短消息，来提醒监护人。

4 实验结果

当病人双脚落地行走后，PVDF 压电薄膜传

感器采集到的压力变化较为明显，如图 5 所示。

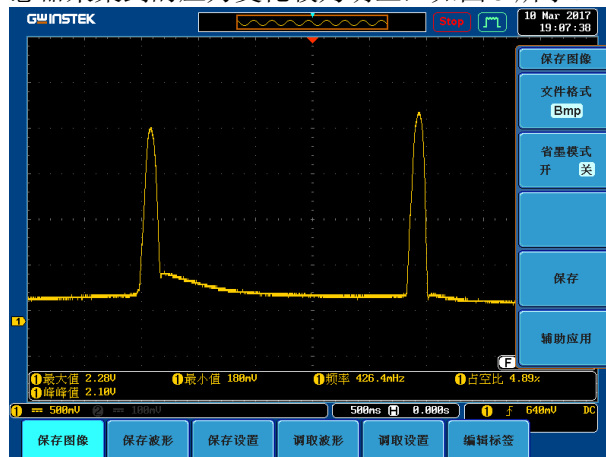


图 5 病人行走信号变化

Fig.5 Patient walking signal changes

当向 GPS 发送短消息后，会收到含有位置信息的短消息；当按下按键后，会接到电话和含有位置信息的短消息。



图 6 接收短消息情况

Fig.6 About receiving short messages

5 结束语

本套适用于阿尔茨海默病人的智能穿戴式设备，将阿尔茨海默病人的护理与智能设备结合起来。

既可以实时监控病人是否会进行夜里下床或梦游等危险行为，也可以实时定位病人位置，预防病人走失的发生。这有利于帮助看护人员照顾患者，减轻护理难度和负担，保障病人安全。

参考文献

1. 孙巍, 刘晓亭. 阿尔茨海默病护理研究现状[J]. 综述. 2015 (01) .
2. 熊丽娜, 金燕飞, 金昌德. 阿尔茨海默病患者家属心理干预研究现状[J]. 综述. 2015(02).
3. 梁丽君, 胡瑶, 刘皓, 李晓久, 李津. 可穿戴设备的现状及展望[J]. 国际纺织报, 2016, (10) :62-64.

4. 舒方法,姜寿山,张欣,马莉. PVDF 压电薄膜在足底压力测量中的应用[J]. 压电与声光,
5. 段建瑞, 李斌, 李帅臻. 常用新型柔性传感器的研究进展[J].综述与评论.2015（11）.
6. 金曼. 足底压力分布测量鞋垫的研制[D]. 东华大学 2010
7. 赵国强,任雳. 基于 GAMIT/GLOBK 的 GPS 数据处理平台搭建[J]. 测绘地理信息,2016,（01）:37-42.
8. 陈嘉清. 手持定位装置的设计与实现[D]. 大连海事大学 2009
9. B.Hofmann-Wellenhof,H.Lichtenegger,J.Collins.Global Positioning Systems: Theory and Practice. . 2001

智能导盲眼镜*

苑馨；孙晓旭；周丹

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：在空气介质中超声测距传感器因其性能好，价格低廉、使用方便，在现场机器人定位系统、车辆自动导航、车辆安全行驶辅助系统、城市交通管理和高速公路管理监测系统，以及河道、油井和仓库及料位的探测中都有应用。由于超声波传播不易受干扰，能量消耗缓慢，在介质中传播的距离较远，因而超声波经常用于距离的测量，如测距和物位测量等都可以通过超声波来实现。本设计阐述了单片机控制的超声测距原理，确定了以超声波模块与远程指导模块作主体，辅助以语音、震动模块等，并用眼镜作框架的总体设计方案，实现了用语言与震动来提醒盲人躲避障碍物的功能，本设计新颖地加入了摄像头以实现远程指导，应用到实际生活中可以应付更多突发情况，经测试，该设备有充足的电量支撑盲人出行，并能提供较为准确的数据帮助盲人躲避障碍物，基本满足盲人对出行的要求。

关键词：超声波 语音 陀螺仪 无线视频

Intelligent guide glasses

YuanXin; Sun Xiaoxu; ZhouDan

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In the air medium ultrasonic ranging sensor because of its good performance, low price, easy to use, in the field of robot positioning system, vehicle navigation, vehicle safety driving assist system, city traffic management and management of expressway monitoring system, application and river, wells and warehouse and material level detection. Because ultrasonic propagation is not easy to be disturbed, energy consumption is slow, and the distance in media is far away. Therefore, ultrasonic is often used for distance measurement, such as ranging and location measurement, etc., which can be realized by ultrasound. The design expound the principle of ultrasonic ranging controlled MCU. It determines a design scheme whose main part is the ultrasonic module and auxiliary remote guidance module, voice module, motion, and glasses as a overall design framework, realized by language and vibration to remind the blind to avoid obstacles. This novel design was added to the camera remote guidance, applied to real life can cope with more emergencies. After the test, the device has sufficient power to support the blind travel, and can provide accurate data to help the blind to avoid obstacles, basically meet the requirements of the blind travel.

Key words: Ultrasonic wave Voice Gyroscope Wireless video

0 前言

由于超声测距是一种非接触检测技术，不受光线、被测对象颜色等的影响，较其它仪器更卫生，更耐潮湿、粉尘、高温、腐蚀气体等恶劣环境，具有少维护、不污染、高可靠、长寿命等特点，所以超声波测距系统主要应用于汽车的倒车雷达、机器人自动避障行走、建筑施工工地以及一些工业现场中的液位、井深、管进长度测量等场合。因此研究超声波测距系统有着很大的现实意义。对本课题的研究与设计，还能进一步提高自己的电路设计水平，深入对单片机的理解和应用。

1 系统设计

本项目主要研究一种智能导盲眼镜，包括眼镜本体与导盲眼镜控制盒，导盲眼镜控制盒包括主处理器，超声波传感器模块，远程无线控制模块，校

正模块，语音及震动提示模块以及 LED 警示模块。开启运作后，有两种导盲方式，简单情况下或无人在线支持时需要超声波，复杂情况且有人在线支持时可以远程帮助。

简单情况下，处理器模块根据超声波传感器模块动态捕捉采集信息，并通过语音及震动提示模块给使用者发出信息；复杂情况下，通过实时视频传送路况给终端，由终端接收到的人直接指导盲人行走，以此来完成导盲功能，帮助失明者躲避障碍物，方便出行和生活。在夜晚，通过光敏传感器开启 LED 指示灯，以便其他路人了解使用者情况，及时避让。

由于大部分盲人仍有微弱光感，为了保护他们的眼睛，防止紫外线的伤害，我们将其改成了墨镜模式。

1.1 远程控制模块

通过眼镜上的无线摄像头拍摄的视频传送到终端，由终端接收后通过实时路况指导盲人。

无线摄像头的工作原理无线摄像头是将无线接收器嵌入到网络摄像机里的新型监控摄像机。它

* 指导老师：姜弢

项目类型：大学生创新训练项目（2016B65671）

使用 WIFI 频道,符合 IEEE 802.11B/G 标准协议。WIFI 是由 AP(Access Point) 和无线网卡组成的无线网络。AP 一般称为网络桥接器或接入点,它是当作传统的有线局域网络与无线局域网络之间的桥梁,因此任何一台装有无线网卡的 PC 均可透过 AP 去分享有线局域网络甚至广域网络的资源,其工作原理相当于一个内置无线发射器的 HUB 或者是路由,而无线网卡则是负责接收由 AP 所发射信号的 CLIENT 端设备。有了 AP,就像一般有线网络的交换机或路由器一般,无线工作站可以快速且轻易地与网络相连。

我们选择的摄像头有两种工作模式,一种是观看本地视频,另一种是远程监控。当终端和摄像头距离比较近的时候,选择第一种模式,摄像头本身是一个 wifi,终端连接摄像头自己的这个 wifi 接收实时路况视频;当终端和摄像头距离比较远的时候,选择第二种模式,远程监控,终端需要连接其他 wifi 来接收实时路况视频。

1.2 微控制器

本设计采用的是 STC89C52 单片机最小系统,一般应该包括:单片机、晶振电路、复位电路。STC89C52 系列的单片机具有体积小,重量轻,结构较为简单,成本低廉,可以实现一般的控制功能的优点。而且单片机更适用应用于小型的嵌入式系统,因此它得到了广泛的应用。

1.3 超声波模块

1.3.1 超声波原理

超声波测距的方法有多种,如相位检测法、声波幅值检测法和渡越时间检测法等。相位检测法虽然精度高,但检测范围有限,声波幅值检测法易受反射波的影响。

本测距系统采用超声波渡越时间检测法。其原理为:检测从发射传感器发射的超声波经气体介质传播到接收传感器的时间 t ,这个时间就是渡越时间,然后求出距离 l 。设 l 为测量距离, t 为往返时间差,超声波的传播速度为 c ,则有 $l=ct/2$ 。超声波接收器收到反射波就立即停止计时。再由单片机计算出距离。

超声波测距的算法设计:超声波在空气中传播速度为每秒钟 340 米(15℃时)。 t_2 是接收超声波时刻, t_1 是超声波发射时刻, t_2-t_1 得出的是一个时间差的绝对值,假定 $t_2-t_1=0.03S$,则有 $340m \times 0.03S=10.2m$ 。由于在这 10.2m 的时间里,超声波发出到遇到反射物返回的距离如下:

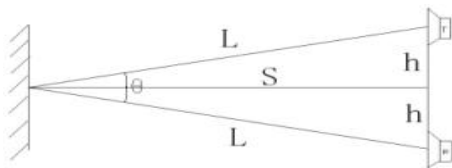


图 1 测距原理

Fig.1. Magnetization as a function of applied field. 因为 $\theta/2$ 角度较小,可以忽略不计,所以

$$L \approx S. \quad (1)$$

超声波发出到遇到反射物返回的距离如下:

$$L=C*(t_2-t_1)/2 \quad (2)$$

由于超声波也是一种声波,其声速 c 与空气温度有关,一般来说,温度每升高 1 摄氏度,声速增加 0.6 米 / 秒。

在使用时,如果温度变化不大,则可认为声速 c 是基本不变的,计算时取 c 为 340m/s。如果测距精度要求很高,则可通过改变硬件电路增加温度补偿电路的方法或者在硬件电路基

本不变的情况下通过软件改进算法的方法加以校正。

1.3.2 使用元件选择

由于测量距离的精度和长度要求不是很高,精度达到 2cm,测量距离达到 5m 即可,因此超声波模块选用价格低廉且实用的 HC-SR04 即可。



图 2 HC-SR04 模块实物图

Fig .2. HC-SR04 Module physical map

1.4 语音模块

语音模块设计采用 NY3P035 芯片,该芯片内部含有一个 ROM 表。单片机通过对该芯片发送序列的脉冲信号来查找该 ROM 的地址,以此来发出声音。

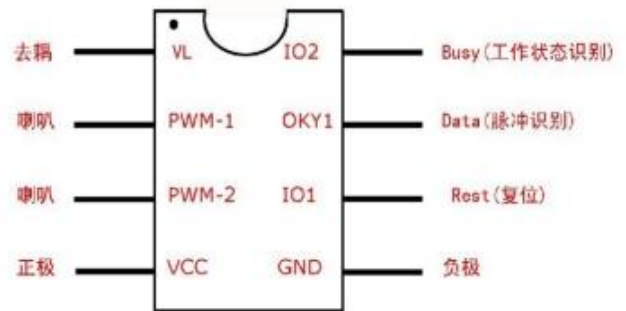


图 3 语音芯片引脚图

Fig.3. Voice chip pin diagram

单片机控制原理是:先发送一个复位脉冲到 RST(Rest)脚,接着发送 10 个脉冲到 DATA 脚。芯片即刻工作,播放第十段的声音;如果需要播放第五段的声音,则是:先发送一个复位脉冲到 REST 脚,接着发送 5 个脉冲到 DATA 脚。芯片即刻工作,播放第 5 段的声音^[4]。

该芯片贴片封装、硬件接口简单、低功耗、音色清凉圆润、极高的性价比^[5];除此之外,它在识别文本、数字、字符串上更智能、准确,语音合成效果也比较好。该芯片在语音合成效果和智能化程度均得到大幅度提高,是一款真正面向中高端行业

应用领域的中文语音合成芯片^[6]。

语音提示的声音是通过耳机传送给盲人的。耳机是黑色嵌入式软硅胶耳机,可以将声音清晰的传达给盲人,分贝也不会太高,尽量减少长期佩戴对盲人听力的伤害,与耳朵直接接触的是软硅胶,长期佩戴也不会有不舒服的感觉。达到人性化的目的。

1.5 校正模块

MPU6050 传感器是全球首例 9 轴运动处理传感器芯片,它集成有三轴 MEMS 陀螺仪,三轴 MEMS 加速度计,以及一个可供扩展的数据运动处理器 DMP (Digital Motion Processor),并且 MPU6050 传感器的输出为数字数据^[1],不需要 A/D 转换器就可以直接传送到单片机中进行处理,这样可以减少系统的能耗、误差和整个系统的体积^[2]。

利用 MPU6050 传感器可以实时检测眼镜的三轴加速度和三轴角度的变化,这些特征的变化是用来判断眼镜现在是否正对前方。如果眼镜正对前方,那么超声波测距模块就可以正常工作,否则,蜂鸣器将会报警提示。只有盲人将眼镜摆放水平的时候,蜂鸣器将会停止报警,超声波测距模块将会工作。

1.6 振动模块

振动模块的实现是一个振动马达。振动模块的作用是在外界较嘈杂的时候,可能语音听不见,就用振动来提醒盲人有障碍物注意避让。振动模块是一个微型振动电机,内置 716 振动空心杯,是防水振动马达,外壳是金属不锈钢。

这个电机并没有安装在眼镜上,他是直接从控制芯片上连接出来,与盲人的肌肤直接接触,可以将他放于耳后或者其他什么地方,达到提醒的作用。

当经过处理器计算出前方障碍物的距离小于 30cm 时,振动马达会振动,提醒盲人要格外注意小心。

1.7 LED 提醒模块

当天黑了的时候,LED 灯发出黄光,可以提示其他行人主动避让盲人。黄光也比较有穿透力,在有雾或者能见度不好的时候也可以让其他人看见黄光。更加全面的保护了盲人,为盲人在夜间出行提供了条件。

此模块的实现是应用光敏电阻实现的。当能感受到光线的时候,LED 不发光;在环境比较昏暗的时候,LED 灯发出黄光。

1.8 电源管理模块

直接使用充电宝供电,供电时间较长。经测试,用一个容量为 10000mAh 的充电宝,可以使整个系统工作超过 12 小时。

2 软件设计

软件设计是基于硬件设计的基础之上,首先要明确硬件设计的原理,区分哪些是需要硬件设计

的,哪些是软件设计的范畴,软件设计要明确设计内容的真正目的,设计程序最好要简单明了,尽量减少多余的冗余信息,减少 CPU 的负担。

为了便于系统的使用与维护,系统的程序均采用模块化的设计思路,程序主要由初始化与程序控制两部分组成。其中初始化部分主要包括了单片机初始化,传感器初始化等。将各个模块的程序分别完成后再将其整合到一起,便完成了整个程序。本程序采用 C51 语言编写。

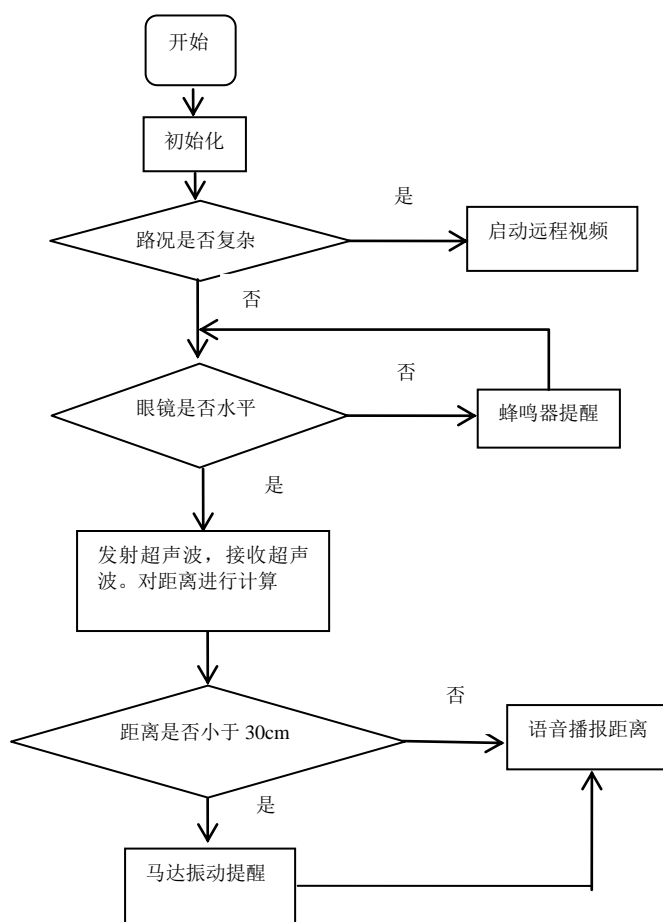


图 4 流程图
Fig.4. Flow chart

3 测试结果

本仪器经过多次测试,两种模式下均可正常工作。在远程控制下,手机 APP 可以接收到路况信息。在眼镜处于水平状态下,超声波测距模块工作时,语音芯片可以成功的提示前方障碍物的距离,精度在 2cm 以内,响应周期在 2s 以内,符合技术指标的要求;当障碍物的距离小于 30cm 时,振动马达会振动,提醒盲人要提别注意;当环境处于比较昏暗的状态时,LED 灯会点亮,用耀眼的黄光来提醒其他的行人主动避让盲人。基本实现了开题设定的指标。

4 总结

本次设计介绍了一种基于单片机的超声波测距系统的设计,给出了相应的软件和硬件的设计方案。

本次设计的智能眼镜系统满足所需的测量精度,利用 STC89C52 设计的超声波测距模块便于操作,而且反映速度快、成本低廉,由于采用+5V 单电源供电故移动性好,有语音方式输出。在要求精度较高的地方时,由于超声波在空气中的传播速度受温度影响有点大,则需考虑到不同温度时超声波的传播速度变换。接下来应该通过温度补偿的方法对传递速度予以校正,使其拥有更高的测量精确度、抗干扰能力强、反应速度更快等特点^[3]。

总体来说,经过本次设计学到了很多,从中受益匪浅,对单片机的开发和电路设计有了更进一步的了解。

参考文献

1. 卓从彬.基于 MPU6050 加速度传感器的跌倒检测与报警系统设计.电子器件,2015
2. 邱云平.MPU6050 模块角度算法处理及在嵌入式中的应用.江西科技学院学报,2014
3. 谢远猷.基于单片机的简易灯光时钟设计.宜宾学院本科毕业论文,2014
4. 杨龙频.于 DS18B20 多点测温与语音播报系统的设计.西安文理学院毕业设计论文,2016
5. 周林.超声波测距语音播报论文.成都电子科技大学,2010
6. 吴小林.具有语言功能的超声波测距仪.电气应用,2007

基于 STM32 与上位机交互的智能家居控制系统*

张怀柱; 倪志伟; 宁 洋; 刘文帅

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 本文设计介绍一种以 stm32 单片机为核心, 设计了一套基于 GPRS 无线网络的智能家居控制系统。该系统以 GPRS 通信为基础、能通过无线通信技术实时监控家居的温湿度状态, 并能自由控制家居的电器的开关操作, 利用 stm32 内部万年历实现有效对家用电器进行时间性管理, 同时集成光强采集电路, 能自动开关窗户的功能。详细描述了智能家居控制系统的硬件和软件设计。

关键词: 智能家居; GPRS; 远程控制; STM32; 光强

Intelligent Home Control System Based on Interaction between STM32 and Host Computer

Zhang Huaizhu; Ni Zhiwei; Ning Yang; Liu Wenshuai

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

Abstract: In view of the above background, this paper introduces the design of a STM32 microcontroller as the core, design a set of smart home based on GPRS wireless network control system. The system is based on GPRS communication as the foundation, through the real-time monitoring of temperature and humidity condition of home wireless communication technology, and can switch operation control home appliances, to achieve effective time management of household appliances using STM32 calendar, at the same time integrated intensity collection circuit can automatically switch the window function. In this paper, a detailed description of the hardware and software design of intelligent control system Home Furnishing.

Key words: Intelligent Home Furnishing; GPRS; remote control; STM32; intensity.

0 前言

智能家居是以住宅为平台, 兼备建筑、网络通信、信息家电、设备自动自动化、集系统、结构、服务、管理为一体的高效、舒适、安全、便利、环保的居住环境, 是融合了自动化控制系统、计算机网络系统和网络通信技术于一体的家居控制系统^[1]。

随着经济的发展, 人民生活水平的提高, 人民可支配收入逐渐增多, 对家居环境的要求也越来越高, 因此对智能家居的发展就显得越来越重要。现在智能家居行业涉及的方面包含家电控制、智能照明、安全监控及远程抄表收费系统等。可以通过手机、电脑等工具连接网络, 实现对室内家电进行本地或远程控制; 室内烟雾、煤气检测及门窗监控; 水、电、煤气等自动抄表收费等。智能家居系统控制可以给用户提供更加智能的家居体验, 使用户控制更简单, 更高效, 也能为家庭提供可观的节能减耗效果, 使用户居住起来更加的舒适, 并且可以通过不同的设计方案满足不同客户的家居需求^[2]。

随着国民经济水平的提高及科学技术的飞速发展, 尤其是计算机技术、传感器技术的迅猛发展与提高, 使得家庭生活智能现代化成为可能。计算机科学技术已经从舒适性、方便性以及安全性等方面影响并改变着人们的生活, 颠覆了人们的生

活习惯, 提升了人们的生活质量, 因此智能家居控制系统在这样的形式下应运而生。

在国外, 早在 1984 就开始出现智能建筑, 许多国家先后开发出智能家居产品。在美、德、日、新加坡等国智能化家居技术都已在实体的住宅中应用已久。在我们智能家居技术起步于 20 世纪 80 年代末, 主要集体于三表抄表系统, 门禁系统, 可视对讲系统等。这些系统离不开现场的网络布线, 给建设带来较沉重的成本。随着无线网络技术的强趋发展, 因其建设成本低, 维护方便等优势, 无线网络技术应用于家居控制已成为趋不可挡的趋势^[3]。

针对以上背景, 本文介绍一种基于 stm32 控制器的和 GPRS 网络通信控制的智能家居系统, 以实现远程管理家用电器, 及监控家居环境的功能。

本设计硬件电路结构简单, 分为控制器模块, gprs 通讯模块, 人机交互模块, 继电器输出控制模块, 窗帘控制模块等五大电路模块, 其中控制器选用基于 arm 核, cortex-m3 技术的 32 位控制器 STM32F103R8T6^[4]。人机交互模块选用 OLED 显示器显示数据, 独立键盘作为输入设备, 窗帘控制采用步进电机模块。

1 系统总体方案设计

* 指导老师: 张怀柱

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65636)

1.1 系统需求分析

根据实际要求：本文是设计出一款基于 STM32 控制器的和 GPRS 网络通信控制的智能家居系统。该系统技术指标为：

- 1) 架设 STM32 硬件系统，结合 GPRS 无线网络技术，实现手机短信控制家用电器开关操作
- 2) 系统实时采集家居环境温湿度状态，在发生异常时，能实现短信通知主机报警。
- 3) 系统具有万年历时钟，能通过设置时间，完成家用电器的定时开关。
- 4) 系统自动采样室内光照强度，自动控制窗户开关。
- 5) 人机交互良好，具有好的人性化操作界面^[5]。

1.2 系统方案整体设计

通过方案比较分析确定了本设计的基本方案。同时完成了本设计的总体设计。系统总体结构框图如图 1.1 所示。本设计硬件电路结构分为如下 5 大部分，分别是 STM32 控制器、按键、OLED 显示器、SIM900 无线模块，继电器输出模块，窗帘控制模块，光强检测，电源模块。其中控制器选用 32 位微控制器 STM32F103R8T6。人机交互模块选用 0.96 寸 12864 OLED 显示器显示数据，独立按键作为输入设备。传感器采用一体化温湿度传感器 DHT11^[6]。GMS 模块采用支持 AT 指令集的 SIM900 模块。

1.3 系统方案选择

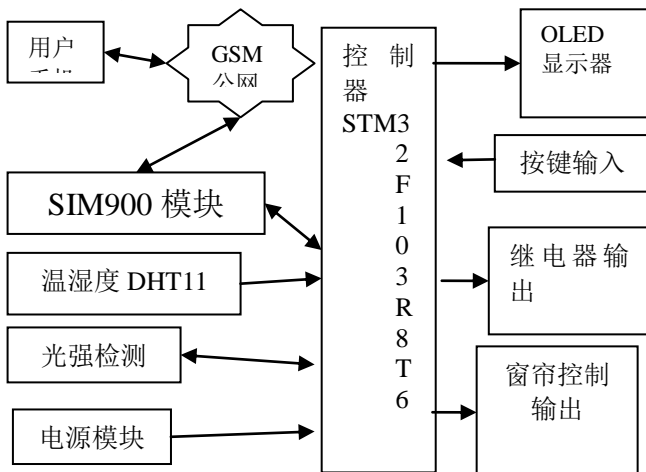


图 1.1 系统结构框图

Fig.1.1 System Block Diagram

1.3.1 无线通讯方案选择

使用 GPRS 网络实现无线控制。当前随着手机的普及，手机已经成为人民生活必不可少一部分。有手机便有 GPRS 网络。根中国移动信息产业公布的数据统计，GPRS 网络中国的复盖率已达到 98%。因此以 GPRS 无线为载体的家居控制更具条件。而且从成本及技术难度上考虑，GPRS 无疑更具优势。因此本方案选择以 GPRS 网络的方式实现无线通信。

1.3.2 显示器方案选择

OLED 液晶屏显示。考虑到低功耗和交互的友好性，液晶屏显示必然成为首先。传统的字符型液晶显示器，虽然可以符合以上两点要求。但相比于便携性，选用 OLED 显示器，将更为优越。

OLED 显示器一般均 SPI 数据通讯方式。只需通过将 OLED 接口连接到控制器 I/O 端，控制器将需要显示的内容发送到液晶屏，液晶即可将数据显示出来，并保存当前显示状态。选用该方案，不但显示内容更为丰富，需要更显人性化。

1.3.3 温湿度传感器方案选择

采用温一体化的温度传感器，DHT11 是一款含有已校准数字信号输出的温湿度复合传感器。它应用专用的数字模块采集技术和温湿度传感技术，确保产品具有极高的可靠性与卓越的长期稳定性。传感器包括一个电阻式感湿元件和一个 NTC 测温元件，每个 DHT11 传感器都在极为精确的湿度校验室中进行校准。校准系数以程序的形式储存在 OTP 内存中，传感器内部在检测信号的处理过程中要调用这些校准系数，实现超快响应、高精度检测。其具有单线制串行接口，使系统集成变得简易快捷。超小的体积、极低的功耗，信号传输距离可达 20 米以上，使其成为各类应用甚至最为苛刻的应用场合的最佳选则，产品为 4 针单排引脚封装。连接方便。鉴于以上考虑，本设计采用 DHT11 作为温湿度传感采集器件。

2 系统硬件电路设计

本文完成了系统的方案比较与整体结构设计。本章将完成整个系统的硬件电路设计。本章将分五大部分来介绍本系统硬件电路，分别为控制单元模块、人机交互模块、传感器模块，最后对所用控制器做相关的介绍^[7]。

2.1 控制单元模块

主控电路为整个电路的核心，负责着整个系统的功能实现，如图 2.1 所示为控制单元模块，其中控制器为 STM32F103R8T6，按键 S1 为复位按键，Y1 为晶振。控制器采用 STM32F103R8T6。

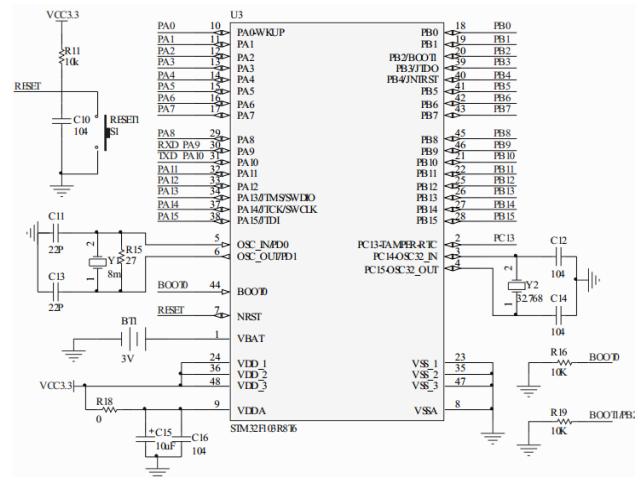


图 2.1 控制单元电路图

Fig.2.1 Control Unit Circuit Diagram

2.2 人机交互模块

人机交互模块包括按键设定电路和 OLED 显示电路。

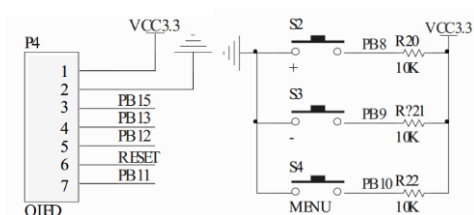


图 2.2 人机交互模块

Fig.2.2 Human-computer interaction module

2.3 GPRS 电路设计

GSM 模块，是系统关键部分，直接关系到能否实现远程控制的功能实现。因此本设计直接采用集成的 GSM 模块 SIM900 模块。

GSM 模块供电端 可输入电压范围 3.7~4.2V。其电路原理如图 2.3 所示

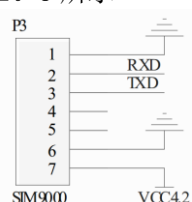


图 2.3 SIM900 原理图

Fig.2.3 SIM900 schematic

2.4 温湿度传感器电路设计

根据 DHT11 官方数据手册知，传感器供电电压范围为 3.3V 到 5.5V。其电路原理如图 2.4 所示，采数字接口经上拉电阻 R22 后接入单片机 PB5 引脚。

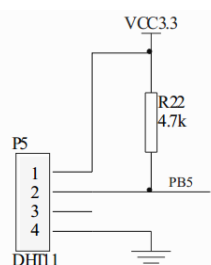


图 2.4 温湿度传感器电路原理图

Fig.2.4 Temperature and Humidity Sensor Circuit Schematic

2.5 光强检测电路设计

光强检测电路如图 2.5 所示，将光敏电阻与 10kΩ 电阻串联，其分压经过由电阻 R23 和电容 C9 组成的 RC 低通滤波电路后，直接送到单片机的 AD 采集通道 PA0，进行 AD 转换

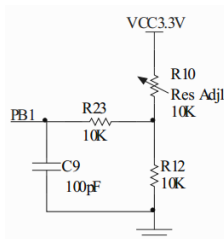


图 2.5 光强检测电路原理图

Fig.2.5 Schematic diagram of light intensity detection circuit

2.6 窗帘控制电路设计

步进电机是将电脉冲信号转变为角位移或线

位移的开环控制元件。

其原理图如图 2.6 所示。

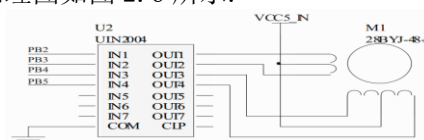


图 2.6 步进电机驱动原理图

Fig.2.6 stepper motor drive schematic

3 软件总体设计

3.1 程序结构分析

本设计的软件需要完成的任务分为：

- 1) 从 SIM900 GPRS 模块读取短信，并进行判断，从而对家用电器进行开关控制。
- 2) 采集光照强度，自动调节窗帘开关，实现家居光照率自动控制。
- 3) 采集温湿度值，判断发生异常时，触发短息报警通知主机。
- 4) 读取主控器万年历时钟，对家用电器进行时间段开关管理。
- 5) 完成按键扫描，当前的操作消息或者数据显示在液晶屏上。

3.2 主程序设计

为了满足温湿度采集的实时性，本程序采用循环扫描的方式对 DHT11 传感器进行数据读取。主程序需要完成功能为首先完成系统的初始化，因此整个程序的构架在主程序中需要完成的设置任务是系统各部分初始化、进行人机交互^[8]。因此可以得到如下图所示的程序总流程图。主程序流程图如图 3.1 所示。

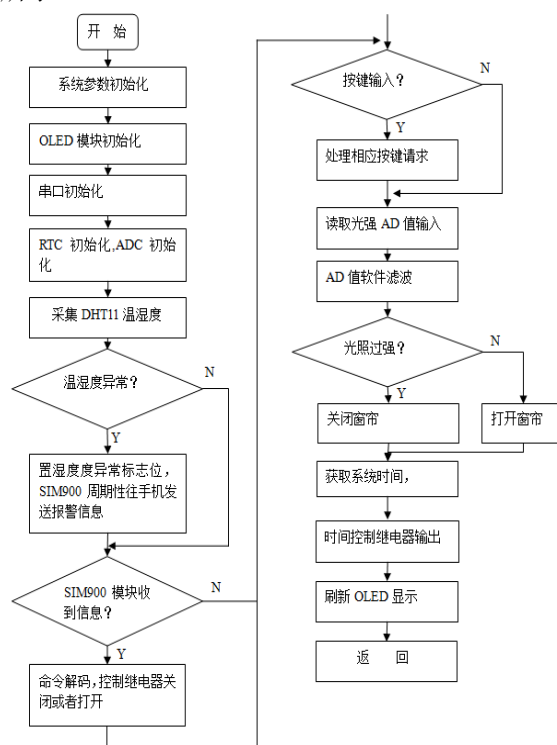


图 3.1 主程序流程图

Fig.3.1 Main Program Flow Diagram

3.3 SIM900 通信程序设计

由于 SIM900 模块，支持 AT 串口命令集，对 SIM900 的访问，实际上就是对单片机串口的访问。因此通过 AT 指令，即可以实现控制 SIM900 的短信发送和短信读取。以下是涉及短信发送和读取的 AT 命令简介：

AT+CMGF=? 选择短信模式；
AT+CMGS 为发送一条短信；
AT+CMGR 为读取一条短信；
AT+CMGD 为删除一条短信；

本设计中 SIM900 串口通讯协议为 9600 波特率，8 位数据位，无校验，1 位停止位。系统上电后首先对 SIM900 进行初始化，设置其短息的模式，以及接收短息报告模式方式等。

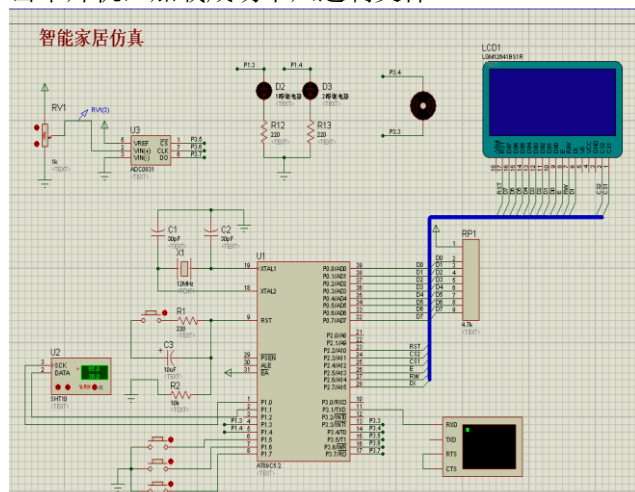
由于接收到短息后，SIM900 会通过串口发送“+CMTI:”“SM”,1”命令字节，因此当程序扫描到串口接收到“+CMTI”字符时，进入读取短信程序，发送“AT+CMGR=1”命令，将信息读出。并判断信息内容是否对继电器进行打开，或者关闭操作。实现家电控制^[9]。

4. 系统调试与结果分析

系统调试的过程中，发现了一些问题，最后经过程序的反复修改和调试，不断调试通信协议以及反馈控制函数的参数，寻找最合理的实验方法，找出来最适合此次设计的算法，最终所有问题得以解决。通过实际测试，本次设计出的基于 stm32 控制器的和 GPRS 网络通信控制的智能家居系统能接收短息，并响应有效的命令，对继电器进行控制，实现家用电器的开关控制，并且能够根据光照强度，实现窗帘的自动开关，并确切地对时间响应，在设定时间段打开继电器。

5 程序仿真设计

系统仿真采用仿真软件 Proteus7.0。进入 Proteus 的主界面后，绘制好系统硬件原理图后双击单片机，加载成功十六进制文件。



6 结论

本文完成了基于 STM32 控制器的和 GPRS 网络通信控制的智能家居系统的研究和设计。完成了样机的设计和实物的制作。所设计出的系统满足任务需求。

参考文献

- [美]Stephen Prata. C Primer Plus (第五版) 中文版. 北京:人民邮电出版社, 2005-2-1
- 郭天祥. 新概念 51 单片机 C 语言教程. 北京:电子工业出版社, 2009-1-1
- 严蔚敏. 数据结构(C 语言版). 北京:人民邮电出版社, 2011-2-1
- 张毅刚、彭喜元, 单片机原理与应用设计, 电力工业出版社, 2008. 4.
- 先锋工作室, 单片机程序设计实例. 清华大学出版社, 2002.
- 裘岚, 张晓芸等译, C 语言程序设计实用教程, 电子工业出版社, 北京, 2001. 7.
- 周洪、胡文山、张立明、卢亦焱, 智能家居控制系统中国电力出版社, 2006. 01
- 杨光祥, STM32 单片机原理与工程实践, 武汉理工大学出版社, 2013-6
- 张洋, 刘军, 严汉宇 著, 原子教你玩 STM32, 北京航空航天大学出版社

光纤布拉格光栅（FBG）解调方法概述*

王天泽；梁士龙；秦梓航

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：光纤传感技术是伴随光纤通信技术发展而迅速发展起来的，在电力、桥梁、医疗、矿井等诸多领域都得到了广泛应用。现有的 FBG 解调产品由于价格昂贵、体积大，很难广泛应用，因此 FBG 传感器实用化的关键是降低成本，开发微型化、模块化、适合工程实际应用的传感解调系统。本文首先对 FBG 传感技术的基本原理、特点及发展前景进行阐述，对匹配 FBG 可调滤波法、可调谐光纤 F-P 滤波器法等四种解调方法的原理和构成进行介绍，并对其性能进行比较和分析。针对滤波部分，分别对滑动平均滤波、小波滤波、零相位滤波、Savitzky-Golay 平滑滤波等滤波算法进行了概述；针对拟合部分，对功率加权平均法、高斯拟合、反卷积法等五种传统拟合算法进行了概述。

关键词：FBG 解调 滤波 拟合

An overview of fiber Bragg grating (FBG) demodulation method

Tianze Wang; Shilong Liang; Zihang Qin

(Jilin university instrument science and engineering institute)

Abstract: Optical fiber sensing technology is developing rapidly along with the development of optical fiber communication technology. It has been widely applied in many fields such as power, bridge, medical treatment, mine and so on. The existing FBG demodulation products are difficult to be widely applied because of their high cost and large volume. Therefore, the key to the practicability of FBG sensors is to reduce costs and develop miniaturization, modularization and sensor demodulation system suitable for engineering applications. This paper first describes the basic principles, characteristics and development prospects of FBG sensing technology, and introduces the principles and components of the four demodulation methods, such as matched FBG tunable filter, tunable optical fiber F-P filter, and compares and analyzes their performance. The filter part of the moving average filtering, wavelet filtering, zero phase filtering, Savitzky-Golay filtering and filtering algorithm were summarized; for fitting part, five kinds of traditional power fitting algorithm of weighted average method, Gauss fitting and deconvolution method were outlined.

Keywords: FBG demodulation filtering fitting

0 前言

光纤传感^[1]是近年来迅速发展的一种新型传感技术，与通信技术、计算机技术合称为现代信息技术的三大支柱。现代信息技术的进步反映着当今世界经济和社会生活的各个面，是衡量当代科技发展进程的一个重要标志。光纤光栅是应用广泛的光纤无源器件之一，随着传感技术和光纤光栅制作工艺的不断改进，开发测量精度高，稳定性强，低成本，易于复用的传感网络系统是传感技术的发展趋势^[2]。

光纤传感技术伴随着光导纤维及光通信技术的发展而发展起来，尤其是以光波为载体，光纤为媒质，感知和传输外界被测信号的光纤光栅传感技术的出现，给光纤通信、光纤传感及其相关领域带来了一次里程碑式的革命^[3]。光纤布拉格光栅（FBG）以其定性好、抗电磁干扰、成本低、体积小、灵敏度高、可靠性高、测量范围广以及利用可以制成各种传感器和传感网络等优点，广泛的应用于检测电磁、机械、应变、温度、核辐射、扭矩、

化学成分等物理量以及桥梁、核工业、大坝、航空航海、建筑结构以及矿业等大型工程监控系统。

光纤光栅传感器在诸多领域的持续快速发展，使其在世界范围内得到广泛的重视和应用。传感器用于测量外界环境物理量时，可以通过无线光纤网络来复用。传感器网络所涉及的领域包括周边安全，工业过程控制，结构监视，危险物质的侦察等^[4]。当与自由空间无线传播相比时，光纤网络提供更强的隐秘性，消除外部电磁干扰，避免因大气条件的通道损耗。随着用于危险预警的传感器需求的增加，对他们的连续性运转的依赖性越来越强。

1 常用 FBG 解调技术分析

光纤光栅传感解调系统的关键是检测中心波长的微小偏移，目前常用的解调方法有，匹配光栅滤波法、非平衡干涉仪法、可调谐窄带光源法、可调谐滤波法^[5]。

1.1 匹配光栅滤波法

匹配光栅滤波法是选用另一个 FBG 作为参考光栅，借助外差载波技术，在驱动元件的作用下随

* 指导教师：张天瑜

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65639）

FBG 的波长变化而改变。当参考光栅与传感光栅的反射波长相同时，光被完全反射，通过对参考 FBG 的最大反射功率^[6]的测量可知传感 FBG 的波长偏移量，同时驱动元件的驱动信号与传感的反射波长对应，通过驱动信号来获得被测量的变化，实现利用参考光栅来解调传感信号。

1.2 非平衡 M-Z 干涉仪法

非平衡 M-Z 干涉仪^[7]检测原理：光由宽谱光源发出后，经由耦合器入射进 FBG，经 FBG 反射后通过另一个耦合器进入到 M-Z 干涉仪，其光程差为 OPD，干涉仪将波长变化转化为相位变化，通过探测干涉仪输出光强的变化得出 FBG 波长变化量，进而探知被测信号大小。

1.3 可调谐窄带光源法

调谐窄带光源法原理^[8]：通过确定波长的可调谐窄带激光器来扫描 FBG 阵列，来确定中心波长。压电陶瓷 PZT 受锯齿波电压或正弦波驱动，分布 Bragg 反射激光器与 PZT 固定，当激光器在一定波长范围内扫描时，其波长会与某个 FBG 波长一致，此波长的光就会被相应光栅强反射。反射信号经由耦合器进入探测器，通过数字示波器即可知波长与 FBG 反射率的关系曲线。

1.4 可调谐 F-P 滤波法

调谐 F-P 滤波检测原理^[9]：F-P 腔固定在 PZT 上，可看成一个窄带滤波器，在一定波长范围内的反射光进入 F-P 腔，调节 PZT 的锯齿波驱动电压，只有某些特定波长满足相干条件时才能发生干涉，产生相干极大，此时 PZT 的扫描电压对应 FBG 的反射波长，从而得到被测物理量。

以上四种解调方法的优缺点如表 1 所示

表 1 不同解调系统性能对比

Table1 Performance comparison of different demodulation systems

方法	优点	缺点
匹配光栅滤波法	结构简单、成本低、对待测反射光强要求低、输出结果不受各类强度噪声的影响	对探测器要求高，精度与光源稳定性和外界干扰有关，传感光栅的测量范围小，只能解调低频变化的物理量
非平衡 M-Z 干涉仪法	分辨率高、带宽宽，能构成分布式传感系统，可用来测量>100Hz 的动态变量，温度灵敏度为 0.2	测量范围有限、易受干扰，只适于动态测量，测量范围和系统分辨率相互制约
可调谐窄带光源法	分辨率高、信噪比高，实验所得最小波长分辨率约为 2.3pm，对应的温度分辨率约为 0.2	激光器可调谐范围及稳定性有限、传感光栅的个数和使用范围有限
可调谐 F-P 滤波法	尺寸小、价格低、稳定性好、输出即为波长所对应的电信号。同时对多个传感器进行解调，还可以通过改变 F-P 腔的长度和反射率达到理想的滤波效果。	高精度 F-P 滤波器价格昂贵，滤波损耗较大

由以上比较可见，可调谐滤波法是实用性较好且技术比较成熟的一种解调方案^[10]。因此本文在基于可调谐法的基础上进行解调系统的设计，其解调原理如图 1 所示：

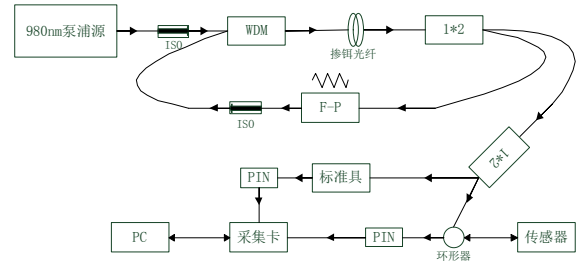


图 1 基于可调谐滤波法原理图

Fig.1 Schematic diagram based on tunable filter method

2 信号处理流程

为了滤除噪声^[11]，提高系统解调检测精度，本文构造了一种基于虚拟仪器的 FBG 信号处理流程，如图 2 所示。该流程可描述为：首先对 FBG 反射谱信号用数字信号处理技术进行去噪以提高信噪比，其次对信号序列进行谱峰的粗定位，寻找峰值的大致位置，以减少后续工作量的同时提高解调精度，然后对信号数据进行拟合，拟合曲线的峰值即为 FBG 的中心波长。

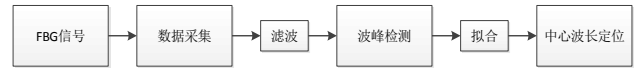


图 2 FBG 反射谱数据处理流程

Fig.2 Processing flow of FBG reflection spectrum data

该流程可以降低 FBG 解调系统的噪声，提高波长检测的精度，由于光学噪声及采集过程中噪声的影响，使反射谱的峰值点产生微小偏移，就会严重影响传感信号的解调精度。

3 滤波算法概述

本流程中的主要步骤之一是滤波。对于系统噪声，可以采用滤波硬件来进行消噪，但成本高，并且使用不方便，也可以采用软件滤波，通用性强并且成本低、便于实现，因此本选题通过软件滤波，采用数字信号处理方法来消除噪声的干扰^[12]。

本文分析了传统的滑动平均滤波、五点三次平滑、中值滤波、IIR 数字滤波、FIR 数字滤波、小波滤波、Savitzky-Golay 平滑滤波、零相位滤波等滤波方法。

3.1 滑动平均滤波

设原始数据的长度为 M，将连续 N 个采样数据作为一个队列，每采样一次，将新的数据纳入队尾，舍去队首数据，始终保持队列有 N 个最新的数据。则第 n 次采样滤波后的输出为 N 个最新数据的加权平均，通过设置不同的权重，改变新的采样数据在滑动平均中的比重。该法能良好的抑制高频小噪声和周期性干扰，平滑度高。但对随机的脉冲干扰滤波效果不好，不能消除脉冲干扰产生的采样偏差，灵敏度低^[13]。

3.2 五点三次平滑滤波

此方法是根据最小二乘规则对离散数据用最小二乘多项式平滑处理三次,可得到五点三次平滑公式:

$$\begin{aligned}\bar{y}_1 &= \frac{1}{70} [69x_1 + 4(x_2 + x_4) - 6x_3 - x_5] \\ \bar{y}_2 &= \frac{1}{35} [2(x_1 + x_5) + 27x_2 + 12x_3 - 8x_4] \\ \bar{y}_i &= \frac{1}{35} [-3(x_{i-2} + x_{i+2}) + 12(x_{i-1} + x_{i+1}) \\ &\quad + 17x_i]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\bar{y}_{m-1} &= \frac{1}{35} [2(x_{m-4} + x_m) - 8x_{m-3} + 12x_{m-2} \\ &\quad + 27x_{m-1}] \\ \bar{y}_m &= \frac{1}{70} [-x_{m-4} + 4x_{m-3} - 6x_{m-2} + 4x_{m-1} \\ &\quad + 60x_m]\end{aligned}$$

式中, $i = 3, 4, \dots, m-2$, \bar{y}_i 为 x_m 平滑后的值。

3.3 中值滤波

中值滤波是一种依据排序统计规则的非线性数据处理方法,能很好的滤除噪声,已知 n 个等距离的采样点为 $\lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_{n-1} < \lambda_n$, 对应的采样数据为 $y_1, y_2, \dots, y_{n-1}, y_n$ 。则以采样点为中心,前后各取 m 个点,表示为:

$$\begin{aligned}Y &= \{y_{i-m}, y_{i-m+1}, \dots, y_i, y_{i+1}, \dots, y_{i+m}\} \\ \bar{y}_i &= \text{Median}(Y) \text{ 即为采样点经中值滤波后的值。}\end{aligned}$$

3.4 IIR 数字滤波

IIR 滤波是一类递归线性时不变系统,具有较好的幅频特性,但相频特性是非线性的。IIR 滤波器的输出值与之前的输入值和滤波器输出值有关,即实际的 IIR 滤波器需要反馈信息,这就会导致每次运算引起的误差都会返回到输入端作为输入信号的一部分,是误差累积^[14]。

3.5 FIR 数字滤波

与 IIR 相比, FIR 能提供准确的线性相位。FIR 滤波原理是利用当前和之前的输入样值确定当前的输出样值。滤波后信号的准确线性相位是以降低幅度响应特性为代价的,位置和原来信号相比也有偏移,但偏移只与滤波器的阶数有关。FIR 没有反馈系统,对相位要求不严格的地方,可以使用 FIR,更节约资源。FIR 可以有效提高信号信噪比,但无法滤除滤波器带宽内的噪声。

3.6 小波滤波

小波变换应用于 FBG 信号处理,其基本原理就是根据具体信号的先验条件,利用不同尺度的信

号和噪声的系数具有不同机理,尽最大程度保持信号系数的同时减少甚至完全消除噪声系数,以获得无噪信号的最佳估计^[15]。

小波去噪的基本模型为:假设含噪数据 $f_i = g_i + \varepsilon_i, i = 1, 2, \dots, N (N = 2^n)$ 由真实信号 g_i 和噪声 ε_i 构成,两者相互独立。假设 ε_i 满足以下条件:(1)服从正态分布;(2)不相关;(3)方差为常量三个条件。对待测数据由小波变换后得 $w = \theta + \eta$, 小波去噪可以简化为:
 $w = W(f), w_t = D(w, t), \hat{g} = W^{-1}(w_t)$
其中 $W(\cdot)$ 是小波变换算子, $D(\cdot, \cdot)$ 是非线性滤波算子, $W^{-1}(\cdot)$ 是小波逆变换算子。

3.7 Savitzky-Golay 平滑滤波

Savitzky-Golay 平滑滤波相当于时域上的低通滤波,原理是基于多项式函数,根据最小二乘法,通过移动窗口,对数据进行最优拟合,使含噪信号变得平滑。拟合的多项式函数为:

$$f_i = \sum_{k=0}^n b_{nk} i^k = b_{n0} + b_{n1}i + b_{n2}i^2 + \dots b_{nn}i^n$$

设点的误差平方和为:

$$E = \sum_{i=-m}^m [f_i - x(i)]^2 = \sum_{i=-m}^m [\sum_{k=0}^n b_{nk} i^k - x(i)]^2$$

使误差最小,即对 E 的各系数求导数得 0 为:

$$\frac{\partial E}{\partial b_{nr}} = 0, r = 0, 1, 2, \dots, n$$

$$\text{可得: } \sum_{k=0}^n b_{nk} \sum_{i=-m}^m i^{k+1} = \sum_{i=-m}^m x(i) i^r$$

M 是拟合所需的单侧数据点数, n 是多项式阶数,输入数据是 $x(i)$, 即可得到拟合多项式 f 。 m 为当前数据点两侧用于最小二乘法最小化的数据点个数。移动窗口长度为 $m * 2 + 1$, 必须大于 n

3.8 零相位滤波

指信号序列经过零相位滤波后,信号相位不改变,即系统函数的相位响应是 0。实现零相位滤波原理为:首先对信号序列进行延拓,然后送入滤波器,将滤波后序列反转再次送入滤波器,将所得序列再反转,既得零相位输出序列。如输入信号是 $x(n)$, 经过冲激响应是 $h(n)$ 的滤波器滤波,可得零相位滤波的时域表达式以及输出的频域表达式为:

$$\begin{aligned}y_1(n) &= x(n) * h(n) \\ Y_1(e^{j\omega}) &= X(e^{j\omega})H(e^{j\omega}) \\ y_2(n) &= y_1(N-1-n) \\ Y_2(e^{j\omega}) &= e^{-j\omega(N-1)}Y_1(e^{-j\omega}) \\ y_3(n) &= y_2(n) * h(n) \\ Y_3(e^{j\omega}) &= Y_2(e^{j\omega})H(e^{j\omega})\end{aligned}$$

$$y_4(n) = y_3(N-1-n)$$

$$Y_4(e^{j\omega}) = e^{-j\omega(N-1)} Y_3(e^{-j\omega})$$

由以上推导可得，最终输入和输出可表示为 $Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega}) |H(e^{j\omega})|^2$ ，可见，输出 $Y(e^{j\omega})$ 与输入 $X(e^{j\omega})$ 之间不存在附加相位，可实现零相移滤波，注意到 x 序列是和系统函数模的平方相乘，因此滤波器的阶数加倍，并且因为平方相乘，幅度会有所降低。

4 拟合算法概述

要获得准确的中心波长数据点，就要对信号波形进行准确的拟合来进一步确定峰值位置，常用的拟合方法有很多种，本文选取几种应用比较广泛的拟合算法来对比研究。

4.1 功率加权平均法

基本原理是将波形数据中每点横纵坐标值分别看作质点系里对应质点位矢和质量的大小，质心的横坐标可根据质心定义式的加权平均算法求得，当波形陡峭或是轴对称时，波峰坐标与质心位置一致。设定加权系数等于反射光功率，对波长数据进行加权平均处理，即可得 FBG 反射谱的中心波长。

4.2 高斯-多项式拟合法

基本原理为通过对波形曲线采用高斯函数多项式进行变换，由一般多项式对谱峰函数进行拟合。由于 FBG 的反射谱曲线近似为高斯函数，所以只需获得 FBG 反射谱所对应的高斯函数式，便可知反射谱对应的中心波长值，令：

$$y = \ln I$$

$$a = -4 \ln 2 / (\Delta \lambda_s)^2$$

$$b = 8 \ln 2 * \lambda_s / (\Delta \lambda_s)^2$$

$$c = \ln I_0 - 4 \ln 2 * (\lambda_s / \Delta \lambda_s)^2$$

则式子 $I(\lambda) = I_0 \exp[-4 \ln 2 (\frac{\lambda - \lambda_s}{\Delta \lambda_s})^2]$ 可表

示为： $y = ax^2 + bx + c$ 利用一般多项式拟合的方法，求出表达式中 a 、 b 、 c 的值，再由对称

性可知： $\lambda_s = \frac{-b}{2a}$

4.3 三次样条拟合

基本原理是通过公式

$\Delta \lambda_B = 2\Lambda \Delta n_{eff} + 2n_{eff} \Delta \Lambda$ 来逼近截取到的波形，从而得到峰值数据。

$$f = p \sum_{i=0}^{n-1} W_i (y_i - f(x_i))^2 +$$

$$(1-p) \int_{x_0}^{x_{n-1}} \lambda(x) (f^n(x))^2 dx$$

式中， W_i 为权重的第 i 个元素， $\lambda(x)$ 为分段常量函数， P 是平衡参数， P 取值范围为 $[0,1]$ 时，可得平滑且接近数据点的拟合曲线。 P 趋于 1，拟合越近似原始数据； P 趋于 0，拟合越平滑。当 P 的值分别为 1 和 0 时，就分别为三次样条插值和线性拟合。

4.4 反卷积法

反射谱信号通过 F-P 腔时会与之干涉函数进行卷积运算，因此运算后的信号比原始反射谱的带宽大、分辨率降低。为了提高解调精度，可首先对运算后的 FBG 反射谱用反卷积处理。反卷积法的缺点是会放大高频噪声的影响。

4.5 斜率直线交点求解法

设 FBG 传感信号光功率最大值是 I_0 ，取两个阈值 I_0 、 I_1 、 $I_2 = \alpha I_0$ 称为高阈值； $I_1 = \beta I_0$ 为低阈值， α 为高阈值系数， β 为低阈值系数，即可确定光功率范围 $I_1 - I_2$ 。反射谱曲线即可得 4 个阈值点，曲线左右两侧分别有两点 A、B 和 C、D。当 $I_1 - I_2$ 在某确定范围内时，曲线段 AB 和 CD 可近似为直线。由最小二乘拟合得出直线 AB 和 CD 的方程，两直线交点 E 即为中心波长的位置。

5 总结

本文综述了当前 FBG 解调系统的主要方法，描述了各个方法的优缺点，给出了基于可调谐 F-P 滤波法的解调系统及其系统框图和信号处理流程，针对信号处理流程中的滤波和拟合综述了常用的滤波、拟合方法的基本原理。进一步可以通过虚拟仪器平台实现对 FBG 系统的解调功能。

参考文献

1. 饶云江, 王义平, 朱涛等. 光纤光栅原理及应用. 北京: 科学出版社, 2006. 1~8
2. 张磊, 于清旭. 光纤 F-P 腔与 FBG 复用传感器精确解调方法研究[J]. 光电子: 激光, 2009(8).
3. 何少灵, 桑卫兵, 葛辉良. 用于水深实时测量的光纤光栅压力传感器[J]. 声学及电子工程, 2013(4): 4-5.
4. 杨刚, 许国良, 涂郭结, 等. 基于频谱分区的高精度光纤光栅波长解调系统[J]. 中国激光, 2015(4): 98-103.
5. 黎敏, 廖延彪. 光纤传感器及其应用技术[M]. 武汉大学出版社, 2008
6. 吴朝霞, 吴飞. 光纤光栅传感原理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2011: 7-8.
7. 李川, 张以谟, 赵永贵等. 光纤光栅: 原理、技术与传感应用[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
8. 朱浩瀚, 秦海琨, 张敏, 赖淑蓉, 廖延彪. 光纤布拉格光栅传感解调中的寻峰算法[J]. 中国激光, 2008, 35(6): 893-897.
9. 高鹏. 基于 FPGA 和体光栅的光纤光栅解调系统[D].

- 南昌航空大学, 2015
10. 江毅、唐才杰. 光纤 Fabry-Perot 干涉仪原理及应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2009
 11. 李营, 张书练. 基于可调谐F-P滤波器的光纤光栅解调系统. 激光技术[J]. 2005, 29(3):237-240
 12. B. Zhang, M. Kahrizi. High-Temperature resistance fiber Bragg grating temperature sensor fabrication [J]. IEEE sensors journal, 7(4), 586-591, 2007.
 13. J. Biqiang, Z. Jianlin, Q. Chxian. An optimized strain demodulation method based on dynamic double matched fiber Bragg grating filtering [J]. Optics and Lasers in Engineering, 49(3), 415-418, 2011.
 14. Yang Mu, Liu Xiuhong, Liu Wei, et al.. Applied research of optical fiber sensor in oil and gas pipe corrosion monitoring[J]. Laser & OptoelectronicsProgress, 2014, 51(2): 020604.
 15. Benitez, D.; Gaydecki, P.A.; Zaidi, A.; Fitzpatrick, A.P. The use of the Hilbert transform in ECG signal analysis. Comput.[J] Biol. Med. 2001, 31, 399 - 406.

基于云计算的移动智能巡检仪*

高宇苗；戴欣平；袁亚琦
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：针对传统巡检工程中采集的数据主要采用人工录入方式，操作繁琐、效率低以及实时性差的问题，设计了一种基于云计算的巡检系统。采用云计算“互联网+”模式，巡检系统将嵌入式系统、Android 平台与云计算平台结合，使得巡检数据可以在后台服务器进行在线查看与矫正。经过测试，传感器采集的数据采用 Socket 协议无线传输，可以在后台服务器进行数据的实时监控与分析，系统较传统巡检方式具备更高的效率和实时性，使得巡检方式更为便利化、自动化。

关键字：巡检 云计算 云平台 嵌入式技术

Design of mobile intelligent patrol instrument based on Cloud Computing

GAO Yu-miao; DAI Xin-ping; YUAN Ya-qi
(College of Instruction & Electrical Engineer Jilin University)

Abstract: The data collected in traditional routing inspection project mainly depended on manual recording. This method had many problems, such as tedious operation, low efficiency and poor real-time performance. In order to improve the performance of the system, a routing inspection system based on cloud computing was designed. The system combined the embedded system, Android platform and cloud computing platform based on the Cloud computing and 'Internet plus' mode. It made the inspection data can be viewed and corrected online in the background server. Experimental results show that, the data collected by sensors can be wirelessly transmitted by Socket protocol, and the real-time monitoring and analysis of data can be carried out in the background server. Compared with traditional routing inspection method, this system has higher efficiency and real-time performance, makes the inspection method more convenient and automatic.

Key words: routing inspection; cloud computing; cloud computing platform; embedded system

0 引言

当下最为常用的巡检方式就是人工巡检，需要人工周期性的巡检相应巡检设备安全状况，这些巡查通常采用人工定期或不定期的手工记录方式查询。然而传统的巡检管理办法存在一些弊端如巡检不及时、不到位、漏抄数据、数据不便保存和查询等^[1]。后期又需要将检查结果手工录入到计算机中，再分析、编制成满足不同需求的报告，更需要额外的人力和时间对数据进行整理，这些都在一定程度上限制了巡检工作质量的提高。

随着移动设备和无处不在的互联网、物联网、云计算技术的发展，为未来巡检无纸化^[2]、数据记录智能化提供了可能。用互联网通信技术能对数据进行实时的传输，解决了有线传输方式带来的限制以及传统巡检实时性信息交互性差的问题，移动终端设备的使用，克服了地理环境差导致设备携带困难的问题^[3]。若将手机、平板电脑、车载设备等移动终端应用于巡检工作，将会保证数据传输的可靠性以及会使操作界面更加简洁、友好^[4-5]。云计算技术的应用使得数据库提供灵活高效的分析运算能力，能够高效的管理海量数据^[6]。把移动终端、

云计算技术与巡检工作相结合，可以开创出一种全新的巡检工作模式。

1 云计算技术的发展

随着近十几年全球互联网数据流量的变化，由 1992 年 100GB/天，到现在 2017 年 35000GB/s 数据的爆炸式增长，云计算的兴起也是应运而生，早在 1961 年，约翰·麦卡锡（John McCarthy）就曾说过将计算机网络变成一种公共设施，这是最早的云计算概念的萌芽。直到 2006 年，Google 首席执行官埃里克·施密特（Eric Schmidt）提出云计算的概念，云计算技术才为人们所知，并且在国内外快速发展，因其具有并行计算、动态易扩展、资源虚拟化以及容错性强等特点更是被人看好。因此雅虎、英特尔、亚马逊和惠普等公司纷纷宣布进行云计算研究，推进云计算计划。国内的腾讯、阿里巴巴等企业也将云计算的研究成果应用的企业管理中，取得了不错的效益。

2 云巡检技术

将云计算和移动终端设备引入到传统的巡检

* 指导老师：王永志
项目类型：大学生创新训练项目 (2016A65284)

工作中,实现线上与线下的动态交互,数据的动态查看,可以大大改善传统繁琐的人工巡检方式,开启一种新型高效的巡检模式。“云”端进行数据的统计与分析,并行处理数据,从而高效地保证了被巡检设备稳定运行。

3 系统整体架构

3.1 系统综述

基于云计算的智能巡检仪在数据采集、传输以及存储方面有着特有的优势。巡检仪的数据采集模块采用嵌入式系统,移动终端采用 Android 系统的手机作为其软件的载体,云计算中心以 SOA 为框架构建。移动终端可以对巡检人员所在的位置定位,查看人员到位情况,并且巡检仪将传感器采集的数据通过无线方式传输给移动终端,可以迅速直观的让巡检人员观察到采集到的数据,并通过网络通信协议与云平台进行数据交互,实现实时数据的查看、统计与分析。移动终端实现与后台实时进行数据的交互,降低了对巡检仪本身存储空间的要求,减少了人力的消耗,实现巡检工作的智能化。

3.2 云平台系统设计

3.2.1 数据库的设计

保证系统的顺利运行,需要在设计数据库对巡检的任务和工作人员的工作范围及权限进行录入,除了实现对任务和巡检人员的基础信息进行管理外,数据库还要对巡检后的数据进行保存,大量的数据有助于后期的分析、评估。

后台数据库需要对待巡检设备的基本参数、具体方位以及巡检工作是否完成进行统计与分析。因此设计了能够支持巡检业务的数据模型,其中包括:员工信息表、员工级别表、发布任务表、任务管理表、数据信息管理表等。

1、员工信息表

员工信息表主要包括 ID、员工姓名、性别、年龄、电话以及相关备注。

2、员工级别表

员工级别表包括第一级别 ID、第二级别 ID、第一级别名称和第二级别名称。

2、发布任务表

任务管理表主要包括任务时间、任务名称、任务内容和任务数量等。

4、任务管理表

任务管理表主要包括任务发布的时间、任务名称、任务内容、任务数量、任务完成度、巡检人员姓名和巡检人员级别。

5、数据信息管理表

数据信息管理表主要包括任务名称、温度参数、湿度参数、气压参数、海拔参数、经度参数和纬度参数。

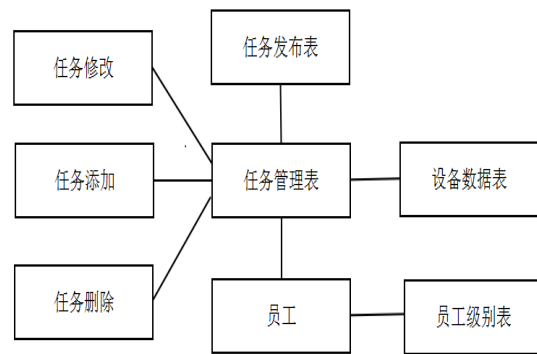


图 1 主要表之间的关系

Fig.1 relationship between main tables

3.2.2 Winform 界面设计

以 VS2010 作为开发平台设计 Winform 界面,在主界面设计各个模块通过 button 键实现各个界面的切换,有“员工信息”、“任务查询”和“任务发布”等界面选项。

1、登录模块设计

该模块较为简单,主要是验证登陆的人身份是否为相关人员,根据输入的用户名和密码判断登录系统的人是否为员工。

2、数据接收模块设计

采用 Socket 协议,通过 IP 地址、端口匹配对进行连接。对客户端进行监听,判断是否有客户端请求发送数据,若有客户端发送数据,对数据进行接收。若没有则继续监听。

3、数据查看模块设计

在此模块可以查看到具体任务、任务时间和采集到的参数。可以对数据进行添加、删除以及修改等操作。

4、任务查看模块设计

在此模块可以看到具体的任务、任务时间、任务内容、执行任务的人员及其相关级别。可以对任务进行修改、删除和增加。

5、员工信息模块设计

在此界面可以看到相应的管理人员和员工,以及他们的性别、年龄和出生日期等各种信息。

Winform 界面的功能模块如图 2 所示。

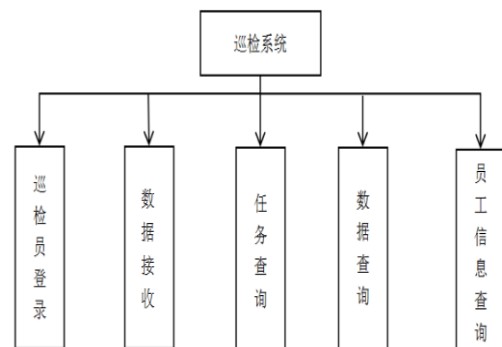


图 2 功能模块结构

Fig.2 functional module structure

3.3 数据采集端设计

数据采集端为嵌入式系统,核心为 ARM 处理器,外围电路包括电源模块、传感器组模块、本地

存储模块、通信模块和人机交互模块(液晶显示屏)等。传感器组模块进行原始数据的采集,采用 BMP180 气压传感器和 DHT11 温湿度传感器, BMP180 气压传感器具有体积小低功耗的特点,将其放在手持设备中可以减小设备的重量和耗电量,增加设备的使用寿命。DHT11 温湿度传感器的精度湿度为 $\pm 5\%RH$,温度 $\pm 2^{\circ}C$,精度满足测量要求。中央处理器对传感器进行驱动控制以及完成数据的传输与本地存储,本地存储器主要作用就是对采集到的信息进行临时存储,通信模块也可称为输入输出接口单元,利用 WIFI/4G/蓝牙等通信手段实现数据采集端的通信,将采集到的数据传输到云计算平台。

3.4 移动智能安卓平台的搭建

移动手持端是整个巡检系统重要的人机交互和数据观察设备。为了满足便携性、通用性和可扩展性的要求,本系统中采用基于 Android 系统的手持移动端。移动端的功能流程如图 3 所示。

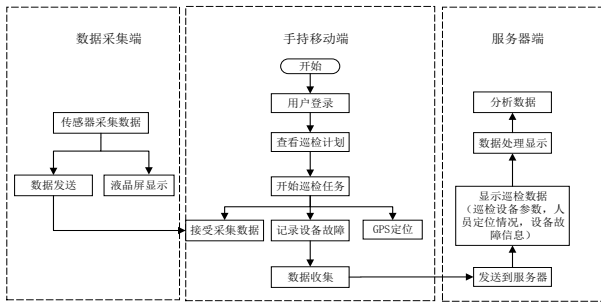


图 3 移动端功能流程图

Fig.3 Mobile end function flow chart

移动巡检系统需要为巡检工作者提供了便捷的巡检、记录和上传功能,为巡检管理人员提供了方便的查询、管理以及实时监督的功能,下述介绍具体模块的设计。

3.4.1 地图定位模块

此模块主要功能在地图上显示位置点,绘制巡检人员的巡检轨迹线路。

首先通过定位 SDK 获取所在位置的经纬度,这相当于 x, y 轴,地图的 SDK 提供了 Mapview、BaiduMap 等 API,用于地图的操作与图层绘制。地图根据相应的坐标找到对应的点,并在地图图层上画出一个图标,即为所定位点。

利用 GPS 定位,当巡检人员开始巡检后,点击开始,在图层上根据行走轨迹绘制行走轨迹。在地图上直观的表现出巡检轨迹,巡检人员方便查看运行轨迹。

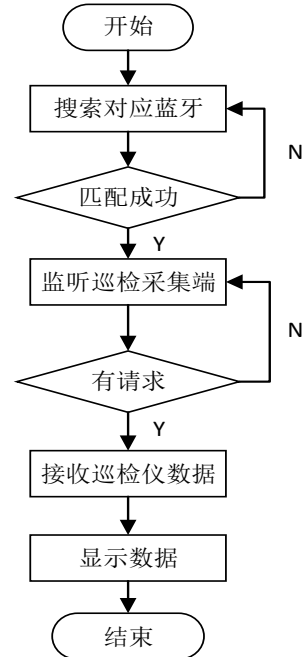
3.4.2 数据传输模块

此模块的功能主要为通过手持移动端接收巡检仪采集的数据,并且进行数据分析,将相应的数据上传给服务器,然后由服务器并进行数据的统计与分析。

巡检仪传输数据实现:蓝牙传输数据的通信由客户端与服务端 Socket 完成,蓝牙客户端为 BluetoothSocket,蓝牙服务端为 BluetoothServerSocket,这两个类可以完成相应的

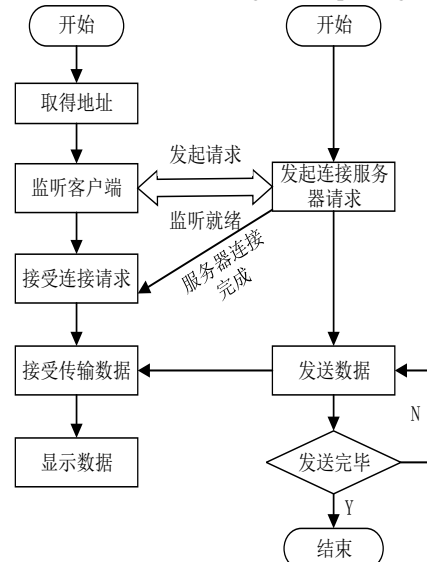
数据传输。然后利用相应的线程监听是否有数据发送,当有数据发送后,就利用 SendMessage()方法将巡检仪的数据发送到数据接收界面中。程序流程图如图 4a。

移动端与服务器端之间数据传输实现:首先由服务器初始化 Socket,然后与端口进行绑定,并对端口进行监听,等待客户端连接,这时如果有客户端初始化一个 Socket,然后连接服务器(connect),若连接成功就代表已经建立了联系。客户端发送数据请求,服务器端接受请求并处理,最后关闭连接。上传数据流程图如图 4b 所示。



(a) 采集巡检仪数据流程图

(a) Data flow chart of collecting and inspecting instrument



(b) 移动上传数据流程图

(b) Mobile upload data flow chart

图 4 数据采集与上传流程

Fig.4 data acquisition and upload process

4 系统整体测试

测试时,将手持移动端的蓝牙打开与数据采集端的蓝牙模块匹配后,数据采集端的传感器模块采集到的数据被传送到手机界面,并且可以进行地图定位与轨迹描绘,如图 5 所示。



(a) 数据发送与接收图 (b) 定位图
(a) Data sending and receiving graph
(b) network for location



(c) 轨迹绘制图
(c) trajectory drawing
图 5 手持移动端功能测试

Fig.5 handheld mobile side function test

手机端传送的数据与电脑端的 Socket 连接(IP 地址匹配,端口号匹配)进行数据传输,电脑端接收到的数据如图 6 所示。

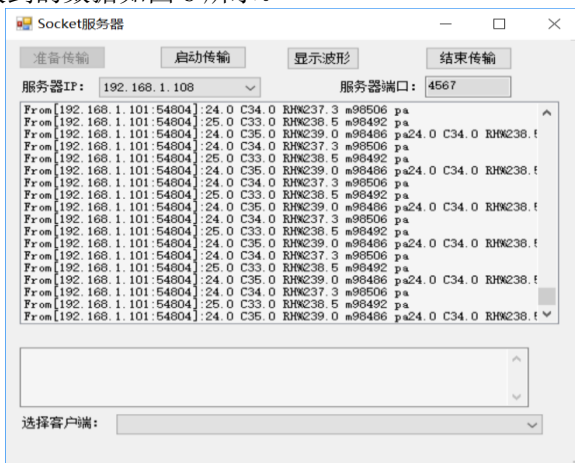


图 6 数据上传图

Fig.6 data upload diagram

传输后的数据被保存在 SQL Server 数据库中,

可以通过 Winform 界面进行查询,查询结果如图 7 所示。



图 7 数据查询界面
Fig.7 data query interface

5 结语

基于“互联网+”的思想,将云计算引入到日常巡检工作中,设计开发的基于的云计算的智能巡检仪,实现远程设备数据的在线实时查看与分析,改善了传统巡检的弊端,对实现现代化智能巡检有很大的帮助,具有非常深远的应用价值。

参考文献

1. 李国伟. 基于智能巡检系统在火电厂的研究[J]. 科技信息(学术研究), 2008, (27):520. [2017-09-02].
2. 陈聪. 基于 RFID 技术的电力通信设备巡检系统研究[D]. 吉林大学, 2011.
3. 王可君. 风力发电机组移动化智能巡检系统的设计与实现[D]. 北京交通大学, 2015.
4. 蒙晨曦. 移动巡检系统的设计与实现[D]. 电子科技大学, 2015.
5. 乔宝进, 康迎华, 高贞彦, 刘东波. 全方位智能化电力巡检系统设计[J]. 电工技术, 2008, (08):8-10. [2017-09-02].
6. 郑海荣, 高敬. 云计算技术与应用[J]. 通信技术, 2013, 46(04):96-98+102. [2017-09-02].

基于 KINECT 图像识别的翻书机设计*

李继源；张宇轩

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：为服务不使用手翻书的残疾人、伤员、乐队指挥等特殊人群，本论文阐述了一个基于 Kinect 图像识别的翻书机设计方案。设计最大的特点在于采用了微软公司 Kinect 系统实时捕捉用户肢体动作，并根据用户动作对其意图进行判断，从而准确、及时的发出翻书指令。同时，本设计采用简洁高效的机械结构以及负压吸附原理来实现翻书动作，克服了传统翻书机结构复杂、翻书动作繁琐的缺点。实验结果表明，在非接触控制方式下，翻书机能够较好的实现翻书功能，指令识别准确率高，翻书成功率高，具有较好的应用前景。

关键词：翻书机；Kinect；负压吸附

Flipbook Design Based on KINECT Image Recognition

Li Jiyuan; Zhang Yuxuan

(Jilin university instrument science and engineering institute)

Abstract: This thesis elaborates a design of a bookbinding machine based on Kinect image recognition. This design primarily serves disabled people, casualties, band conductors and other special groups who may not be able to read the book by hand. The biggest design feature is the use of Microsoft's Kinect system real-time capture user limb movements, and according to user action to determine their intentions, in order to accurately and timely issued a book instruction. At the same time, the design uses simple and efficient mechanical structure and vacuum suction principle to realize the book-turning movement, overcoming the shortcomings of the traditional book-turning machine with complex structure and complicated book-turning actions. The experimental results show that in the non-contact control mode, the bookbinding machine can realize the function of book-turning, the high accuracy of instruction recognition and the high success rate of book-opening. It has good application prospect.

Keywords: bookbinding machine, image recognition, Kinect, Negative pressure adsorption

0 前言

随着时代的进步和科技的发展，人们对弱势群体的关注不仅仅在于丰富他们的物质生活，而且深入到怎么满足他们的精神需要上^{错误！未找到引用源。}。然而，在当下的社会中，仍然存在着一些人由于身体缺陷无法正常地阅读书籍。虽然他们可以使用电脑、电子书等电子设备进行阅读，但是这些电子设备会给使用者眼睛带来一定的伤害，而且还不经济。此外，对于那些被束缚的伤员、乐队指挥员与演奏者来说，阅读纸质书籍也十分不便。面对上述问题，自动翻书机为我们提供了一种解决方案。因此，设计并制作一台翻书机极具社会价值和市场潜力。

目前，国内外已经有了翻书结构的设计方案，例如日本的 BOOKTIME5000 型翻书机，美国 Michael Donald Banks^{错误！未找到引用源。}的 Page Turner，燕山大学武岳^{错误！未找到引用源。}等人研究的全自动可调式翻页机构及大连交通大学董云美⁵等人研究的脚踏式翻书机构。但是上述的翻书机普遍具有结构复杂、成本高等缺点，同时他们通过直接接触、头戴设备等方式获取用户指令的方式缺乏人性化设计，无法真正地满足特定人群的需求。

本文研制的这一款翻书机弥补了上述多种传统翻书机的缺陷，充分利用当下先进的计算机技术，在简化翻书机机械结构的同时优化了用户指令的获取方式，提高了用户的使用体验，实现了低成本、高性价比等目标。

1 系统设计

本文所设计的基于 Kinect 图像识别的翻书机能够通过自动识别用户肢体语言，实现自动翻页的功能。本系统通过对 Kinect 传感器所传回的大量数据进行处理，判别用户肢体语言，实现用户翻书指令的辨别。利用负压吸附原理，实现对书页的吸附、脱开及传递等动作。其中吸持力主要依靠风扇系统提供，由系统抽取空气造成压力差吸附书页并将其置于翻页棒上，进而实现翻书动作。如图 1 所示，翻书机系统采用模块化设计，主要由三个部分组成：动作识别部分、控制系统部分、机械结构部分。

* 指导老师：凌振宝

项目类型：大学生创新训练项目（2016A65282）

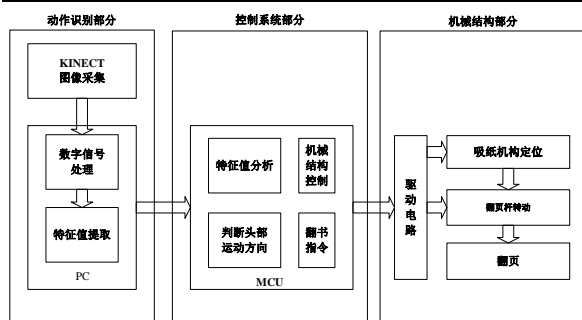


图 1 系统框图

Fig.1 System block diagram

2 动作识别系统设计

2.1 硬件介绍-Kinect

Kinect 是由微软公司开发的一款姿态传感输入设备，内含彩色摄像头和深度传感器等传感装置，能满足人们工作、交互、娱乐等多方面需求。这一强大的图像数据采集器能向用户提供彩色影像、3D 深度影像和利用随机森林这一深度学习所获得的人体骨骼运动图等等一系列图像信息，也正是得益于其强大的数据采集功能，Kinect 也成为如今肢体姿态识别前端数据采集摄像头的首选。综上所述，Kinect 体感姿态输入设备在对检测图像的肢体姿态区域提取和处理等方面较普通摄像头有较大的优势。故本设计采用 Kinect 作为前段输出设备。

2.2 动作捕捉原理

为了能正确识别用户的翻书意图，本设计主要以使用者头部转动方向来判断是否接受到翻书指令。同时，为了能够提高容错率，也为了能够增加使用者的使用体验，避免因误判断导致不必要的翻书，动作识别系统采用双参数来进行头部运动的判断。

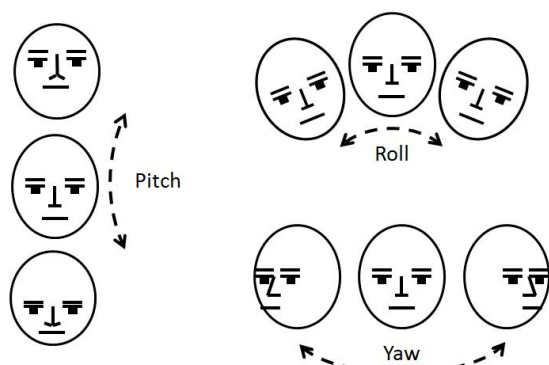


图 2 头部参数示意图 (由微软使用手册提供)

Fig.2 Head parameter diagram

如图 2 所示，对 Kinect 采集的数据进行处理后，我们最终得到三个参数：Pitch、Roll、Yaw。双参数判定方法的核心思想就是利用 Pitch 和 Yaw 这两个参数形成一个相互制约的关系，只有当两个参数达到某一条件下才会触发翻书指令判断，并通过串口发送至下位机。

2.3 脸部追踪

为了获得 Pitch、Roll、Yaw 三个参数，系统在获得图像数据后，首先需要定位到图像中脸部的位置，然后根据脸部五官的位置计算出这三个参数。微软亚洲研究所于 2012 年提出了基于学习的描述符 (Learn-based Descriptor, 简称 LE 描述符)^[6-8]用于解决脸部识别的图像问题和匹配问题。

不同于其他脸部描述符，LE 描述符的获取是利用非监督型学习技术从训练案例中获得编码器，之后采用降维算法将高维非线性数据转换成低维线性数据，最终获得一个高判断力且易于区分的脸部描写以及 LE 描述符。该方法采用了非监督型学习技术，实现了恒定力与判断力的平衡，即具有较强的抗干扰能力和迅速的人脸识别和匹配能力。

获得的 LE 描述符再经过分辨器处理，从而确定脸部各个标准点的位置，最终实现脸部追踪。

3 机械运动系统设计

3.1 机械结构设计

翻书机主要的工作环节就是实现吸附纸张，并将其抬高至一定高度，最后由翻书棒实现翻书动作。本设计利用风机产生负压从而实现吸附纸张的目的。为了能适应不同高度的纸张以及纸张的不同材质，风机置于一个可上下移动的支架上，并且加装接近开关形成闭环系统，由电机来实现支架的上下移动。当被吸附的纸张水平切面高于翻书棒时，电机带动翻书棒转动，实现翻书动作。

3.2 机械结构描述

参见图 3，翻书机由 9 个构件组成，分别包括：支撑板 (1)、步进电机 (2, 3, 6, 9)、翻书棒 (4)、接近开关 (5, 8)、风机 (7)、风机支架 (10)、垂直丝杠 (11)、顶梁 (12)、Kinect (13)。支撑板 1 用于支撑其他部件并放置图书；在支撑板 1 的两侧设置垂直丝杠 11，通过驱动步进电机 2、6 可以使得丝杠转动并带动风机支架 10 上下移动；在风机支架 10 的左端安装步进电机 9，步进电机转动带动履带使得风机 7 能左右移动；在垂直丝杠 11 的顶部为顶梁 12，顶梁 12 上放置 Kinect 图像传感器 13；在风机 7 的下方以及步进电机 9 的下方均安装有接近开关 5、8，可根据接近开关的状态来进行机械结构初始化；在所述支撑板的后端固定有步进电机 3，步进电机 3 的输出轴上连接有翻书棒 4，步进电机 3 转动带动翻书棒 4 转动，实现翻书动作。

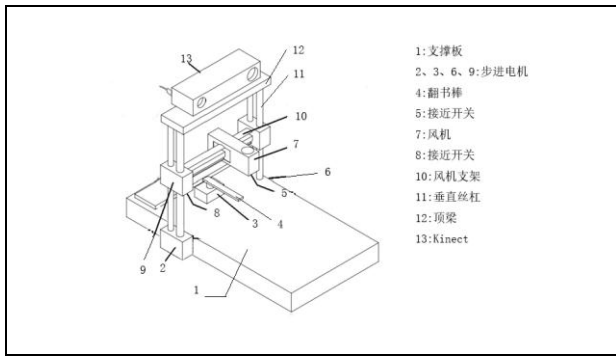


图3 翻书机机械结构图

Fig.3 Flip-book machine mechanical structure

3.3 机械运动描述

机械系统初始化状态下，步进电机8转动，使得翻书棒与书本上端平行；风机向左运动，直至接近开关8短接，风机在状态末处于风机支架最左端；风机支架向下运动，直至接近开关5短接，根据书本的厚度风机支架将停留在不同的高度。

翻书指令下达。右翻书状态下，风机启动，吸附纸张，风机支架向上运动，提高纸张一端高度。风机支架向上运动停止，翻书棒逆时针转动，带动纸张向右运动。风机停止，机械系统再一次进行初始化。若是左翻书指令，在风机启动前，机械系统将使风机移动至最右端，然后再进行后面的步骤。

4 控制系统设计

参考图1，控制系统部分主要承担特征值分析、用户意图判断以及机械结构控制以及通信的任务。其中，特征值分析以及用户意图判断需要一款运行速度较快的处理器来实现，目前市场主流32位处理器普遍能满足要求。另外，由于机械结构控制采用闭环系统，因此处理器单元不仅要能输出控制信号，还要能接受反馈信号，根据上文所述，需要18个I/O口。此外，控制单元需要与上位机进行通信，因此需要串行接口。综上所述，考虑到实际的成本、处理速度需求、外设I/O端口的数量，本设计采用ST公司生产的STM32F103ZET6芯片作为微控制单元（Microcontrol Unit 简称MCU）。

5 测试结果

为了能够准确地反映本设计方案的实用性，设计人员选择采光良好的房间，并将翻书机置于宽敞水平的实验台上，对翻书机进行多次实际测试。测试的内容包括向左翻书和向右翻书。测试结果如表1所示。在既定条件下，翻书机向左翻书正确率达85%，向右翻书正确率为90%。综上所述，经过实际的测试和检验，本文所提出了自动翻书机解决方案能够按照既定设计方案实现

动作捕捉、指令判断、翻页等功能。据统计，翻书正确率为80%~90%。

表1 测试结果

Table 1 test results

测试方向	平均识别实际 (s)	平均反应时间 (s)	正确率
向左翻书	1.115	10.075	85%
向右翻书	1.105	10.855	90%

6 结束语

本文提出了一个基于Kinect图像识别，利用负压吸附原理的自动翻书机解决方案。通过动作识别、机械运动、控制系统三个部分实现非触摸式翻书动作。实践证明，本文提出的自动翻书机解决方案能够实现较高的翻书准确率，具有较高的抗干扰能力，针对特定人群拥有较高的实用价值和商业潜质。

参考文献

- 王侃.自动翻书机的设计[C]//第十四届全国机械设计年会论文集.2008:317-319.
- 李妮妮.计算机软件开发新技术的应用研究[J].科技展望,2016,(05):10.
- Banks M D. Page turner: US, US7750226[P]. 2010.
- 宜亚丽, 武岳, 赵三猛,等. 全自动可调式翻页机构设计[J]. 机械研究与应用, 2011,(6):79-81.
- 董美云, 李培行. 脚踏式翻书机构的设计及运动仿真[J]. 大连交通大学学报, 2010, 31(2):24-27.
- J. Shotton, A. Fitzgibbon and M. Cook, etc. "Real-time human pose recognition in parts from single depth images," In Proc. of IEEE Conf.on CVPR, 2011, 1297-1304.
- Cao Z, Yin Q, Tang X, et al. Face recognition with learning-based descriptor[C]// Computer Vision and Pattern Recognition. IEEE, 2010:2707-2714.
- 高之泉. 基于双 Kinect 的人体运动捕捉[D].南京大学,2017.

基于 PDD-NIRS 脑血流参数测量方法研究*

刘光达；王郁霖；秦 琪；张蓝溪；蔡 靖

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：脑血流量（cerebral blood flow, CBF）和脑血流参数一直是临床研究的医学热点，可以用于评估人体脑血管参数，预防脑梗及脑出血等多项生理疾病。目前临床测量脑血流参数主要通过热稀释法和指示剂稀释法，但是需要导管插植和定时采血，会对机体造成一定的损伤。本文针对目前的脑血流测量方法存在有创、操作复杂等问题，基于 Fick 定律和朗伯比尔定律提出了一种新型、无创、快速的脑血流测量方法。该方法基于 PDD（pulse dye densitometry, PDD 脉搏色素法）-NIRS 技术，选用吲哚氰绿（indocyanine green, ICG）作为指示剂，通过对脑部和动脉 ICG 引入量的计算得到 CBF。为验证模型的正确性，采用成年白兔作为实验对象。对白兔静脉快速推注 ICG 色素，应用 PDD-NIRS 方法测量其 CBF，计算出 CBF 值。实验结果证明了该测量方法的正确性。

关键词：PPD-NIRS；脑血流；无创检测；吲哚氰绿

Study on the Measurement of Cerebral Blood Flow Parameters Based on PDD - NIRS

LIU Guang-da; WANG Yu-lin; QIN Qi; ZHANG Lan-xi; CAI Jing

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

Abstract: Cerebral blood flow and cerebral blood flow parameters has been the focus of clinical medical research. They can be used to assess the human cerebrovascular parameters, prevention of cerebral infarction and cerebral hemorrhage and many other physiological diseases. The current clinical measurement of cerebral blood flow parameters mainly through the thermal dilution method and indicator dilution method. But the thermal dilution method and indicator dilution method requires catheter insertion and timing blood collection, which will cause some damage to the body. In this paper, a new, noninvasive and rapid method for measuring cerebral blood flow is proposed based on Fick's law and Lambert's law. The method based on PDD-NIRS technology, the use of indocyanine green as an indicator, through the introduction of brain and arterial ICG calculated CBF. In order to verify the correctness of the model, adult rabbit was used as the experimental object. The ICG pigment was injected rapidly in rabbits, at the same time the CBF was measured by PDD-NIRS method, also the CBF value was calculated. The experimental results demonstrate the correctness of the measurement method.

Key words: PPD-NIRS; cerebral blood flow; Noninvasive detection; indocyanine green

1 前言

大脑作为人体活动的中枢神经器官，一直以来是生命科学领域的重点研究方向之一。随着人类脑计划和人类基因组项目的提出，脑功能研究和脑状态监测成为了当前科学家的重要研究课题。而在脑的正常运作过程中，血流供应起着至关重要的作用，人体大脑所需的血流量大约占心脏总输出血量的 15%到 20%，同时监测人体脑血流参数可以为临床心脑血管疾病监测及术后诊断恢复提供重要帮助。

目前临床医学领域主要通过热稀释法和指示剂稀释法进行脑血流检测，但是具有操作复杂、损伤性高的缺点。除此之外，正电子发射断层扫描术（PET）和功能磁共振成像（fMRI）也可以检测到流向特定脑区的血流变化，但是价格昂贵、带有放射性物质，不适合快速检测 CBF。

早在 1977 年，科学家 Jobsis 就发现了红外

光对人体组织的良好透射性，首次验证了近红外光谱法检测血氧的可行性。

1988 年 Kuber 等人提出了利用近红外光谱技术对人体局部血流量进行测量的新方法，并且选用 ICG 作为指示剂，验证了其测量的可行性，但是该测量方法需要进行导管插植，操作复杂，易感染。

1992 年 Farrell 等人基于光散射理论建立了具有近红外光特性的光子散射数学模型，为 NIRS 的测量提供了很好的校正方法。

1999 年 Jordan A. Guenette 等人应用 ICG 作为指示剂使用近红外光谱技术测量人体呼吸肌血流，得出了较好的结果^[1]。2012 年前后刘光达等人应用 ICG 作为指示剂，使用 PDD 和 NIRS 对心排出量及循环血容量两项动力学参数进行测量。验证了 ICG 作为指示剂对人体血流测量的可行性^[2]。2016 年查雨彤等人基于 NIRS-ICG 技术提出了人体脑血流测量模型，并应用该模型测量猪的脑血流动力学参数，得到符合实际结果^[3]。

* 指导老师：刘光达

项目类型：大学生创新训练项目（2016A65286）

本文基于前人工作基础,以 Fick 定律和修正朗伯比尔定律为理论基础,加入光散射理论对测量结果进行校正,应用 ICG 作为指示剂,结合 PDD-NIRS 两项技术对人体 CBF 进行无创测量。

2 CBF 测量原理

CBF 测量依据 Fick 定律进行。Fick 定律指出生物组织单位中吸收的物质的量 dQ/dt 等于物质到达生物组织和离开生物组织流量的差值。其中流量用组织中血流量与物质浓度的乘积计算:

$$\frac{dQ}{dt} = F \cdot (C_a - C_v) \quad (1)$$

将 (1) 式对时间积分可得:

$$\frac{F}{W} = \frac{C}{\int_0^t C_a - C_v dt} \quad (2)$$

上式中 F 为流过脑组织的血流量, C 代表生物组织中示踪物的浓度, W 为生物组织的质量。 C_a 和 C_v 分别表示组织中动脉和静脉示踪物的浓度。

Fick 定律进一步指出当积分时间 t (ΔICG_{\max} 从 10% 上升到 90% 所需时间) 小于血液通过器官的最小传播时间时, 示踪剂不会出现在静脉外流中。因此选用 ICG 作为测量人体脑血流量的示踪物时人体大脑血流量可用下式 [4] 表示:

$$CBF = \frac{K \cdot \Delta C[ICG_{\text{brain}}]}{\int_0^t \Delta C[ICG_{\text{ear}}] dt} \quad (3)$$

式中 $K = MWICG/Dt$, $MWICG$ 为 ICG 的相对分子量, Dt 为脑组织的密度 (g/ml), 即 K 为相对分子质量和脑组织密度的归一化常数, 代表每 100g 组织中的相对血流量。其中 $\Delta C[ICG_{\text{brain}}]$ 表示在最小传播时间内 ICG 在脑组织中的浓度变化量, 以前额叶探头测量数据为准。 $\Delta C[ICG_{\text{ear}}]$ 表示 ICG 由动脉血进入脑组织的浓度变化量, 即物质进入脑组织的流量, 以耳部探头测量数据为准。

2.1 $\Delta C[ICG_{\text{brain}}]$ 测量方法

$\Delta C[ICG_{\text{brain}}]$ 的测量是应用 NIRS 近红外光谱技术基于朗伯比尔定律进行的。NIRS 近红外光谱技术是近年来引入临床医学的新兴技术。红外光穿透性强, 可以穿透人体深层组织。通过对穿过人体红外光信号的提取分析即可了解人体组织和血流情况。

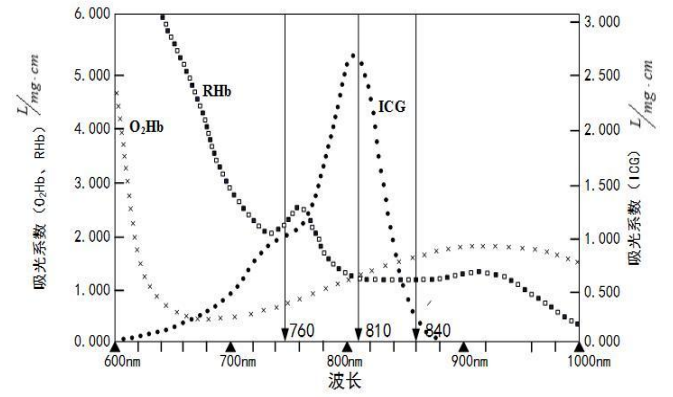


图 1 吸光系数曲线图

Fig.1 Absorption of HbR, HbO₂ and ICG

图 1 为 HbO₂ (oxygenated hemoglobin, HbO₂)、HbR (reduced hemoglobin, HbR) 和 ICG 对不同波长红外光的吸光程度曲线图。由上述吸光光谱特性曲线可知在 810nm 时 HbO₂ 和 HbR 的吸光系数相同, 而 ICG 的吸光能力达到峰值, 并且在 810nm 两侧吸光色团的吸光特性均得到了明显分离, 因此在 $\Delta C[ICG_{\text{brain}}]$ 的测量过程中, 选用 760/810/840nm 三波长光源进行测量。对 $\Delta C[ICG_{\text{ear}}]$ 选用 760/840nm 双波长光源进行测量。

修正-朗伯比尔定律指出了光子在穿过非均匀介质后入射光强和出射光强的关系, 定量的描绘了在光子穿过分均匀介质被介质吸收散射后光强的衰减情况:

$$OD^\lambda = \lg \frac{I_0}{I} = \mu_a^\lambda \cdot L + G$$

$$L \approx L(\lambda) = \frac{\partial OD}{\partial \mu_a} = DPF(\lambda) \cdot r \quad (4)$$

其中 $\mu_a^\lambda = \alpha^\lambda \cdot C$, 即吸收系数 μ_a^λ 为色团吸光系数 α^λ 和色团浓度 C 的乘积, G 为光衰减系数, L 为微分光路。

进一步推导可知当介质中含不同吸光物质时, 吸收系数为各物质吸收系数的线性叠加, 即:

$$\mu_a^\lambda = \mu_{a1}^\lambda + \mu_{a2}^\lambda + L + \mu_{an}^\lambda = \sum_{i=1}^n \mu_{ai}^\lambda \quad (5)$$

当光子穿过人脑组织时, 主要吸光色团为 HbO₂、HbR 和 ICG, 分别用 μ_{ai}^λ 依次表示三者的吸光系数, 结合 (4) 式可达到如下方程组

$$\Delta OD^{\lambda_1} = (\mu_{a1}^{\lambda_1} + \mu_{a2}^{\lambda_1} + \mu_{a3}^{\lambda_1}) \cdot L \quad (6)$$

$$\Delta OD^{\lambda_2} = (\mu_{a1}^{\lambda_2} + \mu_{a2}^{\lambda_2} + \mu_{a3}^{\lambda_2}) \cdot L \quad (7)$$

$$\Delta OD^{\lambda_3} = (\mu_{a1}^{\lambda_3} + \mu_{a2}^{\lambda_3} + \mu_{a3}^{\lambda_3}) \cdot L \quad (8)$$

$$\mu_{ai}^{\lambda_i} = \alpha_i^{\lambda_i} \cdot C \quad (9)$$

利用克莱姆法则解得:

$$\begin{aligned} \Delta C[ICG_{\text{brain}}] = & \alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_1} (\alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_2} \cdot \Delta OD^{\lambda_3} - \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_3} \cdot \Delta OD^{\lambda_1}) \\ & - \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_1} (\alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_2} \cdot \Delta OD^{\lambda_3} - \alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_3} \cdot \Delta OD^{\lambda_2}) \\ & + \Delta OD^{\lambda_1} (\alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_2} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_3} - \alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_3} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_2}) \\ & \frac{L[\alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_1} (\alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_3} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_2} - \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_2} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_3})]}{L[\alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_1} (\alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_3} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_2} - \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_2} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_3})]} \quad (10) \\ & - \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_1} (\alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_2} \cdot \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_3} - \alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_3} \cdot \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_2}) \\ & - \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_1} (\alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_2} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_3} - \alpha_{\text{HbR}}^{\lambda_3} \cdot \alpha_{\text{HbO}_2}^{\lambda_2}) \end{aligned}$$

2.2 $\Delta C[ICG_{\text{ear}}]$ 测量方法

$\Delta C[ICG_{\text{ear}}]$ 采用 PDD 方法进行测量。脉搏色素法是一种应用脉搏搏动时光产生周期性变化的性质来测量指示色素浓度的方法。当光子穿过耳垂, 由于动脉搏动血管厚度改变引起的光路路径发生变化, 透射光强的大小会随脉搏波动速率呈周期性改变, 此时吸光度变化为:

$$\Delta OD = \log\left(\frac{I_0}{I - \Delta I}\right) - \log\left(\frac{I_0}{I}\right) = \log\left(\frac{I}{I - \Delta I}\right) \approx \frac{\Delta I}{I} \quad (11)$$

动脉中主要吸光物质为 HbO_2 , HbR , ICG , 其中动脉血氧饱和度一般接近 99%, 故 HbR 含量很低, 几乎可以忽略。以下公式以 Hb 代表 HbO_2 , 忽略 HbR 对光强的影响。依据修正朗伯比尔定律, 并定义脉动量为:

$$\varphi_A = \frac{\Delta OD^{\lambda_1}}{\Delta OD^{\lambda_2}} = \frac{AC^{\lambda_1} / DC^{\lambda_1}}{AC^{\lambda_2} / DC^{\lambda_2}} \quad (12)$$

$$= \frac{(\alpha_{\text{Hb}}^{\lambda_1} C_{\text{Hb}} + \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_1} C_{\text{ICG}}) \Delta D \cdot \text{DPF}(\lambda) + G}{(\alpha_{\text{Hb}}^{\lambda_2} C_{\text{Hb}} + \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_2} C_{\text{ICG}}) \Delta D \cdot \text{DPF}(\lambda) + G}$$

式中 DC 为透射光强中的直流量, 主要表现为人体皮肤、骨骼等组织对光强的吸收量, AC 为人体脉搏波交流量, 与组织中吸光色团的浓度相关。

利用双波长测得脉动量比后解(12)式可得:

$$\begin{aligned} C_{\text{ICG}} = & \frac{(\alpha_{\text{Hb}}^{\lambda_1} - \varphi_A \cdot \alpha_{\text{Hb}}^{\lambda_2}) \cdot C_{\text{Hb}} +}{\varphi_A \cdot \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_2} - \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_1}} + \\ & \frac{1 - \varphi_A}{\varphi_A \cdot \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_2} - \alpha_{\text{ICG}}^{\lambda_1}} \frac{G}{\Delta D \cdot \text{DPF}(\lambda)} \end{aligned} \quad (13)$$

在(13)中 ΔD 为脉搏搏动时血管厚度的相对变化量。而当人体血管搏动厚度发生时, 导致光线在人体组织的散射角 θ 发生变化, 因此得到 θ 即可对结果进行修正, 提高测量精度。

本文中引入光的色散理论对其进行结果修正: 其中生物组织属于光的强散射体, 当光子进入人体组织时, 用 Boltzmann 辐照度传播公式对光在生物组织的近似漫反射进行描述:

$$\frac{1}{C} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \cdot \varphi(r, t) - D \cdot \nabla^2 \cdot \varphi(r, t) + u_a \cdot \varphi(r, t) = s(r, t) \quad (14)$$

式中 C 为生物组织中光子的传播速度,

$\varphi(r, t)$ 表示距光源 r 距离处的光子流速, $s(r, t)$ 代表光源, D 为漫射系数。对上述方程进行特定条件求解^[5-6]可得:

$$\begin{aligned} OD = & \lg \frac{I_0}{I} \\ = & \frac{r \sqrt{3u_a u_s'}}{\ln 10} + 2 \log r - \log \frac{\sqrt{3}}{2\pi} [1 + \frac{2}{3} A] - \log \sqrt{\frac{u_a}{u_s'}} \end{aligned} \quad (15)$$

其中光密度与吸收系数 μ_a 和散射系数 μ_s' 以及距离光源的路程 r 有关。

对上式求全微分可得:

$$\begin{aligned} \Delta OD^\lambda = & \frac{1}{2 \ln 10} [\sqrt{3} r (\frac{u_s'(\lambda)}{u_a(\lambda)} - \frac{1}{u_a(\lambda)}) \cdot \Delta u_a + \\ & \sqrt{3} r \cdot (\frac{u_a(\lambda)}{u_s'(\lambda)} + u_s'(\lambda) \cdot \Delta u_s')] \end{aligned} \quad (16)$$

其中光密度的变化量可由光检测器测得。同时由(5)式可得:

$$\Delta \mu_a^\lambda = \alpha_{\text{HbO}_2}^\lambda \Delta C(\text{HbO}_2) + \alpha_{\text{Hb}}^\lambda \Delta C(\text{Hb}) + \alpha_{\text{ICG}}^\lambda \Delta C(\text{ICG}) \quad (17)$$

将实验测得的 ΔOD^λ 和 $\Delta \mu_a^\lambda$ 带入(16)式可求得 $\Delta \mu_s'$ 。同时:

$$\mu_s' = \mu_s (1 - g) \quad (18)$$

$$g = \frac{\int P(\theta) \cos \theta d \cos \theta}{\int P(\theta) d \cos \theta} \quad (19)$$

式中, μ_s' 是只和波长有关的散射系数, 为一常量, g 为光子发生散射时散射角的余弦的加权平均值。对(19)式进行微分求解便可得到当前实时散射角 θ , 并且当人体动脉血管进行搏动时, 厚度 ΔD 和散射角 θ 存在函数关系, 利用等距节点分段插值的方法可得到当脉搏搏动时血管壁产生周期性变化的相对量, 其中厚度测得量的精度与分段数 N 和插值多项式的次数成正相关。

利用上述方法和计算公式可测得动脉中 ICG 浓度变化量 $\Delta C[ICG_{\text{ear}}]$ 。

3 脑血流测量系统

如图 2 所示为脑血流检测系统。

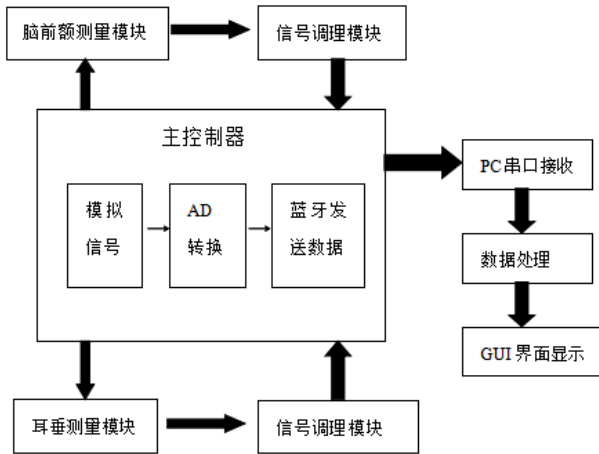


图2 脑血流测量系统框图

Fig.2 CBF measurement system block diagram

如图2所示为脑血流测量系统框图。该系统中脑前额、耳垂测量模块由760nm、810nm、840nm的LED和光电检测器组成。光电检测器信号经由信号调理模块处理后送入AD转换，再通过蓝牙发送至上位机进行计算，最后由GUI界面绘出脑血流变化曲线。

4 实验方法与分析

为证实本文方法的可行性，以成人憋气实验和白兔动物实验验证该方法。由于脑血流量测量过程中涉及到HbR及HbO₂对红外光的散射及吸收作用，且脑血流量的算法及变量与血氧算法、变量部分相似，故先以憋气实验测量系统硬件电路的灵敏性及算法的部分可行性。憋气实验选取健康男性成人一名，计算该男性正常呼吸和憋气一分钟时的脑组织中HbO₂、HbR的变化量。CBF测量实验选用与人类血液循环系统相似的白兔作为实验对象。（本实验已经过吉林大学伦理委员会审查）

4.1 憋气实验

选取健康成年男性一名，年龄为20周岁。将测量装置固定在被测人员脑前额，实验如图3所示。要求被测人员心情平静，正常呼吸。正常呼吸约半分钟后开始憋气，憋气计时一分钟，憋气结束后，数据由上位机计算分析。



图3 憋气测量实验

Fig.3 Suffrage experiment

图4为测量软件GUI界面，为验证动脉硬件电路部分的可行性及灵敏度，测试并实时显示被测

测人员耳部动脉脉搏波变化。

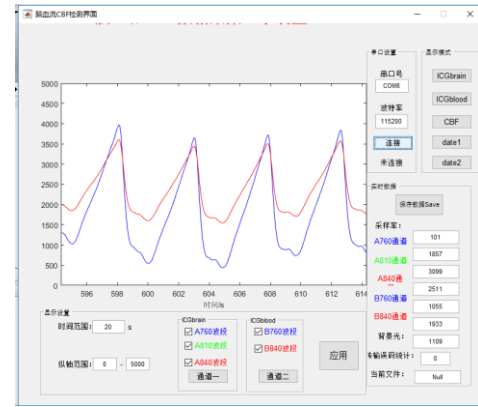


图4 GUI界面图

Fig. 4 GUI interface diagram

图5为人体脉搏波信号。

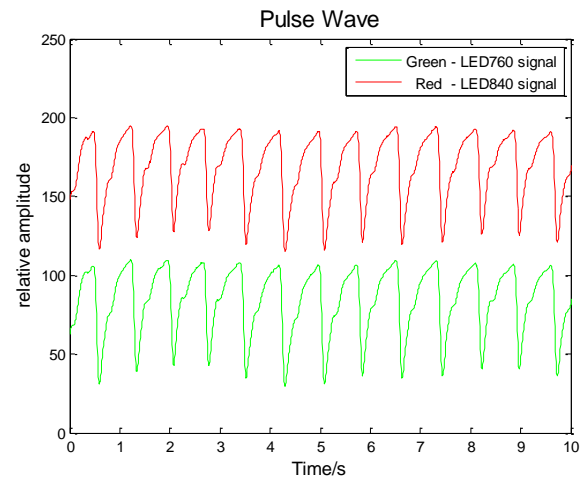


图5 人体脉搏波图

Fig.5 Human pulse wave chart

图6为人体憋气实验得到的曲线图，其中红色曲线表示HbR浓度变化量，蓝色曲线表示HbO₂浓度变化量。在正常呼吸时HbR和HbO₂的浓度变化不大。在憋气时间到达60s时HbR迅速增多，而HbO₂则急剧下降。由此可验证硬件系统的灵敏性达到预期要求，可以准确分辨出吸光物质浓度变化引起的电信号变化，且能间接说明血流量算法的可行性。

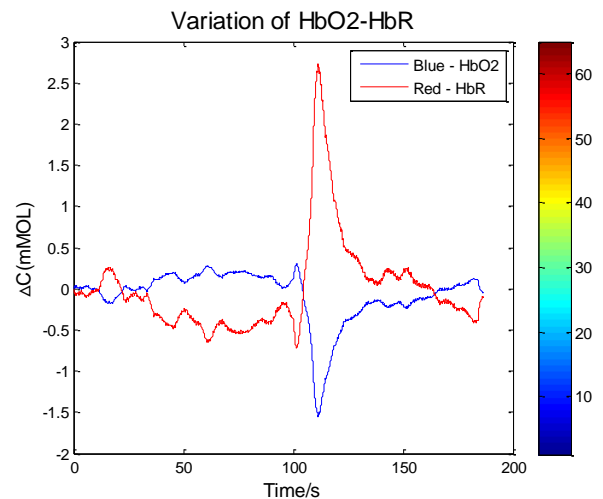


图6 脑血氧变化图

Fig.6 Cerebral oxygen fluctuation of suffocation

4.2 动物实验

选取体重为 1.5kg-2kg 健康白兔为实验对象。将白兔放置于实验台上呈仰卧姿势固定，如图 7 所示。静脉注射氯胺酮 6mg/Kg 和 0.2mg/Kg 安定基础麻醉剂。待白兔完全进入麻醉状态后，将实验装置固定在白兔前额，将耳夹夹在白兔耳尖。将 ICG 以 1:10 比例溶解于无菌蒸馏水中，充分混合，按白兔体重 0.5ml/Kg 配药，并准备 10ml 生理盐水。

将上述装置固定完成后，启动实验室自制的脑血流测量系统，8s 内向白兔静脉快速推注 ICG，然后再注入生理盐水。脑血流测量系统自注射 ICG 时开始测量，采集数据。每组实验时间为 2 分钟。实验结束后由下位机传送的采集数据全部发送至 PC 机，在 PC 机上对数据进行处理。



图 7 白兔实验图
Fig.7 Rabbit Experiment

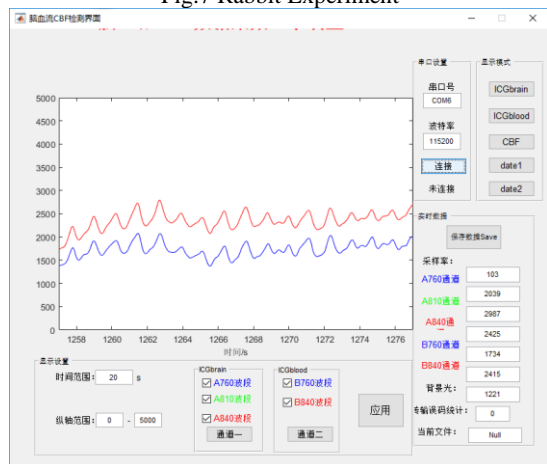


图 8 白兔脉搏波原始数据

Fig.8 Rabbits raw pulse wave data

如图 9 为波长为 760nm 和 840nm 的脉动量之比。

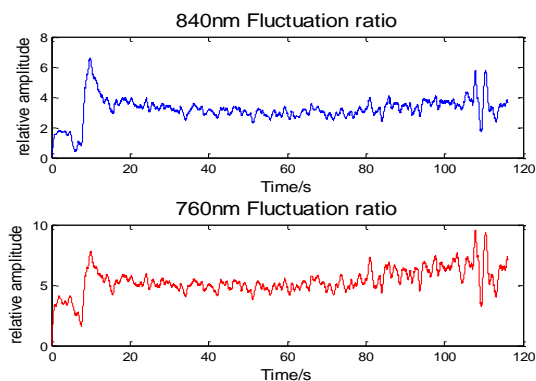


图 9 脉动量比图

Fig.9 Pulse volume ratio chart

图 10 为动脉 ICG 引入量曲线图。ICG 浓度在注射后迅速到达峰值，导致出射光强急剧减弱，图中曲线最高点代表 ICG 在白兔动脉引入量达到最大其后 ICG 迅速代谢，浓度快速下降。图中 ΔT 为 ICG 浓度达到峰值所需时间即上升时间，约为 8s 左右。图 11 所示为脑组织中浓度变化量，脑组织中浓度在 16s 左右达到峰值约为 21.26ml/g/min。

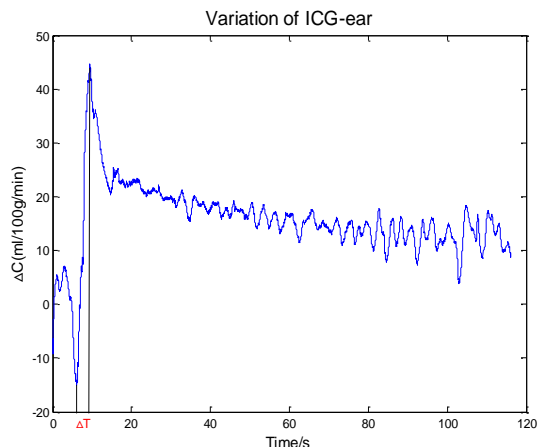


图 10 动脉 ICG 引入量曲线图

Fig.10 chart of Arterial ICG introduction

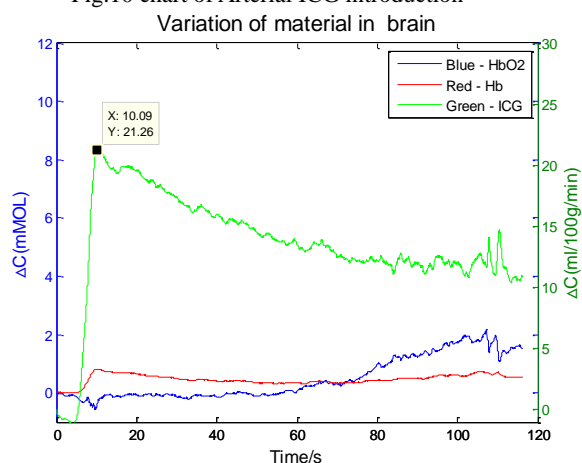


图 11 脑组织 ICG 引入量曲线图

Fig.11 chart of brain tissue ICG introduction

将上述数据带入 (3) 式中可得白兔在静息状态下的脑血流 (CBF) 为 191.92 ml/100g·min，从而实现了白兔脑血流的无创检测，进一步论证了该方案的可行性与正确性。

4.3 实验对比

在专业宠物医院对白兔进行超声波检测，如图 12 所示利用超声多普勒原理可测量血管中血流速 n (cm/s) 及血管直径 L (cm)。由此可估算血液的体积速率 V_C ，进而推求脑血流量。取健康白兔作为实验样本，剔除后颈部兔毛，以超声探头测量兔子的内颈动脉，内颈动脉绕向外侧背方，但其主干进入颅脑，供应颅脑的血液，因此可借助内颈动脉提供的总血流量估算脑血流量的值。内颈动脉提供的血流量为：

$$Q = n \cdot S \quad (20)$$

式中 n 为血流速, S 为血管面积, 而上式计算结果为整个颅内的总血流量, 为求得单位脑血流量, 应归算至每 100g 脑组织血流量, 家兔大脑重量约为 100g-150g, 取平均重量 120g 计算单位脑血流量, 找到内颈动脉位置, 并每隔 10 分钟测量一次数据。

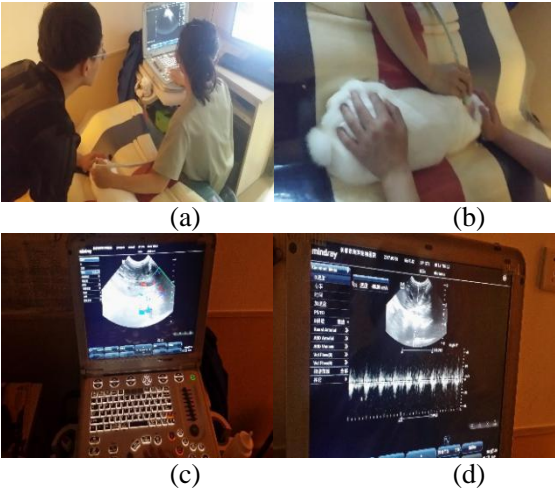


图 12 动物超声波实验

Fig.12 Animal ultrasound experiment

表 1 超声波测量 CBF 数据

Table 1.Ultrasonic measurement of CBF data

血流速 n (cm/s)	血管直径 L (cm)	血流量 Q (ml/min)	单位血流量 CBF (ml/100g·min)
25.26	0.46	251.87	209.89
25.21	0.45	240.56	200.47
25.78	0.45	246.00	205.00
26.58	0.45	253.64	211.36
26.02	0.45	248.29	206.91

表 2 NIRS-DDG 测量 CBF 数据

Table.2 data of NIRS-DDG measurement CBF

测量次数	1	2	3	4	5
CBF (ml/100g·min)	199.92	195.0	200.5	203.8	201.3
超声法结果	207.89	200.4	205.0	211.3	206.9
实验相对误差 (%)	3.83	2.71	2.17	3.57	2.71

表 3 多组实验样本对比

Table.3 Comparison of multiple sets of experimental samples

不同实验样本	超声法结果 (ml/100g·min)	NIRS 法测量结果 (ml/100g·min)	实验相对误差 (%)
样本一	212.35	209.56	1.31
样本二	207.56	202.32	2.52
样本三	215.23	210.36	2.26
样本四	235.32	228.32	2.97
样本无	204.19	198.87	2.60

实验结果分析：由于内颈动脉组织不仅为实验对象提供颅内供血, 还为内颈部及其他部位提供血液, 故利用多普勒超声检测法检测时存在一定常数系统误差, 在后续数据处理中可以利用算法消除。进一步计算可知, 应用 PDD-NIRS 方法测得的 CBF 相对误差在 2%—4% 区间, 因此该实验可成功验证 PDD-NIRS 方法测量脑血流量 CBF 的可行性。

4 结语

采用 NIRS, ICG 方法测量脑血流量, 克服了传统方法测量时间长、测量伤害大和易造成感染等缺点。该方法实现了无创快速脑血流检测, 与临床测试对比测量, 其平均误差满足临床诊断要求。基于 PDD-NIRS 脑血流参数测量方法的研究为临床诊断心脑血管疾病以及临床脑血流监护提供了有益的参考手段和方法。随着科学技术的进步, 应用光学手段对人体的检测将不仅仅局限于近红外光谱阶段。本文所使用的三波长测量方法从原理上证明了 NIRS-PDD 测量方法的正确性, 未来将会使用近红外的全光谱来对人体进行测量, 以获得更多的细节信息和更高的测量准确度。

参考文献

1. GUENTTE JORDAN A,Henderson William R.Blood flow index using near-infrared spectroscopy [J]. AJP: Regulatory, Integrative and Comparative Physiology (Online),2011,300(4):984-992.
2. 刘光达,周润东,查雨彤等. 血流动力学参数的指示剂光密度检测方法研究 [J]. 光谱学与光谱分析,2016,36(03):662-666.
3. 查雨彤,刘光达,王永祥等. 基于 NIRS-ICG 的脑血流量无创测量 [J]. 光谱学与光谱分析,2017,37(04):1069-1073.
4. Roberts I G,Fallon P *et al.*. Measurement of cerebral blood flow during cardiopulmonary bypass with near-infrared spectroscopy.[J]. The Journal of thoracic and cardiovascular surgery,1998,115(1):94-102
5. 侯新琳,腾轶超,丁海曙等. 近红外空间分辨光谱技术及其对新生猪脑缺氧缺血检测[J]. 光谱学与光谱分析,2008,28(10):2263-2267.
6. Farrell T J, Patterson M S. A diffusion theory model of spatially resolve,steady-state diffuse reflectance for the noninvasive determination of tissue optical properties in vivo.[J]Medical Physics, 1992, 19(4): 879-888.
7. 骆清铭,邓晖,龚辉等. 用于脑血流量检测的近红外光谱术[J]. 红外与毫米波学报,1999,18(02):44-50.

8. 刘光达,金晟来,李飞等. 基于光电脉搏色素浓度谱分析的肝储备功能检测方法[J]. 光电子.激光,2012,23(06):1216-1220.
9. Guenette Jordan A,Vogiatzis Ioannis *et al.*. Human respiratory muscle blood flow measured by near-infrared spectroscopy and indocyanine green.[J]. Journal of Applied Physiology,2008,104(4):1202-10.
10. Habazettl Helmut,Athanasopoulos Dimitris,Kuebler Wolfgang M.*et al.*.Near-infrared spectroscopy and indocyanine green derived blood flow index for noninvasive measurement of muscle perfusion during exercise.[J].Journal of Applied Physiology,2010,108(4):962-7
11. Boushel R,Langberg H,Olesen J.*et al.*. Regional blood flow during exercise in humans measured by near-infrared spectroscopy and indocyanine green.[J]. Journal of Applied Physiology,2000,89(5):1868-1878
12. 刘光达,曹泽元,周葛等. 基于近红外光谱的抗扰动脑血氧分析仪[J]. 光学精密工程,2016,24(08):1846-1853.
13. 刘铭. 新生儿脑血氧监护仪的研制[D].天津大学,2005.27(4):591-593.
14. 方虹,徐家兴. 一项脑血流测量新技术——氙CT(一)[J]. 空军总医院学报,1990,6(03):44-45.
15. 叶继伦,蒋芸,罗塞等. 热稀释法的心排量监测系统的研制[J]. 中国医疗器械杂志,2014,38(05):337-340.
16. 刘重阳. 基于 NIRS 的脑组织血液动力学参数检测系统研究[D].哈尔滨工业大学,2013.
17. 李良成,李凯扬,秦钊. 新型近红外脑血氧监测设备的研制[J]. 激光与红外,2006,36(08):661-664.
18. 赵军. 新生儿大脑组织光学参数的无损检测[D].清华大学,2005.
19. 田丰华,丁海曙,王广志等. 利用近红外光谱监测皮肤血氧输运[J]. 光谱学与光谱分析,2002,22(02):209-212.
20. [20]邓秦凯.现代医学仪器设计原理[M].北京:科学出版社,2004.

基于三维线圈的野外地空电磁环境模拟系统设计*

李茁维；贺 坤；徐利宁
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：为了模拟野外空间电磁环境、给地空电磁探测过程中产生的运动噪声提供物理模拟手段，设计了一种地空电磁环境模拟系统。通过对空间磁场进行数学建模、仿真计算三维线圈内部的磁场分布，设计了符合系统要求的线圈装置参数与电流发射方案。结果表明，野外地空电磁环境模拟系统能够模拟收发距在 1 至 10 千米范围内的电磁场，设计误差小于 10%。

关键词：三维线圈 电磁场 模拟系统

Design of Ground-Airborne electromagnetic environment simulating system using the three-dimensional coil

LI Zhuo-Wei; HE Kun; XU Li-Ning
(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In order to simulate electromagnetic environment in field space and provide the means of physical simulation for motion noise resulting from Ground-Airborne electromagnetic exploration, a Ground-Airborne electromagnetic environment simulating system is designed. Parameters of coil assembly and schemes of emission current conforming to device's requirements are designed by modeling the space electromagnetic field and simulating the inner electromagnetic field distribution of three-dimensional coil. The results show that the Ground-Airborne electromagnetic environment simulating system is able to imitating the electromagnetic field which separation between receiver and transmitter is in the range of 1 to 10 kilometers and errors are all less than 10%.

Key words: Three-dimensional coil Electromagnetic field Simulation system

0 引言

频率域地空电磁探测方法是一种新兴电磁探测方法，该方法结合航空和地面频率域电磁法的优点提出地面发射空中接收的工作模式，具有速度快、成本低、探测范围广等优势。为扩大电磁勘探的有效探测深度、扩大其应用范围和实施多参量测量，对探测精度的要求与日俱增。目前地空电磁探测的精度仍未能达到研究者的预期标准，限制该方法发展的主要因素之一在于运动噪声。对于频率域地空电磁法，测量中发射源产生的三维矢量电磁场以及地磁场等环境磁场的影响，加之无人机等飞行载体在吊载线圈运动过程中产生的磁噪声水平难以下降，对采集的数据造成极大的干扰，使得测量的结果数据中包含运动噪声而导致数据质量差，不利于准确的反演和解释；目前的电磁场物理模拟大多局限在一维和二维层次。为解决现有技术中地空电磁探测中运动噪声与电磁干扰对地空电磁探测的精度影响，提供一种三维矢量电磁场模拟系统。实现在实验室内对野外实际地空测量中电磁场的物理模拟，为分析和压制地空频率域电磁探测运动噪声提供基本实验设施。

1 野外三维电磁环境计算

1.1 水平接地长导线源磁场响应公式

我组进行了地空三维电磁环境的仿真分析，根据电磁场理论学习了层状大地上发射源的相关理论^[1]，研究了水平长导线源的频域地空磁场响应公式：

- (1) 野外电磁场水平 x 分量
- (2) 野外电磁场水平 y 分量
- (2) 野外电磁场竖直 z 分量

$$H_x = -\frac{Ids}{4\pi} \cdot \frac{y}{R} \cdot \int_0^\infty (r_{TM} - r_{TE}) \cdot e^{u_0(z-h)} \lambda J_1(\lambda R) d\lambda \Big|_{x=-\frac{L}{2}}^{x=\frac{L}{2}} \quad (1)$$

$$H_y = \frac{I}{4\pi} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \int_0^\infty [e^{u_0(z+h)} + r_{TE} e^{u_0(z-h)}] J_0(\lambda R) d\lambda dx' + \frac{I}{4\pi} \frac{x-x'}{R} \int_0^\infty (r_{TM} - r_{TE}) \cdot e^{u_0(z-h)} J_1(\lambda \rho) d\lambda \Big|_{x=-\frac{L}{2}}^{x=\frac{L}{2}} \quad (2)$$

$$H_z = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{I}{4\pi} \cdot \frac{y}{R} \int_0^\infty [e^{u_0(z+h)} + r_{TE} e^{u_0(z-h)}] \frac{\lambda^2}{u_0} J_1(\lambda R) d\lambda dx' \quad (3)$$

1.2 野外电磁环境下磁感应强度计算

应用数字滤波法和高斯积分法^[2]实现地空

* 指导老师：刘长胜
项目类型：大学生创新训练项目(2016A65295)

电磁响应的数值计算,编写计算一维层状大地上空任一点频域地空磁场响应的 matlab 程序,得到任一点地空三维电磁场的数值(复数)。以距水平接地长导线源中心 2500m 处磁场大小为例:

$$\begin{aligned} B_x &= 1.8262e-009 + 4.5067e-011i \\ B_y &= 4.9382e-010 + 2.2847e-011i \\ B_z &= 7.9855e-013 - 2.6803e-012i \\ \text{ans} &= 1.8262e-009 + 4.5067e-011i \end{aligned}$$

得到,发射电流 30A、发射频率 1000Hz、飞行高度为 5m 时, $x=1500$, $y=2000$, $z=-30$,即距离发射源中心 2500m 时,磁场强度大小如上,因为研究范围为频率域,所以得到结果为复数:幅值为 1.8nT, B_x 为 1.82nT, B_y 为 0.49nT, B_z 为 2.6pT。由于地空电磁环境磁场过于小,模拟应成比例放大。

根据物理模拟的相似性准则^[3],将缩比因子 P 设为 100,即物理模拟应放大 100 倍。

2 电磁环境模拟系统设计

2.1 亥姆霍兹线圈磁场发生器

亥姆霍兹线圈能够产生一定范围均匀磁场且制作简单的特点,使其广泛的应用于磁场的教学实验和相关的科学研究^[4-5]。传统意义上的亥姆霍兹线圈是一对相互间距等于线圈半径的共轴线圈,两线圈铜线绕制匝数和方向相同,彼此间用一根铜线串联,在加载电流以后两线圈沿轴线方向的磁场方向一致,相互叠加后能在轴线中心点产生与轴线平行的均匀磁场,如图 1 所示。

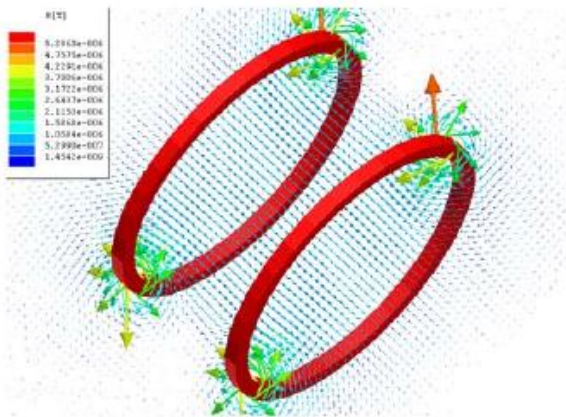


图 1 圆形亥姆霍兹线圈磁场分布图

Fig.1 Diagram of circular Helmholtz coil magnetic field algorithm steps:

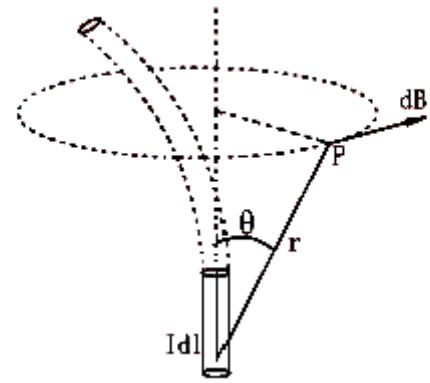


图 2 毕奥—萨伐尔定律

Fig.2 Biot-Savart law

由毕奥-萨伐尔定律^[6]可知,电流元 Idl 在空间某点 P 处产生的磁感应强度 dB 的大小与电流元 Idl 的大小成正比,与电流元 Idl 所在处到 P 点的位置矢量和电流元 Idl 之间的夹角的正弦成正比,而与电流元 Idl 到 P 点的距离的平方成反比,如公式(4)所示。

$$dB = \frac{\mu_0 Idl \sin \theta}{4\pi r^2} \quad (4)$$

式中 μ_0 ——真空磁导率。

有了电流元的磁场公式,根据叠加原理对公式(4)进行积分,就可以求出任意电流的磁场分布。

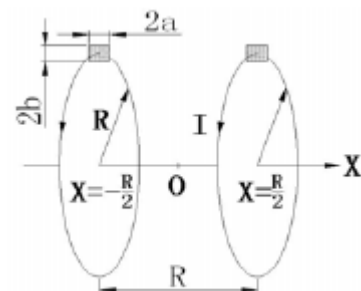


图 3 亥姆霍兹线圈

Fig.3 Helmholtz coils

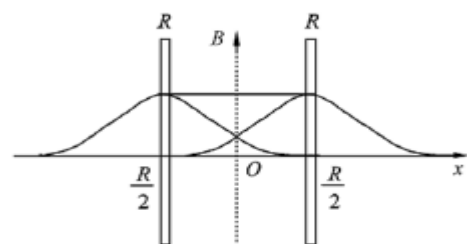


图 4 叠加后的磁场

Fig.4 Superimposed magnetic field

定义通过两圆形线圈圆心的直线为 x 轴,两圆形线圈圆心之间直线的中点为坐标原点 O ,设单匝亥姆霍兹线圈的半径为 R ,两个线圈位于 $x = \pm L$ 的平面上,每个线圈上通入同方向的电流 I ,如图 3 所示,叠加后的磁场分布如图 4。可得到由半径为 R 的一对圆形线圈在其圆心轴线产生的磁感应强度的大小为

$$B = \frac{\mu_0 N I R^2}{2} \left\{ \left[R^2 + \left(\frac{R}{2} - X \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} + \left[R^2 + \left(\frac{R}{2} + X \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \right\}^{-1} \quad (5)$$

实际应用中,亥姆霍兹所用铜线缠绕时便于固定一般缠绕为长方形,如图5所示。

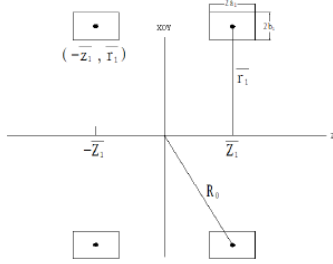


图5 线圈铜线缠绕示意图

Fig.5 Diagram of coil wire spiral

根据磁场叠加原理^[7-8],地磁场可以分解为沿垂直方向、东西方向、南北方向三个磁场分量,因此通过制作三对轴线相互垂直的亥姆霍兹线圈来产生均匀磁场空间就可以组合产生不同矢量的磁场。

对于人工磁场的大小与方向及其精度如何控制是本文的研究方向。

2.2 单轴方形亥姆霍兹线圈

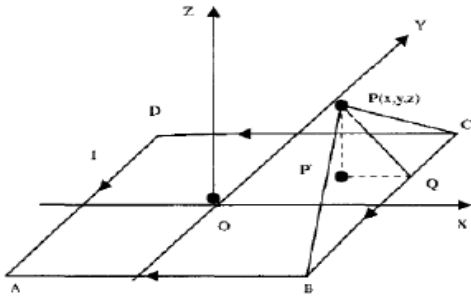


图6 长方形线圈

Fig.6 Rectangular coil

首先讨论长方形线圈加载电流以后磁感应强度的求法。长方形载流线圈视为四段载流直导线,由公式(5)可以精确求解其空间磁场分布。取长方形载流线圈的中心为坐标原点,平行于水平边向右的方向为X轴正方向,垂直于纸面向内的方向为Y轴正方向,Z轴垂直于线圈平面,Z轴正方向与电流方向形成右手螺旋关系。电流I如图6所示,设AB=2,BC=2,场点P的坐标为(x, y, z),依次计算AB、BC、CD、DA四边在P点的磁场强度 B_{AB} 、 B_{BC} 、 B_{CD} 、 B_{DA} 并求出四边在P点沿X、Y、Z三轴分量磁场值,得到长方形载流线圈在P点产生的磁感应强度B的各分量为

$$\begin{aligned} B_X &= B_{ABX} + B_{BCX} + B_{CDX} + B_{DAX} \\ B_Y &= B_{ABY} + B_{BCY} + B_{CDY} + B_{DAY} \\ B_Z &= B_{ABZ} + B_{BCZ} + B_{CDZ} + B_{DAZ} \end{aligned} \quad (6)$$

2.3 三轴方形亥姆霍兹线圈设计

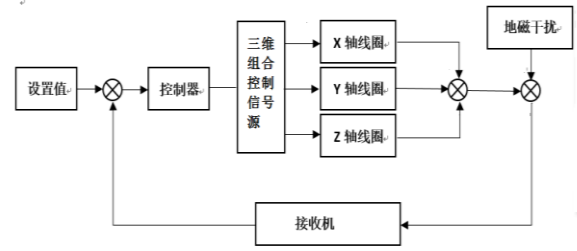


图7 三维矢量电磁场模拟系统组成框图

Fig.7 Block diagram of the three-dimension vector electromagnetic field simulating system

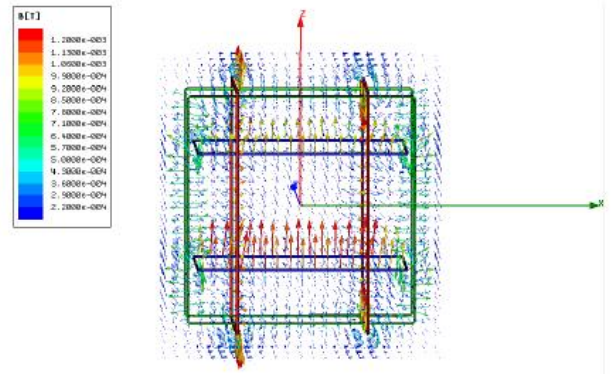


图8 三轴方形线圈磁场分布图

Fig.8 Magnetic field of distribution triaxial squire coil

如图7所示,三维组合控制信号源可发射一定频率、频率可调的方波电压信号,通过改变电压大小或串联的电阻大小得到所期许的电流值,将三个信号源分别与x、y、z轴相连,通电,再通过接收机测量空间磁场大小。图8为三轴亥姆霍兹方形线圈磁场分布示意图。

测试装置包括测试线圈、接收机、显示屏、鼠标,测试线圈中心为测量点,将测试线圈放置于模拟的空间磁场中用来测试磁场大小,接收机上有USB接口,将采集到的数据传送到计算机上,通过程序显示出时域与频域波形。

2.4 线圈装置搭建

本项目应用沿着木制长方体框架——长、宽、高(x, y, z)分别为3.51m、4.33m、3.51m,绕制线圈,即应用正方形线圈与长方形线圈相结合的方式,线圈之间用接线端子连接,以便加载或卸载;每四分之一匝线圈通过两个固线卡槽固定,另用勒死狗在其长方体边角聚合处固定,如图9所示。



图 9 三轴方形线圈装置图
Fig.9 Traixial squire coils device

3 实验测试

3.1 线圈测试

首先我组测试了三组线圈分别单独通电时的磁场大小(选点 $x=0, y=0, z=0$)。如表 1 所示。

表 1 三组线圈分别单独通电时磁场响应表
Table 1 magnetic response chart of electrifying three coils separately

Energ izing coil	ELECT RIC CURRE NT(MA)	Magnet ic field directio n	Magnetic field size (nT)
x	50	x	419
x	50	y	16.9
x	50	z	80.6
x	25	x	221.7
x	25	y	6.45
x	25	z	7.25
x	10	x	70.96
x	10	y	3.22
x	10	z	2.42
y	50	x	11.3
y	50	y	269.3
y	50	z	8.06
y	25	x	5.64
y	25	y	146
y	25	z	7.5
y	10	x	4.06
y	10	y	52.42
y	10	z	4.06
z	50	x	15.3
z	50	y	18.5
z	50	z	445.8
z	25	x	8.06
z	25	y	9.67
z	25	z	200.88
z	10	x	3.22
z	10	y	4.03
z	10	z	87.9

可以看出, 在只改变线圈所通电流的情况下, 其在三个方向上所生成的磁场大小亦是与电流值成比例放大的, 那么我们只要以此表数据为基准再根据磁场的可叠加原理, 即可模拟出想要模拟的野外长接地导线源产生的电磁环境。

3.2 实验结果

我们拟模拟 $B_x=200\text{nT}$ 、 $B_y=300\text{nT}$ 、 $B_z=400\text{nT}$ 的野外环境。经过与表 1 数据的比对, 我们计算出对 xyz 三组线圈应通过的电流为 23.86mA 、 44.88mA 、 44.86mA 。在实验中对装置中三组线圈通相应电流后, 测得中心点即均匀空间中点处的磁场值与理论值仍有 10%左右的误差, 然后对通的电流值进行多次微调, 最终测试得到的实验结果为 $B_x=199\text{nT}$ 、 $B_y=298\text{nT}$ 、 $B_z=404\text{nT}$ 。误差小于 1%。所以最终结果为我们实现了对野外磁场环境的模拟。

4 结论

本文给出了一种基于三轴亥姆霍兹线圈的磁场发生器来产生任意方向和一定强度的人工磁场的方法, 通过推导和分析, 得出方形线圈能取得理想均匀磁场的参数。在建模仿真的基础上, 设计出符合实际工程的各项参数, 通过实验数据进一步验证了本文设计方法的可行性, 并达到了初始设计要求。

参考文献

- 米萨克 N.纳比吉安. 勘查地球物理 电磁法 第一卷 [M]. 地质出版社,1992-01.
- 胡瑞华,林君,孙彩堂,等. 联用高斯求积与连分式求和计算 Hankel 变换及在地球物理上的应用[J]. 物探化探计算技术, 2015(1):1-9.
- 胡兵,于景邨,刘振庆,等. 矿井瞬变电磁法探测中低阻屏蔽层影响物理模拟研究[J]. 工程地球物理学报, 2010, 07(6):661-666.
- Sabaka T J, Olsen N, Langel R A. A comprehensive model of the quiet - time, near - Earth magnetic field: phase 3[J]. Geophysical Journal International, 2002, 151(1):32-68.
- 程守洙,江之水.普通物理学第二册[M].北京:高等教育出版社,1988:221-223.
- 张三慧.大学物理学(电磁学) [M].北京:清华大学出版社,2008, 112-114.
- Caruso M J. Applications of Magnetoresistive Sensors in Navigation Systems[J]. Sensors and Actuators, SAE SP-1220, 1997:15--21.
- 刘继亮, 李德胜, 林恩怀,等. 方形亥姆霍兹线圈结构优化设计[C]// 中国仪器仪表学会 2010 年学术产业大会. 2010.

基于 Kinect 的手语识别方法*

邵晶雅；夏 涛；刘怀宾
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：为实现基于 Kinect 的手语识别，提出了一种利用有限状态机及动态时间规整（DTW）的动态手语识别方法。首先，利用 Kinect 技术得到人体深度图像和骨骼特征信息；然后利用手部分割算法得到手部深度图像，再选取识别正确率高的 HOG 特征算子来提取手部特征；最后加入有限状态机及 DTW 算法实现动态手语识别。实验结果表明，该方法能够实现对常用手语单词、句子的识别，识别准确率可达 95%。

关键词：手语识别 Kinect 动态时间规整算法 HOG 特征 有限状态机

Method for recognizing sign language based on Kinect

Shao Jingya; Xia Tao; Liu Huaibin

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract: In order to realize sign language recognition based on Kinect, a dynamic sign recognition method using finite state machines and dynamic time warping (DTW) is proposed. First, the Kinect technology is used to get the depth image and skeleton feature information; Then the hand depth image is obtained by using the hand segmentation algorithm, and then the characteristics of the hand are extracted by using the HOG feature operator with high accuracy. Finally, the finite state machine and DTW algorithm are added to realize dynamic sign language recognition. The experimental results show that the method can achieve the recognition of normal sign words and sentences, and the accuracy can be up to 95%.

Key words: Sign language recognition Kinect dynamic time warping HOG feature the finite state machine

0 前言

手语作为最原始的信息交流方式，在虚拟环境和人机交互等领域广泛应用，它可以使听力障碍者获得有用信息，且可以在特殊工作环境中实现工作平台的非接触式操作^[1]。

手语识别一直是计算机视觉领域的研究热点，Hyeon-Kyu Lee 的研究团队使用自创的 PowerGesture 系统，通过手势控制幻灯片的放映^[2]；富士康实验室完成对常用手势进行匹配^[3]，利用传统摄像头采集彩色图像进行处理，但因摄像头本身的技术参数易受环境影响，只能实现简单手语的识别；2010 年微软研发了 Kinect 技术，具有识别人体骨骼图像、3D 动态轨迹等技术优势，使手语动态识别领域有了新的飞跃^[4-5]；2012 年香港中文大学基于 SVM 的方法设计了一种手势翻译系统，其采用对特征关节坐标进行学习分类的方式，较好的完成了对于手语单词的识别^[6]；2013 年 X.chai 等人利用 Kinect 对手势轨迹进行三维重构完成日常手语识别^[7]。

本文通过对四种手部特征提取算法的比较和实验结果分析，得出 HOG 特征算子具有较高的准确率，并在此基础上加入有限状态机及 DTW 算法来实现手语识别。

1 手部特征数据的提取

1.1 Kinect 多传感器图像数据的获取

Kinect 中部的 RGB 摄像头和两侧的深度传感器通过空间建模、骨骼信息追踪技术可得到 RGB 彩色图像、深度图像、人体骨骼图像，如图 1 所示^[8]。利用 Kinect 得到三种图像，引入手部分割算法得到精确的手部区域，通过加入手语识别算法对手部特征信息进行处理，完成手语识别系统的建立。

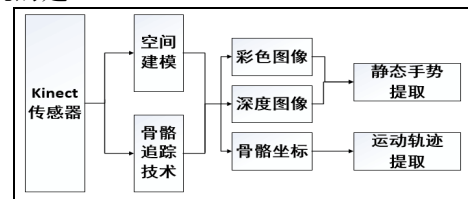


图 1 手部信息采集系统框图

Fig.1 Diagram of hand information collection system

1.2 手部形态信息及运动轨迹的提取

常见的动态手语可以通过两方面来表征，一是动态手语所经过的 3D 轨迹，二是其标志性静态手语形态数据^[9]。手部截取是静态手势识别的第一步，首先利用 Kinect 得到人体骨骼特征与深度图像，然后通过手部分割算法进行手掌轮廓截取，最后通过肤色识别、边缘检测等算法滤除服饰等非手部因素干扰，得到手部形态信息；动态手部运动轨迹可以通过识别手掌关节相对于脊

* 指导老师：千承辉

项目类型：大学生创新训练项目(2016A65281)

椎中部骨骼关节的矢量变化,判断其变化速度是否大于设定阈值来决定手势的提取。

提取到手型区域受到环境背景噪声的影响,所以需要利用彩色图像中的人体肤色提取完成精准的手部形态提取。常用的肤色识别方式有以下五种: (1) RGB 特征数进行阈值分割 (2) 归一化后的 RG 特征进行阈值分割 (3) YCrCb 空间 Cr 数值利用 otsu 算法取阈值并将图像二值化 (4) 在 YCrCb 空间中的色度参数 Cr 和 Cb 针对肤色特征数进行阈值分割 (5) 在 HSV 空间中对色调参数 H 针对肤色特征数进行阈值分割^[10]

(6) opencv 提供的基于皮肤阈值分割和运动检测的肤色识别库。实验结果如图 2 所示。基于 RGB 图像参数和色度参数 Cr 和 Cb 的肤色阈值分割检测效果明显优于剩余四种方案,考虑到计算的便捷性,选取基于 RGB 图像参数的阈值分割为系统肤色识别方案。

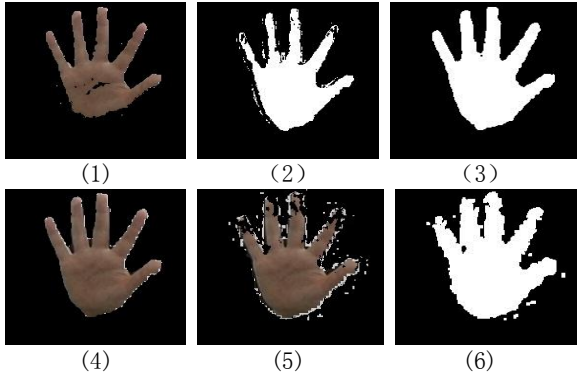


图 2 六种肤色识别方案效果对比图

Fig.2 Comparison of six skin color recognition schemes

2 运动手势特征提取

本文将手语分为两类:一是含有标志静态手型的动态手势;二是完全由手部运动轨迹决定其语义的动态手势。动态手语特征的提取也就是对标志静态手势的图形特征的提取。图像特征可为几何特征、纹理特征、灰度特征等,选取四种常见的静态手势识别算法提取图像特征信息,并对四种方式所得到的识别结果进行对比,最终选定 HOG 特征算子为手势提取最优方案。

2.1 HU 矩

矩常用于表示变量的分布情况,在图像处理中,利用矩方法得到图像的灰度密度分布特征,完成图像的特征提取。矩特征作为首选特征提取方式,在以像素为单元的离散图像中定义为图像函数,其阶几何矩和中心距分别为^[11]:

$$m_{pq} = \sum_{y=1}^N \sum_{x=1}^M x^p y^q f(x, y) \quad p, q = 0, 1, 2, \dots$$

$$\mu_{pq} = \sum_{y=1}^N \sum_{x=1}^M (x - \bar{x})^p (y - \bar{y})^q f(x, y) \quad p, q = 0, 1, 2, \dots$$

其中 $\bar{x} = \frac{m_{10}}{m_{00}}$ 和 $\bar{y} = \frac{m_{01}}{m_{00}}$ 代表图像的重心, N 和 M

分别表征图像的高度和宽度。归一化的中心距定

义为: $\eta_{pq} = \frac{\mu_{pq}}{\mu_{00}^p}$ 利用二阶和三阶归一化中心距的方式, Hu 推导出七个具有旋转, 缩放和平移不变的特性的不变矩 M1—M7。

$$M_1 = \eta_{20} + \eta_{02}$$

$$M_2 = (\eta_{20} - \eta_{02})^2 + 4\eta_{11}^2$$

$$M_3 = (\eta_{30} - 3\eta_{12})^2 + (3\eta_{21} - \eta_{03})^2$$

$$M_4 = (\eta_{30} + \eta_{12})^2 + (\eta_{21} + \eta_{03})^2$$

$$M_5 = (\eta_{30} - 3\eta_{12})(\eta_{30} + \eta_{12})(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - 3(\eta_{21} + \eta_{03})^2 + (3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{21} + \eta_{03})(3(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2)$$

$$M_6 = (\eta_{20} - \eta_{02})((\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2) + 4\eta_{11}(\eta_{30} + \eta_{12})(\eta_{21} + \eta_{03})$$

$$M_7 = (3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{30} + \eta_{12})((\eta_{30} + \eta_{12})^2 - 3(\eta_{21} + \eta_{03})^2) - (\eta_{30} - 3\eta_{12})(\eta_{21} + \eta_{03})(3(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2)$$

从图 3 得出数字 3 的 M_5 和 M_6 均为负数, 与其他数字模板不同, 说明不同样本之间 Hu 矩数字有一定波动, 每一个模板仍然存在独有的数据特征。

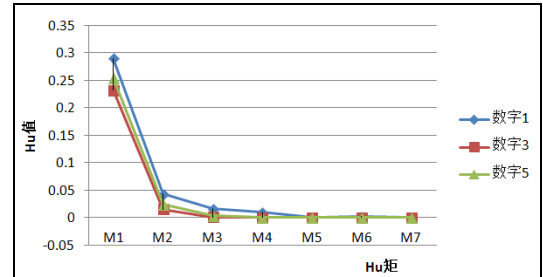


图 3 手势数字 1, 3, 5 手型样本 Hu 矩

Fig.3 Hu moment of gesture number 1,3,5 hand sample

2.2 手部凸包

利用手部凸包和凸缺陷提取手指形态信息, 提供找出凸包面积、凸缺陷角等特征对应的手型模板。通过计算矢量和之间特征角是否小于手指角度的阈值, 从候选指尖中筛选指尖信息。针对手语“一、三、五”进行凸包实验, 提取图像的指尖信息, 如图 4 所示:



图 4 手势数字 1, 3, 5 手型凸包提取图

Fig.4 “1,3,5” hand convex hull extraction

2.3 轮廓与掌心距离特征

手部轮廓可以选取轮廓到图像质心的距离变化来表征, 对手势边缘进行间隔取样 500 个像素点, 用每个图像的边缘到中心的距离减去该图像中边缘到掌心距离的最小值对比手型。从得到的图像最低处, 引入 Freeman 链码沿一定方向得

到每一个手势边缘点到掌心的欧氏距离^[11]，如图 5 所示：



图 5 手势数字 1, 3, 5 手型-掌心距离示意图

Figure 5 gestures 1, 3, 5 hand-palm distance diagram

2.4 HOG 特征向量

HOG 算法将图像分割成小的连通区域即 cell 单元，连通为较大的 Block 区间，完成对其所包含 cell 梯度的归一化处理^[12]。将所有的 Block 内的信息组合成图像特征向量，用于后续模板匹配。

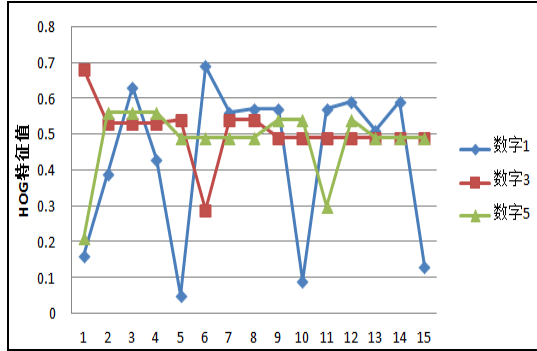


图 6 数字 1, 3, 5 手型 HOG 特征值

Fig.6 Number 1,3,5 HOG characteristic value

手型 1,3,5 的 HOG 特征曲线如图 6 所示，大多 HOG 特征向量都为 0.49 或 0.54，每一个数字都有自己的特征位。将所得到的特征向量用于手语识别，得出正确率约为 90% 识别结果。

3 手部识别算法实现

基于统计、模板和语法的方法是手语识别的主要方式。基于模板的方式有动态规划、DTW 等，利用测得事件与预存模板事件打的范数大小作为识别依据^[13]。系统对于含有标志静态手势的动态手语选用有限状态机为主要识别方式。通过手势轨迹表征手语含义的动态手语则选用动态时间规整来完成手语翻译。手语识别框图如图 7 所示：

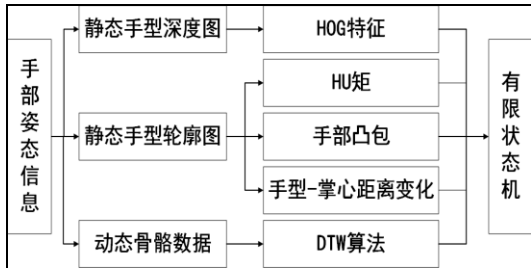


图 7 手语识别框图

Fig.7 Sign language translation flow chart

3.1 有限状态机

要完成“早上好”这一动态手语的识别，应满足所测手型动作中含有静态手形，且其出现顺

序满足一定顺序。图 8 为两组‘早上好’手势，手势完成过程中手型各异，但开始的手型特征和手势结束的手型特征基本相似。

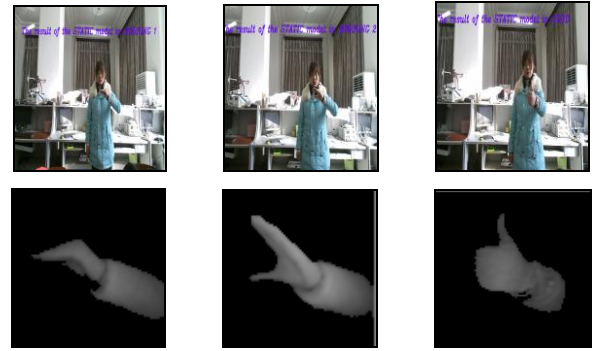


图 8 “早上好”手型状态机

Fig.8 Two-group 'good morning' gesture

3.2 DTW 动态时间规整

对于由手部运动轨迹决定其语义的动态手语，主要依赖所获得的特征关节标准化后的球坐标数据与模板手势特征关节数据进行对比来完成^[14]。

DTW 的理论依托为动态规划，比较两段长短不同但内容相似序列，多次提取用户关节特征，利用 DTW 算法流程图如图 9 所示^[15-16]，在模板之间匹配所得的规整路径，获得累加距离小于设定阈值即默认两模板匹配，将规整路径上的顾各关节图像按照累加平均的方式获得更新后的骨骼坐标值。

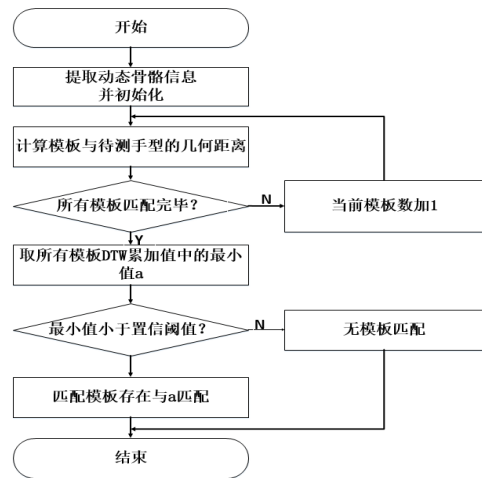


图 9 DTW 算法流程图

Fig.9 Flow chart of DTW algorithm

3.3 手语标准库的设计

手语标准库主要分为静态特征手型和动态手型轨迹。其中静态特征手型标准库储存的为静态手型经过标准化后的深度图像。考虑到用户个体差异和面对 Kinect 角度的多样性，在构建标准库时收入多用户信息，测试多角度静态手型，方便静态手型识别更大范围推广。经通过实验得出，当静态手型特征库的样本图片为图片特征数的 10 倍左右时，将获得性能良好的分类器模型。

同时，也可以另存储静态手型样本图片作为测试样本预估分类器的准确性。多次提取用户关节特征，并利用 DTW 算法后的模板之间匹配所

得的规整路径。若最终计算获得的累加距离小于设定阈值,即默认两模板匹配,则将规整路径上的各关节图像按照累加平均的方式获得更新后的骨骼坐标值,模板训练算法如图 10 所示:

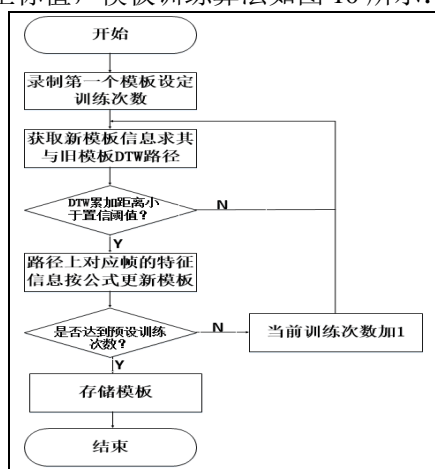


图 10 DTW 模板训练算法流程图
Fig.10 DTW template training algorithm flow chart

4 测试结果与分析

手语识别算法需测试的指标,除了识别正确率以外,算法的时间复杂度和所能支持检测的手势区域都是需要了解的指标。故从以上三个方面出发,对手语识别算法性能经综合评估。测试中定义含有标志静态手势的手语为一类静态手势,不含标志静态手势的手语为二类静态手势。图 11 为手语识别界面:



图 11 手语识别界面

Fig.11 the user interface of the sign language translation system

4.1 手语识别正确率测试

手语识别的准确率是评估手语翻译系统的最重要指标,故选取用户距传感器 1.3m,截面夹角为 0° 的情况作为手势识别的标准情况,并利用四类静态手势的特征算子完成标志手语识别的准确率。

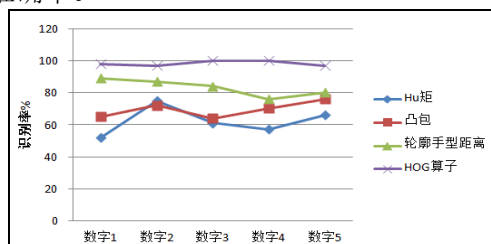


图 12 四种特征算子与识别率关系图

Fig.12 four kinds of feature operator and

recognition rate of the relationship diagram

如图 12 所示, 在融合数字和标志手型的静态手势识别中, HOG 的拾取正确率优于前三类, 故选择 HOG 作为完成一类动态标志手型识别的方式。

如图 13 所示,在一类动态手势识别之后加入有限状态机完成手语句子翻译,识别准确率达 95%。

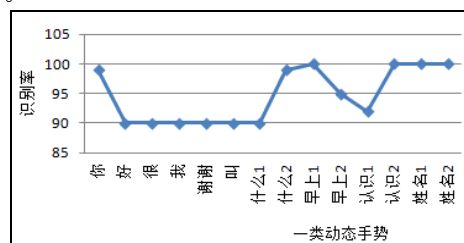


图 13 一类动态手势识别正确率图

Fig.13 Recognition accuracy of the “first class” dynamic sign language

如图 14 所示,二类动态手语识别采用 DTW 算法,识别准确率达 90%。

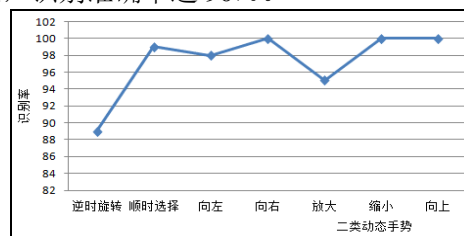


图 14 二类动态手势识别正确率图

Fig.14 Recognition accuracy of the “second class” dynamic sign language

4.2 手语识别有效区域测试

手语识别有效区域是一项直接关系到算法适用范围的指标,其包括用户与传感器的深度距离和用户截面与传感器截面之间夹角这两项参数与手语识别准确率对应关系。

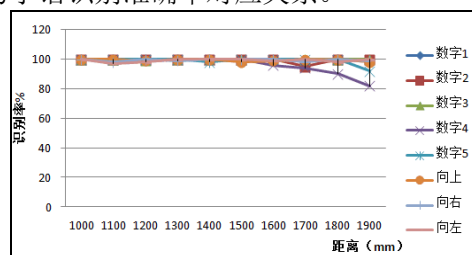


图 15 手语识别距离与准确率关系图

Fig.15 Relationship between accuracy and distance of dynamic gesture recognition

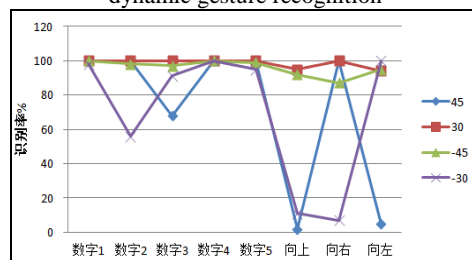


图 16 手语识别角度与准确率关系图

Fig.16 Relationship between accuracy and angle of dynamic gesture recognition

如图 15,16 所示,经过静态图像的标准化的后,一类动态手势受距离参数影响较小,动态手势正

确率受截面夹角的影响主要依赖于静态手势库受相应的标志静态手势训练,利用机器学习的方式可提高手势的正确率。

二类动态手势利用人类骨骼关节(SP)归一化骨骼坐标,当用户人体主要关节在 Kinect 数据采集范围内,手势识别正确率基本不受距离参数的影响。但二类手势受截面夹角旋转影响较大,可以看出随着夹角的增大,手势识别的正确率大幅下降,故二类动态手势骨骼特征参数的标准化算法仍需改进。

4.3 机器人运动测试

实验中,使用博创平台搭建机器人,经过测试,人体可以通过姿态控制机器人实现前进、后退、转向、速度控制等功能,图 17 左图为机器人运动侧视图。右图为上述算法应用到助老机器人身上,对 Kinect 采集到的图像处理,实现快速寻找并移动到老人面前,与老人进行交流,满足老人的需求。



图 17 机器人运动图

Fig.17 Robot motion picture

5 结论

由以上实验得到,对于四种常用的图像特征提取算法而言,HOG 特征算子相较于其它特征算子具有高识别准确率及稳定性;通过有限状态机实现一类动态手势识别准确率可达 95%,通过加入 DTW 算法,实现二类动态手势识别准确率可达 90%以上;系统有效识别距离为 0.9~2 米,截面夹角 $\pm 45^\circ$,识别检测时间小于 1s,具有较高的准确率及稳定性。下一步工作是将该手语识别方法应用到嵌入式系统,例如实现对机器人的体感控制、设计一款手语翻译产品等。

参考文献

1. Stokoe,W.:Sign Language Structure ,University of Buffalo Press.
2. Kendon,A.:Current Issues in the Study of Gesture The Biological Foundation of Gestures:Motor and Semiotic Aspects,pp.2347,Lawrence Erlbaum Associate ,Hillsdale, N.
3. Takahashi T,Shino F K.Hand gesture coding based on experiments using a hand gesture interface device[J].Sigchi Bulletin.
4. 吴彩芳,谢钧,俞璐,周开店. 连续隐马尔科夫的静态手势识别法[J]. 计算机系统应用,2016,(08):115-119.
5. 张毅,张烁,罗元,徐晓东. 基于 Kinect 深度图像信息的手势轨迹识别及应用[J]. 计算机应用研究,2012,(09):3547-3550.
6. 张旋,李铭涵. 基于改进 DTW 算法的手语识别研究[J]. 电子制作,2015,(16):11-12.
7. 朱明茗. 基于 Kinect 的手语识别技术在聋哑教学中的应用研究[D].西南交通大学,2014
8. 王松林. 基于 Kinect 的手势识别与机器人控制技术研究[D].北京交通大学,2014
9. 张好. 基于 Kinect 的手势识别及其应用[D].大连理工大学,2014.
10. 毕雪芹,惠婷. 基于肤色分割与 AdaBoost 算法的人脸检测[J]. 国外电子测量技术,2015,(12):82-86.
11. 张建飞,齐春. 低分辨率几何矩尺度不变量的波动分析[J]. 计算机工程与应用,2015,(21):150-154+204.
12. 师文,朱学芳,朱光. 基于形态学的 MRI 图像自适应边缘检测算法[J]. 仪器仪表学报,2013,(02):408-414.
13. 谭昶,肖南峰. 基于改进 RCE 和 RBF 神经网络的静态手势识别[J]. 计算机工程与应用,2011,(07):172-176.
14. 王培培. 基于视频的人体动作识别研究[D].南京邮电大学,2013.
15. [陈健斌. 图像特征提取及其相似度的研究和实现[D].西安电子科技大学,2012
16. 杨洁,康宁. 动态时间规整 DTW 算法的研究[J].科技与创新,2016,(04):11-12.

基于巨磁阻传感器的高精度三分量磁场测量装置的设计*

尚新磊; 闫 肃; 马彬原; 于龙泽

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 地磁场的测量是地球物理勘探领域内较为重要的探测量之一。本文主要介绍了基于巨磁阻传感器的高精度三分量磁场测量装置的设计的具体实现方法和技术。本磁测装置采用 MSP430F149 作为主控芯片, 结合巨磁阻传感器探头、信号调理电路、采集电路和上位机四个模块进行对地磁场的测量。^{[1][2][3][4]}其中: 巨磁阻传感器探头利用巨磁阻抗效应对地磁场进行测量传感, 其内置的放大电路对磁信号转换来的电信号进行初步放大; 信号调理电路对前级传感器的信号进行放大滤波, 采集电路将利用 LTC2508—32 作为核心芯片对模拟信号进行数字化, 上位机利用 LabVIEW 设计前后面板对主控芯片传来的信号进行软件处理并相应显示。^{[4][6][9]}经过测试, 结果表示本设计对地磁场的测量精度较高, 较易产业化, 在地球物理勘探领域中对于地磁场的测量有一定的借鉴意义和使用开发价值。

关键词: 巨磁阻传感器探头; 高精度模数转换; LabVIEW 上位机面板; 地磁场测量; 磁法物探

Design of High Precision Three Component Magnetic Field Measurement Device Based on Giant Magnetoresistance Sensor

SHANG XIN-Lei; YAN Su; MA BIN-Yuan; YU LONG-Ze

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

Abstract: The measurement of geomagnetic field is one of the most important probes in the field of geophysical exploration. This paper mainly introduces the design method and technology of high precision three component magnetic field measurement device based on giant magnetoresistance sensor. The magnetic measurement device adopts MSP430F149 as the main control chip, and combines the four modules of GMR sensor, signal conditioning circuit, acquisition circuit and host computer to measure the geomagnetic field. The GMR sensor probe using giant magneto impedance effect measurement of magnetic field sensor, the amplifier circuit built-in preliminary amplification of the electrical signal is converted to the magnetic signal; signal conditioning circuit of sensor signal before amplification filtering, acquisition circuit will use LTC2508 32 as the core chip of the analog signal to digital. The PC software is designed using LabVIEW front panel to the signal processing of the main control chip came and the corresponding display. After testing, the results show that the design has high accuracy in measuring the geomagnetic field and is easy to be industrialized. It has a certain reference value and development value for geomagnetic field measurement in geophysical exploration.

Key words: giant magnetoresistance sensor; high precision analog to digital conversion; LabVIEW upper computer panel; geomagnetic field measurement; magnetic method geophysical prospecting

0 前言

地磁场的测量是地球物理勘探领域内较为重要的探测量之一, 但对于比较准确地对地磁场进行高精度的测量一直以来都是一个较大的难题。目前市场上有很多种地磁场测量仪, 但大多原理简单, 功能单一, 较机械化, 出现的问题也比较多,^{[3][4]}这常常给实际工程以及相关反演解释带来很多不便之处。随着科学技术的迅猛发展以及地磁场的测量对于国防军事的重要性的日渐提高, 对于地磁场的高精度测量是我们急需解决的问题之一。^{[5][6]}基于模块化易于通用的原则考虑, 需要设计一个比较易于操作并且可以对地磁场进行重复测量的磁测装置。

巨磁阻传感器是集磁性薄膜、半导体集成及纳米技术为一体的高新技术产品, 应用非常广泛, 同时巨磁阻传感器还具有可以测出周围地磁及其变化等诸多优点。^{[15][16]}随着国民经济的发展, 巨磁阻传感器在应用上得到了迅速发展, 目前广泛应用于航天磁方位传感器、核潜艇和飞机自动导航、军用三维电子罗盘等等领域中, 更适用于工程中对于地磁场等较弱磁场的测量。^{[7][8][9][10]}基于以上观点, 本文设计了基于巨磁阻传感器的高精度三分量磁场测量仪, 可以对地磁场进行较高精度的测量,^{[17][18]}同时用 32 位模数转换芯片 LTC2508—32 进行采集, 从而保障了对地磁场的高精度测量。

* 指导老师: 尚新磊

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65609)

1 主要研究内容

本设计需要实现的功能是对地磁场的较高精度的测量，通过3.3V电源对巨磁阻传感器HMC1042和HMC1041z供电使其正常工作，经由放大和滤波电路对由传感器来的低电压信号进行调理，利用32位模数转换芯片LTC2508—32以及其外围电路进行模数转换，整个过程由MSP430F149控制相应时序，并利用串口通信的方式建立上位机与主控制器的通信，将数据有序传到上位机，并进行软件数据处理。主要工作流程如下：

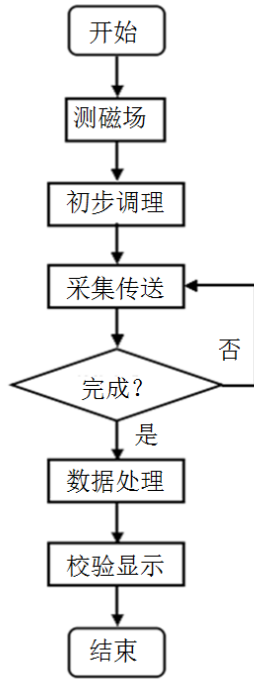


图1 工作流程图

Fig.1 Workflow diagram

2 系统设计

该系统功能设计的整体框架如图2所示：

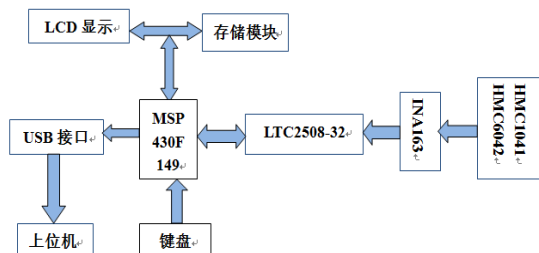


图2 系统整体框架

Fig.2 Overall framework of the system

系统主要由巨磁阻传感器探头模块、信号采集及转换模块、控制模块等各个模块组成。

(1) 巨磁阻传感器模块：

由一片HMC6042和一片HMC1041z组成的垂直结构探头，并且经过矫正后使垂直度较好，对于空间任意点的磁场测量可以利用矢量合成

的原理进行测量该点的三维分量磁场，并且在给定的探头坐标系下进行矢量的合成，避免了空间坐标系多自由度的约束，从而提高了测量的精度。其磁场测量范围是 $\pm 60000\text{nT}$ ，输出电压数量级为1个伏特。HMC6042是高精度非线性输出电压型元件，因此在使用时需要对其进行非线性校正。^{[11][12]}HMC6042温漂较小，对观测值影响可以忽略不计。其漂移以及补偿工作由内置补偿校准电路设置的Set/Reset完成，可使其在正常工作的前提下进行较高精度的准确测量。

(2) 调理及采集模块：

调理电路由内置的放大电路以及外置的由IN163等组成的放大电路构成，完成对信号的初步放大和再次放大，从而达到便于模数转换的目的。

采集电路主要由三块由LTC2508-32及外围电路组成的32位采集板组成，通过主控芯片MSP430F149对采集时序以及处理过程的控制完成对三维磁矢量的采集以及量化和转换处理。

^{[13][14]}由于LTC2508-32拥有良好的线性特征并且无漏失码，同时还具同步功能的可配置数字滤波器，放宽了对抗混叠滤波器的要求，可以做到无延迟输出，从而保证了时序的实时性。除此之外LTC2508-32还具有比较宽的共模输入范围，借助外界晶振以及3.3V和4.096V的基准电压，保证了采集的高精度，使采集到的磁场数据更具有可靠性。

(3) 主控模块：

采用主控芯片MSP430F149的同时利用同步方式的序列信号变换电路的通用异步收发传输器来实现全双工传输和接收以保证采集数据的实时传输。

3 实验分析

设计的巨磁阻探头模块电路原理图如下图3所示：

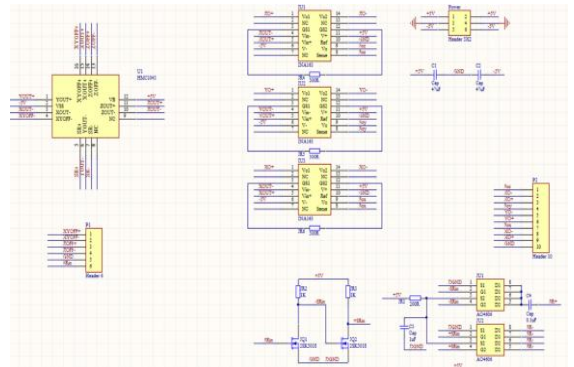


图3 巨磁阻探头原理图

Fig.3 Schematic diagram of giant magnetoresistance probe

设计的探头PCB生成如下图4所示：

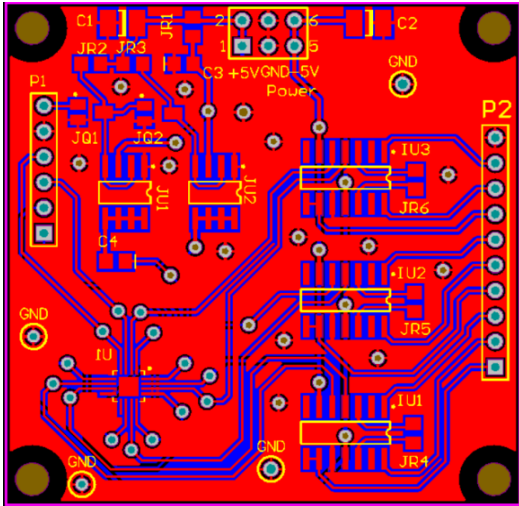


图 4 巨磁阻探头 PCB 图

Fig.4 PCB diagram of giant magnetoresistance probe

实验对比测试数据如下表1所示:

表 1 测量数据

Table1 Experiments datas

测量磁场 (nT)	已知磁场 (nT)	相对误差
54667.2	54669.6	-0.004%
54683.9	54679.2	0.009%
54682.6	54684.3	-0.003%
54653.8	54652.4	0.003%
54676.8	54675.0	0.003%
54668.4	54664.9	0.006%
54672.4	54671.6	0.001%
54676.8	54679.6	-0.005%
54669.3	54670.4	-0.002%
54664.9	54665.1	-0.0003%

由表 1 可知,相对误差维持在 0.005%左右波动,由此可见,本装置具有较高的相对测量精度。

4 结语

本文提出了一种基于巨磁阻传感器的高精度三分量磁场测量的模型,并对磁场测量装置设计的各个模块的可行性进行了验证,对比实际的磁场值数据,该设计的磁测装置具有高精度、便于操作等特点,未来将其应用于实际工程将有较高的实际应用价值。

参考文献

1. 林君, 蒋川东, 林婷婷, 段清明, 王应吉, 尚新磊, 范铁虎, 孙淑琴, 田宝凤, 赵静, 秦胜伍 地下工程灾害水源的磁共振探测研究 吉林大学地球信息探

测仪器教育部重点实验室/仪器科学与电气工程学院, 长春 130021。

2. 蒋颜玮, 房建成, 盛蔚, 黄学功 巨磁阻抗磁传感器的研究进展 北京航空航天大学仪器科学与电气工程学院, 北京 130083。
3. 宋雪丰 智能化非晶丝弱磁场测量仪的研究 江苏大学 102990403130。
4. 张鹏 基于磁通门的核磁共振地磁测量装置的研制 吉林大学仪器科学与电气工程学院 10183。
5. 潘启军, 马伟明, 赵志华, 康军 磁场测量方法的发展及应用 海军工程大学电力电子技术研究所, 武汉 430033。
6. 罗锡海 基于 S0PC 三维强磁场测量仪的系统设计 广东工业大学。
7. 雪原, 石晓晶, 崔艳丽 智能三维磁场强度测量仪的设计 南京理工大学机械工程学院, 能源与动力工程学院 210094。
8. 陈棣湘, 潘孟春, 罗飞路, 康中尉 三维磁场精密测量系统的研制 国防科技大学 机电工程与自动化专业, 湖南 长沙 410073。
9. 丁鸿佳, 刘士杰 我国弱磁测量研究的进展 北京地质仪器厂, 中国科学院地球物理研究所 100101。
10. 肖胜红, 肖振坤, 边少锋, 金继航 弱磁场检测方法 与仪器研究 海军工程大学导航工程系 武汉 TM937。
11. 姚远 弱磁场的检测与应用技术研究 武汉理工大学自动化学院 控制理论与控制工程。
12. 蒋颜玮, 房建成, 盛蔚, 黄学功 软磁非晶丝巨磁阻抗效应传感器研究进展与应用 北京航空航天大学仪器科学与光电工程学院。
13. 蒋峰 非晶带巨磁阻抗效应磁场测量仪 江苏信息职业技术学院机电工程系, 江苏 无锡。
14. 李福泉, 冯洁, 陈翔, 石海平 外磁场方位及磁珠位置和团聚对巨磁阻生物传感器检测的影响 光学精密工程。
15. 关春燕 深海地磁探测技术的研究 杭州电子科技大学。
16. 赵辉, 柴秀丽, 申石磊, 赵建军 励磁装置磁化效果的有限元仿真与相关实验 传感器与微系统。
17. 李晶 基于自旋阀的磁编码器研究 电子科技大学。
18. 封维忠, 杨丽, 何君君 基于磁传感器 MMC212 的电子指南针 物理实验。
19. <http://www.openedv.com>

基于线性霍尔的三轴磁场测量装置设计*

尚新磊；董志伟；刘 亿；唐胜亮

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：测量磁场的方式和方法有很多种，本文主要介绍了一种基于霍尔传感器的三轴磁场测量装置。该装置使用了 32 位 AD 采集芯片，具有精度高的特点。本装置采用 stm32f103zet6 作为主控芯片，结合三轴霍尔传感器模块，调理模块，AD 采集模块，上位机等，实现对一个点的三个分量的磁场测量，并在上位机上完成显示。经测试，本设计对于磁场的测量精度较高，在磁场测量领域有一定的参考意义和开发价值。

关键词：霍尔传感器 32 位 AD 三轴磁场 上位机

Three axis magnetic field measurement device based on linear hall sensor

Shang Xinlei; Dong Zhiwei; Liu Yi; Tang Shengliang

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

Abstract: There are many ways and methods to measure magnetic field. This paper mainly introduces a three axis magnetic field measurement device based on Hall sensor. The 32 bit AD acquisition chip has the characteristics of high accuracy. The device uses stm32f103zet6 as the main control chip, combined with three axis Hall sensor module, conditioning module, AD acquisition module, host computer, etc., to achieve magnetic field measurement of three components of a point, and display it on the master computer. After testing, this design has a high precision for the measurement of magnetic field, and has certain reference significance and development value in the field of magnetic field measurement.

Key words: Hall sensor 32 bit AD Three axis magnetic field Master computer

0 前言

为了更加方便地研究、研制随钻核磁测井，需要建立一个人工磁场模型，并使用适当的装置测量磁场的三分量。

三维磁场测量的研究主要集中于低频或静态测量的特斯拉计，虽然精度高，但难以满足磁场测量的动态要求，普遍可测量的范围不是很大，而对于中高频的测量仪器多见一维或二维磁场，三维中高频的测量仪器还处于试验研究阶段^[1]。霍尔传感器可以测量的磁场范围可以是 $10^{-2}\text{nT}\sim 10^{10}\text{nT}$ ，其可以应用于测量磁场的三轴分量值^[2]，很适合本装置。

本装置设计介绍了一种基于霍尔传感器的三轴磁场测量装置，采用 stm32f103zet6 作为主控芯片，结合三轴霍尔传感器模块，调理模块，AD 采集模块等，可以实现对一个点的三个层次分分量进行测量，具有测量精度高、范围广、分辨高等特点。

1 研究内容和拟解决重难点

1.1 研究内容

(1) 研究磁场矢量分布测量系统，使用三轴定位装置移动，并用线性霍尔器件构造三轴霍尔传感器，并使用信号调理电路进行放大和滤波，经过

AD 转换得到磁场强度的三轴数据。

(2) 微控芯片对所测量的磁场强度进行数据处理，合理进行数字滤波整理数据。

(3) 将所测得的系统数据储存并通过通讯模块传输给上位机。

1.2 拟解决重难点

(1) 解决磁场测量的霍尔传感器和调制电路的实现的的具体问题。

(2) 选用合理的 AD 芯片，并使用正确的控制和数字滤波等措施，使其达到较高的精度。

(3) 使用合理的探测布局探测无法探测的区域。

2 设计过程

2.1 系统整体设计

本装置的设计框图如下：

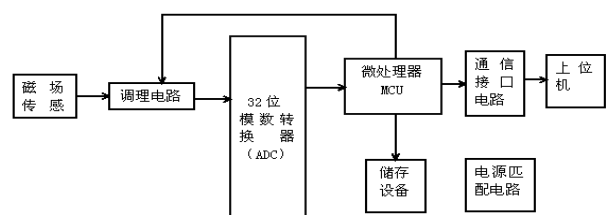


图 1 设计框图

Fig.1 Design block diagram

* 指导老师：尚新磊

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65638）

(1) 磁场传感器: 由 6 个霍尔传感器 SS495A1 组成的三轴差分结构, 能够测量一个点的三维分量并输出差分信号, 提高了测量的精度。其磁场测量范围是 ± 670 高斯, 输出 V 级电压, 可以不使用放大电路。SS495A1 是高精度线性输出霍尔元件。该元件特点是: 内部有温度补偿电路并由激光对电阻进行修正, 使零点温漂为 $\pm 0.04\% / ^\circ\text{C}$, 灵敏度漂移为 $+0.02 - \pm 0.03\% / ^\circ\text{C}$; 输出电压在 $-0.064\text{T} \sim +0.064\text{T}$ 范围时为 $0.5\text{V} \sim 4.5\text{V}$ (典型值), 它可以直接与单片机接口; 0T 时为 $2.5\text{V} \pm 0.075\text{V}$; 灵敏度为 3.125 ± 0.094 ; 线性度误差为 -1.0% 量程; 工作温度范围 $-40^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$; 工作电压范围为 $4.5\text{V} \sim 10.5\text{V}$, 工作电流 7mA (典型值)。

(2) 调理电路: 选用具有模拟开关功能的芯片, 故选择 DG412 是一款单芯片 CMOS 器件, 内置四个独立可选的开关。它采用增强型 LC2MOS 工艺设计, 具有低功耗、高开关速度和低导通电阻特性。DG412 开关的接通条件是相关的控制输入为逻辑高电平。接通时, 各开关在两个方向的导电性能相同, 输入信号范围可扩展至电源电压范围。所有开关均为先开后合式, 适合多路复用器应用。设计本身具有低电荷注入特性, 当开关数字输入时, 可实现最小的瞬变。

(3) 32 位 AD 芯片: 采用 Linear 公司的最新 AD 芯片 LTC2508-32, 是一款具集成型引脚可配置数字滤波器的 32 位、 1Msps 、SAR ADC, 专为低带宽、高精度应用而优化, 拥有良好的线性特征, 无漏失码。 $\pm 0.5\text{ppm INL}$ (典型值), 在 61sps 时具有 145dB 动态范围 (典型值), 在 4ksps 时具有 131dB 动态范围 (典型值), 保证 32 位, 无漏失码, 具同步功能的可配置数字滤波器, 放宽的抗混迭滤波器要求, 双输出 32 位 SAR ADC, 32 位数字滤波低噪声输出, 14 位差分 + 8 位共模 1Msps 无延迟输出, 宽输入共模范围, 保证工作至 85°C , 1.8V 至 5V SPI 兼容型串行 I/O, 低功耗: 24mW (在 1Msps), 24 引脚 $7\text{mm} \times 4\text{mm}$ DFN 封装。

除了 LTC2508-32 芯片之外, 还加入了晶振, 2.5V 、 3.3V 、 4.096V 基准电压, 频率因子选择开关等外围电路, 在采集时加入软件滤波, 使整个模块功能更充分。

(4) 微处理器: stm32f103zet6 是一款 32 位基于 ARM 核心的带 512K 字节闪存的强大微处理器, 最高 72MHz 工作频率, 具有时钟、定时器、AD 和 DA 以及丰富的通信接口等多种外围接口。

(5) 通讯接口: 采用主控芯片 stm32f103zet6 的追加了同步方式的序列信号变换电路的通用异步收发传输器 (USART), 是一种通用串行数据总线, 用于异步通信, 可实现全双工传输和接收。

(6) 上位机: 上位机采用 MATLAB 的 GUI 界面, 拥有大量的工具箱、丰富的函数, 对数据的处理非常方便。而从做 GUI 的角度来说, MATLAB

的可视化能力很强大, 包括各种三维、二维的绘图, 界面简洁明了。

2.2 软件设计

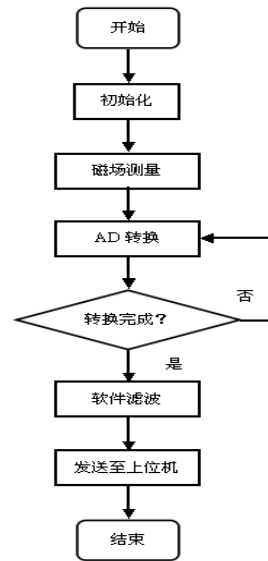


图 2 程序流程图

Fig 2 Program flow chart

3 实验分析

3.1 T 型探头对于空间的探测角度分析

前方空间有一圆柱体挡住, 传统的直行探头只能测量两端的区域, 无法探测圆柱体后方的区域, 而采用 T 型探头的结构, 在箭头两端分别安装测量传感器, 可以分别测量左右两端的后方区域, 实现了无死角的测量。



图 3 T 型探头测量示意图

Fig 3 A schematic diagram of T probe measurement

3.2 对于单轴的磁铁靠近与远离曲线

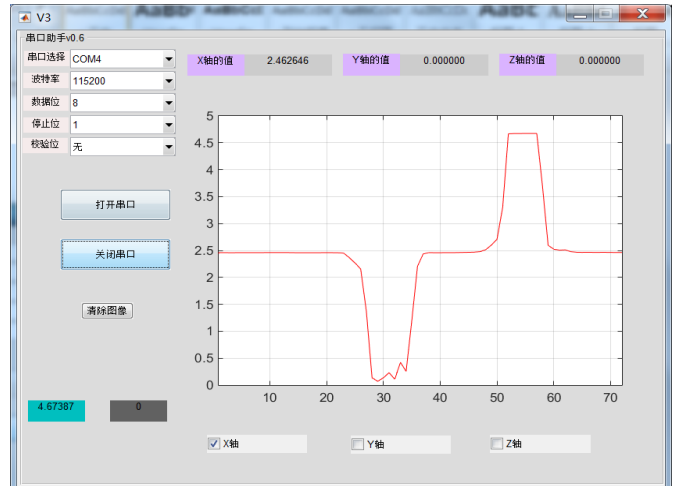


图 4 单轴磁场测量

Fig 4 Uniaxial magnetic field measurement

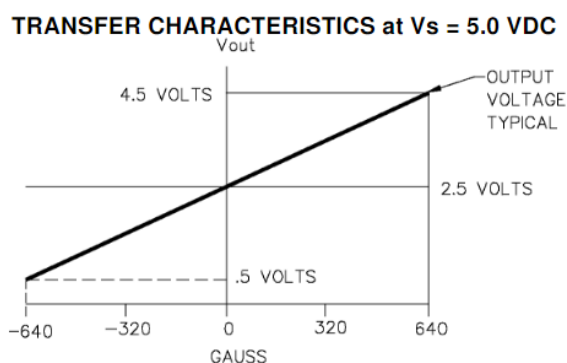


图5 电压与高斯值对应关系

Fig 5 The relationship between voltage and Gauss value

从图4和图5可以看出,磁铁的正负极从远处靠近时,磁场强度会呈现改变趋势,且上位机能显示当前磁场值和最大最小值,符合实验的设计要求。

1.3 磁场强度和实际值的误差表

表1 测量误差表

Table 1 Measurement error table

已知磁场值 (Gs)	电压值 (V)	实测磁场值 (Gs)	误差 (%)
0	2.5010	0.1	0.1
100	2.8124	100.4	0.4
200	3.1250	199.7	0.3
300	3.4375	299.8	0.2
600	4.3750	600.2	0.2
-100	2.1875	-100.4	0.4
-200	1.8750	-199.7	0.3
-300	1.5625	-300.1	0.1
-600	0.6250	-598.8	0.2

由表可知,该装置测量的电压值有效位数可达0.0001V,可测量的磁场分辨率为0.1Gs,同时,测量的磁场值与实际值误差在0.5%以内,精度较高,符合设计要求。

4 结论

通过对霍尔传感器的磁场测量装置进行硬件软件设计,实现了对磁场的高精度、实时测量。装置达到了精度要求、低功耗要求和便捷性要求。

若采用传统的直行探头,很难对死角区域进行测量,需要花费更多的精力测量该区域,此设计很完美地解决了这个问题。同时,三轴探头使用了两片霍尔的差分式结构,提高了测量的精度,再配合32位AD芯片,使得测量的结果极大地提高,符合设计的要求。

参考文献

1. 卢文东,肖立志,季红鹏,刘东明. 随钻核磁共振测井仪的关键技术简介[J]. 测井技术,2007,(02):107-111.
2. 李新,肖立志,胡海涛.随钻核磁共振测井仪探测特性研究[J]. 波谱学杂志,2011,(01):84-92.

3. 尚新磊,王琳,林君,符磊,王晓光,陈晨《低噪声宽带宽感应式磁传感器》中南大学学报(自然科学版),2015,(09):3295-3301.
4. 康华光等《电子技术基础 模拟部分》高等教育出版社.
5. www.opendv.com 正点原子论坛.

汽车驱动桥壳尺寸参数视觉测量技术*

崔长坤;李皓轩;汤润泽
(吉林大学仪器科学与电气工程学院)

摘要: 测量是人类认识世界的重要方法, 而且是科学发展的重要基础。随着制造业的发展, 对测量任务提出了大范围, 高精度, 现场测量, 甚至动态测量的要求。视觉测量作为一种非接触式测量方法, 具有测量过程便捷、不易受被测物体形状影响、测量速度快等优点, 并已广泛应用于机械制造、在线产品检测和远程测控等领域^[1]。视觉测量技术以图像为信息载体, 和计算机技术紧密结合, 具有非接触、快速测量、高精度等特点, 已经被广泛应用于各种测量任务中。结构光视觉测量属于计算机视觉测量的范畴, 最近几年吸引了大批学者对其进行研究, 并且在诸多领域得到了广泛应用。本文采用视觉测量技术, 对汽车驱动桥壳进行测量, 并撰写了不同流程的算法程序, 提出了一套完整的计算测量方法。

关键词: 计算机视觉; 测量; 算法;

Visual Measurement Technology of Automobile Drive Axle Housing Size Parameters

Cui-ChangKun; Li-HaoXuan; Tang-RunZe
(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: Measurement is an important method for human understanding of the world, and it is an important foundation for scientific development. With the development of the manufacturing industry, large-scale, high-precision, on-site measurement, and even dynamic measurement requirements have been proposed for measurement tasks. Traditional three-dimensional technology can not meet this requirement. In this context, vision measurement has been produced and has become an important research direction. Vision measurement technology uses images as an information carrier and is closely integrated with computer technology. It has the characteristics of non-contact, rapid measurement, and high precision. It has been widely used in various measurement tasks. Structural light vision measurement belongs to the category of computer vision measurement. It has attracted a large number of scholars to study it in recent years, and has been widely used in many fields. In this paper, vision measurement technology is used to measure the drive axle housing of the vehicle, and an algorithm program for different processes is written. A complete calculation and measurement method is proposed.

Key words: Computer vision measurement algorithm

0 引言

测量是人类认识世界的重要方法, 而且是科学发展的重要基础。随着制造业的发展, 对测量任务提出了大范围, 高精度, 现场测量, 甚至动态测量的要求。传统的三维技术无法满足这一要求, 在这种背景下, 视觉测量得以产生并成为一个重要的研究方向。视觉测量技术以图像为信息载体, 和计算机技术紧密结合, 具有非接触、快速测量、高精度等特点, 已经被广泛应用于各种测量任务中^[2]。结构光视觉测量属于计算机视觉测量的范畴, 最近几年吸引了大批学者对其进行研究, 并且在诸多领域得到了广泛应用。

在我国, 机器视觉的起步比较晚, 行业的集中度也不是很高, 最开始主要是一些代理商对于国外的品牌进行代理, 现在, 很多的经销商开始推出自由品牌的产品, 但是, 在行业分布、渠道分销以及成熟的自动化产品有着明显的差异。国内机器视觉的相对成熟的自动化产品质量以及技术含量偏低,

市场也远远没有饱和。

1 系统总体设计

本设计需要实现的功能是使用结构光传感器对桥壳进行非接触式测量, 整体方案分为三个部分

- (1) 传感器部分: 传感器系统包括传感器, 控制器, 采集结构。
- (2) 算法部分: 算法部分包括数据还原算法, 数据精简算法, 平面拟合算法, 三维拟合算法。
- (3) 上位机部分: 包括用户界面。

2 传感器部分设计

根据光学测量系统的投射模式, 结构光投影法可以分为以下几种: 点结构光投影法、线结构光投影法、多线结构光投影法、网格结构光投影法、面结构光投影法^[3]。

其中点结构光具有迅速、实时性强等特点, 但是其获得的信息量较少不能满足本次测量的要求,

* 指导老师: 李振峰 (刘长英)
项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65633)

线结构光是在测量时由投射系统产生光窄的平面狭缝光, 当其与被测物相交时, 在被测物的表面上产生了一个亮的光条纹。该光条纹因为被测物的表面深度不同从而产生调制。多线结构光是同时投射由计算机编码的多束光来进行测量。网格结构光实际上就是一组空间频域内的交错函数, 识别效果较好, 但识别范围有限。面结构光即将各种模式的面结构光投射到被测物体, 此时, 如果从投影光轴不同方向来看在目标表面由于形状的凹凸不平产生随之变化的面结构光条纹^[4]。

本次设计采用的传感器型号为KEYENCE公司生产的LJ-G200。控制器采用与之配套的LJ-V7000。

考虑被测物的尺寸,传感器的光点直径就成了重要的考量指标,图一所示即为本次试验采用传感器的光点直径。控制器的指令格式和响应命令格式如图二图三所示。

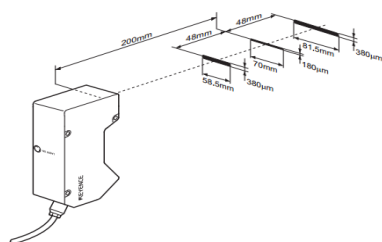


图1 传感器的光点直径
Fig.1 sensor spot diameter

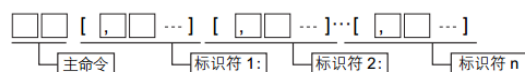


图2 传入命令格式
Fig.2 incoming command format

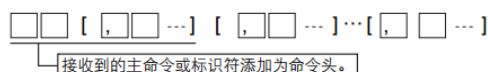


图3 响应命令格式
Fig.3 response command format

3 算法部分设计

算法部分包括数据还原算法，数据精简算法，平面拟合算法，三维拟合算法

3.1 数据还原算法

传感器扫描出数据格式储存为csv格式，部分数据如图4所示

[illegible]

图4 部分数据
Fig.4 part of the data

数据处理的过程如图5所示

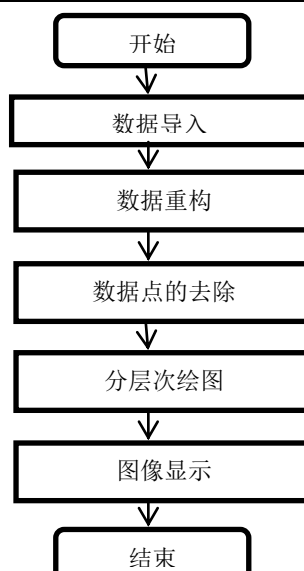


图5 数据处理过程
Fig.5 data processing

3.2 数据精简算法

由于实验采集的数据量过大,导致运算过程臃肿,耗时较长,并且对于较差的运行环境来说,存在无法运行的情况,所以针对以上情况,本文提出了在噪点去除的基础上对数据进行如图6所示的精简^[5]。

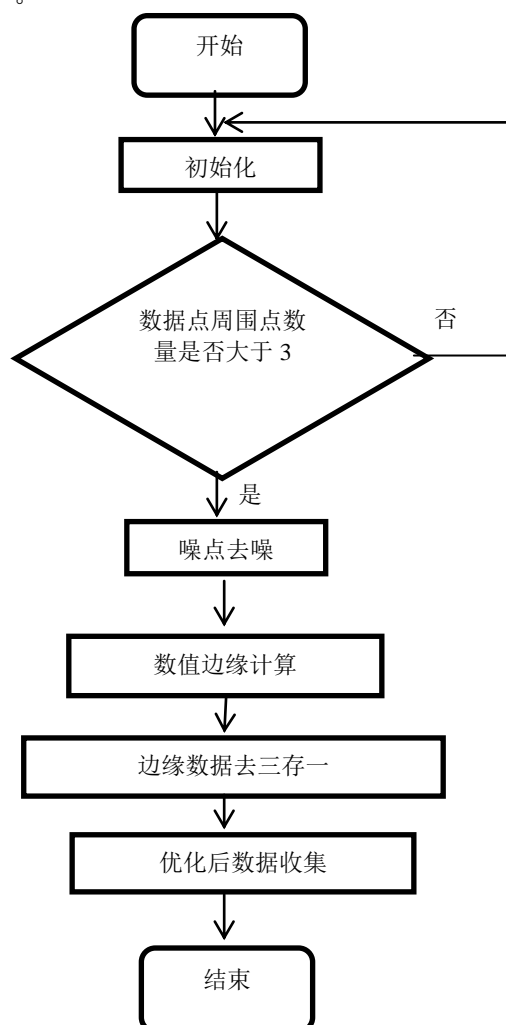


图6 数据精简算法
Fig.6 data reduction algorithm

3.3 平面拟合算法

在计算距离和长度时,逐个点的计算会导致计算的过程大幅增加,所以采用平面距离来计算指定距离,平面拟合采用最小二乘法拟合^[6]。

最小二乘法(又称最小方法)是一种数学优化技术。它通过最小化误差的平方和寻找数据的最佳函数匹配。利用最小二乘法可以简便地求得未知的数据,并使得这些求得的数据与实际数据之间误差的平方和为最小^[7]。

平面上的二次方程(1):

$$a_{11}x^2 + a_{22}y^2 + 2a_{12}xy + 2a_{13}x + 2a_{23}y + a_{33} = z \quad (1)$$

对于等精度的 N 组数据 (x_i, y_i) , $i=1, \dots, N$; x_i, y_i 是精确的,假如预测值是 z_i 。用最小二乘法估计参数时,要求观测值 z_i 的偏差加权平方和最小。用泛函误差 δ (2)表示

$$\delta = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N [z_{ij} - (a_0 + a_1x_{ij} + a_2y_{ij} + a_3x_{ij}^2 + a_4x_{ij} \cdot y_{ij} + a_5x_{ij}^2)] \quad (2)$$

$a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$ 的值影响着 δ 的大小,对 δ 求最小值,自然就是对 $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5$ 分别求偏导,实际就是一个泛函求极值问题。最终整理可得图7矩阵表示^[8]

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N 1 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}^2 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^3 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^4 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij}^2 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^3y_{ij} & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}^3 \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2y_{ij}^2 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}^3 & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N z_{ij} \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}z_{ij} \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}z_{ij} \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}^2z_{ij} \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N x_{ij}y_{ij}z_{ij} \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N y_{ij}^2z_{ij} \end{bmatrix}$$

图7 矩阵表示

Fig.7 matrix representation

3.4 三维拟合算法

三维算法采用MATLAB语言中的fit函数和曲线拟合工具箱完成。完成示意图如图8所示,由于fit函数及曲线拟合工具箱为MATLAB程序功能,在此不做赘述^[9]。

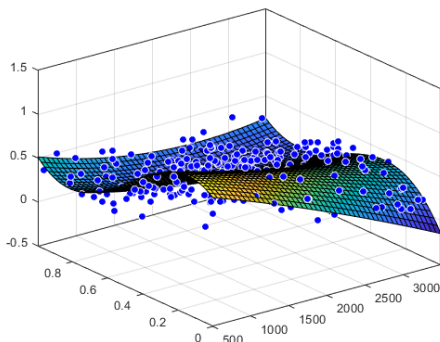


图8 三维拟合平面

Fig.8 Three-dimensional fitting plane

4 上位机部分设计

由于C#语言与windows系统良好的相性,所以此采用C#编写图形界面。图形界面如图9所示:

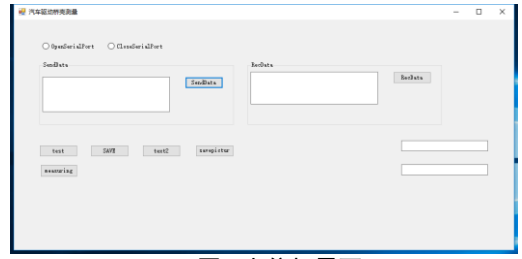


图9 上位机界面

Fig.9 PC interface

上位机界拥有的功能有串口设置,包括此界面可进行串口设置,包括:终止符、波特率、数据位、奇偶校验位、停止位和流控制。串口发送,串口接收数据,数据保存功能,数据处理按键,图像显示按键,结果显示窗口。图像处理部分由C#语言和MATLAB语言混合编程。

5 实验与分析

按照上述硬件及算法软件设计,在模拟测量装置上进行测量,来探究算法的完成度和上位机的处理速度。原始数据如上图4所示,点击上位机数据处理,显示图形及测量结果。

MATLAB 数据的处理时长显示为 1.314855 秒,处理时间达到了最初的设计要求。

如图10所示

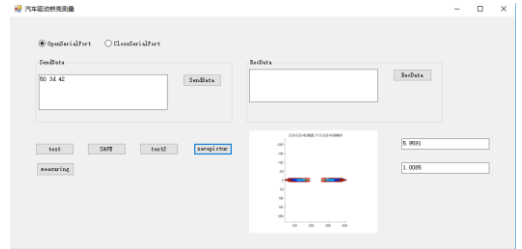


图10 数据处理完毕的上位机界面

Figure10 data processing completed PC interface

6 结论

文章对数据的处理提出了一整套详细完整的算法,提出了对多余数据的精简,加快了较低运行环境下的处理速度,对运算结果并无太大影响。

基于主动视觉的线结构光测量技术,在测量量程、测量精度、主动受控方面,相较于传统被动视觉测量技术,具有显著优势,并已经成为目前视觉测量领域的主流方法。线结构光测量是一门以应用需求为驱动的技术。随着科技日益进步,人们对测量精度、测量效率及综合处理性能等方面要求不断提高,导致线结构光测量中新问题不断涌现。虽然线结构光测量技术从提出到现在已经过去十多年,但围绕其测试性能提升方面的研究任重而道远^[10]。

参考文献

1. 张大山. 基于高速视觉的结构运动测量算法研究与应

- 用[D].中国科学技术大学,2017.
2. 占栋. 线结构光视觉测量关键技术及在轨道交通巡检中应用[D].西南交通大学,2016.
3. 解则晓,刘静晓.超大尺度线结构光传感器现场标定技术[J].中国激光,2015,42(12):290-296
4. 胡立华. 大型物体的单目视觉测量理论与方法[D].太原科技大学,2015.
5. 袁小翠,吴禄慎,陈华伟.特征保持点云数据精简[J].光学精密工程,2015,23(09):2666-2676.
6. 贾小勇,徐传胜,白欣.最小二乘法的创立及其思想方法[J].西北大学学报(自然科学版),2006(03):507-511.
7. 郭斌,王斌,梁雪萍,严超,郭灏明.非线性最小二乘法拟合断面参数及其 MatLab 实现 [J]. 四川地震,2016(03):29-33
8. 朱艳华.最小二乘法拟合参数的求解分析[J].时代教育,2012(19):151+154.
9. 张虎. 机器视觉中二维图像的三维重建[D].北方工业大学,2006.
10. 吕乃光,孙鹏,娄小平,韩建栋.结构光三维视觉测量关键技术的研究[J].北京信息科技大学学报(自然科学版),2010,25(01):1-5.

基于 FPGA 的高精度数字频率计设计*

千承辉；王鹏飞；王郁霖；于思佳

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：设计了一种基于 FPGA 的闸门时间为 1s 的数字频率计，用来对正弦波信号的频率进行高精度测量；除频率测量功能外，该装置还可以测量双路同频方波信号的时间间隔以及脉冲信号的占空比。该频率计以可编程逻辑器件 FPGA 和嵌入式单片机 STM32 为核心，采用等精度测频方法实现信号频率的高精度测量。经测试，该数字频率计对正弦信号频率测量的相对误差的绝对值不大于 0.01%；对同频方波信号时间间隔测量的相对误差绝对值不大于 1%；对脉冲信号占空比测量的相对误差绝对值不大于 1%。

关键词：FPGA 数字频率计 等精度测频

Design of High Precision Digital Cymometer based on FPGA

Qian Chenghui; Wang Pengfei; Wang Yulin; Yu Sijia

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: A digital frequency meter with gate time of 1s based on FPGA is designed, which is used to measure the frequency of sinusoidal wave signal with high precision. The device can also measure the time interval and the duty cycle of the pulse signal, which is based on the programmable logic device (FPGA) and the embedded single-chip computer (STM32). The high-precision measurement of signal frequency is realized by using the method of equal precision frequency measurement. The absolute value of the relative error of the digital cymometer to the frequency measurement of sinusoidal signal is not more than 0.01%. The absolute value of relative error of time interval measurement for the same frequency square wave signal is not greater than 1%, and the absolute value of relative error for duty cycle measurement of pulse signal is not greater than 1%.

Key words: FPGA digital frequency meter Prediction model

0 前言

频率的测量是测试计量科学技术领域的经典研究课题，频率的测量方法有很多种，常用的测频方法有直接测量法、周期测量法和等精度测量法^[1]。其中直接测量法通过产生一个固定时间的闸门，在闸门时间内测量脉冲信号的个数，经过换算得出被测信号的频率^[2]；周期测量法是首先测量出脉冲信号的周期，利用频率为周期的倒数的换算关系得出被测信号的频率^[3]。这两种测量方法的换算关系简单，便于设计实现。但显然由于±1 计数误差的存在，使得直接测频法对高频信号的频率测量精度较高，周期测频法对低频信号的频率测量精度较高。

以上两种测量方法无法兼顾宽带测量和高精度测量的要求^[4]。利用等精度测频法，可以在解决宽带信号频率测量的同时，在整个测量带宽内实现较高精度的测量。等精度测频法是利用两个计数器分别对待测信号和高频标准频率信号进行计数，当保证闸门时间为待测信号周期的整数倍时，将对待测脉冲信号的计数误差转变为对高频标准频率信号的计数±1 误差，实现了等精度测量。基于此，本文提供一种等精度测频的实现方法，结合可编程逻辑器件 FPGA 和嵌入式单片机 STM32，充分发

挥 FPGA 时序精度高、STM32 运算速度快的特点，并开发了时间间隔测量和占空比测量功能，实现了高精度、宽频带、大幅度信号的测量。

1 设计原理

1.1 等精度测频原理

在使用等精度测频方法过程中，需要使用两个计数器和一个已知频率的高频标准时钟信号，测量原理为：首先给出预置闸门信号，当待测脉冲信号的上升沿到来时，利用同步触发电路将预置闸门信号和待测信号同步，此时实际闸门信号开启，其上升沿与待测信号上升沿对齐，在实际闸门时间内，利用一个计数器对待测脉冲信号进行计数，利用另一个计数器对标准信号进行计数；经过闸门开启时间后，当待测信号的上升沿到来时，闸门关闭，两个计数器停止计数。利用两个计数器的计数值，结合标准高频信号的频率，根据等精度测频的换算关系，就可以得出待测信号的频率，测量原理如图 1 所示^[5]。

* 指导老师：千承辉

项目类型：2017 吉林大学电子设计竞赛一等奖

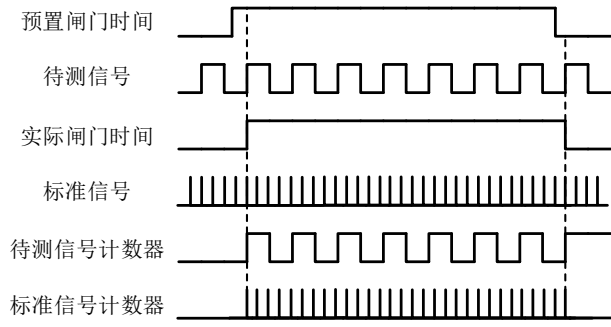


图 1 等精度测频法原理图

Fig.1 Principle diagram of equal precision frequency measurement method

设闸门时间为 T ，待测信号计数器的计数值为 N_1 ，标准信号的计数器的计数值为 N_2 ，标准高频信号的频率为 f_0 ，待测信号的频率为 f_x ，会有：

$$N_1 = T \times f_x \quad (1)$$

$$N_2 = T \times f_0 \quad (2)$$

因此，待测脉冲信号的频率为：

$$f_x = \frac{N_1}{N_2} f_0 \quad (3)$$

将整个推导过程结合图 1 可以发现实际闸门时间并不是一个固定值，而是一个与待测脉冲信号有关的值并且刚好为待测信号周期的整数倍，因此对待测脉冲信号的计数不存在 ± 1 的误差^[6]；但是，实际闸门时间并没有与标准信号进行同步，所以在对标准脉冲信号进行计数时仍然存在 ± 1 误差。因此，根据(3)式可以得到：

$$\Delta f_x = \frac{f_0}{N_2} \Delta N_1 - \frac{N_1}{N_2^2} f_0 \Delta N_2 + \frac{N_1}{N_2} \Delta f_0 \quad (4)$$

式中， $\Delta N_1 = 0$ ， $\Delta N_2 = \pm 1$ ，因此等精度测频方法的误差为：

$$\delta = \frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta f_0}{f_0} \pm \frac{1}{N_2} \quad (5)$$

通过公式(5)可以看出，测频误差仅与标准信号的频率误差和 N_2 的计数值有关，而与待测信号频率无关。本文由于使用了 FPGA 内部的锁相环产生频率高达 200MHz 的标准信号，因此频率稳定度极高，其误差基本可以忽略，即 $\Delta f_0 / f_0 = 0$ 。再假设待测信号的真实频率为 f'_x ，则根据公式(3)，得

$$f'_x = \frac{N_1}{N_2 \pm \Delta N_2} f_0 \quad (6)$$

$$\delta = \frac{|f'_x - f_x|}{f_x} \times 100\% \quad (7)$$

联立公式(3)、(6)、(7)，得

$$\delta = \frac{\Delta N_2}{N_2} \times 100\% \leq \frac{1}{N_2} = \frac{1}{T f_0} \quad (8)$$

由公式(5)和公式(8)可见，所选闸门时间越长，标准信号的频率越高，等精度测量法的测量误差越小^[7]。本文所述的标准频率信号由 FPGA 内部锁相环将外部时钟信号倍频至 200MHz，闸门时间为 1s，则精度达 5×10^{-7} 。

1.2 时间间隔测量原理

进行时间间隔测量时，首先将输入到 FPGA 的两路方波信号利用异或门电路进行异或运算，当两路信号在同一时刻电平状态不同时，异或门输出高电平，反之输出低电平，这样，运算结果产生的脉冲信号的高电平持续时间就是两路方波信号的时间间隔。在闸门时间内对异或后的信号的高电平持续时间内，利用一个计数器对标准频率信号进行计数，则计数结果除以标准信号的频率就是两路信号的时间间隔。时间间隔测量原理如图 2 所示。

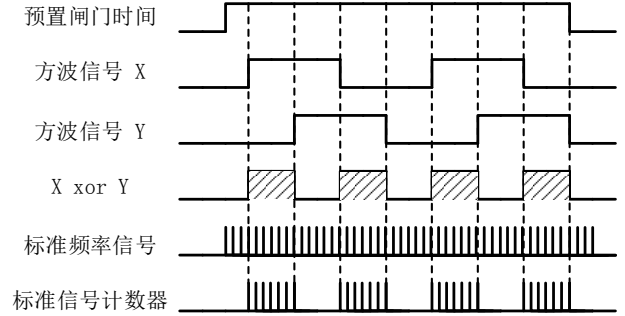


图 2 时间间隔测量原理图

Fig.2 Principle diagram of time interval measurement

1.3 占空比测量原理

占空比测量原理与时间间隔测量原理类似，区别在于只输入一路脉冲信号，需要在闸门时间内对脉冲信号一个周期内的高电平时间和低电平时间对标准频率信号进行计数，则占空比为高电平持续时间计数值结果除以总的计数和。

2 设计方案

本系统能够对信号的频率、占空比、时间间隔进行测量，但由于作为数字逻辑器件的 FPGA 对数字信号进行处理，因此设计了宽带放大电路和迟滞比较器电路将输入的模拟信号整形为数字信号输入到 FPGA 进行计数。整体设计方案如图 3 所示。

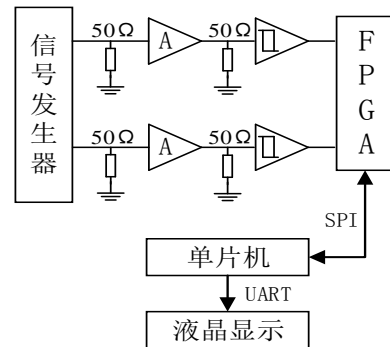


图 3 系统框图

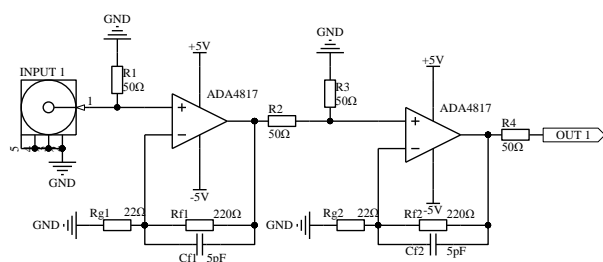
Fig.3 System block diagram

由信号发生器产生待测信号，经 50Ω 匹配后输送给二级级联宽带信号放大器，将信号放大 100 倍，放大后的信号再经过 50Ω 匹配后输送给高速迟滞比较器，将模拟信号整形为脉冲信号，输送到 FPGA 中进行计数。FPGA 计数结束后将计数结果通过 SPI 总线发送给单片机，由单片机根据测量原理

公式计算出测量结果,对结果舍入后将数据打印到 TFT 液晶屏进行显示。由于输入信号幅度变化范围较大,经过宽带放大器放大后,输出信号可能会出现正负对称的幅度切顶失真,但是由于将后级迟滞比较器的门限中值设置为 0 电平电压,门限宽度为 17mV,因此经比较器输出的信号依然保留着输入信号的频率、占空比和时间间隔特征。

2.1 硬件电路设计

硬件电路主要包含宽带通道放大器和高速迟滞比较器。宽带通道放大器电路原理图如图 4 所示。



示。

图 4 宽带通道放大器电路

Fig.4 Broadband amplifier circuit

宽带通道放大器采用宽带、低噪声电压反馈型运算放大器芯片 ADA4817,具有 1.05GHz 的带宽,870V/μs 的高压摆率,4nV/√Hz 的噪声^[8]。在每级放大 10 倍的情况下,二级放大器级联后放大倍数达 100 倍,带宽为 100MHz。芯片的寄生电容为 0.1pF,考虑到高频情况下反馈电阻会与引脚的寄生电容形成一个极点,容易导致运算放大器在高频区域振荡,因此在反馈电容 R_f 上并联 5pF 电容,降低高频区域的开环增益,避免运算放大器振荡。由于待测信号频带高达 100MHz,因此信号由 SMA 射频接头输入。

迟滞高速比较器电路原理图如图 5 所示。高速比较器芯片选用 LT1715,该比较器可对 150MHz 的信号进行比较,并且具备独立的输入输出供电功能。

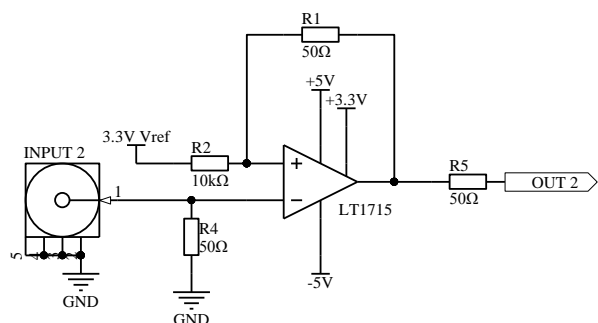


图 5 高速迟滞比较器电路

Fig.5 High speed hysteresis comparator circuit

电路形式采用反相迟滞比较器,并在同相端利用 AMS1117-3.3^[9]线性稳压芯片产生 3.3V 基准电压,作为比较器同相端的参考电压。输入供电采用 ±5V,可以对双极性信号进行比较,输出采用 +3.3V 供电,保证输出信号为单极性数字信号,方便将信号接入 FPGA 进行计数^[10]。根据比较器的工作原理,门限电压 V_{TH} 的值为

$$V_{TH} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_O}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

由于输出电压高电平 $V_{OH} = 3.3V$,低电平 $V_{OL} = 0V$,因此比较器的上门限电压为 $V_{T+} = 32.8mV$,下门限电压为 $V_{T-} = 16.4mV$,因此回差电压为

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = 16.4mV \quad (10)$$

2.2 软件设计

软件功能部分包括 FPGA 计数时序逻辑部分和单片机 STM32 的计算显示部分。其中 FPGA 的计数逻辑电路如图 6 所示。

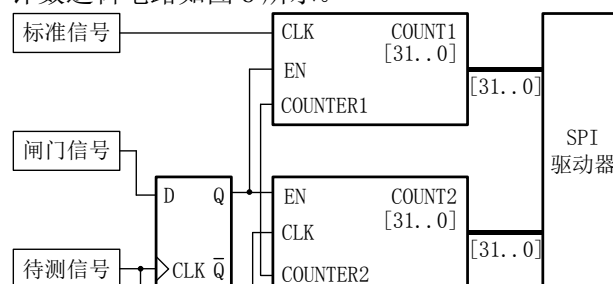


图 6 FPGA 的计数逻辑电路

Fig.6 FPGA logic circuit diagram

实际闸门信号为两个计数器的使能信号,将闸门信号和待测信号通过 D 触发器同步后,实际闸门的上升沿与待测信号上升沿对齐。经过两个 32bit 计数器分别对标准信号和待测信号进行计数,计数结果经过内部并行总线送入 SPI 驱动器,经 SPI 总线将计数值发送给单片机进行运算。

STM32 程序流程图如图 7 所示。STM32 完成数据、运算和显示功能。当单片机接收到 FPGA 的 SPI 中断后,开始接收数据,数据中包含频率、时间间隔和占空比的数据标志位,按照标志位取出有效数据进行运算,运算结果显示到液晶屏上。

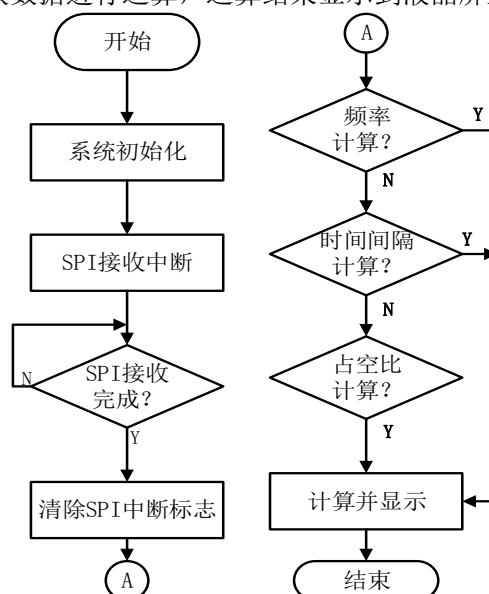


图 7 单片机程序流程图

Fig.7 Flow chart of MCU program

3 实验测试

3.1 频率测量实验

正弦波频率值测量:频率范围 1Hz~100 MHz,有效值范围 10mV~1V。改变输入信号的频率和幅度,测量结果记录在表 1 中。由表 1 可知信号频率和幅度变化会影响频率测量精度,但测量的整体相对误差不超过 0.01%。由于 FPGA 使用的外部晶振存在温漂,导致标准脉冲信号存在抖动,影响了测量精度,但是整体精度达到了优于 0.01% 的目标。

表 1 频率测量与误差实验数据

Table 1 Experimental data of frequency measurement and error

信号幅度	10mV _{rms}	100mV _{rms}	1V _{rms}
输入频率 /Hz	测量值(Hz)	测量值(Hz)	测量值(Hz)
1	相对误差	相对误差	相对误差
	0.999969	0.999995	0.999922
1M	0.0031%	0.0005%	0.0078%
	100005	1000000	1000005
100M	0.0005%	0	0.0007%
	100001368	100000247	100001740
	0.00137%	0.000247%	0.00174%

3.2 时间间隔测量实验

同频方波时间间隔测量:频率范围 100Hz~1MHz,峰峰值范围 50mV~1V,改变输入信号的频率、幅度和时间间隔,测试过程中每次输入的两路信号频率和幅度相同,改变信号的时间间隔,时间间隔测量结果记录在表 2 中。由表 2 可知,输入信号的频率和幅度改变会影响时间间隔的测量精度,但测量的整体相对误差小于 1%,达到了设计要求。

表 2 时间间隔测量与误差实验数据

Table 2 Experimental data of time interval measurement and error

输入频率	输入电压	时间间隔	测量结果	相对误差
100Hz	1V _{pp}	2ms	1.986ms	0.700%
1kHz	200mV _{pp}	200μs	199.156μs	0.422%
1MHz	50mV _{pp}	200ns	199.152ns	0.424%

3.3 占空比测量实验

脉冲信号占空比测量:频率范围 1Hz~5 MHz,峰峰值范围 50mV~1V,改变输入信号的频率和占空比,测试过程固定输入信号峰峰值为 50mV,时间间隔测量结果记录在表 3 中。由表 3 的实验数据和误差计算结果可以看出,改变输入信号的频率会给占空比的测量带来误差。但整体相对误差值小于 1%,达到了设计要求。图 8 为本系统最终的设计实物图。

表 3 占空比测量与误差实验数据

Table 3 Experimental data of duty cycle Measurement and error

占空比	10%	50%	70%	90%
输入频率/Hz	测量值	测量值	测量值	测量值
1	相对误差	相对误差	相对误差	相对误差
	10.024%	50%	70.0071%	89.579%
1M	0.24%	0	0.0101%	0.468%
	9.9951%	50%	69.995%	89.999%
5M	0.049%	0	0.00714%	0.00111%
	10.074%	50.083%	70.235%	90.624%
	0.74%	0.166%	0.336%	0.693%

注:测试过程固定输入信号峰峰值为 50mV

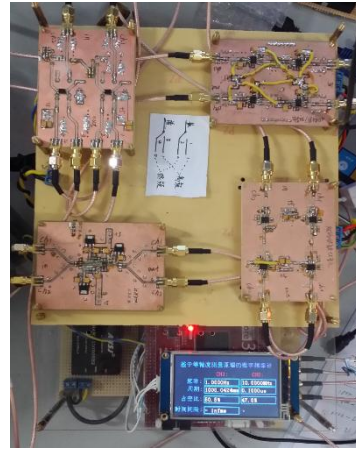


图 8 系统实物图

Fig.8 System physical diagram

4 结论

通过高频宽带运算放大电路和高速迟滞比较器电路构成了双路放大和比较电路,将输入的不同幅度正弦波和矩形波、脉冲信号放大 100 倍,使得由高速比较器构成的整形电路输入级总能接收到幅度适中的信号,使用迟滞比较电路形式提高了电路的稳定性。系统以简洁的电路使 100 MHz 内正弦波的测量相对误差不超过 10⁻⁴。以 FPGA 为主控芯片, VHDL 描述的“等精度测频”逻辑电路高速并发处理,并借助嵌入式单片机 STM32 的资源,提高了系统的高效性。总体而言,本方法符合当今仪器仪表系统稳定、高效、低功耗、低成本的发展趋势,具有一定的现实意义和实用价值。该作品参加了 2017 年吉林大学大学生电子设计竞赛,获得了校级一等奖。

参考文献

- 胡文静,张国百,刘翔,等.量程自整定高精度频率测量的 FPGA 实现[J].电子技术应用,2012(1):73-76
- 王慧.基于 FPGA 高速高精度频率测量系统的实现[J].传感器世界,2006(1):27-29.
- Ning Zehong, Xu Dawang, Dong Zhanyong. Frequency measurement technique based on frequency conversion [J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2013, 4(2):146-149.
- 郝统关,程明.基于 FPGA Nios II 的等精度频率计设计[J].电测与仪表,2009,46(2):56-58.
- 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.
- 晏细兰,谢景明,熊茂华.基于 FPGA 和 VHDL 的高精度数字频率计研究与设计[J].计算机光盘软件与应用.2014(15):91-94.
- 毛智德,吕善伟.基于 FPGA 的等精度频率计设计[J].电子测量技术,2006,29(4):85-86.
- Wideband, ultra-low-noise, voltage-feedback

- operational amplifier with shutdown (Rev. E) [S].
2008.
- 9 AMS1117-3.3 Datasheet[S]. 2012
- 10 廖艳, 陈利学, 赖春红, 等. 基于 FPGA 的等精度频率计
IP Core 设计[J]. 电子技术应用, 2007, 33(12):21-23

高频电磁发射尖峰抑制方法研究*

李 刚；程彦雨；唐陆瑶；喻 胜

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：分析了高频电磁发射尖峰产生的原因，在传统的全桥逆变电路基础上，探索新的变换器拓扑与控制方法，优化缓冲电路参数，降低高频电磁探测发射桥路的电压尖峰。为电磁探测系统提供高效、稳定、符合要求的一次场信号。

关键词：逆变电源；电压尖峰；尖峰抑制；吸收电路

Research on Suppression of High Frequency Electromagnetic Emission Spikes

Li Gang; Cheng yanyu; Tang luyao; Yu Sheng

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: This paper analyzes the causes of high-frequency electromagnetic emission spikes. Based on the traditional full-bridge inverter circuit, this paper explores new converter topology and control methods, optimizes snubber circuit parameters and reduces the voltage spikes of high-frequency electromagnetic detection transmitting bridge. For the electromagnetic detection system to provide efficient, stable, in line with the requirements of a field signal

Key words: inverter, voltage spikes, peak suppression, absorption circuit

1 引言

伴随着科学技术的不断发展和人类社会的不断进步，运用电磁法进行地质勘探、资源勘探、城市建设以及军事探测等方面已是大势所趋。通过人造场激发地下物质产生二次场信号，通过采集二次场信号进行分析后得到地下物质的构造、组成等信息。但是作为发射电路的逆变全桥，由于开关管的高速通断以及全桥主回路中电感的存在，使得发射信号存在大的尖峰，这不仅对开关管有极大的威胁，尖峰还会极大程度上的降低发射波形质量，使得所建立的一次场失去稳定性，引入多次重复测量或扫频工作状态下的误差，使探测结果丧失一致性。

本文对电压尖峰的产生进行了详细的分析，并通过设计合理的吸收电路与合理规划电路的布局以及元器件的选择对电压尖峰进行抑制。

2 高频电压尖峰产生的原因

本文以 MOS 管作为全桥逆变电路的开关管，在特殊驱动电路的驱动下，MOS 管可以分为开通，断开两种状态。电压的尖峰主要产生于 MOS 管的高速通断的过程中。由于各 MOS 管的通断过程一样，下面以半桥的来探究高频电磁发射尖峰产生的原因。

图 1 为逆变全桥电路的一相的主电路，主要结构为直流侧支撑电容器，开关管 MOS 管，负载，

二极管四部分^[1]。

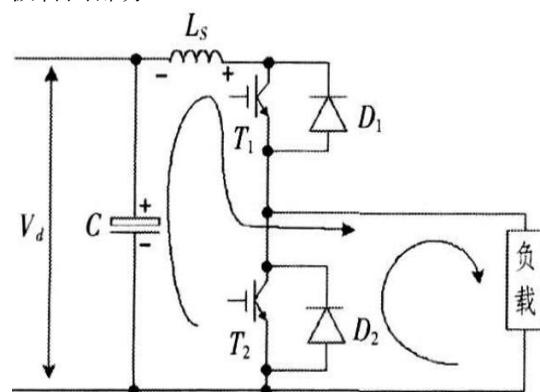


图 1 逆变电路的典型主回路结构

Fig.1 Typical main loop structure of an inverter circuit

假设电路是理想电路（ $L_s = 0$ ），当开关管 T_1 关断时，由于负载是感性负载，电流不能突变，如图所示，电流通过 D_2 续流，使得 T_1 两端的电压上升为 $V_d + V_{D_2}$ （续流二极管正向导通压降），通常在大电压电路中二极管的正向导通电压可以忽略不计，对尖峰电压的影响较少^[2]。

事实上，桥路并不是一个理想电路

（ $L_s \neq 0$ ）， L_s 主要包括直流侧电容的寄生电感，主回路的杂散电感，以及开关器件的寄生电感。由于开关管的高速通断使得 L_s 两端的电流发

* 指导老师：李刚

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65634）

生变化, 会在 L_s 的两端激发出大的电压尖峰 ∇U

(方向如图) 且 $\nabla U = L_s \frac{dI}{dt}$ 。

在高频电磁发射的全桥电路中, $\frac{dI}{dt}$ 可达到 $2 \sim 3 \text{ KA}/\mu$, 尽管主回路的电感可以做到很小, 但是依旧可以产生很大的电压尖峰^[3]。

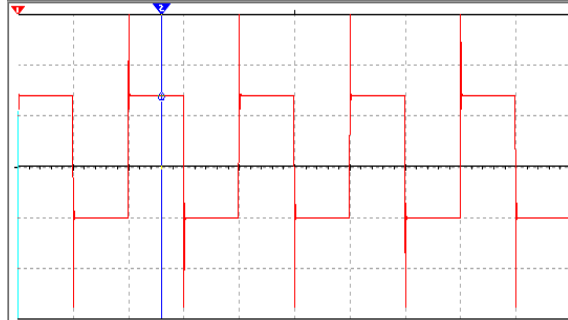


图 2 全桥逆变电压尖峰图

Fig.2 full-bridge inverter voltage spikes

根据电路仿真, 我们可以看到电压的尖峰幅值超出信号的幅值一倍以上。

为了提高发射系统的性能以及发射信号的质量, 可以采取一下措施以削弱电压尖峰:

- 1) 采用折叠式直流母线, 选用低电感器件, 减少主电路的分布电感。这一方法对电路中尖峰的抑制效果不是很明显, 只能较少的抑制尖峰电压^[4]。
- 2) 采用吸收缓冲电路对电压尖峰进行抑制。

3 电压尖峰吸收电路

电压尖峰吸收电路有叫做缓冲电路, 吸收电路不一定能提高整个系统的转化率, 但是对于电路中的尖峰有很明显的抑制作用, 常用的吸收电路主要有三种^[5]:

- 1) C 型吸收电路, 通过在开关器件的母线端并联上高频电容, 可以吸收开关状态转化过程中的尖峰电压。

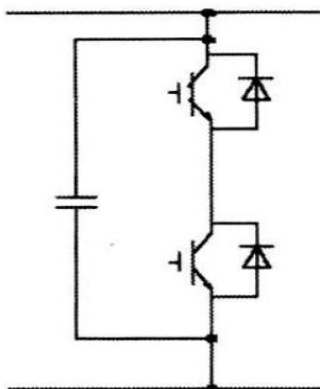


图 3 C 型缓冲电路

Fig.3 C-type buffer circuit)

但是, 随着功率级别的增大可能同母线上的寄生电感做减幅震荡, 不适合大功率的发射器。

2) RC 型缓冲电路

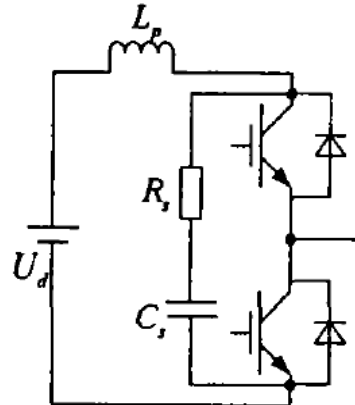


图 4 RC 缓冲电路

Fig.4 RC snubber circuit

相对与 C 型缓冲电路, RC 型缓冲电路的效果更好, 但是同样只适用于小功率的逆变器。

- 3) 典型的 RCD 缓冲器, 当开关器件关断是, 吸收电容充电, 因此电压的上升被限制, 电压缓慢上升, 直到电容充电大于直流侧母线电压时, 通过电阻向电源放电, 回馈能量^[6]。

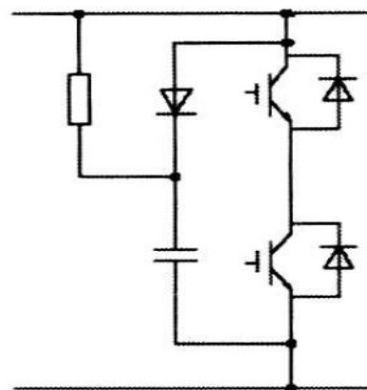


图 5 RCD 缓冲电路

Fig.5 RCD snubber circuit

该缓冲电路对电压尖峰的抑制效果很明显, 且对大功率的逆变电路也适合, 唯一的不足就是电路的损耗太大, 转化率较低。

4) RCD 限幅钳位缓冲电路

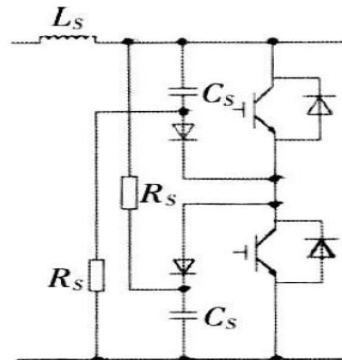


图 6 RCD 限幅钳位缓冲电路

Fig.6 RCD limiting clamp snubber circuit

该缓冲电路既能抑制尖峰, 电路的损耗又小, 常用于大功率高频电路, 是理想的缓冲电路^[7]。

当开关管关断时 L_s 中的储能转移到 C_s 中, 由

$$\text{能量守恒得: } \frac{1}{2} L_s I^2 = \frac{1}{2} C_s \Delta U^2$$

其中 ΔU 为开关管关断时产生的尖峰电压, I 为流过开关管的瞬间电流。为了保证开关管在此关断前放完 C_s 的过压能量, RC 时间常数要求小于开关周期的 $1/3$ ^[8], 所以有:

$$R_s \leq \frac{1}{3C_s f_s}。$$

4 逆变全桥电路尖峰抑制仿真

运用 Multisim 软件对电路进行仿真设计。仿真过程假设主回路母线电感为 200nH , 开关频率为 10kHz 。根据计算仿真电路的参数设计为 $C_s = 5\mu\text{F}$, $R_s = 5\Omega$ 。

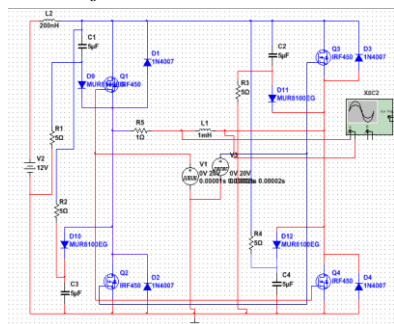


图 7 加入缓冲电路的全桥逆变电路

Fig. into the buffer circuit of the ull-bridge inverter circuit
仿真结果如图 8 所示。

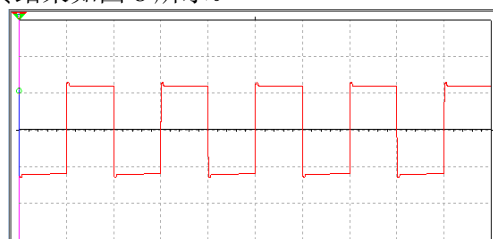


图 8 加入缓冲电路后尖峰图

Fig. after adding buffer circuit spikes

如上图说明了了加入 RCD 缓冲电路后, 电压尖峰极大的削减了。

5 结语

本文详细的分析了高频发射尖峰产生的原因, 找出了抑制电压尖峰的方法, 主要分析了通过添加缓冲电路来抑制电压的尖峰。通过比较各种缓冲电路的特性, 对 RCD 限幅钳位型缓冲电路进行了电路仿真, 并给出了其参数计算公式。该研究可降低高频电磁探测发射桥路的电压尖峰。为电磁探测系统提供高效、稳定、符合要求的一次场信号。

参考文献

1. 陈家洸.RCD 箝位反激变换器的设计与实现[J].通信电

源技术, 2002.10

2. 张小宾.RCD 型缓冲吸收电路仿真与实验研究[J]

3. 宁大龙.IGBT 串联器件门极 RCD 有源均压电路[N].电工技术学报, 2013.2

4. 柳彬.大功率逆变电源 IGBT 关断电压尖峰抑制研究[J].舰船科学技术, 2009.12

5. 刘国伟.反激变换器中 RCD 箝位电路的研究[J]

6. 王娟.全桥逆变电路中 IGBT 电压浪涌产生的机理分析[M].河海大学,2006.6

7. 周静.全桥高频逆变电路的研究与实现[M].电子测试,2009.7

8. 田松亚.桥式逆变电路中 IGBT 工作过程的仿真[M],2006.7

基于数字图像处理技术的外三角螺纹检测*

陈治宇；隋学明；何桂善；刘名扬

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 介绍了基于数字图像处理的视觉测量技术对螺纹的非接触式测量方法, 数字图像处理包括图像的滤波、增强、边缘检测、二值化及轮廓提取, 通过对螺纹轮廓的分析、测量得出螺纹的几何参数, 探讨了利用数字图像处理技术对螺纹进行几何参数测量的方法, 从理论上和实践上证明了该方法的可行性和正确。

关键词: 数字图像处理 视觉测量 螺纹 边缘检测

External Triangle Thread Detection Based on Digital Image Processing Technology

CHEN zhi-yu; SUI xue-ming; HE gui-shan; LIU ming-yang

(School of Instrument Science and electrical engineering, Jilin University, Changchun 130012)

Abstract: A contactless detection system for the external triangle thread with the digital imaging processing technology and visual measurement technology was presented. The system used image manipulation method to measure geometrical parameters, including binary image production, edge detection, contour hunting and the thread geometrical parameter calculation. Sizes of a external triangle thread detected by suggested method were given, and the feasibility and correctness of the method were validated theoretically and practically.

Key words: digital image processing; visual measurement; thread; edge detection

0 前言

基于数字图像处理技术的视觉测量是当下非常热门的技术, 包括工业、军事、医学等诸多领域都用到了这门技术^[1]。传统的螺纹检测方法工作效率低下, 得出的结果精度也不高, 所以把视觉测量技术应用到螺纹检测中来是一种趋势^[2]。这种检测方法先由摄像机拍摄螺纹图片, 再将图片传入计算机内, 由螺纹参数的检测程序完成对图像的处理, 例如去噪、增强图像、二值化图像等, 然后对螺纹图像进行边缘检测和提取, 由提取出来的边缘信息得出螺纹的各项参数, 判断螺纹是否合格, 整个检测过程没有人的参与, 由计算机自动完成, 具有高效率、高精度、低成本的特点^[3]。

1 系统结构及工作原理

系统由支架、螺栓卡具、CCD 摄像头、光源以及计算机组成, 具体工作原理是: 由支架、螺栓卡具和光源搭建图像采集环境, 然后通过 CCD 摄像头采集图像并传入计算机中, 在计算机中对图像进行数字处理, 得到螺纹的轮廓图像, 螺纹轮廓图像(以像素点数量表示)与实际尺寸(以毫米表示)之间具有一一对应的线性关系, 即两者之间的测量比为常数 K , 由摄像物镜的放大比和 CCD 器件的放大比决定^[4]。过一定的算法计算出螺纹图像的几何参数, 并乘以比例常数 K 就可以计算出螺纹的真

实几何参数, 最后与标准尺寸相比较来判断是否合格。

2 图像采集与处理

采用 SJM-500 工业摄像头, USB 驱动, 像原尺寸为 $2.2 \times 2.2 \mu\text{m}$, 分辨率为 640×480 。我们需要的是提取螺纹的轮廓, 不需要知道螺纹的表面特征, 所以选择背光照明, 如图 1。用 MATLAB 编写螺纹检测程序, 螺纹图像数字处理的主要流程为图像滤波、图像增强、边缘检测、图像测量、螺纹尺寸参数的计算、显示和输出等^[5]。

2.1 图像滤波

由于外界噪声以及电磁干扰会导致相机采集得到的图像含有噪点, 噪点通常是随机产生的, 因而具有分布和大小的不规则性为了使图像更接近真实情况, 需要进行图像去噪, 也就是滤波^[6]。

图像滤波的方法根据噪声本身的特性而定一般情况下, 在空间域采用邻域平均的方法来减少噪声; 在频率域, 由于噪声的频谱常多在高频段, 因此采用各种形式的低通滤波方法来去除噪点。

在空间域, 图像的平滑常采用均值滤波或中值滤波, 均值滤波是通过模板操作实现一种邻域运算, 即某个像素点的结果不仅与本像素灰度有关, 而且与其邻域的像素值有关。模板运算在数学中的描述是卷积运算。平滑模板的思想是通过一点和周围几个点的运算来去除突变点, 从而滤掉一定的噪声, 但图像有一定的模糊度, 而减少图像模糊是图

* 指导老师: 刘名扬

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017A65304)

像平滑处理的主要问题之一,这主要取决于噪声本身的特性。均值滤波的主要问题是可能使图像中的尖锐不连续部分模糊,但非线性滤波算法既可消除噪声又可保持图像的细节,故中值滤波是最简单的非线性滤波,它采用一个含有奇数个点的模板窗口,将窗口中心与图中待处理的像素重合,读取模板下各对应像素的灰度值,将灰度从大到小排序,最后取该序列的中值来代替模板中心像素点的值^[7]。图 2-1 为原图,图 2-2 为均值滤波,图 2-3 为中值滤波,从图中可以看出,模板变大后的均值滤波更显模糊,而中值滤波后图像均匀,边缘比较明显。

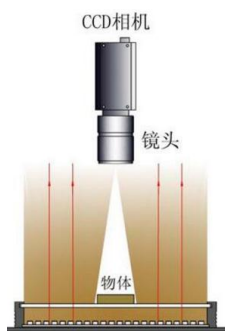


图 1 背光照明示意图
Fig.1 Backlighting schematic



图 2-1 原图
Fig.2-1 Original image

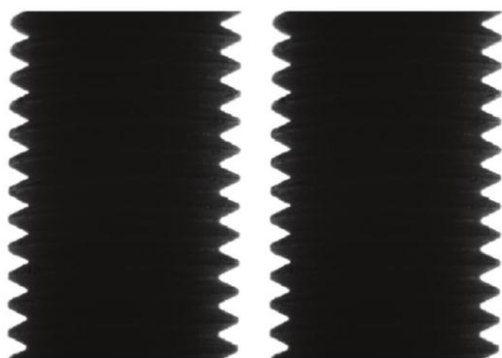


图 2-2 3*3 均值滤波
Fig.2-2 3*3 mean filter

图 2-3 中值滤波
Fig.2-3 Median filter

2.2 图像增强

高帽变换是原始图像与图像的开运算结果之差,最初对这种变换命名缘于它使用上部平坦的圆柱形或平行六面体形(像一顶高帽)作为结构元素。低帽变换是图像的闭运算结果与原始图像之差,高帽变换定义为:

$$\text{高帽变换: } T_{\text{hat}}(f) = f - (f \circ b)$$

$$\text{低帽变换: } B_{\text{hat}}(f) = (f \cdot b) - f$$

高低帽变换的一个重要用途是校正不均匀光照的

影响,高帽变换用于暗背景上的亮物体,而低帽变换则用于相反的情况。因此用高低帽变换可对数字图像进行增强处理,因为高帽变换具有高通滤波的某些特性,强调目标的灰度峰值,增强图像的边缘信息,而低帽变换可以求出图像中的谷值,突出相互连接目标间的界限,所以高、低帽变换结合使用,可以使图像前景和背景灰度进一步被拉伸,突显相关目标和细节,起到图像增强的作用。原始图像加上高帽变换的结果,再减去低帽变换,可有效提高图像的对比度,改善边缘检测效果。



图 3 增强效果图
Fig.3 Enhanced renderings

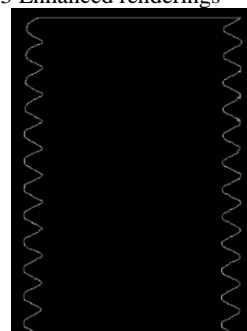


图 4 Sobel 算子边缘检测
Fig.4 Sobel operator edge detection

2.3 图像边缘检测与提取

图像的边缘是图像基本的特征。所谓边缘是指其周围像素灰度有阶跃变化或屋顶变化的那些像素的集合。边缘广泛存在于物体与背景之间、物体与物体之间、基元与基元之间。因此,它是图像分割所依赖的重要特征。物体的边缘是在局域内图像特征的差别,它表现在图像的不连续上(如灰度级的突变,纹理结构的突变等)。大范围的不连续性成为边界。边缘的种类可以分为两种:一种称为阶跃性边缘,它两边的像素的灰度值有着显著的不同;另一种称为屋顶状边缘,它位于灰度值从增加到减少的转折点^[8]。边缘检测是用边缘点勾画出各个对象的轮廓,从而分析图像是否含有某些需要识别的目标。如果一个像素落在图像中某一个物体的边界上,那么它的邻域将成为一个灰度级的变化带。对这种变化最有用的两个特征是灰度的变化率和方向,它们分别以梯度向量的幅度和方向来表示。由于边缘点一般位于图像中灰度值变化剧烈的位置,即灰度值导数较大或极大的地方,所以经典的边缘提取方法是考察图像的每个像素在某个领域内灰度的变化,利用边缘邻近一阶或二阶方向导数的变化规律来检测边缘,这种方法称为边缘检测

局部算子法。边缘特征提取算子是通过平移变换将原图像特征值减去经过变换后的图像特征值,经过变换后使图像的边缘特征凸现出来。边缘检测的目的,是将螺纹边界处加以提炼出来。对 Roberts、canny、sobel 等算子进行比较后,决定采用 Sobel 算子进行边缘检测, Sobel 算子对于像素位置的影响作了加权,因此效果较好,且它对噪声具有平滑作用,能去掉部分伪边缘,提供较为精确的边缘方向信息,效果如图 4。

3 参数计算

3.1 系统标定

数字化一个二维图形后,计算机上会有一个 M 行 N 列的矩阵,矩阵代表图像中每一个像素,建立坐标系,使每一个像素有自己的坐标点,这个坐标系中的行坐标是从上到下依次递增的,列坐标是从左到右依次递增的。这样,一个点的坐标就代表了一个像素点,它们是离散的。因为系统成像和透镜放大倍数的原因,实际尺寸与像素直接的比值不是一成不变的,不是一个固定的数值,但是如果固定了实验系统,就可以通过标定得到这个比值。实际操作中,可先用一个长度为 L_1 的目标,获取其图像,进行滤波、二值化、边缘检测等处理后,获取它的像素尺寸 L_2 , 则系统测量比 $K=L_2/L_1$ 。

3.2 螺纹参数测量

假设待测螺栓水平放置,四个顶点的坐标分别为 M_1 、 M_2 、 P_1 、 P_2 , 判断 M_1 、 M_2 和 P_1 、 P_2 之间的距离,距离远的为螺栓外接矩形的长边,短的为外接矩形的短边,计算两短边中点坐标 G_1 、 G_2 , 由两中点,可以得到螺纹轴线的一条平行线的直线方程,如下:

$$Y - M_1 * Y = \frac{M_2 * Y - M_1 * Y}{M_2 * X - M_1 * X} (X - M_1 * X) \quad (1)$$

螺纹小径 d 是与外螺纹牙底或内螺纹牙顶相切的假想圆柱的直径。

当这条平行线斜率存在且不为 0 时,将这条平行线向上移动,当它与上面的螺纹牙底相切时便停止移动,相切的条件是交点的像素值由(0, 0)变为(255, 255), 计算此时这条平行线的方程 $Y_1=k*X+b_1$, 同理,再将这条平行线向下移动,当它与下面的螺纹牙底相切时便停止移动,相切的条件也是交点的像素值由(0, 0)变为(255, 255), 再计算此时这条平行线的方程 $Y_2=k*X+b_2$, 这样,两条平行线之间的距离就是螺纹的小径,小径的计算公式如下:

$$d = \frac{|b_1 - b_2|}{\sqrt{1 + k^2}} \quad (2)$$

螺纹大径 D 是与外螺纹牙顶或内螺纹牙底相切的假想圆柱的直径。令 $b_3=b_1+30$, $Y_3=k*X+b_3$, 将这条直线向下移动,当它与上面的螺纹牙顶相切时便停止移动,相切的条件是交点的像素值由(0,

0)变为(255, 255), 计算此时这条直线的方程 $Y_3=k*X+b_3$, 再令 $b_4=b_3+30$, $Y_4=k*X+b_4$, 再将这条直线向上移动,当它与下面的螺纹牙顶相切时便停止移动,相切的条件是交点的像素值由(0, 0)变为(255, 255), 再计算此时这条直线的方程 $Y_4=k*X+b_4$, 这样,两条平行线之间的距离就是螺纹的大径,如图 5 所示,大径的计算公式如下:

$$D = \frac{|b_3 - b_4|}{\sqrt{1 + k^2}} \quad (3)$$

螺距的测量:

螺距是螺纹相邻两个牙型上对应点间的轴向距离。我们已经得到直线方程 $Y_1=k*X+b_1$ 和 $Y_3=k*X+b_3$, 现在要找到一条扫描线,这条扫描线与螺纹线相交,所以令 $b=(b_1+b_3)/2$, 扫描线的直线方程为 $Y=k*X+b$, 这条扫描线与螺纹线相交得到一系列的交点 p_1 、 p_2 、 p_3 、 p_4 , 如图 5 所示, p_1 与 p_3 的距离即为螺距 P_1 , p_2 与 p_4 的距离即为螺距 P_2 , 依次往下类推,取三个螺距的值,利用公式 $P=(P_1+P_2+P_3)/3$, 求出最终的螺距 P 。

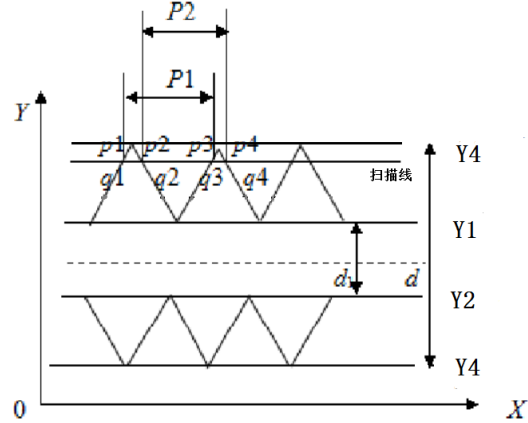


图 5 测量原理图

Fig.5 Measurement schematic

牙型角测量:

牙型角 α 是螺纹轴向截面内,螺纹牙型两侧边的夹角。如图 6 所示。

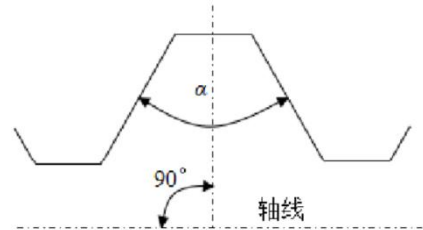


图 6 牙型角示意图

Fig.6 Thread Form Angle

在求螺距的过程中,我们得到扫描线 $Y=k*X+b$ 与螺纹线的一系列的交点令 $b'=b+3$, 用扫描线 $Y=k*X+b'$ 扫描螺纹线又可以得到一系列的交点 q_1 、 q_2 、 q_3 、 q_4 , 已知 p_1 与 q_1 的坐标, 就可以求出这两点所在直线的方程, 公式如下所示:

$$Y - p * Y = \frac{q * Y - p * Y}{q * X - p * X} (X - q * X) \quad (4)$$

同理求得 p_2 、 q_1 的直线方程, 两条直线的夹

角即为牙型角，可由以下公式求得：

$$\theta = \arctan \left(\frac{q1*Y - p1*Y}{q1*X - p1*X} - \frac{q2*Y - p2*Y}{q2*x - P2*x} \right) / \left(1 + \frac{q1*Y - p1*Y}{q1*X - p1*X} * \frac{q2*Y - p2*Y}{q2*x - P2*x} \right) \quad (5)$$

求三个牙型角 α 的值，利用公式 $\alpha = (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)/3$ 求出最终牙型角 α 的值。

4 螺纹检测实验

本实验中识别的螺纹为普通三角螺纹，实验装置搭建中，不能保证 CCD 的主光轴与螺纹轴线完全垂直，会存在一定的夹角。在实际按照 CCD 时，将三角直尺的一个直角边与螺纹的实验平面紧贴，用另一个直角边调整 CCD 的拍摄角度，直到该直角边在 CCD 光敏面上成像于一点，这样就可以保证夹角角度较小，对结果的影响可以忽略不计。

5 误差分析

在相机的实际制造过程中，相机拍摄面上的各个像元之间的距离是不均匀的，除此之外，调焦的过程是手动完成的，不能够保证准确无误，这些因素都会导致最终的测量结果不准确或者有误差存在^[9]；螺纹的表面是凸凹不平的，边界构成了一个二维曲面，拍摄螺纹图片时，螺栓和摄像机要平行，如果不这样的话，拍摄得到的螺纹轮廓容易发生变形，后续的螺纹几何参数计算的结果和实际值相差太大；在二值化图像时，阈值的选择是利用的直方图，最终确定的阈值也靠一些知识的积累和经验，所以在选择阈值时，一定要仔细分析，多做实验，把由于算法带来的误差消除到最低^[10]。实际的实验中，还存在其他因素的干扰，但是以上几个因素带来的误差是最明显的。



图7 测量结果图

Fig.7 Measurement results

6 结论

设计提出基于数字图像处理技术通过照片来自动检测出螺栓上螺纹的大径、小径、牙型角以及螺距的方案，并判断螺栓是否合格。基于 matlab 的图像处理，对螺纹进行缺陷检测，极其符合工业生产要求，理论深度也具有一定的可挖掘性，具有重要的实际应用价值。纵观目前的工业生产，如何提高效率和精度是关键，因此本设计也具有较高的前沿性。

参考文献

1. 窦华军.基于数字图像处理技术分析 [J] 数字技术与应用. 2013. 12(12): 231-232.
2. 李红俊, 韩翼皖.数字图像处理技术及其应用,计算机测量与控制,2002,10(9) 620-622.
3. 林晓峰, 石少莉.CCD 摄像法在工件尺寸测量中的应用 [J].光学仪器, 2002,9(3):11-13.
4. 陈利红.CCD 摄像机标定与修正的简便算法[J].浙江大学学报, 2003 37(47):406-409.
5. 孙学珠, 付维乔, 刘庆等.高精度 CCD 尺寸自动检测系统的光学系统设计[J].光学技术, 1995,9(5):4-23.
6. 张少军, 艾矫健, 李忠富, 李长江, 李庆利.利用数字图像处理技术测量几何尺寸[J].北京科技大学学报, 2002, 24(3):284-287.
7. Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods. Digital Image Processing [M]. 2007.
8. Waghule D. R, Ochawar, R. S. Overview on edge detection methods[C]. International Conference on Electronic Systems, Signal Processing and Computing Technologies,2014: 151-156
9. 张云辉, 谭庆昌, 田原姬.图像测量系统精度影响因素的研究[J].微计算机信息, 2008 24(24):271-273.
10. 陈向伟, 机械零件计算机视觉检测关键技术的研究[D]. 长春:吉林大学, 2005.

四旋翼飞行器自主循迹取物运输系统的研究*

滕 飞；夏宏鉴；刘宏楠；刘 涛

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 为了实现无人机在运输方面的自动化和信息化, 本文设计并实现了一个能够自主循迹、取物并运输至目标点的四旋翼飞行器运输系统。本文通过对四旋翼飞行器的飞行控制原理进行分析, 利用计算机视觉实时判断飞行器位置, 并用 PID 控制器控制飞行器的姿态调整, 实现了利用摄像头完成自主循迹飞行和物体识别, 以及驱动机械手完成对目标物体的抓取与投放。测试结果表明, 飞行器可以在 1m 高度上以 20cm/s 的速度自主循迹飞行, 能够识别与抓取底面半径为 4cm, 高度为 8cm 的圆柱形物体, 并投放在以目标点为圆心半径为 25cm 的范围内, 整个过程耗时不超过 50s。

关键词: 四旋翼飞行器 自主循迹 物体抓取 计算机视觉 PID 控制器

The Study of Automatic tracking and Object Grasping System of Quadrotor

Xia Hongjian; Liu Hongnan; Liu Tao

(College of Instrument and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In order to realize the quadrotor's automation and informatization in transportation, we designed and realized a quadrotor which could track and grasp target automatically and then carry it to the specified place. By applying the control theory of quadrotor, we make it be able to judge its position in real time using computer vision technology, and adjust its attitude angel with the PID controller. Thus, we finished automatically tracking and target identification using camera and drove a manipulator to accomplish target grasping and releasing. The result shows that the quadrotor could keep its flying height at 1m, and fly at the speed of 20cm/s. The machine could recognize and grasp a cylindrical target of which the radius is 4cm and the length is 8cm. The whole process can be finished in 50 seconds.

Key word: Quadrotor Automatic tracking Object extracting Computer Vision PID Controller

0 引言

四旋翼飞行器由于其结构简单、机动性能好、成本低廉, 被广泛应用于监视、侦察等民用和军用领域^[1]。近年来, 在无人机应用与实验领域, 四旋翼无人机被认为是最好的平台^[2]。目前, 国内外有许多研究机构成功开发了具备在简单约束环境中自主飞行的四旋翼无人飞行器^[3], 但是, 无人机进行自主物品运输是当前研究面对的一个主要问题。现阶段无人机的操控和物品的装卸都需要人工来完成, 极大的降低了工作效率。鉴于此, 本文提出了一种基于计算机视觉处理和 PID 算法自动控制的四旋翼飞行器自主循迹取物运输系统的方案, 在一定程度上弥补了无人机在运输方面自主性的不足。本系统可以利用计算机视觉技术处理图像信息获取飞行器当前位置, 并且通过 PID 控制器控制飞行器的姿态, 同时控制机械手开合以实现对物体的抓取和投放, 从而完成飞行器自主循迹取物运输的任务。

1 飞行器动力学建模及算法分析

1.1 四旋翼飞行器动力学建模

将螺旋桨的桨叶当作旋转的机翼建立的理论

称作螺旋桨叶素理论。四旋翼飞行器在飞行过程中螺旋桨受到空气动力的作用, 空气动力主要包括升力 F 和阻力 f , 升力垂直于空气流动的方向, 阻力平行于空气流动的方向^[4]。四旋翼飞行器重量轻, 旋翼小, 很容易受到外界气流等多种物理效应的影响, 很难获得可靠、有效的物理模型^[5]。因此, 本文中忽略分析过程中的次要因素, 对四旋翼飞行器进行简化^[6], 简化图如图 1 所示, 从而得出近似的数学模型如下:

$$F = C_T \rho S R^2 \Omega^2 \quad (1)$$

其中 C_T 为气动力系数, ρ 为空气密度, S 为螺旋桨叶片面积, R 为螺旋桨叶片半径, Ω 为飞行器飞行时螺旋桨的角速度。

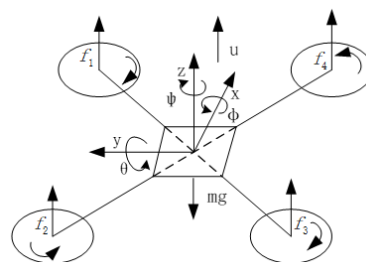


图 1 四旋翼飞行器简化图

Fig.1 Simplified diagram of the quadrotor
式 (1) 为四旋翼飞行器飞行时单个旋翼对飞

* 指导老师: 滕飞

项目类型: 大学生创新训练项目 (2016A65277)

行器的拉力, 因此, 对整个模型进行受力分析:

飞行器在进行横滚运动时由电机 1、4 产生的合力矩和电机 2、3 产生的合力矩相互作用合成横滚力矩作用于飞行器, 即:

$$T_{\phi} = [(F_1 + F_4) - (F_2 + F_3)] \times d; \quad (2)$$

其中, d 为电机相邻两轴连线的中点和飞行器重心所在轴线的垂直距离, T_{ϕ} 大于零时飞行器向左倾斜, 小于零时飞行器向右倾斜。

飞行器在进行俯仰运动时由电机 1、3 产生的合力矩和电机 2、4 产生的合力矩相互作用合成俯仰力矩作用于飞行器, 即:

$$T_{\theta} = [(F_1 + F_3) - (F_2 + F_4)] \times d; \quad (3)$$

T_{θ} 大于零时飞行器向后倾斜, 小于零时向前倾斜。

1.2 PID 控制算法

PID 控制器(比例-积分-微分控制器)由比例单元 P、积分单元 I 和微分单元 D 组成, 它是根据给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $y(t)$ 构成控制偏差, 即

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4)$$

然后对偏差按比例、积分和微分通过线性组合构成控制量, 对被控对象进行控制^[7]。

PID 控制器的时域微分方程为

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (5)$$

式中, K_p 为比例系数, T_i 为积分时间常数, T_d 为微分时间常数, $e(t)$ 为偏差量, $u(t)$ 为控制量。

PID 控制算法的原理图如图 2 所示。

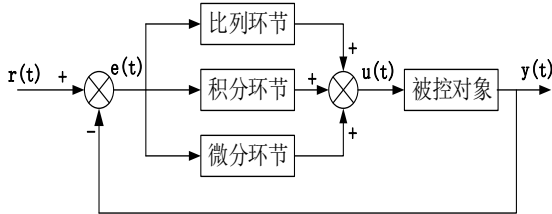


图 2 PID 控制算法原理图

Fig.2 Schematic diagram of PID control algorithm

(5) 式描述的是模拟 PID 控制器, 在计算机控制领域需要将其转换为数字 PID 控制器。将(5)式通过后向差分的方法离散化后可得到

$$u_k = K_p \left[e_k + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e_i + \frac{T_d}{T} (e_k - e_{k-1}) \right] \quad (6)$$

式中, T 为采样周期, u_k 为控制量。

本文对四旋翼飞行器的定高飞行和循迹飞行控制均采用的是 PID 控制算法。因此, 图 3 中的 $r(t)$ 为飞行器期望的高度值或位置坐标, 反馈量为飞行器实际的高度值或位置坐标, $u(t)$ 为控制飞行器四个电机转速的 PWM (Pulse Width Modulation) 波占空比, 被控对象为飞行器的四个电机。

1.3 开源计算机视觉库 (OpenCV)

OpenCV (Open Source Computer Vision

Library) 是用来实现计算机视觉相关技术的开源源码工作库, 提供了多种语言的接口, 程序模块化程度很高, 可以打包成函数或者函数库, 对图像处理的函数接口都进行了简单通用的封装, 能够实现基本的视觉识别并且算法通用^[8]。对于四旋翼飞行器这种对实时性要求较高的系统, 采用普通摄像头和简单的图像处理技术远远不够, 而利用计算机视觉技术对图像进行处理则可以快速获得飞行器位置信息从而能够实时对飞行器姿态进行控制^{[9]-[11]}, 因此本系统的图像处理是基于开源的图像处理库函数 OpenCV 实现的。

本文中, 对于目标物体以及目标点的识别采用计算机视觉的方法, 主要包括图像获取, 图像识别和目标定位三个部分。本系统中目标物体及目标点的特征图案设计为圆形黑点。首先, 通过罗技 C525 摄像头获取图像, 再对图像进行灰度化和二值化处理, 并进行开闭运算以去除图像中的噪点, 将处理后的图像中心点与目标中心点进行比对, 从而得出当前飞行器位置信息。图像处理的流程图如图 3 所示。

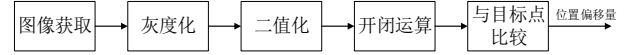


图 3 图像处理流程

Fig. 3 The flow of image processing

2 系统设计

2.1 硬件设计

四旋翼飞行器的系统整体框图如图 4 所示。系统由五部分组成: 机架及动力系统、主控部分、高度采集部分、图像采集与处理部分、物体抓取部分。

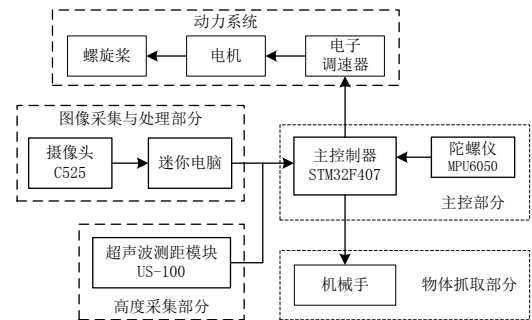


图 4 系统整体框图

Fig.4 The system block diagram

2.1.1 机架及动力系统

飞行器机架采用的是飞越 Tarot650 四轴机架, 轴距 650mm, 具有较大的挂载空间; 带有电动收放脚架, 利于机械手抓取物体; 动力系统由电子调速器、电机和螺旋桨组成; 其中电子调速器根据输入电信号将直流电逆变得三相交流电驱动电机工作; 电机采用朗宇无刷盘式 4110 电机, KV 值为 400, 动力足, 可靠性较高; 螺旋桨使用 15 寸碳纤维桨。

2.1.2 主控部分

主控部分由中央控制器和 MPU6050 陀螺仪组

成。中央控制器采用 STM32F407VET6 芯片, 该芯片具有丰富的外设资源以及各种通信接口, 且集成了单周期 DSP 指令和 FPU (floating point unit, 浮点单元), 提升了芯片的计算能力, 运算速度快, 处理速度能力强。四旋翼飞行器系统属于硬实时性系统, 因此对主控芯片的运算速度有较高要求, 而该芯片具有强大的数据处理能力, 能够满足本系统要求。MPU6050 芯片整合了 3 轴陀螺仪和 3 轴线加速度计, 并能够以 400 kHz 的速度提供 16 位精度的加速度数据^[12], 同时自带 DMP (数字运动处理器)。因此该芯片可以快速地获取飞行器姿态参数并将其转换为欧拉角输出。

2.1.3 高度采集部分

高度采集部分采用的是超声波测距模块, 型号为 US-100。该模块可以实现 2~450 cm 的非接触测距功能; 自带温度传感器对测距结果进行校正; 具有 GPIO 和串口通信方式; 内带看门狗, 工作稳定可靠^[13]。

US-100 超声波模块可以通过计算声波发射与返回的间隔时间内经过的距离, 并进行温度补偿等校正后得到真实高度, 将高度数据通过串口发出。其中高度的计算公式如下:

$$H = \frac{v \cdot \Delta T}{2}; (v = 340m/s) \quad (7)$$

其中, H 为飞行器高度, ΔT 为声波发出与接收的时间间隔, v 为声音在空气中传播的速度。

2.1.4 图像采集与处理部分

图像采集与处理部分使用罗技 C525 摄像头和 ZOTAC (索泰) 迷你电脑主机。罗技 C525 摄像头具有 800 万像素分辨率, 具有自动对焦和自动调光功能, 能够减小飞行器震动和光线强度变化对图像采集的影响, 采集到的图像分辨率高且具有较强的抗干扰性, 因此能够满足本系统的要求; 迷你电脑采用 Intel Atom Z3735F 处理器, 四核心四线程, 主频 1.33GHz, 在处理大量数据方面相比单片机具有很大优势; 预装 Windows 8.1 操作系统, 便于使用和开发; 带有 3 个 USB 接口, 方便连接外部设备以及和主控制器通信; 采用 5 V 直流电源, 可以从飞行器上直接取电; 体积小巧, 方便飞行器搭载。

2.1.5 物体抓取部分

物体抓取部分采用的是亚克力材质的机械手。该机械手结构简单, 方便拆装; 仅有一个重量为 9g 的舵机, 两爪间最大有效夹持距离为 160mm, 反应速度快, 易于控制; 易于定位被夹持物体; 整体质量轻, 便于飞行器搭载。

2.2 软件设计

本系统的软件设计分为两部分, 一是主控制器对飞行器定高飞行, 循迹飞行的控制以及对机械手开合动作的控制; 二是迷你电脑对轨迹中线的提取以及对目标点和目标物体的识别。程序流程图如图 5 所示。

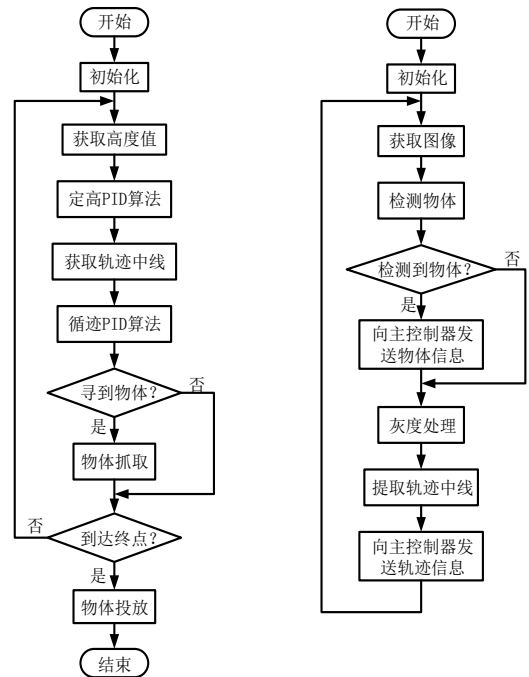


图 5 主控制器 (左) 和图像处理器 (右) 程序流程图
Fig.5 The flow chart of Main Controller(left) and Processor of Image(right)

2.2.1 定高飞行

超声波测距模块将飞行器当前的高度值通过串口反馈至主控制器, 主控制器通过 PID 算法实现对飞行器飞行高度的控制。(6) 式为位置式 PID 算法, 本文实际采用的是增量式 PID 算法。增量式 PID 有着保持较小的超调和调控快速的特点^[14], 其在控制过程中只是输出相关控制量的增量 $\Delta u(k)$, 即对应执行机构位置的变化量。因此, 飞行器不会因为控制量陡增或者突减而引发严重事故。

飞行器飞行高度的期望值和实际值分别作为 PID 控制器的输入量和反馈量, 则由公式:

$$\Delta u(k) = K_p(e_k - e_{k-1}) + K_i e_k + K_d(e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}) \quad (8)$$

即可得到飞行器油门值的增量 $\Delta u(k)$, 从而可以得到当前油门值 U_k 。

$$U_k = U_{k-1} + \Delta u(k) \quad (9)$$

最后将 U_k 映射为控制四个电机转速的 PWM 波占空比, 即可实现对飞行器高度的控制。

2.2.2 循迹飞行

迷你电脑将轨迹的中线信息通过串口发送给主控制器, 主控制器同样通过 PID 算法实现飞行器的循迹飞行。为了实现飞行器的循迹飞行, 需要对飞行器的俯仰运动、横滚运动和偏航运动进行综合控制, 因此需要 3 个 PID 控制器分别控制这 3 种运动。为更好地实现对飞行器的控制, 采用串级 PID 控制器的方案, 如图 6 所示。其中, 内环为速度控制, 外环为位置控制。

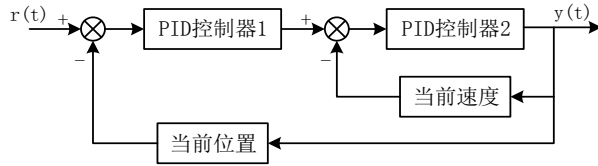


图6 串级PID控制器

Fig.6 Cascade PID Controller

2.2.3 目标物体及目标点的识别

系统中,使用计算机视觉技术来完成对目标物体以及目标投放点的识别,主要包括图像获取,图像识别和目标定位三个部分。系统中目标物体及目标点的特征图案设计为圆形黑点。首先,通过罗技C525 摄像头获取图像,再对图像进行灰度化和二值化处理,并进行开闭运算以去除图像中的噪点,将处理后的图像中心点与目标中心点进行比较,得出当前飞行器位置信息。图像处理的流程图如图7所示。

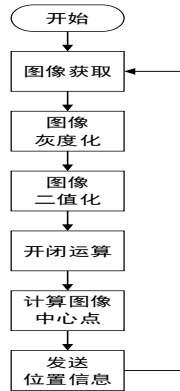


图7 图像处理流程图

Fig.7 Image processing flow chart

2.2.4 机械手开合控制

飞行器沿轨迹飞行,识别到物体后定点悬停在物体上方,之后飞行器按照主控制器的指令降落一定距离,达到目标高度后主控制器向机械手模块发送指令控制机械手闭合抓取物体;飞行器抓取物体后上升到原有高度,并继续飞行至识别到目标投放点,最后主控制器控制机械手张开以投放物体。机械手控制的程序流程图如图8所示:

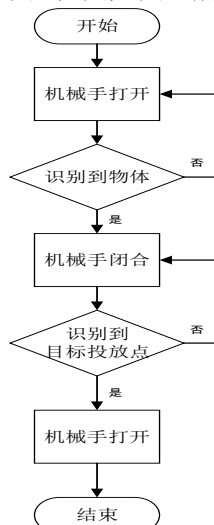


图8 机械手控制流程图

Fig.8 Manipulator control flow chart

3 实际测试结果与分析

3.1 飞行器定高飞行结果

本系统多次调整参数以确定合适的PID参数,最终飞行器能够在PID调节器的调整下,快速达到预期高度并稳定,同时超调量较小,稳态误差小。飞行过程中,通过蓝牙将飞行器高度数据实时传回并在上位机中绘制高度曲线如图9所示。

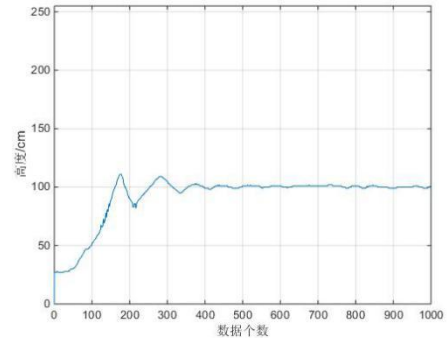


图9 飞行器定高飞行高度曲线

Fig.9 Altitude profile of flight altitude

3.2 飞行器循迹飞行结果

摄像头模块采集地面图像信息并将图像传送到微型计算机中,微型计算机对图像进行实时处理并计算出飞行器当前相对于中心线的位置偏差,之后将位置偏差送至主控制器,主控制器通过PID控制器调节飞行器的位置,使飞行器能够快速准确的定位到中心线上方。飞行器飞行稳定后将微型计算机每次计算出的偏移数据记录并制表分析。飞行器相对于中心线的偏差数据如表1所示:

表1 飞行器循迹飞行位置偏差数据

Table 1 Position deviation data of tracking

实验次数	左侧位置偏差 (cm)	右侧位置偏差 (cm)
1	5	4
2	4	6
3	3	3
4	3	4
5	4	2

由表可分析得,飞行器飞行稳定后相对于中心线偏移范围最大不超过10cm。而考虑到飞行过程中机身的抖动也会导致中心线在摄像头中的图像发生偏移,因此在不超过10cm的偏移范围内,飞行器能够完成循迹飞行并准确定位到物体上方,从而完成对目标物体的抓取。

4 结语

四旋翼飞行器自主循迹取物运输系统,结合超声波传感器与摄像头图像采集模块,融合了计算机视觉技术,实现了飞行器在一定高度上稳定循迹飞行,精确定位并抓取目标物体以及将物体准确投放

至目标投放点的功能,极大地拓展了四旋翼飞行器的功能,实现了无人机在运输方面的自动化、无人化和信息化。为未来无人机更好的实现智能化和信息化提供了理论依据。

参考文献

1. 刘一莎,杨晟萱,王伟. 四旋翼飞行器的自抗扰飞行控制方法[J]. 控制理论与应用, 2015, 10:1351-1360.
2. 潘海珠. 四旋翼无人机自适应导航控制[J]. 计算机仿真, 2012.
3. 王丽飞. PID 控制器参数整定方法研究[D]. 中国石油大学, 2008.
4. 何嘉继. 四旋翼飞行器建模与控制方法的研究[D]. 东北大学, 2012.
5. 林伟财. 四旋翼飞行器控制器的设计及实现[D]. 南昌大学, 2014.
6. koo et al. Nonlinear Control of a Helicopter Based Unmanned Aerial Vehicle Model [C]. Proc. 37th IEEE Conf. on Decision and Control, 1-25. 1998
7. 王立梅. 开源计算机视觉库 OpenCV 的应用研究[J]. 科技传播, 2013, (09):224-225.
8. 康海,赵坤,刘书林. 基于 MPU6050 模块的飞行姿态记录系统设计[J]. 电子设计工程, 2015, (10):188-190.
9. 秦小文,温志芳,乔维维. 基于 OpenCV 的图像处理[J]. 电子测试, 2011, (07):39-41.
10. 滕俊,王弟林,文汉云. 基于 OpenCV 下的 Visual C++ 数字图像处理方法[J]. 现代计算机(专业版), 2012, (11):70-72.
11. 刘玉洪. 基于 STM32F4 的四旋翼飞行控制系统研究[D]. 安徽工业大学, 2015.
12. 喻文倩. 基于 US-100 超声波测距仪设计[J]. 山东工业技术, 2015, (04):147+194.
13. 梅真,赵熙临. 基于增量式 PID 智能车调速系统的设计[J]. 湖北工业大学学报, 2015, (02):72-76.
14. 孙一力,甄子洋,王新华. 基于视觉的四旋翼直升机目标跟踪技术研究[J]. 电子设计工程, 2016

多功能导盲手杖系统研究*

王智宏；张悦晗；于 旋；王珍珍

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：多功能导盲手杖系统成功实现实时导盲，对盲人的生活带来便利和幸福感。设计的导盲手杖包括测障、语音播报和通讯三个模块：测障模块通过 STC89C51 单片机控制步进电机和超声波传感器测量障碍物的高度、动态障碍物的距离和方位、静态障碍物的距离；语音播报模块通过 STC80C51 单片机控制蓝牙耳机实现音乐播放，天气、时间播报，障碍物数据播报功能。通讯模块通过 STM32F103 单片机控制 GPS 模块获取经纬度，SIM 卡模块发送经纬度短信和天气信息以及模拟 110 报警。三个单片机通过串口进行通讯，其中通讯模块的 STM32 单片机将天气信息发送给测障部分的 51 单片机，测障部分将天气信息和障碍物信息进行整合，统一发送给播报模块进行播报障碍物信息和天气等数据。

关键词：超声波测距；定位避障；蓝牙；GPS；模拟 110 报警

Design of guided walking stick based on multiple sensors

WANG ZHI-hong; ZHANG YUE-han; YU Xuan; WANG ZHEN-zhen

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

Abstract: The multi-functional guide stick system successfully achieves real-time blind guidance, bringing convenience and sympathy to blind people's lives. The designed guiding sticks include three modules: measuring obstacles, voice broadcasting and communication. The obstacle detection module controls the height of obstacles by stepper motors and ultrasonic sensors through the STC89C51 single chip microcomputer, the distance and orientation of dynamic obstacles, and the distance of static obstacles; The voice broadcast module controls the Bluetooth headset through the STC80C51 MCU to achieve music playback, weather, time broadcast, and obstacle data broadcast functions. The communication module controls the GPS module through the STM32F103 microcontroller to obtain the latitude and longitude, the SIM card module sends latitude and longitude short messages and weather information, and the simulation 110 alarm. The three SCMs communicate through the serial port, in which the STM32 SCM of the communication module sends the weather information to the 51 SCM of the testing part. The obstacle detection part integrates the weather information and the obstacle information, and sends them to the broadcast module to broadcast the obstacle information. Weather and other data.

Key words: ultrasonic distance measurement; obstacle avoidance; bluetooth; GPS; 110 alarm

0 引言

盲人群体一直是社会中需要关心的弱势群体，出门不便对于视障患者是一个较大的难题。目前市场上有很多种导盲杖，但大多原理简单，功能单一，较机械化，出现的问题也多，给经常出门的视障患者带来诸多不便。而且，随着社会的快速发展，道路变宽，车辆增多，对视障患者的生命安全造成了威胁，提高盲人的生活质量是我们急需解决的问题。基于简单实用，价格低廉的角度考虑，需要设计一款集 GPS 自动定位，多个超声波测障，通过蓝牙耳机播报时间和天气以及障碍物数据等功能于一体的智能手杖。本设计集测障模块、语音播报、通讯于一体，实现 0~180° 动态障碍物角度检测，0~60° 静态障碍物角度检测，0~10m 高度和距离检测；以及通讯、模拟 110 报警、GPS 定位信息上传手机，通过蓝牙耳机播报系统信息、音乐和有声读物等功能。

1 设计方案

根据系统要求，设计系统主要由超声波测障模块、语音播报模块、通讯模块组成，功能框架如图 1 所示。^[1]

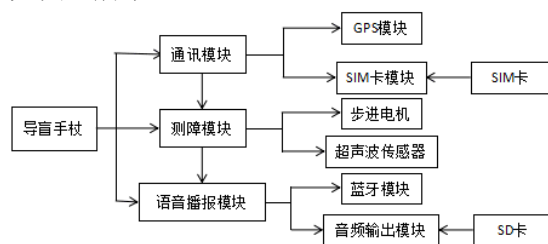


图1 基于多个传感器的导盲手杖设计系统功能框架
Fig.1 A functional framework for the design of a guide stick based on multiple sensors

2 超声波测距模块设计

超声波传感器是目前人们测距的一个常用手段。相较于红外测距，超声波测距距离更远、

* 指导老师：王俊秋（王智宏）

项目类型：大学生创新训练项目（2016B65672）

可以选择的输出方式多变等优点。随着科技的发展,在技术上得到了迅速发展,性能不断完善,功能不断增强,品种不断增多,适用范围也不断地扩大,更适用于避障。基于以上观点,本文设计了导盲手杖,准确的测量障碍物的距离,并增加多个超声波传感器来规避死角,对障碍物进行多方位测距,有效避障。

本模块使用STC89C51主控,分别控制KS109超声波传感器^[2]测距,以及控制9BYJ-48-5V步进电机(UIN2003驱动)^[3]进行扫描辅助测量角度。

测量动态障碍物的距离和方位时,步进电机1每10°采用超声波传感器1测距1次,电机正转180°后,取其中最小值作为最短距离,记录此距离时步进电机转角,反转180°同理。

测量障碍物高度时,每10°采用超声波传感器2测距1次,步进电机2正转90°后,取其中最大及最小值。通过方差计算出障碍物的高度。

测量静态障碍物的距离时,采用超声波传感器3进行工作。

统计以上三项数据发送给语音播报模块。

超声波测距模块的原理框图如下图2所示。

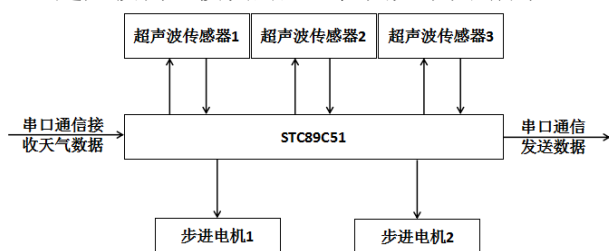


图2 超声波测距模块原理框图

Fig.2 Ultrasonic distance measuring module block diagram

超声波传感器通过I2C接口,响应STC89C51控制。采用不同束脚I2C控制指令,进行静态及动态障碍物测量。通过延时,使步进电机每转10°时超声波传感器才进行测距。

将波特率改为和语音播报模块以及通讯模块的波特率一致,使其方便接收通讯模块的天气数据,并将天气数据和测障数据一起发给语音播报模块。

硬件连接如下图3所示。KS109超声波传感器需用四个管脚,其中VCC用于连接+5V电源,GND用于连接电源地,SDA/TX是I2C通信的数据线,与STC89C51的P2.0管脚相连,SCL/RX引脚是I2C通信的时钟线,与STC89C51的P2.1管脚相连。SCL及SDA线均需要由主机接一个4.7K电阻到VCC上拉。其中,模块中所用3个KS109超声波传感器所用的SDA和SCL管脚可以分别连在由STC89C51的P2.0和P2.1管脚引出的一条总线上。2个ULN2003芯片通过C1,C2,C3,C4管脚分别驱动2个29BYJ-48-5V步进电机,B1,B2,B3,B4管脚一次与STC89C51的P1.0-P1.7管脚相连。

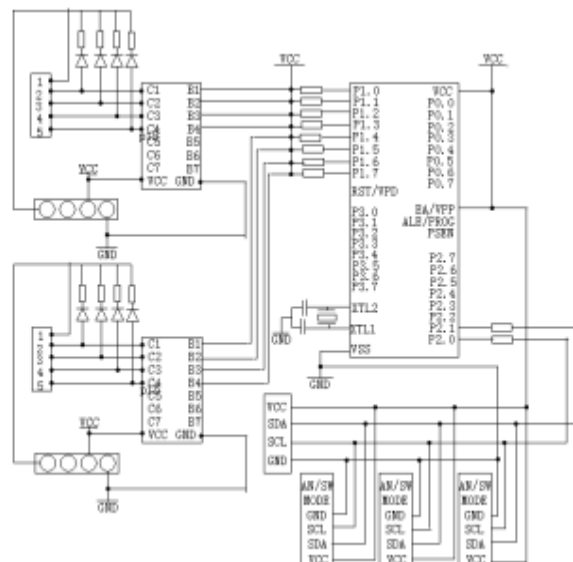


图3 测障部分电路图

Fig.3 Circuit diagram for obstacle detection

3 语音播报模块设计

语音播报模块选用STC90C51作为控制器,音乐及有声读物播放选用SD卡存储,时间的获取采用DS1302时钟模块完成,BY8001音频输出芯片作为音频信号的输出,采用CSR蓝牙模块与BY8001音频输出芯片及蓝牙耳机连接,最终输出音频,框图如图4所示。^[5]

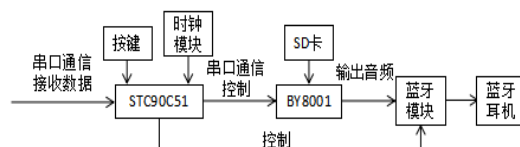


图4 语音模块原理框图

Fig.4 Voice module block diagram

该模块由STC90C51控制与测障模块通过串口通信的方式接收障碍物数据以及天气信息。按键选择要输出音频信号的种类,当按键2被按下时,BY8001音频输出模块接收STC90C51的控制指令并输出相应音频信号;当按键1被按下时,STC90C51从DS1302时钟模块读取当前时间值,BY8001音频输出模块接收STC90C51的控制指令并输出相应天气及时间信息的音频信号;当按键3被按下时,STC90C51控制BY8001读取SD卡当前文件夹内的MP3格式文件并输出相应的音频信号。STC90C51控制蓝牙模块接收相应音频信号并将其传输至蓝牙耳机进行播放。^[4]

该模块流程图如图5所示:

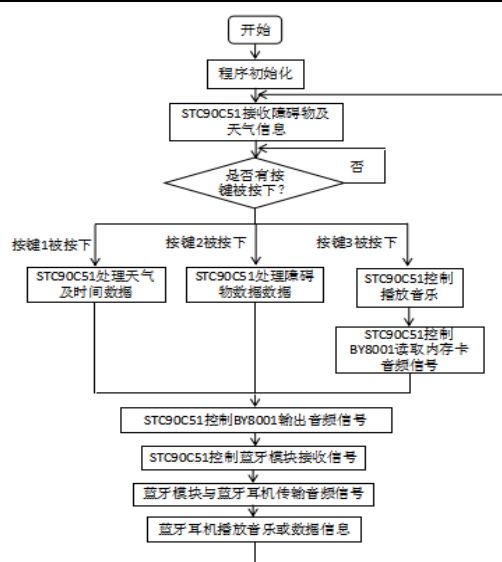


图5 语音播报模块流程图
Fig.5 Voice broadcast module flow chart

4 通讯模块设计

通讯模块的需要的功能有：模拟一键式报警、发送经纬度短信和天气信息的串口发送。基于以上要求，选取了模块S1216和模块SIM900A完成。S1216模块的功能为实时获取当地的经纬度信息，SIM900A模块的功能为拨打电话、发送短信和接收短信并读取。

通讯模块的原理框图如下图6所示。

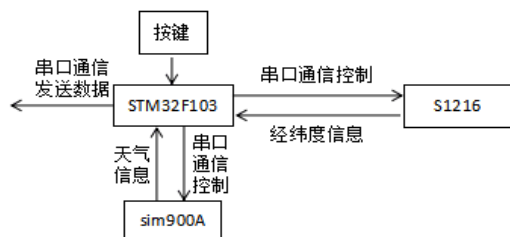


图6 通讯模块原理框图
Fig.6 Circuit diagram for communication detection

模拟报警的功能实现方法如下：在STM32中书写按键中断，当按键按下，即p1引脚由高电平变成低电平时，触发中断，中断中控制发送形如“AT+*****”的AT指令给SIM900A模块，SIM900A模块收到此AT指令后立即呼叫程序中预留的手机号码，即可成功模拟报警。^[6]

发送经纬度短信的功能实现方法如下：根据查阅资料了解到，使用形如“MNEA_GNRMC_Analysis”的指令可以提取其中的经纬度信息。因此在STM32中设置p2管脚低电平触发的中断，当p2的按键被按下，触发这个中断，中断中先发送“MNEA_GNRMC_Analysis”给S1216模块读取经纬度信息，将此信息解读并缓存到数组中，延时后再编辑成短信，再延时依次发送形如“AT+CMGS=“*****””，“短信内容”，“1A”（以16进制发送）指令，将编辑好的经纬度信息短信发送到预留的手机号^[7]。

发送天气信息的实现方法如下：在STM32中设置p3管脚低电平触发的中断，预先给SIM900A中的SIM卡发送固定格式的信息，按键控制STM32中产生中断，中断命令中一次发送形如“AT+CMGR=1”“+CMGR”，进行短信的读取，将其数组的形式缓存在STM32单片机中，再以串口通讯的形式将其发送给测障模块的STC80C51单片机。

5 实验与分析

5.1 实验

对整个系统的实用性和稳定性进行检验实验，本实验对导盲手杖的整体进行实验分析。

本实验模拟了一个实验环境，采用了一个标准的纸箱为被测对象。为测量装置的稳定性，实验设置为每1m进行实验数据测量，测量距离为1m至10m。将得到的数据通过单片机之间的通讯传给语音播报模块，按按键二，在蓝牙耳机中得到数据。

接下来对其他功能模块进行测试：

（1）模拟一键式报警：按键一按下，经过大约10秒的后，预留的手机号收到SIM900A中SIM卡号码的呼叫；

（2）发送经纬度短信：按键二按下，经过大约10秒后，预留手机号收到短信；

（3）天气及时间信息播报：按键1按下后，蓝牙耳机开始播报天气及时间信息；

（4）MP3音乐及有声读物播放功能测试：按键3按下后开始播放SD卡存储的音乐或有声读物，按键4按下后进行暂停处理，按键5、6按下后进行上一曲、下一曲处理，按键7、8按下后可进行音量加音量减处理。

5.2 分析

超声波测距模块中经测量后，计算得8m内测量误差为1.26%，8m至10m的测量误差为2.37%。从蓝牙耳机中得到的数据与测障模块得到的数据一致。经结果检验，效果稳定。

通讯模块中模拟一键报警确收到呼叫，经纬度短信中内容为：43604724N 125113400E，百度测量地点的经纬度信息为：43882304N 125307140E，用在线地图输入上面两个坐标，可知两地坐标相差约为130米。

语音播报模块中在蓝牙耳机中听到的天气、时间的数据正确，亦可听到音乐及有声读物。

实验结果可知，各模块实现了系统的障碍距离、高度及方位的测量，模拟110报警、GPS定位信息上传至监护人手机，时间、天气播报，音乐和有声读物播放的功能。

6 结语

本文设计了一种多功能的导盲手杖，将测障、通讯和语音播报三方面的功能集合在一起，实现了对障碍物的距离、高度及方位的测定，模拟110报警、GPS定位信息上传至监护人手机，时间、天气播报，音乐和有声读物播放等功能。

参考文献

1. 刘春, 陈志濠, 贺桂娇. 多功能智能导盲手杖系统研究[J]. 无线互联科技, 2017(7):44-45.
2. 导向技术有限公司, KS109 技术说明书.
3. 赵国利. 基于单片机的步进电机控制系统设计[J]. 产业与科技论坛, 2014, 13(10):79-80.
4. 邱宏超, 刘教瑜, 肖杰, 方琳. 具有语音播报的测距仪的设计[J]. 工业控制计算机, 2016, 29(04):160-167
5. 庄培栋, 马国庆, 丁群. 语音播报测距系统的研究与应用[J]. 电测与仪表, 2007, 44(502):40-4
6. 电子发烧友论坛
http://bbs.elecfans.com/jishu_1387474_1_1.html
7. 李驰, 段智敏, 丛培田, 张旗. 基于 STM32 和 SIM900A 的网络多点远程数据监测系统的设计[J]. 微型机与应用, 2016, 35(24):105-108.

新型变色吸光显示屏及其控制技术*

林婷婷¹；滕飞¹；杨书佳¹；刘祎¹；夏洪印²

(1. 吉林大学 仪器科学与电气工程学院；2. 吉林大学 化学学院)

摘要：LED 显示屏一直是显示领域研究热点，但运行效率较低，耗电高，一直是应用的短板和待解决的问题。针对 LED 显示屏固有的缺陷，本文利用吉林大学化学学院超分子材料与国家重点实验室研究的电致酸/电致碱变色材料为显示屏原材料，讨论了如何利用新型吸光显示材料制作显示屏及如何利用单片机和 FPGA 实现对新型显示屏的驱动与控制，结果验证了显示屏制作工艺的可行性与控制技术的可行性。

关键词：电致酸碱材料 显示屏 单片机 FPGA

Novel color-changing light-absorbing display and its control technology

Lin TingTing¹; Teng Fei¹; Yang ShuJia¹; Liu Yi¹; Xia HongYin²

(1. College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University; 2. College of Chemistry, Jilin University)

Abstract: LED display has always been a research hotspot in the field of display, but it has low operating efficiency and high power consumption. It has always been a short board for applications and problems to be solved. In view of the inherent defects of LED displays, this article uses the electro-acid/electrochromic discoloration materials studied by the Supramolecular Materials and State Key Laboratory of the College of Chemistry of Jilin University as the raw material for display panels. It discusses how to use the new type of light-absorbing display materials to make displays and How to use MCU and FPGA to realize the drive and control of the new display screen, and the results verify the feasibility of the display screen manufacturing process and the feasibility of the control technology.

Key words: Electro-acid-base material Display screen MCU FPGA

0 前言

电致酸/碱变色材料在显示、信息储存、传感器、光通讯等领域具有巨大的潜在应用价值，是最近几年研究的热点，具有低耗能、颜色对比度大、安全性高、工作电压低等优点，在未来社会生活中，这种材料将得到广泛应用，如城市中的各种指示牌，广告牌，也可以应用到电子纸、智能玻璃、信息储存器、防伪材料、显示器、以及智能传感器中。新型材料的这些优势，都将推动社会的进步和人们生活水平的提高。

吉林大学化学学院超分子材料与国家重点实验室研究出一种新型电致酸/碱变色材料^[1]，这种材料结构稳定、性质优良、价格低廉，即使在不施加电压的状况之下，也可保持显色很长时间，因此以该材料为基础制作的点阵显示屏^[2]，改观了传统LED显示屏运行效率较低、耗电高的缺点^[3,4]，此种材料耗能只需要普通电路的1%~5%，响应时间性能快，稳系好，延射对比度高。本文主要介绍新型显示屏的制作与一种相应的控制系统^[5]。

1 新型显示材料工作原理

新型吸光材料点阵屏的变色过程，主要基于“电致酸/碱变色”理论^[6]，电致变色现象（指在受到电刺激时，物质 A 发生氧化还原反应转化为光谱性质完全不同的物质 B，当再受到反电压刺激时，物质 B 又可逆地转化回物质 A。这里所说的物质 A 和 B 可以是相同物质的两种不同氧化还原状态，也可以是两种不同的物质。本文中主要应用材料为荧光素和 2,5-二甲氧基苯醌。把此酸碱响应材料应用于电致变色器件中，实现了用电刺激取代化学酸/碱刺激，实现了氧化还原反应和其逆过程^[7]。此外，该新型吸光材料具有记忆效应。记忆效应主要是指电致变色材料在撤去工作电压之后依然可以保持氧化或者还原态的现象，与 LCD、LED 等发光机理的显示材料相比，这种记忆效应是电致变色材料独特的性质^[15]。

1.1 可行性测试

实验原料：

荧光素，2,5-二甲氧基苯醌，四丁基六氟磷酸铵（TBAPF₆）等原料来自 Aladdin 公司。其中四丁基六氟磷酸铵用乙醇重结晶三次，并真空干燥过夜。电化学测试所用的色谱纯乙腈使用前，先用 CaH₂ 室温搅拌过夜，在氮气的保护条件下，蒸馏，除去前馏分。

测试仪器：

* 指导教师：林婷婷 滕飞

项目类型：大学生创新训练项目(2016A65293)

Shimadzu RF-5310PC 荧光光度计(日本岛津公司), Bio-Logic SP-150 电化学工作站, Varian Mercury 300 MHz 核磁共振仪, Shimadzu UV-2550 双通道紫外可见分光光度计(日本岛津公司)。

测试方法:

循环伏安测试: 测试溶液为含有 2,5-二甲氧基苯醌(n-BQ)/荧光素(Flu) ($1.0 \times 10^{-3} \text{M}/1.0 \times 10^{-3}$) 和 0.1 M 的四丁基六氟磷酸铵的乙腈溶液, 为含有 2,5-二甲氧基苯醌($1.0 \times 10^{-3} \text{M}$) 和 0.1 M 的四丁基六氟磷酸铵的乙腈溶液, 或者为含有荧光素($1.0 \times 10^{-3} \text{M}$) 和 0.1 M 四丁基六氟磷酸铵的乙腈溶液, 其溶剂为无水色谱级的。工作电极为玻碳电极(表面积为 7mm^2 , 上海辰华), 辅助电极为铂丝电极(上海辰华), 参比电极为 Ag 电极(上海辰华) 二茂铁做参比物。

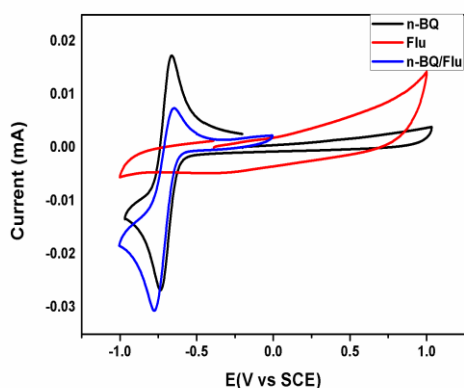


图 1 2, 5-二甲氧基苯醌、荧光素及其混合体系下的循环伏安曲线

Fig.1 Cyclic voltammograms of 2,5-dimethoxyphenylhydrazine, fluorescein and their mixed systems

待测试溶液配制: 含有 2,5-二甲氧基苯醌/对苯二酚/荧光素 ($2.0 \times 10^{-5} \text{M}/2.0 \times 10^{-4} \text{M}/5.0 \times 10^{-5} \text{M}$) 和 0.1 M 的四丁基六氟磷酸铵的乙腈。

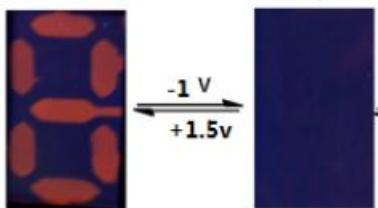


图 2 电致变色材料的变色原理

Fig.2 The principle of discoloration of electrochromic materials

如图所示: 显示屏在未施加电压时不显色, 当用 1.5V 的电压刺激时, 显示屏显色(红色); 当用 -1V 的电压刺激时, 显示屏褪色, 实现了电致酸碱变色^[9,10]。

1.2 新型显示屏制作工艺

(1) 材料的特性

ITO 膜层的主要成分是氧化铟锡。在厚度只有几千埃的情况下, 氧化铟透过能力高, 氧化锡导电能力强。新型吸光显示屏所用的 ITO 玻璃正是具有高透过率的导电玻璃。由于 ITO 具有很强

的吸水性, 所以会吸收空气中的水份和二氧化碳并产生化学反应而变质, 因此在存放时要防潮。ITO 层在活性正价离子溶液中易产生离子置换反应, 形成其它导电和透过率不佳的反应物质, 所以在加工过程中, 尽量避免长时间放在活性正价离子溶液中。ITO 层由很多细小的晶粒组成, 晶粒在加温过程中会裂变变小, 从而增加更多晶界, 电子突破晶界时会损耗一定的能量, 所以 ITO 导电玻璃的 ITO 层在 600 度以下会随着温度的升高, 电阻也增大。

(2) ITO 玻璃的割取

用玻璃刀割取 (40×40) ITO 玻璃, 分别用二氯甲烷, 无水乙醇清洗 15 分钟, 用氮气将其吹干, 以保证其在无水的条件。

(3) 新型点阵屏的制作

在计算机上绘制出 8×8 点阵的线路模板, 利用激光打印机在 ITO 玻璃上刻蚀出 8×8 点阵。制作化学器件, 注入配制好的电解液^[8]。

2 显示屏驱动电路与控制原理

新型变色吸光显示屏是由电致酸碱显色材料填充, 与传统 LED 共阴或共阳不同, 其阳极分别与控制端相连, 其阴极为一块高透过率的导电 ITO 玻璃, 要使显示屏上某个点点亮, 需要通过相应控制端。根据上文中新型材料显色原理, 施加 1.5V 正电压可以使显示屏显色, 施加 -1V 负电压可以使显示屏褪色, 不施加电压时显示屏长期保持原状态不变。

基于上述原理, 若要求显示屏显示设定内容, 就需要通过控制器来控制每一个点的显色、褪色与保持状态, 这就需要设计相应的控制器, 实现新型显示屏的驱动与显示。

3 系统总体设计

单片机控制系统主要由 STM32 作为主控 CPU^[11], 考虑到控制新型点阵显示屏需要较多的控制端口, 因此采用 FPGA 进行辅助控制^[12,13]。

除 STM32 控制器外, 显示屏控制器的硬件电路由三部分组成: LG12864 及控制键盘组成的人机对话窗口、双极性程控电压源、FPGA 控制的开关选择逻辑控制单元, 控制器的组成框图如图 3 所示。

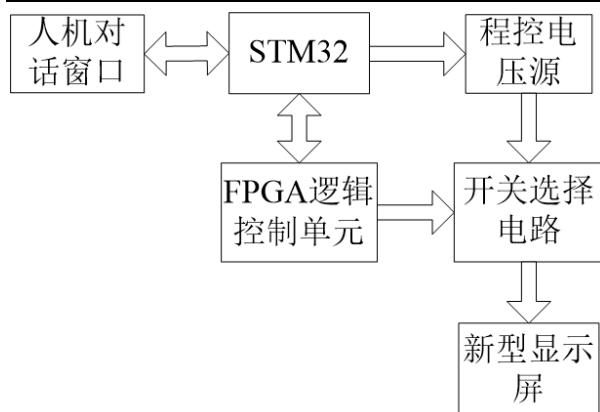


图3 新型显示屏的系统结构框架图

Fig.3 System structure frame diagram of new display

3.1 人机对话窗口

人机对话窗口由一个 LG12864 液晶显示屏和键盘组成，通过键盘扫描形式向 STM32 控制模块发送指令，经过处理显示在 LG12864 液晶显示屏^[19]上，实现实时信息传输，方便用户操作。

以 LG12864 显示屏为载体设计菜单显示，显示内容包括：系统所提供的电压大小、通电时间、需要显示的字符以及显色或褪色功能。LG12864 内部不含字库，需要自行取模且左右半屏采用独立控制方式，左半屏像素 64*64，右半屏像素 64*64，需要对左右半屏分别驱动^[17,18]。

通过键盘输入指令，LG12864 显示屏直观地显示输入数据，同时 STM32 根据输入数据控制电压源并向 FPGA 逻辑控制单元传送数据，实现人机对话。

3.2 双极性程控电压源

基于新型显示屏施加正向电压显色，施加反向电压褪色，无电压时保持不变且显色褪色电压受环境影响。根据新型材料的电化学实验测试结果，该材料在 -3V~+3V 电压范围内可实现显色褪色，但显色褪色响应效果不同。所以需要可控电压源，调节电压，使显示屏达到最佳显色状态。

由于显示屏所需调节电压范围不大，步进电压为 0.1V，而 8 位 DAC0832 的输出分辨率为 1/255，在参考电压为 5V 时，最小步进为 0.02V，能够满足设计要求，且 DAC0832 驱动简单，价格低廉，故采用数模转换器 DAC0832 来完成双极性程控电压源的设计。

利用 STM32 为控制芯片^[14]，与数模转换器 DAC0832 数据接口相连，并使 DAC0832 工作在单缓冲方式下。通过键盘输入给定值，以数模转换器 DAC0832 将数字量转换成模拟量，输出控制电压。通过运放 LM358 将 DAC0832 输出的模拟电压值放大，通过控制两个 DAC0832 及 LM358 实现程控电压源双极性输出。

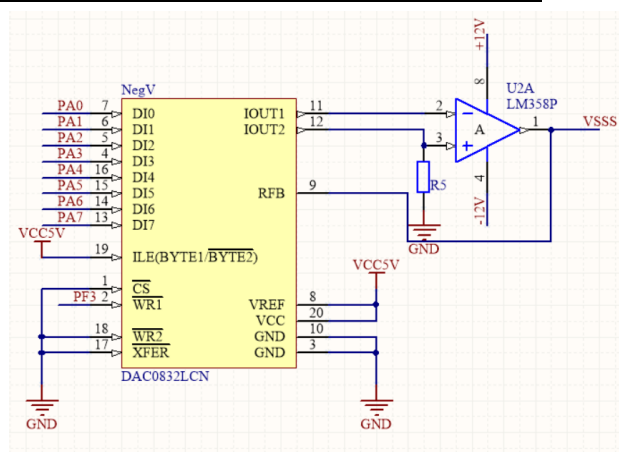


图4 程控电压源控制电路

Fig.4 Programmable voltage source control circuit

3.3 STM32 与 FPGA 的 SPI 通信

通信部分为实现 STM32 与 FPGA 间的可靠通信，须保证双方具有相同的数据格式和波特率，本设计采用 STM32 的串行外围设备接口 SPI 接收发送数据信息，实现与 FPGA 之间的 SPI 通信。主机与从机之间的通信协议为：主机向从机发送 16 位数据，其中前 6 位代表键盘键入字符，之后 2 位代表显色/褪色，后 8 位代表显色或褪色延时时间。SPI 数据的传输过程其实是通过一个移位寄存器来完成的，主机将自己的移位寄存器的数据移出，同时从机的移位寄存器数据移入。简单的来理解，就像将两个寄存器贴在一起，然后进行循环左移或者循环右移（SPI 的传输可以选择先发送高位还是先发送低位），直到两个寄存器的数据交换为止。而时钟信号 SCLK 就是控制传输速率的。

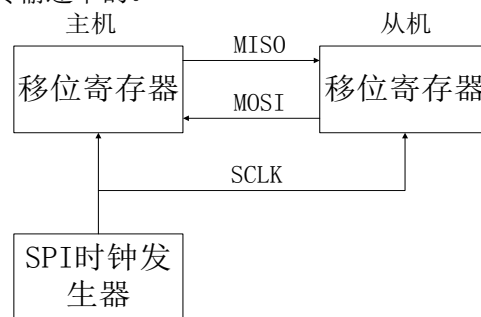


图5 SPI 通信原理图

Fig.5 SPI communication schematic

3.4 FPGA 控制下的开关选择电路

开关选择电路模块主要由 ADG442 模拟开关组成，如图 7 所示，ADG442 包含四个独立的 SPST 开关，在逻辑高电平时接通，ADG442 开关切换时间快，功耗低，漏电流小，导通电阻小。

FPGA 模块的控制信号来源于与 STM32 的 SPI 通信，主要采用 VerilogHDL 编程，通过 SPI 接收主控制器传输的 16 位数据，编程处理。FPGA 输出控制端口分为褪色控制 a 端口、显色控制 b 端口，a 端口和 b 端口分别与 ADG442 的控制开关通断端口相连，通过控制开关通断实现对显色端口电压和褪色端口电压通断的选择。

FPGA 处理过程主要包括字符处理^[16]，显色

褪色处理以及显色褪色延时时间处理,按照处理结果赋予 a 端口和 b 端口高低电平,然后通过控制 ADG442 四路模拟开关,实现相应新型显示屏的显色、褪色与保持状态。

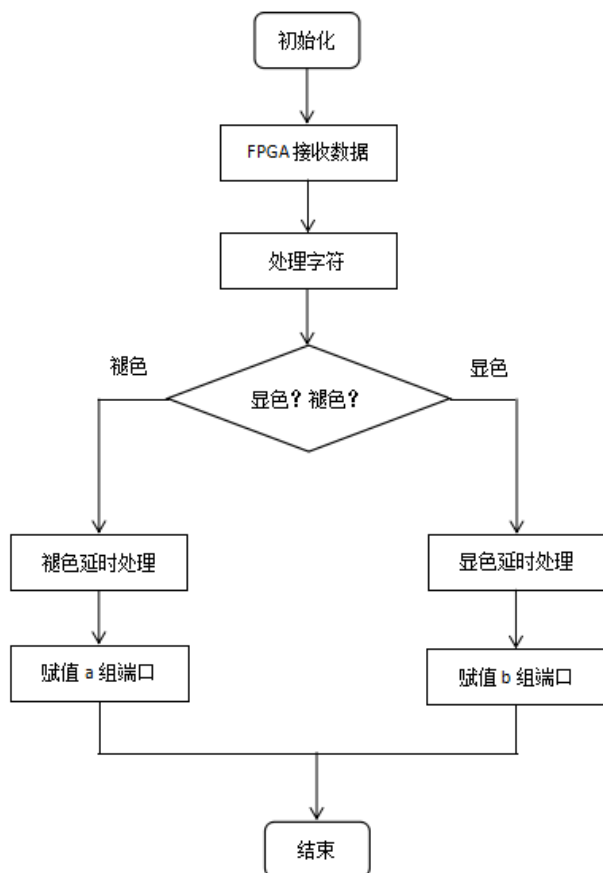


图 6 FPGA 对接收数据的处理流程图

Fig.6 FPGA to receive data processing flow chart

在实际电路中,每两个独立开关分别连接至一个点阵点和正负电源上,如图 8 所示,在 FPGA 控制模块的控制信号作用下,若“显色”,则连接正电压的开关闭合,通正电;若“褪色”,则连接负电压的开关闭合,通负电;若既不需要“显色”也不需要“褪色”,则不通电,从而实现对点阵的点亮、褪色或保持。

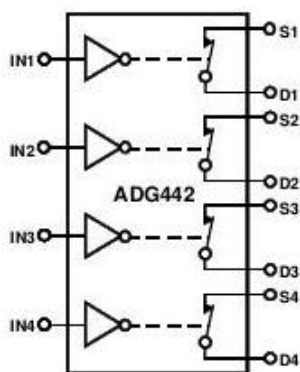


图 7 ADG442 模拟开关的功能框图

Fig.7 Functional Block Diagram of ADG442 Analog

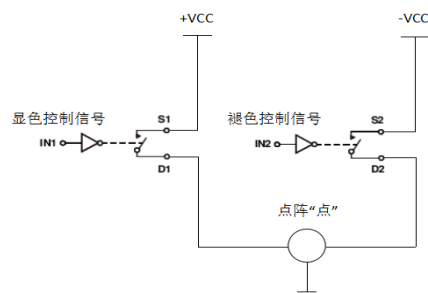


图 8 点阵部分电路连接图

Fig.8 Lattice circuit connection diagram

4 测试结果

4.1 程控电压源电压输出结果

为检验程控电压源的可靠性与实用性,对电压源的输出进行了测试,测试结果如下表:

表一 设定/实际输出电压对比表

Table1 Setting/actual output voltage comparison table

设定/v	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8
实际/v	1.22	1.32	1.42	1.50	1.60	1.69
设定/v	-0.7	-0.8	-0.9	-1.0	-1.1	-1.2
实际/v	-0.66	-0.78	-0.86	-0.95	-1.02	-1.15

根据上表可以看出,线路上存在一定压降,所以在设定正向电压时需要约 0.1v 的补偿。

4.2 “8” 字显示屏调试运行结果

系统接电后,通过控制键盘调整输出电压,在施加正向电压 1.5v 时,点阵点显色;在施加反向电压 -1v 时,点阵点褪色;不施加电压情况下维持原状态不变。如图 8 所示,在控制平台上设置所需参数,以设置显示字符为“1”或者“7”为例,设置施加正向电压时间为 15s,施加反向电压时间为 40s;当系统运行在显色状态时,显示屏上成功显示高亮的“1”或者“7”,且断电后能保持字符“1”或者“7”不变;当切换到褪色运行状态时,显示屏褪色,恢复原来的“空白”状态。



图 9 8 字显示屏测试结果图

Fig.9 “8” display test result chart

5 结论

本文论证了这种新型显示屏制作工艺的可行性与控制技术的可行性,同时本文所述的控制

技术能为该新型显示屏提供正常的工作环境，使显示屏正常地实现显色、褪色功能，为这种材料的应用实现了前瞻性基础研究。

- control[J].Industry Applications Conference,2002
19. L.Svilainis.LED PWM dimming linearity investigation[J].Displays,2008

参考文献

1. 张宇模. 电致酸/碱理论及其在有机电致变色材料中的应用[D].吉林大学,2015.
2. L. J. Cummings,C. Cai,L. Kondic. Towards an optimal model for a bistable nematic liquid crystal display device[J]. Journal of Engineering Mathematics,2013,80(1).
3. 王昊,路洋,魏杰,郭金宝.双稳态液晶显示技术的研究进展[J].信息记录材料,2011,12(06):25-33.
4. 夏萌. 基于 ARM 和 CPLD 的 LED 显示屏设计与实现[D].南京航空航天大学,2009.
5. 张光磊, 杜彦良.智能材料与结构系统[M].北京: 北京大学出版社, 2010.
6. Mortimer R J. Electrochromic materials[J]. Annual Review of Materials Research, 2011, 41:241-268.
7. Chan J C-H, Lam W H, Wong H-L, Wong W-T, Yam V W-W. Tunable Photochromism in air-stable, robust dithienylethene-containing phospholes through modifications at the phosphorus center[J]. Angewandte Chemie International Edition, 2013, 52(44):11504-11508.
8. Kiri P, Hyett G, Binions R. Solid state thermochromic materials[J]. Advanved Materials Letters, 2010, 1(2):86-105.
9. Yen H-J, Lin H-Y, Liou G-S. Novel starburst triarylamine-containing electroactive aramids with highly stable electrochromism in near-infrared and visible light regions[J]. Chemistry of Materials, 2011, 23(7):1874-1882.
10. Raymo F M, Tomasulo M. Electron and energy transfer modulation with photochromic switches[J]. Chemical Society Reviews, 2005, 34:327-336.
11. 覃日娜.基于 ARM 的 LED 点阵屏实时控制电路设计[J].广西教育,2015(23):176-178.
12. 陆欣云,陈巍,张军.基于 FPGA 的 LED 点阵系统控制器的设计与实现[J].液晶与显示,2014,29(06):926-932.
13. 周鹏,李园园.基于 FPGA 的 LCD 液晶动态显示驱动程序的设计[J].电子质量,2014(11):34-36+42.
14. 李超. 基于 ARM 的 LED 显示控制技术研究[D].南京理工大学,2009.
15. 黄子强.平板显示中的双稳态技术:现状与进展(一)[J].现代显示,2009(04):5-10.
16. W.Kurdthongmee.Design and implementation of an FPGA-based multiple-colour LED display board[J]. Microprocessors and microsystems,2005
17. L.Svilainis.LED brightness control for video display application[J].Displays,2009
18. Blue LED based white light generation:Issues and

基于 DSP 声音识别技术的防打鼾枕头设计*

陈 超；赵 航；郑依明
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：打鼾的直接原因是因为睡姿等问题而导致的呼吸道变窄，空气不能顺畅通过。而现有的防打鼾枕头侧重于通过磁场，或者中药等办法来防止打鼾，但是事实上这些方法并没有成熟的技术体系和完备的理论基础。不仅不适用于所有人群，而且疗效不高，价格也十分昂贵。因此设计了一种可自动根据使用者的打鼾情况，改变安置在枕头中不同部位的气囊的形状大小来改变使用者的睡姿，从而起到防止打鼾的效果。

在查阅了国内外相关文献的基础上，详细分析了鼾声产生机理及其特征，通过与语音信号相对比，分析了利用语音信号处理的方法对鼾声进行处理的可行性。以此为前提，以 DSP 技术为基础，通过 MATLAB 建立鼾声识别算法，提取鼾声时域、频域特征与 MFCC 特征值，再将相关算法移植到 TMS320F28335 上，运用动态规整 (DTW) 模式识别方法对鼾声进行识别检测。DSP 再将检测结果用 PWM 波形驱动气泵控制气囊充放气来调整睡姿，从而达到辅助睡眠的效果。经过实际检测该系统工作良好。

关键词：DSP 技术 信号处理 声音识别 动态时间规整 (DTW)

Anti snoring pillow design based on DSP voice recognition technology

Chen Chao; Zhao Hang; Zheng Yiming
(School of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: The direct cause of snoring is due to sleeping position and other issues caused by the narrowing of the respiratory tract, the air can not pass smoothly. However, existing anti-snoring pillows focus on preventing snoring through magnetic field or traditional Chinese medicine, but in fact these methods do not have a mature technical system and a complete theoretical basis. Not only does not apply to all people, and the effect is not high, the price is very expensive. Therefore, a system is designed to automatically change the user's sleeping position according to the snoring situation of the user by changing the shape of the air bag placed in different parts of the pillow so as to prevent snoring.

On the basis of consulting the relevant literature at home and abroad, the mechanism and characteristics of snore sound are analyzed in detail. By comparing with the speech signal, the feasibility of using snoring sound to process snoring sound is analyzed. On the basis of DSP technology, a snore recognition algorithm was established based on DSP technology, and the snore time domain, frequency domain feature and MFCC eigenvalue were extracted, and then the algorithm was transplanted to TMS320F28335. The DTM pattern recognition method was used Snoring for identification testing. DSP and then test the results with the PWM waveform-driven pump control air bag deflation to adjust sleeping position, so as to achieve the effect of assisting sleep. After the actual test the system works well.

Key words: DSP technology Signal processing Voice recognition Dynamic Time Warping (DTW)

0 前言

防打鼾枕头通过提取鼾声时域频域特征，建立鼾声识别算法将其移植到 DSP 中，通过 DSP 对鼾声信号进行处理，来检测熟睡者是否打鼾，并将识别结果进行判断，对气囊进行充放气来调整睡眠者睡姿，达到防止打鼾的效果。

1 鼾声识别算法建立与实现

1.1 实现方法

声音识别属于模式识别，首先对采集的鼾声信号进行预处理，提取输入鼾声信号的时频频域特征参数建立鼾声信号的 MFCC 模型，通过动态时规整 (DTW) 识别算法，求出鼾声特征矢量序列与模板库中鼾声模板间的距离，找出相似

程度较大的模板，即可认为输入信号与该模板信号相同，然后输出对鼾声信号的识别结果。DSP 将识别结果进行判断，产生 PWM 波形驱动直流电机，调整气囊的充放气状态，改变熟睡者的睡姿达到改善睡眠质量的效果。如图 1.1 所示：

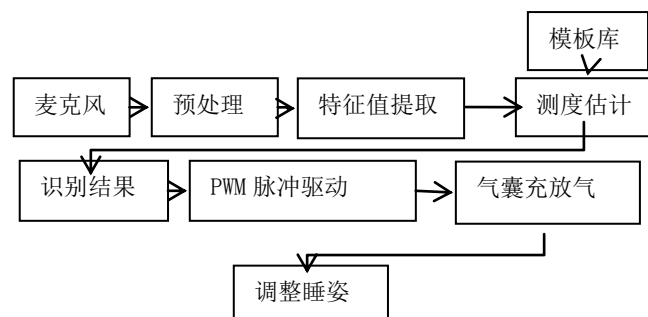


图 1 实现方法流程图

Fig.1 Implementation method flow chart

音频特征参数提取，就是从音频信号中提取对声音感知有用，且能够准确表示这段音频信号

* 指导老师：杨大鹏

项目类型：大学生创新训练项目 (2016B65666)

的信息。音频信号的特征参数有时域和频域的,通过对声音信号的采样,可以得到声音的时域信息,但是如果进行声音识别,往往需要频域分析。频域分析的目的是复杂的时域波形经过变换分解为若干个谐波分量来研究,以获得声音的频率结构。

1.2 鼾声预处理

一般情况下系统内部和外部会产生噪声情如果在特征提取之前不做处理,那么就不利于信号有用成分的提取,给信号分析和计算造成不便。因此,必须要对原始信号进行预处理。^[1]

1.2.1 预加重

鼾声频域信号主要由高频部分组成,为了提高鼾声的识别效果需要对鼾声高频部分进行预加重处理。对信号进行预加重,通常是在对声音信号数字化处理之后,将其通过一个一阶高通滤波器,即预加重滤波器。其传递函数如式 1.3.1 所示:

$$H(z)=1-\frac{u}{z} \quad (1.2.1)$$

其中, u 为加重系数,取值范围为 0.9-1,取值 0.9。

1.2.2 加窗分帧

由于声音号属于随机信号,具有非平稳特性,但是在极短的时间(10-30ms)范围内,音频信号可以看作是一个准稳态过程。所以要对音频信号进行加窗和分帧处理。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 $Sw(n)$ 如式(1.3.2.1)所示。

$$Sw(n)=s(n)*w(n) \quad (1.2.2.1)$$

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。

如式(1.3.2.2)所示。

$$H(n)=\begin{cases} 0.54-0.56\cos[2\pi n/(N-1)] & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & n = \text{其他} \end{cases} \quad (1.2.2.2)$$

1.2.3 鼾声信号的端点检测

采集到的鼾声信号中有许多噪声,在对其进行识别的过程中,保证识别率并且减少数据的存储量和处理时间就得要求正确地分辨出鼾声的起止位置。因此需要对鼾声进行端点检测。端点检测中常用的参数有短时能量、过零率、倒谱距离、基音差值及能量谱方差。本系统采取基于短时能量和短时过零率的双门限检测法。

(1) 短时能量:通过 mic 采集到的声音信号中,

鼾声信号的能量比噪声信号的能量大的多,因此通过能量的差异可以区分出鼾声信号的起止点。第 n 帧声音信号 $x(m)$ 的短时能量用 $E(n)$ 表示,如式(1.2.3.1)所示。

$$E(n)=\sum_{m=0}^{N-1} x^2(m) \quad (1.2.3.1)$$

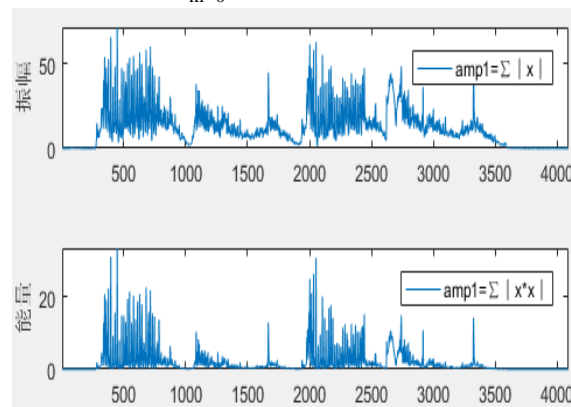


图2 鼾声振幅、短时能量图

Fig.2 Bark amplitude, short-term energy diagram

(2) 短时过零率: 短时过零率表示一帧声音信号波形穿过横轴(零电平)的次数。对于连续声音信号,过零即意味着时域波形通过时间轴;而对于离散信号,如果相邻的取样值改变符号称之为过零。声音信号 $x(m)$ 的短时过零率用 Z 表示,如式(1.2.3.2)所示。

$$Z=\frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N-1} |\operatorname{sgn}[x(m)]-\operatorname{sgn}[x(m-1)]| \quad (1.2.3.2)$$

$$\text{式中, } \operatorname{sgn}[\]=\begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (1.2.3.3)$$

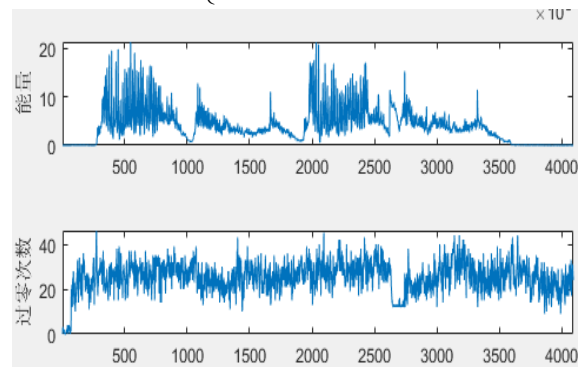


图3 短时能量、过零率图

Fig.3 Short-term energy, zero rate diagram

(3) 基于短时能量和短时过零率的双门限检测法

短时能量和短时过零率的双门限端点检测法,就是设置短时能量和短时过零率两个门限特征来对声音信号进行端点检测。利用双门限检测法处理一段声音信号,若某段信号的短时能量和过零率都很小或都为零,就可以认为这部分为有用信号段,其余部分则为无用噪声。

1.3 鼾声频域分析

利用快速傅里叶变换对鼾声信号进行频域分析。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。它是将一长段时间序列 $x(n)$ 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,即到一个数为止;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。

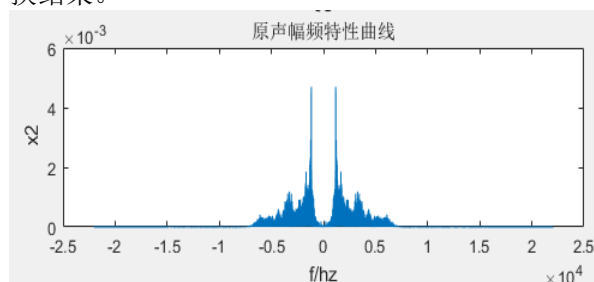


图 4 鼾声频域特征图

Fig.4 Humming frequency domain feature map

1.4 鼾声 MFCC 特征值提取

利用梅尔频率倒谱系数来提取鼾声的 MFCC 特征值,梅尔频率倒谱系数(MFCC)基于人耳的听觉特性,与 Hz 频率成非线性对应关系,是目前语音识别的一个主要特征参数。研究发现,耳蜗在人的听觉系统中担当了滤波器组的角色,使人耳具有良好的识别性能和抗噪能力。低频时,其滤波作用在线性尺度上进行;高频时,其滤波作用在对数

尺度上进行。这就使得随着频率的增大,MFCC 的计算精度降低。基于这种特性,对短时音频信号的傅立叶变换使用了 Me1 刻度上等间隔的三角滤波器组,来获得近似相等的频率分辨率。

Me1 刻度定义为:

$$2595 \lg \left(1 + \frac{f}{700} \right) \quad (1.4.1)$$

滤波器组输出的信号之间有很强的相关性,因此,需要对其进行倒谱变换来降低相关性。此处采用离散余弦变换(DCT)来获得倒谱系数,具体步骤如图 5 所示。^[2]

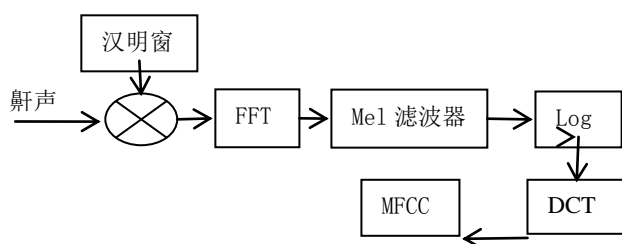


图 5 鼾声 MFCC 提取流程图

Fig.5 Bark MFCC extraction flow chart

1.5 鼾声识别与检测

在孤立语音识别中,最为简单有效的办法是采用 DWT 动态时间规整算法,该算法基于动态规

划(DP)的思想,解决了发音长短不一的模板匹配问题,是语音识别中出现较早,较为经典的一种算法。这种算法常用于声目标识别当中,特别是在存储量相对较小的嵌入式系统应用相当广泛。本系统正是使用 DTW 算法进行鼾声识别。下面将对该算法做一个简单的介绍。

把已存入模板库的各个词条称为参考模板,通常一个参考模板以表示为:

$$\{R(1), R(2), \dots, R(m), \dots, R(M)\},$$

m 为训练声音帧的时序标号, $m-1$ 为起始信号帧, $m-M$ 为终点信号帧,因此 M 为该模板所包含的信号帧总数, $R(m)$ 为第 m 帧的特征矢量。所要识别的一个输入目标信号称为测试模板,可以表示为 $\{T(1), T(2), \dots, T(n), \dots, T(N)\}$, n 为目标声信号的时序标号, $n-1$ 为起始信号帧, $n-M$ 为终点信号帧。因此 N 为该模板所包含的信号帧总数。 $T(n)$ 为第 n 帧的特征矢量参考模板与测试模板一般采用相同类型的特征矢量,相同的帧长,相同的窗函数和相同的帧移。当然,无论在训练和建立模板阶段和是识别阶段,都先采用端点检测算法确定起点和终点。

假设测试和参考模板分别用 T 和 R 表示,为了比较它们之间的相似度,可以计算它们之间的距离 $D(T, R)$,距离越小则相似度越高。为了计算这一失真距离,应从 T 和 R 中各个对应帧之间的距离算起。设 n 和 m 分别是 T 和 R 中任意选择的帧号, $D(T(n), R(m))$ 表示这两帧特征矢量之间的距离。距离函数取决于实际采用的距离度量,在 DWT 算法中通常采用欧氏距离。若 $N-M$ 则可以直接计算,否则要考虑将 $T(n)$ 和 $R(m)$ 对齐。对齐可以采用线性扩张的方法,如果 $N < M$ 可以将 T 线性映射为一个 M 帧的序列,再计算它与 $\{R(1), R(2), \dots, R(M)\}$ 之间的距离。但是这样的计算没有考虑到声音各个段在不同的情况下的持续时间会产生或长或短的变化,因此识别效果不可能最佳,因此更多地是采用动态规划(DP)的方法。

如果把测试模板的各个帧号在一个二维直角坐标系中的横轴上标出,通过这些表示帧号的帧数整数坐标画出一些纵横线即可形成一个网格,网格中的每一个交叉点 (n, m) 表示测试模式中某一帧与模板中某一帧的交汇点。DP 算法可以归结为寻找一条通过此网格中若干格点的路径,路径通过的格点即为测试和参考模板中进行距离计算的帧号,路径不是随意选择的,首先任何一种语言的快慢都有可能变化,但是其各部分的先后次序不可能改变,因此所选的路径必定是从左下角出发,从右上角结束。^[3]

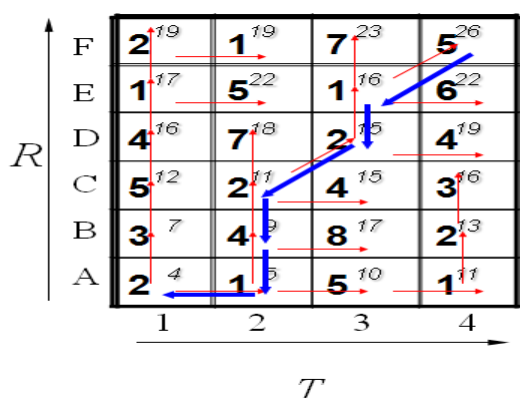


图6 DTW 算法搜索路径示意图

Fig.6 DTW algorithm search path diagram

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, DSP 经过相关上述别算法对识别结果进行判断, 通过 DSP 内挂 PWM 外设通过 PWM 脉冲波对直流电机气泵进行驱动, 气泵通过充放气对气囊大小进行调整, 来改变睡眠者睡姿, 来达到改善睡眠的效果。并用液晶显示屏显示系统工作状态和鼾声识别结果。

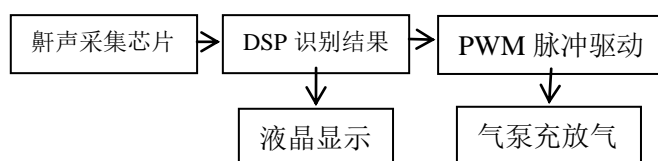


图7 硬件系统设计示意图

Fig.7 Hardware system design

2.2 DSP 信号处理器

本系统 DSP 信号处理器选择 TMS320F2812。TMS320F2812 的工作主频最高可达 150 MHz (时钟周期 6.7 ns), 处理数据比较快, 效率高。具有丰富的 GPIO 口, 可以通过控制 GPIO 口来实现对各模块电路的调用。拥有 PWM 内设, 可产生 PWM 脉冲波形供直流电机气泵驱动使用。片内 36 K 字的 SRAM, 可以胜任大量的复杂数据处理工作; 片内 RAM 运行可靠, 不易受外部干扰影响也不会对外部产生电磁干扰, 而且部分片内的存储器可在一个指令周期内访问两次, 使得指令更加高效, 系统的仿真效率提高。并且片内包含 128 K × 16 位的 Flash 存储器, 不必外扩 Flash, 简化了硬件结构。

2.3 鼾声采集模块

鼾声采集芯片选用 TLV320AIC23 音频处理芯片。TLV320AIC23 的模/数转换器 (ADC) 和数/模转换器 (DAC) 集成在芯片内部。采用先进的过采样技术, 可以在 8kHz 至 96kHz 的采样率下提供 16bit、20bit、24bit 和 32bit 的采样数据。ADC 和 DAC 的输出信噪比分别可达 90dB 和 100dB。同时, TLV320AIC23 还具有很低的功耗 (回放模式为

23mW。节电模式为 15 μw)。上述优点使得 TLV320AIC23 成为一款非常理想的音频编解码器, 与 TI 的 DSP 系列相配合更是相得益彰。

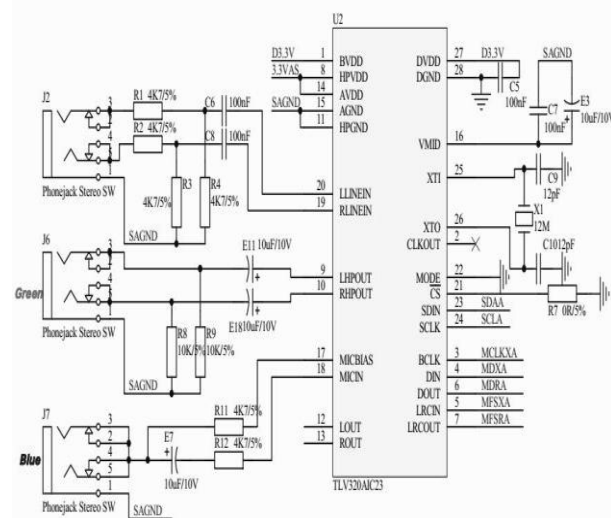


图8 鼾声采集模块电路图

Fig.8 Bark sound acquisition module circuit diagram

2.4 电机驱动模块

利用 TMS320F2812 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电机驱动采用两个 NPN 和两个 PNP 三极管。可控制气泵正反转来改变充气气囊的大小。

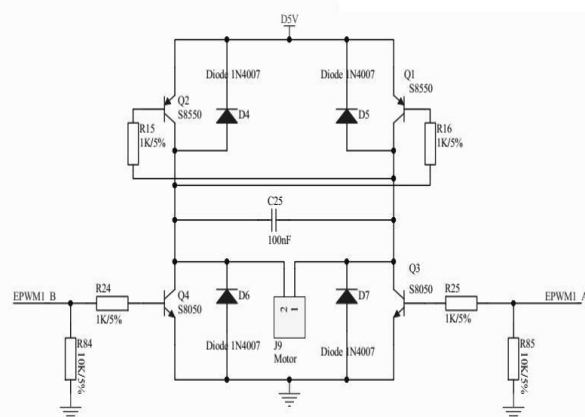


图9 PWM 直流气泵驱动模块电路图

Fig.9 PWM DC pump module circuit diagram

2.5 液晶显示模块

1602 液晶, 是一种专门用来显示字母、数字、符号等的点阵型液晶模块。它由若干个 5X7 或者 5X11 等点阵字符位组成, 每个点阵字符位都可以显示一个字符, 每位之间有一个点距的间隔, 每行之间也有间隔, 起到了字符间距和行间距的作用。通过其显示的英语单词, 可以用来简单显示 DSP 工作状态和鼾声识别结果。

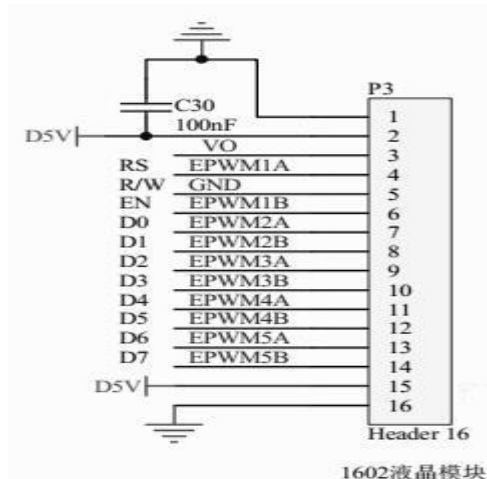


图 10 液晶显示模块电路图
Fig.10 LCD module circuit diagram

3 识别结果与分析

通过 MP3 播放鼾声来模拟实际状态下的鼾声来检测系统的精度，经过 50 次测试结果表明系统可准确识别出 30 次打鼾声音，并能驱动气泵充放气改变气囊大小。因此系统整体上能满足设计要求。

4 结论

打鼾的直接原因是因为睡姿等问题而导致的呼吸道变窄，空气不能顺畅通过。而现有的防打鼾枕头侧重于通过磁场，或者中药等办法来防止打鼾，但是事实上这些方法并没有成熟的技术体系和完备的理论基础。不仅不适用于所有人群，而且疗效不好，价格也十分昂贵。而此系统可自动根据使用者的打鼾情况，改变安置在枕头中不同部位的气囊的形状大小来改变使用者的睡姿，从而起到改善睡眠的效果。

参考文献

1. 李云焕. 基于声音识别的交通信息检测技术研究[D].长安大学,2014
2. 胡志峰. 基于嵌入式声音识别技术的列车预警研究[D].西南交通大学,2007.
3. 夏辉达. 基于 DSP 的战场声目标识别技术的研究[D].中北大学,2006.
4. 周晓武. 嵌入式实时英语语音识别系统的设计与研究[J].电子设计工程,2017,25(08):187-190.
5. 董胡. 基于嵌入式语音识别的家用服务机器人控制系统[J].微型电脑应用,2017,33(04):15-19.
6. 钟晨帆. 基于 LD3320 芯片的语音识别系统设计与开发[D].南京大学,2015.
7. 杨芬娜. 嵌入式语音识别系统的设计与研究[D].武汉理工大学,2014.

8. 王智国. 嵌入式人机语音交互系统关键技术研究[D].中国科学技术大学,2014.
9. 崔金钟,周远彬,陈雷霆. 基于 DHMM 的嵌入式语音识别系统的实现与优化[J].电子科技大学学报,2013,42(06):930-934.
10. 陈晗. 基于嵌入式的家电关键词语音识别系统的设计与研究[D].华侨大学,2008.
11. 斯芸芸. 嵌入式语音识别系统的设计与实现[D].重庆大学,2012
12. 张英振. 嵌入式语音识别系统开发及在智能家居中的应用研究[D].上海应用技术学院,2015.
13. 刘敏. 嵌入式平台语音识别技术的研究[D].哈尔滨工业大学,2013.
14. 邵学彬. 基于语音识别的汽车空调控制系统[D].天津大学,2012.
15. 王欢. 嵌入式非特定人车载电器语音控制终端的研究与实现[D].合肥工业大学,2015.
16. 严贤. 新型语音交互式智能家居监控系统的设计与研究[D].东华大学,2013.
17. 贾晶. 基于 STM32 的嵌入式语音识别模块设计[J].数字技术与应用,2012(06):152-153.
18. 刘军传,张玉茹,温凯. 可识别非特定人语音指令的家电遥控器设计[J].单片机与嵌入式系统应用,2013,13(05):52-55.

基于 C8051F350 的高精度数字电压表设计*

郭龙昊；杨少年；李明月

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：针对传统数字电压表分辨率低的问题，本设计采用双单片机系统通过初测分档+精测提高测量精度。单片机 STM32 系统利用内置 ADC 进行粗测并对 24V 量程分档，利用内部 DAC 输出分档比较电压，分档电路处理输出差分电压通过 C8051F350 单片机系统进行精测，并由 LCD5110 液晶屏显示。设计精度可达 0.1mV。

关键词：C8051F350 高精度 电压表

Design of high-accuracy digital voltmeter based on C8051F350

Guo Longhao; Yang Shaonian; Li Mingyue

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In view of the low resolution of the traditional digital voltmeter, this design uses a dual single chip system to improve the measurement accuracy through the initial measurement and the precision measurement. The single chip microcomputer STM32 system uses the built-in ADC to do rough measurement and the 24V range is divided. The internal DAC output is used to compare the voltage between the sub files, the sub circuit processing and the output differential voltage are precisely measured by the C8051F350 SCM system and displayed by the LCD5110 LCD screen. The design accuracy is up to 0.1mV.

Key words: C8051F350 High-accuracy Voltmeter

0 前言

数字电压表是一种将连续的模拟电压信号转化为离散的数字信号并通过可视界面显示的电压测量仪器。这种新的数字化测量技术相对于传统的指针式电压表，具有测量精度高，稳定性好，响应速度快等优点，并将测量值以数字化形式进行存储，便于测量数据的可视化显示，避免了传统电压表在读数过程中产生的视觉误差^[1]。基于上述特点，数字电压表已在自动化仪表、自动化测量、电子电工测量等相关领域得到了广泛的应用。

常见的数字电压表，其数据处理单元多采用 8 位处理器，最大分辨率仅为 $0.0196(5/2^8)$ V，不能对低于分辨率的微弱电压变化进行有效的识别及测量，这将在一定程度上影响数字电压表的测量精度，尤其是对微电压的测量^[2]。本设计采用双单片机系统，以粗测分档+精测，实现 0.1mV 的测量精度。

1 系统总体设计

本设计采用双单片机系统，使用 STM32 系统进行粗测并对 24V 量程分档，然后将分档得到的差分电压通过 C8051F350 单片机系统精测，进一步计算得到实际电压值并通过 LCD5110 液晶屏显示。精度要求 0.1mV。

STM32 单片机内部集成的 12 位逐次逼近型

A/D 转换模块，可完成对测量电压模拟量的档位判断^[3]。由计算可得，A/D 转换理论最高分辨率只能达到 0.006V ($24/2^{12}=0.0058$)，不符合指标。若想满足指标，必须每 0.5V 分一档 ($0.0001 \times 2^{12}=0.4096$)，在实际运用中，STM32 中 A/D 的 12 位 A/D 最后存在 1 位跳动^[4]。为稳定测量，必须将档位继续细分。若继续细分档位，就会存在误差变大，分档过多等情况，因此不选用 STM32 作精测时的 A/D 处理。在基准电压为常用的 3.3V 情况下，可得以下式子

$$\frac{3.3}{2^n} < 0.0001$$

式中 n 为精测所需 AD 位数^[5]。可以解得 $n > 15$ 。所以本设计选用 C8051F350 单片机作为的精测处理单元，其内部集成 24 位的 sigma-delta 型 A/D 转换模块，在输出 10 次/秒，PGA=1 时，A/D 可以稳定采集 16 位，在 3.3V 的基准电压下，最高精确度可以达到 0.05mV ($3.3/2^{16}=0.00005$)，符合指标，可完成精测的测量过程。精测基准电压为 3.3V 时可完成指标，所以我们将 24V 每 3V 分一档。

本设计采用了双单片机系统，其中 STM32 单片机系统包括 A/D 转换、MPU 和 D/A 转换，C8051F350 单片机系统包括 A/D 转换，MPU 和显示电路。外围电路包括信号接收电路、报警电路和档位处理电路。系统工作时，先通过信号接收电路采集直流电压信号并将 0~24V 电压信号衰减成 0~2.4V，衰减后的信号由报警电路进行超量程

* 指导老师：王智宏

项目类型：大学生创新训练项目 (2016B65686)

判断,若未超量程则控制 STM32 单片机系统中的 A/D 转换器对衰减信号进行粗测分档,并控制内置的 D/A 输出档位间隔为 0.3V 的档位电压信号。档位电压信号和衰减信号一起输入至档位处理电路中进行增益为 10 的差分放大,输出范围 0-3V 的差分电压信号。C8051F350 单片机系统中的 A/D 转换器对差分电压信号进行精测处理,根据从 STM32 单片机端口采集得到的档位数据信号以及精测数据计算得到电压实际值并控制显示电路显示^[6]。系统结构框图如图 1 所示。

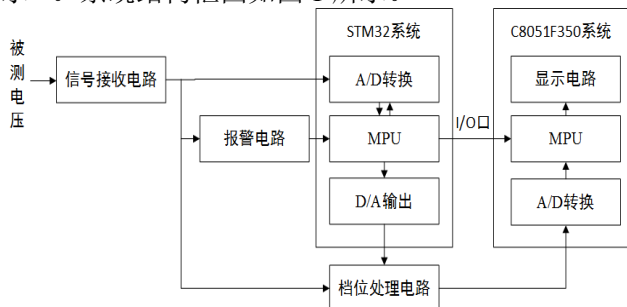


图 1 系统结构框图

Fig.1 System structure block diagram

2 STM32 单片机系统设计

2.1 ADC 采集

粗测电路采用 STM32 单片机作为电压粗测电路的处理单元,内部自带 12 位逐次逼近型 A/D 转换器,在 3.3V 的基准电压下,最高分辨率能达到 0.8mV ($3.3/2^{12}=0.0008$),转换速率可达 1MHz^[7]。足够对 0-2.4V 的初始电压信号进行间隔为 0.3V 的分档。在实现方法上,只需通过简单的软件设计,即可完成对测量模拟量的数字化转换,得到电压粗测结果。

2.2 档位判断

根据粗测结果,STM32 单片机对粗测结果进行档位判断。以 PD.0-PD.4 口作为档位数据信号的输出端口,将判断出的档位数据信号传输至 C8051F350 单片机^[8]。粗测结果通过 STM32 中 12 位 D/A 转换得到档位电压信号并通过 PA.4 口作为输出至档位处理电路。

2.3 STM32 单片机系统程序

本项目 STM32 单片机系统部分借助 STM32 单片机中的 A/D 转换功能,实现对采集信号的粗略测量并进行档位运算得出档位数据信号,电路将档位数据信号输出至 C8051F350 单片机,档位电压信号通过 STM32 单片机中的 D/A 模块转换成模拟量档位信号^[9]。粗测电路程序流程如图 2 所示。

粗测时先将 ADC1 初始化,使 PA.1 作为模拟输入端口,设置 ADC 分频因子为 6 分频,频率为 12MHz,并设置 ADC1 工作在独立模式,单次转换模式,单通道模式下,同时将 A/D 校准。在 A/D 采集完成后,单片机内部程序对电压值进行比较,并每 0.3V 分一档。输出档位电压信号时使用的是 STM32 的 D/A 功能,根据档位结果由 D/A 功能转

为模拟信号,以作为后面 A/D 精测时的差分输入的参考端使用。初始化 D/A 时,将 PA.4 作为输出端,不使用触发功能,不使用波形发生,关闭输出缓存。

STM32 单片机中 A/D 转换用到了 PA.1 口作为采集信号的输入端口,PD.0-PD.4 口作为档位数据信号的输出端口。D/A 转换用到了 PA.4 口作为档位电压信号的输出端口。

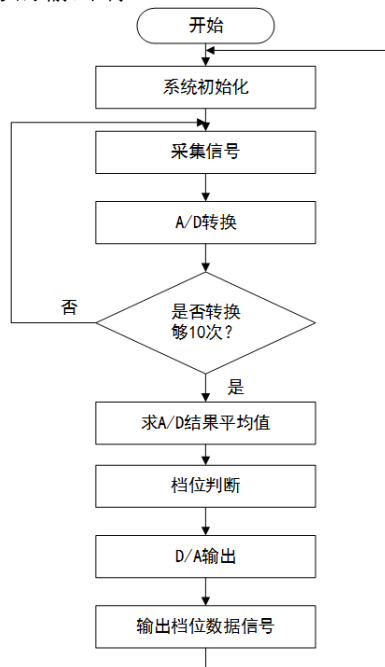


图 2 STM32 单片机程序流程图

Fig.2 Program flow chart of rough measurement circuit

3 C8051F350 单片机系统设计

3.1 ADC 采集

本设计选用 C8051F350 单片机作为微控制器,具有 32 位的数据处理能力。相对传统的 8 位单片机, C8051F350 内部自带 24 位 sigma-delta 型 A/D 转换器,输出 10 次/秒,PGA=1 时,理论最高分辨率可达 20 位,见表 1。根据实验可得稳定不跳动的位数最多能达到 16 位。在 3.3V 的基准电压下,最高精确度可以达到 0.05mV ($3.3/2^{16}=0.00005$),可以测出 0-3V 范围内的差分电压,符合指标。通过软件设计,可完成对差分信号的测量以及最终精测结果的计算。

3.2 显示电路

LCD5110 液晶是 Nokia 公司生产的经典液晶显示模块,具有接口简单,速度快,驱动电压小,特别适合运用在电池供电的便携式移动设备中。本设计中,使用 LCD5110 液晶显示精测电路得出的实际电压值。

3.3 C8051F350 单片机系统程序

精测部分借助 C8051F350 单片机中的 A/D 转换功能,实现对差分信号的精确测量并根据档位数据信息计算出实际电压值,实际电压值经单片

机编码后通过 5110 液晶显示。精测电路程序流程如图 3 所示。

在 C8051F350 单片机中, 设置系统时钟为标准的 24.5MHz, 输出字频率为 10Hz, 波特率为 115.2kHz, 并定义了一个联合体来存储 24 位的 AD 值以方便处理以及后期计算。AD 设置为差分方式输出, 分别从 AD2 和 AD0 口输入, 并十次测量一平均进行软件均值滤波, 一秒一次显示电压值^[10]。

精测电路中 A/D 转换用到了 AD2 与 AGND 口作为差分电压信号的输入端口, 用 P1.0-P1.4 口作为档位数据信号的接收端口。在实际电压值编码之后, 用到了 P0.0-P0.4 口作为编码信号的输出端口。

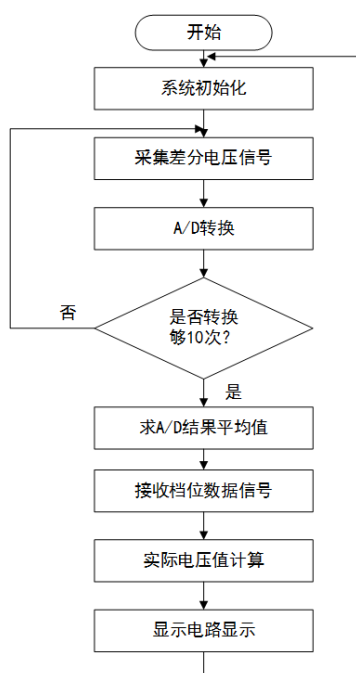


图 3 C8051F350 单片机程序流程图

Fig.3 Program flow chart of precision measurement circuit

4 外围电路设计

4.1 信号接收电路

信号接收电路选用带有闭环霍尔电压传感器的宇波模块 CHV-25P/50 直接采集直流电压信号, 避免待测电路和数字电压表电路之间的干扰, 并将 0-24V 的电压衰减为 0-2.4V, 然后将衰减后的采集信号传给 STM32 单片机中的 A/D。

4.2 报警电路

作为数字电压表的信号接收电路, 通过比较器对信号接收电路采集到的直流电压信号进行量程判断, 若超量程则报警, 点亮 LED 灯并输出低电平信号, 禁止 STM32 进行 A/D 采集。若电压信号在量程以内则报警电路输出高电平信号, 将 STM32 中的 A/D 模块使能。

4.3 档位处理电路

作为数字电压表的档位处理电路, 通过一个放大增益为 10 的差分放大电路与电压跟随器将

0.3V 档位内的档位信号与初始电压信号进行差分处理, 产生 0-3V 的可供精测电路使用的差分信号, 如图 4 所示。

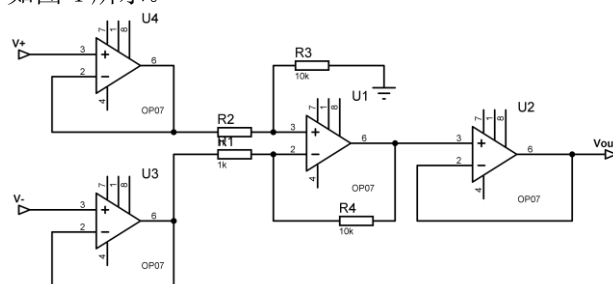


图 4 档位处理电路图

Fig.4 The gear processing circuit diagram

图中 $V+$ 输入初始电压信号, $V-$ 输入档位电压信号, V_{out} 输出放大后的差分电压信号。

5 实验

为测试自制的数字电压表系统对电压测量的精确度, 以系统本身作为实验设备进行模拟实验。在保持原 STM32 中 D/A 输出档位电压的情况下, 使用另一个 D/A 端口输出模拟待测电压进行双通道输出, 输出范围 0-2.4V。模拟电压信号不经过信号接收电路衰减直接进行粗测分档+精测, 得到测量电压。实验模拟测量的是衰减后的 0-2.4V 范围的电压, 逆推回 0-24V 范围的电压, 模拟待测电压值要乘以 10 后与数字电压表测量电压做差得到绝对误差。其测量结果如表 1 所示。其中“模拟待测电压”为单片机 D/A 输出的已知模拟待测电压, “数字电压表测量电压”为本文所设计的数字电压表所测得的电压。

表 1 测量数据

Table 1 Measured data

模拟待测电压 (V)	数字电压表测量 电压 (V)	绝对误差 (V)
0.469661	4.697540	0.000930
0.708661	7.086617	0.000007
1.234567	12.345767	0.000097
1.473662	14.736403	0.000217
1.732236	17.322309	0.000051
1.923226	19.223653	0.008607
2.221292	22.123161	0.089759

从表 1 的测量数据可知, 在模拟待测电压为 1.732236V 以内时, 绝对误差为 1mV, 不符合指标。且模拟待测电压大于 1.732236 时, 绝对误差随待测电压急剧增大, 甚至达到 89.8mV。尚不明确具体原因。

6 结论

本项目设计了一款数字电压表, 使用了 STM32 与 C8051F350 两个单片机。其中 STM32 负责粗测以及档位判断, C8051F350 负责精测、计算实际电压值并控制液晶输出最终电压值。系统理论量程

0~24V, 精度 0.1mV。模拟实验, 结果电压值精度为 89.8mV, 有待进一步提高。

参考文献

1. 李洁, 汪纪锋.一种高精度的数字式电压表设计[J].计算机与网络,2015,41(18):69-71.
2. 杨增汪, 陈斯,戴新宇.一种量程自动转换高精度数字电压表的设计[J].自动化与仪表,2011,26(11):12-15.
3. 戚甫峰, 邵红.高精度数字直流电压表的设计[J].科技信息,2010(31):490-491.
4. 王倩, 武和雷.基于 C8051F350 的直流电压与纹波测量系统[J].化工自动化及仪表,2010,37(08):72-74.
5. 杨朝君, 王章瑞,王其军.C8051F350 在工业仪器仪表中的应用[J].仪器仪表用户,2009,16(04):60-62.
6. 陈晓. 语音高精度数字电压表的设计[J].微计算机信息,2009,25(11):122-123.
7. 李乐, 程刚.C8051F350 在高精度数字称重模块中的应用[J].仪表技术与传感器,2009(03):115-117.
8. 王伟, 刘晓平.高精度数字电压表方案设计[J].仪表技术,2007(04):36-38.
9. 傅士冀, 杨虹.高精度直流数字电压表的研制[J].湖北电力,2000(02):7-8.
10. 数字电压表的近况及其试验方法 二、两种高精度数字电压表[J]. 电测与仪表,1971(12):11-19.

基于 MATLAB 的交通灯识别系统设计*

邹思宇；周春浩；王 毓；郑 凡

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：在辅助驾驶系统中,交通灯识别可以通过很多方法去实现。结合导航信息,基于视觉的交通灯识别能告知驾驶员行车环境中的交通灯状态,相比驾驶员自己肉眼识别,基于视觉处理算法的交通灯识别装置具有不会疲劳,不易受背景复杂等因素影响的特点,交通灯识别能力也是无人驾驶汽车的重要涉及方面。本文提出了一种基于 MATLAB 的交通灯识别系统设计,利用 Haarlike 特征提取器提取特征,然后利用 Adaboost 分类器对提取到的特征进行分类,根据 RGB 三通道的像素值,判断出交通灯的颜色。测试结果表明,识别结果是很准确的,消耗的时间也和预想的相差无几。

关键词：交通灯检测 文字识别 图像识别 特征提取

Design of Traffic Light Identification System Based on MATLAB

ZOU Si-Yu; ZHOU Chun-Hao; WANG Yu; ZHENG Fan

(School of Instrument Science and electrical engineering, Jilin University)

Abstract—In assisted driving systems, traffic light recognition can be achieved in many ways. Combining with navigation information, visual traffic light recognition can inform the driver of traffic light status in the driving environment. Compared with the driver's own naked eye recognition, the traffic light recognition device based on vision processing algorithm has no fatigue and is not easily affected by complex background and other factors. The characteristics of the impact, traffic light identification capability is also an important aspect of the driverless car. This paper presents a design of traffic light recognition system based on MATLAB, using Haarlike feature extractor to extract features, and then use the Adaboost classifier to classify the extracted features and determine the color of traffic lights based on the RGB three-channel pixel values. The test results show that the recognition results are very accurate and the consumption time is almost the same as expected.

Key Words: Traffic light detection Character recognition Image recognition Feature extraction

0 前言

在辅助驾驶系统中,交通灯识别可以通过很多算法去实现。结合导航信息,基于视觉的交通灯识别能告知驾驶员行车环境中的交通灯状态,相比驾驶员自己肉眼识别,基于视觉处理算法的交通灯识别装置具有不会疲劳,不易受背景复杂等因素影响的特点,交通灯识别能力也是无人驾驶汽车的重要涉及方面。

1 设计方案

方案流程图如下:

第一步的图像处理需要先将彩色图像转换为灰度图像,经过滤波去噪之后,将图像转换为图像便于检测。

第二步的交通灯检测则需要算法的参与,目的是在图像中准确的确认交通灯的位置,首先利用 Haarlike 特征提取器提取特征,然后利用 Adaboost 分类器对提取到的特征进行分类,从而判断图像块是否为交通灯。然后在整张图像中滑动搜索每一个图像块,从而寻找交通灯^[1]。

第三步交通灯的判断主要是在上一步已经

检测到的区域内通过对像素值的判断来确认交通灯的颜色。

最后文字的识别需要对数字板进行定位,定位完成后,裁剪为 2 部分,对应两个数字的位置。然后对数字进行识别。

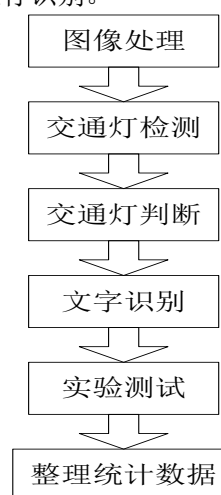


图 1.1 总体流程图

Fig.1.1 Overall flow chart

2 交通灯检测

2.1 Haar-like 特征

* 指导老师: 郑凡

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65610)

Haar 特征 (Haar-like features) 是用于物体识别的一种数字图像特征。

Haar 分类器算法使用流程如下:

- ①使用 Haar-like 特征做检测。
- ②使用积分图对 Haar-like 特征求值进行加速。

③使用 AdaBoost 算法训练区分人脸和非人脸的强分类器。

④使用筛选式级联把强分类器级联到一起, 提高准确率。

积分图构建算法:

- 1) 用 $s(i,j)$ 表示行方向的累加和, 初始化

$$s(i,-1)=0 \quad (2-1)$$

- 2) 用 $ii(i,j)$ 表示一个积分图像, 初始化

$$ii(-1,i)=0 \quad (2-2)$$

- 3) 逐行扫描图像, 递归计算每个像素 (i,j) 行方向的累加和 $s(i,j)$ 和积分图像 $ii(i,j)$ 的值

$$s(i,j)=s(i,j-1)+f(i,j) \quad (2-3)$$

$$ii(i,j)=ii(i-1,j)+s(i,j) \quad (2-4)$$

- 4) 扫描图像一遍, 当到达图像右下角像素时, 积分图像 ii 就构造好了。

积分图构造好之后, 图像中任何矩阵区域的像素累加和都可以通过简单运算得到如图 2.1 所示。

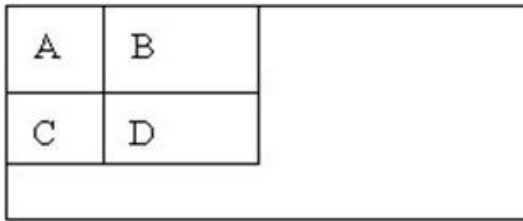


图 2.1 矩阵区域的像素图

Fig.2.1 Pixel map of the matrix area

通过积分图快速计算 haar-like 特征, 设 D 的四个顶点分别为 α 、 β 、 γ 、 δ α 、 β 、 γ 、 δ , 则 D 的像素和可以表示为:

$$\Sigma D=ii(\alpha)+ii(\beta)-(ii(\gamma)+ii(\delta)) \quad (2-5)$$

$$\Sigma D=ii(\alpha)+ii(\beta)-(ii(\gamma)+ii(\delta)) \quad (2-6)$$

而 Haar-like 特征值无非就是两个矩阵像素和的差, 同样可以在常数时间内完成。

2.2 AdaBoost 分类器

Adaboost 是一种迭代算法, 其核心思想是针对同一个训练集训练不同的分类器(弱分类器), 然后把这些弱分类器集合起来, 构成一个更强的最终分类器(强分类器)^[2]。使用 Adaboost 分类器可以排除一些不必要的训练数据特征, 并将关键放在关键的数据上面。

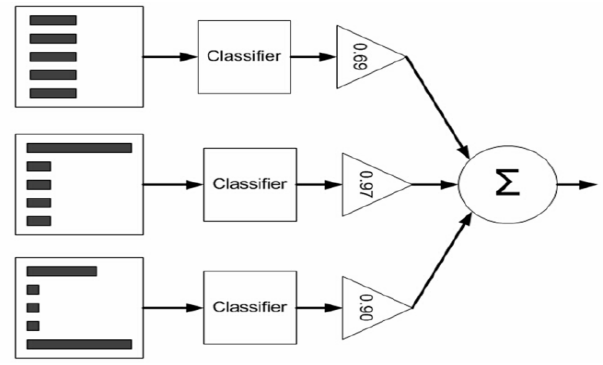


图 2.2 Adaboost 算法示意图

Fig.2.2 Adaboost algorithm diagram

Adaboost 算法的具体步骤如下:

设输入的 n 个训练样本为: $\{(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3), \dots, (x_n, y_n)\}$ 其中

x_i 是输入的训练样本, $y_i \in \{0, 1\}$ 分别表示正样本和负样本, 其中正样本数为 l , 负样本数 m . $n=l+m$, 具体步骤如下:

- (1) 初始化每个样本的权重;

- (2) 对每个 $t=1, \dots, T$ (T 为弱分类器的个数;

- 1) 把权重归一化为一个概率分布;

- 2) 对每个特征 f , 训练一个弱分类器 $h_{f,t}$;

计算对应所有特征的弱分类器的加权错误率;

- 3) 选取最佳的弱分类器 $h_{f,t}$ (拥有最小错误率);

按照这个最佳弱分类器, 调整权重。

- 4) 按照这个最佳弱分类器, 调整权重。

- (3) 最后的强分类器为:

$$h(x) = \begin{cases} 1, & \sum_{t=1}^T \alpha_t h_{f,t}(x) \geq \frac{1}{2} \sum_{t=1}^T \alpha_t \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2-7)$$

其中 $\alpha_t = \log \frac{1}{\beta_t}$ 。

3 交通灯判断

检测到交通灯后, 就可以对交通灯进行处理。把它平均裁剪为 3 份, 分别对应红, 绿, 黄灯的位置。然后找到三个图块的中心点像素值。分析这个像素值是什么颜色, 把一个 RGB 图像转换成标准 RGB 图像。为了侦测一个信号灯, 一个被交通信号灯其中一种颜色充满的圆圈被侦测。从一个简单的圆形方程 $(x-a)^2 + (y-b)^2 = r^2$ 中能够被使用从边缘图片中侦测到圆, 代入到三维空间参数 $(a, b$ 和 $r)$ 。设立参数得到大部分的呈现交通信号灯位置和尺寸的投票。

为了避免这个不足和提升侦测速度, 假定在图像中中灰色和黑色的像素是交通信号灯中的一个在脚踝变量中, 对于每个像素 (x, y) , 选取被带入到三维空间的在图像上的黑色色素进

入 ab-线条的 r 位置的数量被改变了。在被推荐的框架中，选举被进行仅仅是因为色素 (a, b) 和它的四个相邻元素属于待选区域。通过推荐的方法被展示作为在图像黑色素中结果投票进入 ab-线条中。进而使红绿灯被检测到。判别出红绿灯的具体颜色。

4 文字识别

首先需要对数字板进行定位，定位完成后，裁剪为 2 部分，对应两个数字的位置。然后对数字进行识别。

4.1 数字板的定位

方向梯度直方图 (Histogram of Oriented Gradient, HOG) 特征是一种在计算机视觉和图像处理中用来进行物体检测的特征描述子^[4]。HOG 特征通过计算和统计图像局部区域的梯度方向直方图来构成特征。

具体步骤如下：

先将图像灰度化，采用 Gamma 校正法进行颜色空间的标准化，同时也能起到抑制噪声、降低光照变化以及图像局部阴影的影响。公式为：

$$I(x, y) = I(x, y)^g \quad (4-1)$$

其中 $I(x, y)$ 表示图像灰度值，通常取 $g=0.5$ 计算像素点 (x, y) 的梯度：

$$G_x(x, y) = I(x+1, y) - I(x-1, y) \quad (4-2)$$

$$G_y(x, y) = I(x, y+1) - I(x, y-1) \quad (4-3)$$

式中， $G_x(x, y)$ 、 $G_y(x, y)$ 、 $I(x, y)$ 分别表示输入图像中像素点 (x, y) 处的水平方向梯度、垂直方向梯度和像素值。像素点 (x, y) 处的梯度幅值和梯度方向分别为：

$$G(x, y) = \sqrt{G_x(x, y)^2 + G_y(x, y)^2} \quad (4-4)$$

$$q(x, y) = \tan^{-1} \frac{G_x(x, y)}{G_y(x, y)} \quad (4-5)$$

本文设定 cell 大小为 8，梯度方向划分为 16 个区间^[5]。把若干个 cell 组合成一个区间 (block)，在这个 block 内对所有 cell 的梯度强度进行归一化，这个过程使 HOG 特征具备更好的光照、阴影不变性。本文设定 block 大小为 2×2 个 cell，则相邻 block 的重叠 cell 数为 2。将所有 block 的特征向量组合起来得到最终的 HOG 特征。对于 128×64 的图像，按照上述的计算方法，则水平方向有 15 个扫描窗口，垂直方向有 7 个扫描窗口，每个 block 内的特征向量维数为 $16 \times 4 = 64$ ，最终 HOG 特征的维数为 $15 \times 7 \times 64 = 6720$ 维。

4.2 数字的识别

本文采用的方法是支撑向量机。训练阶段，使用训练样本进行学习并训练出一个 SVM 模型，这个模型本质上就是由最难分类的特征向量

定义出了最优超平面^[6]。

(1) 假设已经有了参数 θ ，给定一个 x ，可以计算出特征向量 $f \in R^{m+1}$ 。则 SVM 假设函数的定义变为，若

$$\theta^T f = \theta_0 f_0 + \theta_1 f_1 + \dots + \theta_m f_m > 0, \text{ 则 } h_{\theta}(x) = 1, \text{ 其他情况则 } h_{\theta}(x) = 0;$$

(2) 有了核函数之后，SVM 的优化目标如下：

$$\min \{ C \sum_{i=1}^m y^{(i)} \text{cost}_1(\theta^T f^{(i)}) + (1 - y^{(i)}) \text{cost}_0(\theta^T f^{(i)}) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \theta_j^2 \}$$

(4-6)

其中最后一项中特征数 $n=m$ ；

(3) 参数 C 相当于逻辑回归中的 $\frac{1}{\lambda}$ ^[7]

那么参数 C 对方差和偏差的影响如下：

C 太大，相当于 λ 太小，会产生高方差，低偏差； C 太小，相当于 λ 太大，会产生高偏差，低方差。同时，参数 σ^2 也会对方差和偏差产生影响： σ^2 大，则特征 f_i 变化较缓慢，可能会产生高偏差，低方差； σ^2 小，则特征 f_i 变化不平滑，可能会产生高方差，低偏差。

预测阶段将待测样本特征向量输入到 $k(k-1)/2$ 个二分类器，通过投票数给出分类的结果。

交通灯还有一种字体是用 8 段数码管实现的。这种字体是比较简单的，首先将位置进行分为左上、右上、左下、右下、中上、中下，再分别判断每一部分的情况，通过像素值判断哪些段是亮的，并与数字相匹配，从而得出结果。



图 4.1 单个交通灯
Fig.4.1 Single traffic light

5 测试结果

下面是实验中的一次数据：原图如下：



图 5.1 交通灯原图
Fig.5.1 Original traffic light map

识别结果图:

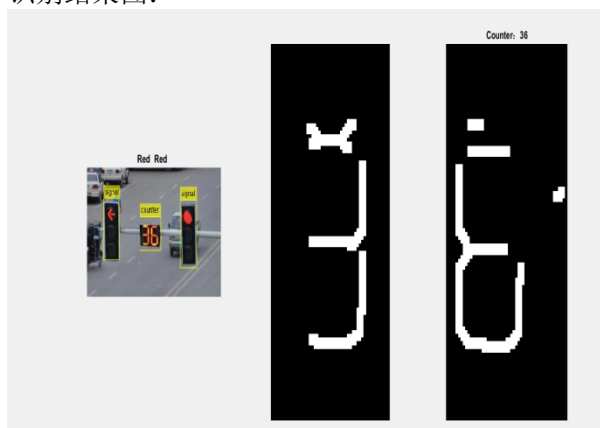


图 5.2 交通灯识别图

Fig.5.2 Traffic light recognition chart

表 1 识别时间表

Table 1 Recognition schedule

	1	2	3	4	5	6
时 间 / s	0.201 368	0.200 616	0.204 406	0.223 092	0.227 989	0.210 368

该表格数据是对同一张图连续识别 6 次所得出的结果。

从结果图像以及表格中的数据我们可以得出,红绿灯判断为红色,时间数字也确定为 36,就是时间方面因为对所用的算法使用不成熟的原因,识别这个红绿灯平均花费了 0.21 秒左右,如果在算法方面应用一些更为先进的技术的话,时间方面相信一定有所缩减,识别效果也会更加完好。

6 结论

该系统与传统方法相比,在计算速度上有明显的改进,在识别交通灯的时间控制在 0.3s 左右。在识别的准确率方面,我们找到了大致 50 张交通灯的图片,拍摄距离、角度各不相同,通过大量的实验,最终能够识别出来的只有 45 张,其余的五张数字识别是正确的,但是颜色判别方面出现了偏差,这些数据说明我们的系统在识别算法方面还有待提升。该系统设计实现简单,适于工程应用,具有实际应用价值。

参考文献

1. 赵诚. 图像识别方法与实现技术研究[M]. 西安: 西安电子科技大学, 2008.
2. 李志强,李永斌. 车牌识别技术的发展及研究现状[J]. 科技信息,2012,(05):110+125.
3. 徐成,谭乃强,刘彦. 基于 Lab 色彩空间和模板匹配的实时交通灯识别算法[J]. 计算机应用,2010,(05):1251-1254.
4. 朱玥凝. 基于 Matlab 图像识别的交通信号灯智能控

制[J]. 信息通信. 2016(11).

5. 宋建华,朱勇,王尔馥,刘勇. 基于 MATLAB 的数字基带信号及其功率谱研究[J]. 信息通信. 2016(11).
6. Dalal N, Triggs B. Histograms of oriented gradients for human detection [C]. In Computer Vision and Pattern Recognition, 2005. CVPR 2005. IEEE Computer Society Conference on, 2005: 886-893.
7. Chang C-C, Lin C-J. LIBSVM: a library for support vector machines [J]. ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology (TIST), 2011, 2 (3): 27.

自动偏振窗户系统的设计*

吴 娜；魏士达；赵博皓

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：随着电子科技的发展与人民水平的提高，智能窗户越来越多的被用到现代智能化建筑中，未来几年，智能窗户用户将有望不断增加。偏振玻璃是目前最高端的产品，因为玻璃的超强的硬度造就了其极强的超级抗划伤功能，可以均匀的改变入射光以及优越的透光率等光学性能是其他树脂镜片无法比的。目前百叶窗，封闭补光，等传统控制光照的器材，存在透光不柔和存在光斑，透光调节精度太小等缺点。本此设计就此提出，以偏振玻璃为窗户核心，51 单片机为处理器核心，通过数据采集智能技术，设计一套窗户系统。本次设计的智能窗户系统能通过其数据检测传感电路不断循环检测室外湿度、温度、PM2.5 浓度以及室外的光强度，当采集数值达到设定值时，处理结果将控制步进电机转动从而控制偏振玻璃的重合角度，并配备良好的防盗系统^[14]；另外可设置自动关闭窗口或开启窗户时间，到了设定时间会自动关闭或开启窗户，在更大程度上实现了智能化。设计进行了实验和测试，可以实现精确控制透光亮度，调节透光范围 60%-0%，透光精度 3%。

关键词：智能家居 偏振玻璃 数据采集 单片机

Design of automatic polarized window system

Chen Zubin; Wu Na; Wei Shida; Zhao Bohao

(College of Instrument Science and electrical engineering, Jilin University)

Abstract: With the development of electronic technology and the improvement of the people's level, more and more smart windows are being used in modern intelligent buildings. In the next few years, smart window users will continue to increase. Polarized glass is currently the most high-end product, because the glass's superior hardness has created its strong super scratch resistance, can evenly change the incident light and superior light transmittance and other optical properties of other resin lenses can not be compared. Currently shutters, closed fill light, and other traditional equipment to control lighting, there are light transmission is not soft light spots, light transmission adjustment accuracy is too small and other shortcomings. This design is proposed in this paper, with polarized glass as the core of the window, and 51 single-chip microcomputers as the processor cores. Through the data acquisition intelligent technology, a window system is designed. The designed intelligent window system can continuously detect outdoor humidity, temperature, PM2.5 concentration and outdoor light intensity through its data detection and sensing circuit. When the collected value reaches the set value, the processing result will control the rotation of the stepping motor. In order to control the overlapping angle of the polarizing glass, it is equipped with a good anti-theft system^[14]. In addition, it can be set to automatically close the window or open the window. When the setting time is reached, the window will be automatically closed or opened, and intelligence will be realized to a greater extent. The design was tested and tested to achieve precise control of the transmitted light brightness, adjusting the light transmission range by 60%-0%, and the light transmission accuracy by 3%.

Key words: Smart home Polarized windows data acquisition Light control stepper motor

0 前言

随着高科技和信息技术的发展，智能化是近年来越来越被重视的全新理念，建筑智能化也已然成为一种发展趋势，这即是人们生活的需要，也是文明程度的体现^[1, 2]。目前市面上所推行的窗户大多为百叶窗，封闭补光等传统控制光照的器材，存在透光不柔和光斑，透光调节精度太小等缺点。偏振玻璃具有优越的透光率，并具有两片偏振玻璃重合角度不同时其透光率不同的光学性能，而今嵌入式技术实现专用功能的控制系统也已成为现实。本设计就此提出一种基于 STC89C52 单片机的偏振窗系统。系统使用各种传感器对室外环境的湿温度、光强度、PM2.5 浓度、窗外是否有人等因素进行信号采集并传入单片机，经过单片机对数据进行分

析和处理，并发出动作指令，控制步进电机执行动作，对偏振玻璃的重合角度进行调整，使得环境参数得到好的调节，保证舒适的家居环境^[3~5]。

1 系统整体设计

本设计研究基于 STC89C52 单片机控制下的智能偏振窗户系统。系统的整体主要由硬件和软件两部分组成。硬件部分由单片机扩展的外围电路以及各种实现单片机系统控制功能的接口电路组成；软件部分主要由单片机系统实现其特定控制功能的各种程序组成^[6]。

整个系统通过 PM2.5 传感器、光传感器、红外报警传感器以及温湿度传感器采集信息，经微处理器处理后，通过 STC89C52 串口向上位机发送数据，同时在显示屏上显示实时数据，按键或红外遥

* 指导老师：陈祖斌

项目类型：大学生创新训练项目(2016B65649)

控设置限值区间,当数据处于不同的区间时,光控步进电机带动偏振片调整角度,均匀改变入射光强。系统最终应达到指标为:可调节透光范围 60%-0%,透光精度 5%。

2 系统硬件设计

2.1 光控偏振窗户模块

系统会自动根据信号采集模块的数据对步进电机发出指令,对偏振窗户的旋转角度进行调整。窗户的结构如图 1 所示。以下对窗户的工作方式进行大致的解说。

窗户重合角度的调节主要靠窗扇转动用轮 21 和内玻璃转动用轮 6。两个转动轮之间可以通过齿啮合传动的方式获得电机 5 的动力输出,窗扇转动用轮 21 和内玻璃转动用轮 6 均可以为齿轮,相应地,电机 5 的轮也为齿轮,从而可以直接通过齿啮合或者链条传动的方式互相连接起来,使得窗扇转动用轮 21 和内玻璃转动用轮 6 获得电机 5 的动力输出。

为了更好地控制窗扇 2 的打开或关闭,以及内玻璃 12 的转动,可以通过将窗扇转动用轮 21 和内玻璃转动用轮 6 的直径设置为均大于电机 5 的轮的直径,使得可以适当地将电机 5 传到窗扇转动用轮 21 和内玻璃转动用轮 6 的转速降低,从而降低窗扇 2 打开或者关闭的速度以及内玻璃 12 的转速。

整个偏振玻璃包括外玻璃 11 和内玻璃 12 两块偏振玻璃。为了取得更好的调节光强度的效果,同时便于旋转内玻璃 12 以调节内玻璃 12 和外玻璃 11 之间的偏振交错角度,内玻璃 12 为圆形。且内玻璃 12 的直径与窗扇 2 的短边的边长相等,以便可以尽量多的使得内玻璃 12 和外玻璃 11 之间的重合面积更大,从而使得接受外玻璃 11 和内玻璃 12 偏振调节的光更多,以更精确的调节进入室内的光量,使得进入室内的光尽可能的均匀、柔和;同时,也可以在室外光线不是太强烈时,与使用圆形的外玻璃 11 相比,可以使得更多的光进入室内。内玻璃 12 和外玻璃 11 均为圆形,且内玻璃 12 和外玻璃 11 的直径均与窗扇 2 的短边的边长相等,这样可以使得内玻璃 12 和外玻璃 11 完全重合,从而使得所有光均能接受外玻璃 11 和内玻璃 12 的偏振调节,以使得进入室内的光更加均匀、柔和。

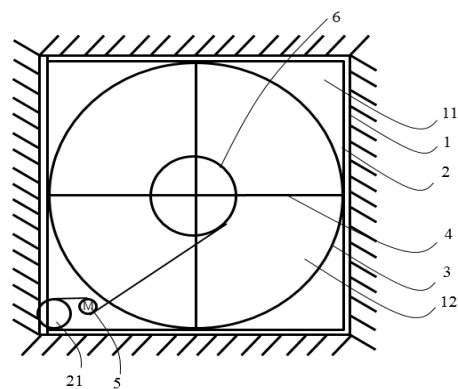


图 1 光控偏振窗户

Fig.1 Polarized light control windows

2.2 信号采集装置

基于 51 单机的信号采集装置系统框图如图 2 所示,包括传感器模块、信号采集与转移模块和串口通讯模块、显示模块 4 部分^[11]。

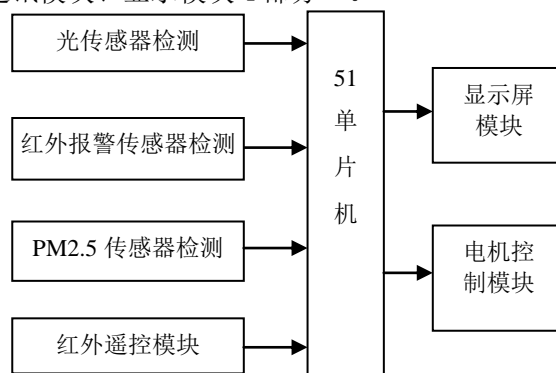


图 2 采集装置框图

Fig.2 acquisition module structure

2.2.1 光传感器

本系统采用光敏电阻传感器作为光电转换电路的核心器件,它能感应光线的明暗变化,并输出微弱的电信号,通过简单电子线路放大处理,可以控制窗户的自动开关。

根据罗列出的不同型号光敏电阻在不同条件下的特征参数的不同,得到控光精度表 1。为了确保系统能达到设定的预期目标,光传感器采用 2CU201A 光敏二极管,设计图如图 3 所示,模块在环境光线亮度达不到设定值时, V1、V2 导通,输出高电平,当外界环境光线亮度超过设值时, V1、V2 截止,输出低电平。输出端与单片机相连,由此来检测环境光线亮度的改变。

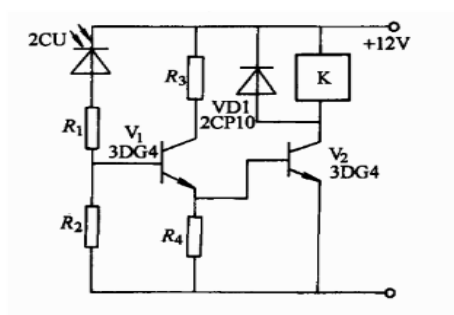
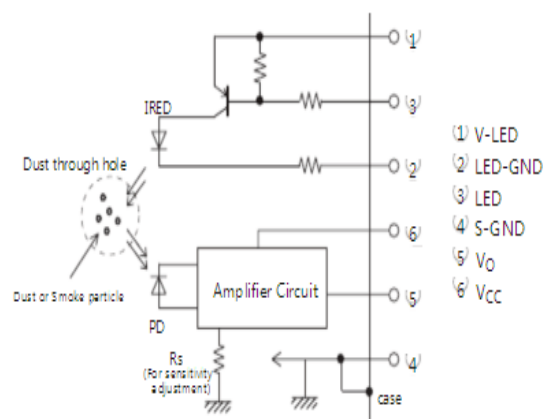
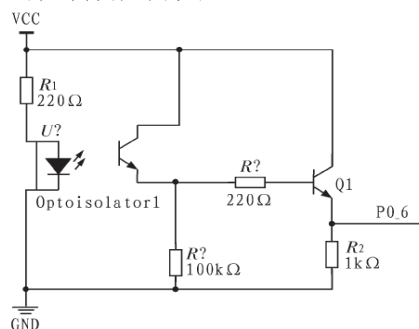


图 3 光传感器电路图



应的操作，工作原理如图 6 所示：

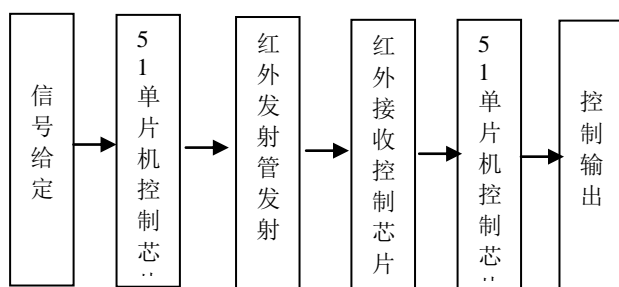


图 6 红外遥控原理图

Fig.6 Infrared remote control schematic

3 系统软件设计

系统以 Keil 作为编程软件，以 C 语言为编程语言。系统程序流程如图 7 所示，整个智能偏振窗户系统从光传感器，PM2.5 传感器，红外报警传感器将采集的信号转换成电信号传送 STC89C52，单片机根据烧录好的程序对电机控制模块传输信号，对偏振玻璃进行进行调整，进而控制进光量。首先对窗外是否有人热运动进行判断，有人运动则单片机发出控制信号，电机控制模块关闭窗口。再是对空气中 PM2.5 的浓度进行检测，浓度过高则让单片机对电机控制模块控制窗户关闭。最后根据光传感器的对室外光强的感应，使单片机对电机控制模块发出控制信号，对偏振片的角度调整，进而控制室内的进光量。显示屏实时显示时间和 PM2.5 浓度的数据，用户可通过红外遥控器遥控窗户，实现手动控制。也可通过对时间设定，打开、关闭和调整窗户，使整个智能窗户控制系统得以实现。

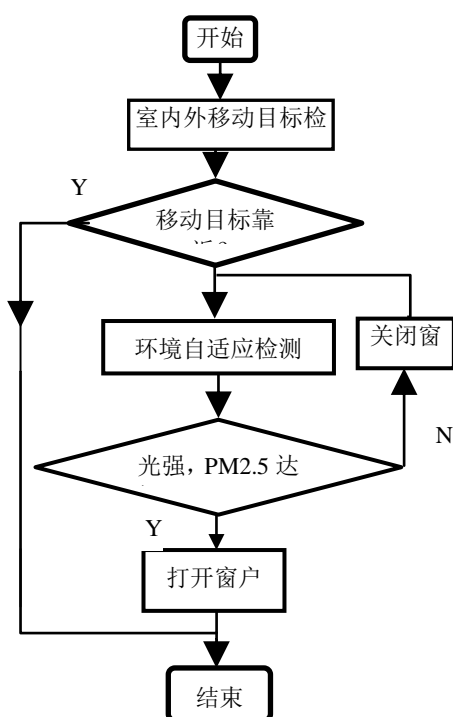


图 7 系统软件流程图

Fig.7 System software flow chart

4 测试与分析

软硬件设计完成后，对其进行了功能测试。接通电源后，LCD1602 显示屏正常显示室内当前的温度和湿度以及 PM2.5 浓度，点燃香烟模拟 PM2.5 浓度控制信号的改变，测试系统的工作条件，测量范围。随着时间增加，显示屏上 PM2.5 数值持续增加，当增加到阈值时，步进电机通过铰链装置关闭窗口，测试结果如图表 2 所示。由数据可知：当烟雾值大于 200 时窗户自动关闭，可以达到屏蔽烟雾的效果。

表 2 PM2.5 测试结果

Table 2 PM2.5 test results

测到的数据	600 +	200-600	150-200	100-150	50-100	0-50
空气质量	很差	差	一般	好	很好	非常好
自动控制	自动关闭		不做修改			

通过手电筒模拟室外光强的变化，测试系统根据室外环境光通过光控步进电机带动偏振玻璃旋转，均匀改变室内的光强。测试结果如表 2 所示，又数据显示透光范围可达到 0-66%达到预期 0-60%的目标，步进电机旋转角度最低可达到 0.9 度表格中数据并没有全部显示，经过计算透光角度最大值为 3%，高于预期目标 5%。

表 3 光控偏振窗户测试数据

Table 3 Light Control Polarization Window Test Data

旋转角度	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
透光亮度	66 %	65 %	62 %	59 %	55 %	52 %	47 %	41 %	55 %	40 %
旋转角度	50	55	60	65	70	75	80	85	90	
透光亮度	29 %	25 %	18 %	15 %	8 %	5 %	2 %	1 %	0 %	

最后利用红外遥控对系统的参数进行再设定，结果能在显示屏上正常显示。因此，该系统不但显示、自动开关窗、红外遥控开关窗等功能均正常，还达到了系统设定的预期目标。

5 结论

本设计利用 STC89C52 实现偏振窗户的自动化，利用红外遥控技术实现远程控制、光传感器的光敏特性和偏振玻璃光学原理实现自动控制室内透光率、温湿度传感器的电阻随温度变化特性检测室外温湿度，并利用液晶屏对参数进行实时显示，实现良好的人机互动^[12]，最终整个系统达到透光范围 66-0%，透光精度 3%，高于我们的设定目标。可一些医院特殊药品实验室、蔬菜大棚、化学药品储藏室等对光照要求严格地暗室，还有力地解决了

传统设备控光精度不高,控光不柔和出现光斑等问题^[8~10]。受限于偏振片的材质等因素,最终透光率最大为 66%^[7],透光范围不是很大,采用更好地偏振片,并运用步距角更低的步进电机,相信会有更大的透光范围与控光精度。系统的设计思想为智能家居、偏振玻璃的设计和开发提供了参考^[15]。

参考文献

1. 吴雪松,潘崇煜,牛轶峰. 基于 STC89C51 单片机的智能窗户启闭器[J]. 科技与创新,2015,01:21-22.
2. 倪青青,周源源. 基于 AT89S52 单片机的智能窗户的设计[J]. 科技视界,2015,18:115-116.
3. 杨玉柱,朱宝礼,潘国光,高松. 彩色偏光镜的研制与应用[J]. 中国刑警学院学报,1994,01:14.
4. 谢书伟. 偏振片及其用途[J]. 感光材料,1997,02:44-46+63.
5. 姚健,陶卫东. 智能窗及其研究进展[J]. 门窗,2009,06:52-55.
6. 王娟. 基于单片机智能窗户控制系统[J]. 信息系统工程,2016,01:100-101.
7. 柳锡铭. 偏振光膜片与光学玻璃粘接[J]. 粘接,1989,05:44.
8. 王杰,杨晔,蔡剑文. 基于单片机的智能窗户控制系统的设计[J]. 产业与科技论坛,2014,12:61-62.
9. 孙健. 智能家居电动窗帘的设计与实现[J]. 机械工程与自动化, 2012,(2): 133-135.
10. 谭健胜. 浅析智能家居的发展状况[J]. 科技资讯, 2013,(18):214-214,216.
11. 张燕红, 郑仲桥. 基于单片机 AT89C52 的数据采集系统[J]. 化工自动化及仪表,2010,(03):110-112.
12. 郑清兰. 基于 AT89S52 人性化窗户控制系统的设计[J]. 山东理工大学学报,2014,28(06):35-38.
13. 郑阳平. 皮带机智能控制系统研究[J]. 制造业自动化, 2014, 36(02):112-113.
14. Yong Tae Park, Jae-Young Pyun. Smart Digital Door Lock for the Home Automation[C]. 2009 IEEE Region 10 Conference, Singapore, 2009: 1-6.
15. Ping Wang, Huali Jiang. Design and Realization of Remote Control in Smart Home System[C]. International Conference on Communication Software and Networks, Macau, 2009: 13-15.

一种基于指纹识别的蓝牙车锁设计*

方子正；刘 帅；张智超

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：针对目前市面上指纹识别的汽车车锁少，且均是固定在汽车本身，没有可以遥控使用的指纹识别车锁系统的问题。文中设计了基于指纹识别的蓝牙车锁系统，其通过单片机将蓝牙模块与指纹识别模块相结合，让指纹识别系统可以随身携带，远距离使用，提高了系统的便利性。此外，系统采用了指纹解锁方式，相比传统解锁方式更加可靠，同时还可以保证钥匙丢失或被盗后的车锁不会被他人打开，安全性能大幅增强。经过实验测试，文中设计的基于指纹识别的蓝牙车锁系统能够远程指纹识别开启车门，其在 5m 内的开锁正确率高达 97%。

关键词：指纹识别 蓝牙通讯 安全车锁

Development and Design of Traffic Identification System Based on DPI

FANG Zizheng; LIU Shuai; ZHANG Zhichao

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In view of the fact that the fingerprint lock on the market is less and is fixed in the car itself and there is no problem that the fingerprint recognition system can be used for remote control, a Bluetooth lock system based on fingerprint recognition is proposed in this paper. This system combines Bluetooth module and fingerprint identification module through single chip microcomputer, so that fingerprint identification system can be carried around and used remotely, which improves the convenience of the system. In addition, the system uses a fingerprint unlock mode, compared to the traditional way of unlocking more reliable, but also to ensure that the keys lost or stolen after the car locks will not be opened by others, security performance greatly enhanced. Through experimental tests, the Bluetooth based vehicle lock system designed by this paper can open the door for remote fingerprint identification, and the correct rate of unlocking in 5m is as high as 97%.

Key words: Fingerprint identification Bluetooth communication safety car lock

0 前言

随着我国经济的快速发展，人民生活达到小康，汽车作为一种代步工具已逐渐被广泛使用。随着社会上汽车的数量越来越多，汽车的安全问题越发严重，汽车盗窃案件时常发生。汽车门锁作为防止汽车被窃的第一道屏障，可以说是汽车安全中的重中之重。为了解决汽车门锁的安全问题，一部分车型上使用了汽车指纹识别技术用以提高汽车车门的安全系数。然而，目前的汽车指纹识别系统均装载在汽车车门上，司机必须要伸手触碰车门上的指纹识别系统才能开锁。这与已有的遥控开锁相比并不简便，且目前汽车指纹识别系统大多均只配备在高端车型上，普通车型少有配备，这意味着大多数汽车门锁的安全问题依然没有得到解决^[1~6]。当今，包括智能手机在内的众多电子产品已经将指纹识别作为了一大卖点。因此，将高安全系数的指纹识别技术与能够在适当距离传输数据的蓝牙技术相互结合，已经成为汽车车锁系统发展的必然趋势。

为了解决汽车的门锁安全问题，本文设计了基于指纹识别的蓝牙车锁系统。其通过单片机将蓝牙模块与指纹识别模块相结合，让指纹识别系

统可以随身携带，远距离使用，提高了系统的便利性。此外，系统采用了指纹解锁方式，相比传统解锁方式更加可靠。同时，还可以保证钥匙丢失或被盗后的车锁不会被他人打开，安全性能大幅增强。此外，本系统可以在多个方面进行功能扩展，以适应不同环境的特点，提供专门的应用需求，适用范围更加广泛。经过实验测试，本文设计的基于指纹识别的蓝牙车锁系统能够远程指纹识别开启车门，其在 5m 内的开锁正确率高达 97%。

1 系统设计

本文提出的基于指纹识别的蓝牙车锁电路系统，包括一个具有指纹解锁和发送信号功能的钥匙以及一个具有接收信号后判断是否开锁功能的车锁。钥匙部分包括单片机系统、HC-05 蓝牙模块、fm-608 型指纹模块、12864 液晶显示器、24c02 存储器、键盘和供电部分等。车锁部分包括 HC-05 蓝牙模块、单片机系统、电磁继电器、LED 指示灯、电磁锁和供电部分等。系统框图，如图 1 所示。

* 指导老师：杨泓渊

项目类型：大学生创新训练项目(2016B65657)

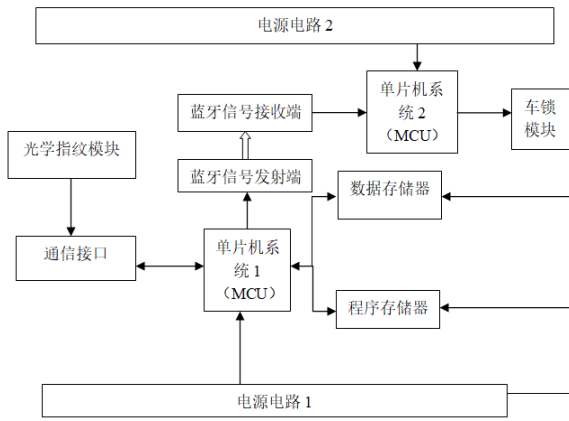


图 1 系统框图

Fig.1 System Block Diagram

系统主要分为两个功能，即指纹信号的采集和处理以及验证码的传输与对比。首先，系统的钥匙部分通过指纹识别模块对用户的指纹进行采集和对比。然后，根据对比的结果向单片机系统发送不同的信号。单片机根据收到的信号进行下一步的动作，若是允许开锁的信号，则启动串口通信，利用蓝牙模块将存储的校验码发送至车锁部分；若是不允许开锁的信号，则串口不工作，不发送校验码。同时，钥匙部分组合报警系统报警，表示指纹错误，不能开锁。若校验码发送与接收成功，则车锁部分将接受到的校验码与其内部存储的校验码进行比较，若二者相同则车锁部分的 LED 亮起，同时启动连接的电磁继电器，电磁锁上电打开，实现开锁功能。经一段时间的延时而继电器断电，电磁锁断电关闭；若两个校验码不同或未接收到校验码，则车锁部分的单片机系统对外围设备不进行任何控制，电磁继电器不动作，始终等待下一个信号的到来。

同时，为防止因手指受伤、手指过脏或因其他一些因素导致的指纹识别暂时无法使用的情况，文中独立添加了密码开锁的功能，利用键盘输入密码。与指纹开锁类似，若输入的密码与钥匙内已存储的密码相同则发送校验码，不相同则不发送，同时组合报警系统响起报警。

1.1 系统硬件设计

系统由钥匙部分和车锁部分组成^[7~9]。钥匙部分由 FM-608 型光学指纹识别模块、24c02 存储芯片、HC-05 蓝牙模块、12864 有字库液晶、蜂鸣器、5MM 红色 LED 和单片机系统组成，系统实物图如图 2 所示。本次选用的是 STC89C52 单片机，具有生产量大、技术成熟、价格低廉的优势。由于 52 系列单片机只有一个全双工通信串口，因此采用一组微动开关将指纹识别模块与蓝牙模块的串口分离开来。钥匙电路外部接线图，如图 3 所示。

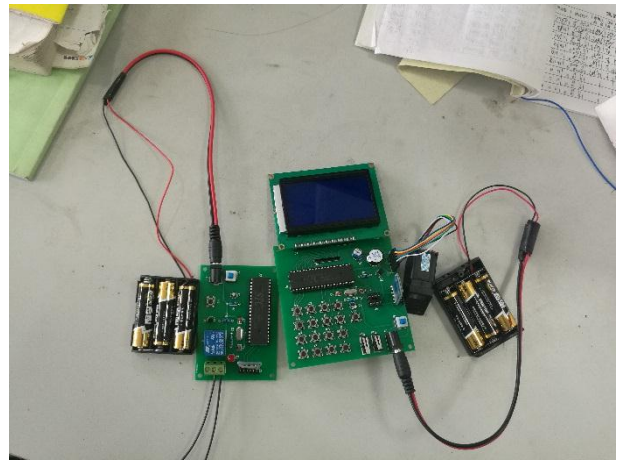


图 2 系统实物图

Fig.2 System physical map

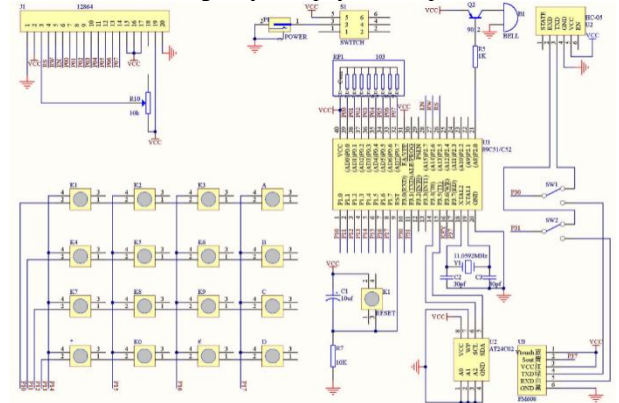


图 3 钥匙电路外部接线图

Fig.3 Key circuit external wiring diagram

车锁部分则包括 HC-05 蓝牙模块、STC89C52 单片机、5MM 红色 LED、电磁继电器和电磁锁等部分。由于车锁端只需要与蓝牙模块进行串口通信，因此车锁上的单片机串口无需再使用微动开关，直接与蓝牙模块相连。车锁电路外部接线图，如图 4 所示。

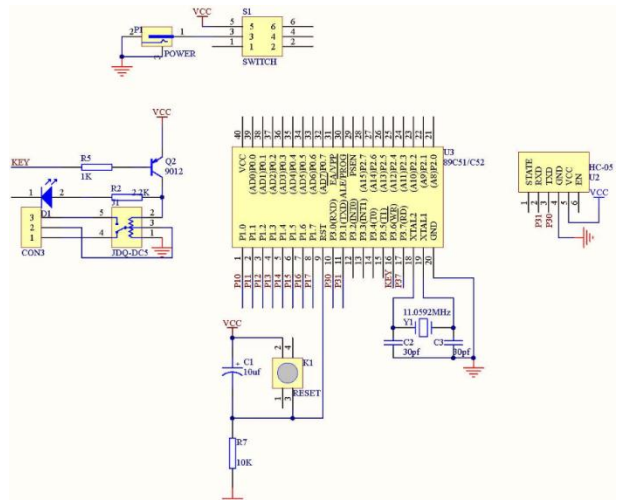


图 4 车锁电路外部连接图

Fig.4 Car lock circuit external connection diagram

1.1.1 指纹识别模块

系统采用了 FM-608 系列光学指纹模块。此款指纹识别模块以高性能 DSP 处理器为核心，由光学指纹传感器、Flash 芯片等共同构成，具有以下优点：（1）算法优良，符合指纹行业现行最高标

准；（2）反应灵敏，指纹适应性强；（3）可定制自学习适应功能，根据使用者的习惯、气候等的变化自动调整参数，做到更好的匹配；（4）特定绿色 LED 高亮光源，抗衰老性能优越。

当用户按住指纹识别模块时，该模块向单片机发送感应信号，收到信号后单片机系统向指纹识别模块发送指令开始采集用户的指纹。然后进行图像处理，并根据 DSP 中的算法提取指纹特征信息，与已存储的指纹信息进行比较，再根据对比的结果向单片机系统发送不同的信号。单片机系统则根据接收到的不同信号选择进行下一步的动作。指纹识别模块同时肩负了录入用户指纹和删除用户指纹的功能。

1.1.2 光与声音的组合报警系统

当指纹识别模块经过查询与对比后发现指纹不正确时，系统处理判定指纹错误，组合报警系统在钥匙上启动。此时，LED 灯长灭，蜂鸣器启动，发出刺耳的声音，表示指纹错误。此用户无开锁权利，只有按下复位键才能恢复到系统初始状态。若指纹正确，则组合报警系统不启动，LED 灯亮起，蜂鸣器不启动，经过短暂的延时后钥匙将验证码发送至车锁，车锁验证无误后开锁。在手指受伤等无法使用指纹开锁而需要使用密码开锁时，密码错误则组合报警系统启动，LED 灯长灭，蜂鸣器启动；密码正确时组合报警系统不启动，LED 灯亮起，蜂鸣器不启动，其工作过程与使用指纹开锁时相同。

1.1.3 蓝牙无线传输系统

HC-05 型蓝牙模块是目前应用范围最广，技术成熟，且价格低廉的蓝牙模块。通过以下的设定，可以实现特定的两块蓝牙模块之间的信号传输与加密：利用上位机对蓝牙模块进行初始化时，首先设定两块蓝牙模块的主从角色；然后将两块蓝牙模块的地址进行绑定，让其只尝试与对方而不与其他的蓝牙模块配对连接；最后设置连接密码和查询访问码，达到对传输信号的加密。利用蓝牙模块进行数据的无线传输和实现数据的加密不仅方法简单，且具有较高的可靠性。

1.2 系统软件设计

系统软件包括钥匙和车锁两部分程序^[10~15]。钥匙部分程序流程图，如图 5 所示。

钥匙部分启动后，先进行初始化操作并判断钥匙是否与车锁连接成功。若不成功，则继续返回创建连接；若成功，则判断是否有指纹。若有指纹输入，则进行指纹匹配，当指纹匹配成功时，发送开锁信号；若匹配不成功，则返回继续采集指纹。当指纹输入次数达到上限时，断电退出。

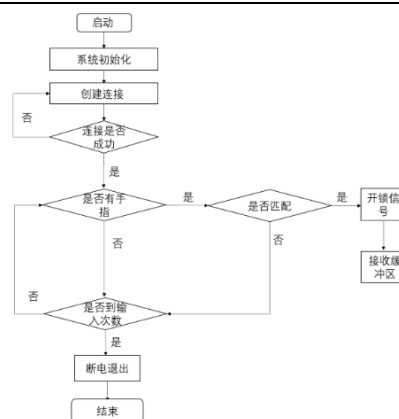


图 5 钥匙部分程序流程图

Fig.5 Key part program flow chart

车锁部分程序流程图，如图 6 所示。系统启动后进行初始化操作，并判断车锁是否连接钥匙。若连接成功，则接收校验码并与车锁系统内部存储的校验码进行匹配。若匹配成功，则开锁；若匹配不成功，则继续接收校验码。

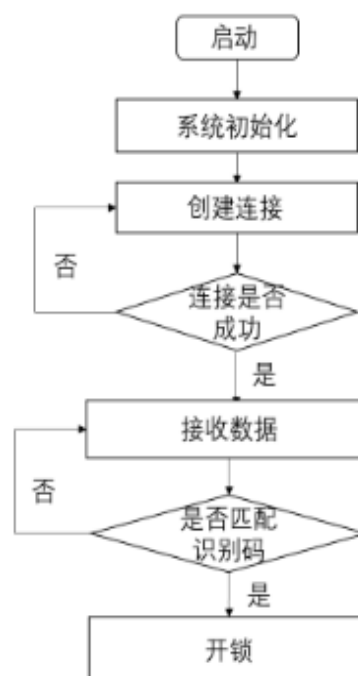


图 6 车锁部分程序流程图

Fig.6 Lock part program flow chart

2 实验测试

本文在 25℃ 温度下且锁与钥匙之间无障碍物的条件下对本车锁系统进行测试。钥匙端初始化界面如图 7 所示，开锁页面如图 8 所示。根据测试结果，系统基本达到了所需的功能要求。在实际的测试中，钥匙部分的指纹识别模块与单片机和蓝牙模块之间的通讯稳定，在钥匙部分基本可以实现指纹的录入、删除、对比和匹配。表 1 和表 2 分别为钥匙与车锁相距 5m 时指纹开锁及密码开锁性能。由表可知，钥匙与车锁相距 5m 时指纹解锁成功率为 97.3%，而密码解锁成功率为 99%；

表 3、表 4 分别为钥匙离车锁相距 10m 时指纹开锁以及密码开锁性能。由表可知，当钥匙离车锁相距 10m 时指纹解锁成功率下降到 72%，而密码解锁成功率下降到 69.7%。因此，建议在钥匙与车锁相距较近的情况下使用钥匙开锁，以免出现过



图 7 钥匙端初始化界面
Fig.7 Key initialization interface

表 1 在 5m 的距离上测试指纹开锁系统性能（测试 300 次）

Table 1 Test the performance of fingerprint unlocking system at a distance of 5m (tested 300 times)

指纹认假次数	指纹拒真次数	正确删除指纹次数	正确添加用户指纹次数	成功开锁次数	信号丢失次数
0	3	300	293	292	5

表 2 在 5m 的距离上测试密码开锁系统性能（测试 300 次）

Table 2 Test the password unlock system performance at a distance of 5m (test 300 times)

密码认假次数	密码拒真次数	成功更改密码次数	成功开锁次数	信号丢失次数
0	0	300	297	3

表 3 在 10m 的距离上测试指纹开锁系统性能（测试 300 次）

Table 3 Test Fingerprint Unlock System Performance at a Distance of 10m (300 Tests)

指纹认假次数	指纹拒真次数	正确删除指纹次数	正确添加用户指纹次数	成功开锁次数	信号丢失次数
0	4	300	291	216	80

表 4 在 10m 的距离上测试密码开锁系统性能（测试 300 次）

Table 4 Test password unlocking system performance at a distance of 10m (300 tests)

密码认假次数	密码拒真次数	成功更改密码次数	成功开锁次数	信号丢失次数
0	0	300	209	91

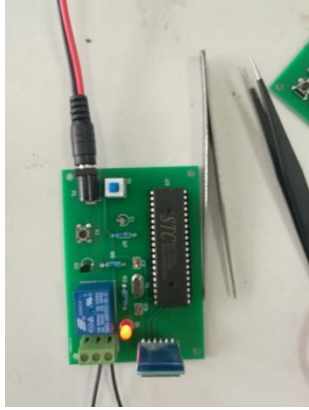


图 8 成功开锁界面
Fig.8 Successfully unlocked the interface

3 结束语

目前，随着社会上汽车数量的增多，其带来的汽车安全问题也日益显著。指纹识别作为一种人体识别技术，其能够在一定程度上增大汽车车门的防盗能力，然而市面上指纹识别的汽车车锁较少，且均是固定在汽车本身，并没有可以遥控使用的指纹识别车锁系统。为此，本文通过单片机将蓝牙模块与指纹识别模块结合起来，设计了基于指纹识别的蓝牙车锁系统，该系统使得指纹识别系统可以随身携带，远距离使用，提高了系统的便利性。此外，系统采用了指纹解锁方式，相比传统解锁方式更加可靠，同时还可以保证钥匙丢失或被盗后的车锁不会被他人打开，安全性大幅增强。通过多次试验可知，本文设计的基于指纹识别的蓝牙车锁系统能够远程指纹识别开启车门，其在 5m 内的开锁正确率高达 97%。该车锁系统成本低、安全系数高，使用方便并具备自动报警功能等优势，是可以为目前和未来人们使用汽车带来更多的便利的一款小型安全设备。

参考文献

1. 赵哲,马晓珺.基于指纹识别的网络车辆防盗系统设计[J].计算机测量与控制,2013,21(12):3356-3358.
2. 潘建军,张昊飏,王勇.嵌入式自动指纹识别系统设计[J].北京信息科技大学学报:自然科学版,2010,25(1):62-65.
3. 何汉.试论嵌入式自动指纹识别系统设计[J].信息通信,2014(7):55.
4. 赵海峰.基于 Linux 的嵌入式自动指纹识别系统设计[J].信息安全与技术,2013(10):25-26.
5. 杨际峰,杨勇.基于指纹识别的汽车防盗系统设计[J].现代电子技术. 2011,34(15):197-199.
6. 陈启新,罗卫东,张立,等.基于手机—电子钥匙指纹识别汽车防盗系统设计[J].贵州科学,2016,34(4):91-96.
7. 章琴.基于指纹识别的汽车防盗控制系统设计[D].武汉:武汉理工大学,2011.
8. 凌滨,索健文,许景涛.基于指纹识别与 LIN 总线的汽车车门系统设计[J].计算机测量与控制,2016,24(3):193-195

9. 盛刚.基于 DSP 的汽车防盗指纹识别系统的设计与设
计[D].杭州:杭州电子科技大学,2014.
10. 辛利斌,张振国,王顺平,等.自动指纹识别系统算法的优
化改良[J].电子科技,2016,29(6):41-43.
11. 田苗,冯进良,文琴,等.基于 Linux 系统的指纹识别门禁
系统的研究[J].电子设计工程,2014,22(2):134-136.
12. 王伟,李春明.基于 ARM-Linux 指纹识别系统的设计[J].
电子设计工程,2012,20(15):180-183.
13. 胡荣.基于 ARM Cortex-M3 指纹识别门锁
控制系统的设计与实现[D].南昌:南昌大学,2014.
14. 沈峥楠,江浩斌,马世典.基于指纹识别技术的车辆防盗
系统研究[J].汽车零部件,2014(11):20-22.
15. 张燕红,王丽雪,童晨科,等.基于单片机的指纹识别密码
锁的设计[J].工业控制计算机,2016,29(12):128-129.

基于 STM32 的无线尿床监测报警器*

李旭东；李承锦；姜闻宇
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：随着人们生活水平的提高，对婴儿的照顾成为年轻父母的头等大事。为了实时监测婴儿尿床，本文设计并研究了一种基于 STM32 的无线婴儿尿床报警器。当婴儿排尿后，尿液监测电路监测到尿液，产生一个信号，经过 STM32 处理后由 HC05 蓝牙传递给手机。既不影响宝宝，又能及时通知家长更换尿布。

关键词：尿床监测 实时监测 无线报警

Based on STM32 wireless bedwetting alarm

Li Xudong; Li Chengjin; Jiang Wenyu
(College of Instrumentation & Electrical Engineering)

Abstract: As people's living standards improve, caring for babies becomes a top priority for young parents. In order to monitor infantile bedwetting in real time, this paper designs and studies a wireless infant bedwetting alarm based on STM32. When the baby urinates, the urine detection circuit detects urine, immediately produces a signal, after STM32 processing HC05 Bluetooth passes to the phone. Neither affect the baby, but also inform parents to change diapers.

Key words: Bedding monitoring Real-time monitoring Wireless alarm

0 前言

我国是世界上人口最多的国家，婴幼儿总数也为居于前列，婴儿的监护一直以来是每一位父母关心的重要问题。目前就大多数家庭而言，婴儿需要家人时时刻刻的守护，这就造成了父母日常生活的很大不便；同时，又考虑到婴儿没有自主工作能力，无法及时告知父母自己的状态，只能在尿湿状态后用哭声提醒父母，给父母和自己造成了很大的烦恼。

射频识别^[1] (RFID) 起源很早，宝洁旗下尿布品牌 Hipoglós 就是利用蓝牙和 RFID 技术来检测宝宝的尿布，然后通过手机来提醒父母。但是 RFID 技术成本太高，并且涉及到隐私问题，使用环境条件相对于家庭来说过于苛刻，不适合用来做尿湿报警器。

日本东京大学研制出一款印有可感应湿度、温度和压力变化有机电路的曲面感应器。这项新技术主要用途就是可进行无线充电和数据传输的智能型尿布。但是由于能耗问题和安全问题没有得到完善，所以目前还未上市。

我国提出的基于非接触式电容检测湿度的方法是通过观测一个 RC 充放电低成本电路电容值的变化，依靠硬件抗干扰设计和软件自适应滤波算法，判断是否有尿湿发生^[2]，目前还未上市。

近年来，极客宝贝品牌推出一款利用 4.0 蓝牙与手机连接检测婴儿是否排尿的新产品。但是这款产品是贴在尿布外侧，接触面积较小，需要尿液完

全浸透尿布之后再测量尿布，从而给家长警报，依旧不能做到婴儿排尿之后马上提醒家长需要更换尿布。

1 目的性

传统尿布报警器需要湿度传感器测量尿布湿度，警报不及时，且成本较高，大多数是报警器安装在纸尿裤上或宝宝周围，警报响起时，会影响到宝宝的情绪或睡眠。本项目直接通过尿液短路贴在尿布内侧的柔性电路板，接通电路后，信号传递给贴在尿布外侧的放大电路，经过放大后再通过蓝牙传递信号给手机 app，不会对宝宝产生任何影响。

2 总体方案

当婴儿排尿后，尿液监测电路监测到尿液，产生一个信号，经过 STM32 处理后由 HC05 蓝牙传递给手机。既不影响宝宝，又能及时通知家长更换尿布。

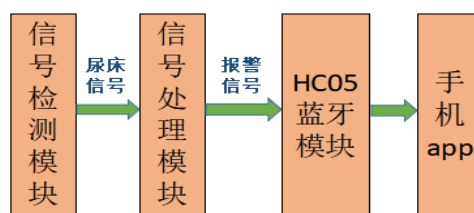


图 1 整体系统结构框图

Fig.1 The overall system structure block diagram

* 指导老师：杨大鹏

项目类型：大学生创新训练项目 (2016B65667)

3 软件部分

3.1 信号处理模块

系统以 STM32F103C8T6 单片机为核心控制器, STM32F103C8T6 是一款基于 ARM32 位的 Cortex-M3 内核的单片机, 2.0~3.6V 的宽电压供电范围, CPU 工作频率最大可达 72MHz, 具有单周期的乘法指令和硬件除法, 以及优先级可编程的中断系统。同时它还具有 64KB 的 Flash 存储器与 20KB 的 SRAM 存储器, 另外还集成了非常丰富的片内外设, 如看门狗、定时器、GPIO 口、DMA 控制器、ADC、UART、SPI 接口、IIC 接口等, 具有成本低、速度快、性价比高等优点。

编程软件使用的是 Keil MDK, Keil MDK 是德国 Keil 公司为基于 Cortex-M、ARM7、ARM9 等系列处理器提供的一款集成开发环境, 支持程序的编辑、编译、链接以及在线调试等功能, 可以自动配置启动代码, 简单易学, 性能优越, 能满足大多数嵌入式应用^[3]。

在 STM32 中, 通用同步异步收发器 (USART) 提供了一种灵活的方法来与使用工业标准 NR 异步串行数据格式的外部设备之间进行全双工数据交换。USART 利用分数波特率发生器提供宽范围的波特率选择, 支持同步单向通信和半双工单线通信。本设计主要用到 USART 来与蓝牙模块之间完成通信。

(1) 首先是使能相关的时钟。一方面是设备本身的时钟, 另一方面如果设备通过 IO 口输出还需要使能 IO 口的时钟; 最后如果对应的 IO 口是复用功能的 IO 口, 则还必须使能 AFIO 的时钟。由于 UART 的 TX 和 RX 和 AFIO 都挂在 APB2 桥上, 因此采用固件库函数 RCC_APB2PeriphClockCmd() 进行初始化。UARTx 需要分情况讨论, 如果是 UART1, 则挂在 APB2 桥上, 因此采用 RCC_APB2PeriphClockCmd(RCC_APB2Periph_USART1 | RCC_APB2Periph_GPIOA, ENABLE) 进行初始化, 其余的 UART 均挂在 APB1 上。

(2) 其次是配置 GPIO。GPIO 的属性包含在结构体 GPIO_InitTypeDef, 其中对于 TX 引脚, GPIO_Mode 字段设置为 GPIO_Mode_AF_PP (复用推挽输出), GPIO_Speed 切换速率设置为 GPIO_Speed_50MHz; 对于 RX 引脚, GPIO_Mode 字段设置为 GPIO_Mode_IN_FLOATING (浮空输入), 不需要设置切换速率。最后通过 GPIO_Init() 使能 IO 口。

```
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_AF_PP;
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_10;
GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_IN_FLOATING;
GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
```

图 2 GPIO 设置代码

Fig.2 GPIO setting code

(3) 配置 UART 相关属性, 通过结构体

USART_InitTypeDef 来确定。UART 模式下的字段如下:

USART_BaudRate: 波特率
 USART_WordLength: 字长
 USART_StopBits: 停止位
 USART_Parity: 校验方式
 USART_HardwareFlowControl: 硬件流控制
 USART_Mode: 单/双工
 最后设置 USART1 使能。

(4) 发送与接收字节数据。发送字节数据时, 设置参数为 unsigned char 类型, 然后等待串口 1 输入数据: while(USART_GetFlagStatus(USART1, USART_FLAG_TXE) == RESET)。接收字节数据时要注意判断是否接收到数据。

(5) 中断的服务程序设计。USART_IT_RXNE (接收缓存补空中断) 保证了一旦有数据接收到就进入中断以接收特定长度的数据, USART_IT_TXE (发送缓存空中断) 表示一旦发完一个数据就进入中断函数, 保证连续发送一段数据。由于程序中既含有接收中断又含有发送中断, 所以需要使用 USART_GetITStatus() 函数确定, 确定使用中断为何种类型之后需要清除中断标志位。

(6) 主函数直接输出。要注意, 输出之前需要使用 SystemInit() 函数来配置系统时钟为 72M。

3.2 蓝牙模块

想要使用 Arduino 的蓝牙模块, 首先要对蓝牙模块进行基本参数设置。基本参数设置主要包含: 蓝牙名称、模式以及匹配密码等。

设置蓝牙模块可以使用 Arduino 连接蓝牙模块进行设置。进入 AT 模式设置蓝牙的接线如下: Arduino 5V-VCC, Arduino GND-GND, Arduino Pin10-TXD, Arduino Pin11-RXD。

然后为使用 Arduino 设置蓝牙模块 AT 模式编写可以通过 Arduino IDE 提供的串口监视器来设置蓝牙模块的程序。

利用 Arduino IDE 串口监视器进行调试, 选择正确的端口, 将输出格式设置为 Both: NL & CR, 波特率设置为 9600。

```
1 AT+ORGL      # 恢复出厂模式
2 AT+NAME=<Name>  # 设置蓝牙名称
3 AT+ROLE=0     # 设置蓝牙为从模式
4 AT+CMODE=1    # 设置蓝牙为任意设备连接模式
5 AT+PSWD=<Pwd>  # 设置蓝牙匹配密码
```

图 3 常用 AT 指令

Fig.3 Commonly used AT command

每个服务和属性都唯一地由 UUID (全局唯一标识符, Universally Unique Identifier) 来校验。手机蓝牙传输数据, 与 Socket 类似。在网络中使用 Socket 和 ServerSocket 控制客户端和服务端的数据读写。而蓝牙通讯也由客户端和服务端 Socket 来完成。蓝牙客户端 Socket 是 BluetoothSocket, 服务端 Socket 是 BluetoothServerSocket。这两个类都在 android.bluetooth 包中。

无论是 BluetoothSocket，还是 BluetoothServerSocket，都需要一个 UUID。

UUID 相当于 Socket 的端口，而蓝牙地址相当于 Socket 的 IP。有端口和 IP 地址，那就可以进行数据接收与发送。

客户端和服务端的 UUID 必须相同，用于普通蓝牙适配器和 android 手机蓝牙模块连接的，下面是通过蓝牙串口助手读取回来的 UUID。

地址码: 00:BA:55:57:46:72
Class of Device(CoD):1f00
信号强度: -47
设备类型: BR/EDR Bluetooth
绑定状态: 已绑定

Service's UUID :
00001101-0000-1000-8000-00805f9b34fb

图 4 蓝牙串口助手读取信息

Fig.4 Bluetooth serial assistant to read information

3.3 手机 app

Android 是基于 Linux 内核的软件平台的操作系统，包括操作系统、用户界面和应用程序，用户界面主要由控件实现，也可以代码直接在 xml 脚本文件中实现，应用程序主要由 Java 编写^[4]，最常使用的 Android APP 开发环境有两种：Eclipse 和 Android Studio。Android Studio 是 Google 公司推荐的官方开发环境，相较于传统的 Eclipse，在开发 Android APP 之前不需要繁琐的配置，而且支持多屏浏览，更具有优秀的智能提示功能，非常适合初级开发者^[5]。

● 功能设计

软件是基于 Android 平台开发的，主要有三大部分：

(1) 开始界面：简洁明了的开始界面方便观察和检测。

(2) 提示模块：蓝牙传来信号时，显示出提示信息。

(3) 音乐模块：方便人们在手机不在身边时提示。

● 界面设计

在 Android 中，共有五种布局方式，分别是：LinearLayout（线性布局），RelativeLayout（相对布局），FrameLayout（帧布局），AbsoluteLayout（绝对布局），TableLayout（表格布局）。

界面分两排，左排显示已连接的设备；右排第一行显示未连接设备，第二行显示关联设备，对应 Android 中的 EditText 控件，按钮对应 Button 控件，第三行显示报警器状态。该界面布局适合用线性布局 LinearLayout，线性布局是 Android 开发中最常见的一种布局方式，它是按照垂直或者水平方向来布局，通过“android:orientation”属性可以设置线性布局的方向。属性值有垂直（vertical）和水平（horizontal）两种。当垂直布局时，每一行就只有一个元素，多个元素依次垂直往下；水平布局时，只有一行，每一个元素依次向右排列。常用到的属性为：

(1) android:orientation:可以设置布局的方向

(2) android:gravity:用来控制组件的对齐方式

(3) layout_weight: 控制各个组件在布局中的相对大小

首先，在 res/layout 文件夹中找到自动生成的布局文件 activity_main.xml。在此文件中声明父布局 LinearLayout 的排版方向为垂直排列，设置 android:orientation 的属性值为 vertical。其次，设置文本输入框 EditText 的宽，高自适应，并通过 android:hint 属性设置提示语，提示语定义在 res/values/strings.xml 文件中。最后，完成计算按钮部分。按钮有两个属性需要设置，一个是设置按钮水平居中的属性 android:layout_gravity 为 center_horizontal；另一个是注册按钮事件监听属性^[6]。

4 硬件部分

4.1 信号检测模块

许多类似产品检测模块都用到了各种湿度传感器，然而温度也会影响湿度传感器的敏感程度，长期使用也会引起漂移严重。

大多数电容式湿敏元件不具备 40℃ 以上温度下工作的性能，往往失效和损坏。抗腐蚀能力也较欠缺，对环境的洁净度要求较高，有的产品还存在光照失效、静电失效等现象。

所以本报警器的信号检测模块使用如图 2 所示结构的铜制薄片。当尿液接触时，铜制薄片会产生电阻，阻值达到一定值时，信号处理模块开始工作。虽然温度也会影响金属电阻阻值，但尿液温度一般为 36℃-37℃，对金属阻值影响极小，可忽略不计。

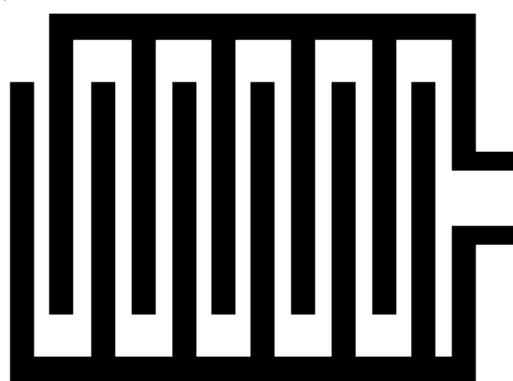


图 5 检测模块

Fig.5 Detection module

4.2 信号处理模块

在检测部分没有尿液时，U1 的输出端经施密特反向输出为低电平 0V；在有尿液时，U1 的输入端接有一个电阻为 10k~500k 的电阻到地，与 4.7M 上拉电阻一起，使得 U1 的输入端电压在 0.3V~1.5V 变化，这个输入电压低于施密特触发器的负向阈值电压，使得 U1 的输出信号发生跳变输出为高电平

5V, 这时就向 STM32 单片机引脚输出高电平。

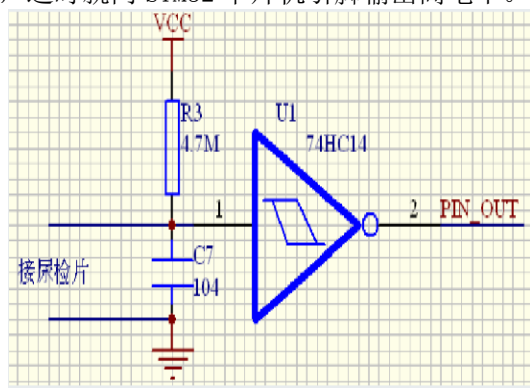


图 6 硬件原理图

Fig.6 Hardware schematic

4.3 蓝牙模块

蓝牙无线传输方式近些年发展非常迅速, ATK-HC05 蓝牙模块采用跳频扩谱技术。ATK-HC05 蓝牙设备的最大发射功率可分类为 3 级: 100mw (20dB/m)、2smw (4dB/m)、1mw (0dB/m)。

ATK-HC05 蓝牙模块设备在生产的时候就已经有了自身的配对信息, 两个设备之间通电就可以自动连接, 采用透明的串口传输, 不需要外围电路的干涉。蓝牙系统的工作方式是跳频, 可以点对点, 点对多点的方式进行连接传输。

序号	名称	说明
1	LED	配对状态输出; 配对成功输出高电平, 未配对则输出低电平。
2	KEY	用于进入 AT 状态; 高电平有效 (悬空默认为低电平)。
3	RXD	模块串口接收脚 (TTL 电平, 不能直接接 RS232 电平!), 可接单片机的 TXD
4	TXD	模块串口发送脚 (TTL 电平, 不能直接接 RS232 电平!), 可接单片机的 RXD
5	GND	地
6	VCC	电源 (3.3V~5.0V)

图 7 ATK-HC05 模块的各引脚功能描述

Fig.7 ATK-HC05 module pin description

ATK-HC05 自带了一个状态指示灯: STA。这种灯有 3 种状态, 分别是:

(1) 在 ATK-HC05 模块通电时, KEY 为高电平 (接 VCC), STA 则慢闪 (亮的频率大约是 1 次/秒, 表明模块进入了 AT 状态。

(2) 在 ATK-HC05 模块通电时, KEY 接在 GND 或者悬空状态时这时 STA 会出现快闪 (亮的频率大约是 2 次/秒), 表明 ATK-HC05 模块进入了可以配对的状态。

(3) 此刻证明模块已经属于配对成功状态, STA 会进行双闪 (亮的频率大约是一次闪 2 下, 0.5 次/秒)。

当 CPU 的并行数据字符转换为持续的串行数据发送出去, 再将串行数据转换成为并行的数据字符提供给 CPU 器件。串口按位 (bit) 发送和接收字节, 串行接口工作的特点就是将 CPU 的并行数据字符和串行数据流可以相互转换^[7]。

模块与 STM32 连接最少只需要 4 根线即可: VCC、GND、TXD、RXD, VCC 和 GND 用于给模块供电, 模块 TXD 和 RXD 则连接 STM32 的 RXD 和 TXD 即可。

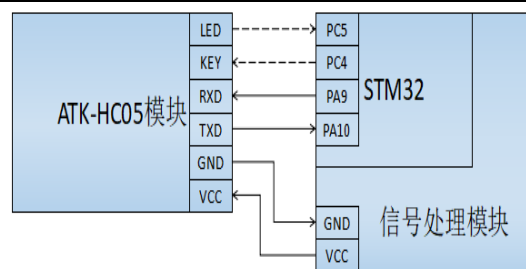


图 8 ATK-HC05 模块与处理模块连接示意图

Fig.8 ATK-HC05 module and processing module connection diagram

5 测试结果

程序经过检查无误后烧写到 STM32 中, 连接好硬件电路后开始测试。首先打开手机 app, 显示出目前蓝牙连接状态。然后在检测片上放置一湿布片代替婴儿尿布, 处理模块的指示灯闪烁, app 上显示“请换尿布”, 同时手机铃声响起提示家长, 证明测试成功。

6 总结

本篇论文介绍了“基于 STM32 的无线尿床监测报警器”的原理以及实现过程。在完成本项目的时候也遇到了许多问题, 例如: 蓝牙型号的选择、GPIO_Mode 字段的设置及蓝牙与 STM32 的连接等。但是在每次解决问题之后, 又会学到许多新的知识。

本次设计的新型尿床报警器还有不足之处, 例如: 无法将尿液与其他导电液体区分、硬件体积还存在减小空间等。

该报警器只是婴儿远程护理的一个开端, 在此基础上还可以进行一些其他改进, 例如: 区分婴儿大小便, 并且收集数据分析婴儿健康状况。可根据不同家庭需要开发出更多不同的功能。

参考文献

1. 吴江娇. 射频识别技术及其在烟草上的应用[J]. 科学与财富. 2013 (12):85-85
2. 李凯, 杜勇前, 王启志. 一种新型的非接触式尿湿检测装置的设计[J]. 微型机与应用. 2014, 33 (7):87-90
3. 杨伟, 肖亦平. 基于 STM32F103C8T6 单片机的 LCD 显示系统设计[J]. 微型机与应用. 2014, 33 (20):29-31
4. 方文成. 蓝牙通信中汉字编码研究与点阵显示的实现[J]. 电脑迷. 2017 (18):92
5. 孙尚云. 基于 Android 平台的健康管理系统 APP 设计与实现[D]. 北京工业大学, 2016
6. 董明华, 李宏伟. Android 入门程序开发—BMI 计算器[J]. 电脑知识与技术. 2017, 13 (35):136-138
7. 侯敏, 胡玉旺, 蒋强. 基于 PA 及蓝牙无线传输的电气参数远程采集系统设计[J]. 电子世界. 2016 (5):164-166

级联耦合 RTD 磁通门自激检测电路*

王言章；孟 金；王邦彦；杨子政

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：通常过阻尼非受迫动力系统不会产生振荡，但当耦合系数超过某个临界值并在不恒等的初始条件下， N （奇数）个单项耦合的结构便能产生自激振荡，该自激振荡可应用于定量测量某些微弱的信号。在 N 个耦合的线圈实现自激振荡后，振荡频率为单独某个振荡频率的 N 倍，并且随着 N 的增加，单独某个线圈的振荡频率会降低。经 RTD 磁通门输出的信号为正负脉冲，且幅值很小，难以达到采集要求，需要设计一个信号处理电路将尖脉冲转化为便于数字电路采集的电平信号，其 T^+ 和 T^- 通过高低电平宽度表示。磁通门输出信号通过仪表放大器进行放大，再由积分电路转变为近似的矩形波，经加法电路调节波形高度防止出现直流偏置，再经过滤波电路去除噪声，最后通过反相放大电路调节输出极性并进一步改善信号幅值大小，而磁通门前置的加法电路和电压电流转换电路是为实现级联做准备的。

关键词：磁通门；级联耦合；自激；磁场

The self-excitation circuit of cascaded coupling RTD fluxgate

Wang Yanzhang; Mengjin; Wang Bangyan; Yang Zizheng

(College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University)

Abstract: As usual, a damping unforced dynamic system will not oscillates, but when the coupling coefficient excel a critical value and on a no identical starting condition, a system with N (odd) single coupling system will foster self-oscillation, and the self-oscillation can be used to measure some tiny singles quantity. When the N coupling coil achieve self-oscillation, the frequency of N times of the frequency of one oscillator, and with the increasing of N , the frequency of one coil will reduce. The output signal of RTD fluxgate in a positive impulse, and the amplitude is low, which is hard to gather. So we need to design a signal disposing circuit to translate the sharp impulse into level signal which is easy for digital circuit to gather. Its T^+ and T^- use the width of high and low electrical level. The output of the RTD fluxgate goes through a integral circuit to translate it into a rectangular wave approximately, and then go through a summing circuit to translate the wave's height in case of DC bias. Then go through a smoothing circuit to wipe off the noisy. In the end, we use reverse amplification to adjust the polarity in order to perfect the amplification. In addition the preposition of addition circuit and V-I transition circuit is used for cascading.

Key words: Fluxgate; Cascade coupling; Self-excited; Magnetic field

0 前言

磁通门现象是一种常见的磁饱和现象磁通门传感器敏感元件利用周期性过饱和磁通量的变化产生的感应电动势对于轴向被测磁场进行调制。随着近些年来工程检测，电子技术以及制作工艺的普遍提高，特别是能够测量磁场的磁通门传感器具有分辨力较高，量程大，体积小以及重量轻的特点，磁通门技术也被迅速推广到多种领域之中^[4]。

在弱磁测量领域，磁通门型传感器是综合性能最好的一种，目前市面上主流的磁通门传感器为偶次谐波型磁通门传感器，其中较为优秀的磁通门分辨力基本为 0.1 nT ，因此该项研究已经进入了瓶颈期，想要进一步提高磁通门传感器的性能指标，需要从结构原理上寻求新的方法^[2]。滞留时间差（RTD, Residence Time Difference）型磁通门由于其结构简单，灵敏度高，易于实现数字化测量而受到国内外学者广泛的关注。而 RTD 型磁通门工作时需要特定的激励源才能工作，这难免会给传感器

的精度带来影响。据此，本文设计了一种 RTD 型磁通门检测电路，并结合非线性动力学中的 Hopf 分岔理论，初步实现了三系统级联自激，免去了激励源^[1~3]。

1 试验方法和实验方案

1.1 试验方法

RTD 磁通门为单磁芯磁通门，其激励线圈与感应线圈绕在同一个磁芯上，其结构如图 1 所示，其中 H_x 为被测磁场， I_e 为正弦激励电流。磁通门磁芯材料为矫顽力 H_c 很小的钴基非晶带材，其特性曲线如图 2(a) 所示，理想情况下始终工作在正负饱和状态，设激励电流的一个正弦周期中正饱和持续时间为 T^+ ，负饱和持续时间为 T^- 。当被测磁场 H_x 为零时，线圈中只有正弦激励电流，磁芯正负饱和时间相同，即 $\Delta t = T^+ - T^- = 0$ ；当被测磁场 H_x 不为零时，磁芯中除了激励电流产生的次场外，还叠加了 H_x ，相当于给激励电流一个直流偏置，此时

* 指导老师：王言章

项目类型：大学生创新训练项目（2016B65644）

磁芯正负饱和时间不同,即 $\Delta t = T^+ - T^- \neq 0$, 且 Δt 的大小与 H_x 有关。

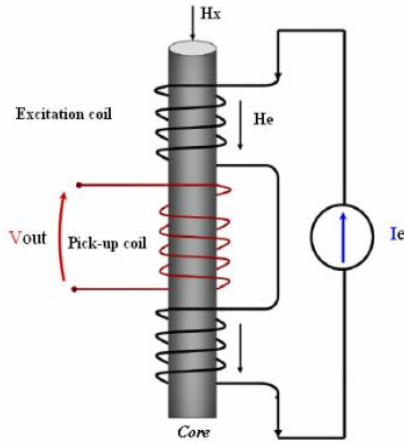


图 1 RTD 磁通门结构示意图
Fig.1 RTD fluxgate structure

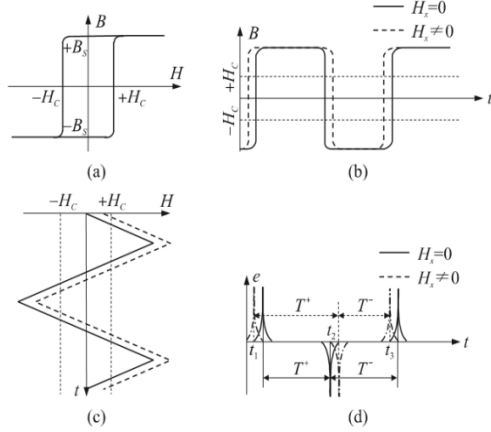


图 2 RTD 磁通门工作原理

Fig.2 RTD fluxgate working principle

设磁芯所处总磁场为 $H(t)$, I_e 产生的激励磁场周期为 T_e , 幅值为 H_m , 则

$$H(t) = H_m \sin \frac{2\pi}{T_e} t + H_x$$

设 $H(t)$ 第一次达到 H_c 的时刻为 t_1 , 此后第一次到达 $-H_c$ 的时刻为 t_2 , 则有

$$\begin{cases} H_m \sin \frac{2\pi}{T_e} t_1 + H_x = H_c \\ H_m \sin \frac{2\pi}{T_e} t_2 + H_x = -H_c \end{cases}$$

解得:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{2\pi}{T_e} \sin^{-1} \frac{H_c - H_x}{H_m} \\ t_2 = \frac{2\pi}{T_e} \sin^{-1} \frac{H_c + H_x}{H_m} + \frac{T_e}{2} \end{cases}$$

从而

$$\begin{cases} T^+ = t_2 - t_1 = \frac{2\pi}{T_e} \left(\sin^{-1} \frac{H_c + H_x}{H_m} - \sin^{-1} \frac{H_c - H_x}{H_m} \right) + \frac{T_e}{2} \\ T^- = T_e - T^+ = \frac{2\pi}{T_e} \left(\sin^{-1} \frac{H_c - H_x}{H_m} - \sin^{-1} \frac{H_c + H_x}{H_m} \right) + \frac{T_e}{2} \end{cases}$$

RTD 磁通门的输出时间差为

$$\Delta t = T^+ - T^- = \frac{4\pi}{T_e} \left(\sin^{-1} \frac{H_c + H_x}{H_m} - \sin^{-1} \frac{H_c - H_x}{H_m} \right)$$

1.2 试验原理:

通常过阻尼非受迫动力系统不会产生振荡,但当耦合系数超过某个临界值并在不恒等的初始条件下, N (奇数) 个单项耦合的结构便能产生自激振荡,该自激振荡可应用于定量测量某些微弱的信号。这种特性源于 Hopf 分岔,在任何过阻尼双稳态单元构成的系统中都可能产生,但若将彼此分离或去除各自的驱动,振荡都不会产生,故自激振荡的产生密切依赖于合适的参数选择以及系统运行状态。一般来说,过阻尼双稳态动态方程都能用 $\dot{x} = -\nabla U(x)$ 表示,在级联耦合 RTD 磁通门传感器中, $x(t)$ 代表铁磁质材料中的磁感应强度,其动态方程可写为 $\dot{x} = -x + \tanh[c(x + \varepsilon)]$, c 是一个与温度和材料有关的系统参数, ε 是待测的微弱信号,耦合系数的临界值和振荡频率与 c 和 ε 有关,在 N 个耦合的线圈实现自激振荡后,振荡频率为单独某个振荡频率的 N 倍,并且随着 N 的增加,单独某个线圈的振荡频率会降低。传统的磁力仪需要外界提供额外的信号源作为激励,但由于级联耦合能够实现自激振荡,能代替外界电源充当激励,故能够实现低功耗,较低价格并且噪声干扰较小的磁传感器。

在激励之后,产生的信号为时间差,通过 FPGA 进行信号处理,之后再通过 MSP430 处理信号,最后经由存储及显示电路显示。

2 磁通门信号处理电路设计

2.1 总统框架设计:

经 RTD 磁通门输出的信号为正负脉冲,且幅值很小,难以达到采集要求,需要设计一个信号处理电路将尖脉冲转化为便于数字电路采集的电平信号,其 T^+ 和 T^- 通过高低电平宽度表示,信号处理电路结构如图 3 所示。磁通门输出信号通过仪表放大器进行放大,再由积分电路转变为近似的矩形波,经加法电路调节波形高度防止出现直流偏置,再经过滤波电路去除噪声,最后通过反相放大电路调节输出极性并进一步改善信号幅值大小,磁通门前置的加法电路和电压电流转换电路是为实现级联做准备的。

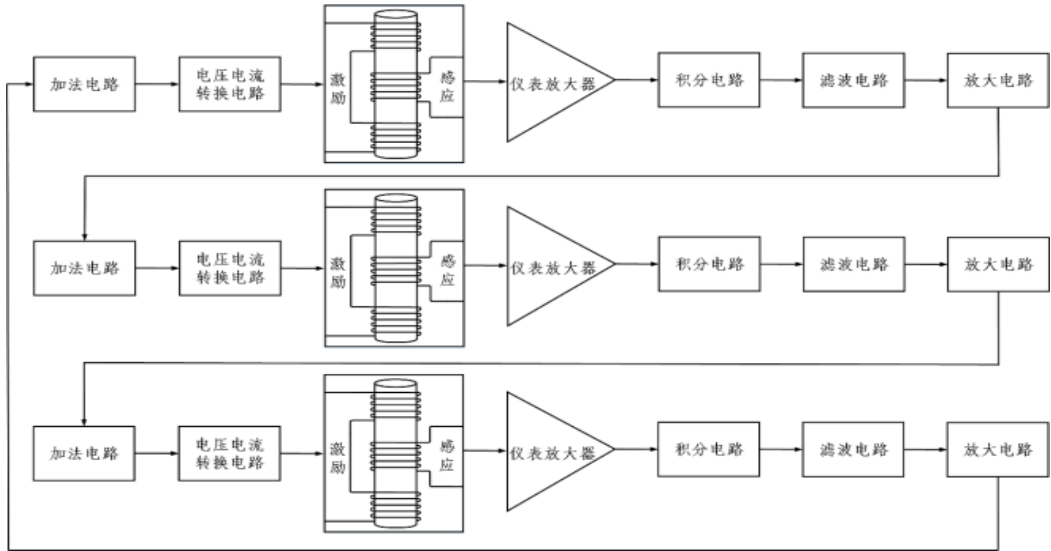


图 3 信号处理电路结构

Fig.3 signal processing circuit structure

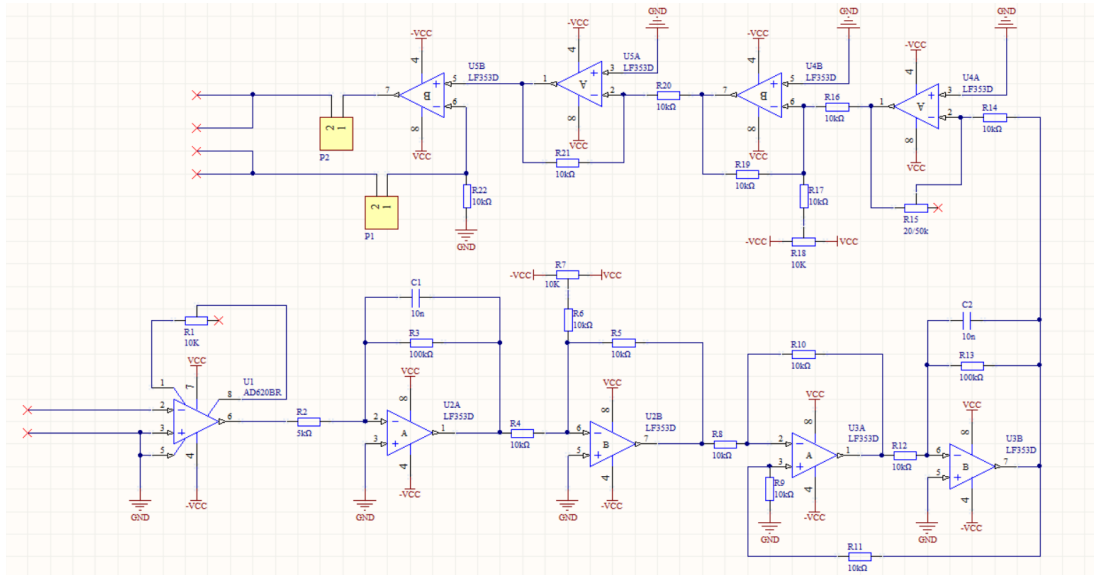


图 4 信号处理电路原理图

Fig.4 signal processing circuit schematic

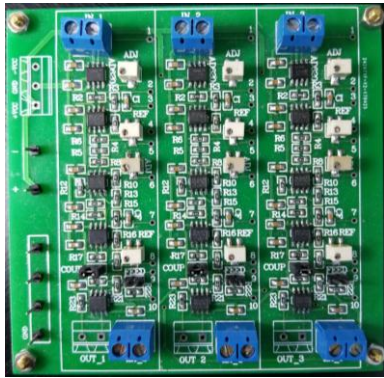


图 5 信号处理电路实物图

Fig.5 signal processing circuit physical map

RTD 磁通门输入端连接电压电流转换电路，电压电流转换电路用于将前级电路输出的电压信号转换为电流信号，以便输入磁通门激励线圈中。磁通门输出端连接仪表放大器，用于将磁通门输出的信号进行初步放大，同时又对噪声有一定的抑制。仪表放大器后连接的积分电路，用于

将尖顶波信号积分为类似的方波信号，以便观察与时间差的计数。滤波电路用于进一步滤除高频噪声。滤波电路后的放大电路为反相放大器，用于将信号翻转并将其进一步放大。放大电路后连接加法电路，为信号提供一个直流偏置，以便调节除去信号中的直流部分，使级联变得更加稳定。

2.2 模块介绍及参数选取：

2.2.1 积分电路

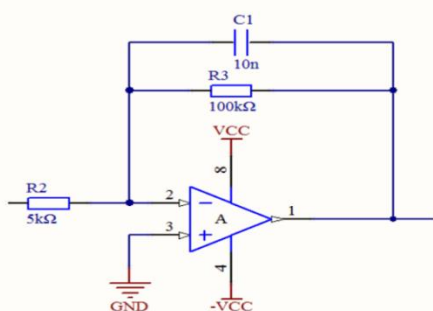


图 6 积分电路原理图

Fig.6 Integral circuit schematic diagram

积分电路如图 6 所示，其中并联 100 千欧电阻 R3 的目的是给电容提供放电回路，防止电容饱和，其输出表达式为

$$v_o \approx -\frac{1}{R_2 C} \times \int v_i dt$$

根据表达式，选取 R2 为 5 千欧，电容选择 10nF 使得输入信号周期远远大于 RC 常数，可以近似为理想积分器。

2.2.2 滤波电路

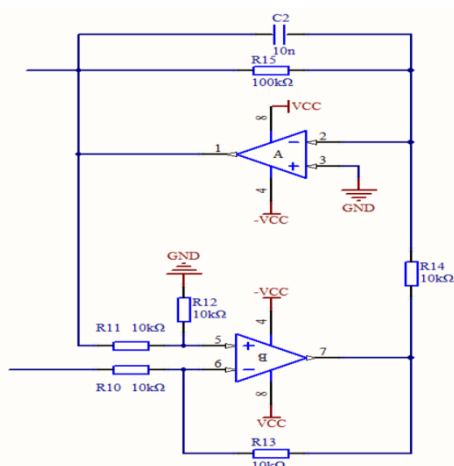


图 7 滤波电路原理图

Fig.7 Schematic diagram of filter circuit

滤波电路如图 7 所示，由于外界的噪声以及干扰经过积分电路以及放大电路也会逐级放大，故如需得到高精度的电压信号，需要加入滤波电路来滤除上述干扰，可采用双二次型滤波器构成的低通滤波器，如图 7 所示，经过推导，其开环增益为

$$A_{vf} = \frac{10}{11 + R_{15}SC}$$

其中保证 R10 至 R14 阻值相同即可，根据经验选取其阻值为 10 千欧。

2.2.3 去偏置加法电路

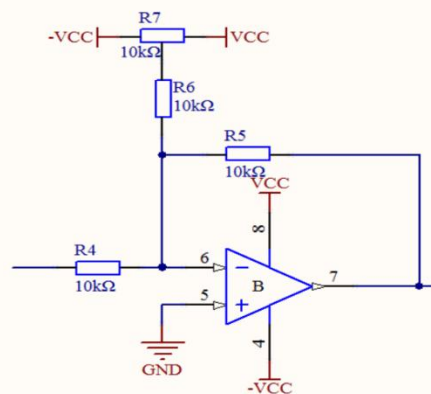


图 8 去偏置加法电路原理图

Fig.8 biased addition circuit schematic diagram

去偏置加法电路与积分电路共用一个 LF353，电路结构如图 8 所示，其作用在于通过调节滑动变阻器 R7 来控制中间点的电位，并将其加在运算放大器的负输入端，以便消除积分电路后产生的直流偏置信号。R4 与 R6 取值要相同，以保证输入信号与校正直流信号的权重相同。R5 与 R4 取值相同，以保证电路放大倍数为 1，所以取 R4=R5=R6=10 千欧。

对磁通门进行调试后可实现自激，即在没有外界激励的情况下用过级联实现输入自我激励，如图 9 所示。

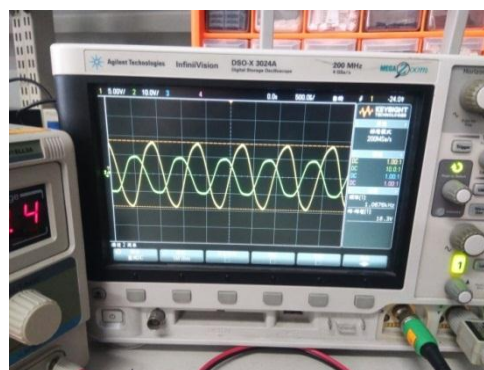


图 9 实现自激后的信号

Fig.9 the signal after self-excitation

3 数据采集存储电路设计

磁通门数据采集存储电路由 FPGA 跟 MSP430 单片机以及 SD 卡构成，FPGA 部分实现的是对输入周期性方波信号的高电平跟低电平计数，并跟 MSP430 进行通讯，所用到的时钟为高频经 CYCLONE 4 内部的锁相环 PLL 分频得到的时钟。MSP430 部分是在 430 下位机中对 FPGA 测量得到的数据进行一系列处理得到时间差并通过 UART 串口 9600 波特率存储到以 FAT32 格式的 SD 卡中。FPGA 与单片机通讯采用异步串口，波特率为 9600。外界磁场信号作为输入信号输入给 FPGA 中，经过 FPGA 对输入信号的高低电平进行计数并实时由单片机给 FPGA 下发指令，当 FPGA 收到该指令时，FPGA 将计算好的高低电平时钟数再回传给单片机并实时给 SD 卡进行存储。

4 测量结果分析

经过信号处理电路以及数据采集存储电路后，一系列数据较为成功的存储到了 SD 卡中。在屏蔽室中（无外界磁场干扰时）测量的数据如下图 10 所示。左侧的数据代表高电平持续时间占有的 FPGA 时钟数，右侧的数据代表低电平持续时间占有的 FPGA 时钟数。由图可见，在无外界磁场干扰时，高低电平时钟数基本相同，代表在无外界磁场时，经过信号处理电路后的输入 FPGA 的信号基本上是一个方波信号，与理论相符。

```
00- H0000042463 L0000042671
01- H0000042424 L0000042872
02- H0000042633 L0000042462
03- H0000042377 L0000042823
04- H0000042438 L0000042929
05- H0000042406 L0000042532
06- H0000042470 L0000042388
07- H0000042384 L0000042553
08- H0000042280 L0000042548
09- H0000042005 L0000042802
10- H0000042518 L0000042952
11- H0000042789 L0000042790
12- H0000042284 L0000042278
13- H0000000191 L0000042886
14- H0000042415 L0000042800
15- H0000042640 L0000042618
16- H0000042196 L0000042324
17- H0000042443 L0000042601
```

图 10 无外界磁场时的测量的部分数据

Fig.10 Part of the data that is measured when there is no external magnetic field

在正常环境下测试时，即存在外界磁场时，理论上讲，高低电平的时间此时由于外界磁场的影响，此时不再相等。测量到的部分数据如下图 11 所示。由下图可见，当存在外界磁场时，高电平时间跟低电平时间存在明显的差别，这表示，外界磁场对于输入信号产生了定量的影响，于理论相符合。之后将磁通门偏转一个方向后测到的差值不同，这表示偏转后测量到的是外界磁场的不同分量。

```
00- H0000017512 L0000015218
01- H0000017362 L0000015113
02- H0000017387 L0000015078
03- H0000017155 L0000015260
04- H0000000977 L0000015211
05- H0000017031 L0000015302
06- H0000000830 L0000015281
07- H0000017628 L0000015222
08- H0000017264 L0000015004
09- H0000017567 L0000015188
10- H0000000123 L0000015227
11- H0000017154 L0000015358
12- H0000017214 L0000014946
13- H0000017187 L0000015105
14- H0000017343 L0000014977
15- H0000017153 L0000015152
16- H0000000793 L0000015292
17- H0000017409 L0000015139
18- H0000017208 L0000015137
```

图 11 存在外界磁场时测量到的部分数据

Fig.11 Part of the data that is measured when there exists external magnetic field

对在屏蔽室跟外界环境所测的将近 100 组数据组作图如图 12 所示，FPGA 采样频率为 50MHZ，上方蓝色实线代表在存在外界地磁场情况时 100 组数据高低电平的时间差，下方橙色虚线代表在屏蔽室条件下不存在外界地磁场影响时 100 组数据高低电平的时间差。分析曲线可得，当不存在外界磁场的情况下，高低电平的时间差在 0 上下波动，并且波动幅度较小，可粗略认为此时，高低电平持续时间几乎相同。当存在外界磁场的情况下，高低电平的时间差明显增大，通过分析曲线可量化得出外界地磁场对于高低电平时间差的影响，从而实现对于外界地磁场较为准确的测量。

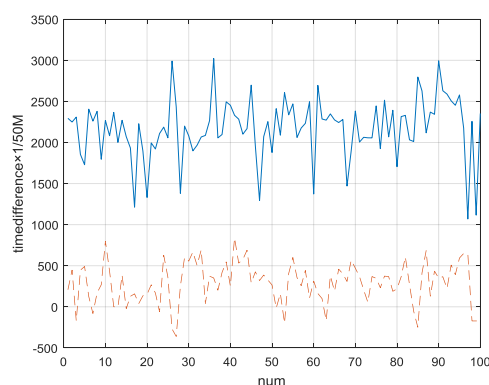


图 12 多组数据不同环境下测量的时间差

Fig.12 The time difference in the measurement of multiple sets of data in different environments.

5 结论

级联耦合 RTD 磁通门自激检测电路将 RTD 磁通门与自激电路结合，从而能去除外部信号的干扰，可以进一步增加磁场测量，尤其是弱磁测量的精度。除了各种磁通门中 RTD 磁通门低成本，型号小，高敏感度，低噪声水平，低功率等优势，

而级联耦合 RTD 磁通门自激装置更为本质的一个区别在与测量时不需要引入外部激励电流, 这样不仅简化了磁测量的工作量, 也减少了可能带来测量误差的因素。

综合各种因素考虑, 仪表放大器采用 $0.28\ \mu\text{V}$ 峰峰值噪声的低噪声, 低功耗集成仪用放大器 AD620, 其他电路模块的运放均采用双运放集成芯片 LF353, 电路原理图如图 4 整体信号处理电路采用 PCB 工艺绘制, 减小体积并提升了电路的稳定性, 如图 5 所示。

参考文献

1. 王彦章. RTD 型磁通门传感器检测系统设计. 传感器与微系统[J]. 2015 年 09 期
2. 张莹. 基于单片机的数字磁通门传感器. 西北工业大学[J]. 2006 年 07 期
3. 吴树军. RTD 型磁通门传感器数字量化技术研究. 吉林大学[J]. 2014 年 01 期
4. 刘诗斌. 迟滞时间差型磁通门传感器信号检测方法. 西北工业大学[J]. 2013 年 06 期
5. Visarath In. Experimental Observation of Multifrequency Patterns in Arrays of Coupled Nonlinear Oscillstos. 5 February 2003.

主动式三维地磁场抵消装置的设计*

王睿鸿；李星垌；张宇蒙

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院）

摘要：本课题来源于课题组科研项目：吉林省中青年科技创新领军人才及团队项目，原子磁力仪研究。由于超低检测下限原子磁力仪需要工作在弱剩磁环境下，尤其对于 SERF 原子磁力仪更是如此。同时，为了克服传统采用多层屏蔽筒的方式屏蔽磁场导致整体装置体积大，拟采用三轴亥姆霍兹线圈作为剩磁补偿方案。

关键词：亥姆霍兹线圈；单片机；磁通门传感器

The designation of active three-dimensional magnetic field offset device

Wang Ruihong; Li Xingtong; Zhang Yumeng

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: This subject derive from the research project:the leader of young and middle-aged scientific and technological talent and team in Jilin Province innovation projects, atomic magnetometer research. Under the circumstance of ultra-low detection, atomic magnetometer needs to work in a weak magnetic field, especially for SERF atomic magnetometer. At the same time, in order to overcome the traditional method of using multi-layer shielding tube to shield the magnetism, which leads to the large volume of the whole device, we proposed to the triaxial Helmholtz coil to offset the magnetic field.

Keywords: Helmholtz coil SCM fluxgate sensor

0 前言

本项目主要由三大模块构成：直流恒流源模块，亥姆霍兹线圈模块，磁通门传感器模块。

电源模块根据补偿线圈负载特性，以控制器 MCU 及 DAC 为核心，实现零磁补偿线圈直流驱动电源设计，最终实现幅值可调的恒流直流驱动信号。完成焊接、调试，并进行实验验证。

线圈模块根据毕奥萨伐尔定律，参考许昌学院司建的 MATLAB 仿真方法^[1]，通过计算确定线圈的尺寸与匝数。通过 PCB 完成线圈制作。磁通门采用 Bartington 公司的三端磁通门 mag-03，并设计一个运放电路使其电压输出能够符合 MCU 片上 ADC 的电压范围。

三个模块设计完毕之后，将三者相连，磁通门传感器检测磁场大小，并将模拟信号传到单片机中去。单片机接收后通过一定算法实现动态的抵消磁场。

本课题设计内容对 SERF 原子磁力仪的研制具有一定的实际意义。此外该课题能训练学生根据工程实际需要进行系统设计，根据项目的需求选择适当的方案和器件，并进行单元硬件电路的焊接调试，以及软硬件的连调。难点在于三轴亥姆霍兹线圈的仿真，交直流电源的设计，线圈大小匝数的选择，三轴线圈空间正交问题的解决。

1 亥姆霍兹线圈抵消磁场原理

1.1 亥姆霍兹线圈产生磁场的原理

地球的磁性，是地球内部的物理性质之一。地球是一个大磁体，在其周围形成磁场，即表现出磁力作用的空间，称作地磁场。地磁场强度很弱，地磁场的一个特性，在最强的两极其强度不到 10^{-4}T ，平均强度约为 $0.6 \times 10^{-4}\text{T}$ ，而它随地点或时间的变化就更小。地磁场的另一个特点是地磁场强度是矢量，地磁场的方向在地球上不同的地域是不同的。地球这个大磁体，它也是有极性的，地理上的南极是磁体的 N 极，地理上的北极是磁 S 南极。因此，地磁场的磁感应线是由地球的南极指向北极，在赤道附近地磁场的方向平行于地球表面，在南北半球地磁场线都有与地表垂直的竖直分量。地磁场的特点是强度很弱，在地球表面的方向随纬度的不同而不同。

由以上可以得出：地磁场是空间磁场，局部地磁场的测量在测量磁场强度的同时，还要测量出磁场的方向。以往那些针对磁场方向已知的磁场测量方法已经不再适用，空间三维测量磁场的方法可以应用于局部地磁场的测量，测量出局部地磁场强度的同时，还可以测量出局部地磁场的方向。下面就从局部地磁场的抵消方法着手进行讨论。地磁场抵消系统实现的方法是使用三维亥姆霍兹线圈产生抵消磁场，磁场矢量叠加后的合磁场在误差范围内为零，这样就完成了局部地磁场的抵消。

* 指导老师：陈晨

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65643）

1.2 亥姆霍兹线圈产生磁场的原理

一条直的金属导线通过电流,在导线周围的空间将产生圆形磁场。导线中流过的电流越大,产生的磁场越强。磁场成圆形,围绕导线周围。磁场的强度和分布使用了磁感应强度矢量来描述。载流导线产生磁场的基本规律是毕奥-萨伐尔定律,如图 1 所示。

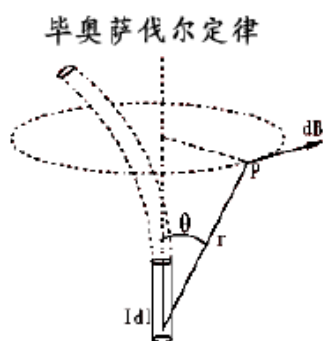


图 1 毕奥-萨伐尔定律
Fig.1 Biot-Savart's law

而如果有一对相同的载流圆线圈彼此平行且共轴,通以同方向电流,当线圈间距等于线圈半径时,两个载流线圈的总磁场在轴的中点附近的较大范围内是均匀的。故在生产和科研中有较大的实用价值,也常用于弱磁场的计量标准。这对线圈称为亥姆霍兹线圈。

2 系统弱磁测量传感器的选择

2.1 感应线圈式传感器

感应线圈式传感器适用于测量交变磁场,它的灵敏度随着交变磁场的频率的增加而得以提高,它的测量范围较广,分辨率可以达到了 10^{-12} — 10^{-13} T, 如图 2 所示

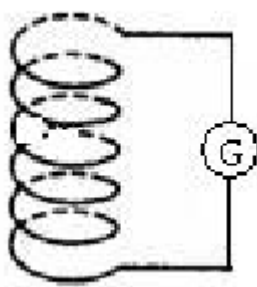


图 2 磁测量感应线圈
Fig.2 Magnetic measuring coil

振动样品磁强计是一种使用感应线圈式传感器的磁测量仪器,它使用感应线圈测量磁性样品的磁矩及其所在处的外磁场强度。在已知样品质量和退磁因子的情况下,可以方便的求出该物质的磁化强度、饱和磁化强度、磁化率、矫顽力、剩磁及磁化曲线、磁滞回线等,因此得到广泛应用。振动样品磁强计结构图如图 3 所示。

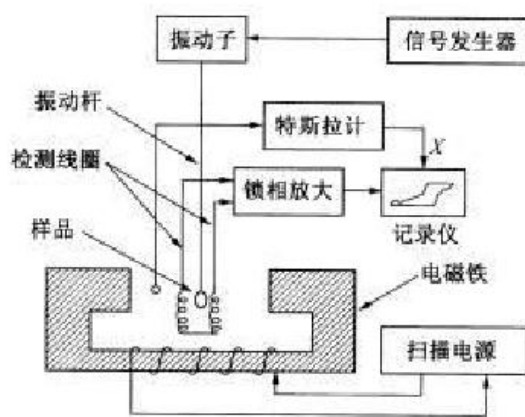


图 3 磁测量感应线圈

Fig.3 Vibration sample magnetometer structure

感应线圈式传感器对于交变磁场具有较高灵敏度,然而不适用于稳恒弱磁场测量。

2.2 质子旋进式传感器

质子旋进式传感器是利用核磁共振反应法的原理,在被测量磁场的垂直方向外加计划磁场,当极化磁场突然消失后,探头内的核子样品的磁矩会以拉摩频率 ω 绕被测磁磁场自由旋进,并有如下确定等式关系: $\omega = \gamma\beta$, γ 为核子的旋磁比,利用这种关系可以测量绝对弱磁场,测量范围一般为 10^{-3} — 10^{-5} T, 分辨力可以达到 10^{-10} T。质子旋进式传感器虽然有很高的分辨能力,但是测量条件要求很高,并不适合做现场测量。

2.3 磁通门传感器

磁通门传感器是一种矢量测量传感器。它是利用高导磁材料在线圈系统中的磁饱和特性来测量磁场的。磁通门传感器适合测量恒定的磁场或是变化较慢的弱磁场,分辨力可以达到 10^{-12} T, 测量范围是 10^{-3} — 10^{-4} T, 它具有低功耗、小型化、结构简单、测量范围广等特点。磁通门现象是一种普遍存在的电磁感应现象,磁通门传感器是一种稍加改造的变压器式器件,它由铁芯外绕激磁线圈、感应线圈组成。为提高测量精度,磁通门传感器采用差分信号输出方式,采用双铁芯,一般采用跑道形结构,如图 3 所示,两铁芯上缠绕的激磁线圈反向串联,两铁芯的激磁方向相反,在形状尺寸和电磁参数完全对称的情况下,激磁磁场在公共感应线圈中的感应电势相互抵消,起到调制铁芯磁导率的作用,而环境磁场在感应线圈中的感生电动势相互叠加。这个感生电动势即为磁通门传感器的输出型号。磁通门传感器、测量电路、数据采集处理单元三部分就构成了磁通门

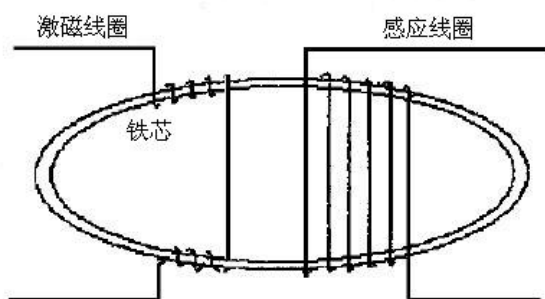


图4 双铁芯跑道形磁通门传感器结构图

Fig.4 Double core track shaped fluxgate sensor structure

使用磁通门技术的磁强计就是磁通门磁强计。对于未知的磁场的测量需要使用三维测量磁强计，从磁场的强度和方向两个方面来测量磁场。

本文采用磁通门来实现对磁场的测量。

3 电源模块设计

3.1 直流电压源

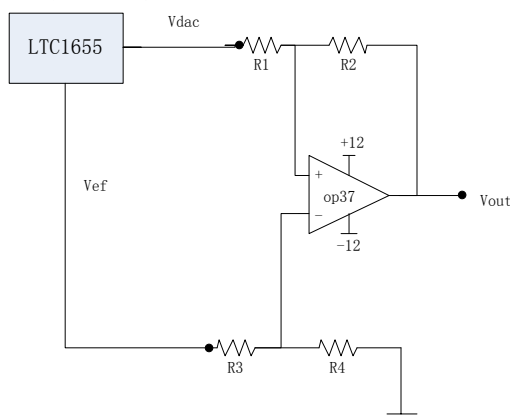


图5 DAC输出电路图

Fig.5 DAC output circuit diagram

该模块利用16位DAC芯片LTC1655输出正向电压产生大小0V-4.10V的可调电压。随后输出到后面由OP37搭建的求差电路上，目的是实现电流的双向输出。为了降低运放噪声的干扰，输出电压要及可能的大，在-10V到+10V之间。该求差电路的另一端电压由DAC自带的参考电压提供。为了避免运放电流拉高参考电压，运放的电阻选取较大电阻，我们在这里选择的是1MΩ的电阻，这样参考电压在工作时能够保持不变。由公式可知若

$$R_1/R_2 = R_3/R_4 \text{ 时, } V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{dac} - V_{ef})$$

当 $R_1/R_2=1:5$ 时电压输出可以达到-10V~+10V。

3.2 压控恒流源

由于线圈通过的电流直接决定了线圈产生磁场的大小，则线圈中所通过的电流的恒流性是必须保证的。当线圈或连接线由于外部原因产生了组织变化时。必须能够自动调节以确保电流输出不变。

我们所采取的方案是使用压控恒流源，压控恒流源模块采用深度负反馈架构，构成一个闭环控制

系统，使输入信号无论直流电压或是交流电压，都能保证输出恒定的电流^[2]，电流大小由输入的电压幅度进行调节。检流电阻对负载电流进行取样，将电流信号转化成电压信号作为反馈信号，调节MOSFET的栅源电压 V_{gs} ，使MOSFET管工作于有源线性区，并使输出电流在0至0.07A之间连续可调。

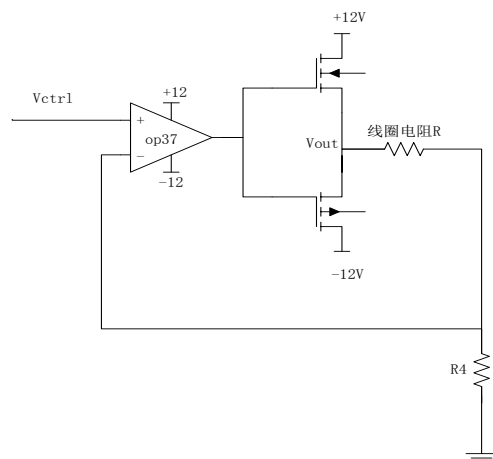


图6 压控恒流源电路图

Fig.6 Voltage controlled constant current source circuit

3.3 线圈的绕制

通过MATLAB的亥姆霍兹线圈磁场仿真，我们可以计算线圈产生磁场大小与电流、匝数、线圈直径之间的关系。

经过成本，以及对于电流源所能达到的电流大小、磁场干扰的综合判断，我们设计线圈为直径13cm、匝数40匝。

3.4 磁通门与STM32接口电路设计

由于我们的磁通门采用mag-03，它具有非常出色的噪声性能和温度稳定性，是一款能够精确测量静态或交变磁场的小型三轴磁通门传感器。该传感器的输出电压为-10V到+10V，无法与我们的片上ADC兼容，故我们还需要一个运放电路将其量程缩放至STM32片上ADC所需的0V到3.3V。我们采用的方案为先将磁通门输入通过电阻衰减^[3]，之后与-1.65V通过运放相加而得到最终的ADC输入。由于衰减部分分压电阻选取较大值，则运放电流不能忽视，需要将其电流考虑进衰减模块中。最终电路如图

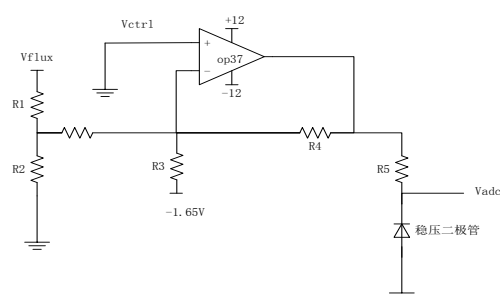


图7 磁通门与STM32接口电路图

Fig.7 Fluxgate and STM32 interface circuit diagram

3.5 抵消算法选择

为了能够动态的,快速的抵消大地磁场,我们将磁通门所采集的信号反馈给单片机。单片机通过收集到的电压大小来判断如何调整 DAC 输出从而达到控制电流的目的。为了能够较为准确,快速的到达平衡点,我们将每次的 DAC 的改变电压值与单片机收集到的信号正相关。

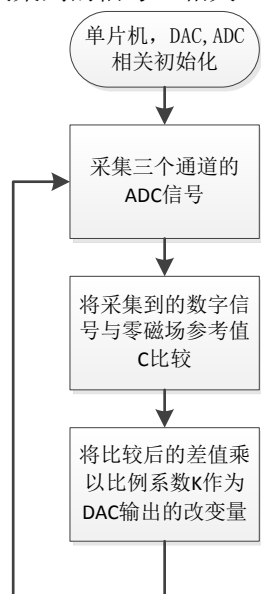


图 8 算法流程图

Fig.8 Algorithm flowchart

3.6 试验方法

我们采用数据采集卡进行磁通门数据的采集,目的是能够在 PC 机上实时的检测磁场大小。首先我们检测静态性能,即观测经过该装置的抵消后剩磁的大小以及纹波。然后检测动态性能,移动装置的方向,每移动一定角度后观察采集卡的磁场的大小变化及变化速度。

表一 动态性能测试 x 轴数据

Table 1 Dynamic performance test data of x axis

时间/s	0.05	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35
X 轴磁场 (nT)	100.5	50.4	27.9	15.4	7.7	7.7	7.7

表二 动态性能测试 y 轴数据

Table 2 Dynamic performance test data of y axis

时间/s	0.05	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35
Y 轴磁场 (nT)	57.1	24.3	12.3	6.4	6.4	6.3	6.4

表三 动态性能测试 z 轴数据

Table 3 Dynamic performance test data of z axis

时间/s	0.05	0.10	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35
Z 轴磁场 (nT)	100.5	50.4	27.9	15.4	10.7	3.4	3.4

这是移动整体装置一定角度后的动态性能测试,静态性能测试三轴磁场矢量和在 10nT 以内。

4 结论

经过我们装置的抵消后的剩余大地磁场数值在 10nT 以内。证明了我们的装置在实际应用中能

够完全替代屏蔽桶,并在剩磁大小上效果更优。在动态性能上,我们能够实时快速动态的抵消大地磁场。当整个装置有所移动时,该装置能够自我调节线圈电流大小,最终达到稳态。

参考文献

1. 司文建,周楠,曹玉松.基于 MATLAB 的亥姆霍兹线圈轴线磁场均匀分布的动态仿真[A].许昌学报.2010,29(5):72-74.
2. 欧阳明星.多路输出精密电镀恒流源设计[J].电测与仪器,2007,11(12):55-61.
3. 杜卓宏.三端式磁通门传感器接口 ASIC 设计[D].哈尔滨工业大学,2011.

温度、声音、距离检测装置设计*

夏长玉；陈 乾；张 凯

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：该装置设计思路主要是通过红外传感器、超声波传感器、声音检测模块检测环境里的温度、障碍物距离、声音等信息，将所得信息通过 STM32 微处理器处理转化为数字信号，然后经过无线传输模块传输到电脑上，通过 GUI 界面进行直观显示。此装置可以为人类直接进入陌生地域之前进行初步探测，采集自然环境信息，在一定程度上避免出现因对新环境不适应而造成的人员健康问题。

关键词：传感器 检测 STM32 微处理器 无线传输

Design of temperature, sound and distance detection device

Xia Changyu; Chen Qian; Zhang Kai

(College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University)

Abstract: The design of the device is mainly through infrared sensors, ultrasonic sensors, sound detection module to detect the environment temperature, obstacle distance, sound and other information, the information obtained through STM32 microprocessor processing into digital signals, and then through the wireless transmission module to the computer, through the GUI interface for intuitive display. This device can be used for the initial detection of human beings.

Key words: sensors detect STM32 microprocessor wireless transmission

0 前言

红外传感器、超声波传感器和声音检测模块具有体积小、灵敏度高的特点，STM32 微处理器具有高性能、低成本、低功耗等优点，无线传输模块可以在一定程度上忽略地形的影响，由传感器和微处理器组成的温度、声音、距离检测装置易于携带、成本低、性能好。而且随着未来技术的发展，传感器性能势必会越来越好，其精度、探测距离都会有较大的提升，处理器对于信息的处理能力也会有很大的进步，无线传输模块的信息传输距离、稳定性

能够得到加强。所以说此装置在未来会有很大的改进空间，设计思路值得借鉴。

1 验方法和实验方案

通过利用 STM32F 系列微处理器作为主控制器处理由红外温度传感器、超声波传感器和声音检测模块采集到的检测信息，然后通过 Zigbee 模块以无线方式传输到上位机，通过 C#编写的 GUI 界面实时显示数据，向检测人员提供直观的信息，便于分析。方案框图如下：

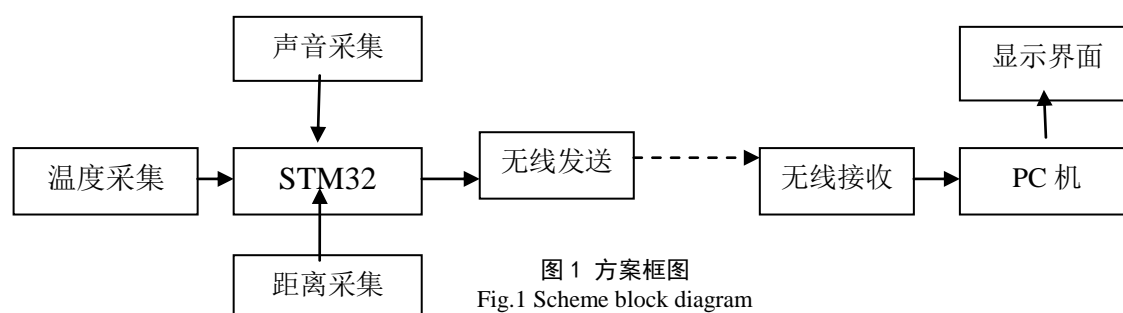


图 1 方案框图

Fig.1 Scheme block diagram

2 模块选择及原理

2.1 超声波测距原理及模块选择

超声波测距是借助于超声脉冲回波渡越时间法来实现的。设超声波脉冲由传感器发出到接收所

经历的时间为 t ，超声波在空气中的传播速度为 c ，则从传感器到目标物体的距离 D 可用下式求出： $D = ct/2$ 。

此部分传感器我们选用 HC-SR04 超声测距模块，HC-SR04 超声波测距模块可提供 2cm-400cm 的非接触式距离感测功能，测距精度可达高到

* 指导老师：龙云

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65653）

3mm; 模块包括超声波发射器、接收器与控制电路。

HC-SR04 超声测距模块基本原理: 采用 IO 口 TRIG 触发测距, 给最少 10 μ s 的高电平信号; 模块自动发送 8 个 40kHz 的方波, 自动检测是否有信号返回; 有信号返回, 通过 IO 口 ECHO 输出一个高电平, 高电平持续的时间就是超声波从发射到返回的时间。测试距离 = (高电平时间 * 声速 (340M/S)) / 2^[1-3]。

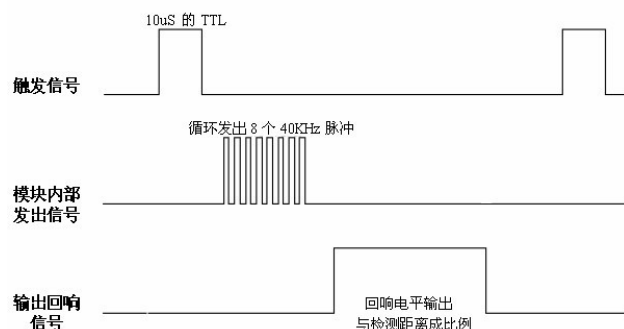


图2 超声波时序图

Fig.2 Ultrasonic time sequence diagram

以上时序图表明你只需要提供一个10 μ s 以上脉冲触发信号, 该模块内部将发出8个40kHz 周期电平并检测回波。一旦检测到有回波信号则输出回响信号。回响信号的脉冲宽度与所测的距离成正比。由此通过发射信号到收到的回响信号时间间隔可以计算得到距离。公式: $\mu\text{s}/58 = \text{厘米}$ 或者 $\mu\text{s}/148 = \text{英寸}$; 或是: 距离 = 高电平时间 * 声速 (340M/S) / 2; 建议测量周期为60ms 以上, 以防止发射信号对回响信号的影响。

表 1 HC-SR04 超声波测距模块电气参数

Table 1 HC-SR04 Electrical parameters of ultrasonic distance measuring module

工作电压	DC5V
工作电流	15mA
工作频率	40KHz
最远射程	4m
最近射程	2cm
测量角度	15 度
输入触发信号	10 μ s 的 TTL 脉冲
输出回响信号	输出 TTL 电平信号, 与射程成比例
规格尺寸	45*20*15mm

注: 1、此模块不宜带电连接, 若要带电连接, 则先让模块的 GND 端先连接, 否则会影响模块的正常工作。

2、测距时, 被测物体的面积不少于 0.5 平方米且平面尽量要求平整否则影响测量的结果。

2.2 红外测温原理及模块选择

物体红外辐射能量的大小和波长的分布与其表面温度关系密切。因此, 通过对物体自身红外辐射的测量, 能准确地确定其表面温度, 红外测温就是利用这一原理测量温度的。红外测温器由光学系统、光电探测器、信号放大器和信号处理及输出等部分组成。光学系统汇聚其视场内的目标红外辐射能量, 视场的大小由测温仪的光学零件及其位置确定。红外能量聚焦在光电探测器上并转变为相应的电信号。该信号经过放大器和信号处理电路, 并按照仪器内的算法和目标发射率校正后转变为被测目标的温度值。

此部分我们选用 GY-906 红外测温模块, 以

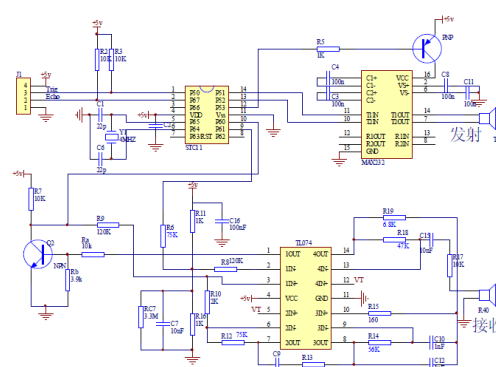


图 3 HC-SR04 超声波测距模块原理图

Fig.3 HC-SR04 The schematic diagram of ultrasonic distance measuring module

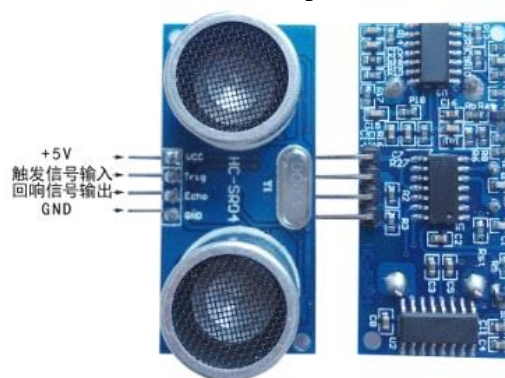


图 4 实物图

Fig.4 Physical map

MLX90614 非接触式测温传感器为核心。Melexis 公司生产的 MLX90614 系列测温模块是应用非常方便的红外测温装置, 其所有的模块都在出厂前进行了校验, 并且可以直接输出线性或准线性信号, 具有很好的互换性, 免去了复杂的校正过程。该模块以 81101 热电元件作为红外感应部分。输出是被测物体温度 (T_0) 与传感器自身温度 (T_a) 共同作用的结果, 理想情况下热电元件的输出电压为: $V_{ir} = A (T_0^4 - T_a^4)$ 。其中温度单位均为 Kelvin, A 为元件的灵敏度常数。目标温度和环境温度由 81101 内置的热电偶测定测量, 从 81101 中输出的两路温度信号分别经内部 MLX90302 器件上高性能、低噪声的斩波稳态放

大器放大再经一个 17-bit 的模数转换器 (ADC) 和强大的数字信号处理 (DSP) 单元后输出^[4-5]。

MLX90614是由内部状态机控制物体温度和环境温度的测量和计算,进行温度后处理,并将结果通过PWM或是SMBus模式输出。ASSP支持两个IR传感器(MLX90614xAx只有一个IR传感器)。IR传感器的输出通过增益可编程的低噪声低失调电压放大器放大,经过Sigma Delta调制器转换为单一比特流并反馈给DSP做后续的处理。信号通过可编程的(用EEPROM实现)FIR和IIR低通滤波器以进一步减低输入信号的带宽从而达到所需的噪声特性和刷新率。IIR滤波器的输出为测量结果并存储于内部RAM中,其中三个单元可被用到:一个是片内温度传感器(片上PTAT或PTC),其余两个为IR传感器。基于以上测量结果,计算出对应的环境温度 T_a 和物体温度 T_o ,两个温度分辨率都为 0.01°C 。 T_a 和 T_o 可通过两种方式读取:通过两线接口读取RAM单元, (0.02°C 分辨率,固定范围)或者通过PWM数字模式输出(10位分辨率,范围可配置)。

测量周期的最后一步为:测量所得 T_a 和 T_o 被重新调节为PWM所需的输出分辨率,并且该数据存在PWM状态机的寄存器中,状态机可以产生固定频率和一定占空比来表示测量的数据。

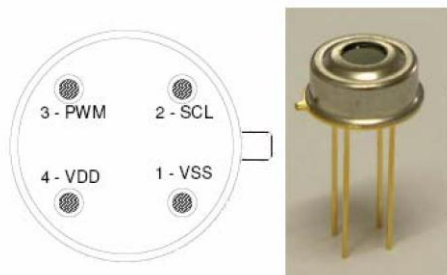


图5 MLX90614的管脚分布及实物图
Fig.5 The distribution and physical map of MLX90614

表2 MLX90614的功能管脚表
Table 2 The functional foot table of the MLX90614

名称	功能描述
VSS	电源地, 金属外壳和该管脚相连
SCL/Vz	SMBus接口的时钟信号, 或8-16v电源供电时接三极管基极
PWM/SDA	PWM或SMBus接口的数据信号, 通常模式下从该管脚通过PWM输出物体温度
VDD	电源

MLX90614的PWM/SDA引脚可以作为PWM模式输出,取决于EEPROM的设置。如果设为PWM使能,在上电复位(POR)之后,PWM/SDA引脚被直接配置为PWM输出。在采用PWM为输出方式的条件下,计算所得的环境温度和物体温度存在RAM中,其分辨率为 0.01°C (16 bit)。PWM输出

格式为10-位数值,所以要传送的温度需要重新调节以适宜所需的范围。为此,EEPROM中的2个单元用于存取 T_o 的范围($T_{o_{min}}$ 和 $T_{o_{max}}$),一个单元用于 T_a ($T_{a_{range}}$: 8MSB存放 $T_{a_{max}}$, 8LSB用于 $T_{a_{min}}$)。因此 T_o 输出范围的变化精度为 0.01°C ,对应的 T_a 输出范围的变化精度 0.64°C 。测量,计算和线性化处理是通过内核控制的,内核执行ROM里的程序。在POR后,芯片被存于EEPROM里的校准数值初始化,在该阶段,芯片选择IR传感器号码决定用那个传感器,测量,补偿,以及线性化程序运行在闭环的流程里。

2.3 声音检测原理及模块选择

声音传感器内置一个对声音敏感的电容式驻极体话筒,声波使话筒内的驻极体薄膜振动,导致电容的变化,而产生与之对应变化,根据电压便能够检测声音的有无和大小电压。此部分我们选用YL-56声音检测模块,该模块工作方式:可以检测周围环境的声强,使用注意:此传感器只能识别声音的有无(根据震动原理)不能识别声音的大小或者特定频率的声音;灵敏度可调;工作电压3.3V-5V;输出形式数字开关量输出(0和1高低电平)^[6]。



图6 YL-56声音检测模块实物图
Fig.6 Physical map of YL-56 sound detection module

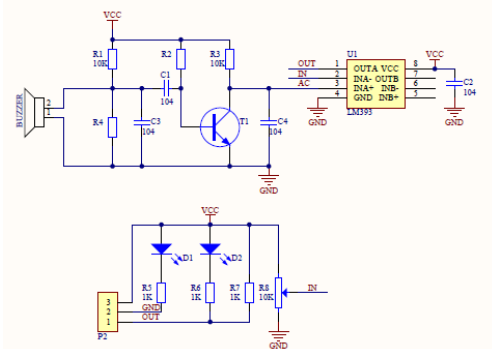


图7 YL-56传感器原理图
Fig.7 YL-56 sensor schematic diagram

2.4 无线发射模块选择

此部分我们选用以Zigbee技术为核心的通信模块。Zigbee是基于IEEE802.15.4标准的低功耗个域网协议。根据这个协议规定的技术是一种短距离、低功耗的无线通信技术。这一名称来源于蜜蜂的八字舞,由于蜜蜂(bee)是靠飞翔和“嗡嗡”(zig)地抖动翅膀的“舞蹈”来与同伴传递花粉所在方位信息,也就是说蜜蜂依靠这样的方式构成了群体中的通信网络。其特点是近距离、低复杂度、自组织、低功耗、低数据速率、

低成本。主要适用于自动控制和远程控制领域,可以嵌入各种设备。简而言之,ZigBee 就是一种便宜的,低功耗近距离无线组网通讯技术^[7]。

3 硬件系统搭建

由于单片机的体积小和 PC 比就缺少强大的功能,我们选择了处理能力不错的 STM32 单片机,相对于 51 单片机来说,该单片机的处理能力更强因为是 32 位的。该项目是将多个传感器的数据进行采集处理,然后通过无线传输到电脑上显示。由于各个模块具有较完整的功能,所以把每一个部分都与 STM32 单片机进行对接,再给单片机加上无线传输部分进行数据发送。相应的,给 PC 端加上无线接收部分,接收单片机采集处理过的温度声音距离的信息。无线传输部分用的是 ZigBee,和单片机、PC 的接口均为 USB,十分的方便。温度采集模块、声音采集模块、距离采集模块、STM32 单片机、无线传输部分和 PC 端一起构成了该项目的硬件组成^[8]。

4 软件系统编写

这方面我们做了单片机和 PC 端的程序编写。单片机主要是用的 C 语言。由于单片机对多个传感器信号的读取是采用扫描式的方法,顺序而循环地读取各个传感器的数据。对读取的信号有单片机中设定的各个对应的回路进行独立运算,最后的结果也是采用扫描的方法,顺序而循环地送到各个输出点。单片机的各个输入/输出点可以是相互独立的也可以是共用一个,这是检测信号传送的方式不同。如果是模拟量的信号,各输入/输出点必须相互独立。所以我们采取了前者。PC 端的程序是对人机交互界面的编写,用的是 C#在 Visual Studio 上编写的。

5 装置测试及数据分析

在完成编程及模块组装之后,我们在不同的环境下进行了装置的实地测量实验。

表 3 实验数据

Table 3 experimental data

组别	1	2	3	实际对照组
温度(℃)	21.3	20.9	21.2	21.5
声音(有/无)	有	有	无	有
距离(cm)	98.34	96.53	98.12	100.00

将得出的数据与真是数据对比之后,发现了以下问题,数据误差存在但是控制在 5% 以下,数据传输有时会出现不稳定的现象。导致问题出现的原因经研究是因为为传感器的精度及传输

模块的性能。提高该装置的性能,需要提高传感器的精度,我们认为随着科技的进步,此方面的装置性能会越来越好,数据检测会越来越简单精准。

6 结论

此装置经实验测试表明,能够探测环境里的温度、障碍物距离、声音等信息,可以为人类直接进入陌生地域前进行初步探测,具有一定实用意义。

参考文献

1. 苑广会,苑广展,李凯. 基于单片机的超声波测距系统设计[J]. 云南水力发电, 2017, 33(02):115-117.
2. 苑洁. 基于 STM32 单片机的高精度超声波测距系统的设计[D]. 华北电力大学, 2012.
3. 邹轶. 近距离高精度超声波测距系统的设计[D]. 大连理工大学, 2009.
4. 罗嘉玮,陈超,倪志,杨定坤,李松,谭昊. 户外高压断路器红外温度检测装置设计[J]. 电工技术, 2016(02):50-53.
5. 薛菲. 现场总线热电偶温度检测装置的研制[D]. 武汉大学, 2004.
6. 李成志. 基于声音传感器的温度场测量系统的研究[D]. 东北大学, 2012.
7. 游晴,吴光敏,赵建军,姚运龙. 基于 ZigBee 技术的高校智能楼宇照明控制系统设计[J]. 价值工程, 2015, 34(04):230-232.
8. 于慧伶,梁玉亮,庞振男,薛铮,朱伊枫. 基于多传感器融合的珍稀树木立体监测系统的设计[J]. 东北林业大学学报, 2016, 44(12):91-93.

基于 51 单片机的小车防碰撞系统*

刘俐君；王 然；何东泽

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘 要：防碰撞系统应用于行驶中的汽车，主要功能是监测前车车速的变化，探测前方影响行车的物体(如，突闯入的行人，路障等)。基于上述实用性的考虑，本大创项目应用车辆测速原理，运用信号与系统，模拟电子电路，单片机原理等学科知识进行对反馈信号的数字化处理，达到车辆防碰撞效果。

关键词：51 单片机；超声波传感器；光电传感器

Research on anti-collision system of automatic traveling car

Liu Lijun; Wang Ran; He Dongze

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: The anti-collision system is applied to the moving vehicle, and the main function is to monitor the change of the speed of the front car, and to detect the objects in front of the vehicle (such as the intruding pedestrians, roadblocks and so on). Based on the practical considerations, this big project set the basis of the principle of vehicle speed, use of signals and systems, analog electronic circuit, single chip microcomputer principle and subject knowledge to feedback signal digital processing, vehicle collision.

Keywords: 51 microcontroller ultrasonic sensor infrared sensor

0 前言

本项目研究自动行驶小车的防碰撞系统，包括硬件和软件两部分：

硬件部分的搭建基于 51 单片机的信号采集装置，对车速、障碍物的感应及数据进行采集。51 单片机控制 3 路模拟信号的采样滤波放大、AD 转换，将转换后的数字信号通过串口传给上位机，以便上位机进行数据的分析与处理。

软件部分上位机软件系统，要实现评价算法，从而可以对小车及障碍物做出定性和定量的判断。本项目的软件系统包括操作控制系统和反馈系统，由检测和分析两个模块组成。操作控制系统完成操作控制的工作，并实现上位机与单片机串口通讯，反馈系统完成对数据的分析、处理及显示，并实现评价算法。

本项目主要研究模型车辆的速度监测，车辆轨迹的改变，对前方障碍物的感应。关键问题是信号的精确采集，车辆轨迹的改变，难点是如何智能判断轨迹的改变以及软件的编写。模型小车的自动减速和刹车的可靠性和安全性是本项目的重点。

1 超声波和光电传感器原理

1.1 超声波传感器原理

超声波传感器工作原理是一个控制口发一个 10V 以上的高电平，就可以在接收口等待高

电平输出一有输出就可以开定时器计时，当此口变为低电平时就可以读定时器的值，此时就为此次测距的时间，方可算出距离^[1]。当电路工作的时候，发射电路向外发射超声波接收电路接收返回的超声波，通过串口把数据输送给单片机，单片机将这个数据处理后转化为距离，再将这个距离与设定的距离对比，如果小于这个值，单片机反馈出相应信号。

1.2 光电传感器原理

光电传感器是采用光电元件作为检测元件的传感器。它首先把被测量的变化转换成光信号的变化，然后借助光电元件进一步将光信号转换成电信号。光电传感器一般由光源、光学通路和光电元件三部分组成。

2 传感器测距方法

2.1 超声波传感器测距方法

超声波发生器在某一时刻发出超声波信号，遇到被测物体后反射回来，被超声波接收器接收到。只要计算出超声波信号从发射到接收到回波信号的时间，知道在介质中的传播速度，就可以计算出距被测物体的距离为： $d=s/2=(vt)/2$ ；其中 d 为被测物到测距仪之间的距离， s 为超声波往返通过的路程， v 为超声波在介质中的传播速度， t 为超声波从发射到接收所用的时间。为了提高精度，需要考虑不同温度下超声波在空气中传播速度随温度变化的关系。如果温度变化较大且测距精度要求高，则应通过温度补偿的方法加

* 指导老师：关珊珊

项目类型：大学生创新训练项目（2016B65669）

以校正。声速确定后,只要测得超声波往返的时间,即可求得距离。这就是超声波测距的机理。超声波发射点到接收点的距离 S 为: $S=v \cdot t_0$; 其中 v 为声速, t_0 为渡越时间。渡越时间是指超声波从发射器发出到接收器接收到声波所经历的时间间隔。声速 V 随环境温度 $V=331.45(1+T/273.16)^{(1/2)}$ (m/s); 其泰勒级数展开式(仅保留到一次项)为: $V=331.4+0.607$; 因此,温度每变化 10°C , 声波的速度变化 $0.6(\text{mm/ms})$ 。若渡越时间达到 9ms 弹离约为 3m , 就会产生 5° 的误差。温度变化 2°C 时, 则产生约 1cm 误差^[2]。

2.2 传感器信号的处理

放大与滤波, 因为经传感器采集后的车距, 障碍物的信息等微弱的信号, 信噪比低, 极易受到干扰, 因此需要对信号进行放大和滤波, 以获得较高的检测灵敏度; 软件系统, 上位机软件的编程拟采用 C 语言编写, 包括操作控制系统和反馈调节系统。操作控制系统完成操作控制的工作, 并实现上位机与单片机串口通讯, 反馈调节系统完成对数据的分析与处理, 并做出响应。软件具有美观、友好的交互界面, 具有信号显示等功能。传感器信号的处理如图 1 所示。



图 1 信号处理模块的设计示意图

Fig.1 Schematic diagram of signal processing module.

3 系统运行设计

本设计将电路分为以下几个主要组成部分: 微控制器模块、超声波测距模块、显示模块、电源模块、反馈模块、制动模块。模块间的关系如图 2 所示。

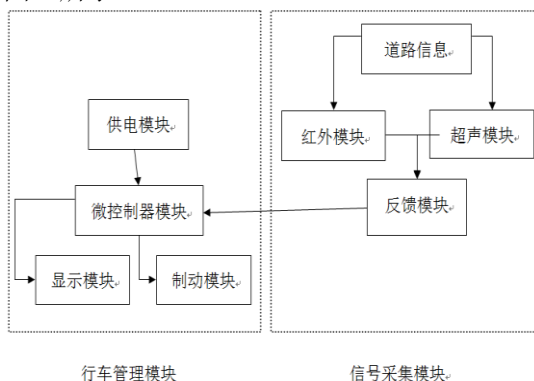


图 2 模块工作示意图

Fig.2 16 module work diagram

当超声波工作时, 由发射单元发出一束激光, 到达待测目标物后漫反射回来, 经接收单元接收、放大整形后到距离计算单元计算完毕后显

示目标物距离。

超声波模块的工作模式(1)采用 IO 口 TRIG 触发测距, 给至少 $10\mu\text{s}$ 的高电平信号; (2) 模块自动发送 8 个 40kHz 的方波, 自动检测是否有信号返回; (3) 有信号返回, 通过 IO 口 ECHO 输出一个高电平, 高电平持续的时间就是超声波从发射到返回的时间。测试距离 $= (\text{高电平时间} \times \text{声速}(340\text{M/S}))/2$; 其超声波时序图如图 3 所示。

超声波时序图:

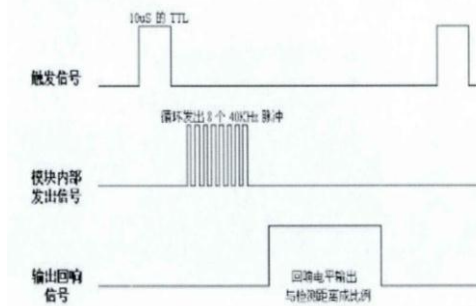


图 3 超声波模块工作示意图

Fig.3 ultrasonic module module work diagram

本模块使用方法简单, 一个控制口发一个 10US 以上的高电平, 就可以在接收口等待高电平输出一有输出就可以开定时器计时, 当此口变为低电平时就可以读定时器的值, 此时就为此次测距的时间, 方可算出距离^[3]。如此不断的周期测, 即可以达到你移动测量的值。

测速模块运行如图 4 所示

工作电压	3.3V - 5V
输出模式	数字信号 (脉冲信号)
检测方式	红外射线中断
检测信号	检测到障碍物为高电平, 无障碍物或超出探测范围输出低电平
LED	两路 Status 指示灯, 射线中断指示灯灭, 射线导通指示灯亮

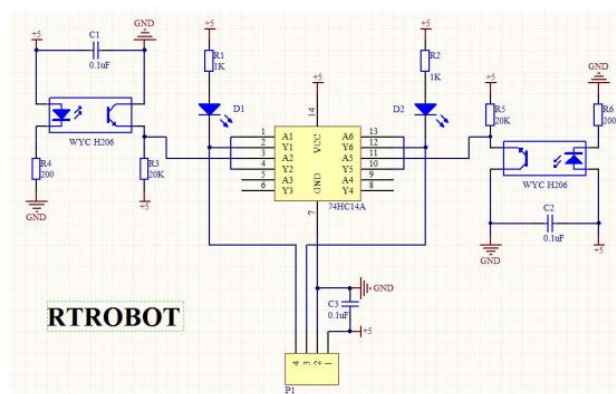


图 4 测速模块工作示意图

Fig.4 Speed measuring module module working schematic diagram

行车管理模块工作过程, 反馈模块测得当前距离, 交由微处理器模块处理, 判断是否处于安全距离, 若安全继续行驶, 若不安全则向驱动系统发送命令, 减速或停车。

驱动模块, 微控制器模块为行车管理系统提供判断数据, 由系统进行控制驱动系统减速、停止。

方案一: 采用继电器对电动机的开或关进行控制, 通过开关的切换对小车的速度进行调整。

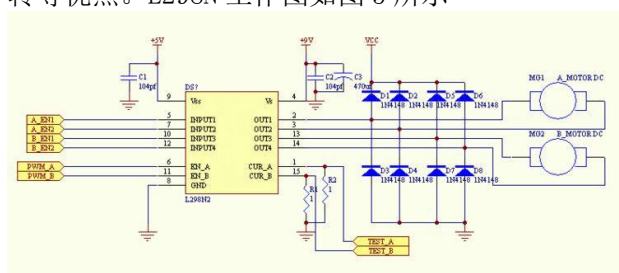


图 5 驱动模块模块工作示意图

4 试验方法

实验采用两个小车模拟，两个小车前后行驶。

5 结论

电磁信号源设计与三维组合控制方法研究*

刘乃嘉; 王 辉; 丁建春
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 通过对地空频率域电磁探测系统的基本探测原理和发射机结构的研究, 分析了频率域电磁信号源的工作原理。论证了利用斩波电路和逆变桥路结合的方法发射三维组合信号的可行性。利用 MATLAB 对逆变桥路进行模拟仿真, 分析了发射机设计的关键问题。设计了信号源的驱动电路及逆变电路拓扑结构, 采用 FPGA 控制方法编程实现了通过人工控制达到输出频率相位可控的功能; 采用开关降压型 DC-DC 方式设计了调压电路实现输出电压可调。通过实验测试, 系统能够达到输出频率 9-999Hz 任意整数调节, 输出三维相位差任意可调, 输出电压 1.25-12V 可调。最后, 对实验室模拟线圈供给信号, 接收波形并分析总结。实现室内对野外实际探测中电磁场的三维物理模拟, 为地空频率域电磁探测中运动噪声的分析与压制提供研究基础。

关键词: 频率域电磁探测 逆变电路 降压斩波 三维组合

Study on the design of electromagnetic signal source and the method of three dimensional combination control

Liu Naijia; WangHui; Ding Jianchun
(College of materials Science and electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: The principle of the frequency domain electromagnetic signal source is analyzed through the research on the basic detection principle and the transmitter structure of the ground space frequency domain electromagnetic detection system. The feasibility of using the chopper circuit and the inverter bridge method to transmit three dimensional combined signals is demonstrated. The MATLAB is used to simulate the inverter bridge, and the key problems of the transmitter design are analyzed. The driving circuit and inverter topology of the signal source are designed. The FPGA control method is applied to realize the function of output frequency and phase controllable by manual control. The voltage regulating circuit is designed by switching down voltage DC-DC mode, and the output voltage is adjustable. Through experimental tests, the system can achieve the output frequency 9-999Hz, any integer adjustment, the output phase difference of the three dimensional signal can be adjusted arbitrarily, and the output voltage 1.25-12V can be adjusted. Finally, the signal of the laboratory analog coil is supplied, and the waveform is received and analyzed. The three-dimensional physical simulation of electromagnetic field in indoor field is realized, providing the research foundation for the analysis and suppression of moving noise in the electromagnetic detection of ground air frequency domain.

Key words: Frequency domain electromagnetic detection Inverter circuit Step-down chopper Three dimensional combination

0 前言

频率域地空电磁探测方法是一种新兴电磁探测方法, 该方法结合航空和地面频率域电磁法的优点提出地面发射空中接收的工作模式, 具有速度快、成本低、探测范围广等优势。目前限制该方法发展的主要因素之一在于运动噪声, 对于频率域地空电磁法, 测量中发射源产生的三维电磁场以及地磁场等环境磁场的影响, 使得测量的结果数据中包含运动噪声而导致数据质量差, 不利于准确的反演和解释^[1]。

本项目基于该现状提出室内三维电磁场的模拟, 通过组合控制三维电磁线圈的信号源, 结合空间三维磁线圈实现空间内三维电磁场的物理模拟。目前的电磁场物理模拟大多局限在一维和二维层次^[2], 基于亥姆霍兹线圈的工作原理,

采用一对匝数、边长、高度相同的共轴平行放置的正方形线圈, 结合恒流源和单片机控制技术, 设计电磁场物理模拟系统^[3-5], 为在实验室内解决有关磁场理论研究方面的问题提供了必要的技术支持, 在基础研究领域以及半导航、航天、军事、医学等领域有较为广泛的应用。

1 逆变电路设计

1.1 逆变电路原理

桥式逆变电路的原理如图 1 所示, U_{in} 为其输入电压信号, U_0 为其输出电压信号, 当 VT1 和 VT4 处于导通状态, 而 VT2 和 VT3 处于截断状态时, $U_0=U_{in}$, 而当 VT2 和 VT3 处于导通状态, 而 VT1 和 VT4 处于截断状态时, $U_0=-U_{in}$ 。因此当桥中各臂以一定的频率 f 进行开关状态转换时, U_0 为以 U_{in} 为振幅的交变方波, 且其基

* 指导老师: 刘长胜
项目类型: 大学生创新训练项目(2016B65647)

波可表示为把幅值为 U_{in} 的矩形波 U_o 展开成傅立叶级数得: $U_o = 4U_{in}/\pi (\sin\omega t + 1/3 \sin 3\omega t + 1/5 \sin 5\omega t + \dots)$, 因此, 可通过对频率 f 的控制来达到直流波转换为交流波的目的^[6]。

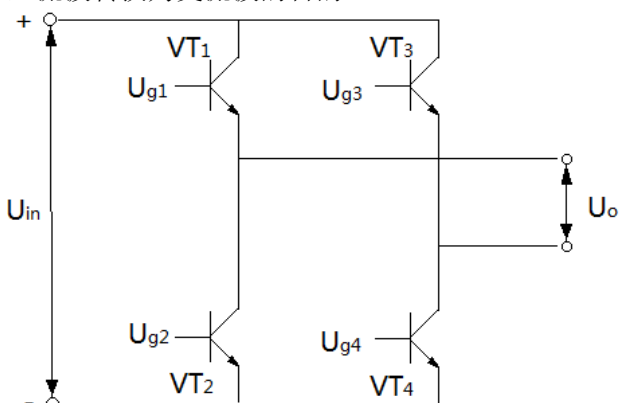


图1 逆变电路原理图

Fig.1 Schematic of inverter circuit

1. 2 逆变电路的设计分析

根据以上原理, 确定如图2 逆变电路拓扑结构

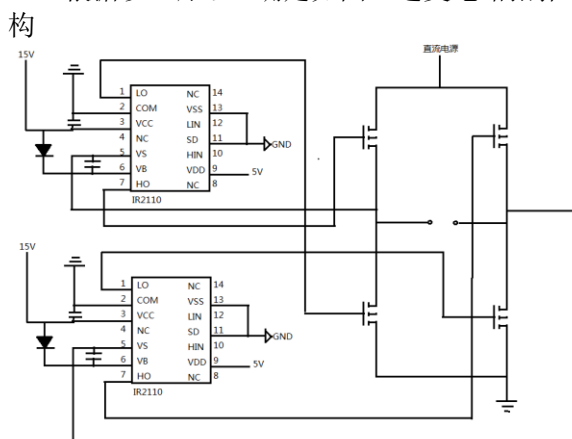


图2 逆变电路拓扑结构

Fig.2 Topology structure of inverter circuit

其中包括驱动电路及H桥路, 并对桥路部分进行了SIMULINK 仿真, 得到如图3 仿真结果

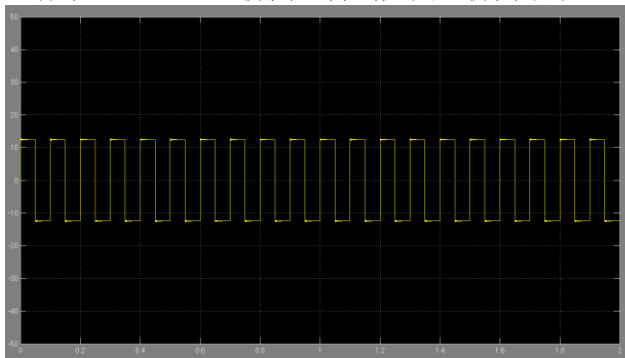


图3 桥路仿真图

Fig.3 Bridge road simulation diagram

验证了电路结构的正确性, 可发出固定频率的方波信号。为满足实验设计要求的输出功率, 桥路的三极管选用IRF540, 驱动模块采用具有驱动及光耦隔离功能的IR2110 芯片, 完成主电路设计工作。

1. 3 控制模块的设计

控制部分由现场可编程门阵列 (FPGA) 提

供控制信号实现, 所选FPGA 具有50MHz 内部晶振, 通过将晶振每秒产生上升沿次数均分为实验所需频率份数的方式实现键盘输出任意频率数值时能够发出相对应频率的方波控制信号。控制方波信号输出如图4 所示, 符合实验要求。

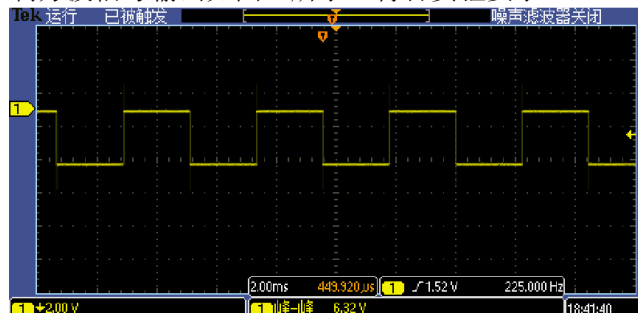


图4 控制信号波形图

Fig.4 Control signal waveform diagram

2 调压电源模块设计

2.1 主电路设计

为满足12V 电压输入, 1.25-12V 电压输出的设计要求, 采用开关降压型DC-DC 转换芯片XL4015, 其固定开关频率180KHz, 具有出色的线性调整率与负载调整率, 输出电压支持1.25-32V 间任意调节, 且芯片内部集成过流保护、过温保护、短路保护等可靠性模块^[7-8]。利用XL4015 搭建调压电路拓扑结构如图5 所示。

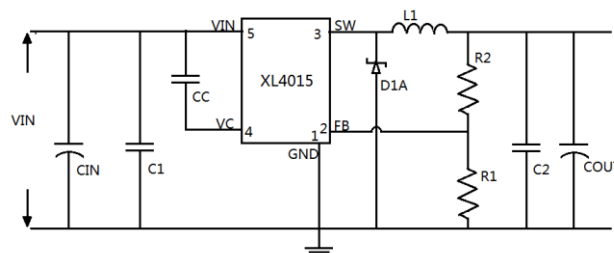


图5 调压电路拓扑结构图

Fig.5 Control signal waveform diagram

2.2 器件型号选取

输入电容选择: 在连续模式中, 转换器的输入电流是一组占空比约为 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为了防止大的瞬态电压, 采用针对最大RMS 电流要求而选择低ESR(等效串联电阻)输入电容器。最大RMS 电容器电流由下式给出:

$$I_{RMS} \approx I_{MAX} * \sqrt{(V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})) / V_{IN}}$$

其中, 最大平均输出电流 I_{MAX} 等于峰值电流与1/2 峰值纹波电流之差, 即 $I_{MAX} = I_{LIM} - \Delta I_L / 2$ 。并输入电容上增加一个陶瓷电容器以进行高频去耦。

输出电容选择: 在输出端应选择低ESR 电容以减小输出纹波电压, 采用陶瓷电容与低ESR 电解电容结合作为输出电容。输出电容纹波由下式决定:

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L * (ESR + 1 / (8 * F * C_{OUT}))$$

电感选择: 电感器并不影响工作频率, 但对纹波电流有着直接的影响, 电感纹波电流 ΔI_L 随着电感值的增加而减小, 并随着 V_{IN} 和 V_{OUT} 的升高而

增加。用于设定纹波电流的一个合理起始点为 $\Delta IL = 0.3 \cdot IL_{IM}$ ，其中 IL_{IM} 为峰值开关电流限值。为了保证纹波电流处于一个规定的最大值以下，应按下式来选择电感值：

$$L = V_{OUT} / (F \cdot \Delta IL) \cdot (1 - V_{OUT} / (V_{IN} (MAX)))$$

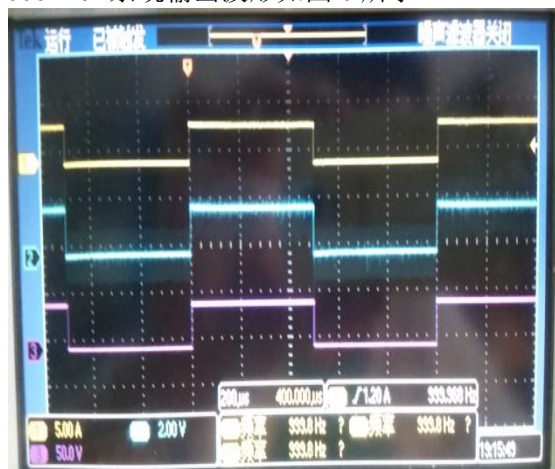
续流二极管:续流二极管建议使用肖特基二极管。

3 测试分析

装置整体可实现输出频率 9-9999Hz 可调，误差小于 0.2%，相位 0-360° 可调，幅值 1.25-12V 可调，误差 $\leq 3\%$ ，每组输出功率可达 10W。

3.1 频率测试

键盘输入三组同相位的频率参数 1000Hz 和 3000Hz，系统输出波形如图 6 所示



(a) 频率 1000Hz

(a) frequency 1000Hz



(b) 频率 3000Hz

(b) frequency 3000Hz

图 6 输出不同频率波形图

Fig.6 Output waveform diagram with different frequency

3.2 相位测试

键盘输入三维信号相位依次相差 60° 和 90°，测试结果如图 7 所示



(a) 相位差 60°

(a) phase difference 60 degrees



(b) 相位差 90°

(b) phase difference 90 degrees

图 7 输出不同相位差波形图

Fig.7 Output of different phase difference waveforms

3.3 供给线圈信号测试

装置各项指标达到要求后，进行给实验室模拟线圈供给方波信号的实验。给三维线圈通以不同电流的 64Hz 方波信号，线圈产生相应磁场，采集并处理数据后得出如图 8 所示时频信号波形：

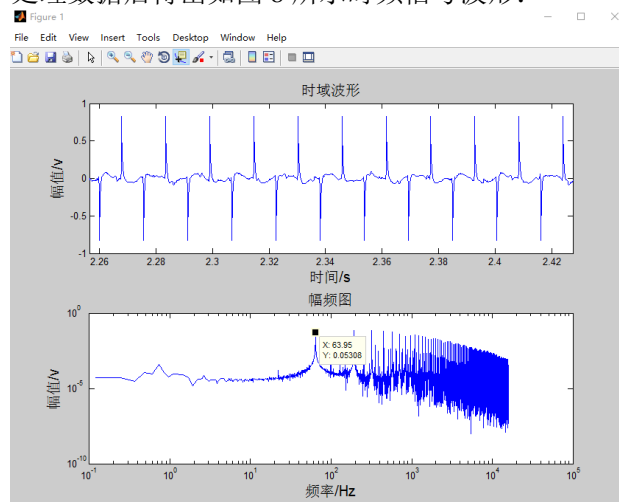


图 8 采集数据波形图

Fig.8 Acquisition of data waveform

当对单组线圈进行供电时，中心点处的磁场理论上仅有一个分量有较大的值，另两个分量应当为 0。由于环境等因素的影响，无论任何点位都一定会有至少几纳特的磁场。

表 1 三对线圈分别通电时的电磁响应表
Table 1 the electromagnetic response table of the three coils

电流	通电线圈	磁场方向	磁场大小 (nT)	通电线圈	磁场方向	磁场大小 (nT)	通电线圈	磁场方向	磁场大小 (nT)
50mA	x	x	419	y	x	11.3	z	x	15.3
50mA	x	y	16.9	y	y	269.3	z	y	18.5
50mA	x	z	8.06	y	z	8.06	z	z	445.8
25mA	x	x	221.7	y	x	5.64	z	x	8.06
25mA	x	y	6.45	y	y	146	z	y	9.67
25mA	x	z	7.25	y	z	7.5	z	z	200.88
10mA	x	x	70.96	y	x	4.06	z	x	3.22
10mA	x	y	3.22	y	y	52.42	z	y	4.03
10mA	x	z	2.42	y	z	4.06	z	z	87.9

而从上表 1 可以看出, 当对单组线圈供电时, 中心点处磁场的三个分量中与线圈所在面垂直的分量比另两个分量大 10 倍以上, 另两个分量的磁场值也确实只有几纳特。

同时可以看出通电电流成比例放大时, 对应的磁场大小也呈相应比例放大, 因此可以以此表为基准, 计算出想要模拟特定磁场时各组线圈应当通过的电流大小。

计[J].现代电子技术,2017,40(22):159-162.

4 结论

本实验设计系统通过调压电源与逆变电路的组合并由控制电路控制, 可实现系统输出频率 9-9999Hz 可调, 误差小于 0.2%, 相位 0-360° 可调, 幅值 1.25-12V 可调, 误差≤3%, 每组输出功率可达 10W。可用于实验室内模拟野外电磁场的要求, 为地空频率域电磁探测中运动噪声的分析与压制提供研究基础。

参考文献

1. 时间域地-空电磁信号线圈运动噪声去除方法研究 [C]. 中国国际地球物理仪器及应用学术研讨会暨中国地球物理学会地球物理技术委员会第五届学术会议论文集.2012.
2. 刘志新, 薛国强, 张林波. 张量 CSAMT 有效观测区域模拟对比分析 [J]. 地球物理学报, 2017, 60 (8):3278-3287.
3. 黄松涛, 张伟, 张鹏飞, 等. 基于亥姆霍兹线圈的大尺寸均匀电磁场模拟 [J]. 北京航空航天大学学报, 2015(2): 203-208.
4. 蔡欣华, 张金生, 樊宇韬, 等. 基于亥姆霍兹线圈理论的磁场模拟生成装置 [J]. 计算机仿真, 2014(7): 54-58, 72.
5. 王之魁, 樊庆文, 等. 基于亥姆霍兹线圈的均匀磁场发生器设计分析及应用 [J]. 医疗卫生装备, 2014(10):1-3,10.
6. 周军伟, 陈辉明, 钱昊. 负载串联谐振逆变器的逆变控制策略 [J]. 电源技术应用. 2004, 7(5): 299-303
7. 梁适安. 开关电源理论与设计实践 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
8. 杨刚, 吴文杰, 任峰. 一种 X 射线发生装置电流源的设

基于秒脉冲和锁相放大技术的多频电磁信号采集系统*

郭 岭; 张春锋; 侯钰阔; 刘长胜; 王世隆
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 针对被测信号强噪声干扰、宽频带、信号幅度与相位提取困难、接收机同步时钟不稳定的特点, 采用数字锁相环 (DPLL) 和模拟锁相放大器相结合的方法, 运用正交锁相放大技术和秒脉冲同步技术, 结合系统所需高精度、长时间连续采集的特点, 提出了一种新的地空电磁信号的采集系统, 实现了频率域地空电磁信号幅值和相位信息的实时采集和存储。实验表明系统稳定可靠, 测量准确, 能够满足分布式电磁探测数据采集的需求。

关键词: 秒脉冲同步 正交锁相放大 地空电磁信号

Multi-frequency electromagnetic signal acquisition system based on second pulse and phase lock amplification technology

Guo Ling; Zhang Chunfeng; Hou Yukuo; Liu Changsheng; Wang Shilong
(College of instrumentation Science and electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In view of the measured signal, wide band, the noise signal amplitude and phase extraction difficult, receiver synchronous clock is not stable, the characteristics of the digital phase locked loop (DPLL) and simulation method of combining the phase-locked amplifier, using orthogonal phase lock amplifying technology and pulse synchronization technology, combined with the required characteristics of high precision, long continuous acquisition system, this paper proposes a new air electromagnetic signal acquisition system, realize the air electromagnetic frequency domain signal amplitude and phase information of the real-time acquisition and storage. The experiment shows that the system is stable and reliable, accurate and can meet the demand of distributed electromagnetic detection data acquisition.

Key words: Second pulse synchronization Orthogonal lock amplification Ground air electromagnetic signal

0 前言

频率域地空电磁法是一种用于资源勘察的频率域电磁物探方法。其方法是在地面激发已知频率的一次交变电磁场, 若地下含有电磁敏感矿体 (如金属矿), 则会产生二次感应场, 系统由接收线圈获取其二次感应电压, 分析电压曲线衰减情况可获得地下矿体的位置、形态、构造等信息^[1]。由于其精度和效率较高, 因此具有广泛的应用前景。

频率域地空电磁法在野外工作时, 采用地面发射、空中接收的形式^[2]。为了对接收机所采集到的时域数据进行评价, 目前主要采用以下方案: 采用单片机和 FPGA 作为接收机的主控器, 在可控器的控制下, 通过算法保证采集数据的严格同步, 并将采集到的时域数据通过无线上传至上层监控电脑^[3]或者通过 SD 卡进行存储, 回到地面进行分析。然而这两种方案都存在一定的缺点, 因时域数据量较大, 在上传至上层监控电脑的过程中, 无线传输通讯压力大、误码率高^[3]。

而通过 SD 卡进行存储也因数据量太大而大幅增加系统的功耗和复杂度^[2]。两种方法均对采样速度要求较高。在传统的设计中, 通常利用 FPGA 和 OCXO 对 GPS 信号进行同步, 由于晶振自身存在漂移, 因此长时间观测同步授时精度会大为降低。而且算法计算量大, 过程复杂^[7]。在传统的设计中, 得到的数据需要在地面进行 FFT 变换才能得到待测信号的信息, 因此传统的采集系统不具有实时性。

锁相放大技术兴起以来, 因其无需进行乘法运算、实时性较高、具有较低的硬件要求, 且能抑制高通特性大地介质的影响, 而被广泛应用于微弱信号的检测中^[4]。但通常的做法不能实时获得待测信号与 GPS 基准信号的相位差。

AD9548 时钟同步芯片内置一个数字锁相环 (DPLL), 能够输出任意频率的基准信号, 并能将其锁定至一个标准 1 pps GPS 时钟信号, 被广泛应用于远程光网络和无线网络节点、有线基础设施和数据通信设备^[5]。

综上所述, 本文提出了一种基于正交锁相放大技术和时钟同步技术的多频电磁信号采集系

* 指导老师: 王世隆

项目类型: 大学生创新训练项目 (2016B65654)

统。该系统通过模拟锁相放大器获取待测信号的同相分量和正交分量以及基准信号的同相分量和正交分量，然后通过控制芯片进行简单的数学运算，获得待测信号的幅值和相对于基准信号的相位信息。该系统不需要进行后期的 FFT 运算，因此可以实时地得到待测信号的信息。因采集的同相分量和正交分量均近似为直流量，因此降低了系统对采样率的要求，减小了数据量，提高数据存储的可靠性。通过时钟同步芯片提供基准信号，能够实时获得待测信号与 GPS 秒脉冲信号的相位差，降低了主控芯片程序的复杂度。提高了系统的稳定性。

1 采集系统原理

1.1 正交锁相放大的原理

本系统通过正交锁相放大技术，将待测信号从噪声中检出，并得到其正交分量和同相分量。同时通过正交锁相放大技术，得到基准信号的正交分量和同相分量。正交锁相放大的原理如图 1 所示，设待测信号为

$S(t) = A \sin(\omega_1 t + \varphi) + N(t)$ ；参考信号为

$R_1(t) = B \sin(\omega_2 t)$ ^[8]， $N(t)$ 为噪声且与待测信号不相关。A、B 分别为待测信号和参考信号的幅值。两路信号经锁相乘之后得

$$U(t) = S(t) * R(t) = \frac{AB}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi] + \frac{AB}{2} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi] + N(t)B \sin(\omega_2 t)$$

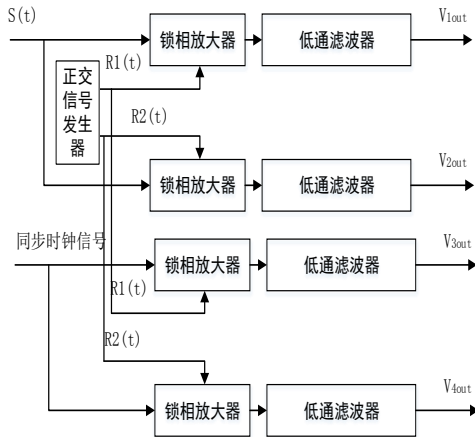


图 1 正交锁相放大模块

Fig.1 Orthogonal lock phase amplifier module

由于已知待测信号的频率，将参考信号的频率调节成与待测信号相同，即 $\omega_1 = \omega_2$ ；经低通滤波器， $U(t)$ 中第二项为高频信号，被滤除。由于 $N(t)$ 与待测信号无关，也被滤除。

因此低通滤波器输出为 $V_{1out} = \frac{AB}{2} \cos \varphi$ ；

当另一路参考信号为 $R_2(t) = B \sin(\omega_2 t + 90^\circ)$

时，可得 $V_{2out} = \frac{AB}{2} \sin \varphi$ ；于是通过公式

$$A = \frac{2\sqrt{V_{1out}^2 + V_{2out}^2}}{B}；\varphi = \tan^{-1} \frac{V_{2out}}{V_{1out}}$$

即可求得待测信号的幅值和相位。相当于利用锁相放大器和低通滤波器完成了带通滤波器的功能。

2 多频电磁信号采集系统

基于秒脉冲和锁相放大的多频电磁信号自适应采集系统由控制模块、GPS 同步模块、锁相放大模块和存储模块组成。由于该接收系统需要搭载于飞机上，因此对该系统提出了较高的要求。需要具有轻便化、小型化、低功耗等特点。通过双锁相环设计，简化了硬件电路和程序设计，降低了功耗。

2.1 GPS 同步模块的设计

由于该采集模块与发射机无物理连接，属于分布式采集系统，因此，最重要的问题之一就是保证采集数据的严格同步。在传统的设计中，受 MCU 性能的限制，完成时钟信号同步通常需要藉由 CPLD 或 FPGA 配合 GPS 接收装置通过内部程序完成，这样得到的基准信号精度不高且会大幅增加系统的功耗和复杂度。

在该系统中，通过利用时钟同步芯片 AD9548 产生同步时钟信号。通过 GPS 接收装置接收 GPS 秒脉冲，并将其作为 AD9548 的参考信号，利用 AD9548 内部的数字锁相环，输出和秒脉冲同相的基准信号。

2.2 整体设计

该系统的总体设计如图 2 所示；在控制芯片的控制下，分别对待测信号和同步时钟信号进行锁相乘，利用 24 位 $\Delta \Sigma$ 结构的模数转换器采集得到的正交分量和同相分量，并在控制芯片的控制下，对数据进行存储。由于正交分量和同相分量近似为直流量，因此采样率不用很高，数据量也不是很大，因此对硬件和软件要求不高。系统功耗也因此降低。

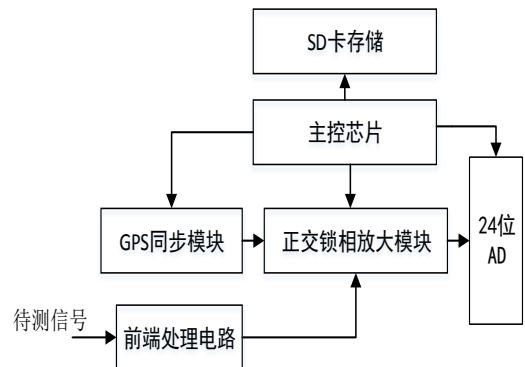


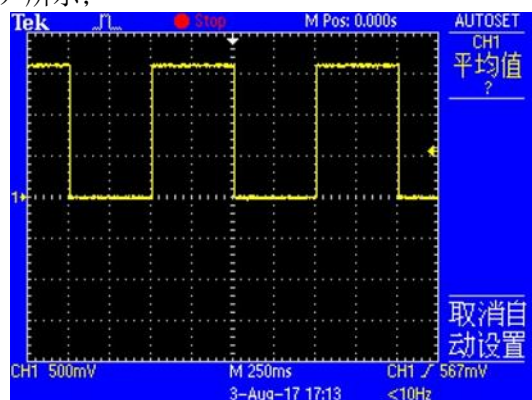
图 2 系统设计

Fig.2 The system design

3 实验结果与分析

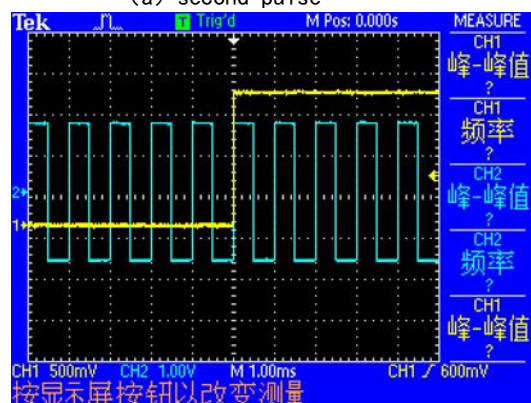
3.1 同步模块的实验结果

在实际电路中,采用 AD9548 对 GPS 秒脉冲进行同步。并输出与待测信号同频的参考信号。输入的秒脉冲如图 3(a)所示;通过配置 AD9548 的寄存器,令其输出 1kHz 的同步信号,如图 3(b)所示;



(a) 秒脉冲

(a) second pulse



(b) 输出结果

(b) output

图 3 同步模块的实验结果

Fig.3 Experimental results of synchronization module

3.2 正交锁相放大模块实验结果

在实际采集过程中,是现将待测信号经过放大、滤波等过程,然后接入锁相放大模块。根据锁相放大的原理,采用 AD630 作为锁相放大芯片,设计了正交锁相放大模块,如图 1 所示。其中低通滤波器采用 2 阶巴特沃斯滤波器,正交信号发生器采用 DDS 芯片 AD9854 产生。实物图如图 4 所示;

待测信号的频率为 1kHz、幅值为 1V 的正弦信号,如图 5(a)所示。利用设计的锁相放大模块提取出待测信号的幅值如图 5(b)所示;幅值约为 2V,与预期结果一致;

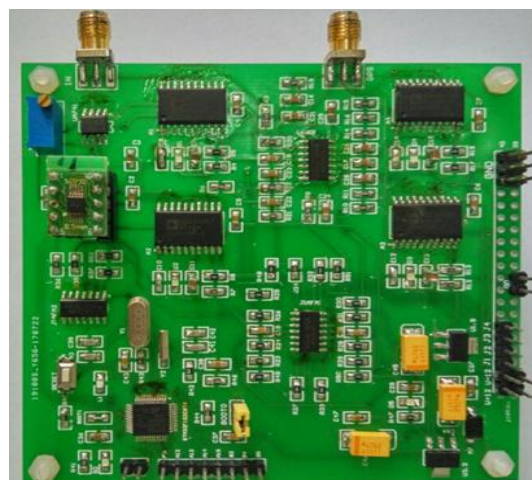
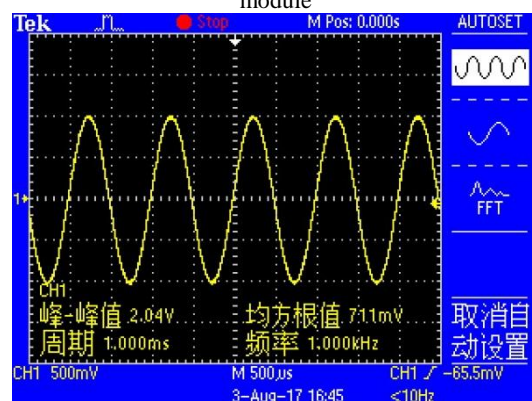


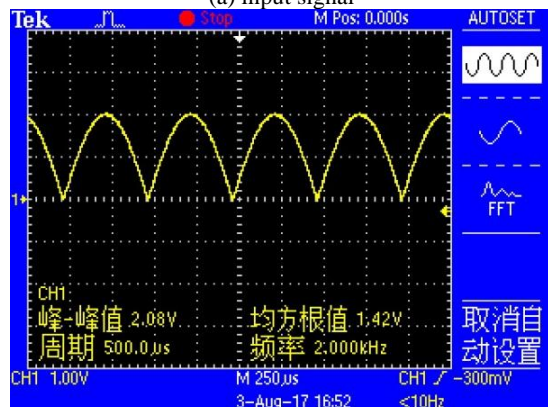
图 4 正交锁相放大模块实物图

Fig.4 The real picture of the orthogonal lock amplification module



(a) 输入信号

(a) input signal



(b) 输出结果

(b) output

图 5 正交锁相放大模块实验结果

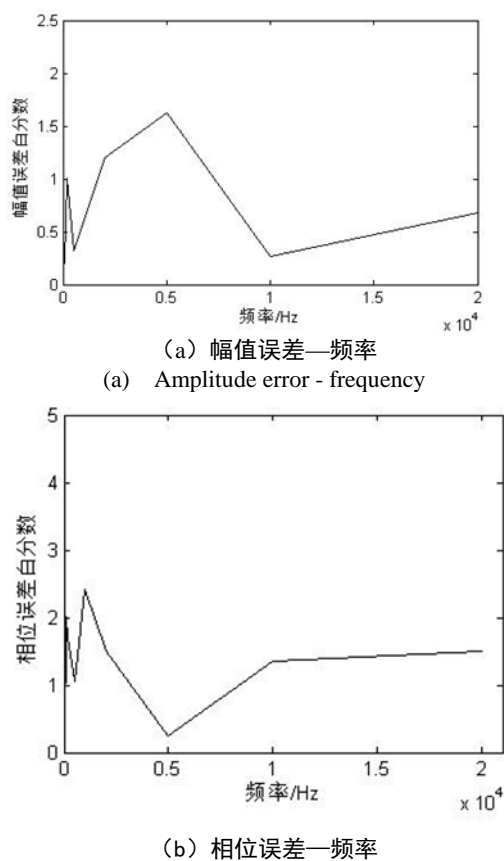
Fig.5 Experimental results of the orthogonal phase lock amplification module

3.3 综合测试结果

系统对安捷伦 3500B 号发生器产生的频率范围为 20Hz~20kHz、幅度为 5mV~1.5V 的正弦信号进行连续采样。从波形数据的幅值和相位,证明基于秒脉冲和锁相放大的多频电磁信号自适应采集系统的实现。

当待测信号为 20Hz、50Hz、100Hz、200Hz、500Hz、1kHz、2kHz、5kHz、10kHz、20kHz,幅值为 5mV、500mV、1000mV、1500mV 的正

弦信号时, 实测幅值结果如图 6 (a) 所示; 当待测信号为 20Hz、50Hz、100Hz、200Hz、500Hz、1kHz、2kHz、5kHz、10kHz、20kHz、相位为 0° 、 45° 、 90° 、 135° 、 180° 、 225° 、 270° 、 315° 的正弦信号时幅值误差与频率的关系如图 6 (a) 所示; 相位误差与频率的关系如图 6 (b) 所示;



(a) Amplitude error - frequency
(b) Phase error - frequency
图 6 综合测试结果
Fig.6 Comprehensive test results

4 结论

采数字锁相环 (DPLL) 和模拟锁相放大器相结合的方法, 运用正交锁相放大技术和秒脉冲同步技术所设计的频率域电磁信号采集系统, 为仪器在深部探测提供了一种新的采集思路, 该系统既可为航空电磁法的数据去噪、调平、反演等处理方法提供实践平台, 又可为无人机和半航空方式电磁法采集仪器的研发提供参考。

参考文献

1. Aaron D C.Quantitative characterization of airborne electromagnetic systems [D].Melbourne Institute of Technology University,2007
2. 嵇艳鞠, 王远, 林君等, 无人飞艇长导线源时域地空电磁勘探系统及其应用. 地球物理学报 第 56 卷 第 11 期 2013 年 11 月
3. 周逢道, 王爽等, 可控源电磁探测的改进型正交检

测算法. 吉林大学学报 (工学版). 第 46 卷 第 6 期 2016 年 11 月

4. Medina-Rodriguez S,Torre-Vega A dela,Fernandez J F,et al.An open and low-cost optical detection of oxygen using a multifrequency phase-resolved method [J].Sensors and Actuators B:Chemical,2013,176:1110-1120.
5. Analog Devices , Inc. AD9548 data sheet [EB/OL]. (2010-10)[2011-01-18].http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9548.pdf
6. Gentile K. The AD9548 as a GPS disciplined stratum 2clock[EB/OL].(2009-06)[2011-01-18].http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1002.pdf.
7. YanHong Kou, Yu Morton,Oscillator Frequency Offset Impact on Software GPS Receivers and Correction Algorithms[J]. IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 49, NO. 4 OCTOBER 2013
8. Mario Luis Ruiz Barrios, Fidel Ernesto Hernández Montero,Application of Lock-In Amplifier on gear diagnosis[J]. M.L.R. Barrios et al./Measurement 107 (2017) 120–127

基于互联网支付技术的货币自动兑换机*

周志坚；汪银盘；杨贵中；刘宏杰

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：随着互联网支付技术的快速发展，本文研究了一种利用微信支付技术实现自动兑换硬币功能的设备，用于解决日常生活中小面额货币的兑换问题，实现“零现金”出行。该设备具有小面额纸币兑换硬币和微信支付兑换硬币的功能。针对该设备的软硬件模块、整体布局、设备的稳定性和兑换的准确性，进行了相关设计和研究。实验结果表明，该设备安全稳定，能够满足日常生活中的兑换需求。

关键词：互联网；微信支付；货币兑换；准确性

A money-changers based on Internet payment technology

ZHOU Zhijian; YANG Guizhong; LIU Hongjie; WANG Yinpan

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: With the rapid development of Internet payment technology, This paper studies a device which used WeChat payment technology, realizing the automatic conversion function of the coin to solve the problem of small denomination currency exchange in daily life, to achieve "zero cash" travel. The device has two functions, paper money for coins and WeChat pay for coins. For all aspects of the device, including hardware and software modules, overall layout, stability and correctness of the exchange process, we had done some research and design. The results of experiment show that the device is safe and stable, can meet people's daily money exchange requirements.

Key words: Internet WeChat payment currency exchange accuracy

0 引言

随着网络支付的迅速普及，人们越来越习惯于使用移动设备进行支付，这种快捷安全的支付方式让“零现金”出行成为大势所趋。继 1 角 5 角券硬币化之后，山东省部分地市启动实施“1 元券硬币化工程”，目前世界上很多国家都在小额基础货币上采用了硬币，淘汰 1 元纸币也符合发展趋势。此外，1 元 5 角硬币的投放有利于自动售货机、停车场自动收费机、地铁和公交自动售票机的推广应用，方便人们的生活。但是由于硬币不便携带，能够通过互联网支付快捷兑换硬币成迫切需求。目前市场上没有可以通过互联网支付兑换硬币的设备，现有能够部分实现货币兑换的设备有自助硬币兑换机和自动售货机。但其功能单一，使用局限性大，因此在现有设备的基础上进行功能调整和软件创新，实现通过互联网支付直接兑换小额货币具有更加现实的意义。

本文研究的一台以 STM32 为主处理器的兑换机，在现有自助硬币兑换机和自动售货机功能的基础上，进行了功能创新及整合，大大减小了设备的体积，增加了微信支付兑换硬币的功能，使其既可以现金兑换硬币又可以互联网支付兑换硬币。在微信支付时使用二维码在兑换机与移动设备之间传输信息，提高了支付的安全性。

1 硬件系统架构

如图 1 所示，该自动兑换机的硬件系统架构以 STM32 作为主板，驱动和控制纸钞机、出币器、显示屏和按键，电源盒向主板、纸钞机和出币器提供电源。以下是各个硬件模块的简单介绍：

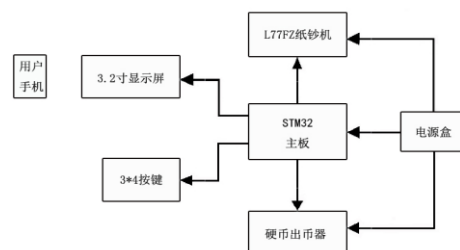


图 1 硬件系统架构

Fig.1 Hardware system structure

1.1 电源盒

MD—9916A—24V 电源盒可以将 220V 的日常交流电压转换为 24V、12V 和 5V 的直流供电电压，输出功率仅 130W，工作效率高，输出纹波噪音低，很适合作电源为各个工作模块供电。

1.2 STM32 主板

STM32 系列属于中低端的 32 位 ARM 微控制器，该系列芯片是意法半导体（ST）公司出品，其内核是 Cortex-M3。芯片集成定时器，CAN，ADC，SPI，I2C，USB，UART，等多种功能。

* 指导老师：周志坚

项目类型：大学生创新训练项目（2016A65292）

1.3 退币器

退币器被广泛用于各种游戏机和兑币机，本设备选用的港都8孔马达退币器，工作电压24V，0.4A，斗内最大可储装2000枚硬币，具有反应快速、出币准确的优点^[1]。

1.4 纸钞机

纸币识别器根据不同面额的钞票具有不同的特征，如纸质、磁性、幅面大小等，利用荧光检测技术和磁性检测技术，分辨纸钞的真假及面额。

1.5 显示屏

液晶显示器，为平面超薄的显示设备，它由一定数量的彩色或黑白像素组成，放置于光源或者反射面前方。它的主要原理是以电流刺激液晶分子产生点、线、面配合背部灯管构成画面。本设备中的3.2寸TFT液晶屏的分辨率为240*320，功耗为5.5~6.3W。

1.6 3*4 按键

矩阵按键，它是单片机外部设备中所使用的排布类似于矩阵的键盘组，用于从外部输入信号。当按键没有按下时，所有输入端都是高电平，代表无键按下。当有键按下时，会输入低电平，通过读取输入线的状态就可得知是否有键按下了。

2 软件系统构架

2.1 纸币兑换硬币模块控制流程

打开设备电源，系统初始化后进入正常运行状态，等待纸钞机信号；当纸钞机收钞后，系统通过纸钞机发送来的数据判断接收到的纸币面额，并计算出相应的退币数；然后系统启动中断控制器和定时器并驱动退币器开始退币；退币结束后关闭中断、定时及退币器，回到未收钞状态，等待再次兑换^[2]。模块工作流程如图2所示。

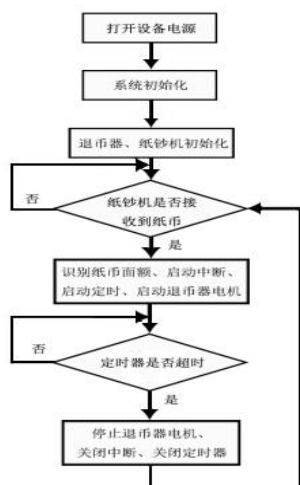


图2 纸币兑换硬币模块控制流程
Fig.2 Control flow of "banknote exchange to coins" module

2.2 微信支付兑换硬币模块控制流程

系统供电后进行初始化操作，随后进入正常工作状态，循环等待按键的串口信号，用户通过按键选择兑换金额，按确定以后处理器进行分析处理，并生成随机的六位验证码，之后将带有验证码的二维码输送到显示器，二维码的本质是一个链接，用户通过微信扫描二维码，链接到后台服务器，完成服务器与手机的通信^[3]，当服务器接收到用户的付款信息后便将6位验证码发送给用户，用户将验证码输入兑换机，处理器把接受到的验证码与之前随机生成的验证码进行核对，如果正确就发送信号输出相应的硬币，如果错误则提示错误^[4]。模块工作流程如图3所示。

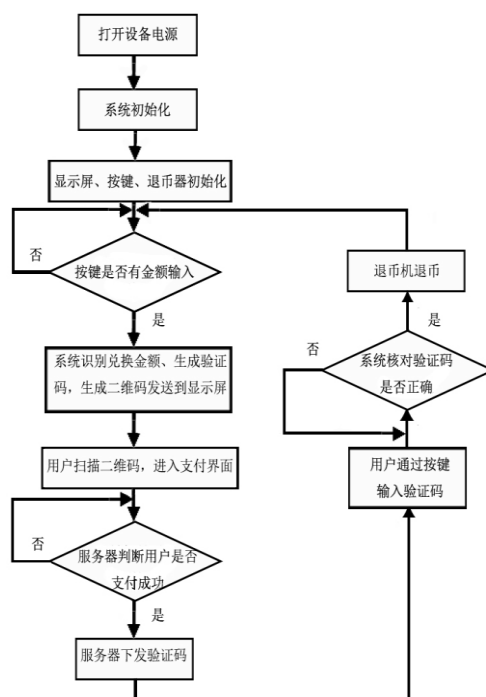


图3 微信支付兑换硬币模块控制流程
Fig.3 Control flow of "WeChat electronic money exchange to coins" module

2.3 微信支付

微信 (WeChat) 是腾讯公司于2011年1月21日推出的一个为智能终端提供即时通讯服务的免费应用程序。微信支持跨通信运营商、跨操作系统平台通过网络快速发送语音短信、视频、图片和文字。微信公众平台是微信的一个功能模块。在本文中，微信公众平台是我们通过微信为用户提供兑币服务的平台。公众平台开发接口是提供服务的基础，我们在公众平台网站中创建公众号、获得接口权限后，即可在微信公众平台开发文本的帮助下开发，此处不再详述。

我们将一个链接转化为二维码，用户使用微信扫描二维码，微信自动链接到公众号后台，实现用户和微信后台的交互。用户支付完成后，公众号后台将验证码返回给用户手机，用户往兑币机输入验证码，输入完成后兑币机开始校对验证。

证, 正确即启动中断, 吐出相应的硬币, 错误即发出提示^[5]。微信的支付和转账功能, 以及微信公众平台强大的开发应用使本机器的互联网兑币得以实现。

2.4 二维码的生成技术

由于本设备需要将手机与服务器进行链接, 最方便的方式就是将验证码及链接生成二维码, 用户扫码即可实现与服务器的通信。二维码是用某种特定的几何图形按一定规律在平面(二维方向上)分布的黑白相间的图形记录数据符号信息的^[6]。二维码存储的数据量大, 可以包含数字、字符, 及中文文本等混合内容, 有一定的容错性(在部分损坏以后可以正常读取), 空间利用率高。二维码生成代码庞大, 算法复杂, 内存较小的 STM32 无法放下二维码的庞大数据^[7]。可以使用网上的开源 QR 码, 由于开源代码是在 LINUX 平台上运行的, 为适应 STM32, 做一些移植工作即可^[8]。

3 实验结果及分析

3.1 兑换机实物图



图 4 实物图

Fig.4 The picture of the machine

尺寸(mm): 500*250*500

左上第一张图, 左侧为纸钞机, 中间部分为按键, 右侧为显示屏。右上第二张图为吐币口。左下第三张图可以看到纸钞机。右下第四张图为电源线。

3.2 验证码随机性测试及结果

为了获得回馈信号及保障支付安全, 本设备使用 STM32 作为主板, 随机生成六位的验证码。为了验证验证码的随机性, 从而确保每次的二维码的唯一性, 我们对同一兑币金额进行了多次试验, 对不同兑币金额进行了多次试验。对大量测试结果整理得下表

表 1 二维码生成结果

Table 1 The QR code generation results

兑换金额	20次试验生成的验证码
1元	493583 157349 613482 244371 943367 543168 746281 015746 487351 164872 339441 149732 448256 648771 124060 346715 641578 312435 973465 315479
5元	349751 164825 347751 433543 846791 216487 102556 794152 731684 439715 394137 081883 429932 526518 773170 327488 856914 801001 069545 867640
10元	965481 309041 414876 314054 087764 013645 369742 469746 764158 564821 564408 310405 492113 336879 794885 412649 895425 994794 422615 223579

从表中可以看到, 验证码完全是无规律随机生成的, 短期中几乎不可能生成完全重复的验证码。由于验证码是作为二维码的一部分信息, 所以也就确保了每次兑币是二维码的唯一性, 进而说明兑币足够安全的, 完全满足设备要求。

3.3 设备出币的稳定性测试及结果

本设备的出币器使用 24V0.4A 的退币器, 为了保障出币的稳定流畅, 我们测试了 20 组从投入纸

币到出币结束所需要的时间, 结果整理如下表, 表中我们可以看出每次出币的时间大概在 3.95s 左右, 平均绝对偏差为 0.17, 说明设备出币速度快, 而且十分稳定。

表 2 设备出币时间
Table 2 The time of the machine needed to exchange

出币时间(s)	平均用时	平均绝对偏差
4.21 3.96 3.76 3.80 3.48 4.19 3.82 3.84 4.04 4.19 4.10 4.13 3.50 3.97 3.76 4.11 3.92 4.18 3.94 4.09	3.9495	0.17255

的准确行，为此，我们测试了一元、五元、十元的纸币和一元、五元、十元的微信支付线上货币，得到出币个数。从测试样本结果可以看到，同一币种的不同面额，不同币种的同一面额，出币个数与兑换金额相同。从而说明了该设备可以准确地兑换。

3.4 兑币准确性测试及结果

本设备为兑币机，其最重要的性能指标是兑币

表 3 准确性测试及结果
Table 3 Accuracy testing and results

支付方式		现金支付			微信支付		
支付金额		1元	5元	10元	1元	5元	10元
出币数目（枚）	第1次试验	1	5	10	1	5	10
	第2次试验	1	5	10	1	5	10
	第3次试验	1	5	10	1	5	10
	第4次试验	1	5	10	1	5	10
	第5次试验	1	5	10	1	5	10
	第6次试验	1	5	10	1	5	10
	第7次试验	1	5	10	1	5	10
	第8次试验	1	5	10	1	5	10
	第9次试验	1	5	10	1	5	10
	第10次试验	1	5	10	1	5	10
	第11次试验	1	5	10	1	5	10
	第12次试验	1	5	10	1	5	10
	第13次试验	1	5	10	1	5	10
	第14次试验	1	5	10	1	5	10
	第15次试验	1	5	10	1	5	10
	第16次试验	1	5	10	1	5	10
	第17次试验	1	5	10	1	5	10
	第18次试验	1	5	10	1	5	10
	第19次试验	1	5	10	1	5	10
	第20次试验	1	5	10	1	5	10

4 结语

本文研究了一台基于互联网支付技术的货币兑换设备，详细介绍了各个硬件模块的功能，整体的系统架构，互联网支付的原理和二维码的生成技术。测试了验证码生成的随机性、设备吐币的流畅性和兑币的准确性。试验结果证明，该货币兑换机能够实时监测纸币识别器和键码的输入信号，并能根据接受到的信号做出迅速反应；采用随机生成的验证码能够确保二维码的唯一性，从而保障支付的安全性；出币快速平稳且准确。该设备具有安全和稳定的特点，完全满足预期的要求。

参考文献

1. 陆继远. 自动售货机控制系统的设计与实现[J].微计算机信息,2011,27(8):36-38.
2. 郑莹莹. 基于 STM32 的嵌入式防破解自动兑币机系统

[N].广东广播电视大学学报,2014,23(6):105-110.
3. 徐国辉,陈婕娴. 手机二维码技术原理及应用[J].信息与电脑,2013,01:18-19.
4. 张梅. 基于微信的电动汽车充电运营平台实现[J].软件导刊,2016,15(8):77-79.
5. 黄兴建,石修路,黄其河. 基于微信公众平台的高铁客运订餐服务系统设计[J].超星,2016,(3):42-47.
6. 刘强,王川北,于子淦.基于 STM32 的二维码生成与显示系统的研究[J].信息技术与信息化,2015,10:174-176.
7. 范 竞 成 . 二 维 码 生 成 方 法 及 装 置 [P]. 中 国 专 利:106156820,2016-11-23.
8. 程 序 . 二 维 码 生 成 和 验 证 方 法 [P]. 中 国 专 利:104881698,2015-09-02

基于近红外光的皮下脂肪厚度的测量*

孙天运；王语书；陈 雪

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：在现代社会里，肥胖已经成为一种流行性疾病，它严重地影响着现代人的身体健康。脂肪含量对于人体而言是一项非常重要的健康指标，它与高血压、冠心病、糖尿病和胆石症等众多疾病都有很密切的关系。因此测量皮下脂肪的厚度，既能满足检测脂肪含量的健康需求，又能满足健身、减肥者的塑身需求。根据人体皮下组织的生物学特性和近红外光测量皮下脂肪厚度的原理，确定了对脂肪厚度变化敏感的波长。该设计采用四组发光二极管进行数据的采集测量，通过测量数据的处理，建立了脂肪厚度线性模型，将采集到数据通过蓝牙传输到上位机进行分析，从而得出皮下的脂肪厚度参数。实验表明，该测量方法具有较好的重复性，稳定性，功耗较低。

关键词：近红外光 皮下脂肪厚度 线性模型

The measurement of subcutaneous thickness of the base fat in the near-infrared light

Sun Tianyun; Wang Yushu; Chen Xue

(College of Instrumentation&Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: In modern society, obesity has become a pandemic, it seriously affects the modern people's health. Fat content is a very important health indicators for the human body, it has to do with high blood pressure, coronary heart disease, diabetes and many other diseases. Therefore, measuring the thickness of subcutaneous fat, can not only meet the demand of testing the health of the fat content, but also satisfy the fitness needs of Fitness crowd. According to the biological characteristics of human subcutaneous tissue and the principle of using near-infrared light to measure the thickness of subcutaneous fat, identified the sensitive wavelengths to fat thickness change. The design adopts the four groups of light-emitting diodes, through the processing of measurement data, fat thickness linear model is established, and the collected data will be transmitted through bluetooth transmission to PC for further analyze, the fat thickness parameter of subcutaneous was obtained. Experiments show that the method has good repeatability, stability, low power consumption.

Keywords: near-infrared light subcutaneous fat thickness linear model

0 前言

在近年来，随着人们生活水平的提高，人们的饮食结构也发生了巨大的变化。从而使得肥胖以及超重人群的比例不断上升。英国著名医学杂志《THE LANCET》对全球 1920 万成年人做了个历时 40 年的健康调查，结果显示全球肥胖人口已经超过 6.41 亿。

2017 年美国临床内分泌医师协会（AACE）和美国内分泌学学会（ACE）就联合发表声明，指出肥胖是基础的慢性疾病。近年来，世界卫生组织更是发出警告，指出超重和肥胖是全球引起死亡的第五大风险，全球每年“胖死”的人至少 280 万。

身体质量指数（Body Mass Index）是目前国际上常用的衡量人体胖瘦程度的一个标准，除此之外，还可以根据脂肪的厚度来区分肥胖的程度^[1-3]。不同的脂肪厚度分布会有不同的患病风险，其中最重要的就是内脏脂肪和皮下脂肪厚度的关系。

从上所述中可知，针对世界范围内的肥胖问题，在实际生活中对于皮下脂肪厚度的实时监测具有很重要的意义。

1 近红外光测量皮下脂肪厚度原理

1.1 光在皮下的吸收和散射

近红外光是介于可见光（VIS）和中红外光（MIR）之间的电磁波，按 ASTM（美国实验和材料检测协会）定义是指波长在 780~2526nm 范围内的电磁波。习惯上又将近红外区划分为近红外短波（780~1100nm）和近红外长波（1100nm~226nm）两个区域。

光在生物组织中有两种效应：吸收和散射。用近红外光照射人体皮肤时，皮肤对近红外光有很好的透过特性。光进入脂肪组织后主要发生背向散射，大部分的光发生背向散射后穿过皮肤返回体外，而进入肌肉组织的光主要被吸收，因此，检测器所接收到的信号包含的主要是皮下脂肪信息^[4-6]。图 1 为近红外光测量皮下脂肪原理示意图。

* 指导老师：孙慧慧

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65641）

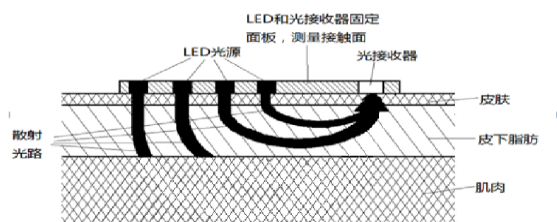


图 1 近红外光测量皮下脂肪原理示意

Fig.1 the measurement of the subcutaneous adipose with near-infrared light

1.2 朗伯定律

朗伯—比尔定律是光谱定量分析的经典理论。朗伯—比尔定律数学表达式 $A=\lg(1/T)=Kbc$ 。

A 为吸光度, T 为透射比, 是投射光强度比上入射光强度, K 为摩尔吸收系数, c 为吸光物质的浓度, b 为吸收层厚度, 物理意义是当一束平行单色光垂直通过某一均匀非散射的西光物质时, 其吸光度 A 与吸光物质的浓度 c 及吸收层厚度 b 成正比。

如图 2 所示, 光强为 I_0 的单色平行光束沿水平方向通过均匀物质, 在经过一段距离 x 后光强已减到 I , 在经过 dx 后变为 $I-dI$ 。

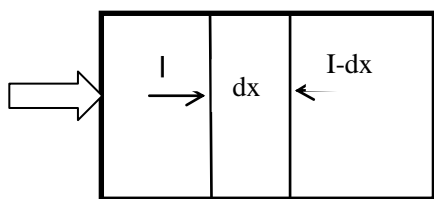


图 2 光通过介质时光程和光强变化图

Fig.2 Chang of light intensity and path through media

在相当宽的光强度范围内, 相当于精确地与 I 和成 dx 那个一定比例, 即 $dI = \alpha L dx$ ^[8-9]。如果入射光的波长不变, 光吸收的程度就只与物质的浓度与光程长度有关。当入射光的波长、物质的浓度及温度一定时, 物质的吸光度与光程长成正比, 这个关系称为朗伯定律^[7]。

2 近红外光皮下脂肪厚度测量系统

2.1 探头的组成

利用光在脂肪中的散射效应是近红外光测量人体皮下脂肪厚度原理, 因此光源与光电二极管之间的距离决定了返回光所经过的距离, 也就决定了漫反射光包含的生物组织信息。为了让光信号包含更全面的人体皮下组织的信息, 设计了与光电二极管有不同距离的发光二极管, 其外观构造如下图 3 所示。

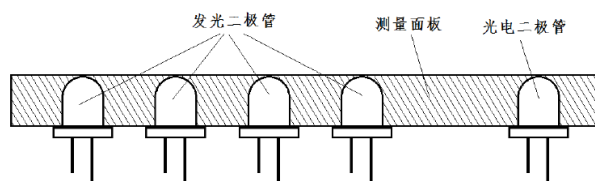


图 3 测量面板结构

Fig.3 Structure of measurement panel

2.2 发光二极管的驱动电路

每个发光二极管的驱动电路均相同。为了消除周围环境光对测量的干扰,在脂肪测量过程中选用占空比为 0.5 频率为 30 Hz 的方波作为光源的驱动信号,利用接收到的信号的高低电平也就是发光与闭光时的差异来消除环境光的干扰。事实上,单片机 I/O 口能够直接驱动 LED 发光管,但是考虑到 LED 发光强度和稳定性需达到一定的要求,所以设计了如图 4 所示的驱动电路。

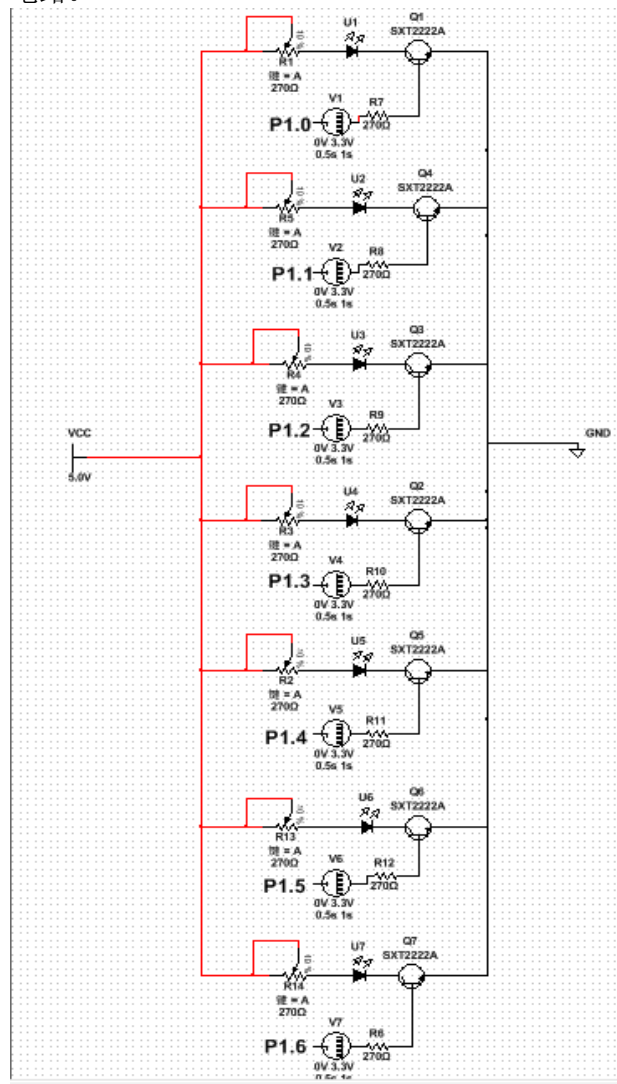


图 4 发光二极管驱动电路

Fig.4 Light emitting diode drive circuit

2.3 信号处理

对于后继的放大电路,我们采用了 OP37 模块,该模块属于低噪声、精密、高速运算的放大器。利用偏置电流消除电路,OP37 可实现 $\pm 10\text{nA}$ 的低输入偏置电流和 7nA 的失调电流。

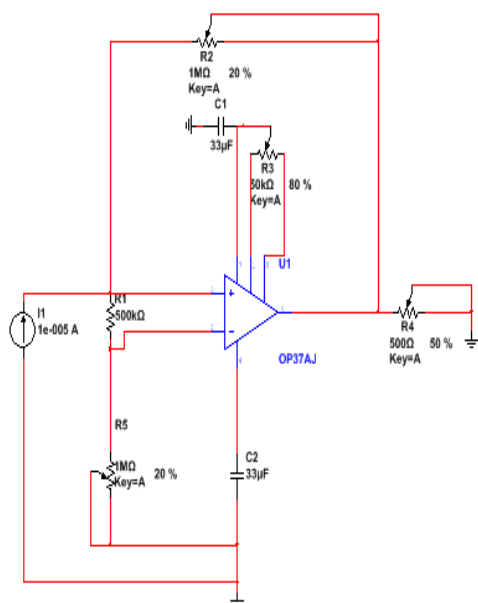


图 5 放大电路
Fig.5 Amplifying circuit

3 软件流程

3.1 上位机部分

设计基于 labview 平台的一个软件的设计界面，并实现上位机界面与蓝牙的初步通讯调试成功。该界面包括各个串口资源的配置；四个波形图窗口，分别显示采集到的四组发光二极管的数据；采样的频率以及最后将采集到的数据显示等部分。该界面示意图如下。

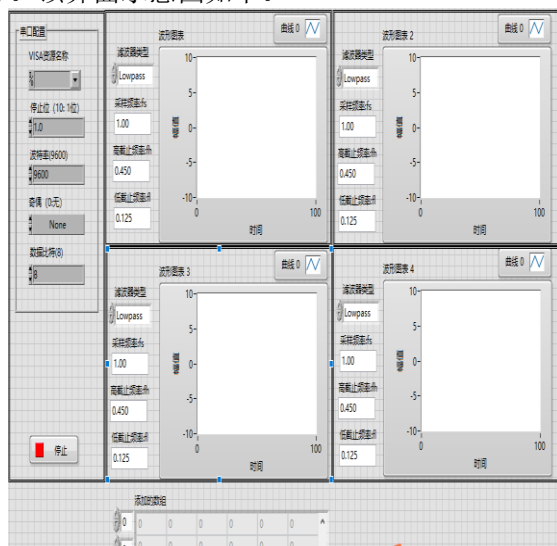


图 6 上位机处理界面

Fig.6 Upper computer processing interface

3.2 软件结构

下面是近红外光的皮下脂肪厚度测量系统的软件流程图。

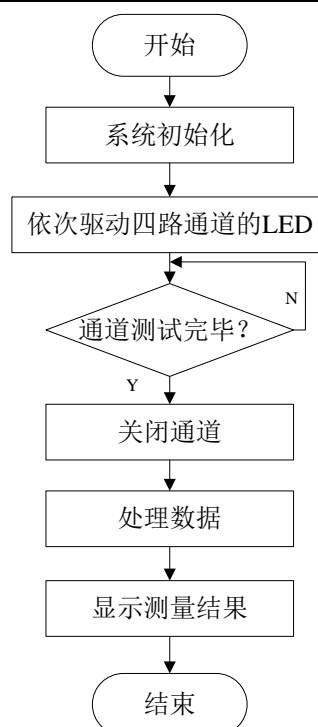


图 7 单片机程序流程图

Fig.7 Flow chart of microcontroller program

构建四个能发出 850nm 波长近红外光的 LED 通道。经过放大电路以及滤波等一系列处理，将模拟信号通过 AD 转换成电信号，将检测到的数据发送至基于 labview 编写的上位机程序中进行数据采集。通过 matlab 建立线性逐步回归模型。通过上位机进行计算、输出以及显示。上位机与下位机的通信通过蓝牙套件来实现。

4 测试结果

测试结果包括将测得的电压数据利用波形图表和数据表格分别显示，并保存在一个文件中以便查看。下图是数据的一部分测试结果。



图 8 测试数据

Fig.8 Test data

0.209039	0.240622	0.354914	0.356582	2018/3/27	8:53:02
1.683717	7.512603	8.062988	6.145786	2018/3/27	8:53:04
4.932448	27.565334	28.741551	21.138264	2018/3/27	8:53:06
8.363337	50.550095	52.179212	37.717306	2018/3/27	8:53:08
10.515100	65.688641	67.566654	48.106607	2018/3/27	8:53:11
11.400172	72.269302	74.475088	52.497426	2018/3/27	8:53:13
11.517372	73.335897	75.920294	53.601164	2018/3/27	8:53:15
11.332845	72.239469	74.980036	53.666329	2018/3/27	8:53:17
11.119804	70.789195	73.581308	53.756479	2018/3/27	8:53:19
10.980457	69.817849	72.575993	53.514656	2018/3/27	8:53:21
10.920092	69.538029	72.063906	52.768457	2018/3/27	8:53:23
10.909629	69.628503	71.794172	52.420129	2018/3/27	8:53:26
10.919886	69.685038	71.710560	52.554023	2018/3/27	8:53:28
10.933044	69.494614	71.965719	52.369233	2018/3/27	8:53:30
10.942030	69.296235	72.203646	51.875782	2018/3/27	8:53:32
10.946117	69.325224	71.976796	51.777266	2018/3/27	8:53:34
10.946974	69.327154	71.622592	52.153952	2018/3/27	8:53:36
10.946420	69.166761	71.608339	52.389388	2018/3/27	8:53:38
10.945612	69.045407	71.804499	52.150191	2018/3/27	8:53:41
10.945035	69.045478	71.963681	51.571607	2018/3/27	8:53:43
10.944760	69.269054	72.109392	50.861768	2018/3/27	8:53:45
10.944694	69.601859	72.193710	50.446406	2018/3/27	8:53:47
10.944722	69.688556	71.980557	50.108354	2018/3/27	8:53:49
10.944772	69.567831	71.859959	49.684011	2018/3/27	8:53:51
10.944809	69.425112	71.672825	49.823758	2018/3/27	8:53:53
10.944827	69.300286	71.761312	50.249508	2018/3/27	8:53:56
10.944832	69.382721	71.565862	50.329739	2018/3/27	8:53:58
10.944831	69.532560	71.413114	50.385504	2018/3/27	8:54:00

Study[J]. J Clin Endocrinol Metab, 2015, 95(12): 5419-5426.

图9 存储数据

Fig.9 Save data

该测试结果中分有四个通道，每个通道是距离不同的发光二极管所对应的数据结果，然后进行采样，取出每个通道较为稳定的数值进行求平均值，减小了偶然误差，同时也降低了系统误差。

5 结论

本文从硬件和软件两部分描述了基于近红外光的皮下脂肪厚度的测量系统的设计，设置有4组与光接收器有不同距离的发光二极管作为光源，改进了发光二极管的驱动电路和放大电路，提高光源强度和减少误差。

参考文献

- 马立芳, 郭红卫, 何霭娜等. 成人超重和肥胖的危害及影响因素分析[J]. 环境与职业医学, 2007 24(4): 375-378.
- 丁东. 近红外光谱技术及其在生物医学中的应用研究[D]. 吉林大学, 2004.
- 李伟. 超声法皮下脂肪厚度测量系统的研究[D]. 河北工业大学, 2015.
- 王玉. 皮下脂肪厚度测量仪的改进及实验研究[D]. 北京工业大学, 2014.
- 卢延辉. 红外法人体皮下脂肪厚度测量的研究[D]. 天津大学, 2004.
- 张永玉, 苗小金, 丛涛, 杨亚超, 殷翠玲. 腹壁皮下脂肪两种测量方法的比较[J]. 实用美容整形外科杂志, 2002(06): 302-303.
- 杨镇岗, 姚兴家, 付秋帆. 皮下脂肪厚度测量计的试制[J]. 中国医科大学学报, 1982(02): 32.
- HOFFMAN DJ, WANG Z, GALLAGHERD, HEYMSFIELD S B. Comparison of visceral and subcutaneous adipose tissue mass in adult African Americans and whites[J]. Obes Res, 2005, 13(1): 66-74.
- LIU J, CAROLINE S, FOX, et al. Impact of Abdominal Visceral and Subcutaneous Adipose Tissue on Cardiometabolic Risk Factors: The Jackson Heart

高压电抗器巡检装置的设计*

蔡鑫山; 赵梓旭; 赵志文
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 高压电抗器由于腐蚀、污秽等因素导致电抗器局部烧坏影响正常工作, 针对深入线圈内部进行巡检而设计了一种基于单片机控制的装置; 此装置由搭载影像收集模块的主体和运动导轨两部分组成; 在步进电机的驱动下, 主体在导轨上往返运动, 同时进行拍照或录像, 并实时传回到上位机; 文中给出两种运动导轨的选择。此装置可有效观察高压电抗器内部, 发现烧毁损坏部位。

关键词: 高压电抗器; 单片机; 影像收集; 步进电机; 导轨

Design of high voltage reactor inspection equipment

CaiXinshan; Zhao Zixu; Zhao Zhiwen
(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: High-voltage reactor due to corrosion, contamination and other factors lead to reactor partial burn affect the normal work, aiming at the inspection inside the coil, a device based on single chip microcomputer was designed; this device consists of the main part of the image collection module and the moving guide rail; in the stepper motor driven, the main part on the rail back and forth movement, at the same time taking pictures or video, and real-time back to the host computer; the article provides two kinds of exercise guide rail options. This device can effectively observe the internal high-voltage reactor and found damaged parts burned.

Key words: High-voltage reactor; Microcontroller; Image collection; Stepper motor; slideway

0 前言

变电站的高压电抗器具有削弱空载时长线路工频电压升高、改善线路无功分布并降低线损、减少潜供电流, 加速潜供电弧的熄灭, 提高线路自动重合闸的成功率等重要作用, 串联电抗器可以限制短路电流, 维持母线有较高的残压^[1]。而腐蚀、污秽等因素容易导致电抗器局部烧坏, 影响电力系统的正常运行, 给人民生活、工业生产和国家带来严重的经济损失。所以一旦发现电抗器线圈发生局部烧毁, 需立即定位烧毁部位, 及时采取措施检修补救, 把损失降到最低; 定期检查电抗器内部线圈, 发现隐患和缺陷, 未雨绸缪, 及时修复^[2]。

目前, 国内某公司设计了一种气动力爬行电抗器巡检机器小车, 利用电抗器线圈间距基本一致的条件, 将摄像头安装在小车的头部, 小车有胶皮质爬行脚, 使小车可以恰好卡在线圈之间, 小车下方连接冲气管, 将小车放进线圈间距, 人在地面用打气装置打气为小车提供动力, 胶皮质爬行脚上下摆动, 小车向上移动, 摄像头拍摄并传回线圈间画面。此装置实现了电抗器内部巡检、图片或视频资料回传, 但缺点也很明显, 主要如下: 1. 利用人打气提供动力, 没有实现自动化; 2. 胶皮质爬行脚磨损太严重, 需大量更换; 3. 电抗器线圈间距有差异, 导致需实时调整爬行脚长度, 费时费力。

此外, 国内也有一些对于高压线路等的巡检机器人的研究与设计^[3-4], 但专门针对变电站高压电抗器巡检的研究较少。国外对巡检机器的研究早于国内, 日本、加拿大等国对变电站巡检机器人的研究生产与使用也领先国内水平, 但专门针对变电站高压电抗器巡检的研究也比较少。

1 巡检装置应用研究

1.1 需求分析

一般电压等级比较高的变电站所用的电抗器非常高大, 且线圈间距狭窄 (约 100mm*50mm), 常规的检修手段不能发挥作用, 因此需要一种能够深入到电抗器内部、自由穿行于线圈间的自动巡检装置, 利用摄像头实时传输电抗器线圈内部影像, 通过上位机可实现视频显示和抓拍显示^[5-6]。

故本设计必须保证整个装置的最大厚度小于线圈间距宽度 (约 50mm), 样才能把装置放入间隙中, 达到目的。

1.2 总体结构

本设计是一种巡检装置, 特别涉及一种高压电抗器巡检装置。本设计主要由电机控制部分、搭载摄像头的运动滑块装置部分和导轨组成。将滑块装置置于导轨上, 在电机的驱动下可往返运动, 并通过摄像头采集影像资料, 通过上位机实时观测。

* 指导老师: 刘卫平

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65646)

2 电机控制

在电机控制器的控制下,电机转动,通过动力传动系统为装置提供往返运动的动力,电机控制系统总体框图如图1所示:

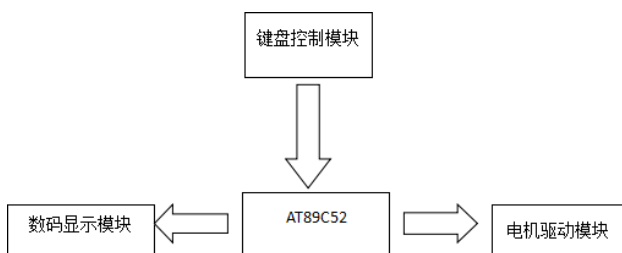


图1 电机控制系统总体框图

Fig.1 Motor control system overall block diagram

$$\text{直流电动机转速 } n = \frac{U - IR}{k \cdot \Phi} \quad (1)$$

其中 U 为电枢端电压, I 为电枢电流, R 为电枢电路总电阻, Φ 为每极磁通量, k 为电动机结构参数。

PWM调速控制的基本原理是按一个固定频率来接通和断开电源,并根据需要改变一个周期内接通和断开的的时间比(占空比)来改变直流电机电枢上电压的"占空比",从而改变平均电压,控制电机的转速。设电机始终接通电源时,电机转速最大为 v_{\max} ,且设占空比为 $D=t/T$,则电机的平均速度 $v_d = v_{\max} \cdot D$ 。由公式可知,当改变占空比 D

时,就可以得到不同的电机平均速度 v_d ,从而达到调速的目的。在直流电机驱动控制电路中,PWM信号由外部控制电路提供,并经高速光电隔离电路、电机驱动逻辑与放大电路后,驱动H桥下臂MOSFET的开关来改变直流电机电枢上平均电压,从而控制电机的转速,实现直流电机PWM调速。

3 上位机设计

将图像收集部分的软件划分为视频数据收集,图像显示,与对连续采集的图像进行随时拍照并保存三个部分,分别用labview进行图形化编程设计,并将它们整合在一起,达到了预期设计的视频显示与抓拍显示保存功能目标。完整labview主程序图如图2所示:

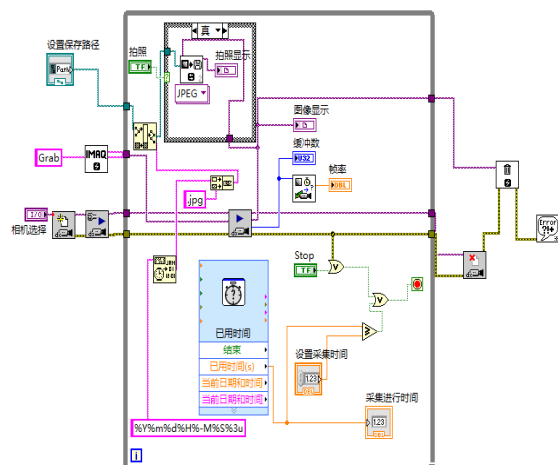


图2 完整labview主程序图

Fig.2 Complete labview main program map

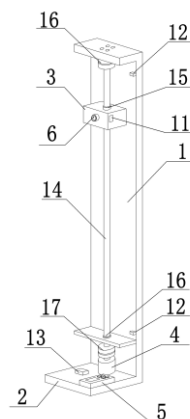


图3 使用丝杠导轨设计方案的整体结构示意图

Fig.3 The overall structure of the use of lead screw rail design scheme

4 机械结构

导轨的设计是本设计的重点,本文给出两种设计,配合电机控制系统和上位机共同达到预期目的。

4.1 丝杠导轨结构

此设计选择丝杠作为导轨,动力传动系统还包括丝杠和丝杠螺母,所述的丝杠上下两端通过轴承与导轨上下两端相连,丝杠下端穿过轴承与电机通过联轴器相连;滑块上设有通孔,丝杠螺母设在通孔内,并套设在丝杠上。所述的滑块上设有数据传输模块,数据传输模块与摄像头相连,摄像头通过数据传输模块与上位机相连,上位机可以是带显示器的电脑、手机等终端设备。导轨上下两端设有限位开关,限位开关与电机控制器相连,电机与电机控制器之间设有电机驱动器,电机驱动器设在底座上,电机控制器上设有显示屏和控制按键。使用丝杠导轨设计方案的整体结构示意图如图3所示。

4.2 3D打印拼接型导轨结构

此导轨为模块化可拼接式导轨。先画出导轨单元模型图,利用3D打印机打印出导轨单元,再根据实际要求拼接形成导轨,每段导轨的首尾两端设有可相互啮合的接口。导轨表面开设有滑槽,搭

载数据传输模块和摄像头的滑块镶嵌在滑槽内,电机通过动力传动系统带动滑块沿着导轨上的滑槽上下滑动。所述的动力传动系统包括传动轮和传动带,其中传动轮设在导轨上下两端,下端传动轮与电机相连;滑块上开设有通孔,传动带穿过滑块上的通孔,环绕在导轨上下传动轮上。使用 3D 打印导轨设计方案的整体结构示意图如图 4 所示,导轨结构示意图如图 5 所示。

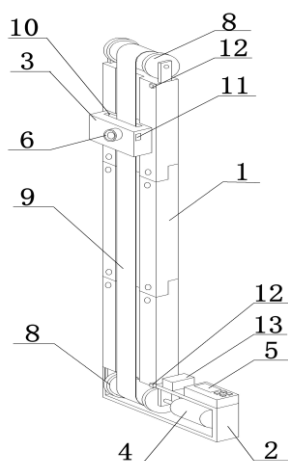


图 4 使用 3D 打印导轨设计方案的整体结构示意图
Fig.4 The overall structure of the use of 3D print rail design scheme

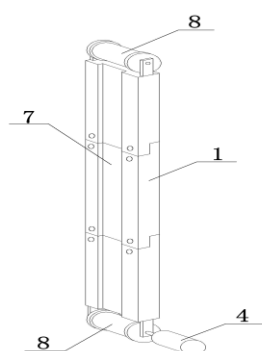


图 5 使用 3D 打印导轨设计方案的导轨结构示意图
Fig.5 Schematic diagram of rail structure using 3D print rail design

(1、导轨 2、底座 3、滑块 4、电机 5、电机控制器 6、摄像头 7、滑槽 8、传动轮 9、传动带 10、通孔 11、数据传输模块 12、限位开关 13、电机驱动器 14、丝杠 15、丝杠螺母 16、轴承 17、联轴器。)

5 测试结果

通过对上述方案进行对比,最后选择丝杠作为运动载体的导轨,其具有的优点为: 1.运行稳定,图像传输平稳; 2.机械结构简单,便于连接组装; 3.导轨不会受外界环境影响; 缺点: 1.由于底部没有固定,运动时噪音较大; 2.造价较高;

将各部分模块组装运行,调试测试。

1、可以对电机进行分档调速,最大转速约 300r/min,最小转速约 60r/min,现测量每档转速下运动模块在导轨上的速度与各档下电机转速。定

制导轨运动部分总长 80cm,测量运动模块以同一电机转速从导轨一段运动到另一端的时间,即可计算出每当转速下运动模块在导轨上的运动速度; 42 电机每转 10 转,运动模块在导轨上运动 1cm,即可计算出每档转速的转速。具体每档位运动速度和电机转速数据如下表 1 所示。

表 1 运动速度与转速对比

Table 1 comparison of movement speed and rotation speed.

档位	0	1	2	3	4	5
运动速度 (cm/s)	1.2	2.4	3.3	4.2	5.3	6.0
电机转速 (r/min)	60	120	165	210	265	300

2、主程序达到功能

经过测试,主程序可以达到的功能如下:

(1) 可将所选摄像头采集的图像信息在前面板可视界面指定区域实时显示,图像显示稳定;

(2) 可对显示的图像实现抓拍,在可视界面指定位置显示,并保存至指定位置,保存的格式名称为“抓拍时间.JPG”;

(3) 可实时读取摄像头采集时的缓冲数与帧率并显示;

(4) 在达到设置的采集时间后停止程序运行。

3、可视界面功能及显示信息

(1) 支持对采集图像信息的摄像头进行选择,点击对应下拉箭头进行选择;

(2) 可在前面板设置抓拍到的图像的保存路径,点击文件夹进行存储位置的选择;

(3) 可设置采集时间,对应框内以秒为单位键入采集时间数值,达到设置时间后采集停止;

(4) 大窗口实时显示采集的视频图像,小窗口显示为最近一次抓拍的图片;

(5) 实时显示采集已进行时间、当前帧率与缓冲数;

(6) “运行”、“停止”和“拍照”控制按钮对程序进行操控;

6 结论

利用巡检装置在高压变电站对变电站高压电抗器进行巡检任务,是变电站电抗器巡检的一种技术手段,本设计具有以下优点:

1、巡检自动化:本实用新型中运用微处理器进行控制,使巡检过程自动化,工作人员只需对实时收到的图像进行观察分析,确认内部损坏部位;

2、灵活轻巧,便于操作:本实用新型充分考虑巡检对象的结构和空间限制,可以深入线圈内部,近距离巡检线圈烧毁区域,并实时传回图片或视频资料,并且可以根据电抗器中线圈的高度选择合适的导轨,拼接式导轨可以随意拼接成高度适合的巡检装置,操作更灵活;

3、快捷准确:本巡检装置能实时将电抗器内部情况传送至工作人员进行评估,以便工作人员快速准确锁定线圈烧毁损坏的部位,方便对电抗器损

坏部位进行修复维护,或者对其实时评估排除潜在危害。

参考文献

1. 曾昭华,李汉香.500kV 高压电抗器的功用和选择[J].中国电力,1993(01):15-18+24.
2. 李正. 高压输电线路自主巡检机器人的研究[D].上海大学,2013.
3. 付渊,鹿宁,田月炜. 论变电站巡检机器人关键技术及发展趋势[J]. 电子技术与软件工程,2014,(03):145.
4. 罗俊豪,颜雨薇. 变电站自动巡检机器人系统及其关键技术[J]. 电气应用,2014,(13):80-84.
5. 鲁守银,张营,李建祥,慕世友.移动机器人在高压变电站中的应用[J].高电压技术,2017,43(01):276-284.
6. 张廷羽. 高压线巡检机器人的研究[D].上海大学,2009.

基于涡流检测法的电子式金属硬币分拣装置*

樊耀龙; 马天录; 刘 凯

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 电涡流检测法因具有无需接触, 成本相对较低, 检测速度快的特点, 在硬币识别检测中得到了普遍的应用。基于涡流检测法, 设计了一套金属硬币的鉴别和分拣系统, 系统采用 STM32F407 作为数据处理和控制的核心, 利用 L298 模块实现电机驱动, 通过软件部分的控制, 在硬件结构上通过水平方向的一个传送带实现将投入的若干硬币进行一一送到检测部分, 再通过垂直的传送带来将检测后的硬币进行分类。检测方法以电磁感应原理为基础, 利用自制的简易电感器, 每种硬币由于材质的不同而导致磁导率 μ 不同, 对感应磁场的影响不同。通过 AD 转换对信号进行数字化处理, 与初始感应信号对比, 以确定硬币的币值或金属片材料。通过反复试验, 硬币分拣正确率满足设计要求, 具有很高的实用性。

关键词: 硬币分拣; 电涡流检测法; AD 转换; STM32; 信号处理

Electronic metal coin sorting device based on eddy current testing method

FAN Yao-long; MA Tian-lu; LIU Kai

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: The eddy current testing method has been widely used in coin identification detection due to its characteristics of no contact, relatively low cost, and high detection speed. Based on the eddy current testing method, a metal coin identification and sorting system was designed. The system uses STM32F407 as the core of data processing and control. The L298 module is used to drive the motor. Through the control of the software part, the hardware structure passes through the horizontal direction. A conveyor belt is used to send a number of input coins to the detection section one by one, and the detected coins are then sorted by vertical conveyor belts. The detection method is based on the principle of electromagnetic induction. Using self-made simple inductors, each type of coin results in different magnetic permeability μ due to different materials, and has different influence on the induced magnetic field. The signal is digitized through AD conversion and compared with the initial sensing signal to determine the coin value or sheet metal material of the coin. Through trial and error, the coin sorting accuracy meets the design requirements and has a high degree of practicality.

Key words: Coin sorting; eddy current testing; AD conversion; STM32; signal processing

0 引言

硬币以不易磨损、坚固耐用、方便使用等诸多优点, 在交通、商业、通讯、娱乐以及各种自动售货系统中广泛应用。

多个国家研究硬币清点设备。日本 GLORY 公司生产了 WR-400c 型硬币点算包装机, 瑞士 SCANCOIN 公司生产了 SC22 型等小型硬币分拣设备, LAUREL 公司生产了 Lac-16、劳雷尔 LPS-25 等包括硬币分拣和包装的大型一体式处理设备^[1]。这些结构的主要特点就是硬币分拣的数量多、速度快, 但是结构复杂, 价格昂贵。

近些年, 我国在这方面的研究也取得了一些成绩。但是, 由于技术问题未能批量生产, 且大型处理机适应的场合有限, 一般银行等小型企业不会购置, 无法普及。国内虽然网上也有小型硬币处理机出售, 但是多数分拣性能不稳定, 经常出现漏拣或错拣的情况。因此, 研究一种小型的可靠性高的硬币分离装置意义重大^[2-3]。

本课题通过对比常用的硬币检测方法, 重量检

测法, 涡流检测法, 图像分析法, 发现使用涡流法将两个电感一个作为发射端, 一个作为接收端, 发射端与接收端正对, 当有金属硬币通过时, 感应电动势发生明显变化, 并且每中硬币的变化不同, 可以有效测量硬币种类, 而且成本很低, 再结合对装置硬件结构的创新设计, 可实现快速硬币分拣。

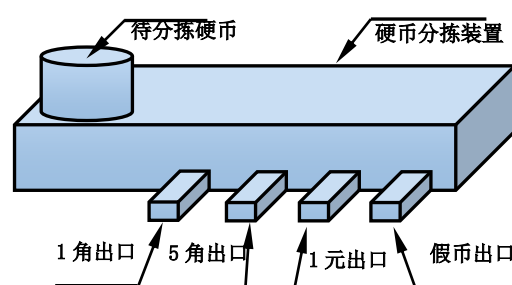


图 1 硬币分拣装置整体示意图

Fig.1 Coin sorting device overall schematic

1 设计方案

1.1 整体机械结构

硬币分离装置由 4 个部分组成, 整体结构

* 指导老师: 易晓峰 (千承辉)

项目类型: 2016 吉林省电子设计竞赛三等奖

- (1) 入拣台：将硬币竖直叠放送入推送器；
- (2) 推送器：每次推出一个硬币进入分拣器；
- (3) 检测器：将硬币推送过线圈完成测量；
- (4) 分拣带：不同种类硬币送到不同出口。

入拣台顶部设计为碗状，保证可以同时放入大把的硬币，底部设计为直径 27mm 的圆柱体，随着硬币自由下落，可以自动的排列成竖直一列。圆柱管道与检测平台之间留有 2mm 的缝隙，保证每次只有一个硬币被推送器推出，硬币的特点见表 1 所示。推送器由电机通过皮带传动，推送一个硬币经过检测装置，送到分拣带。根据涡流检测分类后，分拣带停在相对应的硬币出口，完成硬币的分拣工作。装置的整体结构示意图如图 2 所示^[12]。

表 1 第五套人民币硬币标准参数
Table 1 The fifth set of RMB coins standard parameters

面值	类别	直径	厚度	制作材料	重量
1 元	硬币	25.0mm	1.85mm	钢芯镀镍	6.1g
5 角	硬币	20.5mm	1.65mm	钢芯镀铜	3.8g
1 角	硬币	19.0mm	1.67mm	不锈钢	3.2g

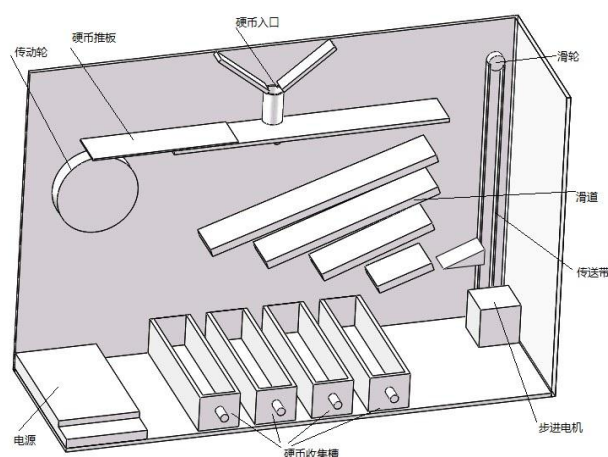


图 2 硬币分拣装置结构示意图

Fig.2 Coin sorting device structure diagram

1.2 涡流检测器的设计

根据法拉第电磁感应定律，当激励电感中通过交流信号时，会产生交流磁通，使次级线圈感应出等频率的交流信号，当金属通过两电感之间时，磁通量发生变化，感应信号随即发生变化，通过观察感应线圈感生电动势的变化，找到最小值^[7]。由于硬币金属材料与表面积的不同，电压最小值也不同，由此可以判断不同种类的金属硬币。激励电感和感应电感如下图 3 所示。

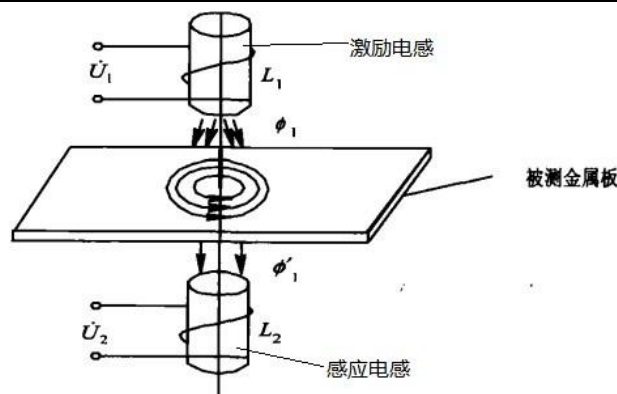


图 3 感应线圈涡流检测法原理图

Fig.3 Induction coil eddy current testing principle

1.3 传动电机的方案选择

方案一：直流电机。直流电机是指能将直流电能转换成机械能的旋转电机，能实现直流电能和机械能互相转换。优点是起动和调速性能好，调速范围广平滑，过载能力较强，受电磁干扰影响小，但直流电动机结构复杂，使用维护不方便，而且要用直流电源。

方案二：数字舵机。数字舵机按照舵机的转动角度分有 180 度舵机和 360 度舵机。数字舵机的优势是激励马达的动力可以根据微处理器的程序运算而调整，以适应不同的功能要求，并优化舵机的性能。数字舵机提供更高的精度和更好的固定力量。此外还有防抖动，响应速度快的优点。

方案三：步进电机。步进电机是将电脉冲信号转变为角位移或线位移的开环控制元件。在非超载的情况下，电机的转速、停止的位置只取决于脉冲信号的频率和脉冲数，而不受负载变化的影响，它的旋转是以固定的角度一步一步运行的。可以通过控制脉冲个数来控制角位移量，从而达到准确定位的目的；同时可以通过控制脉冲频率来控制电机转动的速度和加速度，从而达到调速的目的。

综合以上三种方案，由于利用齿轮连接皮带来传动，并且步进电机在传动控制上更精确故选择方案三。

1.4 控制系统的方案选择

方案一：51 系列单片机。采用 AT89C52 的最小系统版，虽然可以实现对步进电机控制，但是考虑到后期对信号的高速采集和大量数据处理，51 单片机能力有限，故舍弃此方案。

方案二：FPGA 方案。FPGA 即现场可编程门阵列，内部具有大量触发器和 I/O 引脚。FPGA 即复杂可编程逻辑器件，编程灵活，集成度高，设计开发周期短，FPGA 在高速信号产生和处理上具有很大的优势。编程上 FPGA 具有很大的灵活性，适合于完成时序逻辑。

方案三：STM32 系列单片机。采用 ST 公司以 ARM Cortex-M4 内核的 STM32F407 单片机为控制核心，包括外部晶振模块，AD 和基本的 I/O 口等一系列丰富的外设，既能满足该系统要求的大量数据分析和处理的能力，而且可以在时序上提高精

度, 具有高性价比, 功耗低的特点, 综合考虑采用方案三^[6]。

2 涡流检测电路设计实现

2.1 信号发生电路设计

采用 RC 桥式振荡电路, 反馈网络的反馈系数

$$F_v(s) = \frac{V_f(s)}{V_o(s)} = \frac{sCR}{1 + 3sCR + (sCR)^2}。$$

可用 $s = j\omega$, $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, 则上式变为:

$$F_v = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}}。当 \omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} 或 f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

时, 幅频响应的幅值为最大, 即 $F_{max} = \frac{1}{3}$ 而相频响应的

相位角为零, 即 $\phi_f = 0$ 取 $R = 8200 \Omega$, $C = 1nF$, 则

$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 计算得 19.4kHz。电路仿真原图如图

4 所示。

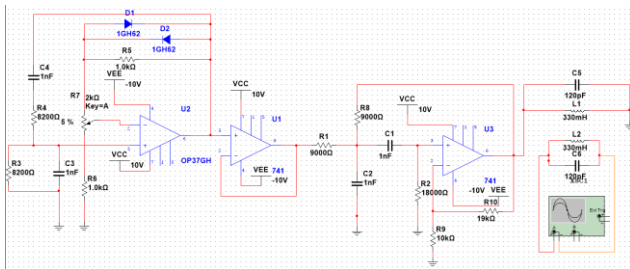


图 4 信号发生电路原理图

Fig.4 Signal generation circuit schematic

2.2 中心频率的计算

制作检测部分的电感时, 要保证两部分频率保持一致, 根据公式 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 当电感为固定值 330mH 时, 经过实际测量 f 为 10kHz-20kHz 范围内电压值变化最明显, 故电容选择 120pF。

2.3 滤波器电路设计

$A(s) = \frac{A_{sf}sCR}{1 + (3 - A_{sf})sCR + (sCR)^2}$ 式中 A_{sf} 为同相比

例放大电路的电压增益, 同样要求 $A_{sf} < 3$, 电路才能稳定工作。

令 $A_0 = \frac{A_{sf}}{3 - A_{sf}}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ $Q = \frac{1}{3 - A_{sf}}$ 则有

$$A(s) = \frac{A_0 \frac{s}{Q\omega_0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right)^2}$$

令 $s = j\omega$, 则有

$$A(j\omega) = \frac{A_0 \frac{1}{Q} \frac{j\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0 Q}} = \frac{A_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

当 $\omega = \omega_0$ 时, 电路具有最大电压增益

$$A_0 = \frac{A_{sf}}{3 - A_{sf}} \text{ 取 } R = 9000 \Omega, C = 1nF, f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 17.7k$$

(Hz)。电路仿真原理如下图 5 所示^[17]。

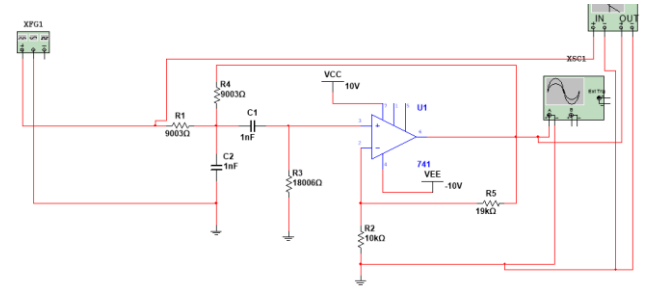


图 5 滤波器电路原理图

Fig.5 Filter circuit schematic

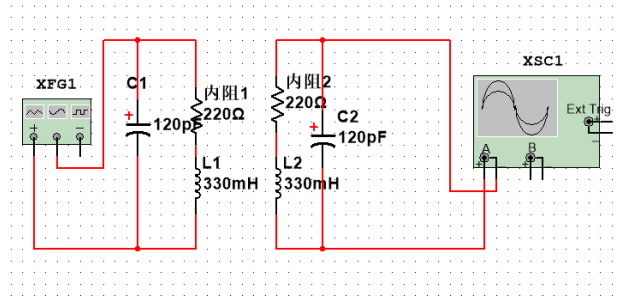


图 6 检测器电路原理图

Fig.6 Detector circuit schematic

3 硬币分拣装置设计实现

本系统主要由传动模块、检测模块、控制模块、电源模块、显示模块组成, 传动部分选择通过控制步进电机, 用自制的涡流检测器来实现检测, 将检测信息采集到 STM32 控制器中进行处理, 控制分拣过程的实现, 最终在 TFT 触摸屏上显示出本次检测硬币的信息统计, 系统设计框图如图所示。

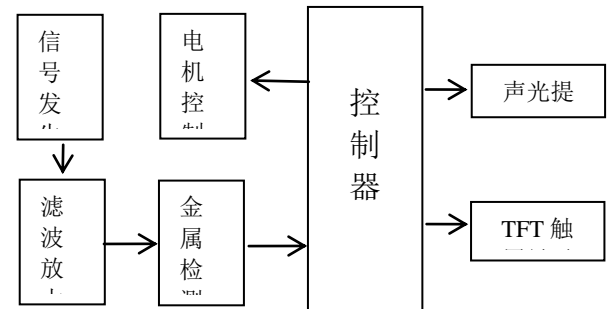


图 7 系统设计框图

Fig.7 System Design Diagram

4 实验结果与分析

4.1 检测器测量

为了验证涡流检测器的性能,本文在进行实验前对不同种类的硬币通过检测器时感应线圈的电压值进行测量,作为下一步检测的标准值,并进一步实际验证涡流检测方案的可行性。经过测量,感应电压的测试数据如下表所示,各硬币直接差异明显可以实现分类。

测试条件:检查多次,仿真电路和硬件电路必须与系统原理图完全相同,并且检查无误,硬件电路保证无虚焊。

测试仪器:高精度的数字毫伏表,模拟示波器,数字示波器,数字万用表,指针式万用表。

表2 各硬币对感应电压的测试数据

Table2 Test data for induced voltage of each coin

电感值	电容值	频率	Vpp	一元	5角	一角	假币
330 mH	68 nF	3.5 kHz	14.6 v	664 mv	544 mv	776 mv	888 mv
330 mH	120 pF	18.5 kHz	20.4 v	472 mv	544 mv	624 mv	720 mv

4.2 实际测量

为了更好的说明本硬币分拣系统的使用性能及其正确率,表3列举了在不同实验条件下装置实际进行硬币分拣的正确率,并且在分拣速度上,可以实现单一种类硬币一分钟分拣10枚,混合种类的硬币两分钟分拣15枚,并且在分拣过程中,显示器可以实时显示硬币种类和数量,实物图如下所示。

表3 不同条件下实验数据

Table3 Experiment data under different conditions

种类	总数	检测正确数目	正确率
一元硬币	10	9	90%
五角硬币	10	10	100%
一角硬币	10	9	90%
假币	5	5	100%
混合	15	14	93%

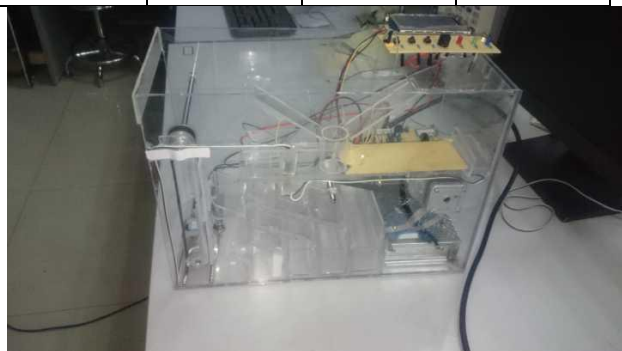


图8 硬币分拣装置实物图

Fig.8 Coin sorting device physical map

5 结束语

通过上述发现,本文从实际问题出发,利用法拉第电磁感应定律,发现了硬币由于材质和形状大小的不同,在通过发射线圈和感应线圈时,会影响到感应线圈产生的感应电压的大小,将微弱的感应电压进行固定倍数的放大,并将不同种类的硬币产生的感应电压作为参考值,通过对比就可以实现硬币的自动分类和采集。另外,本文通过步进电机以及在结构设计上充分利用硬币的从上到下的势能作用,加快了整个装置的分拣速度,从而提高了硬币分拣的效率。综上,整个装置充分利用了涡流检测法,使用自制的涡流传感器,在成本上做到了极大程度的降低,加之装置的分拣正确率高速度快,故在实际生活应用中具有一定的通用性和可靠性。

参考文献

1. 沈晓君,唐珊珊,赵东,李帅,贾璐.基于振动筛的硬币分离装置的设计与研究[J/OL].科技经济市场,2018(01):8-9[2018-03-20].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/36.1122.N.20180313.1352.010.html>.
2. 朱俊达.硬币分拣机的分拣与计数[J].技术与市场,2018,25(02):168.
3. 张昌宇,宁礼佳,侯俊,王曦冉,陈哲.基于电涡流传感的硬分拣机设计[J].黑龙江科学,2018(02):34-36.
4. 宫丽男.基于STM32的自动硬币分拣机控制系统设计[J].电子制作,2017(23):66-67.
5. 康智强,程瑞峰,何秋明.重叠轨道融合传动带的硬币分拣机器的创新设计[J].机械设计与研究,2017,33(05):68-72+92.
6. 杨中涵.金属硬币分拣装置设计[J].农业开发与装备,2017(06):72-74.
7. 钱鸿志,胡天立,陈智,席嘉俊.一种基于STC80C51单片机的智能硬币分拣机的设计[J].无线互联科技,2017(09):58-59.
8. 杨张帆.基于光电传感器的自动硬币分拣装置[J].装备制造技术,2017(03):259-261.
9. 李慧琴,丁丽,王佩云,吴亚文,刘勇敢.硬币分拣机的发展现状及系统设计[J].河南农业,2017(04):55-56.
10. 夏开虎,伍文进,夏辉.一种新型硬币分拣机构的设计与研究[J].黑龙江科技信息,2017(04):101-102.
11. 林君,赵新月.简易电子式硬币分拣装置的设计[J].山东工业技术,2016(23):141.
12. 郝志伟,刘思聪,程亚亚,田时勇,尚豪华,马志浩.新型硬币分拣包装设计[J].科技创新导报,2016,13(22):68-70.
13. 丁凤娟,洪腾蛟,陈康迪,高帅帅,孟凡盛,陈丰.第五套人民币硬币分拣机结构设计与制造[J].安徽科技学院学报,2016,30(05):71-74.
14. 林显新.硬币自动分拣计数显示装置[J].广西教

- 育,2016(27):188-189.
15. 雷永刚,韦沛东,侯文龙,韩世康.一种简洁硬币分拣机的设计与实现[J].河南科技,2016(07):61-62.
 16. 黄红霞.硬币识别与分拣中双涡流检测法的探讨[J].科技信息,2012(36):67+69.
 17. 董祥龙. 具有自动分拣、自动辨伪功能硬币分拣包装机的设计与研究[D].东华大学,2010.
 18. 硬 币 分 拣 计 数 包 装 机 [N]. 中 国 包 装 报,2004-01-21(003).

基于单片机的车载酒驾检测仪设计*

廉 宁；关 哲；章 磊

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：针对车载酒精测试系统中单一酒精传感器信息采集点的局限性和误差大的问题，采用多传感器包括酒精，体温，以及脉搏检测来提高检测结果的可靠性。系统选用 STC89C52 为主控制器，酒精检测传感器选用 MQ-3 半导体酒精传感器、脉搏传感器选用 ST188 光电传感器，体温传感器选用 18B20 温度传感器，LCD12864 作为显示模块，设计出了一个自行检测酒驾系统，当气体酒精含量，人体体温，人体脉搏三项生命体征异常时自动报警并可通知警方及家人的车载酒精检测系统。实验结果证明：本设计方案能够有效降低成本，有效防患驾驶员酒后驾车，对防止其它违规驾驶也非常有效。

关键词：STC89C51 MQ-3 酒精检测 传感器 短信平台

Design of vehicle wine driving tester based on single chip microcomputer

Lian Ning; Guan Zhe; Zhang Lei

(College of Instrumentation&Electrical Engineering , Jilin University)

Abstract: Aiming at the limitation and error of single alcohol sensor information acquisition point in vehicle side alcohol test system, multi-sensor, including alcohol, body temperature and pulse detection, are used to improve the reliability of the results. The system uses STC89C52 as the main controller, sensor selection MQ-3 semiconductor alcohol sensor, ST188 photoelectric sensor, temperature sensor, SMC1062A (thin film transistor liquid crystal display) as the display module, the design of a self testing, when the three vital signs of abnormal automatic alarm and notify the police and family vehicle alcohol detection system. The experimental results show that the design can effectively reduce the cost, prevent the driver from drinking and driving effectively, and it is also very effective to prevent other illegal driving.

Key words: STC89C52 MQ-3 Vehicle wine driving test system Sensor SMS platform

0 前言

目前汽车的普及率越来越高，同时交通事故也越来越多，其中 50% 以上的事故都与饮酒驾车有关，酒后驾驶已成为交通事故的第一大“杀手”^[1]。而很多驾驶员饮酒后往往存在侥幸心理，对酒后驾驶的严重后果认识不够，以至于造成酒后驾驶的惨剧。现在公安交警通过在道路上设卡，使用便携式酒精检测仪对酒后驾车做出快速判断^[2]，但是酒后驾驶行为极为分散，造成公安交警工作压力大，而且效率还不高，容易发生驾驶员酒后驾驶漏逃现象^[3]。本文设计了一种基于嵌入式的车载酒精浓度检测系统，该系统将嵌入式技术与传感器检测技术相结合，来实时监测车内酒精浓度，能够有效地控制酒驾事件的发生。

1 系统工作原理

1.1 系统设计结构

该基于嵌入式的车载酒精浓度检测系统从系统设计上可以分为两大模块：单元检测模块和核心控制模块。单元检测模块主要用于收集用户信息和检测车内酒精浓度等数据。核心控制模块主要用于处理单元检测系统设计结构原理图如图 1 所示模

块传过来的数据并发出相应的控制动作。当驾驶员进入车内时汽车发动机处于闭锁状态，无法启动。酒精传感器预热后，开始进行车内的酒精浓度检测，酒精传感器检测后产生的电压信号与酒精含量成特定的比例关系，因此可以根据电压信号判断车内酒精浓度。

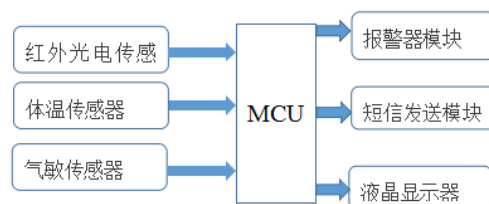


图 1 系统设计结构原理图

Fig.1 System design schematic diagram

当车内的酒精浓度超过设定值时，继电器触点动作，断开点火电路，汽车无法启动，产生声音报警信号；反之，继电器触电不发出动作，汽车允许启动^[4]。另外当驾驶员进入以启动的汽车内时，若检测到车内酒精浓度超标，切断点火电路，并发出声音报警。LCD 显示器实时显示车内酒精浓度。通过 GPRS 模块发送基本信息给司机亲属或交管部门^[5]。

2 硬件设计

* 指导老师：邱春玲

项目类型：大学生创新训练项目（2016B65675）

2.1 脉搏检测电路

此部分电路的功能是由传感器将脉搏信号转换为电信号，一般为几十毫伏，必须加以放大，以达到整形电路所需的电压，一般为几伏。放大后的信号波形是不规则的脉冲信号，因此必须加以滤波整形，整形电路的输出电压应满足计数器的要求。ST188 光电传感器采用了红外光电转换器，作用是通过红外光照射人的手指的血脉流动情况，把脉搏跳动转换为电信号，其原理电路如图 2 所示

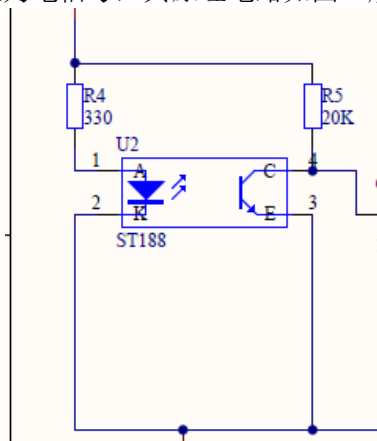


图 2 传感器信号调节原理电路图

Fig.2 Circuit diagram of the principle of sensor signal adjustment

红外管 VD 采用 ST188。用+5V 电源供电，R1 取 150Ω，R2 取 33kΩ，当人把手指放在发光二极管和光电二极管之间的时候，光电二极管接收到的信号会随人脉搏强度的变化而变化。

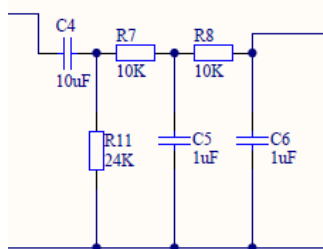


图 3 放大滤波电路

Fig.3 Amplifying filter circuit

图 3 为脉搏计的放大滤波信号，由于脉搏信号输出的信号十分微弱，一般在 μV 级别，除此外输出的信号一般会伴随很大的噪声干扰，因此在这里用 LM358 搭建起一个放大和滤波电路。

2.2 放大整形电路

经过放大滤波后的脉搏信号仍是不规则的脉冲信号，且有低频干扰，仍不满足计数器的要求，必须采用整形电路，这里选用了滞回电压比较器，如图 4 所示，其目的是为了提高抗干扰能力。集成运放采用了 LM358，除此外 LM358 还接上了一个 LED 用作指示脉搏跳动的状态。

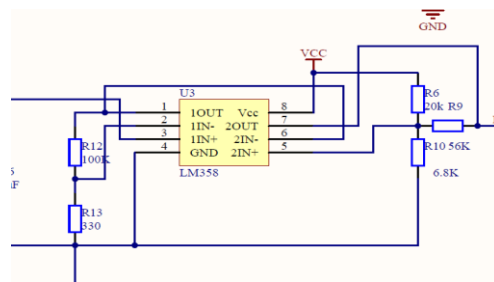


图 4 波形整形电路

Fig.4 Waveform shaping circuit

2.3 酒精浓度检测电路

MQ-3 使用的二氧化锡(SnO_2)作为气敏材料，当传感器处在存在酒精蒸汽环境中时，传感器的电导率会随着空气中酒精气体浓度的增加而增大，使用简单的电路即可将电导率的变化转换为与该气体浓度相对应的信号^[6]。主要特点有：

- ※ 具有信号输出指示。
- ※ 输出的双通道信号（模拟量输出与 TTL 输出）。
- ※ TTL 输出有效信号为低电平。
- ※ 模拟输出电压为 0~5V，浓度高则电压高。
- ※ 对乙醇蒸汽拥有很高的灵敏度和不错的选择性。
- ※ 它具有较长的使用寿命和可靠的稳定性。
- ※ 快速的响应恢复特性。

实物图如图 5，图 6 所示，

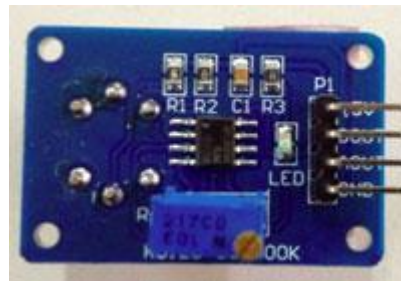


图 5 MQ-3 实物反面图

Fig.5 Reverse side diagram of MQ-3



图 6 MQ-3 实物正面图

Fig.6 MQ-3 front face diagram

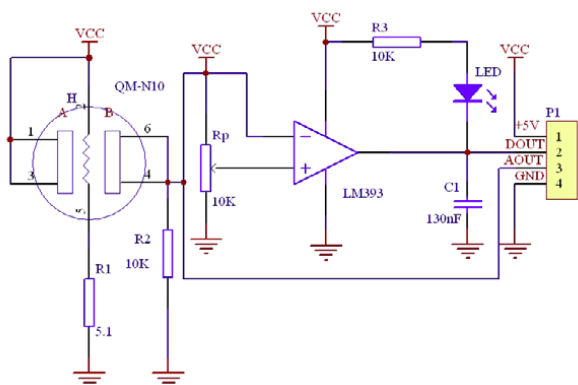


图 7 MQ-3 工作原理电路图

Fig.7 MQ-3 working principle circuit diagram

该传感器主要应用在机动车驾驶人员及其他严禁酒后作业人员的现场检测,也可用于检测其他场所乙醇蒸汽^[7],工作原理图如图 7 所示。

2.3 液晶显示模块

液晶显示采用的是 LCD12864,主要考虑的是 LCD12864 是一种具有 4 位/8 位并行、2 线或 3 线串行多种接口方式,其分辨率为 128×64 ,可以显示 8×4 行 16×16 点阵的汉字也可完成图形显示,低电压低功耗是其又一显著特点。

2.4 GPRS 模块硬件设计

该模块使用 Goouuu-A6 GSM 开发板,通信专用模块,支持中文短信息,可用于传输语音和数据信号,它支持 TXT 和 PDU 格式的短消息,模块与使用串口通信,它的 RXD、TXD 引脚分别与单片机的 TXD、RXD 相连,发送各种命令和数据。

3 软件部分设计

3.1 软件开发环境

随着通信技术的不断发展,单片机的功能也越发强大,速度有了质的提升,编译环境也是层出不穷,如 IAR、Keil 等^[8]。软件的设计有汇编语言、C 语言、JAVA 语言等,为车载酒精系统的软件开发提供了便利条件^[9]。车载酒精检测系统选用 stc89c52 做为主控制器,在 MDK 开发环境下,用 C 语言进行软件的编写。

3.2 系统的软件结构

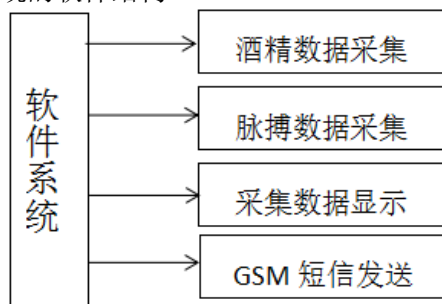


图 8 软件结构图

Fig.8 Software structure diagram

软件系统结构如图 8 所示,主体结构是将模拟电路采集到的酒精含量,脉搏数据进行整合处理并加以显示,利用相应算法来判断驾驶员是否涉及酒

驾。利用 MQ-3 酒精检测传感器检测到酒精含量,红外光电传感器将驾驶员的指尖光电信号进行滤波放大传入单片机进行计算处理,得到脉搏数据,另外 18b20 作为温度传感器提供辅助判断数据确保得到正确的体征数据。将采集到的数据在液晶屏上显示,采集到的酒精数据以及脉搏数据进行处理后对驾驶员是否酒驾有初步的判断^[10],若酒精浓度以及脉搏超出正常范围即简单认定涉及酒驾,gsm 模块启动向指定电话发送短信,将此作为输出的响应。

4 测试结果

标定方法: 控制变量法

为了进行酒精检测系统的标定,控制测试酒精的体积、样本与测试仪的距离、酒精挥发时间等变量,改变酒精的浓度,分别利用酒精检测仪与手持酒精检测仪进行测量。然后控制酒精的浓度、样本与测试仪的距离、酒精挥发时间等变量,改变测试酒精的体积,分别利用酒精检测仪与手持酒精检测仪进行测量。

标定过程:对设计的酒精检测系统进行车载验证实验,在空气中没有酒精时,改变用车载酒精检测系统测量电路电位器阻值,使显示酒精浓度为零。对手持酒精检测系统进行标定,获得系统对酒精测试曲线。

实验设备:制成的立方体密闭盒子,手持酒精检测仪放置在上端,酒精滴入的入口在最下,如图 9 所示。酒精检测仪如图 10 所示。



图 9 手持酒精检测仪

Figure 9 handheld alcohol detector



图 10 酒精检测仪

Fig.10 Alcohol detector

实验步骤:

(1) 把手持酒驾检测仪和 MQ-3 酒精传感器

放入密闭盒子上部,并密封 MQ-3 酒精传感器并且进行调零。

(2) 打开设备电源, MQ-3 酒精传感器预热。

(3) 从密闭箱子酒精注入口,使用注射器滴入医用酒精,并马上封闭酒精注入口。等待酒精检测仪显示稳定,分别记录此时的 MQ-3 检测仪和手持检测仪的酒精值。

(4) 打开密闭箱子,让酒精充分挥发出去,然后重复以上操作 5 次,实验数据填入表 1。

表 1 酒精测量标定表

Table 1 Alcohol Measurement Calibration Table

酒精测量标定结果			
体积	浓度	手持酒精检测仪	MQ-3酒精检测仪
10ml	75%	0.15g/l	206mg/l
	50%	0.14g/l	161mg/l
	37.50%	0.11g/l	112mg/l
	25%	0.08g/l	72mg/l
	12.50%	0.06g/l	28mg/l
5ml	75%	0.13g/l	183mg/l
	50%	0.12g/l	121mg/l
	37.50%	0.08g/l	86mg/l
	25%	0.05g/l	64mg/l
	12.50%	0.03g/l	28mg/l

在保持酒精挥发时间一致,其他变量进行控制,改变酒精浓度得到表测试数据,手持酒精检测仪与 MQ-3 酒精检测仪数据在一定范围成比例关系,整个系统工作较稳定,比较符合酒驾测试的需要。

5 结论

本文着重设计了基于车载的多传感器融合的酒精检测系统,设计的主要创新点是采用了多个传感器和嵌入式微控制器对汽车车室内酒精浓度进行检测,判断驾驶员的饮酒程度,从而判定驾驶员有无违规驾驶,并对预防事故的发生采取相应的防范措施。该装置体积小,成本低,智能化程度高,可行性强,准确度高。因此对汽车安全性能有很大的升作用,具有很好的应用价值。虽然本系统相对于以往的单纯利用酒精传感器进行酒精检测系统具有一些进步,但是由于技术和知识的缺乏,在系统软件算法方面有更大的研究空间,系统的抗干扰性能不算优越,这些都是有待提高的地方。

参考文献

- 薛琴波,郎明华,梁景雨.基于单片机的酒精检测防酒驾系统的开发研究[J].科技信息,2013(08):176.
- 秦永益.基于 STM32 的车载酒精检测系统设计[D].曲阜师范大学,2014.
- 熊业攀.基于嵌入式 Linux 的红外呼气酒精检测系统的研究及开发[D].浙江理工大学,2010.
- 杨志刚.基于 ARM 的汽车防酒后驾驶及防盗系统设计[D].中北大学,2014.

- 徐京莲,韩峻峰,潘盛辉,童启武.基于多传感器融合的车载酒精检测系统设计[J].仪表技术与传感器,2010(07):105-107.
- 葛毓.基于 GPRS/GPS 的车载酒精检测和控制电路的设计[D].南昌大学,2010.
- 孙丹.基于 GPS/GSM 的车载醉酒禁驾系统设计[D].大连理工大学,2013.
- 张杰,贺玉龙,熊彬,孙文亮,许尔红.车载酒精检测设备应用研究[J].交通世界(运输.车辆),2013(08):145-147.
- 孟祥海.基于 STM32F407ZG 的呼气式酒精含量检测仪的研究[D].河北工业大学,2015.
- 孙艳波,苏凤,刘美丽.基于 STM32 的车载酒精检测系统的设计[J].电子技术与软件工程,2015(24):112-113.
- Patrick Magnusson,Lisa Jakobsson,Sven Hultman. Alcohol Interlock Systems in Sweden[J]. American Journal of Preventive Medicine . 2011 (3)
- Peng Ning,Wenliang Du,Maxim Raya,Jean-Pierre Hubaux. Securing vehicular ad hoc networks[J]. Journal of Computer Security . 2007 (1)

汽车线缆串扰及其不确定性问题的分析方法研究*

余兴兆；刘兴珍；程文斌

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：基于镜像法结合电磁场理论，推导出导线在不考虑绝缘层与考虑绝缘层情况下分布参数的计算公式，利用推导公式计算汽车线束导线分布参数；之后，利用链参数矩阵法计算汽车线缆的串扰，并研究导线长度、对地高度和导线相互距离对串扰的影响；再针对汽车线束内导线为非确定几何布置情况，利用蒙特卡罗法计算此时分布参数和串扰的相关统计量，实现汽车线缆串扰不确定性问题的分析。从而，为汽车电磁兼容设计和汽车线缆布置提供理论依据。

关键词：电磁兼容 汽车线束 分布参数 串扰 镜像法 蒙特卡罗法

Research on the Analysis Method of Crosstalk in Automotive Cable Networks and Its Uncertainties

Yu Xingzhao; Liu Xingzhen; Cheng Wenbin

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

Abstract: Based on the mirror image method combined with the electromagnetic field theory, the calculation formula for the distribution parameters of the wire without consideration of the insulating layer and the insulating layer is deduced. Calculate the distribution parameters of the wire harness of the vehicle using the derivation formula; After that, Using Chain Parameter Matrix Method to calculate crosstalk of automotive cables, and study the length of wire, the height of the ground and the mutual distance of the wire to crosstalk; Then for the non-deterministic geometric arrangement of the wires in the automotive wiring harness, using the Monte Carlo method to calculate the relevant statistical parameters of the distribution parameters and crosstalk at this time, to realize the analysis of the cable crosstalk uncertainty problem. Thus, it provides a theoretical basis for the automotive electromagnetic compatibility design and automotive cable layout.

Key words: EMC distribution parameters automotive wiring harness crosstalk mirror method Monte Carlo method

0 前言

随着汽车电子技术的不断发展，人们对车辆安全性、舒适性和易操作性追求的提高，车载电子设备数量增加，复杂性增加。汽车电子设备遍布车身各处，不同电子设备之间通过线束紧密相连，各个设备之间的电磁干扰日趋严重。干扰信号随着汽车线束传导到电子设备，对设备性能产生影响。汽车线束串扰是最重要的传导干扰，它能增长临近导线噪声水平，破坏数据，影响系统的传到发射和辐射发射，使得汽车整体电磁兼容性能强烈下降^[1]。在汽车电磁兼容性能设计初期，串扰是首要的预计目标。串扰通过导线分布参数的电感性耦合、电容性耦合产生，分布参数是串扰产生的根本原因。汽车线束导线串扰不仅可以造成导线上传输的数据发生错误或丢失、功能设备的误触发，还有可能对汽车电气电子设备的电磁辐射及电磁辐射敏感度造成一定的影响，所以针对汽车线束导线串扰的研究具有十分重要的意义。

本文采用 7 条 #18 规格导线组成的 VW 汽车电缆标准的汽车线束，线束中导体的材质为铜，绝缘层的材质为聚氯乙烯 (PVC)，其相对介电常数为 $\epsilon_r = 2.7$ ，导线半径为 $R=1\text{mm}$ ，其中导体半径为 $r=0.5\text{mm}$ ，绝缘层厚度为 $\Delta r = 0.5\text{mm}$ ，线束中心距地高度为 $h=30\text{mm}$ ，线束长度取 $L=1.5\text{m}$ ，并假设线束导线为无耗弱耦合。此算例所用汽车线束横截面示意图如图 1 所示。

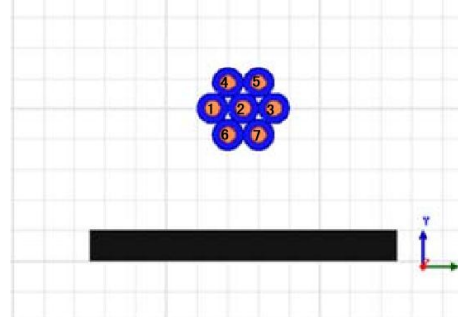


图 1 线束横截面示意图

Fig.1 Schematic diagram of wiring harness cross section
1.1 忽略绝缘层线束单位长度分布参数计算

1 线束单位长度分布参数计算

* 指导老师：李振峰

项目类型：大学生创新训练项目(2017B65642)

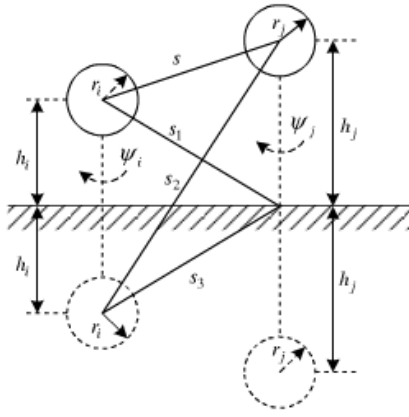


图 2 单位长度电感矩阵镜像法求解示意图

Fig.2 Imaging Method for Solving Inductive Matrix Per Unit

线束 i 半径为 r_i ，距地高度为 h_i ，线束 j 半径为 r_j ，距地高度为 h_j ，两根导线间的距离为 s 。

单位长度电感矩阵可定义为：

$$\psi = \mathbf{L}\mathbf{I} \quad (1)$$

将式 (1) 展开得：

$$\begin{cases} \varphi_1 = \mathbf{L}_{11}\mathbf{I}_1 + \mathbf{L}_{12}\mathbf{I}_2 + \mathbf{K} + \mathbf{L}_{1n}\mathbf{I}_n \\ \varphi_2 = \mathbf{L}_{21}\mathbf{I}_1 + \mathbf{L}_{22}\mathbf{I}_2 + \mathbf{K} + \mathbf{L}_{2n}\mathbf{I}_n \\ \vdots \\ \varphi_n = \mathbf{L}_{n1}\mathbf{I}_1 + \mathbf{L}_{n2}\mathbf{I}_2 + \mathbf{K} + \mathbf{L}_{nn}\mathbf{I}_n \end{cases} \quad (2)$$

其中磁通量 φ 可表示为：

$$\varphi = \frac{\mu_0 \mathbf{I}}{2\pi} \ln \frac{1}{r} \quad (3)$$

本文利用镜像法原理^[2-3]推导得出了单位长度电感公式：

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{ii} &= \frac{\varphi_i}{\mathbf{I}_i} \Big|_{\mathbf{I}_1=\mathbf{K}=\mathbf{I}_{i-1}=\mathbf{I}_{i+1}=\mathbf{K}=\mathbf{I}_n} \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_i}{r_i} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{ij} &= \mathbf{L}_{ji} = \frac{\varphi_j}{\mathbf{I}_i} \Big|_{\mathbf{I}_1=\mathbf{K}=\mathbf{I}_{i-1}=\mathbf{I}_{i+1}=\mathbf{K}=\mathbf{I}_n} \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{s_1}{s} \right) + \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{s_2}{s_3} \right) \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{s_2}{s} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

其中，

$$s = \sqrt{d_{ij}^2 + (h_i - h_j)^2} \quad (6)$$

$$s_1 = s_3 = \sqrt{d_{ij}^2 + h_i^2} \quad (7)$$

$$s_2 = \sqrt{d_{ij}^2 + (2h_j)^2} \quad (8)$$

因此得：

$$\mathbf{L}_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left(\frac{4h_i h_j}{d_{ij}^2} + 1 \right) \quad (9)$$

$$\mathbf{LC} = \mathbf{CL} = \mathbf{q}\mathbf{u} \quad (10)$$

式中 h_i 、 h_j 为导线距地高度， r_i 为导线半径， d_{ij} 为导线间的水平距离。

在忽略线束绝缘层的情况下，可以通过重要的关系 (10) 计算得到单位长度电容。但对于考虑绝缘层的线束导线，由于绝缘层的存在使导体周围介质不均匀，因此不可以再通过关系式 (10) 获得单位长度电容 \mathbf{C} ，需要进一步推导。

1.2 考虑绝缘层线束单位长度分布参数计算

本文所用汽车线束导线的绝缘体为聚氯乙烯 (PVC)，由于绝缘介质的磁导率与空气的磁导率相比变化非常小，因此绝缘层的存在对线束的单位长度电感的影响可以忽略，计算时仍可以运用式 (4)、(9)；绝缘介质的介电常数与空气相比有较大变化，因此计算考虑绝缘层线束单位长度电容要进一步推导。

利用镜像解析法推导得到考虑绝缘层的汽车线束单位长度电容：

$$\mathbf{C}_{ii} = \left[\frac{\rho_i}{2\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{1}{r_i} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \ln \frac{1}{R_i} - \ln \frac{1}{2h_i} \right) \right]^{-1} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}_{ij} = \left[\frac{\rho_i}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{d_{ij}}{d_{ij}'} \right]^{-1} \quad (12)$$

式中 h_i 、 h_j 为导线距地高度， r_i 为导体半径， R_i 为导线半径， d_{ij} 为导线间的距离。

2 多导体串扰及其影响因素

2.1 (2+1) 多导体串扰计算

对汽车线束导线串扰在频域上计算，选择图 1 所示的编号为 5 和 3 的两根导线与汽车的底盘组成 (2+1) 均匀多导体传输线系统作为算例进行数据实验，令导线 3 为干扰线，导线 5 为受扰线，其与干扰线电源端（近端）接近的一侧所产生的耦合电压称之为近端串扰电压，而与干扰线负载端（远端）一侧所产生的耦合电压称之为远端串扰电压^[4]。

利用公式 (4)、(9)、(11)、(12) 计算得到该汽车线束导线和底盘组成的 (2+1) 均匀传输线系统的单位长度电感矩阵和单位长度电容矩阵分别为：

$$L = \begin{bmatrix} \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_1}{r_i}\right) & \frac{\mu_0}{4\pi} \ln\left(1 + 4\frac{h_1 h_2}{d^2}\right) \\ \frac{\mu_0}{4\pi} \ln\left(1 + 4\frac{h_1 h_2}{d^2}\right) & \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_2}{r_i}\right) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{\epsilon_r} \ln\frac{1}{r_1} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \ln\frac{1}{R_1} - \ln\frac{1}{2h_1} \right) & \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right) \\ \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right) & \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{\epsilon_r} \ln\frac{1}{r_2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \ln\frac{1}{R_2} - \ln\frac{1}{2h_2} \right) \end{bmatrix} \quad (14)$$

将参数带入式 (13)、(14)，求得

$$L = \begin{bmatrix} 945.18 & 686.19 \\ 686.19 & 954.95 \end{bmatrix} \quad (\text{nH/m}) \quad (15)$$

$$C = \begin{bmatrix} 42.87 & -35.44 \\ -35.44 & 42.54 \end{bmatrix} \quad (\text{pF/m}) \quad (16)$$

导线 3 所加激励为单频正弦稳态电压，幅值 1V，令其频率的变化范围为 3kHz 至 3MHz，导线长度为 1.5m。使用链参数矩阵方法^[5]，借助 MATLAB 软件编程，得到图 3 和图 4 所示的受扰线 5 两端电压和电流：

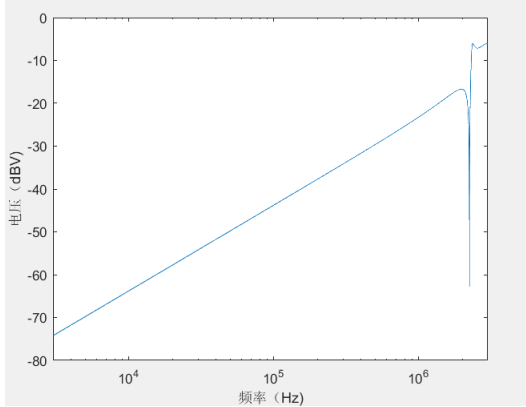


图 3 导线 5 两端电压

Fig.3 The voltage across wire 5

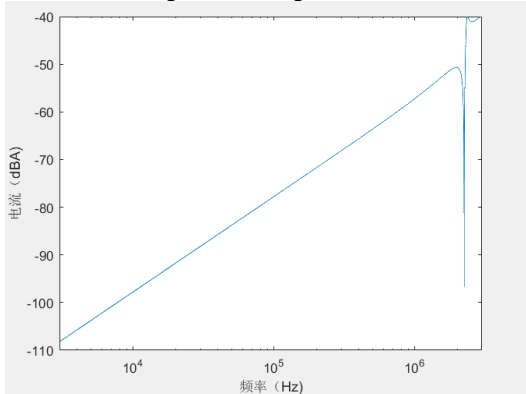


图 4 导线 5 两端电流

Fig.4 The current across wire 5

由分析可知，图 3 和图 4 所示导线 5 两端电压和电流即所求串扰电压和串扰电流。

2.2 相关因素对线束导线串扰在频域上的影响

2.2.1 长度对线束导线串扰在频域上的影响

讨论以 2.1 中(2+1)多导体传输线模型为例，假定两条导线其他参数不变，导线长度 l 分别取 0.6m, 1.0m, 1.4m, 1.8m, 2.2m。

得到如图 5 所示结果：

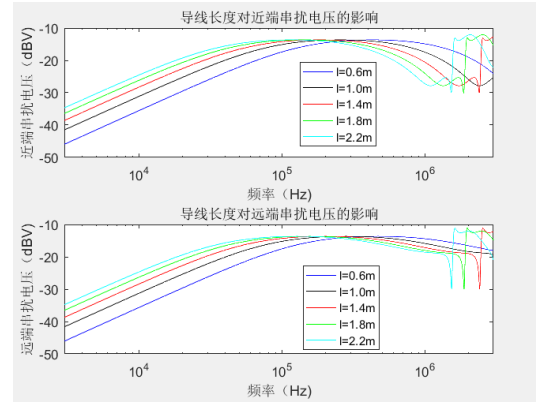


图 5 导线长度 l 对串扰近端电压和远端电压的影响

Fig.5 Effect of wire length on crosstalk near-end voltage and far-end voltage

由图 5 可知，针对本文所定义的线束导线，在一定频率范围内，随着导线长度 l 增加，汽车线束导线串扰电压不断增大，但串扰电压变化的速率随着导线的长度增加而逐渐减小。

2.2.2 导线对地高度对线束导线串扰在频域上的影响

假定两条导线其他参数不变，分别计算对地高度 $h=1\text{mm}$, 10mm , 20mm , 30mm , 40mm 时的串扰电压，结果如图 6 所示：

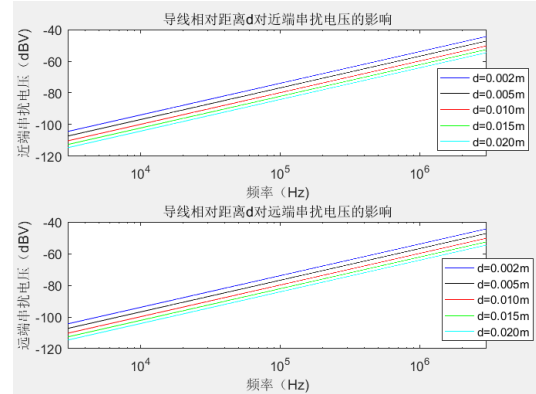


图 6 导线对地高度 h 对串扰近端电压和远端电压的影响

Fig.6 Effect of wire height h on crosstalk near-end voltage and far-end voltage

由图 6 可知，针对本文所定义的线束导线，在一定频率范围内，随着导线对地高度 h 的增加，串扰值随之增大，但串扰电压变化的速率随着导线的长度增加而逐渐减小。

2.2.3 导线相对距离对线束导线串扰在频域上的影响

与上述相同，假定两条导线其他参数不变，分别计算导线相对距离 $d=2\text{mm}$, 5mm , 10mm , 15mm , 20mm 时的近端和远端串扰电压。结果如图 7 所示：

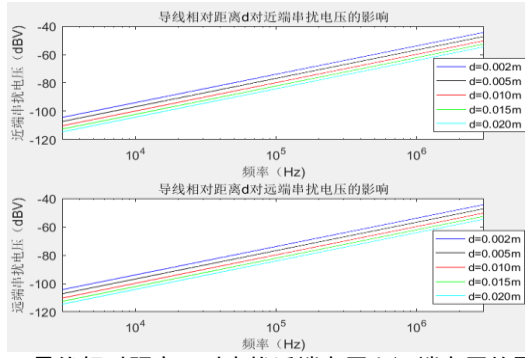


图 7 导线相对距离 d 对串扰近端电压和远端电压的影响
Fig.7 Effect of wire relative distance d on near-end voltage and far-end voltage of crosstalk

由图 7 可知, 针对本文所定义的线束导线, 在一定频率范围内, 随着 d 的增加, 串扰电压随之减小, 但串扰电压减小的速率随着导线相对距离 d 的增加而逐渐减小。

3 基于蒙特卡罗法的汽车线束分布参数和串扰电压统计特性分析

蒙特卡罗法也称为随机模拟方法, 有时也称为随机抽样技术统计试验方法^[6]。当抽样试验次数 N 足够大时, 用频率代替概率, 用算术平均值代替数学期望, 从而得到问题的解^[7]。静态时, 汽车线束内导线几何位置为固定值, 分布参数及串扰值可唯一确定; 当汽车运动时, 由于线束内导线几何位置为随机量, 此时再用静态时采用的方法求解结果误差将变大。因此需要结合蒙特卡罗法对运动时的汽车线束分布参数及串扰电压进行统计特性分析。

3.1 基于 MC 法单位长度电感统计特性

汽车线束内导线在汽车运动时, 其几何位置是随机的, 假设干扰线对地高度 h_1 , 受扰线对地高度 h_2 , 以及干扰线和受扰线的相对距离 d , 这三个参数为符合正态分布的独立随机变量。

h_1 满足正态分布 $N_1 \sim (25, 1.3)$, h_2 满足 $N_2 \sim (25, 1.3)$, d 满足 $N_3 \sim (4.5, 1.1)$ 。利用 MC 法, 当 $N=3000$ 时, 结合公式 (13) 计算得到两条导线间的单位长度电感矩阵统计量如图 8 和图 9 所示:

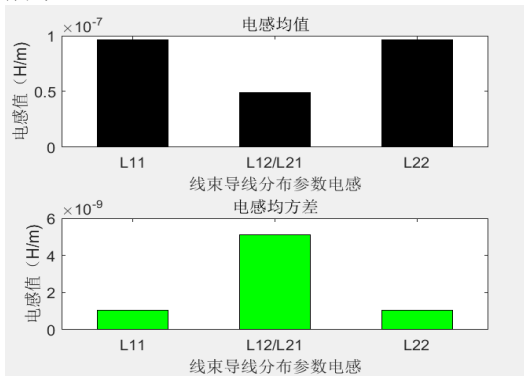


图 8 基于 MC 法的单位长度电感矩阵 L 均值与方差
Fig.8 Mean and Variance of Inductance Matrix per Unit Length Based on MC Method.

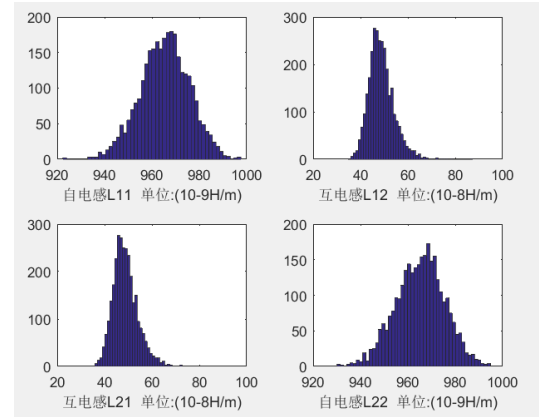


图 9 基于 MC 法的单位长度电感矩阵 L 的概率密度函数
Fig.9 Probability Density Function of Inductive Matrix L Per Unit Length Based on MC Method

由图 9 分析可知, 自电感 $L11$ 和 $L22$ 的变化范围达到 $60 \times (10-9H/m)$, 互电感 $L12$ 和 $L21$ 变化范围达到 $20 \times (10-9H/m)$ 。

3.2 基于 MC 法单位长度电容统计特性

与 3.1 方法相同, $N=3000$ 时, 借助公式 (14), 计算得到图 10 和图 11 所示结果:

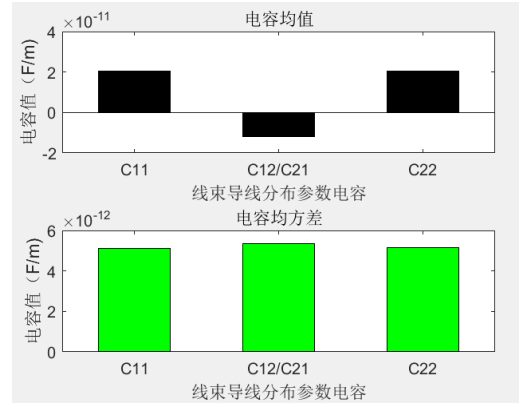


图 10 基于 MC 法的单位长度电容矩阵 C 均值与方差
Fig.10 Means and Variances of Capacitance Matrix per Unit Length Based on MC Method

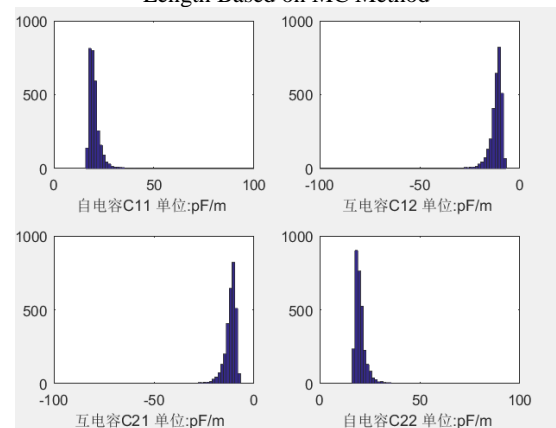


图 11 基于 MC 法的单位长度电容矩阵 C 的概率密度函数
Fig.11 The Probability Density Function of Capacitance Matrix C Based on MC Method

由图 11 分析可知, 自电容 $C11$ 和 $C22$ 的变化范围达到 $15pF$, 互电容 $C12$ 和 $C21$ 的变化范围达到 $20pF$ 。

3.3 基于 MC 法串扰电压统计特性分析

取频率 $f=3MHz$, 端接阻抗为 50Ω 时, 试验

次数 $N=3000$ ，仿真得到如下图 12 和图 13 所示的近端串扰电压和远端串扰电压：

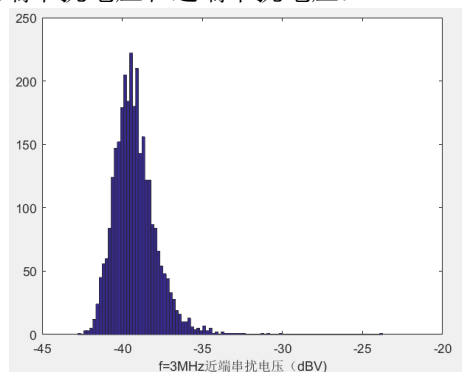


图 12 近端串扰电压概率密度函数

Fig.12 Proximity Crosstalk Voltage Probability Density Function

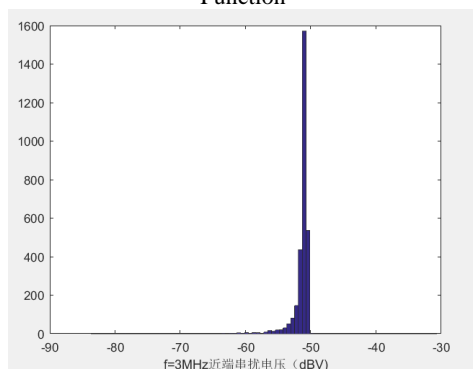


图 13 远端串扰电压概率密度函数

Fig.13 Far-end crosstalk voltage probability density function

由图 12 和图 13 可知，由于汽车线束导线几何位置不确定性导致汽车线束串扰在频率域上变换范围达到 10dB 左右。

4 总结

由上述对影响汽车线束导线串扰影响因素分析可知，在汽车内设备间的连接导线应做到以下三点：

- (1) 应尽量在最短路径下安装；
- (2) 贴近汽车底盘；
- (3) 相邻导线间距离应尽量增大。

通过对汽车线束导线几何位置随机时采用 MCM 研究发现，由于几何位置的变化造成分布参数和串扰值的波动是不能被忽略的，说明对汽车线束串扰的不确定性问题的研究具有十分重要的意义。

参考文献

1. 金松涛, 丁良旭, 刘青松. 汽车电磁兼容问题研究的重要性[J]. 客车技术与研究, 2011 (4): 1-5.
2. 倪光正. 工程电磁场原理[M]. 北京, 2007: 81-138.
3. 傅君眉, 冯恩信. 高等电磁理论[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2004: 22.
4. Clayton R. Paul (美). 多导体传输线分析[M]. 北京: 中国电力出版社, 2013: 65.

5. 王天皓. 汽车电磁兼容中线束串扰及其统计特性研究[D]. 长春: 吉林大学, 2016: 89-94.
6. 许淑艳, 蒙特卡罗法在实验核物理中的应用[M]. 北京: 原子能出版社, 2006: 1.
7. 徐钟济, 蒙特卡罗方法[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 1985: 5.

时域三维电磁数值模拟加速算法研究*

聂 丹; 孙美岳; 赵 畅

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 将并行计算的理论和算法应用于时域三维电磁计算的研究, 在传统的串行计算的基础上, 采用 CPU 与 GPU 相结合、串行计算与并行计算相结合的方式对时域三维电磁数值进行加速计算, 实验结果在不改变计算结果的基础上实现了计算的加速, 减少计算时长。

关键词: 时域三维 串行计算 并行计算

Time domain three dimensional electromagnetic numerical simulation accelerating algorithm

Nie Dan; Sun Meiyue; Zhao Chang

(instrument science and engineering institute, Jilin University, Changchun)

Abstract: The theory and the algorithm of parallel computing are applied to the study of time-domain three-dimensional electromagnetic calculation. Based on the traditional serial computing, the combination of CPU and GPU, serial computing and parallel computing are used to simulate the three-dimensional. The numerical calculation is accelerated, the experimental results do not change the calculation results based on the acceleration of the calculation to reduce the calculation time.

Key words: Three-dimensional time domain Serial calculation Parallel computing

0 前言

传统的时域三维电磁有限差分数值计算都是基于 Wang 和 Hohmann 的研究, 通过改变时间步长来改变计算时间。时间步长受多种因素严格限制, 影响计算效率。时域三维电磁计算计算量较大, 计算过程复杂, 串行计算所需时间较长, 无法满足计算时长的要求^[1-3]。而时域三维电磁计算具有一定的并行性。因此, 本文采用并行计算与串行计算相结合的方式进行计算, 以减少计算时长, 提高计算效率。

1 CPU+GPU 的电磁数值并行计算

GPU 是专为执行复杂的数字和几何计算而设计的。近年来 GPU 技术发展迅速, GPU 通过计算技术发展已经引起业界不少的关注, 事实证明在浮点运算、并行计算的部分计算方面, GPU 可以提供数十倍乃至上百倍于 CPU 的性能。因此在进行时域三维电磁问题计算时, 采用 CPU+GPU 的方式可以显著提高计算时长, 提高计算效率^[4-6]。CPU 部分主要用于控制计算的逻辑并且控制 GPU 运行。GPU 主要用于计算较复杂、数据较多的循环部分。

1.1 初始场的并行计算

电场阶跃表达式:

$$E_x = -\frac{I}{4\pi} \int_{-L}^L \int_0^\infty r_{TE1} e^{-u_1 z} \frac{\lambda}{u_0} J_0(\lambda R) d\lambda dx + \left(\frac{1}{4\pi R_2} \int_0^\infty \left(\frac{u_1}{\hat{y}_1} r_{TM1} - \frac{\hat{z}}{u_0} r_{TE1} \right) e^{-u_1 z} J_1(\lambda R_2) d\lambda - \frac{1}{4\pi R_1} \int_0^\infty \left(\frac{u_1}{\hat{y}_1} r_{TM1} - \frac{\hat{z}}{u_0} r_{TE1} \right) e^{-u_1 z} J_1(\lambda R_1) d\lambda \right) \dots (1.1)$$

$$E_y = -\frac{I}{4\pi} \left(\frac{y}{R_2} \int_0^\infty \left(\frac{u_1}{\hat{y}_1} r_{TM1} - \frac{\hat{z}}{u_0} r_{TE1} \right) e^{-u_1 z} J_1(\lambda R_2) d\lambda - \frac{y}{R_1} \int_0^\infty \left(\frac{u_1}{\hat{y}_1} r_{TM1} - \frac{\hat{z}}{u_0} r_{TE1} \right) e^{-u_1 z} J_1(\lambda R_2) d\lambda \right) \dots (1.2)$$

由以上的公式可知, 在进行计算时需要求解高斯积分和贝塞尔函数积分。两种积分的计算较为复杂, 计算较为耗时。且初始场的大小除与发射电流、导线长度、电导率和磁导率等物理特性有关外 (这些变量对于模型中各个点处的电场都是相同的), 仅和电场 E_x 在网格中 x, y, z 方向的位置有关, 且彼此之间无关联, 这适合采用并行计算方式来实现。

初始场计算包含内外双层积分, 为此本文中通过 CPU 控制 For 循环进行 241 次滤波, 在单次滤波采用 GPU 并行计算, 由于大地模型被剖分为三维网格, 坐标、电导率、磁导率等均为三维数组, 在并行计算之前先将三维数组转换为一维数组, 计算结束后再将一维数组变换为三维数组, 最后将各个高斯积分节点上的 Hankel 进行累加。

* 指导老师: 嵇艳鞠

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65637)

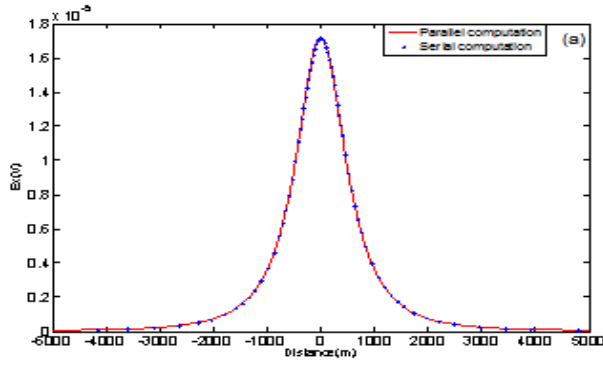

 图 1 初始场 E_x 分量串并行结果对比

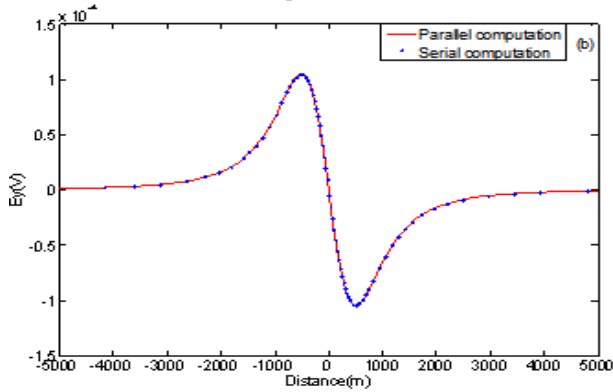
 Figure 1 Initial field E_x component serial parallel results comparison

 图 2 初始场 E_y 分量串并行结果对比

 Figure 2 Contrast of initial and field E_y components in series and parallel

注：图 1、图 2 中连线所示为并行计算结果，点所示结果为串行计算结果。

由图 1、图 2 可知，采用并行计算与串行计算所得结果完全一致，并行计算方法正确且适用。针对 $221 \times 221 \times 75$ 的网格模型，分别采用串行计算与并行计算分别进行计算， E_x 分量串行计算所用时间为 3481.08s，并行计算所用时间为 2096.51s，采用并行计算方法后的加速比为 1.66， E_y 分量串行计算所用时间为 3860.99s，并行计算所用时间为 2298.06s，采用并行计算方法后的加速比为 1.68。表明并行计算有效地提高了初始阶跃电场的计算速度。

1.2 迭代场的并行计算

在迭代计算过程中，电场 E_x 的值与电场 E_y 和 E_z 的值无关，仅与其自身的前后时刻的值相关。而磁场 H_x 的值与电场 H_y 和 H_z 的值无关，仅与自身的前后时刻的值有关。这一特点使迭代场适用于并行计算。本文在迭代计算中同样采用 CPU+GPU 的并行处理方法。根据并行计算多线程同时计算的原理，首先同时计算电场的 E_x 、 E_y 和 E_z 三个分量，以节省分布串行计算所消耗的时间，并提高效率。再同时计算磁场的 H_x 和 H_y 分量，最后通过磁场的 H_x 和 H_y 分量计算磁场 H_z 分量，其中电场 E_x 、 E_y 、 E_z 和磁场 H_x 、 H_y 为并行计算方法。在计算前，也要先将三维数组转换为一维数组，计算结束后再将一维数组转换为三维数组。

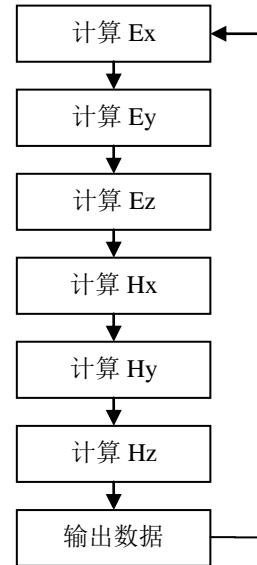


图 3 串行迭代示意图

Figure 3 Serial iteration diagram

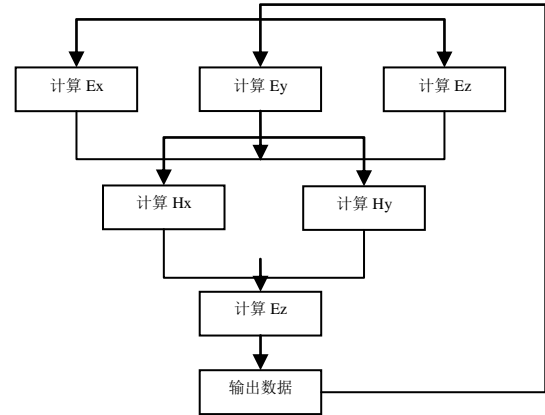


图 4 并行迭代示意图

Figure 4 Parallel Iterations

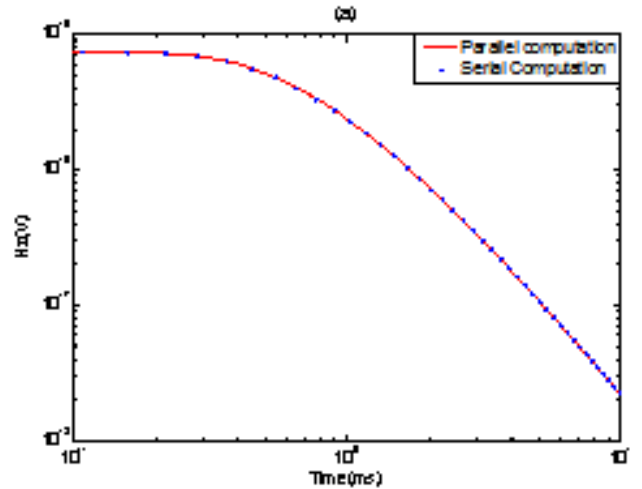


图 5 迭代场电导率 0.1S/m 均匀半空间模型的串并行计算结果对比

Figure 5 Comparison of serial parallel computing results of an iterative field conductivity 0.1S/m uniform half-space model

注：图 5 中连线所示为并行计算结果，点所示结果为串行计算结果。

针对于 $221 \times 221 \times 75$ 的网格模型, 分别采用串行计算与并行计算两种方式分别进行计算。串行计算所用时间为 809.03s, 并行计算所用时间为 321.669s, 采用并行计算方法后的加速比为 2.51。

2 时间迭代格式的加速算法

时域有限差分的时间递进采用 Du Fort-Frankel 方法, 时间步长的大小受到最小电导率和最小网格的严格限制。即使采用了并行计算方法, 在模拟高阻模型或小网格模型时, 仍会造成计算时间较长的问题。为了更高效的进行时域电磁数值模拟, Commer 等分别在 2006 年和 2015 年提出了时间迭代格式的加速方法, 通过降低时间采样率来提高计算效率, 但由于改善后时间步长在晚期增长过快, 造成晚期时域电磁模拟的误差增大^[7-9]。本文根据时域电磁的特点, 并在 Commer 等研究的基础上, 进一步降低了时域电磁的采样率, 进一步减小计算耗时。

2.1 加速迭代函数

在发射电流关断后, 时域电磁在早期变化强烈、衰减迅速, 随着测量时间的增长, 时域电磁中的高频部分逐渐减弱, 晚期衰减近似直流。本文利用时域电磁的这一特点, 进一步增大时域有限差分的迭代时间步长^[10, 11]。Oristaglio 和 Hohmann (1984) 在传统网格扩散时间的基础上, 描述了全空间格林函数产生的扩散场在发射源关断后辐射的最大距离, 这一距离被称之为穿透深度, 其公式形式表示为:

$$\delta(t) = \sqrt{\frac{2t}{\mu\sigma_{\max}}}, \delta(t \leq 0) = 0 \dots\dots\dots (2.1)$$

式(3.1)中 t 为时间, μ 为磁导率, σ_{\max} 为最大电导率。文中穿透深度和模型最小网格长度被用于构建加速函数, 加速函数的公式为:

$$F(t, \beta) = \left(\frac{\delta(t) + \Delta_{\min}}{\Delta_{\min}} \right)^{\frac{1}{\beta}} \dots\dots\dots (2.2)$$

式(3.2)中 β 为无量纲常数, 被称为加速因子。

2.2 加速迭代时间格式

为了实现时域电磁的快速模拟, 将加速函数引入到时间迭代中, 改善后的时间迭代格式表示为:

$$\Delta t = \sqrt{\frac{\mu\sigma_{\min} t}{6}} F(t, \beta)^{\beta} \alpha \Delta_{\min} \dots\dots\dots (2.3)$$

分析式(2.3)可知, 时间步长可以通过改变加速因子的大小来调整和控制, 较小的加速因子能够增大时间步长, 降低时域电磁的时间采样率, 有效地减小数值模拟的耗时; 加速因子越大, 改善后的时间步长越接近原时间步长。

本文为了验证加速时间迭代格式的计算效果, 在电阻率 0.001S/m 的均匀半空间模型中,

采用不同的加速因子计算了电偶极子源的时域电磁响应, 并与原始时间迭代格式的计算结果进行对比, 分析了计算误差。

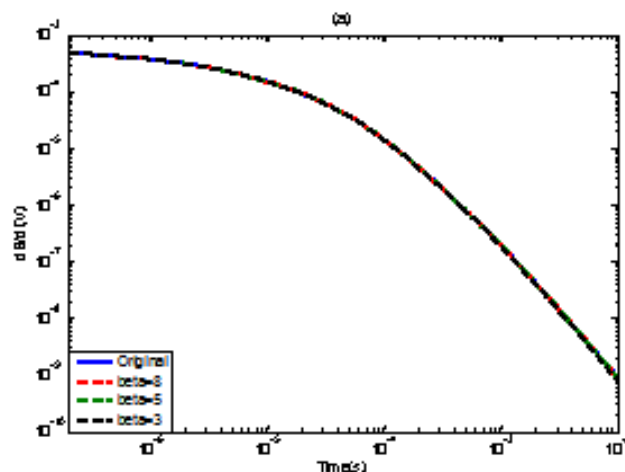


图 6 0.001S/m 均匀模型的不同加速因子计算结果
Figure 6 0.001S / m uniform model of different accelerating factor calculation results

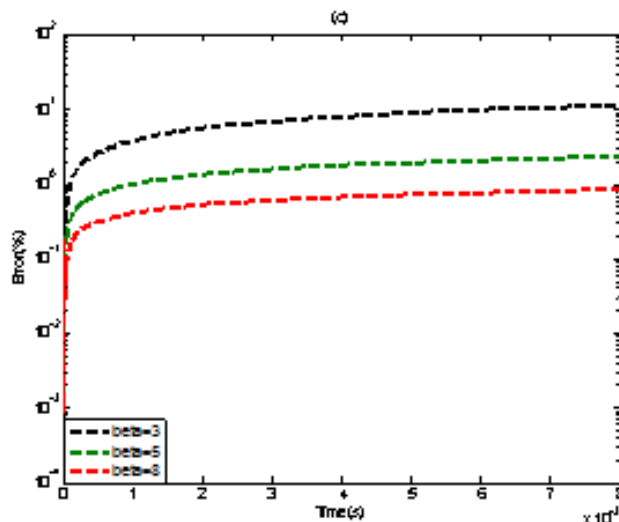


图 7 0.001S/m 均匀模型的不同加速因子计算误差
Figure 7 Calculation error of different acceleration factors for 0.001S/m uniform model

注: 图 6 与图 7 中, 黑色线代表 $\beta=3$ 时的计算结果, 绿色线代表 $\beta=5$ 时的计算结果, 红色线代表 $\beta=8$ 时的计算结果。蓝色下代表初始 β 值时的计算结果。

通过分析可知, 随着加速因子的增长, 加速时间迭代的计算结果越接近原始时间迭代的计算结果; 随着计算时间的增大, 晚期的计算误差也变大, 误差增大的原因在于采用了加速时间迭代格式, 时间步长被进一步增大, 尤其是在计算晚期, 造成了较大的计算误差。此外, 在相同的网格条件下, 采用相同的加速因子, 电导率越小时引起的计算误差越小, 这是因为电导率较小时, 时间步长也较小。

3 结论

通过对时域三维电磁数值模拟加速算法的研究发现, 并行计算在处理多数据计算时, 确实能够达到较少计算时长, 提高计算效率的效果。

本文通过采用 CPU+GPU 的方式，使并行计算与串行计算相结合，显著降低了计算时长，提高计算效率。

参考文献

1. 陈国良, 苗乾坤, 孙广中, 等. 分层并行计算模型[J]. 中国科学技术大学学报, 2008 (07): 841-847.
2. 陈国良, 孙广中, 徐云, 等. 并行计算的一体化研究现状与发展趋势[J]. 科学通报, 2009 (08): 1043-1049.
3. 陈国良, 孙广中, 徐云, 等. 并行算法研究方法学[J]. 计算机学报, 2008 (09): 1493-1502.
4. 黄易, 师学明, 范建柯, 等. 并行计算技术及其在勘探地球物理学中的现状与展望[J]. 地球物理学进展, 2010 (02): 642-649.
5. 金亮, 邱运涛, 杨庆新, 等. 基于云计算的电磁问题并行计算方法[J]. 电工技术学报, 2016 (22): 5-11.
6. 李焱, 胡祥云, 吴桂桔, 等. 基于 MPI 的二维大地电磁正演的并行计算[J]. 地震地质, 2010 (03): 392-401.
7. 骆涛. 面向大数据处理的并行计算模型及性能优化[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2015.
8. 吕捷, 张天序, 张必银. MPI 并行计算在图像处理方面的应用[J]. 红外与激光工程, 2004 (05): 496-499.
9. 潘巍, 李战怀. 大数据环境下并行计算模型的研究进展[J]. 华东师范大学学报(自然科学版), 2014(05): 43-54.
10. 苏华友. 面向应用的 GPU 并行计算关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2014.
11. 周勇. 基于并行计算的数据流处理方法研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2013.

基于单探头的电路板近场干扰源自动搜索平台*

王尊贤¹; 杨帆¹; 王雪良²; 曾广权²; 王世隆¹

(1. 吉林大学 仪器科学与电气工程学院; 2. 吉林大学 物理学院)

摘要: 本文综述了基于单探头的电路板近场干扰源自动搜索平台需要做的理论分析以及其制作过程。本文设计的电磁兼容扫描系统着眼于结合 EMC 扫描探头、机械臂、分析仪器与计算机等搭建成一个集扫描、绘图、分析于一体的自动化扫描平台。该平台利用机械臂控制单探头移动扫描的方式来采集电磁场信息, 配合扫描控制软件以及频谱分析仪, 经过计算机处理后得到电路板的电磁场信息并自动进行后续的智能分析。

关键词: 电磁兼容 近场扫描 单探头 机械臂

Design of an automatic search platform for near field interference source based on single probe

Wang Zunxian¹; Yang Fan¹; Wang Xueliang²; Zeng Guangquan²; Wang Shilong¹

(1. College of Instrument Science and electrical engineering, Jilin University; 2. College of Physics, Jilin University)

Abstract: In this paper, the theoretical analysis and production process of an automatic search platform for near field interference source based on single probe are reviewed. The EMC scanning system designed in this paper focuses on combining EMC scanning probe, mechanical arm, analytical instrument and computer to build an automatic scanning platform integrated with scanning, plotting and analysis. The platform collects electromagnetic field information by using the manipulator to control the single probe mobile scanning mode. With the scanning control software and spectrum analyzer, after the computer processing, the electromagnetic field information of the circuit board is obtained, and the subsequent intelligent analysis is carried out automatically.

Key words: EMC Near field-scanning single probe Mechanical arm

0 前言

电磁兼容性测试用于检测各类电子或电气产品在所处的电磁环境中能否正常工作且同时不会对其他系统和设备造成干扰。近年来, 市面上已经出现一些电磁兼容扫描装置, 改进了以往人工手持扫描的耗时多、效率低等缺点。例如国外 Detectus AB 公司的 EMC-Scanners, 采用了单探头逐点扫描方式, EMSCAN 公司的 EMSCAN 电磁干扰扫描系统(目前仅有的面扫式扫描仪), 采用了探头阵列和电磁开关切换式扫描技术^[1]。而国内目前只有艾姆克科技有限公司和容向科技系统有限公司代理出售自动扫描的近场扫描仪。对于 EMC 的自动扫描平台, Micorsoft, Inpries, Rational, Sun, Symantec 等厂商推出了各种基于组件和 Web 的集成开发平台, 其中包括了大量的软件结构和组件库^[2]。NI (National Instrument) 公司和 HP (Hewlett-Packard) 公司针对自动测试系统的开发研发了大型的自动测试系统开发平台 LabVIEW 及 VEE, 提出了虚拟仪器的概念, 以集成了软硬件的模块化组件实现了自动测试平台化, 同时其对于硬件板卡 DAQ 的支持也让自动测试系统的搭建更加便捷。大多

数电磁兼容实验室虽有相关的自动测试系统进行 EMC 测试, 但大致存在着成本高、可扩展性差、功能层不完善等缺点^[3]。

本文设计的电磁兼容扫描系统拟在现在技术的基础上, 结合 EMC 扫描探头、机械臂、相关分析仪器与计算机等研究设计出一套 PCB 电磁辐射干扰源自动搜索装置, 该装置的预期目标是能对 PCB 的 EMI 信号进行自动获取, 对工作中的 PCB 进行自动坐标定位, 实现不同位置 PCB 的扫描, 扫描完成后将结果反馈给测试人员, 实现 PCB 的 EMI 分析和对干扰源问题的大致诊断。而且项目搭建的平台对配套的扫描探头与分析仪没有硬性要求, 便于用户在使用中进行进一步的拓展。

1 近场测试系统的组成

近场测试系统一般由频谱分析仪、近场测试探头、和低噪声前置放大器三部分组成。频谱分析仪要求频率范围至少为 9k~1.8GHz, 使用时要注意接口阻抗的匹配和分辨率带宽的选择, 以提高准确度^[4]。近场测试探头一般分为宽带电场探头、针状探头和环状探头, 可分别测量电场辐射和磁场辐射。宽带电场探头可快速确定电路板

* 指导老师: 王世隆

项目类型: 大学生创新训练项目 (2016B65645)

上的噪声区域,频率范围可达1GHz以上;针状探头可以测试印制线和IC引脚上电磁干扰源,频率范围最高可到700MHz;环状探头主要用于100MHz以下的磁场辐射干扰测量,特别是测量屏蔽机箱的密封性能时特别有效^[5]。前置放大器要求具有高增益、高平坦度、大带宽、低噪声、响应快等性能。使用时将探头经连接线接至前置放大器输入端,再将前置放大器的输出端经连接线接至频谱分析仪。典型的近场测试系统如图1。在电子设备经过传导发射和辐射发射测试后,通过近场测试可迅速确定存在电磁干扰的干扰源准确位置。



图1 典型的近场测试系统
Fig.1 Typical near field test system

2 平台组成

2.1 硬件平台组成

硬件部分由计算机、频谱分析仪、频谱分析仪与计算机通信的 GPIB (General Purpose for Interface Bus) 卡、近场探头和低噪声前置放大器、U-Arm 型号机械臂组成。该平台各硬件的连接及关系如图2所示,实际近场测试系统如图3所示。

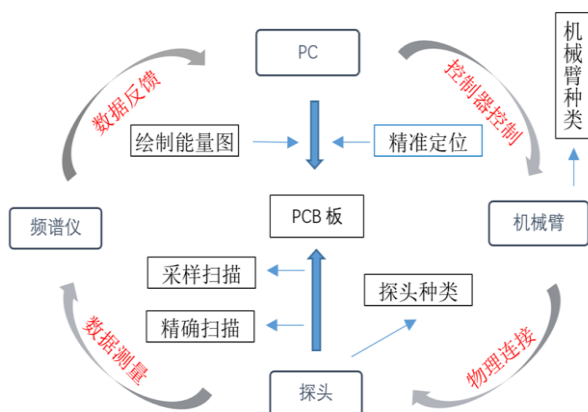


图2 扫描平台硬件连接关系
Fig.2 Hardware connection of scanning platform



图3 实际近场测试图

Fig.3 The actual figure of near field test

2.2 软件平台组成

扫描平台的软件可以分为人机交互界面、机械臂扫描模块、数据处理模块、图像绘制模块等三个部分,最终实现PCB电磁辐射能量图的输出。各部分软件在工作中的相互关系框图如图4所示。

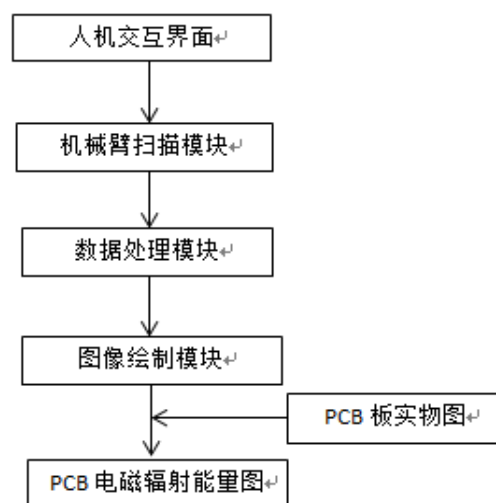


图4 扫描平台软件连接关系
Fig.4 Software connection of scanning platform

3 基于LabVIEW的控制程序

基于LabVIEW的程序包括计算机与频谱仪之间的通信程序,计算机对机械臂的控制程序,面向用户的人机交互界面程序。

3.1 计算机与频谱仪通信

基于LabVIEW的计算机程序,包括计算机与频谱分析仪之间进行通信,对测试数据进行处理并对测试结果进行显示程序,面向用户的人机交互界面程序。计算机与频谱仪之间通信是通过GPIB-USB-HS线连接,基于虚拟仪器技术实现的,控制程序与扫描方式配合分为两种数据处理方式,粗扫描方式下标记并记录各点的峰值幅值(Peak Maximum),便于分析时重点关注;细扫描时逐点保存各频率的幅值数据,便于绘制图

像，其主程序流程图如图 5。

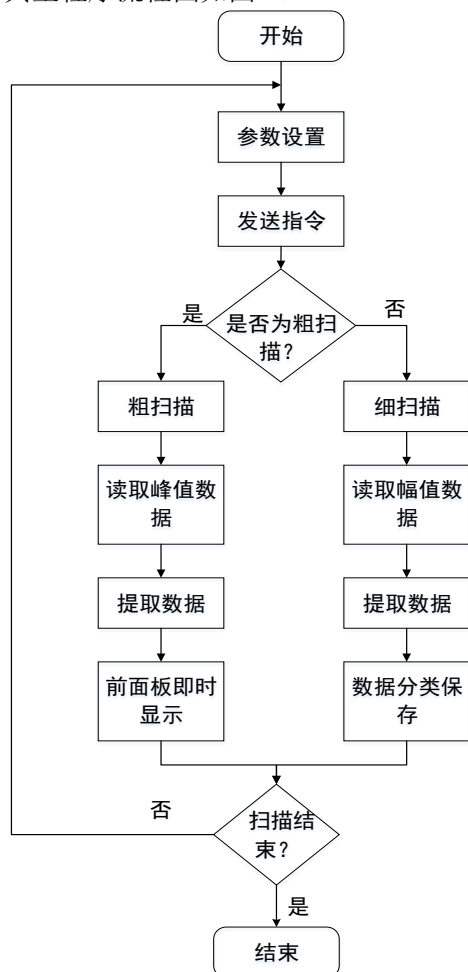


图 5 计算机控制频谱仪流程图

Fig.5 Flow chart of computer controlled spectrum analyzer

3.2 机械臂控制程序

夹持探头移动部分选择使用机械臂控制，特点在用于控制方便，灵活性大，容易满足要求。机械臂为 Uarm Metal，主板是基于 Arduino UNO 进行改造的，基本工作原理没有改变，接口方式为串口 RS232，根据通信协议可以对机械臂的移动方式进行控制。

该模块主要内容是控制机械臂对 PCB 进行扫描方式的确定。通过对 PCB 进行坐标系的建立，使探头位置与 PCB 的点有一一对应的关系，在此基础上，探头与 PCB 之间便可以建立一个理想化的数学模型。

在寻找 PCB 的干扰源的过程中，扫描采用两步进行。第一步粗采样扫描，选取五个点进行采样，这样可以在一个最短路径下实现对 PCB 的最大面积覆盖，由采样点数据分析得到干扰源的频率以及干扰源的大致区域。第二步进行细扫，根据干扰频率的幅值，在干扰区的扫描路径采用蛇形扫描的方式，即从起始点开始，探头以较合适步长进行移动，作为一个扫描周期，扫描流程图如图 6 所示。在该路径下记录出该频率不同点的幅值的大小，进行绘图并比较，如果在图像中观察到异常的区域，即颜色较深或区域覆盖较大，则可能为干扰源所在区域。

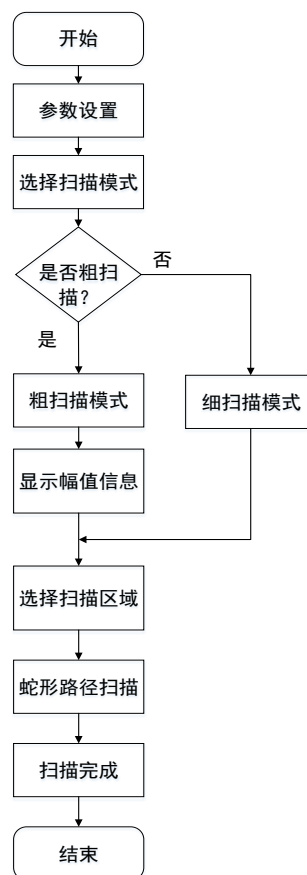


图 6 机械臂扫描流程图

Fig.6 Mechanical arm scanning flowchart

3.3 面向用户的人机交互界面

此部分程序利用 LabVIEW 所提供的控件实现类似控制面板样式的人机交互界面，便于实验人员修改相关测试参数及进行调试。人机交互界面包括机械臂扫描区域的选择、扫描带宽及采样速率的设置、频谱信息实时显示、绘制图像等功能。扫描及频谱参数设置界面如图 7。



图 7 扫描及频谱参数设置界面

Fig.7 Scanning and spectrum parameter setting interface

4 基于 MATLAB 的分层绘图算法

4.1 分层画图算法概述

绘制出电路板的幅值图以后可以直观地观察到电路板各个地方的幅值分布，但是不同的器件在正常工作时的幅值范围不一样，所以只通过

判断电路板上哪一点的幅值最大或幅值最小并不能找到电路板的问题点。为此，本平台设计了一种分层绘图的方法，使幅值图与实物图结合覆盖显示，便于操作者进一步分析电路板的电磁兼容情况。

4.2 分层画图算法的原理

分层画图是指筛选出合理的幅值大小范围，并只把幅值落在该范围的点标记在电路板上。当被标记的某些器件正常工作时的幅值不应落在所选范围时，使用者可以快速直观地发现。

在得到幅值图以后，软件自动检索所得图的幅值范围，并将其转换为在一个不随幅值范围变化的标准尺度下的相应值；随后使用者选定筛选的范围，软件描绘出哪些点落在该范围，并在电路图上标记出来。

4.3 分层画图的实现

分层绘图实现步骤如下所述：

第一步，得到电路板的幅值图以后，将幅值图转换为对应的灰度图，每个点的幅值会对应灰度值 0 至 255 之间的某一个数值；

第二步，设定上限 m 与下限 n (m 与 n 均为 0 至 1 的实数， m 大于或等于 n)，则分层绘图实现步骤如下所述：

筛选范围为 $[255*n, 255*m]$ ；

第三步，判断各点的灰度值是否落在上述范围，若落在上述范围则以颜色 A 标记该点，若落在上述范围之外则以颜色 B 标记该点；

第四步，将第三步中所得的分层图和电路板图片叠加起来。

分层画图的算法流程如图 8 所示，绘制出来的幅值图与实物结合图如图 9 所示，从所绘制的图像中可以很明显的观察到幅值突出区域，并据此找到 PCB 可能问题区域进行进一步分析。

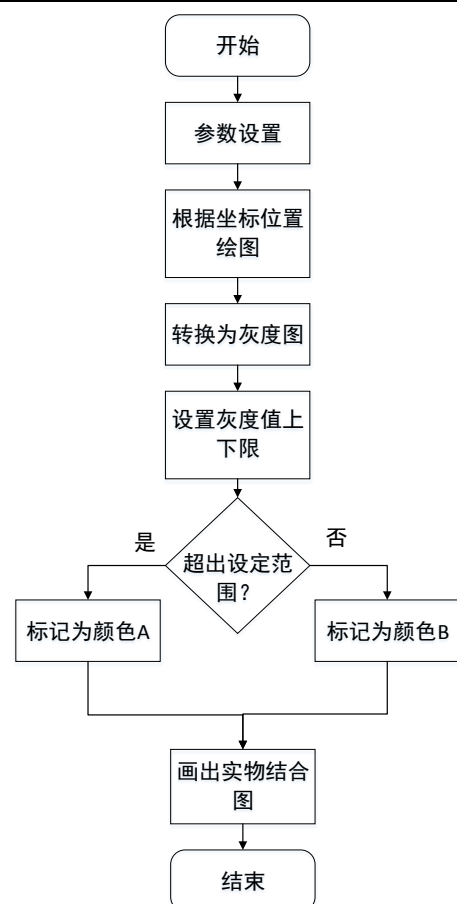


图 8 分层绘图算法流程图

Fig.8 Flowchart of hierarchical drawing algorithm

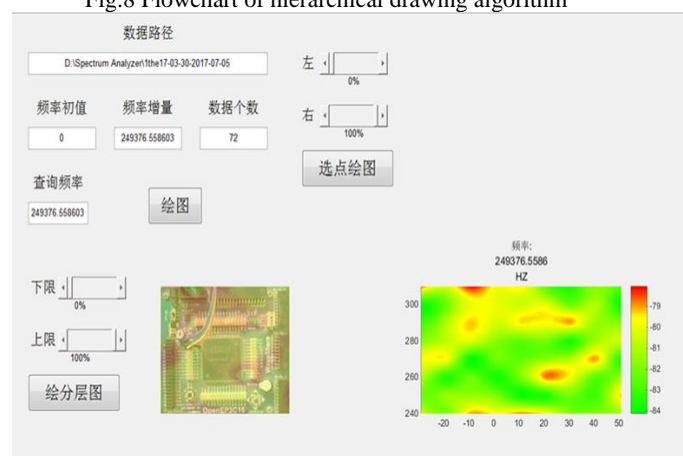


图 9 绘制图像界面

Fig.9 Drawing the interface of the image

4.4 图像结果分析

通过 MATLAB 绘制的彩色幅值图像如图 10，绘制的实物结合图如图 11。

由实物结合图可以看出，在电路板的电源接口区域和芯片电源接口区域观察到比较明显的红色区域，这意味着这两个区域幅值较高，符合电源区域在电源接通时往往存在高电磁能量的情形。同时也可以观察到在左上方区域存在一个较明显的红色区域，为串口接口，但是接口并没有连接外部设备，说明此区域可能存在异常。

由此得出 PCB 的电磁能量信息，进而反馈给分析人员进行进一步分析是否在此区域存在故障或者是电磁干扰。

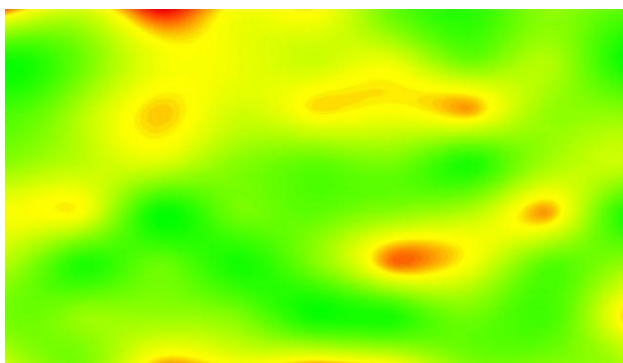


图 10 电磁幅值图
Fig.10 Amplitude diagram

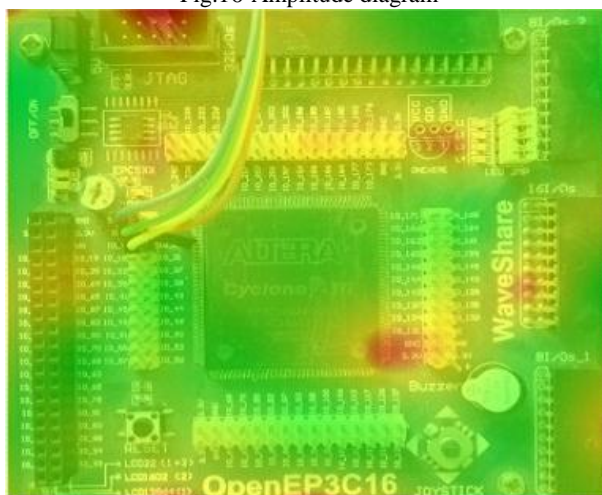


图 11 绘制幅值图及与实物结合图
Fig.11 Amplitude diagram and combining with object

5 结语

本文设计了一种基于单探头的电路板近场干扰源自动搜索平台,采用的方法是利用机械臂控制单探头移动扫描的方式来采集电磁场数据,配合扫描控制软件以及频谱分析仪,经过计算机处理后同样能得到电路板的频率、幅值等信息,而且还在扫描方式上进行了改善,优化了近场测试的过程,成像时将绘制出的彩色分布图与实物图相结合,在使用时更加便捷快速地分析 PCB 电磁干扰的情况,有利于工作人员进行进一步分析处理 PCB 的电磁兼容性。

参考文献

1. 王慷. 电磁场近场探测技术研究[M]. 北京理工大学: 2014.
2. 张亮. 电磁兼容 EMC 技术及应用实例详解[M]. 北京: 北京工业出版社, 2014.
3. 苟江川, 朱峰, 刘光辉, 叶家全, 杨晓嘉. 基于虚拟仪器的电磁干扰近场测试系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2015, 23(01):16-18+21.
4. 李迪, 朱瑞, 汤浩. 近场测试系统确定电磁干扰源[J]. 空间电子技术, 2000(03):52-58.

5. 王振义, 刘统, 张洋, 周长林. 一种基于近场阵列探头的三维电磁辐射扫描装置[P]. 中国: 203941240, 2014. 07. 15

电动汽车缆上控制与保护装置远程监控系统设计*

孙乐耕；王楷文；关博文
(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：针对电动汽车缆上充电时无人值守、实时性要求高、不定时动态监控的监控点获取设备和运行参数变量难的问题，本课题设计了一种基于 GSM 无线网络的、以 SMS 服务作为各采集节点与计算机信息中心通信媒介的远程监控系统。利用 GSM 网络进行远程数据传输，给出了硬件结构和软件组成。监控系统整机以超低功耗的 16 位 MSP430F2132 微控制器为核心，由采集电路、GSM 模块电路、串口转 USB 电路等组成。利用计算机作为监控中心，对整体系统进行了验证，实现了电动汽车充电时监控系统的高效可靠实用数据传输。

关键词：远程监控；数据传输；GSM 模块

The design of remote monitoring system for the control and protection device on the cable of electric vehicle

Sun Legeng; Wang Kaiwen; Guan Bowen
(College of instrumentation Science and electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: For electric vehicle charging cable when unattended, high real-time requirements, timing dynamic monitoring point acquisition equipment and the operation parameters of the variable problem, designed a GSM wireless network SMS service as a remote monitoring system of each acquisition node and communication medium computer information center. According to the requirements of remote monitoring system, the hardware circuit of the system is designed. The whole machine is composed of 16 bit MSP430F2132 microcontroller with ultra-low power consumption, which is composed of acquisition circuit, GSM module circuit, serial port to USB circuit and so on. Using the computer as the monitoring center, the whole system is verified, and the high efficient and practical data transmission of the electric vehicle charging monitoring system is realized.

Key words: Remote monitoring; micro controller; GSM module

0 前言

随着移动通信技术的发展，GSM 网络已经发展成为十分成熟的无线网络，已逐步地应用于监控领域。利用 GSM 网络作为电动汽车缆上充电远程监控系统的信息传输平台是一种有效的方法，其原理简单，安全保密性高，不需要组建专用网络和维护网络，且 GSM 网络覆盖面广^[1]，因此，设计了一种基于 GSM 网络传输平台的电动汽车缆上充电远程监控系统，该系统的计算机信息中心、监控终端和维修人员以短消息的方式进行通信，这种模式的电动汽车缆上充电远程监控系统具有广阔的应用前景。

1 远程监控系统的构成

它由微控制器、信息采集传感器和 GSM 模块组成的数据采集子系统，网络信息中心和 GSM 模块组成的监控子系统，无线通信子系统等部分组成。以 MSP430 微控制器为核心的数据采集子系统主要完成对信息采集传感器的信号采集、存储、显示、编码，以及发送数据、接收 PC 机发送的控制

信息并控制系统终端设备的运行等^[2]。它通过微控制器进行信息采集，经过数据编码处理后发送给无线通信子系统，以完成实时监测。其设计框图如图 1 所示。



图 1 数据采集子系统设计框图

Fig.1 data acquisition subsystem design block diagram

监控系统的主要工作是发送遥控指令、接收数据信息、进行数据处理。信息中心接收到数据采集子系统发送的数据后，由网络信息中心的计算机进行数据解码、分析、存储等处理。当系统判断收到报警信息时，网络信息中心将该短信发送给维护人员，从而有利于系统维护人员及时准确地掌握设备的运行状态。其设计框图如图 2 所示。

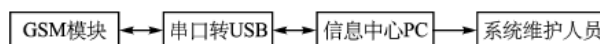


图 2 监控子系统流程框图

Fig.2 Monitoring subsystem flow chart

远程监控系统中的无线通信子系统是以 GSM 模块为核心，依靠 GSM 网络平台完成 SMS 信息

* 指导老师：郑凡

项目类型：大学生创新训练项目（2017B65647）

的发送与接收。整个系统运行时,信息中心 PC 与数据采集子系统的采集节点进行通信。具体原理如下:数据采集子系统通过采集传感器信号,把系统的设备和运行参数信息编码成短消息串并传回监控子系统;监控子系统接收数据采集子系统发回来的短消息,经过解码后就可以得到数据采集子系统的设备和运行参数变量信息;监控子系统通过 GSM 模块对数据采集子系统发送指令,控制相关设备运行。

2 系统硬件设计

系统采用 TI 公司的微控制器 MSP430F2132 构成主控制电路,由采集设备或环境信息电路、显示电路、按键电路、控制电路、GSM 模块电路、串口转 USB 电路等组成。MSP430F2132 将集的信息编码送到数码管上显示,MSP430F2132 控制 GSM 模块,以短消息方式发出编码后的信息。同时,另一个 GSM 模块接收信息通过串口传至信息中心 PC,PC 解码后将信息存入数据库。PC 判断收到报警信息时,信息中心将该短信发送给维护人员,以便监控终端的设备得到及时维护。此方式可以减少系统开支,避免因事故造成的巨大经济损失,确保整个系统正常工作并发挥作用。

2.1 微控制器 MSP430F2132

本着低功耗、节能、环保的原则,MCU 采用 TI 公司的 MSP430F2132 作为微控制器^[3]。它是一种 16 位超低功耗微控制器,该芯片内置丰富的硬件资源,包括 512 字节的静态 RAM、8KB 的 FLASH、多个串行输入接口、实时时钟等。在 1MHZ 的时钟条件下运行时,芯片电流在 200~400 μ A 左右,时钟关断模式下最低功耗只有 0.1 μ A;具备 5 种省电模式,且可以由 RTC 和外部中断等唤醒。这些功能的集成使得 MSP430F2132 适合于测控,并能胜任远程监控采集子模块的控制职能,其丰富的内部资源不仅可以减小电路板的面积,而且可以降低整个系统的成本。

2.2 数码管驱动电路

数码管主要负责显示系统运行状态和时间。传统的数码管占用 MCU 引脚资源,可由 I/O 口电平触发来控制,随着数码管的增加,其所占用的引脚数也会增加^[4]。针对这一矛盾,周立功公司推出了集成数码管驱动及键盘扫描管理功能的芯片 ZLG7290B,它可以直接驱动 8 位共阴式数码管或 64 只独立的 LED,同时能够管理多达 64 只按键。该芯片采用 I2C 总线方式,以方便与 MCU 连接,最少时仅需占用 2 根 I2C 接口信号线,故可大大节省 I/O 资源。其最大的优点在于可根据系统需求选择数码管的数量,且数码管的扩展无需增加 MCU 的硬件开销,同时提供有 10 种数字和 21 种字母的译码显示功能,节省了 MCU 的工作量,可集中资

源运用于信号的检测和控制。该芯片作为工业级芯片,其抗干扰能力很强,在工业测控中应用十分广泛。本次设计采用了 8 位共阴式数码管,其数码管电路原理图如图 3 所示。

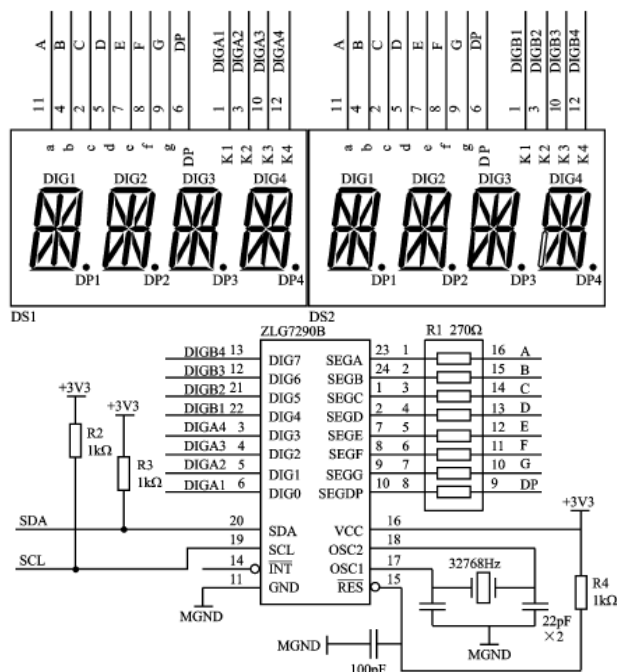


图 3 数码管驱动电路原理图

Fig.3 Schematic diagram of digital tube drive circuit.

在图 3 中,ZLG7290B 只需占用 2 根 CPU 的 I/O 口线,分别为 I2C 总线口数据传输线 SDA、时钟传输线 SCL,DS1 和 DS2 是共阴式的数码管。由于 SDA 和 SCL 引脚都是漏极开路输出结构,故需加 1K 的上拉电阻。开漏结构的好处是:当总线空闲时,这两条信号线都保持高电平,几乎不消耗电流;电气兼容性好,上拉电阻接 5V 电源就能与 5V 逻辑器件连接,上拉电阻接 3.3V 电源又能与 3.3V 逻辑器件连接;因为是开漏结构,所以不同器件的 SDA 与 SDA 之间、SCL 与 SCL 之间可以直接相连,不需要额外的转换电路。R1 为限流电阻,阻值为 0.27K,如果要增大数码管的亮度,可以适当减小电阻值。

2.3 GSM 模块电路

在本系统 GSM 模块选用 GC65 模块,设计紧凑,大大缩小了用户产品的体积,该模块集射频电路和基带于一体,向用户提供标准的 AT 命令接口,为数据、语音、短消息和传真提供快速、可靠、安全的传输,方便用户的应用开发及设计。因此,本系统采用 MSP430F2132(微控制器)对 GC65 模块的工作模式进行实时调整,设定模块长期处于休眠状态,当需要进行数据通信时,通过 AT 指令激活模块,数据通信结束,及时恢复休眠状态,以降低系统整体功耗。GSM 模块电路如图 4 所示。GC65 的启动引脚 PWRKEY 连接到 MSP430F2132 的 I/O 口,串口 TXD 和 RXD 与 MSP430F2132 的串口相连。SIM-VDD、SIM-DATA、SIM-CLK、SIM-RST 为 SIM 卡接口,通过 6 引脚卡槽连接 SIM 卡。图

中的 P10 为天线接口、VBAT 是 GC65 的供电电源、GC65 的工作状态指示灯 NETLIGHT 被连接到三极管的集电极。当 GC65 正常工作时，NETLIGHT 为高低电平交替，会驱动三极管导通和截止，从而 LED 闪烁指示出工作状态。

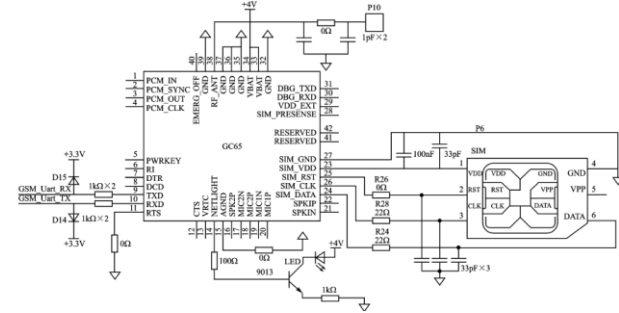


图 4 GSM 模块电路图

Fig.4 GSM module circuit diagram.

2.4 串口转 USB 模块电路

由于监测子系统 GSM 模块使用 RS232 通信，传统的主板都有这个接口，但由于现在主板市场定位不同，很多新主板并不带串口接口，比如，笔记本就很少再带有这种老式接口。而 USB 接口是 PC 机体系中的一套全新的工业标准，它凭借价格低廉、使用简单、协议灵活、接口标准化和易于端口扩展等优点，迅速占领了计算机外设接口领域的统治地位，它的应用已非常广泛[5]。为了解决 GSM 模块与 PC 机之间的通信问题，采用 PROLIFIC 公司推出的芯片 PL2303 来实现串口转 USB 接口[6]。PL2303 内置 USB 功能控制器、USB 收发器、振荡器和带有全部调制解调器控制信号的 UART，只需外接几个电容就可实现 RS232 信号与 USB 信号的转换。串口转 USB 模块电路如图 5 所示。PL2303 的 TXD 和 RXD 分别与 GC65 的 RXD 引脚和 TXD 引脚相连，这样就完成了 GC65 的串口与 USB 口的转换。GC65 从串口发送出去的数据信息通过 PL2303 芯片转换为 USB 数据流，再通过 USB 口的连接器传送给主机设备。可以看出，PL2303 与 GC65 的连接非常简单，只需两根信号线就可以[7]。

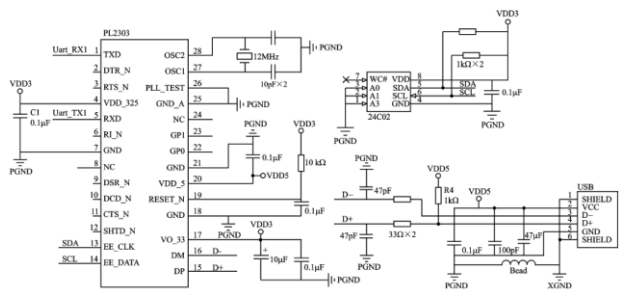


图 5 串口转 USB 模块电路图

Fig.5 Serial port to USB module circuit diagram

3 系统软件设计

系统软件主要包括数据采集子系统。MPS430F2132 下位机软件及远程监测中心上位机软

件。下位机软件重点在于 MSP430F2132 编程，主程序包括传感器采集模块、数码管显示模块、按键模块、控制模块、GSM 的短信通信模块等，最终由这些模块来完成对设备运行状况的监测[8]。主程序首先对系统初始化，包括时钟初始化、定时器初始化、异步串口通信初始化、MSP430F2132 的 I/O 口初始化等。上位机与下位机之间的通信采用 GSM 短消息方式进行无线传输。其中 GSM 模块是系统中最关键的部件，因此对它的初始化操作十分仔细。对于设置短信上报机制的 AT 指令需要再开机 30s 以后执行才有效，因此本系统的 GSM 模块的初始化时间控制在 30s 以上，这样也是为保证系统能够更加稳定的工作。初始化模块中使用了发送 AT 指令的程序。初始化 GSM 模块框图如图 6 所示。

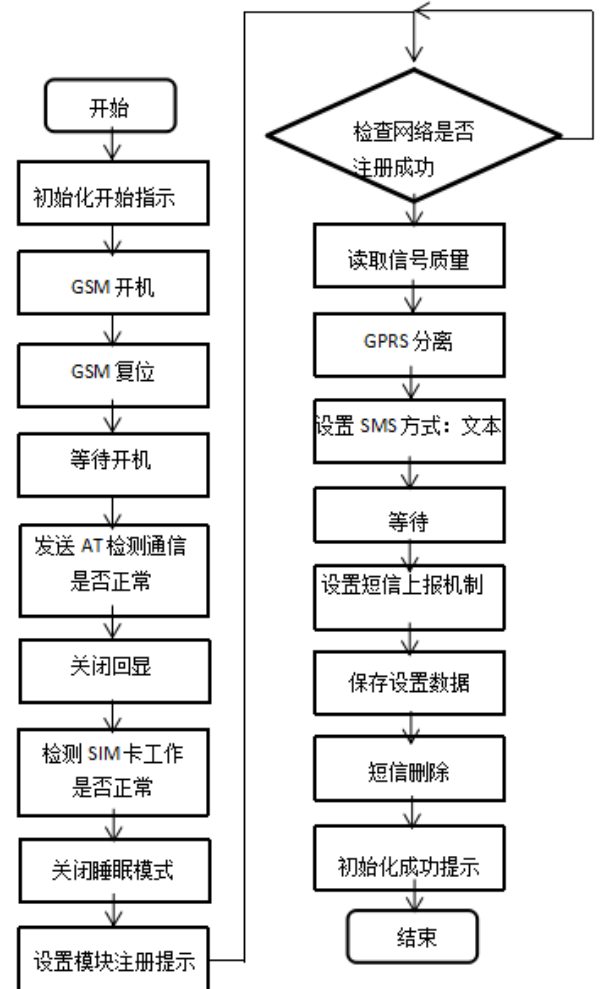


图 6 初始化 GSM 模块流程图

Fig.6 Initialize the GSM module flow chart

通过对整个系统的分析画出如图 7 所示的后面板程序。

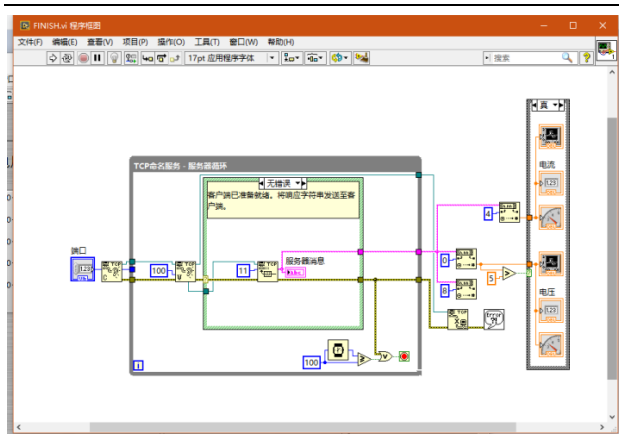


图 7 后面板程序图

Fig.7 Rear panel program diagram

4 测试结果

如图 8 是 Labview 前面板。循环运行后, 模块发送的数据已经显示在面板上, 并可以绘制出图象。根据所得的数据可以进行实时监控, 出现异常进行报警。

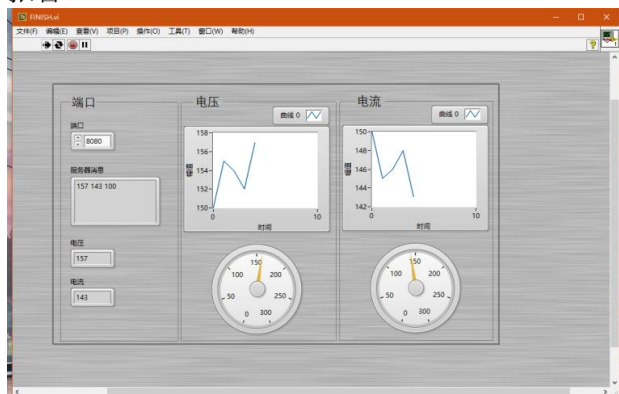


图 8 实时的电压电流曲线

Fig.8 Real-time voltage and current curves

接收到的数据可以实时显示在数码管上。可以通过直接观察屏幕来获知此时的充电情况。



图 9 数码管显示充电数据

Fig.9 The digital tube displays the charging data

5 结论

无线技术在工业及人们日常生活中的应用日益广泛, 作用也越来越突出, 尤其是某些监控及数据传输系统, 用传统的有线方式实现十分复杂, 甚至根本无法实现, 而无线技术使得某些监控及数据传输系统的建立得以实现并变得十分简单。结合 GSM 无线数据传输及网络应用技术、单片机技术、传感器技术、自动控制技术和软件编程技术设计一套基于 GSM 的电动汽车缆上充电远程监控系统。在监控点移动、无人值守、实时性要求低、网络覆盖面大、可不定动态监控的数据采集方面, 该系统与传统监控系统比较, 具有用户投资小、运营费用少、覆盖范围广、安全性高、操作简单、通用性较强等特点。

参考文献

1. 宋超, 李欣, 董静薇. 基于 tc35i 和 MSP430F149 的无线数据采集系统[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2007, 12 (2): 103-106.
2. 姜进, 王鑫, 杨慧中. 基于 MSP430 单片机的无线环境监测系统的设计 [J]. 江南大学学报: 2011, 10 (1): 45-48.
3. 李海涛, 雷文东, 汪建敏, 等. 基于 ARM7 的人机接口模块设计 [J]. 新特器件应用, 2010, 12 (3): 7-10.
4. 杨锴. USB 接口设计及其在控制系统中的应用 [D]. 北京: 北京邮电大学. 2010.
5. IQUIRE V. Security issues inscada networks [J]. Computers and security, 2006, 25 (7): 498-506.
6. [6] 樊静, 王建明. 基于 cc2530 的博物馆状况无线检测系统设计 [J]. 电子测量技术, 2011, 34 (6): 105-108.
7. [7] 陈巍. 运用单片机技术实现 GSM 网络质量检测系统的研究与开发 [J]. 自动化博览. 2009, 12: 86-88.
8. [8] 文俊峰, 张文爱, 王成等. 多接口数据通讯模块的研究与设计 [J]. 微计算机信息, 2007, 23 (4-2): 143-145.

平面模块集成化自动停车装置的设计*

孙慧超¹；郭金雨¹；张 熠²；杨子康¹

(1. 吉林大学 机械科学与工程学院；2. 吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要：随着机动车拥有量及其停车需求的快速增长，自动化机械式停车场近年来有了快速的发展，然而市场上已拥有的相关产品绝大多数为空间停车场，由于空间结构自身存在的安全风险及车辆存取时间较长，能耗及维护成本较高等诸多缺陷未能广泛普及应用。本文介绍的平面模块集成式自动停车装置，采用平面结构的设计，并通过模块集成，多存取口等结构特点，解决了已有产品的缺陷，在节约空间的同时安全，快速的存取车辆。

关键词：机械设计 自动化停车装置 应用研究

Design of Plane module integrated automatic parking device

Sun Huichao¹; Guo Jinyu¹; Zhang Yi²; Yang Zikang¹

(1.School of Mechanical Science and Engineering, jilin University; 2.College of Instrument Science and Electrical Engineering Jilin University)

Abstract : With the rapid growth of vehicle ownership and parking demand, automatic mechanical parking lot has a fast development in recent years, but most related products having on the market are the space parking lot, due to the security risk of space structure itself and vehicle access time is longer, energy consumption and maintenance costs are higher and many other defects, they not been widely applied. The plane module integrated automatic parking device in this paper, with the design of the plane structure, and the integrated module, multi access port structure, solves the existing products. The defects are safe and fast access to vehicles while saving space.

Key words : Mechanical design Automatic parking device application research

0 前言

机械式停车设备的应用已有 30 余年历史，发展较早、较好的有国家日本、韩国、德国等。在亚洲机械式停车设备采用较早、应用较普遍的是日本、韩国和我国台湾省。城市停车不但要占用相当规模的土地和空间，而且停车空间的分布和集中程度与城市地租收益的划分情况是一致的^[1]。这就是说，城市中土地价值最高的地区，也是停车需求量最高的地区，因而使停车空间的扩展相当困难，需要付出很高的代价。机械式立体停车库为停车难问题提供了一种解决方法，我国机械式立体停车设备的研究工作从 20 世纪 80 年代开始，目前市场上已拥有如升降横移式，巷道堆垛式，垂直提升式等多种结构的机械化立体停车设备^[2-3]，但立体停车设备结构复杂，安全性低，使用风险大且成本较高等诸多缺陷限制了其广泛的应用，市场巨大潜在市场的机械式停车产业一直未能进入高速发展时期^[4]。

为此，针对市场需求及立体停车装置的诸多缺陷，本文设计研发了平面模块集成化自动停车装置，具有结构简单安全，空间适应性强，车辆存取时间较短等诸多优点，为城市停车难问题提出了一种新的解决方案。

1 设计要求及总体方案设计

1.1 平面模块集成化自动停车装置的设计要求

结合市场立体停车装置的缺陷及对于平面模块集成化自动停车装置的功能设想，我们对装置提出了如下的设计要求：

(1) 平面模块集成化自动停车装置为满足对不同停车空间大小的适应性，应具有可拼接的特点，对于不同大小的空间，模块集成出不同大小不同停车数量的装置。

(2) 平面模块集成化自动停车装置需要同时存取多个车辆，以节约车主的时间，故装置应设置多列多个存取口，实现迅速存取车辆的要求。

(3) 平面模块集成化自动停车装置，作为自动停车技术领域的设计，应实现控制全自动化的要求，存取车辆全程系统控制，方便快捷。

1.2 平面模块集成化自动停车装置的总体设计方案

根据前文所述设计要求，设计出平面模块集成化自动停车装置的机械结构，示意图如图一所示，其结构特征共包括(1)载车平台 (2)平台夹头 (3)升降移动半月板 (4)平衡光杠 (5)升降传动丝杠 A (6)移动平台(含螺纹旋合) (7)移动轮 (8)移动传动丝杠 B (9)丝杠支架 (10)拼接轨道，此外并

* 指导老师：孙慧超

项目类型：大学生创新训练项目（2017B41223）

包含两类步进电机, 联轴器, 同步带及带轮。

车辆存入的运行原理是: 首先于每列装置最外端额外增加一列轨道及丝杠, 此位置可设为位置一。车辆准备驶入时, 升降移动半月板将该列轨道预备停车位置的载车平台装夹, 轨道两侧的升降传动丝杠 A 端处步进电机同时运转, 两根丝杆同步运转, 进而带动升降移动半月板沿竖直方向提升, 载车平台被同时带动提升。此时, 移动传动丝杠 B 端处步进电机运转, 并由同步带轮保证两根丝杆同步运转, 进而带动移动平台及移动轮沿拼接轨道纵向移动, 在移动到位置一之后, 升降传动丝杠 A 带动升降移动半月板及载车平台降落, 车辆驶入载车平台。再由升降传动丝杠 A 带动升降移动半月板及载车平台还有车辆提升, 移动传动丝杠 B 带动移动平台及移动轮沿拼接轨道运行至载车平台原有位置, 将车辆与载车平台下落, 升降移动半月板松开与载车平台的装夹, 完成车辆的停放过程。

2 具体结构设计

如图 1 所示, 根据装置的总体设计方案, 对装置各个结构做出如下的具体设计说明:

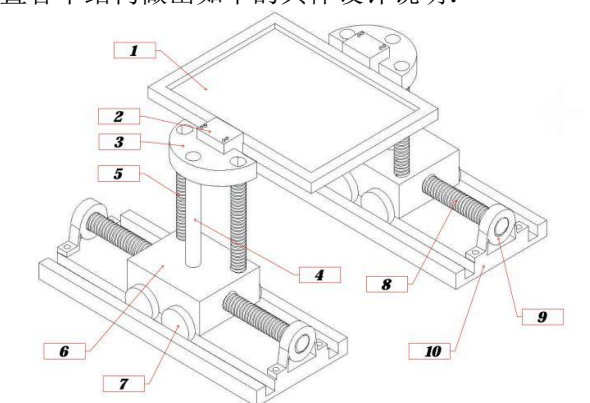


图 1 结构轴测图

Fig.1 Isometric drawing of structure

结构(1)载车平台配备于各列各节轨道, 用于装载并停放车辆, 平台可设立边界及卡槽以防止车辆运输过程中可能出现的滑动甚至滑落, 也可在本产品上延伸配置安全装置实现车辆的防盗。

结构(2)平台夹头用于装夹载车平台同时连接半月板, 于平台两端同时配置安装, 平台夹头与半月板之间以螺栓连接(前后两处对称分布), 与载车平台间需采用可控制连接以保证对平台实施装夹后的移动及解除装夹后于固定位置的停放。

结构(3)升降移动半月板用于连接平台夹头与平衡光杠及升降传动丝杠 A, 与升降传动丝杠间采用螺纹旋合, 丝杠的转动转化为半月板的升降, 与平衡光杠间采取间隙配合以防止产生较大摩擦从而增加功率及两个零部件的受损。

结构(4)平衡光杠用于连接升降移动半月板及移动平台, 光杠与升降传动丝杠之间以非直线排列的结构方式, 提高了车辆在运输过程中的稳定性, 避免车辆与载车平台的侧摆, 平衡光杠要保证一定

的横截面积并选用一定强度的材料, 避免在承受端部扭矩时发生变形丧失作用, 影响装置运行。

结构(5)升降传动丝杠 A 负责带动载车平台, 平台夹头, 升降移动半月板及所运输车辆, 使其可在竖直方向上顺利移动, 为保证传动的灵活性并减小摩擦损耗, 采用滚珠丝杠传动, 为保证两根丝杠的同步运行, 于同侧两根升降传动丝杠下方接近移动平台处分别安装同步轮以及同步带, 步进电机可置于任一根丝杠上方通过联轴器与移动传动丝杠 A 相连, 电机接驱动器, 驱动器接控制板, 控制步进电机正反转及设定圈数控制结构载车平台, 平台夹头, 升降移动半月板及所运输车辆按照需求上升或下降

结构(6)移动平台及结构(7)移动轮负责车辆沿拼接轨道的纵向运输, 移动平台含内螺纹与移动传动丝杠 B 旋合, 以移动传动丝杠 B 的旋转带动移动平台的纵向移动, 移动平台横截面积适中以在节约空间的同时不影响上方装置平衡光杠, 升降传动丝杠 A 及其上同步带轮的空间分布, 移动轮在每侧安置两个或以上保证移动平台的稳定性。

结构(8)移动传动丝杠 B 带动移动平台及移动轮的纵向移动, 为保证传动的灵活性并减小摩擦损耗, 采用滚珠丝杠传动, 为保证两根丝杠的同步运行, 于同侧两根移动传动丝杠 B 分别安装同步轮以及同步带, 步进电机安装在任一根丝杠端部通过联轴器与移动传动丝杠 B 相连电机接驱动器, 驱动器接控制板, 控制步进电机正反转及设定圈数控制结构移动平台及移动轮的纵向移动, 而对侧与同侧的步进电机可给予同步的启动从而保证两侧同步。为满足不同大小空间对装置纵向长度的要求, 移动传动丝杠需实现可拼接性, 纵向相邻两根丝杠分别与结合端部加工一定长度的外螺纹及一定深度的内螺纹, 二者旋合连接并加销紧固从事实现可拼接性, 做到模块集成化。

结构(9)丝杠支架及拼接轨道分别起于两端托举丝杠及保证移动平台及移动轮沿轨道运行的作用, 为满足不同大小空间对装置纵向长度的要求, 拼接轨道需实现可拼接性, 相邻两段丝杠设置螺纹连接实现可拼接性, 做到模块集成化。

为了实现可拼接性, 以模块集成化的方式广泛适应于大小不同的停车空间, 如图二所示, 传动丝杠及运行轨道分段设置, 并均可通过螺纹连接实现前后两节或两段丝杠的可拼接性^[5], 可连接可拆解, 不同大小的空间可选择不同数量的传动丝杠及轨道。传动方面, 全部采用滚珠丝杠进行传动, 避免了齿形带回弹等因素的干扰, 同时可于丝杠一端安装同步轮及同步带, 保证丝杠的同步运行。为减少存取时间, 可于横向设置多列装置, 每列装置可独立运行独立存取车辆, 以多存取口的方式节约了存取时间。

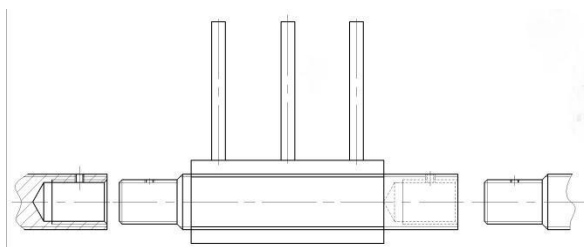


图 2 丝杠连接示意图

Fig.2 Schematic diagram of screw connection

3 系统控制说明

本装置的系统控制分为两个部分，一是对轨道上传动丝杠的控制，以实现移动平台于相应位置的停止与启动(设为程序 A)；二是对移动平台上传动丝杠的控制，以实现在移动平台停止时提升与降落载车平台(设为程序 B)。装置两个部分均采用单片机程序控制，将控制程序烧录至单片机控制板中，控制板连接驱动器，驱动器连接步进电机进而控制与电机连轴的传动丝杠^[6-7]。部分一控制板连接一个驱动器带动电机，由于轨道两侧两段丝杠用同步轮及同步带连接，故同时控制两段丝杠同步转动，程序 A 设定：步进电机正转 n 圈后停止相应间隔后反转 n 圈，丝杠返回初始位置，在该间隔内程序 B 运行。部分二由于两侧两段丝杠间存在载车平台，不便设置同步带轮，故一个控制板连接两个驱动器带动两个步进电机，进而控制两段丝杠同步转动。程序 B 设定：两步进电机 x, y 同时正或反转 m 圈后停止，可实现车辆及载车平台的提升及降落。

4 结果分析

根据设计方案研制出的自动停车装置样机可以迅速的对所提出的控制要求迅速的做出反应，以简单直观的操作方式、完善的控制系统达到了方便、有序的存取车的目的，系统稳定运行安全可靠。采用机械自动存取车方式使车辆运行轨迹精确，同时，由于机械存取的方式，使车位和车位之间紧密安排，提高了空间利用率。整个装置以平面短距离运行附带多存取口降低了车辆存取时间。并且由于装置运行体积较小，对机械装置的功率较小，降低了能耗，故障率低，减小了安全隐患以及后续维修人力成本。满足自动停车装置的功能要求，可以用于车流密集的小区或者停车场。

5 结论

不同于市场上常见的立体停车装置，平面模块集成式自动停车装置采用平面设计，结构安全性高，实现了模块集成可拼接性，多存取口全自动化等设计需求，解决了市场上立体停车装置存在的诸多问题，为现实生活中城市狭小地带停车空间不足，存取车辆时间长，效率低下，以及车辆随意停放导致的车辆安全隐患及车辆质量受损的问题

提供了一种新的解决方案。

参考文献

1. 张小娟. 基于 PLC 控制立体车库的设计. 电子设计工程. 2014 (12)
2. 李东阳, 宋晓芳. 立体停车场概述及发展前景分析. 价值工程. 2016 (12)
3. 张秋杰. 机械式立体车库设计综述. 科学与财富 2015 (09)
4. 方超林. 立体车库的发展现状及挑战. 中国高新技术企业. 2013 (09)
5. 向前峰. 长丝杠加工工艺的精度保证和技术测量. 中国科技博览. 2015 (24)
6. 桑运晓. 基于单片机的步进电机控制系统研究. 中国科技博览. 2017 (37)
7. 许波. 试析单片机应用原理及其自动控制应用方案. 数字技术与应用. 2017 (05)

无创血压测量技术研究概况*

李笑宇; 王楚元; 杨宇尧

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 本文介绍数种无创血压测量方法——听诊法、示波法、容积补偿法、动脉张力测定法、脉搏波速法和脉搏波参数测定法。重点对国内外上无创连续血压测量的新型实用技术进展进行较为详细的介绍, 如超声测压法以及小波分析和模糊识别技术在血压测量中的应用等。并依据研究现状对无创血压测量技术, 尤其是基于脉搏波速的测量方法的前景提出展望, 提出应用新技术进行连续的无创血压测量是当前的发展方向。

关键词: 无创 血压 连续测量

Survey of non-invasive blood pressure measurement technology

Li Xiaoyu; Wang Chuyuan; Yang Yuyao

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University.)

Abstract: This paper describes several non-invasive blood pressure measurement methods - stethoscopy, oscillometric method, volume compensation method, arterial tonometry, pulse wave velocity and pulse wave parameter determination. Focus on the domestic and foreign non-invasive continuous blood pressure measurement of new and practical techniques for a more detailed introduction, such as ultrasonic method and the application of wavelet analysis and fuzzy recognition in blood pressure measurement. Based on the current situation of research, the prospect of non-invasive blood pressure measurement, especially pulse wave velocity measurement, is put forward. It is proposed that continuous measurement of non-invasive blood pressure measurement should be the current development direction.

Key words: Non-invasive Blood pressure Continuous measurement

0 前言

血压是人体血液循环系统中的重要参数, 作为人体重要的生理指标之一, 可以反映人体诸多生理状态信息, 从而为评估健康情况提供重要依据。无创动脉血压测量相对于有创动脉血压测量具有安全方便、感染率低等特点, 在临床上得到了广泛的应用。传统间歇式血压测量的明显缺陷在于没有实现连续监测, 无法提供足够连续的数据, 而连续血压测量可以得到血压连续变化数据, 具有重要意义。因此, 无创连续血压测量的研究将是血压测量今后发展的重点^[1-3]。

1 传统无创血压测量技术

人体的无创血压测量研究开始于 1875 年。1876 年, 法国生理学家 Marey 提出了恒定容积法的测量技术原形。1896 年, Recklinghuasen 首先发现了直到现在也被广泛使用的无创血压测量技术, 示波法血压测量技术。1905 年, 苏联医生 Korotkoff 发现了柯氏音, 奠定了柯氏音听诊法血压测量技术, 无创血压测量从此才被临床上广泛的接受和应用, 并且还被誉称为无创血压测量的“金标准”。无创血压测量发展到今天, 出现了各种测量技术和产品, 并且因其携带方便、操作

简单、测量结果稳定等特点而被广泛应用, 其中最具代表性的是柯氏音听诊法、示波法和恒定容积法。

1.1 听诊法

听诊法又称柯氏音法, 是最早应用于测量血压的方法。其具体操作为通过给袖带加压, 阻断血液流动, 然后逐渐放气, 应用听诊器听脉搏声, 第一次听到的脉搏声的压力认为是高压, 即收缩压, 继续放气脉搏慢慢变轻, 当脉搏声平稳正常, 这时认为血管完全未收挤压, 也就是作为低压, 即舒张压, 但其准确度受人为因素影响较大, 包括人体主观感觉及袖带的标准等。

2012 年, 上海大学通信与信息工程学院的袁苑等人对传统的柯氏音法进行了改进, 提出了基于柯氏音识别法的自动控制系统。该系统是通过拾音器采集柯氏音信号, 经过二阶低通滤波器电路和放大电路, 通过 MIC 口接入 Android 模块的手机中, 用柯氏音的功率识别算法识别出收缩压和舒张压, 有效地解决了柯氏音的降噪和识别难题^[4]。

1.2 示波法

示波法也称震荡法, 应用始于 20 世纪 70 年代, 是目前血压检测中最常用的一种测量方法。其原理是通过给袖带充气来阻断上臂动脉血流, 然后间断性的放气, 建立脉搏波与袖带压力的变化关系, 来评估收缩压、舒张压和平均压。示波

* 指导老师: 李肃义

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017B65635)

法与柯氏音法相比，示波法测量血压有干扰较小，易于操作，重复性好，测量误差比较小等优点，但是测量血压值，计算收缩压和舒张压的算法没有统一的标准，目前大多数的设备对血压的判断都是通过经验算法，精度比较低，同时它还仍存在充气 and 放气的过程，所以无法实现连续测量血压。国内外许多学者为了进一步完善现有的示波法，提高其测量精度，对其进行了改进^[5]。示波法测量血压的关键是对血压和脉搏波信号的准确采集，最后通过适当的算法计算出收缩压和舒张压。血压和脉搏波信号采集的精确度的提高主要是对压力传感器、滤波电路和放大电路等的提高，这方面已经很成熟，改进的空间不是很大，所以大多学者主要研究血压的算法，通过算法提高其精度。

2008 年，柏荣庆等人提出一种“条件选择型”电子血压计，血压计的设计思路是针对不同身体条件的人群使用不同特征系数，在研发过程中利用统计学得到不同身体条件的特征系数，这种血压计比起目前市场上的电子血压计，测试准确度有所提升^[6]。2011 年，渥太华大学信息技术和工程学院的 Majid Mafi 等人研究出一个新型的基于脉冲波形的方法来估计血压，波形通过示波血压测量得到。定量的测量是通过利用脉冲波形来得到估计的动脉平均压、收缩压和舒张压。示波法脉冲波形的定量测量不同于并行的袖带的压力曲线，每一个定量测量的各个总的最大值和最小值是已知的，利用脉冲相应的最大值与最小值用来计算平均压（MAP）^[7]。

2 连续无创血压测量技术

2.1 动脉张力测定法

动脉张力测定法于 1963 年由 Pressman 最早提出，1967 年日本的 Colin 公司和 CBM 公司开发出商用产品。动脉血压张力测量法是一种连续测量血压法，通过对安置于桡动脉部位的压力换能器，对位于骨骼附近的动脉加压，使动脉血管呈扁平状，那么这时对该表面的力和动脉中的血压近似成比例，因此可以通过压力换能器检测到该表面的压力，因此可以得到一个心动周期的压力波形，和动脉压力的最大信号和最小信号，从而获得血压值^[8]。这一方法对传感器定位要求较高，测量时必须将动脉压在胳膊上，对于连续测量，很难保持传感器长时间的测量位置，因此应用该方法的仪器大多处在试验阶段。

2013 年，韩国科技与教育大学和首尔国立大学等大学的 Byeungleul Lee 和 JinwooJeong 等人提出应用张力测定法的悬臂式排列的血压传感器来测量血压。开发出一个血压传感器阵列，由小传感器组成的悬臂阵列结构，这样提高了它的空间分辨率，提高测量血压的精确度^[9]。

2.2 容积补偿法

容积补偿法，又称恒定容积法。1973 年，捷克人 Jan Penaz 深入地研究了恒定容积法血压测量技术；1980 年 Yamakoshi.K 应用光电容积法对血压测量进行了研究^[10]。假定血管的容积不发生变化，血管的内外压力相同，那么血壁就处于无负荷作用下。当血管内的压力发生变化，那么血管外的压力也要随之变化才能保证血管的容积不发生变化。此时通过测量外部压力间接得到动脉血压。现今在连续血压测量法中，容积补偿法是最成熟的，它能实现对动脉血压的变化进行实时跟踪。但是该方法在长时间测量时静脉充血影响大。被测部位长时间要保持一定的压力，舒适度较差，同时测试设备比较复杂。

目前，许多国内外学者对容积补偿法进行研究和改进，2009 年黑龙江大学机电工程学院的高树枚、宋义林和日本金泽大学工学部的田中志信、山越宪一提出给予容积补偿法的手腕式血压连续监测模块，模块以手腕处的桡动脉为检测部位，采用了局部加压式袖带和新型电空变换器^[11]。2011 年，IEEE 成员日本金泽大学的 Shinobu Tanaka 等人提出一拍接一拍血压监控模块，模块采用垫式袖带给桡动脉局部增压的方法，主要应用的原理是容积补偿法测量血压^[12]。

2.3 脉搏波速法（PWV）

脉搏波是心脏的振动沿动脉血管和血管向外传播而形成的，脉搏波的传播速度能够反映许多心血管的病理信息，通过脉搏波的波形和幅度可以推断出人体的血压等相关的人体生理信息^[13]。1966 年，Schimmler 通过统计学方法计算出脉搏波速与血压呈正相关关系。1976 年，Gribbin 和 Steptoe 及 Sleight 大量实验结果表明脉搏波速可靠地跟随血压变化。并由 Tanka 首次推算出动脉血压准确值，但是精度有待提高。

脉搏波速法必须是与标准的测量进行对比，建立脉搏波和血压值之间的数学模型。测量时，把所需的参数带入血压方程式就可以得到收缩压和舒张压。脉搏波速法不需要外加压力就可以舒适的完成测量。这种方法可以准确的测量平均压和收缩压，但是对于舒张压就有一定的离散型，还需进一步的提高其精度^[14]。2008 年捷克希特拉瓦技术大学的 Petr Zurek 等人提出一种应用近红外 CCD 相机与脉冲传输时间两个模块对血压值得测量进行比较，建立统计分析的数学模型，通过脉搏波传导计算舒张压和收缩压^[15]。

精确测量血压的关键问题之一在于血压信号特征的有效提取，国内外学者对这一方面进行改进。利用小波变换和模糊识别技术相结合可有效检测脉搏波信号峰点，精确计算出脉搏波传导时间，有效地完成有用信号的特征提取，从而准确地确定出人体的高低血压值。2008 年，浙江大学生物医学工程与仪器科学学院的李顶立等人，提出了一种基于脉搏波速法，采用小波变换检测脉搏波信号峰点，准确计算脉搏波传导时间，并

在此基础上推算出人体动脉血压的原理和方法。它解决了其他基于脉搏波速法的血压采集系统所存在的心电、脉搏波信号同步性差,以及计算精度较低的问题。仪器误差 $\leq 8\text{mmHg}$,均方差值 $\leq 8\text{mmHg}$,符合美国医疗器械促进学会(AAMI)推荐的标准差不超过 8mmHg 的标准^[16]。

2016年,西南石油大学机电工程学院和重庆市肿瘤医院的顾亚雄等人针对脉搏波波速法无创血压测量中血压计算模型建模困难和模型计算精度较低的问题,结合 T_{PTT} 、 $\ln(T_{\text{PTT}})$ 及 $(1/T_{\text{PTT}})^2$ 等模量建立多模量血压计算模型。实验结果符合美国医疗器械促进学会 SP10-199 中对电子血压计差值不超过 8mmHg 的要求,证明了多模量血压计算模型用于无创血压测量的有效性^[17]。

2.4 脉搏波特征参数测定法

脉搏波参数测定法是通过脉搏波提取出可充分反映血压的特征点,根据脉搏波原理和动脉弹性腔理论建立血压与脉搏波特征参数间的关系。脉搏波特征参数常用的有主波高度、波上升时间、重搏波高度、重搏波相对高度、降中峡高度、降中峡相对高度、脉动周期等^[18]。

1996年罗志昌等人提出了一个以脉搏波波图面积变化为基础的脉搏波波形特征量 K 值的新的提取方法,通过理论分析和大量的实验证实值其较好地反映人体心血管模块中血管外周阻力、血管壁弹性和血液粘度等生理因素,它们是心血管疾病临床检查的重要生理指标^[19]。2002年焦学军、房兴业通过对血压和脉搏波特征参数关系的研究,提出选择多个与血压相关的脉搏波特征参数,通过逐步回归分析建立适合不同人群的特征方程,以实现血压的连续测量^[20]。

2014年,卡尔顿大学的 Xiaochuan He 等人研究了一种非侵入性方法来估计血压。其主要思想是测量脉搏传导时间(PTT),即心电图(ECG)信号的峰值与手指光电血管容积描记器(PPG)信号的随后峰值之间的延迟,并设计了三种二次峰值检测方法来揭示原始 PPG 信号的二次峰值以克服当 PPG 信号的重搏切迹不可观察时,PPG 信号主峰的位置和幅度将会改变的问题。使用从包含反映实际测量的临床信号数据的重症监护 II 多参数智能监测数据库中提取的实际 ECG、PPG 和血压测量值。结果证明了通过消除对 PPG 信号的重搏切迹影响,调整后的 PTT 可以用作动脉血压的指标^[21]。

2.5 超声测压法

超声测压法利用超声波对血流和血管壁运动的多普勒效应可用于检测血压,其特点是适用范围广,如对于婴儿和休克患者均能准确测得血压。此外,还可完整地再现动脉波。测量方法是在袖带下距袖带远心端 $1/3$ 袖带宽处各放2个传感器,1个负责向动脉发出超声波,1个负责接收反射波。在袖带放气期间,当肱动脉压与袖带压相等时,动脉壁开始振动并造成多普勒频移,

频移第1次被检出处的袖带压即为收缩压,频移显著减小处的袖带压就是舒张压。该方法的准确程度取决于传感器的位置,因此当身体活动时会引起传感器和血管之间超声波途径的变化,从而引起测量误差^[22]。

3 展望

连续血压测量有十分重要的临床价值,且随着设备精度提高和成本降低,无创血压测量技术成为当前国内外的一个共同发展方向。在大数据时代背景下,血压测量与无线网络技术和云技术相结合也成为必要的前进趋势。

在无创连续血压测量方法中,以脉搏波速法为基础的技术拥有广阔的发展前景。虽然目前脉搏波及其参数对个体差异等各种因素十分敏感,影响测量精度,且还没有脉搏波传导和动脉压相关关系的统一标准。若能结合多种检测手段找出血压变化与脉搏波之间的关系,血压测量精度将会有进一步提高,发展出区别于传统的基于脉搏波特征的测量方法,伴随新测量技术的应用,无创连续血压测量将会有良好的应用与前景。

参考文献

1. 魏安海,尹军,裴飞霸,等.无创连续血压测量技术的研究进展[J].中国医疗设备,2015,30(11):68-70.
2. 郑理华,窦建洪,何兴华,等.无创血压测量技术的改进与进展[J].中国医学装备,2013,10(3):49-52.
3. 于潇,林君,李肃义.无创血压测量技术的发展概况[J].广东医学,2012,33(15):2356-2359.
4. 袁苑,薛雷,何金胜.基于柯氏音识别法的自动血压测量模块[J].电子测量技术,2012,35(2):76-79.
5. 王维维,蒲宝明,李生金等.基于示波法测量血压的算法改进[J].计算机模块应用,2012,21(2):196-199.
6. 柏荣庆,魏景峰,沙宪政.电子血压计测量准确性研究及改进方法[J].求医问药:学术版,2013(4):166-167.
7. Mafi M, RaJan S, Bolic M, Groza ZV, DaJani RH. Blood Pressure Estimation using Oscilometric Pulse Morphology. 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS [C], Boston Massachusetts USA, August 30-September 3, 2011.
8. 徐克,周奇,韦云隆.血压测量[J].重庆工学院学报(自然科学),2008,22(1):164-167.
9. Lee B, Jeong J, Cho C, et al. Cantilever Arrayed Blood Pressure Sensor for Arterial Applanation Tonometry. IEEE NEMS2013[C]. Suzhou China,

2013. IEEE International Workshop on Medical Measurements and Applications Proceedings. IEEE, 2011:433-436.
10. Tanaka S, Nogawa M, Yamakoshi T, Yamakoshi K. Accuracy Assessment of a Noninvasive Device for Monitoring Beat-by-Beat Blood Pressure in the Radial Artery Using the Volume-Compensation Method[J]. IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, 2007, 54(10): 1892-1895.
11. 高树枚, 宋义林, 田中志信等. 基于容积补偿法的手腕式血压连续检测模块[J]. 中国医疗器械杂志, 2009, 33(5): 323-327.
12. D' Angelo LT, Lohmann M, Lueth TC. A new device for motion-aware ambulatory blood pressure measurement. 2011 5th International Conference on Pervasive Computing Technologies for Healthcare (PervasiveHealth) and Workshops[C], Dublin, Ireland, 2011
13. Ma T, Zhang YT. A Correlation Study on the Variabilities in Pulse Transit Time, Blood Pressure, and Heart Rate Recorded Simultaneously from Healthy Subjects. Proceedings of the 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference[C]. Shanghai China, 2005
14. Wang Q, Wang YP, Mei Z, Liu ZW. An Improved Algorithm for Noninvasive Blood Pressure Measurement. Bioelectronics and Bioinformatics (ISBB), 2011 International Symposium on[C]. Suzhou, China:2011
15. 张俊利, 蔺嫦燕, 杨琳. 脉搏波波形特征信息检测及与部分血流动力学变化相关分析[J]. 生物医学工程与临床, 2008, 12(2): 104-107.
16. 李顶立, 陈裕泉, 邢雷等. 基于小波变换的血压检测方法研究[J]. 浙江大学学报(工学版), 2008, 42(9): 1648-1652.
17. 顾亚雄, 杨涛, 包科, 等. 脉搏波波速法无创血压测量中多模量血压计算模型研究[J]. 中国生物医学工程学报, 2016, 35(6):691-698.
18. Martina J R, Westerhof B E, Van G J, et al. Noninvasive continuous arterial blood pressure monitoring with Nexfin®.[J]. Anesthesiology, 2012, 116(5):1092-1103.
19. 罗志昌, 张松, 杨文鸣, 等. 脉搏波波形特征信息的研究[J]. 北京工业大学学报, 1996, 22(1):71-79.
20. 焦学军, 房兴业. 利用脉搏波特征参数连续测量血压的方法研究[J]. 生物医学工程杂志, 2002, 9(2): 21-220.
21. He X, Goubran R A, Liu X P. Signal enhancement of wearable ECG monitoring sensors based on Ensemble Empirical Mode Decomposition[C]//
22. 任朝晖, 赵富强. 现代血压测量[J]. 计算机工程与应用, 2003, 22(9):54-56.

可调谐半导体激光吸收光谱去噪算法综述*

孟德壮; 亢嘉文; 王宏伟; 张天瑜

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院)

摘要: 基于可调谐半导体激光吸收光谱 (TDLAS) 的气体传感器得到了广泛的应用。由于 TDLAS 系统具有光学和电学双重特性, 所提取的信号具有较低的信噪比 (SNR)。在 TDLAS 信号处理中, 信号噪声问题会对系统精度产生较大影响。基于近年来的研究, 本文介绍了 TDLAS 系统这些常见问题, 并提出了相应的算法, 并通过实验证实了其有效性, 最后对这些算法的优缺点进行了总结。

关键词: TDLAS 信号处理 传感器

A Review of Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy Denoising Algorithm

Meng Dezhuang; Kang Jiawen; Wang Hongwei; Zhang Tianyu

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: Gas sensor based on Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy (TDLAS) has been widely application. Due to the TDLAS system has dual characteristics with optical and electrical, the extracted signal tends to have a lower noise-to-signal ratio (SNR). In the TDLAS signal processing, denoising will have a great influence on the accuracy of the system. Based on recent researches, this paper introduces these problems and presents some algorithms to deal with the corresponding issues, which have been experimentally confirmed its effectiveness. Finally, the merits and drawbacks of these algorithms are summarized in the conclusion.

Key words: TDLAS signal process sensor

0 前言

基于 TDLAS 技术的气传感器具有灵敏度高, 响应速度快, 稳定性高, 选择性高的优点, 经过了数年的发展, TDLAS 已经广泛应用于大气环境检测^[1-3], 医疗健康^[4], 工业生产过程^[5-6], 军事等领域中^[7-8]。基于 TDLAS 的传感器也在浓度、速度、压力、温度等信息获取中获得了越来越广泛的应用。然而, 由于其应用环境的多样性, 系统不可避免地受到各种环境噪声源的干扰, 更重要的是, 测量信号中会掺入大量来自电子元件 (高斯白噪声) 的影响^[9-10], 此外测量信号在解调时提取信号背景产生的误差也会大大限制系统的检测精度。因此, 对信号的预处理是十分重要的。

在 TDLAS 技术的发展过程中, 已经很多提高系统精度和测量分辨率的办法被提出^[11], 通常可以分为硬件改善与软件处理两类。在基于硬件的方法中, 通过增加参考光路的一类方法虽然有效, 但不可避免地增加了系统的复杂性, 也提高了传感器成本; 而通过改善光路或使用更好的电子元件虽然可以得以改善这些白噪声和基线偏移, 但这些硬件元件已经达到技术瓶颈, 可待研究的空间有限。这些年来, 数据处理技术不断发展, 在图像处理等领域中涌现出一些行之有效的

数据分析算法, 有一些已经被引入或改进以解决 TDLAS 中的吸收峰或者二次谐波信号的干扰问题, 也有一些算法被提出来解决 TDLAS 信号中针对性的问题, 实验表明这些后续的信号处理方法能够有效改善信号的提取精度。

1 影响 TDLAS 系统精度的因素

有很多因素能够对 TDLAS 系统的精度造成影响, 比如电子器件的白噪声, 背景提取过程中的误差, 信号的热漂移和大气压强的变化等, 一些误差甚至来源于光路中的灰尘和设备使用时的机械干扰。其中, 第一项干扰源比较具有普遍性, 这篇文章也主要针对这一问题的研究进行介绍。

信号去噪

从 TDLAS 系统中得到的信号往往具有更低的信噪比。由于近红外区域的气体吸收比中红外区域微弱, 吸收峰的幅值也比其他探测办法中的幅值小^[12], 尤其是在痕量气体探测中 (TDLAS 常被应用), 二次谐波信号十分微弱, 很容易淹没在各种噪声之中, 这些噪声可能来源于半导体制冷器 (TEC) 或锁相放大器的 $1/f$ 噪声或者电源的电压抖动。在这种情况下, 常被用来进行一般信号处理的算法, 比如最小二乘法, 不能有效地提取精确的期望信号。近年来, 一些先进的算

* 指导老师: 张天瑜

项目类型: 大学生创新训练项目 (2017A65291)

法被提出或引进到 TDLAS 系统中来处理低 SNR 信号, 包括小波变换^[13-15], 自适应 Savitzky - Golay 滤波算法^[16-18]和 EMD-FCR 算法^[19-22], 并且这些算法已经通过实验验证了对于解决实际问题是有作用的。

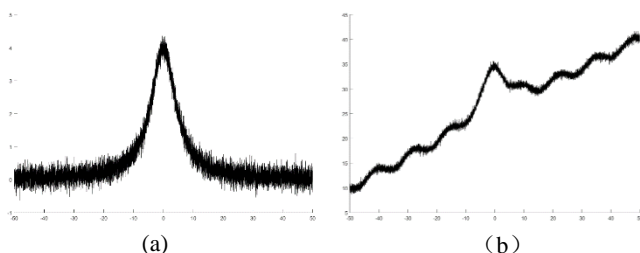


图 1 信号仿真 (a) 白噪声; (b) 多种干扰信号
Fig.1 Signal simulation. (a) White noise; (b) Multiple interference signal.

2 TDLAS 信号处理算法

应用于去噪与信号处理的算法^[23-24]已经有了一定的发展, 从早期的多信号平均法就是一种简单且应用广泛的方法^[25-26]。近年来, 很多种算法已经被开发, 从不同的角度去噪, 比如基于一些基于早期滤波原理的线型滤波器(如维纳滤波器和卡尔曼滤波器)^[27-28], 基于非线性回归的拟合算法比如最小二乘和基于信号分解重构的滤波方法比如经验模态分解等。一些策略被研究出以处理 TDLAS 中常出现的信号干扰。这篇文章将针对上面提到的问题, 介绍一些应对的办法。

2.1 去噪算法

噪声处理出现在各种领域的信号预处理中。小波变换, 自适应 Savitzky - Golay 与 EMD-FCR 被引进或提出用于 TDLAS, 他们在去噪问题上有着各自的优势, 在实际应用时可以根据特性进行选择或借鉴。值得一提的是, 除了去噪, 他们在理论上也可以一定程度地解决其他干扰问题。

2.1.1 小波分析

在一些研究中, 小波变换被引入 TDLAS 信号处理过程, 已经被广泛用于一些信号处理领域^[29]。小波分析是一种时频分析方法, 用于处理局部或暂态信号。它起源于傅里叶变换, 并且融合了信号平移和伸缩的思想, 具有时域和频域的双重局部性, 这种变分辨率分析方法同时专注信号低频上的趋势和高频上的细节。

由于其在时间域和频率域特殊性质, 解决了在 TDLAS 信号处理中的复杂问题: 吸收信号峰值本身就很小的同时, 又包含着低频上的波动(由温度漂移引起), 和高频上的突变信号(主要是高斯白噪声)。WT 提供了一种随信号频变化的窗, 使不同程度的噪声被分解到不同程度的子波带中, 因而, 高频时间分辨率得到改善, 频率分辨率在低频时变得更好^[30-32]。因此, 小波去噪是一种有力的方法来从严重污染的噪声中提取期望信号。然而, 小波变换的一个缺陷是其参

数的选择具有很强的主观性, 人为的误差将会很大影响算法的分解水平。在这一部分, 我们主要介绍小波变换用于 TDLAS 去噪的研究, 其中的实验过程与数据有很好的借鉴性, 也可以去除基线漂移的问题。

算法原理

在这篇文章中只介绍小波变换的关键思想, 具体的数学方法可以在参考文献中找到。描述基本原理选择母小波基函数, 进行尺度变换和时移, 形成一系列相关函数, 分析数据的近似值。然后结合这一系列函数(即小波变换)中的参数变换, 将分析的信号映射到不同的频率上, 以分解不同频率的信息成分。小波分析过程可以理解为窗观察过程, 利用一个大小固定的分析窗口, 通过改变窗口的形状来改变窗的分辨率和时频局部化特性。变分辨率分析的方法, 可以分别获取信号的低频信息及高频信息, 同时分析待测信号的概貌特征和信号细节。信号中的电噪声干扰通常就包含在其中的高频部分。

实验和结果

Hua XIA, Feng-zhong DONG*等人在 TDLAS 谐波信号提取中引入小波变换来应对低信噪比信号^[13], 在他们的文章中详细介绍了小波变换在 TDLAS 谐波信号提取中的应用及流程(选择合适的小波基, 选择信号分解的层次, 选择阈值等), 并且对 WT 处理过的信号与未处理的信号进行对比, 证明了 WT 可以显著提高信号情况。但是他们也指出小波变换无法解决乘法和卷积噪声的除去, 并且无法解决由于大气压强变化对吸收线型产生的影响。

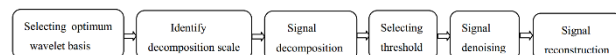


图 2 小波分析流程图, 该图引于参考文献 (39)。

Fig.2 The flow chart of wavelet transform. This figure was taken from Ref.[39].

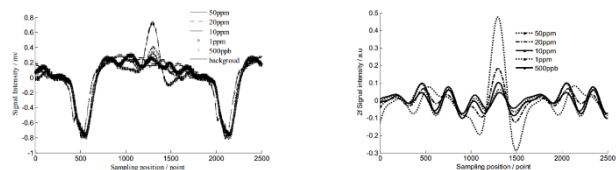


图 2 使用小波变换处理的信号 (a) 和未使用小波变换处理的信号 (b) 该图引于参考文献 (39)

Fig.2 WT signal (a) and without WT signal (b). This figure was taken from Ref.[39].

Chuan-Tao Zheng a*, Wei-Lin Ye 等人也研究了将基于辅助小波去噪的波长调制技术在基于 TDLAS 的近红外甲烷气体检测装置的应用^[14], 并且更进一步地证实了小波变换 (WT) 在低浓度气体探测情况下有更为显著的功效。在他们的实验中, 样本信号被设为低浓度 (ppm 量级) 与高浓度 (kppm 量级) 两类, 每组的每个样本气体在多次测量后对比了在有 WT 与无 WT 信号在高浓度与低浓度两种情况下的精度、响应时间和在低浓度下的最小测量限度、艾伦方差和检测稳定性。实验结果表明小波变换有效地改善了污染

信号,具有很强的实际意义,尤其是在低浓度探测中。

2.1.2 自适应 Savitzky - Golay 算法

S-G 滤波器是一种很经典的平滑去噪方法^[33],是光谱分析中常用的预处理方法之一^[34]。Jingsong Li 等人提出使用一种简单可靠的改进的 S-G 自适应滤波器用于 TDLAS 的信号处理^[16],在时间分辨率和系统成本较低的情况中有独特的优势。这种方法由 S-G 平滑滤波发展而来,但对于传统的 S-G 滤波器而言,然而,对于传统 S-G 滤波器而言,其有效性强烈依赖于窗口大小和拟合阶数的选择。我们在上文也提到,由于 TDLAS 系统中含有复杂的多频率噪声干扰,用固定窗口难以对其中的各个信号段匹配。这种新方法提出一个变化的窗口,并且针对 TDLAS 提出了两个额外标准来确定最佳窗长。相比小波变换众多的预设参数,这种自适应的算法减少了主观误差。

算法原理

基本的 S-G 算法步骤有三:1.选择窗长 2.为窗中的数据点选择多项式函数 3.通过多项式系数修正数据间隔中间的数据点。然后将数据窗向右平移一个采样点,重复上述过程。在这种改进的方法中,引入了两个标准来得出最佳窗长,“PolyFit”和阈值“Th”。“PolyFit”是多项式方程上的一个信号段,被视为无噪信号,在一个信号段的一次数据处理中,PloyFit 与 S-G 滤波数据的相关系数被用来评估最佳滤波器参数(而不是 SNR)。事实上,这个条件对于降噪是有效的,而对于信号保存是不可信的。阈值“Th”定义为“PolyFit”和 S-G 平滑滤波数据之间峰值高度的差异,被用来确保滤波器没有过多的信号失真。通过这种办法,每段间隔数据可以在最佳窗长下被修正,信号处理中潜在的信号畸变得到了缓解。

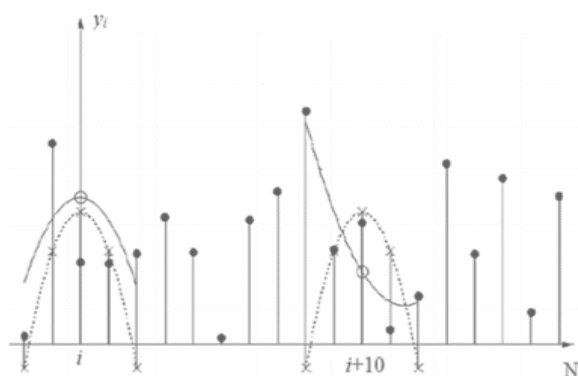


图 3 S-G 滤波器的多项式拟合。

Fig.3 Polynomial fitting of S-G filter.

实验和结果

一系列的实验被开展以证明该算法的有效性和其在各种情况下的应用性。这些实验结果表明这种改进的算法在实际应用中是可靠的,并且这种算法也可以用来构建具有不同背景结构特征(线性或非线性基线漂移)的 TDLAS 光谱的最优校准模型。然而,值得提出的是,在应用于具有不同采样点的模拟信号时,必须在降噪和时

间分辨率之间做出妥协。特别地,这种改进算法的滤波结果与基于小波变换的滤波器(使用 Stein 阈值策略,小波 db10 和分解级别 6)进行了比较。小波变换表现出了更强的去噪能力,但需要更多的参数(比如小波基,阈值和分解水平),此外,这种方法节约了时间成本并且更易实现。

2.1.3 EMD-FCR 算法

经验模态分解(EMD)算法是一种根据信号自身时间尺度特征而进行信号时域分解方法,由于其处理非平稳和非线性信号方面的优异性能而被广泛应用于很多领域^[35-38]。理论上来说,这种方法可以将任何复杂的信号分解成有限的本征模函数(IMF)而无需预先设置任何基函数^[39-41],信号的分解只依赖于信号本身的特性,这也是其于小波变换的本质区别。基于 EMD, Y Meng 等人提出了一种改进的算法将 EMD, S-G 滤波器(S-G 滤波器已在上文介绍),相关系数法相结合,称为 EMD-FCR 算法^[19]。这种改进算法,对于二次谐波信号处理有更好的适用性,提高了系统的精度。

算法原理

经验模态分解的基本思想是:将一个频率不规则的波分解成多个规则的波+残波的形式。原波形 = \sum IMF_s + 余波。其中每个 IMF 满足两个条件:1)在整个数据集中,极值的数量和过零点的数量必须相等或最多相差一个;2)在任何点,由局部最大值定义的包络和由局部最小值定义的包络的平均值为零。

在 EMD-FCR 算法中,每个 IMF 需要用 S-G 滤波器进行滤波,然后进行互相关运算来计算原信号与每个 IMF 的互相关系数,最后,每个滤波后的 IMF 被加权累加来重建一个新的信号。原信号中的一部分噪声被 S-G 滤波器消掉,余下的噪声与原信号相关度很低,因而在重构时占很小的比重,通过这种方法,大部分的噪声得到了抑制。此外,一些研究指出 EMD 算法的分解过程中可能会出现模态混叠现象。

实验和结果

算法分别通过仿真和实验进行了验证,在两次测试中,EMD-FCR 算法与 Wiener 滤波器, Kalman 滤波器和 Wavelet 滤波法进行了比较,结果显示 EMD-FCR 算法表现最好。通过这种方法,系统的 SNR 从 7.32 提升到 14.31。

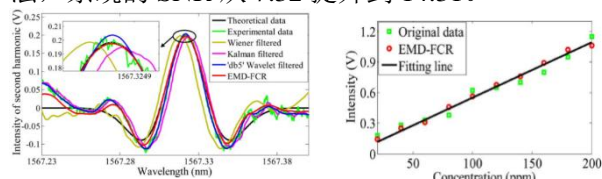


图 4 (a) 不同算法的处理效果对比 (b) 二次谐波与气体浓度的关系

Figure 4 (a) Performance of different method.
(b) Relationship between the second harmonic intensity and

gas concentration. This figure was taken from Ref.[42].

在进一步研究中,解调误差实验表明了算法长时工作的可靠性,变浓度实验表明了使用该算法处理的二次谐波与浓度表现出了很好的线性关系。此外,值得一提的是,实验也证明了 EMD-FCR 算法不仅抑制了噪声,也解决了二次谐波的基线漂移问题。

3 结论

在这篇综述中,文章首先介绍了 TDLAS 信号处理常出现的干扰,然后根据近年来的一些研究,介绍了 TDLAS 信号处理中一种普遍问题的解决方案。

对于信号去噪,近些年被广泛使用的小波变换就是一种强大的工具,但是小波变换算法依赖人为设置小波基,分解程度等很多参数,在这个过程中容易产生主观误差,对使用者的水平提出了很高的要求;自适应 S-G 滤波是一种窗口和多项式阶数会随信号局部特征而变化的 S-G 滤波器,精度更高,由于大多数商用软件的函数库中都包含 S-G 滤波器的函数,这种算法有很好的易实现性,但由于其本质是平滑滤波器,专精于高斯噪声,在一些 S-G 滤波器的实验中表明,如果信号中存在波动性较大的噪声,可能效果会不理想。EMD-FCR 的算法是基于 EMD 的改进算法,其滤波原理是信号的分解重构,能够很好地处理非平稳信号,而且这种算法也是自适应的(因为分解依赖信号自身的特性),然而,如果测量信号的尺度存在突变,EMD 算法可能存在模态混叠现象,因此这种算法也不是完美的。

在解决 TDLAS 信号处理问题时,其光学因素,电子因素,半导体激光器自身的性质都会带来干扰,针对这些问题,上述的这些算法都可以相应的进行参考或改进,扬长避短。然而,实际上,没有一种算法能解决一切信号问题,该思想已经被 “No Free Lunch” Theorem of Optimization (NFLT) 理论所证实。任何一种方法自身都不是完备的,但是算法中所包含的策略不被局限于算法自身,比如相关系数权重法,迭代法,自适应改进,细化问题分析的方案能够在任何问题的解决上找到立足之地。

参考文献

- Cassidy, D. T.; Reid, J. (1982). Atmospheric pressure monitoring of trace gases using tunable diode lasers. *Applied Optics*, 21(7), 1185-1190.
- Feher, M.; Martin, P. A. (1995). Tunable diode laser monitoring of atmospheric trace gas constituents. *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy*, 51(10), 1579-1599.
- Nikodem, M.; Wysocki, G. (2012). Chirped laser dispersion spectroscopy for remote open-path trace-gas sensing. *Sensors*, 12(12), 16466-16481.
- Risby, T. H.; Tittel, F. K. (2010). Current status of midinfrared quantum and interband cascade lasers for clinical breath analysis. *Optical engineering*, 49(11), 111123.
- Kluczynski, P.; Jahjah, M.; Nöhle, L.; Axner, O.; Belahsene, S.; Fischer, M.; ...; Lundqvist, S. (2011). Detection of acetylene impurities in ethylene and polyethylene manufacturing processes using tunable diode laser spectroscopy in the 3- μm range. *Applied Physics B*, 105(2), 427.
- Lackner, M. (2007). Tunable diode laser absorption spectroscopy (TDLAS) in the process industries - a review. *Reviews in Chemical Engineering*, 23(2), 65-147.
- Werle, P. (1998). A review of recent advances in semiconductor laser based gas monitors. *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy*, 54(2), 197-236.
- Werle, P.; Slemr, F.; Maurer, K.; Kormann, R.; Mücke, R.; Jänker, B. (2002). Near-and mid-infrared laser-optical sensors for gas analysis. *Optics and lasers in engineering*, 37(2-3), 101-114.
- Wang, F.; Cen, K. F.; Li, N.; Jeffries, J. B.; Huang, Q. X.; Yan, J. H.; Chi, Y. (2010). Two-dimensional tomography for gas concentration and temperature distributions based on tunable diode laser absorption spectroscopy. *Measurement Science and Technology*, 21(4), 045301.
- Kurtz, J.; Aizengendler, M.; Krishna, Y.; Walsh, P.; O'Byrne, S. B. (2015). Flight test of a rugged scramjet-inlet temperature and velocity sensor. In 53rd AIAA Aerospace Sciences Meeting (p. 0110).
- Wang, F.; Wu, Q.; Huang, Q.; Zhang, H.; Yan, J.; Cen, K. (2015). Simultaneous measurement of 2-dimensional H₂O concentration and temperature distribution in premixed methane/air flame using TDLAS-based tomography technology. *Optics Communications*, 346, 53-63.
- Buchholz, B.; Afchine, A.; Ebert, V. (2014). Rapid, optical measurement of the atmospheric pressure on a fast research aircraft using

- open-path TDLAS. Atmospheric measurement techniques, 7(11), 3653-3666.
13. Lins, B. ; Zinn, P. ; Engelbrecht, R. ; Schmauss, B. (2010). Simulation-based comparison of noise effects in wavelength modulation spectroscopy and direct absorption TDLAS. Applied Physics B, 100(2), 367-376.
14. Werle, P. ; Slemr, F. ; Gehrtz, M. ; Bräuchle, C. (1989). Wideband noise characteristics of a lead-salt diode laser: possibility of quantum noise limited TDLAS performance. Applied optics, 28(9), 1638-1642.
15. Frish, M. B. ; Wainner, R. T. ; Laderer, M. C. ; Parameswaran, K. R. ; Sonnenfroh, D. M. ; Druy, M. A. (2011, May). Precision and accuracy of miniature tunable diode laser absorption spectrometers. In Next-Generation Spectroscopic Technologies IV (Vol. 8032, p. 803209). International Society for Optics and Photonics.
16. Mueller, H. G. ; Weber, J. ; Hornsby, B. W. (2006). The effects of digital noise reduction on the acceptance of background noise. Trends in Amplification, 10(2), 83-93.
17. Mohammad, I. L. ; Anderson, G. T. ; Chen, Y. (2014, June). Noise estimation technique to reduce the effects of 1/f noise in Open Path Tunable Diode Laser Absorption Spectrometry (OP-TDLAS). In Sensors for Extreme Harsh Environments(Vol. 9113, p. 91130S). International Society for Optics and Photonics.
18. Chighine, A. ; Fisher, E. ; Wilson, D. ; Lengden, M. ; Johnstone, W. ; McCann, H. (2015, September). An FPGA-based lock-in detection system to enable Chemical Species Tomography using TDLAS. In Imaging Systems and Techniques (IST), 2015 IEEE International Conference on (pp. 1-5). IEEE.
19. Misiti, M. ; Misiti, Y. ; Oppenheim, G. ; Poggi, J. M. (Eds.). (2013). Wavelets and their Applications. John Wiley & Sons.
20. Li, J. ; Yu, B. ; Zhao, W. ; Chen, W. (2014). A review of signal enhancement and noise reduction techniques for tunable diode laser absorption spectroscopy. Applied Spectroscopy Reviews, 49(8), 666-691.
21. Zhang, K. ; Zhang, L. ; Zhao, Q. ; Liu, S. ; Chen, S. ; Wu, Y., ... ; Yang, X. (2017, October). Application of digital quadrature lock-in amplifier in TDLAS humidity detection. In AOPC 2017: Optical Spectroscopy and Imaging (Vol. 10461, p. 1046109). International Society for Optics and Photonics.
22. Tu, G. ; Dong, F. ; Wang, Y. ; Culshaw, B. ; Zhang, Z. ; Pang, T. ; Wu, B. (2015). Analysis of random noise and long-term drift for tunable diode laser absorption spectroscopy system at atmospheric pressure. IEEE Sensors Journal, 15(6), 3535-3542.
23. He, Q. ; Dang, P. ; Liu, Z. ; Zheng, C. ; Wang, Y. (2017). TDLAS - WMS based near-infrared methane sensor system using hollow-core photonic crystal fiber as gas-chamber. Optical and Quantum Electronics, 49(3), 115.
24. Werle, P. ; Slemr, F. ; Maurer, K. ; Kormann, R. ; Mücke, R. ; Jänker, B. (2002). Near-and mid-infrared laser-optical sensors for gas analysis. Optics and lasers in engineering, 37(2-3), 101-114.
25. Dong, L. ; Tittel, F. K. ; Li, C. ; Sanchez, N. P. ; Wu, H. ; Zheng, C. ; ... ; Griffin, R. J. (2016). Compact TDLAS based sensor design using interband cascade lasers for mid-IR trace gas sensing. Optics express, 24(6), A528-A535.
26. Wang, F. ; Chang, J. ; Wang, Q. ; Wei, W. ; Qin, Z. (2017). TDLAS gas sensing system utilizing fiber reflector based round-trip structure: Double absorption path-length, residual amplitude modulation removal. Sensors and Actuators A: Physical, 259, 152-159.
27. Shao, L. ; Yan, R. ; Li, X. ; Liu, Y. (2014). From heuristic optimization to dictionary learning: A review and comprehensive comparison of image denoising algorithms. IEEE Transactions on Cybernetics, 44(7), 1001-1013.
28. Gupta, K. ; Gupta, S. K. (2013). Image Denoising techniques-a review paper. IJITEE, 2, 6-9.
29. Werle, P. ; Slemr, F. (1991). Signal-to-noise ratio analysis in laser absorption spectrometers using optical multipass cells. Applied optics, 30(4), 430-434.
30. Masiyano, D. ; Hodgkinson, J. ; Tatam, R. P. (2008). Use of diffuse reflections in tunable diode laser absorption spectroscopy: implications of laser speckle for gas absorption measurements. Applied Physics B, 90(2), 279-288.
31. Bomse, D. S. ; Stanton, A. C. ; Silver, J. A. (1992). Frequency modulation and wavelength modulation spectroscopies: comparison of

- experimental methods using a lead-salt diode laser. *Applied optics*, 31(6), 718-731.
32. Hennig, O.; Strzoda, R.; Mágóri, E.; Chemisky, E.; Tump, C.; Fleischer, M.; ...; Eisele, I. (2003). Hand-held unit for simultaneous detection of methane and ethane based on NIR-absorption spectroscopy. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 95(1-3), 151-156.
33. Le Barbu, T.; Vinogradov, I.; Durry, G.; Korablev, O.; Chassefière, E.; Bertaux, J. L. (2006). TDLAS a laser diode sensor for the in situ monitoring of H₂O, CO₂ and their isotopes in the Martian atmosphere. *Advances in Space Research*, 38(4), 718-725.
34. Weibring, P.; Richter, D.; Fried, A.; Walega, J. G.; Dyroff, C. (2006). Ultra-high-precision mid-IR spectrometer II: system description and spectroscopic performance. *Applied Physics B*, 85(2-3), 207-218.
35. Buchholz, B.; Kühnreich, B.; Smit, H. G. J.; Ebert, V. (2013). Validation of an extractive, airborne, compact TDL spectrometer for atmospheric humidity sensing by blind intercomparison. *Applied Physics B*, 110(2), 249-262.
36. Michelucci, U.; Venturini, F. (2017). Novel Semi-Parametric Algorithm for Interference-Immune Tunable Absorption Spectroscopy Gas Sensing. *Sensors*, 17(10), 2281.
37. Wang, J.; Yu, D.; Ye, H.; Yang, J.; Ke, L.; Han, S.; ...; Chen, Y. (2011, November). Applications of optical measurement technology in pollution gas monitoring at thermal power plants. In *2011 International Conference on Optical Instruments and Technology: Optical Systems and Modern Optoelectronic Instruments* (Vol. 8197, p. 819702). International Society for Optics and Photonics.
38. Reid, J.; Labrie, D. (1981). Second-harmonic detection with tunable diode lasers—comparison of experiment and theory. *Applied Physics B*, 26(3), 203-210.
39. Xia, H.; Dong, F. Z.; Zhang, Z. R.; Tu, G. J.; Pang, T.; Wu, B.; Wang, Y. (2010, November). Signal analytical processing based on wavelet transform for tunable diode laser absorption spectroscopy. In *Advanced Sensor Systems and Applications IV* (Vol. 7853, p. 785311). International Society for Optics and Photonics.
40. Zheng, C. T.; Ye, W. L.; Huang, J. Q.; Cao, T. S.; Lv, M.; Dang, J. M.; Wang, Y. D. (2014). Performance improvement of a near-infrared CH₄ detection device using wavelet-denoising-assisted wavelength modulation technique. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 190, 249-258.
41. Li, J.; Deng, H.; Li, P.; Yu, B. (2015). Real-time infrared gas detection based on an adaptive Savitzky-Golay algorithm. *Applied Physics B*, 120(2), 207-216.
42. Meng, Y.; Liu, T.; Liu, K.; Jiang, J.; Wang, R.; Wang, T.; Hu, H. (2014). A modified empirical mode decomposition algorithm in TDLAS for gas detection. *IEEE Photonics Journal*, 6(6), 1-7.

TDLAS 系统中干涉条纹的去除算法综述*

亢嘉文; 孟德壮; 王宏伟; 张天瑜

(吉林大学仪器科学与电气工程学院, 吉林长春 130000)

摘要: 气体传感器性能的最常见的限制之一是由于例如光路中的表面之间的多次反射而出现不想要的干涉条纹。此外, 由于这些干涉的幅度和频率取决于光学元件的距离和对准, 所以它们受温度变化和机械干扰的影响, 引起信号的漂移。这篇综述总结了一些用于处理 TDLAS 信号中干涉条纹的算法, 能够针对性地改善光学干涉干扰, 改善传感器的测量精度。

关键词: 干涉条纹信号处理 TDLAS 传感器

A Review of Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy Interference Processing Algorithm

Kang Jiawen; MengDezhuang; WangHongwei; Zhang Tianyu

(College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University)

Abstract: One of the most common limits to gas sensor performance is the presence of unwanted interference fringes arising, for example, from multiple reflections between surfaces in the optical path. Additionally, since the amplitude and the frequency of these interferences depend on the distance and alignment of the optical elements, they are affected by temperature changes and mechanical disturbances, giving rise to a drift of the signal. In this paper, some algorithm for removing the interference fringe of TDLAS signal is introduced, these method can ameliorate the interference distortion pointedly, and improve the accuracy of sensors.

Key words: TDLAS signal processsensor

0 前言

可调谐二极管激光吸收光谱(tunable diode laser absorption spectroscopy)技术常用于气体浓度测量^[1-4],具有分辨率高^[5]、选择性强^[6-7]、探测灵敏度高、响应速度快等^[8-9]优点。但在实际测量中,由于待测气体浓度常为毫克每立方米至纳克每立方米量级,容易受到系统噪声的影响^[10-13]。在实际 TDLAS 系统中,光路误差引起的光学干涉条纹问题难以用常规的滤波算法解^[14],而精细光路,使用抗反射涂层等方法都一定程度上受到硬件本身性能的限制^[15-16],不能满足测量需求,且需要加入新的元件,提高了系统成本和复杂性。

数字信号处理技术是一种高速、高精度、低成本的解决办法^[17-19],对信号进行后期的处理能够在不改变硬件的情况下大大提高系统精度。近些年来,一些先进的算法被提出或引进 TDLAS 系统来去除干涉条纹对信号的影响^[20-22]。

1 TDLAS 系统中的干涉条纹

传感器中的光学元件是一种对精度有很高要求的元件,由于光的相干性,由于激光具有很强的相干性,所以 TDLAS 技术的检测灵敏度受到光

学干涉(噪声的严重制约,特别在低浓度时,光学干涉引起的基线起伏使得提取吸收峰波形信号时出现较大误差^[23],这些干涉是由于系统中反射或散射表面的多次反射产生的,一些误差甚至来源于光路中的灰尘和设备使用时对光路的机械干扰,然后展现出一个类似正弦函数的波动在测量信号上。与电噪声不同,由于干涉条纹的影响在低频段且幅度较大,在一些极端的情况下可能难以区分信号峰的位置。即便小波变换等综合性比较强的算法能够实现干涉条纹的去除,但在很多特殊的情况下难以达到高精度的提取,比如干涉条纹的幅值较大的情况。在一些研究中,一些用于去除干涉的方法被提出^[24],这些针对性的算法相比普适的方法而言有更为显著的效果。

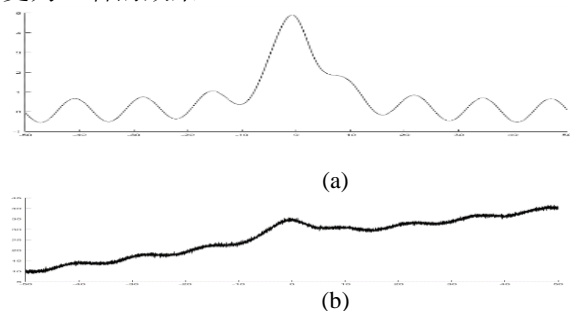


图 1 信号仿真 (a) 干涉条纹的仿真; (b) 含有白噪声的干涉条纹

Fig.1 Signal simulation. (a) Simulink ofinterference fringe; (b) interference fringe disturbof white noise.

* 指导老师: 张天瑜

项目类型: 大学生创新训练项目(2017A65291)

减少干涉条纹效应的最简单的方法是使用抗反射涂层和楔形或光学表面的角度^[25-26]。此外，干涉条纹也可以通过调整信号的调制参数来解决，根据干涉表面之间的距离确定特定的调制频率或调制方案，然后根据进行后续的处理和过滤。有关信号增强和降噪技术的全面综述可以在参考文献中找到。尽管所有这些方法在过去几年中的研究中都有很多应用^[27-28]，但是在具体应用的实施过程中还是有一定的局限性。例如，根据硬件选择特定检测方案可能会限制测量方法的灵活性，尤其在应用谐波测量法的 TDLAS 系统中，调制出的正弦信号与锯齿信号的比值本身就是影响系统精度很重要的参数。

2 TDLAS 干涉条纹处理算法

在很多实际情况中^[29]，干涉条纹去除白噪声的算法不能有效的去除信号的干涉条纹，尤其是在干扰比较严重的情况下难以达到比较高的提取精度^[30]。因此，在去掉信号的噪声后，下面这些方法可以用来去除干涉条纹，Levenberg-Marquardt 非线性拟合算法与半参数免疫干涉法分别从时域和频域的角度进行处理。

2.1 Levenberg-Marquardt 非线性拟合

Levenberg-Marquardt 非线性拟合^[31-32]是使用最广泛的非线性最小二乘算法，它是利用梯度，通过反复迭代来求最大（小）值的算法^[33-34]，进而求出待求参数的最优解，他同时具有梯度法和牛顿法^[35-36]的优点，且收敛速度较快。然而，L-M 算法一个明显的缺点是这种迭代拟合需要大量的计算，由于 TDLAS 系统的二次谐波信号 $2f$ 不是一个特别复杂拟合函数，没有过多的待估参数，该算法对于二次谐波信号仍是可用的，即便如此，在 YAN Jie 等人的文章中提到，他们的算法在一次迭代中处理器需要 6 万次左右的运算符操作，所以这种算法适合应用于有好的硬件支持的情况。

算法原理

由于 L-M 算法在一些领域应用较为广泛，这里没有详细说明算法的具体数学原理，而只是简单介绍一般的迭代步骤：

a. 选择初始值 x^0 和终止条件 ϵ ，计算

$$e^0 = \|Y - f(x^0)\| \text{ 并令 } \lambda_0 = 10^{-3};$$

b. 计算雅可比矩阵 J_x^k 并构造增量方程；

c. 求解增量方程，得到 Δ^{k+1} ；

d. 如果 $\|Y - f(x^0)\|$ 小于或等于 e^k ，则转发给 e；

否则令 $\lambda^{k-1} = 10\lambda^k$ 并回到 a.；

e. 如果 $\|\Delta^k\|$ 小于 ϵ ，则停止迭代并输出结果；否

则令 $\lambda^{k-1} = 10\lambda^k$ 并返回到 b.；

实验和结果

作者首先对基线噪声进行了测量，如图所示，在浓度为 0 的情况下，测量信号通过平滑滤波后（滤掉了大部分高频的电子噪声）仍有非常明显的波动。在非零浓度的测试中，拟合峰与实际峰出现了 15% 的浓度误差（作者提及这是降低 L-M 算法计算量所导致的），进行误差校正后，测得气体浓度与计算浓度的线性误差为 1.08%，值得指出的是，这个数字在 EMD 算法中是 0.103%，但由于两种算法的功能范围不同，测量设备也不同，这两个数值的比较不具备太大的意义（如：L-M 算法与 EMD 算法并不一定使用了相同的平滑滤波算法）。

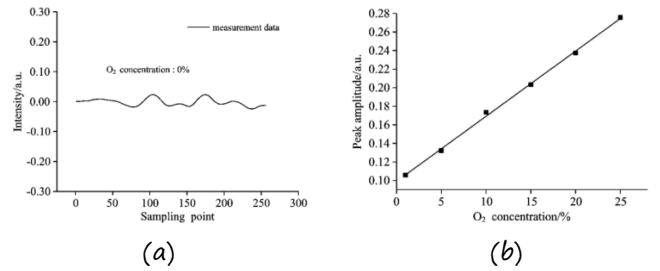


图 2 (a) 零浓度下的干涉条纹；(b) 二次谐波信号峰值与气体浓度的关系。

Fig.2 (a)Zero concentration fringe. (b)Relationship between the peak amplitude and gas concentration. This figure was adapted from Ref.[47].

2.2 半参数免疫干涉法

Michelucci 和 Venturini 提出了一种新的半参数法，用于消除由干涉引起的信号畸变和背景波动，应对强干扰信号有显著的效果。与上述一些时域算法比较，这种算法从频域的角度出发（消去信号扰动），解决了时域算法不擅长的问题。对于被条纹严重影响的信号（即便信号幅度比条纹小十倍），信号的时域波形已被严重干扰，常规的时域拟合难以还原信号本身，但这些干扰在频谱上很容易进行区分，且独立于干扰幅度。一般来说，TDLAS 系统中的吸收峰波形和二次谐波波形都可以用已知的线型建模，其 DFT 也可以算出，因此便可以对测量信号的 DFT 进行拟合，并且这种算法不需要输入参数。然而，对一般的频谱拟合算法来说，当信号干扰较小时，非期望因素对频谱的影响不够明显，不是这类方法适合应用的范畴。

算法原理

这种半参数免疫干涉法通过对应线型（如：洛伦兹线型）对目标信号进行建模，对线型求傅里叶变换得到对应的包含线型参数的频谱，通过频谱拟合确定线型参数，从而还原出信号本身。算法的步骤被总结在图中。首先在对测量信号进行 DFT 时，为提高精度，减少窗口效应，作者选择 Tukey 窗^[36-37]作为补偿窗口，使边缘快速下降到零。下一步是确定最佳的截止点 i_0 ，以便通过将 $i > i_0$ 的 DFT 拟合到线形的傅里叶变换的函数形式而获得的确定系数 R^2 最大化，在每次测量时算法都可以调整最佳 i_0 的值，避免了时间上的变化的影响。最后一

步即 fitting of DFT, 用线型的 DFT 来拟合测量信号的 DFT, 得到线型参数来确定目标信号。

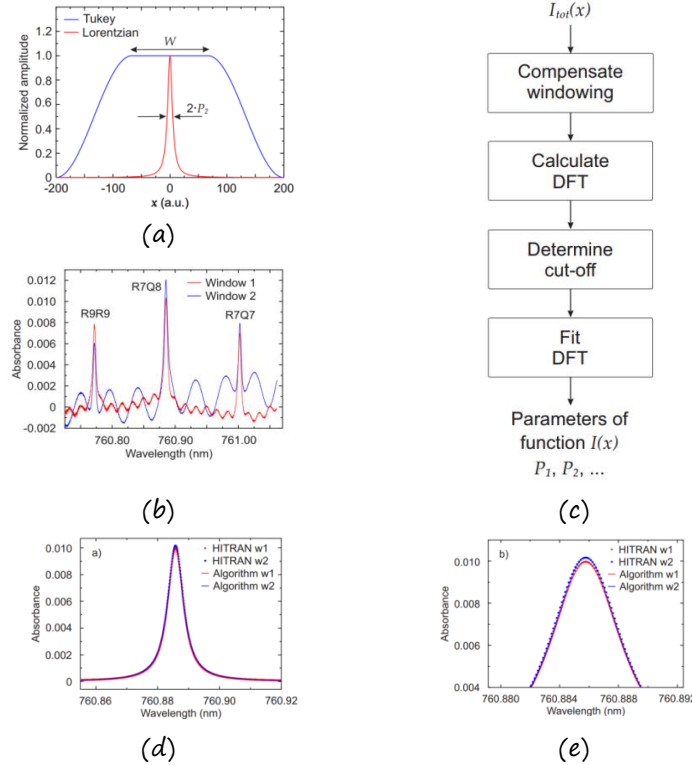


图 3 (a) Turkey 窗 (b) 制造的干涉条纹 (c) 算法流程图 (d) 实验结果 (e) 处理信号的细节。

Figure 3 (a) Turkey Window (b) Deliberately made interference fringe (c) Algorithm flowchart (d) Experimental result (e) Detail of processed signal. This figure was adapted from Ref. [48].

实验和结果

在仿真部分, 作者模拟了三种背景干扰来测试算法: 周期波动, 宽 FSR 的弱波动, 100 个 cos 函数的复杂波动。仿真结果表明算法在这三种情况下都能将偏差控制在 0.3% 以下, 只要背景干扰在频谱上有没有拟合障碍, 该算法都能很好的进行信号提取, 受幅值影响很小。

刻意制造的干涉条纹也用于测试算法的实用性, 两种厚度不同的窗下干涉出两种干涉条纹, 尽管干涉十分强烈, 提取的线显示与 HITRAN 数据库^[38]的预期曲线非常一致, 只有 0.1% 的面积偏差。这些数据都说明该算法在强干扰情况下可以有效提高系统精度, 有针对性地解决信号的背景波动。另一方面, 更多的实验也有待进行, 以测试研究该算法在其他特征干扰下的性能。

2.3 偏最小二乘法

最小二乘法 (CLS) 是目前商用仪器根据谱图反演浓度普遍采用的算法, 但只有当自变量数目不多时, 最小二乘法才具有较好的拟合特性。而在近红外光谱数据的统计分析中, 高维数是基本特征, 且自变量间常会有一些的相关性, 从而导致严重的共线性问题, 此时普通最小二乘法会出现病态解。偏最小二乘法 (PLS) 通过在潜变量上的正交投影以及一维潜变量上的回归问题来解决这一问题, 它可以同时实现回归建模、数据结构简化以及两组变量间的相关分析, 取得令人满意的定性分析效果, 并且 PLS 中光谱和含量的分解同时进行, 并将浓度

信息引入到光谱数据分解过程中, 从而使在光谱主成分直接与被分析组分浓度相关, 可以消除因为干涉条纹而带来的干扰。

算法原理

实验中采集的光谱, 浓度矩阵为 Y , 光谱矩阵为 X , 采用多次迭代求解的 NIPLS 方法, 从自变量与因变量 $\{X, Y\}$ 中提取主元 t 和 u , 用偏最小二乘法对 X 和 Y 分别进行主成分分解, 提取 r 个主成分, 即

$$X = TP^T + E = \sum_{i=1}^r t_i p_i^T + E$$

$$Y = UQ^T + F = \sum_{i=1}^r u_i q_i^T + F$$

式中 T 和 P 分别为测量矩阵 X 的得分矩阵和荷载矩阵, U 和 Q 分别为浓度矩阵 Y 的得分矩阵和荷载矩阵, E 和 F 分别为测量矩阵和浓度矩阵的残差矩阵。

经过迭代计算, 可得

$$\{X, Y\} \xrightarrow{PLS} \{T, W, P, Q\}$$

其中 W 为 X 的权重矩阵

$$W = X^T U / (U^T U)$$

且 $T = [t_1, t_2, \dots, t_r]$, $W = [w_1, w_2, \dots, w_r]$, $P = [p_1, p_2, \dots, p_r]$, $Q = [q_1, q_2, \dots, q_r]$

同时得到 Y 关于 X 的回归方程为

$$\hat{Y} = XB_{PLS}$$

$$B_{PLS} = W^*Q^T$$

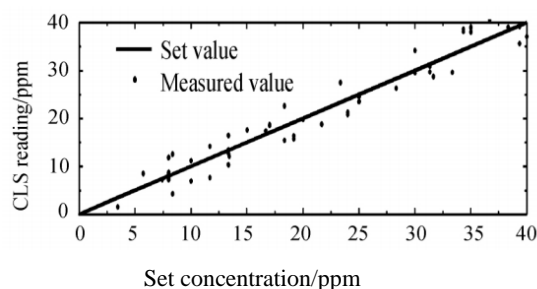
式中 B_{PLS} 为 Y 对 X 的偏最小二乘回归系数矩阵， $W^* = W(P^TW)^{-1}$ ， P^T, Q^T 是 P、Q 的转置矩阵。

实验和结果

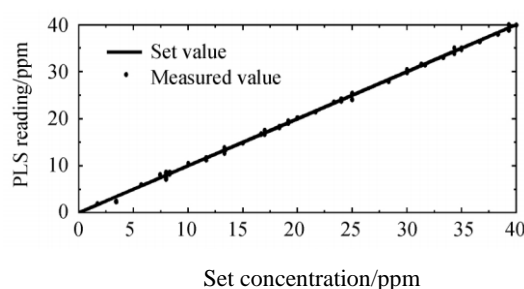
表 1 各主成分对应 PRESS 值

Table 1 PRESS value of each number of principal component

PC No.	1	2	3	4	5	6	7
PRESS	7820.80	7558.84	8639.07	3433.85	113.04	14.68	15.00



(a) Direct spectra deal with CLS



(b) Direct spectra deal with PLS

图 4 直测光谱设定值与测量值对比

Figure 4 Comparison between set value and measured value of direct spectra.

分析仪测量结果表明，该 CLS 模型对直测光谱数据处理得到的测量结果与设定值拟合度较差，计算得到 CLS 的相关系数为 0.9580，测量均方根误差 (RMSEP) 为 2.20ppm。PLS 模型处理得到的测量值与设定值线性匹配。计算得 PLS 的相关系数为 0.9988，测量均方根误差 RMSEP 为 0.37ppm。

3 结论

在这篇综述中，首先介绍了 TDLAS 系统中存在的干涉条纹问题产生原因和硬件层面的常用解决方案，针对这些方法的弊端，根据近年来的一些研究，文中总结了 L-M 非线性拟合，半参数免疫干涉算法和 PLS 偏最小二乘法三种后期处理算法。

L-M 是一种使用广泛的非线性最小二乘法，对信号进行时域拟合，这个算法有牛顿法和梯度法的优点，收敛速度快，但这种迭代拟合需要设备有较高的计算能力。半参数免疫干涉算法是一种频谱拟合算法，能够应对很多时域分析难以处理的情况，对强干扰的信号有很强的干涉免疫性，信号的提取独立于干涉的幅值，这种方法需要测量信号的干涉条纹在频谱上易于分辨，如果干涉条纹很小，可以直接进行时域拟合，无需分析频谱。PLS 算法是一种多因变量对多自变量的回归建模方法避免了最小二乘法所必须的大量参考光谱数据的存储，分析仪可省掉复杂的差分光谱系统，从而达到降低成本、提高系统鲁棒性和实时性的效果。

在这些算法的实际应用中，光学标准距干涉现象可能因为测量环境的不确定性增加更多干扰，在

作者使用天然气进行气体吸收实验，用 PLS 建模首先需要计算合适的主成分数，交叉校验根据差分光谱计算出的不同主成分数所对应的 PRESS 见表 1。当主成分数为 7 时，PRESS 有极小值，则该主成分数为最佳，利用该主成分数进行 PLS 建模。

选择相应算法时，除了参考文中给出的实验数据，也应根据每个算法的特点及限制进行判断，使得信号处理技术能够产生更具有应用性的效果。

参考文献

1. Cassidy, D. T.; Reid, J. (1982). Atmospheric pressure monitoring of trace gases using tunable diode lasers. *Applied Optics*, 21(7), 1185-1190.
2. Feher, M.; Martin, P. A. (1995). Tunable diode laser monitoring of atmospheric trace gas constituents. *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy*, 51(10), 1579-1599.
3. Nikodem, M.; Wysocki, G. (2012). Chirped laser dispersion spectroscopy for remote open-path trace-gas sensing. *Sensors*, 12(12), 16466-16481.
4. Risby, T. H.; Tittel, F. K. (2010). Current status of midinfrared quantum and interband cascade lasers for clinical breath analysis. *Optical engineering*, 49(11), 111123.
5. Kluczynski, P.; Jahjah, M.; Nähle, L.; Axner, O.; Belahsene, S.; Fischer, M.; ...; Lundqvist, S. (2011). Detection of acetylene impurities in ethylene and polyethylene manufacturing processes using tunable diode laser spectroscopy in the 3- μ m range. *Applied Physics B*, 105(2), 427.
6. Lackner, M. (2007). Tunable diode laser absorption spectroscopy (TDLAS) in the process industries - a review. *Reviews in Chemical Engineering*, 23(2), 65-147.
7. Werle, P. (1998). A review of recent advances in semiconductor laser based gas monitors. *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and*

- Biomolecular Spectroscopy, 54(2), 197-236.
8. Werle, P.; Slemr, F.; Maurer, K.; Kormann, R.; Mücke, R.; Jänker, B. (2002). Near-and mid-infrared laser-optical sensors for gas analysis. *Optics and lasers in engineering*, 37(2-3), 101-114.
9. Wang, F.; Cen, K. F.; Li, N.; Jeffries, J. B.; Huang, Q. X.; Yan, J. H.; Chi, Y. (2010). Two-dimensional tomography for gas concentration and temperature distributions based on tunable diode laser absorption spectroscopy. *Measurement Science and Technology*, 21(4), 045301.
10. Kurtz, J.; Aizengendler, M.; Krishna, Y.; Walsh, P.; O'Byrne, S. B. (2015). Flight test of a rugged scramjet-inlet temperature and velocity sensor. In 53rd AIAA Aerospace Sciences Meeting (p. 0110).
11. Wang, F.; Wu, Q.; Huang, Q.; Zhang, H.; Yan, J.; Cen, K. (2015). Simultaneous measurement of 2-dimensional H₂O concentration and temperature distribution in premixed methane/air flame using TDLAS-based tomography technology. *Optics Communications*, 346, 53-63.
12. Buchholz, B.; Afchine, A.; Ebert, V. (2014). Rapid, optical measurement of the atmospheric pressure on a fast research aircraft using open-path TDLAS. *Atmospheric measurement techniques*, 7(11), 3653-3666.
13. Lins, B.; Zinn, P.; Engelbrecht, R.; Schmauss, B. (2010). Simulation-based comparison of noise effects in wavelength modulation spectroscopy and direct absorption TDLAS. *Applied Physics B*, 100(2), 367-376.
14. Werle, P.; Slemr, F.; Gehrtz, M.; Bräuchle, C. (1989). Wideband noise characteristics of a lead-salt diode laser: possibility of quantum noise limited TDLAS performance. *Applied optics*, 28(9), 1638-1642.
15. Mueller, H. G.; Weber, J.; Hornsby, B. W. (2006). The effects of digital noise reduction on the acceptance of background noise. *Trends in Amplification*, 10(2), 83-93.
16. Misiti, M.; Misiti, Y.; Oppenheim, G.; Poggi, J. M. (Eds.). (2013). *Wavelets and their Applications*. John Wiley & Sons.
17. Li, J.; Yu, B.; Zhao, W.; Chen, W. (2014). A review of signal enhancement and noise reduction techniques for tunable diode laser absorption spectroscopy. *Applied Spectroscopy Reviews*, 49(8), 666-691.
18. Zhang, K.; Zhang, L.; Zhao, Q.; Liu, S.; Chen, S.; Wu, Y., ...; Yang, X. (2017, October). Application of digital quadrature lock-in amplifier in TDLAS humidity detection. In *AOPC 2017: Optical Spectroscopy and Imaging* (Vol. 10461, p. 1046109). International Society for Optics and Photonics.
19. Mohammad, I. L.; Anderson, G. T.; Chen, Y. (2014, June). Noise estimation technique to reduce the effects of 1/f noise in Open Path Tunable Diode Laser Absorption Spectrometry (OP-TDLAS). In *Sensors for Extreme Harsh Environments* (Vol. 9113, p. 91130S). International Society for Optics and Photonics.
20. Chighine, A.; Fisher, E.; Wilson, D.; Lengden, M.; Johnstone, W.; McCann, H. (2015, September). An FPGA-based lock-in detection system to enable Chemical Species Tomography using TDLAS. In *Imaging Systems and Techniques (IST)*, 2015 IEEE International Conference on (pp. 1-5). IEEE.
21. Tu, G.; Dong, F.; Wang, Y.; Culshaw, B.; Zhang, Z.; Pang, T.; Wu, B. (2015). Analysis of random noise and long-term drift for tunable diode laser absorption spectroscopy system at atmospheric pressure. *IEEE Sensors Journal*, 15(6), 3535-3542.
22. He, Q.; Dang, P.; Liu, Z.; Zheng, C.; Wang, Y. (2017). TDLAS - WMS based near-infrared methane sensor system using hollow-core photonic crystal fiber as gas-chamber. *Optical and Quantum Electronics*, 49(3), 115.
23. Werle, P.; Slemr, F.; Maurer, K.; Kormann, R.; Mücke, R.; Jänker, B. (2002). Near-and mid-infrared laser-optical sensors for gas analysis. *Optics and lasers in engineering*, 37(2-3), 101-114.
24. Frish, M. B.; Wainner, R. T.; Laderer, M. C.; Parameswaran, K. R.; Sonnenfroh, D. M.; Druy, M. A. (2011, May). Precision and accuracy of miniature tunable diode laser absorption spectrometers. In *Next-Generation Spectroscopic Technologies IV* (Vol. 8032, p. 803209). International Society for Optics and Photonics.
25. Dong, L.; Tittel, F. K.; Li, C.; Sanchez, N. P.; Wu, H.; Zheng, C.; ...; Griffin, R. J. (2016). Compact TDLAS based sensor design using interband cascade lasers for mid-IR trace gas sensing. *Optics express*, 24(6), A528-A535.
26. Wang, F.; Chang, J.; Wang, Q.; Wei, W.; Qin, Z. (2017). TDLAS gas sensing system utilizing fiber reflector based round-trip structure: Double absorption path-length, residual amplitude modulation removal. *Sensors and Actuators A: Physical*, 259, 152-159.
27. Shao, L.; Yan, R.; Li, X.; Liu, Y. (2014). From heuristic optimization to dictionary learning: A review and comprehensive comparison of image denoising algorithms. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 44(7), 1001-1013.
28. Gupta, K.; Gupta, S. K. (2013). Image Denoising techniques-a review paper. *IJITEE*, 2, 6-9.
29. Werle, P. (1995). Laser excess noise and interferometric effects in frequency-modulated diode-laser spectrometers. *Applied Physics B*, 60(6), 499-506.
30. Masiyano, D.; Hodgkinson, J.; Schilt, S.; Tatam, R. P. (2009). Self-mixing interference effects in tunable diode laser absorption spectroscopy. *Applied Physics B*, 96(4), 863-874.
31. Ranganathan, A. (2004). The levenberg-marquardt algorithm. *Tutorial on LM algorithm*, 11(1), 101-110.
32. Press, W. H. (2007). *Numerical recipes 3rd edition: The art of scientific computing*.

- Cambridge university press.
33. Wagner, S. ; Klein, M. ; Kathrotia, T. ; Riedel, U. ; Kissel, T. ; Dreizler, A. ; Ebert, V. (2012). Absolute, spatially resolved, in situ CO profiles in atmospheric laminar counter-flow diffusion flames using 2.3 μm TDLAS. *Applied Physics B*, 109(3), 533-540.
34. Wedderburn, R. W. (1974). Quasi-likelihood functions, generalized linear models, and the Gauss-Newton method. *Biometrika*, 61(3), 439-447.
35. Hartley, H. O. (1961). The modified Gauss-Newton method for the fitting of non-linear regression functions by least squares. *Technometrics*, 3(2), 269-280.
36. Tukey, J. W. (1967). An introduction to the calculations of numerical spectrum analysis. *Spectral Analysis of Time*, 25-46.
37. Harris, F. J. (1978). On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1), 51-83.
38. Rothman, L. S. ; Gordon, I. E. ; Babikov, Y. ; Barbe, A. ; Benner, D. C. ; Bernath, P. F. ; ... ; Campargue, A. (2013). The HITRAN2012 molecular spectroscopic database. *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, 130, 4-50.