

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

2017 年下半年

目录

基于数字化道路信息的智能快递系统的设计	张 尚; 刘志杰; 卢曼玉	1
基于 MSP430 的甲烷浓度测量及无线传输系统设计	高 鹏; 秦蔚莹; 李 想	9
多波长人体肌肉乳酸测量仪的设计	蔡 靖; 胡适然; 朱晓旭; 徐子童	15
基于车联网的柴油车环保监测系统的研究	刘 杰; 孙敏健; 陈子凡; 于承新	19
基于小波神经网络和遗传算法优化人体心电信号采集	陈 健; 梁冬梅; 刘瑛奇; 刘 杰	25
基于 Android 的穿戴式体温贴设计研究	蔡 靖; 刘华清; 刘伟峰; 孙梦岩	31
大功率 LED 电学参数模型的研究	王兆枫; 曹佳锐; 李 刚; 何宗泽	37
生物红外非接触体温测量补偿分析	蔡鹏飞; 席羽诺; 陈 郁; 魏庆丽; 蔡 靖	43
基于 stm32 的智能垃圾桶的设计与实现	许 权; 王明聪; 夏纫秋	47
一种基于片段相关的 WSOLA 语音变调改进算法	于生宝; 王钰戈; 吴子博; 田 昊; 田宝凤	53
航空电磁探测运动噪声的时频特征分析	庞奕荻; 张孝双; 钱泽利; 朱凯光	61
基于 PID 算法的三维磁补偿系统设计	焦 斌; 索 鹏; 王昭勋	67
基于电容耦合的非接触心电测量仪的设计	凌振宝; 范天姣; 周宇程; 于思佳	71
光强可追踪式光伏发电照明系统的研究	夏天成; 杨媛媛; 黄思博	75
基于 PNN 神经网络的手势识别研究	魏庆丽; 肖 玮; 梁伟强; 孙振超; 张 莉	79
微型全张量磁梯度测量装置设计	张文烨; 温艳玲; 朱文豪	85

基于数字化道路信息的智能快递系统的设计*

张 尚；刘志杰；卢曼玉

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130012)

摘要：针对目前人工配送快递包裹配送效率低下、占用大量人力物力的问题，本文设计了基于数字化道路信息的智能快递系统。数字化道路信息的智能快递系统包括小车系统、道路系统和管理站系统。小车系统包括自动行驶子系统、通讯子系统、自动投递子系统。其中自动行驶子系统，由 STM32 单片机通过判断超声波模块反馈的数据，控制 L298 驱动直流减速电机使小车行驶；通讯子系统中，由 YS-NEC 红外解码模块负责读取道路信息及红绿灯信号，由 SIM900A 模块负责小车与管理站下位机的通讯；自动投递子系统用密码锁模块以及 LCD5110 液晶显示屏来实现人机交互以及舱门的控制。道路系统包括节点信息通讯模块、交通灯通讯模块、拐弯信号通讯模块。其中节点信息通讯模块用 YS-NEC 红外编码发射模块来发送道路信息；交通灯通讯模块通过 YS-NEC 红外编码发射模块将交通灯状态发送给小车；拐弯信号通讯模块用红外对管为小车提供转弯信号。管理站系统包括上位机模块和下位机模块。其中的上位机 LabVIEW 显示界面主要负责监督管理小车的运行状态，下位机模块中的 STM32 单片机控制 SIM900A 为小车运行发送收件地点及收货密码信息。数字化道路信息的智能快递系统实现了快递配送的无人化和自动化，有效的解决了快件配送效率低的问题。

关键词：智能 快递系统 数字化道路信息

Design of Intelligent Express System Based on Digital Road Information

Zhang Shang; Liu Zhijie; Lu Manyu

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

Abstract: This paper designs an intelligent express system based on digital road information in view of the low efficiency of manual distribution and delivery. Digitized road information intelligent express delivery system includes car system, road system and management station system. Car system includes automatic travel subsystem, communication subsystem, automatic delivery subsystem. Automatic travel subsystem is automatically driven by the STM32 microcontroller of judging the ultrasonic module feedback data and controlling L298 DC motor to drive the car; and in the communication subsystem, the YS-NEC infrared decoding module is responsible for reading the road information and traffic lights, and the SIM900A Module is responsible for the car and the management station under the machine communication; automatic delivery subsystem with a password lock module and a LCD5110 LCD display achieves human-computer interaction and controls the door. The road system includes a node information communication module, a traffic light communication module and a turn signal communication module. The node information communication module transmits the road information with the YS-NEC infrared coding transmission module; the traffic light communication module sends the traffic light state to the car through the YS-NEC infrared coding transmission module; the turning signal communication module uses the infrared tube to provide the turning signal. The management station system includes the host computer module and the lower computer module. The host computer of LabVIEW display interface is mainly responsible for monitoring the operation of the car, the lower machine module of STM32 MCU controls SIM900A for the car to send the delivery location and receipt password information. Digital road information intelligent expresses delivery system to achieve the delivery of the unmanned and automated, and solve the problem of low efficiency of express delivery effectively.

Key words: Intelligent Express system Digital road information

*指导老师：王智宏

项目类型：大学生创新项目 (2016A65289)

0 前言

数据显示,一般商品加工制造的时间不会超过 10%,而九成以上的时间都是处于仓储、运输、包装和配送等物流环节,其中物流行业亦是如此。所以,提高物流效率,降低物流成本,对于已经从卖方市场进入买方市场,利润逐渐摊薄的物流行业也就变得尤其重要^[1]。

智能快递系统是一种运送快递的系统,它可以在客户下订单之后,替代原有的人力汽车运送方式,转而以智能化、快捷化、管理化的方式直接由卖家进行运送。

智能快递系统目前是智能物流系统里的一个方向,对未来的物流运输形式有重要意义^[2]。智能物流系统是在智能交通系统和相关信息技术的基础上,以电子商务方式运作的现代物流服务体系。它通过智能交通系统和相关信息技术解决物流作业的实时信息采集,并在一个集成的环境下对采集的信息进行分析和处理。通过在各个物流环节中的信息传输,为物流服务提供商和客户提供详尽的信息和咨询服务的系统。由此可见,智能快递系统是网络系统与电子商务的产物,他的出现是新型物流产业的体现^[3]。

基于上述实用性的考虑,本研究期望运用电子方面的基本原理,通过模拟运输与客户取货的方式,并运用信号与系统、模拟电子电路、单片机原理与应用等学科知识进行电子信号的数字化处理,最后通过综合计算分析得到较为科学可靠的实验结果。另外,本研究旨在完成对基本智能小车的基础上,创新性的运用在物流运输行业,并能控制小车的行进轨迹与判断取件人的正确性^[4]。这就大大提高了物流行业的运行效率,使得物流行业智能化的提升。本智能快递系统总体相对简易便携,适用于生活中实时使用,这也有助于电子技术应用的现代化^[5]。

1 系统总体设计

智能快递系统分为三个部分:

(1) 小车系统:分为自动行驶子系统、通讯子系统和自动投递子系统。其中自动行驶子系统包括驱动模块、测距模块和电源模块;通讯子系统包括小车信息及通讯模块;自动投递子系统包括客户人机交互模块、小车投递管理模块和仓门控制模块。

(2) 道路系统:包括节点信息通讯模块、交通灯通讯模块和拐弯信号通讯模块。

(3) 管理站系统:包括快递管理站模块。

小车上测距模块、驱动模块、人机交互模块、小车投递管理模块和信息及通讯模块。测距模块将距离测量数值送给小车管理模块判断是否大于安全距离,从而控制驱动模块。小车系统中人机交互完成取件人信息输入与核实,小车控制仓门开关,用户确认后更新信息。小车与道路系统之间的通讯通过数字化道路节点实现。小车与管理站系统之间的通讯利用 SIM900A 模块以收发短信的形式实现。各系统模块间的关系即系统框图如图 1 所示。

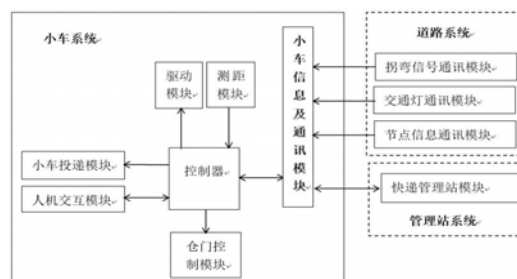


图 1 系统框图

Fig.1 System Block Diagram

2 小车系统设计

小车系统采用 STM32F407 单片机为主控制器,控制小车运行,管理超声波测距模块、小车与节点之间通讯、红外对管模块、驱动模块和 SIM900A 模块、自动投递模块,使各模块协调工作、稳定运行,完成运件派件过程^[6]。

小车主控系统流程图如图 2 所示。

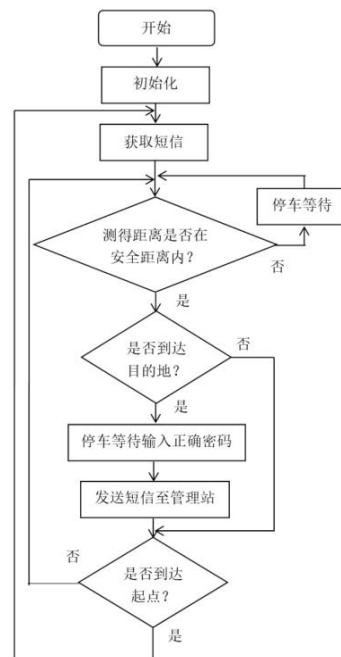


图 2 小车主控系统流程图

Fig.2 Car master control system flow chart

2.1 自动行驶子系统

2.1.1 驱动模块

驱动模块主要由 L298N 驱动模块以及直流电机组成, L298N 负责驱动直流电机, 使小车行走。驱动模块的 IN1 至 IN4 引脚分别与主控单片机的 F0 至 F3 相连, ENA 和 ENB 引脚与 5V 电源相连, GND 引脚与主控单片机 GND 引脚相连^[7]。L298N 驱动模块的电路图如图 3 所示。

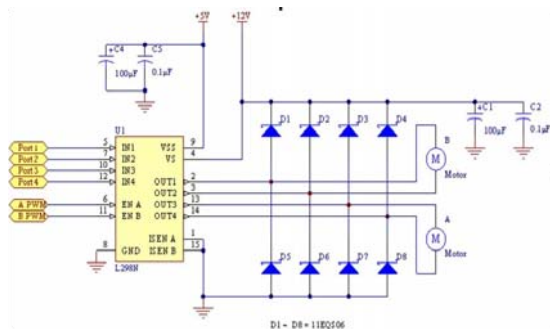


图 3 L298N 驱动模块电路图

Fig.3 L298N drive module circuit diagram

2.1.2 测距模块

US-100 超声波测距模块在小车运行时, 判断前方的安全距离。US-100 超声波模块与主控单片机的 USART6 相连。超声波模块的 RXD 与主控单片机的 TXD 相连; 超声波模块的 TXD 与主控单片机的 RXD 相连。超声波模块串口配置为波特率 9600bit/s, 起始位 1 位, 停止位 1 位, 数据位 8 位, 无奇偶校验, 无流控制。此模块自带测距结果温度补偿的功能, 可有效补偿不同温度环境对测距结果的误差, 从而实现较为精准的测距。

超声波模块测得的前方障碍物距离大于设定的安全距离时, 小车停车等待, 直至前方可安全行驶后小车继续行驶。超声波测距模块程序流程图如图 4 所示。

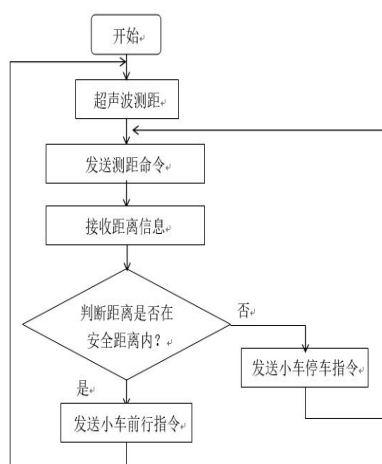


图 4 超声波测距程序流程图

Fig.4 Ultrasonic Ranging Procedure Flow Chart

2.1.3 电源模块

电源模块采用 12V 锂电池聚合物供电, 电池容量 4400mAh。此电池可多次充放电, 性能稳定, 容量大, 体积小, 满足各部件用电需求, 保证工作稳定性。

2.2 通讯子系统

小车信息及通讯模块由 YS-NEC 红外解码接收模块和 SIM900A 模块组成。小车上的红外解码接收模块获取到道路信息后, 将当前道路信息传输至小车主控单片机, 供主控单片机判断当前道路状态并确定运行状态。当小车到达各路口, 并且接收到节点信息后, 利用 SIM900A 模块向管理站传输当前小车位置信息和即将前往位置信息, 供管理站对小车进行管理监督。

2.2.1 红外解码接收模块

红外解码接收模块与小车主控单片机 USART5 相连。红外解码接收模块的 RXD 引脚与主控单片机的 TXD 相连; TXD 引脚与主控单片机的 RXD 引脚相连。红外解码接收模块串口配置为波特率 4800bit/s, 起始位 1 位, 停止位 1 位, 数据位 8 位, 无奇偶校验, 无流控制。红外解码接收模块通过接收编码信息解码后获取当前道路节点信息和交通灯信号。

红外解码接收模块程序流程图如图 5 所示。

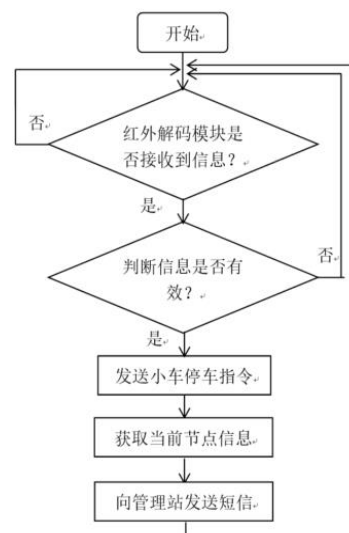


图 5 红外解码接收模块程序流程图

Fig.5 Infrared decoding receiver module program flow chart

2.2.2 SIM900A 模块

小车系统与管理站系统的通讯主要由 SIM900A 模块完成, 模块由 AT 指令进行控制。SIM900A 模块与小车管理系统主控单片机 USART3 相连。SIM900A 模块的 RXD 引脚与主控单片机的 TXD 引脚相连; TXD 引脚与主控单片机的 RXD 引脚相连。SIM900A 模块串口配置为波特的

率 9600bit/s, 起始位 1 位, 停止位 1 位, 数据位 8 位, 无奇偶校验, 无流控制。

小车在出发前获取来自管理站的短信息, 解析出目的地后开始运行。SIM900A 模块程序流程图如图 6 所示。

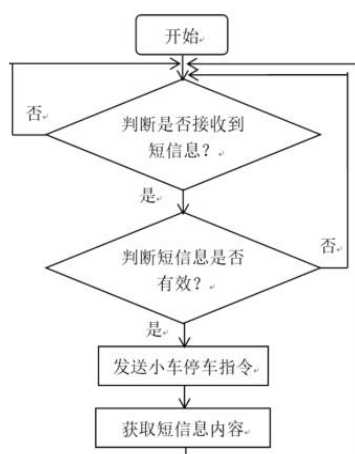


图 6 SIM900A 模块程序流程图

Fig.6 SIM900A module program flow chart

2.3 自动投递子系统

2.3.1 客户人机交互模块

客户人机交互模块由 4*4 行列式键盘和 LCD5110 液晶屏组成。其中 4*4 行列式键盘用于客户输入密码和开关仓。利用 LCD5110 液晶屏显示客户取件相关信息^[8]。LCD5110 液晶屏的 SCE、RES、DC、SDIN、SCLK 引脚分别与主控单片机的 D0、D1、D15、D14、D12 引脚相连; LCD5110 液晶屏仅四根 I/O 线即可驱动, 占用的 I/O 较少, 通信速度快, 工作电压为 3.3V。客户人机交互模块程序流程图如图 7 所示。

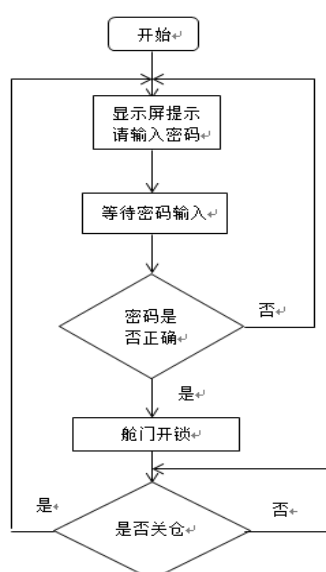


图 7 客户人机交互模块程序流程图

Fig.7 Client man - machine interaction module program flow chart

2.3.2 投递管理模块

投递管理模块当用户输入正确密码后, 打开仓门, 让用户取走快递, 用户通过键盘确认收件完成后, 小车关上舱门, 投递管理模块向小车系统发送指令, 进行下一个投递任务^[9]。

2.3.3 仓门控制模块

仓门控制模块由电磁铁组成。电磁铁采用微型贯穿式电磁铁, 采用 12v 电压供电, 行程 4mm, 通电时吸入, 断电释放, 作为模拟锁。货仓由纸盒模拟^[10]。

3 道路系统设计

道路系统包括节点信息通讯模块、交通灯通讯模块和拐弯信号通讯模块。在模拟路况的道路上 (如各路口) 设置信息点, 由 3 个 51 单片机进行控制管理, 分别实现 YS-NEC 红外编码模块正确发送节点信息、各个路口正确发送交通灯信号和红外对管模块在路口交汇处发送拐弯信号的功能。

YS-NEC 红外编码模块与各个 51 单片机串口相连。红外编码模块的 RXD 引脚与 51 单片机的 TXD 引脚相连; TXD 引脚与 51 单片机的 RXD 引脚相连。YS-NEC 红外编码模块串口配置为波特率 4800bit/s, 起始位 1 位, 停止位 1 位, 数据位 8 位, 无奇偶校验, 无流控制。红外编码模块传输当前道路节点信息和交通灯信号。利用红外对管发射模块发射拐弯信号。

3.1 节点信息通讯模块

节点信息通讯模块由 51 单片机和 YS-NEC 红外编码发射模块组成。由 51 单片机控制 YS-NEC 红外编码发射模块传输当前道路节点信息。51 单片机控制 YS-NEC 红外编码发射模块发送 “A1,F1,00,00,01”, 代表节点 1, 以此类推传输其他节点信息。

3.2 交通灯通讯模块

交通灯通讯模块由 YS-NEC 红外发射模块构成, 用于传输当前的交通信号灯状态, 通知小车是否可以继续行驶。

利用 51 单片机的定时器功能, 当定时时间到达时, 依次改变交通灯信号状态, 实现模拟交通灯的功能。51 单片机向 YS-NEC 红外编码发射模块传输信号为 “A1,F1,00,00,09”, 使 YS-NEC 红外编码发射模块发送红灯信号; 51 单片机向 YS-NEC 红外编码发射模块传输信号 “A1,F1,00,00,0a”, 使 YS-NEC 红外编码发射模块发送绿灯信号, 以此方法循环发送交通灯信号。交通灯通讯模块程序流程

图如图 8 所示。

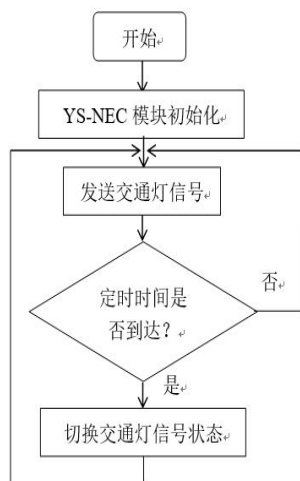


图 8 交通灯通讯模块程序流程图

Fig.8 Traffic light communication module program flow chart

3.3 拐弯信号通讯模块

拐弯信号通讯模块由 51 单片机和红外对管发射模块组成。在十字路口小车需要转弯的地方，由 51 单片机控制红外对管是否导通，即可为小车发送转弯信号。

4 管理站系统设计

快递管理站模块可分为下位机模块和上位机模块。快递管理站系统由上位机、SIM900A 模块和 STM32F103 下位机组成。上位机负责实现管理站与快递小车之间的通讯功能。利用串口实现下位机与上位机之间的通讯，将单片机的 TXD 引脚与 PC 端的 RXD 引脚相连，将单片机的 RXD 引脚与 PC 端的 TXD 引脚相连。串口配置为波特率 9600bit/s，起始位 1 位，停止位 1 位，数据位 8 位，无奇偶校验，无流控制。上位机接收小车当前位置利用“0xx1xx”协议接收（‘0’后面代表小车已到达节点，‘1’后面代表小车即将前往的节点）。上位机向小车传输目的地信息利用“2xx3xx”协议传输（‘2’后面代表第一个目的地节点，‘3’后面代表第二个目的地节点）。SIM900A 模块负责快递管理站与快递小车之间的通信功能。STM32F103 下位机控制快递管理站的运行，负责管理上位机和 SIM900A 模块，使各模块稳定运行，相互协调工作，实现快递管理站的功能。快递管理站系统框图如图 9 所示。

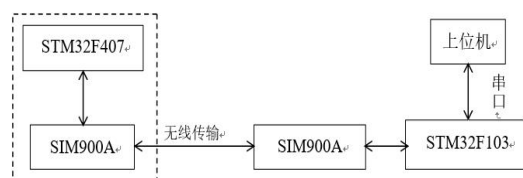


图 9 快递管理站系统框图

Fig.9 Express management station system block diagram

4.1 下位机模块

下位机 STM32F103 单片机控制管理站的运行，管理上位机和 SIM900A 模块。实现获取上位机信息和调控 SIM900A 模块接发短信的功能，其中上位机信息包括快递小车快件目的地信息和收件人电话号码信息。单片机控制 SIM900A 模块发送含有快件目的地信息的短信，并且获取 SIM900A 模块接收到的短信信息，确认快递小车当前位置和即将前往位置，将位置信息传输至上位机，供管理人员查看监督。STM32F103 单片机程序流程图如图 10 所示。

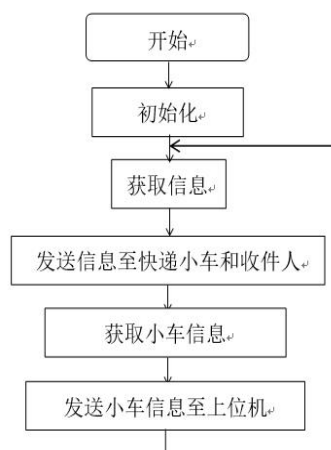


图 10 STM32F103 单片机程序流程图

Fig.10 STM32F103 single-chip program flow chart

4.2 上位机模块

快递管理站上位机界面如图 11 所示。此上位机界面用到的控件有：数值输入控件、数值显示控件、开关按钮控件、圆形指示灯控件、方形指示灯控件、确定按钮控件、文本框、字符串输入控件、字符串显示控件和 VISA 资源名称控件等。此上位机界面用到的函数有：字符串常量函数、比较函数、VISA 读取和 VISA 关闭等。此界面可进行串口设置，包括：终止符、XON/XOFF 字符、波特率、数据位、奇偶校验位、停止位和流控制。为了达到连续检测串口信息的功能，对串口的写入和读取进行循环扫描控制。LED 模拟路口用于显示小车运行状态，此功能由结构中公式节点函数实现。

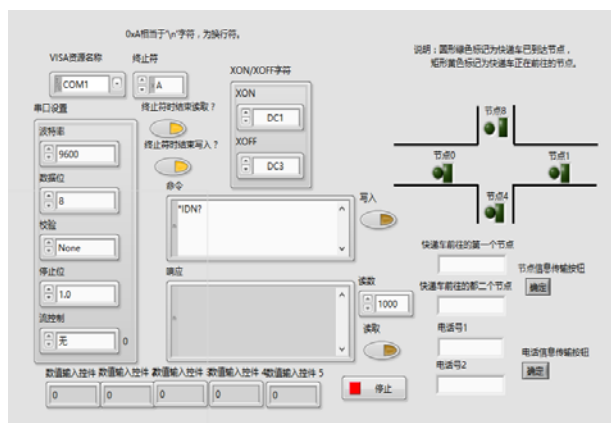


图 11 快递管理站上位机界面

Fig.11 Express management station host computer interface

上位机后面板串口接发程序如图 12 所示。此串口程序基于 LabVIEW 自身例程,进行了功能扩展,实现一般串口界面的相关功能。此界面可进行串口设置的内容包括终止符、XON/XOFF 字符、波特率、数据位、奇偶校验位、停止位和流控制。

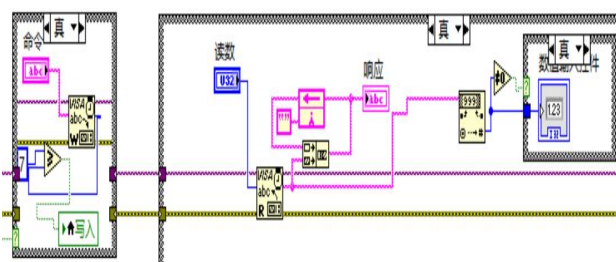


图 12 上位机后面板串口接发程序

Fig.12 Host computer rear panel serial access procedures

上位机后面板模拟道路信息程序如图 13 所示。此模拟道路信息程序可利用 LED 灯模拟当前小车位置,利用公式节点进行编程,充分利用 LabVIEW 和 C 语言各自的特点。

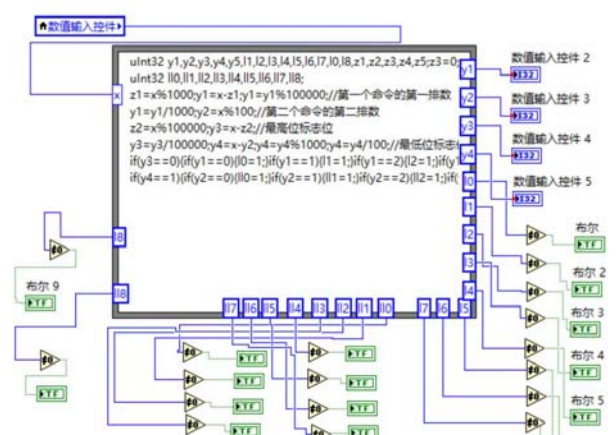




图 15 上位机显示运行道路界面

Fig.15 The host computer displays the running road interface

实验结果可见，小车按规划的路线节点 4→节点 0→节点 1→节点 4 行驶，到达目的地时能够等待开仓取件并向管理站反馈信息，上位机界面也能及时更新小车状态，通过所对应的绿灯信号来显示出来。最后小车能够自己返回仓库，等待下一次任务执行。基于数字化道路信息的智能快递系统实现了在模拟路况下的路线规划、行驶、通讯、邮件派发以及系统管理等功能，达到了设计需求。

6 结论

本文设计的基于数字化道路信息的智能快递系统包括小车系统、道路系统和管理站系统。小车系统包括自动行驶子系统、通讯子系统、自动投递子系统。其中自动行驶子系统，由 STM32 单片机通过判断超声波模块反馈的数据，控制 L298 驱动直流减速电机使小车行驶；通讯子系统中，由 YS-NEC 红外解码模块负责读取道路信息及红绿灯信号，由 SIM900A 模块负责小车与管理站下位机的通讯；自动投递子系统用密码锁模块以及 LCD5110 液晶显示屏来实现人机交互以及舱门的控制。道路系统包括节点信息通讯模块、交通灯通讯模块、拐弯信号通讯模块。其中节点信息通讯模块用 YS-NEC 红外编码发射模块来发送道路信息；交通灯通讯模块通过 YS-NEC 红外编码发射模块将交通灯状态发送给小车；拐弯信号通讯模块用红外对管为小车提供转弯信号。管理站系统包括上位机模块和下位机模块。其中的上位机 LabVIEW 显示界面主要负责监督管理小车的运行状态，下位机模块中的 STM32 单片机控制 SIM900A 为小车运行发送收件地点及收货密码信息。数字化道路信息的智能快递系统实现了快递配送的无人化和自动化，有效的解决了快件配送效率低的问题。

参考文献

1. 房殿军. 物流中心自动化解方案的创新发展——物流中心自动化解方案创新与发展之路[J]. 物流技术与应用, 2014, 19(9):78-82.
2. 张伟, 陈迎, 韩丽娜,等. 智能小车系统的设计[J]. 实验室研究与探索, 2011, 30(9):53-57.
3. 冯惠秋, 吕宁, 黄帅峰. 多功能智能小车的设计[J]. 职业, 2011(3):107-107.
4. 郭亮, 覃立伟, 李燃勇,等. 基于单片机的新型智能小车研制[J]. 硅谷, 2010(2):18-18.
5. 许寰. 智能小车的运动控制系统研究[D]. 中南大学, 2009.
6. 郑文超, 舒健, 宋煜,等. 基于 STM32 的智能快递系统[J]. 中国新技术新产品, 2017(13):10-11.
7. 施小宇. 基于 STM32 的智能快递系统研究与设计[J]. 电子技术与软件工程, 2014(1):132-133.
8. 钱坤, 薛凌云, 徐莹,等. 智能快递签收系统中的身份认证设计与实现[J]. 工业仪表与自动化装置, 2015(1):122-124.
9. 康德, 罗雄, 欧阳代富,等. 智能快递取件系统[J]. 通讯世界, 2016(12):225-226.
10. 谢洁杰, 赖松林, 赖云锋. 基于 S3C6410 的智能快递投递箱系统设计[J]. 微型机与应用, 2015, 34(7):92-94

基于 MSP430 的甲烷浓度测量及无线传输系统设计*

高 鹏；秦蔚莹；李 想

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130012)

摘要：以 MSP430F149 单片机为核心设计了一种甲烷气体检测无线传输系统。系统以 nRF24L01 芯片为无线传输模块，可以实现环境中甲烷气体浓度的实时采集、无线传输及与上位机通信。并通过最小二乘拟合、模糊修正、灵敏度修正、数字滤波等方法提高了测量精度。利用 LabVIEW 搭建人机界面，可以便捷实时的监控井下数据。通过与光纤传输数据进行对比的结果表明，系统测量精度为 6% 左右，当采样时间为 5ms 时，数据丢包率仅为 0.7%。本系统精度高、功耗低，为实现数字化、网络化井下测控和可视化综合管理提供了切实可行的方案。

关键词：甲烷浓度检测 无线传输 光纤传输 MSP430 LabVIEW

Design of Methane Detection and Wireless Transmission System Based on MSP430

GAO Peng; QIN Wei-ying; LI Xiang

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

Abstract: A methane gas detection wireless transmission system based on MSP430F149 is designed. This system used nRF24L01 as the wireless transmission module. It can realize the real-time data acquisition of the methane concentration in the environment, wireless transmission and communication with the host computer. The accuracy of measurement is improved by least square fitting, fuzzy revising, sensitivity correction and digital filtering. Using LabVIEW to build a convenient man-machine interface, can be real-time monitoring of underground data. The results compared with optical fiber data show that the system measurement accuracy is about 6%. When the sampling time is 5ms, the data packet loss rate is only 0.7%. The system is high in accuracy and low in power consumption. It provides a feasible scheme for realizing digital and networked underground measurement and control and visual integrated management.

key words: Methane concentration detection Wireless transmission Fiber transmission MSP430 LabVIEW

0 前言

甲烷是煤炭、石油和天然气开采中的一种常见气体。在开采这些能源的过程中，跟甲烷气体有关的矿井安全事故时有发生。因此，针对甲烷检测的研究工作具有十分重要的意义^[1]。

目前，我国甲烷检测主要有两大类，一是采取瓦斯巡回检查，即由专业人员手持瓦斯检测仪，定时定点的到矿井下去巡回检测，并做记录^[2]。这种方式主要存在以下几个问题：（1）人员的自身安全无法保障（2）记录的数据不容易形成网络，查询历史数据麻烦（3）查询一般有较长发的时间间隔，无法做到实时采集，若出现问题不易及时处理；二是

甲烷监控系统，由于井下环境复杂，矿井下甲烷的监测系统通常由光纤或是电缆与地面监控中心相连，进行数据的监控，主要存在以下几方面问题：

（1）有线传输维护复杂，费用高（2）已经搭建的线路不能根据施工环境的变化随意改变（3）由于布局的局限性，容易存在监测盲点。

基于现存问题，本文通过 MQ-4 对单节点的甲烷浓度进行测量，利用 nRF24L01 无线传输数据，可以实时采集甲烷浓度信号。把无线传输数据与光纤传输的数据进行对比，通过分析数据的丢包率、延迟间隔、有效传输距离等，为无线多节点网络式测量系统在理论上的可行性进行分析。

1 系统硬件设计

*指导老师：王庆吉

项目类型：大学生创新项目（2016B65673）

1.1 系统硬件设计概述

系统硬件主要包括:传感器模块、模数转换模块、微处理器、无线射频模块以及液晶模块。发送端单片机把 MQ-4 传感器输出的模拟电压信号数字化后得到的数据,一方面通过光纤收发器进行光电转换后利用光纤把数据发送给上位机;另一方面通过 nRF24L01 无线模块把数据发送给接收端单片机,再采用串口通讯把数据发送给上位机。本系统实现了在低功耗条件下对甲烷气体的快速实时检测,原理框图如图 1 所示。

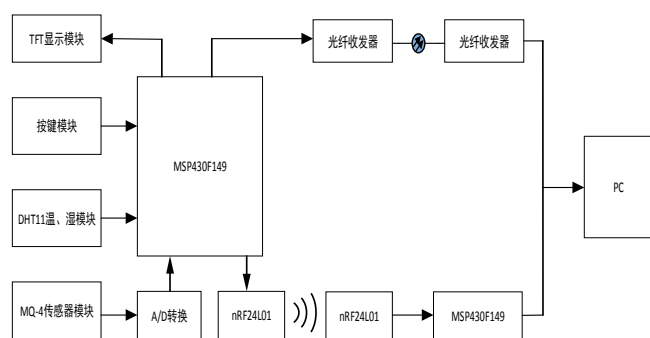


图 1 系统原理框图

Fig.1 System principle block diagram

1.2 微处理器概述

采用美国 TI 公司的超低功耗 16 位精简指令集 MSP430F149 作为系统控制核心,它的低功耗模式十分适合无线节点设计。微处理器主要是协调整个系统的运行,具体包括处理 MQ-4 传感器采集的信息、光纤传输的信息和射频模块发射、接收的信息。

1.3 气敏传感器概述

采用 MQ-4 传感器检测目标气体中甲烷的浓度。MQ-4 具有对甲烷灵敏度高响应时间短、稳定的经时特性等特点,适用于免维护场合。而且 MQ-4 驱动电路简单,可以通过搭建简单的放大电路,将传感器的输出电压信号放大至 AD 允许采集的电压范围内。

1.4 无线传输概述

nRF24L01 模块是工作于 2.4GHz-2.5GHz ISM 频段内射频收发器件,可以通过下位机程序对无线模块的工作模式、通信信道、输出功率以及发射速度进行控制。在通信过程中,nRF24L01 与单片机之间低速通信,而无线发送端和接收端之间高速通信,这样可以减小通信的平均消耗电流,十分适合低功耗节能设计。

1.5 光纤传输概述

采用工业级 RS232 光纤收发器,它具有自动侦测串口数据、判别控制数据传输方向、零延时自动转发、抗干扰性好等特点。信号采集端的电信号需要变成光信号才可以进行光纤传输,在接收端需将光信号转换成电信号才可以供上位机监控系统进行

处理^[3]。现在常用的光纤收发器主要应用于以太网组网,实现符合双绞线媒介传输的以太网电气信号与符合光纤媒介传输的以太网光学信号之间的相互转换。若与单片机通讯,必须得用串口服务器将 RS232 转以太网,才能实现协议双方的通信。而采用工业级 RS232 光纤收发器无需协议转换,可便捷的实现与单片机信号的传递。

2 误差分析

测量系统的误差来源主要有以下几个方面:信号干扰,环境温度、湿度及单片机 ADC 模数转换的影响等^[4]。

(1) 信号干扰:井下环境复杂,特别是电磁干扰对监控系统设备影响很大。电磁干扰有 3 个基本要素:电磁干扰源,对该干扰能量敏感的接收器,将电磁干扰源传输到接收器的媒介通道^[5]。最常见和有效和经济的抑制方法即为屏蔽,在本系统中采用接地法,在一定程度上能够抑制电磁干扰。

(2) 环境温度、湿度影响:可以采用 DHT11 测得系统所处环境的温度湿度,对甲烷传感器的测量数据进行补偿和修正。

(3) AD 转换: MSP430F149 内置 12 位 ADC,由于 AD 检测波动、AD 采样延迟、AD 有限分辨率以及 AD 转换产生的测量误差等因素存在,会产生不可调误差。

3 系统数据处理

3.1 灵敏度修正

MQ-4 的灵敏度随着使用时间的增加而降低,从而影响到测量精度,故需进行灵敏度修正减小误差。一般采取硬件电路进行灵敏度补偿,但是系统工作在较为恶劣的井下环境,加入硬件电路,会降低系统的稳定性,串入新的干扰故采用软件方法来修正灵敏度^[5]。

抽取定量的甲烷气体注入密闭的气室,认为气体浓度值 C 不变,随着时间的变化,由于传感器灵敏度降低,测得的系列浓度值会发生变化。当测得气体浓度值为 C_i 时对应的灵敏度为 S_i ,拟合出关于 C_i 和 S_i 的关系曲线,得到修正系数 k ,即可对 MQ-4 传感器的灵敏度进行修正。

若用单片机编程,必须把修正的系列值存在 FLASH 中,这样掉电数据才不会丢失,十分麻烦。若采用 LabVIEW 对接收到的数据进行处理,可以大大降低下位机编程工作。而且可以在 LabVIEW 中很便捷的加入一个校验,当 S_i 的值比较小时,认为此时传来的数据不具有真实性,将报警提示人员

更换传感器，可作为系统的自检，便于人员对系统进行维护。

3.2 温湿度补偿

MQ-4 受温度、湿度影响很大。可以通过实测传感器所处的环境，对它进行温度、湿度补偿，提高测量系统的准确性和精度。经模糊推理得到修正系数 α 对数据进行修正。

采集 CH_4 浓度时测量系统所处的外界环境温度在 $10\sim 40^\circ\text{C}$ 之间，环境湿度在 $40\%\sim 60\%\text{RH}$ 之间。把 25°C ， $50\%\text{RH}$ 作为标准环境测试条件。将温度 T 、湿度 H 、修正因子 α 作为模糊集上的论域，论域量化均定位 5 级，其模糊子集为 $\{\text{VS}, \text{S}, \text{N}, \text{B}, \text{VB}\}$ ，子集中元素分别代表很小、小、正常、大、很大。模糊控制的核心是模糊规则，目前主要是根据经验来制定相应的规则。由于没有现成的经验公式，在本系统中采用比较法，即通过相对比较，自行设计模糊集合的相对比较级^[7]，隶属函数见图 4，模糊推理规则见表 1。

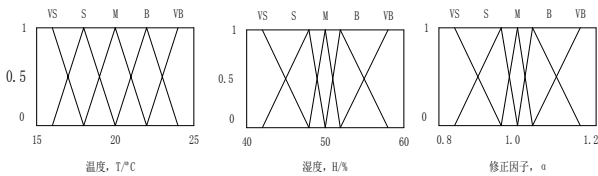


图 2 隶属函数

Fig.2 membership function

表 1 模糊推理规则

Table 1 Fuzzy inference rule

α		H				
		VS	S	N	B	VB
T	VS	VB	VB	B	B	N
	S	VB	VB	B	N	S
	N	B	B	N	S	S
	B	B	N	S	VS	VS
	VB	N	S	S	VS	VS

3.3 软件滤波

在测量过程中，串入的仪表以及环境带来的干扰信号会产生随机误差，从而影响测量精度。

为了有效地消除随机误差，可以从两个方面着手：

(1) 在下位机采用数字滤波：数字滤波可靠性高，不存在阻抗匹配、非一致性等问题，使用时方便灵活^[8]。由于甲烷浓度不会瞬变，在一定的时间段内测量的结果是在某一数值上下波动，故可以采用带低通特性的去极值均值滤波来滤除随机误差。

均值滤波的数学表达式为：
$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$
，可以取

AD 采集 10 次的平均值作为采样的约定正确值传给接收端和光纤收发器。

(2) 在 LabVIEW 中采用限幅滤波：若前后两次传来的数据差异较大，认为第二次的的数据是错误的，取第一次的值作为约定正确值，替代第二次的的数据。这样不仅可以有效剔除奇异数据，而且可以避免初始动作产生的误报警。

3.4 最小二乘拟合

由于 MQ-4 没有已知的经验公式，故需要测量多组数据，把输出电压值和浓度值进行拟合曲线得到换算关系式^[9]，最常见的拟合方式是最小二乘法。

最小二乘法的拟合公式为：
$$y(x) = ax + b$$
，其中 a 为拟合直线的斜率， b 为拟合直线的偏移量。

已知有 m 个数据，分别为 (x_i, y_i) ， $(i = 1, 2, 3, \dots, m)$ 。

应用最小二乘法，就是要使：

$$\begin{cases} \frac{\partial S}{\partial a} = 2 \sum_{i=1}^m (ax_i + b - y_i)x_i = 0 \\ \frac{\partial S}{\partial b} = 2 \sum_{i=1}^m (ax_i + b - y_i) = 0 \end{cases}$$

视 a 、 b 为自变量， S 为因变量，根据多元函数取极值的必要条件可求出 a 、 b 的值，从而确定拟合公式^[10]。可以借助于 MATLAB 软件，运用 polyfit 和 polyval 多项式拟合指令来进行最小二乘法多项式拟合。

4 系统软件设计

下位机程序用 IAR Embedded Workbench 软件编写，能够实现 A/D 采集、数据处理、无线通信、光纤通信的功能，发送端程序流程图如图 3 所示，接收端程序流程图如图 4 所示。

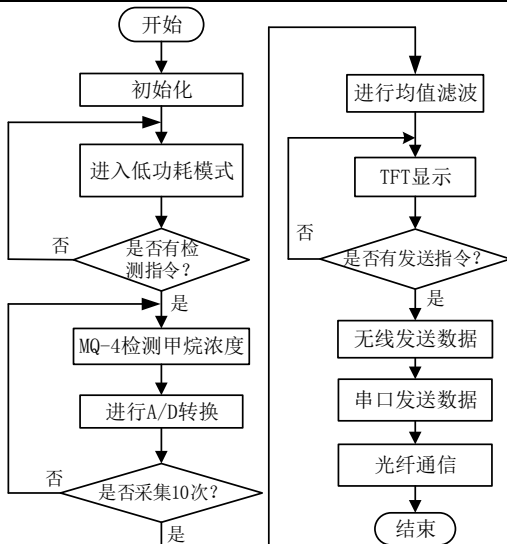


图3 发送端流程图

Fig.3 Flow chart of sending end

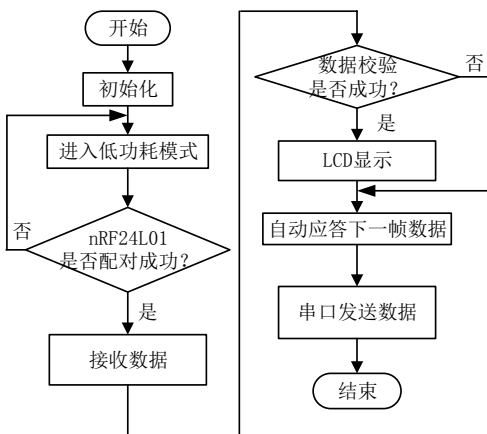


图4 接收端流程图

Fig.4 Flow chart of receiver end

上位机软件选用 LabVIEW 进行设计, 使用 VISA 函数串口接收来自接收端单片机和光纤传来的数据, 能够双通道实时显示浓度变化趋势曲线图和数据。并有阈值设置功能, 浓度超限报警功能。把这些功能放在上位机, 不仅便于查询和调整, 也可以减轻下位机编程的工作量。当程序退出时, 可自动生成日期格式的文档, 带时间格式的数据, 构建便于查询的数据网络。

5 系统测试

5.1 通信距离测试

nRF24L01 的通信距离会影响节点密度和布局^[11]。井下环境复杂, 无线的有效通信距离肯定会大幅度减少, 所以必须要对 nRF24L01 的通信距离进行测试。影响 nRF24L01 模块的传输距离的因素主要有数据传输速率、是否增加功率放大芯片、是否有外置芯片、是否有障碍物。本系统采用未加功率芯片和外置天线的 nRF24L01 进行测试, 数据传输

速率为 1Mbps, 在空旷场地和房间分别测试有效传输距离。发送 1000 个数据, 通过对数据的丢包率的研究对通信距离进行测试。结果表明, 在空旷的环境无线通信某块的传输距离比在有障碍物传输的更远。在空旷处, 比较合适的传输距离是 30m, 在有障碍物时, 比较合适的传输距离是 15m。在实际测量中, 可根据需要进行无线模块的选择和节点距离布置, 可以在信号弱的地方使用有功率芯片和外置天线的无线模块, 以达到在满足系统总体要求的情况下同时控制成本的目的。

5.2 通信效果测试

为了减小通信距离对测量的影响, 无线通信距离在 0.1m 以下, 数据传输速率为 1Mbps, 传输数据个数为 1000, 通过对光纤通信和无线通信数据丢包个数对无线通信的效果进行检验。测试结果表明无线传输相对光纤传输数据会有一定的延迟和数据丢包, 采样周期越大, 延迟会越小, 数据丢包率也会降低。

5.3 传感器测试

在不同浓度下的甲烷气体情况下, 分别用传感器节点和标准仪器测量甲烷的浓度值。结果表明, 测量系统的误差在 6% 左右, 能够比较准确的测出气体中甲烷的浓度值。

6 结语

针对有线系统维护成本高, 安装复杂等局限性, 本系统采用 nRF24L01 无线传输数据不仅可以大大降低系统成本, 实时采集数据信息, 而且当构建多节点无线网络时, 便于低功耗的节能设计, 同时可以根据地形地貌需要, 便捷调整节点布置, 扫除测量盲区。利用本系统对甲烷数据进行实测结果表明, 系统测量精度为 6% 左右。此设计方法不仅可用于甲烷气体的测量, 对于大气中的有害气体成分的低浓度检测也具有一定的借鉴意义。

参考文献

1. 黎湘贵. 基于 MSP430 的红外甲烷检测仪的设计及实现. 太原理工大学
2. 潘加玉. 基于无线传感器网络的井下甲烷浓度检测系统设计[D]. 沈阳工业大学, 2016.
3. 张海兰. 地下采矿压风系统智能控制技术研究[D]. 南京理工大学, 2013.
4. 禹春生. 具有无线收发功能的可燃气体检测装置设计 [D]. 燕山大学, 2010.

5. 廖志强,陈东春,刘水文. 煤矿井下电磁干扰源及抗干扰技术研究[J]. 工矿自动化,2012,(07):25-28.
6. 杨仁弟,张艳丽. 智能甲烷浓度检测仪的设计[J].工矿自动化,2009,(11):69-72.
7. 高峰,曲建岭. 气体测量中的温湿度补偿新方法[J]. 仪表技术与传感器,2000,(08):9-10+26.
8. 程德福. 智能仪器 [M]. 北京:机械工业出版社,2009:116-117
9. 谢跃东. 基于 MSP430 的室内甲醛检测仪的设计[D].太原理工大学,2012.
10. 梁国业.数学建模[M].北京:冶金工业出版社, 2004:79-81
11. 李勋涛. 有毒气体无线监测网络设计[D].合肥工业大学,2010.

多波长人体肌肉乳酸测量仪的设计*

蔡 靖；胡适然；朱晓旭；徐子童

（吉林大学仪器科学与电气工程学院，吉林长春 130026 ）

摘要：针对大多数基层运动员缺乏科学的训练计划，提出了一种人体乳酸测量仪的设计，这会大大改善这一问题；对于下肢瘫痪或者有移动困难的病人恢复，也是有着极大的帮助。设计的乳酸测量仪采用双光束透射式的探头，探头一侧为两个发光二极管，发出两束不同波长的光，在探头的另一侧由光敏管接收透射过组织的光。两种波长透射光的吸收比值是血氧浓度的函数，通过实验方法确定比值与乳酸浓度的一一对应关系，即可获得对应某一组织的乳酸浓度。从而在无需抽血的无痛试验下就可以测得乳酸和血氧的浓度，大大减轻了对人的伤害，并且提高了安全性和便携性。

关键词：乳酸 血氧 多波长

Design of Multi - wavelength Human Body Muscle Lactic Acid Meter

Cai jing; Hu shiran; Zhu xiaoxu; Xu zitong

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

Abstract: Since the 1990s, various lactic acid meters based on dual wavelength have been continuously developed, which has been widely used in clinical practice and has become an indispensable clinical diagnostic equipment. At present, a lot of general clinical application of lactic acid measuring instrument with double beam transmission type probe, at one side of the probe, the two leds transmit two beams of different wavelengths of light, on the other side, the photosensitive tube receive the transmitted light through the tissue. The absorption ratio of transmitted light of two wavelengths is the function of blood oxygen concentration, and the corresponding relationship between the ratio and lactate concentration is determined by the experimental method, which can obtain the lactate concentration of an organization. The human lactic acid meter will greatly improve the scientific training programs of athletes, and it can also be a great help to patients who have lower limbs or have mobility difficulties.

Keywords: lactic acid blood oxygen multi wavelength

0 前言

乳酸在人的体内，可以说是无处不在，我们的人体无时无刻不在产生乳酸也在分解乳酸，乳酸对于人来说有着重要的意义。乳酸是一种化合物，它是一种羧酸，分子式是 $C_3H_6O_3$ 。在运动过程中，如图 1 所示，体内葡萄糖的代谢产生乳酸，在体内经由肝脏分解产生水和二氧化碳。但由于运动相对过度，超过了无氧运动的强度，而导致机体产生的乳酸不能在短时间内进一步分解为水和二氧化碳，氧气供应不足而形成无氧代谢，这会导致大量的过

度产物乳酸在体内形成堆积，对人体产生大量危害。

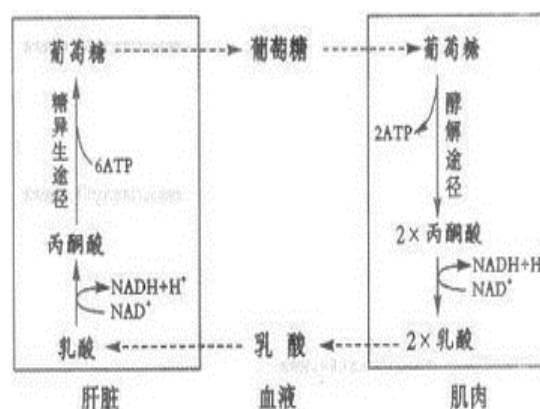


图 1 葡萄糖与乳酸的转化

Fig.1 The transformation of glucose and lactic acid

*指导老师：蔡靖

项目类型：大学生创新项目（2016A65298）

1927 年, Kerridge 和 Furusawa 的研究报告指出, 肌肉收缩发生疲劳产生乳酸, 肌细胞内的 pH 值同步下降到 6.2-6.3, 并且血液内乳酸浓度和 pH 值同步下降。乳酸在体内释出 H^+ 导致 pH 值下降, 这种现象就是医学上常说的乳酸性酸中毒。肌肉收缩结束后, 为了恢复正常的肌肉状态, 肌肉张力和乳酸浓度同时恢复。人在大量运动结束后数分钟内, 肌肉中乳酸浓度可达 16-18mmol/kg 湿肌, 并达到疲劳状态。该报告认为乳酸的浓度增加会导致“酸中毒”和“肌疲劳”^[1]。

乳酸对于人体是有着危险隐患的一种物质, 我们需要了解我们体内乳酸浓度。对于正常人, 知道体内的乳酸浓度可以让我们适度安排锻炼时间与强度; 对于运动员和下肢瘫痪的人, 知悉体内乳酸浓度可以帮助他们更科学的安排恢复训练方案, 以防发生不必要的运动损伤; 对于糖尿病患者, 知道自己体内乳酸浓度, 可以有效避免糖尿病乳酸性酸中毒(糖尿病群体中一种死亡率极高的疾病)的发生。

综上所述, 我们的多波长人体肌肉乳酸测量仪有着十分必要的研究意义, 也有着广泛且有针对性的适用群体, 帮助他们时时监控自己体内乳酸浓度, 改变现在十分麻烦需要抽血测乳酸的现状, 对使用者的健康有着监护的提醒的作用, 减少他们的健康隐患。

1 基本原理

原理: 由单片机驱动两个 PD(光电检测器)同时接收信号(光电二极管), 通过编程来控制两个光电二极管依次点亮, 得到的信号 A/D 转换进行并且存储到单片机和 SD 卡中, 如图 2 所示:

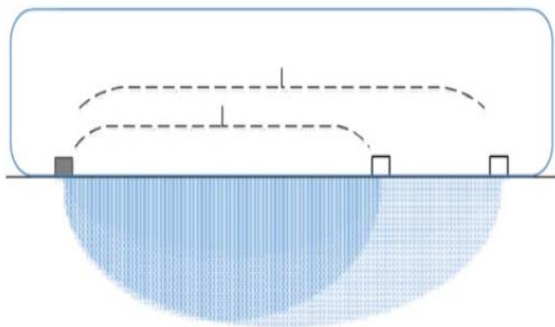


图 2 测量基本原理

Fig.2 Basic measurement principle

2 乳酸检测数学模型

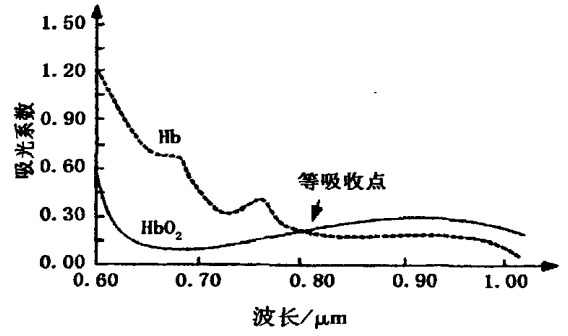


图 3 吸光系数与波长对应关系

Fig.3 correlation between the absorption coefficient and wavelength

由上图 3 可知, 在波长为 810 纳米光的照射下, HbO2 和 Hb 的吸光系数相等, 利用两种波长的光对 HbO2 和 Hb 的不同吸收度, 从而测出血氧和乳酸的含量。

$$\Delta O \bullet D = O \bullet D(t) - O \bullet D(0) = \ln \frac{I_0}{I_t} = DPE \bullet l \bullet \eta_a$$

$$\Delta O \bullet D(\lambda_1) = \mu_{aHb}(\lambda_1) l_{\lambda 1} \Delta c(Hb) + \mu_{aHbO_2}(\lambda_1) l_{\lambda 1} \Delta c(HbO_2)$$

$$\Delta O \bullet D(\lambda_2) = \mu_{aHb}(\lambda_2) l_{\lambda 2} \Delta c(Hb) + \mu_{aHbO_2}(\lambda_2) l_{\lambda 2} \Delta c(HbO_2)$$

$$\Delta O \bullet D(\lambda_3) = \mu_{aHb}(\lambda_3) l_{\lambda 3} \Delta c(Hb) + \mu_{aHbO_2}(\lambda_3) l_{\lambda 3} \Delta c(HbO_2)$$

由上述方程组, 联立即可求出 HbO2 和 Hb 的浓度。^[2]

$$SmO_2 = \frac{[HbO_2]}{[HbO_2] + [HHb]}$$

再由上述公式进而求出乳酸的浓度。

3 系统硬件的设计

硬件电路主要分为四个模块, 分别为光电转换模块、信号处理模块、单片机控制模块和人机交互模块。具体框图如下。

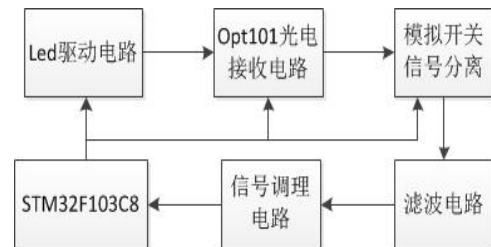


图 4 系统硬件框图

Fig.4 System hardware block diagram

其中由单片机控制三极管的通断来驱动 led 发光、光电接收电路和控制信号分离电路的时序, 经过滤波电路将信号进行交直流分离, 经过 A/D 转换电路将信号传递给单片机, 得到的数据可以通过蓝

牙进行数据传输。

4 系统算法及软件设计

通过控制两种波长周期发光，测出两种波长光的透射光强对应的最大电压和最小电压值，进而求出测乳酸时对应的参数。其中，安卓手机可在蓝牙下实时接收乳酸与血氧的含量。

其软件框图如下：



图5 软件流程图

Fig.5 Software flowchart

参考文献

1. 肖国强.对乳酸在肌肉疲劳中作用的再认识[J]. 体育科学, 2007,(09):92-96. [2017-09-29]. DOI : 10.16469/j.css.2007.09.011
2. 宋俊杰,王哲,金海龙,王超. 三波长低血氧测量系统的研究与实现 [J]. 激光与红外, 2010,40(01):62-65. [2017-09-29].
3. 田野,赵杰修,何子红,黄传业,苏中军. 运动与能量代谢调控研究进展[J]. 科学通报,2015,60(32):3078-3086.
4. 韩波. 耐力训练中的血乳酸指标及其运用[J]. 南京体育学院学报(自然科学版),2010,9(02):156-157.
5. 周洪建,蔡桂艳. 三波长无创血氧饱和度测量算法及应用[J]. 中国生物医学工程学报,2007,(05):680-683+689.
6. 林政剑. 三波长血氧饱和度测量仪的研制[D].电子科技大学,2005.
7. 冯炜权. 运动时物质代谢动力学——运动生物化学动态之一[J]. 北京体育大学学报,2000,(02):201-205.
8. 王秀章,陈声权. 脉搏式血氧饱和度检测方法的研究[J]. 中国医学物理学杂志,1995,(01):58-62.

5 测试结果及分析

表1 测试结果

Table 1 The test results

		受试者在递增负荷运动中动脉血乳酸变化					
负荷功率	安静	0	30	60	90	120	
乳酸(毫当量/L)	0.64±0.14	0.58±0.09	0.59±0.05	0.62±0.09	0.60±0.18	0.98±0.41	
PO ₂ mmHg	99.5±4.9	101.3±4.2	99.8±4.2	98.5±5.4	97.5±4.1	96.0±5.4	
负荷功率	150	180	210	240	270	300	
乳酸(毫当量/L)	1.47±0.55	2.10±0.83	2.98±1.19	4.36±1.72	5.49±1.24	6.94±1.39	
PO ₂ mmHg	97.5±6.4	97.8±4.9	94.5±6.2	93.0±6.7	91.2±6.1	91.0±6.0	

通过测试由最小二乘法拟合数据如表1所示，最终得出乳酸测试关系式为：

$$\text{乳酸值} = 8 \times 10^{55} \times \text{血氧值}^{-28} - 0.85。$$

6 结语

我们的多波长人体肌肉乳酸测量仪有着十分必要的研究意义，也有着广泛且有针对性的适用群体，帮助他们时时监控自己体内乳酸浓度，改变现在十分麻烦需要抽血测乳酸的现状，对使用者的健康有着监护的提醒的作用，减少他们的健康隐患。

基于车联网的柴油车环保监测系统研究*

刘 杰；孙敏健；陈子凡；于承新

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，吉林 长春 130012）

摘要：以 MSP430F149 单片机为核心设计了一种柴油车尾气（NOX）的无线监测传输系统。系统以 nRF24L01 芯片为无线传输模块，可以实现柴油车排放尾气中 NOX 气体浓度的实时采集、无线传输及与上位机通信。利用 LabVIEW 搭建人机界面，可以便捷实时的监控尾气数据。通过与国标尾气排放数据标准进行数据对比，当尾气排放超标时，系统将给予车主提示警告或相关处罚。本系统将柴油车、尾气排放监管部门相结合，对柴油车尾气排放实施监控并对超标车辆进行进一步监控和管理，符合国家倡导的环保出行政策。

关键词：尾气浓度检测 无线传输 上位机显示 尾气排放监控

Research on diesel vehicle environmental monitoring system based on vehicle networking

Liu Jie; Sun Minjian; Chen Zifan; Yu Chengxin

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

Abstract: A wireless monitoring and transmission system for diesel engine exhaust gas (NOX) is designed with MSP430F149 single chip microcomputer as the core. The system takes nRF24L01 chip as wireless transmission module, which can realize the real-time collection, wireless transmission and communication with the host computer of NOX concentration in exhaust gas of diesel vehicle. Using LabVIEW to build man-machine interface, you can conveniently and real-time monitor the exhaust gas data. Compared with the GB exhaust emission data standard, when the exhaust emissions exceed the standard, the system will give the owner tips, warnings or related penalties. The system combines diesel vehicles and exhaust emission supervision departments, monitors diesel vehicle exhaust emissions, and further monitors and manages the over rated vehicles, and conforms to the environmental protection travel policy advocated by the state.

Key words: exhaust gas concentration detection wireless transmission upper computer display exhaust emission monitoring

0 前言

大气污染的来源一大部分是车辆尾气排放，而其中柴油车的尾气排放超标现象尤为严重。随着人们环保意识的增强，政府对环境监测领域的关注和投入加大，尾气排放标准越来越严格。在 2016 年 4 月新颁布的国 V 汽车排放标准中规定，出厂柴油车必须符合标准方可出厂。因此，我们需要对柴油车尾气排放进行实时的监测，同时将讯息发送给交通管理部门进行监管。对于驾驶员，知道车辆尾气排

放是否超标可以让他们对车辆进行检修，保障行车安全，保护环境；对于环保监管部门，知悉车辆尾气排放数据可以防止车辆出现超排现象，从而进一步加大交通环保监管力度。柴油车尾气污染物包括：一氧化碳、碳氢化合物、氮氧化合物、二氧化硫、烟尘微粒、臭气等，其主要成分为氮氧化物，所以说车辆尾气氮氧化物的监测便成为重中之重。综上所述，我们基于车联网的柴油车环保监测系统的研究有着十分必要的意义，也有着广泛且有针对性的适用群体，改变车辆年检无法实现实时性尾气监测的现状，保证交通环保的监管力度。

*指导老师：刘杰

项目类型：大学生创新项目（2016B65661）

1 系统硬件设计

1.1 系统硬件设计概述

系统硬件主要包括:传感器模块、模数转换模块、微处理器、无线射频模块以及液晶模块。发送端单片机把氮氧传感器输出的模拟电压信号数字化后得到数据,通过 nRF24L01 无线模块把数据发送给接收端单片机,再采用串口通讯将数据发送给上位机。本系统实现了在低功耗条件下对柴油车尾气的快速实时监测,原理框图如图 1 所示。

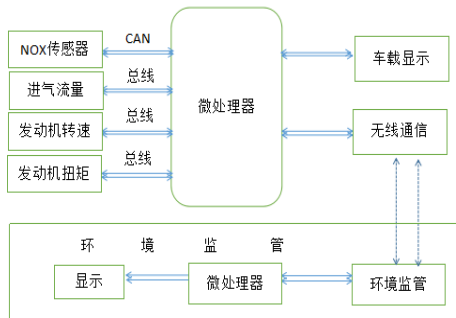


图 1 系统原理框图

Figure 1 system block diagram

1.2 微处理器概述

采用美国 TI 公司的超低功耗 16 位精简指令集 MSP430F149 作为系统控制核心,它的低功耗模式十分适合无线节点设计。微处理器主要是协调整个系统的运行,具体包括处理 5WK9—6614H 型 NO_x 传感器采集的信息和射频模块发射、接收的信息。

1.3 氮氧传感器概述

采用 5WK9—6614H 型 NO_x 传感器监测目标气体中氮氧化物的浓度。NO_x 传感器有两个工作腔:第一个腔内含有一氧泵电极,第二腔内含有一个辅助电极和测量电极。在第一个腔,通过对氧泵电极施加电压,泵出第一腔内的 O₂,同时将 NO₂ 转化为 NO 并送入第二腔内;第二腔内的辅助电极用于除去多余的氧气,而测量电极则负责将 NO 还原为氮气和氧气,根据其化学反应方程式,通过对 O₂ 测量即可得到 NO_x 的浓度值。工作原理图如图 2 所示^[2]。

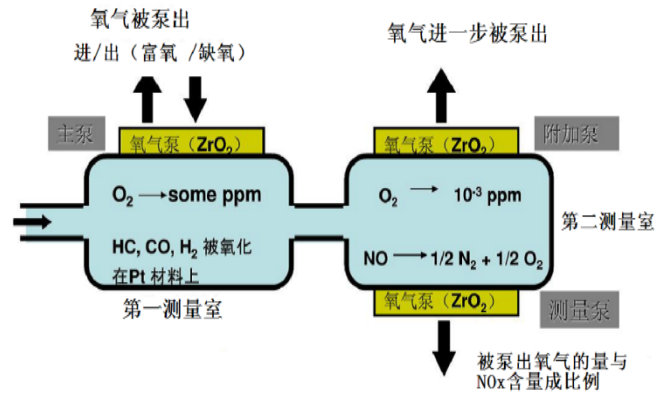


图 2 NO_x 传感器工作原理图

Figure 2 NO_x sensor working principle diagram

1.4 无线传输概述

nRF24L01 模块是工作于 2.4GHz-2.5GHz ISM 频段内射频收发器件,可以通过下位机程序对无线模块的工作模式、通信信道、输出功率以及发射速度进行控制。在通信过程中,nRF24L01 与单片机之间低速通信,而无线发送端和接收端之间高速通信,这样可以减小通信的平均消耗电流,十分适合低功耗节能设计。

2 尾气监测数学模型

NO_x 排放超限监测:根据采集到的参数数据,通过以下几步的数据计算^[2],

$$1、P_e = (2\pi * M_e * n) / 60000 = M_e * n$$

P_e : 有效功率, KW;

M_e : 实测有效扭矩, N.m;

N : 转速, r/min;

$$2、\text{排气质量流量 (kg/h)} = \text{进气质量流量 (kg/h)} * 1.3$$

1.3: 柴油机进排气质量流量换算经验系数;

$$3、\text{NO}_x \text{ 排放质量 (kg/h)} = ((\text{排气质量流量} / 29) * \text{NO}_x \text{ 浓度值}) * 46$$

29: 空气摩尔质量;

46: NO_x 摩尔质量 (按 NO₂ 计算);

$$4、\text{NO}_x \text{ 比排放 (g/(kw.h))} = (\text{NO}_x \text{ 排放质量 (kg/h)} * 1000) / P_e$$

得发动机实测 NO_x 比排放数值,与规定的 NO_x 排放限值进行比较。

3 误差分析

测量系统的误差来源主要有以下几个方面: NO_x 传感器测量误差,尾气排放口温度、传输信号干扰及单片机 AD 转换的影响等^[4]。

(1) NO_x 传感器测量误差：因为此次实验是通过测量 O_2 浓度通过转换得到 NO_x 浓度，因此在测量 O_2 浓度和进行转换的时候就会产生两次测量误差。需要对此误差进行误差分析和处理^[3]。

(2) 尾气排放口温度影响：由于传感器在尾气排放口位置，此位置温度可达几千摄氏度，在高温情况下如果长时间工作可能导致测量精度发生变化。可以采用 K 型热电偶温度传感器，其测量范围为 $0\sim1300^\circ\text{C}$ 。用其测得系统所处环境的温度，通过 MAX6675 对温度传感器的测量数据进行补偿和修正。

(3) 传输信号干扰：在对数据进行传输和双机通信的时候，由于外界因素和噪声等对信号进行干扰，可通过滤波对信号进行处理。

(4) AD 转换：MSP430F149 内置 12 位 ADC，由于 AD 检测波动、AD 采样延迟、AD 有限分辨率以及 AD 转换产生的测量误差等因素存在，会产生不可调误差。

4 系统软件设计

下位机程序用 IAR Embedded Workbench 软件编写，能够实现 A/D 采集、数据处理、无线通信的功能，发送端程序流程图如图 3 所示，接收端程序流程图如图 4 所示^[2]。

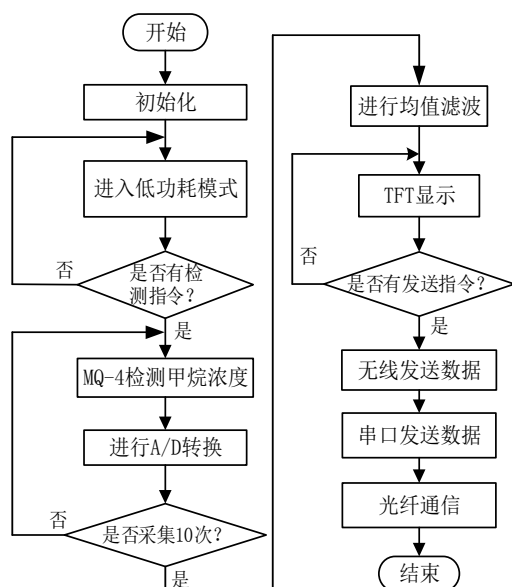


图 3 发送端流程图

Figure 3 Transmitter flow chart

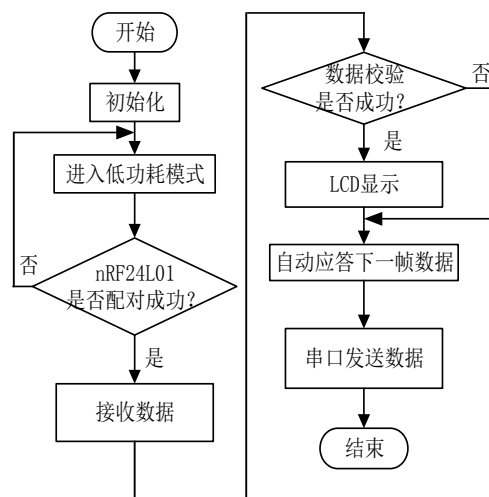


图 4 接收端流程图

Figure 4 Receiver flow chart

上位机软件一方面选用 LabVIEW 进行设计，使用 VISA 函数串口接收来自接收端单片机传来的数据，能够双通道实时显示浓度变化趋势曲线图和数据，并有阈值设置功能，浓度超限报警功能，如图 5 所示。当程序退出时，可自动生成日期格式的文档，带时间格式的数据，构建便于查询的数据网络。另一方面选用 MATLAB 进行设计，计算与显示氮氧比排放数据，并与国际尾气排放标准进行比较，监测尾气是否超标，如图 6 所示。

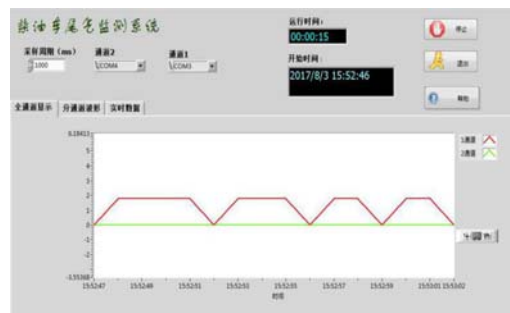


图 5 LabVIEW 上位机界面

Figure 5 LabVIEW host computer interface

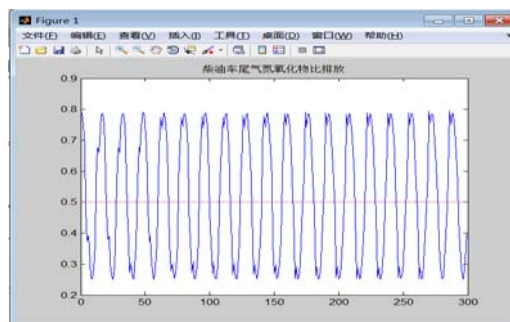


图 6 MATLAB 上位机显示

Figure 6 MATLAB PC display

5 系统测试

5.1 通信系统测试

5.1.1 无线收发模块测试

本次实验主要包括尾气的采集和数据的通信, 由于要对数据进行上位机处理和双机通信, 因此必须对通信系统进行测试。通信系统测试包括无线收发模块 nRF24L01 和监管部门和车主之间的双机通信, 无线收发模块 nRF24L01 是由 NORDIC 生产的工作在 2.4GHz~2.5GHz 的 ISM 频段的单片无线收发器芯片, 它的通信距离由节点密度和布局影响需对传输距离进行测试。影响 nRF24L01 模块的传输距离的因素主要有数据传输速率、是否增加功率放大芯片、是否有外置芯片、是否有障碍物。本系统采用未加功率芯片和外置天线的 nRF24L01 进行测试, 数据传输速率为 2Mbps, 在空旷操场和教室测试有效传输距离。发送 1500 个数据, 通过对数据的丢包率的研究对通信距离进行测试。结果表明, 在空旷的环境无线通信模块的传输距离比在有障碍物传输的更远。在空旷处, 比较合适的传输距离是 50m, 在有障碍物时, 比较合适的传输距离是 25m。在实际测量中, 可根据需要进行无线模块的选择和, 可以在信号弱的地方使用有功率芯片和外置天线的无线模块, 以达到在满足系统总体要求的情况下同时控制成本的目的。

5.1.2 双机通信测试

为了减小通信距离对测量的影响, 无线通信距离在 0.1m 以下, 数据传输速率为 1Mbps, 传输数据个数为 1000, 最终得出结论, 无线传输数据会有一定的延迟和丢包, 采样周期越大, 延迟会越小, 数据丢包率也会降低。

5.2 NO_x 传感器测试

5.2.1 NO_x 传感器自诊断测试

由于工作在较高温度的环境下, 可能会对传感器造成影响导致无法正常工作, 因此对 NO_x 传感器进行诊断测试。采用数据比较法 (CAN 通信特有的诊断模式) 进行诊断, 具体是将由 NO_x 传感器发来的 CAN 报文进行解析, 把短路对应字节、位的信息解析出后与其短路故障时的标示数据相比较, 若数值相同则表示供电异常发生故障, 反之则没有。

5.2.2 NO_x 传感器线性度、稳定性测试^[5]

通过缓慢逐渐加载的方式, 分被测量记录扭矩为 10%、20%、50%、80% 下 NO_x 传感器所测浓度数值与气体排放分析仪所测浓度值。以气体排放分析仪所测值为横坐标, NO_x 传感器所测浓度数值为纵坐

标, 对 NO_x 传感器测量的精确度和稳定性进行标定。结果如图 7、图 8 所示。

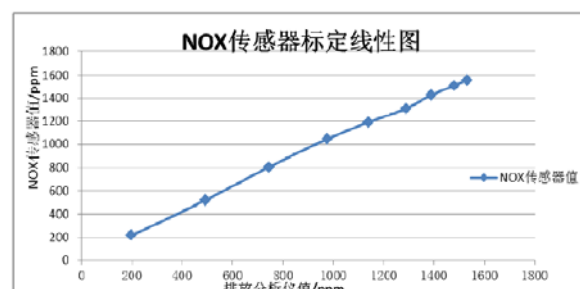


图 7 NO_x 传感器测试线性度

Figure 7 NO_x sensor test linearity

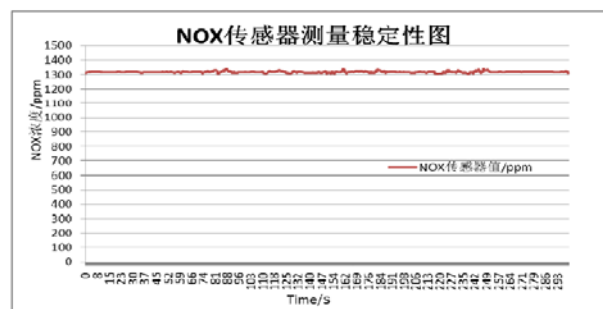


图 8 NO_x 传感器测试稳定性

Figure 8 NO_x sensor test stability

6 结语

本项目方法简便, 成本低廉, 为实时监控尾气排放提供一种有针对性的切实可行、易操作的方案, 传感器本身具有一定的计算能力和存储能力, 可以根据物理环境的变化进行较为复杂的检测, 通过无线通信传输, 可以进行协同监控。并结合软件和硬件, 把复杂的车辆尾气排放信息转化为直观的数据显示, 更方便于车主了解车辆信息和环保部门监管。符合我国“国 V”标准, 使我国可持续发展的基本国策有了技术上的依靠。便于环保监管部门从尾气污染源来监控车辆超排。

参考文献

1. 蔡永祥, 金华标, 俞方平 《基于 SCR 控制器的国 IV 柴油机 OBD 系统设计》
2. 刘甲伟, 吉林大学 《柴油机 SCR 系统 OBD 关键功能模块诊断策略的研究》
3. 王建海, 方茂东, 颜伏伍 《汽油车车载诊断系统基本原理及其应用》

4. 毕海波 北京交通大学 《重型 CNG 发动机车诊断系统研究报告》
5. 邓成林, 张伟, 卜建国, 汽车工程 《采用 SCR 技术的国IV柴油机 OBD 系统的故障管理》
6. Siebenbrunner,P.&R.Fischperer,&J.Bachler,De-NOx-Systems-Requirements for Software Development and Calibration for 2010 and beyond.[C]SAE International.April 14,2008
7. Oliveira,L.&C.F.M Rossin.Optimizing the On Board Diagnostic System to Monitor for Reduction of the SCR Catalyst Conversion Efficiency using the NOx Sensor,[C]SAE International.March 19,2010
8. 陈继伟, 陈小菊 浙江机电职业技术学院 《基于 GPRS 的无线远距离数据采集传输装置》
9. 黄海琴, 谢光远, 王杏,武汉科技大学学报 《ZrO₂ 基电化学 NOx 传感器非活化电极浆料的研究》
10. 胡伟, 熊小猛, 2011 西部汽车产业学术论坛暨四川省第十届汽车学术年会论文集 《柴油机 Urea-SCR 系统 OBD 功能模块设计》

基于小波神经网络和遗传算法优化人体心电信号采集*

陈 健；梁冬梅；刘瑛奇；刘 杰

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130012）

摘要：人体心电信号微弱、信噪比小，所采集的心电信号经过放大滤波后常常伴有干扰，这些干扰有来自人体自身的干扰如肌电干扰，也有来自外界的干扰如 50Hz 工频干扰^[2]。这些干扰使系统的信噪比下降，甚至会淹没微弱的有用的心电信号，特别是 50Hz 工频干扰^[7]。如不消除或将其抑制到相当小的程度就会影响到以后的信号处理、诊断、识别等的准确性。因此，为消除这些干扰，获得有效的心电信号，本文提出了一种基于遗传小波神经网络的人体心电参数采集系统，通过将小波函数的非线性逼近能力与神经网络的自学习特性融入到传感器中，能有效的提高传感器的输出准确度，消除非目标参量对检测结果的影响，提高对人体生理参数的检测精度^[3]。通过实验测试，该设备测量的心电参数 数据准确可靠具有很好的实际应用价值。

关键词：心电信号 工频干扰 肌电干扰 小波分析

Optimization of Human ECG Signal Acquisition Based on Wavelet Neural Network and Genetic Algorithm

CHEN jian; LIANG dong-mei; LIU ying-qi; LIU jie

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

Abstract: Human ECG signal is weak, the signal-to-noise ratio is small, the collected ECG signal amplification and filtering are often accompanied by interference, the interference from the body's own interference such as EMG interference, but also from outside interference such as 50Hz power frequency interference[2]. These disturbances degrade the signal-to-noise ratio of the system, and can even overwhelm the useful weak ECG signal, especially 50Hz power frequency interference[7]. If not to eliminate to a very small extent will affect the subsequent signal processing, diagnosis, recognition accuracy. Therefore, in order to eliminate these interference and obtain an effective ECG signal, this paper presents a genetic neural network based on human heart ECG parameters acquisition system. By combining the nonlinear approximation ability of wavelet function with the self-learning characteristic of neural network, the output accuracy of sensor can be effectively improved, the effect of non-target parameter on detection result can be eliminated, and the detection accuracy of human physiological parameters can be improved[3]. Through the experimental test, the ECG parameters of the device is accurate and reliable data has a good practical value.

Key Words: ECG signal frequency interference EMG interference wavelet analysis

0 前言

心脏疾病危害着人类的健康，威胁着人们的生命，因此人们也一直致力于对心脏疾病的分析研究。

人们对心脏疾病的诊断主要是以心电信号中的一系列波形的幅值和周期等一些信息作为依据，因心脏状况的信息主要集中在这些区域中。心电信号在采集的过程中往往伴随着干扰噪声的存在，这些噪声容易使得心电信号变得模糊失真，不利于对信号的

*指导老师：刘杰

项目类型：大学生创新项目（2016A65296）

形态进行分析^[1]。

心电信号属于一种随机信号。是由 P、QRS、T 波和静息期组成的，各波具有不同的频率特性，单纯从时域或频域上进行分析都不全面，不能整体的反映心电信号的特征^[5]。只有结合单纯时域、频域分析的明了性和时域分析的全面性，进行对比研究，才能客观的把握心电波形的特性。

小波变换是 80 年代末发展起来的新理论，其作用类似于经典傅立叶变换，但小波分析方法是一种新的信号分析方法，具有多分辨分析的特点，能较好地突出信号局部特征，既适用于大多数非稳定信号的分析，也适用于具有分形结构的信号，在微弱、背景噪声较强的随机信号分析中具有重要的意义。依据小波函数的非线性逼近能力和神经网络的自学习特性，提出一种适合高维输入的小波神经网络。此神经网络隐层神经元的激励函数为小波基函数。由于小波函数是一个具有快速衰减性的局部函数。所以小波网络与 RBF 网络一样同属于局部逼近网络；显然具备收敛速度快、易于适应新样本、可以避免较大的外推误差等优点。小波神经网络是前向神经网络的某种延伸，所以各种训练算法也可用来训练小波神经网络。但常规的梯度法具有训练速度慢和易陷入局部极小点等缺点。遗传算法是一种全局寻优方法，可以有效的避免局部极值和噪音的影响。

为使小波神经网络具有更高的学习精度和更快的收敛速度，将遗传算法、小波神经网络结合起来。提出一种遗传小波神经网络。将遗传小波神经网络用于实现心电信号采集，能有效的提高传感器的输出准确度，消除非目标参量对传感器输出结果的影响，具有很好的推广与实用价值。

1 遗传小波神经网络结构

小波网络是基于小波分析而构成的神经网络模型，即用非线性小波基取代通常的 Sigmoid 函数，对称子波通过伸缩参数构成了一径向基函数族^[4]。其信号表述是通过将所选取的小波基进行线性叠加而实现，其网络输出为：

$$\hat{f}(x) = \sum_{i=1}^m \omega_i \phi(\sum_{j=1}^n \omega_{ij} x_j)$$

网络参数 ω_i ， ω_{ij} 可以通过求一能量函数的极小值而优化得到：

$$E = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N [f(X_i) - \hat{f}(X_i)]^2$$

式中： X_i 表示第 i 组训练样本， $f(X_i)$ 表示第 i 组

训练样本作为输入所对应的期望输出， $\hat{f}(X_i)$ 表示第 i 组训练样本作为输入所对应的实际输出。

将遗传小波神经网络用于多传感器信息融合技术，首先要根据系统的要求以及传感器的特点选择合适的小波网络模型，然后再根据已有的多传感信息和系统的融合知识利用遗传算法，对建立的神经网络系统进行离线学习，确定网络的联接权阈值，最后把训练好的网络用于实际的信息融合当中。各测量传感器检测的信号，经过预处理单元如整流、优化、去噪和归一化后作为神经网络的输入。神经网络不断地从实际应用中学习信息融合的新知识，调整自己的权值，完成输入空间到输出空间的一个复杂非线性的映射。最终利用 n 个传感器在性能上的差异和互补性弥补单一传感器的缺陷，综合分析得到对周围环境的正确分析，提高信息融合的可靠性。

2 心电信号处理与测试结果

心电信号是一种采集于人体体表的不平稳且极其微弱的电信号，在采集过程中容易受到来自于人体本身因素、所使用的仪器及外界环境所产生的噪声信号的干扰^[6]。通过对干扰噪声来源的分析，可以将噪声主要分为基线漂移、工频干扰和肌电干扰等三种。

(1) 基线漂移：基线漂移是由采集电极与体表接触不良以及人体呼吸所产生的一种频率较低的噪声，其频率通常在 1Hz 以下，其表现为与低频正弦波类似的缓慢变化的曲线，该噪声容易引起心电信号基线位置的上下漂移，尤其对 ST 段的准确定位产生严重的影响。

(2) 工频干扰：工频干扰是由信号采集过程所处的供电网络环境及心电采集设备所产生的一种电磁干扰，频率为 50 / 60Hz，表现为 50 / 60Hz 正弦波及其谐波的曲线，该噪声与心电信号有频率叠加，会使心电波形变得失真，在波形检测中尤其对微弱的 P、T 波的准确识别干扰较大。

(3) 肌电干扰：肌电干扰主要由人体肌肉颤动及人体活动所产生的一种噪声，频率主要分布在 5~2KHz 而严重的肌电干扰又分布在 10~300Hz。与心电信号所处的频率段相比，肌电干扰属高频信号，

表现为不规则且快速变化的波形，具有高斯自噪声的特性，该噪声与心电信号有严重的频率重合，会淹没心电信号中波形的微小变化。

干扰噪声的存在使得所采集到的心电信号具有较低的信噪比，有时也会造成信号中的部分波形严重失真，这不利于后续信号中特征参数的检测与识别，也对心电信号在临床医学中的应用产生了困扰。因此，心电信号中干扰噪声的去除也成了心电信号分析中的首要问题。

2. 1 工频干扰滤波

根据正弦波波形一周中任取 n 个等分点的和为零。滤波算法公式就是取 n 个采样点的平均值，即：

$$Y = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i = \bar{X}$$

X ：原始心电信号， Y ：滤波后心电信号。

当 n 取 s/f 时 (s 是每秒采样点数； f 是欲消除的正弦波的频率，本文中即为 50Hz； n 必须是整数，否则通过改变 s 来调整)。此时的 n 点对于干扰来说正好就是一周中的 n 个等分点，其和为零。于是干扰波被完全消除。本监护仪的采样频率为 250Hz，即每秒 250 点，为消除其中混入的 50Hz 工频干扰，将其连续 5 点 f 即 $(250/50)$ 采样求平均值后作为滤波输出。在实现方法上将最近 5 点采样值以及这 5 点的和保存，每来一个新点时，在和减去最早的点，加上新点，同时将最早点去掉；将和除以 5 即得均值。图 2. 1 是将该滤波算法用于人体心电信号采样的工频滤波前后输出对照实例。

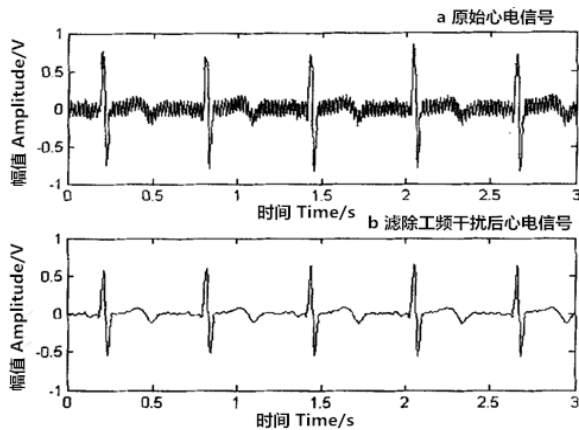


图 2. 1 工频干扰滤除前后心电对照图

Fig 2.1 The ECG wave with the signal filtered and non-filtered

2. 2 遗传小波滤波处理

在滤除掉工频干扰这一最主要的噪音后，心电信号还不同程度上包含以下两种干扰：一是基线漂移。一般是由人体呼吸和兴奋所引起的，人体的运

动也会导致一定量的基线漂移，其频率低于 1 Hz，表现为缓慢变化的曲线；二是肌电干扰，它是由人体肌肉颤动所致，它的频率范围很宽，一般在 5~2kHz 之间，表现为不规则的快速变化波形^[8]。此外，由于测试者性别、年龄、皮肤的导电性等均有差异以及仪器设备的影响，系统采集的不同人的心电信号也存在很大差异，如图 2. 2 所示，a1 到 a6 是从不同人体上采集的心电图信号，由于个体的不同反映在心电图中波形受干扰程度等的不同，因此，为消除这些干扰，获得有效的心电信号，本文采用了小波分析法，对心电信号进行消噪处理。

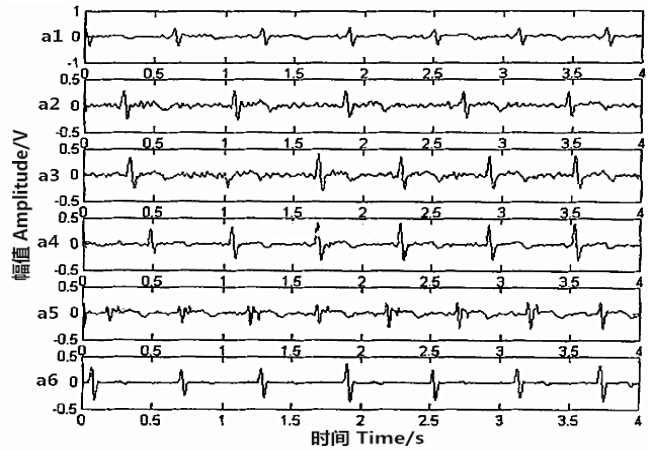


图 2. 2 不同人的心电图

Fig 2.2 ECG wave of different people

一个含噪声的一维信号的模型可以表示成如下的形式：

$$s(i) = f(i) + \sigma \cdot e(i), i = 0, \dots, n-1$$

其中， $f(i)$ 为真实信号， $e(i)$ 为噪声， $s(i)$ 为含噪声的信号。我们可以用一个最简单的噪声模型加以说明，即认为 $s(i)$ 为高斯白噪声 $N(0, 1)$ ，噪声级为 1。在实际的应用中，有用信号通常表现为低频信号或是一些比较平稳的信号，而噪声则通常表现为高频信号，所以去噪过程可按如下方法进行处理：首先对信号进行小波分解 (如进行三层分解，分解过程如图 3. 3 所示)，则噪声部分通常包含在近似信号 CD1, CD2, CD3 中，因而，可以以门限阈值等形式对小波系数进行处理，然后对信号进行重构，即可达到去噪的目的。实际上，对信号 $s(i)$ 的去噪就是在抑制噪声 $e(i)$ 的同时，从被噪声污染的信号中恢复出原始信号 $f(i)$ 。

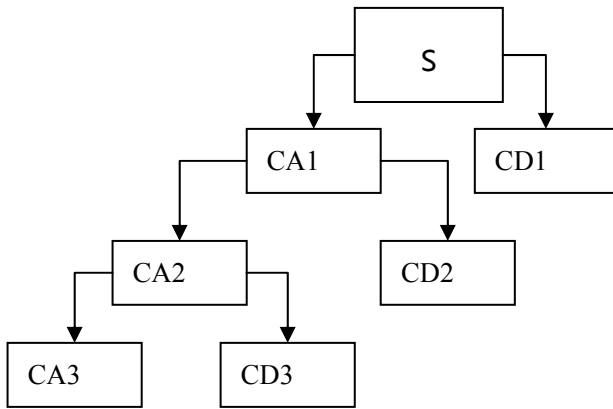


图 2.3 小波分解过程

Fig 2.3 The process of wavelet decompose

一般说来,利用小波变换阈值法进行去噪分为下面的三个步骤:

1) 含噪声信号的正交小波变换: 选择合适的小波和小波分解层次IV, 将含噪信号运用小波算法进行分解至IV层, 得到相应的小波分解系数。

2) 小波分解高频系数的阈值量化: 对第1到第N层的每一层高频系数, 选择一个阈值进行阈值量化处理。一般有两种阈值处理方法: 软阈值处理, 即把信号的绝对值与阈值进行比较, 小于或等于阈值的点变为0, 大于阈值的点变为该点的值与阈值的差值。硬阈值处理, 即把信号的绝对值与阈值进行比较, 小于或等于阈值的点变为0大于阈值的点保持不变。一般来说, 用硬阈值处理的信号比用软阈值处理后的信号更为粗糙。

3) 小波信号重构: 也即是进行小波逆变换, 根据小波分解的第IV层的低频系数和经过量化处理后的第I层到第IV层的高频系数, 进行小波重构, 得到恢复的原始信号估计值。

在本试验中, 采用B样条小波对心电信号进行消噪处理, 将心电信号分解至4层, 得到相应的小波分解系数, 利用给定软阈值法对第1到第4层的每一层高频系数, 选择一个阈值进行量化处理。然后根据小波分解后的第4层低频系数和经过量化处理后的第1至第4层的高频系数进行小波重构, 得到消噪后的心电信号。图2.4所示为一心电信号的小波分解波形图。图中从上至下分别为原始心电信号、小波分解后的近似信号和第1到第4层的细节信号。从图中可以看出, 原始心电信号包含有较明显的噪声干扰, 而噪声分量主要集中在小波分解后的第1、2层细节分量上, 因此, 在小波重构的过程中, 在细节分量的各尺度上, 使用一定的阈值操作可以有效的消除高频噪声。



图 2.4 小波变换去噪的心电信号波形分析

Fig 2.4 The ECG signal analysis of wavelet transform

如下图2.5所示为一心电信号进行小波消噪处理前后的波形对照图, 从图中可以看到在原始信号波形图中高频分量在小波处理后得到了有效的抑制。

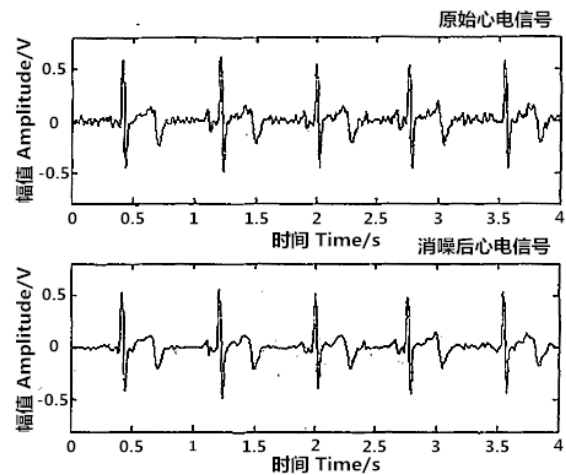


图 2.5 心电信号进行小波消噪处理前后的波形对照图

Fig 2.5 The ECG wave of the signal filtered and not by wavelet transform

3 结论

利用遗传算法对小波神经网络权阈值的优化, 设计了遗传优化小波神经网络。将该网络用于遗传小波神经网络心电信息采集系统, 该系统能完善地、精确地反映检测对象, 提高信息采集的质量。基于遗传小波神经网络的心电信号检测结果表明该方法能有效的提高传感器的输出准确度, 消除非目标参量对传感器输出结果的影响, 达到了心电信息采集的要求。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. 袁丹阳. 基于小波包和神经网络的心电信号分类方法研究[D].天津工业大学,2017.
2. 魏世民,白玉龙. 人体心电信号采集与处理的研究[J]. 通讯世界,2014,(17):139-141. [2017-09-01].
3. 何浩书. 基于小波变换实现心电信号噪声最优处理[D]. 湖南大学,2014.
4. 郑雷,李国蕾,王晓军,王丽,刘艳霖,李颖,高泽利. 心电信号采集及小波分析处理系统设计[J]. 实验科学与技术,2014,12(01):188-190. [2017-09-01].
5. 杨攀. 非接触式心电信号检测系统研究[D].浙江大学,2013.
6. 郑晓婉,吉慧芳,苗维普. 一种心电信号采集及传输方法的研究[J]. 科技风,2011,(15):120. [2017-09-01]. DOI: 10.19392/j.cnki.1671-7341.2011.15.095
7. 张德平. 基于提升方案的心电信号去噪与检测算法研究[D].上海交通大学,2010.
8. 马婵. 心电信号预处理算法研究[D].杭州电子科技大学,2009.

基于 Android 的穿戴式体温贴设计研究*

蔡 靖；刘华清；刘伟峰；孙梦岩

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130021）

摘要：体温是我们熟悉的生理指标，发烧是人体自身与疾病斗争的一种典型表现。婴幼儿抵抗力较弱且生理状况复杂，当婴幼儿发烧时时，定期测量和观察婴幼儿体温的变化十分重要，但传统的体温测量方法速度慢、精度低、实时监控性差，若能画出体温曲线，有利于观察婴幼儿的病情及判断药效情况。为了解决传统测婴幼儿体温测量方式存在的测温慢、无法监测等问题。尝试使用高灵敏度、小体积的温度传感器采集温度，通过微处理器进行数据处理，配合蓝牙数据传输，使用安卓手机平台搭载软件，实现体温数据的回放、曲线绘制以及发烧的报警。

关键词：体温监测 穿戴式医疗设备 安卓开发

Research on Android-based wearable body temperature measuring equipment

Cai Jing; Liu Huaqing; Liu Weifeng; Sun Mengyan

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

Abstract: Body temperature is a familiar Physiological indicators, being in a fever is the behavior to fight against the disease. Babys are weak and with complicate conditions. It is important to measure and observe the variety of temperature. However, the traditional measurements have low speed, low accuracy and disability to monitor. If body temperature curve can be displayed, it would contribute to observe the babies' condition. In order to solve the disadvantages of traditional temperature measurement, including slow measurement, disability of monitoring and other issues. Try to use a high small size and high sensitivity temperature sensor to collect temperature, a microprocessor for data processing, and bluetooth device for transmission, Android mobile platform with software to achieve the temperature data display, curve drawing and fever alarm.

Key words: Body temperature monitoring Wearable medical equipment Android developing

0 前言

定期测量和观察婴幼儿温度变化，是常见的医疗检查方式，目前体温检测设备基本分为接触式和非接触式两大类。水银温度计及酒精温度计是典型的接触式设备，它们依据热膨胀原理测量，但测量速度慢、夹持不便。红外体温计是典型的非接触式设备，它测量速度快，但欠缺稳定性^[1]。传统的测温方式都无法完成自动连续测量，因此这些设备在医疗领域的监护方面存在缺点。穿戴式体温监测设备解决了上述问题，利用高灵敏度、小体积的温度传感器、蓝牙数据透传模块以及 Android 平台报警

显示。既保证了体温的高精度测量，又实现了婴儿温度的实时监测、绘制体温曲线以及报警功能。

1 系统硬件设计

1.1 系统整体设计

整体设计分为五部分，系统整体框图如图 1 所示。首先由 LMT70 温度传感器采集体温信号，获得模拟量输出，其后使用模数转换器对输出信号进行转换，微处理器进行数据处理，将整合好的数据送给蓝牙传输模块，最终将数据输送到安卓移动设备中，编写安卓软件进行体温的显示、温度曲线的绘制以及报警指示^[2]。

*指导老师：蔡靖

项目类型：国家级培育项目（2017 年）

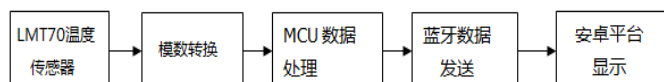


图 1 系统整体框图

Fig.1 System block diagram

1.2 传感器的选取

为了满足高精度要求,采用 Texas Instruments 的 LMT70。LMT70 内部原理如图 2 所示。LMT70 是一款带有输出使能引脚的超小型、高精度、低功耗互补金属氧化物半导体 (CMOS) 模拟温度传感器。

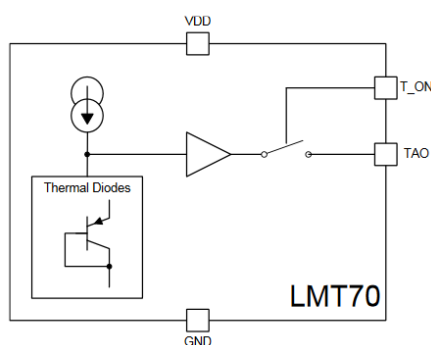


图 2 LMT70 内部原理图

Fig.2 LMT70 internal schematic diagram

传感器的精度为 0.1°C , 在人体温度范围甚至可达 0.05°C , 它管脚分配简单: VCC、GND、T-ON、TAO。

1.3 微处理器及模数转换器

考虑到系统的低功耗要求, 需要选择低功耗的模数转换器及低功耗的微处理器。MSP430 系列微处理器非常适用, 且内部的 12 位 A/D 恰可以满足转换要求。

若使用 MSP430 内部 AD (参考电压 3.3V):

则 $1\text{LSB}=3.3/4096\approx 0.805\text{mV}$ 。

若使用 MSP430 内部 AD (参考电压 2.5V):

则 $1\text{LSB}=2.5/4096\approx 0.611\text{mV}$ 。

若使用 MSP430 内部 AD (参考电压 1.5V):

则 $1\text{LSB}=1.5/4096\approx 0.366\text{mV}$ 。

综合考虑选用 1.5V 的参考电压, 即可满足转换要求, 达到系统所需的精度。

1.4 蓝牙无线模块

传输温度需要使用蓝牙协议模块, 为了实现低功耗, 我们采用了蓝牙 4.0 的芯片 CC2541, 芯片的原理图如图 3 所示。这款芯片的功耗较普通的蓝牙 2.0 芯片相比功耗小了 3 倍以上, 并且支持睡眠及唤醒, 透传功率也有很大提高, 电路图如图 3 所示。

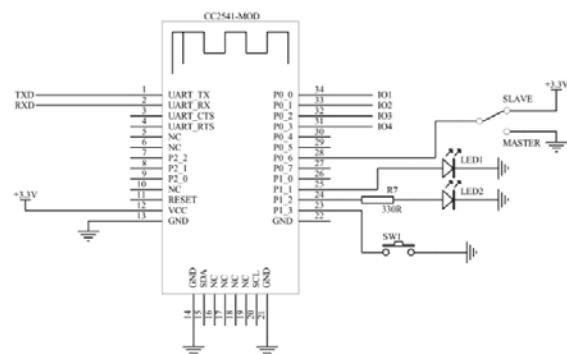


图 3 CC2541 模块原理图

Fig.3 Schematic diagram of the CC2541 module

使用模块前进行 AT 模式设置, 随后即可进行数据的接收与发送, 实现数据的远程传输。

2 微处理器软件设计

2.1 微处理器软件整体设计

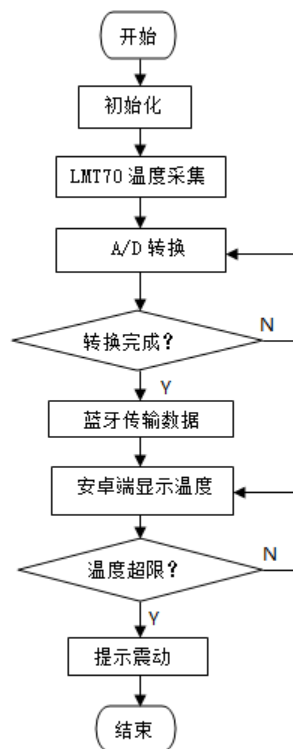


图 4 软件流程图

Fig.4 Software flow chart

软件的整体设计流程如图 4 所示^[3]。微处理整体与传感器、蓝牙模块相联系, 首先对整个系统进行初始化, 控制传感器进行温度采集, 利用内部的 12 位 ADC 进行模数转换, 转换完毕后通过微处理器的串口, 与蓝牙模块进行通信, 将处理好的数据传送给蓝牙模块, 让其数据透传。安卓设备按照通信协议接收到体温数据, 进行数据库储存, 体温回放及曲线绘制, 并判断温度是否超限进行报警。

2.1 温度数据处理换算

通过传感器测量温度,可得到模拟电压输出量,再通过 MSP430 内部的 ADC 进行 A/D 转换,可以得到电压量化梯度值。

为得到真正的电压,需要将电压量化梯度值进行转换,即公式(1):

$$V_S = \frac{V_{ref}}{2^{12}} \times N_{adc} \quad (1)$$

其中 V_{ref} 为 1.5V 参考电压, N_{adc} 可从 MSP430 中的寄存器 ADC12MEM0 中读取得到。

计算得出电压值后,需要将电压换算为实际温度值。根据官方给出的传感器输出特性可知:该传感器具有超线性特性,并且输出温度抗干扰性强,可使用人体温度范围内拟合程度最好的三次拟合方式。

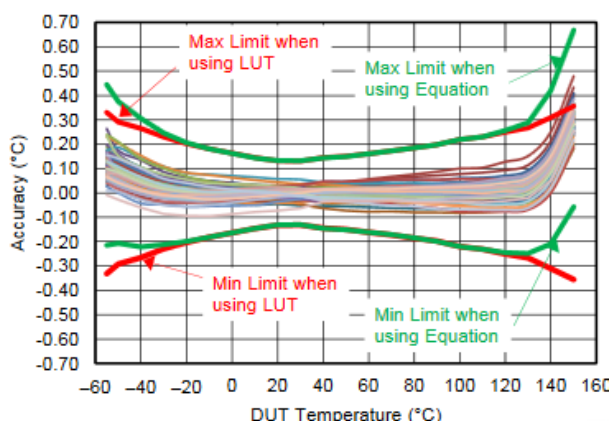
三次拟合需要利用一元三次函数关系,官方手册中给出了三次拟合需要的四个系数,如表 1。三次拟合在人体温度范围内拟合精度是最高的,如图 5,但是缺点是运算量较大、耗费时间多。

$$T_M = a(V_{TAO})^3 + b(V_{TAO})^2 + c(V_{TAO}) + d \quad (2)$$

表 1 三次拟合参数

TABLE 1 Three - time fitting parameters

	Best fit for -10°C to 110°C
a	-1.809628E-09
b	-3.325395E-06
c	-1.814103E-01
d	2.055894E+02



$$T_M = -1.809628E-09(V_{TAO})^3 - 3.325395E-06(V_{TAO})^2 - 1.814103E-01(V_{TAO}) + 2.055894E+02$$

图 5 三次拟合效果图

Fig.5 Three-fit renderings

2.2 温度值的标定

按照拟合方法得出的温度,与标准 $\pm 0.1^\circ\text{C}$ 的水

银温度计存在恒定偏差,因此需要对其进行恒定电压补偿。这主要是由于硬件电路的连接导致的偏差,经过计算,测量温度比实际温度低 1.4°C ,这样需要让电压减小 7mV 即可。

2.3 均值滤波算法

ADC 作为数字电路部分,在 ADC 开启及关断时刻,会存在数据的漏采集及紊乱,导致采集到的电压量化值偏大抑或是偏小,因此需要对一段时间内的电压数据进行中值滤波算法。

在程序中,定义了一个 900 位的长整型数组,在采集满 900 组电压数据后,对其进行冒泡法排序,让数组中的电压值从低到高进行排列,排列好的电压数值,舍去前 300 组极小值,再舍去后 300 组极大值,取中间 300 组进行算术平均,得到的电压值趋于稳定受极值及噪声影响很小。

$$N_{aver} = \sum_{i=a}^b X_i \quad (3)$$

如公式 3 所示,其中先将数据排序, $a=300, b=600$ 进行运算。

3 安卓设备软件设计

安卓软件的结构框图如图 6 所示。

智能体温贴以安卓手机作为上位机,使用者通过安卓程序观察体温数据并接收警报。安卓软件程序是智能体温贴系统中的重要构成部分。本体温贴设计安卓程序时在 eclipse 软件环境下使用 java 语言编程,利用 SDK 工具及真机调试。

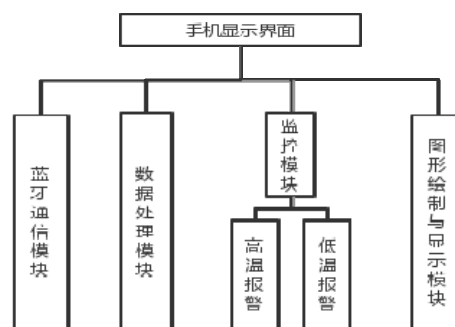


图 6 安卓软件结构图

Fig. 6 Andriod software structure diagram

安卓软件程序的设计要考虑对整个系统的功能整合。故安卓程序包含了蓝牙通信模块,数据处理模块,监控模块和图形绘制与显示模块四个主要模块。

蓝牙通信模块负责搜索微处理器的蓝牙装置

并建立手机与微处理器之间的蓝牙数据通讯链接。当搜索到硬件的蓝牙装置并建立连接后，由手机向微处理器发送起始位“1”，并接收由微处理器返回的结束位“b”及体温数据。

数据处理模块将首先利用安卓手机的系统存储建立 sql 数据库，然后对蓝牙通信模块接收的数据进行处理，识别结束位并将有效体温数据写入数据库。

监控模块负责对蓝牙通讯最新接收的体温数据进行判断，若是接收的数据超出人体正常体温范围，将针对异常体温发出报警。

图形绘制与显示模块将采集数据库中所存储的体温数据，将体温数据作为纵轴，加入时间轴作为横轴绘制成折线图，清晰的显示体温变化情况。

4 实现与分析

4.1 硬件设备测温检验

硬件实物如图 7 所示。在上述理论基础上，完成了硬件设备的制作及完善优化，在实现基本测温功能的前提下，保证了低功耗以及小体积的设计理念，同时让测量模式更加便捷快速。

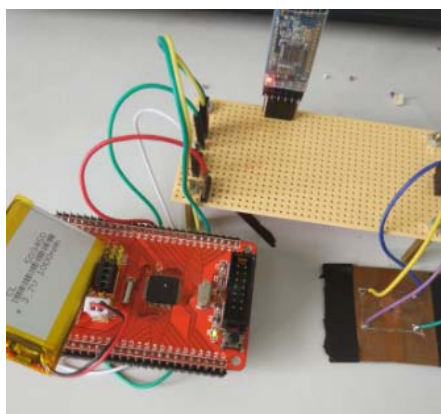


图 7 硬件实物图

Fig.7 The picture of hardware

为了测试硬件系统的工作情况，对其做以下实验：升温检测实验（结果如表 2）、降温检测实验（结果如表 3）、透传距离测试实验（结果如表 4）。

用加热恒温装置对 $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ 水银温度计与体温贴同时加热，观测当前温度与测量温度、输出电压的差异。

表 2 升温测量表

TABLE2 Heating measurement results

温度 $^{\circ}\text{C}$	电压值 V	检测温度 $^{\circ}\text{C}$
30.0	950.2	30.0
31.0	944.7	31.0
32.0	939.5	32.0
33.0	934.4	33.0
34.0	929.3	33.9
35.0	924.1	35.0
36.0	918.9	36.0
37.0	913.7	37.0
38.0	903.4	37.9
39.0	898.1	39.0
40.0	898.1	40.0

表 3 降温测量表

TABLE3 Cooling measurement results

温度 $^{\circ}\text{C}$	电压值 V	检测温度 $^{\circ}\text{C}$
40.0	898.1	40.0
39.0	898.1	39.0
38.0	903.3	38.0
37.0	913.7	37.0
36.0	918.9	36.0
35.0	924.0	35.1
34.0	929.2	34.0
33.0	934.4	33.0
32.0	939.5	32.0
31.0	944.7	31.0
30.0	950.2	30.0

表 4 距离测试表

TABLE 4 Distance test table

供电电压 V	透传距离 m
3.3	6.2
5.0	9.8

4.2 安卓平台展示

通过蓝牙连接微处理器后，打开安卓软件，安卓软件的显示界面如图 8 所示。其中“状态”表示手机与微处理器的蓝牙连接状态，“温度”显示当前的实时体温数值，体温数值每十秒钟刷新一次。当检测到异常体温，程序就会控制手机震动报警^[4]。



图8 安卓程序界面

Fig.8 Andriod program interface

点击安卓程序界面上的“历史数据”，将会显示数据库中的体温数据折线图，如图9所示。最新的体温数据将会在左侧刷新，其中纵坐标为体温数值的十倍，横坐标为体温写入数据库时对应的手机系统时间。

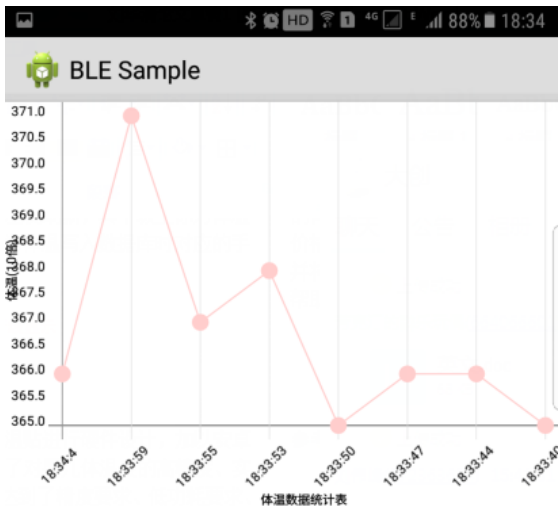


图9 安卓界面图示

Fig.9 Andriod interface icon

5 结论

通过对穿戴式体温贴进行硬件设计，加以安卓平台辅助测量。实现了对婴儿体温度的高精度、实时、监测测量。设备达到了精度要求、低功耗要求、体积要求以及便捷性要求。

传统方法测量体温，需要有人实时陪护，则幼

儿与监护人都无法获得良好的休息。穿戴式体温检测设备为双方节省了大量的劳力，并且提供了更为详细、精准的温度数据，这对医疗监护、病情检测、状态判断大有帮助。

目前，国内医院的测温手段大多还停留在水银温度计阶段，采用人工单次测量并记录数据的方式监测体温，能够获得的体温信息十分有限而且不具备形成自动监测系统的潜力。国外已经出现了类似的体温监测产品，但是目前它的使用远未普及而且价格十分的昂贵。因此，开发穿戴式体温监测设备并将其投入市场，对医疗领域、人民生活领域大有帮助。

参考文献

1. 张永良,雍海玉,张富余等. 高精度数字温度装置替代水银温度计的研究与应用[J]. 机械研究与应用,2017,(01):124-126.
2. 邓迟. 可穿戴式电子体温计研究与软硬件设计[D].中国科学技术大学,2016.
3. 陶毅阳. 穿戴式体温监测设备的服务设计研究[D].浙江大学,2015.
4. 李飞艳,陈斌,李福元. 非接触式红外测温仪与玻璃体温计测量大鼠体温的比较[J]. 中国医药指南,2010,(13):213-214.

大功率 LED 电学参数模型的研究*

王兆枫；曹佳锐；李 刚；何宗泽

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130012）

摘要：随着大功率 LED 灯的应用日趋广泛，对其电学参数分析的要求也逐渐增高，普通的 PN 结方程已无法精确描述大功率 LED 的伏安特性，因此本文将经典的肖克莱方程与 LED 物理模型结合进行理论推导，对所得方程进行泰勒展开，并对该模型进行分段处理，构建了大功率 LED 的电学参数模型。通过实测大功率 LED 的伏安特性数据验证了本模型比经典 PN 结模型更加接近实际的伏安特性曲线，与实测曲线一致性更高，更具实用价值。

关键词：大功率 LED 泰勒展开 分段处理 电学参数模型 伏安特性

Study on High Power LED Electrical Parameter Model

WANG Zhao-feng; CAO Jia-rui; LI Gang; HE Zong-ze

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

Abstract: With the increasing application of high power LED lamps, the requirements of the analysis of its electrical parameters are gradually increasing. The ordinary PN junction equations can not accurately describe the volt-ampere characteristics of high-power LEDs. Therefore, the classical Shockley equation is combined with the LED physical model to deduce the theory, the Taylor equation is developed and the model is segmented to construct the electrical parameter model of high power LED. The volt - ampere characteristic curve of the high - power LED is verified to be closer to the actual volt - ampere characteristic curve than the classical PN junction model, which is more consistent with the measured curve and more practical value.

Key words: high power LED Taylor expansion; segment processing electrical parameter model Volt-ampere characteristic

1 引言

大功率 LED 是一种半导体光源，有较大工作电流的发光二极管，其核心是 PN 结，因此它具有一般 PN 结的 I-V 特性^[1]，即正向导通、反向截止、击穿特性。此外，在一定条件下，它还具有发光特性。在正向电压下，电子由 N 区注入 P 区，空穴由 P 区注入 N 区，进入对方区域的少数载流子少子一部分与多数载流子多子复合而发光。它与传统的电光源相比有以下显著特点：一是光效高，一般来说，白炽灯、卤钨灯光效为 21~24 lm/W，而大功率 LED 光效可达 25~200 lm/W，光谱窄，单色性好，且无需过滤，直接发出单色光^[2]。二是节能性好且环保，一个大功率 LED 光源发出的光能与一个 35~150 瓦的白炽灯发出的光能相当。同样照明效果大功率 LED 比传统光源

节能 80%~90%。三是安全性高，大功率 LED 光源发光稳定，能精确控制光型、眩光小、发热少，并且由于其是冷光可以安全触摸。它不含汞元素，更环保。四是寿命长。大功率 LED 单管寿命 10 万小时^[3]，光源寿命在 2 万小时以上。可以预期，在不久的将来，大功率 LED，即将为人类增添一种全新的节电、环保、长寿、安全的常用光源^[4]。

大功率 LED 作为一种能发光特殊 PN 结器件^[5]，其工作原理虽与普通 PN 结相似，但又有独特之处，其电流由辐射电流与无辐射电流两部分组成，电压由结电压和等效串联电阻电压降组成。工作原理与内部载流子的扩散、飘逸、复合以及光子释放等因素有关。因此用传统的 PN 结特性模型来描述大功率伏安特性是不准确的^[6]。并且，电学参数模型的好坏直接影响着 LED 的工作性能^[7]。

因此，本文从传统 P-N 结的肖克莱方程出发^[8]，

*指导老师：李刚

项目类型：大学生创新项目（2016B65656）

结合理想物理模型与测量数据,给出一种针对于大功率 LED 的分段数学模型^[9],其模型可以准确描述大功率 LED 的电压与电流关系,是一种解决了原方程在大功率 LED 上应用不妥当,误差太大的方法^[10]。

不久的将来,我相信可以应用此科学的模型,对大功率 LED 的驱动源做出合理的调整,用以适应不同工作状态下的调试,也可以对 LED 其本身制造工艺,寿命研究与测试提供合理的理论指导。从工艺基准改善大功率 LED 性能^[11]。

2 模型的研究

2.1 对肖克莱方程的简化

由于线性模型不能准确地描述 LED 的伏安特性,而传统的肖克莱方程只能描述 P-N 结的电压与电流之间的关系,不能描述大功率 LED 的 V-I 关系,为了更加准确地描述 LED 的特性,我们对肖克莱方程进行修正^[12]。

我们已知传统 P-N 结的肖克莱方程为^[13]:

$$I_F = I_{SAT} \cdot \left(e^{\frac{qV_F}{nKT}} - 1 \right) \quad (1)$$

由于 $\frac{qV_F}{nKT}$ 在实际计算中远大于 1,我们可以将肖克莱方程简化为:

$$I_F = I_{SAT} \cdot e^{\frac{qV_F}{nKT}} \quad (2)$$

我们将大功率 LED 的电路等效为如图 1 所示的模型,即由一个理想二极管,二极管等效电阻,以及等效电压组成,其等效电压从图上来看以表示成:

$$V_F = V_{LED} - RI_F \quad (3)$$

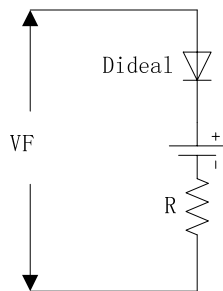


图 1 二极管物理模型

Figure 1 Diode physical model

其中 V_F 为正向导通电压, I_F 为正向导通电流, n 为理想因子, K 为波特兹曼常数,其值为 $1.38 \cdot 10^{-23}$, T 为绝对温度:

$$V_F = \frac{KT}{q} \quad (4)$$

根据公式 (2) - (4) 我们得出:

$$I_F = I_{SAT} \cdot e^{\frac{V_{LED} - RI_F}{nV_T}} \quad (5)$$

2.2 参数的确定

我们查得二极管的反向饱和电流为: #

$$I_{SAT} = \frac{I_K}{e^{\frac{V_K - RI_K}{nV_T}}} \quad (6)$$

I_K 为开启电流, V_K 为开启电压, R 为二极管等效电阻,我们将其视为工作点的数据斜率,这样将电阻进行等效更加接近于当前的工作状态。

为了使计算的过程更为简便与精确,我们采用将对 (5) 式进行泰勒^[14]展开,来对其伏安特性进行研究。其泰勒展开式为:

$$I_F = I_{SAT} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{V_{LED} - RI_F}{nV_T} \right)^j}{j!} \quad (7)$$

根据图 2 拟合情况来看,当展开次数为 37 时拟合程度较好,因此我们 (7) 式中的 j 取 37。

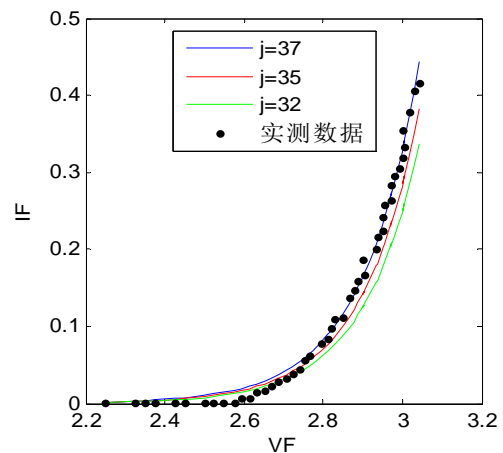


图 2 k 值不同时的拟合曲线

Figure 2 Fitting curve with different k values

2.3 模型修正

根据图 3 我们能看到,由于在开启电压 V_k 之前,电流过小近乎为零,我们将其等效为 0,而在开启

电压 V_K 与拐点 V_r 之间为了简化模型，我们将其近似为一段直线，其相应的数学模型为：

$$I = \frac{I_r - I_K}{V_r - V_K} V + \frac{I_K - I_r V_r}{V_r - V_K} \quad (8)$$

之后拐点之后的电压即用式 (7) 表示。最终模型效果如图 4 所示。

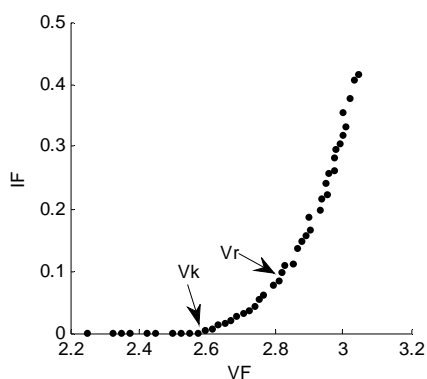


图 3 数据原图

Figure 3 Data source

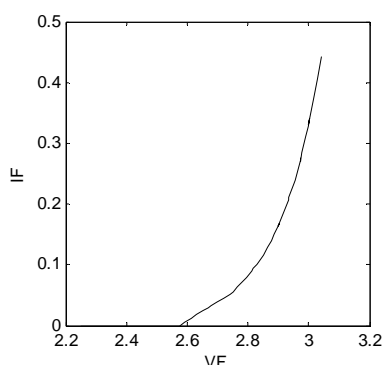


图 4 大功率 LED 电学参数等效模型

Figure 4 Equivalent model of high power LED electrical parameters

由于不同厂家生产的 LED 的各个参数不同，因此需要根据 LED 的相关参数与实测数据来对此曲线进行多次修正，来达到更好的拟合效果。

3 实验与分析

为了进行模型验证我们选择了特性略有差异的 3 种灯珠，其为 OSRAM-W5AP-AW 灯珠、圆球封装（琥珀色）LED-1W 灯珠、CREE 灯珠（5000K 冷白）-1W 进行实验。

首先进行数据测试，得到多组 OSRAM 的电压与电流数据，对实验测得数据进行初步整理，将偏离曲线太大的不合理点进行人工剔除，得到图 5 的散

点图。

再根据表 2 中的数据，带入公式 (6)、(7)、(8)，做出优化模型拟合图，并与之前的散点图进行对比，如图 5

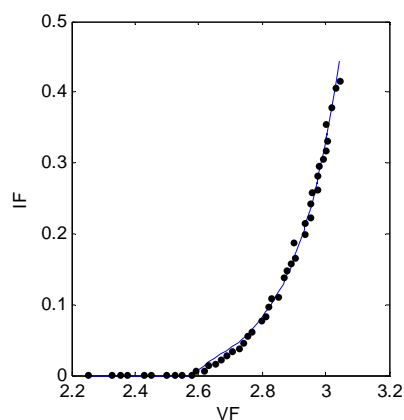


图 5 OSRAM-LED (W5AP) 实验拟合图

Figure 5 OSRAM-LED (W5AP) experimental fit chart

从图上我们可以看出，拟合的效果相对较好，标准差见表 1，误差低于 1%，在允许范围之内，此模型的拟合度较好，符合大功率 LED 的运行情况。

同理我们制作了圆球封装灯珠^[15]与 CREE 灯珠的模型，并将其对比，如图 6 和图 7 更加验证了我们方法的准确性与适用性。

4 结论

本文首先提出了一种以肖克莱方程为基础，结合 LED 物理模型并进行泰勒展开的大功率 LED 电学参数模型，并根据实际情况进行分段优化处理，构建了一个贴合实际的大功率 LED 电学参数模型并将误差控制在了 1% 以内。此模型可以有效地描述大功率 LED 的工作时的伏安特性。

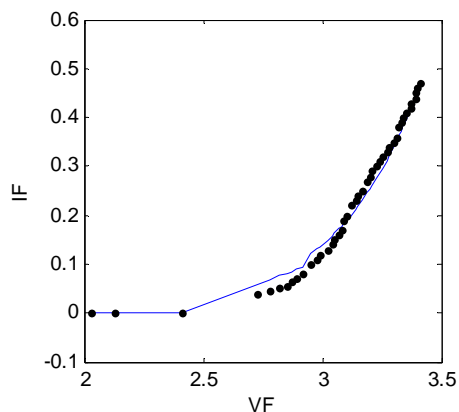


图 6 圆球封装 LED 灯珠拟合图

Figure 6 ball package LED lamp beads fit chart

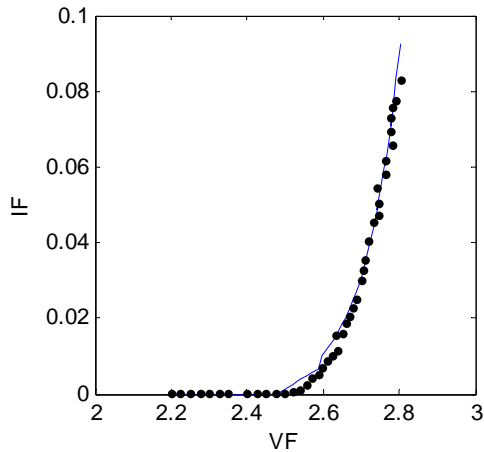


图 7 CREE-LED (XBD2525) 灯珠拟合图

Figure 7 CREE-LED (XBD2525) lamp beads fit chart

表一 误差分析表

Table 1 Error Analysis Table

原数据 I_F/A	拟合值	误差(标准差)
0.006043	0.005365	0.000479
0.007817	0.012486	0.003301
0.01392	0.017782	0.002731
0.017416	0.024177	0.004781
0.022357	0.029964	0.005379
0.029384	0.034871	0.00388
0.033477	0.041014	0.005329
0.045378	0.051736	0.004495
0.055388	0.055386	1E-06
0.062839	0.064836	0.001413
0.078152	0.079593	0.001019
0.084482	0.089281	0.003393
0.097853	0.093798	0.002867
0.109786	0.09987	0.007011
0.112027	0.116372	0.003073
0.137778	0.129431	0.005903
0.147862	0.140421	0.005262
0.158451	0.151395	0.004989
0.166126	0.167711	0.001121
0.199814	0.206454	0.004695
0.216247	0.210804	0.003849
0.22409	0.233159	0.006412
0.242765	0.233159	0.006792
0.263306	0.272631	0.006593

表二

Table two

	$V_k/(V)$	$V_r/(V)$
圆球封装	2.41	2.95
CREE-XBD2525	2.474	2.596
OSRAM-W5AP	2.575	2.751

参考文献

- 徐胜, 徐玉珍, 陈恩果, 等. 大功率 LED 伏安特性模型研究. 光电子·激光, 2015, 26 (11): 2077-2082.
- Lee Y C ,HWU F S, YANG M C ,et al.Exprtimental and numerical analysis of p-electrode patterns on the lateral GaN-based LEDs[J].Journal of light wave technology,2014,32(15):2643-2648.
- Xiang Lei, Huai Zheng, Xing Guo,etal. Reduction of Die-Bonding Interface Thermal Resistance for High-Power LEDs Through Embedding Packaging Structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(7):5520-5526.
- Junhui Li, Xiaorui Zhang, Can Zhou.etal. New Applications of an Automated System for High-Power LEDs[J]. New Applications of an Automated System for High-Power LEDs,2016,21(2):1035-1042.
- Pai-Yang Tsai, Hou-Kuei Huang, Chien-Min Sung, etal. High-Power LED Chip-on-Board Packages With Diamond-Like Carbon Heat-Spreading Layers[J]. Journal of Display Technology,2016,12(4):357-361.
- Wei Lai, Xianming Liu,Weimin Chen,etal. Thermal Characteristics Analysis of Die Attach Layer Based on Time-Constant Spectrum for High-Power LED[J]. IEEE Transactions on Electron Devices,2015,62(11):3715-3721
- Ray-Lee Lin,Jhong-Yan Tsai,José Marcos Alonso,etal. Four-Parameter Taylor Series-Based Light-Emitting-Diode Model[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2015,3(3):581-588.
- J. Marcos Alonso, Marina S. Perdigão, Guirguis Zaki Abdelmessih,etal. SPICE Modeling of Variable Inductors

- and Its Application to Single Inductor LED Driver Design[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(7):5894-5903.
9. Julio Molina, Juan Jose Mesas, Nadhir Mesbahi,etal. LED lamp modelling for harmonic studies in distribution systems[J]. IET Generation, Transmission & Distribution,2017,11(4):1063-1071.
10. Shang-Ping Ying, Han-Kuei Fu, Hsin-Hsin Hsieh,etal. The Modeling of Two Phosphors in Conversion White-Light LED[J]. IEEE Transactions on Electron Devices,2017,64(3):1088-1093.
11. 徐敬华,尚楠. 有限元分析下的大功率 LED 灯优化热设计[J]. 吉林大学学报(信息科学版),2015,33(05):550-558.
12. Philipp Wittmuess, Cristina Tarin, Alexander Keck,etal. Parametric Model Order Reduction via Balanced Truncation with Taylor Series Representation[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2016,61(11):3438-3451.
13. Ray-Lee Lin, Shun-Yao Liu, Chia-Chun Lee, Yi-Chun Chang. Taylor-Series-Expression-Based Equivalent CircuitModels of LED for Analysis of LED Driver System[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2013,49(4): 1854 – 1862.
14. 吴艳玲. 一种基于局部信息最小二乘法的节点定位算法[J]. 吉林大学学报(理学版),2017,55(04):952-956.
15. Jing Wang,Xin-Jie Zhao,Yi-Xi Cai,etal. Thermal Model Design and Analysis of High-Power LED Headlamp Cooling Device Based on the Thermoelectric Effect[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology,2015,5(5):641-649.

生物红外非接触体温测量补偿分析*

蔡鹏飞；席羽诺；陈 郁；魏庆丽；蔡 靖

（吉林大学仪器科学与电气工程学院，吉林长春 130026）

摘要：红外测温技术对于生物机体体温测量有重要意义。本文提出了通过距离系数来补偿体温的方法来保证红外测温的精确性。根据黑体辐射定律和最小二乘意义下的曲线拟合法提出了一种新的红外测温距离系数补偿模型。在较近的距离范围内，采取不同距离下的红外测量温度，建立起红外测温距离系数补偿模型，通过求解未定的系数建立温度模型，对比实际温度进行相应的温度补偿，并对此方法进行了实验验证。结果证明了所提出的模型与实际温度检测之间存在很强的相关性，实验误差小于传统方式的误差。

关键词：红外测温 距离系数 补偿 曲线拟合

Compensation analysis of biological infrared non-contact body temperature measurement

CAI Peng-fei; XI Yu-nuo; CHEN Yu; WEI Qing-li; CAI Jing

(College of Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, JiLin Changchun 130026, China)

Abstract: Infrared temperature measurement technology is of great significance for biological body temperature measurement. In this paper, the method of temperature compensation is proposed to ensure the accuracy of infrared temperature measurement. According to the blackbody radiation law and the curve fitting method in the least square, a new compensation model of infrared temperature measurement distance coefficient is proposed. The infrared measurement temperature which is adopted at different distances to establish the model which through the infrared temperature measurement distance coefficient compensation. The temperature model is established by solving the undetermined coefficients, and the corresponding temperature is compensated by the actual temperature. And the method is verified experimentally. The results show that there is a strong correlation between the proposed model and the actual temperature detection, and the experimental error is less than that of the traditional method.

Key words: Infrared temperature measurement distance coefficient compensation curve fitting

0 引言

体温对生物而言有着重要的意义，通常来说，生物机体的体温反映了生物自身的健康状态。一般来说，当生物机体出现各种情况时都会伴随着体温的变化，尤其是生物患病时，因此体温的精确测量就有着很重要的意义。

红外非接触测温技术是目前人们测量生物表面温度最常用的手段^{[1][4]}。相比较于接触式测温，红外非接触式测温^{[3][4]}有着响应时间快、高精度、非

接触、使用安全、操作简便及使用寿命长等优点。而在近 20 年来，非接触红外测温应用广泛，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。但红外测温也存在着距离、环境等诸多因素。基于以上问题，本文构建了红外测温补偿模型，提出了通过距离系数来补偿体温的方法来保证红外测温的精确性，提供了测量的准确性。

1 红外测温原理

*指导老师：魏庆丽

项目类型：大学生创新项目（2016B65670）

红外测温的基本原理是黑体辐射定律^{[2][3]}。在自然界中，在物体内部存在热运动，当物体的温度高于绝对零度时，物体就会不断地向四周辐射电磁波，其中就包括了红外线（波长在 $0.75\mu m \sim 100\mu m$ 之间）。

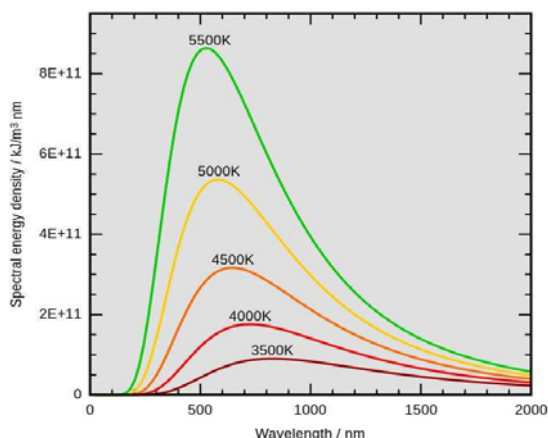


图 1 黑体辐射曲线

Fig.1 blackbody radiation curves

它最大的特点是在给定的温度和波长下，物体发出的辐射能有一个最大值，这种物质就被称为是黑体，设它的反射系数为 1，其他物质的反射系数小于 1，称其为灰体，由普朗克定理可

$$P_b(\lambda T) = c_1 \lambda^{-5} / [\exp(c_2 / \lambda T) - 1] \quad (1)$$

根据这个可知，随着温度的升高，物体的辐射能量越强，并满足维恩位移定理^[5] $T^0 \lambda_m = 2897.8 (\mu m \cdot K)$ 峰值处的波长与绝对温度 T 成反比，虚线为 λ_m 处峰值连。红外测温必须根据波长划分测温范围，高温在短波处，低温在长波处，辐射能量随温度的变化而变化，短波处温度比长波处高，且它的灵敏度高（曲线陡峭），抗干扰性强。

根据斯特藩—玻耳兹曼定理^{[3][4]}：黑体的辐出度（黑体表面单位面积上所发射的各种波长的总辐射功率） $P_b(T)$ 与温度 T 的四次方成正比，即

$$P_b(T) = \sigma T^4 \quad (2)$$

$$\varepsilon(\lambda) = P(T) / P_b(T) \quad (3)$$

由式 (2) (3) 得所测物体的温度 为

$$T = [P(T) / \varepsilon \sigma]^{\frac{1}{4}} \quad (4)$$

式 (4) 正是物体的热辐射在红外波长范围内测温的理论基础。

2 红外测温距离系数补偿模型

红外测温在室温下检测温度，仅需要进行距离系数的补偿。距离系数指的是测温探头到被测物体之间的距离 S 和被测物体直径 D 的比值，分辨率越高，距离系数越大。

由于该模型是非线性模型，设立参数，采用不同的测量距离测试温度，对其进行曲线拟合，得到拟合后的曲线的方程并使模型与实际观测值得残差的加权平方和最小，即最小二乘意义下对数据拟合曲线，由此得到红外测温与测温距离之间的关系。

设拟合曲线为 $y = Ae^{Bx} + Ce^{Dx}$ 。

若实际校准的点有 n 个，则第 i 个校准数据与拟合曲线上响应值之间的残差为 $\Delta l = y - y_i$ ，拟合的原理就是使残差平方和为最小值，即

$$\sum_{i=1}^n \Delta l^2 = \min \quad (5)$$

就是对 Δl^2 分别对未定系数的一阶偏导数等于零，即

$$\frac{\partial}{\partial N_i} \Delta l^2 = 0 \quad (6)$$

从而求出未定系数 N_i 的表达式。

3 红外测温系统

系统的组成框图如图 2 所示

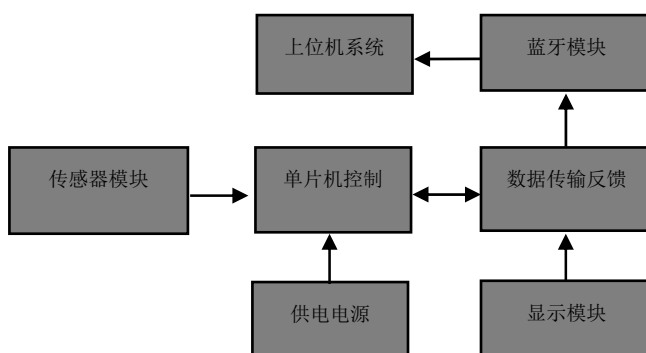


图 2 红外测温系统框图

Fig.2 Infrared temperature measurement system

系统主要由传感器采集模块、单片机控制模块、数据传输反馈模块、显示模块以及蓝牙模块和上位机系统组成。

4 实验分析

实验测试，以人体额头为测温对象，测试不同

距离下的温度，并对其进行曲线拟合，拟合公式为

$$y = Ae^{Bx} + Ce^{Dx} \quad (7)$$

拟合曲线如下图 3 所示

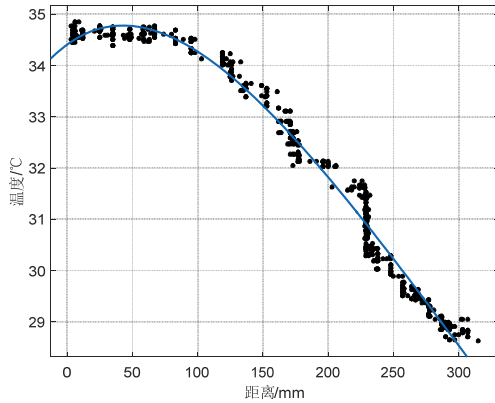


图 3 温度随距离变化曲线

Fig.3 The curves of temperature with distance

通过计算得出 $A=35.4550$ ， $B=-0.1353$ ， $C=-2.5850$ ， $D=-0.8173$ 。对距离进行补偿后重新测得 0cm 到 20cm 的温度，温度数据如下表 1 所示

表 1 测量数据

Table1 experiments datas

温度/项目	温度	误差
0cm	35.326	0.214
2cm	35.315	0.225
4cm	35.337	0.203
6cm	35.309	0.231
8cm	35.295	0.245
10cm	35.288	0.252
12cm	35.279	0.261
14cm	35.286	0.254
16cm	35.312	0.228
18cm	35.299	0.241
20cm	35.287	0.253

以所测人体额头 35.540°C 为基准，经过补偿之后，对比实验数据，在 0~20cm 范围内平均误差 0.237°C ，相较于未补偿之前测温精确性有了很大的提升，符合实验要求。图 4 是经过补偿之后的距离温度曲线。

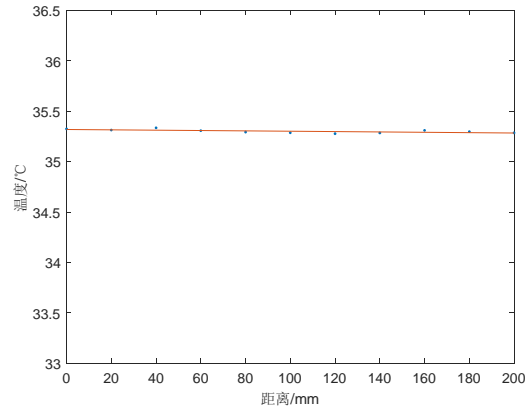


图 4 补偿后温度随距离变化曲线

Fig.4 The curves of temperature with distance after compensation

5 结语

本文提出了一种新的红外测温的距离补偿模型，并对这种新的模型进行了验证，对比未经过补偿的测温数据，这种新的方法具有测温准确、反应灵敏、响应快速以及反应直接的优点。同时，新的模型具有实际的参考性，在实际应用中具有精确、真实、测试便捷等优势，且有着实际应用价值。

参考文献

1. 左守伟,刘浩,姜向东,樊代和. 基于黑体辐射原理的简易温度测量仪[J]. 物理实验,2015,(09):42-45.
2. 廖盼盼,张佳民. 红外测温精度的影响因素及补偿方法的研究[J]. 红外技术,2017,(02):173-177.
3. J. Manara,M. Zipf,T. Stark,M. Arduini,H.-P. Ebert,A. Tutschke,A. Hallam,J. Hanspal,M. Langley,D. Hodge,J. Hartmann. Long Wavelength Infrared Radiation Thermometry for Non-Contact Temperature Measurements in Gas Turbines[J]. Infrared Physics and Technology,2016: 120-127
4. J. Manara,M. Zipf,T. Stark,M. Arduini,H.-P. Ebert,A. Tutschke,A. Hallam,J. Hanspal,M. Langley,D. Hodge,J. Hartmann. Long Wavelength Infrared Radiation Thermometry for Non-Contact Temperature Measurements in Gas Turbines[J]. Infrared Physics and Technology,2016,:120-130

5. 曹明超. 红外测温系统的实现与修正[D].内蒙古大学,2015.
6. 李成. 基于距离补偿的红外测温系统的设计[J]. 电脑迷,2016,(12):29.
7. 魏坦勋,果连成,张珣. 基于距离补偿的非接触红外测温系统的原理与设计[J]. 工业控制计算机,2012. (11): 106-107.
8. 基于物联网监测数据建立动物体温模型[A]. 中国畜牧兽医学会信息技术分会.中国畜牧兽医学会信息技术分会第十届学术研讨会论文集[C].中国畜牧兽医学会信息技术分会, 胡肄农. 2015:6.: 90-95.
9. 高辉. 几类常用非线性回归分析中最优模型的构建与SAS 智能化实现[D].中国人民解放军军事医学科学院,2012.
10. 张桂莲. 基于最小二乘回归的水松纸透气度软测量方法研究[D].昆明理工大学,2016.
11. 卢静波,吴艺能. 非线性回归模型的线性变换和正交多项式回归[J]. 统计与决策,2009,(23):13-14.
12. Yi Zhang, Chun Ru Fu, You Yi Zhu, Qun Zhang, Jie Wu. Nonlinear Regression Analysis of Binary Flooding Recovery Influence Factors[J]. Advanced Materials Research, 2014, 2951: 881-883
13. M. Roozbeh. Robust ridge estimator in restricted semiparametric regression models[J]. Journal of Multivariate Analysis, 2015: 127-144.
14. 孙志远,王晶,乔彦峰. 环境对中波红外探测器测温精度的影响[J]. 中国光学与应用光学, 2010,(06):659-664.
15. 胡家骏. 红外非接触测温系统设计与实现[D].黑龙江大学,2016.
16. 陈元琳. 基于人工神经网络的动态系统仿真模型和算法研究[D].大庆石油学院,2006.
17. 非接触式红外测温原理及误差分析[J]. 晏敏,颜永红,曾云,曾健平. 计量技术. 2005(01): 23-25.
18. 陆子凤,潘玉龙,王学进,孙强,谷立山,卢振武,刘益春. 目标到测试系统距离对红外测温精度的影响[J]. 红外技术, 2008,(05):271-274+278.

基于 stm32 的智能垃圾桶的设计与实现*

许 权；王明聪；夏纫秋

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，吉林，长春 130012）

摘要：本文介绍了一种智能垃圾桶的设计方案：以 stm32 为系统核心，利用 SolidWorks 以及 AutoCAD 分别完成机械机构的设计与分析。在巧妙的机械结构的辅助下，通过适当的布局，将传感器的功能最大化利用，最终完成系统设计任务。当系统开始正常工作时，多种传感器进行组合探测并将得到的数据传输给控制器，控制器通过相关算法完成了自动开关盖及垃圾种类的简单识别与自动分类的功能。

关键词：智能垃圾桶 自动开关盖 自动分类

The design and implementation of intelligent trash can based on Stm32

Xu Quan; Wang Mingcong; Xia Renqiu

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

Abstract: This article introduces a design of smart trash bins, whose core is stm32, utilizing SolidWorks and AutoCAD to design and analyze the mechanical structure respectively. With the assistance of delicate mechanical structure and proper layout, the functions of the sensor get maximized and the system design tasks are completed eventually. When the system starts to work normally, various sensors are combined to detect and transfer the data to the controller. The controller can automatically control the switch cover, identify and classify the types of garbage via related algorithms.

Key words: intelligent trash can Automatic switch cover Automatic classification

0 引言

随着世界人口增多，垃圾产量日益增长，引发的环境问题日益突出，面对垃圾泛滥成灾的局面，世界各国的视线已经不停留在如何控制和销毁垃圾的问题上，而是如何采取科学有效的手段回收利用垃圾，实现资源的重复利用。欧美、日本等发达国家已实行垃圾分类政策多年^[1~2]，但垃圾分类主要依靠于人工分拣，分类过程繁琐，耗费大量人力物力。

笔者的研究工作是设计一款智能分类垃圾桶，以单片机为核心^[3]，当人靠近垃圾桶时，红外传感器感应信号，发送给单片机一个开关信号，使单片机控制步进电机驱动电路，通过机械传动装置，使桶盖自动开启，方便直接投放垃圾，减少了人与垃圾桶的直接接触，避免沾染垃圾桶盖上滋生的细菌，

有益人体健康；垃圾进入桶内之后，金属传感器检测是否为金属，根据检测结果放入不同的垃圾桶中，实现金属与非金属的分类。本文所设计的智能分类垃圾桶方便、实用，其中金属传感器对垃圾进行非接触式检测也避免了传感器的污染和损坏，价格低廉，结构简单。简化了垃圾分类流程，实现了垃圾的有效回收利用，应用前景广阔。

1 系统总体与机械结构设计

1.1 系统功能简介

本文设计的智能分类垃圾桶主要有两大功能：自动翻盖、检测分类。智能分类垃圾桶的总体设计框图如图 1 所示。样机由检测模块、分类模块、控制模块等组成，样机在研究过程中分为机械结构设计、控制部分硬件电路设计和软件程序设计等阶段。样机采用了丝杠传动机构和中心旋转机构，红外传

*指导老师：姜弢

项目类型：大学生创新项目（2016B65642）

传感器^[4]、金属接近开关、步进电机驱动电路均与单片机连接，单片机将各传感器所收集到的信号处理分析，控制步进电机带动相应机构运动，实现垃圾桶自动开合，通过控制舵机的转动，来完成检测垃圾后自动分类的功能^[5]。

1.2 系统总体原理框图

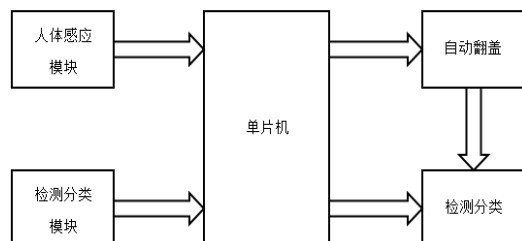


图1 智能分类垃圾桶的总体设计框图

Fig.1 The overall design diagram of intelligent classification trash can

1.3 系统机械结构简介

样机的机械结构除基本外部框架外，主要有样机翻盖机构和样机分类机构，样机翻盖机构选择丝杠传动机构，通过丝杠与步进电机的转轴连接，将步进电机旋转运动转化为桶盖的开合运动；垃圾检测分类的重点在于检测，其样机分类机构使用中心旋转机构，通过挡板的旋转即可实现分类功能。机械机构设计总图如图2所示。

1.4 系统机械结构

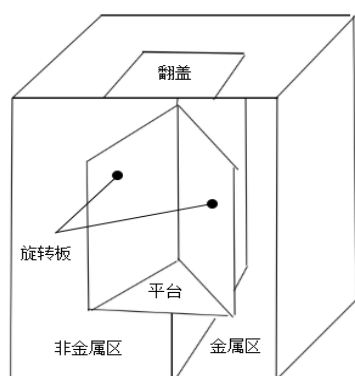


图2 智能分类垃圾桶的机械结构设计图

Fig.2 Mechanical structure design drawing of intelligent classification trash can

1.5 垃圾桶自动翻盖机构的设计

当有人走近垃圾桶投放垃圾时，红外传感器感应，发送给单片机一个开关信号，由单片机发出指令控制步进电机驱动电路，驱动步进电机转动，进而实现桶盖的开启和关闭动作。样机采用丝杠传动机构，将步进电机输出的转动通过与之转轴相连的丝杠传动机构，转化成桶盖的开启和关闭运动。

另有多种机械传动机构（装置）可以实现将步

进电机的转动转换成桶盖的开合运动，如绕线机构、皮带传动机构、液压（气压）升降系统等^[6,7]。绕线机构原理简单，但系统可靠性不足；皮带传动机构精度较低，在开关盖过程中，桶盖和垃圾桶箱体易产生接触磨损和形变；液压或气压升降系统运动平稳，但结构复杂，实用性不高，最后，综合考虑到耐用性、实用性、可靠性等因素，选择丝杠传动机构来实现桶盖开合。丝杠传动机构工作时传动平稳，精度高，能实现较为精确的开合角度，避免了桶盖和垃圾桶箱体间的接触磨损和形变，起到提高产品耐用性的作用。

1.6 垃圾桶自动分类机构的设计

垃圾桶完成自动翻盖^[8~10]动作后，垃圾掉到检测平台上，通过金属传感器检测，给单片机发送信号，单片机控制步进电机转动，再由控制分类的舵机控制机械结构运动将金属垃圾和非金属垃圾分别推入金属垃圾和非金属垃圾桶中，实现垃圾检测分类的功能。针对垃圾桶自动分类机构，本文分别提出了导轨移动机构和中心旋转机构两种设计方案。

（1）导轨移动机构。该机构类似于投料小车，检测分类区为完整的箱体，利用步进电机带动箱体在导轨上来回移动，根据传感器检测结果，运动至相应垃圾桶上方，开启箱体底面，将垃圾投入相应桶中，从而实现垃圾检测分类的功能。

（2）中心旋转机构。该结构利用了步进电机能够较准确地输出一定旋转角度的特点。金属传感器向单片机发送检测信号，单片机控制步进电机的旋转方向、旋转角度、带动旋转挡板旋转，将垃圾投入不同的桶中，从而实现垃圾检测分类的功能。

综合对比两种机械结构的优缺点，导轨移动机构具有可扩展性强、投放准确等优点，易于满足后期增加检测分类种类后，实现对多种不同材料的垃圾分类的要求，但其所占用的空间较大、反应速度慢，难以满足该样机的设计要求。中心旋转机构具有分类效率高、结构简单等优点，在现有条件下，可以满足样机箱体内安装空间的要求，通过旋转挡板的设计，基本符合垃圾检测分类的要求。最终，采用了中心旋转机构作为样机分类机构。

2 系统硬件设计

2.1 电源部分

电源是保证智能分类垃圾桶稳定、可靠运行的关键部件，它直接影响着样机性能的好坏。由于步进电机工作电压、金属传感器工作电压、以及单片

机工作所需电压不一致，因此设计的电源模块将 220V 交流电压转换成 12V 电压输出^[11]，同时将原本设计电源模块的定值电阻换为电位器，增强电源模块的精确性和可调性，此外考虑到电源的纹波干扰，

我们加入 0.1 μ F 和 10 μ F 的滤波电路，最终使电源模块可以产生 5.00V~12.00V 的可连续调整的稳定电压。满足对步进电机、金属传感器、单片机等控制电路供电。

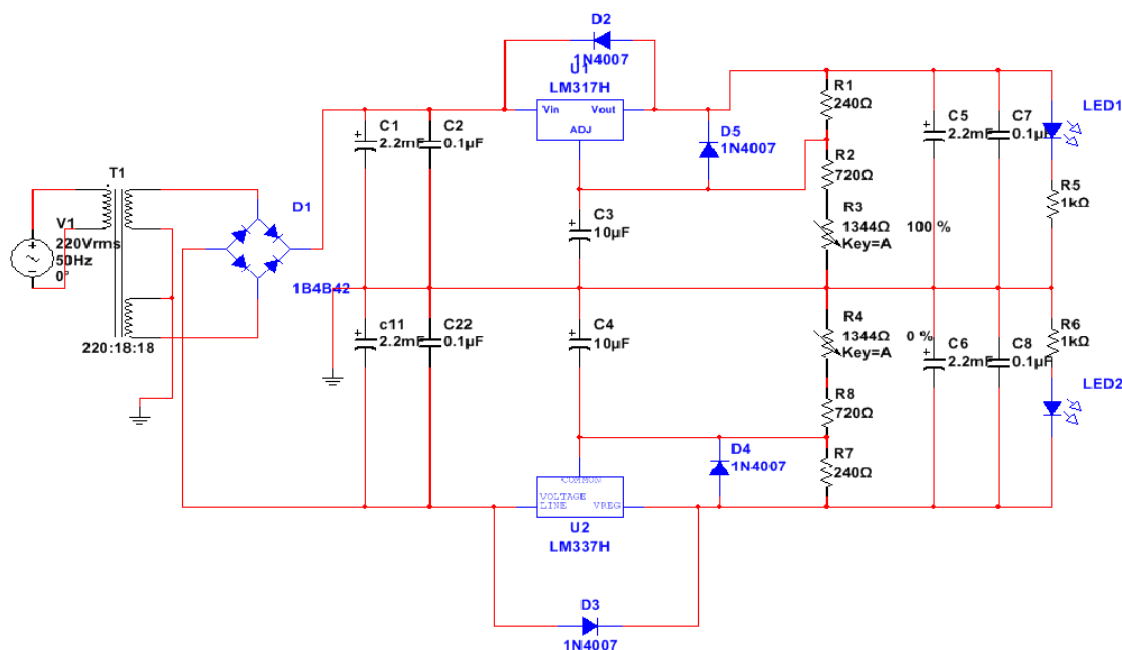


图 3 电源部分电路

Fig.3 The circuit of power

2.2 红外传感器 (HC-SR501)

HC-SR505 小型人体感应模块是基于红外线技术的自动控制产品，具有灵敏度高，可靠性强，超小体积的特点。广泛应用于各类自动感应电器设备，其具有全自动感应(全自动感应：人进入其感应范围则输出高电平，人离开感应范围则自动延时关闭高电平，输出低电平。)的功能特点；并有两种触发方式，分别为可重复触发方式和不可重复触发方式。

可重复触发方式：即感应输出高电平后，在延时时间段内，如果有人体在其感应范围活动，其输出将一直保持高电平，直到人离开后才延时将高电平变为低电平(感应模块检测到人体的每一次活动后会自动顺延一个延时时间段，并且以最后一次活动的时间为延时时间的起始点)。

不可重复触发方式：即感应输出高电平后，延时时间一结束，输出将自动从高电平变为低电平。

在这个智能分类垃圾桶中，人体感应模块是自动翻盖模块的核心。此模块锥角很大，也就是感应范围非常广。我们采取把人体感应模块装在垃圾桶的正上方的方式，一方面由于感应锥角大，防止过路人不想扔垃圾，垃圾桶却自动开盖的情况；另一方面，装在正上方可以感应到从四周过来的想要扔垃圾的人。感应范围为以垃圾桶为圆心，半径为 1m

左右的圆，贴近生活习惯，较为人性化。

2.3 金属传感器 (FY-3040N 型电感式接近开关传感器)

FY-3040N 型电感式接近开关传感器，为定制的 40mm 长距离检测金属材料的传感器，带有短路、浪涌、逆极保护，其振荡器可产生一个交变磁场，垃圾为金属物时，会在金属目标内产生涡流，从而导致震荡衰减，以至停振，振荡器振荡及停振的变化被后级放大电路处理并转换成开关信号，发送到单片机，结合程序进行下一步动作。

2.4 L298N 电机驱动芯片

L298N 电机驱动芯片是一种高电压、大电流电机驱动芯片。该芯片采用 15 脚封装。主要特点是：工作电压高，最高工作电压可达 46V；输出电流大，瞬间峰值电流可达 3A，持续工作电流为 2A；额定功率 25W。内含两个 H 桥的高电压大电流全桥式驱动器，可以用来驱动直流电动机和步进电机、继电器线圈等感性负载；采用标准逻辑电平信号控制；具有两个使能控制端，在不受输入信号影响的情况下 允许或禁止器件工作有一个逻辑电源输入端，使内部逻辑电路部分在低电压下工作；还可以外接检测电阻，将变化量反馈给控制电路。使用 L298N 电机驱动芯片驱动电机，该芯片可以驱动一台两相步进电机或四相步进电机，也可以驱动两台直流电

机。

在这个智能分类垃圾桶中,第一个自动翻盖部分由于开盖和闭盖所转动的角度是一样的,如果采用直流电机的话,电机就会出现无法控制的状况。比如由于盖子重力的影响,直流电机开盖时速度会减

小,而闭盖时速度会增大。长此以往,角度误差则会越来越大。而用步进电机来做的话,旋转角度是可以较为准确地控制的,所以开盖和闭盖的角度也必定是一样的,避免了盖子重力的影响,这样就不会出现直流电机所出现的角度误差了。

2.5 整体电路图

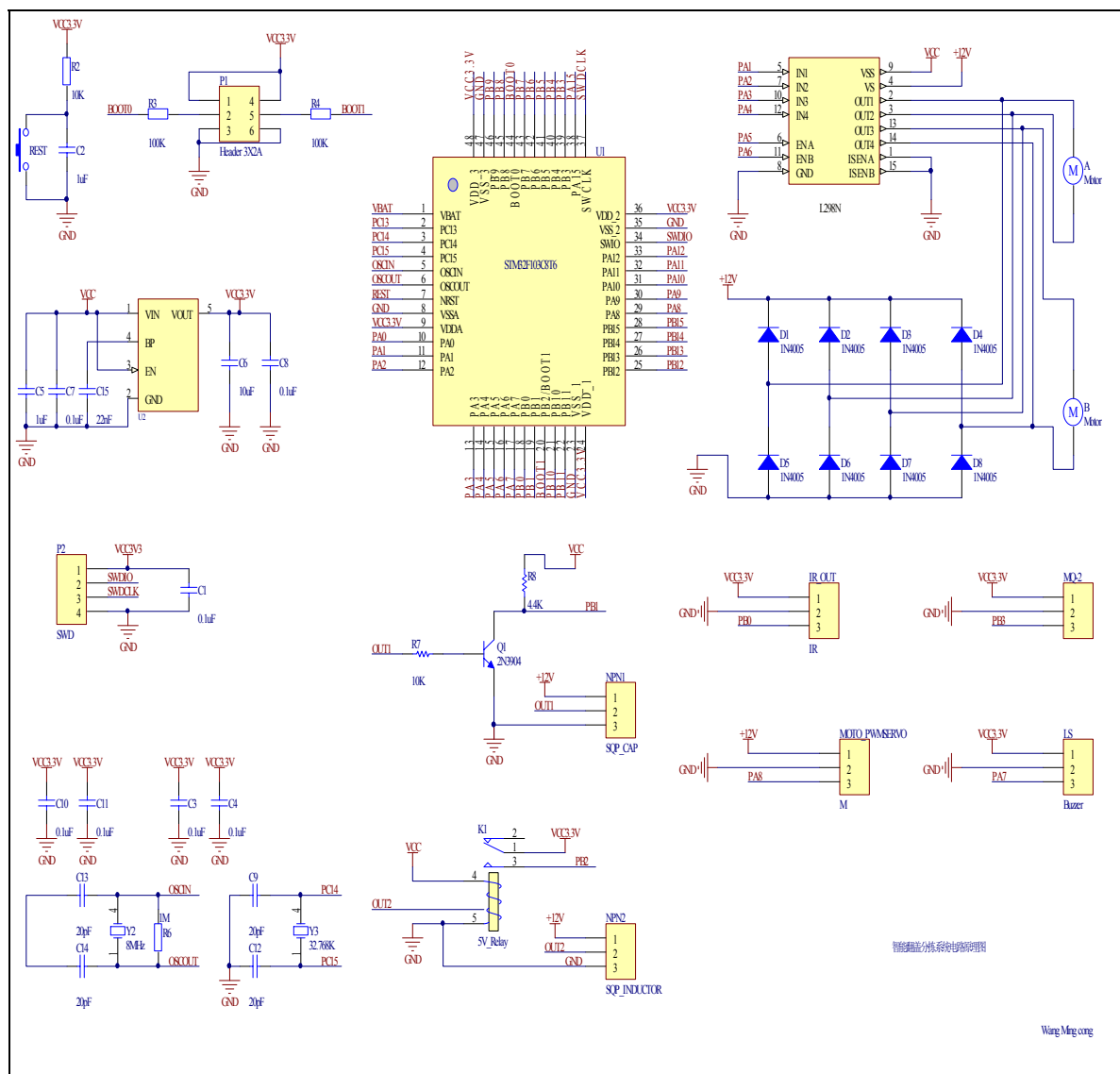


图 4 智能分类垃圾桶的控制电路原理图

Fig.4 Schematic diagram of the control circuit of intelligent classification trash can

3 系统软件设计

3.1 软件流程图

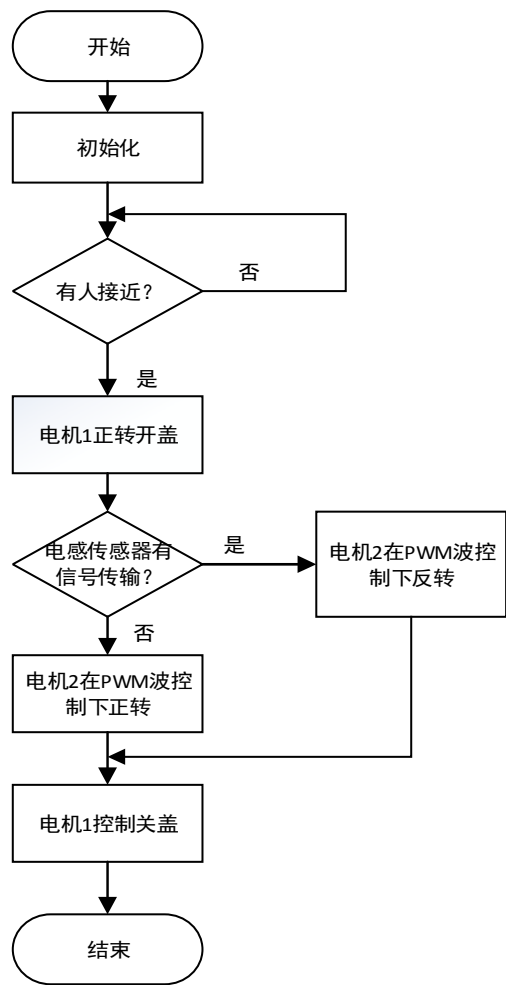


图 5 系统程序流程图

Fig. 5 System program flow chart

3.2 流程图分析

首先系统进入初始化阶段，当检测到人的接近的时候，单片机通过控制电机 2 驱动模块控制步进电机转动完成开盖操作。当电感传感器检测到金属时，单片机控制舵机反向转动，当把垃圾移动到相应子箱体后，旋转板恢复原来位置；反之，控制舵机正向转动。当舵机恢复原来位置，且人离开时关盖。

4 测试结果

通过对加工完成的样品的测试，接上电源后，当人走过垃圾桶的红外感应区域时，垃圾桶自动开盖，丢入垃圾，若丢入易拉罐、铁棒等金属制品时，自动将其移动至金属子箱体；若丢入纸、塑料瓶等非金属制品时，自动移入非金属子箱体。当人离开

红外感应区域后，箱盖自动关闭。

5 总结

本设计的自动化程度相对较高，不仅可以自动判断人的接近，还可以将垃圾分拣自动完成。虽然目前只能分辨金属与非金属，但相对于其他材料而言金属回收价值更大，因而，本设计相对而言比较完整的实现了垃圾分拣的任务。同时，在人离开的时候，垃圾箱是关闭的，对于垃圾箱中病菌传播有一定隔离作用。因此，本设计中垃圾桶有很高的实用价值，由于制作成本较低，一般环境均可以使用，由此有很高的普适性。

参考文献

1. 廖如珺,黄建忠,杨丹蓉.中国城市生活垃圾分类处理现状与对策[J].职业卫生与病伤.2012(01)
2. 李明,王晨景.绿色全自动智能分类垃圾桶[J].科技资讯,2017,15(16):124+126.
3. 段清明,彭醒醒,杨开琦,林洁.基于单片机的可控温智能多功能安全饮水机设计[J].吉林大学学报(信息科学版),2014,32(05):516-520.
4. 周慧珺,许锦标.新型智能垃圾桶的设计方案[J].广东工业大学学报,2006,(03):85-88+94.
5. 何侃,田亚清,李强,胡洲荣,张静.基于 LD3320 的语音识别智能垃圾桶设计[J].国外电子测量技术,2015,34(06):85-88.
6. 熊建桥,陆卫,季小涵,万锦晓,张志刚,付杰.一种智能分类垃圾桶系统的设计[J].机电产品开发与创新,2016,29(05):27-29+26.
7. 陈伟珍.环保型自动垃圾桶设计简析[J/OL].轻工科技,2013,29(04):71-72.
8. 周强,管锋,林琳,张飞,吕涨,汤高扬.一种自翻盖可压缩多功能智能垃圾桶的设计[J].机械,2016,43(05):51-54.
9. 王丽,黎毓杰,叶泰然,梁力培.基于 32 位单片机控制的智能垃圾桶远程实时监控系统设计[J].机械设计与制造工程,2017,46(06):45-48.
10. 范立南,白志强.基于单片机的智能垃圾桶系统设计[J].仪器仪表用户,2008,(06):16-17.

11. 高同辉,郭蕊. 基于 ARM 的家用智能垃圾桶设计[J]. 电子科技,2012,25(11):55-58.

一种基于片段相关的 WSOLA 语音变调改进算法*

于生宝；王钰戈；吴子博；田昊；田宝凤

(吉林大学仪器科学与电气工程学院 长春 130026)

摘要：语音变调由于具有安全保密、声音润色等优势，被广泛应用在军事通信、影音制作、电视广告等领域。时域同步叠加固定合成（SOLA-FS）算法作为主流算法，存在由于相位的叠加导致音频变调后自身连续性较差的问题，因而，本文提出了基于片段相关的 WSOLA 语音变调改进算法，该算法可以最大程度保留语音信号的原始性，避免声音的跳跃间断。在算法的实现过程中，首先对语音信号进行时间域的插值和抽取，完成对语音信号的变时变调；其次采用改进的 WSOLA 算法实现对于音频数据段的长度处理，完成音频数据段的最佳拼接和数据保留；然后通过探究能量与最佳相关系数之间的关系、标准差、傅里叶频谱等多种参数，实现了最佳数据长度的选取；最后，提出采用能量变化率进行算法性能评价，通过与时域伸缩法和数字下变频等算法的对比分析，验证了本文所提改进算法的优越性和有效性。

关键词：语音变调 WSOLA 算法 片段相关 最佳数据长度 能量变化率

An improved speed pitch shifting algorithm about WSOLA based on fragment correlation

YU Sheng-Bao; WANG Yu-Ge; WU Zi-Bo; TIAN Hao; TIAN Bao-Feng

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

Abstract Speech pitch shifting is widely used in military communication, video production, television advertising and other fields because of its advantages such as security, confidentiality and optimization. Synchronized Overlap-add (SOLA) has some problems in speech continuity because of its phase superposition. Based on this situation, this paper proposes a new speech pitch shifting algorithm based on Data segment correlation using WSOLA. This algorithm can maximize save the original speech signal, avoid sound jumping. In the process of the realization of this algorithm; Firstly, realizing the time domain of speech signal interpolation and decimation, completing the pitch of speech signal change; Secondly, using improved WSOLA algorithm for processing length of audio segments, to complete audio segments optimal stitching and data retention; and then by selecting the best data inquiry and data length in the process of energy to achieve the best data length selection; Finally, proposing the performance of the algorithm to evaluate the energy change rate, to verify the advantages and effectiveness of this paper through comparing with Time domain scaling algorithm and Digital frequency conversion algorithm.

Keywords speech pitch, algorithm of WSOLA, segment correlation, Optimum data length, energy gradient

0 前言

随着信息技术的发展，人们对声音的要求逐渐提高。在军事方面，出于保密等目的，往往对声音

要加以变调处理，消除原始声音的特性；在日常生活中，有些弱势群体出于对自身安全性的保护，也需利用语音变调对自己的声音进行处理；在人工智能方面，机器语音往往单调无趣，需要利用语音变调对声音加以润色，使其更具有人的特性。语音变

*指导老师：于生宝

项目类型：大学生创新项目（2016A65280）

调现阶段主要分为时域和频域两大类办法, 频域方法主要为相位声码器 (phase-vo-coder) [1], 这种方法计算量过大, 而且参数不易调整; 频域中还有采用数字下变频 (digital-down-converter,DDC) [2-3]方法对信号频域处理是比较经典的处理手段, 但该方法调节频域难度大, 容易引进噪声。时域办法在 1954 年 Fairbanks [4]等提出时域剪切法, 这种方法对数据段复制抽取, 容易产生噪声; 1984 年 Griffin D W 和 Lim J S 提出重叠叠加算法 (Overlap-add, OLA) [5], 这种算法对数据帧进行叠加抽取处理, 但是无法完成变调不变时的要求; 1985 年, Roucos S 和 Wilgus A 提出了同步重叠叠加 (Synchronized Overlap-add,SOLA) 算法 [6-7], 该算法是普遍算法的理论基础, 可以实现效果较为良好的语音变调, 但是时长调整上不够精确, 仍不能满足变时不变调的要求。在 SOLA 算法的基础上, 主要为了解决时长规整的问题, 发展出基音同步叠加法 (pitch synchronous overlap-and-add,PSOLA) [8-9]和波形相似叠加法 (waveform similarity overlap-and-add, WSOLA) [10-11]。PSOLA 算法对基音进行标定处理, 难度大且准确性不高, WSOLA 通过对波形的相似处理, 通过寻找最佳相似相位点获得较处理好处理效果, 但是忽略了对音频信号自身连续性的考虑。本文立足于 WSOLA 算法, 针对现有变调处理办法对数据保真性不足、变调后语音的完整性考虑不周等问题, 提出了一种利用数据段做最相似处理进行变调处理的办法, 并且对数据段的最佳选取长度进行探究, 对相关重要参数对比分析, 利用算法实验及与其他算法的对比实验 [12], 验证了本文所提语音变调方法的优越性和有效性。

1 波形近似叠加 WSOLA 算法

大多数音频算法的核心思路都是利用 WSOLA 算法, 包括现在主流的 SOLA-FS 算法, 在核心处理方面是利用 WSOLA 算法寻找相关性数据来避免相位的不连续, WSOLA 算法的原理过程如图 1 所示。

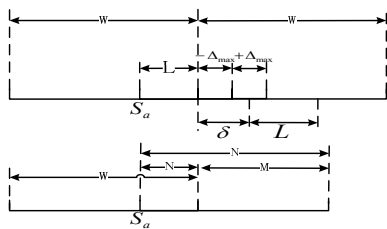


图 1 WSOLA 算法原理图

Fig.1 WSOLA algorithm schematic diagram

首先按每组 W 个数据将音频信号分组, 然后选出前一组后 L 个数据作为相关数据的分析窗, 在后一组数据中也选择 L 个数据, 起始帧的范围为 $[-\Delta_{\max}, +\Delta_{\max}]$, 每次移动一帧数据; 取相关函

数 $\varphi(x)$ 做相关计算, 选择最相关的数据段, 此时记最大相关位置为 δ , 若输出段长度设为 N , 即继续向后寻找 M 个数据作为每组的段输出, 整体表达式为:

$$y(m + kN)w(m) = x(m + kW + \delta)w(m) \quad (1)$$

$$N = aW \quad (2)$$

$$L + M = N \quad (3)$$

式(1)表示第 k 个数组的数据 $x(n)$ 在经过相关计算后与输出数据 $y(n)$ 的关系, 式(2)中 W 表示输入数组

每组数据的数量, N 表示输出数组的数据数量, δ 为搜索到的最相关位置, a 为 WSOLA 算法中的放大缩小倍数, 从而决定了在 L 后抽取数据的数量。式(3)表示输出数组的组成结构, 每一组输出的数据由两部分构成, 第一部分为进行最相关运算长度为 L 的数据, 第二部分为跟随数据 L 长度为 $N-L$ 的数据。 M, L 和 N 的关系由(3)式决定。对于最相关位置 δ 的搜索如式(4)。

$$R(L_{n-1}, L_n) = \frac{\text{Cov}(L_{n-1}, L_n)}{\sqrt{\text{Cov}(L_{n-1}, L_{n-1})\text{Cov}(L_n, L_n)}} \quad (4)$$

式(4)中将前一组与和一组数据进行相关运算, 根据每组数值 R 的返回系数均不相同, 取返回值最大的 L 即为最大相关位置。

2 基于片段相关的 WSOLA 语音变调改进算法

2.1 时域伸缩变调的实现

语音变调首先进行时域的伸缩, 来调整原始音频信号的频率, 具体采用时间域的数据抽取和插值的办法来实现目标。在不改变采样率的情况下, 对原始音频数据利用参数 k 进行采样, 若 $k > 1$, 则时域数据长度缩短, 整体音调抬升; 若 $k < 1$, 则时域长度增加, 整体音调下调。具体步骤如下式:

$$n' = \text{mod}(1:k:n) \quad (5)$$

$$y_{out} = y(n') \quad (6)$$

(5)式中原数据点数为 n , n' 为输出数据的位置序列, 若 $k < 1$, 则每个 k 取一点, 然后利用 mod 函数取整, 这样即可实现时域的拉伸, 反之实现时域的缩减。选好点后由式(6)构建输出序列将所建立的新数据序列输出, 选取一段中文男声作为样本, 采样率 $F_s = 16000\text{Hz}$, 数据点 $n = 256000$, 采样精度 12 位数据, 选取 $k = 0.8$; 画出其变调前后的时间域和频率域图像 如图 2 所示。

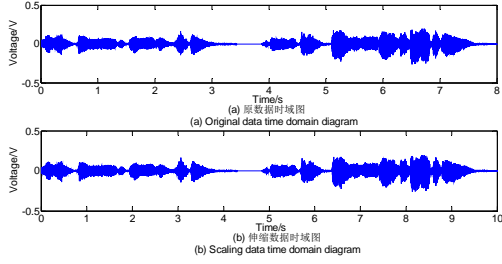


图 2 时间域伸缩前后图像

Fig.2 Time domain scaling back and forth time domain images

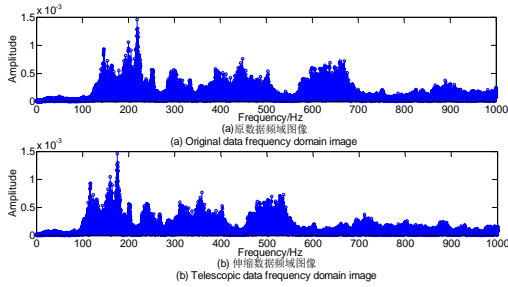


图 3 时间域伸缩前后频率域图像

Fig.3 Time domain scaling back and forth frequency domain images

由图 2 可观察到在采样率不变的情况下, 数据整体时间由 8s 变为 10s, 数据点从 $n = 256000$ 变为 $n' = 320000$, 满足式(7)。

$$\frac{n}{k} = n' \quad (7)$$

由图 2 观察到该方法实现了数据的插值, 由图 3 可以观察到频率域图像整体向低频搬移; 完成了音频数据整体频率的下调。

2.2 基于片段相似的改进算法

由于音频数据的连续性, 本文基于 WSOLA 算法, 以语音变调为目标, 提出另外一种对音频信号的叠加思路。首先采用分段相似处理, 以 W 为数据段长度将整体数据分为若干段, 然后对选取的音频按照需求

截取长度 L , 最相似位置选择是根据前一组整段数据来寻找, 根据音频信号具有连续性与不可跳跃性, 进行波形的最相似叠加。以此类推完成对整个数据段的分析处理, 保证了音频数据的最大不失真和最佳连续性; 原理过程如图 4 所示。

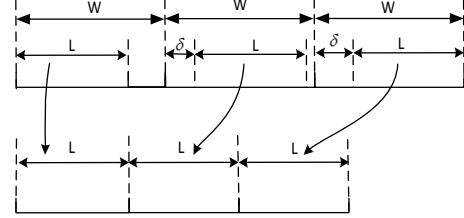


图 4 基于片段相似的改进算法原理图

Fig.4 The schematic diagram of WSOLA improved algorithm based on fragment similarity

改进的 WSOLA 算法采用对原数据段扩展, 从而求取每段最大相似片段的办法。图 4 以调整缩短时常为例, 在 W 个数据点中首先确定自己的目标点数 L , 此时应满足(8)式的条件, 然后从每段段首开始搜索目标相关系数, 一直计算 $W - K$ 个点, 计算完成之后整体比较出最大的相关点数, 并求出最大相关点对应的最大相关位置如式(8)所示。

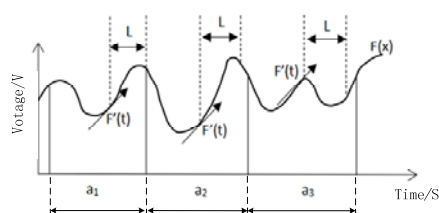
$$y(m + kL) = y(m + kW + \delta) \quad (8)$$

最后将从每个相关位置的起始帧开始, 向后取 L 个点作为输出片段, 以此求取若干次完成整个语音的调整, 如式(9)所示。

$$L + \delta_{\max} = W \quad (9)$$

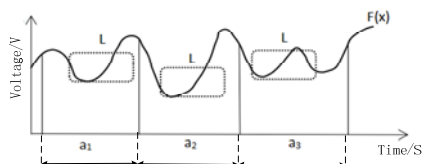
2.3 数学模型角度分析改进算法的优势

将整个语音片段设为一个连续函数 $F(x)$ 来进行数学模型的分析。SOLA-FS 算法在叠加过程中采用的是将语音信号分为若干个区间: $[N1, N2], [N2, N3], [N3, N4], \dots, [Nn-1, Nn]$, 然后取每一段语音信号 $f(x)$ 的导数 $F'(x)$, 第 $k-1$ 段的语音信号最后的位置的导数 $F'(a)$, 在 k 段语音信号中寻找 f' (b) 近似等于 $F'(a)$; 将 $F'(b)$ 的位置作为 $[Nk-1, Nk]$ 段的最大输出位置, 然后取在出其后续依次取相应的片段长度即完成一次叠加过程; 逐次进行整个数据段即完成此次语音信号的处理。本文提出的基于波形改进的变调方式, 采用的是数据段相似的思路: 首先仍将语音片段分为若干个区间 $[N1, N2], [N2, N3], [N3, N4], \dots, [Nn-1, Nn]$, 然后取 $[Nk-2, Nk-1]$ 区间上的输出函数 $a(k-1)$, 在 $[Nk-1, Nk]$ 整个上搜索与 $a(k-1)$ 最相似的 $a(k)$; 最后将 $a(1), a(2), a(3), \dots, a(n)$ 拼接起来即为输出段序列。算法对比示意图如图 5 所示。



(a) SOLA-FS 算法数学原理图

(a) mathematical schematic diagram of SOLA-FS algorithm



(b) 本文算法数学原理图

(b) the mathematical schematic diagram of this algorithm

图 5 建立数学模型对比算法原理

Fig.5 Established the principle of mathematical model comparison algorithm

由图 5 数学模型可以看到, 对于函数 $F(x)$ 选取其中 a_1 、 a_2 、 a_3 三个区间, 其中纵坐标 v 表示电压, 横坐标 s 表示时间。图 5(a)表示通过利用导数相等即 $F'(t)$ 相同(t 为参数)来确定数据段开始的位置, 图 5(b)中虚线框中的部分表示对整个数据框进行运算, 所得到的与前一组数据的最相似波形。通过上述模型可以类比得到, SOLA-FS 的处理方式运用导数思想, 利用小数据段找到最相似位置, 但是忽略了数据的连续性, 往往有些数据起始数值相同, 但是在后端实际数据差异很大; 通过导数所取出的数据段的跳跃性很大, 不符合音频信号的连续性特征, 而第二幅图所展示的办法则可以找到最相似的音频波形, 解决音频信号的连续性问题。

综上所述, 改进后的算法可以保证数据的连续性, 由于每个数据段的输出根据前一个数据段来决定, 所以可以最大程度保证数据的原始性和准确性, 因此从数学角度与原理上讲, 本文提出的算法较 SOLA-FS 而言更具有准确性和连贯性。

3 最佳数据长度的选取研究

本文着重研究了算法在实现音频变调时对数据长度的选取问题, 以大量数据实验作为依据, 分别利用傅里叶变换分析输出的频域变化情况; 并取出每次变化后的相关系数序列, 画出其图像; 分析其标准差和均值, 对不同数据段长度的处理结果进

行频域以及时域图像对比分析, 完成对数据段长度的确定。实验中选取的数据均为采样率为 16000Hz, 数据长度为 256000 的中文男声做样本。

3.1 不同数据段相关系数图像对比

实验中分别选取从 100 点到 1000 点作为处理数据长度, 选择缩放系数为 0.8, 相关系数图像如图 6 所示。

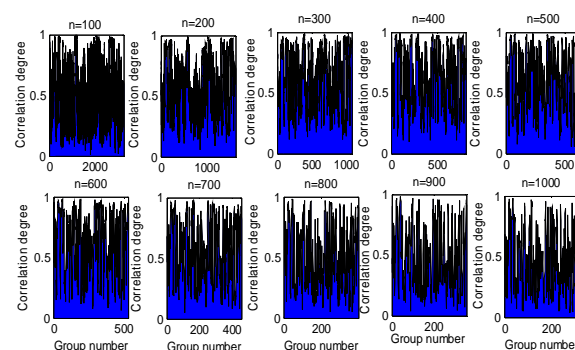


图 6 相关系数图像

Fig.6 Correlation coefficient image

图 6 横坐标进度表示数据的组数, 由设置不同长度数据的组数构成, 组数 n 分别从 100 取到 1000; 纵坐标为由(5)所计算的相关度。由于信号分为若干段, 每一段都对应这一个最大相关位置, 同时也对应着最大相关系数。本文将数据点从 100 取到 1000, 共计 10 组。将分组的最大数据点整理为一个数列, 将数据画成图像如图 6 所示, 根据理论分析可知, 对一段音频数据进行分组相关运算, 那么必然存在某段数据内相关度高, 某段数据内相关度低的情况。但在不同长度的运算中, 其相关度总体趋势应该相同。通过图 6 我们可以看出整体趋势大体相同, 但是在数据段过短时, 例如 100 数据点图像在相关度大的区域也产生了大量毛刺。在数据段过长时例如 1000 数据点图像, 在不相关区域却过于平坦, 所以综合以上分析与图像对比, 我们通过数据图像分析发现, 在数据段选取 600 点左右时, 相关区曲线表现最好。

3.2 不同数据段相关系数的标准差与平均值

根据不同长度数据段相关系数的不同, 分别将 100-1000 点的数据处理后相关系数取出, 通过分析其标准差与平均值观察其特性。

表 1 最大相关数据处理

Table 1 The most relevant data processing

数据长度	标准差	平均值
1000	0.258	0.474
900	0.258	0.504
800	0.262	0.532
700	0.258	0.578
600	0.253	0.608
500	0.245	0.645
400	0.244	0.656
300	0.231	0.635
200	0.228	0.595
100	0.244	0.534

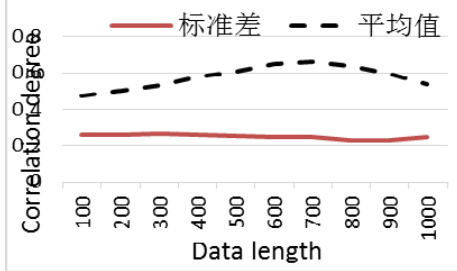


图 7 相关度数据图

Fig. 7 Correlation data graph

由表 1 可以观察到最大相关数组的平均值先变大后变小, 平均值代表了整个最大相关数组的相关程度, 在取 100~1000 数据点时, 相关数组的平均值均比较小, 这说明取 1000 点时, 由于数组长度较大, 段落之间相似性不高; 取 100 点时, 段落的跳跃过大, 也导致平均值较小; 在 400-700 点时, 平均值取到最大值, 由此推测最相关的数组长度应 500-800 点左右; 然后分析数据标准差, 标准差表现了最相关数据的分散程度; 如果音频信号正常, 那么相关数据应该随在其长度适中时趋近于一个稳定值, 观察表格中数据, 本文发现此音频信号的相关度标准差集中在 2.5 左右, 所以当数据在 2.5 左右时可认为信号可靠, 据此, 本文认为可以把这项指标作为判断信号是否存在较大失真的一个重要判别依据。

3.3 不同数据段处理结果频域图像对比

本文对不同数据段长度进行独立实验, 分别对结果进行傅里叶变化做出其频域图像, 通过实际处理结果与期望结果的频域图像相似程度进行对比, 从而判断出最相关数据段, 如图 7 所示。

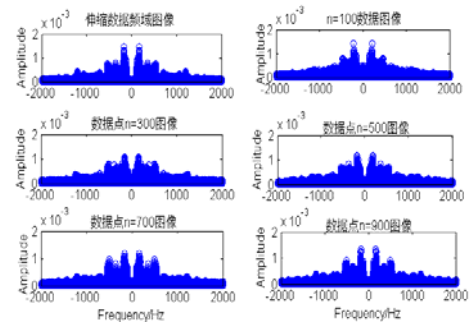


图 8 不同长度数据输出幅频图

Fig. 8 Different length data output amplitude frequency diagram

图 8 分别选取了拉伸数据, 以及数据段长度 $n=100, 300, 500, 700$ 和 900 点的算法处理结果做傅里叶变换。在理想情况下, 选点后的傅里叶变换输出的波形应该和拉伸数据傅里叶变换的波形相似。若信号波形在频率域无改变而时间域发生变化, 则实现了语音波形的相似叠加完成时长调整。从图 8 数据中可以观测到, 500 数据点输出的频率域波形与原波形最为相似; 趋向 100 或 1000 数据点的波形则逐渐偏移变形。

综上所述, 通过时域最相关系数的判定, 均值和方差以及频域的傅里叶变换图像进行分析, 最终确定了当数据段选择 600 点左右的片段具有最佳变调效果。

4 数据处理结果对比分析

为了进一步验证本文改进算法的性能, 在对比时间域和频率域波形的基础上, 本文提出采用能量变化率进行算法性能的评价, 同时将改进算法与时域抽取算法、频域数字下变频算法进行了对比分析。

4.1 能量变化率的提出

为了对变调处理后信号的质量进行评价, 本文提出了能量变化率的概念, 其计算公式为:

$$\Delta e = \left[\frac{\sum_{k=1}^{k=n} (y_k)^2 - E_0}{E_0} \right] \times 100\% \quad (10)$$

公式(11)中 E_0 表示原信号的总能, y_k 表示输出信号每一点的信号能量, 其单位通常用电压来表示,

k 表示数据点的位置, Δe 表示所计算出的能量变化率。式(11)是采用逐点平方和作为能量计算的依据, 分别对各算法处理后的信号进行能量分析与计算。

4.2 改进算法与时域抽取算法的对比

通过时间域的复制和采样数据来实现声音变调是常用的变调方式，一般称其为时域抽取算法。实验证明：当把一段数据拉伸时，音调下降，将数据压缩时，音调上升。为了验证本文提出改进算法的性能，采用本文算法与时域抽取算法分别对原声信号在时间域和频率域进行对比，选取采样率为 16000Hz，数据长度 256000，单声道 16 位编码男声信号，选择处理数据段长度为 500，信号处理后结果如图 9 所示。

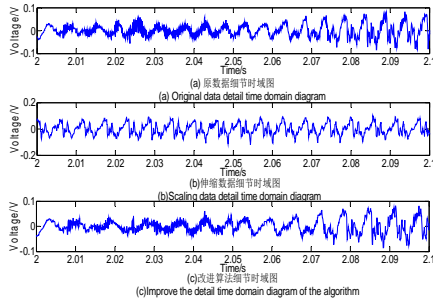


图 9 时间域信号波形对比图

Fig.9 Time domain signal waveform comparison Diagram

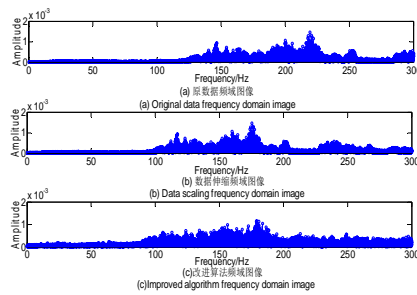


图 10 频率域信号波形对比图

Fig.10 The frequency domain signal waveform comparison diagram

在图 9 和图 10 中，实际选取了时域 2.0-2.1s，频域 0-300Hz 的数据进行展示，由上述时域细节图可以看到，和原信号相比，在时间域复制抽取数据的办法在 2.0-2.1s 内已经完全失真，其相应信号已经搬移的别的时间段；而改进算法则在时间域表现良好，其波形与原信号大体相似。在频率域，通过图 9 观察，采用复制抽取数据的办法所画出的频域图像与原信号的频域图更相似，改进算法与之相比在整体包络上满足要求，但是细节上略有不足，还有改进空间。

为了进一步体现本文所提算法性能，表 2 给出了时域复制抽取数据算法与本文提出算法在能量上的对比分析，经过计算可知原始语音信号的能量值为 51.57 焦耳。

表 2 本文算法与时域伸缩算法能量对比

Table 2 The algorithm is compared with the time domain scaling algorithm

变调系数	时域算法能量值（焦耳）/变化率	本文算法能量值（焦耳）/变化率
1.20	60.86J/19.98%	51.75J/0.35%
1.10	53.59J/6.36%	51.23J/0.60%
0.90	55.17J/6.98%	51.75J/0.35%
0.80	62.08J/20.38%	51.88J/0.36%
0.70	70.10J/35.76%	51.35J/0.42%

根据表 2 所得数据可以得出时域伸缩 体能量变化较大，在变调系数为 0.7 时，能量变化率已经达到 35.76%；而改进算法对信号能量基本无影响，能量变化率不超过 1%。

数字下变频办法指的是利用数学运算将原信号的频带移到目标位置，通过直接对信号的频率域进行处理来完成语音信号的变调，然后通过滤波器进行相应滤波调节。实现原理式如下：

$$y = x \cdot \cos(2\pi f \cdot \varphi) \quad (11)$$

式(11)中 f 为原信号的中心频域， φ 为目标搬移频率。

本文仍选取采用率为 16000Hz，数据长度 256000，单声道 16 位编码男声信号，选择处理数据段长度为 500 的数据，分别从时域频域角度对比分析数字下变频算法与改进算法变调的效果，如图 11 所示。

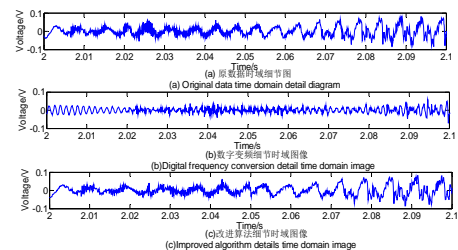


图 11 时域图像对比

Fig.11 Time domain image comparison

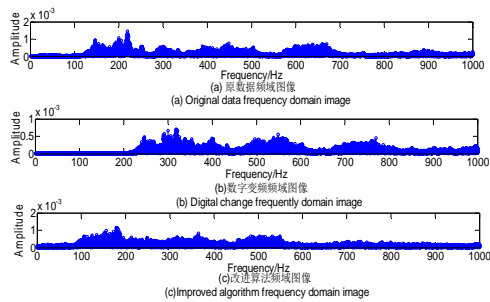


图 12 频域图像对比

Fig.12 Frequency domain image contrast

图 12 中, 时域信号选择 2-2.1s 的数据进行观察, 频域选择 0-1000Hz 的范围进行观察; 数字变频的设置指标为整体向高频移动 300Hz, 且用高通滤波器进行滤波; 从图 10 可以观测到数字变频的频率域表现良好, 可以实现精确的频带搬移; 本文算法的频域波形包络满足要求, 细节有待提高。但是从图 9 时域观察来看, 数字变频法对原信号损伤非常严重, 几乎已经看不到原始信号的痕迹, 虽然通过人耳试听仍可以辨别到清晰的语音, 但是信号已经严重失真。而改进算法在实现变调的同时, 对时域信号伤害小, 细节波形仍清晰可辨。同时表 3 也给出了通过能量变化率对两种算法的对比分析。

表 3 本文算法与数字变频法能量对比

Table 3 This paper compares the energy of digital frequency conversion

移动频率 (Hz)	数字变频能量值 (焦耳)/变化率	本文算法能量值 (焦耳)/变化率
200.00	69.40J/34.58%	51.75J/0.35%
300.00	65.04J/26.12%	51.88J/0.60%
400.00	65.04J/26.12%	51.35J/0.42%
500.00	61.16J/12.78%	51.20J/0.11%

通过表 3 可以发现数字变频对信号的能量影响较小, 但是能量变化幅度仍在 10% 左右; 改进算法同样在能量方面优于数字变频法。

综合上述对比分析可以得出: 时域伸缩数据法频谱效果好, 但是时域上的延展和伸缩不满足绝大部分变调场合的要求; 频域数字变频法可以按指定目标完成频谱搬移, 但是在时域会对原始波形产生严重破坏; 而本文提出的改进的算法不仅满足时域的要求, 同时在频域方面波形较好, 对原始信号的保留程度高, 能量指标上也优于以上两者算法。

5 结语

本文针对传统语音变调算法对原信号保留程度低, 信号连续性差、能量变化率高等问题, 提出了基于片段相关的 WSOLA 语音变调改进算法。在理论分析波形近似叠加 WSOLA 算法核心思想的基础上, 首先采用时间域抽取和插值的办法来实现时域数据长度的伸缩, 其次提出基于片段相似方法对音频信号的叠加思路, 保证音频数据的最大不失真和最佳连续性, 同时进一步从数学模型角度分析改进算法的优势, 得出改进算法较 SOLA-FS 算法更具有准确性和连贯性, 然后, 以时域最大相关系数、标准差以及傅里叶频谱等为判据, 进行了算法最佳数据长度的选取研究, 最后通过时域、频域以及能量变换率三个层面将改进算法分别与其他时频域变调算法对比, 声音数据分析结果表明了改进算法的优势。本文提出的语音变调算法从基础环节分析出发, 在原理上进行改进, 所提出的理论思想和相关参数对语言变调的进一步研究有重要意义; 同时在此基础上对本文算法的声音利用滤波器和其他算法做进一步润色调整, 得到音质更高的变调音频。

参考文献

1. M.Dolson.The phase vocoder.Fournal of A tutorial Computer Music,1986,10:41-27
2. Yan.Liu.Study on Harmonic Analysis and Error Correction in Synchro to Digital Conversion,Journal of Advanced Materials Research,2011,10: 225-226
3. Fengling Zuo,Jietao Diao.Design and Simulation of Digital down Converter Based on System Generato.In:Proceedings of 2016 International Conference on Communications.Shanghai,China: CIMNS,2016:77-79
4. Fairbanks G. Systematic research in experimental phonetics. I. A theory of the speech mechanism as a servosystem.Journal of speech and hearing disorders,1954,19(2).
5. Driffin D W,Lim J S.Signal estimation from modified short-time Fourier ransform.IEEE Transacations on Acoustics.Speech,and Signal Processing,1984,32(2):236-243
6. Roucos S,Wilgus A. High quality time-scale modification.

- In: Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics and Signal. Tampa, USA: IEEE, 1985: 493-496
7. Liu Tao, Wang Zhigang. Flexible Approach to WOLA - based Wideband IF Signal Analysis. In: Proceedings of 2013 IEEE 11th International Conference on Electronic Measurement & Instruments VOL.01. Harbin, China: IEEE, 2013: 228-232
 8. Werner Verhelst, Dirk Van Compernelle. A unified view on synchronized SYNCHRONIZED overlap-add methods for prosodic modification. In: The Proceedings of the 6th International Conference on Spoken Language Processing. Beijing, China, 2000: 145-148
 9. Liu Yaolin, Peng Jinjin. PSOLA: A Heuristic Land-Use Allocation Model Using Patch-Level Operations and Knowledge-Informed Rules. Journal of PloS one, 2016, 11(6)
 10. Grofit S, Lavner Y. Time-scale modification of audio signals using enhanced WSOLA with management of transients. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2008, 16(1), 106-115
 11. Wang Lizhong, Wu Muqing. Waveform similarity over-and-add technique with gain control. In: Proceedings of 2009 2nd IEEE International Conference on Broadband Network & Multimedia Technology. Beijing, China: IEEE, 2009(2): 86-88
 12. 陈斌, 张连海. 基于 MCE 准则的语音识别特征线性判别分析[J]. 自动化学报, 2014, 40(6): 1209-1215

航空电磁探测运动噪声的时频特征分析*

庞奕荻；张孝双；钱泽利；朱凯光

(吉林大学仪器科学与电气工程学院，长春 130026)

摘要：由于航空电磁探测系统飞行姿态、速度和温度条件等影响，造成姿态角度变化引入了运动噪声，从而影响了观测数据的一致性。本文在法拉第电磁感应定律的理论基础上，仿真了姿态角引起的运动噪声的时、频谱图，分析了姿态角与运动噪声在时域和频域中的相关性。采用 Gabor 变换的时频分析方法，研究了姿态角产生的运动噪声对电磁响应的影响，从幅度关系上剖析了姿态角度与运动噪声的关联，对运动噪声与姿态角和其导数在不同频率点的相关性进行了对比，得出与姿态角本身相比，角度导数对运动噪声的影响更为严重。本文针对运动噪声的时频特征分析方法，为有用信号的降噪去噪提供了新的可行性思路 and 依据。

关键词：信息与信号处理 航空电磁法 时频分析 线圈运动噪声 姿态角

Time - Frequency Characteristic Analysis for Electromagnetic Detection of Motion Noise

Pang Yidi; Zhang Xiaoshuang; Qian Zeli; Zhu Kaiguang

(Jilin University College of Instrumentation and Electrical Engineering)

Abstract: The motion noise is introduced by the change of the attitude angle, which affects the consistency of the observed data, due to the influence of the flight attitude, velocity and temperature conditions of the aeronautical electromagnetic detection system. Based on Faraday Law of Electromagnetic Induction, the spectrum of the motion noise caused by the attitude angle is simulated. It is analyzed that the correlation between the attitude angle and the motion noise in the time domain and the frequency domain. The time-frequency analysis method of Gabor transform is used to study the influence of motion noise generated by attitude angle on electromagnetic response. The relationship between the attitude angle and the motion noise is analyzed from the amplitude. Comparing the correlation of different frequencies can obtain that in the case of this analysis the derivative effect is more serious than the attitude angle itself. This time - frequency characteristic analysis method provides a feasible idea for noise reduction of motion noise.

Key words: information science airborne-electromagnetic method time-frequency analysis coil motion noise attitude angle

0 引言

航空电磁法是航空地球物理探测常用方法之一，该方法应用了电磁场理论，结合了机载线圈硬件设计与软件数据处理方法^[1]，使其拥有覆盖面积大、飞行速度快、工作效率高、应用成本低、复杂地形通行性良好等其他物探方法不可替代的独特优势，尤其在环境恶劣、人力难以到达的地区极具应

用价值^[2-3]。本文的研究基于直升机航空电磁系统，此系统分辨率高，适用于浅层地质探测。

收集并读取地层结构和地下物质反馈的有效电磁场信息，是航空电磁探测的必要环节。因此提取有效信号并做出合理解释在航空电磁法中具有重要意义。然而由于测量方式的限制、环境的干扰和飞机飞行姿态等的影响，观测数据质量和成像数据精度都会受到噪声干扰而下降。线圈运动噪声作为主要噪声源之一，引起接收线圈内磁通量的变化而产

*指导老师：朱凯光

项目类型：大学生创新项目（2016A65283）

生感应电动势。

前人已在运动噪声的分析和去除方面提出了许多理论方法。Macnae^[4]分析了航空电磁数据的特点及各种噪声源,其中就包括运动噪声;Lane 等^[5]从时域角度分析了运动噪声特点;Buselli 等^[6]从频域角度分析了运动噪声特点并得出运动噪声主要能量集中在低频域;Munkholm^[7]利用三分量磁场之和在主场方向上的投影与运动噪声之间耦合为最小原理抑制运动噪声;Davis 等^[8]考虑了线圈运动引起的系统几何参数变化的影响;KASS 等^[9]在反演运算中利用主成分压制噪声。

本文在时域和频域中进一步研究了运动噪声在幅度关系和频率范围上与姿态角的相关性,在时频域中,通过 Gabor 变换的方法研究了姿态角与运动噪声在时频点上的幅度特征。

1 Gabor 变换时频方法及原理

给一个时间宽度很短的窗 $w(x)$ 并使其滑动,信号 $x(t)$ 的短时傅里叶变换为

$$STFT(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)w(t-\tau)e^{-j\omega t}dt \quad (1)$$

当窗函数中变量 τ 变化时,函数窗沿时间轴移动,则逐一的分析了各个时间段的频率特征。

当短时傅里叶变换中的窗函数选取高斯窗时,该变换称为 Gabor 变换。此时窗函数 $w(x)$ 的表达式为

$$w(x) = \pi^{-\frac{1}{4}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (2)$$

信号 $f(t)$ 的 Gabor 变换为

$$T^{Gabor} f(\tau, \omega) = \pi^{-\frac{1}{4}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-\frac{(t-\tau)^2}{2}} e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

由于高斯函数的傅里叶变换仍为高斯函数,所以相当于对时频域同时加高斯函数窗,使时域和频域都得到了局部化,这样便提供了任意局部时间范围内变化信号的频率信息。

Gabor 变换的分辨率具有单一性,根据 Heisenberg 不确定性原理,时间和频率分辨率的乘积受到 $\Delta t \times \Delta f \geq \frac{1}{4\pi}$ 的限制,不能同时提高。但是高斯窗函数的面积达到了 Heisenberg 原理的下限,所以采用 Gabor 变换的时频分析方法已经达到了 STFT 变换的最优程度。

2 姿态角与运动噪声特征分析

2.1 运动噪声的计算与时域分析

运动噪声的计算原理为建立以地为基准的笛卡尔直角坐标系,以线圈法向量的变换来表征线圈平面的旋转姿态,从而通过计算其产生的感应电动势值来计算运动噪声的大小。以俯仰角 pitch 旋转为例,示意图如图 1。定义 \mathbf{A} 为静止状态下线圈平面的法向量, \mathbf{A}' 为运动状态下线圈平面的法向量,此变换过程的旋转矩阵为 \mathbf{T} , 则有 $\mathbf{A}' = \mathbf{T} \cdot \mathbf{A}$ ^[10], 其中

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} \cos \beta \cos \gamma & \cos \gamma \sin \alpha \sin \beta - \cos \alpha \sin \gamma & \sin \alpha \sin \gamma + \cos \alpha \cos \gamma \sin \beta \\ \cos \beta \sin \gamma & \cos \alpha \cos \gamma + \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma & \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma \\ -\sin \beta & \cos \beta \sin \alpha & \cos \alpha \cos \beta \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中 α 、 β 、 γ 分别为滚转角 roll , 俯仰角 pitch , 偏航角 yaw 三种姿态角对应的角度值。若磁通量为 Φ , 地磁场为 \mathbf{B} , 线圈有效面积 $\mathbf{S} = \mathbf{A}' \mathbf{S}$, 其中 \mathbf{S} 为线圈面积, 则运动噪声产生的感应电动势大小为

$$\varepsilon = -\frac{d\Phi}{dt} = -\mathbf{B} \frac{d\mathbf{S}}{dt} = -\mathbf{B} \frac{d\mathbf{A}'}{dt} \mathbf{S} = -\mathbf{B} \frac{d\mathbf{T}}{dt} \mathbf{A} \mathbf{S} \quad (5)$$

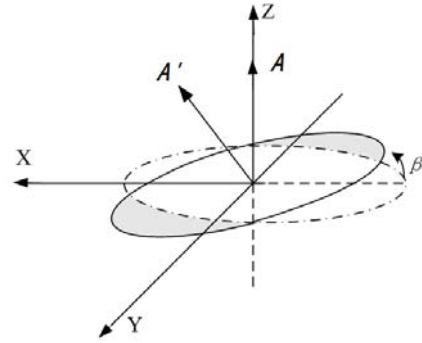
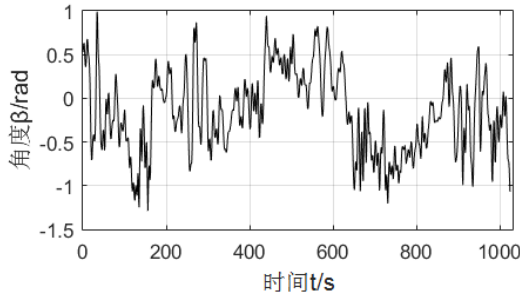


图 1 俯仰角旋转法向量变化示意图

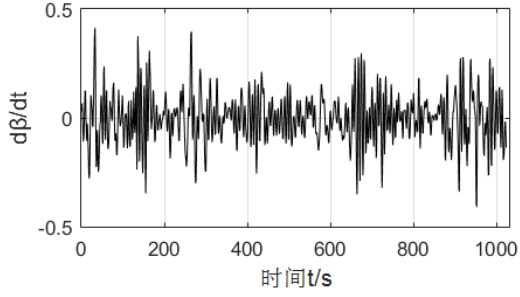
Fig.1 Normal vector change of pitch angle rotation

借助吉林大学仪器科学与电气工程学院地球信息探测仪器教育部重点实验室的数据支持,我国国土资源航空物探遥感中心与吉林大学共同研制了吊舱式直升机电磁勘查系统 CHTM,发射线圈半径 7.5 m,发射基频为 25 Hz 的梯形波,接收线圈半径 0.3 m,接收线圈匝数 28 圈。实测角度为某低空系统在湖南省岳阳临湘市桃矿进行野外飞行实验中利用 GPS 系统采集到的姿态角度,采样率为 1 Hz,采样时间 1800 s,包含俯仰角 pitch , 偏航角 yaw , 滚转角 roll 三种姿态。

根据实测角度可知,俯仰角变化范围较大,且其影响相对更为重要,故本文主要以俯仰姿态角度变化进行说明。 pitch 角的时域图像和其一阶导数谱图如图 2 所示。由于姿态角度对各分量线圈有相同的影响规律,本文以 Z 线圈分量为例说明其时频特性。该 pitch 角度影响下 Z 线圈分量产生的运动噪声如图 3 所示。



(a)



(b)

图2 俯仰角和其一阶导数时域谱图

Fig.2 Pitch angle and its first derivative time domain spectrum

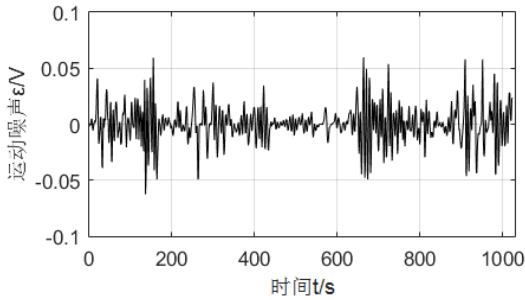


图3 Z分量线圈运动噪声时域谱图

Fig.3 Z component coil motion noise time domain spectrum

根据数据的幅值特征，对比一阶导数谱图与 Z 线圈分量运动噪声时域图，可以较直观的看出运动噪声的幅值大小与频率集中变化范围都与一阶导数有较明显的相关性。在归一化条件下计算互相关系数，Z 分量运动噪声与 pitch 姿态角一阶导数数据的互相关系数为-0.9451；根据统计学常用相关系数定义 $\pm 0.80 \sim \pm 1.00$ 为高度相关，而原始姿态角与运动噪声的互相关系数仅为+0.1070，故根据谱图信息可以得到时间域内姿态一阶导数数据直接影响线圈分量运动噪声大小。根据算法可以证明，当不引入 yaw 和 roll 姿态角时，旋转矩阵(4)中 α 和 γ 角度为 0，

$$\text{此时对应的旋转矩阵 } T_{\text{pitch}} = \begin{pmatrix} \cos \beta & 0 & \sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \beta & 0 & \cos \beta \end{pmatrix},$$

其中将地磁场 B 按坐标系分解为 $B = (B_x \ B_y \ B_z)$ ，

对于 Z 分量来说， $A = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ ，因此 Z 分量引起的感应

电动势大小根据 $\varepsilon = -B \frac{dT}{dt} AS$ 得

$$\varepsilon_z = S \sqrt{B_x^2 + B_z^2} \sin(\beta - \arctan \frac{B_x}{B_z}) \frac{d\beta}{dt} \quad (6)$$

从公式中可以看出，运动噪声的大小与 $\frac{d\beta}{dt}$ 成正比

关系，因而线性相关，而与 $\beta - \arctan \frac{B_x}{B_z}$ 成正弦关系，即理论上验证了谱图显示两者相关性大小的正确性。

2.2 运动噪声的频域分析

进而分析数据的频域特征，pitch 角和其一阶导数的频域谱图如图 4 所示，由谱图(a)可以看出，在接近直流的低频范围内，线圈的 pitch 姿态角最大，随着频率的增大，姿态角大小整体呈下降趋势，但在 0.030 Hz-0.045 Hz 和 0.135 Hz-0.1507 Hz 时角度出现极大值，且 0.030 Hz-0.045 Hz 处幅值大致为 0.135 Hz-0.1507 Hz 处幅值的 2 倍。

Z 分量线圈运动噪声频域谱图如图 5 所示。图 (B)与图 5 明显相似，谱图归一且频率分辨率相同下的互相关系数为+0.9593，因此在频域范围内运动噪声分量与一阶导数仍然满足相关性，这与傅里叶变换仅作为不同域度的相同能量表达的理论相一致。在 Z 分量运动噪声谱图中可以看出，幅值明显的运动噪声主要出现在三段频率中，分别为 0.045 Hz-0.047 Hz、0.136 Hz-0.156 Hz 和 0.271 Hz-0.281 Hz。0.04 Hz 附近和 0.15 Hz 附近运动噪声与姿态角度的峰值点有明显对应，但是幅值关系呈负相关，此关系表明对于运动噪声的大小的影响，一阶导数的影响比姿态角度大小的影响更为剧烈。以上的分析皆与公式 $\varepsilon = -B \frac{dT}{dt} AS$ 中变化率越快，即频率越高，感应电动势值越大相吻合。同理，在接近直流范围内，尽管姿态角度很大，但由于变化率低，导致运动噪声并不明显。而 0.271 Hz-0.281 Hz 处出现的峰值为 0.136 Hz-0.156 Hz 处的二次谐波。

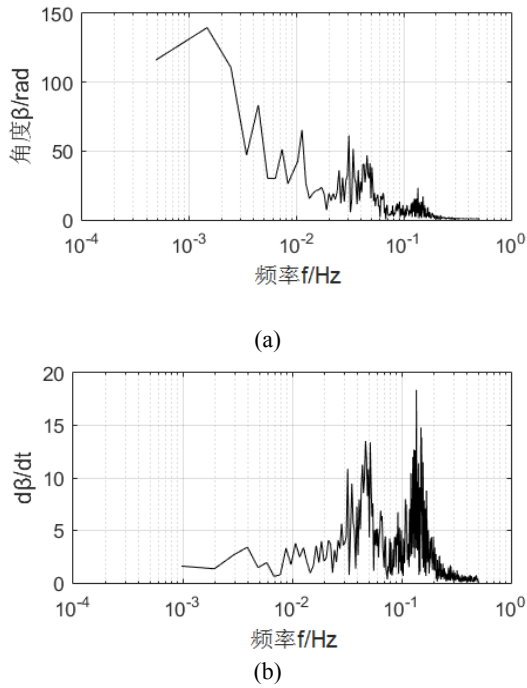


图 4 俯仰角和其一阶导数频域谱图

Fig.4 Pitch angle and its first derivative frequency domain spectrum

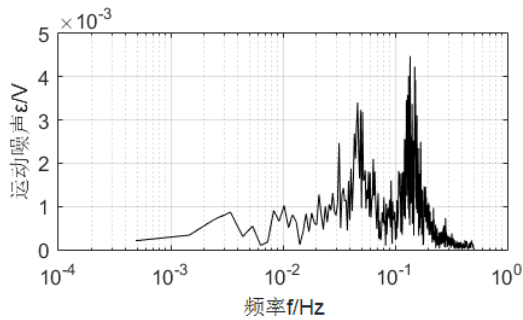


图 5 Z 分量线圈运动噪声频域谱图

Fig.5 Z component coil motion noise frequency domain spectrum

2.3 运动噪声的时频域分析

Pitch 姿态角和其一阶导数的 Gabor 变换谱图如图 6 所示。从(a)中可以明显看出幅值大的点主要集中在接近直流的低频域,在 0.15 Hz 附近有相对 0.10 Hz-0.15 Hz 稍强的姿态角震动。时间轴上 0.4 Hz 左右的姿态震动基本贯穿整个时域,0.15 Hz 附近的姿态震动则断断续续而且强度较弱。纵向来看,不同时间点相比,一个时间点上不同频率仍具有幅值同高或同低的特征。而(b)中可以看到,0.15 Hz 附近的幅值与原姿态谱图相比有所增强,在时间域中,无论是 0.4 Hz 附近还是 0.15 Hz 附近都有明显的连续性,此结果是姿态角低频幅值的连续性与高频影响叠加产生的。对比 Z 分量线圈的运动噪声谱图 7,可以看出运动噪声的频率主要集中在两个频率范围中,一段为 0.046 Hz 附近,另一段为 0.150 Hz 附近,

两段频率幅值明显的区域在时间域内几乎同时出现,在时间点 450 s-600 s 的时间段内,两段运动噪声明显的频率幅值几乎同时消失。这与 pitch 角度谱图的 450 s-600 s 的时间段内只有较大的直流附近幅值,而没有较大的高频幅值有关。

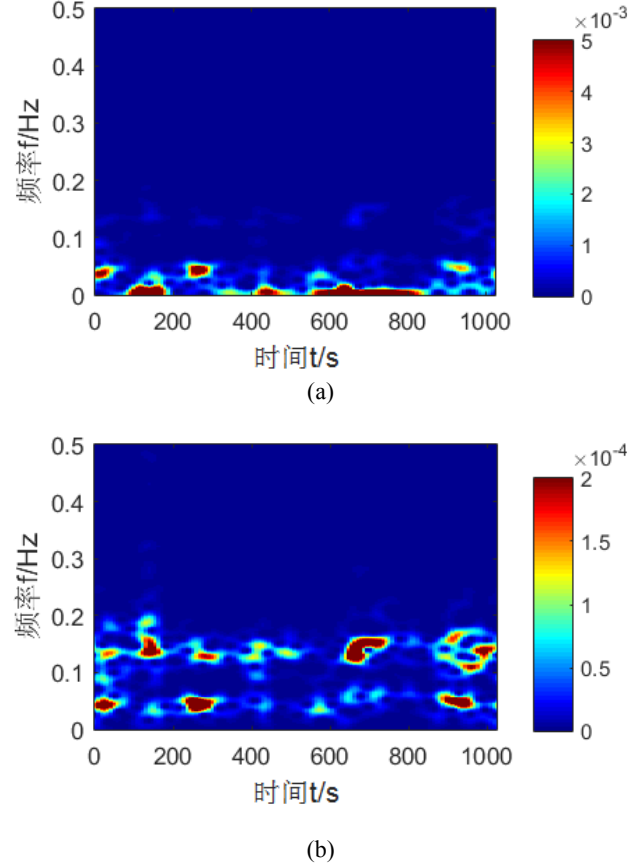


图 6 俯仰角和其一阶导数 Gabor 时频图

Fig.6 Pitch angle and its first derivative time - frequency spectrum

根据谱图特征,做 Gabor 变换的相关系数与频率曲线如图 8 所示,由此曲线可以看到不同频点的相关性特征。除了实测数据的偶然误差,在 0.2 Hz 以下的部分区域,两者的相关性都相对较高,因为此时变化率较低,对感应电动势产生的作用还不明显,而随着运动频率的升高, $\frac{d\beta}{dt}$ 在频域中也因为正比关系较迅速增长,因而出现大于 0.2 Hz 部分的相关性曲线。从整体趋势可以看出,在误差允许的情况下,运动噪声与姿态角一阶导数在整个频率范围内都高度相关。

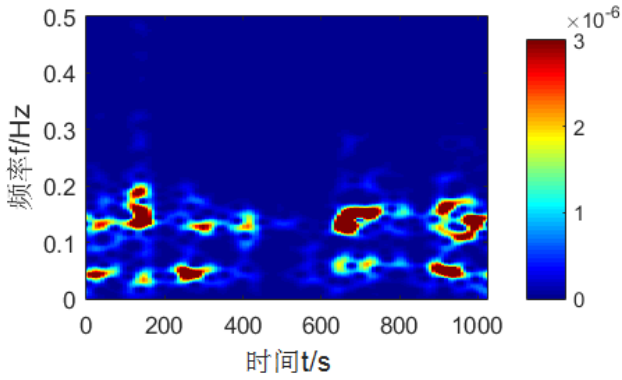


图7 Z分量线圈运动噪声 Gabor 时频谱图

Fig.7 Z component coil motion noise time - frequency spectrum

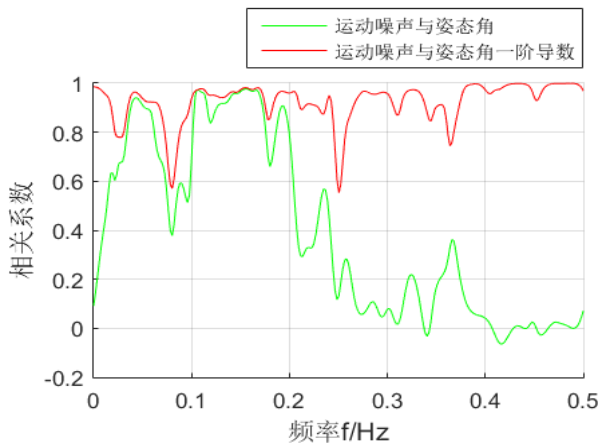


图8 Gabor 变换的相关性与频率曲线

Fig.8 The Correlation and Frequency Curve of Gabor Transform

3 结语

本文通过时频特性分析的方法,揭示了线圈震动导致的姿态角变化与其产生的运动噪声在时间、频率和幅值上的特征关系。根据谱图特征,用旋转矩阵算法加以解释,得到如下结论:

在时域中,本文所用的实测角度中,姿态角一阶导数与其产生的运动噪声呈高度相关,而姿态角本身与运动噪声的相关度并不强,这与旋转算法计算得到的理论值相一致。

在频域中,低频范围由于摆动速度较小而引入较大的姿态角,但由于变化率的大小对产生的电磁响应起决定性作用,其运动噪声幅值并不突出,因此相对高频的姿态角影响更为严重,会引入明显的运动噪声。

在时频域中,可以通过估计时间点的瞬时频率对噪声分布得到局部化信息,从而确定噪声幅值相对大小和时聚范围,根据时频谱图做相关曲线,可以研究不同频点或者不同时间点的相关特征,在本

文的论述条件下,可以得出与姿态角度相比,姿态角一阶导数对运动噪声产生的影响更为直接和严重。我国设计的航空电磁系统基频 25 Hz,而对于本文数据,运动噪声主要集中在 0.2 Hz 以下的低频范围,且噪声幅值随频率升高迅速降低,从而可以考虑相应的滤波方式。根据本文的运动噪声时频特性分析方法,可以确定运动噪声的分布特征和相对大小,从而对运动噪声的压制和去除提供了一种分析依据和方法。

参考文献

1. 李楠.时间域航空电磁数据域处理技术研究[D].吉林大学:仪器科学与电气工程学院,2016.
2. 尹大伟,林君,朱凯光,等.时间域航空电磁数据线圈运动噪声去除方法仿真研究[J].吉林大学学报(地球科学版),2013,43(5):1639-1645.
3. 吴勇.直升机时间域电磁系统吊舱振动噪声分析与仿真测试研究[D].吉林大学:仪器科学与电气工程学院,2014.
4. Macnae J C, Lamontagne Y, West G. Noise processing techniques for time-domain EM systems[J]. Geophysics, 1984, 49(7): 934-948.
5. Lane R, Green A, Golding C, et al. An Example of 3D Conductivity Mapping Using the TEMPEST Airborne Electromagnetic System[J]. Exploration Geophysics, 2000, 31: 162-172.
6. Buselli G, Hwang H S, AEM Noise Reduction with Remote Referencing[J]. Exploration Geophysics, 1998, 29: 71-76.
7. Munkholm M S. Motion-Induced Noise from Vibration of a Moving TEM Detector Coil: Characterization and Suppression[J]. Journal of Applied Geophysics, 1997, 36: 21-29.
8. Danvis A C, Macnae J, Robb T. Pendulum Motion in Airborne HEM System[J]. Exploration Geophysics, 2006, 37: 355-362.
9. Kass M A, Li Y, Krahenbuhl R, et al. Enhancement of TEM Data and Noise Characterization by Principal Component Analysis[R]. Douglas Oldenburg: Department

of Geophysics Colorado School of Mines, 2010.

10. 王琦,林君,于生宝等.固定翼航空电磁系统的线圈姿态及吊舱摆动影响研究与校正[J].地球物理学报,2013,56(11):3741-3750.

基于 PID 算法的三维磁补偿系统设计*

焦 斌；索 鹏；王昭勋

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130026）

摘要：原子磁力仪在 0.05 mT 的地磁场下时，非线性塞曼效应就会影响到磁力仪的灵敏度；而磁通门张量探头在非零的地磁场环境下存在稳定性差、非线性误差大等不足。针对磁通门、原子磁力仪等弱磁场测量传感器需要工作在零磁环境中，才能提供较为可靠的测量数据的问题。本文设计了一种基于 PID（比例积分微分）算法的三维地磁场抵消装置，能够在局部创建近零磁环境。实验结果显示，在干扰信号为幅值为 40000nT 频率为 10Hz 的情况下，系统能将其衰减 40dB，提高了原子磁力仪、磁通门等在地球物理探测中的应用。

关键词：磁补偿 三维亥姆霍兹线圈 PID

Design of Three Dimensional Magnetic Compensation System Based on PID Algorithm

Jiao Bin; Suo Peng; Wang Zhaoxun

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

Abstract: When the atomic magnetometer is at 0.05 mT, the Zeeman effect will affect the sensitivity of the magnetometer; while fluxgate tensor probe has the defects of poor stability and nonlinear error in the Earth's magnetic field environment. In order to obtain the reliable measured data, it is necessary to ensure fluxgate and atomic magnetometer work at near zero magnetic field. In this paper, we propose a three dimensional magnetic compensation device, which is based on the PID algorithm. In this paper, a three-dimensional geomagnetic field canceling device based on PID (proportional integral derivative) algorithm is designed to create a near-zero magnetic environment locally. The experimental results show that the system can attenuate 40dB when the interference signal is 40000nT and the frequency is 10Hz, which improves the application of atomic magnetometer and fluxgate in geophysical exploration.

Keywords: magnetic compensation Three-dimensional Helmholtz coil PID

0 引言

磁场测量传感器的基本特性是能够感测到磁场的变化并且不失真的将该变化转化为相应的电信号。随着传感器制作材料和加工技术的变化，弱磁场测量传感器的研制也发生着日新月异的变化^[1-4]。由于地磁场的存在，弱磁场测量传感器的特性测量与使用过程中易受到局部地磁场的影响，因此，有必要为弱磁场测量传感器的研制与使用提供可靠的近零磁环境^[5]。

现有的消除地磁场影响的方式主要分为屏蔽和抵消两方面，而在野外环境或者做小型实验等的情况下，屏蔽的处理方式成本较高，且难以利用较短时间构建所需精度的屏蔽装置。相比较而言，在这种情况下抵消的方式更具有针对性与实用性，在当前的磁场测量领域有更大的发展空间^[6]。但是现有设备中所利用的抵消方式并不具备较高的通用性，多是遇到具体问题再去进行设计与制造相关的仪器设备。为此本文通过对 PID 算法中相关参数的调整，使得系统的带宽能够满足原子磁力仪、磁通门等的需求^[7-8]。

* 指导老师：王言章

项目类型：大学生创新项目 (2016A65279)

2 系统设计

本文设计的三维磁补偿装置组成的框图如图 1 所示。磁阻传感器和模数转换电路构成磁补偿的输入模块,实现对磁信号的采集和预处理;意法半导体公司生产的 STM32 F103ZET6 作为微处理器,实现对补偿信号的分析计算;数模转换电路和功率放大电路构成磁补偿的输出模块,实现对补偿信号的转换和放大;三维亥姆霍兹线圈作为磁补偿的抵消装置,实现对磁信号的直接抵消;数据采集卡和计算机构成磁补偿的测试装置,实现对补偿信号的精度和频带分析。

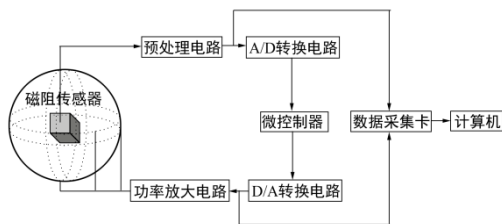


图 1 整体系统框图

Fig.1 The overall system diagram

2.1 磁阻传感器 HMC5843

本系统选用的 HMC5843 三轴磁阻传感器采用霍尼韦尔的各向异性磁阻 (AMR) 技术。该传感器电路是三重传感器并应用特殊辅助电路用来测量磁场。通过施加供电电源,传感器可以将量测轴方向上的任何入射磁场转变成一种差动电压输出。磁阻传感器是由一个镍铁(坡莫合金)薄膜放置在硅片上,并构成一个带式电阻元件。在磁场存在的情况下,桥式电阻元件的变化将引起跨电桥输出电压的相应变动。这种传感器的主要特点在于轴向高灵敏度和线性、固相结构、垂直轴间低灵敏度,可用于测量地球磁场的方向和磁力。因为霍尼韦尔的磁传感器位于行业内灵敏度最高和可靠性最好的低强度磁场传感器之列,本系统比较了其几款主要的三轴磁阻传感器,最终确定了选用 HMC5843 作为系统的核心芯片。

2.2 微控制器

本设计中的微控制器采用的是意法半导体的 STM32F103ZET6,它是一款基于 Cortex-M3 的 32 位 RISC 内核,其性能可达 1.25DMIPS/MHZ,具有低功

耗、中断延迟时间短、成本较低等优点。另外 STM32 具有很强的扩展能力,易于移植,外设单元资源丰富,能够达到系统要求的精度和范围。

2.3 D/A 转换及功率放大

D/A 转换及功率放大部分主要实现了对 STM32 单片机输出信号的处理,使得最终输出的信号能够直接加载到三维亥姆霍兹线圈上,完成磁补偿的任务。其中 D/A 转换部分使用的是 16 位的外部 DA 芯片 LT1650,通过使用减法器偏置电压,即可使得输出端产生双极性信号作用于功率放大部分。而功率放大部分使用的是 OCL 乙类互补放大电路,其理论输出效率可达 78.5%,发热量小,实测过程中能够满足本系统的需求。

2.4 三维亥姆霍兹线圈

三维亥姆霍兹线圈装置是由三对亥姆霍兹线圈组成。亥姆霍兹线圈是由两个半径和匝数完全相同、同轴排列的线圈组成,其内部的磁场空间具有很宽的均匀区,同时与供电电流存在较好的线性关系,适于构造三维空间组合磁场,基于上述特性,三维亥姆霍兹线圈能够通过产生相应的磁场实现地磁场较好的抵消补偿[9]。在本设计中,被抵消的磁场空间是位于三维亥姆霍兹线圈球心处的立方体中,磁阻传感器位于该空间内,实时测量该空间内的磁场强度,通过三维亥姆霍兹线圈产生的磁场与地磁场相叠加,使得该空间近似为零磁环境。

3 软件设计

3.1 整体程序流程

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,传感器初始化及 LCD 显示初始化。程序控制部分主要是通过运用 PID 算法,对磁阻传感器 HMC5843 采集到的数据进行处理。系统整体流程图如图 2 所示。

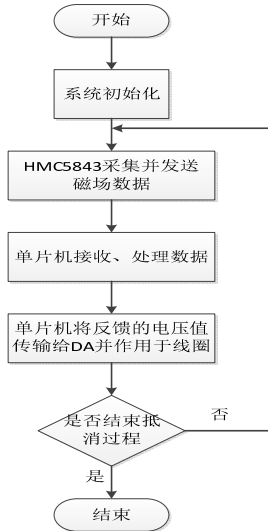


图2 系统流程图

Fig.2 System flow chart

3.2 PID 控制

根据本系统的具体情况，可建立相应的数学模型，如图3所示，通过调节该模型中的相关参数可完成对系统的优化。

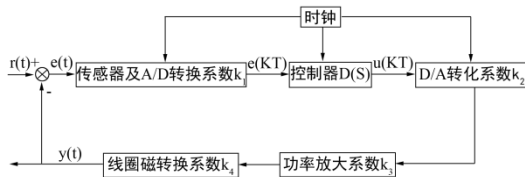


图3 系统数学模型

Fig.3 System mathematical model

$$\begin{aligned} r(t) = & B_1 \cos I \cos D + B_1 \cos I \sin D \\ & + B_1 \sin I + a_x B_2 + a_y B_2 + a_z B_2 \end{aligned} \quad (1)$$

其中 B_1 表示地磁场，由地磁要素取 X 轴指向地理北，Y 轴指向地理东，Z 轴铅直向下。B 在 XOY 平面的分量为 H，H 的指向为磁北，H 与 B 之间的夹角记作 I，与正北方向的夹角记作 D。 B_2 为除地磁场外的其他环境磁场， a_x ， a_y ， a_z 分别表示其在 X, Y, Z 三个方向上的分量的模。有：

$$\begin{aligned} r_x(t) &= B_1 \cos I \cos D + a_x B_2 t \\ r_y(t) &= B_1 \cos I \sin D + a_y B_2 t \\ r_z(t) &= B_1 \sin I + a_z B_2 t \end{aligned} \quad (2)$$

地磁场 B_1 可以近似认为是一个恒定值， B_2 是环境产生的磁场干扰认为是速度信号。

在控制器中引入 PID 控制。对控制量 $u(t)$ 有：

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (3)$$

在 S 域用传递函数表示，得到

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p [1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s] \quad (4)$$

当输入的磁场信号频率范围在可利用的带宽以内时，系统的输出能够有效的跟踪并补偿相应的输入磁场信号。由数学模型可得闭环传递函数

$$G_{B(s)} = \frac{T_i s}{k_1 k_2 k_3 k_4 K_p [1 + T_i s + T_d T_i s^2] + T_i s} \quad (5)$$

得到系统稳态误差：

$$e_{ss} = k_1 k_2 k_3 k_4 K_p B_2 (a_x + a_y + a_z) \quad (6)$$

由系统稳态误差的表达式可得 K_p 与 e_{ss} 呈线性关系，随着 K_p 值的增大，系统稳态误差增大，而由表1中不同 K_p 值对应的阶跃响应可得 K_p 值过小会使得系统的调整时间增加，综合上述因素选择 $K_p=0.1$ 作为本系统应用值。

表1 不同 K_p 值对应的阶跃响应表Table 1 The response table corresponding to different K_p values

K_p	0.001	0.01	0.1	1	10
过渡时间/s	0.253	0.018	0.091	0.147	0.152

4 测试结果

为验证本系统对干扰信号的抵消效果，测试时利用一匝数为 50 匝，半径为 10cm 的线圈产生峰峰值约 40000nT 的磁场作为干扰源。测试结果如表 2 所示。

表2 不同频率磁补偿效果

Table 2 Different frequency magnetic compensation effect

频率/Hz	0.1	0.5	1	2	5	10
补偿后幅度/nT	177	175	179	207	273	395
衰减倍数/dB	47.1	47.2	47.0	45.7	43.3	40.1

由表2中数据可得当干扰信号频率小于 2Hz 时，本系统的抵消效果基本稳定，能够使得干扰信号的衰减幅度达 45dB 以上。而当干扰信号频率在 10Hz 以内时均能够保证其衰减幅度为 40dB 以上，能够满足设计需求。综上所述，本系统的带宽可达 10Hz，能够将原有抵消装置的带宽明显提高。同时该范围

基本涵盖了磁通门探头扰动,测试环境震动等带来的干扰信号的范围,具有应用价值。

5 结论

本系统采用了 STM32 作为处理器,完成对磁阻传感器测量信号的实时采集与处理,并通过在实测过程中调节 PID 算法中的相应参数,将系统的带宽扩展至 10Hz 左右,为原子磁力仪、磁通门的应用提供了合适的外部环境。但是本系统还存在采样率不足、分辨率不高等问题,这些问题与传感器指标等因素有直接的关系,后续根据系统所需求的精度来选择相应的传感器即可。

参考文献

1. 武红斌,易学勤. 基于 HMC1053 的低频磁场三维时域检测技术[J]. 中国舰船研究,2007,(03):72-77.
2. 曹文. 基于磁阻传感器的地磁信号检测[D].华中科技大学,2007.
3. Jose M.G.Merayo, P. Brauer, F. Primdahl. Triaxial fluxgate gradiometer of high stability and linearity. Sensors and Actuators A 120 (2005) 71 - 77
4. 王国余,张欣,景亮. 新型磁阻传感器在地磁场测量中的应用[J]. 传感器技术,2002,(10):43-45.
5. 李曙光. 原子磁力仪的研究[D].浙江大学,2009.
6. 李立毅,孙芝茵,潘东华,刘家曦,刘添豪. 近零磁环境装置现状综述[J]. 电工技术学报,2015,(15):136-140.
7. 单春贤,陈万家,彭杰. 模糊 PID 在换热站温度控制系统中的设计与仿真 [J]. 仪表技术与传感器,2011,(09):79-82.
8. 李庆萌,张军海,曾宪金,黄强,孙伟民. 地磁场对铯原子磁力仪共振谱线的影响 [J]. 哈尔滨工程大学学报,2013,(12):1617-1620.
9. 刘汉阔. 基于三轴方形亥姆霍兹线圈的有源磁场标定系统研究[D].北京工业大学,2013.

基于电容耦合的非接触心电测量仪的设计*

凌振宝；范天姣；周宇程；于思佳

(吉林大学 仪器科学与电气工程, 长春 130022)

摘要：针对大面积烧烫伤或皮肤严重感染等病人难以测量心电或易造成二次伤害的问题，本文设计了一种基于电容耦合的非接触式心电测量仪。该仪器由复合电极板、差分放大电路、滤波电路、主控器、数据存储及显示模块组成。可在屏幕实时显示清晰心电信号，并可将存储的心电数据上传至 PC 端进行分析。实际操作也测出明显的 R 波，计算其误差在 30%以内；又不明显 S 波，经数据处理后，其计算误差在 50%以内。

关键词：心电信号 电容耦合电极 非接触测量

A design of non-contact ECG machine based on capacitive coupling

LING Zhen-bao; FAN Tian-jiao; ZHOU yu-cheng; YU Si-jia

(The College of instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130021)

Abstract: Targeting on avoiding the secondary damage which traditional ECG machines bring to those extensively burnt or cutaneously infected, our group has designed a capacitive coupling-based ECG machine. The design is consisted of composite electrode plates, differential amplification circuits, filter circuits, master controller, RAM, ROM and LCD screen. Clear ECG signals can be displayed on the screen in real time, and the stored ECG datas can be uploaded to the PC for analysis. The actual operation also shows obvious R wave, the error is less than 30%, and the S wave is not obvious. After the data processing, the calculation error is less than 50%.

Keywords: ECG capacitive coupling electrode non-contact probing

0 前言

心电信号的测量对心脏基本功能及病理研究方面具有重要的参考价值^[1]。传统的心电信号测量主要通过 Ag/Cl 电极与电极导电膏^[2]进行湿法测量或用电导联进行干法测量。近年来一些研究单位对非接触检测心电信号的采集也提出了设计方案，Kim 等^[3]使用大尺寸电极作为参考电极，研制了非接触检测心电信号的座椅；李鸿强等^[4]实验出的可穿戴心电检测装置；Ueno A. ^[5]研究小组则将测量电极至于床垫中，并分析了耦合条件对信号质量的影响。但针对大面积烧伤病人以及特殊治疗团体，本文设计了完全不贴肤，不给人体造成压力和接触感染的测量装置。

1 测量原理及系统模型

如图一所示，测量仪由复合电极板、差分放大电路、滤波电路、仪用放大器、主控器、数据存储及显示模块组成。探头采用两个信号采集电极和一个基准电极，将获得的 V_{i1} 与 V_c 和 V_{i2} 与 V_c 进行差分，差分放大电路采用 INA103 仪用放大器，其具有低噪声，低失调电压的特性，将电压跟随电路输出的信号放大 1000 倍后，信号经过高通滤波、50Hz 陷波和低通滤波后得到信噪比较高的心电信号，由仪用放大器进一步补偿前置放大器及滤波器的损耗。然后经过 AD 转换后存储在数据存储器中，屏显模块用于实时显示采集的心电信号波形。

*指导老师：凌振宝

项目类型：大学生创新项目（2016A65294）

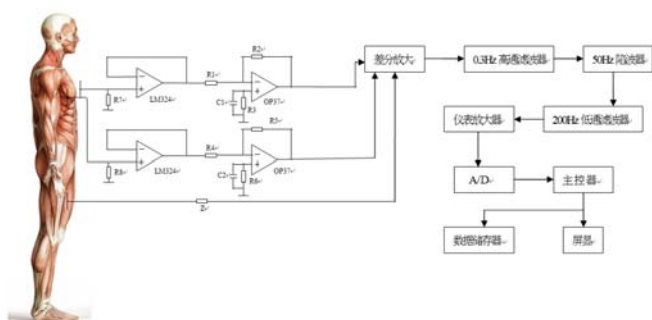


图 1 系统框图

Fig. 1 system diagram

2 前端信号采集的设计

2.1 复合电极的设计

电极主要分为四层：绝缘层，电极，PCB，屏蔽层。根据人体心房舒张与收缩的规律^[6]，设计电极尺寸为 6cm*8cm。耦合电容 C 的表达式为

$$C_{el} = \frac{\epsilon S}{d}$$

式中：S 为耦合电容两极板间的有效面积，d 为两极板间的距离， ϵ 设为空气介电常数 $\epsilon = 8.85 \times 10^{-12}$ 。若设距皮肤距离为 5mm，则可推出耦合电容为

$$C = 8.85 \times 10^{-12} \times 48 \times 10^{-4} \div 5 \times 10^{-3} = 8.5 pF$$

耦合条件对输出信号的影响主要体现在耦合电容的电介质与耦合距离上。若耦合距离 d 增加，会引起输出信号幅值减小。若在耦合介质中插入绝缘层^[7]，则会增大耦合电容的容值，增大输出信号幅值。

前级耦合电容和偏置电阻可以形成一个高通电路，因心电信号频率范围为 0.05Hz—40Hz，则偏置电阻 R 不宜过小。由截止频率 f 表达式：

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{Bias} C_{E1}}$$

若 $f = 0.05\text{Hz}$ ，则算得 $R = 375\text{M}\Omega$

因时间常数表达式 $t = RC$ ，理论时长为 0.06–1.5s。经检验

$$t = 1.3\text{s}$$

PCB 电路板采用印刷板，在印刷 PCB 板与屏蔽层之间加防止铜箔屏蔽层，防止电极与通电回路间形成场的干扰，同时阻挡了空气中的电磁波，提高信号信噪比。

2.2 差分放大电路的设计

采用差分放大器进行心电信号的放大，其特点是超低噪声，超低电压失调，输入噪声在输入信号频率为 10Hz 时为 $2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，输入信号频率为 100Hz 时为 $1.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，共模抑制比大于 100dB。增益可由外接电阻控制，另外内置的两种增益倍数为 1 和 100。其增益关系式为

$$G = 1 + \frac{6k\Omega}{R_g}$$

在本系统中，为了减小外接电阻带来的误差，同时选择一个较合适的放大倍数，决定使用放大器自带的 100 倍增益对信号进行差分放大，电路如图 2 所示。

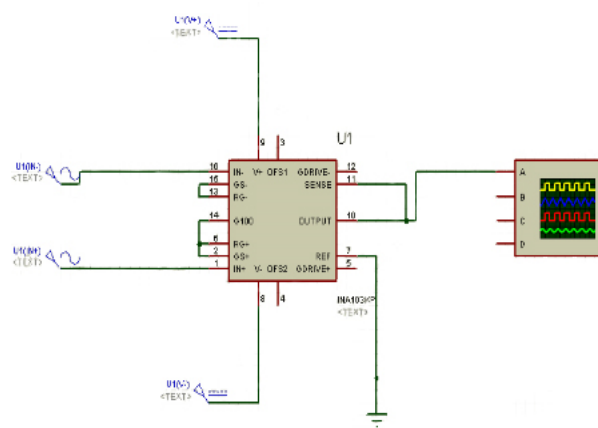


图 2 差分放大电路

Fig.2 differential amplification circuit

2.3 除噪电路的设计

由于心电信号不含有 50Hz 的成分，而仪表放大器后的工频干扰较大，需要设计一个陷波电路滤除 50Hz 信号的工频干扰。本电路采用双 T 网络有源滤波器^[8]，设

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R,$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$$

R_5 上半部分电阻为 R_a ，下半部分为 R_b ，则传递函数：

$$F(S) = \frac{1 + R^2 C^2 S^2}{1 + 4 \left(1 - \frac{R_a}{R_b} \right) + R^2 C^2 S^2}$$

中心频率：

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

当品质因素为 0.707 时，电路传递函数为

$F(s) = \frac{10000 + S^2}{17070 + S^2}$, 中心频率为 48.4Hz。幅频特性如图 2。

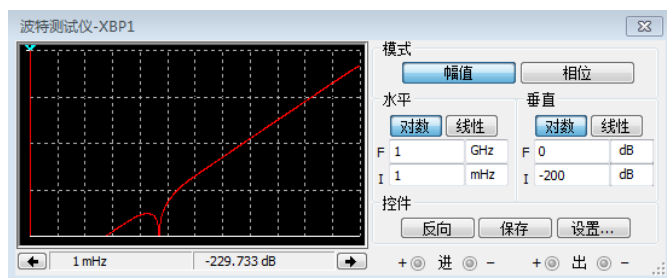


图 3 陷波器幅频特性图

Fig. 3 amplitude frequency characteristic of trap

为滤除前级放大电输出信号的低频干扰信号和减少人体体表各部分电位差的影响^[9], 选用通带截止频率为 0.1Hz 的二阶巴特沃斯有源高通滤波器。其传递函数为

$$A(S) = \frac{10459s^2}{1000s^2 + 6468s + 1000}$$

为滤除前级放大电输出信号中肌电干扰信号^[10]和电磁干扰信号, 此处选用通带截止频率为 100Hz 的二阶巴特沃斯有源低通滤波器。其传递函数为

$$A(S) = \frac{20000}{1 + 7960s + 6336s^2}$$

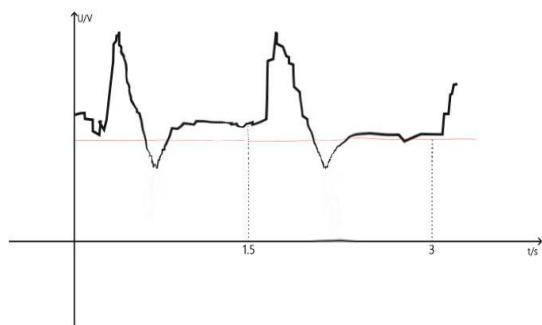


图 4 实测心电信号

Fig. 4 the measured ECG signal

3 测试结果

本次测试以氯化银为金属电极, 化学法复合氧化物为电介质, 与后续屏蔽以及印刷 PCB 电路相连复合成探头。实测心电信号如图 4 所示。经内部仪用放大器等放大 1000 倍, 输出最高幅值为 1.26V。

经实验测试, 一级放大器理论放大 100 倍, 其损耗为 6dB。二级放大器理论放大 10 倍, 其衰减率为 14dB。

若以标准心电为基准, R 波幅值应为 1V, 实际测得 1.26V。由 δ 表示 R 波幅值的相对误差, 其值为

$$\delta = (1.26 - 1) \div 1 = 26\%$$

测试结果中并未捕捉到明显的 P 波, T 波和 Q 波, 但捕捉到了 S 波。S 波幅值应为 0.2V, 经示波器内测量其幅值约为 0.41V。由 ζ 表示 S 波幅值的相对误差, 其值为:

$$\zeta = (0.41 - 0.2) \div 0.2 = 10.5\%$$

得到的误差较大, 由此分析捕捉到的并非真实的 S 波, 经仿真及查找资料, 判定其可能为内部电路调理后产生的压降, 或者软件处理时形成的误差。

由图 4 可得其时间间隔为 1.3s 左右, 计算得:

$$N = 60 \div 1.3 = 46$$

正常成年人每分钟心跳约为 70—80 次, 正常心跳范围为 60—100 次。若设标准次数为 75 次。由 η 表示心跳数值的相对误差, 其值为

$$\eta = (75 - 46) \div 75 = 38.7\%$$

由此捕捉心电信号的误差约为 38.7%。分析原因一方面为容式测量心电的方法, 电容充放电期间会对心电信号有影响。另一方面则为人体呼吸时胸腔的位移会改变人体电极与复合电极之间的距离, 使一些被捕捉的信号与杂波类似, 被后续软件处理掉。

4 结束语

本心电测量仪实现了一种不同以往接触式测量方法, 通过间隔布料, 或特殊材料测量心电, 而是以空气和绝缘材料为电介质, 进行复合材料等电介材料的计算来实现完全非接触心电的测绘, 是心电测量的一种新方法, 对特殊人群救治也有一定的实际应用价值。

参考文献

1. 朱凌云, 吴宝明, 王正国, 等. 移动心电监护系统 QRS 波的实时检测算法研究[J]. 仪器仪表学报. 2005, 6(6): 603-607.
2. Sear A, Kirkup L. A Direct Comparison of Wet, Dry and Insulating Bioelectric Recording Electrodes [J]. Physiological Measurement, 2000, 21(2), 271
3. Baek H J, Chung G S, Kim K K, et al. A Smart Health Monitoring Chair for Nonintrusive Measurement of

- Biological Signals [J].IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine, 2012,16(1):150-158.
4. 李鸿强, 崔佃银, 袁丹阳, 等. 基于容性耦合电极的可穿戴心电信号检测及其去噪算法研究[J]. 传感技术学报. 2017, 1:8—15.
 5. UENO A ,AKABANE Y , KATO T, et al. Capacitive sensing of electrocardiographic potential through cloth from the dorsal surface of the body in a supine position: A preliminary study[J]. Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, 2007,54(4):759-766.
 6. 罗发瑞. 自测脉搏了解心率和心律[J]. 老友. 2017,1:56
 7. 曲宝龙, 王丽芳. 两相复合材料等效介电常数数值计算[J]. 功能材料. 2016,1: 1172-1176
 8. 周平, 江丰, 刘梦星, 等. 非接触心电测量的噪声抑制研究 [J].仪器仪表学报, 2013 (10) .
 9. 高山, 李永勤, 魏良,等.基于电容耦合的非接触的心电监测技术研究[J].生物医学工程学杂志, 2015 (3) .
 10. 姜文文.便携式心电检测系统的研究[D].哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2016: 1-53.

光强可追踪式光伏发电照明系统的研究*

夏天成；杨媛媛；黄思博

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，吉林 长春 130021）

摘要：针对目前国内光伏发电系统大多数采用固定倾角的支架安装方式，发电效率较低的问题，给出了一种光强可追踪式光伏发电照明系统的设计方案。基于 STC89C52RC 单片机，采用光照传感器采集光强，在单片机内部进行判断，实现控制步进电机转动以达到追踪光强的目的。采用无线传感网络，实现对系统储存电量的实时监测。当照明系统储存电量不足时，可自动切换至市网对系统进行供电。本系统结构简单、成本低廉，既能够保证发电效率得以提升，又能够克服客观因素带来的不利影响。

关键词：可追踪 光伏发电 单片机控制 电量检测 供电方式切换

The study of light intensity traceable photovoltaic power generation lighting system

Xia Tiancheng; Yang Yuanyuan; Huang Sibo

(Jilin university instrument science and electrical engineering institute, changchun, 130021)

Abstract: In view of the most present domestic photovoltaic power generation systems adopt fixed Angle bracket mounting method, low generation efficiency, we present a design scheme for a light intensity traceable photovoltaic power generation lighting system. Based on the STC89C52RC MCU, we use light sensor to collect light intensity, judge in the MCU to control the stepping motor to achieve the purpose of tracking light intensity. The wireless sensor network is adopted to realize the real-time monitoring of system storage power. When the lighting system stores low power, it can automatically switch to the city power grid to power the system. The system has simple structure and low cost, which can ensure the efficiency of power generation and overcome the negative effects of objective factors.

Keywords: Traceable Photovoltaic power generation MCU control Electric power detection Power supply mode switching

0 引言

太阳能是当今最具有发展前景的可再生能源之一，为此，世界各国对它进行了许多深入的研究。目前最普及的太阳能产品就是太阳能路灯，国内绝大多数太阳能路灯都采用固定倾角的安装方式。这种安装方式存在太阳能利用率低及难以在阴雨天气等恶劣天气状况下工作的问题。基于以上问题，本文设计一种基于 STC89C52RC 单片机的光强可追踪式光伏发电照明系统，系统基于传感器采集的光强值，通过比较光强大小实现自动跟踪功能，有效提

高太阳能利用率。

1 系统总体设计

STC89C52RC 是 STC 公司生产的一种低功耗、高性能 CMOS 8 位微控制器，具有 8K 字节系统可编程 Flash 存储器。STC89C52 使用经典的 MCS-51 内核，但是做了很多的改进使得芯片具有传统 51 单片机不具备的功能。在单芯片上，拥有灵巧的 8 位 CPU 和在系统可编程 Flash，使得 STC89C52 为众多嵌入式控制应用系统提供高灵活、超有效的解决方案。用 STC89C52RC 作为整个系统的控制中枢，能够满足

*指导老师：李哲

项目类型：大学生创新项目（2016B65658）

复杂的控制要求^[1]。主要根据系统所在地的各个方向上的光照强度来实现跟踪控制。通过安装在太阳能板上的四个光照传感器，系统自动判断是否进行水平和俯仰两个自由度的运动。各个光照传感器的测量值可通过 LCD 显示，以便实时监测各点光照强度。太阳能板产生的电量存储在蓄电池中，当夜晚

光照强度较小时，由蓄电池向路灯供电。当遭遇阴雨连绵等恶劣天气导致蓄电池电量不足以继续供电时，系统自动切换到市网供电，直至蓄电池重新充到一定电量。系统实际运行时，上位机可以实时监测蓄电池剩余电量，并且可以手动切换供电方式。系统总体设计如图 1 所示。

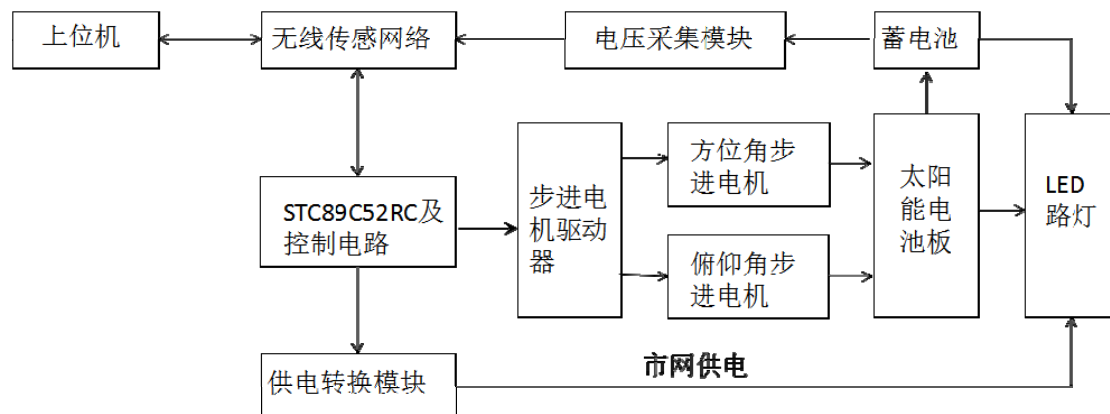


图 1 光强可追踪式光伏发电照明系统结构框图

Fig 1 Structure diagram of the light intensity traceable photovoltaic power generation lighting system

2 硬件设计

2.1 光强传感模块

为使系统能够实时跟踪最大光强，提高发电效率，采用 GY-30 光照传感器对太阳能板上照射到的光强进行采集监测。这种传感器不区分环境光源，可对广泛的亮度进行 1lx 的高精度测定。将光照传感器安装在太阳能板四条边的中点，可以直接将该处光强值读出并传给单片机^[3]，如图 2 所示。

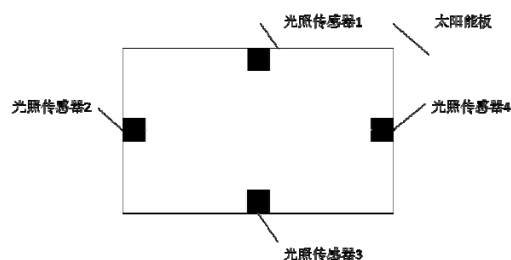


图 2 光照传感模块图

Fig 2 Light sensing module

2.2 步进电机驱动模块

本系统采用双轴跟踪设计，使用两个步进电机分别控制方位角和俯仰角^[4]。如果 1、3 两处光强不相等，系统判断哪点光强值大并控制俯仰角步进电机工作，调整俯仰角直至 1、3 两处光强相等。同理，如果 2、4 两处光强不想等，方位角步进电机调整方位角直至 2、4 两处光强相等。如果四个传感器测得光强值均小于规定值（环境足够黑时），点亮路灯^[2]。步进电机驱动模块如图 3 所示。

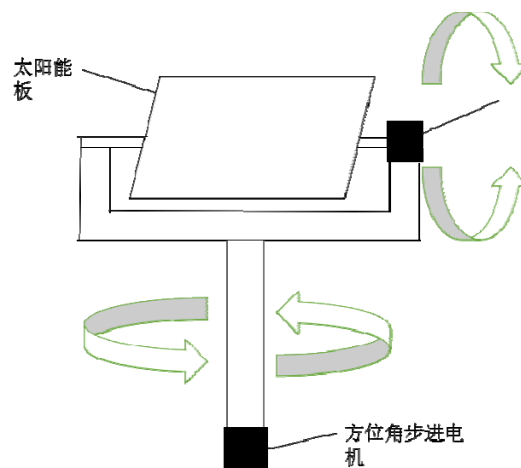


图 3 步进电机驱动模块

Fig 3 Stepping motor drive module

2.3 电压采集模块

电压采集模块对蓄电池电压进行采集，并通过无线传感网络将采集到的电压值传给上位机和单片机。上位机可以对每一个路灯的蓄电池电压进行实时监测，提高电池利用率，防止电池出现过充电和过放电，延长电池使用寿命。当电池的荷电量不足 45% 时，根据当前电压，对充电电流提出要求，当达到或是超过 70% 的荷电量时停止充电。

2.4 供电方式转换模块

系统供电采用以太阳能板发电为主，以 220V 交流电为辅的供电模式。在这种模式下，蓄电池容量可以偏小。白天太阳能板产生的电存储在蓄电池中，夜间使用蓄电池中的电照明。这样，白天产生的电基本刚好够夜间使用。当蓄电池电压较低时，

系统自动切换供电方式，从蓄电池供电变为市网供电。在我国的大部分地区，全年基本有 2/3 以上的晴好天气，这样该系统全年就有 2/3 以上的时间用太阳能发电点亮路灯，剩余时间用市电补充能量，既减小了太阳能光伏照明系统的一次性投资，又有着显著的节能减排效果，是太阳能 LED 路灯照明在现阶段推广和普及的有效方法。

3 系统软件设计

系统在完成自检及初始化程序后，读取各种设定参数，如蓄电池状态、工作模式等。之后通过比较采集到的光强值与设定值，判断系统工作在白天还是工作在夜间（或光照强度较小的阴雨天气）。当系统工作在白天时，光照传感器每隔 1 分钟采集一次数据。如果一对光照传感器测得的光强值不相等，则单片机控制步进电机调整角度直至测量值相等。如果光照传感器测得的光强值低于设定值，系统启动夜间工作模式。当系统工作在夜间或光照强度较小的阴雨天气时，光照传感器每隔 30 分钟采集一次数据，并点亮路灯。如果光照强度达到设定值，系统启动白天的工作模式^[5]。系统流程图如图 4 所示。

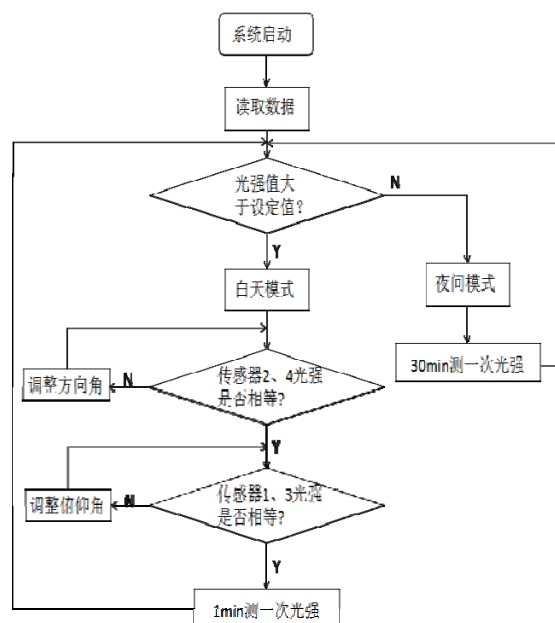


图 4 系统流程图

Fig 4 System flow diagram

4 实验论证

选取两块性能参数一致的太阳能板，一块按照当地光照最佳角度固定安装，另一块安装在本系统上^[6]。将它们置于室外，采集 7 天的光强数据取平均值作为实验数据，实验数据如表 1 所示实验结果

如折线图 5 所示。

表 1 两种方式下光强对比

Table 1 Light intensity contrast in two ways

时间	0	3	6	9	12
固定倾角	0	154	2521	5539	8004
光强追踪	0	160	3254	7023	8371
时间	15	18	21	24	
固定倾角	6260	2418	133	0	
光强追踪	7597	3011	120	0	

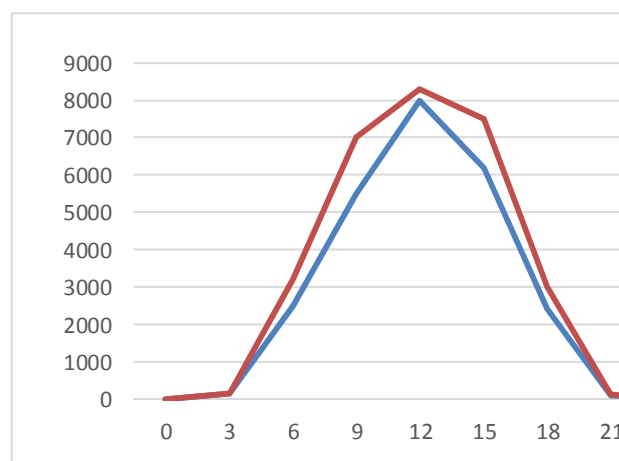


图 5 两种方式下光强对比图

Fig 5 Light intensity contrast in two ways

5 结论

在晴朗的天气下，采用本系统的太阳能板发电效率比固定倾角安装方式有很大程度提升。即使在阴雨天气下，采用本系统的太阳能板发电效率也明显高于固定倾角安装方式。故本系统在不同环境下发电效率均优于固定倾角安装方式的系统。

参考文献

1. 王万乐,宋健,谢云兴,鲁祥凤,公茂法. 高精度全天候太阳能自动跟踪系统设计[J]. 仪表技术与传感器,2017,(07):76-78+83.
2. 刘卿卿,俞强,赵毛毛,王竞雄. 基于 STM32 的光电式太阳跟踪系统设计[J]. 仪表技术与传感器,2017,(01):123-125+129.
3. 王睿,谈图,汪磊,王贵师,朱公栋,曹亚南,高晓明. 基于 51 单片机的高精度太阳跟踪系统的研制[J]. 大气与环境光学学报,2016,11(06):466-473.

4. 赵建华,张婷婷. 太阳跟踪控制系统的设计[J].
电子测量技术,2016,39(03):1-3+28.
5. 李仁浩,龚思敏,杨帆,刘松,李小兵. 基于单片机控制太
阳能智能跟踪控制系统的设计[J]. 仪表技术与传感
器,2015,(04):51-53+60.
6. Takahashi, Akiko; Yamagata, Akihiro; Imai, Jun.
Decomposition of Fluctuating Photovoltaic Generation
Power in Frequency Bands and Analysis of Chaotic
Properties.[J].ELECTRICAL ENGINEERING IN
JAPAN.2017.(12);26-33

基于 PNN 神经网络的手势识别研究*

魏庆丽；肖 玮；梁伟强；孙振超；张 莉

（吉林大学 仪器科学与电气工程学院，长春 130061）

摘要：为了实现人体手势姿态识别的目标，选用 AgCl 贴片电极作为信号传感端，通过采集前臂表面肌电信号，经信号放大、滤波等前期处理，再经活动段检测、降噪等信号处理后，提取伸食指、握拳、伸腕、屈腕四种手势的均方根值和积分肌电值作为特征向量，送入 PNN 神经网络中进行训练识别，以此实现人体手势识别。实验结果表明，PNN 神经网络对前臂表面肌电信号的模式识别的正确率可达到 97.625%，将 PNN 神经网络应用于手势识别系统具有可行性。

关键词：PNN 神经网络 表面肌电信号 手势识别 模式识别

Research on gesture recognition based on Probabilistic Neural Network

Wei Qingli; Xiao-Wei; Liang Weiqiang; Sun Zhenchao; Zhang-Li

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

Abstract: In order to achieve the goal of gesture recognition, the AgCl patch electrode is used as the signal sensing end. By collecting the forearm surface EMG signal, the signal is amplified, filtered and other pre-processing, and then the active segment detection, noise reduction and other signal processing, the root mean square values and the integral EMG values of the stretched forefinger, fist, wrist extension and wrist flexion four kinds of gesture were used as the eigenvector to be trained into the Probabilistic Neural Network to realize the identification of gestures. The experimental results show that Probabilistic Neural Network can achieve 97.625% correctness for pattern recognition of forearm EMG signals, and it is feasible to apply Probabilistic Neural Network to gesture recognition system.

Key words: Probabilistic Neural Network surface electromyography signal(SEMG) gesture recognition pattern recognition

0 前言

表面肌电信号（surface electromyography, SEMG）是通过表面贴片电极，从人体皮肤表面拾取的，能够反映神经肌肉系统相关活动信息的微弱生物电信号^[1]。未经处理的 SEMG 信号十分微弱，幅值通常在几十微伏到几毫伏^[2]。表面肌电信号因其采集过程的无创性、易被检测性等优点，同时随着检测技术和信号处理技术的快速发展受到了越来越多的研究人员的青睐，国内外学者对使用神经网络处理表面肌电信号也有了更加深入的研究。国外学者 Mahdi Khezri 采用一种自适应神经模糊推理系统识别手部动作命令且动作识别率达到 92%^[3]；国内张

毅等采用小波变换和 AR 模型对 SEMG 进行分析处理利用 RBF 神经网络对 SEMG 信号进行模式识别，正确识别出了手势动作^[4]；杨善晓用小波变换多尺度分解系数的最大和最小值作为特征量将特征向量输入到改进的基于 L-M 算法的 BP 神经网络，取得了十分理想的识别效果^[5]。随着计算机算法技术的快速发展，神经网络的发展空间将十分广阔。

本文针对 SEMG 的多种特性，以信号的采集分析、处理为基础，提取并选择更为有效的特征值，构造神经网络输入向量并用其训练 PNN 神经网络，分析模式识别结果，为后续的仿生手研究提供理论依据。

1 PNN 神经网络

*指导老师：魏庆丽 张莉

项目类型：大学生创新项目（2016A65291）

概率神经网络 (Probabilistic Neural Network, PNN) 是前馈型网络的一种, 采用 Parzen 窗函数密度估计方法估算条件概率, 进行分类模式识别^[6]。一般分为输入层、模式层、求和层和输出层。输入层负责将特征向量输入网络; 模式层通过连接权值与输入层连接, 计算输入特征向量与训练集中各个模式的匹配程度; 求和层负责将各个类的模式层单元连接起来, 然后通过每类的匹配程度累加求和, 再取平均, 得到输入样本的所属类别。PNN 网络基本结构图^[7]如图 1 所示。

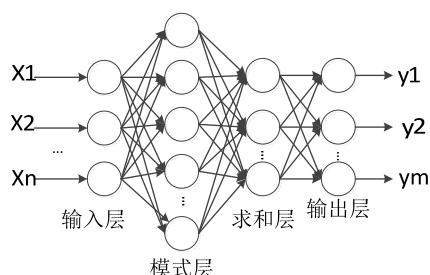


图 1 PNN 网络基本结构图

Fig 1 PNN network basic structure

2 手势识别系统

识别系统主要由采集模块、信号处理模块、A/D 转换模块、无线通信模块、上位机显示界面等组成。首先使用无创的 AgCl 贴片电极采集前臂表面肌电信号, 通过肌电传感器进行放大、滤波等处理, 处理后的信号经过 A/D 转换和蓝牙无线通信, 传输至上位机上进行信号处理并显示, 最后经由视觉等信息反馈确认识别结果。识别系统总体框图如图 2 所示。其中信号处理流程如图 3 所示。

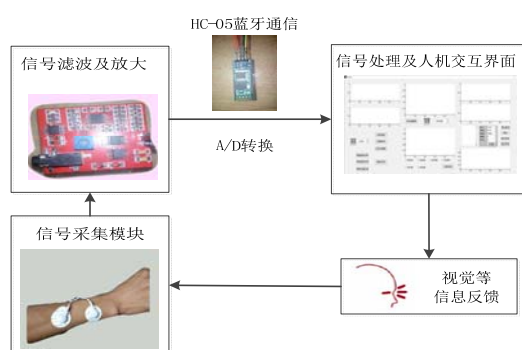


图 2 系统整体框图

Fig 2 system block diagram

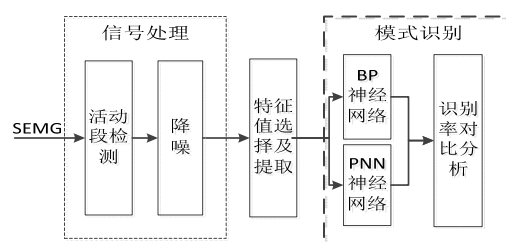


图 3 信号处理流程图

Fig 3 signal processing flow chart

3 实验结果及分析

采集到的 SEMG 信号仍需进行进一步的处理方能实现手势识别的目的。主要包括信号处理, 特征值的选择及提取, 模式识别等实验过程。

3.1 号处理

信号处理主要分为 SEMG 活动段检测及 SEMG 降噪。

由于 SEMG 的间歇性、随机性, 因此需要对其进行活动段检测。本文采用边缘检测的方法检测并提取活动段, 即用小区模板卷积来近似计算每个像素点的梯度算子, 以获得 X 和 Y 方向的边缘强度^[8]。以握拳动作为例, 动作信号及活动段检测结果如图 4 所示。

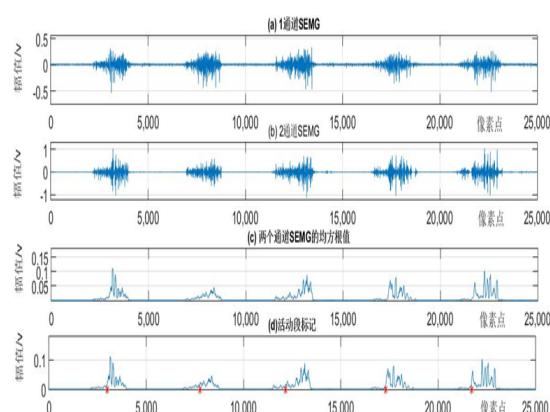


图 4 活动段检测信号时域图

Fig 4 time domain map of active segment detection

通过设计巴特沃斯滤波器分别进行带通滤波和带阻滤波, 以去除基线漂移和工频干扰。降噪前后信号对比如图 5 所示。

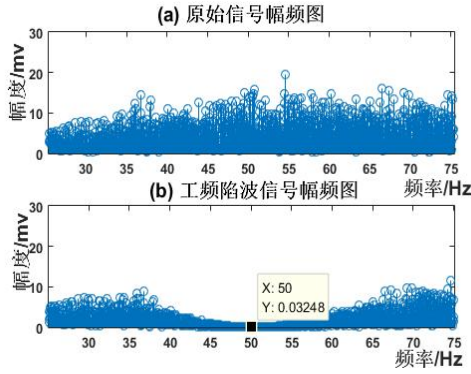


图 5 滤波前后频域比较图

Fig 5 Comparison of filtering before and after frequency domain

从图 5 中可以看出, 50 Hz 工频干扰被滤除。

3.2 特征值的选择及提取

降噪处理后的 SEMG 需要提取特征值才能进行模式识别。本文着重研究伸食指、伸腕、屈腕和握拳动作产生的表面肌电信号, 动作示意图如图 6 所示



图 6 动作示意图

Fig 6 Schematic diagram of the action

待选择的特征值有时域分析的积分肌电值 (integrated EMG, IEMG) 和均方根值 (root mean square, RMS), 频域分析的平均功率频率 (mean power frequency, MPF)、功率谱密度 (power spectral density, PSD) 和中值频率 (median frequency, MF)。

积分肌电值是指对信号求取绝对值后的均值, 即

$$IEMG = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |x(i)| \quad (1)$$

均方根值可以用来描述信号的平均程度, 其计算公式为

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i)^2} \quad (2)$$

频域上的平均功率频率也能一定程度反映 SEMG 特征, 其计算公式为

$$MPF = \frac{\int_0^\infty f p(f) df}{\int_0^\infty p(f) df} \quad (3)$$

其中, $P(f)$ 表示 SEMG 功率谱密度函数。

经过大量实验对比发现, 伸食指、伸腕、屈腕和握拳四种动作的方均根值和积分肌电值特征区分较为明显。通过将特征值作为横纵坐标进行标点的方式查看区分度, 标记结果如图 7 所示。

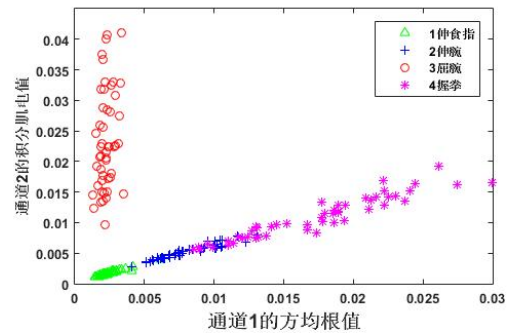


图 7 特征值提取结果

Fig 7 Eigenvalue extraction results

将伸食指设为 1, 用“△”标识; 将伸腕标识为 2, 用“+”标识; 将屈腕标识为 3, 用“o”标识; 将握拳动作标识为 4, 用“*”标识。从图中可以看出, 不同动作的分布区域重叠部分较少, 进一步验证了特征值的选取。

3.3 模式识别

选取每个动作 50 组特征向量共计 200 组数据, 随机选取每个动作 30 组共 120 组数据组成神经网络的训练集, 每个动作余下的 20 组总计 80 组数据用作测试。

PNN 神经网络, 设置径向基函数的扩展系数 spread=0.0006, 训练网络后进行预测识别。某一次识别结果如图 8 所示。

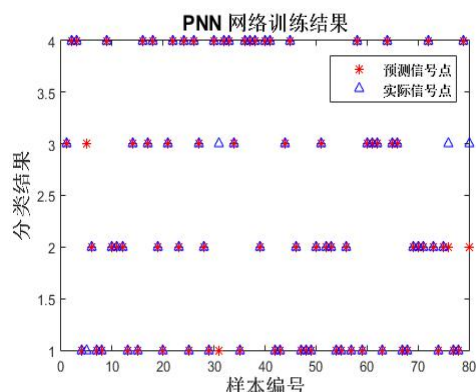


图 8 PNN 神经网络模式识别结果

Fig 8 PNN pattern recognition results

为了验证 PNN 网络的识别效果,选用常用的 BP 神经网络作为对比。设置输入层节点数 $n=12$, 隐藏层节点数 $l=13$, 输出层节点数 $m=4$, 权值初始化为小于 1 的随机数。其中一次的识别结果如图 9 所示。

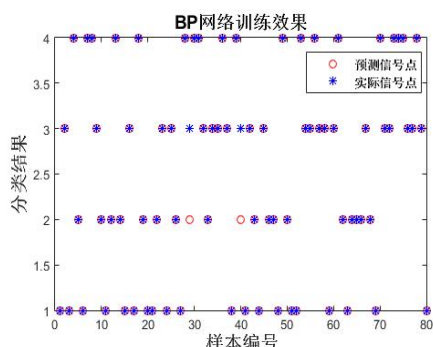


图 9 BP 神经网络模式识别结果

Fig 9 BP neural network pattern recognition results

通过大量重复试验,随机选取十组两种网络下四个动作的识别率结果并将其分别记录于表格 1 和表格 2 中。

表 1 BP 神经网络识别率结果 (%)

Tab 1 BP neural network recognition rate results (%)

序号	BP 网络识别率				
	动作 1	动作 2	动作 3	动作 4	平均
1	96.43	100.00	100.00	100.00	98.75
2	95.83	77.78	100.00	100.00	93.75
3	100.00	57.14	95.83	100.00	87.50
4	100.00	95.45	27.78	100.00	82.50
5	100.00	70.00	100.00	95.65	91.25
6	100.00	88.46	92.86	100.00	95.00
7	92.31	78.26	100.00	100.00	92.50
8	95.45	81.25	89.47	100.00	92.50
9	95.24	82.61	81.25	100.00	90.00
10	100.00	100.00	60.00	100.00	87.50

表 2 PNN 神经网络识别率结果 (%)

Tab 2 PNN recognition rate result (%)

序号	PNN 网络识别率				
	动作 1	动作 2	动作 3	动作 4	平均
1	94.44	68.18	100.00	100.00	90.00
2	100.00	100.00	100.00	100.00	100.00
3	100.00	95.00	100.00	100.00	98.75
4	93.75	100.00	100.00	100.00	100.00
5	100.00	95.45	100.00	100.00	98.75
6	100.00	94.74	100.00	100.00	98.75
7	95.24	100.00	100.00	100.00	98.75
8	95.00	100.00	95.45	100.00	97.50
9	100.00	100.00	85.71	100.00	96.25
10	100.00	89.47	100.00	100.00	97.50

通过大量试验及分析,本文得出的 PNN 神经网络的模式识别平均正确率为 97.625%,而 BP 神经网络的模式识别平均正确率为 91.125%,PNN 神经网络的识别结果更为理想。

5 结束语

本文在 SEMG 预处理的基础上,通过构建巴特沃斯带通滤波器以及巴特沃斯带阻滤波器分别滤除原始信号中的基线漂移和工频干扰,通过提取时域上的积分肌电值、均方根值以及频域上的功率谱密度等特征值,分析并选择其中较好的特征值构建特征向量样本,再将大量样本分别通入 BP 神经网络和 PNN 神经网络进行训练。实验结果表明: PNN 神经网络对表面肌电信号的模式识别的正确率较高,能够满足模式识别的需求。将其用于手势识别研究,可以为后续的手势动作识别系统提供理论基础。

参考文献

1. 洪洁,王璐,汪超等.基于人工鱼群算法优化 SVM 的手部动作 sEMG 识别[J].传感器与微系统.2016.35(02):23-25.
2. 毛东杰等.基于小波变换的表面肌电信号低功耗压缩滤波算法[J].传感技术学报.2016,29(05):648-653.
3. MAHDI KHEZRI, MEHRAH JAHED.A Neuro-Fuzzy Inference System for SEMG-Based Identification of Hand Motion Commands[J].IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,2011,58(5):1952-1960.

4. 张毅,连奥奇,罗元.基于小波变换及 AR 模型的 EMG 模式识别研究 [J]. 电子测量与仪器学报,2011,25(09):770-774.
5. 王红旗等.基于线性判别分析的表面肌电信号特征识别 [J].河南理工大学学报：自然科学版，2015,34（06）：832-835.
6. 刘朝阳，陈以，李少博.概率神经网络在手写汉字识别中的应用[J].电子设计工程,2016,24(02):32-34.
7. 史峰,王小川.Matlab 神经网络 30 个案例分析[M].北京：北京航空航天大学出版社，2010： 1
8. 李海华，范娟.一种改进的基于梯度的自适应边缘检测算法[J].科学技术与工程,2013,13(01):90-93.

微型全张量磁梯度测量装置设计

张文烨；温艳玲；朱文豪

（吉林大学仪器科学与电气工程学院 长春 130026）

摘要：磁场定位作为一种被动定位技术，具有隐蔽性好、适应性强、不易受干扰等优点，目前逐渐应用到水下目标定位与导航、金属物探、水域探测、城市工程物探、考古以及军事物探等方面。普通的磁性探测通过观测和分析物体的磁性差异及磁场特征来判断磁性体分布范围和位置，但需要在不同的断面反复进行探测，且仅能判断磁性物体的大概走向和范围，难以实现磁性目标的精确定位。磁场梯度张量测量系统测量的对象是磁感应强度矢量的梯度，不受总场测量的限制，其测量信息可反映磁性体的矢量磁矩信息，其张量元素受地磁场的倾角、偏角影响小，并由此计算得到的张量不变量不需要特殊的处理即可很好地描述磁源，且磁场梯度张量反演能够很好地描述场源体的磁化方向和几何形态，如倾向、走向、场源边界等，提高了对磁源体的分辨率。

关键词：全张量 磁梯度 微型磁测量装置

Design of small-sized full tensor magnetic gradiometer

ZHANG WEN-YE; WEN YAN-LING; ZHU WEN-HAO

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

Abstract: Magnetic field positioning is a passive location technique, with the advantages of good concealment, strong adaptability, and uneasy interference. At present, it is gradually applied to a wide range of respects, such as underwater target location and navigation, Metal geophysical prospecting, water exploration, urban engineering, geophysical prospecting, archeology and military geophysical prospecting, etc. The ordinary magnetic exploration judge the distribution range and position of the magnetic subject by observing and analyzing the magnetic difference of the object and the magnetic field characteristics, but it needs repeated detection in different sections, and it can only determine the general direction and range of magnetic objects, so it is difficult to achieve the precise positioning of magnetic targets. The measuring object of the magnetic gradient tensor measurement system is the gradient of the magnetic induction vector, in spite of the limitation of field measurement. The measurement information can reflect the magnetic moment information, with a slight effects from the dip angle and deflection angle of the geomagnetic field. The magnetic source can be well presented through this way and the magnetic gradient tensor inversion can well describe the field source direction of magnetization and geometry, such as orientation, direction, and field source boundary, improving the resolution of magnetic bodies.

Keywords: Total tensor magnetic measurement small-sized Magnetic measuring device

1 引言

全张量磁梯度探测是国际前沿技术，成为磁测量领域的研究热点。针对目前超导或磁通门全张量磁梯度探测装置均存在着体积大和功耗高，不宜进行局部探测的突出问题，研制传感探头微型化的全张量磁梯度测量装置，可应用于探井、探伤、生物探测等多个领域。

前国内外全张量磁梯度的探测目标主要是地球

磁场，以飞机或舰船为探测仪器平台，开展航空磁梯度测量、海洋磁梯度测量。采用高灵敏度的传感器：超导磁梯度计和磁通门。目前，针对地磁场全张量磁梯度测量装置只有德国耶那航空超导系统投入应用，国内由中科院上海微系统研究所牵头我校参加正在研制超导航空全张量磁梯度测量装置，吉林大学实验室研制成功磁通门全张量磁梯度系统。这些探测平台和测量装置均为大型装置。而用于探井、工业探伤、生物探测等全张量磁梯度装置，国内外还没有报道。对于这些领域，诚然需要更小更

微型的装置进行测量, 我们设计的这一装置即是为了满足这些需求。

通过此微型全张量磁梯度测量装置, 可以拓宽全张量磁梯度在各多个领域应用。例如, 可进行矿井勘探, 确认井中安全情况和矿石选冶; 可进行探伤, 在不损坏物体情况下探测物体内部损伤情况; 该装置的研制其普遍意义在于推动磁探测科学与技术向多个领域跨越。

2 系统设计

磁阻传感器作为输入模块, 实现对磁信号的采集和预处理; 意法半导体公司生产的 STM32 F103ZET6 作为微处理器, 实现对采集数据的分析计算; 专门定制的亚克力板作为探头模块的核心结构及支架; 3.5 寸 MCU 显示屏作为显示输出模块; 使用模拟 I2C 通信技术, 同时对四个传感器数据进行采集; 基于直角坐标系, 对固定的永磁体采用 comsol 进行永磁体磁场仿真, 将永磁体坐标设为 (0,0,0), 对比探头实际测量结果。

2.1 磁阻传感器 HMC5843

本系统选用的 HMC5843 三轴磁阻传感器 HMC5843 是一种表面安装的多芯片模块。包括霍尼韦尔最先进的 1043 系列磁阻传感器, 以及霍尼韦尔研制的 ASIC 包括放大型、带驱动器、偏置消除、12-bit ADC 和一个 I2C 系列总线接口的 ASIC。HMC5843 被表面安装在一个 $4.0 \times 4.0 \times 1.3 \text{ mm}$ 的无引线芯片载体(LCC)中。HMC5843 的应用范围包括消费者电子设备、汽车导航系统、个人导航系统和磁力计。采用霍尼韦尔的各向异性磁阻(AMR)技术, 这一技术带来的好处是其他磁传感器技术无法企及的, 这种传感器的主要特点在于轴向高灵敏度和线性、固相结构、垂直轴间低灵敏度, 可用于测量地球磁场的方向和磁力。因为霍尼韦尔的磁传感器位于行业内灵敏度最高和可靠性最好的低强度磁场传感器之列, 本系统比较了其几款主要的三轴磁阻传感器, 最终确定了选用 HMC5843 作为系统的核心芯片。

2.2 微控制器

本设计中的微控制器采用的是意法半导体的 STM32F103ZET6, 它是一款基于 Cortex-M3 的 32 位 RISC 内核, 其性能可达 1.25DMIPS/MHZ, 具有低功耗、中断延迟时间短、成本较低等优点。另外 STM32 具有很强的扩展能力, 易于移植, 外设单元资源丰富, 能够达到系统要求的精度和范围。

2.3 磁测量理论分析

磁偶极子是类比电偶极子而建立的物理模型。具有等值异号的两个点磁荷构成的系统称为磁偶极子。但由于没有发现单独存在的磁单极子, 因此磁偶极子的物理模型不是两个磁单极子, 而是一段封闭回路电流。磁偶极子模型能够很好地描述小尺度闭合电路元产生的磁场分布。我们将一个载有电流的圆形回路作为磁偶极子的模型。

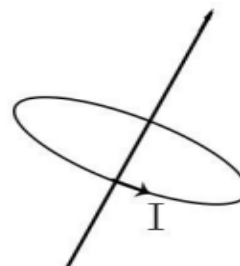


图 1 磁偶极子仿真模型

Fig. 1 Simulation Model of magnetic dipole

公式表示为:

$$\vec{\mu} = I \vec{S} \quad (1)$$

其中 I 为回路电流, S 为回路面积矢量, 方向由电流方向决定, 满足右手定则^[1]。

基于 comsol 实现磁偶极子的仿真建立在有限元物理场分析基础。有限元分析是用较简单的问题代替复杂问题后再求解。它将求解域看成是由许多称为有限元的小的互连子域组成, 对每一单元假定一个合适的(较简单的)近似解, 然后推求解这个域总的满足条件(如结构的平衡条件), 从而得到问题的解。这个解不是准确解, 而是近似解, 因为实际问题被较简单的问题所代替^[2]。由于大多数实际问题难以得到准确解, 而有限元不仅计算精度高, 而且能适应各种复杂形状, 因而成为行之有效的工程分析手段。

COMSOL 仿真得到多切片图, 通过导出数据获得磁场数值, 由于数据较大在此不予展示, 其中多切片图, 颜色深浅表征磁场能量, 由红到蓝能量减少, 流线表征磁场线, 磁场线绕线圈内外闭合。

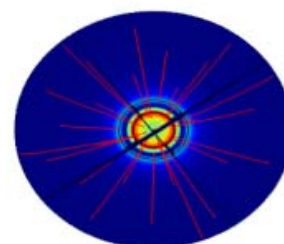


图 2 磁偶极子 comsol 仿真多切片图

Fig. 2 multi slice of magnetic dipole COMSOL simulation

3 软件设计

3.1 整体程序流程

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，按键初始化，模拟 I2C 通信初始化以及 MCU 显示初始化。程序控制部分主要是通过运用数据暂存和全张量算法，对磁阻传感器 HMC5843 采集到的数据进行处理。系统整体流程图如图 3 所示。

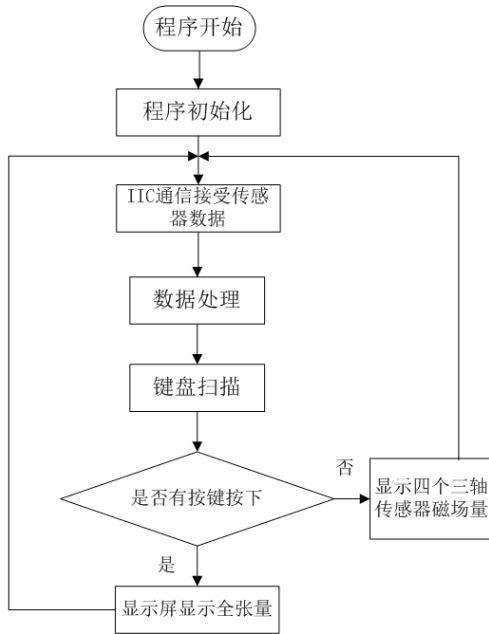


图 3 系统流程图

Fig. 3 flow chart of the system

3.2 基于磁偶极子的磁场梯度张量

当磁性物体至参考点超过一定距离时，可将磁性物体都视为一个磁偶极子模型，则磁性物体在参考点出的磁感应强度为：

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\frac{3(\mathbf{m} \cdot \mathbf{r})\mathbf{r}}{r^5} - \frac{\mathbf{m}}{r^3} \right] \quad (2)$$

其中 μ_0 为介质磁导率， \mathbf{m} (m_x, m_y, m_z) 为磁性物体的磁矩， $\mathbf{r} = x\mathbf{i} + y\mathbf{j} + z\mathbf{k}$ 为磁性物体至测点的位置矢量， $r = |\mathbf{r}|$ 。

磁感应强度 \mathbf{B} 的梯度张量为：

$$G_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[-\frac{15(\mathbf{m} \cdot \mathbf{r})r_i r_j}{r^7} + \frac{3m_i r_j}{r^5} + \frac{3m_j r_i}{r^5} + \frac{3(\mathbf{m} \cdot \mathbf{r})\delta_{ij}}{r^5} \right] \quad (3)$$

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4)$$

如表示成空间三个方向 (x, y, z) 的变化率，则磁场梯度张量包括九个要素，即：

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{\partial B_x}{\partial x} & \frac{\partial B_x}{\partial y} & \frac{\partial B_x}{\partial z} \\ \frac{\partial B_y}{\partial x} & \frac{\partial B_y}{\partial y} & \frac{\partial B_y}{\partial z} \\ \frac{\partial B_z}{\partial x} & \frac{\partial B_z}{\partial y} & \frac{\partial B_z}{\partial z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{xx} & B_{xy} & B_{xz} \\ B_{yx} & B_{yy} & B_{yz} \\ B_{zx} & B_{zy} & B_{zz} \end{bmatrix} \quad (5)$$

在实际磁场梯度张量测量系统中，一般通过多个磁传感器测量目标磁场。从而间接获得磁场强度，再通过磁场梯度张量缩并得到磁场梯度张量的模

量，其空间分布位置见下图 4^[3]。

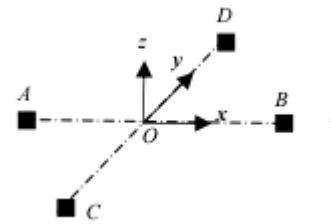


图 4 磁传感器布置图

Fig. 4 layout of magnetic sensor

磁性物体在多探头装置中 O 点出激发的磁场梯度如下：

$$B_{xx} \approx \frac{B_{xA} - B_{xB}}{L} \quad (6)$$

$$B_{yy} \approx \frac{B_{yC} - B_{yD}}{L} \quad (7)$$

$$B_{zz} \approx -B_{xx} - B_{yy} \quad (8)$$

$$B_{yz} = B_{zy} \approx \frac{B_{zC} - B_{zD}}{L} \quad (9)$$

$$B_{xz} = B_{zx} \approx \frac{B_{zA} - B_{zB}}{L} \quad (10)$$

$$B_{xy} = B_{yx} \approx \frac{B_{xC} - B_{xD} + B_{yA} - B_{yB}}{2L} \quad (11)$$

其中, B_{xi} , B_{yi} , B_{zi} ($i=A, \dots, D$) 为各磁传感器的磁感应强度, L 为探头之间的基线距离^[4]。本文中, 基线距离取 0.175m。

4 测试结果

本仪器经过多次测试, 可以成功测量磁场强度矢量, 并计算出全张量, 经过与 *comsol* 软件仿真磁偶极子周围磁场分布得到的数据对比, 仿真结果基本一致, 本装置测量水平基本稳定, 能够得到准确的全张量, 精确度在预想的范围内, 能够满足设计需求。

综上所述, 本装置可以满足全张量磁梯度的测量, 而且符合实际应用中微型需求, 精确度在一定范围内, 具有应用价值。

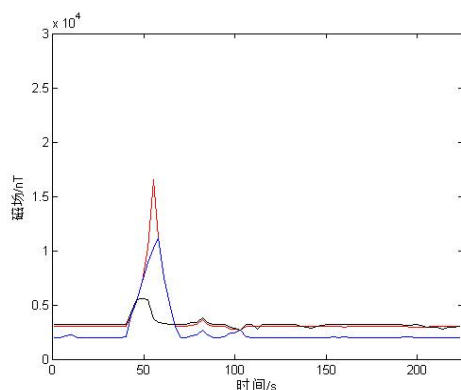


图 5 单个磁传感器三轴分量测量

Fig.5 measurement of sing HMC5843

5 结论

本系统采用了 STM32 作为处理器, 完成对磁阻传感器测量信号的实时采集与处理, 并通过将四个三轴磁传感器固定在设计好的结构模型支架上, 依据全张量算法对采集的数据处理计算, 得到全张量, 以达到探井、测伤等应用。但是本装置还存在受外部影响大、因摆放导致的误差等问题, 这些问题与未利用角度传感器等因素有直接的关系, 后续根据系统所需求增加相应补偿传感器。

参考文献

1. 赵静. 高温超导磁梯度仪关键技术研究. 吉林大学, 2011
2. 张昌达, 董浩斌. 重力和磁力勘探进入新时期. 工程地球物理学报, 2010.

3. 管志宁, 郝天珧, 姚长利. 21 世纪重力与磁法勘探的展望. 地球物理学进展, 2002 术, 2002, (10): 43-45.
4. 赵瑜, 张瑾, 邓瑞辉. RS-HC3 海洋全张量磁梯度系统及其应用. 海洋测绘, 2014.