

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

2016年上半年

目录

直升机二自由度运动建模及其 PID 控制	于晓蔓; 陈友聪; 马东旭	1
基于脉搏波传导时间的无袖带血压测量仪设计	刘帅男; 张起琳; 许传斌	6
基于 MFCC 的说话人识别技术的研究	何 滢; 许利姣; 陈劲康	12
单井罐网络监控系统的设计	王 倩; 杨玉晶; 李 畅	16
多种检波方式的智能电压表设计与实现	千承辉; 宾康成; 张汉良; 宋继斌	21
互补清洁能源发电系统多输入 DC/DC 拓扑模型设计	丁四宝; 郑博文; 赵梓博	26
自主导航的四旋翼飞行器设计	李泮儒; 朱金宝; 钟 颖	31
基于数字图像处理的工件尺寸参数测量技术	凌振有; 凌晨昱; 邓盛中	36
大功率无线充电器的设计	肖昌成; 郭 群; 郝仁浦; 王应吉	42
智能垃圾回收小车的设计与实现	秦鹏飞; 陈传奇; 魏岸文	47
基于两轮自平衡小车的可移动空气加湿器	王 浩; 郭英杰; 李 佳	51
多功能分布式环保监测系统的设计与实现	陈 刚; 张嘉鑫; 郭 宁	56
基于人眼识别的防疲劳驾驶系统设计与研究	王 政; 左濂锐	60
基于 STM32 的婴儿睡眠监护系统	周泽文; 闫大伟; 王添辉	64
高密度电法仪中磁电极的研制	邱 卓; 王 奇; 宋欣桦	68
液滴测速、控速及报警装置的研究	刘广才; 田 雨; 施汉瑶	73
虚拟地震仪数据预处理研究	郭浩哲; 王丹阳; 王 洋	80
基于 LabVIEW 的虚拟地震仪设计	陆小龙; 刘艳辉; 秦美琪	86
基于 BP 神经网络的 MRS 参数提取方式	姜金明; 周振宇; 杨 莹; 蒋川东	92
基于多传感器检测的智能巡航机器人	付 博; 高 松; 宋春雨; 杨 光	97
基于 Android 系统的紫外线监测仪的设计与实现	刘 杰; 姜 博; 郑如意; 赵 威	101
动态心电信号快速分析技术研究	凌振宝; 于紫凝; 晁云峰; 周海舰	106

时频域电子测量技术实验研究--基于 LabVIEW 的系列测量参数设计	黄恩浩; 李 焱; 周瑞章	111
用于大容量智能手机电池的快速充电器设计	王文博; 祝永星; 才凯龙	115
基于红外线定位的车灯智能控制系统	段崇利; 谭世雄; 介浩涵	119
便携式 PM2.5 检测传输装置	梁雄锋; 黄世德; 张 强; 李 哲	123
太阳能自动跟踪系统设计	李 利; 王德印; 夏争辉	129
浅层地温能监测系统设计	孙 丹; 耿毅男; 丁进中	133
增量式数字 PID 在直流电机调速系统中的应用	刘光达; 周 晖; 赵书健; 蒋夏萍; 蔡靖	137
面向智慧小区的主动智能感知和监管系统的设计	岳良广; 王铭超; 刘 磊	141
步进电机气体微量进样器	姜 鹏; 张建春; 满 意	147
基于发电鞋的计步器设计	辛 毅; 孙 勇; 姜 元; 李苏杭	153
供暖系统漏水检测装置的设计	张 锐; 高明玉; 马春尧	158
核磁共振超前探测高通滤波器设计	梁世轩; 王海磊; 李 盼	161
一种基于飞思卡尔 K60 控制器的智能家居机器人系统设计	龙 云; 樊 华; 董凯炎; 梁劲夫	165
基于 Curvelet 变换的匹配滤波	龙 云; 李昊阳; 李声威; 刘纪伟	169
基于 PID 算法的双层 PID 控制四旋翼飞行器的设计	陈雨薇; 杨丰铭; 任一平	175
基于 LabVIEW 的 LCR 测试仪软件系统的设计	李文迪; 李鹏飞; 邹文强	180
基于并行采样的 VIIS-EM 数据采集技术	张博宇; 孔祥志; 张仁杰	185
Bullialdus 撞击坑地区微波热辐射特性研究	强晓霄; 李江华; 芦男男; 郭莹	192
无人驾驶汽车自动泊车系统设计	杨博韬; 王大任	197
基于 PLC 触摸屏的物料分拣系统程序设计	王 茜	202
基于单片机的可调直流稳压电源设计	徐晓顺; 潘金胜; 武 奇	207

直升机二自由度运动建模及其 PID 控制*

于晓蔓；陈友聪；马东旭

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130026)

摘要：针对无人直升机飞行控制成本高、危险性较大的问题，本文基于设计的直升机二自由度运动模拟系统的半物理仿真平台，首先根据空气动力学理论知识、拉格朗日-欧拉方程等，对整个系统建立数学模型。然后利用自动控制理论，设计具有鲁棒性的 PID 控制算法，同时在 MATLAB 中 simulink 仿真环境对系统进行模块呈现，通过相同条件下加控制模块与不加控制模块输出波形的对比，验证算法的有效性。将该算法应用到仿真平台，设计的直升机二自由度运动模拟系统能够快速地在指定的角度位置保持稳定，并具有一定的抗外界干扰能力，证明了方法的可行性。

关键词：PID 控制； 数学建模； 二自由度

Dynamic Modeling and PID Control for Two Degrees of Freedom Helicopter

Yu Xiaoman; Chen Youcong; Ma Dongxu

(The College of Instrument Science & Electrical Engineering, Jilin University, ChangChun, 130022, China)

Abstract: Because of the high cost and risk in the control of the unmanned helicopter, the article is based on the designed semi-physical simulation platform of two degrees of freedom helicopter system, firstly, according to aerodynamics theory and Euler-Lagrange equation, etc, building the mathematical model of the system. And then, by means of automatic control theory, the PID Control algorithm with robustness is finished. At the same time, by presenting the model on the MATLAB/Simulink simulation environment, the comparison of output waveforms with the model without controlling algorithm on the same condition proves its effectiveness. When the algorithm is applied to the semi-physical simulation platform, the model can keep balance rapidly at the given degree and having anti-interference characteristics, which shows the feasibility.

Key words: PID-controlling; mathematical modeling; 2-dof

0 引言

目前很多研究领域在进行探测时优先选择无人直升机，首先由于其具有灵活性，可以深入到人无法涉足之处，利用其携带的仪器检测信息；其次，不需人驾驶飞机，可以通过遥控，甚至是利用其自身的姿态调整进行工作，降低实验的危险性，保障人身安全，具有很强的实用性。然而由于直升机的飞行试验危险性大，制作成本高，利用实际飞行来验证控制算法存在的危险性极大，因此研究者一般利用相似性原理，通过在小型直升机模型上进行测试并验证控制算法，再移植到实用的无人机上面。

要想实现对直升机模型进行精确控制，首先必须对其建立动力学模型，一部分人通过进行一系列实际的飞行试验，获得输入输出数据对，再将这些数据对直接通过神经网络建立动力学模型^[1]，但它需要大量的试验数据保证其建立模型的准确性，而且还需要专业的专家数据，具有一定局限性；有的直接通过系统辨识的方法建立数学模型，但是却没有给出试验设置和数据处理方法^[2]；还有的通过理论计算得到非线性动力学模型，然后通过风洞试验获得方程的未知参数，这种方法推导的方程复杂，大量的参数确定绝非易事，没有明显的实际应用。

本文描述的是一种综合各方面考量，设计的实用的数学建模解决方案，通过将设计加工的半物理

* 指导教师：随阳轶

项目类型：大学生创新项目（2014A65296）

仿真的小型直升机模型进行简化, 画出其力学模型图, 然后根据拉格朗日-欧拉方程等, 考虑了转速与升力的关系, 建立其动力学模型, 并设计了具有鲁棒性的 PID 控制算法, 然后通过 MATLAB 软件中的 simulink 仿真环境进行验证, 实验证明, 该数学模型及其算法可以对小型直升机模型进行很好的姿态控制。

1 数学建模

本项目选用设计加工的小型直升机半物理仿真模型, 在飞机头部水平安装一个带保护装置的主旋翼, 同时在机尾沿垂直方向安装一个带保护装置的尾桨, 如图 1, 因此可以实现俯仰和偏航两个自由度的运动。整个小型直升机模型是固定在架子上进行运动的, 两个螺旋桨分别由两个无刷电机驱动, 通过控制给定信号的占空比便可以控制两个无刷电机的转速, 根据空气动力学理论, 便可以产生一定的转矩, 使得本模型可以实现俯仰和偏航两个自由度的运动。

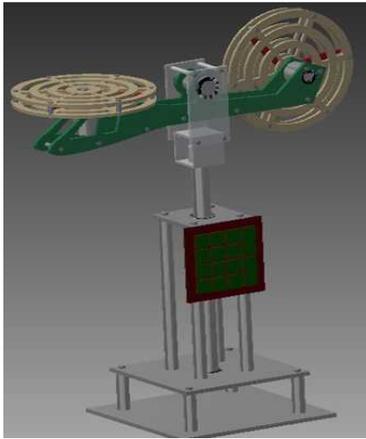


图 1 三维效果图

Fig.1 3D effect graph

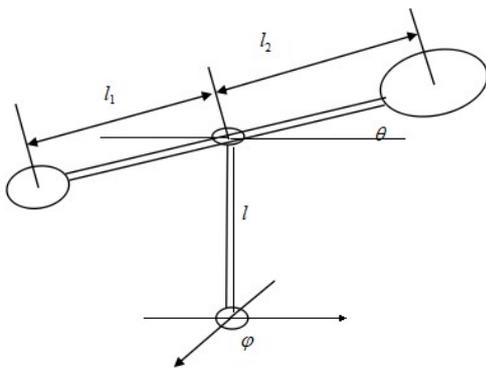


图 2 模型简化图

Fig.2 Simplified Model

在进行数学建模的时候, 将影响不是很大的因

素进行了简化, 比如在计算系统的总动能和势能的时候, 将主旋翼和尾桨都近似看成质点, 忽略支撑部件的宽度、厚度, 而只考虑质量和长度, 其简化图如图 2, 定义变量如下表 1。

表 1 模型中的变量及符号说明

Table 1 Explanation of variables and symbols

名称	符号	
垂直杆	垂直杆长度	l
	垂直杆质量	m_1
	绕 Z 轴转动惯量	J_1
	重心速度	$V_{c1} = [0, 0, 0]^T$
	垂直支撑轴重心位置	$[X_{c1}, Y_{c1}, Z_{c1}]^T = [0, 0, \frac{1}{2}l]^T$
横轴	尾桨距离支点距离	l_1
	主旋翼距离支点距离	l_2
	横轴重心距离支点距离	l_0
	横轴质量	m_2
	绕重心转动惯量	J_2
	横轴重心的位置	$[X_{c2}, Y_{c2}, Z_{c2}]^T$
	重心的速度	V_{c2}

其中重心的速度为

$$V_{c2} = [-l_0 \sin \theta \dot{\theta} \cos \phi - l_0 \cos \theta \sin \phi \dot{\phi}, l_0 \sin \theta \dot{\theta} \sin \phi + l_0 \cos \theta \cos \phi \dot{\phi}, l_0 \cos \theta \dot{\theta}]^T \quad (1)$$

$$V_{c2}^2 = l_0^2 (\dot{\phi}^2 \cos^2 \theta + \dot{\theta}^2) \quad (2)$$

从而可以得出系统动能为

$$E_k = \frac{1}{2} m_1 v_{c1}^T v_{c1} + \frac{1}{2} J_1 \dot{\phi}^2 + \frac{1}{2} m_2 v_{c2}^T v_{c2} + \frac{1}{2} J_2 (\dot{\phi}^2 + \dot{\theta}^2) + \frac{1}{2} m_p v_p^T v_p + \frac{1}{2} m_q v_q^T v_q \quad (3)$$

系统势能为

$$E_p = m_2 g l_0 \sin \theta + m_p g l_2 \sin \theta - m_q g l_1 \sin \theta \quad (4)$$

得到拉格朗日函数

$$L = E_k - E_p \quad (5)$$

本研究电机方面采用的是无刷电机，通过输入不同占空比的 PWM 信号来控制电机转速，主旋翼和尾桨都可以通过不同的转速来得到一定转矩，从而产生升力等改变直升机模型的运动姿态。因此可知俯仰运动转矩为

$$\tau_\varphi = k_2 w_2^2 l_1 (\alpha + \alpha_0) \quad (6)$$

其中 k_1 为主旋翼升力系数， w_1 为主旋翼转速；

偏航方向的转动转矩为

$$\tau_\theta = k_2 w_2^2 l_1 \cos \theta (\alpha + \alpha_0) \quad (7)$$

k_2 为尾桨升力系数， w_2 为尾桨转速， α 为尾桨总矩角， α_0 为初始尾桨总矩角。

最后再根据拉格朗日方程

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau$$

可以分别得到以俯仰角 θ 、偏航角 φ 为变量的两个方程，经过整理，得到如下方程

$$\begin{bmatrix} P_1 + J_2 & 0 \\ 0 & P_4 + J_1 + J_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & P_2 \dot{\varphi} \\ -P_2 \dot{\varphi} & -P_2 \dot{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_3 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_\theta \\ \tau_\varphi \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中 $P_1 = m_2 l_0^2 + m_p l_2^2 + m_q l_1^2$

$$P_2 = (m_2 l_0^2 + m_p l_2^2 + m_q l_1^2) \sin \theta \cos \theta$$

$$P_3 = m_2 g l_0 \cos \theta + m_p g l_2 \cos \theta - m_q g l_1 \cos \theta$$

$$P_4 = (m_2 l_0^2 + m_p l_2^2 + m_q l_1^2) \cos^2 \theta$$

又因为预期是在水平位置周围很小的范围内运动，

所以可进行如下线性近似 $\dot{\varphi}^2 \approx 0, \dot{\varphi} \times \dot{\theta} \approx 0, \theta \approx 0,$

$\cos \theta \approx 1$ ，从而可以得出如下的简化模型

$$\begin{bmatrix} P_1 + J_2 & 0 \\ 0 & P_1 + J_1 + J_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_\theta \\ \tau_\varphi \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中 $P_1 = m_2 l_0^2 + m_p l_2^2 + m_q l_1^2$

$$P_2 = m_2 g l_0 + m_p g l_2 - m_q g l_1$$

$$\tau_\theta = k_1 w_1^2 l_2$$

以上就是直升机二自由度运动模拟系统数学模型建

立的全过程。

2 simulink 仿真

本系统有俯仰、偏航两个方向的角度输入信号，有主旋翼转速和尾桨转速两个输出信号，因此，属于多输入多输出系统，无法得出传递函数模型，但可以得到状态空间模型。将俯仰、偏航两个方向的角度速度作为状态变量，电机输出转速的平方作为输入变量，角加速度作为输出变量建立系统的状态空间模型。

本系统采用的电机是直流无刷电机，且前后两个电机参数完全相同。由于直流电机可以等效成二阶线性环节 $\frac{1/C_e}{T_m T_i s^2 + T_m s + 1}$ ，其中机电惯性时间常

数 $T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m}$ ，电磁惯性时间常数 $T_i = \frac{L}{R}$ 。根据电机具体指标，得出电机传递函数为

$$G_m = \frac{0.1047}{0.00042s^2 + 0.042s + 1}$$

直升机启动需要的升力大小和程序输出的 PWM 占空比之间的关系换算，是遇到的一个问题。参考文献[3-7]对这种关系进行了研究分析，其方法是值得借鉴的，而[3]采用的更是利用了最基本的实验方法得出结论：升力和转速的平方成正比关系。

MATLAB 软件中自带 Simulink 仿真环境，根据上述推导的系统模型，可以在 Simulink 环境下进行仿真试验。按照系统要求，电机的输入信号是具有占空比的 PWM 脉冲，电机输出转速的平方作为系统状态空间模型的输入信号，假设两个电机独立，互不干扰，对整个系统进行仿真，仿真框图如图 3。

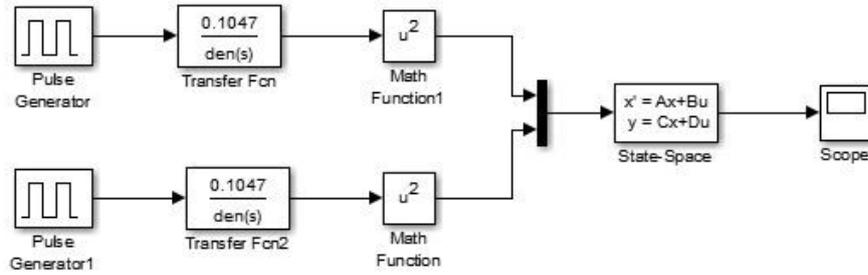


图 3 系统仿真框图

Fig.3 Simulation frame chart of system

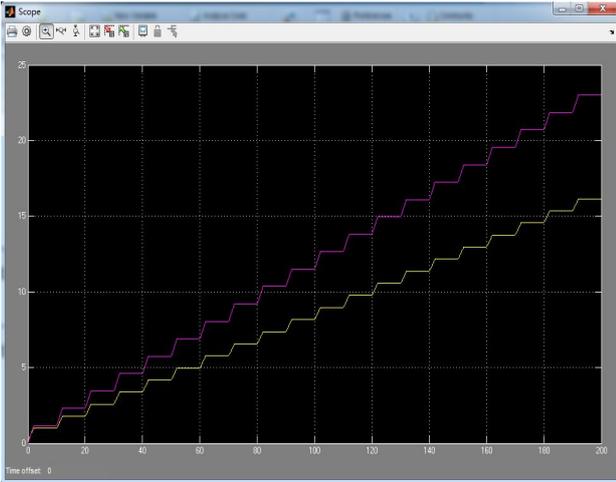


图 4 电机仿真波形

Fig.4 Output waveforms of motors

得到的输出波形如图 4，仿真结果符合实际情况，说明电机转速随着时间呈逐阶上升的趋势。但是，本系统要求电机转速并不是一直加速，而是与目前所处角度有关，准确的说，电机转速是与目前实际角度与角度设定值的差值有关的物理量，即要通过一定算法控制电机转速随着角度差值变化的变化，从而使系统在处于某一特定角度状态保持平衡。

PID 控制即比例-积分-微分控制，是将给定的输入信号与系统测量信号的差值作为被控对象，对其进行比例、积分、微分计算，对系统进行偏差控制，从而使得系统达到预期状态。PID 控制具有规律简单、易于实现、可靠性高、技术成熟等特点，已广泛应用于现代化工业控制领域、机电一体化领域等。本文基于直升机二自由度运动模拟半物理仿真平台，利用三轴陀螺仪 MPU6050 进行参数测量，对比了直接测量三轴角速度、三轴角加速度后利用积分获得偏航角和俯仰角方法，以及利用其中的 DMP 技术计算四元数，从而获得需要的角度两种方法，结果发现 DMP 技术获得的角度更加准确稳定。系统以获得的俯仰角 θ 、偏航角 φ 为输入变量，以电压为输出变量，构建 PID 控制器。设计 PID 控制器运用期望状态和实际状态的角度差值来修正控制输出电压，陈启军等^[8]验证了在选择合适的比例系数和微分系数的情况下，就可以使误差到达任意期望的范围内，并验证了该方法的鲁棒性。而此次 PID 控制器的设计，采用全套的比例系数、微分系数、积分系数三个方便对系统的快速性、稳定性等进行控制，仿真框图如图 5。

3 PID 控制

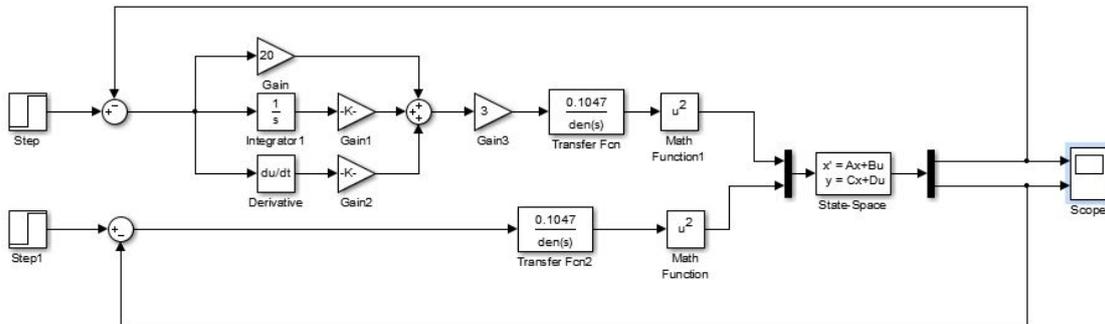


图 5 控制系统仿真框图

Fig.5 Simulation frame chart of control system

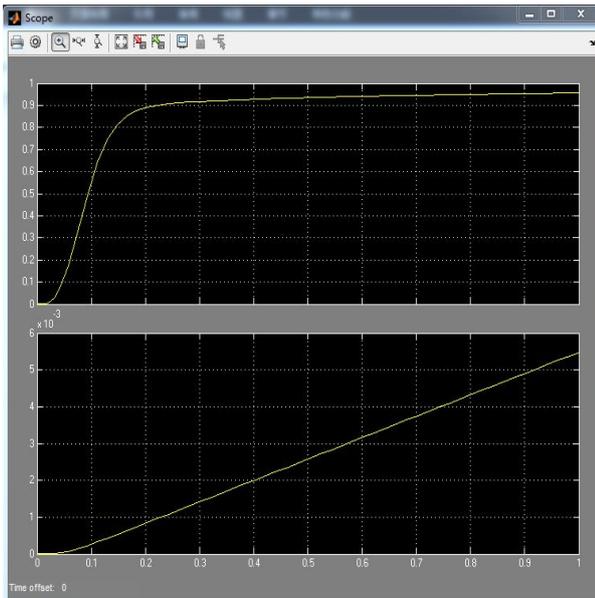


图 6 电机转速波形对比

Fig.6 Speed comparison between motor with control and without control

图 5 描述的系统，两个自由度分别独立，因此将两个自由度分别采用加 PID 和不加 PID 两种情况，以便对结果进行比较分析。而实际中主旋翼和尾桨之间的运动是相互干扰的，因此在实际中，还要在主旋翼处加上尾桨对它的前馈作用。

经过多次 PID 参数的测试，得出比较理想的参数 $K_p = 20$ ， $K_i = -0.2$ ， $K_d = -0.1$ ，此时的仿真结果如图 6。

由图 6 对比可知，没有加控制环节的电机转速在一定角度差下一直上升，系统很不稳定；而加上控制环节的电机转速可以在 200ms 内迅速达到稳定，因此该 PID 参数具有快速平稳控制电机转速的作用。由于实际中主旋翼和尾桨之间的运动并不完全独立，而是互相影响的，所以在利用此 PID 参数实际编程的时候，还要适当调整参数，增加尾桨的前馈作用，从而抵消掉偏航方向运动对俯仰方向运动的影响，有助于系统保持平衡。

4 结论

本文根据拉格朗日-欧拉方程以及力学原理，建立直升机二自由度运动模拟系统的数学模型，由于飞机的俯仰方向运动角度范围不大，可在平衡位置附近进行线性化处理，得到系统的简化数学模型。在此基础上，采用传统 PID 控制规律设计出相应的 PID 控制器，并在 MATLAB 中 simulink 仿真环境下，通过相同条件下控制与不控制两种状态的电

机进行对比，得到能够按照要求稳定启动、快速平衡的波形，验证了算法的有效性，可以使二自由度直升机达到稳态平衡的控制目标。但是在实际控制中，直升机模型在运动时的导线缠绕以及机身连接处抖动会对系统稳定以及精度带来一定影响，俯仰方向有 $\leq 1^\circ$ 的角度偏差，偏航方向有 $\leq 3^\circ$ 的角度偏差，可见控制方法有待进一步优化。

参考文献

1. 张亚欧, 吕恬生. 基于 Elman 网络的无人直升机航向的预测建模[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(2): 309-312.
2. Bernard M, Takeo K, Mark B T. System Identification Modeling of a Model - Scale Helicopter[C] Proceedings of the 55th Annual Forum of the American Helicopter Society. Montreal: American Helicopter Soc., 1999: 1706-1717.
3. 王冬来, 吕强, 刘峰. 小型四轴飞行器动力学参数测定方法设计[J]. 科技导报, 2011, 29(36): 42-45.
4. 姚元鹏. 四旋翼直升机控制问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
5. 姜哲, 赵新刚, 韩建达. 小型无人直升机实验平台的设计与实现[J]. 2006. 6 (增刊): 1858-1860.
6. 曾伟. 基于 DSP 的四旋翼无人机驱动器的控制研究[D]. 天津大学, 2012.
7. 翟琨, 陈平, 葛文哲等. 小型倾转旋翼机的无刷直流电机驱动器设计[J]. 2013. 1-6.
8. 陈启军, 王月娟, 陈辉堂. 基于 PD 控制的机器人轨迹跟踪性能研究与比较[J]. 控制与决策, 2003, 18(1): 53-57.

基于脉搏波传导时间的无袖带血压测量仪设计*

刘帅男；张起琳；许传斌

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130022)

摘要：血压是人体的重要生理参数之一，能够反应出人体心脏和血管的功能状况，是临床上判断疾病、观察医疗效果等的重要依据。本文设计了一种无袖带血压测量仪器，它主要由脉搏波测量、数据处理、特征点提取和数学建模四个单元组成。单片机将脉搏波测量结果输出的数据进行数据处理后以异步串行通信方式传送给上位机，上位机提取脉搏波特征点，计算出脉搏波传导时间，并建立脉搏波传导时间与血压之间的模型关系，从而实现无袖带血压测量。实验结果表明，脉搏波搏动范围达到 20-250 次/分钟，脉搏波精度达到 1.4%/分钟，收缩压范围达到 40-250mmHg，舒张压范围达到 40-250mmHg，平均压范围达到 40-250mmHg，血压精度达到 ± 3 mmHg，并且血压测量标准差小于 8mmHg，符合 AAMI 推荐的标准差不大于 8mmHg 的标准，可初步应用在医疗监护中。

关键词：无袖带 血压测量 特征点 脉搏波传导时间 数学建模

Design of sleeveless blood pressure measuring instrument based on pulse wave transit time

liushuainan; zhangqilin; xuchuanbin

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

Abstract: Blood pressure is one of the important physiological parameters of human body, it can reflect the function of human heart and blood vessels, is the important basis to estimate disease and observe the effect of the treatment. This study designs a sleeveless blood pressure measuring instrument, it mainly consists of four parts, including pulse wave measuring, data processing, feature point extraction and mathematical modeling. Single chip microcomputer processes the data from the output of pulse wave measuring part and sends it to the PC in the way of asynchronous serial communication, the PC software extracts pulse wave feature points and calculates the pulse wave transit time, then builds the relationship formula between the pulse wave transit time and blood pressure, thus can achieve sleeveless blood pressure measurement. The experimental results show that the pulse wave range achieve 20-250 beats / minute, the pulse wave precision achieve 1.4% / minute, systolic blood pressure range achieve 40-250mmHg, diastolic blood pressure range achieve 40-250mmHg, the average voltage range achieve 40-250mmHg, blood pressure accuracy achieve ± 3 mmHg, and at the same time, the standard deviation of blood pressure measurement is less than 8mmHg, which is satisfied with the standard made by AAMI, so the instrument can be applied in the medical care preliminary.

Key words: sleeveless; blood pressure measurement; feature point; pulse wave transit time; mathematical model

1 绪论

随着科学技术的发展和人们生活水平的提高，饮食油腻、生活不规律、工作压力等各种因素都造成了高血压等慢性疾病的患病率和亚健康人群数量

的不断上升^[1] 传统血压测量采用的柯氏音听诊法，尽管对动脉血压的测量更准确，但无法跟踪血压的变化；而采用动脉插管法虽然可以跟踪血压变化、进行连续的测量，并且测量结果是准确的，但这种方法具有一些局限性，如准备时间长、有创等，且被测者容易引发并发症，如疼痛、出血、感染、形

* 指导教师：凌振宝

项目类型：大学生创新项目(2014A65297)

成血栓与气栓、肢体因缺血而坏死等¹。

连续无创血压监测是通过与血压值的信号分析处理的相关特性间接获得的，对人体无创，更适用于研究和临床实践中广泛使用，目前临床主要是使用下面的四种方法进行连续血压测量的，他们分别是张力测定法、容积补偿法、脉搏波特征参数法、脉搏波波速法^[5]。与张力测定法、容积补偿法、脉搏波特征参数法相比，脉搏波波速法对传感器定位要求低，测量误差较小，不适感较少，是一种比较理想的无创连续测量血压方法。

基于脉搏波传导时间的无袖带无创连续血压测量的这种方法测量设备体积小，易于携带，且使被测者彻底摆脱了气囊体的束缚^[2]，提高了舒适感，能够长时间进行无袖带连续血压测量，这些都对高血压的提前预防与及时诊断提供了有利保障，并且，实时了解血压的变化，对预防突发性心、脑血管疾病也有着重要意义，同时，通过获取血压变化的规律，也为其他重要的诊断，如睡眠质量，睡眠障碍等提供了依据^[3]。综上所述，基于脉搏波^[4]传导时间的无创连续血压测量对于血压的连续监测以及心脑血管病人的临床监护等方面都具有重要的研究意义和应用价值^[3]。

2 无袖带血压测量方法

2.1 理论基础

血压是指血管内的血液对于单位面积血管壁的侧压力，也就是压强，通常所说的血压是指动脉血压^[7]。心室收缩时，主动脉压急剧升高，在收缩期的中期达到最高值，这时的动脉血压值称为收缩压（Systolic Blood Pressure, SBP），心室舒张时，主动脉压下降，在心舒末期动脉血压的最低值称为舒张压（Diastolic Blood Pressure, DBP^[4]）。国家权威机构发布，收缩压的正常值要小于 130 mmHg，舒张压的正常值要小于 85 mmHg，而收缩压的理想值要小于 120 mmHg，舒张压的理想值要小于 80 mmHg，中国人平均正常血压参考值如表 2.1 所示^[5]。

表 2.1 中国人平均正常血压参考值

Table 2.1 Chinese average normal blood pressure reference value

年龄	收缩压 (男)	收缩压 (女)	舒张压 (男)	舒张压 (女)
16-20 岁	115mmHg	110 mmHg	73 mmHg	70 mmHg
21-25 岁	115 mmHg	110 mmHg	73 mmHg	71 mmHg
26-30 岁	115 mmHg	112 mmHg	75 mmHg	73 mmHg
31-35 岁	117 mmHg	114 mmHg	76 mmHg	74 mmHg
36-40 岁	120 mmHg	116 mmHg	80 mmHg	77 mmHg
41-45 岁	124 mmHg	122 mmHg	81 mmHg	78 mmHg
46-50 岁	128 mmHg	128 mmHg	82 mmHg	79 mmHg
51-55 岁	134 mmHg	134 mmHg	84 mmHg	80 mmHg
56-60 岁	137 mmHg	139 mmHg	84 mmHg	82 mmHg
61-65 岁	148 mmHg	145 mmHg	86 mmHg	83 mmHg

血压的变动有着重要的临床意义，一些慢性疾病、情绪波动以及运动等情况都会影响血压的变化。通常情况下，只要我们非同日连续三次测得收缩压值高于 140mmHg 或舒张压高于 90mmHg 的情况下，我们就可以判定此人有高血压；如果收缩压值低于 90mmHg，舒张压值低于 60mmHg，我们就可以判定此人有低血压。

脉搏波的产生是由于心搏沿着动脉血管和血流传播，经过大量实验已经证实了动脉血管的弹性越大，也就是顺应性越大，那么脉搏波传导时间则越长，反之，如果动脉血管的弹性越小，则脉搏波传导时间越短。图 2.1 为人体标准脉搏波信号。

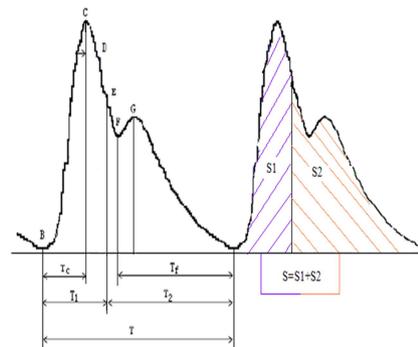


图 2.1 人体的标准脉搏波信号

Fig.2.1 Human standard pulse wave signal

脉搏波信息能够在一定程度上反映人体健康状况和人体血管的病理特征，是心血管生理状况的重要信息来源^[9]。医学上，利用脉搏波波形来诊断疾病的方法由来已久，中医脉诊以及西医检查心血管疾病很大程度上都是利用了脉搏波的特点。

2.2 脉搏波传导时间的计算

如图 2.1 所示，采集人体不同部位的两路脉搏波信号的坐标值 $Cx1$ 、 $Cx2$ ，计算出两路信号特征点坐标值之差：

$$m = Cx1 - Cx2 \quad (2.1)$$

因为已知采样间隔，所以可以利用它来计算对应的脉搏波传导时间：

$$PTT = m \times T \quad (2.2)$$

式中， PTT 为脉搏波传导时间， m 为特征点坐标差值， T 为采样间隔。图 2.2 中 T 为两路脉搏波波形传导时间差，即脉搏波传导时间（PTT）。

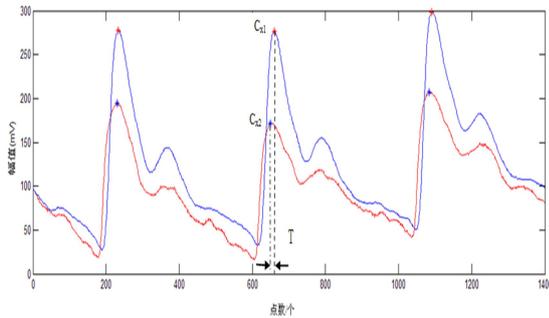


图 2.2 脉搏波传导时间示意图

Fig.2.2 Pulse transit time schematic

2.3 脉搏波传导时间与血压的关系

关于脉搏波的传播速度，早在 1808 年英国著名物理学家托马斯·杨就提出理想流体的弹性管内波传播速度公式为：

$$C_0 = \sqrt{\frac{Eh}{\rho d}} \quad (2.3)$$

式中， E 为管壁的杨氏弹性模量； h 为管壁厚度； d 为平衡状态下弹性管的内径； ρ 是流体密度^[4]。

Hughes 等提出并证明了血管跨壁压和血管弹性模量之间有以下关系：

$$E = E_0 e^{\gamma P} \quad (2.4)$$

式中， E_0 为压力为零时的弹性模量， P 为血压， γ 为表征血管特征的一个量，其数值从 0.016—0.018(mm/Hg)^[5]。

1878 年莫恩斯对波传播速度做了实验，提出波速公式为：

$$C = K \sqrt{\frac{Eh}{\rho d}} \quad (2.5)$$

式中， K 为莫恩斯常数，对于人的主动脉 $K=0.8$ 。由式 (2.4) 与 (2.5) 可知脉搏波速度也是血压的函数。脉搏波传导时间是指脉搏波在体内动脉树中从一点传播到远心端另外一点的所用的时间，它也常被称为 PTT，可用以下表示：

$$C = \frac{S}{T} \quad (2.6)$$

式中 S 为脉搏波传递距离， T 为脉搏波传导时间。将式(2.4)和式(2.6)代入式 (2.3)，并整理，最后得到公式：

$$P = \frac{1}{\gamma} \left[\ln \left(\frac{\rho d S^2}{a E_0} \right) - 2 \ln T \right] \quad (2.7)$$

可以通过求导来得到血压变化和脉搏波传导时间之间的关系，关系式如下：

$$\Delta P = -\frac{2}{\gamma T} \Delta T \quad (2.8)$$

其中， ΔP 表示的是动脉血压变化值， ΔT 表示的是脉搏波传导时间， γ 表示的是血管特征的一个量值^[4]。

如果血管的弹性恒定，那么血压的变化和脉搏波传导时间的关系是一个正比例的关系，而实际上，对于血管弹性这个参数，在短时间内，同一人的数值是不会有大的变化的^[4]。所以通过测量脉搏波传导时间（PTT），就能间接地计算出动脉血压的变化量。

3 仪器硬件设计

系统主要由脉搏传感器、加法器电路、A/D 数据采集、主控单片机、数据存储和显示六部分组成，系统基于压电式的脉搏传感器进行了脉搏波信号的测量，所设计的同相加法器电路将所获得的脉搏信号向上平移，使所有信号电压幅值在 A/D 要求范围内，采用 16 位的串行 A/D 芯片 AD7656 对两路脉搏信号同步采集，该芯片可以 2 通道同时采集 1。上位机是使用 MATLAB 软件进行了特征点的准确提取，脉搏波传导时间计算以及脉搏波传导时间与动脉血压之间关系的建模，从而实现无袖带血压测量。系统总体框图如图 3.1 所示。

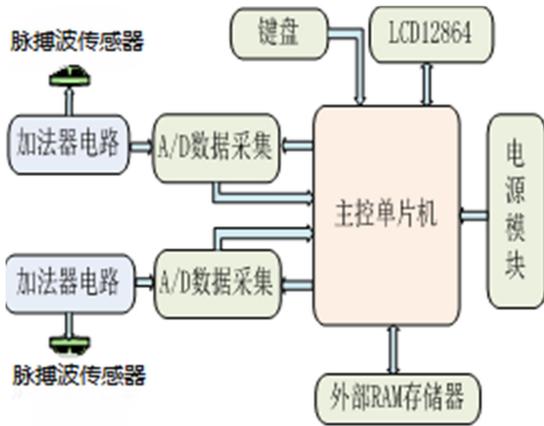


图 3.1 系统整体框图

Fig.3.1 Overall block diagram of the system

4 仪器软件设计

4.1 特征点提取

进行脉搏波信号特征点的提取和脉搏波传导时间的计算。通过 MATLAB 软件获取同一信号、同一时刻在不同位置的波形图，对两路脉搏波信号及噪声进行信号分析与处理，并利用原始信号法对脉搏波特征点进行了提取并较为准确的计算了脉搏波传导时间。

4.2 脉搏波传导时间与动脉血压关系的建模

利用多项式拟合法建立脉搏波传导时间与动脉血压的模型关系。

任意一个函数可按泰勒（Taylor）级数展开为一个多项式，即：

$$f(x:a_0, a_1, \dots, a_m) = a_0x^0 + a_1x^1 + \dots + a_mx^m \quad (4.1)$$

将所采集的血压数据与计算得到的特征点坐标差值一一对应存入 txt 文档中，读入文件并将收缩压，舒张压，特征点坐标差值分别存入三个数组中，并以脉搏波传导时间作为自变量，分别以收缩压、舒张压数据作为因变量，分别进行三次多项式拟合和五次多项式拟合，求出各项系数，画出拟合曲线，并将拟合结果与实际结果进行比较¹。

建模结果：

(1) 拟合公式

①收缩压与脉搏波传导时间的关系为：

$$HP = a1 \times x^3 + a2 \times x^2 + a3 \times x + a4 \quad (4.2)$$

拟合系数： $a1 = -2037.3002$ $a2 = 322.0839$

$$a3 = -19.7838 \quad a4 = 1.4934$$

②舒张压与脉搏波传导时间的关系为：

$$LP = b1 \times x^5 + b2 \times x^4 + b3 \times x^3 + b4 \times x^2 + b5 \times x + b6 \quad (4.3)$$

拟合系数： $b1 = -11600785.9246$ $b2 = 1982983.4213$

$b3 = -126460.3704$ $b4 = 3743.4202$ $b5 = -53.5216$

$b6 = 1.0545$

(2)拟合曲线

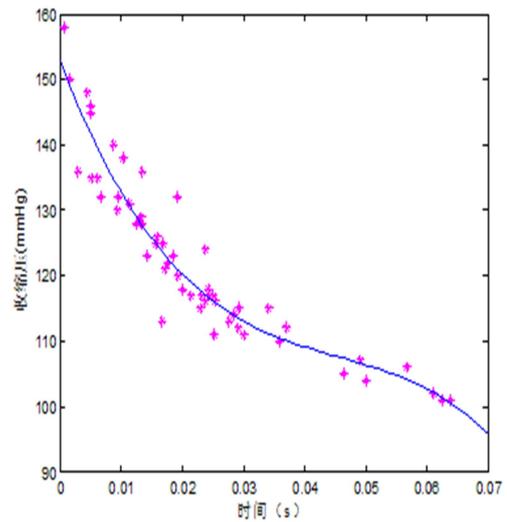


图 4.2 收缩压与脉搏波传导时间拟合图

Fig.4.2 Systolic blood pressure and pulse transit time fitting

Figure

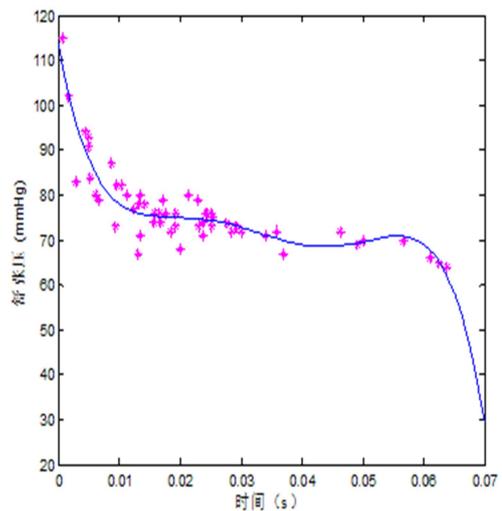


图 4.3 舒张压与脉搏波传导时间拟合图

Fig.4.3 Diastolic blood pressure and pulse transit time fitting Figure

4.3 GUI 界面设计

设计 MATLAB GUI 界面。实现上位机与下位机的实时串口通信, 数据存储, 回调数据和人机交互, 使系统显示直观, 使用简单方便。

5 实验成果与分析

5.1 实验成果

(1) 查阅资料, 了解无创血压测量的发展现状, 分析和比较各种血压测量方法, 设计出了无创连续血压测量方法。

(2) 解释了基于脉搏波传导时间的无袖带血压测量仪设计的原理。

(3) 完成了操作方便, 且系统体积小, 具有很强的实用性和便携性的脉搏波测量系统样机的研究与设计。

(4) 利用 MATLAB 软件设计了提取脉搏波特征点的算法, 建立较为准确的脉搏波传导时间与动脉血压值关系的模型, 能够连续无创测量动脉血压。

(5) 设计了 MATLAB GUI 界面。实现了上位机与下位机的实时串口通信, 数据存储, 回调数据和人机交互, 使系统显示直观, 使用简单方便。

(6) 经过系统测试与分析, 血压测量标准差小于 8mmHg, 符合 AAMI 推荐的标准差不大于 8mmHg 的标准。经吉林省计量院的检测表明, 该系统脉搏波搏动范围达到了 20-250 次/分钟, 脉搏波精度达到了 1.42%, 收缩压范围达到了 40-250mmHg, 舒张压范围达到 40-250mmHg, 平均压范围达到 40-250mmHg, 血压精度达到 ± 3 mmHg, 达到了项目的指标要求。

5.2 实验结果分析

从实验测试与分析的结果中可以看出, 该系统均方根误差小于 8mmHg, 符合 AAMI 推荐的标准差不大于 8mmHg 的标准。采用脉搏波传导时间与血压关系的模型测试时, 结果分析如下:

(1) 在进行拟合时, 主要采用的数据集集中于舒张压在 65~100mmHg 区间内, 收缩压在 100~150mmHg 区间内, 所以拟合结果在该区间内误差较小^[3]。

(2) 由于脉搏波传导时间与血压的关系存在个体差异, 且该模型所使用的拟合数据只包含了部分健康人体的情况, 故致使在遇到血压较高的被测试者时, 结果误差较大^[2]。

6 展望

在今后的工作中, 将对于本文的建模结果与目

前常用的动脉插管法进行大量临床对照实验, 并着重建立高血压病人或动脉硬化病人的脉搏波传导时间与动脉血压之间关系的模型, 从而修正所建数学模型的参数, 减少误差。建议可以对不同年龄段分别进行建模, 得到不同年龄段的公式, 这样针对性更强, 结果更准确。

参考文献

1. 凌振宝, 张铭, 熊文激, 等. 基于脉搏波传导时间的无袖带血压测量仪设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2012, 12: 1080-1085.
2. 于潇, 林君, 李肃义. 无创血压测量技术的发展概况[J]. 广东医学, 2012, 15: 2356-2359.
3. 韩庆阳, 李丙玉, 王晓东等. 一种消除脉搏波信号中呼吸基线漂移的方法[J]. 中国医疗器械杂志, 2014, (1): 19-22.
4. 李顶立. 基于脉搏波的无创连续血压测量方法研究[D]. 浙江大学, 2008.
5. 颜国栋. 基于脉搏波的无创血压测量方法研究[D]. 天津理工大学, 2013.
6. 李可礼. 基于心电信号和脉搏波信号的连续血压测量研究[D]. 重庆理工大学, 2011.
7. 孟祥平, 刘兵, 邓宝芸, 等. 利用脉搏波传播时间计算动脉血压的研究[J]. 中国生物医学工程学报, 2011, 30(4): 509-513.
8. Martina, Jerson R, Westerhof, Berend E, Van Goudoever, Jeroen, De Jonge Nicolaas, et al. Noninvasive Blood Pressure Measurement by the Nexfin Monitor During Reduced Arterial Pulsatility: A Feasibility Study[J]. ASAIO Journal. 2010, 56(3): 221-227.
9. CHEN W, KOBAYASHI T, ICHIKAWA S, et al. Continuous estimation of systolic blood pressure using the pulse arrival time and intermittent calibration[J]. Medical and Biological Engineering and Computing, 2000, 38(5): 569-574.
10. Youngsung Kim; Jeunwoo Lee; Cuffless and Non-Invasive Estimation of a Continuous Blood Pressure Based on PTT[C]. Information Technology Convergence and

Services(ITCS), 2010 2nd International Conference on.2010:1-4.

11. Sai Kolluri, Lawrence Hersh, Richard Medero(General Electric Company).System and Method for a Non-invasive BloodPressure Measurement[P].US:12/415575,09/30/2010.
12. Y. Chen, C Wen, G C Tao, et al. Continuous and noninvasive blood pressure measurement: a novel modeling methodology of the relationship between blood pressure and pulse wave velocity[J]. Annals of Biomedical Engineering, 2009, 37(11): 2222-2233.

基于 MFCC 的说话人识别技术的研究*

何 滢; 许利姣; 陈劭康

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林长春, 130061)

摘要: 说话人识别是指通过说话人的语音特征来自动识别说话人的身份, 它在许多领域都有非常独特的优势和良好的发展前景。由于应用的需求和数字信号处理技术的发展, 说话人识别技术的研究得到了广泛而深入的发展。虽然目前说话人识别技术的研究已逐渐走进实际应用, 但在新的语音特征参数的提取和已有特征参数的有效结合以及对于参考模型的选取上仍是研究的热点与难点。本设计用 MATLAB 软件仿真实现了一个说话人识别系统。特征提取方面, 选用了美尔倒谱系数(MFCC)及其一阶差分作为说话人识别的特征参数, 共同描述说话人的个性特征。识别算法方面, 采用动态时间规整(DTW)识别算法, 该算法利用使用过程中的数据不断修正原模板, 使模板逐次趋于完善。实验结果表明, 本文提出的特征参数提取方法及其与其一阶差分的结合能显著提高系统的性能, 具有运算速度快, 计算量小, 差错率低等优点。

关键词: 说话人识别 美尔倒谱系数 DTW

Research MFCC based speaker recognition technology

HeYing; XuLijiao; ChenShaokang

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

Abstract: Speaker recognition is through the speaker's voice feature to automatically identify the speaker's identity, which in many areas have a very unique advantages and good prospects for development. Due to the development needs of the application and digital signal processing technology, the speaker recognition technology research has been extensive and in-depth development. Although the study of speaker recognition technology has gradually entered the practical applications, but in the effective integration of the existing characteristic parameter extraction and new voice features and parameters for the selection of the reference model is still hot and difficult research. This design simulation using MATLAB software implements a speaker recognition system. Feature extraction, chose Mel cepstral coefficients (MFCC) and the first difference as speaker recognition feature parameters collectively describe the speaker's personality traits. Aspects of recognition algorithms, dynamic time warping (DTW) recognition algorithm, the algorithm uses the data used in the process continue to amend the original template, so the template successive perfecting. Experimental results show that the characteristic parameter extraction method proposed in this paper and its binding to its first difference can significantly improve system performance with fast speed, small amount of calculation, the error rate is low.

Key words: Speaker Recognition Mel Cepstral DTW

0 前言

说话人识别^[1]是指通过对说话人语音信号的分析, 提取语音特征, 从而判断说话人的身份的技术。其关键在于准确地分辨出不同人语音的特征及其信息内容^[2]。20世纪30年代, Bell实验室提出了基于模

式匹配和概率统计方差分析的说话人识别方法, 主要进行了各种识别参数的提取、选择, 并将倒谱和线性预测分析等方法应用于说话人识别^[3]。从20世纪60年代至今, 随着数字滤波、快速傅立叶变换、同态信号处理、线性预测编码、矢量量化等算法的不断出现的完善, 加之微电子技术的发展和计算机的普及, 使这一领域的研究取得了快速的进展^[4]。

* 指导教师: 陈祖斌

项目类型: 大学生创新项目 (2014A65298)

说话人识别研究的重点转向说话人个性特征的分离提取、个性特征的增强、对反映说话人特征的声学参数的处理以及新的说话人识别模式匹配方法上，如动态时间规整(DTW)、主分量分析(PCA)、矢量量化(VQ)、隐马尔可夫模型(HMM)、神经网络方法(ANN)以及这些方法的组合技术上等。

说话人识别技术发展到今天已经有几十年的历史，取得了许多优秀成果，但仍然存在着大量难点，主要为以下几个方面：

(1)目前还没有很好的方法把说话人的个性特征从说话人的语音特征中分离出来^[5]；

(2)说话人的特征具有时长变动特性，会随着时间和年龄的变化而变化；

(3)声音容易被录音模仿等。

本文在前人研究的基础上，对说话人识别的关键部分特征提取和模式匹配进行了探讨。特征提取方面采用Mel频率倒谱系数(MFCC)。在模式匹配方面，采用动态时间规整算法(DTW)。最后本系统在MATLAB软件上进行仿真^[6]。

1 说话人识别技术的原理

说话人识别，分为语音训练和语音识别两个阶段^[7]。在训练阶段通过麦克输入语音命令，然后对模拟语音信号进行预处理，再对处理后得到的数字信号进行语音特征提取，之后为所得特征参数建立一个相应的语音特征模型库。训练完成后，进入语音识别阶段，通过麦克输入待识别的语音命令，然后对该语音信号进行预处理，对处理后得到的数字信号提取语音特征参数，紧接着调出语音特征模型库进行匹配检测。如果待识别语音的特征参数与模型库中的记录参数之间距离未超过阈值，则判断为原说话人，反之，判断非原说话人。其原理框图如图1所示：

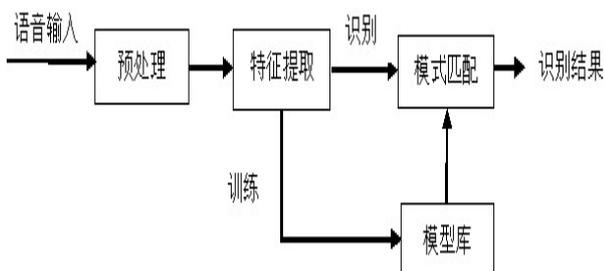


图1 说话人识别系统原理图

Fig.1 Principle of speaker recognition system

2 说话人识别技术的实现

2.1 特征参数的提取

特征提取就是提取语音信号中表征说话人的基本特征，此特征应能有效地区分不同的说话人，且对同一说话人的变化保持相对稳定。

2.1.1 Mel 倒谱参数提取 (MFCC)

提取的说话人的特征参数应满足相应的条件：对局外变量不敏感，如说话人的情绪的影响；能够长期地保持稳定；可以经常表现出来；易于对其进行测量，与其它特征不相关。在众多的参数中，倒谱特征所含的信息量比其它参数多，能较好地表征语音信号。实验表明，大部分情况下，MFCC优于其他倒谱，其提取全过程分为预处理(采样 / 量化、预加重处理、加窗)和特征提取。

Mel频率可以用以下公式表示：

$$\text{Mel}(f) = 2595 * \lg\left(1 + \frac{f}{700}\right)$$

式中 f 为频率，单位是Hz。

MFCC参数的具体提取过程如下：

(1) 预加重、分帧、加窗：

预加重处理其实是将语音信号通过一个高通滤波器：

$$H(z) = 1 - \mu z^{-1}$$

预加重的目的是提升高频部分，使信号的频谱变得平坦，保持在低频到高频的整个频带中，能用同样的信噪比求频谱。同时，也是为了消除发声过程中声带和嘴唇的效应，来补偿语音信号受到发音系统所抑制的高频部分，突出高频的共振峰^[8]。

预加重的信号再经过分帧、加窗处理，得到每个语音帧的时域信号 $X(n)$ 。

(2) 快速傅里叶变换：

由于仅通过信号在时域上的变换通常很难看出信号的特性，所以通常将它转换为频域上的能量分布来观察，不同的能量分布，就能代表不同语音的特性^[9]。故而，在加汉明窗后，每帧还必须再经过快速傅里叶变换以得到在频谱上的能量分布。对分帧加窗后的各帧信号进行快速傅里叶变换得到各帧的频谱。并对语音信号的频谱取模平方得到语音信号的功率谱。设语音信号的DFT为：

$$X_a(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi k n / N}, 0 \leq k \leq N$$

式中 $x(n)$ 为输入的语音信号， N 表示傅里叶变换的点

数。

(3) 三角带通滤波器:

将能量谱通过一组Mel尺度的三角形滤波器组, 定义一个有M个滤波器的滤波器组(滤波器的个数和临界带的个数相近), 采用的滤波器为三角滤波器, 中心频率为 $f(m), m=1, 2, \dots, M$ 。M通常取22-26(本系统取24)。各 $f(m)$ 之间的间隔随着m值的减小而缩小, 随着m值的增大而增宽, 如图2所示:

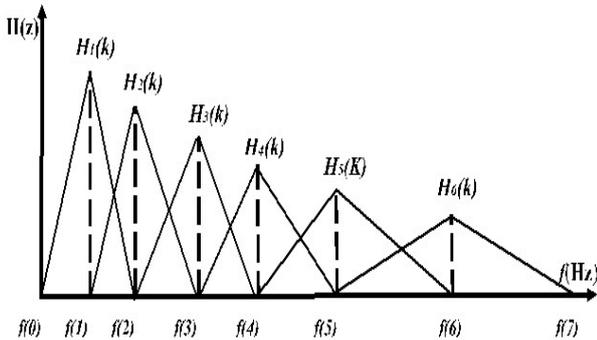


图2 Mel 滤波器组
Fig.2 Mel filter bank

三角带通滤波器有两个主要目的: 一是对频谱进行平滑化, 并消除谐波的作用, 突显原先语音的共振峰, 因此一段语音的音调或音高, 是不会呈现在 MFCC 参数内, 换句话说, 以 MFCC 为特征的语音辨识系统, 并不会受到输入语音的音调不同而有所影响; 二是可以降低运算量^[10]。

(4) 计算每个滤波器组输出的对数能量为:

$$s(m) = \ln \left(\sum_{k=0}^{N-1} |X_a(k)|^2 H_m(k) \right) \quad 0 \leq m \leq M$$

(5) 经离散余弦变换 (DCT) 得到MFCC:

$$C(n) = \sum_{m=0}^{N-1} s(m) \cos\left(\frac{\pi n(m-0.5)}{M}\right), n=1, 2, \dots, M$$

2.1.2 差分 MFCC

标准的倒谱参数MFCC只反映了语音参数的静态特性, 语音的动态特性可以用这些静态特征的差分谱来描述^[11]。实验证明: 把动、静态特征结合起来才能有效提高系统的识别性能。差分参数的计算可以采用下面的公式:

$$D_t = \begin{cases} C_{t+1} - C_t, & t < Q \\ \frac{\sum_{k=1}^K k(C_{t+k} - C_{t-k})}{\sqrt{2 \sum_{k=1}^K k^2}}, & \text{其他} \\ C_t - C_{t-1}, & t \geq Q - K \end{cases}$$

式中, D_t 表示第 t 个一阶差分, C_t 表示第 t 个倒谱系数, Q 表示倒谱系数的阶数, K 表示一阶导数的时间差, 可取 1 或 2, $1 \leq \theta \leq K$ 。将上式的结果再代入就可以得到二阶差分的参数。

2.2 动态时间规整算法 DTW

DTW是把时间规整和距离测度计算结合起来的一种非线性规整技术^[12]。此技术寻找一个时间规整函数 $j = \omega(i)$, 将测试矢量的时间轴非线性地映射到模板的时间轴 j 上, 并使该函数 ω 满足:

$$D = \min \sum_{i=1}^M d[T(i), R(\omega(i))]$$

其中 $d[T(i), R(\omega(i))]$ 是第 i 帧测试矢量 $T(i)$ 和第 j 帧模板矢量 $R(j)$ 之间的距离测试, D 就是处于最优时间规整情况下的两个矢量之间的匹配路径^[13]。

由于 DTW 不断地计算两矢量的距离以寻找最优的匹配路径, 所以得到的是两矢量匹配时累积距离最小所对应的规整函数, 这就保证了它们之间存在的最大声学相似性。DTW 算法的实质就是运用动态规划的思想, 利用局部最佳化的处理来自动寻找一条路径, 沿着这条路径, 两个特征矢量之间的累积失真量最小, 从而避免由于时长不同而可能引入的误差。

3 实验结果及分析

按照上述方法进行特征提取和模式识别, 利用 MATLAB 软件进行编程后, 采用电脑自带声卡进行录音, 分析在取不同阈值时的识别效果。录音环境为普通机房, 录制采样频率 44100Hz、16bit 的 wav 语音文件用于系统测试。共有说话人男女各 3 名, 说话内容为“开门”, 每一说话人录制 30 次, 5 次用于训练, 25 次用于识别。不同阈值下得到实验结果如下表:

表1 不同阈值下的正确率

Table 1 Correct rate under different thresholds

阈值	1.00	1.05	1.10	1.15	1.20	1.25	1.30	1.35
误拒率(%)	80.0	63.3	53.3	40.0	26.7	6.7	6.7	6.7
误判率(%)	4.0	6.0	8.7	10.7	14.0	18.0	22.0	24.7
正确率(%)	58.0	65.4	69.0	74.7	79.7	87.7	85.7	84.3

从测试结果来看，本文所采取的识别方式是很有有效的，改进的系统具有较高的识别率。

4 结论

本文在前人基础上，研究了说话人识别系统的关键技术。在语音信号特征提取方面，采用了Mel频率倒谱系数（MFCC）及其一阶差分。在识别算法方面，采用了动态时间规整算法并加以实现。最后用MATLAB软件仿真并采用GUI功能搭建了一个说话人识别系统，包括了说话人训练模块和说话人识别模块，程序界面友好，操作方便。经过测试和调整识别阈值，使系统达到了理想的识别正确率。

该系统功能具有很强的移植性，若对其进一步完善和改进，可广泛应用于金融系统、计算机信息、网络安全，特别是智能建筑等领域的身份认证及出入口控制管理等方面。

参考文献

1. 赵力,邹采荣,吴镇扬.HMM 在说话人识别中的应用[J]. 电路与系统学报.2009,8 (8): 32-35.
2. 金学成.基于语音信号的说话人识别研究.硕士论文.中国科技大学.2007.
3. 王翌.语音识别自适应技术的研究与实现.硕士论文.清华大学.2003.
4. 张军英.说话人识别的现代方法与技术.西北大学出版社.1994.
5. 杨行俊,迟慧生.语音信号数字处理.北京:电子工业出版社.1995:129-161,412-428.
6. 周静芳,陈一宁.基于高斯语音滤波的稳健文本无关说话人识别[J]. 计算机工程.2013 (4): 68-69.
7. 王彪.基于 Matlab 的语音识别系统研究[J].计算机与数字工程.2011 (12): 85-87.
8. 王蕴红,谭铁牛.现代身份鉴别新技术:生物特征识别技术[M].中国基础科学.2005 (12): 55-63.

9. Furui S.An overview of speaker recognition technology[C].ESCA Workshop on Automatic Speaker Reconition,Identification and Verification.1994:1-9.
10. Nicholson J,Takahash K Nakatsu R. Recognition in Speech Using Neural Networks. Neural Computing and Applictious,2000, 24(11):435-438.
11. Wasserman . ED . Advanced Methods in Neural Computing,NewYork,VanNostrandReinhold. 1993,18(3): 43-45.
12. Ms. Vimala C.V. Radha,et al.Speaker Independent Isolated Speech Recognition System for Tamil Language using HMM[J].Procedia Engineering,2012,30:1097-1102.
13. Gaurav Gaurav, Devanesamoni Shakina Deiv,Gopal Krishna Sharma,Mahua Bhattacharya,et al.Development of Application Specific Continuous Speech Recognition System in Hindi[J].Journal of Signal and Information Processing, 2012,(03):394-401.

单井罐网络监控系统的研究与设计*

王 倩；杨玉晶；李 畅

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061)

摘要: 本文针对现阶段石油开采现场单井罐存在的不能及时反馈罐内信息造成停井, 原油被盗以及浪费人力资源等缺陷, 对单井罐信息监控控制系统进行研究与设计。该信息控制系统以 51 单片机为主测量控制单元, 采用分布式监控方式, 对单井罐中石油的温度、液位、流量信息进行采集, 并增加了防石油冷凝加热系统以及基于红外遥控的单井罐防盗装置, 最终采用 GSM 网络将现场检测到的信息反馈给终端计算机。该设计实现了对单井罐的远程网络信息监控, 从而较大地提高了生产效益, 节省了生产开支和成本。

关键词: 单井罐 分布式测量 信息控制 GSM 网络

The research and design of the single oil well tank of information monitoring and control system

Wang Qian; Yang Yujing; Li Chang

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

Abstract: This article makes design of the single oil well tank's information monitoring and control system and mainly aimed at the questions which the single oil well tank exists now, such as the single oil well tank can't give feedbacks in time, petroleum may be stolen and the producing of petroleum waste too much manpower resource. This system makes MCU to be the main control and measure unit and adopts distributed measurement to collect the information of petroleum in the single oil well tank, including temperature, liquid level and flow. The system can prevent petroleum solidification and install the anti-theft alarm device. In the end, the system passes the tested information to the computer terminal by the GSM network. This project makes the long-range control of the single oil well tank come true, and significantly improves the productivity efficiency, and also saves the cost of production.

Key words: The single oil well tank Distributed measurement Information control GSM network

0 前言

在工业石油的开采中, 传统的石油收集方式包括管线运送和单井罐储存两种, 其中, 后者适用于小规模油井生产石油, 能够减少由于铺设石油运输管线消耗的大量生产投入经费。现今, 国内外对单井罐的研究已经颇有成果, 不仅实现了对原油的高效收集, 而且成功研制了密闭防爆加热装置, 较以前很大程度上提高了能源的利用率, 减轻了传统加热方式产生的污染, 但目前石油开采使用的单井罐

装置仍存在很多的不足, 主要集中在自动化程度较低, 基本依赖人力监测和控制, 不但浪费了大量人力资源, 而且容易出现由于监测不及时造成单井罐停井或原油被盗现象。

本文旨在建立一种通用型单井罐自动化监控系统, 能够对野外分散的单井罐储油装置进行远程信息监控, 以实现节省大部分人力资源、提高生产效益, 实现管理“数字化”生产的目的, 本设计对小规模石油开采、石油存储具有重要意义。

1 总体设计

* 指导教师: 蔡靖

项目类型: 大学生创新项目 (2014A65304)

如图 1 本系统主要由三部分构成：测量单元、数据传输单元、监控中心。测量单元负责对现场单井罐内参数进行测量，包括流量、液位、温度参数的测量，测量得出的数据经加密处理通过数据传输单元发送给远端的监控中心，监控中心对接收到的结果进行解码、提取、分离、存储，并根据收到信息在上位机上显示，判断是否需要取油，需要取油时通知远端加热。

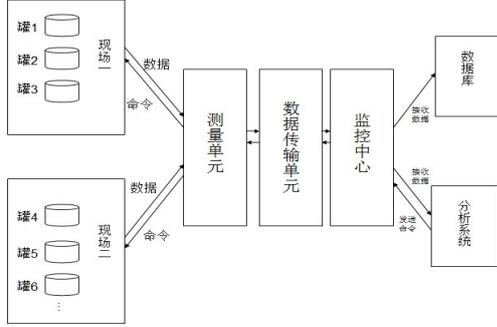


图1 系统结构图

Fig.1 system structure diagram

2 系统的安全性和稳定性设计

系统在测量和数据通信过程中，为保证测量数据的准确性，用 PID 算法对温度加热模块进行控制，而在数据传输过程中，对数据进行稳定性校验和数据加密。

2.1 PID 温度控制算法

在温度测量过程中，由于外部条件的影响，使得测得温度数据存在偏差，通过 PID 算法控制温度测量系统，获取测量单元采集的温度信号偏差值。经过 PID 温度调节器^[1]运算输出，控制加热温度，以克服偏差。

控制偏差：

$$e(t) = r_{in}(t) - y_{ou}(t) \quad (1)$$

传递函数：

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} + T_D s \right) \quad (2)$$

比例作用：

$$P = K_p \Delta e + P_0 \quad (3)$$

比例控制器用于减小偏差，但仍存在静差。

比例积分控制器：

$$P = K_p \left[\Delta e + \frac{1}{T_i} \int \Delta e dt \right] + P_0 \quad (4)$$

加上积分控制作用，消除系统的静差。比例积分微分控制器：

$$P = P_p + P_i + P_D = K_p \left(\Delta e + \frac{1}{T_i} \int \Delta e dt + T_D \frac{d\Delta e}{dt} \right) \quad (5)$$

加入微分作用有助于提高系统的稳定性。

2.2 数据远程传输中的稳定性问题

数据通讯过程中，容易受外界干扰，本项目利用循环冗余校验算法^[2]（Cyclic Redundancy Check, CRC）来实现监控数据的稳定性。

CRC 校验编码总长 $N = K + R$ 位，对于任一码字，存在且仅存在一个 R 次多项式 $g(x)$ ，使得

$$V(x) = A(x)g(x) = xR_m(x) + r(x) \quad (6)$$

其中： $m(x)$ 为 K 次原始的信息多项式， $r(x)$

为 $R-1$ 次校验多项式（即 CRC 校验和）， $g(x)$ 称为生成多项式：

$$g(x) = g_0 + g_1 x_1 + g_2 x_2 + \dots + g_{(R-1)} x_{(R-1)} + g(R)x(R) \quad (7)$$

$g(x)$ 可以生成 K 位信息的校验码，通过 $C(x) x$

的 R 次方除以生成多项式 $g(x)$ 得到的余数就是校验码。通过检测校验余数是否为 0，判断数据传输是否有误，如果数据结果有误则请求系统重新发送。

2.3 数据远程传输中的加密算法

在系统传输监控和控制信息时，为了保证信息的准确性和安全性，通过 RSA 加密算法^[3]进行加密和解密，该算法建立在正整数求余运算基础上。其具体过程如下：

2.3.1 密钥配置

m 为需要加密的信息，选择一对不同大的素数 p 和 q ，使得 $n = pq > m$ ；选择一个正整数 e ，使得 e 与 $(p-1)(q-1)$ 互素。利用辗转相除法，计算 d ，使得：

$$(cd) \bmod (p-1)(q-1) = 1 \quad (8)$$

这样得到了 (e, n) ，是用于加密的公共密钥；

(d, n) 是用于解密的专用钥匙。

2.3.2 加密过程

使用 (e,n) 对明文 m 进行加密, 算法为:

$$c = (me) \bmod n \quad (9)$$

这里的 c 即是 m 加密后的密文。

2.3.3 解密过程

使用 (d,n) 对密文 c 进行解密, 其算法为:

$$m = (cd) \bmod n \quad (10)$$

求得的 m 即为对应于密文 c 的明文。

3 具体设计方案

图 2 为整体模型构成, 由单片机控制加热温控模块、流量测量模块及超声波测液位模块, 将所测得的罐内液体信息加密, 之后传递给 GSM 模块^[4], 通过 GSM 网络将信息有序打包、加密, 发送给远端上位机, 上位机进行判定, 如果符合取油条件就计算满井时间并通知取油, 在这过程中通知加热模块加热, 如果不符合取油条件就继续监控。而红外模块负责防盗功能, 在监控过程中出现非工作人员取油现象则由 GSM 网络通知远程上位机并关断油罐阀门。

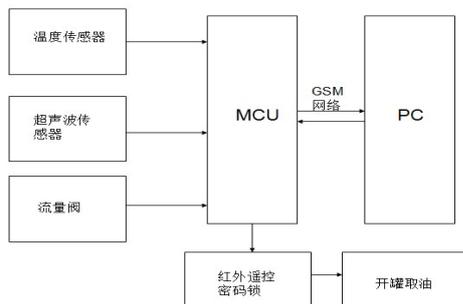


图2 单井罐网络监控系统框图

Fig.2 Network monitoring control system diagram

3.1 软件设计方案

软件总体设计方案如图 3 所示:

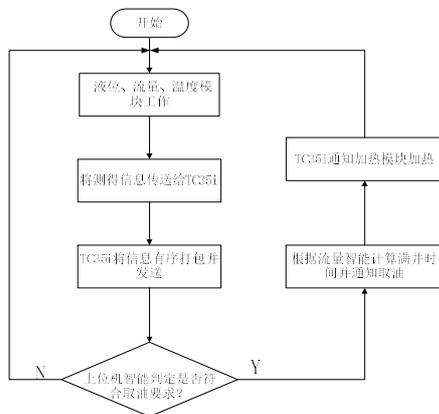


图3 总体工作流程图

Fig.3 The overall work flow chart

3.1.1 加热温控模块

如图 4, 该模块采用 ds18b20 温度传感器置入油中采集温度, 加热部分采用传统的电加热^[5], 由主控单片机通过 PID 算法把加热温度限制在 40-60 °C 之间, 以适合单井罐取油操作。

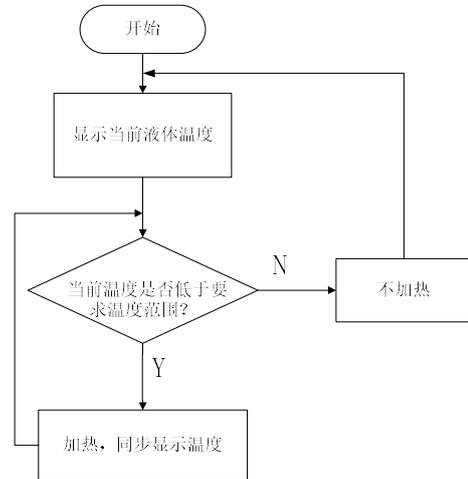


图4 加热温控模块流程图

Fig.4 The heating temperature control module flow chart

3.1.2 超声波测液位模块

该模块首先利用超声波传感器采集数据^[6], 根据定时器记录的超声波信号返回时间计算模块到油平面的距离, 计算公式为

$$x = \frac{v * t}{2} \quad (11)$$

根据距离换算油液平面的高度, 然后进行实时显示, 其具体流程如图 5。

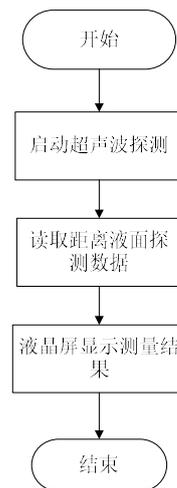


图5 液位模块流程图

Fig.5 Level module flow chart

3.1.3 流量测量模块

使用通用型涡街流量传感器测量液体流速^[7], 该种类流量传感器精确度相对较高, 在测量时, 由流入油液带动传感器内齿轮转动, 经由 A/D 转换后, 产生脉冲方波电流或电压输出, 由其脉冲方波的频

率得出单位时间内齿轮的转数从而得出流速。其流速与转数关系如表 1。

表1 流量传感器转速与液体流速的关系

Table 1 The flow speed and the liquid velocity sensor

	数据一	数据二	数据三	数据四
转 速 (r/L)	2100	2280	2350	2460
流 速 (L/Min)	0.2~0.4	0.5~0.8	0.9~1.2	1.2~2.5

3.2 上位机

上位机通过无线 GSM 网络^[8]接收远端发来的信息并解密，解密后的信息自动存储在数据库中，同时显示检测的石油开采现场单井罐信息。显示模块实时显示^[9]远端单井罐的温度、流量、液位、红外防盗^[10]等信息，支持查询数据库中数据信息回放功能；同时也将选定的时间范围内信息生成温度、液位、流量的趋势图，远端单井罐即将装满时显示界面将有提示功能提醒取油，当远端单井罐出现盗油现象^[11]时，将收到的报警信息在界面上显示通知^[12]。

4 运行测试

根据本文描述建立单井罐网络监控控制系统，其试运行结果如下：

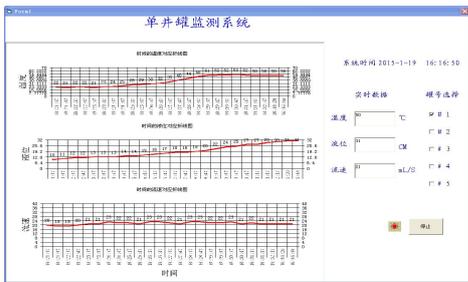


图6 单井罐上位机显示实时信息

Fig.6 PC display real-time information

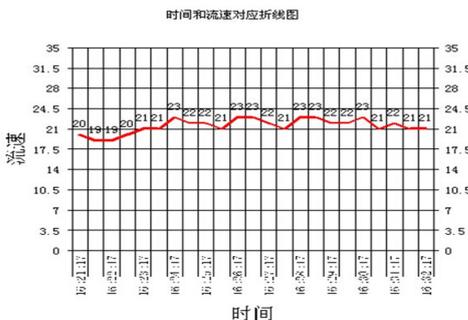


图7 单井罐实时流速趋势图

Fig.7 The actual flow rate trend chart

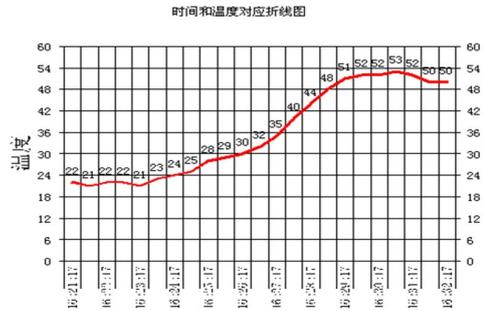


图8 单井罐实时温度趋势图

Fig.8 The actual temperature trend chart

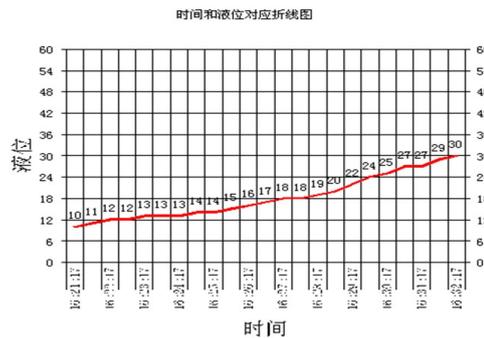


图9 单井罐实时液位趋势图

Fig.9 The actual liquid level trend chart

5 结论

本设计是基于现代通信和自动化技术的单井罐远程信息反馈及防盗的系统，通过系统化的控制和监控有效的减少了停井及原油丢失现象。在单井罐实现基本的温控、液位、流量检测功能的前提下，实现了将温度、液位、流量的信息反馈到终端计算机，同时利用红外遥控密码锁进行单井罐的防盗系统设置和报警，实现了单井罐的分布式自动化检测和控制。

参考文献

- 霍罡.可编程控制器模拟量及 PID 算法应用案例[M].北京：高等教育出版社，2008.
- 汪芳宗.大规模电力系统暂态稳定数值计算方法[M].北京：科学出版社，2013.
- 段钢.加密与解密[M].北京：电子工业出版社，2008.
- 顾肇基.GSM 网络与 GPRS[M].北京：电子工业出版社，2008.
- 张伟，徐明海.单井原油储罐加热方式的优选[J].油气储运，2010,29（7）:548-549,552.

6. 李现明, 吴皓.自动检测技术[M].北京: 机械工业出版社, 2002.
7. 梁国伟, 蔡武昌.流量测量技术及仪表[M].北京: 机械工业出版社,2002.
8. 钟西炎.电力系统通信与网络技术[M].北京: 中国电力出版社, 2005.
9. 张辉, 李荣利, 王和平.Visual Basic 串口通信及编程实例[M].北京: 化学工业出版社, 2011.
10. 胡玉洁.基于 51 单片机的红外遥控密码锁的设计[J].电子世界,2013, (24) :80-81.
11. 曹开田.基于单片机的红外遥控密码锁的设计与实现[J].中国仪器仪表, 2006, (3): 93-94.
12. 樊昌信.通信原理[M].北京: 国防工业出版社, 2013.

多种检波方式的智能电压表设计与实现*

千承辉；宾康成；张汉良；宋继斌

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130026)

摘要：所设计的智能电压表采用三种检波方式，实现了对任意周期性交流信号其峰值、有效值和平均值的测量，并实现测量自动化。在软件中加入数字滤波算法，滤除了明显的毛刺并抑制了小幅度随机噪声，提高了测量准确度。该表的可测信号频率范围：1 Hz~1 MHz，幅度范围：0.1 V~10 V，测量结果的相对误差小于±1%。此电压表体积小、重量轻、便于携带，在电压信号测量中极大地扩充了市面数字万用表的功能。

关键词：智能电压表；峰值检波；有效值检波；平均值检波；宽频带；去极值平均滤波

The System Design of a Smart Voltmeter with Multi-demodulations

Qian Chenghui, Bin Kangcheng, Zhang Hanliang, Song Jibin

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

Abstract: Based on three demodulations, this smart voltmeter is capable of the automatic measurement of peak value, effective value and average value of any periodic AC signals. By applying digital filtering algorithm, the voltmeter provides better resistance to burrs and low amplitude random noise, which as a result, improved the systematic accuracy. The voltmeter input frequency is ranging from 1 Hz to 1 MHz, with an amplitude range from 0.1 V to 10 V and a relative error less than ±1%. With its tiny size and light weight, this voltmeter drastically promoted the function upgrade of digital multimeter products on the market.

Key words: Smart voltmeter; Peak detection; RMS detection; Average detection; Wideband; Excluding extreme value averaging filter

0 引言

在现代检测技术中，常需用数字万用表进行现场检测^[1-4]。目前，市面数字万用表的交流电压档采用平均值检波原理，只能测量不失真正弦波信号，且工作频带窄(40 Hz~10 kHz)^[5-7]。检波波形、检波方式和工作频带的限制，影响了数字万用表的使用范围。为了更加全面地获得电压信号的信息，交流电压的测量应该实现峰值、有效值和平均值的检波功能^[8-11]。

本文所设计的电压表采用多种检波方式，实现了对任意周期性交流信号其峰值、有效值和平均值的测量。系统工作频带为 1 Hz~1 MHz，可测信号幅度范围：0.1 V~10 V，测量过程全自动化，测量结果的相对误差小于±1%。

1 系统总体设计

系统的整体设计方案如图 1 所示，其主要由保护电路、信号调理模块、峰值检波电路、有效值检波电路、平均值检波电路、A/D、ARM 处理器、LCD 及电源模块等部分构成。

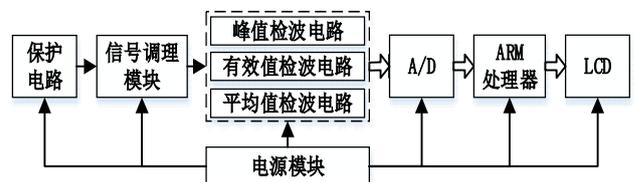


图 1 系统总体框图

Fig.1 Systematic block diagram

为防止输入信号过大损坏系统，待测信号首先经过保护电路；信号调理模块包括电压跟随器、低通滤波器及程控放大电路，放大或衰减的倍数由被

* 指导教师：千承辉

项目类型：大学生创新项目（2015650944）

测信号的峰值决定, 实现测量过程的自动化; 调理后的信号经峰值检波电路、有效值检波电路和平均值检波电路后转换为对应模拟信号, 模拟信号经 A/D 转换后存入系统内存; 处理器对电压采样值进行数字滤波处理, 并将数字滤波后的峰值、有效值和平均值显示在 LCD 中; 整机采用蓄电池供电, 具有使用便携性。

2 系统硬件设计

2.1 峰值检波电路

图 2 是峰值检波电路原理图。输入电压未达到峰值时, 二极管 D_1 关断、 D_2 导通, 信号通过前运放 A_1 对保持电容 C_1 充电, 由于 D_1 的关断, 后运放 A_2 、电阻 R_1 和 D_2 构成一个反馈通路, 使得前运放 A_1 的输入端之间保持“虚短”, 又由于“虚断”使得 R_1 上没有电流流过 (电压为 0V), 可视为短路。 A_1 、 A_2 构成跟随器, 使 A_2 的输出电压跟随于 A_1 的输入电压。

当输入电压达到峰值后, A_1 的输出电压变小。当电压小于保持电容 C_1 上电压时, D_1 导通、 D_2 截止^[12]。由于保持电容 C_1 无放电回路, 所以 U_{C1} 保持输入信号的峰值, 又由于后运放 A_2 的“虚短”, $U_{out}=U_{C1}$, 从而实现了信号峰值的检测。

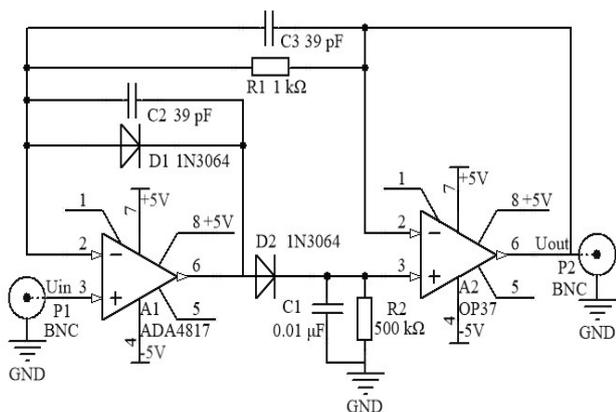


图2 峰值检波电路原理图

Fig.2 Principle circuit diagram of peak value detector

为了维持 A_1 的稳定及减小 A_1 的输入失调电流造成的影响, 故在 R_1 和 D_1 上并联一个 39 pF 的电容。在 A_1 的反馈路径上接入后运放 A_2 和二极管 D_2 , 消除了由后运放 A_2 的输入失调电压和 D_2 上的导通压降所引起的误差。因被测信号频带范围为 $1\text{ Hz} \sim 1\text{ MHz}$, 峰值检波电路的前运放 A_1 须有足够大的压摆率和足够强的电容驱动能力, 以起到捕获电压峰值的作用。为避免前运放 A_1 工作在非线性区, 选择 ADI 公司生产的低噪声、 1 GHz FastFET 运算放大

器 ADA4817 作为前运放 A_1 。ADA4817 的 -3 dB 带宽为 1050 MHz , 压摆率为 $870\text{ V}/\mu\text{s}$, 完全满足本电路设计的需要。

后运放 A_2 须有较高的输入阻抗, 在保持电容 C_1 和输出之间起缓冲作用, 防止通过 R_1 和负载所引起的放电, 故选择 OP37 作为后运放 A_2 。

二极管选用结电容小于 1 pF 、反向恢复时间为 4 ns 的快速恢复二极管 1N3064, 从而保证高频信号的峰值检测。

2.2 有效值检波电路

根据电压有效值定义公式:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (1)$$

电压有效值的检测原理如图 3 所示。其主要由平方器、积分器和开方器组成, 故可利用模拟运算电路实现对电压有效值的检测。其具体检测电路如图 4 所示。

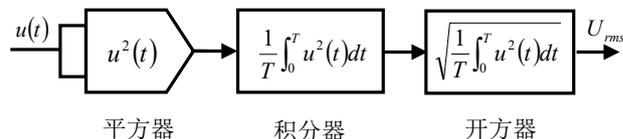


图3 有效值测量结构框图

Fig.3 Structure diagram of RMS measurement

首先利用乘法器实现平方运算, 使其输出为 $u^2(t)$; 然后利用放大器组成的积分电路实现对时间的平均; 最后由运放和乘法器组成的开方电路对积分器的输出进行开方运算, 输出端的电压值即为信号的有效值^[13]。

乘法器选择 ADI 公司生产的低噪声、电压输出型模拟乘法器 AD835, 其乘积噪声仅为 $(50\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})$, -3 dB 输出带宽为 250 MHz , 满量程的 0.1% 建立时间仅 20 ns , 适合高速乘法、除法、平方运算, 完全满足本系统宽频带、小信号的设计要求。

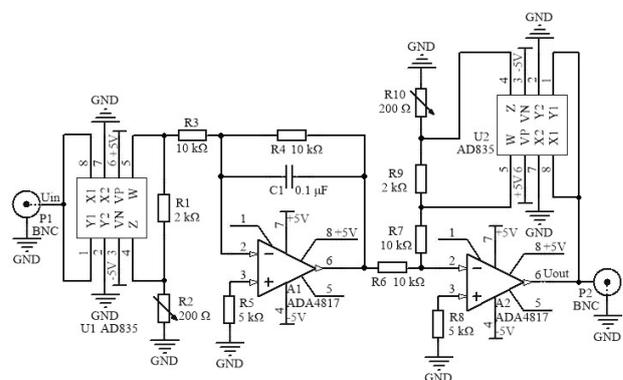


图4 有效值检波电路原理图

Fig.4 Principle circuit diagram of RMS detector

2.3 平均值检波电路

在电子测量中，电压的平均值是指检波后的平均值，即全波平均值，因此信号需先经全波整流电路进行绝对值变换，再用滤波器选出其直流分量，从而实现电压平均值的检测^[14]。其具体电路如图 5 所示。

A_1 构成半波检波电路，对于正极性信号， D_1 截止、 D_2 导通， A_1 的输出电压为 $-2U_{in}$ ；对于负极性信号， D_1 导通、 D_2 截止， A_1 的输出电压为零。

运放 A_2 构成反向求和电路，使得 $U_{out} = -(U_{in} + U_{A1})$ ，即 $U_{out} = |U_{in}|$ ，实现全波整流。在运放 A_2 的反馈电阻 R_5 端并联一个 $330 \mu\text{F}$ 和一个 100pF 的电容，构成平均值滤波器，使 U_{out} 与 $|U_{in}|$ 的平均值成正比，以此实现信号平均值的检测。

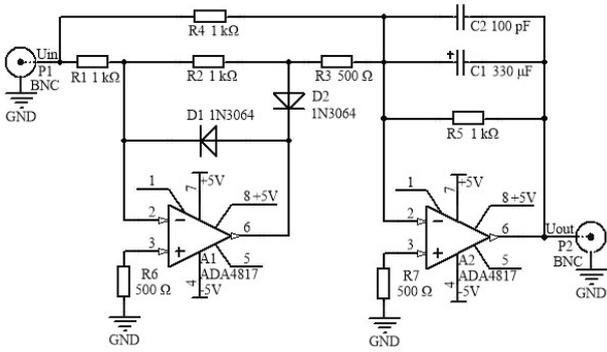


图5 平均值测量电路图

Fig.5 Average value measurement circuit diagram

3 软件算法优化

为避免外部大幅度脉冲的干扰和串入仪表的随机干扰所引起的测量误差，需对模数转换后的数据进行有效的数据处理。本文使用非线性滤波算法中的去极值平均滤波算法，旨在有效克服因外部偶然因素引起的突变干扰和 A/D 量化噪声等小幅度高频电子噪声。去极值平均滤波算法流程图如图 6 所示。

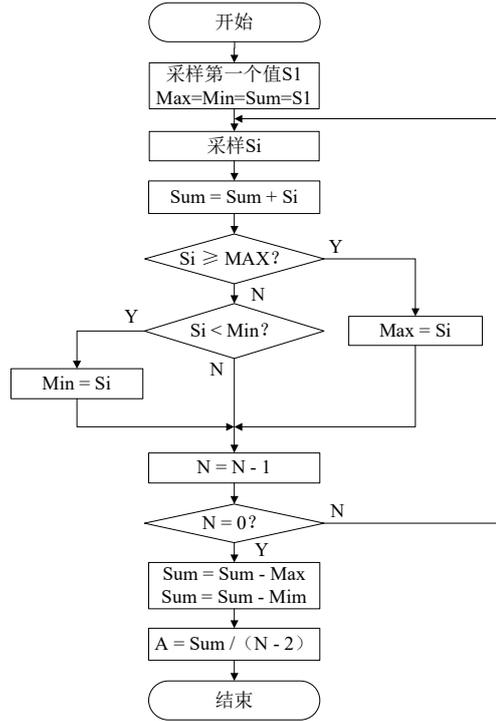


图6 去极值平均滤波程序流程

Fig.6 Flow chart of antiextreme average value filtering

去极值平均滤波算法为：连续采样 N 次，剔除其最大值和最小值，最后求取余下 $N-2$ 个数据的算术平均值^[15]。图 6 中 S_i 为第 i 次采样值， A 为滤波算法的最终有效数据。

以固纬公司 AFG-2225 信号发生器输出的频率为 1kHz ，幅度范围为 $0.1 \text{V} \sim 10 \text{V}$ 的正弦波信号为基准源，分别测试加入滤波算法前后的测量准确度，准确度由相对误差反映。测试结果如图 7 所示，其中虚线表示加入滤波算法前的测量相对误差，实线表示加入滤波算法后的测量相对误差。

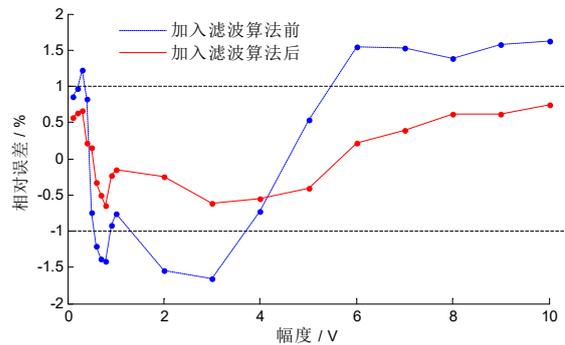


图7 加入去极值平均滤波算法前后相对误差对比曲线

Fig.7 Relative error contrast curve before and after applying the filtering algorithm

从图 7 中可看出：加入滤波算法前测试结果的相对误差小于 $\pm 2\%$ ，加入滤波算法后测试结果的相对误差均小于 $\pm 1\%$ 。由测试结果可得出：去极值平

均滤波算法滤除了明显的毛刺并抑制了小幅度随机噪声，从而减小了测量的随机误差，提高了测量结果的准确度。

4 系统总体测试

系统测试使用固纬公司 AFG-2225 信号发生器产生测量基准源，其测量结果与胜利公司 VC890D 高精度数字万用表的交流电压档的测量结果进行比

较，测试结果均由相对误差表示。

图 8 中(a)、(b)和(c)分别是对频率为 1 kHz，幅度范围为 0.1 V~10 V 的正弦波、三角波和方波信号做出的测试曲线，从图中可看出：数字万用表的交流电压档只能对正弦波做出准确检测，并且只能测得信号的有效值。而本文所设计的电压表可对任意周期信号的峰值、有效值和平均值做出准确检测，且测量结果的相对误差均小于±1%。

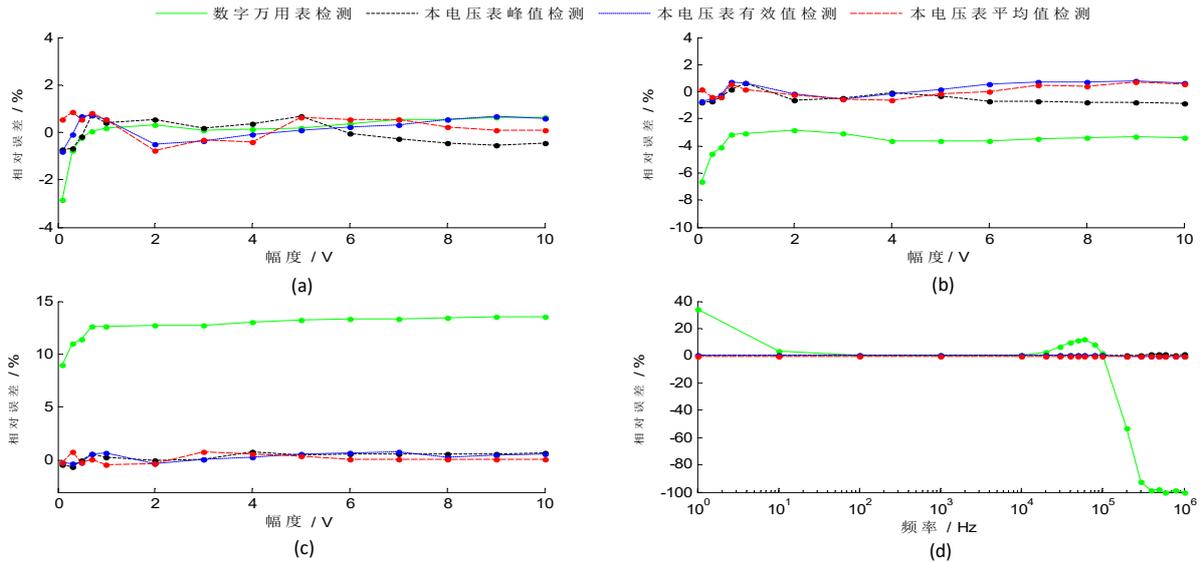


图8 (a): 1kHz正弦波信号测试数据对比曲线, (b): 1kHz三角波信号测试数据对比曲线, (c): 1kHz方波信号测试数据对比曲线, (d): 频率特性测试数据对比曲线

Fig.8 (a) Contrast curve of 1kHz sine wave signal input, (b): Contrast curve of 1kHz triangular wave signal input, (c): Contrast curve of 1kHz square wave signal input, (d): Contrast curve of frequency characteristic test

图 8 中(d)是对幅度为 1 V，频率为 1 Hz~1 MHz 的正弦波信号做出的测试曲线，从图中可以看出：数字万用表的交流电压档检波频带窄，只能对 40 Hz~10 kHz 的信号做出准确检测，而本文所设计的电压表有着良好的频率特性，其可对 1 Hz~1 MHz 的信号做出准确检测，且测量结果的相对误差均小于±1%。

5 结论

本文所设计的智能电压表可测量任意周期性交流信号的峰值、有效值和平均值，工作频带为 1 Hz~1 MHz，可测信号幅度范围：0.1 V~10 V，测量过程全自动化，测量结果的相对误差小于±1%。与数字万用表相比，其显著提高了检波频带，增加了检波方式，扩展了检波波形，可更全面的反映电压信号的特性，且其具有性能稳定、实用性强、体积小、重量轻、便于携带等优点。

参考文献

1. 宋凤娟,孙军,李国忠. 基于 89c51 单片机的数字电压表设计[J]. 制造业自动化,2007,02:89-90+93.
2. 熊俊军,黄华,郭克勤,等. 传递过电压测量装置的测控软件[J]. 仪器仪表学报,2013,S1:121-125.
3. M.Maruyama, A. Iwasa, H. Yamamori, et al., "Development of zener calibration system using 10 V programmable Josephson voltage standard at NMIJ," in Proc. CPEM, Aug. 2014, pp. 260-261.
4. C. J. Burroughs et al., "NIST 10 V programmable Josephson voltage standard system," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 60, no. 7, pp. 2482-2488, Jul. 2011.
5. 梁琴. 基于 AD637 高精度真有效值数字电压表的设计[J]. 中国仪器仪表,2008,11:57-60.

6. 荣锋,苗长云,徐伟. 仪表着陆系统信号监视仪的研制[J]. 电子测量与仪器学报,2010,09:872-877.
7. A. Rüfenacht et al., "Cryocooled 10 V programmable Josephson voltage standard," IEEE Early Access Article, vol. PP, no. 99, pp. 1-6, 2014.
8. 林占江. 电子测量技术(第二版)[M].北京:电子工业出版社, 2007,82-100.
9. 鲁云峰,赵建亭,贺青,张钟华. 基于低温电流比较仪的微弱电流精密测量技术[J]. 仪器仪表学报,2013, 12:2812-2817.
10. F. Müller et al., "NbSi barrier junctions tuned for metrological applications up to 70 GHz: 20 V arrays for programmable Josephson voltage standards," IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 23, no. 3, pp. 1-5, Jun. 2013, Art. ID 1101005.
11. S.-F. Chen, Y. Amagai, M. Maruyama, and N. Kaneko, "Uncertainty evaluation of sampling measurement system using AC-programmable Josephson voltage standard," in Proc. CPEM, Aug. 2014, pp. 258-259.
12. 徐磊磊. 非正弦波信号峰值测试在模拟测试机上的实现[J]. 集成电路应用,2003,04:38+33.
13. 王秉时. 交流电压、电流真有效值变送器[J]. 计量技术,1990,10:16-17.
14. 魏晓璞. 电压波动和闪变的检测与分析[D].华北电力大学(北京),2010.
15. 程德福. 智能仪器(第二版)[M].北京:机械工业出版社, 2009,113-119.

互补清洁能源发电系统多输入 DC/DC 拓扑模型设计*

丁四宝；郑博文；赵梓博

(吉林大学仪器科学与电气工程学院, 吉林长春 130026)

摘要: 本文针对互补清洁能源发电系统具有间歇性和随机性特点, 目前普遍的多输入直流变换 MIC 电路控制算法相对复杂的情况, 提出一种基于 Buck 电路的多输入 DC/DC 稳压拓扑模型, 该拓扑模型可在任意数量输入电压下实现稳压功能, 同时该拓扑模型控制方法相对简便, 既能保证负载工作稳定, 又能提高了多输入清洁能源发电效率。本文针对提出的拓扑模型进行了原理分析, 并利用 MATLAB 仿真对三输入电路进行了模型验证, 并采用太阳能和风能作为该模型输入能源进行了实验, 实践证明, 该模型不仅具有 Buck 拓扑的众多优点, 而且在多输入清洁能源发电系统中, 能够较好的实现能源互补利用, 提高了系统输出的稳定性和实用性。

关键词: 互补清洁能源; 拓扑模型; Buck 电路; DC/DC

Multi-Input DC/DC Topology Model for Complementary Clean Energy Generation System

DING Sibao, ZHENG Bowen, ZHAO Zibo

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

Abstract: This paper proposed a voltage stabilized topology model of multi-input DC/DC based on buck circuits in terms that the prevalent multi-input DC control algorithm had been relatively complicated, because the complementary clean energy generation systems have characteristics of intermittent and random. The model can steady voltage in any value of input voltage, providing relatively simple control methods, to ensure stable load and improved the efficiency of generating electricity of clean energy. This paper analysed the theory of the model, simulating the three-input circuits of model validation in Matlab software and carried out the experiments by using an input of solar and wind energy. It proved that the topology model not only had plenty of advantages of buck circuits, but also achieved a better use of complementary energy in complementary clean Energy generation systems with multi-Input DC/DC circuit and improved the stability and feasibility of the output of systems.

Key words: Complementary clean energy; topology model; DC/DC; buck circuit

0 引言

当今, 随着化石燃料的日渐减少, 相比较传统火力发电效率低污染严重的缺点, 风力发电、太阳能发电等可再生能源发电形式越来越被人们所看好, 是目前全球研究的主要课题。太阳能和风能等清洁能源发电形式由于来源广泛, 稳定性相对较高, 已成为发展较好的发电形式^[1]。单一清洁能源发电受

自然因素约束较大, 所以人们提出多输入直流变换器 (Multiple-Input Converter, MIC) 来代替多个单输入的直流变换器^[3], 实现能源转化。

根据多种能量源的连接方式的不同, MIC 一般分为两种类型: (1)分时供电型: 任意时刻均只有一种输入能量源向负载。(2)同时供电型: 多种能源同时输入, 在向负载供电时可以联合供电, 也可以单独供电。近些年随着 MIC 的发展, 更多种类的 MIC 电路拓扑被提出^[3-9]。文献[3]中提出一种双输入

* 指导教师: 蔡靖

项目类型: 大学生创新项目 (2015650945)

Buck 拓扑, 该拓扑结构较为简单, 不仅能单独输入向负载供电, 也可以同时向负载供电。文献[4]中罗全明提出了一种多输入高升压的 Boost 拓扑, 该拓扑控制简单, 开关器件电压应力低。文献[5]介绍了一种双输入反激 DC/DC 变换器, 利用变压器解决传统电气隔离的问题, 也是输入既可以单独工作, 也可以同时工作。文献[6]介绍了一种适合高低电压源输入的拓扑。

上述所提到的 MIC 电路存在电压输入通道少, 输入输出电压之间关系复杂, 所以针对以上问题, 本文提出一种多输入 DC/DC 稳压拓扑模型。该拓扑模型适用于在风光互补发电系统中代替直流电传输总线, 不仅能够实现一种能源电能输入下的 Buck 电路工作, 而且适用于多种清洁能源发电方式下的串联稳压, 便于输出电压幅值受控的电能的存储, 控制算法也更加简便。

1 基本 Buck 拓扑原理

传统的单输入的 Buck 斩波电路原理电路如图 1 所示。

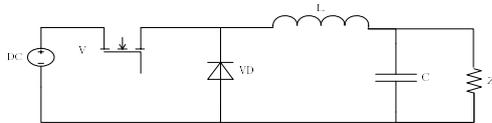


图 1 单输入 Buck 降压斩波电路

Figure 1 Single - input Buck step-down chopper circuit

在理想电路分析的基础上, 假设: (1) 设电感中的电流 i_L 是连续变换的; (2) 电容做够大, 以保证输出的电压的文波基本为零; (3) 假设电路中所使用的开关管和电感电容为理想器件, 忽略元件寄生参数的影响; (4) 假设开关管的导通和关断的波形的上升和下降时间为零。假设 $t=0$ 时, 开关管 V 导通, U_{GE} 表示开关管漏极和栅极之间的电压, 即开关管的驱动电压。开关管导通时, 电源流经开关管、电感向电容和负载供电, 电源电流流向如图 2 所示, 流经负载的电流 i_o 会呈指数趋势上升。当各元件参数匹配时, i_o 最后的输出会达到输入电压, 即在 $t=t_1$ 之前的某一时刻, $U_o=U_{in}$ 。

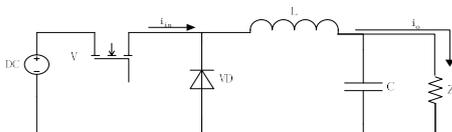


图 2 开关管导通时电路中电流流向

Figure 2 Circuit current flows when the switch conduction

当 $t=t_1$ 时, U_{GE} 由高电压变为低, 控制开关管

V 关断, 此时由于电感具有续流的作用, 负载电流会沿着二极管 VD 继续流通, 同时储能电容保证输出电压的连续, 负载电流呈指数曲线趋势下降, 直到下一个开关管 V 导通。图 3(a) 为导通开关管 V 的 U_{GE} 波形; 图 3(b) 流经负载的 i_o 波形

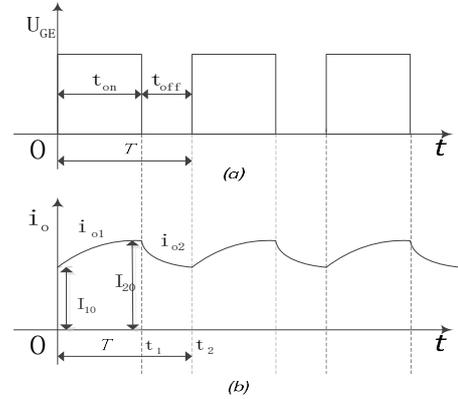


图 3(a) MOSFET 栅极漏极之间电压波形
(b) 输出电流的波形

Figure 3(a) The waveform of voltage between Gate and Drain (b) Output current waveform

根据图 3 中 i_o 输出波形, 一个周期内输出电压的平均值为:

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \quad (1-1)$$

$$U_o = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (U_{in} - L \frac{di_L}{dt}) + \int_{\alpha T}^T \frac{di_L}{dt} L \right] \quad (1-2)$$

其中公式(1-2)中的 α 是表示开关管的驱动信号的占空比, 即:

$$\alpha = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (1-3)$$

由于模型电路中器件为理想元件, 其输出电压可简化为:

$$U_o = \frac{1}{T} t_{on} U_{in} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} U_{in} = \alpha U_{in} \quad (1-4)$$

清洁能源发电系统中多加入储能电池, 既可以存储多余的电能, 还能保证在发电受限时为负载提供电能^[10]。当负载包含储能元件, 储能元件的电压等效于一个反向电动势, 此时等效电路如图 4:

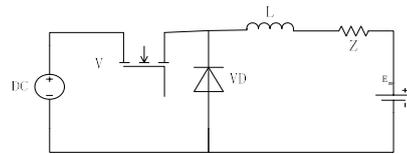


图 4 负载包含反向电动势时的等效电路

Figure 4 The equivalent circuit comprising the counter electromotive force when loading

当开关管 V 在导通期间, 设负载电流为 i_{o1} , 可以列出如下方程:

$$L \frac{di_o}{dt} + Ri_o + E_m = U_{in} \quad (1-5)$$

其中式(1-5)中 E_m 为储能元件的等效电压。设开关管导通时 $t=0$ 的负载电流初值为 I_{10} , 时间 $\tau=L/R$, 带入式(1-5)中, 可以得到公式(1-6):

$$i_{o1} = I_{10}e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_{in}-E_m}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (1-6)$$

当开关管关断时, 设此时的负载电流为 i_{o2} , 此时根据基尔霍夫电压定律列出如下方程:

$$L \frac{di_{o2}}{dt} + Ri_{o2} + E_m = 0 \quad (1-7)$$

设开关管关断时的初始值为 I_{20} , 带入上式, 可以求得此时的负载电流 i_{o2} 为:

$$i_{o2} = I_{20}e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}} - \frac{E_m}{R}(1 - e^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}}) \quad (1-8)$$

由于电感的作用, 所以此时的负载电流是连续的, 根据图 3, 可以得到关系式:

$$I_{10} = i_{o2}(T) \quad (1-9)$$

$$I_{20} = i_{o1}(t_1) \quad (1-10)$$

即开关管 V 进入导通状态的初值和开关管 V 在关断状态的初值的电流值。根据公式(1-6)、公式(1-8)、公式(1-9)和公式(1-10)可以推出 I_{10} 和 I_{20} :^[11]

$$I_{10} = \left(\frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{\frac{T}{\tau} - 1} \right) \frac{U_{in}}{R} - \frac{E_m}{R} \\ = \left(\frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^{\rho} - 1} - m \right) \frac{U_{in}}{R} \quad (1-11)$$

$$I_{20} = \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \frac{U_{in}}{R} - \frac{E_m}{R} \\ = \left(\frac{1 - e^{-\alpha\rho}}{1 - e^{-\rho}} - m \right) \frac{U_{in}}{R} \quad (1-12)$$

上式中, $\rho=T/\tau$ 、 $m=E_m/U_{in}$ 。

根据图 3(b)知 I_{10} 和 I_{20} 分别为负载电流的最小值和最大值, 根据对公式(1-11)和公式(1-12)进行泰勒级数展开分析, 可以得到:

$$I_{10} \approx I_{20} \approx \frac{(\alpha-1)U_{in}}{R} = I_o \quad (1-13)$$

由此可以得出结论, 在电感 L 无限大时, 负载电流的最大值和最小值近似等于负载电流的平均值 I_o 。

2 多输入 DC/DC 稳压拓扑模型

由于多输入互补清洁能源发电系统产生的电能

之间是相互隔离的, 因此各个发电系统所产生的电压可以进行相互的并联或者串联。如图 5 为多输入 DC/DC 稳压拓扑模型, 模型中 In_DC1 、 In_DC2 、 In_DCn 分别表示输入电压, $V1-Vn$ 表示每一路输入对应 MOS 管, $VD1-VDn$ 是对应每一个输入回路的二极管。

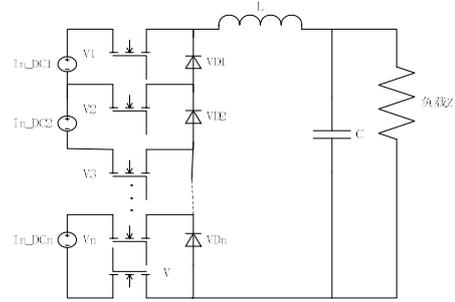


图 5 多输入 DC/DC 稳压拓扑电路

Figure 5 Multi-input DC / DC boost circuit topology

如图 5 所示, 在任意输入时, 通过开通输入端的 MOS 管和二极管使输入电压构成串联形式, 作为整体的 Buck 电路的输入, 依靠 Buck 电路形式, 对多个输入电压进行整体降压。

对于 n 路输入中有任意 j 路输入电压满足条件, 则输出电压 U_o 大小为:

$$U_o = \alpha \sum_{i=1}^j In_DCn(i) \quad (2-1)$$

其中 $\alpha=t_{on}/T$ 。

其中能够构成串联关系的输入端, 只对串联的第一路中的 MOS 管加载驱动电压, 单独输入端开启相应回路中的 MOS 管, 每组输入端依靠二极管续流。如图 6 为 In_DC1 、 In_DC2 、 In_DCn 三个输入电压下的 MOS 管导通时电流回路示意图。

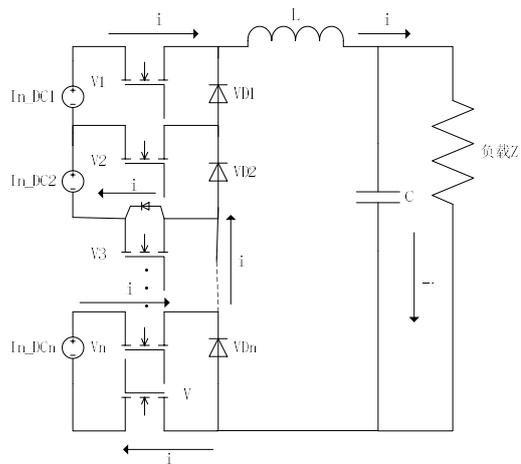


图 6 三输入时电流回路

Figure 6 The current loop of three-input

在电路控制方面, 只要检测输入电压, 然后对输入电压进行分析, 判断输入电压串联电压形式, 对相应的单个或多个 MOS 管加载同步驱动电压。

通过调整驱动电压波形的占空比来调整输出电压大小、稳定输出电压。

压波形；(c) 为输出电压波形。

3 实验相关数据

由于目前被广泛使用的清洁能源发电方式都会受到自然条件的限制,本文提出的 DC/DC 稳压拓扑模型是针对利用多种清洁能源发电或者多个清洁能源发电系统的,为验证本文设计的 MIC 电路,使用 MATLAB 的 simulink 进行仿真,并制作了一个小功率三输入的 MIC 电路,利用三块太阳能电池板作为三输入电压。如图 8 为三输入 DC/DC 稳压拓扑模型的 simulink 的仿真电路图。

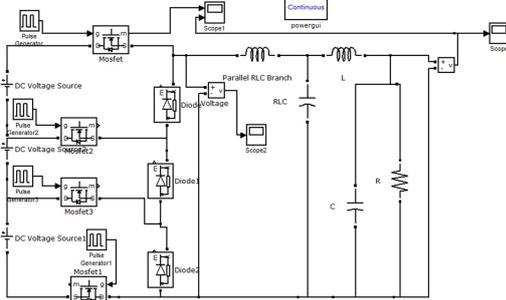
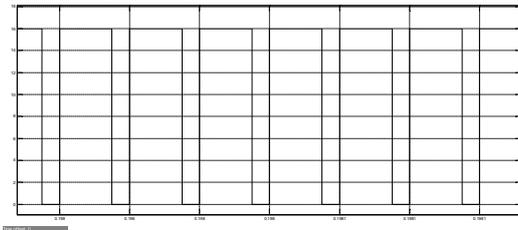


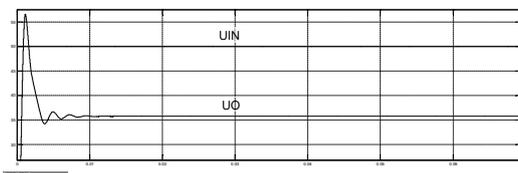
图 7 三输入 DC/DC 稳压拓扑模型仿真图

Figure 7 Three-input DC / DC buck topology model simulation Figure

图 9 为仿真结果。其中(a) 为驱动波形；(b) 为仿真输入输出电压。



(a)



(b)

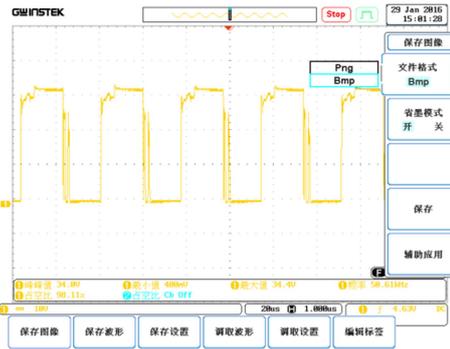
图 8 (a)输入输出电压 (b) MOS 管驱动波形。

Figure 8 (a) The voltage waveform of input and output (b) The trigger waveform of MOSFET

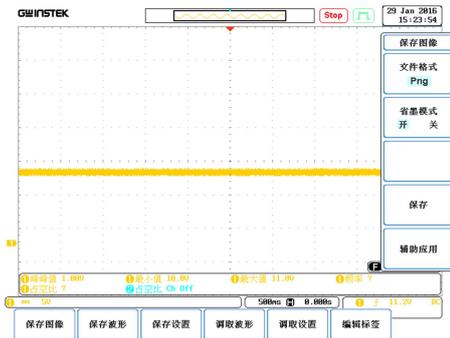
实验搭建三输入小功率 DC/DC 稳压拓扑模型,电感为 $120 \mu\text{H}$, 使用 $2200 \mu\text{f}$ 电容,负载电阻使用 51Ω , 输入电压使用直流电源。图 10(a) 为 MOS 管驱动电压波形；(b) 为 MOS 管漏极和源极之间电



(a)



(b)



(c)

图 9 (a) 输出电压 (b) MOS 管驱动波形；(c) MOS 管漏极和源极之间电压。

Figure 9 (a) The output voltage (b) The trigger waveform of MOSFET (c) The voltage between the drain and the source of MOSFET

4 结论

多输入 DC/DC 稳压拓扑模型在实际应用中,不仅可以保证互补清洁能源发电系统输出的电压的稳定而且可以提高发电效率,同时该拓扑模型在任意输入下能够实现稳定电压输出,系统控制算法简单,输出电压和输入电压关系明确,保证清洁能源发电系统中高效的工作。

参考文献

1. Zahedi A . Solar photovoltaic (PV) energy : latest developments in the building integrated and hybrid PV systems[J].Renewable Energy,2006,31:711-718.
2. 刘龙飞, 贾科进, 杜太行. 低功耗风光互补电源控制系统[J].电子技术应用, 2014(02):59-67
3. 李艳, 阮新波, 杨东升. 一种新的双输入直流变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23 (6): 77-82.
4. 罗全明, 郝玢鑫, 周维维. 一种多路输入高升压 Boost 变换器 [J] .中国电机工程学报, 2012, 32 (3): 9-14.
5. 王勤, 张杰, 阮新波. 一种新型双输入反激 DC / DC 变换器 [J] . 电工技术学报, 2011, 26 (2): 115-122.
6. Chen Y M, Liu Y C, Lin S H, et al. Double—input PWM DC / DC converter for high / low voltage sources[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2006,53(5): 1538-1544
7. NICHOLAS D B, PATRICK L C. Power budgeting of a multiple-input Buck-Boostconverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20 (6): 1303-1309.
8. LIU Y C, CHEN Y M. A systematic approach to synthesizing multi-input DC-DC converters [J] . IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1): 116-127.
9. 陆治国, 刘捷丰, 郑路遥. 新型双输入 Boost 变换器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30 (9): 42-45.
10. 任巍曦, 王婧, 胡晓虎.[J].电子技术应用, 2014 增刊: 220-224.
11. 王兆安, 刘进军.电力电子技术[M].5 版.北京: 机械工业出版社, 2008:119-121

自主导航的四旋翼飞行器设计*

李泮儒；朱金宝；钟颖

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130000)

摘要：四旋翼飞行器需要专业人员操控的特性限制了其自身的普及与应用。本文提出设计一个基于 GPS、磁力计和光流传感器联合导航的四旋翼自主飞行器，GPS 为飞行器提供位置参数，磁力计反馈飞行器的航向信息，光流传感器弥补了低成本 MEMS 惯性导航系统因误差积累而迅速发散的缺点，提高了飞行器定点悬停的精度。本文提出的四旋翼飞行器能够实现定点悬停，并具有按预定线路自主飞行、自主起降和巡航等功能。

关键词：四旋翼飞行器；联合导航；自主飞行；悬停

A Design of Quadrotor with Self-navigation

Li Fengru; Zhu Jinbao; Zhong Ying;

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

Abstract: The quadrotor used to require specialists to be under control, which limited its population and application. This Essay depicts a new kind of GPS-based and self-control quadrotor which can be navigated by the electrical compass and the optic-flow module. The GPS module can provide the aircraft with position information and the electrical compass offers feedback of orientation data, while the optic-flow module overcomes the drawback, the data diverge, caused by the errors which low-cost MEMS inertial navigation System accumulates. These components improve the accuracy of hovering. This kind of quadrotor can hover in the air and can fly along the routines which are set in advanced.

Key words: Quadrotor Joint navigation Self-control Hovering

0 引言

在 1907 年，法国人 Breguet-Richet Gyroplane 就让世界上第一架四旋翼飞行器“Gyroplane No.1”升上了天空但由于构造复杂、不易操纵等原因，大型四旋翼飞行器的发展一直都比较缓慢。近年来，随着新型材料、微机电(MEMS)、微惯导(MIMU)以及飞行控制等技术的进步，微小型四旋翼飞行器得到了迅速发展，逐渐成为人们关注的焦点¹。最近几年，四旋翼飞行器在搜索救援、航拍侦查、灾害应对等任务中已扮演越来越重要的角色。

但是，低成本的微机电、微惯导系统会因误差积累而易发散，面向民用的 GPS 提供的位置精度不高，气压计测量高度误差较大。一方面这些因素使传统导航方案难以满足四旋翼飞行器对悬停精度的

需求。另一方面，四旋翼飞行器局限于专业人员的操控，虽然它的作用明显，但是普及度却不高²。

国外对于四旋翼飞行器的悬停研究，在 2013 年就已经成型³。以宾夕法尼亚大学为首的国外高校已经实现了四旋翼飞行器在室内和室外的平稳悬停。国外的悬停技术较为成熟，利用光流技术和无线定位技术成为国外室内四旋翼飞行器定位的主流，而室外定位导航主要利用了 GPS 技术⁴。现阶段来国内的四旋翼飞行器大多仍旧停留在遥控航模四旋翼飞行器的阶段。2014 年国内军方就有利用光流技术及光流传感器对四旋翼飞行器进行定位悬停⁵⁶⁷⁸。2015 年开始，以大疆为首的国内四旋翼飞行器公司，以及国内各大高校开始逐步研究、制作出具有一定悬停功能的四旋翼飞行器⁹¹⁰¹¹¹²。

一种新的联合导航方案：GPS、光流传感器、声呐传感器和地磁传感器联合导航方案。可以满足

* 指导教师：千承辉，高乐

项目类型：大学生创新项目（2015650946）

飞行器对高精度悬停的需求，并能实现按预定线路自主飞行、自主起降和巡航等功能。

1 飞行器建模与控制

相较于主流的十字型结构，本飞行器设计采用 X 型四旋翼结构。X 型结构的飞行器具有良好的飞行性能，以及在空中能很灵活地调整姿态，实现飞行器的降落，起飞，偏航飞行，俯仰飞行，翻滚飞行等等。

1.1 建立飞行等效模型

飞行器通过改变四个螺旋桨的转速来克服重力和提供升力，从而改变自身的飞行姿态。四旋翼是一种在飞行运动中具有六个自由度的四变量输入控制系统。拉力 f 和角速度平方成正比，并且力的方向恒为正。如图 1 和公式 1 所示。

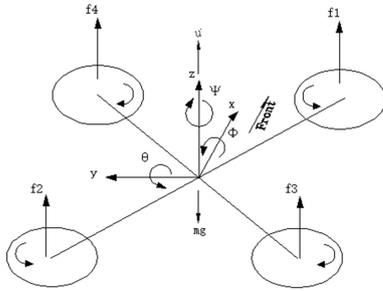


图 1 飞行器受力示意图

Fig.1 Analysis of Force Applied to Aircraft

$$f_i = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot C_T \cdot A_i \cdot (\omega \cdot R_i)^2 \quad (1)$$

式中： ρ 为空气的密度， C_T 是阻力系数， A_i 为第 i 个螺旋桨的面积， ω_i 为第 i 个螺旋桨的所属电机的转速， R_i 是第 i 个桨叶片的半径长度。

因为螺旋桨的面积和材料，以及电机性能一致，所以 ρ 、 C_T 、 R_i 近似常量，得出公式

$$f_i = k \cdot \omega_i^2 \quad (2)$$

俯仰力矩 τ_θ 为电机 M_2 电机 M_3 的和与电机 M_1 电机 M_4 的的和的差的相关函数，如下

$$\tau_\theta = [(f_1 + f_4) - (f_2 + f_3)] \cdot l \quad (3)$$

为任一电机相邻两轴中心到四旋翼重心轴的距离。

翻滚力矩 τ_ϕ 和俯仰力矩原理相同，是电机 M_1 电机 M_2 拉力的和与电机 M_4 电机 M_3 拉力的和的差的相关函数，如下

$$\tau_\phi = [(f_1 + f_2) - (f_4 + f_3)] \cdot l \quad (4)$$

偏航力矩 τ_ψ 为每个电机为克服空气的阻力，轴的加速度和旋转螺旋桨阻力从而产生反作用的力矩 τ_{Mi} 之和，如下

$$\tau_\psi = \tau_{M_1} + \tau_{M_2} + \tau_{M_3} + \tau_{M_4} \quad (5)$$

1.2 四旋翼姿态

① 垂直飞行：增加四个旋翼电机的转速，拉力 u 上升使 $u > mg$ 。飞机则向上飞行。

② 前后飞行：同时增加电机 M_2 和 M_3 转速，合力 $f_2 + f_3$ 上升，同时减小电机 M_1 和 M_4 转速，合力减小，即可以有方向水平向前的分量。

③ 翻滚飞行：原理与俯仰运动相似，同时增加电机 M_1 和 M_2 转速，合力 $f_1 + f_2$ 增大，同时减小电机 M_4 和 M_3 转速，合力 $f_3 + f_4$ 则减小，即可以有方向水平左右的分量。

④ 偏航飞行：增加电机 M_1 和 M_3 的转速，使 f_1 和 f_3 增加，并减小电机 M_2 和 M_4 的转速，使 f_2 和 f_4 减小，同时保证四旋翼上升总拉力 $u = mg$ ，此时四旋翼水平方向上做逆时针运动。

1.3 PID 控制算法

本文飞行器飞行的控制算法采用的是 PID 控制器。四旋翼本是非线性系统，在此可近似为线性系统^[5] 它由比例单元 P、积分单元 I 以及微分单元 D 组成。其 PID 微分时域方程如下

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (6)$$

式中： K_p 是比例系数， T_i 是积分时间相关的常数， T_d 微分时间相关的常数。

$u(t)$ 的控制量经过后向差分法后，得到 PID 控制器的方程为

$$u(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{i=0}^k e(i) + K_d \times [e(k) - e(k-1)] \quad (7)$$

式中： $K_i = \frac{K_p T}{T_i}$ 为积分相关系数， $K_d = \frac{K_p T_d}{T}$ 为微分相关系数， T 为采样的时间。PID 控制的原理框图如图 2 所示

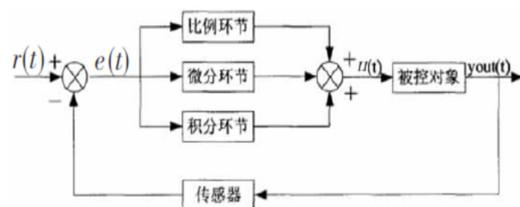


图 2 典型 PID 控制系统结构框图

Fig.2 The Typical PID Control System Structure Diagram

在俯仰，翻滚，偏航方向上分别建立 PID 控制系统。通过反复整定各个系统上的 PID 参数，最终能在只控制油门的条件下，实现飞行器的平稳飞行。

2 实现悬停

飞行器的悬停是保证飞行器安全、平稳起降的基础和前提。在实现悬停方面，本设计对飞行器的高度以及水平方向分别进行闭环控制，从而完成悬停任务。

2.1 定高

本飞行器利用超声波模块对高度数据进行采集，结合控制算法对飞行器进行定高控制。在控制算法中，采用的是单级 PID 控制策略。由于飞行器输出的是升力 F ，而需要控制的是高度 H ，根据公式 $F = \frac{d^2H}{dt^2}$ ，升力 F 和高度 H 为二阶导数关系，所以飞行器定高的控制系统属于纯滞后系统。根据 PID 理论，增大 PID 中的微分系数有利于飞行器动态响应速度的提高。然而当微分的数值过大时，会使系统的震动频率过快，整个系统将不稳定震荡。本设计采用降低微分的控制频率的办法。在不影响系统的稳定性的同时，提高系统的动态响应能力。控制算法如下所示

$$\text{Throttle} = K_p \times e(k) + K_i \sum e(k) + K_d(e(k) - 60) - e(k) \quad (8)$$

式中： $e(k)$ 表示此次飞行器的高度与期望高度的差值。 Throttle 为油门值。 K_p ， K_i ， K_d 值为 PID 控制中的比例系数，积分系数和微分系数。

2.2 水平悬停

由于低成本的陀螺仪的数据存在一定漂移，这导致飞行器在飞行时无法准确检测出自身的水平漂移。此时需要加入一个闭环控制，来实现飞行器的水平悬浮。本设计中采用光流传感器模块，可以对飞行器的水平方向的漂移进行检测并进行修正。本设计采用的光流模块 PX4FLOW，是一款拥有原生 752×480 像素分辨率拥有原生 750×480 像素分辨率，计算速度达到 250Hz(白天室外)，或者以 120Hz 的计算速度在室内或者室外暗光环境下工作的智能光学流动传感器。程序思路是将光流传感器所测量的速度量进行累加，得到位移量，再对位移量进行 PID 控制。但是此方法可能出现位移量饱和的问题，从而使飞行器系统不稳定。所以需要加一个上下限加以限制。在控制算法上，水平方向的 PID 控制采用和定高飞行相同的控制算法。

3 导航

本设计在导航方面采用 GNSS（全球导航卫星系统）模块对飞行器进行导航。利用 GNSS 定位到的 GPS 数据以及磁力计所测的航偏角对飞行器进行导航。在 GPS 数据获取方面，利用 GNRMC 数据格式对 GNSS 模块的数据进行读取和解析，辨别目标位置与现在的位置。同时将磁力计的数据进行倾角补偿后并结算可以得到飞行器相对地球参考系的航偏角。倾角补偿、结算航偏角的公式如下。

$$X_r = H_x \cos(\text{Pitch}) + H_y \sin(\text{Pitch}) \times \sin(\text{Roll}) - H_z \cos(\text{Roll}) \sin(\text{Pitch}) \quad (9)$$

$$Y_r = H_y \cos(\text{Roll}) + H_z(\text{Roll}) \quad (10)$$

$$\text{Yaw} = \tan^{-1} \frac{Y_r}{X_r} \quad (11)$$

式中： Pitch 、 Roll 、 Yaw 分别为飞行器的俯仰角、横滚角和航偏角， H_x 、 H_y 、 H_z 分别是磁力计所测得三轴方向的地磁强度。

4 实验方法和数据分析

4.1 定高数据

本飞行器通过调节参数实现对设定高度的 PID 调节。通过反复整定参数，使四旋翼尽可能地快速达到所设定高度并稳定。飞行器由超声波模块获取到高度数据，再经过地面站上位机处理数据得到高度曲线。最终高度曲线如图 3 所示。

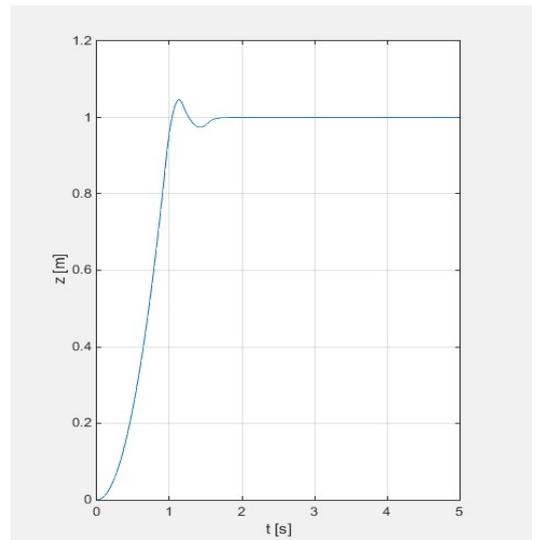


图 3 飞行器高度数据曲线

Fig.3 The Height Data Curve

经过反复调节，当 $K_p = 50$ ， $K_i = 1$ ， $K_d = 500$ 时，飞行最为稳定。

4.2 水平悬停数据

光流模块通过采集光学图像进行数据处理，得到飞行器水平方向上两个垂直方向的速度变化量，从而积分得到飞行器的位移量。通过上位机软件可以观察飞行器两个方向上的速度量随时间变化而变化，如图 4 所示。

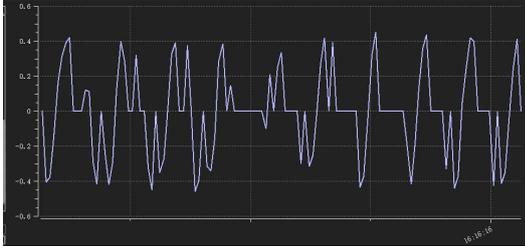


图 4 光流模块 X 轴方向速度变化图

Fig.4 The X-axis Velocity Changes Diagram

由图 4 可知，光流模块能够较好地反应飞行器水平方向的运动变化得知自身的运动状态，从而更好地对水平悬停进行闭环控制。

4.3 导航数据

在运动场上放置飞行器，并输入设定目的地坐标。一键启动后，飞行器自主飞行至目标坐标并平稳降落，降落在目标坐标周围半径为 2 米的圆形区域内认为是有效降落。飞行器通过 GPS 采集飞行器坐标位置并实时传输至电脑，导入卫星地图后进行飞行轨迹绘制，得到轨迹图如图 5



图 5 飞行器飞行轨迹图

Fig.5 The Height Data Curve

由图 5 可知，飞行器能计算与目标坐标最短路径并进行自主飞行。

在相同起点和相同飞行高度的条件下，设定不同距离的飞行任务对飞行器进行实验，每段距离进行五次实验，离目标坐标距离取五次实验平均值，并且五次实验均是有效降落才能认为该距离飞行有效。得到实验结果如表 1:

表 1 飞行器实验数据

Table 1 Data of Flight Experiment

飞行距离 (m)	50	100	150	200	250
离目标距离(m)	1.1	0.8	1.3	1.7	1.6
是否有效	有	有	有	有	有

由表 1 可知，飞行器能够在至少 250 米半径圆的范围内实现自主飞行的功能。

5 结论

本设计通过使用光流模块和超声波模块，加强飞行器在水平方向和垂直方向上的闭环控制，使飞行器满足平稳飞行的要求。再利用 GPS 模块进行自主导航控制，减少了四旋翼飞行器对人力的依赖，本设计具有一定的商用价值。

参考文献

1. 聂博文; 马宏绪; 王剑; 王建文. 微小型四旋翼飞行器的研究现状与关键技术. [J]
2. 基于气动模型辅助的四旋翼飞行器室内自主导航方法:20-32
3. Michael Brandon Hurd, Control of a Quadcopter Aerial Robot Using Optic Flow Sensing [D]. University of Nevada, Reno, 2013
4. 吕强, 倪佩佩, 王国胜, 刘峰, 基于光流传感器的四旋翼飞行器悬停校正[J], 装甲兵工程学院学报, 2014,28(3): 68-72
5. WANG Fei , CUI Jin—Qiang , CHEN Ben—Mei, LEE Tong H, A Comprehensive UAV Indoor Navigation System Based on Vision Optical Flow and Laser FastSLAM[J], ACTA AUTOMATICA SINICA,2013 39(11):1889-1900
6. Kumar Bipin, Vishakh Duggal and K.Madhava Krishna ,Autonomous Navigation of Generic Monocular Quadcopter in Natural Environment[C], 2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pages 1063-1075.IEEE,2015:
7. Volker Grabe, Heinrich H. Bulthoff, Davide Scaramuzza and Paolo Robuffo Giordano, Nonlinear ego-motion estimation from optical flow for online control of a quadrotor UAV[J], The International Journal of Robotics Research 2015, Vol. 34(8) 1114–1135
8. Aasish C, Ranjitha.E, Razeen Ridhwan U, Bharath Raj S,

Angelin Jemi.L, Navigation of UAV without GPS[C],
International Conference on Robotics, Automation,
Control and Embedded Systems,2015

9. 黄岚, 宋建梅, 陈普华, 蔡高华, 基于光流的无人机视觉导航[C], Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference,2015:816-821
10. 鲜斌,曹美会,张旭,基于 GPS 与光流传感器数据融合的无人机定位方法[P],2015
11. 陈旭潮,曹志强,于莹莹,周超, 基于视觉伺服的四旋翼飞行器悬停控制[J], 华中科技大学学报(自然科学版),2015,34(1):6-9
12. 吕品,赖际舟,杨天雨,刘建业,朱斌,宋亦凡, 基于气动模型辅助的四旋翼飞行器室内自主导航方法[J],航空学报, 2015,36(4): 1275-128

基于数字图像处理的工件尺寸参数测量技术*

凌振有；凌晨昱；邓盛中

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012)

摘要: 随着电子计算机在各领域的应用普及与技术水平的不断提高, 我国金属工件制造设备的智能化水平也在不断增强。针对当前工件尺寸测量的不足之处, 本文研究了通过数字图像处理技术来测量工件尺寸的方案。利用 MATLAB 设计一个智能化的工件尺寸测量系统, 该装置由摄像系统、数据传输装置、图像处理系统等系统组成。应用间接测量的原理, 利用标准参照物进行标定, 再对工件的实际尺寸进行测量。

关键词: 数字图像处理 工业相机 MATLAB 工件测量

Workpiece dimension measurement based on digital image processing technology

Ling zhenyou; Ling chenyu; Deng shengzhong

(Jilin university instrument science and engineering institute, changchun, 130012)

Abstract: With the popularity of computers in various fields and technology continues to improve, the intelligent level of metal workpieces manufactured in China is also growing. For the shortcomings of the current workpiece dimension measurement, were studied by means of digital image processing technique to measure the dimensions of the workpiece. Using MATLAB to design an intelligent measurement system of workpiece size, the device consists of camera systems, data transmission device, image processing system and other system components. Applying the principle of indirect measurements, calibration using standard reference material, and then to measure the actual size of the workpiece.

Key words: Digital image processing Industrial camera MATLAB Workpiece measurement

0 前言

对工件的尺寸进行测量是在工件的生产过程中必不可少的步骤, 而在很多地方工件尺寸测量往往仍采用机械结构测量, 精度有一定的误差且不方便, 尤其是无法自动完成测量过程, 需要有人在旁监护。因此, 这里给出一种基于数字图像处理技术的工件尺寸测量系统。该系统通过工业相机拍摄工件的图像并自动进行尺寸测量, 且能对尺寸不合格的工件进行记录。该系统装置既方便监控工件的生产质量, 又节约了人力和物力成本。

1 研究意义

数字图像处理, 就是用数字计算机及其他有关数字技术, 对图像进行处理, 以达到预期的目的。

随着计算机的发展, 图像处理技术在许多领域得到了广泛应用, 数字图像处理已成为电子信息、通信、计算机、自动化、信号处理等专业的重要课程。数字图像处理测量技术是一种基于数字图像处理测量方法, 与传统测量方法有着不可比拟的优势^[1,2]。

传统测工件尺寸的工具主要有刻度尺、卡尺, 还有基于光学、显微的测量仪器。

弊端:

1. 基于传统的机械接触式测量, 由于受到测量环境的影响较大, 很多的时候使用条件受到限制。对于复杂的、不规则的工件, 往往不能直接测量。传统机械接触式测量, 精度不高, 测量时间慢。

2. 基于传统的光学、显微技术的测量仪器虽然测量精度比较高, 但往往结构设计比较复杂, 使用起来, 需要掌握一定的使用知识, 操作复杂, 并且仪器的价格昂贵。

利用数字图像处理测量的方法就是一种很可靠

* 指导教师: 刘长英

项目类型: 大学生创新项目(2015650947)

的方法，速度快、精度高、快速化、成本低、操作方便，为工件的测量提供了一种新的方式和思路^[3,4]。

到工件的参数。界面编程使人可以简单的操作，观察到工件的参数。

2 总体设计

2.1 研究思路

通过查阅大量的有关于数字图像处理这方面的文献资料，经过探讨和总结，我们提出了一种测量工件长度的设计思路^[5]。利用 VC++或者 MATLAB，以相机进行工件的图像采集，传入计算机内。利用数字图像处理软件进行处理，得到工件长度等参数，界面显示测量结果。

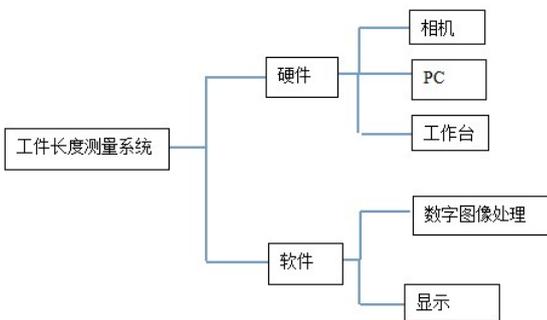


图 1 系统总体框图

Fig.1 general architecture of system

2.2 主要模块与设计

2.2.1 硬件部分

利用高分辨率的巴斯勒工业相机对工件进行拍摄，同时设计一个可调节支架用于固定相机并调整相机和工件之间的距离^[6,7]。

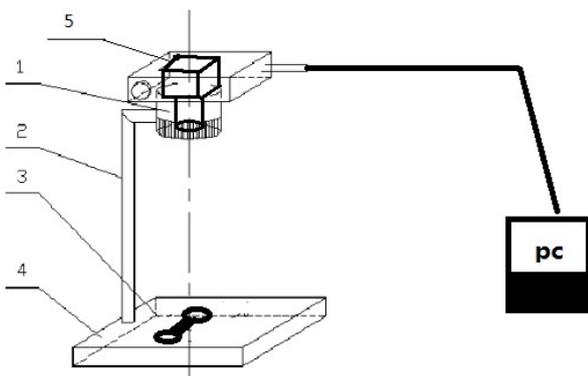


图 2 硬件结构图

Fig.2 Hardware structure diagram

(1: 灯具 2: 支架 3: 工件 4: 底座 5: 工业相机)

2.2.2 软件系统部分

软件编程方面包括算法编程和界面设计编程，算法编程包括二值化、边缘识别等方面，根据像素点跟实际尺寸的比例关系，通过间接测量的方法得

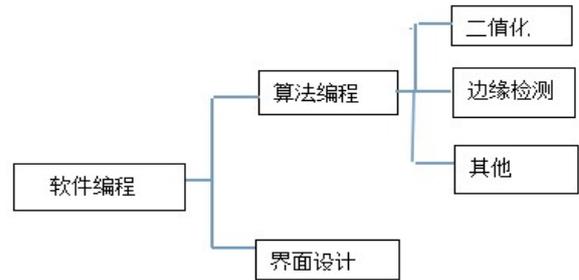


图 3 软件结构示意图

Fig.3 Software structure diagram

3 各模块实施方案

3.1 硬件部分

硬件工作台主要由工业相机、照明工具、支架、底座、PC 组成。

工业相机采用的是具有 2592x1944 分辨率的 basler 工业相机，相机采用的是 GigE Vision 的传输方式，通过网线与 PC 连接，具有低噪声、高分辨率、传输速度快、畸变小等特点。工业相机是图像采集过程中重要的组成部分。



图 4 工业相机

Fig.4 Industrial Camera

照明工具采用的是亮度可调环形 LED 灯，具有亮度可调、低功耗、照明效率更高的特点安装在相机镜头外，可以减小光照的死角，为相机的图像采集提供重要保障。

通过相机与工作台的搭建，为工件的测量提供工作环境。硬件部分主要的功能是图像采集，以 PC 为核心控制工业相机进行拍照

3.2 软件部分

3.2.1 图像采集

图像采集部分主要是控制相机进行拍照，并将图像传输到 PC 中，等待进一步的处理。

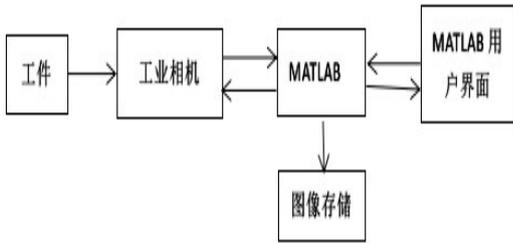


图 5 采集部分示意图

Fig.5 Schematic of image acquisition

(1) 监控界面

利用 `videoinput` 函数，这里我们使用默认的视频采集格式，对相机的拍照的界面进行监控，并在 GUI 界面上显示相机获取的视频。

```

obj=videoinput('winvideo',2,'YUY2_2592x1944');
axes(handles.axes1);
vidRes = get(obj, 'VideoResolution');
nBands=get(obj,'NumberOfBands');
hImage = image( zeros(vidRes(2), vidRes(1),
nBands) );
preview(obj, hImage);
  
```

(1)

`himage`: 视频预览窗口对应的句柄，也就是说在指定的句柄对象中预览视频，该参数可以空缺。

(2) 分辨率的设置

分辨率的设置采用插值的方法，对灰度图像重采样，三次内插法 `bicubic` 不仅考虑点的直接邻点对它的影响，还考虑到改点周围 16 个邻点对它的影响。由于对采样值采用插值函数 $S(X)=\sin(\pi \cdot X)/(\pi \cdot x)$ 插值，则可精度的恢复原函数，当然也就可精确的得到采样点间任意值，此方法计算量很大但精度高，能保持很好的图像边缘。

```
frame=imresize(frame,fb1,'bicubic')
```

(2)

(3) 拍照与存储

为了获取工件的图像进行处理，所以要从相机获得图像并存储到 PC 中，这样才能对图像进行后期的处理。利用函数：

```
getsnapshot(obj)
```

(3)

即可获得捕捉到图像，但是这个函数捕捉到的图像格式是 YCBR 的，就是显示的图像显红色，要正常显示图像的话，要转化为 RGB 格式：

```
frame=ycbcr2rgb(frame)
```

(4)

可是在我们的图像处理中，我们一般都不需要彩色的图像，为了方便后期的处理，将彩色图像转化为灰度图像：

```
frame=rgb2gray(frame);
```

(5)

3.2.2 图像预处理

(1) 灰度分布

灰度直方图是反映一幅图像中的灰度级与出现这种灰度的概率之间的图形，它是灰度级的函数。图像灰度直方图中反映了一幅图像的灰度分布特性。从直方图可以看出一幅图像的质量。一幅成像良好，亮暗分明的图像的直方图应为一条双峰曲线。假如一幅图像的直方图只具有一个峰值，且位于灰度级较高处，则说明这幅图像曝光过度；反之，峰值位于灰度级较低处，则说明这幅图像曝光不足。如果图像的灰度直方图出现以上问题，可以用直方图修正方法来增强图像。

工件图像以及它的直方图如图所示。图的横坐标是灰度值 v ，纵坐标是出现这个灰度值的像素数量。设数字图像像素的灰度值为 $V_0、V_1、V_{i-1}$ 。则灰度值的概率 $P(V_i)$ (对数字图像 $f(i, j)$ 来说)为

$$P(V_i) = \frac{\text{灰度值 } V_i \text{ 的像素数}}{\text{图像上的总像素值}} \quad (6)$$

且有

$$\sum_{i=0}^{i-1} p(V_i) = 1 \quad (7)$$

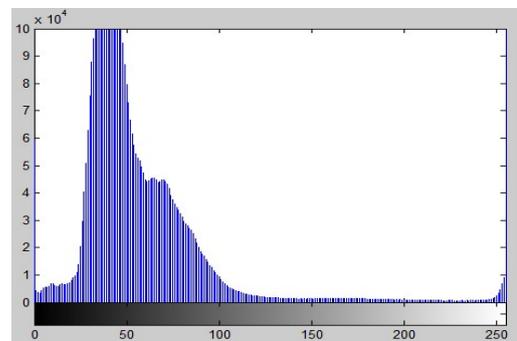


图 6 灰度分布图

Fig.6 The image gray level distribution

(2) 二值化

图像二值化的目的是将图像划为目标和背景两个部分。二值化结果的好坏决定后续图像边缘提取的结果的好坏。从决定了检测参数的准确性。根据图像的灰度直方图以选取合适的分割阈值，而取得较好的二值化图像。

二值化分为两部分，自动二值化与自取值二值化。

自动二值化：

```
level=graythresh(M);
```

```
M1=im2bw(M,level);
```

(8)

利用 `graythresh` 函数自动取得图片的阈值，进

行图像的分割。

自取值二值化：

采用滑动条调节，阈值由小到大，改变 level，对图像进行二值化，通过观察图像的二值化图片的变化，获取最佳的二值化图像，为后期的图像处理工作提供重要保障。

(3) 边缘识别^[8]

Hough 函数检测圆。Hough 变换是图像处理中从图像中识别几何形状的基本方法之一。Hough 变换的基本原理在于利用点与线的对偶性，将原始图像空间的给定的曲线通过曲线表达形式变为参数空间的一个点。这样就把原始图像中给定曲线的检测问题转化为寻找参数空间中的峰值问题。也即把检测整体特性转化为检测局部特性。比如直线、椭圆、圆、弧线等^[9,10]。

简而言之，Hough 变换思想为：在原始图像坐标系下的一个点对应了参数坐标系中的一条直线，同样参数坐标系的一条直线对应了原始坐标系下的一个点，然后，原始坐标系下呈现直线的所有点，它们的斜率和截距是相同的，所以它们在参数坐标系下对应于同一个点。这样在将原始坐标系下的各个点投影到参数坐标系下之后，看参数坐标系下有没有聚集点，这样的聚集点就对应了原始坐标系下的直线。

在实际应用中， $y=k*x+b$ 形式的直线方程没有办法表示 $x=c$ 形式的直线(这时候，直线的斜率为无穷大)。所以实际应用中，是采用参数方程 $p=x*\cos(\theta)+y*\sin(\theta)$ 。这样，图像平面上的一个点就对应到参数 $p-\theta$ 平面上的一条曲线上，其它的还是一样^[11,12]。

3.2.3 尺寸标定和测量

由于实际物体与所得图像大小之间存在一个比例系数 k ，要测量工件的实际尺寸，必须先要获得比例系数 k 。所以必须对系统进行标定。

采用一标定板,在不改变测量参数的前提下，对测量系统的测量比 $K=L/L_0$ 进行标定,其中 L_0 为该标定板的计算机图像尺寸, L 为该标定板的实际标准尺寸。 L 是已知的,单位是毫米^[13]。

进行标定后则获得 k 的值。图 7 为工件的图像。

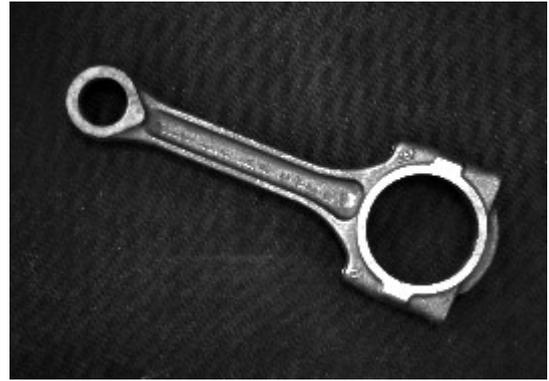


图 7 工件图像

Fig.7 image of Workpiece

测量部分分为手动测量部分和自动测量部分

(1) 自动测量

由于 hough 变换在圆检测中的应用，hough 变换的检测原理在上文已经说明，故在此不在重述。经过 hough 变换^[14]，获得圆心的坐标 $O'(x, y)$ ，半径 R' ，以及圆在图像上的显示。工件上两孔的圆心距离 L 为：

$$L = k * \sqrt{(x1 - x0)^2 + (y1 - y0)^2} \quad (9)$$

K 为比例系数， $x、y$ 为圆心坐标

工件圆孔实际半径 R 为：

$$R = k * R' \quad (10)$$

(2) 手动测量

为了获取工件上不规则的、难以自动识别的形状的尺寸参数，手动测量将作为自动测量工件尺寸参数的一个补充。利用 `ginput` 函数进行手动的测量。

`ginput` 提供了一个十字光标,使我们能更精确的选择我们所需要的位置，并返回坐标值。函数调用形式为：

$$\begin{aligned} [x,y] &= \text{ginput}(n) \\ [x,y] &= \text{ginput} \\ [x,y,button] &= \text{ginput}(\dots) \end{aligned} \quad (11)$$

对于 $[x,y]=\text{ginput}(n)$ ，能使你从当前的坐标系中读取 n 个点，并返回这 n 个点的 x, y 坐标，均为 $n \times 1$ 的向量。可以按回车提前结束读数。

本文中利用 `ginput` 函数，用鼠标在图像上移动十字光标，选取图像上的某两个点像素的位置的坐标 $A1(x1, y1)$ ， $A0(x0, y0)$ ，则实际工件上这两点的距离 D 为：

$$D = k * \sqrt{(x1 - x0)^2 + (y1 - y0)^2} \quad (12)$$

K 是比例系数

4 性能测试与结果

在完成系统的软件编程后，建立 MATLAB 的 GUI 界面，通过界面可以简单的操作，设置图像的参数并对工件的参数进行测量。



图 8 GUI 界面

Fig.8 GUI interface

通过 MATLAB 的 GUI 界面操作，对工件采集图像，并对图像进行处理，能够自动的识别出工件上的圆孔，并能够计算圆孔的内外径已经了两孔间的圆心距离，能够使用手动测量测出图像上任何两点的距离。得到以下图 9。

我们多次对同一个工件进行测量，得到表 1

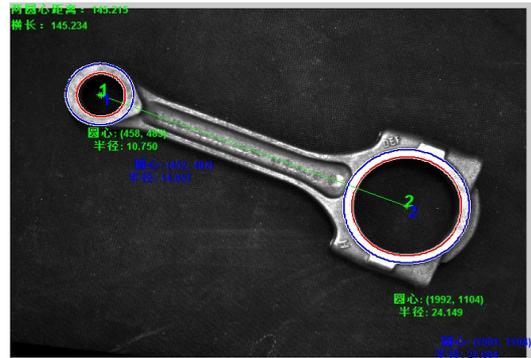


图 9 测量结果图

Fig.9 image of Measurement result

表 1 测量结果

Table.1 The measured results

次数	小孔内径 (mm)	小孔外径 (mm)	大孔内径 (mm)	大孔外径 (mm)	两孔圆心距离 (mm)
1	10.722	14.706	23.948	27.551	145.063
2	10.633	14.621	24.168	27.632	145.102
3	10.556	14.762	24.623	27.684	145.120
4	10.852	14.920	24.765	27.362	145.058
5	10.610	14.870	24.544	27.822	145.032
实际尺寸	10.50	15.0	25.00	28.00	145.00

从表中可以看出，系统能够自动的识别出工件并测出两孔的内外径还有两孔的距离。整体上达到预期要求。

5 误差分析

由测量结果的表中可以看出测出的数据和实际值仍然存在一些误差，经过总结，误差可能是由以下几方面造成的。

(1) 相机未能水平，相机和底座之间不平行，是相机与工件所在的底座存在一定的斜角，这是可能导致误差的原因。

(2) 相机的镜头存在畸变，使工件在图像上的倍率存在着微小的差距。

(3) 工件未放在相机的正下方，同样可以使相机和工件存在一定倾角，造成误差。

(4) 算法的不够完善，工件的边缘处理的不够光滑，边缘识别，造成内径偏大，外圆偏小。

6 结论

本文的工件测量系统能够快速化、自动化、非接触地对工件的尺寸参数进行测量。与传统的测量方式不同，它是一种新兴的测量方式。通过 MATLAB 的 GUI 界面能够直观地、简单地进行测量操作，拥有自动测量、手动测量和一键测量三种测量方式。可以在工业和生产生活中进行应用，比如生产零件的车间或者生产线上应用。系统拥有很好的扩展性，能够根据不同的需要，去设计不同的工件测量算法。但是仍存在的问题，比如精度仍可以进一步提高、对一些背景与工件不好分离的情况下不易处理，还有就是对光照的要求较高，所以仍然可以进一步改进。

参考文献

1. 杨益. 基于图像处理的机械零件几何尺寸检测方法研究[D].西华大学,2011
2. 高秀政. 数字图像处理课程设计报告--工件尺寸的图像测量[D]. 电子与信息工程.2012
3. 支彦. 基于数字图像处理的口腔根管长度测量研究[D]. 西安工业大学.计算机软件与理论.2009
4. 叶贵如,周青松,林晓威.基于图像处理表面裂缝宽度测量[J].公路交通科技, 2010

5. 孙克梅.在线实时工件测长系统的开发[D]. 沈阳航空工业学院学报, 2014
6. 侯学智.数字图像刀具测量机[D]., 电子科技大学, 2004
7. 周永麟.用于车削中心的刀具自动测量系统.工具技术, 1999, Vol. 3
8. 侯宇.圆和椭圆边缘检测的快速方法.中国计量学院学报, 2000,11:140-1443, No. 7-353
9. 王强, 陆志敏. 一种用于圆检测的快速 ROUGH 算法. 小型微型计算机系统, 2000
10. 张渝. 图像测量技术在轮对外形检测中的应用研究[D]. 西南交通大学 2003
11. Sugata Ghosal, Rajiv Mehrotra. Detection of Composite Edges. IEEE Transactions on Image Processing, 1994, Vol. 3, No. 11:14252 1:970-973
12. D. J. Kerbyson, T. J. Atherton. Circle detection using Hough transform filters. Fifth
13. International Conference on Image Processing and its Applications,1995, 370-374
14. J.Sklansky .On the Hough Technique for Curve Detection. IEEE Transactions Computers,1978, 10:923-926

大功率无线充电器的设计*

肖昌成；郭 群；郝仁浦；王应吉

吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130061

摘要：在基于电磁感应原理，分析无线充电技术的原理和基本结构的基础上，设计无线充电电路的主电路与谐振电路、发射线圈和接收线圈并制作无线充电装置。该装置以线圈发射和接收为核心，通过信号芯片 SG3525 产生 PWM 波经过推挽传至驱动芯片 KD301，并经 KD301 驱动英飞凌公司的 IPW6OR041C6 将直流电变为高频交流电进行无线传输。经实际测试，该装置在初级、次级紧靠的情况下效率可以达到 75%。

关键词：无线充电 谐振耦合

High-power wireless charger design

Xiao Chang-cheng; Guo Qun; Hao Ren-pu

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

Abstract: Based on the principle of electromagnetic induction and the analysis of wireless charging technology as well as basic structure , to design the wireless charging circuit's main circuit, resonant circuit and the transmitter and receiver coils, and make wireless charging device. The device's core parts are transmitting and receiving coils, PMW wave signals generated by chip SG3525 are transmitted through the push-pull driver to chip KD301, and then signals in KD301 drive the Infineon's chip IPW6OR041C6 to convert the DC to high-frequency AC, which can be transmitted wirelessly. When the primary and secondary coils are mutually touching, the practical test of the device shows that the efficiency can reach 75%.

Key words: Wireless charging Resonant coupling

0 前言

发展电瓶车是以后的方向，便捷的电瓶车充电站就成为亟待解决的问题。本项目意在研究一种高效率且方便使用的无线充电装置。

1 电路设计

本文所研究的大功率磁耦合谐振式无线充电电路可分为发送部分和接收部分。其中发射部分分为逆变电路、谐振电路和发射线圈；接收电路又分为接收线圈、谐振电路、整流滤波和稳压模块。电路的总体拓扑图如图 1 所示。

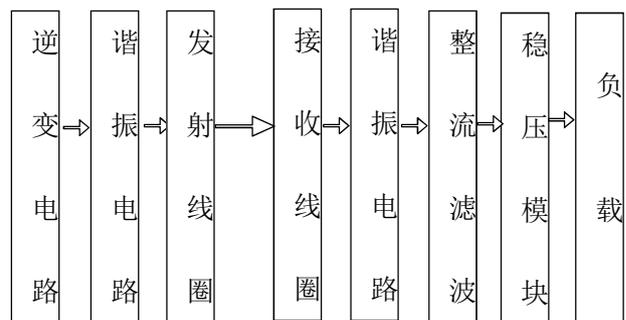


图 1 电路的总体拓扑图

Fig.1 The overall circuit topology

1.1 逆变电路

单相逆变电路可分为半桥逆变电路和全桥逆变电路，分别如如图 2 和图 3 所示。

* 指导教师：王应吉

项目类型：大学生创新项目（2015650951）

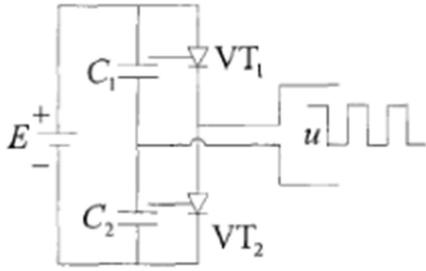


图2 半桥逆变电路

Fig.2 Half-bridge inverter circuit

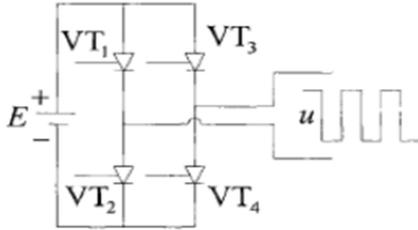


图3 全桥逆变电路

Fig.3 Full-bridge inverter circuit

半桥逆变电路中,轮流导通 VT_1 和 VT_2 ,输出为交流方波,开关管关断时承受反向电压为 E 。因分压电容的存在,输出交流电流中不含直流分量。全桥逆变电路中, VT_1 和 VT_2 组成一桥臂, VT_3 和 VT_4 组成另一桥臂, VT_1 、 VT_4 导通时, VT_2 、 VT_3 关断; VT_1 、 VT_4 关断时, VT_2 、 VT_3 导通,输出为交流方波,幅度为 E ,开关管关断时承受反向电压为 E ,当输出方波占空比不为 50% 时,输出交流电流中含有直流分量。通常情况下,为避免同一桥臂上下两个开关管同时导通,造成桥臂直通短路,将一组开关管设置死区时间,这样输出方波占空比不再为 50% ,即输出交流电流中不可避免要出现直流分量。

1.2 整流电路

整流电路按组成器件可分为不可控、半控和全控三种,按电路结构可分为桥式电路和零式电路等等,存在多种分类方法。

单相桥式不可控整流电路如图4所示,单相桥式可控整流电路如图5所示,只考虑负载为纯电阻情况。

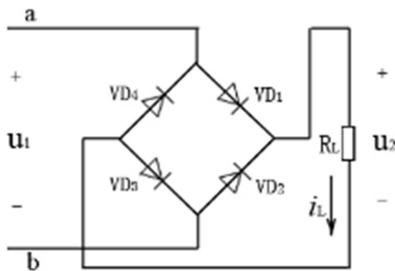


图4 单相桥式不可控整流电路

Fig.4 Single-phase bridge rectifier circuit uncontrollable

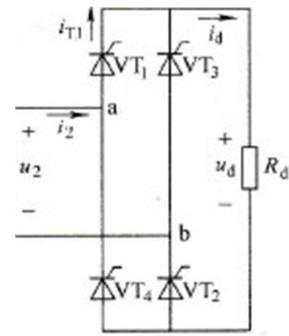


图5 单相桥式全控整流电路

Fig.5 Single-phase bridge full-controlled rectifier circuit

单相桥式可控整流电路的控制电路较复杂,且带来额外的功率损耗,所以本文选择单相不可控整流电路。

1.3 谐振电路

耦合线圈由于电感和电容有不同的连接方式,所以有串联-串联、串联-并联、并联-串联、并联-并联四种不同的拓扑结构。本文中,系统的输入端为直流电压,发射端采用的是电感和电容相串联的形式,所以本文只对串联-串联和串联-并联两种结构进行分析。

串联结构在对应阻值较大时的负载范围内传输效率也很低,而并联结构的传输效率在对应的负载范围内传输效率则很高,都能接近 90% ^[1],所以选择采用的拓扑结构为:发射线圈电感和电容串联,接收线圈电感和电容并联,下文中均以这种拓扑结构进行分析。

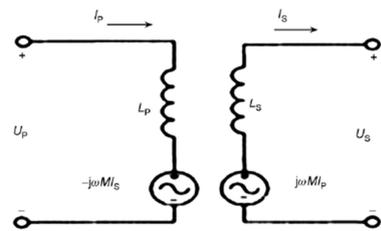


图6 初级线圈和次级线圈的等效电路

Fig.6 Primary and secondary coils of equivalent circuit

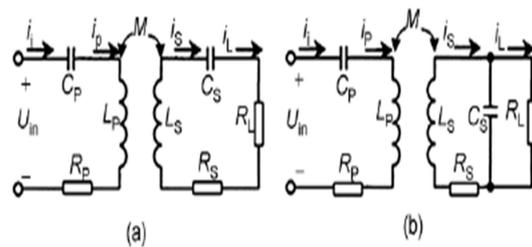


图7 耦合线圈的2种基本结构拓扑电路

(a) 串联 (b) 并联

Fig.7 Two basic circuit topology structure coupling coil

(a) SS (b) SP

若系统角频率为 ω ，由图 7 可得到初级、次级回路的电压 KVL 方程为：

$$\begin{cases} Z_p I_p - j\omega M I_s = U_p \\ -j\omega M I_p + Z_s I_s = 0 \end{cases} \quad (1)$$

其中， Z_p 和 Z_s 分别表示初级回路和次级回路的阻抗。联立求解方程 (1)，可得两回路的等效电流：

$$I_p = \frac{U_p}{Z_p + \frac{(\omega M)^2}{Z_s}} \quad (2)$$

$$I_s = \frac{j\omega M \frac{U_p}{Z_p}}{Z_s + \frac{(\omega M)^2}{Z_p}} \quad (3)$$

(2)式说明，形成耦合回路后，初级电流值不仅与 Z_p 有关，还与 $(\omega M)^2/Z_s$ 有关， $(\omega M)^2/Z_s$ 称为次级回路对初级回路的反映阻抗，体现了次级回路对初级回路的作用，记为 Z_{ps} 。类似的 $(\omega M)^2/Z_p$ 称为初级回路对次级回路的反映阻抗，记为 Z_{sp} 。

系统从初级线圈传递到次级线圈的功率可以表示为：

$$p = \text{Re}[Z_{ps}] I_p^2 \quad (4)$$

理论上当系统的工作频率和次级线圈的共振频率一致时，次级线圈接收的能量最大，系统的传递效率最高，即：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (5)$$

2 参数设计

2.1 逆变电路

根据所选初级、次级线圈电阻选择初级发射的电磁波频率为 43kHz^[2]，所以 MOS 管的驱动信号的频率也为 43KHZ。PWM 波用芯片 SG3525 产生^[3]，电路如图 8 所示。全桥逆变主电路如图 9 所示。

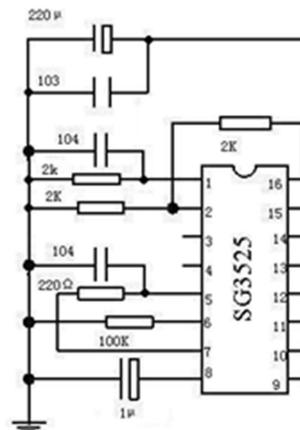


图 8 SG3525 产生 PWM 波电路

Fig.8 SG3525 PWM wave generating circuit

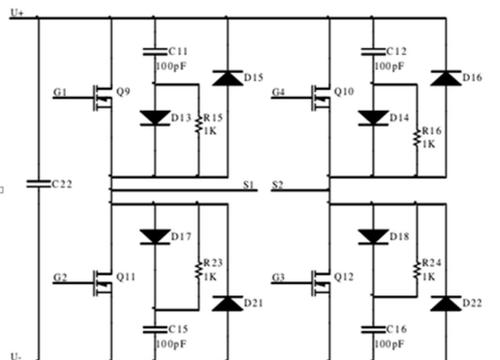


图 9 全桥逆变电路

Fig.9 Full-bridge inverter circuit

全桥逆变电路中的 MOSFET 我们选用英飞凌公司的 MOSFET IPW6OR041C6，它的导通电阻小，开关损耗小，器件几乎不发热，能降低逆变的损耗，能提高无线充电的效率^[4]，其核心数据如下表：

表 1: IPW6OR041C6 核心数据

Table 1: IPW6OR041C6 core data

最大漏源电压 V_{DSS}	650V
连续漏极电流 I_D	77.5A/25°C
	49A/100°C
导通电阻 $R_{DS(on)}$	41mΩ
上升时间 t_r	10ns
下降时间 t_f	7ns

根据 SG3525 内部的频率计算公式：

$$f_{osc} = \frac{1}{C_T (0.67R_T + 1.3R_D)} \quad (6)$$

其中 C_T 为 5 脚所接电容， R_T 为 6 脚上的连接电阻， R_D 为 5 和 7 脚的连接电阻。为了使输出频率为 43kHz，选择电容 C_T 为 1500PF， R_T 、 R_D 分别为 22000Ω、200Ω。

IPW6OR041C6 的驱动芯片选择落木源公司的

KD301, 查询该芯片的资料知其要求前级电路有瞬间的较大输出能力, 一般的 PWM IC 无法满足该要求, 需要接入电流缓冲级, 所以加入推挽电路, KD301 的典型应用电路如图 10 所示。

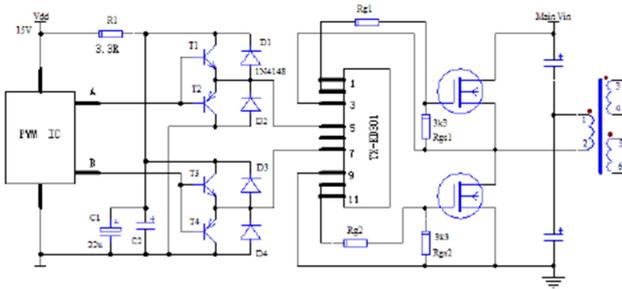


图 10 KD301 的典型应用

Fig.10 Typical applications of KD301

2.2 线圈设计

2.2.1 导线的选择

由于趋肤效应的存在, 会使导线的等效截面积减小, 电阻增大, 在通过导线的电流频率较高时这种情况尤为突出。实际上线圈自身电阻会对整个系统的传输效率造成相当大的影响, 线圈的电阻越大, 传输效率越低^[6]。本设计中采用的是多股漆包线并联而成的铜线制作耦合线圈, 每根导线的横截面积为 2.513mm^2 。所需传输最大功率为 40W , 输入电压值为 220V , 按照传输效率 75% 来计算, 输入电流不超 1A , 但实际上线圈中流过的正弦电流比输入电流大很多, 同时考虑到截面积大的导线电阻较小, 所以选择有效横截面积较大的导线。本设计中选取的导线是由 80 根细的漆包线组成, 而每根细导线之间是彼此绝缘的, 这样就大大增加了导线的有效横截面积^[7]。

2.2.2 线圈绕制

增大线圈圈数可以增大线圈电感值, 有利于提高传输效率, 但考虑到充电装置的尺寸, 绕制的初级线圈为外径 24.5cm , 内径 15cm 的圆环形线圈, 共绕了 19 圈, 其电阻值为 2Ω 。次级线圈为外径 19.2cm , 内径 12cm 的圆环形线圈, 其电阻为 1.4Ω 。

2.3 副边线圈 AC-DC 设计

接收回路中副边线圈耦合出的感应交流电压通过整流桥转变为直流电给负载供电, 为了减少交流成分对负载的干扰, 应当加入滤波电路。整流电路图如图 4 所示, 负载并联滤波电容。

滤波电容的选择^[8]:

因次级线圈的感应电压为 $V_1=20\text{V}$, 频率 $f=43\text{kHz}$, 输出功率为 $P=40\text{W}$, 可求得整流后的直流电压 $V_L=1.2V_1=24\text{V}$, 负载电阻 $R_L = \frac{P}{V_L} = 1.67\Omega$,

取 $R_L C = 4 \times \frac{T}{2} = 2T = 2 \times \frac{1}{43000} = 4.6 \times 10^{-5}\text{s}$, 由此得滤

波电容 $C = \frac{4.6 \times 10^{-5}\text{s}}{R_L} \approx 3.2\mu\text{F}$, 考虑到电压波动为

$\pm 10\%$, 则电容承受最高电压为: $V_{CM} = \sqrt{2}V_1 \times 1.1 = 30.8\text{V}$, 故选用标称值为 $100\mu\text{F}/100\text{V}$ 的电解电容。

3 测试结果

3.1 实验条件

实验温度: 25°C

实验设备: GDS-2202A 型示波器以及电压探头
DF1731SLL3A 直流源

模拟负载: 40W 的白炽灯

3.2 实验结果

充电负载使用额定电压为 24V , 功率为 40W 的白炽灯进行模拟。

调节原线圈端电压, 使白炽灯两端电压达到 24V , 测得此时通过灯泡的电流值为 1.67A , 即 $P_{\text{出}} = 24\text{V} \times 1.67\text{A} = 40\text{W}$ 。同时测得此时的直流电源输出电压为 28.1V , 电流为 1.88A , 即 $P_{\text{输入}} = 28.1\text{V} \times 1.88\text{A} = 52.83\text{W}$, 计算得传输装置的效率 $\eta = \frac{P_{\text{输入}}}{P_{\text{输出}}} = 75.7\%$, 白炽灯正常发光如图 11 所示。

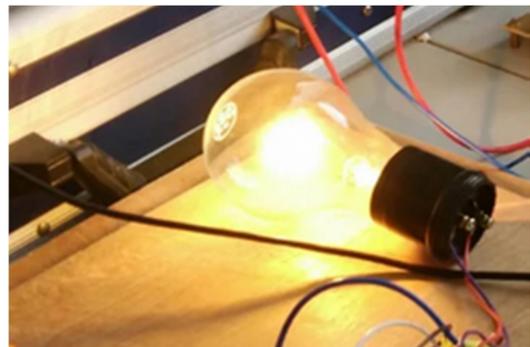


图 11 24V 40W 灯泡正常发光

Fig.11 24V 40W Normal light bulbs

4 总结与展望

4.1 全文总结

本文以无线电能传输技术和当前电动车快速发展为背景, 以大功率无线充电器为研究对象。研究内容包括发射部分的逆变电路、发射端的谐振电路、发射线圈、接收线圈、接收线圈的谐振回路。其中发射线圈与接收线圈的 L 由 LCR 测试仪测得,

谐振频率控制为 43KHZ, 根据 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 即

$C = \frac{1}{4\pi^2 L f^2}$, 依此选择合适发射线圈与接收线圈的电

容值。最后在发射端选择使用串联-串联耦合, 在接收端使用并联耦合。最后在这些研究基础上, 完成整个大功率无线充电器的设计、制作, 并实现输出电压 $24V \pm 10\%$, 输出功率 40W, 效率达到 75%。

4.2 展望

由于作者的相关理论水平以及精力、时间有限, 在如下方面还存在不足, 以待进一步研究。

(1)、没有考虑电路的控制, 所制作的充电器为一个开环系统, 接收端对发射端没有反馈, 当系统负载变化时, 系统的负载特性会发生变化, 因此需要进一步分析系统的负载特性。

(2)、本装置中流经到导线的电流较大, 电阻、二极管、三极管都为耗能元件, 因此器件上的损耗较大。可通过其他方法减下整个系统的能量损耗, 以提升整个系统的效率。

参考文献

1. 施松. 电动车无线供电系统拾取装置的设计. 重庆大学硕士学位论文, 2013, 4
2. 唐治德, 徐阳阳, 赵茂等. 耦合谐振式无线电能传输的传输效率最佳频率. 电机与控制学报, 2015, 3
3. Villa J L, Sallan J, Llombart A, et al. Design of a high frequency Inductively Coupled Power Transfer system for electric vehicle battery charge[J]. Applied Energy, 2009, 86(3): 355-363.
4. 吴家宏. 用于家用电器的较大功率无线电能传输技术研究. 哈尔滨工业大学硕士学位论文, 2013, 7
5. 张茂春, 王进华, 石亚伟. 无线电能传输技术综述[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2009, 5: 018.
6. 窦延军. 一种磁耦合谐振式无线充电系统的设计. 电子科学研究论文, 2013, 6.
7. 张峰, 王慧贞. 非接触感应能量传输系统中松耦合变压器的研究[J]. 电源技术应用, 2007, 10(4): 54-58.
8. 王欢. 基于无芯 PCB 变压器的无线充电系统的研究. 西安电子科技大学硕士学位论文, 2010, 1.

智能垃圾回收小车的设计与实现*

秦朋飞；陈传奇；魏岸文

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要: 本文主要内容是关于以 stm32F103 单片机为基础所研发的一款智能小车, 本设计旨在设计并实现智能小车的预设轨迹行走和垃圾回收的主要功能。智能小车由动力系统、控制系统、图像识别系统和无线通信系统四个模块构成。动力系统的设计采用四轮构架, 直流电机驱动。控制系统以 stm32f103 芯片为核心, 通过改变输出 PWM 波占空比实现对小车的行走控制。图像识别系统是利用摄像头识别前方道路, 可以实现自动躲避障碍物。垃圾箱的电气设计, 实现了垃圾箱与小车间的无线通信, 完成小车的设计要求。

关键词: 智能小车 垃圾回收 stm32f103 无线通信

The design and implementation of intelligent garbage collection car

QIN Peng-fei; CHEN Chuan-qi; WEI An-wen

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

Abstract: The main content of this article is the research and development of a smart car which is based on the stm32F103 micro controller. The design aims to design and implement a smart car, which main functions are the preset trajectory travel and garbage collection. The design of the car consists of four modules. They are called power system design, control system design, image recognition system design and wireless communication system design. Power system with four-wheel design architecture uses DC motor. Control system uses stm32f103 chip as the core, by changing the duty cycle of the output PWM wave to implement the trolley travel control. Image recognition system uses the camera to identify the road ahead, which can automatically avoid obstacles. The electrical design of trash implements the wireless communications between trash and car. which makes the car complete the design requirements.

Keywords: Smart Car Garbage collection STM32F103 Wireless communication

0 引言

随着经济的发展、城市化进程的加快和人民生活水平的提高, 垃圾的排放量迅速增加。对垃圾泛滥成灾的现实, 世界各国的视线已不再仅仅停留在如何控制和销毁垃圾这一老问题上, 而是采取积极的态度和有力的措施, 着手科学地处理、利用垃圾, 将垃圾列为维持经济可持续发展的“第二资源”, 向垃圾要资源、要能源。

根据现在社会的需要, 拟研究智能小车回收垃圾的项目^[1]。本项目设计的智能小车, 以 STM32f103 单片机为控制核心, 利用摄像头实现道路识别和避障, 使用 NRF2401 的 2.4G 无线通信模块实现与垃

圾箱之间的通信, 配置液晶 12864 对小车状态进行实时显示, 具有成本低, 功能丰富, 性能稳定, 维护方便等优点, 同时在不改变硬件的前提下, 升级空间大, 实用性强。

本研究将智能小车大胆的应用到人们日常生活中, 能够减少人力资源与经济资源的浪费, 减轻商业街道或生活小区环卫清洁工人的负担, 弥补了国内市场在这一领域的空白。

1 系统设计

该小车系统, 包括智能小车和控制站两大部分, 控制站主要利用无线通信实现对小车工作模式的设置、调配和各垃圾箱实时状态的显示等功能。小车

* 指导教师: 滕飞

项目类型: 大学生创新项目 (2014B65271)

部分以单片机最小系统为控制核心，通过对若干外设的驱动完成已设定的垃圾处理工作。小车具有摄像头循迹，速度测定，无线控制，声光提示等功能。

小车具有自动和手动两种工作模式。自动模式由摄像头检测路况并寻找目标垃圾桶，摄像头循迹可实现避障功能^[2]，增强小车的路面适应能力。垃圾桶经过电气设计，可以进行报警提示，当垃圾桶的承载到一定程度，会触发传感器发出溢满信号并进行蜂鸣器报警，小车检测到该信号后，分析信号来源，到达指定位置后进行模拟的垃圾回收过程。回收完毕后，警报解除，小车回到指定位置，继续待命^[3]。

小车的手动模式由 4*4 键盘进行切换，人为选中指定垃圾桶，由小车进行自动寻找定位并进行模拟的垃圾回收过程。手动模式的出现很好的避免了在无线通信出现干扰情况后的垃圾回收的问题^[4]。

2 垃圾回收小车的硬件设计

智能小车具有完善的传感器系统^[5]运动控制算法、实时通信的能力以及可靠的执行机构。系统整体结构图与具体功能如图 1 所示：

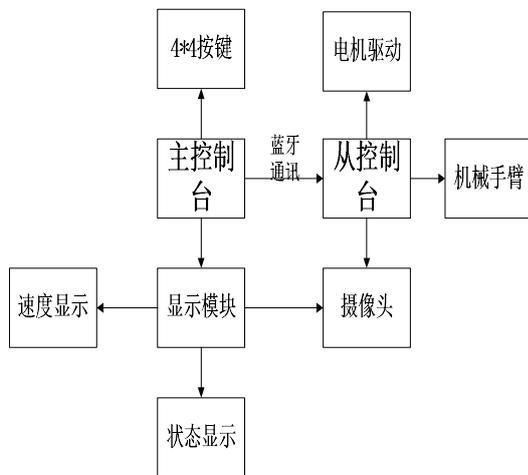


图 1 结构功能图

Fig.1 Structure function chart

小车硬件由动力系统，控制系统，无线通信系统，图像识别系统组成。

2.1 动力系统设计

动力首先采用直流电机，直流电机可以实现平滑而有效的调速。而且不需要其它设备的配合，只要改变输入或励磁电压电流就能实现调速^[6]。直流电机机械特性的线性度好，速度快，反应灵敏，转动转矩大，体积小，重量轻，成本低，另外，直流电机带负载能力强，调速平滑，PWM 调整范围广。

小车转向的实现，由动力差来实现转向，通过

改变两侧轮子的速度，产生速度差。此方案不需要转向器，程序简单，控制方便。

小车的驱动采用利用控制器产生的 PWM 脉冲，利用 L298 模块进行功率放大，进而驱动直流电机带动小车。利用 PWM 脉冲驱动脉冲小车，提高直流电机的精确度。

2.2 控制系统设计

选用 STM32F103 系列低功耗单片机^[7]。该系列单片机基于 ARM Cortex-M3 内核，处理速度快，时钟频率可达到 72MHz，同时外设资源丰富，价格低廉。与 51 单片机相比较，优点较为突出，包括处理速度上的明显优势，地址空间和片上存储器的充足空间，以及 STM32F103 开发工具 UV4 带有完整的库函数且有标准 C 编译器。

2.3 无线通信系统设计

使用基于 NRF2401 的 2.4G 无线通信模块^[8]，该模块具有传输速度快、功耗低和价格便宜等优点。此设计在于实现垃圾桶与小车的联系。在垃圾桶上的模块发出信号，控制小车前进或倒退，从而实现智能的效果。通过无线通信技术实现指令的接收和发送^[9]，并且能够实时显示各垃圾箱的情况和小车的当前工作状态。

2.4 图像识别系统设计

采用面阵 CMOS 摄像头传感器^[10]，采集到的信息是前方道路的整个一幅图像，获得小车前方的路况信息，如图 2，再将采集到的图像通过软件进行“二值化”(摄像头采集灰度图像的阈值大于预设值时将其置 1，相反则置 0)，根据二值化图像采用 PID 算法对舵机和电机控制^[11]。在自动控制系统中，PID 控制器是得到广泛应用的一种控制方法。由于电机转速与电枢外加电压的大小基本上成正比，这就构成了 PID 调节的基础。PID 运算过程中所有参数和计算值均以多字节浮点数表示，在控制过程中不断改变控制参数。系统运行中，通过定时器每间隔 T 秒中断一次，完成一次 PID 控制计算，从而不断调整被控参数，主程序中的 PWM 驱动模块根据控制参数而改变 P0 口输出值，调整 PWM 输出波形，完成实时控制任务，最终使小车能够沿着预定的道路前进。这个方法不仅可以识别道路的中心位置，同时还可以得到道路的方向，道路的曲率等信息。这样可以有效地对小车进行运动控制，提高车模路径跟踪速度和运行速度。

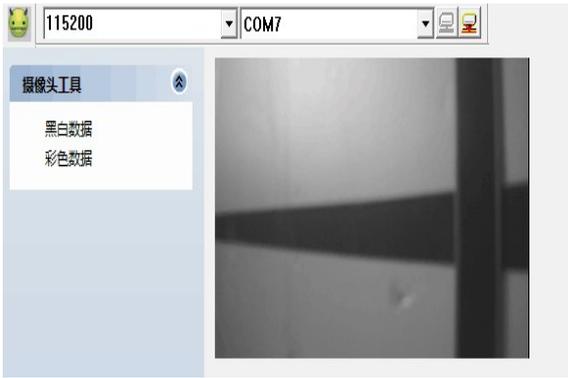


图 2 小车前方路况

Fig.2 The situation in front of the car

其次，小车的两个控制站为小车的核心部分，主控制站可以显示小车的名称及状态，当小车前进或者后退，显示屏都会有相应的状态显示，这样便于随时调整小车状态。小车的速度会经过测速码盘显示在显示屏上，这样可以根据现实的情况，对小车的速度进行加减。

主控制站与从控制站由蓝牙模块连接通信，键盘连在主控制站。开始的时候，键盘给小车一个出发的信号，小车开始前进，摄像头对路面状况进行采集并判断，摄像头会对采集的图像进行二值化处理，使小车能够沿着预定的道路前进。垃圾桶在道路旁边的指定位置，摄像头采集到垃圾桶，如果垃圾桶没有到达一定程度报警，则小车不会对垃圾桶进行处理。当垃圾到一定程度，发出报警信号，小车接收到这个信号以后，判断信号来源，并行驶到指定位置，模拟垃圾回收。处理完成后回到指定位置^[12]。

2.5 机械手系统设计

机械手使用六个自由度的舵机，可以任何方向自由抓取。当小车达到指定位置时，单片机会发出一个触发信号给机械手，机械手执行预存的动作指令来完成对垃圾的抓取处理工作。

该智能小车^[13]，以单片机为控制核心，具有成本低，功能丰富，性能稳定，维护方便等优点，同时在不改变硬件的前提下，升级空间大，实用性强。

3 智能小车的软件设计

系统选用 keil 和 stm32 单片机进行数据处理，采用 C 语言对软件部分进行开发，使软件具有可读性好，可移植性好等特点。整个系统的程序采用子程序调用的模块化设计方式，各个子程序块设计相对独立，便于后期的修改和调整。程序的流程如图 3 所示。

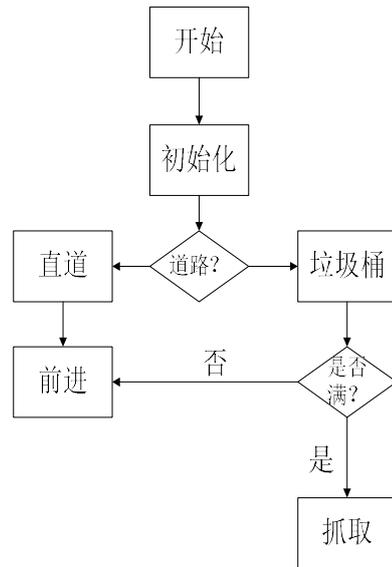


图 3 程序流程图

Fig.3 Program flow chart

4 测试与分析

4.1 摄像头的参数设定

摄像头采用 OV7670 模块，该模块工作原理系统以 FPGA 为主控平台，设置图像传感器输出格式为 RGB565，工作时钟为 72MHZ，采集速度达到 30 帧每秒，有效像素 30 万。我们知道 HREF 的高电平宽度等于我们所要显示的一行像素的数据^[14]的个数：VSTART、VSTOP 这两个寄存器决定了采集的行数也就是高度 $VSTART = HEIGHT * 2 + VSTOP$ ，只要输入图像的行起始点，场起始点，宽度，高度计算得到相应寄存器的值。我们需要摄像头的传出一帧图像的宽度和高度为 320*240，可以根据以上的方法得到寄存器的数值。图像采用的固定的阈值。阈值为 110，小于 110 为 1，大于 110 为 0,1 代表白色区域，0 代表黑色区域，如图 4 所示。



图 4 二值化数据

Fig.4 Binary data

对用摄像头循迹的准确率也做了相应测试，小车循迹十圈只有一圈会出现偏离跑道的情况，所以用摄像头循迹的准确度很高。

4.2 机械手的参数设定

机械手臂六个舵机，需要六个定时器通道，我

们采用不同的定时器通道来控制这六个舵机分别是以下定时器：定时器 4 的通道 1,2,3,4 和定时器 3。
 CCR41_Val=800;CCR42_Val=1350;CCR43_Val=1500;CCR44_Val=400;CCR32_Val=1500;CCR33_Val=1000;通过不同的占空比来控制转动不同角度，总的长度是 400 到 1600 代表角度从 0 到 180°。从上到下依次打开相应的定时通道，机械手臂逐步完成不同角度的转动，手臂的每一个动作延时一秒，如图 5 所示。

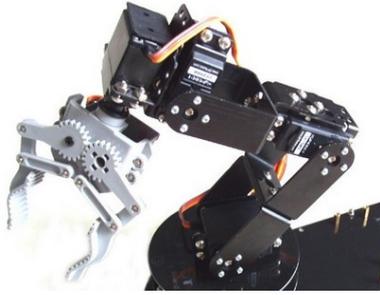


图 5 机械手实物图

Fig.5 Manipulator real figure

5 结束语

智能垃圾回收小车的设计根据申请书的要求，以 stm32F103 为控制核心，结合直流电机驱动模块、摄像头驱动模块、声光提示模块和光电测速模块，实现了小车的自动循迹行走，自动避障功能，并可通过与垃圾箱间的无线通信精确定位垃圾点并消除垃圾点发出的模拟信号。实现了小车的智能化和实用化。

小车的整体功能设计分为手动和自动两种模式。在自动的模式下，小车在接收到垃圾点处发出的溢满信号后，自行启动完成指定垃圾点处模拟信号消除的任务并返回，继续待命。在手动的操作模式下，可随意选取待收垃圾的垃圾箱，小车根据选定完成任务。手动模式的出现，很好的避免了在无线通信出现干扰情况后的垃圾回收的问题。在垃圾处理方面我们加入机械手，很好完成的这方面的实验要求。垃圾桶的电气设计也很好的体现出智能。所以整体达到对垃圾的自动处理。

参考文献

1. 陈志华,谢存禧,曾怀德.巡逻机器人的研究现状与应用前景[A].机械工程技术,2003,32(6): 19-21.
2. 姜悦悦,王宏华.基于多传感器信息融合的智能安保巡逻

- 小车[B].电气技术与自动化,2012,41(6):203-205.
3. 应翔,雷鹏飞,高坎贷等.智能巡逻车的系统分析与实现.福建电脑,2010,26(3): 11-16.
4. 蔡自兴.机器人学的发展趋势和发展战略[J]. 机器人技术与应用, 2001(4):188-216.
5. 祝宏,曾祥进. 多传感器信息融合研究综述[J]. 计算机与数字工程,2007(12): 46-48.
6. 胡润锋.NTC 热敏电阻温度传感器[J].技术与应用,2001(7):26-29.
7. 何安科.基于 STM32 与光强传感器 BH1750 的无线路灯控制系统[A].企业科技与发展, 2011(20):15-17.
8. 沙爱军.基于单片机的超声波测距系统的研究与设计[A]. 电子科技,2009:57-61
9. 王胜源,张洪武,赵凯,等.无线收发模块在多机通信中的设计与实现[J]. 吉林大学学报(理学版),2006,44(3):470-472.
10. 李旭东, 廖中浩, 孟娇. 基于 CMOS 摄像头的智能车控制系统设计及实现[A]. 吉林大学学报(信息科学版)2013,31(4):414-418.
11. 李兴泽, 王福平.基于 CCD 摄像头的小区自动循迹停车系统[A].计算机应用, 2013,33(S1):321-323.
12. 蒋学润,李中华,毛宗源. 基于 VB 的数据采集智能模块与上位机串行通信的实现[J]. 自动化与仪表,2003(6): 61-63.
13. 詹新生, 张江伟.基于 AT89S51 的无线数据采集系统设计[J].实验室研究与探索, 2011,30(4): 199—202.

基于两轮自平衡小车的可移动空气加湿器*

王 浩；郭英杰；李 佳

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130000)

摘要：普通空气加湿器加湿范围有限，无法调节整个室内湿度。设计了两轮自平衡小车的可移动空气加湿器可移动地对室内加湿，利用单片机控制技术、PID 控制完成对整个室内湿度的平衡，并可以对室内湿度进行监测。

关键词：两轮自平衡小车 加湿器

Portable air humidifier based on the two-wheel self-balanced vehicle

Wang Hao; Guo Ying jie; Li Jia

(College of Instrument science and electrical engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract: The ordinary air humidifier humidification scope is limited, and it can't adjust the indoor humidity. Portable air humidifier of the two-wheel self-balanced vehicle can move to indoor humidifying. It uses single-chip microcomputer control technology and PID control for the entire indoor humidity balance, and it can monitor the indoor humidity.

Key words: Two-wheel self-balanced vehicle Air humidifier

0 前言

气候干燥，空气湿度小，不仅令人不适，还有利于一些细菌和病菌的繁殖和传播。试验表明，45%~60%，而目前市面上能买到的空气加湿器无法准确达到此范围，而且也达不到室内均匀加湿。两轮自平衡小车具有运动灵活、智能控制、操作简单等优点，适用于在狭小空间内运行，具有良好的发展前景，支持以后的开发利用。为此，本项目是基于两轮自平衡小车^[1-3]的可移动空气加湿器，可移动地对室内均匀加湿，实现室内湿度的平衡。在没有空调的办公场所，特别是寝室环境，可移动的空气加湿器是非常实用的。

1 两轮自平衡小车的可移动加湿器

本项目设计的可移动空气加湿器以单片机为主控芯片，安装于车身的陀螺仪(陀螺仪的输出值是相对灵敏轴的角速率，角速率对时间积分即可得到周围灵敏轴旋转过的角度值)和加速度传感器实时

采集数据，并传送至主控制器主控制器进行卡尔曼滤波和平衡算法处理，得出姿态调整所需的车轮加速度值，换算为电机的控制量，通过串口发送到舵机控制器，控制两路由舵机驱动的伺服电机做姿态调整安装于车轮的编码器得到实际速度^[4]和运行距离，反馈回主控制器，经由 PID 算法^[5]进行误差调整后再次将控制量发送到舵机控制器，形成一个闭环反馈整个系统不断进行调整便可以维持小车的平衡，通过温湿度传感器采集空气温湿度信息，将湿度信息传输至主控芯片，对加湿器进行模糊控制和 PID 精确控制以调节湿度达到指定湿度；主控芯片通过超声波传感器返回的信息控制电机，使小车在室内自动避障，并且利用采集回的湿度信息使小车趋于湿度低的片区。

2 系统总体结构

整个系统的电路设计包括单片机模块、自动加湿模块、温度模块、避障模块、平衡模块、稳压模块。系统结构框图如图 1 所示。

*指导教师：周志坚

项目类型：大学生创新项目(2015650942)

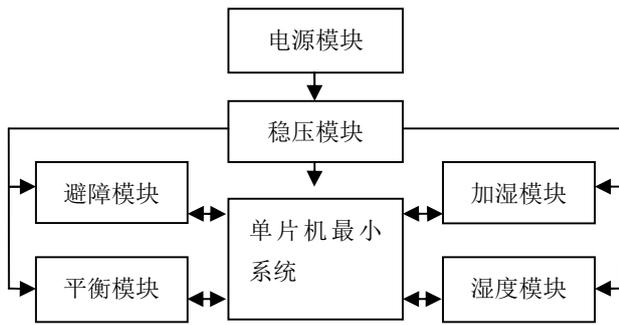


图 1 系统结构框图

Fig.1 System structure block diagram

3 结构模块介绍

3.1 稳压模块

利用 3 节 3.7V 锂电池供电,对于单片机最小系统,需要提供稳定的 5V 电源,由于 LM2940 稳压的线性度非常好,因此选用 LM2940-5 单对其进行供电。LM2596-5 转换效率高,带载能力大,但缺点是其纹波电压大,不适合做单机电源,而其他模块则需要通过较大的电流,对其他模块供电能保证充电的电源。

3.2 单片机模块

以 STM32F103C8T6 单片机^[6]作为主控芯片,这款单片机 Cortex-M3 CPU, 20KB RAM, 12 路 PWM 输出,工作电压为 2.0~3.6V, 64KB 存储空间, 7 个定时器, 16 路外部中断 I/O 口, 9 个通讯接口。采用 μ Vision4 IDE 程序烧录软件对单片机烧录程序。对应电路图 2 所示。

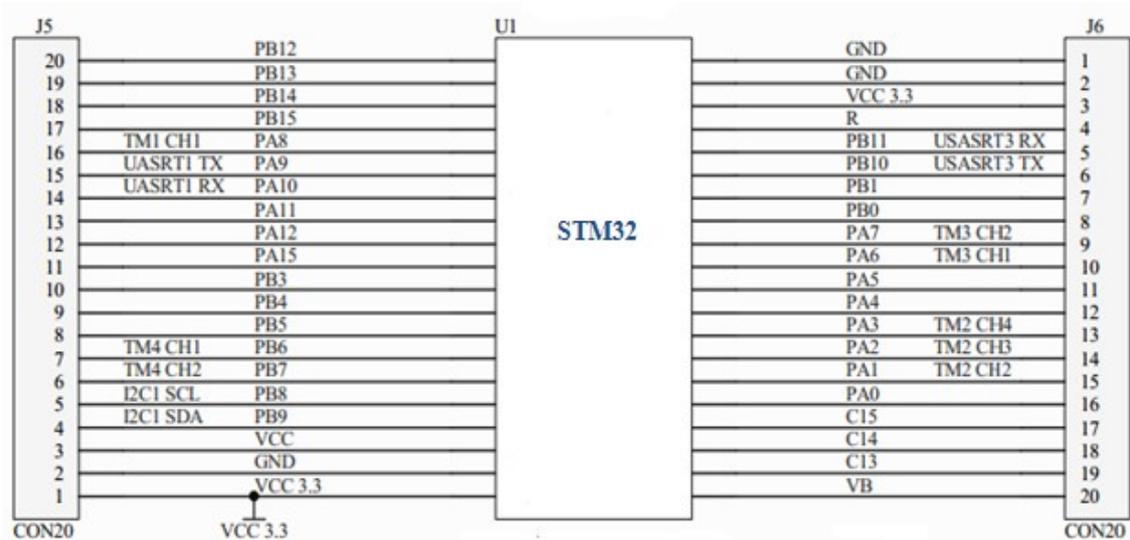


图 2 单片机最小系统电路图

Fig.2 Single chip microcomputer minimum system circuit diagram

3.3 平衡模块

选用 MPU-6050 作为测量小车倾斜角度传感器,所测的数据传入主控芯片,通过主控制芯片进行卡尔曼滤波和平衡算法处理,得出姿态调整所需的车轮加速度值,换算为电机的控制量,通过串口发送到电机驱动,控制两路由电机驱动的直流电机做姿态调整安装于车轮的编码器得到实际速度和运距离,反馈回主控制器,经由 PID 算法进行误差调整后再次将控制量发送到电机驱动,形成了一个闭环反馈整个系统不断进行调整便可以维持小车的平衡^[7]。MPU-6050 陀螺仪^[8]电路图如图 3,电机驱动电路图如图 4 所示。

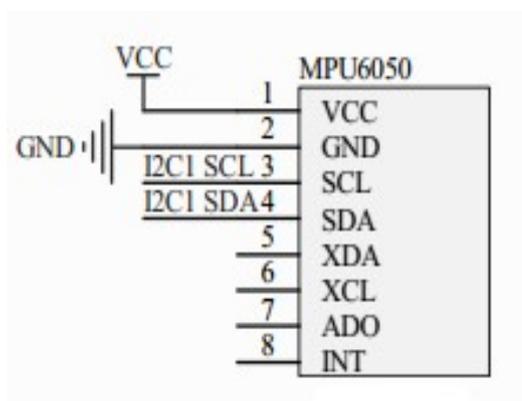


图 3 MPU-6050 电路图

Fig.3 MPU - 6050 circuit diagram

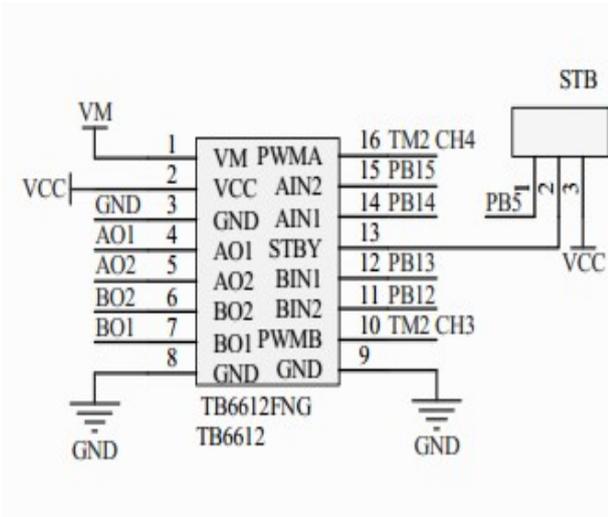


图 4 电机驱动电路图

Fig.4 Motor drive circuit diagram

3.4 避障模块

避障模块主要通过 HC-SR04 超声波传感器采集距离信息，判断小车周围障碍物位置，使小车及时躲避，并向相对湿度低的方向移动。HC-SR04 超声波测距模块可提供 2 cm~400 cm 的非接触式距离感测功能，测量角度为 15°，测距精度可达高到 3mm。输入触发信号为 10μs 的 TTL 脉冲，超声波时序图如图 5 所示。

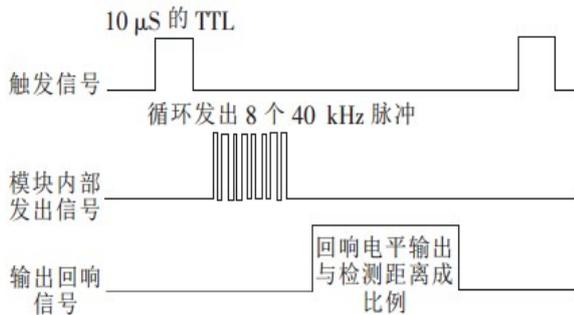


图 5 超声波时序图

Fig.5 Ultrasonic sequence diagram

3.5 湿度模块

DHT22 数字温湿度传感器是一款含有已校准数字信号输出的温湿度复合传感器，它采用专用的数字采集技术和温湿度传感技术。传感器包括一个电容式感湿元件和一个 NTC 测温元件，并与一个高性能 8 位单片机相连，因此具有响应超快、抗干扰能力强、性价比极高等优点。每个 DHT22 传感器都在极为精确的湿度校验室中进行校准，校准系数以程序的形式储存在 OTP 内存中，传感器内部在检测信号的处理过程中要调用这些校准系数。DHT22 传感器信号传输距离可达 20 m 以上，其测量条件为 -20℃~80℃，湿度精度为 ±5%RH，温度精度小于 ±0.5℃；单总线接口，一次通信时间为 5 ms。

3.6 加湿模块

超声波加湿器采用高频震荡(震荡频率为 1.7MHz，超过人的听觉范围)，通过雾化片的高频谐振，将水抛离水面而产生自然飘逸的水雾。产生的雾化颗粒均匀在 5 微米左右，使单位加湿量的能耗指标降至最低。超声波加湿器的电耗远远低于其他加湿器，而且它的噪声也比其他加湿器小。使用其他加湿器存在体积大造成两轮小车不能平衡的问题，而超声波加湿器体积小，更适合于本设计。

4 软件程序设计

系统的软件流程如图 6 所示。

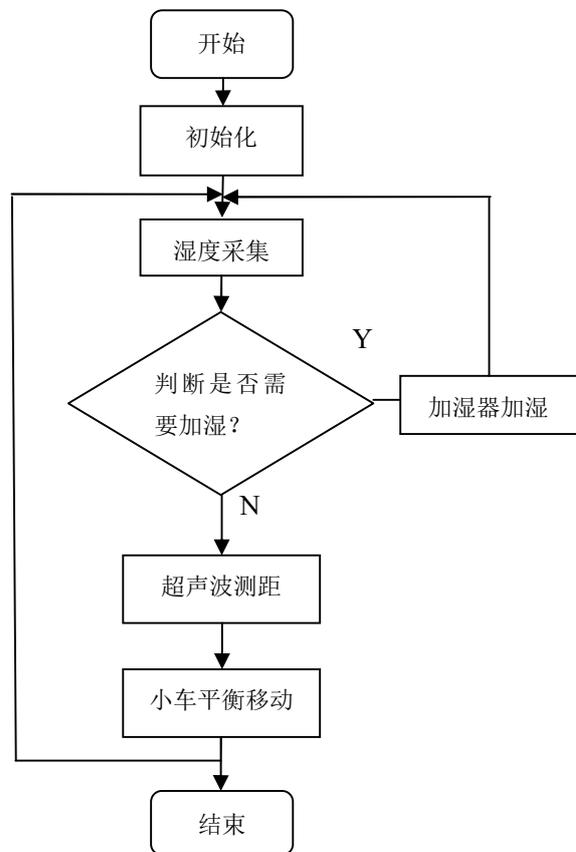


图 6 系统软件流程图

Fig.6 The flow chart of system software

在打开开关后，首先系统进行初始化，主要完成软复位、模式设定、时钟频率设定和管角设定。然后平衡模块通过测出各数据反馈到单片机最小系统中控制两轮小车平衡，之后开始对湿度、距离进行采集传送到单片机最小系统，通知 PWM 控制电机转动和加湿器精准加湿。两轮小车自平衡的 PID 控制^[9-10]流程图如图 7 其所示。

表 2 不同地点湿度测试表

Table 2 Different locations humidity test table

室内位置	起始湿度	最终湿度
1	35%	45%
2	35%	44%
3	34%	42%
4	33%	44%
5	32%	43%

由表 1 和表 2 可知：在上述任何天气下本设计基本都可以达到指定湿度，但所需要的时间受天气变化影响较大，在雨天加湿器还是比较容易达到目标湿度的。同时也测得室内不同地方的湿度最大偏差不超过 5%，基本实现了均匀加湿。

6 结论

本文提出了可移动加湿器的设计方案，通过两轮自平衡小车与加湿器的结合实现了在室内移动的加湿，从而实现了均匀加湿。设计的小车可以在无人的控制下对空气进行加湿，通过超声波避障功能成功躲过障碍。实验结果表明，本设计在任何天气下对室内加湿都能达到目标湿度，室内的最大湿度差（室内最大湿度与最小湿度的差值）也可以控制在 5%，达到了较好的实验效果，说明本设计基本满足使用要求。本设计具有小体积、低功耗和行动灵巧等特点，因而有着广泛的应用前景。

参考文献

1. 李红美,李智,高飞.平衡的杰作——赛格威 FIT 两轮平台电动车[J].电器工业. 2002, [6]:19-21.
2. 张培仁.基于 16/32 位 DSP 机器人控制系统设计与实现[M].北京:清华大学出版社, 2006:911.
3. 霍亮.两轮自平衡电动车的关键技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2010.
4. 于庆广,刘葵,王冲等.光电编码器选型及同步电机转速和转子位置测量[J]. 电气传动,2006,36[4]:17~20.
5. 谢克明.自动控制原理[M].北京:电子工业出版社,2009.
6. 薛涛.单片机与嵌入式系统开发方法[M].北京:清华大学出版社,2009.10.
7. Ren Yafie,Ke Xizheng,Liu Yijie.MEMS Gyroscope Performance Estimate Based on Allan Variance[A].In

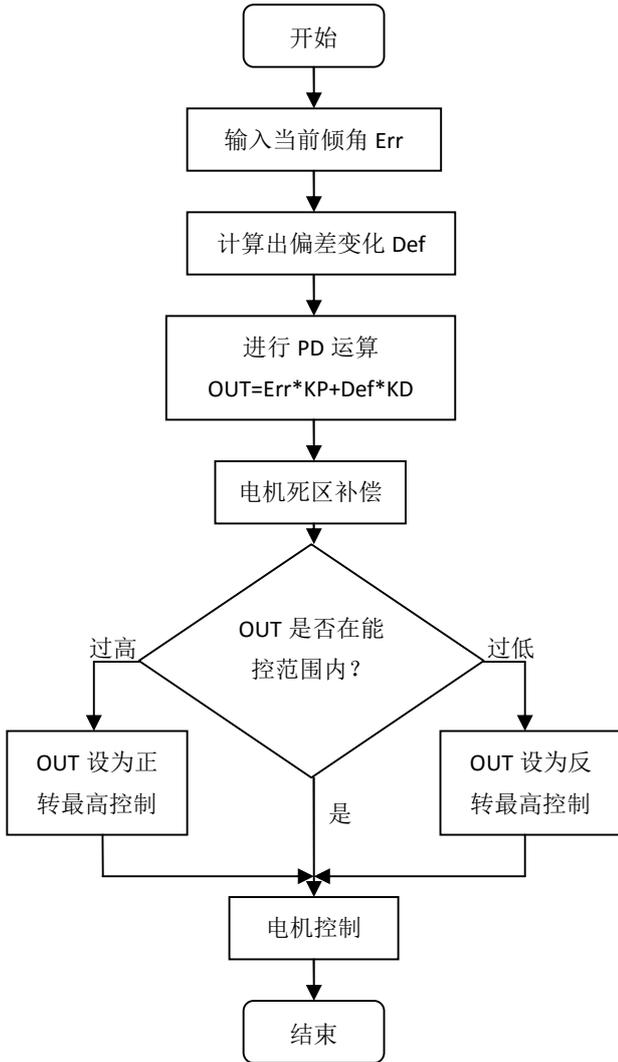


图 7 自平衡 PID 控制流程图

Fig.7 Since the balance of PID control flow chart

5 功能测试与应用

本设计的系统用于给市内加湿，为更好的测试加湿的效果，实验中选择天气(取平均湿度)和室内不同地点(在室内任取五个点)进行加湿的测试。测试结果如表 1 和表 2。

表 1 不同天气湿度测试表

Table 1 Different weather humidity test table

实验编号	天气	起始湿度	最终湿度	所需时间
1	晴天	31%	42%	2h
2	雨天	38%	46%	1h
3	多云天	35%	45%	1.5h
4	阴天	36%	43%	1.3h

- Proceedings of 2007 8th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, Xi'an China.1, 260-263.
8. N. Yazdi, F. AyaZi, andK. Najafi. MICROMACHINED INERTIAL SENSORS[J]. Proceedings of the IEEE, Aug. 1998. 86[8], 1640 — 1659.
 9. Hongxia Guo,Jinming Yang,Wengang Liu, PID neural network control of brushless doubly-fed machine[J].Control Theory & Applications. 2008,25[1],53-56.
 10. He Kezhong,Sun Haihang,Guo Mtthe ed all.Research of intelligent mobile robot key techniques[J].IEEE International Conference on Industrial Technology.1996:503~507.

多功能分布式环保监测系统的设计与实现^{1*}

陈 刚；张嘉鑫；郭 宁

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061)

摘要: 本文介绍了一种以 STC89C52 单片机为核心, 利用温湿度传感器 DHT11、烟雾探测器 MQ-2 以及灰尘传感器 DSM501 采集空气数据, 并经过通用分组无线服务技术 GPRS 模块发送至上位机的分布式环保监测系统的设计。该系统可快速、实时监测该系统周围的环境数据, 并在无线通讯信号覆盖区通过 GPRS 将监测数据发送至指定的上位机, 克服了之前的相关系统数据监测不够实时、仪器体积太大不方便携带等缺点, 是未来该领域的重点发展方向。

关键词: 环保监测 STC89C52 GPRS

Design and implementation of multifunction distributed environmental monitoring system

Chen Gang; Zhang Jia xin; Guo Ning

(College of Instrument science and electrical engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract: This paper introduces a design that STC89C52 high-performance single chip micro controller as the core, using temperature and humidity sensor DHT11 dust, smoke detectors MQ - 2 and sensor DSM501 air data, and pass by GPRS module to send first place machine distributed environmental monitoring system. The system can quickly and real-time monitoring of the key data index system environment, and the wireless signal coverage through general packet radio service (GPRS) technology will monitor the data sent to the specified upper machine, overcome before enough relevant data monitoring system in real time, shortcomings and so on instrument bulk is not convenient to carry, is the future focus direction of the field.

Key words: Environmental Monitoring STC89C52 GPRS

0 前言

近年来, 随着社会经济的不断发展, 环境问题日益严重, 环境问题十分严峻。在环保工作中, 环境监测作为一个重要环节, 可以对人们周围的生活环境进行有效的监测, 并对突发的环境问题进行警告, 同时更好的与实际情况相结合提出问题处理措施, 因而环保监测系统的建立越来越受到人们的关注^[1-2]。本设计主要研究的问题是如何能更有效、更快速的监测大气环境数据, 并实时将测量结果反馈到监控主机上, 从而有利于进一步的数据分析, 提出当前环境问题的解决方案。

1 总体设计

本设计主要由以下六个模块构成, 分别是单片机控制模块、温湿度监测模块、烟雾监测模块、空气质量监测模块、LCD 显示模块以及数据传输模块。其中单片机控制模块是整个系统的核心部分, 由其来处理数据, 并传输给数据传输模块来发送数据, 起到控制协调各模块工作的作用。系统开始工作时, 温湿度检测模块、烟雾监测模块、空气质量监测模块首先对系统所处的环境进行空气质量的数据采集, 之后将数据处理, 并传输给单片机, 单片机对各检测模块传入的数据进行处理, 然后将数据传输给 LCD 显示模块; 同时经过 GPRS 模块, 上传到监测

* 指导教师: 赵静

项目类型: 大学生创新项目 (2015650943)

主机(上位机), 监测主机的上位机软件实时显示当前空气质量各指标数据。

2 具体设计方案

2.1 硬件设计

本系统结构组成如图 1 所示。

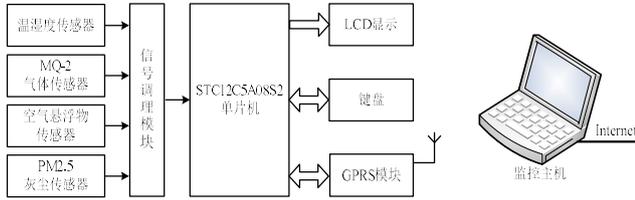


图 1 系统组成框图

Fig.1 The diagram of system's module

2.1.1 检测模块电路

本设计中的温湿度测量采用 DHT-11 温湿度传感器进行测量。DHT-11 温湿度传感器是一款含有已校准数字信号输出的温湿度复合传感器，它应用专用的数字模块采集技术和温湿度传感技术，确保产品具有极高的可靠性和卓越的长期稳定性。传感器包括一个电阻式感湿元件和一个 NTC 测温元件，并与一个高性能 8 位单片机相连接。因此该产品具有体积小、超快响应、抗干扰能力强、性价比高等优点^[3]。

烟雾检测模块采用的是 MQ-2 烟雾传感器，MQ-2 气体传感器所使用的气敏材料是在清洁空气中电导率较低的二氧化锡(SnO₂)。当传感器所处环境中存在可燃气体时，传感器的电导率随空气中可燃气体浓度的增加而增大。使用简单的电路即可将电导率的变化转换为与该气体浓度相对应的输出信号^[6]。

空气质量监测电路我们则采用了测量精度较高的 DSM-501 灰尘传感器。我们选用的是韩国 SYHITECH 的专利产品，其特点是：采用 PWM 脉宽调制输出，采用粒子计数原理，可灵敏检测空气中粒子直径在 1 μ m 以上悬浮物，且其中有一个内置的加热器，可将周围的空气自动地吸入其中进行监测，且尺寸很小，重量很轻，易安装使用^[4]。

各传感器模块电路如图 2 所示。

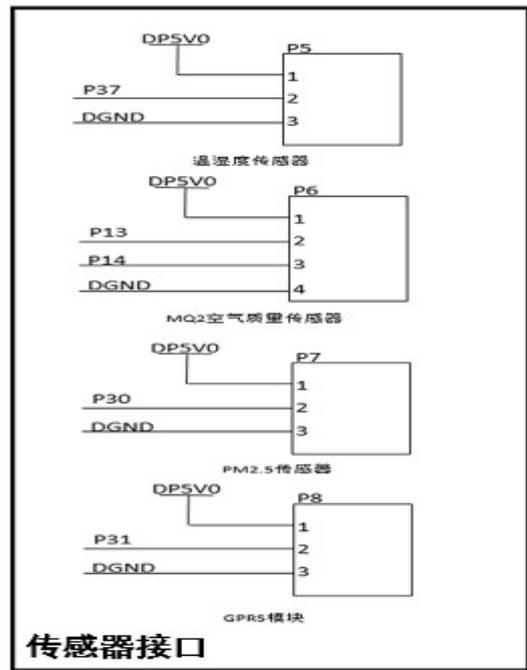


图 2 传感器模块电路图

Fig.2 The diagram of sensor module circuit

2.1.2 数据传输模块电路

GPRS 全称为通用分组无线业务(General Packet Radio Service)，是 GSM 移动电话用户可用的一种移动数据业务，具有传输速率高、传输距离远、资费低廉等优点^[5]。基于 GPRS 无线通信的数据采集系统主要有具有自制性的数据采集终端(Data Terminal)和服务端管理软件组成。数据采集终端具有模拟量和数字量的 I/O 接口，可以连接数据采集设备^[8]。数据采集终端还有一个无线通信接口，可以通过 GPRS 无线网络与服务器管理软件建立 TCP 连接，把数据采集设备采集到的数据发送给服务器。服务器管理软件对采集到的数据进行分析、处理和存储，从而实现终端或相关设备的监控。

模块通信原理^[7]以及与单片机的连接如下图所示。

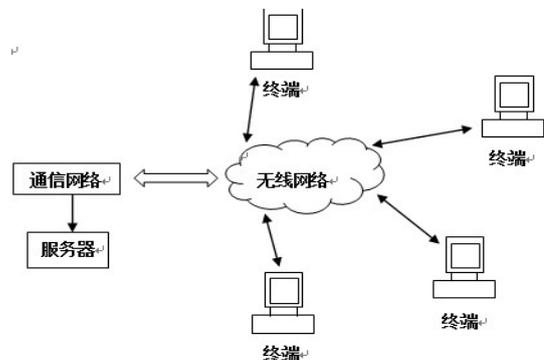


图 3 GPRS 模块通信原理图

Fig.3 The principle diagram of the GPRS module communication

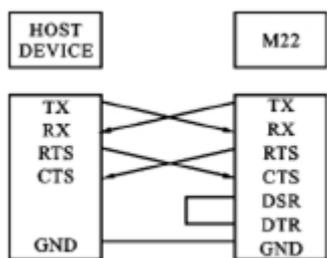


图 4 单片机与 GPRS 模块连接图

Fig.4 The diagram of MCU and GPRS module connection

2.1.3 LCD 显示电路

采用 LCD1602 工业字符型液晶显示屏,用来实时显示监测的各项测量数据,便于在现场及时观察、记录。

LCD 显示电路连接图如图 5 所示。

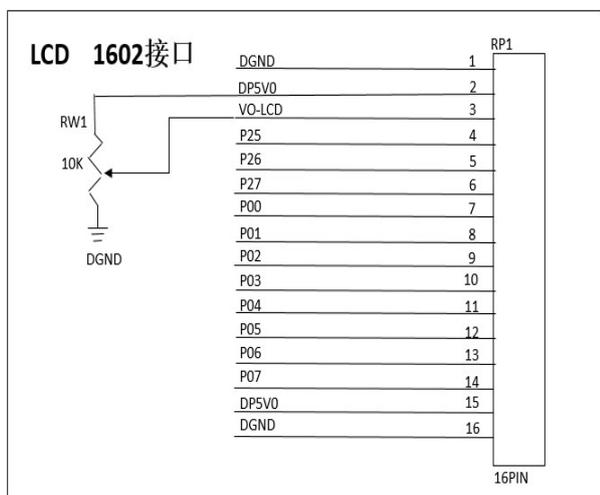


图 5 LCD 显示电路连接图

Fig.5 The diagram of the LCD display circuit connection

2.2 软件设计

主程序的设计充分发挥了 C 语言的模块化和重用性特点,结合单片机程序的特点编写。主程序进行初始化后即进入一个无限循环之中,除非发生中断,单片机将一直在循环中运行。

其中的 flash 读取程序是作为主程序的旁枝画出的,当读取 flash 数据时主程序的运行本来就处于一个非正常模式。通常是在对终端发送的数据产生疑问时检查用的,这时候主程序的其他部分是没有运行意义的。另外主程序中没有体现任何中断处理函数。

上位机软件采用图形化的 LabVIEW 完成设计与开发,无需编写繁琐复杂的计算机程序代码,即可实现监测系统的构建,且界面友好、美观。主要功能有:监听 TCP 端口,建立连接,接收 GPRS 模块传输过来的数据;对数据进行处理,显示数据,并保存到数据库;查看历史数据等。

上位机 LabVIEW 设计框图如图 6 所示。

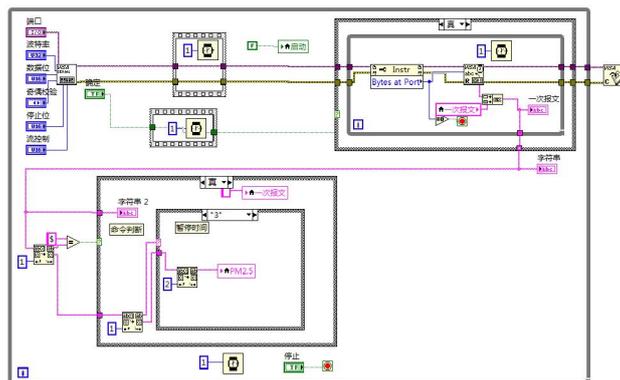


图 6 上位机程序设计框图

Fig.6 Monitoring programming block diagram

3 测试结果分析

在设计完成后,我们对整套成品进行了技术测试。系统运行状况良好,对温度的测量范围为 0°C - -50°C ,误差在 $\pm 2^{\circ}\text{C}$ 以内;湿度测量范围为 20%-95%,误差在 $\pm 5\%$ 以内。我们也对烟雾探测模块进行了测试,当模块处在烟雾环境中时,系统报警,表明烟雾浓度过高;在正常空气环境下则可以正常工作。PM2.5 检测模块也工作正常,实测误差不超过 $0.1\mu\text{g}/\text{m}^3$ 。GPRS 数据传输模块可准确传输数据,但由于网络传输速度等原因,上位机接收到的实测数据比系统实时监测数据稍慢。

整个监测系统的实物图与上位机界面如下图所示。

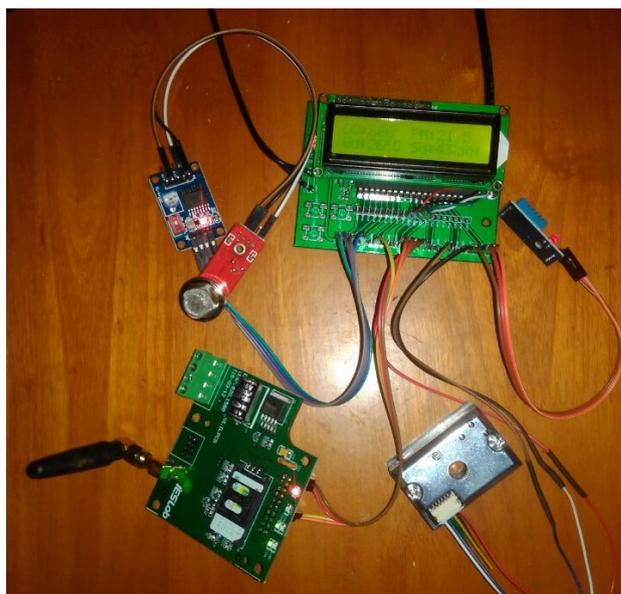


图 6 系统实物图

Fig.6 System's real figure



图 7 上位机界面

Fig.7 Monitoring program interface

4 结语

本文设计了一种基于单片机 STC89C52 的多功能环保监测系统，通过多模块的配合，可实时监测现场的温湿度、烟雾浓度、PM2.5 等空气数据，并可以通过 GPRS 模块传输到远方的监控主机上，便于进行监控和进一步的数据分析。通过进一步的完善，该系统完全可用于各种环境下的环境监测，且体积小巧、便于携带，可在多种复杂环境下得到有效的应用。

参考文献

1. 杨耿峰. 试论环保监测应急系统的应用发展[J]. 环境与生
活. 2014. 第 22 期: 426-428.
2. 郑雪松. 室内空气环境污染及环境检测策略研究[J]. 科技
与企业. 2015. 第 6 期: 85.
3. 倪天龙. 单总线传感器 DHT11 在温湿度测控中的应用[J].
单片机与嵌入式系统应用. 2010. 第 6 期: 60-62
4. 何强, 文卉. 基于单片机和 DSM501 测量 PM2.5[J]. 电子
世界. 2014. 第 16 期: 27-28.
5. 唐强宜, 唐成凯. GPRS 技术在环保监测领域的应用[J].
西安航空技术高等专科学校学报. 2011. 第 29 卷(第 5 期):
72-74.
6. 李文琛. 基于多传感器数据融合的无线环境监测系统
[D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
7. 王冬青. 无线传感器网络在环境监测系统中的研究与应用[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2008.
8. 崔周华. 基于 GPRS 与 ARM 的环境监测系统的研究与实现[D]. 武汉: 华中师范大学, 2010.

基于人眼识别的防疲劳驾驶系统设计与研究*

王 政; 左 濂 锐

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130026)

摘要: 系统旨在利用人眼图像识别技术对驾驶进行疲劳监测。设计并提出了一套基于图像信息判断驾驶员疲劳状态的流程。首先使用 Viola-Jones 算法, 在图像中直接进行人眼定位, 再对人眼图像处理得到人眼长宽比值 Q , 最后建立了 Q 值和疲劳状态的关联模型。实验证明, 提出的人眼定位方式比传统方式检测速度提高了 50% 以上, 同时能够适应头部不同姿态; 建立的“眼部相对长宽比-睁眼程度”模型具有良好的线性。模拟实际驾驶环境进行测试, 监测系统能够适应不同受试者并在 1s 内对疲劳状态的驾驶员发出警报, 在防疲劳安全驾驶领域有一定的应用前景。

关键词: 图像处理; 疲劳驾驶; 安全驾驶; 人眼识别; Viola-Jones 算法

Design and Research of Anti-Fatigued Driving System Based on Human Eye Recognition

Wang Zheng; Zuo Lianrui; Wang Tianzi

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

Abstract: The system is designed to monitor driver's fatigue based on human eye image recognition technology. Designed and proposed a process to determine the degree of fatigue with image information. First directly locate human eye via Viola-Jones algorithm, then get width-to-length ratio Q of human eyes, and finally established a correlation model of Q and fatigue. As experiment shows, the proposed eye-locating method with capability of different head postures runs more than 50% much faster than conventional ways; the established "Q - eye open level" model has good linearity with adaptation to different drivers. Simulate real driving environment for testing, the system can give alarms when driver's fatigue is detected within 1 second, which bestows a place in the field of anti -fatigue safe driving applications.

Key words: image processing; fatigued driving; safe driving; eye recognition; Viola-Jones algorithm

0 前言

随着机动车辆数目的快速增加, 疲劳驾驶逐渐成为影响交通安全的重大隐患。研究表明, 造成汽车碰撞事故的原因 25-30% 源于驾驶疲劳^[1]。现阶段, 国内外学者针对驾驶员疲劳状态的监测已取得了一定的成果。Bimber O 利用方向盘^[2]监测驾驶员的疲劳程度; 另有学者提出利用皮电信号进行监测^[3]。本系统利用人眼图像识别技术, 以非接触的方式监测使用者的疲劳状态。整个系统的处理流程可以概

括为: 人眼定位, 眼部信息获取和疲劳状态判断。针对每一过程, 在现有研究的基础上分别采取了一定的改进措施。

针对人眼定位, 东北大学的一些科研人员^[4-5]采用先在图像中找出人脸, 再在人脸区域内定位人眼的方法。这种方法虽然识别率较高, 但是耗时较长。本系统采用了直接定位人眼的方法, 结合人眼位置预判, 在准确识别人眼的前提下进一步加快了识别速度。眼部参数获取的过程中, 电子科技大学有科研人员^[6]提出在边缘检测后直接进行角点检测的方法, 但检测速度并不理想。本系统在图像边缘

* 指导教师: 李春生

项目类型: 大学生创新项目 (2015650948)

化之后进行图像填充，再提取眼部信息，提高了检测速度。在由眼部信息判断疲劳状态时，华东师范大学的研究人员^[7]直接选用眼部长宽比作为衡量判别眼部张度的参数，但由于存在个体差异，不同测试者眼部长宽比例是不同的。本文在此基础上，加入了初始化修正过程，解决了因个体差异而造成的标准不统一的问题。

1 快速人眼定位

为了在环境中准确并快速地定位人眼，本系统使用了 Viola-Jones 算法，跳过人脸定位的环节，在图像中直接定位人眼。Viola-Jones 算法的原理是在一个滑动窗口内提取 Harr 特征，并通过 Adaboost 分类器选出对区分人眼最有用的特征^[8]，最后经过训练，得到一个检测率很高而误检率很低的级联分类器来检测人眼^[9]。

因为人眼总处在图像的上半部分，只在这一区域内寻找人眼可以进一步提高定位速度。图 1 为“人脸-人眼”检测方法和直接定位人眼检测方法的运行结果。在同一台计算机上运行，相比于之前的方法节省了 50% 以上的时间。如图 2(a), (b) 所示，改进后的算法在可以在不同头部姿态，和佩戴眼镜的情况下检测到人眼，在提高检测速度的同时保证了算法的鲁棒性。

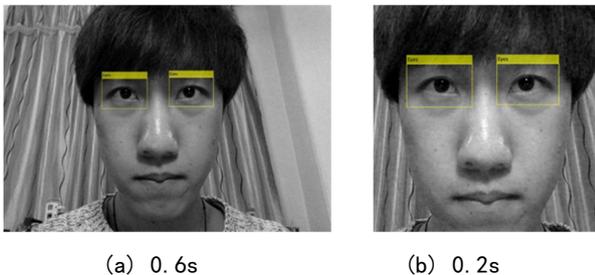


图 1 两种检测算法用时对比

Fig.1 Running time contrast of the two algorithms

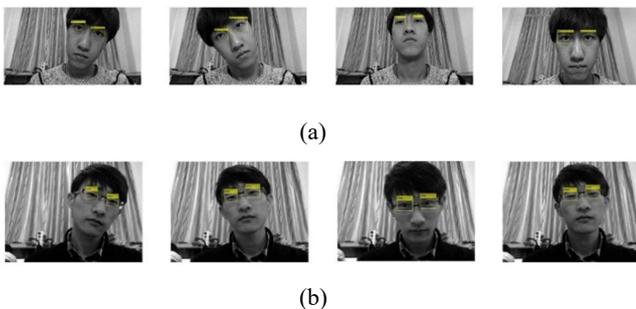


图 2 人眼定位测试结果

Fig.2 Test results of eye-location

2 眼部信息获取的快速算法

本设计通过改进的图像处理方法计算人眼纵向长度和横向宽度的比值 Q 来获取人眼的开合程度，提高了运算速度，具体处理流程如图 3 所示。



图 3 眼部信息获取流程

Fig.3 Process of eye information acquisition

2.1 边缘检测

在自然光源下，由于灰度差异明显，虹膜和巩膜的边缘最易分辨^[10]。人眼作为三维物体，在向二维投影的过程中，不可避免地会造成信息失真。上眼睑作为危险边缘，判断结果易受肤色和皮肤皱纹的影响，产生伪边缘或发生边缘漏判。因此，有效检测上眼睑轮廓是该边缘检测算法的核心目标。

Prewitt 算子具有水平和竖直两个矩阵模板，如图 4 所示。实际运算中，水平和竖直模板分别对图像各像素点进行卷积，水平方向上各点的卷积结果为 $G_x(i)$ ，竖直方向上得到的结果为 $G_y(j)$ ，通过公式 1 即可获得图像中各点梯度的近似值。

$$P(i, j) = \max[G_x(i), G_y(j)] \quad (1)$$

$$G_x(i) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad G_y(j) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

图 4 Prewitt 算子矩阵

Fig.4 Array of Prewitt operator

人眼上眼睑轮廓以水平方向为主，而 Prewitt 算子在水平和竖直方向的敏感性^[11]决定了其在人眼边缘检测中的良好效果。图 5 为截取到的眼部原始图像，以及使用不同算子进行边缘检测后的图像。可以观察到，Prewitt 算子运算结果具有最少的伪边缘，同时对上眼睑的检测能力突出，但仍有部分细节会对后续处理造成干扰，因此需要对得到的图像中的伪边缘进行消除。



图 5 不同算子测试结果

Fig.5 Test results of different operators

2.2 伪边缘消除

在边缘化之后，对得到的图像像素进行遍历，利用某一邻域内独立图形的面积大小作为判据，进行伪边缘消除。由于上眼睑和虹膜在边缘化处理之后均为大面积连通图像，而皱纹、噪点等则表现为小面积分散的图像，因此可以通过合理设定独立图形面积阈值来消除伪边缘。调节面积阈值 S ，得到

的输出如图 6 所示。当 $S=11$ 时，得到的图像只剩下上眼睑和虹膜边缘，原图像中的干扰细节得到了抑制。

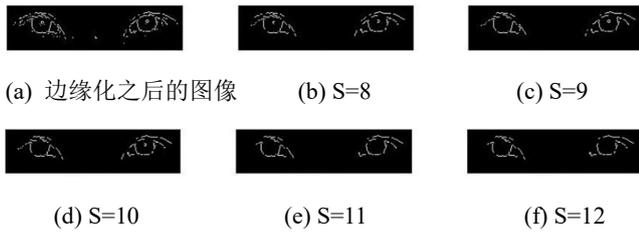


图 6 不同阈值 S 测试结果

Fig.6 Test results of different threshold S

2.3 图形填充

为了得到 Q 值，区别于传统的角点检测方法，本设计使用了眼部图像填充的方案，将原本开放的眼部边缘图形封闭化之后进行填充。在填充之前，首先进行灰度膨胀，以使图形尽可能地闭合。之后对图形进行闭操作，以充分填充眼部轮廓内部。由于经过前述处理之后的眼睑和虹膜轮廓面积较小，应合理设置闭操作中的结构元素大小，以达到既填充图像又尽可能减小对图像外轮廓的损失的目的。图 7(a),(b),(c)分别为去伪边缘处理后、灰度膨胀处理和闭操作后的眼部图像。

利用两种方案在同一台电脑上实际测试 100 帧图像，边缘化后直接采用 Harris 角点检测的方案每帧图像平均用时 0.135 秒，而本文提出的利用眼部图像填充获取 Q 值的方案将原来开放图形角点检测的问题转化成了闭合图形长短轴和面积检测的问题，平均用时为 0.017 秒，二者相差一个数量级。



图 7 图形填充的眼部图像

Fig.7 Results of image inpainting

由于实际使用过程某些干扰物（如头发）无法通过去除伪边缘的手段进行彻底消除，在最终的处理图像中会以连续体的形式体现，但是大部分情况下都小于人眼面积的大小。所以需要得到的数据进行坏值剔除。

3 疲劳状态判断及可靠性改进

在对驾驶员驾驶过程中的疲劳状态进行分析后，笔者将以下两种现象视为驾驶员进入疲劳状态：1 驾驶员头部下垂导致拍摄到的画面中没有人眼，并持续两秒以上。2 当拍摄到的画面中仍能定位到人眼，但人眼张开程度小于正常范围并持续两秒以上。

针对第二种疲劳状态，本设计提出了一种可靠性更高的判断方法。

3.1 Q 值与眼睛张度的关系

同一驾驶员眼睛大小基本不变，从眼睛完全张开到完全闭合的过程中连续采集 100 张图像，等间隔选取 10 张图像，按照眼睛张开程度编号为 1 至 10，1 号为完全张开，10 号为完全闭合。对于同一受试者，眼睛长宽比 Q 与眼睛张开程度的关系如图 8 所示，经过测试，Q 值的大小与人眼闭合程度具有良好的线性关系，可以利用 Q 值的大小来表示人眼的张开程度。

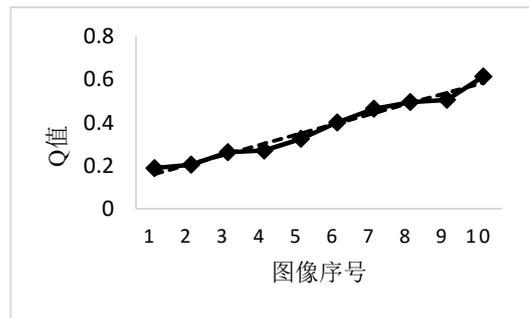


图 8 眼睛张开度和 Q 值的关系

Fig.8 Relationship between Q and eye open level

3.2 适应性疲劳阈值的确定

由于不同个体眼部大小的差异，不同测试者正常状态下 Q 值频率分布也不尽相同，不能以统一的 Q 值作为判断疲劳状态的标准，因此需要确定一个可以适应不同使用者的疲劳阈值。图 9 为测试者 P1 和 P2 的 Q 值频率分布直方图，由图可知，测试者 P1 的 Q 值众数为 0.3，有超过 80% 的 Q 值落在 $Q \geq 0.2$ 的区间内；测试者 P2 的 Q 值众数则为 0.5，超过 80% 的 Q 值落在 $Q \geq 0.3$ 的区间内。

为使系统适用于不同使用者，在系统进行疲劳监测前需要确定一个疲劳阈值 Q_0 。在系统启动之后，在一段时间内对驾驶员的眼部信息进行连续采集，以 80% 以上的概率分布点作为正式监测时的阈值 Q_0 ，判断驾驶员是否闭眼。具体流程如图 10 所示。

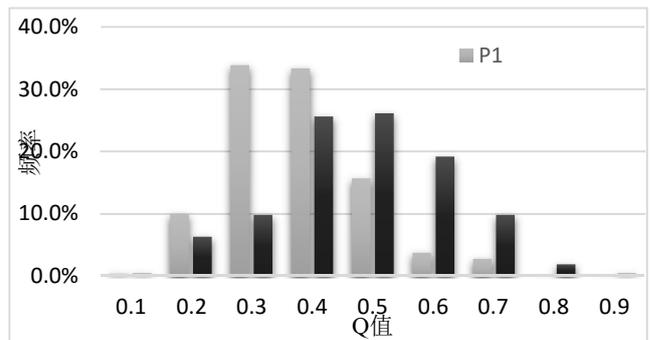


图 9 不同测试者 Q 值频率分布

Fig.9 Frequency distribution of Q from different test takers



图 10 系统运行流程

Fig.10 Process of system operation

当 $Q \leq Q_0$ 时, 认为人眼张开程度小于正常范围, 如果这一状态持续了 2 秒以上便认为驾驶员已经处于疲劳状态并应给出语音提醒。系统测试时, 使用秒表记录从测试者闭上眼睛到与听到语音报警之间的时间, 称为系统响应时间。测试结果如图 11 所示, 系统在测试者闭眼 3 秒内都可以给予提醒, 受测试者对语音提醒的反应时间影响, 响应时间波动在 0.5 秒以内。

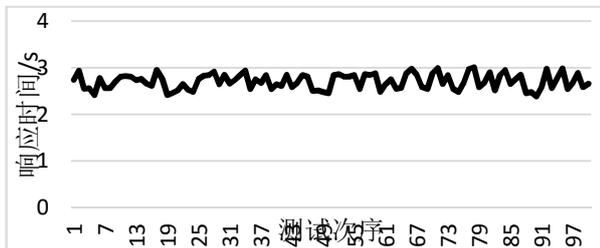


图 11 系统响应时间

Fig.11 Response time of system

4 结论

本系统基于图像识别技术监测使用者的疲劳状态, 相比于接触式测量, 不会给使用者带来不便, 有更广的应用范围。在以往人眼定位算法的基础上, 在保证算法鲁棒性的同时, 简化了人眼定位过程缩短了识别时间。眼部参数提取方案能够在较为复杂的测试环境中有效提取眼部图像的长宽比信息, 突破了驾驶员肤色, 肤质的限制。根据获得的眼部信息, 系统能够准确识别出驾驶员疲劳状态并给出语音提醒。经过多次测试, 系统均能够在驾驶员处于疲劳状态后的一秒内发出警报, 具有实用价值。

参考文献

1. 郑培. 机动车驾驶员驾驶疲劳测评方法的研究[D]. 北京: 中国农业大学车辆与交通工程学院 2001
2. Bimber O, Frohlich B, Schmalstieg D. Real-time view-dependent image warping to correct non-linear distortion for curved Virtual Show case displays [J]. Computers and Graphics, 2003, 27(1): 515-528.
3. 毛喆, 初新民, 严新平, 吴超仲. 汽车驾驶员驾驶监测技术研究进展[J]. 中国安全科学学报, 2005, 15(3): 108-112.
4. 陈晓敏. 适用于疲劳驾驶检测的人眼定位与跟踪算法的研究与实现[D]. 沈阳: 东北大学信息科学与工程学院 2010.
5. 王晓玉. 基于图像处理的驾驶员疲劳检测方法研究[D]. 沈阳: 东北大学信息科学与工程学院 2010.
6. 李立凌. 基于人眼定位技术的疲劳驾驶检测方法[D]. 成都: 电子科技大学 2012
7. 胡越, 郭延齐, 程文华. 基于 Matlab 的人眼疲劳度检测[J]. 信息技术, 2009, 8: 64-67.
8. 龙伶敏. 基于 Adaboost 的人脸检测方法及应用研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2008.
9. 李召荣, 艾海舟. 实时鲁棒的自动人眼状态分类[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2007, 3: 292-297.
10. 孟春宁. 人眼检测与跟踪的方法及应用研究[D]. 天津: 南开大学信息技术科学学院 2013.
11. 李哲涛, 李仁发, 谢井雄. 基于全向小波的图像边缘检测算法[J]. 电子学报, 2012, 12: 2451-2455.

基于 STM32 的婴儿睡眠监护系统*

周泽文；闫大伟；王添辉

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 ,长春 130000;)

摘要: 随着科技的发展,为了更好的照顾婴儿,本文提出一种基于 STM32F103 单片机的婴儿睡眠监护系统。本系统有踢被检测功能,利用放置于床垫下的温湿度传感器检测婴儿的被子覆盖状态。当放置于床垫下的温湿度传感器监测到婴儿睡眠的区域无被子覆盖时,播放音乐引起父母的注意。有体温精确检测功能,使用 AD590 电流输出型温度传感器测量人体的体温,由 LCD5110 液晶屏显示各种信息。经测试,该系统运行可靠,低成本、可实用。

关键词: STM32 单片机; AD590 温度传感器; 睡眠监护

Design of baby sleep monitoring system based on STM32

Zhou Zewen; Yan Dawei; Wang TianHui

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

Abstract: With the development of science and technology, in order to take care of the baby better, we propose an infant sleep monitoring system based on STM32F103 microcontroller. The system has a function of kicked quilt detection, to detect the cover state of the baby's quilt using the temperature and humidity sensors which is placed under the mattress. When the temperature and humidity sensors placed under the mattress have monitor the baby's sleep area with no quilt covering, the system plays music to arouse the attention of parents. There is the function of precise temperature detection, it uses AD590, a current-output temperature sensor, to measure the body's temperature, the various information is displayed by the LCD, which is LCD5110. After testing, the system is reliable, low-cost, and practical.

Key words: STM32F103 microcontroller sleep monitor

0 前言

在当今生活和工作节奏日益紧张的社会,女性往往要兼顾工作和家庭,既要照顾婴儿,还要料理家务,妈妈们往往手忙脚乱。婴儿一天中大部分时间都在睡眠,如何对其进行睡眠监护,在婴儿踢被或醒来时及时提醒父母防止婴儿着凉显得尤为重要。现今国外的婴儿睡眠监测系统只将视频传送到接受端,需要父母人为判断,对父母的监护经验有一定要求,未实现智能化,进一步减轻压力。本文设计的婴儿睡眠监护系统能有效的为妈妈们解决这个问题。利用放置于床垫下的温湿度传感器 DHT90 检测婴儿睡眠区域有无被子覆盖,若无被子覆盖,就会

播放乐曲发出警报。提醒父母来观察婴儿的睡眠状态^[1]。

1 系统整体设计

通过对现今婴儿睡眠监护系统的调查,我们将几种比较实用的功能整合,设计了一种智能婴儿睡眠监护系统^[2]。本系统有踢被检测模块,乐曲播放模块,体温精确检测模块,数据处理与控制模块,显示模块组成。婴儿睡眠监护系统结构图如图 1 所示。

* 指导教师: 邱春玲

项目类型: 大学生创新项目 (2015650960)

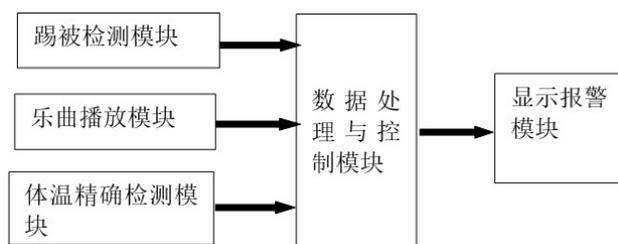


图1 婴儿睡眠监护系统结构图

Fig.1 The structure diagram of baby sleep monitoring system

2 系统硬件设计

考虑到系统的功耗，由于采用电池供电，本设计采用高性能，低功耗的 STM32F103 单片机来进行数据处理和控制各个模块的运行。STM32F103 拥有的资源包括：48KB 的 SRAM、256KB 的 FLASH、2 个基本定时器、4 个通用定时器、2 个高级定时器、2 个 DMA 控制器（共 12 个通道）、3 个 SPI、2 个 IIC、5 个串口、1 个 USB、1 个 CAN、3 个 12 位 ADC、1 个 12 位 DAC、1 个 SDIO 接口及 51 个通用 IO 口。体积微小，接口完善，拥有较强的运算能力，因此该芯片性价比极高。

2.1 踢被检测模块

本模块采用四个温湿度传感器 DHT90 嵌入到婴儿睡眠时的垫被下，测量被子覆盖区域的温湿度数值，把这些数值当作被子里的温湿度数值^[3]。然后通过另一个温湿度传感器测量周围环境的温度和湿度。将被子内外温湿度进行比较，判断出婴儿是否踢掉了被子。踢被检测模块示意图如图 2。

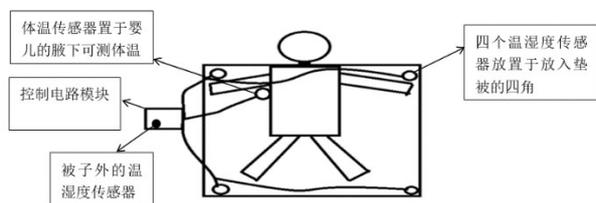


图2 踢被检测模块示意图

Fig.2 The diagram of kicked quilt detection module

踢被检测模块采用含已校准数字信号输出的 DHT90 数字温湿度传感器，传感器包括一个电容性聚合物测湿敏感元件、一个用能隙材料制成的测温元件，并在同一芯片上，与 14 位的 A/D 转换器以及串行接口电路实现无缝连接。因此，该传感器

具有微小的体积、极低的功耗、超快响应、抗干扰能力强、极高的性价比等优点。每个传感器芯片都在极为精确的湿度腔室中进行标定，校准系数以程序形式储存在 OTP 内存中，在标定的过程中使用。传感器在检测信号的处理过程中要调用这些校准系数。两线制的串行接口与内部的电压调整，使外围系统集成变得快速而简单。DHT90 采用 2.4-5.5V 直流供电，湿度测量范围 20-90%RH，湿度测量精度 $\pm 4.5\%RH$ ，湿度分辨率 0.05%RH，测温的精度为 $\pm 0.5^{\circ}C$ ，可完全互换，长期稳定性小于 0.5%RH/年。

温湿度传感器 DHT90 与 STM32F103 单片机连接方式如图 3 所示，电源正与地跟单片机电源正和地相连接，供电采用 +3.3V 供电。传感器的 DATA、SCLK 分别与单片机的 I/O 口 PA5、PA6 相连即可。

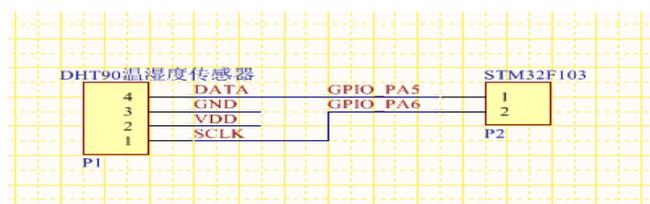


图3 温湿度传感器接口电路

Fig.3 The interface circuit of the temperature and humidity sensor

2.2 体温精确检测模块

体温精确检测模块采用一个精度较高的电流输出型温度传感器 AD590 检测婴儿腋下的温度，判断婴儿的体温是否正常，测温的精度能达到 ± 0.1 摄氏度^[4]。

AD590 工作原理的核心是输出电流跟随温度同时同量变化，以绝对零度 ($-273^{\circ}C$) 为基准，每增加 $1^{\circ}C$ ，输出电流就会增加 $1\mu A$ 。AD590 输出电流 $I = (273 + T)\mu A$ (T 为摄氏温度)。因此在室温 $25^{\circ}C$ ($273 + 25 = 298K$) 时，其输出电流 $I_0 = 298\mu A$ 。测温范围在 $-55^{\circ}C - +150^{\circ}C$ 内，非线性误差仅为 $\pm 0.3^{\circ}C$ 。AD590 温度传感器的调理电路采用单端校准型电路如图 4 所示。

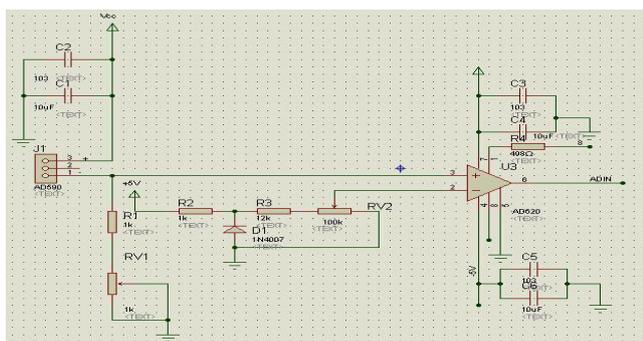


图 4 AD590 调理电路

Fig.4 The conditioning circuit of AD590

前置差分放大器采用 AD620 仪用放大器，抗混叠低通滤波器采用由 OP07 运放和电阻电容构成的一阶有源低通滤波器。A/D 模块采用 TI 公司的 TLC2543 ,12 位串行 A/D 转换器，使用开关电容逐次逼近技术完成 A/D 转换过程。由于是串行输入结

构，能够节省 STM32F103 单片机 I/O 资源，且价格便宜。其特点有：(1) 12 位分辨率 A/D 转换器；(2) 在工作温度范围内 10 μs 转换时间 (3) 11 个模拟输入通道；(4) 3 路内置自测试方式；(5) 采样率为 66kbps；(6) 线性误差+1 LSB (max) (7) 有转换结束 (EOC) 输出；(8) 具有单、双极性输出；(9) 可编程的 MSB 或 LSB 前导；(10) 可编程的输出数据长度。体温精确检测模块整体电路如图五所示。AD590 温度传感器采集到的电流信号经过 1K 的电阻后转变为电压信号，电压信号经过 AD620 仪用放大器放大 100 倍后，经过由 OP07 运算放大器构成的截止频率为 1Hz 的一阶有源低通滤波器。然后信号输入到 12 位的 A/D TLC2543。最后由单片机读取 A/D 的值，经过数字滤波和数值转换得到摄氏温度值。体温精确检测模块整体电路如图 5 所示。

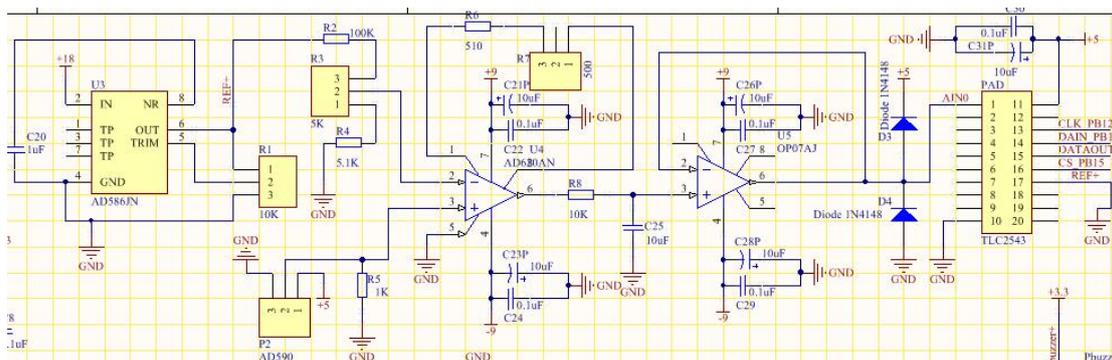


图 5 体温精确检测模块整体电路

Fig.5 The total circuit of accurate temperature detection module

2.3 音乐播放模块

音乐播放模块可以播放宁静的乐曲，使婴儿安静的入睡。而且可以播放特定的乐曲，当婴儿踢掉被子或体温发生比较大的变化时提醒父母及时进行监护。

音乐播放模块采用国产音乐集成块 HS-088，只需要添加一个 8050 三极管、一个瓷片电容、一个小喇叭即可构成音乐播放模块。音乐优美、价格便宜。

2.4 显示报警模块

显示报警模块采用 LCD5110 液晶显示器。LCD5110 可以显示 15 个汉字，30 个字符，与单片机的接口简单仅需要四根 I/O 线即可，功耗低，价格便宜。当检测到婴儿发生踢被时，液晶显示“婴儿踢被”四个字符。当婴儿没有踢被时，显示“睡眠良好”四个字。

该系统的流程为系统初始化后，判断体温测量键是否按下：若按下则进行体温测量，再次判断体温测量键是否按下，若没有按下则继续进行体温测量，按下则检测是否踢被；若没有按下进行体温测量。检测是否踢被：若发生踢被，则播放音乐返回初始化，若没有发生踢被也返回初始化。系统流程图如图六所示。

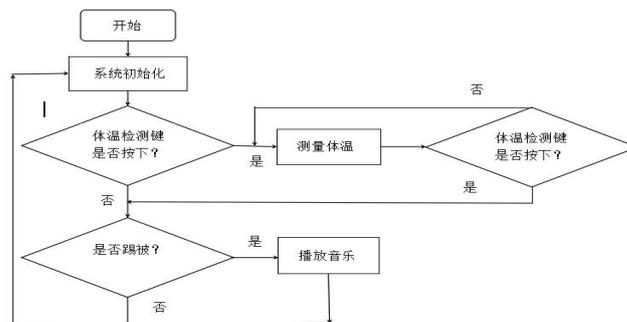


图 6 系统流程图

Fig.6 The system flow chart

3 系统软件设计

4 性能指标测试

为了实现婴儿睡眠监护系统各个系统的性能指标。如下表 1 与表 2 分别是对 AD590 测温 and 温湿度传感器 DHT90 的测试数据。AD590 测温的测试仪器是 $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ 精度、量程为 $0 - 50^{\circ}\text{C}$ 的精创水银温度计。温湿度传感器 DHT90 的测试仪器是 AS837 空气温湿度测量仪。AS837 空气温湿度测量仪的温度精度 $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ 、湿度精度为 $\pm 0.3\%RH$

表 1 AD590 测试数据

Table 1 The test data of AD590

精创水银温度计测试温度($^{\circ}\text{C}$)	传感器 AD590 测试温度 ($^{\circ}\text{C}$)	误差 ($^{\circ}\text{C}$)
2.61	2.6	-0.01
5.42	5.4	-0.02
8.43	8.4	-0.03
14.34	14.3	-0.04
20.98	21.0	-0.02
26.59	26.6	-0.01
30.35	30.3	-0.05
35.43	35.4	-0.03
37.58	37.6	-0.02
39.54	39.5	-0.04
40.93	41.0	-0.07
42.02	42.1	-0.08

表 2 DHT90 测试数据

Table 2 The test data of DHT90

DHT90 温度 ($^{\circ}\text{C}$)	AS83 温度 ($^{\circ}\text{C}$)	温度误差 ($^{\circ}\text{C}$)	DHT90 湿度 ($\%RH$)	AS837 湿度 ($\%RH$)	湿度误差 ($\%RH$)
26.6	26.3	+0.3	52.3	50.6	+1.7
19.2	20.1	-0.9	36.0	33.0	+3.0
22.2	22.7	-0.5	33.8	30.2	+3.6
19.6	19.1	+0.5	23.0	19.0	+4.0
28.1	28.0	+0.1	44.9	43.7	+1.2

总结：AD590 测温精度为 $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ 。DHT90 测温精度 $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ 、测湿精度为 $\pm 5\%RH$ 。能达到系统要求的指标。

5 结论

针对现实中照顾婴儿的困难，设计了基于 STM32 的集踢被检测、体温检测、音乐播放功能的

低功耗婴儿睡眠监护系统，并且针对市面上产品的缺点进行改进，方便家长及时照顾婴儿。试验证明该婴儿睡眠监护系统可靠性高，实用性较强。并且可供长期使用，方便维护以及拓展更多功能。

参考文献

1. 袁勇. 多功能婴儿监护系统设计. [期刊论文] 电子世界 2014 (9)
2. 王婷婷, 袁媛, 潘晓晖. 基于 MSP430 的婴儿睡眠监护系统. 电子设计工程. 2014.5, 22(9): 65—68.
3. 涂继辉, 程明辉, 邹学玉. 基于 ZigBee 技术的婴儿监护系统的设计与实现. 电视技术. 2013.7, 37(21): 71—74
4. 涂继辉, 杨斌. 婴儿监测系统中婴儿哭声模块的检测与实现. 数字技术与应用. 2014, 4: 172—173

高密度电法仪中磁电极的研制*

邱 卓；王 奇；宋欣桦

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061)

摘要: 高密度电法仪为地球物理探测方法的有效工具之一, 在探测地下矿产资源及预防泥石流灾害中得到广泛应用。目前高密度电法仪器使用的电极常常是金属电极或不极化电极, 在使用的过程中需要深埋在地下, 然后通过引线连接到主机, 在某些高密度电法勘探中存在较难或不能打入电极的情况[1]。本课题研究一种高密度电法仪器中的磁电极, 可以克服传统金属电极或不极化电极在使用中的不足, 增加高密度电法仪的使用范围和实用性, 避免电极因打入地下而造成电极的磨损, 同时提高了工作效率, 实现数据的快速测量。

关键词: 物理勘探 高密度电法仪 磁电极

Development of magnetic electrode high density resistivity instrument

Qiu Zhuo; Wan Qi; Song Xinhua

(College of instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China)

Abstract: High density resistivity method is one of the effective tools for geophysical exploration, which is widely used in the detection of underground mineral resources and the prevention of debris flow disasters. High density electrical equipment used in the electrode is often the metal electrodes or non polarizable electrode, in using process needs to be buried deeply in the ground, and then through the lead wire is connected to the host, it is difficult and unable to break into the electrode in some high density electrical prospecting. This topic researchs magnetic electrode in a high density electrical equipment, which can overcome the traditional metal electrode or non polarizable electrode in the use of the lack and increase the range and practicality of high-density electrical prospecting apparatus, preventing electrode is driven into the ground and causing electrode wear, and at the same time, it can improve the work efficiency, realize the data of rapid measurement.

Key words: Physical exploration High density electrical instrument Magnetic electrode

0 前言

高密度电法仪作为地球物理探测的有效工具之一, 在探测地下矿产资源及预防泥石流灾害中得到广泛应用。具有观测精度高, 数据量大, 信息丰富, 测量速度快等优点^[2]。目前高密度电法仪器使用的电极常常是金属电极或不极化电极, 在使用的过程中需要深埋在地下, 然后通过引线连接到主机, 在某些高密度电法勘探中存在较难或不能打入电极的情况。本课题研究一种高密度电法仪器中的磁电极,

可以克服传统金属电极或不极化电极在使用中的不足, 增加高密度电法仪的使用范围和实用性, 避免电极因打入地下而造成电极的磨损, 同时提高了工作效率, 实现数据的快速测量^[3]。

1 系统设计

本课题旨在设计出高密度电法仪中的磁电极, 使用磁电极测量直流电在地下流动时产生的磁场信号传递到高密度电法仪上, 从而克服传统电极的缺点和不足, 提高了工作效率。

* 指导老师: 赵静

项目类型: 大学生创新项目 (2015650961)

1.1 磁电极测量方案设计

将高密度电法中原来的 2 至 n-1 个金属电极或不极化电极替换为本发明的磁电极，高密度电法仪工作时，高密度电法仪通过高密度大线由金属电极 1 和金属电极 n 向地下供给按电法勘探方法要求的电流信号，该电流信号在地下半空间流动，并产生与供电电流信号对应的磁场信号，分布在地面的 2 至 n-1 磁电极测量与供电电流信号对应的磁场信号，转换为数字信号后，通过通讯电路经高密度大线，传送给高密度电法仪，进行磁电信号处理，计算出 2 至 n-1 磁电极位置处的电位。

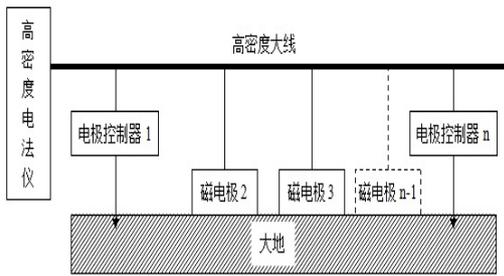


图 1.1 磁电极与高密度电法仪工作示意图

Figure. 1.1 schematic diagram of magnetic electrode and high density resistivity method

1.2 磁电极系统的组成

磁电极系统包括：磁阻传感器模块，信号放大电路模块，A/D 数据采集模块，单片机模块，液晶显示模块。

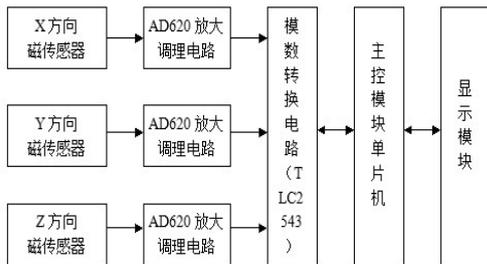


图 1.2 磁电极系统框图

Figure 1.2 diagram of magnetic electrode system

磁阻传感器模块：采集直流电在地下流动产生的磁场信号。

信号放大电路模块：将磁阻传感器接收到的信号进行放大。

A/D 数据采集模块：将采集到的模拟信号转换为数字信号，传递给单片机。

单片机模块：作为主控制单元，主要负责磁场信号的采集转换。

液晶显示模块：显示接受到的磁场信息。

2 系统硬件设计

设计方案采用以 STC89C52 为主控核心，以美国霍尼韦尔 Honeywell 公司生产的 HMC1001/2 一轴/二轴基本传感器芯片作为传感器，进行地下磁场的数据采集，信号的放大采用 AD620 作为放大器件，A/D 采用 12 位分辨率的 TLC2543，显示采用 LCD1602 作为数据的显示屏。

2.1 主控制器 STC89C52

主控制模块采用 STC89C52, STC89C52 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 在系统可编程 Flash 存储器。STC89C52 使用经典的 MCS-51 内核，但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。

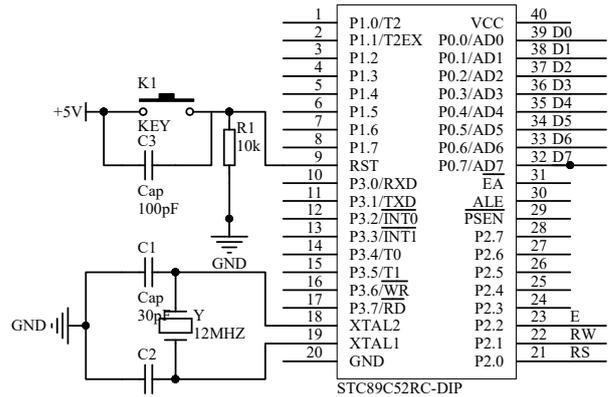


图 2.1 单片机最小系统

Figure 2.1 the smallest single-chip system

2.2 传感器

采用美国霍尼韦尔 Honeywell 公司生产的 HMC1001/2 一轴/二轴基本传感器芯，HMC1001/2 传感器的工作原理是利用各向异性磁阻效应，磁阻传感器是以硅作为衬底，在其上制作四个相同的铁镍合金带形成惠斯通电桥。三分量磁阻磁力仪传感器由三个磁敏电阻组成，其中三个磁敏电阻的磁感应方向相互垂直，在实际使用过程中，每个磁敏电阻内部一般用四个坡莫合金带组成一个惠斯通电桥，HMC1001,1002 型磁阻传感器的核心部分是惠斯通电桥，因坡莫合金具有各向异性的磁电阻效应，电桥电阻的阻值变化，导致传感器输出电压变化，传感器具有两个铝制的环状电流带，一个是置位和复位电流带，可用于修正传感器的灵敏度，也可用于置位

和复位输出极性；另一个是补偿电流带 (OFFSETSTRAP),用来抵消外界的环境磁场。

磁阻传感器利用的是磁性薄膜各向异性磁阻效应的工作原理。当通电磁性薄膜置于外加磁场中时,薄膜电阻将会发生变化。当空间磁场为零时,4 片薄膜电阻均为 R,电桥供电电源 V_b 驱动薄膜中的电流,当外界施加磁场 M 时,薄膜的磁化状态发生变化,磁化方向顺着电流的方向,相对放置的 2 片薄膜的电阻减小 R_1 ,另外 2 片薄膜电阻的磁化方向与电流方向相反,电阻增大 ΔR ,在线性范围内,输出与外加磁场及桥路输出电压成比例关系: $\Delta V_{OUT} = (\frac{R_1}{R})V_b$,

$\Delta V_{out} = V_b \times M \times S$ 式中 R 为半导体薄膜电阻值, ΔR 为阻值变化量, S 为磁阻传感器的灵敏度, M 为外加磁场值,电压输出信号与外加磁场成正比,由上式可得: $M = \Delta V_{out} / (V_b \times S)$ 。

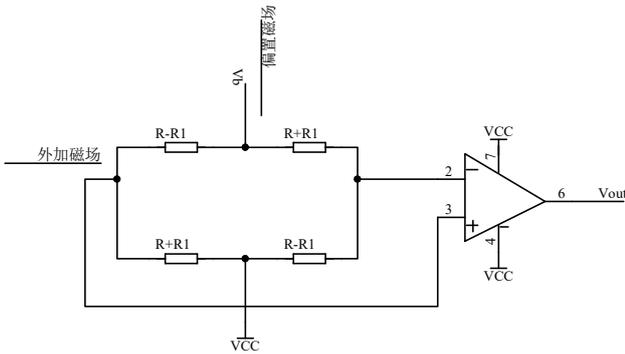


图 2.2 磁阻传感器工作原理示意图

Figure 2.2 schematic diagram of working principle of magnetoresistive sensor

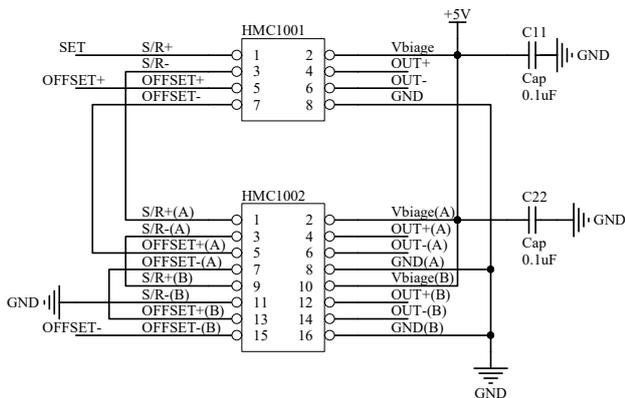


图 2.3 磁阻传感器连接电路

Figure 2.3 magnetoresistive sensor connection circuit

2.3 放大器

系统采用 AD620 对磁阻传感器的信号进行放大。AD620 是一个低成本,高精度的仪表放大器,使用方便,仅需使用一个外部电阻即可设置增益。

其放大倍数为 1-1000,为精度考虑,在放大 500 的时候最为准确。磁阻传感器输出的电压信号大约为几十毫伏,为了配合 AD 转换器,需要将信号放大 100 倍。

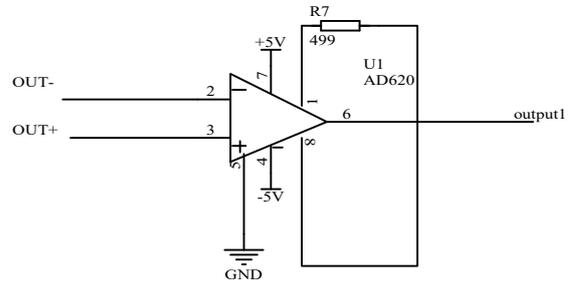


图 2.4 AD620 放大电路

Figure 2.4 AD620 amplification circuit

2.4 A/D 模块

根据测量精度、放大信号输出范围和模拟信号输入道数,对放大电路输出模拟信号数字化的模数转换器选择 TLC2543。TLC2543 是采用 CMOS 技 12 位逐次逼近式模数转换器 (ADC),具有 11 个模拟输入通道,每一路转换时间为 10us。磁三分量测量使用其中 3 个模拟输入通道,剩余通道可供定向、温度等信号采集使用,从而精简电路的结构。TLC2543 在 +5V 工作电压条件下,模拟通道输入电压范围为 -0.3V-5.3V,与放大电路输出信号电压范围相兼容,TLC2543 具有 3 个控制输入:片选 (CS)、A/D 转换结束标志 (EOC)、数据输入线 (DATA INPUT),并具有与大多数信号处理器和微控制器的串行接口兼容高速 SPI 接口,通过 CS、I/O CLK、DATA INPUT 和 DATA OUTPUT 四个端口实现与控制器的 SPI 串口通信,转换后的数据通过 DATA OUTPUT 输出到微控制器。

DATA INPUT 端口与 8 位串行输入的地址控制寄存器相连,通过该寄存器定义 AD 转换输入通道、输出位数、输出数据格式。模数转化通过两个不同的周期连续来实现 (I/O 周期和转换周期),I/O 周期中实现对 TLC2543 控制字节的写入,并读取上次 A/D 转换结果。转换周期实现 A/D 转换。

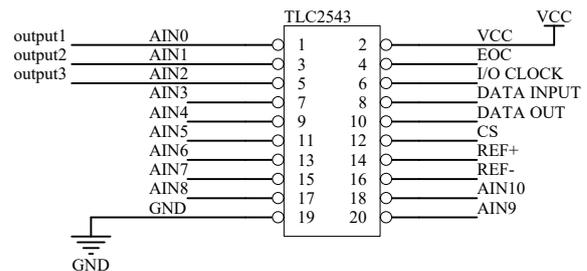


图 2.5 A/D 模块

Figure 2.5 A/D module

2.5 液晶模块

液晶模块采用 LCD1602 字符型液晶，显示字母和数字比较方便，容易编程控制，成本较低，性价比比较高。

2.6 系统整体电路图

整体系统包括传感器模块，放大器模块，A/D 数据转换模块，MCU 主控制模块，液晶显示模块。

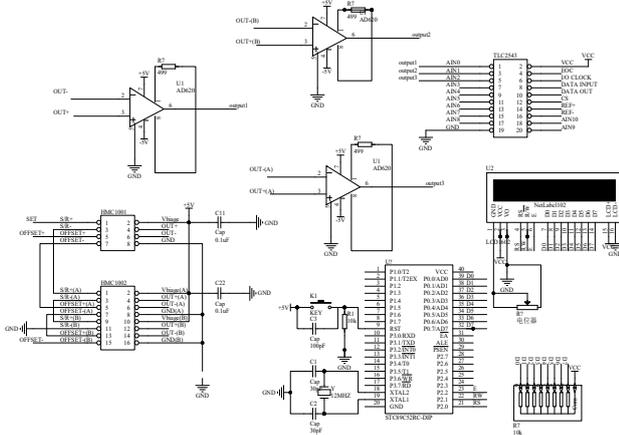


图 2.6 系统整体电路图

Figure 2.6 The whole circuit system diagram

3 数学建模

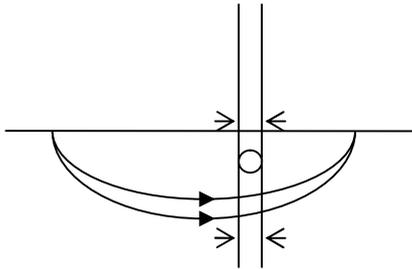


图 3.1 磁电极工作模拟示意图

Figure 3.1 schematic diagram of magnetic electrode simulation

设空气中磁感应强度为 B_0 ，磁传感器的长度为

L 。磁传感器测得的三个分量为 B_x B_y B_z

则有 $B_{t0} = \sqrt{B_x^2 + B_y^2}$ ， $B_{n0} = B_z$ ，设 B_1 为地

下磁感应强度，则有 $B_{n1} = B_{n0}$

$$\therefore H_{t1} = H_{t0}$$

$$\therefore H_{t1} = \frac{1}{\mu_0} B_{t0} \quad H_{n1} = \frac{1}{\mu_1} B_{n0}$$

$$\begin{aligned} \therefore H_1 &= \sqrt{\left(\frac{B_{t0}}{\mu_0}\right)^2 + \left(\frac{B_{n0}}{\mu_1}\right)^2} \longrightarrow \\ H_1^2 &= \left(\frac{B_{t0}}{\mu_0}\right)^2 + \left(\frac{B_{n0}}{\mu_1}\right)^2 \end{aligned} \quad (1)$$

设在磁电极下电流分布在以 a 为半径的圆上

$$\text{则有: } \oint_l \vec{H}_1 d\vec{l}_1 = I \longrightarrow 2\pi a H_1 = I$$

$$\frac{U}{R} = I \longrightarrow \frac{\gamma \pi a^2 U}{L} = I \quad \gamma \text{ 为电导率}$$

$$\text{上两式联立有: } \gamma UI = 4\pi L H_1^2 \quad (2)$$

在柱面中做一个半径为 $0.5L$ 的球则有:

$$\oint_S \vec{D} d\vec{S} = q \quad (\rho \text{ 为电荷密度})$$

$$D \cdot 4\pi \left(\frac{L}{2}\right)^2 = \frac{4}{3} \pi \left(\frac{L}{2}\right)^3 \rho$$

$$\varepsilon E = \frac{\rho L}{6}$$

$$E = \frac{\rho L}{6\varepsilon}$$

$$\therefore E = \frac{\rho L}{6\varepsilon} \quad \therefore U = \frac{\rho L^2}{6\varepsilon} \quad (3)$$

由 (1) (2) (3) 联立:

$$\begin{cases} \gamma UI = 4\pi L H_1^2 \\ U = \frac{\rho L^2}{6\varepsilon} \\ H_1^2 = \left(\frac{B_{t0}}{\mu_0}\right)^2 + \left(\frac{B_{n0}}{\mu_1}\right)^2 \end{cases}$$

$$\text{可得 } \frac{LI}{24\pi} = \frac{\varepsilon}{\gamma\rho} \left[\left(\frac{B_{t0}}{\mu_0}\right)^2 + \left(\frac{B_{n0}}{\mu_1}\right)^2 \right]$$

其中 LI B_{n0} B_{t0} 已知 ε γ ρ μ_0 未知。

可向地下通四次电流，得到一个方程组求解上述各参数。

4 系统测试

系统测试通过使用自主设计磁电极连接到高密

度电法仪上，通过测量地质宫前某一段距离的磁电极传递到高密度电法仪上的数据与使用传统金属电极的高密度电法仪测量同一段距离上的数据做比较，从而验证磁电极的工作性能。

实验通过测量地质宫前 1m 距离内选取 5 个点进行测量，使用磁电极的数据与使用传统金属电极的数据做比较。

表 4.1 磁电极测量数据

Table4.1 magnetic electrode measurement data

距离 (m)	电位 (mV)
0	5000
0.2	4018
0.4	3007
0.6	1996
0.8	1004
1.0	0

表 4.2 金属电极测量数据

Table 4.2 metal electrode measurement data

距离 (m)	电位 (mV)
0	5000
0.2	4009
0.4	3017
0.6	2006
0.8	1002
1.0	0

通过对磁电极和传统金属电极在同一段距离下 5 个点的数据进行比较，可知，磁电极的数据误差较小。

5 结论

本文设计一套磁电极，代替传统的金属电极或是金属电极或不极化电极使用，解决了电极难以打入地面的问题，提高了野外勘探的工作效率。

参考文献

1. 钱德松.常用电法勘探的原理及优点分析[J].企业技术开发,2013,32(25):73-74
2. 张赛珍.中国电法勘探发展概况[J].地球物理学报,1994,37(1):409-423
3. 裴克选.常用的电法勘探技术的原理及其应用举例[J]科技创新导报, 2010 (19): 70

液滴测速、控速及报警装置的研究*

刘广才；田 雨； 施汉瑶

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130026)

摘要: 随着电子计算机在各领域的应用普及与技术水平的不断提高,我国医疗行业仪器设备的智能化水平也在不断增强。针对当前医疗液体点滴监控存在的缺陷,本文研究了液体点滴监控方案。利用单片机设计一个智能化的液体点滴速度监测与控制装置,该装置由液滴测速系统、滴速控制系统、显示装置、键盘和报警系统等系统组成。应用水的压强随着高度差的变化而变化的原理,利用控制步进电动机的升降来控制点滴速度。点滴速度可用键盘来设定,设定范围为30~140(滴/分),控制误差范围在10%±1滴左右。从改变设定值起到点滴速度基本稳定整个过程的调整时间小于3分钟。同时在水到达警戒线以下时能发出报警信号。

关键词: 点滴速度 报警装置 红外传感 51单片机 步进电机

Research of droplet velocity, speed control and alarm devices

Liu Guangcai; Tian Yu; Shi Hanyao

(Jilin university instrument science and engineering institute, Changchun, 130026)

Abstract: With the popularization and application of computer technology in various fields and continuously improving, China's medical equipment industry intelligence level also is growing. For the defects in the current medical liquid monitoring, this paper studies the liquid drip monitoring program. Using single-chip microcomputer to design a liquid drop speed of intelligent monitor and control device, with droplet velocity system, drip rate control system, the display device, keyboard, alarm system and so on. With the principle of drinking water as the height difference between the pressure variation and change, by controlling the stepping motor to control the drip rate lift. Droplet velocity can be used to set the keyboard. The range is from 30 to 140 (drops / min), control error in the range of about 10% ± 1 drop. Change the setting from the play bit rate basically stable adjustment time of the whole process less than 3 minutes. At the same time the water reaches below the warning line can send an alarm signal.

Key words: Drop speed Alarm device Infrared sensor 51 Microcontroller Stepper motor

0 前言

输液设备是医院必不可少的,而普遍输液设备的液滴速度都是病人或医生手动控制。控制范围局限且不方便,尤其是无法自动监测输液瓶内的容量,需要有人在旁监护。因此,这里给出一种液体点滴自动报警系统装置。该系统通过键盘设置步进电机控制吊瓶的输液速度,且能在液面低于定值时自动报警。该系统装置既方便医生、护士照顾病患,又能让病人安心治疗,不必担心输液瓶液滴流尽,引起血液倒流。

1 研究意义

目前,我国医疗点滴监控基本上采用人工方式。病人在输液过程中,必须时刻关注瓶内药液的剩余状况,当药液即将输送完毕,必须按键通知医护人员前来处理。由于医务人员工作繁忙,没有精力顾及每一个病患的输液状况,因此,病人输液通常需要家属陪同。而人工长期监视输液容易疲劳,而疏忽造成医疗事故。尤其是针对卧床的住院病人,人工辅助管理的输液方式始终存在潜在的安全隐患。到目前为止,大多数国内医院至今仍然依靠人工监

* 指导教师:张天瑜

项目类型:大学生创新项目(2015650962)

督输液状态,仅在 ICU 病房才使用全智能的输液监控系统,而且基本采用进口产品。由于进口点滴智能监控产品非常昂贵,普通医院没有经济能力承担大笔费用支出,这给国内医院临床医疗点滴监控智能化系统管理带来了较大困难。虽然国内已有点滴监控设备推向市场,价格相对便宜,但基本上点滴监控独立,不能组建网络进行系统管理,并且一台普通国产输液泵价格需近万元,价格并不实惠。因此急需一套物美价廉的医疗点滴智能监控网络管理系统在医院的推广应用,从而排除临床医疗点滴安全隐患,节省人力资源,提高点滴管理的工作效率。

2 实施方案与论证

2.1 研究思路

点滴速度测控系统由点滴速度测试系统、显示装置、单片机系统、键盘和报警系统组成。利用单片机完成简单的数学运算、信号处理及控制功能,点滴速度的闭环控制。该装置测速范围是 30—140 滴/分钟,有 10%±1 滴的误差,从改变设定值起到点滴速度基本稳定整个过程的调整时间小于 3 分钟,同时在水到达警戒线以下时能发出报警信号^[1]。

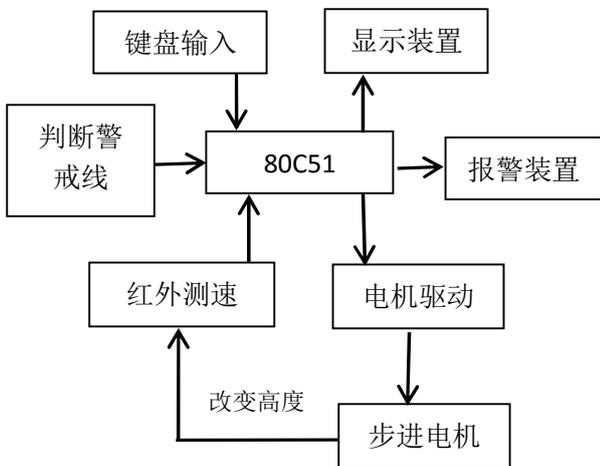


图 1 装置结构图

Fig.1 Device structure

2.2 主要模块与设计

2.1.1 滴速测量的方法

红外传感器已经在现代化的生产实践中发挥着它的巨大作用,随着探测设备和和其它部分的技术提高,红外传感器能够拥有更多的性能和更好的灵敏度。所以用红外传感器来测量水底的速度比较好。

因为利用反射式红外传感器很难进行对水的

判断,而利用对射式红外传感器能利用水的折射作用,可以在水的滴落下时将红外信号折射使接收管接收不到信号,所以用对射式红外传感器比较好。

采用对射式红外传感器检测漏斗处的点滴速度,并通过测量相邻两液滴的时间间隔来计算点滴速度。使红外发射管与接收管正相对,红外发光二极管发出红外光,光线透过滴斗照射到光电三极管上,光电三极管将接收到的光信号转换成电信号输出。无液滴滴下时,接收管收到红外信号输出低电平;有液滴滴下时,接收管输出一个正向的脉冲信号。由于传感器产生的脉冲信号不规则,为了能让单片转变为规则的脉冲信号,通过 LM339 设计整形电路,利用电位器调节比较器的门限电压,输出比较规则的波形^[2]。

2.1.2 液位监测的方法

液位检测部分与滴速测量部分的原理是相似的,利用对射式红外传感器测量液面是否达到报警高度。将对射式红外传感器安装在液瓶瓶口,利用全反射原理可以将发射管发出的信号全反射到接收管,利用接收管能否接受到发射管发出的信号,改变其在电路中的电平,利用 LM339 将信号变化转变为电压跳变,将其输入单片机,根据对应端口的电平变化来判断液位是否低于设定的位置,从而实现报警^[3]。

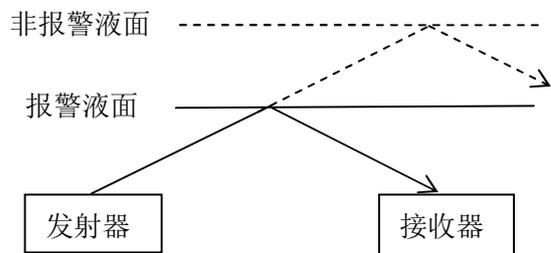


图 2 液位监测原理图

Fig.2 Level Monitoring Schematic

2.1.3 步进电机部分

利用步进电机和压强的原理来控制液滴速度,由公式:

$$P = \rho * g * h \quad (1)$$

可以知道由于液面高度不同,压强也不同,从而改变液滴速度。这样的系统比控制输液软管的松紧更好控制,比较容易实现,2 米的高度足以实现速度从 30—140 (滴/分)的调节^[4]。

首先利用实验先大概测出对应的高度所对应的液滴速度,并保存在单片机内,到时候就直接调出来。当在键盘上按入某个点滴速度时,从单片机调出对应的高度,然后控制步进电机转动进行粗调,

再用红外系统进行反馈细调，直到红外反馈和所按速度一样为止^[5]。

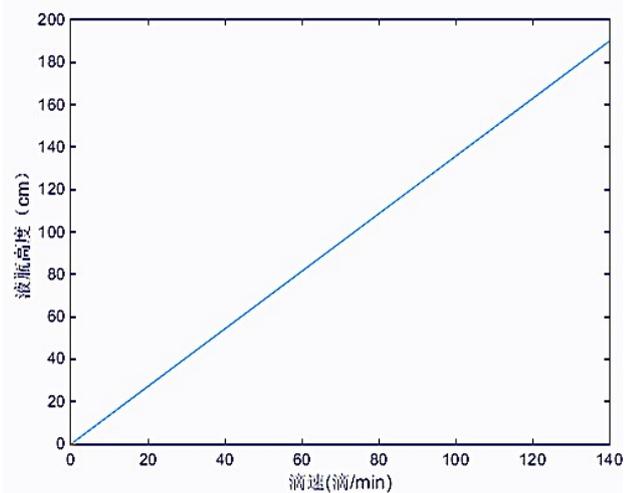


图3 液瓶高度与滴速关系图

Fig.3 Bottle height and drop speed diagram

2.1.4 机械结构部分

机械部分采用4相8拍步进电机作为动力，用LM298N驱动电机转动。用滑轮减小摩擦以减少失步现象。用步进电机所转圈数能计算吊瓶高度的变化量。

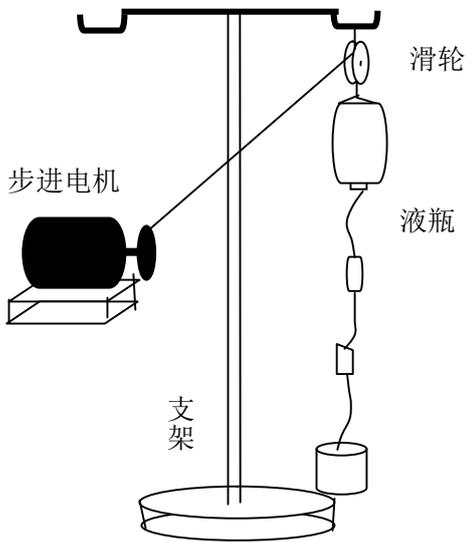


图4 机械结构示意图

Fig.4 Mechanical structure diagram

3 电路设计

3.1 单片机部分

单片机控制部分由一片80C51单片机构成，采用串口工作方式。80C51主要实现对液滴速度的测量并对步进电机进行控制来调液滴速度和对水位进

行判断并报警。单片机使整个系统的核心和控制中心，各个系统的数据都是发送到单片机进行处理，而且所有命令都是由单片机发出，所以单片机是硬件和软件的核心部分^[6]。

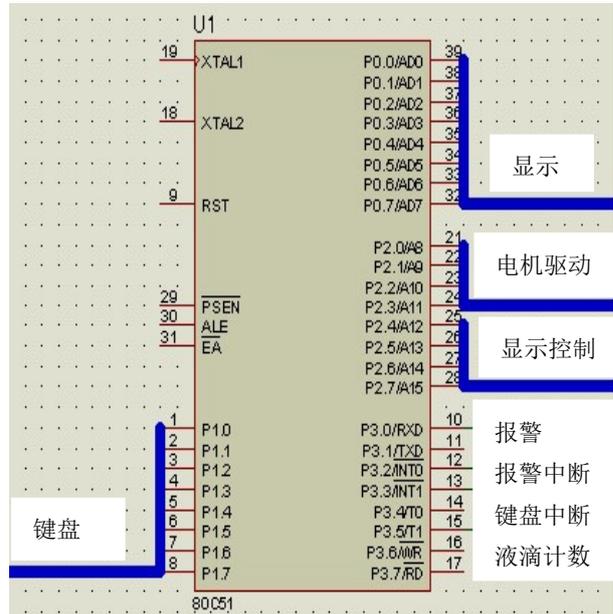


图5 单片机电路

Fig.5 Microcontroller circuit

3.2 信号处理部分

该部分由红外传感器与比较电路组成，其中比较器用LM339。LM339电压比较器芯片内部装有四个独立的电压比较器，LM339是很常见的集成电路。该电压比较器的特点是失调电压小，电源电压范围宽，对比较信号源的内阻限制较宽，共模范围很大，差动输入电压范围较大，输出端电位可灵活方便地选用。

由测量得测滴速部分的传感器输出的大约是2V—4V左右跳变，用一个迟滞比较器，将上门限电压设为3.6V左右，将下门限电压设为2.8V左右，将信号整形为矩形波。测液面部分的传感器输出的大约是1V—3V左右的跳变，用比较器将门限电压设为2V左右，将信号整形为单片机可用的跳变^[7]。

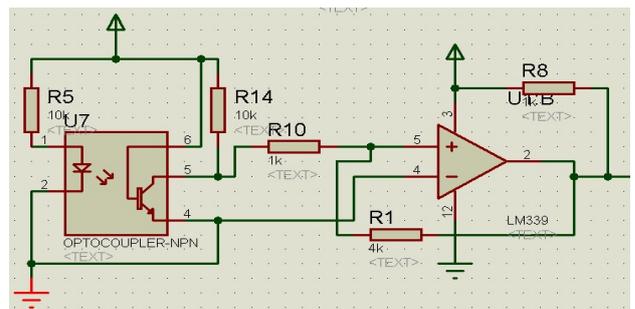


图6 信号处理部分电路

Fig.6 Signal processing circuit

3.3 报警部分

该报警电路使用蜂鸣器，通常其工作电流比较大，电路上的 TTL 基本上驱动不了蜂鸣器，需要增加一个电流放大的电路才可以，即单片机一个管脚很难驱动蜂鸣器发出声音，所以增加了一个三极管来增加通过蜂鸣器的电流。

蜂鸣器的正极性的一端联接到 5V 电源上面，另一端接到三极管的集电极，三极管的基极由单片机的 P3.0 管脚来控制，当 P3.0 管脚为低时，三极管导通，这样蜂鸣器的电流形成回路，发出声音。当 P1.5 管脚为高时，三极管截至，蜂鸣器不发出声音[8]。

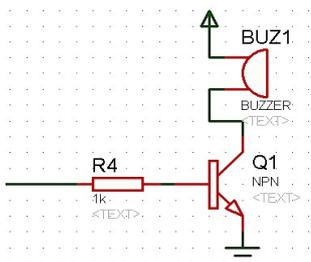


图 7 报警电路

Fig.7 Alarm circuit

3.4 电机驱动部分

在此电路中我们选择 LM298N 作为驱动器件，LM298N 可以为负载提供双向的电流。适合驱动 2 相或 4 相的步进电机和直流电机，特是当驱动电机的方向要改变时，只须把原来电机方向的电位置反即可。LM298N 可以带动 2A 以上的电机，对于我们设计的系统，需要带动一些较重一些的点滴瓶，所以 LM298 电机驱动模块符合要求[9]。

本系统采用步进电机，能控制液瓶高度更精确，使液滴速度更加精确。

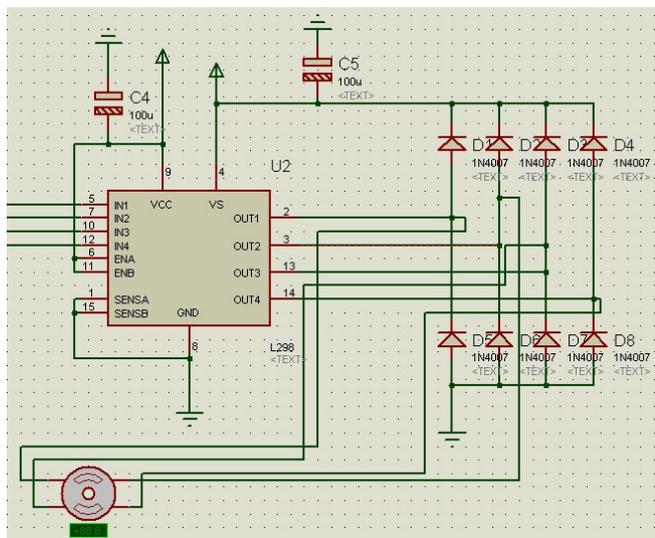


图 8 电机驱动电路

Fig.8 The motor drive circuit

3.5 显示部分

显示部分用 LCD1602，它是一种专门用来显示字母、数字、符号等的点阵型液晶模块。它由若干个 5*6 等点阵字符位组成，每个点阵字符位都可以显示一个字符。因为 P0 口内部没有上拉电阻，所以需要在外部接上拉电阻才能正常显示[10]。

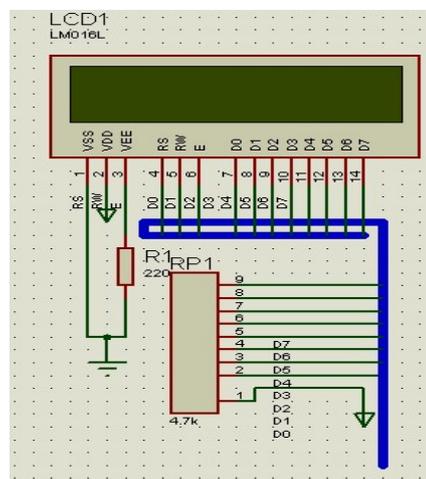


图 9 显示电路

Fig.9 Display circuit

4 系统软件设计

4.1 主程序

该主程序包括中断初始化，显示初始化，测速部分与显示部分，将测得速度进行显示。

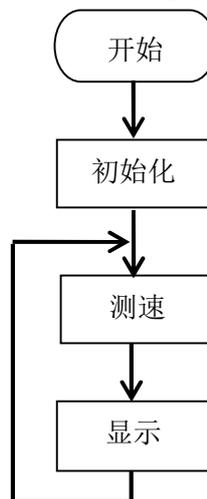


图 10 主程序软件流程图

Fig.10 The main program flow chart

4.2 外部中断 0

该部分用来检测键盘，一旦有人按了键盘输入某个液滴速度时，单片机就会与当前速度相比较，速度比它小单片机就会控制步进电机往上拉，速度比它大时单片机就会控制步进电机向下调[11]。

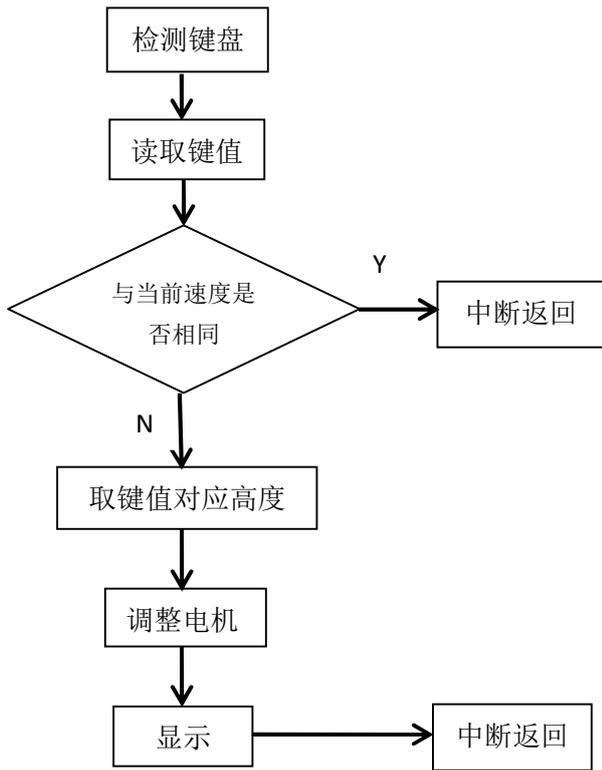


图 11 外部中断 0 程序流程图

Fig.11 External Interrupt 0 flow chart

4.3 外部中断 1

外部中断 1 用来监视水位，一旦水位下降到一定高度，传感器会把信号发送到单片机，单片机执行蜂鸣器程序进行报警^[12]。

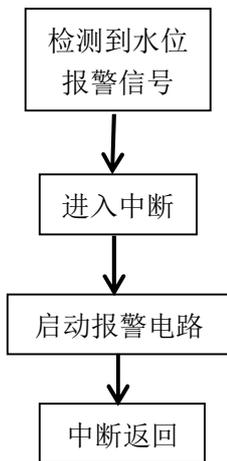


图 12 外部中断 1 程序流程图

Fig.12 External Interrupt 1 flow chart

5 测试结果

在将装置安装完毕后，我们利用卷尺和秒表对液瓶高度和液滴速度进行了测量，得到了若干组数据，由数据画出下图。

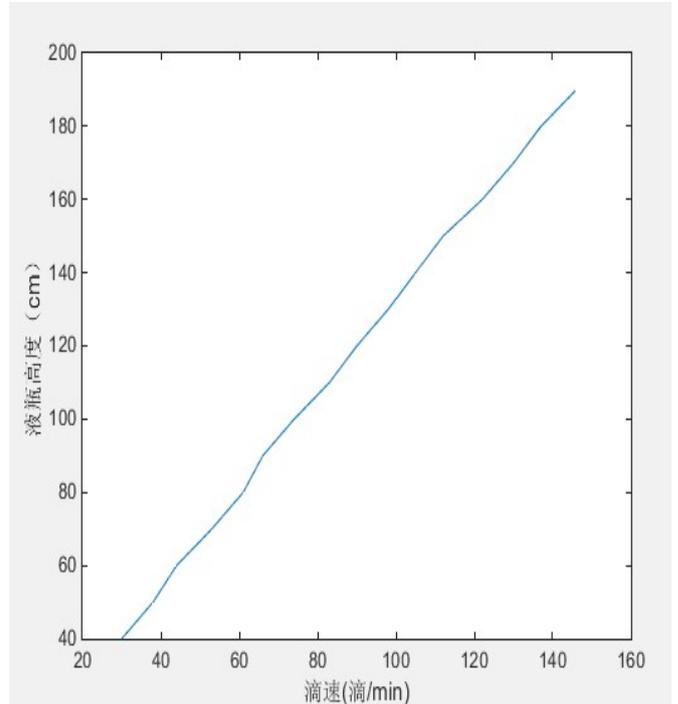


图 13 液瓶高度与滴速实测关系图

Fig.13 Bottle height and drop speed measurement diagram

由图可以看出，液瓶高度与液滴速度基本上是成正比的，基本符合于公式计算的数据，对于步进电机粗调用数据，这是误差很小的，有利于根据滴速对液瓶高度的调节。

装置运行时，我们对测速部分进行了测试，每秒对液晶屏幕显示数据进行采集，选取不同的液瓶位置，各采集一分钟，对其误差进行分析，以确定其准确度。

并且我们也对调节时间做了一个测试，从一个滴速位置调节到另一个滴速的位置看是否符合要求。

表 1 测速的结果分析

Table 1 The results of the analysis speed

实际滴速 (滴/分)	60	102	137
测出滴速 (滴/分)	27 滴/分出现 1 次 39 滴/分出现 2 次 41 滴/分出现 3 次 57 滴/分出现 7 次 58 滴/分出现 7 次 59 滴/分出现 12 次 60 滴/分出现 10 次 61 滴/分出现 10 次 62 滴/分出现 5 次 75 滴/分出现 2 次 105 滴/分出现 1 次	41 滴/分出现 2 次 74 滴/分出现 3 次 99 滴/分出现 5 次 100 滴/分出现 5 次 101 滴/分出现 9 次 102 滴/分出现 8 次 103 滴/分出现 9 次 104 滴/分出现 10 次 105 滴/分出现 4 次 107 滴/分出现 3 次 138 滴/分出现 2 次	75 滴/分出现 1 次 76 滴/分出现 1 次 107 滴/分出现 2 次 132 滴/分出现 3 次 134 滴/分出现 9 次 135 滴/分出现 8 次 136 滴/分出现 8 次 137 滴/分出现 9 次 138 滴/分出现 7 次 139 滴/分出现 5 次 141 滴/分出现 6 次 150 滴/分出现 1 次

表 2 调节时间测试结果

Table 2 The test results of adjust time

初始滴速 (滴/分)	140	30	60	110	140	90	40	30
设置滴速 (滴/分)	30	60	110	140	90	40	30	140
实际滴速 (滴/分)	32	60	113	145	94	42	31	146
调节时间 (秒)	146	59	87	64	91	93	42	152

由表一可以看出该系统测速功能比较准确，在滴速快的高度误差会大一些，点滴落下速度越慢，该设计测得速度越准确。

由表二可以看出该装置调节时间与测速误差基本符合预期效果。

6 结论

本文研制了一种新型输液测速、控速及自动报警系统,其优点在于利用红外对管和自动报警电路实现了输液滴速测量与控制,并能自动报警,克服了现有的控速报警装置存在结构复杂、成本高、体积大的问题。经过实践验证,该系统报警及时,安装方便,能有效降低了医护人员的工作强度,同时还能提高医院医疗水平,具有一定的实用价值。不过本系统应用的硬件比较多,而且应用到了两处的红外传感器,所以系统在稳定性上有一定的缺陷,但不影响正常工作。

参考文献

1. 何桥.单片机原理及应用.北京:中国铁道出版社.2008.
2. 程德福,王君,凌振宝,王言章.传感器原理及应用.北京:机械工业出版社.2007.12.
3. 杨欣宇,刘正亮.基于 AT89C51 的液体点滴速度监控系统的设计与实现[J].齐齐哈尔大学学报.2005.21.(01): 55~57
4. 戴新宇.基于光电传感器精确测量透明溶液浓度的研究.计算机测量与控制.2005年03期,28-30.
5. 严怀龙.基于单片机的数据采集系统.广西轻工业.2006年06期.82-83
6. 宋雪丽,王虎林,万金领.基于单片机系统的液体点滴速度监控装置设计[J].电脑开发与应用.2007.20.(05): 43~

44.46.

7. 李建军. 基于微控制器的步进电机驱动控制系统实现 [D]. 华南理工大学 .2012
8. 古志坚. 基于单片机的步进电机控制系统研究. 华南理工大学.2013
9. 孟会玲, 骆海涛. 基于模糊控制算法的智能液体点滴速度监控系统[J]. 西安外事学院学报. 2007.03(02): 99~102.
10. Ureten, O. Serinken, N. Wireless Security through RF Fingerprinting [J]. Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal of, 2007, 23(1):27-33.
11. Schroeder, M.E. Wolman, R.L. Wetterneck, T.B. Carayon, P. Tubing misload allows free flow event with smart intravenous infusion pump[J]. Anesthesiology, 2006, vol. 105 no. 2: 434~435
12. Thiang. Implementation of Speech Recognition on MCS51 Microcontroller for Controlling Wheelchair [A] International Conference on Intelligent and Advanced Systems[C], 2007, 9:1193-1198.

虚拟地震仪数据预处理研究*

郭浩哲; 王丹阳; 王 洋

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130026)

摘要: 在地球物理探测过程中, 通过检波器采集到的信号由于外界干扰大, 施工现场复杂, 使得采集系统所得到的数据含有噪声, 不一致或者不完整, 导致采集到的地震波不理想, 给后续分析带来了误差甚至错误。针对这一问题, 本文提出了基于 Matlab 仿真的虚拟地震仪数据预处理研究。通过废道剔除, 垂直叠加, 自动增益以及滤波等方法, 一定程度上减少了地震数据中的噪声和不可用信息, 提高了地震数据中有效信号的强度。仿真结果表明, 虚拟地震仪数据预处理可以有效地提高地震信号的信噪比, 并且通过其对 24 道实测地震数据的处理结果来看, 虚拟地震仪数据预处理是具有一定实用性以及实际意义的。

关键词: 虚拟地震仪 地震波 信噪比 预处理

Research of Virtual seismograph data preprocessing

Guo Haozhe; Wang Danyang; Wang Yang

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

Abstract: In the course of geophysical, collected signals due to interference by Geophones, and complex construction site, making acquisition system the data corrupted by noise, inconsistent or incomplete, lead acquisition to seismic waves are not satisfactory, errors or errors are brought to subsequent analysis. To solve this problem, proposed virtual seismic data processing based on Matlab simulation research. By eliminating waste road, vertical stacking, automatic gain and filtering methods, removed some noise in seismic data and available information, improve the seismic data in the signal strength. Simulation results show that virtual seismograph data pre-processing can improve the signal to noise ratio of seismic signals, and through its processing of seismic data of 24 results, virtual seismograph data pre-processing is a certain practical and meaningful.

Key words: Virtual seismograph seismic wave signal to noise ratio preprocessing

0 前言

近年来, 随着地球物理探测仪器的快速发展, 我们越来越多的利用地震波, 电磁波等进行地质勘探, 能源与矿产开采, 水纹结构探测, 甚至是应用于国防, 灾害预警等领域。而地球物理探测仪器数据处理前重要的一环, 就是对信号的预处理。得益于计算机技术的逐渐成熟, 信号的预处理也在不断朝着智能化发展, 如何利用计算机编程实现软件对信号的自动处理是目前的研究趋势。信号的预处理可以削弱滤除干扰波, 并保留甚至加强所需的目标层反射波, 提高信噪比,

有助于提高最终解释成果的精度, 减少不必要的人工和环境干扰, 缩短最终信号处理的所需周期。信号的预处理, 可以说是使地球物理探测仪器输出结果可靠的基本保障^[1-3]。

1 研究意义

随着地球物理仪器的快速发展, 信号的预处理愈显重要, 在地球物理探测过程中, 存在各种干扰, 通过检波器采集到的信号由于外界干扰大, 施工现场复杂, 使得采集系统所得到的数据含有噪声, 不一致或者不完整, 导致采集到的地震波不理想, 给

* 指导教师: 王俊秋

项目类型: 大学生创新项目 (2015650963)

后续分析带来了误差甚至错误。能否尽可能的排除人工和仪器的误差，削弱周围环境的干扰，得到尽可能接近真实，准确的所需信号，对后期信号处理的效率和仪器的性能有较大影响。信号的预处理可以一定程度上的滤除干扰，提高信噪比，因此信号的预处理在信号分析处理的过程中非常重要^[3]。

2 实施方案

2.1 研究思路和方法

首先仿真地震信号要利用 Matlab 软件模拟可控震源产生线性调频 Chirp 信号（其频率在始频率与终止频率之间随时间均匀变化）。对其进行加噪和衰减，然后对仿真的接收信号进行预处理。

2.2 实施计划

模拟的线性调频 Chirp 信号（加噪）经水平目

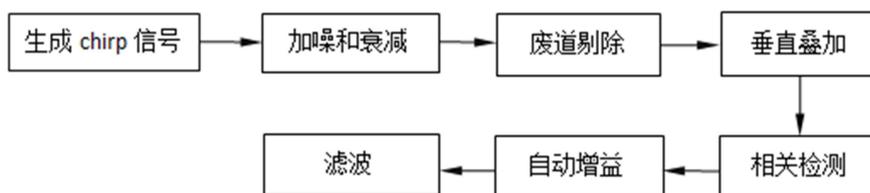


图 1 数据预处理步骤和内容

Fig.1 Data preprocessing steps and content

标层（不同介质相接处）反射到地面的检波器，先剔除其中的废道，从而得到所需的模拟地震信号。并将模拟的采集到的地震信号与激发信号进行相关检测。由于地震源信号微弱，因此采用垂直叠加技术达到增强所需信号，便于地震波的采集^[4]。在上述过程中，由于深层的地层对信号的衰减程度较大，为了使得到的不同深度地层的地震波信号强度接近，采用自动增益控制技术，对目标层反射的信号进行放大增益处理。由于最后得到的信号中含有模拟的外界噪声干扰和器件自身的内部噪声干扰，因此需要对采集到的信号进行滤波，通过数学运算对所采集的离散信号进行相应的滤波处理。滤除信号中的噪声或虚假成分、提高信噪比、抑制干扰信号。图 1 显示了数据预处理的步骤和内容^[5]：

3 实现的功能

GUI 界面主要分为参数设置，显示选择按钮，显示界面三个部分。参数设置可以对激发信号源的输入幅值，起始频率，终止频率，偏移距，扫描时间进行设置；还可以通过对目标层的深度以及地质

成分或地震波传播速度的设定，仿真多个目标层情况下的单道信号预处理过程；并且可以通过采样频率，叠加次数以及滤波方式的调整，来进行不同情况下的预处理仿真，通过得到的信噪比来做出更好的选择。显示选择按钮区域，当直接使用显示选项时，可以同时将每一个处理步骤所对应的图形全部显示出来，如图 2 所示：

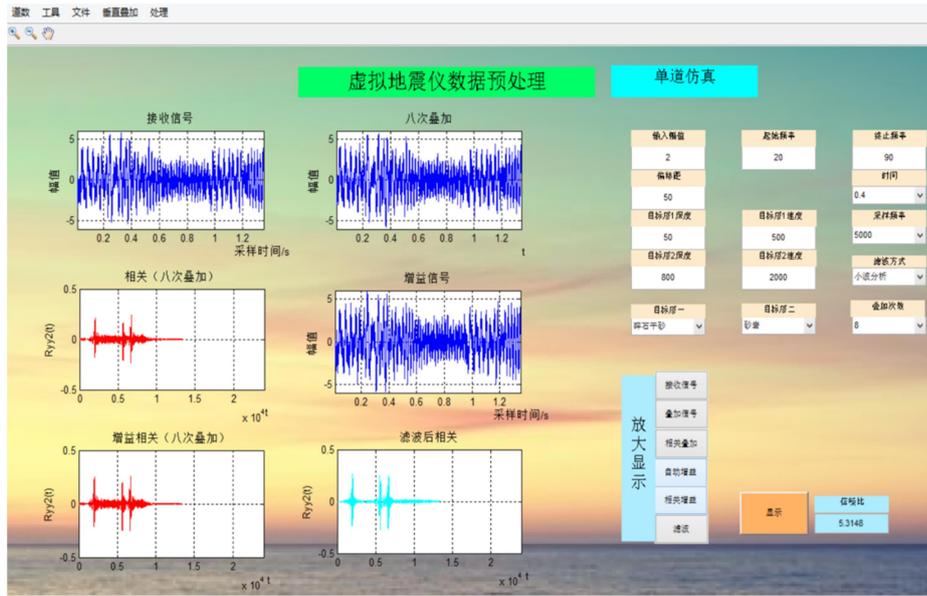


图 2 单道仿真界面

Fig.2 Single channel simulation interface

当使用左侧每一个步骤的执行按钮时，可以将每一个步骤对应的图形放大显示，也可以使用上方工具栏进行放大。例如当使用接收信号按钮时，如图 3 所示：

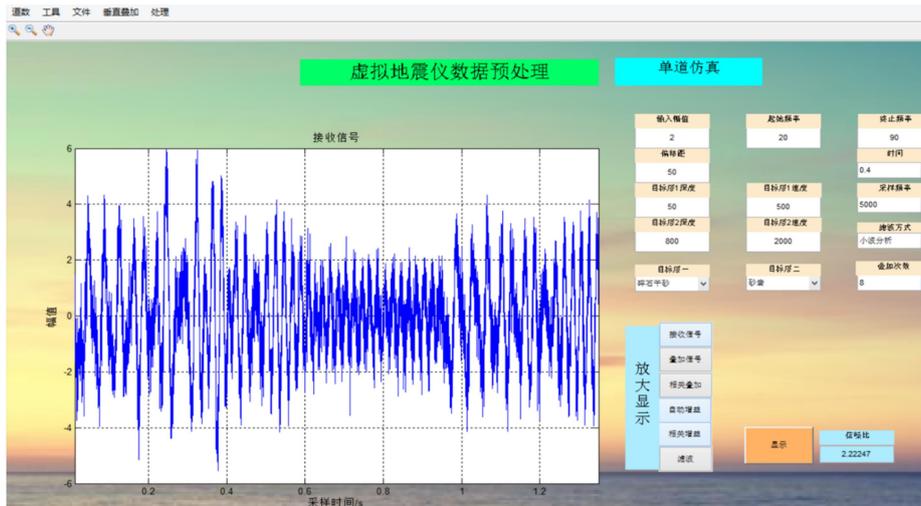


图 3 接收信号放大显示

Fig.3 Receive signal display

4 关键技术

4.1 垂直叠加

本文选用直接垂直叠加技术，通过仿真同一震源的多次激发，将采集到的信号进行垂直叠加，抑制随机干扰，提高信噪比。设检波器第 i 次接收到的信号为：

$$X_i(n) = S(n) + N_i(n) \quad (1)$$

$S(n)$ 为无噪声时的反射信号， $N_i(n)$ 为第 i 次记录的随机噪声，不失一般性，可假定其期望值为 0，

方差为 σ_i^2 ，同时假定 $S(n)$ 和 $N_i(n)$ 不相关，不同记录中的随机噪声也不相关。设 $\bar{X}_i(n)$ 为直接垂直叠加的输出，则有：

$$\begin{aligned} \bar{X}_i(n) &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M X_i(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M [S(n) + N_i(n)] \\ &= S(n) + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M N_i(n) = S(n) + \bar{N}(n) \end{aligned} \quad (2)$$

可见，算术平均中无用信号仍为 $S(n)$ ，噪声则变为：

$$\bar{N}(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M N_i(n) \quad (3)$$

因此，利用垂直叠加技术可以有效抑制高斯白噪声这种功率密度均匀的噪声，也可以很大程度上削弱随机大噪声对整体地震信号的影响。

4.2 自动增益

自动增益技术，是指通过选取适当的增益值，使得较弱的深地层反射信号增强。要想确定增益值，首先要确定地震信号的衰减趋势和曲线。大体上来说，随着地层深度加深，地质成分变化，地震波传播速度加快，地震信号的衰减程度也就越大，且同一段扫频信号内，高频部分相对于低频部分更容易衰减。由此可知，对单一目标层来说，扫频信号呈指数衰减；对多目标层来说，深层的反射信号相对于浅层来说衰减程度更大。

首先，已知地层吸收参数 $Q = 1.4 * V^{2.2}$ ，然后可由以下公式得到衰减公式：

$$\frac{A_n}{A_0} = \exp(-Q^{-1} \pi f t_0) \quad (4)$$

其中 A_n 为目标层反射波振幅， A_0 为初始振幅， f 为地震波频率， t_0 为地震波双程旅行时间。通过对采集到的信号乘以对应的增益值 A_0 / A_n ，即可实现对接收信号的自动增益处理。

4.3 滤波

采集到的地震信号中常常包含很多噪声，例如工频噪声，风或汽车等带来的随机噪声，高斯白噪声等等，选择合适的滤波方式对各种噪声进行滤除，是虚拟地震仪数据预处理中非常重要的一环。首先我们设置一个 49 到 51Hz 的阻带，利用带阻滤波将工频噪声滤除，再利用数字低通滤波器对高斯白噪声进行滤波。欲设计的滤波器的理想频率响应为 $H_d(e^{j\omega})$ ，单位脉冲响应为 $h_d(n)$ ，他们是一对傅式变换，因此有：

$$H_d(e^{j\omega}) = \sum_{n \rightarrow -\infty}^{\infty} h_d(n) e^{-jn\omega} \quad (5)$$

$$h_d(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\omega}) e^{jn\omega} d\omega \quad (6)$$

为了得到一个因果的且有限长的滤波器 $h(n)$ ，最直接的方式就是用窗函数 $\omega(n)$ 对其进行加窗处理。即：

$$h(n) = h_d(n)\omega(n) \quad (7)$$

其频率响应为：

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{j\omega n} \quad (8)$$

因此，本文使用加凯瑟窗的数字低通滤波器，以及小波分析两种方式^{[6][7]}，对地震信号进行滤波。滤波效果如图 4、图 5、图 6 所示：

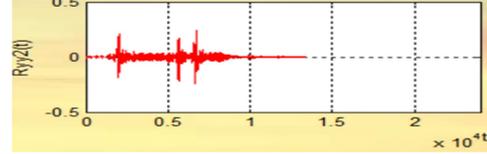


图 4. 滤波前信号

Fig.4 The signal before filtering

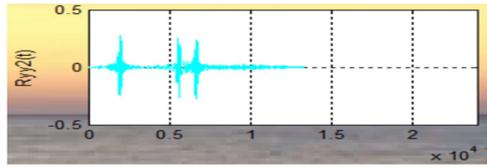


图 5. 小波分析滤波后信号

Fig.5 The signal after wavelet analysis

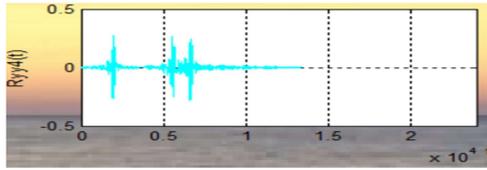


图 6. 凯瑟窗低通滤波后信号

Fig.6 The signal after Kaiser window low pass filters

4.4 废道剔除

信号采集过程中，由于检波器耦合不好或由于干扰过大以及电路问题，有可能会采集到明显的错误信号或不可用信号，需要对这类信号进行废道剔除，例如下图 7 中第 15 和 19 道即为明显的废道。废道剔除需要判断每一道与其前一道的相关程度，设两信号为 $x(t)$ 和 $y(t)$ ，则其互相关函数为：

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t+\tau) dt \quad (9)$$

若其归一化之后小于设定的阈值，则判断其为废道，用该道之前的最邻近的正常道将其代替。阈值的选取可以借鉴统计学中普遍认为的微相关临界值 0.3，也可以根据整组地震数据每一道与前一道的相关归一化值的平均值进行适当调整。经过废道剔除后的地震数据如图 8 所示：

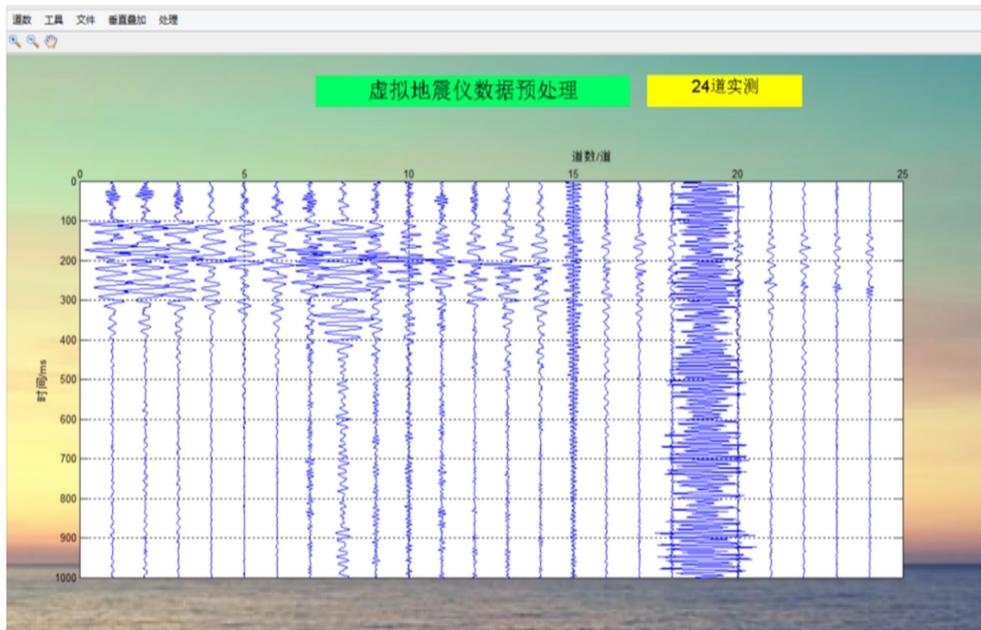


图 7. 废道剔除前

Fig.7 Before removing wasted signal

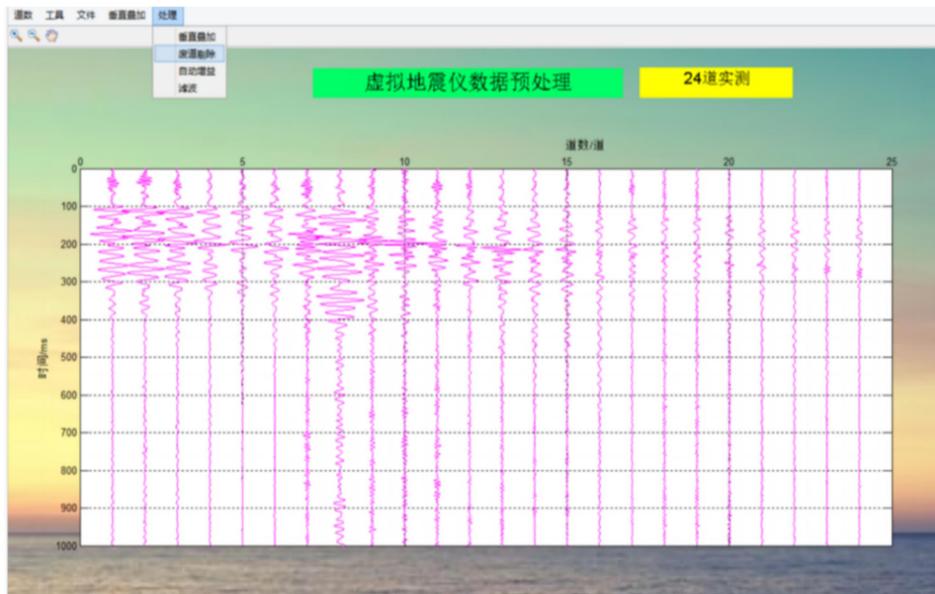


图 8. 废道剔除后

Fig.8 After removing wasted signal

5 结果

导入 24 道实测数据, 经过整个预处理之后的数据较原数据有明显变化, 噪声减少, 有用信息更为

突出, 信噪比提升了接近 8dB, 因此, 虚拟地震仪数据预处理是具有一定实用价值的。

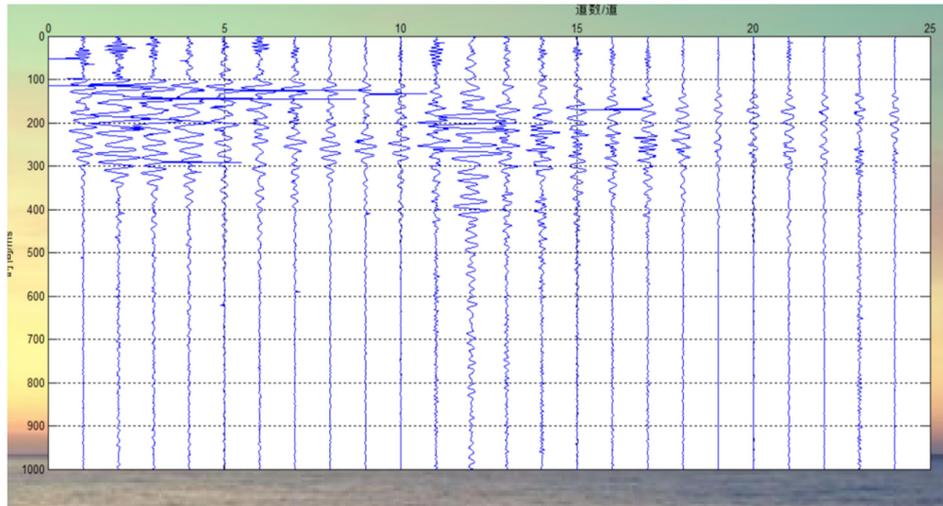


图 9. 预处理前数据

Fig.9 Data before preprocessing

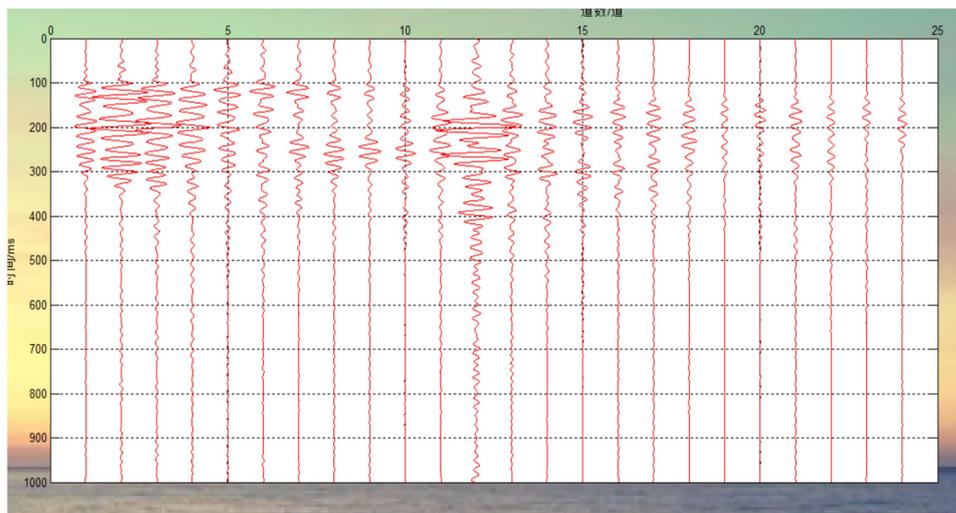


图 10. 预处理后数据

Fig.10 Data after preprocessing

6 结论

本创新项目基本完成了预期指标，实现了对单道多目标层信号的预处理过程以及对 24 道仿真信号和 24 道实测数据的信号预处理，可以对废道进行剔除，处理后的信号信噪比有所提高，体现了信号预处理的意义。

参考文献

- 姜弢, 林君. 可控震源相控地震的相关检测技术[J]. 仪器仪表学报, 2005, 26(4): 336-339.
- 张子三, 林君. 浅析可控震源的扫描技术[J]. 石油仪器, 1997, 11(6): 10-14+60.
- 王俊秋. 可控震源金属矿地震勘探关键技术与试验[D]. 长春: 吉林大学, 2013. 06.
- 蒋忠进. 弹性波 Chirp 信号检测与时延估计研究[D]. 长春: 吉林大学, 2004, 02.
- 邓巧琳. 地震波在反射与透射影响下的能量衰减分析[D]. 长沙: 湖南大学, 2013, 05.
- 张德丰. Matlab 小波分析与工程应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008-2.
- 蒋书波. 小波变换在色谱信号滤波中的应用研究 [J]. 微计算机信息, 2007, 23(8): 150-152.

基于 LabVIEW 的虚拟地震仪设计*

陆小龙; 刘艳辉; 秦美琪

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012)

摘要: 野外地震勘探的开展需要耗费大量人力物力, 难以实施相关教学工作。本文设计了一种基于 LabVIEW 软件平台的虚拟地震仪, 仿真了野外地震勘探的全过程, 使在室内便能学习了解地震勘探的相关知识, 掌握地震仪的基本操作使用与原理。设计中将地震勘探过程分为多个模块, 利用 LabVIEW 进行模块化编程。其中滤波器是利用了 MATLAB 来编写 LMS 自适应滤波算法。利用数组构建的方法由单道信号构建出多道信号。通过对实测信号的读入与比较, 验证了该虚拟地震仪的正确性, 证明了在室内学习野外地震勘探的可行性。

关键词: 虚拟仪器 地震仪 LabVIEW

Virtual seismic design based on LabVIEW

Lu Xiaolong; Liu Yanhui; Qin Meiqi

(Jilin university instrument science and engineering institute, changchun, 130012)

Abstract: Field seismic exploration need to spend a lot of manpower and resources, it is difficult to achieve teach. The essay designs a virtual earthquake instrument that is based on the software of LabVIEW and simulating of the whole process of field seismic exploration. Let we can learn knowledge of seismic exploration in the interior and mastering the basics of operation. Designing exploration process is divided into multiple modules. It is to programming by the LabVIEW. Filter consists of the LMS algorithm that is making use of the MATLAB to programming. Be based on a single signal to build multichannel signal by the way of building array. Through reading and comparison of the actual measurement signal, Verifying the correctness of the virtual earthquake instrument and proving the feasibility study field seismic exploration in the Interior.

Key words: Virtual instrument Seismograph LabVIEW

0 前言

地震勘测技术是一种重要的地质勘测技术之一, 利用先进的地震勘测技术我们可以发现许多短缺资源, 如石油、天然气。在勘测技术中, 地震勘测是使用最频繁、最有效的技术^[1]。地震勘测技术的进一步发展能够解决部分能源危机问题。地震勘测的相关实验需要在野外环境实现, 同时也需要携带相关的设备。整个过程给实验者带来极大的不便, 而且还需考虑野外实验过程中会涉及到的危险。

现今, 计算机技术的迅猛发展, 同时由于虚拟仪器区别于传统仪器的操作简单、使用便利等优点, 虚拟仪器技术得到了不断的应用。虚拟地震仪主要

利用计算机中的软件, 没有实际仪器在数据处理、显示、传输等方面的限制来模拟实现整个地震勘探过程^[2]。虚拟地震仪的设计使人们能清楚地了解野外地震勘测的过程, 而且用户使用方便, 无需到野外进行实验, 规避了野外地震勘测有可能发生的危险。

本次研究主要利用 MATLAB 和 LabVIEW 软件实现从地震信号的产生到数据采集的整个虚拟过程, 首先要了解实际勘探中地震仪的工作过程和工作原理, 再利用 MATLAB 和 LabVIEW 对这一过程和仪器系统进行仿真设计。设计采用模块化设计思想, 将整体的系统分成一个个具有各自功能模块, 之后将各模块的功能一一实现, 完成对实际地震仪的仿真。进而设计出一款可视化好, 参数可调, 操作简

* 指导教师: 王俊秋

项目类型: 大学生创新项目(2015092564)

单的虚拟地震仪^[3]。图形化语言 LabVIEW 使得仪器系统具有可视化好，参数可调的特点，对于大众来说很容易操作。而 MATLAB 是一种用于算法开发、数据可视化、数据分析以及数值计算的高级技术计算语言和交互式环境，具有强大的功能。MATLAB 和 LabVIEW 软件的结合使用，充分发挥了两个软件各自的强大功能，取长补短，使仪器系统的设计更加完善。

1 研究意义

本研究主要是对地震勘探仪器野外工作的整体过程进行仿真以及对地震仪基本组成进行仿真。通过模拟仿真展现了地震勘探仪器野外工作的部分过程，给实验者带来了很大的便利，同时也避免了野外勘测的不定因素^[4]。虚拟地震仪让人们熟悉了地震仪的结构及各个部分实现的功能，更易于了解地震仪的基本原理。通过设计出这样一款低成本、形象化、参数可调的虚拟地震仪，可以供人们更方便的操作。因此，通过制作虚拟地震仪来模拟地震勘探过程具有十分重要的意义。

2 整体设计方案

本设计主要是对野外地震勘探的全过程进行仿真，图 1 为整个地震勘探过程框图。信号源是系统的信号发生部分，用以产生测试信号与仿真震源信号；多路模拟开关是对信号源产生的信号进行选择；地震波传播仿真部分是仿真地震波在地下传播并被检波器接收过程；放大器用以将接收的信号进行放大；滤波器部分是对接收信号进行降噪处理，进而得到有效信号，存储显示部分是将处理后的信号进行存储并将得到的结果显示出来^[5]。

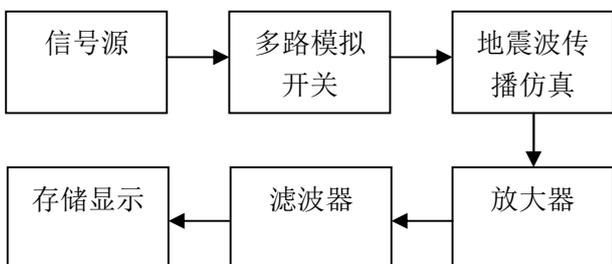


图 1 地震勘探仿真过程

Fig.1 Seismic exploration process

为了方便使用者操作系统并学习地震勘探相关知识，本设计分为四大模块，分别是震源模块、地震仪模块部分和参数设置模块、结果显示模块部分。

本设计是以 LabVIEW 为软件平台进行虚拟仪器设计，并通过 MATLAB 进行复杂信号的仿真与滤波器的设计。

3 虚拟震源模块构建

虚拟震源主要用于仿真实际地震勘探中的震源部分。在实际的野外地震勘探中，常用的激发地震波方式有重锤、炸药和震源车振动。这里我们仿真的是可控震源车激发地震波，可控震源车产生的是频率线性变化的连续扫频信号，这是一种典型的时变信号，广泛应用于通信、雷达、声纳、医学以及地震勘探等众多信号处理领域^[6]。虚拟震源包括测试信号仿真、地震波信号仿真、地下地层仿真三个部分。

3.1 震源信号仿真

利用可控震源人工激发地震波，是现今进行地震勘探的一种常用方法。这种方法的震源波形已知，是在扫描期间频率随时间线性增加或减少的线性调频(chirp)信号^[7]。图 2 为线性调频信号波形图。

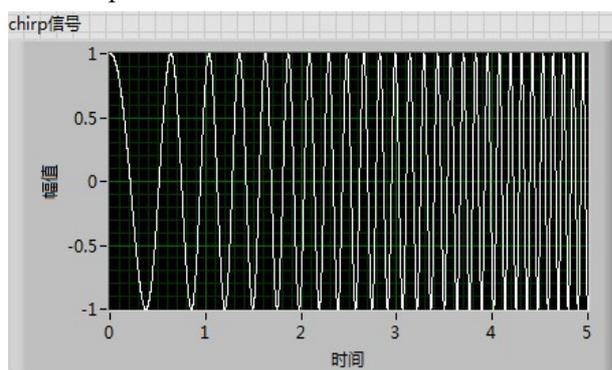


图 2 线性调频信号

Fig.2 Linear frequency-modulated signal

本设计将在 LabVIEW 中调用 MATLAB 节点来仿真 chirp 信号。在 LabVIEW 中可以通过调用节点来书写 MATLAB 程序。而在 MATLAB 中有特定函数来产生参数可调的 chirp 信号。其主要参数有信号开始时间，信号结束时间，信号开始时刻的瞬时频率，信号结束时刻的瞬时频率。震源信号程序见图 3。

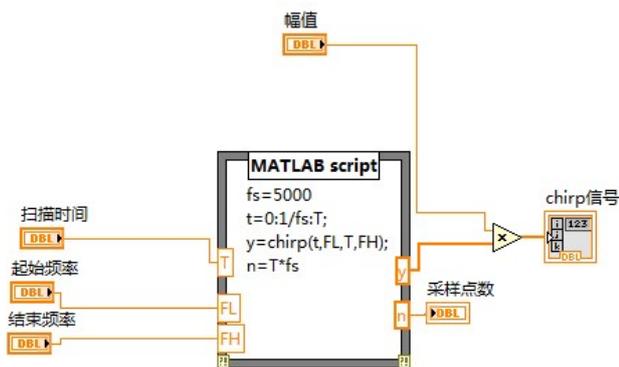


图 3 震源信号程序

Fig.3 The source signal program

信号源还需产生三种测试信号：随机噪声、正弦信号与脉冲信号。为了方便在这几种信号进行与仿真震源信号之间进行选择，需要设计一个多路模拟开关。本设计将利用 LabVIEW 中的条件结构来实现这一功能，具体程序如图 4。

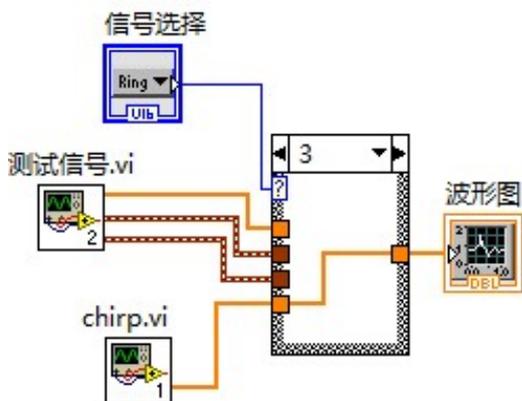


图 4 多路模拟开关

Fig.4 Multi-channel analog switch

3.2 地下地震波传播仿真

当震源激发地震波后，一部分通过地面直接被检波器接收，这部分被称为直达波，另一部分则传入地下经反射后被检波器接收，这部分称为反射波。地震波在地下传播过程中，遇到两种界面的分界面时，一部份能量会被反射回原介质形成反射波然后被检波器接收，另一部分能量则透过界面进入下一介质^[8]。在本设计中仅假设地震波通过一个界面的情况。

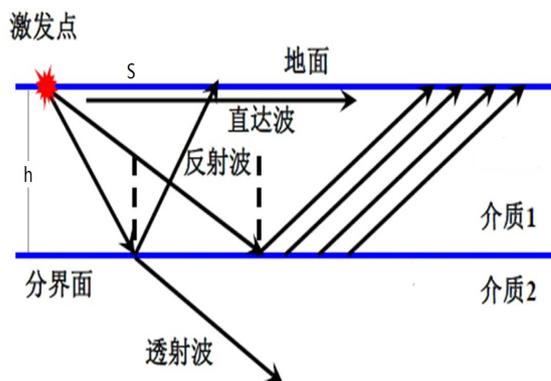


图 5 地震波传播

Fig.5 Seismic wave propagation

假设激发点到第一个检波器的距离为 S ，地面到分界面的距离为 h ，地震波波速为 V ，便可得到震源激发地震波后反射波到达第一个检波器的时间 T 。

$$T = 2 \frac{\sqrt{\frac{S^2}{4} + h^2}}{V} \quad (1)$$

由于激发的地震波传入地下后发生了折射、透射，损失了能量，并且地下介质会吸收地震波能量，所以检波器接收到的是幅值大幅度衰减的信号，需要进行放大再进行下一步处理。同时由于激发、接收条件，自然环境和地表条件的影响，检波器接收到的地震信号还含有大量噪声，其种类很多且较难处理，本设计仅仿真三种典型噪声：工频噪声、高斯白噪声、随机噪声。

通过公式 (1) 可利用 LabVIEW 得到检波器接收到的不含噪声的反射波。

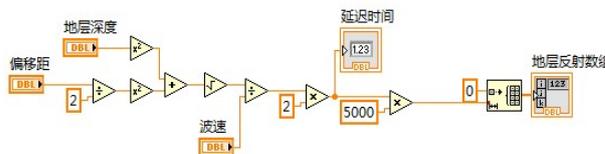


图 6 不含噪声反射波程序

Fig.6 Without noise reflection wave program

再仿真噪声加入到反射波之中，噪声都可以调用 LabVIEW 中的波形发生控件来仿真。为了让程序框图更加简洁，本设计将 chirp 信号，地层反射过程，噪声仿真分别做成子 VI。实现程序的模块化。

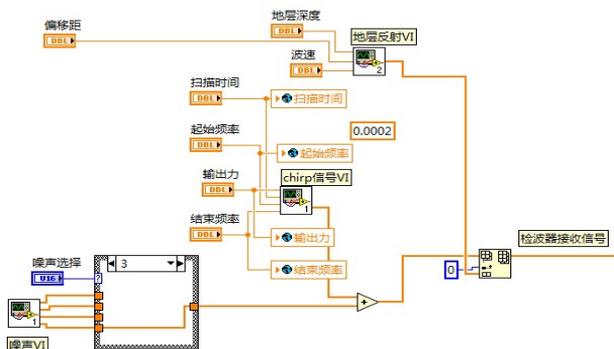


图 7 反射波仿真过程

Fig.7 The reflected wave simulation

4 地震仪模块构建

地震勘探仪器一般由地震检波器、放大滤波、记录系统 3 部分组成。检波器部分可直接拾取地震振动，并将振动转换成能为仪器记录的能量形式。放大滤波部分的作用是对检波器输出的微弱电信号进行滤除干扰和增益放大控制。记录系统以不同方式将信号记录下来。检波器、放大滤波、记录系统 3 个基本环节组成一个地震道。地震仪一般是多道的，后面将会通过一道信号构建出多道信号。

4.1 滤波放大部分

地震仪模块接收到的信号含有大量噪声，将严重干扰信号的有效提取，需要设计滤波器进行降噪处理。本设计将采用 LMS 自适应滤波与带通滤波相结合设计滤波算法。由于 chirp 信号是有频率范围的，其频率在起始频率 f_0 与结束频率 f_1 之间线性变化，所以可以通过一个带通滤波器以 f_0 和 f_1 分别作为低通、高通截止频率进行滤波处理。在频率重叠部分，本设计采用 LMS 自适应滤波算法进行去噪。自适应滤波是近年以来发展起来的一种滤波方法。它是在维纳滤波, Kalman 滤波等线性滤波基础上发展起来的一种滤波方法。并且它具有更强的适应性和更优的滤波性能。

LMS 算法是一种线性自适应滤波算法，一般来说包含两个基本过程：

(1) 滤波过程：计算线性滤波器输出对输入信号的响应，通过比较输出与期望响应产生估计误差。

(2) 自适应过程：根据估计误差自动调整滤波器参数。

其具体程序如图 8：

```

MATLAB script

Fs=5000;
k=150; %时域抽头LMS算法滤波器阶数
u=1/Fs; %步长因子

%设置初值
yn_1=zeros(1,N);
yn_1(1:k)=x1(1:k); %将输入信号SignalAddNoise的前k个值作为输出yn_1
w=zeros(1,k); %设置抽头加权初值
e=zeros(1,N); %误差信号

%用LMS算法迭代滤波
for i=(k+1):N
    xN=x1((i-k+1):(i));
    yn_1(i)=w*xN';
    e(i)=x2(i)-yn_1(i);
    w=w+2*u*e(i)*xN;
end

A=(FL)*2/Fs;
B=(FH)*2/Fs;
a=A-35/Fs;
b=B+35/Fs;
[n,wn,bta,ftype]=kaiserord([a A B b],[0 1 0],[0.01 0.1087 0.01]);
b22=fir1(n,wn,ftype,kaiser(n+1,bta));

y4=filter(b22,1,yn_1);
y5=filter(b22,1,x2);
    
```

图 8 滤波算法程序

Fig.8 Filtering algorithm program

为了验证滤波效果的好坏，必须得到滤波前后的信噪比，其求取程序如图 9。

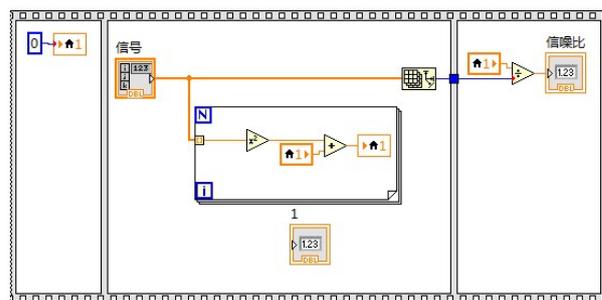


图 9 计算信号信噪比

Fig.9 Calculating a signal to noise ratio

4.2 记录系统

本设计的数据存储模块是将滤波后的结果以.txt 格式文件存入计算机。在 LabVIEW 中，调用写入电子表格 VI 将滤波后的信号作为输入，以字符串数据类型输入所需存入计算机的地址，从而实现数据存储这一功能。波形数据存储程序如图 10。

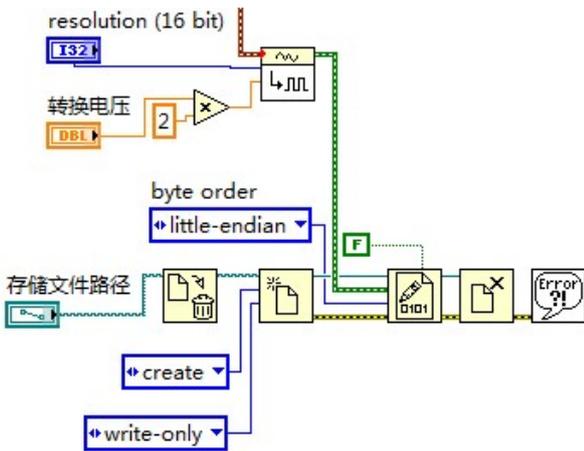


图 10 波形存储程序

Fig.10 Waveform stored program

5 参数设置模块构建

在参数设置模块中，可以选择输入信号并设置信号参数，可选择加入的噪声信号，还可设置波速、偏移距、道间距、地层深度等环境参数和放大倍数、存储路径、AD 分辨率等地震仪参数。设计该模块是为了方便使用者操作整个系统，无需在各个界面间跳转操作。



图 11 参数设置前面板

Fig.11 Parameter settings on the front panel

该部分的后面板程序是将前面虚拟震源与地震仪的各部分程序做成子 VI，再通过调用这些 VI 来完成各部分功能。由于本设计需要仿真显示 24 个地震道信号，所以还需编写 24 道波形构建程序。

本设计中模拟二十四道信号是通过在 LabVIEW 中的数组操作实现的，模拟二十四个检波器接收到的地震信号，二十四道信号实现道间距、偏移距的可调。每一个检波器接收到的信号为由地表传播的直达波与地层反射的反射波组成，传播过程中会混入噪声。然后对加噪的二十四道信号进行后续的放大、滤波，最终存储在计算机中。

利用构建数组的方法实现由单道信号去仿真二十四道信号，将单道信号作为输入，利用数组初始化控件确定数组的长度，然后利用创建数组控件创

建二十四道相同的数组。采用 while 结构对二十四道数组进行延时处理，一共循环二十四次。在 while 结构中，利用删除数组元素控件依次取出二十四道数组，利用一维数组循环位移控件对取出的数组进行两次平移，第一次的平移是直达波传播的时间，第二次只需要平移反射波与直达波传播的时间差，二十四道数组都经过这样的处理，然后利用数组插入控件依次将二十四道数组插回原数组。每一次处理后的结果会由 while 结构输入与输出端的移位寄存器保存结果。经过二十四循环后，即完成了对于二十四道信号的仿真。

加噪部分调用噪声的子 VI，可选择高斯白、随机噪声与工频干扰等噪声。

延时时间的计算公式：

$$t_{直} = \frac{s + id}{u_1} \quad (2)$$

$$t_{反} = \frac{2\sqrt{\left(\frac{s+id}{2}\right)^2 + h^2}}{u_2} \quad (3)$$

S 偏移距与 d 道间距为用户可调，h 为地层深度，i 为循环次数，u1 为地震波在地表的传播速度（3200m/s），u2 为地震波在地层中的传播速度为用户输入。

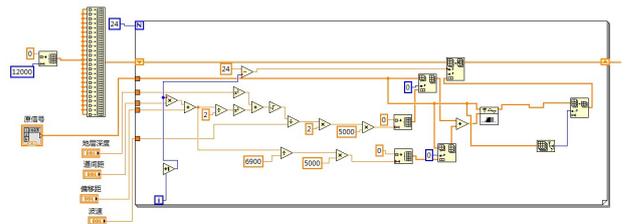


图 12 24 道信号构建

Fig.12 24 Channel signal building

6 结果显示模块

结果显示模块可以显示震源信号、检波器接收信号、滤波后信号、滤波前后相关信号、仿真 24 道信号及实测 24 道信号。通过直观显示各部分的结果，让使用者清晰地了解地震勘探的整个过程。本设计是通过全局变量来实现这一功能的，将前面各部分结果输出为全局变量，再通过调用全局变量对各部分结果进行显示。

在 LabVIEW 中，如果需要使用全局变量，就

必须单独建立一个全局变量 VI，这个 VI 有一个输入与一个输出，当有数据输入时就缓存在全局变量 VI 中，可以随时被调用。建立全局变量时必须设置变量的数据格式，全局变量的输入必须为对应的数据格式。



图 13 全局变量设置

Fig. 13 Global variable settings

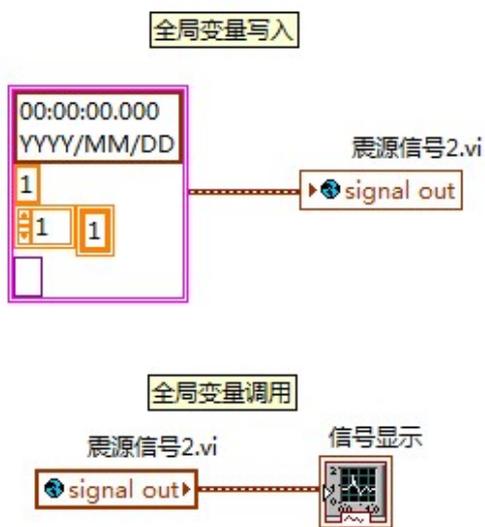


图 14 全局变量写入与调用

Fig. 14 Global variables written calls

使得地震信号能够被有效提取出来。本文为虚拟仪器应用于教学工作提供了一个实例，当下虚拟仪器技术正在蓬勃发展，而现在很多仪器的教学工作难以现场实施。虚拟仪器将会在仪器教学工作中得到广泛应用。

参考文献

1. 刘君华.基于 LabVIEW 的虚拟仪器设计.北京电子出版社,2013.
2. 袁渊,古军.虚拟仪器基础教程[M].成都:电子科技大学出版社,2010.
3. 李善邦.我国早期地震工作发展概况[J].西北地震学报, 2000.2(1): 1-5.
4. 杨乐平,李海涛,肖相生. LabVIEW 程序设计与应用[M].北京:北京电子工业出版社,2002.
5. 刘君华,贾惠芹.虚拟仪器图形化编程语言 LabVIEW 教程[M].西安:西安电子科技大学出版社,2011.
6. 张凯.LabVIEW 虚拟仪器工程设计与开发[M].北京:国防工业出版社,2012.
7. 韩晓泉地震勘探仪的现状与发展趋势[J].物探装备,2011,3-181.
8. 程铃,徐冬冬.MATLAB 仿真在通信原理教学中的应用[J].实验室研究与探索,2010,29(02).

7 结语

本文在 LabVIEW 软件平台上设计了一台虚拟地震仪，仿真了野外地震勘探的全部过程，并且显示了过程中各个部分的结果，更直观展示地震勘探过程，使相关的教学工作更易于开展。设计中 LMS 自适应滤波算法滤波器设计将信噪比提高了 20dB，

基于 BP 神经网络的 MRS 参数提取方式*

姜金明; 周振宇; 杨 莹; 蒋川东

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院 长春 130000)

摘要: 为了实现 MRS 信号即核磁共振地下水探测信号初始振幅、平均衰减时间、频率偏差、初始相位的四个关键参数的提取, 本文提出了基于 BP 神经网络的非线性拟合方法, 研究了 BP 神经网络非线性拟合的建模方法, 实现了四个关键参数的提取和用户图形界面的设计。分别利用线性拟合、非线性拟合及基于 BP 神经网络的 MRS 参数提取方法对不同信噪比的 MRS 信号的四个参数进行提取, 得到基于 BP 神经网络的 MRS 参数提取方法准确度及稳定性最高。

关键词: MRS 信号 BP 神经网络

MRS parameter extraction method based on BP neural network

JIANG Jin-ming; ZHOU Zhen-yu; YANG Ying JIANG Chuan-dong;

(Instrument Science and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130000)

Abstract: To achieve the MRS signal, that initial NMR signal amplitude detecting groundwater, the average decay time, frequency deviation, extract the initial phase of the four key parameters, this paper presents a nonlinear fitting method of BP neural network based on the study of the non-BP neural network modeling linear fit to achieve the extraction and graphical user interface design four key parameters. Respectively, using linear fitting, nonlinear curve fitting and MRS parameter extraction method BP neural network based on four different parameters SNR MRS signal is extracted to obtain MRS parameter extraction method BP neural network based on the accuracy and stability highest.

Keywords: MRS signal BP neural network

0. 前言

通过核磁共振地下水探测信号初始振幅、平均衰减时间、频率偏差、初始相位四个关键参数的提取计算基本水文地质参数, 由此可以得到地下含水层的分布情况和含水量的大小, 并估计出渗透率和导水系数, 涌水量的大小, 为地下水井位的确定和出水能力提供定量的参考。传统采用线性拟合和非线性拟合方法对上述四个关键参数进行提取时, 在信噪比较高时均可以达到较好的提取效果, 但在信噪比低时依然存在问题^[1]。所以需要寻求更加准确的方法对核磁共振信号参数进行提取。

BP 神经网络作为人工智能网络的一个典型算法, 具有网络拓扑结构简单、误差精度高, 易于用编程实现等优点, 并且具有很强的非线性映射能力, 是解决一些非线性问题更是它最突出的一环, 是智能领域中的最重要的算法之一。基于这些优点, 本文采用基于 BP 神经网络拟合方法, 对 MRS 信号参数进行提取, 通过构建合适的神经网络模型, 初始化输入数据训练神经网络, 再输入测试数据进行参数提取, 以得到更准确的参数。

1. 研究基础

为了便于参数提取, 首先对 MRS 信号包络信

* 指导教师: 蒋川东

项目类型: 大学生创新项目 (2015650965)

号的两个正交信号进行仿真^[2]。

$$E(t) = x(t) + i \cdot y(t) \quad (1)$$

$$x(t) = E_0 e^{-t/T_2^*} \cos(\delta \omega t + \phi_0) + \varepsilon_x(t) \quad (2)$$

$$y(t) = E_0 e^{-t/T_2^*} \sin(\delta \omega t + \phi_0) + \varepsilon_y(t) \quad (3)$$

其中 $E(t)$ 为 MRS 时域信号, $\delta \omega$ 是接收角频率与拉摩尔角频率 ω_0 的差值, 而 $\varepsilon_x(t)$ 和 $\varepsilon_y(t)$ 是各种噪声的综合作用。取 $t=0\sim 1s$, $E_0=200\text{nv}$, $T_2^*=0.4s$,

$\delta f = 0.5\text{Hz}$, $\phi_0 = 0$, $\text{SNR}=10$ 得到理想 X 分量, Y 分量 MRS 信号分别如图 1(a), 1(b) 所示。

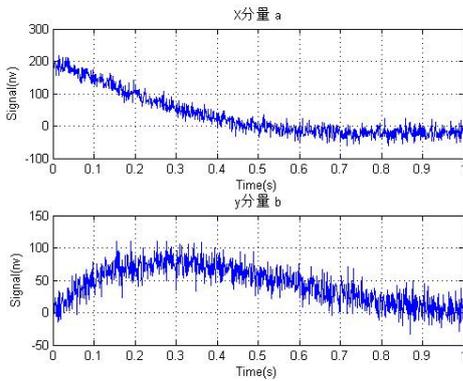


图 1 MRS 信号 X, Y 分量

Figure 1 MRS signals X, Y component

1.1 线性拟合

为了提取初始振幅 E_0 、平均衰减时间 T_2^* , 对式(1)进行线性化, 得到:

$$\begin{aligned} L(t) &= \log(|x(t) + i \cdot y(t)|) \\ &= \log(E_0) - \frac{t}{T_2^*} + \varepsilon_L(t) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 ε_L 是变换后的 x 分量和 y 分量模的噪声。可见, 经过变换后的曲线是关于时间变量的直线, 可用最小二乘直线拟合求得 E_0 和 T_2^* 。同样, 为了提取初始相位 ϕ_0 和接收频率 δf , 对式 (1) 进行如下变换

$$\begin{aligned} A(t) &= \arg(x(t) + i \cdot y(t)) \\ &= 2\pi \cdot \delta f \cdot t + \phi_0 + \varepsilon_A(t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, ε_A 是变换后的相位噪声。可用最小二乘直线

拟合求得 ϕ_0 和 δf , 接收频率 $f = f_0 + \delta f$ 。显然

由于 ε_L 和 ε_A 的存在, 四个关键参数的提取都会存在误差, 所以应在此之前尽量提高信噪比^[3]。基于上述原理, 进行线性拟合, 在信噪比为 10 的情况下, 幅度和相位拟合曲线分别如图 2(a)2(b) 所示。可以看出信噪比较高时, 线性拟合效果较好。

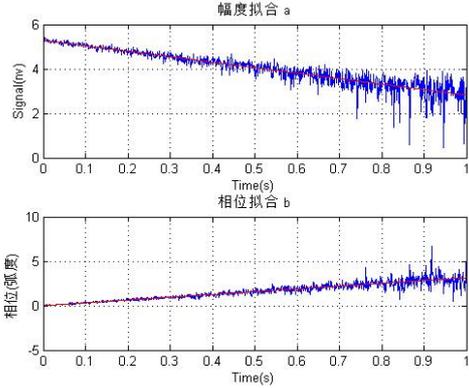


图 2 线性拟合曲线图

Figure 2 linear fitting curve

1.2 非线性拟合

为了最大程度地减小 $\varepsilon_x(t)$ 和 $\varepsilon_y(t)$, 可采用基于

最小均方的非线性拟合方法, 定义函数

$$\min \left[\sum_k (x(t_k) - x_c(t_k))^2 + \sum_k (y(t_k) - y_c(t_k))^2 \right] \quad (6)$$

其中

$$x_c(t) = E_0 \cdot \cos(2\pi \cdot \delta f \cdot t + \phi) \cdot \exp[-t/T_2^*] \quad (7)$$

$$y_c(t) = E_0 \cdot \sin(2\pi \cdot \delta f \cdot t + \phi) \cdot \exp[-t/T_2^*] \quad (8)$$

δf 由代表频率偏差, E_0 代表初始振幅, ϕ 代表相位,

上述原理, 采用基于最小均方的非线性拟合方法, 对 x, y 分量进行拟合提取出四个参数^[4], 在信噪比为 10 的情况下, 拟合曲线如图 3 所示。可以看出信噪比较低时, 非线性拟合效果较好。

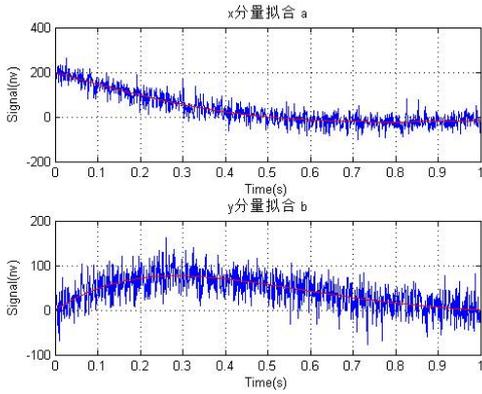


图 3 非线性拟合曲线

Figure3 non-linear curve fitting

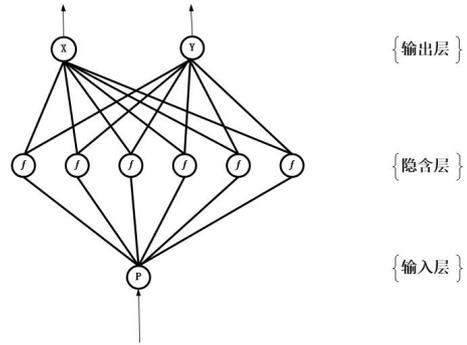


图 5 BP 神经网络构建模型

Figure 5 BP artificial neural network model

2. BP 神经网络非线性拟合

2.1 方案原理

进行 BP 网络构建时，首先要确定非线性函数的输入、输出个数。确定 BP 网络神经结构和输入层、隐含层、输出层的节点个数，用非线性函数输入输出数据训练神经网络，使训练后的网络能预测非线性函数输出。训练首先要从非线性函数中随机得到 N 组输入输出数据，并从中随机选择 M 组最为训练数据用于网络训练。剩下的 N-M 组作为测试数据，用于测试网络的拟合性能。拟合过程如图 4 所示^[5]。

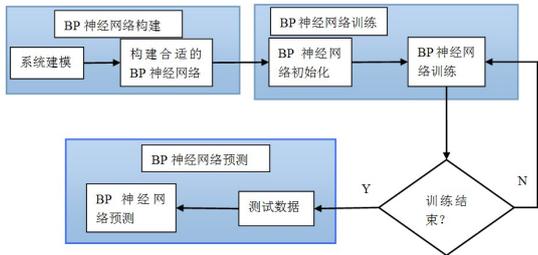


图 4 BP 拟合框图过程

Figure 4 BP fitting process block diagram

2.2 方案设计

对仿真数据进行随机选择 2000 组，对数据进行归一化 mapminmax，构建单输入双输出的 BP 神经网络，为了使得数据的拟合效果较好，选取单隐含层节点数为 6，迭代次数为 100，学习率为 0.1，误差目标 0.00004，对 BP 神经网络进行训练，对 X, Y 分量进行预测输出，减小误差，再进行非线性拟合提取参数^[6]。BP 神经网络构建模型如图 5 所示。

3. 用户界面设计

设计思想是先创建新的图形界面，然后在 GUIDE 界面上添加按钮，最后添加按钮的程序编码实现显示图形的功能^[7]。GUIDE 界面上有三个按钮，分别代表绘制线性拟合的幅度拟合和相位拟合、绘制非线性拟合的 x 分量拟合和 y 分量拟合、BP 神经网络拟合的 x 分量拟合和 y 分量拟合以及 20 次初始振幅、平均衰减时间、频率偏差和初始相位的带有正态密度曲线的直方图^[8]。用户界面如图 6 所示：

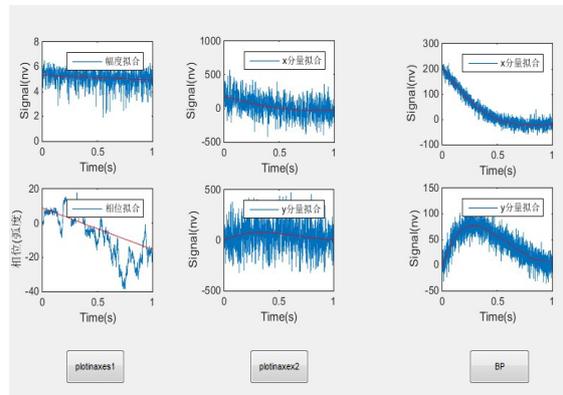


图 6 用户界面

Figure6 user interface

4. 研究结果对比分析

选取初始振幅为 200 nV，平均衰减时间为 0.4 s，频率偏差为 0.5 Hz，初始相位为 0°，代入式 (1) 计算得到 MRS 时域信号。并分别加入 5%，10%，20%，100%，1000%的高斯噪声。

为对比分析不同方法提取初始振幅、平均衰减时间、频率偏差、初始相位关键参数的精度，分别采用线性拟合，非线性拟合，BP 神经网络非线性拟合方法提取 4 个关键参数，结果分别如表 1、表 2、表 3、表 4、表 5 所示

由表可得,当信噪比为 20 时,采用线性拟合方法时,得到的四个关键参数误差均较大,而采用非线性拟合与 BP 神经网络一次非线性拟合方法得到的关键参数误差较小。当信噪比为 10 时,采用线性拟合方法时,得到的四个关键参数误差均较大,而采用非线性拟合与 BP 神经网络一次非线性拟合方法得到的关键参数误差较小。当信噪比为 5 时,采用线性拟合方法时,得到的四个关键参数误差均较大,而采用非线性拟合与 BP 神经网络一次非线性拟合方法得到的关键参数误差较小。当信噪比为 0.1

时,采用线性拟合和非线性拟合方法时,得到的四个关键参数误差均较大,而 BP 神经网络一次非线性拟合方法得到的关键参数误差较小。但同样的数据,线性拟合、非线性拟合只能提取一次参数,而 BP 神经网络可以对同样的数据样本随机选取数据拟合,选用 20 次,虽然 BP 神经网络每次的拟合效果和非线性接近,但对每次信噪比下同样的数据拟合 20 次进行数据统计,较之之前的拟合方法提高了四个参数提取的可靠性。

表 1 信噪比为 20 参数提取结果比较

Table 1 SNR=20 parameter extraction result of the comparison

SNR=20	初始 振幅 (nV)	误差%	平均衰减 时间 (s)	误差%	频率 偏差 (Hz)	误差%	初始 相位 (rad)	误差%
线性拟合	200.139	0.070	0.320	20.050	0.498	0.480	0.004	0.410
非线性拟合	200.294	0.147	0.400	0.100	0.500	0.020	5.721e-004	0.005
BP 神经网络 非线性拟合	200.023	0.012	0.400	0.025	0.500	0.020	0.001	0.010

表 2 信噪比为 10 参数提取结果比较

Table 2 SNR=10 parameter extraction result of the comparison

SNR=10	初始 振幅 (nV)	误差%	平均衰减 时间(s)	误差%	频率 偏差 (Hz)	误差%	初始 相位 (rad)	误差%
线性拟合	193.631	3.184	0.321	19.725	0.496	0.880	0.008	0.750
非线性拟合	200.588	0.294	0.399	0.200	0.500	0.040	0.001	0.110
BP 神经网络 非线性拟合	199.630	0.185	0.400	0.025	0.498	0.320	0.0002	0.020

表 3 信噪比为 5 参数提取结果比较

Table 3 SNR=5 parameter extraction result of the comparison

SNR=5	初始 振幅 (nV)	误差%	平均衰减 时间 (s)	误差%	频率 偏差 (Hz)	误差%	初始 相位 (rad)	误差%
线性拟合	173.320	13.340	0.322	19.400	0.494	1.260	0.011	1.060
非线性拟合	201.176	0.588	0.398	0.400	0.500	0.060	0.002	0.230
BP 神经网络 非线性拟合	199.819	0.091	0.401	0.125	0.502	0.340	0.001	0.100

表 4 信噪比为 1 参数提取结果比较

Table 4 SNR=1 parameter extraction result of the comparison

SNR=1	初始 振幅 (nV)	误差%	平均衰减 时间 (s)	误差%	频率 偏差 (Hz)	误差%	初始 相位 (rad)	误差%
线性拟合	197.444	1.278	-0.014	误差 过大	-11.695	误差 过大	16.261	误差 过大
非线性拟合	205.891	2.945	0.392	1.975	0.500	0.180	0.011	1.050
BP 神经网络非线性拟合	196.660	-1.667	0.482	-3.645	0.411	2.825	0.011	1.074

表 5 信噪比为 0.1 参数提取结果比较

Table 5 SNR=0.1 parameter extraction result of the comparison

SNR=0.1	初始 振幅 (nV)	误差%	平均衰减 时间 (s)	误差%	频率 偏差 (Hz)	误差%	初始 相位 (rad)	误差%
线性拟合	—	误差 过大	-0.015	误差 过大	-10.824	误差 过大	4.829	误差 过大
非线性拟合	308.227	54.113	0.279	30.300	1.870	274.020	-0.927	92.710
BP 神经网络非线性拟合	194.380	-2.810	0.436	8.943	0.456	-8.786	0.101	10.102

振反演.地球物理学报,2007,50(3):890~896.

5. 结语

我们利用线性拟合,非线性拟合,BP神经网络非线性拟合方法三种方式对 MRS 信号初始振幅、平均衰减时间、频率偏差、初始相位参数进行提取,并对提取结果进行比较。由比较结果看出无论在何种信噪比的情况下采用 BP 神经网络非线性拟合提取的数据有更高的可靠性^[9],可以更准确的研究地下含水层的分布情况和含水量的大小,为核磁共振地下水探测参数提取做出努力^[10],为后续工作奠定基础。

参考文献

1. 潘玉玲,张昌达.地面核磁共振找水理论和方法.北京:出版社, 2000
2. 翁爱华,李舟波,王雪秋.层状导电介质中地面核磁共振响应特征理论研究.地球物理学报, 2004, 47(1): 156~163
3. 翁爱华,王雪秋,刘国兴等.导电性影响的地面核磁共振

4. 王鹏.均匀地电条件下地面 c 核磁共振三维正演[D].武汉.中国地质大学.2007 年
5. 蒋川东.核磁共振地下水探测系统数据处理软件的设计与应用[D].吉林大学.2009 年
6. 王中兴,荣亮亮,林君,尚新磊,段清明,蒋川东.基于 4 倍频的数字正交 FID 信号检测技术.数据采集与处理, 2010 年 5 期
7. 刘桐素.核磁共振找水仪科研样机数据预处理软件设计[D].长春:吉林大学.2007 年
8. 曹先革.基于神经网络的 GPS 高程异常拟合方法研究[D].武汉.中国地质大学.2008 年
9. 李峻.基于 BP 网络模型的青弋江水质预测研究.安徽工程科技学院学报.2008.02
10. Anatoly Legchenko, Pierre Valla. Processing of surface proton magnetic resonance signals using non-linear fitting. Journal of Applied Geophysics 39 1998. 77-83.

基于多传感器检测的智能巡航机器人*

付 博；高 松；宋春雨；杨 光

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要: 针对于家中独居老人的安全性问题设计一款集红外对管传感器、烟雾传感器、红外避障传感器等多传感器于一体的智能巡航机器人。通过主控制器的相互协调,完成循迹、避障、烟雾报警、视频传输等功能。小车通过上位机进行远程控制、实时传输图像对现场环境进行采集。本装置的智能巡航效果能够满足当前的发展要求,其形体小、功能全、实用性强,具有广泛的市场应用前景,减少了意外发生的可能性。

关键词: 传感器系统 远程监控 实时通讯

Intelligent Cruise robot Based on Multi-sensor Detection

FU Bo; GAO Song; SONG Chunyu; YANG Guang

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

Abstract: Alone at home for the elderly to design a set of security issues on the tube infrared sensors, smoke sensors, infrared obstacle avoidance sensors and other multi-sensor in one of the intelligent cruise robots. Coordinated by the main controller, complete tracking, obstacle avoidance, smoke alarms, video transmission and other functions. Trolley through the host computer for remote control, real-time transmission of images collected on-site environment. Smart Cruise effects of the present device can meet the current development requirements, its small body, full-featured, practical, with a wide range of market applications, reducing the possibility of accidents.

Key words: sensor system remote monitoring and control real-time communication

0 前言

随着社会的发展当今社会已逐渐迈入高龄化社会,多数子女工作在外,无法全心全意照顾老人,因此对在家中孤独老人的照护就显得十分重要。有人选择聘请保姆在家照料,有人决定送至安养中心,但这些方法费用过高,而且子女也无法直接接触到亲人,所以这些办法都不能很好地解决问题。为了有效解决此问题,可照护及关怀老人的电子装置日益受到重视。因此,我们尝试设计制作一款具有智能巡航功能的机器人来解决这类问题^[1]。本项目所研发的智能巡航机器人就可以透过装置的监控功能,可以让子女能够随时得知家中父母的健康与生活资讯,一旦发生意外或紧急状况可以第一时间得到消

息,并加以处理,这也大大减少了意外发生的可能性^[2]。

与此同时,随着物质生活的进一步丰富,人们更侧重于家庭物质生活的享受而忽略了一些居家的安全问题。例如煤气泄漏,因为煤气是易于运输与储存一次能源,有着资源丰富等优点,所以煤气在国家的发展和我们的日常生活中占据了重要的地位。伴随煤气的广泛应用,煤气事故的种类也呈多样化,事故发生频率也逐年增高。由于煤气具有易燃、易爆、易流动和易扩散的特点,一旦发生泄漏,泄漏的煤气与空气形成爆炸性混合物,遇热火或明火极易发生爆炸和火灾的危险,如果泄漏的煤气被吸入人体内,还会使人中毒甚至死亡。因此,如何准确确定家中煤气是否泄漏并采取相应的对策来及时控制事故的发生,一直是人们研究的课题。我们项目

* 指导教师: 杨光

项目类型: 大学生创新项目(2015650966)

所要设计制作的智能家居机器人具有煤气泄漏检测的功能，避免重大事故的发生。

1 系统设计

智能巡航机器人采用 89C51 单片机外加 arduino 芯片相互协调控制整个系统稳定运行。其中主控制器 89C51 芯片主要控制小车的正常行驶、自主循迹、自主避障、烟雾检测等功能，辅助控制器 arduino 芯片主要执行视频采集与无线传输功能^[3-4]。

在巡航时，机器人通过摄像头检测前方路况，并将现场视频上传到上位机软件上。其多种传感器可以感知环境变化，一旦检测到烟雾，机器人将发出报警信号。机器人通过红外传感器对现场环境进行动态监测，当遇到障碍物时自行避开。机器人有自主循迹功能，可按照规定路线进行自主巡航。基于这些功能，可实现家中的智能巡航，提高安全性。

2 巡航机器人的硬件设计

巡航机器人具有完善的传感器系统、实时通信的能力以及可靠的执行机构^[5]。系统整体结构图与具体功能如图 1 所示：

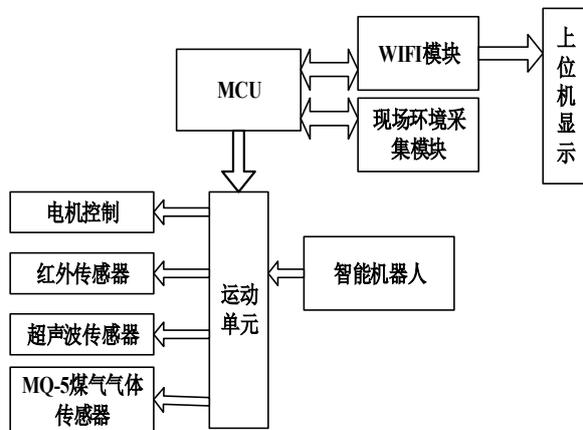


图 1 系统整体结构图

Fig.1 The system's overall diagram

各模块具体工作情况如下：

(1) 电机驱动模块：采用 L298N 作为电机驱动芯片。L298N 具有高电压、大电流、响应频率高的全桥驱动芯片，一片 L298N 可以分别控制两个直流电机，并且带有控制使能端。该电机驱动芯片驱动能力强、操作方便，稳定性好，性能优良。L298N 的使能端可以外接电平控制，也可以利用单片机进行软件控制，满足各种复杂电路的需要。另外，L298N 的驱动功率较大，能够根据输入电压的大小输出不同的电压和功率，解决了负载能力不够的问

题。

(2) 循迹模块：采用脉冲调制反射式红外发射接收器作为循迹传感器，调制信号带有交流分量，可减少外界的大量干扰。信号采集部分就相当于智能循迹小车的眼睛，由它完成黑线识别并生产高、低平信号传送到控制单元，然后单片机生成指令来控制驱动模块来控制两个直流电机的工作状态，来完成自动循迹。JY043W 型光电管和电压比较器 LM393 为核心部分，再加上必要的外围电路^[6]。

(3) 避障部分则有超声波模块和两路脉冲调制的反射式红外发射接收器。超声波可实现测距，利用超声波返回的信号变化使 MCU 产生中断，实现障碍的判断，当距离大与某个值时可继续前进，当距离小于某个值时则单片机进行处理，实现避障^[7]。

(4) 煤气检测模块：采集煤气漏气装置主要采用 MQ-5 气体传感器，该传感器所使用的气敏材料是在清洁空气中电导率较低的二氧化锡(SnO₂)。当传感器所处环境中存在煤气泄漏时，传感器的电导率随空气中煤气浓度的增加而增大。使用简单的电路即可将电导率的变化转换为与煤气气体浓度相对应的输出信号。MQ-5 传感器对甲烷的灵敏度高。这种传感器，是一款适合本产品低成本传感器。当室内煤气浓度超过一定浓度时，煤气检测装置将长鸣报警，提醒人们注意安全。

(5) 基于高清摄像头与 WIFI 模块开发现场环境(监控)功能^[8]，具备视频采集、编码、和传输等功能：智能机器人可以根据前端摄像头的输入图像识别出环境状况^[9-10]，通过优化智能机器人的软硬件设计，能够确保其在不同环境下采集的信息完整准确。

3 巡航机器人的软件设计

系统选用 89C51 单片机进行数据处理^[11]，采用 C 语言对软件部分进行开发，使软件具有可读性好，可移植性好等特点。整个系统的程序采用子程序调用的模块化设计方式，各个子程序块设计相对独立，便于后期的修改和调整。程序的流程如图 2 所示。

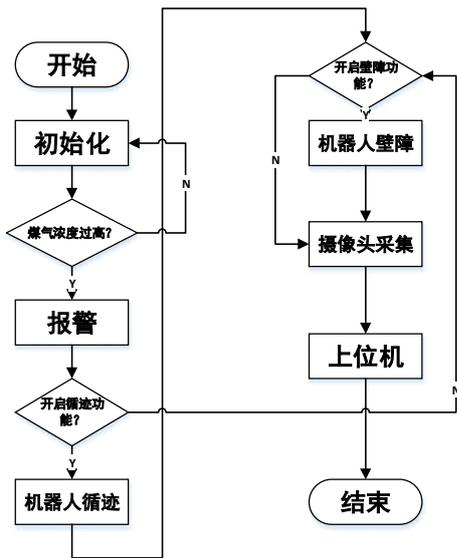


图 2 程序流程图

Fig.2 Program flow chart

4 测试与分析

循迹功能测试结果：在空白泡沫板上贴上黑色胶带，使其呈 S 型，开启机器人循迹功能。具体现象如下：左边传感器检测到黑线，机器人左转；右边传感器检测到黑线，机器人右转；左右两传感器共同检测到黑线，机器人直行。经多次重复测试，达到了循迹的目标要求。

避障功能测试结果：该项测试主要测试了超声波检测障碍物距离并作出避障反映的准确程度，测试结果如表 1 所示：

表 1 测试距离与避障功能测试结果

Table 1 Measuring distance and avoidance function test results

测试次数	1	2	3	4	5	6	7
测试距离 (cm)	2	4	6	8	10	12	14
是否作出相应运动	是	是	是	是	是	是	否

烟雾检测功能测试结果：由于温度会对传感器的工作造成一定影响，所以将机器人处于不同温度条件下进行测试，用于模拟当室温处于不同温度时，烟雾传感器的工作情况。测试结果如表 2 所示：

表 2 温度变化对烟雾检测装置的影响测试结果

Table 2 Temperature Change on smoke detector test results

测试次数	1	2	3	4	5	6
测试温度(℃)	5	10	15	20	25	30
工作是否正常	是	是	是	是	是	是

如表 2 所示 5℃~30℃ 是一般居家的正常温度，经测试在此区间温度下烟雾检测装置可正常工作满足设计需要。

实时图像采集结果：无线图传模块采集运动过程中的图像^[12~13]，并通过上位机软件显示(见图 3)屏幕效果可见，视频采集系统可以清晰、真实地反映机器人所处环境的情况，效果良好，符合预期目标^[14]。



图 3 上位机软件界面

Fig.3 PC software interface
整体作品如图 4 所示。

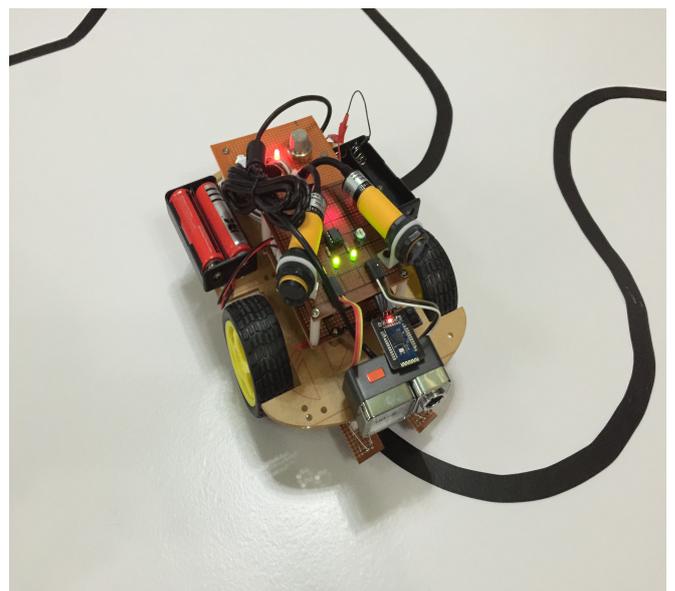


图 4 智能巡航机器人整体效果图

Fig.4 Intelligent cruise robot physical map

5 结束语

该智能巡航机器人在完成之后,一方面其自主巡逻功能将代替人类完成巡航工作,减轻了人们的负担。另一方面,智能安防巡逻小车具有多种传感检测功能,可以实时检测到现场环境并可以检测室内煤气浓度提示并警报,从而及时排除室内的隐患,有力保障了居民家中的安全状态。智能巡航机器人作为新时期人类运用科技,解决生活问题的创新产物,还具有灵活高效、方便实用、易于普及推广的优点,可以广泛推广。

参考文献

1. 陈志华,谢存禧,曾怀德.巡逻机器人的研究现状与应用前景[J].机械工程技术,2003,32(6): 19-21.
2. 蔡自兴.机器人学的发展趋势和发展战略[J]. 机器人技术与应用, 2001(4):188-216.
3. 姜悦悦,王宏华.基于多传感器信息融合的智能安保巡逻小车[J].电气技术与自动化,2012,41(6):203-205.
4. 应翔,雷鹏飞,高坎贷等.智能巡逻车的系统分析与实现[J].福建电脑,2010,26(3): 11-16.
5. 祝宏,曾祥进.多传感器信息融合研究综述[J]. 计算机与数字工程,2007(12): 46-48.
6. 吴传贵,刘兴钊,张万里,等.热释电薄膜在红外探测器中的应用[J].红外,2004(3): 5-10.
7. 沙爱军.基于单片机的超声波测距系统的研究与设计[J]. 电子科技,2009(11):57-61.
8. 王胜源,张洪武,赵凯,等.无线收发模块在多机通信中的设计与实现[J]. 吉林大学学报(理学版),2006,44(3):470-472.
9. 孙宝法,张晓玲.用摄像头循迹的智能车的硬件设计系统[J].Value Engineering,2012(30):201-202.
10. 李旭东,廖中浩,孟娇.基于CMOS摄像头的智能车控制系统设计及实现[J]. 吉林大学学报(信息科学版)2013,31(4):414-418.
11. 韵卓,陈龙冬,刘富.基于飞思卡尔单片机的智能电动小车设计[J]. 吉林大学学报(信息科学版).2013,31(3):272-278.
12. 李兴泽,王福平.基于CCD摄像头的小区自动循迹停车系统[J].计算机应用, 2013,33(S1):321-323.
13. 詹新生,张江伟.基于AT89S51的无线数据采集系统设计[J].实验室研究与探索, 2011,30(4): 199—202.
14. 蒋学润,李中华,毛宗源.基于VB的数据采集智能模块与上位机串行通信的实现[J]. 自动化与仪表,2003(6): 61-63.

基于 Android 系统的紫外线监测仪的设计与实现*

刘 杰；姜 博；郑如意；赵 威

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130061)

摘要：介绍了一种紫外线监测仪的设计。本设计主要包括上位机和下位机两部分。下位机完成紫外线的测量及简单的数据处理。控制器选择 stm32 单片机，辅以 UVM-30 紫外线传感器模块、CA3140AMZ 运放为主的信号调理模块、5110 液晶显示模块、按键模块和 SH-HC-05 蓝牙传输模块。上位机完成数据的进一步处理和显示，包括蓝牙数据接收与 Android 手机 app。通过手机的蓝牙功能接收蓝牙模块传输的数据，由设计的手机 app 进行数据处理，绘制折线图及显示。该紫外线监测仪能够实现实时实地监测紫外线强度。

关键词：紫外线测量 单片机 Android 手机 APP 蓝牙

Design and implementation of the portable UV detector based on Android system

Liu Jie; Jiang Bo; Zheng Ruyi; Zhao Wei

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

Abstract: It introduces an ultraviolet detector design. The design includes upper and lower machine two parts. The lower machine's task is UV measurement and simple data processing. The stm32 microcontroller is chosen as controller, combined with UVM-30 UV sensor module, CA3140AMZ operational amplifier-based signal conditioning modules, 5110 LCD module, button module and SH-HC-05 Bluetooth module. Upper machine's task is further processing and display of data, including Bluetooth data reception and Android app. Bluetooth module receives transmitted data through the phone's Bluetooth feature, app's task is data processing, drawing a line chart and display. It can achieve real-time monitoring of UV intensity field.

Key words: UV measurement Microcontroller Android app Bluetooth

0 前言

紫外线具有杀菌的作用，同时还具有调整和改善神经、内分泌、消化、循环、呼吸、血液、免疫系统以及促进维生素 D 生成的功能，因此应用于医疗和化工等领域^[1]。但是，近年来由于平流层臭氧遭到日趋严重的破坏，地面接受的紫外线辐射量逐渐增多，过量的紫外线是引起皮肤癌、白内障、免疫系统能力下降的主要原因之一^[2]，尤其是在紫外线照射较强的区域，紫外线对人的危害尤为显著。

日前，世界各国的环境科学家都提醒人们应该十分注意紫外线辐射对人体的危害并采取必要的预防措施，尽量避免长时间在日光下曝晒，同时，到海滨和山区度假时也要特别注意保护皮肤。为此，采

取一定的措施积极监测和预防过度紫外线照射对人体造成的伤害是一项艰巨而又亟待解决的问题。本设计主要结合手机 app 制作的一款紫外线监测仪。使紫外线监测就像智能手机一样迅速被人们所接受，从整体上推动紫外线的监测与防治工作。

1 下位机

1.1 硬件设计

硬件电路主要包括 MCU 模块，紫外线传感器模块，信号调理模块，模式转换模块，LCD 显示模块以及数据传输模块。紫外线传感器模块采集紫外线数据将其转换为电信号，经信号调理电路放大，A/D 转换将模拟信号转换为数字信号，再由单片机将其转换为紫外线强度进行显示并由蓝牙模块传输

* 指导教师：刘杰

项目类型：大学生创新训练项目(2015650968)

数据。下位机实物图如图 1 所示。下位机结构框图如图 2 所示。

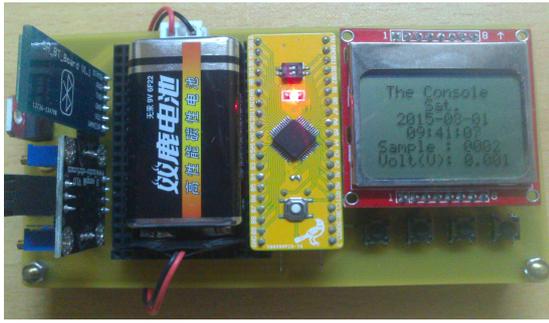


图 1 下位机实物图

Fig.1 Lower machine physical map

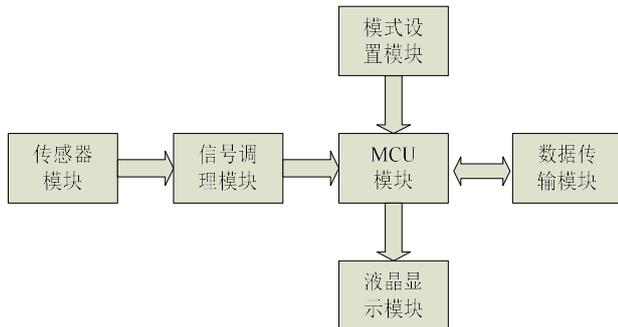


图 2 下位机结构框图

Fig.2 Lower machine structure diagram

1.1.1 MCU 模块

MCU 模块采用 stm32 单片机作为控制器,控制数据采集及处理。stm32 是意法半导体公司生产的用于嵌入式控制系统的 32 位高性能单片机,具有内部资源丰富、高性能、低功耗、低成本的特点。本设计中 A/D 采集采用 stm32 内部集成的 12 位逐次逼近型 A/D,能够降低硬件成本。

1.1.2 传感器模块

紫外线传感器模块选用用基于 GUVA-S12SD 设计制作的紫外线传感器模块 UVM-30。UVM-30 紫外线传感器模块所探测的紫外线波长范围 200~370nm, 适合测量太阳紫外线强度总量。UVM-30 模块的输出电压与世界卫生组织紫外线指数分级标准相对应,且具有较高的灵敏度^[3, 4]。UVM-30 响应快、互换性强、线形电压信号输出、小尺寸封装,适合便携产品应用,可用于紫外线测试仪、户外阳光紫外线监测、火焰探测等。图 3 为 UVM-30 典型响应曲线。纵坐标为输出电压,横坐标为紫外线指数水平^[3]。

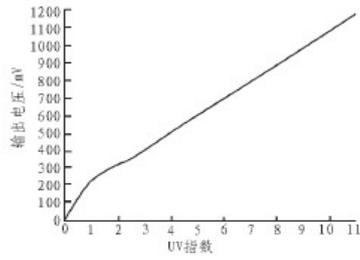


图 3 UVM-30 典型响应曲线

Fig.3 UVM-30a typical response curves

1.1.3 信号调理模块

信号调理模块采用 CA3140AMZ 放大器, CA3140AMZ 为通用型运放。UVM-30 输出电压为 0-1V, 通过将其放大到 A/D 的转换范围可以减少误差。

1.1.4 模式设置及液晶显示模块

模式设置模块由按键控制实现, 改变测量时间间隔。LCD 显示模块采用 5110 液晶显示屏, 显示与测量有关的数据。5110 是 NOKIA 公司生产的可用于移动电话的液晶显示模块。5110 的 84x48 的点阵 LCD, 可以显示 4 行汉字; 采用串行接口与主处理器进行通信, 包括电源和地在内的信号线仅有 9 条; 可通过导电胶连接模块与印制版, 而不用连接电缆; 模块体积小, 供电电压低。

1.1.5 数据传输模块

数据传输模块采用 SH-HC-05 蓝牙模块, 能够与上位机端(手机)进行通信实现测量数据的实时传输, 同时能够实现上位机端对数据测量系统的工作模式控制, 方便测量系统参数的及时调整。SH-HC-05 蓝牙模块是深圳市创联发科技有限公司专为智能无线数据传输而开发的一款蓝牙模块, 此采用英国 CSR 公司 BlueCore4-Ext 芯片, 遵循蓝牙 V2.0 + EDR 蓝牙规范, 最高传输速率可达 2.1M, 传输距离超过 20 米。

1.2 软件设计

软件部分主要包括初始化, 按键扫描, 液晶显示, A/D, 滤波, 数据传送子程序。单片机上电实现初始化, 通过按键扫描设置工作模式, 将采集到并经过放大的数据进行 A/D 转换, 并进行滤波减小误差, 之后将处理过的数据由 5110 液晶显示屏显示, 并经过蓝牙上传到上位机。单片机程序流程图如图 4 所示。

1.2.1 滤波算法

由于单次测量具有一定的偶然性, 测量数据会随着各种不确定因素产生较的偏差, 同时考虑测量通道本身带宽较高, 被测信号短时间内变化幅度较小, 所以软件中采用均值滤波的方法消除偶然因素

造成的测量误差,不仅运算简单,而且可以有效降低测量噪声功率密度分布,对于本系统中涉及到的缓变信号的处理较为合适^[5]。

均值滤波法是把 N 个连续采样值 (分别为 $X_1 \sim X_N$) 相加,然后取其算术平均值 X 作为本次测量的滤波值^[5],即:

$$X = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (1)$$

$$(1) \text{ 式中设 } X_i = s_i + n_i \quad (2)$$

(2) 式中, s_i 为采样值中的信号; n_i 为随机误差。则

$$X = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (s_i + n_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n_i \quad (3)$$

而按统计规律,随机噪声的统计平均值为零,故有

$$X = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i \quad (4)$$

从上述告诉中可以看出均值滤波可以有效消除随机噪声干扰。

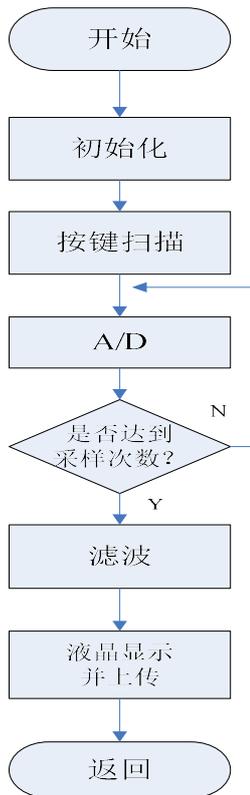


图 4 单片机程序流程图

Fig.4 Microcontroller program flow chart

1.2.2 工作模式改变的实现

鉴于被测信号的变化过程极为缓慢,信号采集时不需要较高频率,只需要每隔一定时间触发进行

若干次数据采集并处理即可,但在另一方面如果需要紫外线辐射状况进行短时间突发连续监测时就需要有另一种工作模式可供选择,故在此系统中设计利用单片机自带的 RTC 功能设计计时时钟实现时钟功能,同时通过控制采集时间间隔实现不同工作条件下工作模式的选择。

2 上位机

上位机部分的设计主要包括蓝牙通信与 Android 手机 app 设计。

2.1 蓝牙通信

蓝牙无线通信技术工作在工业、科学以及医学上公用的 2.4GHz ISM 公用频段,这一频段全球通用且无需授权。蓝牙系统^[6]采用全双工分时传输信息技术,信息以分组结构的方式进行数据交换。在传输过程中,各信息分组用不同的跳频算法实现信息传输。“跳频”技术是把频带分成若干个跳频信道,在一次连接中,无线电收发器按一定的码序列不断地从一个信道“跳”到另一个信道,只有收发双方按这个规律进行通信,而其他的干扰不可能按同样的规律进行干扰;跳频的瞬时带宽很窄^[7],这就使得来自同样工作在 2.4GHz ISM 频段的家用电器,如微波炉等带来干扰的可能性变得很小。与其他工作在相同频段的无线系统相比,蓝牙跳频每秒可以达到 1600 次,速度更快,而且数据包更短,从而使蓝牙比其他系统更稳定。

Android 平台包含了对蓝牙网络协议栈的支持,它允许一个蓝牙设备跟其他的蓝牙设备进行无线的数据交换。应用程序通过 Android 蓝牙 API 提供访问蓝牙的功能。这些 API 会把应用程序无线连接到其他的蓝牙设备上,具有点到点和多点无线特征^[8]。

使用蓝牙 API, Android 应用程序能够执行以下功能:

- ①扫描其他蓝牙设备;
- ②查询本地已经配对的蓝牙适配器;
- ③建立 RFCOMM 通道;
- ④通过服务发现来连接其他设备;
- ⑤在设备间传输数据;
- ⑥管理多个蓝牙连接^[10]。

蓝牙通信数据传输流程如图 5 所示。

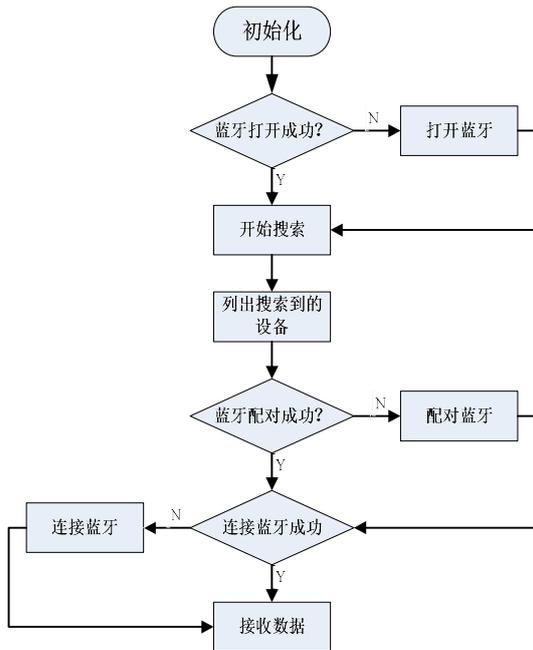


图 5 蓝牙数据传输流程

Fig.5 Bluetooth data transmission process

2.2 Android 手机 app 设计

Android 操作系统从下到上有 5 部分组成:Linux 内核、Android Runtime、库、应用程序框架、应用程序^[9]。Android 手机 app 主要用于处理下位机传送的数据,绘出紫外线随时间变化的折线图。设计流程如图 6 所示^[10]。



图 6 设计流程图

Fig.6 Design Flow

绘制折线图的实现: SurfaceView 是 View 的继承类,这个视图里内嵌了一个专门用于绘制的 Surface。可以控制这个 Surface 的格式和尺寸。SurfaceView 控制这个 Surface 的绘制位置^[11]。实现过程包括以下步骤:

- ① 继承 SurfaceView 并实现 SurfaceHolder.Callback 接口;
- ② SurfaceView.getHolder() 获得 SurfaceHolder 对象;
- ③ SurfaceHolder.addCallback(callback) 添加回调函数;
- ④ surfaceHolder.lockCanvas()获得 Canvas 对象并锁定画布;
- ⑤ Canvas 绘画;
- ⑥ SurfaceHolder.unlockCanvasAndPost(Canvas canvas)结束锁定画图,并提交改变,将图形显示。

Android 手机 app 界面如图 7 所示。



图 7 Android 手机 app 界面

Fig.7 Android app interface

3 结论

图 8 为紫外线灯模拟太阳照射的紫外线实测图。



图 8 紫外线实测图

Fig.8 actual measurement UV data fig

设计了一种结合手机 app 的紫外线监测仪。该监测仪能够实时实地监测紫外线强度,并上传紫外线数据到 Android 手机,及时提醒户外活动的人采

取一定的防晒措施，有利于减少过量紫外线照射对人体健康的危害。本设计与目前大多数的紫外线监测仪相比，成本较低，在手机上显示并提醒防晒，更为人性化，易于实现便携式。为紫外线监测仪的发展提供了新的设计思路。

参考文献

1. 曹禹、时维铎.基于 SUV-C 的紫外线强度监测系统[J].山西电子技术,2012, (4):17-19.
2. 赵小兰、聂飞等.太阳光紫外线强度检测技术研究[J].测试系统与组件 ,2008, 31(1):112-115.
3. 胡立群,陈敦军等.基于单片机的可见光及紫外光强探测系统[J].电子设计工程,2013, 21(24):81-84.
4. 刘驰昉, 杨静波等. 基于 MSP430 的便携式紫外线检测仪[J]. 现代电子技术,2012, 35(8):132-134.
5. 程德福, 林君.智能仪器[M].长春.机械工业出版社: 2005.113-119.
6. 浦东兵, 赵东来, 张雪等. 基于蓝牙的智能家居网管设计 [J]. 信息技术, 2010(2):11-12.
7. 李黎国, 张 辉等. 基于 Android 健康服务终端蓝牙传输软件的设计[J].电子科技,2012,25(2):115-118.
8. 罗福财.基于 Android 系统的蓝牙通信系统的研究与实现[D].北京: 华北电力大学, 2012.
9. E2EColud 工作室. 深入浅出 Google Android [M]. 北京:人民邮电出版社, 2009.
10. 丁山. Android 程序设计教程[M].长沙.机械工业出版社: 2015:243-251.
11. 吴建霞. 基于 Android 手机的远程视频监控系统设计[D].北京: 北方工业大学, 2015.

动态心电信号快速分析技术研究*

凌振宝；于紫凝；晁云峰；周海舰

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要: 对心脏病人来说, 实时动态监测系统尤为必要, 它可以实现对患者心电信号的长时间监测和记录^[1]。传统心电图数据大, 医护人员需要用眼睛找出异常波形, 检查时间长, 失误率和遗漏率也较大^[2]。针对这种不足, 我们借助了软件 MATLAB, 高通滤波去噪后, 利用 meth 小波基做一维连续小波变换的算法来检测心电信号中的 QRS 波^[3-4]。经反复测试, 设计合理阈值为幅值的 60%, 快速识别了 R 波, 其速度可达每 20 秒检测 10 万个点, 并计算出心率。这样不仅缩短了判读心电图的时间, 而且简化了医护人员的工作量, 为下一步研究打好了基础。

关键词: 心电检测; 定位 R 波; MATLAB; 小波变换

The rapid analysis and technical research of ECG

Ling zhen-bao; Yu zi-ning; Chao yun-feng; Zhou hai-jian

(College of Instrumentation & Electrical Engineering Jilin University, chang chun, 130022, china)

Abstract: It is particularly necessary for heart disease patients to have the real-time dynamic monitoring system, it can be achieved on a patient for a long time to monitor and record the patient's ECG data. Traditional ECG data is large, the staff need to observe the problem waveform by eyes, which takes a long time and is easy to lose information as well. For these shortcomings of traditional diagnostic methods, we used the computer software named MATLAB. By the use of one-dimensional continuous wavelet transform algorithm with meth mother wavelet to detect QRS complex on ECG, after repeated testing, the reasonable threshold was designed as 60%, which found the R-wave position quickly. This algorithm can reach every 20 seconds to detect 100000 points, and then calculate the heart rate. This will not only shorten the time of ECG interpretation, but also simplify the workload of medical staff, besides lay the foundation for the next step.

Key words: detection of ECG; locate R-wave; MATLAB; wavelet transform

0 前言

在现代医疗诊断中, 进行心脏病检查时, 心电图是最直观、应用最广的心脏检查技术。尽管如今的心电监测技术已经日臻成熟, 但在运动状态下进行心电监测过程中, 总会有这样那样的干扰, 使得心电图在一定程度上失真, 这样结果的不可靠给医生的诊断带来困扰。目前对心脏病检测主要有两种方法, 第一种是病人在静卧的情况下用心电仪实时检测, 但过程时间很短, 很容易出现漏掉心律失常等特征信号, 这就经常会出现医院诊断为健康但是病人有明显的自觉反应; 第二种是我们所说的

Holter, 通过导联病人在不影响日常行为的情况下, 监视心电信号 24 小时, 到时间去医院把采集的心电信号(Electrocardiograph, 简称 ECG)进行回放^[5], 通过我们大量去医院的走访, 发现大多还是医生用眼睛去看, 这会使医生的工作量很大, 还会出现很高的失误率。现在的医院有这种一体的仪器, 但是体积庞大、价格昂贵。这就迫切需要借助计算机和数字处理手段结合。针对这个背景, 我们想应用 MATLAB 对动态心电信号信号进行数据处理, 快速准确地计算出重要的心电特征参数, 从而实现与心脏疾病有关的分析与辅助诊断的功能。

* 指导教师: 凌振宝

项目类型: 大学生创新项目 (2015650970)

1 心电信号理论及去噪方法分析

1.1 ECG 信号理论及噪声分析

通过学习心电极化和心电图，深刻了解一些与生物参数相关的知识，我们提出对心电图的特征点位置进行判断，通过找到的特征点对心脏是否存在异常进行分析。在数据处理部分主要检测 R 波，因为在图 1 中 R 波幅值最大，频率最高。

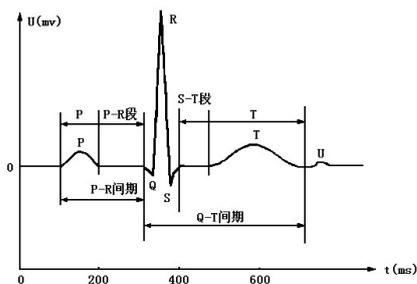


图 1 典型的心电信号波形图

fig.1 A typical ECG waveform

1.2 对原始心电信号的滤波

心电信号是一种生理信号，其频谱范围为 0.03~110Hz，且大部分心电信号集中在 14~75Hz，100 Hz 以上的信号在总体信号中占的比例很小，幅度为 5 μ V(胎儿)—5mV(成人)。原始心电信号中主要含有工频噪声、肌电干扰噪声、基线漂移、电极接触噪声等，通过大量分析已有的实测数据，其中 2Hz 以下的基线漂移是最主要的噪声源。

基线漂移大多是由电极移动和人体呼吸或者电极移动引起的，幅度和频率时刻发生变化，频率在 2Hz 以下，属于低频噪声。由于与心电信号的 ST 段频率重叠，滤除较为困难。受到基线漂移干扰的 ECG 信号特征如图 2 所示。

心电信号受基线漂移的影响有以下特点：

(1) 频率较低，通常在 0.05-1.5Hz 之间，属于低频干扰，通常表现为缓慢变化的曲线。

(2) 基线漂移的频率与心电信号 ST 段的频率有相同部分，所以基线会严重影响对 ST 段的检测。

基于基线漂移是低频噪声，我们选用 FIR 高通滤波器。经过滤波后，基线漂移明显去掉，如图 2 所示。它的优点是速度比较快，算法简单。为后续定位 R 波节约了时间。

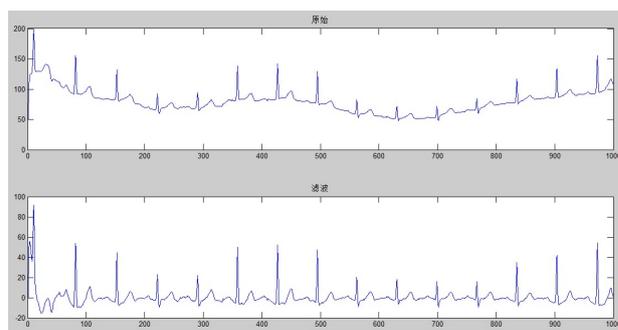


图 2 原始心电信号及滤波后的信号

fig.2 Original ECG and filtered ECG

2 小波变换分析

2.1 小波变换及一维连续小波变换原理

小波分析方法是利用一种窗口面积固定，在时域和频域都可改变的局部化的分析方法。即在高频区域时间分辨率高，频率分辨率较低。在低频区域频率分辨率高，时间分辨率较低。因此，小波变换对信号有自适应性。

设 $\psi(t) \in L^2(\mathbb{R})$ (表示平方可积的实数空间，即能量有限的信号空间)，其傅里叶变换为 $\hat{\psi}(\omega)$ 。当 $\hat{\psi}(\omega)$ 满足允许条件^[6]：

$$C_{\psi} = \int_{\mathbb{R}} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty$$

我们称 $\psi(t)$ 为一个母小波。将母函数 $\psi(t)$ 经评议伸缩后，可以得到一个新的小波序列。

对于连续的情况，小波序列为

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad a, b \in \mathbb{R}; a \neq 0$$

其中，a 为伸缩因子；b 为平移因子^[7]。

对于任意的函数 $f(t) \in L^2(\mathbb{R})$ 的连续小波变换

$$W_f(a,b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = |a|^{-1/2} \int_{\mathbb{R}} f(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt$$

其逆变换为：

$$f(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \int_{\mathbb{R}^+} \int_{\mathbb{R}} \frac{1}{a^2} W_f(a,b) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) da db$$

在小波变换的基础上，由于母小波 $\psi(t)$ 生成的小波 $\psi_{a,b}(t)$ 在变换中，对于被测信号来说是一个窗

的作用，因此 $\psi(t)$ 还要满足普通函数的约束条件：

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)| dt < \infty$$

故函数 $\psi(t)$ 是连续的。也就是说， $\psi(t)$ 在原点必须等于 0 才可以满足完全重构条件，即：

$$\hat{\psi}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0$$

为了使信号重构的实现在数值上是稳定的，除了完全重构条件外，还要求小波 $\psi(t)$ 的傅里叶变换满足下面的稳定性条件：

$$A \leq \sum_{-\infty}^{\infty} |\hat{\psi}(2^{-i} \omega)|^2 \leq B$$

式中， $0 < A \leq B < \infty$ 。

连续小波变换把一维信号换到二维空间，因此在连续小波变换中存在信息表述的冗余度。在 MATLAB 中，可以用 `cwt` 函数实现对信号的连续小波变换。

小波变换的窗口形状为两个矩形

$$[b - a\Delta\psi, b + a\Delta\psi] \times [(\pm\omega_0 - \Delta\psi)/a, (\pm\omega_0 + \Delta\psi)/a]$$

窗口中心为 $(b, \pm\omega_0/a)$ ，时域窗宽和频域窗宽

分别为 $a\Delta\psi$ 和 $\Delta\psi/a$ 。可以看出， b 关系到窗口在时间轴上的位置，而 a 关系窗口在频率轴上的位置，还关系窗的形状。这样，小波变换对不同的频率在时域上的取样步长是调节性的：在低频时，小波变换的时间分辨率较低，而频率分辨率较高；在高频时，小波变换的时间分辨率较高，而频率分辨率较低，这正符合低频信号变化缓慢而高频信号变化迅速的特点^[8]。总的来看，小波变换具有很好的时频窗口特性。

2.2 检测 R 波算法分析

2.2.1 定位 R 波的软件流程图

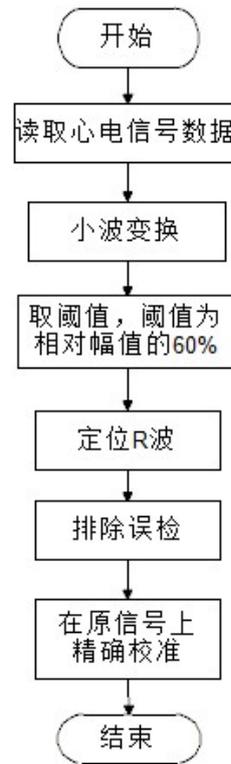


图 3 定位 R 波流程图

fig.3 Positioning R wave flowchart

2.2.2 算法步骤

(1)对给定的心电信号作连续小波变换,小波基选用 `mexh` 小波。当然，要在一段区间内满足重构条件。

(2)选取合适阈值^[9]。在小波序列每段内找到最大幅度值和最小幅度值。最后的幅度是 8 个的最大幅度和 100 个最小幅度的平均值。取阈值为相对幅值的 60%为判别 R 波的阈值，进而定位 R 波。

(3)排除误检。为了防止错误出现，进行第一次排除误差。即如果相邻两个极大值小于 0.4，则去掉幅度较小的一个。

(4)校准。为了进一步提高精确率，进行第二次校准。即既要满足稳定条件，还要满足稳定性条件。

3 心电信号人机用户界面设计与开发

采用 MATLAB 图形用户界面来显示心电信号的处理。图形用户界面 (Graphical User Interface, 简称 GUI) 是指采用图形方式显示的计算机操作用户界面^[10]。

MATLAB 软件程序按照功能可分别 8 导联心电信号数据读取控件、单一导联放大控件、数据显示的向前向后控制控件等和相应对话框。即在 `OpeningFcn` 函数中进行界面的初始化，并在 `fig` 中添加相应的功能控件后，在相应的回调函数中写实

现其对应功能的函数。在 fig 中创建每一个图形对象时，MATLAB 都为这个对象分配唯一的一个值，叫做图形对象句柄。句柄是图形对象的唯一标识符。在进行按钮设计时，如果让按钮实现相应功能，就要通过它的句柄数值调用一些函数文件，具体方法是通过给要用到的图形对象设置唯一的‘Tag’属性字符串。

心电信号数据分析交互界面的设计控件和功能如表 1 所示，显示效果图如图 4 所示：

表 1 界面的设计菜单表格

Table 1 interface design menu table

控件名称	功能
打开文件	打开病人的 ECG 数据
开始	读出病人 8 导联的 ECG 图
储存图像	储存当前的 ECG 图
单一导联	选中单一导联并放大显示
单页向前向后	8 导联 ECG 图同时向前向后读 2000 个点
逐步向前向后	8 导联 ECG 图同时向前向后读 20 个点
滑动条	8 导联 ECG 图同时自由移动
检 R 波	用红点标注 R 波位置
心率	显示病人的心率
结束	关闭窗口

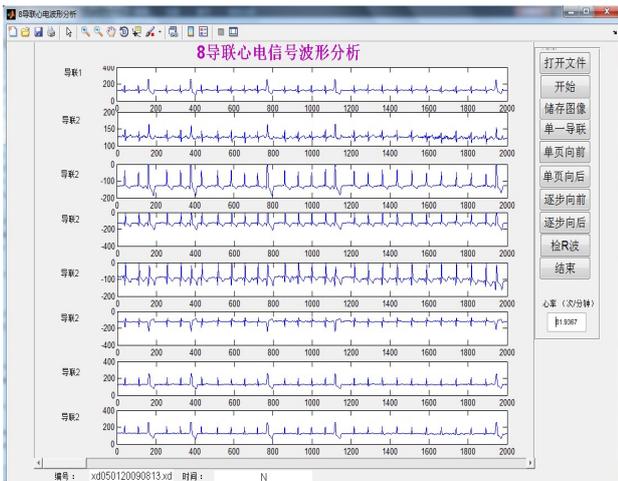


图 4 界面显示图

Fig.4 interface display

4 结果分析

原始的心电信号.sd 文件格式保存，在 MATLAB 中用 fopen 打开，并用 imread 读取画出。

经高通滤波后，用小波变换检测 R 波，用红点定位标识，测试结果如图 5 所示。

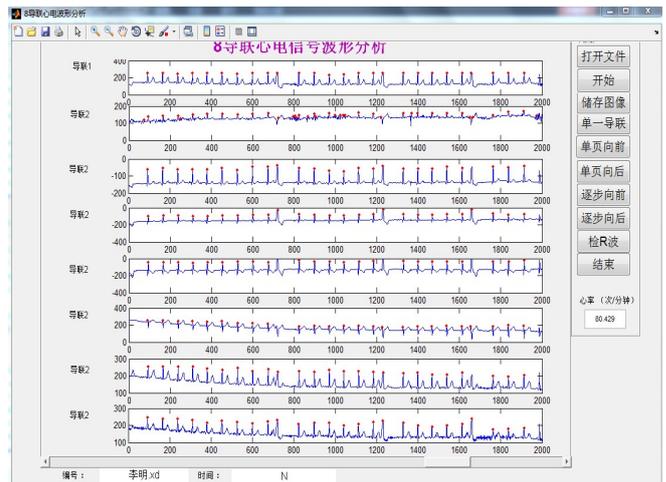


图 5 定位 R 波效果图

Fig.5 Positioning R-wave renderings

本算法运用小波变换对心电信号中 R 波进行检测，通过对采集数据绘图测试，验证了本算法能够实现快速准确的 R 波检测，计算出心率，编写的算法适合各种异常心电信号的检测并能在 20 秒检测 10 万个点。

5 总结

快速检测 R 波在医疗仪器行业中有着重要作用。本文通过阐述心电信号理论和 QRS 波的检测意义，重点介绍了用小波变换方法检测 R 波的算法原理，并在设计心电信号人机交互界面的基础上，应用 MATLAB 完成了滤除心电信号的基线漂移与准确、快速的定位 R 波。和传统技术相比，本算法设计节约了时间，提高了效率，为深一步分析做好了基础。

参考文献

1. 李淑园,吴水才,宾光宇,等.可穿戴式无线低功耗心电记录仪的设计与实现[J]. 中国医疗设备, 2015(03):21-23.
2. 何伶俐,王宇峰,何文静,等.ECG 监护仪检测放大电路的设计[J]. 生物医学工程研究, 2013(01):31-34.
3. Shang Yu;Lei Sha-sha.QRS waves detection algorithm based on positive-negative adaptive threshold method[J].Journal of Beijing Institute of Technology, 2014(01): 63-66.
4. 姚成,司玉娟,郎六琪,等.改进的基于小波变换的 QRS 波检测算法[J].吉林大学学报(信息科学版),2011(05):1-7.
5. 袁海波,戴爽,肖步文,等.采用 SOC 芯片的便携式无线

- 心电监护系统[J], 吉林大学学报(信息科学版), 2015(03):1-8.
6. 金鑫, 郑兆瑞, 韩焱. 基于小波变换的 X-射线图像边缘检测[J]. 太原理工大学学报, 2003, 1[1]:3-4.
 7. 陈东阳, 高蒙, 郝绒华, 等. 小波分析应用于负载类型及用电大小的识别[J]. 工业计量, 2006, 1(5):4-7.
 8. 孙琰. 基于小波变换的图像边缘检测技术[D]. 西安: 西北工业大学自动化学院, 2006
 9. 赵羿欧, 刘扬. 一种改进的差分阈值心电检测算法[J]. 计算机工程, 2011(S1):347-348.
 10. 车自萍. 基于 Matlab 的虚拟信号发生器设计[J]. 电脑学习, 2010, 1(1):1-7.

时频域电子测量技术实验研究--基于 LabVIEW 的系列测量参数设计*

黄恩浩；李 焱；周瑞章

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要: 本文根据传统仪器在时频域电子测量技术领域的基本原理, 利用 LabVIEW 软件程序来控制 and 模拟传统的电子测量技术, 构建一种虚拟的能够实现电子测量系统的部分软件、硬件功能的平台, 实现对电子测量集成系统进行优化, 使现有的电子测量平台具有更多的功能。

关键词: 虚拟测量; LabVIEW 软件; 电子测量平台

Improvement of electronic measuring instrument platform based on Virtual Instrument Technology

HUANG Enhao; LI Yan; ZHOU Rizhang

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

Abstract: In this paper, according to the basic principle of the traditional instrument in the field of electronic measurement technology in time-frequency domain, a virtual platform was built which possesses the function of electronic measurement system in software and hardware. LabVIEW software program was used to control and simulate traditional electronic measuring technology. The platform optimals the performance of electronic measurement integrated system, which increases the functions of existing electronic measurement platform.

Keywords: Virtual Measurement LabVIEW Electronic Measurement Platform

0 引言

自二十世纪 90 年代以来, 随着经济的不断进步与发展, 计算机科学飞速发展, 人类进入了互联网时代, 这就造成了以虚拟仪器为标志的智能化和模板化测量仪器和控制系统得到了迅速发展, 越来越多的人将目光集中到数据采集系统和电子测量仪器中上, 这样就产生了“虚拟仪器系统”, LabVIEW 就是一种功能强大的图形化编程语言, 是当前最流行的虚拟仪器编程软件之一。本虚拟电子测量平台就用 LabVIEW 来对测量参数进行设计, 能够令信号发生器实现更完善的调频/调幅信号功能, 同时还可以实现万能表测量电流、功率、分贝等多项功能,

虚拟的仪器还可以自功率谱密度、相位谱、频谱纯度、失真度、失真稳定度等, 以及频率比、时间间隔、相位、相位差等参数。

1 关于 LabVIEW 程序

1.1 关于 LabVIEW

LabVIEW 是由美国 NT 公司开发的一款软件, 它是一个图形化编程语言的开发环境, 主要是应用设计和研发一些虚拟仪器, 它是利用建立和链接图标构成虚拟仪器程序, 省略编写繁密的源代码的步骤。它还可以与各种测试仪器进行通信。

1.2 LabVIEW 在时频域电子测量的优势

* 指导教师: 张秉仁

项目类型: 大学生创新项目 (2015650972)

LabVIEW 在时频域电子测量上具备四大优势：数据流编程、模块化方法、图形化语言、用户自定义性^[1]。

数据流编程是 LabVIEW 程序一大优势，和传统的编程语言不同，传统的编程语言执行取决于程序代码的文本顺序，LabVIEW 程序是将所有的程序分割为程序节点，所有的程序节点完全正确就可以运行程序，这样就将程序编写和测试便捷化，软件开发效率大大提升。模块化方式是 LabVIEW 程序最显著的特点，在进行程序设计时，会根据系统的不同划分为相互独立又有联系的板块，如本虚拟测量中的虚拟频谱分析仪就被划分的多个子模块，这样就对程序进行了板块化，更加利于使用，同时如果其中一个板块有问题可以针对其单独进行检修，比传统的仪器检修省时省力。图形化语言指的是 LabVIEW 程序控件上非常常见的数字按钮、仪器开关和用于显示的图形、图标等，这样的语言使编程界面直观化，编程者更加利于记忆，实现编写。用户自定义性指的是，在一定通用模块和软件环境的支持下，用户可以按照情况来自己设计测量方案，更加人性化，避免不必须数据的产生，在测量上更加的便捷、效率，同时减少了不必要成本浪费。部分程序展示：

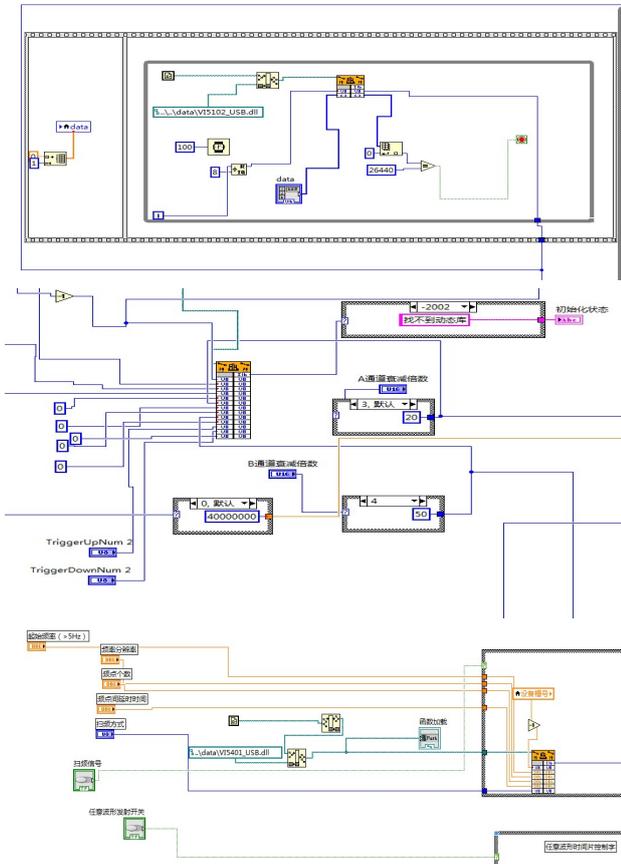


图 1 部分子程序图

Fig.1 Partial subroutine diagram

2 基于 LabVIEW 编程环境下虚拟集成系统设计思路

此次实验所设计的虚拟仪器，从总体上可以划分为两大部分，一个是利用 LabVIEW 开发的数据分析软件，一个是用于采集实现数据的数据采集卡，总体结构如下：



图 2 数据采集过程

Fig.2 Data acquisition process

首先利于两个模拟的具备输出功能的数据采集卡来实现虚拟测试平台的输出功能，用来产生激励信号，两个数据采集卡可以将激励信号添加到测试网络中，然后再模拟出两个输入信号，同时收集到一个计算机中，对其进行分析及处理，就会产生相应的幅频和相频特性的曲线，最后输出到计算机中就可以将虚拟仪器的结果特性展现在计算机的屏幕上。

目标所优化与完善的虚拟仪器测试平台主要有四种虚拟仪器：信号发生器、万用表、频谱分析仪、频率计数器。

3 虚拟仪器测试平台软件的具体优化

内容及结果展示

此次所设计的虚拟测试平台是利用对传统电子测量仪器的分析，以其基本功能为指导，以 LabVIEW 软件为方法，这就造成了虚拟测试平台不仅仅具备传统的电子测量的基本功能，还增加了一些更加利用测量与分析的辅助功能，更好的帮助用户完成测试^[2]。

本次实验所设计的虚拟测试平台是利用方法动点动态载入的方式来实现的多面板程序的设计，所谓的多面板就是多个虚拟仪器操控页面，使用者根据自己的需求来选择使用的虚拟仪器来进行测试。

第一个虚拟仪器为信号发生器，信号发生器又叫信号源，能够实现用户对各种不同参数的设置，

例如对波形、频率等的设定，用户设定的参数在信号发生器的核心部分产生，经过一定的调理后再向仪器外部输出信号，这样就可以根据使用者的需求来进行使用。虚拟的信号发生器硬件是由计算机和 I / O 接口设备组成，负责信号的传输与调理，软件功能包括仿真信号的产生（正弦波、方波、三角波）、参数的设定、数据采集卡的驱动。与传统的信号发生器相比，虚拟的信号发生器充分的减少了传统信号发生器仪器造价高、体积大、不灵巧等缺点，在使用和升级维护上更加的方便与便捷^[3]。虚拟信号发生器具体展示如下图所示：

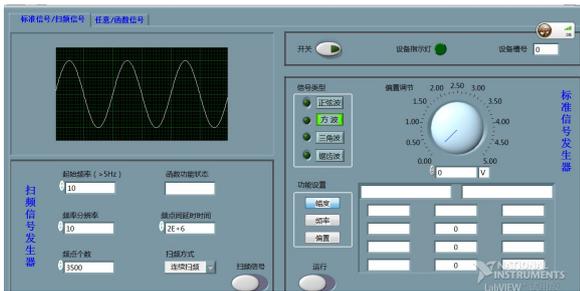


图 3 虚拟仪器信号发生器界面

Fig.3 Virtual instrument signal generator interface

第二个虚拟仪器为万用表，万用表是电子测量领域必不可少的仪器，主要是测量电流、电压、电阻等相应的各种电学参数。虚拟万用表是利用电子计算机硬件来实现数据采集、分析处理和显示相关数据功能的虚拟测量仪器，主要的原理是先利用转换电路来实现将信号转化为直流电压信号，再利用转化器将信号以数字量的形式展现，最后经过电子计数器的计算，将结果直接展现在显示页面^[4]。此虚拟测量平台所设计的虚拟万用表具备以下 7 种功能：基本测量功能、量程选择功能、数学运算功能、位数显示功能、对读数刻意放大和偏移功能、自动调零功能、滤波功能。虚拟万用表具体展示如下图所示：



图 4 万用变测数据界面

Fig.4 Universal data interface

第三个虚拟仪器为频谱分析仪，频谱分析仪的前面板是由频谱分析、幅相谱分析以及功率谱页面所构成，用户可以自定义信号的各种参数来实现各

种波信号的生成，例如频率和相位等参数的设定，另外用户可以通过调节输入具体的参数来控制上述的各种参数值，这样就导致了使用者不需要编写太繁琐的代码和配置文件，生成的波形十分的方便易操作，大大降低了频谱仪的使用难度。虚拟频谱分析仪的后面板是由波形生成模块、控制 X 轴范围子模块、波形分析子模块、过滤器/频率/相频特性的子模块、数据保存子模块五个子模块构成^[5]。虚拟频谱仪具体展示如下图所示：

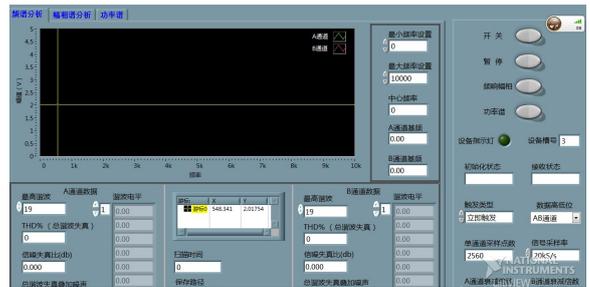


图 5 频谱仪测数据界面

Fig.5 Spectrum sensing data interface

第四个虚拟仪器为频率计数器，频率计数器是一种专门测量信号频率的仪器。虚拟频率计数器主要是由 6 部分组成：限幅电路、转换电路、分频电路、整形电路、Pc 机和 51 单片机系统。虚拟频率计数器的工作原理是：利用波形转换器将被测信号转化为方波，再对方波进行调整，调整的方式主要为限幅、整形、分频等，最后将输入信号转化为设定适合单片机接收的相应幅度的标准方波，并将其送入单片机中，单片机就会对其进行测量，测量的指令有 PC 机发出，单片机在接收到 PC 机发出的标准方波信号后，会对其进行测量，测量低频信号时采用测周的方法来进行测频，以满足上位机的需求，对高频信号测量直接采用计数测量的方法来完成。LabVIEW 软件对 PC 机编程起到至关重要的作用。虚拟频率计数器相对于传统的传统的频率计数器来说成本更低、实用性更强。虚拟频率计数器具体展示如下：



图 6 虚拟频率计数器测数据界面

Fig.6 Virtual frequency counter measurement data interface

4 虚拟测试平台的优点及意义

传统的电子测量仪器在电子测量领域发挥着重要的作用，但是随着社会的发展，慢慢的满足不了市场的需求。主要是由于传统的电子测量仪器灵活性不高、精度低，一种仪器仅仅能实现一种或两种的电子测量，虚拟测试平台在满足传统分析仪的基础上灵活性、准确度更高，还为使用者提供了四种电子检测仪器于功能集合实现，这是许多传统电子测量仪所提供不了的，也是越来越多人关注虚拟电子测量平台的关键所在。

另外使用 LabVIEW 作为虚拟测试平台开发的软件，相对于传统的电子测量仪需要编写繁琐的代码而言，只需要简单的软件编程就可以实现，更加容易。这样就造成了虚拟测试平台的开发成本和难度大大降低，有效提升了虚拟测试平台开发的效率，LabVIEW 还具备友好的人机交互界面，所收集的数据更加利于使用者，这是传统的电子测量仪器所达不到的效果^[6]。

5 结论

以上介绍的是基于 LabVIEW 编程环境下虚拟测试平台完善的过程，此虚拟测试平台充分利用了电子计算机的数据分析能力，实现了目标的四种电子仪器的基本功能，有效的减少了成本，提供了分析的效率和灵活，本次创新项目丰富了集成系统的功能，具备一定的实际意义。在此感谢老师及学长的帮助。

参考文献

1. 孙春龙.基于 LabVIEW 多通道数据采集分析系统开发[D].武汉大学,2012.
2. 毕虎,律方成,李燕青,李和明.LabVIEW 中访问数据库的几种不同方法[J].微计算机信息,2013,01:131-134.
3. 杜娟,邱晓晖,赵阳,颜伟,缪飞.基于 LabVIEW 的数据采集与信号处理系统的设计[J].南京师范大学学报(工程技术版),2010,03:7-10.
4. 陈力.基于虚拟仪器的数字测试平台[D].电子科技大学,2014.
5. 王伦发.多功能虚拟测试平台的研究[D].电子科技大

学,2012.

6. 马忠丽,刘宏达,张敬南,刘勇.虚拟实验和虚拟测试平台的开发[A].全国高校电气工程及其自动化专业教学指导分委员会.第一届全国高校电气工程及其自动化专业教学改革研讨会论文集[C].全国高校电气工程及其自动化专业教学指导分委员会, 2012.

用于大容量智能手机电池的快速充电器设计*

王文博；祝永星；才凯龙

(吉林大学仪器科学与电气工程学院，长春 130026)

摘要：文中研制了一套基于 BUCK 电路充电，以单片机为核心的智能快速手机锂电池充电器，设计了采样电路、MOSFET 驱动电路、手机电池充电监测控制电路和显示电路，研究了 BUCK 电路的数学模型和传递函数。通过 BUCK 电路给锂电池进行充电，并对充电电流进行实时采样监测，之后利用 PI 算法，调整 MOSFET 的导通和截止的时间，从而将充电电流控制在稳定范围内，并且智能模块将有效的防止过电流、过电压以及过温等危害因素的发生。并且仿真与试验结果验证了控制方法的有效性。

关键词：智能快速充电 手机锂电池充电器 MSP430F149 单片机 PI 控制器

Fast charger designed for high-capacity smart-phones batteries

Wang Wenbo; Zhu Yongxing; Cai Kailong

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

Abstract: In this paper, a set of buck circuit is developed, use MCU as the core of smart-phones lithium batteries charger. The sampling circuit, MOSFET driver circuit and Phone battery charging measurement and control circuit and display circuit are designed. The mathematical model and the transfer function of buck are studied. Through the BUCK circuit for lithium battery charging, sampling and monitoring the charging current in real time and after using the PI algorithm, adjusting the MOSFET turn-on and off in order to control the charging current in stable range, and intelligent modules will prevent hazard factors such as over current, over voltage and over temperature. Simulation and experimental results verify the validity of the control method.

Keywords: The smart fast charging Lithium battery energy storage MSP430F149 MCU PI controller

0 前言

近年来，随着科技的发展，智能手机的功能越来越多，人们也越来越依赖智能手机，同时也使得智能手机的功耗越来越大，但是充电时间却只增不减，充电事故也时有发生，因此，如何实现智能手机电池的快速充电和智能充电^[1]已经迫在眉睫，同时也具有较大的现实意义。

而此款智能快速充电器设计不仅能有效地减少充电时间，提高了充电质量，还能实时的监测手机电池充电时的电流电压以及温度等状态^[2-3]，并及时

做出相应的保护措施，有效的保证了充电安全^[4]。

因此，此项设计有效地优化了手机电池充电器的功能并保障了充电安全，使人们有了更好的手机使用体验。

1 系统设计总述

系统分为硬件设计和软件设计两个部分。硬件上，分为 MSP430 最小系统模块，电源模块，buck 电路模块，驱动电路模块和采样模块等共同组成了一个降压稳压电路；软件设计主要是以 PI 原理^[5]为核心的锂电池充电程序，实现了恒流充电，过流保

* 指导教师：王远

项目类型：大学生创新项目 (2015650973)

护，过充保护。硬件和软件两部分紧密联系，相互配合，共同实现快速充电基本功能。

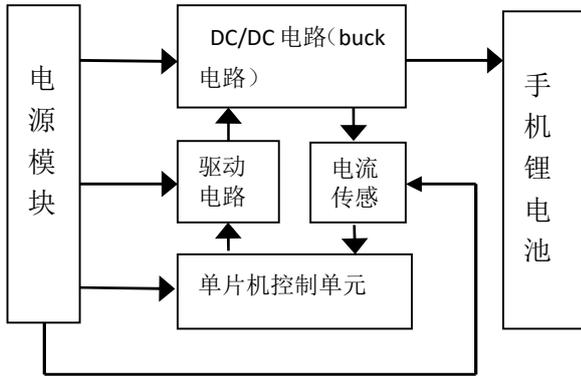


图 1 基本框图
Fig 1 Basic diagram

2 硬件设计

2.1 MSP430 简介

MSP430 是 TI 公司推出的一系列超低功耗微处理器。它的显著特性是具有超低功耗，有 5 个低功耗模式可供选择，唤醒时间很短，只需 6 μs，同时还拥有强大的处理能力，集成度高，嵌入模块丰富(12 位 A/D 转换、16 位定时器、FLASH 等)。本充电器采用 MSP430 系列的 MSP430F149 单片机为主控芯片，同时还可使单片机进入低功耗模式，有效地减少系统功耗，增强其高效性。

2.2 电源模块

1.QAW01 电源模块

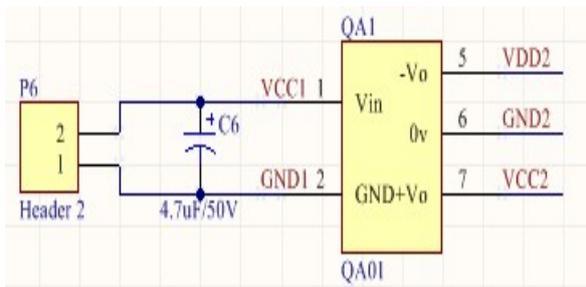


图 2 QAW01 电源模块
Fig 2 QAW01 power module

QAW01 为金升阳公司生产的隔离 DC-DC 电源模块，输入为 12V，输出为+15V 和-9V。用于给 TLP250 供电并且有隔离的功能。

2.F1205xt-1wr2 电源模块

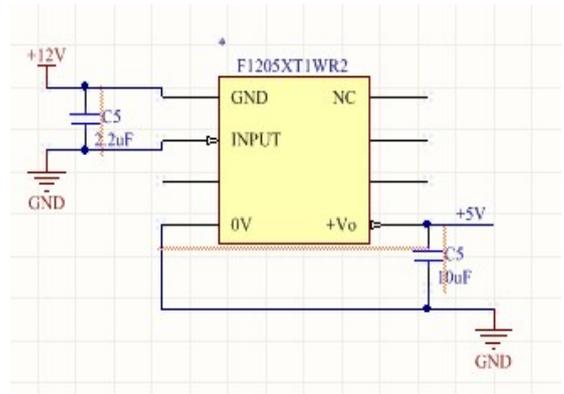


图 3 F1205xt-1wr2 电源模块

Fig 3 F1205xt-1wr2 power module

F1205xt-1wr2 为金升阳公司生产的 12V/5V 的 DC-DC 电压输入，隔离非稳态单路输出电源模块，功率 1W，在充电电路中为单片机供电。具有可持续短路保护，低纹波噪声，隔离电压 3000V_{dc}，效率高达 80%等特点。

2.3 BUCK 电路模块

采用图 4 所示的 BUCK 电路^[6]作为主充电电路。其中，采用了 ST 公司新推出的快速恢复 MOSFET 晶体管 STW55NM60ND 和艾赛思公司推出的快速恢复外延二极管 DSEI30-06A 作为开关管和快恢复二极管。分别取 220μH 和 470μF 的电感和电容组成 LC 滤波部分，电容、电感的计算公式如下：

$$C = \frac{U_o(1-U_o/U_{in})}{8Lf^2\Delta U_o} \text{ 和 } L = \frac{U_o(1-U_o/U_{in})}{2fI_o}$$

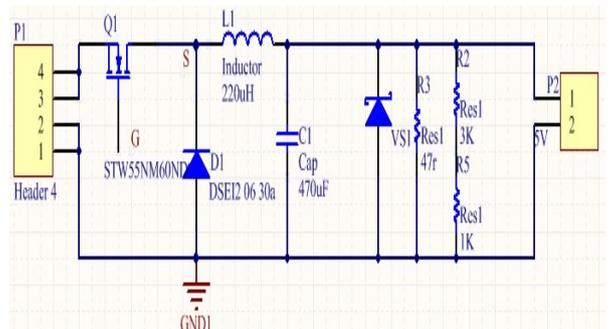


图 4 BUCK 主电路

Fig 4 BUCK main circuit

2.4 驱动电路模块

本模块采用了光耦隔离芯片 (TLP250) 及其外围电路构成。TLP250 是日本最大的半导体制造商东芝公司推出的，具有隔离电压：2500V_{rms}、单向通道、输出电流：1.5A、DC 输入等特点。BUCK 主电路采用脉宽调制 (PWM) 方式控制充电电流，通过此驱动电路放大后的 PWM 信号的脉宽增大或减小来改变充电电流的大小。

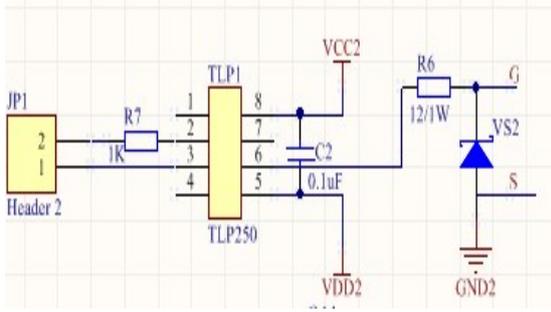


图 5 TLP250 驱动电路

Fig 5 TLP250 driver circuit

2.5 采样模块

此模块采用电流传感器 ACS712 模块及其外围电路，对系统中的电流进行检测。通过将电流信号转换为电压信号，接入 MSP430 中，实现 A/D 的转换。具体的换算公式为：

$$V_{out} = 2.5V + I_{in}(A) * 0.185 \quad (1)$$

对电压信号的采样是通过在电压两侧串联采样电阻，并根据比例采集电压通过跟随电路送往单片机进行采集。

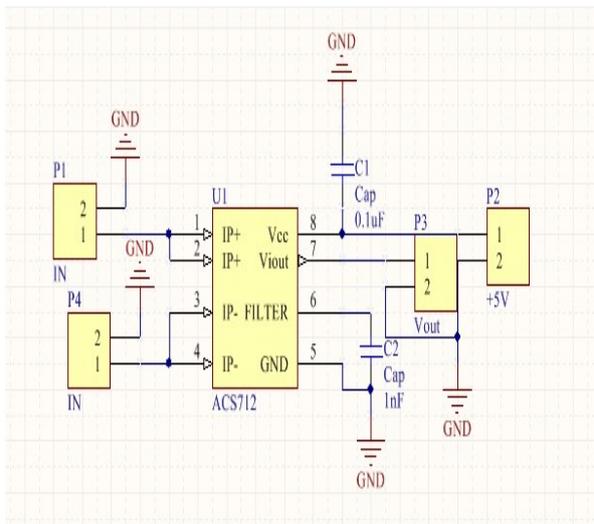


图 6 采样模块电路

Fig 6 Sampling module circuit

3 软件设计

3.1 基本原理

恒流充电控制由数字 PI 调节器完成^[7]。

PI 调节器是一种线性控制器，它根据给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $c(t)$ 构成控制偏差

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (2)$$

将偏差的比例 (P) 和积分 (I) 通过线性组合构成控制量，对被控对象进行控制，其控制规律为

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt] \quad (3)$$

其中 $u(t)$ 为 PI 控制器的输出， $e(t)$ 为 PI 调节器的输入， K_p 为比例系数， T_i 为积分时间常数。

比例环节：即时成比例的反映控制系统的偏差信号 $e(t)$ ，偏差一旦产生，控制器立即产生控制作用，以减少偏差。

积分环节：主要用于消除静差，提高系统的无差度。

此处 PI 控制采用增量式，反馈控制框图如下：

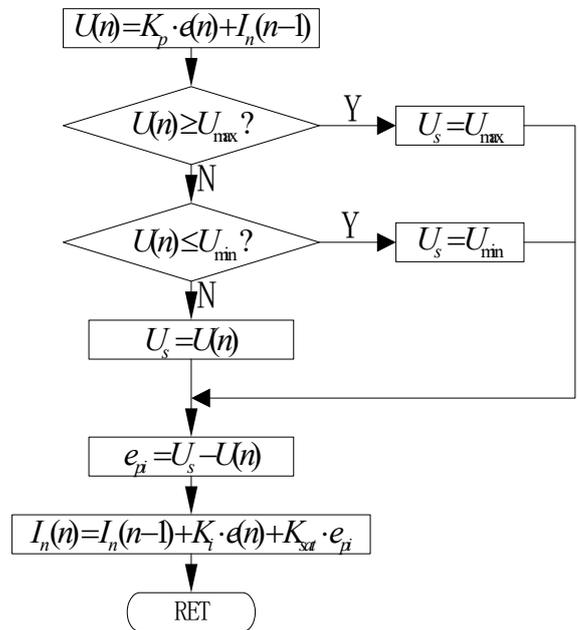


图 7 反馈控制框图

Fig 7 Feedback control diagram

3.2 PI 算法的离散化

由于单片机的控制是一种采样控制，它只能根据采样时刻的偏差值计算控制量，因此必须对上式进行离散化处理，用一系列采样时刻点 k 代表连续的时间 t ，离散的 PI 控制算法表达式为：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k)$$

算法流程图见图 8:

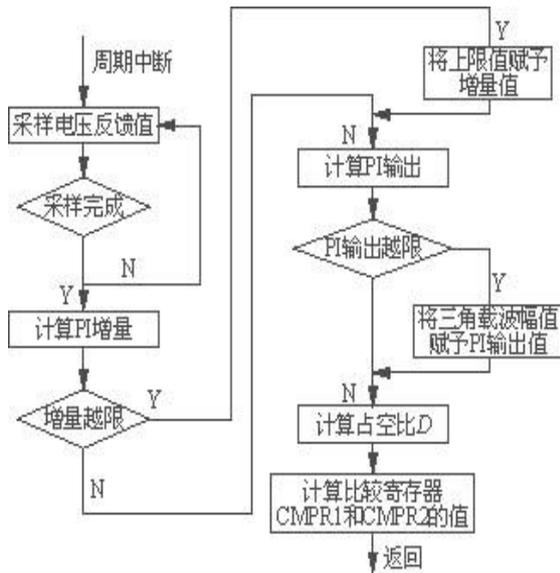


图 8 PI 控制流程图

Fig 8 The control flow diagram of PI

3.3 实际应用

本文采用数字 PI 调节器，对整个 buck 电路输出电压进行调整。采用 PI 调节器实时跟测电路中的电流。具体方式为：从主电路中将电流采样，转化为电压并放大后输送至 430 单片机内，并采用 AD 程序将模拟量转化为数字量 data，并对其进行判断，若此时电流过大，则将 PI 调节器关闭；若处于正常的范围将其与电流的预设值进行比较后，对误差进行 PI 算法调节，以此来控制 MOSFET 导通和截止的时间，进而起到调节 BUCK 电路输出电流的作用，达到输出 1.5A 恒流给锂电池充电的效果。

4 工作过程及实验结果

通过 BUCK 电路给锂电池进行充电。在锂电池充电过程中，通过电流传感器实时采样监测充电电流值，并将采样数据传给 MSP430F149 单片机，利用 PI 算法，计算出维持恒流所需的 PWM 波占空比，始终调节充电电流值，使其稳定在 1.5A，使锂电池保持在恒流充电状态。为防止因电压波动而使充电电流过大，所以在充电程序中设定了上限值，起到了过流保护作用。在这期间，电压逐渐升高，当达到 4.2V 时，由于稳压管的作用，电压维持在 4.2V 不再升高，锂电池进入恒压充电状态，在这期间，电流逐渐降低，当低于充电程序设定的下限值 0.2A 时，使 BUCK 电路占空比为 0，停止充电，防止因充电电流过低对锂电池造成伤害。

表 1 电池充电测试结果

Table 1 The test result of the battery to be charged

充电时间 (min)	电压 U (V)	电流 I(A)
10	3.6	1.47
20	3.78	1.41
30	4.02	1.43
40	4.16	1.46
50	4.17	1.28
60	4.17	0.75
70	4.18	0.22

5 结语

利用 MSP430F149 单片机作为主控制单元，结合其它芯片及电路构成的手机快速智能充电器，采用 PWM 电压输出，具有控制灵活、带载能力强、自我调节的特点，极大地提高了充电效率并能够在充电过程中能对电池进行保护，满足智能时代需求，有一定的实际意义。

参考文献

- 王善银, 王佳柯. 便携式手机充电器的设计研究[J]. 机械设计制造与自动化. 2011. 2: 158-159
- 赵璞. 基于单片机的多功能充电器的设计与实现[J]. 微计算机信息. 2012. 5: 75-76
- 林建春. 基于单片机的智能充电器[J]. 现代电子技术. 2012. 12: 30-31*38
- 吴炜, 王瑞凤. 基于单片机的智能充电器设计[J]. 科技信息. 2011. 12: 137-138
- 刘金琨. 先进 PD 控制及其 MATLAB 仿真[M]. 电子工业出版社, 2003
- 闫艳霞, 姜利英, 姜素霞. 基于单片机的智能充电器硬件设计[J]. 微计算机信息. 2012. 10: 211-212
- 谢巧佳, 潘楚佳. 论智能手机快速充电设计[J]. 数字技术与应用. 2012. 04: 163-164

基于红外线定位的车灯智能控制系统*

段崇利；谭世雄；介浩涵

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012)

摘要：随着电子技术的发展，人们对汽车的自动化与智能化提出了越来越高的要求。该项目是利用红外线测距法测定相向行驶的两车间距离，根据距离变化调节车辆主灯光亮度与角度变化，建立了基于红外定位的车灯智能控制系统的硬件模型。

关键词：红外线测距 智能控制 灯光调节

Vehicle lamp intelligent control system based on infrared positioning

Duan Chongli; Tan Shixiong; Jie Haohan

(Instrument science and electrical engineering college of University Changchun 130012)

Abstract: With the development of electronic technology, people have put forward higher and higher request to the car's automation and intelligence. The project is to measure the distance of two cars traveling in opposite direction by infrared distance measurement and to adjust the lighting brightness and the angle of the main light of the vehicle according to the distance change. The hardware model of the intelligent control system based on infrared positioning is established.

Keywords: Infrared distance measurement Intelligent control Lighting change

0 前言

行车安全是汽车行业的一个核心议题，显而易见的是，对于交通信息的获取，80%来自于驾驶员的视觉捕捉，包括路况信息、信号灯指示、车流状况等等，而这些在夜间显得尤为重要。照明系统的改进不仅能够及时、准确地为驾驶员提供行车信息，同时还可以有效减少驾驶疲劳度，减少事故隐患。如今我国汽车数量逐年增加，自调光系统的应用则更为重要，它对提高行车安全、减少经济损失有很大意义。基于此原因，我们希望能使车灯的照明更加自动化、智能化，当对面有车辆驶来时，使车灯做出智能调节，例如改变灯光亮度和角度，控制照明区域等，以降低事故发生概率，提高行车安全性。

1 原理

1.1 红外线测距原理

红外线测距的过程是这样的：测距仪发射出的红外线经被测量物体的反射后又被测距仪接收，测距仪同时记录红外线往返的时间。光速和往返时间的乘积的一半，就是测距仪和被测量物体之间的距离^[1]。如果光以速度 c 在空气中传播在 A、B 两点间往返一次所需时间为 t ，则 A、B 两点间距离 D 可用下列表示。 $D=ct/2$ ，式中： D ——测站点 A、B 两点间距离； c ——速度； t ——光往返 A、B 一次所需的时间。

1.2 PWM 控制电压原理

PWM (Pulse Width Modulation) 控制技术就是对脉冲的宽度进行调制的技术，即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效的获得所需要的波形(含形状和幅值)；面积等效原理是 PWM 技术的重要基础理论；一种典型的 PWM 控制波形 SPWM：脉

* 指导教师：刘长英

项目类型：大学生创新项目 (2015650974)

冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形称为 SPWM 波。

2 总体结构

当小车在晚间或夜间行驶时（通常情况下都是用近光等），如遇两车会车，接收器检测到有距离信号时，就反馈一个信号给控制电路，STM32 控制电路通过 PWM 降压模块使小灯泡的电压由 12V 依次降低，同时，STM32 控制电路控制舵机致使小灯

泡角度由 90 度依次减小，这样模拟小车就由远光灯切换到近光灯了。当小车会车完毕之后，接收器没有接收到距离信号，也将此信号反馈给控制电路，STM32 控制电路就控制舵机和小灯泡电压，使之恢复远光灯电路。若应用于汽车时，可以在汽车的车头中间安装一个的红外线发射器，用于向对方车辆发射红外信号，而在车头的两侧各安装一个红外信号接收器，用于接收对面车辆的红外信号^[2]。系统的结构框图如图 1 所示：

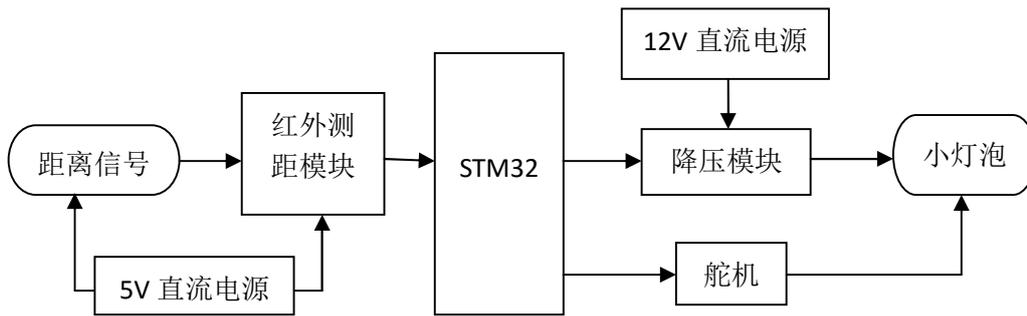


图 10 系统结构框图

Fig.1 System structure diagram

3 设计

3.1 电源的设计

降压环节是用变比为 15.7 左右的变压器把 220V 正弦波交流电压降到 14V 左右；整流环节是用四支 1N4000（或 1N4001~1N4007 均可）整流二极管搭成桥式整流电路把 14V 左右的正弦波交流

电压转换为峰值为 18V 左右的单向脉动电压；

滤波环节是用耐压不低于 25V 的电解电容 C1 把 18V 左右的单向脉动电压转换为带有交流纹波

的约 18V 的直流电压（这里留出了 7812 的工作电压差 2V 以上、-10%的电网电压波动量 2V 和适量的纹波电压幅度 1V 多）；

输出 12V 端稳压环节是用线性稳压器 7812 把约 18V 带有交流纹波的直流电压转换为非常稳定的质量很好的 12V 直流电压；使用输出滤波电容 C2 的作用是抑制 7812 在工作时可能产生的自激振荡，因为三端线性稳压器极易产生自激振荡，所以 C1 通常是不可少的，其耐压不低于 16V。输出 5V 端将 7812 换为 7805 即可。电源电路如图 2 所示：

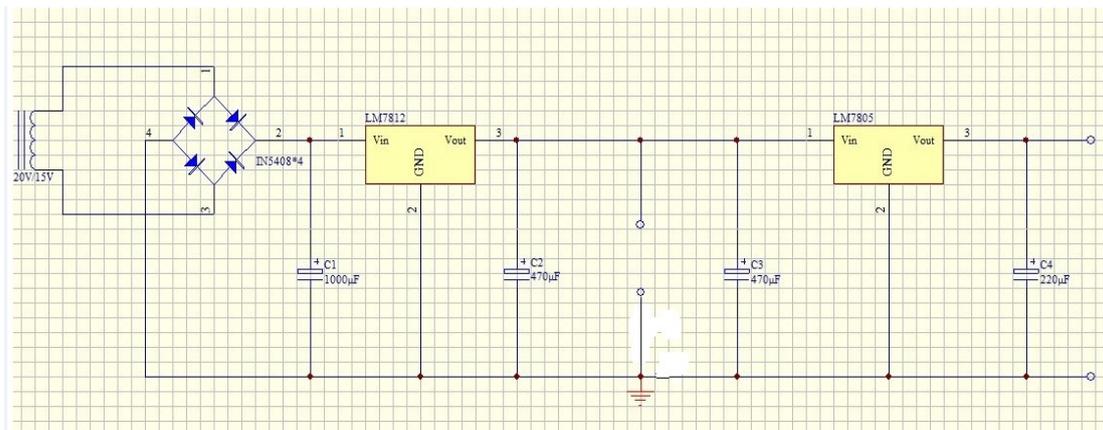


图 2 AC220V 转 DC12V 和 DC5V 电源电路

Fig.2 AC220V to DC12V and DC5V power circuit

3.2 程序设计

本系统软件使用 KEIL 编译器编程，芯片选用 CortexM3 系列单片机 STM32C8T6。控制部分程序由两大部分组成——控制部分和外设部分如图 3 所示：

Y401 模块采用串口工作模式，将 STM32 的串口 1 使能，波特率采用 9600。根据超声波模块的串口通信模式，在循环中发送 0x55 即可接收到一组 16 位的高度数据。将接收到的数据转换成十进制表示，按大小分为可调区间和固定区间。利

用 if-elseif-else 语句对相应的区间做出相应的数据输出。当距离数据小于 10（模拟现实情况的 1m）计数器 CCR1 和 CCR2 输出计数值 400；当数据大于 10 小于 30（模拟现实情况的 1m-10m）输出计数值 400-1000 可调；当距离数据大于 30（模拟现实情况的大于 10m）输出计数值 1000。将 CCR1 的 PWM 信号接舵机，控制灯架的旋转角度，将 CCR2 的 PWM 信号通过三极管放大后连接电机驱动模块，输出 0-12 可调电压用以控制白炽灯的亮度，从而实现灯光的照射角度和照明强度。

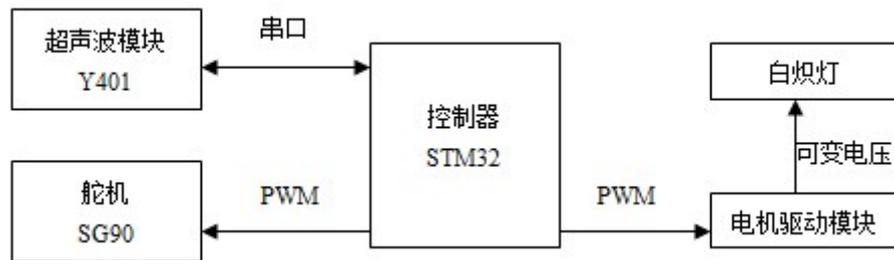


图 3 程序控制框图

Fig.3 Block diagram of control program

3.3 升压电路

由于 STM32 单片机端口的电压为 3.3V,而电源电压为 5V,为保证该单片机能驱动电源，故需对

ST32 单片机端口进行升压，其结构电路图如图 4 所示：

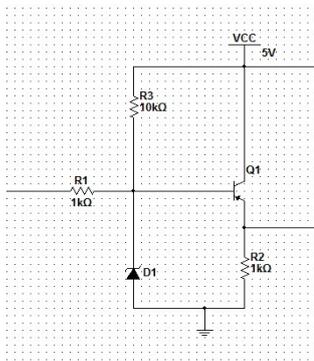


图 4 升压电路图

Fig.4 Boost circuit

4 测试数据

4.1 红外线装置电压与距离的关系

由于采用夏普 GP2Y0A21 型距离传感器，其有效距离为 80cm,且在 0-8cm 之间是非线性关系，所以我们在 10-80cm 之间依次取 8 个连续点，对其实际距离与输出的电压进行测量，其数据与标准的距离与输出电压进行比较，其结果如表 1 所示：

表 1 红外测距传感器电压与距离关系

Table 1 Relationship between voltage and distance of infrared distance sensor

距离(cm)	10	20	30	40	50	60	70	80
输出电压理论值 (V)	2.27	1.32	0.91	0.75	0.63	0.51	0.45	0.40
输出电压实际值 (V)	2.25	1.35	0.92	0.78	0.65	0.49	0.43	0.36

4.2 距离与车灯转动角度的关系

两者间距离与舵机旋转角度的关系如表 2 所示：

当障碍物静止时，小车接近障碍物时，记录

表 2 距离与车灯角度关系

Table 2 Relationship between distance and angle of light

距离 (cm)	10	18	26	34	42	50
旋转角度 (°)	88.4	72.1	54.7	35.2	18.6	0.0

4.3 距离与灯光强度（输出电压）的关系

两者间距离与灯光强度（输出电压）的关系

当障碍物静止时，小车接近障碍物时，记录

如表 3 所示：

表 3 距离与光强（电压大小）关系

Table 3 Relationship between distance and light intensity(voltage)

距离 (cm)	10	18	26	34	42	50
灯泡电压 (V)	4.66	5.33	5.92	6.53	7.23	8.31

4.4 距离与远近灯强度和舵机旋转角度的总体关系

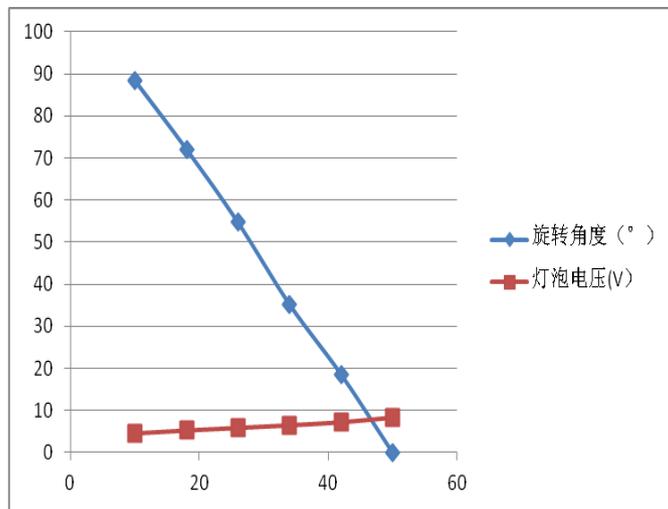


图 5 距离与光强和电机转的关系曲线图

Table 2 The relationship between distance and light intensity and electric motor

5 小结

基于红外线定位的车灯智能控制系统，在一定程度上减少了驾驶员的操作动作，防止手动切换远近光灯时注意力的分散，减少其它人为原因造成的一些夜行车安全问题。同时系统采用智能操作，能在车辆会车时迅速做出动作，防止人为操作的迟缓情况。系统的设计还处于初级模拟阶段，许多具体问题还有待进一步研究。

参考文献

1. 常荣俊.一种汽车远近灯光智能切换系统[J].知网, 2010.
2. 金湘亮, 曾云, 陈迪平. 红外线测距系统的建立及其在汽车防撞系统中的应用[J].红外技术, 2001,23(3):43-45.

便携式 PM2.5 检测传输装置*

梁雄锋；黄世德；张 强；李 哲

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130021)

摘要: 近年来,随着人们生活水平的提高,汽车等交通工具的数量增加较多,汽车尾气污染对城市环境的影响越来越明显。我国越来越多的城市空气质量值爆表,因此环境问题得到了人们的关注。我们针对这个问题研制出一台便携式 PM2.5 检测传输装置,用于对 PM2.5 的监测。该仪器以低功耗单片机 STC12C5A60S2 为核心,以 GP2Y1010AU0F 为传感器,并结合 TC35i GSM 模块以及 GPS ATK-NEO-6M-V23 模块,经过硬件电平转换,软件滤波,数据后期处理实现具有 PM2.5 实时监测,位置坐标信息显示,以及通过手机短信远程提取 PM2.5 检测信息的功能。通过测试的数据分析,该装置已经可以对空气中 PM2.5 含量进行误差允许内的检测。

关键字: PM2.5 检测; GPS 模块; GSM 短信收发

Development of a portable PM2.5 monitor

Wang Hong-yuan, Zhao Peng-cheng, Gao Weng-zhi, Li Su-yi

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

Abstract: In recent years, with the development and popularization of the motor vehicle industry, the number of motor vehicles is increasing heavily, the impact of motor vehicles on urban environment is getting more and more obvious. Urban air quality in China is becoming worse and worse and people pay more and more attention to the air quality of living environment. So, aiming at current conditions, we develop a portable PM2.5 monitor for the monitoring of PM2.5 in family. The device uses low power consumption microprocessor MSP430 as the core, DSM501 in SYHITECH Company as sensor and combines SIM900A dual-band GSM/GPRS module with GPS blox NEO - 6 m module. It realized real time monitoring of PM2.5, position coordinates information display as well as the function of the remote testing information of PM2.5 by mobile phone after transformation of hardware level, software filtering and data post-processing. Actual test data shows that the device can be used to monitor PM2.5 in the air within the error range.

Keywords: PM2.5 monitor; GPS module; GPRS SMS transceiving

0 前言

PM2.5 是指大气中直径小于或等于 2.5 微米的颗粒物,也称为可入肺颗粒物。虽然 PM2.5 只是地球大气成分中含量很少的组分,但它对空气质量和能见度等有重要的影响。PM2.5 粒径小,富含大量的有毒、有害物质且在大气中的停留时间长、输送距离远,因而对人体健康和大气环境质量的影响更大。

2013 年以来,我国四分之一国土出现了雾霾^[1],受影响人口约 6 亿人。PM2.5 虽然不是有毒气体,但

PM2.5 因直径细小,携带大量的有毒、有害物质,PM2.5 对健康的影响,本质上讲是 PM2.5 表面吸附的各种化学物质对健康的影响,比如吸附了致癌物就有致癌效应,吸附了二口恶英就有生殖危害,要是吸附了重金属就有重金属的危害,关键是要看 PM2.5 吸附了什么东西^[2]。PM 直径越细小对人体危害越大,PM2.5 能飘到较远的地方,因此影响范围较大。此外,PM2.5 对人体健康的危害要更大,因为直径越小,进入呼吸道的部位越深。10 μm 直径的颗粒物通常沉积在上呼吸道,2 μm 以下的可深入到细支气管和肺泡。细颗粒物进入人体到肺泡后,

* 指导教师:李哲

项目类型:大学生创新项目(2015650975)

直接影响肺的通气功能,使机体容易处在缺氧状态。而且这种细颗粒物一旦进入肺泡,吸附在肺泡上很难掉落,这种吸附是不可逆的^[3]。

相比于单纯的“雾”,“霾”则是由于空气遭到污染而产生的,因此霾天比雾天对人体健康的伤害更大。我国北方地区近年来受全球气候异常的影响,导致干旱愈发严重,同时城市大量排放温室气体,出现霾天气的日子呈上升趋势^[4]。研究指出,由细颗粒物造成的灰霾天气对人体健康的危害甚至要比沙尘暴更大^[5]。

所以一种体积小、价格低、简单易^[6]用并且具有系统定位以及短信收发功能的便携式 PM2.5 检测仪便随着时代发展应用而生^[7]。

该仪器通过 STC12C5A60S2 单片机控制 GP2Y1010AU0F 传感器^[8],并配合 TC35i GSM 模块和 GPS ATK-NEO-6M-V23 模块,经过电平转换^[9]、滤波、数据后期处理实现 PM2.5 检测功能^[10]。

1 PM2.5 监测系统设计

1.1 传感器工作原理及数据处理

GP2Y1010AU0F 是一款光学空气质量传感器,设计用来感应空气中的尘埃粒子,其内部对角安放有红外线发光二极管和光电晶体管,使得其能够探测到空气中尘埃反射光,即使非常细小的如烟草烟雾颗粒也能够被检测到,通常在空气净化系统中应用。

如图 1 所示,传感器下端有一个加热装置,可以进行加热,这样粉尘颗粒就会加热上升。传感器的一端是一个发光二极管,发出一定光强和频率的光。另一端有一个接收二极管,发光二极管发出的光会在灰尘颗粒上发生反射和折射,这样就会被接收二极管接收。

该传感器具有非常低的电流消耗(最大 20mA,典型值 11mA),可使用高达 7VDC。该传感器输出为模拟电压,其值与粉尘浓度成正比。可测量 0.8 微米以上的微笑粒子,感知烟草产生的咽气和花粉,房屋粉尘等.体积小,重量轻,便于安装。

该模块是基于 STC12C5A60S2 单片机进行控制,采用的是 GP2Y1010AU0F 灰尘传感器,该传感器的原理是通过输出电压的变化量来判定粉尘浓度的大小,例如检测烟的公式是:输出电压可变范围(V)=输出电压范围 VoH(V)-无尘时输出电压 VoC(V),将电压换算成检出粉尘浓度范围(mg/m3)=输出电压可变范围(V)/检出感度:K(V/0.1mg/m3),其判定值=检出浓度(mg/m3)/10*K(V/(0.1mg/m3))+无尘时输出电压(V)。

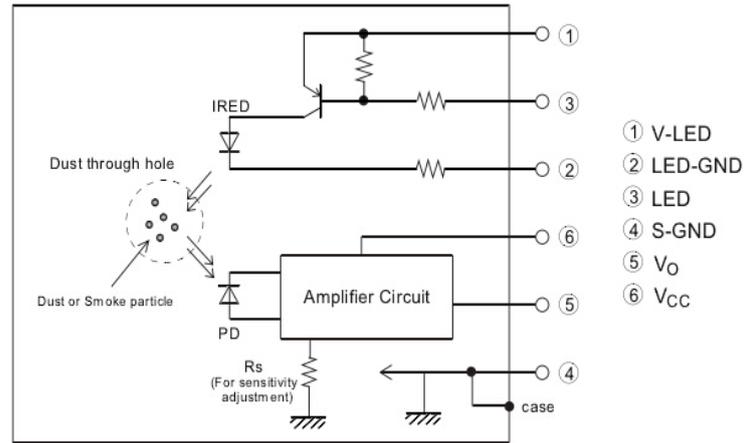


图 1 传感器工作原理图

Fig 1 Working principle of the sensor diagram

1.2 无尘时输出电压的更新

无尘时输出电压是灰尘、烟的检出有无的判定级别的基准,准确说也是检出精度的提高。无尘时输出电压是根据发光二极管输出的低下、在盒子内部灰尘的附着、周围温度等来进行变化的。

发光输出低下,无尘时输出电压下降,器件的盒子内部灰尘的附着能使无尘输出电压有上升的倾向。基本上,随着时间的推移,如果输出电压没有变化。并不会视作无检出物,以那个标准作为无尘输出电压来更新。

一般,发光二极管在长期通电情况下,输出会降低。灰尘传感器发光二极管的输出降低,无尘输出电压及检出感度也会随之降低。所以,需要对无尘输出电压及感度进行补正。无尘输出电压被记忆在 E2PROM 中,在某一时间,标准在固定的情况下及比记忆的标准低下时就会进行更新,根据无尘输出电压低下的程度补正检出电压

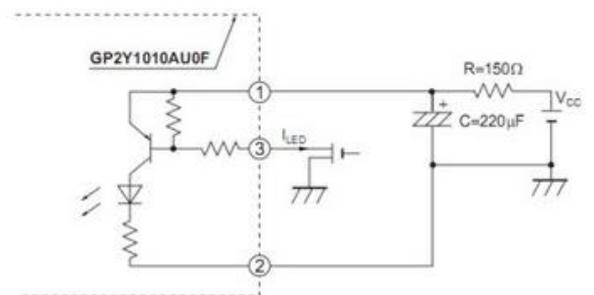


图 2 发光二极管输入条件下的输入终端

Fig.2 Input condition for LED input terminal

2 GPS 模块信息获取系统设计

2.1 GPS 模块工作原理

系统定位使用 ATK-NEO-6M-V23 模块，是 ALIENTEK 生产的一款高性能 GPS 模块，模块核心采用 UBLOX 公司的 NEO-6M 模组，具有 50 个通道，追踪灵敏度高达-161dBm，测量输出频率最高可达 5Hz。ATK-NEO-6M-V23 体积小，性能优异。模块自带陶瓷天线及 MAXIM 公司 20.5dB 高增益 LNA 芯片，搜星能力强。模块可通过串口进行各种参数设置，并可保存在 EEPROM，使用方便。模块自带 IPX 接口，可以连接各种有源天线，适应能力强。模块兼容 3.3V/5V 电平，方便连接各种单片机系统。模块自带可充电后备电池，可以掉电保持星历数据，能够满足实时定位的需求。芯片采用串行通讯方式，可以将获取的坐标，经纬度，海拔等信息传送给主控芯片，之后在人机界面上进行显示。

通过 GPS 模块，可以获取测量者的坐标，并且传给主控芯片，记录坐标方位。系统中还增添了 GSM 模块，并且将 PM2.5 数值等数据通过 GSM 网络以短信的方式发送到手机终端。

2.2 NMEA-0183 协议简介

NMEA0831 是美国国家海洋电子协会为海用电子设备制定的标准格式。目前已经成为 GPS 导航设备统一 RTCM 标准协议。

NMEA-0831 协议采用 ASCII 码来传递 GPS 定位信息，我们称之为帧。帧格式形式如：

\$aacc,ddd,ddd,...,ddd*hh(CR)(LF)

- 1、“\$”：帧命令起始位
- 2、aacc：地址域，前两位为识别符(aa),后三位为语句名(ccc)
- 3、ddd,...ddd:数据
- 4、“*”:校验和前缀(也可以作语句数据结束的标志)
- 5、hh:校验和
- 6、(CR)(LF): 帧结束，回车和换行符

NMEA-0183 常用命令如表 1:

表 1 NMEA-0183 常用命令

Table1 Common commands of NMEA-0183

序号	命令	说明	最大帧长
1	\$GPGGA	GPS 定位信息	72
2	\$GPGSA	当前卫星信息	65
3	\$GPGSV	可见卫星信息	210
4	\$GPRMC	推荐定位信息	70
5	\$GPVTG	地面速度信息	34
6	\$GPGLL	大地坐标信息	/
7	\$GPZDA	当前时间信息	/

在这里，我们使用的是 4,\$GPRMC(推荐定位信息)\$GPRMC 语句的基本格式如下：

\$GPRMC, (1), (2), (3), (4), (5), (6), (7), (8), (9), (10), (11), (12)*hh (CR) (LF)

我们用到的方位信息有

- (1) UTC 时间，hhmmss (时分秒)
- (2) 定位状态，A=有效定位，V=无效定位
- (3) 纬度 ddmm.mmmmm(度分)
- (4) 纬度半球 N (北半球) 或 S (南半球)
- (5) 精度 dddmm.mmmmm(度分)
- (6) 精度半球 E (东经) 或 W(西经)

2.3 模块与单片机连接

模块与单片机连接最少只需要四根线即可：VCC、GND、TXD、RXD。其中 VCC 和 GND 用于给模块供电，模块 TXD 和 RXD 分别于单片机的 RXD 和 TXD 进行连接，用于信息的传递。并且模块可以兼容 5V 和 3.3V 单片机系统。模块与单片机连接图如图 3:

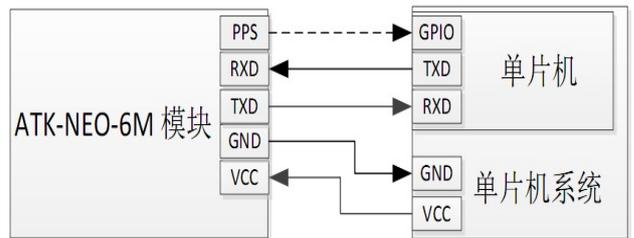


图 3 GPS 模块与单片机连接原理图

Fig 3 Connection schematic of GPS module and MCU

3 GPRS 远程信息收发系统设计

3.1 GSM 短信息技术原理

TC35 是 Siemeils 公司推出的新一代无线通信 GSM 模块。自带 RS232 通讯接口,可以方便地与 PC 机、单片机连机通讯。可以快速、安全、可靠地实现系统方案中的数据、语音传输、短消息服务(Short Message Service)和传真。TC35 模块的工作电压为 3.3—5.5V,可以工作在 900MHz 和 1800MHz 两个频段,所在频段功耗分别为 2w(900M)和 1w(1800M)。

模块有 AT 命令集接口,支持文本和 PDU 模式的短消息、第三组的二类传真、以及 2.4k,4.8k,9.6k 的非透明模式。此外,该模块还具有电话簿功能、多方通话,漫游检测功能,常用工作模式有省电模式、IDLE、TALK 等模式。通过独特的 40 引脚的 ZIF 连接器,实现电源连接、指令、数据、语音信号、及控制信号的双向传输。通过 ZIF 连接器及 50Ω 天线连接器,可分别连接 SIM 卡支架和天线。

TC35 模块主要由 GSM 基带处理器、GSM 射频模块、供电模块(ASIC)、闪存、ZIF 连接器、天线接口六部分组成。作为 TC35 的核心,基带处理器主要处理备中的所有的模拟和数字功能。在不需要额外硬件电路的前提下,可支持 FR、HR 和 EFR 语音信道编码

TC35 的连机方法:

任何一个 TC35 模块首次使用时,必须要测试其工作是否正常,由于其自带 RS232 接口,所以我们可以用 PC 机的串口调试软件进行调试。

1、启动串口调试软件

串口调试软件有许多,可以使用任意一款软件,也可以使用 WINDOWS 自带的“超级终端”。设置波特率 19.2k,这是 TC35 的默认波特率,首次连机可以从 2400~57.6k 不断测试,直到 TC35 有应答。

2、发送“AT”

AT 回车

3、改变波特率“AT+IPR=XXXX”

TC35 的默认波特率是 19.2k,实际使用时,可以改成 9600 或 38.4K,方法如下:

AT+IPR=9600 回车

4、短信模式的设置

(GSM 模块的短信模式有 2 种。第 1 种是: TEXT 模式;第 2 种是: PDU 模式。PDU 模式可以采用 unicode 编码发送英文、汉字。但合成 PDU 码比较复杂,而 TEXT 模式只能发送英文,但无须编码。实际使用可以采用 TEXT 模式。

设置如下:

AT+CMFG=1 回车

5、短信模式简介

SMS 是由 Etsi 所制定的一个规范(GSM 03.40 和 GSM 03.38)。当使用 7-bits 编码的时候它可以发送最多 160 个字符;8-bit 编码(最多 140 个字符)。通常无法直接通过手机显示;通常被用来作为数据消息,例如: smart messaging 中的图片和铃声和 OTA WAP 设置。16-bit 信息(最多 70 个字符)被用来显示 Unicode(UCS2) 文本信息,可以被大多数的手机所显示。一个以 class 0 开头的 16-bit 的文本信息将在某些手机上作为 Flash SMS 显示(闪烁的 SMS 和警告 SMS)。

有两种方式来发送和接收 SMS 信息: 使用文本模式或者使用 PDU(protocol description unit)模式。文本模式(可能某些手机不支持)实际上也是一种 PDU 编码的一种表现形式。在显示 SMS 信息,可能使用不同的字符集和不同的编码方式。

6、短信读取方法

AT+CMGR=X 回车

如果有短信息,TC35 回应:

AT+CMGR=1

+CMGR: "REC UNREAD"

"13307496548",,"04/08/17,22: 24: 32+02

testOK

OK

短信息分析:

"test OK"就是短信息内容。

短信息的存储容量与 Ic 卡有关,序号从 1-N。

REC UNREAD": 代表短信息未读过。

REC READ" : 已读过。

13307496548" : 接收的手机号码。

04/08/17,22: 24: 32+02": 短信息发送的时间。

无短信息,TC35 回应:

AT+CMGR=3

+CMGR: 0,,0

7、短信的删除方法

AT+CMGD=1 回车

8、短信的发送方法

短信息的发送分成两步:

1: 发送接收的手机号码,等待应答: ">"

AT+CMGS="13307496548"回车(目的地址)

TC35 回应:

AT+CMGS="13307496548">

2: 输入短信息的内容(只能是英文): Test 回车

3.2GPRS 系统硬件设计

3.2.1 GPRS 系统原理

GSM 通讯模块实现将单片机处理过后的 PM2.5 浓度数据,及 GPS 模块获得的位置坐标数据进行打包发送给目标手机,同时将得到的信息实时显示在 1602 液晶显示屏上。

整个系统工作原理是利用 STC12C5A60S2 单片机控制收集数据,GSM 模块执行数据发送。此系统可以实现将 PM2.5 数据发送到指定一部手机,只需向模块配备的手机发送指定格式的消息,模块识别短消息内容,通过单片机处理后,将实时 PM2.5 数据以短消息的方式反馈到相应的目标手机上。

3.2.2 tc35i 模块供电

TC35i 模块提供一路电源接口,需要接入 5V 2A 或 2A 以上的直流电源。模块的正负极在板子的后面有标出: VCC 代表接入电源正极,GND 代表接入电源负极。TC35i 管脚图如图 4:

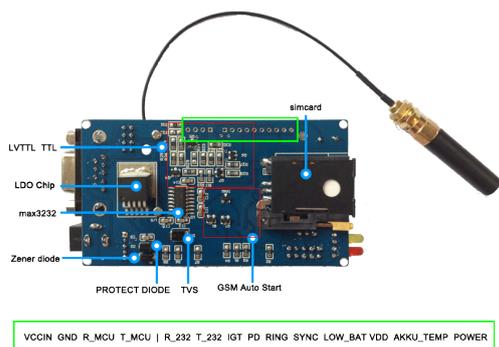


图 4 TC35i 管脚图

Fig.4 pin figure

启动 TC35 的方式:

TC35 可以通过以下方式激活, 开始工作

- 1.通过点火线 IGT 触发, 进入正常工作状态
- 2.通过电源线, 开始进入充电区
- 3.通过 RTC 中断, 开始进入报警模式

3.3 GPRS 系统软件设计

软件上, 通过控制 STC12C5A60S2, 存储 PM2.5 传感器检测的数据, 并通过 TC35i 通讯模块发送到指定手机。系统开机后, 先进行初始化动作, 打开总中断, 显示开机画面等, GSM 模块进行正常工作。

GSM 模块正常工作后, 会立刻向指定手机发送一条包含 PM2.5 数据的信息。在此之后, 当接受到指定格式的请求消息时, 可以提取其中的电话号码, 然后向此号码发送此时的 PM2.5 值; 未收到指定格式的消息时, 显示屏显示当前 PM2.5 浓度信息。此功能方便快捷, 免去了按键部分的设计, 同时能与指定手机进行远距离无线传输。主函数程序流程图如图 5:

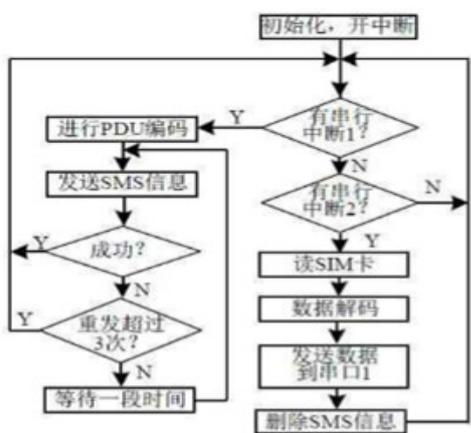


图 5 主函数程序流程图

Fig5.The procedure flow charts of main functions

4 测试结果及结论

经过实验测试, PM2.5 检测仪已经可以实现 PM2.5 的监测功能, 仪器屏幕同时显示所测地点的 PM2.5 含量以及的测试地点的地理坐标。仪器具有远程短信收发功能, 可以通过手机对仪器进行固定格式的短信询问, 仪器通过对短信的接收、处理, 将屏幕信息发送给目标手机用户, 从而实现对目标地点的 PM2.5 进行远程监测的功能。

以下是我们使用本仪器对长春市一天中 PM2.5 含量进行的实测数据如表 2:

表 2 测量数据表

Table2.The measured data

时间	PM2.5 数值	官网数据
8:00	56ug/m ³	55ug/m ³
10:00	79ug/m ³	77ug/m ³
12:00	59.5ug/m ³	56ug/m ³
14:00	52ug/m ³	47ug/m ³
16:00	53ug/m ³	60ug/m ³
18:00	73.4ug/m ³	70ug/m ³

*实测长春市 1 月 8 日 PM2.5 数值(微克/立方米)

根据实测数据绘制如下图表, 观察 PM2.5 一天之内变化趋势:

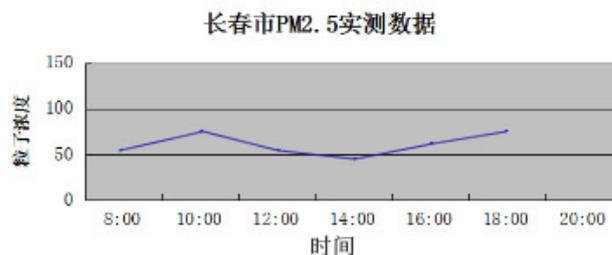


图 6 PM2.5 变化趋势图

Fig.6 PM 2.5 change trend chart

通过测量整理数据, 观察可知, 长春市在早八点到晚六点期间(冬季), 在上午十一点左右 PM2.5 达到峰值, 最低值大约出现在下午两点左右。一天之内 PM2.5 变化浮动比较大。

本仪器功能全面、设计新颖, 具有价格低廉、使用寿命长的特点, 适合家庭使用的特点。人机交互便捷, 使用方便, 界面风格简洁明了, 适合各类人群使用。拥有实时位置坐标和 PM2.5 显示功能。对获取的数据可以进行 GSM 短信收发, 极大的方便了测量者信息传递工作。仪器整体体积小, 便于携带使用, 采用充电宝 USB 连线供电, 续航能力强, 可以连续工作数小时。达到了便携、实时、准确的测量。

参考文献

1. 杨永杰,张裕胜,杨赛程,张小美.一种 PM_{2.5} 检测传感器设计[J].传感器与微系统,2014,03:76-78+81.
2. 王菊,李娜,房春生.以长春为例研究环境空气中 TSP、PM₁₀ 和 PM_{2.5} 的相关性 [J]. 中国环境监测,2009,02:19-21+56.
3. 王寅,王卉.PM_{2.5}现状及其检测技术[J].资源节约与环保,2014,12:139.
4. 王庆元.新型传感器原理及应用[M].北京:机械工业出版社, 2003.
5. 张文阁,高思田,宋小平,刘俊杰,刘巍,陈仲辉.细颗粒物 PM_{2.5} 浓度测量及计量技术 [J]. 中国粉体技术,2013,06:69-72.
6. 谭浩强. C 程序设计[M]. 4 版. 北京:清华大学出版社, 2010.
7. 郭天祥.51 单片机 C 语言教程[M].北京:电子工业出版社, 2010.
8. 赵建领, 薛圆圆.51 单片机开发与应用技术详解[M].北京:电子工业出版社, 2009.
9. 郑锋, 王巧芝, 程丽平.51 单片机典型应用开发范例大全[M].北京:中国铁道工业出版社, 2011.
10. 范红刚,魏学海,任思璟. 51 单片机自学笔记[M].北京:北京航空航天大学出版社, 2010.

太阳能自动跟踪系统设计*

李 利；王德印；夏争辉

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130012)

摘要: 现在对太阳能的开发利用,基本上还是采取固定安装太阳能电池板的方法,这种方式不能实现对太阳能的高效利用。针对这个问题,采取基于单片机的视日轨迹追踪与光电追踪相结合的全日式太阳能追踪方式来实现对太阳能充分高效的利用;采取光感单元可以分析晴天、阴雨天以及夜晚三种不同情况,并选择有效的追踪方式,最终实现了可以根据不同天气状况选择最优追踪的太阳能自动跟踪,并且系统可以对家庭小院提供照明。

关键词: 太阳能 光电追踪 独立系统

Design of solar automatic tracking system

Li Li,Wang Deyin,Xia Zhenghui

(college of instrumentation & electrical engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Now for the development and utilization of solar energy, we basically adopt the method of fixed installation of solar panels, this way can't gain the efficient utilization of solar energy. Aiming at this problem, we adopt the method that combine trajectory tracking and photoelectric tracking method, all-day solar tracking method, based on single chip microcomputer to make full use of solar energy. Using the light sensor unit the system can analyze three different situations, sunny day, rainy day and night, and choose effective way for tracking. Finally we achieve solar energy automatic tracking which can choose the best way of tracking according to different weather conditions, and the system can offer illumination for family yard.

Keywords: solar energy solar tracking independent system

0 引言

太阳能作为一种清洁无污染的能源,发展前景非常广阔,然而它也有着密度低、间歇性、空间分布不断变化的问题,这就对太阳能的收集和利用提出了更高的要求。在太阳能热利用中,为了得到中高温热能,必须使集热器从日出到日落跟踪太阳;在太阳能光发电中,相同条件下,自动跟踪发电设备要比固定发电设备的发电量提高 35%,成本下降 25%^[1],因此在太阳能利用中,进行跟踪是很有必要的。根据不同的情况,选择不同的追踪方式,以提高精度,而跟踪装置的精度明显地影响设备利用太阳能的性能,因此对跟踪装置的控制方式进行研究是一项很有意义的工作。

1 太阳能自动跟踪系统的硬件设计

在几种常见的太阳能追踪方式里面,光电追踪和视日轨迹追踪^[2]是最常见的。为了尽量提高对太阳能的采集率,我们采用光电追踪与视日轨迹追踪相结合的方式,通过分析不同的天气情况,确定最合适的追踪方式来保证最大效率的利用太阳能。整体框图见图 1。

* 指导教师:邱春玲

项目类型:大学生创新项目(2015650976)

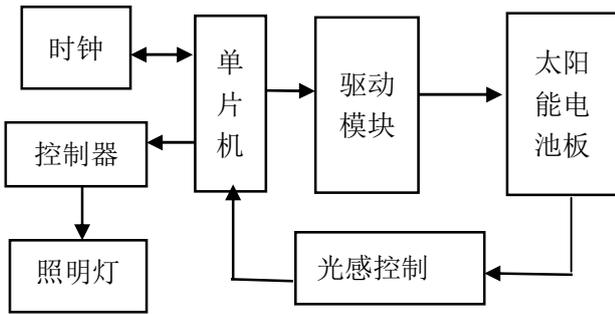


图 1 系统总体结构框图

Fig. 1. overall system block diagram

1.1 光电追踪设计

(1)利用四对称传感器^[3]作为组合传感器，通过对比相对或相邻的两个光电传感器所感受的光强度来判断光源所在的方向。同时，由于空间的限制，光电传感器之间距离过小，因此需要加入光电隔离以加大对比差值。此装置具有高稳定性、高可靠性、高均匀性，可以被广泛应用。

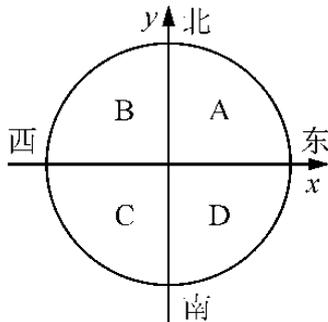


图 2 四对称传感器示意图

Fig. 2. schematic diagram of four symmetrical sensor

(2) A/D 转换电路的设计。

转换器采用了 8 位逐次逼近式 A/D 转换器 ADC0809，它内部具有 8 通道多路开关，可以基于地址码锁存译码后的信号选通 8 通模拟输入信号中的一个进行 A/D 转换。

1.2 视日轨迹追踪设计

为了提高太阳能电池板对光能的采集效率，需要尽可能的保持太阳能垂直照射到太阳能电池板^[4]上。本文对于太阳位置的描述是利用高度角和方位角来描述的。

太阳能高度角 α

$$\sin \alpha = \sin \phi \sin \delta + \cos \phi \cos \delta \cos \omega$$

太阳能方位角 γ

$$\sin \gamma = \frac{\cos \delta \sin \omega}{\cos \alpha}$$

式中： ϕ 是当地纬度， δ 是太阳赤纬角， ω 是太阳时角。

太阳赤纬角

$$\delta = 23.45 \sin\left(\frac{360(284+n)}{365}\right)$$

式中： n 是积日，一月一日为 1，一月二日为 2，以此类推可得出赤纬角。

太阳时角

$$\omega = 15(12-t)$$

式中： t 是一年当中的时刻^[5]。

由以上公式可得出太阳位置的高度角和方位角，用以实现太阳能的视日轨迹追踪。

1.3 时钟电路

此次设计的控制单片机选择了 AT89C52，时钟芯片选择的是 DS1302。利用 DS1302 外部计时，并采用按键的方式对时间进行年、月、日、时、分、秒的校准。时钟模块^[5]主要把每年的时间提供给单片机，以便进行对夜晚的判断和对视日轨迹追踪里面高度角和方位角的计算。

1.4 驱动单元

此次研究根据整体系统的力矩，选择 42 型步进电机。步进电机的步距角只有整步和半步两种，其整步步距角是 1.8 度/步，半步步距角是 0.9/步。转动角度确定后，步进电机驱动角度也随之确定，只需转换成脉冲数后发送脉冲即可。同时，在光电追踪时，若是相邻传感器差值较大，则一次连续转动多步；相差值较小时，一次只转动一步，使得系统朝向太阳的角度较为精确。

1.5 照明控制

本文设定家庭小院的灯仅在夜晚时分亮。因此，系统设定在四对称传感器检测光强值都较低，且时间在下午 7 点到早上 6 点之间这一夜晚时间段内时，太阳能电池板自动转到早上 6 点时太阳的大致方位等待下一次太阳升起，同时单片机使得控制器接通，令照明灯工作。但是一旦到了早上六点或是仍有较强光源存在，系统仍将跟踪光源。

2 系统软件设计

软件流程图如图 3 所示，系统初次使用时进入时钟芯片的初始化，需人工进行时间校准，同时需要进行电池电量检测^[7]，若电池电量低于一定值时，系统为保护自身数据则进入休眠模式，不再工作直至电量再次充足；若是电量充足，随之首先进入视日轨迹追踪模式找到此刻太阳所在的大致位置。此后由预先设定好的日出日落时间与时钟提供的时间进行对比，若是夜晚，则调整太阳能电池板到日出

时刻位置等待日出，同时控制器控制照明灯工作；若在日出后日落前，传感器电路由此时的光照强度判断此刻为晴天，则切换到光电追踪的模式，检测太阳光是否垂直照射电池板，若没有则不断调整电池板的角度使之相垂直，同时通过分别记录步进电机的转动步数以便记录当前高度角与方位角；若在日出日落前为阴天，则系统一直处于视日轨迹追踪模式，每隔 15 分钟进行一次自动跟踪。同时积雪处理模式是一直在检测之中，一旦电池板上的压力传感器感受到一定的压强，证明电池板上具有一定积雪需要清理，则一次性给步进电机多个数使得电池板上下大幅度快速摇摆，使得积雪脱落。

3 实验结果

本实验系统可根据方位角和高度角对太阳位置进行定位。若是记正南方向为 0 度方向西方为正，东方为负，系统旋转角度为负 89 度到正 89 度。在不断改变条件使得系统不断在光电追踪模式和视日轨迹追踪模式中来回切换时，太阳板变动角度即计算误差在 4 度之内，属于可接受的误差。系统在两种模式和休眠状态中切换流畅。

4 结束语

本文研究基于单片机的太阳能自动跟踪系统设计，系统为双轴跟踪，能自动检测黑夜和白天，判

断晴天和阴天。系统能够计算出某一时刻的高度角和方位角，进行视日轨迹追踪。系统也可根据天气情况的不同选择不同的追踪方式，有效提高太阳能利用率。

参考文献

1. 王林军, 邵磊, 门静, 张东, 刘伟. 太阳能自动跟踪系统的研究现状及展望[J]. 中国农机学报, 2014, 35 (1): 283-287
2. 李申生, 太阳能[M]. 北京: 北京人民教育出版社, 1998
3. 王炳忠, 等. 几种太阳位置计算方法的比较研究[J]. 太阳能学报, 2001, 22 (4): 413-416
4. 何友, 关欣, 王国宏. 多传感器信息融合研究进展与展望[J]. 宇航学报. 2005. 26 (4): 524-530
5. 王雪文, 王洋, 闫军峰等. 太阳能电池板自动跟踪控制系统的设计[J]. 西北大学学报, 2004, 34 (2): 163-164
6. 张天钟, 姜宝钧, 邓兴成, 基于 MSC-51 单片机的光源跟踪[J]. 实验科学与技术, 2006, (12): 39-40
7. 邓鹏, 隋波, 基于 MSP430 单片机的多通道数据采集系统[J]. 舰船电子工程, 2009, 29 (3): 168-170

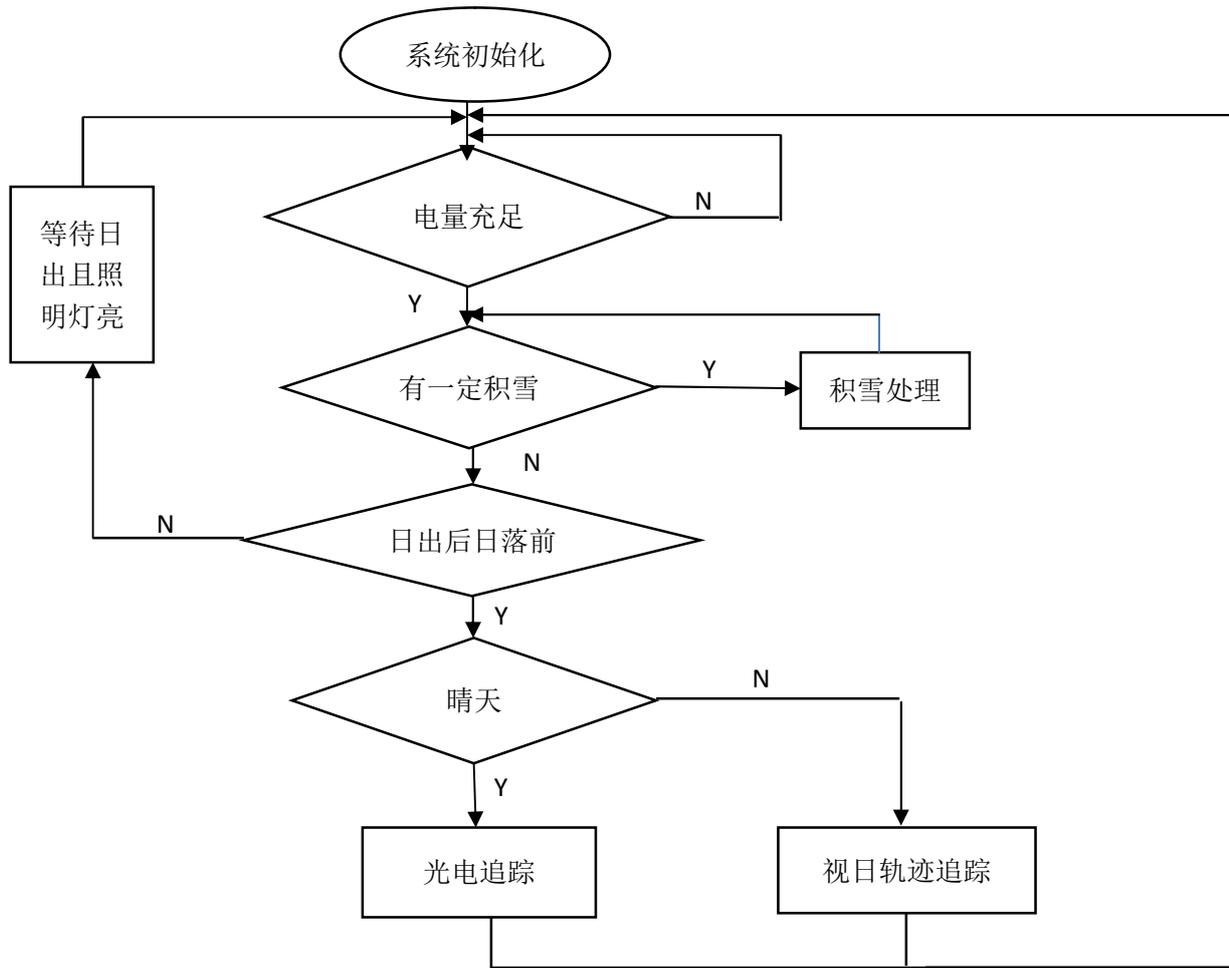


图 3 系统总体流程图

Fig. 3 general flow chart of system

浅层地温能监测系统设计*

孙 丹；耿毅男；丁进中

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要：基于 MSP430F449 单片机的浅层地温能监测设备，采用 DS18B20 温度传感器采集温度，采用 YB-131 型压力变送器检测压强，通过 5110 液晶显示屏实时显示温度和压强数据，通过串口传输数据至上位机。采用 Visual Studio 2010 编程实现监测软件，可以对温度、压强数据进行动态监测，能够选择不同时间间隔采集、记录、存储数据，并且将数据以折线图等形式显示。

关键词：温度及压强测量 实时显示 数据传输 可变时间间隔 折线图

The design of the shallow geothermal energy monitoring system

Sun Dan Geng Yi-nan Ding Jin-zhong

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

Abstract: The device of the shallow geothermal energy monitoring system based on MSP430F449 microcontroller uses the DS18B20 temperature sensor to collect temperature and use the pressure transmitter of YB - 131type to test pressure, the 5110 LCD screen can display temperature and pressure data real-timely, the monitoring system can transmit data to principal computer via a serial port. The monitoring software is designed by the Visual Studio 2010, it is to achieve monitoring temperature and pressure data dynamically, what's more, it can choose different time intervals to collect, record and store data, complete data processing and draw the line chart.

Key words: Temperature and pressure measurement; Real-time display; Data transmission; Variable time interval; Line chart

0 前言

浅层地温能是一种具有可开发利用价值，由地表下的岩土体温度与地表气温存在常年温差而形成的能量，是一种特殊的势能或位能^[1]。其主要蕴藏在地表以下一定深度（一般小于 200 米）范围内岩土体以及地下水和地表水中，温度低于 25℃^[2]。浅层地温能可利用价值高，储量巨大，取之不尽用之不竭，随着技术的不断成熟，开发利用浅层地温能已成为可能^[3]。在浅层地温能开发过程中，准确地掌握温度、压强等数据非常必要。本项目目标是设计一套操作简单、成本低廉、具有推广价值的小型化监测系统，使其在资源开发利用中发挥作用，为国家的节能减排工作贡献力量。

1 总体方案

设计选用 PVC 管搭建实验环境，模拟监测浅层地温能的使用过程，用 3 通接口接出温度传感器和电子温度计。基于连通器原理，接出一个塑料软管来改变 PVC 管内水位高度，模拟水的不同压强；调整进入 PVC 管内水的温度，以模拟地温能水的温度变化；压力变送器置于装置底部。环境模拟装置如图 1 所示。

* 指导教师：王永志

项目类型：大学生创新项目（2015650978）



图 1 环境模拟装置实物图

Fig1. Environmental simulation device diagram

系统分为硬件部分以及软件部分，硬件部分包括温度模块、压强模块、显示模块、串口模块，实现监测数据的采集、传输、显示。数据通过串口传输到上位机，通过软件对数据进行记录、存储及绘制折线图。系统整体结构框图如图 2 所示。

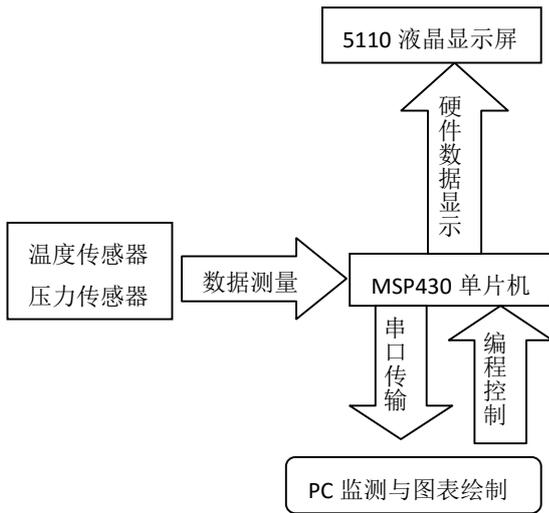


图 2 监测系统整体图

Fig2. Overall system structure diagram

本设计采用 MSP430F449 单片机作为微处理器，温度模块选用 DS18B20 作为温度传感器，压强模块选用 YB-131 型压力变送器，显示模块选用 5110 液晶显示屏，通过串口 RS232 模块传输数据。系统由电源适配器接入 24V 直流电，通过 LM2596S 降压模块获得需要电压值，LM2596S 降压模块输入为 3.2V~46V 直流电，输出为 1.25V~35V 直流电，可以满足设计所需的所有电压。

2 模块

2.1 温度模块

DS18B20 是常用的温度传感器，具有体积小，硬件开销低，抗干扰能力强，精度高的特点。DS18B20 测温范围 $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，工作电源： $3.0 \sim 5.5\text{V}/\text{DC}$ ^[4]。温度模块电路图如图 3 所示。

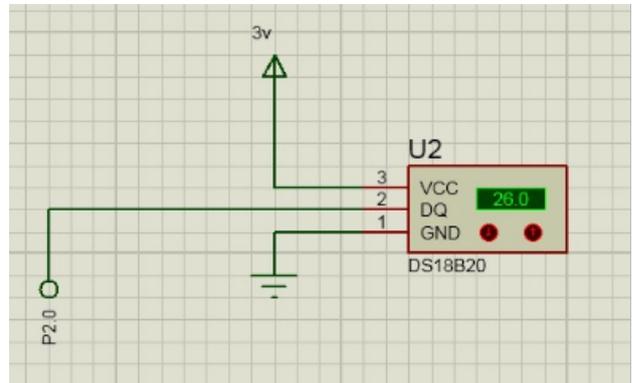


图 3 温度测量及自动转换电路

Fig3. Temperature module circuit diagram

DS18B20 温度传感器接入单片机 P2.0 引脚，并由 LM2596S 降压模块提供 3V 电压。DS18B20 对温度的检测可以实现自动转换，不需要再外部添加转换的元件。

2.2 显示模块

5110 液晶显示屏是一款性价比较高的液晶产品，可以显示多行汉字^[5]。液晶显示屏使用的 3.3V 供电亦由 LM2596S 降压模块提供。5110 液晶屏的编写需要对 LCD 进行初始化、清屏，使用 SPI 接口写数据。由于液晶显示屏自身没有字库，需在单片机 ROM 中建立一个内部小汉字库。5110 液晶显示屏显示电路如图 4 所示。

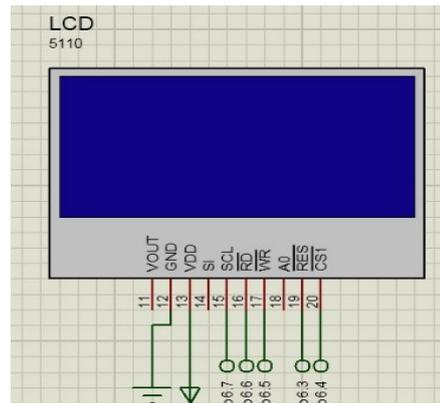


图 4 5110 液晶显示屏显示电路

Fig4. 5110 LCD screen's display circuit diagram

2.3 压强模块

对于压强的测量，本设计选用 YB-131 型压力变送器，其工作电压为 24V，由电源适配器提供。YB-131 型压力变送器测量范围为 $-0.1 \sim 100\text{KPa}$ ，输出信号为 $4 \sim 20\text{mA}$ 直流电流信号^[6]。特别注意的是，虽然压力变送器可测量介质的温度范围为

-40~150℃，考虑到系统用于浅层地温能利用过程中数据监测，由于液体结冰热胀冷缩损害压力变送器膜片，导致变送器不能正常工作，所以工作环境不能低于 0℃。

压力变送器输出信号是电流信号，而 MSP430 单片机内部 AD 转换需要输入电压信号，因此串联一个 125 欧姆的电阻，将 4~20mA 电流信号转换成 0.5~2.5V 电压信号，接入 MSP430 的 P6.0 引脚。通过内部 AD 转换将模拟信号转变成数字信号，并利用公式转换计算出 0~40KPa。电路图如图 5 所示。

压强计算公式 (1)，其中 U 的单位 mV，P 的单位 Pa。

$$P = 20 \times U - 10000 \quad (1)$$

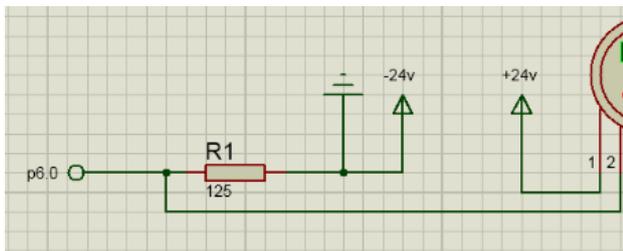


图 5 压强采集及转换电路

Fig5. Pressure module circuit diagram

2.4 上位机模块

上位机监测软件采用 Visual Studio 2010 作为可视化开发工具，选用 C# 程序设计语言编程实现。上位机监测软件包括数据上传、数据查询、数据存储、折线图绘制等功能。因需要长期监测，实时监测的数据量非常庞大，上位机软件可以选择数据接收存储的时间间隔，按间隔接收数据、存储数据、绘制图形。上位机界面如图 6 所示。

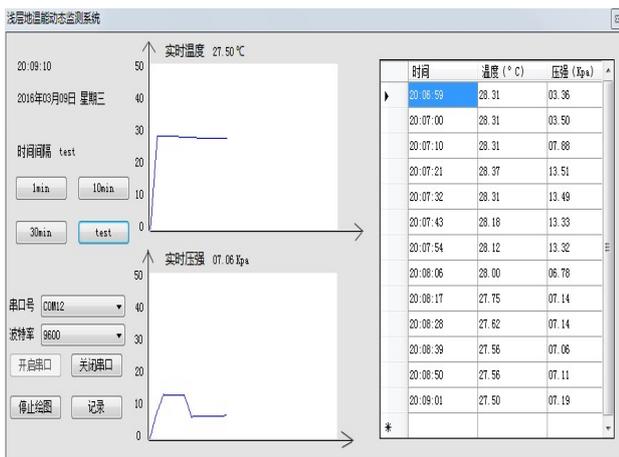


图 6 监测软件图

Fig6. PC interface diagram

上位机工作时，根据选择的时间间隔从串口接收数据，对数据位数进行初步判断。数据错误时重新接收，只有当数据正确时才开始缓存数据，缓存结束后保存数据，并在绘图区域绘制相应的点。

3 实验结果

为了检验系统数据检测的准确性以及精度，进行了大量的对比实验。

3.1 温度测试

在模拟装置上加装电子温度计，在 PVC 管道中加入冰水，再注入热水，基本加满整个管道，让管道中的水在垂直方向上存在温度差。固定 PVC 管，通过塑料软管进行放水操作，使管道内的水流动，从而测得不同温度。通过多组实验，对温度计示数与上位机软件示数进行比较，基本一致。具体实验数据绘制成折线图如图 7 所示。

3.2 压强测试

在 PVC 管底部安装一个塑料软管，构成一个连通器，固定 PVC 管，保持管道基本垂直。在 PVC 管道中加满水，通过塑料软管放水，从而改变 PVC 管内液面高度，管内不同位置的压强发生变化，就可以模拟出不同压强。用卷尺测量管道内水位高度，通过公式 (2) 计算得到理论压强，然后理论压强和显示压强进行对比，得出压强数据的准确性以及精度。具体实验数据绘制成折线图如图 8 所示。

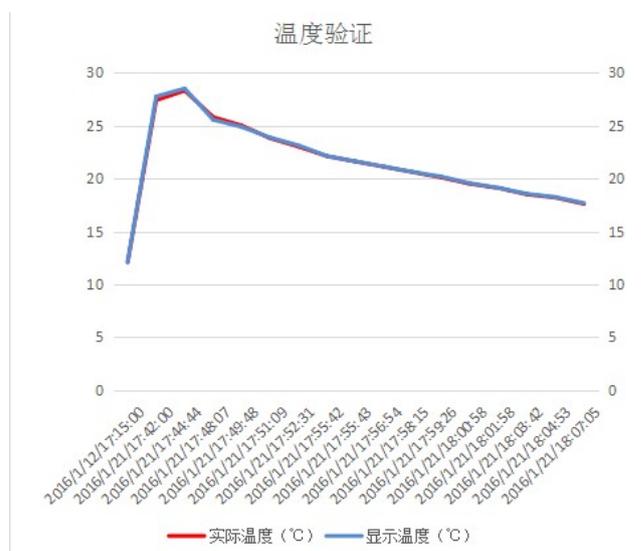


图 7 实际温度与显示温度数据对比折线图

Fig7. The line chart comparing the actual temperature data and the temperature data on the screen.

$$P = \rho \times g \times h \quad (2)$$

其中 P 为压强， ρ 为水的密度，h 为水位高度。



图 8 实际压强与显示压强数据对比折线图

Fig8. The line chart comparing the actual pressure data and the pressure data on the screen

4 结果分析

通过多组实验，观察绘制的温度曲线以及压强曲线，发现两个参数的实际数据和理论数据曲线基本重合，证明本设计所测得的实验数据是正确的，符合实际情况的。具体实验数据如表 1 所示。

表 1 对比试验数据

Table1. Data of comparison test

序号	高度 (CM)	计算压强 (KPA)	显示压强 (KPA)	实际温度 (°C)	显示温度 (°C)
1	150	14.7	15.1	27.4	27.75
2	139	13.62	13.82	28.3	28.5
3	122	11.95	12.15	12.1	12.12
4	107	10.49	10.63	25.8	25.55
5	91	8.92	8.94	23.8	23.87
6	84	8.23	8.4	23	23.12
7	75	7.35	7.35	22.1	22.12
8	64	6.27	6.44	21.6	21.62
9	58	5.68	5.68	21.1	21.12
10	45	4.41	4.5	20.6	20.62
11	36	3.53	3.57	19.5	19.56
12	28	2.75	2.99	19.1	19.12
13	26	2.55	2.56	18.5	18.56
14	15	1.47	1.47	18.2	18.25
15	11	1.08	1.12	17.6	17.68

根据具体的实验数据，并对其进行对比，可以得到本监测系统的精度情况。电子温度计所测得的温度可精确到 0.1°C，但本系统测量的温度数据可以精确到 0.01°C，说明系统精度已经超过电子温度计。对于压强数据，压力变送器输出为 4~20mA 电流信号，电流较小，压强数据精确到 0.5KPa 以内。通过对比理论数据和实测数据证明监测系统测量的温度和压强的准确度很高。

5 结论

本项目设计了一套浅层地温能监测系统。系统可实时显示浅层地温能利用过程中管道内的温度及压强，上位机监测软件可根据监测的时间间隔进行采集、传输、存储数据，并使用记录的数据绘制相应的折线图，直观明了地反应相关参数的变化趋势。其中温度精度可以达到 0.01°C。压强精度可以达到 0.5KPa 以内。本系统结构简单，成本低廉，操作方便，初步满足浅层地温能利用过程中监测需求，可以应用于家庭小型化的浅层地温能监测。

参考文献

1. 邓高.浅层地温能资源的调查评价与开发利用[J]. 中国地质学会, 2011,9: 67-68.
2. 鄂建, 周容根等.浅层地温能开发利用管理研究[J].中国国土资源经济, 2013(3): 31-35.
3. Vaughan RG,Keszthelyi LP,Lowenstern JB et al,2012.Use of ASTER and MODIS thermal infrared data to quantify heat flow and hydrothermal change at Yellowstone National Park.Journal of Volcanology and Geothermal Research,233—234:72—89.
4. 张军.智能温度传感器 DS18B20 及其应用[J].仪表技术, 2010,(4): 68-70.
5. 张洪顺.寻找廉价的单片机液晶显示屏[J].制作天地, 2010,(11): 12-15.
6. 于海春.智能型压力变送器的设计[J].淮阴师范学院学报, 2003,(11): 300-302.

增量式数字 PID 在直流电机调速系统中的应用*

刘光达；周 晖；赵书健；蒋夏萍；蔡靖

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130012)

摘要: 选取永磁直流电机作为调速对象, 采用不需累加、适合数字控制器使用的增量式 PID 算法来控制电机转速, 并用计算机平台进行建模仿真, 搭建了实际电路进行测试, 完成实际电机增量 PID 控制设计。根据永磁直流电机使用要求和仿真实验结果合理调整 PID 算法, 节省了控制器的资源, 实现了快速增量电机调速。经实际检测, 与传统 PID 算法比较, 该直流电机调速器能够快速实现电机转速控制, 满足实际需求。

关键词: 增量式 PID; 计算机仿真; 永磁直流电机; 电机调速

The incremental digital PID in the application of the dc motor speed control system

LIU Guang-da, ZHOU Hui, ZHAOSHU-jian, JIANGXia-ping, CAI Jing

(college of instrumentation & electrical engineering, Jilin University, Changchun 130012, China)

Abstract: Select the speed permanent magnet DC motor as the object. Use incremental PID algorithm, which fits for digital controller and does not need accumulation, to complete DC motor speed control. Use computer modeling and simulation, build and test the actual circuit, complete the actual incremental PID motor control design. According to the using requirements of permanent magnet dc motor and the simulation results reasonably adjust PID algorithm, saving the resources of the controller, realized the rapid increment of motor speed control. After the actual test, compared with conventional PID algorithm, the DC motor speed controller can quickly achieve motor speed control, and meet the actual demand.

Key words: Incremental PID Computer simulation Permanent magnet dc motor Motor speed control

0 引言

问世一个多世纪以来, 直流电机因为其起制动性能好, 调速平滑且范围大, 在可控电力拖动领域一直被广泛使用。在精度要求较高的系统中, 直流电机更是十分常用的执行元件。尤其是小型的永磁直流电机, 在汽车、医疗器械、电子产品中常常扮演着不可或缺的角色。在应用时, 电机转速调节的稳态与动态性能往往是人们关注的重点。

PID 控制策略是最先发展起来的控制策略之一。因为其可靠性高, 鲁棒性好, 算法易于实现等优点, 被广泛应用于工业领域 PID 控制中^[1]。传统电机 PID

控制采用位置式 PID 控制算法实现, 存在对故障的误动作较大、积分过程中产生的数据庞大等诸多缺点; 与位置式 PID 算法相比, 增量式 PID 算法具有不需要做累加、误动作影响较小等优点^[2], 更适合应用在基于数字方法 PID 控制的直流电机设备上。

本文选取永磁直流电机作为控制对象, 将改进后的增量式 PID 算法运用到电机调速中, 在计算机平台上进行建模仿真, 并搭建电路实测, 获得了十分理想的控制精度和响应速度。

1 增量式数字 PID 直流电机调速原理

1.1 直流电机调速系统的组成

直流电机调速系统采用 16 位高速微处理器作

* 指导教师: 刘光达

项目类型: 大学生创新项目 (2015650979)

为主控制器，通过光电传感器采集电机转速参数送至主控制器；主控制器计算转速偏差量以及 PWM 波的产生，并依据增量 PID 算法修正输出 PWM 波的占空比，利用电机驱动电路功率放大后驱动直流电机，完成直流电机的闭环控制调速。

系统主要包括四部分：主控制器部分、电机驱动及测速部分、液晶键盘部分和上位机通信部分。系统结构如图 1 所示。

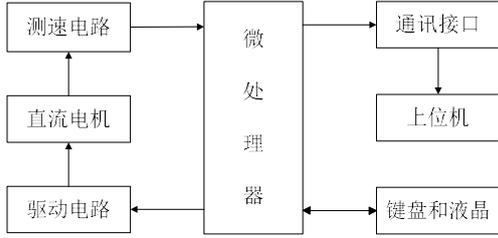


图 1 系统结构框图

Fig.1 System structure blockdiagram

1.2 增量式数字 PID 原理

PID 控制器由比例单元 (P)、积分单元 (I) 和微分单元 (D) 组成。

传统 PID 控制算式为：

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (1)$$

但是，控制器只能处理离散的量，所以需要对上式进行离散化处理。离散化后的 PID 算式为^[3]：

$$u(k) = K_p \{e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^n e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)]\} \quad (2)$$

容易看出，式(2)输出的量为被控量的增加值，且过去每一个状态都会影响到最终的输出。

而增量式 PID 的算式为：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

$$\begin{aligned} &= K_p \{e(k) - e(k-1) + \frac{T}{T_i} e(k) + \frac{T_d}{T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]\} \\ &= K_p (1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T})e(k) - K_p (1 + \frac{2T_d}{T})e(k-1) + K_p \frac{T_d}{T} e(k-2) \\ &= Ae(k) - Be(k-1) + Ce(k-2) \end{aligned} \quad (3)$$

相比于传统的位置式 PID，增量式 PID 的输出只与当前拍以及前两拍的误差有关，无需累积，计算量小，更易于用数字控制器实现^[4]。

1.3 直流电机模型建立与调速仿真

参照直流电机的机械和电磁两个过程，我们能列出电枢电压平衡方程和转矩平衡方程。

电枢电压平衡方程：

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \varepsilon \quad (4)$$

$$\varepsilon = C_e \Phi i_a \quad (5)$$

转矩平衡方程：

$$J \frac{dn}{dt} = T - T_L \quad (6)$$

$$M = C_M \Phi i_a \quad (7)$$

其中 u_a 为电枢电压， ε 为电枢反电势， i_a 为电枢电流， L_a 电枢电感， Φ 为每极磁通， n 为转子转速， C_e 为直流电机电势常数， C_M 为转矩常数， T 为电磁转矩， T_L 为负载转矩， J 为转速惯量。

最后参照图 2 的直流电机的模型传递框图，我们可以得到直流电机的传递函数^[5-7]。

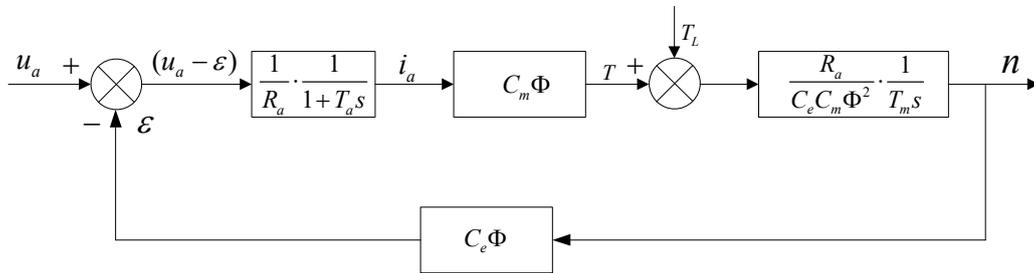


图 2 直流电机传递函数框图

Fig.2 DC motor transfer function block diagram

直流电机转速和电枢电压的传递函数为：

$$\frac{n(s)}{u_a(s)} = \frac{1/C_e \Phi}{T_m T_a s^2 + T_m s + 1} \quad (8)$$

采用扩充临界比例度法^[3]，调整出最优的 PID 参数，选取时间间隔 $T=0.002s$ ，在计算机上获得的仿真图像如下图所示。

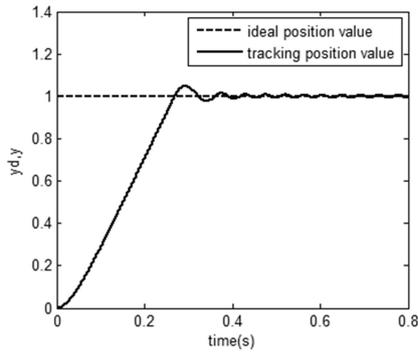


图 3 计算机仿真图

Fig.3 The computer simulation diagram

2 系统软件设计

增量式数字 PID 算法是软件的核心，PID 的最优参数由计算机仿真得出，固化到系统控制器的程序中。本系统的软件部分的流程图如下。

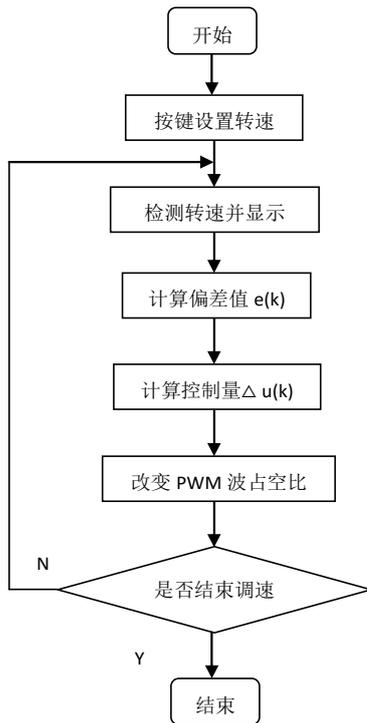


图 4 系统软件流程图

Fig.4 The flow chart of system software

3 实验测试

系统选用 16 位超低功耗、具有精简指令集的 MSP430 单片机作为系统的主控制器，负责信息的处理、计算以及算法的执行^[8]。

选取 RK370-15330-50 型号永磁直流电机作为控制对象，电机驱动部分选取的是 L298N 芯片，它内部包含一个全桥电路，可以将标准的 TTL 电平转换成高电压、大电流的电平^[9]。经过转化后的电平可以较好地驱动直流电机。

测量电机转速采用的是光电码盘测速，当电机转动时，对应电路会产生方波脉冲信号。再由控制器捕捉该信号并测量出信号的频率，经过计算后便可以得到电机的转速。所用光电码盘的精度为 37 个脉冲/度^[10]。

图 5 和图 6 分别为光电码盘实物图与测得的方波脉冲波形图。



图 5 测速码盘电路图

Fig.5 Encoder circuit

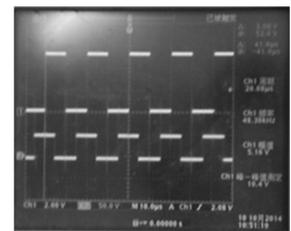


图 6 方波脉冲图

Fig.6 Square wave diagram

图 7 和图 8 为转速在 60r/min 时控制器产生的 PWM 波波形与电机驱动电路输出的电机驱动波形。



图 7 控制器输出电压波形

Fig.7 The controller output voltage waveform

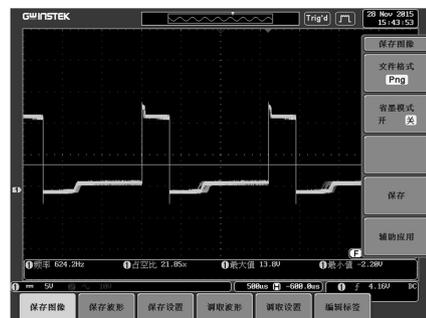


图 8 电机驱动电压波形

Fig.8 Motor driving voltage waveform

图 9 是电机在给定转速为 60r/min 时获得的响应曲线。

由图 9 可知，系统并无明显超调，上升时间在

0.5s 左右，而且后续运行过程基本稳定。

本文将增量式数字 PID 运用到直流电机调速系统中，不仅程序简单、成本较低，而且获得了较为理想的响应速度以及动态效果。

4 结论

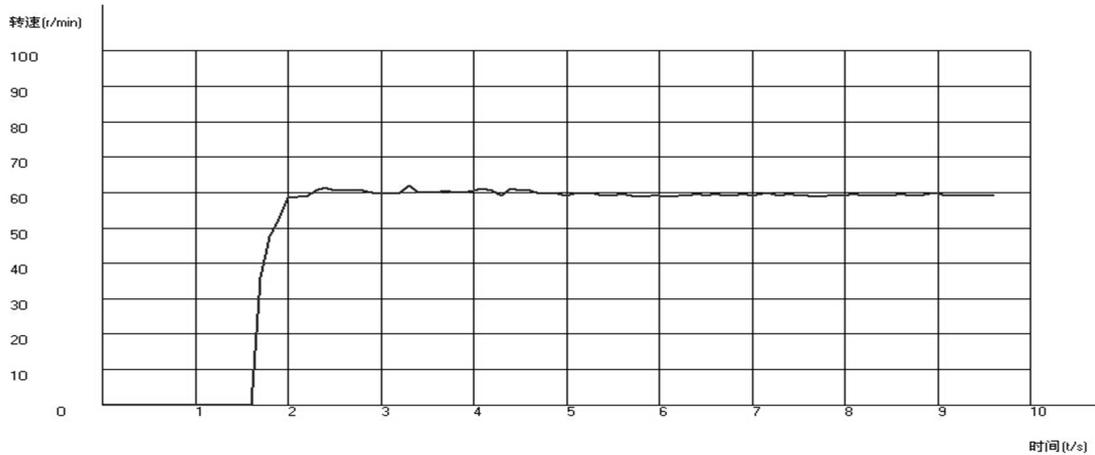


图 9 实测调速效果图

Fig.9 The measured speed rendering

参考文献

1. 陶永华,尹怡欣,葛芦生.新型 PID 控制及其应用[M].北京:机械工业出版社,1997: 1-18
2. 赵国山,仇性启. 自适应PID的发展概况[J]. 化工自动化及仪表,2006,33(5):1-5
3. 曾豪勇,周思柱,易文君. 基于 MATLAB 的增量式 PID 参数整定[J]. 工业控制计算机,2014,27(6):69-70
4. 陈心怡,吴志光. 数字式PID控制器的研究与设计[J]. 机械工程师,2014,05:122-123
5. 金国强.有刷直流电机的数学模型及参数测量方法[J].大学物理,2014,33(2):56-60
6. 王艳颖,王珍,郭丽环.直流电动机传递函数测定的实验研究[J].实验技术与管理,2008,25(8):38-40
7. 周儒勋,张泽龙,亓迎川. 直流电机模型参数的直接辨识[J]. 计算机仿真,2006,24(6):113-115
8. 陈明敏,易清明,石敏. ARMv4 指令集嵌入式微处理器设计[J]. 电子技术应用,2014,40(12):23-26
9. 仝建,龙伟,李蒙等. 高精度高可靠步进电机控制系统的设计及应用[J]. 电子技术应用,2013,39(12):41-44
10. 吴强,韩震宇,李程. 基于增量式PID算法的无刷直流电机 PWM 调速研究[J].机电工程技术,2013,42(3):63-65

面向智慧小区的主动智能感知和监管系统的设计*

岳良广；王铭超；刘磊

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130000)

摘要: 为了解决目前市场上传统智能家居系统面向用户单一, 产品成本高, 可扩展性差的问题, 笔者以 STM32 单片机作为核心控制器, 设计了集智能家居模块和安防模块为一体的主动智能感知和监管系统。系统采用了 WiFi 通信技术实现了对窗帘的控制; 利用红外学习模块实现了对家用电器进行控制; 利用温湿度传感器实现了对家庭温、湿度的实时监测; 利用摄像头、红外对管和人体红外感应模块实现了家庭的防盗功能, 并将以上获取的信息发送给手机和远程电脑。从而解决了智能家居系统面向用户单一, 产品成本高, 可扩展性差的问题, 达到了面向用户广, 产品成本低, 可扩展性强的目的。

关键词: 智能家居模块 安防模块 红外学习模块

The system faced to wisdom residential area intellisense and regulatory

Yue Lianguang; Wang Mingchao; Liu Lei

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

Abstract : In order to solve the traditional intelligent household system for users on the market at present the single, the product cost is high, the problem of poor scalability, based on STM32 microcontroller as the core controller, designed a set of intelligent household module and security module for the integration of active intellisense and regulatory system. System USES a WiFi communication technology has realized the control of the curtain; Using the infrared learning module realizes to control household appliances; Using the temperature and humidity sensor realizes to the family the real-time monitoring of temperature, humidity, By camera, infrared tube and the human body infrared sensing module implements the function of family security, and will be more than the information sent to the mobile phone and remote computer. So as to solve the single intelligent household system for users, the product cost is high, the problem of poor extensibility, reached the user-oriented is wide, the product cost is low, the purpose of strong extensibility.

Key words: Intelligent household module Security module Infrared learning module

0 前言

信息技术的发展,已深入人类生活的各个领域,并对人类的居住环境和建筑业的发展产生了巨大的影响,人们开始追求结合信息、安全技术,高效舒适、并具有丰富人文环境的绿色住宅^[1]。社会生活节奏的不断加快,对高效率智能的家居环境提出了要求,人们需要一个快捷方便的系统平台将我们从繁重的家务劳作和繁琐的家电操作中解放出来,自动协助人们的生活。

另外,分析我国的城镇化现状、经济发展和工业化水平及发展趋势,我国已经进入城镇化加速发展的阶段。国内大部分城市的居民住宅都是小区形式存在,而且小区的数量也在急剧上升中,规模越来越大,但是目前小区管理方式却仍然停留在安全巡逻、维修防护的传统模式,“人人管而又人人不管^[2]”。对于用户突发事件不能够形成及时有效的管理,同时也不能对每家每户实现实时的监测管理,提供防盗、火险等安全保障。

智慧小区安防监控系统很好地解决了这个问题,将智能家居和安防监控完美结合,其目标是使人们

* 指导教师: 杨光

项目类型: 大学生创新项目 (2015650981)

拥有安全、舒适、便利、娱乐和优美的生活环境，这是中国新世纪城市住宅发展的必然趋势。智能家居是以住宅为平台，利用综合布线技术、网络通信技术、安全防范技术、自动化控制技术、音视频技术将与家居生活相关的设备集成在一起，构建便捷、舒适的家庭设施与管理系统的提升家居安全性、便利性、舒适性、艺术性，并实现环保节能的居住环境^[3]。安全防范系统的全称为公共安全防范系统，是以保护人身财产安全、信息与通讯安全，达到损失预防与犯罪预防目的。安全防范是指在建筑物或建筑群内（包括周边地域），或特定的场所、区域，通过采用人力防范、技术防范和物理防范等方式综合实现对人员、设备、建筑或区域的安全防范。安防系统^[4]（Security & Protection System, SPS）是以维护社会公共安全为目的，运用安全防范产品和其它相关产品所构成的入侵报警系统、视频安防监控系统、出入口控制系统等的系统；或是由这些系统为子系统组合或集成的电子系统或网络。我国安防产业发展很快，也比较普及，但是传统安防对人的依赖性比较强，非常耗费人力，而智能安防能够通过机器实现智能判断，从而尽可能实现人想做的事。损失预防是安防产业的职责，犯罪预防是警察执法部门的职责。

1 系统总体设计

本系统主要分成三个方面,即智能家居模块、安防系统模块和上层软件。对于智能家居我们通过 ARM 来实现对温度、湿度传感器的控制，通过 wifi 模块来让 ARM 控制窗帘的电机，通过红外学习模块来使 ARM 遥控空调、电视等家用电器。对于安防系统模块，我们主要通过摄像头、人体感应模块和安装在窗户两侧的红外对管来对家中的安全进行实时监测。最后利用 SIM900A 模块向手机来发送信息，并通过上层软件将家中信息发送到远程电脑上，来实现智能感知和监管。在使用 wifi 模块过程中，我们对与 wifi 模块相连的各模块分别进行网络接口的设定。对于手机和远程电脑，我们会制定特定的协议，来确保准确的监管和控制。系统组成框图如图 1 所示。

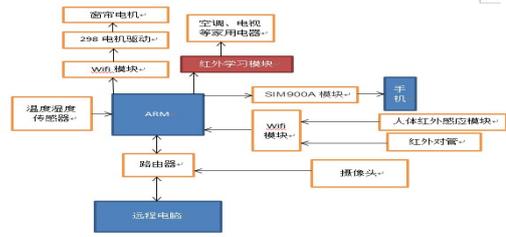


图 1 主动智能感知和监管系统结构框图

Fig.1 The curtain of intellisense and regulatory system structure diagram

2 系统硬件设计

2.1 红外对管监测模块

红外对管监测模块采用红外对管作为传感器。其工作过程为当红外发射管和接收管之间没有遮挡时代表没有外敌入侵，红外接收管能正常接收红外发射管发出的灯光，此时不会启动后续的报警电路。一旦红外发射管和接收管之间出现阻挡红外线传递的阻碍时，此时红外接收管不能正常接收红外发射管发出的灯光。主控芯片检测到该通路阻断，则会启动后续的报警电路。红色警报灯亮起，代表家庭被入侵。红外对管检测模块原理图如图 2 所示。

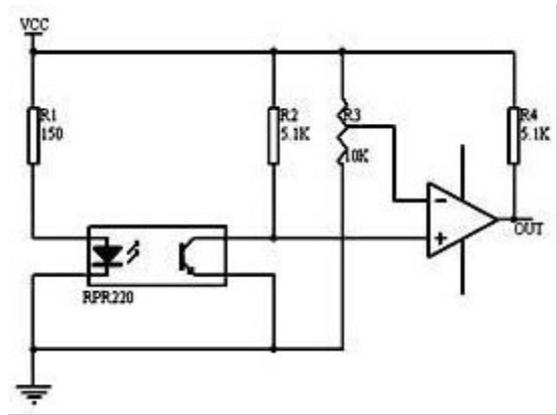


图 2 红外对管检测模块原理图

Fig.2 The principle diagram of the infrared detection module the pipe

2.2 摄像头视频监控模块

网络摄像头是传统摄像机与网络视频技术相结合的新一代产品，除了具备一般传统摄像机所有的图像捕捉功能外，机内还内置了数字化压缩控制器和基于 WEB 的操作系统，使得视频数据经压缩加密后，通过局域网，internet 或无线网络送至终端用户^[5]。而远端用户可在 PC 上使用标准的网络浏览器，根据网络摄像机的 IP 地址，对网络摄像机进行访问，实时监控目标现场的情况，并可对图像资料实时编辑和存储，同时还可以控制摄像机的

云台和镜头，进行全方位地监控。摄像头视频监控模块原理图如图 3 所示。

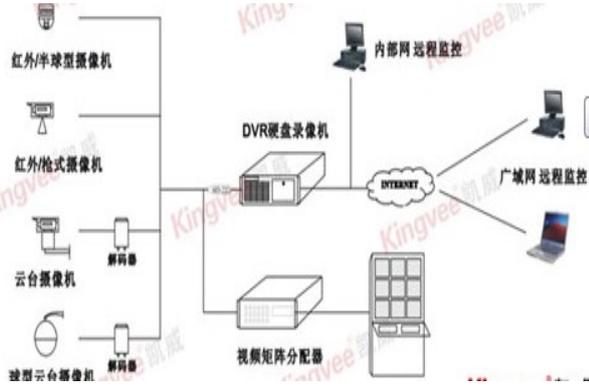


图 3 监控系统设计原理图

Fig.3 The principle diagram of the monitoring and control system design

2.3 人体红外感应模块

对于核心器件 HC-SR501 人体红外传感器而言，人体都有恒定的体温，一般在 37 度，所以会发出特定波长 10UM 左右的红外线，被动式红外探头就是靠探测人体发射的 10UM 左右的红外线而进行工作的。人体发射的 10UM 左右的红外线通过菲涅尔滤光片增强后聚集到红外感应源上^[6]。红外感应源通常采用热释电元件，这种元件在接收到人体红外辐射温度发生变化时就会失去电荷平衡，向外释放电荷，后续电路经检测处理后就能产生报警信号。将这个警报信号传送给单片机芯片，就能启动后续的自动灯电路，并开始计时，在这个周期内，自动灯会一直亮。当一个周期计时结束后，继续检测传感器发来的信号，如果仍有警报信号存在，则启动新的计时周期并驱动后续自动灯电路，如果没有原理将高效的利用电源，减少了无人存在时“长明灯”的浪费现象。人体红外感应模块原理图如图 4 所示。

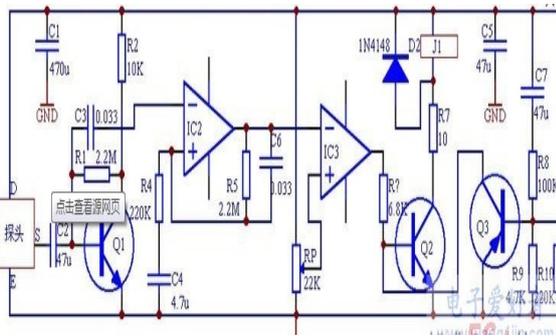


图 4 人体红外感应模块原理图

Fig.4 The principle diagram of the human body infrared sensor module

2.4 智能窗帘模块

窗帘主控模块为系统的主要动力部分。利用红外一体化接收头采集信号，实现红外遥控的控制方式；采用 L298 驱动双步进电机联动，进行窗帘姿态的调整；将光敏电阻和滑变电阻串联在电路中，通过中间节点采集反映光强的电压信号，经过模数转换将数字信号发送到核心控制器，控制器输出驱动信号经驱动电路放大，控制步进电机进行微调，实现自动挡光控。窗帘主控模块硬件原理图如图 5 所示。

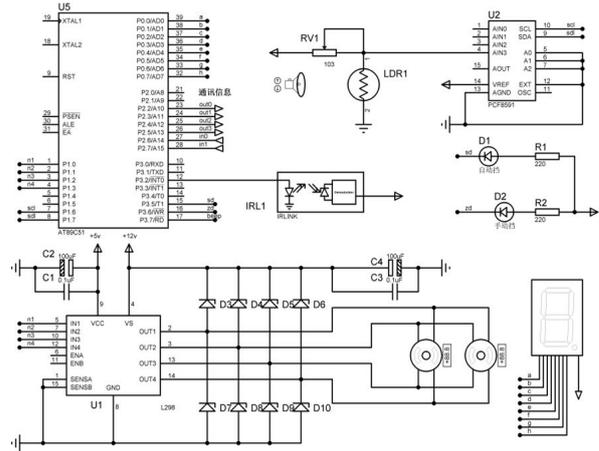


图 5 窗帘主控模块硬件原理图

Fig.5 Curtain control module hardware Principle diagram

3 系统软件设计

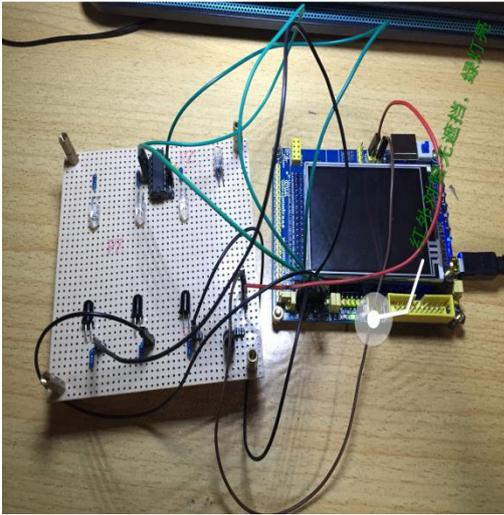
系统软件设计分为主控系统和辅助系统两个部分，工作流程采用 C 语言固化在 STM32 单片机内。

其中主控系统是初始化系统，使其进入最佳的工作状态，为后续相关处理做准备。辅助系统涵盖了红外对管检测，摄像头视频监控，人体红外感应，智能窗帘控制四个单独模块的子程序。利用中断的模式可以实时调用每个子程序。

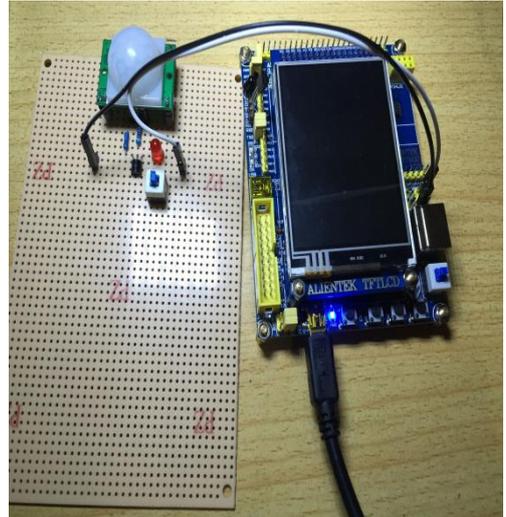
4 实验结果分析

4.1 红外对管监测模块

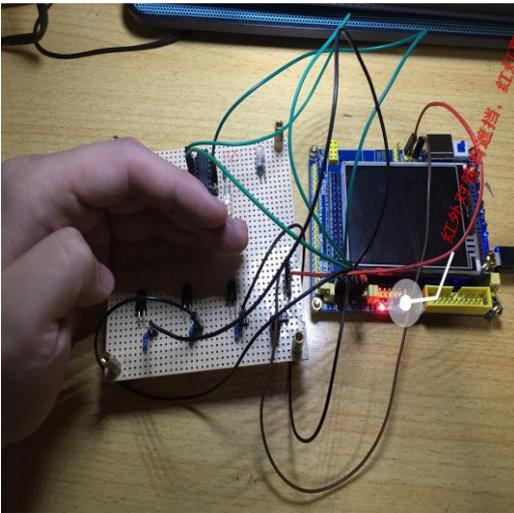
当红外发射管和接收管之间没有遮挡时，绿灯亮，代表安全，如图 6(a)所示。当红外发射管和接收管之间出现阻挡红外线传递的阻碍时，红色警报灯亮起，代表家庭被入侵。如图 6 (b) 所示。



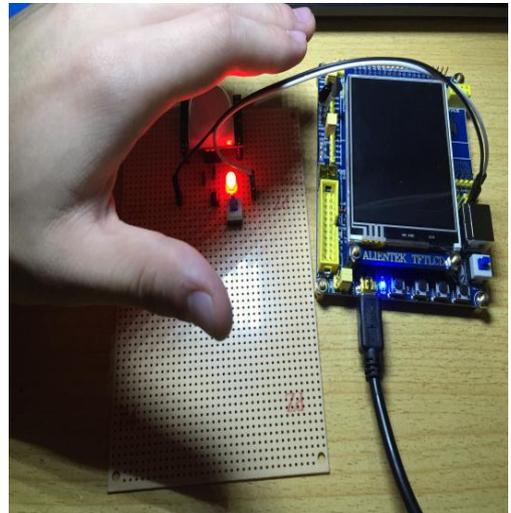
(a)



(a)



(b)



(b)

图 6 红外对管实验过程

Fig.6Infrared tube experimental process

图 7 人体红外感应实验过程

Fig.7The human body infrared induction experimental process

4.2 人体红外感应模块

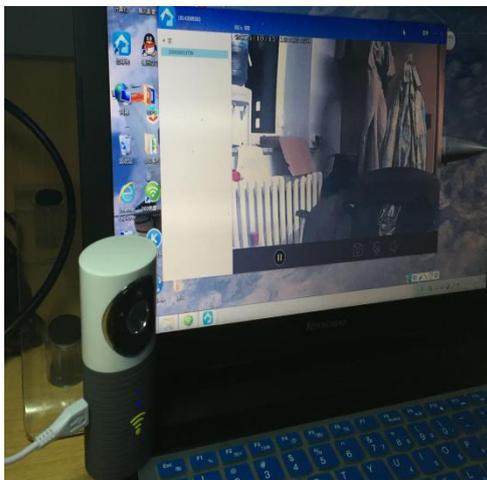
HC-SR501 红外感应模块的热释电传感头接收到人体红外辐射温度后, 电荷平衡被破坏, 向外释放电荷, 产生电信号, 后续电路发出警报^[7]。图 7 (a) 为安全状态, 图 7 (b) 为危险警报状态。

4.3 摄像头视频监控模块

将摄像头接入无线网络, 通过远程访问的形式可以实时读取摄像头所拍摄的视频数据。图 8 (a) 为手机读取摄像头数据画面, 图 8 (b) 为电脑读取摄像头数据画面。



(a)



(b)

图8 摄像头视频显示

Fig.8 Camera video display

4.4 智能窗帘模块

主控芯片通过 L298N 电机驱动模块控制 5v 直流电机，通过控制电机的正转，反转和停止代表窗帘的智能开闭。如图 9 所示。

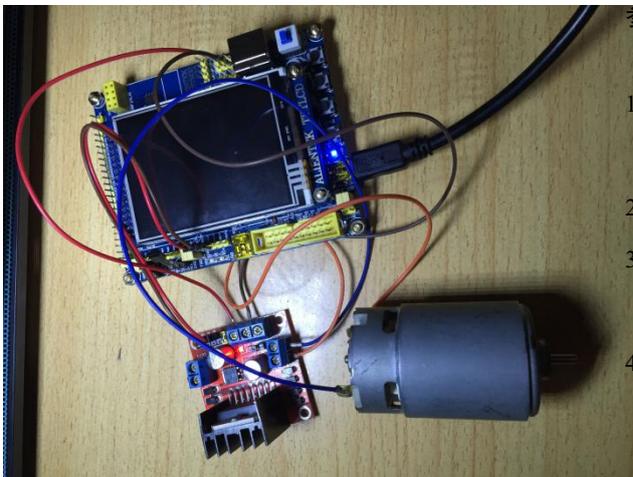


图9 驱动电机实验过程

Fig.9 Drive motor experimental process

4.5 温湿度监测模块

利用 DS18B20 测试环境温度，显示过程如图 10 所示。



图 10 环境温湿度显示过程

Fig.10 The environment temperature and humidity display process

5 结论

该设计以 STM32 作为微控制器，采用了 WiFi 通信技术实现了对窗帘的控制；利用红外学习模块实现了对家用电器进行控制；利用温湿度传感器实现了对家庭温、湿度的实时监测；利用摄像头、红外对管和人体红外感应模块实现了家庭的防盗功能，并将以上获取的信息发送给手机和远程电脑。从而解决了智能家居系统面向用户单一，产品成本高，可扩展性差的问题，达到了面向用户广，产品成本低，可扩展性强的目的。推广性较强。

参考文献

1. 华东建筑设计院.智能建筑设计技术.第2版.上海: 同济大学出版社, 2003
2. 百度定义[EB/OL]. <http://baike.so.com/doc/3950195.html>
3. 刘云, 张红国. 国外家庭网络技术标准进展分析[J]. 信息技术与标准化, 2005(3): 23-26
4. Chi hsiang Wu, Rong Hong Jan. System Integration of WAP for Home Network System[J]. Computer Networks, 2003, 42(4): 495-502
5. Renato Jorge, Calcira Nune, Lisbon Portugal . A

Web-Based Approach to the Specification and
Programming of Home Automation System[C].
Proceedings of the IEEE Mediteranean Electrotechnical
Conference (MELECON),2004

步进电机气体微量进样器*

姜 鹏；张建春；满 意

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130026)

摘要: 本设计是基于 MSP430 单片机的步进电机气体微量进样器, 系统的硬件设计包括步进电机的控制电路, 液晶显示和键盘输入, 气箱控制电路等。在软件的设计中, 主要需要解决的问题是单片机对每个模块的控制, 实现以步进电机为核心的微量气体进样功能。辅助功能则包括对气箱的温度检测等。

关键词: 步进电机 气体 微量进样 单片机

Stepper motor micro-gas injector

Jiang Peng;Zhang Jianchun;Man Yi

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

Abstract: This design is based on MSP430 Stepper motor micro-gas injector, the hardware design of the system includes Stepper motor control circuits, liquid crystal display and keyboard input, gas tank control circuit. In the design of software, the main problem is SCM control for each module, the realization of the stepper motor at the core of trace gas injection capabilities. Accessibility includes the gas tank temperature detection.

Key words: Stepper motor gas Micro Injection Microcontroller

0 前言

当今社会进样器在生化分析仪器、色谱分析仪器中有着广泛的应用.它的运行的可靠性和精确性直接影响着分析结果.因此, 在研发生化分析仪器、色谱分析仪器的企业首要的就是研发出高效、精准基于步进电机的气体微量进样器^[1]。

1 研究意义

国内的气体进样器主要是为人为进行进气, 这种方法方法比较浪费人力, 而且人为容易出现疏忽, 出线注入体积不准确的毛病。既不智能, 都不能保证准确性。因此做一个步进电机进样器是非常必要的。对气体进行检测、控制和报警的手段目前有很多, 其中气体传感器为最佳^[2]。但需要把气体打进一个气箱中进行测试, 就需要一个气体的进样器,

使的气体可以更好的注入到气箱中。

2 实施方案

2.1 研究思路和方法

msp430 单片机为控制核心, 通过驱动模块, 控制步进电机转动的方向, 速度以及步进电机位移量的大小, 同时加入了键盘模块和液晶显示模块, 键盘模块辅助设定步进电机的运行状态以及位移量的数值, 液晶显示模块则是显示步进电机的运行状态和设定的参数, 同时 msp430 控制电磁阀的导通, 即控制气箱气体的进出^[3]。同时辅助电路采用的是 51 单片机, 主要的功能是测量气箱的温度, 同时具有报警功能, 保障系统的安全, 再将测量的值显示在显示屏上^[4]。系统框图如图一。

* 指导教师: 刘鸿石 王庆吉

项目类型: 大学生创新项目 (2015650999)

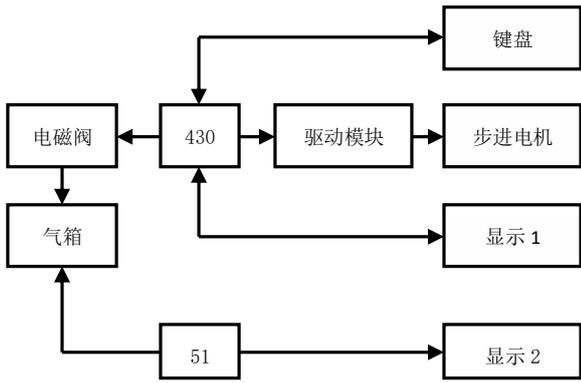


图 1 系统框图

Fig.1 system block diagram

2.2 主要模块、实施计划和技术路线

步进电机驱动模块采用的驱动芯片为 L298N, 内部包括 4 通道逻辑驱动电路。是一种二相和四项电机的专用驱动器, 即内含两个 H 桥的高电压大电流双全桥式驱动器, 接受标准 TTL; 逻辑电平信号, 可驱动 46V、2A 以下的电机。

键盘模块用来设定步进电机的起止, 转动方向, 速度的大小以及位移量的设定。键盘模块采用的是 4×4 矩阵按键板。

显示模块 1 用来显示步进电机的转动方向, 速度, 位移量, 同时显示模块 2 则用来显示气箱内温度的值。

温度测量模块采用 18B20 温度传感器, 对气箱内的温度实现测量。同时具有气箱温度报警功能, 当温度超过预设的安全温度时, 蜂鸣器会发出警报, 保障系统的安全性^[5]。

电磁阀模块则是控制电磁阀的开关, 从而控制气箱气体的进出。

MSP430 基本工作电路模块用单片机外围接一个晶振和一个复位电路, 再接上电源和地。

3 电路设计

3.1 单片机部分

单片机部分由一片 msp430 和 80C51 构成, msp430 负责控制步进电机的运行状态和电磁阀的导通, 80C51 则是用来测量气箱的温度以及高温报警功能。

电路中的晶振就是石英晶体振荡器。石英晶体振荡器具有非常好的频率稳定性和抗外界干扰的能力, 所以, 石英晶体振荡器常用来产生基准频率的。此外它还可以产生振荡电流, 向单片机发出时钟信号。片内电路与片外器件构成一个时钟产生电路, 晶振

频率一般多在 1.2MHz~24MHz 之间选取。C1、C2 是反馈电容, 其值在 20pF~100pF 之间选取, 一般为 30pF 左右。晶振频率为 12MHz, 时钟周期为 1us^[6]。复位电路的主要功能是使单片机进行初始化, 在初始化的过程中需要在复位引脚上加大于 2 个机器周期的高电平。复位后的单片机地址初始化为 0000H, 然后单片机继续从 0000H 单元开始执行程序。

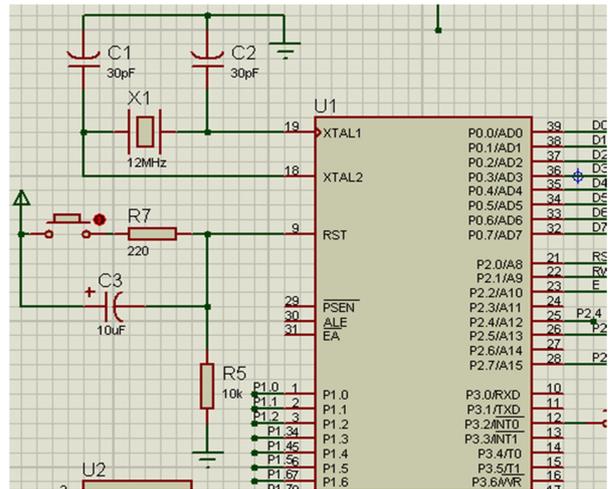


图 2 单片机电路 1

Fig.2 Microcontroller circuit1

MSP430 最小系统主要由主控 MCU、电源、复位电路、时钟电路、JTAG 调试电路、串行通讯等模块组成, 与此同时还要设计 MCU 时钟电路、电源电路和 JTAG 调试电路。时钟模块为 MCU 提供时钟源, JTAG 接口用于单片机程序调试和仿真, 串口 0(USART0)通过 MAX232 模块进行电平转换连接到 PC 用于调试嵌入式软件, 电源模块为 MCU 和各外围模块提供电源。程序中用 P4.4,P4.5,P4.6,P4.7 四个管脚控制电动机, 以 P2.0,P2.1,P2.2,P2.3 四个管脚控制 LED 显示控制电机高低电平顺序及速度变化。

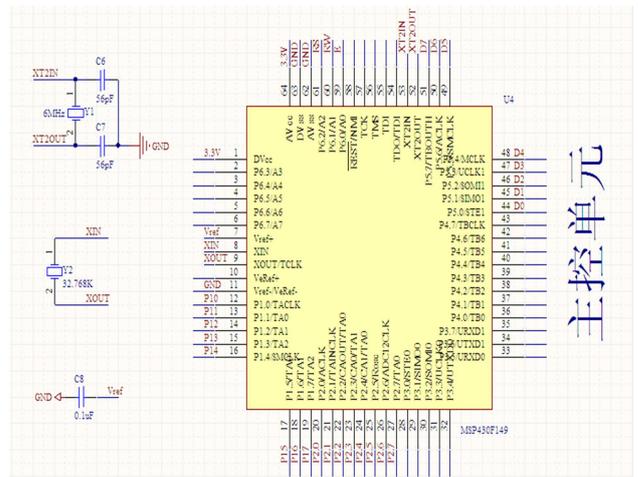


图 3 单片机电路 2

Fig.3 Microcontroller circui2

3.2 电机驱动部分

在此电路中我们选择 LM298N 作为驱动器件，LM298N 可以为负载提供双向的电流。适合驱动 2 相或 4 相的步进电机和直流电机,特是当驱动电机的方向要改变时，只须把原来电机方向的电位置反即可。LM298N 可以带动 2A 以上的电机，LM298 电机驱动模块符合要求。

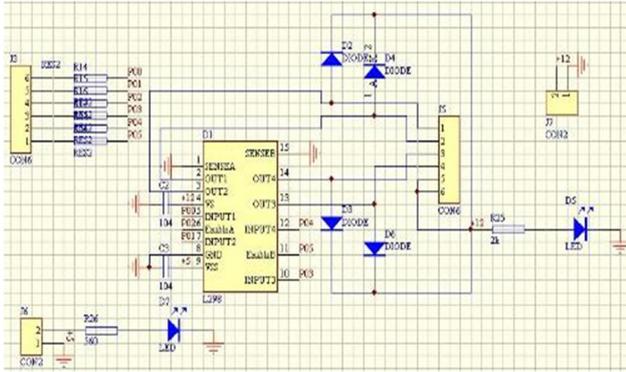


图 4 电机驱动电路

Fig.4 The motor drive circuit

3.3 报警部分

当温度超过设定范围时，采用蜂鸣器模块电路报警，电路中电阻起到限流的作用。电路工作原理是当温度超出温度设定范围时，通过程序编程给 P2 口第 7 个引脚赋为低电平，三极管导通，蜂鸣器发声。

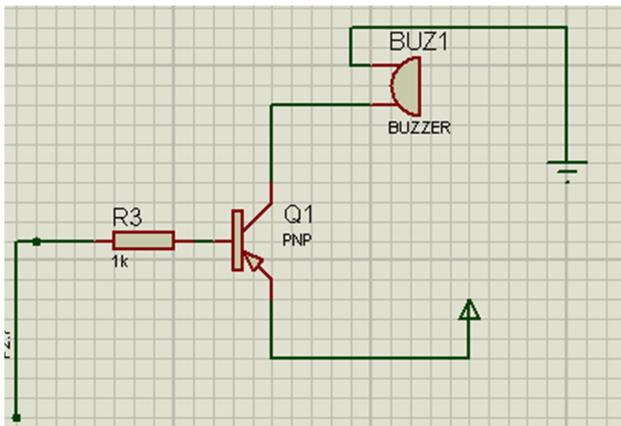


图 5 报警电路

Fig.5 Alarm circuit

3.4 显示部分

显示部分由 LCD1602 和 Nokia5110 组成成，LCD1602 显示气箱的温度，Nokia5110 显示步进电机的运行状态。

Nokia5110 的优点有：

- (1) 接口简单，仅四根 I/O 线即可驱动，LCD1602 需要 11 根，LCD12864 需要 12 根。
- (2) 性价比高，LCD1602 可以显示 32 个字符，而

Nokia5110 可以显示 15 个汉字，30 个字符，裸屏仅 8.8 元，LCD1602 一般 15 元左右，LCD12864 一般 50~70 元。

(3) Nokia5110 工作电压 3.3V，正常显示时工作电流 200uA 以下，具有掉电模式，适合电池供电的便携式移动设备。

(4) 速度快，是 LCD12864 的 20 倍，是 LCD1602 的 40 倍。

LCD1602 的优点有：

它是一种专门用来显示字母、数字、符号等的点阵型液晶模块。它由若干个 5X7 或者 5X11 等点阵字符位组成，每个点阵字符位都可以显示一个字符。利用该模块灵活的接口方式和简单、方便的操作指令，可构成人机交互界面。

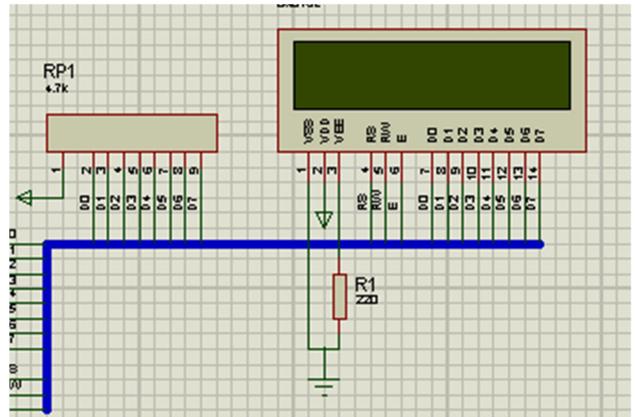


图 6 LCD1602 显示电路

Fig.6 LCD1602display circuit

3.5 测温部分

温度检测电路采用的是单线数字型温度传感器 DS18B20。DS18B20 独特的单总线接口使其仅通过一条数据线就可以完成数据传输。它的供电电压在 3V 至 5.5V 之间，感温范围在 -55 摄氏度至 +125 摄氏度之间，9 至 12 位可调分辨率。DS18B20 有 3 条输出引线，分别接电源，地，单片机引脚，由于在正常工作时，该传感器需要约 1mA 的驱动电流，所以硬件电路需要在接电源和地的两条引线之间接一个约 5K 的电阻。

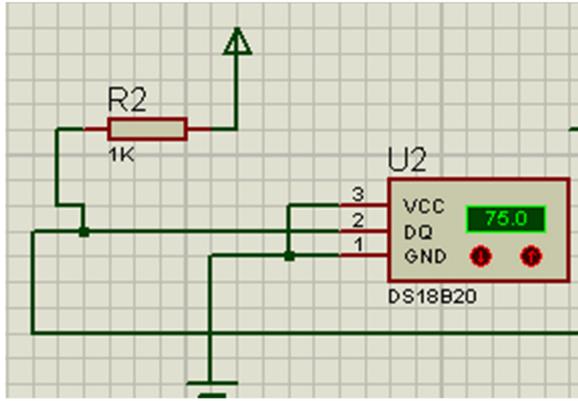


图 7 测温电路

Fig.7 Temperature measuring circuit

利用 430 主控设置定时时间来控制每个脉冲的时间，从而可计算出转速。再根据设置的转速控制定时时长即可实现变速功能。

按键设定一个预移动距离，因为脉冲当量为 0.01mm，即每得到一个脉冲后平台走 0.01mm，且要求精度为 0.01mm，故程序中显示为 XX.XXmm，以实现精度，所以发送 N 个脉冲，就是表示螺母移动 $N \times 0.01\text{mm}$ ，从而若要移动指定距离则可以通过控制发送的脉冲数实现，最后达到精确定位的目的。

当步进电机正转时，电磁阀 1 开启，电磁阀 2 关闭。当步进电机反转时，电磁阀 1 关闭，电磁阀 2 开启。

4.1 80C51 主程序流程图 2

4 系统软件设计

4.1 msp430 主程序流程图 1

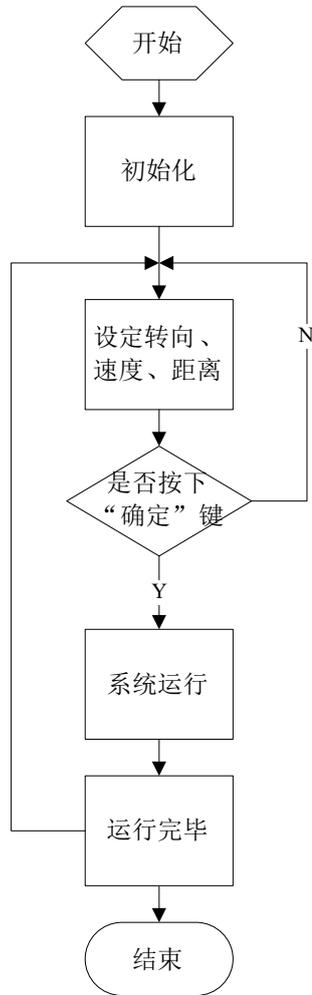


图 8 主程序软件流程图 1

Fig.8 The main program flow chart1

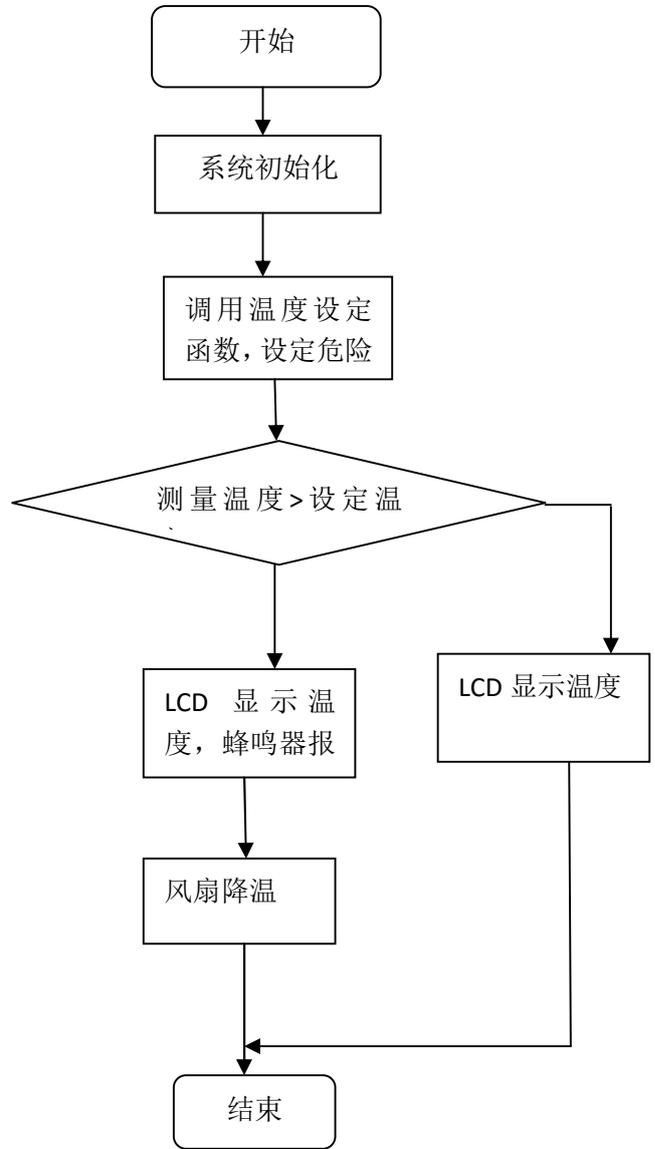


图 9 主程序软件流程图 2

Fig.9 The main program flow chart2

42H200 直线步进电机的丝杠螺距为 8mm，脉冲当量为 0.01mm，即每给一个脉冲平台所走距离，

程序首先进行相关宏定义，定义变量和数组，编写所需要的子函数，例如键盘扫描子函数、温度设定子函数、测温子函数等等。然后在主函数中调用液晶初始化子函数对液晶进行初始化，并在液晶第一行显示“wendu”，在液晶第二行显示“sheding”，调用温度采集函数对当前温度进行采集，调用温度限值设定子函数设定适合危险温度，激光二极管负责加热部分，然后将采集到的温度值同设定的温度进行比较。若小于危险温度，则调用液晶显示函数显示当前温度；若大于危险温度，则调用液晶显示函数显示当前温度，使蜂鸣器报警，单片机控制风扇降温。

5 实现的功能

5.1 基本功能

(1)利用单片机编程控制步进电机压入气箱气体的体积。

- (2)利用温度传感器让气箱里的温度显示在显示屏。
(3)控制气箱进出口的开关。
(4)把步进电机运动的长度转化为气箱相应的体积并使其显示在显示屏上。

5.2 项目关键问题与重点难点

(1)步进电机的控制。如何利用单片机编程使步进电机产生步进位移，控制正反转是问题。重要的部分。不同的产品有不同的控制波形，需要了解步进电机驱动原理并掌握基本的选购知识，从而满足对本项目的要求。

(2)显示屏的显示部分。显示屏需要显示两部分内容，一个是气箱的温度，一个是步进电机位移转换成气箱浓度。因此需要了解显示屏的种类和型号，满足要求的同时，也力争最经济，最方便。

(3)通过串口与计算机连接，实现远程控制。电路整体的规划设计，以及软件的编程则是本项目的难点。

6 测试结果

理论进样气体体积/ml	理论步进电机位移量/mm	实际进气体积/ml	误差
1	3.4	1.1	10.00%
2	6.8	2.2	10.00%
3	10.2	3.2	6.67%
4	13.6	4.3	7.50%
5	17.0	5.3	6.00%
10	34.0	10.6	6.00%
15	51.0	15.8	5.33%

图 10 测试结果

Fig.10 test result

由上述测试结果可知，进样其体体积越大误差相对越小，误差基本控制在 10%之内，基本符合预期要求。

7 结论

本次项目基本完成了设计指标，实现了以步进电机为基础的气体微量进样，经过实践验证，该系统相对稳定，精度较为准确，能有效的节省时间，相对人工进样，节约了很多人力，具有一定的实用价值。不过本系统应用的步进电机精度不够高，导致进样更微小的气体时会出现精度不准的情况，在

以后的改进中，可以通过使用更为精确的步进电机，使系统达到一个最优化的程度。

参考文献

1. 贾良菊，应鹏展，许林明，倪自丰，王雅晴中国矿业大学材料工程学院《气体传感器的研究现状与发展趋势》
2. 贾健，李建平，高晓明，李秀丽 中国科学院电子学研究所传感技术国家重点实验室《气体传感器阵列智能测试系统》

3. 铝坚, 王涛, 蒋亚东 电子科技大学 《基于虚拟仪器的
气体传感器自动测试系统》
4. 潘小青, 刘庆成. 气体传感器及其发展[J]. 东华理工学
院学报, 2007, (27): 89-93.
5. 亢春梅, 耿振亚, 马力. 国外传感器市场分析及展望
[J]. 中国电子报, 2004, (9):
6. 宋玲, 施云波, 修德斌, 胡敏, 王立权. 基于 MSP430
的气体传感器批量测试系统[J]. 电子测量 技术, 2009,
10: 77-81.

基于发电鞋的计步器设计*

辛 毅；孙 勇；姜 元；李苏杭

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012)

摘要: 计步器是近几年兴起的一种比较潮流的电子产品, 可以为人们每天的运动量提供一个基本的参考; 发电鞋也是近几年兴起的一款比较潮流的商品, 在走路的同时产生电子产品工作所需要的能量。本文将二者结合起来, 以基于发电鞋的计步器设计为出发点, 把压电陶瓷受挤压产生的电能存储起来, 供以 PVDF 为传感器的计步器工作, 在走路的同时, 一方面实现能量的产生, 另一方面完成计步的功能, 一举两得。

关键词: 计步器 发电鞋 压电陶瓷 PVDF 传感器

The pedometer based on the power generation shoes

Sun Yong;Jiang Yuan;Suhang Li

(Instrument science and electrical engineering college of University Changchun 130012)

Abstract: The pedometer is an electronic products which has a rise in recent years, can exercise every day for people to provide a basic reference. Power generation shoes also is a commodity has the rise in recent years, while walking the energy needed to produce electronic products work. This article combined the two to pedometer design based on power shoes as the starting point, the piezoelectric ceramic extrusion to produce electrical energy stored, for the pedometer for PVDF sensors work, while walking, on the one hand, to achieve the production of energy, on the other hand to complete the function of the step, kill two birds with one stone.

Keywords: pedometer Power generation shoes PZT PVDF sensor

0 引言

计步器在当今的社会中是比较常见的一种电子产品, 可以为人们日常的运动情况提供一个简单的数据参考。国内成型的具有计步功能的电子产品有小米手环, 华为手环等, 国外产品有 Iwatch 等。但是这几类电子产品具有一个比较局限的特点, 需要针对于特定的电子产品, 例如, Iwatch 只可以针对 iPhone 产品, 而且一般价格较高, 大部分人负担不起。这使得推广有了很大的局限性。随着人类社会的发展, 能源的存储量越来越少, 寻找新的能源已经成为摆在我们当代人面前不可逃避的一个重大的难题^[1]。在寻找新能源的路途上, 人们将重点放在了太阳能, 核能等一系列大型的能源上, 但是却很少注意身边存在的很多小型能源, 例如振动能, 热能等。这使的人们在寻求新能源的同时, 无疑忽略

了很多触手可得的能源, 使得能源在一定程度上被浪费了。目前在国内外已经存在了有利用机械能的发电鞋, 但是技术还不是太成熟, 主要的缺点是能量太低, 这是一个摆在众人面前的一个亟待克服的问题^[2]。

我们提出的基于发电鞋的计步器, 利用压电陶瓷受力挤压产生的电能, 通过特定的电路处理后对锂电池进行充电, 在一定程度上可以对计步器工作消耗的电能进行一个补充, 计步信号选用 PVDF 压电薄膜作为传感器, 对其受挤压产生的信号进行采集, 利用控制器进行计数, 并通过蓝牙发送的上位机, 上位机部分选用 android 系统的手机, 基于手机 app 通过蓝牙与计步器进行通信^[3-5]。这种方案的设计意义在于, 一方面降低了对计步器工作环境的要求, 只需要一部带有蓝牙的 android 设备即可, 价格便宜, 大部分人都可以使用; 另一方面利用压电陶瓷受挤压产生的电能对锂电池进行充电, 对能量进

* 指导教师: 辛毅

项目类型: 大学生创新项目 (2015651000)

行了一个比较充分的利用。

文章主要由五部分构成，整体结构的设计，硬件电路的设计，软件部分的设计，上位机部分的设计，对结果的分析，最后对项目做一个简单的总结。

1 整体结构设计

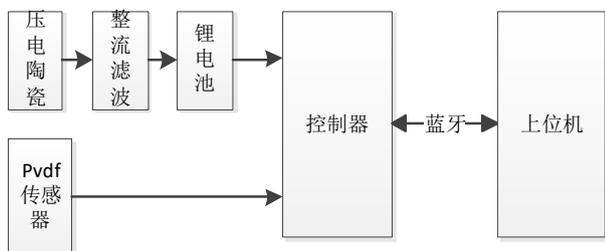


图 1.整体结构设计

Fig.1 The overall structural design

压电陶瓷位于脚底部，人每次运动时会对其有挤压，使其产生形变，产生对应的电能^[6]，经过整流滤波后对锂电池进行充电，锂电池一方面作为能量的存储介质，另一方面为控制器和蓝牙提供工作所需要的能量。

PVDF 传感器同样位于脚底部，人每走一步，都会对其有一个挤压，对应的传感器产生一脉冲^[7]，给控制器，控制器记录接收到的脉冲的个数，进行计数，一个脉冲对应于一步。

控制器通过蓝牙与上位机进行通信，将步数信息传递给上位机，上位机对步数的信息进行显示，同时可以给控制器发送特定的命令，控制控制器对步数清零，步数信息的传输与否。

2 硬件部分设计

2.1 发电部分

某些电介质在沿一定方向上受到外力的作用而变形时，其内部会产生极化现象，同时在它的两个相对表面上出现正负相反的电荷^[8]。当外力去掉后，它又会恢复到不带电的状态，这种现象称为正压电效应，如图 2 (a)。当作用力的方向改变时，电荷的极性也随之改变。相反，当在电介质的极化方向上施加电场，这些电介质也会发生变形，电场去掉后，电介质的变形随之消失，这种现象称为逆压电效应^[9-10]，如图 2 (b)。

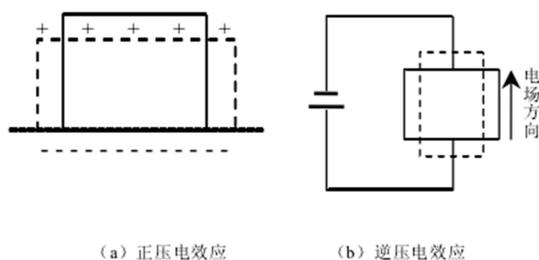


图 2.压电效应

Fig.2 piezoelectric effect

压电陶瓷产生电能的理论基础就是正压电效应，产生电能的原理如图 3。

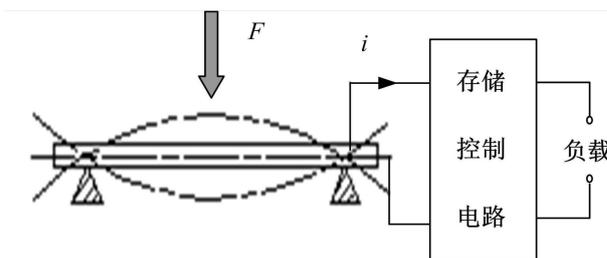


图.3 能量转换系统原理图

Fig.3 Principle of the electromechanical converting system

在受到挤压后，压电陶瓷两端的信号为不规则的信号^[11]，为了得到比较规整的信号，方便下一步对锂电池进行充电，需要对信号先进行一个简单的整流，然后通过电容 C1 滤波，为了节约电能，所以对电路进行精简的设计，led5 的作用是一个固定电能的方向，电路中加入 led5 后只允许电容 C1 对锂电池进行充电，而不允许反冲，保护了电路，节约了能量。为了进一步的节约能量，led5 选用导通电压较小的肖特基二极管。原理图如图 4。

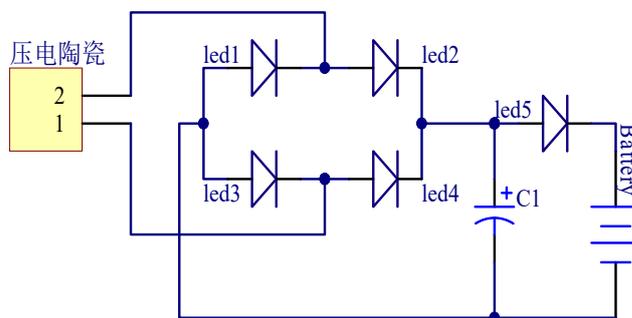


图 4.电池充电的原理图

Fig.4 The principle diagram of the battery

2.2 计步部分

步数信号来自于 PVDF 传感器，每走一步产生一个脉冲，单片机对脉冲的个数进行统计，是为步数的信息。

控制器选用 msp430f149 单片机。该型号单片机是一种基于 RISC（精简指令集计算机）的 16 位信号混合信号处理器，专为满足超低功耗而精心设计的单片机，具有智能外设，易用性，低成本，业界最低功耗等优异特性。该款计步器的是以压电陶瓷产生的电能为主要的能量来源，所以在低功耗的优点上具有较高的可选性。

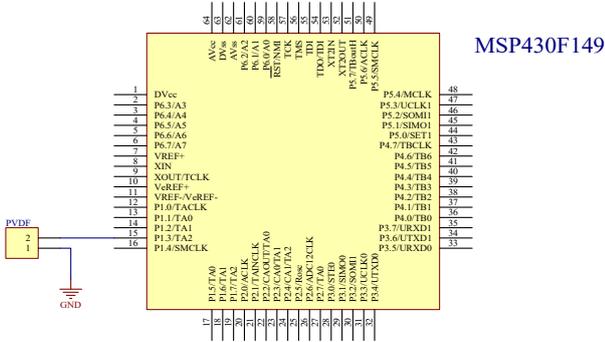


图 5.计步原理图

Fig.5 The principle diagram of step meter

PVDF 产生的中断信号与单片的 P1.3 引脚相连。msp430f149 单片机的 P1, P2 引脚可以作为中断引脚使用，在这里选用 P1.3 为中断信号，中断方式选为上升沿触发。PVDF 传感器受到积压时，会产生一个脉冲信号，当检测到上升沿时，单片机计数一次，步数加一。如图 5。

2.3 通信部分

单片机与上位机之间的通信选用 HC-05 的蓝牙作为通信媒介。HC-05 单片机是一款低功耗蓝牙，工作电压是 3.3v~5v，与主控单片机的工作电压范围基本一致，不需要再进行另外接入其他的工作电压。波特率用户可以根据需要设置，方便数据的传输。msp430f149 单片机选用 P3.4, P3.5 为蓝牙通信的引脚，其中 P3.4 接蓝牙的 RXD 引脚，P3.5 接蓝牙的 TXD 引脚。如图 6。

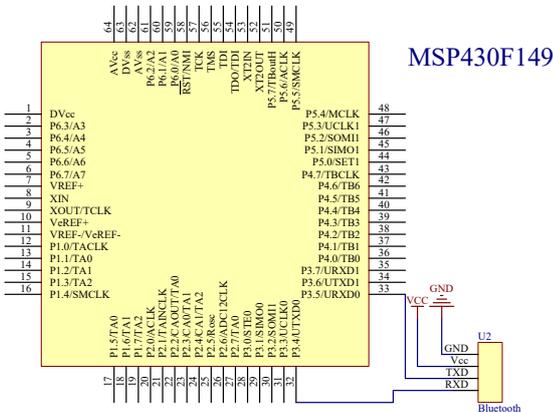


图 6.通信原理图

Fig.6 The principle diagram of the communication

3 软件部分设计

单片机上电后首先对各个引脚进行初始化，具体为：P1.3 设置为中断引脚，设置中断模式为上升沿中断，P3.4, P3.5 设置为通信引脚。初始化完毕后，检测从上位机接收到的信号，进行判断，如果上位机发送的是数字 0，计步器将当前步数清零，否则当检测到来自 PVDF 传感器的信号引起的管脚中断信号时记一次数，随之进行数据的处理，并将数据经过蓝牙发送给上位机进行显示。软件的流程图如图 7。

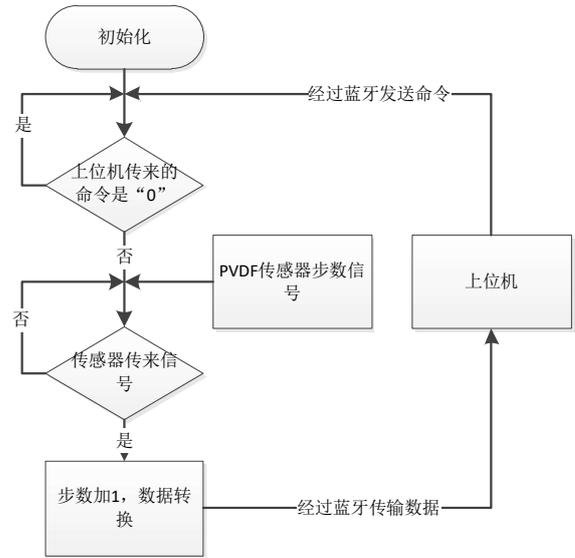


图 7.软件流程图

Fig.7 software flow pattern

4 上位机部分设计

上位机程序的编写基于 google 的产品 Android Studio，以 JAVA 编程语言为基本语言。

上位机软件执行的步骤大致如下。

(1) 获取蓝牙的响应权限：

使程序有使本机蓝牙工作或者休息的权利。说明：

为了在应用程序中使用蓝牙的功能，至少要声明两个蓝牙权限（BLUETOOTH 和 BLUETOOTH_ADMIN）中的一个。为了执行任何蓝牙的通信（如请求连接、接收连接和传输数据），必须申请 BLUETOOTH 权限。为了启动设备发现或维护蓝牙的设置，必须申请 BLUETOOTH_ADMIN 权限^[12]。大多数需要这个权限的应用程序，仅仅是为能够发现本地的蓝牙设备。

(2) 配置本机蓝牙模块

对终端的蓝牙的开关进行设置，对蓝牙发现扫描的时间进行控制。

说明：

在应用程序能够利用蓝牙通道通信之前，需要确认设备是否支持蓝牙通信，如果支持，要确保它是可用的。

如果不支持蓝牙，应禁用所有蓝牙功能。

如果支持蓝牙，但是被禁用的，那么要在不离开应用程序的前提下，启用蓝牙功能。

(3) 搜索蓝牙设备

对区域内的蓝牙进行扫描，获得蓝牙的信息并通过判断获取符合通信协议的蓝牙。

说明：

使用 BluetoothAdapter 对象，能够通过设备发现或查询已配对的设备列表来找到远程的蓝牙设备。设备发现是一个扫描过程，该过程搜索本地区域内可用的蓝牙设备，然后请求一些彼此相关的一些信息（这个过程被叫做“发现”、“查询”或“扫描”）。但是，本地区域内的蓝牙设备只有在已经启用了可发现的功能时，才会响应发现请求。如果一个设备是可发现的，那么它会通过共享某些信息（如设备名称、类别和唯一的 MAC 地址）来响应发现请求。使用这些信息，执行发现处理的设备能够有选择的初始化跟被发现设备的连接^[13-14]。

(4) 蓝牙 Socket 通信

Socket 是一种特殊的文本，socket 函数是对该文本进行打开，读写，关闭的操作^[15]。

(5) 连接管理（数据通信）

获取输入流中的数据信息

将输出流中的数据传递给单片机

(6) 数据信息处理

对(5)中获得的数据信息进行处理，并加以显示。

流程图如图 8

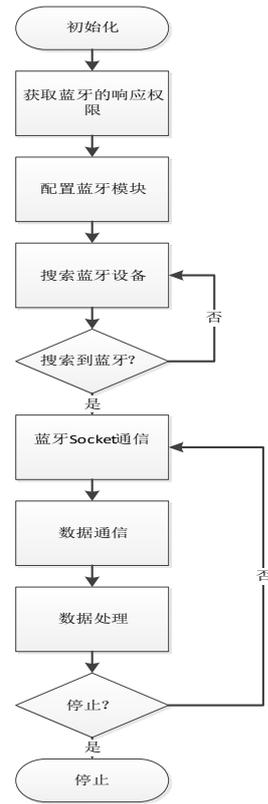


图 8.上位机流程图

Fig.8 The flow chart of upper machine software working interface as shown in Figure 9



图 9 软件工作界面

Fig.9 Working software interface

5 结果分析

以 PVDF 传感器作为输入信号的计步器，准确度比较高，具体的测试数据如表 1.

表 1.计步器准确度测量图

Table 1 A pedometer measurement accuracy

实验次数	实际值	测量值	相对误差 (%)
1	10	11	10
2	50	49	2
3	100	10	2
4	150	152	1.3
5	200	202	1
6	250	249	0.4
7	300	301	0.33
8	350	349	0.28
9	400	399	0.25
10	450	451	0.22

对计步器的测量数据进行绘图,如图 10.由图像可以明显的看出,随着步数的增加,计步器的精确度随之提高,与市场中的计步器相比,其精确度有显著的提高。

计步器误差分析图

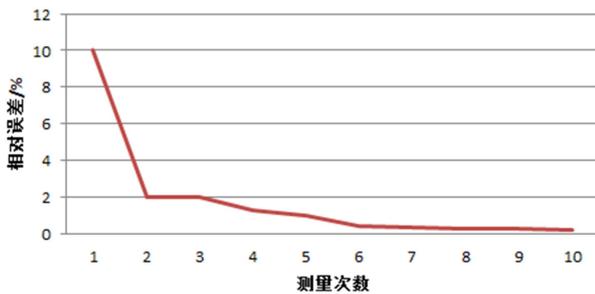


图 10.计步器误差分析图

Fig.10 The error analysis diagram of pedometer

6 结论

基于发电鞋的计步器设计这一项目设计,基本完成了所给定的指标,甚至于在对于计步的精确度的方面,基于发电鞋的计步器的精确度比市场中目前存在的很多计步器精确度要高。但是由于压电陶瓷的发电效率较低,在使用时,基于压电陶瓷的发电鞋不能够完全满足计步器工作的需要,还需要外部提供计步器正常的工作时的一部分电能。但是我们相信,随着电路的进一步改善,压电陶瓷的发电效率可以进一步的提高,计步器工作时所需要外部提供的能量会更好,基于发电鞋的计步器将会在未来计步器产品中占据一席之地。

参考文献

1. Koichi Ishida, Tsung-Ching Huang. Insole Pedometer With Piezoelectric Energy.
2. Harvester and 2 V Organic Circuits[J].IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS,2013;255-264.
3. 赵东升. PVDF 压电薄膜传感器的研制[J].传感器与微系统, 2007, 26(3); 51-55.
4. 李焰,钟方平. PVDF 在动态应变测量中的应用[J].爆炸与冲击.2003,23(3);230-234.
5. 席道瑛,郑永来.PVDF 压电计在动态应力测量中的应用[J].爆炸与冲击,1995,15(2):174 -179.
6. 罗志增,何发昌.用 PVDF 制作的机器人传感器[J].传感器技术,1997,16(3):1-4 .
7. 王国力,赵子婴. PVdF 压电薄膜脉搏传感器的研制[J].传感器技术学报,2012,12(4).688-692.
8. 张福学.现代压电学(上)[M] .北京:科学出版社, 2002:84-101.
9. 王军龙. 基于压电材料的振动发电装置的研究[D].江苏.江苏大学,2012.
10. 齐洪东,杨 涛,微型压电陶瓷振动发电技术研究综述[J].传感器与微系统,2007,26(5);1-4.
11. 闫世伟.压电发电装置试验设计与应用研究[D].吉林.吉林大学,2007.
12. 差沙. 用 Android 开发手机应用[J].特别策划.2008.
13. 伍贤珍. 基于 Android 平台的智能电话应用软件模块设计与开发[D].黑龙江.哈尔滨工业大学, 2013.
14. 李满玲. 浅析 Android 开发环境的配置[J].信息传媒.
15. 党李成. 基于智能手机平台的研究与应用[D].安徽.安徽大学,2012.

供暖系统漏水检测装置的设计*

张 锐; 高明玉; 马春尧

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130000)

摘要: 供暖管道漏水给国家带来巨大的经济损失, 针对传统被动检测技术的不足, 采用超声波传感器, 实现对供暖管道漏点的检测。给出了硬件设计图与软件流程框图。采用 DSP 技术, 采用 8 通道 16 位 ADS8345 芯片提高了计算精度, 优化了人机交互模块, 实现了数据的实时处理及显示功能。实验证明: 整个仪器的误差在 0.2m 内, 达到预期要求。

关键词: 漏点检测 传感器 人机交互

The design of the heating system leakage detection device

ZHANG Rui; GAO Ming-yu; MA Chun-yao

(Instrument science and electrical engineering college, Jilin university, Changchun 130000)

Abstract: Heating pipe leakage bring huge economic losses to the country, aiming at the shortcomings of the traditional passive detection technology, uses the ultrasonic sensor, implement detection of heating pipes. Hardware design and software flow diagram are given. Using DSP technology, with 8 channel 16-bit ADS8345 chip improves the calculation precision, to optimize the human-computer interaction module, realize the data real-time processing and display functions. Experimental results show: the entire instrument error range within 0.2 m, achieve the desired requirements.

Key words: Funnelled detection Sensor The human-computer interaction

0 引言

当今社会, 供暖系统愈发普及, 在供暖系统应用方面存在漏水问题, 导致能耗严重, 运行故障时有发生, 严重的威胁着热网的正常运行, 供热质量难以保证。为了使供暖系统检漏更加简洁直观, 我们有了关于检漏系统的设计。

1. 国内研究现状

目前市场上的管道泄漏检测手段比较丰富, 但一般适用于供水、供燃气、供油等系统, 由于供热管网热媒温度高、敷设条件等因素的影响, 真正适

合城市供热管道的检测技术仍然非常有限。现行的供热管网检漏和泄漏定位的方法都是借鉴其他管网特别给水、燃气管网得来的, 应用在供热管网上存在不可克服的难题和局限性。供热管网发生泄漏时, 会引起流量、压力、热媒温度及声音等物理属性的异常变化, 因此在进行供热管网泄漏检测时, 可以根据上述异常情况来判断。

1.1 人工检漏

目前国内大多数热力公司均采用传统的人工检漏方法, 主要由经验丰富的工程人员根据发生泄漏时供热管网的压力和声音振动等物理属性的异常变化来判断发生泄漏的管段和具体泄漏位置。此方法简单方便, 但是容易受到人为和外界因素的干扰, 准确度低, 可靠性差。

* 指导教师: 范铁虎

项目类型: 大学生创新项目 (2015651001)

1.2 声发射检漏技术

目前国外相关部门和学者主要研究利用声发射技术来进行供热管道泄漏的检测与定位。声发射技术可以实时动态监测而且覆盖面大，是一种无损检漏方法，原理是：供热管道内热媒发生泄漏时产生一种连续声发射信号并在管道内传播，根据声波信号的强弱振幅等能反映结构的某些特征，如泄漏的具体位置和泄漏量等。但是根据声发射现象进行检漏的技术涉及到的影响因素很多，是一个非常复杂的问题，如泄漏孔径大小、形状以及液体压力、湍流和固液耦合等，要想建立精确的数学物理模型基本不可能，且受到声发射源多样性、信号的突发性和不确定性等自身特性以及声发射源到传感器的传播路径、传感器的准确度、环境噪声和声发射测量系统等多种复杂因素的影响，声发射传感器输出的声发射电信号波形与真实的信号相差很大，诊断结果准确度很低。因此，声发射检漏技术的关键就是对声发射信号进行分析识别，剔除上述因素对信号的影响，还原真实的声发射信号。但是目前还没有广泛认可并能有效用于供热管道声发射泄漏检测的试验方法和现场应用。

1.3 基于数学模型的检漏技术

供热管网发生泄漏时，会引起热媒在管道中的流速、压力等参数的变化，为了能够准确反映水力工况的变化，根据连续性方程、质量守恒方程、动量守恒方程和能量守恒方程等来构建供热管网的动态水力模型。求解此数学模型就可得到实时的管网水力工况，得到管网内流场分布，并与实测值进行比较，如果两者的偏差大于正常的波动范围，则可判断管网发生泄漏，然后根据管道内压力梯度值的变化来定位泄漏点。为了提高数学模型的准确度，在建模时需要充分考虑温度、压力、流体密度和摩擦因子等因素对管网水力工况的影响，再根据给定的边界条件求解水力工况数学模型。随着供热管网的不断扩大，系统越来越复杂，很难达到建立数学模型规定的理想条件，必须忽略一些因素的影响，因此求解的结果与实际值存在偏差，影响数学模型检漏技术的准确度。

2. 仪器工作原理

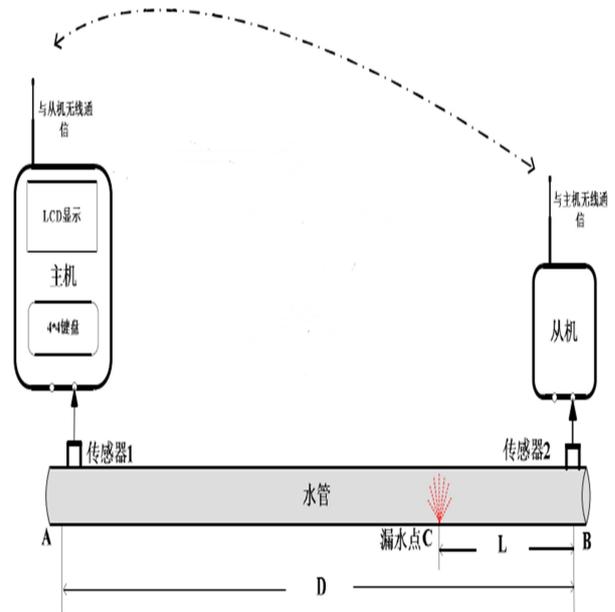


图1 仪器工作原理

Fig.1 Working principle of the instrument

利用漏点发出的漏水声到达左右两个传感器的时间及漏水声传播速度^[1-2]，计算出漏电距离如图。

3. 仪器模块设计

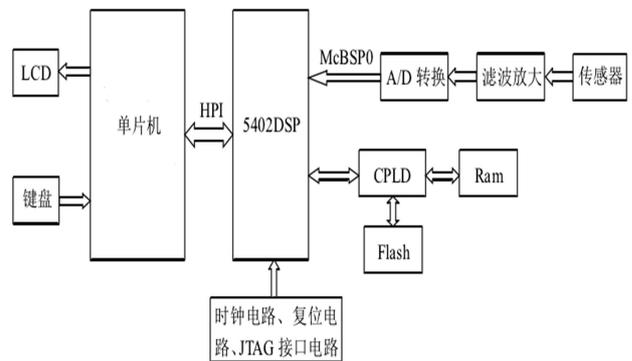


图2 系统原理图

Fig.2 The principle diagram of the system

① 基于单片机模块的电路设计。

本系统以 Rabbit3000 为主控芯片，通过其控制 LCD 显示和 DSP 对数据处理^[3]。传感器采集到的数据经过预处理后，通过 DSP 的 Mcbsp0 通道进入 DSP，DSP 通过 CPLD 与 Flash 和 Ram 连接将 Flash 映射到程序区，Ram 映射到数据区。检测仪开机后，LCD 显示设计界面，同时 DSP 实现^[4]并口方式自举启动，将 Flash 中程序装载到内存中快速运行，通过键盘控制 LCD，实现 DSP 对数据分步处理^[5]，Rabbit3000 通过 DSP 的 HPI 将 DSP 处理后的数据读到内存中，并将其送入 LCD，显示在界面中。

②A/D 转换模块设计。

本系统 A/D 转换芯片选用 ADS8345, 该芯片是一 8 通道 16 位采样的带同步串行接口的 A/D 转换。当供电电压为+5V, 频率为 100KHZ 时, 该芯片功耗仅有 8mW。参考电压可以为 500mV 到 VCC/2 之间, 同时提供一个相应的输入电压范围 $\pm VRE$ 。该芯片提供关闭模式, 能将功耗减小到 15 μW 。低功耗、高速、多路复用使 ADS8345 成为便携式测量设备的理想选择。

③数据采集模块设计。

本系统通过传感器采集数据, 然后通过 A/D 转换, 再送入 DSP 中处理。由于传感器采集到的管道漏水信号很小, 因此需要对该信号进行适当的放大, 并在 A/D 转换器 ADS8345 的电压转换范围之内, 即 500mV ~ VCC/2 之间。本系统通过设计放大电路将电压放大到 1.6V 左右, 以便功能得以实现。

④人机交互模块。

人机交互模块主要包括键盘控制与液晶显示部分, 主要实现参数的输入、系统的控制、信息交互等。设计目的是方便操作者的使用和管理。良好的人机交互可以增加经济效益和社会效益。

学出版社.2003.

2. 李刚. 数字信号微处理器的原理及其开发应用[M]. 天津大学出版社.2000:153—184.
3. 顾海军,赵晓晖,王洪革.用 DSP 主机端口实现虚拟 I2C 总线主控制器 [J]. 吉林大学学报 (信息科学版).2004,22(1):13— 17.
4. 张润洲,程德福.基于 DSP 的并行数据采集系统的设计与实现[J]. 吉林大学学报(信息科学版).2003,21(1):13— 17.
5. 张雄伟,陈亮,徐光辉. DSP 集成开发与应用实例[M]. 北京:电子工业出版社 2002:42-55
6. 凌振宝,王君,张太青.自来水管道漏水定位探测系统中数据处理实现的实现[J]管道技术与设备,2015.12:17-28.

4、测试结果

在管道上安装两个传感器, 距离 10m, 漏水点距 b 点 3m。共采集几十组数据, 经处理^[6]得到结果如下表:

表一 采集到的数据表
Table 1 Collected data tables

序号	L/m	误差	序号	L/m	误差
1	3.15	0.15	6	2.95	-0.05
2	3.07	0.07	7	3.11	0.011
3	3.11	0.11	8	3.05	0.05
4	2.96	-0.04	9	2.93	-0.07
5	2.83	-0.17	10	2.91	-0.09

5、结语

供暖系统漏水检测装置的实际应用表明, 整个仪器的误差在 0.2m 以内, 到达预期要求, 方案可行。该仪器可靠性高, 数据处理迅速, 人机交互能力强。便于推广。

参考文献

1. 王君,凌振宝.,传感器原理及检测技术[M].长春:吉林大

核磁共振超前探测高通滤波器设计*

梁世轩；王海磊；李盼

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130012)

摘要:在核磁共振找水仪中采集到的 MRS 信号很微弱, 信噪比很低, 为了在放大信号的同时避免低频干扰使得放大器饱和, 在有源滤波器之前设计了高阶无源高通滤波器, 提升对工频谐波干扰的抑制, 达到滤除工频谐波的效果。测试结果可以看出滤波器在 1000Hz 处为波谷, 衰减达到 62.90dB, 在 1000Hz—2600Hz 之间是单调上升的, 1000Hz 以下衰减在 51.16dB 到 62.9dB 之间, 50Hz 处衰减达到 51.16dB, 100Hz 处衰减达到 53.32dB。

关键词: LC 高通滤波器 工频干扰 核磁共振找水仪

Nuclear magnetic resonance (NMR) high-pass filter design of advanced detection

LiangShixuan WangHailei LiPan

(JiLin University Instrument science and electrical engineering institute, Changchun, 130012)

Abstract:In nuclear magnetic resonance(NMR) to find water meter to MRS signal is very weak, signal-to-noise ratio is very low. In order to enlarge the signal amplifier saturation, at the same time avoid low frequency interference before active filter design of the high-order passive high-pass filter, improve the industrial frequency harmonic interference suppression, to achieve the effect of industrial frequency harmonic filter. Thst results can be seen that filter for trough an 1000Hz, attenuation of 62.90 dB, between 1000Hz-2600Hz is monotonically, 1000Hz attenuation between 51.16dB and 62.9dB, attenuation of 51.16dB at 50Hz,100Hz attenuation is 53.32dB.

Key words: LC high-pass filter Industrial frequency interference Nuclear magnetic resonance (NMR) water meter

0 前言

在核磁共振找水仪中工频的奇次谐波(电力系统是由双向对称的元件组成的, 这些元件产生的电压和电流具有半波对称的特性, 偶次谐波被抵消^[1])对核磁共振信号的提取造成严重干扰, 影响到信号的准确性, 导致测量结果可信度降低, 并且较大的工频低次谐波容易使得有源滤波器饱和, 为地下水探测工作带来了不便。因此需要先把低次谐波抑制一下, 避免滤波器前级饱和。设计一款具有良好选择性能且带宽和截止频率都能够满足要求的滤波器就显得尤为重要。MRS 信号的频率范围为 1.278-2.556kHz, 决定了 LC 高通滤波器通带应该在 1-3kHz 范围内在频带宽度内应尽可能地平坦, 通带到阻带衰减的陡度也要尽可能大, 尤其是对工频及

其二次谐波以及高频电磁波的衰减要尽可能地快(电容和电感串联结构的无源滤波器可对主要的奇次(3、5、7...19)谐波构成高阻抗的旁路, 其中对于基频的抑制效果最为显著)才可能在最大程度上抑制干扰, 防止放大器前端饱和, 并获得高信噪比的核磁共振信号。

1 方案设计与比较

1.1 滤波器阶数的选择

用 MATLAB 软件设计滤波器阶数, 结果如图 1。
Wp=1000*2*pi;%Wp 椭圆滤波器通带截止角频率
Ws=900*2*pi;%Ws-椭圆滤波器阻带起始角频率
Rp=1;%Rp-通带波纹 (dB)
Rs=70;%Rs-阻带最小衰减(dB)
[N,Wn]=ellipord(Wp,Ws,Rp,Rs,'s');%N 为椭圆滤波

* 指导教师: 王应吉

项目类型: 大学生创新项目 (2015651002)

器最小阶数， W_n 为滤波器带宽。

Name	Value	Min	Max
N	9	9	9
Rp	1	1	1
Rs	70	70	70
W_n	6.2832e+03	6.283...	6.283...
W_p	6.2832e+03	6.283...	6.283...
W_s	5.6549e+03	5.654...	5.654...

图 1 滤波器阶数设置结果

Fig. 1. The setting results of filter order

由此可确定高通滤波器至少为 9 阶。

采用 Filter Solutions 软件，对滤波器进行参数设计：Filter Attributes 中设置滤波器的阶数为 9、截止频率为 1000Hz，通带内纹波为 1dB，阻带衰减为 70dB。

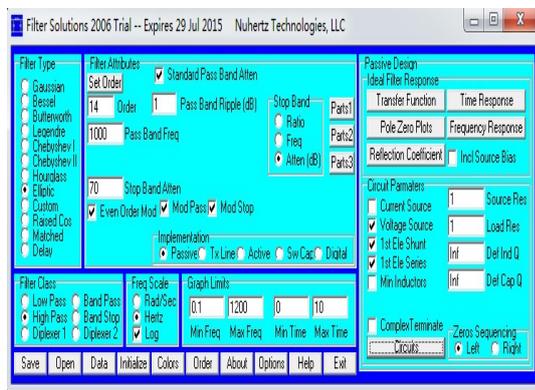


图 2 滤波器参数设计

Fig. 2. The design of filter parameters

随着椭圆滤波器阶数的增加，阻带频率越接近 1000HZ，当阶数为 14 阶时，阻带频率达到 995.8HZ，阶数再增加，阻带频率增加效果不明显，所以确定选用 14 阶椭圆函数高通滤波器。

1.2 滤波电路的选择

模拟滤波器是电子设备中最重要的部分之一。常用的滤波器有巴特沃斯和切比雪夫及椭圆型滤波器，其中巴特沃斯滤波器和切比雪夫滤波器为全极点网络^[3]，仅在无限大处阻带衰减为无限大，而椭圆函数滤波器在有限频率上既有零点又有极点。零、极点在通带内产生等纹波，阻带内的有限传输零点减少了过渡区，可获得极为陡峭的衰减曲线。也就是说对于给定的阶数和波纹要求，椭圆滤波器能获得较其它滤波器更窄的过渡带宽。

椭圆滤波器比切比雪夫滤波器更进一步地是同时用通带和阻带的起伏为代价来换取过渡带更为陡峭的特性。相较其他类型的滤波器，椭圆滤波器在阶数相同的条件下有着最小的通带和阻带波动，这一点区别于在通带和阻带都平坦的巴特沃斯滤波器，以及通带平坦、阻带等波纹或是阻带平坦、通带等波纹的切比雪夫滤波器。因此，选择椭圆滤波器设计方案。

2 系统整体设计

系统整体结构框图如图 3，当核磁共振地下水探测仪工作时采集到的 NMR 信号经过无源滤波器，有源滤波器，再经过后续放大和信号检测传输到 PC 机。

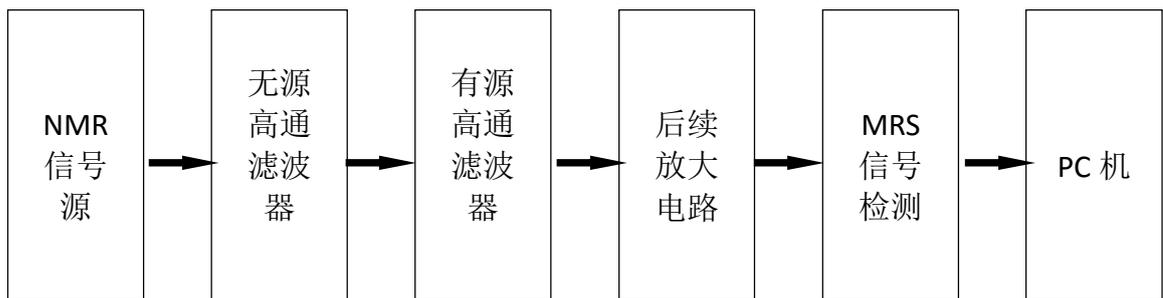


图 3 系统整体结构框图

Fig. 3. the overall structure of the system

2.1 测试电路板设计

原理图如图 4。在 Multisim11.0 软件上绘制电路原理图^[4]和仿真后通过调整各元件值的大小逐步探索各个器件值对于电路整体滤波效果的影响，找到仿真效果最佳的电路参数后开始初步搭建硬件电路。椭圆滤波器对元件参数要求较严，所以对其采用电路原件串并联的方法达到原器件的值。

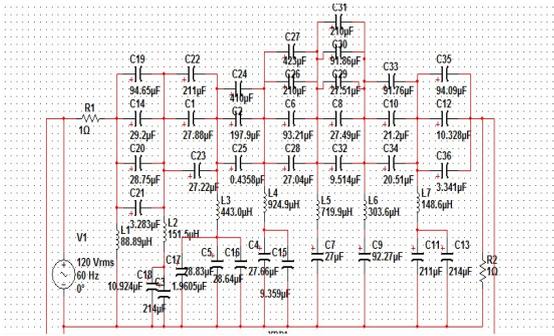


图 4 电路原理图

Fig.4. The schematic diagram of circuit

经测试发现实际电路的效果和仿真电路差距很大，随后在输入端加入电压跟随器来调整输入输出阻抗进行效果测试。

2.2 PCB 板设计

在测试过程中我们发现电感的串接方式对于电感的实测值有很大影响，两个串联电感的串接口处的连接方式和两个电感器之间的夹角大小都会使实际电感值有 5%~10%的变化，在测试结果为高通效果，指标有所接近的情况下，我们决定采用屏蔽电感来替换普通电感以减小外在因素对电感值的影响，用钽电容代替铝电解电容进行实验，并刻画 PCB 板进行电路搭建和焊接，提升滤波器整体滤波效果。焊接后样板如图 5。

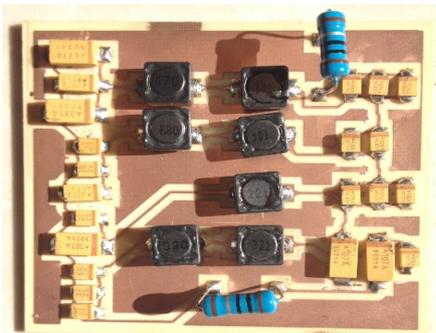


图 5 滤波器 PCB 板

Fig.5. The PCB board of filter

3 测试方案与测试结果

3.1 测试条件与仪器

将模拟滤波器置于屏蔽盒中，将输入输出分别引出，接入型号为 MS4630B 的网络分析仪。

3.2 测试方法

设置网络分析仪测量起始频率，和测量截止频率，数字键选择后，按 enter 键输入。扫描时间可设 10s，设置阻抗设置 power 使其与当前测量系统的增益相一致，选择 output B 默认即为 1M 欧姆，退出设置后进行校准。将探头的输入 (inputs TA) 输出

(outputs B) 短接，显示屏幕右边第二栏由 default 变为 measuring 后变为 created，则完成校准。

进行系统测量时将输出探头接测量系统到输入，将输入探头接测量系统到输出，此时即可得到系统的幅频特性。按键 marker，调节右侧旋钮或使用旋钮下面方向键，即可以读不同频率处的增益值。按键 format，再按副功能键即可看到相频特性和系统延时曲线。按键 scale，再选 auto scale 可以自动调整屏幕上曲线的显示范围，使其处于合适的显示界面（每次调整参数，都应该对网络分析仪进行重新校准，如不校准，会造成测量结果错误，读不同频率处增益或其他值时要先按 marker 键）。

3.3 测试结果

在网络分析仪的显示界面对不同频率点对应的幅值进行记录。其中 50Hz 到 3000Hz 每隔 50Hz 采一个点（由于数据量过大，暂不列出），绘制出折线图 6。

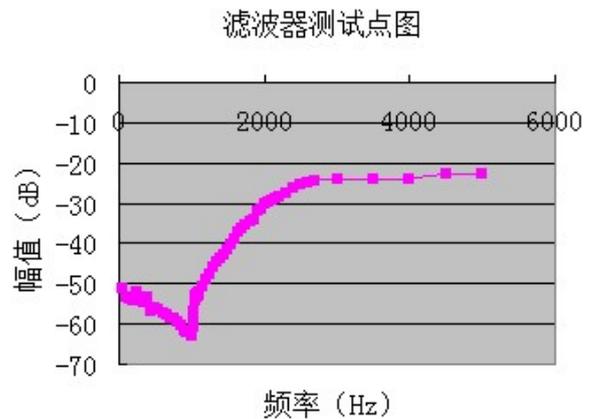


图 6 测试结果折线图

Fig.6. The line graph of test results

测试结果分析：由于电感器之间的互感，电感器自身电感值与标定值的误差，钽电容的电容值与标定值的误差，等因素的影响导致实测效果与仿真效果的差距。通过 PCB 板的测试结果可以看出滤波器在 1000Hz 处为波谷，衰减达到 62.90dB，在 1000Hz~2600Hz 之间是单调上升的，右边界频率为 1500Hz 处衰减 41.43dB，达到了题目部分指标。

4 结论

该无源高通滤波器以椭圆滤波器为模型，由屏蔽电感和钽电容构成。实现了对工频 50Hz 信号及在 1kHz 以下谐波的衰减达到 50dB 以上，对频率范围为 1.278-2.556kHz 的 MRS 信号的衰减为 20dB 左右，实现了在防止放大器前端饱和的情况下获得高信噪比的核磁共振信号的功能，完成题目的部分

要求。

参考文献

13. 王健鹏. 核磁共振地下水探测仪模拟跟踪滤波器研制 [D].长春: 吉林大学, 2012.
14. (美)Ramasamy Natarajan. 电力电容器[M]. 机械工业出版社, 2007.
15. 阿瑟·B·威廉姆斯. 电子滤波器设计手册[M]. 喻春轩, 译. 北京: 电子工业出版社. 2007.
16. 毕向阳,朱凌.无源滤波器的设计及仿真研究[J].电力电容器与无功补偿, 2008,29 (5): 12-14.
17. 彭协华, 张代润, 朱代祥. 无源滤波器设计新方法[J]. 电力电子技术, 2004, 38(4): 29—31.

一种基于飞思卡尔 K60 控制器的智能家居机器人系统设计*

龙 云；樊 华；董凯炎；梁劲夫

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要：针对近年来生活节奏加快，家庭环境清洁费时费力的现状，设计了一种基于飞思卡尔 K60 微控制器的智能家居机器人系统。机器人利用超声波传感器实现自动避障功能，避免运动过程中发生不必要的碰撞，通过对摄像头实时采集图像进行处理，识别并计算物体距离机器人的距离及偏角；采用卡尔曼滤波算法使加速度计在动态情况下准确输出当前姿态，便于精确控制机器人旋转角度。利用 2 自由度机械手臂实现对物体的搬运。机器人系统清理杂物省时省力，形体小、效率高、实用性强，具有广泛的市场应用前景。

关键词：飞思卡尔 K60；图像采集与处理；机械手臂

Design of smart home robot system controller based on Freescale K60

Fan Hua ; Dong Kaiyan ; Lang JinFu

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

Abstract: For the accelerated pace of life in recent years and the present situation of the family environment cleaning wasting time and effort, a smart home robot system based on the Freescale K60 micro controller is designed. Robot using ultrasonic sensors to achieve automatic obstacle avoidance function to avoid unnecessary collision occurred in the process of movement, by processing the real-time image that camera collects, the robots calculate the distance and angle of object; Colman filter algorithm is used to accurately output the current attitude of the accelerometer in the dynamic situation, which is easy to control the rotation angle of the robot. Mechanical arm with 2 degrees of freedom is used to carry out the moving objects. The robot system has the characteristics of small size, high efficiency and practicability, which Has a wide range of market applications

Key words: Freescale K60 micro controller; Image acquisition and processing; Mechanical arm.

0 引言

目前，家庭环境清洁的问题是备受关注的的一个话题。清洁通常是一件乏味、无聊、费时费力的事情，但是随着人们物质水平和生活品质的不断提高，机器人技术也就应用于这个领域以取代人类的劳动。

环境清洁机器人作为智能移动机器人实用化发展的先行者，其研究始于 20 世纪 80 年代，到目前为止，已经产生了一些概念样机和产品。家庭清洁机器人的发展，带动了家庭服务机器人行业的发展，日本日立公司于 2003 年 5 月 29 日宣布成功开发出

家用清洁机器人。早在 20 世纪 80 年代 SANYO 公司就正式开始进行自主家庭清洁机器人的研发工作。2002 年 10 月 1 日，瑞典的拉克斯电子公司与日本东芝公司共同开发的清洁机器人“特里洛巴伊特”上市销售，“特里洛巴伊特”主要由清扫机器人和超声波传感器构成，在工作时可避开室内摆放的各种家具用品^[1-6]。

近年来，智能清洁机器人产品得到了高速的发展。从市场表现来看，智能清洁机器人以每年 50% 以上的增速正快速增长，其市场销售额的占比也从 1% 快速提升至 20% 以上。再过几年的快速发展，智能清洁机器人将占据吸尘器市场的半壁江山。根据权威机构预测^[7-9]，2015 年家用智能机器人市场需

* 指导教师：龙云

项目类型：大学生创新项目(2015651004)

求至少有 800 亿美元市场, 市场规模将成长为 2500 亿美元。环清洁机器人作为服务机器人的一种, 有着巨大的市场潜力和广阔的应用前景, 将给人们带来很大的便利。

1 硬件系统设计

由车体模块、电源模块、单片机控制模块、电机模块、传感器模块、摄像头模块等构成智能家具机器人的硬件系统。系统总体结构如图 1 所示。

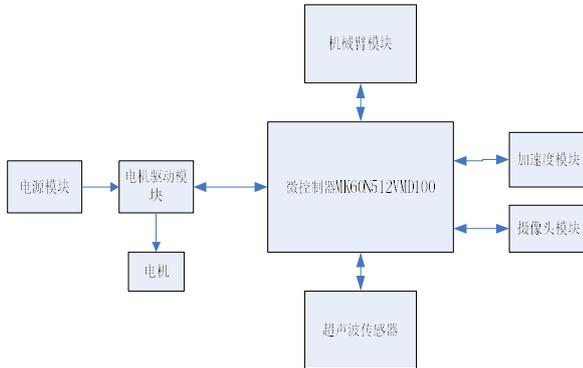


图 1 系统总体结构

Fig.1 The structure diagram of baby sleep monitoring system

该系统以飞思卡尔公司的 MK60N512VMD100 芯片为核心控制器, 利用超声波传感器检测障碍物并进行距离检测, 进而实现自动避障; 利用 MPU-6050 加速度模块精准的测量小车目前偏角, 实时反馈, 实现对小车高精度转角的控制; 机器人配备 CMOS 视频传感器对图像进行采集、处理, 识别目标物体; 通过控制器控制机械臂拾取搬运目标物体, 最终机器人按照预定路线返回目的地。

1.1 车体模块

车体采用铝合金移动机器人平台, 该平台是全铝合金 4 轮驱动移动机器人平台。此款平台可搭载多款控制器、驱动器、传感器和无线射频模块等。平台主体采用硬质铝合金材料, 此种材料具有重量轻、强度高、不变形等特点。平台动力输出类型为四轮驱动, 特设常用多款直流减速电机固定孔, 可依个人喜好更换电机与轮胎, 使机器人轻松完成越障、爬坡等高性能测试。平台轮胎采用优质弹性橡胶, 具有减震、耐磨、抓地力强等优点^[10-12], 能适应光滑路面和崎岖路面。

1.2 电源模块

考虑到机器人运行过程中需要给单片机、摄像头、电机、传感器等各模块供电, 因此选用 12 V / 1 300 mAh 大容量 Ni-MH 充电电池组, 为整个系统提供强大的动力支持。

1.3 电机驱动模块

采用 L298 N 双 H 桥电机驱动控制模块。该模块采用 SMT 工艺及高质量铝电解电容, 稳定性高, 当电池电压逐渐下降时, 依然能提供稳定的电压输出, 自身热消耗小, 使用效率高。模块输入电压为 5-12V, 自带稳压芯片, 可以为直流电机、外部单片机或其它模块提供稳定 5 V 电源。L298 N 驱动芯片接受单片机的控制信号, 对电机进行正反转、停止的操作。

L298 N 模块可以直接驱动两路 5-30 V 直流电机, 模块 L298 N 模块的 VDD, GND 端口分别连接电池组的正、负极; 模块的输出端口 OUT1, OUT2 连接左电机的正、负极, OUT3, OUT4 连接右电机的正、负极; 模块的 IN1, IN2, IN3, IN4 端口分别与单片机控制端的相对应的 IO 口相连^[13]。

1.4 舵机模块

舵机是由直流电机、减速齿轮组、传感器和控制电路组成的一套自动控制系统。标准的舵机有 3 条导线, 分别是: 电源线、地线、控制线。一般而言, 舵机都有最大旋转角度, 与普通直流电机的区别在于, 直流电机是一圈圈转动的, 而舵机只能在一定角度内转动, 不能一圈圈转。普通直流电机无法反馈转动的角度信息, 而舵机可以。舵机的电压通常介于 4~6V, 一般取 5V。控制线的输入是一个宽度可调的周期性方波脉冲信号, 方波脉冲信号的周期为 20ms。当方波的脉冲宽度改变时, 舵机转轴的角度发生改变, 角度变化与脉冲宽度的变化成正比。它们的用途也不同, 普通直流电机一般是整圈转动做动力用, 舵机是控制某物体转动一定角度用^[14] (比如机器人的关节)。

1.5 单片机模块

智能机器人系统采用飞思卡尔的 32 位控制器 kinetis-k60 单片机作为核心控制处理器, kinetis 是基于 ARM CortexTM-M4 内核的具有超强可扩展性的低功耗混合信号微控制器, 具备高实时性等特点。

1.6 电机模块

采用性能优越的 2 个 130 直流减速电机作为后轮驱动。直流减速电机的控制方法比较简单, 只需给电机的两根控制线加上适当的电压即可使电机转动起来, 电压越高则电机转速越高。对于直流电机的速度调节, 可以采用改变电压的方法, 也可采用 PWM 调速方法。直流减速电机具有可靠性高、转矩大、能耗低、振动小等优点。

1.7 摄像头模块

为了检测黑色物体, 将智能机器人安装上了摄像头。摄像头分黑白和彩色两种, 在这里选用

OV7620 数字彩色摄像头，由于寻找物体只需提取画面的灰度，而不必提取其彩色信息，因而只需读取了黑白信号。给单片机配以合适的外围芯片，此芯片要能够自己提取出摄像头信号的行同步脉冲、消隐脉冲和场同步脉冲，以供单片机控制之用。

1.8 机械臂模块

采用 2 个舵机来实现要求。舵机控制电路板接受来自信号线的控制信号，控制电机转动，电机带动一系列齿轮转组，减速后传动至输出舵盘，舵机的输出轴和位置反馈电位计是相连的，舵盘转动的同时，带动位置反馈电位计，电位计将输出一个电压信号到控制电路板，进行反馈，然后控制电路板根据位置决定电机的转动方向和速度，从而达到目标停止。机械手的夹取通过前后两个舵机的配合来实现，前面的舵机左右转动一定的角度，从而控制夹子张开闭合从而实现夹取物品的目的。机械手臂的抬起是通过后面的舵机的逆时针转一定的角度来实现的。

2 软件系统设计

2.1 软件系统开发工具的选择

选择 IAR 集成开发工具。IAR 是一个基于 Window 的开发平台，非常适合嵌入式系统的开发。

2.2 主程序的设计

智能机器人平稳快速地进行行驶要求有相应的高效稳定的程序，本智能机器人采用 CMOS 摄像头作为寻物传感器，图像采集处理就成了整个软件的核心内容，其次的就是转向和速度控制，速度控制使用了鲁棒性很好的经典 PID 控制算法，舵机控制使用查表方式，配合使用理论计算和实际参数补偿的办法，使在寻物中智能机器人达到了稳定快速的效果。

该系统的软件结构主要分为：系统初始化模块、CMOS 图像数据采集和处理模块、主电机速度控制模块、舵机转向控制模块、路径识别模块等。图 2 为系统软件总体结构框图。

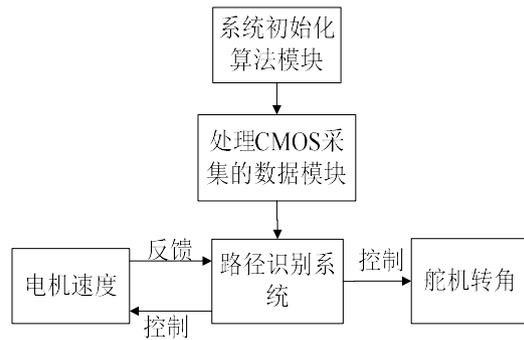


图 2 系统软件总体结构框图

Fig.2 The structure diagram of the system software

由上图可知，本程序运行的开始，通过初始化的设置，使系统按照预先的想法运行；接着，CMOS 传感器采集数据，经过图像处理，得出当物体信息；同时，电机测速模块测得模型车当前的运行速度，反馈给系统；最后，路径识别系统综合利用当前路径信息和当前速度值做出相应的处理，控制电机舵机以合适的方式运行。程序流程图如图 3 所示。

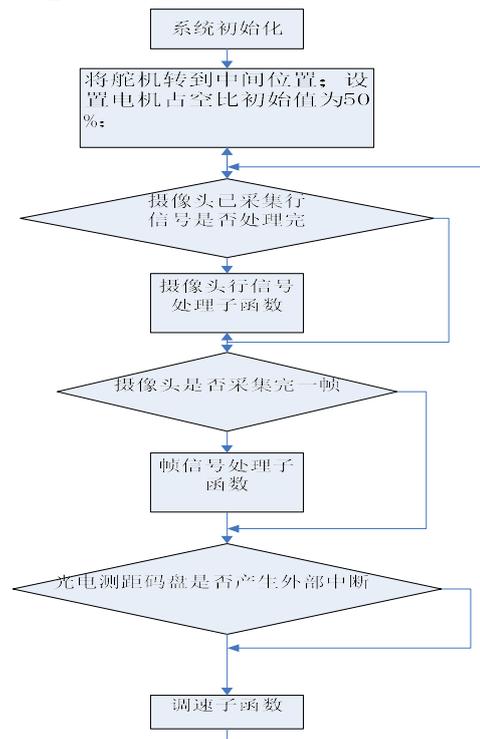


图 3 程序流程图

Fig.3 The program flow chart

3 实验数据

实验场地选择 2m 见方的 KT 白板，在白板上设置障碍物，将被检测体放置在白板上，摄像头能够寻找到的范围内，机器人将黑色物体识别并拾取之后回到特定的物品回收区域。环境光线选取为一般强度的自然光。

采用超声波传感器进行道路检测。传感器置于车体前端中央，传感器将从左、右、前三个方向检测障碍物，判断行走路线。当摄像头在识别到物体之后，将车身旋转 180 度，将机械手臂放下夹取物体。测试数据如表 1 所示。

表 1 测试数据表

Table 1 The test data sheet

测试次数	避障状况	寻物状况	拾取物体状况	回收状况
1	完成	完成	完成	完成
2	完成	完成	完成	完成
3	完成	完成	完成	完成
4	完成	出错	出错	完成
5	完成	完成	完成	完成

4 总结语

在设计智能家居系统的硬件选择上，系统各模块选择合理，经济实用，基于高级语言开发的控制软件高效可行，机器人的整体性能优良，成功实现了自动避开障碍物和识别物体等功能。该创新项目对大学生进行机器人开发建立了实物平台，同时改变了学生学习模式，激发了学生的学习兴趣，提高了学生的实际动手能力、思考问题能力以及科学知识的综合应用能力，也是验证学生学习效果的有力工具。

参考文献

- 高学山, 徐殿国. 全方位地面移动清扫机器人[J]. 机械工程学报, 2008, 44(3): 228-233.
- 肖海荣, 富文军, 张晓军, 等. 基于多传感数据融合的移动机器人导航[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(7): 66-69.
- 马平, 吕峰, 杜海莲等. 多传感器信息融合基本原理及应[J]. 控制工程, 2006, 13(1): 51-48.
- 蔡自兴, 徐光. 人工智能及其应用[M]. 清华大学出版社. 1996. 5
- 熊蔡华, 钱思, 熊有伦, 一种新型智能清洁机器人测控系统的设计[J]. 机械与电子, 2007, (8): 46-49
- 黄健生. 移动机器人的路径规划研究[D]. 浙江大学
- 王磊, 杨杰. 全自主家用清洁机器人的运动与分析路径规划[J]. 机电一体化, 2007, (2): 70-73
- 罗骋. 家用清洁机器人路径探测和路径规划的研究[D]. 武汉理工大学 2008
- 杨玉勤. 自动清扫机器人 [J]. 机器人技术与应用, 1997, (3): 27-29
- 陈松, 宋晓琳. 基于 DSP 的智能小车路径跟随系统设计[J]. 工程设计学报 2012. 19 (4): 312-317.
- 李波, 杨卫, 张文栋, 等. 一种智能小车自主寻/循迹系统设计[J]. 计算机测量与控制, 2012. 20(10): 2798-2801.
- 朱思敏. 自循迹智能小车控制系统的设计与实现[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2013.
- 易礼智. 基于机器视觉的避障智能小车系统研究[D]. 长沙: 中南大学, 2012.
- 谢敏. 基于 MC9S12XS128 智能小车控制系统的应用[D]. 南昌: 南昌航空大学, 2012.

基于 Curvelet 变换的匹配滤波*

龙 云；李昊阳；李声威；刘纪伟

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 吉林长春 130026)

摘要：随着现代压缩感知技术的进步，求解稀疏约束下的反演问题得到了迅速的发展。Curvelet 变换是近几年发展的一种高度稀疏变换方法，可利用信号变换后的稀疏特性，用较少的数据即可重构完整的信号，因此 Curvelet 变换在地震资料处理中应用越来越广。首先，本文对无噪声和对含高斯白噪声的地震数据，使用 FISTA 算法进行 Curvelet 域精细尺度下的地震数据匹配，获得较高的波形一致性，且噪声得到压制。其次，文章基于稀疏约束反演原理，将匹配滤波、缺失地震数据的插值以及对高斯随机噪声压制的问题结合到一起，通过迭代算法计算同时解决了以上存在问题，得到了高信噪比的匹配滤波结果，且极大地提高了计算效率。最后，文章通过实际数据对这种新方法进行了验证，得到了满意的效果。

关键词：Curvelet 变换；匹配滤波；地震资料处理；稀疏

The matched filtering based on Curvelet transform

Long Yun, REN Wen-kai, LI Hao-yang, LI Sheng-wei, LIU Ji-wei

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

Abstract: With the development of sensing technology for compression, sparse constraint solving the inverse problem has been rapid development. Curvelet transform is a highly sparse conversion method developed in recent years, you can take advantage of the sparse characteristic signal converted, with less data to reconstruct a complete signal, thus Curvelet transform in seismic data processing more widely. Firstly, the noise and the seismic data containing white Gaussian noise, the use of data matching algorithm FISTA Curvelet domain under the fine-scale earthquake, the consistency of the results of the waveform after matching high, and the noise got good suppression. Secondly, the article is based on sparse constrained inversion principle, the matched filter, missing interpolation and Gaussian random noise suppression of seismic data to issue binding together, at the same time through an iterative algorithm to solve the above problems, has been matching high SNR filtering results, and greatly improve the computational efficiency. Finally, the actual data by this new method is verified to obtain satisfactory results.

Key words: Curvelet transform matched filtering seismic data processing

0 前言

地震勘探中，不同震源的地震数据受匹配滤波方法的限制，匹配滤波后的地震数据仍存在分辨率低、信噪比低等许多的差异；或匹配处理新老地震资料后出现分层模糊，使得地震属性参数提取难度大。受施工条件、野外地震勘探条件等外界因素的影响，不同的地震资料的拼接，增大了地震数据匹配处理的难度。地震数据处理的信噪比、分辨率一

直受这些问题的制约，为解决此问题本文提出了一种新的地震数据处理匹配滤波方法^[1]。

为解决以上问题，Wiener(1949)提出了最小平方匹配滤波的方法，使地震数据处理的效果得到了一定的提高。Berkhout(1977)提出了最小二乘滤波和子波反褶积进行匹配滤波处理^[2]。随机计算机技术的发展和数学应用的广泛，Rick Wallace (1992)提出了关于滤波而达到高分辨的问题。基于能量误差最小的维纳滤波的方法下，程金星等(2004)提出了小波域精细尺度下的匹配滤波方法，同时将其应

* 指导教师：龙云

项目类型：大学生创新项目(2015651005)

用于时移地震（金龙等，2005）中。最近几年，Herrmann（2008，2009）提出了 Curvelet 匹配滤波和使用匹配滤波方法分离 Groundroll 波。Long(2013)提出了小波域最优范数匹配滤波，提高了匹配滤波的精度和压制随机噪声。

本文基于 Curvelet 变换提出了地震数据的 Curvelet 域匹配滤波。由于地震数据受到各种干扰，存在信噪比低、地震缺失道及采样不足等问题，这些都制约着匹配滤波的精度。首先，文中对无噪声和含噪声数据进行了基于 FISTA 算法的 Curvelet 域的匹配滤波方法，匹配后地震数据达到了高精度的波形、振幅、相位一致性。其次，应用 Curvelet 变换，将滤波、缺失道插值以及对随机噪声的压制问题综合考虑，通过 FITSA 算法同时处理三方面的影响，在改善信噪比的同时极大地提高了地震资料的处理效率^[3]。最终，通过实际数据对这种新方法进行了验证，达到了满意的结果。

1 基本原理

1.1 离散 Curvelet 变换原理

在 Curvelet 变换的基础上，Candes（2006）等提出了更通俗的新一代 Curvelet 变换算法。对于稀疏离散的 Curvelet 变换，定义窗函数：径向 $W(r)$ 和角度 $V(t)$ ，其中， $r \in (1/2, 2), t \in [-1, 1]$ 。 $W(r)$ 和 $V(t)$ 满足如下可允许条件：

$$\sum_{j=-\infty}^{\infty} W^2(2^j r) = 1, r \in (3/4, 3/2) \dots\dots\dots (1)$$

$$\sum_{j=-\infty}^{\infty} V^2(t - l) = 1, t \in (-1/2, 1/2) \dots\dots\dots (2)$$

对于每一个 $j \geq j_0$ ，在频域中定义频窗 U_j 如下：

$$U_j(r, \theta) = 2^{-3j/4} W(2^j r) V\left(\frac{2^{[j/2]}\theta}{2\pi}\right) \dots\dots\dots (3)$$

其中 $[j/2]$ 是 $j/2$ 的整数部分。 W 和 V 的支撑区间限制 U_j 支撑区间，得到楔形区域的特征符合各向异性

的尺度。假设原子 ϕ_j 的频率表达式为 $\phi_j(\omega) = U_j(\omega)$ ，若已知尺度 j 上的 ϕ_j ，那么通过 ϕ_j 的旋转和平移，可以得到其它 2^{-j} 尺度的 Curvelet。设等间隔的旋转角序列 $\theta_l = 2\pi \cdot 2^{-[j/2]} \cdot l$ ， l 为正整数或 0， $0 \leq \theta \leq 2\pi$ ；平移参数： $k = (k_1, k_2) \in Z^2$ 。

综上所述，定义方向 θ_l ，尺度 2^{-j} ，平移参数 (k_1, k_2) 处的 Curvelet 为：

$$\phi_{j,l,k}(x) = \phi_j\left(R_{\theta_l}\left(x - x_k^{(j,k)}\right)\right) \dots\dots\dots (4)$$

其中 $x_k^{(j,l)} = R_{\theta_l}^{-1}(k_1 \cdot 2^{-j}, k_2 \cdot 2^{-j/2})$ ， R_{θ} 和 θ_l 旋转获得。

Curvelet 变换可以表示为：

$$c(j, l, k) = \langle f, \phi_{j,l,k} \rangle = \int_{R^2} f(x) \overline{\phi_{j,l,k}(x)} dx \dots\dots\dots (5)$$

通过笛卡尔坐标系下 $f[t_1, t_2], 0 \leq t_1, t_2 < n$ 的为信号的输入，则 Curvelet 变换的离散形式为：

$$c[j, l, k] = \sum_{0 \leq t_1, t_2 < n} f[t_1, t_2] \overline{\phi_{j,l,k}[t_1, t_2]} \dots\dots\dots (6)$$

其中 $\phi_{j,l,k}[t_1, t_2]$ 为离散 Curvelet 变换，由于 Curvelet 变换是在频域内实现的，因此并没有具体表达式。

1.2 Curvelet 域匹配滤波与插值原理

通过在 t-x 空间数据重建过程中的匹配问题：

$$Ax = b + n \dots\dots\dots (7)$$

其中， A 是逆匹配算子，可以近似为已知； x 是模型，通常为待匹配数据； b 是观测数据，即为匹配道数据，它可以分为有效信号和随机噪声。在处理随机噪声的时段， A 为算子矩阵， x 是无噪声的数据， b 为伴随噪声生成的观测记录；在处理缺失道插值的情况下， A 表示为是地震数据缺失道集的算子， x 是完整的炮集数据， b 为缺失道集的观测记录。在以上情况中， n 都表示为未知噪声数据^[4]。将 A 和 b 物理意义汇总成表 1。

表 1 方程式 (7) 中 A 和 b 物理意义

Table 1 Equation (7) the physical meaning of A and b

	匹配滤波 Matched filtering	压制随机噪声 To suppress random noise	缺失道插值 Missing the interpolation
A	匹配滤波算子矩阵 Matched filtering operator matrix	含随机噪声矩阵 Contain in random noise matrix	缺失道因子矩阵 The missing factor matrix
b	参考道地震数据 Refer to the seismic data	含随机噪声的数据 Data contain in random noise	含缺失道集的数据 Missing gathers the data

通常情况下受噪声和勘探条件的影响，线性问题的求解会存在多解性，可以应用正则化方法降低多解性。最优匹配处理在信息论的角度上是一个欠定方程问题，Chen (2001) 证明了在理论上，稀疏建模的重构效果是最优的。随着压缩感知技术的兴起，稀疏约束反演方法 (Malioutov,2005;Berk,2009) 得到了迅速发展^[5]。

本文将数据转换到 Curvelet 域变为稀疏数据，将方程式(7)转化为下式，只需将目标函数 J 最小，便可求得解：

$$J = \|Dm - b\|_2^2 + \lambda \|m\|_1 \dots\dots\dots (8)$$

m 为公式 (6) 中 x 在 Curvelet 域中的稀疏系数， $D = AR$ ， R 是 x 的 Curvelet 逆变换，即， $x = Rm$ 。 λ 为控制 L1 约束项与 L2 误差项之间权重的正则化参数。方程式 (7) 是 curvelet 域中待求解的稀疏系数。由于方程式(7)的 D 可以用 AR 表示，可以列出：

$$J = \|ARm - b\|_2^2 + \lambda \|m\|_1 \dots\dots\dots (9)$$

本文应用 FISTA 方法(Berk,2009)来求解方程式(8)。作为一种有效的解决线性反演问题的算法，FISTA 具有收敛速度快，迭代次数少的优点，大大提高计算效率。FISTA 求解过程如下：

第 1 步： $b_1 = x_0$ 和 $t_1 = 0$

第 k 步：

$$\begin{aligned} x_k &= \text{soft}\left(x_{k-1} + \frac{1}{\alpha} A^H (b - Ax_{k-1}), \frac{1}{\alpha}\right), \\ t_{k+1} &= \frac{1 + \sqrt{1 + 4t_k^2}}{2}, \dots\dots(10) \\ b_{k+1} &= x_k + \frac{t_{k-1}}{t_{k+1}}(x_k - x_{k-1}). \end{aligned}$$

其中， $\text{soft}(x,t)$ 定义为软阈值，当输入 x 为复数时，令 $x = ze^{i\omega}$ 。软阈值可表示为：

$$\text{soft}(x,t) = \begin{cases} (z-t)e^{i\omega}, & \text{if } z > t \\ 0, & \text{if } z \leq t \end{cases} \dots\dots(11)$$

FISTA 算法具有实现简单，收敛速度快，并能将复数的运算也包括在内，扩大了使用范围^[6]。

2 合成地震数据

不同子波的卷积模型代表了不同年代或者不同震源地震数据。子波波长与时间分辨率成反比，其分辨薄层的能力也各不相同^[7]。文中使用了两种类型子波来合成卷积模型。为了证明本方法的有效性，

选用的含有薄层的地震数据。用时间分辨率较低的最小相位子波作为匹配道，时间分辨率较高的为参考道。

模型厚度为 400ms，共 45 道，两种类型的子波长度均为 140ms，薄层厚度为 140ms。对模型多尺度分解，由于本文中的模型较小，因而只分解了三个尺度的 Curvelet 变换。图 1(a)是最小相位合成的褶积模型。图 1(b)和图 1(c)是对此褶积模型进行频谱分析得到的的振幅谱和相位谱，其主频范围大约为 10-80Hz。因子波类型影响，褶积模型中分辨楔形和薄层的能力大大降低，给后续处理与解释带来了不便，因此将最小相位子波获得褶积模型作为匹配道。

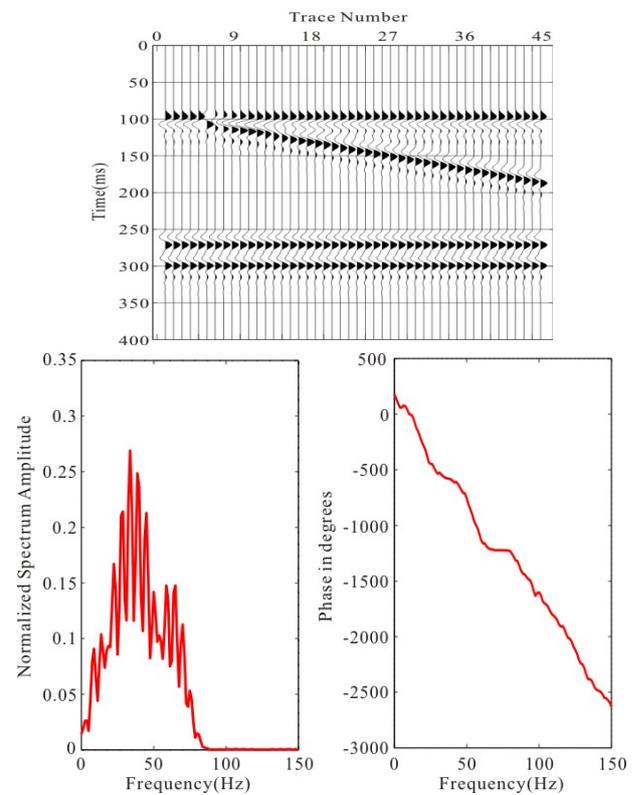


图 1 最小相位地震剖面 (a) 振幅谱 (b) 相位谱 (c)

Fig.1 Minimum phase Seismic section(a) Amplitude spectrum(b) Phase spectrum(c)

通过零相位子波卷积与数据 1 相同的反射系数，得到 45 道零相位地震数据记录，如图 2(a)所示。对数据 2 频谱分析得到振幅谱图 2(b)和相位谱图 2(c)。由图可知，地震波主频范围也在 10-80Hz，图 2(c)的相位与图 1(c)的相位有较大差异，是非线性的谱线。因数据 2 的时间分辨率较高，将其作为参考地震观测数据，为后续观测数据的处理和解释提供了便利。

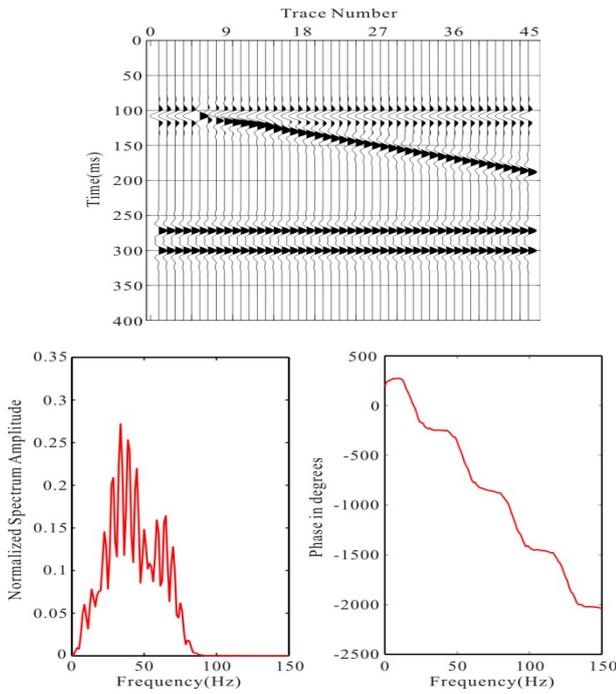


图 2 零相位地震剖面(a) 振幅谱(b) 相位谱(c)
Fig.2 Zero phase Seismic section(a) Amplitude spectrum(b)
Phase spectrum(c)

图 3(a)是 Curvelet 域经过 FISTA 计算匹配得到的地震剖面图；振幅谱图 3(b)和相位谱图 3(c)是频谱分析匹配滤波的结果。与参考地震观测数据 2 对比分析，可以得到 FISTA 计算后地震观测数据的振幅、波形及相位具有很高的—致性。因此证明稀疏约束范数匹配具有很好的效果。

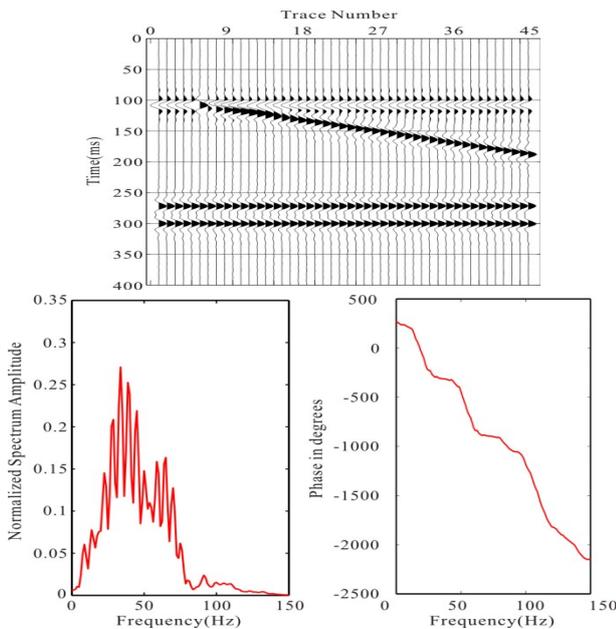


图 3 Curvelet 域匹配后地震剖面(a) 振幅谱(b) 相位谱(c)
Fig.3 After the match Curvelet domain Seismic section(a)
Amplitude spectrum(b) Phase spectrum(c)

在地震数据的实际勘探中，往往存在一些噪声。对数据 1 和数据 2 加入一定的高斯白噪声，从而更好地模拟实际情况。图 4(a)是加入噪声后的数据 1 的波形图，称为模拟数据 3，PSNR 为-7.45dB。振幅谱图 4(b)和相位谱图 4(c)是对模拟数据 3 频谱分析生成的^[8]。

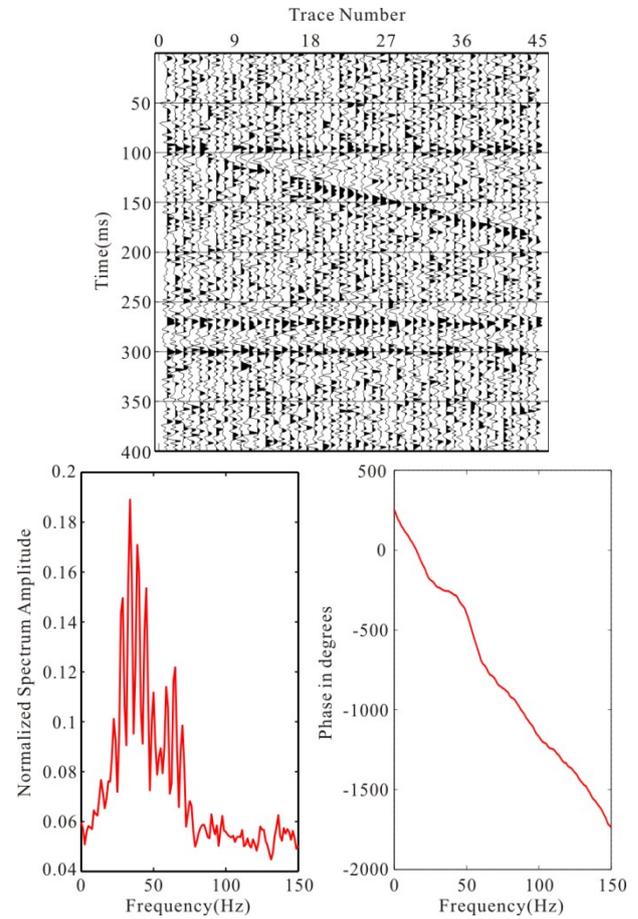


图 4 模拟数据 1 加噪声地震剖面(a) 振幅谱(b) 相位谱(c)
Fig.4 Simulated data 1 additive noise Seismic section(a)
Amplitude spectrum(b) Phase spectrum(c)

图 5(a)是加入噪声后的数据 2 的波形图，PSNR 为 1.09dB，称为模拟数据 4。振幅谱图 5(b)和相位谱图 5(c)是对加入噪声的数据频谱分析生成的。因数据 4 的零相位子波类型和信噪比较高，将其作为参考地震观测数据，如此分辨楔形和薄层的能力较强

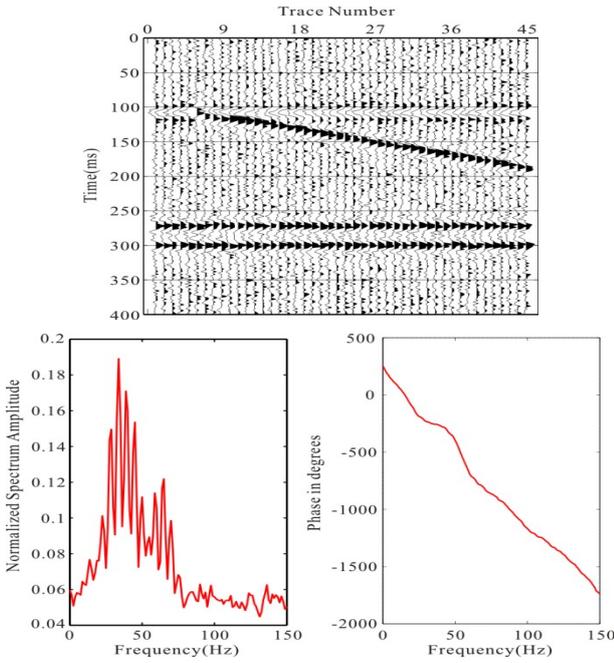


图5 模拟数据 2 加噪声地震剖面 (a) 振幅谱 (b) 相位谱 (c)
Fig.5 Simulated data 2 additive noise Seismic section(a)
Amplitude spectrum(b) Phase spectrum(c)

图6(a)是对加入噪声的模拟数据3进行 Curvelet 变换的匹配滤波的结果,再经过频谱分析得到振幅谱(b)和相位谱(c)。与模拟数据 4 对比,波形具有很高的相似性,PSNR 提高到 26dB。对比振幅谱和相位谱,它们也具很高的一致性。

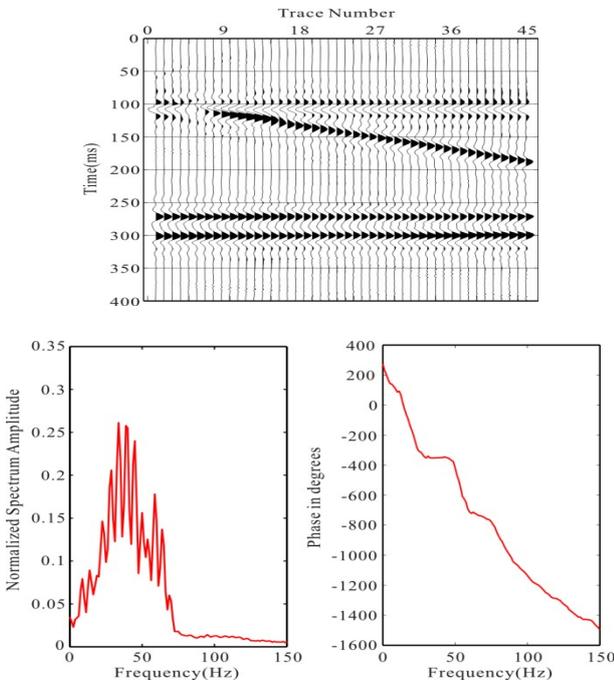


图6 Curvelet 匹配后地震剖面 (a) 振幅谱 (b) 相位谱 (c)
Fig.6 After Curvelet match Seismic section(a) Amplitude
spectrum(b) Phase spectrum(c)

数据 5 是对数据 3 随机缺失 40%得到的,从而更好地模拟实际情况,如图 7(a)所示,其信噪比为 -5.75dB。振幅谱 7(b)和相位谱 7(c)是对数据 5 频谱分析的结果^[9]。

3 实际地震数据处理

本文选取某一地区同一地点的地震数据,其中观测数据共 70 道,选取深度为 500ms 至 1000ms,采样时间是 2ms,道间距是 12.5 米。1995 年的地震数据如图 7 (a) 所示,可以看出地震数据存在大量的噪声,增大了匹配处理的难度;2007 年的地震数据如图 8 (a) 所示,从图中可以看出地震同相轴仍然相对连续,为数据的后续处理和解释提供了方便。

为了验证 Curvelet 域插值与匹配的效果,本文对这两组同一地点不同年代的地震数据进行匹配处理,得到插值与匹配结果比较清晰。经过试验,选取四层 Curvelet 分解,选取十六个尺度能得到较好的结果。匹配与插值的结果如下图 11 (a) 所示,它与 10 (b) 的差剖面如图 11 (b) 所示。通过 11 图我们可以得到 Curvelet 域插值与匹配能在实际数据处理中得到满意的结果。

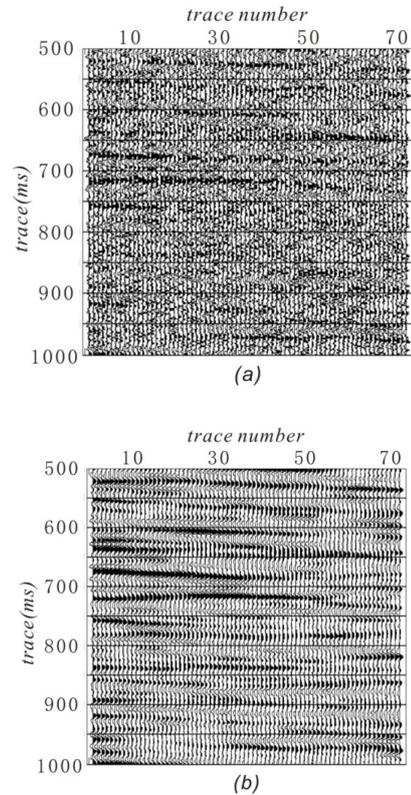


图 10(a) 某地区 1995 年的地震数据 (b) 某地区 2007 年的地震数据
Fig.10(a) A regional seismic data in 1995 (b) A regional seismic data in 2007

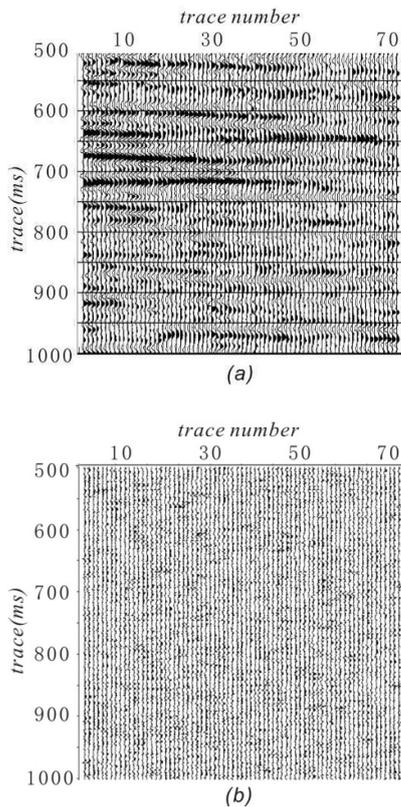


图 11 (a) 某地区地震数据匹配与插值的结果 (b) 地震数据的差剖面

Fig.11(a) The results of seismic data matching and interpolation
(b) Seismic data's differential profiles

4 结论

Curvelet 变换都具有很高的稀疏性, 对地震数据进行多尺度分解, 为信号和噪声的分离奠定了基础, 因而利用稀疏约束求解匹配问题更加准确。本文方法取得了更好的效果, 为地震数据匹配处理提供了新的思路, 将稀疏分解与最优范数结合, 为分析新老地震数据匹配提供了有价值的信息。

FISTA 算法具有较快的计算效率, 且具有易于编程、收敛性能好等特点, 能很好地应用于地震数据处理中^[10]。试算不同信噪比的地震数据, 稀疏约束匹配滤波有显著的效果, Curvelet 稀疏变换匹配滤波与噪声压制相结合, 地震数据匹配后的结果具有同相轴连续性好, 波形一致性高的特点。

参考文献

1. Brotz, R., Maschall, R., and Knecht [M] .1987, Signal adjustment of vibroseis and impulsive source data: Geophysical Prospecting, 35(7), 739-766

2. 何樵登, 2005, 地震波理论 [M] . 吉林大学出版社, 长春
3. 仲伯军, 印兴耀, 2008, 复杂地区三维地震资料拼接中的一致性处理技术 [J] .石油物探, 47(4), 393-397.
4. 陈乾生, 1993, 信号数字处理的数学原理 [M] . 北京:石油工业出版社
5. Wiener, N., Extrapolation, 1949, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series, with Engineering Applications [M] . Cambridge: Technology Press of the Massachusetts Institute of Technology. □
6. 程金星, 朱立华, 杨长春, 陈俊, 2004, 基于小波变换的三维地震资料拼接方法 [J] .石油地球物理勘探, 39(04), 406-408
7. 金龙, 陈小宏, 李景叶, 2005, 基于误差准则和循环迭代的时移地震匹配滤波方法 [J] .地球物理学报, 48(3), 698-703
8. Berkhout, A.J., 1977, Least-squares inverse filtering and wavelet deconvolution [J] .Geophysics, 42, 1369-1383
9. Herrmann, F.J., 2008, Curvelet-domain matched filtering [C] .78th SEG meeting Las Vegas: 3643-3649
10. Yarham, C., Herrmann, F.J., 2009, Groundroll prediction by interferometry and separation by curvelet-domain matched filtering [C] .78th SEG meeting Las Vegas, 2576-2580

基于 PID 算法的双层 PID 控制四旋翼飞行器的设计*

陈雨薇；杨丰铭；任一平

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要：为了改进我国国内民用飞行器普遍具有地面基站较庞大，操作不易，用途单一等缺点，设计了以 APM 软件为核心、基于 GPS (Global Positioning System) 航点定位并能进行实时图像传输的航拍四旋翼飞行器的设计。

飞控核心应用双层 PID 控制，由第一级 PID 系统实现对飞行器的俯仰角、横滚角和油门输出，第二级 PID 系统控制电机的转速进而控制飞行方向。同时，应用 GPS 系统测定航向，一同输入第二级 PID 系统，对平动位移量 x, y, z 进行修正。四旋翼机载摄像头，通过无线连接直接输入地面站。测试结果表明，飞行器在手机所设航点之间平稳飞行，航拍图像与数据传输距离 200m，并能以手机作为地面站进行飞行模式切换。

关键词：四旋翼飞行器，PID 调参，GPS 系统

Design of double layer PID control four rotor aircraft based on PID algorithm

Chen Yuwei; Yang Fengming; Ren Yiping

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022)

Abstract: In order to improve the shortage of our domestic civil aircrafts which have huge ground base stations, operate difficultly and have a single use, aerial four rotor aircraft are designed which can use the APM software as the core, position navigation point based on GPS (Global Positioning System) and realise real-time image transmission. The core of flight control applies double PID control. The output of aircraft pitch Angle, roll Angle and gas are realised through the first stage PID system. The speed of control motor in the second stage PID system control the flight direction. At the same time, determination of course is realised through the application of GPS system. Then these input to the second stage PID system and the translational displacement x, y, z are corrected. Onboard cameras in four rotor directly input ground station via wireless connection. Test results show that the aircraft fly smoothly between destinations set by mobile phone. The distance of aerial images and data transmission is 200 m and mobile phone can be used to carry on the flight mode switch as a ground station.

Key words: Four rotor aircraft PID adjust parameter GPS system

0 前言

四旋翼作为一种具有结构特殊的旋转翼无人飞行器，与固定翼飞行器相比，它体积小，可垂直起降，机动性强，负载能力强，能快速、灵活地在各个方向进行机动，因此特别适合在室内、城区和丛林等近地面环境开展监视、侦查，具有良好的军事和民用前景^[1]。

飞行器自主飞行控制算法的设计一直是控制领域众多研究者最关心的问题之一。经典的控制策略

在飞行器系统的某个特定作用点上往往首先将系统模型线性化，然后在此基础上运用经典控制理论对系统进行分析和控制，控制精度和控制能力偏弱^[2]。

四旋翼飞行器在我国还处于初步的发展阶段，但在国外已成为各个大学的研究热点。早在 1921 年 1 月，美国空军军团 (US Army Air Corps) 与 George de Bothezat 和 Ivan Jerome 签订合同共同建造垂直飞行器^[3]，来自瑞士联邦工学院的一个团队对四旋翼飞行器的角速度控制和飞行高度控制进行研究。在飞行器系统动力学仿真中，他们选用了 LQ 控制方法，最终结果不是很理想，LQ 控制器表象

* 指导教师：陈祖斌

项目类型：大学生创新项目 (2015651006)

不佳的一个可能的原因是系统的传递函数并没有考虑驱动设 (actuator) 的动力学特性^[4]。时至今日四旋翼飞行器已投入了商业、军事领域，获得了显著的效果^[5]。目前，国外具有代表性的科研有：美国的 MIT、斯坦福大学，法国贡比涅技术大学，日本的千叶大学等^[6]。

事实上，在模型存在误差时，PID 控制更为有效^[7]，所以我们采用二级 PID 控制，将整体控制分解为内环（姿态）控制和外环（飞行位置）控制，使飞行器准确飞至定点位置并保持稳定，顺利传输航拍图像与飞行所需参数进入手机地面站。

1 四翼飞行器的结构和功能

1.1 四旋翼飞行器的系统构架

飞行器的主体结构是一个“X”型，在尽量保证物理平衡的基础上，分别加入了飞行主控控制系统、GPS 定位系统、无线控制电台、图像传输系统以及飞行动力系统。

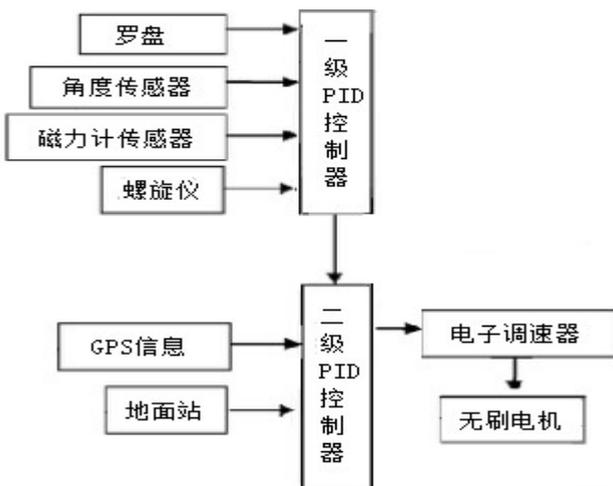


图 1 飞行器的系统构架

Fig 1 The system architecture of aircraft

1.2 四旋翼飞行器的硬件构成

飞控板的主控芯片 Atmega1280/2560，该芯片可以控制飞控板的全体工作组软件，在设置选择模式时，采用 PPM 解码芯片，即 Atmega168/328，该芯片可以监测模式通道的 PWM 信号，使我们可以在手动模式和其他模式（如巡航降落等模式）之间进行切换，提高系统安全。其他的芯片包括空压计 BMP085 芯片和 AD ADS7844 芯片，它们的作用分别是测量气压以换算成具体高度和将测量装置提供的模拟电压转换成数字量，以供后续计算。

为了使飞行器平稳飞行，我们需要一个惯性测量单元，这个单元包括双轴陀螺，单轴陀螺和三轴加速度计，这几个部件可以测量出三轴角速度和三轴加速度，

配合三轴磁力计或 GPS 测得方向数据进行校正，实现方向余弦算法，计算出飞机姿态。

GPS 方向校正使用 Lea-5h 的信号 gps 模块这个模块可以测量飞机当前的经纬度，高度，航迹方向 (track) 地速等信息，这也是 GPS 模块。此外，三轴磁力计模块可以测量出飞机当前的航向 (heading)。



图 2 飞行器的硬件构成

Fig 2 The hardware structure of aircraft

1.3 四旋翼飞行器的物理模型

四旋翼飞行器的主体结构是四个电机，所以输入力共有 4 种，单输出的状态共有 6 种，是一种六自由度的垂直升降机。在飞行器飞行过程中，会产生一些外力形成干扰。在对称电机旋转时，螺旋效应和空气动力扭矩效应均被抵消，飞行器可以平稳飞行。当旋翼由发动机通过旋转轴带动旋转时，旋翼给空气以作用力矩(或称扭矩)，产生了反扭矩，它的大小与电机的转速有关，只有当四个电机转速不完全相同时，反扭矩才会使飞行器转动。为了克服反扭矩，只需要保证对角线上各个旋翼转动方向相同，并使其中一组正转一组反转^[8]。

建模的基本观点是将飞行器视为刚体，从而建立关于刚体的三个平动位移量 x, y, z 和三个转动位移量 ϕ, θ, ψ 的牛顿—欧拉方程通过以 x, y, z 和 ϕ 为一组控制输出，能计算系统零动稳定时其他两个角度值^[9]。

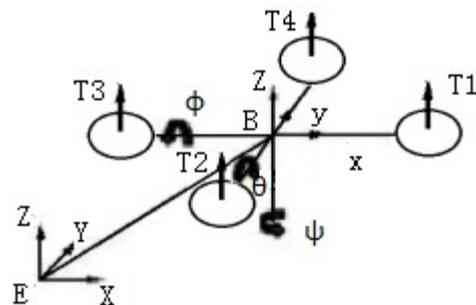


图 3 四旋翼飞行器的飞行原理

Fig 3 The principle of the four rotor aircraft flight

2 四旋翼飞行器的飞行控制

2.1 PID 控制算法

从动力学角度分析，四旋翼飞行器系统本身是不稳定的^[10]因此，其控制算法显得尤为关键。

PID 控制是一种非常常用的自动化控制方式，PID 分别代表了比例、积分和微分。在 APM 飞控系统里，我们采用传感器来收集飞行信息作为系统的输入量，之后按照特定的计算公式算出输出量，进行系统控制。

在离散化 PID 过程中，T 为采样周期，k 为采样序号，连续时间 t 用离散时间 k×T 表示，用求和形式代替连续时间积分形式并用增量形式代替连续时间微分形式^[11]。

$$t \approx kT$$

$$\int_0^t e(t) dt \approx T \sum_{j=0}^k e(jT) = T \sum_{j=0}^k e_j$$

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} = \frac{e_k - e_{k-1}}{T}$$

将上式代入 PID 控制器的时域方程，可以得到离散的 PID 表达式。

$$U_k = K_p [e_k + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k e_j + \frac{T_D}{T} (e_k - e_{k-1})] + U_0$$

其中 K_i 为积分系数， K_d 为微分系数，T 为采样时间。PID 控制原理框图如图 3 所示^[10]。

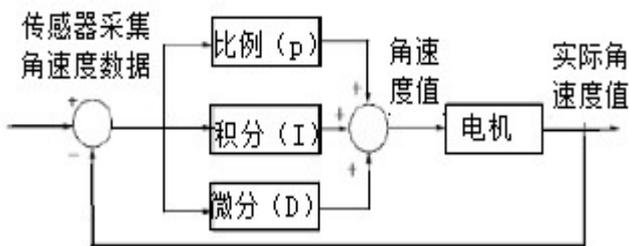


图 4 PID 控制原理

Fig 4 PID control principle

2.2 飞行控制的实现

四旋翼飞行器的控制由板载计算机和地面计算机系统处理传感器和摄像机传送的数据来实现^[12]

在飞行主控控制系统设置二级 PID 系统控制，第一级主要用于导航，第二级主要用于控制。第一级 PID 系统根据外部转动位移量 ϕ, θ, ψ ，程序可以计算出飞行所需要的俯仰角、横滚角和油门，将这个数据输出给第二级 PID 系统，输出平动位移量 x,

y, z 用以控制电机的转速进而控制飞行方向，以保证飞行平稳。

以四旋翼飞行器的降落为例。四旋翼飞行器降落之前会在距离地面 1m 左右的位置悬停，之后施加一定速度降落。这个通过传感器获得的实时速度就是 P 的值，p 值越大，降落速度会越快，但落地时的危险更大；p 的值越小，降落距离控制越准确，但降落时间越长。这种矛盾我们通过设定 D 的数值来解决，D 的作用是调节是对降落的四旋翼进行“刹车”处理，在渐渐靠近地面的时候，D 会影响飞机降落时的速度。如果将速度与距离建立一个坐标，只有 p 的影响下会是一条直线，而在 D 的影响下，将会是一条曲线。而对于四旋翼飞行器的降落，引入 D 之后将会使飞机靠近地面的速度非常缓慢。I 的作用是对消除误差，同样对于降落而言，如果本次降落偏离了 5°，那么 I 将会记录这种变化，在下次降落时会提前 5° 降落。而对于飞行而言，I 系数对于飞机的平稳飞行有极大的意义，如果没有 I 的作用，飞行器在飞行过程中很可能失控侧翻。

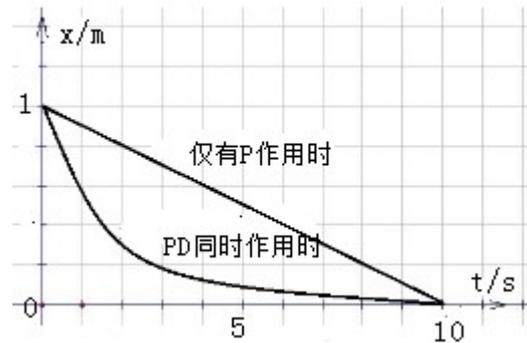


图 5 PD 控制降落

Fig 5 PD landing control

效果而言，PID 分别代表了灵敏度、精确度与平稳度。

2.3 GPS 系统在飞行中的应用

设置飞机的飞行目标，这是由飞控芯片中的 GPS 系统实现的。GPS 系统可以提供目前飞机所在地的经纬度以及目标航点的经纬度，之后由系统计算飞往目标航点的角度 target_bearing 给飞行器导航。当飞行器根据 target_bearing 飞行时，会对航线产生误差，这就是偏航距的产生。当偏航距出现时，系统会自动计算偏航修正量，最后把目标航向角和偏航修正量组成导航航向角 nav_bearing，提供给第二级 PID 系统。

此外，GPS 系统也是四旋翼飞行器的保险系统之一，只有当飞行器的 GPS 定位与地面站的 GPS 定位重合时，飞机才允许解锁。

3 实测结果与结果分析

3.1 飞行器的控制模式选择

在实际操作中, APM 控制飞行实际有两种模式, 一种是基于飞行速度的控制, 一种是基于飞行高度的控制。

当基于速度控制时, 如飞机未爬升到预定高度, 飞控板将首先控制加大油门, 飞机的速度提升, 之后飞控将拉升降舵, 导致高度提升。当上升到预定高度时, 由于空速较高, 升降舵依然继续拉升, 同时油门降低, 直到空速低于预定, 升降舵才会被推升, 飞机高度降低。降落时的状况与之相反。这种模式下, 飞行较为安全, 当发动机受到影响时, 依然会根据速度控制降落。

基于高度控制时, 如飞机未爬升到预定高度, 飞控板将会根据 PID 系统的计算, 根据自身高度与目标高度计算出一个俯仰角, 此时飞机升降舵拉升, 飞机向目标高度飞行。由于飞机高度的变化, 空速不可避免的会有变化, 于是这时油门控制使飞机的空速接近目标空速, 既当速度较快时减少油门, 速度叫较慢时加大油门。这种模式下, 飞机控制较为灵活, 对高度的控制更为精准。

在实际操作中, 由于高度控制多次出现翻机降落情况, 我们最终的采用了速度控制方式。在速度控制的模式下, 飞行器的飞行姿态相比地面站的指令有所滞后, 但飞行平稳, 操作简易。

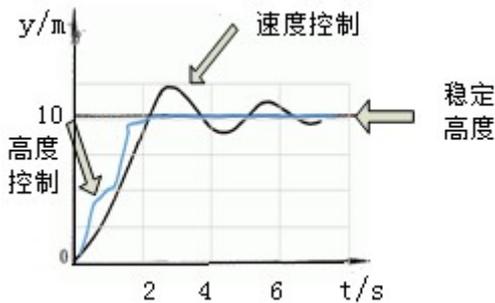


图 6 速度控制与高度控制
Fig 6 Speed control and height control

3.2 飞行器的操作方式选择

就操作系统而言, 飞控一共有 3 种控制方式, 即手动控制、电动配平与自动驾驶操作。手动控制时, 信号由遥控器发出, 全手动操纵飞行器; 自动驾驶操作是由系统自动操作, 地面站的操作只能对飞机产生扰动影响。为了安全考虑, 手动控制的优先级最高, 自动驾驶的优先级最低。

实际操作中, 优先选择自动驾驶。在使用手机设置航点之后, 有飞行器自动飞行, 同时进行航拍

和数据、图像传输。同时, 选择优先级更高的手动模式作为后备安全保护。为了降低手动模式的操作困难, 包括油门、升降舵和副翼的控制, 都会由第一级 PID 系统首先进行修正, 防止飞行器出现侧翻、急停等失控状况。

3.3 飞行器的数传接收

本四翼飞行器采用 3DR (3DRobotics) 电台使飞行器与地面终端 (手机) 产生连接。其中手机上的电台有 USB 接口, 通过 FTDI 传输器的转化, 可以控制驱动飞行器。

在实际操作中, 控制飞行器与手机相连后可以直接通过手机观察飞行器的系统状态与飞行参数。

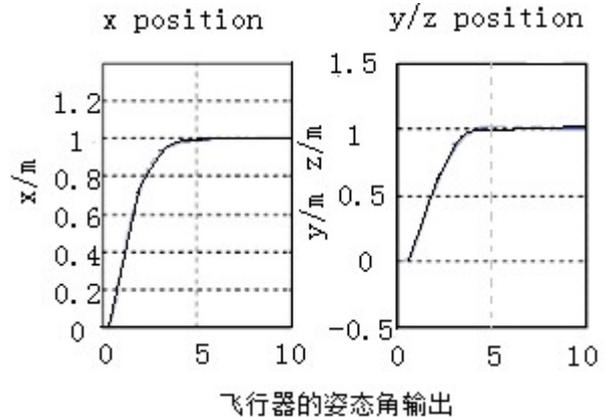
转速、电流输出与实际电流

表 1 飞行器的系统状态

Table 1 system state of an aircraft

转速 (r/min)	电流输出	实际电流
3042	31	2.11
3522	36	2.89
4063	95	5.43
4375	122	6.02

当转速达到 4000 转, 飞机平稳飞行, 开始悬停。根据此时飞行器稳定悬停的姿态角可以对更改 PID 参数对其稳定性加以调整, 消除超调。



飞行器的姿态角输出

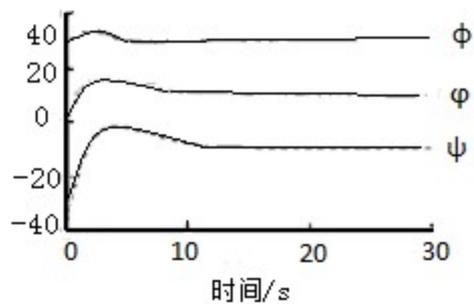


图 7 飞行器的六状态变量输出曲线

Fig 7 The six state variable output curve of vehicle

最终, 飞行器的超调消除, 上升时间为 2.45s 稳定时间为 1.94s, 误差小于 0.01s。均能快速稳定

在零点。

这对飞行器执行任务是至关重要的。当四旋翼飞行器接近目标物体采集数据时，可以有效防止与目标物体接触，较短的上升时间和稳定时间也是实现对四旋翼飞行器跟踪控制的重要基础

3.4 飞行器的图像接收

在机载设备上，采用专用的视频采集、图像压缩和无线传输系统，尽量获得良好的信号。系统主要分为航模系统（机载端）和地面系统（地面接收端）两部分，航模系统要求采集装置安装在飞行器航模机身上，完成视频采集、图像压缩，以 PZP 的方式用数字传输的方式完成图像的无线传输。地面系统在地面上利用显示屏为主体，配合无线数据接受装置完成视频的接收、解压缩、保存和显示工作。

实测中，四旋翼飞行器的航拍图像清晰，画面流畅，显示了实际景物，达到了预期效果。



图8 飞行中的屏幕效果

Fig 8 screen effect of the flight

4 结论

基于PID算法的双层PID控制四旋翼飞行器的设计，实现了在根据传感器导入数据后可以自动输出位置信息与系统参数状态，数据连接稳定可靠。应用小型地面站即可实现飞行器自动平稳飞行、实时航拍监控，还能通过手机电台，实现自由航点的设定与即时GPS模块采集飞行器位置数据，使小型四旋翼飞行器的作用更加全面。四旋翼飞行器的自由航点设定对于现有的大型地面站做了很有效的补充，进一步扩大了小型飞行器的应用范围。

参考文献

1. 岳基隆, 张庆杰, 朱华勇. 微小型四旋翼无人机研究进展及关键技术浅析 [J]. 电光与控制, 2010, 17(10): 46-52.
2. 王赓, 小型无人直升机自主飞行控制系统研究, [博士学位论文], 上海交通大学, 2007

3. [3] Sebastian.H.Madgwick, Andrew J.L.Harrison, Ravi Vaidyanathan. Estimation of IMU and MARG orientation using a gradient descent algorithm [J]. IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics. 2011. 1:1-7.
4. Samir Bouabdallah, Andre Noth, and Roland Siegwart. PID vs. LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor. In Proceedings of 2004 IEEE/RSS International Conference On Intelligent Robots and Systems, 2004.
5. 聂博文. 微小型四旋翼飞行器的研究现状与关键技术 [J]. 电光与控制, 2007, 14(6): 113-117.
6. TAYEDI A, MCGILVRAY S. Attitude Stabilization of a Four-Rotor Aerial Robot [C] // 43rd IEEE Conference on Decision and Control December. Atlantis, Paradise Island, Bahamas: [S. n.], 2004: 14-17.
7. ALTUG E, OSTROWSKI J P, MAHONY R. Control of a Quadrotor Helicopter using Visual Feedback [c] // Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Pennsylvania Univ, Philadelphia, PA: [S. n.], 2002, 1: 72-77.
8. Ming Chen, Mihai Huzmezan, A Combined MBPC/2 DOF H^∞ Controller for a Quad Rotor UAV, 2003 AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference
9. Hassan K Khallil, Nonlinear Systems (3 edition), Prentice Hall, 2003
10. 刘金琨. 先进PID控制及其MATLAB仿真 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
11. 黄友锐, 曲立国. PID控制参数整定与实现 [M]. 北京: 科学出版社, 2010.
12. E. Altuğ, J. P. Ostrowski, R. Mahony, Control of a Quadrotor Helicopter using Visual Feedback, Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Washington, D.C, May 2002, pp 72-77

基于 LabVIEW 的 LCR 测试仪软件系统的设计*

李文迪；李鹏飞；邹文强

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院，吉林 长春 130021)

摘要：基于虚拟仪器技术,设计出一种以硬件电路为基础, LabVIEW 为软件工具的虚拟 LCR 测试仪。该 LCR 测试仪采用经典的阻抗测量方法——自由轴法,实现对被测参数的测量。本文重点论述了软件各个模块的设计方案和上位机程序的设计实现^[1]。使用图形化虚拟仪器软件开发平台 LabVIEW 实现数据处理与操作界面设计,并通过 CLF 节点调用动态连接库,实现上层界面与硬件系统的通信。本次设计是对基于 VIETS 总线的虚拟 LCR 测试仪测试方法及其硬件系统研究制作的一次有益探索,取得了良好的效果。通过实际测试结果表明,实际测试表明,该系统操作简单,实用性强,精度高,可广泛的引用于教学和工业领域,具有一定的使用价值和推广价值,适用于高校实验室等领域。

关键词：虚拟仪器 自由轴法 LabVIEW LCR 测试仪

The LCR tester based on LabVIEW software system design

Li Wendi; Li Pengfei; Zou Wenqiang

(College of Instrumentation & Electrical Engineering , Jilin University , Changchun 130021, China)

Abstract: Based on virtual instrument technology, we design a kind of hardware circuit based on LabVIEW software of virtual instrument LCR. Classical method of measuring the LCR impedance tester uses free axis method, realize the measurement of the parameters to be measured. This paper focuses on the design and implementation of software design of each module and the host computer program. We use graphics to realize the data processing and interface design of virtual instrument software development platform LabVIEW, and CLF by calling dynamic link library node, communication between the upper interface with the hardware. The design of its hardware system of making a useful exploration for the test method based on virtual LCR VIETS instrument, and achieved good results. Through the actual test results show that the actual test results show that the system has the advantages of simple operation, strong practicability, high precision, and can be widely used in teaching and industrial areas, and has a certain application value and promotion value, suitable for laboratory and other fields.

Key words : virtual instrument technology Freedom axis method LabVIEW LCR tester

0 前言

本文瞄准虚拟仪器和自动化的前沿,设计了一套集信号发生、数据采集、分析处理于一体的 LCR 测试系统,应用于实验教学等相关领域。软件平台采用图形化虚拟仪器软件 LabVIEW 开发。^[2]该软件直观、方便、灵活,与计算机技术保持同步发展。实现在工作中方便快捷的对所需要的无源基本器件,电阻(R)、电容(C)和电感(L)进行准确高速测量。

1 LCR 软件系统的总体设计

图 1 为虚拟 LCR 测试仪的总体结构。虚拟 LCR 测试仪采用自由轴法测量电阻、电感、电容等参量,也可以在不同频率的激励信号作用下测量电阻、电感、电容串并联组合后的阻抗、导纳、损耗因数 D 等物理量^[3]。LCR 测试仪的设计可以分为三个单元,分别是信号产生单元、数据采集单元和总线接口通信单元。LCR 测试仪功能框图如图 1 所示。

* 指导教师:李振峰

项目类型:大学生创新项目(2015651007)

应用程序采用 LabVIEW 图形化软件开发,LCR 测试仪驱动和 USB 控制器驱动均采用 VC6.0 开发,将与硬件操作相关的命令封装成函数,以动态连接库的形式供应用程序调用^[4]。LCR 测试仪软件设计主要包括 LabVIEW 前面板和后面板程序框图两部分。前面板即用户界面,定义各种控件,设置仪器参数和显示被测数据。程序框图用以控制数据流,并对上传数据进行运算处理^[5]。

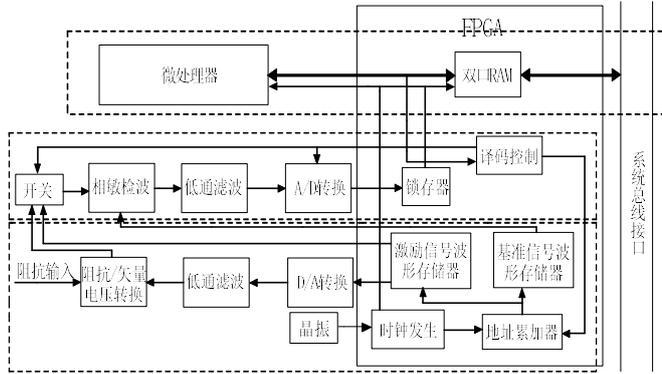


图 1 LCR 测试仪总体结构图

Figure 1 Schematic structure of LCR tester

1.1 自由轴法的测试原理

自由轴法采用微处理器直接进行矢量运算。自由轴法原理框图如图 2 所示,图 3 是其矢量图。

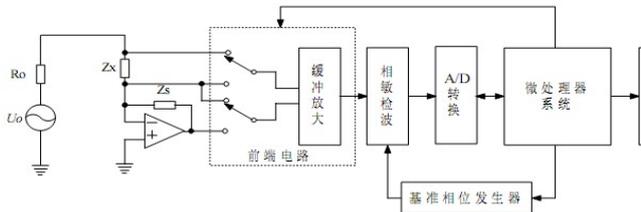


图 2 自由轴法原理框图

Figure 2 Free axis method principle diagram

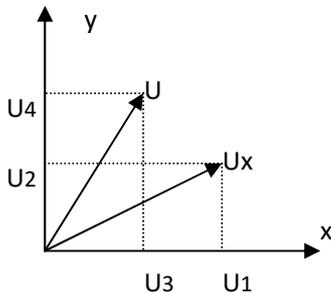


图 3 自由轴法矢量图

Figure 3 Free axis vector

自由轴法的坐标方向可以任意选择,即相敏检波器的相位基准可以任意的选择。通过多路开关来选择与,由相敏检波器测出与在 X、Y 坐标轴上各个投影分量。为了得到矢量电压相应于正交坐标轴的分量,需要对每个或的两次测量保持精确的相位

差。这就要求相位发生器能产生彼此严格相差的波形控制信号作为相敏检波器的基准电压信号。由图 2-4 的前端电路分析得:

$$Z_x = -\frac{U_x}{U_s} \cdot R_s \quad (1)$$

$$U_x = U_1 + i \cdot U_2 = e(N_1 + i \cdot N_2) \quad (2)$$

$$U_s = U_3 + i \cdot U_4 = e(N_3 + i \cdot N_4) \quad (3)$$

式中、分别为在和方向上的电压分量、对应的数字量;、分别为在和方向上的电压分量、对应的数字量;为 A/D 转换器的刻度系数,即每个数字代表的电压值。

由式 (1) ~ (2) 可得:

$$\frac{U_x}{U_s} = \frac{U_1 + i \cdot U_2}{U_3 + i \cdot U_4} = \frac{N_1 + i \cdot N_2}{N_3 + i \cdot N_4} = \frac{(N_1 N_3 + N_2 N_4)}{N_3^2 + N_4^2} + i \cdot \frac{(N_2 N_3 - N_1 N_4)}{N_3^2 + N_4^2}$$

因此,直接通过计算 N_1 、 N_2 、 N_3 、 N_4 这些数字量即可完成矢量除法运算,求出被测阻抗。

1.2 自由轴法的 LCR 软件系统算法

在 1.1 中,通过硬件电路得到四个分量 N_1 、 N_2 、

N_3 、 N_4 , 这些数字量即可完成矢量除法运算,求出被测阻抗。由此可以扩展求出各值主参数与副参数数值。如下表:

表 1 电容,电感,电阻各等效电路公式

Table 1 Capacitance, Inductance, Resistance of the equivalent circuit of the formula

等效电路	主参数	副参数
电容并联	$C_x = \frac{1}{\omega R_s} \times \frac{N_2 N_3 - N_1 N_4}{N_1^2 + N_2^2}$	$D_x = \frac{N_1 N_3 + N_2 N_4}{N_1 N_4 - N_2 N_3}$
电容串联	$C_s = \frac{1}{\omega R_s} \times \frac{N_3^2 + N_4^2}{N_2 N_3 - N_1 N_4}$	
电感并联	$L_p = \frac{R_s}{\omega} \times \frac{N_1^2 + N_2^2}{N_1 N_4 - N_2 N_3}$	$Q_x = \frac{N_2 N_3 - N_1 N_4}{N_1 N_3 + N_2 N_4}$
电感串联	$L_s = \frac{R_s}{\omega} \times \frac{N_1 N_4 - N_2 N_3}{N_3^2 + N_4^2}$	
电阻并联	$R_p = -R_s \times \frac{N_1^2 + N_2^2}{N_1 N_3 + N_2 N_4}$	$Q_x = \frac{N_2 N_3 - N_1 N_4}{N_1 N_3 + N_2 N_4}$
电阻串联	$R'_s = -R_s \times \frac{N_1 N_3 + N_2 N_4}{N_3^2 + N_4^2}$	

2 LabVIEW 软件前面板设计

LCR 测试仪的软面板通过图形化的编程软件 LabVIEW 编程实现，用户界面友好。系统的数据传输通过串行通信实现。软件工作流程：在 VI 程序中，首先进行选择 VISA 资源名称，设置波特率，设置数据位等初始化串口操作，然后启动设备^[6]。用户根据自己需要发送测试状态命令。硬件系统接收命令完成相应的动作，并将采集数据通过串口送给计算机，应用软件对数据进行处理、分析和显示等功能^[7]。LCR 测试仪软件界面由仪器测试设置、测试结果显示两部分组成，如图 4 所示。

2.1 仪器的设置测试界面的显示

主要包含仪器的测试开始按钮、仪器状态、设备槽号、激励信号频率、激励信号幅值、偏置。

2.2 仪器的测试结果显示部分

LCR 测试仪的测试数据显示部分，包括电感品质因数 Q、电容损耗因数 D、电抗 X、电纳 B、电导 G、阻抗模值 |Z|、导纳模值 |Y|、阻抗相角 α 、导纳相角 β 、并联等效电感 Lp、串联等效电感 Ls、并联等效电容 Cp、串联等效电容 Cs、并联等效电阻 Rp、串联等效电阻 Rs。



图 4 LCR 测试界面前面板

Figure 4 LCR test interface front panel

3 内部程序的设计

3.1 进度的设计

首先，由于数据是通过 U 口传输的，测试比较慢，加入进度条直观显示。如图 5 所示：

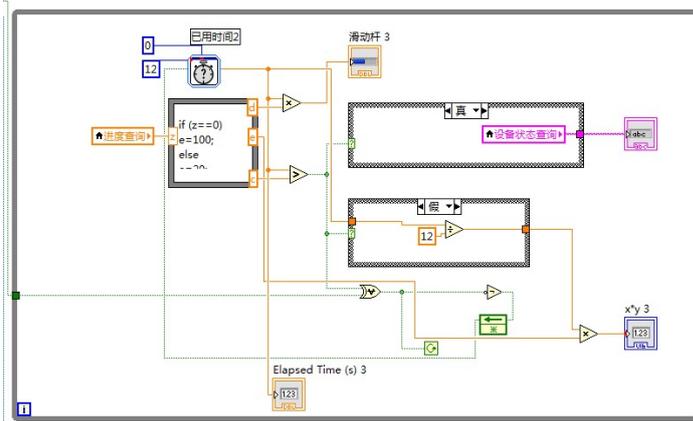


图 5 进度条程序

Figure 5 The progress of the program

当主界面点开始的时候，进度条开始记录时间，同时进度条开始读条，当测量中出现错误的时候，显示各种错误。

3.2 测量元件判断模块

当 LCR 测试仪测量元件选择错误的时候，会自动选出应该用哪一种测量元件。比如当电阻选成电容测量时，会判断出该元器件为电阻^[8]。程序如图 6 所示：

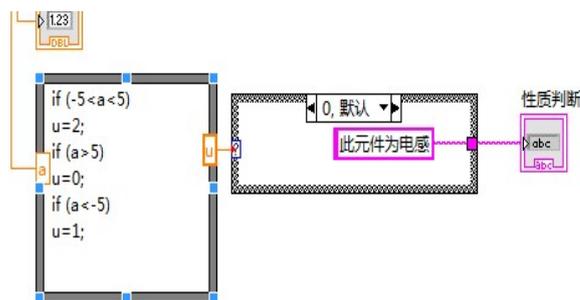


图 6 测量元件判别程序

Figure 6 The measuring element discrimination program

3.3 界面上的电阻，电容，电感值显示程序

我们会根据普遍的 LCR 测试仪，确定了只有两个口，显示测量的并联等效，串联等效数据。程序框如图 7 下：

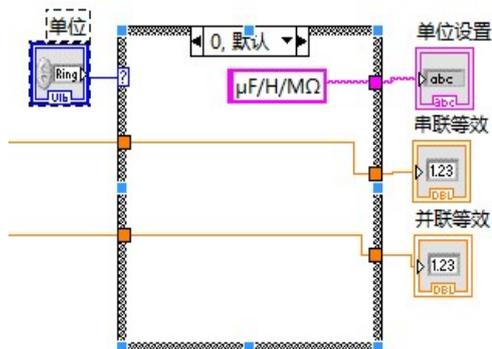


图 7 LCR 测量结果与单位程序

Figure 7 LCR measurements and units program

3.4 测试数据一键保存

由于测试各种 LCR 的值,为了方便测试数据的分析和处理,我们设置了测试数据的一键保存功能。自动保存到 d:\我的文档\LCR\LCR.xls 的文档中。保存的同时能够显示测试该数据的时间,和测试数据的各种结果和单位。程序如图 8 所示:

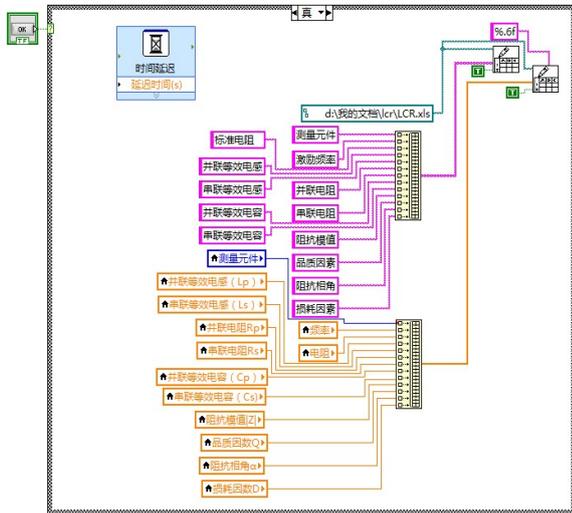


图 8 保存测试数据

Figure 8 Save the test data

3.5 自动选择标准电阻功能

由于标准电阻的选择,对于测量中会造成不必要的麻烦,选择错误会造成测量值的偏差,本设计中改进了标准电阻的选择,根据测试过程,在内部程序中自动选择最合适标准电阻,测量结果比较准确。程序如图 9 所示:

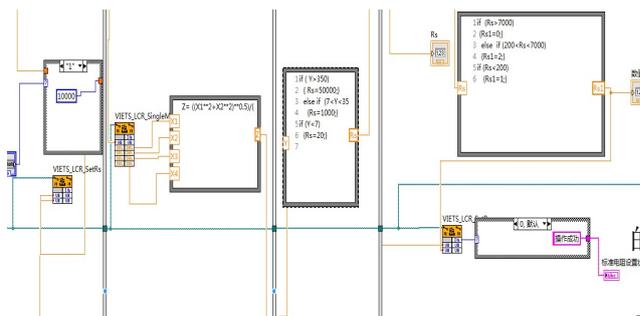


图 9 自动选择标准电阻程序

Figure 9 Automatic selection of standard resistance program

4 计算结果与比较

为检验程序的可靠性与实用性,进行 L、C、R 各值的测量,部分测试结果如下表:

表 2 电感、电容、电阻测试结果

Table 2 The inductance, capacitance and resistance test results

类别	标称值	本仪器测试结果	测量偏差
电感(L)	10uH	10.3741	0.3741
	100uH	102.513	0.2513
	10mH	10.5665	0.5665
电容(C)	10pF	10.5617	0.5617
	100pF	98.4377	1.5623
	1nF	0.99416	0.01584
	10nF	9.78757	0.21343
	10uF	9.83623	0.16377
	100uF	98.5699	1.4301
电阻(R)	1Ω	1.01014	0.01014
	10Ω	10.0508	0.0508
	100Ω	102.119	2.119
	1KΩ	1.00819	0.00819
	10KΩ	10.0619	0.0619
	100KΩ	99.5795	0.4205
	1MΩ	1.00945	0.00945

而实验可得本系统可测量的参数范围为:

1. 电感 (L) 为 10 uH~100 mH;
2. 电容 (C) 为 10 pF~1000uF;
3. 电阻 (R) 为 1Ω~10MΩ。

本仪器的测量值偏差小于 0.50%, 所以本仪器的测量精度可达到±0.50%。

5 结论

采用此种程序的 LCR 测试仪提高了可靠性,节约了成本,缩短了开发周期,能够对电阻、电感、电容以及关联参数进行快速、准确检测。以软件替代传统仪器的信号分析及显示等硬件电路,增强了仪器的可操作性,并增加了用户自定义功能。与传统仪器相比,其价格低、可复用、可配置性强,具有一定的实用价值和推广价值。其优势使得虚拟仪

器逐步代替传统仪器成为测试领域发展的可能。该设计方案中的方法还存在一些不足，同时硬件电路中的精密电阻的精度会影响到测试仪的测量精度，有待进一步的提高。

参考文献

18. 林君、谢宣松等. 虚拟仪器原理及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
19. 韦建荣. 可重构测控系统的研究与设计[J]. 吉林大学硕士学位论文, 2006.10, 1-67.
20. 张崇雄. 虚拟仪器技术分析与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.
21. 李维博. 虚拟 LCR 测试仪的研究与设计[J]. 吉林大学本科毕业论文(设计), 2009.
22. 陈尚松, 雷加, 郭庆. 电子测量与仪器[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
23. 何桥, 段清明, 邱春玲. 单片机原理及应用[M]. 北京: 中国铁道出版社, 2004.
24. 邓炎, 王磊等. LabVIEW7.1 测试技术与仪器应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
25. 章晶. 谈 L、C、R 参数测量与 LCR 电桥表[J]. 电子质量测试技术卷, 2005, 7(12).

基于并行采样的 VIIS-EM 数据采集技术*

张博宇；孔祥志；张仁杰

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院， 长春 130022)

摘要：随着测试技术的不断发展，虚拟仪器技术以其性能高、扩展性强、开发时间少和无缝集成的优势得到了越来越多的重视和应用。示波器是电子测量的核心仪器，目前广泛应用于各个领域。与当前市场上流通的模拟示波器和数字示波器相比，虚拟示波器有更高的性价比和人性化的操作接口，具有更加广阔的应用前景和发展空间。本设计主要完成虚拟示波器的数据采集卡的设计。包括信号调理、A/D 转换、总线通信和并行数据处理四个部分，其中并行数据处理模块是本设计的核心内容。运用并行采样技术提高系统采样率后，最终可实现峰-峰值小于 50V 的模拟信号的测量，最高采样率可达 100MSPS。

关键词：虚拟仪器技术 虚拟示波器 FPGA 并行采样技术

VIIS-EM data acquisition technology based on parallel sampling

Zhang Bo-yu; Kong Xiang-zhi; Zhang Ren-jie

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

Abstract: With the continuous development of testing technology, the virtual instrument technology has been paid more and more attention and applied in more and more designs for its high performance, scalability, less development time and seamless integration advantages. The oscilloscope is the core instrument of the electronic measuring, which has been widely used in various fields. Compared with the analog and digital oscilloscopes we use now, virtual oscilloscope with a more cost-effective and user-friendly operator interface, has a broader application prospects and space of development. This design is mainly to complete the design of the virtual oscilloscope data acquisition card. Including signal conditioning, A/D conversion, the bus communication and parallel data processing module, in which the parallel data processing module is the core content of the design. By using parallel sampling technique to improve system sampling rate, eventually we can achieve a measurement of less than 50V analog signal, the maximum sampling rate is 100 MSPS.

Key words: Virtual Instrument Technology; Virtual Oscilloscope; FPGA; Parallel Sampling Technique

0 前言

本课题是吉林大学虚拟电子测量仪器集成系统中非常重要的一个组成部分。通过本课题的研究、设计，能够扩大原有数据采集系统的输入电压范围和提高采样速率，提升原有虚拟电子测量仪器性能，使这套仪器更好地服务于基本课程教学实验和生产教学实习。

本设计主要内容完成对虚拟存储式示波器的数据采集卡的改进，包括信号调理，A/D 转换，总

线通信，并行数据处理四个模块。信号调理部分使用差分电路，有效抑制共模干扰。A/D 转换部分通过使用并行采样技术，将两个通道的采样数据统一存入 FPGA 的 FIFO 中，实现两倍于 AD 采样频率的采样率。总线通信部分使用 AT89S52 单片机，完成指令的传送和初始化配置。FPGA 选用 EP2C5Q208C8 作为主控芯片，实现采样率控制及数据处理等功能。

1 总体方案

* 指导教师：张秉仁

项目类型：大学生创新项目（2015651008）

整个示波器卡采用 FPGA+51 单片机作为总体控制，其中 FPGA 选用 Altera 公司的 Cyclone II 系列 EP2C5Q208C8 作为核心控制器，完成大规模数据的交换存储以及单元电路控制，51 单片机选用 Atmel 公司的 AT89S52，主要完成总线通信和系统初始化配置。

根据模块化仪器的设计思想，整个示波器卡系统分为四个模块：信号调理模块，A/D 转换模块，总线接口通信模块，并行数据处理模块。系统的整体结构框图如图 1 所示^[1]。

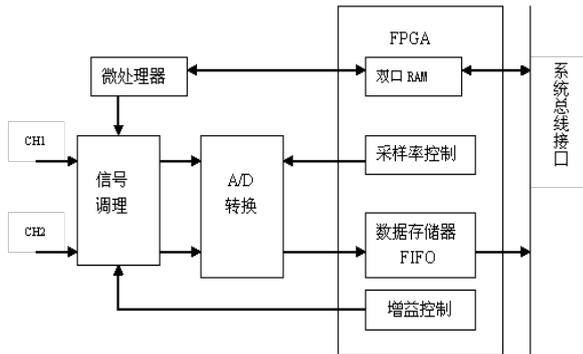


图 1 整体方案框图

Fig 1 Block diagram of the overall plan

2 模块

2.1 信号调理模块

将输入的模拟信号调理到 ADC 所能识别的范围，对大信号进行衰减，小信号直通。包括高阻衰减、阻抗变换和差分变换三个部分。各部分通过微控制器和 FPGA 实现实时控制。信号调理模块电路图如图 2-1 所示。

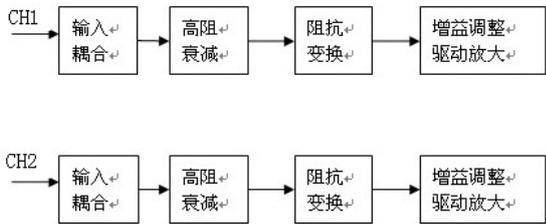


图 2-1 信号调理模块

Fig 2-1 Signal conditioning module

2.1.1 衰减电路

示波器对输入信号的电压范围有一定要求，本设计示波器卡要求电压输入范围为 50Vpp，而 A/D 转换电路使用的 AD9288 芯片输入电压范围为 1Vpp，因而需要衰减电路。当大信号输入时，进行衰减，小信号输入时直通^[2]。

直接电阻分压适用于低频电路，频率高时，电

阻的寄生电容将对电路性能产生很大影响，导致实际分压系数与理论结果差距很大。选用补偿式分压器能够减弱高频时寄生电容对电路性能的影响。但随着频率的升高，寄生电容对电路的影响也会越来越明显。本设计采用该分压电路正常工作频率为 1Hz~10MHz，满足系统要求^[3-4]。

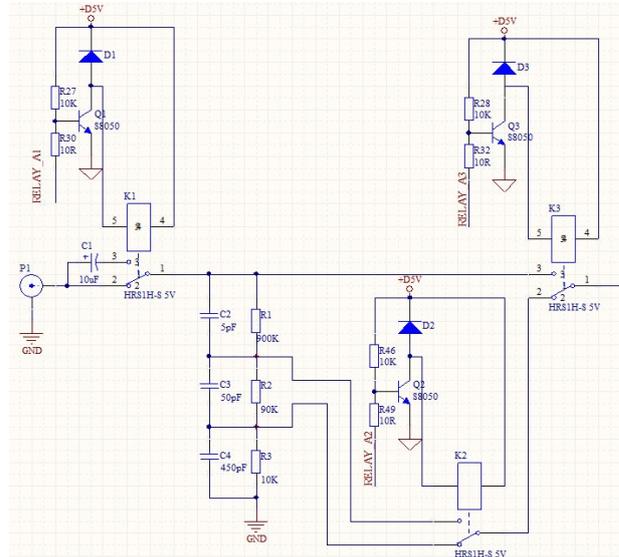


图 2-2 高阻衰减原理图

Fig 2-2 high resistance attenuation principle diagram

2.1.2 阻抗变换电路

阻抗变换电路选用 TI 公司宽带带高速放大器 TL071 实现。低噪声 JFET 输入运算放大器 JFET 的输入在 TL07x 系列运算放大器类似 TL08x 系列具有低投入，偏置和失调电流和快速的转换率。低谐波失真和低噪声使理想的 TL07x 系列适合高保真音频前置放大器的应用。每个放大器的特点 JFET 输入（高输入阻抗），加上双极输出一块单片芯片上集成阶段。通过 TL071 电压跟随，增大系统输入阻抗，满足系统对输入阻抗的要求^[10]。如图 2-3 所示。

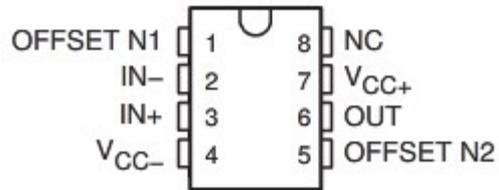


图 2-3 TL071

Fig 2-3 TL071

2.1.3 差分变换电路

本示波器卡采用差分信号作为 AD 的输入信号。差分信号和常用的单端信号相比，能够对共模干扰和电磁干扰具有很好的抑制能力，可以增加系统稳定性和准确性。差分变换选用 ADI 公司低失真差分 ADC 驱动放大器 AD8138ARZ。G = +1 时，-3dB 带宽为 320MHz，可实现单端信号输入，双端差分信号

输出^[5]。

差分变换电路原理图是参考的 AD9288 官方评估板电路图接法，如图 2-4 所示，实际测试通过后选用。单端信号从 AMPINA 输入，从 AMPOUTA 和 AMPOUTAB 输出差分信号，共模电压 VOVM 通过电阻分压实现可满足 AD9288 的共模电压为 1V 的要求。

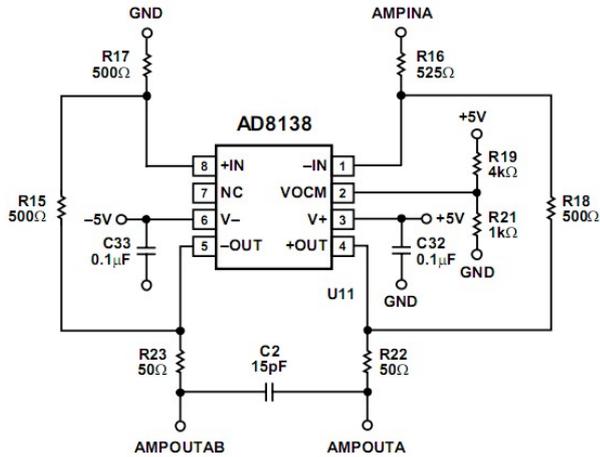


图 2-4 差分变换原理图

Fig 2-4 Difference transformation principle diagram

2.2 A/D 转换模块

A/D 变换是数据采集的核心部分。所选用 AD 转换器类型、精度决定了整个系统的最终所能达到的性能。本设计 A/D 变换部分将采用并行采样技术，实现双通道并行采样，达到获得双倍采样率的目的^[6]。

2.2.1 并行采样技术原理

并行采样技术就是用两个通道或多个通道对同一信号同时采样，各通道采样时钟有一定相位差，将采样数据统一存储即可得到等效的更高采样率。以两片 AD 同时采样为例，如示意图 2-5 所示：

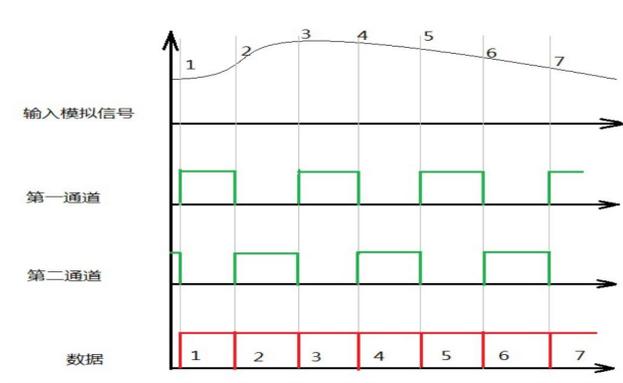


图 2-5 双通道并行采样示意图

Fig 2-5 Dual channel parallel sampling schematic diagram

第一通道和第二通道的采样时钟相位相差 180 度，AD 在时钟上升沿采样。第一通道采到点 1、3、

5、7 处的模拟信号电压值，第二通道采到点 2、4、6 处的模拟信号电压值，然后将两通道数据统一存储，即可得到 1-7 各点处的模拟信号电压值，采样率相当于一个通道采样率的 2 倍，达到提高采样率的目的。

2.2.2 A/D 变换硬件电路

本设计选用 ADI 公司的 AD9288BST-100 作为本卡的核心转换芯片。AD9288BST-100 是一款 8 位、单通道最高采样率 100MSPS、双通道高速模数转换器。芯片内部集成了采样保持和基准电压电路。每个通道模拟带宽为 475MHz，单通道 3V 供电，最大输入模拟电压范围 1V_{pp}，数据队列输出。常用于手持式仪表和低功耗数字示波器。具体 AD9288 硬件接线如图 2-6 所示：

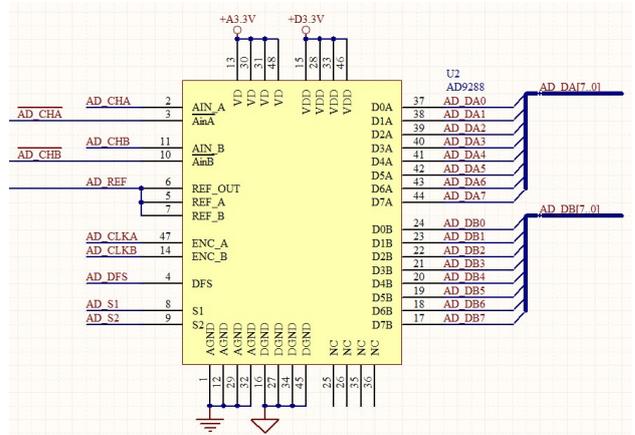


图 2-6 AD9288 接线图

Fig 2-6 AD9288 wiring diagram

2.3 总线通信

总线通信模块是 PC 机与模块化仪器硬件板卡交换信息的重要接口。就本示波器卡而言，主要是和 USB 控制卡交换信息，包括传送分析指令和初始化操作。由单片机部分和 FPGA 内部两个部分实现。

2.3.1 单片机部分

选用 Atmel 公司 AT89S52 单片机作为系统的通信单片机。主要完成指令的传送解析以及初始状态的配置，同时还要对交直流耦合继电器进行控制，由 RELAY_A1 和 RELAY_B1 完成。具体硬件接线如图 2-7 所示：

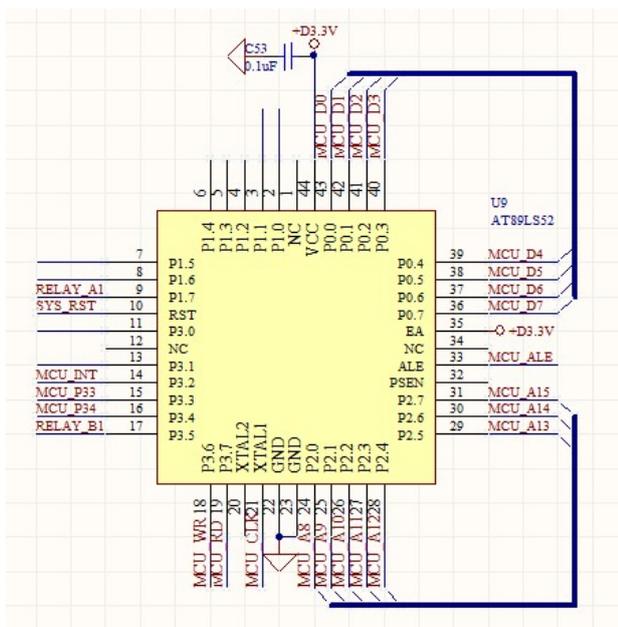


图 2-7 AT89S52 单片机接线原理图

Fig 2-7 AT89S52 single chip microcomputer wiring principle diagram

2.3.2 FPGA 部分

FPGA 部分的通信功能实现主要有 IDT7130 和 MCU 译码器两个部分的内容。IDT7130 实现 FPGA 与单片机通信，获取指令和信息；MCU 译码器对信息进行译码并执行命令，对各单元电路进行实时控制。

MCU 译码器是单片机和 FPGA 的接口。MCU 将指令编码通过地址总线和数据总线发送到 FPGA，通过 MCU 译码器，将指令翻译为 FPGA 可以识别的命令，以控制相应单元电路工作^[7-8]。

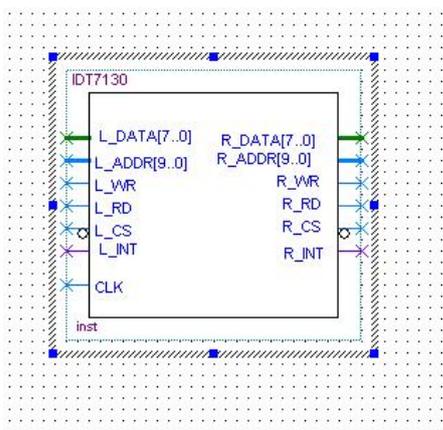


图 2-8 IDT7130 例化后模型

Fig 2-8 After IDT7130 instantiated model

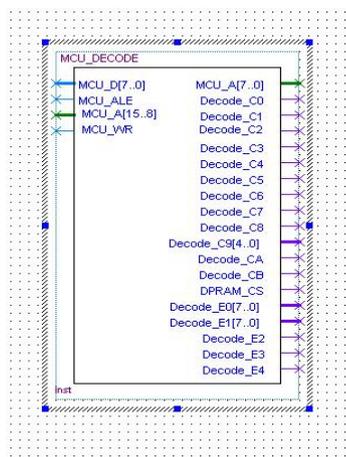


图 2-9 MCU 译码器例化后模型

Fig 2-9 MCU decoder model after instantiated

2.4 并行数据处理模块

并行数据处理模块是本设计最核心的内容。包括 FIFO 的设计和实现、数据选择器的设计及平滑滤波器的实现三个部分内容。

2.4.1 FIFO 的设计和实现

FIFO 是一种比较简单的先入先出型数据缓存器，一般用于不同时钟域之间的数据传输，在数据采集系统中多用 FIFO 作为数据数据存储器。

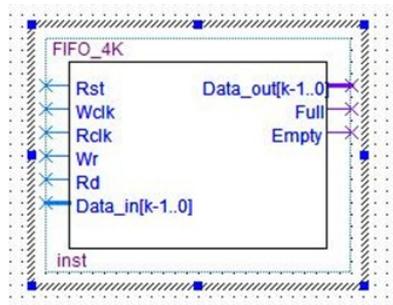


图 2-10 存储深度为 4K 的 FIFO 例化后模型

Fig 2-10 For 4k FIFO storage depth after the case of the model

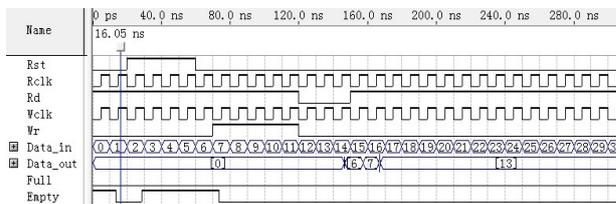


图 2-11 FIFO_4K 时序仿真结果

Fig 2-11 FIFO_4K timing simulation results

2.4.2 数据选择器的设计

采用并行采样技术，单位时间采到的数据是单通道时的两倍，数据要统一放入 FIFO，因而设计如下数据选择器，时钟频率为采样时钟频率的两倍，对时钟频率上升沿进行计数，奇数时存储 A 通道数据，偶数时存储 B 通道数据，从而实现数据的统一存储^[9-10]。

两个通道的数据统一存入 FIFO 中时，由于数

据变换时容易出现中间状态，即会产生竞争冒险。如果直接送入 FIFO 则会有相当一部分错误数据^[11]。因而在存入 FIFO 时，增加一个同步时钟，在时钟上升沿统一存储，以减小误码率。

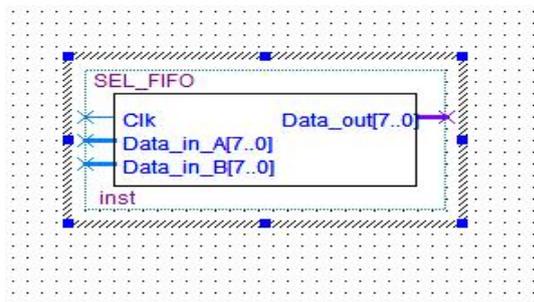


图 2-12 数据选择器例化后模型图

Fig 2-12 Model diagram after data selector is instantiated
仿真时序结果：

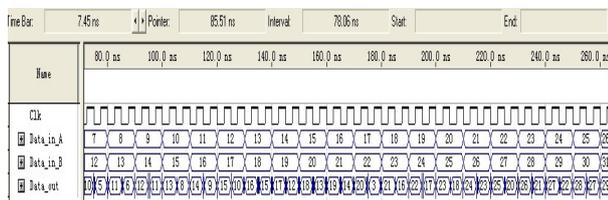


图 2-13 仿真时序结果

Fig 2-13 Simulation scheduling results

2. 4. 3 平滑滤波器的实现

由于数据传送存储过程中可能会出现错码和乱码，同时降低系统噪声的影响，需要对系统数据进行必要的滤波，以使最终的波形能够更加平滑。因而设计以下滤波器 FILTER。该滤波器是两位均值滤波，将传送进来的 4 组数据求和后，输出平均值作为最终 数据输出。这样可以减小异常数据对结果的影响，实现使波形更加平滑的效果^[12]。

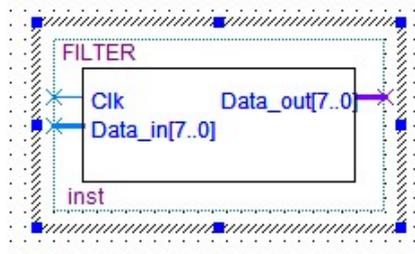


图 2-14 FILTER 例化后模型

Fig 2-14 FILTER after the model

3 测试结果与分析

3. 1 A/D 变换电路结果与分析

A/D 变换部分输出的数字信号与 FPGA 直接相连，若要单独测量需要在信号输出处与 DA 相连，才能单独测试 A/D 转换部分的结果。由于板卡设计

完成后的 PCB 板固定，无法引出线与 DA 相连，因而只能借助 FPGA 及 LabVIEW 完成测试。

以下是从 AD9288 前直接输入的信号测试结果：

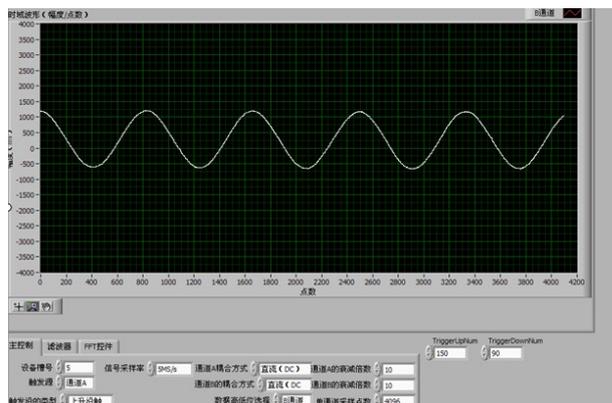


图 3-1 输入正弦信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 5MSPS

Fig 3-1 Input sine signal, the frequency of $f=1\text{KHZ}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, the sampling rate is 5

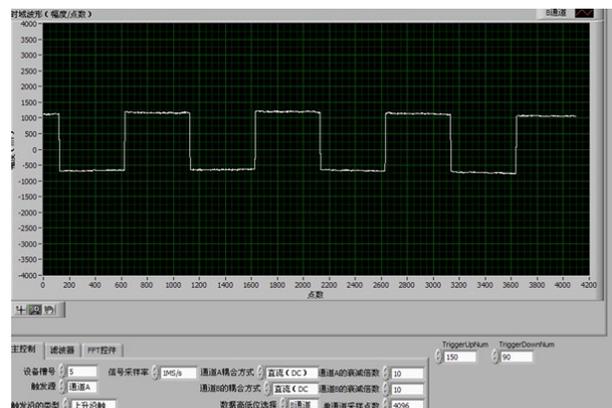


图 3-2 输入方波信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS

Fig 3-2 Input square wave signals, frequency of $f=1\text{KHZ}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, the sampling rate is 1

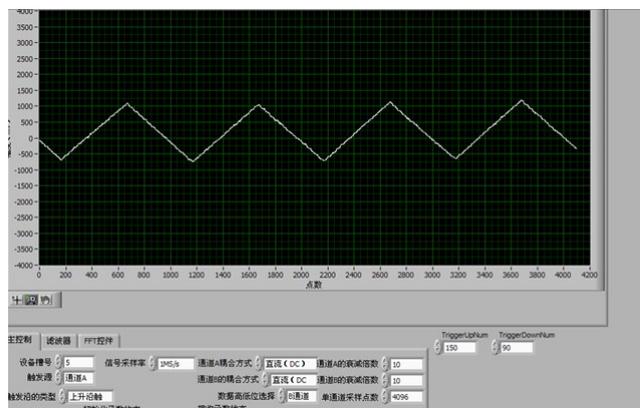


图 3-3 输入三角波信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS

Fig 3-3 Input triangular wave signal, the frequency of $f=1\text{KHZ}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, sampling rate is 1

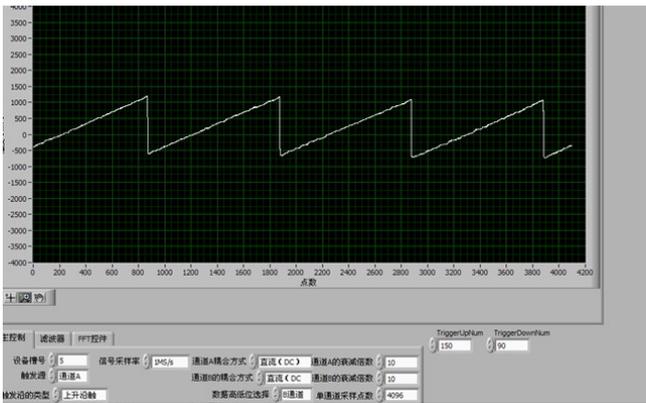


图 3-4 输入锯齿波信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS

Fig 3-4 Input sawtooth wave signal, the frequency of $f = 1\text{ KHZ}$, $V_{pp} = 0.8\text{ V}$, the sampling rate is 1

3.2 整板测试结果与分析

以衰减 1 倍也即信号直通时对整板进行测试，测试结果如下：

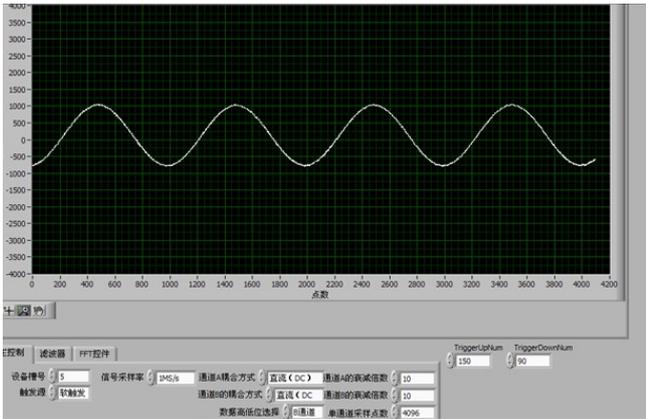


图 3-5 输入正弦信号，频 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS
Fig 3-5 Input sine signals, frequency of $f = 1\text{ KHZ}$, $V_{pp} = 0.8\text{ V}$, sampling rate is 1

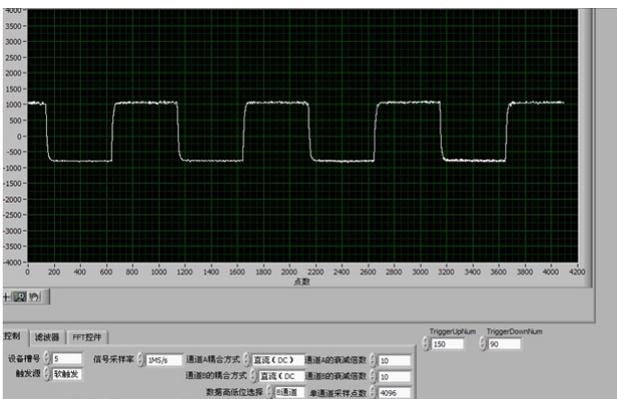


图 3-6 输入方波信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS

Fig 3-6 Input square wave signals, frequency of $f = 1\text{ KHZ}$, $V_{pp} = 0.8\text{ V}$, the sampling rate is 1

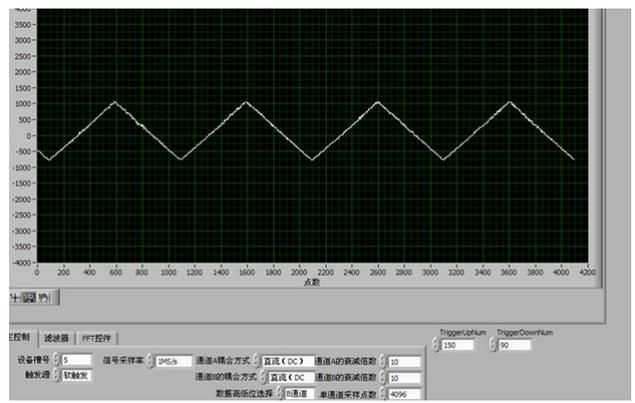


图 3-7 输入三角波信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS

Fig 3-7 Input triangular wave signal, the frequency $f = 1\text{ KHZ}$, $V_{pp} = 0.8\text{ V}$, sampling rate is 1

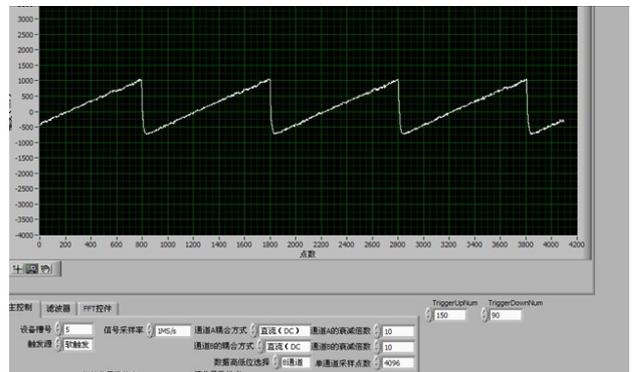


图 3-8 输入锯齿波信号，频率 $f=1\text{kHz}$, $V_{pp}=0.8\text{V}$, 采样率为 1MSPS

Fig 3-8 Input sawtooth wave signal, the frequency $f = 1\text{ KHZ}$, $V_{pp} = 0.8\text{ V}$, sampling rate is 1

认真观察以上测试结果可以发现，整体波形相对光滑，美观大方，满足系统设计要求。

4 总结

本设计主要完成虚拟数字存储式示波器的数据采集卡的设计。包括信号调理、A/D 转换、总线通信和并行数据处理四个部分内容，其中并行数据处理模块是本设计的核心内容。信号调理部分通过高阻衰减、阻抗变换和差分变换，获得满足 AD 转换器需要的差分信号。A/D 转换模块将输入的差分模拟信号转换成数字信号，通过并行采样技术实现两倍于 AD 时钟的采样率，采样数据并行输出。并行数据处理部分对采样数据进行分类滤波后，统一存入 FIFO 中，供系统调用。总线通信模块实现 PC 与模块化仪器板卡的信息交换和控制。最终可实现峰值小于 50V 的模拟信号的测量，最高采样率可达 100MSPS。

参考文献

1. 韦建荣.可重构测控系统的研究与设计[D].吉林大学硕士学位论文.2006
2. 洪萌,耿相铭. 基于 FPGA 高速并行采样技术的研究[J]. 现代电子技术.2011 年 3 月 1 日, 第 34 卷第 5 期.
3. 幸羿南. 高速并行数据采集系统关键技术的研究[D]. 电子科技大学硕士学位论文. 2006
4. 唐正虎. 100MHZ 数字存储示波器数字系统设计[D]. 电子科技大学硕士学位论文. 2004
5. 黄荣华. 虚拟数字示波器的设计[D]. 吉林大学硕士论文.2006.
6. 康华光. 电子技术基础(数字部分)(第五版)[M]. 北京: 高等教育出版社. 2006.
7. 何桥, 段清明, 邱春玲. 单片机原理及应用[M]. 北京: 中国铁道出版社. 2005.
8. 闫晓明. 数字存储示波器的研制[D]. 吉林大学硕士论文.2007
9. Penzkofer A, Simmel M, Riedl D. Room temperature phosphorescence lifetime and quantum yield of erythrosine B and rose bengal in aerobic alkaline aqueous solution[J]. Journal of Luminescence, 2012, 132(4): 1055-1062.MLA
10. Pérez-Patricio M, Aguilar-González A, Arias-Estrada M, et al. An FPGA stereo matching unit based on fuzzy logic[J]. Microprocessors and Microsystems, 2016.
11. Franc M, Hace A. A study on the FPGA implementation of the bilateral control algorithm towards haptic teleoperation[J]. Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications, 2013, 54(1).
12. Gorgoń M. Parallel performance of the fine-grain pipeline FPGA image processing system[J]. Opto-Electronics Review, 2012, 20(2): 153-158.

Bullialdus 撞击坑地区微波热辐射特性研究*

强晓霄¹; 李江华²; 芦男男³; 郭莹²

(1. 吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022; 2. 吉林大学 地球探测科学与技术学院, 长春 130022; 3. 吉林大学 化学学院, 长春 130022)

摘要: Bullialdus 撞击坑作为月球最具代表性的撞击坑, 其微波热辐射特性的研究对于分析与其同期形成的大型撞击坑具有重要的参考价值。本文基于嫦娥二号微波辐射计(CELMS)数据和 Clementine 卫星 UVVIS 数据、LRO 卫星 LOLA 数据, 系统分析了 Bullialdus 地区微波热辐射的时空分布特征。研究结果表明 Bullialdus 撞击坑地区的月表温度是该地区微波热辐射的决定性因素, (FeO+TiO₂)含量、月表坡度、粗糙度和亮温的相关性较小, 且该区域的月壤结构在垂直方向上没有大的变化。

关键词: Bullialdus 撞击坑 微波热辐射 CELMS 数据

Research on Microwave radiation characteristics of Bullialdus crater area

Qiang Xiaoxiao¹; Li Jianghua²; Lu Nannan³; Guo Ying²

(College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China; College of Chemistry Jilin University, Changchun 130022, China, College of Geoexploration Science and Technology, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: Bullialdus crater as the most representative of the moon crater, the microwave radiation characteristics for analysis rather than the same period in the study of a large crater has important reference value. Based on the Chang'E 2 microwave radiometer (CELMS) data and Clementine satellite UVVIS, LOLA LRO satellite data, the system analyzes the space-time distribution characteristic of microwave radiation Bullialdus area. The results show that Bullialdus crater area of lunar surface temperature is the decisive factor of microwave radiation, the region (FeO+TiO₂) content, the correlation of lunar surface slope, roughness and bright temperature.

Key words: Bullialdus crater, microwave radiation, CELMS data

0 引言

Bullialdus 撞击坑是一个位于月球西部云海的撞击坑。Bullialdus 撞击坑具有较高的外边缘是圆形。

微波辐射计(Chang'E Lunar Microwave Sounder, CELMS)是我国嫦娥系列卫星的重要载荷之一, 已获取的多次覆盖月球表面的 CELMS 数据是月壤微波热辐射特性研究的最有效的工具^[1]。Chan 等基于嫦娥一号卫星 CELMS 数据, 已初步分析了全月球的微波热辐射特性。因此, 本研究基于嫦娥二号

CELMS 数据, 分析 Bullialdus 撞击坑及其溅射毯地区微波热辐射的时空变化特征; 结合月表成分、地形数据, 对该地区的微波热辐射异常的成因进行探讨。

1 数据的分析与处理

1.1 CELMS 数据

嫦娥二号 CELMS 探测频率为 3.0GHz、7.8GHz、19.35GHz 和 37.0GHz, 观测角 0°, 温度分辨率约 0.5K^[2], 观测时间为 2010 年 10 月至 2011 年 5 月。

* 指导教师: 孟治国

项目类型: 大学生创新项目 (2014B62217)

该亮温数据经过系统定标和几何校正,以 PDS (Planetary Data System)标准格式存储,单独的 2C 级数据由头文件和一组观测值组成,观测值包括观测时间、四通道亮温值、太阳高度角、太阳方位角、经度、纬度、轨道高度和数据质量^[3]。

1.2 LRO 卫星 LOLA 数据

基于 LOLA 数据,采用 Smith 等的粗糙度计算方法^[4]和 Rosenberg 等坡度计算方法^[5]计算得到高精度的 CELMS 数据波长尺度的月表坡度和粗糙度资料。

研究中,所使用的数据在 <http://pds-geosciences.wustl.edu/missions/lro/lola.htm> 下载。考虑到 CELMS 数据的空间分辨率为 $0.25^{\circ} \times 0.25^{\circ}$, 在一个 CELMS 数据范围内,有大量的表面粗糙度和坡度数据。这里,仅使用了相应 CELMS 数据范围内的平均表面粗糙度和坡度数据。

1.3 Clementine 卫星 UV-VIS 数据

(FeO+TiO₂)含量是月壤微波热辐射的重要影响因素之一。基于 750 nm 的 Clementine 卫星 UV-VIS 数据,制作了 Bullialdus 撞击坑地区的影像图(图 2(a))。基于 Clementine UV-VIS 数据和 Lucey 模型及改进的 Lucey 模型^[6],制作了 Bullialdus 撞击坑地区(FeO+TiO₂)含量分布图(图 2(b))。图 2 表明, Bullialdus 撞击坑(FeO+TiO₂)含量分异明显,东北部(FeO+TiO₂)含量普遍较高,(S20.5°, W19.5°)最高;西南部(FeO+TiO₂)含量较低。

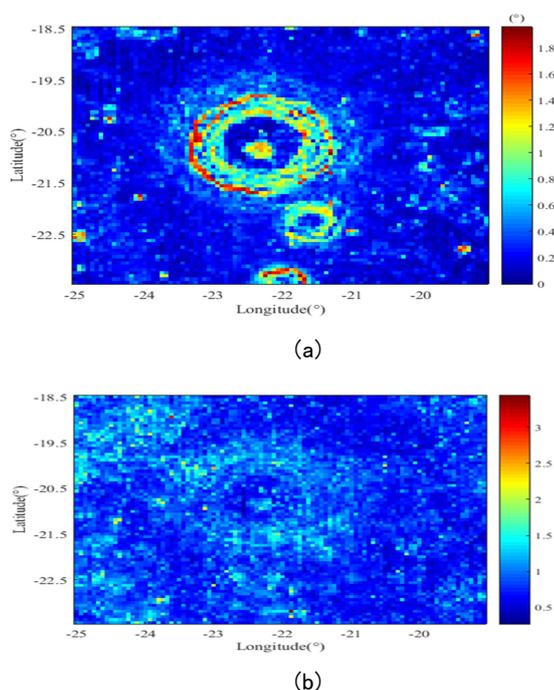
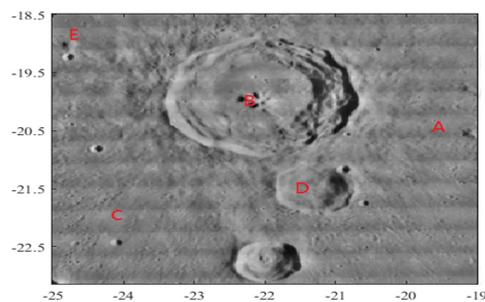
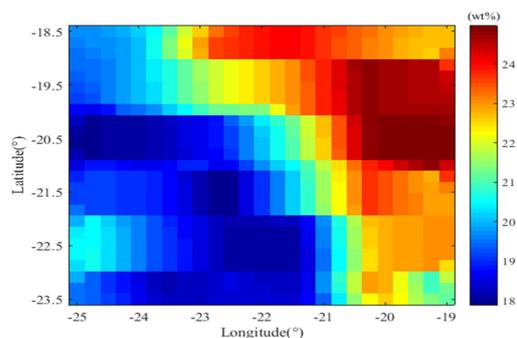


图 1 Bullialdus 撞击坑地区坡度 (a) 和粗糙度 (b) 分布图

Fig.1 Surface slope (a) and roughness (b) distribution of Bullialdus area



(a)



(b)

图 2 Bullialdus 地区遥感影像图 (a) 和 (FeO+TiO₂) 分布图 (b)

Fig.2 Remote sensing image (a) and (FeO+TiO₂) distribution of Bullialdus area (b)

结合 Bullialdus 地区的影像图和地形、(FeO+TiO₂)含量资料,我们选择了四个典型区域(A-E)来进行该地区微波热辐射特性研究。其中,A 在撞击坑东部,(FeO+TiO₂)含量最大,其坡度表面粗糙度小;B 位于撞击坑中央,(FeO+TiO₂)含量和表面粗糙度较小,坡度大;C 位于撞击坑西南方向,D 位于撞击坑南部的较小坑中央,(FeO+TiO₂)含量,表面粗糙度和坡度都小;E 位于撞击坑西北方向,(FeO+TiO₂)含量,表面粗糙度和坡度都小。C 和 A 坡度和粗糙度相似,以分析(FeO+TiO₂)含量对亮温的影响;B 和 D(FeO+TiO₂)含量,粗糙度相似,以分析坡度对亮温的影响;E 和 C(FeO+TiO₂)含量和坡度相似,以分析粗糙度对亮温的影响。

2 Bullialdus 地区微波热辐射特征

2.1 空间分布特征

这里使用了正午(图 3)和午夜(图 4)的研究区亮温分布。正午是一天中表面温度最高、太阳辐照度最大的时刻,对应的微波亮温反映了月壤热吸收和微波热辐射能力;午夜是一天中表面温度最低的时刻,对应的微波亮温反映了月壤内部的微波热辐射特征。

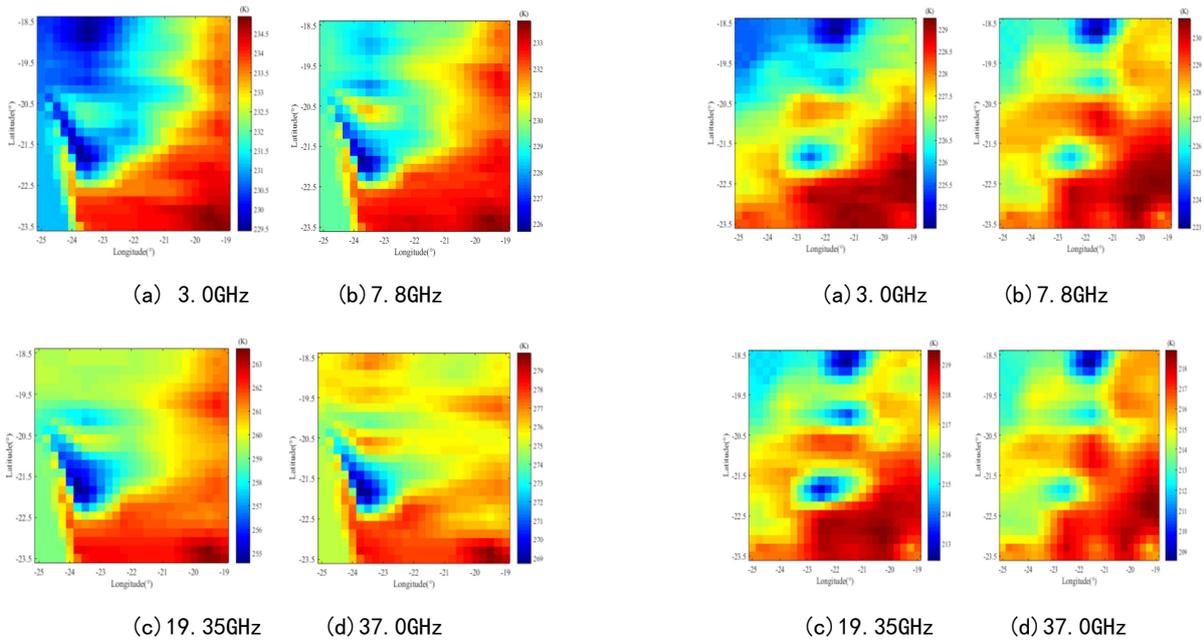


图 3 正午时刻 Bullialdus 地区亮温分布图

图 4 午夜时刻 Bullialdus 地区亮温分布图

Fig.3 Brightness temperature distribution of Bullialdus area at noon

Fig.4 Brightness temperature distribution of Bullialdus area at dawn

图 3 是正午时刻 Bullialdus 地区亮温分布图。图 2 表明, Bullialdus 地区的亮温明显分为三个部分, 东南及南部地区(含 A), 亮温较高; 然后是撞击坑西北方向低温区(含 E); 然后是撞击坑及其西南方向区域的低亮温区(含 B D 和 C)。随着频率的增加, 西北方向低温区(含 E)的亮温逐渐增大, 撞击坑低亮温区(含 B)亮温逐渐增大; 东南及东北地区(含 A)的高亮温区域面积在减小。对比 C 和 A 我们似乎可以得出($\text{FeO}+\text{TiO}_2$)含量与亮温成正相关, 但与此矛盾的是, 与 A 地形相似的撞击坑中南部却呈现高亮温; 随着频率的增加, B 的亮温在增大, 但同时其他坡度大的区域却没有呈现亮温增加的趋势; 低频时 C 和 E 的亮温相似, 但随着频率的增加, E 的亮温在增加, C 的亮温没有明显变化, 说明随着频率的增加, 粗糙度对亮温的影响在增大。

图 4 是午夜时刻 Bullialdus 地区亮温分布图。图 4 表明, Bullialdus 地区午夜的亮温空间分布特征与正午时刻有明显的差异, 说明太阳辐射对该区域的亮温分布影响较大。低频时, 南部大部分区域为呈现高亮温, 最高亮温值仍然出现西南角, A 区仍然是高亮温区; B, D, E 区仍然是低亮温区; C 区变为为是高亮温区域。随着频率的增加, 撞击坑北部亮温有所增加, 西南方向(含 C)的亮温在减小, D 区所在的低亮温区域面积在减小, 且亮温有所增加; ($S 18.5^\circ, W 22.5^\circ$) 低亮温区面积变化不大。

图 3、4 表明, A 区属于高亮温区域, 正午和午夜的亮温都比较高。B、D、E 区属于低亮温区域, 正午和午夜的亮温都比较低, 但随频率的增加, 亮温区面积在减小或亮温值有所增加。C 区出现明显的亮温异常分布, 正午和午夜亮温表征不一致, 且午夜的亮温值与频率相关性较大。

2.2 同一频率不同时刻的亮温变化

月壤一定深度以下的温度是恒定的, 而表层月壤温度受太阳辐射、月壤成分等影响很大, 因此, 同一频率条件下的昼夜亮温差值是一定深度范围内月壤温度变化及成分特征的直接表现^[11]。

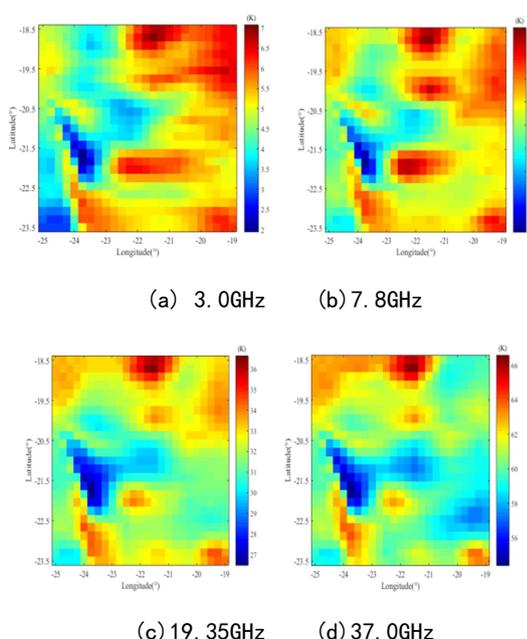


图 5 Bullialdus 地区正午时刻和午夜时刻亮温差分布图

Fig.5 Distribution of brightness temperature difference between noon and dawn at Bullialdus area

图 5 是 Bullialdus 地区不同频率条件下正午和午夜时刻的亮温差值分布图，图 5 表明，亮温变化与频率相关性很大。总体上，随着频率的增大，撞击坑内外的亮温差分布不均匀性在增大，亮温差值在迅速增大。例如 A 区，3 GHz 时的亮温差约为 5.5 K，亮温差随频率的增加增大，在 37GHz 时的亮温突降至差达 61 K；亮温的日际变化幅度非常大，说明该撞击坑区域正午受到强烈的太阳辐射，亮温贡献主要来自太阳辐射，昼夜亮温差较大，且频率越高，受太阳辐射影响越明显，亮温差越大。C 区的亮温日际变化很小，表明该区域的亮温分布受太阳辐射照度的影响非常小，且不同频率下 C 区的亮温分布相似，结合不同频率微波信号在月壤中的穿透能力，表明该区域的月壤结构在垂直方向上是有没有大的变化。

2.3 同一时刻不同频率的亮温变化

不同频率的微波信号在月壤中的穿透深度不同。随着穿透深度的增加，亮温受太阳辐射、地形影响减小，受成分等因素影响增大。因此，同一时刻不同频率的观测亮温差异反映了受太阳辐射影响最大部分的月壤体的温度差异和微波热辐射特性。

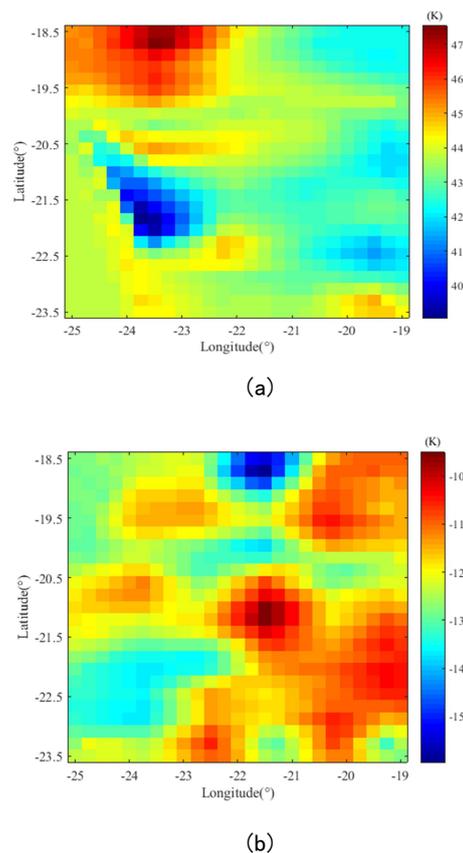


图 6 Bullialdus 地区 3.0 和 37 GHz 亮温差分布图: (a) 正午时刻, (b) 午夜时刻

Fig.6 Distribution of brightness temperature difference between 3.0GHz and 37GHz at Bullialdus area: (a) noon, (b) dawn

图 6 是 Bullialdus 地区同一时刻 37GHz 和 3 GHz 亮温差值分布图。图 6 表明，正午时刻的亮温差达 40K 以上，远高于凌晨时刻；结合辐射传输模拟^[7]，这说明正午时刻月壤表层与深部的温度差要高于凌晨时刻。

在 Bullialdus 地区，其中 A 区正午时刻亮温差值为 44k,午夜时刻亮温差值-10k;B 区正午和午夜时刻亮温差值分别为 43k 和-13k;C 区正午和午夜亮温差值分别为 40k 和-13.5k.D 区分别为 42k 和-11k; E 区则分别为 45K 和-12K。正午时刻和午夜时刻不同频率下的各区域亮温差均很大且相差很小，表明该地区正午时刻月壤表层与深部温差很大，而凌晨时刻月壤表层与深部的温差很小，即研究区域月壤微波热辐射受月表温度影响很大。

3 影响分析

3.1 (FeO+TiO₂) 含量

月球表面主要元素的丰度，尤其是铁钛等元素的丰度和分布特征对于分析月表辐射特性、划分月

表岩石类型、解译区域地质演化具有重要作用^[8]。

图 2 表明, Bullialdus 地区的(FeO+TiO₂)含量分布分异性明显,即东北部高,西南部低;图 2 和图 3、4 的对比结果表明, Bullialdus 地区的亮温分布明显与(FeO+TiO₂)含量的分布无关。研究区域北部(FeO+TiO₂)含量较高的区域,没有出现相应的高亮温分布;南部正午、晚上亮温值较高的地方,(FeO+TiO₂)含量都很低。这表明,(FeO+TiO₂)含量对该区亮温分布的影响非常小。

3.2 地形因素

目前,以坡度和粗糙度为代表的地形对微波辐射影响的研究越来越受到重视^[7,8]。坡度及其造成的阴影会直接影响月表物理温度的分布,进而影响其微波辐射亮温^[12];粗糙度则直接改变了月壤的微波发射率^[9]。

图 1(a)表明, Bullialdus 撞击坑的中央及大小坑的边缘地带,坡度最大,变化幅度也大;除此之外,撞研究区域的其它区域坡度变化不大,地势平坦;BD 的对比结果表明坡度对亮温的影响很小。

图 3、4 表明, E 区和 B 区正午和午夜时刻与周边地区亮温没有明显的差别,表明表面粗糙度对亮温的影响也很小,但 E 和 C 的对比表明随着频率的增加,粗糙度对亮温的影响在增大。

4 结论

研究表明, Bullialdus 撞击坑地区,正午和午夜亮温分布差异明显,且同一频率不同时刻的亮温差值以及同一时刻不同频率的亮温差都很大,表明该地区的微波热辐射特性受月表温度影响很大,表面温度(或太阳辐照度)才是该地区微波热辐射的决定性因素。总体上,(FeO+TiO₂)含量、月表坡度、粗糙度和亮温的相关性较小,不足以明显影响亮温分布,随着频率的增加,粗糙度对亮温的影响在增大。

同时,研究中发现,C 区的亮温日际变化很小,表明该区域的亮温分布受太阳辐照度的影响非常小,且不同频率下 C 区的亮温分布相似,结合不同频率微波信号在月壤中的穿透能力,表明该区域的月壤结构在垂直方向上是有没有大的变化。

参考文献

1. 金亚秋, 颜锋华, 梁子长. 微波辐射计对月面特征参数的遥感理论模拟. 电波科学学报, 2003, 18(5):

477-486.

2. Zheng Y C, Tsang K T, Chan K L, et al. First microwave map of the Moon with Chang'E-1 data: The role of local time in global imaging. *Icarus*, 2012, 219:194-210
3. 姜景山, 王振占, 张晓辉, 等. 微波月亮——人类对月球的全新视角——中国“嫦娥一号”卫星微波探测仪若干探测结果. 遥感技术与应用, 2009
4. Smith D, Zuber M, Jackson G, et al. The Lunar Orbiter Laser Altimeter investigation on the Lunar Reconnaissance Orbiter mission. *Space Sci Rev*, 2010, 150(1): 209-241
5. Rosenburg M A, Aharonson O, Head J W, et al. Global surface slopes and roughness of the moon from the Lunar Orbiter Laser Altimeter. *J Geophys Res*, 2011, 116(E2): E02001.18
6. Lucey P G, Blewett D T. Lunar iron and titanium abundance algorithms based on final processing of Clementine ultraviolet-visible images. *J Geophys Res*, 2000, 105(E8): 20297-20305
7. 孟治国, 平劲松, Alexander GUSEV, 等. 基于 CELMS 数据的月球东海微波辐射特性研究. 深空探测学报, 2014, 3(1)
8. Meng Z G, Chen S B, Lu P, et al. Research on the Distribution and Content of Water Ice in Lunar Pole Regions Using Clementine UVVIS Data. *J Earth Sci*, 2011, 22(5):595-600
9. Vasavada A R, Paige D A, Wood S E. Near-surface temperature on Mercury and the Moon and the stability of polar ice deposits. *Icarus*, 1999, 141:179-193
10. 李雄耀, 王世杰, 程安云. 月球表面温度物理模型研究现状地球科学进展. 2007, 22(5)
11. 法文哲, 金亚秋. 三层月壤模型的多通道微波辐射模拟与月壤厚度的反演. 空间科学学报, 2007(1): 55-65
12. Florinsky I V, Kulagina T B, Meshalkina J L. Influence of topography on landscape radiation temperature distribution. *Int J Remote Sens*, 1994, 15(16): 3147-3153

无人驾驶汽车自动泊车系统设计*

杨博韬；王大任

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130022)

摘要: 自动泊车系统是一种通过探测车辆周围环境信息来找到合适的停车位, 通过控制车辆的转向、速度, 使得车辆能够自动进入停车位的系统。相比于刮碰频发的人工泊车和依旧依赖驾驶员自身判断的常规倒车雷达, 自动泊车系统不需要司机的干预, 免除误操作可能, 能够有效提高车辆停泊时的安全性。本文设计是基于 CCD 摄像头, 超声波探头, 红外光管等传感器获取路况信息, 飞思卡尔 K60 微处理器的车体系统控制电机的速度和方向, 以此实现小车的循迹, 避障, 自动泊车功能。

关键词: 自动泊车 自动控制 K60 CCD 摄像头

Driverless cars parking system design

Yang Botao; Wang Daren

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

Abstract: Automatic parking system is a kind of system which use the detected information about the surroundings of the vehicle to find a suitable parking spaces, by control the steering and speed, the system can lead the vehicle into parking automatically. Compared with frequent bruise artificial parking and the heavily driver relied common reversing radar, automatic parking system don't need the driver to operate ,avoid miss moves ,can improve the safety of the vehicle when parking, effectively reduce the difficulty parking vehicles for the drivers. Designed system in this paper realize the tracking, obstacle avoidance, automatic parking function by get traffic information from the sensors such as CCD camera, ultrasonic probe, infrared tube, and using microprocessor system build by freescale K60 to control the speed and direction of the motor.

Keywords: Automatic parking automatic control K60 ov7620 camera

0 引言

在实际生活中, 车辆损坏的原因, 多半不是重大交通事故, 而是在泊车时发生的小磕小碰。美国密歇根大学交通研究所的 Paul Green 的研究表明, 根据交通事故数据库统计资料和保险公司事故统计资料, 泊车导致事故占到各类事故的 44%, 其中大约 1/2 到 3/4 的泊车碰撞是倒车造成的^[1]。通过对自动泊车技术的研究, 对泊车过程进行自动化控制, 有助于解决人口密集城区的停车问题; 同时自动泊车过程中可以不需要司机的干预, 有效解决了新手司机泊车的烦恼, 能减少因为泊车失误带来的财产损失。

1 研究现状

自动泊车系统已经被看作是下一代汽车的热门应用产品。

2003 年, 丰田开始在日式普锐斯混合动力车上提供可选自动泊车功能, 即智能停车辅助系统。该功能只需将汽车开到泊车位置的前方, 根据提示指定泊车位置电动操纵系统会自动工作, 引导车辆到泊车位置, 驾驶者只需操作刹车即可。

2007 年春, 雪铁龙 C4 毕加索装配了博世泊车入位测量系统, 司机需要泊车时, 只需按下中控台上的操控按钮, 泊车入位辅助系统就会开启, 该系统能够及时通知汽车驾驶者预期的停车位长度是否

* 指导教师: 张天瑜

项目类型: 大学生创新项目 (院级项目)

合适该车辆，在泊车过程中遇到障碍物会有提示信号。

2 整体设计方案

2.1 硬件模块设计

硬件设计主要包括路径识别，单片机控制^[2]，电机驱动，红外光管,超声波测距等的设计。路径识别模块采用 CCD 传感器，通过 CCD 传感器采集路径图像，获取智能小车前方的路径图像信息，经过信息处理控制智能车的转向，并根据前方路径信息进行加速减速控制；单片机控制模块使用 K60 单片机；电机驱动模块使用 PWM 调速采用直流电机来实行控制命令，控制智能小车速度与转向；红外光管模块用于障碍避让；通过超声波测距模块的数据来调控停车时与后车的间距。

硬件系统的主要构成功能模块，模块设计的整体框图如图 1 所示：

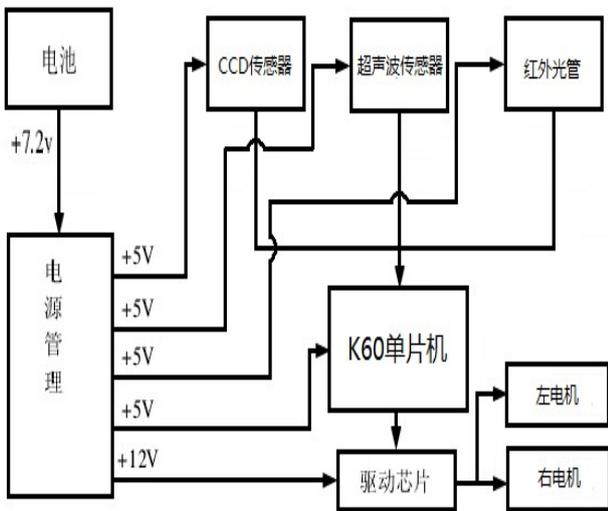


图 1 模块设计整体框图

Fig.1 The overall block diagram module design

2.2 软件模块设计

控制系统软件结构主要分为：系统初始化模块、CCD 数据采集处理模块、超声波测距控制模块，红外避障控制模块，路径识别模块，电机控制模块等 [3-6]。

控制系统的软件设计主流程是：系统初始化后，红外避障控制模块启动，确定通行条件；超声波测距控制模块启动，确定停泊条件；通过外部中断采集程序对 CCD 传感器的图形信号进行采集；主程序在两次外部中断的间隔时间内完成对包含路径信息的采集数据的数据处理，向电机驱动模块输出控制信号，控制电机转速，实现对速度和转向的控制。

软件系统框图 2 如下所示：

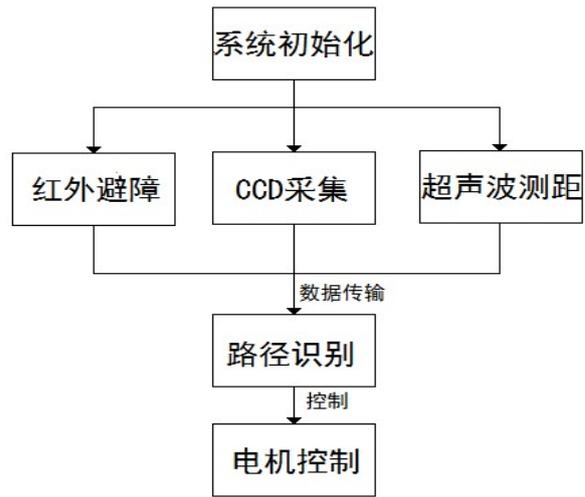


图 2 软件框图

Fig.2 software block diagram

3 模块设计

3.1 电源模块

项目使用 7.2v2000mAh 镍镉电池供电，经过电源控制模块形成所需电压。电源模块 5v/3.3v 部分如下图所示：

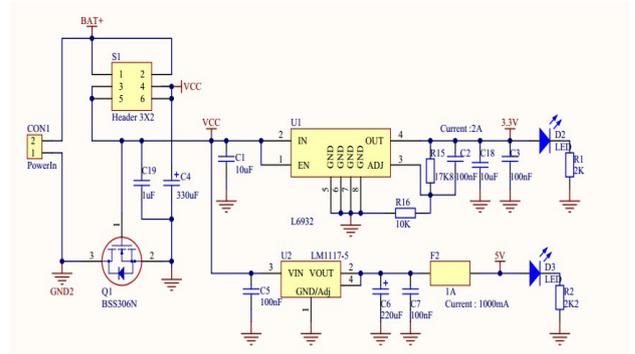


图 3 5v/3.3v 稳压电路图

Fig.2 5v/3v voltage stabilizing circuit diagram

电源模块 12v 部分如图 4 所示：

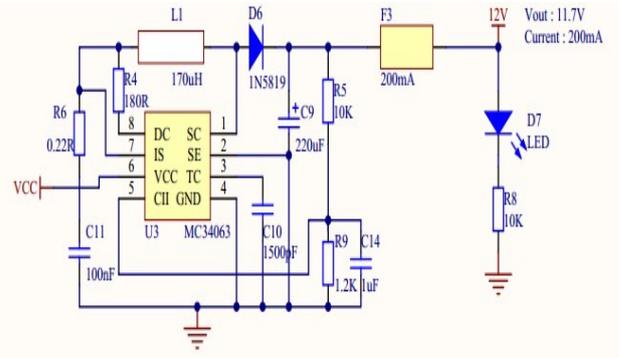


图 4 12v 稳压电路图

Fig.4 12v voltage stabilizing circuit diagram

小车各器件所需电压规格及相应功能如下图表

1。

表 1 各器件所需电压及功能

Table 1 each device voltage required and its function

器件	所需电压	功能
CCD 摄像头	5V	采集路面黑线信息
光电管传感器	5V	采集道路障碍信息
超声波模块	5V	采集后方距离信息
K60 单片机	5V	处理信息并发出指令
电机驱动模块	12V, 5V	2 路直流电机控制

3.2 电机驱动模块

该 L298N 驱动模块可驱动两路直流电机，使能端 ENA、ENB 为高电平时有效。小车左右两电机分别受控制，当存在速度差时，小车实现转向。

驱动模块电路图如下图 5 所示：

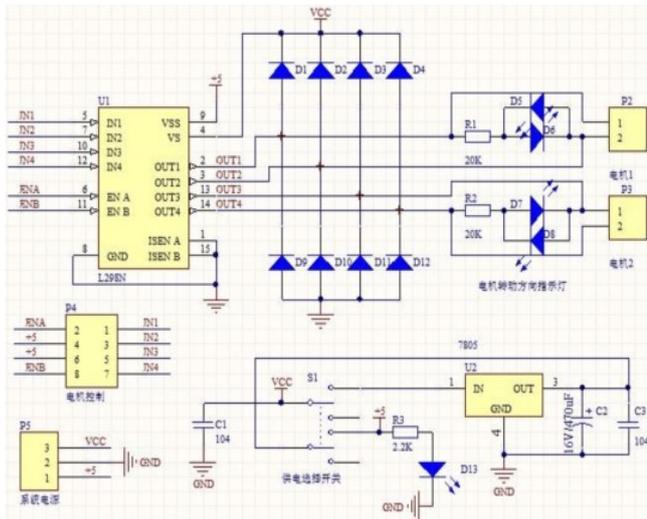


图 5 L298 电机驱动电路图

Fig.5 L298 motor driver circuit diagram

3.3 CCD 传感器模块

CCD 传感器模块主要由 CCD 传感器和 LM1881 视频解码芯片组成，是智能车控制系统的路径状况输入单元信号采集单元。

OV7620 是一种 1/3" CMOS 彩色/黑白图像传感器^[7]。它支持连续和隔行两种扫描方式，VGA 与 QVGA 两种图像格式；其总有效像素单元为 664(水平方向)×492(垂直方向)像素，帧速率为 30fps；内置 10 位双通道 A/D 转换器，输出 8 位图像数据，数据格式包括 YUV、YCrCb、RGB 三种；具有自动增益和自动白平衡控制，能进行对比度、亮度、饱和度等多种调节功能；其视频时序产生电路可产生行同步、场同步、混合视频同步等多种同步信号和像素时钟等多种时序信号；5V 电源供电，工作时功耗<120mW，

待机时功耗<10μW。

LM1881 是针对视频信号的同步分离芯片，它可以直接对视频信号进行同步分离，准确地获得所需的视频图像信号^[8]，使用者可根据需要对该同步信号进行时序逻辑制。LM1881 广泛用于对视频信号的同步分离中，比如便携式图像采集卡、视频监控录像控制仪、基于成像系统的视频图像采集等。

通过手动调节 OV7620 摄像头的焦距，朝向，俯仰角来确定整体图像捕捉范围，获取图像后经摄像头内部 AD 转换器转换，数据传输至 LM1881 解码芯片进行解码，最终传入 K60 单片机。

3.4 红外对管

该传感器具有一对红外线发射与接收管，发射管发射出一定频率的红外线，当检测方向遇到障碍物（反射面）时，红外线反射回来被接收管接收，经过比较器电路处理之后，信号输出接口输出数字信号（一个低电平信号），可通过电位器旋钮调节检测距离，有效距离范围 2~30cm，检测角度 35°。

用于避障时，发射管先发送红外信号，红外信号会随着传送距离的加大逐渐衰减，如果遇到障碍物，就会形成红外反射。当反射回来的信号比较弱时，光敏二极管 L2 接收的红外光较弱，比较器 LM393 的 3 脚电压高于 2 脚电压，接收检测引脚输出高电平；当反射回来的信号比较强，接收检测引脚输出低电平。

红外对管电路图如下图 6 所示：

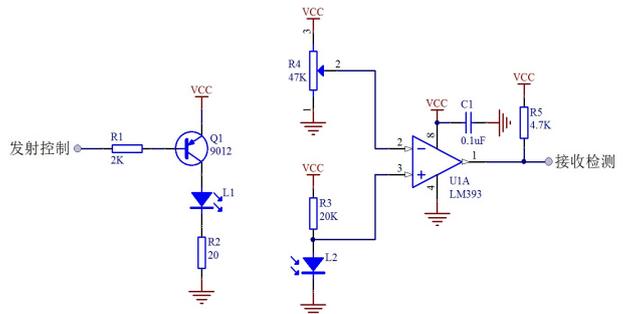


图 6 红外对管电路图

Fig.6 infrared tube circuit diagram

3.5 超声波测距模块

HC-SR04 超声波测距模块可提供 2cm-400cm 的非接触式距离感测功能，测距精度可达到 3mm；模块包括超声波发射器、接收器与控制电路。

超声波测距基本工作原理：采用 IO 口 TRIG 触发测距，给 10us 的高电平信号；模块自动发送 8 个 40khz 的方波，自动检测是否有信号返回；有信号返回，通过 IO 口 ECHO 输出一个高电平。

超声波模块工作时序如图 7 所示：

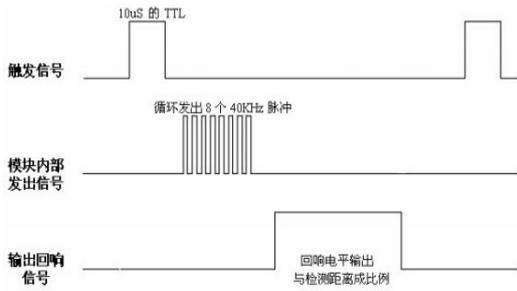


图 7 超声波测距时序

Fig7 Ultrasonic ranging sequence

4 软件模块

主程序的主要功能是单片机初始化，图像滤波算法，黑线提取算法，电机驱动控制算法。

初始化算法主要包括 PWM 信号的初始化，定时中断的初始化，AD 转换模组的初始化，外部中断的初始化等。

4.1 CCD 数据采集处理模块

CCD 摄像头采集的图像在经过 AD 转化，LM1881 解码后输入 K60 单片机，该图像需经过二值化处理用于黑线识别。图像的二值化处理就是选取适当的阈值 t ，用该阈值将图像分割为两部分，即大于等于 t 的像素和小于 t 的像素。将大于等于 t 的像素灰度值置 255，即 $gray=255$ ，小于 t 的像素灰度值置 0，即 $gray=0$ ，由此得到的图像便是一个黑白两色的图片，所需图像可清晰地显示出来。

黑线识别程序是根据摄像头捕捉范围，提取图像右侧部分二值化数据用于循迹；计算选取范围内灰度值置 255 的像素点个数，小车平行于黑线时像素点个数为平衡阈值；当小车运行时，执行计算并将结果与平衡阈值相比较，比值小于 1 则车体正在靠近黑线，比值大于 1 则车体正在远离黑线。根据黑线识别程序控制小车转向。

4.2 红外避障控制模块

红外避障控制模块根据安装在车头右前方的前向红外对管和右向红外对管的输入单片机的信号状态来判断障碍物方位，进行通行状况判断。避障方案如表 2 所示：

表 2 避障方案

Table 2 Obstacle avoidance scheme

前向输入	右向输入	控制方案
低电平	低电平	循迹行驶
低电平	高电平	减速直行
高电平	低电平	减速左转
高电平	高电平	减速左转

4.3 超声波测距控制模块

超声波测距控制程序根据超声波传感器输出的高电平时间，根据公式(1)计算求得与后车的距离，根据已设定距离区间 10cm~20cm，引导小车停泊。

$$L=1/2C \times T \quad (1)$$

式中：L 为测量距离；C 为超声波的传播速度；T 为高电平的时间。

4.3 电机控制模块

电机控制模块通过 PWM 信号控制电机的驱动，其初始化主要包括：禁止 PWM，PWM 通道使用，使用晶振频率，选择极性，选择对齐模式，对占空比和采样周期进行编程。

通过调节 PWM 输出信号的占空比调节电机速度，电机实际功率=占空比*电机总功率。

电机控制模块控制方法及直流电机状态如下图 8 所示：

ENA	IN1	IN2	直流电机状态
0	X	X	停止
1	0	0	制动
1	0	1	正转
1	1	0	反转
1	1	1	制动

图 8 控制方法与电机状态

Fig.8 The control method and motor status

5 效果展示

5.1 循迹

小车沿模拟道路右侧黑线行驶，依靠 CCD 数据采集模块数据进行循迹，保持与黑线的距离。循迹效果如图 9 所示。

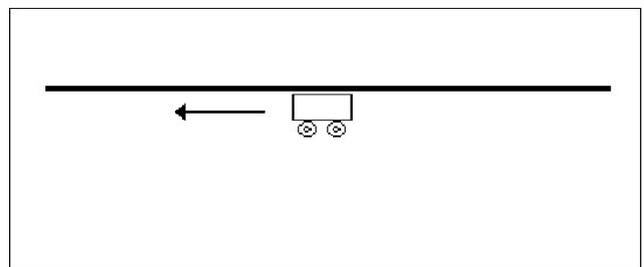


图 9 循迹

Fig.9 tracking

5.2 避障

小车在靠近右前方障碍时前向红外对管输出高电平，红外避障模块控制小车自动减速左转；

当左转达到一定角度时，前向红外对管输出低电平，右向红外对管输出高电平，小车以低速直行。当前向红外对管和右向红外对管均输出低电平时，依循迹设计，小车会向右侧靠拢。

若此时已越过障碍，则红外对管输出不变，小车进入循迹模式行驶。

若小车还未越过障碍，则依照红外避障模块控制继续执行避障流程，直到小车越过障碍，再进入循迹模式行驶

避障效果如图 10 所示。

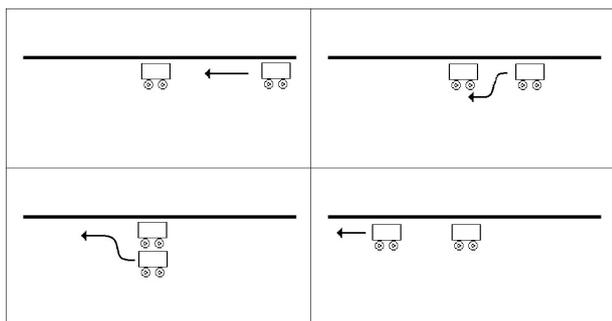


图 10 避障

Fig.10 obstacle avoidance

5.3 自动泊车

小车沿黑线循迹行驶，靠近前车时进入泊车状态，超声波模块启动，红外避障模块控制小车减速左转，从前车左侧通过，依循依照避障流程行驶直至完全越过。

依循迹，小车调整方向与右侧黑线近似平行超声波探测模块测量与后车距离，引导小车停泊，当距离处于指定范围时小车停止。

自动泊车效果如图 11 所示。

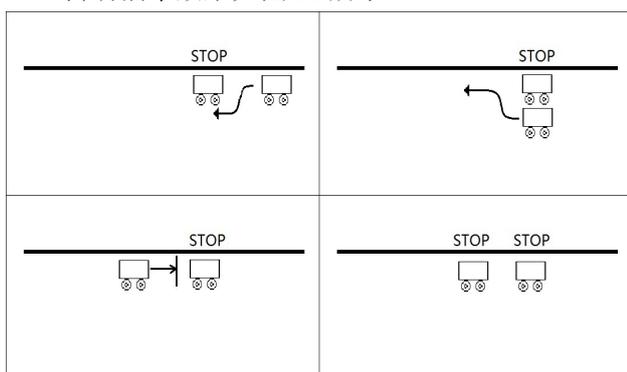


图 11 自动泊车

Fig.11 auto parking

6 结论

基于 CCD 摄像头的智能小车自动停车系统，在硬件上采用 CCD 摄像头采集道路图像，LM1881 芯片分离视频信号，K60 作为控制核心；在软件上采

用隔行采集边缘提取的图像处理算法提取路径信息，经过在小车模型的模拟测试，可实现小车自动停车功能，具有一定的实用价值。

参考文献

1. Paul Green. Parking Crashes and Parking Assistance System Design : Evidence from Crash Databases , the" Literature and Insurance Agent Interviews. SAE WorldCongress, 2006, 1: 1 685~1 700
2. 刘建刚,程磊,黄剑,章政.基于 CCD 图像识别的 HCS12 单片机智能车控制系统[J].光电技术应用 2007. DOI:10.3969/j.issn. 1673-1255.2007.06.014
3. 李兴泽,王福平.基于单片机控制的自动循迹停车系统[J].微型机与应用 2013.
4. 柯其延,阙大顺,杨锦涛,卢伟.基于边缘检测算法的智能车循迹系统设计[J].电气自动化 2014.DOI:10.3969/j.issn.1000-3886. 2014. 03. 017
5. 赵耕云.基于 MC9S12XS128 的智能车辆的关键技术研究[D].长安大学, 2013. DOI:10.7666/d.D408867.
6. 雷钧,李峰波.基于摄像头的自动寻迹智能车控制系统设计[J].苏州大学学报(工科版),2010,30(2):49-52. DOI:10.3969/j.issn.1673-047X.2010.02.012.
7. 全晓飞,李卫国,王利利等.基于 OV7620 的图像采集系统研究 [J] 无线互联科 ,2015,(13):142-144. DOI:10.3969/j.issn.1672-6944.2015.13.068.
8. 葛亚明,刘涛,王宗义等.视频同步分离芯片 LM1881 及其应用 [J]. 应用科技 , 2004,31(9):20-22. DOI:10.3969/j.issn.1009-671X.2004.09.009.

基于 PLC 触摸屏的物料分拣系统程序设计*

王 茜

(吉林大学 仪器科学与电气工程学院, 长春 130000)

摘要: 自动分拣系统是提高物流配送效率的一项关键因素, 目前已经成为发达国家大中型物流中心不可缺少的一部分。本文基于天煌公司 THJDME-1 型光机电一体化实训装置, 设计了三种材料的物料分拣系统的软件和触摸屏界面, 给出了设计的相关梯形图及状态转移图, 实现了自动和手动两种控制方式。经过运行检验, 设计的程序能够使实训装置实现正确的分拣, 验证了程序设计的正确性

关键词: PLC 物料分拣 触摸屏

Program design of material sorting system based on PLC and touch screen

Wang Qian

(College of Instrument Science and electrical engineering, Jilin University, Changchun 130000, China)

Abstract: Automatic sorting system is a key factor to improve the efficiency of logistics distribution, and it has become an indispensable part of the large and medium-sized logistics center in developed countries. The thesis bases on the Tianhuang THJDME-1 light mechanical and electrical integration training device and designs three kinds of material sorting system software and a touch screen interface, gives the design of ladder diagram and state transition diagram, realize the automatic and manual control. After running the test, the design of the program can make the training device to achieve the correct sorting, verify the correctness of the program design

Key words: PLC material sorting touch screen

0 前言

随着社会的发展, 市场竞争愈发激烈, 因此, 各大生产企业都迫切地需要改进落后的生产技术, 以提高效率。在国际上, 以美、日、德为代表的发达国家, 在分拣系统的应用上呈现出自动化程度越来越高的特点, 在化妆品制造行业、医疗行业、连锁商业等行业全自动分拣机的应用更是相当普遍。

我国对物料分拣系统研究比较晚, 分拣作业中很多都是人工分拣, 致使生产效率低, 成本高, 企业的竞争能力差。如今各类企业中, 自动化程度越来越高, 物料的自动分拣已成为企业必要选择^[1-2]。

触摸屏作为一种较新的电脑输入设备, 同样是机械自动化生产的宠儿。它是目前最简单、方便、自然的一种人机交互方式, 是个多媒体信息或控制

改头换面的设备, 极大地优化了计算机的使用。从工业生产上来说, 触摸屏极大地方便了自动作业, 并准确地实现了人机交互, 为工业带来了便捷^[3-5]。

本文基于天煌公司 THJDME-1 型光机电一体化实训装置设计实现了三种物料自动分拣系统。该物料分拣系统分为警示灯机构, 上料机构, 机械手机构及分拣机构, 配有触摸屏。三相电机带动物料传送带, 变频器控制传送带工作频率, 无油机为气缸供气。对于三种物料-金属物料、白色尼龙物料、黑色尼龙物料进行分拣, 分别将物料搬运并分拣至三个物料仓库。

1 控制要求和设计方案

* 指导教师: 栾卉

项目类型: 大学生创新项目 (院级项目)

1.1 控制要求

待机状态时，警示灯为红色灯亮。按下启动按钮，红色灯熄灭，绿色灯亮起，表示系统已开始工作。若上料口三秒之后仍未检测到物料则黄色灯闪烁，有物料则闪烁熄灭。

上料机构传感器检测到有物料一秒后，气缸控制金属杆推出物料，停顿一秒后缩回。

机械手在基准点检测到物料，将物料运送至传送带后回归原位，等待下一个物料到位，重复上面的动作。

传送带检测到有物料，在物料行进至库一时，检测其材料，是金属物料则气缸伸出将物料推入库一。其他物料到库二时，进行检测颜色，是白色则气缸控制金属杆挡住物料并使物料滑入库二，不是则物料滑入至库三。

1.2 设计方案

采用三菱 FX_{2N} 系列 PLC，通过 GX developer 从指示灯系统、上料系统、机械手系统、分拣系统几个方面进行编程控制。

运用欧姆龙 NP5MQ001B 触摸屏，在 NP-Designer 软件下设计触摸屏界面，连接到系统中。

既可以运用系统中的按键实现系统的控制运行，也可以通过触摸屏控制并监视系统工作状态。

(2) 主要配置：双向电控阀控制气动手爪，电控气阀控制双导杆气缸，电感传感器，磁性传感器，步进电机及驱动器。

2.3 分检机构

(1) 主要功能：将白色尼龙、黑色尼龙、灰色金属三种物料进行分拣装库。

(2) 主要配置：①电传感器：电感式传感器，光纤传感器，物料库，单向电控气阀控制推料及导料气缸到相应的位，传送带，三相异步电动机，西门子变频器。^[6-7]

2.4 其他设备

PC，静音气泵等。

2.5 触摸屏

本项目采用欧姆龙 NP5MQ001B 配合三菱 FX_{2N} 系列 PLC 实现控制功能。触摸屏示意图如图 2 所示。

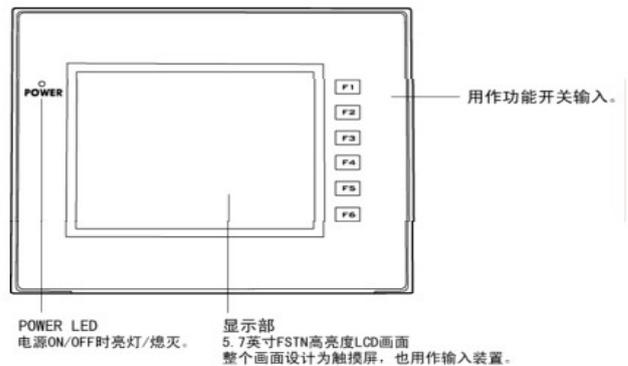


图 2 NP5MQ001B 触摸屏主机

Fig.2 NP5MQ001B touch screen host

(1) 触摸屏的安装：将 NP 主体嵌入操作盘进行安装，从面板背面安装金属件。向电源输入端子接入 DC24V 的电源

(2) 触摸屏的启动：A：初次启动① 确认背面的滑动开关 SW1 位于右侧 (OFF)。② 接通 NP 主体的电源，正面的 LED 亮灯，NP 主体启动。③ 显示部显示系列名称、日期和时间。确认日期和时间是否正确。④ 通过系统菜单设定日期、时间。启动系统菜单时，请先关闭电源，将背面的滑动开关 SW1 置于左侧 (ON)，然后再次接通电源。

B：在画面数据已下载到 NP 主体的状态下启动时：① 确认背面的滑动开关 SW1 位于右侧 (OFF)。② 接通 NP 主体的电源，正面的 LED 亮灯，NP 主体启动。③ 显示部显示下载到 NP 主体上的画面数据的初始画面。

C：启动系统菜单时：① 将背面的滑动开关 SW1 置于左侧 (ON)。② 打开 NP 主体的电源，正面的 LED 亮灯，NP 主体启动。③ 显示部显示系统菜单。

(3) 触摸屏与计算机的画面传输：

2 硬件设备



图 1 设备示意图

Fig.1 Schematic diagram of equipment

2.1 上料及警示灯

(1) 主要功能：警示灯可以显示设备是否处于工作状态，物料口是否有料；上料口可以将物料推出，以便机械手拾取与运送。

(2) 主要配置：光电传感器、单相电控气阀推料气缸、警示灯、井式工件库。

2.2 机械手机构

(1) 主要功能：从存料台抓取物料并通过气缸及步进电机活动将物料运送至分拣机构。

采用 USB 闪存方式进行画面传输,将电脑侧的 USB 端口和 NP 主体的 USB 从站连接器连接。^[8]

3 软件设计

3.1 设置相关的 I/O 地址

表 1 输入地址 X

Table 1 Enter the address of X

序号	PLC地址	名称及功能说明
1	X0	启动按钮
2	X1	停止按钮
3	X2	复位按钮
4	X3	物料检测光电传感器
5	X4	物料推出检测光电传感器
6	X5	推料伸出限位传感器
7	X6	推料缩回限位传感器
8	X7	手臂伸出限位传感器
9	X10	手臂缩回限位传感器
10	X11	手爪下降限位传感器
11	X12	手爪提升限位传感器
12	X13	手爪夹紧限位传感器
13	X14	机械手基准传感器
14	X15	推料一伸出限位传感器
15	X16	推料一缩回限位传感器
16	X17	导料转出限位传感器
17	X20	导料原位限位传感器
18	X21	入料检测光电传感器
19	X22	料槽一检测传感器
20	X23	料槽二检测传感器

表 2 输入地址 Y

Table 2 Enter the address of Y

序号	PLC地址	名称及功能说明
1	Y0	步进电机驱动器PUL-
2	Y1	步进电机驱动器DIR-
3	Y2	步进电机驱动器ENA-
4	Y3	物料推出
5	Y4	手臂伸出
6	Y5	手爪下降
7	Y6	手爪夹紧
8	Y7	手爪松开
9	Y10	推料气缸
10	Y11	导料气缸
11	Y12	警示红灯
12	Y13	警示绿灯
13	Y14	警示黄灯
14	Y20	变频器STF

3.2 PLC 程序解析及其主要程序图

(1) 警示灯部分: 非工作状态时, M0 断开, 红灯 Y12 亮起, 绿灯 Y13 熄灭。M0 接通时表示工作中, 绿灯 Y13 亮起, 红灯 Y14 熄灭。在检测到上料口无料时, 即 X3 断开, 时延 3s 后, Y14 黄灯亮起, 表示缺料, 这里使用继电器 M8013 提供脉冲使其闪烁。

(2) 启停复位部分: 启停部分自锁了继电器 M0, 在 M0 断开时按下控制 X2 的按钮方能复位, 复位是对中所有继电器和状态的复位。

(3) 上料部分: 在 M0 工作的条件下, 检测是否有料 x3, 若有料, 且是气缸控制金属杆缩回状态, 则在延时 1s 后气缸推出。推出后延时 1s, 气缸缩回。如果不设置延时将会导致物料因惯性弹起, 致使机械手无法准确定位物料。

(4) 机械手部分机械手在基准点检测到物料, 机械手手臂前伸, 检测到位后, 延时 0.5s 手臂气缸下降, 检测到位后, 延时 0.5s 手爪抓取物料, 手检测到夹紧信号后; 延时 0.5s 手臂上升, 检测到位后, 延时 0.5s 手臂缩回, 检测到位后; 手臂向右旋转, 旋转到位, 手臂前伸, 进而如之前一样下降, 手爪松开将物料放置传送带上, 之后手臂向左旋转, 等待下一个物料到位, 重复上面的动作。程序中需要脉冲数 N, 由之前设定的参数得, 步进电机 10000 步一圈, 旋转角度 63°, 则有公式得:

$$\text{脉冲数 } N = 10000 * 63^\circ / 360^\circ = 1750 \text{ 步} \textcircled{1}$$

则得出编程中所需要的数据为 K1750。

为了更好的控制步进电机的转向，设置继电器 M4 为步进电机初始状态，确定在基准位 X14 时开始机械手程序运行。

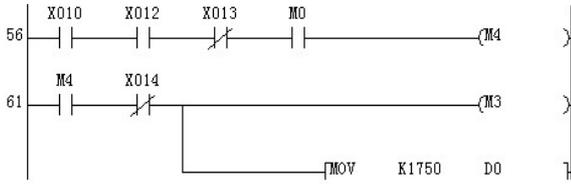


图 3 机械手初始状态梯形图

Fig.3 Initial state of Manipulator ladder diagram

M8029 在程序中的作用是在一个指令执行完成后可以用 M8029 来启动下一个指令，完成一个驱动输出和进行必要的运算。M1,M2,M3 继电器和 PLSY 连续脉冲指令用于控制步进电机运行转向的继电器：



图 4 步进电机控制机械手梯形图

Fig.4 Stepper Motor Control of Manipulator ladder diagram

(5) 分拣部分：在工作中且入料口检测到有料时，X21 接通，启动变频器 Y20，在推料气缸缩回 X16 且检测到金属物料时 X22，气缸弹出 Y10。在检测到白尼龙物料 X20 时且导料气缸在der点，则使气缸伸出 Y11 置 1，而后设置时延 T20，延时 1.5s 后气缸缩回。

重点解析：设置一个延时，防止物料未入库时，导料杆即退回。[9]

主要控制过程的状态转移图如图 5 所示。

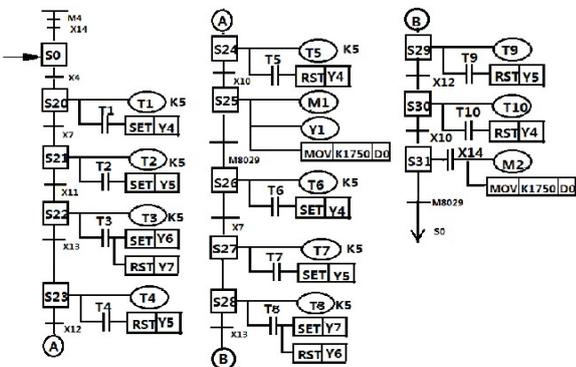


图 5 机械手 SFC 图

Fig.5 Manipulator SFC diagram

3.3 触摸屏编辑

运用 NP-Designer 软件进行设计，将程序及画面通过 USB 下载到欧姆龙触摸屏上。

(1) 触摸屏界面设计：

将画面分为五个板块，画面上方为上料机构，机械手机构，分检机构三部分，用文本标注，并分别用矩形图形对象表示状态；下方则分为警示灯和按钮两部分，警示灯用灯对象表示，按钮由按钮对象表示。其中矩形对象变为深灰表示置 1，浅灰为置 0；按钮对象按下表示置 1，反之置 0；灯对象显示灰色为置 1，空白置 0，较深灰度为表示红灯，较浅灰度表示绿灯，最浅且闪烁表示黄灯。

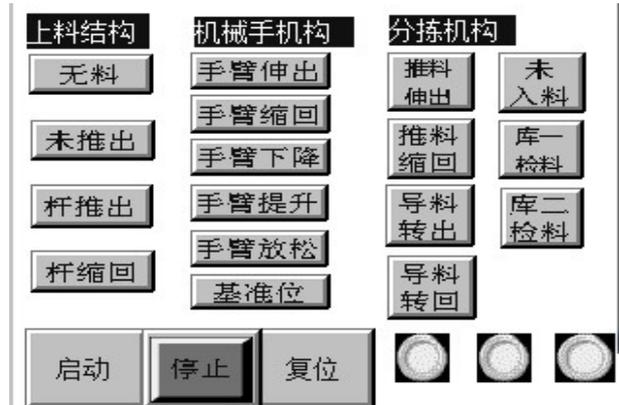


图 6 触摸屏画面

Fig.6 The touch screen

(2) 触摸屏画面动作设置：

①矩形对象：根据读取的地址数值，改变矩形颜色为深或浅。

②按钮对象：设置三个按钮表示启动，停止，复位启动按钮设置为功能置位（将设定地址（Bit）设定为 ON。即使松开或再次按下按钮，设定地址也始终处于 ON 状态。有 Touch ON 宏时，将同时执行。）；停止按钮设置为功能复位（将设定地址（Bit）设定为 OFF。即使松开或再次按下按钮，设定地址

也始终处于 OFF 状态。有 Touch OFF 宏时，将同时执行。）；复位按钮设置为功能交替（每次按下按钮，当由 OFF 变为 ON 时，将执行 Touch ON 宏；而由 ON 变为 OFF 时，则执行 Touch OFF 宏）。

③灯对象：设置三个灯表示警示灯，风格为圆形，读取地址数值改变颜色。

(3) 触摸屏地址设置：

给触摸屏设置写入地址或读取地址：

表 3 PLC 地址对应的触摸屏地址

Table 3 The address of PLC corresponding to the touch Screen

PLC 地址	触摸屏画面地址
X0 X1	M0
X2	M5
X3	M6
X4	M7
X5	M8
X6	M9
X7	M10
X10	M11
X11	M12
X12	M13
X13	M14
X14	M15
X15	M16
X16	M17
X17	M18
X20	M19
X21	M20
X22	M21
X23	M22
Y12	M23
Y13	M24
Y14	M25

学院出版社,2010.

5. 薛迎成. PLC 与触摸屏控制技术[M]. 北京: 中国电力出版社,2014.
6. 吴迎春,徐连张,张家骅.触摸屏 PLC 在分拣系统中的应用[J].机械制造与自动化 2012,41 (2) :171-173.
7. 关士岩,吴洪英.机电综合实训指导书[M].江苏: 淮安信息技术职业学院.2012.
8. OMRON 公司.OMRON NP 系列引导手册[M].
9. 严盈富. 触摸屏与 PLC 入门[M].北京: 人民邮电出版社,2006.

4 结论

本文基于物料分拣实验装置, 设计了三菱 FX-2N 系列 PLC 控制程序, 并设计了欧姆龙 NP5MQ001B 触摸屏控制界面, 经实践检验设计的程序, 能够实现物料的正确分拣, 达到设计目标。

参考文献

1. 万理想,丁保华 等.PLC 在物料分拣机械手控制中的应用[D].江苏: 中国矿业大学,2010.08.
2. 吕景泉.自动化生产线安装与调试[M].北京: 中国铁道出版社,2009.
3. 金勇. 一种用于测试仪器的触摸屏系统设计[M].北京: 自动化信息出版社,2010.
4. 应朝龙. 触摸屏与控制器设计[M].山东: 海军航空工程

基于单片机的可调直流稳压电源设计*

徐晓顺；潘金胜；武 奇

(吉林大学仪器科学与电气工程学院，吉林长春 130026)

摘要：本文设计的是 0~12V 可调式直流稳压电源,其最大输出电流为 1A。以 430 单片机为主控核心，通过键盘控制需求电压，LCD1602 显示输出电压。它主要由整流、滤波、稳压等几部分所组成,实现输出电压在 0~12V 内可调。该 电路具有精度高、操作方便、成本低、性能可靠、调节方便等优点。

关键词：稳压电源 可调 430 单片机 LCD1602

Design of adjustable DC regulated power supply based on single chip microcomputer

Xuxiaoshun; Panjinsheng; Wuqi

(School of Instrument Science and electrical engineering, Jilin University, Changchun, Jilin 130026)

Abstract: This paper is focus on the design of adjustable and stable DC source. And its maximum output current is 1A.The 430 single-chip serves as the master control core of the DC source, which controlled by a keyboard to decide different voltage. LCD1602 display the exporting voltage of the DC source.And the source is made up of rectifier, voltage regulator and so on. The DC source can export a adjustable voltage ranging from 0~12V and its circuit has the advantages of high precision, lower of cost,easy regulation , and it is durable in use, etc.

Keywords: Stabilized voltage power supply adjustable 430 single chip microcomputer LCD1602

上述电源的设计方法有很多种,比较简单的有三种。

0 引言

电源技术尤其是电子电源技术是一门实践性很强的技术，服务于各行各业。电子稳压电源与传统稳压电源电路相比，具有操作方便、电压稳定度高的特点。目前，电子式直流稳压电源是电子技术常用的设备之一，广泛应用于我们生活、工作、科研及各个领域。本文将介绍一种可调式直流稳压电源。要求其输出电压范围为 0~12V 连续可调，输出电流 $\leq 1A$ ，输出电压用 LCD1602 显示。

1.1 晶体管串联式直流稳压电路

电路框图如图 1 所示,该电路中,输出电压 U_O 经取样电路取样后得到取样电压,取样电压与基准电压进行比较得到误差电压,该误差电压对调整管的工作状态进行调整,从而使输出电压发生变化,该变化与由于供电电压 U_I 发生变化引起的输出电压的变化正好相反,从而保证输出电压 U_O 为一恒定值(稳压值)。因输出电压要求从 0V 起实现连续可调,因此要在基准电压处设计一辅助电源,用以控制输出电压能够从 0V 开始调节^[1]。

1 电路的设计

* 指导教师：魏庆丽 王庆吉

项目类型：大学生创新项目（院级项目）

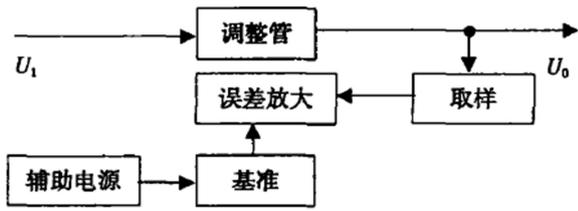


图 1 串联式稳压电源电路图

Fig.1. Tandem power supply circuit diagram

单纯的串联式直流稳压电源电路是很简单的,但增加了辅助电源后,电路比较复杂,由于都采用分立元件,电路的可靠性也难以保证。

1.2 采用三端集成稳压器电路

该电路框图如图 2 所示,它采用输出电压可调且内部有过载保护的三端集成稳压器,输出电压调整范围较宽,设计一电压补偿电路可实现输出电压从 0V 起连续可调,因要求电路具有很强的带负载能力,须设计一软启动电路以适应所带负载的启动性能。该电路所用器件较少,成本低且组装方便,可靠性高^[2]。

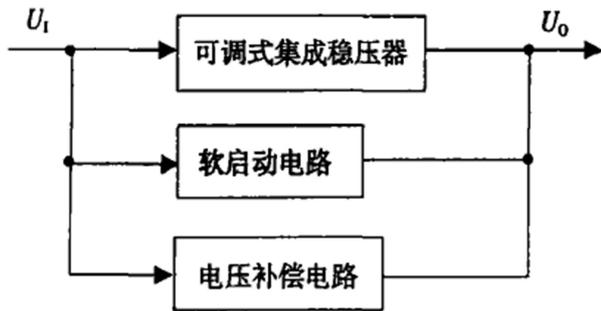


图 2 集成稳压器稳压电源电路图

Fig.2. Integrated voltage regulator power supply circuit diagram

1.3 用单片机制作的可调直流稳压电源

整个电路以单片机为核心,由滤波模块、A/D 转换、LCD 显示和按键组成。系统框图如图 3 所示。单片机自带的 PWM 功能可输出占空比可调的高分辨率的 PWM 波,将 PWM 信号通过 LC 滤波模块滤波,再利用 TDA2030A 功率放大模块放大直流信号得到所需的直流电源。输出的直流信号经过滑动变阻器分压后反馈输入单片机的 AD 通道,单片机读取并比较进而通过控制 PWM 占空比调节输出电压,同时将采集到的实际电压输出值显示在 LCD1602^[3]。

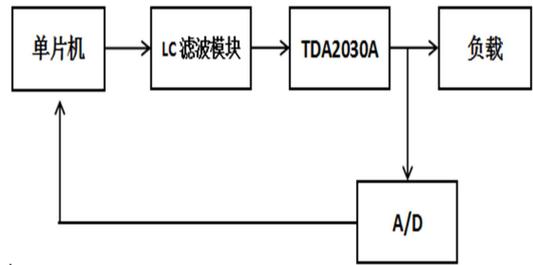


图 3 系统结构框图

Fig.3. System block diagram

传统的直流稳压电源输出电压是通过粗调波段开关及细调电位器来调节的,并由电压表指示电压值的大小。这种直流稳压电源存在读数不直观、电位器易磨损、稳压精度不高、不易调准、电路构成复杂、体积大等缺点,而基于单片机控制的直流稳压电源能较好地解决了以上问题。其硬件电路主要包括整流滤波电路、单片机、键盘显示等几部分组成。电压电流采样电路由单片机控制实时对当前电压电流进行采样,以修正输出电压值。该电源稳定性好、精度高,并且能够输出 0V~12V 范围内的可调直流电压,且其性能优于传统的可调直流稳压电源。故本设计采用基于单片机制作的可调直流稳压电源方案^[4]。

2 实际电路的设计

2.1 硬件电路

2.1.1 LC 滤波模块

依据归一化 LPF 设计参数,按照图 2 所示的步骤,通过简单计算来求得。首先通过改变归一化 LPF 的原件参数值,得到一个戒指频率从归一化截止频率 $1/(2\pi)$ Hz 变为待设计滤波性滤波器;然后再通过改变这个过渡性滤波器的元件参数值,把归一化特征阻抗变换成待设计滤波器所要求的特征阻抗,从而最中得到索要设计的滤波器^[7]。

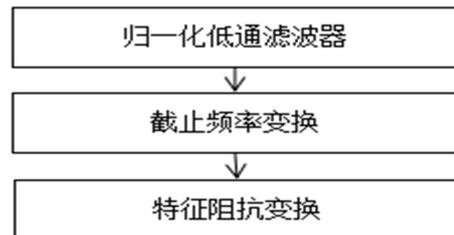


图 4 参数计算步骤示意图

Fig.4. Parameter calculation step schematic

经过设计计算可得如下电路结构及元件参数

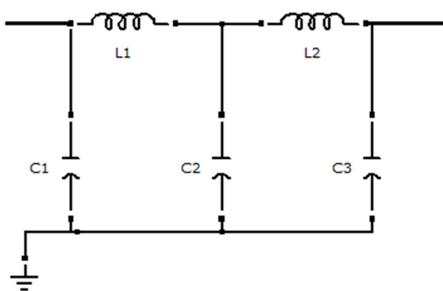


图 5 滤波模块电路图

Fig. 5. a circuit diagram of the filter module

实际参数如下：

L1=6.4mH L2=6.4mH
C1=0.98uH C2=3.18uH
C3=0.98uH

2.1.2 TDA2030A 功放模块

TDA2030A 引脚图如下所示

- 1 脚是正相输入端
- 2 脚是反向输入端
- 3 脚是负电源输入端
- 4 脚是功率输出端
- 5 脚是正电源输入端



图 6 TDA2030A 引脚图

Fig.6. TDA2030APin Figure

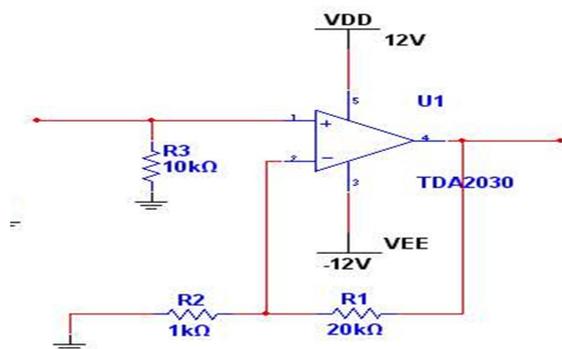


图 7 TDA2030A 功放电路图

Fig.7. TDA2030AAmplifier circuit diagram

电路特点：

- [1].外接元件非常少。
- [2].输出功率大， $P_o=18W(R_L=4\Omega)$ 。
- [3].采用超小型封装（TO-220），可提高组装密度。

[4].开机冲击极小。

[5].内含各种保护电路，因此工作安全可靠。主要保护电路有：短路保护、热保护、地线偶然开路、电源极性反接（ $V_{smax}=12V$ ）以及负载泄放电压反冲等。

[6].TDA2030A 能在最低 $\pm 6V$ 最高 $\pm 22V$ 的电压下工作在 $\pm 19V$ 、 8Ω 阻抗时能够输出 16W 的有效功率， $THD \leq 0.1\%$ [5-6]。

2.1.3 A/D 转换模块

输出的直流信号经 50K 滑动变阻器分压后反馈输入单片机的 AD 通道。

3. 系统软件设计

3.1 PWM 控制

MSP430F413 的工作频率最大是 8MHz，PWM 计数器按 200 计算，PWM 波的频率就是 40kHz，这个频率刚好是目前开关电源和常用频率范围之内，比较容易购买开关元器件。输出电压在 2—15V 之间。所以占空比取为 10/200-190/200，在输入 18V 电压的情况下，理论输出直流电压为 0.9-17.1V，满足设计要求。实际 MSP430F413 的工作频率是 32768Hz，采用 240 倍频，得实际工作频率为 7.86432MHz。软件设计时，调用 PWM、ADC 和定时器 A 初始化函数之后，PWM 波就会从 CPU 管脚输出，刚通电时，占空比可以先选定 5/200，先输出一个很低的电压值。在主循环中会不停地比较预设电压与 A/D 测出的实际输出电压值，不断调整。函数中同时初始化 PWM 定时器的中断，对 PWM 波德占空比逐个周期地调整，已达到最佳响应时间。

3.2 A/D 转化

A/D 转换部分的关键是 1 比特位的定时时间要精准。否则比特 1 与比特 0 的持续时间不稳定，影响低通滤波出来的直流电压值，最终 A/D 转换的值也不准确。所以，比特位定时器一定要有最高的处理优先级。采用定时器自动触发的方法，可以达到最准确的定时，但考虑到那样会增加硬件成本，而通过软件优化处理，也可以达到本应用所需要的精度。软件处理方法就是决定 1 比特时间的定时器，每次定时器计数器计满时，立即检测比较器的输出，若比较器输出为 1，说明比特数据流中 1 的个数多了，则令下一比特输出 0；反之若比较器输出 0，表明比特数据流中 1 的个数少了，则令下一比特数据流输出 1。A/D 转换主要由比特位定时中断子程序完成，每次比特位定时中断都统计 m 值，并把 N 值加 1，N 值计满 1800 后，m 值就是测量值，程序流

程图如图 4 所示。为了让测量值稳定，减少数据波动，软件上采用了低通滤波处理。在设计过程中没有采用专门的 A/D 芯片，只采用一个双运放配合单片机软件就做成一个 Σ - Δ 方式 A/D 转换，简化了结构设计，降低了成本^[8 10-11]。

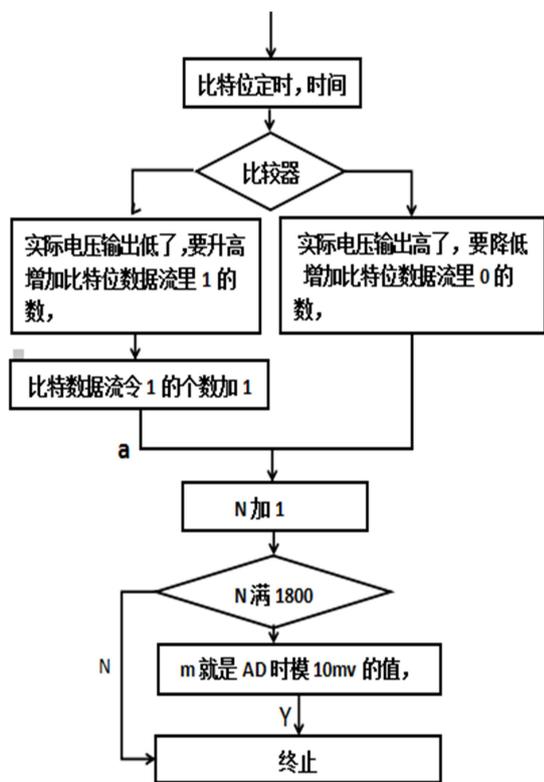


图 8 A/D 转化流程图

Fig.8. A / D conversion flowchart

3.3 按键处理

(1)启动系统自行检测并显示初始状态(2)功能键”确定”按下进行电压值的预设置，随即手动键盘输入想要获得的电压幅值(3)再次判断确定是否按下，如果再次按下就进行调压，实时采集实际值直到接近预设值的电压值为止(4)误差不超过 0.01V，并液晶显示实际电压值。(5)查询判断取消功能键是否按下，如果按下便重新预设置下一个新的想要获得的电压值，这样就可以实现按键控制想要获得的电压，实现可调。(6)增加“退格”功能键，输入错误可以退格重输^[9]。

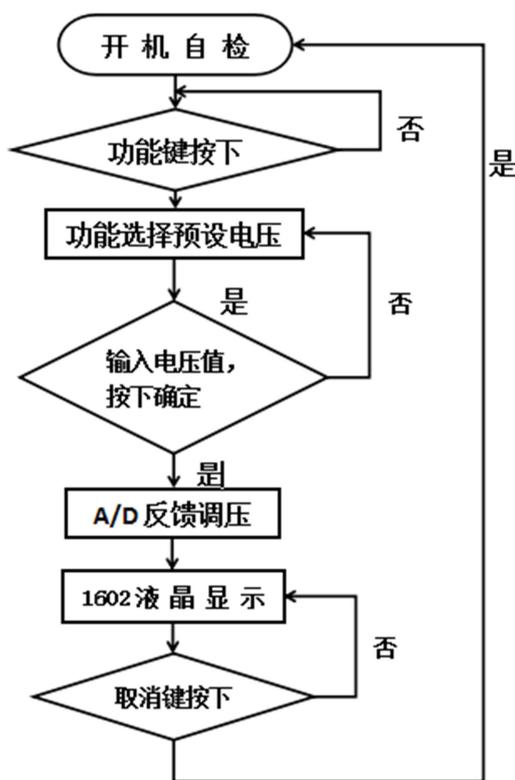


图 9 按键处理流程图

Fig.9. Key processing flow chart

4 测试结果

作的可调稳压电源实物如图 9 所示，主要测试结果为：电源输出精度，得到如表 1 的测试结果。

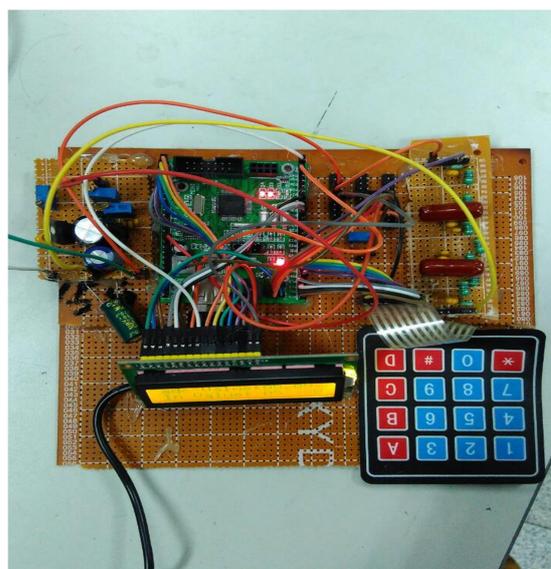


图 10 可调稳压电源实物图

Fig.10.Adjustable power supply physical map

键盘输入为 8.8，实测结果如图 10 实际电路所示。



图 11 实测结果

Fig.11. Found Results

键盘输入为 5.9，实测结果如图 11 实际电路所示。

通过表一，可以看出可调稳压电源预定值和实际输出的差距，完全在允许误差范围之内。为了减少误差，我们不仅在软件方面通过 A/D 采集实时进行调整 PWM 波的占空比来增加系统稳定性，还在硬件方面加入一些辅助芯片降低纹波的产生减少误差值。通过这两个方面的改进，才有了我们稳压电源如此之精确的输出。

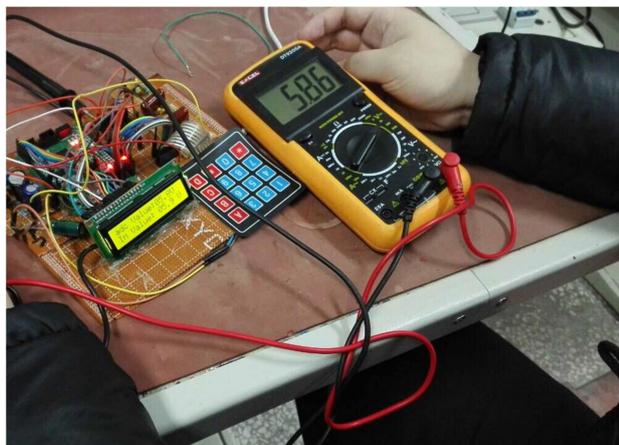


图 12 实测结果

Fig.12. Found Results

表 1 测试结果

TABLE.1. Test Results

键盘输入值 (V)	5.9	8.8	9.5	3.7	7.2
A/D 采样值 (V)	5.8	8.8	9.4	3.7	7.1
电表实测值 (V)	5.86	8.88	9.34	3.66	7.17

5 结语

本文给出了基于 430 单片机的数字化可调稳压电源的设计思路，对主要硬件电路进行了分析，并给出了软件流程，很好地将理论和实践结合起来。

测试考核结果表明：基于 430 单片机直流稳压电源稳定性好、精度高、成本低，其性能优于传统的可调直流稳压电源，大大改善了传统的稳压电源的性能，简单易用，成本低廉。经过测试，本电路的输出电压范围可达 0~12V。

参考文献

1. 赵新民.智能仪器设计基础.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1999.7
2. 周志敏.电力电子器件与现代电力技术.电气时空,2004,8
3. 刘选忠,杨拴科.实用电源技术手册—模块式电源分册.沈阳:辽宁科学技术出版社,1999
4. 纪宗南.单片机外围器件实用手册—输入通道器件分册.北京:北京航空航天大学出版社,2003.3
5. 王顺棋.稳压电源设计.北京:国防工业出版社,1983.10
6. 赵学泉,张国华.电源电路.北京:电子工业出版社,1995.3
7. 李朝青,单片机原理及接口技术.北京:北京航空
8. 周航慈.单片机应用程序设计技术.北京:北京航空航天大学出版社,1991.8
9. 杨振江.A/D,D/A 转换器接口技术.西安:西安电子科技大学出版社,1996
10. 马忠梅,刘滨.单片机 C 语言 Windows 环境编程宝典.北京:北京航空航天大学出版社,2003.6
11. 马忠梅,籍顺心.单片机的 C 语言应用程序设计.北京:北京航空航天大学出版社,1998.10