

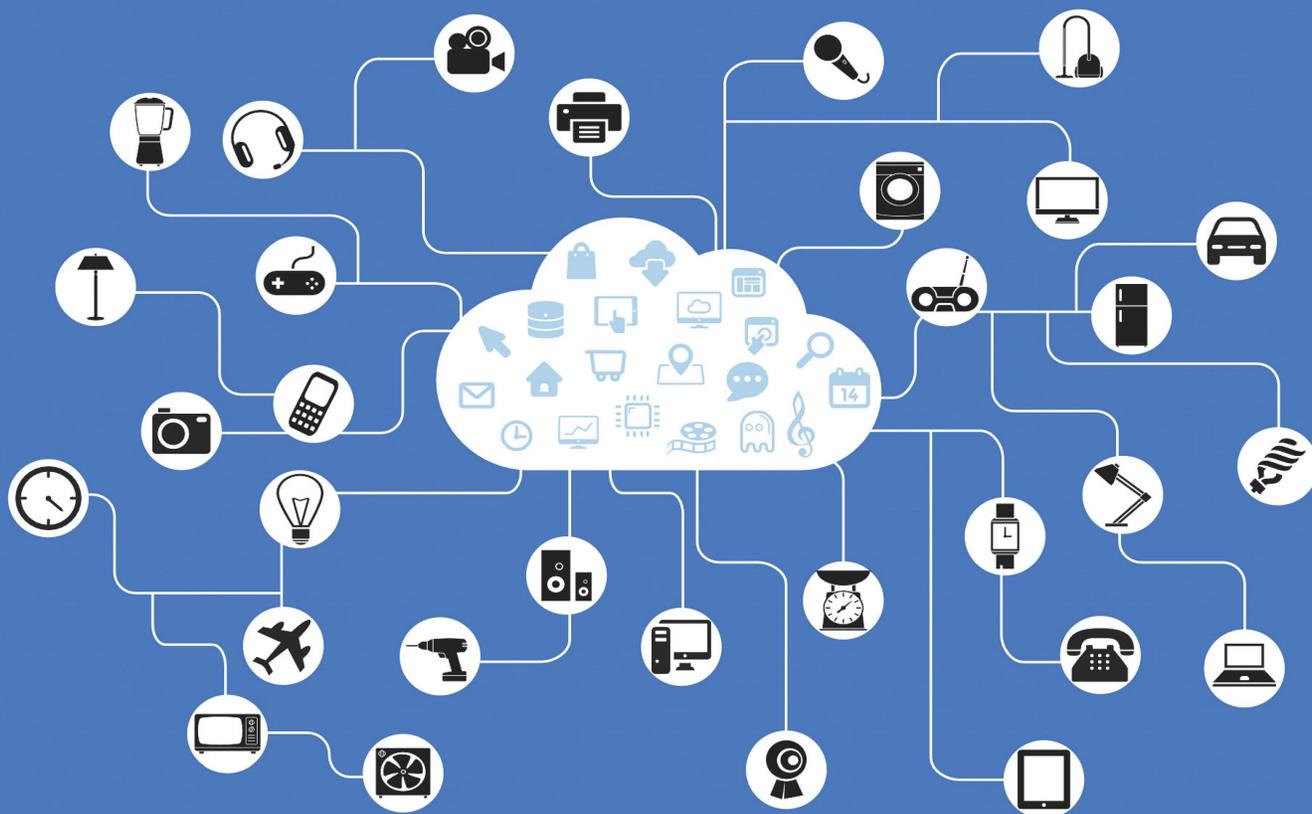
电子制作

PRACTICAL ELECTRONICS

欢迎关注微信公众号



总第485期
2024年2月(上)
www.ele169.com



一种基于 STM32 的模拟眼球移动装置设计
一种面向 Sigma Delta ADC 的数字降采样滤波器的设计
声纹识别的智能门禁系统设计及实现

ISSN 1006-5059



9 771006 505240

国际标准连续出版物号 ISSN1006-5059 国内统一连续出版物号 CN11-3571/TN 邮发代号 82-541 定价: 20元

电子制作

第三十二卷 第三期

二〇二四年二月

广告

电子制作杂志社

抖音开播

能看见的未来DOU很精彩

科学
Science

直播 专题 采访 技巧

电子
Electronic

科技
Technology

未来
Future

分享
Share

M制作
ake



更多精彩内容请关注我们，抖音号：elediy

目次 CONTENTS

电子电路设计与方案

- 一种基于 STM32 的模拟眼球移动装置设计杨森杰, 卢玄兴, 杨朝火, 刘月红 3
- 基于 OpenMV 的运动目标控制与自动追踪系统 周子尧, 章扬 7
- 基于 STM32 单片机的便携式金属探测器设计 刘捷, 蒋科军, 郭钦轩, 王梅雨 12
- 一种面向 Sigma Delta ADC 的数字降采样滤波器的设计 黄浩, 王法翔 18
- 一种基于 FPGA 的自动曝光算法与设计 张秀清, 赵世祺, 王晓君 23

智能应用

- 声纹识别的智能门禁系统设计与实现 常钰坤, 杨海燕, 陈潇杰, 周萍 27
- 基于 Robei EDA 的可重构智能小车设计 肖扬, 侯智 31
- 蜿蜒步态下的蛇形机器人路径跟踪控制研究 乔海晔, 吴清辉, 张震 36
- 基于 ESP8266 主控的智能井盖控制系统设计 邓三星, 陈赵, 李克强, 薛国阳, 杨蒙蒙 40

信息工程

- 建筑机器人自主定位及行走轨迹规划方法 赵心维 43
- 基于指数趋近律的机械臂神经网络滑模控制 王国刚, 孙德炜, 金红娇, 孙其龙 47
- 一种低成本的芯片老化设备 周立民 52
- 条形码模块的电压降分析与优化 雷传煌, 王仁平, 卢朝辉 55

电子制作

PRACTICAL ELECTRONICS

2024年2月刊(上)
第32卷第03期
总第485期

主管
中国商业联合会

主办
中国家用电器服务维修协会

出版
《电子制作》杂志社有限公司

发行
《电子制作》发行部

社长
刘秀敏

副社长
陈晓薇

主编
胡浩

编辑部
部姗姗 刘丽 马旭 朱泓 谭钧峰

美术编辑
钱超

顾问
高雨春 郭忱 姚国强 石慧斌
朱峰(排名不分先后)

编委
杨晋 傅骞 程晨 林德耀
陈言俊 郭万有 郝立果 李学礼
万冬 罗凯 王栋 朱照红
耿立明 冀松 杨威 王宏宇
吴劲松(排名不分先后)

电话
010-62410551

投稿邮箱
ed@ele169.com

发行部
010-62410551

地址
北京市海淀区知春路盈都大厦C座1-7A

邮政编码
100098

网址
www.ele169.com

国际标准连续出版物号
ISSN1006-5059

国内统一连续出版物号
CN11-3571/TN

印刷
北京世纪恒宇印刷有限公司

出版日期
每月1日

国内总发行
北京报刊发行局

订购处
全国各地邮局

国外总发行
中国图书进出口总公司

国内邮发代号
82-541

国外代号
M3571T

订价
20元

广告发布登记证:京海工商广登字 20170137号

版权声明

未经本刊书面同意,不得以任何形式转载、使用

本刊所刊登的文章和图片。

本刊内容可能在杂志和网站同时刊登,以及出版

电子版及合订本、汇编本等作品。

作者向本刊投稿时,应授权本刊依法维护其著作

权等权利。

向本刊投稿的作者,均同意以上条件,如有异

议请在来稿中特别注明。

软件开发

基于YOLOv5s模型的玉米田间杂草检测方法研究.....陈雨阳 59

基于改进轻量化YOLOv7的变电站数显仪表检测.....袁梓麒,周博文,易志雄 62

基于Paddle Lite的太湖莼菜检测测试平台设计.....陶杰,陈啟源,朱恒通 66

基于变电站视频与环境监控系统动态物体检测与跟踪算法研究
.....张彦娇,廖畅,范俊秋,杨荣莹 70

自动化技术

基于边缘计算的车载网络数据异常检测系统.....邵金凤,周柔,李佳佳,陈毛玥 74

基于STM32的农业采摘机器人设计.....李志明 77

基于SOC主动均衡和健康诊断的电动自行车锂电池智能保护器
.....李晓峰,张珂,安安凯 81

电子基础

电子元器件老炼筛选方法研究.....詹家强 85

一种基于单片机的模拟量采集滤波算法设计
.....牛梦毫,周前柏,师璟桐,康颖,杨光 88

基于STM32单片机的智能输液监控系统设计与实现.....唐谦,王旭启 91

基于单片机的医疗设备温湿度实时监测系统设计与实现.....李勇 94

并联改进型电容三点式振荡器虚拟仿真实验设计.....严小黑,黎运宇 98

实验研究

基于Matlab平台系统仿真的Goertzel算法的听拨号音识别研究
.....李永田,秦世文,李玉成,王明建,董诗洋 101

基于多传感器信息融合工业机器人的应用研究.....钱程,刘兴德,陈大光 106

基于虚拟直流发电机的直流微电网惯性提高控制研究.....马越超 110

基于瞬时无功功率理论的补偿量检测研究.....朱俊峰 114

BP神经网络PID算法在循环流化床锅炉中的研究
.....陈智晗,孟亚男,刘宇菲,张赛 118

一种基于 STM32 的模拟眼球移动装置设计

杨森杰, 卢玄兴, 杨朝火, 刘月红
(桂林理工大学 信息科学与工程学院, 广西桂林, 541004)

摘要: 随着视频媒体的飞速发展以及显示终端设备的广泛普及, 在丰富人们日常生活的同时, 也给人眼的生理健康带来了严重的挑战。本文中设计了一个基于STM32的眼球移动模拟系统。设计内容包括一台两个四二步进电机组成的二自由度旋转式云台和OLED显示两个部分。该装置通过红外射线模拟眼球转动在坐标板上自由移动, 并在OLED屏上实时显示红外线光点坐标。该方法通过红外线光点的二自由度位移能够更好的模拟出人体眼球转动系统。

关键词: STM32; 二自由度旋转式云台系统; 四二步进电机; 模拟眼球转动

0 引言

如今视力防护越来越受到社会的关注, 这不仅是关系到青少年的未来, 也关系到国家的发展。眼球的模拟移动在视力养护及眼球知识演示等方面的设备中至关重要。本文中基于STM32的模拟眼球移动装置, 用简单的二自由度旋转式云台系统, 简单模拟了眼球的移动, 具有一定的现实意义和应用价值。

1 系统总体设计

本文中基于STM32的模拟眼球移动装置系统由单片机、矩阵键盘模块、电机驱动模块、

OLED 屏幕块以及红外激光灯组成, 总体结构如图 1 所示。设计以 STM32F103C8T6 为主控板, TB6600 为步进电机驱

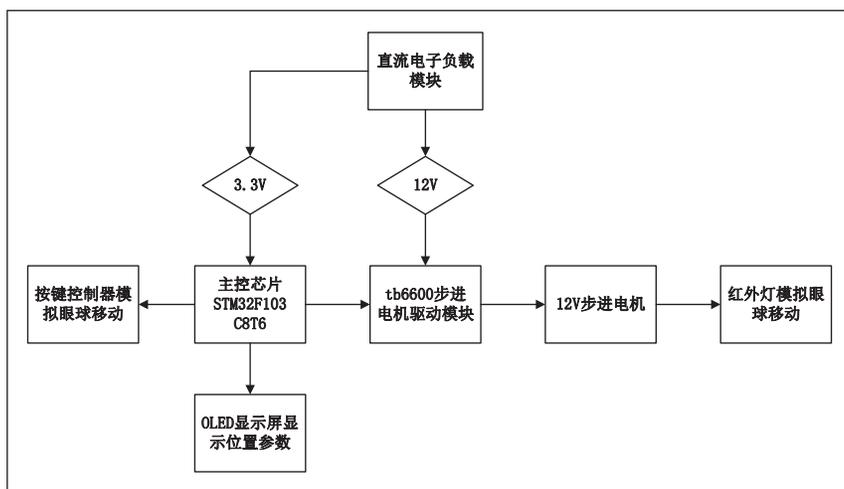


图 1 系统总体结构图

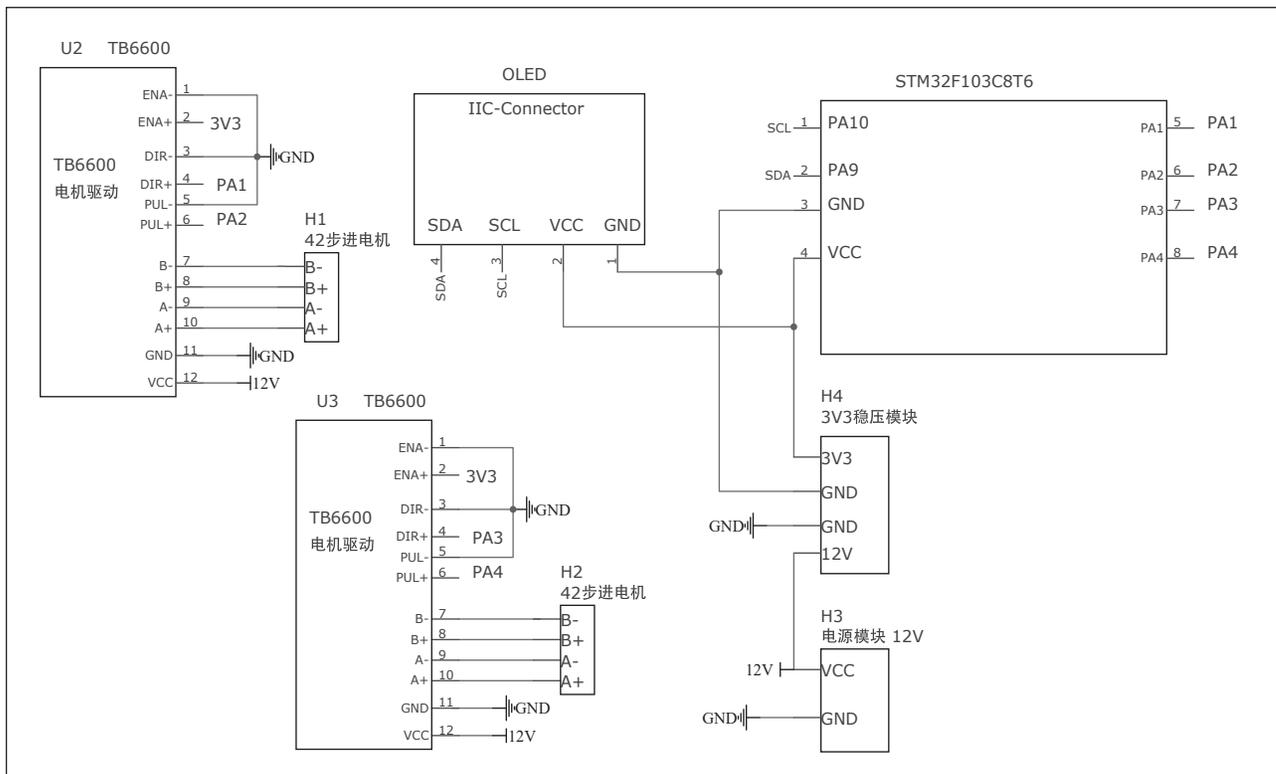


图 2 系统主要电路

动模块。

系统可通过上位机平台进行控制，并实时采集数据由 42 步进电机上的红外线模块发出红外线照射到坐标纸上的坐标，从而实现眼球移动做出简单模拟。其中的电机驱动模块主要接收用户发出的指令发送脉冲控制电机转动；OLED 屏幕模块用于显示单片机发送的光点坐标数据；红外激光让使用者通过光点移动来感受眼球视线的移动。

具体设计内容包括硬件和软件两个部分，现分别介绍如下。

2 硬件设计

系统硬件设计包括电源模块、主控模块、步进电机模块和显示模块四个部分。系统硬件设计主要电路如图 2 所示。

2.1 电源模块

电源模块提供整个系统的动力，为单片机和步进电机供电，具体电路如图 3 所示。

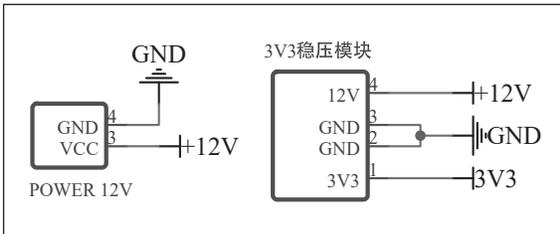


图 3 电源电路图

因整个系统的控制需要单片机一直待机工作，且电机驱动器驱动需要至少 12V 的电压，为了避免一直连接电源导致使用不便，外接了一个直流可调压电源 KJS-1509。电源模块输出 12V 给电机驱动器 TB6600 稳定供电，再通过 DC-DC 降压模块转为 3.3V 给单片机和 OLED 模块供电。

2.2 主控模块

单片机是系统的主控部分，我们的模拟眼球系统使用 STM32F103C8T6 作为系统的主控芯片。该芯片是一款以 ARM 公司旗下研发的 CortexM3 为内核的处理器。如图 3 所示，处理器支持的外设丰富。且在内部设计上，数据和指令各自走不同的线路，可确保 CPU 的运行速度，达到最大化。此特性能让本设计的二自由度旋转式云台系统的实时性需求得到保证。STM32F103C8T6 有 37 个 I/O 引脚，提供电机驱动器控制信号所需要的接口；其内置 I²C 总线接口能够工作于多主模式或从模式，满足 OLED 屏幕坐标的需求。

主控单片机接线如图 4 所示，串口 PA9 和 PA10 分别接到 OLED 显示屏的 SDA 和 SCL 控制显示部分的工作；PA1 口和 PA2 口分别接电机驱动器的串口 DIR 和 PUL，用来控制电机的正反转。

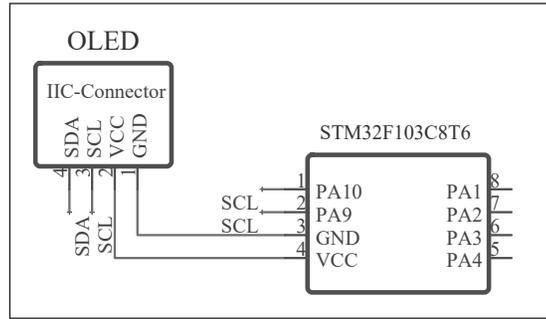


图 4 主控芯片和显示电路

2.3 电机模块

电机模块是系统的执行部件，本设计中具体包括步进电机及其驱动器。

2.3.1 电机的选择

装置中的执行部件选择了步进电机，它是一种将数字脉冲转换为相应的角位移或线位移的特殊电机，具有反应灵敏、精确步进、无累计误差等优点^[1]，是很多控制系统的核心组成部件，可以通过外部控制电路实现需求功能的驱动与控制，在许多领域得到了广泛应用^[2]。故采用步进电机能很好地满足本设计对电机的转动高精度要求。

2.3.2 电机驱动器的选择

整个平台的控制实际上就是对步进电机的驱动。控制系统的精度和速度都取决于对步进电机的控制。因此要选择合适步进电机以及合理的控制方式。

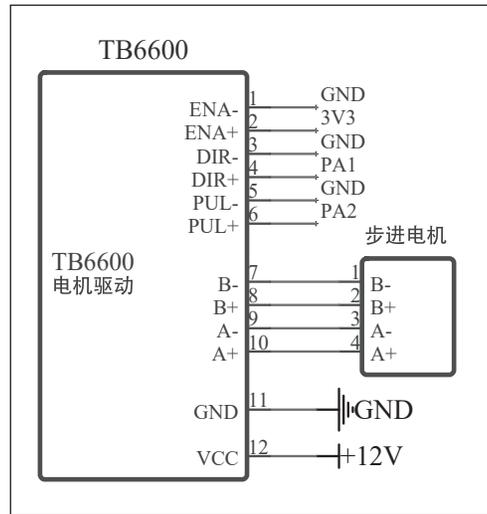


图 5 电机驱动模块电路图

在本设计中，选取能适合 42 型两相步进电机的 TB6600 步进电机驱动器。该驱动器采用 H 桥双极恒相流驱动，9~42VDC 供电，并有 7 档细分控制（1、2/A、2/B、4、8、16、32）和 8 档电流控制（0.5A、1A、1.5A、2A、2.5A、2.8A、3.0A、3.5A）。最高可有 4A 电流输出。其信号端配有高速光电隔离，防止信号干扰，并支持共阴、共阳两种信号输入方式。此外，

驱动器支持脱机保持功能，用户可在通电状态下调试；内置温度保护和过流保护，适应各种复杂的工作环境，能较为精准地控制本装置中的步进电机。TB6600 采用共阴极接法，ENA-、DIR-、PUL- 都接地，ENA+ 接单片机电平，DIR+ 接单片机电平 PA1 口控制电机正反转，PUL+ 接单片机电平 PA2 口控制脉冲。B-、B+、A-、A+ 分别接电机对应的相位。具体电路如图 5 所示。

■ 2.4 显示模块

显示部分是系统人机交换的重要部分，本设计的显示部件为 OLED 液晶显示屏。它是 LCD 技术和 LED 技术的升级，沿用 LED 自发光技术，并改变了 LCD 的背光发光技术。OLED 显示不仅具有高清晰度分辨率，而且有柔软的拼接特征。不但能显示数字，而且还能显示字符、汉字等^[3]。在本装置中，能清楚地显示当前视线（光点坐标）所在位置，更好地实现人机交互。

3 软件设计

■ 3.1 程序设计

文中模拟眼球移动装置使用的编程软件是 KeilμVision5，设计的主程序中包含了硬件设计中各个模块初始化以及各功能借助算法函数的调用实现功能。软件设计流程图如图 6 所示。

程序设计了两种模式，分别是画线模式和画圆模式。用

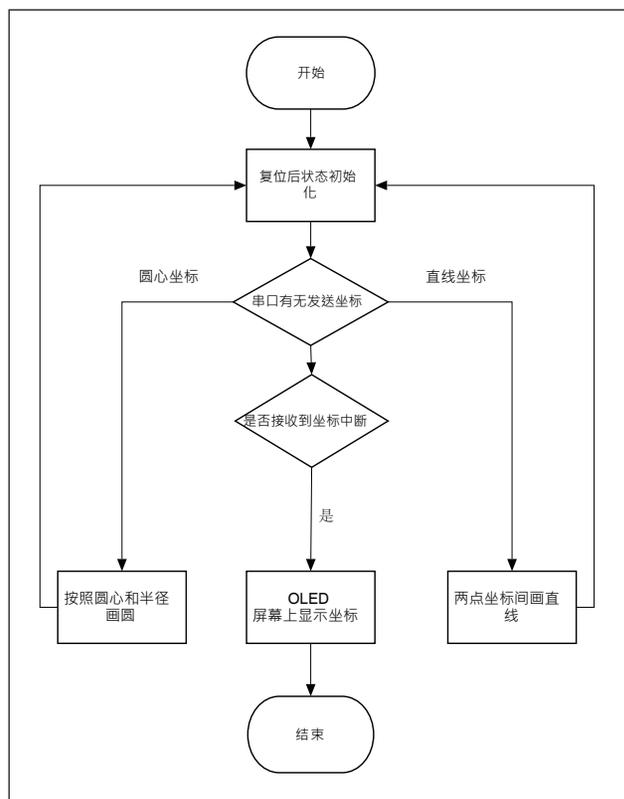


图 6 软件设计流程图

户通过上位机串口发送指令从而选择模式：发送坐标，程序执行画线模式实现相应画线运动；发送圆心和半径，程序执行画圆模式实现相应圆周运动。此外程序还设计了复位功能，其功能是将系统复位，具体作用为将云台还原到原点位置。OLED 屏幕显示光点定位坐标。

■ 3.2 算法设计

本系统软件设计中直线运动插补与圆弧运动插补采用逐点比较法。其过程是在输出直线或圆弧的过程中，每走完一步就与理论的直线或圆弧进行比较，确定当前点是在线或弧上，还是在线或弧的一侧，然后再决定下一步的走向，这样一步一步地逼近所画直线或圆弧。软件设计中的算法实现，就是写好一个定点函数，根据所给坐标更新步进电机的当前对应角度。然后在直线与圆弧插补里面不断调用定点函数来进行插补。

若画直线或弧线 OA，起点为 O(0, 0)，终点为 A(x_a, y_a)，设绘图笔当前的位置为 K(x_k, y_k)。点 K 相对于 OA 的位置有三种情况：点 K 在 OA 上方，点 K 在 OA 上以及点 K 在 OA 下方。为了判断点 K 与 OA 的相对位置，引入偏差函数 F_k：

$$F_k = x_a y_k - x_k y_a$$

当 K 在 OA 上时，F_k = 0；

K 在 OA 上方时，F_k > 0；

k 在 OA 下方时，F_k < 0；

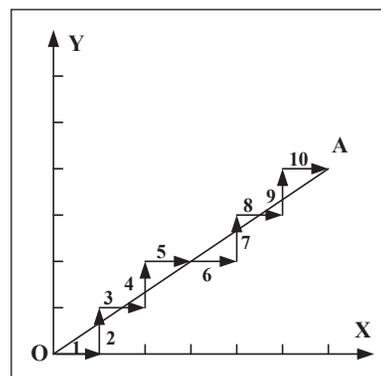


图 7 逐点比较示意图

因此，对第一象限内的直线生成规定如下：

即偏上了向右走；偏下了向上走。设 $\Delta x=1$ ，则当 $F \geq 0$ 时，绘图笔从当前位置沿 +X 方向走一步，记作 + Δx ；当 $F < 0$ 时，绘图笔从当前位置沿 +Y 方向走一步，记作 + Δy ；在绘图笔到达新的位置时，应计算出新位置的偏差，为判断绘图笔下一步走向做准备。

控制 x 轴与 y 轴的电机转动时，需根据实际定位的坐标换算成当前相对初始状态要转动的角度和脉冲次数，从而电机在脉冲驱动下按要求转动。

步进电机每收到一个脉冲就步进一个角，方案采用 32 细分，进角为 1.8/32，即 0.05625°，则 x 轴电机与 y 轴电机脉冲个数 = 需要转动的角度 / 0.05625。

$$\tan(\text{angle}_x) = x / op$$

$$\tan(\text{angle}_y) = y / \sqrt{x^2 + op^2}$$

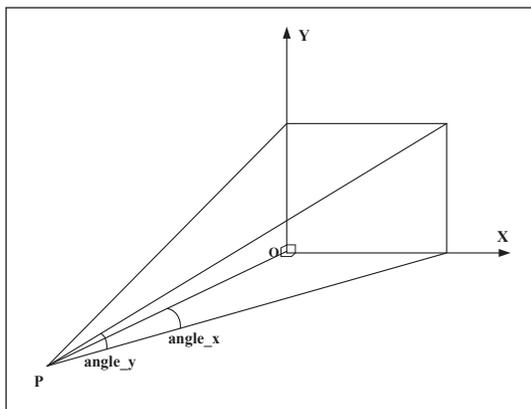


图 8 坐标角度示意图

4 系统调试

4.1 系统调试

表1 输入目的坐标得到对应的实际坐标/cm

目的坐标	(5.00,10.00)	(17.50,17.50)	(22.00,22.00)
实际坐标	(5.00,9.99)	(17.50,17.50)	(22.00,32.99)
目的坐标	(32.00,32.00)	(40.00,40.00)	(50.00,50.00)
实际坐标	(32.00,31.99)	(40.00,40.00)	(49.98,49.99)

表2 想要画的圆与相应实际画出的圆/cm

目的圆	圆心	(5.00,5.00)	(10.00,10.00)
	半径	3.00	10.00
实际圆	圆心	(5.00,5.00)	(10.01,10.00)
	半径	3.00	10.01
目的圆	圆心	(15.00,15.00)	(20.00,20.00)
	半径	7.00	5.00
实际圆	圆心	(15.00,15.02)	(20.00,20.00)
	半径	7.00	4.99

本装置的调试主要包括输入输出和控制部分。通过键盘输入不同的坐标，即通过两个按键来控制纵横坐标的加减，通过复位键来切换选择纵横坐标，坐标会同时在串口助手显示出修改后的坐标，让步进电机按照不大于 0.3mm 的误差在光点照射的坐标纸上进行移动，当步进电机转动结束后，单片机会在 OLED 屏幕上显示坐标。同时，核心板上的 key1 (加)、key2 (减) 按键控制坐标加减也能控制步进电机的转动。显示部分的调试结果如图 9 所示，调试数据如表 1 所示。经过三次相同条件下的测试并记录数据，通过表 1 测试得到的数据可见，本装置实际定点到的坐标和指定的目的坐标存在的误差控制在 0.3mm 内。测试画圆功能时，只需要在串口助手输入“模式 2”，单片机读取到串口

识别的指令后会自动切换成识别圆的坐标，圆心和初试半径通过串口助手以输入坐标的形式发送数据，而 key1 (加)、key2 (减) 按键能控制目标圆的半径大小，同样经过三次相同条件下的测试并记录数据，整合到如表 2 的数据所示，通过指定的圆与实际画的圆的相比，圆心和半径分别存在的误差也在 0.3mm 以内，满足设计要求。

4.2 样机实物

基于 STM32 的模拟眼球移动装置系统组装后的样机如图 10 所示。亚克力板通过铜固定云台，使二轴步进电机能够稳定运行；OLED 屏幕用热熔胶固定在舵机前方能够实时显示光点坐标，便于观察光点坐标移动的位置。

5 结束语

针对目前视力疾病相关的各种问题，作者将机械结构设计和软硬件设计结合起来，用 STM32 作为主控芯片，设计了一款适用性强且符合模拟实验需求的二自由度旋转式云台系统。本设计的二维移动平台控制器，既包括电机驱动功能，又含有实时显示的功能。同时，OLED 屏幕的坐标显示能准确表示光点模拟眼睛视线的移动。

参考文献

- * [1] 袁庆丹,叶树林.FPGA 在步进电机单步给特性测试系统中的应用[J].仪表技术与传感器,2007,32(8):78-80.
- * [2] 斯祝华,刘一武.帆板驱动影响下的卫星姿态精度高稳定度控制[J].宇航学报,2010,31(12):2697-2703.
- * [3] 孟凡军.照度稳定可调 LED 照明灯设计——基于 STM32F103 C8T6 单片机[J].淮南职业技术学院学报,2022,22(03):131-134.
- * [4] 姚清华,王珈宁.基于 STM32 三维移动平台控制器设计[J].电子测试,2019(22):12-13+18.
- * [5] 刘玉琪.基于 ARM 的眼球跟踪系统的设计与实现[D].南京邮电大学,2021.

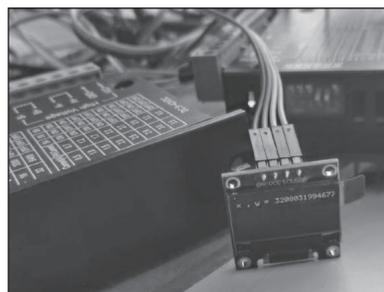


图 9 调试图片

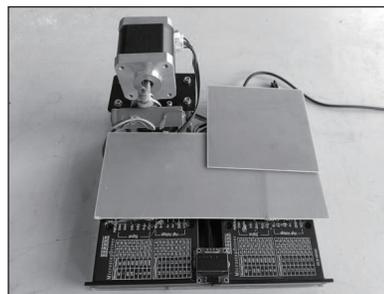


图 10 样机实物图

基于 OpenMV 的运动目标控制与自动追踪系统

周子尧, 章扬

(杭州电子科技大学 电子信息学院, 浙江杭州, 310018)

摘要: 本系统以OpenMV为控制核心, 由云台、单片机最小核心板、电池、稳压电源、按键等模块构成。通过OpenMV的图像识别与处理, 可对屏幕中的黑色矩形边框、红色激光笔光斑进行识别, 并通过控制舵机云台使激光笔打在屏幕中的指定位置, 从而实现运动目标控制与自动追踪, 满足了要求的各项指标, 且实现了误差均小于0.5cm。系统功能由按键控制, 人机交互功能友好, 此外还具有手动校准功能。

关键词: OpenMV; 运动控制; 图像识别; 云台控制; PID算法

0 引言

随着计算机图像处理技术和高性能芯片的不断发展, 机器视觉领域已经进入了一个令人兴奋的新时代。机器视觉作为一门借助处理器和摄像头代替人眼, 通过数字图像的像素信息进行测量和判断的领域, 在工业、农业、制药等多个领域得到了广泛的应用。这一领域的研究方向包括但不限于产品分拣、人体姿态检测、物体检测和识别等, 为各行各业提供了强大的工具和解决方案。

在机器视觉研究的浪潮中, 开源技术的贡献日益凸显。OpenMV 视觉模块作为一款开源且功能强大的机器视觉模块, 为研究者和工程师提供了极大的便利。OpenMV 内置了众多机器视觉算法, 如寻找色块、人脸检测、边缘检测等, 使得利用这一模块仅需通过简化版的 Python 代码编写即可完成各种复杂的机器视觉任务^[1]。

另一个关键组成部分是二维云台, 它由两个舵机实现二自由度的控制, 用于对 OpenMV 的测量方向进行调整和修正, 进一步增强了系统的精确性和灵活性。

本论文旨在介绍一种基于 OpenMV 的目标运动控制与自动追踪系统, 探讨如何利用开源技术和高性能硬件, 以满足不断增长的机器视觉应用需求。我们将详细讨论系统的架构、工作原理以及实验结果, 以期能为机器视觉领域的研

究和应用贡献新的见解和解决方案。

1 系统整体方案设计

系统整体方案设计如图 1 所示, 全系统由两个相互独立的系统组成。OpenMV 是一个开源, 低成本, 功能强大的机器视觉模块上面集成了 STM32F427 微处理器与 OV7725 摄像头芯片, 在小巧的硬件模块上, 用 C 语言高效地实现了核心机器视觉算法, 同时也提供 Python 编程接口^[2]。系统主控芯片均采用 STM32F427 微处理器。运动目标控制与自动追踪系统均通过转动云台来调整激光的指向, 每个云台由两个大力矩舵机组成, 可以实现水平和垂直方向上的自由移动, 使激光具有更大的指示范围^[3]。系统通过按键模块可以进行模式选择、位置校准、开始/暂停, 并允许手动调整激光指示精度与指示范围, 以实现广泛围与高精度等不同的应用场景。

2 系统硬件及电路设计

2.1 系统电源设计

系统电源电路如图 2 所示, 系统均以 12V 锂电池供电, 电源模块均采用 TI 公司的 TPS5430 降压芯片, 该芯片具有噪声小、带载能力强等特点, 可将 12V 降压为 5V

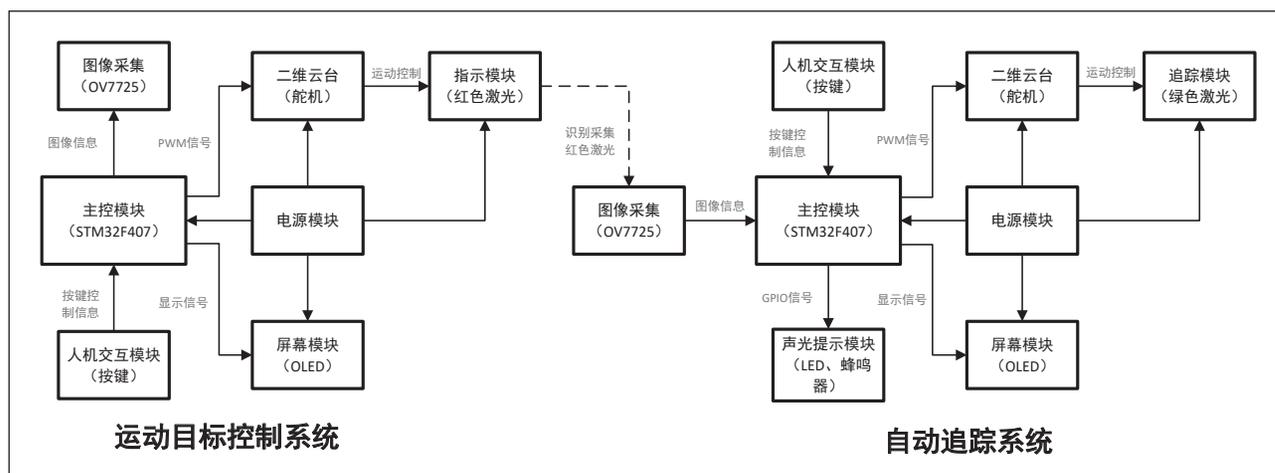


图 1 系统整体方案框图

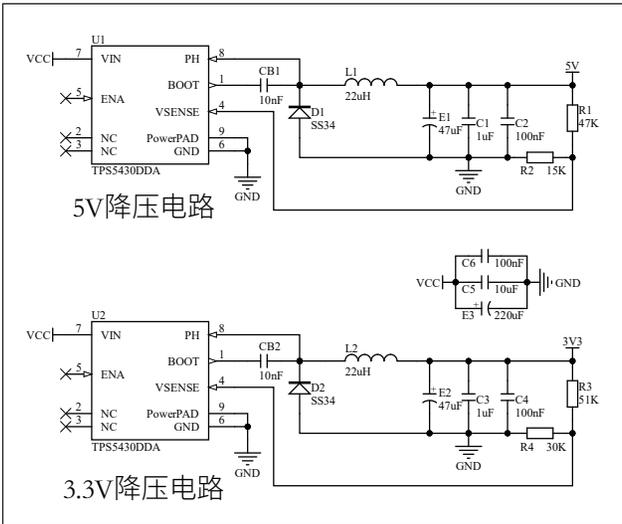


图2 系统降压电路

与3.3V。输出电压等于 $1.229 \times (1 + R1/R2)$ ，经过计算选取 $R1=47k\Omega$ ， $R2=15k\Omega$ ， $R3=51k\Omega$ ， $R4=30k\Omega$ 。其中，5V电压用于OpenMV与激光指示头供电，3.3V电压用于LED、蜂鸣器与OLED供电，而舵机直接以12V锂电池供电。

2.2 云台机械结构设计

云台安装有两种不同的组合方式（图3），方案一（图3左）搭建结构简单，垂直方向旋转半径大，便于控制舵机，但舵机本身的负载较大，存在发送微小转动指令时舵机不旋转的现象；方案二（图3右）垂直方向舵机负载小，舵机旋转更灵敏，角度控制更准确。综合精度与控制难度，采用方案二所示的安装方式可以实现较低控制难度下的较高精度。

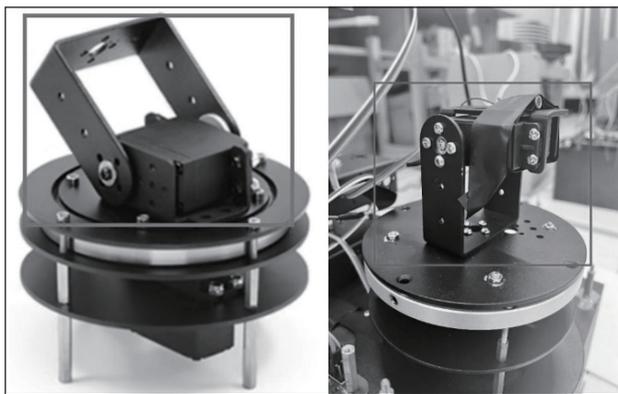


图3 两种云台机械结构对比

2.3 声光提示模块电路设计

图4是自动追踪系统声光提示模块的电路。电路由3.3V电压供电，接入蜂鸣器与LED灯的正极，通过微处理器的GPIO口输出高低电压进行控制，可实现LED灯的灭或亮、蜂鸣器关闭或发出蜂鸣声。蜂鸣器选择的是无源蜂鸣器，无音调变化，但较有源蜂鸣器控制更简单。

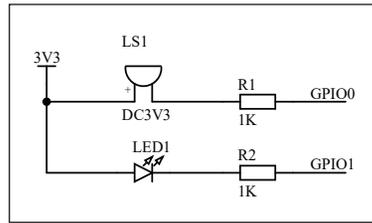


图4 声光提示模块电路

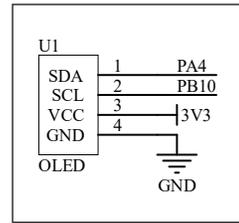


图5 屏幕显示模块电路

2.4 屏幕显示模块

屏幕显示电路如图5所示，OLED需以3.3V供电，SDA与SCL脚连接至MCU上引出的GPIO口，MCU输出控制信号后可使OLED上显示预设的信息。

3 系统软件设计

3.1 运动目标控制系统程序设计

如图6所示，本系统共有5个模式，分别为暂停模式、复位模式、循屏幕边线模式、循黑胶边线模式、舵机移动模式，模式的选择由按键控制。按键值的读取放在定时器中断中，每一秒读取一次。如果出现暂停标志位则停止舵机运动，暂停标志位取消则继续原来的运动；如果出现复位标志位，舵机先回到设定的复位位置，然后结束当前任务。由于系统摄像头固定，因此在不移动屏幕的前提下屏幕的边线是固定，直接采用位置标定让舵机巡线。在循黑胶边线的模式下，先通过卡尔曼滤波算法^[4]进行图像信息采集，黑胶布的颜色与背景颜色有明显区分，找到黑胶布的位置并得到四个点的坐标；根据提前拟合好的坐标位置与舵机控制信号线性关系可以将四个点的坐标换算为对应的舵机控制信号，然后进行循迹。舵机移动模式是读取对应的两个按键，通过数值的加减移动舵机位置。

3.2 自动追踪系统程序设计

如图7所示，追踪模式一开始给摄像头复位，让它处在靠中间的位置，若在目标点右边追踪，则点击按键使摄像头向左偏转，反之向右偏转；当红色激光点进入摄像头视野范围内时，进行跟随并打靶，将追踪成功的信号发送给OpenMV。OpenMV收到信号后，点亮LED，并使蜂鸣器发出声音。该过程中可暂停观察两光斑距离。

4 分析与计算

4.1 运动目标控制与自动追踪性能分析

由于舵机存在机械误差，我们算出了激光点位置与当前两个舵机PWM波值的关系，得到了图8、图9。图8为垂直方向位移与垂直舵机PWM波的关系，图9为水平方向位移与水平舵机PWM波的关系。两图的均方根（RMSE）均

为 11 左右，确定系数 (R-square) 均在 0.99 以上，数据稳定且拟合程度高。利用拟合的数据进行参数修正，提高了激光精度。

在进行参数修正后，我们对舵机旋转单位角度在屏幕上的位移进行了测量，以屏幕原点为 PWM 原点，以离原点的竖直（或水平）距离为因变量，每改变两个单位进行一次数据记录，得到了图 10、图 11。图 10 为竖直方向位移与竖直 PWM1 改变量的关系，图 11 为水平方向位移与水平 PWM2 改变量的关系。由图可知，竖直方向改变单位 PWM 值位移量为 0.87cm，水平方向改变单位 PWM 值位移量为 0.90cm，准确度高。两图的均方根 (RMSE) 均在 0.5 以下，确定系数 (R-square) 均在 0.99 以上，数据稳定且拟合程度高。

4.2 PID 计算

PID 通过误差信号控制被控量，而控制器本身就是比例、积分、微分三个环节的加和。这里我们规定输入量为 $rin(t)$ ，输出量为 $rout(t)$ ，偏差量为 $err(t)=rin(t)-rout(t)$ ，PID 的控制规律为^[5]：

$$u(x) = kp \left(err(t) + \frac{1}{T} \int err(t) dt + \frac{T_D derr(t)}{dt} \right)$$

PID 离散表示形式：

$$u(k) = K_p \left(err(k) + \frac{T}{T_i} \sum err(j) + \frac{T_D}{T} (err(k) - err(k-1)) \right)$$

从而得到：

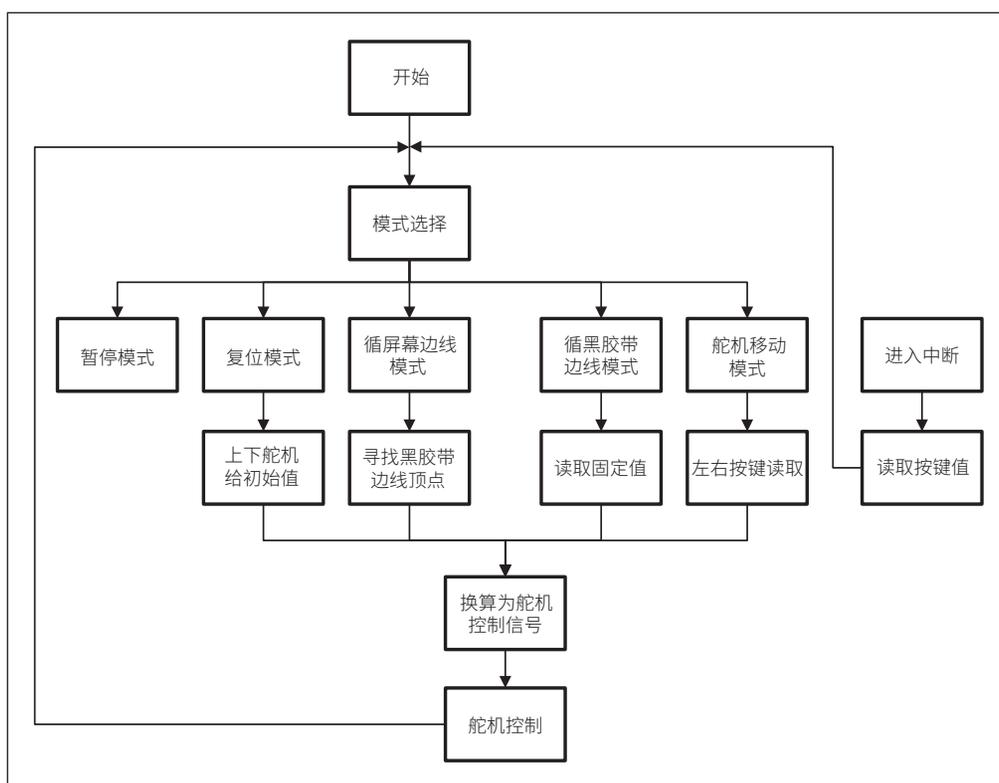


图 6 运动目标控制程序流程图

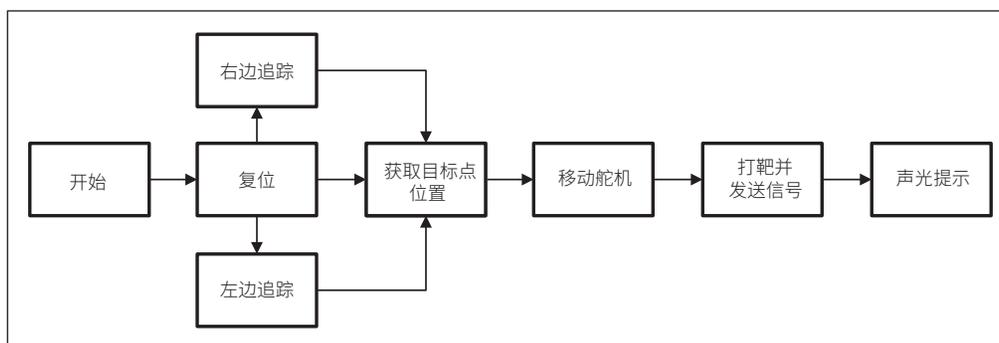


图 7 自动追踪系统程序流程图

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= k_p (err(k) - err(k-1)) + k_i err(k) \\ &\quad + k_d (err(k) - 2err(k-1) + err(k-2)) \end{aligned}$$

5 测试方案与测试结果

5.1 测试方案

每题测试 3 次，使用最大偏移距离作为测试结果。

基本要求 (1)：手动设置光标至屏幕左上顶点，启动一键复位，测量光标离预设原点的距离。再设置光标至屏幕左下顶点，重复进行测试。测试是否具有暂停功能。

基本要求 (2)：启动运动目标控制系统。红色光斑能在 30 s 内沿屏幕四周边线顺时针移动一周，测量移动时光斑偏离屏幕边线的最远距离。记录偏移值大于 2cm 的次数。

基本要求 (3)：自定义靶纸粘贴位置及角度。一键启动，

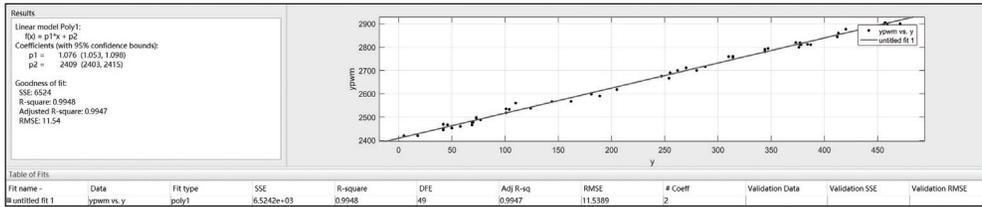


图 8 竖直方向位移 (y) 与 PWM 波 (ypwm) 的关系

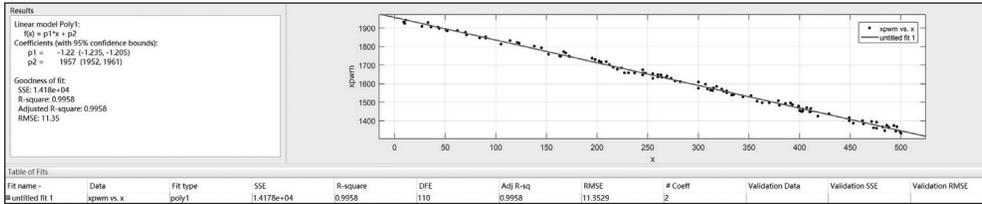


图 9 水平方向位移 (x) 与 PWM 波 (xpwm) 的关系

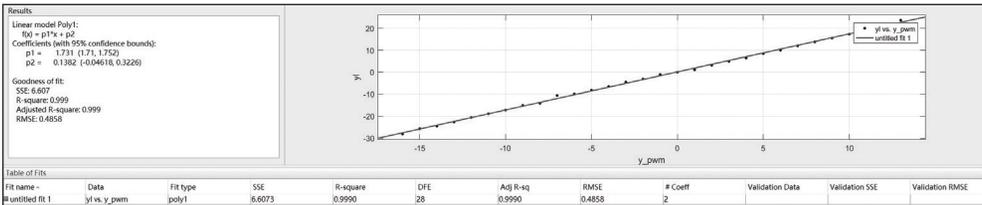


图 10 竖直方向位移 (yl) 与 PWM1 改变量 (y_pwm) 的关系

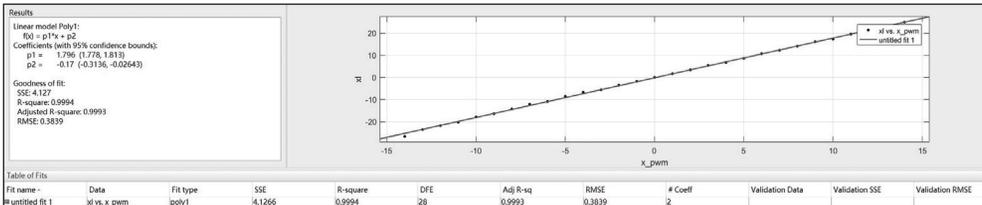


图 11 水平方向位移 (xl) 与 PWM2 改变量 (x_pwm) 的关系

记录巡线时间、移动一周光斑偏离胶带次数，观察是否有连续脱离胶带移动 5cm 以上。测试是否具有暂停功能。

基本要求 (4)：随机设置靶纸粘贴位置及角度。一键启动，记录巡线时间、移动一周光斑偏离胶带次数，观察是否有连续脱离胶带移动 5cm 以上。测试是否具有暂停功能。

发挥要求 (1)：在规定位置范围内随机放置自动追踪系统。待运动目标控制系统复位后一键启动，记录追踪时间、红色绿色光斑之间的距离。测试是否具有暂停功能以及追踪成功后是否有声光提示。

发挥要求 (2)：粘贴靶纸。同时启动运动目标控制与自动追踪系统，记录追踪时间、红色绿色光斑之间的距离。测试是否具有暂停功能以及追踪成功后是否有声光提示。记录追踪过程中两个光斑中心距离大于 3cm 和连续追踪失败 3s 以上的次数。

5.2 测试结果

测试结果如表 1~ 表 6 所示。

5.3 测试结果分析

根据测试结果，运动目标控制与自动追踪系统完成了

题目要求的各项指标，且误差都在误差允许范围内。红色激光一键复位中，由于屏幕是固定的，我们固定摄像头，这样复位的中心位置是确定的，相比于摄像头随云台一起转动该方法完成要求的精确度更高；对于循框功能，直接识别铅笔线的误差太大，在确定四个顶点坐标后循框的精度提升很多，循框时间也相应缩减；胶带循迹对于我们来说是最难的部分，用舵机来控制倾斜的角度精度不够，我们选择采集大量坐标数据，拟合出对应较好的 PWM 值，控制激光在胶带范围内运动；追踪系统中，黑胶带会吞掉红光的亮度，导致另一个摄像头捕捉

表1 基本要求 (1) 测试结果

测试要求	测试结果
能够控制光标到任意指定位置	是
按复位键后光标回到原点	光斑中心距原点误差:0.3cm
是否有暂停功能	是

表2 基本要求 (2) 测试结果

测试要求	测试结果
一键启动运动目标控制系统，记录巡框时间(s)	8.91s
光标大于边线距离2cm次数	0
是否有暂停功能	是

表3 基本要求 (3) 测试结果

测试要求	测试结果
一键启动运动目标控制系统，记录巡胶带框时间(S)	8.26s
光斑完全脱离胶带次数	0
连续脱离胶带移动 5cm 以上	否
是否有暂停功能	是

表4 基本要求 (4) 测试结果

测试要求	测试结果
一键启动运动目标控制系统，记录巡胶带框时间(S)	8.74s
光斑完全脱离胶带次数	0
连续脱离胶带移动 5cm 以上	否
是否有暂停功能	是

表5 发挥要求(1)测试结果

测试要求	测试结果
一键启动自动追踪系统,将光标移动到指定位置,绿色光斑追踪到红色光斑时间(声光提示时间)(s)	1.74s
红色和绿色光斑中心距离	0.4cm
是否有声光提示	是
是否有暂停功能	是

表6 发挥要求(2)测试结果

测试要求	测试结果
一键启动自动追踪系统,将光标移动到指定位置,绿色光斑追踪到红色光斑时间(声光提示时间)	1.42s
红色和绿色光斑中心距离大于3cm次数	0
连续追踪中心距离大于3cm 3秒以上	否
是否有声光提示	是
是否有暂停功能	是

不到红色激光,我们更换了一个长镜头并调节曝光度,使得捕捉红色激光点效果很好,在追踪时,将红色激光的移动速度减慢,然后调节绿色激光位置PID和相对中心点坐标实现了较好的跟随系统^[6]。

6 结语

本系统采取了以OpenMV为控制核心,控制云台进行激光指示的方案。系统采用数字舵机搭配旋转云台以提高整体机械结构的稳定性。为精确对应坐标与PWM的数学关系,在循迹的软件部分中加入了拟合数值的修正,极大地提高了激光的指示精度;硬件部分采用电源供电、加入了自制稳压电源,按键功能丰富,整体结构清晰高效、控制稳定。本系

(上接第42页)

4 总结

本文完成了智能井盖控制系统的设计,该智能井盖可获取传感器精确数值并上传云端,在达到设定阈值时会提醒管理员,实现实时监控、报警的功能。

实现的主要功能如下:

(1) 传感器数据采集:可燃气体传感器、井盖姿态传感器的数据解算,可以准确采集环境数据。

(2) 数据上传云端:智能井盖通过网络连接,将传感器采集到的数据上传至云端服务器,实现数据的实时存储和处理。

(3) 远程管理和控制:管理员可以通过使用手机应用或电脑等终端设备,随时远程管理和控制智能井盖,包括查看实时数据、设置阈值、接收报警信息等功能。

本文设计的智能井盖控制系统,可以广泛应用于各种复杂气候和地势的地区,提供可靠的实时监控和报警功能,可以帮助管理人员及时掌握井盖状态并采取必要的措施,提高井盖管理的效率和安全性。

统实现了误差0.5cm以内的运动目标的快速控制与自动追踪,完成了整个题目的要求,且误差远小于题目要求中的规定值。本次方案所需的软硬件设计可行性较高,进一步研究将会朝着系统优化的方向进行,如使用模糊PID控制使舵机调节更加精确^[7]、在视觉部分的算法添加IIR滤波从而减小周边光线变化带来的影响等^[8]。

参考文献

- * [1] 董振华,何焱.基于OpenMV的行人检测系统[J].科学技术创新,2023(24):92-95.
- * [2] 骆绍辉,张长佳,周超等.基于OpenMV的水果筛选系统设计[J].兰州文理学院学报(自然科学版),2022,36(01):54-58.
- * [3] 李伟博,李珈毅,张志明等.基于无剑SoC开源平台的二自由度云台控制系统[J].仪表技术与传感器,2022(02):47-51.
- * [4] 刘新宁.基于卡尔曼滤波的赛道检测优化算法[J].汽车实用技术,2023,48(06):69-75.
- * [5] 朱梅,赖日海,罗昭明等.基于多信号融合的竞技机器人控制研究[J].现代信息科技,2023,7(20):22-26+31.
- * [6] 董超,郑兵,李彬等.改进核相关滤波器的海上船只目标跟踪[J].光学精密工程,2019,27(04):911-921.
- * [7] 杨明晔,刘婷婷,付贵.基于云台相机的旋翼无人机视觉伺服方法研究[J/OL].电光与控制:1-8[2023-10-26].https://kns-cnki-net.webvpn.hdu.edu.cn/kcms/detail/41.1227.TN.20230926.1747.002.html.
- * [8] 陈中祥,熊莹霞.基于MATLAB/GUI的FIR和IIR数字滤波器的设计实现[J].智能计算机与应用,2022,12(01):80-83.

参考文献

- * [1] 苏山,杨欣莹,陈帅等.城市下水道沼气爆炸研究[J].城市燃气,2021(S1):153-157.
- * [2] 高苗.井下机器人入驻的安全性评价[D].安徽理工大学,2020.
- * [3] 姚远.物联网技术在消防监督管理中的应用探究[J].消防界(电子版),2022,8(19):77-79.
- * [4] 徐洪日.工业现场可燃气体泄漏监测系统研究[D].华北电力大学,2022.
- * [5] 张力文,刘洪,王庭李等.基于CTWing和NB-IoT的CO实时监测物联网系统设计[J].价值工程,2022,41(26):110-114.
- * [6] 戴士杰,东强,季文彬等.基于法向修正与位置滤波的散乱点云去噪算法[J].传感器与微系统,2023,42(02):130-134.
- * [7] 蒋梦琳,卢治中,周鑫磊等.基于金属酞菁/碳点的室温NO₂气体传感器研究[J].传感器与微系统,2023,42(02):5-8+12.
- * [8] 黄龙亮,胡鹏飞,曹祥等.基于扩展卡尔曼滤波算法的机器人姿态解算研究[J].现代机械,2023(04):13-16.

基于 STM32 单片机的便携式金属探测器设计

刘捷¹, 蒋科军¹, 郭钦轩¹, 王梅雨²

(1. 江苏理工学院 汽车与交通工程学院, 江苏常州, 213001;

2. 上海天巡电子设备有限公司 技术研发部, 上海, 201318)

基金项目: 江苏省研究生实践创新计划 (SJCX22-1489)。

摘要: 针对国内金属探测器精度差、灵敏度低的缺点, 设计了一款便携式金属探测器。该金属探测器以STM32单片机为控制核心, 采用LM386和RC振荡电路构建了信号发射模块, 以OP37GS、LM393DR、MC14016BDG和LMC6035IM等元件构建了信号接收处理模块和检测模块。采用幅值检测和相位检测相结合的思路, 设计了单片机系统的控制程序。通过对7种不同金属目标物进行金属辨别测试与金属定位测试, 表明该探测器功能完备, 可靠性好, 可以高效、准确地区分金属类别, 并能判断金属的位置范围, 无偏差的探测距离可达26cm。

关键词: 便携式金属探测器; STM32单片机; 探测原理; 相位辨识; 设计

0 引言

金属探测器是一种专门用于探测金属的电子仪器, 自其从 20 世纪 60 年代在英国诞生以来, 经过数次技术革新, 其探测距离、探测精度、环境适应性等性能都得到显著提升, 应用场景也从最初的矿产探测逐渐拓展到食品安全检测、地下金属探测、安检、考古等诸多行业^[1]。国内金属探测技术起步较晚, 综合性能较国外有较大差距^[2,3], 尤其是在金属类型识别功能上精度不高, 灵敏度低^[4]。针对该问题, 本文利用 STM32 单片机设计了一款便携式金属探测器, 该金属探测器利用单片机强大的函数运算和数据处理能力, 采用幅值检测和相位检测相结合的金属探测方法, 能同时探测金属的种类与深度, 实时检测能力和灵敏度都很好。

1 工作原理及设计方案

1.1 工作原理

当前便携式金属探测器一般采用感应平衡式探测技术^[5], 其原理如图 1 所示。探测线圈由发射线圈与接收线圈组成^[6], 发射线圈通入高频交流电流 i_1 , 产生交变的基本磁场, 该交变磁场使得接收线圈中产生感应电流 i_2 。当没有金属通过基本磁场时, 感应电流 i_2 不会发生变化; 若有金属物体通过基本磁场, 则在涡流效应^[7]作用下, 金属物体内会产生时变电流 i_3 , 时变电流 i_3 将会产生一个附加磁场, 该附加磁场又称第二磁场, 第二磁场方向与基本磁场相反, 将会抵消掉部分基本磁场, 从而接收线圈中的感应电流 i_2 也会随之发生变化。

通过检测接收线圈中的感应电流 i_2 的幅值及相位变化, 可以判断被测金属物体的属性^[8]。

1.2 金属探测器的系统方案设计

本次设计的金属探测器是一款便携式金属探测器, 该探测器主要有两种探测模式: 金属辨别模式与金属定位模式,

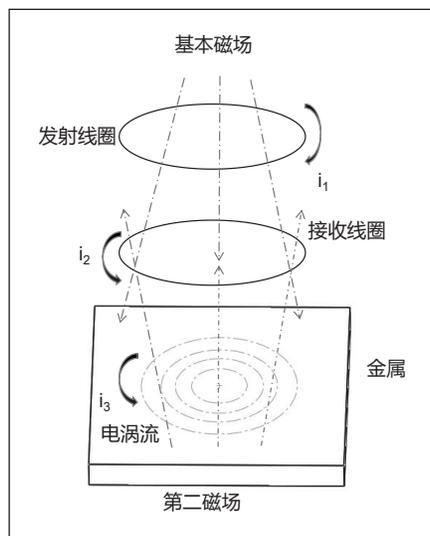


图 1 感应平衡式金属探测器的电磁原理图

其中金属辨别模式, 可辨别常见金属类别并探测金属的埋藏深度; 金属定位模式, 可比较准确地探测这两类金属的埋藏深度。

设计的总体方案如图 2 所示, 其中主控芯片采用 STM32 单片机, 振荡电路产生正弦激励信号, 信号经过滤波放大电路传递到发射线圈。当有金属物体通过基本磁场时, 接收线圈接收到的电信号幅值与相位发生变化, 接收信号经过滤波放大电路、同步解调电路与信号检测电路后传输给单片机, 单片机对接收信号进行分析处理从而判定目标金属的类别和位置, 并把检测结果通过 LCD 显示屏 (Liquid Crystal Display) 和蜂鸣器展现出来。另外单片机还接收控制按键的信号, 通过按键, 可以设置探测模式、可探测金属种类、探测灵敏度。

2 金属探测器的硬件电路设计

硬件电路包含以下几个模块: 信号发射模块, 信号接收处理模块, 信号检测模块、系统控制模块以及人机交互与报

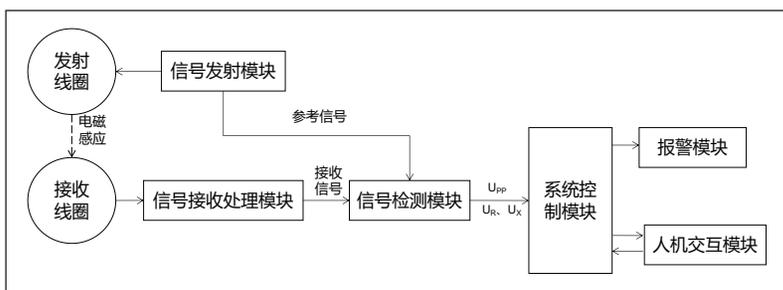


图2 设计总体方案框图

警模块。

2.1 信号发射模块

信号发射模块使用的是 RC 振荡电路（如图 3 所示），产生的振荡信号为频率 8.5kHz 的正弦波。该正弦波信号经过 LM386 电路放大，能在发射线圈上形成较强的交变电磁场。

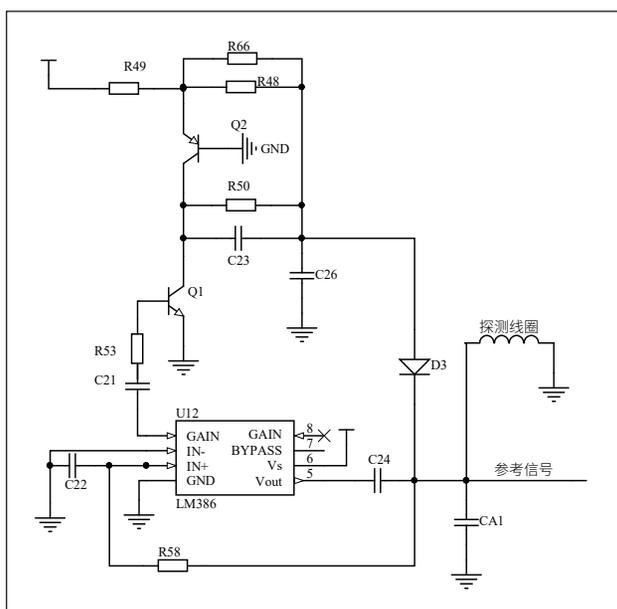


图3 信号发射模块

2.2 信号接收处理模块

信号接收处理模块包括滤波放大电路和同步解调电路两部分（如图 4 所示）。接收线圈、C14、C15 与 R57 组成接收线圈振荡耦合电路。接收信号从振荡耦合电路进入滤波放大电路，以运算放大

器 OP37GS 为核心构成有源低通滤波放大电路，R55、C11、R56 和 CA2 构成负反馈放大，放大倍数可以通过公式 (1) 计算。

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \left(\frac{R_{55} \frac{1}{sC_{11}}}{R_{55} + \frac{1}{sC_{11}}} \right) \left(\frac{1}{R_{56} + \frac{1}{sCA_2}} \right) \quad (1)$$

$$= \frac{sCA_2R_{55}}{(sC_{11}R_{55} + 1)(sCA_2R_{56} + 1)}$$

式中： $s = j\omega$ 。

R55 与 C11 并联后负反馈到运放 OP37GS，具有低通滤波作用，可以滤掉高频噪声信号，低通滤波的通带截止频率可以通过公式 (2) 计算。

$$f = \frac{1}{2\pi R_{55} C_{11}} \quad (2)$$

图 4 中，参考信号为来自发射线圈的激励正弦信号，以 LM393DR 与 MC14016BDG 为核心构成了同步解调电路，对接收信号进行正交分解，分解为电抗信号与电阻信号，分别从 LM393DR 的引脚 OUT1 和 OUT2 输出，电抗信号与电阻信号为相位差为 90° 的两路方波。

2.3 信号检测模块

上文中的电抗信号和电阻信号这两路信号通过微分运放电路和运放电路（见图 5），最终分解成电阻分量 U_{R1} 和 U_{R2} 、电抗分量 U_{X1} 和 U_{X2} 以及接收信号的幅值信号 U_{PP0}

金属辨别模式下，电阻分量 U_R 和电抗分量 U_X 经过以运算放大器 U9-LMC6035IM 为核心的一级低通滤波放大电路，过滤部分干扰信号与噪声，并完成信号放大。同时，电

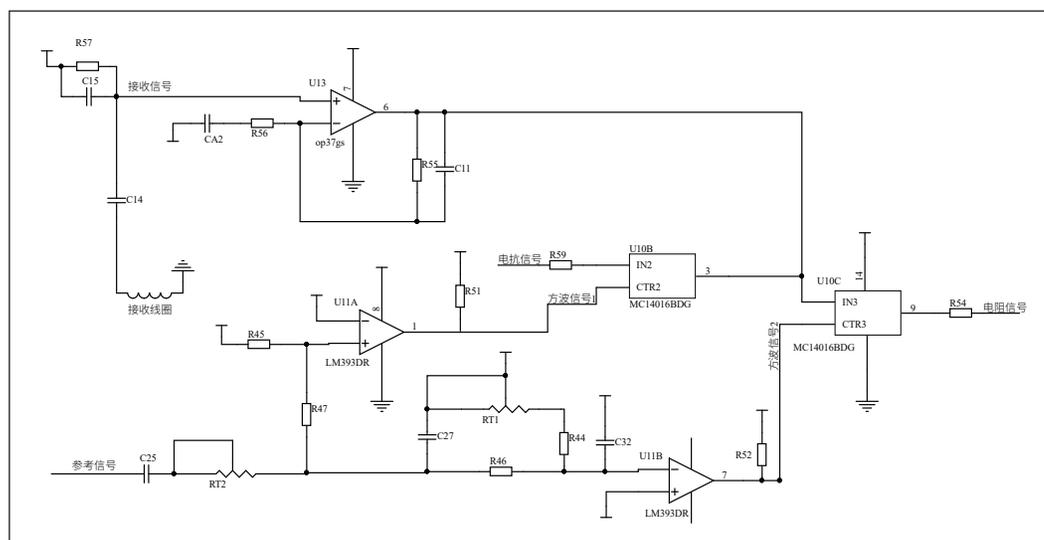


图4 信号接收处理模块

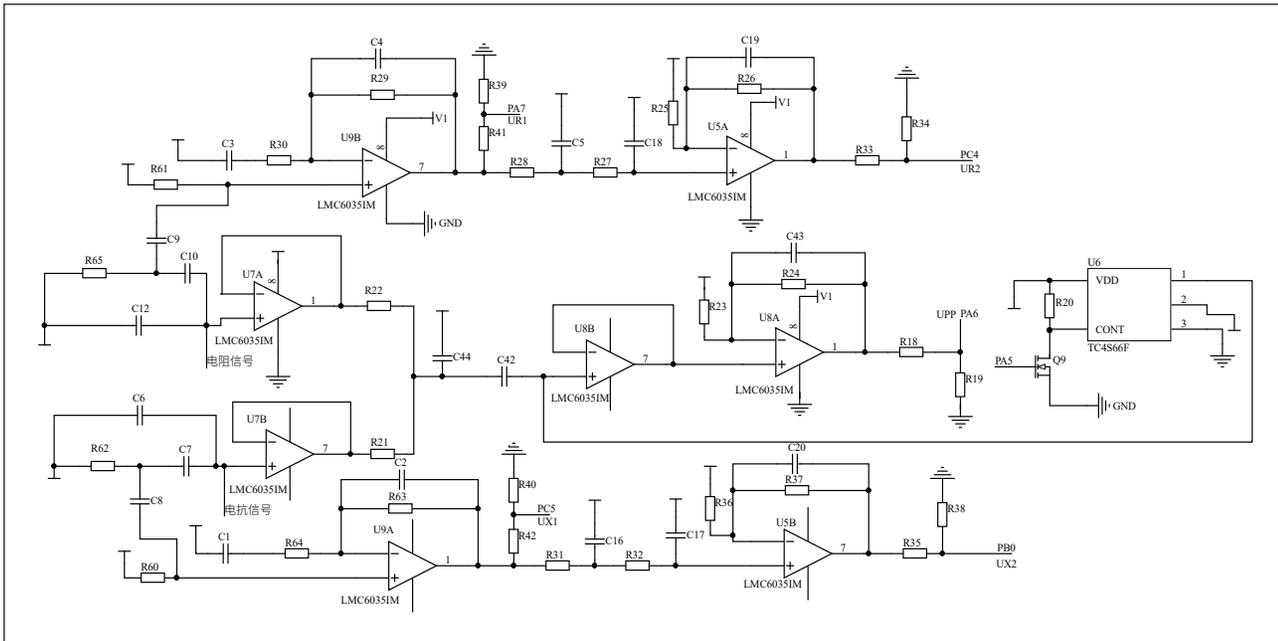


图5 信号检测模块

阻分量 U_{R1} 和电抗分量 U_{X1} 经过二阶 RC 滞后移相电路，并通过基于 U5-LMC6035IM 构建的二级低通滤波放大电路，得到电阻分量 U_{R2} 和电抗分量 U_{X2} 。最终，电抗分量 U_{X1} 、 U_{X2} 与电阻分量 U_{R1} 、 U_{R2} 输入单片机。

按下精确定位按键，单片机从引脚 PA5 输出高电平信号，场效应管 Q9 导通，直流电源 V3 通过 TC4S66F 为 U8-LMC6035IM 构建的低通滤波放大电路供电，金属定位模式开启。金属定位模式下，电阻分量 U_R 和电抗分量 U_X 进行滤波放大处理（见图 5），增大信号幅值，从而增强探测器判断金属埋藏深度的准确度。最终，接收信号幅值 U_{PP} 输入单片机。

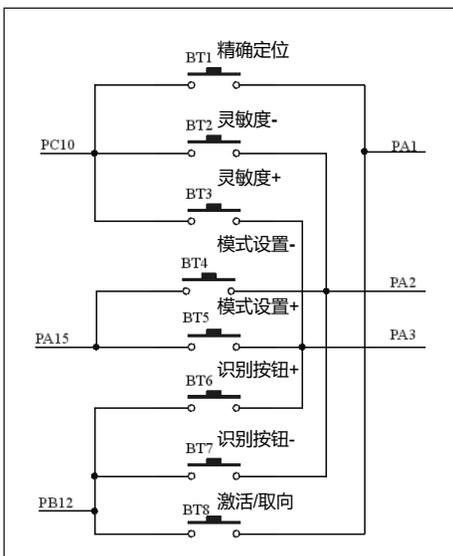


图6 按键电路

2.4 系统控制模块

系统控制模块为单片机系统，由主控制芯片、供电电路、Bootloader 启动配置电路和程序烧写电路组成。主控制芯片采用意法半导体公司生产的 32 位单片机 STM32L152RCT6，该单片机是一种超低功耗 Flash 型 32 位 RISC 指令集的嵌入式—控制器的集成电路^[9]。

2.5 人机交互与报警模块

人机交互模块主要包括控制按键和 LCD 显示屏。根据功能要求，共设有 8 个轻触式的设置按键，如图 6 所示。

LCD 显示屏选择段式液晶屏，段氏液晶的像素排列和外形上很自由，且成本降低。液晶屏可显示金属探测器当前的探测模式、可探测的金属种类、探测灵敏度、电源电量、金属埋藏深度以及金属类别的特征值等信息。

报警模块可以输出音频信号给扬声器、蓝牙音频模块或是耳机，根据检测金属种类不同，音频信号的频率也不同。

3 金属探测器的软件程序设计

3.1 控制程序流程设计

在本次的程序设计中，使用 Keil5 编译环境，用 C 语言对程序进行编写^[10]。控制程序流程图如图 7 所示，首先系统初始化，之后扫描按键并设定探测模式及其相关工作参数，接着探测器开始工作。单片机利用 ADC (Analog-to-digital converter) 功能，读取接收线圈的电信号，并通过算法得到相位差与幅值，之后与各级阈值逐级对比，若不在阈值范围内则继续探测，若在阈值范围内则说明探测到金

属，系统判断金属种类与金属位置，并更新 LCD 显示屏，发送音频信号。

根据信号相位差的大小，金属探测器将相位阈值由铁磁性金属到非磁性金属划分为 12 级，前 4 级为铁磁性金属，后 8 级为非铁磁性金属。同时探测器还可数值显示金属种类，0-25 为铁磁性金属，25-90 为非铁磁性金属。根据接收信号幅值的大小，金属埋藏深度根据 3 幅值阈值划分为 4 个等级，分别表示金属距离探测线圈 0-6cm、7-12cm、13-19cm、20-26cm、27+cm。

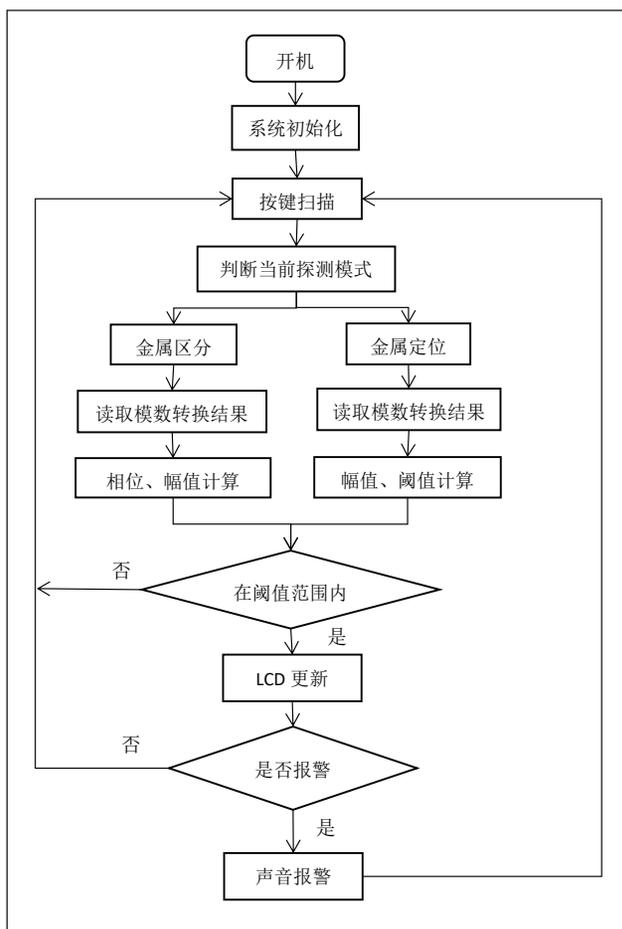


图 7 控制程序流程图

3.2 金属辨别模式核心算法

假设发射线圈的激励正弦信号 U_{out} 为：

$$U_{out} = A \sin(\omega t) \quad \text{式 (3)}$$

其中 A 为激励正弦信号的幅值。

当探测到金属时，接收线圈的接收信号 U_{in} 为：

$$U_{in} = B \sin(\omega t + \theta) \quad \text{式 (4)}$$

其中： B 为接收信号的幅值， θ 是接收信号与发射信号的相位差，接收信号频率与发射信号相同^[8]。 θ 的数值可用于区分金属种类， B 的数值可用于检测对象金属的埋藏深度。

对式 (4) 分解可得：

$$U_{in} = B \sin(\omega t + \theta) = B [\sin(\omega t) \cos(\theta) + \sin(\theta) \cos(\omega t)] \quad \text{式 (5)}$$

其中， $U_R = B \sin(\theta)$ ， $U_X = B \cos(\theta)$ 。

从式 (5) 可以看出，对接收信号进行正交分解可得到用于区分金属种类的电阻信号 U_R 与电抗信号 U_X ，其中电阻信号 U_R 与电抗信号 U_X 的相互正交，因此，接收信号可用复平面表示，其复平面的表达式为：

$$U_{in} = U_R + iU_X, i = \sqrt{-1} \quad \text{式 (6)}$$

当金属与探测器相对运动时，接收信号中的电阻信号 U_R 与电抗信号 U_X 也随着时间而变化，即：

$$U_R = U_R(t), U_X = U_X(t) \quad \text{式 (7)}$$

$$\text{其中, } \frac{U_R(t)}{U_X(t)} = \frac{\Delta U_R}{\Delta U_X} = \frac{U_{R2} - U_{R1}}{U_{X2} - U_{X1}} \quad \text{式 (8)}$$

因此，由式 (5)、式 (7) 与式 (8) 可得：

$$\begin{aligned} \tan(\theta) &= \frac{B \sin(\theta)}{B \cos(\theta)} = \frac{U_R}{U_X} = \frac{U_R(t)}{U_X(t)} \\ &= \frac{\Delta U_R}{\Delta U_X} = \frac{U_{R2} - U_{R1}}{U_{X2} - U_{X1}} \end{aligned} \quad \text{式 (9)}$$

$$\text{即: } \theta = \arctan\left(\frac{U_R}{U_X}\right) = \arctan\left(\frac{U_{R2} - U_{R1}}{U_{X2} - U_{X1}}\right) \quad \text{式 (10)}$$

即先求得两时刻之间电阻信号幅度的变化值与电抗信号幅度的变化值的比值，然后求反正切值，便是相位差 θ 的值。

单片机信号采样一般都是以一个完整的周期波形为对象，所以把电阻信号的振幅作为电阻信号的变化值 U_R ，即 $U_R = U_{Rmax} - U_{Rmin}$ ， U_{X1} 、 U_{X2} 分别为 U_{Rmax} 、 U_{Rmin} 采样时的电抗信号，即：

$$\theta = \arctan\left(\frac{U_R}{U_X}\right) = \arctan\left(\frac{U_{Rmax} - U_{Rmin}}{U_{X2} - U_{X1}}\right) \quad \text{式 (11)}$$

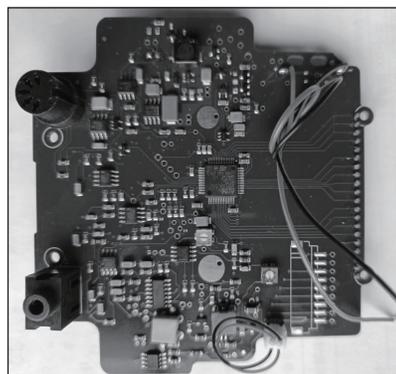


图 8 样机电路板

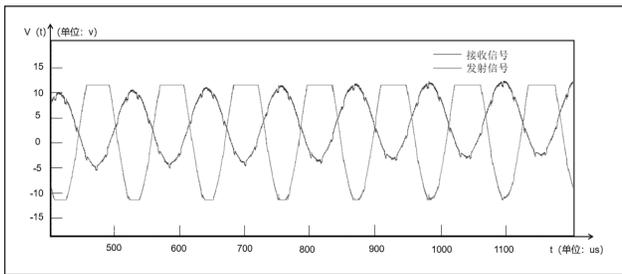


图9 发射信号与接收信号波形对比图

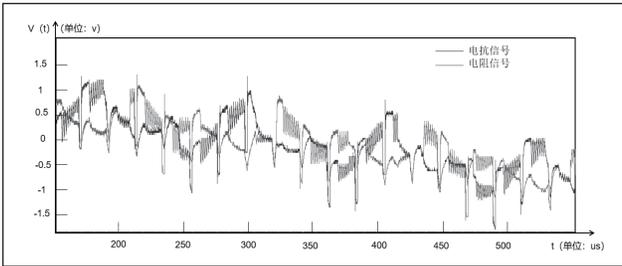


图10 同步解调电路输出信号波形对比图

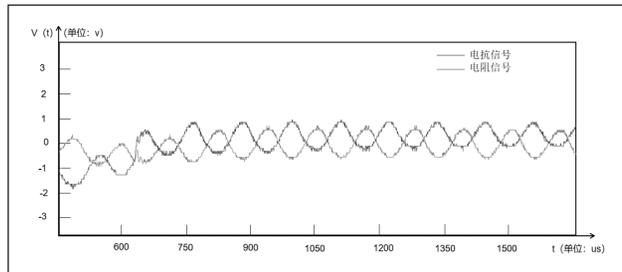


图11 低通滤波电路输出信号波形对比图

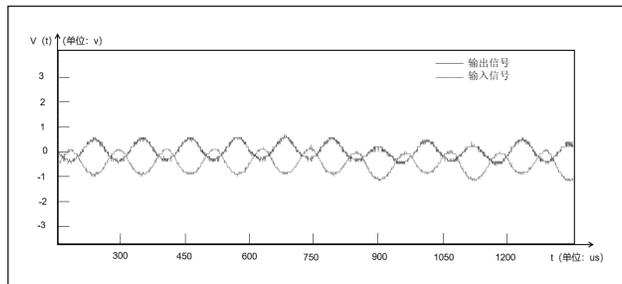


图12 滞后移相电路的输入与输出信号波形对比图

4 样机实物测试

为了检测各模块电路是否可以实现预期功能，设计制作了小批量样机电路板实物（如图8所示），PCB板大小为12cm×12cm。并对样机电路板进行波形检测和功能检测。

4.1 波形检测结果

图9为发射信号和滤波放大后的接收信号，这两个波形均为类正弦波频率为8.5kHz。

同步解调电路输出信号波形如图10所示，接收信号通过同步解调电路进行正交分解，分解为电抗信号与电阻信号，但因高频信号与噪音等因素，波形有些失真。

图10中的电阻信号与电抗信号经过低通滤波放大电路

后，输出信号如图11所示，由图中两路波形可见，低通滤波放大电路可以满足系统的滤波需求。

滞后移相电路的输入与输出信号波形对比图12所示，输入信号与输出信号的相位差为180°。

4.2 检测效果测试

为了验证金属探测器的性能，对一元硬币、五角硬币、紫铜块、铝片、锡箔纸、铁块、金共7种不同金属物体分别进行金属辨别测试与金属定位测试，7种金属尺寸如表1所示。

表1 测试金属规格尺寸

金属种类	体积/cm ³	重量/g
铁块	8	62
一元硬币	0.75	6
五角硬币	0.47	3
紫铜块	1	9
铝片	5	13
锡箔纸	0.4	1
金(空心)	0.4	2

金属辨别测试，并将测试金属放置距离探测线圈20cm处，测试结果如表2所示。测试结果显示，本设计能较为准确地区分判断金属种类。

表2 金属辨别测试结果（等级-数值）

测试金属	第1次	第2次	第3次	第4次	第5次
铁块	2-12	2-12	2-12	1-08	1-08
一元硬币	3-21	1-08	1-08	1-08	1-08
五角硬币	9-73	10-80	11-88	9-73	9-73
紫铜块	10-80	11-88	9-73	10-80	11-88
铝片	12-95	11-88	12-95	11-88	11-88
锡箔纸	8-61	7-55	8-61	7-55	7-55
金	7-55	8-61	7-55	7-55	8-61

注：金属种类划分12级，前4级（数值0-25）为铁磁性金属，后8级（数值为26-99）为非铁磁性金属。

金属定位测试，将测试金属依次放置距离探测线圈4cm、10cm、16cm、22cm、28cm处，测试结果分别如表3所示。测试结果显示，本设计可以有效地探测金属的大致位置，但是由于金属大小与种类等因素的影响，当金属距离探测线圈26cm以外时，探测结果会出现偏差。

表3 金属定位测试（距离等级）

检测金属	4cm	10cm	16cm	22cm	28cm
铁块	1	2	3	4	4
一元硬币	1	2	3	4	5
五角硬币	1	2	3	4	4
紫铜块	1	2	3	4	5
铝片	1	2	3	4	5
锡箔纸	1	2	3	4	5
金	1	2	3	4	4

注：金属与探测接受线圈的距离划分5级，分别表示金属距离探测线圈0-6cm、7-12cm、13-19cm、20-26cm、27+cm。

5 结束语

本文提出了一种基于 STM32 单片机的便携式金属探测器设计。文中详细介绍了系统硬件结构及软件设计，采用了模块化设计思想，以 STM32 单片机作为核心器件，以信号发射模块，信号接收处理模块，信号检测模块等模块为外围部件进行信号采集与处理，将处理后的信号传给系统控制模块，并通过人机控制模块进行显示和控制，实现了探测金属种类与埋藏深度的功能。

实验结果显示，该探测器可以高效、准确地区分磁性金属或非铁磁性金属并判断金属的位置范围，并根据数值显示大致判断金属的具体种类，但当金属距离超过 26cm，金属定位模式的探测结果会出现一定的偏差。该系统相较于市面上现有便携式金属探测器，在探测精度与探测范围有一定优势，同时具有体积小、方便携带、通用性强等优点，进一步优化了现有便携式金属探测器的性能。

参考文献

* [1] 王海军. 一款简易金属探测器设计 [J]. 电子世界, 2021(13):121-123.

* [2] M. R.S. A,J. A, et al. Development of a novel, windowless, amorphous selenium based photodetector for use in liquid noble detectors[J]. Journal of Instrumentation, 2023,18(01):1029

* [3] Citak H. Pulse Induction Metal Detector: A Performance Application[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2020,48(6):2210-2223.

* [4] 薛喆. 基于磁异常信号检测技术在金属探测领域中的应用与研究 [D]. 长安大学, 2020.

* [5] 白树忠,董春阳. 平衡线圈式高精度金属检测算法 [J]. 山东大学学报 (工学版), 2017,47(04):83-88.

* [6] Okabe S,Sasada I. Development of a planar-type high sensitivity metallic contaminant detector[J]. AIP Advances, 2017,7(5):56-68.

* [7] Novacek P, Rohac J, Simanek J, et al. Metal detector signal imprints of detected objects[J]. IEEE transactions on magnetics, 2012,49(1):69-72.

* [8] 徐从裕,王沁喆,胡宗久,等. 基于相位辨识的金属探测方法 [J]. Journal, 2019,42:80-84.

* [9] 张淑清,胡永涛,张立国,等. 嵌入式单片机 STM32 原理及应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2015:18.

* [10] 周游宇,林朝勇. 基于 STC89C52 单片机的金属探测器制作 [J]. 现代信息科技, 2020,4(20):54-56.

(上接第 84 页)

表2 均衡效果比对

序号	普通充电	均衡充电
1	4.127	4.210
2	4.104	4.207
3	4.235	4.192
4	4.059	4.204
5	4.112	4.198
6	4.027	4.196
7	4.189	4.201

根据以上比对测试，证明采用均衡充电的电池组，在充电结束后，各单体电池组电压相差不大，误差小于 0.02V，而采用普通充电方式，在充电结束后，3 号单体电池和 6 号单体电池，电压差达 0.2V 以上，个别电池在整个充电结束后，例如 3 号单体电池电压超过 4.2V，长期这样会影响寿命。

8 结论

应用 SOC 主动均衡算法，针对单体电池的特性与特点制定保护方案，有效延长锂电池使用寿命。在电池组中，当电池差异较大时，可以区别对待每节电池的充放电方式。使用机器学习方法建立每节电池的传递函数，充电和放电过程都能够实现 SOC 一致。

建立电池健康状况诊断模型，对整体电池组中的每个个

体状况进行诊断，实现坏电的定位，预警和引导更换。

应用物联网技术，对锂电池使用状况进行监测，实现单体电池使用状况的可视化，使用者可以通过手机 APP 清楚地看到电池的充放电状态、健康状况、电量等维护信息，便于更换电芯，更加人性化地解决了电池复杂的充放电保护问题。

参考文献

* [1] 王建锋,李娜,艾涵. 一种锂电池组核电状态主动均衡系统 [J]. 物联网技术, 2022,12(08):63-67.

* [2]Yin M D, Youn J, Park D, et al. Dynamic frequency and duty cycle control method for fast pulse-charging of lithium battery based on polarization curve[C]//The Ninth International Conference on Frontier of Computer Science and Technology, IEEE, 2015: 40-45.

* [3] 谢信奇,秦会斌. 一种新型锂电池充电技术 [J]. 传感器与微系统, 2018,37(04):73-76.

* [4] 任诗雨,张亚. 基于 Stateflow 锂电池组多层混合均衡仿真研究 [J]. 产业科技创新, 2022,4(05):61-63.

* [5] 杜海忠, 骆滔, 宋浩谊等. 基于电压平衡的锂电池主动均衡电路及策略 [J]. 电气工程学报, 2021,16(03):145-151.

通信作者：李晓峰。

一种面向 Sigma Delta ADC 的数字降采样滤波器的设计

黄浩, 王法翔

(福州大学 物理与信息工程学院, 福建福州, 350108)

摘要: 近年来Sigma Delta模数转换器得益于其优异的性能, 在各个领域都有广泛的应用。本文提出了一种面向Sigma Delta ADC的数字降采样滤波器, 能满足多种工业、医疗测量场景应用。该应用场景下对数字滤波器提出了高精度、低功耗、线性相位的需求。本文设计的数字滤波器使用两级非递归系数FIR滤波器对CIC滤波器进行补偿, 形成平坦的通带与较窄的过渡带。同时, 复用乘法器与加法器使得硬件资源消耗大大降低。所设计的数字抽取滤波器通带为0.92kHz, 通带纹波为±0.02dB, 阻带为1.5kHz。该设计基于TSMC 180nm CMOS工艺, 工作在1.8V电源电压和128的过采样率。仿真结果显示, 级联三阶一位量化的调制器后, 能在1kHz带宽下实现95dB的SNDR, 以及100dB的DR。

关键词: 模数转换器; Sigma-Delta; 数字滤波器

0 引言

目前, 工业生产自动化技术发展迅速, 而准确地测量数据结果是自动化技术中最重要的一个组成部分。在自动化的流程当中, 测量精度影响着工艺参数的准确性, 甚至影响了工作效率与产品质量。与各种传感器联系紧密的模数转换器 (analog digital converter, ADC) 在工业中应呈现出高精度、低功耗的性能, 并且需要适应各种不良环境。各类技术中, 由于结构简单和能对抗电路非理想影响, Sigma Delta 转换技术是这种高分辨率应用中的首选^[1]。

一般地, Sigma Delta ADC 包含模拟电路与数字降采样滤波电路两个部分, 其中数字滤波电路由于需要较多的计算单元, 硬件消耗较大^[2], 影响着整个 ADC 的面积。同时, 非理想的滤波器总是会引入量化噪声, 影响最终的性能。

1974年, 有学者第一次提出了一种具有降采样数字滤波的多位过采样 Sigma Delta ADC^[3], 为数字滤波器的研究开创了先河。级联式积分梳状 (cascaded integrator-comb, CIC) 滤波器由于其特殊的结构与抽取和内插功能, 从此被广泛应用于各种多速率系统。然而, 单阶 CIC 滤波器阻带衰减特性较差, 主瓣衰减也不明显, 还会引入通带衰减问题。目前一般在 CIC 滤波器后级联半带滤波器^[4]或利用线性内插二阶多项式 (interpolated second-order polynomials, ISOP) 滤波器^[5]对 CIC 滤波器造成的通带衰减进行补偿。同时, 将滤波器的抽头系数存入存储器中也是减少一种硬件开销的常用方式。

因此, 一种优秀的数字滤波器应该具有以下特点: (1) 减少对原信号产生明显的衰减; (2) 减少计算单元的硬件消耗; (3) 实现降采样功能。

基于上述的分析, 本文介绍了一种应用于 Sigma Delta ADC 的数字降采样滤波器设计, 对整体架构进行分析与选择, 在 CIC 滤波器后级联反正弦滤波器与半带滤波器进行

补偿, 同时引入非递归结构降低延时。最后对加法器、乘法器进行复用, 以达到降低面积与功耗的效果。

1 原理分析与整体结构

一般来说, Sigma Delta ADC 主要包括三个部分, 前级抗混叠滤波器, 调制器, 数字降采样滤波器。

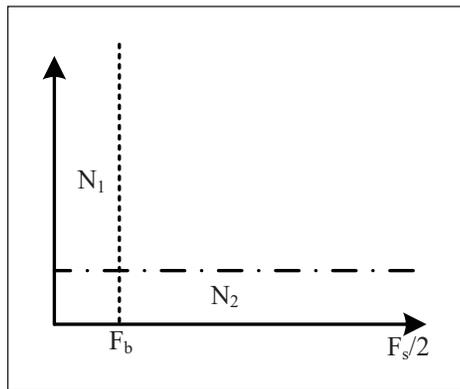


图 1 Sigma Delta 噪声频谱示意图

Sigma Delta 调制器由于其过采样技术与噪声整形技术能够获得较高的精度: 带内噪声由于过采样被抬高到了带外, 简略的示意图如图 1 所示。N₁ 为原本的噪声, N₂ 为过采样后的噪声, 可以看到噪声的总量不变, 但是带内的噪声减少了。因此, 调制器的高速输出想要转换成数字信号后供后级设备使用, 就必须级联数字滤波器进行低通滤波与降采样^[6]。

本文提出的数字滤波器各级指标如表 1 所示, 由 CIC 滤波器、Arcsine 滤波器、HalfBand 滤波器级联而成, 级联结构如图 2 所示。使用多级级联的数字滤波器可以显著降低滤波器的阶数, 若使用一级 FIR 滤波器达到该指标, 经设计需要 1798 阶。在实际应用中, 这种阶数是设计者无法接受的。采取级联结构, 只需要 4 阶 CIC 滤波器, 48 阶 Arcsine 滤波器, 64 阶 HalfBand 滤波器即可。

表1 数字滤波器各级指标

参数	CIC	Arcsine	HalfBand
输入采样频率/kHz	256	8	4
输出采样频率/kHz	8	4	2
通带截止频率/kHz	1	1	0.92
阻带截止频率/kHz	-	1.72	1.07
通带波纹/dB	-	0.01	0.03
阻带衰减/dB	-	81	48
降采样率	32	2	2

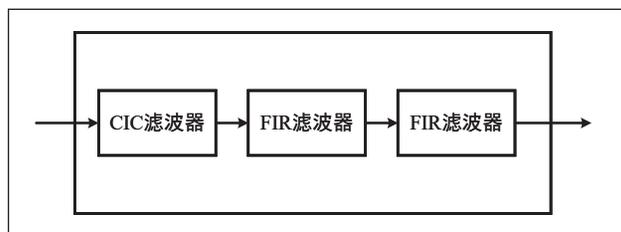


图2 数字滤波器结构图

本文提出的数字滤波器结构则如图2所示，Arcsine滤波器与HalfBand滤波器均为FIR滤波器。由CIC滤波器先完成32倍的降采样，再由两级FIR滤波器完成2倍降采样，最终实现128倍降采样，输出数据速率为2000SPS。

2 数字滤波器的设计

2.1 CIC 滤波器

CIC滤波器是一种特殊的滤波器，主要应用在多抽取率系统，用于数字信号的插值和内插。正如前文所述，单级CIC滤波器的衰减特性较差，故一般多用多级级联。多级级联的CIC滤波器系统函数为：

$$H(z) = \frac{[(1 - z^{-RM})]^N}{R^N (1 - z^{-1})^N} \quad \text{式(1)}$$

其中， N 为级联的滤波器个数， R 为抽取倍数， M 为滤波器的延迟因子。

CIC滤波器在降采样系统应用中是主流，这主要是由于它能在不使用乘法器的情况下减少采样率。在Sigma Delta ADC的应用中，多个CIC滤波器级联能有效抑制信号带外噪声。一般来说，CIC滤波器的阶数应为 $N=L+1$ ，其中 L 为所设计的调制器的阶数。当 $N<L$ 时，CIC滤波器抽取后的噪声混叠较为严重；当 $N>L+1$ 时，CIC滤波器的噪声抑制能力又不再随着阶数增加而变强。故在本设计中，CIC滤波器的阶数应选择4，即有四级积分器与梳状器^[7]。

一般来说，CIC滤波器有递归型与非递归型两种。非递归型CIC滤波器速度更快，但是却不适用于本文。这是由于在音频、心电等应用中，我们通常需要一个线性相位的FIR滤波器以避免相位失真^[8]。以本文为例，非递归的CIC滤波器的系统函数另一种实现方式可由下式推导得出：

$$H(z) = \frac{(1 - z^{-2})^4}{(1 - z^{-1})^4} = 1 + 4z^{-1} + 6z^{-2} + 4z^{-3} + z^{-4} \quad \text{式(2)}$$

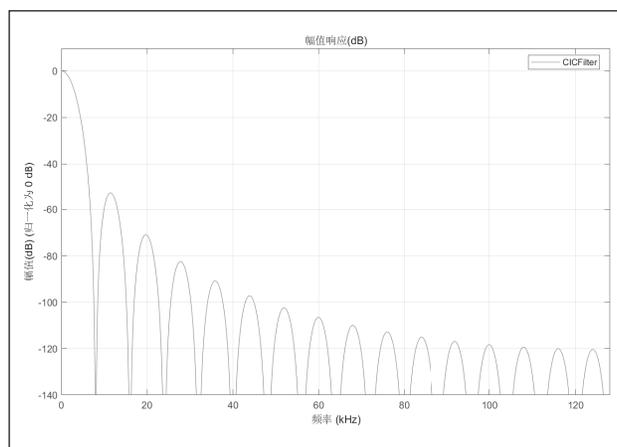


图3 CIC滤波器幅频曲线

对比两种系统函数，使用(1)式进行FIR的窗函数或等波纹设计法实现的线性相位滤波器能够在多种应用中表现更好。本文所设计的CIC滤波器的频谱特性如图3所示。

作为一种有效进行多速率信号处理任务的滤波器，CIC滤波器也有缺点。如图3所示，当CIC滤波器的抽取倍数较大或阶数较高时，滤波器的通带衰减非常严重。通常会使用可编程的其他滤波器来提升CIC滤波器的通带响应，但这引入了大量的硬件消耗。引入固定系数的第二级滤波器最早可追溯至A.Y. Kwentus，这样可以减少硬件消耗^[9]。关于CIC滤波器的补偿问题，将在后文进行更为详细的叙述。

CIC滤波器的结构依次为积分器，抽取器，梳状器的级联。这样的结构使得梳状器能工作在采样频率/ R 的速率下，有利于降低功耗。在积分器中应设置好位宽防止出现溢出^[10]，内部寄存器最常用的公式为：

$$B_{out} = B_{in} + N \log_2(RM) \quad \text{式(3)}$$

其中， B_{in} 为输入位数，在此处与调制器的量化位数有关， N 表示CIC滤波器的阶数， R 表示抽取倍数， M 表示延迟因子。以本文为例，与三阶一位量化调制器级联时，应将位宽设置为21位以满足积分器的增益。而在梳状器中，内部溢出的数据并不需要处理，使用补码进行操作的过程中不会出现错误。

2.2 Arcsine 滤波器

我们知道，当CIC滤波器级联的阶数越多，抽取倍数越大，引入通带滚降就越严重。因此，如果想要得到最好的补偿效果，就应当降低CIC滤波器的级联阶数与抽取倍数。但是，级联阶数已经确定，无法再改变，只能从降低抽取倍数入手。在本设计中，总降采样倍数为128，若完全使

用 CIC 滤波器进行抽取, 在 1kHz 信号带宽处, 衰减将增加 10dB, 大大增加了抽取难度。

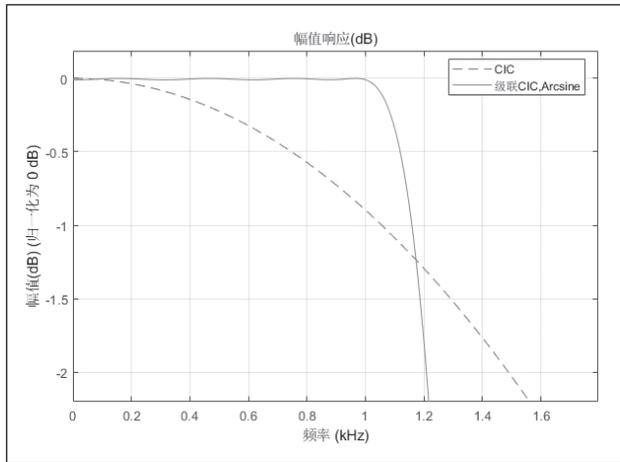


图 4 CIC 与 Arcsine 滤波器级联幅频特性曲线

常见的 ISOP 滤波器结构简单, 能完成补偿效果, 但是无法实现降采样。此时对 CIC 滤波器的系统函数进行分析, 可写出如下式的幅频特性:

$$H_{cic}(e^{j\omega}) = 32^4 \left| \frac{\sin^4(32\pi f)}{\sin^4(\pi f)} \right| \quad \text{式 (4)}$$

其中 \sin 为正弦函数, 对该幅频特性做倒数, 得到下式:

$$H_{comp}(e^{j\omega}) = \left| \frac{1}{32^4 \text{sinc}^4(32\pi f)} \right| \quad \text{式 (5)}$$

其中, sinc 为反正弦函数。级联幅频特性为式 (5) 的数字滤波器即可完成对 CIC 滤波器的补偿。借助 MATLAB 的 fdatool 可以使用等波纹法进行 Arcsine 滤波器的设计^[11]。在 Arcsine 滤波器中再加入抽取功能, 能够有效降低前级 CIC 滤波器的降采样倍数。

本文设计的 Arcsine 滤波器的通带补偿效果如图 4 所示, 图中从级联后幅频特性曲线中可以看到通带明显得到补偿, 通带纹波小于 0.01dB。

2.3 半带滤波器

半带滤波器是一种 FIR 滤波器, 图 5 是 FIR 滤波器的原始结构。可以看到, FIR 滤波器需要大量的乘法器与加法器进行计算, 这会引入过多的硬件消耗。半带滤波器有着系数对称以及一般系数都为零的特点, 能够在应用中节省大量的硬件资源^[12]。

同时, 从图 6 可见: 半带滤波器的幅频特性呈现出对称的特点。即设计合理的半带滤波器的通带与阻带几乎相等, 而过渡带很窄。所以一般将半带滤波器作为整个数字滤波器模块的最后一级以改善整体过渡带表现。N 级的半带滤波器可以完成 2 的 N 次幂的抽取, 这也可以进一步减少 CIC 滤

波器的抽取倍数, 降低通带衰减的补偿难度。

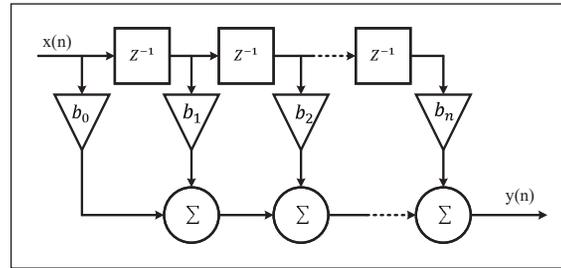


图 5 FIR 滤波器基本结构

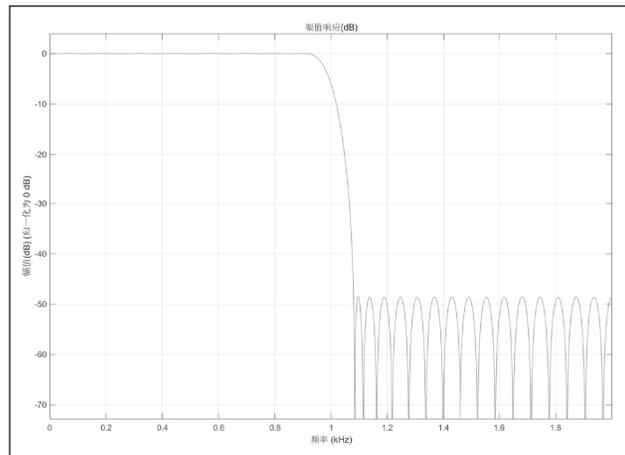


图 6 半带滤波器幅频特性曲线

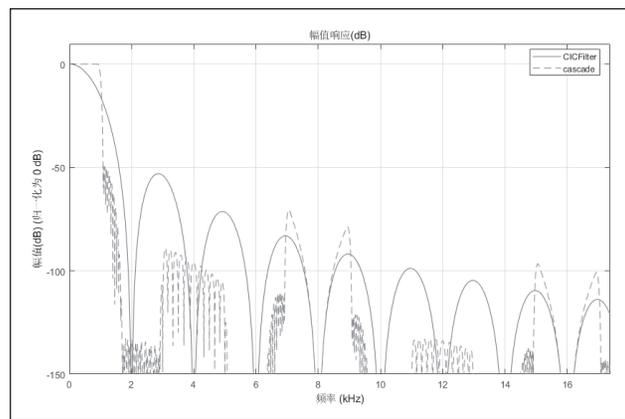


图 7 本文数字滤波器与 CIC 滤波器的幅频特性曲线

在^[13]中提出了 CIC 滤波器后要级联补偿滤波器, 但只给出了通带的补偿方法, 并未讨论过渡带与阻带, 这会导致整体滤波效果不好。图 7 为本文设计的级联后的数字滤波器的幅频特性曲线与 CIC 滤波器的对比。可以看到, 通过两级的补偿, 数字滤波器拥有平坦的通带以及较窄的过渡带。

2.4 计算单元的复用

为了减少加法器与乘法器的使用, 本文在设计中在保证时序功能的前提下, 对各个计算单元进行复用, 有效减少了硬件消耗。以第三级半带滤波器为例, 复用后的结构如图 8 所示。

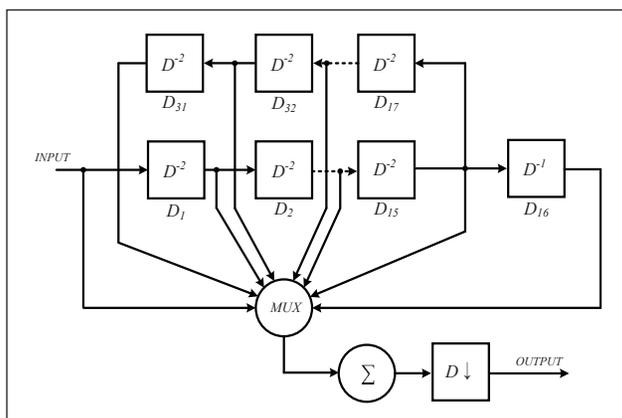


图 8 计算单元复用示意图

在图 8 中，引入了选择器对半带滤波器的系数进行选择。具体时序如图 9 所示，由于到第三级滤波器降采样倍数已经是 128 倍，此时半带滤波器的输入采样频率为 4kHz，也就是每一个周期有 64 个系统时钟周期可以进行工作。可以利用这些周期复用乘法器与加法器，依次进行乘加计算。

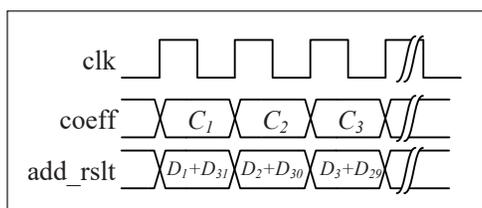


图 9 计算单元复用时序图

3 调制器联合测试

3.1 调制器建模仿真

为了测试本文所设计的数字降采样滤波器的性能，在前级级联了一个 Sigma Delta 调制器。经分析，聚焦于工业测量和医疗应用的调制器的信噪失真比（Signal-to-Noise-and-Distortion Ratio, SNDR）至少应达到 92dB。

提高 Sigma Delta 调制器的性能的方法主要有两种，增加调制器的阶数与增加量化位数。在实际应用中，Sigma Delta 的调制器很少使用超过 4 阶的结构，因为这会导致系统不稳定。同时，量化位数的增加也带来了功耗的提升。经

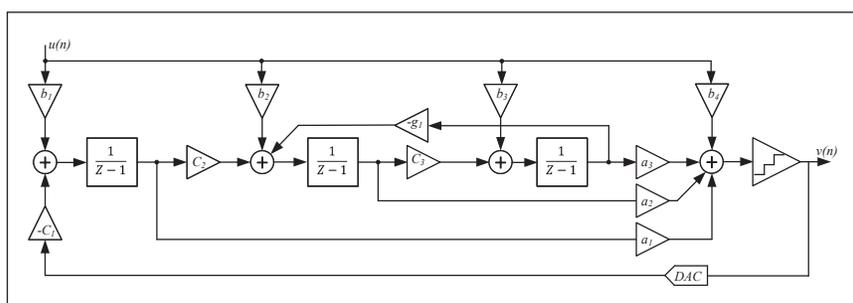


图 10 Sigma Delta 调制器的三阶 CIFF 结构

过综合考虑，本文级联的 Sigma Delta 调制器采用如图 10 所示的三阶 CIFF 结构。只要对系数 a、b、c 取适当的值，就可以使得噪声传递函数不受输入信号的影响，降低各级积分器的摆幅，降低过载的可能性，保证电路的线性度以及得到更小的谐波失真^[14]。

对模型输入幅度进行扫描得到的结果如图 11 所示。

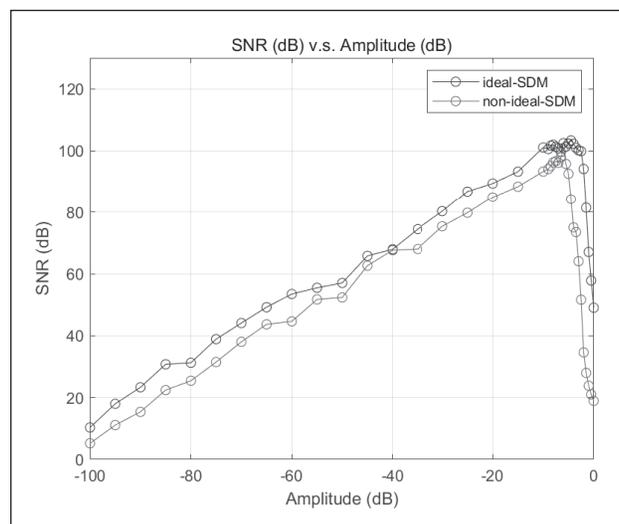


图 11 调制器建模理想与非理想输出频谱

不同于使用 SystemVerilog 进行建模^[15]，本设计在 MATLAB 中对调制器建模进行仿真，考虑白噪声与 KT/C 噪声后，该调制器在非理想状态的 SNDR 能接近 100dB 左右，与理想状态下差距不大，调制器性能较高。

3.2 联合测试

首先应验证调制器的动态范围（dynamic range, DR）是否满足应用的需求，结果如图 12 所示。调制器能达到 100dB 左右的 DR 与 95dB 左右的 SDNR，满足了各种工业和医疗测量环境的需求。

级联数字滤波器后，将输出数据作 FFT 计算，得到如图 13 所示的结果。

当输入 -8.37dB 的 296.875kHz 时，在 1kHz 带宽内，SNDR 达到 95.8dB，有效位数达到 15.61bits。所设计的数字降采样滤波器几乎没有引入更多的噪声，有良好的滤波效果。

4 结论

针对目前 ADC 的应用市场以及需求，本文设计了一种面向 Sigma Delta ADC 的数字降采样滤波器，通过级联两级非递归定系数 FIR 滤波器对传统 CIC 滤波器进行补偿，消耗较少的硬件资源获得了较好的

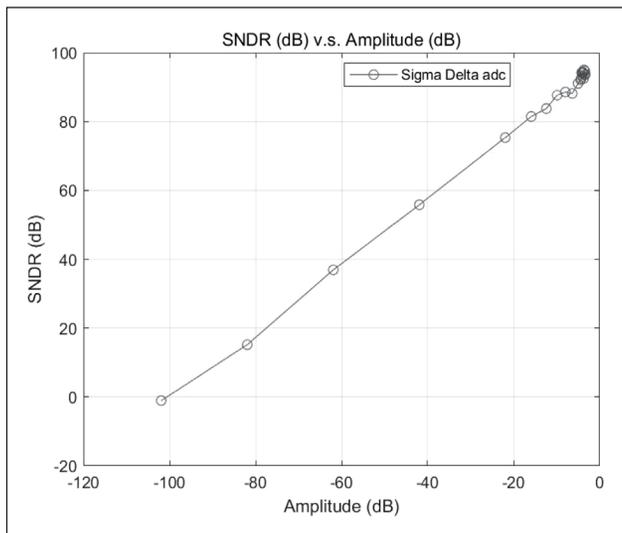


图 12 调制器动态范围示意图

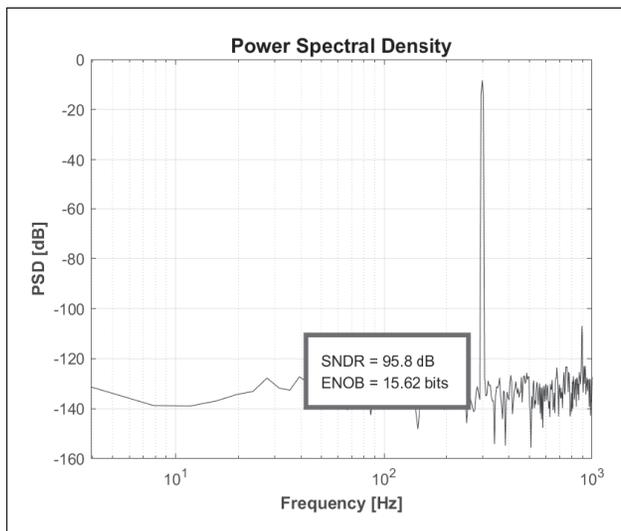


图 13 数字滤波器输出频谱

滤波效果。

数字降采样滤波器设计基于 TSMC 180nm 工艺，输入采样时钟频率为 256kHz，带宽为 0.98kHz。与调制器级联后，测试结果表明数字降采样滤波器设计能够满足应用需求。

参考文献

- * [1]Gray R. Oversampled sigma-delta modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35(5): 481-489.
- * [2]Nys O, Henderson R K. A 19-bit low-power multibit sigma-delta ADC based on data weighted averaging[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1997, 32(7): 933-942.
- * [3]Candy J. A Use of Limit Cycle Oscillations to Obtain Robust Analog-to-Digital Converters[J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(3): 298-305.
- * [4] 杨岱. 音频编解码芯片中的 Sigma-Delta ADC 的设计: [D].

电子科技大学,2018.

- * [5]Han M, Kim Y. Efficient Implementation of Multichannel FM and T-DMB Repeater in FPGA with Automatic Gain Controller [J]. Electronics, 2019, 8(5).
- * [6]Jo J W, Shehzad K, Verma D, et al. Low noise, low power 5-channel sonar signal conditioning receiver with 1.5 MS/s-12.5 MS/s 16-bit sigma-delta ADC for ocean acoustic measurements[J]. JOURNAL OF SEMICONDUCTOR TECHNOLOGY AND SCIENCE, 2020, 20(4): 326-342.
- * [7]Mounika P, Pu Y G, Lee K Y. A 1.4 mW Sigma Delta ADC with Configurable Filter for Sensor Applications[C]//2023 Fourteenth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN). IEEE, 2023: 697-699.
- * [8]Bui N T, Nguyen T M T, Park S, et al. Design of a nearly linear-phase IIR filter and JPEG compression ECG signal in real-time system[J]. Biomedical Signal Processing and Control, 2021, 67: 102431.
- * [9]Kwentus A Y, Jiang Z, Willson A N. Application of filter sharpening to cascaded integrator-comb decimation filters[J]. IEEE Transactions on signal Processing, 1997, 45(2): 457-467.
- * [10]He Z, Xing X, Zheng X, et al. Low Power and High Speed Designs of CIC Filter for Sigma-Delta ADCs[C]//2022 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS). IEEE, 2022: 236-240.
- * [11]Zahradnik P. Robust analytical design of optimal equiripple lowpass fir filters[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 755-759.
- * [12]Chavan A P, Aradhya H V R. Design and Synthesis of Low Power, High Speed 5th Order Digital Decimation Filter for Sigma-Delta Analog to Digital Converter[C]//2020 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP). IEEE, 2020: 0092-0096.
- * [13]Chen Y, Wang Z, Zhuang Y, et al. Analysis and Design of Sigma-Delta ADCs for Automotive Control Systems[C]//2021 IEEE 3rd International Conference on Circuits and Systems (ICCS). IEEE, 2021: 235-241.
- * [14]Han J H, Cho K I, Kim H J, et al. A 96dB dynamic range 2kHz bandwidth 2nd order delta-sigma modulator using modified feed-forward architecture with delayed feedback[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(5): 1645-1649.
- * [15]Tschelidou C, Georgouloupoulos N, Hatzopoulos A. Design of a SystemVerilog-Based Sigma-Delta ADC Real Number Model[C]//2019 22nd euromicro conference on digital system design (DSD). IEEE, 2019: 124-128.

通信作者：王法翔。

一种基于 FPGA 的自动曝光算法与设计

张秀清, 赵世祺, 王晓君

(河北科技大学 信息科学与工程学院, 河北石家庄, 050000)

基金项目: 河北省省级科技计划项目, 新一代电子信息技术创新专项 (项目编号: 21310402D)。

摘要: 随着数字图像处理技术的发展, 自动曝光算法在图像获取领域扮演着重要的角色。针对自动曝光问题, 设计了一种基于FPGA的自动曝光算法。该算法利用FPGA强大的并行计算能力和灵活的可配置性, 实现了快速高效的自动曝光过程。首先对原始图像数据进行预处理, 包括数据对齐、数据采样和串并转换, 然后利用乒乓操作对图像数据进行连续不间断的缓存和读取, 最后对像素进行采样, 同时计算图像灰度均值, 并依此来计算曝光时间, 从而实现自动曝光功能。经过仿真验证, 可以证明该自动曝光算法具有可行性, 在数字图像处理领域具有一定的参考价值和广泛的应用前景。

关键词: FPGA; 自动曝光; 乒乓操作; 图像灰度均值; 曝光时间

0 引言

可见光成像技术能够将场景的不同光照强度映射成相应的图像灰度, 获取的图像包含了丰富的场景形貌信息, 因此被广泛应用于关键参数检测^[1]、目标识别与分类^[2]、设备状态监控^[3]和公共安防监视^[4]等领域^[5]。可见光成像技术离不开自动曝光算法, 自动曝光算法用于在相机景物亮度发生变换时实时调整相机曝光时间, 使图像亮度值保持在一个合适的范围内^[6]。当前的自动曝光技术主要基于测光系统, 通过感光元件 (如光电二极管) 对光线进行测量, 并根据预设的曝光模式 (如中央重点测光、点测光、评价测光等) 来调整曝光参数。这种技术相对简单易用, 广泛应用于各类相机设备中。然而, 现有的自动曝光技术仍然存在一些问题, 由于光线条件的复杂多变性, 自动曝光系统往往难以准确判断正确的曝光值, 导致过度曝光或欠曝光的情况。对此, 本文提出了一种基于 FPGA 的自动曝光算法与设计。

1 系统概述

如图 1 所示, 系统由三个模块组成, 分别为图像接收模块、图像缓存模块和自动曝光模块。其中, 图像接收模块负责接收从传感器传来的图像数据, 并在内部对图像数据进行处理, 包括数据对齐、数据采集、串并转换等, 最终输出

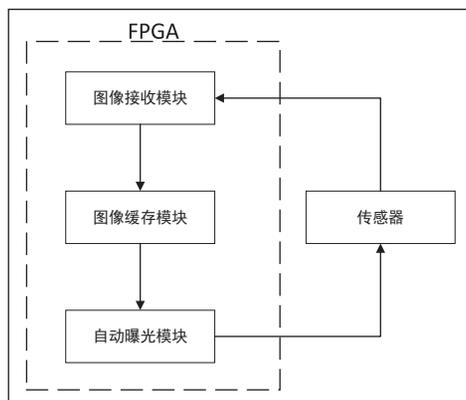


图 1 整体框图

并行的图像数据以及后续传输, 并转换了写和读的时钟域, 最终给出以读取地址起始的连续的 4 个图像数据和读时钟域下的帧起始等信号; 自动曝光模块首先根据行间隔缓存一行图像数据, 然后根据设置的起始列和列间隔进行像元抽样, 输出抽样的采样点数据和抽样数量, 并依此计算出当前的图像灰度均值, 连续进行采样时需要的帧起始等信号; 图像缓存模块中利用两组双口 SRAM 进行乒乓缓存的处理, 以确保图像灰度均值连续与目标灰度阈值进行比较, 不断调整曝光时间, 最终将曝光时间输出给传感器。

2 模块设计

模块采用 Xilinx 公司 ZYNQ 系列的 FPGA 芯片作为核心芯片, 通过对传感器输出的图像数据信号进行逻辑处理和时序调整, 计算曝光时间, 完成了自动曝光功能。根据模块功能需求分为图像接收模块、图像缓存模块和自动曝光模块三部分。

2.1 图像接收模块

图像接收模块分为三个部分, 分别为数据采样模块、串并转换模块和标志生成模块。其结构框图如图 2 所示。

2.1.1 数据采样模块

数据采样模块负责接收传感器发送来的图像数据 pic_data, 并对数据进行延时以及采样, 此采样为 DDR 采样, 输出 pic_sam_data_0 为上升沿采集的数据, 输出 pic_sam_data_1 为下降沿采集的数据。由于 9 位采样数据为串行输出, 所以对连接 9 组串并转换模块。

2.1.2 串并转换模块

每组串并转换模块负责接收数据采样模块发送来的两组数据, 并对数据进行串行数据转并行数据的处理, 最终输出 12 位的 data_out 并行数据。

2.1.3 标志生成模块

标志生成模块负责接收格式整理模块发送来的 9 组图像数据, 在其中经过一系列处理之后输出图像数据和一系列

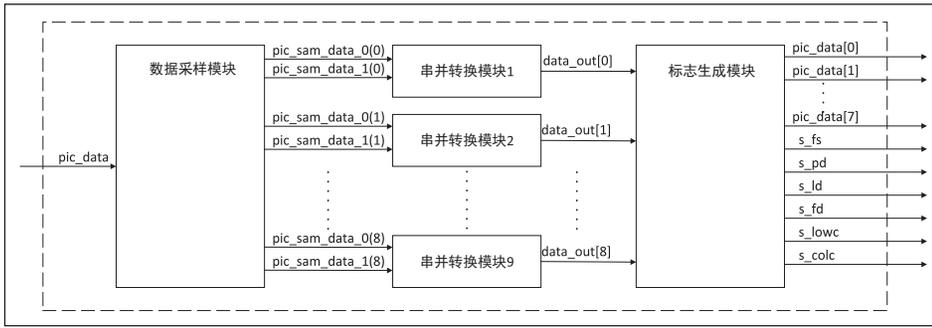


图2 图像接收模块结构框图

接收的图像进行缓存，首先将一行的图像数据存入乒乓缓存中，缓存完成后将下一行图像数据存入乒乓缓存中，同时将乒乓缓存中的图像数据读出后发给自动曝光模块；当乒乓缓存完成后，将下一行图像数据存入乒乓缓存中，同时将乒乓缓存中的图像数据读出

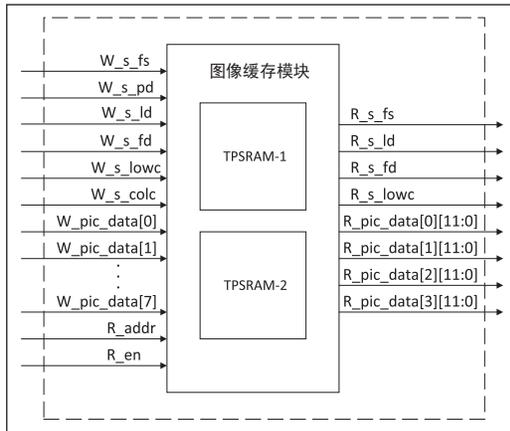


图3 图像缓存模块结构框图

标志位发送给图像缓存模块。具体实现方式如下：输入的9组图像数据中，前8组为图像数据通道、第9组为控制数据通道。对应数据采样模块的9位图像数据输入，前8位为图像数据通道，第9位为控制数据通道。

根据控制通道低3位的变化，可以得到帧起始标志s_fs、像素点完成标志s_pd、行完成标志s_ld、帧完成标志s_fd、行计数标志s_lowc、列计数标志s_colc，图像数据经过延时与标志数据同时输出。其中，帧起始标志s_fs、行完成标志s_ld和帧完成标志s_fd均为脉冲信号。

当检测到控制通道低3位为“111”时，产生帧起始标志s_fs；当控制通道低3位为“111”时，持续输出像素点完成标志s_pd和并行图像数据pic_data，同时累加并输出列计数s_colc。当列计数s_colc达到一行的像素数量并且检测到控制通道低3位由“111”变为“000”时，产生行完成标志s_ld，列计数清零，同时累加并输出行计数s_lowc。

2.2 图像缓存模块

图像缓存模块负责接收图像接收模块发送过来的8组图像数据和标志位，以行为单位，采用乒乓的方式对

后发给自动曝光模块。图像缓存模块框图如图3所示。

2.2.1 乒乓缓存

乒乓操作是一种用于数据流控制的处理技巧。典型的乒乓操作方法如图4所示^[7]。数据缓存模块可以为任何存储模块，在本文中用的是双口SRAM（TPSRAM）。

2.2.2 实现方法

图像缓存模块采用两个缓存块进行乒乓操作，分别称为TPSRAM-1和TPSRAM-2，每个缓存块包含2个双口SRAM共同进行读写操作，每个双口SRAM缓存4组图像数据，所以每个缓存块可以缓存输入的8组图像数据。

当输入像素点完成标志W_s_pd为“1”时，累加写入数据标志。当输入行完成标志W_s_ld为“1”时，如果缓存的数据开始且是需要缓存的行，则缓存完成4个数据，开始一次写入，将列计数的高位作为写入地址，并将该行标为缓存行，同时切换写入缓存块，并且更新当前需要缓存的行，即加上预设行间隔，将行完成标志取反。检测行完成标志信号的电平变化，一旦出现变化则将输出行完成标志R_s_ld置为“1”，并切换读取缓存块。同时，读取列地址R_addr的最高位用于切换同一个缓存块中的2个双口SRAM。R_en用作缓存块的读使能。以此实现图像缓存和读取的乒乓操作，能够使图像数据不间断进行传输。

2.3 自动曝光模块

自动曝光模块分为两个部分，分别为像素采样模块和曝光时间计算模块。其结构框图如图5所示。

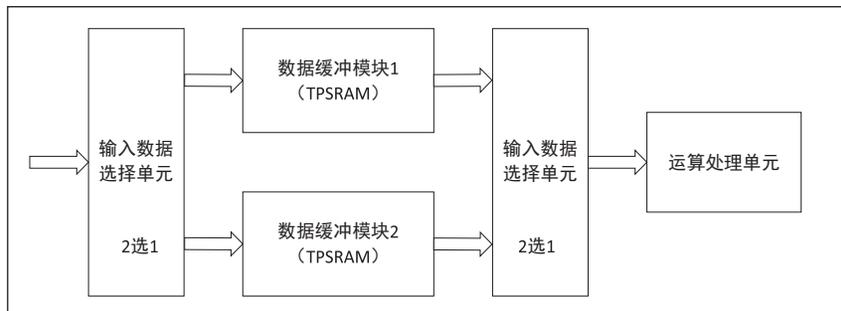


图4 乒乓的典型操作框图

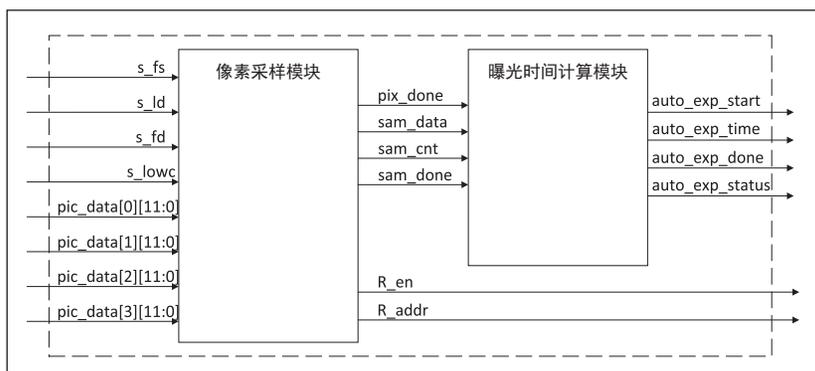


图5 自动曝光模块结构框图

2.3.1 采样模块

自动曝光算法最重要的判据就是目标景物的图像亮度均值^[8]。像素采样模块负责对抽样缓存的每一行图像数据按照设置好的起始列和列间隔进行像素采样，直至一帧图像结束，输出采样的像素数据和像素计数给曝光时间计算模块。具体实现方式如下：如果图像行完成标志s_lowd有效，表明一行的缓存完成，则启动一行的读取，并置读使能R_en为高电平，读取列地址R_addr清零，而后每读取一组并行图像数据，读取列地址R_addr加一，直至此行的全部列读完，启动下一行的读取。而后可以开始处理符合要求的一行图像数据，如果行计数s_lowc等于设定好的起始行，则开

始进行采样，根据设定好的起始列和列间隔对像素数据进行抽样，输出给采样数据sam_data，同时每输出一个数据，采样计数sam_cnt加一，像素采样完成信号pix_done起一个脉冲。而后根据设定好的行间隔依次对每一行图像数据进行采样输出，最终一帧图像全部采样完成时，采样完成信号sam_done起一个脉冲。

2.3.2 曝光时间计算模块

曝光时间计算模块负责根据采样模块发送过来的采样数据和采样计数计算出当前图像的图像灰度均值gray_average，并据此计算出自动曝光时间输出给传感器。具体实现方式如图6所示。

其中，计算图像灰度均值公式为：

$$M = \frac{\sum_{i=1}^n D_i}{n} \quad \text{式(1)}$$

式(1)中：M为图像灰度均值gray_average；D为采样数据sam_data；n为采样计数sam_cnt。当计算出来的图像灰度均值处于提前设定好的最小值和最大值之间时

即可输出自动曝光时间，此次自动曝光成功。如果计算出来的图像灰度均值偏大或者偏小则需进一步调整曝光时间。

计算曝光时间的公式为：

$$T_c = \frac{T \times (G - M_c)}{M - M_c} \quad \text{式(2)}$$

式(2)中：T_c为计算所得曝光时间；T为当前曝光时间；G为目标图像灰度均值；M_c为计算所得图像灰度均值；M为图像灰度均值。其中M_c为M将最高位替换为0的结果。

每调整一次曝光时间，曝光计数exposure_cnt加1，如果exposure_cnt计数到10依然没有曝光成功，则输出自动曝光失败；如果exposure_cnt计数尚未到10但是计算所得曝光时间已经达到了预设的最大值，则输出自动曝光失败。若曝光成功则输出自动曝光开始信号auto_exp_start再开始一次曝光，同时更新自动曝光时间信号auto_exp_time为当前的曝光时间。曝光结束之后置auto_

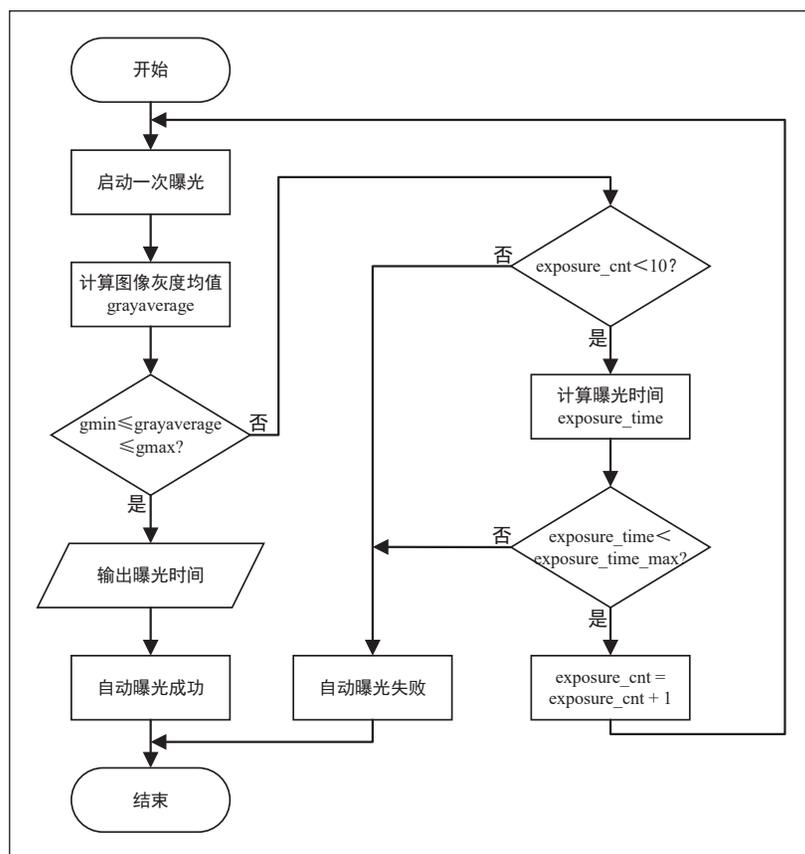


图6 曝光时间计算模块流程图

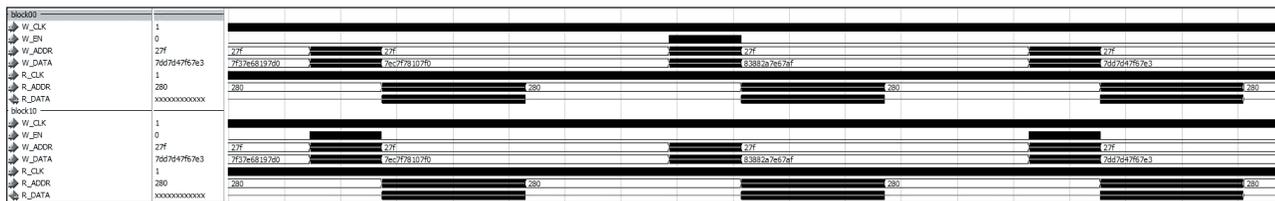


图 7 图像缓存模块仿真结果

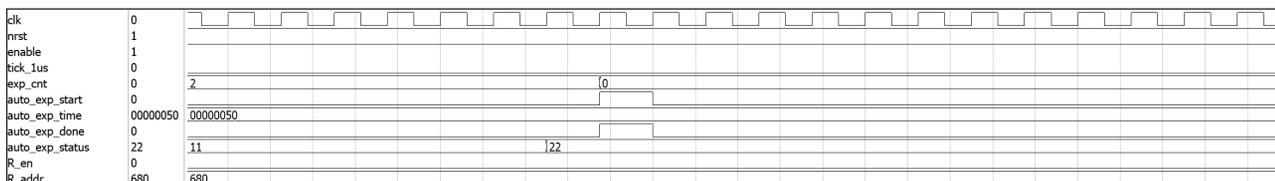


图 8 自动曝光成功

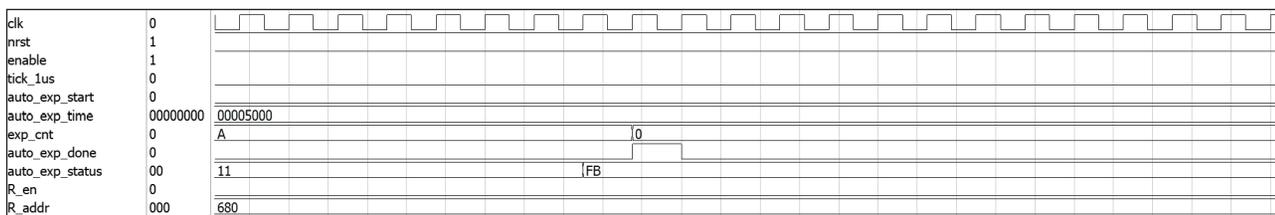


图 9 自动曝光失败

exp_done 为“1”。当正在自动曝光时，自动曝光状态 auto_exp_status 输出 X“11”；当自动曝光成功时，自动曝光状态 auto_exp_status 输出 X“22”；当自动曝光失败时，自动曝光状态 auto_exp_status 输出 X“FB”。

3 仿真分析

ModelSim 是由 Mentor Graphics 公司开发的一种集成开发环境 (IDE)，专门用于数字和混合信号系统的硬件设计仿真和验证。它基于 Event-driven 模拟技术，使用硬件描述语言 (如 VHDL 和 Verilog) 来描述和模拟电路行为。使用 Xilinx 的集成开发环境 Vivado 2019.1 联合 ModelSim 进行逻辑功能实现以及相应的仿真测试。本次模块设计采用层次化设计思想，将复杂的设计简化为模块化设计。由于 FPGA 的纵隔实现周期较长，设计使用 Testbench 模型提供系统激励来进行功能仿真测试。

使用自定义的传感器作为数据源，接收自动曝光模块发来的输出 8 位图像数据和 1 位控制数据共 9 位，发送给图像接收模块。根据不同的原始图像数据，对回路中各个模块进行仿真实验。系统时钟设置为 40MHz，Testbench 例化自定义传感器给入图像数据流。

图 7 为图像缓存模块的仿真图，两个缓存块读写数据交替进行，实现了乒乓操作，图像数据可以连续不间断进行传输。

如图 8 所示，当输入正常的图像数据时，最终自动曝

光成功，置自动曝光完成信号 auto_exp_done 为“1”，自动曝光状态由 X“11”变为 X“22”，输出自动曝光开始信号 auto_exp_start，并输出自动曝光时间 auto_exp_time；如图 9 所示，当输入全黑的图像数据时，在曝光计数 exp_cnt 达到 10 次后，自动曝光失败，置自动曝光完成信号 auto_exp_done 为“1”，自动曝光状态由 X“11”变为 X“FB”。

由图 8、图 9 可以看出，两种情况自动曝光成功和自动曝光失败输出的信号时序完全正确，由输入的图像数据可以实现对自动曝光的控制，可充分验证本算法的正确性。

4 结语

本模块设计在基于 FPGA 的环境下，采用 VHDL 和 Verilog 硬件描述语言进行编程设计。对此种自动曝光的算法设计进行了详细介绍，将图像灰度采样、乒乓缓存等运用到系统中，给出模块设计方案。对模块功能进行仿真验证，实现了一种基于 FPGA 的自动曝光算法设计，具有很实用的参考和工程价值。

参考文献

- * [1]L. He, Z. Jiang, Y. Xie, Z. Chen and W. Gui, "Velocity Measurement of Blast Furnace Molten Iron Based on Mixed Morphological Features of Boundary Pixel Sets[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021,70:1-12.
- * [2]J. Du et al., A Spatial-Temporal Feature-Based Detection Fra

(下转第 105 页)

声纹识别的智能门禁系统设计与实现

常钰坤¹, 杨海燕¹, 陈潇杰¹, 周萍²

(1. 桂林电子科技大学 信息与通信学院, 广西桂林, 541004;

2. 桂林信息科技学院 电子工程学院, 广西桂林, 541004)

基金项目: 国家级大学生创新训练项目 (编号: 201910595024); 广西研究生教育创新计划项目 (编号: JGY2022118)。

摘要: 本文提出的设计是一个应用于住宅小区的智能门禁系统, 通过对需要使用门禁的人员进行声纹识别或者密码确认, 判断该人员是否符合进入条件并给出门锁的开关动作。系统设计以STM32F103RET6单片机为核心控制模块, 结合智能语音识别模块和无线传输模块构成。客户端采集用户声纹信息, 服务器端进行声纹认证和信息记录, 判别后通过网络发送控制指令来控制门禁状态; 管理后台可实时查询门锁状态信息和用户信息; 同时支持客户端远程开锁。基于声纹识别的智能门禁系统设置了多种方式的门禁控制, 有效提升了用户的友好感, 使用方便简洁, 具有推广价值。

关键词: 声纹识别; 动态指令; 无线传输; 智能门禁

0 引言

随着人们对高质量生活的不断追求, 传统锁具式门禁逐渐失去主导地位, 新一代智能门禁成为市场新宠。对比传统锁具式门禁, 智能门禁系统在使用更方便的同时其安全性和用户体验均有极大的提升。目前指纹识别、人脸识别等生物识别技术已经广泛应用于市场上的门禁系统, 不足之处在于同时也导致了更多的私人信息被迫暴露, 比如人脸识别的门禁系统对身份信息的泄露。密切接触的指纹识别门禁类别, 因其采集信息需要密切接触使得应用受到限制。相比于指纹信息和人脸信息, 声纹信息的获取更容易得到人们的许可, 且不易泄露身份信息, 因此声纹识别技术结合动态指令控制在智能门禁系统的应用有其市场应用需求。声纹识别的智能门禁系统利用不同说话人声纹信息差异来识别开锁人身份, 无需接触, 使用方便, 安全性高。

1 智能门禁系统特点

基于声纹识别的智能门禁系统, 通常考虑结合声纹识别技术和动态指令作为智能门禁开启的钥匙, 客户端采集用户声纹信息, 可进行用户的声纹注册, 以及提供随机的八位动态数字密码进行声纹验证。服务器端输出给定的随机数字提醒用户采集声纹信息, 并上传至云服务器, 并进行声纹认证和信息记录, 判别后通过网络发送控制指令来控制门禁状态, 并将判别结果同步返回客户端, 实现远程控制; 管理后台可实时查询门锁状态信息和用户信息; 同时允许同一网络下的客户端与门禁系统配对, 配对成功则允许客户端实现远程开锁。同时采用 Web 网页形式展示给服务端后台, 方便管理员对系统的远程管理和监控, 对出入信息进行管理, 以保证安全度。

智能语音门禁系统的客户端基本架构包括主控制器模块、继电器模块、电源模块、OLED 显示模块和语音识别模

块等。在此基础上, 也可结合云平台, 增加手机无线远程解锁功能, 通过云服务器将智能门禁系统与手机 APP 进行连接, 并在同一局域网下通过一键配置实现互通, 增加系统的实用性, 安全性、可靠性。

2 系统总体设计与实现

考虑到个人情绪以及身体状况的变化对声纹信息的影响, 本文基于声纹识别的智能门禁系统设计结合动态指令和声纹识别技术共同作为门锁开启的钥匙。系统设计框图如图 1 所示, 其中客户端、服务器端和门禁端在同一网络中, 以增加系统的安全性; 客户端和服务器通过 WiFi 进行通信, 控制模块不仅适用本智能门禁系统, 也可嵌入到不同的电控锁中, 具备通用性设计。

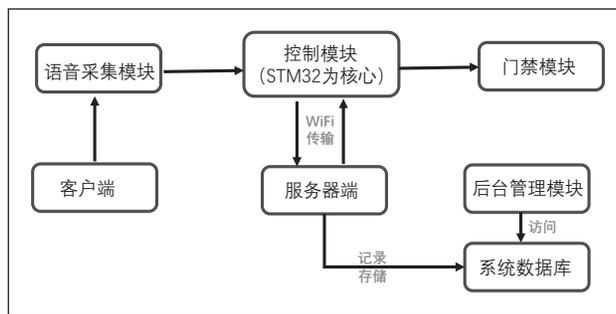


图 1 声纹门禁系统框图

2.1 智能门禁系统硬件设计与实现

智能门禁系统的硬件部分以 STM32F103RET6 单片机作为核心控制器, 协调各部分电路工作; 采用一体式 WiFi 透传模块进行收发控制指令; 最终由继电器开关电路控制门禁锁。主要模块设计如下。

2.1.1 核心控制模块

考虑到门禁系统连续工作的要求, ARM 内核的 STM32 系列单片机具有优异的运算速度和扩展能力, 外设资源丰富。经过调研, 系统的核心控制电路采用 STM32 系列的

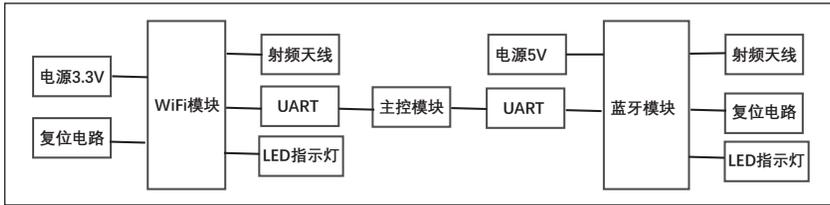


图2 WiFi 通讯电路框图

STM32F103RET6 单片机作为主控制芯片，通过串口和上层的 WiFi 模块进行通讯，再将控制信号作用于下层继电器控制模块。

2.1.2 语音识别模块

考虑到门禁系统对声纹信息的采集与响应速度有着极高的要求，经过调研，选择了智能离线语音识别模块 HLK-V20。该模块使用 32 位基于 RSIC 硬件架构的音频内核，并加入了 DSP 运算指令集，专门负责语音信号的传输、数字化音频处理，符合本设计需要进行离线语音识别监测的应用场景。

2.1.3 WiFi 通讯电路

考虑到门禁系统的便捷性和实时性，本系统特意设置将门锁连接到 WiFi 网络上，利用 ESP8266-12FWiFi 构成无线传输模块，从而实现远程控制与管理。WiFi 模块集成了 MAC、基频芯片、射频收发单元以及功率放大器，有两种无线组网方式：无线接入点 AP 和无线站点 STA，运行频率达 80MHz。考虑 AP 模式下 WiFi 模块不需要连接外围设备，即可实现无线终端到设备的连接，故首先在 AP 模式下通过网页配置模块参数，接入门禁系统所在的无线网络，然后选取 STA 方式，完成 WiFi 模块初始化。WiFi 模块通讯电路框图如图 2 所示。

2.1.4 继电器控制电路

继电器控制模块基本功能是通过小能量电流信号来自自动控制大能量电流。本系统设计中，继电器模块驱动电路采用 ULN2003A，主要由模块驱动集成电路和控制继电器两个部分组成，如图 3 所示。

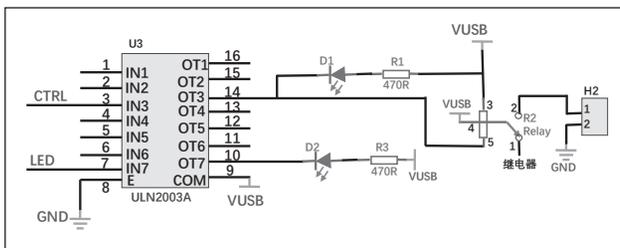


图3 继电器电路模块

2.2 智能门禁系统软件设计

智能声纹门禁系统的软件设计根据功能区采用分块设计，主要考虑两部分，设计方案如图 4 所示。第一部分

包括对语音数据的预处理和基于深度学习完成用户声学模型的训练与建立；第二部分则针对实时语音进行采集、预处理以及声纹识别等过程。

2.2.1 声纹模型主干网络选择

针对智能语音门禁系统的应用场

景，仅需要对所采集的语音信息中的关键词进行识别，因此设计中不考虑语言模型。

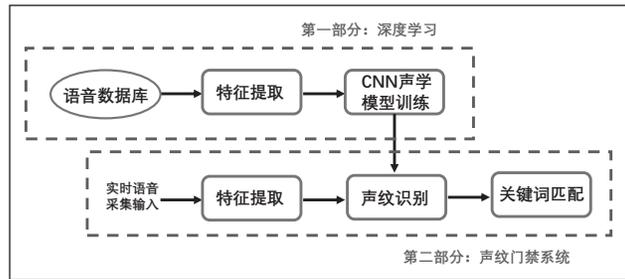


图4 软件系统总体方案框图

残差神经网络 (ResNet) 属于深度学习领域问题中的基础特征分类网络。其独特之处在于将网络划分成一个个残差子单元，将元素的相乘操作变成了相加操作，网络在反向传播避免了梯度消失，使得层数很深的网络时浅层参数也能得到更新，减少了信息丢失问题。本文选用 ResNet50 作为声纹识别声学模型主干网络，同时加入正则化和 Dropout 层以减缓过拟合现象，通过池化层降维，全连接层进行特征重组。ResNet50 结构如图 5 所示，声纹模型如图 6 所示。

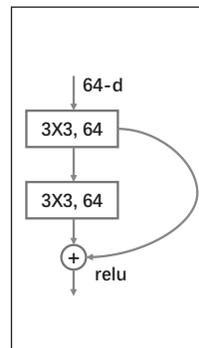


图5 ResNet 中残差单元结构图

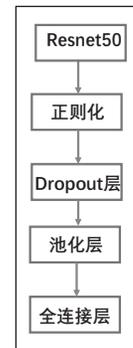


图6 声纹模型建立

2.2.2 可视化界面设计

为了服务器端使用方便友好，设计了可视化界面。可视化界面结构图如图 7 所示，可视化设计结果如图 8 所示。

3 智能门禁系统调试

3.1 系统软件调试

软件部分调试运行在 Google Colab 平台进行，平台服务器 GPU 型号为 Tesla T4，Python 软件版本为

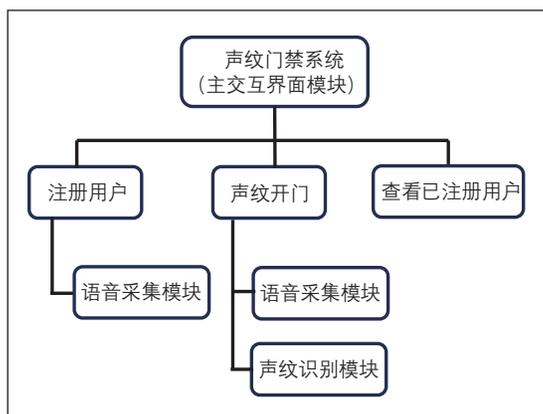


图7 可视化界面结果图

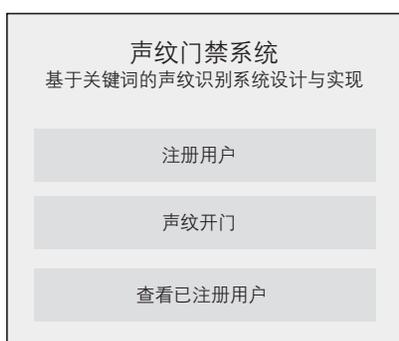


图8 主交互界面效果图

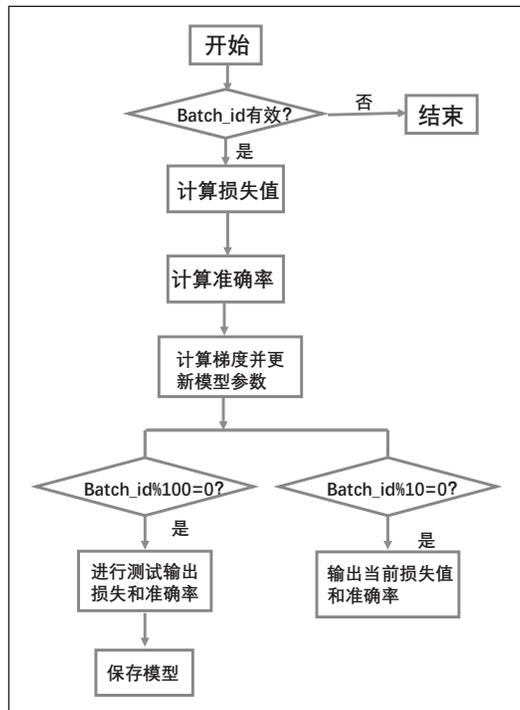


图9 系统调试流程图

V3.7。调试流程如图9所示。其中ResNet50网络的输入为(128,None,1)，经过ResNet50网络的残差单元运算，其参数为23558528个，Output Shape为(None,4,None,2048)。经过activity_regularization层和dropout层，其Output Shape不发生变化，没有新增参数。池化层，也称为下采

样层，其主要作用是“降维”，将Output Shape“降维”变为(None,2048)，不需要新增参数。Dense层是基本神经网络，其参数等于输入数据维度加“1”再乘以神经元个数，为40980，Output Shape为(None,20)。

训练和测试循环中插入损失值和准确率，训练过程和训练结束后部分输出显示分别如图10，图11所示，测试损失如图12所示。分析以上图可以发现，通过每一批输出的损失值和准确率的变化可以看出，通过训练，数据送入模型参数进行测试时其损失值在波动中逐渐减小，其准确率在波动中不断增大，模型参数在不断整合数据的特征。经过长时间的训练之后，其训练损失值趋于“0”，准确率趋于“1”。用测试集进行测试可以观察到最后损失值基本稳定在0.56左右，准确率基本稳定在0.92左右。

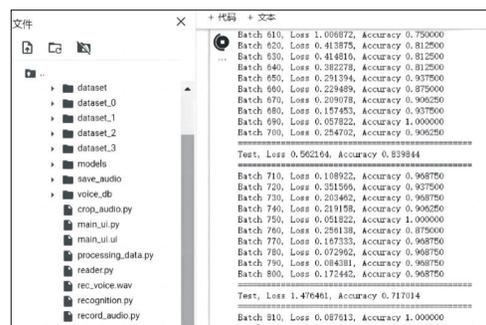


图10 训练中部分损失值与准确率输出截图

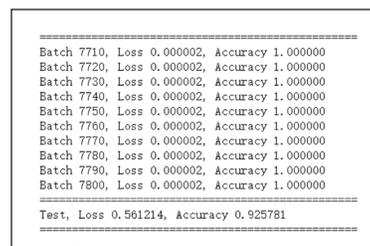


图11 训练结束损失值和准确率输出截图

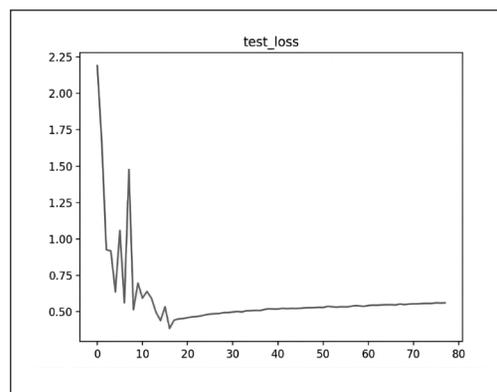


图12 测试损失值变化图

3.2 系统调试

(1) 近程开门功能测试

近程的语音开门功能，主要依靠HLK-V20模块完成，



图 13 服务器端门禁的状态

设置的关键命令词为“打开开关”，HLK-V20 模块接收到语音数据后，触发控制继电器模块，完成电控锁开关操作。服务器端门锁状态显示为“1”，即处于开锁状态。

(2) 远程开门功能测试

远程开门功能测试步骤如下：

①手机 APP 与 WiFi 模块均连接上机智云平台才能实现远程控制。手机 APP 首先通过网络一键配置连接上设备，如图 14 所示。

②将 APP 与设备及门禁系统配对后，再将 APP 与云端相连接，如图 15 所示。



图 14 APP 连接设备



图 15 设备连接机智云

③上述两个步骤完成后，将 APP 中的门禁开关打开，如图 16 所示。



图 16 APP 门禁开关



图 17 服务器端门禁状态显示

可以看到将 APP 上的开关打开，门禁系统中的电控锁打开，同时在服务器端接收到门禁状态的数据为“1”，表示门禁已经打开。服务器端状态如图 17 所示，客户端状态如图 18 所示。

4 结论

本文设计完成了声纹识别系统声学模型的建立与训练，并设计实现了以 STM32 为主控模块，结合继电器模块、OLED 显示模块、WiFi 电路等模块组成的门禁系统，实现了具有实时显示功能的非接触式的智能语音控制门禁系统。设计过程从实用性出发，提供了两种开锁方式：一是利用语音识别模块实现本地语音开锁；二是利用 WiFi 模块作为手机 APP 与门禁系统之间通信桥梁，通过机智云平台作为中转服务器端，实现对门禁系统进行远程控制和开锁，并实时

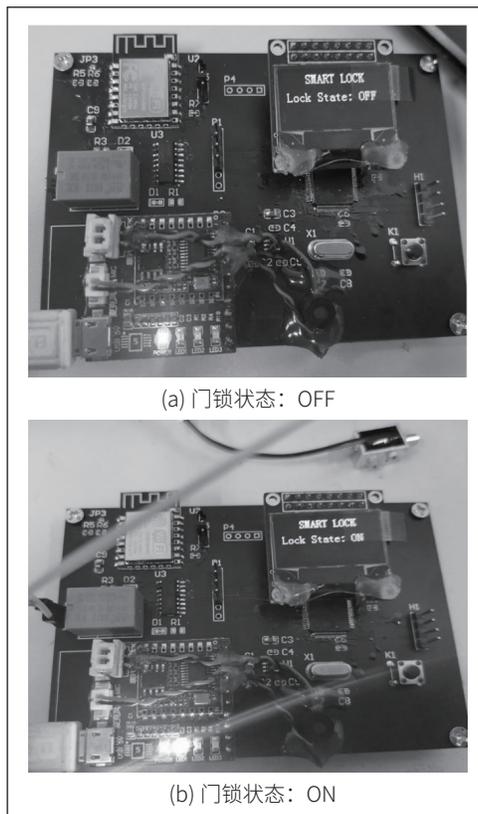


图 18 客户端门禁系统状态变化

显示门锁状态。通过软件仿真、远程 / 近程测试，验证了智能语音控制门禁系统的有效性，实现了对门禁系统的控制和管理。所设计的系统特色之处在于软件部分基于先进的深度学习算法进行仿真实现，同时硬件电路 + 云平台提供两种开锁方式 -- 本地输入开锁和云平台远程控制开锁，具有很好的安全保证。同时为了提升用户的友好使用感，设置了多种方式的门禁控制，使用方便简洁，具有一定的实用价值和推广价值。

参考文献

- * [1] 张耀光. 疫情后，公共门禁系统或将面临四大变革 [J]. 中国安防, 2020(03):60-61.
- * [2] 胡先智, 梁艳, 马文涛, 等. “人工智能 + 物联网”背景下的智慧校园一卡通建设研究 [J]. 中国教育信息化, 2021(05):61-65.
- * [3] 白雪, 王兴, 郭伟洁. 电子门锁的国内外现状及发展趋势研究 [J]. 内蒙古科技与经济, 2021, 23(13):97-99, 101.
- * [4] 吕云飞, 冯舒扬, 兰德鑫等. 基于单片机的宿舍安全管理门禁系统 [J]. 电子制作, 2023, 31(15):35-39.
- * [5] 张颖兴, 宣扬, 张俊豪等. 基于树莓派的智能防疫门禁系统设计 [J]. 信息技术与信息化, 2022(05):209-212.

通信作者：杨海燕。

口屏等组成的显示层以及摄像头、各类传感器组成的数据采集层。另外，小车还配备了通信模块。

图 2 为小车整体视图，机械结构包含六自由度机械臂、四个麦克萨姆轮以及金属框架，本设计可以保证小车运行的稳定性。

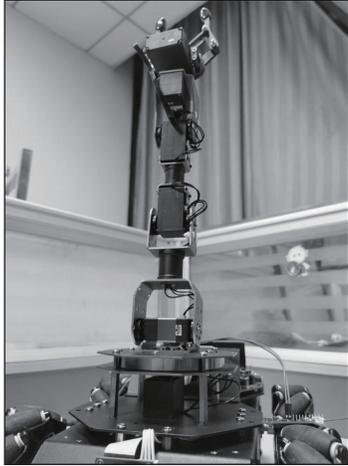


图 2 小车整体视图

2 数据采集层

2.1 OV5640 摄像头控制

OV5640 摄像头模块负责采集外部场景信息，传送到 FPGA 开发板中进行处理，最终得到可靠外部信息，将外部环境传输至 HDMI 显示屏，同时可以根据外部环境的不同向从机发送指令，如周围环境太黑则开启车灯、前方有障碍则进行避障，从机进行执行。在 OV5640 摄像头中加入了相应的算法模块，从机将会根据摄像头采集到的图像进行处理，将会对摄像头采集画面中的颜色凸出部分（如红绿蓝等）进行框选，识别出图像中的目标点，减轻了探测作业时的寻找难度。OV5640 采用标准的 SCCB 接口，兼容 I²C 接口。如图 3 为 SCCB 写传输协议的时序示意图，包括起始位、器件地址+读/写、写 16 寄存器地址、写数据和停止位，“X”为不必关心位，无需关心其数据为多少。

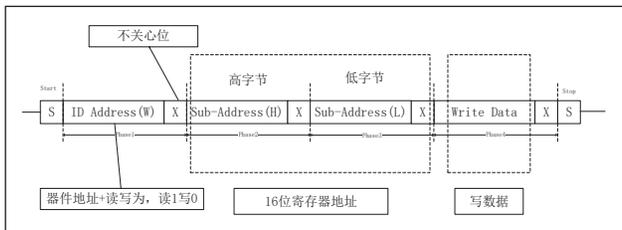


图 3 写传输协议

2.2 SU-03T 语音播报模块

该模块一共有 8 个 I/O 接口，1 路串口 Tx、Rx，1 路传感器接口。I/O 口 1-6 可以输出 PWM 信号，I/O7、I/O8 不

能输出 PWM 信号。

它用于播放语音，与本系统配备的语音识别模块进行人机交互，可以用来播报小车自身状态是否正常以及各传感器的数据。模块采用 UART 协议与 FPGA 通信，1 位起始位，8 位数据位，1 位停止位，无奇偶校验位，通信波特率为 9600bps，对于汉字采用 GBK 编码，对于英文或数字采用 ASCII 码。

2.3 读卡模块

小车读卡模块与蓝牙模块相关联，当 IC 卡插入时，读卡模块通过 FPGA 向蓝牙模块发送信号，蓝牙模块向手机端 APP 发送预设信息以显示读卡是否成功。此功能用于使用者的身份识别。图 4 为本设计所使用的读卡模块。

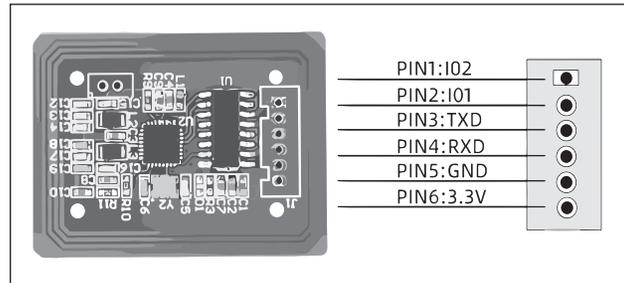


图 4 读卡模块

2.4 LM75A 温度传感器

LM75A 温度传感器准确度高，通常误差不高于 0.5 摄氏度，在本系统中用来检测小车所处环境的温度。图 5 为 LM75A 的功能框图，LM75A 是一种数字接口（I²C）的温度传感器，LM75A 内置带隙温度传感器和 $\Sigma-\Delta$ 模数转换技术的温度-数字转换器。LM75A 也是一个温度检测器，可提供一个过热检测输出。

LM75A 内包含许多数据寄存器：配置寄存器，用来存储器件的某些配置，如器件的工作模式；温度寄存器，用来存储读取的数字温度；设定寄存器，用来存储可编程的过热关断和滞后限制。器件通过 2 线的串行 I²C 总线接口控制器通信。

2.5 环境光传感器

环境光传感器配合 AD 转换模块可以较为准确地得到小车所处环境的光照情况。小车采用的光敏电阻传感器模块是用硫化镉半导体材料制成的电阻器。当光照强度升高时，电阻的阻值迅速降低。由内光电效应可知，当有光照到此电阻器时，光照可以产生载流子，这些载流子都参与导电，在外加电场的作用下作漂移运动，电子向电源的正极运动，空穴向电源的负极运动，从而使光敏电阻器的阻值迅速下降。在无光照的条件下，电阻器几乎呈高阻状态，此时的电阻阻值很大。

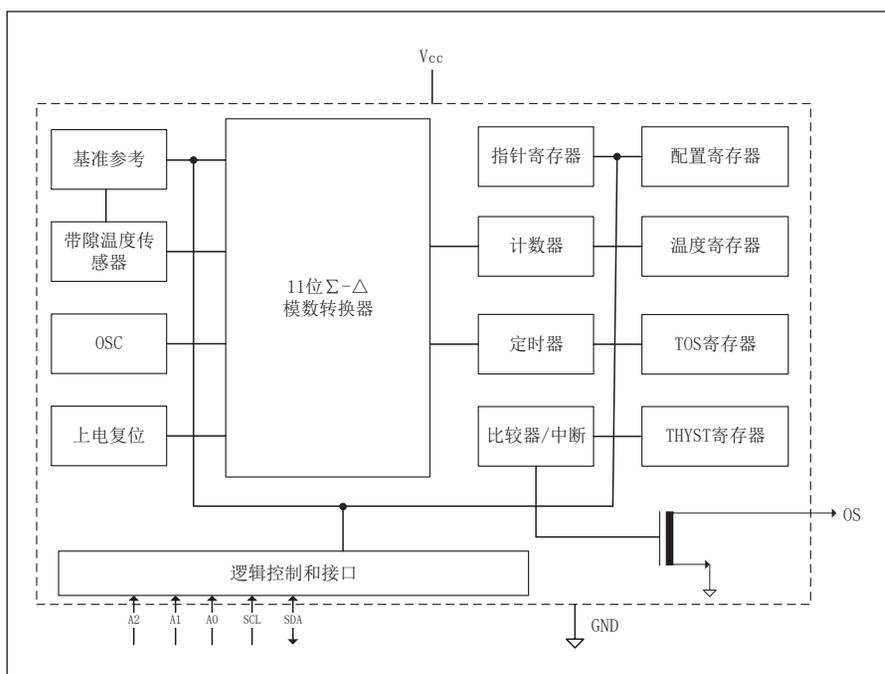


图5 LM75A 功能框图

2.6 HC-SR04 超声波传感器

超声波传感器在本系统中主要用来实现小车的避障功能。HC-SR04 超声波传感器采用 IO 触发测距，图 6 为超声波传感器时序图，FPGA 给传感器至少 $10\mu\text{s}$ 的高电平信号；传感器自动发送 8 个 40kHz 的方波，自动检测是否有信号返回；如果有信号返回则通过 IO 输出一高电平，高电平持续的时间就是超声波从发射到返回的时间。测试距离 = (高电平时间 * 声速 (340M/S))/2。

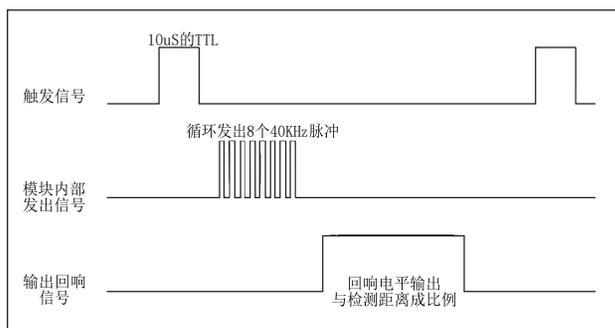


图6 超声波传感器时序图

2.7 雨滴检测传感器

雨滴检测传感器可以用来检测机器人所处环境是否下雨，并通过 AD 转换模块来检测当前雨量大小，方便为机器人下一步行动做规划。

3 机械层

3.1 机械臂驱动总控制

机器人配备了六自由度机械臂，可以完成较多动作，在

实际的应用中面对错综复杂的情况以及不可逾越的障碍时，提供了更多的解决思路，能够灵活适应工作场景，代替救援人员进入危险场景进行工作。

机械臂使用 UART 通信协议与 FPGA 通信，图 7 为 UART 时序图，本系统机械臂使用的 UART 协议是 8 位数据传输，无校验位。舵机采用 UART 异步串行接口进行时序控制，实现半双工异步串行总线通讯，通讯波特率为 115200bps。

3.2 I²C 控制电机驱动模块

本系统使用 I²C 总线来实现 FPGA 对麦克萨姆轮的驱动。图 8 为本系统电机驱动模块框图，包

含 iic_w_top 和 iic_write 两个模块。iic_w_top 模块控制“iic_write”：实现 3 次 I²C 数据写入。第一次写入电机类型数据。第二次写入电机极性数据。第三次写入电机速度、方向数据。iic_write 则通过 I²C 协议写入数据。

4 显示层

4.1 HDMI 图像显示控制

HDMI 是一种符合高清时代标准的数字化视频 / 音频接口技术，能高品质地传输未经压缩的高清视频和多声道音频数据。

图 9 为 HDMI 显示设计框图，下面分别对各个模块进行介绍。

HDMI_SYNC: 行场计数模块: 用于产生: CounterX (一

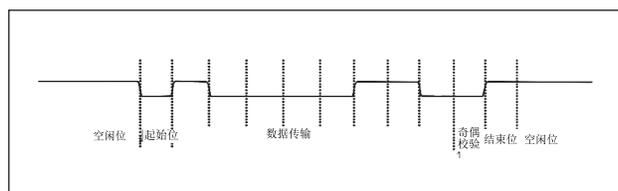


图7 UART 时序图

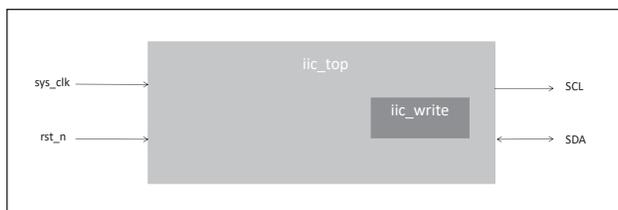


图8 电机驱动模块框图

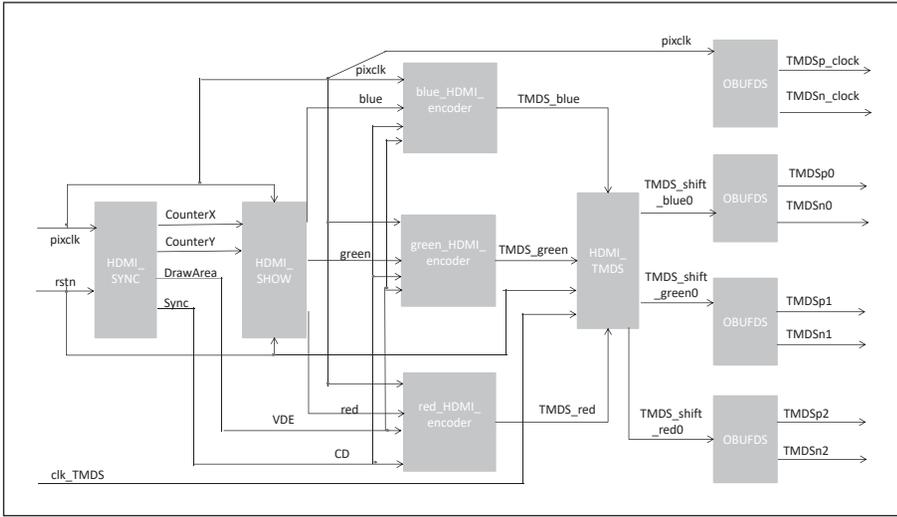


图9 HDMI显示设计框图

行像素点计数器) CounterY (一帧行计数器)、DrawArea (显示区域标志)、Sync[1:0]: 场、行非显示区域标志。

HDMI_SHOW: 在 DrawArea (显示区域标志) 接收要发送的 RGB 数据, 将 RGB 数据转换成 R、G、B 分别为 8bit, 共 24bit 数据, 发送给相应的 TMDSp_encoder 模块。

TMDSp_encoder: 根据 DrawArea (显示区域标志) Sync[1:0]: 场、行非显示区域标志进行相应的数据编码 (固定 IP 核功能)。分为: DrawArea (显示区域标志) 为高时, 处于显示区域的视频数据编码。DrawArea (显示区域标志) 为低时, 处于非显示区域时的控制数据编码, 并将编码后的数据发送给 HDMI_TMDS 模块。

HDMI_TMDS: 接收来自 TMDSp_encoder 的 R、G、B 分别为 10 位的编码数据。并 / 串转换: 将数据由并行的 10 位数据, 进行串行转换为 1 位数据, 逐个发送给相应的 OBUFDS, 发送 10 次。

OBUFDS: 接受来自 HDMI_TMDS 的数据, 进行差分操作: 输入为 A, 输出为 A, ~A。并将数据传递到相应的 HDMI 接口。



图10 手柄和接收器

4.2 串口屏显示

串口屏具有使用方便、维护轻松的特点, 可以显示更多、更直观的信息, 如汉字、曲线、图片等。串口屏在本系统中主要用来显示各个传感器的数据, 串口屏通过 RS232 串口与 FPGA 进行交互。FPGA 可以发送指令控制串口屏显示不同的界面和数据, 从而更直观地了解当前工作环境的各项数据。

5 通信模块

5.1 SPI 手柄控制

小车配备了遥控手柄接收器, 实时接受手柄信号实现远距离移动以及控制机械臂实现旋转、抓取物体。手柄控制使用的是 SPI 通信协议, 能够控制小车完成直线前进、后退、左右平移等动作, 在实际的应用中面对各种各样的地形, 小车都能够保证一定的移动能力, 更好地执行任务。图 10 为手柄和接收器。

5.2 蓝牙模块

本系统使用的 ATK-BLE01_V1.9 是一款支持蓝牙 4.2 协议的低功耗数传模块, 无线工作频率为 2.4GHz ISM。蓝牙模块用于小车与其他控制设备短距离的通信。图 11 是蓝牙模块与 FPGA 的连接示意图。

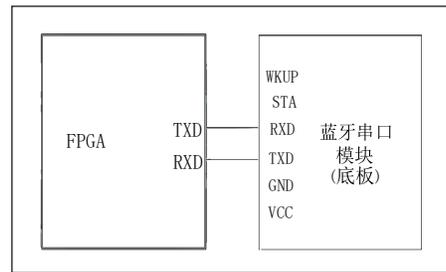


图11 蓝牙模块与FPGA的连接示意图

6 系统性能测试

6.1 摄像头颜色识别测试

图 12 和图 13 为图像识别测试图, 在测试过程中, 图像采集成功, 摄像头能够识别到小方块并且框选出来, 为后续机械臂抓取物块提供位置信息。

从测试结果可以看出, 小车摄像头所采集的图像能够较为清晰地显示在 HDMI 屏幕上, 这是本系统设计的摄像头颜色识别功能, 可以框选出物块。



图 12 图像识别测视图 (1)

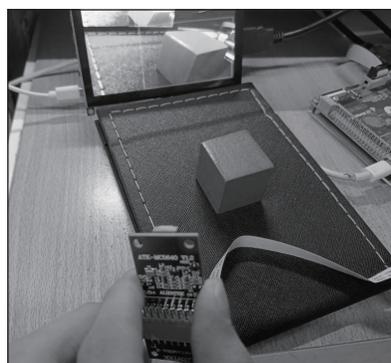


图 13 图像识别测试图 (2)

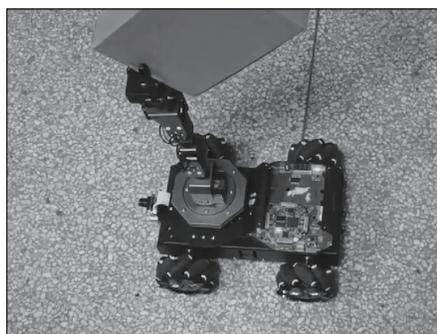


图 14 机械臂抓取测试图

6.2 机械臂抓取物体效果测试

图 14 为机械臂抓取测试图,在测试过程中发现,可以通过 SPI 手柄和蓝牙两种方式远程控制机械臂抓取物体,并且对不同位置、不同距离都进行了测试,效果良好。

(上接第 58 页)

分析是必不可少的。本文基于 Redhawk 的电压降自动化修复流程,对芯片功耗和电压降产生机制、静态和动态电压降分析流程作出介绍,并对实际的物理模块进行了电压降分析优化。本项目中静态电压降减少了 8.16mV,动态电压降减少了 51.6mV,最终静态电压降占工作电压的 2.74%,动态电压降占工作电压的 12.41%,达到了该项目的 signoff 要求。

参考文献

- * [1] 赵家悦. 基于 28nm 工艺的一款语音芯片后端设计中的低功耗技术研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- * [2] 万健, 王硕, 邱欢, 陈飞阳, 叶林, 武辰飞, 欧阳可青. 基于 Inno

7 结语

本研究设计了一种基于 Robei EDA 的可重构机器人,利用 Robei EDA 软件与 FPGA 硬件平台完成设计,以达到同一个机器人在不同环境下可以采取不同的工作模式来完成相应的任务。本系统所提方法具有优良的实现效果,具有良好的市场应用前景及商业价值。

系统的创新点如下:

(1) 所有模块采用 FPGA 实现,采用并行控制,FPGA 控制的电路不会因为软件流水线控制而产生错误并且运行稳定可靠,并行控制使 FPGA 对摄像头和机械臂等器件的控制更加精准。

(2) 实现多传感器融合,能够同时反馈温度、湿度、光照情况,对机器人的工作环境实现实时监控,并将信息远程传输给其他设备。

(3) 小车采用可重构设计,可以根据不同的任务场景选择不同的工作模式,如危险环境作业、物流机器人等。

参考文献

- * [1] 焦雨晴, 刘万成, 张伟, 张在天, 吴国盛. 基于 Robei 嵌入式芯片的电机控制系统, [J] 单片机与嵌入式系统应用. 2020, 20(11): 7-10
- * [2] 孙富明, 李笑盈. 基于多种 EDA 工具的 FPGA 设计 [J]. 电子技术, 2002: 67-70.
- * [3] 李远重. 基于 FPGA 的 5 自由度工业机械臂控制系统研究 [D]. 湖北工业大学, 2014.
- * [4] 殷英, 许斌. 一种新型温度传感器在烟叶初烤炕房温度控制中的应用 [J]. 贵州工业大学学报 (自然科学版), 2007(04): 33-36.
- * [5] 李科, 唐波, 张玉. 基于 FPGA 的数字图像处理 [J]. 科技资讯, 2012(02): 32.
- * [6] 焦烁萌. 基于 Robei EDA 的疫情下核酸检测机器人 [J]. 电子测试, 2022(22): 26.

- vus 工具的 IR Drop 自动化修复 [J]. 电子技术应用, 2021, 47(08): 43-47.
- * [3] JANPOLADOV V, ABAZYAN S. Enhanced power and ground mesh structure for IR-Drop reduction [J]. Open Access Library Journal, 2020, 7(5): 1-5.
- * [4] 张金宝. AMOLED 驱动芯片电源完整性分析与设计 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
- * [5] 李振贤. 基于先进工艺的超大规模 ASIC 芯片评估设计方法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- * [6] 王胤翔, 孙艳, 王伟奇. 基于 Cadence Innovus 的高速 4 核 ARM Cortex-A17 CPU 物理实现 [J]. 中国集成电路, 2018, 27(12): 37-43.

通信作者: 王仁平。

蜿蜒步态下的蛇形机器人路径跟踪控制研究

乔海晔¹, 吴清辉², 张震¹

(1. 佛山职业技术学院, 佛山广东, 528137; 2. 广州市威控机器人有限公司, 广州广东, 510500)

摘要: 在面向灾区救援等针对蛇形机器人蜿蜒运动的直线路径跟踪效果差的问题, 本项目提出基于滑模控制理论的方向控制器, 有效收敛了蛇形机器人在稳态时的运动误差。针对蛇形机器人头部晃动影响头部传感器获取有效数据的难题, 创新地提出基于补偿函数的头部控制方法, 使得蛇头的运动方向与蛇身整体的运动方向一致, 保证了蛇头相机拍摄的可读性和传感器测量的准确性, 便于机器人准确地感知环境, 确保在转弯时机器人整体呈蛇形曲线。

关键词: 蜿蜒步态; 蛇形机器人; 路径跟踪; 滑模控制

1 项目综述

2012年, 美国卡内基梅隆大学开发的 Uncle Sam 蛇形机器人。该机器人引入了柔顺控制, 使得其运动特性更加贴近生物蛇, 且其关节采用正交连接, 每个关节都装有一个电机, 使得其能做出更为复杂的运动, 并很好的实现了攀爬及翻越能力^[1]。目前, 将多足机器人与蛇形机器人投入实际救援行动的应用不多, 大部分还处在实验室环境下的研究阶段^[2]。蛇形机器人特殊的肢体结构和运动原理使其机体的运动控制与路径跟踪存在着极大的挑战, 是蛇形机器人领域的研究热点之一。

蛇形机器人在蜿蜒步态下的路径跟踪控制问题, 首要任务是控制蛇形机器人的运动方向。Hirose 首先为蛇形机器人引入了一种旋转行为, 通过在曲率上增加一个恒定的偏移量来增加体波^[3]。通过调节这个恒定的偏移量, 机器人就能够进行转向, 这种方法称为“偏移转向”。后续的工作证明了偏移转弯在二维蛇形机器人运动问题中的有效性。叶长龙通过幅值调整、相位调整等方法改变蛇形机器人蜿蜒运动的运动方向, 并在幅值调整法中进行了初步的定量转弯半径和转弯角度的研究^[4]。Dai 等人使用几何力学的技术, 将微分几何应用于刚体运动, 来设计一种使原地转弯成为可能的步态, 这种方法称为“几何转弯”^[5]。这两种平面内的转动行为都是通过沿机器人传播一个行波并调制行波的参数来实现的。Wang 等人受微小线虫行为的启发, 提出了一种新颖的无肢机器人原地转弯步态^[6]。为了简化机器人内部自由度的控制, 引入了一个受生物启发的模板, 其中两个共面行波叠加产生一个平面内旋转运动, 即欧米伽旋转, 使得机器人能够在高度受限的空间中转弯。实现蛇形机器人跟随期望路径的次要任务是使蛇形机器人根据期望路径调节运动方向。

在进行目标识别或追踪任务时, 常常会因头部关节摆动幅度过大而导致前方目标丢失。因此如何保证蛇形机器人在蜿蜒运动下的头部稳定成为实现定向运动的首要目标。2016年, 来自新西兰的研究者 Pinwei Jin 和 ChiKit Au 提出了一种头部固定的方法^[7], 重新设计机器人头部关节的控

制函数, 通过添加补偿函数的方式使机器人头部在运动过程中始终朝向一个方向, 即分段控制。而该方法的缺陷在于补偿函数的参数确定方法较为复杂, 且蛇头与整体之间并不连贯, 需要对头部舵机进行单独的函数控制。而在机器人蜿蜒步态控制器设计领域同样存在诸多成果。2017年, 来自日本的学者 Ryo Ariizumi 针对无侧滑约束的蛇形机器人设计了头部位置控制器^[8], 应用于头部轨迹导航控制。文章分析了各向同性摩擦力时机器人的运动情况, 并认为奇异状态下的机器人具备可操作性, 是进行控制的关键。但是对于摩擦是各向异性时的情况仍缺乏讨论^[9]。

2 蛇形机器人技术特点

面对灾后复杂狭窄空间, 蛇形机器人因其狭长形态和灵活的运动能力, 能够实现对管道等狭窄空间的搜索, 弥补了足式机器人无法探测到狭窄空间的缺点。不同于轮式或者足式机器人具有独立地推进机构, 蛇形机器人由于其关节和连杆耦合度高, 驱动机构需同步整个机体的运动, 因此蛇形机器人的控制设计是极具挑战性的^[10]。在路径跟踪控制中, 蛇形机器人的质心位置在前向蜿蜒运动中并不是直线运动, 而是周期性地在向前直线附近摆动, 除此, 方向角也在直线附近周期性摆动, 仅靠传统路径跟踪控制方法将其状态控制到理想直线路径下是无意义的, 因此蛇形机器人轨迹跟踪控制难度较大^[11]。

直线路径跟踪控制是实现机器人沿指定路径移动并进行三维重建的前提。通过基于滑模控制理论的直线路径跟踪控制技术, 减小了蛇形机器人在稳态运动时的误差。头部控制是保证传感器及相机数据稳定的基础。基于补偿函数的头部控制方法, 提高了图像及传感器信息的稳定性和准确性。此基础上研究转弯方法, 可以提高蛇形机器人避障效率。

3 蛇形机器人自适应运动控制技术

3.1 基于滑模控制理论的直线路径跟踪控制技术

蛇形机器人基于滑模理论的轨迹跟踪控制技术路线图

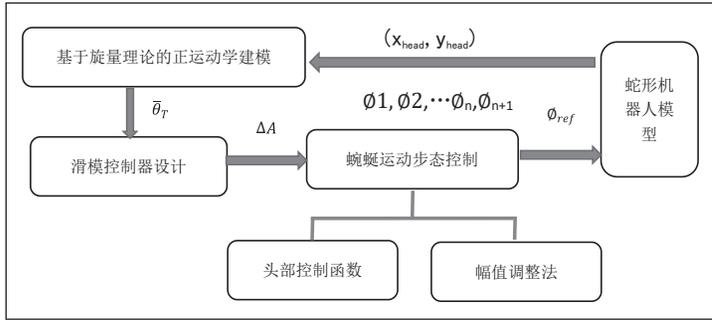


图1 基于滑模理论的轨迹跟踪控制技术路线图

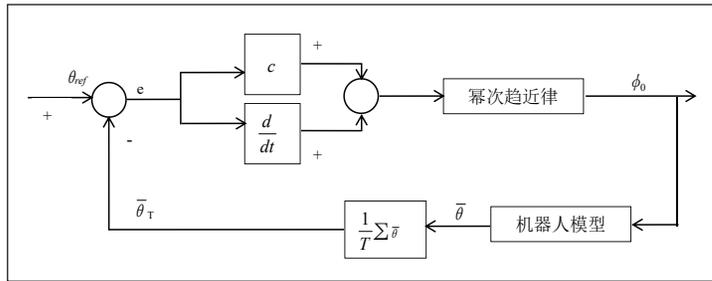


图2 基于滑模控制理论的方向控制器

总结如图1所示。

以沿着全局 x 轴正方向运动为例，直线路径跟踪控制器的具体目标是机器人初始时刻处于任何姿态下，经过有限的时间后均能沿着全局 x 轴正方向运动。设定蛇形机器人的质心全局位置坐标为 (p_x, p_y) ，前进的方向角为 $\bar{\theta}$ 。所以控制目标即为 p_y 和 $\bar{\theta}$ ，使得它们最终收敛于 $p_y = 0$ ， $\bar{\theta} = 0$ 的极限环。

为了将 $\bar{\theta}_{ref}$ 与 p_y 联系起来，引入视线角控制率来定义参考方向角 $\bar{\theta}_{ref} = -\arctan(p_y / \Delta)$ 。根据幂次趋近律 $\dot{s} = -k|s|^a \text{sgns}$ ($k > 0.1, 0 < a < 1$)，可得机器人在运动过程中的误差函数为参考方向角与平均前进方向角之差，即 $e = \bar{\theta}_{ref} - \bar{\theta}_r$ 。

根据转弯角和控制参数 ΔA 之间存在定量关系 $\Delta A = b\dot{\bar{\theta}}_r = u(t)$ ，可以通过转弯实现机器人的定向运动。

下面进行滑模控制器的设计。

选取蛇形机器人控制系统的切换面如下：

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t)$$

其中 $c > 0$ ，跟踪误差为 $e = \bar{\theta}_{ref} - \bar{\theta}_r$ ， $\dot{e} = \dot{\bar{\theta}}_{ref} - \dot{\bar{\theta}}_r$ ， $\bar{\theta}_{ref}$ 为理想方向角信号。

由于蛇形机器人系统可能存在远离滑动模块的情况，所以选用幂次趋近律公式作为本系统的趋近律。

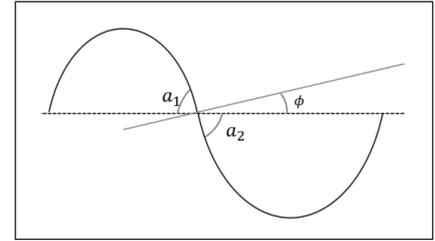


图3 基于幅值调整法的蛇形曲线

由上式可得：

$$\dot{s}(t) = c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t)$$

则：

$$\dot{s}(t) = \ddot{e}(t) + c(\dot{\bar{\theta}}_{ref}(t) - \dot{\bar{\theta}}_r(t)) = \ddot{e}(t) + c\dot{\bar{\theta}}_{ref}(t) - \frac{cu(t)}{b}$$

所以蛇形机器人的控制率公式如下：

$$\Delta A = u(t) = \frac{b}{c}\ddot{e}(t) + b\dot{\bar{\theta}}_{ref}(t) + \frac{b}{c} * k * |s(t)|^a \text{sgn}(s(t))$$

滑模控制器，即方向控制器具体控制框图如图2所示。

为了验证上述控制器的稳定性。取李雅普诺夫函数 $V = s^2 / 2$ ，取 $V \geq 0$ 。可得 $\dot{V} = s\dot{s}$ 。结合幂次趋近律公式得：

$$\dot{V} = s(-k|s|^a \text{sgns}) = -k|s|^a \cdot |s| = -k|s|^{a+1}$$

由于幂次趋近律公式中设定了 $k > 0.1$ ， $0 < a < 1$ 显而易见 $\dot{V} \leq 0$ ，且当 $t \rightarrow \infty$ 时， $s \rightarrow 0$ ，并且当且仅当 $e = 0$ ， $\dot{e} = 0$ 时， $s = 0$ 。可知 \dot{V} 半负定而 V 半正定，故本项目设计的控制器稳定。

■ 3.2 基于补偿函数的头部控制技术

蛇形机器人蜿蜒步态下的头部控制保证了蛇头相机拍摄的可读性和传感器测量的准确性，便于机器人准确地感知环境。本项目创新地提出基于补偿函数的头部控制方法，使得蛇头的运动方向与蛇身整体的运动方向一致。设蛇身与 x 轴的方向夹角 $\bar{\theta}$ 为 R ，则预期的蛇头与 x 轴的方向夹角 $\theta_{head}^m = \bar{\theta} = R$ 。

引入补偿函数：

$$\Delta\theta_{head} = -g \cdot a \cdot \cos(W \cdot T + h \cdot K)$$

使得：

$$\theta_{head}^m = R = \theta_{head} + \Delta\theta_{head}$$

其中， $0 \leq g \leq \frac{\sqrt{(\pi/2)^2 - A^2}}{a}$ ， $0 \leq h \leq \frac{2\pi}{\beta}$ ，

$$A = -2a \sin(K/2)。$$

所以头部关节控制函数 ϕ_{head}^m 为：

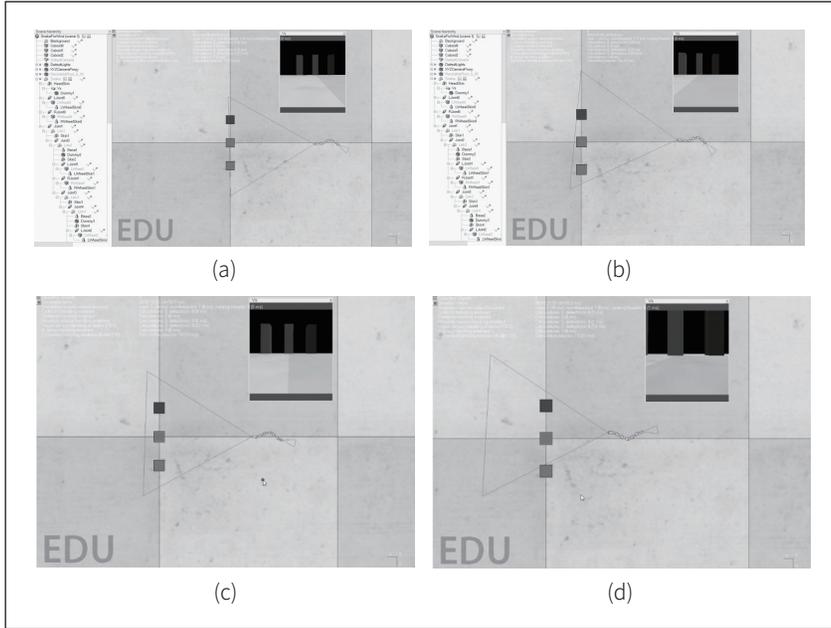


图4 头部控制仿真图

$$\phi_{head}^m(T) = \theta_{head+1} - \theta_{head}^m = \theta_{head+1} - \theta_{head} - \Delta\theta_{head} = \phi_{head} - \Delta\theta_{head}$$

3.3 基于头部稳定的转弯技术

在保证蛇头稳定的基础上，蛇形机器人通过安装在头部的红外传感器来检测其前方是否有障碍物，当在前进方向中遇到障碍物时，蛇形机器人基于幅值调整法来改变其运动的幅度，从而达到控制机器人蜿蜒运动中避开障碍物的目的。

基于幅值调整法的蛇形曲线如图3所示，其基本思想是通过调整幅值 ΔA ，来改变机器人的运动方向，从而实现转弯。其中幅值角和转弯角存在定量关系， $\phi = a_2 - a_1 = 2a\Delta A, a_1 \approx a(1-\Delta A), a_2 \approx a(1+\Delta A)$ 。

为保证蛇头固定，基于补偿函数的思想，蛇头部分的控制函数为：

$$\phi_{head}(T) = \phi_{head} + g \cdot a \cdot \cos(W \cdot T + h \cdot K)$$

$$\text{令 } A_1 = A \cdot (1 + \Delta A \cdot \text{sgn}(\sin(W \cdot T + (j-1) \cdot K))) \text{ , 有:}$$

$$a = \frac{A_1}{-2 \cdot \sin(bl)}, K = 2bl, 0 \leq g \leq \frac{\sqrt{(\pi/2)^2 - A_1^2}}{a}, 0 \leq h \leq \frac{2\pi}{\beta}$$

所以基于头部控制的转弯控制函数如下式，假设奇数关节为俯仰关节，偶数关节为偏航关节。

$$\begin{cases} \phi_{head}(T) = A \cdot (1 + \Delta A \cdot \text{sgn}(\sin(W \cdot T + K))) \cdot \sin(W \cdot T + K) \\ \quad + g \cdot a \cdot \cos(W \cdot T + h \cdot K), head = 2 \\ \phi_j(T) = A \cdot (1 + \Delta A \cdot \text{sgn}(\sin(W \cdot T + (j-1) \cdot K))) \\ \quad \cdot \sin(W \cdot T + (j-1) \cdot K), j = 4, 6, \dots \\ \phi_j(T) = 0, j = 1, 3, 5, \dots \end{cases}$$

4 仿真平台运动控制实验

蛇形机器人基于 VREP 仿真平台的运动实验结果如下：

4.1 基于补偿函数的头部控制实验

对蛇形机器人蜿蜒运动进行头部控制仿真，现期望蛇头运动方向与 x 轴平行，其仿真实验图如图4所示。

可以发现，上述实验蛇形机器人头部摄像机读取的信息非常稳定，由此可见蛇头部分得以很好的控制。对比没有头部控制下的蛇头运动方向角，如图5所示，可以发现，基于补偿函数的控制方法使得头部运动的稳定性大幅度提高。

4.2 基于头部控制下的转弯实验

基于上述头部控制方法，本项目利用 Vrep 进行蜿蜒运动时转弯的仿真实验，其转弯过程仿真图如图6所示。

实验，其转弯过程仿真图如图6所示。

令蛇形机器人从全局坐标系原点出发，沿 x 轴正方向运动，并设定控制参数 $A = 40^\circ, K = 60^\circ, W = 50^\circ/s$ 。在 $t \in [20, 40]$ 时， $\Delta A = 10^\circ$ ，而在 $t \in [80, 120]$ 时， $\Delta A = -20^\circ$ ，其余时刻 ΔA 均为 0。得到的仿真结果如图7所示。

由上述结果可以发现，蛇形机器人转弯角度比较连续，且更好地维持了蜿蜒时的波形曲线。

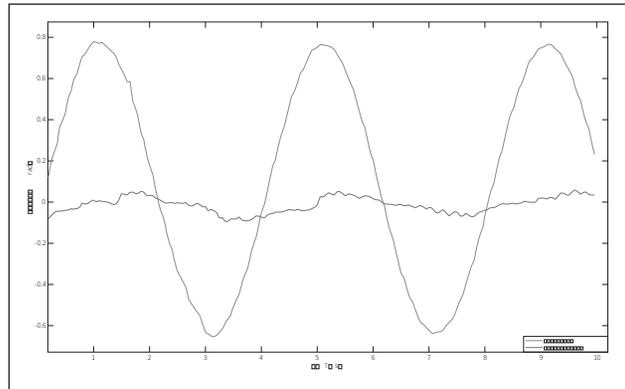


图5 有无头部控制下的头部运动方向角对比图

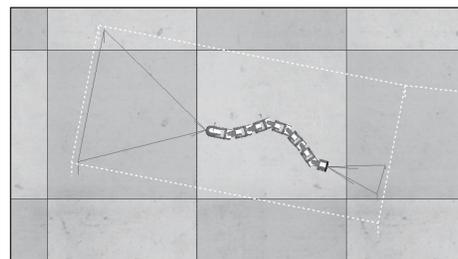


图6 基于幅值调整法的转弯仿真实验图

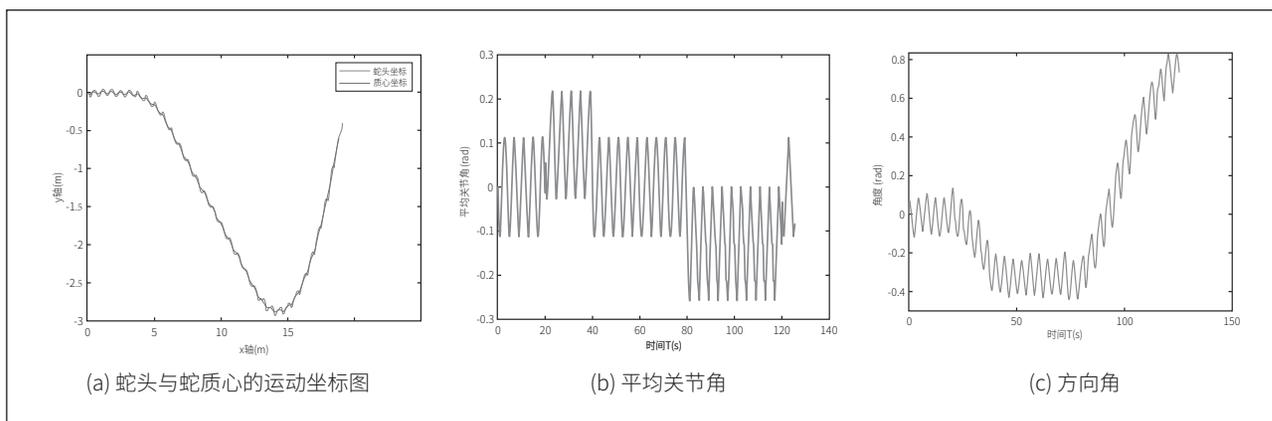


图7 基于幅值调整法的转弯仿真结果图

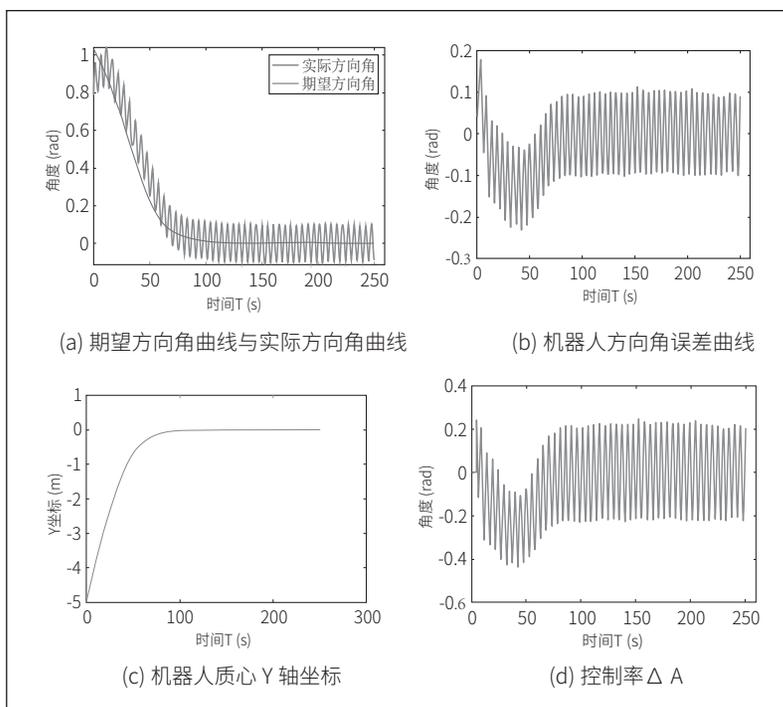


图8 基于滑模控制的机器人运动曲线

4.3 基于滑模控制的直线跟踪控制实验

利用 Vrep 进行仿真实验，令蛇形机器人初始时刻质心坐标为 (0, -5m)，方向角为 $\theta=45^\circ$ ，最终得到的运动仿真结果如图 8 所示。

由上述仿真结果得，机器人在 80s 左右达到稳态，且方向角在零附近波动，则本项目设计的控制器合理。并将本项目设计的滑模控制器与传统 PI 控制进行对比，在机器人稳定达到预期直线后，机器人质心 Y 坐标与期望值之间的误差结果见表 1。可发现，与 PI 控制相比，滑模控制的精确度更高。

5 结果验证

蛇形机器人自适应运动控制已在 VREP 仿真和实体上得到实现，并将其应用于蛇形机器人管道探测中，仿真和实体运动场景如图 9 所示。

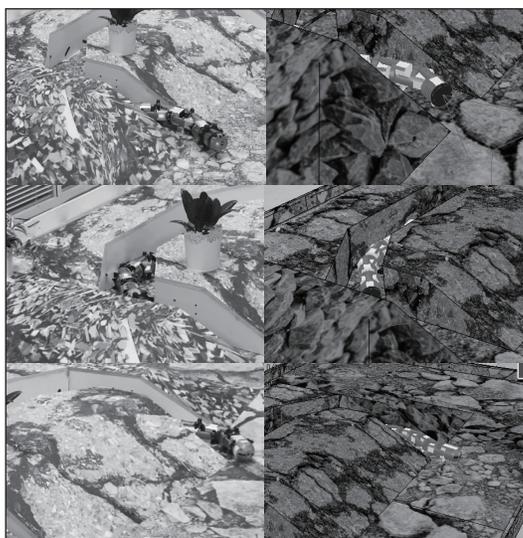


图9 蛇形机器人基于蜿蜒运动的管道探索仿真和实物运行图

表 1 滑模控制与PI控制误差对比

时间(s)	滑模控制误差(m)	PI控制误差(m)
100~200	-0.8396	2.4238
120~140	0.4522	-4.0522
140~160	-0.2761	-2.8910

参考文献

- [1]Lipkin K., Brown I., Peck A., et al. Differentiable and piecewise differentiable gaits for snake robots[A]. 2007 International Conference on Intelligent Robots and Systems[C]. San Diego, USA: IEEE, 2007: 1864-1869.
- [2] 李亚鑫, 逯云飞, 何梓玮等. 万向结构蛇形机器人的设计及控制策略研究 [J]. 计算机工程与应用, 2023,59(16):143-149.
- [3]Owen T. Biologically Inspired Robots: SnakeLike Locomotion

(下转第 73 页)

基于 ESP8266 主控的智能井盖控制系统设计

邓三星^{1,2}, 陈赵¹, 李志强¹, 薛国阳¹, 杨蒙蒙^{1,2}

(1. 黄河交通学院, 河南焦作, 454950; 2. 焦作市智能机器人工程技术研究中心, 河南焦作, 454950)

基金项目: 黄河交通学院2021年度校级一流专业(HHJTXY-2021ylzy01)、一流课程(HHJTXY-2021ylkc58)。

摘要: 在本文设计一种用于井下可燃气体安全监测的智能井盖控制系统, 可以实现井下环境数据的采集与阈值提醒, 在一定程度上保障公路安全。本系统对井下环境中如甲烷、一氧化碳等可燃气体浓度以及井盖开合状态进行检测并上传云端, 云端后台信息以网页或手机APP显示, 系统可实时监测多个设备信息, 实现环境监测、阈值超标提醒, 实时报表生成等功能。当检测的任一设备实时状态超过所设置阈值, 系统可通过手机短信、钉钉等发送超标设备状态给管理员进行处理。该系统通过测试不同的可燃气体浓度值, 对比工业检测仪表, 误差小于1.5%, 测量精度高, 响应快, 满足工业应用要求。

关键词: ESP8266; 智能井盖; 可燃气体; 云监控

0 引言

近年来, 全国各大城市都有因为下水道气体成分超标而引发爆炸等严重事故的发生。由于缺乏下水道信息监测, 而导致下水道工人意外窒息死亡以及井盖爆炸的事故时有发生^[1-3]。

本设计以 ESP8266 单片机为主控芯片, 利用 GSM 模块进行通信, 井下环境监测通过采用可燃气体传感器检测可燃气体浓度, 电容式液位传感器检测井下液位, 采用陀螺仪传感器检测井盖开合姿态, 可进行实时监测, 预防气体爆炸、污水溢出、井盖异位所引起事故。

1 系统总体结构设计

1.1 设计思路

主控制单元采集各个传感器信息, 通过与设定阈值对比, 判断是否超过硬件设定阈值, 并将传感器实时数值上传云端(若超过阈值则发出报警信号), 云端经过分析计算, 再次判断传感器信息是否超过软件设定阈值, 若超过阈值, 则通过手机短信和钉钉消息提醒管理员。

智能井盖监测系统主要由传感器(环境信息采集装置)、通信模块和控制芯片三部分组成, 其中传感器用来测量下水道气体各成分的浓度参数^[4]; 通信模块是负责与 GPRS 网络进行通信的组件, 用于传送各种需要传输的数据, 实现与其他设备或系统的远程通信; 控制单元接收来自传感器、执行器等部件的输入信息, 并根据预定的逻辑和算法进行判断, 并可以对系统进行监控和控制, 以确保系统的正常运行和稳定性。

在通信模块和控制单元之间, 存在着密切的协作关系。通信模块负责与外部网络进行通信, 将采集到的数据传送给控制单元, 并将控制指令发送给相应的执行器。控制单元则根据接收到的数据和指令, 进行逻辑判断和计算, 然后生成

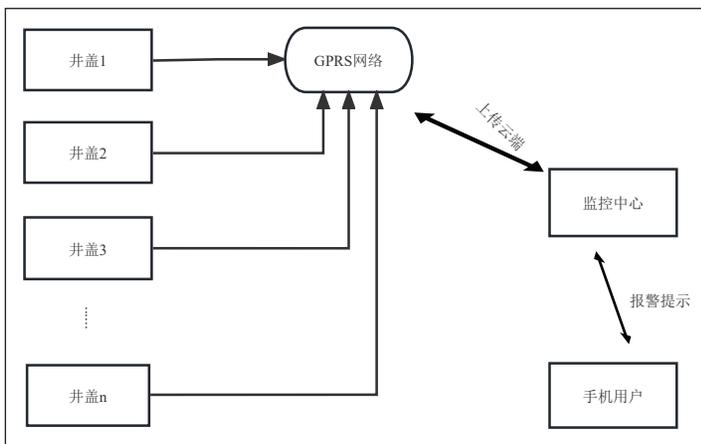


图1 系统结构框图

控制指令, 并通过通信模块传送给外部设备。系统结构框图如图1所示。

1.2 技术原理

智能井盖控制系统由主控芯片 ESP8266 获取多个传感器数值, 通过 MQTT 协议将数据上传云端, 云端服务器接收到智能井盖传输的数据后, 进行数据的处理与存储, 包括数据的解析、校验、筛选, 将数据按照设定的规则进行存储和管理, 并与设定阈值进行对比^[5]。管理员可以设置可燃气体参数阈值, 一旦井盖上传的数据达到或超过设定的阈值, 云端系统将触发报警机制, 发送报警信息给管理员, 提醒其注意异常情况从而实现井下环境监测。智能井盖技术基于传感器数据采集、数据传输、云端数据处理与存储、阈值设定与报警机制以及远程管理与控制, 实现了对井盖状态的实时监测、报警提醒和远程管理, 提高了城市管理的效率和安全。

1.2.1 MQTT 协议

MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) 是一种消息传输协议, 用于连接受限的设备和低带宽、不可靠的网络环境。MQTT 协议广泛应用于物联网 (IoT) 领域, 例如传感器数据的采集与传输、远程设备管理、实时监控和控制等场景。它提供了一种高效可靠的消息通信机制, 使得物联

网设备和系统能够方便地进行异步数据交换和远程控制。

1.2.2 井盖姿态解算——卡尔曼滤波算法

卡尔曼滤波算法 (Kalman Filter) 是一种用于估计系统状态的递归滤波算法, 基于系统的动态模型和观测模型, 通过递归地更新状态估计值和协方差矩阵来进行系统状态的准确估计^[6]。它的主要思想是将先验估计和测量结果进行加权平均, 得到更准确的后验估计, 并同时考虑了测量误差和系统动态的不确定性, 常用于处理带有噪声和不确定性的动态系统。

2 系统硬件电路设计

2.1 可燃气体检测模块电路设计

可燃气体检测传感器选用 MQ-9 可燃气体传感器, 它基于电化学反应原理, 通过氧化还原反应检测环境中的可燃气体浓度, 是一种常用的气体传感器模块, 主要用于检测空气中的可燃气体浓度^[7]。它包含一个敏感元件, 由金属氧化物和半导体材料组成。其测量范围包括可燃气体浓度的百万分比。该传感器对可燃气体的检测敏感, 能够提供更准确的测量结果。模块电路图设计如图 2 所示。

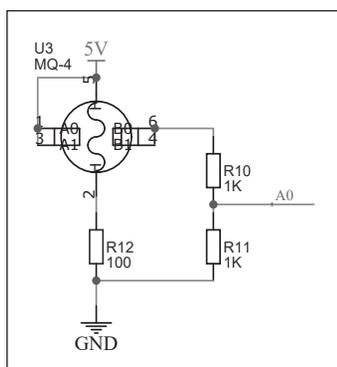


图 2 可燃气体检测模块电路

2.2 井盖姿态检测模块电路设计

井盖姿态检测选用 MPU6050 六轴陀螺仪, 它采用 MEMS 技术, 具有较高的测量精度和稳定性, 同时采用数字信号输出, 功耗较低, 可以提供准确可靠的测量结果。MPU6050 六轴陀螺仪模块广泛应用于飞行器、机器人、虚拟现实、运动追踪等领域。它可以实时监测物体的姿态和运动状态, 为相关应用提供重要的数据支持。本设计中采用卡尔曼滤波算法对陀螺仪进行姿态解算^[8], 从而得出井盖姿态数据, 模块电路图如图 3 所示。

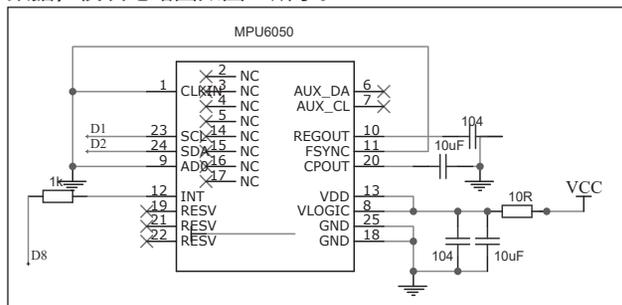


图 3 井盖姿态检测模块电路

2.3 ESP8266 主控

ESP8266 开发板是一款基于 ESP8266 芯片的嵌入式开发板, 它集成了 WiFi 模块和微控制器, 可以方便地实现物联网、智能家居、远程监控等应用。本设计中只将其作为主控芯片使用, 配合 GSM 模块进行通信, 并没有应用它的 WiFi 功能, 在后续的使用中, 可根据实际使用环境, 可将其设置为 STA 模式, 连接 WiFi 代替或配合 GSM 模块进行通信。

2.4 GSM 模块

GSM (Global System for Mobile Communications) 模块是一种用于移动通信的无线通信模块, 可以实现基于 GSM 网络的语音和数据通信, 可以提供远程控制、数据传输、警报等功能, 广泛应用于车载

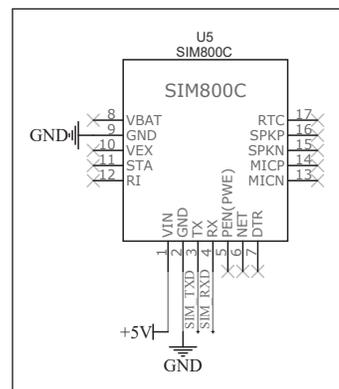


图 4 GSM 模块电路图

监控、智能家居、物联网等领域。GSM 模块电路图如图 4 所示。

3 软件流程设计

系统上电以后, ESP8266 进行开机自检, 接入 GSM 网络并判断, 初始化各传感器, 读取传感器数据进行判断, 随后上传云端进行阈值判断, 在达到设定阈值时, 可进行现场蜂鸣器报警、网页 APP 端报警, 以及发送短消息报警等功能。软件流程图如图 5 所示。

3.1 系统功能验证

通过硬件和软件的设计, 智能井盖系统能够正确测量井下可燃气体浓度数值, 传感器将采集到的数据通过 MQTT 协议上传云端, 云端接收数据, 进行分析处理, 生成实时报表。系统可设定授权两个具有密码保护的钉钉机器人和两名手机用户, 在采样超标时, 云端可以发出报警信号, 并将超标的状态分别通过钉钉机器人发送到钉钉群组, 同时通过手机短消息发送到手机用户。系统的实物图和报警提示效果图如图 6、图 7 所示。

3.2 后台监测

系统总体结构由井下环境检测装置和后台监测系统所构成。检测装置负责实时可燃气体浓度、井盖姿态等各项运行指标检测, 输出井下环境状态的基础数据。后台监测系统

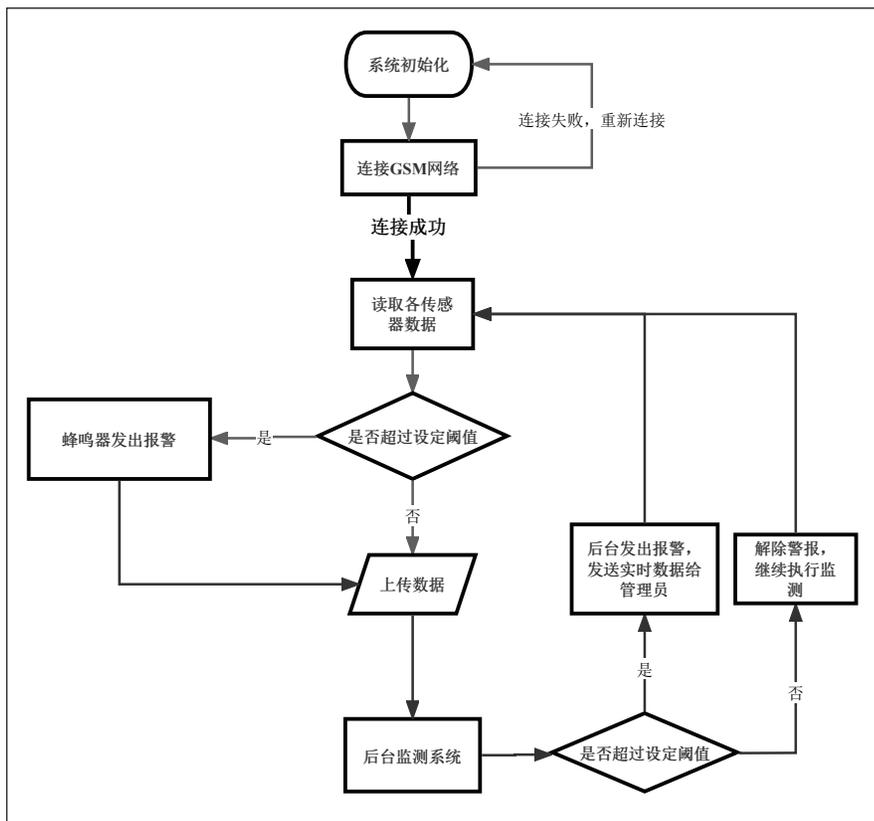


图5 软件流程图

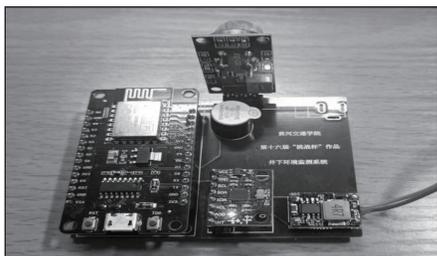


图6 系统实物图



图7 钉钉机器人报警提示图

采集线上接收到的数据，进行复杂的逻辑处理，从而得到系统的运行状态并进行信息预警。

3.2.1 监测显示界面

如图8所示，后台监控系统可以显示所管理范围内每个井盖的状态（开合、可燃气体浓度、阈值超标情况等），

并进行归纳统计，做出设备运行状态、设备正常率等详细情况，将它们集中在一起显示。

3.2.2 预警界面

在预警界面可以手动设置可燃气体报警阈值，以及井盖位姿移动是否需要报警，也可对其报警状态、响应类型、通知方式进行设置。

3.3 可燃气体传感器浓度测试

针对甲烷、一氧化碳等混合可燃气体，对本系统进行测试实验。系统测试工作电压为直流5V，测试环境温度18℃~20℃。对比工业可燃气体检测仪检测的浓度数据，从而验证系统对可燃气体浓度检测的准确性，以及系统对姿态变化做出的响应时间等，并确保其能够准确地检测和报警。检测结果如表1所示。

在测试过程中，该系统表现出良好性能，可以准确地检测出可燃气体并进行报警，对可燃气体泄漏事件做出及时响应。不同可燃气体浓度情况下，该系统对可燃气体浓度的检测保持在1.5%误差范围内，系统符合预期设计要求。

表1 可燃气体浓度检测对比

工业检测仪检测可燃气体浓度/ppm	本系统检测可燃气体浓度/ppm
200	202
250	247
300	302
350	349
400	401
450	450
500	499
550	548
600	598

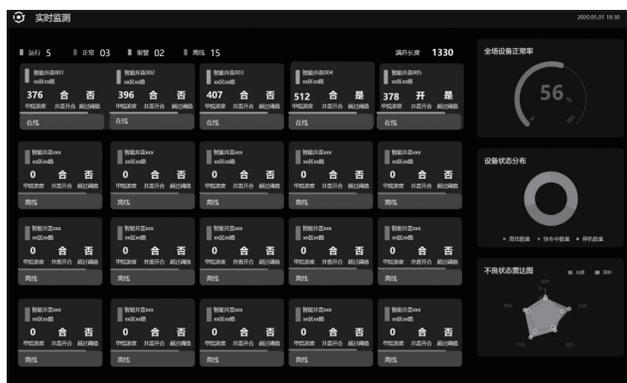


图8 监测显示界面

(下转第11页)

建筑机器人自主定位及行走轨迹规划方法

赵心维

(苏州尼索斯科技有限公司, 江苏苏州, 215128)

摘要: 为优化机器人行走规划路径, 开展建筑机器人自主定位及行走轨迹规划方法的设计研究。将建筑机器人的整个工作平面划分为数千个小区域, 标定摄像机参数, 进行建筑机器人空间坐标自主定位; 将虚实耦合作为前提条件, 利用BIM模型中各实体的位置信息, 进行机器人行走导航地图的构建; 引进Unty3D建模工具, 使用Solidworks软件, 构建机器人实验操作平台, 将模型导入Unty3D的物理引擎中, 生成建筑机器人运动学规范模型; 引进A*算法, 进行机器人运动空间全局路径的寻优, 以此实现对机器人行走轨迹的规划。实验结果表明: 设计方法可以在确保规划路线躲避空间中所有障碍物的基础上, 保证规划的路线为最短路线。

关键词: 建筑机器人; 运动学模型; 寻优; 规划方法; 行走轨迹; 自主定位

1 摄像机分区标定与建筑机器人空间坐标自主定位

为满足建筑机器人自主定位需求, 设计方法前, 应先进行摄像机的分区标定^[1-3]。在此过程中, 将工作平面划分为数千个小区域, 在每个区域中标定摄像机参数。将世界坐标系作为参照, 将建筑机器人的整个工作区域划分为 $M \times N$ 个区域, 根据 $M \times N$ 中 M 的构成与 N 的构成, 建立针对此区域的透视变化矩阵, 在每一小块区域中, 机器人都会标出相应的视角变换矩阵参数, 从而完成自身位置的反馈。在单位面积校准点数目相同的情况下, 采用局部校准参数的方式, 求取定位坐标值, 以此提高摄像机分区的精度^[4]。在此基础上, 设定一个机器人作业面, 将此作业面用二维或三维坐标形式表示, 任意标定区域中的一个坐标点, 将此坐标点作为参照点。根据参照点与区域内中心点之间的距离, 进行建筑机器人空间坐标的自主定位, 此过程如下计算公式所示。

$$P = \frac{x_i + w_i}{\sqrt{M^2 + N^2}} \quad \text{式 (1)}$$

公式 (1) 中: P 表示建筑机器人空间坐标的自主定位; x_i 表示第 i 个区域中的建筑机器人横向坐标; y_i 表示第 i 个区域中的建筑机器人纵向坐标。按照上述方式, 完成摄像机分区标定与建筑机器人空间坐标自主定位。

2 建立虚实耦合条件下的机器人行走导航地图

在上述内容的基础上, 将虚实耦合作为前提条件, 进行机器人行走导航地图的构建。在此过程中, 以建筑机器人为研究对象, 利用 BIM 模型中各实体的位置信息, 将建筑机器人所处虚拟环境中的“墙壁”作为不能通行的物体, 将其所处环境中的栅格看作障碍物, 将“门”作为是可以通行的, 将其与网格环境结合, 形成一幅基于 BIM 的建筑机器人导航图^[5]。在此过程中, 建立建筑机器人作为空间中栅格地图, 进行虚拟环境中实体结构到空间坐标的映射。映射过程如下

计算公式所示。

$$\begin{cases} X = P \cdot X + |X_{\min}| \\ Y = P \cdot Y + |Y_{\min}| \end{cases} \quad \text{式 (2)}$$

公式 (2) 中: X 、 Y 表示虚拟环境中实体结构坐标; X_{\min} 、 Y_{\min} 表示未移动坐标体系中的最小坐标。在此基础上, 根据空间中的栅格地图基本情况, 进行机器人行走导航地图中行数与列数的设计。此过程如下计算公式所示。

$$\begin{cases} N_r = X_{\max} / s \cdot X \\ N_c = Y_{\max} / s \cdot Y \end{cases} \quad \text{式 (3)}$$

公式 (3) 中: N_r 、 N_c 表示机器人行走导航地图中行数与列数; X_{\max} 、 Y_{\max} 表示未移动坐标体系中的最大坐标; s 表示建筑机器人运动中的单位步长。在此基础上, 考虑到空间地图在构建过程中可能存在未除尽的问题, 因此, 需要根据空间地形图结构, 进行障碍物的补齐, 如图 1 所示。

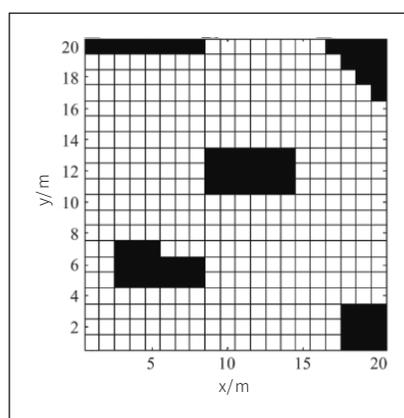


图 1 障碍物空间地图构建

由于仅利用虚拟环境信息绘制地图并不能获得建筑场地中“门”的打开和关闭信息, 也不能为建筑施工场地规划出一个合理的整体路线。因此, 本项目拟利用现实环境的点云信息补充虚拟环境, 利用 PointNet 算法实现 3D 点云的语义划分, 以获得地图中“门”的形态信息。在此基础上, 获得与之相匹配的网格位置信息, 以补充网格中的“门”的形态, 最后获得网格地图, 实现基于虚实耦合条件下机器人

行走导航地图的构建。

3 生成建筑机器人运动学规范模型

完成上述设计后，为满足建筑机器人在施工场地所在空间内的运动需求，应在完成对机器人行走导航地图的构建后，生成建筑机器人运动学规范模型。在此过程中，引进Unty3D建模工具，Unty3D中具有较完善的物理引擎，可以实现对机器人在运动中的动力学仿真。建模中，使用Solidworks软件，构建机器人实验操作平台，将模型导入Unty3D的物理引擎中。将建筑机器人的运动过程划分为完整约束与不完整约束两个部分，设定建筑机器人在行进过程中的车轮半径为 r ，根据机器人左右轮的角速度，进行建筑机器人行进中线速度的计算，计算公式如下。

$$\begin{cases} v_L = r \cdot u_L \cdot N_r \\ v_R = r \cdot u_R \cdot N_c \end{cases} \quad \text{式 (4)}$$

公式(4)中： v_L 、 v_R 表示建筑机器人行进中左轮、右轮的线速度； u_L 、 u_R 表示建筑机器人行进中左轮、右轮的角速度。在此基础上，根据建筑机器人在移动中的坐标系，生成如下计算公式所示的建筑机器人运动学规范模型。

$$\begin{cases} \dot{x} = v \cos \theta \\ \dot{y} = v \sin \theta \end{cases} \quad \text{式 (5)}$$

公式(5)中： \dot{x} 、 \dot{y} 表示建筑机器人行进中两个不同方向的运动方程； v 表示建筑机器人行进中的平均速度； θ 表示建筑机器人行进中的最大旋转角度。上述公式中， θ 属于未知参数，可以用下述公式计算得到。

$$\theta = \frac{v_R - v_L}{W} \quad \text{式 (6)}$$

公式(6)中： W 表示机械臂最大旋转角度。将计算后的 θ 代入公式(5)，以此种方式，完成建筑机器人运动学规范模型的构建，如图2所示。

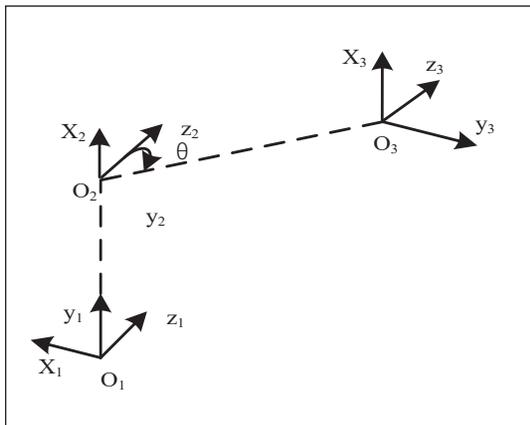


图2 运动学建模

4 机器人运动空间全局路径寻优

完成建筑机器人运动学规范模型的构建后，引进A*算法，进行机器人运动空间全局路径的寻优，以此实现对机器人行走轨迹的规划。规划过程中，将机器人行走导航地图作为基础，按照下述公式，计算最优路径中节点代价。

$$f(n) = g(n) + h(n) \quad \text{式 (7)}$$

公式(7)中： $f(n)$ 表示最优路径中节点代价，其中 n 表示路径中的节点； $g(n)$ 表示起点代价； $h(n)$ 表示当前节点距离终点的预计代价。在利用A*算法进行路径规划时，需要进行全局可规划路径的检索，检索时，选择当前邻域的四个栅格或八个栅格，确定建筑机器人的行进方向。在设定机器人转弯行为时，为避免机器人在转角位置与墙体发生碰撞，可参照A*算法中的启发函数，进行行进路径中节点距离的设定，此过程如下计算公式所示。

$$k(n) = f(n) + |B - G| \quad \text{式 (8)}$$

公式(8)中： $k(n)$ 表示路径中节点距离的设定； B 表示栅格对角线距离（栅格宽度）； G 表示机器人宽度。参照上述方式，定义机器人在运动中每次行进的距离，以此为依据，完成机器人运动空间全局路径寻优，实现建筑机器人自主定位及行走轨迹规划方法的设计，如图3所示。

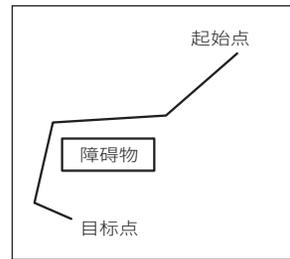


图3 避障轨迹规划示意图

5 对比实验

为检验该方法的应用效果，以某真实的建筑工程项目施工场景作为实例，根据实验需求，建立针对此场景的测试环境。

考虑到机器人会受到多种因素的影响，出现抑制或干预底盘运动的问题，导致机器人运动坐标与行动轨迹节点之间的出现偏差。因此，在实验过程中，根据相关工作的具体要求，在测试环境中添加UWB超宽频定位系统，通过此种方式，实时获取建筑机器人的空间位置，并根据机器人的行进需求，进行其位置的实时校正。

完成上述设计后，为确保机器人在测试环境中的稳定、安全运行，参照表1，设计建筑机器人在运动、行进过程中

的底盘参数。

表1 建筑机器人在运动、行进过程中的底盘参数

项目	参数
机器人运动中的最大线速度	1.5m
最大角速度	0.53rad/s
最大线性加速度	0.2m/s ²
最大角加速度	0.88rad/s ²
线速度分辨率	0.01m/s
角速度分辨率	1.05rad/s
最大制动距离	0.25m
机器人底盘车身质量	75kg
机器人底盘轮半径	0.78m
机器人底盘左右轮间距	565mm

参照上述方式，完成对比实验中测试环境的布置。为检验建筑机器人在测试环境中的自主定位效果，使用本文设计的方法，对建筑机器人所在的区域进行摄像机分区标定，再采用建立建筑机器人空间坐标的方式，实现对机器人空间位置的自主定位。

为检验建筑机器人自主定位的效果，机器人在完成一次空间位置的反馈后，技术人员便需要使用中纬全站仪，进行机器人实际空间位置的测定。将中纬全站仪测定的建筑机器人空间位置坐标作为真实坐标，对本文设计方法在应用后的机器人自主定位结果进行检验。为确保真实坐标的精准性，按照表 2 所示的内容，进行中纬全站仪测定过程中技术参数的设计。

表2 中纬全站仪测定作业中技术参数的设计

项目	参数
中纬全站仪型号	ZT-20
测量结果精度 (mm)	±1ppm
有效量程 (km)	3
测角方式	绝缘编码
测角精度 (")	2
测量中的补偿原理	业态光电双轴补偿
对中方式	激光下对点
扫描角度 (°)	0~180
扫描间隔角度 (°)	1

对中纬全站仪测定的建筑机器人空间位置与建筑机器

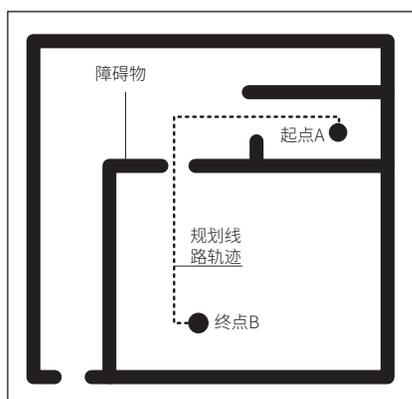


图4 本文方法规划的机器人行走轨迹

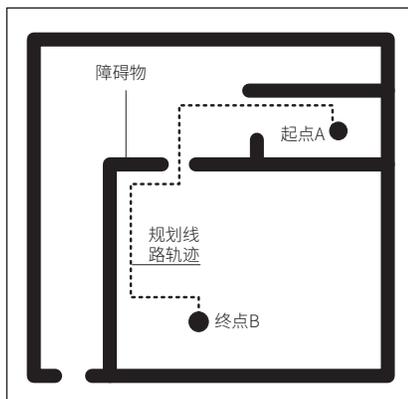


图5 传统方法1规划的机器人行走轨迹

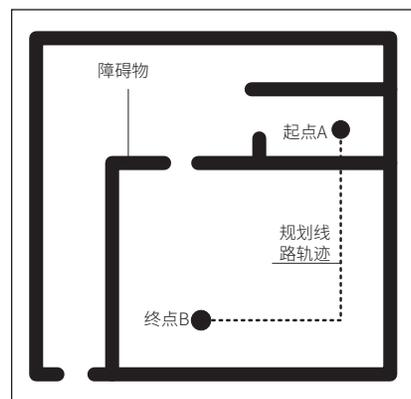


图6 传统方法2规划的机器人行走轨迹

人自主定位结果导入 Unty3D 构建测试环境中，在测试环境中进行建筑机器人自主定位效果的检验，统计实验结果如表 3 所示。

表3 建筑机器人自主定位结果检验

自主定位点位	Δx (m)	Δy (m)
(1)	0	0
(2)	0	0.02
(3)	0.05	0.01
(4)	0	0
(5)	0	0
(6)	0	0
(7)	0.02	0

表 3 中， Δx 表示自主定位结果与中纬全站仪测定结果的横向偏差； Δy 表示自主定位结果与中纬全站仪测定结果的纵向偏差。从上述表 3 所示的实验结果可以看出，使用本文设计的方法，进行建筑机器人自主定位，定位结果中的横向偏差与纵向偏差均相对较小，由此可以证明本文设计的定位方法应用效果良好，使用该方法进行建筑机器人自主定位，可以控制定位偏差在 $\pm 0.05m$ 范围内，以此种方式，实现对运动中机器人所在位置的精准定位。

在上述内容的基础上，使用 Unty3D 搭建一个存在若干障碍物的建筑空间，使用本文设计的方法，进行建筑机器人行走轨迹的规划。规划过程中，先根据区域内障碍物的分布情况，建立虚实耦合条件下的机器人行走导航地图，同时，生成建筑机器人运动学规范模型。最后，通过对机器人运动空间的全局路径寻优，完成本文方法在测试环境中的应用。

为满足实验结果的对比需求，引进基于改进 NURBS 算法的行走轨迹规划方法、基于 MATLAB Robotics 的行走轨迹规划方法，将其作为传统方法 1、传统方法 2，使用本文方法与传统方法，进行建筑机器人行走轨迹的规划。在计算机展示界面中，展示同一空间内三种方法规划的建筑机器人行走轨迹，如图 4~ 图 6 所示。

从图 4~ 图 6 所示的实验结果可以看出，图 4、图 5 对

应方法规划的建筑机器人行走轨迹合理,即设计的轨迹可以躲避空间内所有障碍物,实现从起点 A 到达终点 B,而图 6 对应方法规划的建筑机器人行走轨迹穿过了空间障碍物,显然不符合实际规范,无法从起点 A 达到终点 B。

在此基础上,对本文方法与传统方法 1 规划的建筑机器人行走轨迹进行分析,发现本文方法规划的建筑机器人行走轨迹长度 < 传统方法 1 规划的建筑机器人行走轨迹长度。通过此种方式,得到本次实验的最终结论:相比传统方法,本文设计的建筑机器人自主定位及行走轨迹规划方法应用效果良好,按照规范使用本文方法进行建筑机器人行走轨迹规划,可以在确保规划路线躲避空间中所有障碍物的基础上,保证规划的路线为最短路线。

6 结束语

本文通过摄像机分区标定与建筑机器人空间坐标自主定位、建立虚实耦合条件下的机器人行走导航地图、生成建筑机器人运动学规范模型、机器人运动空间全局路径寻优,完成了建筑机器人自主定位及行走轨迹规划方法的设计研究。在此基础上,对本文设计的方法进行测试,测试结果表

明,使用本文方法进行建筑机器人自主定位,可以控制定位偏差在 $\pm 0.05\text{m}$ 范围内,同时,本文方法还可以在确保规划路线躲避空间中所有障碍物的基础上,保证规划的路线为最短。以此种方式,发挥机器人在建筑工程领域中更高的价值,为工程方、技术方等多个参与方提供技术层面的指导与支持。

参考文献

- * [1] 訾斌,徐锋,唐锴,等.基于机器视觉的喷涂机器人轨迹规划与涂装质量检测研究综述[J].控制与决策,2023,38(01):1-21.
- * [2] 任军,吴正虎,曹秋玉.基于 MATLAB Robotics 工具箱的 ER50 机器人轨迹规划与仿真[J].机械设计与制造,2022(08):33-36.
- * [3] 杨化林,钟岩,姜沅政,等.基于时间与急动度最优的并联式采茶机器人轨迹规划混合策略[J].机械工程学报,2022,58(09):62-70.
- * [4] 姚学峰,李超.基于改进 NURBS 曲线插补算法的食品分拣机器人轨迹规划[J].食品与机械,2022,38(03):80-85.
- * [5] 舒亮,葛亮君,吴自然,等.双重寻优的机器人轨迹规划及其在断路器柔性装配中的应用研究[J].温州大学学报(自然科学版),2021,42(01):36-48.

(上接第 100 页)

5 虚拟仿真实验的在线发布

LabVIEW Web 发布工具是一项功能强大的工具,它允许用户通过网络分享程序前面板图像或 HTML 页面,以便进行远程浏览和操作(见图 9)。使用该工具,局域网用户只需在浏览器地址栏中输入图 9 中显示的 URL 即可轻松访问。而对于 Internet 用户,则需要输入以下格式的地址: `http://IP 地址:端口/文件名.html`。将 URL 中的主机名替换为服务器的 IP 地址,即可访问所需内容。这使得远程访问和操作变得更加便捷和灵活。

6 结论

本文利用 Multisim 和 LabVIEW 两款软件的联合仿真设计了并联改进型三点式 LC 振荡器虚拟仿真实验。利用 Multisim 软件完成振荡器的电路设计。利用 LabVIEW 软件实现对 Multisim 电路的调用,并完成交互设计。本虚拟仿真实验能观察振荡器的起振过程,能测量静态工作点变化

对振荡幅度的影响,并能测量可调电容变化对振荡频率的影响,完成实验所要求的基本任务。此实验系统可以进行 Web 发布,让学生能进行远程实验,是传统基于硬件平台实验的有效补充,具备一定的推广应用价值。

参考文献

- * [1] 陈忻熠,孙雅苒.基于 Multisim 和 LabVIEW 的虚拟实验平台设计与实现[J].信息技术,2023,(07):50-55+63.
- * [2] 俞丙威,王宇霄,王飞等.基于 LabVIEW 和 Multisim 联合仿真的虚拟电路实验系统的设计[J].机电工程技术,2023,52(04):245-248.
- * [3] 李瑜庆,田娟.基于 Multisim 和 LabVIEW 的“高频电子线路”课程实验教学改革与实践[J].现代信息科技,2022,6(06):183-186.
- * [4] 袁海娣.基于 LabVIEW 和 Multisim 的远程数字电路实验平台设计[J].通化师范学院学报,2022,43(02):105-109.

通信作者:黎运宇。

基于指数趋近律的机械臂神经网络滑模控制

王国刚, 孙德炜, 金红娇, 孙其龙

(吉林化工学院 信息与控制工程学院, 吉林吉林, 132022)

基金项目: 博士启动基金 (编号222012312010)。

摘要: 为解决机械臂轨迹跟踪控制中存在建模不确定性以及外界干扰及摩擦造成的控制效果不理想等问题。利用神经网络对建模的不确定项进行逼近, 本文提出一种基于指数趋近律的神经网络滑模控制对机械臂完成轨迹跟踪控制。采用二自由度的刚性机械臂为控制对象进行实验, 仿真结果表明, 该控制方法能缓解外部干扰对控制系统的影响, 保证系统的稳定性, 有效地提高系统的控制性能。

关键词: 指数趋近律; 滑模控制; 神经网络; 轨迹跟踪

0 引言

机械臂已经成为工业控制领域中的不可或缺的工具。由于机械臂是一个非线性、强耦合、时变的系统, 并且存在未建模动态、参数变化、外部扰动及摩擦等各种不确定因素的影响。这些不确定因素会导致机械臂各关节跟踪精度变差, 因此使机械臂具有良好的动态性能具有重要的研究意义, 设计控制器以实现机械臂能快速、稳定地跟踪期望轨迹是机械臂控制的核心问题。在实际工程中, 机械臂系统存在建模不确定性以及受外界干扰等诸多复杂因素的影响, 专家学者在解决这个难题的同时, 也在机械臂的轨迹跟踪方面取得了重大突破^[1-4]。诸多学者提出过各种的控制方法, 主要有 PD 控制, 滑模控制, 计算力矩控制, 模糊滑模控制等^[5-8]。文献 [9] 对传统干扰观测器进行优化, 反馈补偿外界干扰的同时利用神经网络的万能逼近特性, 提高响应速度和轨迹跟踪精度; 文献 [10] 为解决由于系统存在建模不确定性以及外界干扰对控制结果造成的不良影响, 提出一种学习系统不确定性的未知上界的自适应神经滑模控制方法, 以此来提高系统的控制性能; 文献 [11] 针对滑模控制中存在的收敛速度和系统抖振两个方面的问题, 通过分析两种类型趋近律的优缺点, 设计一种对系统抖振能够有效控制的同时也能提升收敛速度的改进型滑模趋近律; 文献 [12] 提出了一种采用自适应神经网络补偿包括建模不确定性和外部干扰在内的系统不确定性的滑模边界控制器, 以将关节驱动到所需位置并快速抑制振动。文献 [13] 针对机械臂系统的滑模控制存在抖振的问题, 提出了一种变指数趋近律滑模控制律, 仿真结果表明该控制策略可以有效抑制抖振; 文献 [14] 针对一种并联机械臂提出了鲁棒 PID 控制策略, 通过选择合适的 PID 控制器增益, 使系统达到稳定的状态。

针对机械臂跟踪精度和稳定性等问题, 本文对基于神经网络滑模控制做出优化与改进, 相比于上述文献, 本文对机械臂系统的整体性控制有了进一步的提升。考虑到对机械臂动力学模型进行建模时, 存在不确定项以及外部干扰。对此本文先利用神经网络对建模的不确定项进行逼近, 然后采用

基于指数趋近律的滑模控制用以削弱系统的抖振、提高系统的控制性能。

1 动力学模型

考虑 n 关节机械臂动力学方程^[15-16] 如下:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}) + \tau_d = \tau \quad (1)$$

其中, $q \in R^n$ 为关节角位移量, $M(q) \in R^{n \times n}$ 为惯性矩阵, $C(q, \dot{q}) \in R^n$ 为离心力和哥氏力项, $G(q) \in R^n$ 为重力项, $F(\dot{q}) \in R^n$ 为摩擦力项, $\tau \in R^n$ 为控制力矩, $\tau_d \in R^n$ 为外加干扰以及系统建模的误差项, 利用 RBF 神经网络对其进行处理。

2 基于 RBF 神经网络的滑模控制器设计及其稳定性分析

由于在实际控制系统中存在的干扰因素较为复杂。例如, 系统摩擦力, 系统建模误差以及外界干扰等都会影响到系统的轨迹跟踪。

RBF 神经网络结构简单, 收敛速度快, 能够较高精度地逼近任何连续非线性函数, 结构采用并列处理机制, 具备较强的容错能力等优势, 其主要的工作机理为系统实际的控制参数经隐含层激活函数的非线性变换后, 通过权值的线性相加传递至输出层。其中隐含层中的激活函数为径向基函数, 结构特点为径向中心对称且两边衰减过渡, 输入的数据距离中心越近, 输出越敏感。基于 RBF 神经网络能够以任意精度逼近未知函数的特点, RBF 神经网络能够较好地满

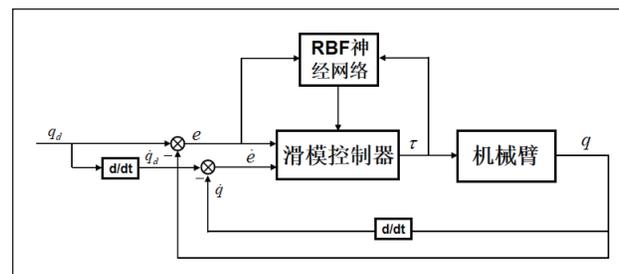


图1 控制原理

足存在不确定性的系统控制的需要要求。

在设计控制系统时，我们需要将上述的不确定项利用 RBF 神经网络进行估计，然后对整个系统采用滑模控制为控制器。以此来提高机械臂轨迹跟踪精度和稳定性。

控制系统的原理如图 1 所示。

采用基于 RBF 神经网络的滑模控制对机械臂进行位置的轨迹跟踪控制。设 q_d 为 q 的期望值， \dot{q}_d 为 \dot{q} 的期望值。

跟踪误差为：

$$e = q_d - q \quad \text{式 (2)}$$

定义滑模函数为：

$$s = \dot{e} + \Lambda e \quad \text{式 (3)}$$

滑模动态特性保证了系统的稳定性和状态收敛到平衡状态 $e=0$ 。结合式 (2) 和式 (3)，可得：

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{q}_d - \ddot{q} + \Lambda \dot{e} \\ \dot{s} &= \ddot{q}_d - \ddot{q} + \Lambda \dot{e} \end{aligned} \quad \text{式 (4)}$$

滑模控制具有响应快、对干扰不敏感等优点。但是由于滑模控制自身特性原因，使其存在抖振现象，并且该现象无法被控制系统消除。

选取合适的趋近律可以实现在相同的控制抖振下更快的趋于零或在相同收敛速度下削减抖振。为削减抖振现象，本文采用基于指数趋近律的滑模控制。

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \varepsilon > 0, k > 0 \quad \text{式 (5)}$$

式中， $-ks$ 是指数趋近项， k 越大， $-\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ 趋近滑模面速度越大， $-\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ 是等速趋近项，可消减抖振。增大 k 的同时减少 ε 可保证快速趋近的同时消减抖振。

高斯基函数具有良好的解析性，用于理论分析时比较方便，其图像不仅光滑性好而且还是径向对称的。应用 RBF 神经网络时可以从一定程度上使系统的跟踪性能更好，并且其自适应调节能力更强。因此，RBF 神经网络控制机械臂的不确定性问题、跟踪问题以及稳定性问题是有意义的，结合机械臂的动力学特性，利用 RBF 神经网络控制机械臂，进而提高系统性能，实现快速收敛。同时 RBF 神经网络技术可对机械臂动力学方程中未知部分进行逼近，由此提高了

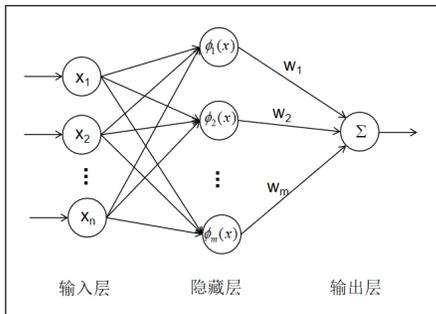


图 2 神经网络结构

对机器人的控制精度。

RBF 神经网络结构如图 2 所示。

根据 RBF 网络自身特性，采用 RBF 神经网络逼近不确定项 f ，网络算法为：

$$h_j = \exp\left(\frac{\|x - c_j\|^2}{2b_j^2}\right) \quad \text{式 (6)}$$

$$f = W^{*T} \phi(x) + \varepsilon \quad \text{式 (7)}$$

其中， x 为网络的输入， j 为网络隐含层第 j 个节点，

$h = [h_j]^T$ 为神经网络高斯基函数输出， W^* 为网络理想权值， ε 为网络的逼近误差， $\varepsilon \leq \varepsilon_N$ 。

则 RBF 神经网络的输出为：

$$\hat{f} = \hat{W}^T \phi(x) \quad \text{式 (8)}$$

其中 \hat{f} 为函数 f 的估计值， \hat{W} 为 W^* 的网络估计权值。

将式 (1) 与式 (4) 进行联立可得：

$$\begin{aligned} Ms &= M(\ddot{q}_d - \ddot{q} + \Lambda \dot{e}) = M(\ddot{q}_d + \Lambda \dot{e}) - M\ddot{q} \\ &= M(\ddot{q}_d + \Lambda \dot{e}) + C\dot{q} + G + \tau_d - \tau + F \\ &= M(\ddot{q}_d + \Lambda \dot{e}) + C(-s + \dot{q}_d + \Lambda e) + G + \tau_d - \tau + F \\ &= -Cs + \tau_d - \tau + f \end{aligned} \quad \text{式 (9)}$$

其中， $f = M(\ddot{q}_d + \Lambda \dot{e}) + C(\dot{q} + \Lambda e) + G + F$ 。

在实际工程模型中的 f 项是未知的，然后对 f 进行逼近。 \hat{f} 为 RBF 神经网络的估计值。

取：

$$\tilde{W} = W^* - \hat{W} \quad \text{式 (10)}$$

其中， \hat{W} 为 W^* 的网络估计权值， \tilde{W} 为网络权值存在的误差。

为实现自适应逼近定义神经网络自适应律：

$$\dot{\hat{W}} = F\phi(x)s^T \quad \text{式 (11)}$$

为更好的抑制滑模控制带来的抖振，本文采用了指数趋近律来实现滑模控制。由式 (9) 和式 (5) 可知：

$$\dot{s} = M^{-1}(-\tau + f - Cs + \tau_d) \quad \text{式 (12)}$$

将指数趋近律式 (5) 与式 (12) 结合得到控制器：

$$\tau = M(\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks) + \hat{f} - Cs - v \quad \text{式 (13)}$$

上式中， v 为鲁棒项。将其设为：

$$v = -(\varepsilon_N + b_d) \operatorname{sgn}(s) \quad \text{式 (14)}$$

定理 1: 针对机械臂动力学系统式 (1), 设计了滑模函数式 (4), 并在自适应律式 (11) 下得到系统的控制器方程式 (13), 保证了跟踪误差的有限时间内收敛。

对于整个系统控制器取式 (13), 自适应律取式 (11)。定义 Lyapunov 函数为:

$$L = \frac{1}{2} s^T M s + \frac{1}{2} \text{tr}(\tilde{W}^T F^{-1} \tilde{W}) \quad \text{式 (15)}$$

$$\dot{L} = s^T \dot{M} s + \frac{1}{2} s^T \dot{M} s + \text{tr}(\tilde{W}^T F^{-1} \dot{\tilde{W}}) \quad \text{式 (16)}$$

将式 (13) 代入式 (9) 中, 可得:

$$M \dot{s} = -M(\varepsilon \text{sgn}(s) + ks) + \tilde{W}^T \phi(x) + v + \varepsilon + \tau_d \quad \text{式 (17)}$$

将式 (17) 代入式 (16) 中, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{L} &= s^T M(-\varepsilon \text{sgn}(s) - ks) + s^T \tilde{W}^T \phi(x) + \text{tr}(\tilde{W}^T F^{-1} \dot{\tilde{W}}) + s^T (v + \varepsilon + \tau_d) \\ &= s^T M(-\varepsilon \text{sgn}(s) - ks) + \text{tr} \tilde{W}^T \left[\phi(x) s^T + F^{-1} \dot{\tilde{W}} \right] + s^T (v + \varepsilon + \tau_d) \\ &= s^T M(-\varepsilon \text{sgn}(s) - ks) + s^T (v + \varepsilon + \tau_d) \end{aligned} \quad \text{式 (18)}$$

由于:

$$s^T (v + \varepsilon + \tau_d) = s^T (\varepsilon + \tau_d) + s^T v = s^T (\varepsilon + \tau_d) - s(\varepsilon_N + b_d) \leq 0$$

则: $\dot{L} \leq 0$ 。

所以系统渐进稳定。

3 仿真实验

在对滑模控制算法的研究和稳定性分析完成后, 为进一步证明该控制算法的可行性, 采用 MATLAB 搭建机械臂控制系统来对该控制算法进行仿真验证。

选用的机械臂示意图如图 3 所示。

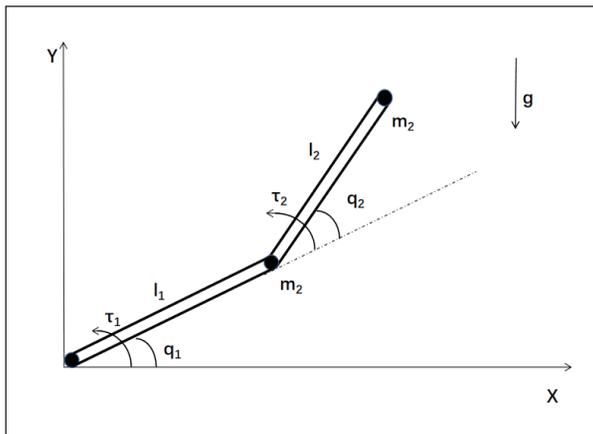


图 3 双关节机械臂

动力学参数为:

$$M(q) = \begin{bmatrix} \alpha + 2\varepsilon \cos(q_2) + 2\eta \sin(q_2) & \beta + \varepsilon \cos(q_2) + \eta \sin(q_2) \\ \beta + \varepsilon \cos(q_2) + \eta \sin(q_2) & \beta \end{bmatrix}$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} (-2\varepsilon \sin(q_2) + 2\eta \cos(q_2))\dot{q}_2 & (-\varepsilon \sin(q_2) + \eta \cos(q_2))\dot{q}_2 \\ (\varepsilon \sin(q_2) - \eta \cos(q_2))\dot{q}_1 & \beta \end{bmatrix}$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} \varepsilon k \cos(q_1 + q_2) + \eta k \sin(q_1 + q_2) + (\alpha - \beta + p)k \cos(q_1) \\ \varepsilon k \cos(q_1 + q_2) + \eta k \sin(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

其中, $\alpha = I_1 + m_1 l_{c1}^2 + I_e + m_e l_{ce}^2 + m_e l_1^2$, $\beta = I_e + m_e l_{ce}^2$, $\varepsilon = m_e l_1 l_{ce} \cos(\delta_e)$, $\eta = m_e l_1 l_{ce} \sin(\delta_e)$ 。

机械臂的物理参数值见表 1。

表 1 物理参数

m_1	l_1	l_{c1}	I_1	m_e	l_{ce}	l_e	δ_e	k	p
1kg	1m	1/2m	1/12kg	3kg	1m	2/5kg	0	7/12	9.81

以机械臂动力学模型为被控对象来验证所提方法有效性, 控制器见式 (15)。系统的两个关节的指令分别为 $q_{d1} = \cos(\pi t)$, $q_{d2} = \sin(\pi t)$, 初始状态为 $[0.050 - 0.050]$, 在鲁棒项中, 取 $b_d = 0.20$, $\varepsilon_N = 0.30$, 同时取 $F = \text{diag}[100, 100]$, $\Lambda = \text{diag}[12, 12]$ 。RBF 神经网络的网络结构为 5-7-2, 网络输入取 $x = [e \dot{e} q_d \dot{q}_d]^T$, 高斯基函数的中心点 c_j 为 $[-1.5, -1, -0.5, 0, 0.5, 1, 1.5]$, 高斯基函数的宽度为 $b_j = 18$, 仿真结果如图 4~14 所示。

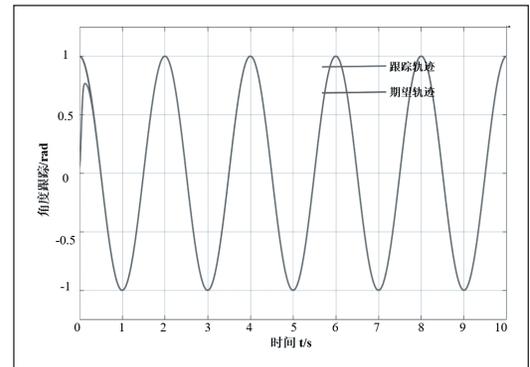


图 4 关节 1 角度跟踪

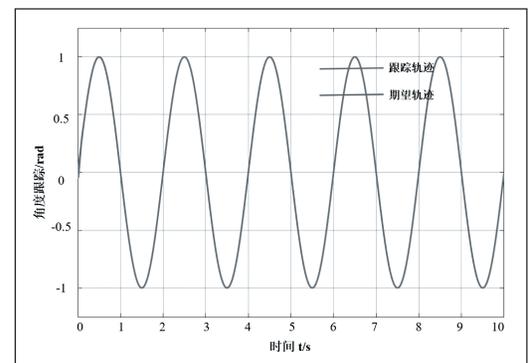


图 5 关节 2 角度跟踪

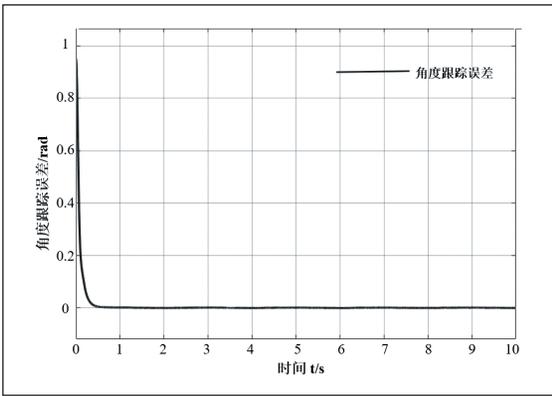


图6 关节1角度跟踪误差

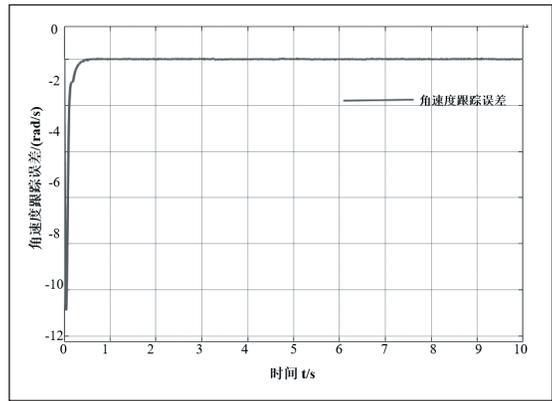


图10 关节1角速度跟踪误差

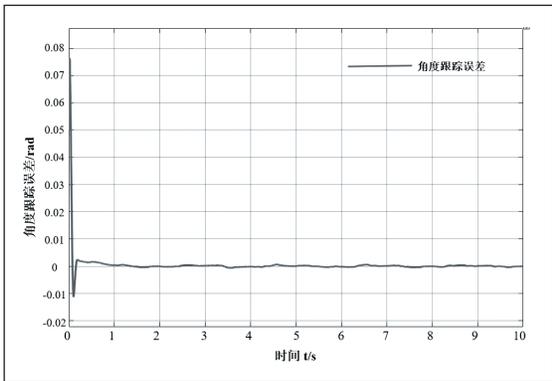


图7 关节2角度跟踪误差

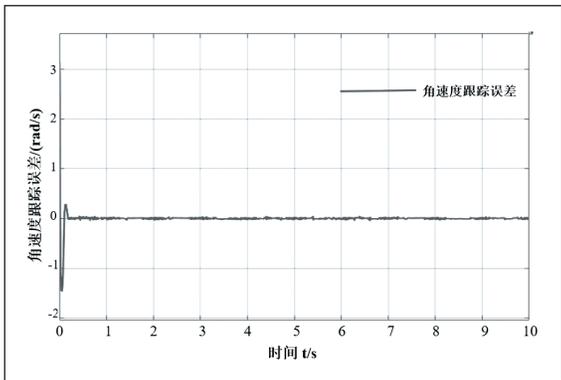


图11 关节2角速度跟踪误差

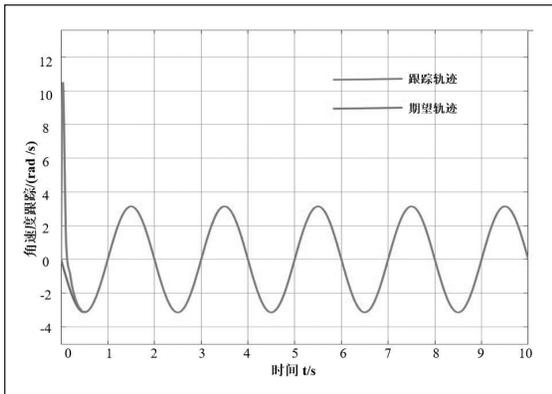


图8 关节1角速度跟踪

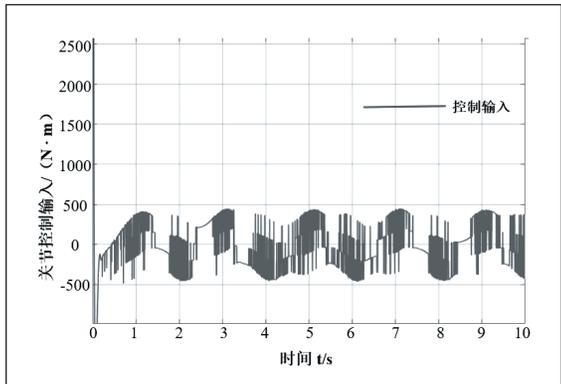


图12 关节1控制输入

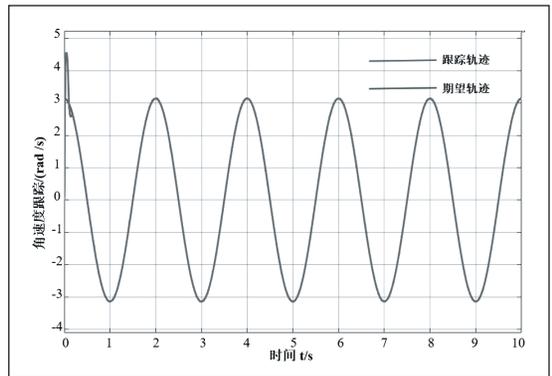


图9 关节2角速度跟踪

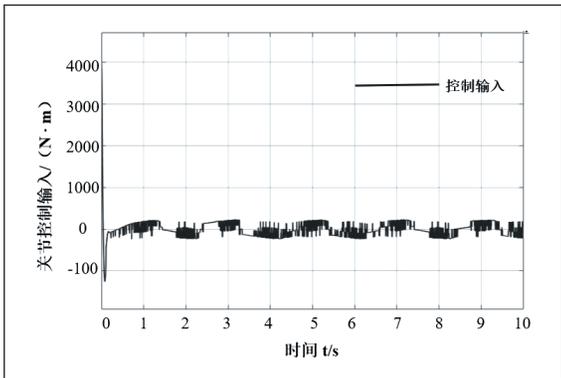


图13 关节2控制输入

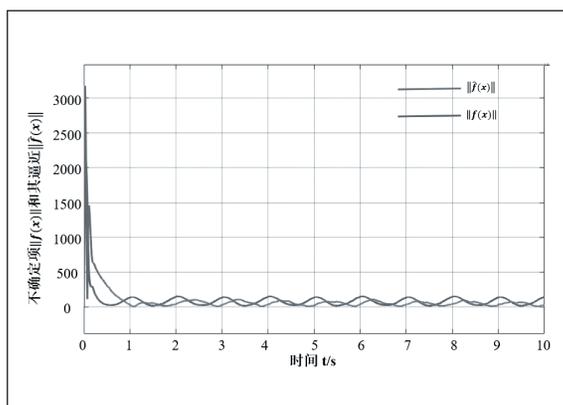


图 14 关节 1 及关节 2 的 $\|f(x)\|$ 及其逼近 $\|\hat{f}(x)\|$

4 总结

本文在为解决机械臂轨迹跟踪精准度、稳定性等问题时,对基于神经网络滑模的控制方法做出优化与改进。提出了一种基于指数趋近律的神经网络滑模控制算法。对仿真结果进行分析与总结。

由图 6 及图 7 可知,角度跟踪误差最高不超过 1rad,并且在约 0.5s 后角度跟踪误差曲线波动极小,轨迹跟踪曲线与期望轨迹几乎重合。由此可以说明该控制算法有较好的轨迹跟踪性能;由图 10 和图 11 可知,在约 0.5s 前关节 1 角速度跟踪误差达到 11rad/s,关节 2 的角速度跟踪误差约为 1.5rad/s,随后图像急速削减,无限趋近于零。所以可知本文提出的控制算法也具有较好的角速度跟踪效果,有效地抑制了系统的抖振问题。仿真结果表明该控制算法具有较好的轨迹跟踪效果的同时也具有较好的稳定性和快速性。

参考文献

- * [1] 王三秀,俞立,徐建明,邢科新,王正初.机械臂自适应鲁棒轨迹跟踪控制[J].控制工程,2015,22(02):241-245.
- * [2] 谢宏,王立宸,袁小芳,陈海滨.机械臂卷积神经网络滑模轨迹跟踪控制[J].计算机工程与应用,2022,58(01):268-273.

(上接第 54 页)

低箱体成本。层次化、模块化的分布式、竖向层叠架构可以提高驱动控制组件的复用率,降低成本,可以提高可靠性,降低维修时间。通过对比两种驱动板方案得出,双 MCU+IO 扩展芯片+双网口的 H 型架构的成本大约是 FPGA+IO 电平转换芯片架构的十分之一。本文提出的设计方案可以解决现有方案的成本高,设备容量、电源系统扩容难,故障维修时间长,故障损失大,老化效率低等问题,可以有效提高设备容量扩展性及不同类型老化箱的兼容性,提高芯片老化效

- * [3] 许洋洋,王莹,薛东彬.机械臂神经网络控制优化与仿真[J].中国工程机械学报,2018,16(5):416-420.
- * [4] Islam, S., & Liu, X. P. (2011). Robust Sliding Mode Control for Robot Manipulators. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(6), 2444-2453.
- * [5] 郑美茹.基于模糊控制理论的机械臂 PID 控制算法优化设计[J].工业加热,2021,50(09):41-44.
- * [6] 辛旗,白蕾,孟娇娇.基于自适应模糊神经网络的机械臂控制[J].自动化与仪器仪表,2019,11(37):1001-9227.
- * [7] 赵岩,周秦源,邵念锋,等.基于 RBF 神经网络模糊 PID 控制的电液伺服系统[J].机电工程,2022,39(2):244-249.
- * [8] 尚东阳,李小彭,尹猛,李凡杰,杨贺绪.采用 RBF 神经网络辨识的柔性机械臂抑振控制策略[J].西安交通大学学报,2022,56(06):76-84.
- * [9] 许崇立,王冬青,周振.机械臂滑模控制算法研究[J].工业仪表与自动化装置,2021(01):3-7+12.
- * [10] Chongzhen C, Fengqin W, Qianlei C, et al. Neural network-based terminal sliding mode applied to position/force adaptive control for constrained robotic manipulators[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10(6):168781401878128.
- * [11] 赵凯旋,王树波,李冬伍.基于改进型趋近律的机械臂滑模控制[J/OL].控制工程:1-7[2022-11-21].
- * [12] Yang, H.-J., & Tan, M. (2018). Sliding Mode Control for Flexible-link Manipulators Based on Adaptive Neural Networks. International Journal of Automation and Computing, 15(2), 239-248.
- * [13] Khosravi M A, Taghirad H D. Robust PID control of fully-constrained cable driven parallel robots[J]. Mechatronics, 2014, 24(2):87-97.
- * [14] 席雷平,陈自力,李小民.机械臂变指数趋近律滑模控制律设计[J].电光与控制,2012,19(4):47-49
- * [15] 王蕊,陈书立,王东辉.自适应神经网络的机械臂终端滑模鲁棒控制[J].制造技术与机床,2021(02):51-57.
- * [16] Baek, J., Jin, M., & Han, S. (2016). A New Adaptive Sliding-Mode Control Scheme for Application to Robot Manipulators. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(6), 3628-3637.

通信作者:王国刚。

率,降低驱动电路成本,降低电源系统成本,降低设备成本。

参考文献

- * [1] 孙莉萍.适用于高速芯片的老化测试系统研究[D].武汉邮电科学研究院,2020.6.
- * [2] 陈光浩.基于嵌入式 Linux 的集成电路老化测试设备软件系统的设计与实现[D].杭州电子科技大学,2013.12.
- * [3] 陈文际.基于 FPGA 的集成电路老化测试系统设计[D].辽宁科技大学,2016.1.

一种低成本的芯片老化设备

周立民

(上海季丰电子股份有限公司, 上海, 200233)

摘要: 本文提出了一种低成本的芯片老化设备, 实现老化箱与驱动控制组件的控制箱、驱动箱的分体组装。驱动箱包括多个驱动板、水平板和电源系统, 采用层次化、模块化的分布式架构, 且采用一个驱动板通过一个水平板驱动一个老化板的一对一驱动方案, 因此驱动控制组件可以适配不同规格容量的老化箱, 使得驱动控制组件的复用率较高, 从而能够降低成本。驱动板采用双MCU+IO扩展芯片+双网口的H型架构, 使得输入输出通道数量配置灵活, 实用性、实时性好。

关键词: 老化设备; 分体组装; 层次化; 双MCU

0 引言

近年来, 我国半导体设备市场需求增长迅速, 在中低端模拟测试机和分选机领域, 国产替代明显提速。国产设备在模拟、电源等细分领域技术实力增强, 逐步参与全球竞争^[1]。同一老化区只能老化同种输入信号器件, 因而老化效率很低, 严重限制了国内一些重点设备生产率的提高^[2]。常用的老化设备的驱动板的驱动电路采用FPGA等可编程逻辑器件, FPGA相比其他的微控制器件在实时控制和并行数据采集方面所具有的先天优势^[3], 并且电源系统采用大电流的集中电源方案。以上方案成本高, 系统扩容难, 故障维修时间长, 故障损失大, 老化效率低。

本文提出了一种低成本的芯片老化设备, 通过控制箱、驱动箱和老化箱分体组装方式实现。在不改变驱动箱、控制箱箱体的情况下, 可以适配不同规格容量、不同类型的老化箱, 使得驱动控制组件的复用率较高, 从而能够降低整机成本。

1 设计实现

本文提出的芯片老化设备系统框图如图1所示。本设备具有三个温度区域, 其中驱动控制组件放置在常温区, 老化板放置在可进行温度调节的高低温区, 水平板在过渡区传递电源信号和驱动、测试信号。

驱动箱包括20个驱动板、20个水平板和多个电源模块; 每层的一个驱动板驱动一个水平板再驱动一个老化板; 电源

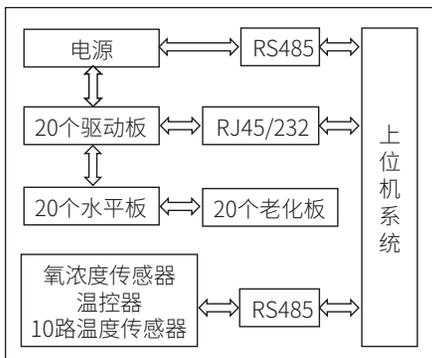


图1 系统框图

模块用于为每个驱动板和每个老化板提供相应工作电源。上位机通过RS485接口与老化箱的控制柜通信, 通过RJ45/RS232接口与驱动板通信, 通过RS485与程控电源模拟通信。

老化设备的驱动控制组件采用竖向层叠式结构实现, 即一组电源模块+一块驱动板+一块水平板+一块老化板。系统框图如图1所示。

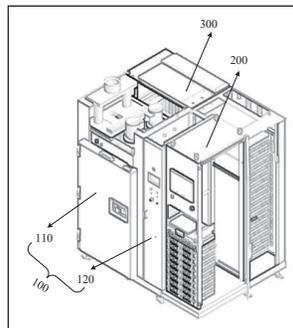


图2 结构示意图

1.1 结构设计方案

本文将三个不同功能的独立的可移动的箱体（老化箱100、控制箱200、驱动箱300）组装在一起, 三个箱体之间通过定位销及螺栓连接到一起。老化箱（主箱体110、控制柜120）主要包括老化板、老化板支架、氮气调节阀（可选）、氧气浓度传感器（可选）、10路温度传感器、独立显示屏的温控器、陶瓷加热器、耐高温风机、电机保护器、排风阀和可编程逻辑控制器等。控制箱主要包括工控主机、显示器、不间断电源和交换机等。驱动箱主要包括水平板、驱动板、AC/DC电源模块、交流输入漏电保护断路器和交流电源输入接口等。结构示意图如图2所示。更换老化箱可以适配不同功能, 比如风冷、水冷、压缩机制冷或氮气调节等。控制柜120主要实现老化箱自身温度以及氧气浓度的闭环恒定控制。箱体之间的电气连接、通信连接均采用航空插头等插件连接, 便于组装与分离, 提高系统的可靠性、安全性、便捷性。

1.2 硬件设计方案

本设备的数据通信方式包括网口、RS232接口、RS485接口。硬件电路板的连接方式是驱动板连接水平板, 水平板

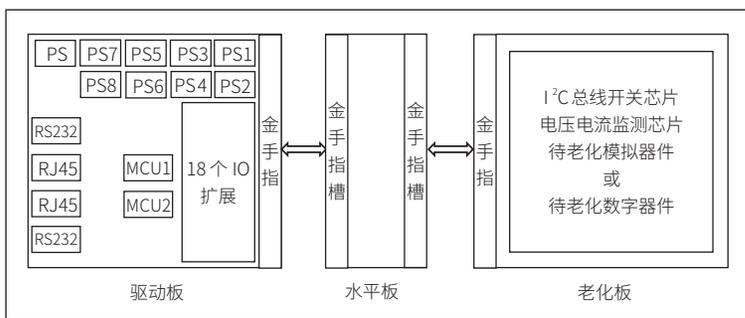


图3 单层驱动组件和相应老化板的整体布局图

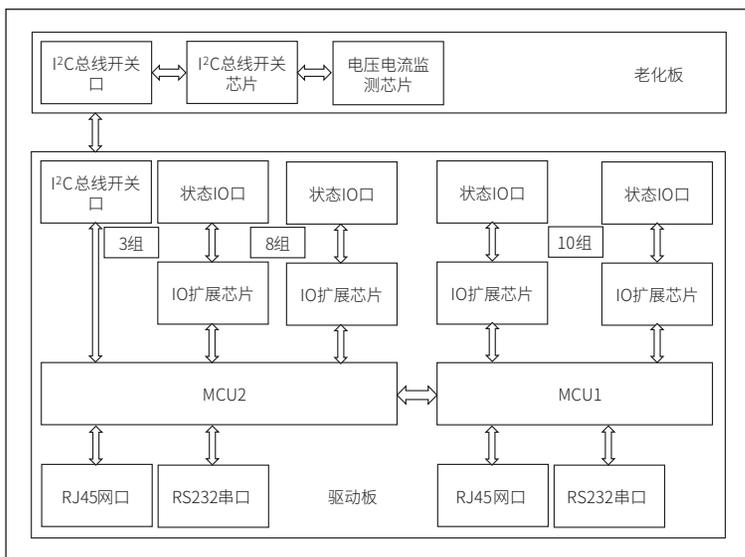


图4 驱动电路的框架图

连接到老化箱中的老化板，板和板之间采用耐高温金手指接插件的方式连接。高温区和低温区的隔离过渡区，通过水平板分层嵌入到具有隔热层的老化箱的后背板中实现，活动式的后背板可以整体拆卸下来，从而安装、维修便捷。

硬件设计方案包括驱动电路及电源系统，并且采用竖向层叠式、每层完全独立的一对一驱动方案，即一个驱动板驱动一个水平板再驱动一个老化板。单层驱动组件和相应老化板的整体布局图如图3所示。

本设备创新性的采用双MCU(意法半导体公司的STM32H723ZGT6)+IO(恩智浦公司的PCA6416APW)扩展芯片架构，兼有IO电平转换功能，其成本大约是现有的FPGA+IO电平转换芯片架构的十分之一。双MCU间串口通信、双网口、IO扩展的H型架构设计，使得输入、输出通道数量配置灵活，每个通道均可单独配置方向，

实用性、实时性、灵活性好，也可以配置为单MCU输出单MCU输入、双MCU输出双MCU输入、一用一备等特色功能。驱动电路的框架图如图4所示。

本文的驱动电路架构设计兼容模拟器件老化板、数字器件老化板。模拟器件老化板包括：3片I²C总线开关芯片(美信公司的MAX7357EUG+)、电压电流监测芯片(TI公司的INA226AIDGSR)和待测模拟器件等。数字器件老化板包括：待测数字器件、I²C总线开关芯片(可选)、电压电流监测芯片(可选)。驱动电路包括驱动板的驱动电路和老化板的驱动电路，其中，驱动板的驱动电路包括：双MCU串口互联电路、IO扩展电路、双串口电路和双网口电路；老化板的驱动电路包括：I²C总线开关芯片和电压电流监测芯片。每个IO扩展芯片有两个I²C地址，每个MCU(STM32H723ZGT6)有5个硬件I²C接口，其中四个硬件I²C接口扩展出18个I²C扩展IO芯片，从而扩展出288路兼有IO电平转换功能的双向IO口，同时节省18个IO电平转换芯片，其中一个硬件I²C接口扩展出3片I²C总线开关芯片，从而扩展出24路I²C总线，实现电压电流监测，节省IO口数量。单个I²C总线开关芯片扩展8路I²C总线，单路I²C总线控制16个电压电流监测芯片，单个I²C总线开关芯片实现128路电压电流监测，3片I²C总线开关芯片总共实现384路电压电流监测。IO扩展芯片和I²C总线开关芯片的原理图如图5所示。

电源系统包括：控制箱电源、老化箱电源、驱动箱电源。控制箱电源给电脑、UPS、显示器等设备供电，老化箱电源给风机、加热器、温度传感器、氧浓度传感器、温控器等显控系统供电，驱动箱电源分5V和15V两种AC/DC电源模

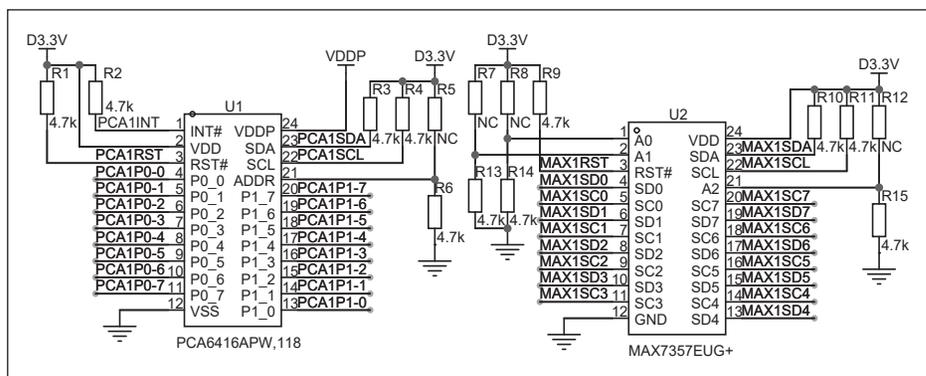


图5 IO扩展芯片和I²C总线开关芯片的原理图

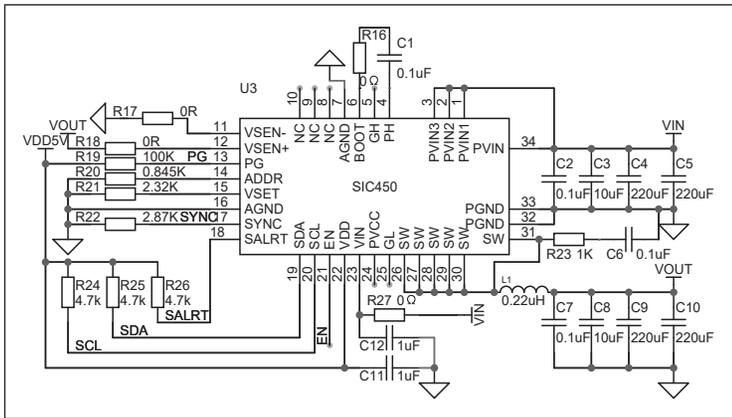


图6 程控电源模块的原理图

块、驱动板上的DC/DC电源。单个驱动板工作电源（PS）为恒压电源模块，单个老化板工作电源（PS1~PS8）分别为0.3~12V/40A的程控电源模块。单层驱动组件的整体电源架构包括两个供电支路，分支一：AC（220V）/DC（5V）和一个驱动板工作电源DC/DC（PS）；分支二：AC（220V）/DC（15V）和八个老化板工作电源DC/DC（PS1~PS8）。驱动箱电源采用层次化、模块化、竖向层叠式分布式架构，优点是通过对竖向增加或减少层数，适配老化箱容量变化。当某个电源模块发生故障时，不会影响其他模块的正常工作，从而减少维修时间，减少故障损失。程控电源模块的原理图如图6所示。

1.3 软件设计方案

驱动板的嵌入式软件使用FreeRTOS实时操作系统，主要包括四个任务：老化芯片的IO状态监测任务、老化芯片的电压电流监测任务、RS232串口通信任务、网口通信任务。其中IO状态监测任务用于读取老化芯片的IO口的高低电平状态信息，当出现老化芯片故障时，IO口的输出电平就无法周期性变化或计数停止，也可以驱动IO输出电平信号给老化芯片；电压电流监测任务用于读取电压电流监测芯片的电压和电流，进行电压电流监测，当出现异常变化、超出老化芯片的合理范围时，可以判断老化芯片故障；RS232串口通信任务用于RS232调试信息输出及双MCU间的数据通信；网口通信任务用于驱动板和上位机软件的双向数据通信，上位机为服务端，下位机为客户端。

控制箱上位机人机交互界面包括六个子界面。老化界面包括；电压电流监测、IO状态监测。软件包括20个老化子界面，要查看某个老化板的状态，可选择相应的老化板编号（1到20号），从下到上依次对应实际老化板。老化子界面显示全部工位图标，可双击想要查看的工位编号的方形图标，即显示“单工位视图”对话框。如果测试模拟器件即显示输入输出电压、电流数值，如果测试数字器件即显示输入

输出IO电平、频率，如果测试模拟和数字混合器件即都显示。

温控界面包括温度显示、温控器配置。根据设定的采集周期，采集、显示、存储所有温度传感器的温度值，实时记录到基于日期和时间的温度报告文件中，以便以后进行相关分析。上位机软件通过RS485通信接口配置控制柜中的温控器，并读取温控器数据。

电源界面包括程控电源显示控制、其他常规电源采集。定期对系统内程控电源和其他常规电源进行采样，将采样的测量值记录到基于日期和时间的电源报告文件中，用于后期的相关故障分析。

报告界面包括历史报告、系统事件报告。其中历史报告记录了老化过程中发生的不同等级的事件（严重错误、一般错误、警告、提示等级别），此文件通常很重要，以确定该批次在老化过程中是否遇到任何设备故障或警报，其中系统事件报告记录特定日期内发生的系统级事件，例如用户登录、注销、电脑开关机、室门打开关闭、系统电源开关等。

工具界面包括用户类型，创建、修改、删除用户，用户权限设置，应用配置选项。

帮助界面包括软件使用说明，版本号。本文的老化设备上位机软件采用统一通信协议格式，提高通信效率和一致性，通信协议如表1所示。

表1 通信协议

序号	消息头(1 Byte)	消息类型(1 Byte)	子消息类型(1 Byte)	消息长度(2 Byte)	消息内容(N Byte)	校验位(2 Byte)	消息尾(1 Byte)	备注
1	0xAA	0x01	0x01			CRC16	0x55	驱动板
2	0xAA	0x02	0x01			CRC16	0x55	MES
3	0xAA	0x03	0x01			CRC16	0x55	电源
4	0xAA	0x04	0x01			CRC16	0x55	老化板
5	0xAA	0x05	0x01			CRC16	0x55	RS232

控制箱的上位机软件功能主要包括八个子功能。身份验证功能指登录验证、权限管理；界面显示功能指人机交互的全部显示界面；数据库功能指SQL Server数据库存储；网口数据通信功能指实现与上位机的双向数据通信，上位机为Server；下位机Client；RS232串口功能指调试功能接口；RS485电源通信功能指程控电源接口功能；RS485温控通信功能指老化箱通信接口功能；MES系统互联功能指老化箱与外部MES系统的信息交互功能。

2 结论

本文实现的分体组装方式的低成本芯片老化设备，可以提高箱体利用率，适配不同容量、不同类型的老化箱，降

(下转第51页)

条形码模块的电压降分析与优化

雷传煌, 王仁平, 卢朝辉

(福州大学 物理与信息工程学院, 福建福州, 350108)

基金项目: 福建省自然科学基金项目 (2023J01398)。

摘要: 在集成电路的实际运用中, 由于电压的不稳定和芯片电流密度的提升, 容易导致电压降过大, 从而影响芯片的性能和可靠性。为了提高集成电路的性能和可靠性, 需要对电路中的电压降进行分析和优化。本文基于中芯国际55nm工艺完成了一款条形码模块的物理实现, 结合业界主流EDA工具的自动化修复流程对其电压降进行分析和优化, 在静态电压降和动态电压降分析过程中电压降分别降低了21.37%和27.79%, 最终达到签核要求。与传统手动修复电压降的方法相比, 该方法可以有效减小修复电压降过程中对绕线资源的占用, 达到提高芯片有效利用率的目的。

关键词: 功耗优化技术; 动态电压降; 静态电压降; 电压降分析

0 引言

近年来, 随着半导体工艺由微米级进入到纳米级的发展, 芯片的集成度越来越高, 单位面积的功率密度和电流密度不断上升, 容易在大规模集成电路的电源网络产生严重的电压降问题, 进而导致芯片功能失效^[1]。因此, 在先进工艺下流片前对大规模集成电路进行电压降分析是必不可少的^[2]。

为了修复电压降违例, 在传统优化电压降过程中, 需要现在专业的电压降签核工具中进行分析电压降结果, 然后返回到 PR 工具中手动调整和修改 layout, 该方法过程繁琐, 且手动修改 layout 对绕线资源的占用太多。本项目结合主流电压降签核工具 Redhawk 的自动化修复流程, 可以直接在该工具中进行 layout 的修改, 并在达到电压降修复的过程中减小对绕线资源的占用, 达到芯片面积有效利用率的最大化。

本项目基于的中芯国际的 55nm (semiconductor manufacturing international corporation, SMIC) 的工艺库, 设计了一款条形码识别模块, 可以进行条形码识别功能。本文从工程的角度入手, 在充分考虑设计的性能、面积的前提下, 在自动布局布线阶段采用了可关断和多电源电压等多种低功耗优化技术来改善设计的功耗和电压降, 最后通过 Apache 公司的电压降分析工具 RedHawk 对设计进行静态和动态电压降分析和优化。

1 电压降产生机制和影响

1.1 电压降产生机制

在芯片设计中, 通常假设有一个理想电源可以提供足够的电流来满足标准单元和宏单元的工作电压要求。但是, 由于电源网络本身的电阻值的存在, 电流流经电源网络到达每个标准单元和宏单元上的电源端会损失部分电压, 同时地

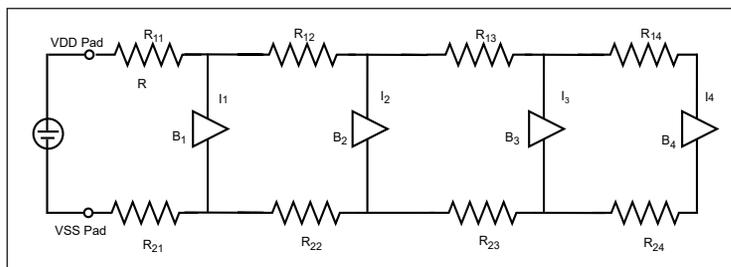


图1 电源网络示意图

端会有部分电压反弹, 这一现象被称为电压降^[3]。电压降具体分为电源电压降落 (VDD Drop) 和地线电压反弹 (VSS Bounce)^[4]。

芯片中的电压降不仅与电流密度和金属互联线的电阻率有关, 还和芯片上标准单元和宏单元的工作状态有关。图1是电源电流经由 PAD 到达各个标准单元的电源网络示意图, 其中 $R_{11} \sim R_{14}$ 为电源线上的寄生电阻, $R_{21} \sim R_{24}$ 为地源线上的寄生电阻, $B_1 \sim B_4$ 为该电源网络上的标准单元, $I_1 \sim I_4$ 分为标准单元 $B_1 \sim B_4$ 的工作电流。假设只有标准单元 B_4 工作, B_4 的工作电流 I_4 经过寄生电阻 $R_{11} \sim R_{14}$ 并在这些电阻上产生了压降, 使得 B_4 的实际供电电压小于理想电源电压 V_{power} 。根据欧姆定律算得在 B_4 电源端的电压降为:

$$I_4 \times (R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14})$$

此时, 对于没有处于工作状态的 B_3 而言, B_4 的工作电流 I_4 会流过寄生电阻 $R_{11} \sim R_{13}$ 并在这些电阻上产生压降, 因此在 B_3 电源端会产生电压降:

$$I_4 \times (R_{11} + R_{12} + R_{13})$$

同理, B_4 的工作电流 I_4 会给同一电源网络上的每一个标准单元都造成一定的电压降。目前芯片的规模基本是在百万级门电路以上, 标准单元在一个时钟周期往往存在大量翻转的情况, 一定程度的电压降是不可避免的^[5]。在先进半导体制造工艺下, 由于电源网络设计的不合理, 芯片会往往也会电压降问题更加明显, 进而导致对芯片的性能甚至功能产生严重影响^[6]。

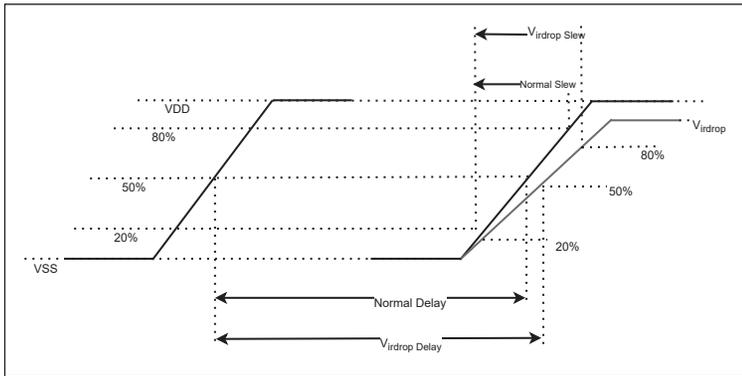


图2 电压降与 delay 关系图

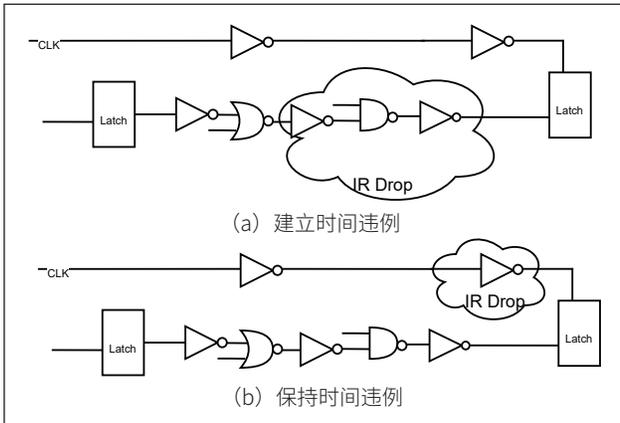


图3 电压降引起 setup 和 hold 时序违例示意图

1.2 电压降对芯片性能的影响

电压降可以影响 cell 和 net 的 delay。通过 fab 厂提供 liberty 文件可以知道 cell delay 是 input slew 和 output load 的函数。如图 2 所示，由于峰值电压的减小，有电压降的单元实例的电压摆幅会小于标准电压，导致 input slew 变大，进而会影响接收单元的 cell delay 和 net delay。

由电压降所产生的 cell delay 和 net delay 也会进一步造成建立时间和保持时间的时序违例。如图 3 所示，如果电压降位于数据路径，数据路径的延时增加，它可能产生建立时间时序违例；如果电压降位于时钟路径，时钟源点到第二级寄存器的延时增加，它可能产生保持时间时序违例。

电压降不仅对芯片的时序有影响，也会对噪声容限造成损伤。由于电压降的存在，晶体管的噪声容限更进一步降低，使得在百万级晶体管的设计中处理连线耦合噪声效应变得更加困难。

2 电压降工程分析原理与实例

2.1 电压降工程分析原理

2.1.1 静态电压降分析原理和流程

电压降包括静态电压降分析和动态电压降分析。静态电压降分析是根据一段时间内得到的平均功耗计算流过芯片上每个单元的平均电流，从而得到的平均电压降。电源网络中存在的开路，通孔的缺失，存在浮空块和悬挂块，电源条宽度或者密度不足，以及高电流密度都会导致静态电压降问题。

如图 4 所示，静态电压降分析时，把供电 PAD 等效为理想的直流电流源，把电源地网络等效为电阻 R 网络。

静态电压降的计算过程：

(1) 计算每个 instance 流过的平均电流：使用前面计算出来每个 instance 的平均功耗，通过 $I_{avg} = P_{avg} / V_{supply}$ 公式计算每个 instance 的平均电流。

(2) 计算每个节点的电压：有了每个 instance 流过的平均电流再加上前面抽取的电源网络上的电阻，根据基尔霍夫定律就可以算出每个节点的电压。

(3) 计算静态电压降值：根据每个节点的电压可以算出每个 instance 电源网络上的压降和地线上的地弹，然后把两者加起来除供电电压就是电压降值。

2.1.2 动态电压降分析原理和流程

动态电压降分析是通过芯片翻转率最高的一段时间计

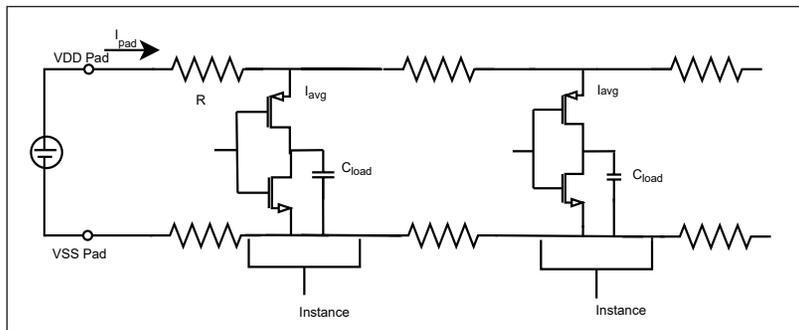


图4 静态电压降电源网络等效电路图

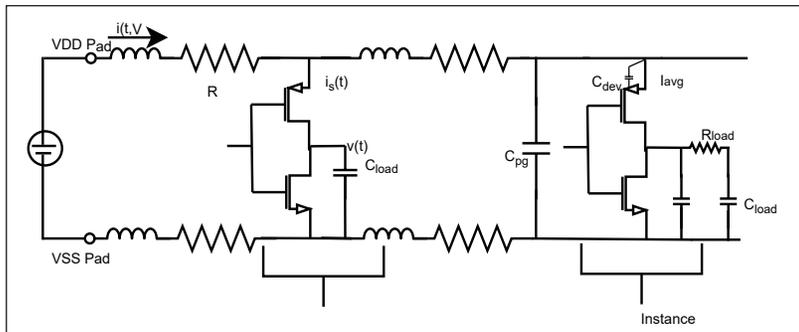


图5 动态电压降电源网络等效电路图

算得到电路的瞬时峰值电流，从而得到的芯片上动态电压降结果。动态电压降分析主要检查因芯片上标准单元翻转情况而导致的局部电压降违例。

如图 5 所示，动态电压降分析时，把供电 PAD 等效为理想的交流电流源，把电源地网络上等效为有电阻、电容、电感的网络。

动态电压降的计算过程：

(1) 计算每个 instance 流过的瞬态电流：对于翻转的 instance，流过的电流为 PWL (piece-wise linear) current。

(2) 计算每个节点的电压：每个节点的动态电压波形通过瞬态仿真计算获得。RedHawk 根据 VCD 文件指定的翻转率 (toggle rate) 信息推导出信号线最坏情况的翻转场景。使用来自 LIB 文件或 APL 的电流配置文件中最坏情况的翻转场景的电流，并根据抽取出的寄生电阻计算出每个节点的电压。

(3) 计算 Dynamic IR Drop：根据每个节点的电压可以算出每个 instance 电源网络上的压降和地线上的地弹，然后把两者加起来就是电压降值。

2.2 电压降工程分析实例

本项目是一个基于中芯国际 55nm 工艺的条形码识别模块，Chip size 大约是 $2730\mu\text{m} \times 2770\mu\text{m}$ 。本设计基于 Apache 公司的 RedHawk 工具进行电压降的分析与签核，它做的各种分析的准确度很高，通过了它的检验，可以达到流片的要求。根据 Foundry 的提供的资料，电压降分析的 Signoff 标准如下：

功耗分析 Process Corner: Typical-Typical。

工作电压: 1.2V。

静态电压降的最大限值: 3%。

动态电压降的最大限值: 15%。

2.2.1 静态电压降分析

静态电压降主要是基于平均功耗分析得来的，得到的是平均的电压降的大小。平均功耗由内部功耗，开关功耗以及泄露功耗三部分构成。

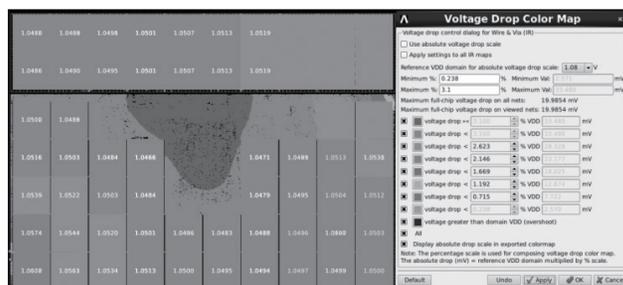


图 6 改善前静态电压降热点分布图

根据 voltage drop map 可以看到整个模块的电源 / 地线的静态电压降的热点区域 (Hot Spot) 即电压降比较大的位置，图 6 为模块内所有电源线和地线的电压降热点图。可以观察到 VDD 的最大电压降为 19.60mV，VSS 的最大电压降为 18.60mV，单元实例上的最大电压降为 38.18mV，超过了 32.4mV 的理想阈值，出现了电压降违例。

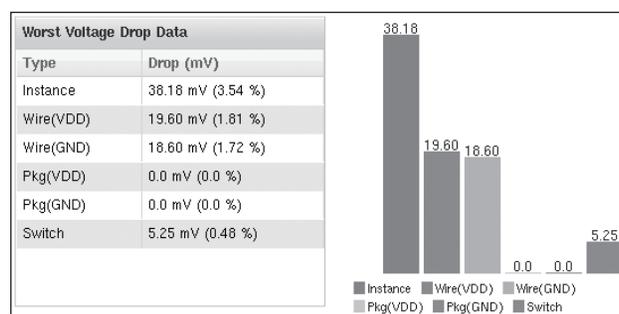


图 7 改善前最差静态电压降结果图

在分析静态电压降前，需要查看电源网络的连接性，确保没有短路、开路和电源网络连接过孔缺失的存在。通过分析电压降较差的区域发现并没有缺失 Power via 导致电源网络连接性不强，但通过 Toggle density map 和 Power density map 发现存在这部分的单元实例的翻转率较高，产生的平均功耗比较高，因此导致电压降比较高。通过使用 Redhawk 的 FAO (Fixing and Optimization) 功能，可以对热点区域的静态电压降进行自动化修复。FAO 功能基于修改热点区域中电源条的宽度来达到的电压降目标，同时写出电源线修改后的相关信息以便于在 PR 工具中使用，具体的脚本如下：

```
gsr set fao_turbo_mode 0
gsr set fao_nets VDD
gsr set fao_region { 1450 850 2040 1247 }
gsr set fao_layers {{M6} {M5}}
gsr set fao_range {{M6 10 20} {M5 10 20}}
gsr set fix_window { 200 200 }
gsr set num_hotspot 3
mesh optimize -eco opt_mesh.eco
```

FAO 完成后，工具需要重新执行电源网络电阻参数的抽取、设置封装寄生参数和电压降的分析。根据电压降优化后的热点图 8 和结果图 9 得到，此时单元实例的最大静态电压降由之前的 38.18mV 降为 29.57mV，所以此项目通过加宽热点区域部分的电源线宽度的方式可以使静态电压降满足签核要求。

2.2.2 动态电压降分析

为了模拟芯片工作的真实场景，动态电压降需要使用后

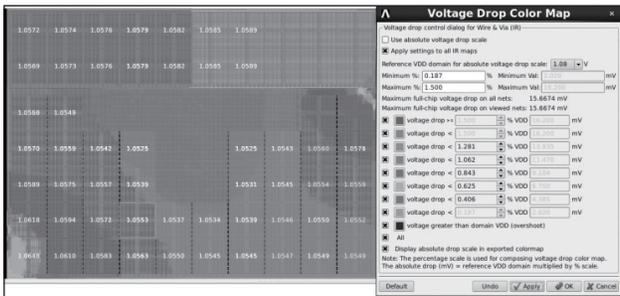


图 8 改善后静态电压降热点分布图

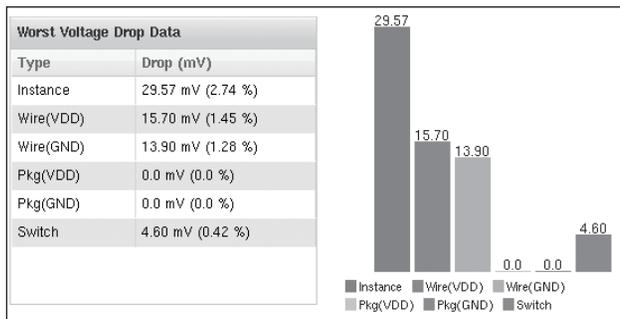


图 9 改善后最差静态电压降结果图

仿真得到的 VCD 波形文件进行动态功耗计算。VCD 波形文件中包含芯片处于高翻转率的时间段，RedHawk 可以在这个时间段通过 VCD 提供的翻转数据计算动态功耗和电压降。

基于工具对模块动态 IR Drop 分析结果，如图 10 所示，可以看出中心区域 IR Drop 出现比较严重的违例，其 VDD 的最大电压降为 92.60mV，VSS 的最大电压降为 92.20mV，其中单元实例上最大的电压降达到 185.65mV，超过了 148.5mV 的理想阈值。

通过 Power density map 发现中心区域的功耗密度最大，这是因为功耗较大的单元实例聚集在一起造成的。在设计 signoff 阶段时，单元实例的布局确定下来了，此时挪动单元实例的位置会造成关键路径时序的变化，甚至导致严重的时序违例。增加电源条则容易导致电源条和信号线短路而引入新的 DRC 问题。该工程修复动态 IR Drop 方法主要是将一些驱动过大的单元实例替换成驱动较小的单元实例和在热点区域插入 Decap 电容来修复。

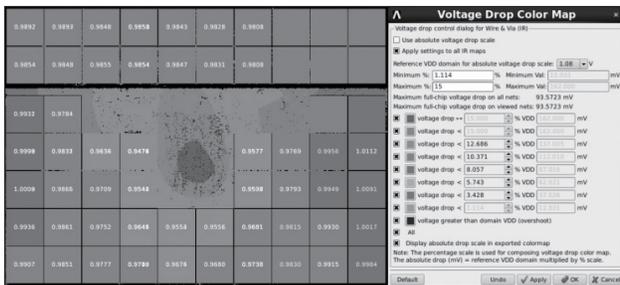


图 10 改善前动态电压降热点分布图

利用 Redhawk 的 FAO 功能对热点区域进行插入

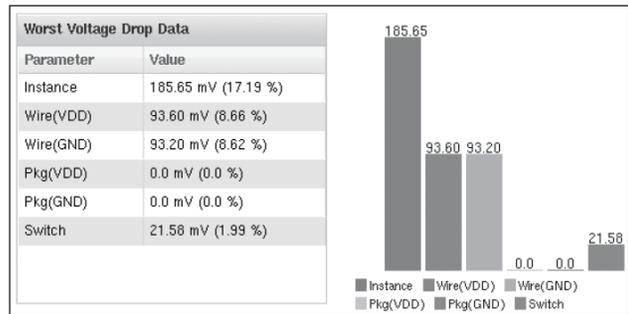


图 11 改善前的最差动态电压降结果图

Decap 单元的方法，工具会自动寻找到热点区域内可以插 Decap 单元的位置，并合理地加入 Decap 单元和写出插入的 Decap 单元的相关信息以便于在 PR 工具中使用，具体的脚本如下：

```

gsr set fao_turbo_mode 0
gsr set FAO_NET {VDD}
gsr set noise_reduction 20
decap advise -place
decap report
export eco decap.eco
    
```

FAO 完成后，根据电压降优化后的热点图 12 和结果图 13 得到，此时单元实例最大的动态电压降由之前的 185.65mV 降为 134.05mV，在保证时序收敛的前提下，通过将大驱动单元实例替换成小驱动单元实例和增加 Decap 单元的方式可以取得较好动态电压降优化效果。

3 结语

为了保证芯片的可靠性和良品率，对芯片进行 IR drop

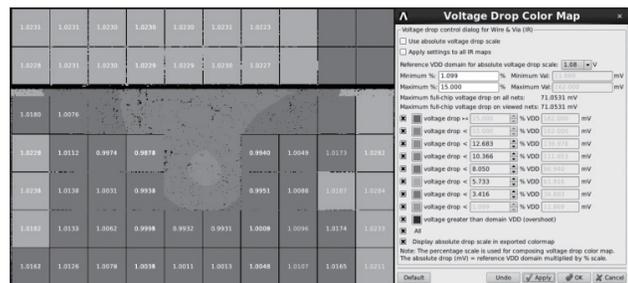


图 12 改善后动态电压降热点分布图

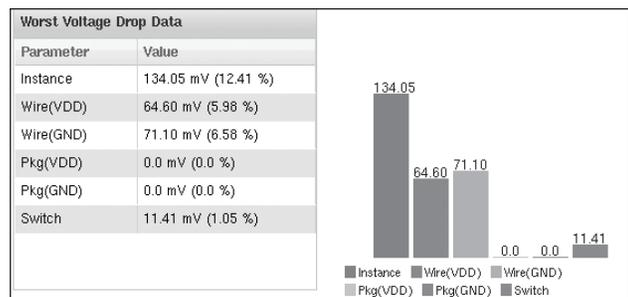


图 13 改善后的最差动态电压降结果图

(下转第 35 页)

基于 YOLOv5s 模型的玉米田间杂草检测方法研究

陈雨阳

(珠海科技学院, 广东深圳, 519041)

摘要: 杂草是玉米生长的最大威胁之一。田间杂草的存在严重影响玉米的生长环境, 若不及时处理, 会造成很大的损失。随着深度学习在目标检测领域取得突破性进展, 使用深度学习的杂草检测模型来识别杂草将成为未来发展趋势。本文以玉米田内11种常见杂草为研究对象, 应用深度学习检测模型YOLOv5s来检测杂草。研究表明, 在自制的杂草数据集上, 该模型的平均精准率mAP 达到94.1%, 可以有效地解决玉米田间杂草检测问题。

关键词: 杂草; 玉米田; YOLOv5s; 深度学习; 目标检测

0 引言

随着全球农业的发展, 杂草的生长和繁殖已成为影响农业生产的主要因素之一。杂草的存在不仅会占用作物的养分和水分, 还会对作物的生长和产量造成严重的影响。因此, 如何快速、准确地检测和识别田间的杂草已成为防治有害杂草领域的重要研究方向之一。

在国外, 1996年 Yonekawa 提出了杂草形状特征模型, 利用杂草植物的叶片展开角度、椭圆程度、边沿锯齿形状、粗糙度这五个特征参数, 在玉米杂草数据集的检测准确率达到82.22%^[1]。Edmund J. Sadgrove 等使用 HSV、YUV、RGB 三种颜色分类标准在玉米杂草数据集上进行了训练测试^[2], 结果表明, 基于 YUV 的颜色标准表现最佳, 杂草检测精度达到了84%。

尽管我国在杂草识别领域的起步相对较晚, 但随着农业的现代化进程, 我国的研究水平逐渐与国外接轨。袁海波等人于2008年以玉米为研究对象, 成功地利用过绿特征参数 (R-B-2G) 和像素位置直方图来识别杂草的类别、位置和生长面积^[3]。陈丽君等人于2010年提出了一种穴间区块杂草识别的算法^[4], 该方法实时检测准确率超过87.7%。

通过采用目标检测模型对杂草的图像信息进行采集与处理, 可以快速精准检测玉米作物行间的杂草, 实现玉米田间杂草的精准防治, 有助于农民及时发现和防治田间的有害杂草, 提高玉米产量和农业生产效率。YOLO 是目标检测的一种, YOLOv5 迭代发展出较高的基准精度, 且其为轻量级的网络模型, 具有优异的对象识别速度。基于此, 本文提出基于 YOLOv5s 的杂草检测方法, 实现杂草种类检测来解决上述问题。

1 数据材料

1.1 数据采集

目前存在玉米田间杂草的公开数据集较少, 为展开研究需要创建自己的图像数据集。株蓝草, 株西蒿, 莎草, 藜

藜四类玉米田间杂草采用数据网站公开数据集。狗尾巴草, 打碗花, 鸭跖草, 花糖芥, 鳢肠, 野西瓜苗, 采用爬虫代码合法爬取图像数据, 因存在部分爬取的图像存在较大偏离, 则进行手动筛选剔除。最后收集来自玉米田间 11 类常见杂草数据集共计 8778 张图像样本, 收集后的样本图像分为 11 类标签, 图 1 给出了数据集中每种杂草样本。



图 1 玉米田间数据集每种杂草样本

本文通过数据增强的方式来获取足够的训练样本来对卷积神经网络进行训练以达到最优的效果。对原始图像进行扩增共 4901 张。为了更好地训练及验证卷积神经网络的性能, 将扩增后的数据集按 8:2 的比例划分为训练集和测试集。本文的玉米田间杂草检测数据集统计信息如表 1 所示。

表 1 玉米田间杂草检测数据集统计信息

训练集	测试集	总计
9508	4099	13679

1.2 数据集标记

为实现杂草检测网络模型的训练, 本文使用 LabelImg

软件对采集到的所有杂草图像进行标注。具体标注过程如图 2 所示。杂草标注框的位置信息标注为 xml 标准格式，所有标注之后的图片数据按照 VOC2007 格式的存储标准进行存储。

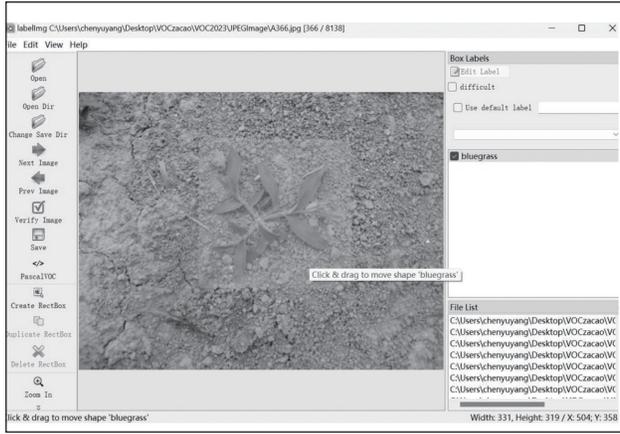


图 2 图像标注示意图

2 YOLOv5 目标检测模型

YOLOv5 是深度学习网络中的一种，YOLOv5 官方代码给出了四个网络模型：YOLOv5x、YOLOv5l、YOLOv5m 和 YOLOv5s。其中 YOLOv5s 网络是整个 YOLOv5 系列中特征图、特征宽度和卷积深度最小的网络，其他三种不同模型都是在 YOLOv5s 的基础上不断卷积加深和特征图加宽^[5]。最终本文选择 YOLOv5 系列的 YOLOv5s 作为本文研究玉米田间杂草检测任务的基础模型。

YOLOv5s 的网络结构主要由 Input(输入端)、BackBone(骨干网络端)、Neck(颈部端)和 Prediction(检测端)四个模块部分组成。图像输入部分，YOLOv5s 网络输入端对图像进行预处理和归一化操作，并使用 Mosaic(马赛克)数据增强技术，缩小图中大目标尺度，丰富数据集的同时极大地提升了网络训练速度和小目标检测精度。

YOLOv5s 的 BackBone 网络中增加 Focus 和 CSP(Cross Stage Partial)结构，Focus 结构对图像进行 4

个 Slice 分片操作再重新拼接卷积，进一步提取杂草目标特征^[6]；CSP 结构将基础层的特征映射划分为两部分，通过跨层连接将它们合并^[7]，使模型轻量化，加快收敛速度。

Neck 网络包括 SPP 结构，FPN+PAN 结构，新增 FPN 优化了特征融合过程，能进一步提升特征的多样性及鲁棒性。SPP 结构以 3 种不同尺度的最大池化层代替卷积层后的常规池化层，充分融合图像特征，获取多尺度特征。PAN 结构对不同层次的特征进行融合，保留更多的浅层位置特征，进一步提升整体特征提取能力。

Prediction 网络中将边界锚框的损失函数改进为 GloU(Generalized IoU, GloU) 损失，进一步优化候选框的选取和目标定位^[8]，采用 CIoU-Loss 作为 Bounding box 回归的损失函数，从而进一步提升算法检测精度。YOLOv5s 的网络结构如图 3 所示。

3 杂草检测模型的评估指标

本文选取准确率 AP (Average precision)，平均准确率 mAP (Mean average precision) 这两项指标作为模型检测效果评价标准。精确率 Precision 表示某一类预测目标正确占总真实标签个数的比例，召回率 Recall 表示预测目标正确的数量占目标预测总数的比例，AP 指的是精确率和召回率构成的 Precision-Recall (P-R) 曲线与 x,y 轴所围成的面积计算得到。AP 是表示单一类别的识别器性能，mAP 从多类别维度平均 AP^[9]。本文采用的数据集共 11 个样本种类，mAP 为 11 种类别的 AP 值取平均，数值在 [0,1] 内，mAP 值越高表明杂草检测效果越好。计算公式为：

$$Precision = TP / (TP + FP) \quad \text{式 (1)}$$

$$Recall = TP / (TP + FN) \quad \text{式 (2)}$$

$$mAP = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n AP_i \quad \text{式 (3)}$$

在上式中，TP 表示正样本进行正确预测的样本量，FN 表示正样本进行错误预测的样本量，FP 表示负样本进行错误预测的样本量，AP_i 表示某种杂草的单一精度，i 表示研究的某种杂草，本文共研究 11 种杂草。

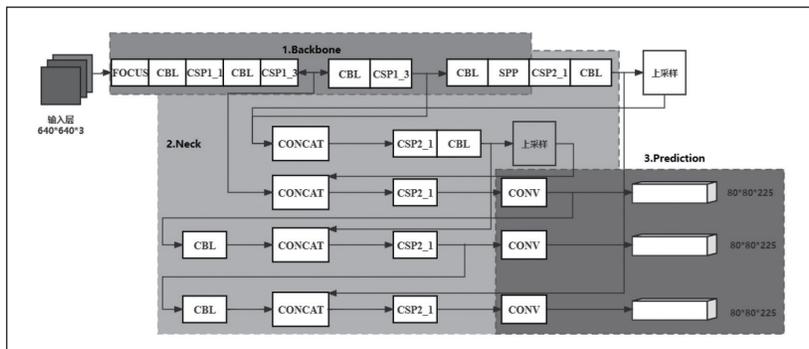


图 3 YOLOv5s 网络结构图

4 实验结果分析

为了在训练时可以方便标注各种杂草，实验标注和训练以其英文名称或拼音代替其中文学名。其中 YOLOv5s 的分类 P-R 曲线的测试结果如图 4 所示。对玉米

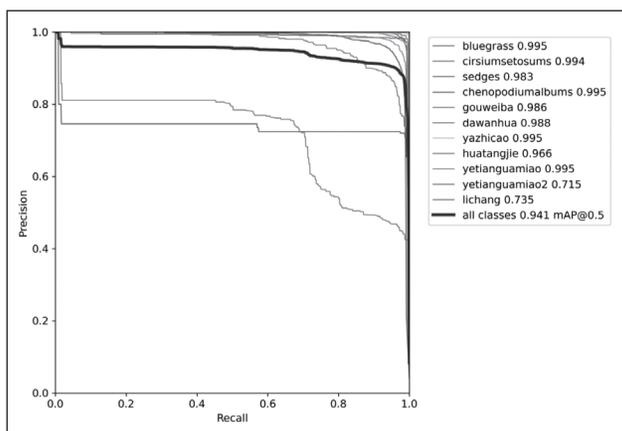


图4 分类 P-R 实验结果曲线

表2 11类杂草的mAP测试结果

模型	AP(%)										mAP(%)	
	株蓝草	株西蒿	莎草	藜藜	狗尾巴草	打碗花	鸭跖草	花糖芥	野田瓜苗(花)	野田瓜苗(幼)		澧肠
YOLOv5s	99.5	99.4	98.3	99.5	98.6	98.8	99.5	96.6	99.5	71.5	73.5	94.1

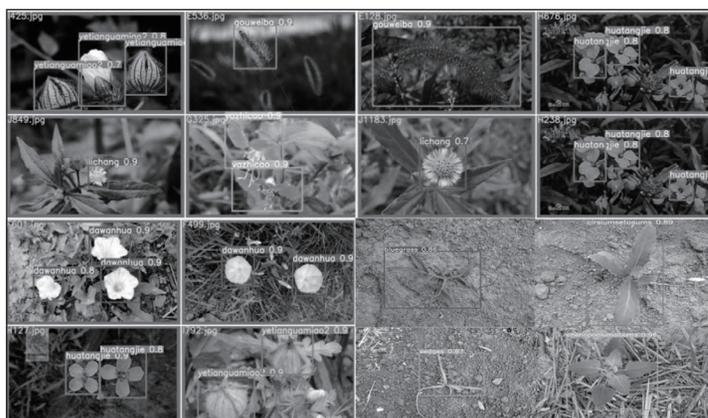


图5 YOLOv5s 部分检测结果效果展示

田间 11 类杂草的数据集测试结果如表 2 所示。YOLOv5s 模型对这 11 种杂草的检测结果整体来看，杂草的整体识别率都不错，前 9 类杂草的 mAP 都达到了 96% 以上，其中株蓝草和鸭跖草的 mAP 达到了 99.5%，总的 mAP 达到了 94.1%。

其中，野田瓜苗幼苗和澧肠的检测效果相对较低，一开始认为这两种草检测结果不理想，可能是由于数据量不够的问题，实验将照片扩充再次进行测试，结果准确率提升不是特别的明显，于是在查看数据集图像后，对这两类草检测结果不理想的情况进行分析。可能是在数据标注过程中通常需要将整张杂草图像进行标注，而在杂草图像中不可避免地有其他杂草的存在，这样导致模型无法充分学习杂草的特征；图像中的杂草之间的距离较近，可能会导致检测框误检，目标杂草较小，像素占比较小，不易被识别出来。

综上所述，整体来看本文采用的 YOLOv5s 模型保证了

较高的准确率，易于检测玉米田间杂草。

本次实验也验证了 YOLOv5s 模型对杂草的实际检测效果，部分检测结果效果展示如图 5 所示。

5 结论

为了解决杂草在玉米田种类多，人工识别效率低、准确率不高、识别困难的问题，本研究提出采用 YOLOv5s 目标检测模型检测杂草种类，主要总结如下：

(1) 首先，基于部分公开的数据集和合法爬取图像数据构建玉米田间常见的 11 类杂草图像数据集，并对杂草数据集进行数据增强处理与数据标记，用作卷积神经网络的输入。

(2) 采用 YOLOv5s 目标检测模型开展研究，

实现了杂草目标检测模型的训练，在自制的杂草数据集上平均精准率 mAP 达到了 94.1%，实现了在一定程度上玉米田间杂草的准确快速检测，对支持精准除草技术的发展有一定意义。

参考文献

- * [1] 陈树人, 张朋举, 尹东富等. 基于 LabVIEW 的八爪式机械株间除草装置控制系统 [J]. 农业工程学报, 2010, 26(S2):234-237.
- * [2] 胡炼, 罗锡文, 严乙桢等. 基于爪齿余摆运动的株间机械除草装置研制与试验 [J]. 农业工程学报, 2012, 28(14):10-16.
- * [3] 李攀. 基于多光谱图像的玉米田间杂草识别方法研究 [D]. 西北农林科技大学, 2014.
- * [4] 陈丽君, 李永奎. 基于位置特征的穴间杂草快速识别算法 [J]. 农机化研究, 2010, 32(09):19-22.
- * [5] 赵睿, 刘辉, 刘沛霖, 雷音, 李达. 基于改进 YOLOv5s 的安全帽检测算法 [J/OL]. 北京航空航天大学学报: 1-16[2022-04-11].
- * [6] 丁奇安, 刘龙申, 陈佳, 等. 基于 Jetson Nano+YOLOv5 的哺乳期仔猪目标检测 [J]. 农业机械学报, 2022, 53(3):277-284.
- * [7] 刘莫尘, 高甜甜, 马宗旭, 等. 基于 MSRCR-YOLOv4-tiny 的田间玉米杂草检测模型 [J]. 农业机械学报, 2022, 53(2):246-255,335.
- * [8] 李德鑫. 基于 YOLOv5s 的河道漂浮垃圾检测研究与应用 [D]. 中国矿业大学, 2021.
- * [9] Madasamy Kaliappan, Shanmuganathan Vimal, Kandasamy Vijayalakshmi, Lee Mi Young, Thangadurai Manikandan. OSDY: embedded system-based object surveillance detection system with small drone using deep YOLO [J]. EURASIP Journal on Image and Video Processing, 2021, 2021(1).

基于改进轻量化 YOLOv7 的变电站数显仪表检测

袁梓麒, 周博文, 易志雄

(湖南科技大学 信息与电气工程学院, 湖南湘潭, 411100)

摘要: 针对在实际工业生产环境下, 当前通用检测模型算法参数体量大、检测精度低, 同时巡检机器人上部署困难等问题, 提出一种基于改进YOLOv7轻量化模型的数显仪表检测方法。为减少计算量, 在YOLOv7网络中引入GhostNet作为主干网络模块, 并且将SPPCSPC替换为了RFB, 在降低模型参数数量的同时有效提升了检测精度。实验结果证明, 本文算法相较于原YOLOv7算法, 模型大小压缩了40MB, 参数量减少了57.5%, 同时检测精度mAP从原来的98.9%提高达到了99.3%, 有效验证了本文算法的有效性。

关键词: 数显仪表检测; YOLOv7算法; 轻量化模型; 巡检机器人

0 引言

变电站^[1]主要起到电压电流的变换, 接收电能以及对其进行调配的功能, 是电网中重要的一环。变电站的安全平稳地运行, 维系着人们生活以及各行各业的运转。变电站中拥有众多仪器, 如变压器、避雷器等。一些仪表的数值会进行日常检测, 当仪表数值发生突变时, 预示着设备发生故障, 严重可导致安全事故, 造成人员以及财产的损失。

因此在变电站日常巡检过程中, 仪表检测^[2]占其中重要的一部分; 目前仪表检测定位常使用特征点和模板匹配算法和支持向量机等方法。模板匹配是通过识别图像的主要特征进行对比最终来达到检测定位的功能。模板匹配的特性主要有算法简便、计算量小, 在人脸识别、车牌识别、仪表识别多种场景下应用。在仪表检测方面, 陈积光等人^[3]使用两次模板匹配对仪表进行检测并且同时可以过滤周边的冗余信息, 最终提高检测定位精度。但是精算精度不高是模板匹配方法的主要不足。David Lowe^[4]在2004年提出了一种关于局部的特征描述子SIFT。

然而传统目标检测算法虽然检测速度快, 但是检测精度低, 鲁棒性差。随着人工智能的发展, 在目标检测方面的热度也急剧提升。基于深度学习的目标检测方法, 由于其针对复杂环境的鲁棒性高, 检测速度快等特点, 已经被用于多方领域。目前常见的目标检测网络有RCNN(Region-based CNN)系列以及YOLO(You Only Look Once)^[5]系列。RCNN^[6]系列网络属于Two-stage类型, 二阶段算法计算量大、操作冗余性高、实时性差, 难以满足现实应用需要。与此同时, 一种具有较快检测效率的YOLO(You Only Look Once)网络于2016年由Joseph Redmon^[7]等人提出, 该类网络属于单阶段网络, 在获取目标物体类别与位置信息过程中, 降低了算法的复杂度。针对工业环境下的数显仪表, YOLO-v7在速度和精度方面都超过了所有已知的目标检测算法, 但原始模型大小达到71.3MB, 模型过大不易部署在移动端。本文将YOLO-v7目标检测网络应用于变电站的数显仪表检测, 凭借YOLO-v7出色的检测速度以及检测精度,

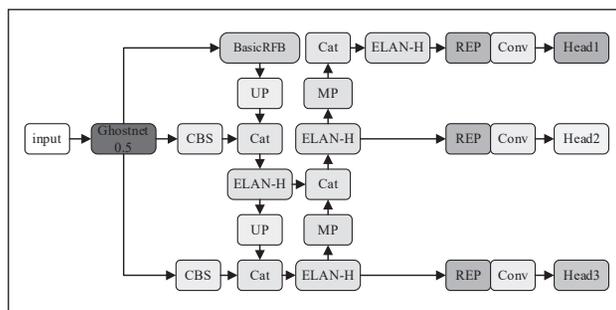


图1 改进后的YOLOv7网络结构

实现实时准确的对仪表进行定位检测, 本文的主要贡献是改进的YOLOv7算法在UFPR-AMR数据集中优于其他算法, 并在准确性和模型大小方面取得了良好的结果; AMR的公共数据集包含2000张完整和手动注释的图像, 并且有一个明确定义的评估协议, 允许用于此任务的不同方法之间的公平比较。

1 检测方法

1.1 YOLOv7 目标检测模型

YOLOv7^[8]在2022年由WANG等提出, 其结构由主干网络、特征融合网络和预测网络三部分组成, YOLO-v7在速度和精度方面都超过了所有已知的目标检测算法, 为实现工业条件下数显仪表的检测定位奠定了基础。

1.2 模型改进方法

YOLOv7在实际检测中, 虽有高效准确度高的优点, 但随着边缘计算技术的兴起, 变电站等工业场景普遍开始使用车辆终端来部署边缘, 在车辆终端上部署基于深度学习的目标检测算法存在困难, 且效果不佳。因此, 为了提高YOLOv7在工业场景的实时检测速度, 更容易部署在车辆终端, 需要对其进行改进。

针对YOLOv7算法较大的参数体量, 以及工业场景实时检测的要求, GhostNet模型主要针对移动设备设计, 与其他模型相比, 参数更小, 计算复杂度更低。GhostNet的模型尺寸只有MobileNetV3的一半, 但其精度和推理速度比MobileNetV3高0.5%, 本文介绍了GhostNet_0.5轻量

级网络结构作为 YOLOv7 的骨干提取网络。

SPPFCSPC 模块是 YOLO7 中的一个重要组成部分，它的作用是对输入的特征图进行多尺度的空间金字塔池化，从而提高模型的感受野和特征表达能力。由于 RFB 拥有轻便的结构、计算量少，可以很方便地与其他识别模型融合，因而本文提出了一种融合 YOLOv7 和 RFB 的轻量化仪器识别模型，希望结合两者，在保证轻量化的同时，使得仪表检测精度显著提升。

1.2.1 GhostNet_0.5 网络

GhostNet^[9] 是华为诺亚方舟实验室在 2020 年提出的轻量级网络结构，在计算性能上超越谷歌开发的 MobileNetV3。针对特征图冗余问题，Ghost module 利用特征图的相似性，产生相同数量特征图，只需更少的计算量。因此 Ghost module 被设计成一种分阶段的卷积计算模块，能够在少量计算得到的特征图基础上，只需一次线性卷积却能获取更多特征图，而新得到的特征图被命名为“ghost”，最后将两部分拼接在一起生成最终特征图，以此过滤特征图的冗余，取得更加轻量的模型，能够更好地提升检测精度。

GhostNet 可在不改变卷积的输出特征图尺寸和通道大小的前提下，降低整个模型的计算量和参数数量，并且适用于任意的卷积网络，因此，本文选用 GhostNet_0.5 网络，整体网络结构如图 2 所示。

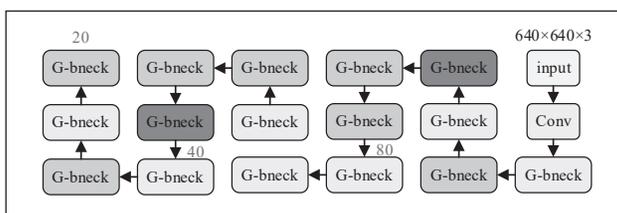


图 2 GhostNet 整体网络结构

1.2.2 Receptive Field Block

在人类视觉皮层中，群体感受野 (Population Receptive Field, PRF) 的规模大小使用视网膜图中离心率函数表示，尽管存在差异在感受野之中，但离心率和群体感受野规模大小都呈正增长趋势。刘等人^[10] 受到人类感受野 RF 的结构启发之后，提出 RFB (Receptive Field Block)，加强轻量级 CNN 模型对于深层特征提取能力，如图 3 所示。

RFB 结构，借鉴 Inception 结构，1x1 的 Conv 和 Inception 一样，主要用于减少数据计算量和进行跨通道的信息融合，主要不同点在于引入 3 个 dilated 卷积层 (比如 3x3conv, rate=1)，3x3 卷积层代替 5x5 卷积层，并且用 1x3 和 3x1 卷积层代替 3x3 卷积层，主要目的是数据减少计算量，提高检测速度，由于 RFB 轻便的结构、计算量少，可以很方便地与其他识别模型融合，因而本文为了提升仪表

检测精度，提出了一种融合 YOLOv7 和 RFB 的轻量化仪器识别模型，在保证轻量化情况下，达到高检测精度的要求。

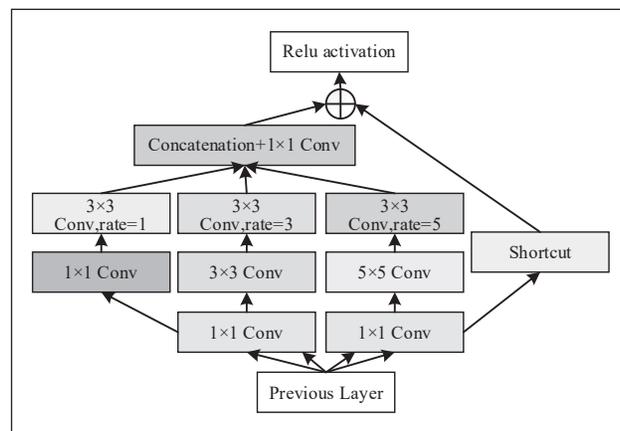


图 3 Receptive Field Block 模块结构图

2 实验与结果分析

2.1 数据集与实验环境

实验数据为 UFPR-AMR 数据集^[11]，其中含有 4000 张电气数显仪表图片，其中训练集 3000 张、验证集 500 张、测试集 500 张。实验条件为 Python3.7.12, PyTorch1.8.0, 显卡为 RTX307Ti, 迭代 150 轮次完成训练。训练时将学习率设置为 0.01, Batch-size 为 8, 使用 SGD 优化器进行训练。

2.2 消融实验

为保证消融实验的可信度，各网络模块在服务器端的同一实验环境下，采用相同的数据集进行训练，以 YOLOv7 为基础网络，训练次数相同，分别得到各自的权重模型。在进行测试时，选择相同的图像输入，分别对 BasicRFB、GhostNet_0.5 结构进行消融实验。

在同一实验环境下，YOLOv7 基础网络训练的权重结果如图 4 所示，选用 GhostNet_0.5 网络作为主干网络模块的 YOLOv7 网络训练的权重结果如图 5 所示。如图 6 所示，如用 RFB 替换 SPPCSPC 结构后的权重结果为 0.994，图 7 为同时在原网络基础上选用 GhostNet_0.5 网络作为主干网络模块以及用 RFB 替换 SPPCSPC 结构以后的权重实验结果

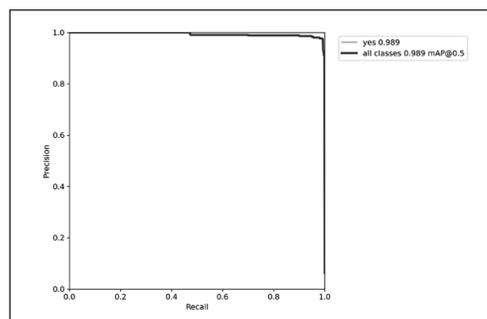


图 4 YOLOv7 权重结果图

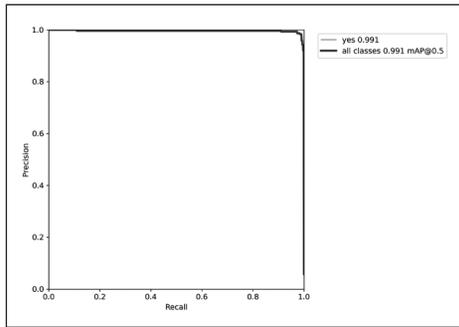


图5 改进 GhostNet_0.5 的权重结果图

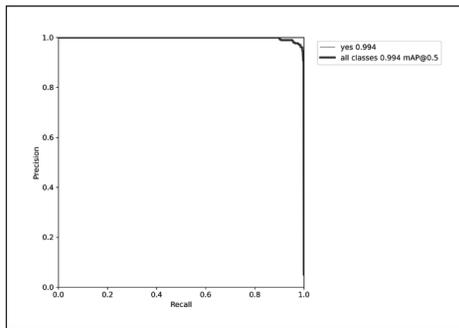


图6 改进 BasicRFB 的权重结果图

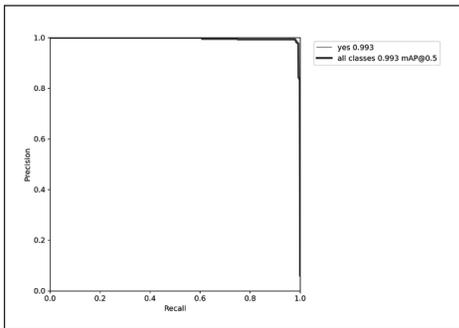


图7 同时改进 BasicRFB 和 GhostNet_0.5 的权重结果图

图，实验结果如表 1 所示。

表1 基于改进YOLOv7算法的消融实验

GhostNet_0.5	BasicRFB	mAP@0.5/%	Parameters (10 ⁶)	Model Size (MB)
		98.9	36.5	71.3
✓		99.1	22.1	43.8
	✓	99.4	33.2	65
✓	✓	99.3	15.5	31.3

通过选用 GhostNet_0.5 网络作为主干网络模块，降低模型参数量并且压缩了模型大小，由表 1 可得，选用 GhostNet_0.5 网络的模型相较于 YOLOv7 原模型，在模型大小减少了 27.5MB，参数量减少了 39.5% 的情况下，mAP 还提升了 0.2%，达到 99.1%。通过单独使用 RFB 模块替换 RFB 替换 SPPCSPC，改善了原网络 SPPCSPC 结构造成的小目标信息丢失问题，提升了网络整体的特征信息提取能力，如用 RFB 替换 SPPCSPC 结构后与原网络相比，

模型大小减少了 6.3MB，参数量减少了 8.7%，同时 mAP 提高了 0.5%，达到 99.4% 的高精度。由表 1 可以看出，在原网络基础上选用 GhostNet_0.5 网络作为主干网络模块以及用 RFB 替换 SPPCSPC 结构相较于原网络，mAP 提升了 0.4%，同时模型大小、参数量大大减少，分别降低了 56% 和 57.5%，相较于单独选用 GhostNet_0.5 网络，mAP 提高了 0.2%，同时模型参数量以及模型大小都有减小。对比单独使用 RFB 替换 SPPCSPC 结构，在仅仅牺牲 0.1% mAP 的条件下，模型大小和参数量都降低了一半以上。

从表 1 中可见，在服务器端相同实验条件下，同时添加两种模型之后，仪表检测定位效果更好。基于改进的 YOLOv7 算法相比原算法而言，在模型被大大压缩的情况下，检测精度仍有较大提高，而且具有更小的计算量和参数量，实验证明将其作为移动端部署的仪表定位检测算法更为合理，具有更优的性能。

2.3 对比分析实验

为了验证本文提出算法的可靠性，将改进算法与 YOLOv3、YOLOv5、YOLOv7 三种检测网络进行对比实验。为了保证对比实验的公正性，四种算法在服务器端同一实验环境下，使用相同数据集进行训练，均采用相同参数条件，迭代相同次数，利用 PyTorch 深度学习框架，最终分别得到各自的实验结果如表 2 所示。

表2 不同算法之间精度以及模型大小对比

Network Name	mAP@.5/%	Parameters (10 ⁶)	Model Size (MB)
YOLOv3	99.5	61.5	117
YOLOv5	99.4	46.1	88.5
YOLOv7	98.9	36.5	71.3
Ours	99.3	15.5	31.3

从表 2 中的检测结果可知，本文改进算法 mAP 相比原网络提高了 0.4%，相比 YOLOv3，网络模型大小压缩 73.2%，参数量降低了 74.7%，本算法主要对 YOLOv7 模型中的主干网络与检测端部分进行分析。在 YOLOv7 模型的基础上引入 GhostNet 模块，通过将普通卷积分为逐点卷积与深度可分离卷积，将参数量进一步优化。为保持检测精度将 SPPCSPC 替换为了 RFB，在降低模型参数量的同时有效提升了检测精度。最后通过消融与对比实验，验证了改进方案的有效性。

表 2 表明，在全部算法的识别结果表现上，本文提出的改进算法综合来说是最好的，其 mAP 为 99.3%，在精度相比原网络算法提高 0.4% 的前提下，同时模型大小、参数量大大减少，分别降低了 56% 和 57.5%。改进算法相比 YOLOv3 算法，仅仅牺牲 0.2% 精度的情况下网络模型大小压缩 73.2%，参数量降低了 74.7%。而 YOLOv3、YOLOv5

的精度高于 YOLOv7 原网络的主要原因在于网络深度的加深,使模型拥有了更加准确的特征类别提取能力,所以改进 YOLOv7 精度略低于其他两种算法。对于电气数显仪表检测定位的表现,本文提出的算法则明显较 YOLOv7 和 YOLOv3 要好得多。

不同场景往往对算法检测性能影响较大,因此,为了验证算法稳定性,安排四种算法在相同实验条件下,在不同的场景下对算法检测效果进行测试,其效果图如图 8 所示。

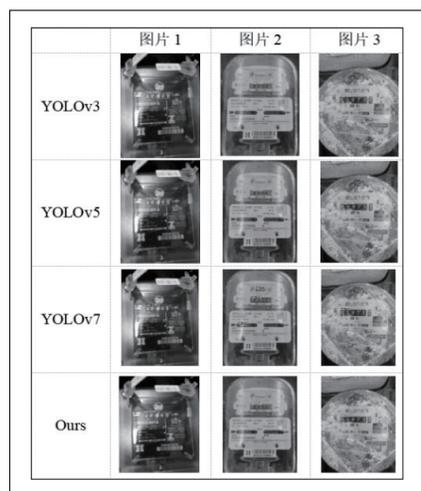


图 8 不同算法在不同场景下的检测结果对比

从上述实验结果分析可得,在测试的四种算法中, YOLOv3 检测精度最高,漏检率以及错检率最低。而本文算法在检测精度与 YOLOv3 相差不大的情况下,大大降低了计算量,减少了模型大小,方便部署于移动端,符合实际变电站巡检要求。通过图片 1 检测效果图可知,本文算法完全可以达到实际工业环境下的检测要求,通过图片 2 和图片 3 对比分析可得, YOLOv7 原算法对数显仪表存在误检,而改进算法并无此问题出现,精度相比原算法得到提升。从上述实验结果可以看出, YOLO 算法在针对小目标,复杂环境下检测,都有一定局限性,而本文提出的改进算法在对比度低、光线暗等复杂环境下具有更好的稳定性。

实验结果表明,相较于 YOLOv5 和 YOLOv3 以及原 YOLOv7 等主流算法,综合模型参数量、大小和 mAP 来看,本文算法检测精度与检测效率更高,更加适合于部署在巡检机器人上,作为其仪器识别模型进行实时仪表检测定位。

3 结论

针对在实际工业生产环境下,当前通用检测模型算法参数量大、检测定位精度低,同时巡检机器人上部署困难等问题,本文提出了一种基于改进的轻型 YOLOv7 模型的数字显示仪检测方法,它解决了当前广义检测模型算法中

大参数和现实工业生产环境中低检测精度的挑战。首先在 YOLOv7 网络中引入 GhostNet 作为主干网络,显著降低模型参数量并且压缩了模型大小。为了进一步提高模型检测精度以及速度,将 SPPCSPC 替换为了 RFB,在降低模型参数量的同时有效提升了检测精度。实验结果证明,本文算法相较于原 YOLOv7 算法,模 mAP 提升了 0.4%,同时模型大小、参数量大大减少,分别降低了 56% 和 57.5%,同时检测精度 mAP 从原来的 98.9% 提高达到了 99.3%,有效验证了本文算法的有效性。但是该算法仍有不足之处,在部署于移动机器人方面,使得算法模型更轻量化,容易部署在移动巡检机器人上,提高变电站数字仪表识别的实时性和准确度,还有很大改进空间。本文主要改进了模型大小,在算法精度方面还有改进空间,希望在之后的研究过程中,可以使得精度更高,更加适用于实际工业环境下的变电站仪表检测。

参考文献

- * [1] Lee, Heung Jae, and B. S. Ahn. "A fault diagnosis expert system for distribution substations." *IEEE Transactions on Power Delivery* 15.1(2000):92-97.
- * [2] 邱淑贤,王登峰,陈晓春,等. 汽车数字组合仪表检测系统研发[J]. *程*, 2010(10):5.
- * [3] 陈积光,董知周. 变电站关键图像识别技术研究[J]. *自动化与仪表*, 2020, 35(4):6.
- * [4] Lowe, David G. "Distinctive Image Features from Scale-Invariant Keypoints." *International Journal of Computer Vision* 60.2(2004):91-110.
- * [5] 徐畅,程文轩,杨远舟. 关于 Yolo 目标检测算法的基础研究[J]. *电脑与信息技术*, 2020, 28(4):3.
- * [6] 王万国,田兵,刘越,等. 基于 RCNN 的无人机巡检图像电力小部件识别研究[J]. *地球信息科学学报*, 2017, 19(2):8.
- * [7] Redmon, Joseph, et al. "You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection." *Computer Vision & Pattern Recognition* on IEEE, 2016.
- * [8] Wang, Chien Yao, A. Bochkovskiy, and H. Y. M. Liao. "YOLOv7: Trainable bag-of-freebies sets new state-of-the-art for real-time object detectors." *arXiv arXiv*, 2022.
- * [9] Han, Kai, et al. "GhostNet: More Features from Cheap Operations." (2019).
- * [10] Liu, Songtao, and Di Huang. "Receptive field block net for accurate and fast object detection." *Proceedings of the European conference on computer vision (ECCV)*. 2018.
- * [11] Wang, Chien Yao, A. Bochkovskiy, and H. Y. M. Liao. "YOLOv7: Trainable bag-of-freebies sets new state-of-the-art for real-time object detectors." *arXiv e-prints* (2022).

基于 Paddle Lite 的太湖莼菜检测测试平台设计

陶杰, 陈啟源, 朱恒通

(苏州农业职业技术学院, 江苏苏州, 215008)

基金项目: 2022年江苏省高职院校教师专业带头人高端研修项目(2022GRGDYX046); 苏州农业职业技术学院2022年科技培育项目(2022-0007)。

摘要: 本文根据太湖莼菜种植槽中图像检测系统的试验需求, 设计检测系统。由EasyDL平台采用PaddlePaddle框架训练出图像检测模型, 采用Andriod平板上运行检测模型, 并通过WiFi发送操作指令至运动控制终端。采用Arduino控制步进驱动器, 调整摄像头位置, 实现检测目标的中心定位要求。根据手动、自动运动控制要求, 设计上层通信协议。运动控制终端轮询串口接收指令, 判断电机的运动状况, 定时中断子程序实现步进驱动器引脚上的电平状况。

关键词: Paddle Lite; 太湖莼菜; 图像检测; Arduino; Andriod

太湖莼菜是多年生水生植物, 为苏州地方“水八仙”之一。口感鲜美, 营养丰富, 为珍贵蔬菜。莼菜在高温期间生长快, 进入盛采期。因其长在水中, 覆盖胶质, 柔嫩易滑, 需要采摘者技术熟练, 眼明手快, 苏州东山当地有“捉莼菜”的说法^[1]。采摘工人要经受高温日晒、双手终日泡在水中的辛苦。熟练采摘工缺乏, 来不及采摘的莼菜只能老去不能食用。目前莼菜种植面积日益萎缩, 迫切需要智能化采摘设备跟进。

本文以苏州东湖莼菜厂的莼菜种植试验槽作为载体, 以试验槽内5月~9月生长的莼菜作为识别对象, 采用深度学习技术确定图像检测模型, 实现莼菜智能化识别, 设计适用的检测定位装置, 为后期的莼菜采摘设备研制提供基础实验。

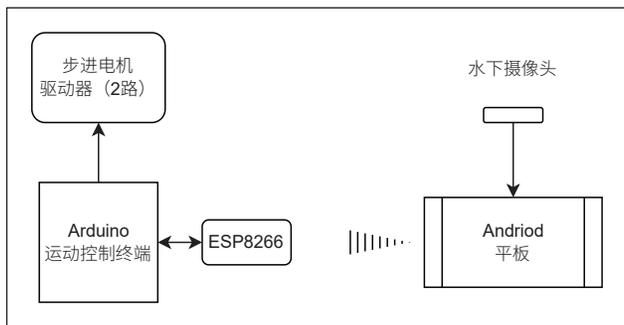


图1 检测系统组成示意图

1 试验系统组成

测试系统主要包括载有水下摄像头的横向行走机构、竖向调整机构, 可以沿种植槽移动, 并上下调整摄像头位置。如图1所示, 水下摄像头通过10m数据线连接到Andriod平板, 实时识别检测到莼菜的位置后, 将图片中最大目标的识别框坐标及宽、高参数, 通过WiFi发送到运动控制终端, 运动控制终端驱动纵向、横向步进电机, 带动纵向丝杆末端的摄像头在一定行程内移动, 使得检测出的识别框位于图片正中位置。

运动控制终端采用Arduino, 连接串口转WiFi模

ESP8266, 步进驱动FYQM302, 其中纵向电机采用型号FY42EC220丝杆电机, 步距角为1.8°, 丝杆直径8mm, 导程4mm, 保持力矩达到0.65Nm, 丝杆行程400mm, 并配置上限位开关KW12, 作为丝杆零点位置。控制器接线如图2所示, 图中只标注了纵向电机驱动器的连线, 横向电机驱动器接线类似。串口TXD、RXD分别连接ESP8266的R、T引脚^[2], 实现串口连接。D5作为输入引脚, 连接行程开关一端, 其另一端接地, 由软件初始化设置其内部为上拉电阻; D8、D9、D10作为输出引脚, 分别接步进驱动器使能、方向、脉冲控制端。

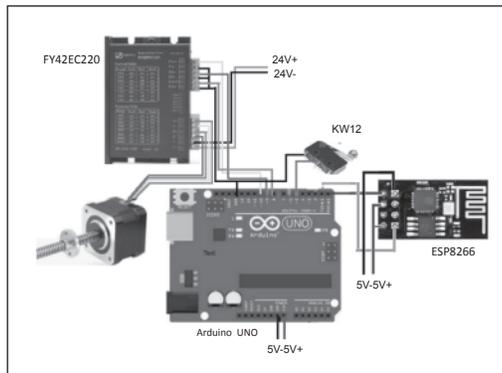


图2 运动控制终端控制器接线示意图

2 运动控制终端程序设计

运动控制终端, 主要根据接收的WiFi指令, 完成两类运动控制。一是根据识别框坐标, 自动调整, 使得最大识别对象移动至图片中央位置; 二是根据平板界面上的手动调整指令, 横向移动、纵向移动。为保证通信正确, 制定较完整的上层协议。上层数据帧格式规定如图3所示。

起始符	控制码C	数据域D	和校验CS	结束符
-----	------	------	-------	-----

图3

其中, 起始符、结束符分别为02H、03H, 各占1字节; 控制码对应各任务类型(如01H表示自动运行情况、

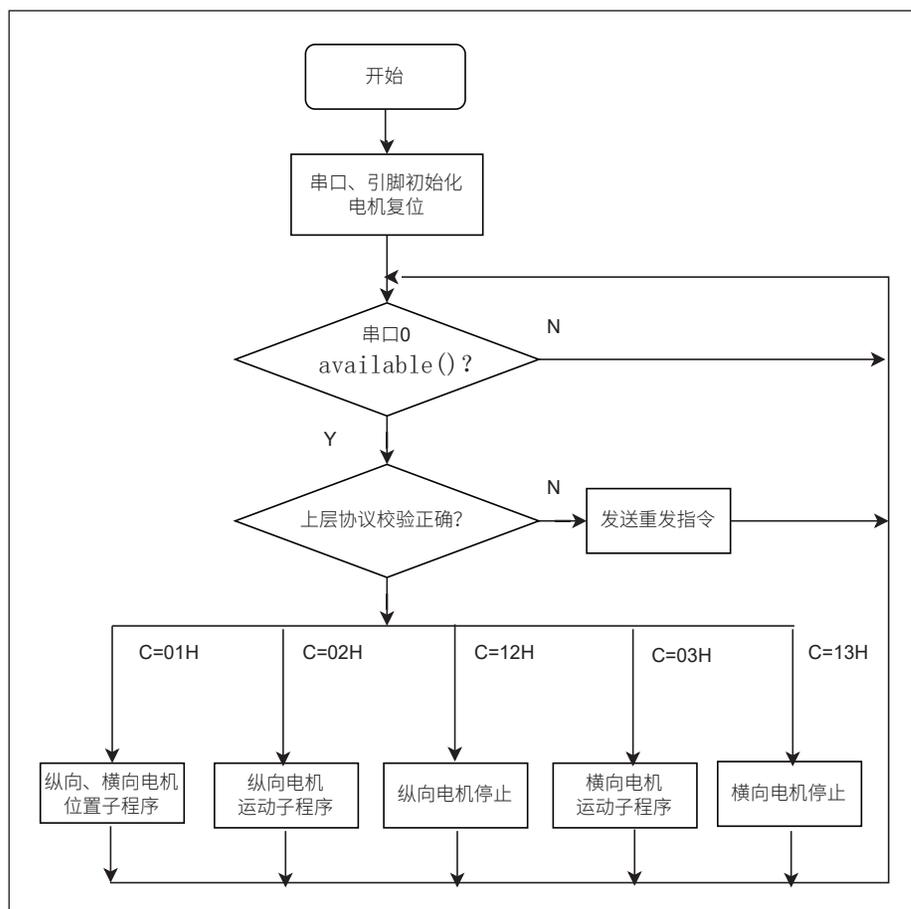


图4 运动控制终端主流程图

02H 表示手动纵向运行启动、12H 表示手动纵向运行停止；03H 表示手动横向运行启动，13H 表示手动横向运行停止；数据域 D 占用两个字节，在自动运行时，分别表示横向、纵向移动距离，在手动运行时，数据域首字节以 0x00 填充，末字节表示运动方向，0x00 为正向，0x01 为反向。和校验 CS 占 1 字节，取其前 3 字节之和的低字节值。

控制程序包括一个主控轮询程序，和一个定时中断子程序。控制器的主流程图如图 4 所示，初始化时，两个电机均反转至限位开关触发，判定零点，依此计算出最大行程，在后续电机运动子程序中判断行程是否超限。设置串口的串口数据格式为 8 位数据位、1 位停止位、1 位偶校验位，波特率设为 115200。通过串口类库函数 available()，判断串口 2 缓冲是否有新的接收数据。如有对接收数据，校验合格后分析上层数据帧。根据指令码分析电机是自动运行或手动运行，由自动运行子程序根据执行步数计算电机的当前起停状况，手动运行子程序控制当前电机的起停状况。

定时中断子程序控制两个电机的脉冲输出状况，采用第三方库 TimeAlarms 实现定时，由 Alarm.timerRepeat() 指令设定定时时间和中断回调函数^[3]。中断子程序根据主程序

中设定的情况，即时控制 PWM 和方向引脚上的电平状态。

3 莼菜检测模型训练

在苏州东山莼菜基地，采用桑巴达 Y102 水下摄像头收集种植槽内莼菜图片 1000 余张，种植槽水深 0.75m，图片采集位置位于水下 0.1m 至 0.6m，采集时间为夏季上午 9:00 至下午 16:00 光线较强时间段。图片经过筛选，标注识别对象，选择形态较好的、商品标准级别较高的、横向或纵向尺寸大于图片一半的莼菜进行标注识别对象，同一图片中若有多个符合要求的识别对象，选择尺寸最大的三个对象标注，多个标注可以部分重叠。并经过旋转、对称翻转等方法进行数据加强，最后选取 1500 张图片，形成 PaddlePaddle 标准数据集。图片及识别对象标注框如图 5

所示。

由飞桨 BML 全功能 AI 开发平台训练，采用 Python3.7，开发框架为 paddlepaddle-v2.3.0，采用 PPyOLO 算法，图片尺寸 Inputsize 为 320×320^[4]。在建议阈值 0.7 时，训练模型的评估指标 F1-score 值识别准确率最大， $F1\text{-score}=2*(P*R)/(P+R)$ 。如图 6 所示，训练模型的 F1-score 值与阈值关系训练后的 mAP 98.8%，精确率 P=99.0%，召回率 R=98.5%，满足种植槽水下环境的一般检测需要。

就莼菜采摘任务而言，莼菜不需要完全采干净，适当保留嫩叶有助于莼菜生长，采摘过程中尽量不要采错，以减少后期挑拣任务。所以提高阈值，模型中阈值可设置为 0.9。

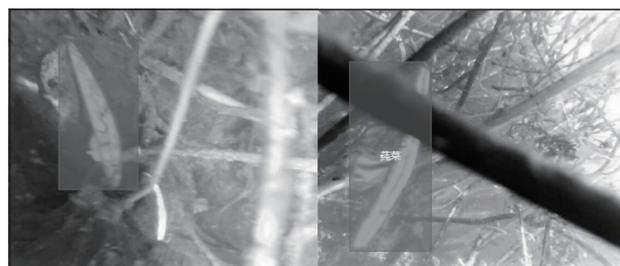


图5 莼菜水下图像标注

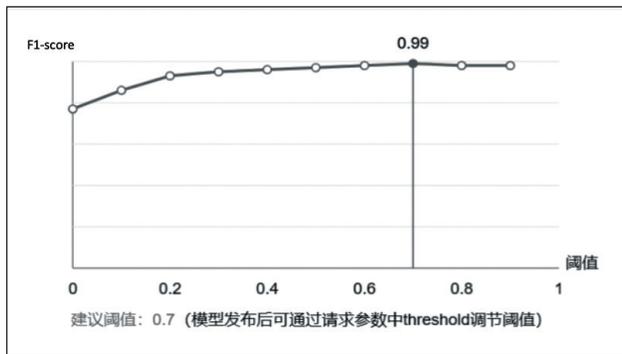


图6 不同阈值下的 F1-score 值

4 Andriod 端程序编写

通过 Paddle Lite 离线转换工具，将 Paddle 检测模型优化为适合的 Paddle Lite 模型，Paddle Lite 是一种轻量级、灵活性强、易于扩展的高性能的深度学习预测框架，支持诸如 ARM 等多种终端，具有图优化及预测加速能力^[5]。本项目在 paddle 提供的检测案例程序更新检测模型，实现检测功能。为后续的案例模型替换方便，使用平台提供的 opt 工具，优化后的模型文件名设置为 model.nb，与案例中原模型同名。

在 Andriod Studio 中配置最新版本的 NDK 和 CMake，下载 Paddle Lite 预测库和模型案例，在 Andriod Studio 中打开，编译并安装案例 APP，测试案例的图片识别和标注。成功后，进行检测案例内容替换更改，主要是识别模型和参数更改；编写需要新增的操控程序。

从 github.com/PaddlePaddle/Paddle-Lite 平台上下载检测案例。在 Andriod Studio 中打开，参照平台教程，根据 Android demo 示例的代码结构提示，将优化后的检测模型在原案例路径下以相同名字替换，以及对应的识别模型标签文件。本项目中训练模型中检测对象只有莼菜这一类，还需要更改输出案例中的 tensor 个数、更新输出 shape。

在识别函数 Detector::Postprocess(std::vector<Object> *results) 方法中更新模型的输出。识别函数的输出 results 属性包括检测框的左上点的坐标值 x、y，以及识别框的宽高值 w、h，调试成功后，根据检测输出结果，编写其他控制程序。

根据操控要求，更改主界面设计，增加手动、自动切换开关，以及手动控制的点动按钮，包括上、下、左、右方向，编写对应的切换状态及点动状态设置程序；另外需要根据增加检测控制程序，实现根据操作状态和检测结果、发送对应的运动指令的功能，程序流程图如图 7 所示。

初始化加载界面，设置 WiFi 连接参数，连接水下摄像头。自动状态下通过摄像头视频进行图像检测后，如果图片有超过 1 个检测结果，实时读取目标框坐标的 x、y、w、h 参数，通过 w*h 计算，可以判断选取出最大目标框作为运动控制目标，根据识别框参数，换算出识别框的中心位置坐标后，计算出目标框中心坐标与图片中心坐标的差值，即可计算距离中心点的横向、纵向距离；通过 WiFi 发送自动指令，输出两个方向的运动行程，运动控制终端调整。设计实时误差值在 10 个点像素内，即为到达目标点。如果控制终端上电机丝杠到行程极限，停止运行并发送报警。在手动状态下，根据主界面上的四个点动按钮的交互状态，选择步进电机的

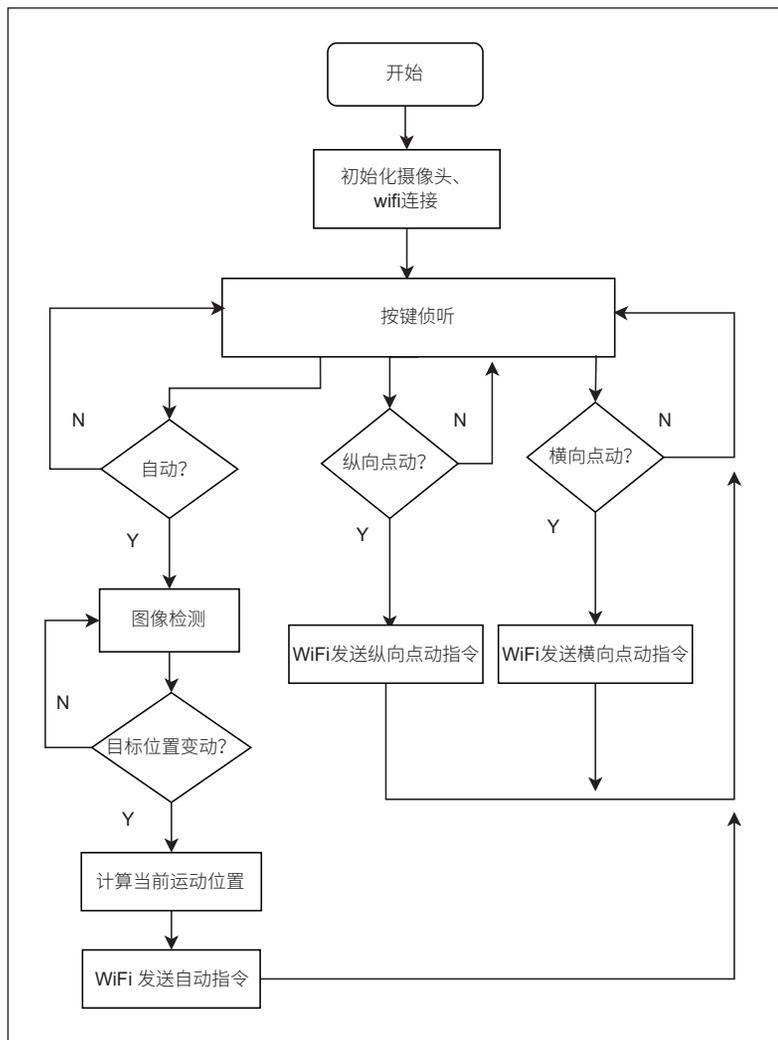


图7 平板主界面程序主流程图

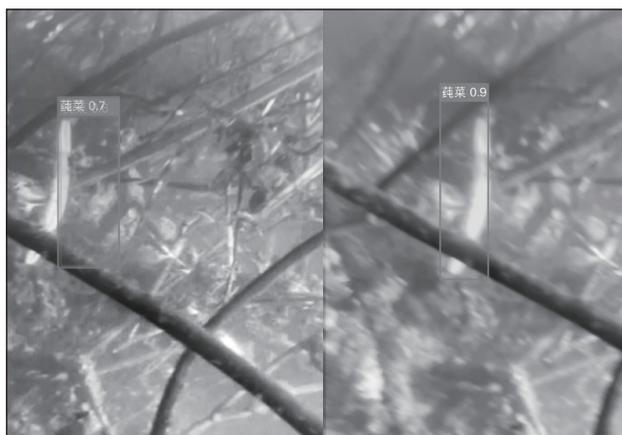


图8 检测定位对比效果图

纵向、横向点动方向，通过 WiFi 发送点动控制指令，由运动控制终端默认点动行程距离运行。如电机丝杆达到行程极限，同样会停止运行并发送报警。终端界面在接收到报警显示自动、手动的报警信息。

5 试验效果及总结

经过 Andriod 编程调试，先在平板上测试图片检测，并校验电机运转，调整限位开关位置，确保电机运行可靠，超过最大行程停止并报警。之后在种植槽上进行试验，每次自动检测后，手动复位电机丝杆。转移装置到新检测位置后，再次自动测试。自动运行中，可以进行多次检测目标，当检测完成检测框显示居中后，可以手动巡视，出现新目标

.....
(上接第 87 页)

模型可以更好地提升电子元器件老炼试验的效果。

4 结语

总而言之，电子元器件老炼筛选试验是提升产品实用性和可靠性的重要手段，通过老炼筛选试验提升产品的合格率有着更好的作用。文章设计的质量灰色预测数据挖掘模型可以更好地优化老炼筛选试验的成效，基于老炼筛选试验的数据采集具有更加广阔的研究前景。在灰色理论和关联规则数据挖掘技术的总合规则研究下，从质量数据库中利用关联规则算法和挖掘技术引入产品质量控制优化。基于此，利用老炼筛选试验可以有效避免电子元器件在未来使用过程中，因为生产过程中存在的固有缺陷导致电子元器件的使用可靠性降低。将老炼筛选试验贯穿在质量检验、设计质量控制、工序质量控制以及供货商各个环节的质量控制，有效提升电子元器件的质量控制。

后，再次切换到自动状态，由装置自动进行新的居中运动。现场测试效果如图 8 所示。左图是自动检测定位前识别图，右图是摄像头自动居中移位效果。

实际试验过程中，丝杆运动带来水流扰动，导致图片采集有干扰，降低电机运转速度，可以减少水流干扰，相对较好地完成预期目标，实现行程范围内的摄像头居中定位，为后续的采摘方案提供试验参考基础。由于系统尚未设计调速功能，只可以借助驱动器的细分开关，设置细分状态手动调整运动速度。后续需要在控制界面增加速度调整交互功能，运动控制终端调速程序，并进一步深化研究，根据图像拍摄及检测状况，实现自动调整速度的功能。

参考文献

- * [1] 夏春风, 陶杰, 吴凡. 太湖莼菜现代化采摘设备研究 [J]. 农机化研究. 2013,35(05):242-245.
- * [2] 汪海蓉, 侯博钧, 霍嘉玮等. 基于 Arduino 的空气质量分析仪设计 [J]. 实验科学与技术. 2023,21(03):67-70.
- * [3] 乐万德, 任静, 张琛玥等. Arduino 控制的直流电机调速仿真 [J]. 电子制作. 2023,31(14):100-103.
- * [4] 刘祥龙, 杨晴虹, 胡晓光等. 飞桨 PaddlePaddle 深度学习实战 [M]. 北京: 机械工业出版社. 2020,8.
- * [5] 任永国. 面向移动端的蔬菜水果目标检测算法的研究与实现 [D]. 北京: 北京邮电大学. 2020,4.

参考文献

- * [1] 夏昌浩, 胡爽, 李伶俐, 等. 基于贝叶斯-粗糙集理论的诊断模型及诊断方法的应用 [J]. 三峡大学学报 (自然科学版), 2020,42(5):82-87.
- * [2] 宁永成, 宁成娟. 基于板方式器件级测试老炼的可行性研究 [J]. 电子产品可靠性与环境试验, 2020,38(2):18-22.
- * [3] 王云辉. 电子元器件的可靠性筛选方案研究 [J]. 电子元器件与信息技术, 2023,7(5):18-21.
- * [4] 柳思泉. 浅议电子元器件的筛选与电子元器件质量控制 [J]. 电子元器件与信息技术, 2021,5(12):46-47.
- * [5] 王玺, 赵谢. 电子元器件的筛选与电子元器件质量控制分析 [J]. 电子元器件与信息技术, 2021,5(6):31-32,37.
- * [6] 刘冬喜, 陈宽勇. 面向电子元器件老化筛选设备的设计 [J]. 电子工业专用设备, 2022,51(3):69-72.
- * [7] 付玉娟. 电子元器件可靠性筛选设计分析 [J]. 电声技术, 2021,45(6):1-3.

基于变电站视频与环境监控系统动态物体检测 与跟踪算法研究

张彦娇, 廖畅, 范俊秋, 杨荣莹

(贵州电网有限责任公司贵安供电局, 贵州贵安, 551000)

摘要: 随着电力系统自动化水平不断提高, 变电站无人值守模式已得到全面应用。为切实保障电网安全稳定运行, 实现变电站视频与环境监控系统中动态物体的检测及跟踪显得尤为关键。本文主要通过运用Matlab数学软件, 对视频中动态物体检测及跟踪的方法开展研究, 提出运用一种基于帧差的背景差分法实现动态物体的检测, 采用Meanshift算法完成动态物体的跟踪, 并标记其运动轨迹。本文研究内容适用于变电站等其他环境中动态物体检测及跟踪, 具有深刻的学习意义以及其广泛的应用价值。

关键词: 变电站; 视频与环境监控系统; Matlab; 动态物体检测; 动态物体跟踪

0 引言

近年来, 随着我国电力行业的不断发展, 电力系统自动化技术呈现出更具智能化、集成化、安全性、可持续性的发展趋势, 为全面直观了解远方无人值守变电站实际情况奠定了良好的基础。在“无人值守”“少人值守”等变电运维新模式下, 变电站视频与环境监控系统

是实现现场作业实时监管、运行设备远程运维的重要技术支撑, 就目前而言, 变电站视频与环境监控系统主要是以图像监视、视频存储等功能为主, 摄像机监控区域采集信息较为固定和局限, 还未能实现突发、异常情况下自动检测及跟踪动态物体, 难以保障无人值守变电站日常管理及生产安全的需求^[1]。着眼于当下“智能变电站”的建设概念, 动态物体检测及跟踪是视频与环境监控系统根本且关键的研究方向之一^[2]。因而, 本文借助 MATLAB 环境下丰富的函数调用及数字图像处理工具, 基于变电站视频与环境监控系统进行动态物体检测及跟踪方法研究, 以进一步满足现代化无人值守变电站安全防范需要^[3-5]。

1 动态物体检测算法研究

对动态物体检测领域中的帧间差分算法、背景差分算法以及光流算法进行研究, 运用 Matlab 软件验证上述方法, 在比较其优缺点后, 提出运用一种基于帧差的背景差分算法, 实现背景图像实时建模, 进而在视频图像序列中准确识别、分割出动态物体。

1.1 帧间差分法

当背景图像与视频监控摄像机之间呈现相对静止状态时, 视频图像序列中相邻图像间会存在一个极为相似的背景画面。基于此, 可以利用相邻帧之间图像信号的变化来检测

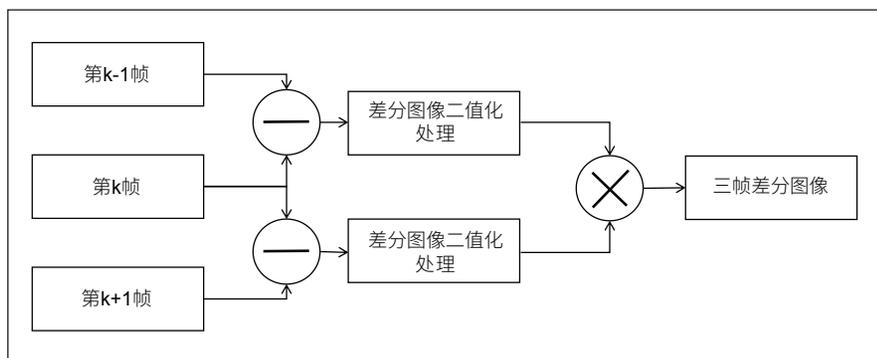


图1 背景差分法流程图示意图

动态物体, 并实现其与背景环境的分割^[6]。

现多数采用的是两帧差分和三帧差分的方法, 此种算法设计思想及实现都较为简单, 且适应于天气、光线等室外场景的变化, 但也存在着明显的缺点。两帧差分算法的缺点为:

(1) 若动态物体移动过慢, 相邻两帧间的灰度值、纹理信息较为接近时, 容易导致动态物体出现重叠区域并被视为“背景”, 进而不能实现对目标的完整提取; (2) 若动态物体移动过快, 前后帧之间即使没有重叠也会导致系统将遮挡的“背景”处理为运动物体, 或将其识别为两个分开的物体。这些都大大影响了动态物体特征像素的精确提取以及检测和分割, 阻碍了进一步地研究。

相比于两帧之间的帧间差分运算, 三帧差分的确有效地改善了检测结果比实际移动目标大的缺点, 但这种方式也只能大概地提取运动物体的轮廓, 若要获取完整的动态目标, 还需要通过某种连通方法来填充内部大量的“空洞”, 这样的方式较为复杂和繁琐。

1.2 背景差分法

背景差分又称为背景减法, 是将背景模型与当前帧进行比较来提取运动区域的一种检测方法, 也是当下用于检测动态物体最广泛的使用方法。其大致的思想为: 以某种方式执行背景建模, 进而将预先存储或实时建立的背景模型与图像序列中每一帧依次相减, 如果相减的结果偏离于预先设定的

阈值, 则将其确定为运动区域。背景差分法的处理流程图如图 1 所示。

背景差分的方式易于实现、运算速度快且计算结果提供检测目标的位置、大小等信息都较为准确。但是, 由于动态环境下光纤、摄像头抖动等不确定因素的干扰, 使得背景模型的建立会有所偏差, 从而影响了检测的效果。

■ 1.3 光流法

以上两种针对动态物体识别的算法都建立在摄像机静止的前提条件下, 对于球机等运动的摄像机, 帧差与背景差分的方法都存在局限与不足, 不能够很好地识别动态物体, 这时可以采用光流法给予处理。

基于光流法识别动态物体的大致方法为: 首先, 通过计算视频图像序列中每一个像素点的物理矢量(目标的运动速度和方向)来建立图像的光流场。若运动目标不存在于场景中, 则像素点的速度矢量是连续变化的; 反之, 当场景中不存在运动目标, 则必然导致运动物体与背景之间的速度矢量存在差异, 速度矢量的间断即是这种差异的表现。光流法在检测运动物体时需要保持帧与帧之间的背景亮度不变, 且同一帧内的背景像素点的运动情况要保持一致, 这样, 便可以更好地实现对移动目标的检测。

特别地, 运用光流法来检测运动物体无需提前掌握详细的场景信息, 但光流法逻辑运算的复杂度较高, 并需要提供一定的硬件设备支持。考虑到基于光流法的检测易受到噪声、阴影等环境因素干扰, 不具备对变电站内动态物体检测的实时性, 因此不再做进一步详尽研究。

■ 1.4 基于帧差的背景差分算法

考虑在变电站等环境中, 背景占图像主要组成部分, 因此实时更新背景图像显得尤为关键。基于帧差的背景差分算法可通过提取帧间图像序列间“无变化”的区域实时建立背景模型, 使得建立的背景模型更能适应于当前的环境, 同时可以除去一些图像中的噪声点, 以达到平滑背景图像的作用, 进一步提高检测动态物体的精确性。基于帧差的背景差分法分为以下三个步骤。

(1) 建立背景模型。提取图像序列中的某帧图像作为初始的背景模型 $B(x, y, t)$ 。

(2) 识别运动物体。依照顺序读取每一帧的图像, 并与前一帧的背景做减运算得到差分图像, 即视为运动的区域, 并对结果进行二值化操作。

$$B(x, y, t+1) = \begin{cases} 1, & |I(x, y, t+1) - I(x, y, t)| \leq T \\ 0, & |I(x, y, t+1) - I(x, y, t)| > T \end{cases} \quad \text{式 (1)}$$

如公式 (1) 所示, 其中 $I(x, y, t+1)$ 、 $I(x, y, t)$ 为 $t+1$ 、 t 时刻的图像。将差分结果小于或等于阈值 T 的部分视作为

背景区域 $B(x, y, t+1)$, 在该区域中, 当前帧图像与前一帧图像的信息基本相同。

(3) 实时更新背景。背景更新操作是依据无差异的结果, 将前后两帧中无变化的信息存储在背景中。其中设定一个常数 p , 用来表征背景更新的速率。 p 的值越大更新的速率越慢, 反之则更新得越快。如公式 (2) 所示。

$$B(x, y, t+1) = \begin{cases} B(x, y, t+1)=0, & B(x, y, t) \\ B(x, y, t+1)=1, & (1-p)B(x, y, t)+pB(x, y, t+1) \end{cases} \quad \text{式 (2)}$$

2 基于 Meanshift 算法运动物体跟踪研究

MeanShift 算法又称为均值漂移算法, 属于核密度估计法的范畴。该算法的优点在于计算量相对较少, 易提取跟踪对象的特征, 且因为采用了核函数直方图模型, 可以避免跟踪物体因环境遮挡而造成跟踪准确性降低的问题。

■ 2.1 Meanshift 算法跟踪原理

MeanShift 使用多次迭代的思想来寻找概率分布的最大值点, 即判定为跟踪物体的位置点。如图 2 所示, 假设在 d 维空间中有一运动目标, 以其为圆心做一个半径大小为 h 的圆球, 落在球体中运动的像素点都会产生一个向量, 而向量的叠加即为 MeanShift 向量(图 2 中黄色箭头)。以 MeanShift 向量的终点为圆心再画一个圆球, 再次找到区域内叠加的向量终点。重复操作, Meanshift 算法可实现使结果收敛到空间中概率分布最为密集的地方(图 2 中红色圆圈区域)。

基于上述思想, 假定 d 维空间中存在一点 x , x 可以用一列向量来表征, 并满足 $\|x\|^2 = x^T x$ 。在此空间中, 如果有一函数 $K(x \rightarrow R)$, 则其剖面函数 k 与之关系可表示为: $K(x) = k(\|x\|^2)$ 。若 k 不为负数、非增、对称且分段连续时, 称函数 $K(x)$ 为核函数(也称为窗口函数)。其数学表达式为公式 (3) 所示, 其中 c 为归一化系数。

$$K(x) = \begin{cases} \|x\| \leq 1, & c(1 - \|x\|^2) \\ \text{其他}, & 0 \end{cases} \quad \text{式 (3)}$$

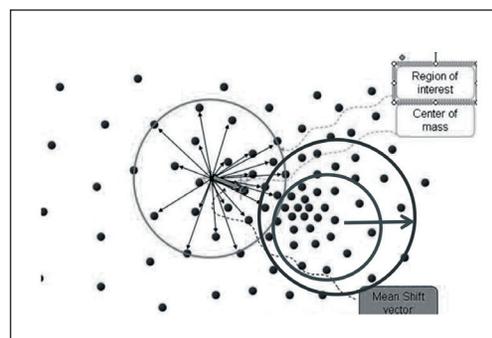


图 2 MeanShift 算法迭代过程

2.2 运动目标跟踪计算过程

2.2.1 建立目标模型

在图像序列中选定跟踪对象并假设其中心点为 (x_0, y_0) 。在目标图像中包含了 n 个像素点，用 Z_i 记录各个像素点的位置并用核函数对各点进行加权。对选定对象的灰度空间进行均等的划分，得到 m 个相等的区域构成的灰度直方图。追踪对象在灰度直方图上呈现的分布概率密度 Q_u (u 作为颜色索引，并且 $u = 1, \dots, m$)，数学表达式可写为 (4)：

$$Q_u(x_0, y_0) = C \sum_{i=1}^n K(\|Z_i^*\|^2) \delta[b(Z_i) - u] \quad \text{式 (4)}$$

其中， Z_i^* 表征以目标中心为原点的归一化像素位置，数学表达式可写为 (5)， h 为搜索窗口半径。 $b(Z_i)$ 表示 Z_i 处像素值在直方图中所在的区域，则 $\delta[b(Z_i) - u]$ 的作用为判别像素值是否为颜色直方图中的第 u 个区间。

$$Z_i^* = \left(\frac{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2}{h} \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{式 (5)}$$

2.2.2 建立候选模型

将当前帧中可能出现跟踪目标的区域视为候选区域，并以前一帧的目标中心 (x_0, y_0) 为搜索窗口的中心，找寻当前帧的候选中心位置 (x_i, y_i) 。则候选模型的分布概率密度可表示为公式 (6)：

$$P_u = C_h \sum_{i=1}^n K(\|Z_i^*\|^2) \delta[b(Z_i) - u] \quad \text{式 (6)}$$

2.2.3 相似参数度量

用 Bhattacharyya 系数作为评估目标模型与候选模型相似程度的参量，数学表达式为公式 (7)：

$$\rho(P, Q) = \sum_{u=1}^m \sqrt{P_u Q_u} \quad \text{式 (7)}$$

当相似函数 $\rho(P, Q)$ 取最大值时即为当前帧中找寻的目标位置。

2.2.4 MeanShift 迭代过程

均值漂移的迭代过程，即是搜索窗口的中心沿着漂移方向移动的过程。为使相似函数最大，对公式 (7) 进行泰勒展开后可得公式 (8)：

$$\rho(P, Q) \approx \frac{1}{2} \sum_{u=1}^m \sqrt{P_u Q_u} + \frac{C}{2} \sum_{i=1}^n w_i K(\|Z_i^*\|^2) \quad \text{式 (8)}$$

其中， w_i 表示权重系数，其数学表达式可写为 (9)：

$$w_i = \sum_{u=1}^m \sqrt{\frac{Q_u}{P_u}} \delta[b(Z_i) - u] \quad \text{式 (9)}$$

在公式 (8) 中，只有第二项随候选中心位置的变化而变

化，将其取最大值后计算其 MeanShift 向量可得到候选目标新位置为公式 (10)：

$$(x_i, y_i) = \frac{\sum_{i=1}^{nh} -Z_i w_i K(\|Z_i^*\|^2)}{\sum_{i=1}^{nh} -w_i K(\|Z_i^*\|^2)} \quad \text{式 (10)}$$

3 MATLAB 算法检测及应用分析

首先，通过基于帧差的背景差分算法从视频图像序列中检测动态物体。在 MATLAB 系统环境下，读取图像序列的第 1 帧至第 95 帧，并以第 1 帧图像作为当前背景模型。读取下一帧的图像，并与当前图像做减运算，将前后帧中无变化的区域更新到背景中。设定背景更新的速率为。视频第 1 帧图像如图 3 所示，建立的背景模型如图 4 所示。



图 3 视频第 1 帧图像

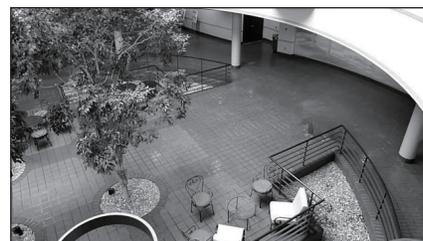


图 4 背景模型

从图 4 背景模型的建模结果可以看出，基于帧差的背景差分算法已较好地动态物体从背景中“抹去”，进而顺序地将每一帧的图像与建立的背景模型做差分，即可从背景中识别动态目标。动态物体检测结果如图 5 所示。

通过帧差的背景差分算法识别动态物体后，进一步验证 MeanShift 算法对动态物体的跟踪效果。针对上述检测结果建立矩形框，如图 6 视频第 95 帧图像中红色矩形框所示。设定搜索窗口的质心到中心的距离为，迭代的次数为 25 次。

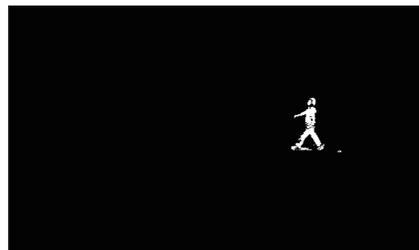


图 5 动态物体检测结果



图6 视频第 95 帧图像

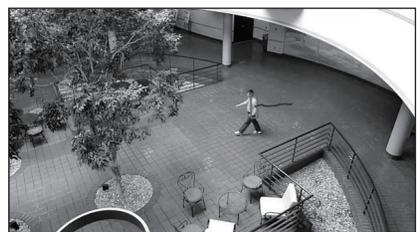


图7 视频第 110 帧图像

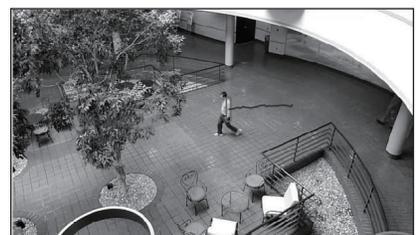


图8 视频第 120 帧图像



图9 视频第 140 帧图像

最后,通过蓝色线条描绘检测结果的运动轨迹,如图7视频第110帧图像、图8视频第120帧图像及图9视频第140帧图像中蓝色线条所示。

(上接第39页)

- rs and Manipulators by Shigeo Hirose[J].Robotica, 1994, 12(3).
- * [4]C. Ye, et. Turning and side motion of snake-like robot[J].in IEEE International Conference on Robotics and Automation. 2004.5:5075-5080.
 - * [5]Dai J,Faraji H,Gong C,et al.Geometric Swimming on a Granular Surface[J]. 2016.
 - * [6] Wang T , Chong B , Diaz K ,et al.The Omega Turn: A Biologically-Inspired Turning Strategy for Elongated Limbless Robots[J].IEEE, 2020.
 - * [7]Au C., Jin P. Investigation of serpentine gait of a snake robot with a wireless camera[A].12th IEEE/ASME International

结果显示,提取动态物体特征信息后,在视频不同图像帧中甚至被树枝遮挡的环境下,MeanShift算法均能较好地实现对动态物体的跟踪。

4 结束语

正值电力行业信息化、数字化、智能化转型建设之际,智能运维及安全防范技术已成为无人值守变电站的重要研究方向。变电站视频与环境监控系统作为无人值守变电站不可或缺的重要建设部分,其能实时对变电站内设备运行、环境状况等各类情况加以监视,有效保障着变电站安全、稳定、经济运行。但传统变电站视频与环境监控系统功能较为单一,由人为决策向主动防御的发展还较为缓慢。因此,必须借助数字化、智能化、系统化手段,灵活地运用边缘计算、人工智能等前沿技术来探寻视频监控系统中动态物体检测、跟踪等更强大的功能,从而实现非法人员闯入、异物入侵、设备异常状态检测等及时预警,进一步提升电网供电可靠性和安全防护水平。

参考文献

- * [1] 桑小兵. 视频监控系统在无人值守变电站的应用[J]. 电子设计工程,2011,19(03):100-103.
- * [2] 田娟娟. 视频中行人检测与跟踪方法研究[D]. 西安理工大学,2018.
- * [3] 初青瑜. MATLAB在图像处理中的应用[J]. 信息技术与信息化,2010(04):55-56+62.
- * [4] 张明军,黄志金,孙泽能. 一种多特征联合的运动目标检测算法[J]. 计算机与数字工程,2016,44:638-641+705.
- * [5] 单言虎,张彰,黄凯奇. 人的视觉行为识别研究回顾、现状及展望[J]. 计算机研究与发展,2016,53(01):93-112.
- * [6] 黄凯奇,任伟强,谭铁牛. 图像物体分类与检测算法综述[J]. 计算机学报,2014,37(06):1225-1240.
- Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications[C]. Auckland, New Zealand: IEEE, 2016: 1-6
- * [8]Ariizumi R., Tanaka M.. Manipulability analysis of a snake robot without lateral constraint for head position control[J]. Asian Journal of Control, 2019, 22(6): 2282-2300
- * [9] 李一明,李明辉,李红双. 仿生蛇形机器人的设计[J]. 机械设计,2022,39(S2):10-13.
- * [10] 张军豪,陈英龙,杨双喜等. 蛇形机器人: 仿生理理、结构驱动和建模控制[J]. 机械工程学报,2022,58(07):75-92.
- * [11] 栾宪超,常健,王聪等. 主动关节履带式蛇形救援机器人结构参数多目标优化设计[J]. 机器人,2022,44(03):267-280.

基于边缘计算的车载网络数据异常检测系统

邵金凤, 周柔, 李佳佳, 陈毛玥

(湖南师范大学 信息科学与工程学院, 湖南长沙, 410081)

基金项目: 湖南省大学生创新创业项目资助 (项目编号: 2022170, 项目名称: 基于边缘计算的车载网络数据异常分析)。

摘要: 随着车载网络闭环系统的打破, 遭受可能攻击的风险越来越大。智能驾驶、辅助驾驶本身会使车载计算单元的负载较重, 在车内采用异常检测算法将愈发占用车内资源、加重计算单元负载。因此, 我们设计了一种基于边缘计算的车载网络数据异常检测系统, 将异常检测转移到边缘服务器上, 以减少车载网络的负担。利用智能小车、边缘服务器等软硬件平台, 搭建车载网络异常检测原型系统, 设计基于支持向量机异常检测模型, 使用真实数据进行模型训练以及异常检测模拟; 并使车辆与边缘服务器进行数据传输, 得到车辆运行时的异常信息, 维护车辆正常行驶。

关键词: 车载网络; 异常检测; 支持向量机; 边缘计算

0 引言

对于车载网络, 目前许多研究者对可能的车内威胁进行了分析。例如 Koscher 等人通过实验室和路测实验, 对汽车进行了 CAN 网络的窃听、模糊测试及代码逆向工程等攻击, 对刹车、引擎进行了控制^[1]; Rouf 等人通过无线电频道对轮胎压力监测系统实施了攻击, 使监测系统失效^[2]; Checkoway 等人展示了在没有预先物理入侵的情况下通过汽车对外接口进行攻击, 证明了汽车远程控制的可行性^[3]。以上研究表明网联汽车确实面临严重信息安全问题, 迫切需要开展相关对策研究。

本文主要围绕车载网络数据异常检测开展研究和实现原型系统。提出并实现基于支持向量机的异常检测算法, 且为减轻车载计算单元的计算负载, 借助车联网中的路侧单元的边缘服务器进行异常检测, 保护汽车正常行驶。

1 相关研究

基于机器学习和深度学习是当前车载网络入侵检测的常用技术; Kang 等人利用深度信念网络 (DBN) 初始化模型参数, 再提取数据的特征向量作为深度神经网络 (DNN) 的训练样本, 提高了异常数据检测准确率, 降低了检测响应时间^[4]; 杨远达等人通过设计新的损失函数, 提出了一种基于 GAN 模型的车载 CAN 网络入侵检测方法, 提高了 GAN 模型检测异常数据的能力^[5]。Zarai 等人将递归神经网络和深度神经网络用于入侵检测系统中, 使用了四个隐藏层、四十一层输入和两层输出, 共有 100 次迭代。对四种常用的缺陷检测模型架构进行比较, 得出 DNN3 算法性能最佳, 使用了三层长短时记忆法 (LSTM), 最后显示三层 LSTM 有着较高的性能^[6]。Ravi 等人提出了一种新的 SDRK 机器学习算法来检测入侵^[7]。SDRK 利用有监督的深层神经网络 (DNN) 和无监督聚类技术, 较大提高了算法的准确率。

针对目前车联网背景下车载网络易受到攻击的现实, 且

为了减少车载网络的计算负载, 我们提出了一种基于边缘计算的车载网络入侵检测算法。

2 基于边缘计算的车载网络异常检测系统

2.1 系统总体架构

基于边缘计算的车载网络异常检测系统主要由服务端、边缘端和车辆端三部分组成, 三者间采用无线通信方式传输数据, 系统的架构图如图 1 所示, 车辆端采集数据并将数据上传至服务端, 服务端构建、训练得到最优异常检测模型并部署至边缘端, 边缘端接收车辆发送的数据, 并对各数据进行处理, 最后将数据作为模型输入进行异常检测, 将检测结果下传回车辆端, 车辆端根据接收到的结果做出相应反应。本系统采用多对多的星型组网结构, 多对多组网结构可以满足因为车辆行驶导致的网络拓扑的动态变化, 防止因单个服务器的崩溃而影响整个车联网系统无法正常工作的情况出现。

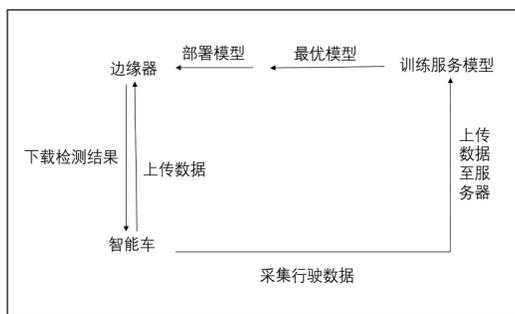


图 1 系统架构图

2.2 基于支持向量机的异常检测模型

本系统构建的异常检测模型为基于 SVM 的模型。图 2 为异常检测模型的构建流程。

(1) 数据集

本文采用的数据集由韩国黑客与对策研究实验室提供, 为真实车辆采集数据。这些数据集是在执行消息注入攻击时, 通过真实车辆的 OBD-II 端口记录 CAN 流量构建的。每

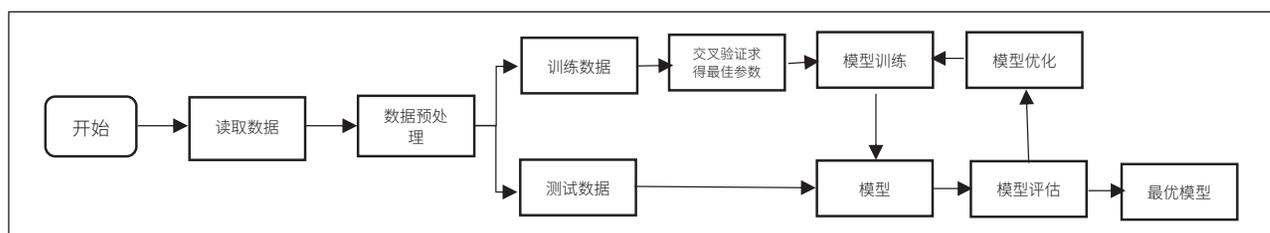


图2 异常检测模型的构建流程

个数据集总共有 30~40min 的 CAN 流量，包含每 300 个消息注入入侵，每次入侵执行 3~5s。在拒绝服务攻击中，每 0.3ms 注入一次“0000”CAN ID 的消息 0000' 是最占优势的。在模糊攻击中，每 0.5ms 注入完全随机的 CAN ID 和 DATA 值的消息。而在欺骗攻击（转速 / 齿轮）：每 1ms 注入与 RPM/ 齿轮信息相关的某些 CAN ID 的消息。

数据集的主要构成部分：(1) 时间戳：记录的时间；(2) CAN ID：十六进制中 CAN 报文的标识符（例如 043f）；(3) DLC：数据字节数，从 0 到 8；(4) 数据 [0~7]：数据值（字节）；(5) 标志：T 或 R，T 表示注入消息，R 表示正常消息。

(2) 特征数据提取

将数据集的内容作为基础，将攻击报文与正常报文之间的差异性作为判断根据。数据集中的时间戳、CAN ID 通常不具有合法性，无法为异常检测提供直接的判断依据，因此舍弃；直接提取数据集中每一周期数据的 8 个字节数据值以及标志位，对提取的特征数据进行归一化处理后，划分 4/5 作为训练集，1/5 为测试集，这样更有利于模型的训练和预测。

(3) 模型构建与训练

SVM(Support Vector Machine) 是一种常见的有监督学习算法，用于进行二分类或多分类任务。它的主要思想是找到最优决策面，把数据集正确分开。本系统对模型输入数据的异常检测可看作线性不可分的二分类问题，使用高斯核函数将数据映射高维空间，进而可以更加容易区分；利用交叉验证和网格搜索选择最佳参数；得到的最佳参数进行模型的构建和训练：构建模型的惩罚参数 C，RBF 核的 gamma，允许容错、泛化能力强，决策函数类型为 OVR，即训练 N 个分类器，核函数为径向核函数 / 高斯核 (RBF)，使用数据预处理中分出的训练集训练模型，使用分出的测试集测试并计算模型正确率。

2.3 服务端设计

本系统服务端通过无线通信方式与车辆端进行通信与数据传输，接收车辆端上传的数据并进行处理，使用 Python 构建基于支持向量机的异常检测模型，用处理后的数据对模型进行评估优化，得到最优模型，对该最优模型进

行持久化处理并保存；再使用相应模型部署软件，查询输入边缘端的 IP 地址连接服务端和边缘端，将训练好的模型部署到边缘端。

2.4 边缘端设计

边缘端分布在道路两侧，利用无线通信模块接收各车辆上传的周期性 8 维行驶数据，然后打开串口并对串口进行初始化，无线通信模块初始化完成后，将接收到的数据发送至串口，串口判断是否收到数据，若未收到则重新接收数据，若收到则解码数据，拆解处理成所需要的格式，调用服务端提前部署的最优异常检测模型进行预测；若数据为标准格式即为可预测数据，将检测得出的结果即“0”或“1”以字符串形式编码后发送至串口返回给车辆端，同时打印显示，便于对异常检测算法预测结果进行监控；若数据为非标准格式即预测失败，直接打印失败信息，便于更改调试。

2.5 车辆端设计

本系统车辆利用无线通信方式将 CAN 总线数据上传至边缘端的服务器，然后接收边缘端下传至车辆的异常预测结果，对异常结果做出预警。车辆端加载实时行驶数据，并将其以字符串的形式保存在数组中，周期性地数据发送至串口，再通过串口所连接的无线通信模块将一组 8 维的数据发送至边缘端，每个维度经过归一化处理后大小在 0~255 之间。车辆端接收到边缘端下传的异常检测结果，通过串口读取保存起来，该结果以字符串的形式接收，对所接收结果进行判断，若为 1（正常数据）则继续加载发送下一组数据，若为 0（异常数据）车辆端停止发送数据且蜂鸣器工作，达到预警效果。

3 实验分析

3.1 实验原型

实验中服务端即 PC 端。使用 STM32F103C8T6 系列单片机智能小车来替代真实车辆如图 3 所示，使用 LoRa 模块进行车辆端与服务器端的无线通信。LoRa 模块通过 USB 转 TTL 和杜邦线与小车进行连接，小车既可使用电池供电也可以使用 USB 电源供电，实现有线和无线供电双模式。

边缘端使用 Jetson nano 边缘开发板实现，如图 4 所

示，在 M2 接口接入无线网卡，用一个螺丝固定，用于连接网络；将蓝牙键盘适配器通过 USB 口进行连接，LoRa 无线通信模块通过杜邦线与边缘开发板进行连接，通过 HDMI 连接线将显示屏与边缘端相连。

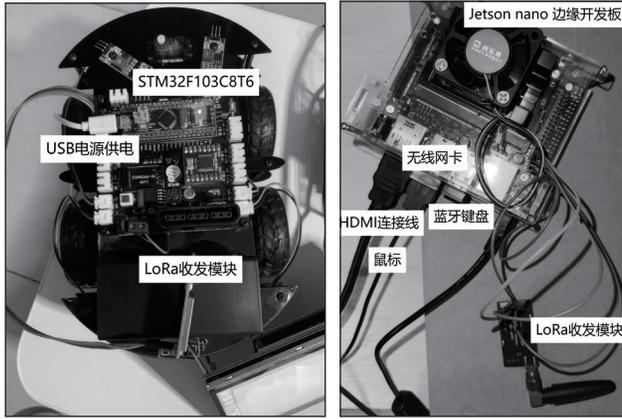


图3 车辆端实物图

图4 服务器端实物图

3.2 实验结果

实验中在求得模型最佳参数时列出 7 个 svg_C 和 6 个 svg_gamma ，一共 42 种组合，创建网格搜索，42 组参数组合，8 核，日志冗长度为 1（偶尔输出训练过程），最终确定最佳参数惩罚因子 C 为 0.01，RBF 核的 $gamma$ 为 1；并构建模型；使用由 65536 个周期的正常数据和 65536 个周期的异常数据组成的数据集，提取其中 25000 个周期的正常数据和 2000 个周期的异常数据组成训练样本集，得到训练模型，对 1000 个周期的异常数据进行异常检测，检测率为 95.30%。对于训练样本集，正常数据不变，将异常数据分别增加到 4000 和 7000 个周期时，得到训练模型，对 1000 个周期的异常数据进行异常检测，检测率分别达到 98.20% 和 98.60%。

[2023-06-04 09:54:34.992]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:36.034]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:36.164]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:37.053]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:37.308]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	小车客户端发送的数据
[2023-06-04 09:54:38.069]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:38.469]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:39.080]RX: [1]	边缘服务器异常检测结果
[2023-06-04 09:54:39.620]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:40.091]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:40.782]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:41.103]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:41.935]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:42.115]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:43.095]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:43.125]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:44.138]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:44.250]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:45.411]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:46.453]RX: [1]	
[2023-06-04 09:54:46.563]RX: 55.3,21.6,8.95,4.85	
[2023-06-04 09:54:47.474]RX: [1]	

图5 车辆端与服务器端通信

在不同训练样本集下，利用本文所设计系统对车辆行驶数据进行异常检测，车辆端与服务器端的通信如图 5 所示，得到的部分检测结果如图 6 所示，数据异常可及时预警，引起驾驶人员注意。

车辆端发送数据	服务器端检测结果	判断	车辆采取措施
8,0,0,0,0,0,0	1	正常	继续发送
0,0,0,0,0,9,0	1	正常	继续发送
68,0,153,29,151,2,189,0	1	正常	继续发送
143,35,85,30,70,146,209,95	1	正常	继续发送
41,39,39,35,0,0,0,154	1	正常	继续发送
5,32,20,104,120,0,0,0	1	正常	继续发送
0,0,0,0,0,0,0	0	异常	停止发送，蜂鸣器响

图6 数据异常检测结果

4 总结

本文提出了基于支持向量机的车载网络异常检测算法，并识别每个周期数据的标志作为特征来训练支持向量机，并进行异常检测验证，表明了该算法具有较高的检测概率；实现了基于边缘计算的车载网络数据异常检测系统，将本应在车内进行的异常检测转移到边缘服务器，减轻了车载网络计算单元的计算负载。

参考文献

- * [1] Karl Koscher, Alexei Czeskis, Franziska Roesner, et al. Experimental security analysis of a modern automobile. In: Proc of Security and Privacy (SP), 2010 IEEE Symposium on. IEEE, 2010, 447-462
- * [2] ROUF I, MILLER R, MUSTAFA H, et al. Security and privacy vulnerabilities of in-car wireless networks: a tire pressure monitoring system case study[C]// 19th Usenix Security Symposium. Berkeley:USENIX Association, 2010: 11-13.
- * [3] Stephen Checkoway, Damon Mccoy, Brian Kantor, et al. Comprehensive experimental analyses of automotive attack surfaces. In: Proc of Usenix Conference on Security. 2011, 6-6
- * [4] Kang M J, Kang J W, Tang T. Intrusion Detection System Using Deep Neural Network for In-Vehicle Network Security[J]. Plos One, 2016, 11(6): e0155781.
- * [5] 杨远达. 智能网联汽车网络安全入侵检测关键技术研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2020.
- * [6] Zarai R. Recurrent Neural Networks & Deep Neural Networks Based on Intrusion Detection System[J]. Open Access Library Journal, 2020, 7(03): 1.
- * [7] RAVIN, -supervised learning based security to detect and mitigate intrusions in IoT network[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7 (11) :11041-11052.

基于 STM32 的农业采摘机器人设计

李志明

(南京铁道职业技术学院, 江苏南京, 210031)

摘要: 近年来, 伴随电子技术和通信技术快速发展, 我国农业科技现代化也取得了长足进步。本文通过仿真研究改进了农业水果采摘中图像识别技术, 提高了水果采摘的成功率, 并设计了一款基于STM32的水果采摘机器人, 实现水果采摘机器人的手动模式采摘和自动模式采摘。系统降低了工人劳动强度和生产费用、提高劳动生产率, 促进农业现代化发展, 发展潜力巨大。

关键词: 农业科技; 图像识别; 水果采摘

0 引言

近年来, 我国深入实施党中央国务院提出的“藏粮于地, 藏粮于技”农业战略, 加快建设农业强国, 推进农业科技现代化。农业生产在数字化、智能化进行了全面升级改造。各种农业机器人取代传统农业劳作, 提高了生产效率。在水果采摘领域, 也有学者、工程师不断进行研究开发各种水果采摘机器人。

许子康老师在论文提出了基于 STM32 的六足农业仿生机器人研究^[2], 主要为了解决农业生产中喷雾, 施肥, 收割的农业劳作, 用仿生的方式解决机器人在劳作区域稳定行走的问题。孙永芳老师提出 GPS 位置定位功能为保证实时获取农业采摘机器人的具体位置, 用超声波控制机械抓手与水果距离, 实现水果采摘^[1]。但是超声波在实际应用中会受到各种干扰, 比如树叶、树枝和水果本身的反射、折射等等, 给距离估算带了不可忽略的误差。闵小翠老师提出^[3], 为提升农业采摘机器人运动协作控制性能, 降低机器人碰撞概率, 利用 D-H 法优化设计机器人运动协作控制系统防止多机器人协同工作时碰撞问题, 这里主要解决了多机器人同时劳作时行走问题。可以看到目前对提高水果采摘率的研究不是太多, 并且水果采摘机器人的成功采摘率还都有待提高。

本设计为基于 STM32 单片机的水果采摘机器人设计。机器人系统通过使用矩阵键盘或者远程发出控制指令, 用图像识别方法确定水果位置, 通过控制电机操控机械手对目标水果进行手动或者自动采摘。

1 水果采摘机器人机械结构介绍

本系统机械机构如图 1 所示。水果采摘机器人采用 STM32 单片机控制机械臂在三条直线导轨上进行前后、左右和上下运动, 完成三维自由采摘水果。X 轴为左右移动导轨, Y 轴是上下移动的导轨, Z 轴为前后运动的导轨。每一条导轨都采用带编码器的直流减速电机驱动, 在导轨两端部同样装有一个防碰撞的行程开关。

Z 轴安装的机械抓手采用舵机作为驱动源, 机械手内侧安装了一个压力传感器, 测量抓取果实的力量。机器抓

手的下部装有一个摄像头, 系统读取摄像头数据进行图像分析, 判断果实的颜色和位置, 从而驱动并控制机械抓手采摘水果。

系统还安装了杆式电位器控制板, 通过电线与控制器相连, 实现手动控制采摘水果。

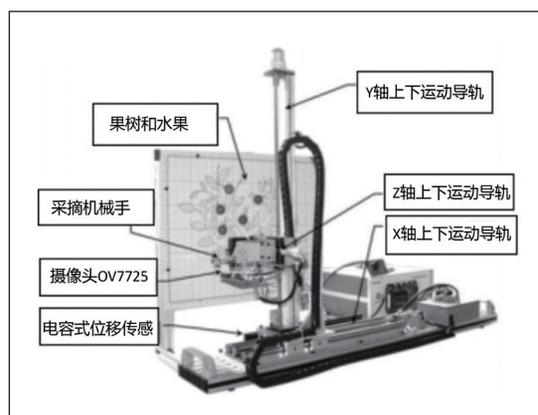


图 1 水果采摘机器人机械结构

2 水果采摘机器人系统整体设计

本系统主要由微处理器 (STM32F103ZET6) 控制传感模块、输入输出模块、驱动模块和无线模块, 整个系统由电源模块提供稳定的直流电。

电源模块主要完成 220V 交流电转化为稳定的 12V, 5V 和 3.3V 的直流电。

输入输出模块主要由键盘、显示器和语音播报模块组成。系统可以通过键盘输入控制指令, 设置水果采摘机器人的采摘范围和工作模式。手动采摘模式下, 通过手动控制摇杆驱动机械臂运动, 采摘水果。自动采摘模式下, 系统通过扫描设定采摘范围, 自动识别水果颜色和形状大小, 定位水果实际位置, 实现设备自动采摘水果, 如果采摘成功, 则可以语音播报当前采摘水果的个数。

驱动模块包括直流电机和舵机以及相关电路, 主要是完成机械臂的三维运动和机械手的抓取动作。三台直流减速电机驱动分别驱动机械臂在 X 轴, Y 轴和 Z 轴的导轨进行运动。机械臂的前端安装机械抓手。系统通过舵机控制机械臂, 可

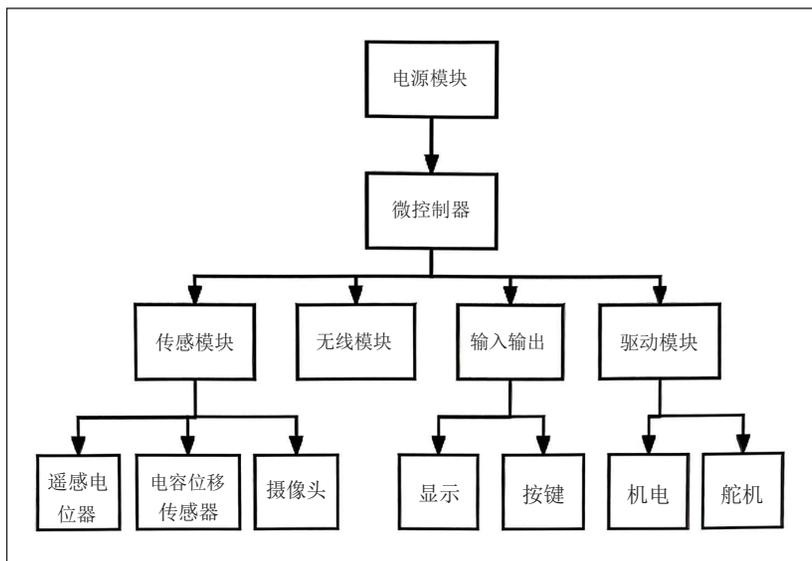


图2 水果采摘机器人系统整体设计

以进行 0~180 度角度旋转，方便准确抓取水果。

传感模块主要包括遥感电位器、电容式位移传感器和 OV7725 摄像头。在手动采摘模式下，微控制器读取遥感电位器的电位，通过电线与控制器相连，实现手动控制遥感采摘水果。在自动采摘模式下，微控制器实时读取电容式位移传感器获取机械臂的实时位置，并通过 OV7725 摄像头图像处理模块分析获取目标水果的位置信息，调整机械臂的位置。当机械臂到达合适的位置时，机械抓手在 Z 轴移动，并通过压力传感器反馈机械抓手抓取水果的抓力，保证既能顺利采摘水果，又能保证水果不被机械手的抓力破坏。

无线模块主要是实时系统远程控制，系统能在远程发送控制指令，控制水果采摘机器人的工作。由于篇幅有限，本文主要介绍前三个模块。

3 水果采摘机器人图像识别算法仿真

(1) 形状识别仿真

因为在实际的水果采摘中，水果和树叶相差甚大，只需

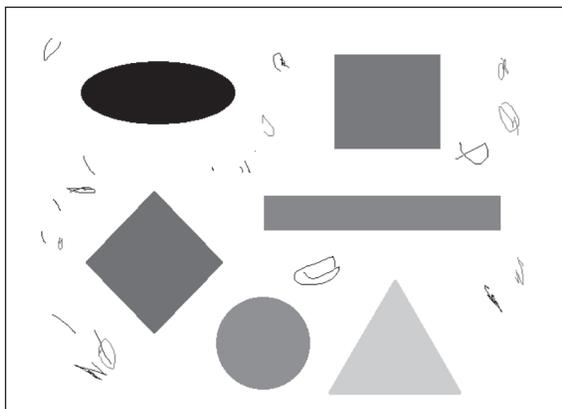


图3 图像形状识别原图

要基本判断圆形或者方形即可。例如，苹果，李子，雪梨，石榴等等基本是圆形，还有一些是长椭圆形比如香蕉。在本仿真中，我们主要针对整块形状的仿真，特别是针对圆形进行仿真识别。

第一步，读取彩色图像。仿真配置了一个有许多不规则物体的图片，模拟实际环境的树枝，树叶等等，增加仿真的真实性。图3是读取的形状原图。

第二步，将读取彩色图像转化为二值图像。针对图像中可能有不同形状的目标物体（水果，叶子，树枝，虫子），需要进行目标筛选。系统先通过形状大小判断，过滤掉我们不需要的杂质物体，极大地提高了图像识别的效率。图4是去掉噪声之

后的二值图。

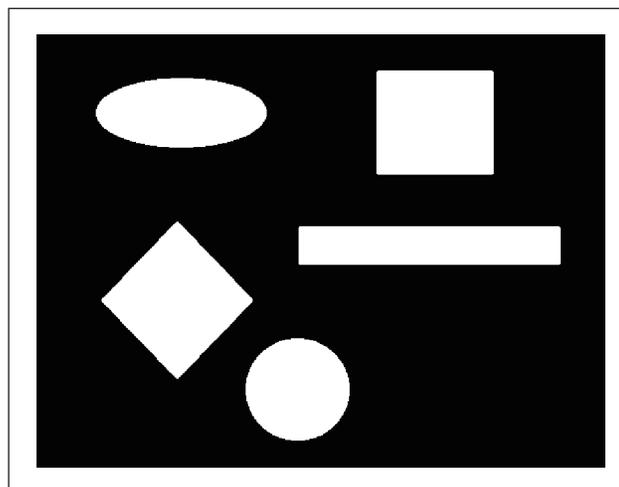


图4 图像去噪后的二值图

第三步，计算并识别目标。首先进行孔洞填充并进行白色描边，最后通过函数 `bwboundaries` 确定图像边界。图像边界确定后，求取图形的面积和周长等关键数据。

确定圆形目标，求取图形周长，圆心，面积，并计算根据公式计算形状比 Y，公式如下：

$$Y = \frac{4 \times \pi \times S}{L^2}$$

其中：S 为面积，L 为周长。

标准圆的值是 1，在本系统中设置阈值为 0.85，即形状比 Y 大于这个阈值的就是我们所需要的目标物体。

最后一步，可以根据实际水果的形状而调整。首先调整阈值计算，几何中心的计算，然后就是阈值的大小。判定为水果后，需要根据几何中心找出一个合适的位置确定成熟的

水果的位置。显示如图 5 所示。

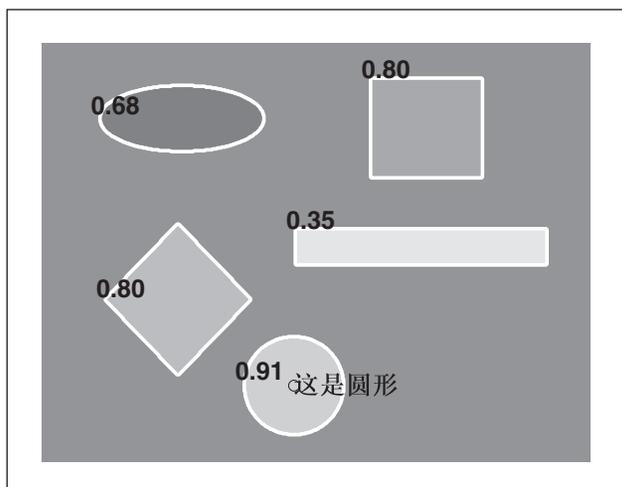


图 5 图像形状识别结果

(2) 颜色识别仿真

因为正常成熟水果为红色和黄色，为了能准确获取成熟水果，我们对红色，黄色进行颜色识别仿真，以便更好地在系统中实现水果采摘。图 6 是识别原图，紫色和灰色是干扰形状。

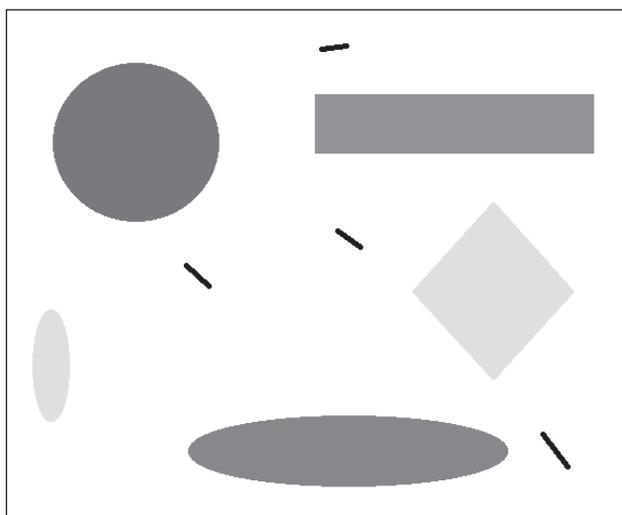


图 6 图像颜色识别原图

识别过程如下：

第一步，计算每个区域 Lab 颜色空间中的样本颜色。

在图像中可以看到五种主要颜色：背景色、红色、紫色、黄色和灰色。眼睛能在视觉上轻松区分这些颜色，但是对于计算机系统而言就是颜色数据。采用 Lab 色彩空间能够量化这些视觉差异，因此先将颜色空间转换为 Lab 颜色空间，

本文的算法是为每种颜色选择一个小样本区域，并在 Lab 空间中计算每个样本区域的平均颜色。您将使用这些颜色标记对每个像素进行分类。

第二步，使用最近邻规则对每个像素进行分类。

每个颜色标记现在都有一个 a 值，b 值。在本图像中，可以通过计算像素与每个颜色标记之间的欧几里德距离 L，来对图像中的每个像素进行分类。最小距离即该像素最匹配的颜色。例如，如果像素与红色标记之间的距离最小，则该像素将被标记为红色像素。因此不管是什么颜色，根据颜色标记之间的欧几里德距离，所有的颜色都会归类到距离最小的标记颜色中，消除不固定的自然界中颜色多样性。欧几里德距离公式如下：

$$L = \sqrt{(a - color.a)^2 + (b - color.b)^2}$$

其中：a, b 是固定分类颜色的 Lab 颜色空间的 a 值和 b 值；color.a, color.b 是获取当前图像像素的 a 值和 b 值。

创建一个包含颜色标签的数组，即 0 = 背景、1 = 红色、2 = 紫色、3 = 灰色和 4 = 黄色。

第三步，显示最近邻分类的结果。

标签矩阵包含设定图像中每个像素的颜色标签。使用标签矩阵按颜色分隔原始设定图像中的对象。图 7 就是把红色（图 7(a)），黄色（图 7(c)）分离出来的结果。图 7(d) 是原图的二值图，图 7(b) 是除了黄色，红色物体之外的其他物体图。

这样分离对后续识别非常有帮助。比如，如果是红色成熟水果，则可以用红色的 Lab 颜色空间的 a 值和 b 值进行颜色紧邻分类，分类后则系统只保留了红色的形状，其余形状都已经过滤，这给形状识别带来便利。

如图 7 所示，图 7(d) 是原图的二值图像，如果本次采摘水果是红色苹果，则可以采用图 7(a) 的分离结果进行形状识别，减少了非常多的干扰项，效率大大提高。如果本次采摘水果是黄色芒果，则可以采用图 7(c) 的分离结果进行

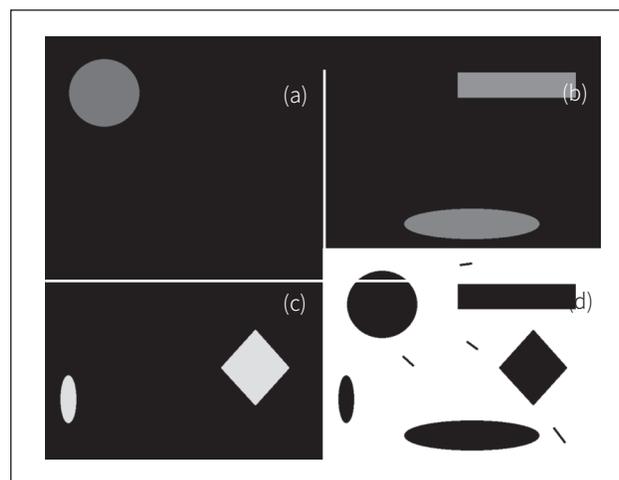


图 7 图像颜色识别

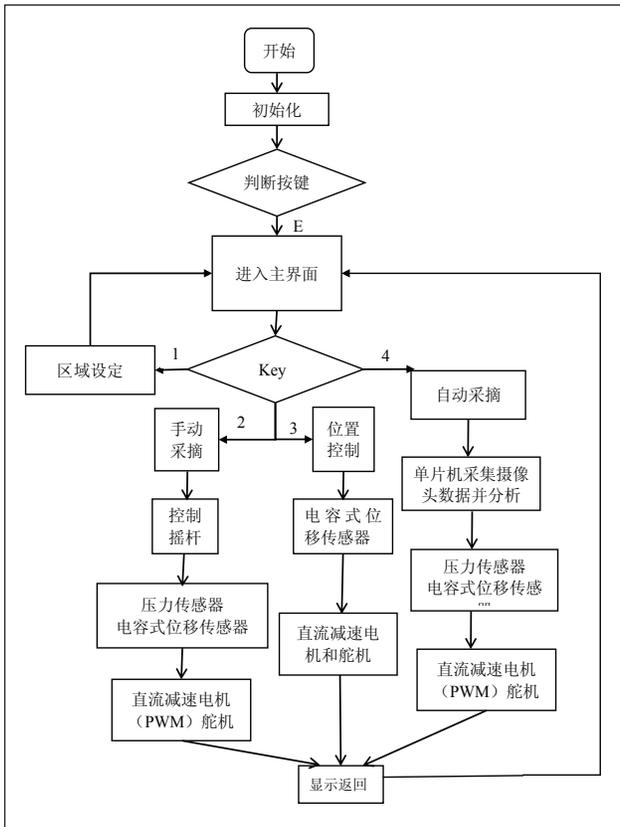


图8 系统流程图

形状识别，效率和准确率大大提高。

4 水果采摘机器人软件设计

系统软件设计移植了 Matlab 图像识别的算法，并实现水果采摘机器人的智能化设计。

(1) 首先主程序的主要功能是循环按键扫描根据不同按键值读取进入不同子程序继续执行扫描；

(2) 如果按键为 1，则进入区域设定功能，完成设定后继续进行按键扫描；

(3) 如果按键为 2，则进入手动采摘功能。通过手工控制摇杆，单片机通过读取电容位移传感器和压力传感器数据实现与摇杆实现联动。输出 PWM 信号驱动直流电机和舵机控制机械抓手实现手动采摘水果。

(4) 如果按键为 3，则进入位置控制功能。通过电容位移传感器实时获取机械抓手位置，并通过 PWM 输出驱动直流电机，配合键盘输入信息完成机械抓手位置设定和调整。

(5) 如果按键为 4，则进入自动采摘功能。系统在设定区域进行图像扫描，通过摄像头模块采集当前图像数据，通过图像识别算法分析是否遇到水果以及确定水果位置。如

果没有遇到水果则继续扫描，直到遇到水果或者扫描整个设定区域为止。

(6) 如果扫描到水果，则利用电容传感器实时获取当前机械抓手位置，输出 PWM 信号驱动直流电机控制机械手位置、舵机转动控制机械抓手。系统实时获取机械手的压力传感器数据，调整机械手抓力大小，准确无伤地实现水果采摘并放到系统指定位置。

(7) 系统的所有控制也可以通过无线模块接收远程指令并控制。系统总体工作流程所图 8 所示。

5 测试结果与改进方向

本系统在实验室环境下，在位置数据测试调整完毕后，进行了水果采摘测试实验。实验数据表明，系统能根据图像采集数据进行分析并确定水果实际位置，驱动电机控制机械抓手顺利完成水果采摘实验。系统能有效区分红，黄，绿三种颜色的水果，并在实验室模拟条件下，根据设定数据准确采摘指定颜色的水果，很好地完成了水果采摘任务。采摘实验如表 1 所示。

表1 水果采摘成功率

	识别率	采摘率	成功率
红色苹果	100%	95%	95.0%
黄色芒果	100%	90%	90.0%
绿色李子	100%	90%	90.0%

表 1 数据表明系统水果识别率在实验室条件下能达到 100%，但是采摘率有待提高，因为在机械抓手采摘时很容易采坏成熟的水果，这样达不到替代人工采摘的设计初衷。另外，在实验室模拟条件下不能完全模拟在农场中实际采摘时的噪声，因此图像识别算法还要在实际农场采摘中优化和改进。

参考文献

- * [1] 孙永芳. 农业采摘机器人运动控制系统设计与实现 [J]. 微型电脑应用, 2023.39(07):132-134.
- * [2] 许子康, 吕志华, 李双斌. 基于 STM32 的六足农业仿生机器人 [J]. 南方论坛, 2023.(9):14-16.
- * [3] 闵小翠, 李鹏. 基于 D-H 法的农业采摘机器人运动协作控制系统设计 [J], 计算机测量与控制, 2023.(8).
- * [4] 朱凤武, 于丰华, 邹丽娜, 等. 农业机器人研究现状及发展趋势 [J]. 农业工程, 2013,3(6):10-13.
- * [5] 彭益武, 李国辉. 电容式传感器的设计方法探讨 [J]. 芜湖职业技术学院学报, 2013,(3).

基于 SOC 主动均衡和健康诊断的电动自行车锂电池智能保护器

李晓峰, 张珂, 安安凯

(中国计量大学, 浙江杭州, 310018)

基金项目: 国家级大学生创新创业训练计划项目 202210356019。

摘要: 电池均衡管理作为电池管理系统的核心之一, 在解决电池组不均衡问题, 使电池组中各单体电池的性能基本一致、最大化电池组的容量, 通过主动均衡算法和DC-DC均衡方式, 提高电池包内部各单体电池储电状况一致性, 实现锂电池充放电过程的均衡, 防止过充过放; 建立健康状况诊断模型, 结合单体电池多次充放电记录, 实现对电池状况的诊断, 实验结果表明, 该保护器在解决电池组不均衡方面达到了预期的效果。

关键词: SOC; 主动均衡; 健康诊断; 锂电池保护

0 背景

电池均衡管理作为电池管理系统的核心之一, 在解决电池组不均衡问题, 使电池组中各单体电池的性能基本一致、最大化电池组的容量, 确保电动自行车的续航里程以及安全性等方面发挥着巨大的作用。所谓电池均衡就是在电池组充电、放电或者静置时, 通过相应的电路拓扑对电池组中各单体电池进行能量释放或者转移以实现电池间能量均衡。

在庞大的单体电池串、并联组成的电池组, 由于不一致性等原因, 由于木桶效应个别特性较差、容量较小的电池单体会直接影响和电池组整体的容量大小和使用寿命。因此, 研究一个具备均衡管理功能的电池管理系统显得尤为重要。作为监视电池组情况、保障电池组安全、提升电池组运行性能的重要举措。

电池均衡管理技术复杂、成本高, 目前主要用于电动汽车, 而对于目前社会保有量巨大的电动自行车市场, 由于成本、体积等原因, 鲜少用到电池均衡管理技术。因而, 研究主动均衡型电动自行车锂电池智能保护器的意义不仅在于提高了锂电池的使用寿命, 更提高了锂电池的安全性, 面对发展迅猛的电动自行车市场, 主动均衡型电动自行车锂电池智能保护器必将在未来的竞争中崭露头角。主动均衡型锂电池保护器能够智能均衡锂电池在充放电过程中的 SOC, 能够诊断单节电池的健康状况并实现数据的远程可视化, 整体提高锂电池的能量转化效率、延长使用寿命, 且整体成本低经济、符合国家绿色环保的发展理念。产品将在锂电池保护器

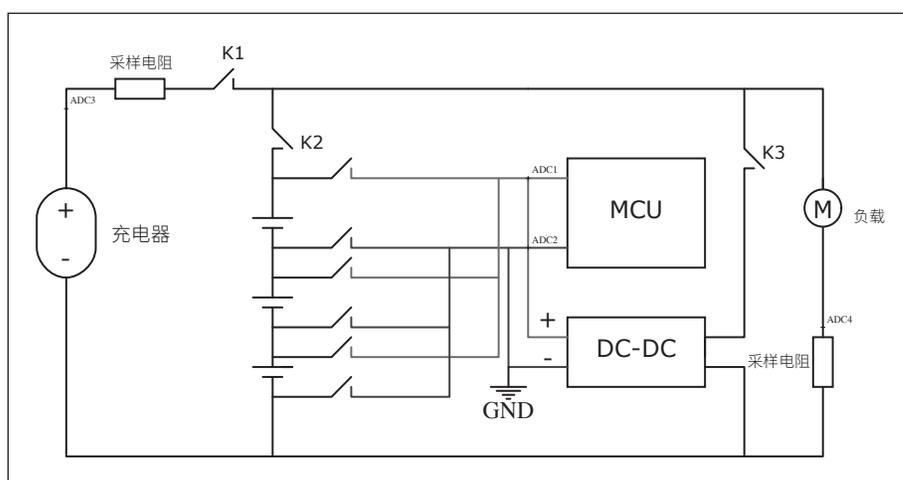


图1 硬件电路原理示意图

相关的领域有较大的应用前景和广阔的市场前景。

从电动自行车角度出发, 一个优秀的电池均衡管理主要包括检测电路、均衡电路和保护电路等组成, 如图1所示。

下面我们分别来阐述各个电路的工作原理和设计。

1 检测电路设计

单体电池通过串联组成电池组, 为均衡所需, 需要对单个电池进行测量。为降低电路成本、简化电路结构, 同时也增加可靠性, 我们通过继电器切换实现单体的电压测量和均衡充电, 其中利用单端接地的方法测量各单体电压, 图1中任意一个继电器吸合时, 可以把其中一个电池接入MCU里完成检测, 避免的整个电池组的高电压对控制系统的损害, 同时提高了测量的准确性。各单体两端继电器的控制通过4-16线译码器间接实现, 确保对电池单体的单一选择, 保证均衡效率。K1~K3为MOSFET管功率开关, 由单片机控制, 防止电池组的过充和过放。

单片机外设4-16线译码器, 按照时间阶梯次序, 单路选择某一路继电器打开, 即测量单体电池采样每一节电池的

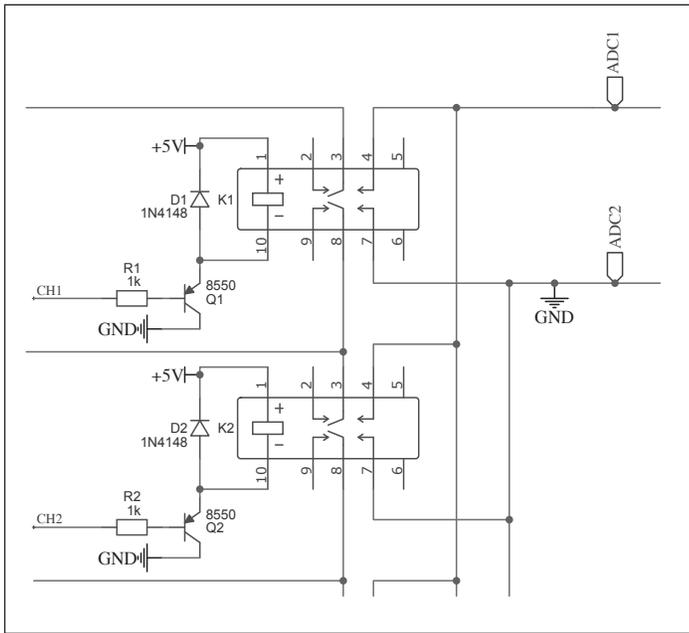


图2 单体电压检测电路

参数。根据采集到的参数，单片机对电路中的功率管进行控制，达到 SOC 均衡的效果检测电路如图 2 所示。

电路基于能耗和单体电压测量的准确性考虑，采用 MCU 控制继电器定时采集各单体电压。检测电路 ADC 采样采用单端接地测量，直接测到单体独立电压，使测量更准确。该系统检测电路与均衡算法相结合，系统通过分析每次的采集数据，确定电池组状态和下次单体电压检测时间。

2 均衡电路设计

在锂电池的使用过程中，由于单体电池的性能不同，导致充放电效率不一致，智能锂电池保护系统采用主动均衡电路，将整体的电能经过 DC-DC 给充放电过程中 SOC 较低的单体，从而解决充放电效率不一致的问题，延长放电时间。

对比电池管理系统的均衡策略，无外乎电感型主动均衡、电容型主动均衡、DC-DC 型主动均衡。其中基于

DC-DC 模型的主动均衡，通过设计合适的 DC-DC 电路，极大地提高了均衡电流，从而保证了均衡的效率。

图 3 为 DC-DC 均衡电路，电路输入来自充电器，电动自行车一般为 48V 输入，隔离输出为 5V，采用高效率开关电源隔离模块，然后通过一个 TP4056 锂电池充电芯片，给 3.7V 单体锂电池均衡充电。

3 保护电路设计

在电池使用和均衡充电过程中，电池的过放电和过充电，对锂电池的使用寿命和安全都是极其不利的，因而需设计过放过充保护电路，在电池使用和充电过程中，实时检测电池电压，保护电路如图 4 所示。

充放电过程中 MCU 通过监测各单体电压判断电池 SOC。当接近过充或过放时，MCU 立即给控制口加低电平，使三极管 8550 导通，对应 MOSFET 管 Q16 的栅极接到地，进而源极和漏极不导通，切断电池组与充电器或电机的连接，实现对整个电池组的保护。

4 算法设计

在硬件设计制作完成并能稳定工作的情况下，开始软件设计，且对均衡的效果至关重要。我们采用的软件开发环境采用的是 STM32CubeMX 和 Keil MDK5。STM32CubeMX 是意法半导体推出的图形化配置工具，通过图形化的操作实现相关配置，生成 C 语言代码，支持包括 MDK 在内的多种工具链，可以大幅缩短嵌入式软件开发的时间。

为了方便程序调试和提高可靠性，软件采用前后台系统模型，主要由初始化程序、主程序、子程序、中断服务程序等组成，能够实时地响应事件，轮询处理任务。程序结构和流程图，分别如图 5 和图 6 所示。

SOC (State of Charge)，即电池的剩余电量，也称为荷电状态。表示电池使用或长期搁置一段时间后，其

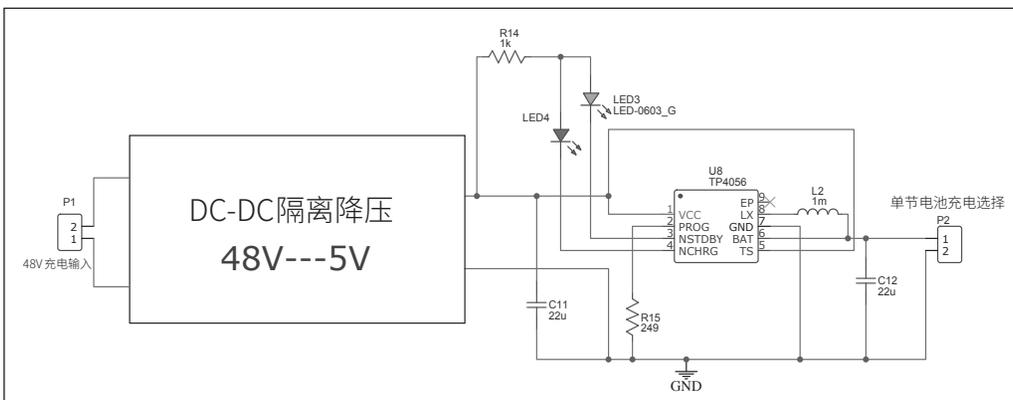


图3 DC-DC 均衡电路

剩余容量与总的可用容量的比值，常用百分数表示。对电池 SOC 的准确估算，既是电动自行车估算续航里程最基本的要求，又是提升电池利用效率和安全性能的基本保证。

开路电压法是最

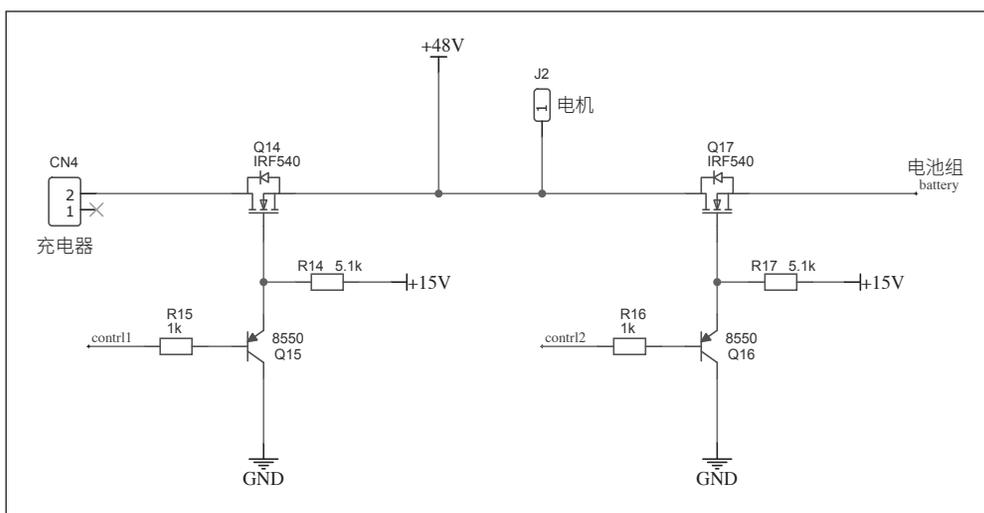


图4 过充和过放保护电路

即可求得当前时刻电池的 SOC，该方法中还用电池的循环寿命及内阻对电池 SOC 进行补偿校正。该方法要求锂电池组需要静置一段时间，所以无法检测动态检测开路电压，无法用于动态电池的 SOC 估算。

安时积分法（也叫电流积分法或者库仑计数法）。即电池充放电时，通过累积充进和放

出的电量来估算 SOC。简化公式如下：

$$SOC_{now} = SOC_{past} - \frac{I_{now} * t}{C_{max}} \quad \text{式 (1)}$$

其中： C_{max} ：电池容量 (Ah)； I_{now} ：电流 (A)； t ：时间。

从公式 (1) 不难看出，该估算方法存在着误差，主要来源于三个方面：电流采样造成误差（采样精度、采样间隔）、电池容量变化造成误差（温度变化、电池老化、充放电倍率不同、电池自放电）、SOC（初始 SOC 估算困难、最终 SOC 过程取舍误差）。

为减小误差，在 SOC 估计中引入卡尔曼滤波算法，根据当前仪器的“测量值”，上一刻的“预测量”，以及“误差”，来计算得到当前的“最优值”。把误差（预测误差和测量误差，通称为噪声）纳入计算，误差独立存在，不受测量数据的影响。最终将选择两种方法之一进行 SOC 计算。

对于充放电状态，主动均衡流程如下：

在放电状态下，单片机定时对每一节电池的参数逐个采样。当某一节单体的电压接近下限电压或远低于平均值，开启 DC-DC 对单体进行充电，当所有单体降到下限启动过放保护使电池组停止放电。

对于充电状态，单片机控制逐个充满单体电池。单片机定时对每一节电池的参数逐个采样。当某一节单体的电压接近上限电压，关闭继电器使 DC-DC 对单体停止充电，当所有单体到达上限则启动过放保护使电池组停止充电。

同时引入基于异常点的主动均衡算法，可提高锂电池电压采样精度和均衡准确性。

阶梯定时采集的依据来自 SOC 估计，通过建立电量消耗模型，估计电池放电量，进而修改测量间隔时间。对于接近下限电压或上限电压的单体，额外增加测量次数。

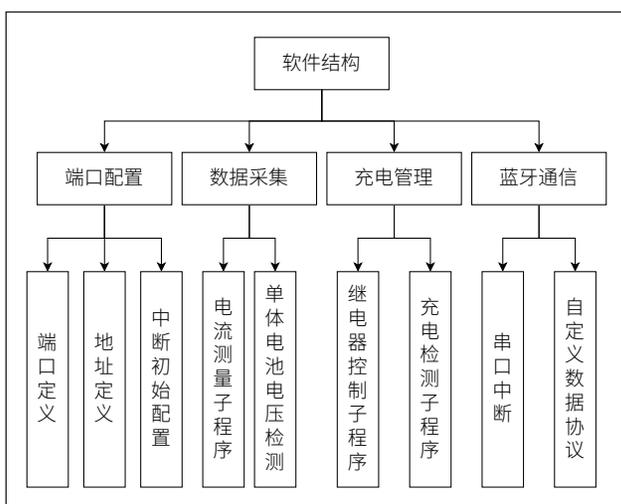


图5 程序结构图

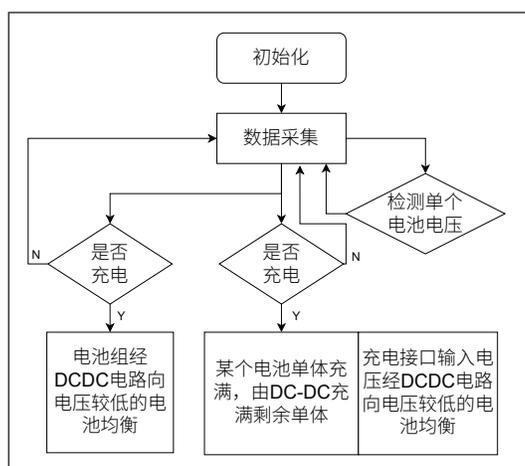


图6 程序流程

简单的 SOC 估算方法，由电池的工作特性知，电池的开路电压与电池的 SOC 间存在一定的对应关系，所以可以通过试验方法测得不同放电电流情况下电池端电压与电池 SOC 的关系曲线。这样通过实时采样电池放电时的端电压，查表

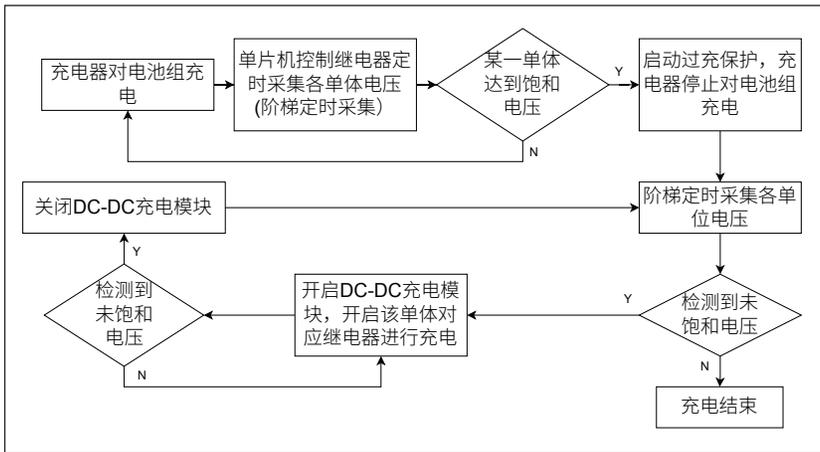


图7 充电主动均衡流程

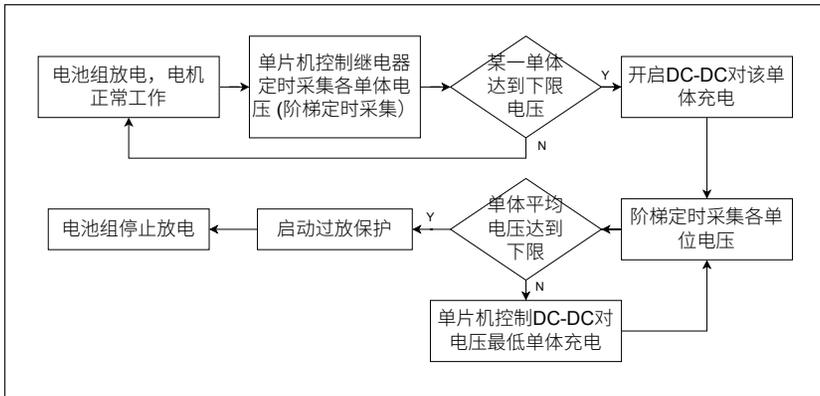


图8 放电主动均衡流程

5 电池健康评估

每个型号锂电池都有其出厂的使用寿命和充放电次数，当电池组中某单体性能降到一定程度则需要更换该单体，以保证整体的平均性能。智能保护器根据电池初始寿命曲线，同时结合多次充放电的时间，电能储量，饱和电压等数据建立电池单体健康状况评估模型，以实现

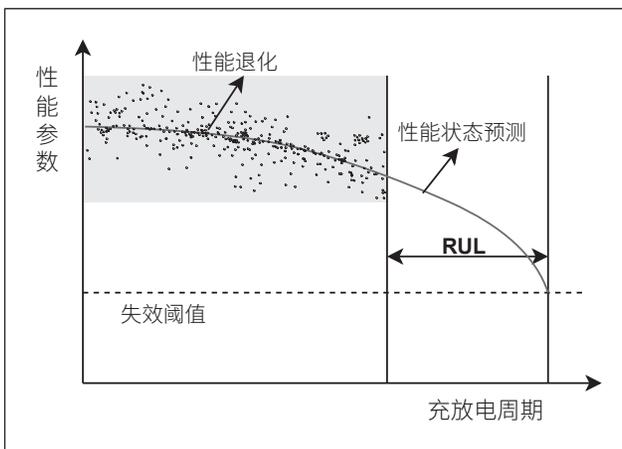


图9 锂电池的性能衰减趋势

的了解。

6 数据可视化的开发

通过蓝牙将单片机上的数据发送至手机。智能管理系统对电池的健康状况、电量、维护信息进行可视化。在遇到单节电池性能下降时，系统可以计算出电池最佳更换时间。让使用者清楚地看到电池的健康状况，以便于维修、更换、保养，并允许用户配置电池的管理方案，更加人性化。

7 实验结果和分析

实物完成后，我们进行了测试，用到的测试设备有：锂电池充电器、5位半高精度万用表、模拟负载等。

实物及测试设备连接见图10。

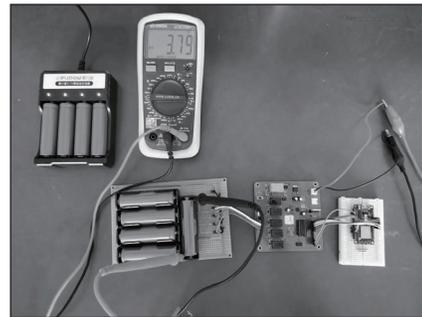


图10 实物及测试连接

测量分两部分，首先是对单体电池电压采集测量，在SOC主动均衡算法中，为了达到较好的均衡效果，对电压测量精度要求很高，一般要求测量精度在5‰以上，随机选择若干个单体电池测量，并用5位半万用表作基准测量，结果如表1所示。

表1 电压测量

序号	基准V	测量V	误差%
1	3.768	3.783	+0.41
2	4.023	4.009	-0.34
3	4.144	4.132	-0.28
4	3.907	3.914	+0.17

以上误差范围均在5‰内。

在硬件稳定工作基础上，并完成算法设计，然后对均衡效果进行测量，采用同样的电池组，先普通不均充电一段时间，测量单体电池电压，再用均衡充电，测量单体电池电压，两者比对得出最终的结论，具体测量结果如表2所示。

(下转第17页)

电子元器件老炼筛选方法研究

詹家强

(天津七一二通信广播股份有限公司, 天津, 300000)

摘要: 老炼筛选试验是电子元器件的产品质量控制的重要方法之一, 为剔除具有潜在缺陷的电子元器件提供数据参考。为了提升老炼筛选方法对电子元器件品质控制的筛选强度, 设计了电子元器件老炼筛选灰色预测挖掘模型和质量控制灰色关联模型, 有效保障电子元器件的可靠性。采用质量灰色预测挖掘算法以及质量灰色关联-关联规则算法, 以期在质量信息数据库中找出数据信息置信度大于预定阈值的规则以此预测电子元器件未来的质量控制趋势。在此基础上研究已经发生故障的元器件与老炼筛选之间存在的关系, 按照关联规则数据挖掘的流程, 构建电子元器件老炼筛选方法提升元器件质量控制的数据挖掘筛选模型。最后通过算例试验验证了该算法提升老炼筛选方法对电子元器件产品质量控制的有效性, 有效提升老炼筛选方法的合理性。

关键词: 灰色关联规则; 老炼筛选试验; 数据挖掘; 质量控制; 数据建模

0 引言

电子元器件的固有缺陷是导致产品在使用早期过程中提前失效的主要原因, 而老炼筛选试验是保障电子元器件在使用前期便可以剔除其固有的缺陷, 保障电子元器件的产品质量及其特征符合客户的使用质量需求。电子元器件的质量控制工作使长期以来各项产品质量分析和疑难质量问题诊断研究工作都得到了较大的发展。而当前最常见的筛选方式就是“老炼”, 即让半导体器件在高温、高压条件下进行超负荷工作, 从而促使电子元器件的固有缺陷在短时间内暴露出来, 提升产品质量控制的有效性^[1]。

当前常见的电子元器件老炼筛选试验方法主要是指, 在一定的高温环境下, 在较长的时间内对电子元器件连续不断地施加相应的电应力, 通过特别设置的电-热应力的综合作用来进一步催化电子元器件内部在未来使用过程中产生的物理和化学反应。促使电子元器件中隐含的各种潜在缺陷尽早暴露出来, 从而实现电子元器件质量控制的目的^[2]。为了有效提升老炼筛选技术的对电子元器件质量检测的有效性, 首先分析了电子元器件的筛选方法, 并且通过质量灰色预测挖掘算法以及质量灰色关联规则挖掘算法, 从老炼试验数据中挖掘置信度大于预定阈值的规则, 从而更好实现产品质量控制。

1 电子元器件老炼筛选方法

1.1 老炼筛选重要概述

在当前大量的老炼试验数据统计分析基础上发现, 电子元器件和设备在运行过程中呈现的元器件故障缺陷会随着时间的变化而暴露出来, 而时间的变化曲线通常呈一个“浴盆”曲线形状。电子元器件的应用过程就如同人类的死亡率曲线, 即人类的死亡率在婴幼儿期和老年期死亡率较高, 而青壮年期的死亡率较低, 且相对稳定。而电子元器件在早期使用过程中失效的频率高而随后技术下降, 使用中期, 失效的频率成为“偶然”失效, 呈最低或是近似于不变的状态。且使用后期, 电子元器件达到使用损耗严重期, 则其产品的使用损

耗失效率会急速提升。其中, 早期失效率升高的主要原因是电子元器件在生产过程中存在的固有缺陷; 而偶然失效期元器件失效率稳定的原因则是由于多种不确定应力作用冲击造成的随机冲击, 属于偶然性失效; 而后期失效率增高的原因是电子元器件在使用过程中受到老化、磨损、损耗、疲劳等多种物理变化而造成的必然性失效。基于此, 电子元器件的老炼筛选方法则是有效避免电子元器件早期失效率升高的重要方法, 即通过老炼筛选方法将电子元器件中固有的缺陷在老炼试验中暴露出来, 避免元器件的质量受到影响, 有效降低元器件的故障率, 提升产品的可靠性。

电子元器件的老炼筛选方法主要有温度循环和随机振动两种老炼筛选应力方法。而当前较为权威电子元器件质量控制和环境筛选方法选择有效性如图 1 所示。老炼筛选方法主要是通过不同的应力试验筛选不同级别上固有缺陷, 即元器件的工艺缺陷、设备缺陷以及加工缺陷等多种缺陷类型^[3]。

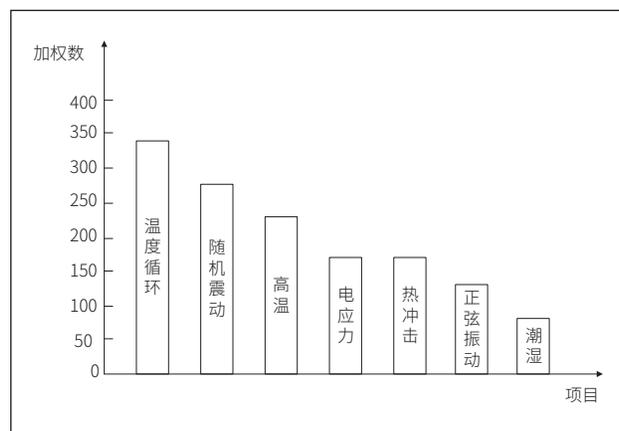


图 1 环境应力筛选有效性示意图

1.2 温度循环筛选方法

温度循环筛选是老炼筛选试验对元器件部组件质量控制较为有效的应力筛选方法。这种筛选方法可以有效暴露元器件组件工艺和施工过程中存在的固有缺陷, 如组装缺陷、破裂、绝缘裂口、焊接缺陷以及容差漂移等多种物理缺陷。温度循环老炼筛选方法需要考虑 4 个环境因素, 即最高温度、

最低温度、温度变化率以及循环次数。

(1) 最高温度。温度循环老炼筛选试验在测试元器件质量时，其所有的最高温度不得超过元器件所有构件材料的最高温度中的最低值。并且需要考虑元器件各组件产品技术条件所规定的最高温度值。

(2) 最低温度。温度循环老炼筛选试验所测试的元器件组件测试环境不得低于元器件构件组成材料的最低额定温度中的最高值。

(3) 温度变化率。温度变化率直接影响了元器件老炼筛选试验的效果。温度的最大变化率取决于热特性及被筛选产品的承受能力。

(4) 循环次数。根据我国《电子产品环境应力筛选方法》(以下简称《方法》)，老炼筛选试验的温度循环时间通常为 90h~180h，之间约经历 25~50 次热循环^[4]。

1.3 随机振动筛选方法

元器件的老炼筛选方法中的振动筛选在使用时需要根据元器件的不同类型而选择不同的振动种类，如随机振动、正弦扫描等。并且在使用过程中需要考虑 2 个参数。

(1) 振动等级。根据《方法》，随机振动筛选方法的振动等级为 0.05~0.055g²/Hz。并且在筛选试验过程中根据振动激励的动态响应特征对其进行振动检查，实时优化振动谱等级。需要注意的是，随机振动试验因某种原因无法进行时，选用正弦扫描振动开展老炼筛选试验。

(2) 持续时间。根据《方法》，在进行随机振动试验时，建议对三个轴向各进行 10min 振动，但是应视具体试验的元器件部件的大小和刚度来确定振动时间。《方法》中规定的随机振动功率谱密度如图 2 所示^[5]。

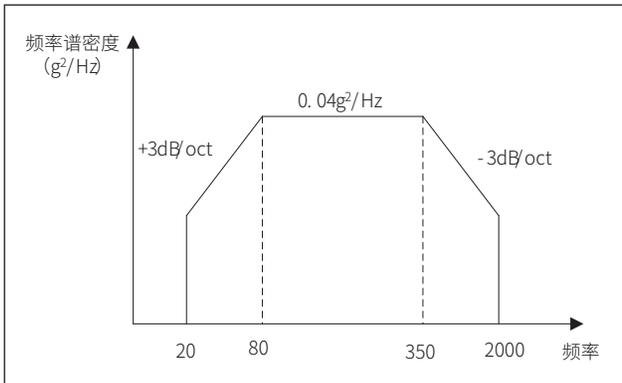


图 2 随机振动功率谱密度图

2 基于数据挖掘的老炼筛选试验质量控制方法

2.1 算法分析

老炼试验是元器件的质量控制的重要方法之一，从技术

层面提升老炼筛选试验的成效，并且通过构建数据挖掘模型，优化老炼筛选试验的实验成效。当前常用的数据挖掘方法有聚类法、关联法以及概念描述法等，主要是通过决策树、神经网络算法、模糊理论算法以及贝叶斯理论、灰色理论等计算规则来提升老炼筛选试验数据的有效性^[6]。文章主要基于灰色理论构建老炼试验质量灰色预测数据挖掘模型，通过灰色理论算法来提取系统质量数据序列，从中挖掘产品老炼筛选试验的变化规律，从而有效推测元器件的质量控制行为和质量管理决策的有效性。

基于数据挖掘的灰色预测质量控制模型首先需要通过对元器件的质量采样装置进行质量数据采样，将采样的行为数据进行整理后，通过灰色理论算法将计算出元器件的质量控制预测值。质量灰色关联分析主要是通过将一般控制系统附加在质量灰色关联控制器而得到。即通过灰色关联度 $u(M,N)$ 来确定老炼试验的质量控制矢量 P 。将输出的老炼试验质量测试矢量 M 朝着接近质量目标矢量 N 。

假设 $M_i=[M_i(1),M_i(2),\dots,M_i(n)]$, ($i=1,2,\dots,m$) 表示采集数据的输出向量为质量的采样序列。即其响应式为：

$$\begin{cases} M_{i1}(k+1) = \left[M_{i1}(1) - \frac{b_i}{a_i} \right] \exp(-a_i k) + \frac{b_i}{a_i} \\ M_{i0}(k+1) = M_{i1}(k+1) - M_{i1}(k) \end{cases} \quad \text{式 (1)}$$

其中, M_i 表示时间响应函数; a_i 即 b_i 分别表示的参数列; k 表示序数。

当控制算子 f 满足条件 (2) 时则可以将其视为质量灰色预测控制方法。

$$\begin{cases} u_i(n+k_0) = f(j_i(k), y_{i0}(k)) \\ n+k_0 < k, i=1,2,\dots,m \end{cases} \quad \text{式 (2)}$$

将灰色关联的 $u(M,N)$ 来确定矢量控制矢量，其分析实质是通过比较数据到曲线几何形状的相似度，其相似度越高，质量的变化趋势就越接近，则元器件产品的生产行为对质量影响的关联度就越大。这样就可以从老炼试验的结果中提炼出影响元器件质量的重要因素、特征及对系统影响的差别。

假设 $N=[N_1, N_2, \dots, N_m]^T$ 表示输出质量的矢量集合，且 $M=[M_1, M_2, \dots, M_m]^T$ 表示目标质量的矢量集合。若是其中质量控制矢量 $U=[u_1, u_2, \dots, u_m]^T$ 中需满足条件 $u_k=f_k(u(M, N))$ 及 $K=1, 2, \dots, s$ 。其中灰色关联的几何 $u(M, N)$ 则表示质量的灰色关联控制。因此，基于灰色关联度的 $u(M, N)$ 质量灰色关联度系统计算公式为：

$$\zeta_i(t) = \frac{\min_{i \neq t} |x_0(t) - x_i(t)| + \rho \max_{i \neq t} |x_0(t) - x_i(t)|}{|x_0(t) - x_i(t)| + \rho \max_{i \neq t} |x_0(t) - x_i(t)|} \quad \text{式 (3)}$$

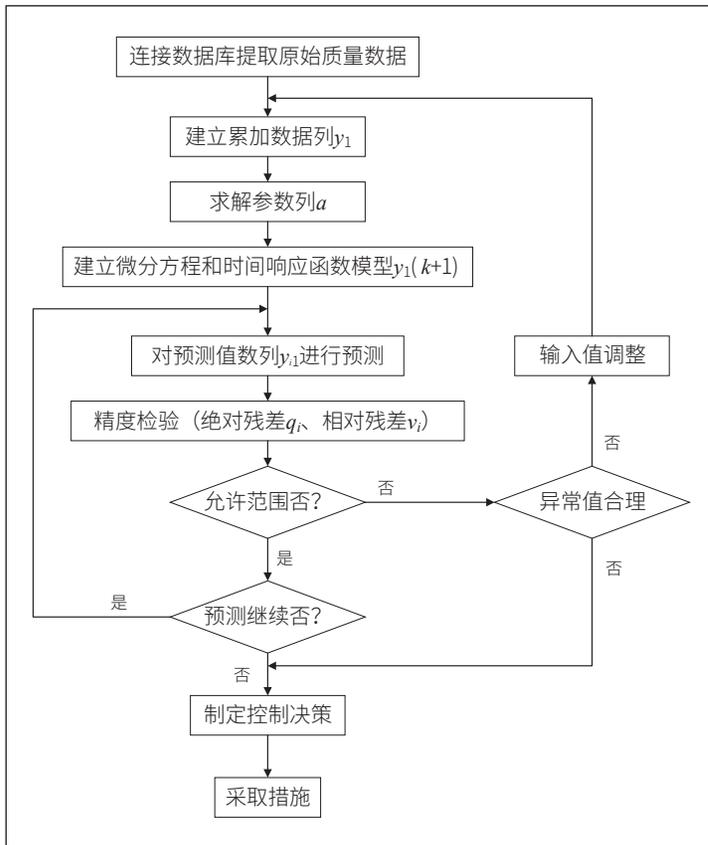


图3 质量灰色预测数据挖掘控制流程图

其中， ρ 表示质量分辨率且 $\rho \in (0, \infty)$ ，则 ρ 越小分辨率就越大。一般情况下， ρ 的值为 $[0,1]$ ；且 $|x_0(t) - x_i(t)|$ 表示在 t 时刻的质量指标 x_0 及 x_i 的绝对差；且 $\min_{i < t} |x_0(t) - x_i(t)|$ 表示两集合之间的质量最小差； $\max_{i < t} |x_0(t) - x_i(t)|$ 表示两个集合之间的质量最大差^[7]。

通过构建的质量信息数据库，从老炼试验采集的数据集中挖掘出数据中隐含的关联规则，并且找出其中隐含的关联。这时，假设质量的数据集合 R 表示为 $R = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ ，其中 r_i 是表示老炼试验数据质量控制的记录数据。每个质量记录都有着相对应的标识符号，假设 $X \rightarrow Y$ 为其中的一条关联规则，分别用 S 表示质量数据集中的支持度； C 表示在采集的数据集合的置信度，分别可以通过公式 (4)、公式 (5) 计算。

$$S(X \Rightarrow Y) = \frac{\left| \left\{ \begin{matrix} t \\ r \end{matrix} \right\} \text{中含有 } X, Y \right|}{|R|} \times 100\% = S\% \quad \text{式 (4)}$$

$$C(X \rightarrow Y) = \frac{\left| \left\{ \begin{matrix} t \\ r \end{matrix} \right\} \text{中含有 } X, Y \right|}{\left| \left\{ \begin{matrix} t \\ r \end{matrix} \right\} \text{中含有 } X \right|} \times 100\% = \frac{S(X \rightarrow Y)}{S(X)} \times 100\% \quad \text{式 (5)}$$

其中 r 表示数据集 R 中的老炼试验的缺陷样本数据； t 表示在 t 时刻内的含有的缺陷规则 X 和 Y 关联性。

2.2 基于灰色理论和数据挖掘的质量控制应用步骤

根据以上计算规则计算出的最小置信度 (\min_c) 和最小支持度 (\min_s)，按照灰色理论和关联规则数据挖掘的元器件老炼试验得出的固有缺陷关联规则程序如图 3 所示。

3 算例实践

电子元器件老炼筛选试验根据老炼筛选试验的技术方法针对元器件的型号、任务以及涉及面广等特点选择合适的老炼筛选试验方法。并且，为了提升元件和零部件的构成组件和系统的基本单元的性能和可靠性程度都直接影响着电子元器件产品的质量。因此，为了验证文章基于数据挖掘技术提出的实现电子元器件老炼筛选质量超前控制，利用文章设计的预测算法技术对产品的质量特性给出既定的合乎试验精度的预测值。文章以某次电子元器件的老炼筛选试验为例，选择电子元器件的电容

器、半导体集成电路、晶体管以及继电器等共 18630 支进行试验，具体情况如表 1 所示。

表1 老炼试验结果统计

名称	电容	半导体集成电路	晶体管	继电器
数量/支	13492	1546	3075	517
不合格率/%	14.08%	15.26%	16.01%	15.13%

根据文章设计的灰色理论质量预测数据挖掘规则分析，将数据库中的电子元器件的老炼筛选信息表。并且根据数据库中电子元器件老炼试验缺陷来预测老炼筛选试验的质量预测情况，具体预测结果如表 2 所示。

表2 电子元器件老炼筛选质量预测结果分析

k值	预测值 $M_{11}(k+1)$	还原值 $M_{10}(k+1)$	绝对残差 q_i	相对残差 $v_i/\%$
1	30.23	15.43	-1.12	-7.68
2	46.89	15.62	0.86	5.64
3	64.01	16.81	-0.64	-3.89
4	78.98	16.32	0.04	0.32
5	97.86	16.68	-	-

从表 2 可以看出，文章对电子元器件的老炼筛选预测精度更好，绝对残差以及相对残差随着 k 值升高，产品的残差值更低。因此，使用文章设计的质量灰色预测数据挖掘

(下转第 69 页)

一种基于单片机的模拟量采集滤波算法设计

牛梦毫, 周前柏, 师璟桐, 康颖, 杨光

(航空工业西安航空计算技术研究所, 陕西西安, 710065)

摘要: 模拟量采集是嵌入式系统的一项重要功能, 模拟量信号易被嵌入式系统本身或外部的噪声源所干扰, 产生失真问题。针对上述问题, 本文提出了一种基于单片机的模拟量采集算法。首先采集系统空载的模拟量信号, 对其进行插值、平滑滤波等预处理操作; 随后对处理后的数据进行快速傅里叶变换提取频域特征; 采集系统负载模拟量信号时, 对其进行相同操作并由空载信号进行反向滤波, 再通过逆傅里叶变换输出。实验结果表明, 本文提出的算法能够较好地滤除噪声干扰, 提升了模拟量采集的准确率。

关键词: 模拟量采集; 滤波算法; 快速傅里叶变换; 单片机

0 引言

模拟量采集功能是嵌入式系统中至关重要的功能, 以最具代表性的航空系统为例, 航空系统的各子系统例如航电系统、飞控系统、机电系统等通常包括大量的模拟信号, 中央管理设备根据这些模拟量转换后的数字信号产生特定的控制输出来实现各个系统不同的控制功能, 模拟量采集的精度和可靠性也影响整个机载系统运行的稳定性和可靠性^[1]。在嵌入式系统中模拟量采集易受嵌入式系统内部或外部噪声干扰, 产生震荡, 失真等问题, 这极大地影响了嵌入式产品功能以及整个交联系统的鲁棒性。

目前对此问题的解决方法主要为在产品的硬件设计中加入滤波器^[2], 加强电磁兼容性设计^[3]等, 此类方法虽然可以有效滤除部分噪声干扰, 但对于低成本嵌入式产品而言这类方法生产成本过高; 还有一些方法在产品的软件设计中加入插值滤波^[4], 平滑滤波^[5]等, 此类方法虽然可以有效滤除部分噪声干扰, 但也仅适用部分系统平台; 本文设计了一种基于 STM32 单片机运行的模拟量采集滤波算法, 采用较小的成本进行噪声滤除。实验结果表明, 本文提出的算法能够较好地滤除噪声干扰, 提升了模拟量采集的准确率。

1 傅里叶变换

在数字信号处理领域, 傅里叶变换具有非常重要的意义, 它可以复杂的数字信号分解为若干简单数字信号, 从而方便选择出有用的信号。

傅立叶原理表明: 任何连续测量的时序或信号, 都可以表示为不同频率的正弦波信号的无限叠加。而根据该原理创立的傅立叶变换算法利用直接测量到的原始信号, 以累加方式来计算该信号中不同正弦波信号的频率、振幅和相位。

傅里叶变换对于在时空中连续的模拟量信号是适用的, 但是此次主要处理对象是已经经过 A/D 转换后的模拟量信号并且存储在主存的数字信号, 而对于离散信号的变换只有离散傅立叶变换 (DFT) 才能被适用, 对于计算机来说只有离散的和有限长度的数据才能被处理, 傅里叶变换和离散傅

里叶变换的区别展示如图 1 所示。快速傅里叶变换 (FFT) 也只不过是离散傅立叶变换 (DFT) 的一种快速的算法。

数字计算机采样得到的数字信号, 可以进行 FFT 变换。N 个采样点, 经过 FFT 之后, 可以得到 N 个点的 FFT 结果。为了方便进行 FFT 运算, 通常 N 取 2 的整数次方。

快速傅里叶变换算法预设采样频率为 F_s , 信号频率 F , 采样点数为 N , 经过快速傅里叶变换算法的变换结果就是一个为 N 点的复数向量组, 其中返回的每一个点就对应着一个频率点大小, 该点的模值即为该频率值下的幅度特性。

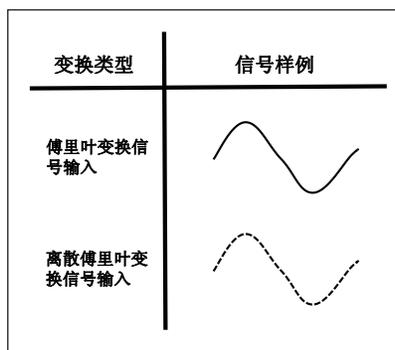


图 1 傅里叶变换与离散傅里叶变换对比

快速傅里叶变换算法假设原始信号的峰值为 A , 那么返回结果除了第一个点直流分量之外的每个点的模值就是 A 的 $N/2$ 倍。每个点的相位可以认为是在该频率下的信号的相位。第一个点表示直流分量, 即表达该点频率为零, 而第 $N+1$ 个点则表示采样频率 F_s , 这中间被 $N-1$ 个点平均分成 N 等份, 每个点的频率依次增加。假设某点 n 所表示的频率为: $F_n=(n-1)*F_s/N$ 。 F_n 所能分辨到频率为 F_s/N , 如果采样频率 F_s 为 512Hz, 采样点数为 512 点, 则可以分辨到 1Hz。512Hz 的采样率采样 512 点, 刚好是 1 秒, 也就是说, 采样 1 秒时间的信号并做 FFT, 则结果可以分析精确到 1Hz, 如果采样 5 秒时间的信号并做 FFT, 则结果可以分析精确到 0.2Hz。要提高频率分辨率, 则必须增加采样点数, 也即采样时间。频率分辨率和采样时间是倒数关系。

上述大致介绍了快速傅里叶变换的思想与使用, 本文将使用快速傅里叶变换与其逆变换作为本文所设计软件算法的

主要组件,以及分析软件滤波与硬件滤波相比的优势与不足。

2 模拟量采集滤波算法设计

本文所提出的模拟量采集滤波算法运行在 stm32 型号的单片机上,是基于经典的模拟量采集电路设计的,该电路包括了用于采集模拟量输入的信号调理电路,用于采集并将模拟量转换为数字信号的 A/D 转换芯片,以及用于控制以及与 A/D 转换芯片通信的 FPGA 芯片。为了能够较好地验证该软件算法的实际效果,系统硬件电路实现减少了部分滤波措施,实验所用系统的结构图如图 2 所示。



图2 系统结构图

该嵌入式系统中为了避免成本过高,体积过大,并以实现小型化、轻量化的设计思路为指导,多路开关电路可根据模拟量采集数量,PCB 面积选择合适模拟开关电路,此处系统设计选择 4 路多路开关,通过 FPGA 逻辑控制切换通道采集,没有一对一采集设计需求。采集模拟量采集信号首先输入进 A/D 转换芯片,并由 A/D 转换芯片转换为数字信号输入给 FPGA,暂存在 FPGA 的寄存器堆中,最后由 stm32 芯片周期性读取并记录。

考虑到系统本身的噪声输入,算法优先对该模拟量的模拟地进行测试,作为后续模拟量输入采集的比较基准。本文设计模拟量采集滤波算法由 STM32 芯片执行,算法流程如图 3 所示。

(1) 在系统对应模拟量接口空载情况下,STM32 芯片发送指令给 FPGA,采样频率为 1024Hz,采集 1024 个模拟量样本点,并对采集到结果进行快速傅里叶变换,并将采样结果记为 Z_x 。

(2) 在系统对应模拟量接口负载情况下,STM32 芯片发送指令给 FPGA,采样频率为 1024Hz,采集 1024 个模拟量样本点,并对采集到结果进行快速傅里叶变换,并将采样结果记为 Z_y 。

(3) 对最终量 Z_x-Z_y 进行快速傅里叶逆变换,得到重构后的样本值,即为滤波后的采样信号,并对其滑动滤波后求取平均值,作为此次模拟量采集参考值。

其中该算法中使用的滑动滤波算法使用滑动窗口大小为 64,步长为 32,其该算法流程如下:

(1) 对采集到的 1024 个模拟量按照时序记录并选择 64 个样本点求取平均值,并依时序向前滑动 16 个样本点的

步长,重复此操作,直到无法向前滑动,将该步骤得到结果记为 A_1 ;

(2) 对 A_1 中 64 个经过初步滤波的样本点选择 8 个样本点求取平均值,并依时序向前滑动 8 个样本点的步长,重复此操作,直到无法向前滑动,将该步骤得到结果记为 A_2 ;

(3) 对 A_2 求取平均值,所得到的结果即为此次滑动滤波结果。

选择滑动滤波算法由于滑动滤波能够更有效地滤除尖峰信号,其示意图如图 4 所示。

关于该算法中一些关键参数的选择问题进行说明:

选择 STM32 的采样频率 1024Hz,采样点 1024 个主要为了快速傅里叶变换由时域信号转换为频域信号后分辨率为 1Hz,这样可以快速傅里叶变换与快速

傅里叶逆变换的内存开销在 4MB 级别,可以适配较多嵌入式系统的内存容量,而且在 MHz 级别的主频单片机上可以将响应时间控制在 1s~5s 之间,不会导致过长的系统延迟;滑动滤波算法中滑动窗口 64 和步长 16,滑动滤波算法本质是对该时间序列进行一维卷积操作,窗口大小即为卷积核的大小,如果卷积核尺寸过小则滑动滤波会退化为求取平均值滤波,一般根据经验公式而言,假设序列长度为 N ,则滑动窗口选择在 $N^{1/2}$ 到 2 倍 $N^{1/2}$ 之间。

3 实验验证与结论

为了验证该滤波算法的有效性,搭建了具有复杂电磁干扰的系统运行环境,并选择以下两种方法作为参考对照:

(1) STM32 芯片对 FPGA 采集的数据不做任何处理,直接作为此次模拟量采集的参考值,下文简称方法 a;

(2) STM32 芯片发送指令给 FPGA,采样频率为 1024Hz,采集 1024 个模拟量样本点,但仅对这些样本点做平滑滤波后取平均值,作为此次模拟量采集的参考值,下

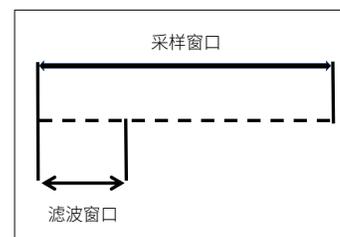
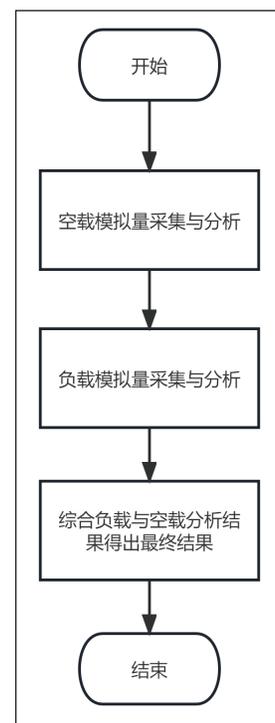


图4 滑动滤波示意图

文简称方法 b。

特此说明, 本文所提出的模拟量狭义指代的是电压输入, 电流输入, 电阻输入, 频率输入等模拟量信号, 而所有模拟量输入信号在硬件输入形式的本质只有两种: 即电压输入与电流输入, 因此本文只选取了最具代表性的电压输入与电流输入作为此次模拟量滤波实验的验证项目。

电压信号与电流信号作为最基本两种模拟量信号, 本质上是电路中的电磁场信号的变换, 所以任何系统内部或外部的电磁场扰动都可能会对这两种模拟量信号产生干扰, 但是一般情况下这些噪声相对于电路系统中的基准电压都非常小, 基本可以忽略不计。但是如果系统外部存在一个强电磁干扰源, 例如大功率用电设备, 就可能会对系统的输入接口上产生一个较强扰动, 从而影响该输入电路的正常工作。本文在设计验证实验时反向利用了此特点, 方法即为将该嵌入式系统的模拟量输入接口从嵌入式系统的引脚引出, 另一端连接一个微型天线结构的铜制导体, 这些端口可以将环境中的电磁扰动以较大功率传输到嵌入式系统的内置输入接口电路上; 而后本文将实验环境选择在有 8 台 200W 以上的大功率用电设备周围, 用这些大型设备的关断来模拟外部电磁干扰的强度。并且为了模拟电磁干扰信号的随机性, 会选择在实验中随机开启或关断一些设备, 制造一些电磁扰动的尖峰, 来观察本文所设计的模拟量滤波算法是否具有鲁棒性。

实验选择 0V 电压, 5V 电压, 0A 电流, 2A 电流作为 4 路模拟量输入信号, 负载端为恒流恒压源, 实验记录 5 次模拟量采集结果, 实验结果如表 1 所示。

表 1 实验结果表

	0V电压	5V电压	0A电流	2A电流
方法a	0.88V	4.67V	0.11A	2.12A
	-0.66V	4.88V	0.29A	2.11A
	-0.10V	5.12V	-0.15A	1.85A
	0.58V	5.85V	0.05A	1.92A
	0.72V	4.91V	-0.12A	2.03A
方法b	0.58V	4.82V	0.09A	2.08A
	-0.12V	4.96V	0.12A	2.13A
	-0.02V	4.81V	0.15A	1.97A
	0.31V	5.22V	-0.11A	1.93A
	0.22V	5.12V	0.12A	2.01A
本文滤波算法	0.04V	4.97V	0.08A	2.00A
	-0.06V	4.92V	0.09A	2.01A
	-0.02V	5.05V	-0.01A	1.99A
	0.06V	5.11V	0.02A	1.96A
	0.13V	4.99V	-0.04A	2.02A

从实验结果可以推知, 本文所提出的滤波算法能够有效滤除噪声尖峰, 以及噪声的直流分量; 而且对比方法 b, 该算法能够更好地避免模拟量超差问题。

本次实验虽然验证了本文所提出的模拟量采集滤波算

法相较于平滑滤波算法能够更好的滤除噪音, 但依然存在对噪音尖峰超差的问题, 这也从一定层面反映了仅依靠软件滤波的局限性, 在对于较大的尖峰, 浪涌等噪声信号的滤波上一般硬件滤波具有更明显的效果, 所以为了追求更强的安全性与可靠性, 未来应该追求软硬件有机结合的滤波方式, 采取一定体系化, 系统化的滤波设计, 应该作为此类工作将来的一个重要方向。

4 结语

本文提出了一种基于 STM32 单片机的模拟量采集滤波算法, 该算法虽然在一定程度解决了模拟量输入采集的精度问题, 但是该算法依然存在很多改进的空间。从时间复杂度和空间复杂度来看, 方法 a 的时间复杂度为 $O(1)$, 空间复杂度为 $O(1)$; 方法 b 的时间复杂度为 $O(n)$, 空间复杂度为 $O(n)$; 本文所提出算法的时间复杂度为 $O(n^2)$, 空间复杂度为 $O(n^2)$, 如果为了获得更好的滤波效果而将 n 值取得过大, 将会极大地占用嵌入式系统的内存资源, 并且会对系统响应的实时性造成影响。未来工作的主要方向就是对该算法空间复杂度与时间复杂度的优化。

参考文献

- * [1] 肖鹏, 蔡晓乐, 孙少华等. 基于 FPGA 的高速模拟量采集系统设计 [J]. 电子制作, 2023,31(08):7-10+16.
- * [2] 李瑞, 杨启帆, 雷文龙等. 多通道模拟量数据采集系统设计 [J]. 长江信息通信, 2022,35(03):132-134.
- * [3] 常俸瑞, 刘超. 基于 STM32 的电力数据采集装置设计 [J]. 自动化技术与应用, 2019,38(03):148-152.
- * [4] 刘鹏, 须雷, 刘东超等. 合并单元插值滤波算法研究 [J]. 电气技术, 2019,20(06):56-60+110.
- * [5] 王安翔. 基于 PLC 模拟量采集程序的滤波方式 [J]. 电子技术与软件工程, 2017(16):127.
- * [6] Zhiguo L, Yanli Z, Wen S. A method to Evaluate the Accuracy of Data Acquisition System on Linear Analog Quantity[J]. Aviation Metrology & Measurement Technology, 1996.
- * [7] Takeda H, Miyamoto M, Matsumura Y, et al. Analysis on quantity of analog image data in a university hospital, and development of analog picture archiving and communication system (APACS)[J]. 2022.
- * [8] Yang Z, Min-Hui W. Design of Engine data acquisition PCI card based on FPGA[C]// 第 26 届中国控制与决策会议论文集. 2014. DOI:10.1109/CCDC.2014.6852741.

基于 STM32 单片机的智能输液监控系统设计与实现

唐谦, 王旭启

(西京学院 电子信息学院, 陕西西安, 710123)

基金项目: 陕西省科技厅项目 (项目编号: No.2023-JC-QN-0756)。

摘要: 随着“智慧医疗”的不断发展, 输液监测逐渐步入智能化。本文设计了一种智能输液监测系统, 用槽型光耦传感器和 DS18B20 温度传感器对患者输液信息监测, 使用蓝牙无线传输完成人机交互, 使用步进电机和继电器温度加热让患者在输液过程中体感更舒适, 实现了用户多终端监测患者输液信息。本系统的设计具有便携、高效、精度高、低成本的优点, 简化了传统人工输液监测, 减少医疗事故的发生和患者家属的心理压力, 同时提高了医护人员工作效率, 使得输液监控变得更加智能和规范。

关键词: 输液监测; 无线传输; keil5; STM32单片机

0 引言

我国是一个人口大国, 染上不同疾病的患者也十分多, 随着现代医疗技术的进步和智能化的需求增加, 传统的人工监测已经不能满足现代医疗的需求。在现代临床医疗中, 静脉输液是最重要的治疗方法之一。当前患者输液时主要由医务人员不断巡视或家属陪护完成, 从而防止由于患者输血量、耗时长而出现医疗事故^[1], 同时因人工监测工作量大、存在不够精确等问题, 并不能快速且准确地得到患者实时输液信息, 这增加了医护人员工作量以及患者家属的担心。本文是基于 STM32 系列单片机通过传感器监测患者输液的实时信息, 判断输液瓶内有无药剂, 控制输液滴速和温度, 及时发出警报通过蓝牙将患者输液信息传送到用户的终端, 以此减少医务人员工作量, 让患者安心就医的同时减少患者和家属的精神压力。

1 总体方案

本系统的实现主要以 STM32F103C8T6 单片机为控制模块, 由输液滴速监测与控制、输液温度监测与温度加热、蓝牙无线传输、OLED 液晶显示屏以及蜂鸣器报警六个部分组成。本系统旨在实现患者输液数据采集、控制和显示功能, 同时设计报警机制, 确保输液过程中异常情况的及时发现和处理。将单片机启动后, OLED 液晶显示屏可以显示患者输液瓶内的药剂有无、输液速率、药剂温度的相关信息。

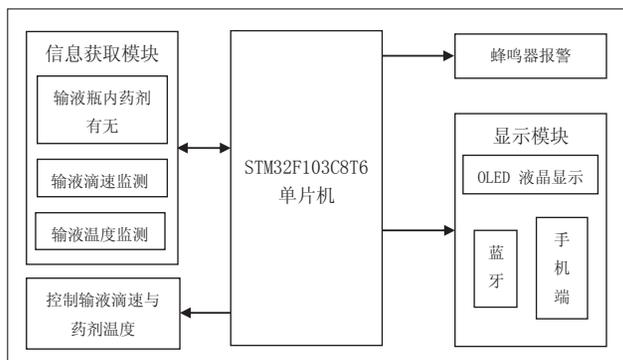


图1 系统结构图

该系统具有按键控制, 能够根据每一位患者的体质设定输液速率范围和药剂温度的参数, 单片机通过槽型光耦传感器和 DS18B20 传感器获得的信息与设定的参数进行对比。若超出设定范围, 蜂鸣器会进行报警, 并驱动步进电机模块和继电器温度控制模块调整患者的输液速率和温度, 使得患者输液更舒服。

2 硬件设计

2.1 控制模块

控制模块采用 STM32F103C8T6 单片机作为核心芯片, 它拥有 72MHz 的主频, 64KB 的 Flash 存储器和 20KB 的 SRAM 存储器以及 7 个定时器, 并且具有多个中断控制器, 有很好的控制、信息传送能力, 使用成本很低。

2.2 输液滴速监测与控制模块

本系统使用槽型光电传感器完成对患者输液速率的监测, 该传感器尺寸小, 不会对药剂产生污染, 响应灵敏度高, 所测数据精度高, 不影响患者正常恢复。输液速率监测原理图如图 2 所示。

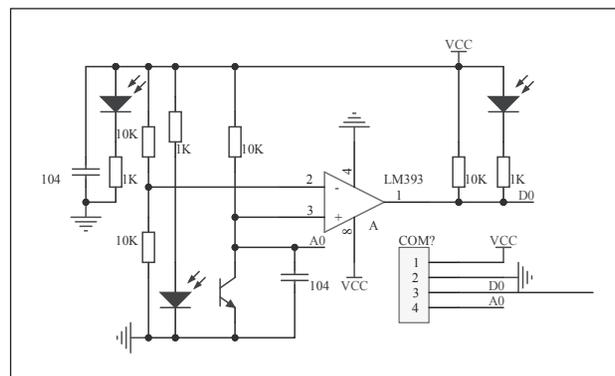


图2 输液速率监测原理图

当需要加快或减慢患者输液滴速, 输液滴速的控制依靠的是步进电机, 当所测的输液滴速不在预设值范围内时, STM32 单片机会控制步进电机的正转或反转驱动输液滑轮对输液管的压力, 达到增加或降低患者输液管内药剂滴速的效果。步进电机重量轻, 所测数据误差小^[2], 便于在本系统

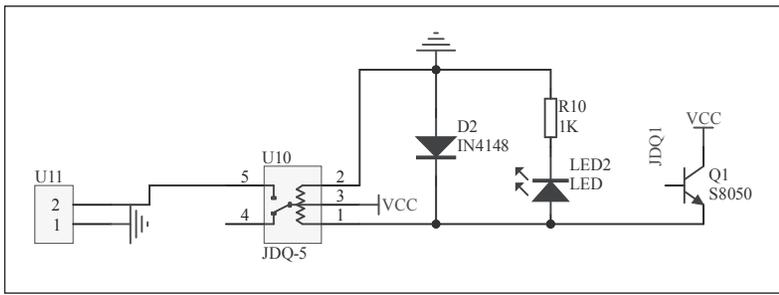


图3 继电器原理图

安装。

2.3 输液温度监测与温度加热模块

本系统监测药剂温度使用 DS18B20 温度传感器，所测的数字温度数据可直接输出，大大提高了输液监测的抗干扰性，所测数据温度精度高^[3]，用常见的数据线连接就可使用，具有较高的灵敏度及稳定性。

药剂温度主要通过继电器对输液瓶的加热完成，在温度较冷的输液环境下，用户可以在输液前使用按键或手机端设置输液瓶内的温度，同时当监测到的输液温度数据不在预设范围内时，本系统会驱动继电器模块加热^[4]。继电器电路如图3所示。

2.4 蓝牙无线传输模块

本系统使用 HC05 蓝牙无线传输模块。该模块可以将当前患者的输液信息在用户的手机端进行显示，同时也能利用手机端对当前的数据进行控制^[5]。HC05 模块作为蓝牙串口模块，可与具有蓝牙功能的设备配对。而且该模块和 3.3V 或 5V 的单片机系统相兼容，极其简单且灵活。

2.5 OLED 液晶显示模块

OLED 液晶显示适用于本系统这类中小型产品，其通常用于显示字母、数字、符号等内容，OLED 显示技术分辨率高、亮度高、节能，且更加轻薄，使用起来灵活^[6]。

2.6 蜂鸣器报警模块

蜂鸣器报警是本系统设计中的核心部分，对所采集患者输液信息的结果向外界反馈，然后将所采集信息传输到 OLED 液晶显示屏和医护人员终端。蜂鸣器是一种

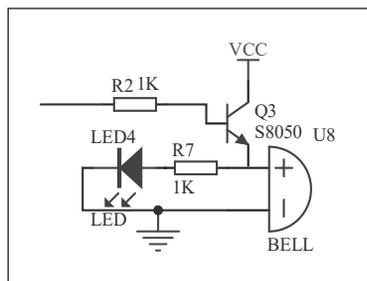


图4 蜂鸣器电路

一体化结构的电子讯响器，使用直流电压供电，当监测到药剂滴速和药剂温度不在预设阈值范围内时，蜂鸣器会报警并亮灯。蜂鸣器电路如图4所示。

3 软件设计

本系统的实现主要通过 Keil5 开发环境，根据所有功能采用的模块化设计和逻辑编程^[7]，运用槽型光耦传感器和 DS18B20 温度传感器实时监测患者输液滴速和温度，当监测到的数据不在预设范围内，蜂鸣器会进行报警并发光，同时驱动步进电机或继电器进行相关调整，同时本系统实时监测患者

输液药剂瓶内药剂有无，提醒医护人员拔针或更换药剂瓶。保证输液正常进行时，患者可以根据自己的体质，对输液滴速或药剂温度通过按键或手机端完成设置。软件设计流程图如图5所示。

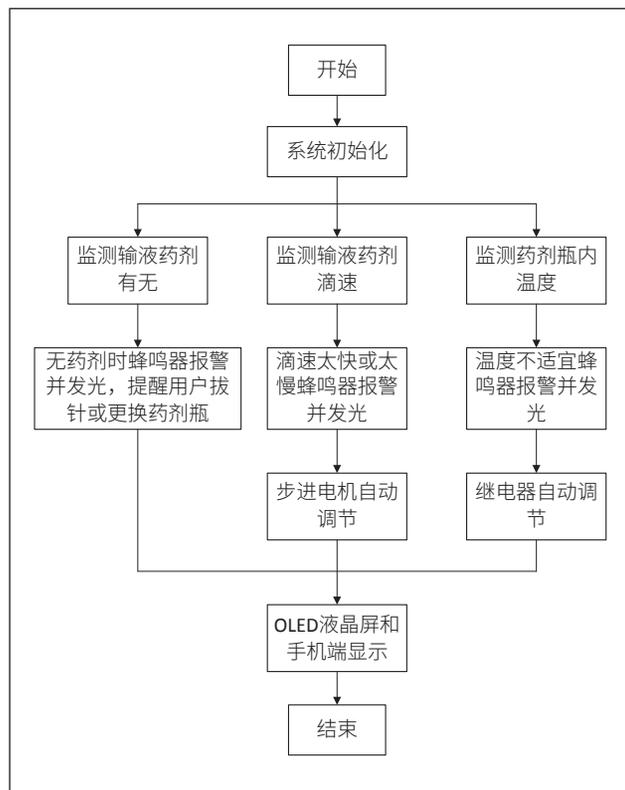


图5 软件设计流程图

4 测试

4.1 硬件测试与焊接

对本系统使用的各个模块进行调试，观察硬件是否存在故障，再使用电焊枪将各元件焊接在电路板上，其间要注意线路，避免出现接反正负极或发生短路。

4.2 实物演示

将各元器件焊接完成后，接电，硬件测试即用 keil5 进行程序编译、调试并下载到 STM32F103C8T6 单片机，即

可在 OLED 液晶显示屏看到患者输液信息，同时可以通过按键或手机端对输液滴速和药剂温度控制。

测试结果如下：患者正常输液时，OLED 屏幕显示如图 6(a) 所示，需要拔针或更换输液瓶时，OLED 屏幕显示如图 6(b) 所示，同时蜂鸣器报警并发光，用户可以通过按键或手机端设置输液滴速和药剂温度，如图 6(c~f) 所示，用户也在手机端也可以看到患者的输液信息，如图 7 所示。

5 总结

针对输液监测，本研究设计了一款相对传统人工监测方法更精准、更高效、便利且低成本的系统，针对各模块功能需求对硬件和软件进行设计与研究，经测试，本系统可以不间断监测针对患者输液信息，通过蓝牙无线传输通知用户拔针或更换药剂瓶，同时可以让患者在输液过程中更舒服，减

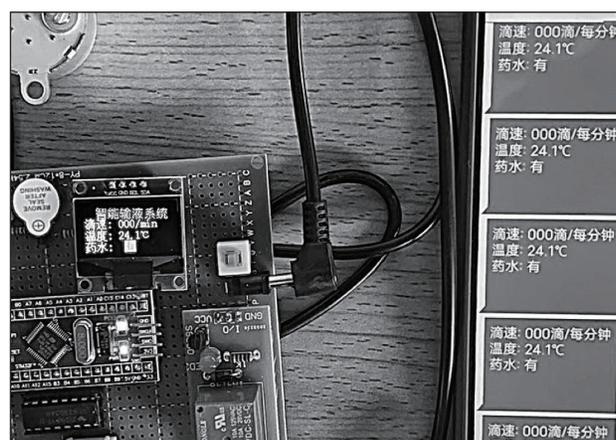


图 7 手机端患者输液信息

少家属心理压力。本系统适用人群广，方便医护人员工作。

智能输液监测系统已成为当代医疗不可或缺的一部分，

基于本系统所采用的方法，还可以添加数据库管理系统存储患者的电子病历，方便日后查看输液记录；通过配备外接电池使得本系统可以在户外使用等使得本系统更加智能化、人性化。静脉输液作为最常见的医疗方法，如何保障输液顺利进行颇为重要，智能输液监测系统会随着计算机的发展不断完善，因此该系统的设计应用有望更广泛地应用于医院。

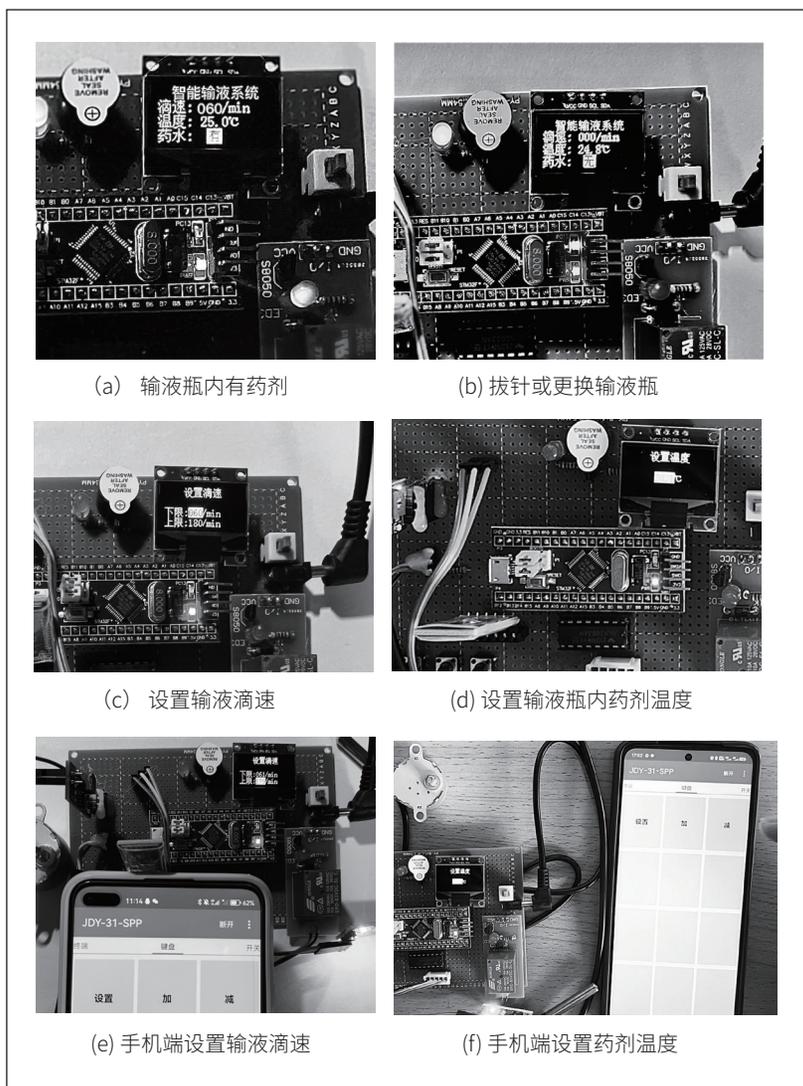


图 6 硬件测试结果

参考文献

- * [1] 刘云龙, 王翠玉, 王子杰, 程怡航, 易明丽. 一种智能输液监控管理系统的应用研究 [J]. 科学技术创新, 2020, (29): 78-79.
- * [2] 上官光华, 张文超. 智能输液监控系统的设计 [J]. 生命科学仪器, 2014, 12(04): 57-60.
- * [3] 周建春. 基于单片机和 PC 串口通信的温度采集系统设计 [D]. 苏州大学, 2011.
- * [4] 黎恺敏, 吴勇健. 基于 STM32 的智能输液监控系统 [J]. 山西电子技术, 2022, (03): 15-17.
- * [5] 王耀杰, 尚振江, 陈昱. 远程智能控制的多功能地板 [J]. 智能城市, 2020, 6(17): 165-166.
- * [6] 王云萍. 显示技术的 TFT-LCD 与 OLED 的相关分析 [J]. 电子世界, 2021, (17): 13-14.
- * [7] 查文利. 基于 STM32 的医用输液加温智能监控系统设计 [D]. 江苏大学, 2022.

基于单片机的医疗设备温湿度实时监测系统设计

李勇

(江苏省宿迁市泗阳医院, 江苏宿迁, 223700)

摘要: 为了提高医疗设备温湿度实时监测准确性, 提出基于单片机的医疗设备温湿度实时监测系统设计。将AT89S51单片机为核心, 对系统硬件进行了设计, 其中包括智能监控点结构设计、复位电路设计、RS-485 串行通讯设计、温湿度传感器选择四部分。然后, 系统软件部分采用PID控制器设计, 并采用灰狼优化算法寻优参数, 基于此PID控制器输出信号给单片机, 来监测医疗设备温湿度是否达到设定值, 以实现医疗设备温湿度实时监测。结果表明, 所设计系统其监测误差较低, 且监测耗时较短。

关键词: 单片机; 监测系统; PID控制器

0 引言

在医疗行业中, 温湿度是非常重要的参数, 它们对于医疗设备的性能和稳定运行至关重要^[1]。储存环境的温湿度不但直接地影响医疗设备的储存, 而且还会影响医疗设备的性能和稳定性。一些医疗设备对温湿度有着极其敏感的要求, 如手术室内的医疗设备、药品储存设施、实验室等。医疗设备通常会在运行过程中产生一定的热量, 如果无法有效散热或温度无法控制在适宜范围内, 可能导致设备故障或降低性能。且一些特定医疗设备中使用的电子元器件对于环境温度的变化十分敏感, 这可能会影响设备的准确性和可靠性。例如, 传感器、芯片等组件对于环境温度波动有特定的工作要求, 在温度超出一定范围时可能会引发测量误差或功能故障。而许多医疗设备会使用电池作为电源, 而电池的性能和寿命受环境温度的影响较大。较高的温度会加速电池的自放电速度、降低电池容量以及缩短电池寿命。因此, 温度是医疗设备正常运行的重要因素之一, 对于不同类型的医疗设备可能存在不同的温度影响方面。在设计温湿度实时监测系统时, 需要考虑设备温度控制, 以确保医疗设备的稳定运行和性能表现。而过高的湿度会导致电子元器件与空气中的水分反应, 从而引起腐蚀。这可能会损坏电子元器件的金属连接、焊点或其他关键部件, 导致设备的性能下降甚至失效。特别是在长时间暴露于高湿环境中的设备, 腐蚀问题更加严重。且在高湿度环境下, 电子设备的绝缘性能可能会受到影响, 导致导体之间的电气绝缘降低。这可能引起漏电、短路或其他电气故障, 对设备的工作稳定性和安全性产生危害。绝缘性能的降低还会增加设备故障的风险, 并可能对患者的安全构成威胁。同时过高的湿度还可能导致电路中出现短路现象, 例如由于水分进入设备内部引起的导电路径形成。这可能导致设备无法正常工作, 甚至引起设备故障。短路还可能产生过电流和过功率现象, 进一步危及设备的电气部件。因此, 在设计医疗设备温湿度实时监测系统时, 保持适宜的湿度水平对于确保设备的正常运行和长期稳定性非常重要。

因此, 综上所述, 如果温湿度超出规定范围, 可能导致

储存药品失效、实验结果不准确甚至设备损坏。所以, 建立一个温湿度实时监测系统对保障医疗设备的正常运行和患者的安全至关重要。通过实时监测医疗设备的温湿度变化, 并及时采取措施来调节环境条件, 以提高设备的稳定性和可靠性。通过实时监测温湿度并及时进行调整, 可以保证设备在合适的环境中工作, 从而提高数据准确性和工作质量。此外, 湿度的变化可能对患者的安全产生负面影响, 如药品效力下降导致治疗效果不佳、手术室内设备故障引发意外等。建立温湿度实时监测系统可以及时发现并解决问题, 提升患者的安全和医疗质量。且通过实时监测温湿度并精确控制环境条件, 在合适的范围内维持医疗设备的运行, 可以避免过度能耗和资源浪费, 达到能源节约和可持续发展的目标。综上所述, 设计一个医疗设备温湿度实时监测系统具有重要的研究意义, 因此, 相关学者对此展开了研究, 并取得了一定的研究成果。郭晓莹等人^[2]设计了基于S7-1200PLC与组态王的温湿度监控系统, 但该系统响应时间较长, 耽误采取调节措施的时机。为此, 提出基于单片机的医疗设备温湿度实时监测系统设计。

1 系统设计

1.1 系统硬件设计

采用AT89S51单片机作为核心, 通过SHT11传感器采集温湿度数据。利用RS-485串行通信接收控制命令, 并传输给上位机处理。当采集得到的数值超过限定值时, 便会触发预警。通过这样的设计, 可以同时实现控制功能的全面性

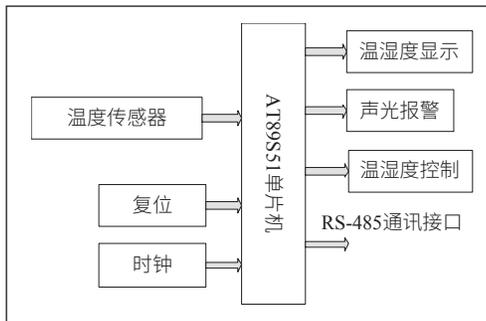


图1 智能监控点原理图

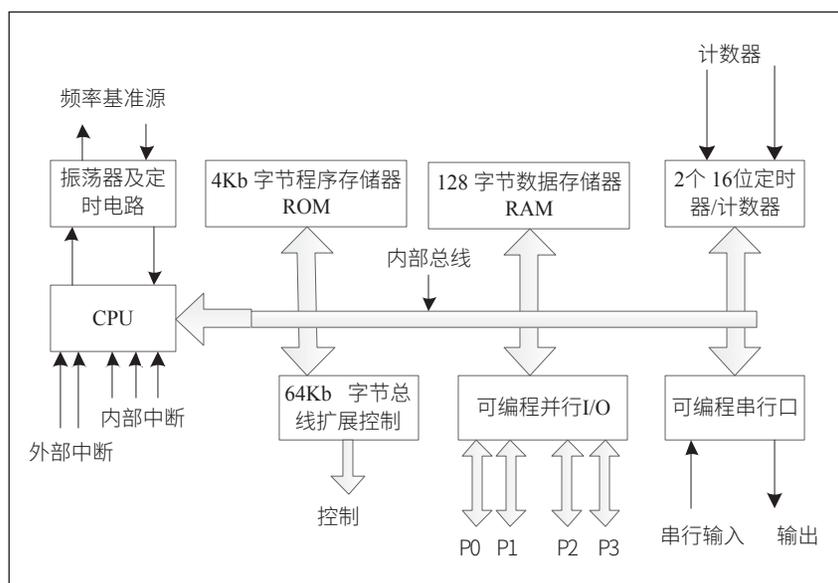


图2 AT89S51单片机的内部结构

与实时性。

1.1.1 单片机

AT89S51单片机内置可编程只读程序存储器（Flash），可有效确保程序的可靠性。工作电压范围为4.0~5.5V，频率范围为0~33Hz，可支持全静态工作模式，且可通过在线编程。其AT89S51单片机内部结构如图2所示。

AT89S51兼容标准的8051指令CPU系统和40列引脚布局，具有三级程序加密锁，可确保程序的安全性。

1.1.2 复位电路设计

AT89S51提供了上电自动复位，当系统供电时，AT89S51会自动进行一次复位操作。通过复位，AT89S51能够确保其正常运行并从初始状态开始工作。这为开发人员提供了灵活性和可靠性，使他们能够控制和管理单片机的启动过程。

上电复位电路由一个电阻器和一个电容器串联连接，能够确保单片机在供电时进行正确的复位。通过调整电阻和电容的数值，即RC的大小，可以控制复位脉冲的持续时间，确保单片机能够在规定的时间内完成复位操作。具体是在上电过程中，当系统供电开始时，电容器会逐渐充电，当超过设定的阈值时，会触发复位信号，导致CPU和系统的各个部件被强制置于初始状态，实现系统的复位。这样做可以确保系统在出现异常或错误情况下能够重新开始运行，并恢复到可预测和可控的状态。通过使用电容器阈值检测和复位电路，可以有效地管理系统的复位操作。为了满足复位电路的时间要求，需要保证电容充电时间 $t = RC > 2M$ ，其中M为机器周期。

1.1.3 RS-485 串行通讯

RS-485常用于上位机与下位机之间的通信，具有多节

点通信能力、抗干扰能力强等特点。在该串行通信中，下位机作为接收方接收来自上位机的不同指令来执行相应的程序，实现所需的功能。RS-485通信采用了差分信号传输方式，通过正极与负极两个导线实现数据传输。为了使计算机与AT89S51实现通信，通常会使用RS-232转换器以及MAX485芯片。RS-232转换器将RS-485信号转换为RS-232信号，以便与计算机进行连接。MAX485芯片可转换和驱动信号，实现通信。该串行通信采用的是半双工通信方式，即每次只能进行发送或接收操作。单片机和计算机通过RS-485通信同时进行发送

和接收操作可能会引发冲突，因此采用了半双工通信来避免冲突问题。在电源供电方面，+5V被用作通信电源，额定电流值为300 μ A。这种低功耗的设计使得通信过程中能够实现高效的能源利用。

1.1.4 温湿度传感器选择

SHT11是一款采用复合传感器技术的温湿度检测模块，能够提供高精度的湿度和温度测量。SHT11的湿度分辨率为12位，即可将湿度的范围（0~100%RH）分成4096个等份，从而获得更准确的湿度值。它还具有可靠的湿度测量误差控制，在正常工作条件下，湿度测量误差约为 $\pm 3\%$ RH。这意味着在设备的湿度变化范围内，SHT11能够提供准确的湿度测量结果。SHT11的温度分辨率为14位，即将温度范围（-40 $^{\circ}$ C~123.8 $^{\circ}$ C）分成16384个等份。它能够以非常小的步进值来检测和输出温度值，使温度的测量结果更加准确。在正常工作条件下，温度测量误差约为 $\pm 0.4^{\circ}$ C，这意味着它能够提供高精度的温度测量。同时，SHT11可自动校准，无需进行额外的校准步骤，就能够获得准确的温湿度测量结果。这种自动校准的特性使得SHT11具有完全的互换性，即它可以方便地替代其他具有相同技术规格的温湿度传感器。

在温湿度监测系统中，为了获取相对湿度和温度的具体数值，通常会使用温度传感器和湿度传感器来产生相应的模拟信号。生成的温度和湿度的模拟信号经过放大电路，可以增强信号的幅度和减小误差。再经过A/D转换器进行模数转换为数字信号。在此过程中，还可能进行一些校准和纠错操作，以确保转换结果的准确性。转换后的温湿度数据可发送给微控制器。由微控制器可进行进一步的计算、分析和显

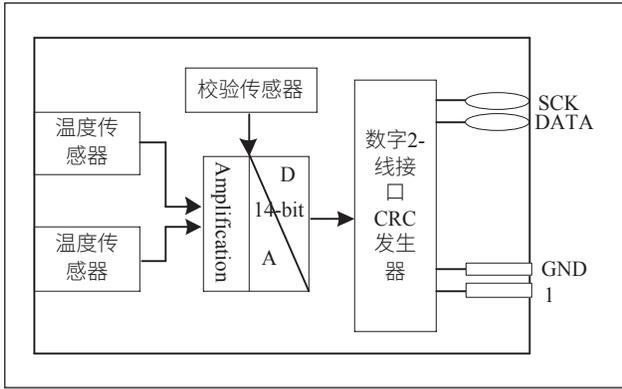


图3 SHT11内部结构

示。在处理过程中，可能需要进行一些补偿操作，例如修正温度传感器的非线性特性或纠正湿度传感器的漂移等。通过这些操作，可以获得更准确和可靠的相对湿度和温度数据。

在该系统中，通过 DATA 和 SCK 引脚可实现 AT89S51 单片机和 SHT11 传感器之间的通信，其连接电路如图 4 所示。

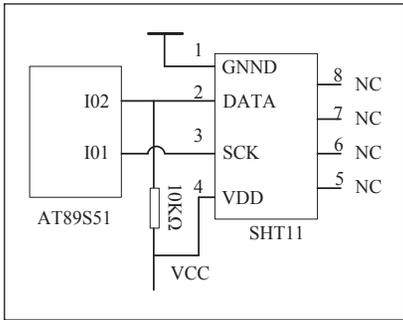


图4 SHT11与单片机连接电路

在发送数据时，将数据从 AT89S51 的输出口传输到 SHT11 的 DATA 引脚上；而在接收数据时，将来自 SHT11 的数据从 DATA 引脚引导到 AT89S51 的输入口进行处理。通过这种串行通信方式，AT89S51 可以与 SHT11 传感器进行数据交换，并获取所需的温度和湿度数据。通过模拟通信协议的时序信号，实现了 AT89S51 与 SHT11 之间的有效通信。

1.2 系统软件设计

为实现精准的医疗设备温湿度实时监测，软件部分通过编写程序实现 PID 控制算法^[4]。PID 控制算法根据系统的误差、误差的积分和误差变化率计算出监测信号，并将该信号发送给单片机的输出接口，实现实时监测^[5]。

1.2.1 适应度函数设计

PID 控制器的控制品质往往从以下几个方面考虑，超调量的多少，系统是否稳定、调节所用时间等。因此，适应度函数也是围绕 PID 控制器控制品质来进行选取，即选用系统稳态误差的积分作为目标函数，并加入控制输出的绝对值，且在函数分母中加入

时间参数，以为了减小误差带来的干扰，因此，适应度函数设计为：

$$f = \frac{1}{\int_0^t (w_1|e(t)| + w_2|u(t)|)dt + w_3 + t} \quad \text{式 (1)}$$

在公式 (1) 中， $e(t)$ 是系统稳态误差， $u(t)$ 为 PID 控制器输出， t 为系统达到稳态误差所用时间， w_1 、 w_2 、 w_3 为各个参数的权值。

1.2.2 基于灰狼优化算法整定 PID 控制器参数

PID 控制器由偏差比例、积分因子和微分因子结合起来控制系统的单片机，以实现医疗设备温湿度实时监测。为达到可靠的医疗设备温湿度实时监测效果，将采用灰狼优化算法对参数进行整定，其整体结构图如图 5 所示。

在到达设定时间后将温湿度差规定值与反馈值的误差发送给灰狼优化算法整定各参数，并反馈给 PID 控制器，由 PID 控制器将重新计算监测信号，并输出给执行机构，来监测医疗设备温湿度是否达到设定值，以实现医疗设备温湿度实时监测。其具体地实现过程描述如下：

步骤 1：初始化参数；

步骤 2：确定 PID 控制器的 K_p 、 K_i 、 K_d 三个参数的变化范围；

步骤 3：计算所有灰狼的适应度值，并选取最优值；

步骤 4：进行适应度分析，记录下灰狼的最优位置 $X(t+1)$ ；

$$X(t+1) = \begin{cases} 0.5 \times (X_1 + X_2) + l \oplus Levi(\lambda), & |A| \geq 0.5 \\ 0.5 \times (X_1 + X_2), & |A| < 0.5 \end{cases} \quad \text{式 (2)}$$

式中， l 为控制步长权重； $Levi(\cdot)$ 为随机搜索路径。

步骤 5：利用上述式 (1) 对每个粒子进行适应度评价，并引用贪婪选择策略来比较更新后位置结果与之前位置结果的适应度值，保留适应度值更优的解；

$$X(t+1) = \begin{cases} X(t), & f(X_{new}(t)) > f(X(t)) \\ X_{new}(t), & \text{其他} \end{cases} \quad \text{式 (3)}$$

其中， $X_{new}(t)$ 为最新更新位置结果； $f(X_{new}(t))$ 为 $X_{new}(t)$ 的适应度值， $f(X(t))$ 为上一位置结果的适应度值。

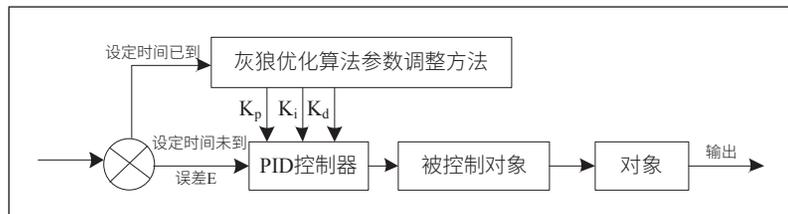


图5 调整PID控制器结构图

步骤 6: 当达到最大迭代次数, 则停止更新, 输出最优解; 否则返回第 4 步。

由此, 基于上述步骤, 实现对 PID 控制器参数整定, 将整定后的参数结果反馈给 PID 控制器, 根据反馈的参数值, PID 控制器将重新计算控制信号, 来监测医疗设备温湿度是否达到设定值, 以实现医疗设备温湿度实时监测。

2 实验测试

Proteus 仿真软件是一种 EDA 软件工具, 具有单片机及外围电路元器件的仿真功能, Proteus 在单片机仿真领域目前是最好的。它支持包括 51 系列单片机在内的绝大多数处理器模型。因此本文使用 Proteus v7.8 SP2 软件工具对所设计的医疗设备温湿度实时监测系统进行了仿真测试。在本次仿真中, 为了能够及时地采集到人为改变的输入温湿度数据, 因此对温湿度的采样周期设定为 2ms, 在实际使用中, 考虑到温湿度参数具有大时滞性, 不会发生忽高忽低的情况, 可将采样周期调整到 2min。其测试相关参数设置如表 1 所示。

表1 参数设置

参数	数值
种群大小	50
维度	100
迭代次数	100
K_p 参数	70
K_i 参数	20
K_d 参数	20
w_1 权值	0.99
w_2 权值	0.01
w_3 权值	2

在上述设置的基础上, 将文献 [2] 中的系统作为对比系统, 选取监测误差和监测效率作为测试指标, 与所设计系统展开对比测试, 实现对所设计系统的有效性验证。首先随两个系统的监测误差进行测试, 其误差越小, 说明其监测准确性越高, 测其测试结果如表 2 所示。

表2 监测误差结果对比

设备数量	监测平均误差			
	监测温度/ $^{\circ}\text{C}$		监测湿度/%RH	
	所提系统	文献[2]系统	所提系统	文献[2]系统
5	0.15	4	0.2	5
10	0.25	4.5	0.25	5.5
15	0.25	5	0.35	5.5
20	0.35	5.5	0.25	6.5
25	0.25	6	0.2	5.5
30	0.35	4	0.3	6

根据表 2 所得结果可知, 所设计系统对医疗设备温度实时监测误差始终维持在 0.4°C 以下, 其湿度监测误差始终

维持在 $0.4\%\text{RH}$ 以下。而文献 [2] 中的系统医疗设备温度实时监测误差结果均在 4 以上。由此说明, 采用所设计系统进行医疗设备温度实时监测, 其监测误差较小, 具有较高的监测准确性。

接下来, 在上述测试的基础上, 展开所设计系统和文献 [2] 中系统的监测效率测试, 该测试用控制耗时进行评估, 耗时越短, 其控制效率越高。则测试结果如表 3 所示。

表3 控制耗时结果对比

设备数量	控制耗时/s	
	所提系统	文献[2]系统
5	1.33	3.97
10	1.63	4.25
15	1.91	4.79
20	2.18	5.31
25	2.44	5.78
30	2.65	6.13

根据表 3 所得结果可知, 随着设备数量的增加, 所设计系统对医疗设备温湿度实时监测耗时始终维持在 3s 以下, 其耗时较短。而文献 [2] 中的系统的医疗设备温湿度实时监测耗时结果, 始终高于所设计系统的监测耗时。由此说明, 采用所设计系统进行医疗设备温湿度实时监测, 具有较高的监测效果。

3 结论

为了提高医疗设备温湿度实时监测准确性, 提出基于单片机的医疗设备温湿度实时监测系统。将 AT89S51 单片机为核心, 对系统硬件进行了设计, 其中包括智能监控点结构设计、复位电路设计、RS-485 串行通讯设计、温湿度传感器选择四部分。然后, 系统软件部分采用 PID 控制器设计, 并采用灰狼优化算法寻优参数, 基于此 PID 控制器输出信号给单片机, 来监测医疗设备温湿度是否达到设定值, 以实现医疗设备温湿度实时监测。结果表明, 所设计系统具有较低的监测误差, 且可有效缩短监测耗时, 具有可靠性。

参考文献

- * [1] 李思华, 潘愈嘉, 梁以权, 等. 大型医疗设备监测预警系统的设计与实现 [J]. 中国医学装备, 2022,19(6):129-133.
- * [2] 郭晓莹, 何其文, 谭雨祺. 基于 S7-1200PLC 的粮食温湿度远程监控系统设计 [J]. 仪器仪表与自动化装置, 2021(5):39-41.
- * [3] 沈慧, 王启茹, 刘晔, 等. 基于 KANO-DANP 模型的医疗设备维护外包服务质量关键影响因素分析 [J]. 医疗卫生装备, 2022,43(3):70-74.
- * [4] 姚立平, 刘伟章, 吴文明, 等. 一种引入滤波的 PID 控制算法在温控系统的应用 [J]. 电子技术应用, 2022,48(6):79-83.
- * [5] 曾雄飞. 基于粒子群算法优化 BP 神经网络的 PID 控制算法 [J]. 电子设计工程, 2022,30(11):69-7378.

并联改进型电容三点式振荡器虚拟仿真实验设计

严小黑, 黎运宇

(广西民族师范学院, 广西崇左, 532200)

基金项目: 广西教育科学“十四五”规划2023年度广西教育信息化教学应用实践共同体专项课题(项目编号: 2023ZJY562); 2023年度广西职业教育教学改革研究项目(项目编号: GXGZJG2023B088); 2021年度广西高等教育本科教学改革工程项目(项目编号: 2021JBG381); 2022年度广西民族师范学院高等教育教学改革与研究项目(项目编号: JGZD202207)。

摘要: 利用Multisim和LabVIEW两款软件的联合仿真设计了并联改进型三点式LC振荡器虚拟仿真实验。利用Multisim软件完成振荡器的电路设计。利用LabVIEW软件实现对Multisim电路的调用, 并完成交互设计。本虚拟仿真实验能观察振荡器的起振过程, 能测量静态工作点变化对振荡幅度的影响, 并能测量可调电容变化对振荡频率的影响, 完成实验所要求的基本任务。此实验系统可以进行Web发布, 满足学生远程实验的需求, 是传统基于硬件平台实验的有效补充, 具备一定的应用价值。

关键词: Multisim; LabVIEW; 联合仿真; 实验

0 引言

在现代电子技术领域中, 振荡器是一种非常重要的电路元件, 其作用是产生稳定的交流信号, 被广泛应用于无线电通信、音频设备、计算机网络等领域。

为了更好地掌握振荡器电路的原理和实际应用, 许多学校都开设了相关的实验课程。但是, 传统的实验方式存在一些问题, 例如实验设备成本高、实验环境受限、实验数据难以保存等等。针对这些问题, 虚拟实验技术应运而生, 它将传统实验与现代计算机技术相结合, 利用计算机模拟实验环境和仿真工具, 进行电路设计、仿真验证和性能测试等一系列实验操作。虚拟实验具有成本低、安全可靠、灵活方便等特点, 已经成为现代电子实验教学和研究的重要手段^[1-4]。

Multisim 是一款常用的电路设计与仿真软件, 具有丰富的元器件库和仿真分析功能; 而 LabVIEW 则是一个强大的虚拟仪器开发平台, 可以实现虚拟仪器的设计、控制和数据采集等操作。本文以一个典型的振荡器电路为例详细介绍了基于这两款软件进行振荡器虚拟实验的设计流程, 并进行了案例分析。

1 并联改进型电容三点式振荡器的工作原理及性能指标

1.1 工作原理

反馈型振荡器是由放大器和选频反馈网络两部分组成的, 如图 1 所示。其中放大器的电压放大倍数

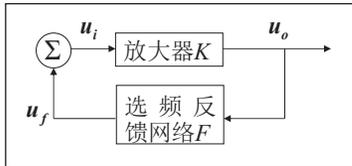


图 1 反馈型振荡器的组成框图

记为 K , 反馈网络的反馈系数记为 F , 放大器的输入信号记为 u_i , 放大器的输出信号记为 u_o , 反馈网络反馈到输入端的信号记为 u_f 。

振荡器要想正常工作必须满足三个条件。首先是起振条件, 起振时要满足 $u_f > u_i$, 因此, 振荡器的起振条件可表示为:

$$\dot{K}\dot{F} > 1, \text{ 即 } \begin{cases} KF > 1 \\ \phi_K + \phi_F = 2n\pi \quad (n = 0, \pm 1, \dots) \end{cases} \quad \text{式 (1)}$$

此条件的物理意义是振幅起振条件要求反馈电压幅度要一次比一次大, 而相位起振条件则要求环路保持正反馈。

其次是平衡条件, 平衡时要满足 $u_f = u_i$, 因此, 振荡器的平衡条件为:

$$\dot{K}\dot{F} = 1, \text{ 即 } \begin{cases} KF = 1 \\ \phi_K + \phi_F = 2n\pi \quad (n = 0, \pm 1, \dots) \end{cases} \quad \text{式 (2)}$$

在平衡条件下, 反馈到放大器的输入信号电压正好等于放大器维持振荡所需要的输入电压, 从而保持反馈环路各点电压的平衡。

最后是稳定条件, 稳定条件具体又包括振幅稳定条件和相位稳定条件。振幅稳定条件要求在平衡点附近, 放大倍数随振幅的变化特性具有负的斜率。相位稳定条件则要求相位特性曲线在工作频率附近的斜率是负的, 用公式可表示为:

$$\left. \frac{dK}{du} \right|_{K=\frac{1}{F}} \text{ 和 } \left. \frac{d\phi}{df} \right|_{f=f_0} \quad \text{式 (3)}$$

图 2 为并联改进型电容三点式振荡器的原理电路及其交流等效通路。相比普通的电容三点式振荡器而言, 其增加了电容 C_3 和可调电容 C , 目的是提高振荡器的频率稳定度及频率可调性。对于电容三点式振荡器而言, 要想满足反馈型振荡器所要求的相位平衡条件, 则必须满足“射同基反”的要求, 即与三极管发射极相连的两个电抗元件必须性质相同, 而与三极管基极相连的两个电抗元件必须性质相反。因此, 对于并联改进型电容三点式振荡器而言, 三极管基极与集电极之间必须等效为电感, 振荡器才能正常工作。

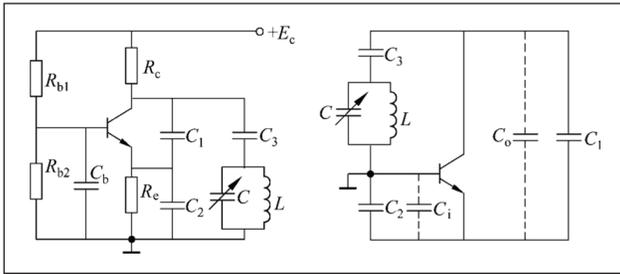


图2 并联改进型电容三点式振荡器的电路

在满足上述条件的前提下，振荡器的工作过程是：在电源开关闭合的瞬间，存在各种电的扰动。突变的电流扰动包含着许多谐波成分，它们通过 LC 谐振回路时，由 LC 谐振回路选出与其谐振频率相同的信号，并通过反馈网络反馈到放大器的输入端，这就是激励信号。起始振荡信号十分微弱，但是由于不断对它进行放大—选频—反馈—再放大等多次循环，于是一个与 LC 谐振回路固有谐振频率相同的自激振荡便由小到大地建立起来。由于晶体管特性的非线性，振幅会自动稳定到一定的幅度，因此振荡的幅度不会无限增大。

1.2 性能指标

振荡器的性能指标主要包含振荡频率、频率可调性和频率稳定度三个方面。其振荡频率主要由 LC 谐振回路的谐振频率决定，由以下公式进行计算：

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_\Sigma}}, C_\Sigma = C + \frac{1}{\frac{1}{C_1+C_0} + \frac{1}{C_2+C_1} + \frac{1}{C_3}} \quad \text{式(4)}$$

式中， C_i 为三极管的输入结电容， C_o 为三极管的输出结电容，在振荡器中要尽量降低它们对振荡频率的影响。

振荡器的频率稳定度是指在规定的时间内，规定的温度、湿度、电源电压等变化范围内振荡频率的相对变化量，可表示为：

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f - f_0}{f_0} \quad \text{式(5)}$$

造成频率不稳定的因素主要有晶体管参数的不稳定，比如当外界环境变化造成结电容的变化，从而导致振荡频率的变化。

振荡器的频率可调性是指通过调整可调电容，能够实现的振荡器的频率变化范围。由式(4)可知，当 $C_1 \gg C_3, C_2 \gg C_3$ 时， $C_\Sigma \approx C + C_3$ 。因此，并联改进型电容三点式振荡器可有效提高振荡器的频率稳定度和可调性。

2 Multisim 实验电路设计

采用 Multisim 设计并联改进型电容三点式振荡器实验电路，如图3所示。

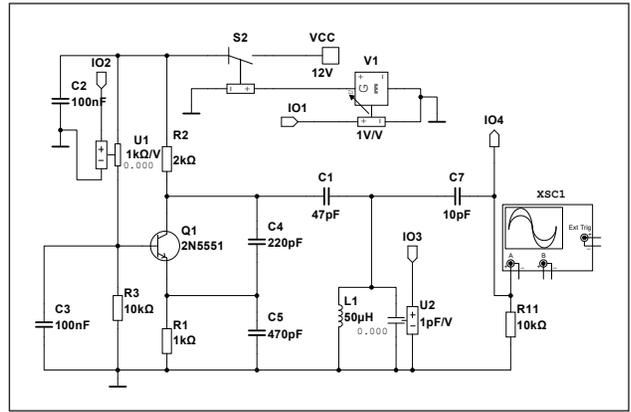


图3 Multisim 并联改进型电容三点式振荡器实验电路

U1 为压控电阻，用于控制 R_{b1} 的阻值，实现对晶体管静态工作点的控制。U2 为压控电容，用于控制 C 的电容量。V1 为压控电源，用于控制直流电源开关的通断。晶体管型号为 2N5551。电路共设置 4 个 LabVIEW 协同仿真端口，用于和 LabVIEW 程序的联动，端口作用及对应关系详见表1。

表1 LabVIEW协同仿真端口作用及对应关系

类型	功能	端口号
输入	控制 R_{b1} 的阻值	IO2
	控制 C 的电容量	IO3
	控制直流电源开关的通断	IO1
输出	输出信号	IO4

3 LabVIEW 前面板及程序设计

LabVIEW 前面板如图4所示，其包含3个区域，分别为电路原理图，信号波形图和电路参数设置、显示区。电路可调整的参数为静态工作点调节 (R_{b1})、频率微调 (C)，可显示的参数为振荡器输出信号的振荡频率。电源开关用于控制振荡电路直流电源的通断。振荡器输出信号的振荡幅度可通过波形图读取。

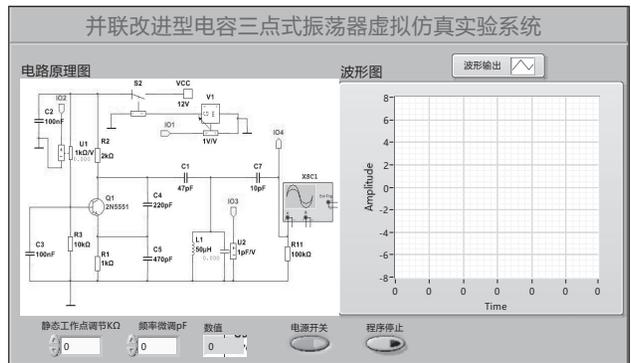


图4 LabVIEW 前面板

LabVIEW 程序如图5所示，主程序为控件与仿真循环，在其中调用并联改进型电容三点式振荡器 Multisim Design VI。将调节控件与 Multisim 相应的输入端口连接，信号波

形图表与相应的输出信号端口连接。在程序中插入了一个“信号的时间与瞬态特性测量”VI用于测量振荡器输出信号的频率。“停止”布尔控件用于控制主程序停止。

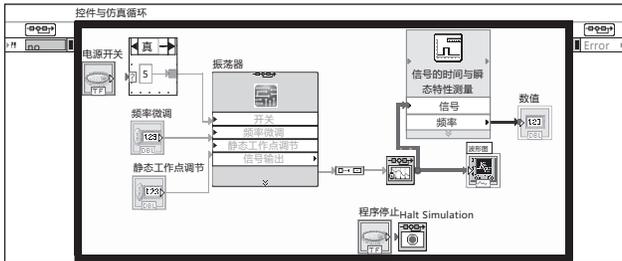


图5 LabVIEW程序

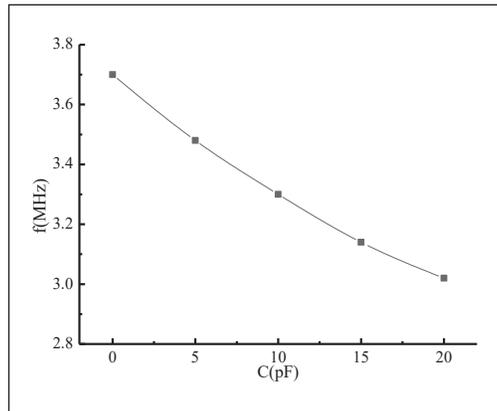


图8 C变化对振荡频率的影响曲线

4 虚拟仿真实验过程

4.1 振荡器起振过程的观察

设置静态工作点调整电阻 (R_{b1}) 的初始阻值为 10 k Ω ，频率微调电容 (C) 为 0pF，运行程序，此时会发现振荡器并未起振。缓慢增加 R_{b1} 的阻值直至 15 k Ω ，此时会观察到振荡的起振过程，如图 6 所示，振荡器的输出信号从小变大，慢慢变大，最后趋于稳定。

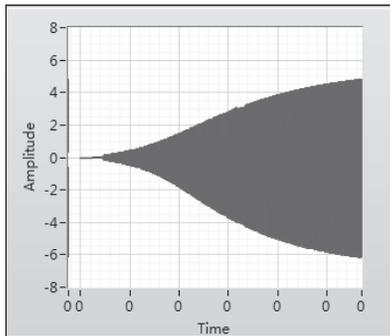


图6 振荡器的起振过程

4.2 静态工作点变化对振荡幅度的影响

当振荡器起振后，继续增加 R_{b1} 的阻值，则会继续改变晶体管的静态工作点，进而影响振荡器的输出信号幅度。将

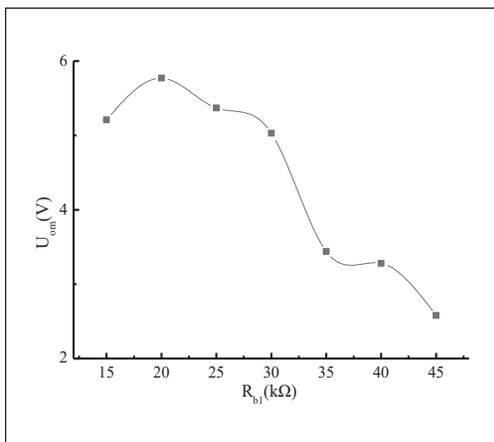


图7 R_{b1} 变化对振荡幅度的影响曲线

相关数据记录于表格 2 中，根据实验数据可以绘制静态工作点变化对振荡幅度的影响曲线，如图 7 所示。可以看出，随着 R_{b1} 的增加振荡幅度先增加到最大，后又减小直到停振，这是由于 R_{b1} 的增加会导致晶体管的静态工作点由高到低变化所致。此结果与理论分析一致，较好地验证了理论的正确性。

表2 不同 R_{b1} 值下振荡器的输出信号幅度

R_{b1} (k Ω)	15	20	25	30	35	40	45
U_{om} (V)	5.21	5.77	5.37	5.03	3.44	3.28	2.58

4.3 可调电容变化对振荡频率的影响

将 R_{b1} 设置为 20 k Ω ，通过改变 C 的电容值，观察其对振荡频率的影响，并将相关数据记录于表格 3 中，根据实验数据可以绘制可调电容变化对振荡频率的影响曲线，如图 8 所示。可以看出，随着 C 从 0 增大到 20 pF 的过程中，振荡器的振荡频率近乎线性下降。当 C=25pF 时，振荡器无法起振，这是由于此时振荡器无法满足“射同基反”的起振条件。以上结果均与理论结果相一致。

表3 不同C值下振荡器的振荡频率

C (pF)	0	5	10	15	20	25
f (MHz)	3.70	3.48	3.30	3.14	3.02	不起振

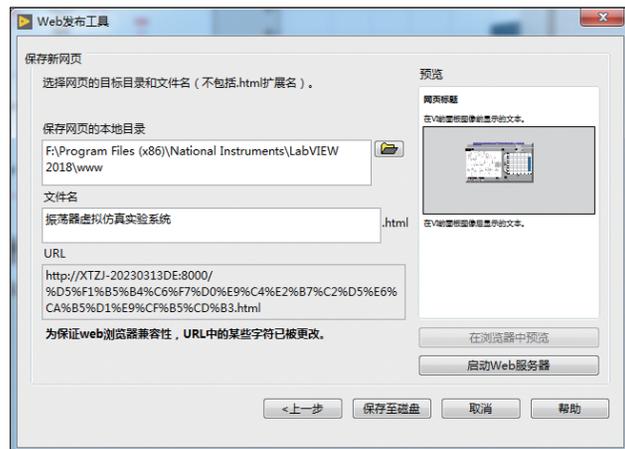


图9 虚拟仿真实验的Web发布

(下转第 46 页)

基于 Matlab 平台系统仿真的 Goertzel 算法的听拨号音识别研究

李永田, 秦世文, 李玉成, 王明建, 董诗洋
(空军工程大学航空机务士官学校, 河南信阳, 464000)

摘要: 为了提高使用手机的安全性, 以及防止手机银行密码的失窃, 本文对基于 Matlab 平台系统仿真的 Goertzel 算法的听拨号音识别技术进行了深入的研究。Goertzel 算法是估计双音多频 (Dual Tone Multi-Frequency, DTMF) 信号功率谱最经典、最实用的方法, DTMF 拨号系统具有频域分析方便、抗干扰能力强等优点。该算法只估计 DTMF 信号两个特定频率点上的功率谱, 即可从键盘上频率阵列的对应关系反推出按键值。

关键词: Goertzel 算法; DTMF; Matlab 仿真; 听拨号音识别

0 引言

如今, 智能手机已经完全融入了我们的日常生活。我们频繁地敲击手机键盘, 输入电话号码, 输入各种密码或验证码, 编辑微信或短信, 操作手机银行、网上购物等, 每次敲击手机键盘时, 经常会听见“嘟嘟嗒”的按键声, 这些声音都存在泄密的可能。在现实生活中许多地方存在泄密的可能。例如, 电视以及有声媒体采访公众人物时, 注意不要把拨号声音也放出来。我们平常使用手机拨打电话 (如手机银行) 时, 千万注意身旁是否有人录音, 否则电话号码或密码很容易被还原出来, 造成严重的隐患。为了防范密码泄露, 在输入密码的时候电话银行系统一般会更改声调, 使得拨号音听上去怪怪的, 这样做的目的就是防止有人识别你的拨号音。

我们平常所用的电话, 是通过双音多频 (Dual Tone Multi-Frequency, DTMF) 信号向交换机传递命令的, 我们每按下电话键盘上的一个按键, 就会同时发出两个不同频率的声音, 转化为电流在对面解析。通过某些软件手段便可以还原号码按键音, 进而解析出号码。

一个完整的电话机键盘如图 1 所示, 有 10 个数字键和 2 个字符键。根据国际电报电话咨询委员会 (国际电信联盟前身) 建议, 每个数字或字符都要用到两个单频信号的组合进行传输。因此, 键盘上每个按键所对应的信号都可以表示为:

$$X(t) = A\sin(2\pi f_L t) + B\sin(2\pi f_H t)$$

其中 f_L 和 f_H 分别表示按键所在行和列对应的频率值, 4 个行上标注的频率值 697Hz、770、852、941 组成了低频组, 4 个列上标注的频率值 1209、1336、1477 和 1633Hz 组成了高频组。键盘号码和频率的对应关系如图 1 所示。

这些频率的取值是经过特别设计的: ①这些频率都处于人的可听范围内, 因此按键下去时人可以听到; ②这 8 个频率中没有一个频率是其他任意一个频率的倍数; ③任意两个频率的组合、相加或相减都不等于其他任意一个频率。因此这些特性不仅简化了双音多频信号的解码, 同时也降低了

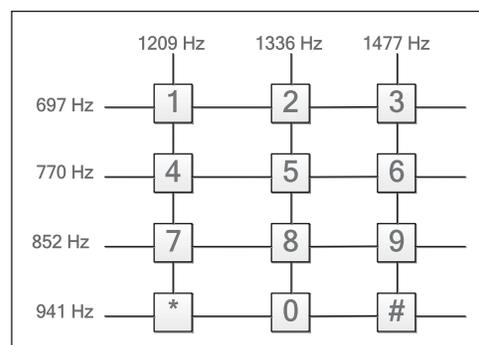


图 1 电话机键盘的频率阵列

双音多频误检的概率。

根据国际电报电话咨询委员会的规定, 要求每 100ms 传输一个键盘数字或符号, 代表数字的音频信号持续时间必须为 45~55ms。为了区分两个连续地按键号码, 在 100ms 内其他时间应该为静音 (无信号), 电话信号的抽样频率应该为 8kHz。

只要熟悉信号处理时频变换关系, 就很容易看出不同时间段对应的频率值, 再根据 DTMF 信号原理就可以马上

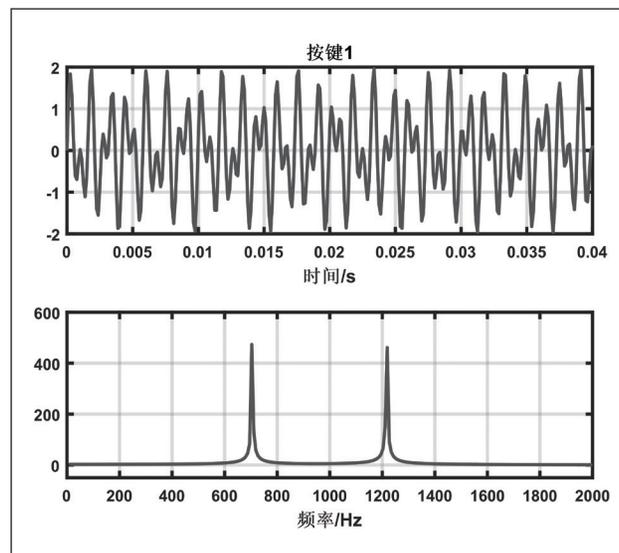


图 2 按键 1 的时域波形和频域波形

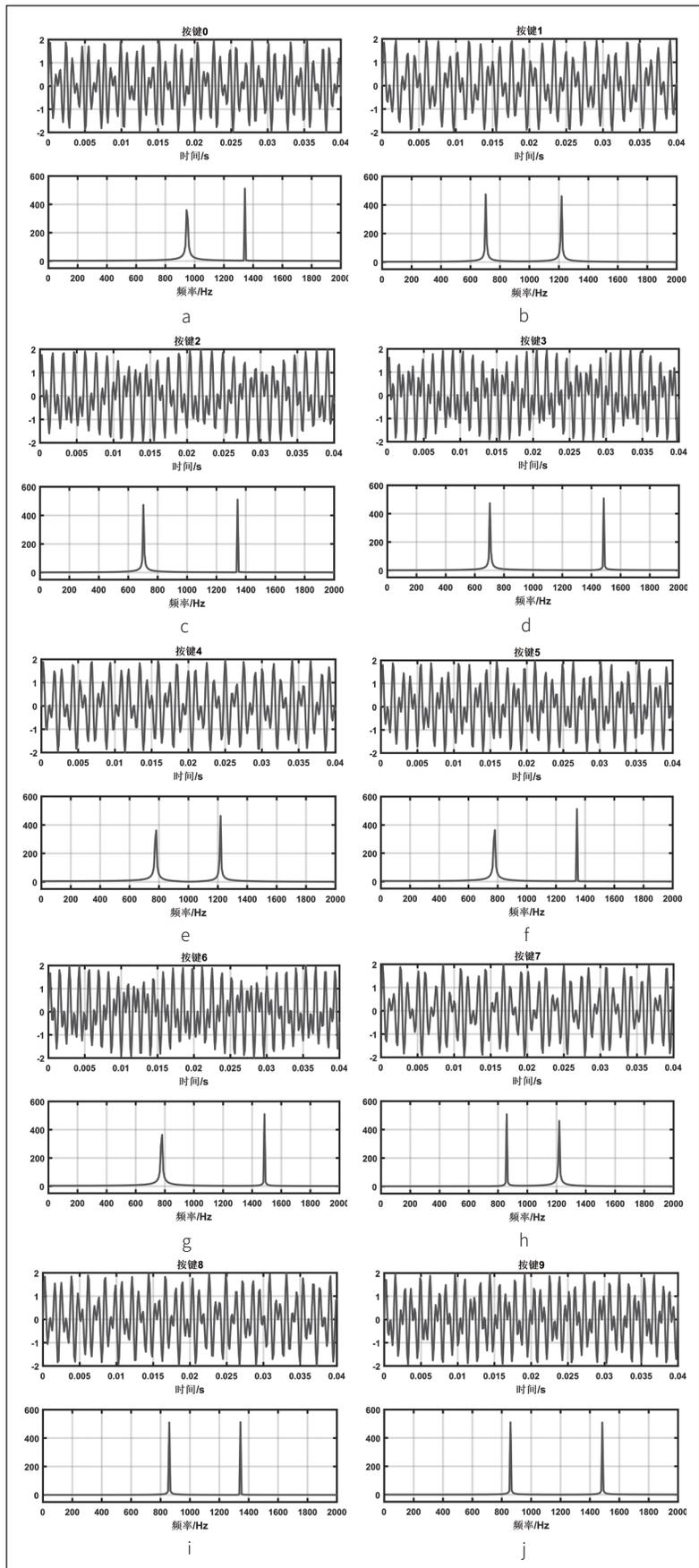


图3 按键 0~9 的时域波形和频域波形

反推出按键值，也就是通过离散傅里叶变换（Discrete Fourier Transformation, DFT），先将 DTMF 信号转换成频域，然后在频域上判断各个频点的能量。通过 Matlab 仿真可得，图 2 给出的就是按键 1 的时域波形和频域波形，可以很直观地看出按键 1 其实就是由两个单频信号构成的（697Hz 和 1209Hz）。

图 3 给出了按键 0~9 的时域波形和频域波形，可以很直观地看出每个按键其实都是由两个单频信号构成的。DTMF 信号在高低频处的频谱幅度非常大，其他频率处几乎为 0。将 DTMF 信号转换为离散时间序列，然后执行 DFT，检测幅度频谱最大的两个频率。本论文实现的 DTMF 信号的编码和译码是理想情况下的编译码，实际中 DTMF 信号在传输过程中会混叠有大量的噪声，不能通过简单的计算固定频率处的幅度来确定信号的频率成分。

图 4 中给出的就是按键 0~9 拨号音的时频图，仿真程序为了更好地模拟真实情况，在源代码中还引入了拨号间隔时间 (blk) 和传输噪声 (noise) 这两个仿真参数。从图中结果可以看出，按键 1,2,3 具有相同的低频信号（697Hz），而它们的高频信号是逐个上升的，其他按键频率的变换关系与此类似。

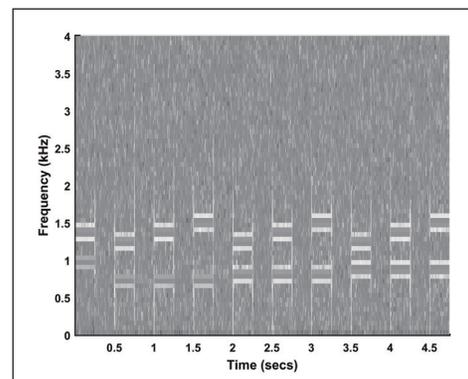


图4 按键 0~9 的时频图

直接计算 DFT 的计算量较大，而 DTMF 信号检测只需要计算少数几个频点的频谱。所以工程商通常采用滤波器法或者 Goertzel 算法来完成 DTMF 信号的检测。

1 滤波器法识别及仿真结果

滤波器法识别按键的原理如图 5 所示, 该方法最关键的步骤就是设计 8 个带通滤波器, 每个带通滤波器的中心频率对应着低 / 高频组的各个频率点。将待识别的拨音号码 (DTMF 信号波形) 依次通过这 8 个带通滤波器, 理论上只有频率成分与滤波器中心频率一致的信号才能通过, 在滤波器输出端检测能量最大者即可判断出低 / 高频率号, 最后通过键盘上频率阵列的对应关系即可反推出按键值。

将输入值 (DialNum) 任意更改为电话机键盘上不同的按键值, 逐个检验估计值 (keynum)。我们发现利用滤波器法识别单个按键值并不能达到 100% 的准确率, 识别效果对输入信号的时长、快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 点数、滤波器阶数等参数都比较敏感, 利用滤波器法识别按键值的瓶颈在于各个带通滤波器的幅频特性并不理想。

图 6 中给出的是中心频率分别为 697Hz 和 852Hz 的带通滤波器的幅频特性, 源代码中采用基于频率采样的方法设计数字滤波器。从图 6 中可以看出, 4 个带通滤波器的通带部分都重合在一起, 770Hz、852Hz 和 941Hz 的单频信号能大部分通过 697Hz 的带通滤波器, 换句话说, 697Hz 的带通滤波器对 770Hz、852Hz 和 941Hz 的单频信号滤除效果并不理想。

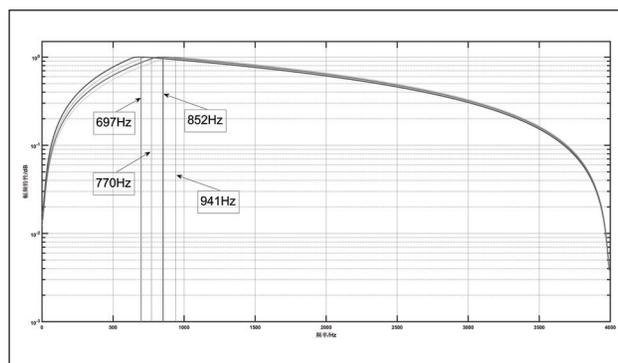


图 6 带通滤波器幅频特性对比

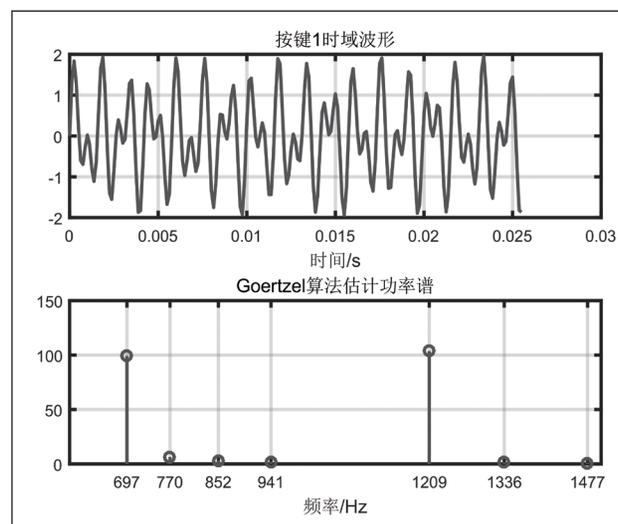


图 7 利用 Goertzel 算法估计 DTMF 信号的功率谱 (按键 1)

2 Goertzel 算法及仿真结果

理论上, DTMF 信号只会在两个固定的频率点上出现能量, 如何准确、高效地估计这两个频率值是识别拨号音的关键所在。传统的频谱估计方法, 得到的是一个频率区间内所有频率点的估计结果, 而对于 DTMF 信号, 我们只关心那 8 个固定频率点上的功率谱估计值。

Goertzel 算法是估计 DTMF 信号功率谱最经典、最实

用的方法, 该算法只估计 DTMF 信号特定频率点上的功率谱。这种算法充分利用序列 W_N^k 的周期特性减少了 DFT 的计算量。

其计算公式为:

$$y_k(n) = x(n) + W_N^{-k} y_k(n-1), 0 \leq n \leq N$$

式中, $W_N = e^{-j2\pi/N}$; N 为采样点数, k 是求 DFT 的频点序号向量。应用中 Goertzel 算法的计算量的大小是由 N

值确定的。计算的 N 值越大, 即采样序列越长, 在 f_s 已经确定的情况下 (本文为 8000), 其信号的频率分辨率能力就越强, 同时带来的时延也越长。因此对于采样点数 N 的选择取决于系统所需要的频率分辨率。如果 N 的值过小, 信号检测时, 相邻的音频会落入同一检测窗口, 无法分辨, 引起误判。若 N 值过大, 既增加了无用的计算量, 又造成时延的加大。故当 N 点

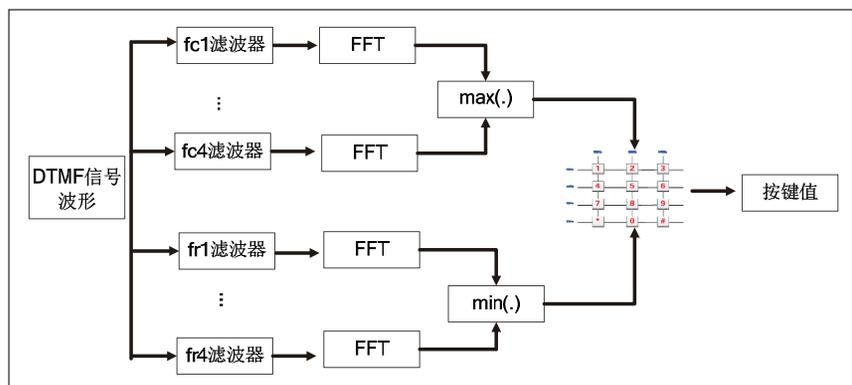


图 5 滤波器法识别按键值

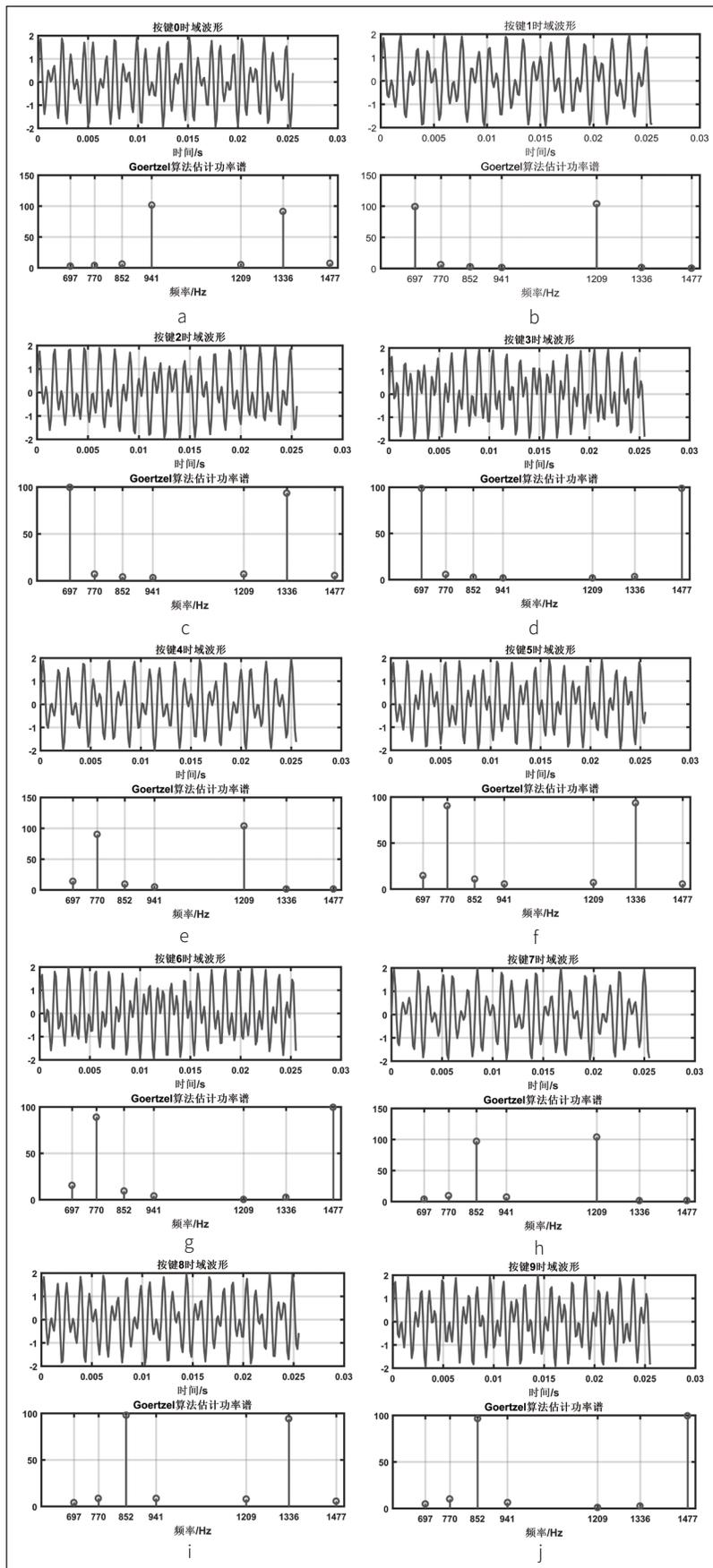


图 8 利用 Goertzel 算法估计 DTMF 信号的功率谱 (按键 1~9)

采样结束时,即可完成对信号指定频率的幅值判断,大大提高了系统的实时性。Goertzel 算法一次只计算一个频点的傅里叶分量,本文中 N 的值取为 205。

图 7 中可以看出,左边较低的信号为 697Hz 信号的频率分量,另一根为 1209Hz 信号。使用 Goertzel 算法相同的计算结果,对于指定的音频 697Hz,算法能够计算出其频率幅度。另外可以发现,音频信号与背景噪声的功率差别比较大,这也是用阈值法判断音频是否存在的依据。

从图 8 中可以看出,Goertzel 算法只估计出事先给定的 7 个频率点上的功率谱(只需要 7 个频率值即可表示纯数字的按键)。此时只需要检测出最大的两个能量值对应的频率点,即可从键盘上频率阵列的对应关系反推出按键值。通过这种方法可以对用户某些重要操作按键进行录音,然后对录音数据在时域上进行检测,再将有效区域通过 Goertzel 算法转换到频域进行数字分类,通过比照 DTMF 编码表得到用户所有按键数据。

利用 Goertzel 算法识别手机号码,识别效果远好于滤波器法,而且对于传输噪声等具有一定的抗干扰能力。需要注意的是,该程序直接把手机拨号音切分为 11 个 DTMF 信号后进行功率谱估计,省去了声音信号端点检测的过程,在实际应用中这些流程是必不可少的。

另外当信号长度延长时,将使 DFT 的计算量也变大,但是由于 DTMF 信号检测不关心频谱的相位信息,只关心频谱的幅度信息,所以通过 Goertzel 算法只需要经过 N 次的迭代就可以快速计算出频谱的幅度。

Goertzel 算法实质是对 DFT 的快速运算,但可以有选择地计算个别频率点处的 DFT 值,从而避免造成内存和计算资源的浪费。

3 实验总结

在本论文“基于 Matlab 平台系统仿真的 Goertzel 算法的听拨号音识别研究”案

例中,介绍了如何利用两个单频信号的组合来仿真电话拨号音,而本论文则是根据 DTMF 信号波形,通过估计频率值推断按键值。

双音多频拨号系统是一种典型的信号处理系统,可实现双音多频信号的生成、检测以及识别。Goertzel 算法只计算单一频率对应的频谱分量,在检测信号时简化了相位的计算,因而计算量得到精简。对覆盖全部频谱而言,Goertzel 有着更高的复杂度,但对单一频率而言,它的效率更高,适合各种小型处理器和嵌入式设备。对于音频检测,Goertzel 算法可以使用递归的方式在存储数据的同时开始计算,节省了大量的存储单元,很好地消除了采集数据所需要的时延,提高了通信的实时性。无论在硬件成本上,还是计算效率上,Goertzel 算法不但优于传统的独立识别方法,也明显优于使用 DFT 的软件解码方案。

综上所述,Matlab 平台能够很好地生成和检测 DTMF 信号。Goertzel 算法是计算序列 DFT 和检测 DTMF 并且计算输入数字的一个可行的方法。

参考文献

- * [1]Vasu, M.; Lenine, Duraisamy; Kiranmayi, R. Goertzel algorithm based islanding detection method based on small second order harmonic component for grid integrated PV systems[J]. Journal of Scientific and Industrial Research, 2019,78(11),782-787.
 - * [2]Slekas, Gediminas; Kancleris, Zilvinas; Ragulis, Paulius; Seljuta, Dalius .Using of Generalized Goertzel Algorithm for FDTD Calculation of the Transmission and Reflection Spectra of Periodic Structures[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2017,59(6).2038-2041.
 - * [3]KULAÇ, Selman; SAZLI, Murat Hüsnü. Effective cooperative DTV detection using the Goertzel algorithm [J]. Turkish journal of electrical engineering and computer sciences. 2015,23(5),1384-1392.
 - * [4]Onchis, Darian M; Rajmic, Pavel, Generalized Goertzel algorithm for computing the natural frequencies of cantilever beams[J]. Signal Processing, 2014,96(A),45-50.
 - * [5]Pediredla Hima Bindu; Sateesh Virothu; M. Satya Anuradha ,Comparison of FFT and Goertzel Algorithms Used in DTMF Detection System Using GUI[J]. International Journal of Research in Electronics and Computer Engineering, 2018,6(4).
 - * [6]Mahmooda; M. Vinod Kumar Reddy; Sagar Nayakanti. Implementation of Spectrum Analyzer using GOERTZEL Algorithm [J]. International Journal of Scientific and Research Publications, 2013,3(3).
 - * [7]Yeh, CY (Yeh, Cheng-Yu); Hwang, SH (Hwang, Shaw-Hwa). Efficient Detection Approach for DTMF Signal Detection[J]. Applied Sciences, 2019,9(3),422.
 - * [8]Siddhant Kadam; Tanvi Bhat; Tanmay Pawar . DTMF based multifunctional device[J]. International Journal of Scientific Research in Engineering and Management, 2020,4(5).
 - * [9]Getu, B.N.; Hamad, N.A.; Attia, H.A. Remote controlling of an agricultural pump system based on the dual tone multi-frequency (DTMF) technique[J]. Journal of Engineering Science and Technology, 2015,10(10),1261-1274.
 - * [10]Rura-Porterfield, Melissa J. Signals and Images: Advances and Results in Speech, Estimation, Compression, Recognition, Filtering, and Processing[J]. Photogrammetric Engineering & Remote Sensing, 2020,86(2),77-78.
- 通信作者: 秦世文。
-
- (上接第 26 页)
- mework for Infrared Dim Small Target[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2022, 60: 1-12.
 - * [3]Z. Yi, Z. h. Jiang, J. Huang, X. Chen and W. Gui, Optimization Method of the Installation Direction of Industrial Endoscopes for Increasing the Imaged Burden Surface Area in Blast Furnace[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics.
 - * [4]卢峰,周琳,蔡小辉.面向安防监控场景的低分辨率人脸识别算法研究[J].计算机应用研究,2021,38(04):1230-1234.
 - * [5]易遵辉,蒋朝辉,陈晓方等.基于自适应模拟增益的弱光场景成像自动曝光方法[C]//中国自动化学会.2022中国自动化大会论文集,2022:6.
 - * [6]张原野,刘增龙,吴建福等.一种基于FPGA的多模式微纳传感相机设计[J].长春理工大学学报(自然科学版),2022,45(03):75-81.
 - * [7]王智,罗新民.基于乒乓操作的异步FIFO设计及VHDL实现[J].电子工程师,2005,31(6):13-16.
 - * [8]解静,胡永富,唐琦等.一种空间相机快速自动曝光技术[J].光电工程,2018,45(11):4-14.
- 通信作者: 赵世祺。

基于多传感器信息融合工业机器人的应用研究

钱程¹, 刘兴德², 陈大光¹

(1. 吉林化工学院 信息与控制工程学院, 吉林吉林, 132022; 2. 吉林化工学院 机电工程学院, 吉林吉林, 132022)

基金项目: 吉林省科技厅项目(20190302080GX)。

摘要: 本文主要在探讨基于多传感器信息融合的工业机器人应用, 以增强其在复杂工业环境中的功能和性能。首先, 我们选择了多种传感器, 包括视觉传感器、红外测距传感器和激光传感器、定位传感器等, 以获取不同类型的环境信息。然后, 采用自适应加权信息融合算法, 将不同传感器获取的信息进行融合, 基于实测最优值权重与固定权重融合。建立工业机器人关节空间和笛卡尔空间在人工势场的函数模型, 并通过快速随机树 (RRT) 算法进行路径规划, 最后通过MATLAB进行仿真实验, 经仿真证明该方法相对于传统的路径算法, 效率更高, 避障效率更高。

关键词: 多传感器; 自适应加权; 固定权重; 人工势场; 快速随机树

0 引言

工业机器人在现代制造业中扮演着重要的角色, 多传感器信息融合的工业机器人应用具有广泛的应用前景^[1]。通过多传感器的使用来提高工业机器人在复杂环境下的感知和决策能力, 使其能够应对更多样化和复杂的生产任务。

多传感器信息融合是指将来自不同传感器的信息进行整合和分析, 以获取更准确、全面和可靠的环境模型。通过融合多种传感器的信息, 工业机器人能够获得更多维度的环境信息, 从而更好地理解 and 适应复杂的工作环境。例如, 通过融合视觉传感器、红外传感器和激光雷达等传感器的信息, 工业机器人可以实现更精确的目标检测和定位, 以及更高效的路径规划和运动控制^[2]。

本文通过自适应加权算法融合多种传感器的信息, 提高工业机器人在复杂环境下的感知和决策能力。我们将选择适合工业机器人应用的传感器, 并设计相应的信息融合算法, 以实现更准确、全面和可靠的环境感知和决策, 为工业自动化领域的发展提供有力支持^[3]。

1 工业机器人多传感器信息融合获取

多传感器信息融合的基本原理是通过整合不同类型的传感器数据, 利用互补性、冗余性和一致性来提高信息的全面性和可靠性, 同时处理不确定性, 分配合适的权重, 并采用合适的数据融合方法, 以实现更准确、实时和可适应性的感知和决策^[4]。

工业机器人通过红外测距传感器、激光传感器、定位传感器、视觉传感器获取环境信息, 将所测得的环境信息传入

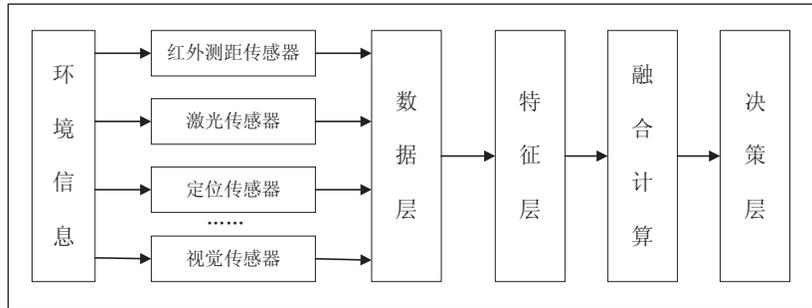


图1 多传感器信息融合过程

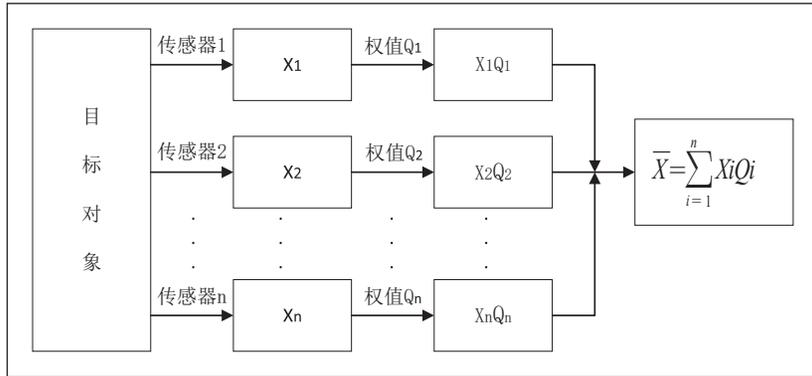


图2 融合算法结构图

数据层中, 在数据层中传感器数据进行初步处理, 以确保数据的可用性和一致性^[5]。再将数据层信息传到特征层, 在特征层提取有用的特征或属性。这些特征可以包括目标的位置、速度等信息, 以帮助后续的数据融合和分析, 最后通过数据融合计算, 传到决策层, 根据信息融合的信息作出决策。多信息融合的过程如图1所示。

2 自适应加权融合算法

根据自适应加权算法的基本原理, 自适应加权算法基于动态调整权重的原理, 通过收集相关数据和信息, 计算每个权重的值, 并根据权重的大小评估算法的效果, 从而实现根据不同条件和情况自动调整权重, 以达到更好的效果。基于每个传感器特性, 通过实验者的工程经验以及相关领域的专

家知识区分每个传感器所得到的数据对融合结果的影响程度,对传感探测系统中的每个传感器的输出数据赋予一定的权值^[6]。假设系统中存在 n 个传感器同时测量一个目标同一特征,依据每个传感器所输出数据的离散程度决定每个传感器的融合权值。利用系统一次输出的所有数据的加权融合结果总方差大小评价算法的可靠程度。融合算法结构如图 2 所示。

■ 2.1 自适应加权算法

如图 2 所示,传感器进行环境数据采集,传感器测量系统的目标特征量的实际值为 X,在实际测量中,各传感器的实际输出值分别为 {X1, X2, ……Xn},传感器设定的权值为 {Q1, Q2, ……Qn},各传感器的测量方差为 {σ1, σ2, ……σn},根据融合模型结构对测量的数据进行融合计算出融合结果满足公式如下^[7]:

$$\begin{cases} \bar{X} = \sum_{i=1}^n Q_i X_i \\ \sum_{i=1}^n Q_i = 1 \end{cases} \quad \text{式 (1)}$$

根据公式 (1) 的计算可以推出总方差为 σ² :

$$\sigma^2 = E\left[\left(X - \bar{X}\right)^2\right] = E\left[\left(\sum_{i=1}^n Q_i X - \sum_{i=1}^n Q_i X_i\right)^2\right] \quad \text{式 (2)}$$

经过计算可得:

$$\sigma^2 = E\left[\sum_{i=1}^n Q_i^2 (X - X_i)^2 + 2 \sum_{i=1, j=1, i \neq j}^n (X - X_i)(X - X_j)\right] \quad \text{式 (3)}$$

设 X1, X2, ……Xn 相互独立,且为 X 的无偏估计,则有:

$$E\left[(X - X_i)(X - X_j)\right] = 0, (i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, \dots, n; i \neq j) \quad \text{式 (4)}$$

$$\sigma^2 = E\left[\sum_{i=1}^n Q_i^2 (X - X_i)^2\right] = \sum_{i=1}^n Q_i^2 \sigma_i^2 \quad \text{式 (5)}$$

根据多元函数的求极值原理,当方差取最小时,可计算出总方差最小时的权值:

$$Q_i = \frac{1}{\sigma_i^2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i^2}} \quad \text{式 (6)}$$

总方差的最小值为 σ_{min}² :

$$\sigma_{\min}^2 = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i^2}} \quad \text{式 (7)}$$

通过传感器在某一时刻的测量值进行估计,当估计值为 X 时,根据传感器系统的数据计算均值 \bar{X} 来进行估计,则传感器系统中 n 个传感器第 K 次的输出结果的计算平均值如下 $\bar{X}(k)$:

$$\bar{X}(k) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i(k) \quad \text{式 (8)}$$

第 i 个传感器 K 次采样中的方差估值计算公式为 σ_{ie}²(k):

$$\sigma_{ie}^2(k) = E\left[\left(X_i(k) - \bar{X}(K)\right)^2\right] \quad \text{式 (9)}$$

求第 K 次与第 K-1 次的方差平均值:

$$\begin{cases} \sigma_i^2(k) = \frac{1}{k} \left(\sigma_{ie}^2(k) + \sum_{i=1}^{k-1} \sigma_i^2(i) \right) \\ \sigma_i^2(1) = \sigma_{ie}^2(1) \end{cases} \quad \text{式 (10)}$$

式中 σ_i²(k) 是第 i 个传感器第 K 次的测量方差。将式 (10) 所得的 σ_i²(k) 代入式 (6) 通过计算出传感器的权值 Q_i,再将权值 Q_i 带入 (1) 中,求得传感器融合结果 \bar{X} ^[8]。

■ 2.2 固定权值分配

固定权值分配是一种在算法中使用固定权值的方法,即在算法的执行过程中,不对权值进行动态调整,而是使用预先设定好的固定权值。这种方法适用于那些在不同条件和情况下,权值的相对重要性保持不变的情况下。通过固定权值,算法可以按照预先设定的权值分配方案进行计算和决策,从而实现一致性和可预测性。

在 n 个传感器初始精度 {σ₁['], σ₂['], ……σ_n[']} 已知的情况下,将各个传感器的固定权值进行分配为 {Q₁['], Q₂['], ……Q_n[']}。定义分配固定权值的公式为^[9]:

$$Q_i' = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{\sigma_i'^2}} \quad \text{式 (11)}$$

通过对实测最优权值和固定最优权值进行整合,求得最优的融合权值 φ。

$$\varphi_i = \frac{p}{p+q} Q_i + \frac{q}{p+q} Q_i', i = 1, 2, \dots, n \quad \text{式 (12)}$$

式中: p 为实测最优权值所占比重; q 为固定权值所占比重。将最终权值以及融合数据代入式 (1) 和式 (6),即可得出最后的融合结果。

3 工业机器人路径规划

■ 3.1 人工势场函数建立

基于工业机器人机械臂是多自由度,通过构建工业机器人机械臂在人工势场的关节空间和笛卡尔空间势场函数来实现工业机器人机械臂的避障路径规划。首先在关节空间内建立引力势场 U_{att}^s 和斥力势场 U_{rep}^s,公式如下^[10]:

$$U_{att}^g = \frac{k_a}{2} \sum_{i=1}^n (\theta_g - \theta_r)^2 \quad \text{式 (13)}$$

式中 U_{att}^g : 关节空间引力势场; k_a : 关节空间引力势场参数; θ_g : 关目标角度; θ_r : 当前关节角度; $i(i=1,2,\dots,n)$: 机械臂关节序号。

$$U_{rep}^g = \begin{cases} \frac{k_b}{2} \left(\frac{1}{d} - \frac{1}{d_o} \right)^2, & d \leq d_o, \\ 0, & d > d_o, \end{cases} \quad \text{式 (14)}$$

式中 U_{rep}^g : 关节空间斥力势场; k_b : 关节空间斥力势场参数; d : 工业机器人机械臂连杆件与障碍物之间的距离; d_o : 斥力场障碍物的作用距离。

在笛卡尔空间建立引力势场 U_{att}^d , 由于机械臂建立的集合碰撞检测模型包含末端信息, 因此可忽略笛卡尔空间的斥力势场, U_{att}^d 公式如下:

$$U_{att}^d = \frac{k_c}{2} \|Z_r - Z_g\|^2 \quad \text{式 (15)}$$

式中 U_{att}^d : 笛卡尔空间引力势场; k_c : 笛卡尔空间引力势场参数; Z_r : 当前末端坐标系原点在基坐标下的坐标向量; Z_g : 目标末端坐标系原点在基坐标下的坐标向量。

由于人工势场容易陷入局部最小值, 即当机器人或物体接近障碍物时, 势场会将其吸引到障碍物附近, 导致无法找到全局最优路径, 因此在人工势场中加入快速随机树算法来解决人工势场所存在的问题, 因此采用基于人工势场引导的 RRT 算法进行工业机器人机械臂的路径规划。

3.2 基于人工势场引导的 RRT 算法

基于人工势场引导的 RRT 算法, 它是在 RRT 的基础上, 通过在每次扩展节点时考虑周围障碍物的势场信息, 调整节点的生长方向, 以避免碰撞并更有效地朝向目标位置。这样, 算法能够在复杂的环境中快速生成可行路径, 并在需要时通过势场信息进行路径调整, 有确保安全路径。这种方法使得工业机器人能够在动态环境中进行路径规划和避障。基于人工势场引导 RRT 算法对工业机器人展开路径规划的主要步骤为:

- 步骤 1: 初始化 RRT 树, 将起始点作为树的根节点, 初始化步长为 L ;
- 步骤 2: 根据初始化步长随机采样, 计算该节点到随机点的路径;
- 步骤 3: 检查路径是否与障碍物相交, 如果相交则返回步骤 2,
- 步骤 4: 若不相交则计算该路径的人工势场引导力, 将调整后的路径添加到 RRT 树中, 并将新节点与最近节点相连。
- 步骤 5: 检查新节点是否接近目标点, 如果接近, 则生成从新节点到目标点的路径。检查路径是否与障碍物相交, 若相交, 则返回步骤 2;
- 步骤 6: 如果路径与障碍物不相交, 则将该路径添加到 RRT 树中, 将新节点与目标点连接起来。
- 步骤 7: 重复步骤 2 至 8, 知道找到一条从起始点到目标点的路径。

在基于人工势场引导的 RRT 路径规划中, 人工势场被用来引导路径的生成和优化, 使得路径能够避开障碍物并尽可能接近目标点。通过计算势场引导力, 可以调整路径上的节点位置, 使其受到势场的引导, 从而得到更优的路径^[11]。

4 仿真验证

为了验证算法的可行性, 使用 MATLAB 2022a, 在二维环境中定义起始点 (20, 20), 目标点 (700, 700),

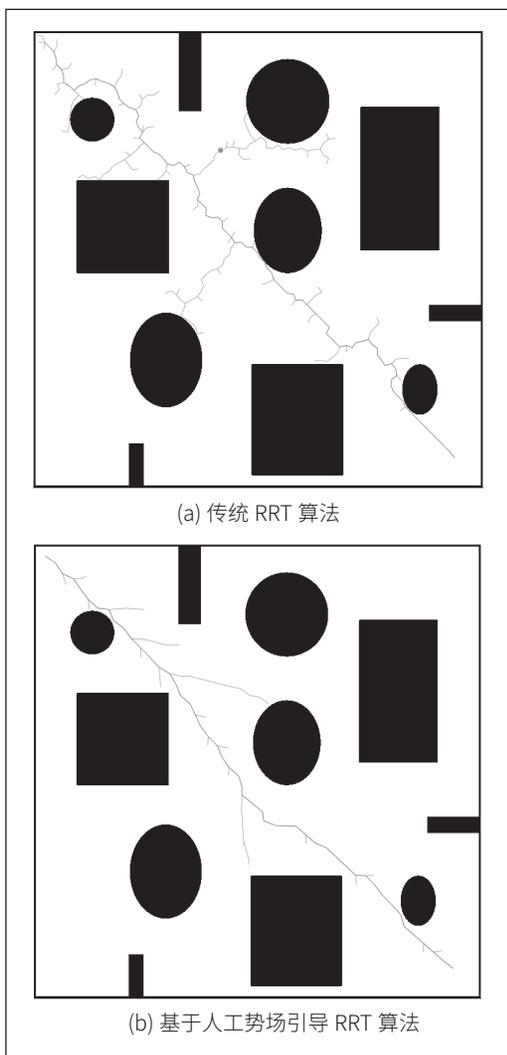


图3 搜索路径对比图

步长 L 为 20, 最大迭代次数为 1500, 将传统 RRT 算法与基于人工势场引导的 RRT 算法在同一环境中进行路径规划, 每种算法重复进行 60 次实验, 得出数据的平均结果。搜索路径对比图见图 3 所示, 实验数据对比结果见表 1 所示。

表1 实验数据对比结果

方法	路径平均长度/mm	平均时间/ms
传统RRT算法	1287.2	15.76
基于人工势场引导RRT算法	953.3	10.24

从搜索路径对比图和实验数据对比结果可以看出, 本文采用的基于人工势场引导的 RRT 算法相对于传统的 RRT 算法, 在搜索路径长度和使用时间都有大幅提高。

5 结语

针对多传感器信息融合的工业机器人的应用研究, 通过多传感器信息采集, 数据处理, 使用自适应加权算法进行信息融合, 通过将实测最优值权重与固定权重融合, 得出方差最小的数据融合值, 提高数据的准确率。针对工业机器人的避障路径规划问题, 构建工业机器人在人工势场的关节空间和笛卡尔空间势场函数, 由人工势场引导快速随机树 (RRT) 算法进行路径规划, 通过仿真实验证明, 本文所提路径规划方法较传统的路径规划方法, 用时更短, 速率更高。

参考文献

* [1] 肖宇峰, 黄鹤, 郑杰, 等. Kinect 与二维激光雷达结合的机器

人障碍检测 [J]. 电子科技大学学报, 2018, 47(3):6.

* [2] 庞大师. 基于多传感器信息融合的移动机器人导航与定位研究 [D]. 重庆邮电大学, 2022.

* [3] 刘昊, 盛鑫军, 张恒等. 基于多传感器融合的移动操作机器人定位与导航系统设计 [J]. 机电一体化, 2018, 24(03):35-40.

* [4] 于丰宁. 基于多传感器信息融合的自动驾驶障碍物检测方法研究 [D]. 重庆大学, 2022.

* [5] 曾赞, 丁爱萍, 何欣. 多传感器信息融合的机械臂避障路径规划方法 [J/OL]. 机械设计与制造 :1-8[2023-09-17].

* [6] 唐志一, 蔡颖, 王会. 基于自适应加权算法的多传感器数据融合方法 [J]. 指挥信息系统与技术, 2022, 13(05):66-70.

* [7] 罗艳龙, 狄长安. 一种基于多方法的多传感器数据融合算法研究 [J]. 机械制造与自动化, 2013, 42(06):175-177.

* [8] 吕继亮. 基于多传感器信息融合的无人小车避障算法研究 [D]. 华南理工大学, 2020.

* [9] 周思益, 张江梅, 冯兴华, 等. 基于改进的多传感器自适应加权融合算法研究 [J]. 自动化仪表, 2021.

* [10] 张春涛, 王勇, 马行等. 改进人工势场法的机械臂避障路径规划 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023(04):27-30+35.

* [11] 司徒华杰, 雷海波, 庄春刚. 动态环境下基于人工势场引导的 RRT 路径规划算法 [J]. 计算机应用研究, 2021, 38(03):714-717+724.

通信作者: 刘兴德。

(上接第 113 页)

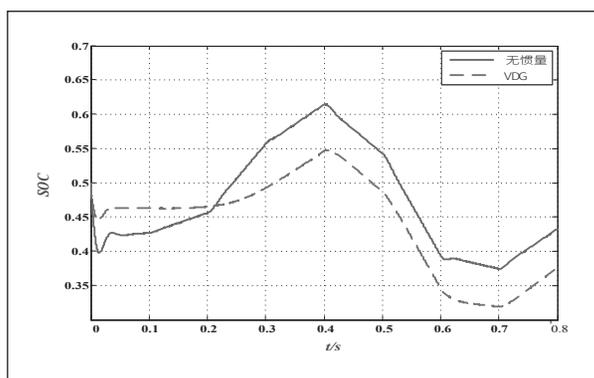


图 10 运行过程中 SOC 对比图

6 结论

本文将现有的 VDG 控制应用到了风储直流微电网的后续变换器中, 分析了 VDG 对直流母线电压的动态调节过程。应用了阻抗比判据判断了加入虚拟直流发电机控制后的小

信号稳定性。通过对系统的仿真, 发现 VDG 控制可减小直流母线电压的变化范围。利用粒子群算, 求解得到的最优惯量可在风速和负载发生变化时有效提高系统的惯性, 延长电池的使用寿命, 从而实现了整个微电网的稳定运行。

参考文献

* [1] 李霞林, 郭力, 王成山, 等. 直流微电网关键技术研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1):2-17.

* [2] 朱晓荣, 蔡杰, 王毅, 等. 风储直流微网虚拟惯性控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1):49-58

* [3] 朱晓荣, 谢志云, 荆树志. 直流微电网虚拟惯性控制及其稳定性分析 [J]. 电网技术, 2017(41)12:3884-3891.

* [4] 邹培根, 孟建辉, 王毅, 等. 一种直流微电网的灵活虚拟惯性控制策略 [J]. 电力建设, 2018(39)6:56-62

* [5] 盛万兴, 刘海涛, 曾正等. 一种基于虚拟电机控制的能量路由器 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(14):3541-3550.

基于虚拟直流发电机的直流微电网惯性提高控制研究

马越超

(包头职业技术学院 电气工程系, 内蒙古包头, 014030)

基金项目: 内蒙古自治区高等学校科学研究项目, 项目计划编号NJZY21096。

摘要: 针对直流微网低惯性特点, 本文提出了在孤岛模式下应用虚拟直流发电机的控制策略。该策略将虚拟直流发电机应用在了风机的后级升压变换器中, 构成了基于虚拟直流发电机的双级控制策略。结合虚拟直流发电机的动态调节过程和直流微网的小信号模型, 利用阻抗比判据, 判断了转动惯量对系统稳定性的影响。并采用粒子群算法获得了当前条件下的最优转动惯量。通过不同工况下的仿真结果, 证明了本策略不仅可以稳定直流母线电压, 还可以提高蓄电池的寿命, 实现了直流微电网的稳定运行。

关键词: 直流微电网; 虚拟直流发电机; 粒子群算法; 小信号模型; 阻抗比判据

0 引言

随着能源危机的加剧, 由风能、太阳能、储能组成的微电网成为电力系统中的重要一环。微电网可分为交流微电网、直流微电网和交直流混合微电网。交流微电网由于能更好地适应当前配电网的形式, 所以在早期研究过程中, 处于领先地位。随着生活中直流负荷的日益增多, 直流微电网逐步成为研究热点^[1]。但由于直流微电网中各部分均需要通过低惯性的电力电子变换器变流后才能与直流母线相连, 故整体缺乏惯性, 易受到各种扰动的影响,

降低直流母线电压的质量。文献 [2] 定义了直流微电网惯性时间常数并指出额定电压下电容所存储的能量与扰动瞬间释放的能量成正比关系, 存储的能量越大, 系统惯性就会越大。但在实际应用中, 直流母线上所接电容的容值通常较小, 无法在系统受到扰动时, 减小直流母线电压变化速率。因此, 如何提高直流微网的惯性是一个急需解决的问题。

目前, 虚拟惯性控制是提高直流微网稳定性的一个重要策略^[2]。文献 [3] 分析了直流微电网中引入虚拟电容后的惯性提升及其稳定性分析。文献 [4] 在直流微电网中使用变惯性控制策略, 通过直流母线的变化率来灵活改变虚拟电容的容值, 从而更好地减小母线电压的变化。文献 [5] 对交流变换器采用虚拟同步发电机控制, 对直流变换器采用虚拟直流发电机 (Virtual DC Generator, VDG) 控制。

以上的研究结果均对稳定直流母线电压起到了一定的作用。本文以上文献基础上, 将 VDG 应用到了风力发电的升压变换器中。首先, 建立基于 VDG 控制的孤岛模式下风储

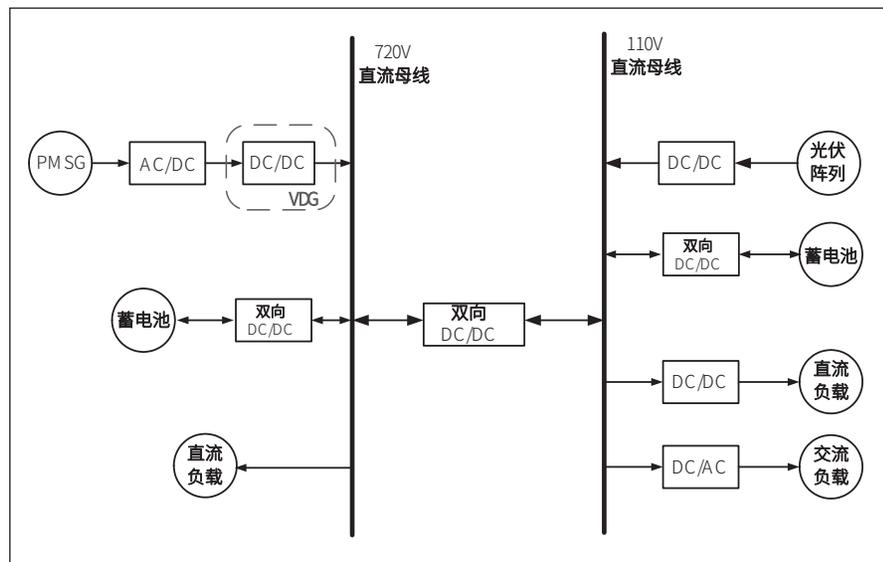


图1 双母线直流微电网控制策略

直流微网双级控制策略, 分析 VDG 对直流母线电压的动态调节过程; 其次, 对风储直流微电网进行了小信号建模, 利用阻抗比判据判断了转动惯量对风储直流微电网稳定性的影响; 第三为了合理优化转动惯量, 应用了粒子群算法进行寻优; 最后在 Matlab/Simulink 平台上搭建的风储直流微电网, 并给出了风速变化, 负载变化这两种工况下的仿真结果, 以证明本文所提策略的正确性。

1 风储直流微网结构及原理

图1为本文构建的孤岛模式下采用虚拟直流发电机控制的风储直流微电网。其由风力发电系统、可控整流、升压电路、逆变器、蓄电池、双向 DC/DC 和可调直流负载构成。

与光伏控制系统相类似, 本文设计的风力发电控制系统采用两级式控制策略: 第一级为可控整流电路, 采用转子磁场定向的矢量变换控制, 结合空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 控制技术, 其中的转速外环为最大叶尖速比控制方法, 使得

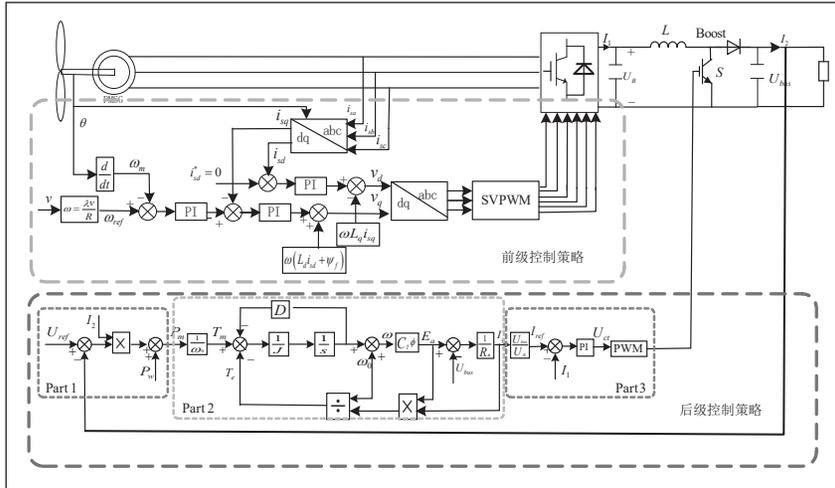


图2 风储直流微网控制策略

风力发电系统始终处于最大输出功率状态；第二级为采用虚拟直流发电机控制技术的升压电路，利用虚拟直流发电机来提升前级控制器的输出电压和增加系统的惯性，从而加强风储直流微网的稳定性。

2 基于虚拟直流发电机的风储直流微网控制策略

2.1 虚拟直流发电机转矩方程建立

虚拟直流发电机在运行时，可以有效地提高系统的惯性。因此，如果用它来控制风机的升压电路（如图3所示），则变换器此时就会获得与直流发电机一样的机械特性。在使用时，DC/DC升压电路的端口 U_B 、 I_1 接风机的前级控制电路，端口 U_{bus} 、 I_2 接直流母线。

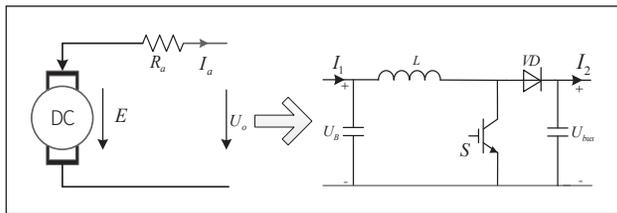


图3 虚拟直流电机模型

虚拟直流电机机械方程可描述为：

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - D_v(\omega - \omega_0) \quad \text{式(1)}$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega} \quad \text{式(2)}$$

式中： J 为直流发电机的转动惯量； D_v 为直流发电机的阻尼系数； T_m 为直流电机的机械转矩， T_e 为其电磁转矩； ω 为实际角速度； ω_0 为额定角速度； P_e 为电磁功率。

结合式(1)(2)可知，由虚拟直流发电机产生的虚拟电磁转矩与直流母线电压提供的虚拟机械转矩是相互制动的。当直流微电网功率平衡时，系统内部不存在功率交换；

而当系统功率不平衡时，DC/DC直流变换器与母线电压就会产生功率交换，也就会导致感应电动势以及电枢电压的变化。

电枢方程可描述为：

$$U = E - R_a I_a \quad \text{式(3)}$$

$$E = C_T \phi \omega \quad \text{式(4)}$$

式中： E 为直流电机电枢电动势； I_a 为其电枢电流； C_T 为其转矩系数； U 为机端电压； ϕ 为磁通。

采用以上的虚拟直流发电机控制升压电路时，当发电机所带负载变化时，可以通过改变励磁电流的大小来稳定输出电压，减小电压波动，为系统提供惯性。

2.2 虚拟直流发电机控制策略

虚拟直流发电机是由三个模块构成：直流电压调节模块、直流发电机模块和电流跟踪模块，具体分析如下：

Part 1：直流母线电压调节模块的主要作用是产生虚拟直流发电机的机械功率 P_m 。它是由电压补偿环节和风机输出功率两部分构成。电压补偿环节 Δ_p 是将直流母线电压的偏差量 Δ_u 与变换器输出电流 I_2 相乘后得到的，具体表达式如式(5)所示：

$$P_m = (U_{dref} - U_{bus}) I_2 + P_w \quad \text{式(5)}$$

式中： U_{dref} 为直流母线参考电压； I_2 为风机升压变换器输出电流； P_w 为风力机输出功率。

Part 2：直流发电机模块主要是得到变换器低压侧电流参考值 I_a 。其利用机械方程和机械功率 P_m 计算得到发电机当前转速 ω ，再由电枢方程得到发电机产生的感应电动势 E ，从而使得虚拟直流发电机获得与真实直流发电机相同的转动惯量和阻尼系数。

Part 3：直流发电机模块得到的参考电流 I_a 为变换器低压侧的参考值，而直流母线却并联在了变换器的高压侧，因此为了稳定直流母线电压，必须对其进行电流变换。假设所采用的是理想变换器，则高压侧得到的参考电流 $I_{ref} = U_{bus} I_a / U_B$ 。通过高压侧的参考值和电流环进而得到变化的PWM脉冲，从而稳定直流母线电压。

2.3 风储直流微网动态调节分析

根据式(1)可知，转速 ω 可以表达如下：

$$\omega = \frac{T_m - T_e + D_v \omega_0}{Js + D_v} \quad \text{式(6)}$$

结合式(6)，可以发现 J 与 ω 成反比关系。因此，稳

定运行的风储直流微电网在突加负载扰动（负载增加）时的调节过程如下：

$$P_L \uparrow \rightarrow U_{bus} \downarrow \rightarrow I_2 \uparrow \rightarrow T_e \uparrow \rightarrow J \uparrow \Delta\omega \downarrow \rightarrow J \uparrow,$$

$$E \uparrow \rightarrow I_{ref} \uparrow \rightarrow \Delta i \uparrow \rightarrow U_{ct} = K_{pi} \Delta i \uparrow \rightarrow$$

$$U_{bus} = K_s U_{ct} \uparrow \rightarrow J \text{ 越大, } U_{bus} \text{ 变化范围越小}$$

其中, P_L 为负载功率; U_{ct} 为脉冲发生器的控制电压; K_{pi} 为电流跟踪模块的 PI 调节器的电压放大系数; K_s 为 PWM 脉冲发生器和 DC/DC 升压电流近似电压放大倍数。通过以上的分析可知, 虚拟直流发电机的调节主要是通过改变虚拟电动势 E 的大小, 从而来影响 U_{ct} 并最终实现母线电压的恢复, 而且转动惯量 J 越大, 母线电压变化范围就越小。

3 风储微网控制小信号分析

■ 3.1 升压电路小信号模型

由图 1 可建立图 4 所示的基于虚拟直流发电机的风机升压变换器小信号模型, 相应变换器参数如表 1 所示。为了简化分析, 本文忽略了该变换器输入电压到电感电流和母线电压之间的传递函数。

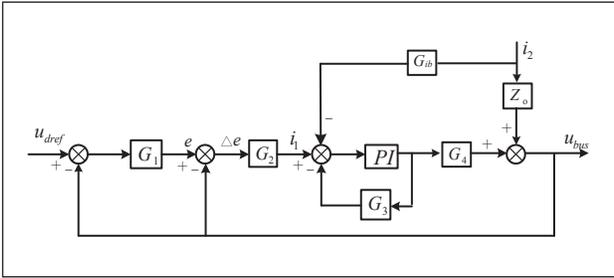


图 4 虚拟直流发电机小信号模型

根据图 4, 可得采用虚拟直流发电机控制的升压电路输出阻抗为:

$$Z_{om}(s) = \frac{Z_o - G_{ib}G_{id}G_4}{1 + G_2G_{id}G_4 + G_1G_2G_{id}G_4} \quad \text{式 (7)}$$

$$\text{其中, } G_1(s) = \frac{\Delta e}{\Delta u_{bus}} = \frac{C_T \phi R_a I_2}{[JR_a s + DR_a + (C_T \phi)^2] \omega_0},$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta i_1}{\Delta e} = \frac{U_{bus} R_a}{U_B},$$

$$G_3(s) = \frac{\Delta i_L}{\Delta d} = \frac{C_1 C_2 U_{bus} s^2 + C_1 D I_1 s}{LC_1 C_2 s^3 + r C_1 C_2 s^2 + (C_2 + C_1 D^2) s},$$

$$G_4(s) = \frac{\Delta u_{bus}}{\Delta d} = \frac{-LC_1 I_1 s^2 + (C_1 D U_{bus} - r C_1 I_1) s - I_1}{LC_1 C_2 s^3 + r C_1 C_2 s^2 + (C_2 + C_1 D^2)},$$

$$G_{ib}(s) = \frac{\Delta i_2}{\Delta i_L} = \frac{C_1 D s}{LC_1 C_2 s^3 + r C_1 C_2 s^2 + (C_2 + C_1 D^2)},$$

$$G_{id}(s) = \frac{s k_p + k_i}{s + (s k_p + k_i) G_3},$$

$$Z_o(s) = \frac{\Delta u_{bus}}{\Delta i_2} = \frac{-LC_1 s^2 - r C_1 s - 1}{LC_1 C_2 s^3 + r C_1 C_2 s^2 + (C_2 + C_1 D^2)}.$$

■ 3.2 储能变换器小信号模型

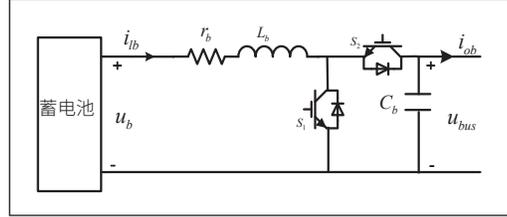


图 5 储能双向 DC/DC 变换器

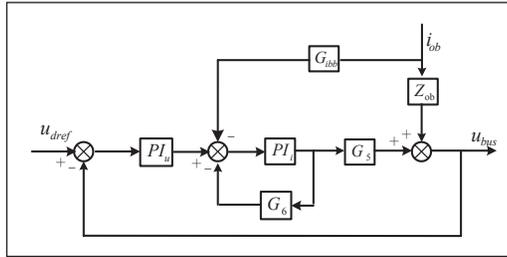


图 6 储能系统小信号模型

同理, 由图 5 可建立图 6 所示的储能变换器在其稳态工作点附近的小信号模型。

双向 DC/DC 变换器闭环阻抗传递函数为:

$$Z_{ox} = \frac{Z_{ob} - G_{ich} G_{ib} G_5}{1 + B P I_u G_{ich} G_5} \quad \text{式 (8)}$$

$$\text{其中, } G_5(s) = \frac{\Delta u_{bus}}{\Delta d_b} = \frac{L_b I_b s + r_b I_b - D_b I_b}{C_b L_b s^2 + C_b r_b s + D_b^2},$$

$$G_6(s) = \frac{\Delta i_{ib}}{\Delta d_b} = \frac{-C_b U_{bus} s - D_b I_b}{C_b L_b s^2 + C_b r_b s + D_b^2},$$

$$G_{ibb}(s) = \frac{\Delta i_{ib}}{\Delta i_{ob}} = \frac{D_b}{C_b L_b s^2 + C_b r_b s + D_b^2},$$

$$Z_{ob} = \frac{-L_b s - r_b}{C_b L_b s^2 + C_b r_b s + D_b^2},$$

$$B P I_u = \frac{s k_{p1} + k_{i1}}{s},$$

$$B P I_i = \frac{s k_{p2} + k_{i2}}{s},$$

$$G_{ich} = \frac{B P I_i}{1 + B P I_i \cdot G_6}.$$

■ 3.3 稳定性分析

根据级联系统的阻抗比判据可知, 微源与负荷阻抗比的 Nyquist 曲线不进入禁止区时, 即可以保证级联系统的稳定性。由以上两式可得, 风储直流微电网的阻抗比为:

$$\frac{Z_o}{Z_i} = \frac{Z_{om} / Z_{ox}}{R_L} \quad \text{式 (9)}$$

由式 (9) 可得, 不同转动惯量下的阻抗比 Nyquist 图,

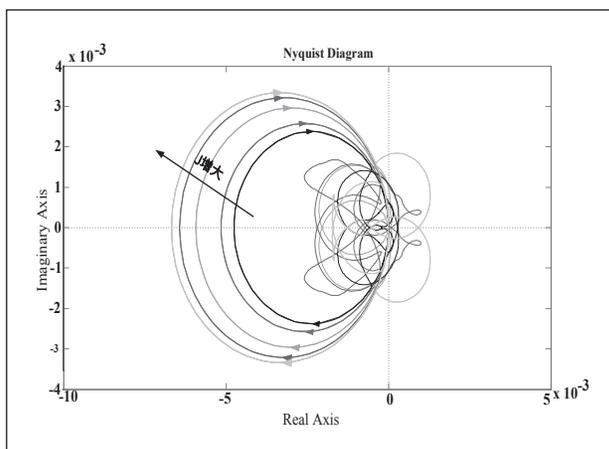


图7 直流微网阻抗比 Nyquist 图

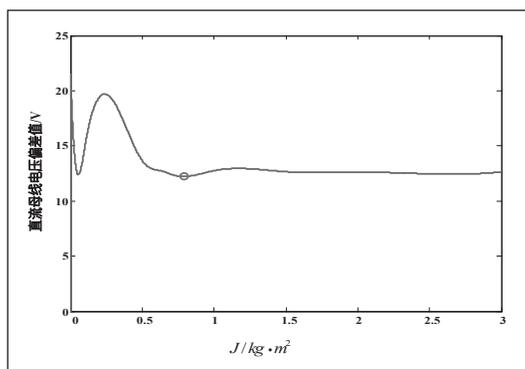


图8 数据插值曲线图

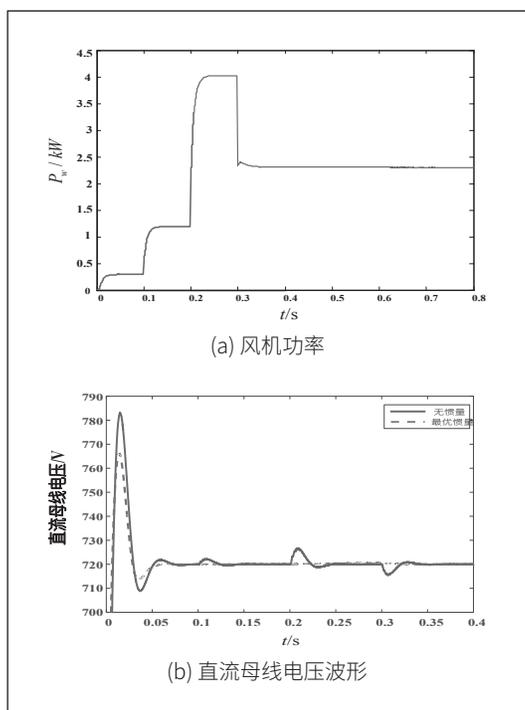


图9 风机功率变化下的仿真波形

如图7所示。从图中可以看出,风储直流微网在转动惯量 J 变化时,整个系统一直远离禁止区,始终处于稳定状态。

4 虚拟直流发电机转动惯量优化

从前文分析可知,转动惯量 J 的大小可以影响母线电压的变化范围,但是 J 过大也会延长系统的动态响应。因此,为了得到系统的最优性能,必须寻找到使母线电压变化范围最小的转动惯量,也就是最优惯量。为了寻找到最优惯量,本文在 Matlab/Simulink 上搭建了基于 VDG 的风储直流微电网仿真模型,并在不同的 J 值下,得到了一系列母线电压偏差值 Δu 。以这些数据为基础,利用线性样条(Linear Spine)的方法,建立起以 J 为自变量, Δu 为因变量的线性分段函数,如图8所示。

为了得到最优惯量,本文利用粒子群算法进行最小值寻优。由此可得整条曲线的最小值。此时得到的转动惯量最优值为 $0.789\text{kg}\cdot\text{m}^2$,由数据插值曲线得到的 Δu 为 12.2318V 。

5 风储直流微电网控制策略的仿真研究

为了验证本文所提策略的有效性,根据图1,在 Matlab/Simulink 环境下搭建有、无虚拟直流发电机控制的风储直流微电网孤岛运行仿真模型,并在风机功率变化、负载变化两种工况下进行仿真。风机及 PMSG 部分仿真参数如表1所示。

表1 风力发电机主要参数

参数	数值	参数	数值
风力机半径/m	1.5	最大功率系数	0.54
额定功率/W	4000	永磁体磁通/Wb	0.8
额定风速/ $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$	12	极对数	8
最佳叶尖速比	7.2	定子的d/q轴电感/mH	8.5

5.1 风机功率变化时的仿真结果

设初始风速为 5m/s , 0.1s 时风速上升为 8m/s , 0.2s 时突变为 12m/s ,于 0.3s 时下降至 10m/s 后维持不变,风速变化如图9(a)所示,对应的母线电压变化如图9(b)所示。由图可知,无惯性控制的系统母线电压将随着风机功率的波动而发生不同程度上的突变。而加入 VDG 后的母线电压可以基本维持不变。

5.2 蓄电池切换次数对比

为维持母线电压稳定,当负载或风速发生变化时,蓄电池将会不断地在充电和放电状态间进行切换。而切换次数过多,将会影响蓄电池的寿命,为提高蓄电池的寿命,需减少其切换次数。图10为风速和负载变化时,锂电池荷电态 SOC 的变化情况。由图可知,未加入 VDG 控制的系统,其充、放电切换次数为10次;而加入 VDG 控制的系统,其切换次数则为6次。

(下转第109页)

基于瞬时无功功率理论的补偿量检测研究

朱俊峰

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽淮南, 232001)

摘要: 随着工业生产中大量高精尖设备的使用以及生产领域对产品质量的不断重视, 使得电力用户对电能质量的要求越来越高。本文介绍了一种可实现综合补偿电能质量问题的装置, 统一电能质量调节器, 针对基于瞬时无功功率理论的补偿量检测方法, 利用Matlab搭建仿真模型, 实验结果验证了检测方法的可行性。

关键词: 统一电能质量调节器; 瞬时无功功率理论; 补偿量检测; Matlab

0 引言

当今社会, 电能已成为人们日常生活中必不可少的一部分。而随着新能源发电技术与电力电子技术的不断发展, 电力电子变换装置在电力系统中的应用更加广泛, 给生产生活带来便利的同时也难免向电力系统中注入了大量谐波, 严重危害了用户用电安全。

目前有关电能质量控制技术可以分成面向输电系统的柔性交流输电 (Flexible AC Transmission Systems, FACTS) 技术和面向配电系统的用户电力 (Custom Power, CP) 技术^[1]。其中 CP 技术是当下电能质量

控制技术的热点, 从功能上来说, CP 技术用于解决配电系统中出现的各种电能质量问题, 保证电力用户的供电可靠性。通过对 CP 技术的不断深入研究, 人们推出了一系列电能质量调节器, 包括用于补偿无功功率的无功补偿器 (Var Compensator, VC)、补偿有功功率的动态电压恢复器 (Dynamic Voltage Restorer, DVR)^[2]、动态抑制谐波的有源电力滤波器 (Active Power Filter, APF)^[3] 等。针对前述各类电能质量调节器功能单一的不足, 日本学者 H.Akagi 将串联有源电力滤波器和并联有源电力滤波器组合在一起, 提出了统一电能质量调节器 (Unified Power Quality Conditioner, UPQC)^[4-5] 的概念。

1 UPQC 基本结构及原理

UPQC 可实现对电源电压和负载电流的综合补偿, 几乎可以抑制所有的电能质量问题, 一经提出便受到国内外学者的高度关注。

UPQC 基本结构如图 1 所示, 主要由串联型 APF、并联型 APF 以及直流侧公共电容部分耦合而成。串联型 APF 能够对电网电压进行快速跟踪和补偿, 使负载获得平衡的额定正弦电压; 并联型 APF 能够对负载电流采样并进行谐波的提取, 输出与被抑制谐波大小相等、幅值相反的谐波电流, 使电源获得正弦交流电流; 公共电容部分作为储能单元, 将

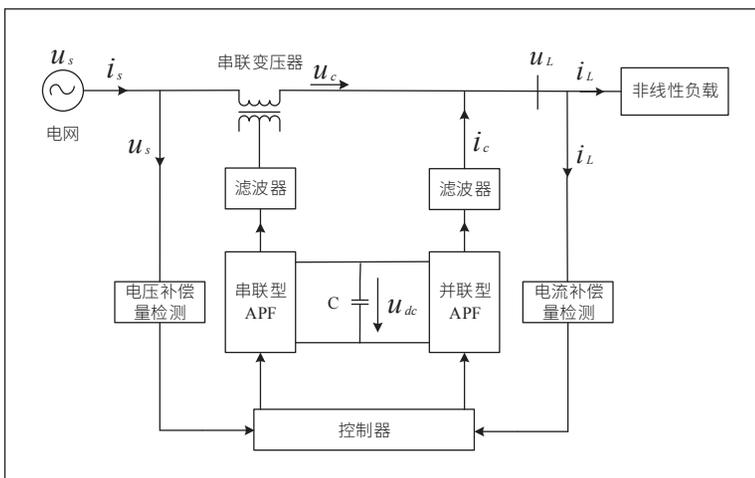


图1 UPQC基本结构

串、并联 APF 耦合到一起的同时维持恒定的直流电压; 电压补偿量检测部分实现对电源电压的畸变量检测, 并将所需的电源电压补偿值输出给控制器; 电流补偿量检测部分用于实现负载电流畸变量的检测, 并将期望的负载电流补偿值输入给控制器; 控制器通过发出控制脉冲, 使逆变器输出电源电压补偿量与负载电流补偿量, 进而对电源电压与负载电流进行补偿。

UPQC 等效电路如图 2 所示, 图中 u_s 、 u_L 分别为电网电压和负载端电压, i_s 、 i_L 分别为电网电流和负载端电流, u_c 和 i_c 分别为串、并联逆变器输出的补偿电压和补偿电流。由电路等效图可知, 串联型 APF 可视为与系统串联的受控电压源, 并联型 APF 可视为与负载端并联的受控电流源。

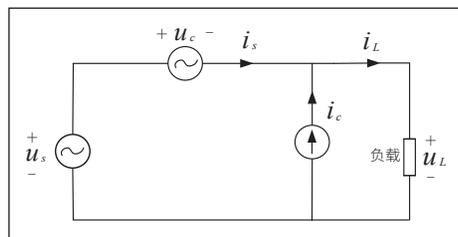


图2 UPQC等效电路

2 补偿量检测方法

补偿量检测的目的是对电源电压和负载电流畸变部分

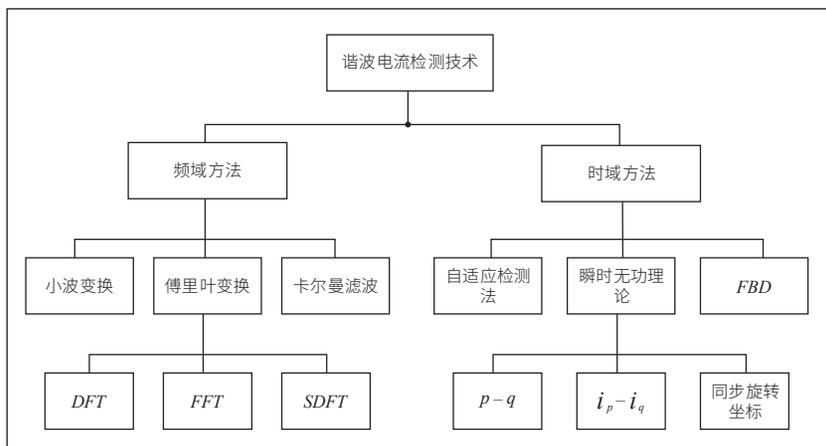


图3 谐波电流检测技术

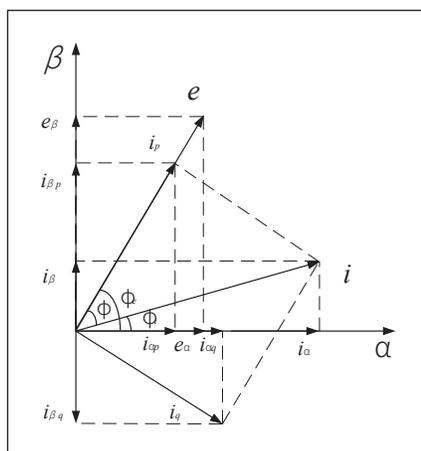


图4 两相正交坐标系下的电压、电流矢量

进行补偿，如何准确、实时地提取补偿量就成为UPQC可以正常工作的前提。

谐波电流检测技术如图3所示。由图3可知，谐波电流检测方法有很多种，可分为频域方法和时域方法。频域方法中主要有小波变换、傅里叶变换、卡尔曼滤波的方法；时域方法中主要有自适应检测法、瞬时无功理论、FBD的方法。其中，基于傅里叶变换的检测方法理论简单、易于操作及实际应用，理论上可以分离出任意次的谐波量，且各种算法的DFT和FFT也已经成为谐波分析的基础，但由于需要进行多次变换，运算量较大，且输入信号必须是一个周期的信号，具有延时较长，实时性差的缺点，对于快速变化的电能质量问题不能很好地进行补偿量检测。基于小波变换的检测方法是基于FFT基础上进一步改进得来，小波变换具有多分辨率分析的特点，在时、频两域都具有表征信号局部特征的能力，适合突变信号和不平稳信号的分析，但计算量过大，且检测结果直

接作为实时补偿信号时，动态跟踪速度与准确度不够。自适应检测法抗干扰能力强，不易受元件参数影响，但延时较大，动态响应较慢，难以保证实时性。瞬时无功理论，开创性地定义了瞬时有功功率、瞬时无功功率等瞬时功率量，不仅适用于正弦波，也适用于非正弦波的情况，实现了谐波和无功成分的实时检测，适用的范围更加广泛，是对传统功率理论的补充，是目前十分常用的方法。

对于三相电路，假设各相电压和电流瞬时值分别为 e_a 、 e_b 、 e_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c ，为分析问题方便，将其分别变换到两相静止正交的 α - β 坐标系中。变换矩阵如式(1)和式(2)所示，系数矩阵如式(3)所示。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\dot{a}} \\ \dot{i}_{\dot{\beta}} \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} \quad \text{式(1)}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_{\dot{a}} \\ \dot{e}_{\dot{\beta}} \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} \dot{e}_a \\ \dot{e}_b \\ \dot{e}_c \end{bmatrix} \quad \text{式(2)}$$

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{式(3)}$$

瞬时电压矢量、瞬时电流矢量如图4所示，矢量 \vec{e}_α 、 \vec{e}_β 合成为旋转电压矢量 \vec{e} ，矢量 \vec{i}_α 、 \vec{i}_β 合成为旋转电流矢量 \vec{i} ， e 、 i 分别为 \vec{e} 、 \vec{i} 的模。定义三相电路瞬时有功电流 i_p 和瞬时无功电流 i_q 分别为矢量 \vec{i} 在矢量 \vec{e} 及其法线上的投影。定义 α 、 β 相瞬时有功电流 $i_{\alpha p}$ 、 $i_{\beta p}$ 以及瞬时无功电流 $i_{\alpha q}$ 、 $i_{\beta q}$ 分别为 i_p 、 i_q 在 α - β 坐标系上的投影。三相电

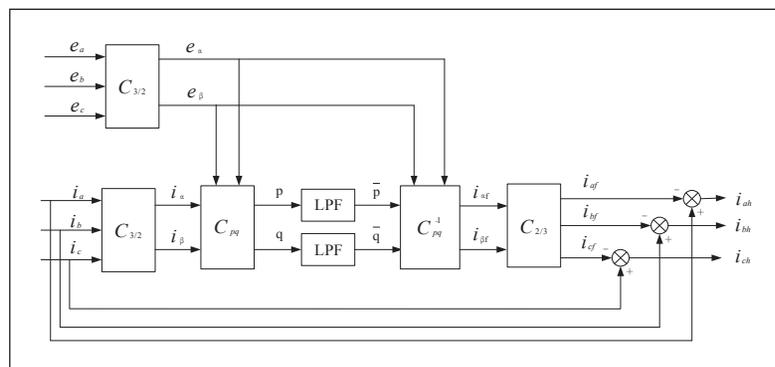


图5 p-q法补偿量检测原理图

路瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 分别为旋转电压矢量 \bar{e} 的模与瞬时有功电流 i_p 及瞬时无功电流 i_q 的乘积。变换矩阵如式 (4) 所示。

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e \\ e_a & -e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i \end{bmatrix} = C_{pq} \begin{bmatrix} i \\ i \end{bmatrix} \quad \text{式 (4)}$$

p-q 补偿量检测法是利用瞬时无功功率理论计算补偿信号指令, 其检测原理如图 5 所示。图中的 e_a 、 e_b 、 e_c 表示电网侧的三相电压, i_a 、 i_b 、 i_c 表示负载侧的三相电流。首先通过 $C_{3/2}$ 变换, 将三相电网电压和负载侧三相电流进行坐标变换, 从三相坐标系变换到两相正交的 α - β 坐标系中, 得到 i_α 、 i_β 和 e_α 、 e_β , 再根据定义计算得到瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q , 经低通滤波器 (Low-pass Filter, LPF) 滤波后得到平均有功功率 \bar{p} 和平均无功功率 \bar{q} , 再经线性反变换求出两相正交坐标系下的直流分量与三相坐标系下的负载电流基波分量, 与检测信号相减即得谐波分量。

由于电力系统在实际运行过程中, 电网电压波形往往会发生畸变, 这时再使用 p-q 法计算, 得到的补偿量就会存在一定的误差, 降低检测结果的准确性。因此 p-q 检测法只适用于三相系统对称且电网电压不发生畸变的情况。

针对这种情况, 又有学者提出了基于广义瞬时无功功率理论^[6]和 dq0 坐标系变换的谐波检测算法, 简称 dq0 检测法。dq0 检测算法原理如图 6 所示, 关键的部分是待检测信号进行 Park 正变换和反变换, 即通过正交旋转变换使三相坐标系下的基波正序分量变换为 d、q 轴上的直流分量, 通过 LPF 提取该直流分量, 再经过一次 Park 反变换得到基波正序分量, 与输入的检测信号相减得到所需的补偿量。图中输入的负载侧三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 经 dq0 变换后, 第 n 次正序分量和负序分量将分别转变为 dq0 坐标系下的第 $n-1$ 次正序分量和第 $n+1$ 次负序分量, 只有对称基波正序分量

转变为 d、q 坐标轴上的直流分量, 零轴上的分量为零^[7]。dq0 检测法中的正交旋转变换矩阵和反变换矩阵如式 (5) 和式 (6) 所示。

$$C_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{式 (5)}$$

$$C_{dq0}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{式 (6)}$$

3 仿真分析

利用 Matlab 搭建仿真模型, 设置三相可编程电压源幅值为 380V, 频率为 50Hz, 负载端接非线性负载, 电阻值为 25 Ω , 电感值为 13mH。仿真结果如图 7~ 图 9 所示, 其中图 7 是基于 dq0 检测法测得的 A 相基波电流波形, 图 8 为补偿前 A 相基波电流 FFT 分析结果, 图 9 为 UPQC 投入使用后, A 相基波电流 FFT 分析结果。

由图 7 可知, A 相基波电流检测过程中有一定时间的延时, 这是由于检测过程中使用了 LPF 提取直流分量的缘故。由图 8 可知, UPQC 未投入前, A 相基波电流的 THD=3.55%。图 9 可知, 补偿后 A 相基波电流的 THD=0.07%, 说明 UPQC 补偿后的基波电流中所含谐波很少, 表明 UPQC 对电能质量问题有着很好的补偿效果。

4 结束语

与其他方法相比, 基于瞬时无功功率理论的 dq0 检测算法检测补偿量时, 只需通过同步锁相环节 (Phase Locking Loop, PLL) 对 a 相电压进行锁相, 提供变换所需要的正弦信号和余弦信号。检测过程不涉及电网电压, 只用到了电压的相位, 故检测结果不受电压波形畸变的影响, 能适用于任意非正弦、非对称三相电路谐波和无功率率检测, 具有很好的实时性和准确性,

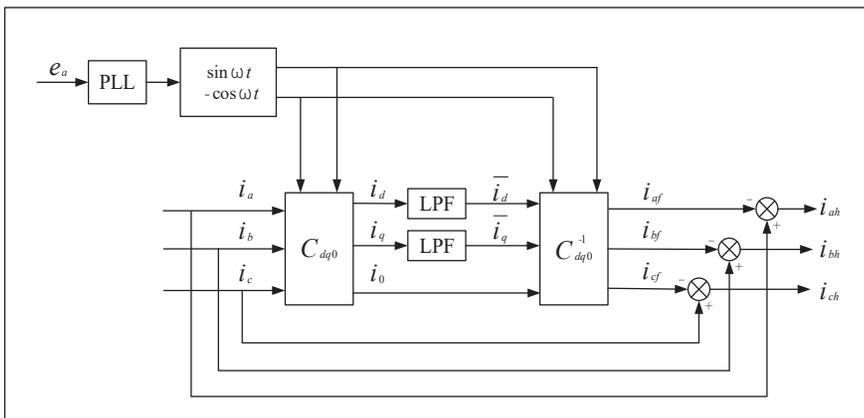


图 6 dq0 法补偿量检测原理图

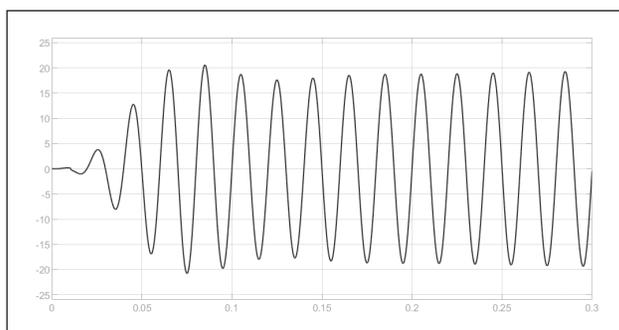


图7 dq0 检测法测得 A 相基波电流

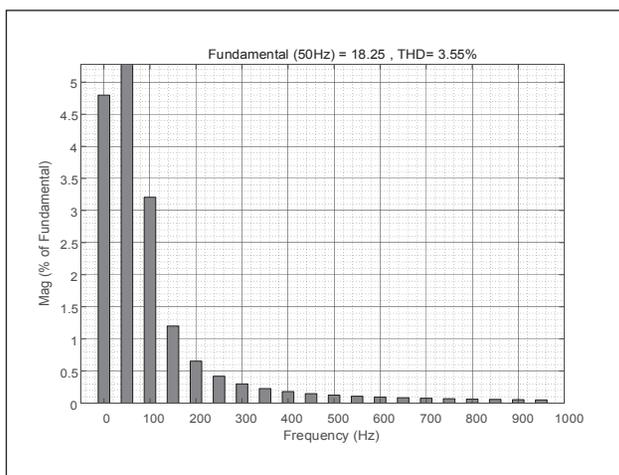


图8 补偿前 A 相基波电流 FFT 分析

适用范围更广泛。缺点是检测环节中需要用到与电网工频同步的模拟式或数字式的三角函数发生器，同时为了得到基波有功电流分量，还需加入数字低通滤波环节，LPF 会使测量结果产生一定的延时。因此，LPF 的性能直接决定了检测方法的精确性。

(上接第 120 页)

仿真。实验结果表明，采用 BP-PID 算法，实现了对系统性能指标的最优化控制规律，并可以根据系统状态动态调节参数值，增强了控制器的智能性和实时性。

参考文献

- * [1] 李丰泽, 马素霞. 基于动态论域的循环流化床锅炉燃烧系统的模糊自适应 PID 控制 [J]. 动力工程学报, 2021, 41(03): 195-200.
- * [2] 彭梅香. BP 神经网络 PID 控制 [D]. 华东师范大学, 2007.
- * [3] 郭旭阳. 循环流化床锅炉床温优化控制研究 [D]. 西安电子科技大学, 2020.
- * [4] 陈炳基. 生物质循环流化床锅炉燃烧过程建模与优化控制 [D]. 长沙理工大学, 2018.

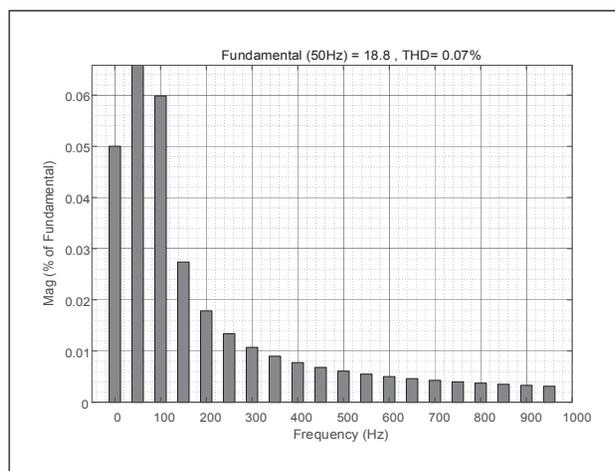


图9 补偿后 A 相基波电流 FFT 分析

参考文献

- * [1] 毛文君. 单相 UPQC 抑制直流纹波影响的控制研究 [D]. 西南交通大学, 2019.
- * [2] 施慧. 动态电压恢复器及其检测方法的研究 [D]. 江苏大学, 2016.
- * [3] 王雪, 高云广, 吝伶俐等. 有源电力滤波器的研究现状与展望 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(01): 177-186.
- * [4] 倪福银, 李正明. 统一电能质量调节器的研究发展综述 [J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 177-187.
- * [5] 王久和. 统一电能质量调节器控制策略研究 [J]. 发电技术, 2018, 39(04): 313-321.
- * [6] 杨怀仁, 陈隆道, 赖晓瀚. 基于广义瞬时无功功率理论的谐波电流检测 [J]. 机电工程, 2014, 31(01): 105-108+128.
- * [7] 祝贺, 王久和, 郑成才等. 五电平 MMC-UPQC 的无源控制 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(S2): 172-178.

- * [5] 赫焯. 基于 BP 神经网络的 PID 控制算法参数优化的研究 [D]. 华北电力大学, 2020.
- * [6] 周铮. 生物质锅炉自动控制系统的研究与设计 [D]. 武汉理工大学, 2020.
- * [7] 黄家曦. 基于粒子群-BP 神经网络 PID 算法的温室温湿度控制系统 [D]. 华南农业大学, 2020.
- * [8] 赵志钊. 基于模糊神经网络的变风量空调系统末端装置控制研究 [D]. 兰州理工大学, 2010.
- * [9] 张开萍, 高明明, 龙江, 张洪福, 王亚柯, 岳光溪. 生物质直燃式循环流化床锅炉燃烧系统建模及预测研究 [J]. 动力工程学报, 2023, 43(04): 452-460.

通信作者：孟亚男。

BP 神经网络 PID 算法在循环流化床锅炉中的研究

陈智晗, 孟亚男, 刘宇菲, 张赛
(吉林化工学院, 吉林吉林, 132022)

摘要: 本文以循环流化床锅炉的床温控制为研究对象, 针对传统PID控制算法自适应能力不强的缺点, 提出了基于BP神经网络和PID控制器相结合的BP-PID控制器, 指出BP-PID控制器算法的自适应控制效果和鲁棒性, 并根据其系统结构、算法流程和参数设置, 进行实验仿真, 验证该控制器的优化效果。实验结果表明, BP-PID控制器可以更好地控制循环流化床锅炉床温, 实现了对系统性能指标的最优化控制, 得到了较为理想的控制效果。

关键词: 床温; PID控制算法; BP神经网络

0 引言

锅炉是一个非常重要的设备, 其生产过程由于涉及多个输入/输出变量, 导致控制过程变得非常复杂, 再加上外界的干扰, 使得传统的PID控制器对锅炉的控制效果很不理想。因此, 研究人员将目光投向了智能控制技术, 相信通过智能控制技术可以提高锅炉自动化程度, 最终实现锅炉自主驱动能力。先辈在实现对非线性系统的控制过程中, 提出了多种控制算法, 如专家控制算法、预测控制算法、模糊控制算法等。这些算法在应用中都表现出了良好的控制效果, 为本文采用的BP神经网络对PID控制器参数的整定, 调控锅炉的进料量扰动对床温回路控制系统影响的研究提供了有力的支持^[1]。

1 BP 神经网络概述

神经网络是一种基于生物神经系统的计算模型, 其学习能力强大, 主要利用神经元和网络连接来解决复杂问题, 如分类、回归、模式识别和时间序列预测等问题。BP神经网络是一种常见的人工神经网络, 也是最早被提出的反向传播算法, 其包括输入层、隐含层和输出层。在训练中, 首先将神经元接收到的加权后的输入信号作为输入信号进行处理, 并将处理结果传递给与之相连的下一层神经元, 计算出其误差, 然后通过反向传播算法调整神经元之间的权重值, 使误差逐渐减小, 获得最终的权重矩阵和偏置值, 最后将其反向传递

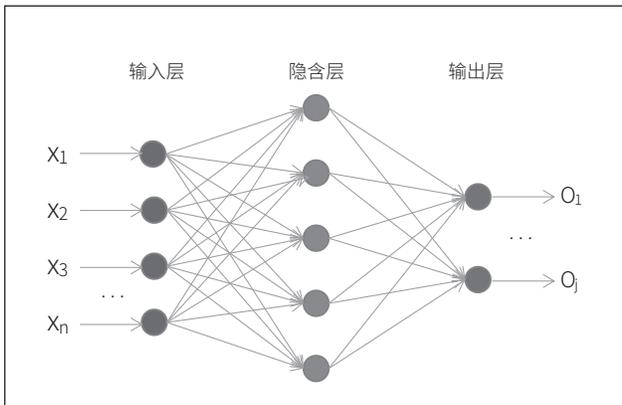


图1 神经网络结构

到隐含层和输入层进行修改, 并通过不断的迭代, 直到达到误差允许范围或达到训练次数的最大值, 才会停止。综上, BP神经网络的三层结构, 通过误差反向传达算法进行训练可以对输入数据进行高度学习和分析, 从而输出更加准确的结果^[2]。BP神经网络的基本传播过程如图1所示。BP神经网络因其高效和准确性得到了广泛应用, 尤其在图像和语音识别等领域表现突出, 成为实现人工智能的重要技术手段。

2 控制器设计

2.1 循环流化床锅炉床温控制回路数学模型

循环流化床锅炉的床温受进料量扰动影响, 当刮板输送机的传送速度时, 炉膛内的碳含量逐渐增多, 床温不断升高, 记录循环流化床床温随时间变化的数据, 此过程与二阶惯性环节近似等效, 则传递函数表达式^[3]如式(1)所示:

$$G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad \text{式(1)}$$

其中, K 代表放大系数, τ 代表滞后时间, s 代表拉普拉斯算子, T_1 、 T_2 代表时间常数。

2.2 PID 控制器设计

PID算法是一种通过比较被控对象实际输出值与期望输出值之间偏差, 来动态调整被控对象的输出, 并通过调整比例、积分和微分系数, 达到系统需要的控制效果的反馈控制算法^[4], 其控制的微分方程为:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad \text{式(2)}$$

其中, K_p 为比例系数, K_I 为积分系数, K_D 为微分系数。

PID控制器的参数整定方法有多种, 如: Ziegler-Nichols参数整定法、ISTE法、扩充临界比例法、阶跃响应曲线法等。其中Ziegler-Nichols参数整定法具有简单、易于实现、收敛快等优点, 因此本文在PID控制器的参数整定过程中, 先使用该调参方法对参数进行初步确定, 再根据经验法对参数进行微调, 经过反复测试, 得出进料量扰动下床温回路的PID控制器参数取值为: $K_p = 0.021$ 、

$K_I = 0.046$ 、 $K_D = 50$ 。

2.3 BP-PID 控制器设计

2.3.1 BP-PID 原理

BP-PID 算法通过结合 BP 神经网络和 PID 控制算法的优点,使其具有良好的自适应控制效果和鲁棒性,能够实现系统性能指标的最优化控制规律,其核心思想是使用神经网络作为调节器,通过其自学习能力实现对 PID 参数的整定,使得控制器的性能稳定且灵活^[5],能够在实际应用中适应多种情况的控制需求。

2.3.2 BP-PID 控制器系统结构

BP-PID 控制器由两部分组成:BP 神经网络和常规的 PID 控制器,其结构简图如图 2 所示。其中 BP 神经网络输入层的神经元为 3 个,即该控制器有三个输入,分别为系统输入 $r(t)$,系统输出 $y(t)$,系统误差 $e(t)$;输出层的神经元个数也为 3,其输出则是 PID 控制器的三个系数 (K_p 、 K_I 、 K_D),由此实现对控制系统进行实时的整定^[6],并根据系统状态动态调节参数值,增强控制器的智能性和实时性,从而能够更好地适应各种运行环境。

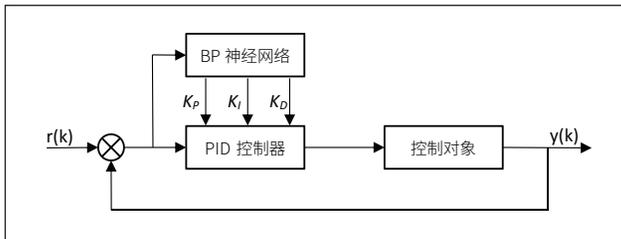


图 2 BP-PID 控制器

2.3.3 BP-PID 算法流程

- (1) 确定 BP 神经网络各层的加权系数、学习速率和惯性系数等参数。
- (2) 对输入信号和反馈信号进行采样,并计算误差。
- (3) 确定输入。
- (4) 计算神经网络各层的输入和输出。
- (5) 通过增量式 PID 控制公式,计算 PID 控制器的控制输出,增量式 PID 控制公式^[7]如式(3)所示:

$$\Delta u(k) = K_p[e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D\{[e(k) - e(k-1)] - [e(k-1) - e(k-2)]\} \quad \text{式(3)}$$

即:

$$\Delta u(k) = K_p \Delta e(k) + K_I e(k) + K_D [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)] \quad \text{式(4)}$$

其中:

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1), \Delta e(k-1) = e(k-1) - e(k-2) \quad \text{式(5)}$$

- (6) 通过神经网络的自学习,调整输出层和隐含层的权值,然后返回步骤(2),直至满足期望结果。

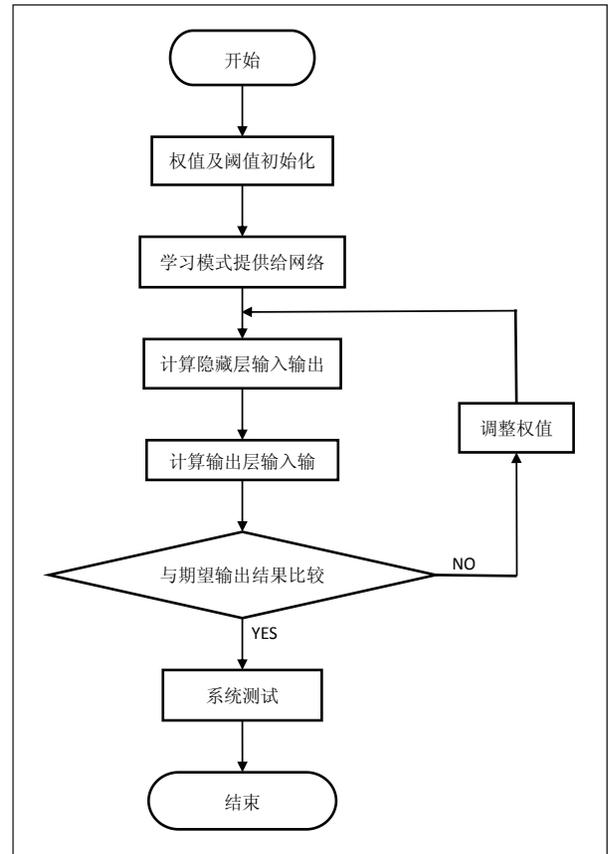


图 3 BP-PID 流程图

BP-PID 流程图如图 3 所示。

2.3.4 参数设置

(1) 隐含层及其节点数的选取

神经网络中隐含层层数会影响神经网络的学习效果,因其没有固定的选取标准,一般是经过大量的实验经验和不断的实践探索进行确定,而隐含层节点数决定神经网络的拟合能力,可以通过经验公式进行确定,经验公式^[8]如式(6)所示

$$m = \sqrt{nl} \quad \text{式(6)}$$

其中: m 代表隐含层节点数, n 代表输入层节点数, l 为输出层节点数。

综上,根据经验选定隐含层层数为 8,由公式可得隐含

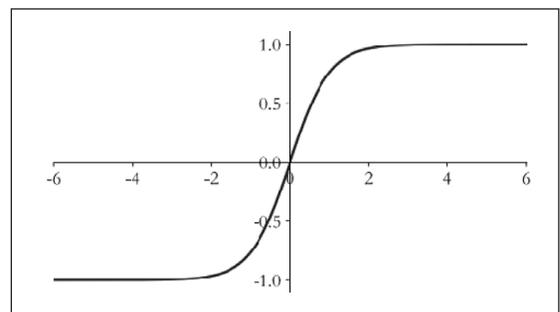


图 4 双曲线正切函数 (tanh) $f(x) = \frac{e^{-x} - e^x}{1 + e^{-x}}$

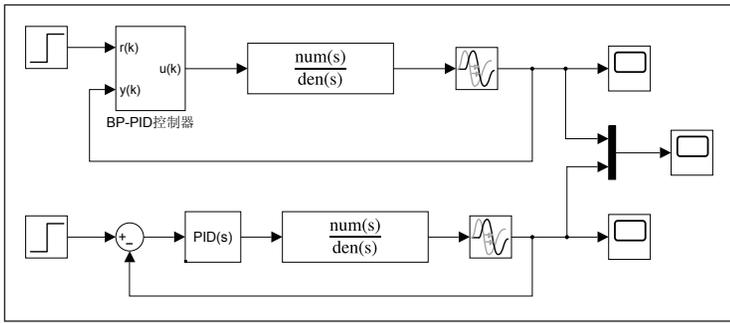


图5 BP-PID控制器和PID控制器

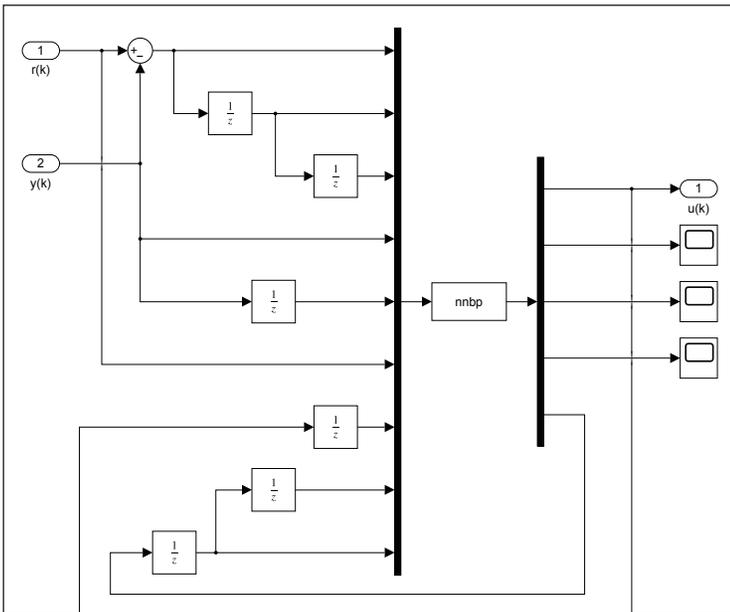


图6 BP-PID控制模块

层节点数为3。

(2) 激活函数选取

通常来说，神经元节点的激活函数需要满足连续、有界、非常值的函数外，还要满足实际系统设计和训练应用等等的复杂性问题，从而选取 tanh 函数为激活函数。tanh 函数如图4所示。

(3) 学习速率的确定

目前神经网络最佳学习速率的选取还没有固定的方法，

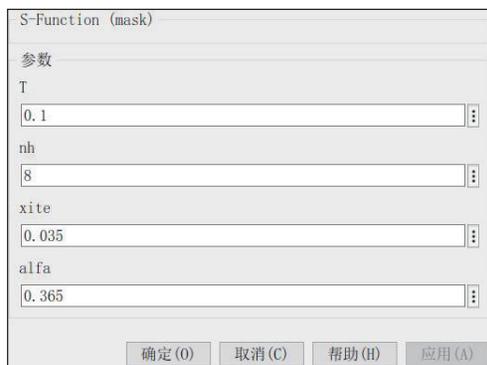


图7 BP-PID参数设置

仅仅是通过实验经验得出学习速率的范围是在(0~1)之间，本文则选取的学习速率统一为0.035。

2.3.5 BP-PID 控制器搭建

BP-PID 控制器通过 Matlab 软件搭建模块并连接以构建系统模型，如图5所示。图中上半部分为BP-PID控制器，下半部分为普通PID控制器。

图5中BP-PID控制模块主要通过S-Function模块完成代码编写和设计BP神经网络学习系统的控制策略，完成对 K_p 、 K_I 、 K_D 数值根据控制对象的变化做出及时调整的任务，BP-PID控制模块如图6所示。

3 实验仿真

基于以上原理，在锅炉正常运行，即：负荷80%~100%状态下，利用BP-PID算法控制方案与设计的PID控制器进行实验对比^[9]，为保证系统权值的随机性，初始权值通过 reshape 函数创建；系统采样时间 T_s 取 0.1s；学习速率 xite 为 0.035；惯性系数 alfa 为 0.365，如图7所示。

实验结果如图8所示，从图中可以看出，经过PID控制器整定的曲线具有超调，超调量约为0.135，调节时间约为1585s。经过BP-PID算法优化整定的曲线基本实现无超调，调节时间约为1089s。综上，采用BP神经网络算法进行参数整定，系统的各项性能指标较好，仿真结果较为理想。

理想。

4 结论

针对循环流化床锅炉正常运行时，进料量扰动对床温的影响，实验通过采用BP神经网络算法进行PID参数的优化整定。在该算法中，选用了二阶滞后传递函数作为被控对象。通过Matlab编写算法，并使用Simulink模型进行实验和

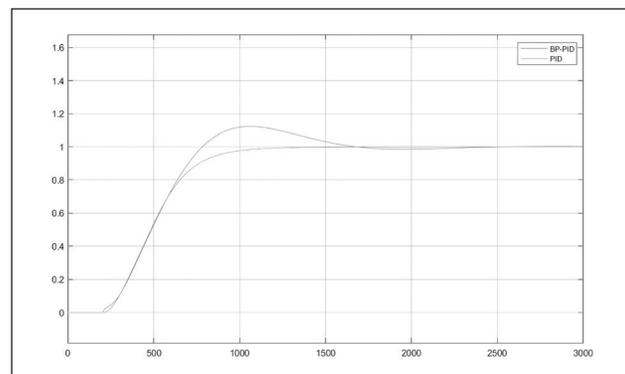


图8 控制器曲线对比

(下转第117页)

广告



China
Electronics
Fair

中国电子展·深圳

第103届
中国电子展

2024年4月9-11日
深圳会展中心(福田)

元件强基
创新发展

主办单位
中国电子器材有限公司

承办单位
中电会展与信息传播有限公司

展区设置

9号馆 基础电子馆

元器件、材料、线缆连接、仪器仪表与设备、半导体设备与核心部件、特种电子

1号馆 CITE主题馆

智慧家庭展区、智能终端展区、信息安全展区、集成电路展区、大数据与存储展区、创新科技互联展区

2号馆 新型显示及应用馆

显示上下游材料设备展区、车载显示展区、超高清视频展区、Micro-LED/Mini-LED展区、VR/AR、元宇宙等展区

3-4号馆 消费电子生活生态馆

消费端电子展区、电子生活体验区、娱乐影像展区、跨境生态链展区

6号馆 国防军工电子馆

7号馆 智能工业智造馆

服务型机器人展区、工业机器人展区、3C产业制造展区、智慧工厂及自动化展区

8号馆 储能技术装备馆

户外储能及应用展区、工业节能储能技术展区、动力电池、储能电源展区

技术展示

消费电子、IT/通信技术、新型显示技术
汽车车电子、新能源技术、绿色照明、安防电子医疗电子
节能环保技术、绿色制造技术、工控自动化技术



CEF官方微信公众号



中电会展官方微信

联系方式：中电会展与信息传播有限公司

北京市海淀区复兴路49号

北京：010-51662329

上海：13917903980

成都：13551007273

Email: cef@ceac.com.cn

www.iCEF.com.cn

电子制作

国际标准连续出版物号：ISSN1006-5059 国内统一连续出版物号：CN11-3571/TN 邮发代号：82-541

主管单位：中国商业联合会

主办单位：中国家用电器服务维修协会

电话：010-62410551

投稿邮箱：ed@ele169.com

网址：www.ele169.com