

# 电子制作

## PRACTICAL ELECTRONICS

欢迎关注微信公众号

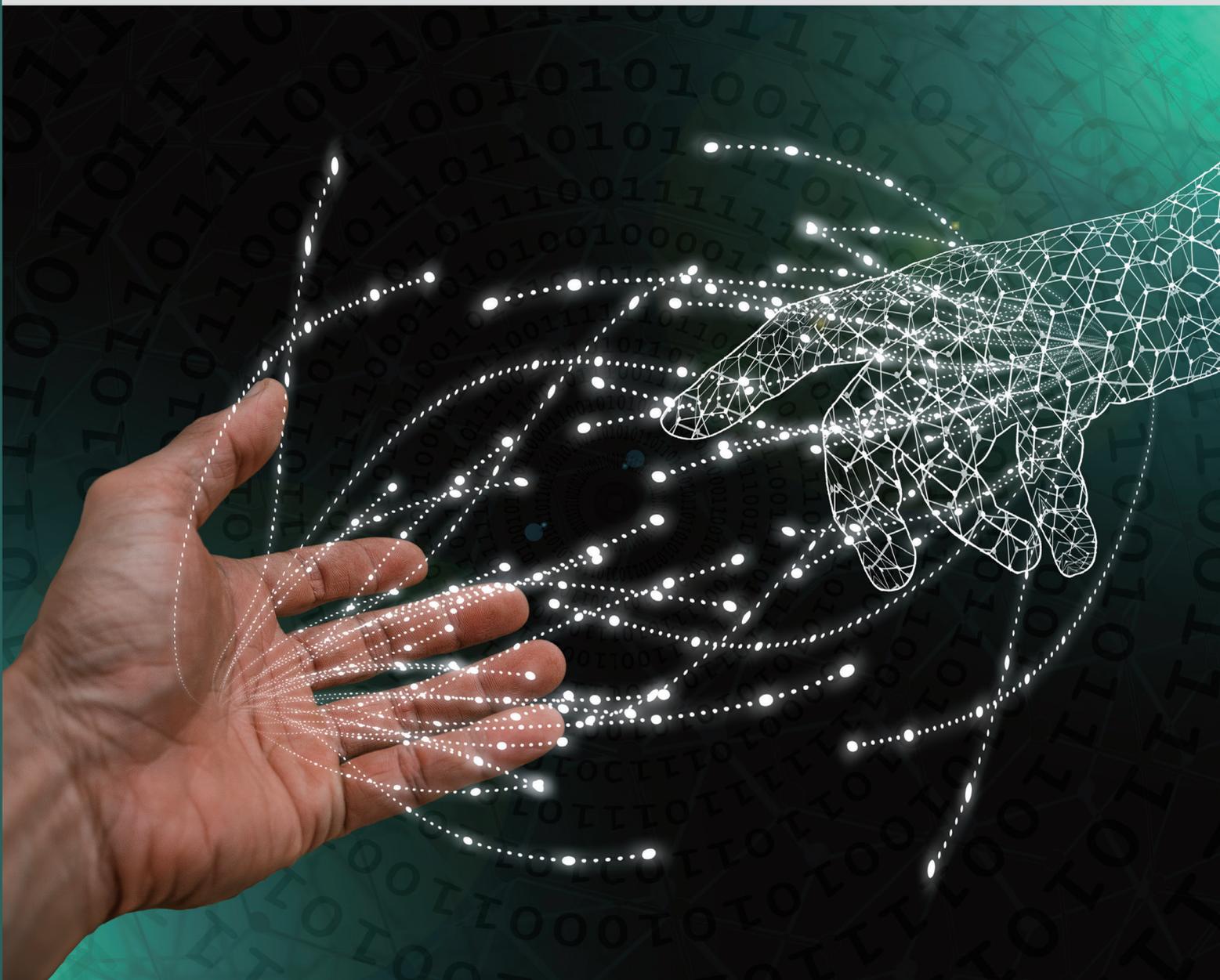


总第484期  
2024年1月(下)  
www.ele169.com

电子制作

第三十二卷  
第二期

二〇二四年一月



永磁同步直线电机全速域无传感器控制  
融合改进 A\* 与动态窗口算法的室内机器人路径规划  
基于混合智能算法优化的微电网下垂控制策略

ISSN 1006-5059



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

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



抖音  
短视频

记录美好生活

# 目次 CONTENTS

---

---

## 电子技术

永磁同步直线电机全速域无传感器控制.....	周舒鹏 3
基于 DWA 算法的 DAC 芯片译码电路设计.....	陈彬彬, 蓝浩宇, 程振辉, 曾智勇 8
融合改进 A* 与动态窗口算法的室内机器人路径规划.....	朱玉华, 王飞 12
一种超级电容充放电管理方案.....	颜嘉元 16
基于图像识别的三轮智能车自动控制系统设计.....	吴子豪, 颜斌, 陈龙 19

## 实验研究

基于红外和可见光的多模态数据融合方法研究.....	王芳, 罗艺闯, 刘小虎, 邢静 24
基于 Simulink 的直流 SSPC 设计及仿真研究.....	韩静怡, 张智勇, 王鹏博, 闫稳 28
基于混合智能算法优化的微电网下垂控制策略.....	郭庆, 左晓阳, 李金发, 刘人杰, 黄成龙 32
基于 FC 交换的高精度时钟同步电路设计与实现.....	董春雷, 何斌斌, 陈艇 41

## 智能应用

基于蓝牙技术的智能戒烟盒设计.....	郑钹祥, 曹搏承, 王恩可, 李奕彤 44
基于 AT89C51 的北方设施农业大棚温控系统设计.....	贾超, 侯彦泽, 张奥 47
物联网大棚农作物生长环境参数监测系统的设计.....	李联鑫, 梁冀, 林雪琼, 李才懿 50

## 软件开发

视频流环境下基于深度学习的动作识别.....	严倩倩 54
基于 Halcon 的焊缝识别技术研究.....	毛东宸, 孔令云, 李博, 李明科 59
基于物联网技术的密闭室内元器件识别定位方法.....	唐晓澜, 贾杰, 王成林, 孙国庆, 阮玲玉 64
基于 YOLOv2 目标检测算法和 K210 芯片的智能压板状态识别系统.....	陈业宏 67

# 电子制作

PRACTICAL ELECTRONICS

2024 年 1 月刊 (下)  
第 32 卷第 2 期  
总第 484 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**  
陈晓筱

**主编**  
胡洁

**编辑部**  
邵姗姗 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 15 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, 均应同意以上条件, 如有异议请在来稿中特别注明。

## 信息工程

PLC 在反冲洗废水回用中的应用.....张亚军, 郭来功 72

基于电力弹簧技术的末端光伏并网的电压调节技术研究.....高鹿斐, 张翔 75

基于空洞卷积和 ECANet 的双判别生成对抗网络图像修复模型

..... 胡文松, 刘兴德 78

基于三菱 PLC 花式喷泉控制系统的设计及应用..... 翁锦华 82

## 应用技术

高频数字集成电子元件无损检测仪设计与研制.....徐超, 李慧, 徐健, 李博文 86

基于树莓派的交通灯实时控制系统设计..... 尹延龙, 丁瑞好, 董铮 89

基于 Verilog HDL 的简易电子琴控制电路设计与实现

.....张皓祎, 郑冰, 卢焯杏, 郑惠之, 胡锦程 94

变电站端子箱智能环境监测系统的研究与应用..... 蒋嫔, 李睿 98

基于单片机的智能温感称重小车设计.....王昂, 周智恒, 李海侠, 梁鸿栋 102

具有起火警示功能供电箱的设计.....赵鹏宇, 刘畅, 张琪, 周思辰, 杨子琪 105

## 科技论坛

基于北斗定位技术的野外紧急救援装置研究..... 高伟, 盛仕伟 108

空间密闭环境中植物光照系统研制

..... 朱景涛, 艾为党, 唐永康, 郭双生, 于闯, 张洪博, 沈韞贻, 谢元友 111

深度学习模型训练的优化器实验设计..... 张波, 肖杰 114

一种基于 USB 摄像头 QR 码识别优化算法..... 孙洪涛, 李炎, 李望荣 118

# 永磁同步直线电机全速域无传感器控制

周舒鹏

(安徽理工大学, 安徽淮南, 232001)

**摘要:** 永磁同步直线电机 (PMSLM) 无位置机械传感器控制, 宽速域范围内单一的位置估计算法难以精确估计动子速度和位置情况, 为更好满足PMSLM往返运动、速度变化范围大的特性, 本文提出了高频信号注入法和超螺旋滑模法的复合滞环算法。PMSLM在启动和低速时选用高频信号注入法, 在中高速时采用超螺旋滑模算法, 在过渡区域采用复合滞环方法, 从而实现从零速到高速宽速域高精度无位置传感器的控制。

**关键词:** 永磁同步直线电机; 高频信号注入; 超螺旋滑模观测法; 复合滞环算法

## 0 引言

永磁同步直线电机 (Permanent magnet synchronous linear motor, PMSLM) 因具有远行程、大推力、高精度等优点而被广泛应用于工业领域中。目前, 在 PMSLM 驱动控制系统中, 通过机械传感器实时检测 PMSLM 的位置与速度信号, 而传统机械位置传感器价格昂贵、安装困难、精度易受环境影响。因此, 无位置传感器的控制研究方法应时而生。目前, 主要的无位置传感器控制方法有以下几类: 基于模型参考自适应的估计方法、基于滑模观测器的估计方法、基于拓展卡尔曼滤波的估计方法、基于高频信号注入的估计方法<sup>[1]</sup>。前三类方法在高速运行时可较好地估算 PMSLM 的速度和位置情况, PMSLM 静止与低速运行时, 因反电势信号微弱, 因而估算效果较差。第四类方法通过外加高频信号, 检测电机启动和低速运行时的速度和位置, 电机高速运行时会引起推力波动, 产生附加损耗, 因而高频注入法常用在低速运行时段。

为减小低速向高速切换的速度误差, 更好预估 PMSLM 运行位置, 本文采用两种不同的估计算法。在 PMSLM 启动与低速运行阶段, 采用高频信号注入法; 在高速运行阶段, 选用基于超螺旋滑模观测器的观测方法; PMSLM 由低速向高速运行过渡区间, 利用两种估计算法结果的加权平均值的复合滞环算法, 最后通过仿真验证算法的可行性。

## 1 脉振高频电压信号注入法

当电机启动或低速时, 反电动势幅值很小, 无法使用基于反电动势的控制方法。因此, 本文提出使用脉振高频信号注入法 (High frequency signal injection method, HFI), 注入高频电压信号, 通过检测携带动子位置和速度信息的高频电流响应, 进而提取出电机相应的电机位置与速度信息<sup>[2]</sup>。

忽略 PMSLM 的涡流损耗和端部效应的影响, 则 PMSLM 在同步旋转  $d-q$  坐标系下的模型为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dot{i}_d \\ u_q = Ri_q + L_q \dot{i}_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$  分别为  $d-q$  轴的电压;  $R$  为定子电阻;

$i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴的电流;  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  分别为  $d-q$  轴的磁链;  $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电感;  $\omega_e$  为电角频率;  $p$  为微分算子。

在 PMSLM 的估计轴  $\hat{d}$  轴注入幅值为  $V_h$ , 频率为  $\omega_h$  的高频余弦电压信号, 注入的信号满足下式:

$$u_{\hat{d}h} = V_h \cos \omega_h t \quad (2)$$

式中:  $u_{\hat{d}h}$ 、 $u_{\hat{q}h}$  为估计轴  $\hat{d}-\hat{q}$  的高频电压。

由于该方法主要用于零速和低速段, 电机实际的旋转角频率  $\omega_e$  很小, 式 (1) 中反电动势  $\omega_e \psi_f$  可忽略不计。因为电机旋转角频率  $\omega_e$  远低于注入的高频电压信号频率  $\omega_h$ , 此时电机的绕组阻抗主要是自感的感抗, 电枢电阻  $R \approx 0$ , 式 (1) 可简化成纯电感模型。

$$\begin{cases} u_{\hat{d}h} = L_{\hat{d}h} \dot{i}_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} = L_{\hat{q}h} \dot{i}_{\hat{q}h} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $u_{\hat{d}h}$ 、 $u_{\hat{q}h}$  分别为  $d-q$  轴高频电压信号注入后的电压;  $i_{\hat{d}h}$ 、 $i_{\hat{q}h}$  分别为高频电压信号注入后的电流响应;  $L_{\hat{d}h}$ 、 $L_{\hat{q}h}$  分别为高频信号注入后的电感。

经高频电压注入后, 估计轴系  $\hat{d}-\hat{q}$  的电流转换为旋转轴系  $d-q$  的电流:

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中:  $i_{\hat{d}h}$ 、 $i_{\hat{q}h}$  为估计轴系  $\hat{d}-\hat{q}$  的电流。

结合式 (2)(3)(4) 可得:

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} = \frac{V_h \sin(\omega_h t)}{\omega_h (L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\hat{\theta}) \\ -\Delta L \sin(2\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中:  $L = (L_d + L_q) / 2$ ,  $\Delta L = (L_d - L_q) / 2$ 。

分析式 (5) 可知, 若位置误差  $\hat{\theta} = 0$ , 则只有  $\hat{d}$  轴的电流分量  $i_{\hat{d}h}$  存在动子位置误差。因此, 若要获得高频信号  $i_{\hat{d}h}$ , 需要添加带通滤波器 (BPF) 来滤除频率远大于注入频率的载

波频率信号和远低于注入频率的基波频率信号，然后将滤波后的  $i_{in}$  与调制信号  $\sin\omega_h t$  相乘，最后通过低通滤波器滤波后得到调节器所需的输入量  $f(\Delta\theta)$  [3]，则：

$$f(\Delta\theta) = LPF[BPF(\hat{i}_q \times \sin(\omega_h t))] \\ = -\frac{V_h \Delta L}{2\omega_h (L^2 - \Delta L)} \sin(2\hat{\theta}) \quad \text{式(6)}$$

将所得的电角度误差  $\tilde{\theta}$  送入 PI 调节器中使得  $\tilde{\theta} = 0$ ，可得  $\theta_e = \hat{\theta}_e$ ，即高频电压信号注入后，电机估计位置跟随实际的位置。通过 PMSLM 的机械运动方程可提取出动子的运动速度和位置信息。

$$M \frac{dv}{dt} = F_e - F_l - Bv \quad \text{式(7)}$$

式中： $M$  为电机质量， $v$  为电机运行速度， $F_e$  为电磁推力， $F_l$  负载阻力， $B$  为粘滞系数。

## 2 超螺旋滑模观测器法

高频信号注入法在电机零速和低速时能准确判断电机的位置和速度，但该方法适用于电机低速运行阶段，高速运行时，高频信号在交轴产生的高频损耗与转矩波动较大。因此，在电机中高速运行时，需采用其他方法来预估电机的位置与速度情况。目前，滑模观测器法常用的是传统一阶滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO)。由于电机反电动势包含电机的速度与位置信息，因此，SMO 法以给定电流与反馈电流的误差为基础，根据该误差对电机反电动势进行重构，最后利用电机反电动势来推算出电机的位置与速度信息。SMO 调试方便，结构简单，但易产生抖振、位置跟踪误差大、鲁棒性弱的情况，虽可利用滤波器法降低抖振，但会导致相位延迟。本文采用的是超螺旋滑模观测器方法 (Super-Twisting SMO, STSMO)，超螺旋滑模观测器法是在 SMO 基础上提出的，STSMO 是在连续的积分环节中进行符号函数切换 [4]，此方法削弱了电机抖振，缩短了调整时间，使得位置与速度估计结果更为精确。

在电机两相静止  $\alpha$ - $\beta$  轴中，永磁同步直线电机的电流方程为：

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L}i_a + \frac{1}{L}u_a - \frac{1}{L}V_a \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L}i_b + \frac{1}{L}u_b - \frac{1}{L}V_b \end{cases} \quad \text{式(8)}$$

式中： $i_a$ 、 $i_b$  分别为  $\alpha$ - $\beta$  轴的电流； $L$  为电枢电感； $u_a$ 、 $u_b$  分别为  $\alpha$ - $\beta$  轴的电压； $V_a$ 、 $V_b$  为电机的反电动势。

在  $\alpha$ - $\beta$  坐标系中构建滑模观测器模型中，Super-

twisting 的算法形式：

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -k_1|x_1|^{\frac{1}{2}}\text{sgn}(x_1) + x_2 + \varepsilon_1(x_1, t) \\ \frac{dx_2}{dt} = -k_2\text{sgn}(x_1) + \varepsilon_2(x_2, t) \end{cases} \quad \text{式(9)}$$

式中： $x_1$ 、 $x_2$  为系统的状态变量； $k_1$ 、 $k_2$  为滑模增益； $\varepsilon_1$ 、 $\varepsilon_2$  为扰动变量。

基于超螺旋滑模算法的 PMSLM 数学模型构建的观测器为：

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = \frac{k_1}{L}|\hat{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha) + \lambda_1 + \varepsilon_1 \\ \lambda_1 = \int \frac{k_2}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha) dt \\ \varepsilon_1 = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}E_\alpha \end{cases} \quad \text{式(10)}$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = \frac{k_1}{L}|\hat{i}_\beta|^{\frac{1}{2}}\text{sgn}(\hat{i}_\beta) + \lambda_2 + \varepsilon_2 \\ \lambda_2 = \int \frac{k_2}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\beta) dt \\ \varepsilon_2 = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}E_\beta \end{cases} \quad \text{式(11)}$$

式(10)和(11)中： $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$  分别为  $\alpha$ - $\beta$  轴滑模估算电流。

由式(10)、式(11)分别减去式(8)可得到电流误差方程为：

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = \frac{k_1}{L}|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}\text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) + \frac{E_\alpha}{L} - \frac{V_\alpha}{L} \\ \quad + \int \frac{k_2}{L}\text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) dt - \frac{R}{L}\tilde{i}_\alpha \end{cases} \quad \text{式(12)}$$

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = \frac{k_1}{L}|\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}}\text{sgn}(\tilde{i}_\beta) + \frac{E_\beta}{L} - \frac{V_\beta}{L} \\ \quad + \int \frac{k_2}{L}\text{sgn}(\tilde{i}_\beta) dt - \frac{R}{L}\tilde{i}_\beta \end{cases} \quad \text{式(13)}$$

式(12)、(13)中，电流观测误差为  $\tilde{i}_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha$ ， $\tilde{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$ 。当系统进入主滑模面时，直线电机的  $\alpha$ - $\beta$  轴观测电流与实际电流误差  $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$ ，电流误差变化率  $d\tilde{i}_\alpha/dt = d\tilde{i}_\beta/dt = 0$ 。

此时滑模观测器的控制输入  $V_\alpha$  和  $V_\beta$  分别等效于电机的反电动势  $E_\alpha$  与  $E_\beta$ ：

$$\begin{cases} V_\alpha = E_\alpha = -k_1|\tilde{i}_\alpha|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\tilde{i}_\alpha) + \int k_2\text{sign}(\tilde{i}_\alpha) dt \\ V_\beta = E_\beta = -k_1|\tilde{i}_\beta|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\tilde{i}_\beta) + \int k_2\text{sign}(\tilde{i}_\beta) dt \end{cases} \quad \text{式(14)}$$

由于等效反电势  $E_\alpha$ 、 $E_\beta$  具有非连续性的特点，波形存

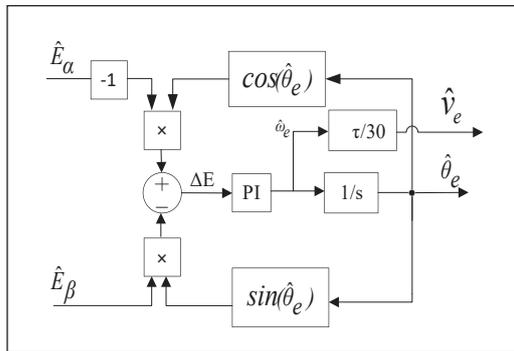


图1 锁相环结构框图

在一定程度上的失真，因而不能直接用来估算动子的位置和转速。为此，需要在滑模观测器的输出侧需加一个截止频率为 $w_c$ 的低通滤波器，低通滤波器滤除高次谐波后，获得与实际反电势等效且连续的滑模控制器的观测反电动势 $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 。

$$\begin{cases} \hat{E}_\alpha = \frac{w_c}{s + w_c} V_\alpha \\ \hat{E}_\beta = \frac{w_c}{s + w_c} V_\beta \end{cases} \quad \text{式 (15)}$$

将观测反电动势 $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 引入锁相环的结构内，通过锁相环可估算出电机的速度与位置信息，锁相环结构框图如图1所示。

图1中， $\tau$ 为PMSLM的极距。经过锁相环的相关运算后，观测反电动势误差 $\Delta E$ 可表示为：

$$\Delta E = \hat{\omega}_e \psi_f (\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad \text{式 (16)}$$

将观测反电动势误差 $\Delta E$ 引入PI调节器中，可得出电机动子的估计角速度 $\hat{\omega}_e$ ， $\hat{\omega}_e$ 经过积分环节得出动子的预估位置。由直线电机的速度公式 $\hat{v}_e = (\hat{\omega}_e \tau) / 30$ 可计算出永磁同步直线电机的估计直线运动速度。

### 3 HFI 和 STSMO 复合估计法

为了准确估计永磁同步直线电机从低速到中高速的位置和速度情况，需要采用适当的切换机制来实现电机速度的平滑切换。目前，切换机制可分为单点切换法与复合滞环切换法两类。单点切换法通过设定

一个阈值，在切换点的左右区间实行不同估计算法的切换。为了提高切换精度，避免发生抖振，本文采用加权系数法来实现滞环区间的过渡阶段的平稳衔接，使得两种估计算法能够平滑切换。滞环切换区间内的加权算法可设计为：

$$\begin{cases} \theta = M\theta_l + (1 - M)\theta_h \\ v = Mv_l + (1 - M)v_h \end{cases} \quad \text{式 (17)}$$

$$M = \begin{cases} 1, v \leq v_l \\ 0.1(v - v_l)^2 + 0.6(v - v_l) + 1, v_l \leq v \leq v_h \\ 0, v \geq v_l \end{cases} \quad \text{式 (18)}$$

式(17)、(18)中： $\hat{\theta}$ 为加权后位置估计值， $\hat{\theta}_l$ 、 $\hat{\theta}_h$ 分别为高频电压注入法与超螺旋滑模观测法的位置估计值； $\hat{v}$ 为加权后速度估计值， $\hat{v}_l$ 、 $\hat{v}_h$ 分别为高频电压注入法与超螺旋滑模观测法的速度估计值。

### 4 仿真研究

在 Matlab/Simulink 仿真环境中搭建基于上述算法的 PMSLM 无位置传感器控制系统，结构框图如图2所示。

所用的 PMSLM 的参数如表1所示。

表1 永磁同步直线电机参数

参数	符号	值	单位
电枢电阻	$R$	0.535	$\Omega$
定子电感	$L$	4.8	mH
极距	$\tau$	24	mm
质量	$M$	7.5	kg
永磁体磁链	$\psi_f$	0.235	—
极对数	$P$	5	—

根据仿真中的 PMSLM 的全速域所适应区间，可确定切换区间为 [0.1m/s, 0.7m/s]。初始给定期望速度为 1m/s，空载运行至 0.4s。0.4s 时突加 100N 的负载，0.75s 时给定

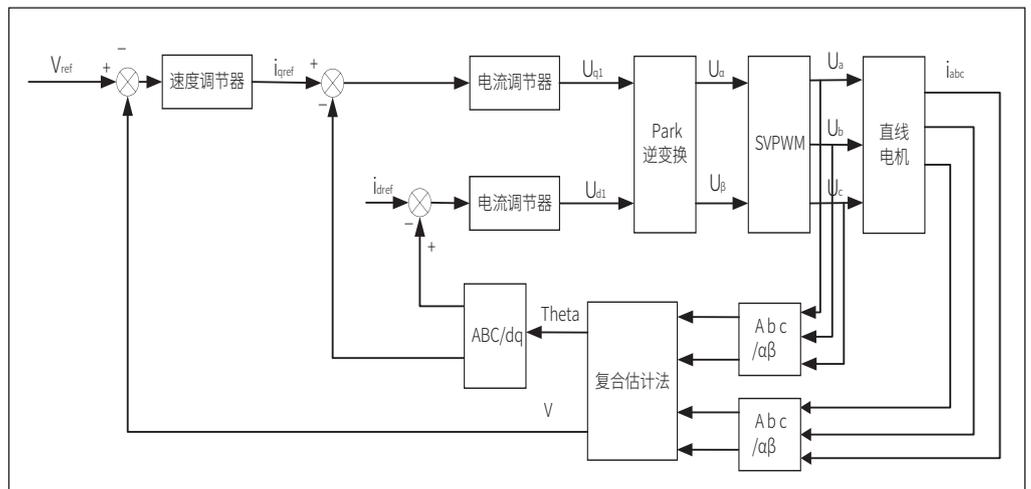


图2 无位置传感器控制系统图

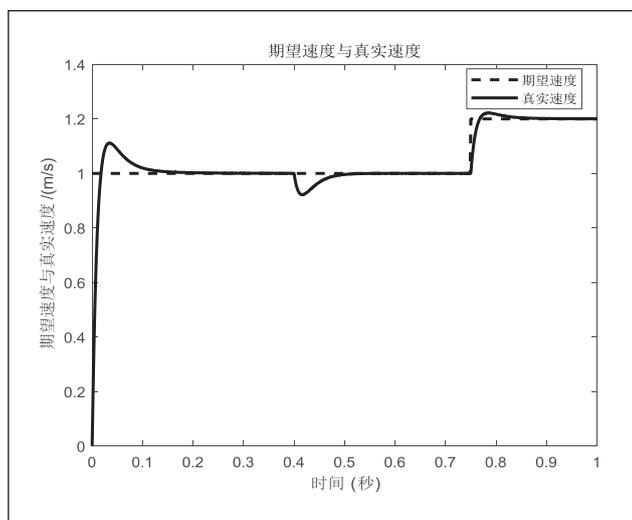


图3 传统机械传感器电机速度

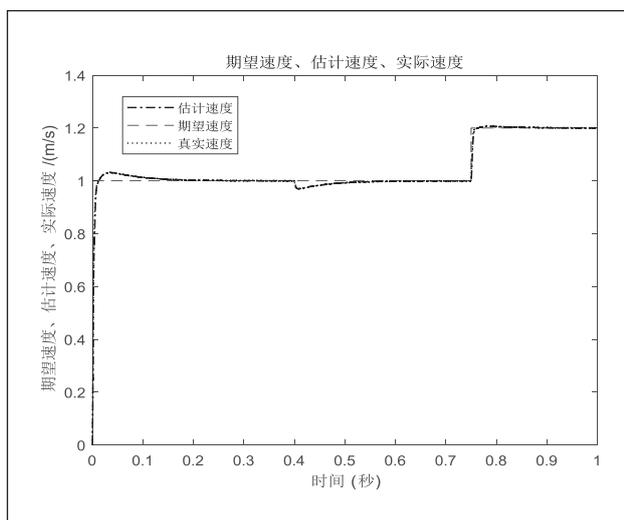


图5 STSMO-HF 速度

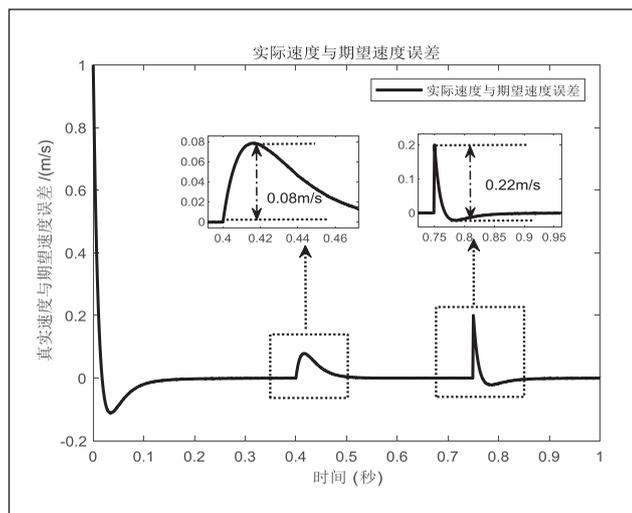


图4 传统机械传感器电机速度误差

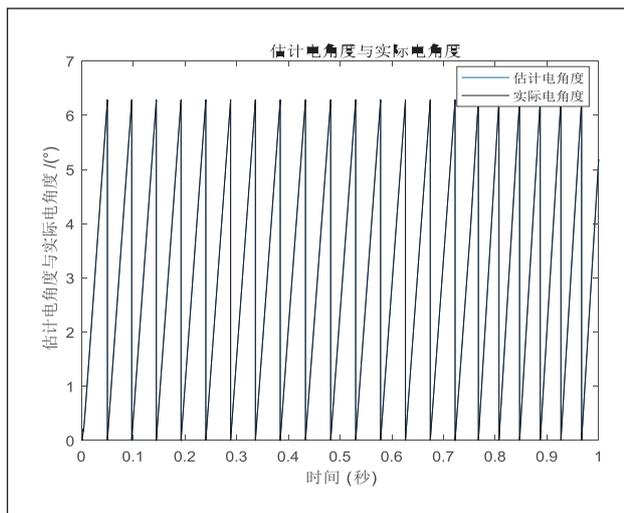


图6 STSMO-HF位置

期望速度为 1.2m/s。

传统机械传感器的仿真结果、STSMO-HFI 无位置传感器控制方法的仿真结果如图 3~8 所示。图 3 为传统机械传感器速度输出值，图 4 为传统机械传感器的电机速度误差图，图 5 和图 6 分别为 STSMO-HFI 速度和位置输出值，图 7 和图 8 分别为 STSMO-HFI 速度、位置实际值和估计值的差值。

仿真结果表明，PMSLM 能瞬间起动，STSMO-HFI 法瞬时误差最大达 0.18m/s；突发负载后，0.005s 后预估速度可跟随实际运动速度；当 PMSLM 进入速度的切换区间时，瞬时误差略微增大，速度误差和位置误差分别达到 0.006m/s 和 0.0015°，传统机械位置传感器速度误差达到 0.08m/s，电机带上 100N 负载运行后，传统机械传感器的电机达到期望速度的调整时间约为 0.1s，STSMO-HFI 的调整时间为 0.05s。

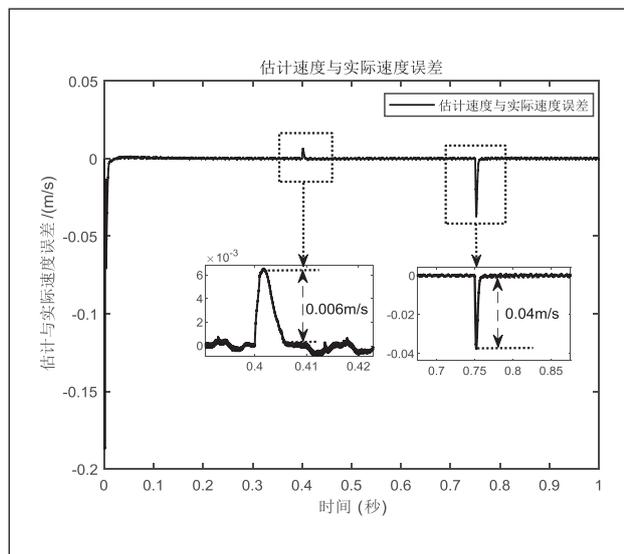


图7 STSMO-HFI 速度误差

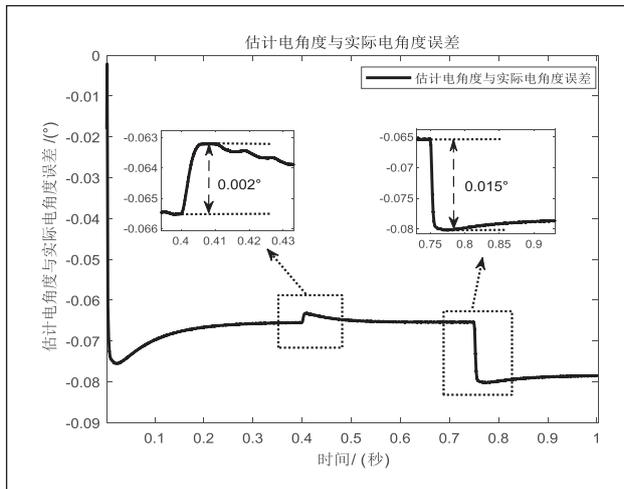


图8 STSMO-HFI 位置误差

综上所述,利用高频注入法、超螺旋滑模观测法、复合

(上接第 15 页)

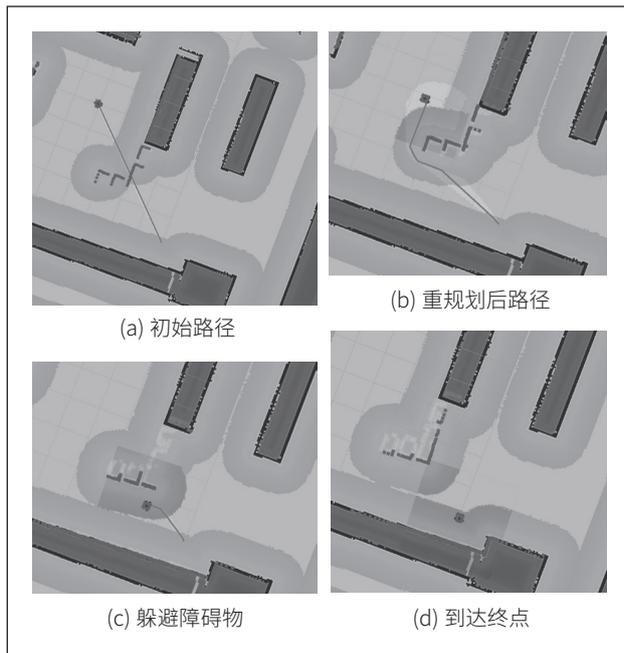


图6 避障仿真实验

完毕之后再利用三阶贝塞尔曲线进一步对路径做平滑。用 Gazebo 和 python 对相关的设计进行仿真,根据仿真结果知本文改进 A\* 算法搜索效率、路径平滑度上有一定的提升。后续将进一步深入研究并优化 DWA 算法进一步提升其效率。

#### 参考文献

- \* [1] 林韩熙,向丹,欧阳剑等. 移动机器人路径规划算法的研究综述 [J]. 计算机工程与应用,2021,57(18):38-48.
- \* [2] 王梓强,胡晓光,李晓筱等. 移动机器人全局路径规划算法综述 [J]. 计算机科学,2021,48(10):19-29.

滞环法可实现在两种算法之间平滑切换,较好预估 PMSLM 的运行情况。因此,充分利用两种算法的各自优势,实现无位置传感器速度和位置情况精确的估计。

#### 参考文献

- \* [1] 马婷婷. 永磁同步直线电机全速域无位置传感器控制 [D]. 中国矿业大学,2018.
- \* [2] 袁雷,胡冰新,魏克银等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真 [M]. 北京航空航天大学出版社,2016.
- \* [3] 刘震,苗述,李文洽等. 基于 Super-Twisting 滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制 [J]. 东北大学学报 (自然科学版),2020,41(05):741-746.
- \* [4] 徐晨栋,尹泉,罗慧,夏阳,刘毅. 永磁同步电机无位置估计误差的滑模观测器无速度传感器控制方法 [J]. 电机与控制应用,2019,46(12):1-7.

- \* [3] 雷斌,金彦彤,王致诚等. 仓储物流机器人技术现状与发展 [J]. 现代制造工程,2021(12):143-153.
- \* [4] 巩慧,倪翠,王朋等. 基于 Dijkstra 算法的平滑路径规划方法 [J/OL]. 北京航空航天大学学报:1-10[2023-08-12].
- \* [5] 郝琨,张慧杰,李志圣等. 基于改进避障策略和双优化蚁群算法的机器人路径规划 [J]. 农业机械学报,2022,53(08):303-312+422.
- \* [6] 王苏戎,张铃炜,齐佳丽等. 自适应导向蚁群算法优化移动机器人路径规划 [J]. 计算机应用研究,2020,37(S1):116-117+119.
- \* [7] 薛阳,孙越,叶晓康等. 基于近似最近邻搜索的改进 PRM 算法 [J]. 计算机工程与设计,2021,42(11):3211-3217.
- \* [8] 邹善席,王品,韩旭. 基于 PRM 改进的路径规划算法 [J]. 组合机床与自动化加工技术,2019(01):1-3.
- \* [9] 陈万通,刁天茹,贾吉庆等. 基于扇形领域扩展的同步双向 A\* 算法 [J]. 计算机应用研究,2022,39(01):118-122+127.
- \* [10] 杨芳清,刘吉成. 融合改进 A\* 算法与动态窗口法的移动机器人路径规划 [J]. 工业控制计算机,2021,34(05):106-108+112.
- \* [11] 崔宝侠,王淼弛,段勇. 基于可搜索 24 邻域的 A\* 算法路径规划 [J]. 沈阳工业大学学报,2018,40(02):180-184.
- \* [12] 周敬东,杨磊,张超. 改进 A\* 算法的室内机器人路径规划 [J]. 现代电子技术,2022,45(08):181-186.
- \* [13] 沈克宇,游志宇,刘永鑫等. 基于改进 A\* 算法的移动机器人路径规划 [J]. 计算机应用研究,2023,40(01):75-79.
- \* [14] 陈晓冬,王福威. 基于改进 A\* 算法的 AGV 路径规划 [J]. 计算机系统应用,2023,32(03):180-185.
- \* [15] 张瑜,宋荆洲,张琪祁. 基于改进动态窗口法的户外清扫机器人局部路径规划 [J]. 机器人,2020,42(05):617-625.

通信作者:朱玉华。

# 基于 DWA 算法的 DAC 芯片译码电路设计

陈彬彬, 蓝浩宇, 程振辉, 曾智勇

(北方工业大学, 北京, 100144)

**摘要:** 本文主要讲述了基于DWA算法的DAC芯片译码电路的设计过程, 给出了具体的设计思路。在设计过程中, 使用温度计码来降低数字码切换瞬间输出的模拟信号产生的噪声, 使用DWA算法来避免将较大的工艺匹配误差带入到输出的模拟信号中, 本设计可以用于解决由于工艺误差所导致的电流源失配的问题。本文以5位输入信号的DAC芯片开关控制信号生成电路为例, 利用ModelSim和Quartus II软件对代码进行了仿真, 验证了设计思路的实现效果, 基本判断设计方案可行。

**关键词:** DWA算法; 温度计码; DAC芯片译码电路

## 0 序言

当今社会, 随着电子技术的快速发展, 越来越多的信号需要使用计算机来处理, 在自然界中我们所能接触到的信号大多是模拟信号, 像温度的升高和降低, 压力的增加和减少等变化所产生的信号都是模拟信号, 但是计算机只能处理数字信号, 所以在进行数字信号处理的过程中, 我们都是先采用模数转换装置(ADC)将采集到的模拟信号转化成数字信号, 然后对这些信号经过一系列的数字信号处理(DSP), 但由于能被我们听懂的依然是模拟信号(比如声音信号), 所以最终我们还要将处理完的数字信号通过数模转化装置(DAC)再转化成模拟信号, 这就是数字信号处理系统(如图1所示)的核心内容。随着电子产品的不断更新, 各个领域对数字信号处理系统的要求也越来越高, ADC和DAC作为数字信号处理中最关键的部分, 它们的设计和优化就变得格外重要, 本文主要针对DAC的译码电路进行设计, 不涉及实体电路的搭建, 使用ModelSim和Quartus II软件进行联合仿真, 验证思路的正确性和可行性。

DAC的全称是Digital to Analog Converter, 即数模转换器, 它是一种可以实现将数字量转换成模拟量的电路结构<sup>[9]</sup>。作为最基本且最重要的混合信号构建模块, DAC由 $N-2^N$ 数字译码电路和模拟等分压或等分流电路组成, 所输入的 $N$ 个数字码( $b_{N-1}, \dots, b_2, b_1, b_0$ )经过译码电路生成 $2^N$ 个开关信号去控制模拟电路中的等压或等流电路开关, 从而输出相应的模拟信号, 输出电压表达式如下:

$$V_{out} = k \cdot V_{ref} \frac{b_{N-1}}{2} + \dots + \frac{b_1}{2^{N-2}} + \frac{b_0}{2^{N-1}}$$

其中 $k$ 为比例放大系数,  $V_{ref}$ 为分压电路的总输入电压。

在数字码发生变化的瞬间, DAC模块会产生完全不同的电压(或电流)输出, 这会导致输出的模拟信号中出现噪声。消除噪声的解决方案之一是使用温度计码, 温度计码的使用对译码电路而言, 当输入的数字码数值增加1的时候, 所输出的译码结果中会多一位1。另外, 在芯片加工过程中, 同样大小的电阻或电容都有一定的误差, 也就是

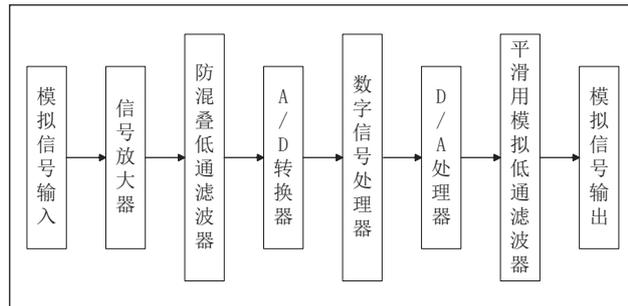


图1 数字信号处理系统的框图

等压(或等流)电路之间存在一定的工艺误差, 如果输出码所控制的模拟电路固定不变, 则会产生较大的工艺匹配误差带入到输出模拟信号中, 为了减少这种误差, 一般采用数据权重平均算法(DWA)来平均使用分压电路。

在实际生产和应用中, 通信系统的设计和研究直接在硬件上实现起来不仅复杂而且昂贵, 所以现代通信技术的系统分析通常使用计算机仿真来进行, 这样一来可以在很大程度上降低设计的难度和成本。随着Verilog等设计语言的出现, 大大简化了包括译码电路在内的现代通信技术的设计难度, 并且随着Quartus II和ModelSim等软件的发展, 采用计算机仿真技术来进行系统设计, 仿真和调试越来越普遍。本文通过使用Quartus II和ModelSim平台, 采用Verilog语言进行随机信号的产生及动态平均信号的代码实现和结果测试(即图1 D/A转换器的译码电路部分)。

## 1 DAC 译码电路的设计思路及系统组成

本文所设计的是用于5位二进制输入信号的DAC芯片开关控制信号生成电路, 它可以将串行输入的五位数字码, 以数值映射的方式译成不同的温度计码, 然后利用随机码生成器所生成的随机码序列借助桶形移位器对温度计码进行动态平均, 最终并行输出动态平均后的开关控制信号, 该信号可用于控制模拟等分压或等分流电路中电压源或者电流源的开断, 可以达到良好的动态性能。本文所设计的译码电路主要由三部分组成, 分别为温度计码生成模块, 本地伪随机码发生器模块(生成 $m$ 序列)和动态平均模块。总体设

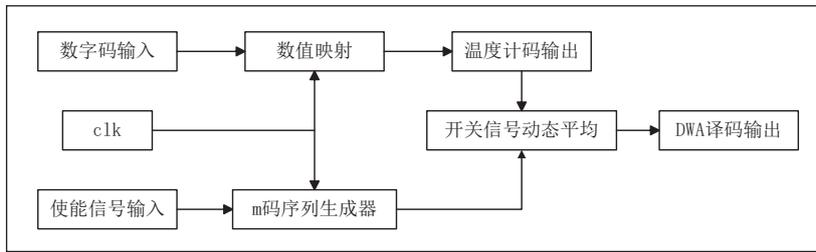


图2 DAC译码电路总体设计框图

计思路如图2所示。

下面分别介绍每个模块的工作原理和输出信号，在温度计码生成模块中，串行输入的5位数字码会被译成32位的温度计码，作为原始的开关选择信号。在伪随机码发生器模块中，伪随机码发生器会根据给定的本源多项式利用线性反馈移位寄存器生成一个m序列，该序列基本符合随机数的要求。在时钟信号的控制下，开关选择信号和m序列分别进入不同的寄存器，被锁存。在规定的指令下，锁存器被打开，开关选择信号和m序列进入到动态平均模块中，这里的动态平均模块相当于一个桶形移位器（原理图如图3所示），在时钟信号的触发下，开关选择信号会根据m序列的值进行移动。m码为1时开关控制信号输出整体左移一位，为0时整体右移一位，循环时将上一次输出值的下一位作为起始位再进行循环移位，最后并行输出完成权重平衡之后的开关控制信号，该信号可输入到模拟等分压或等分流电路中控制电压源或者电流源的开断。因为伪随机码产生的低电平和高电平的比例大致相同，所以最终的开关控制信号在一定的区间内来回移动，从而能够平均使用到每一个电流源，避免了个别电流源的闲置或长期占用。同时，温度计码的使用可以保证当数字输入码每增加“1”时，都只会多打开一个单位电流源，避免了出现大量的电源开关在同一时刻被开启或者关断而引起很大的数字干扰，有利于使整个电路达到良好的动态性能<sup>[1]</sup>。

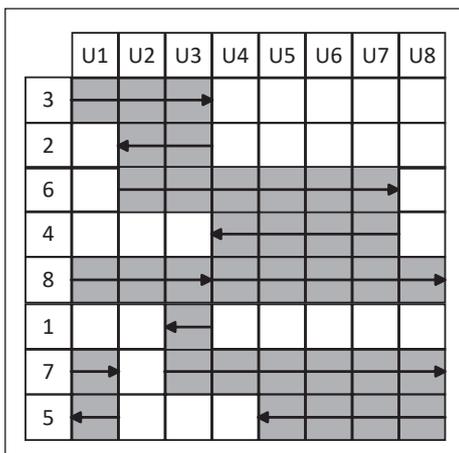


图3 开关控制信号的循环图示

## 2 温度计码生成模块的设计

首先来介绍一下温度计码的组成方法，温度计码类似于一串比特流，它只由“0”和“1”来构成，温度计码的特殊之处在于，在这串比特流中，“1”全部出现在低位，“0”全部出现在高位，而且“0”和“1”都是连续出现的，不能出现“0”和“1”相间排列的情况，即只能写成00000001、00000111、01111111或者11111111的形式。温度计码的大小只能通过增加“1”的位数或者减少“1”的位数来改变，就像温度的变化一样，故由此得名。

温度计码在本文所设计的DAC译码电路中充当的是开关控制信号的作用，用于控制DAC的模拟电路部分中电流源的开断。以常见的二进制加权型电流舵型DAC为例，这种DAC译码电路每一位的权值按照2的幂递增，每一位数字码所控制的电流的大小按照权值的依次递增。例如对于一个10位的二进制加权型电流舵DAC，它的最高位和最低位的电流比值是1024:1，但是以现在的工艺很难达到如此高的匹配精度，尤其是在转换的半量程处，即开关控制信号从011111111111变化为100000000000时，大量的电流源同时开断会使得输出的电流出现毛刺，从而影响DAC的动态性能<sup>[1]</sup>。

温度计码的发明和设计能够较好地改善二进制加权型电流舵型DAC的缺点，提高DAC的分辨率。这样设计出的DAC译码电路不仅可以综合二进制加权型DAC结构简单、占用版图面积小的优点，而且温度计码的结构也提升了动态性能，从而在精度和面积上都得到了优化<sup>[1]</sup>。

图4是一个5位温度计码型DAC的结构简图。图中每个电流源所控制的电流值是相同的，每一个电流源都有一位数字开关用以控制电流源输出电流的方向（正相或负相）。控制这些开关的信号是由五位二进制输入码到温度计码译码器提供的<sup>[1]</sup>。

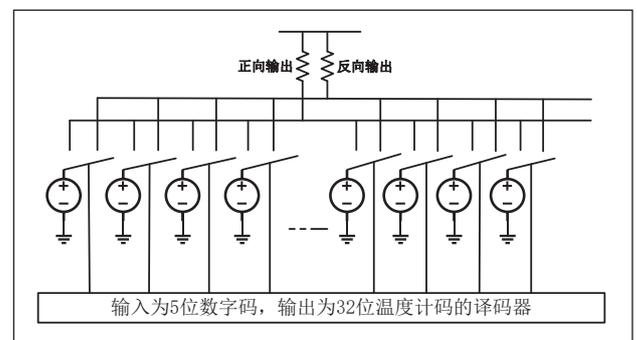


图4 5位温度计码型DAC的结构简图



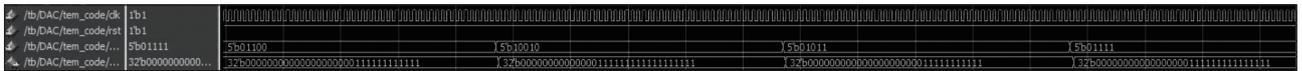


图8 温度计码模块仿真结果

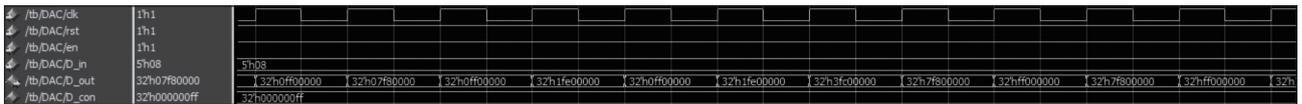


图10 DAC译码电路总体仿真结果

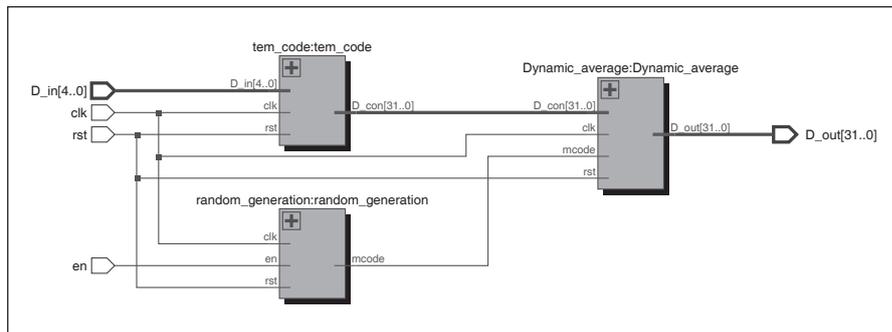


图9 系统综合及实现结果图

码电路的设计代码和测试文件与 Quartus II 相关联, 仿真出译码电路从输入到输出的时域波形(如图8)和总体的硬件电路图(如图9所示)。图6为m序列发生器产生的伪随机码序列, 可以看出序列中高低电平所占的比例大致相同, 说明该序列具有一定的随机性, 且由于该序列可以决定开关控制信号的滚动方向, 这样一来可以保证在一个稳定范围内, 开关控制信号将动态平均地使用到每一个电源。图8为温度计码生成模块产生的温度计码的时域仿真波形, 可以看出当输入的五位二进制数值的大小加“1”或减“1”时, 输出的温度计码中“1”的个数增加或者减少一位, 且“1”的个数是从低位到高位连续增加的, 实现了温度计码的正确输出。图9为动态平均模块输出完成权重平衡之后的开关控制信号, 可以看到m序列的值可以控制温度计码的移位, 实现了基于DWA算法的DAC芯片译码电路设计。本实验未涉及模拟电路模块(等分压或等分流电路)的设计。

使用 Quartus II 的 RTL Viewer 功能进行仿真, 可以看到图9是仿真搭建的硬件电路图, 图10是该电路图的时序仿真结果。

## 6 结语

本文主要介绍了基于DWA算法的DAC芯片译码电路的设计过程, 首先根据DAC译码电路的要求构建设计思路, 因为传统的二进制加权型译码电路具备结构简单、占用版图面积小的优点, 思路清晰且易于实现, 所以决定在该电路的

设计基础上进行缺点的优化。然后通过分析和对比, 为了解决加权型译码电路由于技术限制所导致的工艺不匹配的问题, 决定采用温度计码的方式设计译码电路, 由于温度计码在编码结构上的独特性, 这里用其作为开关控制信号, 可以很好的解决在控制信号变化前后由于大量的电源频繁开

断可能导致输出信号出现毛刺的问题。最后基于DWA算法的原理, 以桶形移位器为基础设计了动态平均模块, 实现了将以温度计码形式输出的开关控制信号在伪随机码的控制下在一定范围内循环滚动, 达到了平均使用电流源的目的, 同时也提升了DAC的动态性能。

本电路在设计思路的基础上编写了Verilog代码, 利用ModelSim和Quartus II的平台进行了仿真。通过将仿真结果与设计思路进行对比以及对生成的模块进行功能测试, 逻辑功能基本得到了实现, 实验结果与预期值相符合, 证明了仿真成功。

## 参考文献

- \* [1] 杨春光. 基于DWA的12位分段式电流舵型DAC设计[D]. 哈尔滨工业大学, 2007,7.
- \* [2] 高磊, 陈志强, 吴黎慧等. 基于FPGA的BPSK调制与解调器设计[J]. 电子测试, 2011(06):66-67+105.
- \* [3] 王诚, 吴蕾, 曾兴雯. 任意长度的M序列的生成[J]. 西安电子科技大学学报, 2001(01):129-132.
- \* [4] 王苹. 用PLD实现桶形移位器的功能[J]. 芜湖职业技术学院学报, 2002(02):9-11.
- \* [5] 张松, 张亚. 基于m序列的无串扰超声波测距系统[J]. 电子测量技术, 2015,38(10):22-27.
- \* [9] 许泰宇, 胡煜, 李海剑等. PWM高精度低成本DAC原理分析[J]. 电子技术, 2020,49(10):6-7.

# 融合改进 A\* 与动态窗口算法的室内机器人路径规划

朱玉华, 王飞

(沈阳工业大学 化工过程自动化学院, 辽宁辽阳, 111003)

**摘要:** 室内机器人采用传统路径规划算法存在搜索出来的路径不平滑, 运行效率较低和无法避障问题, 本文针对上述问题提出一种改进 A\* 融合动态窗口的路径规划算法。首先, 根据起点和终点之间障碍物占比改进了 A\* 的评价函数, 提高了节点搜索效率; 再通过拐点优化策略, 找出相对冗余的节点将其去除后采用三阶贝塞尔曲线进一步优化路径。最后, 融合动态窗口算法(Dynamic window approach, DWA) 使机器人在行驶过程实时跟随全局规划路径并及时躲避障碍物。搭建场景进行仿真与实验, 结果表明本文算法在搜索路径效率上、路径的平滑度上有显著的提升且运行的过程中能实时躲避障碍物。

**关键词:** 室内机器人; 路径规划; A\* 算法; DWA 算法; 拐点优化

## 0 引言

随着机器人技术的日益成熟, 移动机器人智能化和自动化的水平逐步提高<sup>[1]</sup>, 它们被广泛用于生产和生活之中。由于机器人工作环境的复杂性, 如何快速无碰撞地规划出一条从起点到终点的路线成为当前移动机器人的关键技术之一, 因此机器人路径规划算法已成为国内外研究的热点<sup>[2-3]</sup>。经典的全局规划算法主要有 Dijkstra 算法<sup>[4]</sup>、蚁群算法<sup>[5-6]</sup>、概率路图算法<sup>[7-8]</sup>、A\*<sup>[9]</sup>等。其中 A\* 算法是一种以栅格地图为基础的路径规划算法, A\* 由于采用了较为单一的启发式搜索算法, 使得在较大的场景地图中, 会搜索一些不必要的节点且存在较多的拐角, 因此提高搜索效率减少拐点、减少机器人导航到目标点路径距离一直是工程应用中改进的方向。

目前很多基于改进 A\* 的算法被提出。文献[10]、[11]通过扩展邻域使搜索效率提高, 但是有些场景地图中会出现穿越地图中障碍物的情况。文献[12]将父节点加入到评价函数中加快了搜索效率, 但是没有考虑引入父节点失去平衡问题。文献[13]通过引入父节点的影响力提高了搜索的速度, 引入转弯惩罚函数和邻域扩展使拐点减少, 但是最终规划处理的路线没有进行平滑处理仍然存在较尖锐的拐角。文献[14]利用动态加权并修改搜索领域的方法提高搜索速度但是未进行拐点去除后就直接进行路径平滑导致平滑曲线较为复杂。

综合上述文献为了减少传统 A\* 算法运行时间、拐点数量和规划路径的距离, 本文通过探究启发式函数、扩展邻域对算法的影响, 在保留传统 A\* 算法优势的基础上重新对启发式函数进行设计, 使改进的算法在路径规划上具有较高的运行效率, 在最优路径的基础上采用拐点去除策略使其平滑度也相对较好, 采用动态窗口法<sup>[15]</sup>完成实时躲避环境中的障碍物, 最后进行仿真测试并将该算法部署到实际机器人中进行验证。

## 1 传统 A\* 路径规划算法

传统的 A\* 算法综合考虑 Dijkstra 算法和最佳优先搜索

算法的优缺点并将两者结合起来。开始节点到任意节点  $n$  的代价  $g(n)$  与从节点  $n$  到目标节点的启发式评估代价  $h(n)$  进行相加以评价当前节点, 其评价函数公式如下:

$$f(n) = g(n) + h(n) \quad \text{式 (1)}$$

$n$  表示当前进行评价的节点;  $g(n)$  表示从起始节点移动到当前节点的距离;  $h(n)$  表示当前节点到目标节点的直接距离也可以称为预估代价, 其中预估代价对 A\* 算法的搜索效率起着关键性的作用。如果  $h(n)$  的权重占比很小以至于忽略, 此时就变成了 Dijkstra 算法, 此时算法搜索效率较低。若  $g(n)$  占比权重较小则此时就变成了最佳优先搜索算法, 路径搜索速度变快但是会导致计算出现局部最优解。

本文选择的预估代价为欧氏距离。其计算公式如下:

$$h(n) = \sqrt{(x_n - x_{end})^2 + (y_n - y_{end})^2} \quad \text{式 (2)}$$

$(x_n, y_n)$  表示当前节点的坐标,  $(x_{end}, y_{end})$  表示最终目标节点的坐标。

室内机器人路径规划一般采用栅格地图, 将 A\* 引入两个表用来保存扩展的节点和最优的节点, 记为 OPEN 和 CLOSE。主要路径规划过程如下:

- (1) 从起点 S 开始, 将其放入到 OPEN 中。
- (2) 寻找 S 上下左右、左上、右上、左下、右下的 8 个方格, 并将其它它们放入到 OPEN 中, 设置它们的父节点为 S。
- (3) 将 S 从 OPEN 中删除并将其加入到 CLOSE 中。
- (4) 计算周围方格的评价函数值, OPEN 选择评价函数最小的节点  $a$  将其纳入到 CLOSE 后从 OPEN 删除。
- (5) 检查  $a$  周围 8 个节点; 障碍物以及 CLOSE 中的节点不予考虑, 计算周围节点评价函数值, 并设置父节点为  $a$ , 若相邻的节点  $b$  已经在 OPEN 中, 检查比较 S 到  $b$  与经过  $a$  到  $b$  的  $g(n)$ , 若经过  $a$  的低则更新父节点为  $a$  反之则不变。
- (6) 执行步骤 4-5, 找出周围可以到达的节点, 如此循环。
- (7) 当 OPEN 中出现目标节点 E 时, 则路径已经找到,

当 OPEN 中没有数据的时候则没有合适的路径。

## 2 改进 A\* 算法

### 2.1 障碍物占比启发函数

针对传统算法搜索效率较低问题, 本文对启发式评估函数进行改进, 在原式的基础上加入当前节点的父节点对扩展节点的影响, 如下式所示:

$$f(n) = g(n) + w \cdot (h(n) + h(n-1)) \quad \text{式 (3)}$$

其中:  $w$  表示权重函数, 取值范围  $w \in [0, 1]$ 。引入父节点之后会导致原本  $g(n)$  与  $h(n)$  不平衡, 在缩短时间的同时出现局部最优解, 导致搜索路径较长。考虑到当地图中障碍物较多时也会出现局部最优解, 因此首先通过实验进一步选取合适的权重取值范围, 同时构建相对合理的障碍物占比函数以适应不同的障碍物占比场景, 针对障碍物占比启发函数的实验分析将在 4.1 节详细阐述。

### 2.2 拐点优化策略

由于传统的 A\* 算法一般只搜索当前节点的 8 邻域或者 4 邻域, 使得机器人只能沿着 8 或者 4 个方向移动, 所以导致规划的路径较为曲折, 文献 [10] 扩展 A\* 算法的搜索邻域为 32 邻域, 文献 [11] 将邻域扩展为 16 邻域上述改进方法能够使机器人能够沿着更多的方向运行, 使路径看起来相对顺滑, 将 A\* 搜索邻域分别扩展 16 邻域和 32 邻域, 如图 1 所示。

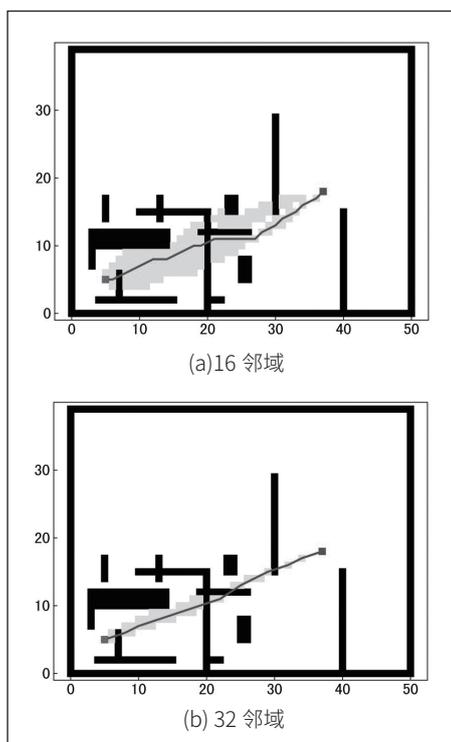


图 1 扩展邻域路径规划效果

由上图知文献 [10][11] 规划出的全局路径会跨过障碍物, 这是由于扩展邻域导致当前节点搜索的范围变大, 有些障碍物被包括进来, 当前节点搜索下一个最优节点可能在障碍物后面, 故搜索的路径可能会出现穿越障碍物的情况。为了避免上述现象的发生且不降低节点搜索效率, 本文依旧采用传统的 8 邻域搜索算法来进行寻路, 然后对路径进行拐点优化以消除多余拐点, 进一步缩短规划路径的距离。

先找出路径中的拐点, 选取拐点的方法: 将起始记为  $p_1$  点, 然后找到起始点后面的两个点分别记为  $p_2$  和  $p_3$ , 计算  $p_1$  和  $p_2$  的坐标差值分别记为  $dx_{21}$  和  $dy_{21}$ , 计算  $p_3$  和  $p_2$  的坐标差值记为  $dx_{32}$  和  $dy_{32}$ , 分别比较坐标差值是否相等, 若不相等则将  $p_2$  点记录到拐点列表 `inflection_list` 中, 然后再从  $p_2$  依次顺序取相邻的三个节点按照上述算法计算, 直到路径终点为止, 再将起点和终点分别加入到 `inflection_list` 的首位和末位中。

从 `inflection_list` 中依次取出三个相邻的拐点, 按照取出的先后分别记为  $i_1$ 、 $i_2$ 、 $i_3$ , 利用  $i_1$ 、 $i_3$  这两点构造一条直线  $l$  并利用点到直线的距离如公式 (4) 所示, 计算障碍物的到直线的距离, 其中  $(x_0, y_0)$  表示障碍物的坐标。

$$d = \frac{|Ax_0 + By_0 + C|}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad \text{式 (4)}$$

障碍物选取的标准为该障碍物是否处于  $i_1$ 、 $i_3$  所形成的矩形内。这里可以设置距离阈值以增强拐点去除的灵活性, 当距离  $d$  大于我们设定的阈值或矩形内没有障碍物的时候, 则  $i_2$  剔除, 当  $d$  小于阈值的时候则保留  $i_2$ 。然后再顺序取连续的三个拐点  $i_2$ 、 $i_3$ 、 $i_4$  进行计算直到取到最后一个拐点为止, 这里循环设置的大小为初始拐点个减去 2。

### 2.3 路径平滑

室内机器人一般采用的大多为差分运动模型, 该模型可以直线运动、弧线运动。在拐点优化之后, 依旧有一定数量的拐角, 为了为局部规划路径提供相对平滑的目标点序列, 对去除拐点后的路径使用贝塞尔曲线进行平滑, 使机器人大致沿着曲线运行。贝塞尔曲线具有如下特性: 使用  $n$  个控制节点  $\{P_1, P_2, \dots, P_n\}$  来控制曲线的形状; 曲线经过起点  $P_1$  和终点  $P_n$ , 但是不经过中间点  $P_2$  到  $P_{n-1}$ 。考虑到要在拐角处进行平滑且要保证规划线路的连续性, 三阶贝塞尔曲线更符合我们的需求, 其具体表达式如下所示:

$$B(t) = P_0(1-t)^3 + 3P_1t(1-t)^2 + 3P_2t^2(1-t) + P_3t^3 \quad \text{式 (5)}$$

其中  $P_1$ 、 $P_2$ 、 $P_3$ 、 $P_4$  表示四个控制节点,  $t$  为参数其范围为 0 到 1。

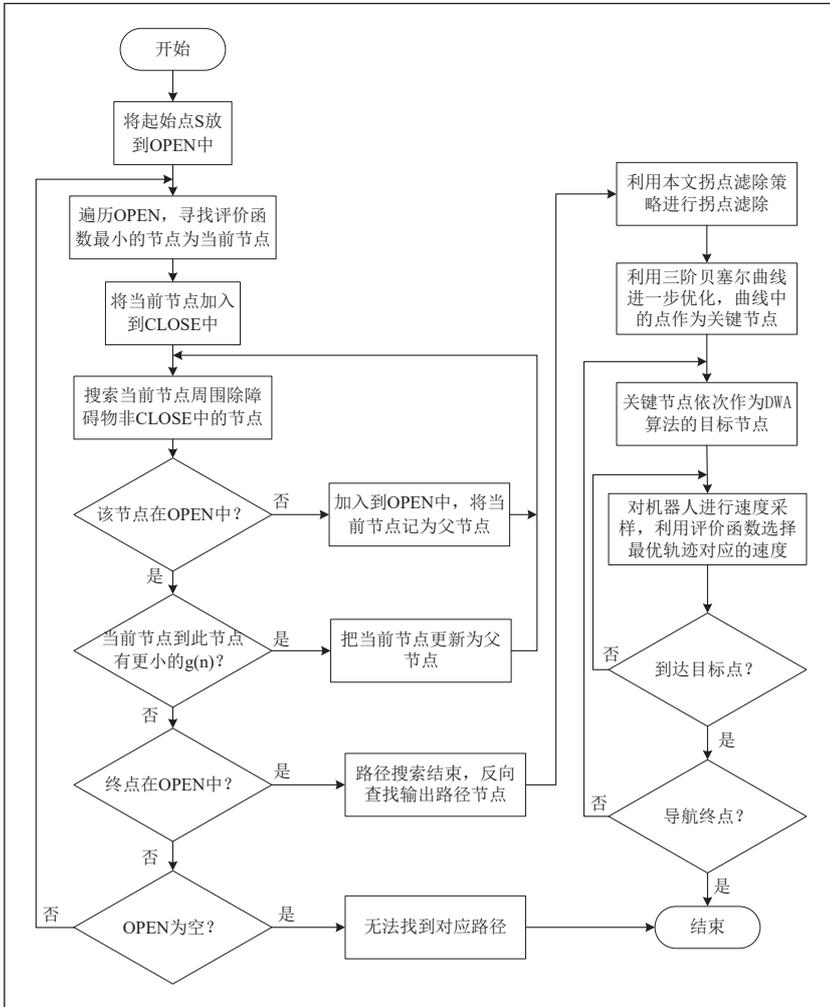


图2 算法融合流程图

获取四个控制点的方法为从路径起点  $s_1$  取第一组顺序拐点  $s_1$ 、 $s_2$ 、 $s_3$ ，根据  $s_2$  与  $s_1$ 、 $s_3$  与  $s_2$  之间的横坐标差值进行拓展采点，并设置采样步长  $stride$  为可调步长。选取采样点的规则如下：当  $s_2$  与  $s_1$  的横坐标差值大于零则取构建贝塞尔曲线的控制点坐标为  $(x_{s_1+stride}, P_{1y})$  其中  $x_{s_1}$  为  $s_1$  的横坐标  $P_{1y}$  为  $s_1$ 、 $s_2$  构成直线  $x_{s_1+stride}$  处的纵坐标；类似地，当  $s_2$  与  $s_1$  的横坐标小于零则取坐标为  $(x_{s_1+stride}, P_{1y})$ ，当  $s_2$  与  $s_1$  的横坐标相等的时候则点为  $(x_{s_1}, P_{1y+stride})$ ，依此规则再计算  $s_3$  与  $s_2$  新的采样点  $P_2$ ，我们根据  $s_1$ 、 $s_2$ 、 $P_1$ 、 $P_2$  绘制贝塞尔曲线，下一次取点的时候则以  $P_2$  为起点顺序选取两个拐点并按照上述过程进行计算。

### 3 算法融合

#### 3.1 动态窗口算法

动态窗口法是在二维速度空间中实时对运动的机器人

进行速度采样，然后利用机器人运动学模型预测机器人在采样速度组下相对一段时间内的轨迹，根据评价函数选择相对最优路径下的速度，发送给机器人执行机构。

#### 3.2 算法融合的路径规划

为了让室内机器人在规划处最优全局路径的同时实现安全避障，将上述两种算法进行融合。改进 A\* 算法提供一条相对最优的全局路径，DWA 算法根据全局路径提供的目标点评估出机器人运动的最优速度，二者融合的实现思路简述如下：

- (a) 利用建图算法绘制室内环境栅格地图，加载环境地图并给予机器人正确的初始化位姿。
- (b) 设置导航的目标点，执行拐点优化改进 A\* 算法，规划出一条全局最优路径，提取路径中的关键节点。
- (c) 将全局路径中的关键点作为 DWA 的目标点，DWA 算法选择最优轨迹对应的速度和角速度，并实时避障。
- (d) 判断是否到达目标点且是否为导航终点？

case1: 若节点为目标节点但不为

终点，则跳到 (c) 更换下一个关键节点。

case2: 若节点为终点则结束循环。

### 4 实验及仿真分析

#### 4.1 障碍物占比函数分析实验

本文仿真运行环境为 Ubuntu20.04，采 Python 版本为 3.8.10，选择地图的尺寸大小为  $51 \times 40$ 。针对权重对 A\* 算法的影响进行五次仿真实验，统计权重对搜索算法耗时以及路径规划距离的影响，如图 3 所示。

通过实验发现当  $w$  的取值逐渐增大的时候路径距离不断增大然后减少，搜索耗时在骤降后逐渐减少趋于不变。综合考虑到搜索效率和路径代价选择  $w$  的取值范围为 0.5~0.6，设计障碍物占比启发函数如式 (6) 所示：

$$w(p) = -0.2p + 0.6 \quad \text{式 (6)}$$

其中障碍物占比  $p$  为起点和终点形成矩形内的障碍物面积与矩形总面积的比值。

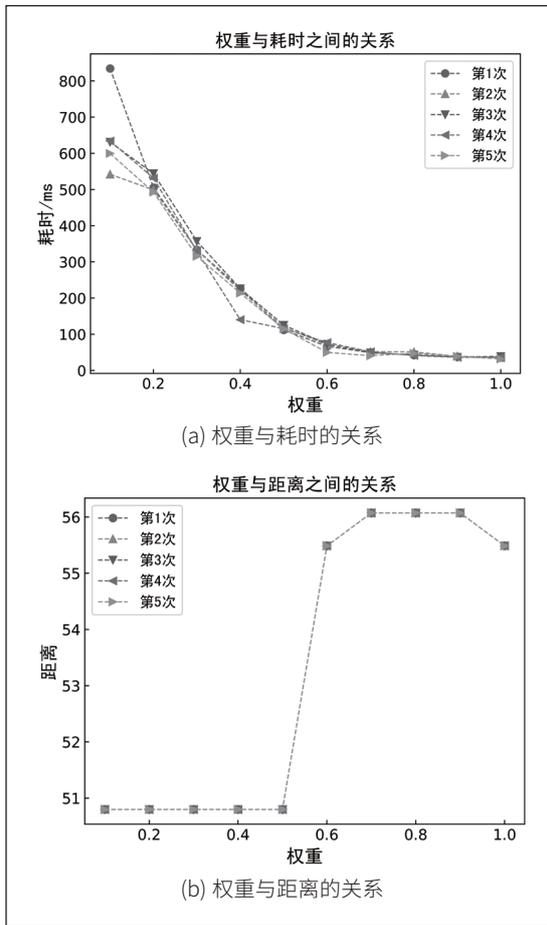


图3 权重对耗时、距离的影响

#### 4.2 融合算法仿真实验

本文融合算法仿真实验采用开源机器人仿真平台 Gazebo。搭建 20m×20m 的室内仿真环境，在室内布置

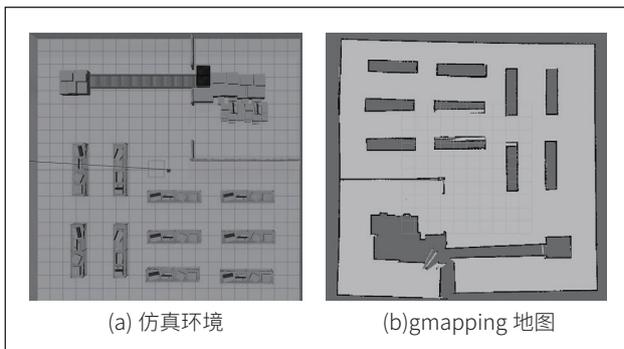


图4 仿真环境及地图

若干静态物体，仿真机器人为 turtlebot3\_waffle，利用开源建 gmapping 算法建立仿真环境地图。机器人的起点设置为开始建图的坐标原点，在仿真环境中分别不设置障碍物和设置障碍物分别进行算法验证。仿真环境及环境地图如图 4 所示。

选取终点坐标为 (8,-9) 方向角 (0,0,0)，分别运行传统

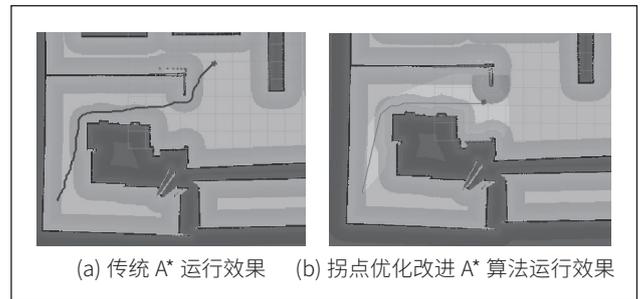


图5 运行效果对比

A\* 与拐点优化改进 A\* 算法。

为了验证本文改进效果，截取传统 A\* 和拐点优化改进算法进行对比如图 5 所示，其中图 5(a) 中实线表示传统 A\* 规划的路线，图 5(b) 中实线表示本文拐点优化改进 A\* 规划处的路线，由图 5 知传统 A\* 算法在规划路径后存在较多的拐点，利用本文拐点滤除方法可以有效滤除拐点使规划出的路径相对平滑，利用三阶贝塞尔曲线在一定程度上可以进一步优化拐点。

表1 传统A\*与拐点优化改进A\*性能统计

实验次数	传统A*耗时(s)	传统A*行驶里程(m)	拐点优化改进A*耗时(s)	拐点改进A*行驶里程(m)
1	81.51	15.16	73.31	14.40
2	80.44	14.99	73.84	14.34
3	77.77	14.80	73.02	14.31
4	78.15	15.03	75.59	14.32
5	78.50	14.92	76.32	14.39

由表 1 知传统 A\* 运行平均耗时 79.27s，平均运行的里程为 14.98m，本文拐点优化改进 A\* 运行平均耗时为 74.41s，平均运行的里程为 14.35m，其中运行里程在本场景下减少 4.19%，时间减少 6.13%。

进一步验证融合算法的避障能力，在行驶到终点坐标为 (5,5) 方向角 (0,0,0) 的路径上加上五个仿真箱子。启动程序发送导航终点，本文改进算法规划出全局路径，当检测到障碍物遮挡全局路径中的路径节点时则重新进行全局路径规划，当全局路径没有被遮挡时则 DWA 进行局部路径规划直到行驶到终点为止，规划出全局路径如图 6 所示，其中附着在地图边上的点表示仿真中的激光点云，其中实线表示全局路径。

## 5 结束语

本文提出改进的 A\* 算法，在评价函数中引入当前节点的父节点，为了更好地平衡评价函数且考虑到地图中障碍物对算法的影响，构造障碍物占比启发函数，考虑到可能穿越障碍物的情况采用了传统的 8 邻域搜索。由于路径规划会出现较多的冗余拐点，本文提出拐点优化策略，在拐点优化

(下转第 7 页)

# 一种超级电容充放电管理方案

颜嘉元

(中国电子科技集团公司第五十八研究所, 江苏南京, 210000)

**摘要:** 超级电容又称法拉电容, 是指容量为法拉级的电化学电容, 其具有体积小、容量大、充电快、电压记忆特性好、可靠性高等特点。本文介绍了一种超级电容充放电管理方案, 该方案可对超级电容进行快速充电, 并能合理、快速地控制系统主电源与超级电容进行无缝切换, 实现系统电源突然掉电时候的系统正常关机。

**关键词:** 超级电容; 电压比较器; 均衡电路; PMOS

## 0 引言

超级电容是一种储能元件, 其基本原理是利用固体(活性炭多孔电极)和液体(电解液)的界面形成的电气双层来代替电介质。容量的大小与在界面形成的电气双层成正比。超级电容储能过程是可逆的, 也正因此超级电容可以反复充放电数十万次。

超级电容作为一种新型的储能器件被应用到很多领域, 如汽车领域、UPS 电源、行车记录仪等。本文主要介绍一种超级电容的充放电管理方案, 以便用于在需要使用到备用电源的存储设备中, 保证存储数据的完整性。

## 1 工作原理

本超级电容的充放电管理方案由下面几个部分组成:

(1) 超级电容电路; (2) 均衡电路; (3) 超级电容充电电路; (4) 温度监测及控制模块; (5) 电压比较电路; (6) 电源切换电路; (7) MCU 电路。如图 1 所示。

该超级电容充放电管理方案能够实现超级电容进行充放电管理、系统电源切换、超级电容充放电状态上报以及系统供电电源状态上报等功能, 可有效、精确地保证系统的电源供给, 保证系统的鲁棒性。

## 2 方案设计

### 2.1 超级电容电路

超级电容的容量需要根据系统功耗以及放电时间进行选择, 可进行串并联搭配使用。依据“电路保持工作所需能量 = 法拉电容减少能量”的原则, 可知:

电路保持工作所需能量为:

$$1/2I(U_{work} + U_{min})t \quad \text{式(1)}$$

法拉电容减少能量为:

$$1/2C(U_{work}^2 - U_{min}^2) \quad \text{式(2)}$$

式中:  $C$  为法拉电容的标称容量;  $U_{work}$  为系统正常工作电压;  $U_{min}$  为系统能工作的最低电压;  $t$  为电路中要求的保持时间;  $I$  为系统的负载电流。

$$1/2I(U_{work} + U_{min})t = 1/2C(U_{work}^2 - U_{min}^2) \quad \text{式(3)}$$

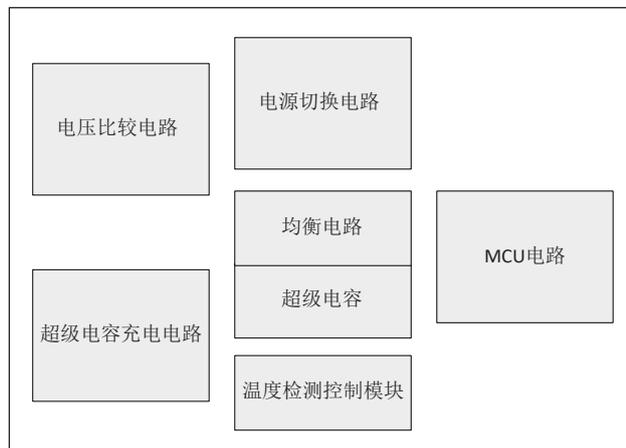


图 1 超级电容充放电管理系统框图

$$t = C(U_{work} - U_{min}) / I \quad \text{式(4)}$$

在选择超级电容时需要关注以下参数: (1) 额定电压; (2) 额定容量; (3) ESR; (4) 持续电流; (5) 峰值电流; (6) 72h 漏电流; (7) 储存容量; (8) 使用寿命; (9) 工作寿命。根据上述公式结合实际使用条件即可得到超级电容所需容量、串并方式等结果。

多电容器并联计算公式为:

$$C = C1 + C2 + C3 + \dots + Cn \quad \text{式(5)}$$

多电容器串联计算公式为:

$$1/C = 1/C1 + 1/C2 + \dots + 1/Cn \quad \text{式(6)}$$

### 2.2 均衡电路

超级电容作为一种高效的储能元器件, 具有 ESR 小、充放电速度快、能量密度高、使用寿命长及工作温度范围宽等优点, 但受制造工艺限制的原因, 超级电容在生产制作过程中, 存在个体电压、容量和 ESR 等参数不一致的问题, 这种不一致会导致在使用过程中存在个体过充过放超压等现象, 造成使用寿命低并可能进一步导致热失控, 最终引发火灾甚至爆炸的问题。故在超级电容使用过程中需要使用均衡电路。

均衡电路分为主动均衡和被动均衡两种。主动均衡是一种复杂的均衡方式, 是通过软硬件的方式在超级电容充放电阶段将电能平均分配到各个超级电容单体中。被动均衡一般是采用电阻放电的方式将每个超级电容的容量、电压保持在

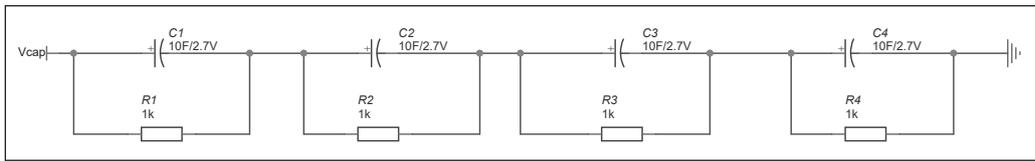


图2 均衡电路

一个平均的水平。主动均衡具有均衡精准、损耗小等特点，但主动均衡成本高。被动均衡具有电路简单、损耗大、成本低等特点。因本方案中超级电容较少，考虑到成本因素，故采用被动均衡方案，使用1kΩ电阻与一个超级电容并联后再将4组超级电容串联的方式进行超级电容均衡。电阻需要选择高精度电阻，保证每个超级电容获得的电压不超过额定电压。均衡电路如图2所示。

### 2.3 超级电容充电电路

超级电容充电需要采用不超过额定电压的直流电压进行充电，可采用限流、恒流、恒功率、恒电压等多种充电方式。超级电容充电电流计算公式如下：

$$I=C*dV/dt \quad \text{式(7)}$$

超级电容充电可选择下面几种方式进行实现：(1)线性充电器；(2)开关降压模式充电器；(3)改进型锂电池充电器；(4)升降压充电器。本方案中采用电阻+三极管+二极管的方式对超级电容进行充电。该方式为线性充电器方式，具有结构简单、成本低等特点。电路中通过电阻和二极管共同作用的方式对充电电流进行限制。初始时 $V_{cap}$ 点的电压为0V，PNP三极管Q1的基极和射极之间的电压 $V_{BE}$ 由二极管D1、D2设定，超级电容充电电流 $I_{CHG}=(10.8V_{SB}-V_{CE})/2$ ，随着超级电容充电后， $V_{cap}$ 点的电压增加， $I_{CHG}$ 减小，最终达到平衡状态。

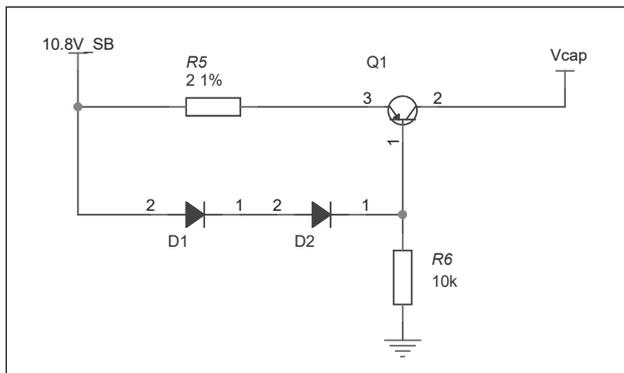


图3 超级电容充电电路

### 2.4 温度监测及控制模块

超级电容在充放电过程中会受到环境温度的影响，温度过高时充电会造成内部电解液过于活跃，导致超级电容鼓包甚至发生爆炸引起火灾；温度过低时放电会出现电解液活性不足，导致容量无法得到充分释放的问题。本方案中设计了

超级电容温度监测及控制模块，实时监测超级电容温度，并通过电阻丝加热和风扇散热的方式对超级电

容的温度进行控制。图4为温度监测及控制模块的系统框图。

#### 2.4.1 测温电路

测温电路的主要作用为监测超级电容的实时温



图4 温度监测及控制模块

度。图5为测温电路的系统框图，采用NTC电阻的方式对超级电容的温度进行测量，将NTC电阻分得的电压进比较器进行比较，通过比较器设置测量温度的范围，最后将比较器比较后输出的结果用于控制风扇的开关和电阻丝加热的开关，并将输出结果上报到MCU，告知目前模块的状态。

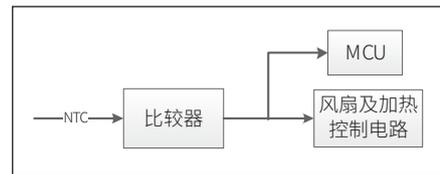


图5 测温电路

#### 2.4.2 风扇

风扇在该模块中的主要作用为散热，温度高于超级电容使用温度时开启风扇对超级电容进行散热。风扇的开关采用MOS管的方式，比较器输出的信号用于控制MOS管的开启和关闭，最终实现对风扇开启和关闭的控制。

#### 2.4.3 电阻丝加热电路

电阻丝加热电路在该模块中的主要作用为给超级电容进行加热，电阻丝采用薄膜型电阻丝贴于超级电容表面，对超级电容进行均匀加热。电阻丝的开关采用继电器的方式，比较器输出的信号用于控制继电器的开启和关闭，最终实现对电阻丝开启和关闭的控制。

### 2.5 电压比较电路

本方案中系统可通过两个电源进行供电：(1)外部电源；(2)超级电容。给系统供电时需要对两个供电电源进行管理，当有外部电源输入时系统使用外部电源进行供电，并且使用外部电源对超级电容进行充电；当外部电源突然断开时系统切换为超级电容供电。本方案中使用比较器、非门和或门设计电压比较电路。为了防止电源切换过程中出现的检测不准确和电压回弹的问题，给比较器传递函数增加正反馈的方式达到电压迟滞的目的。

通过两个比较器分别对外部电源和超级电容的电压与

基准电压进行比较,产生比较结果,对比较后的结果进行逻辑转换,最终产生两个控制信号,控制信号1用于将系统供电切换为外部电源供电,控制信号2用于将系统供电切换为超级电容供电。

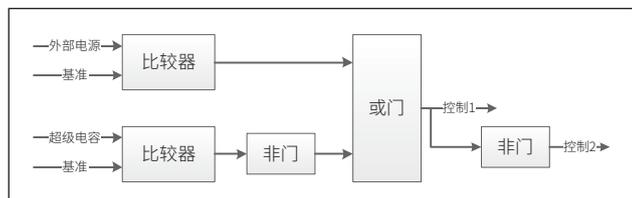


图6 电压比较电路

## 2.6 电源切换电路

本方案中系统由两个电源进行供电:(1)外部电源;(2)超级电容。对于两个电源的供电管理,本方案中采用PMOS管、肖特基二极管和NOS管的方式设计电源切换电路。使用3个PMOS管、1个肖特基二极管和2个NOMS管组成电源切换电路。外部电源供电支路采用双PMOS管背靠背的方式为系统供电,这样可以降低能量损耗及减小电压降;超级电容供电支路采用肖特基二极管和PMOS管组合的方式给系统供电,可有效避免在电源切换过程中出现的电压倒灌问题,有效保证系统的供电稳定性及连续性。

对于PMOS管及肖特基二极管的选型需要根据系统的功耗以及供电电压进行参数选择。PMOS主要关注 $R_{DS}$ 、 $V_{GS}$ 、 $V_{DS}$ 、 $I_D$ 、 $P_D$ 、 $R_{\theta JA}$ 这几个参数,肖特基二极管主要关注 $V_{RRM}$ 、 $I_F$ 、 $V_F$ 、 $I_{RRM}$ 、 $R_{\theta JA}$ 这几个参数。

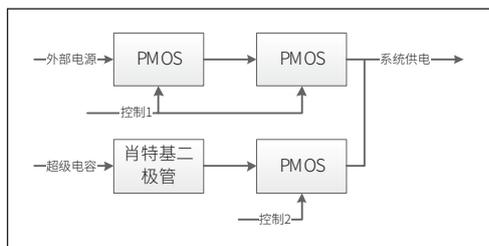


图7 电源切换电路

## 2.7 MCU 电路

本方案中MCU电路主要功能为:(1)获知超级电容温度状态;(2)系统电源供电状态;(3)上报系统状态。

获知超级电容温度状态功能是通过接收测温比较器输出的信号获知超级电容的温度状态。

系统电源供电状态功能是通过接收电压比较电路输出的信号获知系统供电状态。

上报系统状态功能是接收超级电容温度状态和系统供电状态,并将这些状态上报给上位机,最终有上位机来显示和作出判断。当系统供电切换到超级电容供电时主机进行关机流程,最终实现安全关机。图8为开关机指令流程图。

## 3 测试结果

对本方案使用12V外部电源和4节10F/2.7V超级电容串联进行测试。主要关注:(1)超级电容是否可以正常充放电;(2)超级电容温度状态是否可以正常上报;(3)风扇及电阻丝是否可以正常工作;(4)两个电源切换过程中供电电压是否发生震荡;(5)系统是否可以正常关机。

经过测试系统能满足设计要求,使用示波器测量系统供电波形如图9所示。

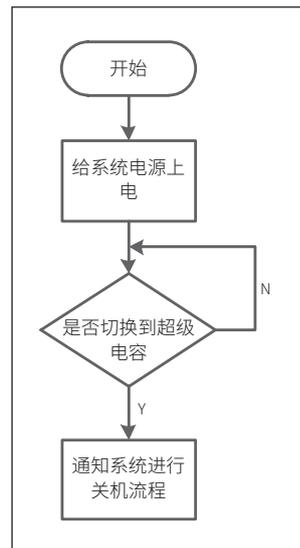


图8 开关机指令流程图

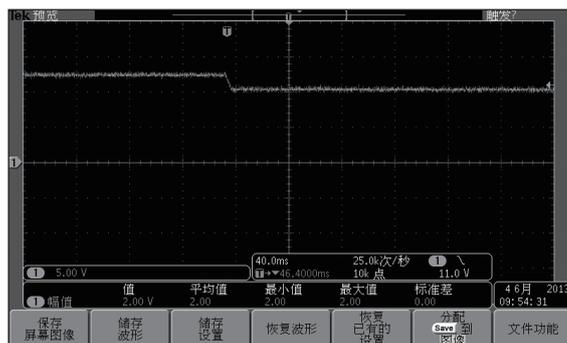


图9 系统供电波形

## 4 结论

本文提出了一种超级电容充放电管理方案,该方案实现了超级电容选型、超级电容充放电管理、超级电容温度监测与管理及控制、系统供电的切换以及系统在断电过程中的安全关机等功能。本方案可在实际产品中进行相关应用,能够使相关需要异常关机保护功能的系统得到一个完善、鲁棒的解决方案。

## 参考文献

- \* [1] 王久文. 低电压超大容量电容器的发展综述[J]. 世界电子元器件,1997,(8):24-25.
- \* [2] 杨红生,周啸,冯天富,等. 电化学电容器最新研究进展(1) 双电层电容器[J]. 电子元件与材料,2003,22(2):13-16.
- \* [3] 江健琦. 法拉电容在掉电保护中的应用[J]. 单片机与嵌入式系统应用,2007(06):49-50.
- \* [4] 姜有华,赵小林,唐杰. 基于蓄电池-超级电容混合储能的风电功率平滑控制[J]. 电工技术,2022(09):26-31.

# 基于图像识别的三轮智能车自动控制系统设计

吴子豪, 颜斌, 陈龙

(杭州电子科技大学 电子信息学院, 浙江杭州, 310018)

**摘要:** 系统基于图像识别和图像处理技术, 使用英飞凌公司的TC264高性能芯片和逐飞公司的总转风摄像头, 通过大津法处理图像、位置式PID速度环和模糊PD转向环并行的算法设计, 实现该系统自动处理图像并且自动控制差速及电机转速, 最终实现系统能稳定且快速地完成直道、弯道、坡道、十字、环岛、路障、断路等路段。经过大量的测试和优化, 使该系统在图像处理和自动控制上具有极强的鲁棒性。

**关键词:** 三轮智能车; 图像处理; 智能车控制算法

## 0 引言

随着人工智能和自动控制技术的不断完善和进步, 自动驾驶技术<sup>[1]</sup>取得了显著进展。通过自动驾驶和智能路径规划<sup>[2]</sup>, 可以实时调整行驶路线和速度, 提高道路利用效率, 减少交通拥堵。智能小车是人工智能和机器学习<sup>[3]</sup>等技术的重要应用领域。通过研究智能小车, 可以探索利用计算机视觉<sup>[4]</sup>、深度学习<sup>[5]</sup>和强化学习<sup>[6]</sup>等技术使车辆能够实时分析环境因素、作出决策并自主行驶的方法。这进一步推动了人工智能和机器学习技术在其他领域的应用和发展。本文通过设计基于图像识别的三轮智能车自动控制系统, 实现迅速且稳定地行驶直道、弯道、坡道、十字、环岛、路障、断路等赛道元素。

## 1 系统整体方案设计

该系统的硬件结构经过设计, 由六大部分组成: 驱动控制模块、摄像头模块、测速模块、测距模块、电磁信号采集模块以及姿态检测模块。其中, 主驱控制模块集成了单片机最小系统, 而其他功能模块则通过 FPC 线、杜邦线或排针排母进行连接。主驱控制模块包括核心控制器 TC264、电源模块以及可以实现实时根据路况和小车运行姿态调节参数的按键、拨码开关、OLED 等辅助模块。摄像头模块使用的是逐飞科技的 130°无畸变的总钻风摄像头。测速模块

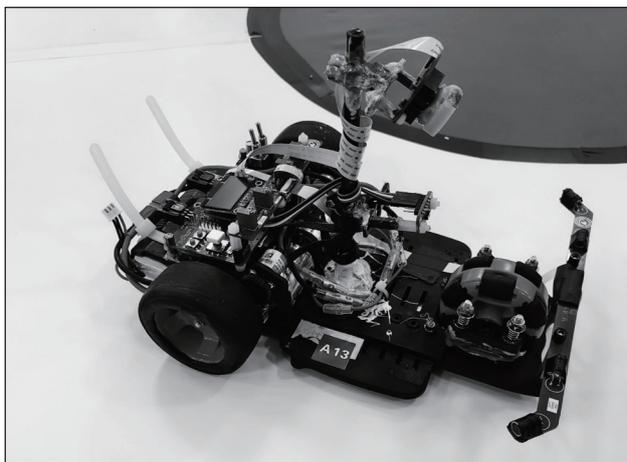


图1 小车外观

使用的是 1024 线带方向迷你编码器。测距模块使用的是红外测距。电磁信号采集模块由 6.8nF 电容和 10mH 电感经过运放放大电路和滤波电路构成。姿态检测模块使用 ICM-20602 陀螺仪。关于小车的外观, 请参考图 1。整体系统方案的框图如图 2 所示。

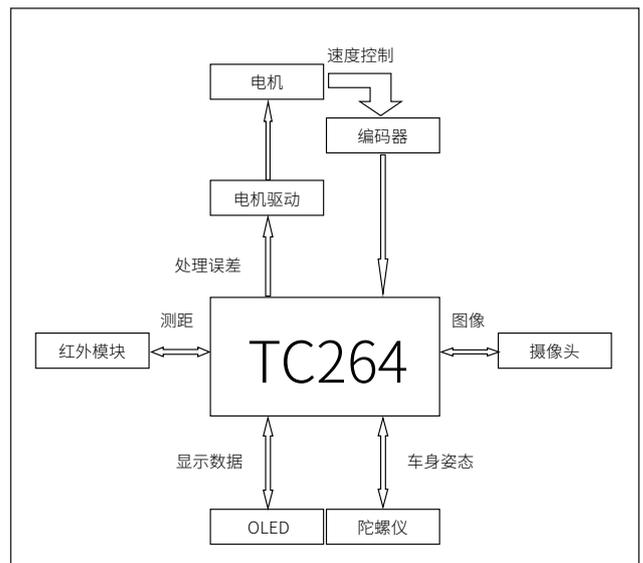


图2 系统整体方案框图

## 2 系统硬件电路设计

### 2.1 单片机系统设计

TC264 芯片是智能小车系统的关键组成部分, 它采用 32 位双核架构, 主频可以达到 200MHz, 可以实现对智能小车的高效且精准的控制。原理图如图 3 所示。

### 2.2 电源模块设计

电源模块旨在满足系统各个组成部分的用电需求, 因此, 在进行设计时, 不仅应当关注电压范围、电流容量, 更重要的是, 应当优化转换效率、抑制噪音、避免干扰, 并确保整个电源系统结构简洁, 能够有效的维持系统的正常工作。通过设计一些稳压电路, 来转换为各个模块所需的电压。为了满足需求, 包含了四种供电电压:

(1) 使用锂电池供电, 正常使用时电压在 7.4 ~ 8.4V。可直接用于电机供电。

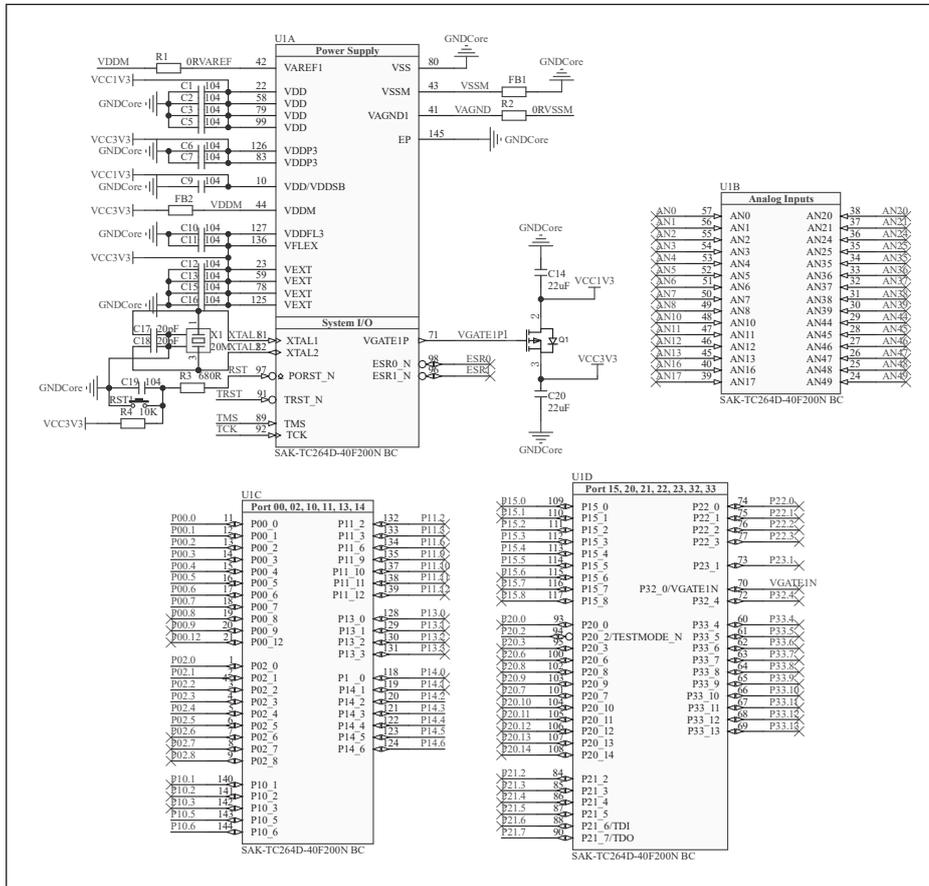


图3 TC264 核心板

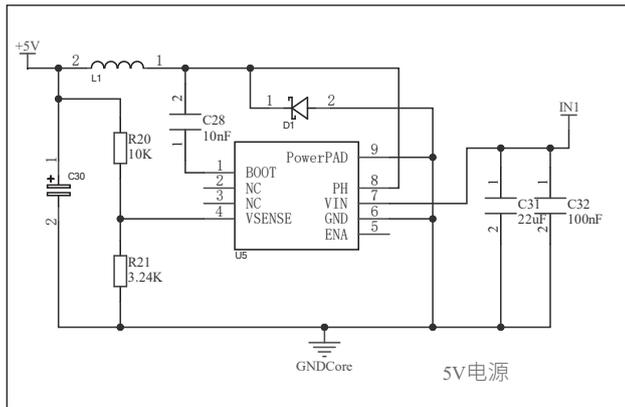


图4 TPS5430 输出电压 5V

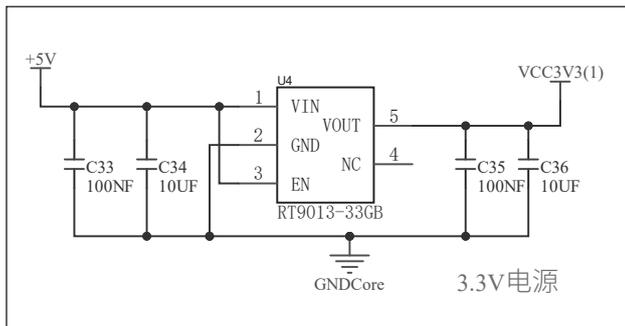


图5 RT9013 输出电压 3.3V

(2) 使用稳压芯片 TPS5430 输出电压 5V, 原理图如图 4 所示。

(3) 使用稳压芯片 RT9013 输出电压 3.3V, 以满足 OLED、陀螺仪、单片机、摄像头等供电需求, 原理图如图 5 所示。

(4) 使用稳压芯片 LM2663 来输出 -5V 电压, 以满足运放工作的正负 5V 供电需求, 原理图如图 6 所示。

### 2.3 电机驱动电路设计

选择 BTN8962 作为电机驱动电路, 它是一颗具备极强集成性的芯片, 能够大幅度减小电路板的面积, 使板子更加简洁。原理图如图 7 所示。

## 3 系统软件设计

### 3.1 图像处理

使用大津算法来处理图像<sup>[7]</sup>, 它可以有效地将图像划分为黑白两个不同的部分, 并且可以通过设定一系列的阈值来实现这一目标。大津法是针对灰度值进行阈值分割二值化, 如果是彩色图像的话需要先转化成灰度图再进行计算。通过使用灰度值阈值 Threshold, 可以计算出不同像素之间的方差, 从而使得相关性降低, 黑白变得更加清晰。为了达到最佳效果, 需要确保 Threshold 值范围内所有像素之间的方差都达到最大值。效果如图 8 所示。

### 3.2 赛道中线的计算

采用基础扫线方法, 通过从中间行 93 向左或向右寻找黑白跳变点来确定左右边线。一旦确定了左右边线, 就可以

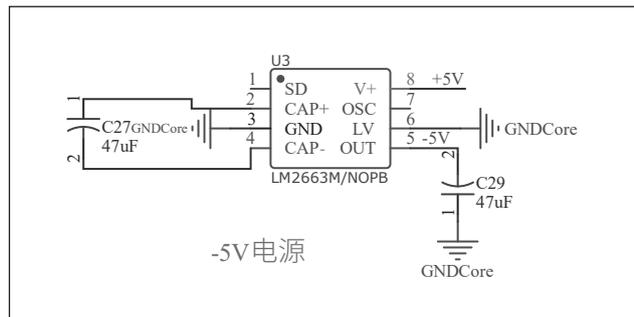


图6 LM2663 输出电压 -5V

计算出实际中线，其计算公式为（左边线 + 右边线）/2。在图 9 中展示了上位机仿真图像的具体情况。

### 3.3 偏差的获取

由于智能小车机械机构的限制，摄像头安装需要一定角度，导致获取到的图像会产生一定的畸变，相比于正常

的真实的赛道，呈现出远处图像变小、近处图像变大的特征。本文通过加权平均的方法得到一个比较符合赛道真实状态的赛道偏差，具体方法如下：将整张图像的中线分成不同的区间，并且在每个区间平均偏差计算之后再赋予权重系数，最后将所有区间求出的权重偏差进行加和。具体计算公式如下：



图 8 二值化算法

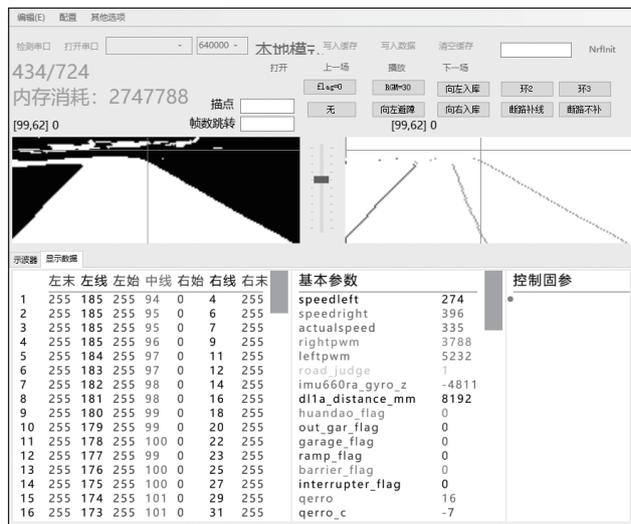


图 9 上位机仿真

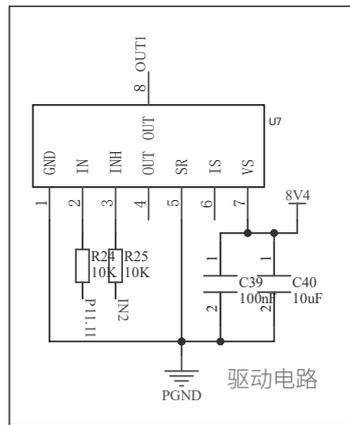


图 7 电机驱动电路

$$e_k = \frac{\sum middle[i]}{n} - 93 \quad \text{式 (1)}$$

$$e = f_1 * e_1 + f_2 * e_2 + \dots + f_k * e_k \quad \text{式 (2)}$$

公式 (2) 中  $e_1$ 、 $e_2$ ... $e_k$  为各区域偏差， $middle[i]$  为中线数组， $n$  为所取中线数组的个数， $f_1$ 、 $f_2$ ... $f_k$  为各区域偏差的权值。

### 3.4 偏差的处理

智能小车需要根据路径的方向偏差信息来进行路径调整。本文采用转向环和速度环并行控制差速来实现路径方向调整，使小车能够在不影响前进的过程中进行方向调整。小车的速度环采用的是位置式 PID<sup>[8]</sup>。但是，由于 PID 中的 I 项具有积分作用，可能会导致小车的转向响应过慢。因此，小车的转向环采用了模糊 PD 控制。对于偏差的处理采用流程图如图 10 所示。

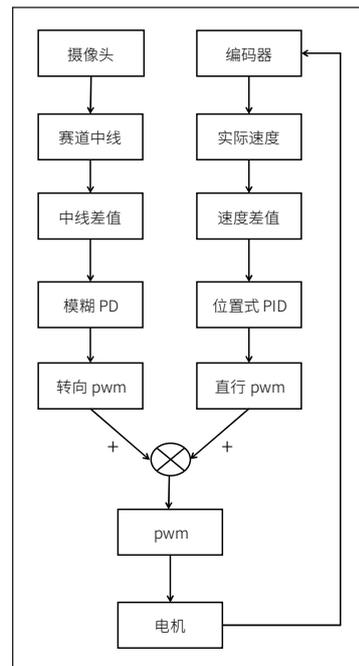


图 10 控制流程图

#### 3.4.1 速度环位置式 PID

经过不断测试和仿真，单 P 和 PD 的仿真结果都无法达到所需的设定值，并且与期望值相差较大。最终决定使用位置式 PID 作为智能小车的速度环。速度环位置式 PID 的公式为：

$$U_k = K_p * e_k + K_i \sum e_i + K_d * (e_k - e_{k-1})$$

其中： $k$ —采样序号， $k=0,1,2,\dots$ ； $U_k$ —第  $k$  次采样时刻的输出值； $e$ —第  $k$  次采样时刻输入的偏差值； $e_{k-1}$ —第  $k-1$  次采样时刻输入的偏差值； $\sum e_i$ —到第  $k$  次为止的误差积累项； $K_p$ —比例项系数； $K_i$ —积分项系数； $K_d$ —微

分项系数。

单 P 仿真结果：无法达到设定速度，并且毛刺较多速度不稳定，仿真结果如图 11 所示。

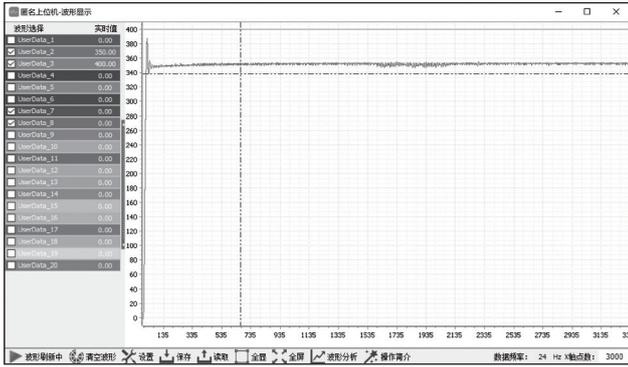


图 11 单 P 仿真

PD 仿真结果：无法达到设定速度，毛刺较少速度相对稳定，仿真结果如图 12 所示。

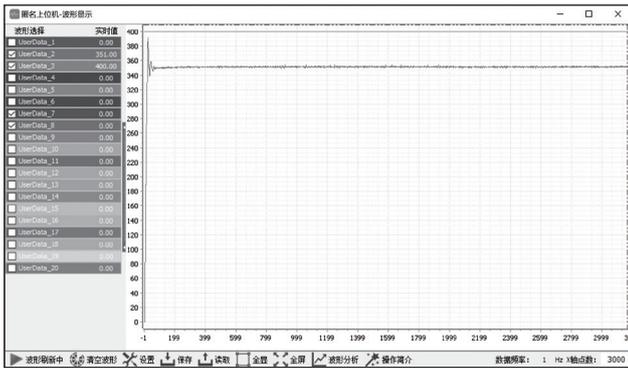


图 12 PD 仿真

PID 仿真结果：可达到设定速度，并且毛刺较少，响应速度快，速度能在短时间内达到稳定状态，仿真结果如图 13 所示。

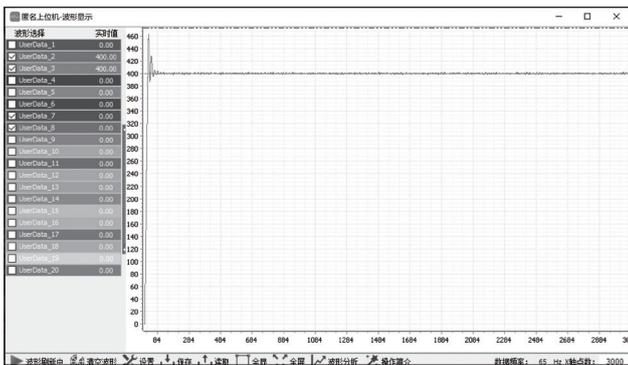


图 13 PID 仿真

### 3.4.2 转向环模糊 PD<sup>[9]</sup>

在尝试过最简单的 PD、串级 PD 作为智能小车的转向环之后，发现对于一些特殊元素比如环岛、大 S 弯等转弯角度过大的元素“赛道”鲁棒性非常差，小车很容易失控冲

出赛道。在不断测试下，最后决定采用了三个模糊表，分别是根据误差模糊 P、根据误差变化率模糊 D、根据速度模糊补偿项的 P 和 D。极大地增强了小车的鲁棒性，并且速度上也有很大的提升，并且小车的转弯姿态非常好。隶属度函数使用的是三角型隶属度函数<sup>[10]</sup>，模糊表如表 1、表 2、表 3 所示，去模糊化采用重心法<sup>[11]</sup>。转向环控制流程图如图 14 所示。

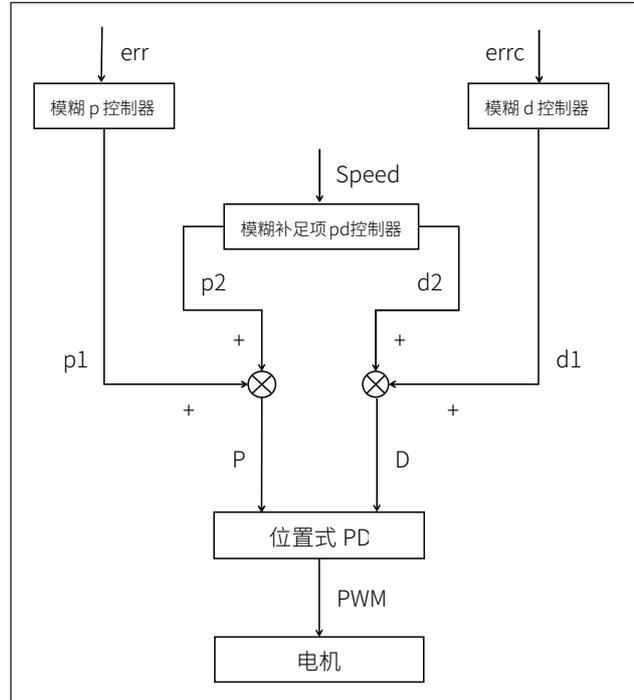


图 14 转向环控制流程图

根据误差模糊 P 模糊表如表 1 所示。

表 1 模糊 p 控制器

err	0	10	20	30	40	50
p1	135	145	165	170	175	185

根据误差模糊 D 模糊表如表 2 所示。

表 2 模糊 d 控制器

errc	0	6	12	18	24	30
d1	180	185	192	200	203	210

根据速度模糊补偿项 PD 模糊表如表 3 所示。

表 3 模糊补足项 pd 控制器

speed	260	280	300	320	340	360
p2	0	0	5	10	20	30
d2	0	0	10	20	30	40

### 3.5 避障功能的实现

通过红外测距模块和摄像头来判断障碍物，通过图像识别出障碍物的距离和红外测距模块测出的距离加权平均得到一个合适的偏差值，然后使用这个偏差值来进行转向，

直至红外测距模块测得值大于小车直行不会碰到障碍物的状态下,实现避障<sup>[12]</sup>功能。

## 4 系统测试结果

经过不断测试,小车的鲁棒性得到了极大的增强,随机赛道完赛率在 85% 以上,并且在第 18 届全国大学生智能车竞赛中获得了全国第四的成绩。

## 5 结语

本文设计并实现了基于图像识别的三轮智能车控制系统。在电路方面,设计了核心板、电机驱动、电源转换等不同模块。在程序方面,下位机采用 C 语言进行编程,上位机采用 C# 语言进行编程,通过开发工具进行程序调试。通过图像处理、位置式 PID 速度环和模糊 PD 转向环并行的方式使小车实现该功能。经过反复测试与优化,最终构建了一套更加通用、稳健的算法和参数。该算法和参数能够根据实际路况变化,自动调整车速,在直线上实现加速,在弯道上达到减速,从而确保在最短的时间内完成整个比赛。

### 参考文献

\* [1] 赵祥模教授“国家重点研发计划项目”(2021YFB2501200)团

(上接第 46 页)

手机 APP 页面如图 6 所示。

### ■ 3.1 APP 应用权限设置

Java 网络编程系统语言在准确处理软件网络间的信息交换方面有着强大的技术优势,在 APP 开发应用过程中,看护人不仅能够直接进行实时监督和远程操纵,将 APP 可执行性充分发挥提高到最大应用程度,为看护人提供更好的软件使用交互体验。软件用户界面进行优化设计和直接获取应用资源与直接使用其他资源,都非常需要应用权限,因为这种权限设定可以对一个应用程序本身起到安全保护的重要作用,就智能戒烟盒 APP 开发应用情况来看,在程序命名应用权限能够获取的时候同时还需要能够直接获取其他的一些程序相应应用权限,保证了看护人操作体验的提升等,对戒烟者更好地进行监督。

### ■ 3.2 监护人模式

针对戒烟者可能会有懈怠气馁的行为,设计了监护人模式,可以由戒烟者的家人进入此模式,对戒烟设备实行优先级控制,对戒烟者的戒烟时间等一系列行为进行监控及控制。并且其功能与上述相同,由无线网络对戒烟者手机 APP 信息进行控制如图 7 所示。

队.自动驾驶测试与评价技术研究进展[J/OL].交通运输工程学报:1-126[2023-09-21].

- \* [2] 田朋鑫.基于场理论的智能车辆启发式路径规划方法研究[D].齐鲁工业大学,2021.
- \* [3] 田世杰,张一名.机器学习算法及其应用综述[J].软件,2023,44(07):70-75.
- \* [4] 李一鸣,于起,姚嘉伟.计算机视觉算法在道路标线识别上的应用[J].信息记录材料,2022,23(07):115-117.
- \* [5] 李兴鑫,王飞,李楠鑫.基于深度学习的智能小车辅助驾驶系统开发设计[C]//贵阳人文科技学院.《人文与科技》(第九辑),2023:16.
- \* [6] 黄昱洲,王立松,秦小麟.一种基于深度强化学习的无人小车双层路径规划方法[J].计算机科学,2023,50(01):194-204.
- \* [7] 李了了,邓善熙,丁兴号.基于天津法的图像分块二值化算法[J].微计算机信息,2005(14):76-77.
- \* [8] 邵联合.PID 控制算法的仿真与研究[J].承德石油高等专科学校学报,2001(02):20-23+27.
- \* [9] 王丁磊,冯冬青.基于模糊控制的 PID 参数的整定[J].安阳工学院学报,2006(01):15-18.
- \* [10] 吴咏琪.基于隶属度函数积分的模糊系统控制方法研究[D].哈尔滨理工大学,2023.
- \* [11] 鲁雄文.模糊 PID 控制系统的设计与研究[J].现代电子技术,2014,37(24):146-149.
- \* [12] 常江雪,刘潇潇.智能小车避障系统的设计与实现[J].内燃机与配件,2023(16):14-16.

## 4 结束语

本文设计的基于蓝牙技术的智能戒烟盒,可以对装置的温湿度信息收集,并针对不同的温湿度情况通过控制 PTC 加热片、半导体制冷片、小风扇等实现理想温湿度环境。由手机蓝牙与设备进行连接,通过手机 APP 获取装置信息并进行定时锁定,还具有交流、监护人模式等功能。一定程度地解决了某些戒烟者存在自制力不强、担心香烟浪费的矛盾心理等问题。

### 参考文献

- \* [1] 叶国伟.智能家居市场现状与趋势[J].智能建筑,2012(6):54-55.
- \* [2] 李兆阳,邱昱清,苗凯.基于普适计算的智能家居系统设计与实现[J].无线互联科技.2022(15):35-37.
- \* [3] 钱运梁,曹远,段长霞,等.北京市戒烟服务体系形成、运行与思考[J].中国健康教育.2022(5):475-479.
- \* [4] 刘路,冯国忠.基于联合分析法的吸烟者对戒烟方式的偏好研究[J].现代商贸工业.2012(7):38-39.
- \* [5] 陈华锋,郑筠.基于 Linux 操作系统的服务终端部件监控系统设计[J].信息技术.2023(4):128-133.

# 基于红外和可见光的多模态数据融合方法研究

王芳, 罗艺闯, 刘小虎, 邢静

(西安培华学院 智能科学与信息工程学院, 陕西西安, 710125)

**基金项目:** 西安培华学院校级科研机构与创新团队专项项目 (PHJT2307)。

**摘要:** 为实现红外和可见光多模态信息的融合互补, 本文梳理了基于传统的融合方法及基于深度学习的融合方法发展脉络, 分析了各种方法的原理及局限性, 并在此基础上, 进一步分析了多模态数据融合发展的方向, 即基于自注意力的Transformer融合方法, 并详细论述了各组成模块及研究重点, 进而提升红外和可见光多模态图像融合的效果。

**关键词:** 多模态; 数据融合; 自注意力; 图像融合

## 0 引言

随着硬件设备及相关技术的发展, 基于红外和可见光的多源图像融合技术在军事探测、视频监控、医疗成像、图像水印等方面得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。其利用不同传感器的特点进行优势互补, 结合图像处理技术将不同分辨率、不同来源的多模态的图像融合成为一幅包含丰富信息的图像, 整体流程如图1所示。通常, 可见光图像具有较高的分辨率、丰富的细节信息及较强的对比度, 但易受到光照、运动等因素的影响, 而红外图像有较强的抗干扰能力, 能够有效捕获目标的轮廓信息, 但分辨率较低、细节保持较差, 易受热交叉等因素的影响, 通过多模态数据融合技术可实现信息的有效互补, 扩展系统的时空覆盖率, 有效增强系统的鲁棒性。随着以深度学习为代表的人工智能技术的发展, 如何实现基于红外和可见光多模态数据的有效融合, 是目前研究的热点和难点。

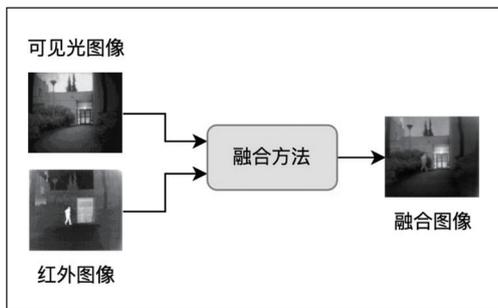


图1 基于红外和可见光的多模态数据融合示意

## 1 融合分类及评价指标

基于红外和可见光的多模态数据融合, 可按照融合级别、融合域及融合方法来进行划分<sup>[9]</sup>, 其中每种类别又包含不同的划分。

具体地, 根据融合级别可分为像素级融合、特征级融合和决策级融合<sup>[2]</sup>。像素级融合直接对图像像素点进行融合, 如主成分分析方法、小波变换法等, 但其需要大量的预处理且由于缺乏严格的对齐, 导致融合结果存在严重的畸变;

特征级融合通过滤波器或表示学习来抽取图像的特征, 进而对特征信息进行融合, 如特征金字塔法、卷积神经网络方法等, 处理速度快但会丢失特定的信息; 决策级融合由各模态分别实现信息的决策后, 合并实现全局最优决策, 如贝叶斯方法、模糊聚类法等<sup>[3]</sup>, 但其缺乏具体的视觉感知, 因此不适用于计算机视觉相关的下游任务。

根据融合域可分为基于空间和基于变换的方法。基于空间的融合方法直接作用原图像, 如加权平均、形态学算子等, 但这种方法通常会产生一些如谱畸变的效果。而基于变换的融合方法采用合适的变换方法来避免该问题, 如金字塔变换、小波变换等, 其首先将原图像投影到变换空间中, 进行相应的滤波计算, 然后再逆变换到原图像空间。

根据融合方法可分为多尺度变换、稀疏编码、混合融合方法及基于神经网络的方法。基于多尺度变换的方法首先利用特征金字塔、小波变换等算法来抽取不同尺度的表示, 然后采用特定的融合规则对不同尺度的表示进行融合, 最后将所有尺度融合的结果相加并进行逆变换得到最终的融合图像。基于稀疏编码的方法将原图像用一个完备的字典进行编码来获取稀疏系数, 然后采用不同的融合策略结合系数进行加权融合得到融合图像, 可以看出, 其也可作为一种融合策略。混合融合方法结合了其他融合方法的优点, 如将多尺度变换方法和稀疏编码的方法进行结合, 其中多尺度变换方法来获取低频特征信息, 但会存在视觉冗余信息, 进而结合稀疏编码来进行改善融合效果。当前, 最具前景的方法是基于深度学习的方法, 涉及不同的网络结构, 将在下部分进行详细阐述。

对于融合方法的评估, 通常有客观评价方法和主观评价法。主观评价从观察者的角度来评估融合图像的清晰度、亮度和对比度等。客观评价通过构建客观的评价指标对融合图像进行评价, 主要包括基于信息理论的指标, 如FMI,  $Q^{NICE}$ 和 $Q^M$ 等, 基于图像特征的指标, 如 $Q^{ABF}$ ,  $Q^P$ 等, 基于图像结构相似性的指标, 如SSIM,  $Q^Y$ 等, 以及基于感知启发性的指标, 如VIF,  $Q^{CV}$ 等<sup>[4]</sup>。

## 2 红外可见光融合方法

通过上述融合方法的分类及原理的梳理,可以看出像素级融合和基于空间的方法的思想相同,基于多尺度的方法和基于变换域的分类原理一致,混合融合的方法基于其他的方法,进行结合而得到,因此,本文基于融合的基本原理,按照基于空域的方法、基于变换域的方法、基于稀疏编码和基于神经网络的方法来结合具体的算法进行阐述,并将除基于神经网络的方法以外的其他的方法称为基于传统的融合方法,具体如下:

### 2.1 传统的融合方法

传统的图像融合方法包括基于空域的方法、基于变换域的方法及基于稀疏编码和字典学习的方法<sup>[4]</sup>。基于空域的方法通过计算不同模态的局部或像素级显著性,进行加权平均得到融合图像;基于变换域的方法首先将源图像变换到变换域(如小波域)中,以获得不同频率的分量,然后通过设计相应的融合规则对分量进行融合,最终逆变换回源空间得到融合图像,常用的方法有拉普拉斯金字塔(LP)、低通金字塔(RP)、离散小波(DWT)、离散余弦(DCT)、曲线簇变换(CVT)等。基于稀疏编码和字典学习的方法通常基于稀疏系数来获得图像的局部表征和全局表征,并通过加权融合算法来得到融合图像。

传统的图像融合方法主要受限于以下两个方面:首先,通过复杂的人工设计提取的特征通常无法有效地保留图像中的信息,从而导致融合图像中存在伪影;其次,特征提取方法通常是针对特定的任务来设计的,难以有效地迁移到其他任务中。

### 2.2 基于深度学习的融合方法

由于深度学习能够有效地解决传统方法中手工提取特征不全和特征编码设计复杂等问题,目前,基于深度学习的融合方法,大都采用特征级融合。常见的基于深度学习的

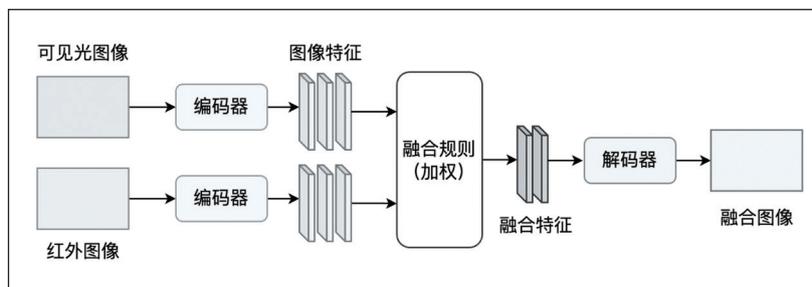


图2 基于自编码器的融合方法

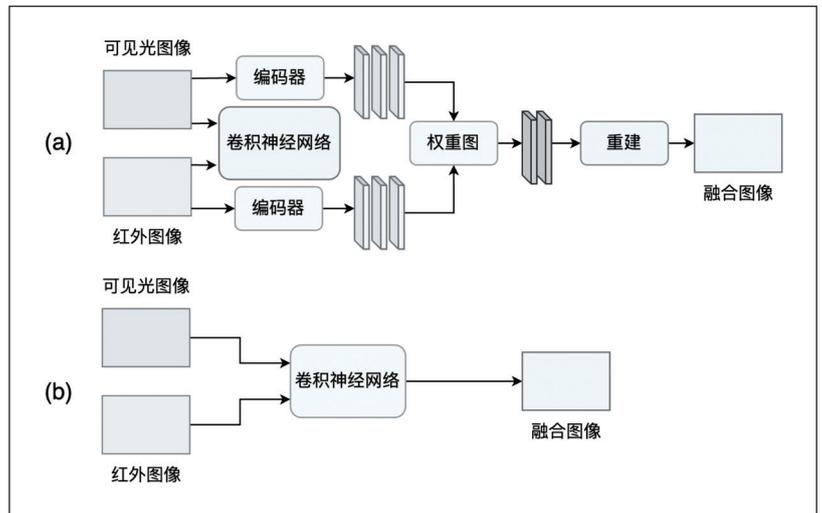


图3 基于卷积神经网络的方法

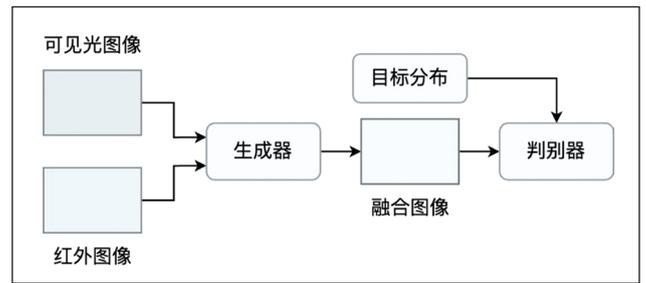


图4 基于生成对抗网络的方法

红外可见光融合框架,主要包含基于自编码器(AE)的方法、基于卷积神经网络(CNN)的方法和基于生成对抗网络(GAN)的方法,分别如图2、图3、图4所示。

基于自编码器的方法通常基于预训练的自编码器,然后结合特定的数据集对其进行训练来抽取特定的特征和融合图像重建,其中中间特征的融合可采用常规的融合规则来实现,如图2所示。DenseFuse<sup>[5]</sup>方法是其典型代表,其在MS-COCO数据集上来训练编码器和解码器,并采用逐像素相加和L1-正则的融合方法来实现特征的融合。

基于卷积神经网络的方法在图像融合过程中采用不同的方式来引入卷积神经网络,一种采用端到端的方式来进行特征提取、特征融合和图像重建,如图3(a)所示,PMGI是其典型代表,其基于梯度损失来引导网络直接生成融合图像。

另一种采用预训练的CNN来进行融合,而图像重建则采用传统方法实现,如图3(b)所示,Liu<sup>[6]</sup>等采用CNN来获取融合权重,而图像分解和重建采用Laplacian金字塔实现。

基于生成对抗网络的方法依靠生成器和鉴别器之间的对抗性博弈来估计目标的概率分布,以一种隐含的方式联合完成特

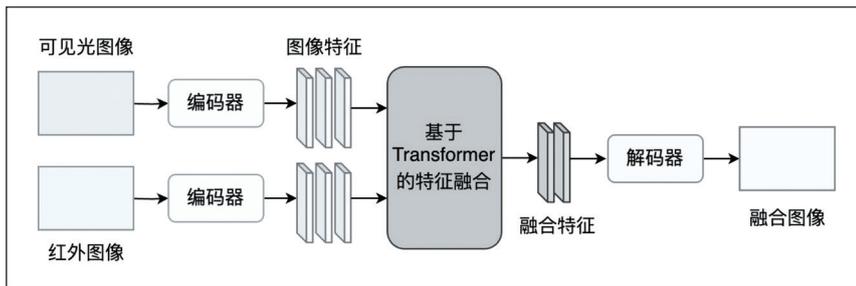


图5 基于Transformer的融合方法

征提取、特征融合和图像重建，如图4所示。FusionGAN<sup>[7]</sup>是其典型代表，其采用对抗学习来融合红外图像和可见光图像，进而丰富融合图像的纹理特征。

基于自编码器的方法其关键在于特征融合规则的设计，目前多采用基于人工设计的方法来实现，如加权、L1-正则的方法，不可自学习，限制了融合效果。基于卷积神经网络的方法易受到网络结构和损失函数的影响，而基于预训练的网络不能兼顾特征提取和图像重建，融合效果有限。基于生成对抗网络的方法目前最为常用，能够隐含地完成特征抽取、特征融合和图像重建，并产生较理想的融合效果，但如何在训练过程中保持生成器和判别器的平衡，是其面临的难题。

### 3 融合方法发展趋势

随着Transformer<sup>[8]</sup>结构的提出，由于其能够构建长距离信息依赖，在自然语言处理领域所展现出极大的优势，受启发于此，图像领域首先在图像分类任务上提出了视觉Transformer结构ViT<sup>[10]</sup>，后续目标检测和分割也提出了相应的基于Transformer结构的方法，并展现出了较卷积神经网络好的性能。因此，在红外和可见光多模态融合方法的基础上，提出了基于Transformer结构的方法，其基本结构如图5所示。

基于Transformer的融合方法能够充分利用局部特征信息，并对长距离依赖进行建模，克服了现有融合方法缺乏全局上下文信息的问题，自动学习融合规则，展现出了更具前景的性能。从图5可以看出，基于Transformer的融合方法整体框架包含编码器模块、特征融合模块和解码器模块三个部分组成，其中编码器用于提取图像特征，特征融合实现可将光和红外特征的融合，解码器用于图像重建，生成最终的融合图像。

(1) 编码器模块通常基于预训练模型来提取图像的特征 $f_i(i \in \{1, 2\})$ ，其中， $i=1$ 表示红外特征， $i=2$ 表示可见光特征。通常采用卷积神经网络、Transformer编码器网络或卷积神经网络和Transformer编码器相融合的网络结构

来实现，以提取图像的局部信息和全局信息。通常由于红外和可见光图像所包含信息的差异性，编码器模块采用不同的网络权重来提取相应图像的特征，并且，为了训练的稳定性，在设计时会融入残差网络结构。由于并不是所有的特征都有助于融合图像的重建，因此，需要给不同的特征以不同的权重，即所要阐述的基于自注意力的特征融合。

来实现，以提取图像的局部信息和全局信息。通常由于红外和可见光图像所包含信息的差异性，编码器模块采用不同的网络权重来提取相应图像的特征，并且，为了训练的稳定性，在设计时会融入残差网络结构。由于并不是所有的特征都有助于融合图像的重建，因此，需要给不同的特征以不同的权重，即所要阐述的基于自注意力的特征融合。

(2) 特征融合模块首先基于图像特征生成细化特征，然后采用融合策略进行特征融合生成最终的特征，作为解码器的输入。基于Transformer的融合方法通常采用基于注意力的融合策略，以同时保留视觉细节信息和显著的热辐射区域。为了精准获取图像的显著特征，首先需要构建注意力图：

$$weight = \frac{\text{softmax}(Q^T K)}{\sqrt{d}},$$

$$st. Q = W_q f_i, K = W_k f_i$$

其中， $Q$ ， $K$ 分别表示自注意力中的Query和Key， $d$ 为特征维度， $W_q$ 和 $W_k$ 为投射层权重，实现对特征 $f_i$ 的编码，通过该步骤即可得到各特征对应的权重，进而利用注意力加权得到融合特征：

$$f_{fuse} = weight \times V, V = Q_v f_i$$

其中， $V$ 为自注意力中的Value， $Q_v$ 为可学习的投射层权重。具体在实现时，可采用类似ViT的Transformer结构：

$$f_{fuse} = f_i + MSA(f_i)$$

$$f'_{fuse} = f_{fuse} + MLP(f_{fuse})$$

其中， $MSA$ 为多头注意力网络， $MLP$ 为多层感知机网络。由于自注意力机制需要遍历特征图的所有位置，具有平方计算复杂度，因此通常需要结合线性注意力、轴注意力机制及基于先验的注意力机制来降低计算复杂度，提升计算效率。

(3) 解码器模块基于融合特征生成融合图像，因此可以采用反卷积或Transformer的解码器来实现。由于融合后的特征可能会丢失一些特定的细节信息，因此，结合编码器的特征对于重建至关重要，以补充重建图像的细节信息。

此外，为了获取较好的融合效果，损失函数的设计起到了非常重要的作用，除了像素级别的重建，还需要充分地捕获图像的结构信息和梯度信息，具体如下：

$$L_{total} = L_{mse} + \lambda_1 L_{ssim} + \lambda_2 L_{tv}$$

其中， $L_{mse}$ 为均方损失函数，用于度量像素级别的重建

效果,  $L_{ssim}$  为结构相似性损失函数<sup>[11]</sup>, 用于学习图像的结构信息,  $L_{tv}$  表示变分损失函数<sup>[12]</sup>, 用来保留图像的梯度信息, 以消除图像重建过程的噪声。  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$  是用来平衡各损失的系数。

未来, 可以从以下几个方面进行研究: ①任务相关的融合方法: 由于不同的任务所需要的信息不同, 可以根据不同的任务设计自监督学习的代理任务, 来学习任务相关的融合特征。②更有效的特征抽取方法: 卷积神经网络和 Transformer 结构各有优势, 如何结合两种网络结构以提取更有效的特征, 也是值得研究的方向。③高效的网络训练方法: 基于 Transformer 的融合方法通常需要较大的数据量, 及较长的训练的时间, 如何结合网络结构和参数有效微调方法, 实现融合模型的快速构建, 也是研究的重点。

## 4 总结

基于红外和可见光的多模态数据融合方法, 需同时兼容特征提取、特征融合及图像重建, 关键在于融合规则的构建, 传统的融合方法在特征提取和融合规则方面均需要人工设计, 基于深度学习的融合方法, 解决了特征自动构建问题, 但在融合规则方面多还是基于加权或 L1 正则等方法, 无法自动学习实现特征融合, 且存在受网络结构影响及训练困难等问题, 基于 Transformer 的方法能够对长距离依赖进行建模, 表达及泛化能力强, 可实现特征融合的自学习, 且网络结构模块化, 可方便地和其他网络结构相结合, 具有极大的发展前景。

### 参考文献

\* [1] 李茜, 郭佳, 郭小云. 基于边缘检测小波变换的红外与可见光

(上接第 49 页)

袋子”和“菜篮子”, 一直在智慧设施农业技术发展创新方面给予高度关注和大力支持。本文所述的智慧农业大棚内环境监控系统, 以云端定制和优良的响应度为特色, 为北方设施农业智能化、增效节能化提供了一种可行方案和数据支撑, 虽仍存在不足, 但能满足北方设施农业的日常生产需求。同时该方案也会依据用户需求和反馈以及创新理念进行不断迭代, 为北方设施农业生产技术发展提供数据支撑。

### 参考文献

\* [1] Bhagwat S D, Hulloli A I, Patil S B, et al. Smart Green House using IOT and Cloud Computing[J]. International Research Journal of Engineering and Technology, 2018, 5(03): 2330-2333.

图像融合方法[J]. 光学仪器, 2013, 35(1):18-21, 29.

\* [2] Li S, Wang Y. Multisensor image fusion: Concept, method and applications[J]. Advances in Modeling and Analysis C, 2002, 45(03): 29-49.

\* [3] 刘永江. 红外与可见光图像融合算法研究[D]. 天津职业技术师范大学, 2022.

\* [4] Qu L, Liu S, Wang M, et al. TransFuse: A Unified Transformer-based Image Fusion Framework using Self-supervised Learning[J]. 2022. DOI:10.48550/arXiv.2201.07451.

\* [5] Li H, Wu X J. DenseFuse: A fusion approach to infrared and visible images[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2018, 28(5):2614-2623.

\* [6] Liu Y, Chen X, Cheng J, et al. A medical image fusion method based on convolutional neural networks[C]. 2017 20th international conference on information fusion (Fusion). IEEE, 2017: 1-7.

\* [7] Ma J, Yu W, Liang P, et al. FusionGAN: A generative adversarial network for infrared and visible image fusion[J]. Information fusion, 2019, 48: 11-26.

\* [8] Vaswani A, Shazeer N, Parmar N, et al. Attention is all you need[J]. Advances in neural information processing systems, 2017, 30.

\* [9] Jian L, Yang X, Liu Z, et al. A Symmetric Encoder-Decoder with Residual Block for Infrared and Visible Image Fusion [J]. 2019. DOI:10.48550/arXiv.1905.11447.

\* [10] Dosovitskiy A, Beyer L, Kolesnikov A, et al. An Image is Worth 16x16 Words: Transformers for Image Recognition at Scale [J]. 2020. DOI:10.48550/arXiv.2010.11929.

\* [11] J. A. B. Keith A. Johnson, The whole brain atlas, Website, <http://www.med.harvard.edu/AANLIB/home.html>.

\* [12] R. Hou, D. Zhou, R. Nie, D. Liu, L. Xiong, Y. Guo, C. Yu, Vifnet: an unsupervised framework for infrared and visible image fusion[J], IEEE Transactions on Computational Imaging 6 (2020) 640-651.

\* [2] 尹慧慧. 国家农业农村信息化政策评估研究[D]. 湖南农业大学, 2021.

\* [3] 贾超, 杨宏业, 侯彦泽, 张奥, 王景怡. 北方后墙体塑料大棚绿色采暖智能控制方案[J]. 农业工程, 2023, (04-06).

\* [4] 曹昌勇, 贾伟建. 基于 AT89C52 和 DHT11 数字式粮库温湿度监控系统设计[J]. 齐齐哈尔大学学报(自然科学版), 2014, 30(01):31-34.

\* [5] 张云帆, 乔文楷, 任义. 基于 51 单片机温室大棚智能控制系统设计[J]. 自动化应用, 2021(12):161-164.

\* [6] 邓楷煌, 张金尧, 许彩望, 孙朝鹏. ZigBee 技术下的智能家居系统设计[J]. 物联网技术, 2022, 12(09):91-93+97.

\* [7] 梁志勋, 施运应, 覃有燎等. 基于 MQTT 协议的智慧农业大棚测控系统研究[J]. 北方园艺, 2020, No.470(23):161-171.

# 基于 Simulink 的直流 SSPC 设计及仿真研究

韩静怡, 张智勇, 王鹏博, 闫稳

(中国航空工业集团公司 西安航空计算技术研究所, 陕西西安, 710076)

**摘要:** 固态功率控制器(Solid-State Power Controller, 简称SSPC)是基于飞机配电系统的发展应运而生的, 是电气负载管理中心的关键组成部分。本文详细阐述了建立低压直流 SSPC 行为级模型的方法; 基于所建模型, 对SSPC动态开关过程进行了仿真; 最后, 针对行为级模型在阻容负载和快速保护情况下出现的问题, 本文对驱动电路进行了改进。本研究可为飞机配电系统及机载设备供电的集成仿真、电路设计提供理论依据。

**关键词:** 固态功率控制器; 行为级模型; 阻容负载; 驱动电路改进

## 0 引言

随着机载设备智能化、集成化、小型化、轻量化设计, 传统基于继电器的供配电系统在智能化、可靠性等方面已不能满足智能供配电系统的需要, 采用固态配电技术是当前的发展趋势。

飞机固态配电系统采用微处理机来实现控制和监控功能, 并与机载计算机的总线管理综合, 实现了采用多路传输和微处理机技术的遥控配电控制。固态功率控制器 (Solid-State Power Controller, 简称 SSPC) 是与固态配电系统相配套的控制负载通断的开关装置, 其内部无活动部件, 具有许多优点: 无触点、不产生电弧、无机械磨损、抗干扰能力强、使用寿命长、可靠性高等, 而且能够接收前级机载计算机的控制信号并且报告其工作状态<sup>[1]</sup>。SSPC 在直流电源系统和固态配电系统中有十分重要的实际应用价值。

低压直流 SSPC 具有短路快速保护和反延时保护的功能, 建立其仿真模型对研究其特性非常有帮助。

## 1 直流 SSPC 基本工作原理

直流 SSPC 通过 MOSFET 实现对功率电路的通断控制, 通过串联在功率电路中的采样电阻实现电流检测。包括了主

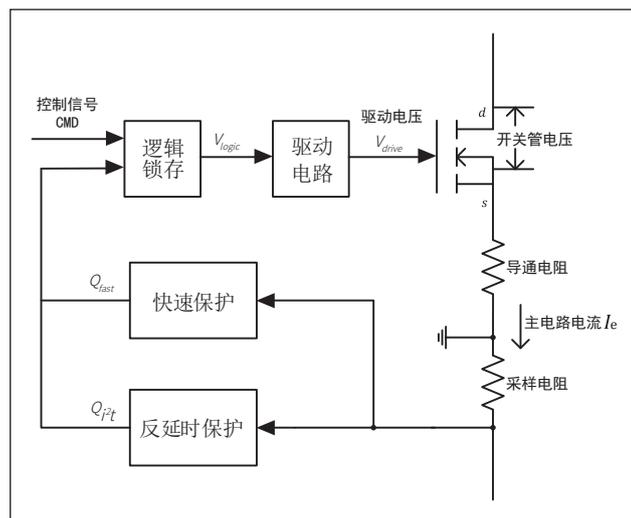


图 1 直流 SSPC 原理结构框图

电路、快速保护电路、反延时保护电路、驱动电路以及逻辑锁存电路, 其原理结构框图如图 1 所示。

直流 SSPC 包括三个状态量, 分别为: 电流状态、脱扣状态和控制状态。其中控制状态是由前级计算机决定, 高电平代表控制开关管导通, 低电平代表控制开关管关断; 脱扣状态取自驱动电路, 高电平说明开关管关断, 低电平说明开关管开通; 电流状态通过电流状态检测电路获得, 高电平说明主电路电流大于额定值的 10%, 低电平则相反。

根据 GJB181B 机上用电设备的供电要求, 本文直流 SSPC 的设计指标如表 1 所示。

表 1 某型飞机 SSPC 设计指标要求

特性	符号	条件	指标
母线电压	$V_{BUS}$		28V
额定电流	$I_e$		5A
开通时间	$T_{on}$	阻性负载	10ms
关断时间	$T_{off}$	阻性负载	10ms
最大负载启动电容	$C_L$	阻性负载并联电容	3800 $\mu$ F
$I^2t$ 保护起点	$T_p$	$>1.2 I_e$	
短路保护时间	$T_{sp}$	$>8 I_e$	$<100\mu$ s

## 2 直流 SSPC 行为级模型建立

利用 Simulink 里提供的基础仿真元件模型搭建直流 SSPC 的行为级模型。为了实现正常通断、快速保护和反延时保护功能, 本文搭建的电路拓扑结构包括主电路、快速保护电路, 反延时保护电路、锁存电路、逻辑驱动电路等。

行为级模型共包括三种电源: 主电路 28V 直流电、控制电路电源  $V_{CC} = 12V$  和  $V_{CC2} = 5V$ 。基于 Simulink 搭建的电路整体模型如图 2 所示。

主电路开关管选用功率 MOSFET 管 (IRF150, N 沟道增强型)<sup>[2]</sup>; 逻辑驱动电路由逻辑电路和驱动电路组成; 锁存电路由 D 触发器构成; 快速保护电路输入为采样电阻电压, 其由反相放大电路和比较电路组成; 反延时保护电路输入为采样电阻电压, 其由反相放大器电路、平方电路、电压

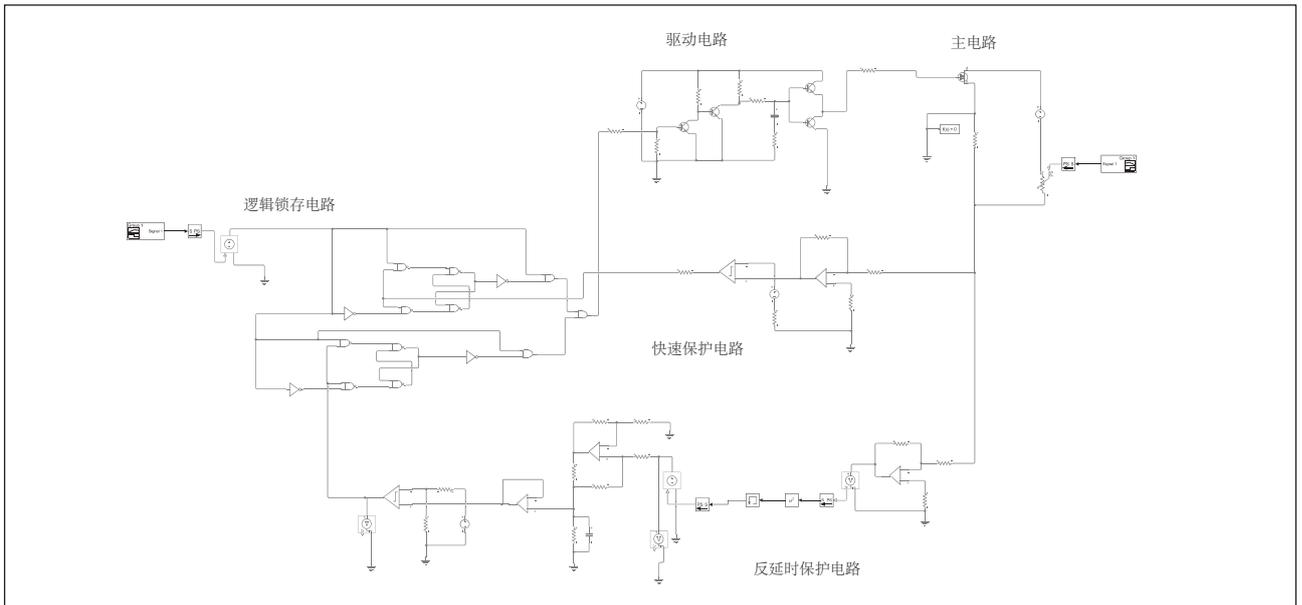


图2 直流 SSPC 行为级仿真模型

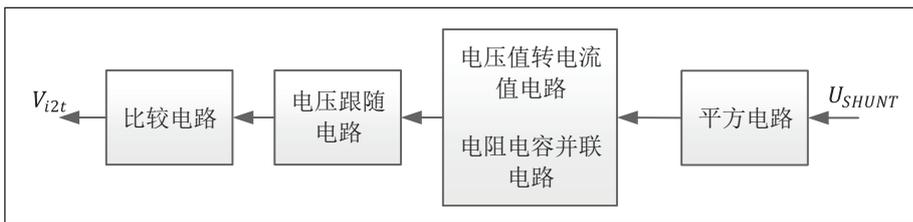


图3 反延时保护电路

值转电流值电路、电阻电容并联电路、电压跟随器电路和比较电路组成，其整体结构如图3所示。

### 2.1 电压值转电流值电路设计

电压值转电流值电路的输入为平方电路的输出。采样电压经过之前的放大和平方运算之后，通过电压值转电流值电路转换成电流值  $I_s$ 。电压值转电流值电路采用“HOWLAND”电流泵电路实现<sup>[3]</sup>。输出电流  $I_s$  对电阻电容并联电路进行充电，电容两端电压  $V_C$  的暂态变化曲线的上升速率与  $I_s$  相关，同时，主电路电流的平方与时间的乘积  $I_m^2 t$  也与  $V_C$  相关，即  $V_C$  反映了主回路上的发热量，此电路具有“热记忆”的特性，这正是实现反延时保护的意义与关键。此电路实现了输入电压值转换成输出电流值，电流值随着电压值增大而增大，电流值与电压值呈正比关系，且输出电流由输入电压决定，与之后电阻电容并联电路的参数无关。

电阻电容并联电路的输入值为电压值转电流值电路的输出电流值，电容  $C_s$  的稳态电压为  $V_C = I_s \times R_s$ ，其中  $R_s$  为与电容  $C_s$  并联的电阻。如果  $R_s$  与  $R_4$  的阻值相同，在稳态时有  $V_C = V_{in} R_s / R_4 = V_{in}$ 。

对整个电路进行测试，令  $V_{in}$  取不同值，观察  $V_C$  的稳态值。当  $V_{in}$  增大至 6V 时， $V_C$  的稳态值出现了失真。由于运放最大输出电流的限制， $V_C$  能到达的最大值为 5V 左右，所以平方电

路的输入最大值大约在  $\sqrt{5} \approx 2.236V$ ，又因为采样电压的最大值为 0.8V，可以得到电压比值为  $2.236V / 0.8V = 2.795$ ，所以反相放大器的增益值设计为 3 倍。

### 2.2 电阻电容并联电路设计

电容  $C_s$  的电压  $V_C$  可以运用一阶电路全响应的三要素公式。

$$V_C(t) = I_1 \times R_s - [I_1 \times R_s - I_0 \times R_s] e^{-\frac{t}{R_s C_s}} \quad \text{式(1)}$$

DDC 公司的 RP-26000 产品指标资料中给出了典型反延时指标曲线<sup>[4]</sup>，上边界曲线以上的区域为必脱扣区域，下边界曲线以下的区域为不脱扣区域，取图曲线上主电路电流  $I_m$  为额定值 300% 的两点 (0.5s, 15A) 和 (1s, 15A)，分别代入式 (1)，即可得出  $C_s$  的粗略取值范围：

$$57.2\mu F < C_s < 114\mu F$$

## 3 直流 SSPC 开关特性仿真分析

### 3.1 正常通断仿真分析

在主电路负载为纯阻性负载 ( $R_1 = 5.6\Omega$ )，保护动作未发生的情况下，通过控制信号  $CMD$  控制主电路开通与关断，

正常通断仿真结果如图 4、图 5 所示。

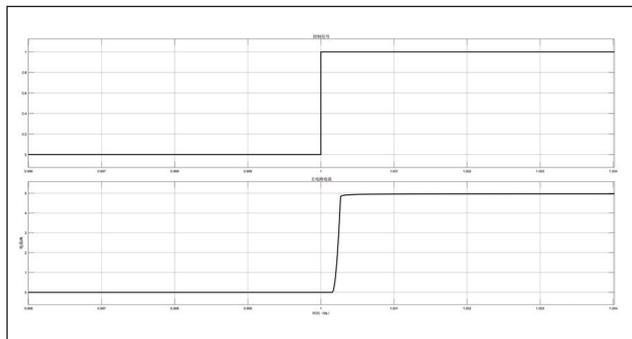


图 4 正常开通仿真实验结果

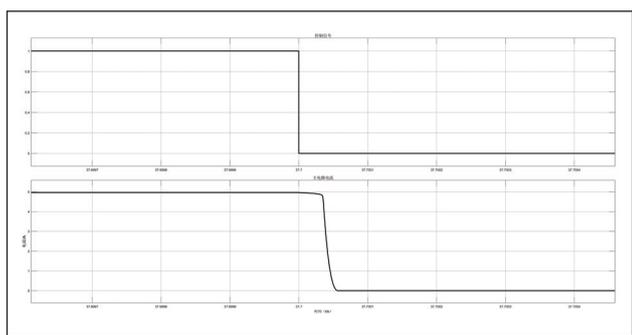


图 5 正常关断仿真实验结果

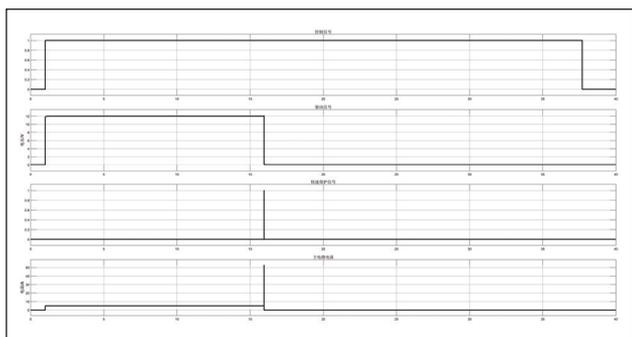


图 6 快速保护仿真实验结果

表 2  $I_m$  与  $t_{delay}$  仿真结果

$I_m$	$t_{delay}$
138% $I_e$	3.59s
196% $I_e$	1.3s
361% $I_e$	0.68s
474% $I_e$	0.48s
621% $I_e$	0.43s
775% $I_e$	0.4s

由图 4 可知, 在 1s 时控制逻辑输出跳变, 主电路开通时间 (从控制信号跳变到主电路电流上升至额定值的时间) 约为  $T_{on}$  为 0.5ms; 由图 5 得, 在 37.7s 时逻辑输出跳变, 主电路关断时间约为  $T_{off}$  为 56 $\mu$ s。

### 3.2 快速保护仿真分析

主电路发生短路 (通过调节负载使主电路中产生从 5A 到约 40A 的电流上跳沿), 快速保护动作启动, 仿真结果如图 6 所示, 快速保护信号输出脉冲高电平后, 驱动信号跳变为低电平, MOS 管关断。

由图 6 可知, 主电路中在 15.95s 时产生了从 0A 到约 40A 的电流上跳沿, 从短路产生到快速保护动作且主电路电流下降至零的时间间隔 (快速保护时间) 约为 3 $\mu$ s。从短路产生到快速保护信号跳变存在 50 $\mu$ s 的延时。

### 3.3 反延时保护仿真分析

主电路电流值  $I_m$  大于额定值的 120% 时, 反延时保护动作启动。主电路处于开通稳态,  $t=15.59s$  时主电路电流  $I_m$  从零跳变到不同过流值 (负载阻值在  $t=3s$  时从 1M $\Omega$  改变至各过流值对应的阻值),  $I_m$  分别取 6.9A、9.8A、15.1A、23.6A、31.1A 和 38.8A, 观察并记录延时保护时间。仿真实验结果如表 2 所示。

## 4 行为级模型改进及仿真分析

当主电路负载为阻容性负载 (电阻电容并联), 电容  $C_1$  取设计指标要求的最大值 3800 $\mu$ F, 电阻  $R_1$  取 5.6 $\Omega$ , 对行为级模型进行正常开通仿真实验。直流 SSPC 仿真结果如图 7 所示。

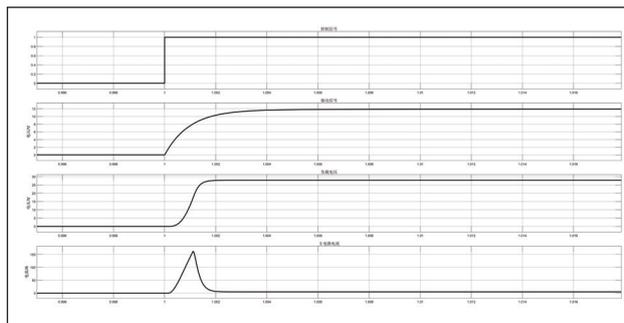


图 7 阻容负载正常开通仿真实验结果

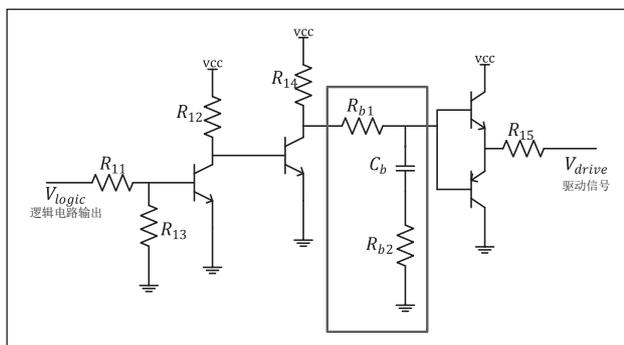


图 8 驱动电路改进

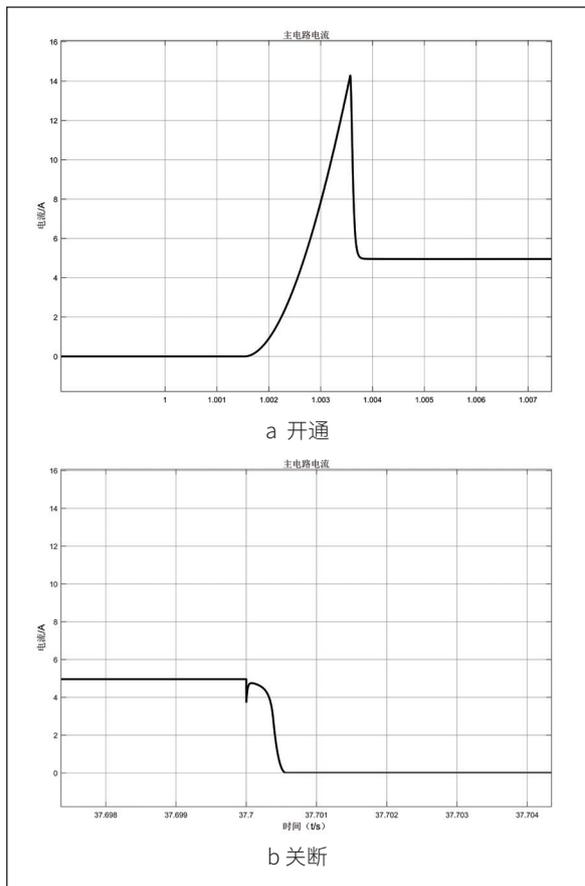


图9 驱动电路改进后阻容负载正常开通/关断仿真实验结果局部放大图

由图7可知,当负载为阻容性负载时,主电路开通过程中出现了冲击电流,其值最高可达约162.3A,之后快速保护动作,主电路电流 $I_m$ 下降至零。直流SSPC处于异常工作状态,过高的主电路电流也会损坏开关管,所以需要改进电路,抑制开通过程中的冲击电流。为限制阻容负载在开关管开通过程中产生的浪涌电流,可以采用慢开通过驱动电路,实现主电路的慢开通。

在原驱动电路中图腾柱部分的输入端前添加一个RC网络,具体改进驱动电路如图8所示。RC网络中的 $R_{b1}$ 和 $R_{b2}$ 是用于调节驱动电压的初始值,在其值一定的条件下,可通过调节 $C_b$ 的值来改变驱动电压 $V_{drive}$ 的变化率,从而调节主电路电流的上升和下降时间。

在主电路开通过程中,三极管 $T_1$ 从截止转为导通,三极管 $T_2$ 从导通转为截止,所以A点电压的表达式为:

$$V_A = 12 \left( 1 - e^{\frac{-t}{(R_{14} + R_{b1} + R_{b2})C_b}} \right) + V_{A0} e^{\frac{-t}{(R_{14} + R_{b1} + R_{b2})C_b}} \quad \text{式(2)}$$

当 $V_A$ 大于到0.7V时,三极管 $T_4$ 导通,三极管 $T_5$ 截止,此时图腾柱部分等效为共集电极放大电路,具有电压跟随器的作用,又因为驱动输出电压 $V_{drive}$ 就是栅源极电压 $V_{GS}$ ,忽略驱动电路输出端电阻 $R_{17}$ 的影响,设 $V_{A0}$ 为0V、 $U_{BE}$ 为0.7V,则栅源极电压为:

$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{drive} \approx V_A - 0.7 \\ &= 12 \left( 1 - e^{\frac{-t}{(R_{14} + R_{b1} + R_{b2})C_b}} \right) - 0.7 \end{aligned} \quad \text{式(3)}$$

查询IRF150的资料得知其 $V_{GS(th)}$ 最大值为4V,再结合并代入式,可得:

$$\begin{aligned} t_{on} &\approx (R_{14} + R_{b1} + R_{b2})C_b \left[ \ln \left( 1 - \frac{4.7}{12} \right) - \ln \left( 1 - \frac{11.7}{12} \right) \right] \\ &\approx 3.2(R_{14} + R_{b1} + R_{b2})C_b \end{aligned} \quad \text{式(4)}$$

主电路的限制电流为40A,可得:

$$(R_{14} + R_{b1} + R_{b2})C_b \geq 9.5 \times 10^{-4}$$

因此取:  $C_b = 0.183\mu F$ 、 $R_{b1} = 100\Omega$ 、 $R_{b2} = 100\Omega$ 、 $R_{14} = 5k\Omega$ 。改进后仿真实验结果如图9所示。

以上仿真实验结果的主电路电流最大值未超过规定的限制值,这从侧面验证了在 $I_m \leq 40A$ 的情况下RC网络参数取值的可行性。

## 5 结语

本文在Simulink中设计搭建了直流固态功率控制器的行为级模型,深入分析了其工作原理。针对行为级模型在阻容负载和快速保护情况下出现的问题,对驱动电路进行了改进,并进行仿真验证。

## 参考文献

- \* [1] 李剑, 吴晓辉. 飞机直流28V固态功率控制器(SSPC)的研发设计[J]. 中国科技纵横, 2014(2):70-71.
- \* [2] 孙肖子. 模拟电子技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2012.12.
- \* [3] Sergio Franco 著, 刘树堂 译. 基于运算放大器和模拟集成电路的电路设计(第3版). 西安交通大学出版社. 2004

# 基于混合智能算法优化的微电网下垂控制策略

郭庆, 左晓阳, 李金发, 刘人杰, 黄成龙

(吉林化工学院, 吉林吉林, 132022)

**摘要:** 在使用传统下垂控制的交流微电网运行可以有效地平衡电力负载的有功出力, 它并未充分考虑到诸如逆变器的输出阻抗及电力线路的传递特性等因素对其造成的潜在不利效果, 由此导致了母线电压因系统负载变化而不稳定, 对有功出力产生影响, 造成无功功率分配不均。针对该问题, 本文研究了一种改进下垂控制策略, 在下垂控制的基础上加入积分和微分环节, 同时利用GA算法改进后的PSO算法对最优控制的参数进行寻找, 以解决当微电网工作状态变化时, 功率分配以及电压产生波动的问题。最后, 通过仿真验证了这种控制方法有良好的功率均分效果, 并可以提高交流微电网运行的鲁棒性。

**关键词:** 交流微电网; 下垂控制; PSO; GA; 功率分配

## 0 引言

近年来, 随着能源消耗和环境治理的双重压力不断上升, 国家对能源的需求也在不断演变。为解决能源结构老化的问题, 寻求多元化的能源供应势在必行。微电网以其多样的控制方式及持续提升的能源管理方案, 可以在独立运作与联网模式中保持稳定地运转。此外, 这种方式能够减少随机型分布式电源对电网产生的干扰, 有效地提高可再生能源的使用效果。鉴于光伏、风力发电机组、蓄电池设备以及氢能等各类分布式电源的大量涌现, 许多国内外的研究者对于分布式发电技术的关注度也在日益增长<sup>[1-4]</sup>。近年来, 随着光伏、风电、储能系统和氢能等分布式电源的发展速度加快, 微电网技术的研究进步也十分迅速。这些分布式电源的广泛应用推动了微电网的发展, 为实现更加可持续和高效的能源系统提供了新的可能性。为了更好地实现微电网的稳定运行和高效管理, 学者们正在不断改进和优化微电网的控制策略, 以适应不断变化的电力系统环境。在微电网中, 下垂控制策略始终对分布式电源并联起到一定的保护作用。通过利用下垂控制, 能够更有效地调整微电网内各个分布式电源的运行状态, 从而提升系统的全面性和稳定性。下垂控制具有不依赖通信和“即插即用”的特点, 使得微电网在各种条件下都能快速部署和运行。下垂控制可以实现有功均衡, 有效协调微电网内部各个分布式电源的有功功率输出, 提高系统的能源利用效率。这为微电网的稳定运行提供了可靠的技术支持。然而, 在无功功率均分方面, 下垂控制存在一些问题。换句话说, 由于未能全面考虑逆变器输出电阻和线路电阻的作用, 下垂控制在无功功率均分方面表现不佳。这导致母线电压随微电网运行状态而改变, 这不仅对出口电力质量造成了负面影响, 还使得电力分配失衡。

针对以上问题, 文献[7]提出一种改进后的负荷功率分配控制策略, 通过增加无功误差补偿, 使微网内部的无功功率能够被合理分配, 但该方法有它的局限性, 其控制器的参数选取不便。在文章[8]中, 给出了一种自适应下垂控制方

法。这个方法包括使用PI控制器来自动调整下垂参数, 同时也采用另外一种自适应的PI控制器作为次级回路来调整直流微网总线电压。然而, 该控制方法在实际应用中较为依赖通信。参考文献[9]提出了一种直观的测量线路数值的方式, 通过在本地控制环境中使用监测器来测量线路数值, 突出了监测器对线路数值的精确测量。该方法基于观测值计算每个分布式发电机(DG)的压降大小, 并旨在通过对每个DG进行精确补偿, 合理分配系统中的无功功率。然而, 这一方法在实际应用中可能面临一定困难, 因为它对微电网结构的要求相对较高。文献[10]采集了连接线路的阻抗角作为一个重要变量对下垂控制改进, 有助于在系统的暂态过程中减小振荡。同时, 为了进一步优化系统的动态响应, 在控制中添加了一个微分控制环节, 以更好地应对系统运行中的变化。但是该方法仅仅关注了功率的稳定性输出问题, 未充分考虑系统的电压和频率问题。这一限制可能导致在电压和频率方面存在的不稳定性。文献[11]在逆变器控制中引入虚拟电阻, 利用自适应控制使其阻值可以跟踪有功功率输出偏差值并及时调整, 但是未考虑到该方法与微网中并联运行的微型燃气轮机兼容效果不好。文献[12]采用的是一种融合了分段调控和频率调制的自适应控制来改进其下的下垂控制; 它采用了自动调整下垂曲线的手段去改善功率分配效果。然而并未考虑到该方法下下垂系数过大的话会对该系统产生怎样的影响。文献[13]是关于使用了一种自调节改进的下垂控制策略。该策略被应用到传统逆变器下垂控制中并且加入了一个具有比例及积分的模块以提高无功电压下垂控制的关系从而使得能更好地平衡出力情况。不过这个方案也存在一些缺点比如可能会降低整体运行过程当中的稳定性和可行度而且也没有提供任何有关选择控制参数的方法等等的问题都是存在的。文献[14]提到了他们所开发的一种叫做自适应模糊下垂控制的先进型自动化管理方法, 它的主要功能就是用一套有效的数学模型来自我调整的方式计算出来最适合当前状态的最优值然后以此为基础进一步确定最佳的工作条件以便系统保持稳定。文献[15][16]采

用新的控制技术，频率设定值不变的情况下，可以对系统频率提供支撑，并按预定比例分配负荷，但未提出确切的表达式确定该方法的相角下垂系数如何计算。文献 [17] 在研究了包含储能设备的光伏并联网后，利用实时的光伏与电力系统的功率数据来调整光伏出力的峰值和谷值，以平滑电力输出波动的幅度，但是该文并未使用高鲁棒性的控制方法来处理光伏的发电量，这可能使得控制效果受到外界环境变化的影响，如：当光伏板的外部条件发生剧烈变动时，可能会出现“错误判断”的现象，进而破坏光储微电网的平稳运作。文献 [18][19] 提出了基于一致性的二级控制策略，通过利用通信网络与系统节点进行信息交流，减少系统电压以及频率的偏差，并有效提高了无功功率分配精度。

本文提出了一种基于混合智能算法的改进下垂控制策略，在下垂控制的基础上加入积分和微分环节，同时将 PSO 与 GA 算法结合显著提高了算法的寻优能力，设计误差代价函数以功率输出偏差及电压偏差最小为目标，寻求最优控制参数，有效提高微电网工作状态变化时系统功率均衡分配以及电压恢复稳定的能力，缩短系统恢复稳定的时间，显著提高了系统的鲁棒性。

## 1 系统模型

### 1.1 微网模型

现阶段，我国的微型电力网络主要包括分散的新能源发电设施 (DG) 与存储装置 (DS) 组成。本研究中，我们将使用两种小型新能源发电机组——DG1 和 DG2 作为并联运行，为突出本次仿真中的逆变器控制部分。因此，我们选择用直流电源等效这两个微型电源，并且设定它们的功率相近。此外，我们的实验还包含了两个不同的用户负载：L1 和 L2。

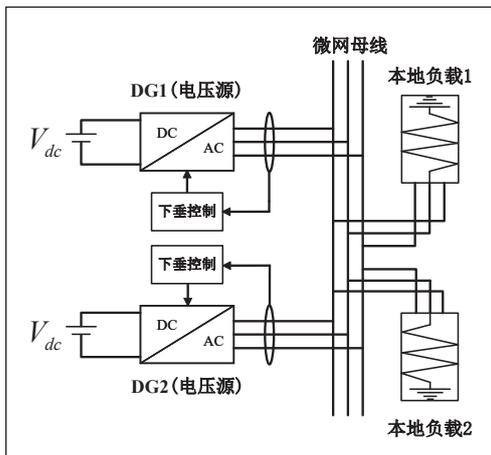


图 1 微网结构示意图

### 1.2 传统下垂控制的功率分配分析

下面将两台逆变器并联运行的功率传输特性进行分析。

图 2 为其等效电路。

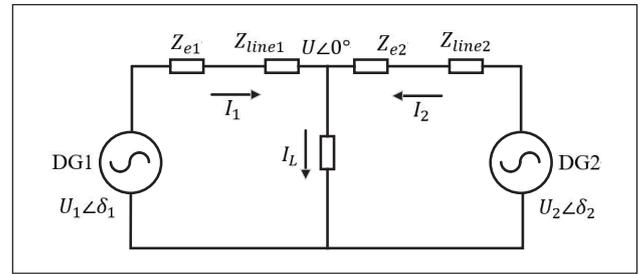


图 2 微网等效电路图

$U_i \angle \delta_i$  是微电源 DG1 经逆变器后输出的电压，母线  $\theta$  和微电源与电压的相角差是  $\delta_i$ ；微电源的公共母线电压为  $U \angle 0^\circ$ 。

逆变器输出的电流为：

$$I_i = \frac{U_i \angle \delta_i - U \angle 0}{Z_i \angle \theta_i} = \frac{U_i}{Z_i} \angle (\delta_i - \theta_i) - \frac{U}{Z_i} \angle (-\theta_i) \quad \text{式 (1)}$$

上式中， $\theta_i$  为逆变器 i 等效输出阻抗的相角。

第 i 台微源到公共母线的等效输出阻抗为：

$$Z_i \angle \theta_i = Z_{oi} + Z_{linei} = R_i + jX_i \quad \text{式 (2)}$$

逆变器输出的复功率为：

$$\bar{S}_i = P_i + jQ_i = \bar{U} \bar{I}_i \quad \text{式 (3)}$$

上式中， $\bar{I}_i$  为逆变器输出电流的共轭复值。

将式 (1) 取共轭复值代入式 (3) 中，计算可得到第 i 台 (i=1,2) 逆变器产生有功功率和无功功率为：

$$\begin{cases} P_i = \frac{U}{Z_i} [(U_i \cos \delta_i - U) \cos \theta_i + U_i \sin \theta_i \sin \delta_i] \\ Q_i = \frac{U}{Z_i} [(U_i \cos \delta_i - U) \sin \theta_i + U \cos \theta_i \sin \delta_i] \end{cases} \quad \text{式 (4)}$$

当系统传输线路为理想情况下的高压线路时，此时线路的传输阻抗是感性，电阻 R 可被忽略  $Z_i \approx jX_i$ ， $\theta_i \approx 90^\circ$ 。

负载阻抗相较于微源的输出阻抗非常大，因此母线电压相角与逆变器 i 出口处电压的相角之差很小，即  $\cos \delta_i \approx 1, \sin \theta_i \approx \delta_i$ 。则对 (4) 式简化后得如下公式：

$$P_i = \frac{U_i U}{X_i} \delta_i \quad \text{式 (5)}$$

$$Q_i = \frac{U(U_i - U)}{X_i} \quad \text{式 (6)}$$

根据式 (5), (6)，我们可知在高压系统中，逆变器的等效输出阻抗是感性，因此等效输出阻抗相角差  $\delta_i$ ，与微电源逆变器出口处输出的有功功率成正相关；在微电源逆变器的出口位置，输出的无功功率与微源输出电压的幅度以及母线电压的幅度之间的差值  $U_i - U$  是正相关的。

频率与相角之间的关系如下式：

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} * \frac{d\delta_i}{dt} \quad \text{式 (7)}$$

综上所述，下垂控制表达式为：

$$\omega = \omega_n - m(P - P_n) \quad \text{式 (8)}$$

$$U = U_n - n(Q - Q_n) \quad \text{式 (9)}$$

或

$$f = f_n - m(P - P_n) \quad \text{式 (10)}$$

$$U = U_n - n(Q - Q_n) \quad \text{式 (11)}$$

传统下垂控制有它本身的局限性，体现在追求电压偏差更小和分流精度更高上。假定两种输出功率单元的输入输出电能是一样的，且虚拟阻抗也是一样的。然而，由于线缆的阻抗具有显著差异，实际上，这两种变换器运行的 I-U 曲线并不是为同一条电压电流曲线，如图 3 所示。

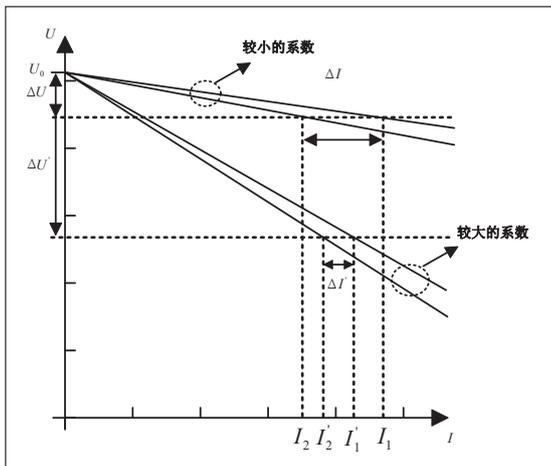


图 3 下垂控制曲线

观察图像后发现，如果选取较低的下垂曲线系数，虽然能减低电压误差，但是也会削弱分流准确度；相反地，若采用较高的下垂曲线系数，则能够提升分流准确度，然而却会导致更大的电压误差。因此我们可以得出结论：通过放弃对有差控制的精确度以换取负载电流均匀性的下垂控制方式是存在的。在传统的下垂控制模式里，设定好的下垂系数并未充分考虑到蓄电池的特质，这可能造成系统运行时过量或不足地充电和放电现象，进而损害了蓄电池的使用期限，并且无法实时调整蓄电池 SOC 与下垂系数的对应关系，这也使得系统的稳定性变得困难。综上，传统下垂控制存在其不足之处，需要对其进行改进。

## 2 改进下垂控制

### 2.1 改进下垂控制设计

为了应对系统负荷投切时，由于线路阻抗的差异导致的

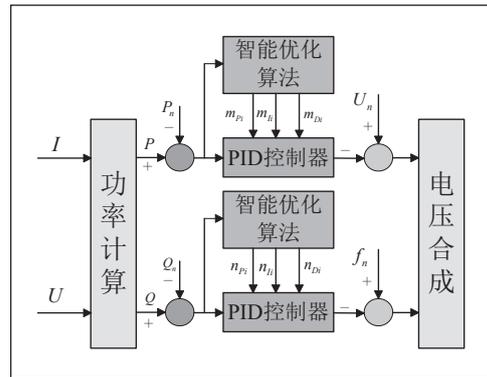


图 4 下垂控制改进框图

功率分配和电压波动问题，我们在 P-V/Q-f 下垂控制方程式的基础上增加了积分和微分环节，从而形成改进后的下垂控制方程，如下：

$$\begin{cases} U = U_i^* - m_{Pi} \cdot (P_i - P_i^*) - m_{Di} \cdot \int_{-\infty}^t (P_i - P_i^*) - m_{Di} \cdot dP_i / dt \\ f = f_i^* - n_{Pi} \cdot (Q_i - Q_i^*) - n_{Di} \cdot \int_{-\infty}^t (Q_i - Q_i^*) - n_{Di} \cdot dQ_i / dt \end{cases} \quad \text{式 (12)}$$

因为上式中 m 和 n 的调整没有相关理论作为参考。调整的过程，存在一定的随机性，且需要一定的时间。这些参数之间的关系是相互影响的，有的情况下，需要使系统的动态性能指标达标可能需要牺牲系统一定的超调量。因此，本文利用算法作为达到系统稳定目的的手段，对这些参数进行动态寻优调整。

在优化和改进过程中，我们需要关注系统的各个方面的性能，例如：控制效率、续航能力等。在其中核心的控制参数优化问题在于考虑由于微网全局的高维度以及非线性导致的系统的庞杂棘手。改进后下垂控制的优化目标是保证整个系统的稳定性以及电力质量达标。具体总结后，需要满足以下目标：微电网全局应当稳定且高效地依托额定功率参考值或随机负载的需求对 DG 的输出功率进行优化控制。

改进后的优化算法通过不断迭代来寻找控制最优解，这就需要目标函数来反映系统的状态是否稳定以及电能质量是否达标。在这里引入微网状态误差积分代价函数，通过改进控制算法调整 M 和 N 参数，不停迭代寻找最优解，找到目标函数的最小值，即可使该系统达到稳态误差较小的稳定状态。

目标代价函数可设计为：

$$J = W \cdot |E(k)| \quad \text{式 (13)}$$

其中，W 是权重矩阵；E(k) 是绝对误差矩阵，定义为：

$$E(k) = [\Delta P(k), \Delta Q(k), \Delta V(k)]^T \quad \text{式 (14)}$$

$\Delta P(k)$  和  $\Delta Q(k)$  是有功和无功参考功率及测量出的实际值之间的误差。 $\Delta V(k)$  是以标幺值 (1.0 p.u) 表示的电压偏

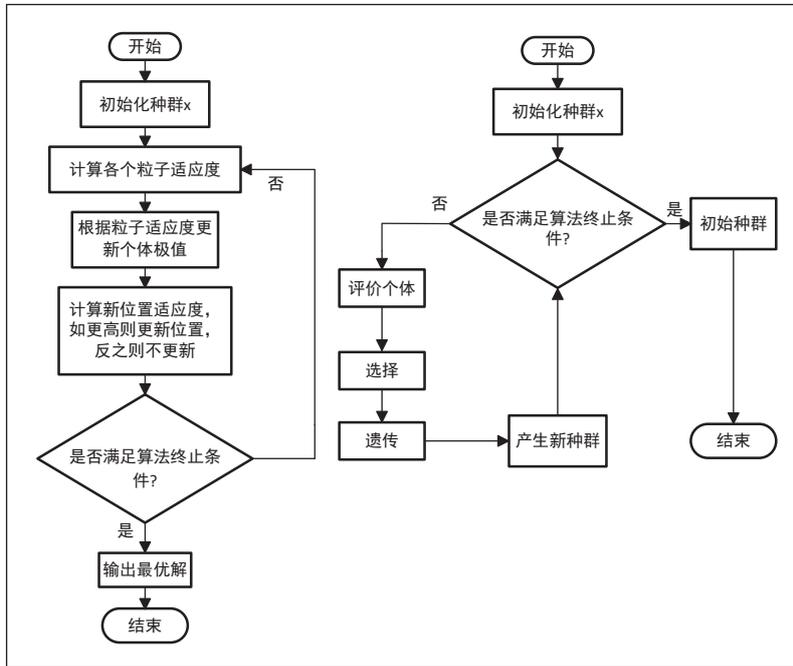


图5 PSO与GA算法原理流程图

差。因此代价函数越小，代表有功无功及电压偏差越小，即系统此时的工作状态越稳定，电能质量越高。

## 2.2 混合智能算法优化

### 2.2.1 粒子群算法和遗传算法原理

粒子群算法中，假定在某个D维度的目标搜索领域里，存在N个微粒构成的集群，其中第i个微粒代表了某个D维向量：

$$X_j = (x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jD}), i = 1, 2, \dots, N \quad \text{式 (15)}$$

第i个质点的运动速率就是一条d维向量，我们将其标记为：

$$V_j = (v_{j1}, v_{j2}, \dots, v_{jD}), j = 1, 2, \dots, N \quad \text{式 (16)}$$

在第t代的第i个粒子向第t+1代进化时，根据以下式子更新：

$$v_{ij}(t+1) = \omega v_{ij}(t) + c_1 r_1(t) [p_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_2 r_2(t) [p_{gj}(t) - x_{ij}(t)] \quad \text{式 (17)}$$

$$x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1) \quad \text{式 (18)}$$

式中， $v_{ij}(t)$ 粒子的速度， $x_{ij}(t)$ 粒子的位置， $p_{ij}(t)$ 粒子的最优解， $p_{gj}(t)$ 群体的最优解， $c_1$ 、 $c_2$ 学习因子。

基本的粒子群算法和遗传算法流程如图5所示。

### 2.2.2 混合智能优化算法设计

利用遗传算法模仿生物学中的DNA复制过程以寻找最佳解决方案，该方法具备强大的全局优化特性，能高效地处理离散优化问题的集合，然而它的局部优化性能相对较差，

这可能导致在实际应用过程中受到限制，难以获得最优结果。相比之下，传统的粒子群算法则依赖于跟踪单个实例的最大值来寻求最优解，这种方式对于处理非线性和连续型优化问题非常实用，效率高且收敛速度快，但在多次迭代之后可能会陷入局部最优状态。为克服这两者在处理多元化优化任务时的缺陷，本研究提出了一种新型的融合了粒子群算法与基因算法的混合粒子群算法，此法综合了两种算法的长处并扬长避短，因为在传统的粒子群算法中，粒子的移动方向是由个体最大值决定的，存在一定的局限性，但是在加入GA后，我们采用粒子与其自身及整个族群的最小值交互以及随机粒子突变的方法来搜寻最优答案，从而扩大种群的可能范围，提升整体搜索的能力。

在混合算法粒子收敛的过程中，惯性权重至关重要，传统PSO的惯性权重 $\omega$ 通常是固定不变的，但 $\omega$ 设置的大小，严重影响粒子的收敛速度，想要准确达到系统最优解很难。因此，本文对 $\omega$ 的设置如下，使 $\omega$ 与t成反比：

$$\omega = \omega_s - \frac{(\omega_s - \omega_e) * t}{M} \quad \text{式 (19)}$$

式中： $\omega_s$ 是初始惯性权重系数， $\omega_e$ 是结束惯性权重系数，t表现在的迭代次数，M是总的迭代次数。

粒子的迭代次数越多，c越大。在搜索前期为增强粒子的全局寻优能力， $c_1$ 和 $c_2$ 相对小。后期为增强粒子的局部寻优能力， $c_1$ 和 $c_2$ 相对较大，该思路有利于精确得到最优解。本文对学习因子 $c_1$ 、 $c_2$ 的设置如下：

$$c_1 = c_{1s} + \frac{(c_{1e} - c_{1s}) * t^2}{M^2} \quad \text{式 (20)}$$

$$c_2 = c_{2s} + \frac{(c_{2e} - c_{2s}) * t^2}{M^2} \quad \text{式 (21)}$$

式中： $c_{1s}$ 、 $c_{1e}$ 是 $c_1$ 的起始值和结束值， $c_{2s}$ 、 $c_{2e}$ 是 $c_2$ 的起始值和结束值。

在PSO中引入GA的交叉和变异，可以提高随机性，使粒子种群更多样。此外，这种算法还能增强其局部随机搜索的功能，从而能更快地找到最优解。当算法将要得到最优解时，此时应使变异的概率减小，避免损失最优解。本文对交叉和变异概率r、p的设置如下：

$$r = \frac{1 + \text{sqrt}(t/M)}{3} \quad \text{式 (22)}$$

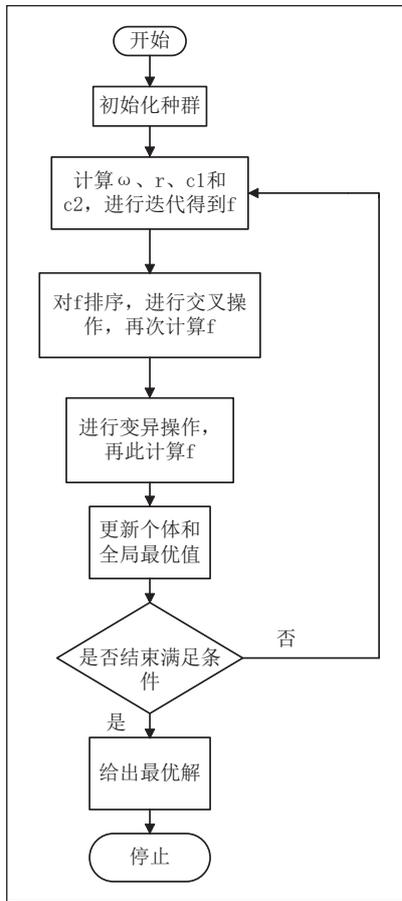


图 6 混合算法原理流程图

$$P = p_s - \frac{(p_s - p_e) * t}{M} \quad \text{式 (23)}$$

式中： $p_s$  是起始变异概率， $p_e$  是结束变异概率。

整个改进算法优化控制参数的过程如下：

(1) 初始化粒子位置  $x_i$  与速度  $v_i$ ，初始化个体和全局适应度值最佳。

(2) 开始迭代，根据公式 (19)，(20)，(21) 得到  $\omega$ 、 $c_1$  和  $c_2$ 。由于交叉操作，计算得到交叉临界值  $r$ 。每次迭代后，粒子必须更新自身位置和速度，并对越界的粒子修整，得到暂时的各个粒子的适应值  $f$ 。

(3) 对得到的  $f$  进行排序，为后续的交叉和变异做准备。当交叉条件概率达标时进行交叉操作。交叉概率由固定概率变为动态设定，它会随着当前迭代次数不断改变，并修正越界变量。

(4) 交叉结束后更新各个粒子适应度值  $f$ ，下一步变异操作做准备。

(5) 对粒子进行变异操作。根据式 (23)，得到  $p$ 。同交叉概率一样，它不是固定不变的，是随机数。

(6) 更新个体和全局最优值。若  $f_i < f_{ibest}$ ，则  $f_{ibest} = f_i$ ，

$p_i = x_i$ ；若  $f_p < f_{ibest}$ ，则  $f_{ibest} = f_p$ ， $p_g = x_i$ 。其中， $p_i$  为粒子  $i$  经历过的最好位置， $p_g$  所有粒子经历过的历史最好位置。

(7) 如未能达到结束条件，返回步骤 (2)。

接下来我们将对比分析本研究提倡的混合优化算法、传统的 PSO(粒子群) 以及 GA(遗传算法) 对多目标测试问题 ZDT3 的解决效果，其优化成果以图形形式展示在图 7 上。可以看到，当使用 GA 时，它在经过了 500 轮迭代之后仍未找到合适的最优解；而 PSO 则在约 275 轮迭代后停滞并呈现出局部最优状态，并未实现全局最优的目标。由此可以看出混合算法对比 PSO 能够跳出局部最优，对比 GA 能成功收敛，寻优能力更强，效果更好。

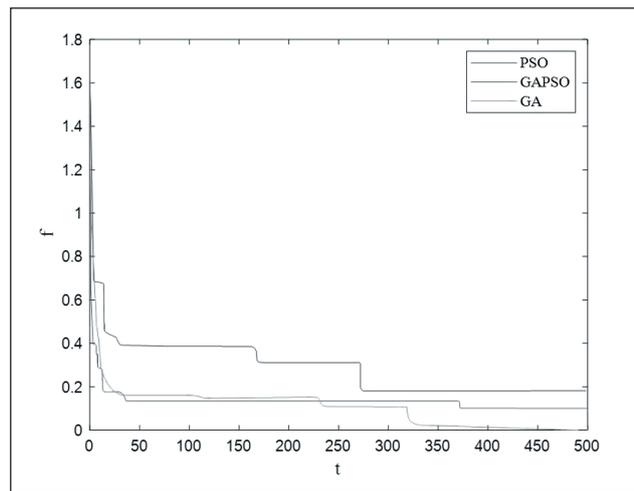


图 7 三种算法适应度测试对比图

### 3 仿真实验与分析

本研究拟利用 MATLAB/Simulink 模拟构建实证模型。

我们计划创建三种模型：一种是基于 P-V/Q-f 下的下垂控制方法；另一种是根据本文创新方法改进后的下垂控制方法。我们将比较这两种方案在不同负载变动及开关状态下的电力分配效果和电压调整情况，第三种是由传统的 PSO 算法与本文提出的改进下垂控制结合，以实现后两者间的比照分析，以此来证明我们提出的新型混合算法的优越性和实用性。

#### 3.1 微网仿真模型

本研究以 MATLAB/Simulink 为平台构建了一个微电网模拟系统，并对其中的独立运行状态下的微电网逆变器的性能特征通过仿真方式进行了研究。该模拟系统的核心组件包括三相电压源型的逆变器 (DG1) 与 (DG2) 及当地负荷构成的微电网，其主要结构分为两个部分：功率主回路和控制回路。

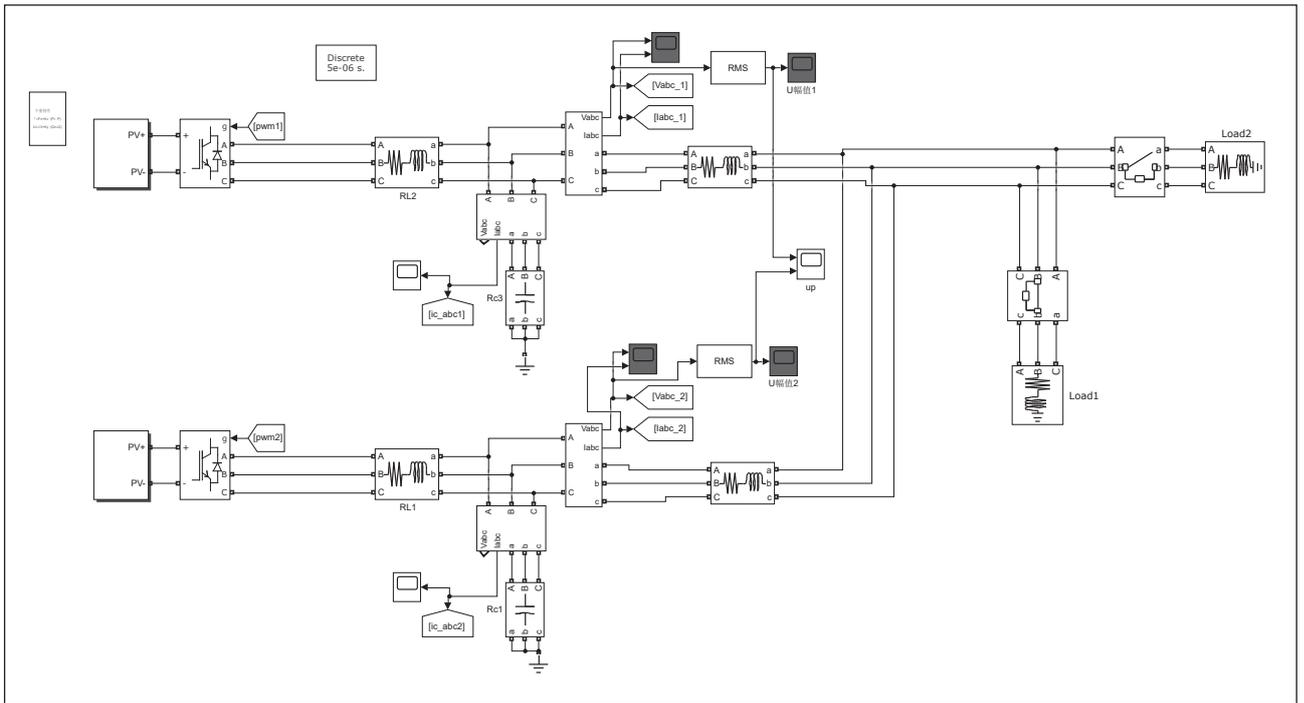


图8 微网主电路 Simulink 仿真模型

从整体架构角度来看，使用了下垂控制策略下的三相全桥逆变器被描绘在了图9中。逆变器输出电压为滤波电容端电压  $v_o$ ，流入微网母线的逆变器输出电流为  $i_o$ 。这个系统的主要调控环路由两个组成部分构成，一个是功率环另一个则是电压电流双闭环。其中功率环控制器会根据对逆变器输出的电压电流采集后得出对应的结果并以此推算出来逆变器输出的有功功率  $P$  和无功功率  $Q$  并且依照  $P$ - $f$  和  $Q$ - $V$  下垂特性的公式去调整参与内环控制相应的设定值参考电压  $V$  和参考频率  $f$ ；内环控制器采用电压电流双闭环控制它旨在确保整个控制过程中的良好的电压源外特性，进一步提高了高效响应系统调整的能力。

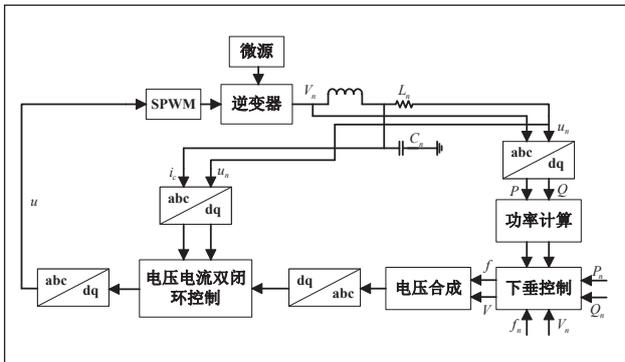


图9 微网逆变器控制图

### 3.2 参数设计

具体仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数表

直流电源 $V_{dc}$	800 V
滤波器电容 $C$	1500 $\mu$ F
滤波器电感 $L$	0.6 mH
DG1阻抗 $Z_1$	$(0.2+j0.0026)\Omega$
DG2阻抗 $Z_2$	$(0.9+j0.117)\Omega$
负荷 $L$	有功20kW, 无功10kw
额定有功功率 $P_n$	20kW
额定无功功率 $Q_n$	0kW

设定模拟流程：初始阶段，DG1、DG2和L1开始运作，L2在0.3s时启动，而在0.6s时L1停止工作。

### 3.3 仿真结果对比

观察图10~图12可知，当采用传统的P-V/Q-f下垂控制方法时，当时间在0.3s处，DG1与DG2的有功功率分别提升至20kW及10kW，而其无功功率为10kW；而在时间到0.6s的时候，两者的有功功率均降低为10kW，同时他们的无功功率亦相应地减少到了5kW。尽管如此，我们发现DG1和DG2之间的有功功率差异相对较小，但他们间的无功功率并未得到合理的分配合理化处理，导致两者间存在着明显的输送失衡现象，并且它们的输出电压也有了显著的变化，这主要是受到线路阻抗不同所带来的影响。

在采用本文所提出的改进下垂控制以及PSO改进下垂控制策略后，从图13~图15及图16~图18中可以看出，在改进下垂控制的作用下在0.3s时，DG1和DG2的有功功率由10kw增加到20kw，无功功率由5kw增加到10kw；0.6s时，DG1和DG2的有功功率由20kw下降到10kw，无功功率由10kw下降到5kw，系统总体的工作

状态大致相同，但 DG1 和 DG2 之间输出偏差大幅减小了，同时即时输出电压出现高度的重合现象，说明均达到了合理均分的目的。

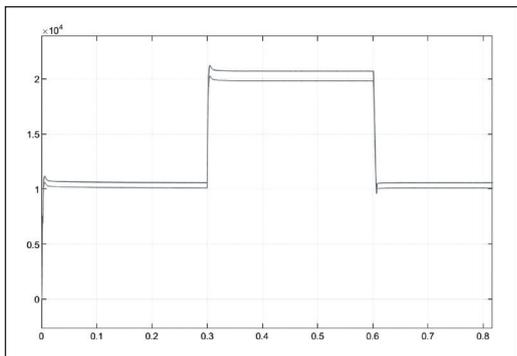


图 10 传统下垂控制下有功功率输出

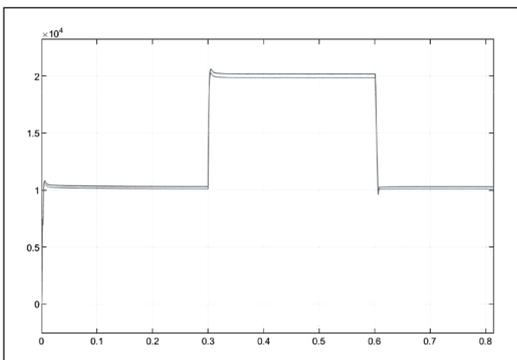


图 11 PSO改进下垂控制下有功功率输出

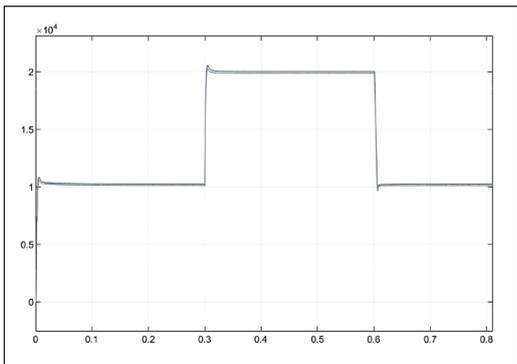


图 12 本文改进下垂控制下有功功率输出

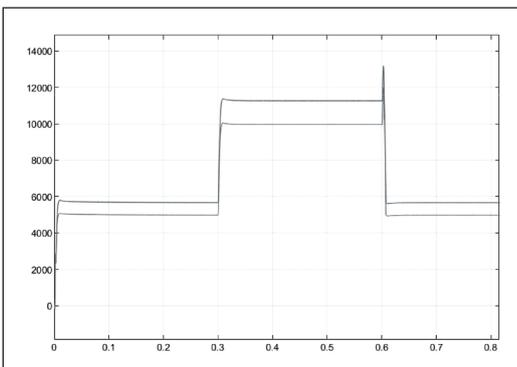


图 13 传统下垂控制下无功功率输出

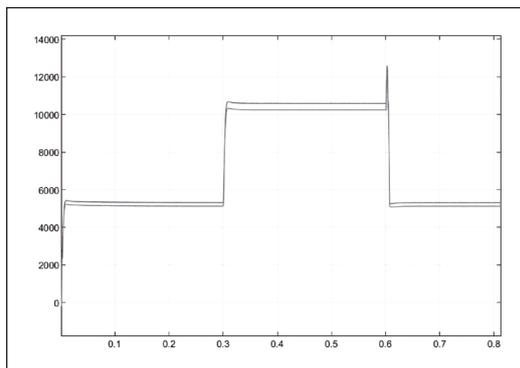


图 14 PSO改进下垂控制下无功功率输出

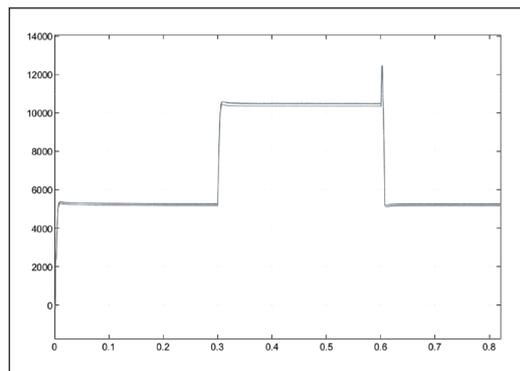


图 15 本文改进下垂控制下无功功率输出

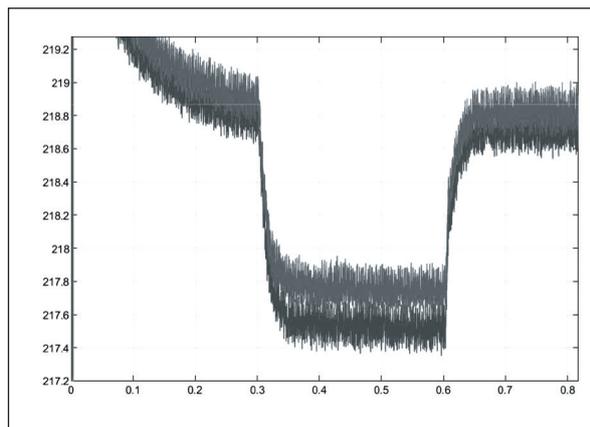


图 16 传统下垂控制下输出电压

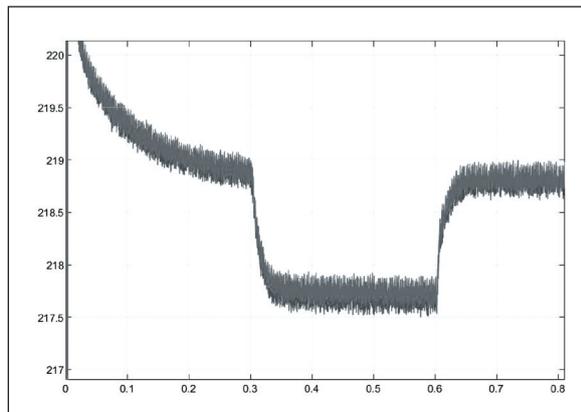


图 17 PSO改进下垂控制下输出电压

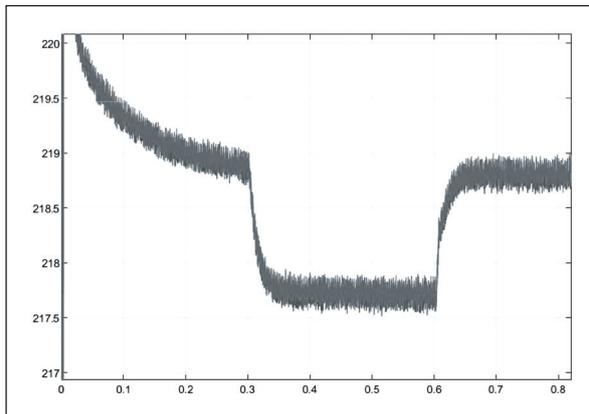


图 18 本文改进下垂控制下输出电压

同时, 由于所采用的算法不同, 2 种改进策略的结果亦有差异。从图 19~ 图 20 中可以看出, 在 0~0.3s 及 0.6s 以后, 本文改进下垂控制下系统的有功功率输出偏差在 85W 左右, 无功功率输出偏差在 95W 左右; PSO 改进下垂控制下系统的有功功率输出偏差在 225W 左右, 无功功率输出偏差在 235W 左右; 从图 21~ 图 22 中可以看出, 在 0.3s~0.6s, 本文改进下垂控制下系统的有功功率输出偏差在 145W 左右, 无功功率输出偏差在 155W 左右; PSO 改进下垂控制下系统的有功功率输出偏差在 420W 左右, 无功功率输出偏差在 430W 左右; 由此可见混合优化算法比传统 PSO 算法的寻优能力强, 系统更稳定, 误差更小。

## 4 结论

文中对传统下垂控制未考虑到逆变器输出阻抗、线路阻抗的影响导致的功率分配不均的问题开展了研究, 提出了一

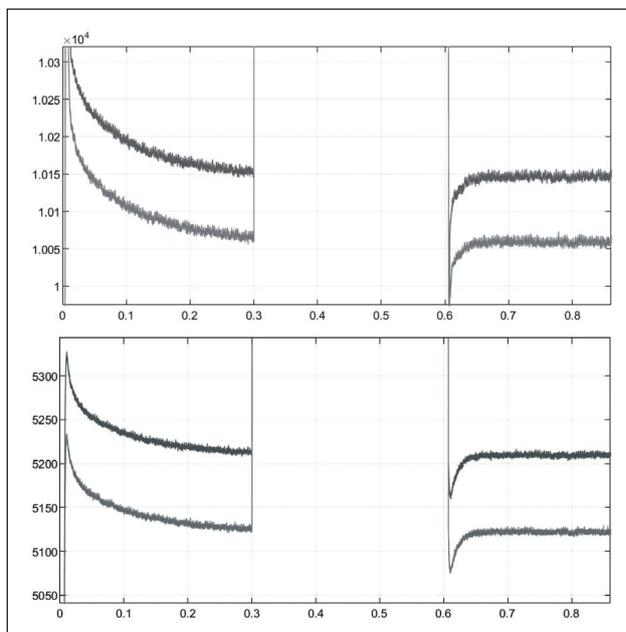


图 19 本文改进下垂控制下有功无功功率输出

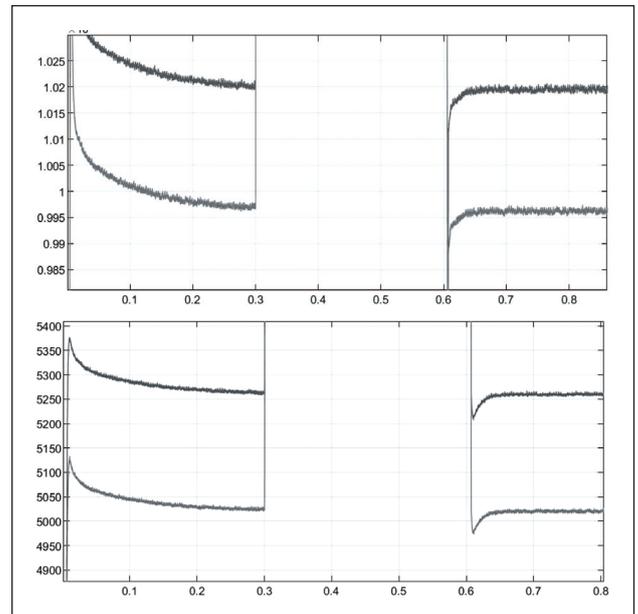


图 20 PSO 算法改进下垂控制下有功无功功率输出

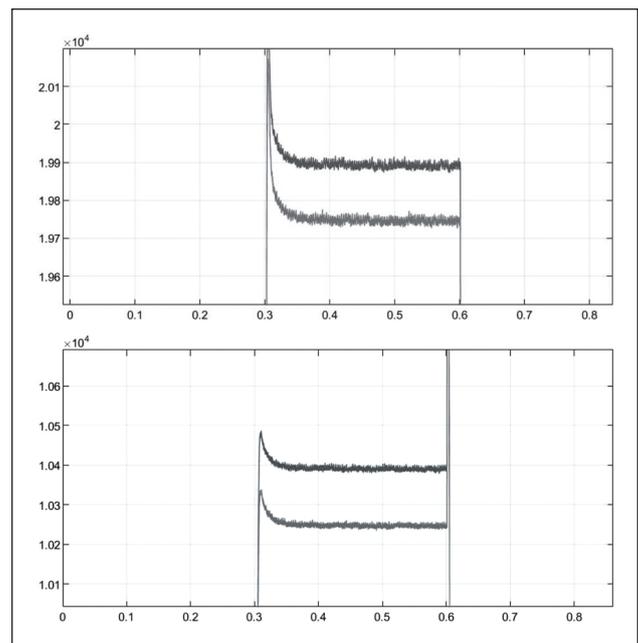


图 21 本文算法改进下垂控制下有功无功功率输出

种基于混合智能算法的改进下垂控制策略, 现将主要工作和结论总结如下: 分析了传统下垂控制的局限性, 对此提出了加入积分微分环节的改进方法, 又由于控制参数选取上的困难, 同时由于 PSO 与 GA 都有各自的缺点, 提出利用 PSO 与 GA 相结合的混合算法对本文控制参数进行优化, 并在 MATLAB/Simulink 搭建仿真, 用传统下垂控制与基于 PSO 的改进下垂控制与本文提出的基于混合算法的改进下垂控制策略在线路阻抗不平衡时, 可以改善功率分配不均以及电压幅值跌落的能力, 提高系统的鲁棒性。

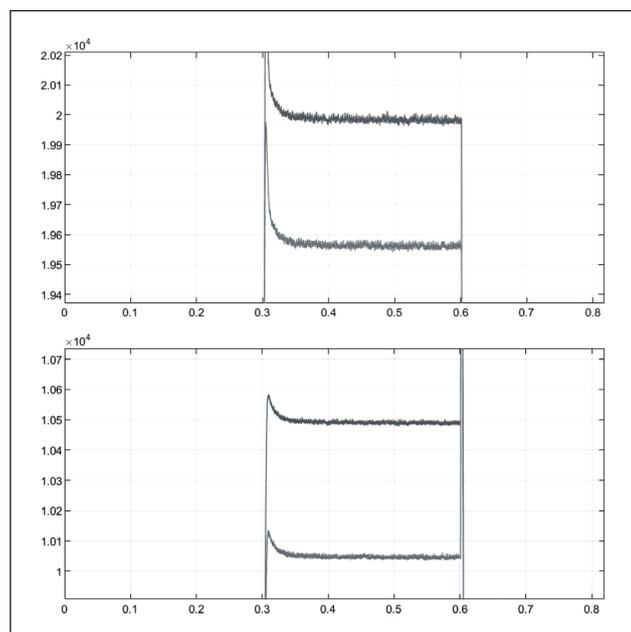


图 22 PSO 算法改进下垂控制下有功无功功率输出

#### 参考文献

- \* [1] A Colmenar-Santos, C Reino-Rio, D Borge-Diez. Distributed generation: A review of factors that can contribute most to achieve a scenario of DG units embedded in the new distribution networks [J]. Renewable & Sustainable Energy Reviews. 2016, 59: 1130-1148.
- \* [2] A Luna, J Rocabert, J I Candela. Grid Voltage Synchronization for Distributed Generation Systems Under Grid Fault Conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 51(4): 3414-3425.
- \* [3] 许津铭, 谢少军, 张斌锋. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153-4166.
- \* [4] 杨珮鑫, 张沛超. 分布式电源并网保护研究综述 [J]. 电网技术, 2016, 40(6): 1888-1895.
- \* [5] 董海艳, 贾清泉, 崔志强, 等. 复杂电能质量扰动事件源定位方法 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 116-124.
- \* [6] 张亚萍, 江亚群, 黄纯, 等. 暂态电能质量的 DOST 检测方法 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(7): 95-100.
- \* [7] 郑连清, 庄琛, 马世强, 等. 微电网改进负荷功率分配策略与并网稳定性分析 [J]. 电力自动化设备, 2015, 35(4): 17-23.
- \* [8] M. Mokhtar, M. I. Marei, A. A. El-Sattar. Improved current sharing techniques for DC microgrids [J]. Electric Power Components and Systems, 2018, 46(7): 757-767.
- \* [9] CHEN X Q, JIA H J, CHEN S Y, et al. Improved droop control strategy based on line impedance identification for reactive power sharing in microgrid [J]. High voltage engineering, 2017, 43(4): 1271-1279.
- \* [10] 闫卫国, 蒋菱, 陈晓祺, 等. 孤立运行的低压微电网改进下垂控制策略 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(6): 45-52.
- \* [11] 王二永, 王帅. 基于自适应虚拟电阻的低压微电网下垂控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 144-149.
- \* [12] 杨海柱, 岳刚伟, 康乐. 微网分段动态自适应下垂控制策略研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(8): 80-87.
- \* [13] 柏管, 陈卓, 刘飞. 基于自调节下垂控制的分布式电源并联运行技术 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(8): 120-126.
- \* [14] 杨志淳, 刘开培, 乐健, 等. 孤岛运行微电网中模糊 PID 下垂控制器设计 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(12): 19-23, 68.
- \* [15] Lee J, Han B, Cha H. Development of hardware simulator for DC micro-grid operation analysis: Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE, San Diego, CA, 2012[C]. 2012, 22-26.
- \* [16] Borrega M, Marroyo L, Gonzalez R, et al. Modeling and Control of a Master-Slave PV Inverter With N-Paralleled Inverters and Three-Phase Three-Limb Inductors. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013, 28(6): 2842-2855.
- \* [17] QIU Peichun, GE Baoming, BI Daqiang. Battery energy storage-based power stabilizing control for grid-connected photovoltaic power generation system [J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 29-33.
- \* [18] SCHIFFER J, SEEL T, RAISCH J, et al. Voltage stability and reactive power sharing in inverter-based microgrids with consensus-based distributed voltage control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(1): 96-109.
- \* [19] ZHANG H G, KIM S, SUN Q Y, et al. Distributed adaptive virtual impedance control for accurate reactive power sharing based on consensus control in microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(4): 1749-1761.

(上接第 43 页)

- 安: 西安电子科技大学, 2017.
- \* [6] 杨媛媛, 王晓华, 武健. 一种提高 FC 网络时间同步精度的方法 [J]. 中国新通信, 2021, 23(8): 2.
- \* [7] 邱爱华, 乔旷怡, 陈寅元, 等. 航天应用载荷的高精度时间同步与共用信息分发 [J]. 国防科技大学学报, 2021, 43(1): 11.
- \* [8] 周雅. 光纤通道网络交换机时钟同步系统的研究与实现 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
- \* [9] 李攀, 田文娟, 李娟, 等. FC 协议处理芯片设计与实现 [J]. 电子技术应用, 2016, 042(009): 147-151.
- \* [10] 涂晓东, 陈起, 谢军, 等. 一种在 FC 网络中实现时间同步的方法: CN108471337A[P]. 2018.

# 基于 FC 交换的高精度时钟同步电路设计与实现

董春雷<sup>1</sup>, 何斌斌<sup>2</sup>, 陈艇<sup>1</sup>

(1. 中国人民解放军战略支援部队信息工程大学, 河南郑州, 450002; 2. 31121部队, 江苏徐州, 221000)

**基金项目:** 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2022YFB2901000)。

**摘要:** 光纤通道 (FC) 总线技术被认为是未来航空总线发展的主要数据总线之一, 为提高 FC 网络的传输效率, 在深入研究和分析 FC 协议时间同步机理的基础上, 设计并实现一种面向 FC 交换芯片的时间同步电路。该电路通过对接收到的发送时间同步信号进行精确地控制和补偿实现高精度时间同步。实验结果表明, 所设计的同步电路在 FC 交换芯片中时间同步的误差小于 100ns, 适用于 FC 协议中的时间同步原语与扩展链路服务 (ELS) 时间同步帧, 可有效提高 FC 网络的传输效率。

**关键词:** FC 协议; 同步原语; 时间同步误差; 传输效率

## 0 引言

FC (Fiber Channel) 为美国标准化委员会 (ANSI) 在 1988 年提出的高速串行传输总线, 具备高带宽, 高可靠性, 高稳定性的特点, 主要应用在航空电子, 音视频处理, 大数据传输等诸多领域。FC 交换芯片是符合 FC (Fiber Channel) 通信协议, 具备多端口, 低延时, 高可靠性的交换芯片<sup>[1-2]</sup>。随着信

息技术的不断发展, 交换芯片的应用环境日益复杂, 在航空电子环境等应用中, FC 网络可能存在多个交换设备级联实现多个端点设备互连, 为了满足实时性和可靠性的要求, 系统会根据 CPU 处理延迟对网络中的每个设备分配具体的工作时段, 因此 FC 网络要求所有设备在工作之前进行时间同步, 然后网络中每个设备在固定的时间 (时段) 内完成相应的任务 (数据传输和处理), 从而避免多台设备同时传输数据导致 FC 网络的传输拥塞和处理时延不确定性<sup>[3-7]</sup>。如果时间同步精度不高, 将导致时段之间的保护间隔过大, 压缩数据传输和处理的时间, 因此 FC 交换芯片需要具备高精度的时间同步功能, 实现全网络设备的时间同步。

## 1 FC 时间同步原理

FC-FS 协议中定义了两种时间同步方式, 分别是基于扩展链路服务 (ELS, Extended Link Service) 时间同步和基于原始信号 (PS, Primitive Signal) 时间同步, 在时间同步的 FC 网络中, 一般具有一个时间同步服务器 (Server), 网络中的其他端点或者交换设备称为时间同步客户端 (Client), 它们内部都集成了实时时间 (real time clock, RTC) 计数器<sup>[8]</sup>。时间同步服务器负责向网络的其他客户端发送带有本地 RTC 值的 ELS 帧或者原始信号, 客户端接收到时间同步帧或者原始信号后, 解析出其中的

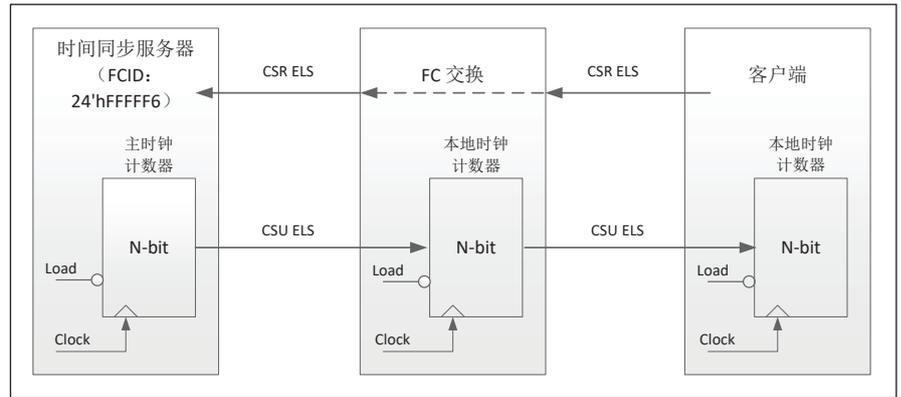


图 1 FC 网络中时间同步

RTC, 然后更新各客户端本地的 RTC, 实现与服务器的时间同步。

根据 Fibre Channel Framing and Signaling-4 (FC-FS-4) 协议规定, ELS 时间同步是客户端 (Client) 先向时间同步服务端 (Master) 发送时间同步请求帧 (CSR), 服务器端同意之后, 会向对应的客户端发送时间同步更新帧 (CSU), 如图 1 所示, CSU 帧中带有时间同步服务器生成 CSU 帧时的时间戳, 客户端收到 CSU 帧之后解析出其中的时间戳, 然后更新本地的 RTC, 实现客户端与服务器的时间同步。服务端一般会向每一个请求的客户端定时发送 CSU 帧, 防止本地 RTC 因为晶振误差导致本地时间计数器误差随时间而增大。PS 时间同步通过服务端定时发送连续的 SYNx、SYNy、SYNz 原语信号来实现时间同步, SYNx、SYNy、SYNz 原语信号携带有时间信息, 如图 2 所示, 每个原语信号 32bit, 相比于 ELS 时间同步, PS 时间同步占用链路带宽较小, 客户端接收并解析出 SYNx、SYNy、SYNz 原语信号中携带的时间值, 然后更新本地时间计数器, 实现时间同步。

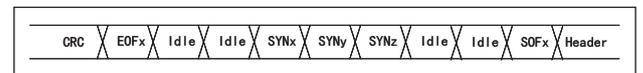


图 2 时间同步原语传输方式

在 FC 网络中, 无论是 ELS 时间同步还是 PS 时间同步, FC 交换芯片需要转发 ELS 时间同步帧或者 PS 时间同步原

语信号,实现服务端和客户端的时间同步<sup>[9]</sup>,同时FC交换芯片也可以作为FC网络中的时间同步服务器,向各个设备或者端口发送时间同步帧或者原语。由于FC交换芯片具有不可预知的转发延迟,因此转发ELS时间同步帧或者PS时间同步原语信号会引入新的误差,特别是经过多级FC交换芯片,这个误差将变得更大并难以确定,因此FC交换芯片需要对转发的ELS时间同步或者时间同步原语进行时间补偿,弥补经过FC交换芯片带来的时间延迟。

FC协议定义了时间同步的方法和原理,并提供了一种简单补偿交换芯片内补充交换调度延迟的方法,而没有考虑交换芯片接收端口、发送端口,以及光纤传输的延迟补偿,时间同步精度较低。FC网络ELS时间同步模型,模型中有一个时间同步服务器,一个时间同步服务端,一个时间同步客户端。FC客户端先向FC时间同步服务器发送时间同步请求帧(CSR),CSR经过交换转发至时间同步服务器,时间同步服务器收到CSR帧之后,会定时向时间同步客户端发送时间同步更新帧(CSU),同样CSU需要通过FC交换芯片转发至客户端,客户端收到CSU帧之后,解析出其中的时间信息,然后更新本地实时时钟,达到与时间同步服务器时间同步。

## 2 基于交换芯片的FC时间同步电路

### 2.1 FC交换传输延迟分析

经过分析,FC时间同步ELS或者PS在FC交换中具有不确定的传输延迟,如图3所示,FC交换网络的延迟主要有接收光纤传输延迟 $r_f$ 、FC协议链路接收通路处理延迟 $r_p$ 、FC接收帧缓冲延迟、FC交换转发延迟、FC发送帧缓冲延迟、FC协议链路发送通路延迟 $s_p$ 以及发送光纤延迟 $t_f$ ,其中 $r_f$ 和 $t_f$ 可以根据实际的应用场景,通过测量实际光纤的长度计算得到, $r_p$ 和 $s_p$ 跟FC交换端口的具体设计有关,这两部分的延迟可通过实际的情况加以补偿。对于

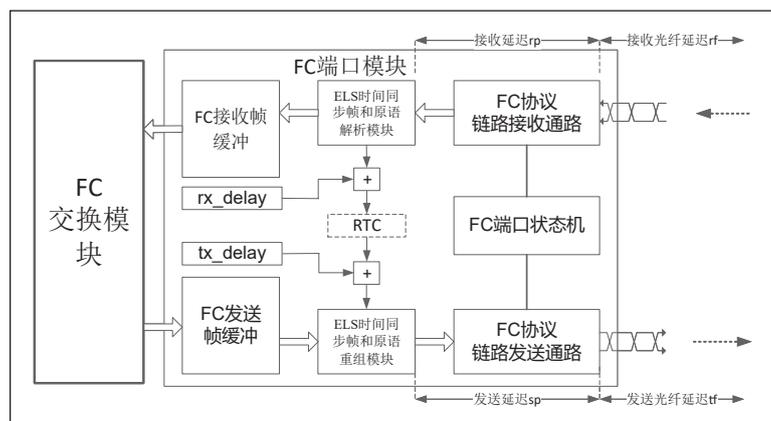


图3 基于FC交换的时间同步电路结构

ELS时间同步帧,FC接收帧缓冲、FC交换以及FC发送帧缓存的延迟可能根据交换实际拥塞情况的不同而不同;对于PS时间同步,时间同步PS不经过FC交换进行转发,但是FC发送通路需要在没有发送报文的情况下传输时间同步PS,这部分延迟也是不可预知的<sup>[10]</sup>。因此需要统计接收端解析出FC时间同步ELS或者PS时刻与发送端发送ELS或者PS时刻之间的延迟,然后进行补偿。

### 2.2 FC交换时间同步电路

根据以上的分析,本设计在接收通路和接收缓冲之间、发送缓冲和发送通路之间分别增加了时间同步解析模块和重组模块用于实现时间补偿。如图3所示,时间同步电路位于FC交换芯片的FC端口模块上,FC端口模块包括:FC协议链路接收通路、FC协议链路发送通路、FC端口状态机、FC接收帧缓存、FC发送帧缓存,基于FC交换芯片的时间同步延迟补偿电路包括:ELS时间同步帧和原语解析模块、ELS时间同步帧和原语重组模块、接收通路延迟补偿寄存器 $rx\_delay$ 及发送通路延迟补偿寄存器 $tx\_delay$ 。其中,ELS时间同步帧和原语解析模块用于对接收的ELS时间同步帧和时间同步原语进行解析;ELS时间同步帧和原语重组模块用于对接收的ELS时间同步帧和时间同步原语进行重组;接收通路延迟补偿寄存器 $rx\_delay$ 用于对FC协议链路接收通路的延迟进行补偿;发送通路延迟补偿寄存器 $tx\_delay$ 用于对FC协议链路发送通路的延迟进行补偿。 $rx\_delay$ 的值为 $rp+tf$ , $tx\_delay$ 的值为 $sp+rf$ 。

在进行时间同步之前,使用ELS时间同步帧或者时间同步原语进行时间同步操作,得到对应的FC协议链路接收通路处理延迟 $r_p$ 和FC协议链路发送通路处理延迟 $s_p$ 值。测量接收和发送光纤的长度,将所述接收和发送光纤的长度分别除以光速,得到接收光纤传输延迟 $r_f$ 和发送光纤传输延迟 $t_f$ 值。配置 $rx\_delay$ 的值为 $rp+tf$ ,配置 $tx\_delay$ 的值为 $sp+rf$ 。

整个补充原理可概括为:时间同步解析模块完成时间同步ELS和PS的解析,解析出时间同步信号中的时间信息,然后加上接收光纤传输延迟 $r_f$ 和FC协议链路接收通路处理延迟 $r_p$ ,补偿之后的时间值与当时时间同步服务器的时间相近,然后更新本地的RTC,此时本地RTC将基于更新之后的值进行计时。在发送端,发送时间同步PS或者ELS帧时,先从本地RTC中读取时间值,然后加上FC协议链路发送通路延迟 $s_p$ 和发送光纤延迟 $t_f$ ,使用补偿之后的时间值更换即将发送的时间同步PS或者ELS帧中的时间值,重新组装新的时间同步原

语或者帧发送出去，实现时间同步原语或者帧在 FC 交换的透明传输。

### 3 实验测试

根据时间同步服务的场景，我们利用 JDSU FC 测试仪与 FC 交换芯片 NFS6400 形成 server 端点和 client 端点对接网络，并采用以 xilinx vu440 系列 FPGA 芯片为基础的原型验证平台，通过光纤连接，组成了与实际情况相吻合的验证环境，如图 4 所示。

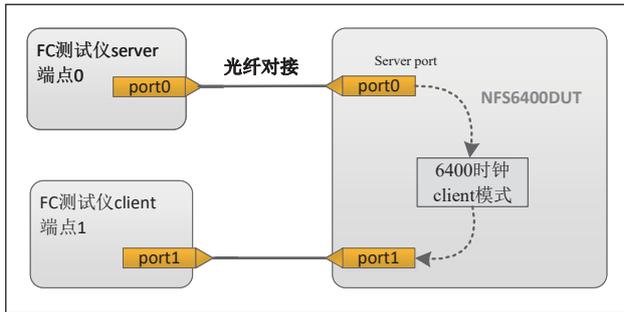


图 4 交换为 Client 模式

#### (1) FC 交换为 Client 模式

FC 交换 Client 模式主要实现时间同步信号的转发，设置 FC 测试仪其中一个端口为 Master 模式，另一个端口为 Client 模式，两个端口分别与交换相连，如图 4 所示，Master 端口通过交换向 Client 发送时间同步信号，通过交换转发实现 Master 与 Client 的同步，如图 5 所示，Client 实现了与 Master 的同步。

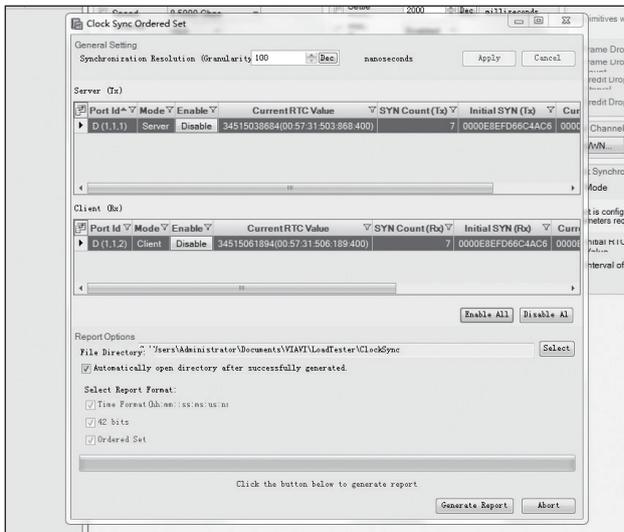


图 5 FC 交换为 Client 模式时间同步测试

#### (2) FC 交换为 Master 模式

FC 交换在 master 模式下，主动向其他 Client 端口发送时间同步信号，实现网络的同步，如图 6 所示，从图中

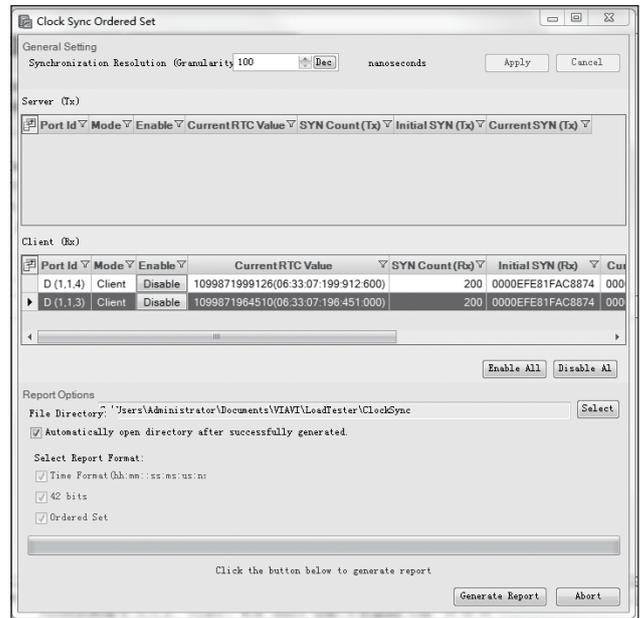


图 6 FC 交换为 Master 模式时间同步测试

可以看出，两个 Client 接收的时间误差在 100ns 以内。

### 4 结论

针对现有 FC 协议没有考虑交换芯片的接收端口、发送端口、交换转发以及光纤传输的延迟补偿，时间同步精度较低的问题，本文基于 FC 协议时间同步原理对 FC 交换延迟进行了分析，提出了一种时间同步实现方式，验证结果表明该时间同步方式时间同步精度高，时间误差可以控制在 100ns 以内。本文的 FC 时间同步电路适用于 FC 协议中的时间同步原语与 ELS 时间同步帧，同样适用于传统的时间同步服务器或者客户端，硬件电路实现简易，精度高，进一步提高了 FC 网络的时间同步精度，可有效提高 FC 网络的效率。后续还将在同步精度方面继续进行探索与优化，以适应 FC 网络更大规模的应用。

#### 参考文献

- \* [1] 翟雁燕. 光纤通道技术浅谈 [C]// 全国计算机信息管理学术研讨会. 中国科学技术情报学会, 2003.
- \* [2] 陈景国, 田刚. 数字集成电路设计中的低功耗分析 [J]. 电子元件与信息技术, 2023,7(06):144-147.
- \* [3] 胡俊, 樊晓桠, 卜宪宪. 光纤通道交换体系结构的设计 [J]. 计算机工程与设计, 2008(22):5688-5690.
- \* [4] 李攀, 田泽, 蔡叶芳, 等. FC 时钟同步电路设计与实现 [C]// 第十七届计算机工程与工艺年会暨第三届微处理器技术论坛论文集 (上册). 2013.
- \* [5] 王江舟. FC 节点机芯片中时间同步模块的设计与验证 [D]. 西

(下转第 40 页)

# 基于蓝牙技术的智能戒烟盒设计

郑铤樾<sup>1</sup>, 曹搏承<sup>1</sup>, 王恩可<sup>2</sup>, 李奕彤<sup>1</sup>

(1. 沈阳航空航天大学 自动化学院, 辽宁沈阳, 110036;

2. 沈阳航空航天大学 航空宇航学院, 辽宁沈阳, 110036)

**摘要:** 我国目前仍存在庞大的吸烟群体, 其中很大一部分烟民想要戒烟却难以实现。戒烟是一个难以控制抽烟欲望、漫长、需要循序渐进的过程, 他们在戒烟过程中不仅会难以控制吸烟的行为, 还会存在担心香烟长时间存放导致烟叶质量下降造成已购香烟浪费的矛盾心理而影响戒烟。针对此种现象, 团队设计了一种以单片机技术为核心, 集外接蓝牙控制、APP开发以及控制、网络交流平台、监护人模式等多功能为一体的智能戒烟辅助系统, 帮助戒烟人士无痛戒烟, 提高身体健康水平。

**关键词:** 蓝牙技术; 智能戒烟辅助系统; 单片机技术; APP开发

## 0 引言

《中国吸烟危害健康报告 2020》指出, 人群吸烟率仍维持在较高水平, 与《“健康中国 2030”规划纲要》提出的控烟目标尚有较大差距。一般来说, 香烟拆开封装后, 超过三天暴露在空气中的烟叶吸收水分口感质量变差。工厂对香烟的存放一般都有着严格要求, 温度在 4°C 左右、湿度保持在 60% 储存条件最佳。通过实况测试以及问卷调查显示, 以烟龄 3 年左右有戒烟想法的大学生为例, 他们表示, 戒烟是一个难以控制抽烟欲望、漫长、需要循序渐进的过程, 他们在戒烟过程中不仅会难以控制吸烟的行为, 还会有担心香烟因受潮口感变差烟叶质量下降造成已购香烟浪费的矛盾心理。

针对戒烟困难现象我们设计了一款戒烟辅助系统, 本系统分为硬件软件两部分, 分别为智能戒烟盒和戒烟 APP 平台。此系统设计一共有三大目的, 一是为了促进人们戒烟, 针对部分自控力能差同时想要戒烟的人群, 通过设计一款智能烟盒定时解锁烟盒功能以控制戒烟用户吸烟, 软件开发部分不仅方便了设备的控制, 同时构建用户社区平台引入公域流量促进戒烟用户共同交流分享心得, 达到共同戒烟的目的。二是为了保持已经开封的香烟的新鲜度, 由于戒烟人群抽一盒

烟周期较长, 故而需要一款设备来保持香烟的新鲜度, 让香烟存储环境温度控制在 4°C 左右, 湿度要保持在 60% 左右。

三是为了防止挤压对香烟造成的破坏。软件部分不仅可以使硬件运行的可控, 还具有监测信息、云端交流等功能。旨在针对这些自控能力差的戒烟人群成功戒烟。

## 1 系统总体方案设计

本系统设计通过使用 STM32F103C8T6 单片机、DHT-11 温湿度传感器模块、雾化片、风扇模块、半导体制冷片、PTC 加热片、充电模块。湿度控制部分以 STM32F103C8T6 单片机作为主控, DHT-11 数字温湿度传感器将采集到的湿度信号传送给 STM32F103C8T6 单片机, 手机 APP 实时显示。手机 APP 由已经设计完成, 通过 HC-05 蓝牙模块将手机 APP 与装置通讯连接, 用户通过手机 APP 可以获取装置状态信息、选择装置工作模式、设置合适湿度阈值、控制控湿时长、设置烟盒锁定时间, 装置程序设计框图如图 1 所示。另设有点烟器、盛放糖果装置人性化部分。

## 2 硬件结构设计

装置整体结构严谨, 在盛放烟草装置四周分布各个模块, 进行连通布线。内部底部空间安装单片机、DHT-11 温

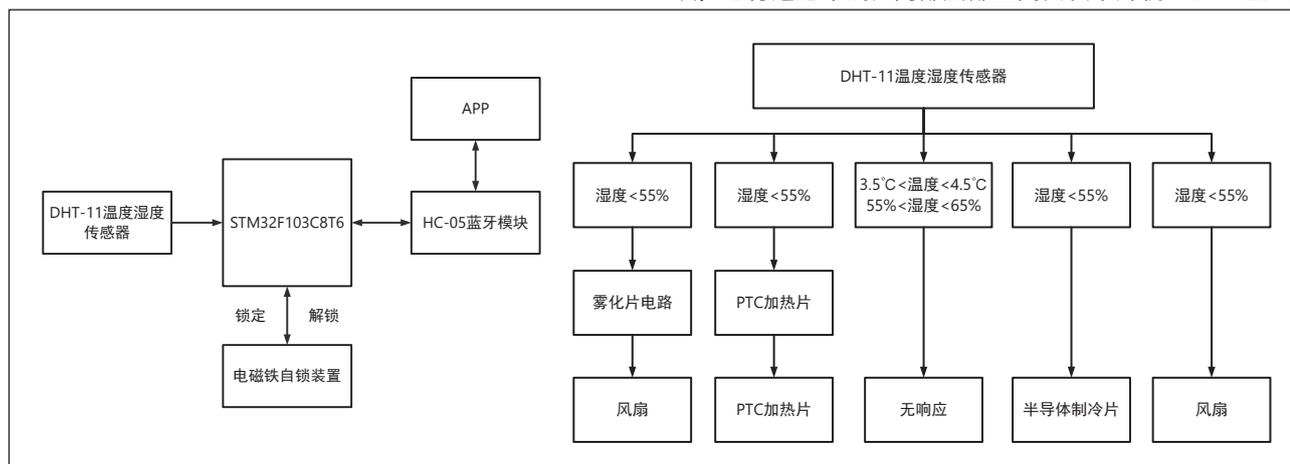


图 1 装置程序设计框图

湿度传感器、HC-05 蓝牙模块。锁体部分安装风扇模块、拔塞加水的储水箱，储水箱外壳中间放置雾化片，周围保证防水。盛烟槽四周安装 PTC 加热片、半导体制冷片、蓄电池、点烟器、盛放糖果装置，蓄电池与两种充电端口位于装置底部，支持安卓接口与 TYP-C 接口充电。为使温湿度传感器检测数据不受干扰，获得准确检测数据，将 DHT-11 温湿度传感器与雾化片、PTC 加热片、半导体制冷片分别安装在外围，合理排线连接主控电路，同时为使戒烟者有效控制吸烟频率，设计烟盒自锁装置，由电磁铁进行装置的锁定。为使装置内水雾、热气、冷气均匀分布，同时不阻碍水汽的喷出，将小型风扇装置，并且在上方、对面底盘打孔，促进装置内空气流，增设卡槽以保证设备硬件连接。其爆炸视图如图 2 所示，实物图如图 3 所示。

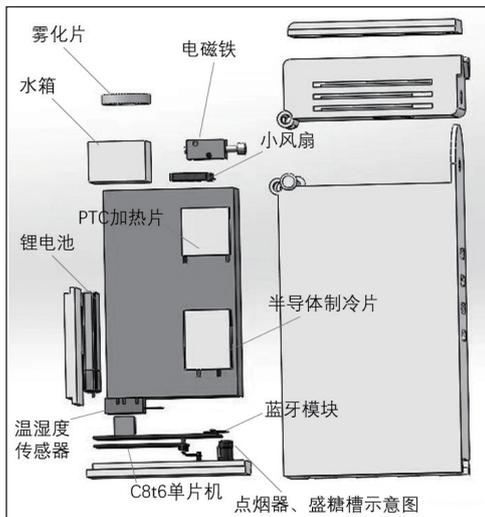


图 2 装置爆炸视图



图 3 装置实物图

## ■ 2.1 蓝牙通信模块

蓝牙通信模块是智能戒烟盒硬件与手机 APP 交换数据的通道，蓝牙通信模块一般以串口的形式与单片机相连，

本文选用的是 HC-06 蓝牙串口从机模块，模块上引出了 VCC、GND、TXD 和 RXD 四根管脚。HC-05 蓝牙模块通过串口与 MCU 或其他设备进行通信，可以使用 UART、USB 等接口进行通信。蓝牙通信分为两种模式：主机模式和从机模式。HC-05 蓝牙模块可以设置为主机模式或从机模式，实现与其他设备的通信。蓝牙模块可以传输串口数据、音频数据、图像数据等多种类型的数据。蓝牙通信模块与单片机连接原理图如图 4 所示。

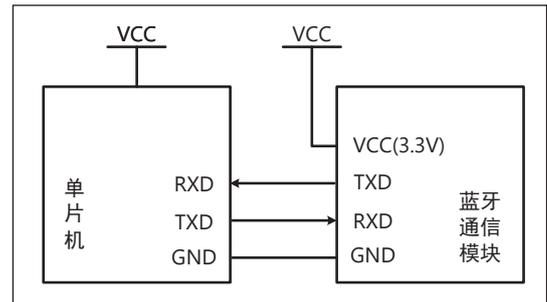


图 4 蓝牙通信模块与单片机连接原理图

## ■ 2.2 温湿度传感器模块

DHT-11 数字温湿度传感器负责检测智能烟盒内的湿度情况，并反馈给单片机。它应用专用的数字模块采集技术和温湿度传感技术，确保产品具有极高的可靠性和卓越的长期稳定性。该产品具有品质卓越、超快响应、抗干扰能力强、性价比极高等优点。DHT-11 数字温湿度传感器是一款带有已校正数字信息输出的温湿度复合传感器，内部由一个八位单片机控制一个电阻型感湿器件和一个 NTC 测温元件。其温度测量范围为  $0^{\circ}\text{C} \sim 50^{\circ}\text{C}$ ，误差在  $\pm 2^{\circ}\text{C}$ ；湿度的测量范围为  $20\% \sim 90\% \text{RH}$ ，误差在  $\pm 5\% \text{RH}$ 。

## ■ 2.3 温湿度控制模块

半导体制冷片是一个热传递的工具。当一块 N 型半导体材料和一块 P 型半导体材料联结成的热电偶对中有电流通过时，两端之间就会产生热量转移，热量就会从一端转移到另一端，从而产生温差形成冷热端。

超声波雾化片利用电子高频震荡（振该电子振荡对人体及动物无伤害），通过陶瓷雾化片的高频谐振，将液态水分子结构打散而产生自然飘逸的水雾，当水位低于水位开关时，雾化器会自动停止工作。

PTC 加热片采用 PTC 陶瓷发热元件与铝管组成。该类型 PTC 加热器有热阻小、换热效率高的优点，是一种自动恒温、省电的电加热器。PTC 产品有自动节能的特性，当加热器把环境温度提升后，其功率会逐渐降低，本装置采用  $5\text{V}/50^{\circ}\text{C}$ 、 $0.3 \sim 1\text{W}$  的加热片。

本装置选择的风扇模块电压 5V，电流 0.12A，尺寸

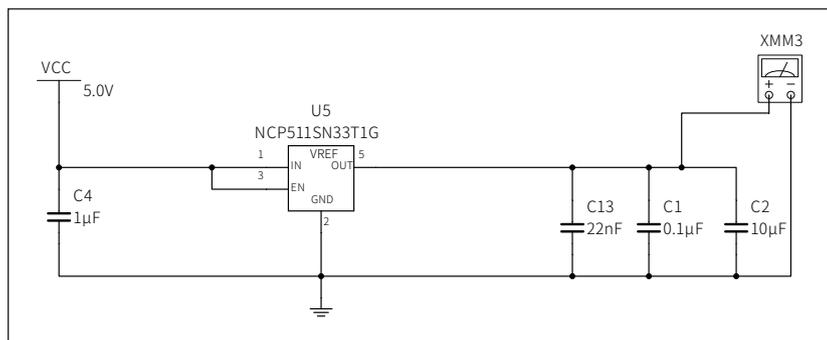


图 5 电源电路原理图



图 6 手机 APP 页面

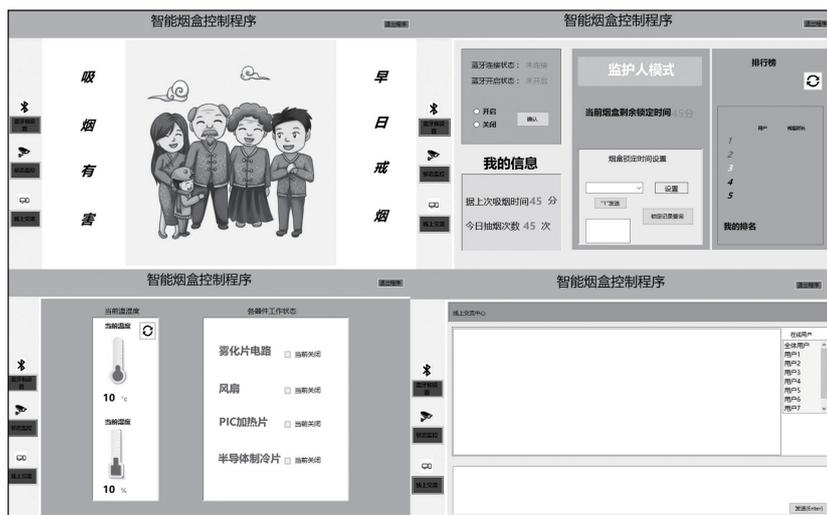


图 7 监护人模式页面组图

20mm×20mm×10mm，用来将雾化片产生的水汽扩散至智能烟盒内的各个空间。

#### ■ 2.4 装置锁定模块

采用超小型化贯穿式电磁铁，输入电压为 3V，当其电压小于 3V 时电磁铁伸出，装置锁定；当电压大于 3V 时，电磁铁收缩，装置解锁。

#### ■ 2.5 电源电路

选用 5V 可充电锂电池，供电相应原件需要降压，采用

LDO 电源电路，可以作为线性稳压器，将 5V 电压转化输出为 3.3V。电源电路原理图如图 5 所示。

#### ■ 2.6 主控模块

采用 STM32F103C8T6，其小巧、成本低、高性能等优势是对装置进行良好控制的最优选择。

### 3 应用程序设计

Java 程序语言易于应用和理解，它与其他传统的编程语言手段的不同之处在于 Java 编程语言不是对整个程序的结构整体化进行改变，而是进行一个阶段性的编写，模块之间同样是相互之间联结的。Java 语言在其可靠性上的要求较高，通过自己的安全防护机制可以有效防止病毒，这可以使得 Java 编程语言能够成为非常安全的编程语言。正是由于 Java 以上优点，保证了智能烟盒运行的可行性与稳定性。Java 网络编程系统语言在准确处理软件网络间的信息交换方面同样有着强大的技术优势，在 APP 开发应用过程中，看护人不仅能够直接进行实时监督和远程操纵，将 APP 可执行性充分发挥提高到最大应用程度，为看护人提供更良好的软件使用交互体验。

应用程序 APP 是 Android 手机与蓝牙型智能戒烟盒的主要交互途径，本 APP 通过蓝牙模块将设备与手机进行连接通讯，接受其传递的电信号并在 APP 内显示温湿度以及电量百分比。当由 APP 控制其锁定时间时，向设备发送电信号控制微型电机进行自锁，由手机自动定时，当时间达到预期，可发送电信号到设备控制微型电机进行解锁。另外

具有显示设备的信息、信息记录查询等一系列功能。针对戒烟者自己戒烟容易产生枯燥乏味心理，设计了用户社区交流平台，其中包含个人信息查询、交流中心、未抽烟时长排行榜等功能，不仅可以戒烟者实现良好的交流，也能促进戒烟者的竞争、正向比较心理，实现共同进步、共同戒烟的目的。其中排行榜功能，我们会定期为周榜月榜年榜排行靠前用户发放奖励，一定程度上促进戒烟者戒烟，

(下转第 23 页)

# 基于 AT89C51 的北方设施农业大棚温控系统设计

贾超<sup>1</sup>, 侯彦泽<sup>2</sup>, 张奥<sup>1</sup>

(1. 内蒙古工业大学 内蒙古呼和浩特, 010010; 2. 大连市气象服务中心, 辽宁大连, 116001)

**摘要:** 基于大数据和物联网的智慧设施农业发展迅速, 结合北方气候和经济的实际情况, 本文从便捷高效的角度提出了一种设施农业控制系统设计方案。基于 AT89C51 单片机的农业大棚监控系统可实现对大棚内温度、湿度、光照等参数的实时采集, 并且可以通过物联网传输到云端, 一旦发现高温等异常情况, 自动报警并采取相应的通风等控制措施, 实现对大棚内环境的监控和管理, 同时还可以实现手机等终端的远程控制, 方便农业生产者的管理和维护。

**关键词:** 设施农业; 智慧农业大棚; 物联网; 云端定制

## 0 引言

智慧设施农业是指在室内或半室内利用现代信息技术和智能化设备, 对农业生产过程中的种植、养殖、管理等进行全方位、全过程的智能化管理, 以提高农业生产效率、质量和可持续发展水平的一种农业生产方式。目前, 荷兰的设施农业技术已经发展成为一个高度智能化、自动化和数字化的农业生产系统。日本、以色列、美国等国在设施农业领域的自动化和智能化程度较高, 具有一定的特色和优势<sup>[1]</sup>。我国的设施农业发展, 主要以温室和大棚为主。2016年, 我国设施农业总面积已经达到 1.8 亿亩, 占全国耕地面积的 8.3%, 已然成为我国农业生产的重要组成部分。通过采取政策、财政和技术支持, 市场推广, 建设示范基地等措施, 加大发展设施农业的支持力度, 加速提升相关产业的自动化、数字化和智能化程度, 效果显著<sup>[2]</sup>。

首先, 设施农业的南北地区经济发展不均衡, 呈现“南强北弱”的格局<sup>[3]</sup>。其次, 相较发达国家, 我国相关技术水平还存在差距, 仍有提升空间。再次, 设施农业的成本较高, 这成为制约该产业发展的一个因素<sup>[3]</sup>。最后, 设施农业的可持续发展需要绿色低碳节能的技术作为支撑。

针对我国北方设施农业发展面临的问题, 本文提出一种基于 AT89C51 的设施农业控制系统设计方案。

## 1 设计方案

系统设计内容是通过物联网技术, 制作出能够实现控制农业大棚内环境、故障调整、异常报警, 信息无线上传、远程终端监控功能的智能农业大棚内环境监控系统。基于物联网和 AT89C51 的智能农业大棚内环境监控系统由硬件系统和软件系统构成, 利用 ESP8266 通信模块可通过 MQTT 协议与云端以及终端产生有效连接, 实现远程通信、远程监控功能<sup>[4,5]</sup>。

### 1.1 硬件系统设计

硬件系统是智能农业大棚内环境监控系统的骨干, 它由程序调控, 通过驱动电路对外设进行操作, 充分发挥无

线通信的优势, 实现数据的上传显示和远程操控, 故本系统设计思路如下。

#### 1.1.1 主控硬件框架

鉴于北方大棚农业生产的现实情况, 从成本角度出发, 本着简单实用的设计思路对硬件电路进行设计。硬件结构由六部分组成, 分别是主控模块、传感模块、显示模块、驱动模块、通讯模块和电源模块。

(1) 主控模块: 主控芯片是 AT89C51 型单片机, 采用爱特梅尔公司 (ATMEL) 设计生产的 MCS-51 (是采用超大规模集成电路技术把具有数据处理能力的中央处理器 CPU、随机存储器 RAM、只读存储器 ROM、多种 I/O 口和中断系统、定时器 / 计时器等功能集成的电路芯片) 作为微控制器, 可直接连接驱动电路, 负责处理接收到的数据并产生控制信号来唤醒驱动模块;

(2) 传感模块: 由布设在大棚空间内多个不同区域预设点位的温度传感器、湿度传感器和光敏传感器构成, 负责采集大棚内环境各预设点位的温度、湿度和光照数据;

(3) 显示模块: 其核心部件是 SMG12864ZK 液晶显示模块, 负责实时显示大棚内各项指定的环境监测数据;

(4) 驱动模块: 主要负责将弱电转换为强电, 驱动和控制如通风照明系统、滴灌系统和采暖系统等外设, 产生相应的执行动作, 对大棚内环境进行调节, 且数据异常时可触发预警系统;

(5) 通讯模块: 采用 ESP8266 模块 (是一款高性能的 WiFi 串口模块, 内部集成 MCU 能实现单片机之间串口通信, 是目前使用最广泛的一种 WiFi 模块之一, 可将其简单理解为一个 WiFi 转串口的设备) 进行云端连接, 通过主控板的 UART 端口 (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter 通用异步收发器, 芯片间的通信接口) 实现数据信息的系统与终端间交互, 即可实现将主控模块处理的数据上传云端, 下传控制指令;

(6) 电源模块: 负责将市电转换为稳定地电路的额定电流和电压驱动整体电路正常工作。特别指出的是, 供电设计采用扁平耦合器 TLP127 (适用于贴片安装, 包含一个电

化镓红外发光二极管，该二极管光耦合到一个达林顿光电晶体管，适合工作范围为 -55°C ~100°C) 为供电电路消除前期噪声，防止漏电情况发生。

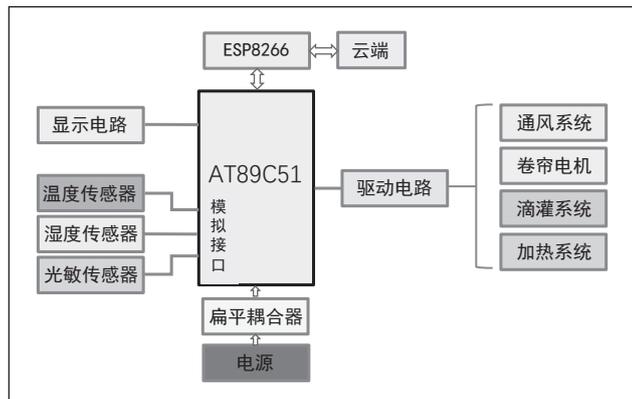


图 1 硬件组成框图

### 1.1.2 供电安全及显示

基于 AT89C51 的农业大棚控制电路设计中，扁平耦合器 TLP127 可以用于隔离输入输出信号，防止信号干扰和电气隔离，提高系统的稳定性和可靠性。具体来说，AT89C51 单片机的输入输出电路是通过晶体管或 MOS 管来完成的，其与外界存在电学连接，使输入输出端口易受到外部电气噪声或漏电流等异常信号干扰，导致单片机运行不稳定甚至崩溃。扁平耦合器 TLP127 通过光学信号隔离输入输出信号，避免了电学连接，从而有效地消除电气噪声和漏电流等异常信号的干扰，提高了系统的稳定性和可靠性。该耦合器还具有高耐电压、高速响应、小封装体积的特点，被广泛地应用于农业大棚控制电路中。

SMG12864ZK 模块是 128×64 点阵的汉字图形型液晶显示模块，可显示汉字及图形，内置国标 GB2312 码简体中文字库、128 个字符及 64×256 点阵显示 RAM。提供 8 位并行、串行两种连接方式和两种界面来连接微处理机。具有光标显示、画面移位、睡眠模式等功能。可以显示三种字型，三种字型的选择由写入 DDRAM 中的编码决定。

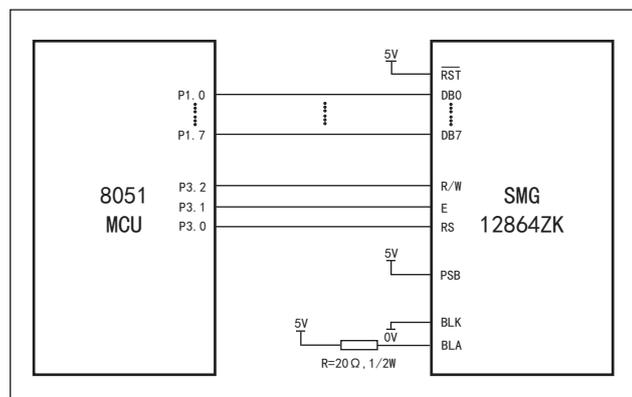


图 2 SMG12864ZK 的 8 位并行电路连接示意图

## 1.2 软件系统设计

为突出简约实用的特点，更好地适用于北方农业大棚生产，结合成本等多方面现实因素考量，在保留现有设施农业大棚内环境监控系统优势的基础上，对其功能进行了整合和简化，主程序设计采用模块化设计理念，使其脉络简洁清晰，便于查找问题和后期运维。主程序包含初始化程序模块、数据采集程序模块、数据传输程序模块、控制程序模块、预警程序模块。主程序框图见图 3。

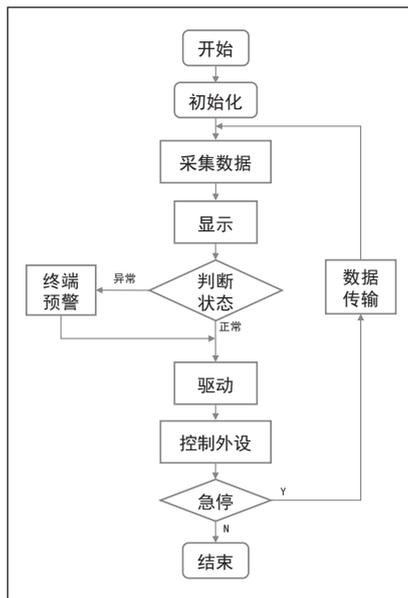


图 3 主程序框图

各个程序子模块的功能设计如下：

(1) 初始化程序模块：用户验证信息后登录，程序即进入初始化操作流程。程序初始化同时完成网络传输初始化、状态开关初始化、模拟采集量初始化、数字采集量初始化、驱动初始化五个部分工作。初始化的目的是完成对各个管脚复位、清空临时缓存、设定数据采集频次为 20~60s/次，默认 60s，设定数据上传时间间隔 5~10min/次，系统默认 5min/次。

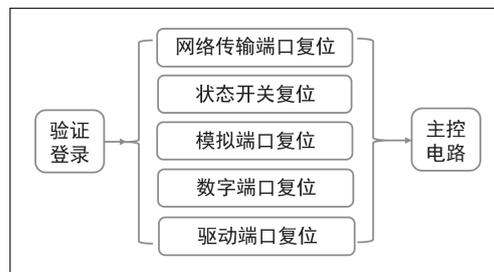


图 4 初始化流程

(2) 数据采集程序模块：大棚内各预置设定点位的传感器，通过识别主控芯片发出的相应指令完成对大棚内各项环境参数的采集和数字滤波处理工作。

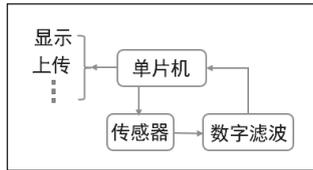


图5 数据采集流程

(3) 数据传输程序模块：完成数据上传与命令接收。按照 (1) 中的相应的规定时间间隔设定，将规定时间间隔内获得的数据打包传输至云端，且实时接收云端发出的控制指令，实现远程控制和信息交互。

(4) 控制程序模块：对各预设点位采集到的数据进行处理和判断，对不同的外设生成相应的控制信号，最终由驱动单元对执行外设进行控制，达到及时调节大棚内环境参数的目的。

(5) 预警程序模块：监控各外设和既定程序是否正常运转，依据阈值设定预警环境参数的异常，利用断点判断程序是否正常，如程序“卡死”即预警，并自动重启。外设设有程序手动复位开关和终端界面故障灯亮起等提示性功能。

### 1.3 网络设计

网络架构，是智慧设施农业大棚内环境监控系统设计的核心，是联系各功能执行硬件、实现数据传输和协调外设的纽带。本系统的网络设计由物联网、通信协议、云端配置和 Web 界面四个部分构成。

#### 1.3.1 物联网架构

物联网由传感层、网络层、交互层和应用层组成。传感层主要是负责通过传感器来识别和收集信息，AT89C51 主控板通过不同接口形式的传感数据来学习传感层的数据构成；网络层负责传输上述信息，利用 AT 指令，将数据通过 WiFi 传送到物联网云端。交互层负责数据的鉴权、接入和转发。通过阿里云和 MQTT 协议，接入云平台需要的鉴权方式。应用层负责结合具体的应用需求，利用可视化工具，建立服务、Web 显示、调度和控制界面，便捷地编制出终端控制的 APP 在云端上对数据进行计算和处理，以此来实现智能化的物联网应用。

#### 1.3.2 通信协议

目前，物联网硬件控制单元与用户终端通信方式多数是基于 HTTP，即超文本传输协议，但存在对网络资源消耗较大、延迟较高等问题，无法满足需求<sup>[3-7]</sup>。而紫峰通信协议 Zigbee 易受干扰，远距离通信能力不佳，应用在远程物联网智慧设施农业大棚内环境监控系统中会放大这一劣势<sup>[6,7]</sup>。MQTT 协议是基于客户端到服务器，支持消息发布和订阅的消息传输协议<sup>[7]</sup>，其代码占用空间低，可应用于高延迟、宽带有线网络。阿里云平台，其远程通信 (MQTT\Nbiot) 通过公有云代理服务器进行，由 API 接口可连接到阿里云平台。

UI 界面简洁易学，可按需定制功能。提供相应的 Web 页面，支持云存储，数据处理等操作。采用 MQTT 协议，这与当下的使用环境更加匹配，AT89C51 主控板也可兼容。

#### 1.3.3 云端配置

监测功能是智慧设施农业大棚内环境监控系统的主体功能，利用传感器、无线网络等技术优势，以阿里云为云端平台为媒介，通过无线网络模块上传数据，将获得的信息形成可视化 UI 界面，为用户提供更加便捷可靠的使用体验。登录云端后，在设置选项中显示实际应用场景涉及的大多数常见功能属性，用户可根据需求挑选需要监管控制的功能属性，实现个性化定制。

默认模块	功能名称 (全部)	标识符	数据类型	数据定义	操作
属性	灯光Y (自定义)	PowerswitchY	enum (枚举型)	枚举值: 0-关闭, 1-开启	查看
属性	灯光开关G (自定义)	PowerswitchG	enum (枚举型)	枚举值: 0-关闭, 1-开启	查看
属性	灯光开关R (自定义)	PowerswitchR	enum (枚举型)	枚举值: 0-关闭, 1-开启	查看
属性	风扇状态 (自定义)	Fan	enum (枚举型)	枚举值: 0-关闭, 1-开启	查看
属性	水泵状态 (自定义)	WaterOutletSwitch	enum (枚举型)	枚举值: 0-关闭, 1-开启	查看
属性	光照度 (自定义)	LightDetector	int32 (整数值)	取值范围: 0 - 65535	查看
属性	可燃气体检测 (自定义)	GasDetector	int32 (整数值)	取值范围: 0 - 10000	查看

图6 自定义功能界面

依据用户需求设定属性和功能后，即可以进入个人定制的状态监控界面，通过云端与大棚的数据传输，实现对设施农业大棚内环境的远程监控。可结合实时显示的各项数据，实现对大棚内环境参数的远程手动管理和外设的控制功能。

大棚编号	551	温度	24.1℃
湿度	10%	光照度	0 (关)
风速	0 (关)	风向	0 (关)
土壤湿度	0 (关闭)	土壤湿度	20%
土壤温度	1 (开)	土壤温度	14.5℃
水泵开关	0 (关)	手动报警开关	0 (关)

图7 Web 界面

智能农业大棚内环境监控系统是一款以计算机、物联网等技术紧密综合的智能服务系统，虽然以物联网应用为基础，在智能化、数据化管理、实时监测、远程控制等方面有着明显的优势，但也面临着一定的技术风险等劣势。首先是安全风险问题。AT89C51 的芯片安全性较低，容易受到攻击和恶意软件的侵害。其中，监控系统需要通过云计算和物联网技术进行数据传输和交互，存在网络安全问题。对于该问题至今仍在寻求和尝试低成本且效果良好的解决方案。

## 2 结语

自“十四五”规划以来，我国为更好地保障人民的“粮”

(下转第 27 页)

# 物联网大棚农作物生长环境参数监测系统设计

李联鑫, 梁冀, 林雪琼, 李才懿

(广西民族师范学院 数理与电子信息工程学院, 广西崇左, 532200)

**基金项目:** 广西民族师范学院2023年国家级大学生创新创业训练计划项目 (项目编号: 202310604008)。

**摘要:** 随着农业现代化的普及, 智慧农业将会成为推进农业现代化发展的第一动力。对于大棚农业种植而言, 大棚内环境生态系统的监测是农业生产中的重要环节。本系统是立足于农业现代化建设背景下, 设计的一款物联网大棚农作物生长环境参数监测系统, 可实现对农作物生态系统中的多种信息数据进行采集并监测。系统设计主要是由多传感器采集模块、无线网络终端、移动端管理监测平台三大部分组成, 其中, 传感器模块用于收集大棚农作物以及环境参数数据; 无线网络终端可实现远程精准控制大棚内温湿度变化的功能; 移动端管理监测平台则可实现远程监控大棚环境变化功能。三大功能模块的有机结合, 可以有效地对大棚农作物生长环境的温湿度、光照强度、土壤环境、风速强度、紫外线强度进行实时采集与监测, 进一步提高大棚的精准化、智能化管理, 实现更高的生产量; 系统测试表明在这款大棚农作物生长环境参数监测系统的管理下, 能够更好地获取大棚内农作物与环境的参数, 并加以调整。在智能化管理下, 农作物的生产量更高, 收获的农作物质量也更高。

**关键词:** 物联网; 农业大棚; 环境监测; 手机APP; 无线网络

## 0 引言

目前, 我国农业当前情况是“大国小农”, 农业产业正面临着从业人员不足, 老龄化, 农业用地逐渐下降等问题, 农业生产也面临越来越多的挑战。自党的第十三届人民代表大会常务委员会之后, 我国就开始全面实施乡村振兴战略, 同时农业也进行了全面升级, 打破了传统的农业生产模式, 向新型的智慧农业转变, 加快了农业现代化的建设。在智慧农业中, 农业大棚是近年来备受欢迎的一个重点研究方向, 研究人员通过对农业大棚进行设计, 根据农作物的生长需求, 设定大棚内的适合农作物成长的生态环境, 以提高农作物的生产量。为实现面向农业大棚的物联网监测系统的开发, 利用多样传感器、通信网络与手机 APP 分别完成大棚生态参数的采集、数据终端、监测平台的组建, 可对农业大棚内的环境变量进行实时的采集、传输和监测, 同时也可通过手机 App 对设备进行修改与调整, 为农作物提供更好的生态环境的同时, 也彻底减轻了农业从事人员的工作负担。

## 1 研究内容

农业大棚环境参数实时监测系统是以 STM32 单片机为核心硬件, 结合多参数物联网技术的检测调节系统, 通过温湿度处理模块、光照监测模块、空气烟雾检测模块、土壤监测模块、大气压监测模块、紫外线检测模块、风速检测模块对大棚的各个环境参数进行采集, 并传送至控制核心, 核心硬件对数据进行分析并处理, 将处理后的数据上传至物联网云平台, 通过手机 APP 远程监控农业大棚内各个参数及设备控制, 从而实现更加精细化、智能化的农业生产。

为了实现上述条件, 本系统将从以下几个方面进行研究。

(1) 总体架构设计。为了能够给农作物提供更加合理的生长环境, 系统需要对农业大棚进行合理的架设, 选择

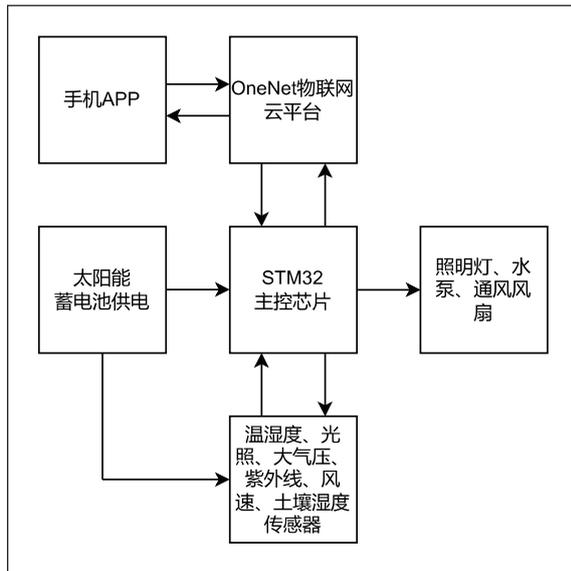


图1 系统设计总体框图

合适的供电方式, 使其能更高效且经济地为棚内各个模块供电。由于采集的环境参数多种多样, 因此需要建立有效的监测控制系统, 自动控制大棚内的各个设备, 能够根据需要实时开启或者关闭指定设备, 根据需求调节棚内的各个参数, 为农作物提供更舒适的生长环境。

(2) 传感信息采集。采用各个模块组成数据采集系统, 主要负责大棚内空气温度、湿度、光照强度, 土壤湿度、水分以及 CO<sub>2</sub> 浓度等环境参数实时采集和传输。针对采集数据的参数建立适合的传输方式, 使其能准确上传、存储数据。根据上传数据, 控制核心可以根据传输的数据, 调节农作物最佳的生长环境。

(3) 监测平台的选择。为了保证数据的安全性和用户的操作便利性, 增强用户体验感, 建立一款安全、可靠、便捷的监测数据平台是十分必要的, 可以方便用户随时随地查询农作物的环境参数。

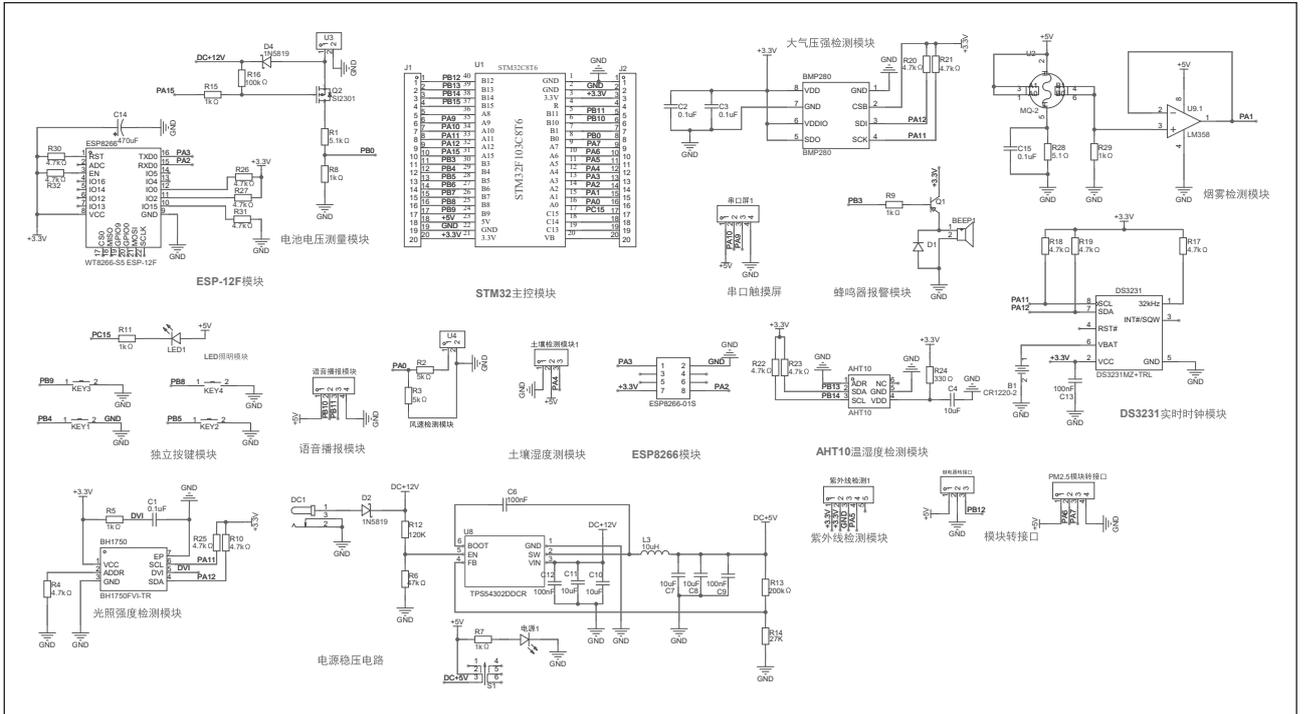


图 2 电路原理图

## 2 设计方案

基于 STM32 的物联网大棚农作物生长环境监测系统由硬件和软件相结合设计完成，硬件部分由 STM32 主控模块、温湿度处理模块、液晶显示模块、光照监测模块、语音播报模块、可燃气体检测模块、土壤监测模块、大气压监测模块、紫外线检测模块组成。软件部分主要完成 STM32 的对传感器采集的环境数据处理及云平台的连接和手机 App 相结合，负责各项数据的监测和控制各个设备，实现对大棚内各种参数的实时监测和调整，系统设计总体框图如图 1 所示。

## 3 硬件设计

智慧农业大棚系统的电路原理图如图 2 所示，主要由 STM32、与 WiFi 模块以及多个传感器模块组成。

### 3.1 主控模块

STM32F103C8T6 是 ST 公司生产的 Cortex-M3 处理器内核的 32 位微控制器，具有高效能、低能量消耗、低电压，丰富的通信接口等特点。基于 STM32 系统的各个性能和 STM32F103C8T6 芯片的特点，本设计采用 STM32F103C8T6 作为主控对农业大棚的内部环境检测以及设备的控制，辅助由电容，电感形成的外部晶振电路形成单片机的系统时钟电路，保证其能正常工作，以便对采集后的数据上传至云平台。

### 3.2 BH1750 光照检测模块

光照传感器采用 BH1750。BH1750 内部由 photodiode、

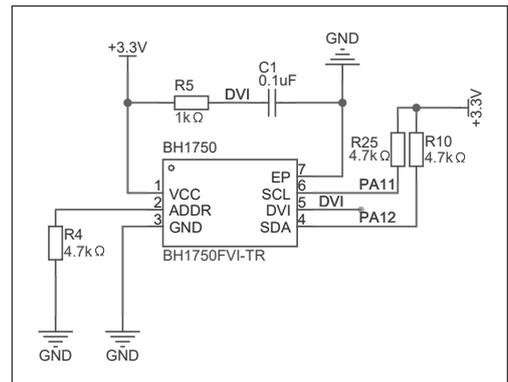


图 3 BH1750 光照检测模块

OPAMP、ADC 采集、Oscillator 组成，其主要通过透入光窗的光来判断光照大小，即进入的光线越强，产生的电流越大，电压就越大。在通讯方面，当 STM32 单片机与 BH1750 相连时，BH1750 不做电平转换便可将数据传输到主控模块上，单片机通过 I<sup>2</sup>C 协议与光照传感器通讯，进而将其中寄存器中得到的

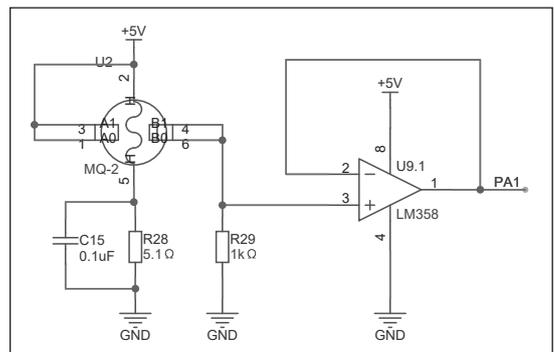


图 4 MQ-2 烟雾检测模块

光照度信息获取出来。

### ■ 3.3 MQ-2 烟雾检测模块

烟雾传感器采用 MQ-2。MQ-2 是一种  $\text{SnO}_2$  表面离子式 N 型半导体材料，是一种用途广泛、性价比高且操作简单的现代集成传感器，常用于液化气、苯、烷、酒精、氢气、烟雾等的探测。在周围环境温度为  $200^\circ\text{C} \sim 300^\circ\text{C}$  时，其二氧化锡  $\sigma$  会发生改变，当烟雾密度越大， $\sigma$  越大，电流在电路中的阻碍程度会更小，能够更顺利地流过电路，输出的模拟信号会增大，从而监测到烟雾的存在信息。可以根据这一特性，对大棚内的气体监测，当大棚内出现有害气体且不利于农作物生长的气体时，传感器就会发出报警信号，提醒用户。

### ■ 3.4 紫外线检测模块

紫外线传感器采用 CJMCU-GUVA-S12SD。CJMCU-GUVA-S12SD 由氮化镓材料的肖特总类的光敏二极管组成，适用于光电模式。该传感器原理为，利用光敏元器件通过光伏模式和光导模式将紫外线信号转换为可测量的电信号，输出的电流与光照强度成正比。其光谱的监测范围为  $240 \sim 370\text{nm}$ ，很好的适用于太阳光中的紫外线监测，同时具有的线性好、灵敏度高、稳定性强、功耗低等特点。

### ■ 3.5 大气压强检测模块

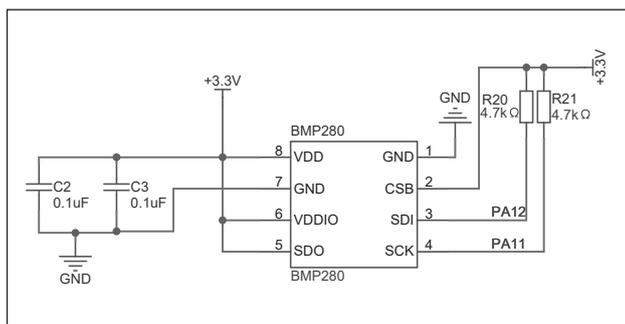


图5 大气压强检测模块

大气压传感器采用 BMP280。BMP280 是由压电压力传感单元、信号处理电路、模数转换器组成，其主要工作在  $1.9 \sim 3.6\text{V}$  的电压下。工作原理为让 BMP280 的自带的压力传感单元，经过 ADC 采样导入到校正存储器，经由  $I^2\text{C}$  通信协议读出气压值，气压测量的范围为  $300\text{hPa} \sim 1100\text{hPa}$ ，最大误差为  $\pm 1\text{hPa}$ ，基本满足系统对大棚内部气压的监测要求。

### ■ 3.6 土壤湿度检测模块

土壤湿度传感器采用 YL-69。YL-69 工作在  $\text{DC}3.3\text{--}5\text{V}$  的电压下，其工作原理为湿敏电容，当环境的湿度发生改变时，土壤湿度检测模块的输出电压值也会随着土壤的湿度变化，通过 ADC 采集电压进行数值换算。

### ■ 3.7 语音播报模块

语音播报模块采用 CN-TTS。CN-TTS 是一款可实现高集成度的语音组成模块，可以完成中、英、数字的语音拼合。该模块通过 TTL 串口发送 GBK 编码的方式与单片机的 IO 口相连，根据系统的需求编写适合的软件程序完成相应命令词或者提示音写入，当触发到单片机指定的指令，其就会直接输出至  $4\Omega 3\text{W}/8\Omega 2\text{W}$  的喇叭，进行相应的语音播报，此模块在农业大棚内起到很好的提示作用。

## 4 系统软件设计

软件部分主要是对 STM32F103C8T6 单片机进行编程控制、手机 APP 开发并编程，以便实现系统各监控参数的采集、传输、监控和设备的控制，并通过手机 APP 远程监控农业棚内的各项数据，系统设计的总程序流程图如图 6 所示。

### ■ 4.1 STM32 软件设计

本模块旨在通过对主控模块的程序设计来执行对各个模块采集数据的收发与环境参数的调节，首先将系统初始化连接上 WiFi 后，单片机将会通过串口和  $I^2\text{C}$  通信以及 ADC 采集获取传感器数据，并将其可视化到显示屏上，之后采集装置采集到的数据经过单片机处理和分析后通过 MQTT 协议与 ONENET 平台相连，将检测到的数据可以上传并存储到物联网平台后，使得手机可以在 APP 云平台上获取到各模块数据。

### ■ 4.2 移动端软件的设计

系统设计了一款 APP，用户能更方便地了解大棚内的环境参数以及根据实际需要要对大棚内进行设备的控制。为了实现手机 APP 与单片机之间的数据交换，本设计通过 WiFi 连接 ONENET 云平台，APP 通过 GET 指令获取云平台的产

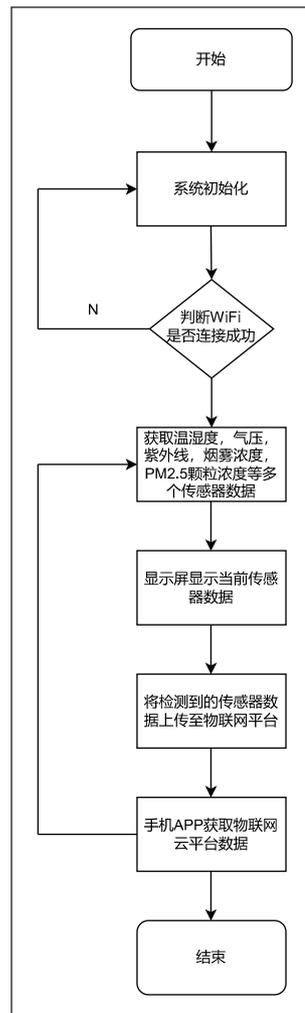


图6 程序流程图

品设备 API 的数据,通过解析获取到的数据得到单片机上传至云平台的各项传感器数据,获取数据成功之后就手机 APP 界面就显示农业大棚内监测到的各项的环境参数,同时也可以对各个设备进行控制,使其农作物的生长环境处于最佳状态,设计的手机 APP 显示界面如图 7 所示。



图 7 手机 APP 运行效果图

## 5 系统的实物图及系统测试

经调试结果得到,物联网环境监测下的农业大棚中的各种传感器正确地将各种数据传输到了图 10 实物显示屏监测界面上,而实物显示屏监测界面也直观无误地显示出传感器传输的数据,并将数据传输到上位机监测界面的显示屏上,达到足不出户便可掌控大棚内生态环境的功能,实现了智慧农业大棚,传感器采集的数据在监测界面里一目了然,上位机监测界面直观地显现出了温湿度、土壤、光照以及各种数据,便于后续合理利用资源,达到提高农作物的质量与采收。

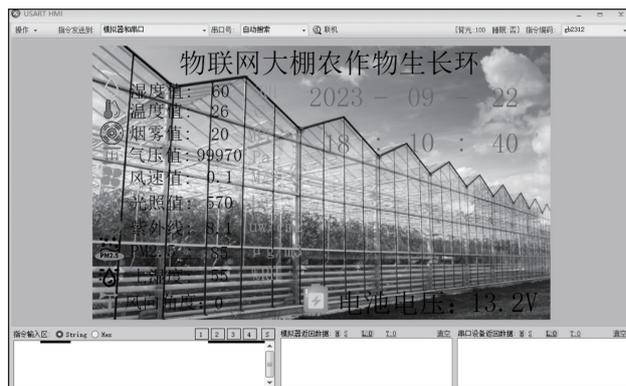


图 8 上位机监测界面

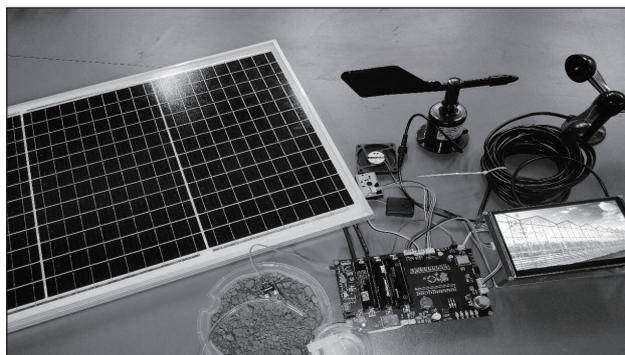


图 9 物联网环境监测的农业大棚实物图

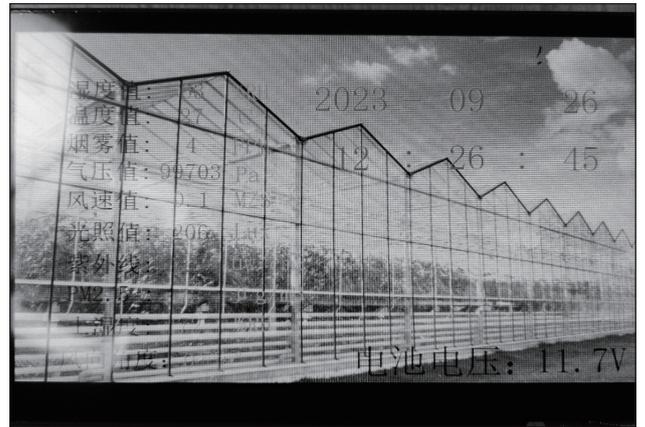


图 10 实物显示屏监测界面

## 6 结束语

基于物联网环境监测的农业大棚是智慧农业在未来发展的一个重点领域,是实现农业现代化和乡村振兴战略目标的重要一步。通过智能的农业大棚能够有效地改善农作物生态环境,且通过收集大棚环境参数信息,并适当控制和调整相关参数信息,为农作物提供最适宜的生长环境,合理利用资源,从而提高生产效率。本设计完成了物联网开放平台与数据采集装置配合完成的农业监测系统,能够实时有效监测大棚内的温度、湿度、光照强度、CO<sub>2</sub>浓度等生长环境参数进行实时监测和控制,该农业大棚环境参数监测系统具有开发成本低、生产周期短、部署简单且用户可随时通过手机 APP 实时获取农作物生长环境信息等优点。在传统农业的基础上,应用信息技术,传感技术,物联网技术等手段来改善和优化农业大棚环境参数监测系统,为实现农业生产的高效化、智能化和可持续化发展提供了一定的基础。

### 参考文献

- \* [1] 潘小红, 杨志勇. 基于物联网技术的温室大棚种植园环境监测系统 [J]. 现代电子技术, 2019, 42(14):4.
- \* [2] 王瑞. 基于物联网技术的日光温室环境监控系统的研发 [D]. 内蒙古工业大学, 2023.
- \* [3] 陈宇峰. 基于物联网技术的农业温室环境监控系统设计 [J]. 江苏科技信息, 2018, 35(27):4.
- \* [4] 陈根, 易治国. 基于物联网的农业温室大棚环境监控系统设计 [J]. 南方农机, 2022(016):053.
- \* [5] 李雪刚. 基于物联网的农业环境监测系统的研究与设计 [D]. 海南大学, 2012.

通信作者: 梁冀。

# 视频流环境下基于深度学习的动作识别

严倩倩

(西安职业技术学院, 陕西西安, 710077)

**摘要:** 为了解决传统网络模型层数增加, 网络性能更差的问题, 以及更好的获取到视频之间的上下文信息, 本文提出了一种基于深度残差网络与门控循环神经网络的动作识别模型G-ResNet。该模型利用ResNet34网络提取空间维度特征、GRU网络提取视频时间序列信息进行建模, 使用公开数据集验证模型的识别效果。实验结果表明, G-ResNet模型在一定程度上提高了识别准确率, 在UCF101、HMDB51数据集上的识别准确率分别为92.4%、58.3%。

**关键词:** 动作识别; 残差网络; 门控循环神经网络; 特征提取

## 0 引言

近些年来, 神经网络在图像分类领域取得了不凡的成绩, 并随着研究的深入提出了很多新的网络模型, 比如双流网络、卷积神经网络 CNN<sup>[1]</sup> (Convolutional Neural Network)、循环神经网络 RNN<sup>[2]</sup> (Recurrent Neural Network) 等。

双流网络由光流网络和 RGB 网络并行组成, 需要同时处理图像序列和光流图像, 对计算资源要求较高, 且两个网络的融合方式和策略的不同也会对性能产生较大的影响。CNN 分为 2D CNN 和 3D CNN, 2D CNN 经常被用于处理和分析二维数据 (比如图像), 只能提取空间特征; 3D CNN 可以同时提取时空特征, 但是训练模型时需要更多的计算资源和更大的数据集, 会出现计算复杂度高、内存消耗大等问题, 并且随着网络层数的增加会出现梯度消失和梯度爆炸问题。残差网络 ResNet<sup>[3]</sup> (Residual Network, ResNet) 是一种特殊类型的卷积网络, 允许信息在网络中容易地进行流动, 有助于解决层数增加而网络性能越差的问题。

RNN 引入循环结构来对序列中先前的信息进行建模, 用于处理序列数据, 但是在处理长序列时可能会遇到梯度消失或爆炸问题, 为了解决传统的 RNN 问题, 引入门控机制来控制信息的流动和遗忘, 代表模型有长短期记忆网络 LSTM (Long-Short Term Memory) 和门控循环单元 GRU<sup>[4]</sup> (Gated Recurrent Unit), 而 GRU 较少的门控数量使得它在某些情况下对于处理较短序列的任务来说是一

个更轻量级的选择。

视频流环境下的动作识别是目前各位学者的重要研究方向, 其识别包括时空两个维度的特征提取<sup>[5]</sup>, 使用单一网络很难取得良好的识别效果, 因此很多学者会融合多个模型的特点提出新的网络模型。为了解决传统网络模型层数增加, 网络性能更差的问题, 以及更好地获取到视频之间的上下文信息, 本文提出了一种基于残差网络 (Residual Network, ResNet) 与 GRU 的动作识别模型 G-ResNet。

## 1 时空特征提取

### 1.1 空域特征提取 ResNet

2015 年 Kaiming He 等人在论文《Deep Residual Learning for Image Recognition》中提出残差网络 ResNet, 其通过引入残差块和跳跃连接, 解决了深度神经网络退化的问题。残差网络的基本结构如图 1 所示。

从图 1 中可以看出相比于之前增加了一个恒等映射, 这样便很好的解决了由于网络层数的增加而带来的网络梯度不明显的复杂问题, 因此残差网络可以把网络层数做的很深。到目前为止网络的层数可以达到上千层, 同时又能保证很好的训练效果; 并且简单的层数叠加也并未给整个网络的训练增加额外的参数, 与此同时也提高了网络训练的效果与处理数据的效率。本文进行空间维度特征提取的网络是 ResNet 34, 该网络的具体参数如表 1 所示。

表1 ResNet34网络结构参数表

layer name	output size	ResNet34-layer
conv1	112×112	7x7, 64, stride 2
conv2_x	56×56	3x3 max pool, stride 2
		$\begin{bmatrix} 3 \times 3, 64 \\ 3 \times 3, 64 \end{bmatrix} \times 3$
conv3_x	28×28	$\begin{bmatrix} 3 \times 3, 128 \\ 3 \times 3, 128 \end{bmatrix} \times 4$
conv4_x	14×14	$\begin{bmatrix} 3 \times 3, 256 \\ 3 \times 3, 256 \end{bmatrix} \times 6$
conv5_x	7×7	$\begin{bmatrix} 3 \times 3, 512 \\ 3 \times 3, 512 \end{bmatrix} \times 3$
	1×1	average pool, 1000-d fc, softmax

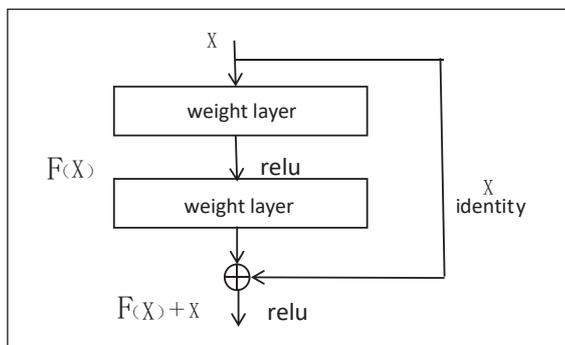


图1 残差结构

### 1.2 时序特征提取 GRU

2014年 Cho 等人在论文《Empirical Evaluation of Gated Recurrent Neural Networks on Sequence Modeling》中提出 GRU，其能够建立视频序列间的依赖关系，在时间序列问题方面表现良好。本文使用 GRU 进行时序特征的提取，该网络主要包括两个门模块，更新门决定了过去时刻的隐藏状态对当前时刻的影响，重置门决定了过去时刻的隐藏状态在当前时刻所需的重置程度。GRU 的结构图如图 2 所示。

在图 2 中， $z_t$  代表更新门， $r_t$  代表重置门。其中  $z_t$  的取值范围是 0 到 1，值越接近于 0 说明越依赖于过去的隐藏状态，而忽略当前的信息；值越接近于 1 说明会更多的利用当前的输入信息来更新隐藏状态。 $r_t$  的取值范围是 0 到 1，值越接近 0 说明过去的信息越倾向于被丢弃；值越接近于 1 说明越倾向于保留更多的过去信息。根据图 2 的 GRU 单元结构图，则前向传播公式为：

$$z_t = \sigma(W_z \cdot [h_{t-1}, x_t]) \quad \text{式 (1)}$$

$$r_t = \sigma(W_r \cdot [h_{t-1}, x_t]) \quad \text{式 (2)}$$

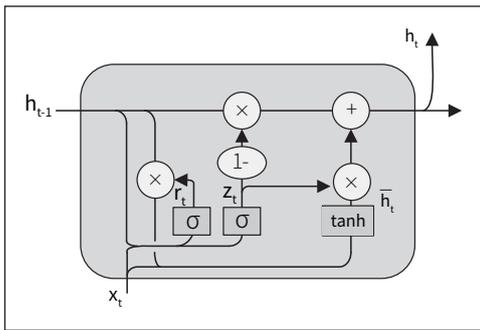


图 2 GRU 门控循环单元结构

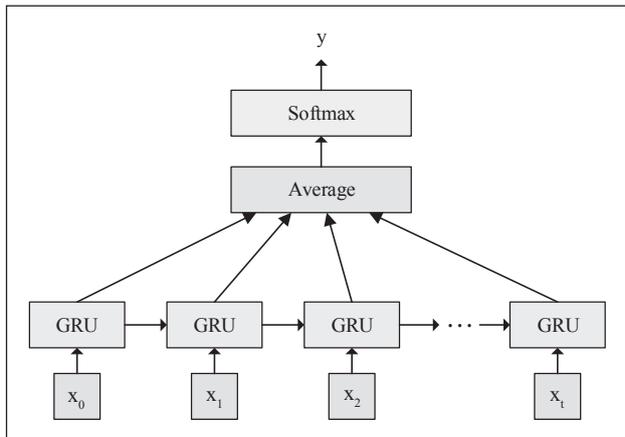


图 3 GRU 分类模型

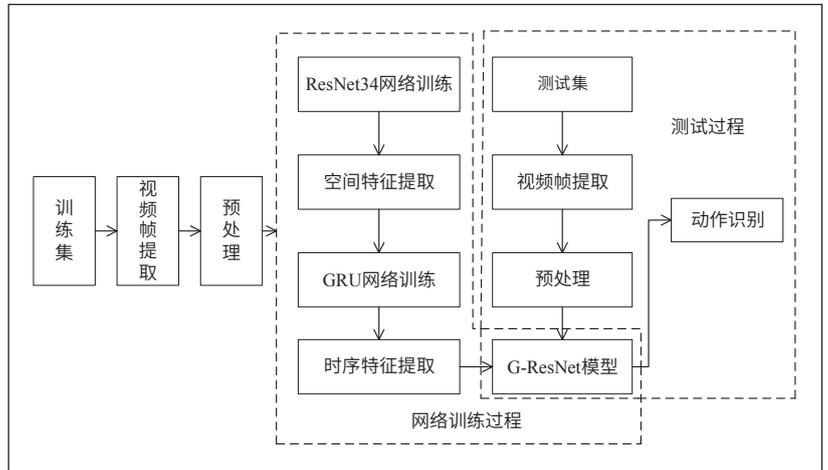


图 4 基于 G-ResNet 网络的动作识别算法框架

$$\bar{h}_t = \tanh(W \cdot [r_t * h_{t-1}, x_t]) \quad \text{式 (3)}$$

$$h_t = (1 - z_t) * h_{t-1} + z_t * \bar{h}_t \quad \text{式 (4)}$$

$$y_t = \sigma(W_o \cdot h_t) \quad \text{式 (5)}$$

在上述的公式中， $[\ ]$  表示两个向量相乘， $*$  表示矩阵的乘积。

GRU 网络的分类模型如图 3 所示。

在图 3 中， $x_1, x_2, \dots$  为输入层，即特征向量，使用 GRU 进行特征提取，对提取到的特征进行加权操作，然后对加权之后的特征进行全连接操作，最终得到分类预测结果。

## 2 网络模型 G-ResNet

### 2.1 模型设计

本文的 G-ResNet 网络模型包含两大基本构成：图像的空间特征提取模块、帧之间的时序信息提取模块。视频动作识别算法整体框架如图 4 所示，首先进行视频帧提取，对进行图像预处理，然后利用深度残差网络 ResNet34 提取深层空间特征，GRU 网络获取视频的时序信息，对 G-ResNet 模型进行训练，最后使用训练好的模型完成视频流的动作识别。

对于视频流中动作的识别，本文采用 ResNet34 与 GRU 结合的方式进行，首先将图像视频输入到 ResNet34 中提取空间维度特征；然后将提取到的特征输入到 GRU 中，用于时序信息的提取建模；接着对提取到的特征进行加权操作，将加权之后的特征进行全连接操作，最终得到分类预测结果。建立的 G-ResNet 网络模型如图 5 所示。

### 2.2 模型训练损失函数

损失函数 CrossEntropy (交叉熵损失函数) 在计算损失时会将预测值和真实值直接比较，要求预测值必须无限接近真实标签的 one-hot 编码形式，然而 one-hot 编码会导致网络评估时对于类别的预测非常自信，忽略其他类别的

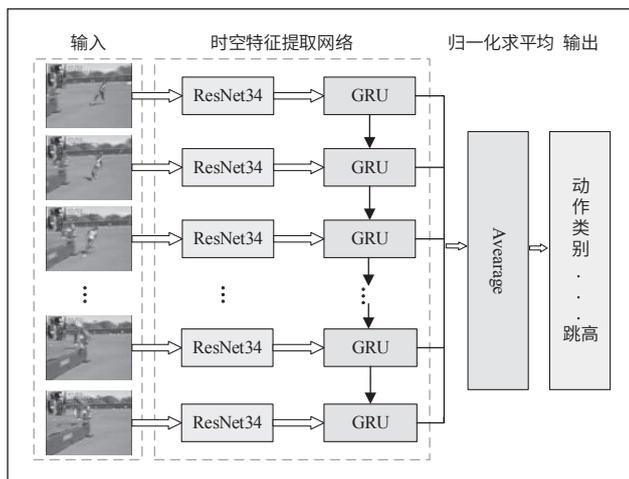


图5 G-ResNet 网络模型结构

可能性，会使得模型对于噪声或者异常样本过度敏感；而 SmoothCrossEntropy（标签平滑交叉熵损失函数）通过对标签平滑来缓解这种情况，它将 one-hot 编码转化为概率分布，这样每个类别不再是非此即彼，可以取到介于 0 到 1 之间的值，这样的操作可以增加模型对于不确定性的鲁棒性、减少过拟合、提升分类性能。因此在第三次训练时将损失函数 CrossEntropy 转换成 SmoothCrossEntropy，目的是让预测值向真实结果靠拢。

对多分类问题一般采用 Softmax 方法。首先将数据（即视频图像）输入到架构好的网络模型中提取特征，计算出输入数据所属类别的置信度范围，然后使用激活函数 Softmax 将输出转化为概率分布，即对应各个类别的概率值，如式 (6)：

$$q_i = \frac{\exp(z_i)}{\sum_{j=1}^K \exp(z_j)} \quad \text{式 (6)}$$

式 (6) 使用交叉熵函数来计算损失值，其中  $i$  表示多类中的某一类，公式为式 (7)、式 (8)：

$$Loss = -\sum_{i=1}^K p_i \log q_i \quad \text{式 (7)}$$

$$p_i = \begin{cases} 1, & \text{if } (i = y) \\ 0, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \quad \text{式 (8)}$$

最后，对预估的概率和分类所属真实概率的交叉熵进行最小化操作，得出最优估计概率的分布，公式如式 (9)：

$$z_i = \begin{cases} +\infty, & \text{if } (i = y) \\ 0, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \quad \text{式 (9)}$$

在训练过程中，模型会趋向于正确和错误分类相差较大的范围。当样本数据较少时就会出现过拟合现象，而 Label Smoothing（标签平滑）通过引入噪声、将标签转化为概率分布形式等操作，达到减少过拟合、缓解标签不确定性的

目标，变换过程如式 (10)：

$$p_i = \begin{cases} 1, & \text{if } (i = y) \\ 0, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \Rightarrow p_i = \begin{cases} (1 - \varepsilon), & \text{if } (i = y) \\ \frac{\varepsilon}{K - 1}, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \quad \text{式 (10)}$$

其中  $K$  表示多分类的类别总数， $\varepsilon$  是一个较小的超参数。

与之对应，将交叉熵损失函数作如式 (11) 的改变：

$$Loss = -\sum_{i=1}^K p_i \log q_i \Rightarrow Loss_i = \begin{cases} (1 - \varepsilon) * Loss, & \text{if } (i = y) \\ \varepsilon * Loss, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \quad \text{式 (11)}$$

同理，将最优的预测概率分布作如式 (12) 的改变：

$$z_i = \begin{cases} +\infty, & \text{if } (i = y) \\ 0, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \Rightarrow z_i = \begin{cases} \log \frac{(k-1)(1-\varepsilon)}{\varepsilon + \alpha}, & \text{if } (i = y) \\ \alpha, & \text{if } (i \neq y) \end{cases} \quad \text{式 (12)}$$

代表任意的实数，最后是经过弱化正、负训练数据输出之间的一个范围差，使模型的泛化效果更强、性能更稳定。

### 3 实验与分析

实验环境：Intel(R) Core(TM) i7-11390H CPU @3.40GHz 的 PC 机，Windows11 64 位操作系统，通过 xshell 和 xftp 远程连接服务器基于 Ubutun 系统，OpenCV 版本 4.2.0，采用 Pytorch 框架，Python 开发语言编程实现。使用两个公开的数据集 UCF101、HMDB51 验证 G-ResNet 网络模型的识别效果。

#### ■ 3.1 视频数据预处理

##### (1) 图像插值化处理

数据清洗、特征转换、简单缩放等操作都是数据预处理的常用方法，其中数据清洗用于去除噪声、处理缺失值等，确保数据的完整性和一致性；特征转换是通过数学变换将原始特征转换为更具有可分性或表示能力的新特征；简单缩放用于将数值型特征的取值范围缩放到一个较小的区间内。对于单一动作数据而言，其是一组包含时序信息的图像，且每个动作持续的时间也是不一致的，为了方便计算提高效率，需要对图像队列做插值化处理进行缩放，最终选择缩放放到 16 张。

##### (2) 数据增强

数据增强技术是通过原始训练数据进行变换和处理，生成新的训练样本来扩充数据集的方法。在网络训练过程中，为了使模型具有更好的鲁棒性、泛化能力和对不同场景的适应能力，需要对数据进行增强。常用的数据增强技术包括平移、旋转、缩放、剪切、增加噪声、弹性变形等，本文对数据增强的具体操作如下：

① 图像颜色的增强，包括饱和度、亮度、对比度等。

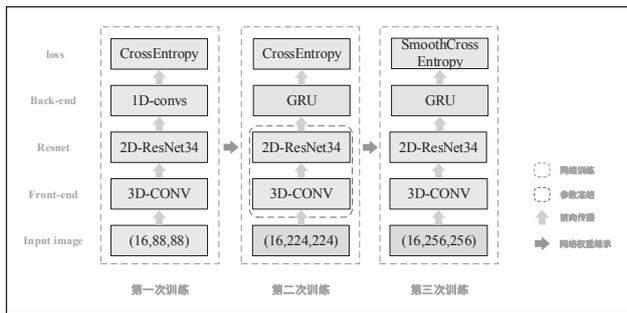


图6 网络训练策略原理

②图像大小的剪切，偏移中心点，并裁剪出固定大小的区域图像。

### 3.2 网络训练策略

G-ResNet 网络模型使用三次训练优化，以达到最优效果，具体网络训练策略如图6所示。

(1) 第一次训练时，输入16张连续的图像，并将图像缩放至 $88 \times 88$ ，目的是得到较大的Batch Size，加快模型训练速度，降低训练过程中的噪声影响。接下来对16张图像使用3D-CONV进行特征预提取，输入尺寸为 (Batch Size, 16, 88, 88)，卷积后尺寸为 (Batch Size,  $16 \times 64, 44, 44$ )，变形为 (Batch Size $\times 16, 64, 44, 44$ )，把temestep 维合并到 batchsize 维，目的是使用2D-ResNet34进行二维卷积，timestep 维数据则保留到GRU模块再处理。

(2) 第一次训练完成后，将得到的权重值初始化第二次训练的模型。与第一次训练模型不同，将Back-end 模块的1D-conv 替换成GRU，输入图像尺寸为 ( $224 \times 224$ )，以便学习到更多的特征信息，同时固定红框内的模块参数。

(3) 使用第二次训练得到的权重来初始化第三次训练的模型，与第二次训练模型不同，将Loss 模块的损失函数CrossEntropy 替换成SmoothCrossEntropy，输入图像尺寸为 ( $256 \times 256$ )，以便学习到更加细微的特征信息。

第三次训练完成后，即可得到G-ResNet 模型。

### 3.3 实验结果与分析

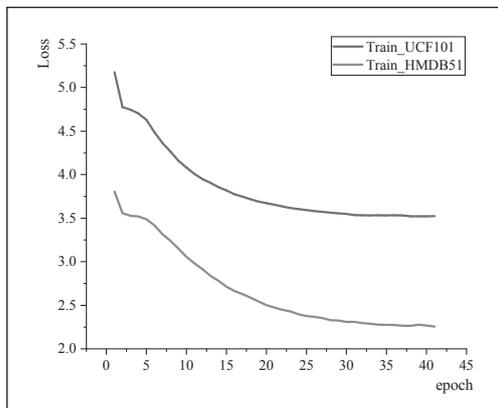


图7 UCF101和HMDB51数据集变化损失

针对G-ResNet 模型的训练，本文将数据集UCF101和HMDB51以9:1的比例划分为训练集和测试集分别进行训练、测试，训练过程的损失值和识别准确率变化如图7、图8所示。

图7为G-ResNet 模型在UCF101和HMDB51在训练过程中的损失值变化，从图中可以看出，随着训练轮次的增加，损失值不断减小，最终趋于平稳，说明网络模型已经接近了最优解，即分类结果逐渐趋于正确。图8为G-ResNet 模型在训练过程中的准确率变化，从图中可以看出，随着训练轮次的增加，准确率逐渐增加，最终趋于平稳，说明网络模型已经达到相对稳定的性能水平。

为了更加直观的看到G-ResNet 模型性能上的优势，本文将C3D<sup>[6]</sup>、Veep deep two stream<sup>[7]</sup>、LRCN<sup>[8]</sup>、P3D<sup>[9]</sup>、ST-ResNet<sup>[10]</sup>等模型在UCF101和HMDB51数据集上进行测试，并与G-ResNet 模型进行对比，各模型识别的准确率如表2所示。

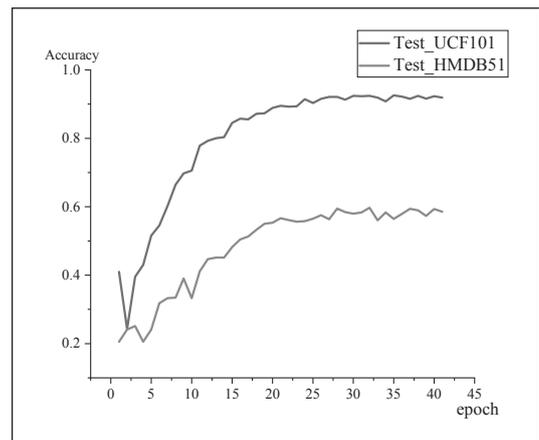


图8 UCF101和HMDB51测试集准确率变化曲线

表2 人体动作识别准确率对比

网络模型	UCF101识别准确率	HMDB51识别准确率
C3D	85.2%	-
Veep deep two stream	91.4%	-
LRCN	82.3%	55.4%
P3D	88.7%	56.5%
ST-ResNet	83.5%	49.9%
G-ResNet	92.4%	58.3%

从表2可以看出，G-ResNet 模型在UCF101和HMDB51数据集上的识别准确率明显高于其他网络模型，说明基于深度残差网络与门控循环神经网络的G-ResNet 能够很好的应用于视频领域的动作识别。

## 4 总结

本文提出了一种基于视频流的人体动作识别的网络模型G-ResNet，该模型使用深度残差网络ResNet34提取空

间域特征信息,使用循环神经网络 GRU 提取时间域信息进行建模。实验结果表明,G-ResNet 模型在一定程度上提高了识别准确率,但是该方式的对输入图像进行了一系列的裁剪、拉伸操作,改变长宽的比例,可能会导致某些特征不被注意到。在后期的研究中,可以探寻如何在输入任意尺寸图像,或者即使修改了图像的大小,也能提取足够多的特征,提高识别准确率。

#### 参考文献

- \* [1]Dai J H, Qi Y, Xiong, et al. Deformable convolutional neural networks for graphs[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision, 2017:764-773.
- \* [2]Krizhevsky A, Sutskever I, Hinton G E. ImageNet classification with deep convolutional neural networks[J]. Communications of the Association for Computing Machinery, 2017, 60(6):84-90.
- \* [3]He K, Zhang X, Ren S, et al. Deep residual learning for image recognition[C]//Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition. 2016:770-778.
- \* [4]Cho K, Van Merriënboer B, Gulcehre C, et al. Learning Phrase

Representations using RNN Encoder-Decoder for Statistical Machine Translation[J]. empirical methods in natural Language processing, 2015:1724-1734.

- \* [5] 欧阳黎, 林彤尧, 程莺, 彭冰莉, 温和. 基于时空双流 3D 残差网络的服务动作识别 [J]. 计算机应用与软件, 2023, 40(06):112-117.
- \* [6] Wang L, Xiong Y, Wang Z, et al. Temporal Segment Networks: Towards Good Practices for Deep Action Recognition[C]. European Conference on Computer Vision. Springer, Cham, 2016:20-36.
- \* [7] Grave E, Joulin A, Cissé, Moustapha, et al. Efficient softmax approximation for GPUs[J]. Proceedings of the 34th International Conference on Machine Learning, 2017, 70:1302-1310.
- \* [8] Donahue J, Hendricks L A, Rohrbach M, et al. Long-term Recurrent Convolutional Networks for Visual Recognition and Description[C]// IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence. IEEE, 2017:677-691.
- \* [9] Qiu Z, Yao T, Mei T. Learning Spatio-Temporal Representation with Pseudo-3D Residual Networks [J], 2017.
- \* [10] C. Feichtenhofer, A. Pinz, R. Wildes. Spatiotemporal residual networks for video action recognition[C]. Advances in neural information processing systems. 2016: 3468-3476.

(上接第 85 页)

#### ■ 2.6 指令语句表

为了方便理解,根据以上完整的梯形图程序,对应的指令语句表如表 2 所示。

### 3 模拟调试及仿真运行

为了更加直观地显示整个喷泉控制装置的工作过程,通过人机界面和三菱 PLC 之间通讯,实现了喷泉系统基于 PLC 监控,结合组态软件 MCGS 为系统配备了一套直观、丰富的人机界面,根据花式喷泉开关布局及喷头装置布局图(如图 2 所示),三种工作模式的调试都可以按两个步骤进行,确保完整地设计任务的要求。第一步,按下启动按钮,先选定某一种工作模式,观察触摸屏界面显示和程序的运行情况是否符合要求。如果不符合要求,再通过修改 PLC 程序来改善,这是比较节省时间和精力。第二步,在某一种工作模式运行的基础上按下停止/暂停按钮 1 次或是 2 次,再次观察程序能否按要求执行暂停或复位工作。经过不断地修改、调试和完善,直至最后满足要求,调试工作才算完成。本任务设计通过实物调试验证了控制要求的可行性,实现了系统控制功能,三种工作模式的喷泉花样调试图形如图 7 所示。

### 4 结束语

通过以三菱 FX<sub>3U-16M</sub> 可编程序控制器为核心组成控制系

统,实现了花式喷泉的效果,重点分析了控制系统三种工作模式的花式喷泉系统方案设计、模拟调试及仿真运行等相关内容。PLC 凭借智能化和集成度高的特点,充分地发挥了 PLC 在自动控制技术领域的实用性强、可靠度高、灵活性好、接线简单、编程直观、扩展容易等优点,以及 PLC 技术不断发展与成熟,运行成本也得到了大幅度降低,各行业运用 PLC 技术能够显著提高社会效益及经济效益,实现各行业健康、稳定及可持续性的发展。

#### 参考文献

- \* [1] 黄宋魏, 邹金慧. 电气控制与 PLC 应用技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- \* [2] 靳涛. 工业自动化中 PLC 技术的应用分析 [J]. 南方农机, 2017, 48(18):100.
- \* [3] 何朝阳. 基于 PLC 电机故障诊断系统 [J]. 数字技术与应用, 2018, 36(2):13.15.
- \* [4] 徐绍坤. 电气控制与 PLC 应用技术 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2015.
- \* [5] 李晓鹤, 徐腾飞. PLC 技术在工业电气自动化中的发展与应用 [J]. 山东工业技术, 2015(2):166.
- \* [6] 卜伟伟. 电气自动化工程中 PLC 的应用分析与发展探讨 [J]. 新疆有色金属, 2022, 45(03):87-88.

# 基于 Halcon 的焊缝识别技术研究

毛东宸<sup>1</sup>, 孔令云<sup>1</sup>, 李博<sup>1</sup>, 李明科<sup>2</sup>

(1. 西京学院 电子信息学院, 陕西西安, 710123; 2. 河南省睿卡机器人制造有限公司, 河南新乡, 453000)

**摘要:** 随着科技的不断发展创新, 焊接技术依旧在工业生产中得到广泛应用。在焊接过程中, 焊缝缺陷是很难避免的, 如开裂、未熔合、堆积等问题, 这些缺陷将会对焊接工件的外观及质量产生严重影响。传统的焊缝检测方法主要依赖于专业的焊接工程师来进行质量评估, 但由于准确度受到了环境及光线等因素的影响, 同时也存在主观性较强、检测效率低等问题。因此, 通过引入机器视觉技术, 可以有效地去除人为干扰, 提高检测的准确率。本文提出了一种基于Halcon的焊缝缺陷检测方法。在图像采集部分, 本文采用Kinect v2相机对焊缝进行采集, 通过相机标定消除相机畸变及标定板角点的提取, 从而获取高清晰度的焊缝图片, 结果表明该方法能够有效地解决焊缝缺陷检测的精度问题。

**关键词:** 机器视觉; 缺陷检测; 图像处理; Halcon; 相机标定

## 0 引言

近年来, 机器视觉技术的快速发展为焊缝缺陷检测提供了新的思路和工具。利用机器视觉技术, 可以在不需要人工干预的情况下, 高效地进行焊缝缺陷检测, 提高生产效率和产品质量。李超等作者提出了一种基于混合高斯模型的改进背景减法提取焊缝缺陷区域的方法, 该方法能够对焊缝缺陷进行识别和分类, 准确率超过 95%<sup>[3]</sup>。谷静等作者提出了一种基于深度学习改进 Faster RCNN 模型的焊缝缺陷检测算法, 通过多尺度特征图并充分利用底层特征取得缺陷检测结果, 可以对小目标物体的检测有较高的检测精度<sup>[4]</sup>。王岩等人提出了一种提取具有多个阈值的 X 射线图像特征的方法, 使用 SVM 技术进行缺陷分类并进行定位, 该方法在低对比度 X 射线图像中分割和定位缺陷是有效可行的<sup>[5]</sup>。蔡述庭等人则基于 Halcon 软件利用图像处理对美标电源线进行缺陷检测, 对该电源线的检测具有较好的检测效果<sup>[6]</sup>。

本文将基于 Halcon 软件对相机进行标定并对焊缝缺陷进行检测和分析, 进一步探索机器视觉技术在焊接领域应用的方法和途径。通过与前人研究的比较和验证, 本文的成果可以更加准确、高效地完成焊缝缺陷检测任务, 具有重要的理论和实际价值。

## 1 系统平台的组成

本文采用 KinectV2 相机对焊缝进行检测, 使用相机检

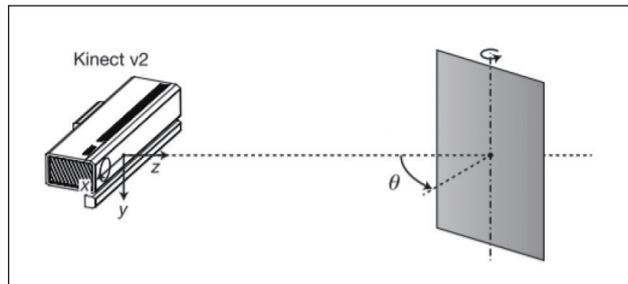


图1 Kinect v2 相机

测的图像如图 1 所示。

## 2 系统平台的框架流程图

由于相机采集图像时往往会产生畸变, 所以需要先对相机进行标定来消除畸变, 之后再对图像进行一定程度上的处理, 主要包括: 去噪、阈值分割、形态学运算等操作, 最后对处理后的图像进行缺陷检测工作, 流程图如图 2 所示。

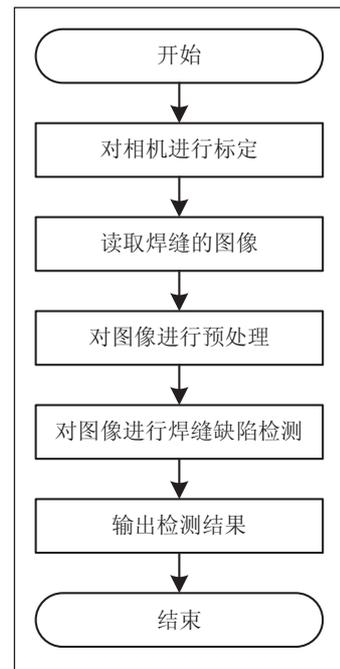


图2 焊缝识别流程图

## 3 相机的标定

机器视觉的核心在于通过图像采集获取三维世界信息。在这个过程中, 我们需要解决两个问题: 如何将相机坐标系中的坐标与世界坐标系中的坐标进行转换, 以及如何校正相机带来的畸变, 相机产生的畸变如图 3 所示。解决这两个问题的方法就是相机标定, 获取相机的内参和外参, 使相机坐标系与世界坐标系建立起联系, 就能消除图像的畸变。

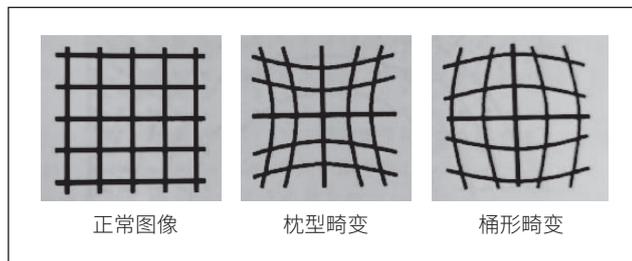


图3 相机产生的畸变类型

不同于传统的张正友标定法，本文采用 Halcon 软件的相机标定助手进行标定，可以更快获得相机的内部参数，对图像进行畸变校正，以获得精确的图像信息。

### 3.1 标定板的制作

Halcon 相机标定分为如下几个步骤：生成标定板、使用助手进行标定、使用 `laplace_of_gauss` 算子对图像进行校正。

在标定过程中，标定板的选择是非常重要的，因为合适的标定板能够保证成像清晰度和标定精度。下面介绍适用于本文中焊缝检测的标定板生成方法：在程序窗口中输入算

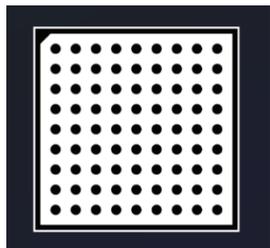


图4 相机参数标定板

子 `gen_caltab(9,9,0.004,0.5,'C:/Users/57812/Pictures/caltab.descr','C:/Users/57812/Pictures/caltab.ps')`，并运行。这会在指定的文件夹中生成名为“caltab.descr”描述

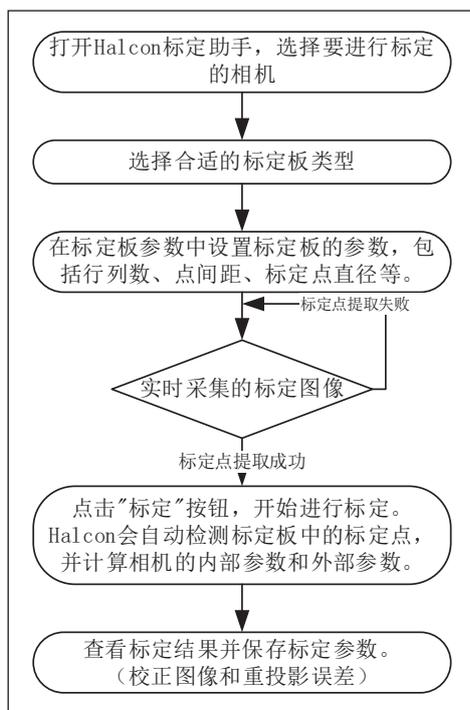


图5 相机标定流程图

文件，如图4所示，其中生成标定板的行和列标记点数为9，标记点之间的距离为0.015，标定点的直径为0.5。

### 3.2 标定图像的采集与标定

标定过程包括选择标定板类型、采集图像、搜索标记点以及进行标定计算。只要正确选择算子并根据需要进行参数设置，就可以完成相机的标定。标定流程如图5所示。

进行相机标定时，标定图片的数量应该在15~30张左右，可以将图片旋转和倾斜，角度在45度内，以保证所有标定点都能完整地呈现在标定图中。本案例采样了24张标定板图像，如图6所示。

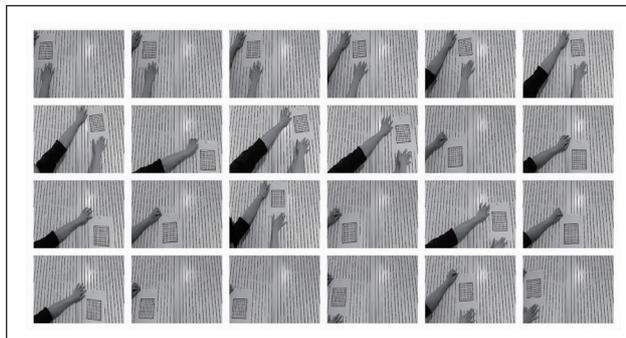


图6 相机标定图

在标定过程中，应保持标定板干净，并且在拍摄时要保证清晰对焦，避免噪声对标定精度造成影响。但是这些干扰依旧不可避免，因此我们首先对采集的标定板图像进行去噪。为此，我们使用LOG算法，它是由高斯滤波算法和拉普拉斯滤波算法组合而成，其公式如下：

$$f(x,y) * G(a,b) * L(a,b) = \sum(m=-\infty)^{\infty} \sum(n=-\infty)^{\infty} f(m,n) * G(a-m,b-n) * L(a-m,b-n) \quad \text{式(1)}$$

其中， $f(x,y)$  是二维离散信号， $G(a,b)$  是二维高斯函数， $L(a,b)$  是二维拉普拉斯函数。在程序中输入算子 `laplace_of_gauss(Image,LaplacelImage,2,0,5,'mirrored')`，生成图7中的图片，可以明显看出通过LOG算法处理之后，最终得到标定板的边缘信息，且表现出很好的边缘检测能力。

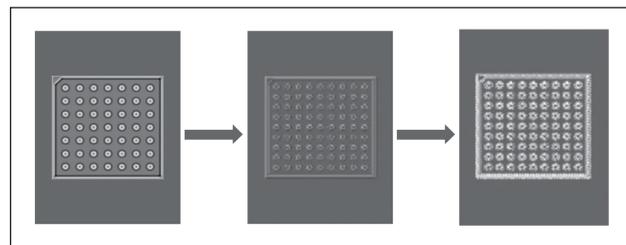


图7 laplace\_of\_gauss 边缘检测

## 4 图像的预处理

对于经过标定的相机采集的图像，图像的质量有所提

高,但仍可能存在一些缺陷,如噪声大、清晰度不高等问题。因此,为了准确识别焊缝缺陷,须进行图像预处理。常见的图像预处理方法包括去噪、增强、分割和形态学处理等,可以根据需求和实际情况选择不同的技术进行组合使用,从而得到最佳的图像预处理效果。本文采用的工作流程如图8所示。

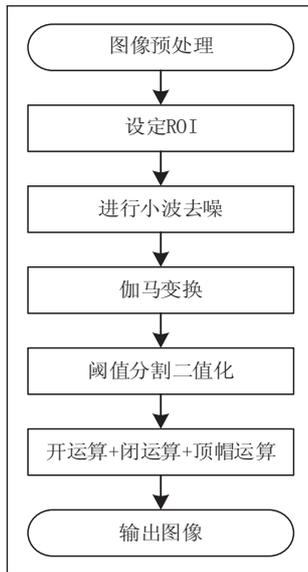


图8 图像预处理流程图

#### 4.1 图像的平滑与去噪

对于数字图像预处理而言,平滑和去噪是其的基本操作。平滑的目的是消除图像中的高频成分,强化低频部分,去噪是消除图像噪声的一种处理。在图像处理的过程中,有多种方法可供选择,例如均值滤波、高斯滤波和中值滤波等。本文主要采用高斯滤波和小波变换的组合方式对采集到的图片进行去噪。其中高斯滤波是通过对像素点周围的邻居像素进行权值平均,来计算出该像素点的新值。而小波变换是基于小波分析和阈值处理技术,将一幅图像通过 DWT 拆分成多个子带,并对每个子带进行不同的阈值处理。

但由于在某些情况下二者都不能完全消除噪声,故本文采用两者结合的方法高斯小波滤波方法对图像进行滤波去噪处理,其公式为:

$$f_{denoised}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \psi_{j,k}(t) + \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{2^j-1} w_{j,k} d_{j,k} \phi_{j,k}(t) \quad (2)$$

式中  $f_{denoised}(t)$  表示去噪后的信号,  $w_{j,k}$  表示小波系数的权值,可以通过高斯滤波器计算得到。

如图9(a)所示,图片的表面带有噪音,经过高斯小波滤波处理之后达到了图9(b)的效果。

#### 4.2 图像的灰度变换

图像灰度变换是数字图像处理中常用的预处理技术,用

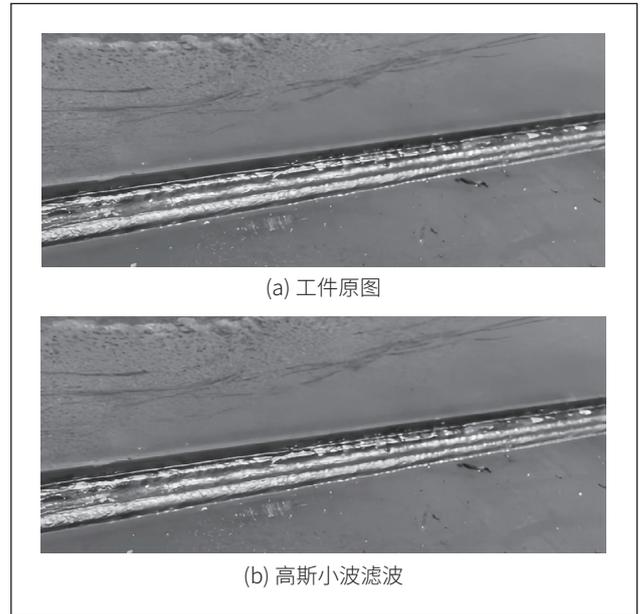


图9

于调整图像的亮度和对比度以获得更好的可视化效果。由于成像系统的限制,图像有时可能具有低对比度或较窄的动态范围,因此灰度变换成为重要的一步。灰度变换使用数学公式修改每个像素的灰度值,以达到最佳的视觉效果,用 Gray 表示灰度值, R、G、B 表示红、绿、蓝三个通道的灰度值,其公式如下:

$$Gray = 0.299 * R + 0.587 * G + 0.114 * B \quad (3)$$

常见的灰度变换方法包括对比度拉伸、伽玛校正和阈值。本文采用伽玛校正方法进行非线性灰度变换,调整每个像素的灰度值以提高图像对比度和亮度。其公式如下:

$$s = c * r^\gamma \quad (4)$$

其中,  $r$  是原始图像的像素值(范围通常为 0~255),  $s$  是增强后的像素值,  $c$  是增益因子,  $\gamma$  是伽马值。  $\gamma$  直接决定了输出像素灰度值变化的强度:当  $\gamma > 1$  时,输出像素的变化会缓慢,图像的整体亮度和对比度会较低;当  $\gamma = 1$  时,输出像素的变化与输入像素的变化相似,图像不会发生明显变化;当  $\gamma < 1$  时,图像的强光部分会被压缩,而阴影部分的细节得到增强,从而提高图像的整体对比度和细节。

在对工件图像进行高斯小波滤波处理后,需要将其转换为灰度图像,并进行伽马校正来修正图像的亮度。使用函数 `rgb1_to_gray (GaussWavelet, GrayImage)` 将图像转换为灰度图像。经过伽马校正后,工件灰度图像的效果如图10所示。

#### 4.3 图像阈值分割 OTSU 二值化

图像阈值分割二值化是焊缝识别中常用的方法。在焊接过程中,焊缝边缘与背景的对比较大,颜色不同。因此,

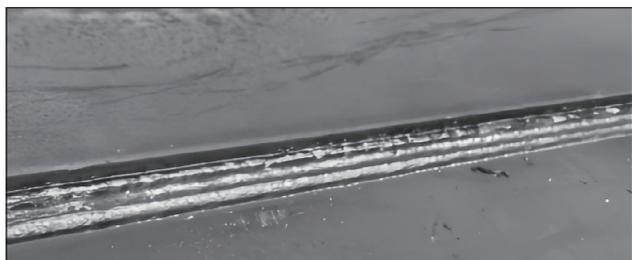


图 10 工件灰度图像

等方面。

通过在二值图像中进行膨胀运算，可以使焊缝区域边界更加清晰，便于后续的分割和形态学特征提取。运用腐蚀运算可以消除对后续处理过程产生的干扰，增强焊缝的连续性和稳定性，提高检测精度。但是由于膨胀和腐蚀运算都是局部操作，对全局特征的处理效果有限，可能会导致边缘模糊、物体形态变化等问题。所以需要涉及其他的形态学运算，如

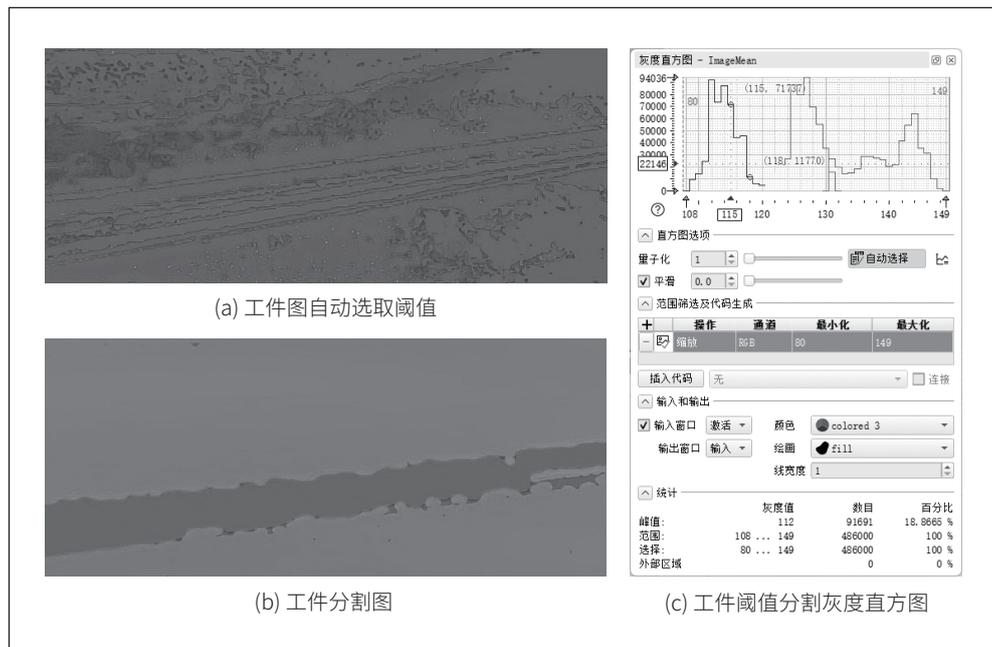


图 11

可以使用下面的公式将焊缝图像二值化，使背景与焊缝分离，从而实现焊缝的自动检测。

$$f(x,y) = \begin{cases} 0 & f(x,y) < T \\ 1 & f(x,y) \geq T \end{cases} \quad \text{式 (5)}$$

其中， $f(x,y)$  表示原始图像在  $(x,y)$  处的像素值， $T$  为 OTSU 算法自适应选择出来的阈值。根据 OTSU 算法的定义， $T$  被选取为使类间方差最大的阈值。

在实际作业中，可以使用一些阈值分割算法，如固定阈值二值化、自适应阈值二值化和 OTSU 二值化等。本文采用 OTSU 二值化算法调用算子 `threshold`，设定阈值在 80~149 的范围，在范围之内的所有像素被选中，从而将工件从背景中分割开来，从而获得最佳的二值化结果如图 11 所示。

#### 4.4 形态学运算

形态学运算是数字图像处理中一种基本的图像处理技术。形态学运算的目的是根据结构元素对原始图像进行像素级别的操作，从而改变图像的形状、大小或提取出感兴趣的区域，常用于图像预处理、图像分割、轮廓提取、形状分析

开运算、闭运算、梯度运算、顶帽运算和底帽运算等。它们都是以膨胀和腐蚀为基础，通过组合、加权等方式进行的一些高级运算，可以更加精细地提取出图像中的区域。

本文在焊缝缺陷检测中使用开运算、闭运算和顶帽运算的组合。在焊缝缺陷检测中应用开运算可以消除噪点和小气孔等缺陷，使后续检测更加准确可靠，其公式如下：

$$B = (A \ominus SE) \oplus SE \quad \text{式 (6)}$$

在焊缝缺陷检测中可以采用闭运算来填补小孔和断裂，提高焊缝的连续性和完整性，其公式如下：

$$C = (A \oplus SE) \ominus SE \quad \text{式 (7)}$$

其中， $A$  表示原始二值化图像， $SE$  表示结构元素， $\oplus$  表示形态学膨胀运算， $\ominus$  表示形态学腐蚀运算， $B$  表示开运算后的二值化图像， $C$  表示闭运算后的二值化图像。

则组合运算的公式如下所示：

$$\text{开、闭、顶帽运算} = (A \ominus B) \oplus B + (A - (A \oplus B)) - ((A \ominus B) \oplus B) \quad \text{式 (8)}$$

其中， $A$  表示原始灰度图像， $B$  表示结构元素， $\ominus$  表示形态学腐蚀运算， $\oplus$  表示形态学膨胀运算， $+$  表示图像相加运算， $-$  表示图像相减运算。该组合方法可以去除低灰度杂质，并增强图像的亮度和对比度。

在 Halcon 中使用 `opening_circle` 算子执行开运算，在程序窗口输入 `opening_circle (Rectangle, ImageOpening, Radius)`，生成图 12，但是由于光源的影响，图像呈现并不完整。

采用 `closingcircle(ImageOpening, ImageClosing, Radius)` 和 `OpeningCircle(ImageClosing_Image, Image_background,`

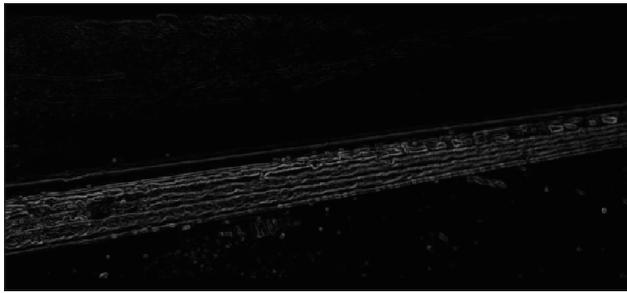


图 12 阈值分割后的焊缝

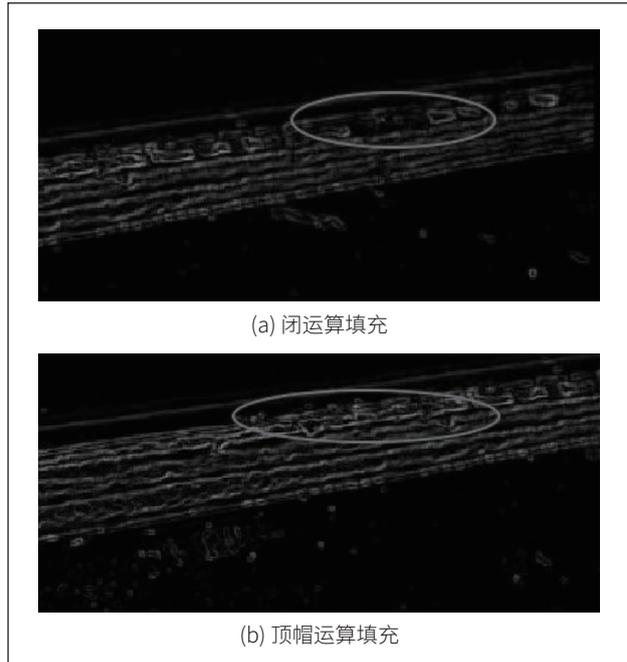


图 13

RadiusB) 算子以此执行闭运算和顶帽运算结果如图 13 所示。

## 5 实验结果

经过上述的所有处理之后，我们就可以识别出来焊缝的缺陷，然后可以使用 Halcon 中的 dev\_display 函数在原始图像上标注出来，并通过镂空显示或颜色变化等方式实现，如图 14 所示。

```

114 dev_set_color('red') // 显示为红色
115 dev_display(Image)
116 dev_display(RegionEroded)
117 dev_display(RegionWeld)
    
```

图 14 显示颜色变化

这篇文章是基于一定场地条件下，对工件图像进行检测，实验最终结果以及直方图分布分别如图 15 所示。

## 6 结语

本文提出了一种基于 Halcon 的焊缝缺陷检测方法。通

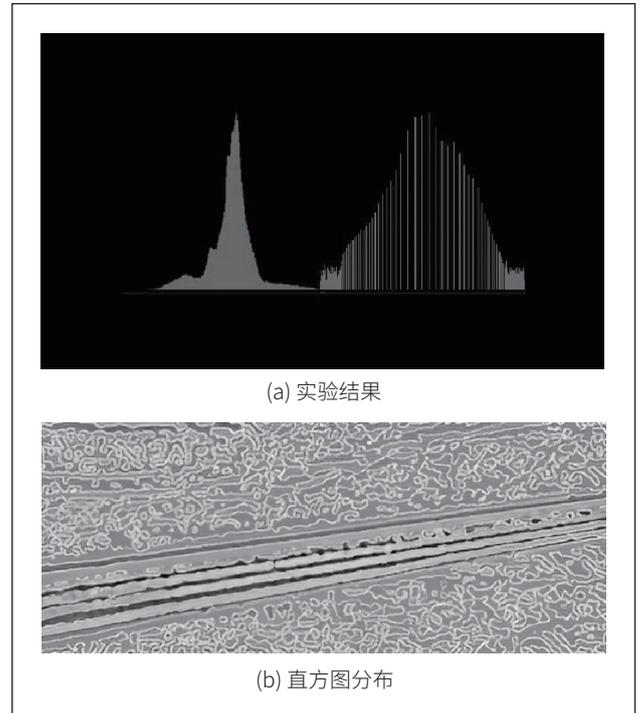


图 15

通过对相机标定使用 laplace\_of\_gauss 算子，并对图像使用适合的处理方法，结果表明该方法能够准确地检测出焊缝缺陷区域并且精准地定位缺陷位置。然而，该方法处理的时间较长，并且当光线强度不均或过强时，会导致工件难以分割，对识别造成了一定的困难。尽管如此，在大多数情况下，该方法依然能够实现，并且具有极高的实用性。

## 参考文献

- \* [1] 胡丹, 高向东, 张南峰, 等. 焊缝缺陷检测现状与展望综述 [J]. 机电工程, 2020, 37(7): 736-742.
- \* [2] 李亚中. 基于图像识别的 SMT 焊点检测方法应用研究 [D]. 电子科技大学, 2019.
- \* [3] 李超, 孙俊. 基于机器视觉方法的焊缝缺陷检测及分类算法 [J]. 计算机工程与应用, 2018, 54(06): 264-270.
- \* [4] 谷静, 谢泽群, 张心雨. 基于改进深度学习模型的焊缝缺陷检测算法 [J]. 宇航计测技术, 2020, 40(3): 75-79.
- \* [5] Yan Wang, Yi Sun, Peng Lv, Hao Wang, Detection of line weld defects based on multiple thresholds and support vect or machine, NDT & E International, Volume 41, Issue 7, 2008, Pages 517-524, ISSN 0963-8695, https://doi.org/10.1016/j.ndteint.2008.05.004.
- \* [6] 蔡述庭, 王雪岩, 陈学松等. 一种基于 Halcon 的美标电源线缺陷检测方法 [J]. 机床与液压, 2019, 47(08): 134-139.

# 基于物联网技术的密闭室内元器件识别定位方法

唐晓澜, 贾杰, 王成林, 孙国庆, 阮玲玉

(1. 西京学院 电子信息学院, 陕西西安, 710123; 2. 河南省睿卡机器人制造有限公司, 河南新乡, 453000)

**摘要:** 常规的元器件识别定位中, 由于采用人工标定特征的方式, 导致识别定位的误差较大, 因此提出基于物联网技术的密闭室内元器件识别定位方法。基于物联网技术传感元器件的信息, 并通过图像特征提取的方式识别元器件的状态, 为了对元器件进行定位, 采用相机呈现原理, 构建坐标系定位元器件, 实现识别定位方法的研究。实验中实验组的识别定位误差为1.05, 对照组的识别定位误差为2.00, 实验结果可以表现出所设计的识别定位方法的误差系数较低, 相对传统技术具有一定的优势性。

**关键词:** 物联网技术; 密闭室内元; 元器件; 识别定位

## 0 引言

传统的元器件识别方法, 一般采用自动识别并辅助人工定义特征的方式, 对元器件的状态进行识别, 但是在维护检修的过程中, 还需要对元器件进行定位, 以便快速解决问题的发生。因此, 传统对元器件定位识别的技术就存在了定位精度低的问题。虽然结合多种算法的运用, 可以适当提高定位精度, 但是算法的叠加使得计算过多, 减慢定位时效。所以在现今的研究中, 雷文桐等人<sup>[1]</sup>基于深度学习的方法, 对元器件进行视觉上的识别和定位技术的研究, 通过算法运用提高识别定位精度; 夏玉果等人<sup>[2]</sup>的研究, 通过多尺度注意力机制分析电子元器件深度迁移识别方法, 提高了对元器件的识别精度。上述的研究中, 最终目的都是为了提升精度, 优化算法, 因此本文基于物联网技术对密闭室内的元器件进行定位识别, 在阐述本文观点的同时为其他相关研究提供一定的参考。

## 1 基于物联网技术的密闭室内元器件识别定位方法

### 1.1 基于物联网技术传感元器件信息

在物联网技术下的元器件信息的收集, 是作为技术整体运用中的一小部分的应用。在物联网技术体系的架构中, 通过上层的应用协同, 实现数据的传输, 而下层作为采集和传输的主要路径, 能够基于传感技术实现信息的动态获取。

其中对于密闭室内元器件信息的智能传感技术, 是物联网运用中的一个重要部分, 同时与传统传感技术的结合, 能够将传感器原有的集成技术、微型处理等手段相结合, 并且形成高效的物理传感终端设备。因此本文所采用的智能传感设备, 具有自适应的小型化特征, 能够在密闭室的独特环境中发挥作用<sup>[3]</sup>。

传感器在密闭室内信息传输时, 根据密闭室内元器件的运行电荷进行计算, 获得元器件的微分电流, 并通过负载电阻形成回路中的传感输出电压。在传感器进行信号电压值的输出时, 与元器件的电场强度成正比, 根据密闭室

内有限区域的电场强度与导体电位所成的比例关系, 能够得到传感器的信息与电位的连接信息, 二者之间的关系受到传感器和导体之间的影响, 并获得传感器与元器件之间的信息, 并对信号进行输出, 通过输出信号对元器件的信息进行分析。

### 1.2 提取元器件信息图像特征

在物联网技术下传感器的信息传感的基础上, 分析传感得到的图像信息, 通过对目标的检测和学习, 分析元器件与密闭室的差别, 实现对元器件的识别。本文所用到的图像特征的提取相关性如图1所示。

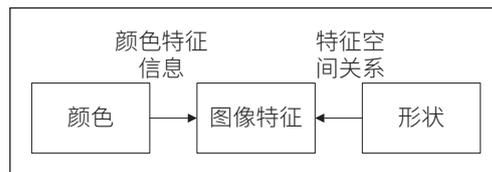


图1 图像特征提取的相关性

为了对传感器的传感信息进行特征的提取, 本文通过图像数据的传感要求, 结合计算机的应用, 采用相应的特征提取算法, 采用颜色特征的方式提取元器件的图像特征。在颜色空间中, 利用颜色空间的三原色分量进行颜色的组成, 通过对图像领域中的阴极射线管等对图像进行显示<sup>[4]</sup>。

在颜色直方图的应用中, 通过图像的色调排布来分别颜色空间中的目标相似度, 在颜色的匹配中对元器件进行识别。将传感器的识别图像进行区域的划分, 那么可以获得对应的表达式:

$$p_i = k_i \quad \text{式(1)}$$

式(1)中,  $p_i$  表示颜色直方图;  $k_i$  表示图像中的第  $i$  个颜色, 对式(1)进行归一化处理, 得到:

$$p_i = k_i / M \quad \text{式(2)}$$

式(2)中,  $M$  表示图片中的像素划分个数。那么可以通过对应的颜色直方图获得颜色矩, 通过颜色矩的特征描述, 能够对传感图像中的分布信息等进行体现。

### 1.3 融合相机成像原理识别元器件

在对上述的元器件信息进行特征提取后, 能够根据已有

的图像信息特征,分析元器件的坐标位置,本文通过相机成像原理,通过几何标定的方式,将图像特征中的坐标以实际坐标的形式进行呈现。相机成像原理如图2所示<sup>[5]</sup>。

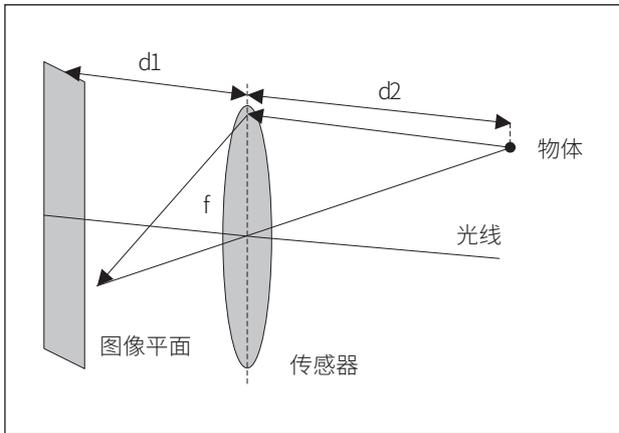


图2 所使用的相机成像原理图示

图2中,  $d_1$  表示图像平面与传感器之前的距离;  $d_2$  表示传感器与物体之间的距离;  $f$  表示相机的焦距,那么上述的原理可以通过下式来表达:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \quad \text{式(3)}$$

根据相机成像原理对元器件进行分析时,可以假设相机的孔径为无穷小数值,并在理想状态下,假定只有孔中只有光线的透过,又根据相机自身的成像特性,为了平面的正序性,将图像平面置于传感器的镜头前方,那么将物体的实际高度进行设定,并根据物体在传感器镜头中的映射,根据定理,表现出元器件的投影公式:

$$h = f \frac{h_1}{d_1} \quad \text{式(4)}$$

式(4)中,  $h_1$  表示物体在传感器镜头中的映射高度。设定相机的坐标系,将其与本文所设定的实际坐标系进行统合,得到对应的元器件识别标定矩阵:

$$Z \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f & 0 & u \\ 0 & f & v \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{式(5)}$$

式(5)中,  $(x, y, z)$  表示元器件的投影坐标;  $(X, Y, Z)$  表示元器件的实际坐标;  $(u, v)$  表示图像坐标系的主点坐标。那么通过测定坐标系数据,对密闭室内的元器件进行识别<sup>[6]</sup>。

#### ■ 1.4 实现密闭室内元器件识别定位

基于物联网技术的密闭室内元器件识别定位方法具有多重优势。首先,该方法能够实现实时监测和远程管理,使用户可以随时随地获取元器件的状态数据,并采取相应的措

施。其次,通过大数据分析和预测维护,该方法能够利用收集到的信息数据进行深入挖掘和分析,预测元器件的运行状况和寿命,提高维护效率。此外,通过自动化和智能化操作,该方法减少了人工干预和误操作的风险,提高了工作效率。最后,由于物联网技术具有较强的系统集成和扩展性,该方法可以与其他系统无缝集成,构建统一的监测和管理平台,并根据需求进行灵活改进和拓展。综上所述,基于物联网技术的密闭室内元器件识别定位方法为实现精确识别定位、提高运维效率和可靠性、降低成本和风险等方面带来了重要优势,并在智能制造和工业自动化发展中发挥着重要作用。根据上述流程中的智能传感,本文设计了密闭室内元器件的识别定位方法。该方法主要包括以下几个步骤:

(1) 利用小型的多传感器集成终端来收集元器件的信息。这些传感器可以监测元器件的各种参数和状态,如温度、湿度、电流等。通过多传感器的数据采集,可以获取全面的元器件信息。

(2) 通过对所收集的传感信息进行分析,可以提取元器件的图像特征。其中,颜色空间和形状空间是常用的空间定位方法,可以用于对元器件的状态进行识别。通过比较元器件的特征与预设模型的匹配程度,可以确定元器件是否处于正常工作状态或存在故障。

(3) 结合物联网技术来构建元器件的识别结构。利用物联网技术,可以通过元器件的信息传感以及相机成像原理来确定元器件的故障信息。通过将元器件与物联网连接,可以实现实时监测元器件的状态,并及时传输相关信息。

(4) 在获得元器件的成像数据后,为了保证定位的准确性,需要对信息进行标定和处理。通过计算相机与传感器之间的距离,可以进行图像的二值化处理,并提取对应的信息坐标。然后,通过计算元器件的中心像素,并考虑所测定的误差值,可以对成像数据进行修正,以满足实际定位的要求。基于上述的识别定位流程,能够在物联网技术下,实现对密闭室内元器件的识别定位<sup>[7]</sup>。

本文设计的密闭室内元器件识别定位方法利用智能传感和物联网技术,通过收集和分析传感信息、提取图像特征以及结合物联网技术,能够实现对元器件状态的准确识别和故障信息的确定。该方法在实现密闭室内元器件的识别定位方面具有潜力,并为未来智能制造和工业自动化领域的发展提供了一种高效可行的解决方案。

## 2 实验论证

### ■ 2.1 实验说明

为了对密闭室内元器件的识别定位方法进行研究,本文

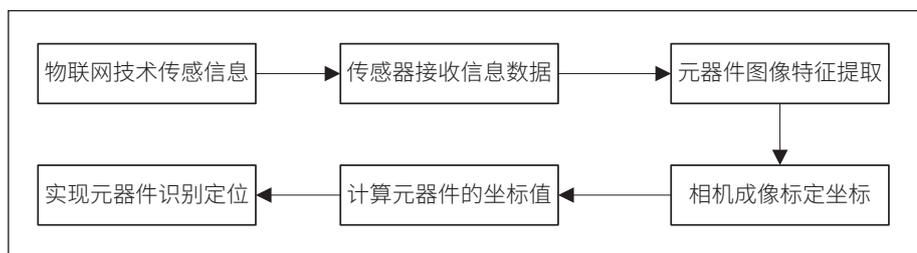


图3 元器件识别定位流程

基于物联网技术，分析了元器件的识别定位方法。在对本文研究方法进行测试的过程中，基于仿真实验环境，构建元器件的识别定位流程，通过本文方法与传统方法的对比，验证本文所研究方法的优越性。为了最后实验数据表述的简洁性，本文将所研究的基于物联网技术的元器件识别定位方法设置为实验组，传统方法则为本次精度检测实验的对照组。

在具体的实验元器件的分析中，本文选择了四种元器件进行方法验证的比较，分别为 X1、X2、CPU 和 PCI 元器件，上述四种元器件置于密闭室内，通过实验组和对照组的方法进行识别定位精度的检测。

## 2.2 实验准备

本次的识别定位方法测定实验中，将根据已有元器件和传感器的安装，通过对元器件信息的传感，获得元器件的图像坐标系，并根据原理对元器件目标进行定位。实验中对元器件识别定位的流程如图 3 所示。

根据图 3 中的识别定位流程，设置实验过程。

## 2.3 实验结果

根据上述实验流程，获得本次密闭室内的元器件定位结果，实验组与对照组的对比定位数据分别如表 1 和表 2 所示。

表1 实验组密闭室元器件定位情况

坐标	元器件分类			
	X1	X2	CPU	PCI
左上	50.6,-61.0	-48.8,2.5	15.7,-16.3	-90.2,-75.0
右下	60.2,-56.4	-43.9,-12.4	45.4,16.1	-83.4,8.7
左下	50.0,-60.0	-48.0,2.0	15.0,-15.0	-90.0,-75.0
右上	-60.0,-55	-43.0,-12.0	45.0,-15.0	-80.0,9.0
误差	1.4	0.9	1.3	0.6
平均误差1.05				

表2 对照组密闭室元器件定位情况

坐标	元器件分类			
	X1	X2	CPU	PCI
左上	85.2,-51.1	95.6,-41.0	85.0,-95.0	93.0,-41.0
右下	-53.1,-30.1	38.2,-15.5	-53.1,-30.0	-38.0,-15.0
左下	65.2,-51.4	85.5,-41.1	65.0,-50.0	85.0,-41.0
右上	-23.7,-14.8	-38.2,-0.5	-25.0,-15.0	-38.0,-1.0
误差	1.7	2.1	3.4	0.8
平均误差2.00				

表 1 中的数据显示了实验组对密闭室元器件的定位情况。对照组的定位数据如表 2 所示。

根据表 1 和表的 2 的数据对比分析可得，实验组元器件的识别定位平均误差为 1.05，对照组元器件的识别定位平均

误差为 2.00，因此实验组的定位精度相对来说更高一些。在 CPU 元器件的识别定位中，实验组和对照组都存在识别定位误差较大的情况，根据实验复盘分析出，由于元器件的传感器的；连接不够灵敏，导致信息传输存在一定的误差，经过优化后的元器件定位识别精度均获得一定的程度的提高。

## 3 结束语

本文对基于物联网技术的密闭室内的元器件识别定位方法进行了研究，通过物联网传感技术获得元器件的数据信息，然后通过图像特征的提取以及相机成像原理的运用，实现对元器件的识别定位。但是本文仍然存在一定的不足之处，在实验过程中由于对元器件和传感器的连接出现一定的错误，导致实验中存在的误差较大，经过验证修复后，对此问题进行了改善。

## 参考文献

- \* [1] 雷文桐, 顾寄南, 胡君杰, 高伟. 基于深度学习的元器件视觉识别和定位技术 [J]. 电子测量技术, 2023,46(08):65-73.
- \* [2] 夏玉果, 丁晟, 赵力. 多尺度注意力机制的电子元器件深度迁移识别方法 [J]. 无线电工程, 2023(09):1-11.
- \* [3] 陈龙, 胡云龙, 秦远, 陈进, 王九飙, 胡洪光. 废弃电子元件视觉识别技术的研究进展 [J]. 资源再生, 2023,(04):51-54.
- \* [4] 龚欣, 李婷, 孙佳佳, 陈旭光, 倪晓亮. 高可靠元器件特征结构识别与表征技术 [J]. 电子元器件与信息技术, 2021,5(11):21-22.
- \* [5] 李静, 高景旭. 图像识别技术在军用电子元器件表面瑕疵检测方法中的应用 [J]. 电子世界, 2021,(19):202-203.
- \* [6] 史志贺, 戴国洪, 周自强. 基于图像的废电路板高值元器件识别定位方法 [J]. 常州工学院学报, 2021,34(01):27-30.
- \* [7] 李天友, 杨智奇, 刘松喜. 基于物联网技术的低压配电网单相断线故障识别研究 [J]. 供用电, 2020,37(12):1-7.

# 基于 YOLOv2 目标检测算法和 K210 芯片的智能压板状态识别系统

陈业宏

(广东粤电枫树坝发电有限责任公司, 广东河源, 517000)

**摘要:** 在继电保护和安全自动装置中, 压板在保护逻辑回路与出口跳闸继电器回路之间起着控制一次设备开关通断的作用。在运行过程中, 保护压板和出口压板投退方式不正确将导致保护拒动或者误动, 严重者将会给安全生产带来重大影响。本文提出一种低功耗、便携式的智能压板状态识别系统, 该系统是由搭载了YOLOv2算法模型的K210单片机、OV2640摄像头以及LCD显示器组成, 能够有效检测识别保护装置上的压板投退状态, 实现智能化数字监控。

**关键词:** 压板状态识别; YOLOv2; K210; 人工智能; 嵌入式

## 0 引言

在日常巡检过程中, 运行人员需要对发电机、变压器、线路等保护装置进行检查, 其中根据当时机变和线路的运行方式检查压板相应的投退情况是非常重要的项目。由于在厂房中保护装置台数众多、压板数量繁多, 且压板类型容易造成混淆, 而巡检人员常常处于人数不足的状态, 难免会因为高温、高噪声的工作环境下引起精力不集中, 产生失误导致的错检、漏检。为了帮助避免上述情况发生, 本文提出一种通过人工智能识别算法来检查压板投退状态并进行图像和文字显示的工具。

针对压板状态识别的技术, 先前已有学者采用神经网络和机器视觉的方法, 先对图像进行预处理, 然后针对压板三个状态: 投入、退出、备用的不同特征进行提取, 最后根据特征匹配输出大于阈值的结果。这种方式虽然简单、容易实现, 但由于现场光线干扰和拍摄图像与特征模板匹配时产生畸变的问题, 导致最终检测分类速度慢且结果与实际具有较大偏差。

基于以上出现的问题, 本文基于对不同类型的压板不同状态表现的研究, 采用 YOLOv2 目标检测算法, 采集不同颜色、种类的压板进行三种状态的特征提取, 导入算法进行多次训练, 并通过调整参数进行对比验证, 得到现场识别效果较好的目标检测模型, 证明基于 YOLOv2 目标检测算法和 K210 芯片的智能压板状态识别系统的可行性和有效性。

## 1 系统框架

本系统使用搭载 K210 芯片的 Maix Bit 最小系统板, 采用型号为 OV2640 的广角摄像头和 2.4 寸彩色屏幕。将提前训练好的模型 (.kmodel 文件) 烧录到芯片 0x300000 地址上, 在 0x00000 和 0X1a0000 地址上烧录最新版本的模型驱动固件以及最小系统固件 (均为 bin 文件); 使用摄像头采集压板图像, 识别压板是否处于投入、退出或者备用的状态; 摄

像头所拍摄图像以及识别结果可以显示在 LCD 屏幕上。

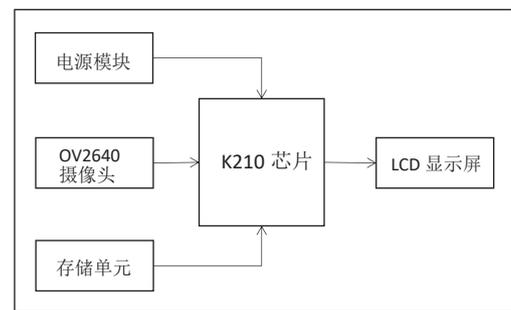


图1 系统硬件结构框图

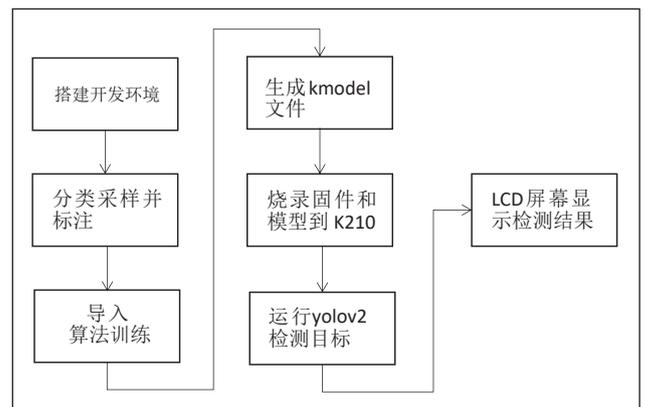


图2 系统开发流程框图

## 2 目标检测算法的比较和原理

与经典的目标检测算法, 例如 R-CNN、Faster-RCNN 等相比, YOLO 算法更具有实时性的优势。由于 YOLOv1 算法采用单次循环检测的方式, 对尺寸小、密度高的目标定位存在较高的位置误差, 而 YOLOv2 在引入 Darknet-19 网络和 Anchor box 之后, 通过多尺度特征的比对来提高检测精度和稳定性。在精确性方面, 可以利用 Anchor box 和多尺度特征提取提高压板检测的准确性, 同时适当增加样本数量, 保证良好的训练效果和检测准确度。可以对物体进行实时检测, 以图片作为输入, 将识别目标的位置和置信度作为输

出，能够在保持原有较高的检测速度的基础上，提高目标检测的准确率，而目标检测的主要任务无非就是两个：分类和定位。

### ■ 2.1 分类原理比较

在分类过程中，R-CNN 采用选择性搜索的方式产生候选框，再使用分类器对每个候选区域进行特征提取，使用预先训练的 CNN 提取区域的特征，最后采用线性回归的方法来判断候选物体的类别，这种方式速度较慢，且容易造成数据丢失。Fast R-CNN 虽是利用整图一次性提取候选框的方式，在整个识别分类的过程中使用了 2 个不同的 CNN 网络结构进行特征提取，导致速度依然不够理想。YOLOv1 是一个 end-to-end 的检测分类算法，即将目标检测任务转化为回归问题。它采用全卷积神经网络将整个图像作为输入，同时预测多个边界框和类别，仅使用 1 个 CNN 网络就能输出目标物体的置信度得分和类别得分，最后通过非极大值抑制 (NMS) 筛选最终检测结果，检测分类速度高达 45~155 帧/秒，缺点在于定位精度不够高。而 YOLOv2 在模型中去掉全连接结构，不再使用滑动搜索方式进行特征提取，取而代之的是使用卷积层和池化层对最后的结果进行预测，对每个候选区域预测一个独立的类别，同时引入 Anchor box 的概念对不同尺度和比例的目标边界框进行预测，然后同样使用非极大值抑制 (NMS) 筛选检测结果，在 YOLOv1 的高速度的基础上进一步提高检测精度。

### ■ 2.2 定位原理比较

在定位过程中，在 R-CNN 是采用选择性搜索的算法对候选区域进行划分。选择性搜索是一种基于图像分割的算法，通过将图像分割成若干个像素块，并将相似度较高的像素块来合并形成候选区域。对于每个候选区域，R-CNN 使用预训练的 CNN (如 AlexNet 或 VGG) 对候选区域进行特征提取，然后使用支持向量机 (SVM) 或线性回归器进行目标分类和边界框回归，从而实现目标定位。Fast R-CNN 通过 RoI (Region of Interest) pooling 层将选择性搜索生成的候选区域映射到固定大小的特征图上，并将每个 RoI 映射为相同大小的特征向量。然后，这些 RoI 特征向量传入全连接层用于目标分类和边界框回归，最后经过非极大值抑制 (NMS) 筛选出结果。在目标定位方面 Fast R-CNN 比 R-CNN 更高效。YOLOv1 是通过直接回归目标边界框的位置实现定位的，将整个图像划分为网格，并预测每个网格的多个边界框。每个边界框由五个值组成：中心坐标 (x, y)、宽度 (w)、高度 (h) 以及目标置信度得分和多个类别得分。通过预测这些值，YOLOv1 可以定位目标的位置和大小。YOLOv2 则是在 YOLOv1 的基础上引入 Anchor box 来预测

边界框的位置，模型再训练检测之前已经适应不经切换的高分辨率输入。Anchor box 作为在各类目标检测的网络模型中作为先验框的存在，每次训练都会将输入的图片分成 S\*S 的方格，每个方格围绕中心生成 5 个 Anchor box，先验框与目标框进行一个交并比 IOU 的计算得到阈值，小于阈值的归属于背景区域，大于阈值的归属于目标区域，经过 K-means 聚类之后的数据产生归一化，回归产生的框就是 bounding box。先验框的应用可以简化识别问题，使网络模型更容易学习；bounding box 作为检测目标的位置参数，能提取出目标边界框左上角坐标 [tx,ty] 以及宽高 [tw,th]。由 bounding box 得到预测结果的转换公式如下：

$$bx = \text{sigmoid}(tx) + cx$$

$$by = \text{sigmoid}(ty) + cy$$

$$bw = Pw * \exp(tw)$$

$$bh = Ph * \exp(th)$$

其中 cx, cy 是 grid cell 在 feature map 左上角的坐标，Pw, Ph 是 Anchor box 相对原图的宽高。

## 3 系统主要硬件和模型训练过程

### ■ 3.1 勘智 K210 芯片简介

本设计使用勘智 K210 芯片作为该系统的主控，兼顾数据处理、图像处理等功能。该芯片采用 RSIC-V 架构，具备双核 64 位处理器，搭载 FPIOA 可编程阵列，并配备丰富的外设接口，包括 UART、SPI、I<sup>2</sup>C、PWM、GPIO 等。可根据不同需求结合不同的编程语言，能够实现神经网络计算、人脸识别、特征检测等功能，具有低功耗、低价格、高性能的特点，其高效的 AI 加速和图像处理能力，加快终端感知数据处理，并减少数据传输压力，可广泛应用于工业、园区等场景的智能识别系统。

表1 K210芯片性能参数表

名称	参数
芯片型号	勘智K210
芯片内核	RSIC-V双核64位CPU
SRAM	8MByte
Flash	16MByte
功耗	300mW
神经网络算力	1TOPS
人脸检测速度	60帧/秒
支持编程语言	C++、Micro python

### ■ 3.2 模型文件训练过程

本系统主要以 Mx\_YOLOv3 开源工具作为本地模型训练平台，配合其他工具完成训练集的制作和文件类型的转换。

#### (1) 训练集制作和标注

首先，通过采取摄像头拍摄的方式收集生产现场环境下

保护装置屏面压板的图像数据，也可以从工业场景或模拟器中获取。为提高摄像头在不同场合光线下的识别成功率，以及从不同角度拍摄压板返回重叠不规则特征图像导致识别失败的情况，采取环境、光线、角度多样化进行采样，且采样数量比例保持均衡的策略，确保图像质量良好，包含不同尺寸、状态和颜色的压板。

然后是对图片进行预处理，这个步骤能够有效减少计算复杂度，提高模型训练效率。通过图像的大小归一化、调整、裁剪和增强等操作，以确保图像具有一致的尺寸和质量。此处使用图形转换工具将训练集处理为像素 448×448、jpg 格式的方格图片，并对压板图像进行锐化，减少曝光面积等调整。

最后是标注和文件标签。对于每张图像，需要标注其中的压板位置和类别信息。通常使用边界框来标注压板的位置，即在图像中用矩形框框出压板的边界。标签文件中保存着标注信息，其中包含压板的位置（边界框坐标）和类别。此处根据压板在不同状态下的特征进行框图标注，使用 LabelImg 工具分别对训练集中投入、退出、备用的压板框选出来进行标注，生成的 xml 标签文件则是供程序读取信息。

#### (2) 模型训练和参数选择

配置好开发环境后，在 Mx\_YOLOv3 平台中选择物体识别——YOLOv2 模型，相关参数设置参考表 2。

表2 YOLOv2训练参数设置表

参数名称	设定值
Batch_size	32
Alpha	0.75
Epoch	50
数据增强	True

合理的 Batch\_size 数值能够保证最大限度利用电脑内存，提高训练速度，常见的设定值有 32、64、128 等。Alpha 数值的设定则需要根据数据集的特点进行调整，如果 Alpha 值过小，目标框的尺寸可能变小，导致漏检的问题。在训练中选择合适的 Alpha 值来保证目标框大小与图像尺寸之间的比例适当，从而得到更好的训练效果。Epoch 是指整个训练集的训练次数，通常设置在 30~100 之间，一般来说损失函数 loss 明显收敛以及平均精度 mAP 趋于稳定之后，说明模型基本达到充分训练的程度，此时应当防止训练次数过多导致过拟合问题。

#### (3) 文件转换和烧录

为了适配 K210 芯片上的神经网络加速器，需要将训练好的模型文件，包括模型参数、权重和结构等信息重新编码，转换成特定格式的 k210model 文件。在 Mx\_YOLOv3 平台进行模型训练，完成后自动生成 tflite 模型文件，使用 NNCase0.1.0 工具将 tflite 文件转换为 k210model 文件。

由图 3 可知，K210 内部 Flash 根据功能和作用主要分成三大区域：固件区、模型区和文件系统区，将相应文件在起始地址偏移量开始烧录即可。

固件区通常烧录

用于系统启动的驱动程序和用户编写的应用程序。模型区实际上是 K210 芯片特有的 AI RAM 存储器，能够快速加载和处理模型文件。



图3 K210内部Flash分区结构图

## 4 功能实现及优化

### 4.1 驱动摄像头

K210 最小系统板上集成了摄像头处理单元 (DVP) 及摄像头排线接口，支持 OV2460、OV2560 等多种摄像头，支持 RGB565 像素格式、QVGA 帧面尺寸、亮度、饱和度、自动增益模式设置。OV2460 是一款具有 200 万像素的 CMOS 图像传感器，在 K210 芯片固件上相应的摄像头驱动程序。摄像头将采集的图像数据传输到处理单元进行预处理，然后作为输入传递到 YOLOv2 模型中进行目标检测。在完成摄像头初始化配置后测试摄像头能够稳定运行。

### 4.2 初始化 YOLOv2

调用 `kpu.load(0x300000)` 加载模型文件，并将返回值填入 YOLOv2 初始化函数 `kpu.init_yolov2(kpu_net,threshold,nms_value,Anchor_num,Anchor)`，其中 `kpu_net` 即 `kpu.load` 的返回值，`threshold` 为输出门限值，`nms_value` 为输出交并比门限值，`Anchor_num` 为 Anchor 锚点数，`Anchor` 为模型训练前计算出来的锚点参数。

### 4.3 测试效果及优化

图 4、5、6 是训练模型优化前对模型进行测试的识别结果，明显看出识别准确率不高，且有的样本仍然识别失败，无法正确框出检测目标。分析图 7 的 loss 曲线图发现经过 50 次 Epoch 之后 loss (蓝色)、val\_loss (橙色) 曲线总体单调递减呈收敛趋势，数值处于 0.6~0.8 之间，但局部区域出现明显震荡，存在过拟合现象，应考虑增加样本数量、减少特征无关像素的占比、提高训练集和测试集的关联等等。

如图 8 所示，在采取一系列措施进行模型优化后，loss (蓝色)、val\_loss (橙色) 的曲线均呈收敛趋势，且无明显起伏，经过 30 次 Epoch 之后数值均小于 0.1。由图 9、

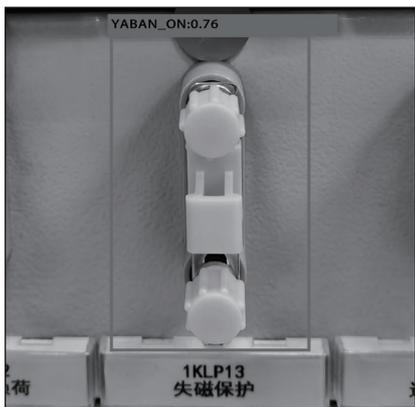


图4 优化前压板投入状态测试效果

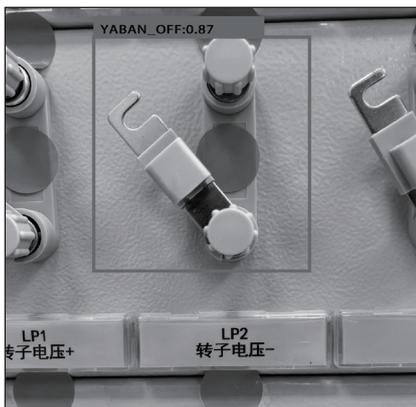


图5 优化前压板退出状态测试效果

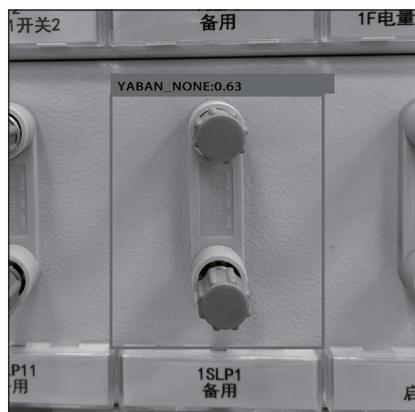


图6 优化前备用压板测试效果

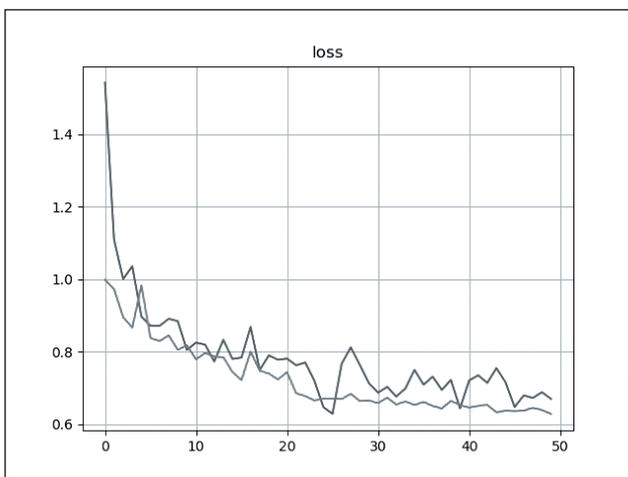


图7 优化前 loss、val\_loss 曲线图

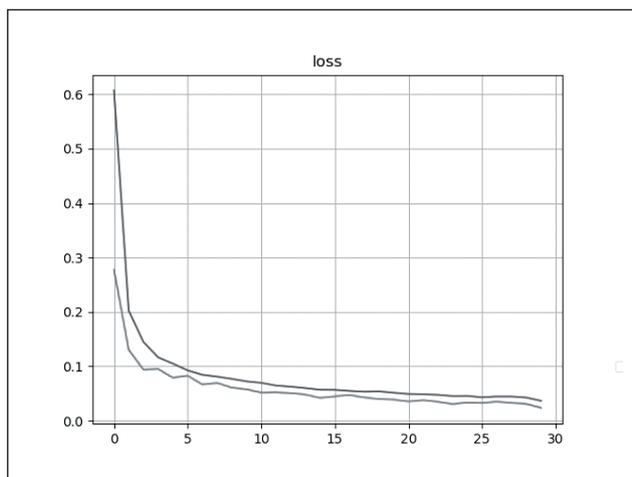


图8 优化后 loss、val\_loss 曲线图

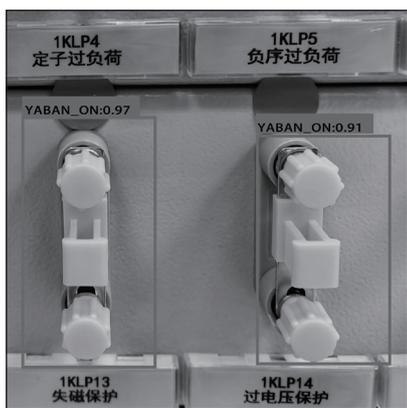


图9 优化后压板投入状态测试效果

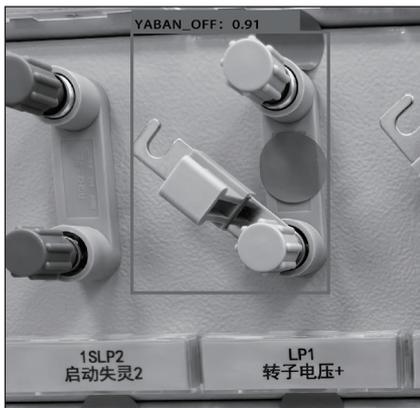


图10 优化后压板退出状态测试效果



图11 优化后备用压板测试效果

10、11模型测试效果可看出，识别成功率和准确率明显提高。

#### 4.4 上机测试效果

图12、13、14是对三种不同状态的压板进行实物识别之后在LCD显示屏反馈的效果，图12是压板投入图像，左下角显示“yaban\_on 0.8325”代表压板投入状态的概率为83.25%；图13是压板退出图像，左下角显示“yaban\_off 0.9398”代表压板退出的概率为93.98%；图14是备用压

板图像，左下角显示“yaban\_none 0.9081”代表此为备用压板的概率是90.81%。

## 5 结束语

本研究了一种由K210芯片、OV2640摄像头和LCD彩色显示屏组成的智能压板状态识别系统设计。该系统设计简洁、资源利用率高，通过摄像头对生产环境下保护装置屏

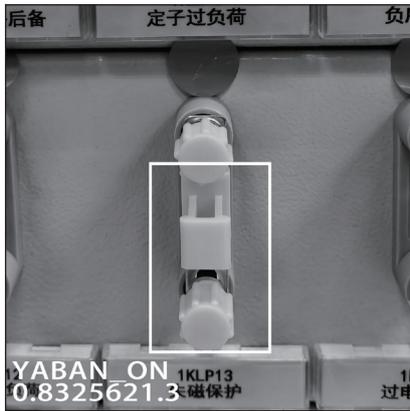


图 12 压板投入状态检测结果

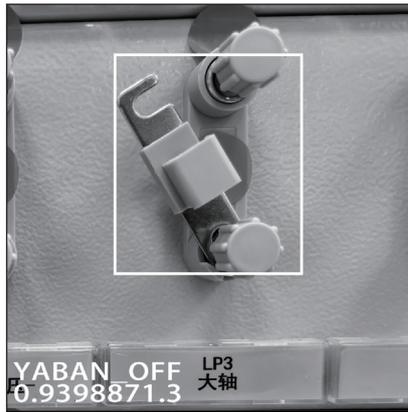


图 13 压板退出状态检测结果



图 14 备用压板检测结果

面的压板进行图像采集，输入到训练好的 YOLOv2 算法模型中能够有效针对压板投退状态进行检测识别，并将结果显示在 LCD 屏幕上。经过多次现场识别测试，目前可以快速、准确显示多个角度下压板的不同状态。未来将以提高单次识别保护装置的压板界面的速度为导向，采用算力更大，性能更强的人工智能模块和检测算法，提高真实场景下单台保护装置压板状态的检测速度和准确率。

.....  
(上接第 77 页)

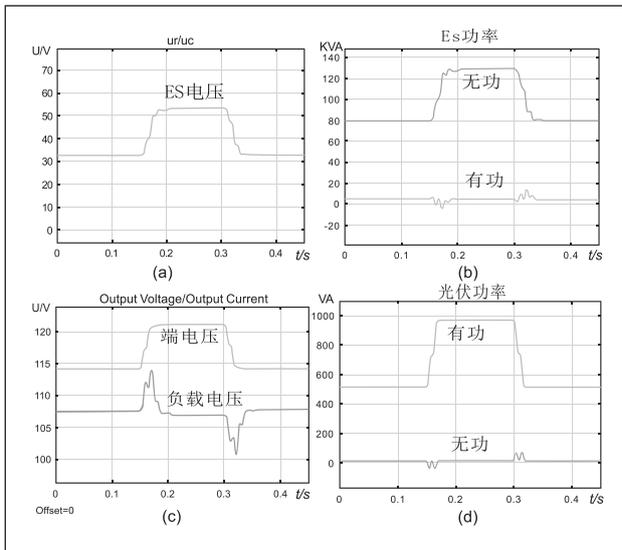


图 5 仿真模拟结果

具有很好的维持终端用户端负载电压电流稳定的性能。

## 4 总结及应用前景

加入电力弹簧可以减少系统的电压波动现象，大幅改善电力系统的供电电能质量。该装置的特殊接线方式能同时解决终端用户末端电网电压偏高和偏低两方面问题，总能够保持终端用户电力负荷的端电压幅值基本不变，减少不稳定电压对终端用户家用电器的损伤。相比于传统配置所采用的无

## 参考文献

- \* [1] 顾晓东,唐丹宏,黄晓华.基于深度学习的电网巡检图像缺陷检测与识别[J].电力系统保护与控制,2021,49(05):91-97.
- \* [2] 黄山,吴振升,任志刚等.电力智能巡检机器人研究综述[J].电测与仪表,2020,57(02):26-38.
- \* [3] 黄宇新,黄河.基于YOLO算法的嵌入式安全帽检测系统设计[J].电子测试,2021(23):58-59+73.

功补偿来减小电压波动的方法，此电压调节装置具有可连续调压、调节能力更强等优点。装置的体积和容量小，分布式控制使其可以广泛分布于微电网中，容错能力强；即插即用，操作简单，且成本较低。

同时，该电力弹簧装置解决了光伏供电末端终端用户负载电压的稳定性问题。随着各种复杂的、精密的、对电能质量敏感的用电设备不断普及，在光伏发电愈加盛行的今天，此电力弹簧装置具有很大的应用空间。

## 参考文献

- \* [1] S. Y. R. Hui, C. K. Lee, F. Wu. Electric springs-A new smart grid technology[J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2012,3(3):1552-1561.
- \* [2] 王青松,朱寒,邓富金等.并联型直流电力弹簧的简单拓展移相控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(03):1002-1015.
- \* [3] 付波,邓竟成,李超顺等.计及虚拟储能的风光储独立微电网优化配置[J].科学技术与工程,2022,22(19):8340-8346.
- \* [4] 薛花,张晓雯,凌晨等.考虑通信时延的直流微电网多电力弹簧电压平稳控制方法[J].中国电机工程学报,2021,41(16):5434-5452.
- \* [5] 程明,王青松,张建忠.电力弹簧理论分析与控制器设计[J].中国电机工程学报,2015,35(10):2436-2444.
- \* [6] 张健,李天慧,马刚等.基于智能负载的光伏并网电压和频率稳定方法研究[J].智慧电力,2020,48(10):52-57.

# PLC 在反冲洗废水回用中的应用

张亚军, 郭来功

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽淮南, 232001)

**摘要:** 水厂在生产水的过程会产生生产废水, 为了节约水资源, 实现可持续发展, 水厂对生产废水进行回用。针对水厂中回用反冲洗废水的浊度高, 反冲洗废水回用系统的自动化程度低, 对滤池反冲洗废水回用的设计, 采用PLC和上位机组成的控制系统。对该系统硬件设计和控制流程进行了介绍, 并结合监控画面的设计, 自动控制废水回用的过程, 提高回用水处理的自动化控制水平。

**关键词:** 反冲洗废水; PLC; 废水回用

## 0 引言

淮北市某水厂现有生产工业清水规模为 23 万吨 / 天, 采用“反应 + 沉淀 + 过滤 + 消毒”工艺, 原水经处理后加压输送至用户。为了保护环境, 节约水资源, 该水厂对生产废水进行回用。生产废水主要包括沉淀池的排泥水和滤池反冲洗时产生的反冲洗废水, 这类废水一般约占水厂总进水量 3%~8%<sup>[1]</sup>。该水厂近几年来提供的工业清水年均供水约 2030 万吨, 日供水约 5.6 万吨, 生产过程生产废水每年约 155 万吨, 其中滤池反冲洗废水约 130 万吨, 沉淀池排泥水约 25 万吨。在该水厂回用生产废水的过程中采用手动控制的方式, 为了实现对生产废水回用过程的自动化控制和优化, 本文采用 PLC 对回用水池进行控制, 并结合实时的监控画面, 改善了回用废水过程的自动化控制。

## 1 反冲洗废水回用工艺

该水厂滤池反冲洗废水回用水池和沉淀池排泥水的排泥池采用分开构建的方式, 将滤池反冲洗废水和沉淀池排泥水分开收集, 经排泥池排出的排泥水经过浓缩和压滤脱水处理成泥饼<sup>[2]</sup>。在污泥浓缩时的上清液回收至回用水池, 回用水池经一段时间沉淀后的上清液回用至沉淀池, 实现生产废水的回用, 其工艺如图 1 所示。

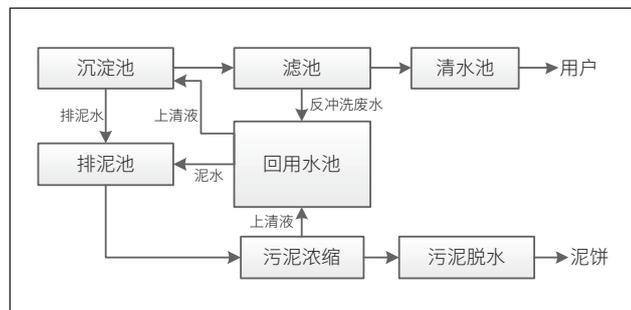


图 1 反冲洗废水回用工艺

反冲洗废水回用水池采用的是双池结构, 其水池结构如图 2 所示, 两个水池的进水口有电动阀门, 可以通过阀门控制废水进入的水池, 每个水池都分别配有一个排水泵和一个排污泵。

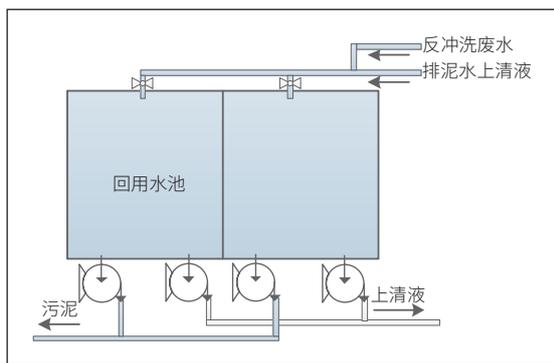


图 2 回用水池结构

## 2 反冲洗废水回用系统

反冲洗废水回用系统主要包括三个层面如图 3 所示, 监控层是在中控室操作员可以通过监控画面监测系统的运行和运行过程中的数据, 并可以远程控制现场设备以及对故障报警进行预处理<sup>[3]</sup>。PLC 控制层是将现场仪器采集的数据信息传递到 PLC 中, 经过程序设计的处理后, 再输出指令对现场设备进行控制。现场设备层有排水泵、排污泵、步进电机、浊度仪和超声波液位计, 各自分布在工艺现场中负责数据信息采集和进行废水回用运行。回用水池主要进水是反冲洗废水, 其次是排泥水浓缩过程的上清液, 针对回用水池的排水排泥, 配备了两台排水泵和两台排污泵。回用水池排水泵旁装有步进电机带动的可上下移动的带平台的滑杆, 可移动的平台固定有浊度仪和排水泵进水口软管。浊度仪采集到的浊度值实时反馈到 PLC, PLC 根据当前浊度值和设定浊度值比较出差值, 然后通过 PLC 对差值信号进行 PID 运算, 运算结果通过 PLC 输出控制驱动器, 实现对步进电机的控制, 从而控制浊度仪的位置, 达到固定浊度回用上清液的目的<sup>[4]</sup>。

系统配有三种控制方式: 自动控制、现场手动控制和远程控制<sup>[5]</sup>。现场手动控制是通过回用水池旁的现场按钮实现设备的启动与停止; 远程控制是通过中控室的监控计算机进行远程操作回用水池设备, 可以控制现场设备的启停; 自动控制是 PLC 控制器根据程序设定自动运行反冲洗废水回用系统。

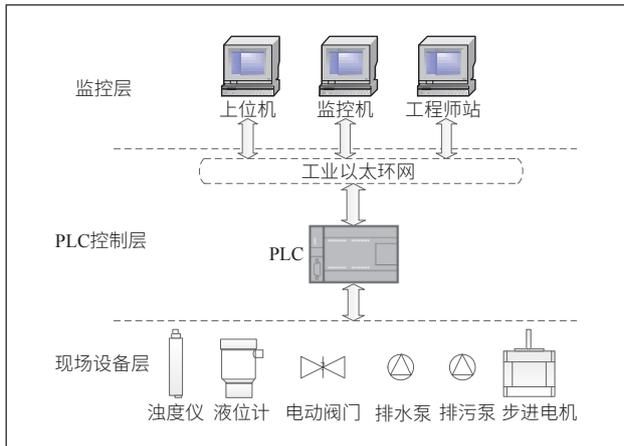


图3 反冲洗废水回用系统图

### 3 反冲洗废水回用硬件设计

#### ■ 3.1 PLC 的设计

在本次反冲洗废水回用系统中，选用西门子 S7-1200 系列的 PLC 作为控制器，其型号为 CPU 1214C DC/DC/DC。该 PLC 具有高速脉冲输出可以驱动控制步进电机的运行，CPU 机身配有 PROFINET 以太网接口，可以实现 HMI、上位机和其他 PLC 之间的通信，并扩展 RS485 通讯模块 CM1241，实现对数据的采集。

#### ■ 3.2 浊度仪的设计

该水厂在对滤池进行 6 分钟反冲洗时，测得反冲洗过程反冲洗废水浊度值约在 22~300NTU 之间。沉淀池的排泥水在工作期间测得浊度约为 450NTU，故在此反冲洗废水回用中浊度仪可选择 0.01~3000NTU 量程，精度小于测量值的  $\pm 5\%$ ，型号为联测 SIN-PTU-8010。浊度仪的测量原理是通过发射高强度的单色光，光束穿过水体遇到水中的微粒产生散射光，通过测量垂直于光束方向的散射光强度计算水体的浊度。由于浊度仪工作原理是激光散射法，工作时处于水中，而且沉淀池排泥水的浊度较大，长期工作浊度仪发散光束的镜面会附着许多杂质，影响浊度仪的测量精度。所以选择了配有自清洗功能的浊度仪，根据设定可以进行手动自清洗，或者固定时间间隔进行自动自清洗。

#### ■ 3.3 超声波液位计的设计

根据查阅该厂对回用水池的构建资料，可知回用水池深度为 5m，故在本系统中选用超声波液位计的量程为 0~10m，测量精度为 0.5%FS，型号为美控 MIK-DFG。采用的是分体式的超声波液位计，配有 RS485 通信，可实现多路测量和现场读数。由于温度对超声波的传播有影响，并且液位数据直接影响着水泵的启停，故选择配有智能温补功能的超声波液位计，保证测量精度。

#### ■ 3.4 步进电机的设计

步进电机是用于负责滑杆上平台进行升降的动力源，可升降的平台上固定有浊度仪和排水泵进水软管，通过软管在水体中的升降实现固定浊度值回用上清液，提高了回用水的质量，降低了回用反冲洗废水时对原水的冲击。由于浊度仪重量 0.8kg，加上和软管固定在平台上，可选用力矩为  $4.5N \cdot m$ ，步距角为  $1.8^\circ$ ，额定电流为 6.0A，型号为达川智能 86HB80-401A 的步进电机。PLC 和步进电机之间需要连接驱动器进行方向和转速控制，配套驱动器型号为 DMA860-S，该驱动器具有多种电流与细分设置，支持交直流宽电压输入（VAC: 20~80V、VDC: 24V~110V），采用矢量控制技术，高速且力矩大，内置参数自整定功能，光隔离差分信号输入，具有短路、欠压、过压等保护功能。PLC 和驱动器的基本控制接线如图 4 所示，24V 直流电为 PLC 的输出端口供电，输出点 Q0.0 输出脉冲信号连接驱动器的 PUL+，输出点 Q0.1 输出方向控制信号连接 DIR+，由于采用的是西门子 S7-1200 系列的 PLC 来发出脉冲信号，所以驱动器采用的是共阴极接法。驱动器的供电可选用直流电 24V~110V 或者交流电 20~80V。

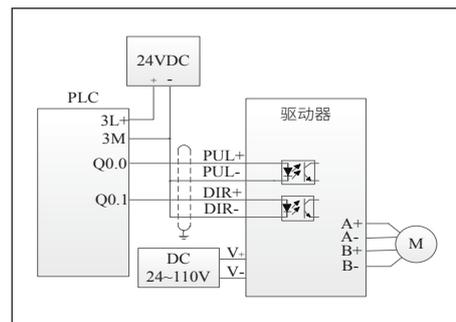


图4 驱动器控制接线

#### ■ 3.5 水泵控制主回路

由于采用的是能输出高速脉冲的晶体管输出型 PLC，其输出端是 24V 直流电，不能直接驱动交流接触器控制三相 380V 电动机运行，所以需要中间继电器来控制交流接触器，起到弱电控制强电的作用，而且可以进行电气隔离。每个排水泵和排污泵的主回路接线都如图 5 所示，图中 QF 是断路器可以控制整个主回路电路，电路发生故障时，可以自动切断线路保护电路中的其他设备。FU1 是熔断器在水泵主控制回路中发生短路或过流时可以保护电路。FR1 是热继电器主要对水泵电机起过载保护作用。本文中选用的 PLC 输出点为 24V 直流电，可以控制中间继电器的线圈 KA1 得电，中间继电器的一组常开触点 KA1 和交流接触器线圈 KM1 一同接入 380V 交流电回路中，交流接触器线圈 KM1 得电，交流接触器常开触点 KM1 吸合，可以控制水泵的启动。采

用中间继电器不仅可以解决 PLC 输出不能直接控制交流接触器的问题,而且还可以起到低电压控制高压的作用。

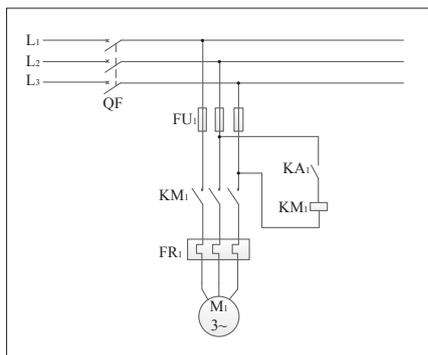


图5 水泵主回路接线图

## 4 反冲洗废水回用软件设计

PLC 软件采用的是西门子 TIA Portal V15.1, 该软件能够与 S7-1200 PLC 实现契合<sup>[6]</sup>。反冲洗废水回用系统根据回用水池的液位和浊度信息,对水泵工作进行控制。根据需求 PLC 控制方式包括:自动控制、现场手动控制和远程控制。远程控制是中控室通过上位机对系统的运行进行监控和操作控制,

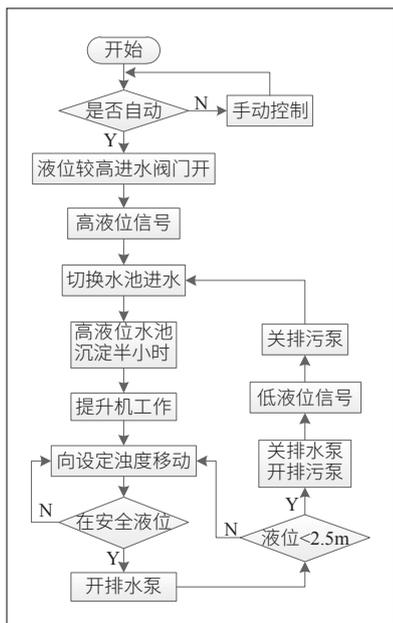


图6 工作流程

可以对突发的报警故障进行远程预处理。一般系统正常运行时为自动控制,自动控制流程如图6所示,包括水池切换程序,提升机工作到设定浊度液位程序。主要过程为有水池液位过高或者液位过低会切换水池进行废水收集,切换水池后高液位的水池进行一定时间的沉淀,达到沉淀时间后提升机移动升降平台到设定浊度液位进行上清液回用。

(1) 回用水池切换程序。系统上电后会默认打开两个回用水池中液位相对较高的进水阀门,在有水池达到高液位信号或者有水池达到低液位信号,通过关闭高液位水池进水阀门,打开低液位水池进水阀门,切换水池进行废水收集。

(2) 提升机工作程序。固定液位回用上清液,不仅需要的沉淀时间长,而且回用上清液的浊度较大,与原水混合

产生的冲击较大。采用升降平台进行回用上清液过程为:在水池切换后,高液位水池进行半小时的沉淀,沉淀时间过后会给提升机工作信号,使升降平台找到设定浊度的液面,在具备开泵安全液位范围内开启排水泵回用上清液。

## 5 上位机监控画面设计

上位机通过以太网和控制器完成通信,进行数据间的读取和设定,通过在 WinCC RT Advanced 上完成监控画面的制作,监控画面如图7所示。在系统运行时可监控系统的运行情况,并且可以在监控画面上直接读取到一些实时显示的数据。监控画面上设置了可以点击的手动按钮,方便在上位机实现远程控制。

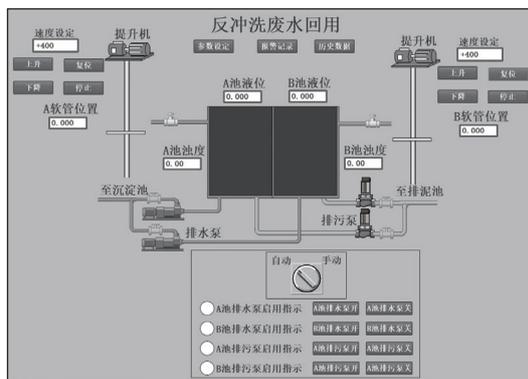


图7 监控画面

## 6 总结

本反冲洗废水回用系统采用西门 S7-1200 系列 PLC 作为控制器,结合现场设备和上位机监控画面,完成了对反冲洗废水回用系统的设计,实现了对反冲洗废水回用过程的自动化控制,提高了反冲洗废水回用时上清液的浊度,降低了回用时与原水混合时的冲击,提高了制水的质量。

## 参考文献

- \* [1] 杨学伟. 广东 FB 供水厂生产废水回用对水质安全性的影响 [D]. 哈尔滨工业大学, 2015.
- \* [2] 张平, 张小勇, 赵艳红. 净水厂排泥水处理工艺研究与设计 [J]. 内蒙古科技与经济, 2019, No. 435(17): 102+114.
- \* [3] 倪亮. 西北地区某自来水厂排泥水处理系统优化设计及思考 [J]. 清洗世界, 2022, 38(06): 57-59.
- \* [4] 梁宇, 孔德彭. 基于 PLC 与触摸屏的中水回用加药系统 [J]. 轻工机械, 2013, 31(02): 32-34+39.
- \* [5] 罗含伟. 基于工业以太网的污水厂计算机控制系统设计 [D]. 西安石油大学, 2023.07.08.
- \* [6] 徐焕宇. 基于 PLC 的电气自动化控制水处理系统设计 [J]. 造纸装备及材料, 2022, 51(10): 40-42.

# 基于电力弹簧技术的末端光伏并网的电压调节技术研究

高鹿斐, 张翔

(国网大同供电公司, 山西大同, 037000)

**摘要:** 通过理论分析和仿真实验设计了一套基于电力弹簧技术的末端光伏并网电压调节装置。该装置包括主电路和控制电路两部分, 控制电路通过采集终端用户末端电压和电力负荷等信息, 计算并输出主电路工作所需的功率驱动信号; 主电路根据接收的控制电路信号, 自动调节电力弹簧的电压, 以控制终端用户末端电压。电力弹簧装置将终端用户末端电压维持在规定范围内, 既保证了家用电器的正常工作, 减少不必要的电器损坏, 又避免了并网时电压过高导致的逆变器停机保护现象, 保证光伏收益, 从而达到节能减排的效果。同时, 电力弹簧装置具有成本低、体积小和容量小、即插即用的优点, 调节性能也优于大部分传统的稳压装置。

**关键词:** 电力弹簧; 光伏; 电压; 并网

## 0 研制背景及意义

目前, 分布式光伏发展迅猛, 越来越多的终端用户成为了微型太阳能电站。而由于低压电力线路的阻抗和阻感均较大, 在传输有功功率的时候必然会造成输电路上的损耗。在终端用户向电网倒送电时, 为保证电网电压幅值正常, 终端用户末端电压必然偏高, 从而导致故障报警、逆变器停机保护, 影响光伏收益; 当光伏并网终端用户向电网取电时, 会出现终端用户末端电压偏低的现象, 对家用电器造成损伤。

针对这一问题, 本文探索提出一种基于电力弹簧技术的电压调节装置。电力弹簧能够自动地发出或吸收功率来维持电压稳定, 能起到平抑光伏发电波动性的作用, 是一种全新的控制思路。在以往电力弹簧技术方案的基础之上, 本文提出将电力弹簧装置与终端用户电力负荷串联后再接到低压配电网的馈线上。这种设计能同时解决光伏并网终端用户电力负荷端电压偏高和偏低两方面的问题, 并且具有调节性能好、成本较低、容错性强等优点。

## 1 工作原理

### 1.1 电力弹簧基本原理

许树源 2012 年提出“Electric Spring”(ES)的概念及其具体装置<sup>[1]</sup>, 即电力弹簧。电力弹簧的原理类似于机械弹簧装置, 机械弹簧主要起到缓冲压力和拉伸的作用, 电力弹簧则起到缓冲电压的作用。

电力弹簧将机械弹簧的压缩、平衡和拉伸状态对偶至电力领域。在无功补偿状态时, 电力弹簧会根据运行环境处于感性、阻性和容性状态, 以起到平衡电压的作用。当电力弹簧的电流滞后电压 90°时, 电力弹簧处于感性状态; 相反, 当电力弹簧电流超前电压 90°时, 电力弹簧处于容性状态; 感性到容性的过渡阶段则为电力弹簧的阻性状态, 此时电流和电压的相位基本一致, 且电压接近于 0。其中, 当电网电

压处于正常值时, 电力弹簧表现为阻性状态, 高于正常值时, 电力弹簧表现为感性状态, 低于正常值时, 电力弹簧表现为容性状态。

### 1.2 PI 调节器原理

为减小直流电压附加控制电路的误差, 在电路中加入 PI 调节器。PI 调节器通过计算实际输出值与给定值的偏差, 并线性组合偏差的比例 (P) 和积分 (I), 从而构成控制量对被控对象进行调节。其传递函数为  $G_{PI}(s) = K_p + K_i / s$ 。系统一旦出现了偏差, PI 调节器的比例环节 ( $K_p$ ) 将按比例对直流电压附加控制电路系统的偏差作出反应, 积分环节 ( $K_i$ ) 则消除直流电压附加控制电路系统的稳态误差。  $K_p$  越大, 调节越快, 但  $K_p$  过大会使系统的稳定性下降, 造成系统的不稳定。  $K_i$  越小, 积分作用就越强, 但  $K_i$  过小会导致动态响应变慢<sup>[2]</sup>。

### 1.3 PR 调节器原理

为实现对信号的无静差跟踪, 需要将信号模型嵌入控制器。由于 PI 积分环节的传递函数为  $1/s$ , 所以 PI 只能无静差跟踪阶跃信号。为实现无静差跟踪交流正弦信号, 需采用 PR 控制器。为准确跟踪输入信号, 需要在 ES-VR 输出电压双闭环控制电路中加入 PR 调节器环节, 同时实现了对参考电压的相位控制。

PR 调节器由比例控制器和谐振控制器组成。理想 PR 控制器在一定  $\omega_0$  下, 增益趋向于无穷大时, 可实现对交流信号的无静差跟踪<sup>[3]</sup>。但由于增益增大会破坏系统的稳定性, 采用准 PR 调节器, 其传递函数为:

$$G_{PR}(s) = K_p + 2K_i\omega_0 \frac{s}{s^2 + 2K_i\omega_0 s + \omega_0^2} \quad \text{式 (1)}$$

### 1.4 锁相环原理

锁相环路主要实现输出信号频率对输入信号频率的自动跟踪, 利用外部输入的参考信号控制环路内部振荡信号的

频率和相位。锁相环通常包括鉴相器、环路滤波器和压控振荡器。工作过程为，鉴相器根据输入信号  $U_i$  与输出信号  $U_o$  鉴别出相位差，并输出误差电压  $U_d$ 。环路滤波器将  $U_d$  中的噪声和干扰成分滤除，形成压控振荡器的控制电压  $U_c$ 。压控振荡器受到  $U_c$  的作用，将输出振荡频率  $f_0$  拉向环路输入信号频率  $f_i$ ，当两者频率相等时，输出与输入电压保持固定的相位差值，此时输出与输入电压的相位被锁住，即环路被锁定<sup>[4]</sup>。

## 2 设计方案及用途

### 2.1 整体设计方案

为保证光伏并网终端用户电力负荷的端电压稳定，设计了一种基于电力弹簧技术的末端光伏并网终端用户的电压调节装置。具体并网方式如图 1 所示，将光伏终端用户的光伏发电单元、终端用户电力负荷均通过低压电力线路连接到配电网中，ES-VR 则与终端用户电力负荷串联。

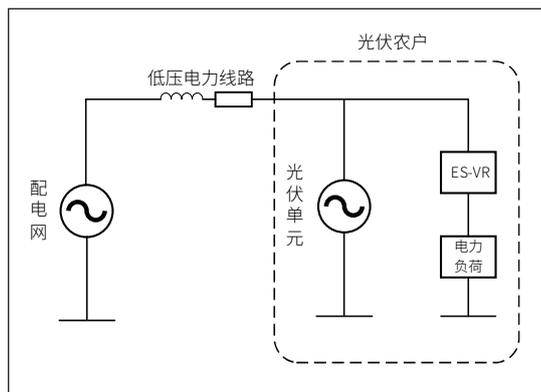


图 1 终端用户并网示意图

ES-VR 主要由主电路和控制电路组成。其中，主电路的功能主要是根据终端用户末端电网电压的变化来控制终端用户电力负荷的端电压；控制电路的功能主要是通过采集终端用户末端电网和电力负荷等相关信息来输出主电路工作所需的功率管驱动信号。

### 2.2 主电路部分

ES-VR 主电路部分由单相全桥逆变电路、直流滤波电容  $C_{DC}$ 、交流滤波电感  $L$  组成。并且，ES-VR 与终端用户电力负荷  $Z_s$  串联连接。所述全桥逆变电路包括四个功率管  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 。具体主电路设计如图 2 所示。

图 2 中，终端用户电力负荷端电压为  $U_s$ ，终端用户电力负荷输入电流为  $i_s$ ，终端用户末端电网电压为  $U_o$ ，所述电压调节装置 ES-VR 的交流滤波电感电流为  $i_L$ ，ES-VR 的

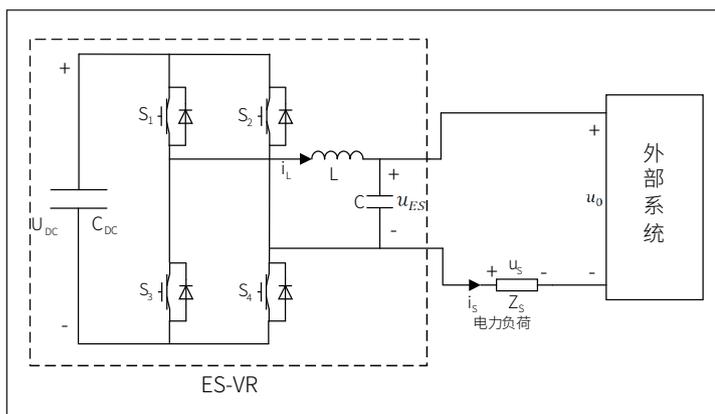


图 2 电压调节装置 ES-VR 的主电路设计图

直流电容电压为  $U_{DC}$ ，ES-VR 的输出电压为  $U_{ES}$ 。

主电路的设计是为了将终端用户电力负荷端电压为  $U_s$  被控制在规定的范围内。当光伏并网终端用户向电网倒送电而引起  $U_o$  偏高时，ES-VR 通过吸收无功功率来维持终端用户电力负荷端电压  $U_s$  的稳定；当光伏并网终端用户向电网取电而引起  $U_o$  偏低时，ES-VR 通过发出无功功率来维持  $U_s$  的稳定。

### 2.3 控制电路部分

#### (1) 控制电路设计及相关计算

ES-VR 的控制电路部分包括：直流电压附加控制系统、锁相环电路、电压有效值计算电路 (RMS)、功率计算电路、功率因数计算电路、ES-VR 参考电压幅值计算电路、ES-VR 参考电压相角差计算电路、ES-VR 参考电压基波合成电路、ES-VR 输出电压双闭环控制电路、脉宽调制电路 (SPWM)。具体控制电路的设计如图 3 所示。

该控制电路首先采集主电路中的终端用户电力负荷端电压  $u_s$ 、终端用户电力负荷输入电流  $i_s$ 、终端用户末端电网电压  $U_o$ 、ES-VR 的交流滤波电感电流  $i_L$ 、ES-VR 的直流电容电压  $U_{DC}$ ；并根据所述装置正常工作范围要求，得到 ES-VR 直流电容电压给定值  $U_{DCref}$  和终端用户电力负荷额定电压值  $U_N$ 。

#### (2) 控制电路原理

根据不同的电网电压，ES 可以通过表现为容性或者感性与电网进行无功能量交换。当  $U_{es} = 0$  时，ES 处于阻性模式，将此时的  $U_s$  定义为终端用户负载电压参考值  $U_N$ ；当电网电压高于  $U_N$  时，ES 处于感性模式；当电网电压低于  $U_N$  时，ES 处于容性模式。为得到统一的表达式，取  $\sigma$  为  $U_{es}$  超前于  $U_o$  的角度，故容性模式下， $\sigma$  实际取值为  $\sigma$  角的负值。

当终端用户末端电网电压  $U_o$  的幅值偏高时，使 PR 控

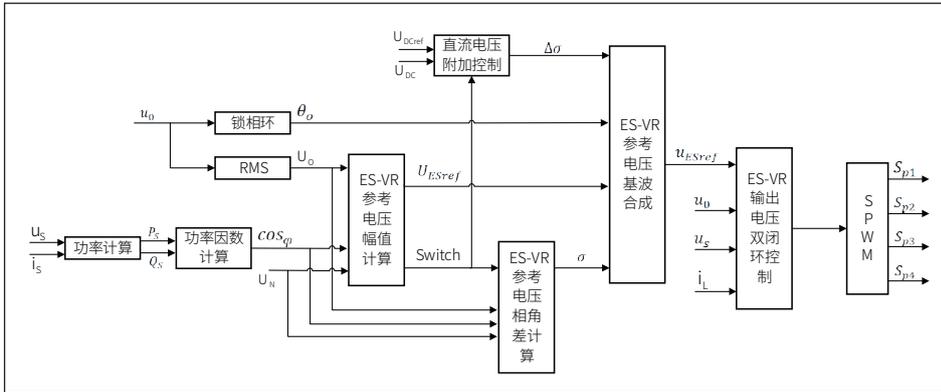


图3 电压调节装置 ES-VR 的控制电路设计图

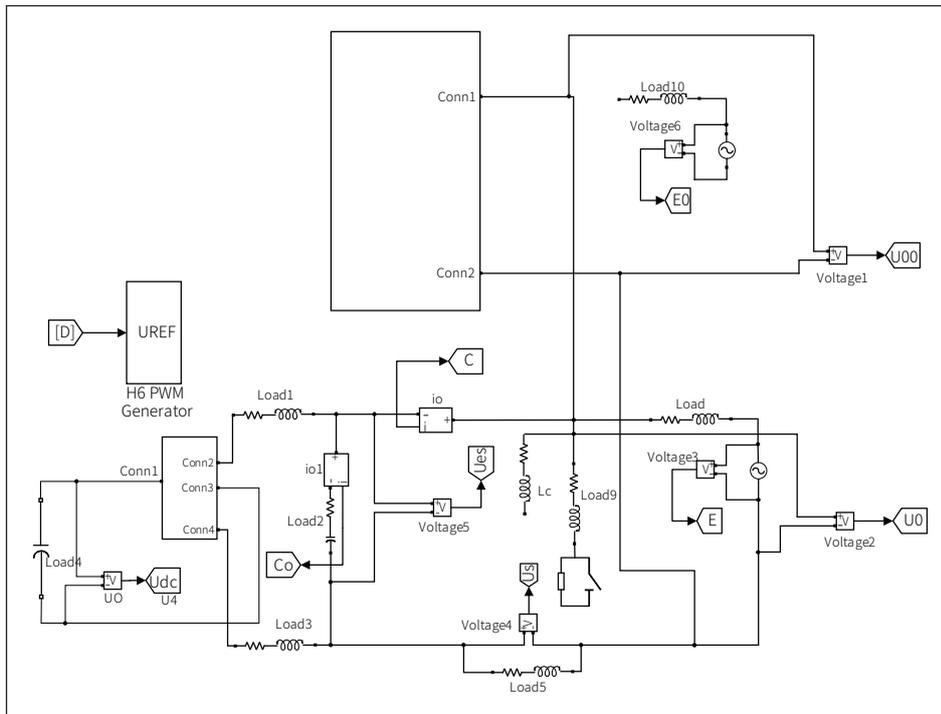


图4 主电路仿真模型图

表1 仿真电路部分参数

项目	参数值
终端用户端负载参考电压/V	110
直流电压两端电压给定值/V	80
频率/Hz	50
$K_p$	5
$K_i$	30
用户端线路阻值/ $\Omega$	15
用户端线路电感/H	0.05
直流电容值/F	$2 \times 10^3$
输电线路阻值/F	1.0

制器的给定参考正弦波  $U_{cs}$  的相位超前电网电压  $U_0$  一个相位，从而控制相量  $\dot{U}_{cs}$  的相位超前相量  $\dot{i}_s$  相位  $90^\circ$ ，此时 ES-VR 吸收无功功率来维持终端用户电力负载电压  $U_s$  的稳定（感性模式）；当终端用户末端电网电压  $U_0$  的幅值偏低时，

同样使 PR 控制器的给定参考正弦波  $U_{cs}$  的相位超前电网电压  $U_0$  一个相位  $\sigma$ ，从而控制相量  $\dot{U}_{cs}$  的相位滞后相量  $\dot{i}_s$  相位  $90^\circ$ ，此时 ES-VR 发出无功功率来维持终端用户负载电压  $U_s$  的稳定（容性模式）。

### 3 ES 仿真结果及性能分析

为验证电力弹簧装置的工作性能，搭建 Matlab/Simulink 仿真模型，其中，主电路仿真模型如图4所示，主要电路参数见表1。

在仿真中，通过模拟白天的工况来验证电力弹簧的调压能力。设定光伏并网系统向馈线注入的无功功率趋近于0，注入的有功功率在0.15s时由510W增加到970W，在0.3s时又降到510W。得到在整个过程中ES的输出电压的有效值的变化、ES的有功及无功功率变化、终端用户负载及终端用户末端电网电压有效值的变化如图5所示。

在光伏并网系统向馈线注入的有功功率增加过程中，图5(c)显示，终端用户末端电网电压随光伏功率的增加而增大，而终端用户端负载电压仅有突变脉冲，基本保持不变；图5的波形图也显示，光伏并网端电压在0.15s~0.3s时间段振幅增大，而终端用户负载电压和负载电流仅在0.15s和0.3s分别以略大和略小的幅值振动了一个周期，随即变回原来的幅值。

由图5(a)、图5(b)知，光伏功率增大时，电力弹簧迅速反应，ES输出电压增大，吸收无功功率，处于感性工作模式，以抑制终端用户负载电压随光伏功率的变化，维持了终端用户负载电压的稳定。

由以上仿真结果可知，结论与理论分析一致。电力弹簧  
(下转第71页)

# 基于空洞卷积和 ECANet 的双判别生成对抗网络 图像修复模型

胡文松<sup>1</sup>, 刘兴德<sup>2</sup>

(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)

**摘要:** 针对传统的生成对抗网络模型在修复过程中所产生的训练不稳定、结构不一致和内容纹理不够真实等一系列问题, 提出一种基于空洞卷积和ECANet双判别生成对抗网络的图像修复模型, 分别从生成网络、判别网络和损失函数三个方面进行改进。生成网络采用从粗糙到精细的两阶段网络模型, 并在网络模型中加入高效通道注意力(ECA), 结合L1重建损失以提高修复区域的细节精度; 判别网络中采用全局判别和局部判别的三重判别式网络模型, 以提高判别性能的准确性; 最后损失函数选取WGAN-GP对抗损失和L1重建损失使得训练更加稳定。在Celeba数据集上进行实验对比, 本文所提模型能够取得更好的效果。

**关键词:** 生成对抗网络; ECA机制; 双判别器; 图像修复

## 0 引言

图像修复是合理填补图像中缺失或者损坏的部分, 使我们主观视觉上看起来结构一致, 内容真实的一种任务, 随着图像修复技术的不断发展, 在文物资料修补<sup>[1]</sup>、公安面部修复<sup>[2]</sup>、医学影像重建<sup>[3]</sup>等领域有着广泛的应用。

现阶段修复任务主要分为两类, 一种是传统的扩散或补丁的方法, 另一种是基于深度学习的方法来解决修复问题。通过扩散或补丁的方法<sup>[4-7]</sup>通常使用变分算法或补丁的方法, 使信息由背景区域传递至缺失区域。这种方式虽然对静态数据效果较好, 但对于非静态数据(例如自然图像)来说受到限制。为了克服这一挑战, 研究者们提出一种基于高效最近邻域 PatchMatch<sup>[8]</sup>算法, 该算法在图像编辑领域, 包括图像修复等应用, 展现出显著的实用价值。

伴随着深度学习的快速发展和生成对抗网络(Generator Adversarial Network, GAN)技术的出现, 图像修复技术也迎来巨大的技术革命。Pathak等<sup>[9]</sup>提出上下文编码器(Context Encoder, CE), 该算法使用编码器-解码器架构, 结合L2重构损失和对抗损失进行预测, 但输出图像表现模糊且含有视觉伪影。Iizuka等<sup>[10]</sup>提出一种全局和局部双判别器结构(Globally and locally, GL), 该算法, 但对于细节和纹理处理比较模糊。Yu等<sup>[11]</sup>提出一种双步骤方法, 以应对图像修复问题。首先, 对缺失区域进行粗略修复, 随后将修

复后的图像输入细化网络中, 再引入上下文对于修复图像的局部和全局的结构一致性有所提高注意力机制, 以实现图像纹理和结构的精细修复。

## 1 相关研究

### 1.1 生成对抗网络

Lan Goodfellow<sup>[12]</sup>在2014年提出生成对抗网络(GAN), 它由生成器(Generator, G)和判别器(Discriminator, D)所构成。生成器吸收了随机噪声 $z$ 并提供信息, 判别器是一个二分类器, 它的主要任务就是辨别信息是来源于真实数据 $x$ , 或者由生成器 $G(z)$ 所生成的伪造信息。通过使用交叉熵损失, 判别器D被训练来正确识别输入数据的真实性。其中, 生成器尽可能生成逼真的数据, 而判别器最大限度辨别输入数据的真假, 这两者通过不断竞争和训练, 最终达到博弈的纳什平衡。

### 1.2 ECA 通道注意力

为解决图像修复中纹理、结构问题, 本文引入通道注意力。借鉴文献[13]提出的一种高效的通道注意力机制(Efficient Channel Attention, ECA), ECA是基于SE注意力<sup>[14]</sup>改进, 其网络结构主要分为三个方面: 首先, 对于一个输入的特征图, Squeeze操作通过全局平均池化把特征图从大小为 $(N, C, H, W)$ 转化为 $(N, C, 1, 1)$ , 这样就达到全局上下文信息的融合; 接着, ECA能够计算自适应卷积核

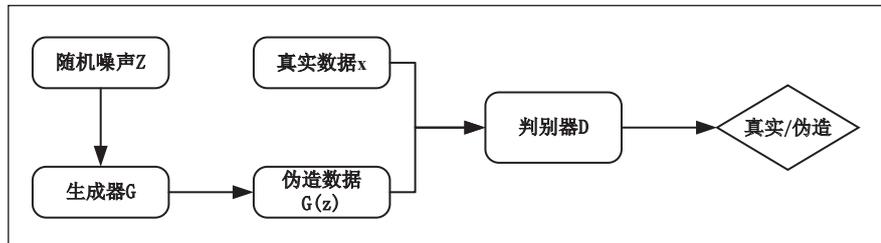


图1 生成对抗网络结构图

的大小,  $k = \left\lfloor \frac{\log_2(C)}{\gamma} + \frac{b}{\gamma} \right\rfloor$ , 其中 $C$

为输入的通道数,  $b=1$ ,  $\gamma=2$ , 并采用一维卷积计算通道的权重, 最后采用Sigmoid激活函数将权重映射在(0-1)之间; 最后将reshape过后的权重值与原有的特

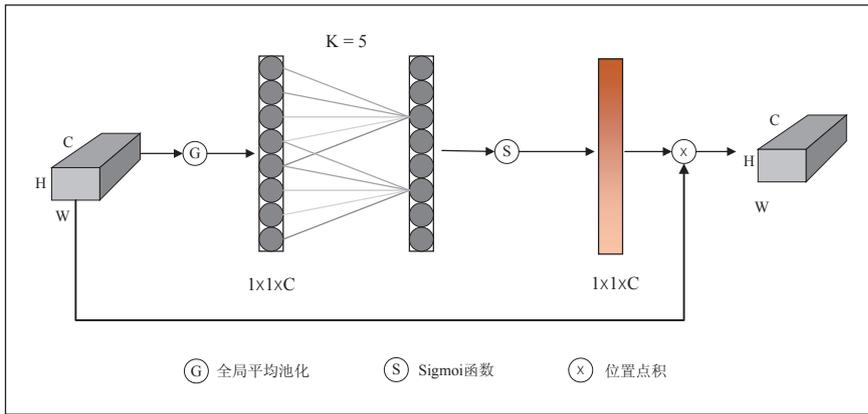


图2 ECANet 结构图

征图做乘法运算，得到不同权重下的特征图。

## 2 改进的网络模型

本文选用文献 [10] 提出的 GL 模型构建基础的图像修复模型，并对模型进行再现和改进，提出一种基于膨胀卷积和 ECA 机制的双判别生成对抗网络图像修复模型，本文模型是采用多段式的生成网络修复模型，首先生成器由两个部分构成，一个是粗糙生成网络，另一个是精细生成网络，它们都是由一般卷积和空洞卷积组成。第一步将破损图像加上掩码作为输入，经历两次下采样以此来获得图像的潜在特征，再经过一般卷积和空洞卷积扩大感受视野获得更多特征信息，紧接着两次上采样恢复到原始尺寸。将得到结果作为输入放置到精细网络中并引入注意力进一步修复图像，最后利用全局判别器和局部判别器对真实图像分类，引导生成器的修复，具体框架如图 3 所示。

### 2.1 基于级联的生成网络

本文的生成网络与传统生成网络类似，采用自动编码器的结构。借鉴文献 [10]，生成网络有粗糙网络和精细网络两部分。粗糙网络共有 15 层卷积包含一般卷积和空洞卷积，

空洞卷积能够在不增加计算量的情况下，增加模型的感受视野，从而更好地捕获远距离的上下文信息，在网络模型上采样中引入 ECA 注意力来增强图像特征，精细网络与粗糙网络的结构一致，在每一次卷积后添加 ECA 注意力对特征图细节增强，从而引导生成器的修复能力。

### 2.2 基于全局和局部的双判别器网络

为了解决原始生成对抗网络 (GAN) 中二分类网络这种单一判别网络框架下，生成器所生成的图像不足问题。本文借鉴文献 [10] 中判别器网络模型，引入一个全局判别器 G\_D 和一个局部判别器 L\_D。全局判别器由 6 个卷积层和一个输出单个 1024 维向量的全连接组成，所有卷积都采用  $2 \times 2$  的步幅来降低分辨率，并且所有卷积都使用  $5 \times 5$  内核，局部判别器与全局判别器的网络结构一致。最后，将全局判别器和局部判别器的输出连成一个 2048 维的向量，由单个全连接通道进行处理输出一个连续的值，再采用 Sigmoid 传递函数，使得该值在 0~1 之间表示，从而判断图像的真实性。

### 2.3 目标损失函数

为了训练更稳定和生成图像更加逼真，本文联合使用两个损失函数：WGAN-GP 损失作为训练稳定性，以及 L1 重建损失来提高图像的真实性。其中重建损失函数定义如下：

$$l_{L1} = \sum_{i,j} |x_{target}(i,j) - x_{generator}(i,j)|$$

其中， $x_{target}(i,j)$  是目标图像在位置  $(i,j)$  处的像素点， $x_{generator}(i,j)$  是生成的图像在相同位置的像素值。

传统的 GAN 损失函数中，生成器和判别器之间的优化

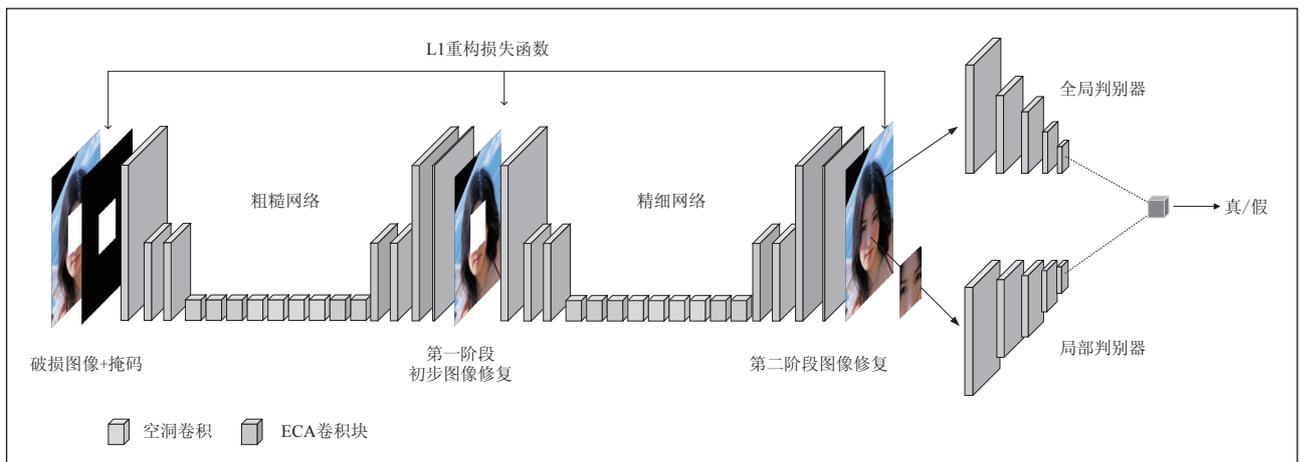


图3 本文图像修复模型架构

目标是最大化一个交叉熵损失，但这种损失函数可能会导致训练不稳定，容易出现梯度爆炸或者模式塌陷等问题。对于这种问题，我们可以采用文献 [15] 提出的 WGAN-GP 损失，WGAN-GP 使用 Wasserstein 距离来衡量生成器输出和真实数据之间的不同，其定义如下：

$$W(P_r, P_g) = \inf_{r \sim \prod_{(P_r, P_g)} E_{(x,y) \sim r} [\|x - y\|]$$

式中， $\prod_{(P_r, P_g)}$  是满足  $P_r$  和  $P_g$  之间所有可能的联合分布，对于其中任意一个可能的联合分布  $r$ ，我们可从中进行采样  $(x, y) \sim r$  得到真实样本  $x$  和生成样本  $y$ ，其之间的距离为  $\|x - y\|$ ，通过计算在该联合分布下样本对距离的期望值，我们能够得到这一联合分布下的最小可能下限。Wasserstein 距离衡量了将分布  $P_r$  转化为分布  $P_g$  所需的最小平均成本，其中成本是通过距离度量来衡量的。这也使得 Wasserstein 距离能够更好地捕捉分布之间的结构和形状差异，并且相比于 JS 散度和 KL 散度 Wasserstein 距离拥有更加优秀的平滑性，最终 WGAN-GP 的损失函数：

$$l_{adv} = E_{x \sim p_g} [D(\tilde{x})] - E_{x \sim p_r} [D(x)] + \lambda E_{x \sim p_g} [\|\nabla_x D(\tilde{x})\|^2 - 1]^2]$$

式中，超参数  $\lambda$  是控制惩罚项所占的比重，在实验中设置为 10。在训练中，联合 L1 重构损失和 WGAN-GP 对抗损失作为总损失，其表达式如下：

$$L_{total} = \lambda_{L1} l_{L1} + \lambda_{adv} l_{adv}$$

式中， $\lambda_{L1}$ 、 $\lambda_{adv}$  分别对应损失权重，参照文献 [10][11] 中超参数配置多次实验室，本文的  $\lambda_{L1}$  和  $\lambda_{adv}$  分别设为 1，再经过 Adma 优化器不断更新迭代参数，优化模型。

### 3 实验与结果

#### 3.1 实验方法

实验环境配置：AMD 处理器 R7-5700X，Nvidia GeForce RTX 2080ti 显卡，11G 显存。环境为 Windows10，编程语言为 python3.8，基于 Pytorch 框架。

本次实验选用 Celeba 数据集，随机从数据集中抽取 200 000 张图片作为训练集，1000 张图片作为测试集，抽取的图片大小为  $256 \times 256$ ，Batchsize 设为 16，模型在数据集上进行 50 轮 Epoch，生成器和判别器的 Learning\_rate 设置为 0.000 01，使用 Adam 优化器，其中一阶、二阶动量分别设置为 0.5 和 0.999。

#### 3.2 实验结果

为了验证本文所提修复模型相较于其他修复模型的优越性，将文献提出得到 GL<sup>[11]</sup>、CA<sup>[12]</sup> 两个提出的图像修复

方法。采用相同的数据集 CelebA\_256，相同的遮挡区域进行比较。

GL 中生成网络采用空洞卷积来扩大感受视野，并使用全局和局部特征融合的双判别器网络结构，对于修复图像的局部和全局的结构一致性有所提高。

CA 首次提出从粗到细两段式网络结构，并在生成网络中引入一个 Contextual Attention 机制，能够将全局和局部信息有效地结合从而产生更准确的修复结果。

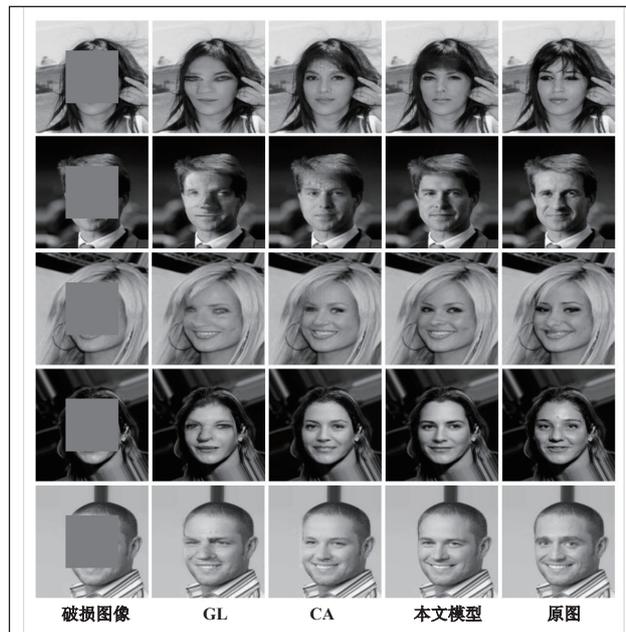


图 4 不同模型之间图像修复结果

因为选择的数据集是人脸数据集，所以掩码选择的是固定在图像中心，遮挡人脸最重要的特征五官部分，大小约为 85。从图 4 可以看出，GL 模型的修复结果在遮挡部分出现局部错乱，语义信息不协调，没有学习到掩码的消息，对掩码区域无法进行判定，其中人脸结构又较为复杂，因此在掩码和背景交界处有明显的伪影。CA 模型的修复结果整体效果较好，但在整体语义连贯这个问题上，依然存在较为明显的掩码信息，网络不断地加深，空洞卷积所学习到地特征比较少，并且人脸是人最复杂且重要地生物特征，所以在细节部分，尤其是鼻子和嘴巴修复的不是很好。而本文模型不仅保证图像结构一致性，在掩码与背景交接处无掩码信息残留，在图像细节部分也有明显改善，例如头发、鼻子相比 GL、CA 模型图像生成更加精细。

#### 3.3 实验分析

为了更全面、客观的评价不同模型的性能，采用峰值信噪比 (Peak Signal-to-Noise Ratio, PSNR) 和结构相似性 (Structural SIMilarity, SSIM) 做客观指标，继续选用

Celeba\_256 数据集, 添加不同的掩码, 选取 100 张待修复图像作为测试, 分别投入训练好的模型: GL、CA 和本文模型。

表1 不同模型的客观修复指标结果

模型	PSNR	SSIM
GL	22.12	0.761
CA	23.69	0.784
本文模型	24.04	0.823

从表 1 可以看出, 本文模型相对于 GL、CA, 在 PSNR 指标上提升了 6.6%~7.9%, 在 SSIM 指标上提升了 2.9%~7.5%, 说明本文模型在人脸图像数据集 CelebA\_256 对于方形掩码效果更好。

## 4 结论

本文提出了一个全新的图像修复网络模型, 它采用空洞卷积和 ECANet, 并结合双判别器形成对抗网络。生成网络则采取了两阶段的生成模式, 从粗向精逐渐还原图像, 并在精细层面引入了注意力机制。判别网络使用局部判定和全局判定的双重判别结构。通过对抗损失和重建损失相结合的损失函数, 以便进行更精准的纹理和结构修复。并通过多个实验对比, 模型在主观视觉效果上表现优异, 各项客观指标也有所提升。综合来看, 本文提出的修复模型在人脸图像方面表现出良好的修复效果。

### 参考文献

- \* [1] HOU M L, YANG S, HU Y G, et al. Novel method for virtual restoration of cultural relics with complex geometric structure based on multiscale spatial geometry [J]. ISPRS International Journal of Geo-Information, 2018, 7(9): No. 353.
- \* [2] WIN K N, LI K L, CHEN J G, et al. Fingerprint classification and identification algorithms for criminal investigation: a survey [J]. Future Generation Computer Systems, 2020, 110: 758-771.
- \* [3] WU Q D, LI Y B, LIN Y. Medical image restoration method via multiple nonlocal prior constraints [J]. Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, 2020, 38(1): 5-19.
- \* [4] C. Ballester, M. Bertalmio, V. Caselles, G. Sapiro, and J. Vera. Filling-in by joint interpolation of vector fields and gray levels. IEEE transactions on image processing, 10(8): 1200-1211, 2001.
- \* [5] M. Bertalmio, G. Sapiro, V. Caselles, and C. Ballester. Image

in painting. In Proceedings of the 27th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, pages 417-424. ACM Press/Addison-Wesley Publishing Co., 2000.

- \* [6] Efros and W. T. Freeman. Image quilting for texture synthesis and transfer. In Proceedings of the 28th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, pages 341-346. ACM, 2001.
- \* [7] Efros and T. K. Leung. Texture synthesis by nonparametric sampling. In Computer Vision, 1999. The Proceedings of the Seventh IEEE International Conference on, volume 2, pages 1033-1038. IEEE, 1999.
- \* [8] C. Barnes, E. Shechtman, A. Finkelstein, and D. B. Goldman. Patchmatch: A randomized correspondence algorithm for structural image editing. ACM Transactions on Graphics (TOG) (Proceedings of SIGGRAPH 2009), 2009.
- \* [9] PATHAK D, KRAHENBUHL P, DONAHUE J, et al. Context encoders: feature learning by inpainting [C] // Proceedings of the 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE, 2016: 2536-2544.
- \* [10] IIZUKA S, SIMO-SERRA E, ISHIKAWA H. Globally and locally consistent image completion [J]. ACM Transactions on Graphics, 2017, 36(4): 1-14.
- \* [11] YU J, LIN Z, YANG J, et al. Generative image inpainting with contextual attention [C] // Proceedings of the 2018 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE, 2018: 5505-5514.
- \* [12] GOODFELLOW I, POUGET-ABADIE J, MIRZA M, et al. Generative adversarial nets [J]. Advances in Neural Information Processing Systems, 2014(4): 2672-2680.
- \* [13] WANG Q, WU B, ZHU P, et al. Eca-net: efficient channel attention for deep convolutional neural networks [C] // Proceedings of the IEEE/CVF conference on computer vision and pattern recognition. Seattle: IEEE, 2020: 11534 - 11542.
- \* [14] 刘强, 张道畅. 结合 SENet 的密集卷积生成对抗网络图像修复方法 [J]. 小型微型计算机系统, 2022, 43(5): 1056-1060.
- \* [15] ARJOVSKY M, CHINTALA S, BOTTOU L. Wasserstein gan [EB/OL]. (2017-10-24). <https://arxiv.org/abs/1701.07875>.

通信作者: 刘兴德。

# 基于三菱 PLC 花式喷泉控制系统的设计及应用

翁锦华

(漳州技师学院, 福建漳州, 363000)

**摘要:** 随着物质生活的极大改善, 人们对于高质量居住环境的要求越来越高, 现如今, 喷泉的应用范围越来越广泛, 在很多游人和居民光顾的场所, 如公园、广场、大厦、小区、酒楼、旅游景点及一些知名建筑等, 经常会修建一些喷泉供人们休闲、观赏, 为我们的生活增添许多的乐趣。本文旨在设计一款基于三菱PLC控制器为核心的花式喷泉控制系统, 通过改变该系统的控制程序或选择不同的工作模式, 就可以呈现出不同的喷泉花样, 从而满足了不同季节、不同场合的要求, 有力地促进了我国的生产生活水平和质量的提高。

**关键词:** 三菱PLC; 自动控制技术; 喷泉; 应用

## 0 引言

可程序逻辑控制器 (Programmable Logic Controller, 简称 PLC) 是以微处理器为基础, 综合了 3C (Computer、Control、Communcation) 技术即计算机技术、自动控制技术和通信技术发展起来的一种通用工业自动控制装置。近年来计算机和信息技术的快速发展, 也带动了功能的成倍增长和价格的降低, 使得 PLC 的通讯网络技术、过程控制软件都取得了飞速的进步, 让 PLC 获得了更为广泛的应用, 如应

用在电梯控制、机械制造、防盗系统控制、交通分流信号灯控制、楼宇供水自动控制、消防系统自动控制、各种生产流水线自动控制及文化娱乐场所等各行各业。目前, 国内 PLC 应用市场仍然以国外产品为主, 如西门子的 S7-200 系列、300 系列、400 系列; 三菱的 FX 系列、A 系列、Q 系列和欧姆龙的 C200H 系列等, 本文阐述的是基于三菱 FX 系列 PLC 在喷泉自动控制系统的的设计与应用。

PLC 作为一项比较成熟的技术, 符合可持续发展的理念, 不会过多地消耗能源, 节能环保。同时它适应性较强, 不仅可以很方便融合进电气控制技术, 还可以服务于其他众多行业。PLC 可以较好地解决了工业控制领域中普遍关心的可靠、安全、灵活、方便和经济等问题。克服了继电器及接触器控制系统的缺点, 又具有计算机的优点, 并且编程方便, 体积小、功能全、可靠性高、能耗低、安装维修方便, 兼容性强以及具有较大的灵活性和扩展性等优点。正因为 PLC 的这些优点, 结合对花式喷泉的特点、要求及应用场合, 接下来以三菱 PLC 控制三种喷泉花样 (即三种工作模式) 供选择的设计为例, 通过不改变或变动很少的硬件接线, 或是选择不同工作模式, 就可以灵活控制每组喷泉的顺序及时间, 实现了花式喷泉变换花样的目的。

## 1 花式喷泉设计任务及要求

本任务是基于三菱 FX<sub>3U-16M</sub> 系列控制器及 GX Developer

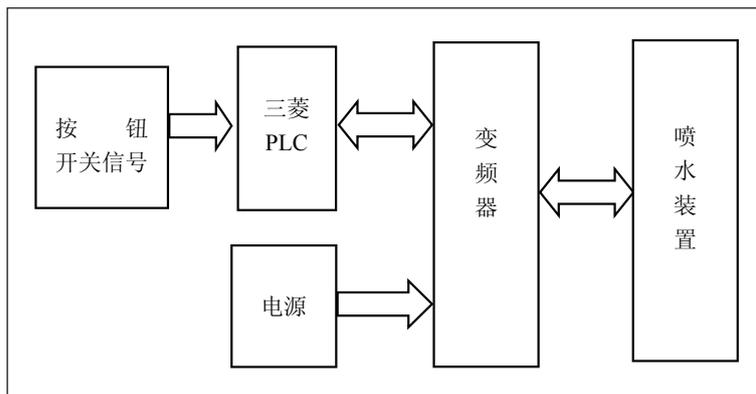


图 1 花式喷泉系统组成图

Ver.8 编程软件进行 PLC 编程, 三种工作模式是根据 PLC 工作原理及变频器的使用方法, 将硬件和软件系统结合开关、按钮、电源电路进行设计, 按要求实现整个喷泉的花式功能。本次花式喷泉控制系统主要由三菱系列 PLC 控制器、变频器及四组喷水装置 (A 组、B 组、C 组、D 组) 等组成, 其主要系统组成图如图 1 所示。

图 1 中, 根据要求选择三菱 FX3U-16M 系列 PLC 控制器、三菱 A700 变频器, 按钮开关信号、电压等。该控制系统若是要求花式喷泉的运行速度准确度很高, 水泵的选型非常重要, 可以根据所需的扬程、流量、水质、价格等方面考虑。喷泉喷头常用的有可调直流喷头、树冰形喷头、半球形喷头、礼花喷头、直上喷头、涌泉喷头加气喷头等产品系列, 喷泉喷头根据具体需要进行选择应用, 且在硬件设计时需采用相关保护措施。

喷泉工作时若是需要灯光的显示, 可以添加视觉的色彩, 灯光按照要求发布排列组合在喷头的周围, 利用计算机运行程序发出控制信号, 达到水型与灯光的有效结合。若想更换喷泉不同花样, 可以利用 PLC 来对花式喷泉进行改善, 使其拥有更多的喷水样式, 只需要改变 PLC 系统控制程序或是选择不同工作模式就可以改变喷泉的喷水规律, 这样就可以变换出多种精彩的喷泉花样, 看起来更加的绚丽多彩, 效果更加迷人。接下来主要介绍三菱 FX3U-16M 系列 PLC 技术对花式喷泉系统的控制情况。具体设计

任务及要求如下：

(1) 花式喷泉由四组 (A 组、B 组、C 组、D 组) 喷头装置等组成，其喷泉开关布局及喷头装置布局如图 2 所示。

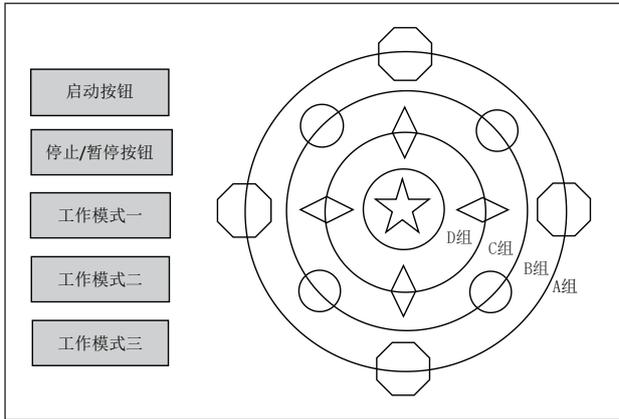


图 2 花式喷泉开关布局及喷头装置布局图

图中，A 组为外环形状喷泉装置，B 组为次外环形状喷泉装置，C 组为内环状喷泉装置，D 组为中间喷泉装置。

(2) 控制器电源开关接通后，按下启动按钮 X0，喷水装置即开始工作，三种工作模式如图 3 时序图循环工作。

由工作时序图看出，花式喷泉的三种工作模式（即花样）具体控制要求如下：

①工作模式一（花样 1）

按下启动按钮 (X0)，选择工作模式一 (X2)：A 组喷泉装置喷水 2s → B 组喷泉装置喷水 2s → C 组喷泉装置喷水 2s → D 组喷泉装置喷水 2s → 循环。

②工作模式二（花样 2）

按下启动按钮 (X0)，选择工作模式二 (X3)：D 组喷泉装置喷水 2s → C 组喷泉装置喷水 2s → B 组喷泉装置喷水 2s → A 组喷泉装置喷水 2s → 循环。

③工作模式三（花样 3）

按下启动按钮 (X0)，选择工作模式三 (X4)：B 组和 D 组喷泉装置喷水 2s → A 组和 C 组喷泉装置喷水 2s → B 组和 D 组喷泉装置喷水 2s → A 组和 C 组喷泉装置喷水 2s → 循环。

(3) 暂停 / 继续：按下停止按钮 (X1) 1 次，程序暂停执行 / 按下启动按钮 (X0)，程序继续执行。

(4) 停止：按下停止按钮 (X1) 两次，程序停止执行并复位。

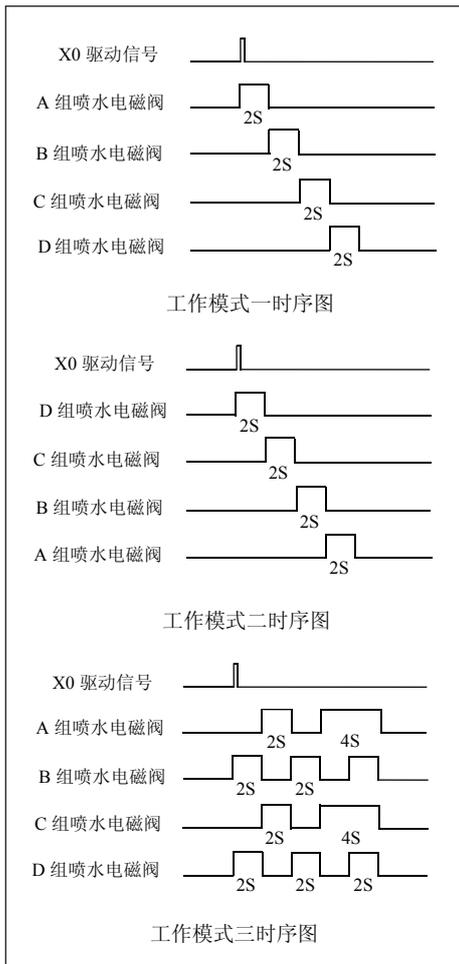


图 3 花式喷泉工作时序图

## 2 花式喷泉的设计系统方案

### 2.1 硬件选型

根据以上花式喷泉任务和控制要求，在硬件设计的过程中主要需要考虑花式喷泉的性能稳定、经济实用、美观灵活的需要。本次设计采用了 FX<sub>3U-16M</sub> 可编程序控制器为系统的硬件设备，吸收了 PLC 整体式和模块式可编程序控制器的优点。FX<sub>3U</sub> 是 FX<sub>2N</sub> 的升级版，在性能和运算速率上都比 FX<sub>2N</sub> 快很多，电源规格 AC100V-240V 50/60Hz DC 电源型 (DC24V)，输入输出扩展可连接 FX<sub>2N</sub> 系列用的扩展设备，PROFINET 接口用于编程、HMI 以及 PLC 间通信。FX<sub>3U-16M</sub> 采用可以程序的存储器，用逻辑运算运行在其内部、计时等操作指令，通过运行在其内存中的程序，把输入电路的物理过程到输入变换成为所需要的输出信息，进而再通过输出电路的物理过程去实现对负载的控制，FX<sub>3U-16M</sub> 输入输出点数符合控制系统设计的要求，硬件功能强大，控制能力好，性价比高。

### 2.2 软件设计

本次任务软件设计方面是以三菱的 GX Developer Ver.8 编程软件为程序开发系统，此软件具有非常强大的诊断功能，能够快速找出故障所出的原因和位置，从而大幅的缩短了人工维修的时间，提高效率。该设计主要采用 PLC 编程语言梯形图、指令语句表两种，其中，梯形图是用的最多的

PLC 语言，梯形图与继电器控制系统的电路图很相似，很容易被熟悉电器控制的电气人员掌握，能够很直观地反映系统设计的思路与要求，使用编程软件可以直接生成和编辑梯形图，指令语句表是一种与微机的汇编语言中的指令相似的助记符表达式，由指令组成的程序叫做指令表程序，在用户程序存储器中，指令按步序号顺序排列。

除了几种编程语言，如顺序功能图、梯形图、功能块图等供用户选择外，标准还允许编程者在同一程序中使用多种编程语言，从而适应特殊的工作，降低了设计人员的操作难度，节省了操作时间，提高了经济效益，稳定性也相当强，该任务控制系统流程图，如图 4 所示。

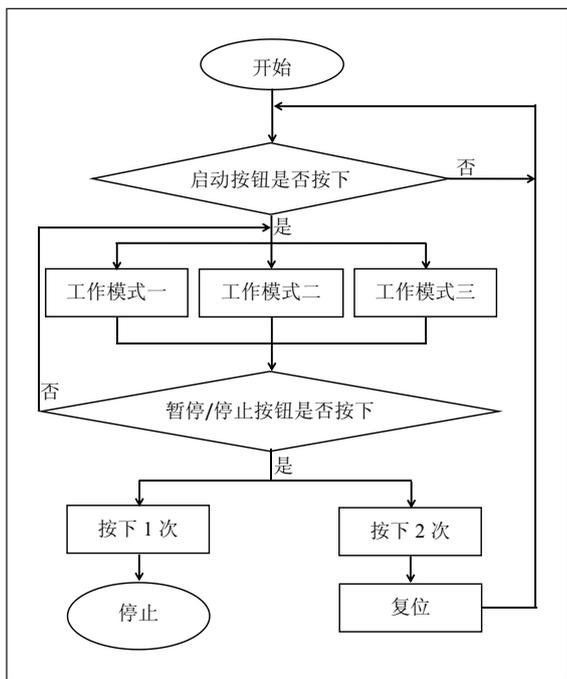


图 4 花式喷泉控制系统流程图

### 2.3 I/O 地址分配表

根据任务要求，可以确定 PLC 的输入、输出信号 I/O

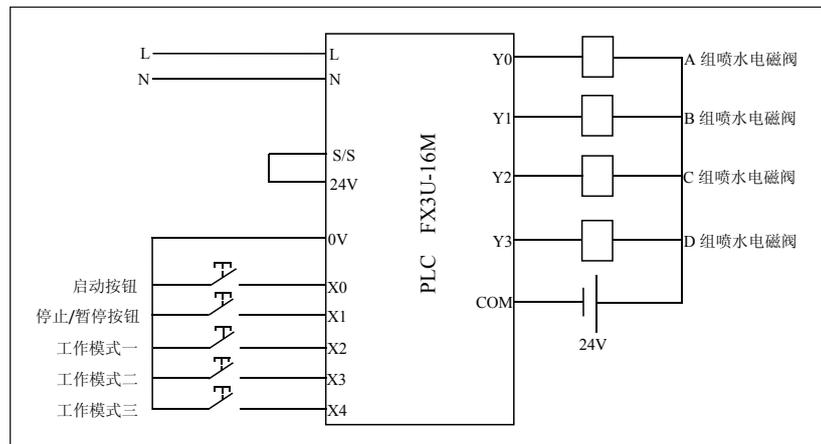


图 5 花式喷泉控制系统 PLC 接线图

地址分配表如表 1 所示。

表 1

输入		输出	
启动按钮	X0	A组喷水电磁阀	Y0
停止/暂停按钮	X1	B组喷水电磁阀	Y1
工作模式一	X2	C组喷水电磁阀	Y2
工作模式二	X3	D组喷水电磁阀	Y3
工作模式三	X4		

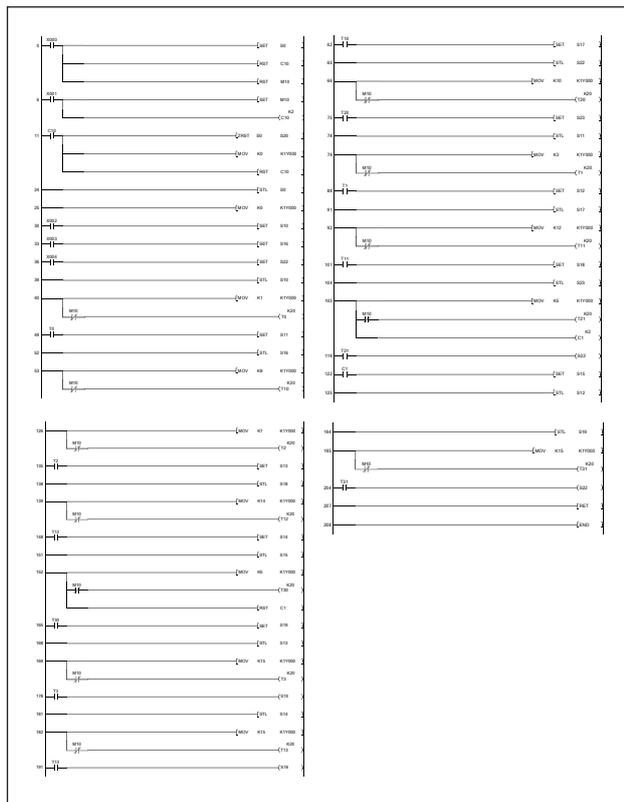


图 6 三种工作模式花式喷泉控制系统梯形图

### 2.4 控制系统 PLC 接线图

根据以上 PLC 的 I/O 地址分配表，可绘制系统外部接线，如图 5 所示。

### 2.5 设计梯形图程序

通过对以上任务及控制要求的分析可知，该系统的程序控制是一个带时限的延时顺序控制（A 组、B 组、C 组、D 组喷头按一定的顺序延时工作），综合三种工作模式时序图，用梯形图方法编程，可以使设计思路清晰，编程简单。本控制系统设计介绍的是如何利用 PLC 控制喷水装置不同的工作模式，产生不同的喷水花样，根据三种工作模式下的 I/O 分配及 PLC 的外部接线图，设计出了三种工作模式花式喷泉控制系统梯形图程序如图 6 所示。

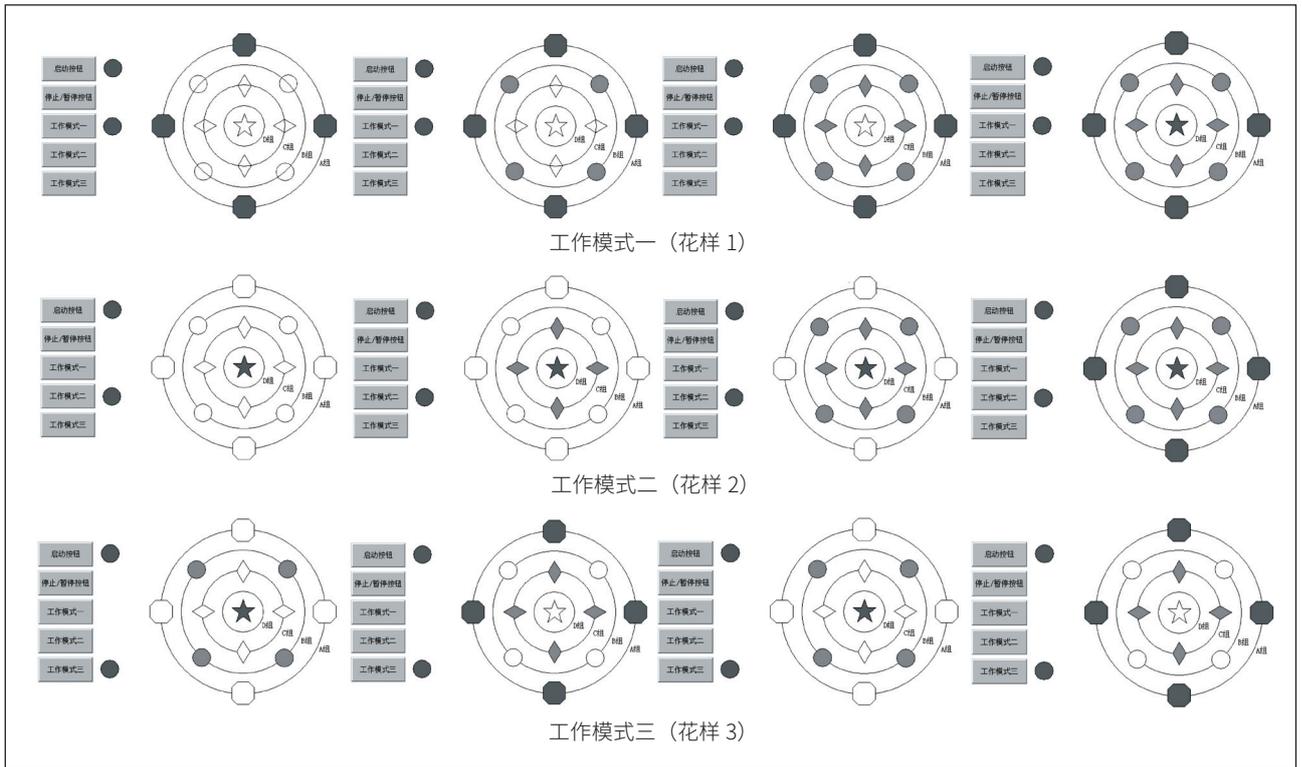


图 7

表2 指令语句表

步号	指令	I/O	步号	指令	I/O	步号	指令	I/O	步号	指令	I/O	步号	指令	I/O
0	LD	X000	49	LD	T0	97	ANI	M10			K1Y000	188	OUT	T13
1	SET	S0	50	SET	S11	98	OUT	T11	144	ANI	M10			K20
3	RST	C10	52	STL	S16			K20	145	OUT	T12	191	LD	T13
5	RST	M10	53	MOV	K8	101	LD	T11			K20	192	OUT	S16
6	LD	X001			K1Y000	102	SET	S18	148	LD	T12	194	STL	S19
7	SET	M10	58	ANI	M10	104	STL	S23	149	SET	S14	195	MOV	K15
8	OUT	C10	59	OUT	T10	105	MOV	K5	151	STL	S15			K1Y000
		K2			K20			K1Y000	152	MOV	K5	200	ANI	M10
11	LD	C10	62	LD	T10	110	MPS				K1Y000	201	OUT	T31
12	ZRST	S0	63	SET	S17	111	ANI	M10	157	MPS				K20
		S20	65	STL	S22	112	OUT	T21	158	ANI	M10	204	LD	T31
17	MOV	K0	66	MOV	K10			K20	159	OUT	T30	205	OUT	S22
		K1Y000			K1Y000	115	MPP				K20	207	RET	
22	RST	C10	71	ANI	M10	116	OUT	C1	162	MPP		208	END	
24	STL	S0	72	OUT	T20			K2	163	RST	C1			
25	MOV	K0			K20	119	LD	T21	165	LD	T30			
		K1Y000	75	LD	T20	120	OUT	S22	166	SET	S19			
30	LD	X002	76	SET	S23	122	LD	C1	168	STL	S13			
31	SET	S10	78	STL	S11	123	SET	S15	169	MOV	K15			
33	LD	X003	79	MOV	K3	125	STL	S12			K1Y000			
34	SET	S16			K1Y000	126	MOV	K7	174	ANI	M10			
36	LD	X004	84	ANI	M10			K1Y000	175	OUT	T3			
37	SET	S22	85	OUT	T1	131	ANI	M10			K20			
39	STL	S10			K20	132	OUT	T2	178	LD	T3			
40	MOV	K1	88	LD	T1			K20	179	OUT	S10			
		K1Y000	89	SET	S12	135	LD	T2	181	STL	S14			
45	ANI	M10	91	STL	S17	136	SET	S13	182	MOV	K15			
46	OUT	T0	92	MOV	K12	138	STL	S18			K1Y000			
		K20			K1Y000	139	MOV	K14	187	ANI	M10			

# 高频数字集成电子元件无损检测仪设计与研制

徐超, 李慧, 徐健, 李波文

(九江职业技术学院, 江西九江, 332007)

**基金项目:** 江西省教育厅科学技术研究项目: “高频数字式高清集成电子元件无损检测仪的设计与研制” (GJJ2204819)。

**摘要:** 目前, 在我国集成电子元件检测中, 主要采用两种方式, 一是传统的剥离观察法, 另一种则是无损检测法。本文介绍了一种采用高频数字技术设计的X光集成电子元件无损检测仪电路, 能在不损坏被检测器件的前提下, 高清且快速地检测出内部损伤。该电路克服了传统工频模式设计的集成电子元件无损检测设备体积大、质量重、效率低、清晰度不够等缺陷, 使检测仪具有使用轻便、图像清晰的特点。实验结果表明, 该电路实际应用切实可行, 能满足元器件检测行业的实际需要。

**关键词:** 高频技术; X光; 无损检测仪

## 0 引言

传统的剥离观察法对被检测元器件的破坏很大, 且不够直观。工频模式设计的集成电子元件无损检测设备虽然一定程度解决上述不足, 但是其存在“大、笨、重”的缺点, 且辐射量大, 使用成本高, 往往高到几万至十几万不等, 一般中小型电子企业难以配备<sup>[1]</sup>。与之相比, 采用高频数字技术设计的X光集成电子元件无损检测仪, 解决了传统高压发生器结构设计的不足以及传统高压发生器输出易受电网波动干扰的问题, 工作效率高、辐射量小, 且在大幅度减小体积、重量的基础上, 使得拍摄更加清晰<sup>[2]</sup>。随着新型电子器件、电路拓扑结构和控制技术及应用, 研制高性能的高频化、高效率、小型化、轻型化和模块化的无损检测仪电路将是未来发展趋势<sup>[3-4]</sup>。

## 1 外形结构设计

高频数字集成电子元件无损检测仪采取符合人性化操作的模仿枪式结构进行设计, 主要包括限束器卡扣圈、限束器、机座、充电插口、X射线发射按钮、支架接口、转轮、控制面板等部分组成。其中x射线发射按钮用于控制x射线的发射达到拍摄检测的目的; 控制面板主要实现电量显示、曝光显示以及参数设置等。

图1为高频数字集成电子元件无损检测仪的示意图, 其中图1(a)为结构正视示意图, 图1(b)为内部结构示意图, 图1(c)为激光定位灯的布置结构示意图。示意图中标号1为枪式壳体, 标号2

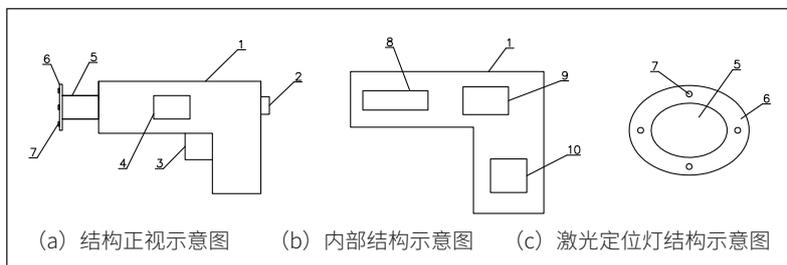


图1 高频数字集成电子元件无损检测仪的示意图

为定位开关转轮, 标号3为安装在壳体上的X射线发射按钮, 标号4为LED显示屏, 标号5为枪式壳体一端连接的限束器, 标号6为限束器卡扣圈, 标号7为定位支架上安装的激光定位灯。标号9为枪式壳体内部安装的控制电路板, 标号8为高压球头, 标号10为供电锂电池。

## 2 整机电路设计

图2为高频数字集成电子元件无损检测仪总体电路原理框图, 主要由高压球头模块、控制驱动电路模块、显示屏

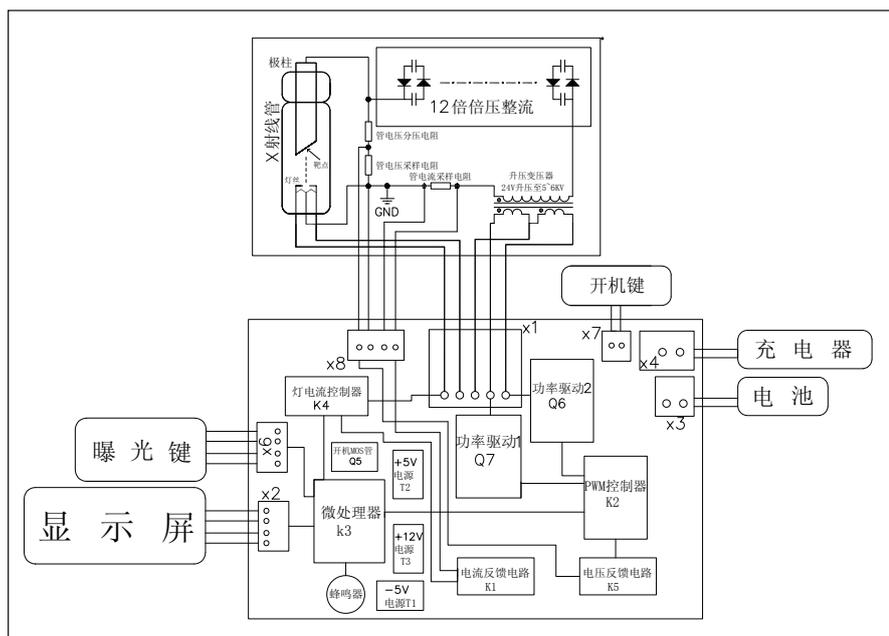


图2 高频数字集成电子元件无损检测仪总体电路原理框图

及开机键、曝光键和外接电池、充电器等组成。原理框图上半部分为高压球头模块内部功能原理图，下半部分为控制驱动电路模块原理框图。控制驱动电路模块中的驱动电路输出 60kHz 高频电压至高压球头模块中的高压变压器初级线圈，60kHz 高频电压经变压器升压至 5KV 后，再经 12 倍压整流电路变换成 60KV 的直流高压，为 X 射线管提供阳极高压。控制电路模块中的灯丝电流控制器输出的灯丝电源直接给 X

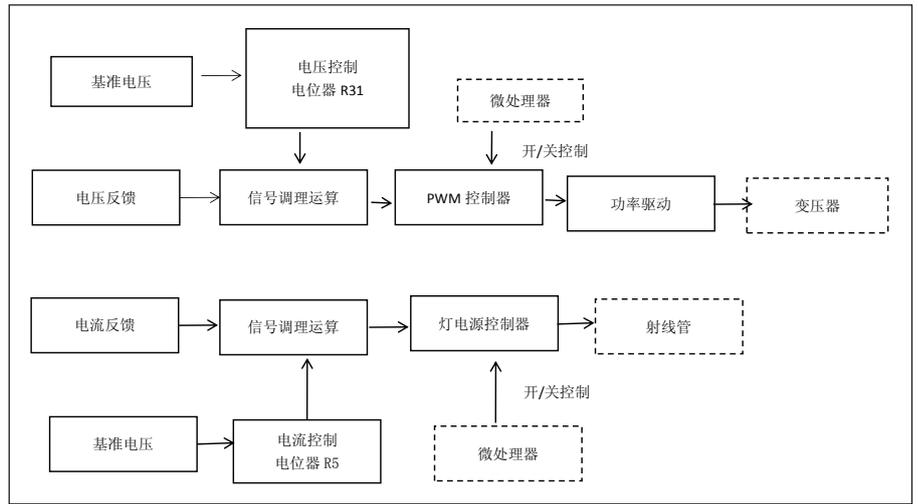


图 4 控制驱动电路模块

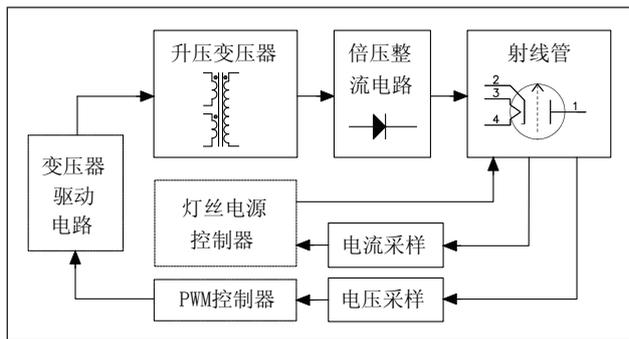


图 3 高压球头电路框图

射线管灯丝供电。X 射线管在阳极高压及灯丝电流的共同作用下，生产剂量稳定的 X 射线，实现透视无损检测仪功能。

### 3 模块电路设计

#### 3.1 高压球头电路模块

高压球头电路模块如图 3 所示。主要由高压升压变压器、倍压整流电路、电流采样电路、电压采样电路及射线管组成。升压变压器将驱动电路输出的高频交流电升压至 5KV，再经 12 倍压整流电路变换成 60KV 高压直流电源为 X 射线管电场极板供电。灯丝电源控制器输出 2.5V 左右的灯丝电压直接给 X 射线管灯丝供电。电压采样电路提供 60KV 高压直流电

压采样，采样电压比率约 16KV/V，电压采样电压为正电压。电流采样电路提供射线管电流采样，采样电流比率约 1mA/V，电流采样电压为负电压。射线管在满足要求的阳极高压及灯丝电压激发下，生产剂量稳定的 X 射线。

#### 3.2 控制驱动电路模块

控制驱动电路模块如图 4 所示。主要由 PWM 控制电路、电压反馈信号调理运算电路、电流反馈信号调理运算电路、灯丝电源控制器电路、微处理器控制电路及辅助电源等组成。

PWM 控制电路采用 UC28025DW 为主控芯片，产生 PWM 信号控制功率 MOS 管 Q6、Q7 驱动球头内的升压变压器产生高压。UC28025DW 受微处理器输出的控制信号控制，保证高压产生的时间。球头反馈的高压反馈电压经运放电路调理后经 R55 电阻送入 UC28025DW 用于稳定高压

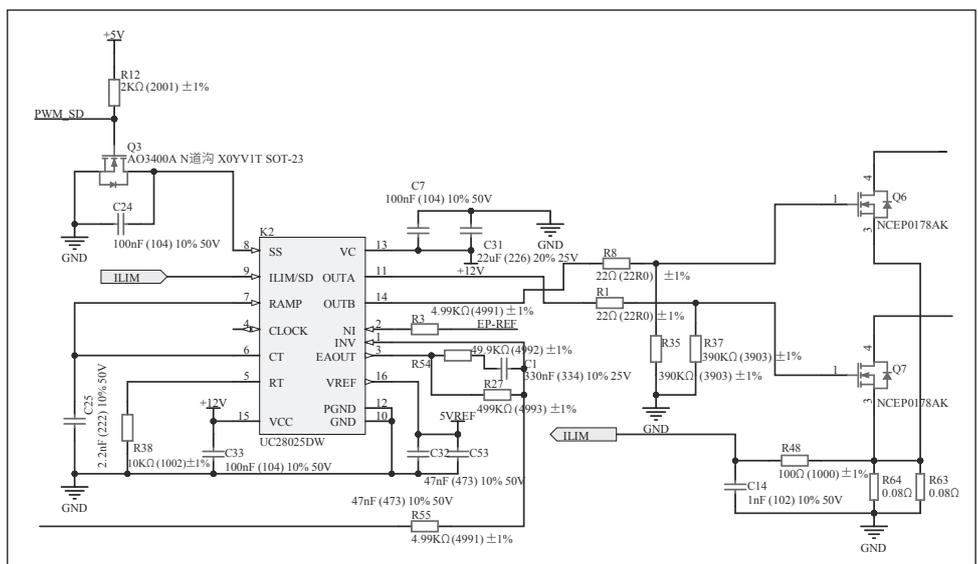


图 5 PWM 控制电路原理图

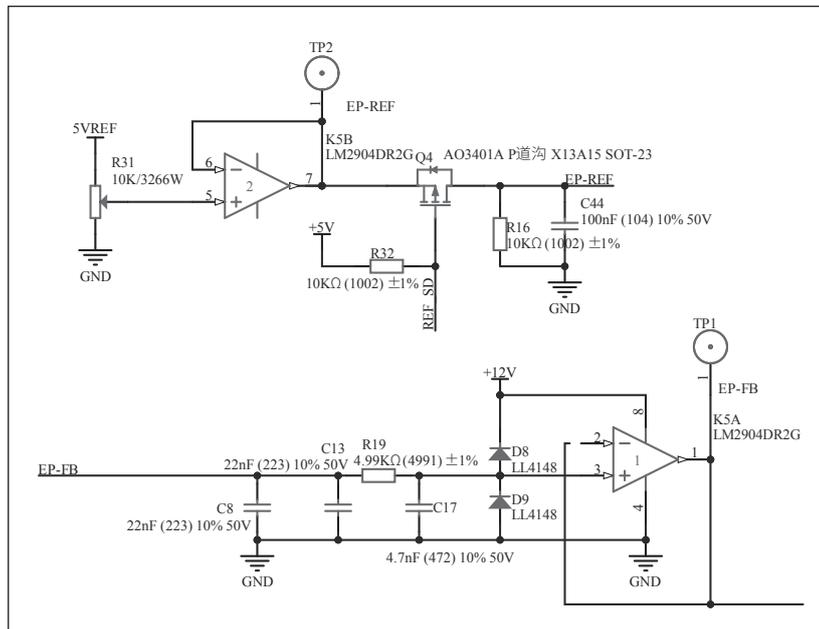


图6 电压反馈信号调理运算电路图

输出。UC28025DW 的 16 脚输出一个 5V 参考电压，该电压被用作高压稳压和管电流稳流的参考电压源。C25 和 R38 是构成 UC28028DW 振荡器的主要外围元件，它们决定了 PWM 控制电路的工作频率，PWM 控制电路设计的工作频率为 60kHz。PWM 控制电路原理图如图 5 所示。

电压反馈信号调理运算电路由 C8、C13、R19、C17 构成的阻容滤波网络和 K5A 构成的电压跟随器组成，调理后的电压经 R55 送入 UC28025DW 的 1 脚，同时电位器 R31 和 K5B 构成的电压跟随器组成高压反馈的参考电压调节电路，调节后的参考电压经 Q4、R32、R16、C44 组成的控制电路，再送入图 5 所示 PWM 控制电路中 UC28025DW 的 2 脚。这两路信号是高压生成的关键信号，直接决定高压的稳定性。电压反馈信号调理运算电路原理图如图 6 所示。

电流反馈信号调理运算电路由 K1 的四个运放组成，由

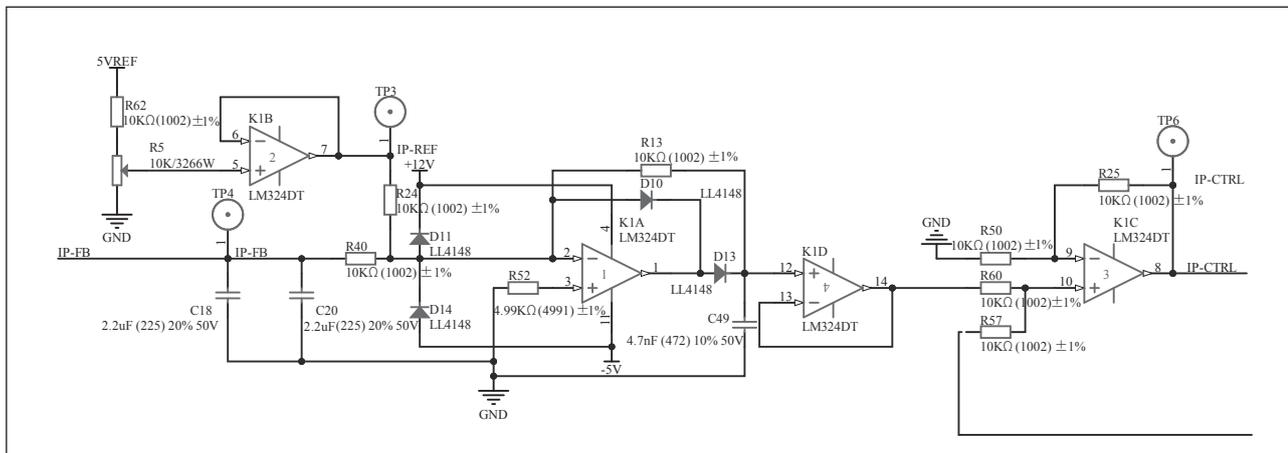


图7 电流反馈信号调理原理图

于管电流的反馈电压是负值，所以管电流反馈信号 IP - FB 与控制参考电压 IP - REF 做加法运算后经半波整流电路变换为正电压（以 K1A 运放构成的电路），经 K1D 构成的电压跟随器后，再与灯丝电压做加法后输出 IP - CTRL 信号，控制灯丝电压控制电路，最终达到控制管电流的目的。电流反馈信号调理运算电路原理图如图 7 所示。

高频数字集成电子元件无损检测仪的微处理器控制电路采用 PIC16F1937 集成芯片设计，实现整个电路的操控和显示，控制着放电时间、放电时间设置、检测电池电压、检测灯丝电压、显示放电时间、驱动蜂鸣器等各项功能。

高频数字集成电子元件无损检测仪

的 +5V 电源是以 DC-DC 转换芯片 EUP3458VIR1 为主控芯片，将 24V 电源输入电压转换为 +5V 电源，供微处理器使用。+12V 电源是采用 78L12G-AB3-R 线性稳压芯片，将 24V 电源输入电压转换为 +12V 电源，供 PWM 控制器 UC280251(K2) 和运放 LM324(K1)、LM2904(K5) 使用。

高频数字集成电子元件无损检测仪采用高频数字技术设计，克服了传统工频集成电子元件无损检测设备体积大、质量重、效率低、清晰度不够等缺陷，具有使用轻便、图像清晰的特点。实验检测效果图如图 8 所示。

## 4 结束语

随着集成电子元器件产业的迅猛发展，集成电子元件的无损检测设备市场规模将呈现增长趋势<sup>[5]</sup>。通过详细介绍整体方案和系统硬件模块的设计，成功研制出具有先进、实

# 基于树莓派的交通灯实时控制系统设计

尹延龙, 丁瑞好, 董铮

(湖北文理学院 计算机工程学院, 湖北襄阳, 441053)

**基金项目:** 2022年度湖北省襄阳市科技计划研究与开发类一般项目(项目编号: 2022ABH005980)。

**摘要:** 目前我国的汽车数量越来越多, 城市道路也越来越拥堵, 大部分城市的交通状况都不太好。智能交通灯控制系统正在逐渐代替传统的交通灯系统。系统采用硬件和软件结合的方式, 设计一个基于树莓派的交通灯实时控制系统。通过系统计算出路口的交通灯是否发生变化与路口绿灯所剩余的时间, 进而控制交通灯的变化。该系统的实现大大地缓解的道路上车辆拥堵的情况, 减少人力资源的浪费, 合理的利用好道路资源, 让城市交通更加智能。

**关键词:** 交通灯; 树莓派; Python; 传感器; 控制

## 0 研究背景及意义

随着经济的快速发展, 汽车已经逐渐进入到了家家户户, 使得人们的出行变得更加地舒适<sup>[1]</sup>。但与此同时, 城市建设的步伐远远跟不上汽车行业的发展, 随着汽车数量的越来越多, 道路拥挤已经成了很多城市的通病, 严重影响人们的出行。节假日拥堵情况更甚, 通行十分困难。因此如何缓解道路拥挤, 让人们的出行更顺利成为城市交通中的一个大问题<sup>[2-3]</sup>。

传统的交通灯是通过设定路口交通灯时间为一定值进而调节车流量, 控制太过简单、单一, 并不能适应现在日趋拥挤的道路, 并且当路口道路车流量过于拥挤时, 交通路口还需要协管员来协助调控交通灯的变化时间, 以此缓解道路拥挤的情况。交通灯实时控制系统通过实时监测各个方向的车流量, 比较各个路口的车流量, 进而计算出合理的交通灯变化时间调控交通灯。减少车辆的等待时间, 合理的分配道路资源, 缓解交通拥堵, 既能减少交通警察人力资源的浪费, 也能使人们的出行更加通畅, 让城市的交通更加智能, 更美好<sup>[4]</sup>。

## 1 交通灯实时控制系统总体设计

### 1.1 交通灯实时控制系统可行性分析

系统主要应用有主次干道的十字路口路段, 用于调节十字路口的车辆拥堵情况。系统主要采用了传感器、树莓派和Python技术。传感器用于测量车流量, 通过测量车辆通过路面产生的压力, 再将压力信号转化成电信号传输给系统, 传感器本系统采用的是压电传感器。压力传感器安装在各个路口, 距离路口的一定距离的区域, 测量在一定时间内车辆是否通过近车监测点和远车监测点来推算车流量。树莓派三代B型开发板用于接收压力传感器传过来的电信号, 再将电信号进行处理分析计算, 得出交通灯颜色变化的时间, 以此来控制交通灯的颜色变化, 进而减缓车辆拥堵的情况。Python是计算机编程语言, 处理分析压力传感器传来的车

流量数据、计算绿灯的变化时间、控制交通灯颜色的变化等。

在经济方面, 树莓派和传感器的成本都比较低, 整个系统并不需要花费太高的成本, 而且压力传感器寿命很长, 可以使用很久, 比较适合用来测量车流量。

### 1.2 交通灯实时控制系统功能需求分析

交通灯实时控制系统是利用实时分析各个路口的车流量来计算出交通灯的状态及绿灯时间。系统的功能需求如下:

#### (1) 各个路口车流量数据采集与传输

功能描述: 压电传感器根据收集通过该传感器的压力数据, 将压力信号进而输送给树莓派。压力传感器是分布在各个路口的, 不同路口的压力信息都进行收集。

输入: 路口处的车流量压力信号。

输出: 车流量的电信号。

#### (2) 车流量电信号的分析处理

功能描述: 压力传感器将车流量的压力信号发送给树莓派, 树莓派再将收集到的压力信号进行分析处理, 计算出绿灯的变化时间, 以此来控制交通灯的变化。

输入: 车流量的电信号。

输出: 交通灯的变化时间。

#### (3) 交通灯控制

功能描述: 根据树莓派开发板计算出来的时间来控制路口交通灯的变化时间。同时路口的交通灯也可以由人为控制, 当一些特殊情况发生时, 交通协管员可以随时控制交通灯的变化。

输入: 树莓派计算交通灯时间。

输出: 交通灯是否变化。

### 1.3 系统的功能模块及流程图

根据系统的可行性和需求分析, 设计了图1所示的系统功能模块图。系统主要分为车流量检测模块、车流量分析处理模块和交通灯转换模块。车流量检测模块主要负责检测路口的实时车流量, 车流量分析处理模块用于计算出路口的绿灯时间及交通灯是否发生变化, 交通灯转换模块主要是根

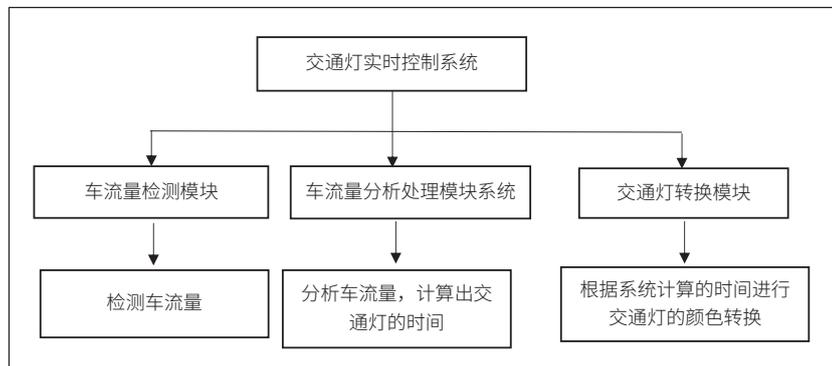


图1 系统功能模块图

据系统的计算结果来进行交通灯状态的转换。

系统流程图如图2所示。安装在路口的压力传感器会接收到车辆是否通过的信号，然后把车辆通过的压力信号传给树莓派开发板。树莓派开发板会根据压力传感器传过来的车流量信号进行分析计算，分配出合适的绿灯时间及交通灯的状态是否发生变化，并把最终结果输出给交通灯，交通灯会根据树莓派开发板的指令进行相应的变化，进而达到控制车流量的目的。

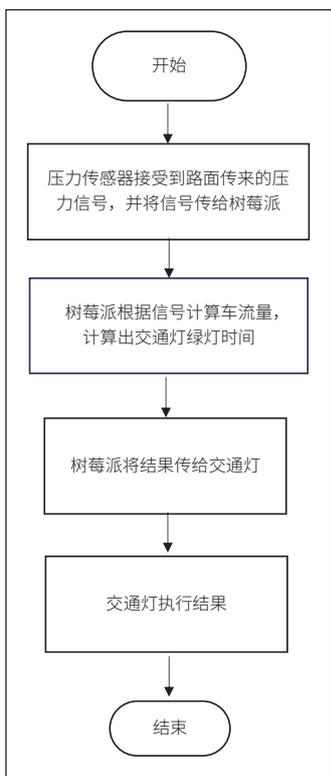


图2 系统流程图

## 2 交通灯实时控制系统设计

### 2.1 交通灯实时控制系统硬件设计

交通灯实时控制系统的硬件部分主要有压力传感器、树莓派三代 B 型开发板、RGB LED 模拟交通灯。压力传感器收集路口处的实时车流量数据并将数据传输给树莓派三代 B 型开发板控制系统，控制系统通过 Python 语言编写的程序处理分析压力传感器传过来的车流量信息，并得出交通灯的变化时间规则。树莓派开发板控制系统再将交通灯的变化信息传输给 RGB

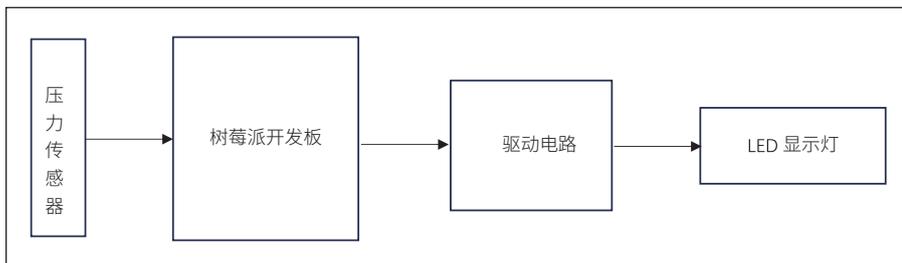


图3 系统硬件组成图

彩色 LED 模拟的交通灯显示器，来模拟交通灯的变化<sup>[5-6]</sup>。硬件组成如图3所示。

系统采用的是 RGB 彩色 LED 来模拟交通灯的变化。其中，LED 灯中有三种颜色的发光二极管：红色、绿色和蓝色，有四个引脚：VCC、R、G、B。VCC 是用来连接电源的正极的。R、G、B 分别对应着红绿蓝三个灯的接口，再把这三个接口与树莓派的 GPIO 引脚进行连接，通过控制这三个灯的颜色比例变化来模

拟交通灯的颜色变化。

### 2.2 交通灯实时控制系统程序设计

系统研究的是十字路口红绿灯变化情况，如图4所示，将东西南北四个方向的路口都分为直行（包括直行车道和右转车道）和左转的情况。其中，东西方向，南北方向红绿灯变化情况一致，则仅需研究东或西侧，南或北侧情况，即图中 D1, D2, D3, D4 这四个车道方向绿灯情况即可。当 D1, D2, D3, D4 四个方向任意一个车道为绿灯时，其他车道都不能显示绿灯。

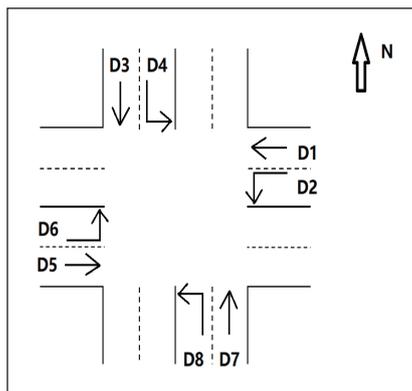


图4 路口交通图

在交通十字路口，一般都会有一条车流量较多的主干道，一条车流量较少次干道。设定东西方向的车道为主干道，南北方向的车道为次干道，因为主次干道的车流量是不一样的，一般情况下，主干道的车流量会大于次干道上的车流量，所以在初始绿灯时间的分配上，主干道的绿灯分配时间应该

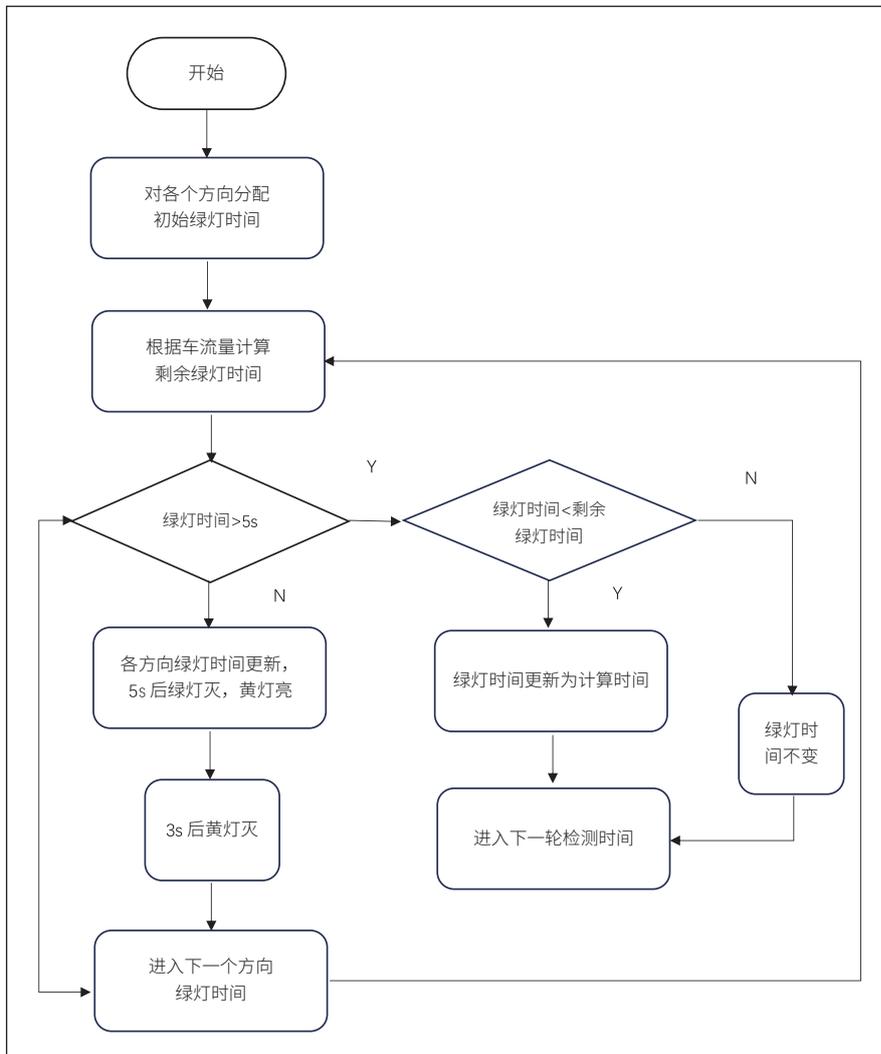


图5 程序流程图

多于次干道上的绿灯时间。其中黄灯的时间固定为 3s, 所以在这个系统中不需要进行计算分配黄灯的时间, 只需要计算红灯, 绿灯的时间即可。而车道的初始绿灯时间, 应当是由十字路口平时的车流量所决定的, 应提前测得合理的初始时间。考虑到在十字路口中车流量变化很快, 更新时间不宜太长, 还有系统所承受的计算压力, 更新时间不宜太短, 在这个系统中设定为每 5s 更新一次车流量, 再根据更新的车流量计算出绿灯时间并将计算的绿灯时间更新给路口的交通灯<sup>[7-8]</sup>。

绿灯在每一次将要变化之前, 都会先根据监测的车流量大小来进行一次判断, 判断是否要变换交通灯颜色。而在每一次监测车流量之前, 会先对绿灯的剩余时间进行判断。如果判断当前绿灯剩余时间小于或等于 5s, 则直接更新当前绿灯的剩余时间为 5s, 与此同时, 当前绿灯开始闪烁, 5s 后, 直接变换为黄灯, 不再进行车流量的判断。如果判断当前绿灯时间大于 5s, 系统根据当前车流量计算绿灯时间,

如果计算的绿灯时间小于剩余的绿灯时间, 则当前交通灯的绿灯剩余时间更新为系统计算的绿灯的剩余时间, 反之, 如果计算的绿灯时间大于剩余的绿灯时间, 交通灯当前绿灯时间不变。

### ■ 2.3 算法基本流程

系统初始情况下, 会对各个不同车道分配一个初始绿灯时间 Hinit, 然后每 5s 检测一次路口的车流量, 再根据车流量计算出当前路口的绿灯时间 Hnr。然后比较 Hnr, 判断是否开始下一方向的绿灯时间。当新分配的时间小于等于 5s 时, 各个方向的绿灯的剩余时间直接更新为 5s, 这 5s 期间, 绿灯处于闪烁的状态, 且 5s 后绿灯变化为黄灯, 黄灯时间为 3s, 黄灯时间结束后下一路口的绿灯亮。当新分配的绿灯时间大于 5s 时, 再进行比较新分配的绿灯时间与当前路口剩余的绿灯时间。如图 5 所示, 当分配时间小于等于当前路口绿灯剩余时间时, 各方向剩余绿灯时间更新为新分配的时间, 反之各方向剩余绿灯时间不更新。五秒后

继续检测, 并依次循环<sup>[9]</sup>。

### ■ 2.4 车流量检测距离的设置

假设车辆的速度是 20km/h, 这在道路中其实已经算是一个很慢的速度了, 那么这辆在 5s 内的行驶距离将近 28m。如果道路拥挤, 那一辆车在监测点之间的行驶距离肯定是低于 20km/h。所以设定近车监测点与远车监测点的距离为 25m。当路段拥挤时, 这段距离的车行驶速度会变慢, 5s 之内不会通过该路段, 就会被计入车流量, 当路段还比较通畅时, 通过这段距离的车速度会很快, 那么在 5s 内就会通过该路段, 就不会被计入车流量。

### ■ 2.5 绿灯变化时间的设置

如图 4 所示, 该十字路口的总车流量为  $D=d_1+d_2+d_3+d_4+d_5+d_6+d_7+d_8$ 。向南北方向直行的车流量总量为  $D_1=d_3+d_7$ , 向南北方向左转的总车流量为  $D_2=d_4+d_8$ , 向东西方向直行的总车流量为  $D_3=d_1+d_5$ , 向东西方向左转的总车流量为  $D_4=d_2+d_6$ 。系统设定该十字路

口的绿灯顺序依次是东西直行，东西左转，南北直行，南北左转，以此循环。检测时间间隔为 3s，路灯初始周期为 H。

由于四个方向绿灯时间不能重合，所以每个方向绿灯都应该设置一个初始时间。绿灯初始时间的更新：每当绿灯进行转换到下一路口绿灯时，下一路口的绿灯应该设置一个初始时间，而不应该沿用上一路口所计算的绿灯时间。因为上一路口在绿灯的过程中，车流量会越来越小，所计算的绿灯时间也会越来越少，在下次绿灯变化之前，绿灯时间达到一个最小值。然而在这个过程中，其余路口都是红灯时间，车流量会增大，如果继续使用上一方向所计算的绿灯时间则不合理，所以在每个路口绿灯变化之前绿灯时间需要更新到初始值。

### ■ 2.6 关于夜间交通灯的设置

由于夜间人们的出行量大大减少，道路上的车流量也随之很少，所以在夜间再实行与白天同样的交通灯的变化规则就有些不合理了。在夜间，因为出行的车辆较少，只需要提醒司机到路口时记得减速通过就可以了，这个时候就可以设置十字路口中四个路口黄灯持续闪烁，提醒司机注意来往车辆减速通过。关于交通灯夜间模式的时间设置，还要根据季节来设定。在夏季，白天较长，夜晚较短，夜间模式也应把时间推迟，可以设定凌晨一点开启夜间模式，四点关闭夜间模式。而冬季，白天较短，夜晚较长，夜间模式可以提前到晚上十二点开启夜间模式，早晨五点关闭夜间模式。夜间模式的设置也缓解了控制系统的压力。

## 3 交通灯实时控制系统测试

### ■ 3.1 测试方案

根据交通灯实时控制系统的功能模块对系统测试，先将树莓派和传感器显示灯这几个模块给连接起来，连接好之后接通电源，在树莓派上运行程序，系统便开始运行了。因为系统的应用场景是设有主次干道的十字路口，所以测试时候会分为主干道和次干道分别进行测试，测试随着车流量的变化交通灯是如何进行变化的。同时还会测试夜间时，交通灯是怎样变化的。

### ■ 3.2 设计测试用例

根据系统测试方案设计如表 1 所示的路口主干道情况的测试用例、如表 2 所示的次干道情况的测试用例以及表 3 所示的夜间模式的路口交通灯情况的测试用例。

### ■ 3.3 测试结果

通过树莓派运行写好的 Python 程序，

表1 主干道测试用例表

测试场景	预期结果	测试结果
主干道	绿灯执行初始时间	通过
	当车流量增大, 绿灯时间延长	通过
	当车流量减小, 绿灯时间缩短	通过
	绿灯时间结束后, 黄灯亮3s	通过
	黄灯时间结束后, 红灯亮	通过

表2 次干道测试用例表

测试场景	预期结果	测试结果
次干道	绿灯执行初始时间	通过
	当车流量增大, 绿灯时间延长	通过
	当车流量减小, 绿灯时间缩短	通过
	绿灯时间结束后, 黄灯亮3s	通过
	黄灯时间结束后, 红灯亮	通过

表3 夜间模式测试用例表

测试场景	预期结果	测试结果
夜间主次车道	路口黄灯持续闪烁	通过

可以通过将树莓派连接到 PC 端，在 PC 端上控制树莓派运行 Python 代码。代码运行完成后，对该系统进行简单的测试，检测其功能。

系统刚开始检测时，设定东西直行车道绿灯亮，则其他车道红灯亮。如图 6 所示。

绿灯时间结束后，东西方向直行车道交通灯黄灯亮起，其他方向仍为红灯，如图 7 所示。

东西直行黄灯结束后，变为红灯，下一车道交通灯黄灯亮，如图 8 所示。

下一车道黄灯时间结束后，路灯亮，其他车道依然是红灯，如图 9 所示。

夜间路口黄灯持续闪烁，如图 10 所示。

当某一车道绿灯亮时，模拟车辆通过压力传感器，该车道的压力传感器产生信号传送给了树莓派系统，系统在根据传过来压力信号的次数判断车流量，再计算该车道的绿灯时间，系统再控制绿灯亮的时间，绿灯时间与车道车流量的大小成正比。

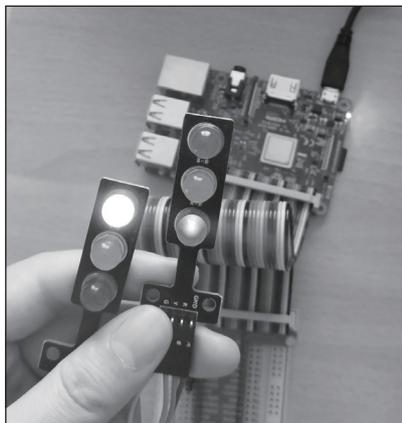


图6 交通灯变化图

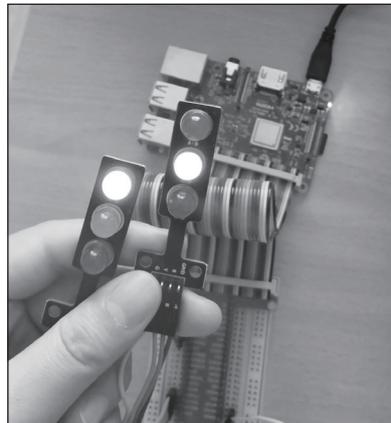


图7 交通灯变化图

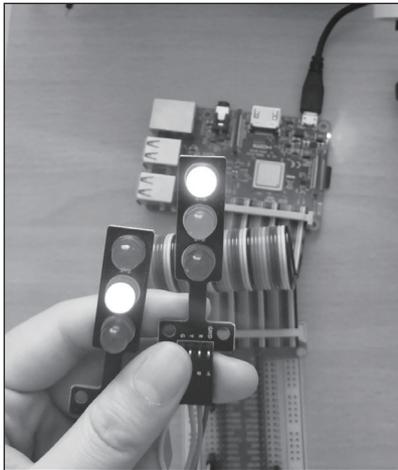


图8 交通灯变化图

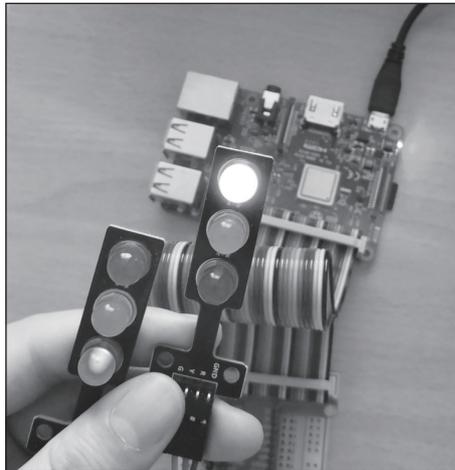


图9 交通灯变化图

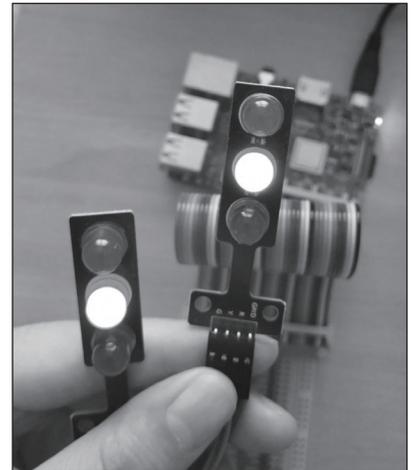


图10 交通灯夜间模式图

## 4 总结

系统介绍了交通灯实时控制系统的目的和意义,结合了压力传感器和树莓派开发板,参考了之前的智能交通灯的研究技术,让交通灯随着车流量的变化而实时变化,变得更加智能。同时这个系统的开发成本也比较低,其中用到的压力传感器在这个系统中也易于安装和维护。系统开发的成功将会给人们的出行带来极大的便利,让人们的出行更加的舒适,很大地缓解交通拥堵的状况,让城市道路更通畅。

### 参考文献

- \* [1] 颜嘉良. 智能技术在生活中发展趋势[J]. 电子技术与软件工程,2017(22):86.
- \* [2] 谭慧芳. 中国智能交通系统的现状和发展对策[J]. 中小企业管理与科技,2019(01):43-44.

- \* [3] 曹小聪. 城市智能交通系统设计分析及应用研究[J]. 建筑技术开发,2017(23):1-2.
- \* [4] 颜庆华,陈钊正. 智能交通车路协同信息采集方法研究[J]. 中国新通信,2017(23):53.
- \* [5] 李娣娜,黄同. 一种十字路口交通灯智能控制系统的设计[J]. 科技资讯,2016(22):1.
- \* [6] 王鼎湘,李茂军. 基于车流量的交通灯智能控制算法[J]. 计算机应用与软件,2015(06):241-244.
- \* [7] T Tristono. Investigate the complexity of the control system of the Norwegian traffic light using Petri net model[J]. Journal of Physics: Conference Series,2019.
- \* [8] Eunseop Lee,Daijin Kim. Accurate traffic light detection using deep neural network with focal regression loss[J]. Image and Vision Computing,2019.
- \* [9] Vern Poythress. A simple traffic-light semiotic model for tagmemic theory[J]. Semiotica,2018.

(上接第 113 页)

- (LEDs) in plant tissue culture[J]. Propagation Technique, 2000, 14(4): 220-222.
- \* [7] Bula RJ, Morrow RC, Tibbitts, et al. Light-emitting diodes as a radiation source for plants[J]. HortScience, 1991, 26(2): 203-205.
- \* [8] Bula RJ, Tibbitts TW, Morrow RC, et al. Commercial involvement in the development of space-based plant growing technology[J]. Adv Space Res, 1992, 12(5): 5-10.
- \* [9] Barta DJ, Tibbitts TW, Bula RJ, et al. Evaluation of light emitting diode characteristics for a space-based plant irradiation source[J]. Adv Space Res, 1992, 12(5): 141-149.
- \* [10] Bula RJ, Tennessen DJ, Morrow RC, et al. Lighting emitting

- diodes as a plant lighting source[C]. Proc of International Lighting in Controlled Environments Workshop, Madison, Wisconsin, University of Wisconsin-Madison, 255-261.
- \* [11] Guo Shuangsheng, Al Weidang, ZHAO Chengjian, et al. Selection of light source used for plant cultivation in controlled ecological life support system[J]. Space Medicine & medical Engineering, 2003, 16(S): 490-493.
- \* [12] Tang Yongkang, Guo Shuangsheng, Al Weidang, et al. Effects of red and blue light emitting diodes(LEDs) on the growth and development of lettuce(var. Youmaicai)[J]. Space Medicine & medical Engineering, 2010, 23(3): 206-212.

# 基于 Verilog HDL 的简易电子琴控制电路设计与实现

张皓祎, 郑冰, 卢炽杏, 郑惠之, 胡锦涛  
(航天工程大学 信息学院, 北京, 101401)

**摘要:** 介绍了一种基于硬件描述语言(Verilog HDL)的简易电子琴控制电路设计, 在系统可编程门阵列(FPGA)芯片上实现, 可实现自动演奏预存乐曲、弹奏及音符码制显示等常用功能。该设计采用自顶向下的模块化设计, 基于硬件描述语言(Verilog HDL)编程实现。根据产生各个音符的频率不同, 通过将系统的基准频率通过分频器进行分频, 得到曲谱中所有音符的频率, 再由驱动电路驱动蜂鸣器发声, 便可实现乐曲的弹奏或播放功能, 用八段数码管显示弹奏或播放音符对应的数字。该方法设计简单、修改方便、设计周期短。通过FPGA验证了所设计的控制电路, 并完成了简易电子琴的调试及制作。

**关键词:** VerilogHDL; 简易电子琴; FPGA

## 0 引言

声音是由振动产生的, 不同的振动频率导致了不同的音调<sup>[1]</sup>, 目前世界通用的定律方法是十二平均律, 根据十二平均律, 八度的音程按波长比例被平均分成十二等份, 每一等份称为一个半音(小二度), 一个大二度则是两等份, 称为全音, 每两个半音的频率比为 4。音高八度音指的是频率加倍, 八度音的频率分为十二等分, 即分为十二个等比级数, 也就是每个音的频率为前一个音的 2 的 12 次方根。

音名“C, D, E, F, G, A, B”的唱名依次为“do, re, mi, fa, sol, la, si”, 对应曲谱中的数字“1, 2, 3, 4, 5, 6”, 低音 6 的频率为 440Hz, 根据十二平均律可计算出低音 1 至高音 7 的频率如表 1 所示。

表1 音名与频率的关系

音名	频率(Hz)	音名	频率(Hz)	音名	频率(Hz)
低音1	261.63	中音1	523.25	高音1	1046.50
低音2	293.67	中音2	587.33	高音2	1174.66
低音3	329.63	中音3	659.25	高音3	1318.51
低音4	349.23	中音4	698.46	高音4	1396.92
低音5	391.99	中音5	783.99	高音5	1567.98
低音6	440	中音6	880	高音6	1760
低音7	493.88	中音7	987.76	高音7	1975.52

本设计方案基于 Verilog HDL 语言实现。Verilog HDL 语言是一种常用的硬件描述语言, 用于数字电子系统设计。Verilog HDL 语言提供了编程语言接口, 通过该接口可以在模拟、验证期间从设计外部访问设计, 包括模拟的具体控制和运行, 使用 Verilog 描述硬件的基本设计单元是模块(Module), 构建复杂的电子电路, 主要是通过模块的相互连接调用来实现的。Verilog HDL 语言是目前应用最广泛的一种硬件描述语言之一。

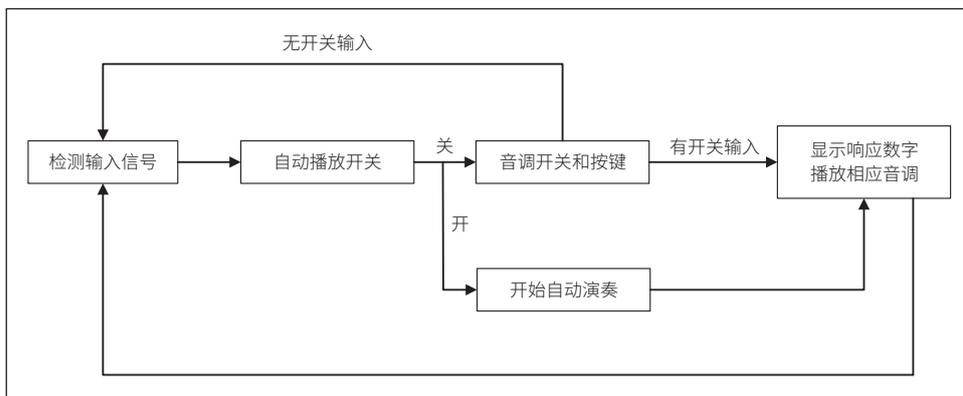


图1 设计思路框图

## 1 系统整体设计

针对设计要求计划实现的基本功能, 拟将本电子系统划分为音乐播放模块、数码管显示模块与分频模块。其中, 音乐播放模块为顶层模块, 在该模块中, 根据输入信号的不同决定所播放的音调和传递给数码管显示模块的参数, 从而实现简易电子琴的基本功能。

总体设计思路框图如图 1 所示。

## 2 分块设计

### ■ 2.1 顶层模块

音乐播放模块为本方案的顶层模块, 在该模块中, 通过调用分频模块产生低音、中音、高音三个音域共 21 种不同频率的音符, 需要注意的是, 除了 21 个基准频率以外, 还需分出一个 4Hz 的时钟信号, 这是因为大多数简单乐曲为 4/4 拍, 即以四分音符为一拍, 每小节包含四拍, 假设一个全音符持续时间为 1s, 那么四分音符的持续时间为 0.25s, 对应需要一个 4Hz 的时钟信号来控制信号, 从而达到最佳的音乐自动播放效果。

在该模块中, 我们设计让自动播放控制信号为高电平状态时工作, 因此当自动播放控制信号为高电平时, 计算机读取事先存储在只读存储器中的音符, 同时用于自动播放的计数器开始计数, 通过分频产生不同频率的时钟信号, 时钟信

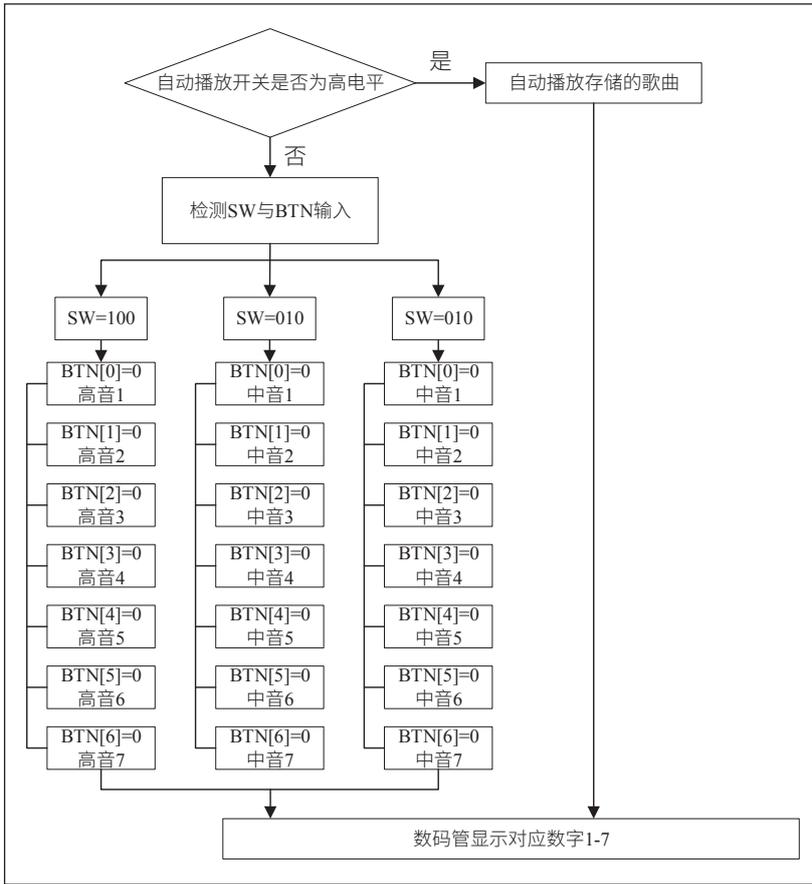


图2 顶层模块执行框图

号输出到蜂鸣器可产生对应的音调，在读取完整首乐曲音符后，一首音乐便被完美地演奏出来，若控制自动播放控制信号始终为高电平，蜂鸣器则会循环播放预先存储在程序中的乐曲。当自动播放控制信号为低电平时，切换为手动模式，本设计方案通过音调选择按钮 SW 的输入检测低、中、高音调，通过 BTN1~BTN7 七个按键的输入判定所要演奏的音符，并将完成分频的对应频率时钟信号赋值给输出信号 beep，并输出到蜂鸣器，产生对应的音调；同时，根据 BTN 信号的输入结果，将所选择的音符信息传输给数码管显示模块，显示音符相对应的数字。

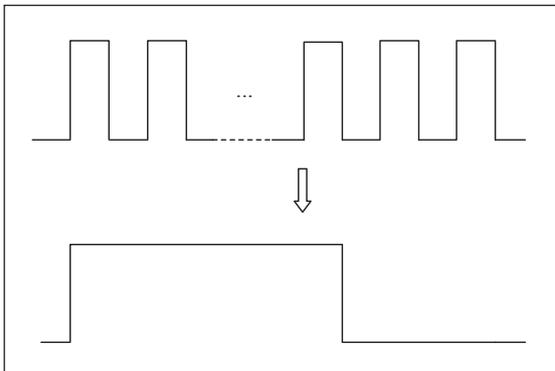


图3 分频原理

## 2.2 音调控制——分频器设计

不同的振动频率能够产生不同的音调，所有不同频率的信号都能通过对一个基频分频得到，为避免逐个分频导致的编译代码冗杂，在本设计方案中定义分频系数为参数，这样在每次分频时，只需调用分频模块并输入所需频率的分频系数即可得到所需的时钟信号<sup>[2]</sup>。分频原理如图3所示。

分频器输入信号为基准时钟信号（本方案中基准时钟信号频率为 50MHz），规定输出为 clk\_out。每经过基准时钟信号的一个时钟信号，分频器中的计数加一，输出的频率信号周期增大一倍，根据分频原理，计数器计数达到分频系数时，clk\_out 取反，此时即可得到需要的时钟信号，基于此，可以得到分频系数的计算公式为：

$$parameter = \frac{1}{2} \cdot \frac{F_{基准频率}}{f_{所需频率}}$$

在实际程序运行时，公式计算出的 parameter 作为分频系数时的分频效果实际上与以 parameter 向下取整的整数

作为分频系数的分频效果一致，在现实生活中，由于分频系数大多非整数，本方案统一将 parameter 向下取整的整数作为求取不同频率时钟信号的最终分频系数。

## 2.3 数码管显示

8 个共阳极七段数码管的 8 个段码，共用 FPGA I/O，固定连接在实验平台中的 FPGA\_CON1 处，开发板上 8 个 7 段数码管的段码输入端并联在一起，8 个位码相互独立。当相应码段 SEG 端输入为高电平，同时需要显示的数码管的共阴极端 CAT 为低电平时，该数码管相应的端就点亮。根据数码管显示原理点亮相应码段，即可显示所需要的数字。

在本方案中，输入 CAT 信号选通最右侧七段数码管，通过检测 BTN 信号的输入，从而产生相应的 SEG 信号，将 SEG 信号输出给数码管，数码管即可显示输入音符对应的数字。

## 3 设计的仿真分析及引脚分配

### 3.1 数码管显示模块

在该模块的仿真中，通过改变不同时刻的 BTN 输入模拟实际按下按键时的行为。仿真波形图如图5所示。

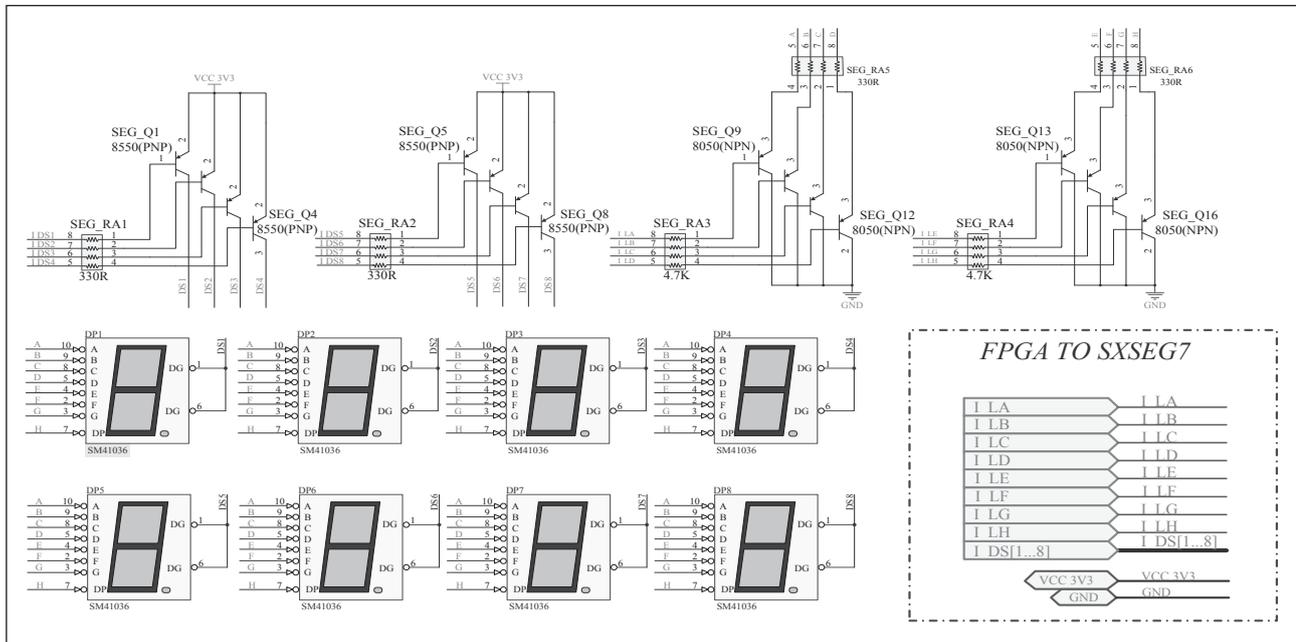


图 4 八个七段数码管原理图

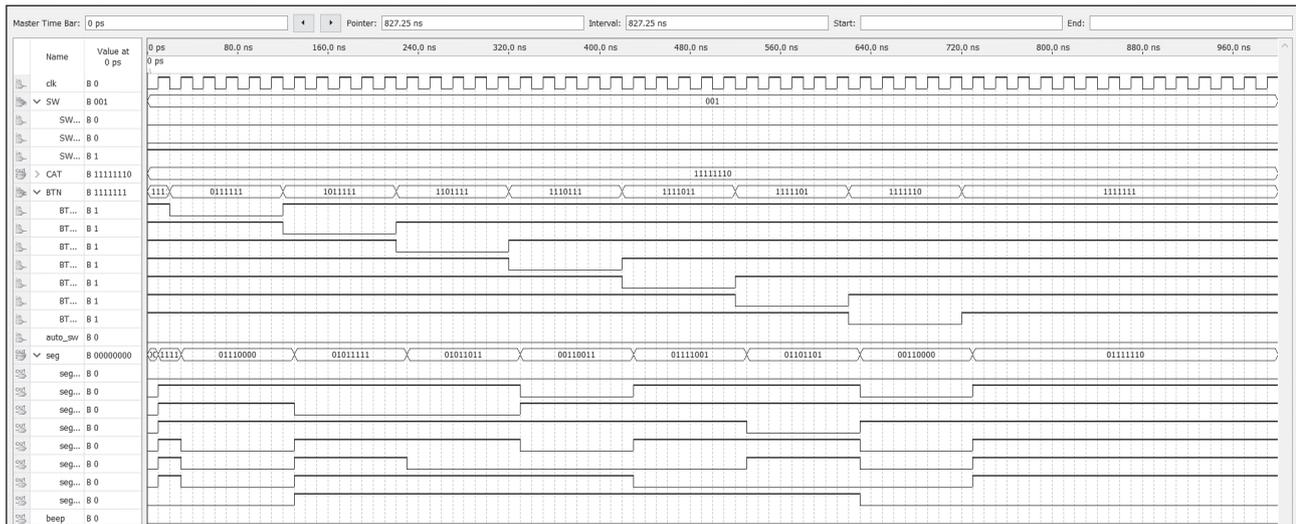


图 5 数码管显示模块波形仿真图

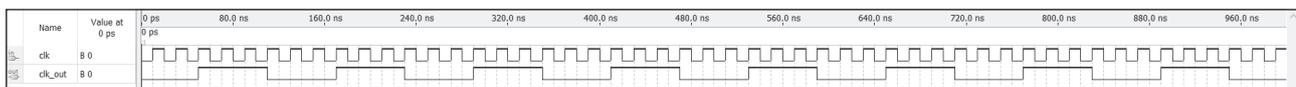


图 6 分频模块波形仿真图

从图 5 中可以看出，随着按下按键的变化，数码管的输出信号产生了相应不同形式的变化。数码管的输出信号 SEG[0] 至 SEG[7] 分别对应了八段数码管的 a, b, c, d, e, f, g 七个显示段。BTN 输入信号接综合实验箱上的 F1~F7 按键，该按键静息状态为高电平，按下时为低电平，与数码管的结构进行对照可知，BTN[0] 至 BTN[6] 信号分别为低电平时，数码管上显示的数字分别为 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7。

### ■ 3.2 分频模块

输入 clk 为 50MHz 的时钟信号，通过改变分频系数，

期望得到频率为基准频率六分之一的 clk\_out 时钟信号。仿真波形图如图 6 所示。

从图 6 可以看出，分频后信号周期为原信号周期的六倍，故分频模块可以达到所需的效果。

### ■ 3.3 FPGA 管脚分配

针对 SOPC FPGA 平台的可编程器件实验板，管脚配置情况如图 7 与图 8 所示。

方案中的 BTN 输入信号（音符）由实验板上的 F1~F7 按键控制，按下时为低电平有效信号。SW 音域输入信号、

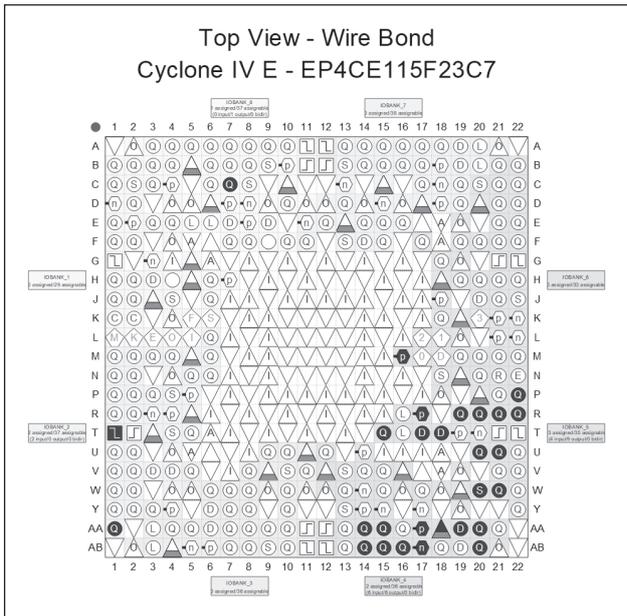


图 7 实验板管脚分配图

Node Name	Direction	Location	I/O Bank	VREF Group	Fiber Location	I/O Standard	Reserved	Current Strength	Slew Rate	Differential Pair
%_BTNE0	Input	PRL_AA18	4	RS_N0	PRL_AA18	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE1	Input	PRL_AA19	4	RS_N0	PRL_AA19	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE4	Input	PRL_T15	4	RS_N1	PRL_T15	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE2	Input	PRL_AA15	4	RS_N2	PRL_AA15	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE3	Input	PRL_AA16	4	RS_N2	PRL_AA16	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE2	Input	PRL_AA15	4	RS_N2	PRL_AA15	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE0	Input	PRL_AA18	4	RS_N0	PRL_AA18	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_BTNE1	Input	PRL_AA19	4	RS_N0	PRL_AA19	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_CAT17	Output	PRL_W21	5	RS_N2	PRL_W21	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT15	Output	PRL_AA20	4	RS_N1	PRL_AA20	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT15	Output	PRL_AA19	4	RS_N1	PRL_AA19	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT14	Output	PRL_AA18	4	RS_N1	PRL_AA18	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT13	Output	PRL_AA17	4	RS_N1	PRL_AA17	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT12	Output	PRL_AA16	4	RS_N1	PRL_AA16	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT11	Output	PRL_AA15	4	RS_N1	PRL_AA15	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_CAT10	Output	PRL_AA14	4	RS_N1	PRL_AA14	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_SWF0	Input	PRL_AA1	2	RS_N1	PRL_AA1	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_SWF1	Input	PRL_AA4	4	RS_N2	PRL_AA4	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_SWF0	Input	PRL_R19	5	RS_N1	PRL_R19	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_swb_sw	Input	PRL_R16	5	RS_N2	PRL_R16	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_OR	Output	PRL_C7	8	RS_N1	PRL_C7	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_OR	Output	PRL_T1	2	RS_N0	PRL_T1	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_wee7	Output	PRL_AA18	4	RS_N1	PRL_AA18	2.5 V (default)		8mA (default)		
%_wee6	Output	PRL_U21	5	RS_N1	PRL_U21	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_wee5	Output	PRL_R22	5	RS_N2	PRL_R22	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_wee4	Output	PRL_T17	5	RS_N2	PRL_T17	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_wee3	Output	PRL_R21	5	RS_N1	PRL_R21	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_wee2	Output	PRL_R22	5	RS_N1	PRL_R22	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_wee1	Output	PRL_R17	5	RS_N2	PRL_R17	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	
%_wee0	Output	PRL_R20	5	RS_N1	PRL_R20	2.5 V (default)		8mA (default)	2 (default)	

图 8 管脚分配图

(上接第 104 页)

实验中，打开超声波传感器模块，当检测距离小于阈值时系统启动报警，显示屏显示相应闪烁字样提示报警信息。当压力传感器检测到食物余量小于预设值时，系统报警，显示屏分别显示相应闪烁字样。当温度传感器检测到的温度值超过系统设置上限值，系统同样会启动报警并在显示屏上显示相应闪烁字样。图 7 为串口通信显示超声波测试数据的示例图。

### 5 结论

本文设计、制作了一个基于 STC89C52 的智能温感称重小车，可实时监测宠物生长环境温度湿度是否泄露不适的情况，以及食物是否需要补充，并在屏上显示相关信息。用户便可根据手机上的数据操作小车进行降温、加湿或者投食操作。

### 参考文献

\* [1] 张军. 智能温度传感器 DS18B20 及其应用 [J]. 山西冶金技师学院, 2010.

音乐自动播放信号由实验板上的 SW 按键进行控制，SW 按键上拨时为高电平有效信号。

基准时钟信号与实验板上的 PIN\_T1 管脚相连，提供 50MHz 的基准频率。

CAT 输入信号为控制八段数码管的共阴极端信号，当 CAT 输入位为低电平时，对应数码管才能工作。

SEG 信号为数码管显示信号，与数码管共阳极端相连，当 SEG 信号为高电平状态时，对应的数码管显示段将被点亮。

Beep 为蜂鸣器控制信号，当 beep 为高电平状态时，蜂鸣器输出对应的音调，否则蜂鸣器将不发声。

### 4 小结

本文设计并实现了 Verilog HDL 的简易电子琴控制电路，主要包括音频播放模块、分频模块和数码管显示模块。分频模块实现不同音调的生成，音频播放模块实现按键弹奏发声与音频自动播放，数码管显示模块实现音符的数字显示。音调准确，节拍符合音乐播放规则，演奏与播放效果较好。

### 参考文献

\* [1] 楼俊君. 电子音乐播放器的设计 [J]. 福建电脑, 2013(05).  
\* [2] 吴守霞. 基于 FPGA 的多媒体音乐播放器的设计 [J]. 兰州工业高等专科学校学报, 2012(03).

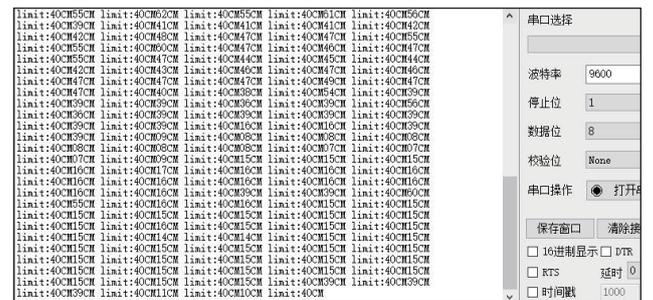


图 7 超声波测试数据的示例图

\* [2] 童峰, 许水源, 许天增. 一种高精度超声波测距处理方法 [J]. 厦门大学学报 (自然科学版), 1998.  
\* [3] 陶鑫钰. 基于单片机的公交车燃爆应急处理系统设计 [J]. 桂林理工大学, 2019.  
\* [4] 孙元. 基于 STM32 的智能车的设计与实现 [J]. 武昌工学院, 2023.  
\* [5] 王悦凯. 51 单片机系统入门、扩展、应用开发学习手册 [M]. 北京: 中国铁道出版社, 2013.  
通信作者: 李海侠。

# 变电站端子箱智能环境监测系统的研究与应用

蒋嫔, 李睿

(国网甘肃省电力公司超高压公司, 甘肃兰州, 730070)

**摘要:** 本文针对恶劣环境下变电站机构箱的运行环境监测不便和调节困难的情况, 提出了一种可以远程监控和自动调节机构箱环境, 判断设备工作状态的智能化监测系统。该系统综合采用GSM和WiFi通信协议, 物联网和嵌入式技术, 以保证设备状态的实时监测和远程控制, 减轻人员巡视的工作量。经过实验与现场配柜运行验证, 系统的检测精度和可靠性较高, 有效提升了工作效率。

**关键词:** 远程监控; 自动告警; 嵌入式系统; 物联网技术; WiFi; GSM; STM32

## 1 目的和意义

变电站户外端子箱、机构箱的作用是将变压器、断路器、隔离开关、电流互感器、电压互感器的状态、二次电流、二次电压转接到保护室里的测控及保护装置上, 另一方面也为一次设备运转提供相应的动力机构和电源。在变电设备正常运行过程中, 端子箱和机构箱起着至关重要的作用。影响其运行状态的因素主要有以下两点: 一是自然环境的影响, 在雨水较多的夏季以及寒冷的冬季, 安装于户外的端子箱和机构箱内部二次接线易发生潮湿霉变, 影响电气绝缘性能; 细微沙尘进入机构箱或者端子箱形成集尘效应, 影响控制设备的正常功能; 若二次接线腐蚀破损, 可能引起电流回路端子发热, 造成端子箱起火, 保护拒动或误动。其二是若因检修作业中误碰或人员误操作导致端子排、分合闸线圈等异常发热, 运维人员无法及时发现异常现象, 若持续发热甚至跳火产生电弧导致烧毁, 将严重威胁电网运行安全。

2022年某变电站发现7531、7532、7541开关端子箱内线缆烧毁。后对事故原因进行查找, 发现由于750kV三、四串加热回路环网运行, 0号、2号站用变并列运行, 两台站用变电压角度不一致, 同相之间存在相角差, 使同相之间存在电压差, 在电压差作用下产生环流, 引起回路过热、烧毁。此时750kV三、四串加热回路烧毁短路, 造成上级电源跳闸。以上异常工作状态的发生皆在箱体内部, 目前变电站内常规的人工巡查和视频监控相结合的巡视方式无法及时发现此类异常事件, 机构箱和端子箱的运行环境和实时状况只能靠运行人员在现场逐个打开检查。若有疏漏或未及时发现异常设备会带来很大的安全隐患。所以需要一种可以远程监测箱内运行环境, 控制加热器和空调的工作状态和启停阈值, 自主判断故障事件并报警的装置, 以减轻人员巡视的

工作量, 提高工作效率, 保证设备监测的实时性和故障处理的及时性。

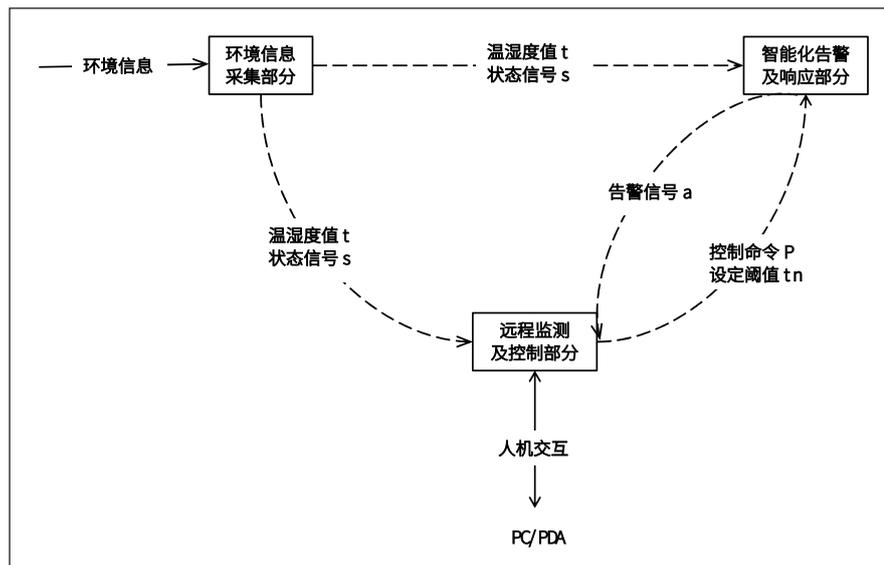


图1 系统总体设计图

## 2 理论和实践依据

### 2.1 原理

该智能环境监测系统以传感器、单片机等设备为硬件基础, 以NI公司的LabVIEW编程语言为软件基础, 以移动通信网络为传输载体, 嵌入式技术为手段, 物联网思维为指导, 采用模块化设计思想, 对系统先进行总的框架布局, 再进行模块化划分, 结构简单, 项目落地后易于维护; 该系统由环境信息采集部分、远程监测与控制部分及智能化告警及响应部分三个部分组成, 如图1所示。

环境信息采集部分由若干布置在户外机构箱和端子箱内的环境信息采集点构成, 负责采集箱体的环境信息和状态信息, 通过数据总线上送给智能化处理及告警部分和远程监测与控制部分。

智能化处理及告警部分接收环境信息t和状态信息s作为其告警及响应处理的判据, 若通过逻辑判断得出现场运行环境异常并进行以下处理: (1) 将异常情况相应的告警信号a发送给远程监测与控制部分; (2) 自动动作, 根据异

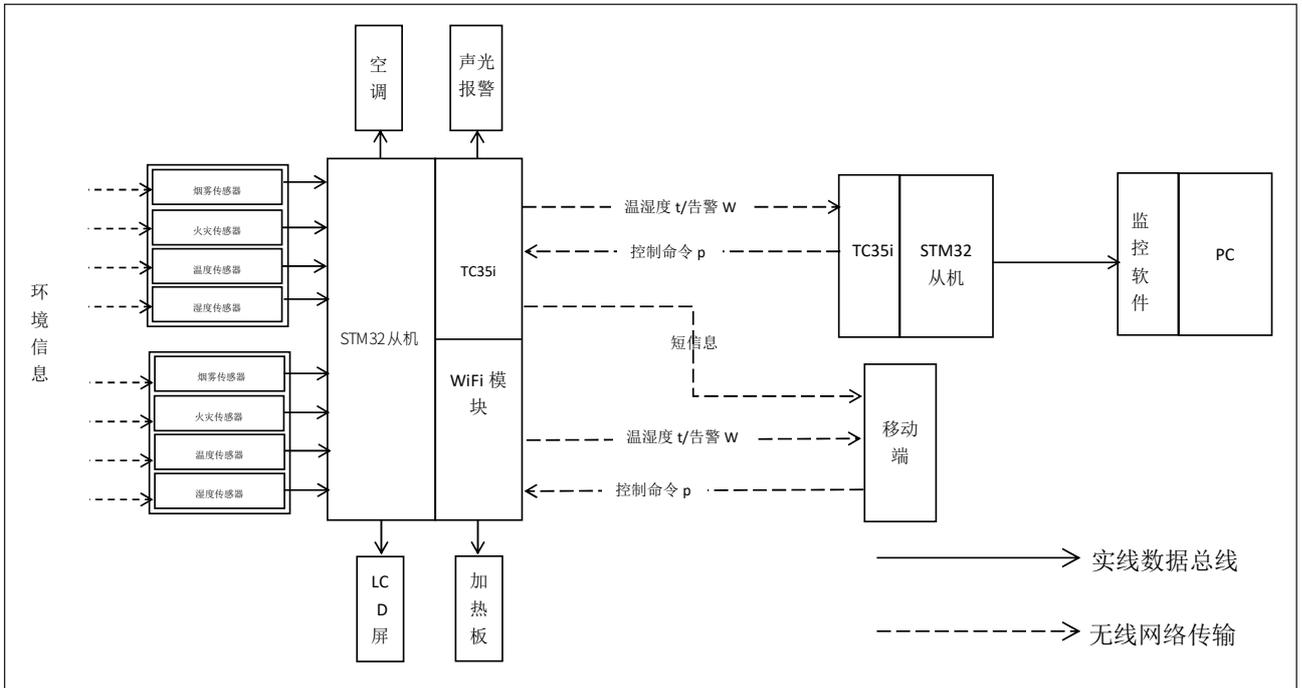


图2 智能环境监测系统总体设计图

常状态作出响应，例如启动加热器加热驱潮，启动风扇降温排烟，发送短信到手机提醒人员和现场的声光报警等。

远程监测与控制部分是使用者与系统交互的人机接口，系统通过远程监测与控制部分使用无线传输方式与移动端进行数据和信息交互。它将接收到的环境信息  $t$ ，状态信息  $s$  和告警信息  $a$  通过无线网络显示在移动设备端的APP上，同时接收移动端发送的远程调整系统工作状态和动作阈值的命令。

## 2.2 关键和难点

### 2.2.1 项目研究的关键

- (1) 无线传输方式应可靠，有一定抗干扰能力；
- (2) 远程监测功能的实现；
- (3) 自动响应及告警功能的实现；
- (4) 系统的响应准确率和响应速度要求较高；
- (5) 硬件模块的选择应综合考虑适用性，稳定性和性价比。

### 2.2.2 项目研究的难点

- (1) 不同的硬件模块之间的连接电路调试；
- (2) 研究出符合需求的软件特点并且能够让变电站端子箱温度湿度数据处理部分高效运行的程序结构；
- (3) 将温湿度数据和告警信息存储在数据库中，并实现历史数据查询、打印、备份、删除及模拟量曲线绘制等功能。

## 3 内容和实施方案

### 3.1 总体设计

该智能环境监测系统由环境信息采集部分（包括温度传感器，湿度传感器，烟雾传感器，火警传感器，LCD屏幕，人体红外传感器）、远程监测与控制部分（包括Wi-Fi模块，移动端和PC端监控程序，能接收短信的手机）及智能化告警及响应部分（包括STM32单片机，加热板，风扇，声光报警装置，手机短信告警模块TC35i）组成，图2是智能环境监测系统总体设计图。

### 3.2 环境信息采集部分

#### 3.2.1 主要硬件设备选择

数字温湿度传感器是一款含有已校准数字信号输出的温湿度复合型传感器。采用专用的温湿度采集技术，确保产品具有极高的可靠性与卓越的长期稳定性。传感器包括一个电容式感湿元件

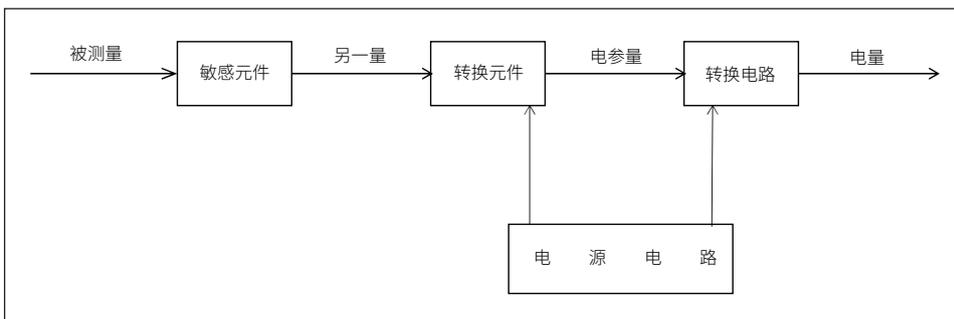


图3 传感器的组成框图

和一个高精度集成测温元件，并与一个高性能微处理器相连接。该产品具有品质卓越、超快响应、抗干扰能力强、性价比极高等优点。

MQ-2 型烟雾传感器属于二氧化锡半导体气敏材料，属于表面离子式 N 型半导体。处于  $200^{\circ}\text{C}\sim 300^{\circ}\text{C}$  时，二氧化锡吸附空气中的氧，形成氧的负离子吸附，使半导体中的电子密度减少，从而使其电阻值增加。当与烟雾接触时，如果晶粒间界处的势垒受到烟雾的调至而变化，就会引起表面导电率的变化。利用这一点就可以获得这种烟雾存在的信息，烟雾的浓度越大，导电率越大，输出电阻越低，则输出的模拟信号就越大。

释电红外线传感器是利用红外线来进行数据处理的一种传感器。主要是由一种高热电系数的材料，如锆钛酸铅系陶瓷、钽酸锂、硫酸三甘钛等制成尺寸为  $2\text{mm}\times 1\text{mm}$  的探测元件。人体都有恒定的体温，一般在  $37^{\circ}\text{C}$ ，所以会发出特定波长  $10\mu\text{m}$  左右的红外线，被动式红外探头就是靠探测人体发射的  $10\mu\text{m}$  左右的红外线而进行工作的。人体发射的  $10\mu\text{m}$  左右的红外线通过菲尼尔滤光片增强后聚集到红外感应源上。红外感应源通常采用热释电元件，这种元件在接收到红外辐射温度发生变化时就会失去电荷平衡，向外释放电荷，后续电路经检测处理后就能产生报警信号。

红外热释电火焰传感器利用热释电效应，采用钽酸锂单晶作为敏感元材料。钽酸锂晶体材料的居里温度在  $600^{\circ}\text{C}$  以上，相对介电常数小，比探测率高，在很宽的室温范围内，材料的热释电系数随温度的变化很小，输出信号的温度变化率只有  $1\sim 2\%$ ，传感器性能的温度稳定性非常好，并且在  $1\sim 20\mu\text{m}$  波长范围内光谱响应一致性非常好。

### 3.2.2 功能及逻辑设计

环境信息采集部分其主要功能及逻辑有：

(1) 采集温湿度数据  $t$  上送给智能化处理及告警部分和远程监测与控制部分；

(2) 监测运行环境中是否有烟雾和明火的出现，若有将状态信息位  $s$  置位为 1 并上送给智能化处理及告警部分和远程监测与控制部分；

(3) 监测端子箱，机构箱前是否有人工作，若有将人员信息位  $h$  置位为 1 上送给智能化处理及告警部分和远程监测与控制部分。

## 3.3 智能化处理及告警部分

### 3.3.1 主要硬件设备选择

该系统短信高级功能的实现选用了西门子工业 GSM 模块，该模块是一个支持中文短信息的工业级 GSM 模块，可以工作在 EGSM900 和 GSM1800 双频段，工作电源为  $3.3\sim 4.8\text{V}$ ，

推荐值是  $4.2\text{V}$ ，功耗低，可选通讯波特率  $0.3\sim 115\text{Kb/s}$ ，支持 Text 和 PDU 格式的 SMS (ShortMessageService, 短信息)，可通过 AT 命令或关断信号实现重启或故障恢复。TC35i 模块由供电模块、闪存、ZIF (ZeroInsertionForce, 零阻力插座) 连接器、天线接口等 6 部分组成。共有 40 个引脚通过 ZIF 连接器引出，共分为 5 类引脚：电源、数据输入 / 输出、SIM 卡、音频接口和控制。TC35i 模块的数据输入和输出通过其串行异步通讯接口—RS232 和单片机连接，由单片机控制其启动、停止和数据的传输。

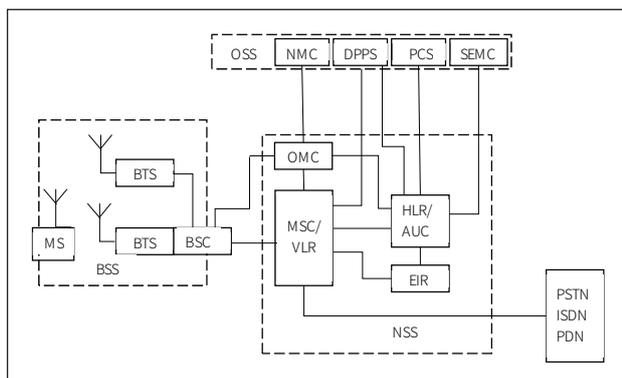


图 4 GSM 模块电路图

### 3.3.2 功能及逻辑设计

(1) 比较工作环境的温湿度  $t$  和预设的启停阈值  $T$ ，自动控制加热器和风扇的启停和功率；

(2) 记录温度的变化情况，若一个设定的时间段内温度  $t$  变化范围过大，则认为箱体内部疑似出现温度突变，将告警信息  $a$  置为“箱内温度突变”，发送至远程监测与控制部分，同时现场启动声光报警，并自动发送短信“环境温度突变”，提醒人员注意；

(3) 判断状态信息位  $s$  的值，若为 1，则认为箱体内部疑似出现火情，将告警信息  $a$  置为“箱体内部疑似出现火情”，发送至远程监测与控制部分，同时现场启动声光报警并自动向移动端发送提醒短信；

(4) 判断人员信息位  $h$  的值，若为 1，则认为端子箱或机构箱前有人工作，将告警信息  $a$  置为“xxxx 号端子箱 / 机构箱有人工作”，发送至远程监测与控制部分；

(5) 执行远程监测与控制部分上送的改变设备运行状态和修改响应动作阈值的命令。

## 3.4 远程监测与控制部分

### 3.4.1 主要硬件设备选择

ATK-ESP8266WiFi 模块是 ALIENTEK 推出的一款高性能的 UART-WiFi (串口—无线 WiFi) 模块，ATK-ESP8266 板载 AI-Thinker 公司的 ESP8266 模块，该模块通过 FCC，CE 认证。ATK-ESP8266 模块采用串口 (LVTTTL) 与 MCU (或

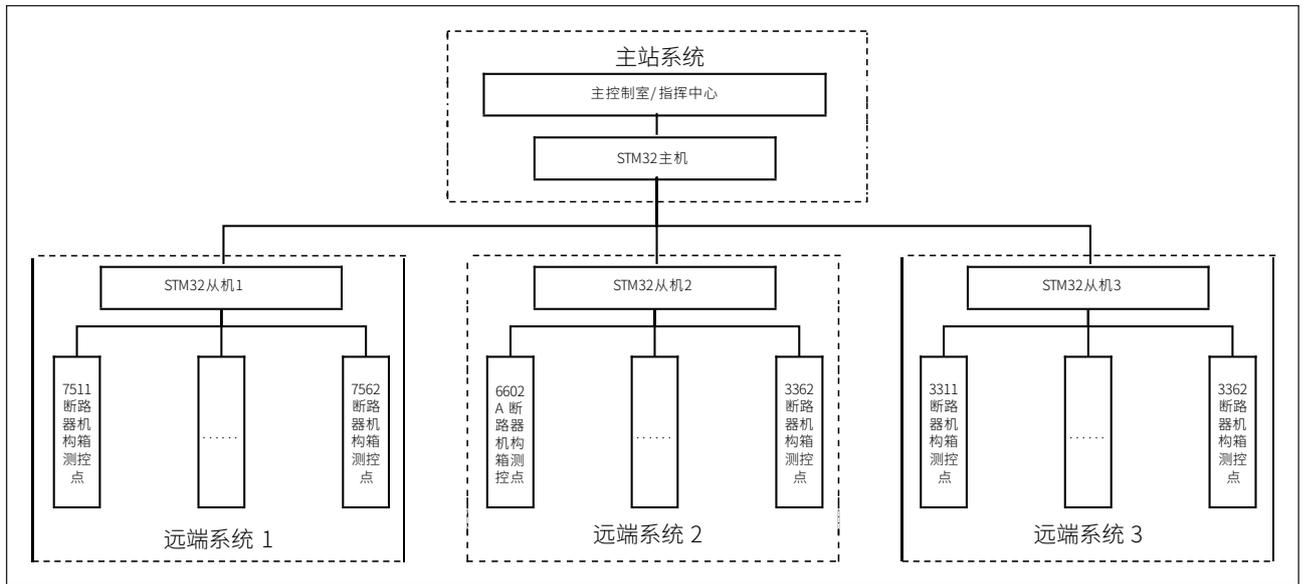


图5 系统整体框架图

其他串口设备)通信,内置TCP/IP协议栈,能够实现串口与WiFi之间的转换。ATK-ESP8266模块支持LVTTTL串口,兼容3.3V和5V单片机系统,可以很方便地与产品进行连接。模块支持串口转WiFi STA、串口转AP和WiFi STA+WiFiAP的模式,从而快速构建串口-WiFi数据传输方案,方便设备使用互联网传输数据。

#### 3.4.2 功能及逻辑设计

(1) 从环境信息采集部分收集环境信息  $t$ , 从智能化处理及告警部分收集告警信息  $a$  和人员信息  $h$ , 通过无线网络传输至移动端设备并显示在移动设备端的APP上;

(2) 接收移动端发送的改变设备运行状态和修改响应动作阈值的命令并上送给智能化处理及告警部分;

(3) APP支持查询各远端系统当前的温湿度数据,并支持历史数据查询、模拟曲线绘制等功能;

(4) 用户管理,设定转发短信的人员名单及手机号码。

## 4 总结

本文提出一种可以远程监测箱内运行环境,控制加热器和空调的工作状态和启停阈值,自主判断故障事件并报警的装置,该成果推广后的直接效益体现在:该装置通过安装在柜体内的高精度传感器采集柜体内的环境数据,通过无线网络将数据传输到移动和PC,以减轻人员巡视的工作量,提高工作效率,保证设备监测的实时性和故障处理的及时性。

变电站端子箱智能环境监测系统通过预设的逻辑判断进行明火告警、烟雾告警、高/低温告警和温度突变告警,通过手机短信、声光报警、APP弹窗等方式提醒运行人员,可以保证发现故障的可靠性和故障处理的及时性;在箱体内部

环境异常时可以自动调整加热器和空调的启停和工作功率,进行加热驱潮,去除凝露,在箱体内部起火时,通过启动配置的微型自动干粉灭火装置能够快速地将火灾控制于早期,同时运行人员可以远程手动控制加热器、空调的和声光报警装置的工作状态,调整告警事件和故障处理的启停阈值,避免了就地对运行中的机构箱和端子箱内加热器进行调节时误碰端子排、二次接线造成信号误报、误动作事件的发生,保证了响应故障的可靠性,提高了运行人员工作的安全系数,减少了因事故的发展造成重大经济损失的可能性。

综上所述,端子箱和机构箱的智能环境监测系统的推广应用具有巨大的时间效益、安全效益和经济效益。

#### 参考文献

- \* [1] 王谦,李秀华.环境监测中传感器技术的应用[J].电子技术与软件工程,2022(17):152-155.
- \* [2] 韩静,田晶,乔记平.基于多传感器信息融合的大型场馆室内环境监测系统设计[J].中国设备工程,2022(23):186-188.
- \* [3] 田志晓.物联网传感器技术在智能家居系统中的应用[J].无线互联科技,2022,19(21):46-48.
- \* [4] 徐文,孟文,曾丽.基于STM32与WiFi无线通讯技术的远程监控系统设计[J].自动化与仪表,2016,31(11):35
- \* [5] 王乾.变电站端子箱温度湿度监测系统的研制[D].华北电力大学,2017.
- \* [6] 黄滢.变电站端子箱温湿度控制系统设计与研究[D].广东工业大学,2018.
- \* [7] 曾祥智.户外端子箱防潮监控系统的设计与研发[J].民营科技,2018(12):145.
- \* [8] 王美蕴.物联网技术下无线传感器网络在环境监测系统中的运用分析[J].通信电源技术,2021,38(02):83-85+88.

# 基于单片机的智能温感称重小车设计

王昂, 周智恒, 李海侠, 梁鸿栋

(桂林理工大学 机械与控制工程学院, 广西桂林, 541004)

**基金项目:** 国家级大学生创新创业计划项目资助, 编号: 202310596412。

**摘要:** 本文设计的智能温感称重小车系统以51单片机为控制核心, 以HX711压力传感器、DS18B20温湿度传感器、红外遥感传感器以及自动避障模块等作为核心器件, 单片机接收并处理由各类传感器所采集的数据, 并在显示屏上显示。实现对宠物智能检测和食物投放检测功能, 并实时监测宠物的生活温度使得宠物有一个健康的饮食量和一个舒适的生活环境。

**关键词:** 自动避障; 单片机; 传感器; HX711/DS18B20

## 0 引言

随着中国社会的不断繁荣发展, 我国人民日益增长地对美好生活的需要, 宠物养殖需求成为近些年来活跃在年轻人中的一个重大需求, 然而由于社会的压力及工作的繁忙, 大多数年轻人不具备完善的养殖宠物的能力, 这使得大多数宠物得不到良好的照顾而患病, 也使得宠物主人花费更多的时间和金钱, 并且对环境要求苛刻的宠物在养护方面对于环境温度、湿度和食物量等方面有更高的要求。如何科学有效地提高宠物养殖的智能一体化, 是广大宠物爱好者考虑的重要问题, 一个完善的智能温感称重小车设计显得尤为重要。

本文针对宠物养殖出现的问题, 设计了一款基于单片机的智能温感称重小车, 以 STC89C52 单片机为核心, 考虑了宠物对环境温度、湿度、通风条件和食物需求量等的特殊要求, 设计实现了针对宠物养殖环境控制系统, 与普通家用控制系统相比, 在温湿度控制及通风、定时投食控制方面均有较大不同。通过对系统进行测试, 结果证明该系统反应灵敏, 能够满足基本要求, 且具有简单易操作和经济实用等优点。

## 1 智能温感称重小车设计的总体设计方案

### 1.1 智能温感称重小车设计的基本工作原理

本文设计基于单片机的智能温感称重小车, 利用 DS18B20 温湿度传感器模块<sup>[1]</sup> 可以实时实现对温湿度的智能调控; 利用 HC-SR 04 超声波测距模块实时检测与障碍物之间的距离, 当检测到障碍物时, HC-SR04 超声波测距模块<sup>[2]</sup> 输出指示灯亮, 系统报警; 利用压力传感器模块实时检测食物的余量; 利用 DS18B20 数字温度传感器实时检测温度, 将温度变化信号转换为数字的信号; 利用 OLED 屏会显示系统相关信息; 然后利用按钮进行紧急的情况确认, 并启动蜂鸣器报警程序。

### 1.2 功能设计

本文设计的智能温感称重小车有手动控制和自动控制

两种模式, 系统上电后默认为自动控制模式, 此时温湿度传感器模块、压力传感器模块和 HC-SR04 超声波测距模块正在运行。切换到手动模式后, 可以通过红外遥控装置对智能小车进行控制并对宠物生活环境温度、湿度和食物余量进行实时监测, 并作出相应的指令, 同时系统可手动调节相关阈值。当温湿度超过设定阈值时, 系统启动自动降温补水装置, 并通过 DS18B20 温湿度传感器模块发送当前环境温度相关信息到 LCD1602 模块实时显示。若食物余量不足, HX711 发送信息至投食装置, 并同时发送信息到用户手机, 提醒用户实时关注宠物当前状况。

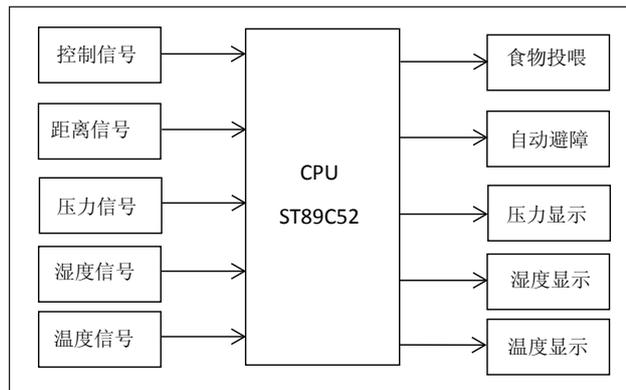


图1 智能温感小车控制系统示意图

### 1.3 机械结构设计

智能温感称重小车的机械结构设计包括车身结构、轮子、电机、前后轮悬挂、重量传感器等。车身结构需要考虑到小车的稳定性、承重能力和

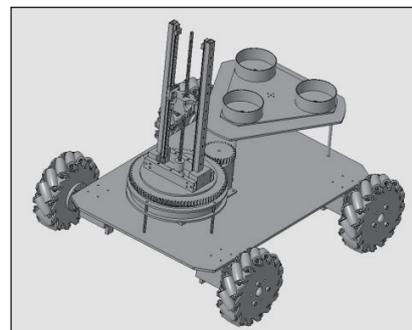


图2 机械结构设计组成图

机动性。轮子需要具有一定的耐磨性和抗滑性, 以便小车能够在不同的路面上行驶。电机需要根据小车的负载和速度要求来选择。前后轮悬挂结构需要能够缓冲小车在不平路面上

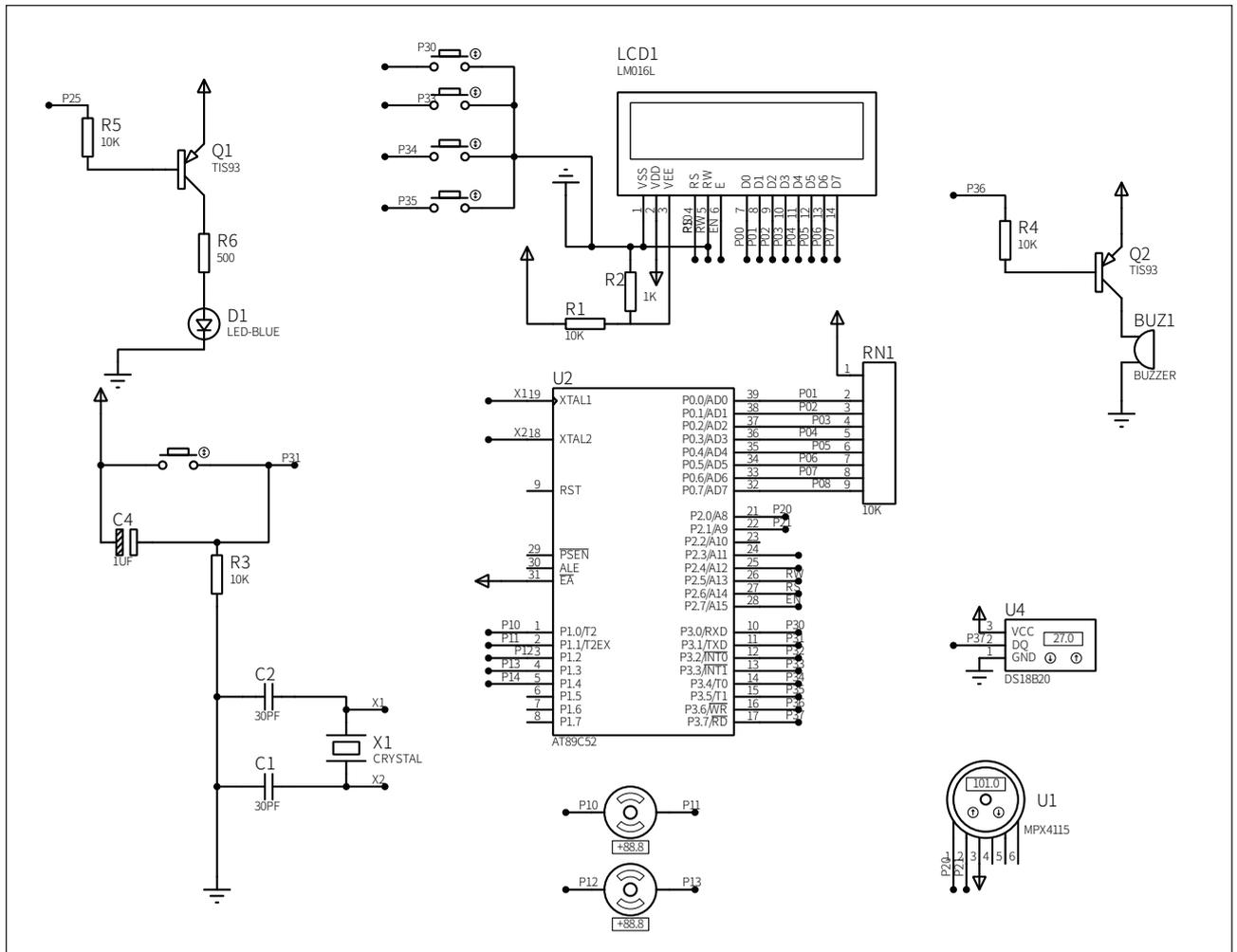


图3 整体硬件电路图

的震动，从而保证小车的稳定性。其结构组成如图2所示。

## 2 系统硬件设计

### ■ 2.1 硬件选型

控制系统选择STC89C52单片机为控制芯片。STC89C52单片机是一种常见的基于8051内核的单片机，STC89C52单片机采用了经典的8051内核架构，这使得它非常成熟和稳定。电路简单、丰富的存储空间、丰富的外设和接口、低功耗<sup>[3]</sup>。

压力检测模块采用HX711传感器 HX711传感器采用了特殊的采样技术和抗干扰设计，具有较好的抗干扰能力和稳定性。它能够在复杂的环境中提供可靠的测量结果，并且对温度变化和电源波动的影响较小。

显示模块采用LCD1602显示器 LCD1602显示器采用液晶技术，可以显示2行16列的字符信息，每个字符由5×8个像素点组成。它能够以高对比度、清晰可见的方式显示文本和简单图形，使得信息易于阅读和理解。总而言之，

LCD1602显示器具有显示效果清晰、低功耗、简单接口、可编程性、低成本和可靠性等优点。它在各种应用场景中被广泛使用，如嵌入式系统、仪器仪表、家电和DIY项目等，为用户提供清晰可见的字符信息显示功能。

温度检测模块采用DS18B20数字温度传感器，DS18B20数字温度传感器具有单总线接口、高精度测量、多点测量、低功耗设计、高抗干扰能力、宽工作温度范围和工作稳定可靠等优点。它在温度监测和控制领域得到广泛应用，如室内温度监测、气象站、工业自动化等。

电机驱动模块采用ULN2003，电机驱动模块ULN2003是一种常用的集成电路，用于驱动步进电机或直流电机。具有高可靠性、多通道输出、内部保护功能、方便接口、市场成熟度高和成本效益高等优点。它被广泛应用于各种电机控制和驱动系统中，为用户提供便捷可靠的电机驱动解决方案。

报警模块采用蜂鸣器、1k电阻和PNP8550三极管组成，蜂鸣器通常体积小，可以方便地安装在各种电子设备中。这使得它可以被广泛应用于各种小型电子产品和嵌入式

系统中。蜂鸣器通常具有较低的功耗，尤其是无源蜂鸣器，不需要外部电源供应。这使得它在需要长时间工作或电源资源有限的场合下非常实用。

电源模块采用 Micro-USB 作为电源接入口，接口设计了反插保护机制，即接口只能正确连接在一个方向上，避免了错误插入导致的损坏。图 3 为整体硬件电路示例图。

### 2.2 硬件接口电路的设计

智能温感称重小车使用的 STC89C52 资源为：电机 DC 引脚与单片机 P1.0~P1.3 引脚连接，压力传感器 DC 端口与单片机 P2.0~P2.1 引脚连接，温度传感器 DQ 引脚与单片机 P3.7 引脚连接，显示模块将 LCD1602 的 RS、RW 和 EN 引脚分别连接单片机的 P2.6、P2.5 和 P2.7 引脚，去皮按键 DO 引脚与单片 P3.1 引脚连接，还原按键可以和单片机引脚 P 三点零连接，进行精确测量和数据的传输，在按键功能中加减、减键和确认键分别与单片机 P3.3、P3.4 和 P3.5 引脚相连，报警模块与单片机 P3.6 引脚相连，电源模块与单片机 USB 口相连。单片机 I/O 口资源分配如表 1 所示。

表1 智能温感称重小车单片机I/O口及外设资源分配表

模块名称	I/O端口	单片机外设资源
驱动电机	P1.1-P1.3	I/O
压力传感器	P2.0-P2.1	I/O
温度传感器	P3.7	I/O
显示模块	P2.5-P2.7	I/O
去皮	P3.1	I/O
还原	P3.0	USART
加键	P3.3	I/O
减键	P3.4	I/O
紧急确认键	P3.5	I/O
报警模块	P3.6	I/O

## 3 系统软件设计

系统编程一般采取模块化的设计思想，先创建和调试好各种子进程，然后再把这些子程序进行排列组合，重组为一个整体的程序。这样的设计思想不但便于整个系统的正常运行，同时也可以简单快捷地在项目间实现人员迁移，从而简

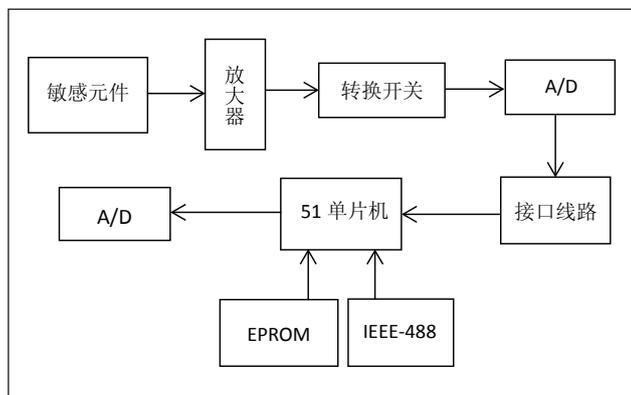


图4 压力传感器模块流程图

化了项目开发周期。

### 3.1 压力传感器设计

HX711 是根据单晶硅不定向应力时电导率是同性的只有定向受力时才表现出各项异性，由于应力能引起能带的变化，能谷能量移动，导致电阻率的变换，从而产生压阻效应。其压力传感器模块的流程图如图 4 所示。

### 3.2 温度传感器子程序设计

DS18B20 初始化：主器件首先发出一个 480~960ms 的低电平脉冲，然后释放总线变为高电平，并在随后的 480μs 时间内对总线进行检测，如果有低电平出现说明总线上有 DS18B20 温度传感器已做出应答。若无低电平出现一直都是高电平说明总线上无 DS18B20 温度传感器应答。说明总线上无 DS18B20 温度传感器应答。

DS18B20 温度转换原理：DS18B20 温度传感器返回 16 位二进制数代表此刻探测的温度值，其高五位代表正负。如果高五位全部为 1，则代表返回的温度值为负值。如果高五位全部为 0，则代表返回的温度值为正值。其温度传感器模块的流程图如图 5 所示。

### 3.3 LCD1602 显示子程序设计

本文采用以 SSD1306 为驱动 IC 的 OLED 显示模块作为显示器件，单片机对 LCD1602 的控制就是对其驱动芯片的控制，其控制显示过程为：复位 -> 驱动 IC 初始化代码 -> 开启显示 -> 清零显示 -> 开始显示（显示实时检测值与设置阈值）。其 LCD1602 显示屏模块的流程图如图 6 所示。

## 4 系统调试

系统上电后，显示屏显示预设温度阈值与实际温度值。若系统上电后无故产生报警，超声波模块输出指示灯或压力传感器模块输出指示灯亮起，则需调节模块灵敏度。

(下转第 97 页)

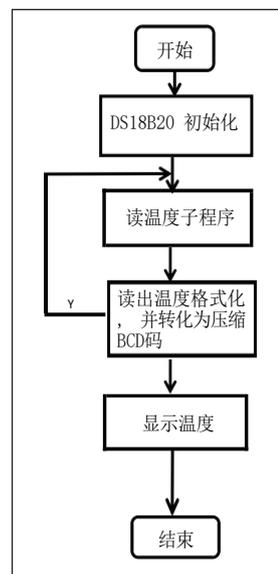


图5 温度传感器模块流程图

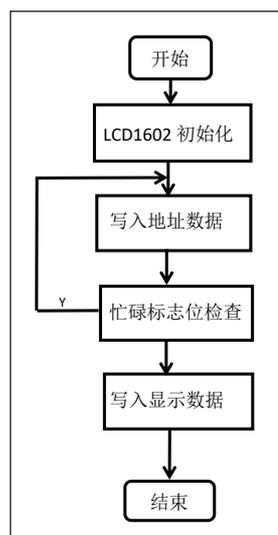


图6 LCD 显示屏模块流程图

# 具有起火警示功能供电箱的设计

赵鹏宇, 刘畅, 张琪, 周思辰, 杨子琪

(大连科技学院 交通与电气工程学院, 辽宁大连, 116052)

**摘要:** 文章介绍了一种基于AT89C52单片机的具有起火警示功能的供电箱。本设计的中枢控制中心为AT89C52单片机, 起火预警模块由MQ-2型半导体电阻式烟雾传感器、无线传输、蜂鸣器等器械组成, 自动灭火模块以电磁阀、惰性气体罐组成, 多个模块共同组成具有起火警示功能供电箱。该设计具有声音报警、浓度显示以及与上位机串口通信等功能, 可实时监测供电箱内部的烟雾浓度, 当有事故发生时工作人员能及早发现, 减少安全隐患, 确保供电箱的安全运行和人身安全。

**关键词:** 单片机; 供电箱; 数模转换; 报警

## 0 引言

供电箱在日常生活中无处不在, 无论在高铁线路供电、还是学校、工厂等场所都有使用, 是可靠接通电源的重要环节。根据查询相关资料信息显示, 近年来, 供电箱电气火灾的发生率一直占火灾总数的21%左右, 大大影响了人身安全和财产安全, 因此, 研究具有起火警示功能的供电箱具有一定的现实意义; 该设计以AT89C52单片机作为中枢控制芯片, 烟雾传感器实时检测供电箱内部空气中的烟雾浓度, 当烟雾浓度超过一定的阈值时, 蜂鸣器报警, 供电箱内部喷射惰性气体防止火灾发生, 保证人身安全。

## 1 整体设计方案

本项目设计的具有起火警示功能供电箱由控制模块、起火预警模块、自动灭火模块组成。其总体设计框图如图1所示。其中, 控制模块主要包括三大部分, 分别为AT89C52单片机、信号放大电路和A/D转换电路, 该模块为设计的核心模块; 起火预警模块包括MQ-2型半导体电阻式烟雾传感器、蜂鸣器和WiFi等电子元件; 自动灭火模块由电磁阀、惰性气体罐组成; AT89C52单片机将烟雾传感器采集来的模拟信号转化成数字信号的数据进行滤波处理, 并和警告值进行对比。若大于警告值200ppm时, 则触发报警电路, 蜂鸣器震动产生声音, 同时自动灭火模块启动, 惰性气体罐上的电磁阀自动打开, 快速从罐中喷射出大量液态二氧化碳, 液态二氧化碳喷出后会变成干冰包围着火点, 隔绝着火点周围氧气, 从而达到灭火的目的。若小于警告值, 则为正常状态。为了方便工作人员实时监控供电箱内部烟雾

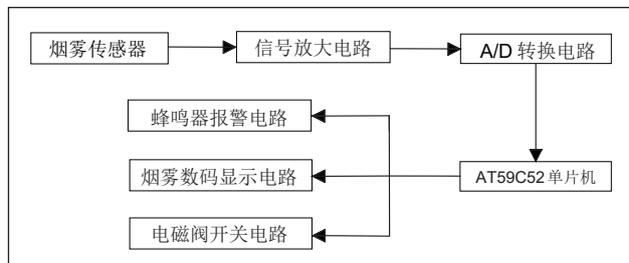


图1 总体设计框图

浓度, 单片机将采集到的数字信号通过无线传输传至工作端, 即工作人员能够实时远距离查看供电箱内部烟雾浓度, 降低火灾的风险。

## 2 具有起火警示功能的供电箱结构

带有起火警示功能的供电箱外部设计如图2所示, 包括箱体、箱门、防护玻璃等构成。该供电箱采用密码锁式箱门设计, 能够避免因钥匙丢失不能正常作业的情况发生, 方便检修人员的检修作业, 也能避免非工作人员打开供电箱进行错误操作的情况发生。同时该供电箱在箱门外部采用防护玻璃进行嵌入设计, 可方便检修人员从箱体外部就能看见内部设备信息, 且若发生明火起烟等情况时, 也能从外部直接观察到, 提升安全等级。箱门与箱体贴合处采用软胶边连接, 可增加贴合吸附, 避免雨水进入缝隙, 造成供电箱内部线路损坏, 影响正常供电。因为现有供电箱体内部多搭载有电气控制或电流转接等设备, 若出现电流异常或不稳定等情况, 容易堆积高温, 温度过高时易引发火灾。所以在该供电箱内设置隐藏通风结构, 隐藏通风结构如图3所示。隐藏通风结构在主框架两端对称设置散热槽, 散热槽的内壁等距设置散热孔, 加快供电箱内部散热。并且散热槽上下两端采用斜坡设计, 可让该供电箱在外部雨水环境中, 配合内壁等距开设的散热孔, 将供电箱内部的雨水排出。该供电箱可保持散热效能的同时, 也能避免外界水渍进入影响内部使用, 提升安全性和适用范围。

## 3 硬件电路设计

### 3.1 烟雾传感器的选择

氧化锡是MQ-2型烟雾传感器实现报警的主要成分, 该物质是一种离子式为N型半导体气敏材料。

当它在200°C~300°C的环境中时, 烟雾传感器中的主要成分吸附供电箱内部中的氧气, 在内部形成负氧离子, 该负氧离子可吸收半导体当中的电子, 随之会降低半导体中的电子密度, 使得电阻增大, 当烟雾传感器释放烟雾被检测到时, 晶粒和晶粒之间的热垒会随着不同的烟雾等级变化而变

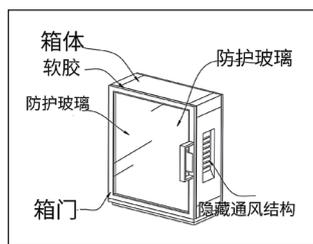


图2 供电箱外部设计图

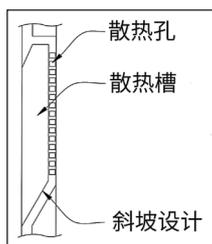


图3 通风结构设计图

化，最终导致半导体材料的导电率产生一定改变，通过该方法能够获得烟雾的具体信息。

MQ-2 烟雾传感器工作的最佳环境即为其工作阻值会受到气体浓度的改变而发生改变，发生改变的速率为该期间的灵敏度，可用  $K$  加以表示，公式表示如下： $K=R_M/R_I$ ，其中， $R_I$  为在无烟雾情况下 MQ-2 传感器的电阻值， $R_M$  表示在有烟雾情况下 MQ-2 传感器的电阻值，器件灵敏度  $K$  的大小会随着不同种类的烟雾发生变化，但器件灵敏度  $K$  的大小都遵循这一公式： $\log R_M = n \log B + m$

式中： $n$  为传感器的烟雾分离能力， $n$  的值为在  $1/2$  到  $1/3$  之间； $B$  为所检测环境中烟雾的浓度。 $m$  与传感器本身材料相关，同时也和测试环境中的温度、传感器材料中的有无增感剂的不同而变化<sup>[1-2]</sup>。

MQ-2 烟雾传感器拥有六个引脚，分别是两个输出引脚、两个输入引脚，还有两个引脚与电阻丝相连。其中电阻丝能够输出  $0\sim 1V$  的模拟电压，作为信号的输出端。其连接方式如图 4 所示。

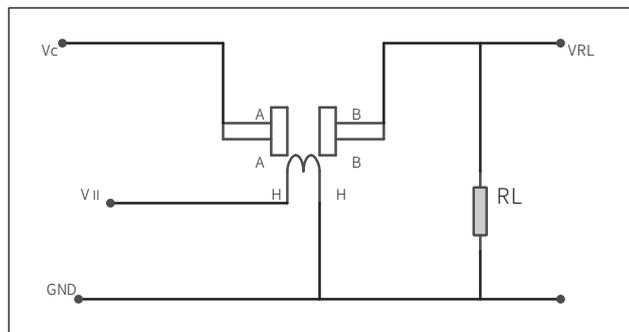


图4 MQ-2的连接方式

该烟雾传感器需要连接测量电压  $V_C$  和加热电压  $V_{II}$  两个电压，其中测量电压  $V_C$  的作用是测量与传感器串联连接的电阻  $R_L$  电压。加热电压  $V_{II}$  的作用是保持烟雾传感器正常工作时所需的特定温度。

### 3.2 烟雾信号放大电路设计

放大电路的工作原理：静态 ( $V_i=0$ ，假设工作在放大状态) 分析，又称直流分析，计算三极管的电流和极间电压值，应采用直流通路 (电容开路)。MQ-2 烟雾传感器发出的信号通常是比较微小的，需要经过技术手段对信号进行加工，

如对的信号进行缓冲、滤波、放大、电平调整等，才能到达 AT89C52 单片机对信号的要求。本设计采用电阻型烟雾传感器，所以工作时需串联一个电阻进行参考对比，最后将得到的信息经过一个同比例放大电路发送给 ADC 采集<sup>[3]</sup>，完成对信号的加工处理。烟雾信号放大电路如图 5 所示。

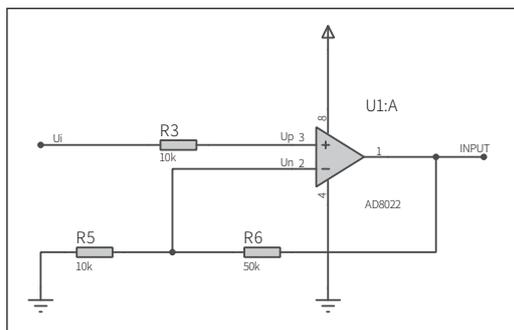


图5 烟雾信号放大电路

### 3.3 单片机接口与模数转换的电路设计

模数转换器是利用模拟变换技术将输入的模拟信号，利用数位转换模拟信号转化成输出的数字信号，大多数模数转换器是将输入的电压信号转换成输出的数字信号。因为数字讯号本身只表示一个相对大小，并不具备实际意义。所以模数转换器需要参考一个模拟量作为标准尺度进行转换。放大电路将采集到的信息进行放大后，开始选通地址，芯片进行初始化，然后将 ADC0809 芯片输入到  $IN_0$ ，在  $START$  端输入一个高于  $100nm$  的正脉冲信号开始模数转换。当完成模数转换时， $EOC$  端输出一个电信号，并且该电信号通过锁存器传输给单片机  $P0$  口<sup>[4]</sup>。芯片与单片机接口电路如图 6 所示。

工作频率要求为：芯片时钟工作的频率要求为  $500kHz$ ，AT89C52 单片机的工作频率为  $11.0592MHz$ ，其引脚之一  $ALE$  的工作频率大小为  $1.84MHz$ 。经过两次 A/D 触发器二分频处理，引脚  $ALE$  的时钟频率约为  $450kHz$ ，达到 A/D 转换器的频率的标准。

### 3.4 蜂鸣器报警电路

蜂鸣器是报警电路的主要器械元件，本设计通过晶体三极管来控制电流能否流通蜂鸣器。当可控硅开关开启时，能有电流从蜂鸣声中流过。当可控硅闭合时，蜂鸣器内不能流过电流，从而使之停止鸣叫。当烟雾浓度低于警告值时， $P2.6$  口位于高电平，晶体三极管闭合，蜂鸣器内不流通电流，蜂鸣器不鸣叫。当烟雾浓度高于警告值时， $P2.6$  口位于低电平，晶体三极管 PNP 导通，蜂鸣器开始报警。蜂鸣器报警电路如图 7 所示。

## 4 软件流程设计

供电箱内部软件设计如图 8 所示。安装好供电箱后，

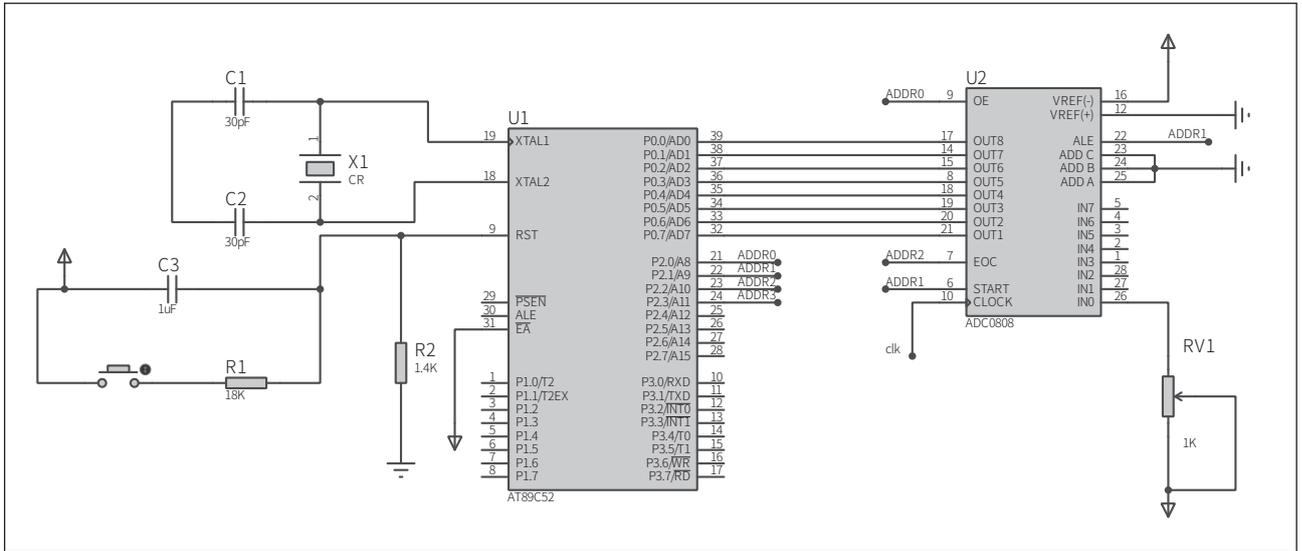


图 6 芯片与单片机接口电路

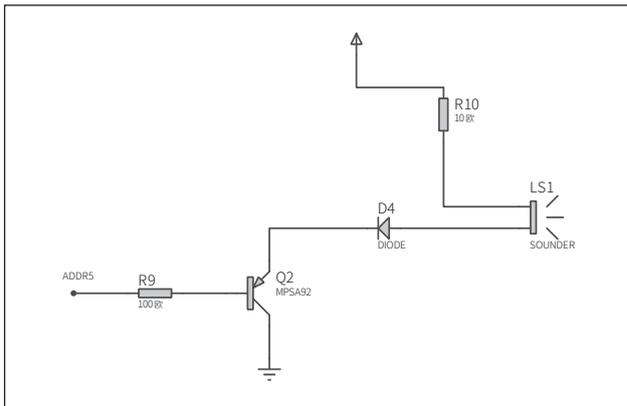


图 7 蜂鸣器报警电路

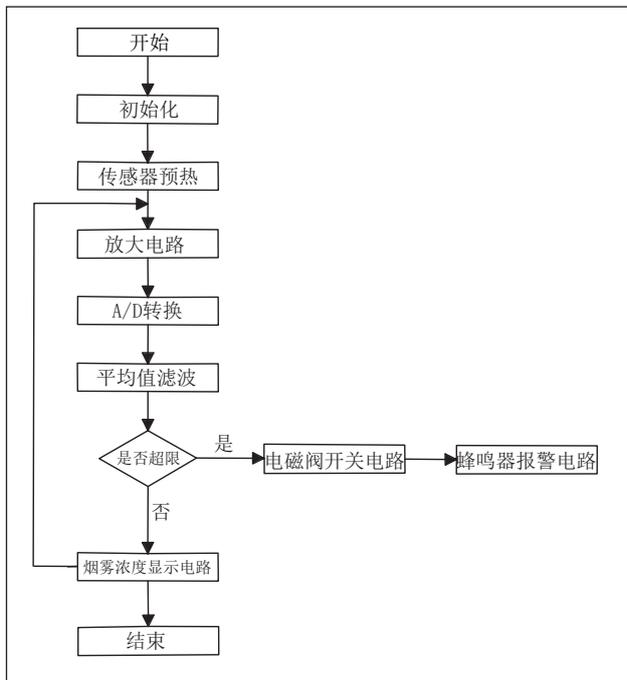


图 8 软件设计流程图

单片机将储存的数据全部清除，进行初始化设置，烟雾传感器开始测量供电箱内部的烟雾浓度，将测量的烟雾浓度信息通过放大电路将烟雾信号转化为电信号并对其进行放大后。再通过数模转换将电信号转换为数字信号，单片机对此信号进行滤波处理，并与预设值进行比较，若大于警告值 200ppm 时，则电磁阀打开，喷射惰性气体二氧化碳，蜂鸣器报警。反之则为正常状态，可通过显示屏观察到供电箱内部烟雾浓度。

## 5 结束语

文中设计的具有起火警示功能供电箱中的烟雾报警系统可达到预期功能，并且供电箱内部采用斜坡设计，可以使进入供电箱内部的积水顺斜坡流出、具有良好的防雨性。此供电箱箱门采用密码锁式设计，让检修人员的检修作业更加方便。同时在箱门中部采用防护玻璃进行嵌入设计，检修人员从箱体外部就能看见供电箱内部设备信息，当发生明火起烟等情况时，也能从外部直接观察到，减少危险事故的发生。该供电箱能够稳定地为设备供电，并且价格低廉，具有良好的使用价值。

## 参考文献

- \* [1] 谢望. 气体传感器技术的现状和发展趋势 [J]. 仪器仪表用户, 2006(5):1-2.
- \* [2] 李永生, 杨莉玲. 半导体气敏元件的选择性研究 [J]. 仪表技术与传感器, 2003(3):7-9.
- \* [3] 童诗白, 华成英. 模拟电子技术基础 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2010.
- \* [4] 张毅刚, 彭喜元, 彭宇. 单片机原理及应用 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2010.

# 基于北斗定位技术的野外紧急救援装置研究

高伟<sup>1</sup>, 盛仕伟<sup>2</sup>

(1. 中国电信大连分公司, 辽宁大连, 116028; 2. 大连交通大学, 辽宁大连, 116028)

**基金项目:** 2021年辽宁省普通高等教育本科教学改革研究项目“信息类专业特色发展与人才培养研究与实践”(项目编号: 2021343)。

**摘要:** 在进行野营、科考及野外军事训练、行动过程中如果出现人员急性组织损伤, 持续的高强度疼痛感将导致伤者血压降低、脑供血不足甚至出现昏厥症状, 因此需要对伤员进行及时镇痛并快速救援。其中镇痛药物的及时注射, 对伤员的快速定位、实时生理信息采集是野外紧急救援的关键。本研究设计一种集合北斗定位、北斗短报文通信、生理信号采集和智能自控镇痛药物注射功能的野外紧急救援装置, 为野外伤员提供及时救助。

**关键词:** 北斗定位; 北斗短报文通信; 野外救援装置; 镇痛泵

## 0 引言

在进行户外运动或在野外工作及野外军事训练、行动时, 受到户外复杂多变的环境以及体能限制等因素难以避免会发生急性组织损伤情况, 引发强烈的疼痛感并伴发肿胀、发热等症状。此外, 持续的剧烈疼痛将导致血压降低、脑供血不足甚至出现昏厥症状, 对伤者造成缺血神经障碍、永久性脑损伤, 甚至导致死亡。但野外环境复杂, 通信基站无法完全覆盖, 因此伤者无法及时获得救助。常规野外急救措施是携带户外急救包进行自救, 配备急救药品、外用医疗器械、包扎绷带等。但户外急救包存在沉重、空间有限、携带的医药物资有限等不足, 尤其在伤势较重情况下伤者无法实施自救, 导致严重后果。针对野外紧急救援方案国内外学者进行了深入研究, 并取得了一定进展<sup>[1-3]</sup>。针对目前野外救援方案中无法采用常规通信工具发送求救信号, 伤者在强烈疼痛中无法实施自救的问题, 本研究设计一种由北斗导航模块、生理信号采集模块、镇痛泵、声光报警模块构成的野外紧急救援装置, 实现北斗短报文通信、生理数据实时采集、镇痛泵自动控制功能, 解决野外救援中救援信号及时发送, 救助伤者智能化的问题<sup>[4-5]</sup>。

## 1 系统设计方案

本研究设计的野外紧急救援装置系统结构如图1所示, 装置由3.3V锂电池供电, 系统由核心处理器和北斗模块、镇痛泵、生理参数检测模块、声光报警模块共4个外围模块组成。核心处理器采用低功耗STM32芯片, STM32芯片采用ARM结构, 具有低电压、低功耗、抗干扰能力强、端口资源丰富等特点, 适用于可穿戴设备和手持设备。STM32芯片作为系统的核心, 负责生理数据处理分析、北斗短报文通信数据控制、镇痛泵控制、声光信号控制。生理参数检测模块将心率、体温、呼吸、血氧数据传送给核心处理器, 处理器首先对数据进行数字滤波, 然后进行相关参数运算, 当检测到生理参数异常时, 发送报警控制信号给声光报警模块。

ATGM336H北斗导航芯片传送定位信息给核心处理器, 处理器对定位字符串进行解析得到准确的位置信息。当处理器检测到生理参数异常时, 将位置信息和生理参数数据形成短报文, 通过北斗短报文模组XM1302E发送到指定平台。

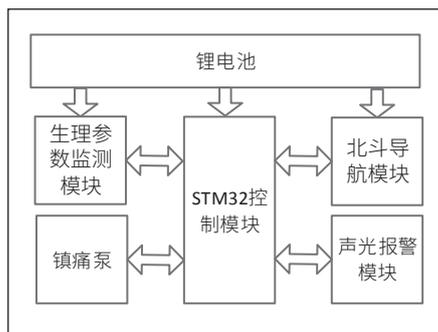


图1 野外紧急救援装置系统结构图

## 2 系统硬件设计

北斗模块由高性能ATGM336H双模导航模组和XM1302E北斗短报文模组构成。ATGM336H双模导航模组具备全球定位功能, 内置32个跟踪通道, 具备体积小、高灵敏度、低功耗特点, 跟踪灵敏度达到-162dBm, 支持A-GNSS和D-GNSS, 适用于可穿戴设备。本系统采用的ATGM336H导航模块和双模天线分别如图2和图3所示。XM1302E北斗短报文模组内部集成短报文射频基带一体化芯片和电路, 能够对RDSS卫星信号进行滤波并进行低噪声放大。XM1302E北斗短报文模组具有高集成度、低功耗、小尺寸等特点, 适用于野外应急救援管理, 尤其在野外无人区能够发挥应急通信的优势。

本系统采用自控给药100ml 1267型镇痛泵, 如图4所示。镇痛泵穿戴在野外人员身上, 采用自动结合手动控制方式工作。系统能够根据伤者的生理参数自动控制镇痛泵启停, 控制给药量。当伤者意识清醒时也可以选择手动对镇痛泵进行控制。本系统镇痛泵控制采用超前镇痛算法, 通过多生理参数的分析, 对伤者疼痛强度进行预判、提前给药, 实

现超前镇痛，减轻疼痛刺激向中枢神经系统传递，减轻伤者症状。

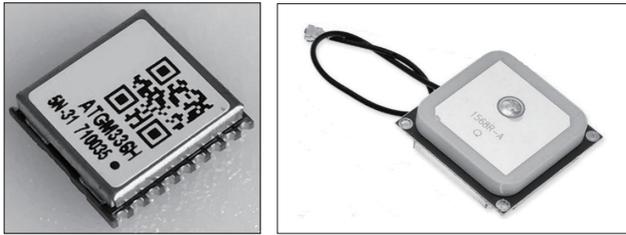


图2 ATGM336H 导航模块 图3 双模天线



图4 1267 型镇痛泵

生理参数检测模块采用一次性生理电极实时采集户外人员的心率、体温、呼吸、血氧等生理参数，当生理参数异常并超过阈值时通过 XM1302E 北斗短报文模组发送求救信息，同时启动镇痛泵，根据实时生理参数控制给药量。系统的心率和血氧饱和度检测电路如图 5 所示，检测电路采用红外光谱法，通过对不同波长红外辐射数据对血氧饱和度和心率数据进行计算。红外光谱法具有快速准确，抗干扰力强等优势，广泛应用于医疗检测仪器。系统采用的一次性生理电极具有导电性好、粘贴牢靠、对皮肤无刺激、安全卫生的特点。声光报警模块由 LED 灯和喇叭组成，STM32 芯片的 2 个控制端口分别控制 LED 灯闪烁和喇叭发声，其中喇叭通过驱动电路实现控制信号放大。系统采用声光报警具有较强的警示作用，便于救援人员实现快速定位。

### 3 系统软件设计

系统的主程序流程如图 6 所示，系统启动后首先进行初始化，并检测各个模块的工作状态，如果模块出现异常或生理信号检测电极未粘贴则进行声音提示。系统初始化结束后首先检测“求救按键”，如果用户未进行手动求救，系统实时检测血氧、心率、体温和呼吸数据并进行综合评价，当分析结果显示身体状况异常时将自动启动求救模式，发出声光报警信号。如果用户进行手动求救，则启动 ATGM336H 导航模块确定准确的位置信息，并启动 XM1302E 北斗短报文模组将位置信息和生理参数信息形成北斗短报文发送到

指定平台。此外，综合评判生理状况后适时启动镇痛泵，采用超前镇痛法进行给药。如果伤者意识清醒且痛感强烈，可以手动增加给药量。

北斗短报文程序流程如图 7 所示，首先启动 ATGM336H 双模导航模组并通过串口接收位置信息。位置信息需要进行解析并判断信息的有效性，如果信息接收有误或者位置信息

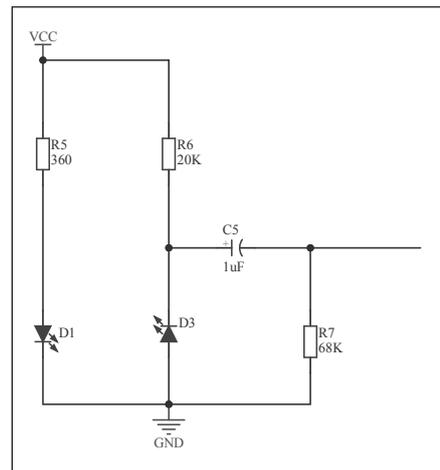


图5 血氧和心率采集电路

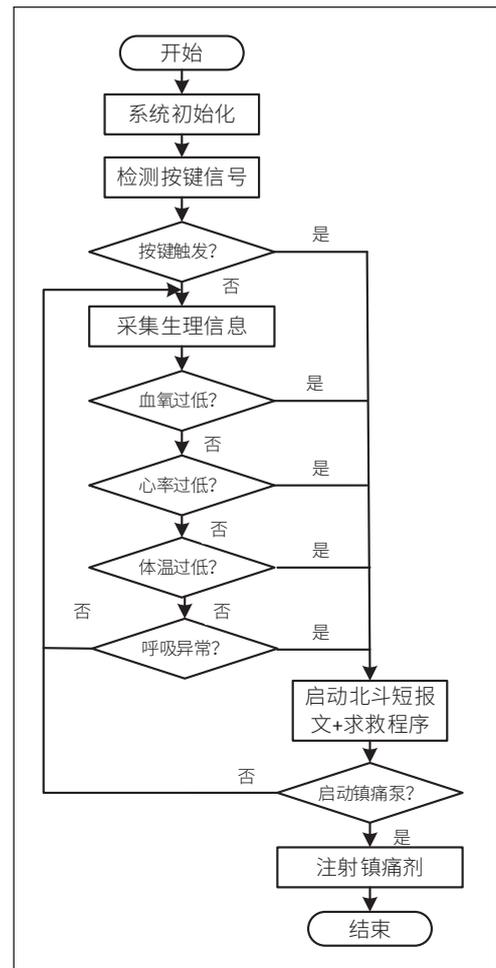


图6 主程序流程图

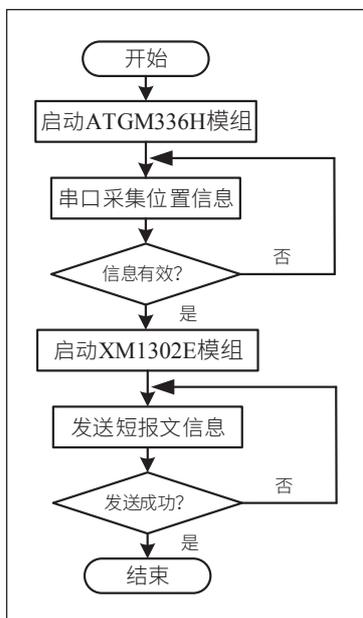


图7 北斗短报文程序流程图

无效则重新接收信息。接收到有效位置信息后可以解析出经纬度、海拔等原始数据。然后启动 XM1302E 北斗短报文模组，将位置信息和生理信号数据封装为北斗短报文发送到指定平台。

ATGM336H 双模导航模组串口信息格式为全球定位系统和导航设备交换信息的 NMEA 标准格式，通用 NMEA 语句以 '\$' 作为起始符，两个字母的“识别符”和三个字母的“语句名”，中间是数据信息，以 <CR> 和 <LF> 作为结束。NMEA 数据信息有十几种，常用的语句名包括“GGA”全球定位信息、“GLL”地理定位信息、“VTG”地面速度信息、“GSA”当前卫星信息等。例如 GGA 语句中包括定位时间、经纬度、质量因子、水平精度因子、海拔等字段，主要用于获取准确的定位数据。

.....

(上接第 88 页)

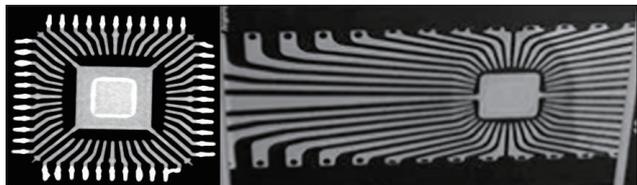


图8 高频数字集成电子元件无损检测仪实验检测效果图

用、分辨率高、透视清晰、操作灵活、定位准确、性价比高的高清集成电子元件无损检测仪，填补国内市场的空白，也打破国外产品的长期垄断，满足广大的中小型电子器件生产厂家、电子产品生产厂家的使用需求，将具有良好的应用价值和市场潜力。

## 4 结论

本研究给出一种结合北斗定位和短报文技术的野外紧急救援系统的设计方案，弥补目前野外救援装置缺少生理数据实时检测分析，缺少自动给药镇痛功能，无法在无通信基站环境发送求救信号的不足。系统采用具有自主核心技术的 ATGM336H 导航模块实现定位，采用北斗短报文模组 XM1302E 实现短报文发送；采用自主设计的生理信号采集电路实现血氧、心率、体温和呼吸数据检测；采用融合算法实现生理数据的分析与评判；采用超前镇痛给药法实现镇痛药剂的自动注射。系统在硬件设计方面实现了系统的低功耗、稳定性、安全性、可靠性，在软件设计方面首创性采用多数据融合分析算法与超前镇痛给药算法，为野外人员的生命安全提供保障。

## 参考文献

- \* [1] 于宝国, 白松, 张海龙等. 野外心理应急救援作业箱的研制 [J]. 医疗卫生装备, 2017, 38(04): 35-37.
- \* [2] 农肖肖. 基于北斗卫星导航系统的野外地质调查应急救援系统的设计与实现 [J]. 地矿测绘, 2015, 31(04): 7-10.
- \* [3] Niedzielski, Tomasz, Jurecka, et al. A real-time field experiment on search and rescue operations assisted by unmanned aerial vehicles [J]. Journal of Field Robotics, 2018, 35(6): 906-920.
- \* [4] Feng F, Li D, Zhao J, et al. Research of Collaborative Search and Rescue System for Photovoltaic Mobile Robot Based on Edge Computing Framework [C]. 2020 Chinese Control And Decision Conference (CCDC). 2020.
- \* [5] Jain V, Saini D, Gupta M, et al. A Comprehensive Review on Design of Autonomous Robotic Boat for Rescue Applications [J]. Hindawi Limited, 2021.

通信作者：盛仕伟。

## 参考文献

- \* [1] 张杰, 聂德鑫, 程林, 等. 1200 kV 紧凑型封闭式绝缘气体直流高压发生器的研制 [J]. 高压电器, 2018, 54(6): 38-45.
- \* [2] 刘骏, 王刘成, 侯颀. X 光机高压发生器智能控制系统实时时钟选型 [J]. 真空电子技术, 2021(5): 73-79, 88.
- \* [3] 陈黎明. 悬挂检测 X 光机的设计和改进 [J]. 集成电路应用, 2022, 39(6): 55-59.
- \* [4] 刘俊. X 光机用高压电源的研究与设计 [D]. 北京: 北方工业大学, 2019: 68.
- \* [5] 任华荣, 耿言隆. 多功能无损检测仪机械控制装置的设计 [J]. 山东化工, 2020, 49(12): 119-121.

# 空间密闭环境中植物光照系统研制

朱景涛, 艾为党, 唐永康, 郭双生, 于闯, 张洪博, 沈温曠, 谢元友  
(中国航天员科研训练中心人因工程全国重点实验室, 北京, 100094)

**摘要:** 研制一种植物光照系统, 以满足植物栽培地面模拟试验的需要。以灯板作为发光单元, 组合成光照阵列, 通过AC/DC电源模块供电, 恒流驱动LED工作, 并进行光周期、光强控制和调节, 采用冷板及循环冷却液方式对灯板集中散热。通过多次栽培实验证明, 该系统结构紧凑、控制简单、调节方便、发光稳定、散热效果好, 为36m<sup>2</sup>的植物提供了适宜的光照条件, 满足密闭系统植物正常生长的需要。该植物光照系统的成功研制, 为开展空间植物栽培地面模拟试验提供了必备的条件, 对下一步空间植物装置光照系统设计具有重要的参考价值。

**关键词:** 密闭环境; LED; 光照系统; 研制

## 0 引言

开展载人深空探测和地外星球定居与开发等活动的前提是建立受控生态生保系统 (controlled ecological life support system, CELSS), 高等植物作为该系统的重要功能部件, 可以为航天员提供地外生存所需的食物、氧气和水等生保物资<sup>[1-3]</sup>, 因此高等植物栽培技术是建造 CELSS 的核心技术之一。植物生长通过光合作用、光形态建成和光周期调节完成, 研制适合在空间密闭环境中使用的植物光照系统成为长期载人航天任务的必然要求<sup>[4]</sup>。目前, 用于地面植物栽培的人工光源种类较多, 比如高压钠灯 (High Pressure Sodium Lamp, HPS) 和荧光灯 (Compact Fluorescent Lamp, CFL), 近年来随着光电技术的发展, 发光二极管 (Light Emitting Diode, LED) 因其体积小、重量轻、结构牢固、寿命长、低压供电、调光容易、波长固定、光电转换率高、无环境污染等诸多优异性能, 在地面和空间植物栽培中逐渐得到应用<sup>[5-10]</sup>。常用的 LED 驱动和风冷散热方式容易导致发光不稳定、加速 LED 的光衰并降低 LED 的寿命, 同时还存在结构松散、噪声大、能效小、可靠性低等问题, 不能满足空间密闭环境使用要求。当前我们建立了一套受控生态生保技术集成试验平台, 在该平台基础上, 大范围使用 LED 进行密闭环境中植物光照系统的研究, 结果表明该植物光照系统具有结构紧凑、安全高效、发光稳定、散热充分、噪声小等特点。该系统的成功研制为地面模拟空间密闭环境进行植物栽培试验提供了适宜的光照条件, 为下一步开展空间植物装置研制奠定了技术基础, 也对日后 LED 光照系统在地面植物工厂中的推广应用具有重要的参考价值。

## 1 系统方案

### 1.1 主要技术指标和要求

空间密闭环境中植物光照系统主要技术指标和要求见表 1。

表1 空间密闭环境中植物光照系统主要技术指标和要求

Parameter	Prime technical indexes and requirement
Photosynthetic effective radiation intensity	Photosynthetic effective radiation intensity is not less than $500\mu\text{mol}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{s}^{-1}$ (PAR) 40cm under power resource. Illumination intensity is able to be regulated.
Spectrum	90% red light+10% blue light, different light is uniformly distributed.
Photoperiod	Photoperiod can be regulated at the range of 0~24hours.
Shining area	36m <sup>2</sup>
Power source	220V AC; 36kW
Control range of cold board temperature	$28\pm 5^{\circ}\text{C}$
Illumination stability	Photosynthetic effective radiation intensity declines less than 2% after operating continuously for 100 days with changeless working condition.

### 1.2 系统设计

植物光照系统具有大面积光照、高集成度和长时间工作等特点, 相应地要求该系统结构紧凑、高效节能、散热充分、光照稳定、性能可靠。为满足要求, 系统设计思路如下: 使用红光和蓝光两种大功率 LED 作为光源, 以 LED 及其恒流驱动电路集成的灯板作为发光单元, 接口简单、容易扩展; 采用两种 AC/DC 模块电源, 实现灯板供电、光强控制和光周期调节。灯板采用冷板集中散热方式, 通过调节制冷回路中冷却液的流量和温度, 使灯板有效控温, 充分散热。

该植物光照系统主要由灯板、电源系统和散热系统三个部分组成, 下面分别对其结构组成、工作原理以及集成设计进行详细介绍。

#### 1.2.1 灯板

灯板作为植物光照系统中独立的发光单元, 将 LED、恒流驱动电路和电连接器等元器件集成在 PCB 板上。每块灯板上 21 个 LED 与恒流驱动电路串联成一路, 共 12 路并联, 均匀布局, 形成发光阵列。AC/DC 输出电压通过电缆和电连接器接入灯板, 在灯板恒流电路的驱动下, 使 LED 输出稳定的光强和光质。由于生菜和油麦菜具有易于培养、占用

空间小、生长周期短、食用方便、富含多种营养成分等特点，通常用作 CELSS 的空间生物部件，郭双生和唐永康的研究表明，90% 红光 +10% 蓝光的组合方式有利于这两种蔬菜植株的生长发育及产量与品质的提高<sup>[11-12]</sup>，因此本灯板采用 660nm 的红光 LED 和 450nm 蓝光 LED，按 9:1 的比例在灯板上均匀布局。该植物光照系统共使用 144 块结构一致的灯板，总光照面积达到 36m<sup>2</sup>。

该灯板的优点如下：(1) 结构紧凑，可牢固安装，适应空间力学环境；(2) LED 阵列发光强度高，光电转化率高，光照均匀；(3) 光质配比适宜，满足空间植物生长需要；(4) 驱动电路简单，易于集成，安全可靠，光照强度稳定；(5) 发热部位集中在同一平面上，便于散热控制；(6) 作为独立发光单元，接口简单，易于根据不同栽培面积需要进行扩展。

### 1.2.2 电源系统

使用 AC/DC 电源模块，将交流市电分别转换为 V1 和 V2 两种直流稳压电源，对所有灯板进行集中供电。植物光照系统按栽培区域共分为 12 个灯板组合，编号为 AL，每组包含 12 块灯板。每组灯板采用一个 V1 电源模块进行光周期控制，每个 V2 电源模块给 4 块灯板供电。各电源模块输入端与组合控制开关连接，对电源系统实施过流保护、漏电保护、隔离保护，并进行灯板的光周期控制。各 V2 电源输出端设置光强调节电路，实现灯板的光强调节。设置专用制冷系统对所有电源模块集中散热。该系统光周期和光强调节方便，电源模块散热效果好，系统运行安全稳定。植物光照系统供电原理图如图 1 所示。

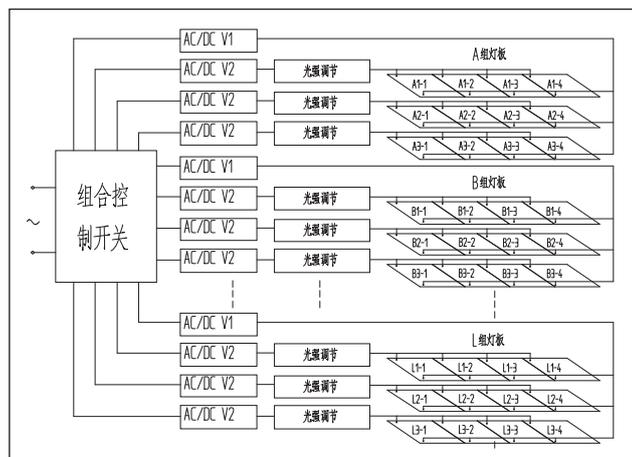


图 1 植物光照系统供电原理图

### 1.2.3 散热系统

该植物光照系统中采用新型大功率（1W）LED 光源，最大输入功率达到 36kW 以上，而 LED 光电转化效率大约为 2030%，因此该系统最大散热量超过 25kW。设计中灯板上各元器件均采用贴片式封装结构，发热部位相对集中在

灯板发光面背侧的平面上。根据灯板局部散热、负荷集中的特点，解决空间微重力环境无自然对流传热问题，设计了冷板集中散热、以乙二醇水溶液作为冷却工质的液冷散热方案，通过控制冷却液的温度及流量实现冷板温度控制。冷板采用“双排管 + 逆流”方式的特殊铝板结构，使冷板表面温度分布均匀。冷板的一侧安装冷却液循环管路，另一侧作为吸热面安装灯板。冷却液在制冷回路中循环流动，不断地带走灯板热量，使灯板温度维持在恒定的温度范围内。灯板与冷板之间采用绝缘导热材料填充，通过紧固螺钉连接，使冷板吸热面和灯板散热面充分接触、良好贴合，减小灯板和冷板间的温差。各冷板管路串联流量调节阀，每块冷板表面贴装两个温度传感器，对灯板温度实时监测。通过对冷板入口冷却液温度和流量的调节，使灯板温度控制在预定范围内。该方案散热效果好、安全可靠、结构紧凑牢固、散热均匀、满足空间力学环境要求，也有利于日后直接利用空间冷源，达到更加经济、高效和安全可靠的效果。

### 1.2.4 系统集成

该系统根据栽培盘布局安装，灯板通过冷板分别安装在 12 个栽培架上。冷板暴露部位使用绝热材料包覆处理，与周围空气有效隔离。灯板电流较大，灯板和电源系统连接采用大线径导线，按最短距离布线，减小线路损耗。灯板散热结构见图 2 所示，光照系统安装效果图见图 3 所示。

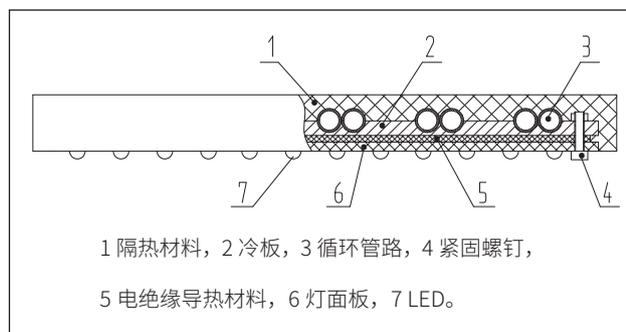


图 2 灯板散热结构图



图 3 光照系统安装效果图

## 2 验证实验结果

### 2.1 光照稳定性

从受控生态生保技术集成试验平台安装调试完毕开始,测量光照系统原始数据,以灯板正下方 40cm 处为测量基准点,随机抽取 5 块灯板作为以后的跟踪目标,计算平均值,得到该系统光合有效辐射强度初始值为  $550\mu\text{mol}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{s}^{-1}$  (PAR)。之后,该试验平台进行了三次 24h (光亮) /0h (光暗) 全光照周期试验,总计时间为 105 天,获得了每天的光照数据。每隔 5 天取一次数据,获得光合有效辐射强度变化曲线如图 4 所示。分析结果表明,该光照系统稳定性好,除测量误差影响外,运行 105 天后光合有效辐射强度基本没有衰减。

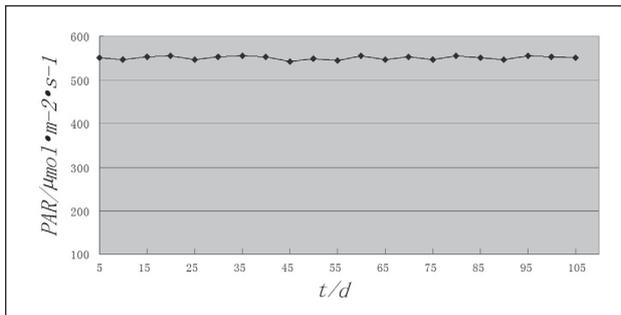


图 4 105 天光合有效辐射强度变化曲线

### 2.2 灯板散热效果

灯板散热通过冷板换热实现,LED 发热部位的温度由于无法监测,所以只对冷板温度进行测量分析。第三次植物栽培试验连续运行了 50 天,每天采集光强跟踪测量对应的 5 块冷板温度数据,计算平均值。每隔 5 天取一次数据,获得冷板温度变化曲线如图 5 所示。从试验曲线可以看出,试验运行刚开始一段时间内冷板温度略偏高,对冷却液温度和流量进行调节后,冷板温度基本稳定在  $30^{\circ}\text{C}$  左右。结果表明,灯板散热基本被冷板吸收,灯板散热效果良好。

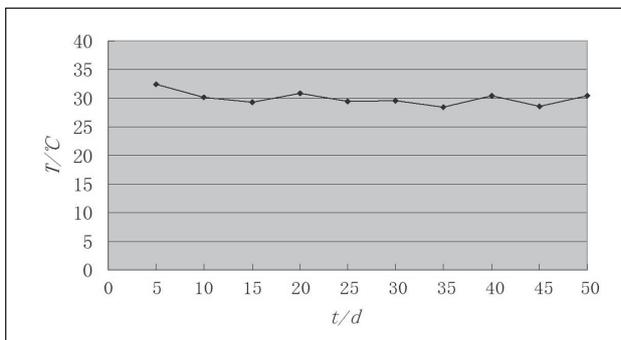


图 5 冷板温度变化曲线

### 2.3 光照系统与植物匹配效果

从种子发芽到植株生长发育成熟,连续进行全周期光

照,结果表明,该光照系统提供的光源适合空间植物生长要求。光照系统与植物生长匹配效果见图 6 所示。



图 6 光照 35 天植物生长形态图

## 3 结论

通过该植物光照系统的研制,并经过大范围使用 LED、24h 连续光周期运行 50 天的植物栽培实验证明,该系统特点如下: (1) 结构紧凑,灯板安装牢固,易于扩展,噪声小,满足空间环境要求; (2) 输出光照强度高,光强及光周期可调,光照均匀,光质匹配合理,满足空间植物光照需要; (3) 散热效果好,灯板能实现有效控温,光照稳定可靠; (4) 灯板与电源系统、制冷系统匹配协调,光电转化率高,节能高效。综合结果表明,该系统性能良好,满足密闭环境植物栽培光照要求,相关技术可用于长期空间飞行大规模植物栽培系统。

### 参考文献

- \* [1] Kirty GM, Tri TO, Smith FD. Bioregenerative planetary life support systems test complex: facility description and testing objectives[R]. SAE Technical Paper Series 972342.
- \* [2] Penley NJ, Schafer CP, Bartoe JD. The international space station as a microgravity research platform[J]. Acta Astronautica, 2002, 50(11): 691-696.
- \* [3] Guo Shuangsheng, Tang Yongkang, Zhujingtao, et al. Development of a complex experimental system for studies of controlled ecological life support technique[J]. Space Medicine & medical Engineering, 2006, 19(5): 350-353.
- \* [4] Gao HL, Zhu DC. The relations of plant growth and lighting [J]. Lamp and lighting, 2005, 29(4): 1-4.
- \* [5] Wei LL, Yang QC, Liu SL. Review on research and developing trends of light-emitting diode in plant factory[J]. Chinese Agriculture Science Bulletin, 2007, 23(11): 408-411.
- \* [6] Mou NN, Gao YK. Review of applying light emitting diodes

# 深度学习模型训练的优化器实验设计

张波, 肖杰

(茅台学院, 贵州仁怀, 564507)

**基金项目:** 轨迹记忆型机械臂在酿酒上甑过程中的技术研究, 项目号: mygccrc[2022]116。

**摘要:** 针对目前国内对深度学习的卷积神经网络 (Convolutional Neural Network, CNN) 模型教学过程中, 对优化器理论学习过程中存在实践不足问题, 首先利用kaggle平台上的猫狗数据库, 然后通过迁移学习方法设计猫狗识别的深度学习神经网络模型, 最后分别选择AdaGrad、RMSProp和Adam三种不同的梯度下降优化算法, 对同一网络模型结构进行训练。观察到使用AdaGrad算法对模型训练准确率可达84.1%, RMSProp优化算法对模型训练准确率可达85.6%, Adam算法对模型训练准确率可达86.3%。实验结果表明, 在模型优化中, 适合的优化算法不但会使模型收敛更快。也会影响模型的性能。同时加深学生理解不同优化器对模型的优化能力。

**关键词:** 深度学习; 卷积神经网络; 模型训练; 优化器

## 0 引言

深度学习的研究范围较广, 深度学习是目前人工智能的重点研究领域之一, 人工智能的众多领域, 包括语音处理, 计算机视觉, 自然语言处理等<sup>[1-2]</sup>, 体现了许多学科交叉交叉的特点。而深度学习实验课程中通常会以卷积神经网络进行展开教学, CNN的基本结构由输入层, 卷积层 (卷积层), 池化层 (池层, 也称为采样层), 全连接层及输出层构成<sup>[3-5]</sup>。通过对CNN的学习可以帮助学生更好地理解深度学习算法和系统的运行和实现过程。目前高校在教学过程中, 都相对比较重视实际动手的操作能力, 只有开展相对的实验课程, 让学生更好地参与到整个教学过程中, 主动思考, 从而提高学习能力和创新能力<sup>[6-7]</sup>。深度学习模型的训练是一个迭代优化的过程, 其中优化器的选择对最终模型的性能至关重要。优化器的作用是根据模型在训练过程中的损失函数, 自适应地调整模型的参数, 使得损失函数最小化。因此, 选择一个合适的优化器策略对于模型的收敛速度和性能具有重要影响。为了评估和选择最佳的优化器策略, 设计一系列实验来比较不同优化器在相同数据集和模型架构下的性能。

本文通过迁移学习方法搭建了VGG19网络架构<sup>[8]</sup>, 在此架构的基础上通过对AdaGrad、RMSProp和Adam三种不同优化器理论学习, 在模型训练中加深对优化器的理解。

## 1 实验前期准备

### 1.1 kaggle 平台

kaggle平台主要是通过企业或者研究者在平台上发布数据和问题, 并提供奖金给能解决机器学习、数据分析等领域的大量用户关注, 目前平台用户已超过85万人。鉴于kaggle平台优势, 本次实验的猫狗数据集也是从kaggle平台下载。

### 1.2 数据预处理

本次用到的猫狗分类数据集是由kaggle平台2013年

公开发布的, 并用于计算机视觉竞赛。猫狗数据集大小为543M, 经过解压后包含训练集 (12500张猫狗照片) 和测试集 (12500张猫狗照片), 其中训练集用于模型参数的更新, 验证集用于调整超参数 (如学习率) 和早停等策略。由于模拟实际生活中数据样本少的情况, 因此利用python中的os, shutil库去创建4000张图片作为一个新的数据库, 其分组情况如表1所示。其中2000张用于训练, 1000张用于验证, 1000张用于测试。

表1 新数据库分组情况

类别\用途	训练	验证	测试
猫	1000	500	500
狗	1000	500	500

为了使分组好的数据能被深度网络直接使用, 还需要对原始数据进行预处理, 首先是数据向量化, 图片数据是以JPG格式存储, 不能直接使用, 因此需要将其转换成浮点张量的格式。其次是标准化输入值, 如果数据特征差异大, 送入深度网络后, 会导致网络梯度变化剧烈, 参数更新大, 导致网络无法收敛, 因此这样是不安全的, 必须进行标准化。通常的标准化是使其特征平均值为0, 标准差为1。

### 1.3 模型搭建

由于本次运用的数据集较小, 为了使性能依旧出众, 将采用深度学习中非常热门的迁移学习<sup>[9-11]</sup>, 迁移学习指的是一个预训练的网络模型重新运用到另一个任务中, 本文中的预训练模型是通过ImageNet数据集训练的, ImageNet数据集中包含许多动物类别, 其中也包含了不同种类的猫和狗, 因此其提取的基础特征具有可移植性, 能应用到猫狗分类问题中。因此我们使用在ImageNet数据集上训练的VGG19网络的卷积基从猫狗图像中提取基础通用特征, 然后在这些特征的基础上训练一个猫狗分类器。模型的搭建步骤如下:

- 从Keras库中导入VGG19模型。
- 由于ImageNet数据集训练的网络输出有1000个

类别，不符合本次实验，因此去掉模型最后的密集分类器。

C. 加入新的密集分类器，同时冻结卷积基，保证卷积基的参数不被训练时破坏。

D. 通过新建立的数据集，训练新添加的密集分类器。

## 2 优化器原理

在深度学习领域中我们对网络模型架构进行设计是非常关键的，同时也是最受关注的。比如应该有多少层，每一层的应该怎么连接。由于本文是对优化器进行研究，因此对架构的设计不做具体展开说明，而重点放在另一个非常重要的关键点上，即对优化器的探讨。

深度学习中优化的过程如图 1 所示。首先把预处理好的数据送入搭建好的网络架构中，网络结构的输出端将得到一个经过网络初始参数计算的输出值。输出值与理想输出值做运算得到损失函数（loss function），也就是我们要优化的函数，有时我们也称为代价函数（cost function）。对损失函数优化通常采用梯度下降（gradient descent）方法。使用梯度下降算法优化了单个参数的取值，反向传播过程则是把梯度下降算法应用到所有参数上，因此加速更新网络架构的参数，经过多次迭代优化我们可以找到损失函数的最优值。

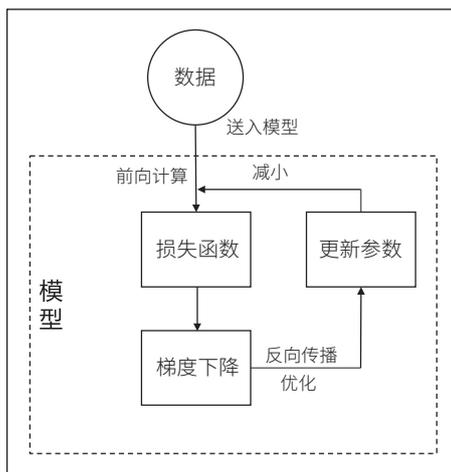


图 1 深度学习的优化过程

### 2.1 随机梯度下降

梯度下降法的计算过程就是沿梯度下降的方向求解极小值，优化通常指的是通常以最小化损失函数为目标，最小化就等同于最大化函数的负值。但是在实际训练中，由于模型参数数量过大，使用梯度下降算法计算非常消耗时间。因此为了减少参数的更新时间，通常使用随机梯度下降算法（stochastic gradient descent, SGD）。SGD 算法的核心是随机选择小规模样本来近似轨迹梯度，而不是针对所有的

样本。因此该算法明显地降低了计算量<sup>[12]</sup>。

### 2.2 自适应学习率算法

在深度学习中，由于优化参数对目标函数的依赖各不相同，如果只设置统一的全局学习率，对于梯度很大的学习过程，由于步长过长收敛速度会很慢，当学习率设置过大时，已经优化好的参数反而会震荡，出现不稳定的情况。因此在训练过程中应该通过一些算法实现学习率的自适应。下面是比较经典的自适应学习率算法。

#### (1) AdaGrad 算法

AdaGrad 算法是由 Jhon Duchi 博士在 2011 年提出<sup>[13]</sup>，能独立地适应所有模型的参数，当梯度比较大时，学习率也相应地增大，而梯度变化平缓时，学习率相应地减小。其具体实现过程如表 2 所示。

表 2 AdaGrad 算法实现过程

首先设置全局学习率为 $\sigma$ ，初始化参数为 $\omega$ ，为了数值稳定的小常数 $\delta$ （约为 $10e-7$ ）以及梯度累积变量 $r$ （初始化为 0）。
A. 从训练集中取出 $m$ 个样本的小批量数据 $\{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ ，数据的理想目标值为 $y_i$ 。
B. 在小批量的基础上按照以下公式计算梯度： $g \leftarrow \frac{1}{N} \nabla_{\omega} \sum_{m=1}^N L(f(x_i; \omega), y_i)$
C. 累平方梯度，并刷新 $r$ ，其迭代公式如下： $r \leftarrow r + g \odot g$
D. 计算参数的更新量 $\nabla \omega$ ： $\nabla \omega = -\frac{\sigma}{\delta + \sqrt{r}} \odot g$
E. 根据 $\nabla \omega$ 更新参数： $\omega \leftarrow \omega + \Delta \omega$

#### (2) RMSProp 算法

RMSProp 算法是由 Hinton 在 2012 提出<sup>[14]</sup>，主要是对 AdaGrad 算法进行改进，在非凸函数的运用中效果良好，改变梯度积累为指数加权的移动平均。AdaGrad 旨在应用于凸问题时快速收敛。当应用于非凸函数训练神经网络时，学习轨迹可能穿过了很多不同的结构，最终到达一个局部是凸的区域。AdaGrad 根据平方梯度的整个历史收缩学习率，可能使得学习率在达到这样的凸结构前就变得太小了<sup>[15]</sup>。RMSProp 采用指数衰减率减少从开始就积累的累平方梯度，从而实现能够在找到凸碗状结构后快速收敛，它就像一个初始化于该碗状结构的 AdaGrad 算法实例。

RMSProp 算法的具体实现过程如表 3 所示，相比于 AdaGrad，RMSProp 算法引入了一个新的衰减速率参数，用来控制历史梯度值的衰减。因此，RMSProp 优化算法可以解决 AdaGrad 算法中由于累平方梯度过大，导致学习率过快下降导致模型收敛速度慢的问题，是一种有效且实用的深度神经网络优化算法。由于其良好的性能，在大多数场景会被首先作为优化算法调速。

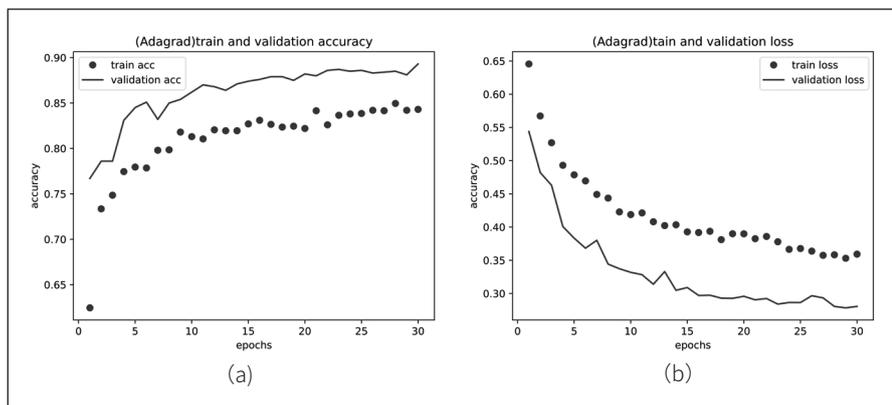


图2 AdaGrad 优化算法的精度与损失

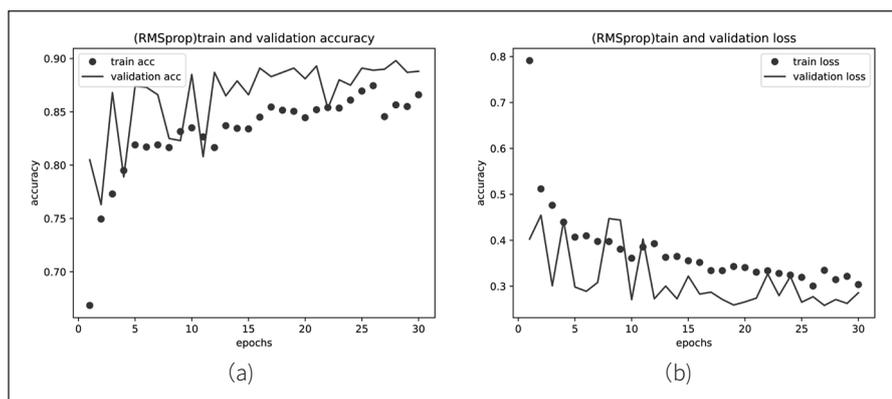


图3 RMSprop 优化算法的精度与损失

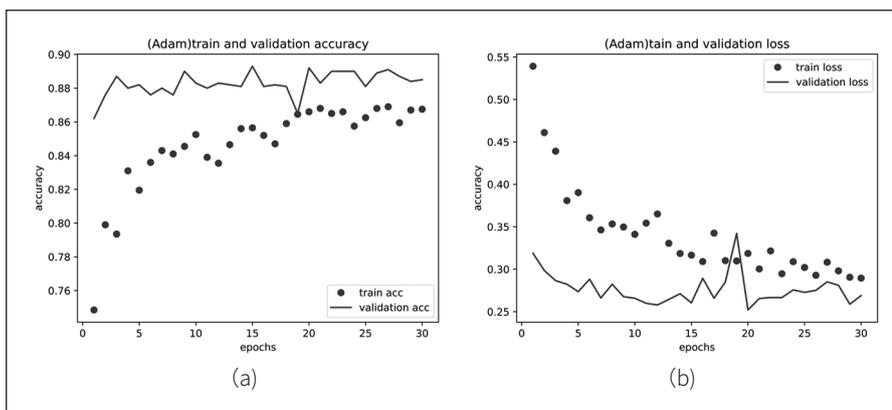


图4 Adam 优化算法的精度与损失

表3 RMSProp算法实现过程

<p>首先设置全局学习率为 <math>\sigma</math>，初始化参数为 <math>\omega</math>，历史梯度值的衰减速率 <math>\rho</math>，为了数值稳定的小常数 <math>\delta</math> (约为 <math>10e-6</math>)，以及梯度累积变量 <math>r</math> (初始化为0)。</p>
<p>A. 从训练集中取出 <math>m</math> 个样本的小批量数据 <math>\{x_1, x_2, \dots, x_m\}</math>，数据的理想目标值为 <math>y_i</math></p>
<p>B. 在小批量的基础上按照以下公式计算梯度：<math>g \leftarrow -\frac{1}{N} \nabla_{\omega} \sum_{i=1}^N L(f(x_i; \omega), y_i)</math></p>
<p>C. 累计平方梯度，并刷新 <math>r</math>，其迭代公式如下：<math>r \leftarrow \rho r + (1 - \rho) g \odot g</math></p>
<p>D. 计算参数的更新量 <math>\nabla \omega</math>：<math>\nabla \omega = -\frac{\sigma}{\sqrt{\delta + r}} \odot g</math></p>
<p>E. 根据 <math>\nabla \omega</math> 更新参数：<math>\omega \leftarrow \omega + \Delta \omega</math></p>

### (3) Adam 算法

Adam 算法是由 Kingma 在 2014 提出<sup>[16]</sup>，“Adam”这个名字派生自短语“adaptive moments”。是一种结合 RMSProp 进行改进的自适应学习率优化算法。在 Adam 中，动量直接并入了梯度一阶矩（指数加权）的估计。Adam 通常被认为对超参数的选择相当鲁棒，尽管学习率有时需要从建议的默认值修改。Adam 算法的具体实现过程如表 4 所示。

## 3 实验结果与分析

本次实验采用的电脑为 Windows10 操作系统，CPU: Intel(R) Core(TM) i5-9400F CPU @2.90GHz RAM:16GB。GPU: GeForce GTX 1060 6G，选用深度学习 TensorFlow 框架。

在对网络进行评价时，考虑 loss 损失和 accuracy 准确率。在训练中，loss 值会随着次数的增加逐渐趋于 0，因此，可以反映网络的效果；accuracy 准确率是用单独的测试集对训练完成的网络的输出结果。通过迁移学习方法搭建了网络模型，对模型进行训练，当优化算法选择 AdaGrad 时，其训练精度和损失精度如图 2 所示。

由图 2 可知，开始训练时学习率较大，准确率上升较快，到达第 10 个 epochs 时，梯度平方积累过大，导致学习率减小，所以可以发现第 20~30epochs 训练率上升过慢。当优化算法选择 RMSProp 时，其训练精度和损失精度如图 3 所示。

由图 3 我们可以发现 RMSProp 算法训练准确率优于 AdaGrad 优化算法，因为增加了历史梯度衰减率，可以减少历史梯度对当前参数优化的影响。当优化算法选择 Adam 时，其训练精度和损失精度如图 4 所示。

从图 4 可得，训练的准确率是三种优化算法中最高的，达到了 86.3%。但是由于二阶动量是固定时间步内的累积，

表4 Adam算法实现过程

首先设置全局学习率为 $\sigma$ , 初始化参数为 $\omega$ , 矩估计的指数衰减速率 $\rho_1$ 和 $\rho_2$ ( $\rho_1$ 和 $\rho_2$ 在区间[0,1]内, 默认值一般为0.9和0.990), 为了数值稳定的小常数 $\delta$ (约为10e-8), 初始值为0的一阶和二阶矩变量 $s, r$ , 以及时间步计数 $t$ (初始值为0)。
A. 从训练集中取出m个样本的小批量数据 $\{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ , 数据的理想目标值为 $y_i$
B. 在小批量的基础上按照以下公式计算梯度: $g \leftarrow \frac{1}{N} \nabla_{\omega} \sum_{i=1}^N L(f(x_i; \omega), y_i)$
C. 刷新时间步: $t \leftarrow t + 1$
D. 更新一阶有偏矩估计: $s \leftarrow \rho_1 s + (1 - \rho_1) g$
E. 更新二阶有偏矩估计: $r \leftarrow \rho_2 r + (1 - \rho_2) g \odot g$
F. 对一阶矩的偏差进行修正: $\hat{s} \leftarrow \frac{s}{1 - \rho_1^t}$
G. 对二阶矩的偏差进行修正: $\hat{r} \leftarrow \frac{r}{1 - \rho_2^t}$
H. 计算参数更新量 $\nabla \omega$ : $\nabla \omega = -\sigma \frac{\hat{s}}{\sqrt{\delta + \hat{r}}}$
I. 根据 $\nabla \omega$ 更新参数: $\omega \leftarrow \omega + \Delta \omega$

随着时间步的变化, 遇到的数据可能发生巨变, 使得二阶矩的偏差可能会时大时小, 不是单调变化。这就导致在训练后期引起学习率的震荡, 因此很明显观察到训练准确率后期波动较大。三种优化算法准确率精度、损失精度如表5所示。

表5 三种优化算法对比

优化算法	准确率/%	损失
AdaGrad	84.1	0.36
RMSProp	85.6	0.32
Adam	86.3	0.28

## 4 结语

目前各种各样的优化器层出不穷, 选择一个合适的优化器对模型训练有着很大的帮助。本文通过设计合理的实验来比较不同优化器的性能, 基于深度学习的VGG19架构, 使用三种不同的优化算法对模型进行训练, 优化器对模型的训练效果产生不同的影响, 由实验结果可知, 优化器并不是对所有的模型都能适用, 通过实验的设计, 可以让学生更深入、更直观地看见优化器的具体实现效果, 可以选择最佳的优化器策略来训练深度学习模型, 从而提高模型的性能和收敛速度。在进行实际应用中, 实验设计和评估过程应该与具体任务和数据集的特点相结合, 以获得更准确和有效的实验结果。同时学生可以对优化算法的工作原

理更加理解深刻。

## 参考文献

- \* [1] 张荣, 李伟平, 莫同. 深度学习研究综述 [J]. 信息与控制, 2018,47(04):385-397.
- \* [2] 卢宏涛, 张秦川. 深度卷积神经网络在计算机视觉中的应用研究综述 [J]. 数据采集与处理, 2016,31(01):1-17.
- \* [3] 周飞燕, 金林鹏, 董军. 卷积神经网络研究综述 [J]. 计算机学报, 2017,40(06):1229-1251.
- \* [4] 尹宝才, 王文通, 王立春. 深度学习研究综述 [J]. 北京工业大学学报, 2015,41(01):48-59.
- \* [5] 余凯, 贾磊, 陈雨强, 徐伟. 深度学习的昨天、今天和明天 [J]. 计算机研究与发展, 2013,50(09):1799-1804.
- \* [6] 全卫国, 李敏霞, 张一可. 深度学习优化算法研究 [J]. 计算机科学, 2018,45(S2):155-159.
- \* [7] 杨瑶, 陈晓. 基于神经网络的说话人识别实验设计 [J]. 实验室研究与探索, 2020,39(09):38-41+50.
- \* [8] Simonyan K, Zisserman A. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition [J]. arXiv preprint arXiv:1409.1556, 2014.
- \* [9] 庄福振, 罗平, 何清, 史忠植. 迁移学习研究进展 [J]. 软件学报, 2015,26(01):26-39.
- \* [10] 张钢, 张石清. 基于 DCNN 和迁移学习的食物图像识别 [J]. 实验室研究与探索, 2019,38(06):111-114.
- \* [11] 石祥滨, 房雪键, 张德园, 郭忠强. 基于深度学习混合模型迁移学习的图像分类 [J]. 系统仿真学报, 2016,28(01):167-173+182.
- \* [12] 王功鹏, 段萌, 牛常勇. 基于卷积神经网络的随机梯度下降算法 [J]. 计算机工程与设计, 2018,39(02):441-445.
- \* [13] Duchi J, Hazan E, Singer Y. Adaptive subgradient methods for online learning and stochastic optimization [J]. Journal of machine learning research, 2011, 12(7).
- \* [14] Tieleman T, Hinton G. Lecture 6.5-rmsprop, coursera: Neural networks for machine learning [J]. University of Toronto, Technical Report, 2012.
- \* [15] 刘亦娇. 基于趋势因子预处理和循环神经网络的股指预测研究 [D]. 山东财经大学, 2018.
- \* [16] Kingma D P, Ba J. Adam: A method for stochastic optimization [J]. arXiv preprint arXiv:1412.6980, 2014.

# 一种基于 USB 摄像头 QR 码识别优化算法

孙洪涛<sup>1</sup>, 李炎<sup>1</sup>, 李望荣<sup>2</sup>

(1. 歌尔股份有限公司, 山东潍坊, 261006; 2. 潍坊歌尔电子有限公司, 山东潍坊, 261021)

**摘要:** 针对QR (Quick Response) 码在光照变化、污损等情况下识别率低的问题, 提出一种图像预处理与自适应二值化的QR码识别算法。首先, 图像进行灰度预处理并统一图像的输入格式; 再进行ROI标定, 选择重点关注该区域; 进行去噪解决摄像头分辨率过低以及图片放大后引入的噪点; 最后设计自适应策略来提升图像处理速度。根据不同光照环境以及与扫码枪进行性能对比实验测试, 结果表明本算法在识别精度有明显提升, 具有较高的工程应用价值。

**关键词:** 图像处理; QR码识别; 自适应二值化

## 0 引言

随着 QR (Quick Response) 码新兴技术的不断发展, 其本身具有储存量大、保密性高、追踪性高、成本便宜等特性, 使得在手机支付、身份识别、物流追踪等领域得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。

针对精密件 QR 码的定位与识别技术已经被大量研究和开发。其中, 对于二维码的成像失真现象问题, 刘宏伟<sup>[2]</sup>提出了一种基于 Hough 变换的校正算法, 最终实现了对 QR 码的定位, 但缺陷在于, 该算法无法实现对二维码在曲面环境下的变形处理。甘岚<sup>[3]</sup>等人提出了一种基于亚像素边缘检测的 QR 码识别算法, 该算法解决了 QR 码因边缘模糊导致的识别率下降的问题。李军<sup>[4]</sup>采用扫描边界点来确定畸变控制点的方法, 实现了对 QR 码的曲面变形校正, 能够显著提高识别率。考虑到生产车间的组装实际环境和成本, 基于图像处理方式, 需要结合具体场景进行定制算法开发。

结合以上研究, 本文基于 USB 摄像头硬件平台, 提出一种针对生产车间精密件的视频数据、低图像质量的二维码的识别优化算法, 并进行开发实现与测试。

## 1 算法流程

结合现阶段生产车间的采集设备硬件条件和 QR 码应用条件, 提出了一种 QR 码图像预处理的算法。本算法的处理流程如图 1 所示: (1) 通过对二维码图像进行灰度预处理,

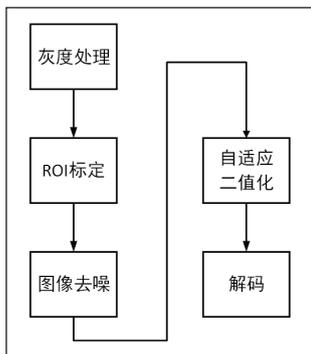


图 1 算法流程图

统一各类型摄像头的图像输入格式; (2) 通过 ROI 标定, 选择二维码所在区域, 使后续分析处理时重点关注该区域, 提升图像处理流程的整体效率; (3) 通过去噪解决摄像头分辨率过低以及图片放大后引入的噪点, 提升解码率; (4) 自适应二值化: 通过二值化算法突出二维码有效信息, 提升解码率, 并通过设计自适应策略来提升图像处理速度; (5) 解码部分采用第三方工具, 输出文本格式的 ID。

## 2 算法实现

### 2.1 图像预处理

#### 2.1.1 灰度处理

彩色摄像机录入的彩色的二维码图像包含 R (红色)、G (绿色)、B (蓝色) 三个分量, 其中每个分量都有 256 个取值, 即  $0 \leq R \leq 255$ ,  $0 \leq G \leq 255$ ,  $0 \leq B \leq 255$ , 灰度化则是将每一个像素点划定为  $0 \sim 255$  范围中的一个确定的灰度值, 由于二维码本身有效信息只有黑白两种色块, 所以通过这样的操作并不会减少后续处理精度, 并可以减少后期算法的运算量。灰度计算公式  $W$  为:

$$W=0.30R+0.59G+0.11B$$

另一部分 USB 摄像头设备可以设置在拍摄时采用灰度模式从而直接获得灰度图像, 如此灰度化操作便可以由硬件完成, 减少了软件处理图像环节。

#### 2.1.2 ROI 标定

感兴趣区域 (ROI) 是从图像中选择一个图像区域, 该区域内的数据是后续分析处理时重点关注的部分, 对于部分固定位置的扫码场景, ROI 定位尤其重要。

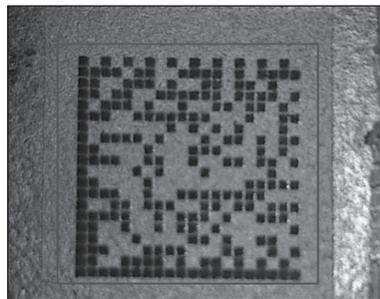


图 2 定位目标图像中的 QR 二维码

由于在实际生产车间中测试工装及各类型硬件的位置相对固定, 所以每次二维码出现的位置在图像中所占区域也相对固定, 故一次选取 ROI 区域后即可保存设定, 后续图

像自动使用此参数，通过 ROI 定位来初步定位目标图像中的 QR 二维码，绿线即为认为标定的二维码区域，如图 2 所示。

经测试，合理地设置 ROI 选区，可以在测试中使图像处理的速度提升 4% 左右，对提升算法整体效率具有一定的作用。

### 2.1.1.3 图像去噪

在得到灰度图像之后，对于低分辨率摄像头，有部分噪声满足泊松分布的盐粒噪声<sup>[5]</sup>，尤其是在成像质量不高或二维码本身比较小的情况下，此类噪声对于最终解码性能的一定影响<sup>[6]</sup>，这便需要对图像进行去噪处理。

LabView 支持的 IMAQVision 工具包中提供了多种滤波器，其中包括高斯滤波器、低通滤波器以及中值滤波器等方法<sup>[7]</sup>，经过实际测试，在上述滤波方法中，中值滤波效果最为显著，可以有效降低干扰噪声，并且保护原始信号，得到明显的平滑效果，故采用中值滤波。

中值滤波是一种较为常见的非线性处理方法，一般会采用图像中像素点及周围临近的像素点，并把像素值进行排列，取中值像素值作为当前像素点的数值。该方法运算简单，易于实现，可消除图像中孤立的噪声点，又可产生较少的模糊。在处理相机采样导致的噪声时，一般情况下中值滤波的处理效果要比邻域均值处理的低通滤波效果要好。以 640×480 的低分辨率 USB 摄像头为例，经测试，在不使用后置算法的前提下，滤波去噪可以改善后续解码环节，提升 2% 左右的精准度。

## 2.2 自适应二值化

由于二维码图像是由一系列的黑白码块组成，故利用黑色实线以及黑白切换的辅助线或定位块来定位，实现二维码信息图像在灰度级上两极分化，从而突出二维码图像信息，过滤其他灰度图形对定位处理带来的干扰。

在 LabView 中调用 IMAQImage2ArrayVI 函数把滤波后图形中的所有像素的点转化为二维数组，在循环中设定一个阈值，大于该阈值的点输出 255，小于该阈值的点输出 0，最后通过 IMAQArray2ImageVI 函数即可将二维数组转化为二值化图像。

### 2.2.1 处理模式

算法的性能瓶颈就发生在本“二值化”环节，所以为了提升算法处理速度，在本环节设计了两种处理模式：“普通模式”和“光照修正模式”<sup>[8]</sup>。对于成像良好的图像采取“普通模式”进行处理，对于成像较差无法正常识别的图像采取“光照修正模式”进行处理，“光照修正模式”引入了局部阈值方法，在亮度较高的区域，考虑使用较大的阈值进行分割，而在亮度较小的区域，考虑使用较小的阈值进行分割，

以便实现对一幅图像中不同亮度区域进行有效的二值化操作。同时，通过一定的策略来自动的调整内部参数，自动确定二值化阈值<sup>[9]</sup>。

### 2.2.2 原二值化算法的问题

LabView 中 NI Vision 模块中的两种局部阈值法都有一些缺点，导致其不太适合直接应用于产线环境：

(1) 一种是使用最大类间方差法的背景纠正法，背景纠正法先通过像素与邻域内的灰度均值做减法运算，来消除光照不均对图像的影响，然后再使用最大类间方差法计算局部阈值。它的缺点是在图像和背景灰度差异明显时会丢失图像细节，容易导致处理过后的二维码边缘难以识别。

(2) 另一种是 Niblack 二值化算法，基本思想是对每一个像素点都计算其邻域内的均值  $m(x,y)$  和方差  $s(x,y)$ ，随后每个像素计算公式如下：

$$T(x,y)=k*s(x,y)+m(x,y)$$

其中  $k$  为修正系数，最终以  $T(x,y)$  的值作为阈值来二值化图像。Niblack 算法虽然能够实现图像的二值化，但是如果选取的区域均为背景点时，该算法会将灰度值较高的点当做是目标点，导致伪噪声的引入，同时由于每个像素都要计算邻域的均值和方差，所以 Niblack 法的计算量很大，只适合作为单张照片的二值化处理，无法应用于视频环境。

### 2.2.3 基于比例系数的混合阈值法

本文通过参考最大类间方差法和只计算像素邻域均值的局部阈值法，提出了基于比例系数的混合阈值法。设最大类间方差法得到的整体阈值为  $t_1$ ，局部阈值法的阈值为  $t_2$ ，邻域内的综合阈值为  $T$ ，比例参数为  $scale$ ，则  $T$  可以表示为：

$$T=t_1 \times scale+t_2 \times (1-scale)$$

其中， $scale$  取值范围是从 0 到 1 的数，通过调节  $scale$  来获取合适的阈值。当  $scale$  取 0.4 时，二值化效果如图 3 所示，可以看出二值化后，图形中重要细节明显增强，从根本上改善了视觉质量，二维码信息几乎没有细节丢失，并且算法的计算量得到了控制，可以支持 20 帧每秒的视频检测速度。

### 2.2.4 自适应策略

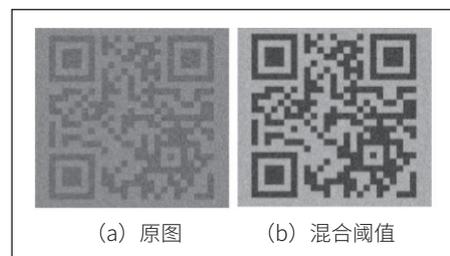


图 3 二值化效果图

自适应策略表现为两点：（1）算法将在默认情况下采取“普通模式”进行二值化处理，只有在普通模式处理二维码无解析结果时，切换为“光照修正”模式继续进行处理。（2）在算法切换为光照修正模式后，可以自动调节 scale 参数，来应对不同光照不均程度的图片。

为了测试出最适合解决产线环境所产生的干扰的 scale 值，本部分做了以下工程化可视化的操作：首先对 scale 的合理区间进行初步的统计，方法是在算法内将 scale 值设置为开放接口，可于界面上实时调节，用于查看不同 scale 值对于图像解码率的影响。经测试不同的 scale 值对应着这 200 张照片不同的平均解码率，scale 在小于等于 0.2 时解码率较低，而在 0.8 以上解码率也会有一定程度的降低，如表所示，所以根据此结果认定 scale 区间设置为 0.2~0.8 之间比较适合车间环境。

表1

Scale	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	Scale	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
码率 (%)	24	80	83	83	81.5	解码率 (%)	82.0	83	81.5	46	8.0

### 3 实验结果与分析

在测试数据获取方面，数据来自 640×480 分辨率的 USB 摄像头生产车间实拍照片。测试数据获取过程不使用算法处理，将无法直接解码的图像列为受光照不均干扰影响较大的图片，记为“光照不均数据集”，当极端数据集的数量达到 200 张后，统计当前总图像数为 42022 张，记为“常规数据集”，其中成像良好的图像数量占 41822 张。

#### ■ 3.1 光照不同对比测试

本测试将分为两部分进行验证，（1）对光照不均数据集进行单独测试，检测算法对于处理干扰的有效性和效率；（2）对常规数据集进行测试，检验算法对于扫码模块正常运行时精度的实际提升率。不同阈值算法对于解码效果的对比，本算法中的自适应处理机制，提升了算法整体效率，可达到 99.91%，符合处理帧数 20 帧左右每秒的设计要求。

表2

不同阈值算法	无算法	局部阈值法	使用最大类间方差的背景纠正法	基于比例系数的混合阈值法	基于比例系数的混合阈值法+自适应处理机制
解码率	99.52%	99.75%	99.89%	99.91%	99.91%

#### ■ 3.2 设备对比测试

通过对比使用 USB 摄像头扫码的系统 and 传统采用扫码枪进行扫码的系统，来评价本系统的误检率，实际测试结果如图 4 所示。

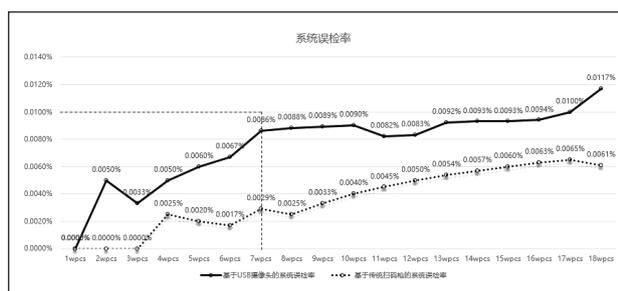


图4 系统测试误检率

在测试批次小于等于 16 万次时，测试系统可正常运行，测试批次大于等于 17 万次时，本系统的误检率超出业务规定要求，但已满足系统硬件在业务上要求 10 万批次内正常运行测试误检率在 0.1% 以内的要求。为了避免误差的积累，系统均会在 10 万测试批次后进行检修维护。总体来讲，基于 USB 摄像头扫码的本系统，固然在硬件价格上低于公司传统使用扫码枪扫码的系统，但也带来了一定程度的测试误检率的提升，不过仍符合业务标准，系统具有可用性。

### 4 结论

由于在生产环境中存在外界因素的干扰，本文采用基于比例系数的混合阈值法 + 自适应处理机制方式，得到较高的 QR 识别率。通过与扫码枪识别性能对比，减少了识别成本，具有良好的稳健性，为工程应用提供了新的算法方案。但由于自适应二值化部分对于不同精密件的适配度并不理想，因此在今后的研究中，需要进一步丰富和完善算法模型。

#### 参考文献

- \* [1] 孙明, 傅隆生, 杨信廷, 等. 用于 QR 码自动识读的图像分析方法 [J]. 电子科技大学学报, 2009, 38(6): 1017-1020.
- \* [2] 吴佳鹏, 杨兆选, 韩东, 等. 基于小波和 Otsu 法的二维二维码图像二值化 [J]. 计算机工程, 2010, 36(10): 190-192.
- \* [3] 甘岚, 刘宁钟. 基于亚像素边缘检测的二维码识别 [J]. 计算机工程, 2003, 29(22):155-157.
- \* [4] 李军, 龚声蓉. QR 码的图像恢复和识别技术研究及实现 [D]. 江苏苏州: 苏州大学, 2010.
- \* [5] 吕伟. 基于大律法的图像二值化处理在智能交通监控中的应用研究 [J]. 计算机产品与流通, 2018(12): 83.
- \* [6] 邹雄, 刘国栋, 曾文平. QR 码图像预处理中的滤波研究 [J]. 应用光学, 2010, 31(03): 413-417.
- \* [7] 董强. QR 码识别技术及在手机中的应用 [D]. 青岛大学, 2006.
- \* [8] 王刚, 王硕禾, 颜丙杰. 基于 LabView 的二维码高效识别系统设计与实现 [J]. 石家庄铁道大学学报 (自然科学版), 2019, 32(03): 89-93.
- \* [9] 黄婷婷. QR 码识别方法研究 [D]. 中南大学, 2008.

公益广告

你珍惜我的生命  
我还你一片绿荫

中宣部宣教局 中国文明网

# 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