

学校代码: 10488

学 号: 09104041

武汉科技大学

硕士学位论文

题 目	一种基于 ARM 的二自由度云台 伺服控制系统研究
专 业	控制科学与工程
研究方向	嵌入式检测技术
姓 名	严文
导 师	潘炼 教授

定稿日期: 2012 年 5 月 1 日

分类号: _____ 密级: _____
UDC : _____

武汉科技大学

硕士学位论文

一种基于 ARM 的二自由度云台伺服控制系统研究
Research of 2-DOF Pan-tilt
Drive-serve Controller System Based on ARM

严文

指导教师姓名: 潘 炼
武汉科技大学信息科学与工程学院

申请学位级别: 硕 士 专业名称: 控制理论与控制工程
论文定稿日期: 2012 年 5 月 1 日 论文答辩日期: 2012 年 5 月 27 日
学位授予单位: 武汉科技大学
学位授予日期:

答辩委员会主席: 王 斌 教 授
评 阅 人: 王 斌 教 授
张均湖 高 工

武汉科技大学
研究生学位论文创新性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师指导下，独立进行研究所取得的成果。除了文中已经注明引用的内容或属合作研究共同完成的工作外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

论文作者签名： 张 日期： 2012.5.26

研究生学位论文版权使用授权声明

本论文的研究成果归武汉科技大学所有，其研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解武汉科技大学有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门(按照《武汉科技大学关于研究生学位论文收录工作的规定》执行)送交论文的复印件和电子版本，允许论文被查阅和借阅，同意学校将本论文的全部或部分内容编入学校认可的国家相关数据库进行检索和对外服务。

论文作者签名： 张
指导教师签名： 陈
日 期： 2012.5.26

摘 要

云台是一种用于安装、固定摄像头的支撑设备，传统云台主要应用于大型场所的安防监控，具有结构复杂、体积大、调速范围小等特点，而真正适合小场所的云台并不多。国外云台价格较高，国内没有得到广泛的应用。因此，研制体积小、定位准确、结构简单、价格低廉的云台有很大的社会意义。

本文主要分析和研究了一种基于 ARM 的控制驱动一体化二自由度云台。主要工作如下：

根据功能要求，确定了云台设计的主要技术指标；通过分析比较，确定了二自由度云台的结构形式，提出了采用直流伺服电机驱动、增量式光电编码器和基于 ARM 的控制驱动一体化总体方案来实现。采用 D-H 法对二自由度云台进行了正运动学位置分析，采用几何法进行了逆运动学求解，采用蒙特卡洛方法对云台工作空间进行了分析，并对杆长参数进行了优化设计。

针对直流电机调速系统具有一定非线性特点，本文采用具有惯性特性的时变修正函数 $a(d, g)$ ，设计了一种带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制算法。该算法综合了模糊控制算法、PID 控制算法和智能权函数各自的优点，无需确定模糊变量的隶属函数和控制规则表，并且控制系统的运算量小，相当于常规的 PID 控制算法，但性能优于积分分离的 PI 控制算法及带智能权函数的常规模糊控制算法。

研制了基于 ARM 的控制驱动一体化二自由度云台控制系统。硬件电路包括电源、驱动电路、接口电路、传感器检测电路以及通信电路等部分。利用 ARM 控制驱动一体化硬件平台，在分析模拟退火算法原理的基础上，本文提出一种改进的模拟退火算法。以系统的性能作为寻优指标，采用模拟退火-黄金分割算法对本文所设计的带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器的参数进行优化设计。

实验结果表明，拟设计的算法控制精度高、稳定性好更适合机器人二自由度云台控制的要求。

关键词：云台；二自由度；控制驱动一体化；ARM

Abstract

A pan-tilt is main for the installation, the fixed camera support equipment. Traditional pan-tilt is mainly used for monitoring and safety protecting in large-scale spaces, and always with large size, complicated structure and limited range of speed adjustment, that is to say, there are few pan-tilts can be used for small-sized mobile robots to realize robot visual servo control. A pan-tilt in foreign countries are difficult to be adopted, for their high product cost and delivery problem. As a result, there is very important application value and meaningful influence in researching and developing small-sized robot pan-tilts with accurate localization, large range of speed adjustment and low cost. Therefore, this thesis mainly analyzes and investigates one kind of 2-DOF pan-tilt with integrated drive-serve controller based on ARM. The main research achievements are as followings:

According to all functional demands, an expected technology criterion and specification have been proposed as a basic goal in this thesis:

Based on the goal and by comparing many examples, the architecture of pan-tilt was established, and the scheme of adopting DC motors with gear reducer, incremental encoders, and an integrated drive-serve control system scheme based on ARM proposed. In particular, the kinematics model based on D-H method and inverse kinematics model based on geometry were analyzed and established, and the work space of pan-tilt was analyzed by Monte Carlo analysis method.

According to DC motor speed control system with nonlinear characteristics, In this thesis, we use the time-varying inertia characteristics correction function $a(d, g)$ and design a one zone change amendment right to function FUZZY-PID control algorithm. The algorithm combines fuzzy control algorithm, the PID control algorithm and intelligent weight function with their respective advantages. It don't need to determine the membership function of fuzzy variables and the control rule table, and with small control system operator. The algorithm equivalent to the conventional PID control algorithm, but the performance is better than the integral separation of the conventional PI control algorithm with intelligent weight function fuzzy control algorithm.

The integrated drive-serve control system based on ARM was researched and developed. The main Hardware, include power supply circuit, driver circuit, interface circuit, the sensor detection circuit and the communication circuit portion. The ARM interface module, this thesis presents an improved simulated annealing algorithm on the basis of the analysis of simulated annealing algorithm principle. Indicator of system performance optimization, simulated annealing - golden section algorithm with this time-varying parameters of the modified weight function FUZZY-PID controller to optimize the design.

Simulation result shows that the proposed algorithm control of high precision and stability of the excellent is more suitable for 2-DOF pan-tilt control requirements.

Keywords: pan-tilt; two degrees of freedom; integrated drive-serve; ARM.

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
第一章 绪 论	1
1.1 二自由度云台概述.....	1
1.2 云台研究的意义	1
1.3 云台研究的关键技术.....	1
1.4 本课题的研究任务与拟解决的关键问题.....	2
第二章 云台设计基础及总体设计方案.....	3
2.1 云台简介.....	3
2.1.1 整体结构.....	3
2.1.2 承载能力.....	3
2.1.3 转动速度.....	3
2.2 云台控制电路	3
2.3 云台驱动方式和传感检测方式	4
2.3.1 驱动方式选择.....	4
2.3.2 传感检测方式选择	4
2.4 传动方式选择	5
2.5 小结.....	5
第三章 二自由度云台运动学分析.....	6
3.1 坐标系的建立	6
3.2 二自由度云台的位置分析.....	7
3.3 逆运动学位置分析.....	8
3.4 结构参数的运动学优化分析和设计.....	9
3.4.1 工作空间求解.....	9
3.4.2 基于工作空间的杆长参数设计	10
3.5 小结.....	11
第四章 基于 ARM 的云台控制系统硬件开发	12
4.1 伺服系统总体方案.....	12
4.2 硬件设计	13
4.3 电源模块.....	14
4.4 温度检测部分	16
4.5 过流保护	16
4.6 电机驱动电路设计.....	17
4.7 ARM 芯片的外围电路.....	18
4.8 传感电路设计	19

4.9 串口通讯单元设计.....	20
4.10 抗干扰设计.....	21
4.12 小结.....	21
第五章 带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器设计及参数优化设计.....	23
5.1 带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器设计.....	23
5.1.1 模糊控制器的基本结构.....	23
5.1.2 模糊化及其参数.....	24
5.1.3 模糊控制规则及其参数.....	24
5.1.4 解模糊化及其参数.....	25
5.2 带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器的参数优化设计.....	27
5.2.1 基于模拟退火算法的参数组合优化设计.....	27
5.2.2 基于黄金分割法的参数优化设计.....	33
5.3 本章小结.....	34
第六章 云台伺服控制器的研究与实验效果.....	36
6.1 直流伺服电机的基本工作.....	36
6.2 PID 控制器.....	37
6.2.1 PID 控制器概述.....	38
6.2.2 数字 PID.....	39
6.3 模糊控制器.....	40
6.4 速度模糊控制器设计及实验分析.....	44
6.5 小结.....	48
第七章 总结与展望.....	49
7.1 论文的主要工作.....	49
7.2 论文的创新点.....	49
7.3 进一步的研究工作.....	49
参考文献.....	50
硕士期间所做工作.....	53
致 谢.....	54

第一章 绪 论

1.1 二自由度云台概述

安防和监控行业中运用的监控器需要在水平方向和左右方向旋转以扩张它的视野范围。云台就是这样一个支撑的中间设备，它就是支撑架和安装固定摄像装置中间的连接器。其英文名称为 **Pan-Tilt**（简称为 **PT**）。其目的是扩大捕捉范围，用于动态摄像的场合和环境。让我们采集信息的内容更加丰富，方式更为直接、方便。

云台的应用范围比较广泛，一般在需要摇动和摆动运动的机构中，我们都可以应用云台来实现，如机床换刀用的机械臂。按照它的功能可以将它主要划分为两种类型。一类为：固定云台，固定云台应用在监控范围不变的情况。在使用前工作人员将它调整好一个角度使之成为最佳的工作状态然后锁定好调节装置，它只能捕捉一定的范围，如果范围要变化时，需要人为来调节。另一类为：电动全方位（全向）云台。根据实际监控范围来选着功能，本文要叙述的就是全方位云台即二自由度云台，简称 **2-DOF** 云台^[1]。

1.2 云台研究的意义

传统云台主要应用于大型场所的安防监控，体积庞大、结构复杂，多数属于重型云台。这类云台受空间的影响较大，而且内部传动系统结构十分复杂，灵活性很差。传统云台多采用单核或双核的单片机作为控制器^[2]，数据交换量和传输速度相当有限，基本上匀速运动。速度一般在水平方向 $3^{\circ} \sim 10^{\circ} / \text{s}$ ，垂直方向为 $4^{\circ} / \text{s}$ ，当目标变化较大或环境发生突变时失去了它基本的跟踪和感知能力。传统云台在市场导向和成本利润的影响和趋势下，多采用开环控制方式。在位置控制和定位方面，通过控制线的五个输入端以预置点定位的方式实现指定位置控制。这样就限制了云台有效感知和监控范围，在观测范围上存在很大盲区。同时，这种开环云台仅由限位开关来实现云台在有效范围内的安全运转，但缺乏对云台在运转中的位置角度和突发故障的处理能力。如断电后再次开机时，由于无法识别角度位置，可能会出现运动紊乱和系统错误的方面问题，甚至会出现误操作损坏。无法满足高稳定性和安全性要求^[2]。

1.3 云台研究的关键技术

云台的研究主要有两个方面要解决：一个是向体积小、轻便的方面设计；一个是具有优良控制系统方面设计，这是目前研究方向的一个热点。

小型云台机械结构设计：由于云台要与其他部件亲密配合，所以在各方面都受到很大的限制。不能像传统的云台只为了追求良好的抗压性和防震性，而选用重金属材料。设计时，重点要考虑传动结构和机构布局的重心平衡，材料和加工工艺同样也很重要。为了保证小巧性，电机、编码器、驱动器选型方面也要考虑体积、重量及尺寸等问题。

运动控制系统的设计，它直接影响着云台的性能，因此这部分研究至关重要。运动控制主要就是指对其两个驱动电机的控制，控制的要求就是要实时、精确、稳定地实现点到

点以及任意转角运动。在设计过硬件平台的基础上,还应考虑合适的算法来保障运动控制系统的运行^[4]。相对于安防领域云台,云台则普遍选用闭环进行伺服控制,从而保证控制的精确性。针对现有云台运动控制系统存在的不足,在设计云台运动控制系统时,主要考虑的方向有:

- (1)驱动控制一体化开放式系统结构,将控制与驱动集成为一体;
- (2)合理的模块化设计。硬件根据系统要求和电气特性进行模块化设计,采用开放式软件、硬件结构,可以根据需要扩充功能,不仅方便安装和维护,而且提高系统的可靠性;
- (3)实时性、多任务要求。控制其必须能在确定时间内完成对外部中断的处理,并且可以多个任务同时进行,即两个方向的同时运转;
- (4)利用ARM控制驱动一体化硬件平台,研究具有更优控制性能的算法及其实现方案。

1.4 本课题的研究任务与拟解决的关键问题

为了解决目前云台结构复杂、体积大、不易控制、造价高、体积庞大等问题,本文主要介绍了一种基于ARM驱动控制一体化的二自由度的云台。此设备得到广泛的用途如摄像、监控、跟踪等领域^[5]。

结合云台伺服控制研究的要求,本课题所设计的基于 ARM 芯片的伺服控制系统最终要实现以下功能:

- (1)能够大面积的运动和选择,并且在此范围内没有视线盲区;
- (2)运动速度、位置、选择方向能得到精确的控制;
- (3)振动小,噪音分贝低,能够平稳的运行,运动过程中定位准确;
- (4)驱动控制一体化,具有过电压、过电流保护功能。

第二章 云台设计基础及总体设计方案

随着多媒体技术和网络通信技术的迅速发展,视频监控技术在电力系统、电信机房、工厂、城市交通、水利系统、小区治安等领域得到了越来越广泛的应用,采用的设备一般都是云台摄像头。云台和变焦镜头是电视摄像监控系统中常用的设备,与摄像机配合使用,可以大大扩大摄像机的监视范围、监视视野和清晰度。

2.1 云台简介

2.1.1 整体结构

云台是由摄像头支架和驱动器两部分组成,驱动器的作用是通过电机来驱动摄像头支架的转动,从而带动摄像头的转动。监控系统中常用的云台为室内全方位电机云台和室外全方位电机云台。全方位电动云台具有水平和垂直两个独立的旋转自由度,通过这两个自由度的旋转组合,是摄像机活动跟踪活动目标。搜寻所在范围内的任一监控景物能力,并且使摄像机实现了全方位摄像和跟踪监视。

2.1.2 承载能力

承载能力是云台能承受的最大负载量,它主要取决于电机的参数、材质和驱动控制器。同时,承受能力也与物体的速度和加速度有关。一般情况下,速度越高,承受能力越低,反之,速度越低,承受能力越强。

2.1.3 转动速度

云台主要指标有转速、工作电压、载重、承重等。其中转速在 $5\sim 120^{\circ}/s$ 不等,高速球型摄像机的内置云台转速达 $240^{\circ}/s$ 。

云台是由两个不同的电机控制水平方向和垂直方向,因此我们要控制水平方向的速度和垂直方向的速度。但是,高速度会导致电机的惯性大,这样云台的位置精度和平稳性会受到很大的影响。由于载重的原因,垂直方向电机在启动和运行保持时的扭矩大于水平方向的扭矩,再加上实际监控时对水平转速的要求要高于垂直转速,因此一般来说云台的垂直转速要低于水平转速^[6]。

2.2 云台控制电路

常见的变焦镜头分为自动光圈镜头和自动三可变镜头两种。与自动光圈变焦镜头相比,电动三可变镜头是对光圈的调整由自动控制改为信号线控制。它含有变焦、聚焦、光圈电机,可以实现正反向旋转,变焦镜头的电机大部分是直流电机。

监控主机要对云台镜头等监控装置进行状态控制必须通过解码器来完成。解码器的主要作用是通过串口接收计算机的控制码,并对此控制码进行地址解析和命令解析,将解析的命令转换成相应的能够驱动云台转动的控制电压信号,再传递给云台以控制云台的转动、摄像机镜头的调节及停止操作。

解码器主要以 ARM 为核心，包括电平转换、ARM 处理器、光电隔离、云台驱动电路、电源控制电路等。输入的控制信号一般均采用 RS-485 电平，因此必须把 RS-485 电平转换成 TTL 电平。ARM 对控制信号解码后，其输出信号端口到驱动电路之间需要加光电隔离器件，以防止驱动电路中的元器件对 ARM 产生干扰。

ARM 处理电路是解码器的核心部分，它的主要职责是对输入的控制信号进行地址解码和动作解码。由于一个解码器只能为一个云台摄像机组合提供控制服务，所以每个解码器都必须根据云台位置编码设置一个独立的地址。ARM 处理电路将输入的地址编码信号进行解码获得地址码，当已设置的解码器地址与该地址码相一致时，动作解码才开始工作，将输入的动作编码信号进行解码获得动作码，根据动作码选择不同的驱动电路，使云台和镜头等设备产生相应的动作。

2.3 云台驱动方式和传感检测方式

2.3.1 驱动方式选择

由于给定的电压为 24V 直流源，所以由于交流电机不予考虑，可以考虑步进电机驱动和伺服电机驱动两种情况。

表 2.1 步进电机和伺服电机性能比较

技术指标	步进电机	伺服电机
力矩范围	中小力矩（一般在 20Nm 以下）	小中大，全范围（0.1~100Nm）
控制方式	位置控制	位置/转速/转矩方式
平滑性	低速性能比较好	高中低速都很平稳，运行平滑
精度	根据步进角和细分决定	根据编码器精度决定，比较高
过载特性	不能过载，过载时会失步，一般选用力矩比实际需要大 50%~100% 的电机	瞬间可以三倍过载
矩频特性	高速时，力矩下降快	速度变化范围内力矩稳定输出
反馈方式	无反馈信号，开环控制	闭环控制，编码器反馈信号
价格	相对较低	相对较高

步进电机驱动和伺服电机驱动性能和驱动能力比较如表 2.1 所示。

考虑到步进电机驱动主要是考给定脉冲数来控制电机转速，并且多用于开环控制，承受负载能力不够强，因而选用了调速精度高、承受负载能力强、对转角无限制、可方便实现位置、电流闭环控制的直流伺服电机驱动方式。

2.3.2 传感检测方式选择

最常用的位置和速度传感器有电位计、转速计、感应同步器、光学编码器、感应同步器。电位计结构简单，价格便宜。连接在电路中，产生的电压信号与轴的角度成正比。但是他精度不高、分辨率低、抗干扰能力低，使用范围受到了很大的限制。

转速计输出的模拟电压信号也是与轴的转速成正比，但是它有很长时间的延时，抗干扰能力不够好，所以转速计很少使用。

旋转编码器是最常用的位置反馈元器件，分为有光电式和磁电式两种，光电编码器运用的比较广泛。同时光电编码器又分为增量式和绝对式。

这里考虑到成本和精度，我们首选增量式光电编码器，通过轴上的齿轮与电机紧密安装，从而能检测到实时检测云台的转速和位置。其检测精度=（传感器精度/传动比）+减速器精度。

2.4 传动方式选择

目前采用一级同步齿形带和一级蜗轮蜗杆组的传动结构，此种云台减速比较小，因而大多需要采用低速电机。但是电机转速越低，会导致其体重和体积增加，相应价格会变高。国外的不少云台了减小体积，就选用转速高的电机。但电机转速越高，所需要的传动比越大，系统更加复杂。因此，必须要进行合理的设计来保证价格低廉、体积小、承受力强等问题。下面介绍了三种传动装置（谐波齿轮传动、蜗轮蜗杆传动、齿轮传动）其优缺点如表 2.2:

表 2.2 三种典型传动方式比较

名称	优点	缺点
谐波齿轮	降速比大，承载能力大，电机所需功率可以降低 50%，传动结构简单、整机体积、自重小	结构简单、质量轻、精度高，外购成本非常高
蜗轮蜗杆	可实现垂直方向传动、单级传动比大、一定条件可自锁	加工复杂、成本高，占据空间大，在云台中容易使重心偏置
直齿轮	结构简单、传动平稳、传动中能量损耗相对蜗轮蜗杆较小	加工简单、成本低

通过多方面的考虑，最终选用了比较常见并易于实现的直齿轮传动系统。

2.5 小结

本章从基础设计指标方面对二自由度云台的自由度、承载能力、转速速度和角度以及精度等进行了分析，并在此基础上确定了云台性能参数。随后，对云台进行了构型分析，确定了云台的结构型式。继而，进行了云台驱动方式、传感方式和传动方式的比较和选择，最后确定了云台的总体控制方案。

第三章 二自由度云台运动学分析

二自由度云台实际上是由两个电机为主组成的安装平台，可以按要求实现水平方向和垂直方向的运动。云台之所以能够按要求去完成给定的任务，这是因为预先对其结构、运动的方式方法、路线以及控制模式作了必要的限定。此即云台设计中的运动学及控制学问题，主要包含云台正运动学分析、逆运动学求解等，是进行高精度云台设计的基础。但是在国内云台设计方面一直没有引起足够重视，因而本章将从理论层面探讨云台运动学方面的基础性问题。

3.1 坐标系的建立

在进行运动学分析之前，首先要建立二自由度云台的数学模型，从而在不考虑云台本身和负载装置的动力学等问题情况下，给出一个云台工作说明。最简单的运动学的模型化方法是运动学链的方法，即将各个运动机构简化为相邻的连杆装置^[8]。

由于俯仰机构和水平回转机构运动的相对性，为了便于描述两个方向的连杆之间的相互关系，Denavit 和 Hartenberg 于 1955 年提出一种用 4 个参数 (a_{i-1} , ∂_{i-1} , d_i , q_i) 来唯一描述连杆以及相邻连杆位置关系的方法，即通常所说的 D-H 法。这种方法在每一个连杆上设立一个坐标系，利用齐次变换就可以方便地描述坐标系间的相对位置和姿态。 a_{i-1} 和 ∂_{i-1} 描述的是连杆两端关节轴线的距离和夹角，由连杆的机构确定，是常数。 d_i 和 q_i 描述的是相邻连杆的位置关系。

描述一个机构与下一个机构间相对关系的齐次矩阵通常记为 A 。 A 矩阵描述机构坐标系相对平移和旋转的齐次变换。如果 A_1 表示第一个机构相对于基系 $\{0\}$ 的位置和姿态， A_2 表示第二个机构相对于第一个机构的位置和姿态，那么第二个机构在基系 $\{0\}$ 中的位置可以由下列矩阵的乘积给出。

$$T_2 = A_1 A_2 \quad (3.1)$$

坐标变换可以通过两个旋转和两个平移来实现，其变换顺利为：绕 z_i 轴旋转角 q_i 使两系的 x 轴在同一直线，沿 z_i 轴平移距离 d_i 使两系的 x 轴在同一高度，沿 x_i 轴平移距离 a_{i-1} 使 $i-1$ 系的原点移到 z_i 轴上，绕 x_i 轴旋转角 ∂_{i-1} 使两系的 z 轴在同平面内。这种变换关系可以由四个齐次变换 A_i 矩阵来描述，此关系为

$$A_i = Rot(x_i, \partial_{i-1}) Trans(x_i, a_{i-1}) Trans(z_i, d_i) Rot(z_i, q_i) \\ = \begin{bmatrix} cq_i & -sq_i c\partial_{i-1} & sq_i c\partial_{i-1} & a_{i-1} cq_i \\ sq_i & cq_i c\partial_{i-1} & -cq_i s\partial_{i-1} & a_{i-1} sq_i \\ 0 & s\partial_{i-1} & c\partial_{i-1} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

式中， c 表示 \cos ， s 表示 \sin ， q_i 、 d_i 、 a_{i-1} 、 ∂_{i-1} 为连杆参数，其中一个参数是变动的，称为关节变量。对于移动关节， d_i 是关节变量；对于转动关节， q_i 是转动变量。由于云

台的两个自由度都是转动关节，所以转动变量为 q_i 。

图 3.1 是根据 D-H 表示法对二自由度云台建立的坐标系，坐标系 $\{-0\}$ 为云台底部回转机构坐标系， $\{-1\}$ 为云台俯仰机构坐标系， p 为俯仰工作台中心处点。各连杆参数如表 3.1 所示。

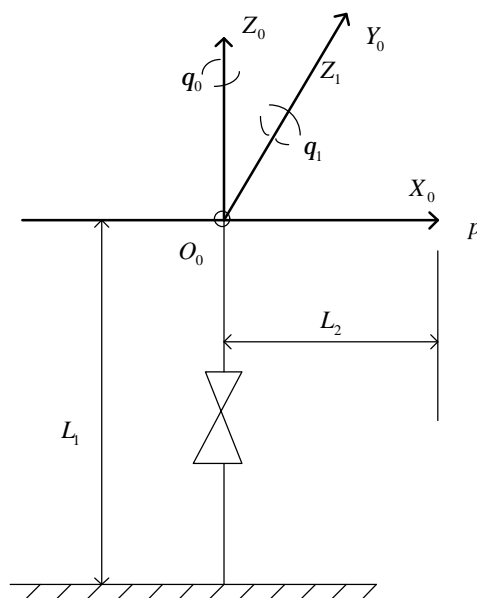


图 3.1 基于 D-H 法的坐标系图

表 3.1 二自由度云台连杆参数

连杆序号	$a_{i-1}(mm)$	θ_{i-1}	$d_i(mm)$	q_i	关节变量
1	0	90°	L_1	q_0	q_0
2	L_2	0°	0	q_1	q_1

3.2 二自由度云台的位置分析

云台运动时，云台水平方向和俯仰方向的转动角度都可以由光电旋转编码器测量得出，同时控制系统可以根据需要计算出下一步旋转角度，因此两旋转机构旋转角度的大小都是预知的，所以在运动学分析中采用正解的方法。

利用式 (3.2) 可得：

$$\begin{aligned}
 A_{01} &= Rot(z_0, q_0) Trans(0, 0, L_1) Rot(x_0, 90^\circ) \\
 &= \begin{bmatrix} cq_0 & 0 & sq_0 & 0 \\ sq_0 & 0 & -cq_0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & L_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}
 A_{12} &= Rot(z_1, q_1) Trans(L_2, 0, 0) \\
 &= \begin{bmatrix} cq_1 & -sq_1 & 0 & L_2cq_1 \\ sq_1 & cq_1 & 0 & L_2sq_1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.4)$$

将以上连杆变换矩阵依次相乘便得到云台的工作中心 p 对底座坐标系原点的变换矩阵:

$$\begin{aligned}
 T_{02} &= A_{01}A_{12} = \begin{bmatrix} n_x & o_x & a_x & p_x \\ n_y & o_y & a_y & p_y \\ n_z & o_z & a_z & p_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} cq_0cq_1 & -cq_0sq_1 & sq_0 & L_2cq_0cq_1 \\ sq_0cq_1 & -sq_0sq_1 & -cq_0 & L_2sq_0cq_1 \\ sq_1 & cq_1 & 0 & L_2sq_1 + L_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.5)$$

式中, n 、 o 、 z 分别为云台末端工作中心 p 的单位矢量, 相应 p 的坐标为:

$$\begin{cases} p_x = L_2cq_0cq_1 \\ p_y = L_2sq_0cq_1 \\ p_z = L_2sq_1 + L_1 \end{cases} \quad (3.6)$$

为校核所得变换矩阵 T_{02} 的正确性, 计算 $q_0 = 0^\circ, q_1 = 90^\circ$ 时, 云台末端工作中心 p 的位置为:

$$\begin{cases} p_x = 0 \\ p_y = 0 \\ p_z = L_2 + L_1 \end{cases} \quad (3.7)$$

与预期的云台理想方向和位置情况一致。

3.3 逆运动学位置分析

运动学正解相对比较容易, 只要根据运动学模型, 通过变换矩阵就可以求得末端在基坐标下的唯一坐标值。

给定云台终端位置, 求各关节变量, 以驱动相应关节上的电机, 从而使运动满足要求, 称为逆运动学求解, 是对云台进行有效控制必须的途径。从应用的角度讲, 逆运动学求解更为重要, 直接影响着控制的准确性和快速型。运动学正解唯一确定, 但是逆解往往具有多重解, 也可能不存在解。

逆运动学求解方法有 Paul 提出的解析法和代数法, Lee 和 Ziegler 的几何法及 Pieper 法等^[37,38,39], 本研究采用几何法对机器人云台逆运动学进行求解。如图 3.2 所示, 竖直杆和俯仰杆始终都在一个平面内, 该平面与 $\{x_0 - y_0\}$ 平面始终垂直, 所以关节 1 的转角

$$q_0 = \pm \arctan\left(\frac{p_y}{p_x}\right)。$$

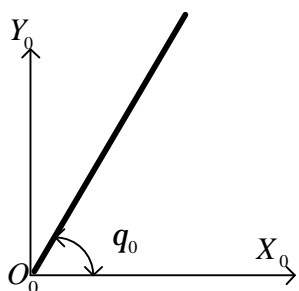


图 3.2 云台关节 1

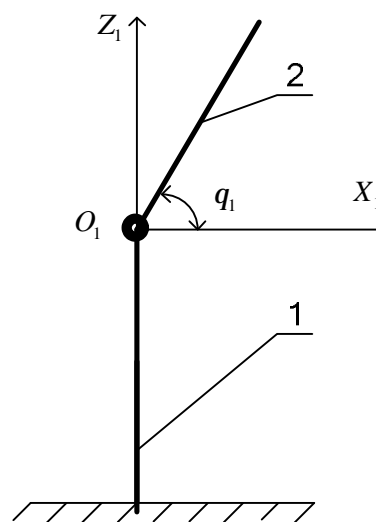


图 3.3 云台关节 1 和 2

如图 3.3 所示, 连杆 1 和 2 的长度分别为 L_1 和 L_2 , 末端位置已知为始终垂直于基坐标 $\{x_0 - y_0\}$ 平面, 坐标为 (p_x, p_y, p_z) , q_1 为俯仰角。则 $q_1 = \arcsin\left(\frac{p_z - L_1}{L_2}\right)$ 。

由于解不唯一, 具体转角数值要根据具体工作要求, 以及传动系统的要求来决定。

3.4 结构参数的运动学优化分析和设计

二自由度机器人云台可以简化为三维空间内的二自由度机械臂, 因此按照机器人的相关知识给云台工作空间定义为: 云台在正常运行时, 末端视觉接口坐标系的原点能在空间活动的最大范围, 一般不包括末端安装的传感器本身所能达到的区域。这一空间也称为可达空间, 记做 $W(p)^{[10]}$ 。工作空间分为绝对空间和相对空间, 机构本身所占据空间称为绝对空间, 末端执行机构所能到达的最大范围组成的工作空间 (也称为可达空间) 与绝对空间的比值称为相对空间。

3.4.1 工作空间求解

工作空间是从几何方面探讨机器人云台机构的工作性能。通过工作空间分析可以为确定机构的杆件长度提供依据。实际的云台运行空间总是有一定的限制, 这使得云台两个自由度关节变量只能在某一固定的范围内变化, 即 $q_{i\min} \leq q_i \leq q_{i\max}$, 这时云台实际工作空间和理想的工作空间就不一致了。根据设计参数可知, 云台水平关节变量变化范围为 $-110^\circ \leq q_0 \leq 110^\circ$, 俯仰关节变量的变化范围为 $-70^\circ \leq q_1 \leq 70^\circ$ 。

确定机构工作空间的方法主要有图解法、解析法和数值法。图解法用于求解机构的工作空间边界, 直观性强, 但受自由度数的限制; 解析法计算速度快, 精度高, 可以对工作空间边界分段用解析函数精确地表示出来, 但直观性不强, 通用性和实用性差; 数值法通用性强, 可以利用计算机的高速运算能力和图形显示功能, 方便快捷的得到机构的工作空

间, 但该方法对于边界曲面呈凹状时, 可能丢掉合理的数值点, 而得不到真实的工作空间。

本节利用蒙特卡洛 (Monte Carlo) 方法对云台的工作空间进行了仿真^[40]。蒙特卡洛方法是一种借助于随机抽样来解决数学问题的数值方法, 可用于描述某些随机的物理现象, 在机器人的研究中被广泛应用于机械手或者机械臂的误差分析, 也可结合正运动学方程求解机械手的工作空间, 计算速度快, 适合于任何关节型机构的工作空间求解, 且对关节变量的变化范围没有限制。

利用蒙特卡洛方法求解二自由度云台工作空间的基本原理是: 设定循环次数 N , 然后利用随机函数产生 M 个 $0:1$ 之间的随即值, $Rand_j (j=1,2,\dots,M)$, 由此产生一随机步长 $((q_i^{\max} - q_i^{\min}) \times Rand_j)$, 则二自由度云台的关节变量的伪随机值为:

$$q_i = q_i^{\min} + (q_i^{\max} - q_i^{\min}) \times Rand_j() \quad (3.8)$$

式中: q_i 为关节变量伪随机值; q_i^{\max} , q_i^{\min} 分别为关节变量的上下限制; $i=0,1$ 。

上式循环 N 次, 则对每个关节变量可以产生 N 个伪随机值, 将关节变量的值由小到大的顺序代入云台正运动学方程。由前述二自由度云台的正运动学方程可以得到云台末端执行器的空间坐标 (p_x, p_y, p_z) , 得到末端执行器在参考坐标系中的位置向量, 将所得位置向量的值按一定的比例, 以打点的方式显示出来, 既可得到云台的工作空间。

3.4.2 基于工作空间的杆长参数设计

根据蒙特卡洛方法得到的云台工作空间仿真结果如图 3.4 所示。可以看出其工作空间分布情况为不完整的球面带, 球心为 $(0, 0, L_1)$, 坐标满足公式: $X^2 + Y^2 + (Z - L_1)^2 = L_2^2$, X 的取值范围为 $-L_2$ 到 L_2 , Y 的取值范围也为 $-L_2$ 到 L_2 , Z 的取值范围为 $L_1 - L_2$ 到 $L_1 + L_2$ 。

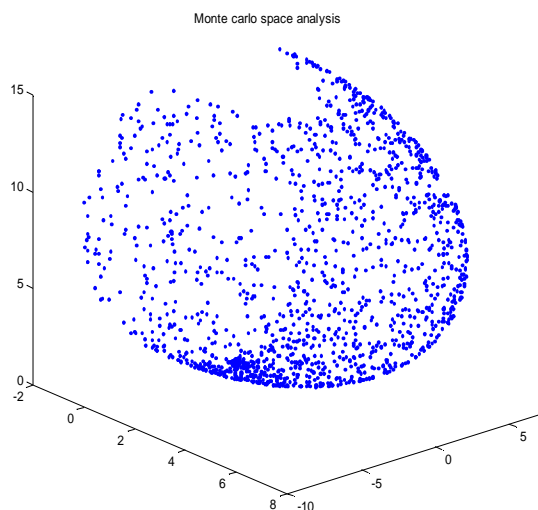


图 3.4 蒙特卡洛方法求解工作空间

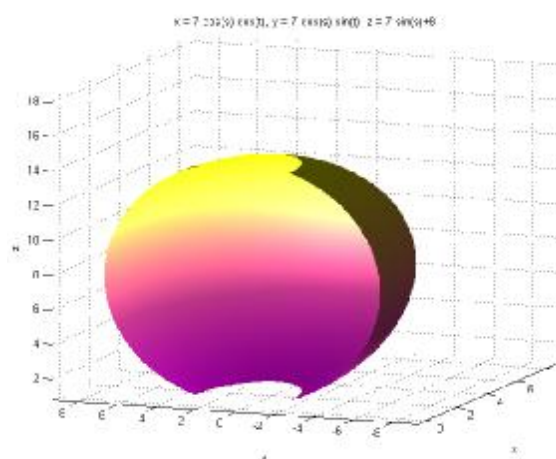


图 3.5 数值法求解工作空间

图 3.4 中取 $L_1 = 8\text{cm}$, $L_2 = 7\text{cm}$, 可知云台末端可以达到的位置距离基座的最大距离为 15cm , 最小距离为 1cm , 水平方向直径为 14cm 。为验证前述方法的正确性, 利用数值法在球坐标下得到的球壳带如图 3.5 所示。

如果在设定杆长参数 L_1 、 L_2 后, 所得的作业空间不能满足空间要求, 则可以重新设定云台两个构件的长度和关节转角范围, 通过该方法反复求解云台工作空间, 直到满足要求为止。

3.5 小结

本章首先利用 D-H 法建立了云台的运动学位置方程, 利用几何法和代数法对云台逆运动学进行了求解; 随后, 在运动学分析的基础上对云台工作空间进行了分析和仿真, 并根据仿真结果分析了云台两个自由度机构杆件的长度关系, 实现了云台结构参数的运动学优化设计。

第四章 基于 ARM 的云台控制系统硬件开发

4.1 伺服系统总体方案

控制驱动一体化二自由度机器人云台要能够实现水平和俯仰方向转向的同时，还要有比较宽的速度范围和良好的平稳性，在变速时要求好的过渡性和准确性，对转速的要求非常高；其次，由于此云台在调试成功后要配合移动机器人进行视觉定位和导航，不能仅仅依靠预置点定位，而是需要通过正逆运动学分析和轨迹规划来进行精确定位，所以是一个三维控制系统，这对系统的速度和处理能力要求很高；另外，系统存在大量的外围器件，所以也要求主控处理器具有丰富的I/O端口资源。经过反复的挑选与论证，最终选择了STM32F103ZET67作为中央处理器。

根据控制驱动一体化二自由度机器人云台的实际工作要求和性能参数，我们设计的方案总体框架以及各部分之间的相互关系如图4.1所示。

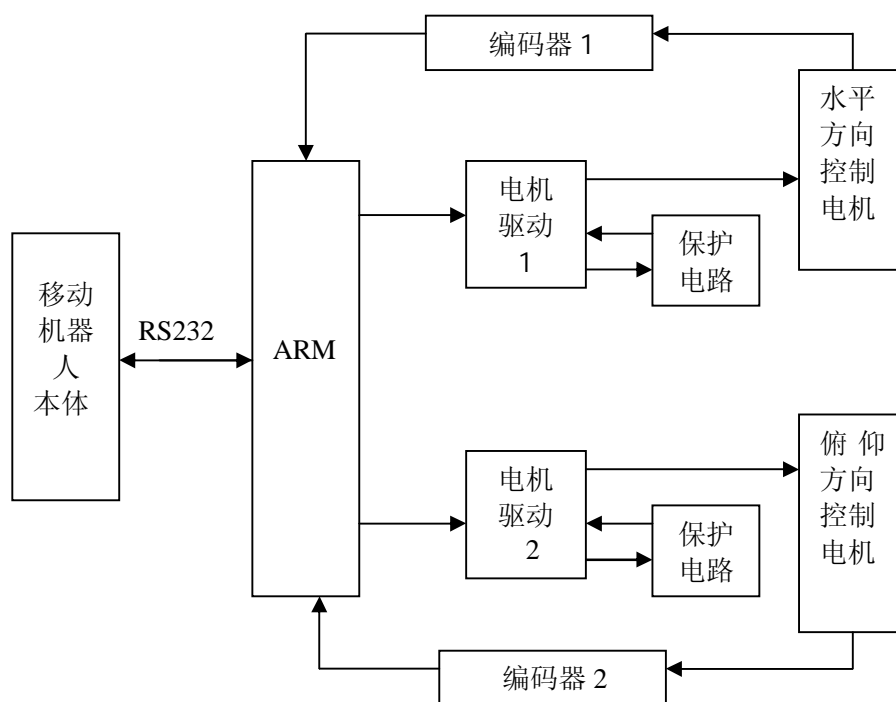


图 4.1 云台控制系统框图

由图4.1可见，控制驱动一体化二自由度机器人云台共有两个微型直流电机，一个电机控制云台的水平旋转，另一个电机控制云台的俯仰旋转。在控制结构上，采用以ARM芯片为核心的控制驱动一体化电路，两组光电编码器作为速度和位置检测传感器，形成位置、速度闭环控制回路。

从云台功能实现方式来分析，由上位机（移动机器人）发出指令使ARM芯片产生PWM波控制电机的转速，改变PWM波的占空比即可实现电机无级调速；光电编码器将电机旋转的角度和速度转变为脉冲信号，反馈回ARM的正交编码脉冲单元，ARM收集反馈回的脉

冲信号并与给定的位置和速度的期望值相比较，以实现双闭环，从而可以在水平和俯仰两个方向精确地进行速度控制和定位；通过电机驱动芯片采集电机堵转电流，转化为电压信号，并通过电压比较器反馈回电机驱动芯片以实现过流保护；在开机时，通过比较云台断电时的位置与零位置的位置差，由ARM发出指令使云台运动到零位置。因此，本控制驱动一体化二自由度机器人云台具有开机自检复位和过流保护功能、防止误操作及工作过程中的意外损坏等功能。

4.2 硬件设计

STM32F103ZET6 是可以为高性能数字伺服电机提供先进、可靠、高效的信号处理与控制的硬件。STM32F103ZET6 集高速运算与面向电动机的高效控制能力于一体，可以用软件取代模拟器件，方便地修改控制策略和控制参数，兼具故障检测、自诊断和上位机管理与通信功能。STM32F103ZET6包括数模转换器、同步串行外设接口、异步串口通信接口、PWM控制的管理器，其PWM波形生产单元包括可编程死区控制，可输出非对称PWM波形、对称PWM波形和空间矢量SVP-VM波形。另外，STM32F103ZET6也提供通过外围接口进行操作的输入输出端口。STM32F103ZET6使用了一个外围设备总线以支持对大量外设的可选性，外围设备总线用数据总线寻址，并通过一个特殊的模块与数据总线连接，可以对所有的外围设备寄存器进行操作。

对于每个事件管理器模块来说，与比较单元相关的PWM电路能够产生六路带可编程死区和输出极性的PWM输出。由于EVA和EVB有相同的外设寄存器、定时器、比较单元以及功能相同的捕获单元，只是定时器和各单元的名称不同。EVA模块PWM输出电路的功能结构如图5-1所示^[61]。它包括如下的功能单元：非对称 / 对称波形发生器、可编程的死区单元 DBU、输出逻辑、空间矢量（SV）PWM状态，模块PWM输出电路的功能结构如图4.2所示。

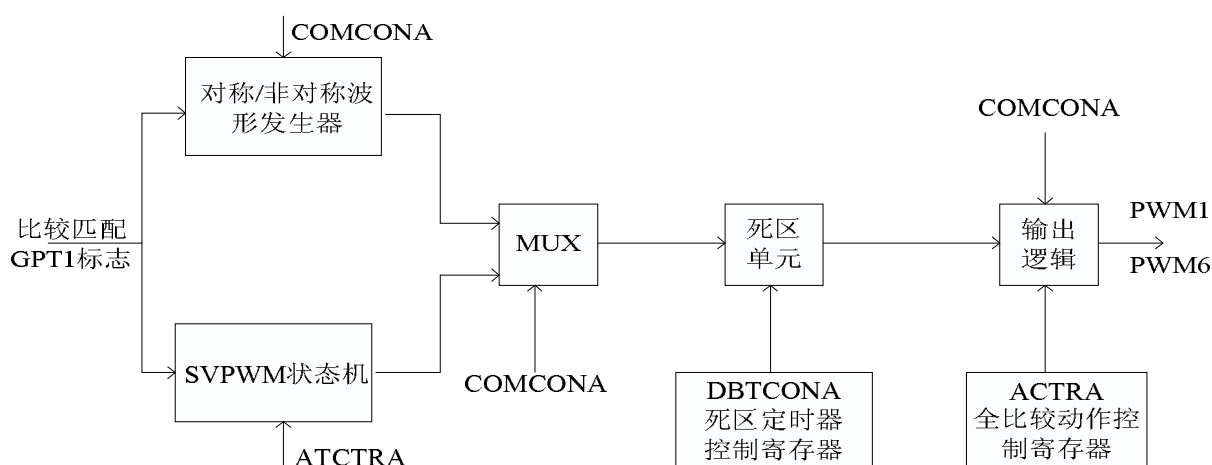


图4.2 PWM电路功能结构图

基于STM32F103ZET6 ARM的无刷直流伺服电动机驱动控制系统的硬件如图4.3所示，主要包括电源模块、功率驱动模块、传感电路、保护电路、换向电路及通信电路等。

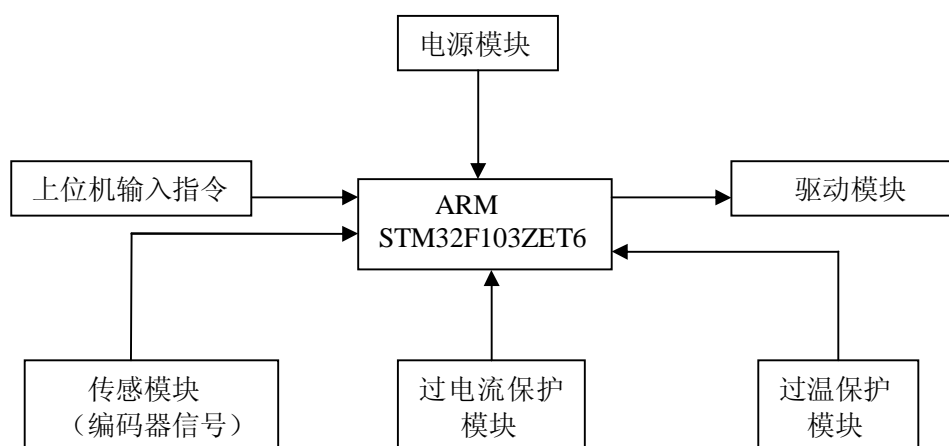


图4.3 数字控制器电路结构图

4.3 电源模块

供电电源的稳定性直接影响到整个控制系统的稳定性，所以输出低纹波、高性能的供电系统是非常有必要的。本系统中需要多个供电电源，如核心的ARM芯片供电电压为3.3V，驱动芯片供电电压为12V，串口模块和比较器模块供电电压需要5V，控制MOSRET的电压需要24V,然而整个电路中只有一个24V供电接口，这就需要进行电压转换，本电路将24V直流电源通过一系列的转换，转化成+12V、+5V、+3.3V直流稳压电源，如图4.4、4.5、4.6、4.7所示：

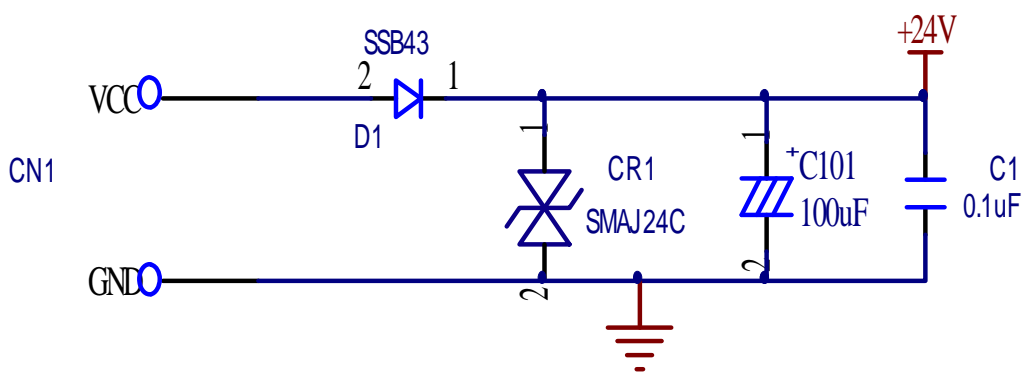


图4.4 电源滤波模块

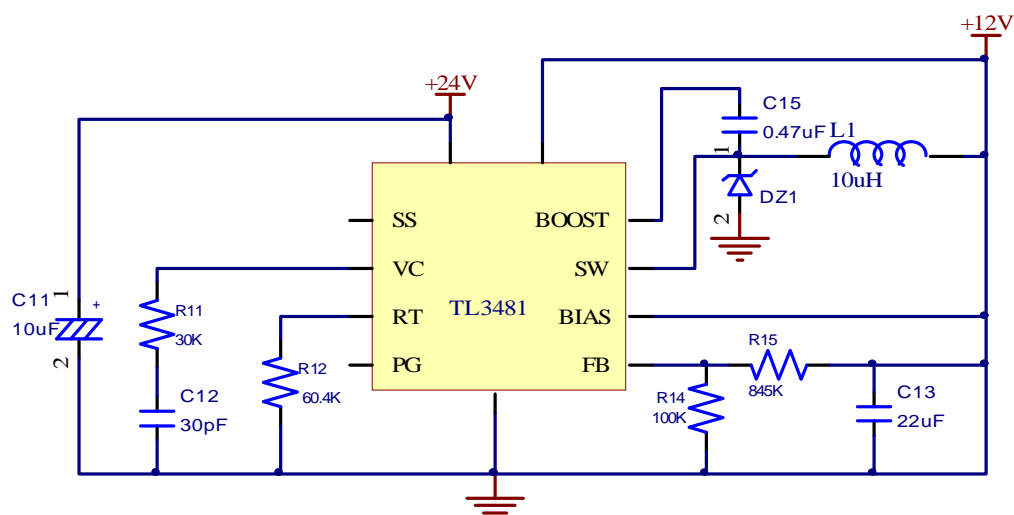


图4.5 +12V电源转化模块

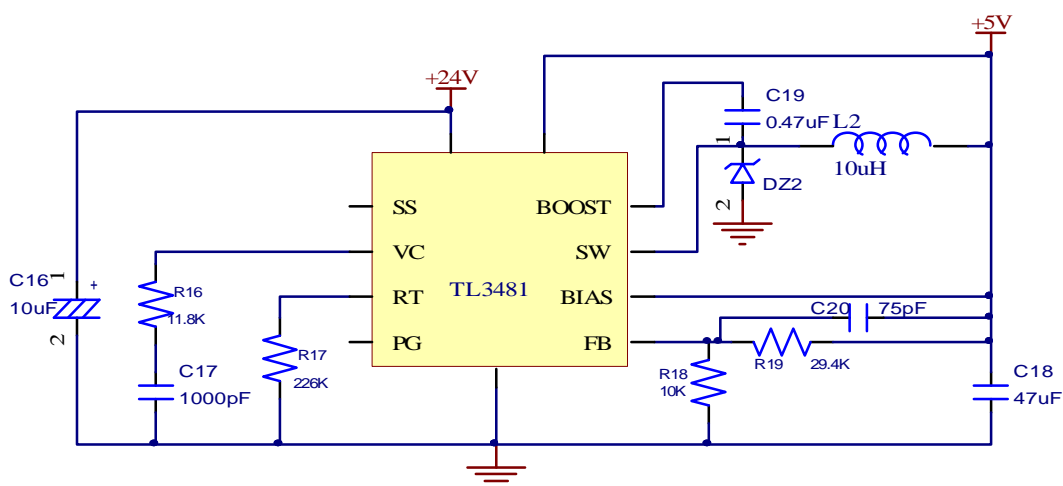


图 4.6 +5V电源转换模块

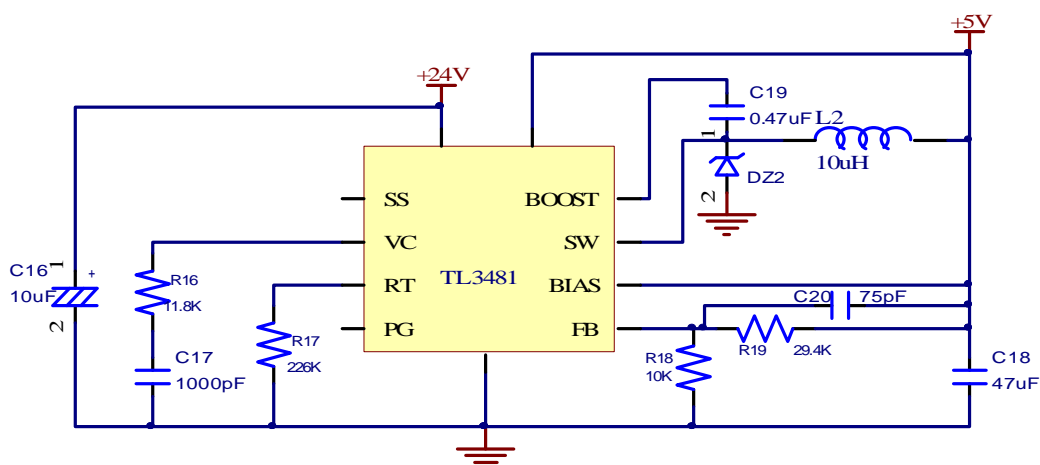


图4.7 +3.3V电源转化模块

选用DC/DC稳压模块将24V电压转化为一系列的电压，这两款芯片的优点在于内部集成闭环控制系统，能输出纹波少、功率大、稳定的直流电压，并且它受外部输入的影响小，比一般的三段稳压电路更具有稳定性。运用过程中散热效果比一般芯片要好，在实际运用中取得了很好的效果，它为整个系统提供了很稳定的供电。

4.4 温度检测部分

在温度过高的环境下工作，它会导致一些芯片的寿命降低，会使内部集成的原件烧毁，甚至发生短路现象。并且对电机的绝缘材料影响很大，温度过高会使绝缘层老化，甚至导致绝缘层破坏。因此我们要对整个电路的温度做一定的限制，图4.8是过热报流程图。



图4.8 过热保护流程图

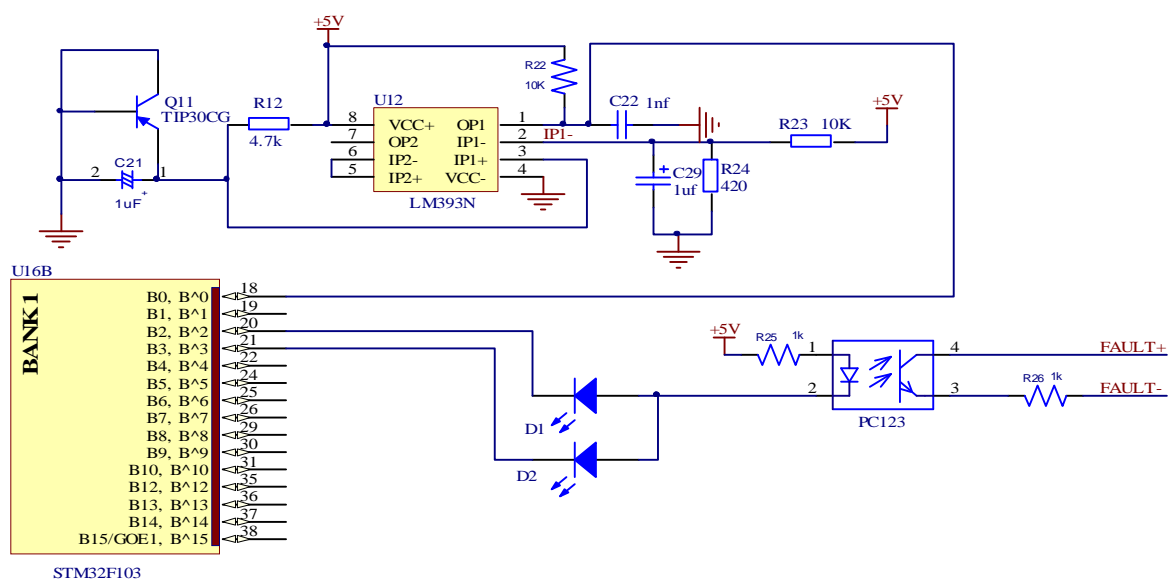


图4.9 过热报警电路图

电路正常工作时，TIP30CG截止，ARM芯片的第20管脚输出高电平，D1不光。当温度过高时，TIP32CG导通，ARMA芯片的第20管脚就会输出低电平，D1发光，并通过光耦把信息传递出去。图4.9电路实现简单，并且能实时监测到电路温度的变化，在整个电路中起到了很重要的作用。

4.5 过流保护

虽然驱动电路使用了控制性能良好的电机驱动芯片，但是当电机被堵转的时候，会产生持续大电流。在这种情况下，电机如果仍然在零转速下提供最大的转矩，必然导致系统崩溃，因此必须设置过流保护环节来保护电机和相关开关器件^[12]。图 4.10 为电流保护的流程图。



图4.10 过流保护流程图

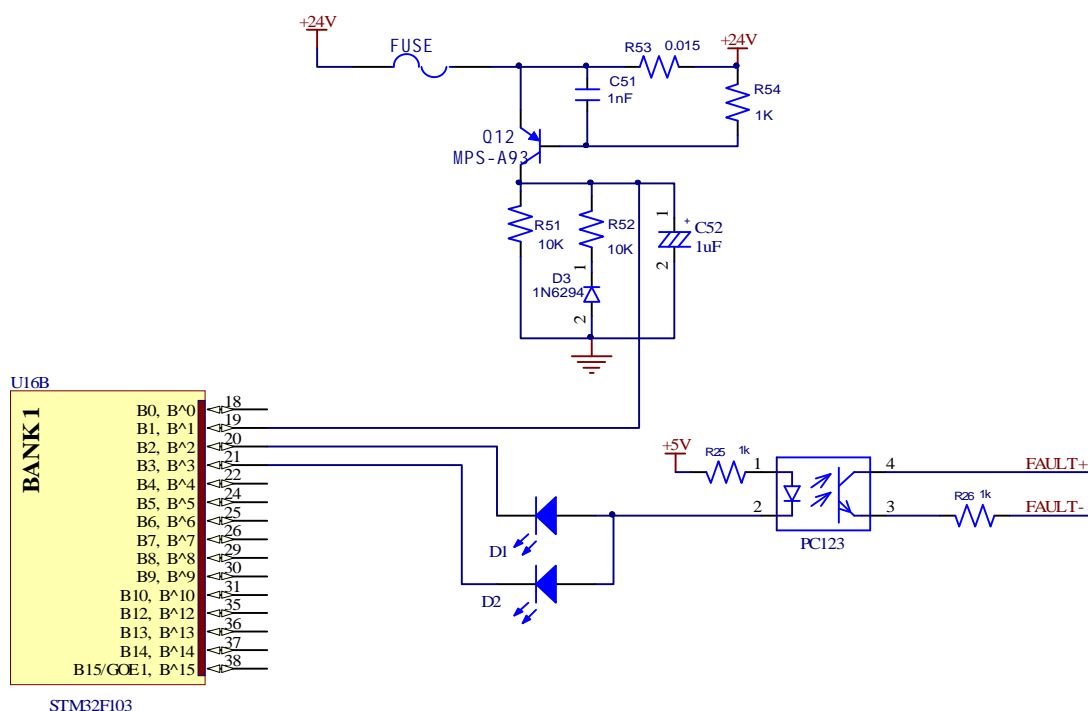


图4.11 过流保护原理图

电机正常运转时，MPS-A93 截止，ARM 芯片的第 21 管脚输出高电平，D2 不发光，短路时，电路中瞬间通过较大电流，MPS-A93 导通，ARM 的第 21 管脚输出低电平，D2 发光报警，并通过光耦提示有短路发生。同时降低主电压，使功率桥电路断开，保护功率桥电路。图 4.11 过流保护电路具有检测、处理的作用，在检测保护电机的同时也通过主芯片用软件控制电动机的启动和停止。

4.6 电机驱动电路设计

本节中主要介绍以ARM为核心的处理器控制电机转向和速度。

直流伺服电机采用脉宽调制信号来控制转速，脉宽调制信号由 ARM 芯片来发生，由于处理器和执行电机的工作电压不同，ARM 芯片所发生的脉宽调制信号并不能直接用来驱动执行电机，必须在两者中间加上电机驱动电路^[1]。我们选用两个 IR2106 升压泵和四个 MOSFET 来驱动直流伺服电机，取代了传统的集成芯片。它的好处是可以承受很大的电流，并且电路容易控制。图 4.12、4.13 分别为驱动流程图和驱动原理图。



图 4.12 驱动流程图

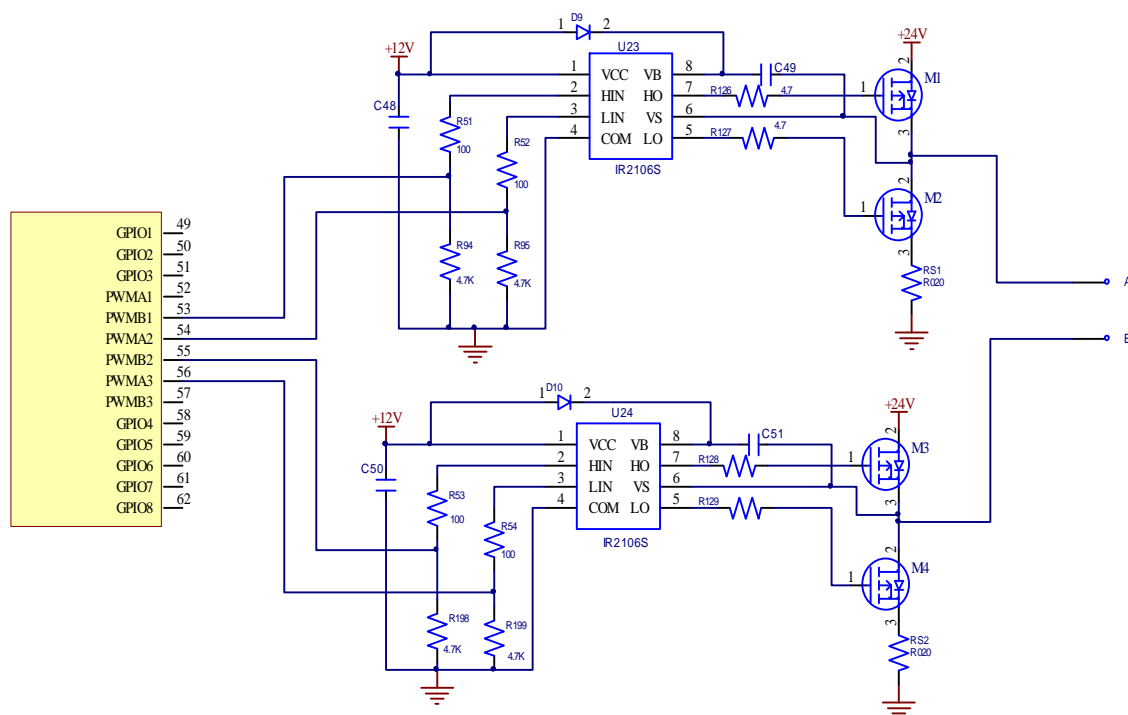


图 4.13 电机驱动原理图

我们通过改变 PWM 波形的占空比，控制斩波输出电压，实现电动机调速控制。通过改变 4 路脉冲的时序，实现电动机的转向。IR2106 芯片在电路中起到升压作用。VCC、COM 是给 6 路脉冲信号和 LO（输出低电平）供电的。VB、VS 是给 HO（输出高电平）供电的。其中 VS 是电路反馈回来的电压，它的电压与 MOSFET 的三管脚电压相等， $VB=VS+10$ 。电机工作时，通过 4 个 MOSFET 两两导通，产生旋转电流控制电机运转。同一组的 MOSFET 不能同时导通，否则会引起短路现象。由于 IR2106 的输出端 LIN、HIN 是 PWM 斩波信号。因此，IR2106 的第 6 管脚 VS 反馈回来的电压是 HIGH 值为 24V、LOW 值为 0V 类似方波的信号，VB 管脚输出的电压是 HIGH 值为 34V、LOW 值为 10V 类似方波的信号。HO 输出的是 HIGH 值为 34V、LOW 值为 0V 类似 HIN 的斩波信号，LO 输出的是 HIGH 值为 12V、LOW 值为 0V 类似 LIN 的斩波信号。IR2106 主要作用是使 MOSFET 的栅极和漏极之间的电压稳定在某个范围，可提高电机运转时的平稳性。同时也避免 MOSFET 源极电压过高时烧坏 MOSFET 管。VCC 和 COM 之间的电容起到滤波作用，能得到光滑平稳的波形。图 4.13 电路可通过外部的使能信号、正反转信号、调转速信号方便地控制电机的运转。本电路稳定性好，驱动功率大、安全可靠、实现方便。

4.7 ARM 芯片的外围电路

在选取了芯片以后，就应该扩展其外围设备，该 ARM 芯片有高性能指令和高指令效率，并且能进行快速运算处理。因此，在软件编程上可以加入大量算法来精确控制电机的运行，保证高精度，低噪音，低振动等特点。该芯片具有自动复位功能，通过电阻将 RESET 引脚连接 VCC，当 VCC 上升时，上电复位功能有效，并且引脚、CPU 和 SFR 将初始化。该芯片电压监视功能，当 VCC 引脚的输入电压低于或大于某已设定值时，引脚、CPU 和 SFR 将

被初始化。该芯片具有内部高速振荡器和外接晶震两种功能，这里选用的是内部高速震荡功能。由于ARM要进行大量的算法运算，以免存储空间不够，我们在外围扩展了外面存储器，我们选用的芯片是ATLH944，此芯片价格便宜，存储量大，电路图如图4.14所示。

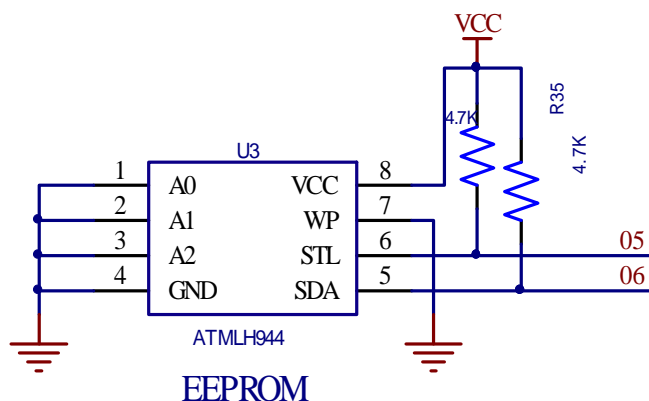


图4.14 外部存储器

4.8 传感电路设计

在云台运动控制系统中，主要采用了两种传感器：限位开关、增量式光电旋转编码器。下面分别进行介绍。

(1) 限位开关

限位开关又称为行程开关，就是用以限定机械设备的运动极限位置的电气开关，用以控制机构行程、进行终端限位保护，分为接触式的和非接触式。限位开关的作用原理与按钮类似，即根据运动部件的行程位置而切换电路的电器。由于机械的惯性运动，这种行程开关有一定的“超行程”以保护开关不受损坏。在本方案中应用的是比较直观的接触式限位开关，将限位开关安装在预先确定的极限位置，当安装于运动部件上的模块撞击到固定的行程开关时，切断或改变控制电路，机构就停止运行或改变运行。在限位的同时还使俯仰机构具有了一定的保护功能。

(2) 增量式光电旋转编码器

本方案采用的光电增量式编码器主要用于检测驱动电机的速度、位置信息。在一定的伺服周期里，DSP通过累计编码器A、B相输出的正交脉冲数，可得到电机的速度值；与已有的位置信息相比较可以知道云台的空间位置；通过由A、B两项脉冲的先后顺序（即A、B相的相位差），可判断电机运行的方向。其接口电路设计原理图如图4.15所示。

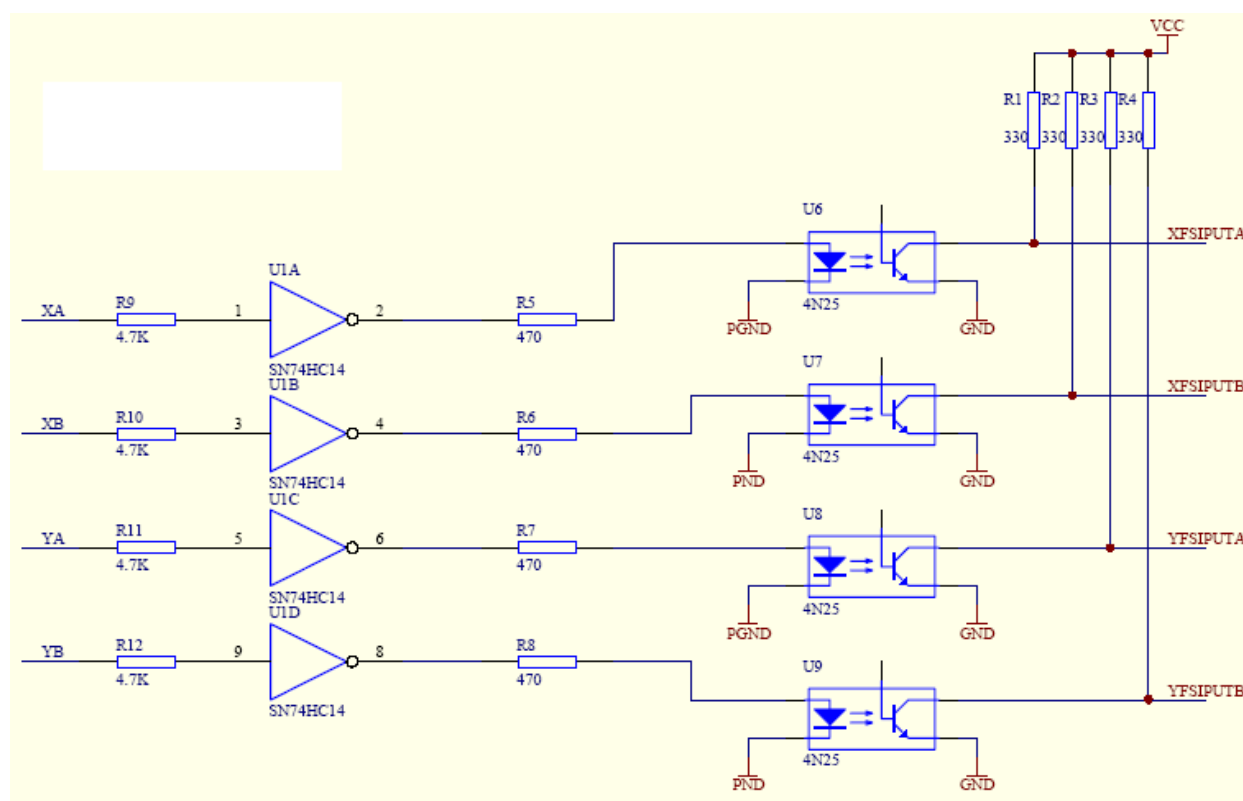


图 4.15 编码器采集电路原理图

4.9 串口通讯单元设计

为了实现人机一体化，在硬件设计时，应该将云台当前运动的信息传递给上位机，我们需要扩展它的通讯模块。这里选用很常见的通讯模式RS232通讯接口。

由于云台系统对实时性的要求非常高，所以在硬件设计时，为了使云台接收来自移动机器人的命令数据帧，并且将云台的当前信息反馈给移动机器人，经过各种通讯方式比较之后选择了RS232（ANSI/EIA-232标准）串口通讯模式。

ARM的串口是CMOS电平，需要设计电平转换电路将CMOS电平转化为RS232电平。这里选用MAXIM公司出品的MAX232芯片来实现电平转换，其接口电路简单、方便，只需要“发送”、“接收”和地三路信号就可以实现与上位机通信。

根据上述原理所设计的串口通讯电路如图4.16所示。6N137上升下降时间比较短，约为50ns，适宜于用来做逻辑电平转换；MAX232用来将TIA/EIA-232-F电平和5-V TTL/CMOS电平相互转化。由连接在DB9接口上的电缆将数据发送到移动机器人上位机的主控制单元上去。

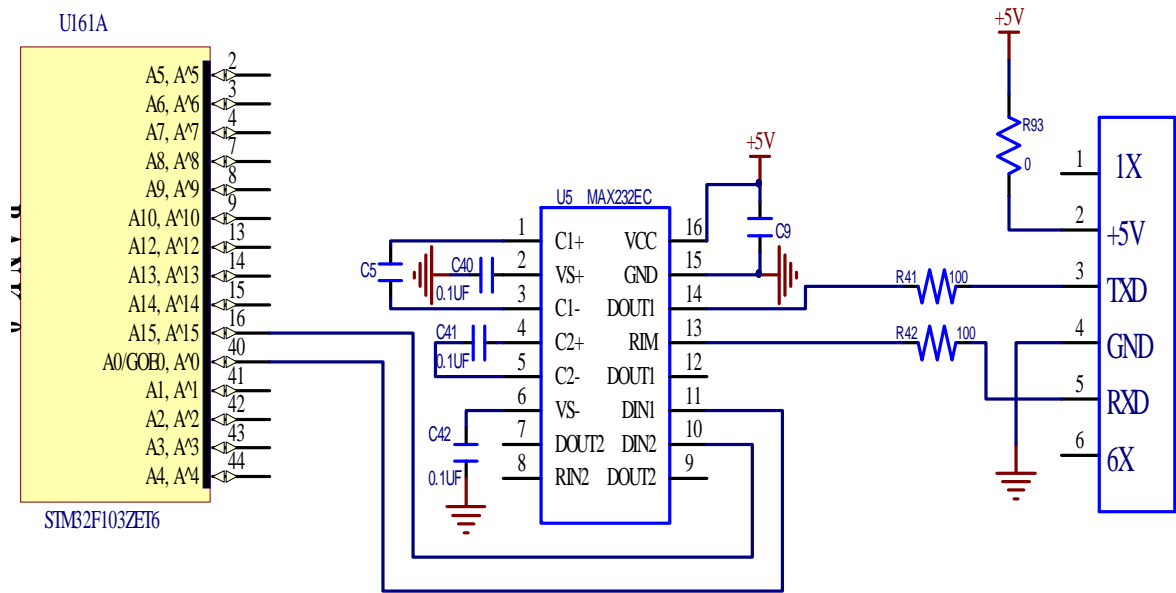


图4.16 RS232通讯电路

4.10 抗干扰设计

干扰可以沿各种途径混入ARM系统，也可以以场的形式从空间侵入ARM系统。干扰叠加在输入信号上，使数据采集误差增大，特别在前向通道的传感器接口是小电压信号输入时，此现象会更加严重。如果叠加在输出系统，使各输出信号混乱，不能正常反应ARM系统的真实输出量，导致一系列严重后果。如果干扰混入ARM系统的内核，就会使三总线上的数字信号错乱，程序运行失常，内部程序指针错乱，控制状态失灵，ARM中数据被修改；更严重的会导致死机，使系统完全崩溃。

本节主要采用硬件滤波。RC低通滤波器可以大大削弱各类高频干扰信号（如各类“毛刺”干扰），滤波电容如图4.17所示。

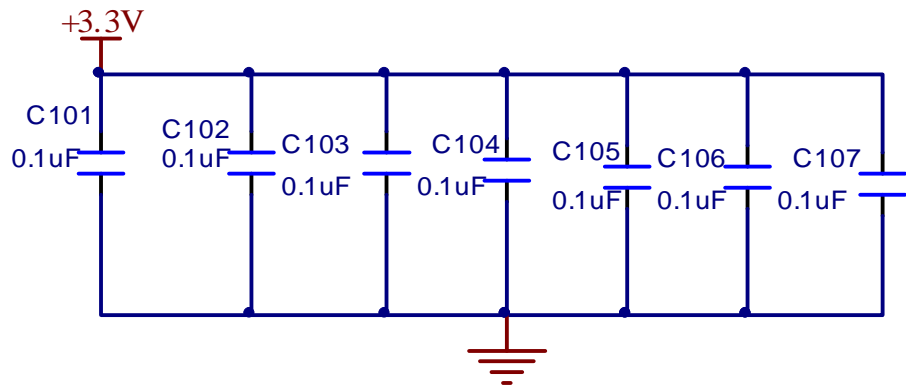


图4.17 滤波电容

4.12 小结

本章的主要工作是云台运动控制系统的硬件开发与实现。并且也分别介绍了伺服电机

驱动电路的原理、多路供电电路的设计与实现、ARM外围的扩展、光电传感器电路以及串口通讯电路。

第五章 带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器设计及参数优化设计

在工业实际中,模糊控制技术已经得到了广泛的应用。模糊自动控制是以模糊集合论、模糊语言变量及模糊逻辑推理为基础的一种计算机数字控制,是智能控制的一个主要组成部分。在模糊自动控制系统中,模糊控制器占有举足轻重的作用,控制器的性能决定了整个控制系统的控制效果,设计和调整模糊控制器的工作因此显得愈发重要。

模糊控制器的设计主要包括以下几项内容:

- (1) 确定模糊控制器的输入变量和输出变量;
- (2) 设计模糊控制器的控制规则;
- (3) 确定模糊化和解模糊化的方法;
- (4) 编制模糊控制算法的应用程序。

在设计一个完整的模糊控制系统的过程中,(1)、(2)、(3)在理论设计阶段完成,经过仿真试验通过后,通过(4)将其应用到实际控制过程中。

近年来国内外学者将对模糊控制器研究的重点放在两方面。一方面是模糊控制器的系统化设计方法,希望能找到像设计传统控制器那样的系统化设计方法;另一方面,他们还进行模糊控制器自调节、自组织优化设计方法的研究,希望通过动态调整模糊控制规则、隶属度函数、比例因子和量化因子的方法,实现模糊控制器的智能化设计。从而,模糊控制器的设计可以概括为三种方法,联接主义方法、直接优化方法和非线性系统分析设计方法。因此,对于模糊控制器优化设计方法的研究不仅具有理论意义,也有工程上的实际意义。

本章首先综合模糊控制器、PID控制器和智能权函数各自的优势,设计了一种带时变修正权函数FUZZY-PID控制器,并详细说明了该控制器各个模块中需要确定的参数。其次介绍了模拟退火算法的基本原理,并在此基础之上给出了一种改进的模拟退火算法。基于这种模拟退火算法,提出了对带时变修正权函数FUZZY-PID控制器参数的组合优化设计方法。最后介绍了黄金分割法的基本原理,并提出了对带时变修正权函数FUZZY-PID控制器参数的在线优化设计方法。

5.1 带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器设计

5.1.1 模糊控制器的基本结构

自从英国科学家Mamdani 和Assilian首次将模糊理论应用于蒸气机控制,就揭开了模糊理论在控制领域应用的新篇章。模糊控制器的基本框图如图5.1所示。

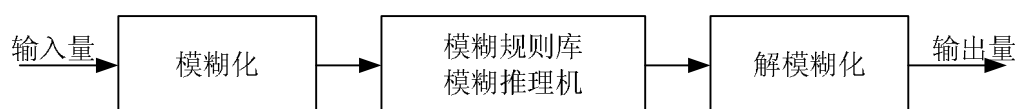


图 5.1 模糊控制器结构

模糊化过程将确定的真值变量映射为模糊集合中的模糊量;解模糊化过程将模糊集合

中的模糊量映射为确定的真值变量；模糊规则库总结了专家的知识，由若干“IF-THEN”规则构成；模糊推理机在模糊逻辑规则的基础上，利用这些模糊“IF-THEN”规则来决定如何将输入论域上的模糊集合与输出论域上的模糊集合对应起来。

5.1.2 模糊化及其参数

因为模糊控制器的输入是与工程中各种实际情况相联系的真值变量，因此需要通过模糊化将这些代表各种信号的真值变量映射为模糊集合中的模糊量，从而实现基于模糊规则集合的推理过程。

一般情况下，设精确量 x 的变化范围为 $[a, b]$ ，要将其转换为 $[n, -n]$ 区间的离散量 y （模糊量），其中 n 为不小于 2 的正整数，可以使用下面的变换公式：

$$\frac{y}{x - \frac{a+b}{2}} = \frac{2n}{b-a} \quad (5.1)$$

从而有

$$y = \frac{2n}{b-a} \left(x - \frac{a+b}{2} \right) \quad (5.2)$$

通常为了设计方便，将输入精确量的变化区间定义为以 0 为中心的对称区间，即 $a = -b$ ，这样，式（5.2）就可以化简为

$$y = K \cdot x \quad (5.3)$$

式中 K 称为量化因子。

具体来说，设模糊控制器的输入量为误差 e 和误差的变化 ec ，其对应的模糊量为 E 和 EC ，误差和误差变化的量化因子分别为 K_e 和 K_{ec} ，则变换公式为

$$E = K_e \cdot e \quad (5.4)$$

$$EC = K_{ec} \cdot \Delta e \quad (5.5)$$

式中 K_e 和 K_{ec} 就分别是误差和误差变化的量化因子。量化因子 K_e 和 K_{ec} 的大小对控制系统的动态性能影响很大。 K_e 选的较大时，系统的超调也较大，过渡过程较长。这一点不难理解，因为从理论上讲， K_e 增大，相当于缩小了误差的基本论域，增大了误差变量的控制作用，因此导致上升时间变短，但由于出现超调，使得系统的过渡过程变长。 K_{ec} 选择较大时，超调量减小， K_{ec} 选择越大系统超调越小，但系统的响应速度变慢，它对超调的抑制作用十分明显。与此同时，还应该注意，量化因子 K_e 和 K_{ec} 的大小意味着对输入变量误差和误差变化的不同加权程度，由于误差和误差变化两者之间相互影响，因此它们的量化因子之间也存在着相互影响。

5.1.3 模糊控制规则及其参数

对于模糊控制器来说，其模糊控制规则是设计中最重要的一部分。对于采用 IF-THEN 形式

控制规则的模糊控制器，设计时一旦确定了模糊控制规则，在控制过程中无论对象是否发生变化，控制规则不能修改。由于这个原因，使得采用这种形式控制规则的模糊控制器在控制时变的，非线性的复杂系统时，不是总能得到良好的控制效果。

改变控制规则的解析描述方法中的调整因子 a ，就能起到改变控制规则的作用。本文给出了时变修正函数 $a(e, g)$ ，根据系统的误差 e 的大小，可以在控制过程中动态的确定 a 的大小。本章设计的模糊控制器，其控制规则采用基于时变修正函数的解析描述模糊控制规则，则可以根据对象的状态调整控制量的大小，从而起到动态改变控制规则的作用。

对于时变修正函数 $a(e, g)$ 中的加权因子 g ，是需要根据被控对象来确定的，这个加权因子，就是本章设计的模糊控制器的控制规则中需要确定的参数。

5.1.4 解模糊化及其参数

在控制过程中，输入量的模糊集合经过模糊推理后输出到被控对象，输出量是控制量的一个模糊子集。它是一个模糊量，不能直接控制被控对象，还需要采取合理的方法将模糊量转换为精确量，以便更好的发挥出模糊推理结果的决策效果，把模糊量转换为精确量的过程称为解模糊化。

与输入模糊化类似，解模糊化也可以通过类似于式 (5.3) 的变换公式来完成，设通过模糊控制算法得到的控制量为 ΔU ，而根据此模糊量得到的输出变量的精确值为 u ，则变换公式为

$$u = K_u \cdot \Delta U \quad (5.6)$$

式中 K_u 即为比例因子。

在模糊控制器的设计过程中，输出到被控对象上的控制量是根据式 (5.6) 得到的，通常有两种方法来表示这种变换，用离散形式表示如下：

$$u(k+1) = K_u \cdot \Delta U(k+1) \quad (5.7)$$

$$u(k+1) = u(k) + K_u \cdot \Delta U(k+1) \quad (5.8)$$

在实际使用中，这二者都有其优缺点。

总的来说，使用式 (5.7) 计算控制量 u 的模糊控制器，在暂态时响应速度快，但是在接近稳态时，误差和误差变化的精确值都很小，因量化等级有限，经过模糊化以及模糊推理后，得到的控制量 ΔU 很小，甚至可能为零。因此在稳态时，系统可能会出现静差和振荡。

而使用式 (5.8) 计算控制量 u 的模糊控制器，其稳态性能好。但是由于使用积分形式来得到控制量，因此上升时间和调节时间都较长，响应速度慢。

为了使系统暂态响应快，稳态超调小，没有静差和振荡，可以将上述两种方法结合起来，使用下式计算控制量 u 的大小。

$$u(k+1) = K_{u1} \cdot \Delta U(k+1) + K_{u2} \cdot \sum_{i=1}^k \Delta U(i) \quad (5.9)$$

式中 $K_{u1} \cdot \Delta U$ 项保证了系统在暂态时响应迅速；在稳态时，即使 ΔU 为零，由于 $K_{u2} \cdot \sum \Delta U$ 的积分作用，使得系统响应不会出现静差和振荡。

结合PID控制的优势，可以在控制器内部加入积分作用，即构成带积分环节的模糊控制器，一般可采用下图5.2所示的几种方法：

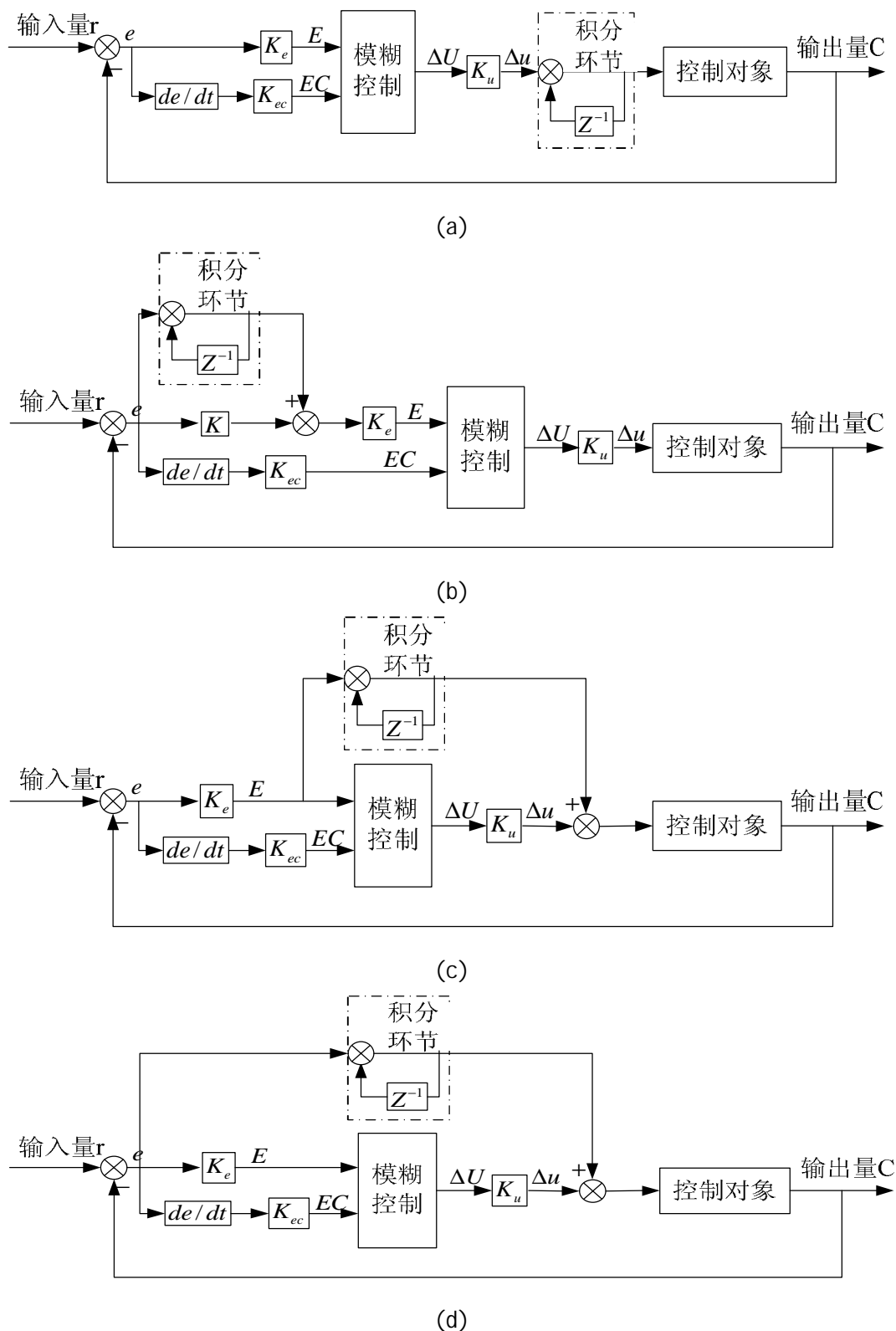


图5.2 带积分环节的模糊控制器

图5.2(a)方法在模糊控制器输出处串入积分器,这样能消除系统的大偏差,但由于连续量在量化时通常是以四舍五入归档的,模糊控制器输入前的这种量化作用,使得控制器对输入偏差有个不灵敏区(死区)。而且积分器的输入是控制表查询值,控制器输出是一个不连续的量,不能完全消除系统余差,因而存在恒定的稳态静差。如果控制规则表是一个“偏心”的控制表(即在 $E=0, EC=0$ 处 $\Delta u \neq 0$),则此时积分作用会使系统不稳定,有此种控制查询表的系统不宜采用上述的积分方法。

图5.2(b)方法在控制器输入处接入积分器,对连续的偏差量 e 进行积分,然后与 $K \cdot e$ 相加再进行量化作为查询表的 E 输入。此结构在一定程度上可降低系统的大余差,但由于偏差 e 量化后存在一定的死区,故控制器会出现暂时的不灵敏。但只要 $e \neq 0$,积分作用就会使 E 不断变化,直到进入 E 的下一个档量,控制器输出即发生阶跃变化。同样由于控制器的输出是一个不连续的量,这种方法也不能完全消除余差。

图5.2(c)方法对偏差信号进行“模糊值”积分,由于积分器输入是误差论域 E 中的元素,是一种阶跃型的模糊量。由于量化时不灵敏区的作用,也可能使系统最终存在恒定余差。

图5.2(d)方法对连续偏差积分后并联到输出处,积分器完全与模糊控制器并联。由于积分器的输入量是连续的变化量 e ,所以,只要系统存在偏差,则此时积分作用将不断修正模糊控制器的输出,这种混合控制方式将PID控制分解为模糊PD控制器和传统的积分控制器,控制器的输出等于两个分量之和。由于积分的恰当引入,可减少了零点附近的摆动,只要积分系数选择合适、就可以消除系统的余差和扰动带来的稳态偏差。实验表明在等速运动指令输入时,响应速度快,系统稳态无余差,精度高。不足之处是在升降速过程中会出现恒定的跟随误差。

则采用图5.2(d)的方法后,式(5.8)加入积分项后变为:

$$u(k+1) = u(k) + K_{u1} \cdot \Delta U(k+1) + K_{u2} \cdot e(k+1) \quad (5.10)$$

本章设计的这种带时变修正权函数FUZZY-PID控制器,综合了模糊控制器、PID控制器和智能权函数各自的优势,可直接实时计算结果输出控制量,无需确定模糊变量的隶属函数和控制规则表,从而节约大量存储空间。另外算法简单,其运算量相当于常规的PID算法,但性能优于积分分离PI,以及带智能权函数的常规模糊控制系统。

5.2 带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器的参数优化设计

5.2.1 基于模拟退火算法的参数组合优化设计

模拟退火算法的基本思想源于统计力学中对金属退火过程的研究。当金属高温熔化时,所有原子都处于高能自由运动状态,随着温度的降低,原子的自由运动减弱,只要在凝结温度附近,使温度下降足够慢,则原子排列就越来越规则,最终形成结晶,这一过程称为退火过程。模拟退火算法在某一初温下伴随着退火过程,结合概率突跳特性在解空间中随机寻找目标函数的全局最优解。

简单而言, 物理退火过程由以下三部分组成:

- (1) 加温过程。其目的是增强粒子的热运动, 使其偏离平衡位置。当温度足够高时, 固体将熔解为液体, 从而消除系统原先可能存在的非均匀状态, 使随后进行的冷却过程以某一平衡态为起点。熔解过程与系统的熵增加过程相联系, 系统能量也随温度的升高而增大。
- (2) 等温过程。对于与周围环境进行交换热量而温度不变的封闭系统, 系统状态的自发变化总是朝自由能减少的方向进行, 当自由能达到最小时, 系统达到平衡态。
- (3) 冷却过程。其目的是使粒子的热运动减弱并渐趋有序, 系统能量逐渐下降, 从而得到低能量的晶体结构。

固体在恒定温度下达到热平衡的过程可以用蒙特卡洛 (Monte Carlo) 方法进行模拟。蒙特卡洛 (Monte Carlo) 方法的特点是算法简单, 但必须大量采样才能得到比较精确的结果, 因而计算量很大。

从物理系统倾向于能量较低的状态, 而热运动又妨碍它准确落入最低态的物理现象出发, 采样时着重取那些有重要贡献的状态, 则可以较快的达到较好的结果。因此, Metropolis 等在1953年提出了重要性采样法, 即以概率接受新状态。

具体来说, 给定以粒子相对位置表征的初始状态 i , 作为固体的当前状态, 该状态的能量是 E_i , 然后用摄动装置使随机选取的某个粒子的位移随机地产生一个微小变化, 得到一个新状态 j , 新状态的能量是 E_j 。如果 $E_j < E_i$, 则该新状态就作为“重要”状态; 反之, 则考虑热运动的影响, 依据固体处于该状态的概率来判断其是否为“重要”状态, 固体处于状态 i 和 j 的概率的比值等于相应 Boltzmann 因子的比值, 即

$$p_r = e^{-\frac{E_j - E_i}{k \cdot T}} \quad (5.11)$$

p_r 是一个小于1的数, k 为 Boltzmann 常数。用随机数发生器产生一个 $[0,1]$ 区间的随机数 x , 若 $p_r > x$, 则新状态 j 为重要状态, 否则舍去。

若新状态 j 为重要状态, 就以 j 取代 i 成为当前状态, 否则仍以 i 为当前状态。当这种过程多次重复, 即经过大量迁移 (固体状态的变换称为迁移) 后, 系统将趋于能量较低的平衡态。同时, 这种重要性采样过程在高温下可接受与当前状态能量差别较大的新状态, 而在低温下基本只接受与当前能量差较小的新状态, 这与不同温度下热运动的影响完全一致, 而且当温度趋于零时, 就不能接受比当前状态能量高的新状态。这种接受准则通常称为 Metropolis 准则, 它的计算量相对蒙特卡洛 (Monte Carlo) 方法要显著减少。

5.2.1.1 模拟退火算法的基本思想和步骤

通常来说, 组合优化问题即寻找最优解 s^* , 使得任取 $s_i \in \Omega$, $C(s^*) = \min C(s_i)$, 其中 $\Omega = \{s_1, s_2, s_3, \mathbf{K}, s_n\}$, 为所有状态构成的解空间, $C(s_i)$ 为状态 s_i 对应的目标函数值。设组合优化问题的一个解 s_i 及其目标函数 $C(s_i)$ 分别与固体的一个微观状态 i 及其能量 E_i 等价,

并用控制参数 T 类比温度, 让 T 从一个足够高的值慢慢下降, 对于每个 T , 用 Metropolis 抽样法在计算机上模拟该固体在此 T 下的热平衡状态。即对当前状态 s 作随机扰动产生一个新状态 s' , 计算增量 $\Delta C = C(s') - C(s)$, 并以概率 $e^{(-\Delta C/kT)}$ 接受 s' 作为新的当前状态。当重复地如此随机扰动足够多次后, 各状态 s_i 出现为当前状态的概率将服从 Boltzmann 分布, 即

$$f = \frac{e^{-C(s_i)/kT}}{\sum_i e^{-C(s_i)/kT}} \quad (5.12)$$

若 T 下降的足够慢, 且 $T \rightarrow 0$, 则由上式可见, 当前状态将是具有最小 $C(s_i)$ 的状态。

将上述思想写成算法形式, 将包括 Metropolis 抽样算法和退火过程实现算法两部分。

(1) 退火过程实现算法

步一: 任选一初始状态 s_0 作为初始的当前解 $s(0)$, 设初始温度为 T_0 , 并令 $t = 0$ 。

步二: 令 $T = T_i$, 调用 Metropolis 抽样算法, 并将 T 和 $s(i)$ 的值传递给抽样算法, 返回其最后所得到的当前解 s 作为本算法的当前解 $s(i) = s$ 。

步三: 按一定方式将 T 降温, 即 $T = T_{i+1}$, $T_{i+1} < T_i$, $i = i + 1$ 。

步四: 检查退火过程是否基本结束, 是, 转步五, 否则转步二。

步五: 以当前解 $s(i)$ 作为最优解输出, 停止, 结束。

(2) Metropolis 抽样算法

对于退火过程实现算法调用 Metropolis 抽样算法时传递过来的参数 s 和 T , 进行以下操作。

步一: 令 $k = 0$ 时的当前解为 $s(0) = s$, 在 T 下进行以下各步。

步二: 按某一规定的方式根据当前解 $s(k)$ 所处的状态 s , 产生一个近邻子集 $N(s(k)) \subset S$, $N(s(k)) \neq \{0\}$, (它可以包括 s , 也可以不包括 s), 由 $N(s(k))$ 随机的得到一个新的状态 s' 作为下一个当前解的候选解, 且计算

$$\Delta C = C(s') - C(s(k))$$

步三: 若 $\Delta C < 0$, 则接受 s' 为下一个当前解, 若 $\Delta C \geq 0$, 则按概率 $e^{(-\Delta C/kT)}$ 接受 s' 为一个当前解。若 s' 被接受, 则令 $s(k+1) = s'$, 否则令 $s(k+1) = s(k)$ 。

步四: $k = k + 1$, 由某个给定的收敛准则检查算法是否应停止, 是, 转步五, 否则转步二。

步五: 将当前解 $s(k)$ 返回调用它的退火过程实现算法, 抽样过程结束。

模拟退火算法依据 Metropolis 准则接受新的解, 除接受优化解外, 还在一个限定的范围内接受恶化解。开始时 T 值大, 可能接受较差的恶化解; 随着 T 值的减小, 只能接受较好的恶化解; 最后在 T 值趋于零时, 就不再接受任何恶化解了。这就使模拟退火算法既可以从局部最优的“陷阱”中跳出, 更有可能求得优化问题的整体最优解, 又不失简单性和通用性。

5.2.1.2 改进的模拟退火算法

参见Metropolis抽样算法的步二和步三可看到在某给定的温度 T 下,当前解 $s(k)$ 随 k 增加的取值序列:

$$s(0), s(1), s(2), \mathbf{K}, s(i), \mathbf{K}, s(k) \quad (5.13)$$

既是最优解随 k 变化的更新程序,又是算法在状态集合 S 中的搜索轨迹,反映了在各步对搜索的控制过程。由于在步三允许以 $e^{(-\Delta C/T)}$ 的概率接受变坏的状态作为解,式(5.13)序列所对应的准则值序列 $C(s(k))$ 不是单调减的,即 $C(s(k+1)) > C(s(k))$, $C(s(k+1)) = C(s(k))$ 和 $C(s(k+1)) < C(s(k))$ 三种情况都有可能发生,只不过前两种情况出现的概率较小而已。

由退火过程实现算法知,在整个模拟退火过程中,最优解随时间的更新序列(也即搜索轨迹)是由许许多多式(5.13)所示的序列按随 T 不断减少的次序串接而成的,故具有上面的特点。正是由于这一特点,使算法在陷于局部极小值时有机会逃出。但也正是由于这一点,使当前解 $s(k)$ 可能要比序列中的某些中间状态要坏。这样,尽管理论上,若 T_0 充分高, T 下降足够慢,每个 T 下的Metropolis抽样时间无限长,且 $T \rightarrow 0$,最优的当前解将以概率为1收敛到最优解,但实际中最后当前解一般是近似的最优解,而且还有可能比中间曾遇到过的解差。尤其是实际退火过程与上述理想情况相差较远时,最后当前解比中间所经历的最好解可能要差很多。

从上面的分析看出,在算法运行过程中,式(5.13)序列既对应搜索的控制过程,也对应于最优解随时间变化的更新序列,即两者被混在一起了。实际上,不难在不改变控制过程和式(5.13)轨迹序列的条件下,由它来简单的再构造其准则值是单调减的最优解更新序列 $ss(k)$,只要令

$$ss(0) = s(0), \quad ss(k) = \begin{cases} s(k) & C(s(k)) < C(ss(k-1)) \\ ss(k-1) & C(s(k)) \geq C(ss(k-1)) \end{cases} \quad (5.14)$$

这样做将带来以下好处:

- (1) 由于没有对原有控制过程和式(5.13)的控制轨迹序列进行修改,原模拟退火算法的优点仍被保留;且由式(5.14)得知,最后的最优解必定是搜索过程中所经历的所有状态中的最优解。因而可在不增加原算法计算量的情况下,提高了算法在各种情况下(包括退火参数取得不太合适时)达到最优的程度。换言之,改进后的算法的最优性优于原有算法的最优性。
- (2) 在某个 T 下,若自某一个 i 起,有 $ss(i) = ss(i+1) = \mathbf{K} = ss(i+q)$ 成立,则表明算法连续搜索过的 q 个解都不比 $ss(i)$ 好,若 q 足够大,可认为再搜索下去没有什么意义。因此在算法中设一个阈值 q_0 ,当 $q > q_0$ 时,令Metropolis抽样在该 T 下停止,可得到一个简单而有效的检验Metropolis抽样过程是否停止的实现方案,在尽量保证最优性能的前提下,可以减小计算量。
- (3) 记在某一个 T_i 最后得到的 $ss(k)$ 为 $ss(T_i)$,若自某一个 i 起,有

$ss(T_i) = ss(T_{i+1}) = \mathbf{K} = ss(T_{i+p})$ 成立, 则表明温度连续下降 p 次后对解的最优性没有改善, 可认为再降低温度搜索下去没有意义, 故可以通过设计一个阈值 p_0 , 当 $p > p_0$ 时令退火过程停止, 可在保持最优性的条件下, 进一步大大地减少计算量。

改进地模拟退火算法的具体实现步骤如下:

(1) 改进的退火过程实现算法

步一: 任选一个初始状态 s_0 , 设初始最优解为 s^* 和初始当前状态为 $s(0) = s_0$, 设初始温度为 T_0 , 并令 $i = 0$ 和 $p = 0$ 。

步二: 令 $T = T_i$, 调用改进的Metropolis抽样算法, 并将 T , s^* 和 $s(i)$ 的值传递给它, 返回其最后所得到的最优解 s^* 和当前状态 $s'(k)$, 并令其作为本算法的当前状态 $s(i) = s'(k)$

步三: 检查是否有 $C(s^*) \leq C(s')$, 是, $p \leftarrow p + 1$, 否则, 令 $s^* = s'$ 和 $p = 0$ 。

步四: 按一定方式将 T 降温, 即 $T = T_{i+1}$, $T_{i+1} < T_i$, $i = i + 1$ 。

步五: 检查是否 $p > p_0$ (给定阈值), 是, 转步六, 否则转步二。

步六: 以当前最优解 s^* 作为最优解输出, 停止, 结束。

(2) 改进的Metropolis抽样算法

对于改进的退火过程实现算法调用改进的Metropolis抽样算法时传递过来的最优解 s^* , 当前状态 $s(i)$ 和参数 T , 进行以下操作。

步一: 令 $k = 0$ 时的初始状态为 $s'(0) = s(i)$, 初始最优解 $s^* = s^*$, 并令 $q = 0$ 。

步二: 按某一规定的方式根据当前解 $s'(k)$ 所处的状态 s , 产生一个近邻子集 $N(s'(k)) \subset S$, $N(s'(k)) \neq \{0\}$, (它可以包括 s , 也可以不包括 s), 由 $N(s'(k))$ 随机的得到一个新的状态 s' 作为下一个当前解的候选解, 且计算

$$\Delta C' = C(s') - C(s)$$

步三: 若 $\Delta C' < 0$, 则接受 s' 为下一个当前状态, 并检查是否 $C(s^*) > C(s')$, 是, 则令 $s^* = s'$ 和 $q = 0$, 不是, 令 $q \leftarrow q + 1$; 若 $\Delta C' \geq 0$, 则按概率 $e^{-\Delta C'/T}$ 接受 s' 为下一个当前状态, 若 s' 被接受, 则令 $s'(k+1) = s'$ 和 $q \leftarrow q + 1$, 否则令 $s'(k+1) = s'(k)$ 。

步四: $k = k + 1$, 然后检查是否 $q > q_0$ (给定阈值), 是, 转步五, 否则转步二。

步五: 将当前最优解 s^* 和当前状态 $s'(k)$ 返回调用它的IAP算法, 抽样过程结束。

5.2.1.3 基于模拟退火算法的参数组合优化

图5.3表示具有多个可调整参数的带时变修正权函数FUZZY-PID控制器。其中 K_e 、 K_{ec} 分别为误差和误差变化的量化因子, K_{u1} 、 K_{u2} 分别为比例因子和积分因子, g 为加权因子。通过模拟退火算法对上述的这五个参数进行组合优化。

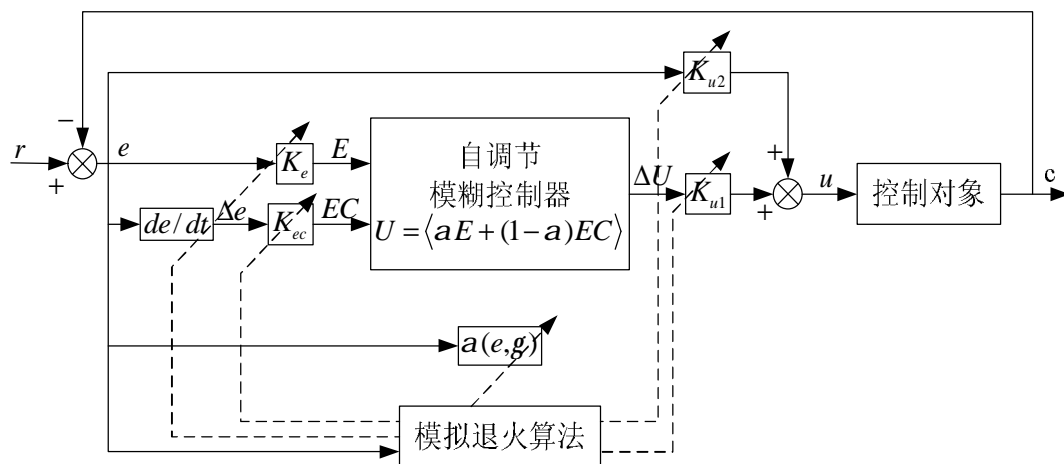


图5.3 带时变修正权函数FUZZY-PID控制器

K_e 、 K_{ec} 、 K_{u1} 、 K_{u2} 和 g 不同取值都会影响系统的性能。这一点不难理解，因为 K_e 、 K_{ec} 为输入变量的量化因子，对于相同的输入量，取不同的输入量化因子时，得到的输入量的模糊量也不相同，同时，改变了输入量化因子，也起到了改变模糊控制规则的作用。加权因子 g 大小决定了 a 随时间变化的规律，进而决定了模糊控制规则随时间变化的规律，因此改变了FUZZY-PID控制器的输出量的变化规律。FUZZY-PID控制器的控制量经过比例和积分因子 K_{u1} 和 K_{u2} 的变换，然后输出到被控对象上。

在这里必须指出的是，由于上述的这五个参数都能影响控制器的性能，而改变不同的参数可能获得相同的效果，为了获得较好的控制性能，仅仅调节其中的某一个或者某几个参数，都不可能得到令人满意的控制效果。在这里，本文将控制器的参数设计作为组合优化问题来处理，通过对控制器的五个参数同时进行优化。

本文使用上面介绍的改进的模拟退火算法对上述这五个参数同时进行寻优。给定其指标函数为

$$J = \sum_i |e(i)| + l \cdot d \quad (5.15)$$

指标函数中加入 $l \cdot d$ 这一项是为了限制系统的超调， l 为权值， d 为超调量。优化算法的最终目标是求取使 $J(K_e, K_{ec}, K_{u1}, K_{u2}, g) = \min J$ 的一组 K_e 、 K_{ec} 、 K_{u1} 、 K_{u2} 和 g 的值。

对于不同的控制对象，为了简单，可以取 $d = |\min(e(i))|$ ，($e = r - y$)， l 的大小根据不同的控制对象也不相同，一般只要保证 $l \cdot d$ 这一项的数值与前一项的数值在一个数量级上就可以了。这是因为如果二者不在一个数量级上，一旦某一项的数值过大，则会导致另一项在寻优过程中被忽略。

表5.1中以传递函数形式为 $G(s) = 1/(s \cdot (0.001 \cdot s + 1))$ 的对象为例，分为七种不同的寻优策略进行寻优，得到的结果证明了同时对五个参数进行寻优的策略所得到的效果最好。

表5.1 使用不同寻优策略得到的结果

序号	参数寻优方法	$\frac{1}{s \cdot (0.001 \cdot s + 1)}$	
		$t_s(ms)$	$d(\%)$
1	五个参数同时寻优	1	0
2	先对 g, K_e, K_{ec} 寻优, 再对 K_{u1}, K_{u2} 寻优	1.3	0
3	固定 K_e , 同时对 $g, K_{ec}, K_{u1}, K_{u2}$ 寻优	1.4	0
4	固定 K_{u1} , 同时对 g, K_e, K_{ec}, K_{u2} 寻优	1.5	0
5	固定 K_e, K_{ec} , 同时对 g, K_{u1}, K_{u2} 寻优	1.6	0
6	固定 K_{u1}, K_{u2} , 同时对 g, K_e, K_{ec} 寻优	1.7	0
7	固定 g , 同时对 $K_e, K_{ec}, K_{u1}, K_{u2}$ 寻优	1.4	16

从表5.1中我们可以发现, 同时寻优的参数越多, 控制的效果越好。寻优策略7的超调比较大的原因是其没有将模糊规则中的参数 g 与其它参数在一起寻优, 而模糊规则又正是决定控制器性能的主要因素。通过这组结果, 我们还能知道, 2、3这两种寻优策略也能得到较好的控制效果, 但由于其将寻优过程分成了两个部分, 因此效果不能达到最优。总而言之, 为了获得较好的控制效果, 应该对设计控制器时的参数一起进行组合优化。

5.2.2 基于黄金分割法的参数优化设计

考虑到基于模拟退火算法的参数组合优化的运算量很大, 所以本系统只能先通过离线仿真的方式运用模拟退火算法对 K_e 、 K_{ec} 、 K_{u1} 、 K_{u2} 和 g 五个参数进行组合优化, 然后再运用一种一维优化方法对这五个参数中的一个进行在线优化。在此, 本系统选用黄金分割法对 g 进行在线优化。

5.2.2.1 黄金分割法基本原理

在搜索区间 $[a, b]$ 内适当插入两点 x_1 和 x_2 $x_1 < x_2$, 它们把 $[a, b]$ 分为三段。计算并比较 x_1 和 x_2 两点的函数值 $F(x_1)$ 和 $F(x_2)$, 因为 $[a, b]$ 是单峰区间, 故当 $F(x_1) < F(x_2)$ 时, 极小点必在 $[a, x_2]$ 中; 当 $F(x_1) > F(x_2)$ 时, 极小点必在 $[x_1, b]$ 中, 如图5.4所示。无论发生哪一种情况, 都将包含极小点的区间缩小, 然后在保留下来的区间上作同样的处理, 如此迭代下去, 将使搜索区间逐步缩小, 直到满足预先给定的精度时, 即获得一维优化问题的近似最优解。因为 x_1 或 x_2 仍包含在缩小的区间内, 它的函数值已计算过, 因此以后的每次迭代只需插入一个新点, 并计算这个新点的函数值就可进行比较。

黄金分割法要求在区间 $[a, b]$ 中插入的两点位置是关于区间中点对称的。如图5.4所示,

线段 $ax_1 = x_2b$ 。设区间长为 l ，插入的每一点把区间分为较长的一段 $l \cdot l$ 和较短的一段 $(1-l) \cdot l$ 。如图 5.4 中， $ax_2 = x_1b = l \cdot l$ ， $ax_1 = x_2b = (1-l) \cdot l$ 。这样，无论删去哪一段，保留的区间长度总是 $l \cdot l$ 。在每次迭代中，整个区间的长度与较长一段长度的比等于较长一段长度与较短一段长度的比。

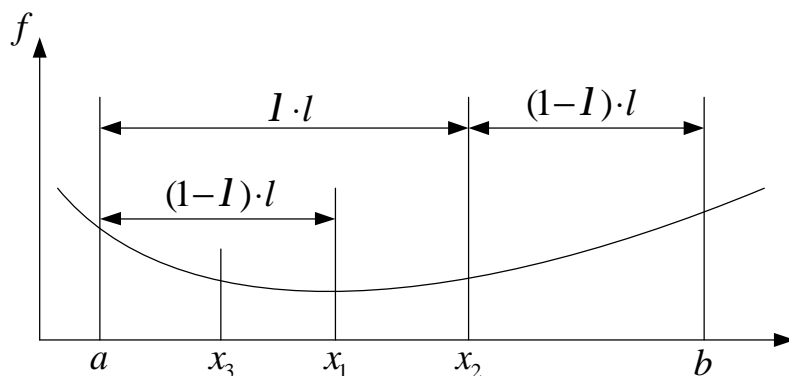


图 5.4 黄金分割法原理图

黄金分割法的区间缩短率为 $l = 0.618$ ，这是为保证两个条件所得出的。第一，要保证不管舍去哪一段，要保证剩余区间的大小一定，即如图 5.4 中所示 $ax_1 = x_2b$ ；第二，要保证每次只需要插入一个点，也就是说在剩余区间的中间的那个点是区间的 0.618 倍或者 0.382 倍。其证明过程如下：

$$\frac{(1-l) \cdot l}{l} = \frac{l \cdot l}{l}$$

$$l^2 + l - 1 = 0$$

$$l = \frac{-1 \pm \sqrt{5}}{2}$$

$$\text{取 } l = 0.618$$

5.2.2.2 基于黄金分割法的参数在线优化

因为黄金分割法是一种一维的优化方法，所以本系统只对参数 g 进行在线优化。首先根据模拟退火算法离线优化后的值 $g = g_0$ 取一个较小的区间 $[g_1, g_2]$ ($g_1 < g_0 < g_2$)，其它四个参数值保持不变。仍然采用式 (5.15) 作为指标函数，则可以认为函数 $J(g)$ 在区间 $[g_1, g_2]$ 上只有一个极值。在初始搜索区间 $[g_1, g_2]$ 上采用黄金分割法对 g 进行优化，直到搜索区间逐步收缩到预先给定的精度为止。

5.3 本章小结

本章首先综合模糊控制器、PID 控制器和智能权函数各自的优势，设计了一种带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器，并详细说明了该控制器各个模块中需要确定的参数。实验结果表明，该控制器实时性强，对指令信号响应速度快，稳态精度高、跟踪性能好，不仅

可以消除系统余差,做到对指令信号的无差跟踪,而且对系统参数不敏感。其次介绍了模拟退火算法的基本原理,并在此基础之上给出了一种改进的模拟退火算法。基于这种模拟退火算法,提出了对带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器参数的组合优化设计方法。并依次选取一阶对象、二阶对象、时滞对象进行仿真。仿真实验结果表明,对所有的五个参数同时进行组合优化的寻优策略所获得的控制性能最好,使用这种方法设计的控制器具有响应快、超调小、稳态精度高等优点。最后介绍了黄金分割法的基本原理,并提出了对带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器参数的在线优化设计方法。实验结果表明,控制器的动态性能和静态性能都有明显的改善。因此,本章中提出的设计思想具有合理性和先进性,可以显著地改善和提高控制器的性能。

第六章 云台伺服控制器的研究与实验效果

伺服系统主要任务是控制被控对象的输出自动、连续、精确地跟踪输入信号的变化。伺服系统种类非常多，但是其组成结构大同小异。伺服控制系统一般采用闭环控制系统，主要包括检测装置、电源装置、被控对象、信号转换电路、放大装置、补偿装置、执行机构等部分。检测装置用来检测输入信号和系统输出；执行机构主要实现机电转换，将点信号转换成机械唯一；放大装置将控制信号进行功率放大；为了使各部件之间有效匹配，并且系统具有良好的工作品质，一般还需要信号转换电路和补偿电路。本章将根据前面研发 ARM 硬件平台特点，来进行二自由度云台的运动控制器设计和仿真研究。

就机械运动控制而言，伺服控制主要考虑速度、位置和运动轨迹的控制问题，伺服系统的输入信号主要是速度信号、位置信号或运动轨迹，输出可以是各种不同的物理量。

根据伺服系统部件的输入输出特性，我们可以将伺服系统分为线性伺服控制系统和非线性伺服控制伺服系统。线性伺服系统的输入和输出均是呈线性关系，而非线性伺服系统中含有输入输出特性是非线性的部件。一般来讲，任何一个实际运用的伺服控制系统都是非线性的，因为组成系统的某些元件总是存在死区或不灵敏区，并有饱和限。但只要在系统误差允许范围之内，并且系统能正常工作时，没有进入饱和限，则称该系统是线性伺服系统。只有系统在正常工作时，元器件的输入输出特性均为非线性时，才称该控制系统为非线性伺服控制系统。

6.1 直流伺服电机的基本工作

首先对直流伺服电机的运转进行简单的分析，其基本原理如图 6.1 所示：

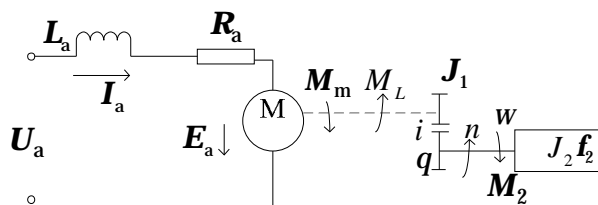


图6.1 直流电机拖动原理图

建立电机平衡方程如下：

$$U_a = K_e \cdot w_m + R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} \quad (6.1)$$

感应电动势为 $E_a = K_e w_m$ 。

设电机轴上总的等效转动惯量为 J 、总的等效粘性摩擦系数为 f 及折算常值负荷力矩为 M_L ，则：

$$J = J_1 + \frac{1}{i^2} J_2 \quad (6.2)$$

$$f = f_1 + \frac{1}{i^2} f_2 \quad (6.3)$$

$$M_L = \frac{1}{i} M_2 \quad (6.4)$$

由牛顿第二定律可得电机转轴的力矩平衡方程:

$$J \frac{dw_m}{dt} = M_m - M_L - f w_m \quad (6.5)$$

$$\text{其中,} \quad M_m = C_m I_a \quad (C_m \text{为转矩常数}) \quad (6.6)$$

对上式进行零初始条件下拉氏变换处理后得到:

$$\begin{cases} U_a(s) = K_e w_m(s) + R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) \\ J s w_m(s) = M_m(s) - M_L(s) - f w_m(s) \\ M_m(s) = C_m I_a(s) \end{cases} \quad (6.7)$$

联立后为:

$$\left[J L_a s^2 + (R_a J + L_a f) s + R_a f + K_e C_m \right] w_m(s) = C_m U_a(s) - M_L(s) (L_a s + R_a) \quad (6.8)$$

式中, M_L 为常值负荷, 相当于杂波。

建立伺服电机电枢电压 U_a 与转轴角速度 w_m 之间的数学关系, 设杂波干扰力矩 $M_L(s) = 0$, 则此时得出的数学关系为:

$$\frac{w_m(s)}{U_a(s)} = \frac{C_m}{J L_a s^2 + (R_a J + L_a f) s + R_a f + K_e C_m} \quad (6.9)$$

由于在实际情况中, 电机间的摩擦系数小, 它的影响可以忽略不计, 我们可以把 f 当做 0, 由 $w_m = \frac{2pn_m}{60} = \frac{pn_m}{30}$, 我们可以把上面的数学关系式简化为:

$$\frac{n_m(s)}{U_a(s)} = \frac{30 C_m}{p J L_a s^2 + R_a J p s + p K_e C_m} \quad (6.10)$$

6.2 PID 控制器

一般来说, 控制算法大致出现了三种类型: 简单控制、复杂控制和先进控制。常用的单回路 PID 控制叫做简单控制, PID 控制以经典控制理论为基础, 主要用于频域方法对控制系统进行分析设计。当前, PID 控制依旧得到非常广泛的应用, 许多 DCS 和 PLC 系统中, 均可以采用 PID 算法。随着时间的推移, 控制界出现了串级控制、前馈控制、比值控制等控制算法和策略, 这些称之为复杂控制。但是, 依然以经典理论为基础的, 只是结构和应用上发生变化, 复杂控制可以满足工业的一些特殊控制要求。

在控制理论和人工智能发展的理论基础上, 针对工业控制中出现的非线性、耦合性、时变性和不确定性等特性, 提出了许多有效的解决方法, 比如: 模糊控制, 自适应, 预测控制等, 称之为先进过程控制。实践表明先进控制算法行之有效的解决复杂控制问题, 可以取得更大的经济效益和广阔的发展前景, 以下章节具体讲述 PID 控制算法和模糊控制算

法。

6.2.1 PID 控制器概述

目前的控制算法中出现最早的就是 PID 算法，并快速发展应用到实际的工业控制系统中，取得了良好的控制效果。PID 算法技术成熟、简单、快速、可靠性高，因此在工业方面得到大量应用。最常用的 PID 控制系统原理图如图 6.2 所示：

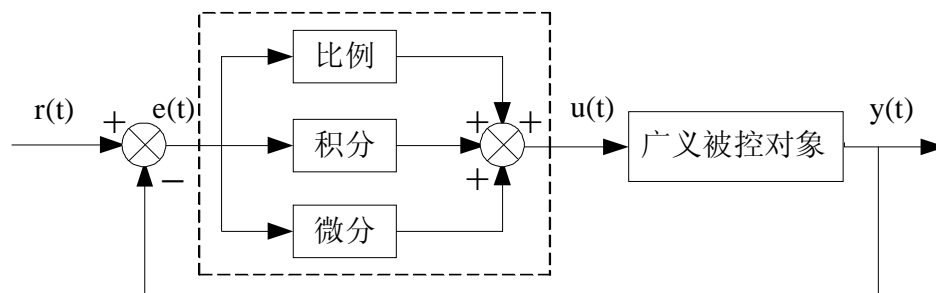


图 6.2 PID 控制系统原理图

图 6.2 中广义被控对象包括被控对象（变频器或其他执行结构）和测量变送元件，虚线框中是 PID 控制器。其输入为设定值 $r(t)$ 与实际测量值 $y(t)$ 构成的控制偏差信号 $e(t)$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (6.11)$$

PID 控制器就是偏差 $e(t)$ 的比例、积分和微分三个环节的线性组合，其控制律是：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (6.12)$$

K_p 为比例系数， T_i 为积分时间常数， T_d 为微分时间常数，如果改写成传递函数的形式为：

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (6.13)$$

比例、积分、微分三个环节是 PID 控制器的重要组成部分，下面分别予以介绍：

(1) 比例环节，在工业控制中称 P 调节，用表达式表示即为：

$$u = K_p e$$

式中： K_p 为比例增益，有时，在实际应用中为方便输入输出保持比例关系，也习惯采用比例带或比例度代替比例增益 K_p ，两者成倒数关系。

比例调节器的特点是属于有差调节，虽然比例环节简单、方便、快速、易于实现。根据调节经验，减小比例系数 K_p ，会增加调节时间，过渡到系统稳定时间长但可以减少超调和振荡；增加比例系数 K_p ，可能增加超调量甚至 K_p 选择太大将引起系统振荡，优点是缩小稳态误差，提高系统的响应时间。

(2) 积分环节，因为 P 调节是有差调节，这是许多控制系统中不允许出现的，所以引

积分环节，用公式表示即为：

$$u = \frac{1}{T_I} \int_0^t e dt \quad (6.14)$$

T_I 称为积分时间常数，在 I 调节中，调节器输出信号的变化速度 $\frac{du}{dt}$ 与偏差信号 e 成正比。积分环节的特点属于无差调节，增强系统的抗干扰能力，但它不如比例调节的稳定性好，适用于有自平衡性的系统。具有积分环节的调节器，如果设定值与被调量之间一直存在偏差，则积分作用就会一直持续，便会出现积分饱和现象，即尽管输出不断增加，但是执行器已经到达饱和，不能正常工作了，所以要防止产生积分饱和。积分作用的强弱取决于积分时间常数 T_I ，即 T_I 越大积分速度越慢， T_I 越小积分速度越快。增大积分作用可以减小系统静差，增加超调量，不利于系统稳定；减小积分作用，可以实现平缓地过渡控制，但容易出现静差。

(3)微分环节，因为根据被调节量的变化速度，可以反映当前控制的一种趋势，是变化较大还是变化较小，而微分调节具有一定的预见性。可以解决当被调节量的偏差有变大的趋势，但未出现较大偏差，就开始进行调节控制，用公式表示为：

$$u = T_D \frac{de}{dt} \quad (6.15)$$

T_D 称为微分时间常数，从公式可以看出微分调节只与偏差的变化成比例，因此单纯的微分调节属于有差调节，因为它不会依据偏差而做出反应。微分调节特性是：增大微分作用，减小超调量，有利于系统快速稳定但会增加系统的调节时间；减小微分作用，会增加超调量，不利于系统快速稳定，但抗干扰能力增强。

6.2.2 数字 PID

在工业控制应用领域，由于PID控制简单好用，易于实现，所以得到了广泛的用途。今年来，随着高科技技术飞快的发展，数字PID逐渐取代了模拟的PID。下面介绍数字PID的两种控制算法：

(1) 位置式PID控制算法

数字 PID，首先要将模拟 PID 算法离散化，需要把连续的时间按 t 变换为一系列离散的点，每经过 k 个采样周期取一个值，因为完成了由时间 t 向采样时刻点 kT 的转变， k 代表采样序列、 T 为采样周期。PID 控制算法的表达式如下：

$$u(k) = K_P \left\{ e(k) + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^k e(j) + \frac{T_D}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (6.16)$$

上面式子中 K_P 为比例增益， $\frac{K_P T}{T_I}$ 为积分系数， $\frac{K_P T_D}{T}$ 为微分系数。 $u(k)$ 为第 k 次采

样时刻的计算机输出值， $e(k)$ 、 $e(k-1)$ 分别为第 k 次和第 $k-1$ 此采样时刻输入的偏差值。

因为计算机控制输出的 $u(k)$ 不需要再经过其他环节,而是直接作用于执行机构,比如执行机构是阀门,如果 $u(k)$ 等于零则表明阀门是全开或全闭的;如果 $u(k)$ 等于1则表明阀门是全关或全开的;即说明计算机的输出值与执行机构的位置一一对应的。在实际工作中,位置式算法,需要对 $e(k)$ 累加,一旦计算过程出现故障会导致输出 $u(k)$ 的大幅度跳变,因为输出是一一对应执行机构的,所以后果很严重,特别是对于电机等执行机构。

(2) 增量式PID控制算法

所谓增量即表示相邻的两个时刻输出控制值的绝对值之差,由上述位置式PID算法已经写出了 $u(k)$ 的表达式,再依据式(6.12)便可以轻松地写出 $u(k-1)$ 的表达式如下:

$$u(k-1) = K_p \left\{ e(k-1) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + \frac{T_D}{T} [e(k-1) - e(k-2)] \right\} \quad (6.17)$$

增量式PID控制算法

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1) \\ &= K_p [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \end{aligned} \quad (6.18)$$

式中 K_p 为比例增益; $K_I = \frac{K_p T}{T_i}$ 为积分系数; $K_D = \frac{K_p T_D}{T}$ 为微分系数。

数字PID在很多功能上优越与模拟PID,它计算速度快,可编程能力强,易于实现等特点。但是数字PID的两种控制方式各有优点,如何选取可考虑以下几个方面:

由增量型PID算法公式看出,是 $u(k-1)$ 与 $u(k)$ 两个时刻的差值,因此是个减法运算,不会造成累加误差,而影响系统误差。而位置型算法不同,输出的是 $u(k)$ 容易计算出很大的累加值,导致造成较大的误差。

6.3 模糊控制器

6.3.1 模糊控制的基本原理

模糊控制是依据人的思维方式并用模糊语言完成控制的。如图6.3所示模糊控制器的系统的组成图:

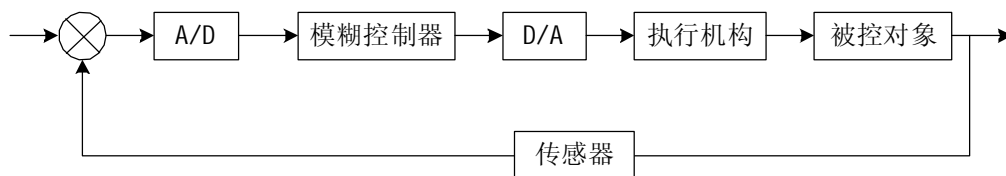


图 6.3 模糊控制系统的大致结构

依据模糊控制器的输入变量的个数不同,可分为一维(输入为被控量的偏差 E)、二维(输入为被控量的偏差 E 和偏差的变化率 \dot{E})和三维(输入为偏差 E 、偏差变化率 \dot{E} 和偏差变化率的导数 \ddot{E})模糊控制器。一般对于科研人员或做理论数据分析人员而言,对控制精度是追求完美的,三维控制器显示是不够理想,所以出现了四维、五维或更高维数的

控制器。这个在理论上是完全可行的，但是随着控制精度的提高，控制器维数也不断提高，无疑也增加了设计控制器的复杂程度。为了结合两者的长处与弊端，工程应用中使用较多的还是三维及其三维以下的控制器。比如本文则选取的是二维控制器，第一，满足本文研究的要求；第二，控制器不复杂，易于实现。

在图 6.4 所示系统中，模糊控制器的两个输入信号分别是偏差 e 和偏差变化率 \dot{e} ，它们均为精确量，而模糊控制算法处理的是模糊量，最终输出的控制量又是精确量，所以模糊控制器中必须涉及到对输入进来的精确量信号进行模糊化处理，变成模糊语言集。模糊算法器是模糊控制器的核心，由模糊控制规则和模糊推理两部分组成。模糊集在模糊控制器的核心部分做算法运算也就是说输入的模糊集通过模糊决策，便可以运算出输出的模糊集。然后输出的控制量，不可能是一个模糊语言，否则无法驱动执行机构，因此必须再经过非模糊化运算，使模糊量再度精确化，从而才能输出控制被控对象。

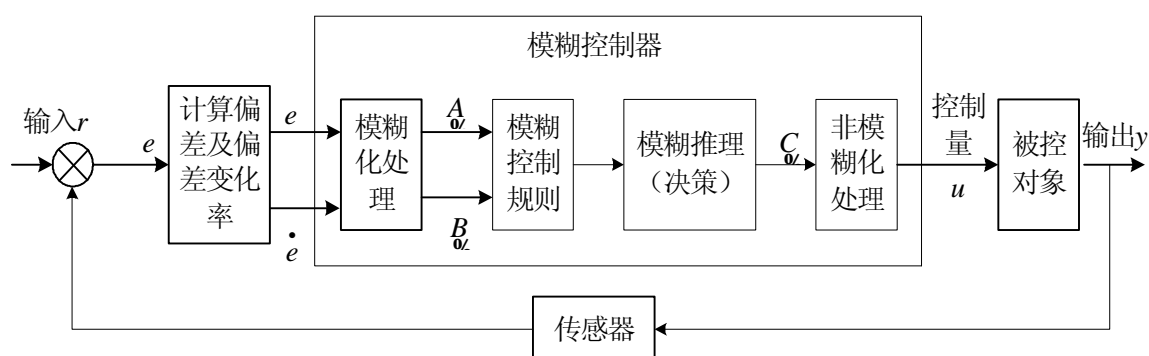


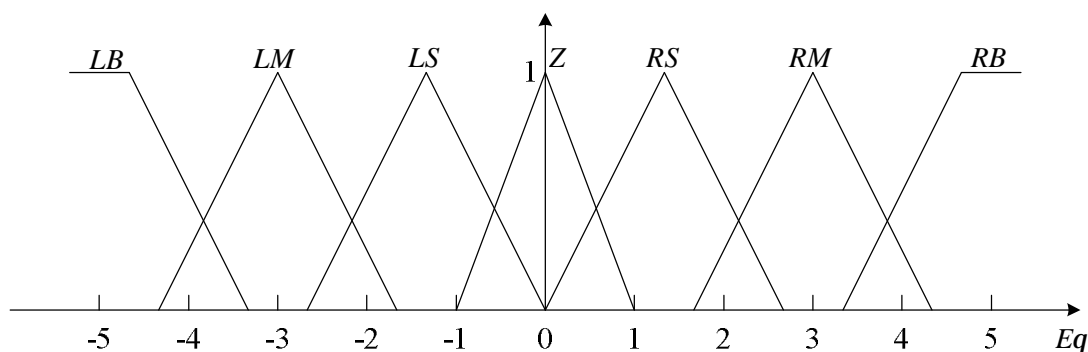
图 6.4 模糊控制系统示意图

本系统角度模糊控制器采用常规模糊控制器。其输入量为当前角度偏差 e_q 和直流电机实际转速 n_y ，输出量为舵机控制信号 uq 和直流电机给定转速 n_r 。

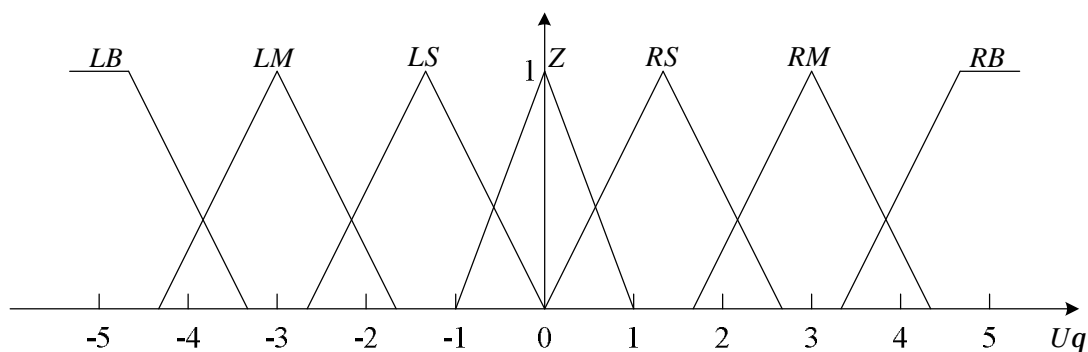
6.3.2 模糊子集和隶属函数的建立

角度偏差 e_q 是当前电机与路径夹角的给定值 $q_r = 0^\circ$ ，和光电传感器反馈回的实际值 q_y 的偏差。 e_q 为零时，电机未偏离路径； e_q 为正数时，电机向右偏离路径； e_q 为负数时，电机向左偏离路径。

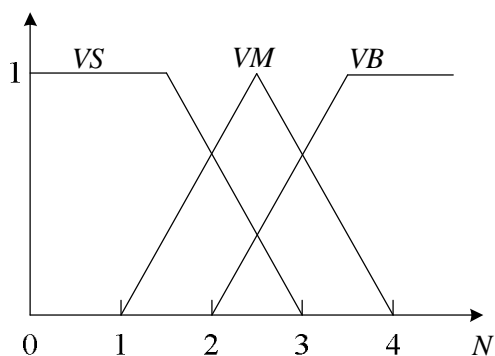
将角度偏差 e_q 的值模糊化。设模糊子集为： $e_q = \{LB, LM, LS, Z, RS, RM, RB\}$ 。将角度偏差的大小量化为十一个等级，其论域 E_q 为： $E_q = \{-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5\}$ 。 E_q 的隶属函数如图 6.5 所示。

图 6.5 E_q 的隶属函数

由于角度偏差有正负，则舵机转角也有正负，角度模糊控制器输出控制舵机偏转的信号 u_q 就有正负。设定 u_q 为正时舵机向右偏转， u_q 为负时舵机向左偏转。则 u_q 的模糊子集与角度偏差 e_q 的模糊子集相似，即 $u_q = \{LB, LM, LS, Z, RS, RM, RB\}$ 。将 u_q 的大小也量化为十一个等级，其论域 U_q 为： $U_q = \{-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5\}$ 。 E_q 的隶属函数如图 6.6 所示。

图 6.6 U_q 的隶属函数

在电机跟踪路径运动过程中控制舵机调整电机运动方向时，不仅需要考虑到电机偏离路径的方向和程度，同时还需要考虑此时电机的实际运动速度。因此对于同一种偏离情况，电机的运动速度越大，则控制舵机偏转的角度也应该越大；反之，电机的运动速度越小，则控制舵机偏转的角度也应该越小。将由旋转编码器反馈回的电机直流电机转速的实际值 n_y 经过模糊化，设模糊子集为： $n_y = \{VS, VM, VB\}$ 。将 n_y 的大小量化为四个等级，其论域 N 为： $N = \{1, 2, 3, 4\}$ 。 N 的隶属函数如图 6.7 所示。

图 6.7 N 的隶属函数

6.3.3 模糊控制规则的建立

电机运动时,舵机控制信号 uq 的选择应与角度偏差的大小和符号,以及当前直流电机转速 n_y 大小相关。角度偏差 e_q 绝对值较大时应以较大的绝对值的控制信号控制舵机偏转;而角度偏差 e_q 绝对值较小时应以较小的绝对值的控制信号控制舵机偏转。同时当角度偏差 e_q 为正,即电机向右偏离路径时,控制信号控制舵机向左偏转才能减小角度偏差;而当角度偏差 e_q 为负,即电机向左偏离路径时,控制信号控制舵机向右偏转才能减小角度偏差。当角度偏差 e_q 一定时,转速 n_y 越大,则控制信号 uq 的绝对值应相应增大;转速 n_y 越小,则控制信号 uq 的绝对值应相应减小。由以上分析和实验得到 uq 与 e_q 和 n_y 的模糊控制规则表如表6.1所示。

表6.1 uq 与 e_q 和 n_y 的模糊控制规则表

uq		e_q						
		LB	LM	LS	Z	RS	RM	RB
n_y	VS	RB	RM	RS	Z	LS	LM	LB
	VM	RB	RM	RS	Z	LS	LM	LB
	VB	RB	RB	RM	Z	LM	LB	LB

任取角度偏差 e_q 和电机转速 n_y 的一个论域值,借助隶属函数求对应各模糊子集的隶属度,由模糊控制规则表6.1确定对应论域中起作用的控制规则,根据L. A. Zadeh的模糊推理算法及重心法解模糊化得输出控制作用的论域值。按以上方法对 e_q 和 n_y 论域中全部元素的所有组合计算出相应控制量的论域值便可建立 uq 与 e_q 和 n_y 的模糊控制表,最后根据实验得表6.2的形式存入微处理器。

表6.2 Uq 与 Eq 和 N 的模糊控制表

Uq		Eq										
		-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
N	1	4	3	2	1	0	0	0	-1	-2	-3	-4
	2	5	4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4	-5
	3	5	4	3	2	1	0	-1	-2	-3	-4	-5
	4	5	5	4	3	2	0	-2	-3	-4	-5	-5

在电机跟踪路径运动过程中控制直流电机调整电机运动速度时,需要考虑电机偏离路径程度。电机偏离路径程度越大,则应该相应降低电机的运动速度;反之,电机偏离路径程度很小,则可以相应提高电机的运动速度。所以直流电机转速的给定值 n_r 与角度偏差 e_q 的绝对值相关。 e_q 的绝对值较大时, n_r 相应减小; e_q 的绝对值较小时, n_r 相应增大。由以上分析和实验得到 n_r 与 e_q 的模糊控制规则表如表6.3所示。

表6.3 n_r 与 e_q 的模糊控制规则表

n_r	LB	LM	LS	Z	RS	RM	RB
e_q	VS	VM	VM	VB	VM	VM	VS

同理计算建立 n_r 与 e_q 的模糊控制表，最后根据实验得表6.4形式存入微处理器。

表6.4 E_q 与 UN 的模糊控制表

E_q	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
UN	1	2	3	3	4	4	4	3	3	2	1

6.4 速度模糊控制器设计及实验分析

本系统速度模糊控制器采用本文5.1节所述的带时变修正权函数FUZZY-PID控制器。为了检验其对直流电机的控制效果，在此以控制量 u 为

$$u(k+1)=u(k)+K_p\cdot ec(k+1)+K_i\cdot e(k+1)$$

的PI控制器的控制效果作为参考，与控制量为带时变修正权函数的模糊控制器和控制量为带时变修正权函数FUZZY-PID控制器一比较控制效果。

首先根据本文所述的方法对控制对象直流伺服电机的模型参数进行辨识，然后将得到的转速和电枢电压之间的传递函数离散化，将辨识获得的阶跃响应仿真曲线与实际采样曲线进行对比，结果如图6.8所示。

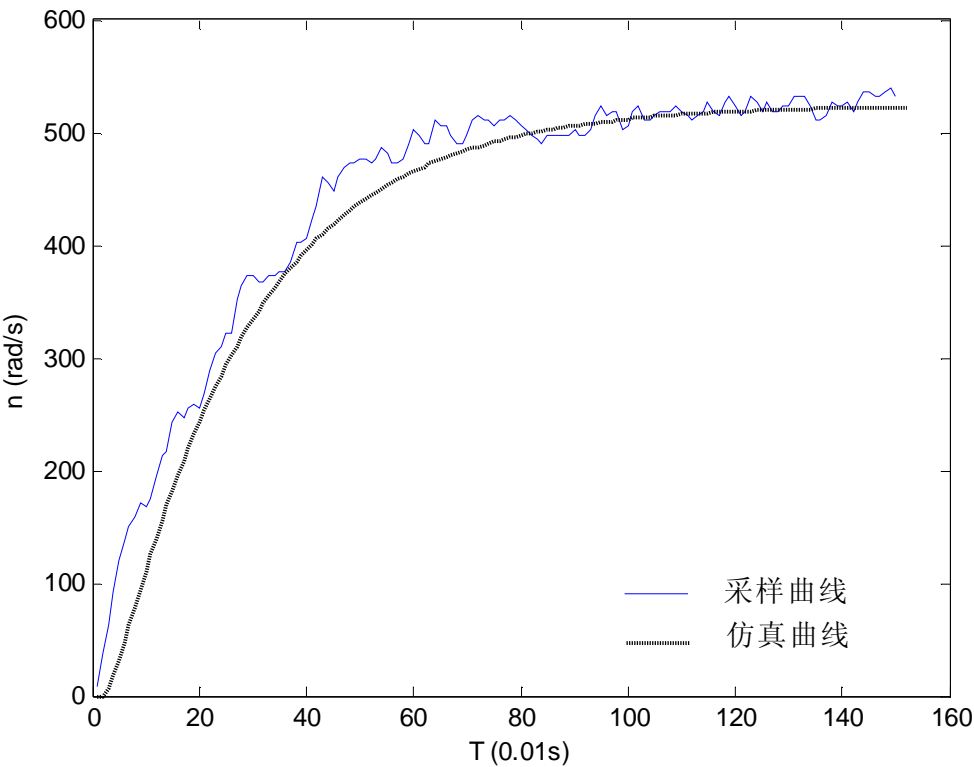


图6.8 辨识获得的阶跃响应仿真曲线与采样曲线对比图

6.4.1 基于模拟退火算法组合优化仿真结果

采用所述的改进的模拟退火算法分别对PI控制器中的 K_p 和 K_i ,带时变修正权函数模糊控制器中的 K_e 、 K_{ec} 、 K_{u1} 、 K_{u2} 和 g ,以及带时变修正权函数FUZZY-PID控制器中的 K_e 、 K_{ec} 、 K_{u1} 、 K_{u2} 和 g 进行离线的组合优化。根据组合优化后的参数代入控制算法绘出 n_r 分别等于 300 rad/s 、 500 rad/s 和 800 rad/s 时的仿真曲线图(图6.9、图6.10和图6.11)。

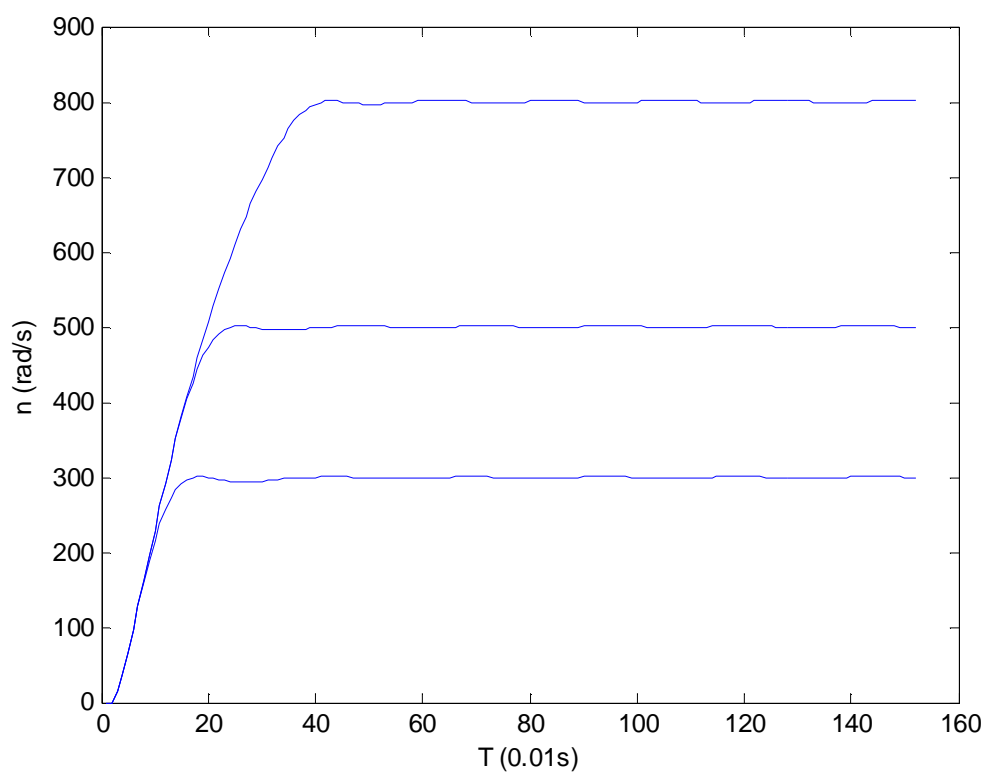


图6.9 PI控制算法仿真曲线图

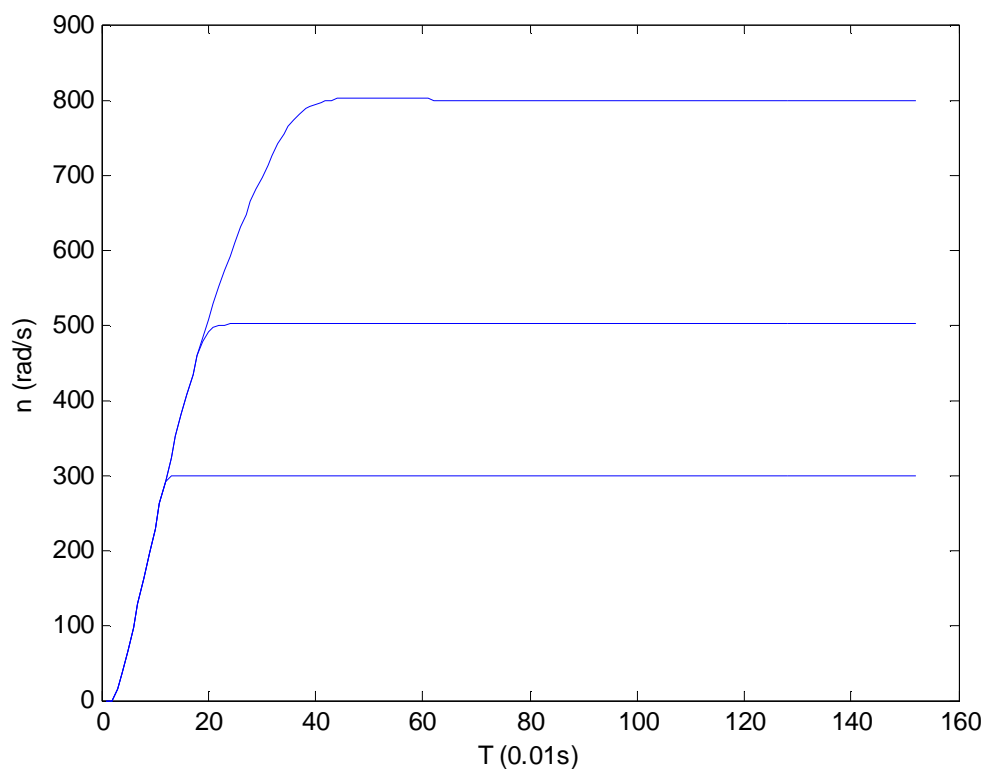


图6.10 带时变修正权函数模糊控制算法仿真曲线图

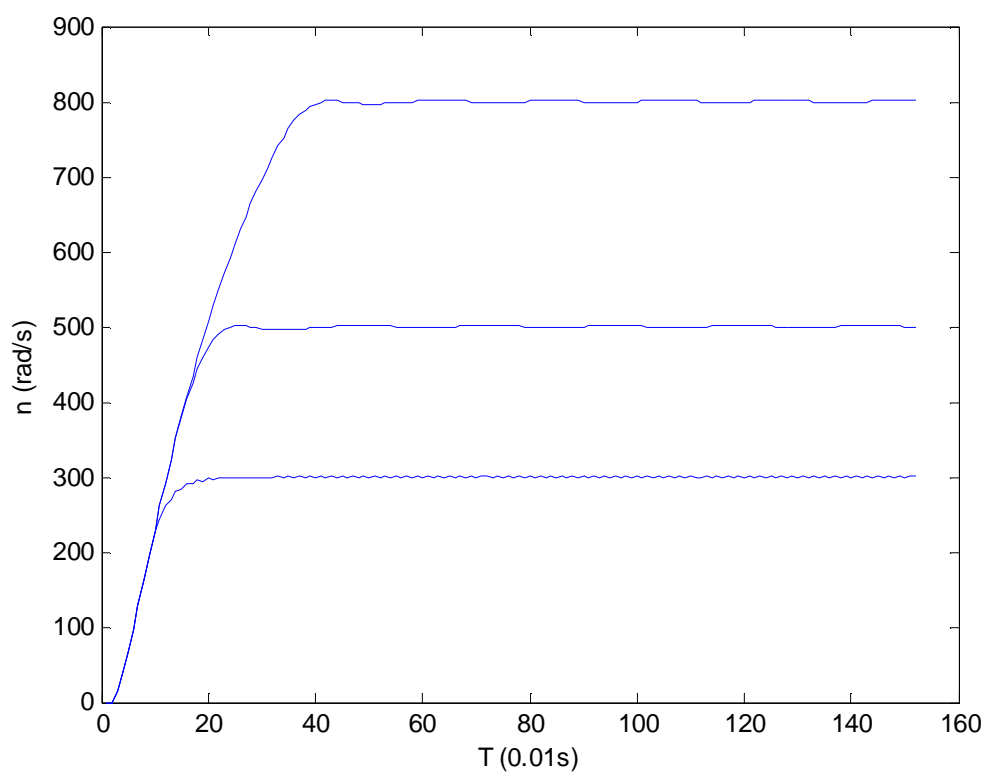


图6.11 带时变修正权函数FUZZY-PID控制算法仿真曲线图

由仿真曲线图可以看出带时变修正权函数模糊算法的仿真效果最好，带时变修正权函数FUZZY-PID算法和PI算法的仿真效果差别不大。

6.4.2 基于模拟退火算法组合优化实验结果

将离线组合优化的参数代入控制算法控制直流伺服电机，根据旋转编码器反馈的实际转速绘出 n_r 等于 300 rad/s 的响应曲线图(图6.12)。

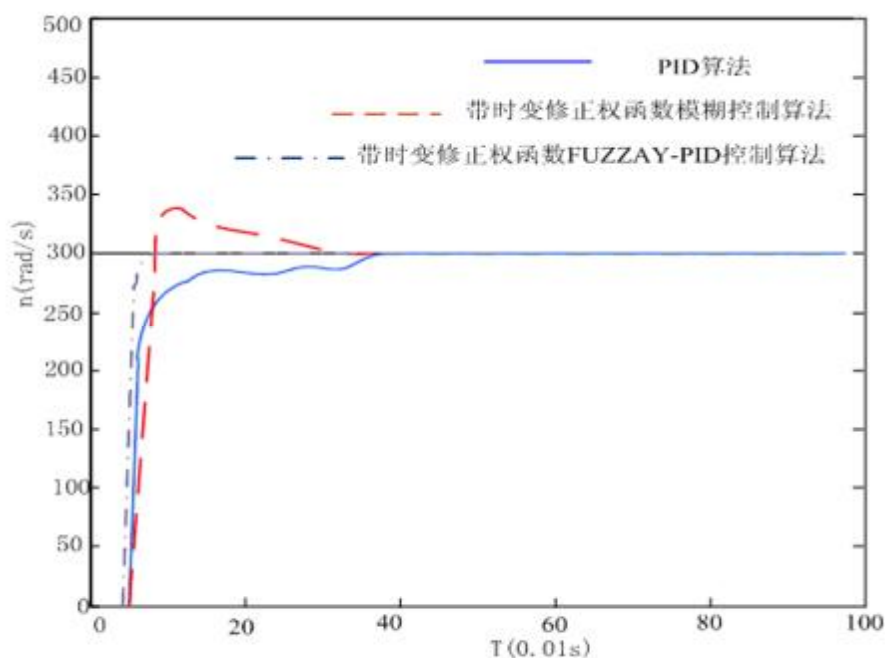


图6.12 $n_r = 300 \text{ rad/s}$ 时三种算法响应曲线图

6.4.3 基于黄金分割法优化实验结果

为了进一步提高对直流电机的控制效果，采用本文第五章所述的黄金分割法对带时变修正权函数FUZZY-PID控制器中的参数 g 进行在线优化。将优化后的 g 代入控制算法控制直流电机，根据旋转编码器反馈的实际转速绘出 n_r 等于 300 rad/s 时的响应曲线图(图6.13)。

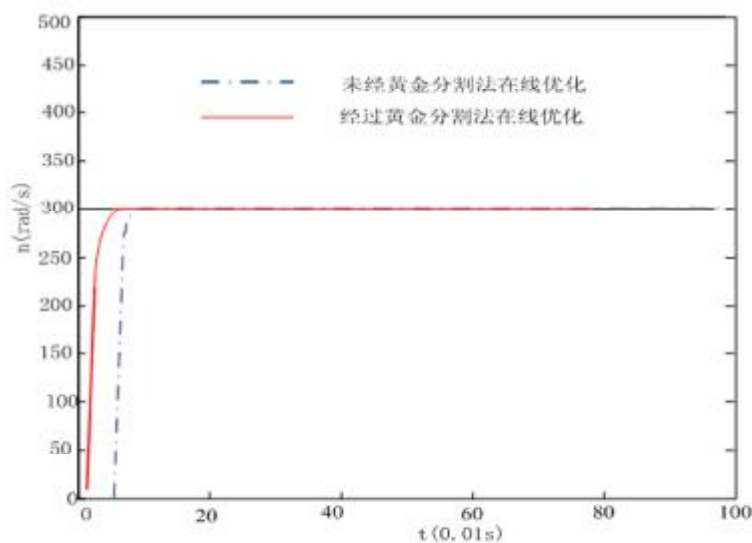


图6.13 在线优化之后的响应曲线图

实验结果表明经过黄金分割法在线优化之后的控制效果明显优于优化之前的控制效果。不仅超调量有所降低，而且调节时间和稳态精度都有所改善。

6.5 小结

分别分析了PID控制、模糊控制和模糊PID控制三种算法。分别采用常规模糊控制器和带时变修正权函数FUZZY-PID 控制器对电机系统的舵机转角和直流电机转速进行控制，并进行实验和分析。实验证明采用模拟退火-黄金分割算法控制精度高、稳定性好更适合直流伺服电机运转控制。

第七章 总结与展望

基于 ARM 的云台伺服控制系统有着广阔的应用前景,随着光学、电子学以及计算机技术的发展,将不断进步,逐渐实用化,不仅将成为工业检测、生物医学、虚拟现实等领域的关键技术,还有可能应用于航天遥测、军事侦察等领域。目前在国外,该视觉技术已应用于生产、生活中,而我国正处于初始阶段,尚需广大科技工作者共同努力,为其发展做出贡献。

7.1 论文的主要工作

- (1) 回顾了伺服云台控制系统的研究进展,并对其现状进行了综述;
- (2) 构建了基于 ARM 的二自由度云台总体控制方案,介绍了控制驱动一体化方案的主要模块和工作特点,对各个模块进行了分析与设计并完成了硬件电路的开发和制作。
- (3) ARM 控制驱动一体化硬件平台,在分析模拟退火算法原理的基础上,本文提出一种改进的模拟退火算法。以系统的性能作为寻优指标,采用模拟退火-黄金分割算法对本文所设计的带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器的参数进行优化设计。

实验结果表明,拟设计的算法控制精度高、稳定性好更适合二自由度云台控制的要求。

7.2 论文的创新点

- (1) 建立了一套完整的基于位置的伺服云台控制系统。

7.3 进一步的研究工作

- (1) 编写和测试程序代码,最终实现与移动机器人(或者是上位机)的通讯和各项软件功能;
- (2) 研究更加精确描述云台应用的数学模型,并将拟设计的云台控制系统产业化。

参考文献

- [1] Murray, David W., McLauchlan, Philip F., Reid, Ian D... Reactions to peripheral image motion using a head/eye platform[C]. IEEE 4th International Conference on Computer Vision, 1993: 403-411.
- [2] Eklundh, Jan-Olof. Machine vision research at CVAP: an introduction [J]. International Journal of Computer Vision, 1996, 17(2): 107-112.
- [3] Dankers, Andrew, Zelinsky, Alexander. CeDAR: A real-world vision system: Mechanism, control and visual processing [J]. Machine Vision and Applications, 2004,16(1): pp47-58.
- [4] Son Truong, Jon Kieffer, Alexander Zelinsky. A Cable-driven Pan-tilt Mechanism for Active Vision[C]. Proceedings Australian Conference on Robotics and Automation, 1999. 172-177.
- [5] Ill-Woo Park, Jung-Yup Kim, Jungho Lee, Jun-Ho Oh. Mechanical design of humanoid robot platform KHR-3[C]. IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robot, 2005. 321-326.
- [6] Available:http://www.bosch-sicherheitsprodukte.de/content/language2/html/1786_ENU_XHTML.asp.
- [7] Available:http://www.dperception.com/products_family_ptu-d47.html.
- [8] Available: <http://tw.youtube.com/watch?v=9Xtiapcd2PA>.
- [9] Available: <http://tw.youtube.com/watch?v=4iK9funrbH0&feature=related>.
- [10] Available:http://api.ning.com/files/0jiHVYrI5wAncMGqgLb0zilZbTwFf83cQo5KKhajj5w=/IMG_4223.JPG.
- [11] Available: <http://www.erik-krause.de/panohead>.
- [12] 谭民等. 开放式工业机器人视觉控制平台[P]. 专利申请号 01141591.6.
- [13] 杜欣, 赵晓光, 谭民. 五自由度立体视觉仿真平台设计与建模[J]. 计算机仿真, 2006, 23(9): 195-197.
- [14] 孟庆鑫等. 遥控式护士助手机器人[P]. 专利申请号 03260173.5
- [15] 邹小兵, 蔡自兴, 于金霞等. 基于激光测距的移动机器人 3-D 环境感知系统设计[J]. 高技术通讯, 2005(9): 38-40.
- [16] 邹小兵. 移动机器人原型的控制系统设计与环境建模研究[D]. 中南大学博士学位论文, 2005.
- [17] 戴永前. 基于二维激光雷达的移动机器人三维环境的识别[D]. 南京理工大学硕士学位论文, 2007.
- [18] 黄泽兵, 赵群飞, 赵浩. 一种新型数码相机自拍系统的设计[J]. 机电一体化, 2006, 1: 52-55.
- [19] 周凤余等. 沿 110KV 输电线自主行走的机器人及其工作方法[P]. 专利申请号 200510042569.5

- [20] Zhang, Z.Y., Yuan, B.Z.. NJU head: an active head-eye system[C]. Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems, ICIPS, 1998, v2: 1760-1764.
- [21] 章霞, 郝静如, 李天剑等. 管道检测机器人自动云台机电系统[J]. 北京机械工业学院学报, 2007, 22(3): 27-30.
- [22] 殷际英, 何广平. 关节型机器人[M]. 北京: 化学工业出版社, 2003.
- [23] 蔡自兴. 机器人学[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000
- [24] Jorge Angeles. Fundamentals of Robotic Mechanical Systems-Theory, Methods, and Algorithms [M]. Springer-Verlag New York, Inc., Secaucus, NJ, 1995.
- [25] 范永, 谭民. 机器人控制器的现状与展望[J]. 机器人, 1999, 21(1): 75-80.
- [26] 柳洪义, 宋伟刚. 机器人技术基础[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2002.
- [27] 杨武. 排爆机器人机械手设计及其运动学和动力学分析[D]. 华南理工大学硕士学位论文, 2007.
- [28] K.Hunt. Kinematic Geometry of Mechanisms [M]. Cambridge University Press, Cambridge, MA, 1987.
- [29] 崔玉洁, 张祖力, 范磊. 基于蒙特卡洛方法的采摘机械手工作空间分析[J]. 农机化研究, 2007, 12: 62-63,94.
- [30] 吴健荣. 教学型机器人本体设计及其关键技术研究[D]. 哈尔滨工程大学硕士学位论文, 2007
- [31] 赵伟. 模块化机器人运动控制系统的研究与设计[D]. 武汉科技大学硕士学位论文, 2007.
- [32] E.Rivin. Mechanical Design of Robots[M], McGraw-Hill, New York, 1988.
- [33] Angeles J, Morozov A, Navarro O. A novel manipulator architecture for the production of SCARA motions[C]. Proceedings of the IEEE international conference on robotics & automation, San Francisco, April 24–28, 2000. 2370–75.
- [34] Alexei Morozov and Jorge Angeles. The mechanical design of a novel Schönflies-motion generator [J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2007, 23(1): 82-93.
- [35] K.Youcef-Toumi. Design of Direct Drive manipulators [M]. MIT Press, Cambridge, MA, 1987.
- [36] (美)戈登·麦库姆. 机器人本体制作指南[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [37] 吴宗泽. 机械设计[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [38] 刘巧伶. 理论力学 (第三版) [M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [39] 杨黎明, 杨志勤. 机构选型与运动设计[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- [40] 徐灏. 机械设计手册[M]. 北京: 机械工业出版社, 1991.
- [41] 成大先. 机械设计手册[M]. 北京: 化学工业出版社, 2001.
- [42] 吕士仁. 公差与配合实用手册[M]. 北京: 中国建筑工业出版社, 1988.
- [43] 朱石坚, 楼京俊, 何其伟等. 振动理论与隔振技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [44] 刘和平, 严利平等. TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002..

- [45] 夏路易, 石宗义. 电路原理图与电路板设计教程 Protel 99SE[M]. 北京:北京希望电子出版社, 2002.
- [46] 江中亚, 段发阶. 直流电动机脉宽调制式驱动器设计[J]. 电子测量技术, 2006, 29(4): 149-151.
- [47] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2001.
- [48] 刘金锟. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [49] 李士勇. 模糊控制和智能控制理论与应用[M]. 哈尔滨工业大学出版社, 1991.
- [50] 诸静等. 模糊控制原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [51] 刘金凌, 王先逵, 昊丹. 直流电机伺服系统的模糊推理自校正 PID 控制[J]. 清华大学学报 (自然科学版), 1998, 38(2): 44-46.
- [52] Clavel R, et al. Device for the movement and positioning of an element in space [P]. US Patent, US4976582, December 11, 1990.
- [53] 徐德, 邹伟. 室内移动式服务机器人的感知、定位与控制[M]. 北京: 科学出版社, 2008. 6.
- [54] [56] 徐冬. 全方位移动机械手运动控制方法的研究[D]. 中国科学院自动化研究所博士论文, 2008. 6.
- [55] 谭湘敏. 一类全方位移动机械手的建模与控制研究[D]. 中国科学院自动化研究所博士论文, 2009. 6.
- [56] 谭民, 徐德, 侯增广等. 先进机器人控制[M]. 北京: 高等教育出版社, 2007. 5.
- [57] M. Mark, Y. Cheng, and L. Matthies. Two Years of Visual Odometry on the Mars Exploration Rovers[J]. Journal of Field Robotics, Volume 24 number 3, Special Issue on Space Robotics, 2007, (10), pp: 169 -186.
- [58] 余建军, 徐学军. 基于免疫和模拟退火原理的柔性 Job—Shop 调度研究术[J]. 计算机应用研究, 2010. 11
- [59] 毛力, 刘兴阳. 融合尽调和均值和模拟退火粒子群的混合聚类算法[J]. 计算机与应用化学, 2011. 2
- [60] 崔颖, 赵春晖. 自适应邻域加权模拟退火层叠滤波器[J]. 计算机仿真, 2010. 12
- [61] 曾利平, 王海波. 一种模拟退火小波网络的电力变压器故障诊断[J]. 计算机仿真, 2011. 7

硕士期间所做工作

发表的论文:

严文, 潘炼。一种基于特征地图的移动机器人 SLAM 方案.。计算机测量与控制, 2011 年 19 卷第 4 期

潘炼, 严文。基于改进人工势场的移动机器人路径规划.。计算机测量与控制, 2011 年 19 卷第 4 期

致 谢

岁月如梭，三年的硕士研究生生活即将结束，在论文的完成之时，我要衷心地感谢给予我指导和帮助的老师 and 同学们。

本课题的研究和论文的完成是在潘炼老师的热情关怀和悉心指导下完成的。导师严谨的治学态度、兢兢业业的工作精神使我终身受益，我在科研道路上的每一个脚印都凝聚着老师的心血。在本篇论文搁笔之际，谨向尊敬的老师表示衷心的感谢和深深的祝福！

在课题研究和论文写作中，同样离不开实验室徐辉、李柯、卢伟等各位同学的协助，谨向他们表示衷心的感谢。

最后，衷心地祝福大家健康、快乐！

分类号: _____ 密级: _____
UDC : _____

武汉科技大学

硕士学位论文(摘要)

一种基于 ARM 的二自由度云台伺服控制系统研究

Research of 2-DOF Pan-tilt

Drive-serve Controller System Based on ARM

严文

指导教师姓名: 潘 炼
武汉科技大学信息科学与工程学院

申请学位级别:	硕 士	专业名称:	控制理论与控制工程
论文定稿日期:	2012 年 05 月 27 日	论文答辩日期:	2012 年 05 月 27 日
学位授予单位:	武汉科技大学		
学位授予日期:			

答辩委员会主席:	王 斌 教 授
评 阅 人:	王 斌 教 授
	张均湖 高 工

摘 要

云台是一种用于安装、固定摄像头的支撑设备，传统云台主要应用于大型场所的安防监控，具有结构复杂、体积大、调速范围小等特点，而真正适合小场所的云台并不多。国外云台价格较高，国内没有得到广泛的应用。因此，研制体积小、定位准确、结构简单、价格低廉的云台有很大的社会意义。随着多媒体技术和网络通信技术的迅速发展，视频监控技术在电力系统、电信机房、工厂、城市交通、水利系统、小区治安等领域得到了越来越广泛的应用，采用的设备一般都是云台摄像头。云台和变焦镜头是电视摄像监控系统中常用的设备，与摄像机配合使用，可以大大扩大摄像机的监视范围、监视视野和清晰度。

本文主要分析和研究了一种基于 ARM 的控制驱动一体化二自由度云台。主要工作如下：

根据功能要求，确定了云台设计的主要技术指标；通过分析比较，确定了二自由度云台的结构形式，提出了采用直流伺服电机驱动、增量式光电编码器和基于 ARM 的控制驱动一体化总体方案来实现。采用 D-H 法对二自由度云台进行了正运动学位置分析，采用几何法进行了逆运动学求解，采用蒙特卡洛方法对云台工作空间进行了分析，并对杆长参数进行了优化设计。

针对直流电机调速系统具有非线性特点，首先综合模糊控制器、PID 控制器和智能权函数各自的优势，设计了一种带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器，并详细说明了该控制器各个模块中需要确定的参数。实验结果表明，该控制器实时性强，对指令信号响应速度快，稳态精度高、跟踪性能好，不仅可以消除系统余差，做到对指令信号的无差跟踪，而且对系统参数不敏感。其次介绍了模拟退火算法的基本原理，并在此基础上给出了一种改进的模拟退火算法。基于这种模拟退火算法，提出了对带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器参数的组合优化设计方法。并依次选取一阶对象、二阶对象、时滞对象进行仿真。仿真实验结果表明，对所有的五个参数同时进行组合优化的寻优策略所获得的控制性能最好，使用这种方法设计的控制器具有响应快、超调小、稳态精度高等优点。最后介绍了黄金分割法的基本原理，并提出了对带时变修正权函数 FUZZY-PID 控制器参数的在线优化设计方法。实验结果表明，控制器的动态性能和静态性能都有明显的改善。因此，本章中提出的设计思想具有合理性和先进性，可以显著地改善和提高控制器的性能。

控制驱动一体化二自由度云台要能够实现水平和俯仰方向转向的同时，还要有比较宽的速度范围和良好的平稳性，在变速时要求好的过渡性和准确性，对转速的要求非常高；其次，由于此云台在调试成功后要配合移动机器人进行视觉定

位和导航,不能仅仅依靠预置点定位,而是需要通过正逆运动学分析和轨迹规划来进行精确定位,所以是一个三维控制系统,这对系统的速度和处理能力要求很高;另外,系统存在大量的外围器件,所以也要求主控处理器具有丰富的I/O端口资源。经过反复的挑选与论证,最终选择了STM32F103ZET67作为中央处理。硬件电路包括电源、驱动电路、接口电路、传感器检测电路以及通信电路等部分。利用ARM控制驱动一体化硬件平台,在分析模拟退火算法原理的基础上,本文提出一种改进的模拟退火算法。以系统的性能作为寻优指标,采用模拟退火-黄金分割算法对本文所设计的带时变修正权函数FUZZY-PID控制器的参数进行优化设计。分别分析了PID控制、模糊控制和模糊PID控制三种算法。分别采用常规模糊控制器和带时变修正权函数FUZZY-PID 控制器对电机系统的舵机转角和直流电机转速进行控制。

实验结果表明,拟设计的算法控制精度高、稳定性好更适合二自由度云台控制的要求。

关键词: 云台; 二自由度; 控制驱动一体化; ARM

Abstract

A pan-tilt is main for the installation, the fixed camera support equipment. Traditional pan-tilt is mainly used for monitoring and safety protecting in large-scale spaces, and always with large size, complicated structure and limited range of speed adjustment.that is to say, there are few pan-tilts can be used for small-sized mobile robots to realize robot visual servo control. A pan-tilt in foreign countries are difficult to be adopted, for their high product cost and delivery problem. As a result, there is very important application value and meaningful influence in researching and developing small-sized robot pan-tilts with accurate localization, large range of speed adjustment and low cost. Therefore, this thesis mainly analyzes and investigates one kind of 2-DOF pan-tilt with integrated drive-servo controller based on ARM. With the rapid development of multimedia technology and network communication technology, video surveillance technology has been more widely used in the field of power systems, telecommunications rooms, factories, urban transportation, water systems, residential security and so on. PTZ and zoom television camera monitoring system used equipment, used in conjunction with the camera, can greatly expand the range of the camera surveillance, surveillance, vision and clarity.

According to all functional demands, an expected technology

criterion and specification have been proposed as a basic goal in this thesis:

Based on the goal and by comparing many examples, the architecture of pan-tilt was established, and the scheme of adopting DC motors with gear reducer, incremental encoders, and an integrated drive-servo control system scheme based on ARM proposed. In particular, the kinematics model based on D-H method and inverse kinematics model based on geometry were analyzed and established, and the work space of pan-tilt was analyzed by Monte Carlo analysis method. Based on the Matlab simulation on work space, the bar length solution method of pan-tilt was established.

For DC motor speed control system with nonlinear characteristics. The first fuzzy controller, the PID controller and intelligent power function of their respective advantages. The experimental result shows that the controller's real-time strong, fast response, high steady precision, performance tracking the command signal. It can not only eliminate the system error, so that no poor track on the command signal, and is not sensitive to system parameters. Second, it introduces the basic principles of the simulated annealing algorithm, and an improved simulated annealing algorithm is given on this basis. Based on this simulated annealing algorithm, with the combination of the right to change correction function FUZZY-PID controller parameters

optimization design method. And in turn select the first-order object, the second-order object, time Delay Simulation. The simulation result shows that , the controller designed using this method has a fast response, small overshoot, steady-state and high precision control performance optimization strategy for combinatorial optimization on all five parameters simultaneously. Finally, the basic principle of the golden line optimal design method, and the correct weight function FUZZY-PID controller with time-varying parameters. The experimental results show that the controller's dynamic performance and static performance has significantly improved. Therefore, the design ideas proposed in this chapter are reasonable and advanced, can significantly improve and enhance the performance of the controller.

two degrees of freedom head-driven integration to be able to achieve a level and pitch direction shift at the same time, but also a wide speed range and a smooth,transitional and accuracy requirements of a good when the variable speed, the speed requirements very high; Secondly, because this head after the successful commissioning with the mobile robot visual positioning and navigation, and not rely solely on preset position, but by the forward and inverse kinematics and trajectory planning for accurate position, a three-dimensional control system, the system speed and processing power demanding; In addition, there are a lot of peripheral devices, so themaster processor has a wealth of I / O

port resources. After repeated selection of demonstration, the finally we choice STM32F103ZET67 as the central processing. The hardware circuit including the power supply, drive circuit, interface circuit, the sensor detection circuit, and the communication circuit section. ARM control-driven integrated hardware platform, on the basis of the analysis of simulated annealing algorithm principle, this paper presents an improved simulated annealing algorithm. Time-varying indicator of system performance optimization, simulated annealing - golden sectional gorithm with this correction weight function FUZZY-PID controller parameters to optimize the design. Analysis of the PID control, fuzzy control and fuzzy PID control of the three algorithms. Were used to change when the conventional fuzzy controller and with the correct weight function FUZZY-PID controller on the steering gear corner of the motor system and DC motor speed control.

The experimental results show that the proposed algorithm control of high precision,good stability and is more suitable for PTZ control requirements of the two degrees of freedom.

Keywords: pan-tilt; two degrees of freedom; integrated drive-serve; ARM.