

北京信息科技大学

硕士学位论文

无刷直流电机控制系统研究

姓名：周宁

申请学位级别：硕士

专业：控制理论与控制工程

指导教师：白连平

20081208

摘 要

无刷直流电机是新一代机电一体化产品,它既具备异步电机结构简单、运行可靠和维护方便的特点,又具有直流电机调速性能好等优点。因此无刷直流电机在许多领域都得到了广泛的应用。随着微处理器技术的迅猛发展,许多复杂而有效的控制策略和算法在各种电机控制中已得到实现,并且越来越多的用于电动机、车辆和工业控制系统中。因此有必要针对无刷直流电机的控制策略进行研究,以寻找一种行之有效的控制策略,改善无刷直流电机的运行性能。基于此,课题做了以下几个方面的研究工作。

1、了解无刷直流电机的结构、运行原理以及控制方法,设计了基于 DSP56F803 的硬件系统,包括 DSP 控制电路、位置检测电路、信号和功率驱动电路、电流检测电路、人机交互模块以及相应的保护电路,用于实现无刷直流电机的调速、斩波等各种控制方式。与传统控制方式相比,基于 DSP56F803 的电机控制系统具有更快的运算速度易于实现实时控制算法的优点,同时,专用的 PWM 输出系统更加简单、可靠。

2、在此基础上,开发了基于 SDK 开发包的电机控制应用程序,包括根据无刷直流电机的数学模型而开发的双闭环 PID 控制程序和模糊控制程序,以及两种控制算法都要用到的换向中断程序、转速检测程序、电流检测程序和人机交互程序。

3、采用双闭环 PID 控制策略,按照工程设计方法,分别设计电流环和转速环。结合 PID 控制规律,按照工程整定的方法,对 PID 参数进行整定,使调速系统性能达到设计要求。按照模糊控制理论,设计了模糊控制器,实现了模糊控制算法。

通过观察无刷直流电机调速运行曲线,试验结果表明两种控制策略均达到了设计要求,PID 控制稳态时无静差,而模糊控制在动态特性和抗干扰性能方面表现要优于 PID 控制。

关键词:无刷直流电机, PID 控制, 模糊控制

ABSTRACT

Brushless DC motor (BLDCM) is a new generation of mechanical-electrical integration product. It not only has the good characteristics of the AC motor but also the good characteristics of the DC motor, such as its simple structure, operation reliability, easy-maintenance, high efficiency, easy-speed-control. Therefore, BLDC motor has been applied to many industry fields and every aspects of life. As development of microprocessor, many complex and effective control strategy and arithmetic have been used in motor control for motor vehicle and industry control. Therefore, it is necessary to study the control strategy for BLDCM, and find a effective control strategy to improve the operation performance of BLDCM. This paper

So, some research about soft control of the BLDCM was done in this subject.

Firstly, the structure of the BLDCM, operation theory and control method is realized and the hardware system based on DSP56F03 is designed for all kinds of control methods, including the DSP control circuit, the position detecting circuit, the signal and power driving circuit, the current detecting circuit, the human-computer interaction module and the protection circuit. Compared with traditional control mode, the motor control system design based on DSP56F803 has the advantage of higher operation speed and easier implement of the real-time control. And the special PWM output function on chip make the control system more simple and reliable.

Secondly, motor control application program is developed on the basis of SDK, including double closed-loop PID control program on the basis of math model of BLDCM and Fuzzy control program, and the program of commutation interruption, the program of speed detecting, the program of current detecting and the program of human-computer interaction

Thirdly, double closed-loop PID control is adopted to design the adjustable speed regulator (ASR) and the adjustable current regulator (ACR) according to engineering design method. Combined with PID control rule, the PID parameters are adjusted to meet the system requirement according to project correct method. The Fuzzy controller is designed to realize the Fuzzy control arithmetic according to the Fuzzy control theory.

The BLDCM running curves were observed under using PID and Fuzzy control strategy respectively. Test results show that two control strategies have been able to meet the design requirements, but PID and Fuzzy controls have their own different characteristics in stable state, dynamic state and anti-interfere performance.

Keywords: BLDCM, PID control, Fuzzy control

学位论文版权使用授权书

本人完全了解北京信息科技大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版；学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向中国科学技术信息研究所等国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

学位论文作者签名：周宁

2009年1月14日

经指导教师同意，本学位论文属于保密，在 年解密后适用本授权书。(注：论文属公开论文的，作者及导师本处不签字)

指导教师签名：

学位论文作者签名：

年 月 日

年 月 日

硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文题目为《无刷直流电机控制系统研究》学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

作者签字：

周宁

2009年 1月 14日

第1章 引言

1.1 课题背景及研究意义

电动机的应用已经遍及国民经济的各个领域以及人们的日常生活中。传统的直流电动机采用电刷进行换向,换向时容易产生电磁干扰、噪声、火花等,并且电刷的损耗也造成了电机的可靠性差,并且制造成本高、维修困难,限制了其应用。

随着社会生产力的发展和人们生活水平的提高,对电机的要求也越来越高,各种新型电动机也应运而生。1978年,MAC经典无刷直流电机及其驱动器的推出,标志着电子换向无刷直流电机真正进入了实用阶段。随着电力电子工业的飞速发展,许多新型的高性能大功率电力电子器件,如GTR、MOSFET、IGBT等相继出现,以及高性能永磁材料的问世,均为无刷直流电动机的广泛应用奠定了坚实的基础。

无刷直流电动机的最大特点就是没有换向器和电刷组成的机械接触结构。通常采用永磁体为转子,没有激磁损耗;发热的电枢绕组又通常装在外面的定子上,热阻较小且散热容易。因此,无刷直流电动机没有换向火花,没有无线电干扰,寿命长,运行可靠,维护方便。正是由于无刷直流电动机有如此的优点,其在宇航、军事领域、工业和民用领域被广泛应用,例如在工业控制领域,如数控机床、机器人以及自动化生产线等^[1]。

目前无刷直流电机的转速、电流控制多采用传统的PID控制,PID控制器是经典控制理论应用中最成功的代表,这种控制方法的最大优点就是结构简单,使用方便。PID控制是基于精确模型的一种控制方法,而实际的无刷直流电机多少还有非线性,另外,PID控制中一个关键的问题就是PID参数的整定,常规PID控制器参数常常整定不良,性能欠佳,变化适应性较差。

智能控制是一门新兴的学科,是控制理论发展的高级阶段,是以人工智能、控制论、信息论、运筹学为基础的交叉学科,主要用于解决传统的控制方法难以解决的系统控制问题。模糊控制是智能控制的一个重要分支,模糊控制系统应用于诸如数量不确切以及一些复杂可变的被控对象等场合是非常合适的,针对无刷直流电动机这种参数可能发生较大变化的被控对象,如果采用模糊控制根据对象输出的变化调整参数,可以取得较好的控制效果^[2]。

常规模糊控制系统尽管有良好的动态特性,但由于缺少积分环节,所以有时应用这种控制方法的系统的静态特性欠佳,无法消除静态误差。因此研究无刷直流电机控制策略,改善无刷直流电机控制系统的性能具有很高的研究意义。

1.2 无刷直流电机的发展现状

无刷直流电机诞生于 1955 年, 由美国 D. Harrison 等人首次申请了用晶体管换相电路代替机械电刷的专利, 这标志着现代无刷电机的诞生^[3]。在此之后, 又相继出现了新型永磁材料钕钴、钕铁硼, 它们具有高剩磁密度、高矫顽力以及高磁能积等优异磁性能, 使永磁电机有了较大发展。但是钕钴的价格昂贵, 限制了永磁无刷电机的前进步伐。直到八十年代初期, 价格较低的钕铁硼永磁材料研制成功, 开创了稀土永磁电机的新纪元, 并为其在民用工业中的应用开辟了广阔前景, 现已在医疗器械、仪器仪表、化工、纺织及家用电器等领域日益普及。进入九十年代以来, 随着电力电子工业的飞速发展, 许多新型高性能半导体功率器件, 如 GTR、MOSFET、IGBT 等相继问世, 以及微处理器、大规模集成电路技术的发展, 逆变装置也发生了根本性的变化。这些开关器件本身向着高频化、大容量、智能化方向发展, 并出现集半导体开关、信号处理、自我保护等功能为一体的智能功率模块 (IPM) 和大功率集成电路, 使无刷直流电动机的关键部件之一——逆变器的成本降低, 且向高频化、小型化方向发展。同时, 永磁材料的性能不断提高和完善, 特别是钕铁硼永磁体的热稳定性和耐腐蚀性的改善, 加上永磁电机研究和开发经验的逐步成熟, 稀土永磁无刷直流电机的应用和开发进入一个新阶段, 目前正朝着超高速、高转矩、高功能化、微型化方向发展^[4]。

目前, 无刷直流电动机的研究主要集中在以下方面:

(1) 无机械式转子位置传感器控制。目前较成熟的无转子位置传感器运行控制方法有反电动势法、定子三次谐波检测法、续流二极管通路检测法。

(2) 转矩脉动控制。存在转矩脉动是无刷直流电动机的固有缺点, 特别是随着转速升高, 换相导致转矩脉动加剧, 因此如何减小转矩脉动是提高电机性能的重要方面。

(3) 智能控制。将先进的控制理论和控制方法, 尤其是智能控制算法运用在无刷直流电动机调速系统中, 充分利用智能控制的非线性、变结构、自寻优、自学习、自适应、自整定等各种功能, 来克服电气传动系统中的变参数、非线性、时滞性和时变性等因素的不利影响, 是目前无刷直流电动机研究的一个重要方向。其中, 模糊控制通过把人的成熟经验规则融入到控制策略中, 能够得到较好的控制效果。

目前电动机控制理论已经较为成熟, 因此今后相当一段时间内还会将现有的各种控制理论加以综合, 互相取长补短, 或将其他学科的理论方法引入电动机控制, 走交叉学科的道路以解决上述问题^[5]。

1.3 无刷直流电机控制策略

针对电机的电子换向问题,随着科技的发展,电子换向控制器经历了模拟控制电路、模拟数字混合控制电路、专用集成控制电路、微处理器控制电路、数字信号处理器控制电路等阶段。从目前的发展趋势来看,以数字信号处理器(Digital Signal Processor)为核心的控制电路将代表无刷直流电机电子换向控制器的发展方向。针对电机控制所设计的 DSP 芯片运算速度远远高于单片机,而且片内集成了模拟/数字转换器、以及专门用于电机控制的 PWM 脉冲发生器等,使得它们从硬件机制上可以较好地满足电机控制系统的要求。此外, DSP 强大的事件管理器可以实时地执行一些高精度的复杂控制算法,减少传感器信号采样到控制命令输出之间的延迟,改善速度控制中的动态行为。

可以看到,基于 DSP 控制器构成的电机控制系统具有传统单片机电机控制系统和专用芯片电机控制系统的优势,同时又克服了它们各自的缺点。而且,随着电子技术的不断发展, DSP 芯片的成本在不断下降,目前 TI 的 C2000 系列芯片的价格和普通的单片机已经不相上下。

对于电机控制系统,功率驱动技术至关重要。电力电子技术和功率半导体器件的发展对无刷直流电机控制技术的发展影响极大,它关系到电机的功率驱动。电力电子功率器件经历了从半控(只能控制开不能控制关)到全控阶段,从电流控制到电压控制(场控),从几 KHz 到 500 KHz 以上的开关频率的变化;而电机的控制也相应从相控电流转变到脉宽调制技术。

从 20 世纪 70 年代开始先后出现了几种有自关断能力的全控型功率器件,如可关断晶体管(GTO)、功率晶体管(GTR)。这些全控功率器件取代了普通晶闸管系统,提高了工作频率,简化了电路结构,提高了系统的效率和可靠性。原来谐波成分大、功率因数差的相控变流器已逐步由斩波器或 PWM 变流器所取代,使电机的调速范围明显增加。其后又出现了功率场效应管(MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)、MOS 控制晶闸管(IGCT)等,形成第三代功率器件。这些新型功率器件采用场控,工作频率可以更高,驱动电路更简单。目前,号称第四代的功率集成电路已崭露头角。功率集成电路是电力电子技术与微电子技术相结合的产物,它将半导体功率器件与驱动电路、逻辑控制电路、检测和诊断电路、保护电路集成在一块芯片上,使功率器件含有某种智能功能,因此又称为智能功率集成电路。半导体功率器件发展的另一个方向是智能功率模块(PIM),它是将多个(或单个)功率器件组成半桥或全桥,并结合快速恢复二极管、栅极(或基极)驱动电路、保护电路,而形成的一个混合模块^[6]。所有这些功率器件的发展都促进了无刷直流电机控制技术的进步。

在控制算法方面,无刷直流电机是一个多变量、非线性、强耦合的对象,因此利用模糊控制、神经网络控制、自适应控制、专家系统等具有自学习、自适应、自

组织功能的智能控制来进行无刷直流电机的控制是一种有效的手段^[7], 控制器的计算和存储能力的不断增强也为这些先进控制算法的实现提供了有利的条件。文献[8]研究了无刷直流电机的恒功率模糊控制, 仿真结果表明采用模糊控制的系统具有较强的鲁棒性。Tzuen-Lih Chern 在文献[9]中提出了基于 DSP 技术的变结构控制方法。文献[10]采用 PID 控制与模糊控制相结合的 Fuzzy-PI 控制对电机转速进行控制, 克服了简单模糊控制和传统 PID 控制的缺点, 取得了良好的效果。

无刷直流电机是当今效率最高的调速电机之一, 与其相关的控制技术研究是当今电机领域的热门课题, 其中有很多问题值得深入研究, 如无刷直流电机的转矩脉动、相电流检测问题等, 本文对相关的控制技术问题进行研究。

1.4 课题来源及研究内容

本课题是以曹荣敏老师的北京市教育委员会科技计划面上项目“无模型控制方法研究及其在永磁同步电机调速中的应用”(项目编号为 KM200811232007)为背景进行的研究工作。本文研究的内容是设计并实现一个基于 DSP 的无刷直流电机转速控制系统, 以完成检验不同控制策略的控制效果。系统要求达到的控制目标为:

- ◆ 实现电机的转速控制, 要求转速控制的稳态精度达到 0.1%, 系统地超调量小于 5%。

- ◆ 实现电机的正反转控制, 加减速。

课题的主要研究内容如下:

- (1) 研究 DSP56F803 的硬件环境, 设计基于该控制芯片的无刷直流电机调速的硬件系统。该硬件系统既能满足无刷直流电机平滑调速控制算法的需要, 还应有保护功能和可扩展性。

- (2) 研究无刷直流电机的数学模型、电流与转矩关系等, 设计适合于无刷直流电机调速的软件, 实现无刷直流电机的平滑调速。

- (3) 分别采用 PID 算法、模糊算法实现对无刷直流电机的调速, 并将两者控制效果作比较。

第2章 无刷直流电机的控制原理及控制方法

2.1 无刷直流电机的基本组成

无刷直流电机的基本组成环节主要有电机本体、位置传感器和电子开关线路三个部分^[1]。

(1) 电机本体

电机本体的主要部件有主转子和主定子。主定子是电机本体的静止部分。它由导磁的定子铁芯、导电的电枢绕组及固定铁芯和绕组用的一些零部件、绝缘材料、引出部分等组成，如机壳、绝缘片、槽楔、引出线及环氧树脂等。主转子是电机本体的转动部分，是产生激磁磁场的部件。它由三部分组成：永磁体、导磁体和支撑零部件。

(2) 位置传感器

位置传感器和电机本体一样，也由静止和运动两部分组成，即位置传感器定子和位置传感器转子。位置传感器按动作原理，可分为敏感式、耦合式、谐振式和接近式等。

敏感式位置传感器是利用敏感元件来感受出转子的位置，并输出信号去控制各相绕组的导通顺序。常用的敏感元件有光敏元件（如光电二极管、光电三极管和磁敏三极管等）。

耦合式是指变压器耦合（即磁电式）和高频空芯线圈耦合等。

谐振式是由电感、电容等元件组成，当达到谐振条件时，输出信号为最大，借此去控制电枢绕组的导通。

接近式是利用接近某物而动作的原理所组成的一种位置传感器。

课题所用电机的位置传感器属于敏感式霍尔元件位置传感器，而且是开关型的。

(3) 电子换向线路

电子换向线路的任务是将位置传感器的输出信号进行解调，预放大，功率放大，然后去触发末级功率晶体管，使电枢绕组按一定的逻辑程序馈电，保证电机的可靠运行。电子换向电路主要由功率逻辑开关单元和位置传感器信号处理单元两部分组成。功率逻辑开关单元是控制电路的核心，其功能是将电源的功率以一定逻辑关系分配给无刷电机定子上的各相绕组，以便使电机产生持续不断的转矩。而各相绕组导通的顺序和时间主要取决于来自位置传感器的信号。但位置传感器所产生的信号一般不能直接用来控制功率开关单元，往往需要经过一定逻辑处理后才能去控制逻

辑开关单元。

一般来说，对电子换向线路的基本要求是：

- 1) 线路简单；
- 2) 运行稳定可靠；
- 3) 体积小，重量轻；
- 4) 功耗小；
- 5) 能按照位置传感器的信号进行正确换向，并能控制电机的正反转；
- 6) 应能长期满足不同环境条件的要求；
- 7) 长期运行。

2.2 无刷直流电机的运行原理

以三相无刷直流电机全控系统为例，如图 2.1 所示，共由六只晶体管 T_1 ， T_2 ， T_3 ， T_4 ， T_5 ， T_6 构成功率逆变器。位置传感器采用霍尔元件传感器。图中，此时晶体管 T_1 ， T_2 导通，电流从 A 相流入，C 相流出。以 2.2 (a) 图所示电机转子位置

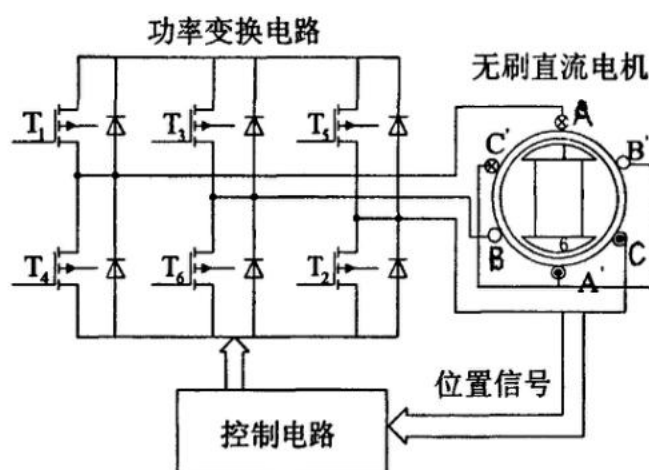


图 2.1 三相无刷直流电机全控系统示意图

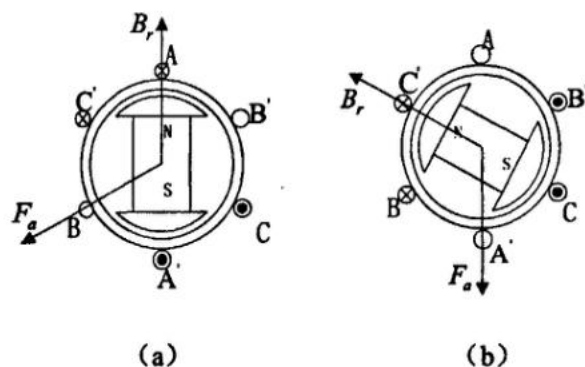


图 2.2 三相全控桥通电情况示意图

为起始状态, 简要分析无刷直流电机的运行原理如下: 当转子处于图 2.2 (a) 所示的位置时, 晶体管 T_1 , T_2 导通, 电流从 A 相绕组流入, C 相绕组流出, 此时, A, C 两相绕组电流产生的合成电枢磁动势 F_a 与转子磁场 B_r 之间的夹角为 120° (电角度), 两者相互作用产生电磁转矩, 该转矩使转子逆时针方向旋转。随着转子的转动, 转子磁场 B_r 与定子磁动势 F_a 之间的夹角逐渐减少。当转子磁极旋转到定子磁动势 F_a 与转子磁场 B_r 之间的夹角为 60° (电角度) 时, 定子绕组开始换流, 由 T_1 , T_2 导通变为 T_2 , T_3 导通, 此时定子磁动势 F_a 跳跃前进 60° (电角度) 变成图 2.2 (b) 中所示位置, 定子磁动势 F_a 与转子磁场 B_r 之间的夹角为 120° (电角度), 依次类推, 由位置传感器提供转子位置信号, 每隔六分之一周期, 功率开关切换一次, 使电机电流产生的定子磁动势 F_a 跳跃前进 60° (电角度), 进而使转子旋转起来, 由于定子磁动势呈步进运动, 所以产生的电磁转矩将呈现脉动。

2.3 无刷直流电机的信号驱动方法及选择

无刷直流信号驱动方法有很多, 如半控电路和全控电路。针对三相 Y 接全控电路, 主要有两两通电方式和三三通电方式。不同的控制电路及控制方法应用于同一种无刷直流电机时, 控制效果有较大差异。对三相 Y 绕组的电机来说, 三相全控电路比三相半控电路转矩脉动小, 同样输入电流的情况下, 输出转矩大, 电机绕组的利用率高; 而两两通电控制方式比三三通电控制方式, 在相同的输入电流的情况下, 电机输出转矩较大, 控制方式简单易行。

本课题所采用的无刷直流电机是三相两极, 绕组 Y 接。结合以上分析采用主电路采用三相全控电路, 通电方式采用两两导通方式, PWM 斩波方式选用固定上桥臂斩波控制方式。下面详细介绍一下三相全控方式下, 晶体管两两导通电机的运行原理以及 PWM 固定上桥臂斩波控制方式下的驱动信号输出。

(1) 两两导通方式

前面在介绍电机运行原理时已经介绍了两两导通方式, 下面具体分析电机在两两导通方式下, 磁场和转子受力情况。所谓两两导通方式是指每一瞬间有两个晶体管导通, 每隔 $1/6$ 周期 (60° 电角度) 换相一次, 每次换相一个晶体管, 每一晶体管导通 120° 电角度, 位于同一桥臂上的两只晶体管不能同时导通, 如图 2.1 所示, 当晶体管 T_1 , T_2 导通时, 电流从 T_1 管流入 A 相绕组, 再从 C 相绕组流出, 经 T_2 回到电源。如果流入绕组的电流所产生的转矩为正, 那么从绕组流出的电流所产生的转矩则为负, 它们合成的转矩如图 2.3 (a) 所示, 其大小为 $\sqrt{3}T_a$, 方向在 T_a 和 $-T_c$ 的角平分线上。当电机转过 60° 后, 由 T_1 , T_2 通电换成 T_2 , T_3 通电。这时, 电流从 T_3 流入 B 相绕组再从 C 相绕组流出, 经 T_2 回到电源, 此时合成转矩如图 2.3 (b) 所示,

其大小同样为 $\sqrt{3}T_a$ 。但合成转矩 T_{bc} 的方向转过了 60° 电角度,但大小始终保持 $\sqrt{3}T_a$ 不变,图 2.3(c)示出了全部合成转矩的方向。

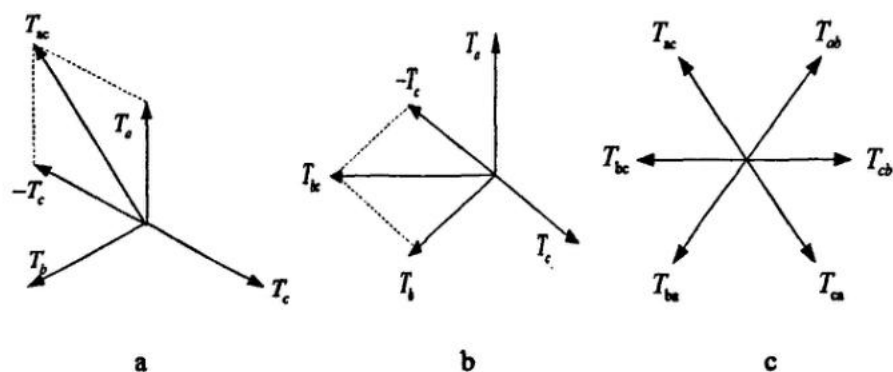


图 2.3 两两导通时合成转矩矢量图

(2) PWM 固定上桥臂斩波控制方式

此方式是指功率器件在每次导通 120° 的时间内,只有下桥臂斩波,另一个导通的桥臂保持恒通,这种控制称为 Hon_Lpwm^[12],功率管的驱动信号示意图如图 2.4 所示。

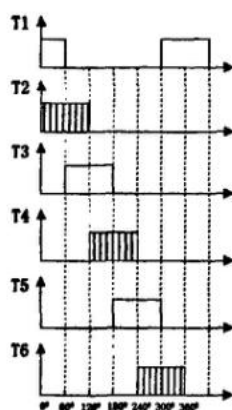


图 2.4 Hon_Lpwm 信号输出

此外,在两两通电控制方式下,PWM 斩波方式还有上下桥轮流斩波,固定下桥斩波等,在此限于篇幅,就不再详述。

2.4 本章小结

本章主要介绍了无刷直流电机的结构、运行原理以及信号驱动的方法,在考虑到无刷直流电机的本身特性及其控制效果,课题研究采用了如下方案:主电路采用三相全控电路,通电方式采用两两导通方式,PWM 斩波方式选用固定上桥臂斩波控制方式。

第 3 章 无刷直流电机调速系统的设计

转速、电流双闭环控制直流调速系统是性能很好、应用最广的支流调速系统。转速单闭环支流调速系统可以在保证系统稳定的前提下实现转速无静差，但是，如果对系统的动态性能要求较高，例如要求快速起制动，突加负载动态速降小等，单闭环系统就难以满足需要^[13]。这主要是因为单闭环系统中不能随心所欲的控制电流和转矩的动态过程，而双闭环调速系统则可以很好的解决这个问题，因此，现在直流电机调速系统一般多采用双闭环调速。在双闭环系统的设计中，分为电流环和转速环的设计，其中电流调节器和转速调节器的参数配置等设计都需要根据直流电机的数学模型或相关参数得到，本章就从无刷直流电机的参数计算和数学模型开始探讨，然后分别用 PID 控制算法、模糊控制算法进行无刷直流电机调速系统的设计。

3.1 无刷直流电机的数学模型

3.1.1 无刷直流系统的数学建模

无刷直流电机是电枢驱动电流为方波(梯形波)的永磁同步电机。它由电动机本体、位置传感器和电子开关线路三部分组成。做如下假定^[14]：

- (1) 三相绕组完全对称，气隙磁场为方波，定子电流、转子电流磁场分布皆对称；
- (2) 忽略齿槽、换相过程和电枢反应等的影响；
- (3) 电枢绕组在定子内表面均匀连续分布；
- (4) 磁路不饱和，不计涡流和磁滞损耗。

BLDCM 的定子三相绕组的电压平衡方程可以用方程 (3.1) 表示^[15]：

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

式中： u_a 、 u_b 、 u_c 分别为 A, B, C 三相绕组相电压，单位为 (V)；

i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 A, B, C 三相绕组相电流，单位为 (A)；

r_a 、 r_b 、 r_c 分别为 A, B, C 三相绕组相电阻，单位为 (Ω)；

e_a 、 e_b 、 e_c 分别为 A, B, C 三相绕组相反电势，单位为 (V)；

L_a 、 L_b 、 L_c 分别为 A, B, C 三相绕组自感，单位为 (H)；

L_{ab} 、 L_{ac} 、 L_{ba} 、 L_{bc} 、 L_{ca} 、 L_{cb} 分别为 AB、AC、BA、BC、CA、CB 相的互感，单位为 (H)；

$$p = \frac{d}{dt}(\cdot);$$

由于三相绕组为对称分配的，因此，有下式成立：

$$\begin{aligned} L_a &= L_b = L_c = L; \\ r_a &= r_b = r_c = r; \\ L_{ab} &= L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M; \end{aligned} \quad (3.2)$$

因此，式 (3.1) 变为：

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

又因为三相绕组星形接法，于是有下式成立：

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.4)$$

式 (3-3) 又可以变换为下式：

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{pmatrix} p \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

电磁转矩方程可以用如下方程表示：

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (3.6)$$

式中 ω_m 为电动机的机械角速度。

电动机的运动方程为：

$$T_e = T_L + B\omega + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.7)$$

式中 T_L 为负载转矩 ($N \cdot m$)， B 为粘滞阻尼系数 ($N \cdot m / rN$)， J 为转子及负载的转动惯量 ($kg \cdot m^2$)， $\frac{d\omega_m}{dt}$ 为转子的机械角加速度 (rad / s^2)。

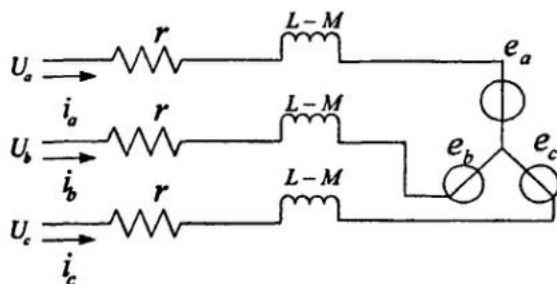


图 3.1 三相无刷直流电动机等效电路图

根据上面的讨论,可以得到无刷直流电动机的三相等效电路如图 3-1 所示。

3.1.2 无刷直流电机主要参数的计算

(1) 电机转速的计算

基于以上分析,可以得到无刷直流电机电势平衡方程式为:

$$U = E + I_{acp} r_{acp} + \Delta U \quad (3.8)$$

式中: U ——电源电压 (伏); E ——电枢绕组反电势 (伏); I_{acp} ——平均电枢电流 (安); r_{acp} ——电枢绕组的平均电阻 (欧); ΔU ——功率管饱和压降 (伏); 对于桥式换相电路为 $2\Delta U$ 。

其中电枢反电势:

$$E = K_e n \quad (3.9)$$

式中: n ——电机转速 (转/分); K_e ——反电势系数 (伏/转/分)。

由式 (3.8), (3.9) 可得:

$$n = \frac{E}{K_e} = \frac{U - \Delta U - I_{acp} r_{acp}}{K_e} \quad (3.10)$$

由式 (3.10) 可以看出: 无刷直流电机的调速可通过改变电源电压来实现。这种通过改变电源电压的调速方式与普通直流电机类似, 可以实现电机的无极平滑调速, 调速性能较好。

(2) 平均电磁转矩的计算

无刷直流电机根据反电势波形的不同可分为正弦波电动机和方波电动机, 它们的转矩、电流计算公式各不相同^[16]。本课题是基于正弦波电动机开展的实验, 因此本文中主要讨论正弦波电动机的转矩、电流计算公式。先作如下基本假设^[17]:

1) 转子磁钢产生的气隙磁场是按正弦波分布的。即:

$$B(x) = B_g \sin \frac{x}{\tau} \pi \quad (3.11)$$

对于气隙中某一固定点, 在电动机旋转时, 该处磁密在时间上也是按正弦规律变化的, 如图 3.2 所示。即:

$$B(\omega t) = B_g \sin \omega t \quad (3.12)$$

2) 忽略电枢绕组的电感。

3) 忽略过渡导通状态和开关动作的过渡过程。

4) 以电动机的极对数 $p=1$ 进行分析。

5) 电机为三相星接, 采用两两导通方式进行控制。

基于以上假设,电机每转一周,就有六个磁状态。磁状态角如图 3.2 中 α_z 所示, $\alpha_z = \frac{\pi}{3}$ 电弧度。设电机三相绕组分别 U、V、W 相,则绕组的导通顺序为: $UV \rightarrow UW \rightarrow VW \rightarrow VU \rightarrow WU \rightarrow WV \rightarrow UV$ 。由于每个磁状态均为两相导通,定子绕组相邻两相又在空间上相差 120° 电角度,则其合成反电势最大值为某一相反电势最大值的 $\sqrt{3}$ 倍。如图 3.3 所示。

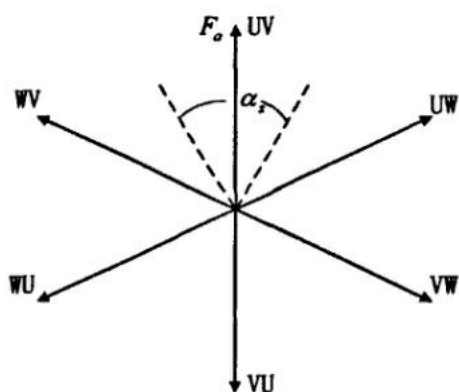


图 3.2 磁状态角示意图

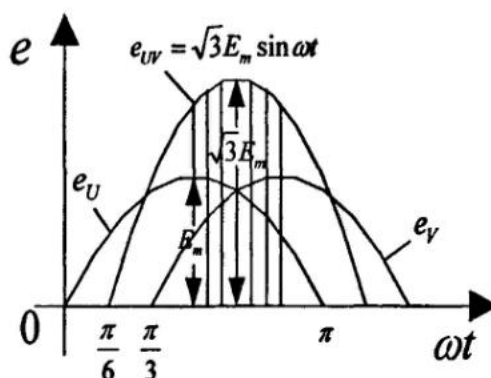


图 3.3 电枢绕组反电势波形

因此电势平衡方程式为:

$$U - 2\Delta U = 2ir_\phi + \sqrt{3}E_m \sin \omega t \quad (3.13)$$

式中:

U ——电源电压 (V);

ΔU ——功率管饱和压降 (V); 对于桥式换相电路为 $2\Delta U$;

r_ϕ ——电枢绕组每相电阻 (Ω);

E_m ——负载时相反电势最大值 (V)。

所以,电流的表达式为:

$$i = \frac{U - 2\Delta U - \sqrt{3}E_m \sin \omega t}{2r_\phi} \quad (3.14)$$

又 $B = B_\delta \sin \omega t$, 因此可得电枢绕组每根导体上所受的电磁力矩为:

$$f_d = Bil_a = B_\delta \sin \omega t \frac{U - 2\Delta U - \sqrt{3}E_m \sin \omega t}{2r_\phi} l_a \quad (3.15)$$

式中: l_a ——电枢铁芯长度 (cm)。

每根导体上所受的电磁转矩为:

$$m_d = \frac{D_a}{2} f_d \quad (3.16)$$

在整个磁状态区间内 (如图 3.3 中的阴影部分), 每根导体所受的平均电磁转矩

为:

$$\begin{aligned}
 m_{cp} &= \frac{D_a}{2} \frac{B_\delta}{2r_\phi} I_a \frac{1}{\pi} \times \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{6}} [(U - 2\Delta U - \sqrt{3}E_m \sin \omega t) \sin \omega t] d\omega t \\
 &= \frac{D_a B_\delta I_a}{4r_\phi} \frac{3}{\pi} [(U - 2\Delta U) - \sqrt{3}E_m (\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4})] \quad (3.17)
 \end{aligned}$$

电动机总的平均电磁转矩 (即通电相绕组所有导体受到的平均电磁转矩之和)

为:

$$\begin{aligned}
 M_{cp} &= 4\omega_\phi m_{cp} = \frac{4\omega_\phi D_a B_\delta I_a}{4r_\phi} \frac{3}{\pi} \times [(U - 2\Delta U) - \sqrt{3}E_m (\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4})] \\
 &= \frac{6p\omega_\phi \phi_\delta}{\pi^2 \alpha_i r_\phi} [(U - 2\Delta U) - \sqrt{3}E_m (\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4})] \quad (3.18)
 \end{aligned}$$

式中: ω_ϕ ——电枢绕组每相匝数;

$D_a = \frac{2p\tau}{\pi}$ 为电枢外径;

$\phi_\delta = \alpha_i d_a B_\delta$ 为负载时每极气隙磁通量。

$$M_{cp} = 0.607 \frac{p\omega_\phi \phi_\delta}{\alpha_i r_\phi} [(U - 2\Delta U) - 1.655E_m] \frac{10^{-3}}{9.81} (g \cdot cm) \quad (3.19)$$

(3) 平均电枢电流计算

结合式(3.14)可知, 在整个磁状态中, 电枢电流平均值为:

$$\begin{aligned}
 I_{cp} &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{6}} i d\omega t \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{6}} \frac{U - 2\Delta U - \sqrt{3}E_m \sin \omega t}{2r_\phi} d\omega t \\
 &= \frac{U - 2\Delta U}{2r_\phi} - 0.827 \frac{E_m}{r_\phi} (A) \quad (3.20)
 \end{aligned}$$

电枢电流波形及平均电枢电流 I_{cp} 如图 3.4 所示。

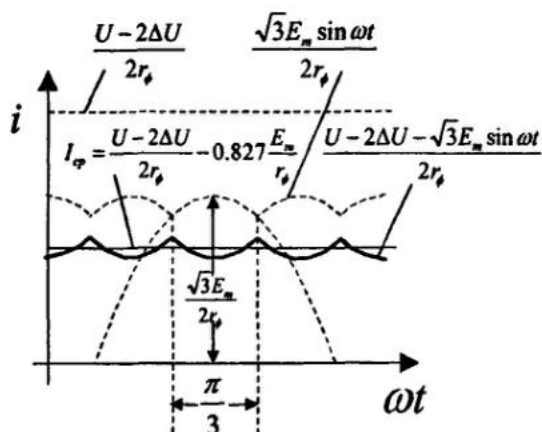


图 3.4 电枢电流波形

3.2 采用 PID 控制的双闭环调速系统的设计

将逆变器电路看成简单的开关，采用三相六状态的工作方式运行，在任意的时刻无刷直流电动机只有两相导通，这样从直流侧看，无刷直流电动机和直流电动机具有相同的特性，并结合上面的分析计算，可以得到电动机的动态结构图，如图 3.5 所示：

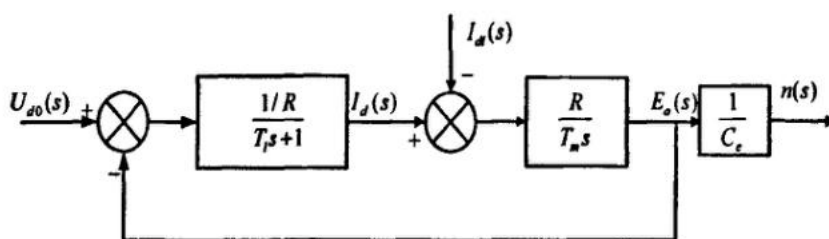


图 3.5 无刷直流电机动态结构图

其中， T_f 为电枢回路电磁时间常数， T_m 拖动系统机电时间常数， C_e 为反电动势系数。

3.2.1 双闭环调速系统的动态结构框图

通常情况下，由于对电机调速系统的动态性能要求较高，例如要求快速起制动，突加负载动态速降小等等，单闭环系统难以满足需要。因此无刷直流电机采用双闭环系统设计，电流为内环，转速为外环。在启动过程中只有电流负反馈达到稳态转速后，停止电流负反馈，只要转速负反馈。

转速调节器的作用：

(1) 转速调节器是调速系统的主导调节器, 它使转速很快的跟随给定电压, 稳态时可减小转速误差, 如果采用 PI 调节器, 则可实现无静差。

(2) 对负载变化起抗扰动作用。

(3) 其输出限幅决定电动机的允许的最大电流。

电流调节器的作用:

(1) 作为内环的调节器, 在转速外环的调节过程中, 它的作用是使电流紧紧跟随其给定电压变化。

(2) 对电网电压的波动起及时抗扰动的作用。

(3) 在转速动态过程中, 保证活的电动机允许的最大电流, 从而加快动态过程。

(4) 当电动机过载甚至堵转时限制电枢电流的最大值, 起快速自动保护作用^[18]。

1、典型系统, 许多控制系统的开环传递函数都可以用下式表示:

$$W(s) = \frac{K \prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1)}{s^r \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \quad (3.21)$$

系统含有 r 个积分环节, 根据 $r=0, 1, 2, \dots$ 的不同数值, 分别叫做 0 型, I 型, II 型……系统。

典型 I 型是指开环传递函数为:

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (3.22)$$

式中 T ——系统的惯性时间常数, K ——系统的开环增益。

典型 II 型系统是指开环传递函数为:

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (3.23)$$

要保证 $\frac{1}{\tau} < \omega_c < \frac{1}{T}$, 或 $\tau > T$, 而且 τ 比 T 大得越多, 系统的稳定裕度越大。

2、按工程方法设计双闭环系统的调节器

按照设计多环控制系统先内环后外环的一般原则, 先设计内环电流调节器, 然

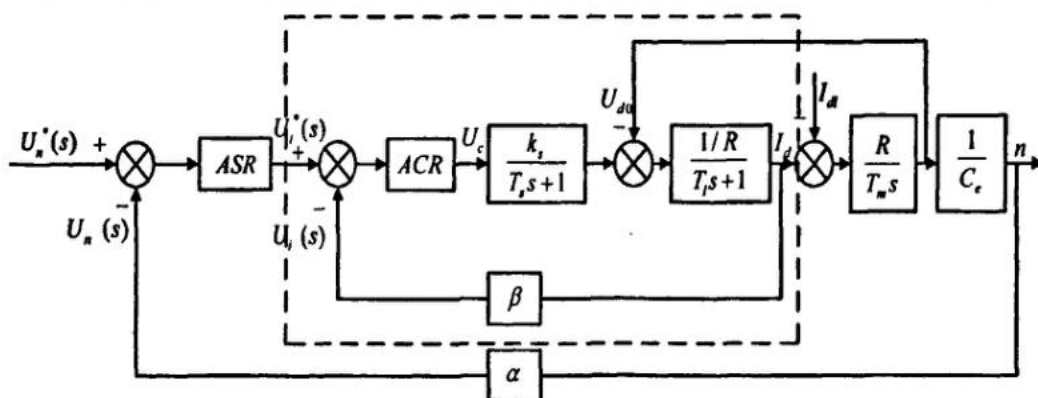


图 3.6 双闭环直流调速系统的动态结构框图

后把整个电流环看作是转速调节系统的一个环节，再设计外环转速调节器。在单闭环直流调速系统的动态数学模型的基础上，得到双闭环直流调速系统的动态结构框图如图 3.6 所示。

其中， $U_n^0(s)$ 是给定电压， $U_i^0(s)$ 是转速环的输出电压， U_c 是控制电压， k_s 电力电子变换器放大系数， T_s 是电力电子变换器滞后时间常数（电力电子变换器平均失控时间）， T_l 电枢回路电磁时间常数， R 是电枢回路总电阻， T_m 是机电时间常数。

在实际系统中，需要添加必要的滤波环节，包括电流滤波、转速滤波两个给定信号的滤波环节。由于电流检测中常含有交流分量，为了不使它影响到调节器的输入，需要低通滤波。这样的滤波环节传递函数可用一阶惯性环节来表示，其滤波时间常数 T_{oi} 按需要选定，以滤平电流检测信号为准，然而在抑制交流分量的同时，滤波环节也延迟了反馈信号的作用，为了平衡这个延迟作用，在给定信号通道上加入一个同等时间常数的惯性环节，称为给定滤波环节，其意义是，让给定信号和反馈信号经过相同的延迟，使二者在时间上得到恰当的配合，从而带来设计上的方便。

双闭环调速系统的实际动态结构框图如图 3.7 所示：

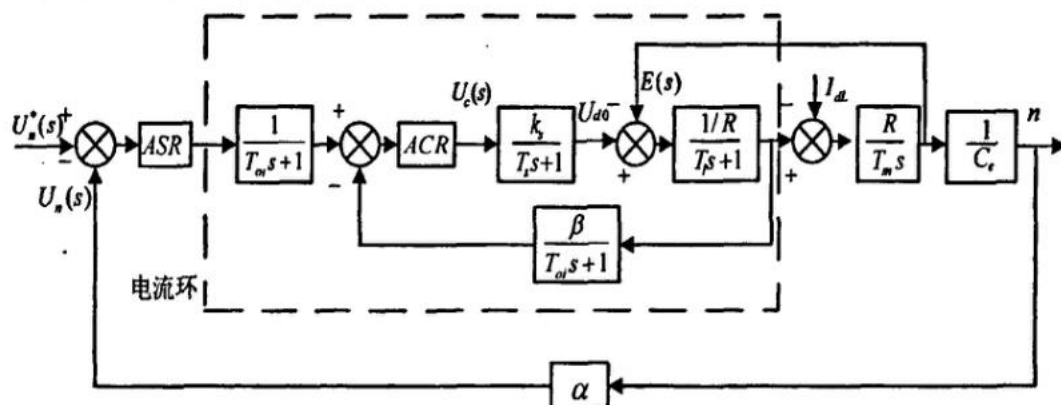


图 3.7 实际双闭环直流调速系统的动态结构框图

3.2.2 电流调节器的设计

反电势与转速成正比，它代表转速对电流环的影响，在一般情况下，系统的电磁时间常数 T_l 远小于机电时间常数 T_m ，对电流环来说，反电动势是一个变化较慢的扰动，在电流的瞬变过程中，可以认为电动势基本不变，这样在按动态性能设计电流环时，可以暂不考虑反电动势变化的动态影响，得到电流环的近似框图如图 3.8 所示。

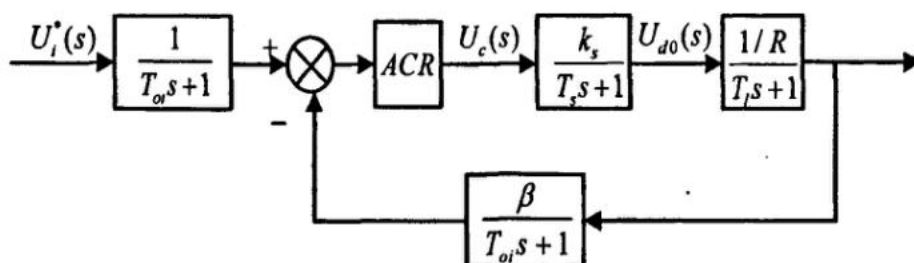


图 3.8 电流环近似框图

把给定滤波和反馈滤波两个环节等效地移到环内，同时把给定信号改成 $U_i^*(s)/\beta$ ，则电流环等效成单位负反馈系统，由于 T_s 和 T_{oi} 一般都比 T_l 小的多，可以当作小惯性群而近似的看作是一个惯性环节，时间常数为 $T_{\Sigma} = T_s + T_{oi}$ ，于是结构框图简化为如图 3.9 所示。

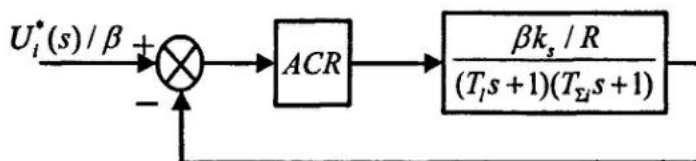


图 3.9 电流环简化图

电流调节器的选择首先考虑应把电流环校正成哪一类典型系统。从稳态要求上看，希望电流无静差，采用 I 型系统就够了，再从动态要求上考虑，实际系统不允许电枢电流在突加控制作用时有太大的超调，以保证电流在动态过程中不超过允许值，而对电网电压波动的及时抗扰作用只是次要的因素。为此，电流环应以跟随性能为主，即应选用典型 I 型系统。图 3.9 表明，电流环是双惯性的，要校正成典型 I 型系统，显然应采用 PI 型的调节器，其传递函数可以写成：

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (3.24)$$

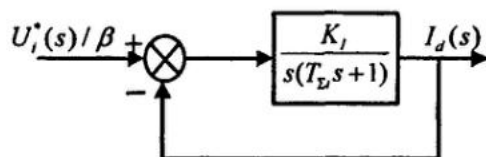


图 3.10 校正成典型 I 型系统的电流环

为了让调节器零点与控制对象的大时间常数极点对消, 选择 $\tau_i = T_l$, 则电流环的动态结构框图便成为如图 3.10 所示的典型形式, 其中 $K_I = \frac{k_i k_s \beta}{\tau_i R}$ 。

3.2.3 转速调节器的设计

电流环经简化后可视为转速环中的一个环节, 为此, 需要求出它的闭环传递函数 $W_{cl}(s)$, 由上述电流环调节器的设计可得闭环传递函数为:

$$W_{cl}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma}}{K_I} s^2 + \frac{1}{K_I} s + 1} \quad (3.25)$$

忽略高次项, $W_{cl}(s)$ 可降阶为 $W_{cl}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I} s + 1}$, 近似条件详见《电力拖动自动控制

系统》, 接入转速环内, 电流环等效环节的输入量应为 $U_i^*(s)$, 因此电流环在转速环

中应等效为 $\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} \approx \frac{\frac{1}{\beta}}{\frac{1}{K_I} s + 1} = \frac{\frac{1}{\beta}}{2T_{\Sigma}s + 1}$ 。

用电流环的等效环节代替图 3.7 中的电流环后, 整个转速控制系统的动态结构

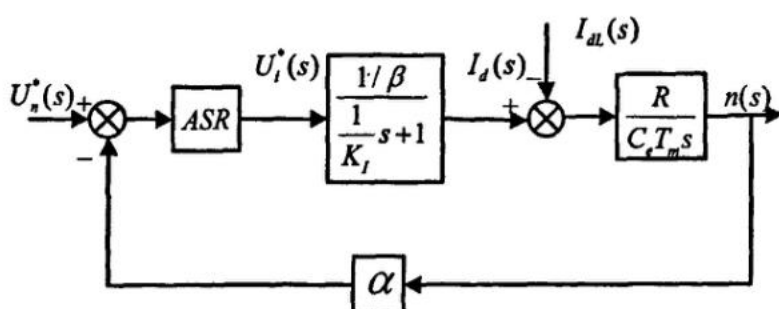


图 3.11 用等效环节代替电流环

图如图 3.11 所示, 同电流环调节器设计思路一样, 转速环结构框图可化简为如图 3.12 所示。

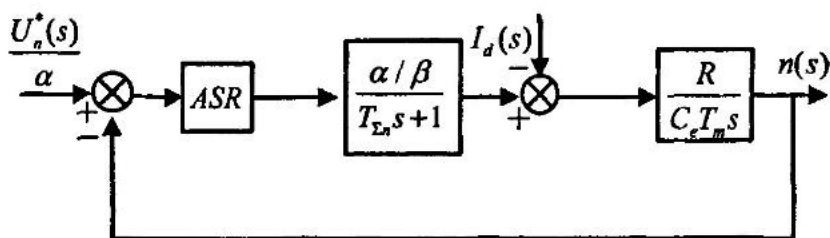


图 3.12 等效成单位负反馈系统和小惯性的近似处理

为了实现转速无静差，在负载扰动作用点前必须有一个积分环节，它应该包含在转速调节器 ASR 中，现在扰动作用点后面已经有了一个积分环节，因此转速环开环传递函数应共有两个积分环节，所以应该设计成典型 II 型系统，这样的系统同时也能满足动态性能好的要求。由此可见，ASR 也应该采用 PI 调节器，其传递函数为：

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \quad (3.26)$$

式中 K_N ——转速调节器的比例系数， τ_n ——转速调节器的超前时间常数校正后调速系统动态结构框图如图 3.13 所示。

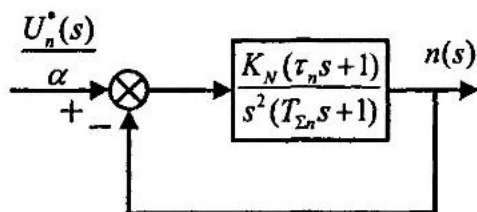


图 3.13 校正成为典型 II 型系统

其中 $K_N = \frac{K_N \alpha R}{\tau_n \beta C_e T_m}$ ，系统的开环传递函数为 $W_n(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n}s + 1)}$ 。

3.2.4 PID 控制的数字量化方法

采用比例积分调节器的闭环调速系统则是无静差调速系统。比例积分控制结合了比例控制和积分控制两种规律的优点，又克服了各自的缺点，比例部分能迅速的响应控制作用，积分作用则能最终消除稳态偏差^[19]。除此以外，比例积分调节器还是提高系统稳定性的矫正装置。

当输入是误差函数 $e(t)$ ，输出函数是 $u(t)$ 时，PI 调节器的传递函数见下式：

$$W_{pi}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_{pi}\tau s + 1}{\tau s} \quad (3.27)$$

K_{pi} ——PI 调节器比例部分的放大系数, τ ——PI 调节器的积分时间常数。

$u(t)$, 和 $e(t)$ 关系的时域表达式可写成:

$$u(t) = K_{pi}e(t) + \frac{1}{\tau} \int e(t)dt = K_p e(t) + K_I \int e(t)dt \quad (3.28)$$

其中 $K_p = K_{pi}$ 为比例系数, $K_I = \frac{1}{\tau}$ 为积分系数。

将上式离散化差分方程, 第 k 拍输出为:

$$u(k) = K_p e(k) + K_I T_{sam} e(k) + u_I(k-1) \quad (3.29)$$

第 $k-1$ 拍输出为:

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_I T_{sam} e(k) + u_I(k-2) \quad (3.30)$$

两式相减可得:

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_I T_{sam} e(k) \quad (3.31)$$

这是增量式 PI 调节器的算法, 其中 T_{sam} 为采样周期。

3.3 采用模糊控制算法的调速系统设计

用传统控制方法对一个系统进行控制时, 比如上节所述的 PID 控制器的设计, 首先要建立控制系统的数学模型即描述系统内部物理量 (或变量) 之间的数学表达式, 必须要知道系统模型的结构、阶次、参数等^[20]。而有些系统由于其非线性比较强、检测不全、存在大的滞后等因素而无法建立起清晰的数学模型, 而模糊控制把人类的自然语言表述的控制策略, 通过模糊集合和模糊逻辑推理转化成数字或数学函数, 再用计算机去实现预定的控制。由于模糊控制是以人的操作经验为基础, 而不是依赖于控制系统的数学模型, 实际上是把人的智能融入了控制系统。

3.3.1 模糊控制原理

1、模糊集合及隶属度函数

经典集合论研究的对象都是清晰地、确定的、彼此可以区分的事物, 但客观世界的事物, 其属性也并非都是非此即彼的, 有许多事物表现出亦此亦彼的特性, 特别是两个不同的事物处于中间过度状态时, 都会呈现出这种模糊性。例如高个子和矮个子, 系统的稳定和不稳定, 人的健康和不健康, 天气的冷和热等, 由此引出模糊集合论。

模糊集合的数学描述如下: $A = \{(x, \mu_A(x), x \in X)\}$, $\mu_A(x)$ 为元素 x 属于模糊集合 A 的隶属度, X 是元素 x 的论域。

模糊数学把集合的特征函数的取值范围扩大为 $[0, 1]$ 闭区间任意值的连续逻辑, 并称之为模糊集合 F 的隶属函数(Member Function), 它是模糊集合的重要组成部分, 在理论上隶属函数描述了一个论域中所有元素属于模糊集合的强度。模糊系统中常用的隶属函数有高斯型、双侧高斯型、钟型、sigmoid 函数型、Z 型、S 型、三角型隶属函数, 隶属函数可以是任意形状的曲线, 取什么形状取决于它的使用是否简单、快速、有效, 唯一的约束条件是隶属函数的值域为 $[0, 1]$ 。

2、模糊集合的表示方法

(1) 序对法

当 F 集合的论域 U 为有限集或可数集时, F 集合 A 表示为:

$$A = \{(x_i, A(x_i)) | x_i \in U, i = 1, 2, \dots, n\}$$

$$A = \sum \frac{A(x_i)}{x_i}, i = 1, 2, \dots, n$$

$$A = \int \frac{A(x)}{x}$$

$$A = (A(x_1), A(x_2), \dots, A(x_n))$$

(2) 扎德法

当论域 U 是有限集或可数集时, F 集合 A 可以表示为:

$$A = \sum \frac{A(x_i)}{x_i}, i = 1, 2, \dots, n$$

如果论域 U 是无限不可数集, F 集合 A 可表示为:

$$A = \int \frac{A(x)}{x}$$

其中, 累加号“ Σ ”、积分号“ \int ”不表示累加和积分, 而是表示在论域上构成 F 集合的全体元素 x 与其隶属度 $A(x)$ 间的对应关系的总括; 分数线也不表示除法运算, 只表示某个元素 x_i 与其隶属度数 $A(x_i)$ 的对应关系。

(3) 向量法

若论域中的元素有限且有序时, 可以把个元素的隶属度类似于向量的分量排列起来表示 F 集合, 这样 F 集合相当于一个向量, 其分量就是各元素的隶属度取值, 故也称 F 集合 A 为 F 向量 A , 写成:

$$A = (A(x_1), A(x_2), \dots, A(x_n))$$

(4) 函数法

当论域 U 是无限不可数集时, 根据 F 集合 A 的定义, 完全可以用它的隶属函数

$A(x)$ 来表征, 因为隶属函数 $A(x)$ 表示所有元素 x 对于 A 的隶属度。

用 $A=A(x)$ 表示 F 子集合 A 时, 由于元素处于不同阶段的 $A(x)$ 的形式可能不同, 所以表示的函数形式常常不止一个, 多数情况下可用分段函数表示。

3、模糊运算法则

模糊算子是连接模糊集合的运算算子。到目前为止已有很多的模糊算子定义, 用的最多的是奠基人 Zadeh 教授提出的最大最小算子(max-min-operator)。

设 A 和 B 是论域 X 上的两个模糊集, 按照最大最小算子定义, 有三种运算。

(1) *and* 运算

模糊集合 A 和 B 交集的隶属函数为 A 和 B 隶属函数的最小值:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

(2) *or* 运算

模糊集合 A 和 B 并集的隶属函数为 A 和 B 隶属函数的最大值:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

(3) *not* 运算

模糊集合 A 补集的隶属函数为 1 减模糊集合 A 的隶属函数:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

同时针对这些算子, 在模糊运算中也存在着如交换律、结合律、吸收律等基本定律。

4、模糊关系

模糊关系是描述元素之间相关的程度的数学模型, 其定义为:

两个非空集合 U 和 V 之间的直积 $U \times V = \{(u, v) | u \in U, v \in V\}$ 中的一个模糊子集 R 被称为 U 到 V 的模糊关系, 又称为二元模糊关系。其特性可以用下面的隶属度函数来描述 $\mu_R: U \times V \rightarrow [0, 1]$, 隶属度函数 $\mu_R(u, v)$ 表示序偶 (u, v) 的隶属度函数, 也描述了 (u, v) 间具有关系 R 的量级。当论域为 n 个集合 $U_i (i=1, 2, 3, \dots, n)$ 的直积 $U_1 \times U_2 \times U_3 \dots \times U_n$ 时, 它们对应的模糊关系 R 则称为 n 元模糊关系。

5、模糊推理及合成法则

跟二值逻辑一样, 也可以用下述 5 种连接词, 把几个简单模糊命题经过组合搭配, 构成复合模糊命题。

(1) 取非, 意为“否定”, 符号是在简单模糊命题符号上加“—”, 或右上角加写指数 C ;

(2) 析取, 意为“或”, 在两个简单模糊命题之间加写符号“ \vee ”;

(3) 合取, 意为“且”, 在两个简单模糊命题之间加写符号“ \wedge ”;

(4) 蕴含, 意为“若..., 则...”, 在两个简单模糊命题之间加写符号“ \rightarrow ”;

(5) 等价, 意为“互相蕴含”, 在两个简单模糊命题之间加写符号“ \leftrightarrow ”。

用于表述操作经验时,用的最多的就是蕴含连接词,通常把用“若……,则……”连接起两个简单的模糊命题形成的复合模糊命题,成为模糊条件命题或模糊假言判断。下面就本课题要用到的“若 A 且 B , 则 U ”模糊条件语句加以详细阐述。

“若 A 且 B , 则 U ”,这是“如果 a 是 A 且 b 是 B , 则 u 是 U ”(“if a is A and b is B then u is U ”)语句的缩写,命题本质上反映的是 F 集合 A 、 B 和 U 的关系,可以表示为“ $A \wedge B \rightarrow U$ ”,实际上在工业中应用的双输入模糊控制系统,大多数 F 控制器都使用 Mamdani 算法计算^[21]。

课题中 A 、 B 和 U 均为有限连续论域上的 F 集合。假设模糊条件命题“ $A \wedge B \rightarrow U$ ”的模糊蕴含关系为 $R(a, b, u)$, 是三元模糊关系 $A \times B \times U$ 的模糊子集 $A \wedge B \wedge U$ 。

若已知 $a_i \in a$, 其隶属度为 $A(a_i)$; $b_j \in B$, 其隶属度为 $B(b_j)$; 模糊子集 U 的隶属度函数为 $U(u)$, 则元素 a_i 、 b_j 和模糊子集 $U(u)$ 的蕴含关系

$$R(a_i, b_j, u) = ((A \wedge B) \rightarrow U)(a_i, b_j, u)$$

$$\text{于是有 } R(a_i, b_j, u) = A(a_i) \wedge B(b_j) \wedge U(u) = (A(a_i) \wedge B(b_j)) \wedge U(u)$$

两个隶属度 $A(a_i)$ 和 $B(b_j)$ 的取小,其结果是个数值,令 $\mu_k = (A(a_i) \wedge B(b_j))$ 则

$R(a_i, b_j, u) = \mu_k \wedge U(u) = (\mu_k U)(u)$, $(\mu_k U)(u)$ 就是 a_i 、 b_j 和模糊子集 $U(u)$ 的蕴含关系,等于数值 μ_k 与模糊子集 $U(u)$ 的“数积”。

若让 a_i 、 b_j 分别遍取有限连续论域上的所有元素,就可以得出模糊条件命题“($A \wedge B \rightarrow U$)”的模糊蕴含关系 $R(a, b, u)$ 。当 a 、 b 分别取定数值 a_i 、 b_j 时,则模糊蕴含关系 $R(a_i, b_j, u)$ 仅是 u 的函数。

3.3.2 模糊控制器设计

模糊控制 (Fuzzy Control) 是一种以模糊集合论、模糊语言变量及模糊逻辑推理为数学基础的新型计算机控制方法,显然,模糊控制的基础是模糊数学,模糊控制的实现手段是计算机等处理器。举例来说,人工控制的基本方法是:操作者凭借眼、耳等感觉器官,从声、光或数据显示器得到系统的输入值和输出值,并在脑中转化为模糊概念,如温度很高,温度变化很大等。然后,操作者就可以用这些信息根据已有的经验来分析判断,得出相应的控制决策,如将温度调低些等,并操作控制器,实现对各种对象的控制。可以看出在人们对工业过程进行控制时,是不断地将测量到的输入和输出的精确量转化为模糊量,经过人的模糊推理后,再将决策的模糊量转化为精确量去实现控制动作,这个过程是凭经验来实现的。

而模糊控制系统也具有数字控制系统的一般结构形式,如图 3.14 所示。

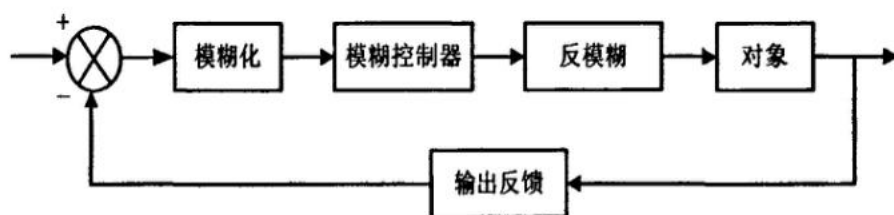


图 3.14 模糊控制系统结构图

图中的模糊控制器是整个系统的核心，实际上是一台微计算机，主要完成输入量的模糊化、模糊关系运算、模糊决策及决策结果的非模糊化(精确化)等重要过程。可以说，一个模糊控制系统的性能指标的优劣很大程度取决于模糊控制器的“智能”程度。

目前，模糊控制器主要是建立在人的直觉和经验的基础上的，就是说我们不需要了解被控对象精确的数学表达式，而是通过经验和直观感觉。因而模糊控制动作具有一定的主观性。但是，模糊控制设计人员可以通过对操作人员的观察和交谈讨论，可以用语言把控制策略描述出来，构成以语言表达的决策规则^[22]。

课题采用 Mamdani 二维模糊控制器，其原理框图如图 3.15 所示。其中 μ ——隶属函数库，存储把数字量转换成模糊量时使用的隶属函数； R ——控制规则库；存储进行近似推理的 F 条件语句及近似推理的算法； fd ——清晰化方法库，存储对模糊量进行清晰化处理时使用的算法。 k_e 和 k_{ec} 构成“量化因子”模块， k_u 是“比例因子”模块。 D/F ——完成清晰量转换成模糊量的运算； $A^* \circ R$ 完成根据输入模糊量 A^* 进行的近似推理运算，得出模糊量 U ；清晰化模块 F/D ——完成把模糊量 U 转换成清晰量的运算。

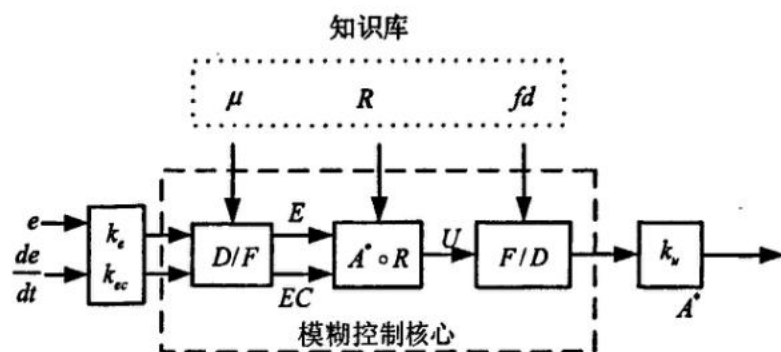


图 3.15 Mamdani 二维模糊控制原理框图

模糊控制器设计具体步骤如下：

(1) 确定模糊输入量和输出量即模糊化

输入量确定为速度反馈值和给定转速值的误差 e 、误差的变化 de/dt ，模糊控制器的输出定为电流环的给定值 u 。模糊条件语句中描述输入、输出变量状态的语

言值是构成模糊控制规则的基础。一般说来,一个语言变量 m 选用 2~10 个语言值比较适宜。

课题中对于误差、误差变化率和控制量的语言变量,均用“正大”(PB)、“正中”(PM)、“正小”(PS)、“零”(Z)、“负小”(NS)、“负中”(NM)和“负大”(NB)这 7 个语言变量值来描述,相应的论域为: $\{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ 。

(2) 定义输入、输出隶属度函数及模糊规则的建立

误差 e 、误差的变化 de/dt 及控制器的输出的模糊集和论域确定后,需对模糊变量确定隶属度函数,即对模糊变量赋值,确定论域内元素对模糊变量的隶属度。

隶属函数选为三角形、梯形或是正态分布对控制效果的影响不大,但是幅宽大小(即每个模糊集合对整数论域覆盖范围的大小)对控制性能的影响较大。曲线形状较尖的模糊集合具有较高的分辨率,控制灵敏度也较高;相反,隶属函数曲线形状较缓,控制特性也相应比较平缓,系统稳定性较好。另外各模糊集合间的相互关系对控制性能的影响,取决于任意两个模糊集合的交际的最大隶属度 α 。当 α 值较小时,控制灵敏度较高;当 α 较大时,模糊控制器对于被控过程的参数变化适应性强、鲁棒性好。一般取 α 为 0.4~0.8,但是 α 值过大时,会造成两个语言变量值难以区分,使控制灵敏度显著降低。

结合上述分析,本课题取隶属度函数为三角形、在论域上均匀分布。如图 3.16 所示:

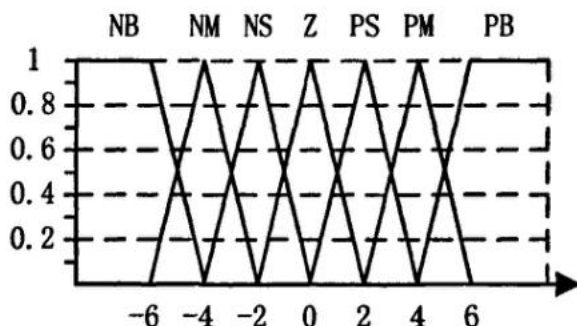


图 3.16 隶属度函数

误差、误差变化率语言均用 7 个语言变量来描述,这样可以形成 $7 \times 7 = 49$ 条语言规则,即模糊规则表如表 3.1 所示。

表 3.1 模糊规则表

$\begin{matrix} u \\ e \\ \swarrow \quad \searrow \\ ec \end{matrix}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PM	Z	Z
NM	PB	PB	PB	PB	PM	Z	Z
NS	PM	PM	PM	PM	Z	NS	NS
Z	PM	PM	PS	Z	NS	NM	NM
PS	PS	PS	Z	NM	NM	NM	NM
PM	Z	Z	NM	NB	NB	NB	NB
PB	Z	Z	NM	NB	NB	NB	NB

(3) 输出清晰化

经过模糊推理后，输出的是模糊集合，由于它是多条模糊控制规则所得结论的综合，气隶属度函数多数是分段、不规则的形状。清晰化的目的就是把它们等效成一个清晰值，即映射到一个代表性的数值上，这个任务由清晰化（F/D）完成。

本课题清晰化采用最大隶属度平均值法，具体算法详见课题软件设计相应部分。

3.4 本章小结

本章结合 PID 控制理论，按照工程方法对无刷直流电机的数学模型进行分析，并对双闭环调速系统的转速环和电流环进行了设计；同时结合模糊控制理论，制定了无刷直流电机的模糊控制策略，并设计了无刷直流电机的模糊控制器。

第4章 系统的硬件设计

4.1 系统硬件的总体设计

4.1.1 系统整体结构

系统硬件的总体设计围绕无刷直流电机调速系统要完成的测试目标来进行,该无刷直流电机调速系统包含有以下几大模块: DSP 控制模块、信号驱动模块、功率驱动模块、电流检测模块、人机交互模块、电源模块等,为了调试方便,课题把 DSP 的 JTAG 模块和串口通信模块也设计在内,以方便调试时的程序下载和数据实时显示。图 4.1 所示为课题硬件系统的结构框图。

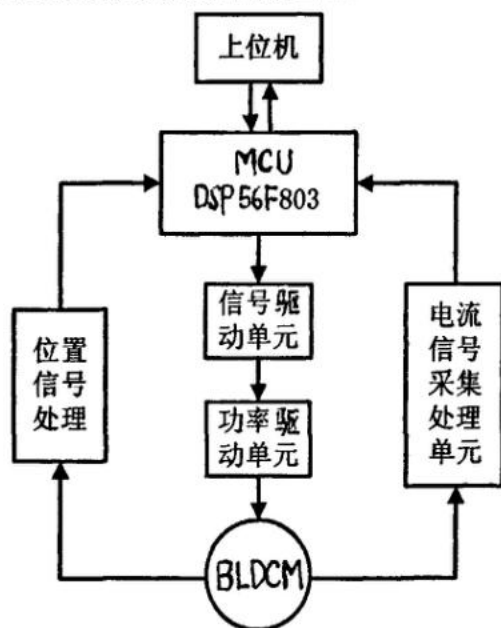


图 4.1 系统结构框图

4.1.2 系统的工作原理

系统上电后,位置检测电路将电机转子的位置信息传送给控制电路,当用户发出开始命令时(通过操作按键实现),发出相应的控制信号,使相应的晶体管导通,给电机绕组通电。电机在磁场作用下旋转起来,当转子转过一定电角度时,位置检测信号发生跳变,控制电路根据新的位置检测信号发出新的控制信号,改变电机的通电绕组。以此类推,控制电路根据位置检测信号,控制晶体管使通电绕组给电机转子提供旋转的磁场,从而使电机旋转起来。

在位置信号检测的同时,控制电路根据位置信号的中断频率,计算电机的转速以实现转速环的闭环控制。同时,相电流检测电路与直流侧检测电路都通过霍尔电流传感器将信号送给控制电路以实现电流环的闭环控制。

通过控制电路和串口通信电路,电流值、转速值等参数都送入 PC 机进行显示。

4.2 系统各功能模块的设计及工作原理

4.2.1 DSP 控制模块

硬件系统的核心模块是采用 Motorola 的 DSP56F803 作为控制处理芯片的,结合它本身的功能,该模块主要实现转子位置信号的采集,电流信号的 A/D 转换、驱动信号的输出、课题控制策略的算法实现等。图 4.2 是该模块的结构图。

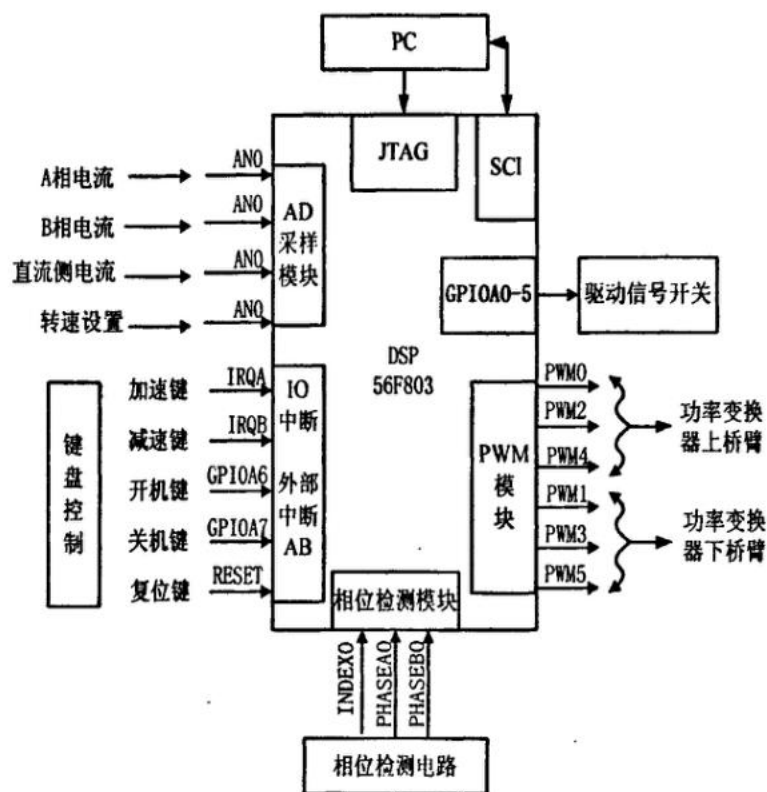


图 4.2 DSP 控制模块图

(1) DSP56F803 简介

DSP56F803 是 Motorola DSP56F80x 系列的适用于数字电机控制的控制处理器。DSP56F80x 系列提供了基于 C 语言的开发工具、IDE 的集成环境以及 SDK 等先进的开发工具和专用于波形显示的界面^[20]。利用这些工具,可使开发流程简化,

程序调试变得方便,大大缩短开发周期。

同时, DSP56F80x 系列 DSP 还集成了一些专门的外设,如电机控制脉宽调制单元(PWM)、12 位的 A/D 转换器、积分定时器、积分解码器、通讯外设(SCI、SPI、CAN)、通用 I/O 引脚、低电压禁止模块、JTAG/OnCE 片上仿真器和 FLASH、RAM 存储器。

DSP56F803 系统采用 3.3V 供电,并与 5V 的 TTL 电平兼容。采用 8MHz 外部晶振,利用内部压控振荡器和锁相环可产生 80MHz 总线时钟。在 80MHz 时钟频率下可达到 40 兆条指令/s(MIPS)的指令执行速度。JTAG/OnCE 程序调试接口,允许在系统设计过程中随时进行调试,也可对软件进行实时调试。

(2) A/D 转换

此款 DSP 芯片的 ADC 模块包括 8 个输入通道和两个独立的采样保持电路。转换精度为 12 位,两个独立的转换器把他们的结果存储在数字输出寄存器中,等待内部操作。转换过程可以被 SYNC 同步信号触发,也可以被控制寄存器 ADCR1 的 START 位的写操作触发。ADC 的总线时钟从总线获得,它和总线时钟的关系是可编程的。最大时钟频率为 5MHz 转换速度最快为每次同时扫描需要 $5.3 \mu s$ [20]。

由图中可以看出,课题使用了 4 个 AD 采样通道,分别检测无刷直流电机的 A、B 相电流,直流侧电流和转速设定大小,关于电流的检测见文后 4.2.4 一节,转速设定采用的是一个旋转电位器,总量程为 0-3.3V,对应转速为 0-2000 转。

(3) GPIO 接口外部中断及外部中断接口部分

DSP56F803 有通用输入/输出引脚 GPIO,可以被编程为输入、输出或者电平触发的中断输入源。由图 4-1 可以看到,课题用到 GPIOA0-7 八个管脚,其中 GPIO0-5 做驱动信号的开关,用来对 PWM 驱动信号的封锁和开放,以方便控制。GPIOA6-7 做键盘中断用,主要完成一些控制命令的输入,此外还有用到两个外部中断接口 IROA、IROB,也是完成相应的控制命令的输入。

(4) 相位检测及转速检测模块

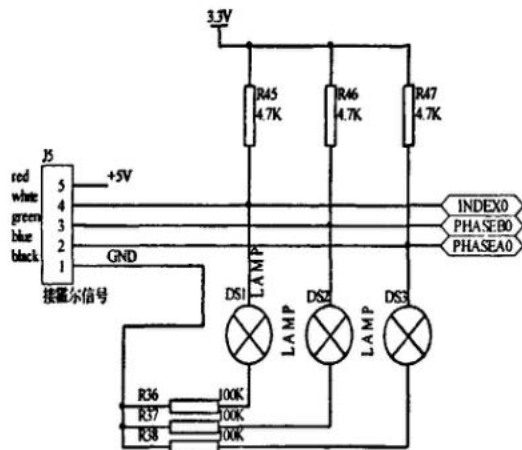


图 4.2 位置检测电路图

霍尔位置检测信号线红、蓝、黄分别接到定时器 A 相位检测模块 0 的 PHASEA0, PHASEB0, INDEX0 管脚。相位检测模块可根据输入信号的跳变沿产生中断, 然后对其寄存器读取便可知道中断后, 这三个管脚的输入状态, 于是便得到了无刷直流电机的转子位置信号, 进行相应的控制。位置检测的电路如图 4.2 所示。

(5) 脉宽调制电路 PWM 模块

脉宽调制单元输出六路 PWM 与通用 I/O 口六路输出信号经过逻辑与, 再经过光耦隔离输出, 分别作为六路开关管的控制信号。通用 I/O 口的六路输出信号可通过置高电平或置低电平来灵活控制 PWM 的输出。PWM 的输出也可以通过软件设置相应的 PWM 模块的控制位来实现 PWM 的输出控制, 但考虑到控制方法的多样性(如: 下半桥斩波方式和功率模块的保护)等因素, 系统中在硬件电路中加上了与门电路。当采用软件方式控制 PWM 输出时, 可将六路 I/O 信号全部置为高电平。

4.2.2 位置检测模块

按照如图 4.2 所示, 转子位置信号送入 DSP, 其中 R45、R46、R47 为信号上拉电阻, 位置信号由霍尔元件产生。霍尔元件置于电机内部。当电机控制方式采用三相六状态控制方式时, 霍尔元件位置检测信号有六种状态。电机正转和反转时, 霍尔元件位置检测信号的六种状态出现的时间顺序正好相反。正转和反转时, 位置信号的输出状态如表 4.1 所示。DSP 在得到无刷直流电机的转子位置信号后, 送出相应的控制信号, 经过如图 4.3 所示的处理才能到达功率驱动模块。

表 4.1 位置信号输出状态表

位置输出信号(正转)			位置输出信号(反转)		
PHASEA0	PHASEB0	INDEX0	PHASEA0	PHASEB0	INDEX0
0	0	1	0	1	1
1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0
1	1	0	1	0	0
0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	0	1

4.2.3 信号功率驱动模块

考虑到所用电机功率较小(200W), 电机额定电压为 48V, 因此选择 IRF630 即可满足要求, IRF630 是功率 VMOS, 特点是大电流(9A), 高功率, 开关速度快

(ns 级)。图 4.3 只是给出了其中一个功率管的电路连接图,在前面所述中提到信号的驱动方法采用 PWM 固定上桥臂斩波控制方式,基于此,功率模块需要四路独立电源来驱动功率管 IRF630 的开通和关断,由于在同一时刻,上下桥臂分别只有一个功率管导通,因此上桥臂三个功率管分别采用三路独立电源来驱动,下桥臂三个功率管采用一个独立电源驱动即可。

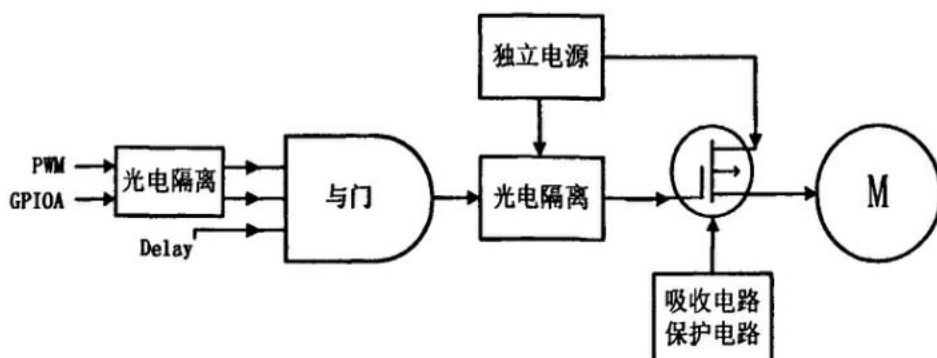


图 4.3 信号驱动及功率驱动模块

当功率管关断时,会产生瞬态的高电压,若主回路为理想回路,且不存在杂散电感,当下桥臂的功率管由导通变为截止时,由于感性负载电流不能通过,将通过上桥续流二极管续流,以构成电流回路,但是由于实际电路中存在杂散电感,在下桥臂截止时,杂散电感阻止负载电流通过和通过主回路电流率成正比,此电压与主回路叠加形成尖峰电压,此电压可使功率管损坏^[21],因此在电路中要添加如图 4.4 所示的吸收电路。

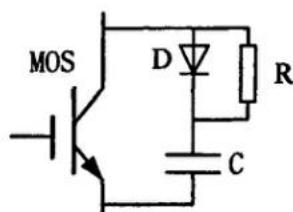


图 4.4 吸收电路

C 一般选取无感耐压电容,且连接导线功率管的距离应尽量短,以减小导线的电感,课题选的 CBB 电容。D 最好选用软恢复特性的高频整流二极管,不要选择硬恢复特性的开关管。因为硬恢复特性的开关管极易激发电路的高频自激振荡,过大的 $\frac{di}{dt}$ 变化又引起大的 $\frac{du}{dt}$, 导致被保护的损坏,课题选的是肖特基二极管。

4.2.4 电流检测模块

电流检测电路采用霍尔电流传感器。电流经过放大，绝对值整流、滤波送到 DSP 的 AD 模块进行模数转换，如图 4.5 所示。

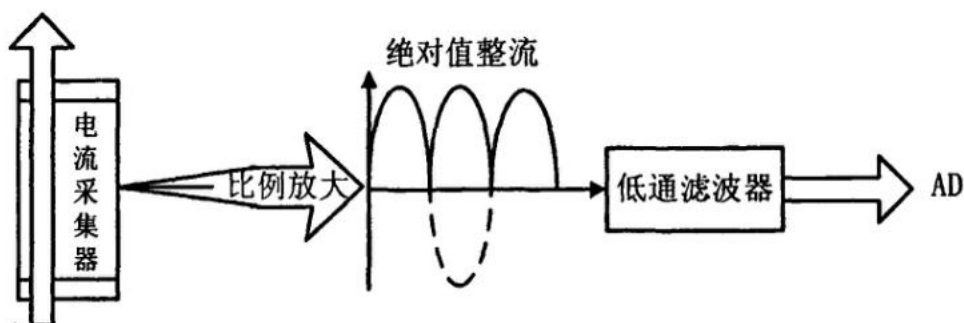


图 4.5 电流检测模块

4.2.5 人机交互模块

这里的人机交互模块包括电机实时控制部分键盘模块和参数实时显示模块 RS232 串口通信模块。键盘模块和转速设定模块在 DSP 中已有介绍，这里不再赘述。RS232 串口通信可以利用 DSP 的 SCI 模块与上位机进行通信，此时可以利用上位机编写用户界面程序，用于在线实时显示 DSP 存储器中的数据，此外也直接利用 Motorola SDK 中集成的 PC Master 可视化控制软件。此软件要在下一章详细介绍。

4.2.6 其他电路模块

(1) 保护电路

保护电路有过电流保护电路，同时主电路的直流侧装有 5A 的保险丝，以防止意外情况发生。

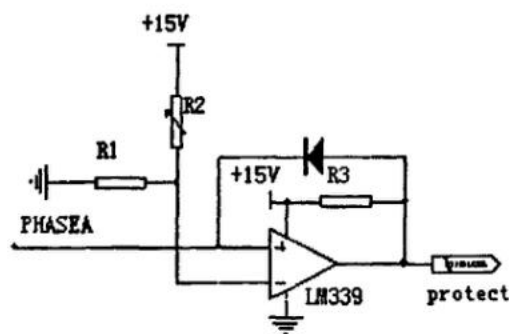


图 4.6 过电流保护电路

A 相电流的过流保护电路如图 4.6 所示。其中 PHASEA 端子接到 A 相霍尔电流传感器输出信号经放大电路、绝对值整流电路后的输出端。R1, R2 构成的分压电路可设定电流保护值。LM339 用作电压比较电路。当采样的相电流值大于电流保护

值时, 输出高电平, 否则输出为低电平。Protect 输出信号直接连接到 DSP 的 GPIO 引脚, DSP 可通过查询方式和中断方式对过电流保护信号做出响应。B 相电流与 C 相电流的过电流保护电路与 A 相的相同。

(2) 上电延时电路

由于功率模块的驱动信号为低电平触发开关管导通。在上电瞬间, DSP 还未完成初始化时, PWM 模块的驱动信号有可能使电机误动作, 甚至造成 IPM 模块上下直通的情况出现。因此应用上电延时电路在 DSP 未完成初始化之前, 对 IPM 驱动信号进行封锁。

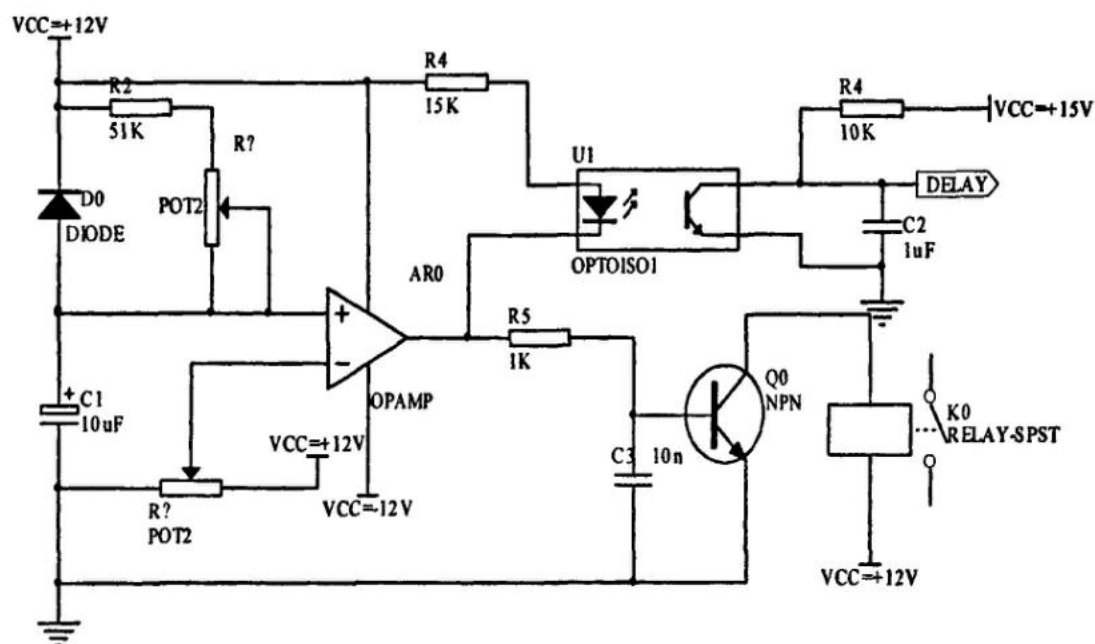


图 4.7 上电延时电路

同时, 在主电路上电时, 由于电容充电造成上电瞬间电流峰值较大, 在主电路上串有限流电阻, 当电容充电完成时, 由上电延时电路将电阻切除。上电延时电路如图 4.7 所示, K0 为延时电路继电器的常开触点。

延时电路的工作原理简述如下:

放大器用作比较电路。当电源上电时, R1、C1 构成充电回路, 放大器的正端电位为 0, 此时放大器的负端电位高于放大器正端的电位, 放大器输出低电平, 光耦导通, DELAY 信号为低电平, 通过与门电路后使功率管驱动信号为低, 封锁所有功率管。同时, 与继电器相连的三极管关断, 继电器不动作, 主电路上通过限流电阻给电容充电。当电容 C1 充电到放大器正端电位略高于放大器负端电位时, 放大器输出高电平, DELAY 信号输出高电平, 使 PWM 信号可以通过与门作用于功率管的驱动。同时, 与继电器相连的三极管导通, 继电器动作, 继电器常开触点

K0 切断限流电阻。

4.3 本章小结

本章设计完成了以 DSP56F803 为核心的无刷直流电机的双闭环调速系统，为后续软件的编写提供了硬件支持，在硬件系统设计的过程中，主要有一个难点，就是功率模块的设计，现代集成的智能型 IGBT 模块有很多，但一般价格昂贵，考虑课题所用电机的功率较小，因此课题采用 IRF630 作为功率管，设计了包括吸收电路在内的功率驱动模块，经验证，可以实现调速系统的要求。

第 5 章 系统的软件设计

在无刷直流电机双闭环调速系统上,编写实现 PID 控制算法、模糊控制算法,是本章的主要任务,这是本课题的难点,也是重点。分为以下三步:

- (1) 编写无刷直流电机的开环控制程序,手动改变电压可进行调速;
- (2) 编写程序实现 PID 控制算法,进行 PID 参数的整定,完成无刷直流电机的双闭环控制;
- (3) 编写程序模糊控制算法,完成无刷直流电机的模糊控制。

5.1 系统软件开发环境及设计思路

5.1.1 软件开发环境简介

系统软件是基于 Motorola 的嵌入式 SDK 开发包开发的应用程序。SDK 开发包是从 DSP56800 的 Metrowerks CodeWarrior 开发工具发展而来的。它补充了 DSP56800 的开发工具 CodeWarrior,给 CodeWarrior 提供了许多特殊功能。这些开发工具形成了一个综合开发环境。

SDK 是一个 API、库、服务、规则的集合体。API 软硬件分离,允许驱动代码的重复使用,允许选择片上常用外设的通用配置。SDK 库由核心库函数、DSP 功能库和特殊专门库函数,比如在程序开发中,就用到了无刷直流电机函数库。SDK 可以完成 BSP 服务、中断处理、内存管理、I/O 管理和定时器服务等。

基于 SDK 的开发环境支持 C、C++ 和汇编语言编程。利用 SDK 中的核心库函数、DSP 功能库函数以及特殊专门库函数^[22],可以使编程更加高效简洁。

5.1.2 软件设计思路及总体框架

(1) 电机控制部分

按照前述步骤,编写程序,第一步首先要完成是无刷直流电机的开环控制,使之可以在手动调节输入电压的情况下变速。DSP 的相位检测模块采集电机位置霍尔信号,采集的过程采用中断的方式进行,当电机位置信号发生变化时,三路霍尔信号其中一路会有电平的跳变,当 DSP 检测到有电平跳变时,马上触发中断,进入中断服务子程序。

中断服务子程序要完成的任务有两个：完成换相，计算得出转速。

根据第二章所述，本系统信号驱动方式选用两两导通的固定上桥臂 PWM 斩波下桥臂的控制方式。采用两两导通方式下，位置霍尔信号每隔 $1/6$ 周期（ 60° 电角度）换向一次，在实现这种控制方式时，可采用通用 I/O 口辅助实现下桥臂斩波的方式，也可采用直接应用软件设定 PWM 模块的方式实现。采用通用 I/O 口辅助实现下桥臂斩波的方式，即初始化 GPIOA 口 GPIOA0~GPIOA5 为输出管脚，PWM 模块配置成互补对，即上下桥臂互补通断。当控制某个功率管为全通控制方式时，使相应的 GPIOA 管脚为 0，通过逻辑与门电路输出到功率管驱动。此种方式下在换相时，可不用改变 PWM 模块的输出方式。当采用软件直接设定 PWM 模块的方式时，PWM 被设置成独立的控制通道。当无刷直流电机换相时，设定 PWM 模块导通上桥臂的控制通道的占空比为 100%，下桥臂的占空比为 PI 调节器计算输出。由于考虑到键盘功能的扩展，系统程序中采用软件设定 PWM 模块输出的方式，GPIOA 口的管脚可留作扩展键盘功能使用。

由于转子的位置霍尔信号的变换频率直接与转速相关，同时，DSP 的相位检测模块和定时器 A 模块的引脚复用，通过设置相位检测模块的模式选择，可以做到在相位检测模块的输入可被定时器输入模块捕捉到，这时，可通过定时器的输入捕捉功能计算出转速。

（2）控制算法的实现

在双闭环控制系统中，需要两个反馈量，一个是转速，一个是电枢电流，其中转速的计算如前所述，在换向中断子程序中即可完成。这里电枢电流是指直流侧电流而不是电机单相电流，电枢电流经过电流检测模块处理送入到 DSP 的 AD 转换通道，完成电流的实时采集。不同的控制策略体现在对反馈的电机转速和电机电枢电流的处理上，PID 控制按照转速环在外，电流环在内原则，先进行转速的 PID 控制，输出结果作为电流环的输入，再进行电流的 PID 控制。而对于模糊控制与此类似，只是具体算法有所不同。这一部分是课题研究的核心重点，也是难点。

（3）人机交互部分

这一部分主要分为两个方面，一个是键盘控制，一个 DSP 运行的实时显示。键盘控制主要完成的是电机的启停、速度设定、参数的调整等。DSP 运行的实时显示主要由串口来完成，通过 Motorola SDK 中集成的 PC Master 可视化控制软件，通过串口传送到 PC 上位机。在 PC Master 中调出想要观察的变量，该软件会将变量的实时数值以图形曲线的方式显示在 PC 机中，这样就可以随时了解程序的运行情况，便于调整。

5.2 各功能模块的设计

本节将按功能模块介绍课题的程序设计，分为主程序模块、换向中断模块、转速检测模块、电流检测模块、控制算法模块和人机交互模块等。

5.2.1 主程序模块

程序中，主程序主要用于调用初始化子程序进行系统初始化，包括一些初始化一些变量、定时器相关寄存器、AD 转换相关寄存器等，初始化完成后循环等待中断。

5.2.2 换向中断模块

(1) 换相中断实际上为无刷直流电机霍尔位置传感器位置信号发生沿跳变时产生的中断。系统软件由于采用三相六状态两两通电方式控制无刷直流电机，电机正转时，霍尔元件传感器的位置信号及相应的 PWM0~PWM5 的控制信号如表 5.1 所示。其中 PWM0, PWM2, PWM4 分别控制 IPM 的 U 相、W 相、V 相三个上桥

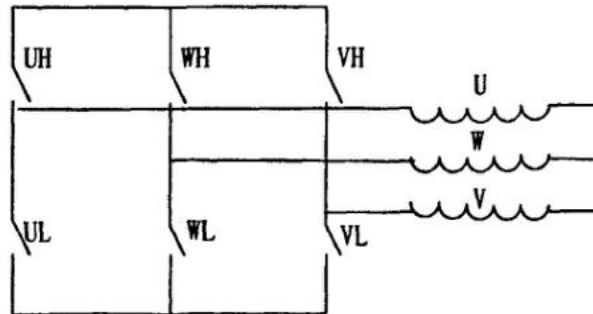


图 5.1 功率模块及电机绕组示意图

表 5.1 各相晶体管开关状态表

位置 信号	PWM0 UH	PWM1 UL	PWM2 WH	PWM3 WL	PWM4 VH	PWM5 VL
110	关断	关断	开通	关断	关断	开通
010	开通	关断	关断	关断	关断	开通
011	开通	关断	关断	开通	关断	关断
001	关断	关断	关断	开通	开通	关断
101	关断	开通	关断	关断	开通	关断
100	关断	开通	开通	关断	关断	关断

臂；PWM1, PWM3, PWM5 分别控制 IPM 的 U 相、W 相、V 相三个下桥臂（如

图 5.1 所示)。

换相中断的子程序如图 5.2 所示。

其中: START_FLAG 为开机/关机状态标志。START_FLAG=1 表示此时为开机状态; START_FLAG=0 表示此时为关机状态。START_FLAG 通过“开机”或“关机”键盘设定。

当为开机状态时, GPIOA0~GPIOA5 的输出为 0, 只要换相中断产生, 则根据位置信号的二进制编码, 查表得出需要屏蔽的 PWM 通道。再利用 pwmIoctl() 函数设置 PWM 输出控制寄存器, 使相应的 PWM 通道关闭。

当为关机状态时, 只要换相中断产生, 则设置通用 GPIOA0~GPIOA5 的输出为 1, 通过与逻辑控制功率开关管全部关断。

(2) 基于 SDK 开发包的换相操作程序设计

在 SDK 开发包中, 包含有无刷直流电机控制的示例程序, 该程序中展示了运用 bldc.h 中定义的表格进行查表换相的方法。该表格为一个在 pwm.h 中定义的 pwm_sChannelControl (PWM 通道控制) 类型的结构体数组, pwm_sChannelControl 类型的结构体定义了 PWM 控制寄存器各通道的设置信息等。程序设计中主要用到该结构体的成员变量 Mask, 即需要屏蔽的通道设置, 如: 根据表 5.1, 当位置信号为二进制数 110 (即 16 进制数 6) 时, PWMState.Mask 为二进制数 101101 (即 PWM 通道 2, 5 开通, 其余通道都关断。这样可以此类推建立一个名为 bldcCommutationTableComp 的数组, 数组元素编号为位置信号状态, 对应数组元素的值为 PWMState.Mask 的值。

同时, 设计一函数名为 bldchsCommHandlerComp 的函数用位置信号状态信息和数组 bldcCommutationTableComp 得到对应于位置信号状态的 PWMState.Mask 值。

综上所述, 换相操作部分的代码可写为:

```
if(START_FLAG==1)
{ /* 获得新的位置信号编码 */
    EncoderState.Value=decIoctl (DecFD, DEC_GET_FILTERED_ENCSIGNALS,
    NULL, BSP_DEVICE_NAME_DECODER_0);
    /* 查表得新的需要屏蔽的 PWM 通道 */
    PWMState=bldchsCommHandlerComp(EncoderState.Value,
    bldcCommutationTableComp);
    /* 修改 PWM 输出控制寄存器 */
    pwmIoctl      (PwmFD,      PWM_OUTPUT_SOFTWARE_CONTROL,
    PWMState.Mask, BSP_DEVICE_NAME_PWM_A);
}
```


5.2.3 转速检测模块

在伺服控制系统中,经常要对电机进行实时转速测量。根据脉冲计数来实现转速测量的方法主要有M法(测频法)、T法(测周期法)和同步M/T法^[24]。

从测量分辨率上看,T法测低速时分辨率较高,但随着转速的增大,分辨率变坏;M法则相反,高速时分辨率较高,而低速时分辨率变低;同步M/T法结合了前两者的优点,在整个转速范围内有较高的分辨率。

从测量精度上看,T法测速的测量精度随着转速的增加而减小;M法的测速精度在高速时较高,而在低速时变低;同步M/T法的测速精度介于二者之间。

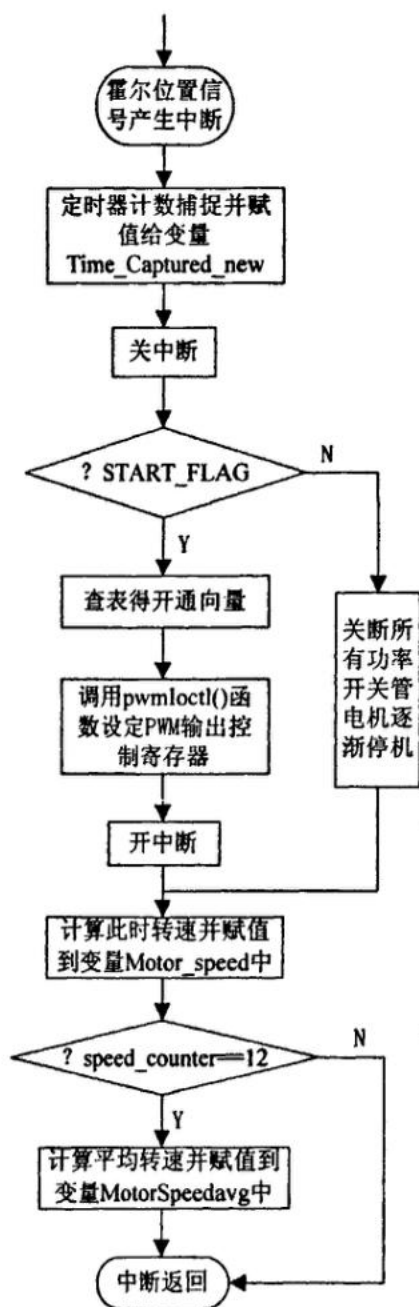


图 5.2 转速计算程序流程图

综合以上两方面，同步 M/T 法是一种比较好的方法。在许多系统中都采用这种方法。但在时效性强的装置开发中使用这种方法测量电机转速时，发现如下问题 [23]：

1) 实时性差。因为需要同步，所以实际定时时间滞后于设定时间，具有迟滞性。

2) 测速精度具有非线性。在宽转速范围内，测速误差逐渐递增，不均匀，这不利于在整个转速范围内实现高精度转速控制。

3) 同步 M/T 法和 T 法一样，计数时钟都利用单片机内部定时器的时钟，很难做到与转速脉冲同步，即使做到与转速脉冲同步，测量的计数误差也会给测量精度带来影响。在同步 M/T 法中，测量精度本质上并没有显著提高。

基于以上问题和无刷直流电机双闭环系统的实时性测速要求，课题中选用 T 法测速，即测量位置信号两个相邻跳变沿之间的时间。下面主要分析应用于无刷直流电机的 T 法测速方法。

设霍尔元件相邻两个状态变化之间的时间为 t 秒，电机旋转 1 周共有 6 个状态（电机为三相两极，采用三相六状态控制方法），则电机的转速为：
$$n = \frac{60}{6t} = \frac{10}{t} \text{ r/min.}$$

设检测两次霍尔元件位置信号跳变沿之间的定时器计数值的差值为 T ，定时器的计数频率为 80MHz 的 256 分频，Timer_Overload_counter 标记定时器溢出次数，则转速计算公式为：

$$\text{MotorSpeed} = 60.0 / [T * 6.0 / (80\text{MHz} / 256)] (\text{r/min}) \quad (5.1)$$

若没有溢出， $T = \text{这次霍尔元件中断的定时器捕捉的数值} - \text{上次霍尔元件中断的定时器捕捉的数值}$ ；

若有溢出， $T = \text{Timer_Overload_counter} * 65536 - \text{上次霍尔元件中断的定时器捕捉的数值} + \text{这次霍尔元件中断的定时器捕捉的数值}$ 。

当 $\text{Timer_Overload_counter} \geq 3$ 时，转速认为是 0。

考虑到转速测量精度的问题，程序中采用多次测量取平均值的方法。如图 5.2 的流程图中所示。

5.2.4 电流检测模块

电流检测对于完成无刷直流电机双闭环调速系统有着至关重要的作用，其精确与

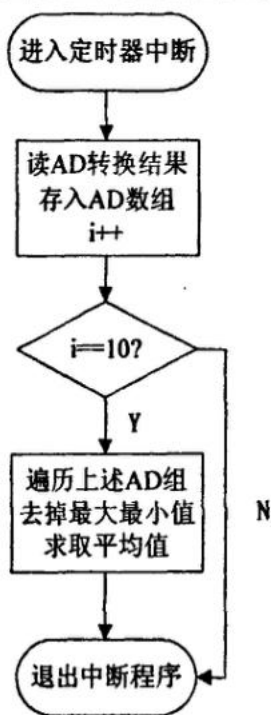


图 5.3 电流检测流程图

否直接关系着双闭环调速的成功与否。理想状态下，当电动机转速恒定，不加负载或者负载恒定时，电机直流侧电流应保持稳定。课题采用的方法是将三相电流采样转换相加，多次取值，取平均值，然后去掉比平均值小的电流值，再次取平均值，作为电流的当前值，用来进行双闭环控制。

电流检测的程序流程如图 5.3 所示。

5.2.5 控制算法模块

(1) PID 控制算法

如第三章所述，在 PID 控制中，电流环和转速环均宜采用 PI 控制规律。在 SDK 开发包中有自带函数库中，有 PI 调节函数，在进入函数之前，要设置好相关结构体数据，mc_sPlparams Plparams，同时函数还需要期望值和实时反馈值。当采用电流为内环，转速为外环时，转速 PI 程序输出经过处理作为电流环的输入，电流环的输出经过处理之后作为 PWM 的输出占空比，改变 PWM 的输出占空比，就完成了对电机的控制。SDK 中的 PI 调节函数采用是位置式的程序流程图如图 5.4 所示。在实际应用中，由于位置式算法必须同时设积分限幅和输出限幅，缺一不可，若没有积分限幅，当反馈大于给定，使调节器退出饱和时，积分项可能仍很大，将产生较大的退饱和超调，而增量式只需要输出限幅即可，同时，增量式算法只需要当前和上一拍的偏差，因此课题将函数库里自带子函数稍加改造成增量式，在此基

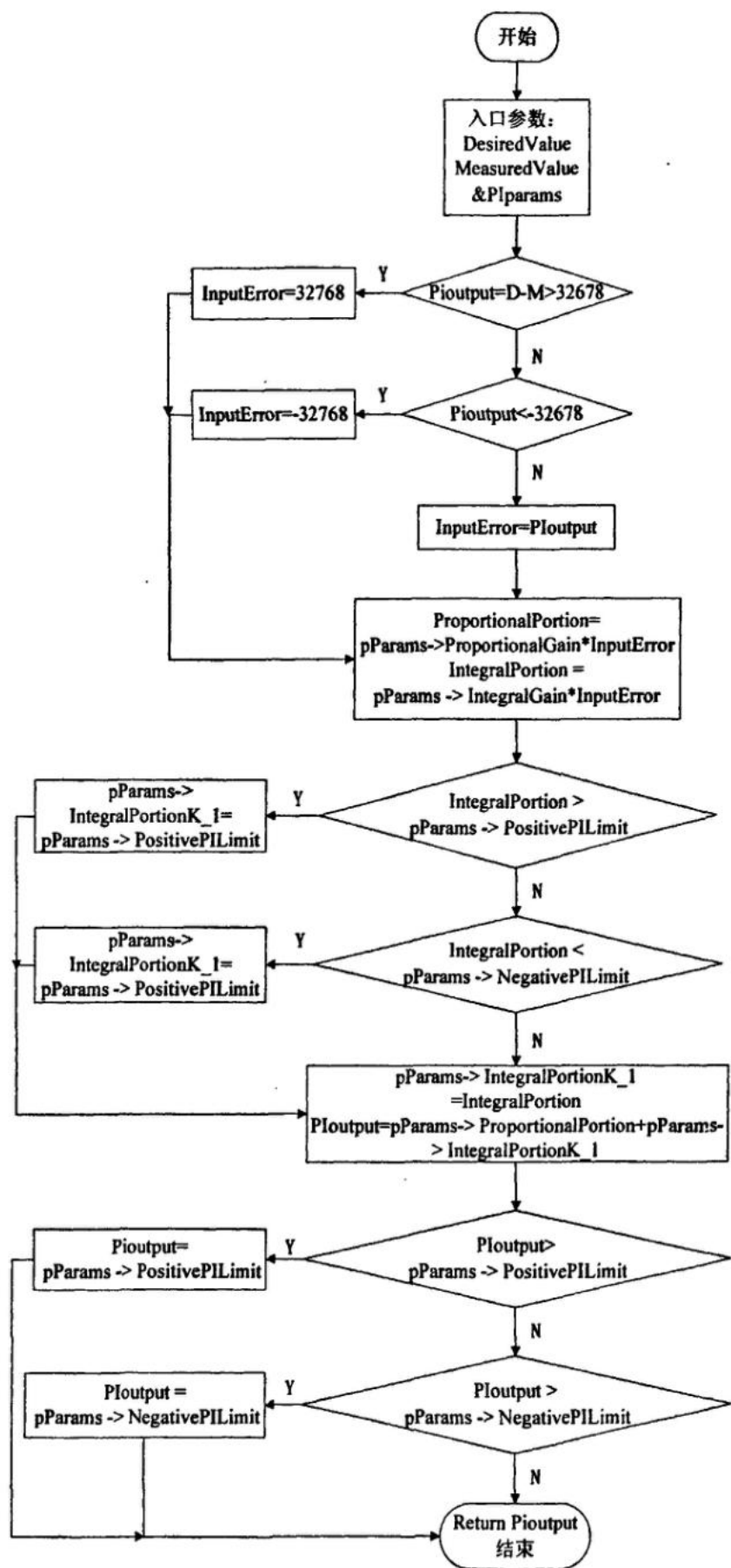


图 5.4 位置式 PI 调节程序流程图

础上采用积分法, 当偏差大时, 只让比例部分起作用, 以快速减少偏差; 当偏差降低到一定程度后, 再将积分作用投入。积分分离算法的表达式为:

$$u(k) = K_p e(k) + C_I K_I \sum_{i=0}^k e(i) \quad (5.2)$$

$$C_I = \begin{cases} 1, & |e(i)| \leq \delta \\ 0, & |e(i)| > \delta \end{cases} \quad (\delta \text{ 为常值}) \quad (5.3)$$

积分分离法能有效的抑制振荡或减小超调。

(2) 模糊控制算法

1) 量化因子模块和比例因子模块

为了方便软件设计, 引入这两个定义, 对清晰值进行比例变换而设置的, 其作用是使变量按一定比例进行放大或缩小, 完成以下功能, 使输入量落入到输入量论

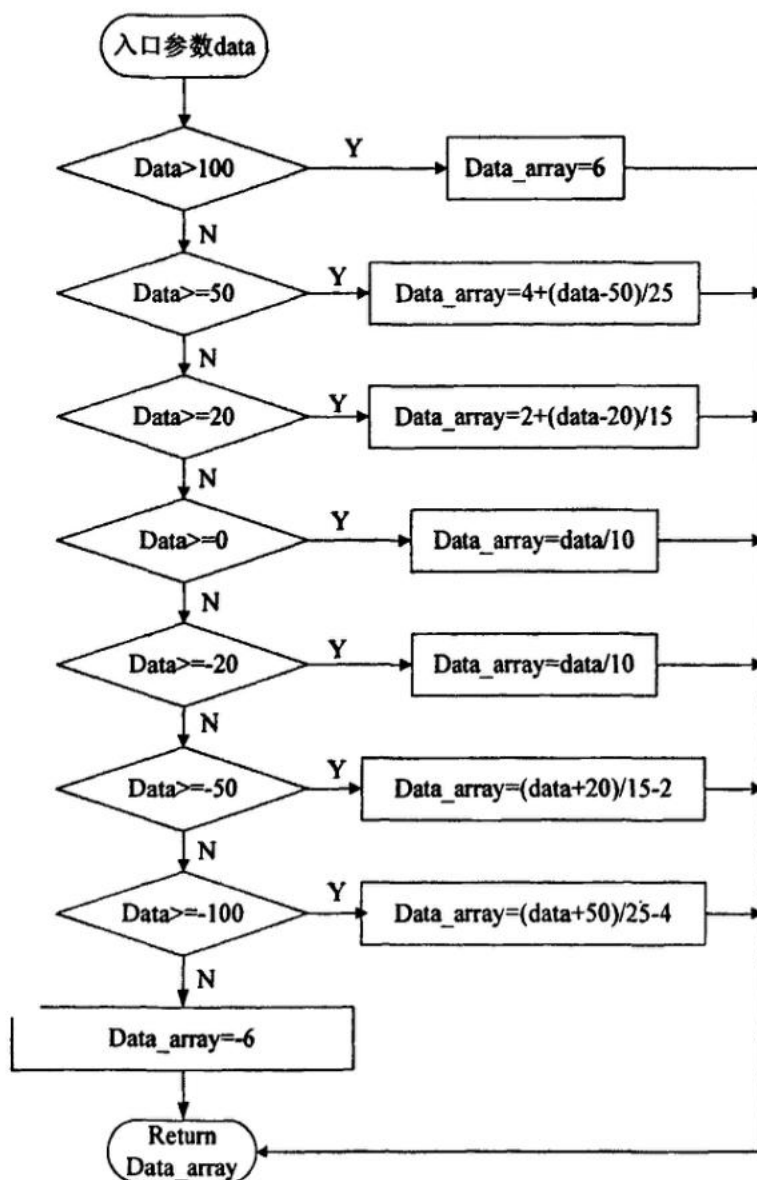


图 5.5 量化因子模块

域，使模糊输出量转化成清晰输出值，实现模糊控制，定义一子函数 `float data_small(int data,)`，其程序流程图如图 5.5 所示。

同样经过反模糊化出来的输出变量也是落到设定好的输出变量论域中，还不能作为直接控制量，经过一定的比例放大之后，这就是比例因子模块的功能。结合输出量的量程，定义量化因子模块函数 `int Fuzzy_uP(float data_u)`，其程序流程图如图 5.6 所示。

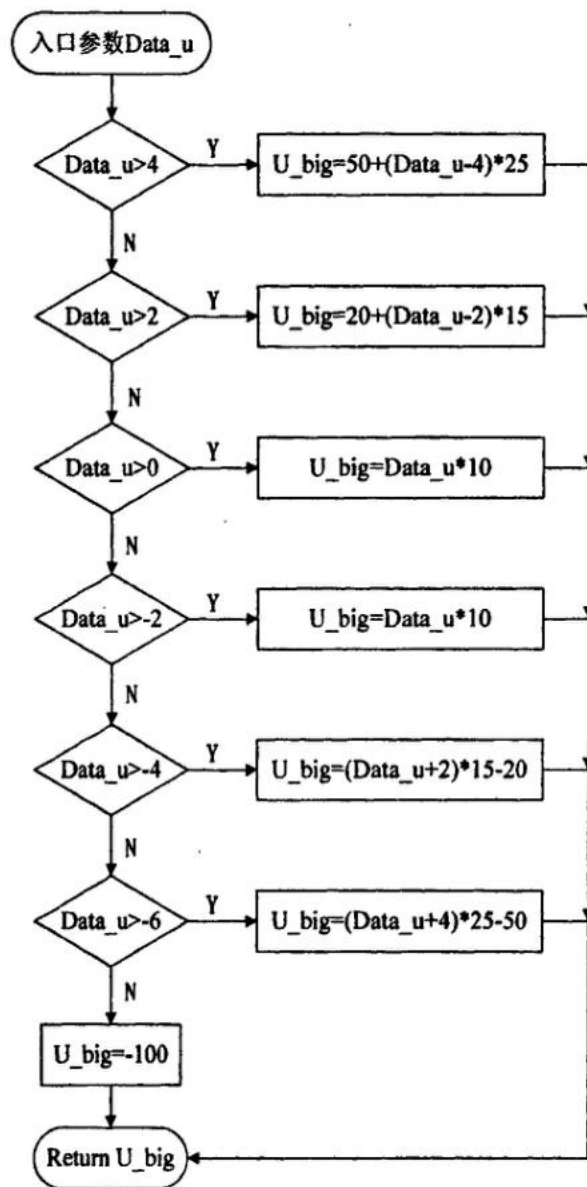


图 5.6 比例因子模块

2) 模糊化

量化因子是模糊控制器的输入接口，是对输入清晰量进行的放大或缩小变换，为了使这些清晰值能与语言表述的模糊规则想适配，进行近似推理，必须把他们变成模糊量及模糊子集。经过量化因子处理相当于惊醒一次比例变换，映射成模糊论域上某个实数值，这个实数值可能同时与论域上的几个模糊子集有关，求出这个实

数值隶属于各个相关模糊自己的隶属度，就是把清晰值模糊化。为了实现输入量的模糊化，编写了函数 `int Fuzzy(float fun_data[],float data)`，其中 `float fun_data[]` 用来存储相应的隶属度，`data` 便是由量化程序的得到的清晰值的量化值。其流程图如图 5.7 所示。

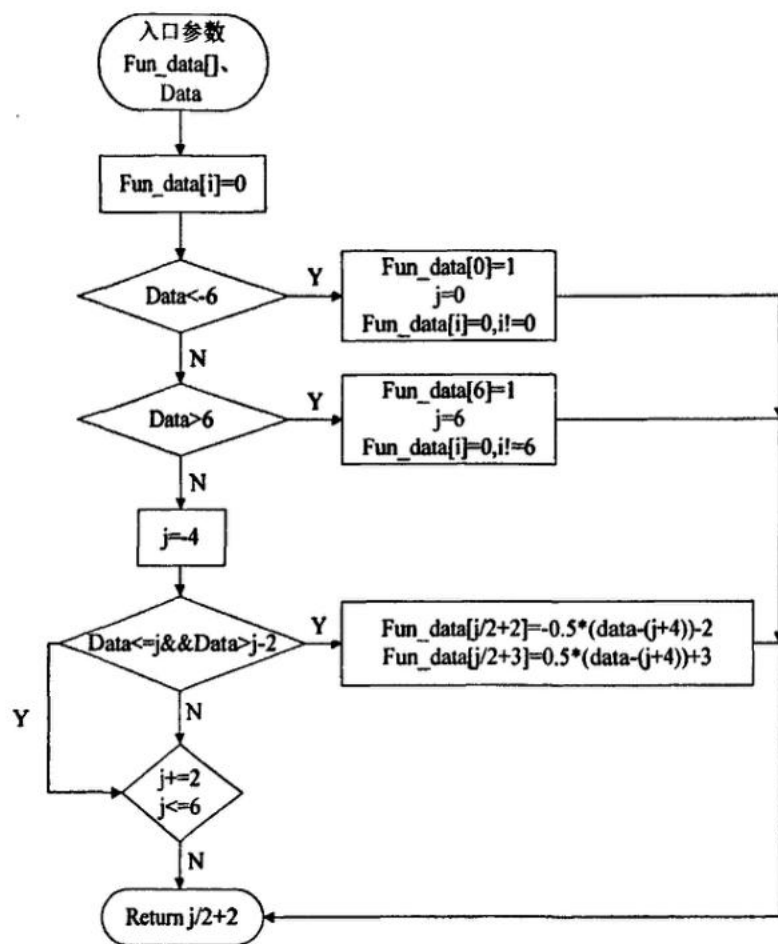


图 5.7 模糊化函数流程图

3) 模糊规则及模糊推理

模糊控制规则是模糊控制器的核心，是设计控制系统的主要内容。为了便于对模糊规则进行实时修改，把第三章中的模糊规则表中的“模糊子集”换成“模糊数”，把 F 集中的 PB、PM、PS、Z、NS、NM、NB 分别换成模糊数 6、5、4、3、2、1、0。于是模糊控制规则可用 `int Fuzzy_rule(int epoint,int depoint)` 来定义。

课题中，模糊推理采用 `mamdani` 算法，详细算法第三章已介绍，本章编写了 `void Fuzzy_study(float fun_e[],float fun_de[],float fun_u[],int epoint,int depoint)` 来实现上述算法。

其算法流程如图 5.8 所示。

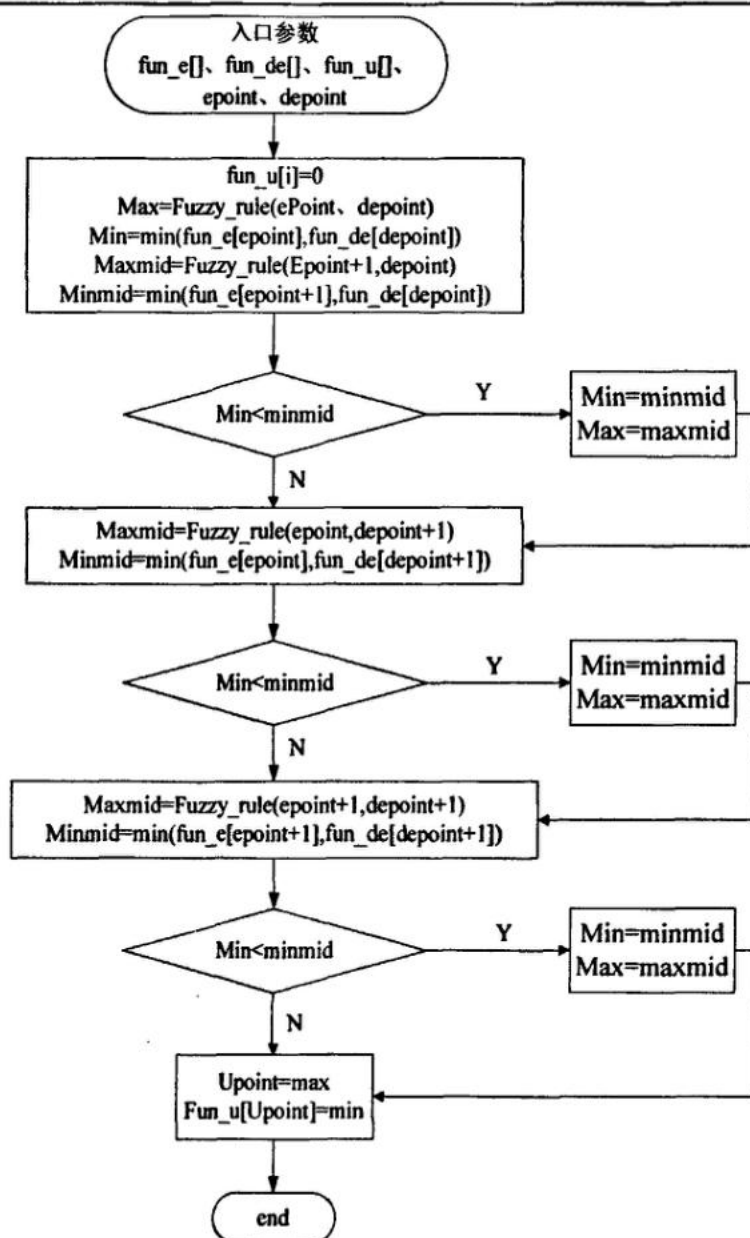


图 5.8 模糊推理程序流程

其中 $\text{fun_e}[]$ 、 $\text{fun_de}[]$ 、 $\text{fun_u}[]$ 是用来存储隶属度，而 epoint 、 depoint 代表被激活的模糊控制规则。

4) 清晰化模块

经过模糊逻辑推理后，输出的是模糊集合，由于它是多条模糊控制规则所得结论的综合，其隶属度函数是分段、不规则的形状。清晰化的目的就是把它等效成一个清晰值，即映射到一个代表性的数值上，这个任务由清晰化模块完成，本课题采用的是最大隶属度法。具体算法程序流程图如图 5.9 所示。

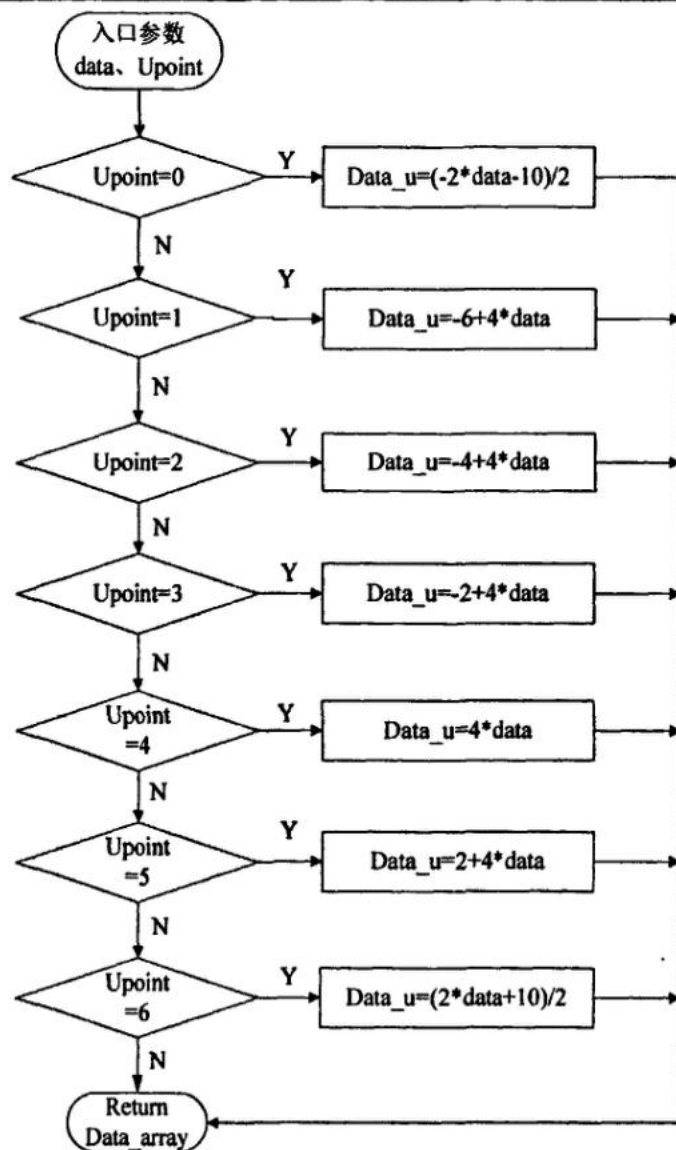


图 5.9 清晰化模块程序流程图

5.2.6 人机交互模块

(1) 键盘中断模块

利用 DSP56F803 的 GPIOA 的中断输入功能，完成键盘的设计。

键盘功能设有：“开机”、“停机”、“加速”、“减速”等功能。

“开机”功能子程序主要实现：开机状态标志位的置位和启动时位置信号的检测，实现电机的启动。换相中断子程序中虽然也根据开机状态标志位执行了位置信号的检测并开通了相应的晶体管，但“开机”功能子程序中的电机启动程序仍然是必要的，即：只设置开机状态位，无法完成电机的启动。这主要是由于：换相中断子程序在电机转速为零时无法产生换相中断。

“停机”功能子程序主要实现：将开机状态位清 0。当换相中断子程序中检测

到开机状态位为 0 时，立刻关断所有晶体管。

“加速”功能子程序主要实现：增加启动时的给定转速。每次增加 50 转。

“减速”功能子程序主要实现：减少启动时的给定转速。每次减少 50 转。

(2) 串口通信模块 (PC Master)

PC Master 可视化控制软件是 Motorola SDK 开发包中又一种有特色的开发工具。它原本是专为电机控制应用程序开发设计的一种软件工具，但它也可以扩展用于任何应用程序设计。该工具允许远端的用户友好界面在 PC 机上运行，它同时也可以实时观测应用程序的变量，观测的应用程序变量可以用文本形式或图形形式进行显示。

PC Master 主要功能有^[25]：

- 图形界面的显示
- VB 或 Java 脚码可用于控制目标板
- 可通过网络，包括 Inter 网在内，连接到目标板
- Demo 模式支持密码保护
- 在 Scope window 中可显示可视化实时数据
- 用集成 Recorder 记录快速变化的数据
- 标准变量的支持（整型、浮点型等）
- 从 Metrowerks' CodeWarrior 的连接输出文件中（Map, ELF）自动导出变量表
- 远端控制应用程序的执行

程序中主要用到 Scope window 中可视化实时数据显示和集成 Recorder 功能。

应用 PC Master 的 Scope window 功能进行转速、电流的显示时，需将串口通信程序设置通信频率为 9600Hz，并在 Scope window 中导入程序变量表，选择合适的曲线显示类型就可方便的在 PC 机上监控电机的运行状态。

5.3 本章小结

本章详细介绍了软件程序的编写，其中控制算法的程序实现是本章解决的重点和难点。

本系统的软件设计，结构合理功能完善，仅仅采用了一个通用定时计数器就实现了 PWM 调制、信号采集、电流环和速度环周期的设定，并对采集的电流信号，做了一定的改进性的处理，同时分别编写了 PID 控制算法和模糊控制算法，并通过键盘控制选择控制方法。

第 6 章 实验结果与分析

6.1 实验装置介绍与测试方法

无刷直流电机控制装置如图 6.1 所示。

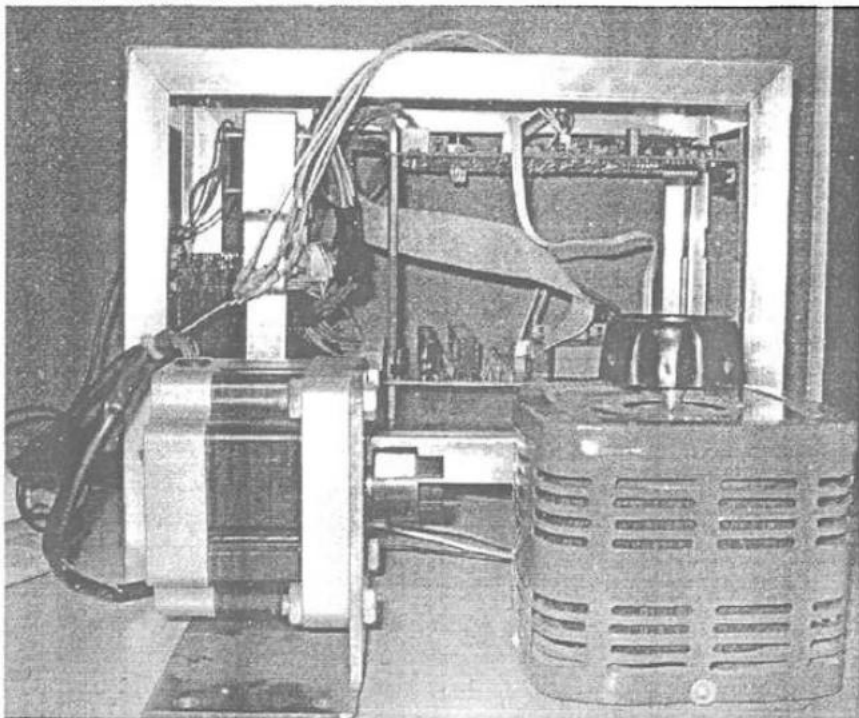


图 6.1 无刷直流电机控制装置

控制电路主要分为控制板、电源板和功率模块三个模块。DSP 通过 MAX232 与计算机串口实现互联并进行转速电流等实时数据的传输。PC 机上运行 SDK 开发包中的 PC Master 可视化软件调试工具将实时转速和电流数据进行图形化的显示，并记录下转速、电流值。

并行 JTAG 口与计算机并口相联。这样在 BDM 方式下可以把程序下载到 DSP 上，并允许主机通过调试程序和 DSP 之间交换数据和信息，实现对 DSP 硬件系统的调试。

实验中，电机的启停用按键进行控制。

实验所用的电机加载装置如图 6.2 所示：

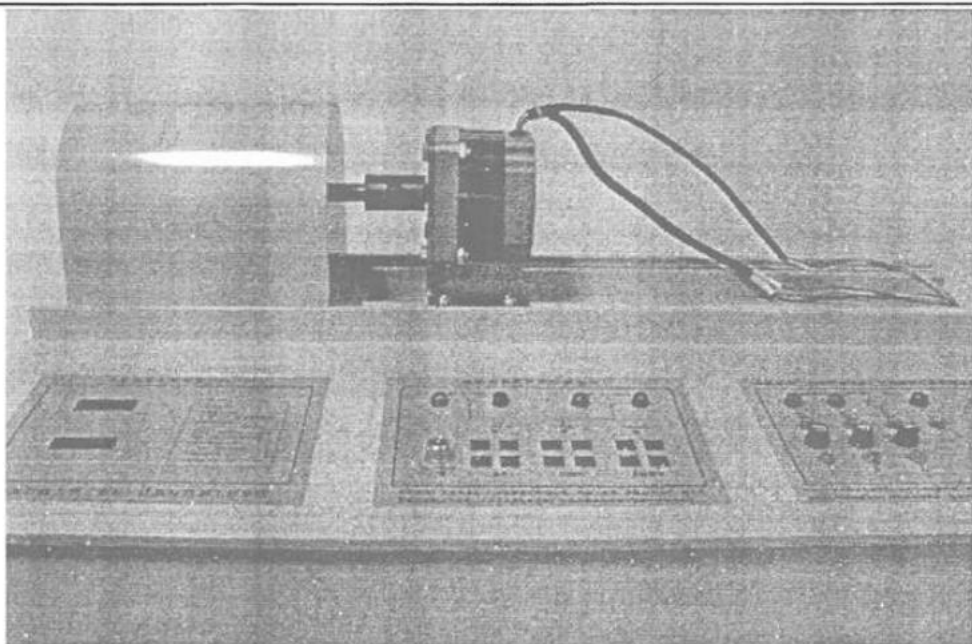


图 6.2 电机加载装置

电机的加载装置加载的力矩范围 $0-2\text{ N}\cdot\text{M}$ ，检测精度为 2%。电机加载装置的力矩检测信号可以直接引出。

实验中无刷直流电机如图 6.2 中电机所示。

电机主要参数如下：

功率：200W

额定电压：48V

额定电流：5.2A

额定输出转矩： $1\text{ N}\cdot\text{M}$

额定转速：2000r/min

内部已集成霍尔位置传感器

课题测试方法是程序控制算法分别采用 PID 算法和模糊控制算法，通过可视化软件 PC master，实现转速实时显示，观察调速效果，同时用示波器观察相电流和直流侧电流波形以及霍尔位置信号等，在此基础进行分析比较。实验中所采用的示波器为数字存储示波器 GDS-815S，示波器的显示界面可通过 USB 接口送到 PC 机中进行波形显示和存储。

6.2 实验结果

6.2.1 相关参数曲线

1、霍尔位置信号

如图 6.3(a) 所示,用示波器采集两路霍尔信号,可以看出两路信号相差 120° , 这样,三路信号正好在一周期形成六个组合状态,如图 6.3(b)所示,每个状态对应一种 VMOS 管开关状态,第五章相关章节已有详细介绍。

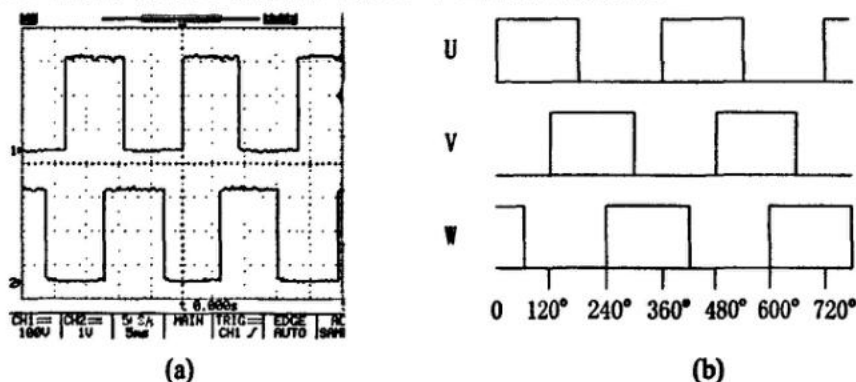


图 6.3 霍尔位置信号

2、VMOS 功率管驱动信号

按照第五章相关章节介绍,根据霍尔位置信号,使相应的 PWM 通道导通和关闭,然后和延时信号以及 GPIOA 信号相与之后,去驱动相应的 VMOS 管。图 6.4 是用示波器采集的驱动信号,其中图 6.4(a)图是 U 相上下臂桥的开关情况,图 6.4(b)U 相上臂桥和 V 相下臂桥的开关情况,图 6.4(c)是 U 相上臂桥和 W 相下臂桥的开关情况。

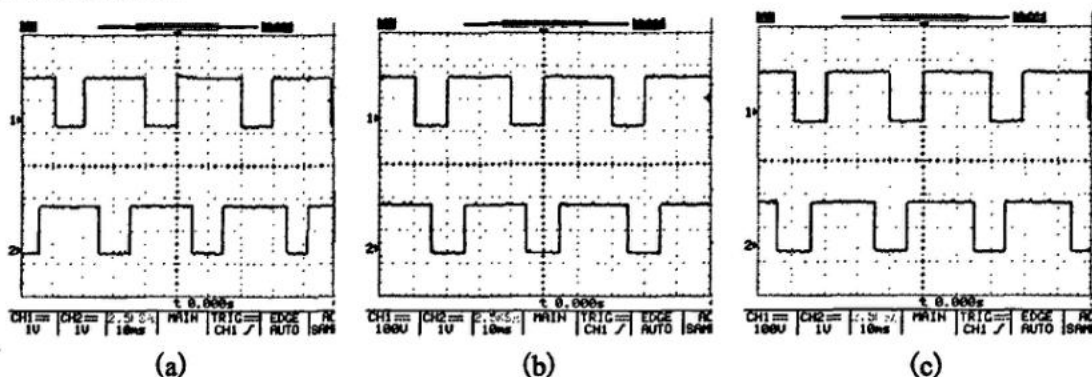


图 6.4 VMOS 驱动信号

有光耦隔离上拉电阻接法形成非的关系,因此图中信号高电平代表 PWM 通道关闭,而低电平代表 PWM 通道开通。

3、电流波形

设定电机转速为 1000r/min,采集相邻两相的相电流波形如图 6.5(a)所示。相电流及相对应的放大整流处理后的波形如图 6.5(b)所示。某相相电流波形和直流侧电流波形如图 6.5(c)所示,其中,CH1 通道采集的是直流侧电流信号。

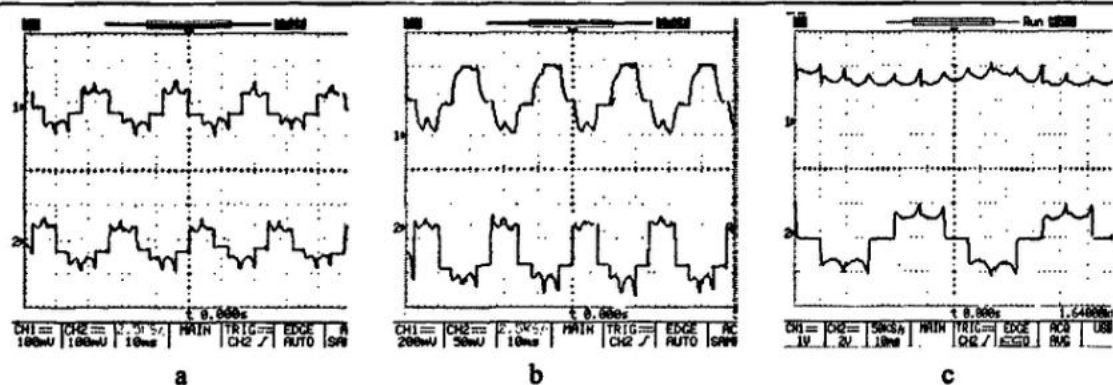


图 6.5 电流波形图

6.2.2 电机运行曲线

1、PID 控制下电机运行曲线

按照第三章第 2 节所述，课题所用 PID 控制参数初始值选为：

转速环 PI 调节器参数： $K_p=4.23$ ， $K_i=2.3$ 。

电流环 PI 调节器参数： $K_p=2.92$ ， $K_i=0.8$ 。

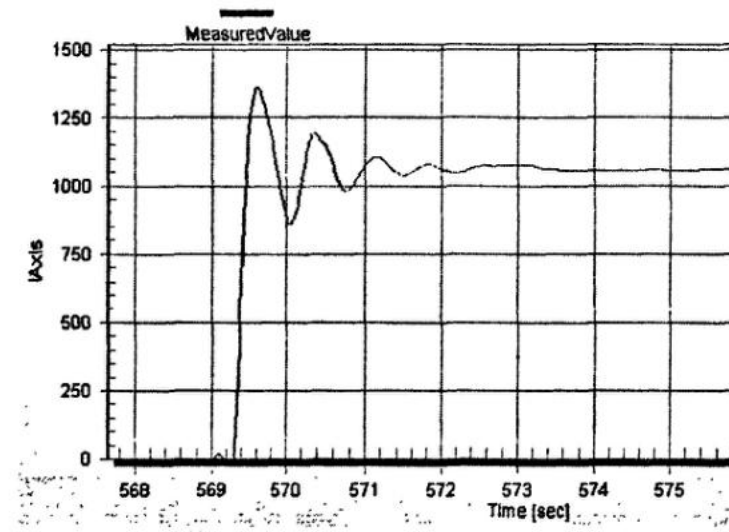


图 6.6 初始 PID 参数电机转速曲线

电机运行曲线如图 6.6 所示。可以看出调速效果不好，超调量过大，同时调节时间过程，并伴有收敛振荡。这是因为电机等相关参数测量不准确所致，根据 PID 参数整定原则，超调量大，调节时间长，将比例系数减小，有振荡，将积分系数减小^[26]。经反复试凑，将 PID 选择如下值：

转速环 PI 调节器参数： $K_p=2.37$ ， $K_i=1.5$ 。

电流环 PI 调节器参数： $K_p=1.7$ ， $K_i=0.28$ 。

设定转速为 1000r/min, 空载, 电机运行曲线如图 6.7 所示。

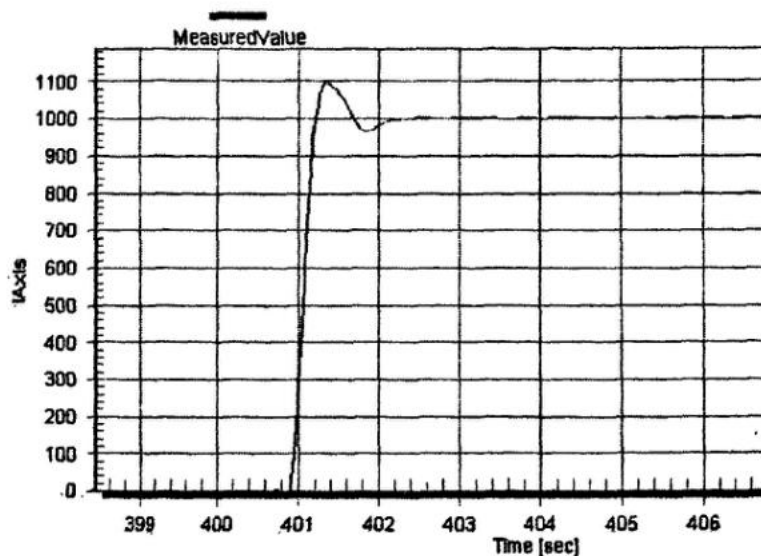


图 6.7 PID 参数整定后电机转速曲线

上升时间 $t_r=0.3\text{S}$, 调节时间 $t_s=1\text{S}$, 超调量 $\sigma=10\%$, 稳态误差为 0。

电机转速为 1000r/min, 负载为 $0.5\text{N}\cdot\text{M}$, 当电机运行过程中负载有微小波动时 ($0.05\text{N}\cdot\text{M}$), 电机的转速曲线如图 6.8 所示

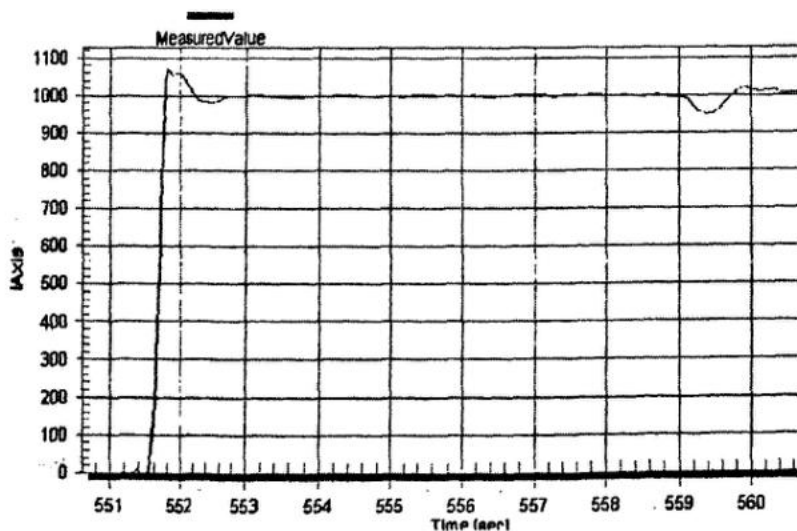


图 6.8 PID 控制负载波动时电机转速曲线

上升时间 $t_r=0.2\text{S}$, 调节时间 $t_s=0.8\text{S}$, 超调量 $\sigma=8\%$, 稳态误差为 0r/min 。动态降落 $\Delta C_{\max}=5\%$, 恢复时间 $t_v=1\text{S}$ 。

2、模糊控制下电机运行曲线

设定转速为 1000r/min, 空载, 将控制方法切换到模糊控制, 得到模糊控制下的电机运行曲线如图 6.9 所示。

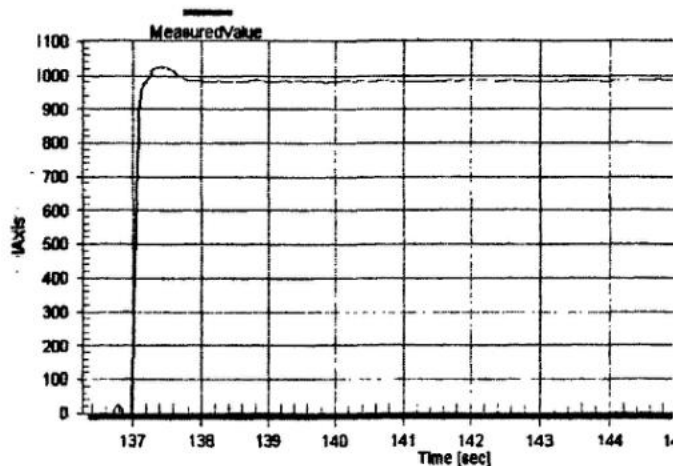


图 6.9 模糊控制下电机空载运行曲线

上升时间 $t_r=0.3\text{S}$, 调节时间 $t_s=1\text{S}$, 超调量 $\sigma=10\%$, 稳态误差为 12r/min 。

转速为 1000r/min , 负载为 $0.5\text{N}\cdot\text{M}$, 当电机运行过程中负载有微小波动时, 电机的转速曲线如图 6.10 所示。

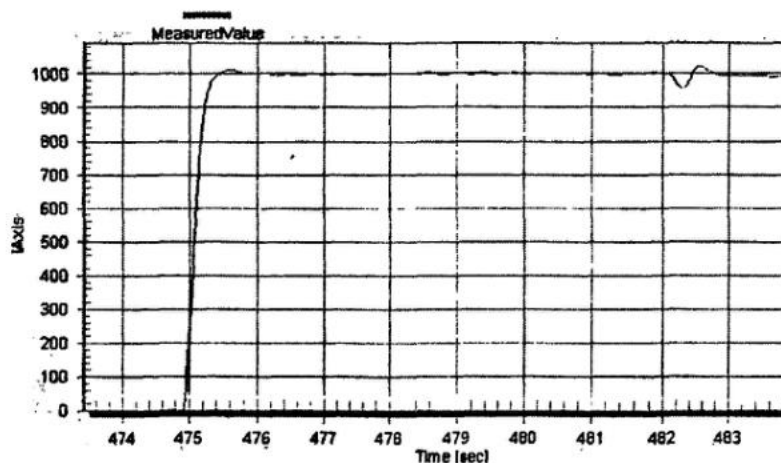


图 6.10 模糊控制负载波动时电机转速曲线

上升时间 $t_r=0.2\text{S}$, 调节时间 $t_s=0.3\text{S}$, 超调量 $\sigma=2\%$, 稳态误差为 4r/min 。动态降落 $\Delta C_{\max}=3\%$, 恢复时间 $t_v=0.4\text{S}$ 。

6.2.3 实验结果分析

通过比较看出 PID 控制的特点是: 稳态时无静差, 转速稳定所经历的时间较长, 模糊控制器的特点是: 有静差, 超调量很小或无超调。当负载有波动时, 模糊控制器能起到良好的控制性能, 常规 PID 控制器尽管能达到一定效果, 但波动要比模糊控制稍大。

模糊 PID 控制算法对电机模型的依赖小, 能实时调整控制器的参数, 不管在空

载、负载下都能取得较好的效果，而对于经典 PID 控制算法，对于模型的依赖度较大，如果对于不同模型使用相同的参数，则得到的结果不尽如人意，因此需要频繁修正 PID 参数，这给实际的控制带来很大的麻烦。

6.3 本章小结

在完成了无刷直流电机的硬件和软件设计后，按照确定好的试验测试方法，分别进行了两种控制方式的试验，得到相关的测试曲线，并根据试验结果，进行了分析，得出了两种控制方式的各自特点。

第 7 章 结论

7.1 结论

在导师的指导下，课题完成了无刷直流电机控制系统的设计，主要完成了以下几个方面的工作：

1、系统地学习了无刷直流电机的结构、运行原理和驱动方法，并建立了无刷直流电机的数学模型。

2、学习了 PID 控制原理和模糊控制原理，以及相应控制器的设计方法。

3、开发了基于 Motorola DSP56F803 的无刷直流电机控制系统的硬件电路，并同时设计了相关保护电路。经实验验证，该硬件电路工作可靠，可以实现电机的启停控制、正反转控制、加减速以及相关试验参数的在线调整。

4、编写了系统控制软件，分别开发了 PID 控制软件和模糊控制软件，使无刷直流电机可以在 PID 双闭环控制和模糊控制方式下运行。

5、对系统进行了实验测试。实验中，无刷直流电机分别在 PID 控制方式和模糊控制方式下运行，得到了相关的电机运行曲线，实验结果揭示了 PID 控制和模糊控制的特点和控制效果。

7.2 后续工作

1、PID 控制中的一个关键问题是 PID 参数整定，传统的整定方法是在被控对象数学模型的基础上按照某种整定原则来进行 PID 参数值的整定。而实际的工业生产往往具有非线性、时变不确定性，难以建立精确的数学模型，应用常规的 PID 参数整定与自整定的方法很多，但往往难以实施或不太理想，常规 PID 控制器参数常常整定不良，性能欠佳，对运行工况的适应性差^[27]。课题所研究的直流无刷电机在工程上，其数学模型不难得到，然而在在实际的传动系统中，电机本身的参数和拖动负载的参数并不如模型那样一成不变，同时无刷直流电机本身是一个多变量、强耦合的非线性的被控对象，如电枢反应的非线性、转动惯量和相电阻的变化，使得无刷直流电机难以用一个精确的数学表达式来描述其内部的电磁关系。因此在 PID 参数值的整定及在自整定方面有待进一步的深入研究。另外，从结构上看 PID 控制器，光靠调整参数难以获得满意的控制效果。因此，还有必要在全面分析的基础上，对 PID 控制器进行结构上的改进。

2、模糊控制通过模糊逻辑和近似推理方法，让计算机将专家经验形式化、模

型化,对于不易获得精确数学模型或运行中参数可能会发生较大变化的被控对象,可以较好的描述系统的动态特性,及时地对被控对象变化产生反应。超调量、响应速度等均优于传统的双闭环PID控制,但是由于常规模糊控制器需对误差和误差变化进行量化,由此产生的量化误差影响系统稳态性能,使系统存在一定稳态误差。若根据误差和误差变化率的精确值依照查询表进行在线插值运算就能从根本上解决量化误差引起的稳态性能差的问题^[28]。此外,要做到真正的事前控制并具有较好的自适应功能,则必须加入预测控制、神经网络控制等方法对对象模型进行辨识和预估。

3、要想系统的动、静态指标要求较高,系统要达到的目标不止一个且较复杂时,只用单一的职能控制方法也难以使系统具有完善的功能和期望的性能,鉴于PID控制和模糊控制各有其优点,可以结合两者组成Fuzzy-PID复合控制,利用PID控制稳态性能好的特点来改善模糊控制器稳态性能较差的缺点,获得动、静态特性的完美统一。

4、由于电机在运行中受负载和环境参数的影响,使其速度的变化呈不确定性,加之电机速度过程本身的非线性,要准确地测辨其动态过程的模型参数并构建系统的数学模型非常困难。而无模型学习自适应控制(MFLAC)基本思想是利用一个新引入的伪梯度向量的概念,用一系列的动态线性化模型,包括紧格式、偏格式、全格式线性化模型来替代一般非线性系统,并仅用受控系统的I/O数据来在线估计系统伪梯度向量,从而实现非线性系统的无模型学习自适应控制^[29]。

5、系统采用三相六状态控制方法对无刷直流电机进行控制,点击存在一定的转矩脉动。虽然应用双闭环调速系统后,电机的转矩脉动得到很大程度上的抑制,并没有影响双闭环系统的调速性能,但是仍可以考虑采用“磁场定向控制”、“SVPWM”、“消除换向死区”等无刷直流电机控制方法使点击在重载情况下运行更为平稳。

致谢

在论文结束之际，在这里，我首先衷心的感谢我的导师白连平教授。在整个研究生阶段，从论文选题，课题研究的进行，直到论文的最终定稿，都得到了白老师的悉心指导。白老师给我提供了良好的科研和实验环境，同时为我开展课题研究提供了充分的物质保障。特别是白老师严谨的科研作风和对待工作兢兢业业的敬业精神深深地影响着我，相信这些对即将踏入社会走向工作岗位的我有着莫大的帮助。借此机会，谨向白老师致以衷心的感谢。

本文的完成也得到了实验室各位同学的帮助，在这里也向他们表达我深深地谢意。两年多的同窗情谊让我们了解彼此，在他们身上，我也学到很多，这些都成了我生命中的宝贵财富。

最后，我还要感谢我的父母和家人，我前进道路上的每一步，都离不开他们默默无私的支持。

参考文献

- [1] 贡俊, 陆国林. 无刷直流电机在工业上的应用和发展[J]. 微特电机, 2000, 28(5): 23~25
- [2] 钱晓耀. 无刷电动机在家用电动器具中的应用[J]. 电机电器技术, 2000, 20(5): 16~17
- [3] 张曼若. 无刷直流电动机的发展与应用[J]. 微电机, 2005, 28(1): 23~25
- [4] 李毅. 基于 DSP 的数字无刷直流电机调速系统的研究[D]. 西北工业大学, 2007
- [5] 谭蒹娃, 金如麟, 李川. 21 世纪的电动机控制与电子技术展望[J]. 电气时代, 2001, (9): 1~3
- [6] 王晓明. 电动机的单片机控制[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002: 23~24
- [7] 郑吉, 王学普. 无刷直流电机控制技术综述[J]. 微特电机, 2002(3): 11~13
- [8] 宋小庆, 孙得福, 减克茂. 方波无刷直流电机恒功率模糊控制[J]. 微特电机, 2002(1): 26~28
- [9] Tzuen-Lih Chen, Jerome Chang, Geeng-Kwei Chang. DSP-Based Integral Variable Structure Model Following Control for Brushless DC Motor Drivers[J]. IEEE Transactions on Power Electronic Vol. 12, No. 1, Jan 1997: 53~63
- [10] 贾东耀, 曾智刚. 基于模糊控制的直流电机调速系统 MATLAB 仿真[J]. 电机电器技术, 2002(5): 2~5
- [11] 叶金虎, 徐思海, 张颀明等. 无刷直流电动机[M]. 北京: 科学出版社, 1991: 10~11, 95~97
- [12] 包向华, 章跃进. 五种 PWM 方式对无刷电动机换相转矩脉动的分析和比较[J]. 中小型电机, 2005, 32(6): 48~52, 55
- [13] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 43, 52, 59
- [14] 邱建琪, 史涔澈, 林瑞光. 永磁无刷直流电机转矩脉动抑制的 SVPWM 控制[J]. 中小型电机, 2003, 30(2): 27~33
- [15] 李钟明, 刘卫国等. 稀土永磁电机[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999: 116~117
- [16] 叶金虎, 徐思海, 张颀明等. 无刷直流电动机[M]. 北京: 科学出版社, 1991: 10~11, 95~97
- [17] 石辛民, 郝整清. 模糊控制系统机器 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 7, 71
- [18] 邵贝贝, 龚光华, 薛涛, 刘永毅等著. Motorola DSP 型 16 位单片机原理与实践[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003: 44
- [19] 陈祥富, 李宝军. IGBT 的吸收电路[J]. 石家庄铁道学院学报, 2007, 10(9): 101~104
- [20] Motor Control Technologies [M]. Freescale Semiconductor, Inc. 2006: 6~7
- [21] 马金权, 李庆辉, 强盛. 一种高精度实时电机转速测量新方法. 齐齐哈尔大学学报, 2002, 118(1): 42~44
- [22] Jong Sun Ko. A Robust Digital Position Control of Brushless DC Motor with Dead Beat LoadTorque Observer[C]. IEEE Transaction on Industrial Electronics. 2006, 40: 12~15
- [23] Embedded SDK (Software Development Kit) PC Master User Manual SDK111/D Rev. 1. 4[M]. Motorola Inc. 2001: 1~2
- [24] 范咏峰, 李平. 浅析 PID 整定[J]. 中国仪器仪表, 2002: 10~11
- [25] 魏翠琴. 基于自适应模糊 PID 控制的双闭环直流调速系统[J]. 计算机与信息技术, 2007, (24): 367~368
- [26] 邹木春, 吴灿龙. ARM 核微处理器在智能运动控制器重应用[J]. 微计算机信息, 2007, 23(1-2): 194
- [27] 赵建中, 谭蒹娃, 金如麟等. 基于 DSP 的无位置传感器永磁同步电机磁场定向控制系统. 中小型电机, 2003, 30(2): 23~26

- [28] 张相军, 陈伯时, 雷淮刚. 消除无刷直流电机控制系统中换相死区的方法研究[J]. 电气传动自动化, 2000, 22 (6): 9~12
- [29] 曹荣敏, 侯忠生, 关静丽等. 直流电机调速系统的运动增强学习控制[J]. 仪器仪表学报, 2008, 29 (4): 31~35

个人简历 在学期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

周宁, 男, 1983 年 4 月出生

2002 年 9 月-2006 年 7 月, 就读于青岛大学, 所学专业为自动化, 获学士学位。

2006 年 9 月至今, 就读于北京信息科技大学, 所学专业为控制理论与控制工程。

课题期间研究成果:

- [1] 周宁, 白连平. 电机控制中角度细分的实现方法[J]. 北京机械工业学院学报, 2008, 23(3): 30~34
- [2] 2008 年 7 月, 参加第三届全国“飞思卡尔”杯智能车设计大赛, 并获华北赛区三等奖。

无刷直流电机控制系统研究

作者: 周宁
学位授予单位: 北京信息科技大学

本文读者也读过(3条)

1. 张兴全 基于DSP的无刷直流电机控制系统研究[学位论文]2008
2. 朱玲 基于DSP的无刷直流电机控制系统研究[学位论文]2010
3. 尹国慧 基于DSP的无刷直流电机控制系统研究[学位论文]2008

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1637770.aspx