

南京理工大学

硕士学位论文

基于DSP的直流伺服电机控制器设计与实现

姓名：杨同杰

申请学位级别：硕士

专业：机械制造及其自动化

指导教师：韩军

20090525

摘要

本文针对移动机器人运动控制器的要求,设计了一款基于 DSP 的无刷直流电机伺服控制器。

详细推导了三角形接法的无刷直流电机数学模型。阐述了数字式控制系统整体方案,解决了 PWM、电子换相及锁相、电机电流、转速和位置等控制检测关键技术问题。推导了新的积分分离加积分修正系数的 PID 控制算法。

构建了基于 TMS320F2812 的无刷直流电机控制硬件平台。设计完成了 DSP 控制电路和功率驱动电路,主要包括 DSP 芯片外围电路、IR2130 三相逆变桥电路、PWM 光耦隔离电路、霍尔信号处理电路、光电编码器电路、电流采样电路和系统保护电路,并对各部分电路功能做了详尽阐述。对硬件可靠性做了分析。

在 CCS3.3 环境下开发了控制系统 C 程序软件。编写了改进型 PID 控制算法程序、M 法测速程序、ADC 电流采样数字滤波程序和电机换相程序。利用 VC++6.0 开发了伺服控制器人机交互界面,实现了上位机与 DSP 的 SCI 串口通讯。

最后,以移动机器人为平台进行了系统实验,利用 MATLAB CCSLink 工具获取了 DSP 系统的详细实验数据,在 MATLAB 环境下绘制了速度阶跃响应曲线。对比了不同 PID 参数下的系统响应状况,详细分析了实验中出现的各种问题。实验结果验证了控制器硬件系统和软件系统的可行性,新 PID 控制算法的优越性。DSP 控制器调试方便,升级换代容易。

关键词: PID 伺服控制, 无刷直流电机, 移动机器人, PWM, DSP, CCSLink

Abstract

The paper presents a Brushless DC Motor Servo Controller based on DSP in view of the request of Mobile Robot.

The mathematical model of BLDC Motor with Delta-connection was deduced in detail. The paper expatiates the project of the whole digital control system. The key issues of control and detection technology, including the PWM, Electronic Phase-Exchanged and Phase-Locked, Motor current, speed and location, have been resolved. Moreover, a new separation and correction factor of integral PID algorithm was deduced.

The BLDC Motor controller hardware platform based on TMS320F2812 was constructed. The DSP control circuits and the power driving circuits were designed completely, which mainly included DSP chip peripheral circuits, three phase invert bridge circuits with IR2130, PWM optically coupled isolator circuits, hall signal processing circuits, optical-electricity encoder circuits, current sampling circuits and the system protection circuits. Meanwhile, the functions of the various circuits were elaborated in detail and the reliability of hardware was analysed.

The whole C software of the control system was developed upon the CCS3.3 software development environment. The improved PID algorithm, M method of velocity detecting, ADC digital filter about current sampling and Phase-Exchanged procedures were compiled completely. The human-computer interaction was developed with VC++6.0, so that the SCI serial communication between host-computer and DSP was achieved successfully.

Finally, some experiments about the mobile robot system were carried out. The detailed experiment data of the DSP system were aquired accurately with the CCSLink tools, and the different step response of the speed were draw clearly. The comparative condition of system response under different PID parameters were illustrated in detail and the various problems apeared in the experiment were analysed exhaustively. The experiment results verified the feasibility of the controller hardware and software system and the advantage of the new PID control algorithm. It is very convenient to debug, update and upgrade the DSP controller.

Keywords: PID Servo Control, BLDCM, Moblie Robot, DSP, PWM, CCSLink

声 明

本学位论文是我在导师的指导下取得的研究成果，尽我所知，在本学位论文中，除了加以标注和致谢的部分外，不包含其他人已经发表或公布过的研究成果，也不包含我为获得任何教育机构的学位或学历而使用过的材料。与我一同工作的同事对本学位论文做出的贡献均已在论文中作了明确的说明。

研究生签名: 杨同杰 2009年6月22日

学位论文使用授权声明

南京理工大学有权保存本学位论文的电子和纸质文档，可以借阅或上网公布本学位论文的部分或全部内容，可以向有关部门或机构送交并授权其保存、借阅或上网公布本学位论文的部分或全部内容。对于保密论文，按保密的有关规定和程序处理。

研究生签名: 杨同杰 2009年6月22日

1 绪论

1.1 引言

伺服控制（伺服控制器、伺服电机）是数控机床、机器人以及其他相关机械控制领域的关键技术之一，是关系国家装备技术水平的关键部分。我们国家是一个制造业大国，为了提升我国制造业技术水平，将我国发展成为制造业强国，必须重点研究各类重要生产装备，尤其是伺服控制技术的应用和开发^[1]。

自上世纪八十年代以来，机器人技术得到了飞速的发展。机器人也是各国科学研究所的一个重要方向，它综合了精密机械制造、微电子电路、自动控制理论、传感器技术、仿生学、人工智能等多门基础与新型学科。从某种意义上讲，机器人技术水平的高低，可以体现一个国家的综合科学技术水平^[2]。移动机器人是研究的热点之一，发展速度很快，已被广泛应用于民用、工业以及军用等诸多领域。移动机器人的研究涉及机器人的机械结构、体系结构、环境建模、导航定位、路径规划、运动控制、多传感器信息融合、故障诊断、容错控制以及移动机器人导航控制平台等^{[3][4]}。

运动控制系统是移动机器人平台的基础，它以机器人运动的驱动设备——电动机为控制对象，以控制器为核心，以电力电子功率变换装置为执行机构，在自动控制理论的指导下组成的电气传动自动控制系统，将电能转换为机械能，实现移动机器人的运动要求^[5]。所以，运动控制技术的水平直接反映出了移动机器人平台性能的优劣。移动机器人对运动性能的要求比较高，大多数运动控制系统主要采用的是伺服控制技术。

随着计算机以及微电子技术的发展，全数字化伺服控制技术是未来控制领域主要发展趋势。数字化机器人是未来机器人的发展方向。数字控制技术以其独特的优势已经逐渐取代模拟控制，而且能够充分利用现代控制理论的研究成果，提高了控制技术的水平，促进了控制理论的发展，给人类创造了巨大的经济和社会效益。

1.2 课题研究背景、目的及意义

本课题来源于南京市科技局的“多功能移动机器人项目”。针对南京市科技局的项目要求，结合当前移动机器人技术的发展状况，研究开发一种能完成特殊作业要求的移动机器人。

该项目具体要求：移动机器人主要依靠履带传动，具有一定的越障爬坡能力，车体是一个基础平台，可以搭载相关的子系统，如：视觉系统、机械臂和一些特种设备等。该机器人能够完全替代人完成消防、反恐、侦查、探测、防爆等一些特殊作业任务。运动控制方式有自主控制和遥控两种模式可供选择。

移动机器人设计指标要求见表 1.1 所示：

表 1.1 移动机器人设计指标要求

地面移动机器人载体	总体结构		履带式
	结构指标	自重	$\leq 25\text{kg}$
		载荷	$> 20\text{kg}$
		搭载接口	二维随动搭载平台
		结构尺寸	长×宽×高: $700 \times 400 \times 300\text{ (mm)}$
	机动指标	驱动轮直径	190mm
		平地最大速度	$> 1\text{m/s}$
		平地正常速度	0.7m/s
		最大通过坡度	$> 30^\circ$
		楼梯通过能力	能通过普通标准楼梯
		转向能力	能原地零半径转向
		续航能力	1 小时以上
搭载平台	机动指标	调炮速度	$> 20^\circ/\text{s}$
		调炮加速度	$> 30^\circ/\text{s}^2$

该移动机器人的三维模型如图 1.1 所示:

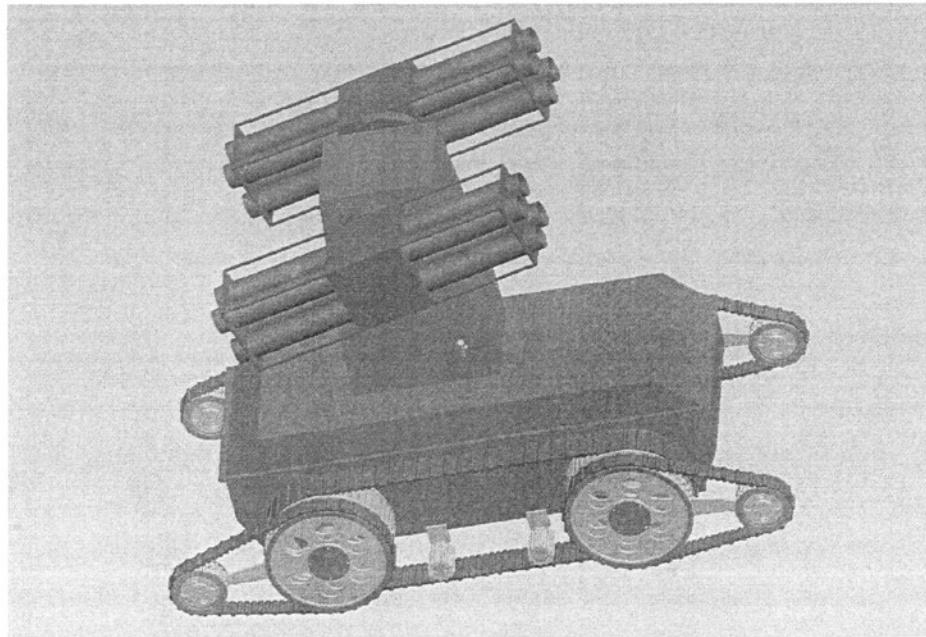


图 1.1 机器人三维模型

该移动机器人的动力是由无刷直流伺服电机提供的。该电机体积小, 控制方式灵活, 广泛应用于机器人领域。电机必须配备相应的伺服控制器才能正常工作, 因此电机伺服

控制器性能直接关系到移动机器人的运动性能。本文的主要任务就是设计一款合适的伺服控制器。

随着电子技术的发展，微机和数字控制芯片的运算能力和可靠性得到很大提高，以单片机为控制核心的全数字化控制系统不断的取代传统的模拟器件控制系统。单片机以数字控制能力强为特点，但只能处理信息量不大的简单系统。DSP 以运算速度快为显著特征。现代的电机控制要求控制器有强大的 I/O 控制功能，又要求控制器有高速的数字信号处理能力以实现实时控制。因此世界上各大 DSP 厂商将 DSP 与单片机相结合，开发出了电机控制专用 DSP。而且，DSP 的价格不断下调，开发工具也越来越方便，所以，以 DSP 为核心的电机控制器是未来电机控制领域的主要发展趋势。因此研究开发一款 DSP 电机控制器是非常有意义的。

本文就是以 TI 公司 TMS320F2812 为核心，设计一款移动机器人的无刷直流电机伺服控制器。

1.3 伺服控制系统发展趋势

伺服系统又称为随动系统，是构成自动化体系的基本环节，是有若干元件和部件组成的具有功率放大作用的一种自动控制系统^[6]。按组成系统元件的物理性质可分为电气伺服系统、电气-液压伺服系统和电气-气动伺服系统。电气伺服系统又分为直流伺服系统和交流伺服系统。上世纪 70 年代是直流伺服应用最广泛的年代，直流电动机调速范围宽，启动停止方便，转矩大，系统消耗能量小广泛应用于对控制性能要求比较高的伺服系统中。随着微处理器、大功率半导体器件和永磁材料制造工艺的发展，80 年代交流伺服电动机逐渐成为交流伺服控制的主导产品。在过负荷特性和低惯性方面交流伺服电机表现优越，机械结构相对直流电机简单，可靠性高，交流伺服控制技术已有逐步取代直流伺服驱动技术的趋势，成为工业控制领域的基础技术之一。

总起来看，伺服系统的发展趋势主要集中在以下几个方面^{[6][7]}：

（1）交流化

伺服系统将逐渐由直流伺服转向交流伺服。目前市场上的主流伺服产品都由交流伺服系统占据，尤其是在工业发达国家，如美国、日本等，交流伺服产品的市场占有率达到八成以上。直流伺服主要应用在精巧的机器人控制系统中。

（2）微型化

采用高速微处理器和高性能数字信号处理器（DSP）作为伺服控制核心的控制策略，逐步取代模拟控制方式。随着现代制造工艺的技术发展，伺服控制单元的体积将越来越小。嵌入式的微型伺服控制系统将发挥巨大的作用，伺服控制方式主要有软件伺服来实现，从而使在伺服系统中使用现代控制理论算法成为可能。这种嵌入式的微型系统拓展了伺服系统的应用范围，促进了伺服系统多样化的发展。

(3) 智能化

现代的伺服控制系统采用各种人工智能控制理论,如人工神经网络、专家系统、模式识别等方法,具有自适应、自学习、自优化、参数自整定的灵巧性智能特性。闭环控制系统的参数调整可以有系统自己来调节达到最优的性能,缩短了参数调整的时间。这种智能化的伺服系统对应用人员的技术要求比较低,无需专业人员来对系统进行反复调试,这正迎合了广大使用伺服系统的用户要求。

(4) 集成化

应用超大规模集成电路、数字模拟集成电路、光机电一体化技术、软件模块技术等软硬结合的组合技术,将伺服控制单元的所有控制模块集成在一起,只需通过调整软件的参数设置就可以轻松实现各种控制模式,减少了外扩模块,提高了整个系统的可靠性。这种集成化的伺服控制系统可以满足不同用户的需求,提高了产品的市场竞争力。

(5) 网络协同化

随着网络技术尤其是 Internet、Intranet、Extranet 和 Web 等技术的发展,在工业控制领域已由一对一的伺服控制方式变为由多个伺服控制器通过各种接口技术组合成一个伺服控制网络,各控制器之间可以进行数据交互协同工作,在上位计算机的监控下完成复杂的控制模式。这种多机协同工作模式是未来伺服控制的主要发展趋势。目前这种工业控制网络在国外发展十分迅速,国内则处于起步阶段,具有很大的发展空间。

1.4 国内外伺服控制系统研究现状

上世纪 70 年代,我国伺服控制系统主要研究力量集中在高等院校、科研院所,以军工、航空宇航为应用对象,不考虑成本因素。主要研究所有北京机床所、西安微电机研究所、中科院沈阳自动化研究所等。80 年代以后开始进入工业领域,直到 2000 年国产伺服停留在小批量、高价格、应用面狭窄的状态,并且技术水平和可靠性较低难以满足工业需要。2000 年以后,国内伺服产业近年来发展十分迅速,已经涌现出了许多有名的自主品牌,如南京埃斯顿、森创(和利时电机)、华中数控、广州数控、兰州电机厂、华大电机、航天数控、蓝天(高精)数控等。华中数控、广数、航天数控、蓝天(高精)数控主要集中在数控机床领域。南京埃斯顿公司研制的五轴联动数控机床的“高速、高精度交流伺服系统”—ProNet 系列产品是国产高档伺服产品,打破了欧美产品一统天下的局面。^{[8][9]}

国际上主要知名的伺服控制系统研发厂商主要有日本品牌三菱电机、松下、富士、三洋、安川、发那克等;美国 Rockwell Automation、Danaher、Parker、爱默生控制技术公司等;德国西门子(Siemens)、博世力士乐(Bosch Rexroth);法国施耐德(Schneider)等。其中日本品牌以良好的性能价格比和较高可靠性占据了国内几乎近一半的市场,尤其是在中小型市场具有垄断优势。欧美品牌在高端产品、生产线上有较强竞争力,其市

场策略是高性能、高价格，以全套自动化解决方案作为主要特点^[8]。

国内外伺服控制器的水平主要体现在三个方面：硬件方案、核心控制算法以及应用软件功能。

国内的伺服控制器所采用的硬件平台和国外产品没有太大的差距。国内伺服控制器的差距主要体现在控制算法和二次开发平台的易用性方面。尤其是在全数字化的高性能伺服驱动技术方面还有很大差距，已经成为我国发展高性能数控系统产业的“瓶颈”问题。国外的产品提供了比较好的产品升级功能及良好的软件开发环境，降低了对开发人员的要求，在一定程度上促进了产品的市场推广。同时提供了丰富的通讯接口可以方便的与其他设备进行数据交互，人性化好^[10]。

进入 21 世纪后国家十分重视自主创新，国家将自主创新的重大科技攻关项目列入“十五”及“十一五”计划。在国家的大力推动下，我们国家的伺服控制系统取得了巨大的进步。尤其是“神州七号”载人航天飞船项目的成功完成，国内企业及研究院所更加坚定了自主创新的能力和信心。相信不久的将来一定会有更多国内品牌涌现出来。

1.5 本文主要研究内容

本文主要的研究内容及章节安排如下：

第一章 首先介绍了本课题来源及研究意义，介绍了国内外伺服控制系统的研究现状及发展趋势，概括了本文各章节的内容安排。

第二章 介绍了无刷直流电动机的工作原理和几种常用的转子检测装置以及功率电子驱动方式，推导了电机三角形接法的数学模型，得出了电机的动态结构图。

第三章 介绍了控制系统的整体方案，PWM 数字控制方式，电机换相技术，电流、速度和位置检测技术。介绍了一种改进的数字 PID 控制算法，控制器动态参数工程设计方法。

第四章 设计实现了控制系统硬件电路，并对各重要电路及元器件参数选型做了详尽阐述。

第五章 详细阐述了控制系统的软件设计方法和各主要功能模块的功能，并给出了程序流程图和详细程序代码。

第六章 在前几章硬件和软件设计的基础上，对系统进行了硬件和软件调试，并给出了实验结果，验证了系统方案的正确性。

最后对本文做的工作进行了总结，并对后续研究工作进行了展望。

2 无刷直流电机工作原理及数学模型

本章主要介绍无刷直流电动机的结构，主要包括本体结构、位置传感器、电子换相驱动装置，并建立了电机三角形接法的数学模型。

2.1 无刷直流电动机的基本结构^[11-15]

无刷直流电动机（BLDCM, Brushless Direct Current Motor）是随着电子技术、功率半导体技术和高性能的磁性材料制造技术的飞速发展出现的一种新型电机，目前主要应用于家电、汽车、航空航天、医疗设备及工业自动化等领域。它主要由电动机本体、转子位置传感器和功率电子开关电路组成的机电一体化系统。无刷直流电动机应该属于交流电动机范畴。电器原理框图如图 2.1 所示。

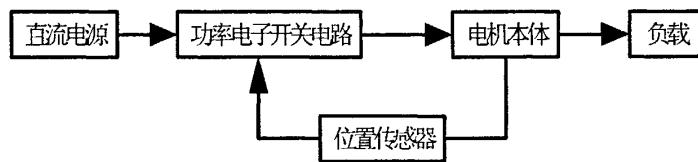


图 2.1 无刷直流电动机原理框图

2.1.1 BLDCM 本体结构组成

电机本体主要部件有安装在电枢绕组的定子和带有永磁极的转子。它们首先必须满足电磁方面的要求，保证在工作气隙中产生足够的磁通，电枢绕组必须通过一定的电流，以便产生一定的电磁转矩。其次要满足机械方面的要求，保证机械结构牢固和稳定，能传递一定的转矩，并能承受一定环境条件的考验。此外，还要考虑节约材料，结构简单，紧凑，运行可靠和温升不超过规定的范围。

(1) 定子主要由放在内侧、带有绕组的电磁碟片构成。绕组可以有多种缠绕方式，不同的绕组将会产生不同的电磁场，表现出不同的性能，丰富了电机的种类。

(2) 转子采用永磁材料，不同的电动机有 2~8 对磁极。根据转子磁场密度的要求不同，选择不同的磁质材料。转子结构的不同主要在于磁钢形式，通常分为表面粘贴式磁钢和内嵌式磁钢两类。

电机主要有两种不同类型的定子绕组：一种产生梯形反电动势和梯形相电流，称为梯形电动机，习惯上称为无刷直流电动机（BLDCM）；一种产生正弦波反电动势和正弦波相电流，成为正弦波电动机，习惯上称为永磁同步电机（PMSM）。本移动机器人选用的是两磁极三相无刷直流电动机。

2.1.2 BLDCM 转子位置检测装置

无刷直流电机要实现正反转，并产生一定的平均电磁转矩，必须根据转子位置信号确定电枢绕组的正确换相，使得定子电枢绕组所产生的磁场与转子的旋转磁场在空间始终保持在 90°电角左右的范围内。转子位置传感器目前主要有敏感式、耦合式、谐振式和接近式等。

(1) 敏感式位置传感器是利用敏感元件来感受转子位置信息，并输出电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（光电二极管和光电三极管等）和磁敏元件（如霍尔元件、磁敏二极管和磁敏三极管等）。

(2) 耦合式主要有变压器耦合（即磁电式）和高频空心线圈耦合等。

(3) 谐振式是利用电感和电容等元件组成的谐振电路，当满足谐振条件时，输出信号最强，以此控制电枢绕组的导通或关断。

(4) 接近式是利用接近某物而动作的原理组成的一种位置传感器，如接近开关等。

由于永磁无刷直流电机的转子是永磁体，因此常用磁敏式霍尔位置传感器检测转子位置。每相绕组有一个霍尔传感器，各相绕组对应的霍尔位置传感器输出的逻辑信号经过逻辑运算处理后，可以实现功率控制器上的开关通断顺序控制。

2.1.3 BLDCM 功率电子驱动装置

无刷直流电动机需要用功率电子开关器件组成的功率驱动器才能工作。功率驱动器的结构与相数和驱动方式有关。常用的有以下几种驱动方式：

(1) 半桥驱动电路

它的特点是绕组采用星形接法，中性点接地，每相绕组采用一个功率开关器件控制，绕组中的电流方向不能改变，因此绕组产生磁场的方向也不能变化，在一个 360°电角周期内每相绕组导通一次。如图 2.2 所示：

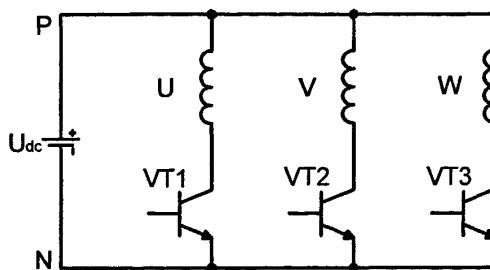


图 2.2 半桥驱动电路

(2) 三相星形电路

它的特点是功率开关器件的数目等于绕组相数的 2 倍，每个绕组的首端与一个桥臂相连。电机有 6 个通电状态，每一状态都是两相同时导通，每个晶体管导通角为 180°，电枢合成磁场是由通电的两相磁场所合成的。功率器件按照一定的导通顺序通电，电机

就会旋转起来。如图 2.3 所示：

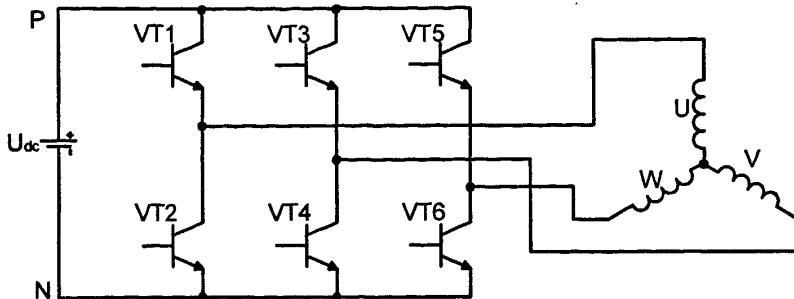


图 2.3 三相星形电路

(3) 三相三角形电路

三角形接法跟星形接法的开关电路是一样的，只是电机绕组接法不同。三相绕组首尾依次连接。它的特点是任何此状态下电枢绕组全部导通，总是某两相绕组串联后再与另一组绕组并联，只是各相通电顺序与电流流过的方向不同。电枢合成磁场是由通电的三相磁场所合成的。如图 2.4 所示：

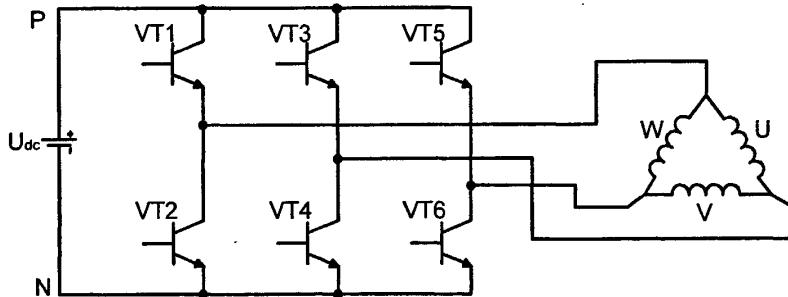


图 2.4 三相三角形电路

本课题选择的无刷直流电动机绕组是三角形接法，因此功率驱动电路采用三相三角形电路。

2.2 BLDCM 工作原理

由于此无刷直流电机反电势为梯形波，电枢绕组控制电流为直流电流，因此通常采用两两通电模式来控制三相无刷直流电机的运行。每次电动机换相都会通过一相提供电源输入（电流流入该相），另一相提供电源输出（电流从该相流出）。定子绕组流过的电流通过铁心产生的磁场和转子永磁体之间的相互作用，从而产生旋转力矩。理想情况下，当两个磁场正交时产生的力矩最大，重合时产生力矩为零。为了使电机连续旋转，定子绕组就必须产生旋转的磁场。下面介绍三相两极无刷直流电机两两通电模式、导通 120° 电角的工作原理。

由图 2.4 所示，其特点是在所有的磁状态中，电枢绕组全部通电，仅是各相通电顺

序和电流流过的方向不同。顺时针旋转时, 绕组的通电顺序为 U//WV、W//UV、V//UW、U//VW、W//VU、V//WU。其中 U//WV 表示 W 相绕组与 V 相绕组串联以后再与 U 相绕组并联, 其余类推。如假定流过 A 相绕组的电流为 I, 则流过 B、C 相绕组的电流分别为 $I/2$ 。以 U//WV 为例, 电枢合成转矩如图 2.5 所示。

电机旋转一周共有六次绕组换相, 相邻两次换相时刻转矩夹角 60° 。按照规定的顺序依次循环下去, 电机就可以旋转起来。从图 2.5 可以看出无刷直流电动机的转矩是脉动的, 输出的转矩是一个平均转矩。转矩的脉动是无刷直流电机一个共性问题。

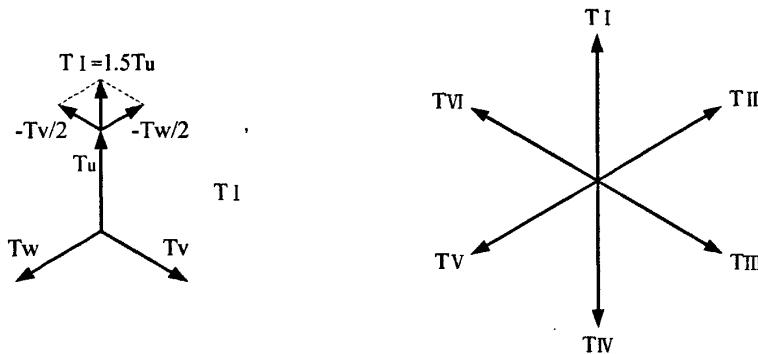


图 2.5 绕组合成转矩图

2.3 BLDCM 数学模型

本文选用的三相无刷直流电机定子电枢绕组是三角形接法, 采用两两导通模式。现以电机本身的相变量建立电机的数学模型, 既简单又有较高的准确度, 为了便于分析, 现在假设: [5][13][16-19]

- 定子三相绕组完全对称, 空间互差 120° 电角度, 参数相同;
- 转子永磁体产生的气隙磁场为梯形波, 三相绕组反电势为梯形波, 波顶宽度 120° 电角度;
- 忽略定子铁心齿槽效应的影响;
- 忽略功率器件导通和关断时间的影响, 功率器件的导通压降恒定, 关断后等效电阻无穷大;
- 忽略定子绕组电枢反应的影响;
- 电机气隙磁道均匀, 认为磁路不饱和, 不计磁滞损耗与涡流损耗。

根据图 2.5 可得到三相绕组的电压方程如下^[3]:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_u & 0 & 0 \\ 0 & R_v & 0 \\ 0 & 0 & R_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_u & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_v & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_w \end{bmatrix} \bullet P \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

式中: u_u 、 u_v 、 u_w 表示电机三相相电压 (V);
 i_u 、 i_v 、 i_w 表示三相绕组中的电流 (A);
 e_u 、 e_v 、 e_w 表示三相绕组的反电势 (V);
 L_u 、 L_v 、 L_w 表示三相绕组的自感 (H);
 R_u 、 R_v 、 R_w 表示三相绕组的电阻 (Ω);
 L_{uv} 、 L_{vw} 、 L_{wu} 表示三相绕组的互感 (H);
 P 表示微分算子。

由于三相绕组是完全对称的, 转子是永磁体可以忽略磁阻的影响, 可以认为绕组间的互感为常量 M , 与转子位置无关, 各相绕组的电阻和自感为常量 R_s 、 L 。将其带入式 (2.1) 得:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \bullet P \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

电机的换相是采用两两导通模式, 参考图 2.5, 以 U//WV 通电为例。无刷直流电机的电磁功率表达式为:

$$P_e = e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w = 1.5 e_u i_u = 1.5 E_s I_s$$

电磁转矩等于电磁功率与转子机械角速度之比:

$$T_e = \frac{P_e}{\omega} = \frac{1.5 E_s I_s}{\omega} \quad (2.3)$$

E_s : 电枢绕组电势; I_s : 相电流稳态值; T_e : 电磁转矩;

T_l : 负载转矩; ω : 机械角速度; J : 电机转动惯量。

电动机轴上的转矩和转速应服从电力拖动系统的运动方程式, 在忽略粘性摩擦的情况下, 可得到转矩的平衡方程式为:

$$T_e - T_l = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad (2.4)$$

由于三相绕组采用三角形接法, 因此三相绕组的电流符合下式:

$$i_u = 2(i_v + i_w) \quad (2.5)$$

将式 (2.5) 带入式 (2.2) 得电动机电枢回路的电压平衡方程式:

$$u_u = R_s i_u + (L + 2m) \bullet P i_u + e_u \quad (2.6)$$

以逆变器输出电压 $U(t) = u_u$, 相电流 $I(t) = i_u$ 。式 (2.6) 可变为:

$$U(t) = R_s I(t) + (L + 2M) \frac{dI(t)}{dt} + E(t) \quad (2.7)$$

$T_i = \frac{L + 2M}{R_s}$ 为电枢回路的电磁时间常数, 单位 s; $T_m = \frac{GD^2 R}{375 k_e k_T}$ 为电力拖动系统的机电时间常数, 单位 s, 则式 (2.4)、(2.7) 整理得:

$$U(t) - E(t) = R_s(I(t) + T_i \frac{dI(t)}{dt}) \quad (2.8)$$

$$I(t) - I_L(t) = \frac{T_m}{R_s} \frac{dE(t)}{dt} \quad (2.9)$$

式中: $I_L(t) = T_L / k_T$ 为负载电流。

由于反电势与电机转速成反比 $E = k_e n$, 而电磁转矩与电流成正比 $T_e = k_T I(t)$ 。代入式 (2.7), 并对式 (2.7) 进行积分, 则得到无刷直流电机的机械特性方程为:

$$n = \frac{U}{k_e} - \frac{R_s}{k_e k_T} T_e \quad (2.10)$$

从式 (2.10) 可以看出无刷直流电机理想状态下的机械特性与有刷直流电机在恒定励磁条件下的机械特性完全相同。

在零初始条件下, 对式 (2.8)、(2.9) 取拉氏变换得:

$$\frac{I(s)}{U(s) - E(s)} = \frac{1/R}{T_i s + 1} \quad (2.11)$$

$$\frac{E(s)}{I(s) - I_L(s)} = \frac{R_s}{T_m s} \quad (2.12)$$

由式 (2.11) 和式 (2.12) 可得无刷直流电动机的动态结构图为:

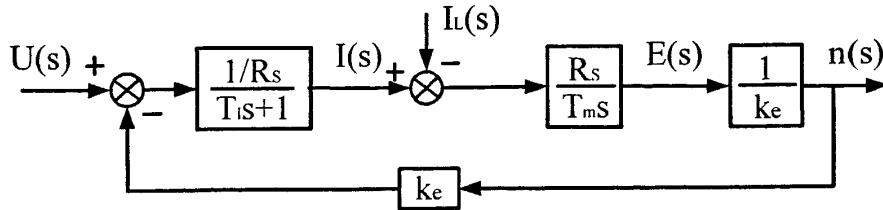


图 2.6 无刷电机动态结构图

从电机动态结构图可以看出, 无刷直流电动机的动态结构图与普通有刷直流电动机的完全相同, 数学模型也是类似的。因此, 无刷直流电动机的控制系统设计完全可以借鉴普通直流电动机的设计方法。

本课题选用的无刷直流电机详细参数见表 2.1 所示:

表 2.1 无刷电机参数

电机参数	
额定电压 V	36
空载转速 r/min	10900
空载电流 mA	1060
额定转速 r/min	10200
额定转矩 mNm	283
额定电流 A	9.95
最大效率 %	85
堵转电流 A	175
堵转转矩 mNm	5470
电机常数	
相间电阻 Ω	0.206
相间电感 mH	0.0883
转矩常数 mNm/A	31.2
速度常数 rpm/V	306
速度/转矩常数 rpm/mNm	2.01
机械时间常数 ms	4.40
转子惯量 gcm^2	209

2.4 本章小结

本章主要阐述了无刷直流电动机的基本结构组成、常用的转子位置检测装置和几种常见的功率电子驱动装置。对三相两极无刷直流电动机三角形连接模式的工作原理以及数学模型进行了详细探讨。推导出了无刷电机的动态方程式和动态结构图。为控制系统的设计和系统性能分析提供了理论依据。

3 控制系统整体设计

本章主要介绍基于 DSP 伺服电机控制器的整体设计方案, 以及相关难点的技术解决方案。以 DSP 为核心的全数字式伺服控制系统, 使系统在精度、灵活性、功能上以及可靠性上都有很大的改进, 很容易实现模拟系统中一些根本不可能实现的功能。但是, 由于其灵活性很高, 因此如何设计一个实用的控制系统是现在面临的主要问题。

3.1 控制系统的整体方案

控制系统的整体方案系统框图见图 3.1。

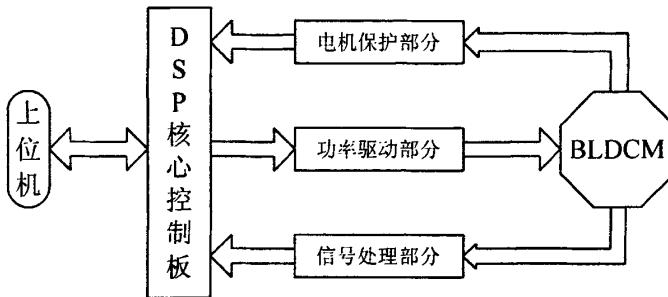


图 3.1 系统总体框图

下面对图 3.1 各个部分做下详细介绍:

(1) 上位机: 主要完成与下位机的实时信息传递, 便于对控制器参数的调整, 以利于控制系统的调试。

(2) DSP 核心控制板: 采用 TI 公司 TMS320F2812 核心控制芯片搭建控制板。主要完成 PWM 信号的生成, ADC 模块采样电机反馈电流信号, QEP 正交编码模块采集光电编码器反馈信号, CAP 模块捕获霍尔传感器输出的转子位置信号, SCI 和 CAN 模块主要用来实现与上位机的实时通讯。DSP 核心控制板是控制系统最重要的部分之一。

(3) 功率驱动部分: 采用功率开关管搭建电机的能量输出电路。主要采用 IR2130 智能电机驱动芯片和 IRF640 型 MOSFET 构建三相逆变桥。本部分电路的质量直接关系到整个控制系统的优劣。尤其是自举电容的选择, 下一章将详细阐述。

(4) 信号处理部分: 采取适当的措施处理电机的反馈信号, 例如: 电流采样信号、霍尔传感器信号和正交编码器信号, 去除有害噪声, 电平转换, 保证反馈的信号可靠的反馈到 DSP 核心控制板。此部分是控制系统实现闭环控制的主要环节, 信号质量的优劣直接关系到伺服控制的精度和能否成功实现。第四章将给出具体的信号处理电路。

(5) 电机保护部分: 此部分主要完成电机运行过程的实时保护, 电机的过压、欠压和过电流保护, 逆变电路控制信号的逻辑错误检测。

(6) BLDCM 无刷直流电机: 控制系统采用的是 MAXON 公司的 EC 45 系列, 250W 无刷直流电动机。第二章已经给出了电机的详细参数。

3.2 PWM 直流伺服控制技术

基于高性能 TMS320F2812 芯片生成 PWM 控制信号来完成电机的伺服控制。整个控制系统包括位置环、速度环和电流环^{[20][21]}, 如图 3.2 所示:

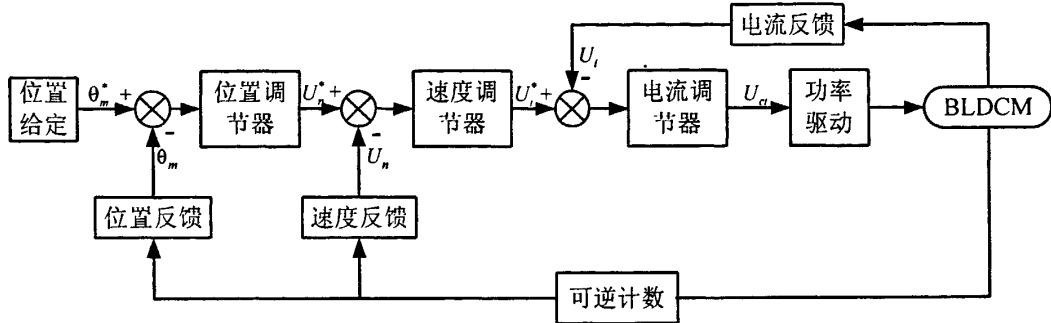


图 3.2 闭环控制框图

各环节工作过程如下:

(1) 上位机通过串口向 DSP 发送位置给定指令。DSP 根据接收到的位置指令, 通过位置环、速度环和电流环的调节来控制电机快速稳定的运行到某一特定位置。

位置环采用积分分离 PID 控制器, 当反馈位置信号与给定位置偏差较大时, 只有比例起作用, 快速响应系统输入, 取消积分作用, 以免由于积分作用使系统超调量增大, 反馈位置接近给定位置时, 引入积分作用, 以便消除静差, 提高控制精度。

(2) 速度环采用积分分离加积分修正系数的 PID 控制器, 提高系统的相应快速性, 减小系统的震荡, 显著减小系统的超调。采取此方法可以实现无静差的控制系统, 减小转矩脉动对电机转速的影响, 提高电动机的机械特性硬度, 稳定电机在恒速运动时的机械特性。

位置环的输出作为速度环的输入, 它限制了电机的转速。当电机开始启动时, 由于位置误差比较大, 位置环输出限幅在系统允许的最大速度, 电机在这个速度值下快速接近目标位置, 在这个过程中, 速度环的任务就是维持电机的转速恒定, 减小系统外的扰动对电机转速的影响, 此过程中积分修正系数主要起到减小控制器的饱和程度, 缩短系统的饱和失控时间, 提高系统的控制性能。

速度的检测精度和实时性直接影响系统的闭环工作效果, 影响电机的运行性能, 甚至不能正常工作。

(3) 电流环采用 PI 控制器, 通过 DSP 的 ADC 转换实时采样电机的电流值实现电流的反馈。当电机需要频繁的正反转启动运行, 需要尽量缩短启动、制动和反转过渡过程的时间, 用加大过渡过程的电流及加大动态转矩来实现, 从而加快系统的动态响应。

在启动过程时间内维持电流为系统允许的最大值不变,以最大转矩来加速到系统要求的转速,在系统达到稳态转速后电流急剧减小到负载所需要的电流值,从而缩短了电机的启动时间,充分利用电机的过载能力,获得最快的动态响应速度。同时,它也对电机起到了一定的保护作用,限制电机的最大电流值,防止转矩的剧烈波动而损坏电机,提高系统抗电源波动和负载扰动的能力。

电流环根据速度环的输出通过 PI 控制快速跟随速度的变化调整逆变器输出的电压,稳态无静差。电流环的存在使系统性能得到很大提高,提高了系统的可靠性。

3.3 DSP 核心控制芯片

DSP 在伺服系统中的主要任务,概括起来就是实时接收输入数据,根据伺服系统的控制规律进行实时计算、处理、逻辑判断和存储,最后实时输出数据^[22]。因此 DSP 的性能直接关系到系统能够达到的最高控制性能,选择一款适合自己系统的核心控制 DSP 芯片是首要解决的问题,整个控制系统都是围绕 DSP 来设计的。

3.3.1 控制芯片选型

数字信号处理器(DSP)是伴随着微电子技术的发展和数字信号处理器电路与技术的不断完善,迅速发展起来的现代高速数字处理单片机,是电子信息领域的新型高科技产品。^[23~25]

从 80 年代初 DSP 产品推出以来,其发展迅速,生产厂家众多,产品种类繁多,工作速度不断提高。目前,市场上常见的 DSP 芯片有美国 TI 公司生产的 TMS320 系列,AD 公司的 ADSP 系列, MOTOROLA 公司的 DSP 系列,日本 NEC 公司的 PD 系列以及 LUCENT 公司的 DSP 系列。这些产品在性能上差别不大,但因货源和开发环境的原因,国内应用最普遍的是 TI 公司的 TMS320 系列,其次是 AD 公司的 DSP 系列。特别是 TI 公司由于发展快、品种多、芯片内部资源丰富、支持软件完善而独占鳌头,连续四年在同行也中业绩第一,市场占有率为 45%。

目前我国 DSP 产品主要来自于海外。相对国外 DSP 的应用开发的情况,我国的差距很大。近年来,在国内 DSP 的一些专用用户推动下,我国的 DSP 应用逐渐发展起来,但大多数公司只是依靠 TI 公司而建立起来的公司,称为 TI 的第三方,做一些 DSP 开发工具,或者做 DSP 硬件平台开发和应用软件开发。

由于 TI 公司的产品在国内的应用最广泛,各方面的配套服务比较齐全,因此本文选择 TI 公司的 DSP 作为本控制器的核心。同时 TI 公司提供了优质的开发环境和一些常用的函数库,为用户提供了很多详尽的 C 程序例程,方便了设计者的程序设计,缩短开发周期。

TMS320C2000 系列是专用 DSP 控制平台。在这个平台上最有代表性的是 24 系列

的 TMS320LF2407A 和 28 系列的 TMS320F2812。28X 系列是目前控制领域性能最好的定点处理芯片，为了跟上技术的发展和后续的系统升级换代，选用 TMS320F2812 芯片作为核心控制芯片。

3.3.2 DSP 芯片 TMS320F2812 特点

TMS320X28xx 系列数字信号处理器是 32 位的信号处理器，28xx(281x/280x)DSP 整合了 DSP 和微控制器的最佳特性，能够在一个周期内完成 32×32 位的乘法累加运算，或两个 16×16 位的乘法累加运算，能够完成 64 位的数据处理，从而使该处理器能够实现更高精度的处理任务。快速的中断响应使 28xx 能够保护关键的寄存器以及快速（更小的中断延时）的响应外部异步事件。28xx 有 8 级带有流水线存储器访问的流水线保护机制，因此，28xx 高速运行时不需要大量的快速存储器。专门的分支跳转（Branch-look-ahead）硬件减少了条件指令执行的时间，条件存储操作更进一步提高了 28xx 的性能。^[26-28]

TMS320F2812 芯片的主要性能：

- (1) 高性能 CMOS 技术，150MHz 时钟频率（6.67ns 时钟周期），低功耗设计（核心电压为 1.8V @135MHz, 1.9V @150MHz, I/O 端口位 3.3V）。
- (2) 高性能 CPU， 16×16 位和 32×32 位乘法累加运算，增强型的哈佛总线结构，强大的操作能力，迅速的中断响应，代码效率高（兼容 C/C++ 或者汇编语言）。
- (3) 片上存储器，128K \times 16 位 Flash 存储器，1K \times 16 位的 OPT 型只读存储器，两个 4K \times 16 位的单口随机存储器，1 块 8K \times 16 位 SARAM，两块 1K \times 16 位的 SARAM。
- (4) 外部中断扩展（PIE）模块，可支持 45 个外部中断。
- (5) 三个 32 位 CPU 定时器。
- (6) 马达控制外设，两个事件管理器（EVA, EVB），与 240xA 器件兼容。
- (7) 串行接口外设，串行外设接口 SPI，两个串行通信接口 SCI，标准的 UART，增强型局域网络控制器（eCAN，多通道缓冲串口（McBSP）。
- (8) 12 位 ADC，16 通道，2 个 8 通道的输入多路转换器，两个采样保持器，单个/双路同步采样，高速通道转换速率：80ns/12MSPS。
- (9) 最多可有 56 个可编程通用输入/输出（GPIO）引脚。
- (10) 高级仿真性能，分析和设置断点的功能，实时的硬件调试功能。
- (11) 开发工具，ANSI C/C++ 编译器/汇编器/连接器，DSP/BIOS，JTAG 扫描控制器，广泛的第三方数字电机控制支持。

3.3.3 TMS320F2812 内部功能模块利用

表 3.1 给出了系统中主要用到的 TMS320F2812 内部资源。主要用到了事件管理器 EVA、ADC 模块和 SCI 串口模块。

表 3.1 TMS320F2812 利用的主要功能模块

事件管理器 EVA	定时器 1, 连续增减计数模式 全比较单元 1~3, 产生 6 路 PWM 信号 捕获单元 1~3, 捕捉换相时刻
CpuTimer0	3ms 检测中断, 检测电机转速
ADC	1 路电流模拟信号输入 A/D 启动停止模式, SEQ1 信号过采样
SCI	与上位机通信, 波特率 9600
事件管理器 EVB	定时器 4 QEB 正交编码模块

各模块的详细应用将在第五章软件设计里面做详细介绍。

3.4 无刷直流电动机控制策略

3.4.1 数字式控制系统

随着微处理器的出现及运算速度的提高, 控制系统也由原来的以模拟量反馈、模拟控制器为核心的连续控制系统过渡到以数字量处理为主、以高速信号处理器为控制核心的数字控制系统。特别是当前网络技术(主要是现场总线技术)在工业领域的普及和发展, 就更加确定了数字控制的主导地位^[5]。

控制系统中无刷直流电动机作为控制对象。PWM 控制信号经过隔离后控制三相逆变桥的开通和关断来控制电机的运行。传感器包括: 霍尔传感器(检测转子位置), 增量式光电编码器(计算电机转速和控制位置)和电流采样电阻, 这些传感器的信号经过处理后反馈到 DSP 控制器。作为 DSP 数字控制器的 TMS320F2812 接受上位机控制指令和反馈信号, 按一定的控制策略和算法, 实时的控制电机的运行。数字式控制系统传动结构框图如图 3.3 所示。

数字式控制系统的主要特点^[5]:

(1) 控制系统集成度高, 硬件电路简单而且统一, 可靠性高, 可重复性好, 对于不同的控制对象和控制要求, 只需改变控制算法软件即可, 可以实现用同一控制器即可控制直流电动机又可控制交流电动机。

(2) 数字控制器的输入输出通道可以实现控制量的模拟输出、反馈量的输入, 具有数据采集速度快、值域范围宽、分辨率高等特点, 为实现高性能的控制算法打下了基础。

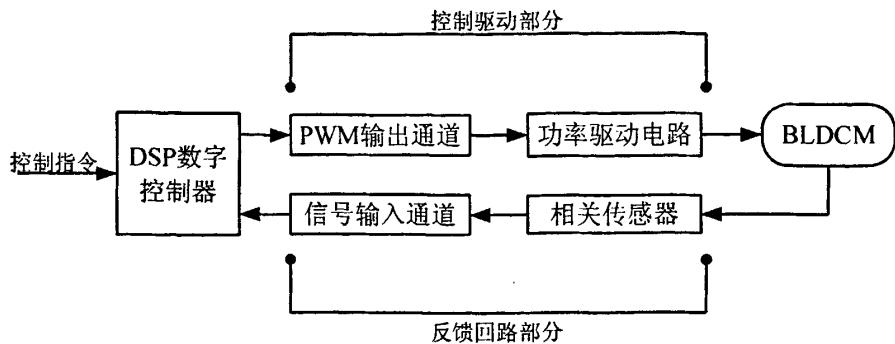


图 3.3 数字式控制系统传动结构框图

(3) 采用高速 DSP 控制器, 可以实现复杂的高性能的各种控制策略和方法, 如矢量控制、多变量模糊控制等。由于软件的灵活性, 可以尽可能充分地实现人工智能, 更好的适应控制系统的复杂多变。

(4) 借助于一些人机界面设备, 可以方便对系统的运行状态进行监控、预警、故障诊断等, 还可完成与上位机的实时通信; 借助通信技术可以方便的实现高复杂度的多机协作。

3.4.2 PWM 信号生成技术

采用 TMS320F2812 的事件管理器 A 来产生控制用的 PWM 信号。配置通用定时器 1 的计数周期来控制 PWM 的周期, 系统设计的 PWM 周期为 50us, 20KHz。利用全比较单元 1/2/3 来产生互补的 PWM 驱动信号。根据控制计算的要求实时改变比较寄存器的值来改变 PWM 的占空比。通过配置可编程的死区单元, 保证在任何情况下, 每个比较单元的两路 PWM 输出都不会使功率桥的上臂和下臂同时导通, 即在一个功率器件没有被完全关断时, 另一个器件不会导通。

DSP 控制系统采用的 PWM 控制方案是单极性 PWM 控制, 即两个对角开关管中上桥臂采用定频 PWM 控制, 另一个开关管常开, 这样有利于减小电机的转矩脉动。

具体的寄存器配置方法将在第 5 章软件设计里面做详细阐述。

3.4.3 电子换相及锁相技术

系统选用的是 MAXON 公司的无刷直流电机。为了实现转子的准确换相, 需要参考转子绕组的连接方式和霍尔传感器的信号输出方式。因此, 参照 MAXON 公司的产品手册绘制了绕组连接方式和霍尔信号波形图^[56], 如图 3.4 所示:

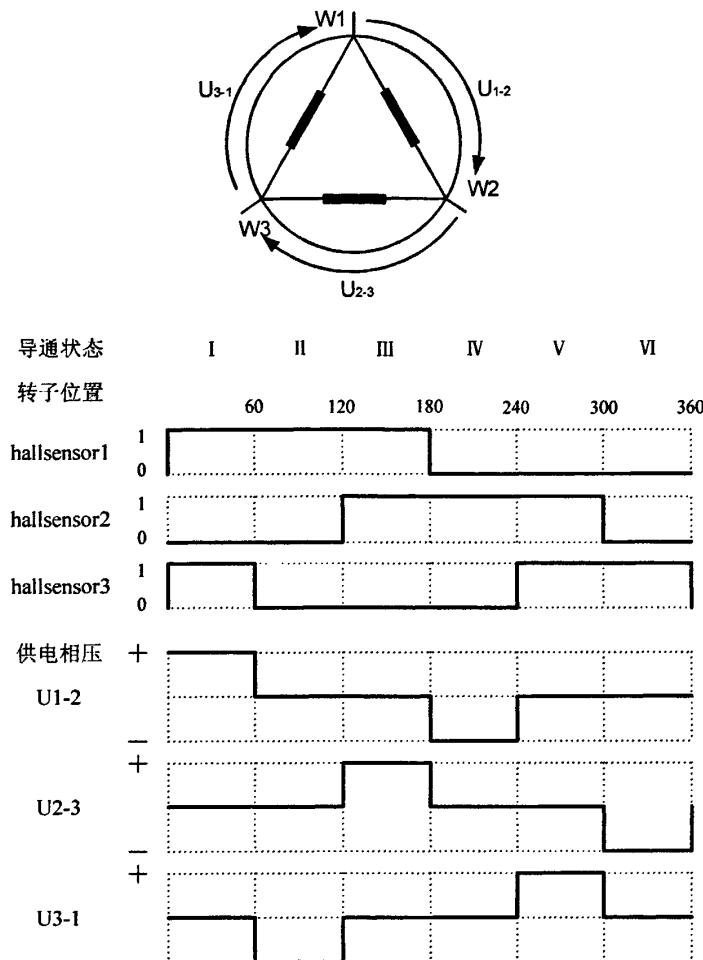


图 3.4 电机绕组接法、霍尔信号和相间电压波形图

MAXON 公司电机绕组为三角形接法。但它们的换相原理与星形接法电路是一样的。图 3.5 给出三相三角形桥式开关电路的结构图，详细的电路图参照第四章的电机驱动电路设计。

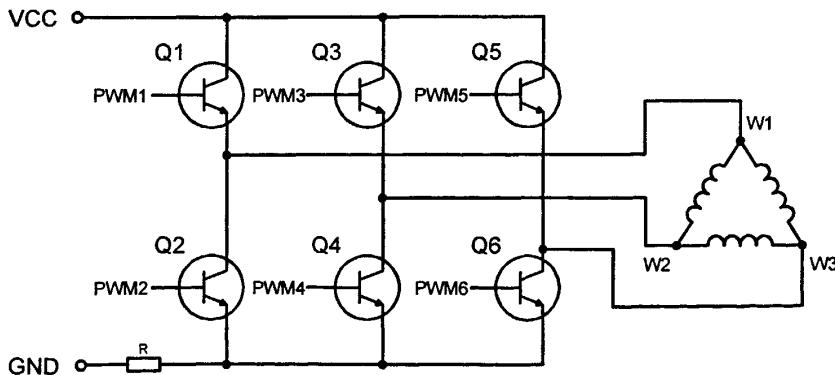


图 3.5 三相三角形桥式功率驱动电路

根据无刷电机的工作原理，准确检测电机转子的位置是十分重要的。位置信号可以通过检测 3 个霍尔传感器得到。每一个霍尔传感器都会产生 180° 脉宽的输出信号，如图 3.4 所示。三个霍尔传感器的输出信号互差 120° 相位差。这样它们在每一个机械转中共有 6 个上升或下降沿，正好对应着 6 个换相时刻。通过将 DSP 设置为双边沿触发捕捉中断功能，就可以获得这 6 个时刻^[11]。

为了能够准确换相让电机旋转起来，必须清楚所选择的电机的传感器安装方式，以及与传感器信号相对应的绕组通电方式，图 3.6 是详细传感器信号与绕组通电顺序。

Commutation sequence chart for clockwise (CW) operation

HS 1	HS 2	HS 3	Winding 1	Winding 2	Winding 3
1	0	1	Vcc	Gnd	n.c.
1	0	0	Vcc	n.c.	Gnd
1	1	0	n.c.	Vcc	Gnd
0	1	0	Gnd	Vcc	n.c.
0	1	1	Gnd	n.c.	Vcc
0	0	1	n.c.	Gnd	Vcc

Commutation table for CCW operation

CCW operation is obtained by reversing the voltage in each commutation sequence.

HS 1	HS 2	HS 3	Winding 1	Winding 2	Winding 3
1	0	1	Gnd	Vcc	n.c.
1	0	0	Gnd	n.c.	Vcc
1	1	0	n.c.	Gnd	Vcc
0	1	0	Vcc	Gnd	n.c.
0	1	1	Vcc	n.c.	Gnd
0	0	1	n.c.	Vcc	Gnd

图 3.6 霍尔信号与通电绕组关系

在得到换相时刻的同时，将 CAP1~CAP3 设置为 I/O 口、并检测该口的状态，就可以确定换哪一相。将捕捉口的电平状态称为换相控制字。对应关系见表 3.2 和表 3.3：

表 3.2 电动机轴测观察顺时针旋转时的切换序列

序号	触发沿	换相控制字			各开关管工作状态						相电流		
		hall 3	hall 2	hall 1	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	W1	W2	W3
1	H1 上升	1	0	1	PWM			ON			+	-	OFF
2	H3 下降	0	0	1	PWM					ON	+	OFF	-
3	H2 上升	0	1	1			PWM			ON	OFF	+	-
4	H1 下降	0	1	0		ON	PWM				-	+	OFF
5	H3 上升	1	1	0		ON			PWM		-	OFF	+
6	H2 下降	1	0	0				ON	PWM		OFF	-	+

注：+号代表电流流入；-号代表电流流出；OFF 表示关断；

PWM 代表控制信号；ON 代表管子常开；为空的表示关闭状态；

1 表示霍尔信号为高电平；0 表示低电平；上升、下降表示脉冲边沿。

表 3.3 电动机轴测观察逆时针旋转时的切换序列

序号	触发沿	换相控制字			各开关管工作状态						相电流		
		hall3	hall2	hall1	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	W1	W2	W3
1	H1 上升	1	0	1		ON	PWM				-	+	OFF
2	H3 下降	0	0	1		ON			PWM		-	OFF	+
3	H2 上升	0	1	1				ON	PWM		OFF	-	+
4	H1 下降	0	1	0	PWM			ON			+	-	OFF
5	H3 上升	1	1	0	PWM					ON	+	OFF	-
6	H2 下降	1	0	0			PWM			ON	OFF	+	-

从上表中可以看出电机转子旋转一周要通过 6 次换相，换相间隔 60 度。我们可以在捕捉中断处理程序中实时处理绕组的换相。只要按照上表中的换相顺序依次切换相应开关管的状态就可以使电机连续的旋转起来。电子换相技术是无刷电机控制的基础。

根据两次换相的时间间隔 Δt ，粗略的估计电机的当前转速^[11]：

$$\omega = 60^\circ / \Delta t \quad (3.1)$$

这是一种计算电机转速的方法，后面我们还利用另一种方法计算电机的转速。将两种算法做一下对比。

有些场合我们需要电机停留在一个固定的位置并保持一定的转矩。我们可以在这个时刻读取换相控制字，但是并不换相，而是使当前导通的开关管保持导通状态不变，并通过一定的电流，电流的大小可以通过改变 PWM 的占空比来实现。这样就很容易的实现电机锁定在任意特定时刻，无刷电机的优势得以体现。

3.4.4 电机电流、转速和位置检测技术

电机相电流的检测也是十分关键的一个技术。如何使电机安全稳定的工作，发挥电机的最优性能，必须保证电流信号的准确性^[29]。根据本课题的实际情况，下面介绍本系统采用的一种电流检测方法。

电流的检测是采用分压电阻 R 来实现的，如图 3.5 所示。

由于电动机每次只有两相通电，其中一相正向通电另一相反相通电，形成一个回路，因此每次只需控制一个电流。用电阻 R 作为廉价的电流传感器，将其安放在电机电源对地端，就可以方便的实现电流反馈^[11]。

每一个 PWM 周期对电流采样一次，则电流的采样频率为 20KHz。采用的是单极性 PWM 控制方式，在 PWM 周期的“OFF”期间，电流经过那个常开的开关管和另外一个开关管的续流二极管形成续流回路，这个续流回路并不经过电流检测电阻 R，因此在 R 上没有压降，所以在 PWM 周期的“OFF”期间不能进行电流采样。另外，在 PWM 周期的“ON”期间，电流上升不稳定，也不易采样，所以电流的采样时刻应该是在 PWM 周期的“ON”器件的中部。如图 3.7 所示，以 Q1、Q4 为例。它可以通过 DSP 的定时

器采用连续增减计数方式时周期匹配事件启动 ADC 转换来实现。^{[11][30]}

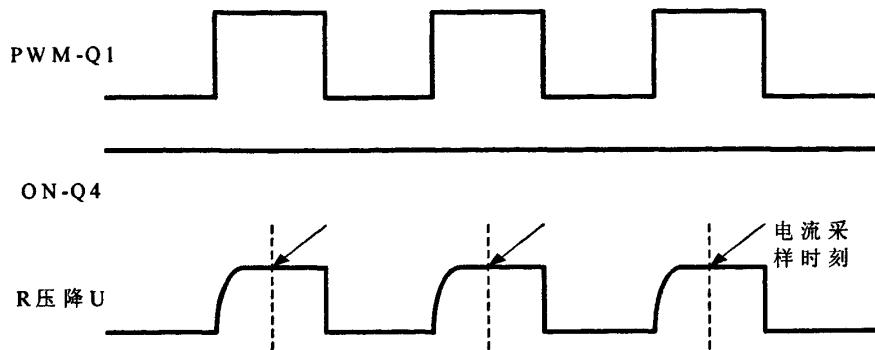


图 3.7 电流采样时刻

为了采样电流信号的准确性, TMS320F2812 的 ADC 转换可以实现对单通道的过采样功能^[57]。因此, 在采样时刻连续采样多次电流信号, 并通过相关的数字滤波方法去除系统中的噪声, 从而大大提高了采样电流的精度。具体的 ADC 寄存器配置, 以及数字滤波程序将在第五章详细阐述。

在高性能的数字控制系统中, 需要有高精度的传感器。实现电机位置和速度检测是提高系统性能的关键技术。选用 MAXON 公司的 HEDL 9140 增量式光电编码器, 其主要性能参数见表 3.4。

表 3.4 HEDL 9140 性能参数

旋转一周脉冲数	500
通道数	3
最高工作频率 (KHz)	100
电源	5V±10%
输出信号驱动	EAI 标准 RS422, DS26LS31
相移 Φ (额定)	90°e
逻辑状态宽度 s	最小 45°e
信号上升时间	180ns
信号下降时间	40ns
零位脉冲宽度 (额定)	90°e
运行温度范围	0~70°C
码盘转动惯量	<0.6gcm^2
最大加速度	250 000rad s^2
通道最大输出电流	最小-20mA, 最大 20mA

编码器输出的信号波形图如图 3.8 所示:

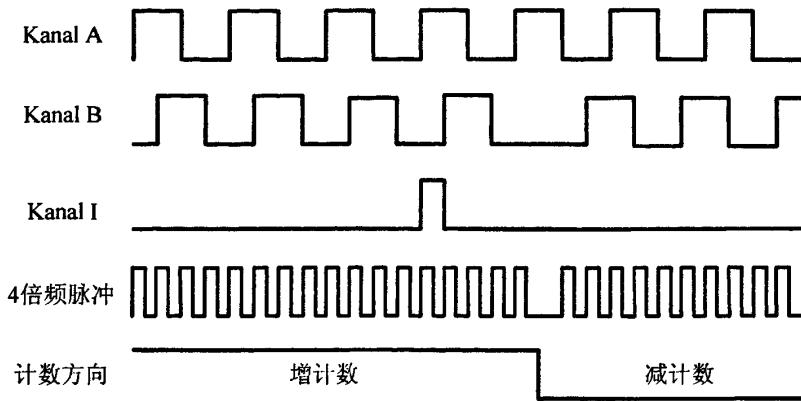


图 3.8 编码器信号波形图

从图 3.8 可以看出, 编码器输出波形 A, B 为互错 90°的脉冲。根据 A、B 的相位差就可以判断电机的旋转方向。I 为码盘旋转一圈输出的脉冲。为了提高系统的分辨率, 编码器信号输入到 DSP 的正交编码接口, DSP 内部集成了四倍频电路, 因此避免了在外部搭建四倍频电路, 提高了系统可靠性。利用码盘信号可以准确的检测电机的转速和位置。

利用码盘接口信号可以计算转速, 方法有: 脉冲积分法和脉冲间隔法^[5]。

(1) 脉冲积分法 (M 法)

在一定的采样间隔时间 T_s 内, 将来自编码器的脉冲串用计数器累计, 然后, 计算转速(rad/min)为:

$$n = 60000m / MT_s \quad (3.2)$$

其中: T_s 为采样间隔, (ms); m 为在 T_s 时间内的脉冲数; M 为码盘每圈的脉冲数, 常数。

在本系统中, 设置速度采样间隔 $T_s=3\text{ms}$, $M=500*4=2000$ 带入式 (3.2) 可得到:

$$n = 60000m / (2000 \times 3) = 10m(\text{r}/\text{min}) \quad (3.3)$$

假如在 T_s 内只有一个脉冲, 那么可以计算出 M 法能够检测到的最小转速为 $n_{\min} = 10\text{r}/\text{min}$ 。也就是说低于这个速度的转速, M 法是不能检测出来的。

(2) 脉冲间隔法 (T 法)

在两个码盘脉冲的间隔 T_w 内插入已知频率的高频脉冲, 计算高频脉冲的个数, 从而计算出 T_w 及转速:

$$n = 60000f_c / MN \quad (3.4)$$

其中: f_c 为插入的高频脉冲频率 (KHz); M 为码盘每转脉冲个数; N 为在 T_w 内的高频

脉冲个数。

在本系统中，假设 f_c 为 10KHz，则可以计算出 T 法所能检测到的最大转速为 $n_{max} = 60000 \times 10 / (2000 \times 1) = 300r/min$ 。也就是高于这个速度，T 法是检测不出来的。

还有一种方法也是数字控制系统中经常用的 M/T 法，它是将 M 法和 T 法结合在一起，能够检测低转速和高转速。

由于采用的电机是三角形接法的高速无刷直流电动机，配置的减速器的减速比是 43: 1，当电机的最低转速为 $n_{min} = 10r/min$ 时，减速器输出轴的转速为 $10/43=0.23r/min$ ，这个速度分辨率系统是完全可以承受的。电机大多数情况下是工作在高速情况下，M 法转速的分辨率满足要求。因此，系统采用的是 M 法测速程序，在程序实现上只需进行一次乘法运算即可。

因此，系统的电机测速方法有 M 法和上节给出的检测电机转速方法，为了验证这两种方法的优缺点，在第六章的实验中做了相关实验。

系统同时采用光电编码器脉冲计数来检测电机的位置，其中电机零位的确定是通过捕捉 I 脉冲来确定的，通过 4 倍频技术，分辨力可以达到 0.18 度，在本课题应用中完全满足系统的要求。

3.5 控制系统算法设计

现代工业控制中对电机性能的要求越来越高，而电机性能的改善主要通过以下两个途径：一是对电机本体的研究，主要是采用优化结构以改善电机性能；另一种途径就是采用先进的控制策略。现代控制理论和智能控制理论在无刷直流电机控制中都得到了充分的应用，如神经网络控制、模糊控制、变结构、鲁棒调节器、参数自适应控制等各种先进控制策略对无刷直流电动机进行控制^[31]。

由于工业控制中最常用且技术最为成熟的控制算法是 PID 控制算法，其它的算法也是在它基础上做了技术改进。所以本控制系统采用的是技术最为成熟的经典 PID 控制策略。其算法简单、鲁棒性好及可靠性高，被广泛应用于过程控制和运动控制中，尤其适用可建立精确数学模型的确定性系统^[32]。

3.5.1 PID 控制理论

PID 控制器是一种线性控制器。PID 控制器具有简单而固定的形式，在很宽的操作条件范围内都能保持较好的鲁棒性。PID 控制器允许工程技术人员以一种简单而固定的方式来调节系统。通过调整 PID 控制器的参数，使得整个系统的动态特性满足期望的性能指标要求。如图 3.9 所示。

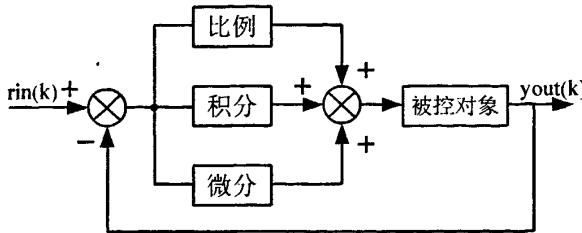


图 3.9 模拟 PID 控制原理图

PID 控制器根据给定值 $rin(t)$ 与实际输出值 $yout(t)$ 得到偏差:

$$error(t) = rin(t) - yout(t) \quad (3.5)$$

模拟 PID 控制规律为:

$$u(t) = k_p [error(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t error(t) dt + \frac{T_D error(t)}{dt}] \quad (3.6)$$

或写成传递函数的形式为:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (3.7)$$

式中: k_p ——比例系数; T_I ——积分时间常数; T_D ——微分时间常数

PID 各环节的作用如下^[32]:

(1) 比例环节: 成比例地反映控制系统的偏差信号 $error(t)$, 偏差一旦产生, 控制器立即产生控制作用, 以减小偏差。

(2) 积分环节: 主要用于消除静差, 提高系统的误差度。积分作用的强弱取决于积分时间常数 T_I , T_I 越大, 积分作用越弱, 反之则越强。

(3) 微分环节: 反映偏差信号的变化趋势 (变化速率), 并能在偏差信号变的太大之前在系统中引入一个有效的早期修正信号, 从而加快系统的动作速度, 减少调节时间。

3.5.2 数字 PID 控制算法

计算机控制是一种采样控制, 它只能根据采样时刻的偏差值计算控制量。因此, 连续 PID 控制算法不能直接使用, 需要采用离散化方法。在计算机 PID 控制中, 使用的是数字 PID 控制器^[32]。

(1) 位置式 PID 控制算法

按模拟 PID 控制算法, 以一系列的采样时刻点 kT 代表连续时间 t , 以矩形法数值积分近似代替积分, 以一阶后向差分近似代替微分, 即:

$$t = kT \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$\int_0^t error(t) dt \approx T \sum_{j=0}^k error(jT) = T \sum_{j=0}^k error(j) \quad (3.8)$$

$$derror(t) \approx \frac{error(kT) - error((k-1)T)}{T} = \frac{error(k) - error(k-1)}{T} \quad (3.9)$$

可得离散的 PID 公式为：

$$u(k) = k_p(error(k) + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^k error(j)T + \frac{T_D}{T}(error(k) - error(k-1)))$$

$$u(k) = k_p error(k) + k_i \sum_{j=0}^k error(j)T + k_d \frac{error(k) - error(k-1)}{T} \quad (3.10)$$

式中： $k_i = \frac{k_p}{T_I}$ ， $k_d = k_p T_D$ ， T 为采样周期， k 位采样信号， $k=1,2,\dots$

$error(k)$ 和 $error(k-1)$ 分别为第 $k-1$ 和第 k 时刻所得的偏差信号。

上述 PID 控制算法的缺点是，由于采用全量输出，所以每次输出均与过去的状态有关，计算时要对 $error(k)$ 量进行累加，计算机输出控制量 $u(k)$ 对应的是执行机构的实际位置偏差，如果位置传感器出现故障， $u(k)$ 的大幅度变化会引起执行机构位置的大幅度变化，这种情况在实际中是不允许的。为避免这种情况的发生，可采用增量式 PID 控制算法：

(2) 增量式 PID 控制算法

根据递推原理可得：

$$u(k-1) = k_p error(k-1) + k_i T \sum_{j=0}^{k-1} error(j) + \frac{k_d [error(k-1) - error(k-2)]}{T} \quad (3.11)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

$$\Delta u(k) = k_p [error(k) - error(k-1)] + k_i T error(k) + \frac{k_d [error(k) - 2error(k-1) + error(k-2)]}{T}$$

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$$

$$u(k) = u(k-1) + (k_p + k_i T + \frac{k_d}{T}) error(k) - (k_p + \frac{2k_d}{T}) error(k-1) + \frac{k_d}{T} error(k-2) \quad (3.12)$$

式中：

$$k_p + k_i T + \frac{k_d}{T} = K1; \quad k_p + \frac{2k_d}{T} = K2; \quad \frac{k_d}{T} = K3$$

则：

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) = u(k-1) + K1 * error(k) - K2 * error(k-1) + K3 * error(k-2) \quad (3.13)$$

式 (3.13) 就是经过变换后的增量式 PID 控制算法，每次只需进行 3 次乘法 4 次加法即可，对 DSP 来说只需要几个指令，该方法计算速度很快，完全满足系统的实时控制要求。

3.5.3 积分分离加积分修正系数 PID 控制算法

当系统在启动、停止或大幅度增减设定时，短时间内系统输出会有很大的偏差，会造成 PID 运算的积分积累，致使控制量超过执行机构可能允许的最大动作范围对应的极限控制量，引起系统的较大超调，甚至引起系统的较大的震荡，这是系统不允许的。

本次设计中采用了一种改进型的 PID 控制算法：积分分离加积分修正系数 PID 控制算法。

基本思路是：当被控量与设定值偏差比较大时，取消积分作用，以免由于积分作用使系统超调量增大，稳定性降低；当被控量接近给定值时，引入积分环节，消除静差，提高控制精度；PID 控制器的输出都是限幅输出的，幅值是根据实际的系统所能承受的最大能力来设定的，当控制器以限幅值输出时，为减小积分环节的作用，特加入积分修正系数系数 k_c ，它只在输出量超过限幅值时起作用，这一点尤其是在系统启动过程最为重要，缩短了系统的过渡时间，减小超调量，提高系统的响应快速性。

- (1) 根据系统要求设定阀值 $\varepsilon > 0$ ；
- (2) 当 $|error(k)| > \varepsilon$ 时，采用 PD 控制，避免过大的超调，使系统具有较快的响应；
- (3) 当 $|error(k)| \leq \varepsilon$ 时，采用 PID 控制，以保证系统的控制精度；
- (4) U_{\max} 为系统允许输出的最大值， U_{\min} 为系统要求的最小值；
- (5) ERR 为控制器理论输出值 $U(k)$ 与实际输出值 U_{out} 之差；

则新的控制算法可表示为：

$$U(k) = k_p error(k) + \beta k_i \sum_{j=0}^k error(j)T + k_d \frac{error(k) - error(k-1)}{T} + k_c * ERR \quad (3.14)$$

$$U_{out} = \begin{cases} U_{\max} & U(k) \geq U_{\max} \\ U(k) & U(k) \leq U_{\max} \\ U_{\min} & U(k) \leq U_{\min} \end{cases} \quad \beta = \begin{cases} 1 & |error(k)| \leq \varepsilon \\ 0 & |error(k)| > \varepsilon \end{cases} \quad (3.15)$$

$$ERR = U(k) - U_{out} \quad (3.16)$$

本控制系统将采用这种新方法来实现电机的伺服控制。第五章将给出详细的程序实现方法。

3.5.4 控制器动态参数工程设计方法

目前对数字控制器的设计方法主要有三种^[5]：

1. 利用离散控制系统的设计方法，直接求数字控制器的 Z 变换，然后将其变换为差分方程；
2. 利用连续系统的设计方法，例如二阶最佳、三阶最佳设计方法，设计出模拟调节器的传递函数，最后离散化，就可以得到数字控制器的差分方程；

3. 先有 2 中的前半部分, 得到调节器的传递函数, 然后进行 Z 变换, 得出脉冲传递函数, 最后求出差分方程。

从理论上讲, 当系统的采样频率足够高时, 数字控制系统的性能与连续系统性能基本相同。一般情况下数字控制系统的采样频率比较高, 加之连续系统的设计方法比较成熟, 因此, 通常采用方法 2 设计数字控制器。

对于多环结构的控制系统, 一般的方法是: 从内环开始设计, 先设计好内环的调节器, 然后把内环整体当作外环中的一个环节, 去设计外环的调节器, 这样一环一环的逐步向外扩大, 直到所有控制环的调节器都设计好为止。在设计每一个调节器时都可以采用经典动态校正方法, 通过反复试凑和比较确定校正部分的对数频率特性, 从而确定调节器的结构和参数。这种方法显然效率很低, 也不便于工程应用。目前, 在工程界较为流行的有西门子公司提出的“调节器最佳整定”, 即我国习惯上称为“二阶最佳”(模最佳)和“三阶最佳”(对称最佳)的参数设计法和在随动系统设计中常用的“震荡指标法”。同时借助于计算机辅助设计的方式来分析和设计闭环控制系统。工程设计方法在设计调节器时可以分作下面两个步骤:

(1) 选择调节器的结构, 以确保系统稳定, 同时满足所需的稳态指标要求。在选择调节器结构时, 要使系统变成少量的典型系统之一。

(2) 计算调节器的参数, 以满足动态性能指标的要求。由于典型系统参数与性能指标的关系都写成了简单的公式和图标, 调节器参数的计算十分方便。

控制系统电流环设计成典型 I 型系统, 速度环和位置环设计成典型 II 型系统。各调节器的参数需要经过反复的实验调试, 直到满足系统的要求为止。

3.6 本章小结

本章主要阐述了以 TMS320F2812 为控制核心的伺服电机控制器的实现方案。位置环、速度环、电流环的工作原理; 核心控制芯片的选型原则; 解决了无刷直流电动机控制中的关键技术, 如电子换相方法、正反转控制、电流检测方法、两种电机速度检测方法和位置检测方法等。深入分析了 PID 控制算法的原理, 在模拟 PID 控制算法和数字 PID 控制算法的基础上, 推导出了一种新的积分分离加积分修正系数 PID 控制算法, 给出了控制器参数调整的工程设计方法。

4 控制系统硬件设计

本章将详细阐述基于 DSP 的伺服电机控制器的硬件组成。硬件部分是软件部分运行的基础，必须保证硬件系统的可靠性。硬件部分主要是完成各部份功能模块电路的设计以及硬件系统可靠性的设计。DSP 核心控制板和功率驱动板是硬件的主要部分。本章将主要介绍这两部分电路。

4.1 系统硬件电路结构

良好的硬件系统设计必须是将各个功能模块详细分开，这样既可以提高系统设计的效率，同时也有利于系统的调试。硬件系统的主要架构如图 4.1 所示：

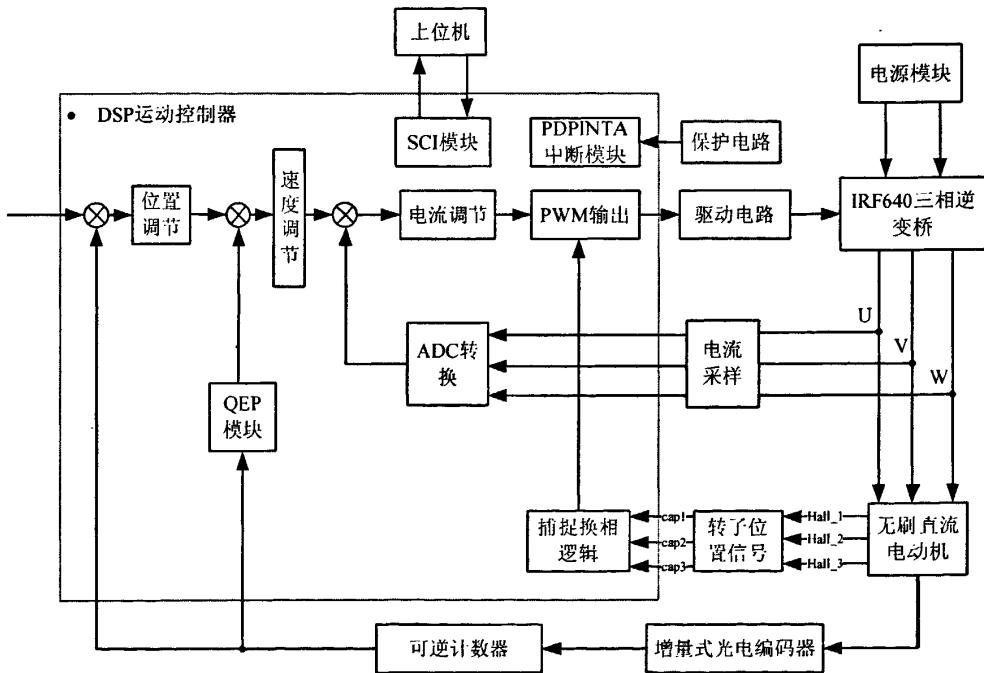


图 4.1 系统硬件框图

从图 4.1 可以看出，整个系统硬件电路主要有三部分组成：方框内的 DSP 核心控制板、方框外电机驱动部分组成和上位控制计算机。

(1) DSP 核心控制板主要完成相关算法的运算、对反馈信号的处理和控制信号的生成，它是整个控制系统的中心。

(2) 电机驱动部分主要根据 DSP 控制信号完成能量向电机的输送。同时，还包括反馈信号的处理电路和电机保护电路。

(3) 通过 SCI 接口实现 DSP 与上位机的数据通信。上位机发送控制指令并接收下

位机 DSP 反馈回来的数据。

4.2 DSP 芯片外围电路设计

(1) DSP 电源供给电路

控制板采用 5V 供电, 而 TMS320F2812 采用高性能静态 CMOS 技术, 其 I/O 口供电电压及 FLASH 编程电压为 3.3V, 内核供电电压为 1.8V。DSP 要求先给 I/O 口供电, 再给 CPU 供电。为保证严格的上电顺序, 采用两个电源芯片给 DSP 供电的方式不可取。因此, 本文选用了 TI 公司的 TPS70351 型 LDO 线性稳压器给 DSP 供电^[33]。该芯片是双通道的电压调节器, 具有快速的暂态响应, 具备上电检测复位, 手动复位, 可选择的上电顺序等功能。

将 SEQ 接低电平, 调节器 1 先开通, 当调节器 1 的输出电压达到额定电压的 83% 时, 调节器 2 才开通。系统复位按键接到电源主复位引脚, 复位输出引脚接 DSP 复位端。保证了系统上电、断点和手动复位时的有效复位。如图 4.2 所示:

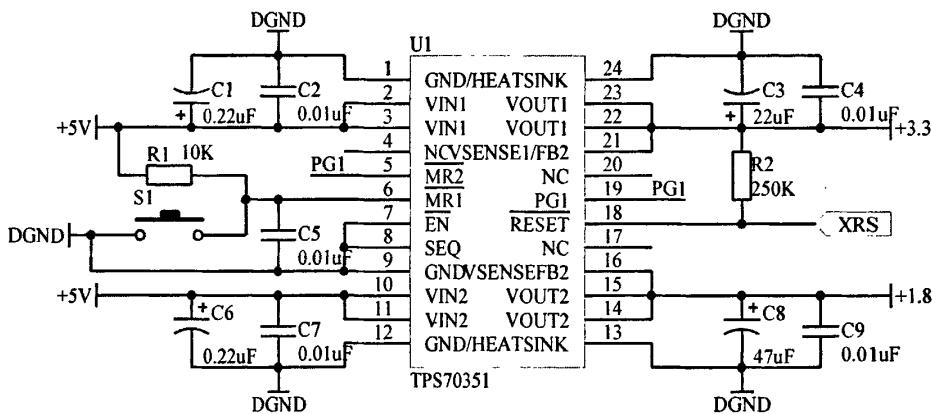


图 4.2 供电及复位电路

(2) 时钟电路

由于 DSP 要求的时钟信号质量比较高, 所以采用了 30MHz 的有源晶振 TXC DEL04 30MHz, 它的供电范围宽, 由于 DSP 要求时钟输入信号电平为 1.8V, 所以我们选择 1.8V 的有源晶振。通过 PLL 的倍频功能, 将 DSP 配置在 150MHz。详细电路如图 4.3 所示:

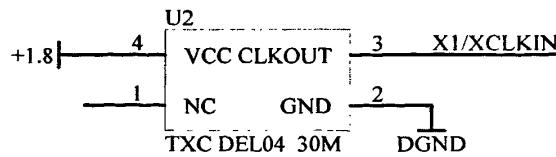


图 4.3 时钟电路

(3) JTAG 接口电路

为了便于系统的调试和程序下载, 设计了 DSP 的 JTAG 仿真下载程序接口, 如图

4.4 所示：

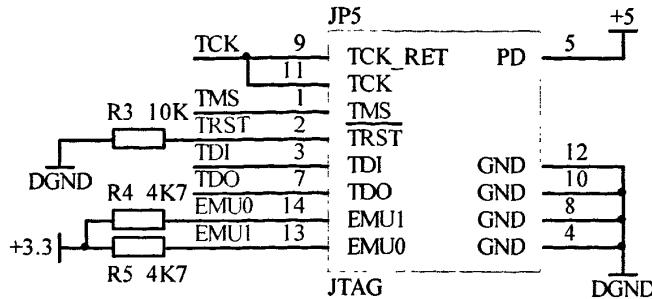


图 4.4 JTAG 接口电路

4.3 控制器通信接口电路设计

(1) SCI 串口通信电路

DSP 芯片自身带有两个标准的串行通信接口，但是电平为 CMOS 电平，与 RS-232 总线电平不匹配，不能直接与 PC 串口连接。为了解决这个问题，本文采用 TI 公司生产的 MAX232 专用电平转换芯片。通信接口电路^[34]如图 4.5 所示：

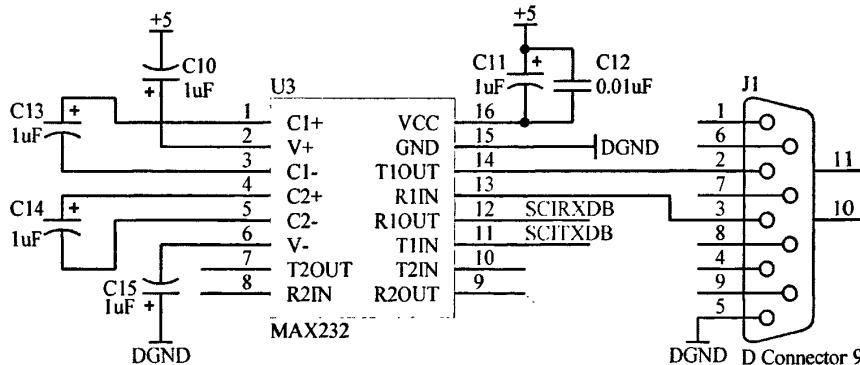


图 4.5 串口通信电路

(2) CAN 接口电路

为了以后的系统扩展以及升级的需要，采用 TI 公司的 SN65HVD230 芯片设计了增强型 eCAN 的接口电路^[37]。如图 4.6 所示：

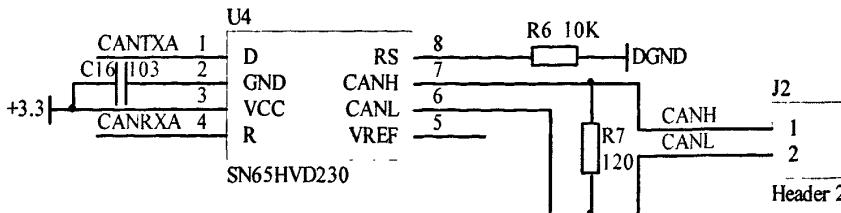


图 4.6 CAN 接口电路

4.4 功率驱动逆变电路设计

本节将详细阐述功率驱动电路的实现方式，以及设计中需要解决的问题。功率驱动电路是本系统最重要的部分之一。系统采用 IR 美国国际整流器公司生产的专用驱动芯片 IR2130 和功率开关管 IRF640 来搭建驱动电路。介绍自举电路的工作原理，详细阐述功率器件的选型原则，自举电容和快速恢复二极管的选型方法。

4.4.1 驱动板电源电路

功率驱动板上需要 3 路不同的电源，如图 4.7 所示：

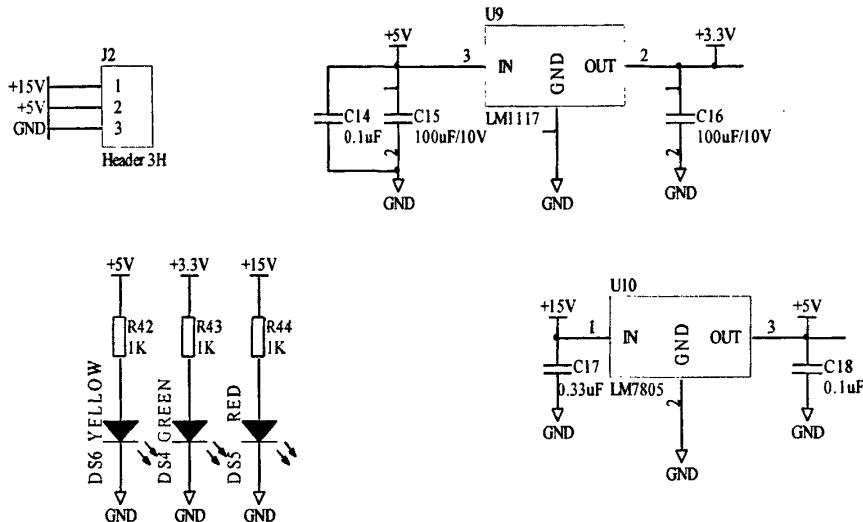


图 4.7 驱动板电源电路

由于驱动板上需要三种不同的电源，采用 15V 直流电源供电，通过电压转换芯片变换为需要的 5V 和 3.3V 电平。7805 输出电流 1A，LM1117 输出电流 1A，满足驱动板功率要求。DS4~6 为电源指示发光二极管，便于调试实验。

4.4.2 驱动芯片 IR2130 应用简介^[38-41]

IR2130 可用来驱动工作在母线电压不高于 600V 的电路中的 MOSFET 或 IGBT，适合于不同功率驱动的场合。它集 PWM 驱动、电机保护于一体，简化了电路结构提高了整个驱动系统的可靠性。图 4.8 芯片功能框图。

IR2130 只需一个供电电源即可驱动三相桥式逆变电路的 6 个功率开关器件。各引脚的定义如下：

HIN1~HIN3：高压侧驱动信号输入，输入信号与 TTL 及 CMOS 电平兼容。

LIN1~LIN3：低压侧驱动信号输入。

HO1~HO3：高压侧驱动信号输出。

LO1~LO3：低压侧驱动信号输出。

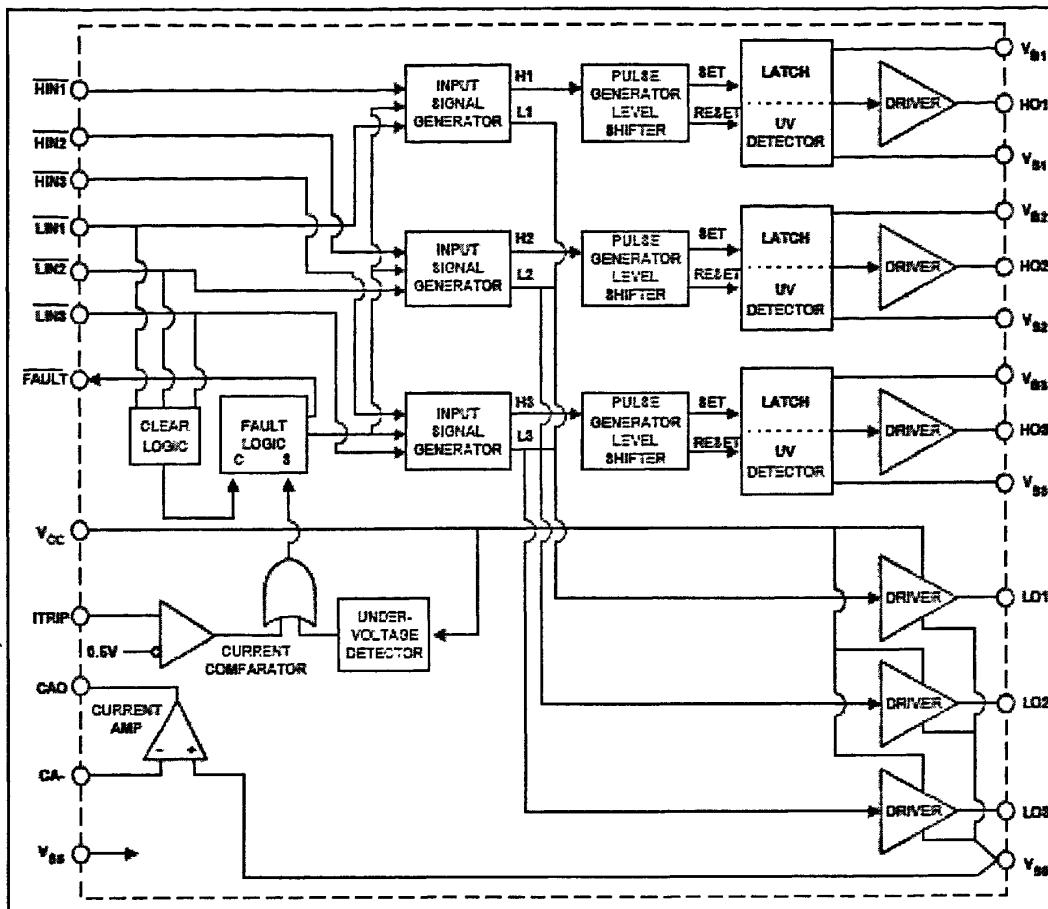


图 4.8 IR2130 功能框图

VB1~VB3: 是悬浮电源连接端, 通过自举电容为 3 个上桥臂功率管的驱动器提供内部悬浮电源。

VS1~VS3: 是其对应的悬浮电源地端。

ITRIP: 过流信号检测输入端, 可通过输入电流信号来完成过流或直通保护。

CA-、CAO、Vso: 内部放大器的反相端、输出端和同相端, 可用来处理反馈电流信号。

FAULT: 过流、直通短路、过压、欠压保护输出端, 该端口提供一个故障保护信号, 漏极开路输出端, 低电平有效。

VCC 接正电源, VSS 接电源地。

IR2130 自身电源电压范围较宽 10~20V。通过自举技术就可以驱动高压侧的开关管, 芯片内部还对同一桥臂上下 2 个功率器件的门极驱动信号产生 $2\mu\text{s}$ 互锁延时时间, 以确保不会出现上下桥臂直通现象。ITRIP 是过流信号的输入端, 如果超过 0.5V 芯片将会封锁驱动信号。芯片自身还有欠压保护功能, 当芯片的供电电压为 15V 时, 如果工作过程中芯片电压波动降到 10V 以下, 芯片就会封锁所有的驱动信号, 以免驱动能力不足造

成开关管或电机的损坏。任何时刻，只要芯片检测到故障或过流保护等信息时，在 FAULT 端就会被拉低，提供一个低电平的反馈信号，控制芯片可以采用该信号触发保护中断程序，实现系统保护功能。当输入信号出现逻辑错误时，必须使所有的输入端口输入高电平一段时间，解除错误状态后再输入控制信号。

关于 IR2130 芯片的具体参数以及详细功能请参阅相关文献和美国国际整流器公司芯片数据表。

4.4.3 功率开关器件选型^[42-45]

近年来随着电力电子技术的发展，功率电子器件经历了快速技术变革。IGBT、MOSFET 和包括智能器件在内的功率模块技术如 IPM 等 MOS 栅功率器件的的发展取得了巨大的进步。从功率器件的产品结构来看，功率 IC 和 MOSFET 的市场份额较大，分别占有 40.4% 和 26% 的市场，是中国功率半导体市场上最重要的两类产品。功率器件主要应用在四大领域：消费电子、网络通信、计算机、工业控制等领域。而且，国际大厂，以欧美为主占据了绝对领先地位。

IGBT 主要应用在 600~1200V 的高压应用等级，市场应用受到一定限制。在工业控制领域用 IGBT 以 600V、1200V、1700V 为主。同时，IGBT 的价格较高。

MOSFET 广泛应用在计算机、工业控制、消费电子等领域。这就促使 MOSFET 的市场需求量一直比较高。由于只有多数载流子对导电有贡献，功率 MOSFET 的开关速度非常快，因此 MOSFET 已经成为高频应用的主要解决方案。汽车电子功率 MOSFET 的需求量也在增大。因此 MOSFET 成为首选的解决方案。

IPM 等智能功率驱动模块主要应用于对系统要求可靠性比较高，能耗要求低的场合。IPM 成为在众多应用系统中实现节能目标的关键部分，如工业电机驱动、铁路系统电压逆变、汽车与家用电器逆变系统、覆盖从小功率到兆瓦特的多种应用。IPM 应用范围的扩大，使这种灵巧解决方案具有了稳定的市场占有率，并使对于高性能、高功率密度与内置功能的要求与日俱增。它的价格相对较高。

综合考虑，结合本课题的实际情况，电机的工作电压比较低，因此采用现在市场上应用较多的 MOSFET 作为功率变换器件。同时，功率 MOSFET 驱动电路简单，在稳定状态下工作时，栅极不需要持续的开通电流，控制电荷和存储时间大大减小，这基本上消除了通态压降与关断时间进行折中的设计，所以能保持较低的驱动功率。IR2130 完全可以解决 MOSFET 的驱动电源问题。驱动电路采用的是 IRF640 功率开关管。

4.4.4 电机驱动电路设计

图 4.9 为完整的电机功率驱动部分的原理图，IR2130 驱动由 IRF640 组成的三相逆变桥式驱动电路。根据芯片手册的要求，退耦电容 C33 应至少是自举电容容量的 10 倍关系。电路采用了 10uF 的电解电容。经实验验证 IR2130 可以正常工作。

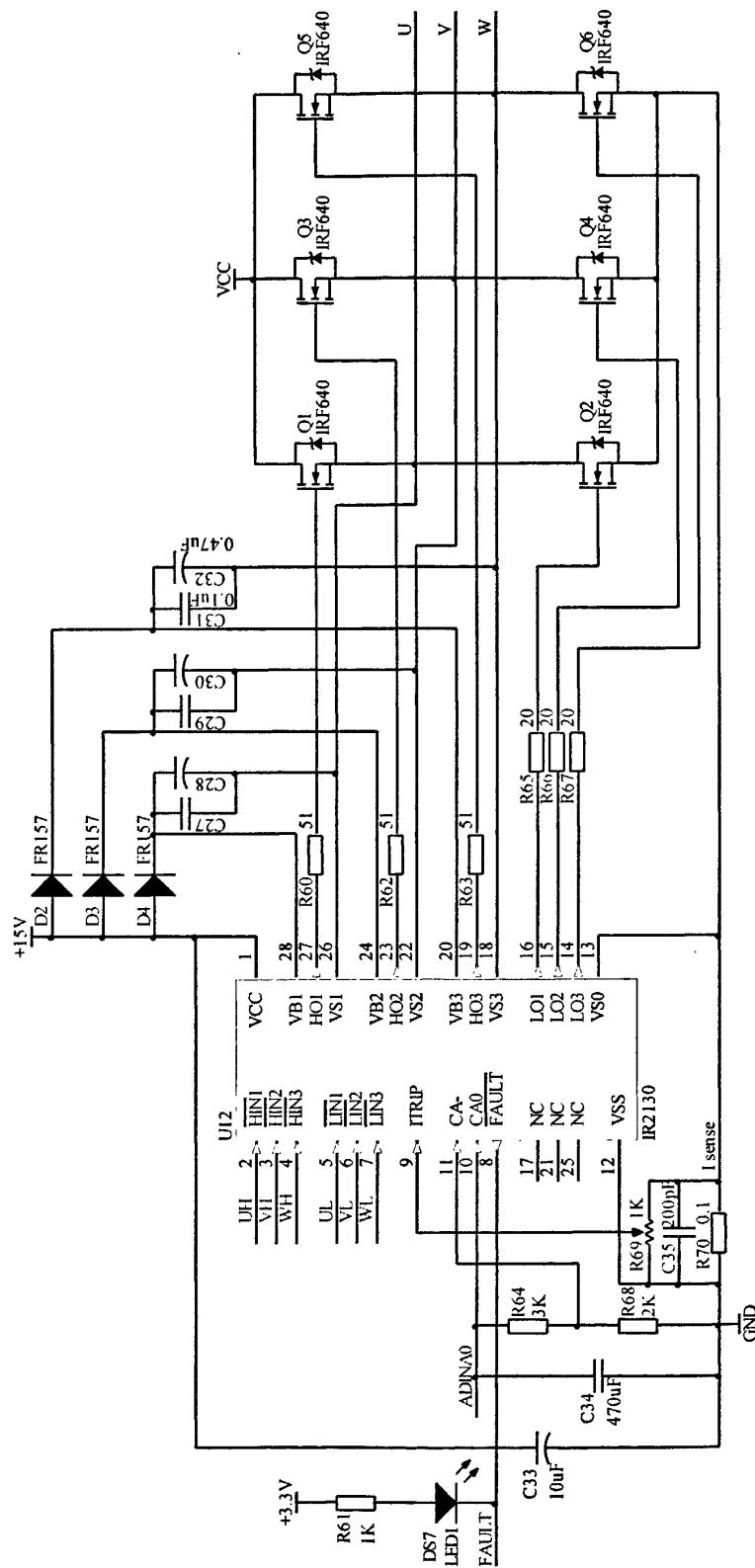


图 4.9 功率驱动电路

4.4.5 自举电容及快速恢复二极管选型

在本文设计的驱动电路中，自举电容和快速恢复二极管是最关键的外围器件，它们的选型直接关系到驱动电路的成败。下面本文以 Q1、Q4 导通，电流方向为 U 到 V 为例介绍自举电路的工作原理^{[46][47]}。

本文采用的单极性 PWM 控制，高压侧经 PWM 控制开关管导通，低压侧对应开关管常开。高压侧 Q1 驱动信号 PWM 为低电平时，低压侧器件 Q4 导通，+15V 电源经过二极管 D3 给电容 C7 充电，充电电流方向是电源 VCC、二极管 D3、电容 C7、负载、Q4、电阻 R45、地端 GND。当 Q1 导通时，电容 C7 依靠自身存储的电荷来维持 Q1 栅极为高电平，打开 Q1。依次循环 C7 不断的有电源 VCC 充电，开启 Q1 时放电。电容值过大，电容不能充分充电，过小，引起过充电导致 IR2130 损坏。

影响自举电容的因素如下：

- 1) MGT 栅极驱动门电压要求
- 2) I_{qbs} ——高压侧驱动电路静态电流
- 3) 驱动 IC 中电平转换电路的电流
- 4) MGT 栅极源漏电流
- 5) 自举电容漏电流

第 5 个因素只有当自举电容是电解电容时才考虑，其它类型电容可以忽略，因此，建议使用非电解电容。

下面公式给出了电容提供最小电荷要求：

$$Q_{BS} = 2Q_g + \frac{I_{qbs(\max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs(\text{leak})}}{f} \quad (4.1)$$

其中：

Q_g ——高端器件栅极电荷 f ——开关管工作频率
 $I_{cbs(\text{leak})}$ ——自举电容漏电流 Q_{ls} ——每个周期内，电平转换电路中的电荷要求 5nc(500V/600V IC)，20nc(1200V IC)

自举电容必须能够提供这些电荷，并且保持其电压。否则 V_{bs} 将会有很大的电压波纹，并且可能会低于欠压值，使高端无输出并停止工作。因此 C_{bs} 电容的电荷应是最小值的两倍，最小电容值可以有下式计算：

$$C \geq \frac{2Q_{bs}}{V_{cc} - V_f - V_{Ls} - V_{min}} \quad (4.2)$$

其中：

V_f ——自举二极管正向压降
 V_{Ls} ——低端器件压降或高端负载压降

V_{\min} —— V_B 和 V_s 之间的最小电压

由上式计算的 C_{bs} 电容值是最小的要求, 由于自举电路的固有工作原理, 低容值可能引起过充电, 从而导致 IC 损坏。为避免过充电和进一步减小 V_{bs} 纹波, 由上式计算的容值应乘以一个系数 15。

C_{bs} 只在高压侧器件关断, V_s 被拉低到地时才被充电。因此低压侧器件开通时间(或高端器件关断时间)应足够长, 以保证被高压侧驱动电路吸收掉的电容 C_{bs} 上的电荷被完全补充, 因此对低压侧器件的开通时间(或高端器件关断时间)有最小要求。本文采用的是低压侧常开的控制方案, 低压侧开通时间足够, 只需控制高压侧的 PWM 占空比范围即可。本系统设置 PWM 的最大占空比为 85%, 经过实验完全满足充放电要求。负载阻抗也会影响到自举电容的充电, 这时就需要添加充电泵电路。自举电容应大于 $0.1\mu\text{F}$ 。

二极管必须能够承受高压侧器件导通时的功率端电压, 二极管的额定电流值有 Q_L 和开关频率的乘积得到。

布板的同时, 自举电容要尽可能靠近 IC 的管脚。

电路选择快速恢复二极管 FR157, 可以承受足够高的反向电压, 极短的开关时间, 完全满足自举电容充电的要求。自举电容是 $0.1\mu\text{F}$ 的胆电容和 $0.47\mu\text{F}$ 的瓷片电容并联的形式, 可以有效滤出开关过程中的噪音干扰。经过反复实验, 此自举电路能够很好的完成自举功能。请参阅第六章的实验。

4.5 信号处理电路设计

4.5.1 PWM 驱动信号隔离电路

因为 DSP 控制板是数字电路工作频率很高, 工作电压电流都比较低, 驱动板的电压比较高, 如果驱动板的高压大电流串入 DSP 控制板会造成巨大的破坏。为了提高系统的安全性和可靠性, 需要将 PWM 驱动信号跟驱动板之间隔离开来。PWM 信号光电隔离电路, 如图 4.10 所示。

PWM 信号首先经过 74HC244 总线缓冲器, 74HC244 主要是用来限制 DSP 的输入输出电流, 因为 DSP 的输出能力有限。74HC244 输出的 PWM 信号经过 TLP521 高速光耦芯片。TLP521 起到了信号隔离作用, 使 PWM 信号只能单向传递, 同时将 PWM 信号的电平由 3.3V 提高到 5V 。由于 TLP521 的光耦隔离作用, 使得 PWM 信号会出现一些变形, 因此我们采用 74HC14 施密特触发器来处理 PWM 信号, 得到比较理想的 PWM 信号, 并传递到 IR2130 的驱动输入端。

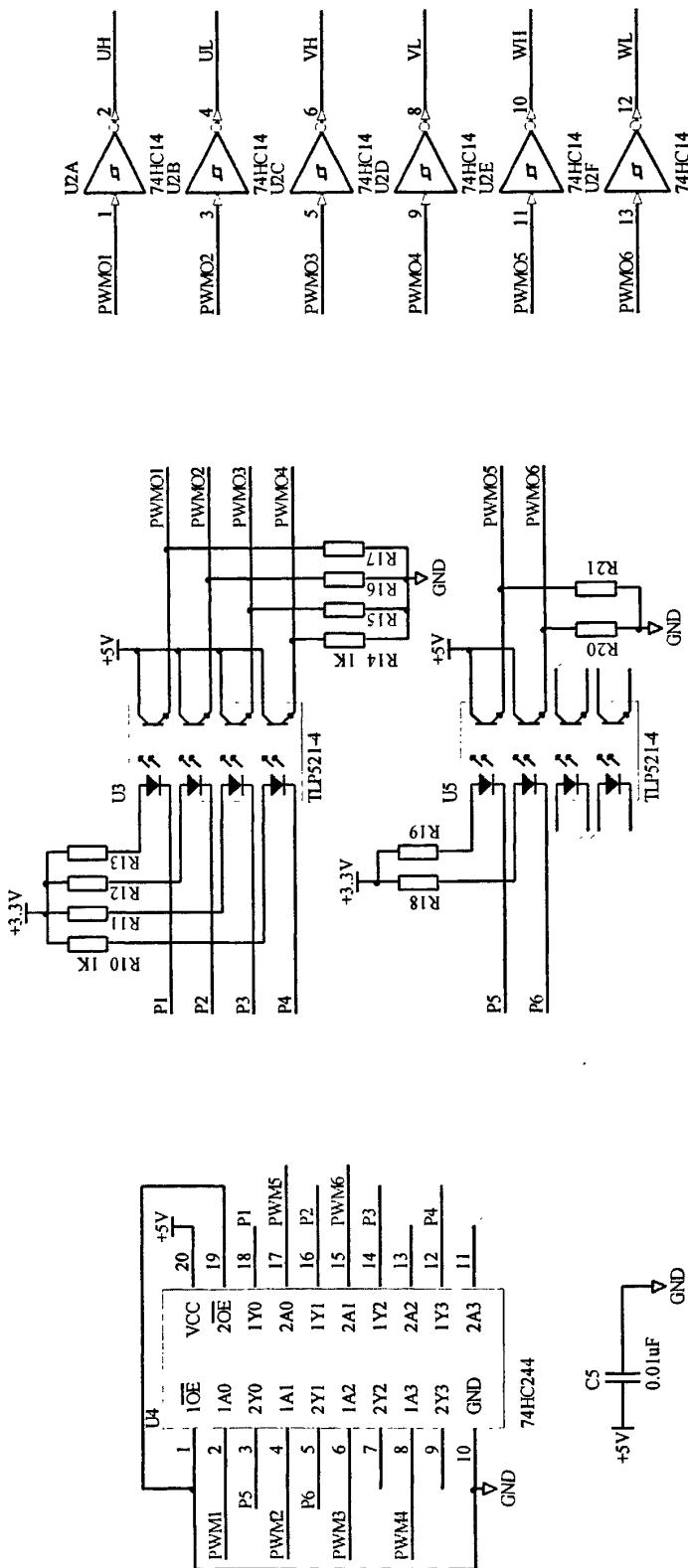


图 4.10 PWM 信号隔离电路

4.5.2 霍尔传感器信号电路

J1 作为霍尔传感器的信号接口。由于霍尔传感器的信号是集电极开路输出，所以设计了 5K 的上拉电阻。如图 4.11 所示。由于电机的工作情况对霍尔传感器的影响，信号中肯定会有许多噪音干扰，为了提高信号质量，采用了简单的 RC 滤波电路处理，然后经过 74HC14 施密特触发器处理，因为 DSP 的端口输入电压是 3.3V，所以 74HC14 的输出端采用了分压电阻来对输出信号分压以适应 DSP 电平要求。经反复试验，电路完全满足要求。请参阅第六章的实验部分。

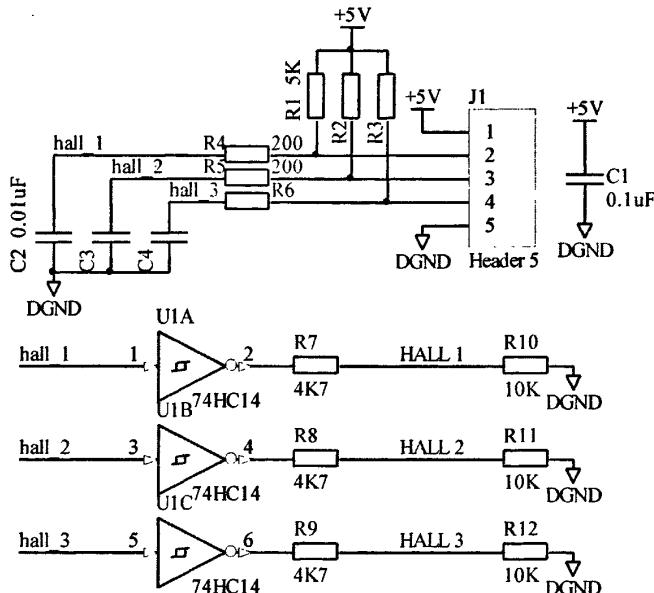
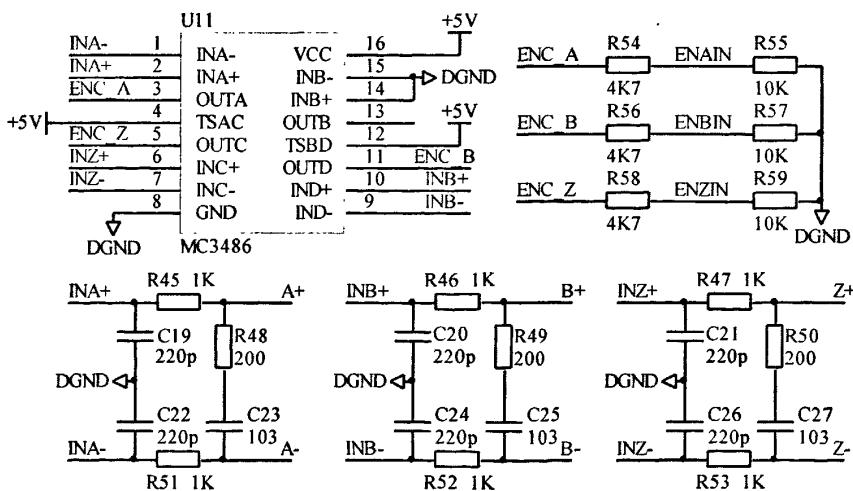


图 4.11 霍尔信号处理电路

4.5.3 正交编码脉冲信号电路



HEDL9140 增量式光电编码器的输出信号是 EAI 标准 RS422, DS26LS31 芯片驱动。为了提高信号的质量, 减少信号传输过程中的干扰, 设计了相关滤波电路, 并采用 MC3486 芯片作为接收器。具体电路如图 4.12。

A、B、C 代表编码器输出的 3 路正交信号, 由于 DSP 要求的输入电平是 3.3V, 所以采用分压电阻的形式来得到 DSP 适合的电平。经反复实验, 电路完全满足要求。具体的实验请参照第六章的实验部分。

4.5.4 电机电流检测电路

系统设计的电流检测电路, 采用的是电阻阻值为 0.1Ω 。实验用电机的额定工作电流为 9.95A, 当电机在电流为额定值时, 采样电阻上的功率大约为 10W, 因此本文选用的 10W 的大功率电阻。如图 4.13 所示:

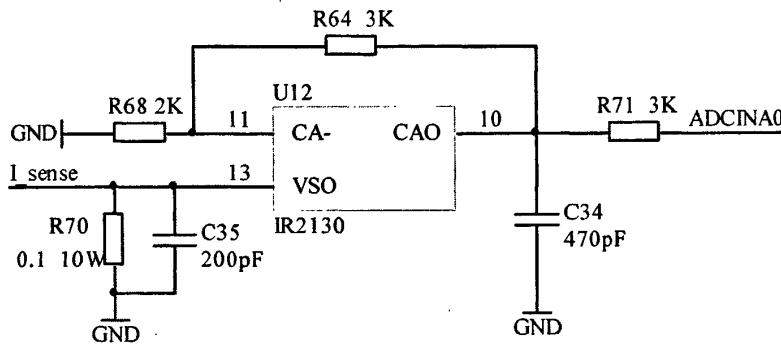


图 4.13 电流信号检测电路

采用 IR2130 芯片内置的运算放大器。电流检测电阻 R70 安放在母线回路上, 电阻将电流信号转换为电压信号 I_{sense} , ADCINA0 为电流采样输出信号, 由 DSP 的 ADC 输入引脚 0 来采样该电压信号。因为电机电流信号中存在很多的高频噪声, 特将一个小电容与采样电阻并联滤除高频噪声。IR2130 电流运算放大器的放大倍数为 $1 + R64 / R68 = 2.5$, 采样电阻上流过的最大电流大约为 10A, 则 ADCINA0 为 2.5V。ADCINA0 的电压范围为 0~2.5V, 完全在 ADC 的采样范围 0~3V 内, 所以此电流采样方案是可行的。第六章给出了部分电流采样实验。

4.6 控制器保护电路设计

保护电路主要是避免系统工作过程中超出系统承受范围时采取的安全保护措施。一旦有故障, 如过压欠压、过电流、IR2130 工作异常等故障信号时, 通知 DSP, 封锁所有的控制信号输出。本文设定的直流母线电压工作范围是 20V~70V, 过电流为 10A。各信号经过光耦隔离, 并经过逻辑处理, 将一低电平信号输入到 DSP 的 PDPINTA 引脚, 触发保护中断程序完成系统保护操作。采用电阻分压来设计比较电压值。具体电路如图 4.14~4.19 所示:

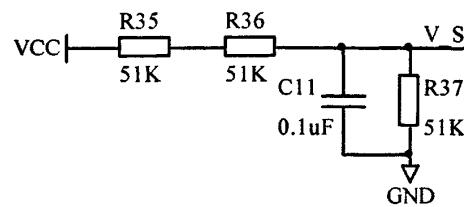


图 4.14 电机供电电源

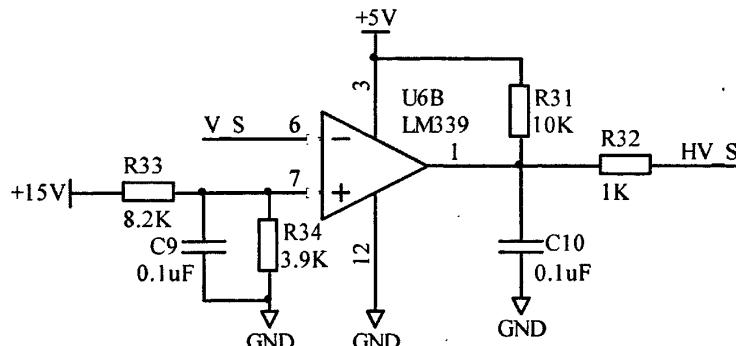


图 4.15 过压保护电路

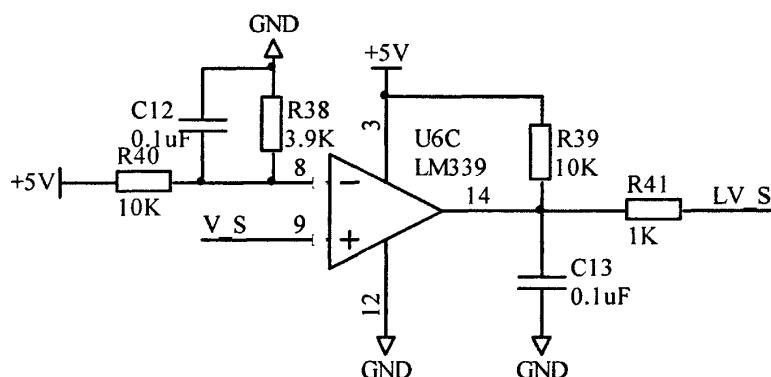


图 4.16 欠压保护电路

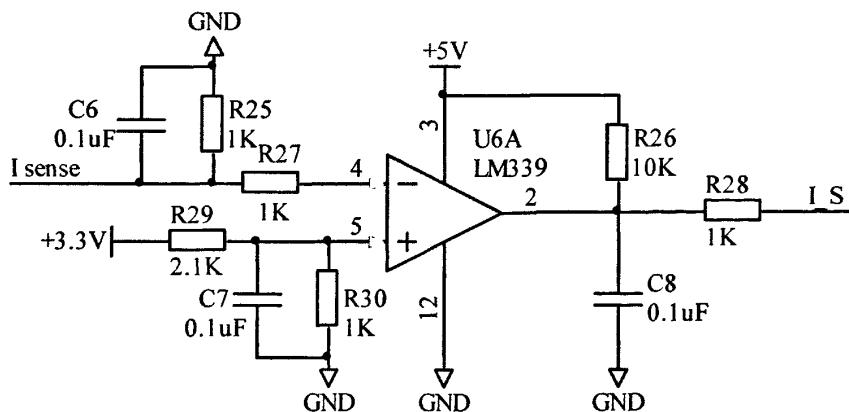


图 4.17 过流保护电路

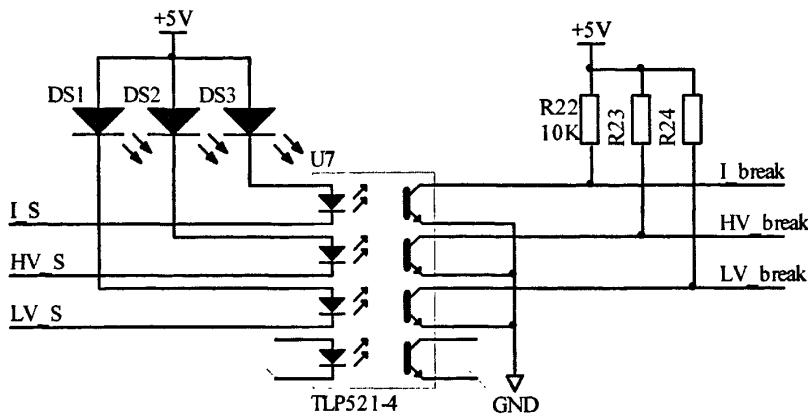


图 4.18 故障信号光耦隔离电路

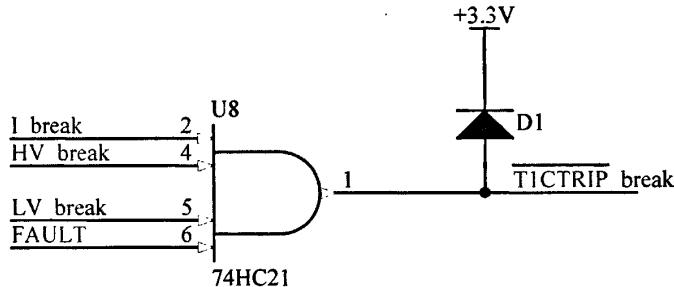


图 4.19 四输入与门电路

4.7 硬件可靠性设计

随着电子技术的迅速发展,电子设备的应用领域越来越广,电子设备的工作环境也越来越复杂,因此系统可靠性成为了一个系统设计者必须考虑的因素。系统的可靠性是由很多因素造成的。系统的抗干扰性能是系统可靠性的主要性能指标。如果抗干扰指标不好,将会引起测量的数据不够准确(甚至无法检测)、数据值波动比较厉害、系统的工作电压不够稳定等问题,有可能导致设计的系统根本无法正常工作,甚至造成硬件元器件的永久损坏。

本系统主要的干扰源有以下几方面:

- (1) DSP 控制电路, 高频器件造成的电磁辐射干扰;
- (2) 大功率或大电流功率驱动电路, 开关器件开关过程中造成的电磁干扰;
- (3) 信号传输线间的交叉干扰;
- (4) 供电电源的串入干扰。

针对以上四方面的干扰因素, 系统在设计过程中主要采取了以下措施:

- (1) 控制板与功率驱动板分离

控制板主要是 DSP 等高频器件组成的电路, 数字信号的频率很高, 很容易对模拟

电路部分造成干扰。因此我们将两个板子分开，从而避免了 DSP 的高频干扰影响功率驱动板的工作，两板之间的信号传递利用光耦隔离技术有效减小了干扰，提高了系统的可靠性。

(2) 开关器件与信号处理部分分开布局

功率开关器件属于高压电路，开关频率比较高，是主要的噪声源。功率板上的信号处理部分（霍尔信号、编码器信号等）是主要的信号处理电路，信号质量要求比较高。因此，控制系统将这两部分分别分布在功率驱动板的两端，提高了抗干扰的能力，有效提高了信号的质量。

(3) 不同信号区域分离

将 PWM 信号传输通路与反馈信号处理传输通路局部分离，尽量减少交叉传输。使各频率段的信号在区域上是不相互干涉的。如图 4.20 所示。

(4) 分离电源

系统一共采用了三路不同的电源：控制板电源、功率板电源和电机供电电源。三路不同的电源分别给相应的电路供电，减少了不同电源之间的串入干扰。

同时，在电路板布线的时候两层之间尽量交叉走线，数字地与模拟地分开一点接地。将电源线和地线尽量加宽。在功率驱动板上，功率板电源跟电机供电电源是完全分开的，实验表明这样可有效的降低电机噪音的干扰。由于电机需要流过最大接近 10A 的电流，为此，采用了在传输导线上镀锡的策略，如图 4.21 所示。同时为了安全性，外围增加了一定的保护措施。在功率开关器件上添加了散热片，提高了 MOSFET 开关管散热性能。详细的 PCB 布局如图 4.20 所示：

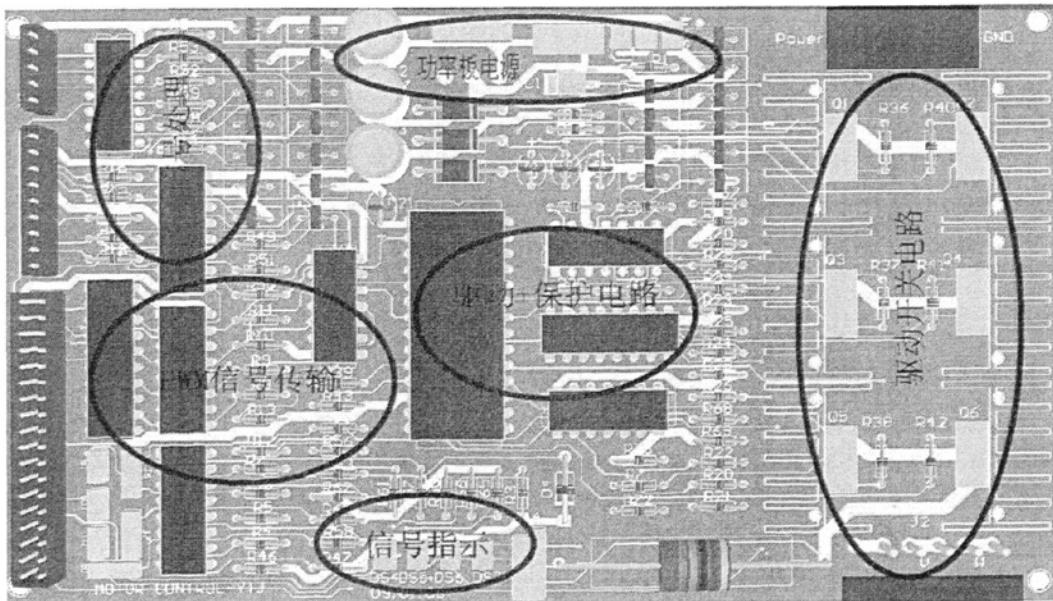


图 4.20 功率板 PCB 的 3D 效果图

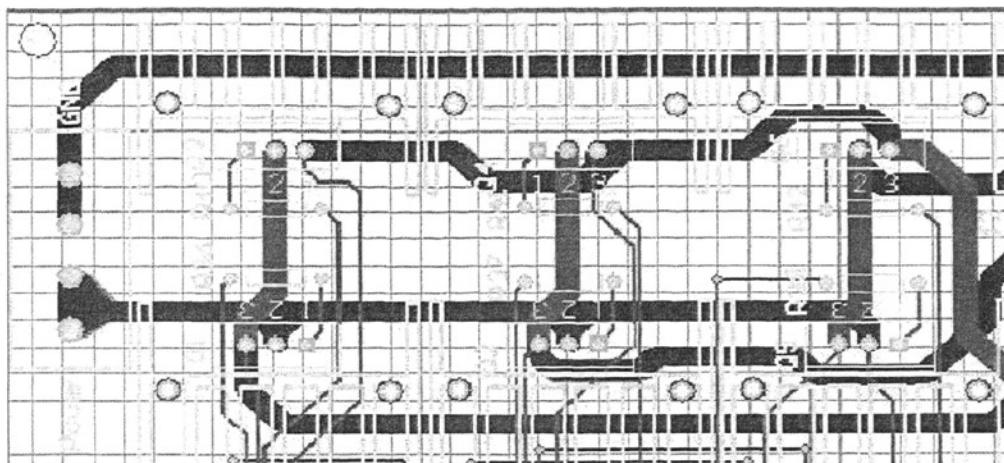


图 4.21 去除电机传输线路阻焊层, 镀锡

4.8 本章小节

本章详细介绍了基于 DSP 的伺服电机控制器的硬件电路设计, DSP 控制板和功率驱动板。包括 DSP 芯片外围电路设计、通信接口电路设计、功率驱动电路的设计和相关功率器件选型、自举电容和快速恢复二极管的选型。相关信号处理电路的设计、PWM 控制信号隔离电路、电流检测电路和控制器的保护电路, 最后还对硬件可靠性设计做了详细阐述。

5 控制系统软件设计

一个完整的控制系统包括硬件电路部分和系统软件部分。两部分相互协调、补充才能达到控制系统功能要求。可靠的硬件电路满足了电机运行的基本要求，优异的软件系统将会充分发挥硬件的功能，提高整个系统的控制性能。本章将根据硬件电路特点，结合 TMS320F2812 的软件开发环境给出具体的软件设计方法。

电机控制系统对软件的基本要求：

（1）控制软件实时性要求

由于数字控制系统是离散的控制系统，电机控制的一系列运算必须在一定的时间内完成，否则就失去了实时性的意义。例如：各反馈信号的采样和数据处理、电机控制算法的计算、控制信号的生成以及突发中断的处理等。为了满足实时性的要求，必须对软件进行必要的优化，减少指令开销。

（2）控制软件易于修改升级

由于控制软件工作环境的差异，一个好的控制软件必须经过多次的修改完善，最终才满足所要求的功能和特性。好的软件必须有良好的结构设计，以利于调试过程中代码的修改和补充。同时，软件的升级也是十分必要的。为了更好的完善软件，提高控制系统的性能，需要对软件进行实时的升级。因此，控制系统软件必须升级方便。

（3）控制软件可靠性要求

软件可靠性是指在规定条件下，在规定的时间内软件不引起系统失效的概率。对于电机控制软件，在设计过程中必须考虑电机运行过程中可能出现的各种情况，并规范相应的处理方法。软件必须经过反复的实验找出存在的错误并修正。

5.1 系统开发环境和工具简介

在 DSP 系统开发过程中，除了要了解最基本的系统功能、系统结构和相关算法，能够熟练使用开发环境和开发工具也是非常重要的。^{[26][48][49]}

CCS3.3 是 TI 公司推出最新的功能强大的软件开发环境，现在该集成软件开发环境可以用于 TI 各系列 DSP 系统的软件开发。CCS3.3 是以工程的形式管理整个开发过程中需要的文件。CCS 工程文件 (.pjt) 主要包括工程的版本信息、工程设置和源文件 3 个部分。工程设置里主要记录了该工程对应的编译、汇编以及连接选项的设置；源文件部分记录了该工程包含哪些源文件，如：C 源代码文件、C++源代码文件、汇编源代码文件、库文件、DSP/BIOS 配置文件以及 CMD 连接器命令文件等。

CCS3.3 的编译器是一个功能齐全的优化编译器，可以利用该编译器将标准的 ANSI C/C++ 程序直接转换成 TMS320F2812 处理器的汇编代码。该编译器的主要特征如下：

1. 标准的 ANSI C/C++ 语言 TMS320X28xx 编译器符合 ANSI 定义的 ANSI C 标准和 ISO/IEC14882-1998 标准定义的 C++ 规范, 程序开发人员完全可以采用 C/C++ 编写 DSP 代码。
2. ANSI 标准实时运行库支持 TMS320X28xx 编译器工具为各种处理器提供完整的实时运行库, 所有的库函数与 ANSI C/C++ 标准一样。扩展的实时运行库还包含 rts 函数, 可以利用这些函数访问更大范围的存储空间。
3. 汇编源代码输出 TMS320X28xx 编译器可以产生汇编语言源代码文件, 方便用户查看由 C/C++ 产生的汇编源代码。;
4. 集成的预处理器 TMS320X28xx 编译器包含标准的预处理功能, C/C++ 的预处理器集成在分析器工具中, 提高代码的编译速度。
5. 代码优化 TMS320X28xx 编译器充分利用 C28xx 的结构特点, 采用先进的优化技术对 C/C++ 源代码进行优化, 提高代码的执行速度和效率, 减小了代码的尺寸。

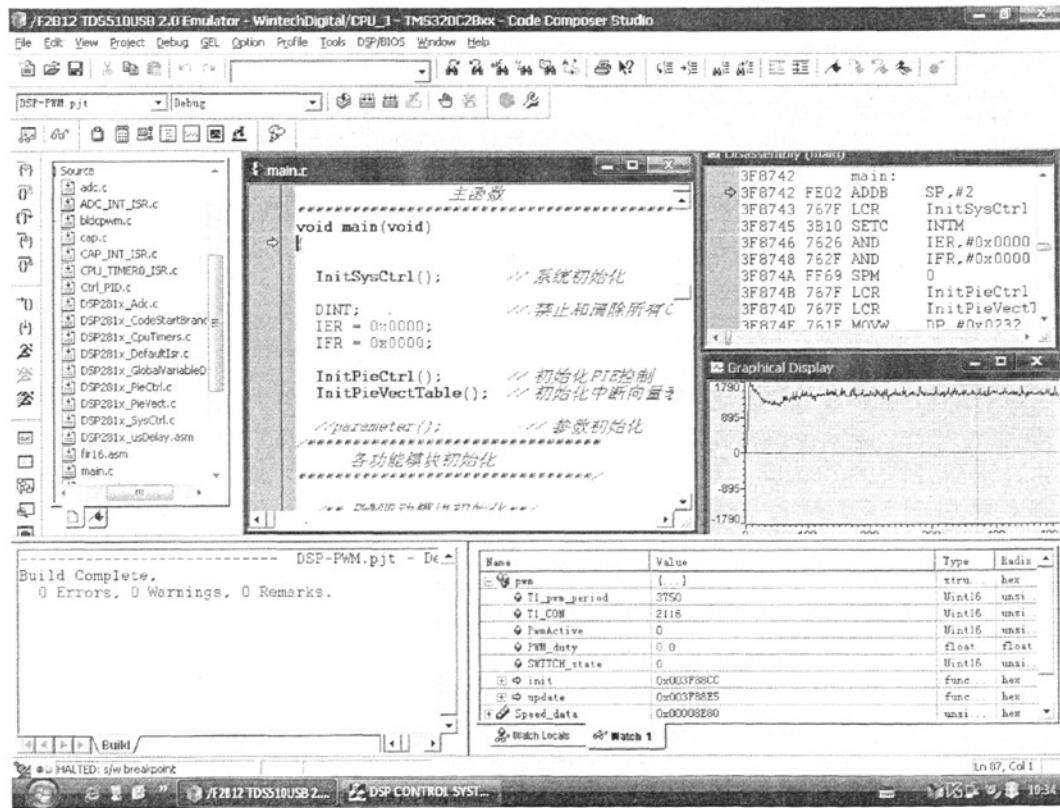


图 5.1 CCS3.3 开发环境界面

软件调试工具主要有: 软件仿真器 (simulator)、硬件仿真器 (XDS510 和 XDS560)。使用软件仿真器可以在没有目标系统的情况下, 完成 DSP 软件的设计和调试, 验证算法的准确性。硬件仿真器是功能强大的全速仿真器, 用以完成系统的集成与调试。每个 DSP 器件都提供边界扫描 (JTAG) 接口, 通过 XDS510 或 XDS560 检测器件内部的寄

存器、状态机以及引脚的状态，从而实现对 DSP 状态的监控。。系统采用的是闻亭公司的 TDS510USB 仿真器。

5.2 软件设计思想

软件系统最常用的是模块化的设计思想，对软件的整体设计非常有利，降低设计风险提高设计效率。对于系统的硬件电路设计，按照控制系统的工作原理和闭环控制要求，将各功能子模块进行细分，如下：

1. 系统初始化模块 为了使系统能正常的工作，需要初始化一些必要的系统寄存器，配置系统的工作模式。对全局变量进行初始化。该模块为整个软件系统工作的基础。

2.PWM 驱动模块 该模块主要是根据闭环控制的要求产生三相功率变换电路的 6 个 MOSFET 开关管的 PWM 控制信号。

3.CAP 捕获模块 该模块是为了电机换相的需要，实时捕捉有霍尔传感器输出的 HALL 信号，根据捕捉的 HALL 信号跳变的状态，获取电机转子的位置信息。根据相邻两次信号跳变的时间间隔，也可以利用该间隔时间粗略的计算电机的当前转速。

4.QEB 正交编码模块 该模块主要是对光电编码器的输出脉冲信号进行四倍频处理，并实时对处理后的脉冲计数。它的功能是完成电机转速和位置计算，作为速度环和位置环的反馈环节。

5.CpuTimer0 模块 该模块主要是精确规定速度环和位置环的采样周期，每一个周期对电机的转速和位置按照一定的算法进行准确计算。由于 CPU 定时器的精度很高，它保证了系统的采样精度。

6.SCI 模块 该模块主要是完成 DSP 控制系统与上位机的信息传递。DSP 通过 SCI 接收上位机传送过来的指令信息，同时通过 SCI 将控制系统的反馈回上位机。SCI 模块也是系统调试过程中主要用到的模块，它为软件的调试提供了很大的便利。

7.ADC 采样模块 该模块主要是准确计算电流环的采样周期，对电流反馈信号进行采样。并对采集到的数据进行必要的数字滤波，减少系统噪声的干扰，提高信号的采集精度。

8.PDPINAT 功率保护模块 该模块主要是捕捉系统错误信号，完成软件中断控制，保护整个控制系统的安全，提高系统的可靠性。

5.3 控制系统主程序设计

系统主程序主要是完成参数变量的初始化、相关模块的初始化，以及系统所用到的中断资源的配置等。主要是对相关模块寄存器的初始化。如图 5.1 所示。

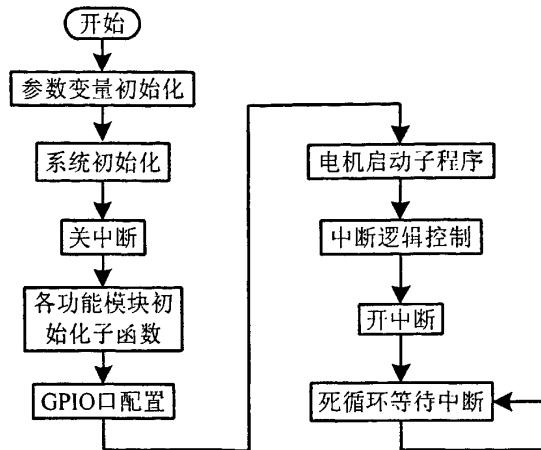


图 5.1 系统主程序流程图

```

void main(void)
{
    InitSysCtrl();          //系统初始化
    DINT;                  //关中断
    parameter();            // 参数初始化
    pwm.init(&pwm);        // PWM 驱动模块初始化
    cap.init(&cap);         //CAP 模块初始化
    SCIB_Init();            //SCI-B 初始化
    InitAdc();
    ADC_Init();             // ADC 模块初始化
    QEP_Init();              //正交编码器初始化
    InitCpuTimers();        // CPU_time0 初始化
    EALLOW;                 // GPIO 口设置模块
    GpioMuxRegs.GPGMUX.bit.SCIRXDB_GPIOG5=1; // 使能 SCI-B 接收端口
    GpioMuxRegs.GPGMUX.bit.SCITXDB_GPIOG4=1; // 使能 SCI-B 发送端口
    EDIS;
    Run_Start();             //电机启动模块
    InitPieCtrl();           // 初始化 PIE 控制
    InitPieVectTable();      // 初始化中断向量表
    IER |= M_INT9;           // 使能 9 组中断
    IER |= M_INT3;           // 使能 3 组中断
    IER |= M_INT1;           // 使能 1 组中断
    IER |= M_INT2;           // 使能 2 组中断
  
```

```
EINT;           // 使能 CPU 中断
Kickdog();      // 复位看门狗计数器
EALLOW;
SysCtrlRegs.WDCR = 0x0028; // 使能看门狗
EDIS;
while(1)        //等待中断
{
    Send_data(); // DSP 发送函数
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY=0x55;
    SysCtrlRegs.WDKEY=0xAA;
    EDIS;
}
}
```

5.4 各功能模块初始化程序设计

本节将详细介绍 DSP 控制系统用到的各个功能模块。整个系统软件都是由这些模块组成的。

5.4.1 系统初始化程序模块

该模块主要配置了 DSP 的系统工作时钟，配置锁相环倍频系数设为 5，CPU 的时钟为 150MHz，配置高速外设时钟为 75MHz，低速外设时钟为 37.5MHz，使能系统用各外设模块的时钟输入。

```
void InitSysCtrl(void)
{
    DisableDog();      //禁止看门狗
    InitPll(0xA);      //将 CPU 的 PLL 倍频系数设为 5
    InitPeripheralClocks(); //初始化外设时钟
}
```

5.4.2 PWM 驱动模块

该模块主要是完成 PWM 信号的生成，主要利用了 DSP 的 EVA 事件管理器外设，此外设主要应用于电机控制。主要配置的寄存器如下：

- 定时器 1 周期寄存器 T1PR；
- 定时器 1 控制寄存器 T1CON；

- 比较控制寄存器 COMCONA;
- 通用定时器全局控制寄存器 GPTCONA。

事件管理器 EVA 有 3 个全比较单元, 其中每个全比较单元都有 2 个相关的 PWM 输出。比较单元的时钟由通用定时器 1 提供。全比较单元作为 PWM 信号的输出电路, 主要用来控制 PWM 信号的占空比。将通用定时器的时钟设为高速外设时钟 75MHz。定时器 1 的工作在连续增减计数模式下生成对称的 PWM 波形。如图 5.2 所示:

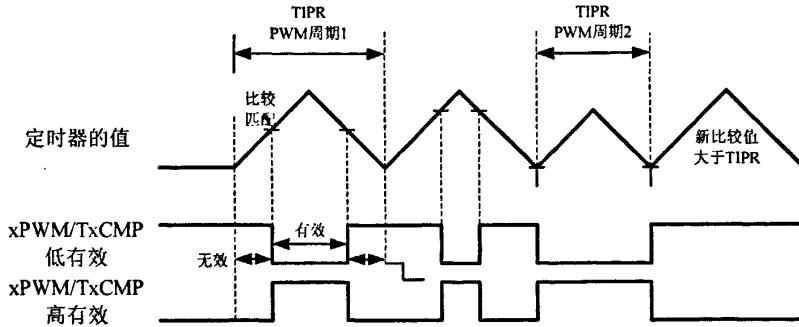


图 5.2 T1 连续增减计数模式下 PWM 输出

PWM 信号的频率是 20KHz, 则需要设置 T1 周期寄存器的值为 0x753。通过实时改变全比较单元比较寄存器 CMPRx 的值, 就可以生成不同占空比要求的 PWM 信号。采用 PWM 信号低电平有效模式。

```
void EV1_BLDC_PWM_Init(PWMGEN *p)
{
    EvaRegs.T1PR = p->T1_pwm_period; // 初始化 T1 周期寄存器
    EvaRegs.T1CON.all = p->T1_CON; // 使能 T1 工作模式
    EvaRegs.ACTRA.all = 0x0FFF; // PWM1-6 引脚的输出强制为高
    EvaRegs.GPTCONA.all = 0x0000; // 默认值
    EvaRegs.COMCONA.all = 0xA200; // 使能比较输出
    EALLOW;
    GpioMuxRegs.GPAMUX.all |= 0x003F; // 使能 PWM1-6 引脚
    EDIS;
}
```

5.4.3 CAP 捕获模块

霍尔传感器输出的三路霍尔信号分别连接到 DSP 捕获单元的 3 个捕获端口。因为电机每转一个机械转需要 6 次换相, 为了获得准确的转子位置换相, 利用 3 路相位差 120° 的信号的上升和下降沿可以产生 6 个换相时刻。参见图 3.4。需要配置捕获端口检测信号的两个边沿。捕获单元的时基选择 T2, 对捕获间隔计时。

主要用到的寄存器如下：

- 捕获控制寄存器 CAPCONA;
- 定时器 2 控制寄存器 T2CON;
- 定时器 2 周期寄存器 T2PR。

```
void EV1_CAP_Init(CAPTURE *P)
{
    EvaRegs.CAPCONA.all = P->CAP_CON; // 清零捕获单元寄存器, 使能捕获时基 T2
    EvaRegs.T2PR = P->T2_period; // T2 周期寄存器值
    EvaRegs.T2CON.all = P->T2_CON; // T2 连续增计数模式, 时钟频率 586KHz
    EvaRegs.EVAIMRB.all = 0x0001; // T2 周期中断使能
    EvaRegs.EVAIFRC.all = 0x000F;
    EvaRegs.EVAIMRC.all = 0x000F; // 使能捕获中断
    EvaRegs.CAPFIFOA.all = 0x1500; // 将 01 写入 CAPnFIFO 位
    EALLOW; // 引脚配置为捕获功能
    GpioMuxRegs.GPAMUX.all |= 0x0700;
    EDIS;
}
```

5.4.4 QEP 正交编码脉冲计数模块

TMS320F2812 的正交编码脉冲电路可用于连接光电编码器以获得电机的位置和速率等信息。系统采用事件管理器 EVB 的正交单元模块来完成对正交编码脉冲的计数。选用定时器 4 作为 QEP 的时钟。两路正交编码脉冲输入的两个边沿均被 QEP 电路计数，因此 QEP 电路产生的时钟频率是每个输入序列频率的 4 倍，并把这个时钟作为通用定时器 4 的时钟源电路。同时定时器 4 被设置为定向的增减计数模式。通过检测定时器的计数模式就可以得到电机的旋转方向信息。为电机的换相提供信息。利用 CAP6 来捕捉 Kanal I 信号的上升沿，来定位电机转子的零位状态，获得电机位置信息。

主要用到的寄存器如下：

- 捕获控制寄存器 CAPCONB;
- 定时器 4 控制寄存器 T4CON;
- 定时器 4 周期寄存器 T4PR;
- 定时器 4 计数寄存器 T4CNT;
- EVB 中断屏蔽寄存器 EVBIMRC;
- GPIO-B 多路开关控制寄存器。

```

void QEP_Init(void)
{
    EvbRegs.CAPCONB.all = 0x9004; // 使能捕获 3，并选用定时器 4
    EvbRegs.T4CON.all = 0x1870; // T4 定向增减计数模式，自己的使能位，
                                // 时钟源为正交编码脉冲电路
    EvbRegs.T4PR = 0xFFFF;
    EvbRegs.EVBIFRC.bit.CAP6INT = 1; // 捕获 6 中断使能，计算电机零位
    EvbRegs.EVBIMRC.bit.CAP6INT = 1; // 统计电机转数，准确计算电机的位置
    EvbRegs.T4CNT = 0x7FFF; // 将 T4 计数器初始值设为整个计数周期的一半
    EALLOW; // 引脚配置为 QEP 电路
    GpioMuxRegs.GPBMUX.all |= 0x0700;
    EDIS;
}

```

5.4.5 CpuTimer0 模块

CPU 定时器 0 主要用来精确计算一个时间间隔。系统利用它来计算一个 3ms 的时间间隔采样电机的转速和位置信息。

主要用到的寄存器如下：

- CPU 定时器 0 计数器
- CPU 定时器 0 周期寄存器
- CPU 定时器 0 控制寄存器
- CPU 定时器 0 预定标寄存器

主要用到的函数有：

```

InitCpuTimers(); // CPU 定时器初始化函数
ConfigCpuTimer(); // CPU 定时器配置函数

```

具体的函数定义请参阅 TI 公司函数库。

系统采用的 CPU 定时器工作模式定义如下：

```
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 3000); // 3 毫秒间隔
```

5.4.6 SCI 串口模块

串行通信接口 (SCI) 是一个两线制异步串行接口，通常称为 UART。SCI 模块支持 CPU 与其它异步外设之间使用标准非归零码 (NRZ) 进行数字通信。SCI 的接收器和发送器各自俱有一个 16 级深度的 FIFO，以减少 CPU 开销，而且它们还有各自独立的使能和中断位。两者可以独立得进行半双工通讯，或者进行全双工通信^[28]。

系统采用 SCIB 模块，利用 MAXIM 公司的 MAX232 电平转换芯片搭建的电路与上

位机进行数据通信。详细电路请见图 4.5。SCI 是控制系统与外接的数据接口，对程序的在线调试是非常有用的。本程序采用空闲线模式协议，半双工操作，传送的波特率为 9600bps，数据接收和发送字符为：1 个起始位，8 个数据位，无奇偶检验位，1 个停止位，无数据流控制。使能发送/接收 FIFO。

主要用到的寄存器如下：

- 通信控制寄存器 SCICCR;
- 控制寄存器 SCICCTL1;
- 波特率寄存器 SCIHBBAUD、SCILBAUD;
- 控制寄存器 SCICCTL2;
- 接收数据缓冲寄存器 SCIRXBUF;
- 发送数据缓冲寄存器 SCITXBUF;
- FIFO 发送寄存器 SCIFFTX;
- FIFO 接收寄存器 SCIFFRX;
- FIFO 控制寄存器 SCIFFCT

```
void SCIB_Init(void)
{
    ScibRegs.SCICCR.all = 0x0007;      // SCI 工作模式
    ScibRegs.SCICCTL1.all = 0x0003;     // 使能 TX  RX 内部 SCICLK
    ScibRegs.SCIHBBAUD = 487>>8;     // 波特率 9600; LSPCLK = 37.5MHz
    ScibRegs.SCILBAUD = 487&0x00FF;
    ScibRegs.SCICCTL2.bit.TXINTENA = 1; // 使能 SCI 发送中断
    ScibRegs.SCICCTL2.bit.RXBKINTENA = 1; // 使能 SCI 接受中断
    ScibRegs.SCIFFTX.all = 0xC06F;      // FIFO 发送模式定义
    ScibRegs.SCIFFRX.all = 0xE06C;      // RX 中断级设置为 12
    ScibRegs.SCICCTL1.bit.SWRESET = 1;   // 将 SCI 模块从复位状态释放
}
```

5.4.7 ADC 采样模块

TMS320F2812 的 ADC 模块有 16 个通道，可配置为两个独立的 8 通道模块，也可以级联成为一个 16 通道的模块。但是，ADC 模块只有一个转换器。在每一个排序器转换完成后，将所选择通道的值存储在其各自的 ADCRESULT 寄存器中。自动排序功能允许对同一个通道进行多次转换，允许用户使用过采样算法，相对传统单次采样转换，提高了采样结果精度。ADC 的模拟电压输入范围 0~3V，快速的转换时间(运行于 25MHz 的 ADC 时钟时为 12.5MSPS)，多个触发源用于启动转换 (SOC) 序列，输入模拟电压

对应的数字值公式为：

$$\text{数字值} = 4095 \times \frac{\text{输入模拟电压值} - \text{ADCLO}}{3} \quad (5.1)$$

系统配置 ADC 模块的时钟为 18.75MHz。因为 PWM 的频率为 20KHz，当占空比为 5%时，所需的采样频率大于 400KHz，ADC 的采样频率为 9.375MHz，完全满足系统的采样要求。为了提高采样精度，使用过采样技术，连续对通道 ADCINA0 采样 8 次。ADC 工作在启动停止模式，EVA 启动 ADC 转换。

主要用到的寄存器如下：

- 控制寄存器 ADCTRL1、ADCTRL2、ADCTRL3；
- 通道选择排序寄存器 ADCCHSELSEQ1、ADCCHSELSEQ2；
- 最大转换通道寄存器 ADCMAXCONV；
- 转换结果缓冲寄存器 ADCRESULT0~7。

```
void ADC_Init(void)
{
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SUSMOD = 3;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0;          // 1 个采样窗宽度
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0;            // 核心时钟预分频器=1
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0;        // 启动停止运行模式
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 1;       // ADCCLK = 37.5MHz
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0;        // 设置顺序采样模式
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 7;            // 设置 8 个转换
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.all = 0;          // 连续采样 8 次 ADCINA0
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.all = 0;
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1;  // 使能 EVA 启动 SEQ1
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;  // 使能中断请求
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0;  // 每一个序列结束时中断
}
```

5.5 中断处理程序设计

中断程序主要完成系统中的突发事件，CPU 对此刻发生的事件作出快速的响应。系统的中断程序主要是完成电机换相时刻的检测，ADC 对电流信号的采样，CPU 定时器 1 对速度和位置的检测，保护中断处理程序等。

5.5.1 CAP 捕获中断

捕获模块检测到霍尔信号的信号沿跳变时 CPU 执行捕获中断处理程序。在中断程序中查表 3.2 或表 3.3 获得换相控制字，得到需要输出的两路 PWM 信号信息，通过更新比较方式控制寄存器的值来确定 PWM 的输出通道和信号输出方式。捕获中断程序流程如图 5.3 所示：

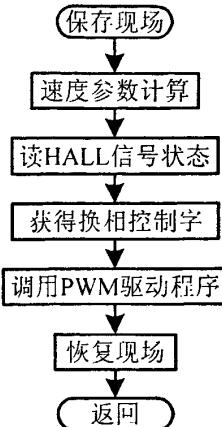


图 5.3 捕获中断程序流程图

```

interrupt void CAP_INT_ISR(void)
{
    static Uint16 CAP_time_new; // 第 K 次捕获时间值, T2 的计数器值
    static Uint16 CAP_time_pre; // 保存第 K-1 次捕获值
    Uint16 HALL3 = 0; // HALL 信号变量
    int32 CAP_time_cha = 0; // 第 K 次捕获值减去第 K-1 次捕获值
    Uint32 TIME_T2INT = 0; // T2 周期中断次数所用时间
    CAP_time_new = EvaRegs.T2CNT; // 速度参数计算, 读 T2 计数器的值
    CAP_time_cha = CAP_time_new - CAP_time_pre; // 计算差值
    TIME_T2INT = 65536 * T2INT_Flag; // 计算 T2 周期中断时间
    CAP_time = abs(TIME_T2INT + CAP_time_cha); // 计算周期中断所用时间
    T2INT_Flag = 0; // 清楚 T2 中断计数器
    CAP_time_pre = CAP_time_new; // 更新第 K 次捕获时间值
    sudu=speed_test(CAP_time); // 计算电机转速, 方法一
    sudu_data[Count] = sudu;
    Count++;
    HALL3 = cap.read(&cap);
    pwm.SWITCH_state = HALL3; // 获得换相控制字
}
  
```

```

pwm.update(&pwm); // 调用 PWM 更新函数, 换相
EALLOW;           // 恢复捕捉功能
GpioMuxRegs.GPAMUX.all |=0x0700;
EDIS;
EvaRegs.EVAIFRC.all = 0x000F; // 清除捕获中断标志
PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK3 = 1; // 使 CPU 重新接收该组的中断
}

```

5.5.2 ADC 中断

当 ADC 完成了一个序列的采样时 CPU 响应 ADC 中断处理程序。系统主要在 ADC 中断程序里面处理采样得到的数据，位置环、速度环和电流环的调节。位置环的调节周期是 50ms，速度环的调节周期是 3ms，电流环的调节周期是 100us。ADC 的中断周期是 50us。因此为了协调各个环节，只需要在程序里面加入各环节的控制变量。位置环的输出作为速度环的输入，速度环的输出作为电流环的输入，电流环输出 PWM 信号的占空比。程序流程如图 5.4 所示：

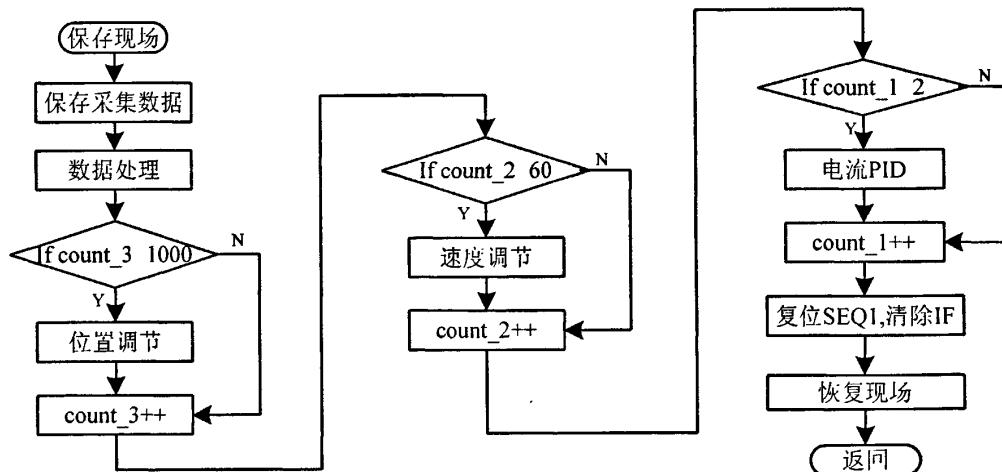


图 5.4 ADC 中断程序流程图

```

interrupt void ADC_INT_ISR(void)
{
    buff[0] = AdcRegs.ADCRESULT0>>4; // 将电流采样值送入 buff
    buff[1] = AdcRegs.ADCRESULT1>>4;
    buff[2] = AdcRegs.ADCRESULT2>>4;
    buff[3] = AdcRegs.ADCRESULT3>>4;
    buff[4] = AdcRegs.ADCRESULT4>>4;
    buff[5] = AdcRegs.ADCRESULT5>>4;
}

```

```

buff[6] = AdcRegs.ADCRESULT6>>4;
buff[7] = AdcRegs.ADCRESULT7>>4;
lpf.input = average_value(buff);           // 中值滤波
firOutput[adcCount] = lpf.output;          // fir 滤波
if(adcCount>1023)           //保存 ADC 采集的数据
    adcCount = 0;
else  adcCount++;
Count_1++;      // 闭环控制计数器, 控制各环调节周期
Count_2++;
Count_3++;
if(Count_3==1000) // 位置环调节 50ms, 输出速度参考值
    Position_Ctrl_PID(); Count_3 = 0;
if(Count_2==60)  // 速度环调节 3ms, 输出电流参考值
    Speed_Ctrl_PID(); Count_2 = 0;
if(Count_1==2)   // 电流环调节 100us, 根据调节值输出 PWM 占空比
    Current_Ctrl_PID(); Count_1 = 0;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;          // 复位 SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;         // 清除中断标志位 INT SEQ1
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

```

5.5.3 CpuTimer0 中断

CpuTimer0 是 32 位的 CPU 定时器, 系统采用这个定时器定时 3ms 的时间间隔来计算电机的转速, 保证了电机转速采样时间的准确性。程序流程如图 5.5 所示:

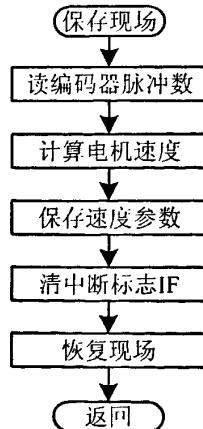


图 5.5 M 法测速流程图

```
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    Uint16 Temp;
    int16 Temp1;
    CpuTimer0.InterruptCount++;
    QEP_new = EvbRegs.T4CNT;
    Temp1 = QEP_new - QEP_old;
    if(EvbRegs.GPTCONB.bit.T4STAT ==1)
    { // T4 递增计数模式
        if(Temp1>0)
            Temp = Temp1;
        else if(Temp1<0)
            Temp = 0xFFFF+Temp1;
    }
    if(EvbRegs.GPTCONB.bit.T4STAT ==0)
    { // T4 递减计数模式
        if(Temp1<0)
            Temp = abs(Temp1);
        else if(Temp1>0)
            Temp = 0xFFFF-Temp1;
    }
    MOTOR_V = 10 * Temp; // 计算电机速度 M 法 60000*m/(2000*3)
    QEP_old = QEP_new; // 参数更新
    if(CNT<1024) // 保存大约 3 秒钟的速度参数数据
    {
        Speed_data[CNT] = MOTOR_V; //MOTOR_V;
        CNT++;
    }
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
```

5.5.4 PDPINAT 保护中断

电机保护中断服务模块主要是完成对系统故障信息的实时检测处理，保证系统能够在安全的范围内运行。系统将第 4 章的保护电路产生的故障信号接到 EVA 的电机保护

输入端,只要有低电平信号,就会向 CPU 请求中断,在中断服务程序中关断所有的 PWM 信号输出,确保整个控制系统的安全。

程序流程如图 5.6 所示:

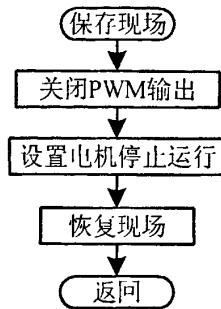


图 5.6 功率保护中断

```

interrupt void PDPINAT_isr(void)
{
    EvaRegs.ACTRA.all = 0x0FFF; // 关闭 PWM
    Run_flag = 0; // 电机停止运行
    ROTATE_FX = 0;
    EvaRegs.EVAIFRA.bit.PDPINTA = 1;
}
  
```

5.6 PID 控制算法程序设计

本节将详细介绍积分分离加积分修正系数 PID 控制算法的程序设计。该算法在第 3 章有详细的推导过程。下面将给出系统 PID 控制器的结构体模型,建立这种结构体模型可以方便的对变量初始化和修改,有利于位置环、速度环和电流环公用这一个结构体,只需定义不同的结构体变量。这种模块化的程序设计思想使得程序的设计调试非常方便。PID 程序流程如图 5.7 所示:

```

typedef struct {
    float32 Ref; // 参考输入
    float32 Fdb; // 反馈信号输入
    float32 Err_new; // 偏差值
    float32 Err_pre; // 上次偏差值
    float32 Err_dif; // 误差变化量
    float32 Kp; // 比例增益系数
    float32 Up; // 比例环节输出值
    float32 Ui; // 积分环节输出值
    float32 Ud; // 微分环节输出值
}
  
```

```

float32 OutPreSat; // PID 计算后得出的理论输出值
float32 OutMax; // 输出最大值
float32 OutMin; // 输出最小值
float32 Out; // PID 实际输出值
float32 SatErr; // 输出误差
float32 Ki; // 积分增益系数
float32 Kc; // 积分饱和修正系数
float32 Kd; // 微分增益系数
float32 Up1; // 上次的比例输出值
void (*calc_1)(); // PID 计算函数
void (*calc_2)();
} PID;

typedef PID *PID_handle;
extern void pid_calc_1(PID_handle, float T);
extern void pid_calc_2(PID_handle, float T);

```

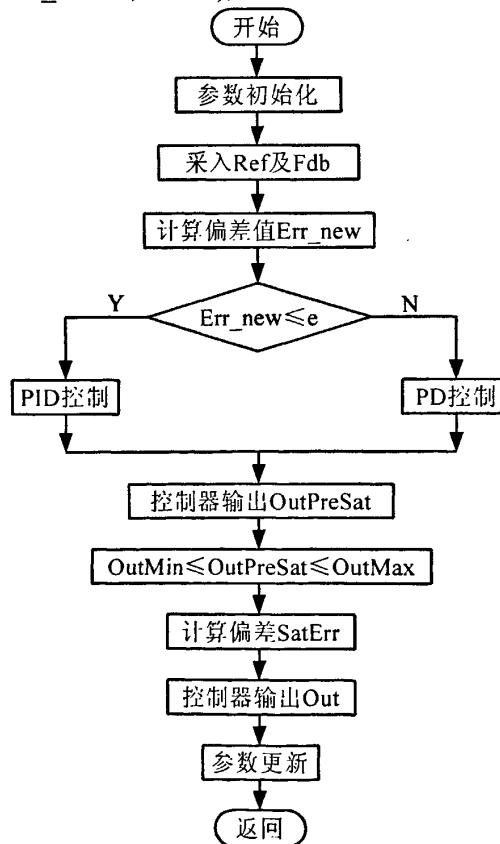


图 5.7 PID 程序流程图

详细的算法程序：

```
float32 lim_1; // 积分分离的阀值
float32 lim_2;
float32 lim_3;
float32 lim_4;
void pid_calc (PID *v, float Time)
{
    static float beta;
    v->Err_new = v->Ref - v->Fdb;           // 计算误差值
    v->Err_dif = v->Err_new - v->Err_pre;    // 计算误差变化量
    if (abs(v->Err_new) > lim_1)             // 积分分离, 改变 beta 的值
        beta = 0 ;
    elseif (abs(v->Err_new) > lim_2)
        beta = 0.3;
    elseif (abs(v->Err_new) > lim_3)
        beta = 0.6
    elseif (abs(v->Err_new) > lim_4)
        beta = 0.8;
    else beta = 1;
    v->Up = v->Kp * v->Err_new;           // 比例环节输出
    v->Ui = v->Ui + beta * v->Ki * v->Err_new * Time; // 积分环节输出
    v->Ud = v->Kd * (v->Err_dif / Time);           // 微分环节输出
    v->OutPreSat = v->Up + v->Ui + v->Ud;           // PID 调节输出
    // 设定限幅值, 判断是否饱和, 限幅输出
    if (v->OutPreSat > v->OutMax)
        v->Out = v->OutMax;
    else if (v->OutPreSat < v->OutMin)
        v->Out = v->OutMin;
    else
        v->Out = v->OutPreSat;
    v->Out = v->Out + Kc * (v->OutPreSat - v->Out) // 调节器输出
    // 更新参数
    v->Err_pre = v->Err_new;
}
```

5.7 电流采样信号的数字滤波

因为 ADC 采集到的电流信号存在很多噪声，为了提高数据的准确度，需要采取必要的数字滤波方法从噪声中提取有用的信息。常用的数字滤波方法有限幅滤波、中值滤波、算数平均滤波、中值平均滤波、限幅平均滤波、一阶滞后滤波加权平均滤波、消抖滤波、限幅消抖滤波等。充分利用 DSP 数字信号处理的优势，以及控制系统的精度要求，系统采用中值滤波方法来对采集到的电流信号进行滤波。经实验验证此方法对电机产生的高频噪声（如图 6.11 所示信号噪声）是有效可行的。

下面给出详细的程序代码：

```
int16 average_value(int16 c[N])
{
    int16 i,j,buf;
    float32 avr=0;
    for(i=0;i<N-1;i++) // 采取起泡法对数组 c[N]从大到小排列
    {
        for(j=0;j<N-i;j++)
        {
            if(c[j+1]<c[j])
            {
                buf=c[j+1];
                c[j+1]=c[j];
                c[j]=buf;
            }
        }
    }
    // 中值平均滤波法
    ****
    for(i=1; i<N-1; i++) // 去掉最大最小值
        avr+=c[i];
    return (int16)(avr/(N-2)); // 返回平均值
    ****
    // 中值滤波法
    return c[(N+1)/2]; // 中值滤波法
}
```

通过改变函数的返回数据就可以实现中值滤波和中值平均滤波。通过实验证明中值滤波法的效果要好与中值平均滤波方法。

5.8 上位机和下位机的串口通信设计

TI 公司的 2000 系列 DSP 是专门为控制领域而开发的微控制器。芯片包含众多外设。TMS320F2812 芯片包含两个标准的异步串行通信接口 (SCI)，支持 CPU 与其它标准格式的异步外设之间的数字通讯，通过 RS-232 接口可以方便的进行 PC 机与 DSP 之间的异步通讯^[50]。

5.8.1 上位机监控程序设计

在 VC++6.0 环境当中，利用 MSComm 控件开发 PC 机的串口通信。MSComm 是 Microsoft 公司提供的简化 Windows 下串行通信编程的 ActiveX 控件，它为应用程序提供了通过串行接口收发数据的简单方法：事件驱动、查询。本文采用的是事件驱动的方法。利用 MFC 建立一个工程。PC 控制界面如图 5.8 所示。

使用 MSComm 控件实现串口通信的基本步骤：

- (1) 利用 MFC 建立一个工程。
- (2) 串口初始化，采用 COM1 串口，波特率 9600，数据接收和发送字符为：1 个起始位，8 个数据位，无奇偶检验位，1 个停止位，无数据流控制。
- (3) 编写程序，为程序主对话框建立相应 MSComm 事件的程序。

PC 机一次发送 12 个字节的数据。串口发送和接收的数据格式见表 5.1 和表 5.2：

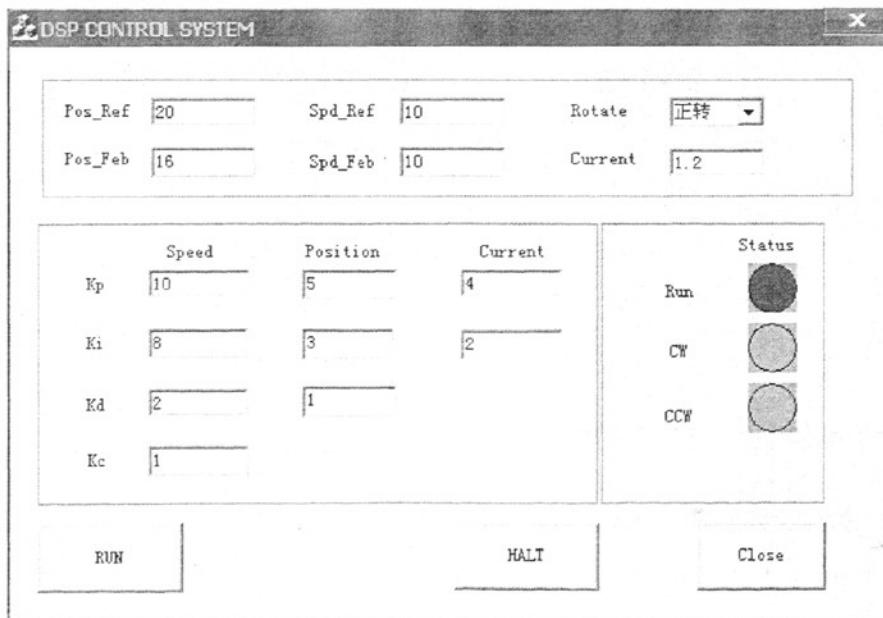


图 5.8 PC 机控制界面

表 5.1 PC 发送数据格式

字节位数	1	2	3	4	5	6
数据	Ctrl_word	Pos_ref	Spd_Ref	Spd_Kp	Spd_Ki	Spd_Kd
字节位数	7	8	9	10	11	12
数据	Curt_Kp	Curt_Ki	Spd_Kc	Pos_Kp	Pos_Ki	Pos_Kd

表 5.2 PC 接收数据格式

字节位数	1	2	3
数据	Pos_Feb	Spd_Feb	Current

5.8.2 下位机程序设计

下位机 DSP 接收来自上位机的控制指令，同时对指令进行译码处理。为了有效利用 DSP 的资源，DSP 主要是采取 SCI 接收中断的方式来处理接收到的信息，通过循环发送的方式实时发送数据。DSP 下位机程序流程如图 5.9 所示：

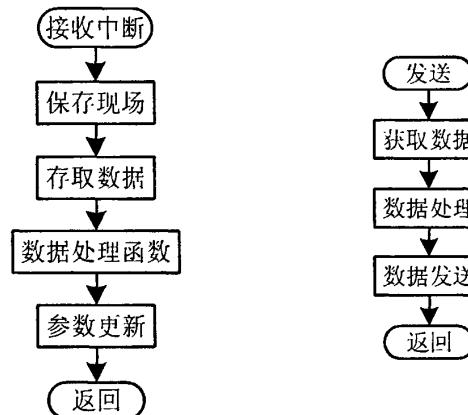


图 5.9 DSP 下位机程序

```

interrupt void SCIB_RX_ISR(void)
{
    Uint16 i;
    for(i=0; i<16; i++) // 存储数据
    {
        buffer[i] = ScibRegs.SCIRXBUF.all;
    }
    Data_process(buffer); // 数据处理函数
    ScibRegs.SCIFFTX.bit.TXFIFOXRESET = 1;
    ScibRegs.SCIFFTX.bit.TXINTCLR = 1;
    ScibRegs.SCIFFRX.bit.RXFIFORESET = 0;
}

```

```
ScibRegs.SCIFFRX.bit.RXFIFOSET = 1;  
ScibRegs.SCIFFRX.bit.RXFFINTCLR = 1; // 清除 RXFIFINT 中断标志位  
PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK9 = 1; // 重新使能下次中断  
}  
下位机接收程序中最重要的就是数据处理函数 Data_process(), 该函数将对上位机发送的数据做详细的译码处理, 发送数据的函数放进主程序循环当中。
```

5.9 本章小节

本章主要介绍了控制系统软件的程序设计, 对软件的开发环境做了简要介绍。详细阐述了软件系统各个功能模块的功能及实现方式, 包括: 主程序设计、系统初始化模块、PWM 驱动模块、CAP 捕获模块、QEP 正交编码脉冲计数模块、CpuTimer0 模块、SCI 串口模块、ADC 采样模块以及各模块的中断处理程序设计。对 ADC 采样信号的数字滤波处理方法做了一些摸索。开发了上位机控制程序, 对上位机与下位机的数据通信的数据格式定义、发送方法、接收数据处理方法做了详细阐述。

6 控制系统实验结果与分析

控制系统实验所用的主要实验设备有：泰克示波器 TeKtronix TDS1012 双通道 100MHz 1GS/s；DH1718D-4 型双路跟踪稳压稳流电源，MAXON 公司的 EC 45 系列，250W 无刷直流电动机，移动机器人平台。

6.1 引言

为了验证系统设计的合理性，查找硬件或软件设计中存在的问题，对所设计的系统进行了详细的实验测试。主要包括霍尔传感器输出信号的测试、光电编码器信号的测试、PWM 信号输出的测试、IR2130 输出驱动信号的测试、电流信号的测试。上位机与下位机数据通信实验、电机闭环调速实验以及位置伺服实验。并对实验中出现的问题做了一定分析。部分数据处理是借助 MATLAB 的 CCSlink 工具完成的。

6.2 MATLAB 与 TI CCS 接口 CCSLink 模块应用^{[51][52]}

MathWorks 公司和 TI 公司联合开发的 MATLAB Link for CCS Development Tools，提供了 MATLAB 和 CCS 的接口，把 MATLAB 和 TI CCS 及目标 DSP 连接起来。

MATLAB Link for CCS Development Tools 做为 MATLAB 的一个新工具箱被集成在 MATLAB R2008a 中。利用此工具可以像操作 MATLAB 变量一样来操作 TI DSP 的存储器或寄存器，即整个目标 DSP 对于 MATLAB 似乎是透明的，开发人员在 MATLAB 环境下就可以完成对 CCS 的操作。例如，调用 DSP 目标程序中的函数，利用 RTDX 实时数据交换等，所有这一切操作只需利用 MATLAB 命令和对象就能实现，简单、方便、快捷。MATLAB Link for CCS Development Tools 可以支持 CCS 能够识别的任何目标板，包括 TI 公司的 DSK、EVM 板和用户自己开发的目标 DSP(C2000TM、C5000TM、C6000TM) 板。

CCSLink 工具把 MATLAB、TI 开发环境（CCS）及硬件 DSP 连接起来，它提供了 MATLAB、CCS 和目标 DSP 的双向连接，开发者可以利用 MATLAB 中强大的可视化、数据处理和分析函数对来自 CCS 和 TI DSP (C2000TM、C5000TM、C6000TM) 的数据进行分析和处理，这样大大简化了 TI DSP 软件开发的分析、调试和验证过程。如果 CCSLink 和 Embedded Target for TI C2000 DSP Platform (集成在 MATLAB R2008a 中的另一种专门为 TI C2000 DSP 开发的产品) 相结合，可以直接有 Simulink 模型生成 TI C2000 DSP 的可执行代码，开发者可行在统一的 MATLAB 环境中完成原理设计、仿真、调试、测试和在 TI C2000 DSP 上运行。MATLAB、CCSLink、CCS 和硬件目标 DSP 的关系如图 6.1 所示：

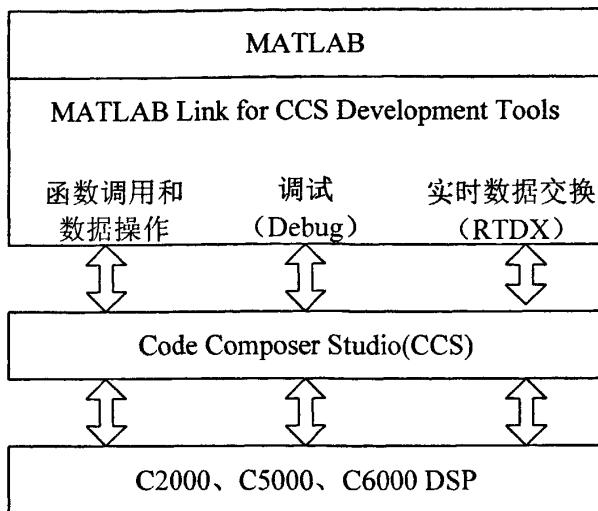


图 6.1 CCSLink 工具与 DSP 连接

CCSLink 主要特点如下：

- 提供 MATLAB 函数，可以自动完成调试、数据传递和验证；
- 在 MATLAB 和 DSP 之间实时传递数据，而不用停止 DSP 中程序的执行；
- 支持 XDS510/XDS560 仿真器，可以高速调试硬件 DSP 目标板；
- 提供嵌入式对象，可以访问 C/C++变量或数据；
- 对测试、验证和可视化 DSP 代码提供帮助；
- 扩展了 MATLAB 和 eXpressDSP 工具的调试能力；
- 符合 TI eXpressDSP™ 标准。

在实验过程中利用 CCSLink 工具实时与 DSP 进行数据交互，方便了程序的调试。读取 DSP 里面的数据，并绘制相关的数据波形图。

6.2 各功能模块基本实验及分析

下面 1~6 是在直流母线电压 10V、PWM 信号 20KHz，电机 2500r/min 实验测试的。

(1) 验证霍尔传感器输出信号实验，信号处理电路的正确性，以及霍尔信号的相位时序是否符合电机产品手册里的波形图，利用示波器测试了相关波形图，由于实验用示波器是双通道，所以分为两次测试。见图 6.2 和图 6.3 所示。

图 6.2 为霍尔传感器信号 1 和 2 的波形，上面的矩形波为霍尔信号 HALL1，下面的矩形波为霍尔信号 HALL2。

图 6.3 为霍尔传感器信号 2 和 3 的波形，上面的矩形波为霍尔信号 HALL2，下面的矩形波为霍尔信号 HALL3。

从图上可以看出三路信号相位差为 120 度，与图 3.4 是一致的，霍尔信号处理电路是完全可行的。

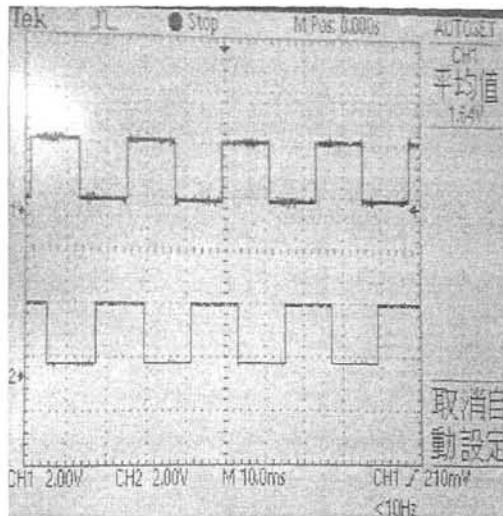


图 6.2 霍尔传感器输出信号 1 和 2

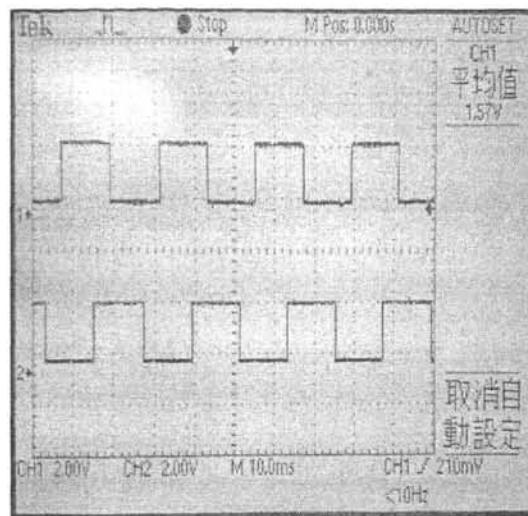


图 6.3 霍尔传感器输出信号 2 和 3

(2) 正交编码器的信号处理电路测试实验, 如图 6.4 和图 6.5 所示:

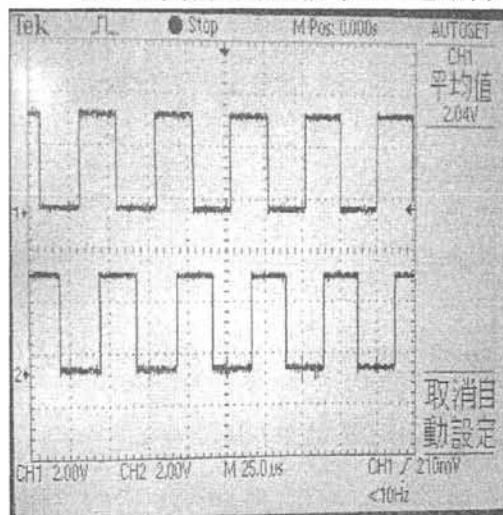


图 6.4 光电编码器信号 A 和 B

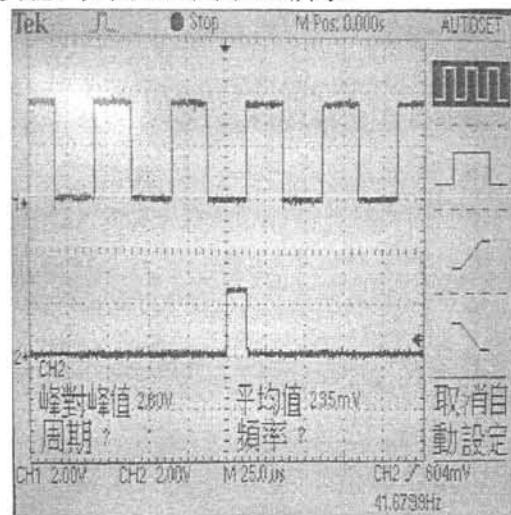


图 6.5 光电编码器信号 B 和 I

图 6.4 上面的方波为通道 A 信号波形, 下面为通道 B 信号波形。

图 6.5 上面的方波为通道 B 信号波形, 下面为通道 I 信号波形。

从图上可以清楚的看到通道 A 和 B 的信号相位差为 90 度, 通道 I 是码盘在转过一周时输出的零位脉冲信号。与图 3.8 的理论输出波形是一致的。DSP 的正交编码器接口可以对通道 A 和 B 的信号进行四倍频处理, 提高信号的分辨率。

(3) PWM 控制信号的传输通道实验。如图 6.6 和图 6.7 所示:

PWM 信号的传输通道是: DSP、74HC244 总线缓冲器、TLP521 光电隔离、74HC14 施密特触发器、IR2130 输入端。

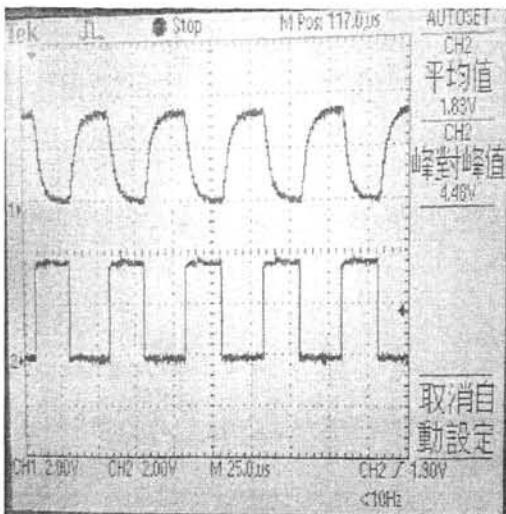


图 6.6 PWM 信号隔离前后

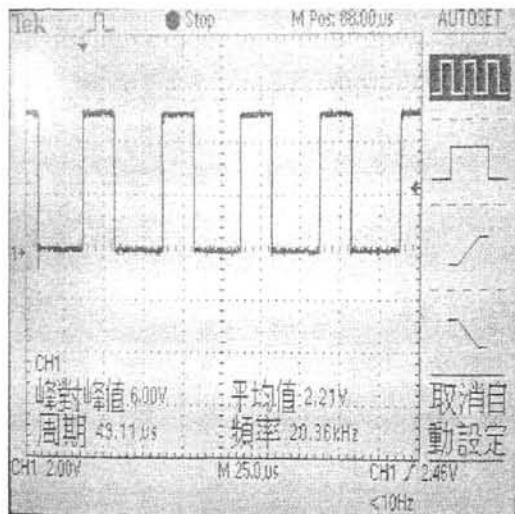


图 6.7 PWM 信号经过 74HC14 后

图 6.6 上面是经过 TLP521 隔离后的 PWM 波形，下面是输入 TLP521 的 PWM 信号。图 6.7 是经过施密特触发器 74HC14 处理后的 PWM 波形图。

从上图可以看出 PWM 信号经过光耦隔离后信号边沿变得相对比较平滑了，分析主要原因是光耦输入输出通道上的电阻匹配和 TLP521 开关速度有关系。由于 PWM 信号的变形导致经 74HC14 处理后的 PWM 波形的占空比与 DSP 实际输出的占空比有稍微的差距。PWM 信号是低电平有效，经过信号处理后导致 IR2130 输入端的信号占空比要稍微大一点点。所以，控制系统会受到一定的影响。但是系统是闭环控制，误差可以经过 PID 调节后会消除并不影响控制系统的精度。从实际出发，在硬件设计和芯片选择上应把误差降低到最小。

(4) 驱动芯片输出信号测试实验，如图 6.8 和图 6.9 所示：

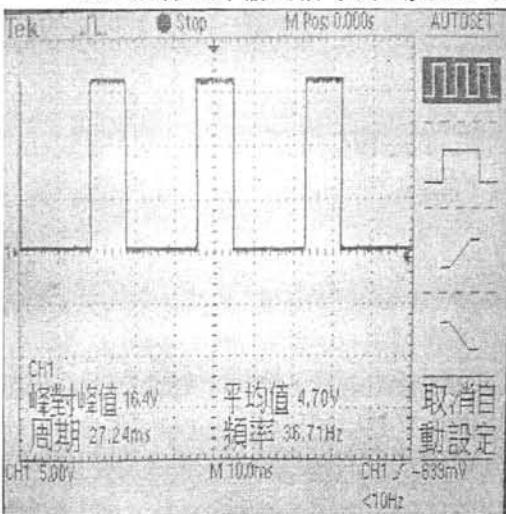


图 6.8 IR2130 低压侧输出信号

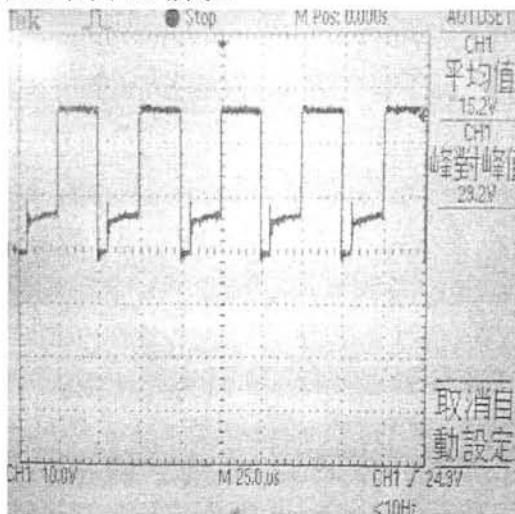


图 6.9 IR2130 高压侧输出信号

图 6.8 是 IR2130 驱动芯片低压侧的输出信号。逆变电路采用两两导通方式，IRF640 高压侧是由 PWM 控制信号驱动，相对应的低压侧是常开的高电平信号（从两路信号的频率上可以看出来），从示波器上可以看出低压侧的驱动信号是正常的，高电平电压 15V 左右，与驱动芯片的数据手册是完全一致的。

从图 6.9 可以看出高压侧输出的信号存在误差。驱动信号在高电平时打开功率开关管 IRF640，从图上可以看出高电平是正常的。驱动信号在低电平时关闭 IRF640，理想的低电平应该是零伏，但是从图上看出信号低电平时有一段电平是在 6V 作用。IRF640 的栅源电压要大于 10V 才能导通，所以在驱动信号 6V 左右的低电平时 IRF640 是关断的。因此 IRF640 可以正常的打开关断。总结原因是由于 IR2130 驱动芯片本身的问题造成的。在实验过程中还发现有的 IR2130 芯片高压侧输出信号更差的情况。硬件设计上可以考虑选用 IR2130 的改进版 IR2132 芯片。

(5) 电流信号采样实验，如图 6.10 所示：

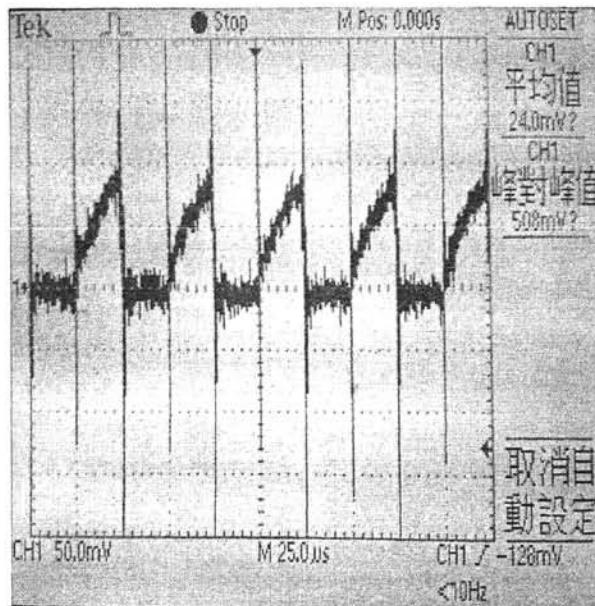


图 6.10 电流采样电阻信号

图 6.10 信号为电流采样电阻上的压降信号，此电流值是在 2500r/min，电机空载情况下测试得到的。从示波器上可以看到有很多高频的噪声参杂在信号当中，信号质量比较差。为了获得更为准确的电流信号可以考虑使用闭环霍尔电流传感器。由于本系统主要是作为方案验证，鉴于电路简单以及成本因素，硬件上采取大功率小阻值的采样电阻作为简单易用的电流传感器。

(6) 电流信号处理实验，如图 6.11 所示：

因为采样电阻上的电流信号参杂了很多噪声导致信号质量无法用 ADC 来采集，所以必须采取必要的方法进行处理。主要包括软件和硬件，本节主要介绍下硬件处理的实

验。硬件设计电路请参阅 4.5.4 节。

从示波器上可以看出, 经过处理以后信号质量有了明显的提高, 大部分的噪声已经消失了, 证明了电流信号处理电路完全是可靠的, ADC 采样的信号完全可以使用。

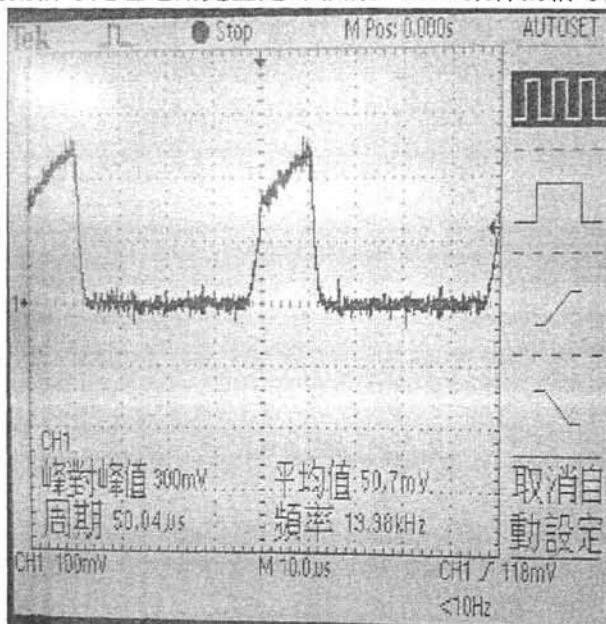


图 6.11 电流信号处理

(7) PWM 驱动信号与采样电流信号实验, 如图 6.12 所示:

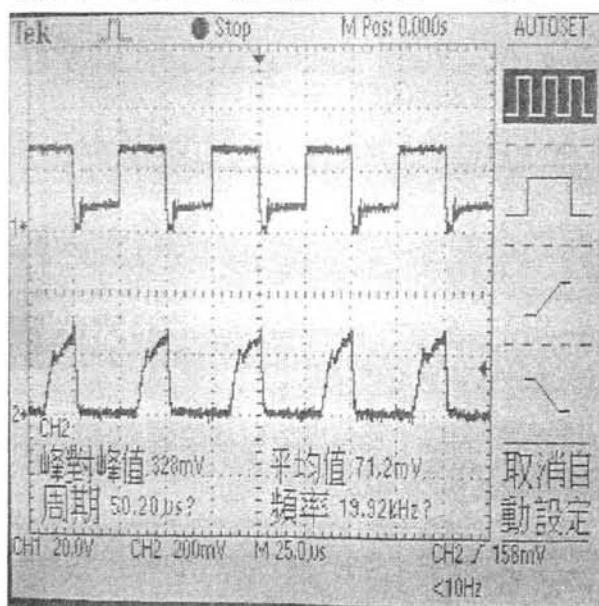


图 6.12 PWM 与电流采集信号

本次实验是直流母线电压 10V、电机在 2200r/min 情况下测试的。从图 6.12 可以看

出高压侧驱动信号的低电平误差并不影响 IRF640 的正常导通和关断，误差在系统允许的范围之内。仔细对比控制信号与电流采样信号，两者的频率和占空比应该是一致的，但是实际的电流采样信号的占空比要比 PWM 信号的占空比要小一点。所以在电流信号采样方法上应该做延时处理。

6.3 闭环实验及分析

(1) 速度检测方法对比试验：

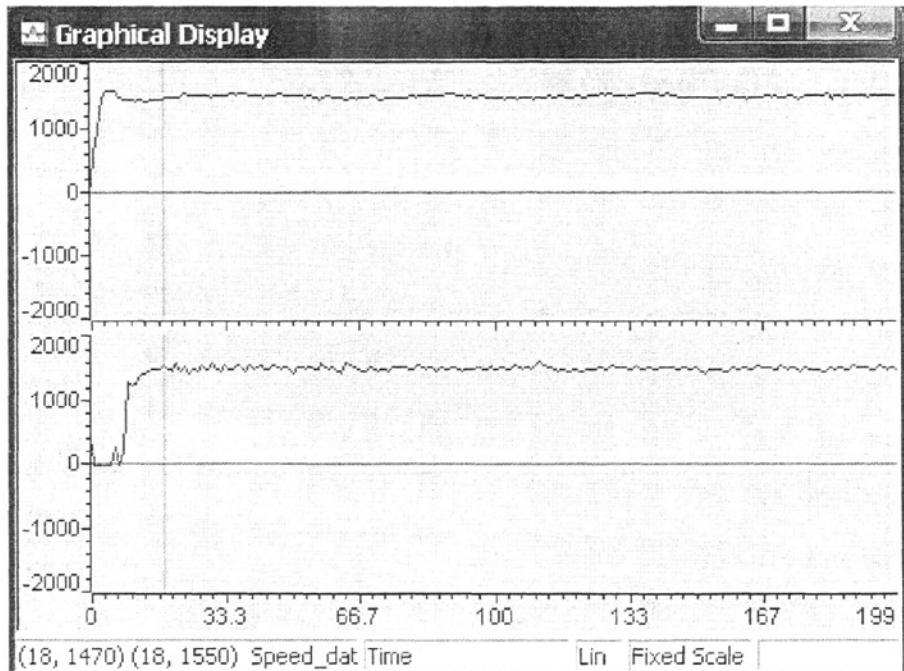


图 6.13 速度检测曲线

利用 CCS 绘图工具绘制图 6.13 为电动机连接机器人摆动轮情况下转速 1500r/min 的速度响应曲线。上面是利用光电编码器 M 法检测电机转速得到的速度曲线；下面是利用捕获中断检测得到的速度曲线。从图上可以清晰地看出，M 法检测的数据比较准确，速度波动小。而利用捕获中断检测的数据波动大，并且在电机初始启动的时刻检测数据十分不准确。所以，本系统采用了光电编码器 M 法检测电机转速。

(2) 电机空载情况下：

图 6.14 所示，空载转速 1500r/min，速度 PID 控制器的 $K_p=0.4$, $K_i=6.5$ ，速度能够达到稳态，但是响应时间较长，根据 PID 控制规律，将比例系数改为 1，如图 6.15。从图 6.15 可以看出，当 $K_p=1$, $K_i=6.5$ 时，速度响应时间 0.4s 左右，完全达到系统要求，稳态误差较小。

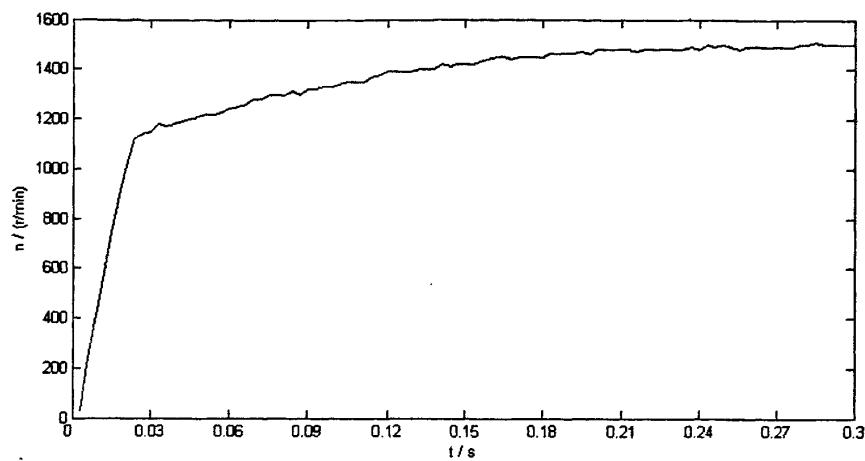


图 6.14 $n=1500r/min$ $Kp=0.4$, $Ki=6.5$

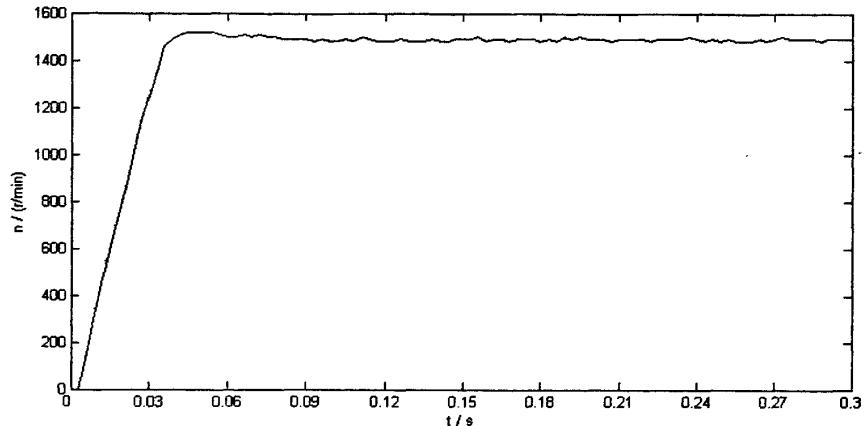


图 6.15 $n=1500r/min$ $Kp=1$, $Ki=6.5$

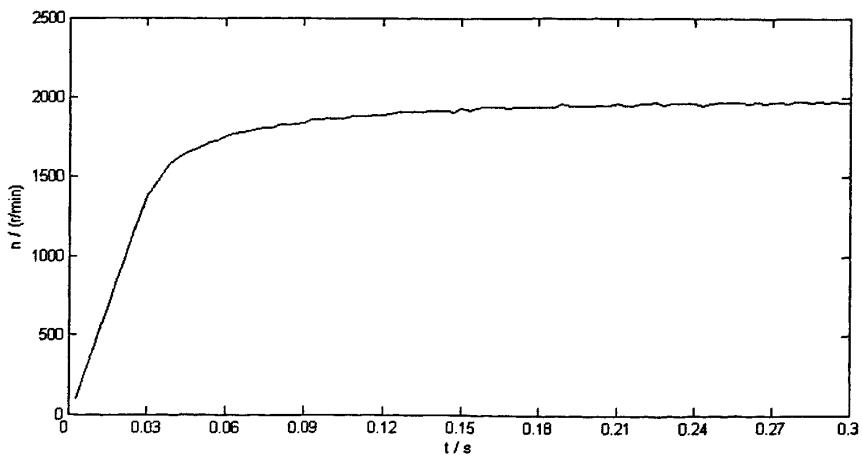


图 6.16 $n=2000r/min$ $Kp=0.4$, $Ki=6.5$

图 6.16 所示, 电机空载转速 2000r/min, 速度 PID 控制器的 $K_p=0.4$, $K_i=6.5$ 。从图上可以看出系统稳态误差完全满足要求, 响应时间偏长。

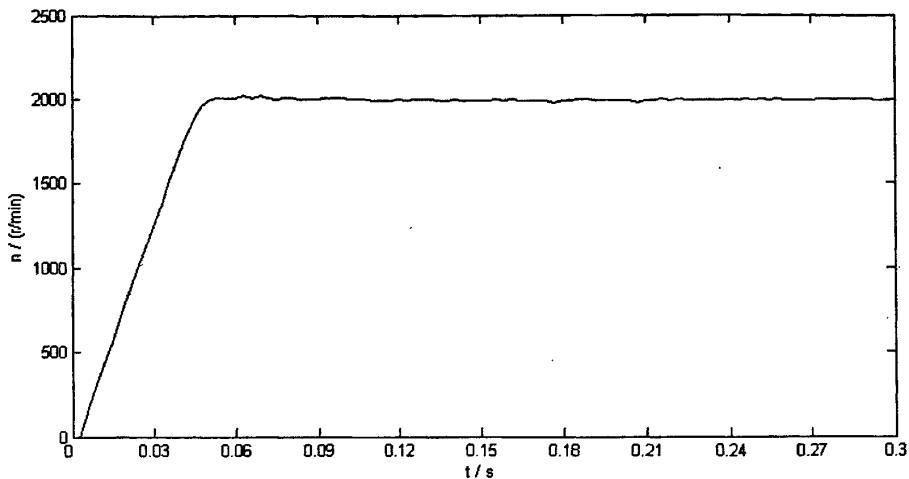


图 6.17 $n=2000\text{r/min}$ $K_p=1$, $K_i=6.5$

图 6.17 所示, 速度 PID 控制器的 $K_p=1$, $K_i=6.5$, 速度响应曲线上得到了明显的改善, 缩短了响应时间。

在上述两种速度给定值的情况下, 通过实验修正 PID 控制器的参数可以显著提高系统的性能。

(4) 移动机器人摆动轮驱动电机:

该电机的减速比要远大于上述空载下试验用电机, 从速度响应时间上可以看出在同样给定速度条件下, 减速比小的电机响应时间要长一些。

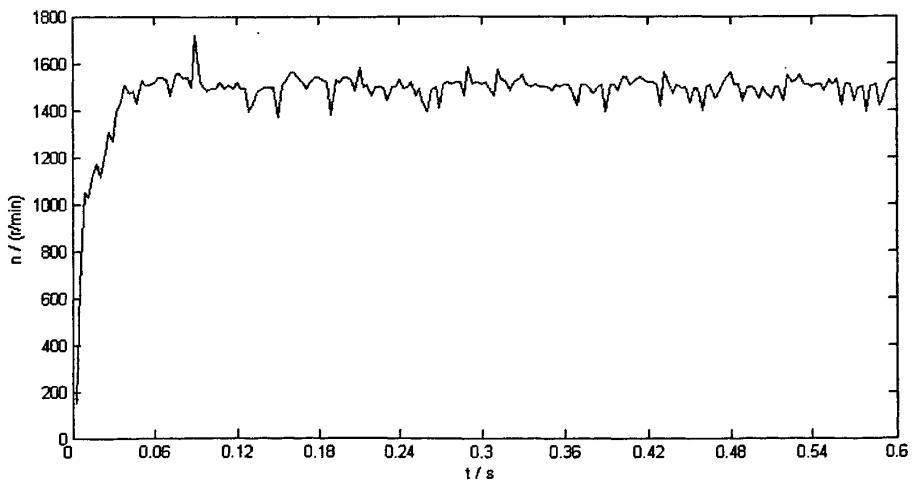


图 6.18 $n=1500\text{r/min}$ $K_p=0.6$, $K_i=50$

如图 6.18 所示, 负载转速 1500r/min, 速度 PID 控制器的 $K_p=0.6$, $K_i=50$, 由于机器人的摆动轮在不同角度的负载转矩是不一样的, 造成了稳定转速下有一定的误差, 但是此转速的波动完全在系统允许的范围之内。

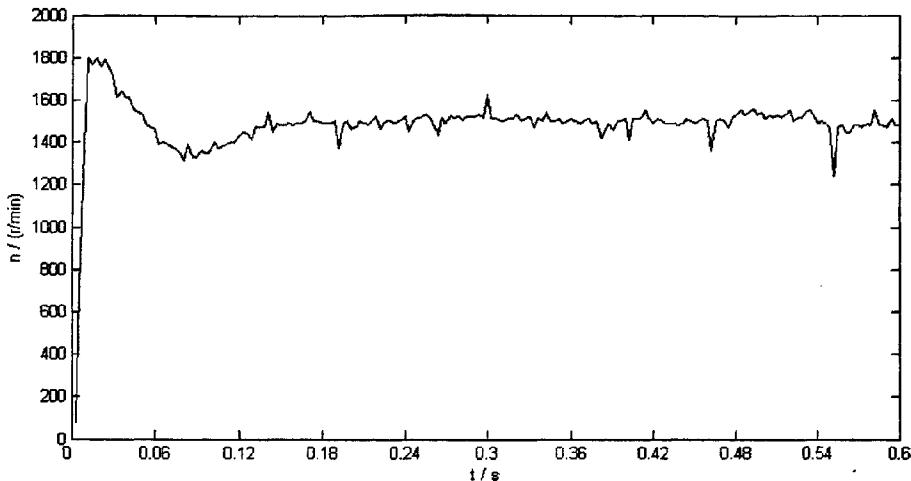


图 6.19 $n=1500\text{r/min}$ $K_p=1$, $K_i=50$

速度 PID 控制器的 $K_p=1$, $K_i=50$, 从图 6.19 上可以看出电机的响应时间明显缩短了, 但是存在较大的超调。

修改 PID 控制器参数, 将微分系数设为 $K_d=0.002$, 积分修正系数设为 $K_c=0.01$, 重新实验并绘制电机的响应曲线, 如图 6.20 所示。电机的超调明显减小, 稳定转速误差有了一定的改善。从图上可以看出误差波动范围在 $\pm 100\text{r/min}$, 稳态误差在 6.67% 内。摆动轮实际转速是经过减速器后的转速, 因此摆动轮的转速稳态误差会显著减小, 完全可以忽略不计。

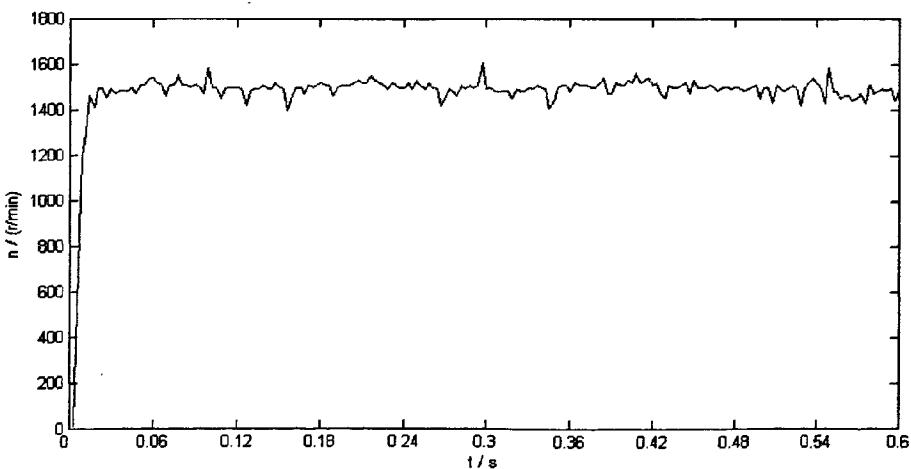


图 6.20 $n=1500\text{r/min}$ $K_p=1$, $K_i=50$, $K_d=0.002$, $K_c=0.01$

6.4 实验注意事项

为了整个系统的安全，避免造成元器件或者相关设备的损坏，系统实验过程中需要注意以下事项：

(1) 注意电路板的保护，系统试验过程中注意不要将额外的导线或者元器件掉在电路板上。每次实验开始时注意检查电源线的连接，确保所用的线路连接正确后上电，防止短路造成设备损坏。

(2) 当需要电机反向旋转时，一定要先停止电机转动，然后再反向旋转。虽然程序中对这样的失误做了一定的预防处理，但是实验一定要按照规范操作。

(3) 程序调试过程中，为了防止程序的跑飞或者重新调试程序时，请先复位 DSP 然后从主程序开始运行。

(4) 程序调试过程中，禁止带电热插拔仿真器，避免造成硬件的损坏。

(5) 实验中需要用到 MATLAB 读取 DSP 中的数据，一定要在 DSP 仿真器连接良好的情况下，输入连接 DSP 命令 `ticcs`，否则可能会造成数据不必要的错误。

(6) 实验结束时，一定要在关闭 MATLAB 和 CCS 的情况下关断 DSP 控制板的电源然后再拔掉仿真器。

(7) 电机三根驱动导线、霍尔传感器和光电编码器信号线一定要与功率驱动板上的接线端一一对应，否则可能损坏电路板和电机。

6.6 本章小节

对系统硬件和软件各个功能模块进行了调试，验证了硬件和软件设计的正确性。调试结果表明伺服控制器可以良好的运行，新型 PID 控制算法显著提高了控制系统的性能。

总结展望

本文提出了一种基于 TMS320F2812 芯片的移动机器人伺服电机控制器解决方案，设计了整个控制系统的硬件、软件，并对系统做了详尽的实验，通过对机器人驱动电机的伺服控制实现了对移动机器人的精确运动控制。

本文完成的主要工作：

(1) 详细分析了无刷直流电机的工作原理及绕组接法，建立了三角形接法的无刷直流电机数学模型。

(2) 根据移动机器人的驱动要求，设计了基于 TMS320F2812 芯片的伺服电机控制方案。详细阐述了相关技术解决方案，如转速、位置、电流检测技术以及无刷电机的换相技术等。

(3) 根据设计方案，设计了控制器的硬件电路，主要包括 DSP 控制板和功率驱动板两部分。DSP 芯片的外围电路和通信接口电路。电机驱动电路、霍尔信号处理电路、光电编码器信号处理电路、电流检测电路、保护电路、PWM 信号隔离电路等。

(4) 在硬件设计的基础上，设计了控制系统软件。采取模块化的程序设计思想，设计了系统初始化、PWM 驱动、CAP 捕获、QEP 正交编码、SCI 串口、ADC 采样和速度计算模块。充分利用了 DSP 的强大中断处理能力，设计了相关模块的中断处理程序。在 VC++6.0 环境下开发了上位机控制界面程序，方便了系统调试控制。

(5) 在系统硬件和软件设计的基础上，完成了系统的调试试验。实现了控制系统的闭环控制，验证了控制方案的正确性。

本文完成了移动机器人伺服电机控制器解决方案，提供了一个机器人运动控制系统实验平台，为进一步的研究工作打下了基础。由于时间及条件限制，本课题需要着手研究的主要工作有以下方面：

(1) 由于电机电流检测过程中存在许多噪声，影响了采样电流的准确性，因此需要深入研究电流检测方案，可以考虑使用精度高的电流传感器，以及相关的信号处理技术，主要包括模拟滤波技术和数字滤波技术。

(2) 进一步研究控制算法，如模糊控制、神经网络控制等智能控制技术，充分发挥 DSP 的运算能力实现控制系统的最优化。同时需要优化代码，提高程序效率。

(3) 系统的调试是在机器人架空情况下，实验的摆动轮驱动电机，因此下面需要在机器人地面运动状况下做详细的实验。

(4) 目前该 DSP 控制器只实现了对一个电机的控制，因为 DSP 有两个 EVA 模块可以同时控制两个电机。因此在硬件驱动电路上可以考虑 IPM 减小驱动板的体积，将两个驱动电路做在一块板子上，同时控制两个履带驱动电机，实现机器人直线、转弯控制。

致 谢

至此论文完成之际，首先向我的导师韩军老师表示最诚挚的谢意。在两年的硕士研究生学习期间，导师给予我学业上的细心指导和生活上的亲切关怀。导师严谨的治学态度、渊博的知识、丰富的工程实践经验和一丝不苟的工作作风给我留下了深刻的印象。从论文的选题到论文的审阅和修改，韩老师一直尽心指导，并为研究工作提供了良好的工作环境和研究条件。在韩老师的精心指导下，我的科研工作能力有了大幅度的提高。韩老师的教诲使我受益终生。

衷心感谢研究所的殷爱华老师，在我研究工作中遇到困难时，殷老师给予了我耐心的指导，在实验过程中帮助我解决了不少工程实际问题。

同时，我还要感谢本研究所的冯虎田老师、李春梅老师、陶卫军老师，在我做课题过程中，给予我大力帮助，提出了宝贵意见，使我克服了课题中遇到的种种困难。

感谢同一教研室杨林、徐家进、陆才华、伏亚文、徐毅、张晓晶、曾德聪、马海洋师兄弟的帮助和支持，同时感谢研一师弟师妹的帮忙，在此向他们表示诚挚的谢意。

非常感谢石秀丽同学对本文的细心校对。

最后，感谢多年来在我成长道路上给予我支持、理解和鼓励的家人，是他们无私的关怀给了我不断进取的动力，谨以此文献给我亲爱的家人。

参考文献

- [1] 陈吉红, 朱志红, 熊清平. 发展我国伺服驱动产业的探讨. 伺服控制, 2007(2):12-15
- [2] 陈赜, 李国琼. 基于 DSP 的机器人控制核心的设计. 伺服控制, 2008(7):34-37
- [3] A. Halvaei Niasar, Abolfazl Vahedi, Hassan Moghbeli. Torque Control of Brushless DC Motor Drive based on DSP Technology. Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, 2007:524-528
- [4] 蔡自兴. 机器人研究. 莆田学院学报, 2002, 9(3):36-39
- [5] 尔桂花, 窦曰轩. 第 1 版. 运动控制系统. 北京:清华大学出版社, 2002
- [6] 崔风波. 伺服技术的应用与发展趋势. 伺服控制, 2007 (4):5-9
- [7] 涂序彦. 伺服控制的发展方向和开发策略. 伺服控制, 2008 (1):32-33
- [8] 王健. 现代交流伺服系统技术和市场发展综述. 伺服控制, 2007 (1):16-21
- [9] 国产伺服企业竞争力分析. 伺服控制, 2008 (6):24-25
- [10] 国内外运动控制器比较. 伺服控制, 2007 (1):62
- [11] 王晓明, 王玲. 第 1 版. 电动机的 DSP 控制—TI 公司 DSP 应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004
- [12] 张培仁, 张志坚, 郑旭东, 张华宾. 第 1 版. 基于 16/32 位 DSP 机器人控制系统设计与实现. 北京:清华大学出版社, 2006
- [13] 谢宝昌, 任永. 电机的 DSP 控制技术及其应用. 北京:北京航空航天大学出版社, 2004
- [14] 曹晨. 移动机器人驱动系统. 硕士学位论文, 2007:6-11
- [15] 刘永. DSP 无刷直流电机控制系统. 硕士学位论文, 2005:5-7
- [16] 刘璐. DSP 直流伺服位置. 硕士学位论文, 2007:7-14
- [17] 张琛. 第 1 版. 直流无刷电动机原理及应用. 北京:机械工业出版社, 1996
- [18] 叶金虎, 徐思海, 张颉明, 崔海大. 第 1 版. 无刷直流电动机. 北京:科学出版社, 1982
- [19] Tae-Hyung Kim, Hyung-Woo Lee, Mehrdad Ehsani. State of the Art and Future Trends in Position Sensorless Brushless DC Mortor/Generator Drives. IEEE, 2005, 3(5):1718-1725
- [20] 田小龙, 杨晓京, 张兆隆, 文光伟. 基于 DSP 的无刷直流伺服电机控制策略. 装备制造技术., 2008 (4):60-62
- [21] Darko Hercog, Bojan Geric, Suzana Uran, Karel Jezernik. A DSP-Based Remote Control Laboratory. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6):3057-3068
- [22] 金钰, 胡祐德, 李向春. 第 1 版. 伺服系统设计指导. 北京:北京理工大学出版社, 2000

- [23] 段丽娜. DSP 芯片的发及选型. 电脑知识与技术, 2007 (18):1668-1669
- [24] 于水生. DSP 芯片介绍及其选型. 单片机与嵌入式系统应用, 2006(4):8-11
- [25] Jon Titus. DSP 在控制领域的新进展. 嵌入式系统, 2006, 1(2):94-96
- [26] 苏奎峰, 蔡昭权, 吕强, 张永谦. 第 1 版. TMS320X281x DSP 应用系统设计. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008
- [27] 苏奎峰, 吕强, 常天庆, 张永秀. 第 1 版. TMS320X281x DSP 原理及 C 程序开发. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008
- [28] 徐科军, 张瀚, 陈智渊. 第 1 版. TMS320X281x DSP 原理与应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006
- [29] Juan Dixon, Matias Rodriguez, Rodrigo Huerta. Position Estimator and Simplified Current Control Strategy for Brushless-DC Motors, Using DSP Technology. IEEE, 2002:590-596
- [30] Dae-Seong Jeong, Kwang-Jin Choi, Hyun-Wook Woo, Jong-Gi Kim MSL R&D Center., LIG Nexl, Yongin, Korea. Controller design of missile actuator using DSP. International Conference on Control, Automation and Systems, 2007, 17(20):2110-2113
- [31] 史浩. 基于 DSP 的无刷直流电机的模糊控制. 硕士学位论文, 2006:10
- [32] 刘金琨. 第 2 版. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真. 北京: 电子工业出版社, 2006
- [33] TPS70351 datasheet. Texas Instruments. 2002
- [34] MAX232 datasheet. Texas Instruments. 2006
- [35] SN65HVD230 datasheet. Texas Instruments. 2002
- [36] IR2130 datasheet. International Rectifier. 2004
- [37] 谢运祥. IR2130 驱动器及其在逆变器中的应用. 微电机, 2001, (2):50-52
- [38] 唐义忠, 崔文进, 彭进, 王忠俊, 崔玉龙. IGBT 驱动拓扑及 IR2130 在变频器中的应用. 电气传动, 1999 (1):47-51
- [39] 郭光荣, 薛斌, 张云龙, 胡亮. 基于 IR2132 驱动电路的应用设计. 测控技术, 2006, 25(5):69-70
- [40] 张彦飞, 吴郁, 游雪兰. 用于可持续发展的电能变换器应用的功率器件. 电力电子, 2008 (3):12-18
- [41] 杨斌. 中国功率器件市场发展现状. 中国集成电路, 2007, 6(97):66-68
- [42] 王莹. 电源管理和 MOSFET 推动中国功率器件市场发展. 电子资讯时报, 2007, 12(B04):1-2
- [43] Jim Gillberg, Gary Wagner. 汽车电子功率 MOSFET. 世界电子元器件, 2008 (7):48-50
- [44] HV Floating MOS-Gate Driver Ics, Application Note AN-978 . International Rectifier, www.irf.com

- [47] Jonathan Adams. Bootstrap Component Selection For Control IC's. DESIGN TIP DT98-2a, International Rectifier, www.irf.com
- [48] 吴洲. 三相直流无刷电机 DSP 控制系统的设计. 硕士学位论文, 2006:29-31
- [49] 吴雪梅. 基于 DSP 的无刷直流电机控制系统研究与设计. 硕士学位论文 2005:41-43
- [50] 孙志辉, 陈帅功. 串行通讯在基于 DSP 控制的电机控制中的应用. 电机控制, 2005, 34(11):40-42
- [51] 李真芳, 苏涛, 黄小宇. DSP 程序开发—MATLAB 调试及直接目标代码生成. 西安: 西安电子科技大学
- [52] R.Duma, P.Dobra, M.Abrudean, M.Dobra. Rapid Prototyping of Control Systems using Embedded Target for TI C2000 DSP. 2007 Mediterranean Conference on Control and Automation, 2007:T11-003
- [53] 胡莹. 基于 DSP 的无刷直流电机无传感器控制系统的设计. 硕士学位论文, 2006:9-15
- [54] Martin Udengaard, Karl Iagemma. Design of a Highly Maneuverable Wheeled Mobile Robot. Proc. Of SPIE Vol. 6962 696219:1-12
- [55] 王廷奇. 基于 DSP 技术的直流无刷电机控制系统的研究. 硕士学位论文, 2007:9-21
- [56] 高精密驱动系统 maxon motor 产品目录 06/07
- [57] 马玲, 卢海英. 过采样技术在 DSP 中的应用. 沈阳工程学院学报, 2009, 5(1):81-83

附录 硬件实物图

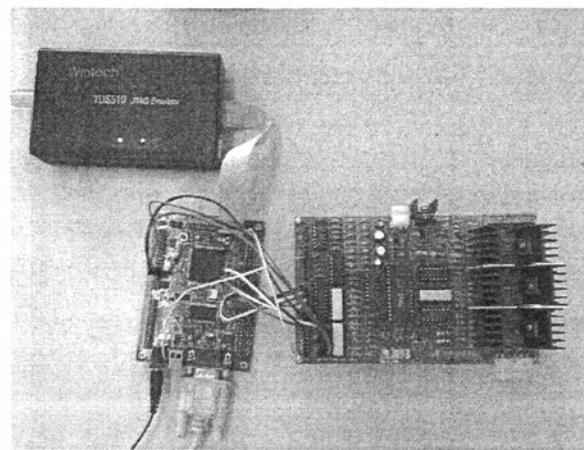


图1 仿真器、控制板和功率驱动板

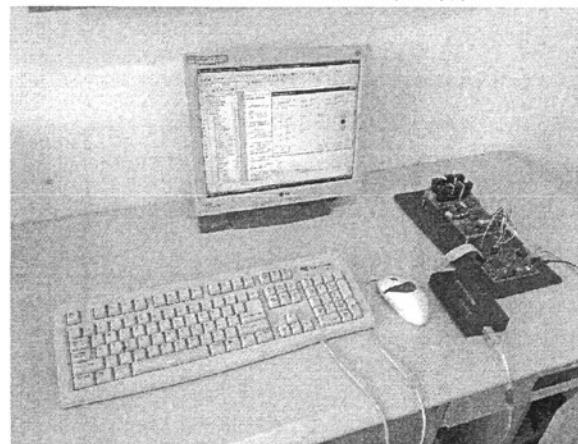


图2 程序调试环境

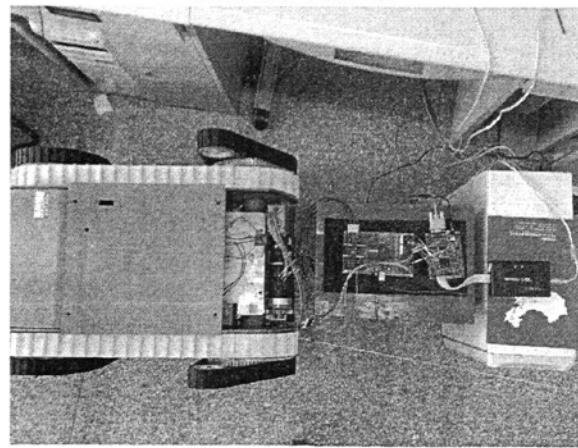


图3 机器人实验平台

作者：

杨同杰

学位授予单位：

南京理工大学

相似文献(10条)

1. 学位论文 周洲 基于DSP的移动机器人运动控制器的设计与分析 2008

近年来,移动机器人应用范围越来越广泛,已经被用于人类生活的各个领域,而应用移动机器人完成侦查、排爆及消防等危险任务已经成为各国研究的重点。随着移动机器人的智能化程度越来越高,对机器人运动控制器的要求也在不断提高,这就要求控制器具有较好的实时性和快速响应能力。论文设计了一款全数字控制的移动机器人运动控制器,具有控制、功率驱动及各种保护等功能。运动控制器采用DSP作为主控芯片,设计了DSP控制器的硬件电路,这些电路包括DSP最小控制系统、电机驱动、电机电流检测、电机位置检测及电机过压欠压保护,并对其主要电路进行了详细的分析。采用速度环及电流环的双闭环控制,对传统的PID控制进行了改进,采用了积分分离PID控制作为速度调节器的控制算法。在设计的硬件电路和控制算法基础之上,完成DSP控制器软件的设计。软件设计包括主程序设计及各种中断子程序设计。中断子程序又包括电机换相及速度计算子程序, PWM输出子程序,速度控制子程序等。为了验证整个控制系统和控制策略的合理性,在分析无刷直流电机数学模型的基础上,利用Matlab/Simulink建立了电机控制系统的仿真模型。通过仿真得到了与理论分析相一致的仿真试验结果,证明了该控制方案的可行性。

2. 期刊论文 方建军. 刘仕良. FANG Jian-jun. LIU Shi-liang 温室移动机器人运动控制器设计与实现 -机床与液压

2005 (3)

用运动控制器实现了移动机器人在非结构化、未知环境中的自主导航和定位。运动控制器由PIC单片机、运动控制模块、电机驱动模块、红外传感器模块、通讯模块以及相应的控制软件组成。利用两层前向BP神经网络实现多传感器的信息融合。运动控制器在温室移动机器人上进行多次试验,试验结果表明,运动控制器和控制算法是可行的,并具有工程应用的前景。

3. 学位论文 关伟 移动机器人视觉跟踪技术研究 2007

随着移动机器人技术的发展,移动机器人的应用领域不断扩大。人类希望机器人能够在室内外完成复杂的任务。上述任务的完成需要一个具有良好的可靠性和开放性的移动机器人系统。因此,开发研制以服务业领域为应用背景的,且易于用户二次开发的移动机器人具有很好的市场潜力和实用价值。

本文根据移动机器人的结构和性能要求,在详细分析机构机械的基础上,采用工业控制计算机(IPC)、图像采集卡和多轴数字运动控制器(DMC)作为系统的控制单元,配以MAXON系列直流伺服系统以及在此平台上自主开发的控制软件,构成了移动机器人的控制系统。系统硬件体系结构具有如下特点:模块化,经济实用,良好的可靠性与控制精度。在硬件结构上,主要从事以下三个方面工作:控制系统的硬件配置;控制系统的硬件接口技术;图像采集系统的设计。在软件结构上,使用WindowsXP操作系统,并采用面向对象的程序设计方法,综合利用了多媒体定时器和多线程技术,使用Visual C++6.0语言完成了对移动机器人系统管理与调度,以及人机界面、程序编译、视觉图像采集、运动控制等软件模块的开发。从实际应用情况来看,能够达到移动机器人系统软件对实时性、多任务处理与协调能力、开放性和模块化、界面友好等要求。根据移动机器人的工作环境和跟踪目标的颜色特性,采用RGB颜色模式和链码表提取跟踪目标,并通过确定世界坐标系、摄像机坐标系、图像坐标系三者之间的关系,对跟踪目标进行精确定位,并提出了合理的跟踪策略。本系统经初步试验取得较好的效果。

4. 期刊论文 祖莉. 王华坤 户外移动机器人运动控制器的设计及实验 -仪器仪表学报 2002, 23 (z2)

移动机器人运动控制器是实现机器人运动控制功能的软硬件结构,针对户外智能移动机器人的特点和要求,设计了实用的运动控制器,并在该控制装置上进行了运动控制算法的应用实验,结果表明该设计可行且适宜于工程应用。

5. 学位论文 孙秀云 移动机器人的路径规划及其运动控制器研究 2005

移动机器人是机器人领域的一个重要发展方向,并且已经越来越广泛的应用于工业、农业、军事、教育等人类社会的各个方面。而路径规划是移动机器人系统中的一个重要内容,因为它的好坏直接影响到机器人所完成任务的质量,所以路径规划成为移动机器人领域的一个研究热点。

本文中移动机器人的路径规划,就是依据某个或某些优化准则(如工作代价最小、行走路线最短、行走时间最短等),在其工作空间中找到一条从起始点到目标点能避开所有障碍物的一条最优路径。本文首先讨论了移动机器人的国内外发展现状以及移动机器人的几个研究方向,并着重介绍了路径规划技术的发展现状以及应用方法,也指出了本课题的研究意义和主要研究的内容。其次通过对遗传算法和模拟退火算法的研究,分析了各自的优缺点。并把这两个算法结合构成了遗传模拟退火算法,它具备了很强的全局和局部搜索能力,在变量数目较大时尤其突出。接着应用遗传模拟退火算法实现了移动机器人静态环境下的路径规划。在执行规划程序之前先应用顶点法建立了机器人的工作环境,然后执行基于遗传模拟退火算法的路径规划算法。在此算法中:编码方式采用简化的实数编码方法,把机器人的二维坐标简化为一维,加快了机器人最优路径的搜索速度;初始化方法采用大范围初始化,并在初始化中加入了选择机制,使初始点避开障碍物区域;通过综合考虑路径的可行性、路径的光滑性和路径长度,制定了有效的适应度函数;选择策略采用比例选择法;交叉算子采用非对称单点交叉策略;变异算子首先采用启发式变异,先把所有的路径优化成可行路径,然后在每条路径上随机选择一个变异点,最后对此点以概率Pm进行变异。模拟退火中的随机移动准则则采用Metropolis准则;也使用了有效的温度更新函数。通过在VC++中的仿真证明:采用遗传模拟退火方法进行机器人的路径规划是有效的和可行的。然后应用遗传算法对移动机器人动态环境下的路径规划进行了仿真。由于动态环境要求有较快的实时运算速度,所以采用遗传算法进行规划。与静态环境下所不同的是:动态环境下要实时的确定一个中间目标点;在制定适应度函数时要考虑到障碍物的运动,所以综合考虑路径碰撞性、路径长度和路径光滑性,也制定了动态环境下有效的适应度函数。同时也在VC++中实现了仿真。最后在总结了机器人控制器的结构和控制器发展现状的基础上,提出了基于CAN总线的移动机器人分布式开放控制器,并介绍了该控制器的几个主要组成部分。

6. 会议论文 祖莉. 王华坤 户外移动机器人运动控制器的设计及实验 2002

移动机器人运动控制器是实现机器人运动控制功能的软硬件结构,针对户外智能移动机器人的特点和要求,设计了实用的运动控制器,并在该控制装置上进行了运动控制算法的应用实验,结果表明该设计可行且适宜于工程应用。

7. 学位论文 刘相木 液下搅拌机器人控制系统的研究 2006

移动机器人是机器人研究领域中重要的一个分支,智能移动机器人集人工智能、智能控制、信息处理、图象处理、检测与转换等专业技术为一体,跨计算机、自动控制、机械、电子等多学科,成为当前智能机器人研究的重点之一。针对目前水煤浆单纯机械搅拌装置体积大、笨重、能耗多的缺点,开发了液下搅拌机器人。本文所涉及到的内容仅为整个研究课题的一部分,首先介绍了液下搅拌机器人的体系结构,给出了基于PMAC的浆液下搅拌机器人运动控制系统的硬件结构,对液下搅拌机器人进行了运动学分析,给出并证明了其运动学方程,在深入研究移动机器人运动学模型的基础上,研究了液下搅拌机器人的轨迹跟踪问题。对系统进行了软件开发,软件基于Windows编程技术,采用面向对象的编程思想,以VisualC++6.0语言为开发环境,具有良好的人机交互性能。由于移动机器人多应用于真实的、非结构化的环境,传统的功能分解方法以及建立在严格精确的系统数学模型上的系统智能已经无法满足控制需要,同时由于环境的动态性、传感器测量信息不准确以及机器智能的低水平,迫切需要提高移动机器人对传感器信息的实时处理能力及改善定位、导航方法。本文分析和介绍了模糊神经网络的基本原理,分析了这些控制方法在应用中的优缺点,提出了一种适用于机器人的模糊神经网络。该网络以前馈神经网络为基体,经过训练,网络完成对模糊控制规则的记忆,在此基础上实现移动机器人的智能控制。最后对机器人做了实际运行试验,效果良好。

8. 期刊论文 叶锦华. 吴海彬. 陈天炎. YE Jin-hua. WU Hai-bin. CHEN Tian-yan 移动机器人运动控制系统研究 -机械设计与制造 2008 (6)

研究了一种(2, 0)型受非完整约束的移动机器人运动控制系统, 其一驱动轮采用主动控制, 而另一驱动轮保持实时跟踪, 该双闭环结构实现了移动机器人的调速控制和准确定位。此外为了进一步提高控制效果, 并能适应存在一定非线性、时变和时滞性的移动机器人系统, 对其控制器引入了专家PID控制算法, 实验证明该运动控制器控制的有效性。

9. 期刊论文 田淑杭. 蔡自兴. 邹小兵 移动机器人运动控制器的设计 -电子设计应用2004 (3)

本文研究了以TMS320LF2407 DSP为核心的移动机器人运动控制器的设计方案, 介绍了主要的系统组成。本系统采用模块化设计, 硬件电路简洁, 控制可靠, 通过步进电机的细分控制, 改善了低速性能, 以较低的成本满足了移动机器人运动控制的性能要求。

10. 学位论文 张洪宇 基于增强学习的移动机器人运动控制研究 2008

增强学习(Reinforcement learning: RL)是近年来机器学习和人工智能领域研究的热点之一。与监督学习不同, 增强学习强调在与环境的交互中进行学习, 以极大化(或极小化)从环境获得的评价性反馈信号为学习目标, 因此增强学习在求解无法获得教师信号的复杂优化决策问题中具有广泛的应用前景。作为移动机器人系统的一项关键技术, 运动控制的目标是实现机器人位姿对期望轨迹或路径的快速精确跟踪。由于环境的复杂性以及动力学模型的不确定性, 移动机器人运动控制器的优化设计仍然是目前研究的难点和热点之一。本文在研究探索面向连续空间优化决策问题的高效增强学习方法的基础上, 研究了基于增强学习的移动机器人运动控制器优化设计方法。具体完成的主要工作包括: (1)对增强学习的近似策略迭代方法进行了分析研究。针对最小二乘策略迭代(Least-Squares Policy Iteration: LSPI)增强学习算法中的值函数逼近问题, 提出了一种采用相关分析的线性基函数自动选择方法, 实现了多项式基函数的自动选择, 提高了值函数逼近器的逼近精度和泛化性能, 从而改善了学习算法的性能。 (2)提出了一种基于近似策略迭代的移动机器人路径跟随控制器设计方法。通过将机器人运动控制器的优化设计问题建模为Markov决策过程, 采用近似策略迭代算法(包括LSPI和Kernel-based LSPI: KLSPI)实现控制器参数的自学习优化。其中, KLSPI算法在策略评价中应用核方法进行特征选择和值函数逼近, 从而提高了泛化性能和学习效率。 (3)在P3-AT型轮式移动机器人实验平台上进行了基于增强学习的路径跟随控制研究。将移动机器人实际采样数据作为学习样本, 采用增强学习的近似策略迭代算法优化控制策略, 从而实现了路径跟随控制器的优化设计, 实验结果验证了本文方法的有效性。 (4)将以上研究成果推广应用到多机器人编队控制问题中, 设计了一种结合距离、角度($1-\Phi$)反馈控制与增强学习的多机器人队形保持控制器。通过应用LSPI和KLSPI等近似策略迭代算法实现($1-\Phi$)反馈控制中参数向量的学习优化, 并在多机器人仿真与实验环境中对以上方法进行了测试。 本文研究工作一方面对增强学习算法的基函数选择问题进行了探讨和改进, 另一方面, 有利于推进增强学习在移动机器人运动控制等不确定优化决策问题中的应用。

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1542289.aspx

下载时间: 2010年4月16日