

摘 要

随着现代化工业生产的不断发展, 伺服系统在工农业生产和航天技术等领域的应用越来越广泛, 对其性能的要求也越来越高, 要求伺服系统具有高速、高精度、高可靠性和较强的抗干扰能力及鲁棒性等。高性能微处理器 DSP、智能功率模块的出现及电子器件的发展则为伺服系统的全数字化实现创造了条件。本文以 TI 公司推出的电机控制专用芯片— TMS320LF2407 型数字信号处理器作为核心控制器件, 设计了一套永磁同步电机专用控制系统, 其中包括以下内容:

本文首先研究了永磁同步电机数学模型, 详细介绍了电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 的产生以及矢量控制原理, 并简要阐述了 PMSM 转子磁场定向矢量控制伺服系统的三闭环结构及实现策略。

其次, 详细介绍了基于 TMS320LF2407 永磁同步电机伺服控制系统的硬件结构。主要内容有主控芯片 TMS320LF2407 及其组成的最小系统, 功率驱动模块 DR15A 及其接口电路 (例如电流采集部分, PWM 输出部分等)。

最后, 在 TI 公司 DSP C2000 系列集成开发环境 CCS3.1 开发平台下, 分块设计了包括永磁同步电机矢量控制算法、SVPWM 波的产生、数模转换、中断采样等系统程序。并基于 Matlab/Simulink 对此伺服控制系统进行计算机仿真研究, 给出仿真实验波形; 而在实际系统调试中进行了一系列实验, 对实验结果及在实验过程中出现的问题进行了分析和讨论。实验证明该系统可以满足伺服控制系统的基本要求, 对永磁同步电机伺服控制系统的设计具有参考意义, 并为后续研究奠定了基础。

关键词: 永磁同步电动机; 伺服控制系统; 数字信号处理器; 空间矢量脉宽调制

Abstract

Servo system, used widely in various areas, is demanded by the development of modern industrialization. Higher performance of AC servo system is also required. And it is possible to realize the full digital control in AC servo system with the development of the Micro processor DSP with high performance, the intelligent power module(IPM) and the advanced power electronic devices. This paper aims to design a set of servo control system for PMSM by using TMS320LF2407 type of Digital Signal Processor(DSP) as the core. The job have been finished by following steps:

At first, the paper makes a study on the mathematical model of PMSM and analyzes rotor magnetic field-oriented vector control theory, then followed by a simple introduction on the SVPWM wave production principle and the structure of three closed-loop control system.

On the basis of the foregoing work, the paper emphatically analyses the whole hardware structure of DSP-Based PMSM Servo Control System. It mainly includes the smallest system of TMS320LF2407, Power drive module, and its interface circuit, for instance, Position examination circuit and PWM production circuit etc., which is the base of the whole system.

At last, the paper introuduces the details of software system which comprises the SVPWM wave subprogram and pi controller subprogram, etc. The program flow of servo system has been designed while the MATLAB/SIMULINK module has also been set up on the base of PMSM Servo Control System. Meanwhile, some conclusions involved in this paper have been proved. All the attempts in this Paper are of referenced significance for studying the PMSM Servo Control System and enhancing the system's performance henceforth.

Keywords: PMSM; Servo control System; DSP; SVPWM

厦门大学学位论文原创性声明

兹提交的学位论文，是本人在导师指导下独立完成的研究成果。本人在论文写作中参考的其他个人或集体的研究成果，均在文中以明确方式标明。本人依法享有和承担由此论文产生的权利和责任。

声明人（签名）：李翔

2008年5月24日

厦门大学学位论文著作权使用声明

本人完全了解厦门大学有关保留、使用学位论文的规定。厦门大学有权保留并向国家主管部门或其指定机构送交论文的纸质版和电子版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，有权将学位论文的标题和摘要汇编出版。保密的学位论文在解密后适用本规定。

本学位论文属于

1、保密（ ），在 年解密后适用本授权书。

2、不保密（）

（请在以上相应括号内打“√”）

作者签名： 赵正阳 日期：2008年5月24日

导师签名：  日期： 年 月 日

第一章 绪论

随着电力电子学、传感技术、电力半导体、电机制造技术、永磁技术和控制理论的快速发展,交流伺服系统的研究和应用,在短短二十几年间,取得了举世瞩目的发展,使得位置伺服这样一种扮演重要技术角色的自动控制系统,在许多高科技领域得到了非常广泛的应用,如激光加工、机器人、数控机床、大规模集成电路制造、办公自动化设备、雷达和各种军工控制随动系统等等。已具备了宽调速范围、高稳速精度、快速动态响应及四象限运行等良好的技术性能,以交流伺服电动机为执行元件的交流伺服系统具有了可与直流伺服系统相比拟的特性,其动、静态特性已完全可与直流伺服系统相媲美。交流伺服系统的研究将继续成为电气传动领域的一个研究热点,并将带动相关产业的迅猛发展,因此有必要对交流伺服系统有一个全面了解。本章正是基于此目的,对交流伺服系统进行了较为全面的综述和比较,力图反映其在近些年的最新发展状况^{[1][2]}。

1.1 本课题研究的背景

伺服系统(Servo system)是自动控制系统中的一类,通常应用闭环控制结构来控制被控对象的某种状态,使其能够自动、连续、精确地复现输入信号的变化规律,常用于快速、精密的位置控制和速度控制场合。伺服控制技术是伴随着现代日益发展的电力电子技术、计算机技术和先进的控制理论的发展而发展起来的,它最早出现于二十世纪初^[3]。1934年首次提出了伺服机构(Servo mechanism)这个概念,其中电机控制技术是伺服驱动系统的核心。过去,由于直流电机调速控制简单,具有良好的调速性能和起、制动性能,变流装置容量小,能方便、经济地在大范围内平滑调速,因而直流电机广泛应用于各种伺服驱动系统,高性能电机伺服系统绝大多数采用直流伺服技术。但由于直流电机结构复杂,成本高,存在电刷和机械换向器,维护困难,可靠性差,环境适应性差,限制了直流电机向高转速、高电压、大容量方向发展。而交流电机相对而言结构简单,坚固耐用,运行可靠,便于维修,价格便宜,于是人们就开始进行大量的交流调速技术的研究。20世纪70年代末期进入了伺服技术的交流化时代,相继开发出各种类型的交流伺服系统,广泛应用于工业生产的各个领域,出现了交流伺服系统逐步取代

直流伺服系统的发展趋势^[4]。1971 年,德国学者 Blaschke 提出了对交流电机进行矢量控制的思想,它的出现对交流电机控制技术的研究具有划时代的意义,在理论上解决了交流电机的转矩控制问题。通过按转子磁场定向构成的矢量变换控制系统,实现了定子电流的励磁分量与转矩分量间的解耦,从而达到对交流电机的磁链和电流分别控制的目的,这样就可将一台三相交流电机等效为直流电机来控制,因而可使交流电机的动、静态控制性能完全可以和直流系统相媲美。可以预见,交流伺服驱动将成为现代伺服驱动发展的方向。

在交流伺服领域,绝大多数中小功率(千瓦级及千瓦以下级)伺服系统已采用永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor,以下简称 PMSM)。与此同时,近些年来,很多公司都为永磁同步电机设计专用控制芯片,IRMCK203 就是 IR 公司最新推出的一款高性能无传感器永磁同步电机单片控制 IC。TI 公司也为电机控制方面的要求设计了 TMS320LF2000 系列的特殊功能 DSP 为电机的发展添砖加瓦。该系列 DSP 采用哈佛结构,具有 DSP 固有的运算速度快的特点为复杂算法提供可能;又为电机控制的特殊要求提供了特殊功能模块,为电机控制系统的开发者提供了极大的便利。从今后的扩展来看,本次设计选取了 TI 公司的 TMS320LF2407 作为主控芯片,DSP 的发展也将大大的推动 PMSM 伺服控制系统的发展和应用。

1.2 交流永磁同步伺服系统的基本结构和特点

1.2.1 交流永磁同步伺服系统的基本结构

交流永磁同步伺服系统由控制系统、变频器和电机组成,它与其它交流伺服系统的区别主要体现在电机上。由于交流永磁同步电机运行时转矩平稳,故在高精度、宽调速范围伺服驱动中,伺服系统执行元件基本选取这种类型电机。永磁同步电机伺服系统基本框图如图 1.1 所示。交流伺服系统一般采用位置控制、速度控制和电流控制的三环结构。

1. 电流环

由电流控制器和逆变器组成,其作用是使电机绕组电流实时、准确地跟踪电流参考信号。

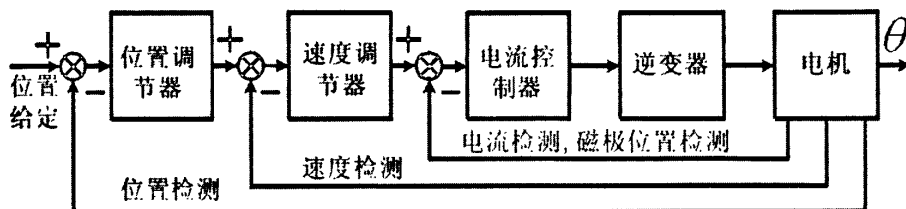


图 1.1 永磁同步电动机伺服系统

2. 速度环

它保证电机的转速与指令值相一致、消除负载转矩扰动等因素对电机转速的影响。速度指令与反馈的电机实际转速相比较，其差值通过速度调节器直接产生指令电流，力矩电流信号控制电机加速、减速或匀速，从而使电机的实际转速与指令值保持一致。速度调节器通常采用的是 PI 控制方式，对于动态响应、速度恢复能力要求特别高的系统，可以考虑其它的控制方式。

3. 位置环

它能产生电机的速度指令并使电机准确定位和跟踪。通过设定的目标位置与电机的实际位置相比较，利用其偏差通过位置调节器来产生电机的速度指令，当电机初始起动后(大偏差区域)，应产生最大速度指令，使电机加速并以最大速度恒速运行，在小偏差区域，产生逐次递减的速度指令，使电机减速运行直至最终定位。

1.2.2 交流永磁同步伺服系统的主要特点

目前，永磁电机的输出功率可以做到小至几毫瓦、大至几千千瓦，不仅覆盖了微、小及中型电机的功率范围，且延伸至大功率领域。此外，永磁材料的高能积、小尺寸、轻量化等特点，给交流永磁同步伺服系统带来一系列突出优点：

- 1) 电机电磁转矩波动小、转速平稳、动态响应快、过载能力强；
- 2) 低损耗、高功因数、高效率、节约能源；
- 3) 整个系统体积小、结构简单、重量轻、可靠性高。

因而，交流永磁同步伺服系统应用范围非常广泛，遍及航空航天、国防、工农业生产和日常生活等各个领域。长期以来，在对伺服系统要求较高的场合，直流电动机一直占主导地位。但他存在一些固有的缺点，例如换向器、电刷易磨损，

需要经常维护, 换向器会产生火花, 限制了电动机的最高转速和过载能力, 且无法直接应用在易燃易爆的工作环境中。交流伺服系统则没有上述缺点和限制, 且采用永磁材料的电机转子惯量较小, 动态响应更好。一般说来, 在同样的体积下, 交流电动机的输出功率比直流电动机提高 10%-70%^[6], 此外, 交流电动机容量可以制造的更大, 达到更高的电压和转速。

综上所述, 交流永磁同步伺服系统的主要特点有:

- 1) 精确的检测装置: 以组成速度和位置闭环控制^[5];
- 2) 有多种反馈比较原理和方法: 根据检测装置实现信息反馈的原理不同, 伺服系统反馈比较的方法也不相同。目前常用的有脉冲比较、相位比较和幅值比较三种;
- 3) 高性能的伺服电动机(简称伺服电机): 用于高效和复杂型面加工的数控机床, 伺服系统将经常处于频繁的启动和制动过程中。要求电机的输出力矩与转动惯量的比值大, 以产生足够大的加速或制动力矩。要求伺服电机在低速时有足够大的输出力矩且运转平稳, 以便在机械运动部分连接中尽量减少中间环节;
- 4) 宽调速范围的速度调节系统(即速度伺服系统): 从系统的控制结构看, 雷达伺服系统的位置闭环系统可以看作是位置控制、速度控制和电流控制的三闭环自动控制系统, 其内部的实际工作过程是把位置控制输入转换成相应的速度给定信号后, 再通过电流调节器驱动伺服电机, 实现实际位移。雷达系统的主运动要求调速性能也比较高, 因此要求伺服系统为高性能的宽调速系统。

1.3 交流永磁同步伺服系统国内外研究与发展概况

伺服系统的发展与伺服电动机的发展紧密地联系在一起, 至今已有五十多年的发展历史, 经历了三个主要阶段^{[2][13][15][16]}:

第一阶段(20 世纪 60 年代以前), 此阶段是以步进电动机驱动的液压伺服马达或以功率步进电机直接驱动为中心的时代, 伺服系统的位置控制为开环系统。

第二阶段(20 世纪 60—70 年代), 这一阶段是直流伺服电动机的诞生和全盛发展的时代, 由于直流电动机具有优良的调速性能, 很多高性能驱动装置采用了直流动机, 伺服系统的位置控制也由开环系统发展成为闭环系统。

第三阶段（20 世纪 80 年代至今），这一阶段是以机电一体化时代作为背景的，由于伺服电动机结构及其永磁材料、控制技术的突破性进展，出现了无刷直流伺服电动机（方波驱动），交流伺服电动机（正弦波驱动）等新型电动机。

80 年代以后，变频调速技术的不断发展，使同步电机自身在控制方面存在的先天性弱点已被很好的克服，永磁同步电机 (PMSM) 凭借其具有气隙磁密高、转矩脉动小、转矩/惯量大、效率高、结构简单等固有的优点，已成为了构建具有高动态性能的中小功率伺服系统理想对象。与此同时，相关的科学技术不断进步及现代控制理论在变频调速领域的不断融入，也正积极地推动着永磁同步电机控制系统的发展，其研究工作主要是针对由逆变器供电的永磁同步电机性能的研究和对永磁同步伺服系统控制的研究。

目前国内外交流永磁同步伺服系统的研究概况可分为以下几个方面^{[6][7][12]}：

1. 交流化：采用新型高速微处理器和专用数字信号处理器的伺服控制单元已经全面替代以模拟电路为主的伺服控制单元，从而实现全数字化的伺服系统。全数字化的实现，将原有的硬件伺服控制变成了软件伺服控制，使在伺服系统中应用现代控制理论的先进算法(如:最优控制、人工智能、模糊控制、神经元网络等)成为可育旨。

2. 全数字化：20 世纪后半叶最令人瞩目的当属计算机技术的迅猛发展。各大厂商基于各种单片机，设计了大量的电机专用控制芯片。从 8 位机、16 位机发展到 32 位机，运行频率由几兆 Hz 到现在的上千兆 Hz，运算速度成倍提高，各种数字控制算法得以完成，各种先进的控制理论也得以实时实现。DSP(数字信号处理器)原是由于信号处理领域的芯片，由于其极强的数字处理能力，现在也被用于电机控制领域，来完成日益复杂的控制算法。TI、AD、Motorola 等 DSP 厂商将用于电机控制的各种外围器件封装于 DSP 中，生产出电机控制的专用 DSP 芯片，简化了硬件设计电路，提高了可靠性。微电子技术和微计算机技术一样，是新兴的且发展迅速的技术。各种电子元件不断微型化、集成化、数字化。各种表面贴装器件的应用使驱动器尺寸显著减小，CPLD、FPGA 等大规模可编程逻辑器件的应用，使控制和接口电路的设计更加灵活，电路高度集成化，响应延迟减小，损耗降低，且易于系统升级。

3. 高度集成化：新的伺服系统产品改变了将伺服系统划分为速度伺服单元

与位置伺服单元两个模块的做法,代之以单一的、高度集成化、多功能的控制单元。同一个控制单元,只要通过软件设置系统参数,就可以改变其性能,既可以使用电机本身配置的传感器构成半闭环调节系统,又可以通过接口与外部的位置或速度或力矩传感器构成高精度的全闭环调节系统。高度的集成化还显著地缩小了整个控制系统的体积,使得伺服系统的安装与调试工作都得到了简化。

4. 智能化:智能化是当前一切工业设备的流行趋势,伺服驱动器作为一种高级的工业控制装置当然也不例外。最新的数字化伺服控制单元通常都设计为智能型产品,它们的智能化特点表现在几个方面:首先它们都具有参数记忆功能,系统的所有运行参数都可以通过人机对话的方式由软件来设置,并保存在伺服单元内部。通过通讯接口,这些参数甚至可以在运行途中由上位机加以修改,应用起来十分方便;其次它们都具有故障自诊断与分析功能,无论什么时候,只要系统出现故障,就会将故障的类型以及可能引起故障的原因通过用户界面清楚地显示出来,这就简化了维修与调试的复杂性;另外目前较为先进的伺服系统还具有参数自整定功能。众所周知,闭环调节系统的参数整定是保证系统性能指标的重要环节,也是需要耗费较多时间与精力的工作,带有自整定功能的伺服单元可以通过几次试运行,自动将系统的参数整定出来,并自动实现其最优化。对于使用伺服单元的用户来说,这是新型伺服系统最具吸引力的特点之一。

随着微型计算机技术,特别是 DSP 技术的飞速发展,永磁同步伺服系统的数字化正在如火如荼的进行着。华中科技大学的贾正春、许强、邓忠华、李叶松,沈阳工业大学的王成元、郭庆鼎,天津大学的潘月斗、许镇琳等人研究了单片机或 DSP 构成的全数字交流伺服系统,采用预测控制和空间矢量控制技术,改善电流控制性能和系统响应精度,研究了伺服系统的控制理论,并开发了数字伺服系统^{[9][10]}。数字控制技术的应用,不仅使系统获得高精度、高可靠性,还为新型控制理论和方法的应用提供了基础。DSP 和单片机的应用,大大简化了系统结构,提高了系统性能,并出现了全数字化软件伺服系统,显著提高了永磁同步伺服系统的可靠性、柔性和动态性能^[11]。80 年代开始,国外一些著名的公司,如:日本的 FANUC、安川、富士通、松下,美国的 AB 公司、科尔摩根公司,德国的西门子公司,法国的 BBC 公司、韩国三星公司等不断推出交流伺服驱动产品,伺服驱动市场几乎是外国公司一统天下的局面。而永磁同步电机伺服系统研究

后, 我国的华中理工大学、北京机床研究所、西安微电机研究所、中科院沈阳自动化研究所、兰州电机厂等单位开始研究并推出交流伺服系统。其中, 由广州数控生产的 DA98 全数字式交流伺服驱动装置, 由高原数控烟台公司生产的 GY-2000 系列数字化交流伺服驱动器在我国的高精度数控伺服驱动行业已经打开局面, 打破了外国公司垄断的格局, 开创了民族品牌新纪元。

1.4 本课题的主要工作

本课题主要基于 TMS320LF2407 芯片对永磁同步电动机伺服系统进行了设计。本文分析了永磁同步电动机的工作原理和数学模型, 控制过程和实现方法, 进行了系统硬件的研究和设计, 实现了基于 TI 公司的 DSP 对永磁同步电机伺服系统的矢量控制, 并对永磁同步矢量控制做了 Matlab 的 Simulink 仿真, 希望对以后的继续工作者有帮助。本文分六个章节系统地阐述了所从事的课题研究工作, 各章内容安排如下:

1. 第一章绪论主要阐述了伺服系统的概况、发展趋势和国内研究状况以及本课题要研究的目的和要解决的问题。

2. 第二章从永磁同步电机的结构和现有永磁同步电机的分类出发, 研究了永磁同步电机在三相定子 ABC 坐标系下的数学模型, 通过坐标变换又得到了永磁同步电机在 $dq0$ 坐标系下的数学模型, 为介绍永磁同步电机的矢量控制做了必需的准备。

3. 第三章深入分析永磁同步电机转子磁场定向矢量控制原理, 并在此基础上系统地介绍了电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术特性及其算法。

4. 第四章对系统硬件设计作了详细介绍, 首先描述了基于 DSP2407 的永磁同步电动机伺服系统的硬件平台设计, 包括硬件设计总体架构、DSP2407 控制电路的最小系统、功率驱动电路、控制电源以及保护、采样电路等各单元的设计, 此后, 还给出了电磁干扰来源的具体分析及解决办法。最后还利用 DSP 内嵌的 SCI (串行通信接口) 模块实现 DSP2407 与上位 PC 机之间的通信, 为以后使交流伺服控制系统具有网络化功能奠定基础。硬件部分是本文的研究重点, 也是保证系统性能的根本, 也为接下来的软件设计及实验调试打下了基础。

5. 第五章在简要介绍了 DSP 开发软件 CCS3.1 时后, 从总体介绍入手, 详

细介绍了 SVPWM 的 DSP 编程方法、数模转换程序、中断保护程序及定时中断程序等模块的设计。

6. 第六章在仿真中主要是运用 Matlab/Simulink 建立了永磁同步电机矢量控制系统仿真模型, 并给出仿真实验波型, 加深对永磁同步电机伺服矢量控制系统的工作, 验证所设计方案的可行性, 并最终设计具有较好位置跟踪性能的伺服系统。

1.5 本章小结

本章介绍了交流永磁同步电机伺服控制系统的选题背景及主要特点, 并简要介绍现今交流永磁同步伺服系统国内外研究概况, 最后论述了本论文的主要研究内容。

第二章 永磁同步电机的结构及数学模型

在电气传动领域中，同步电动机变频调速的应用范围越来越广。本章将简要介绍永磁同步电机的结构^[17]，并以正弦交流电流驱动的永磁同步电机为研究对象，从三相永磁同步电机在三相坐标系中的模型出发，讨论 PMSM 的基本电磁关系和旋转坐标系 $dq0$ 中的电压回路方程、磁链方程及其转矩方程。这些电磁约束对了解永磁同步电机的原理、分析其运动规律提供了理论基础。为此，重点讨论了永磁同步电机在 $dq0$ 坐标系中的数学模型^{[7][18]}，为下面的矢量控制提供了理论依据。

2.1 PMSM 的结构和种类

2.1.1 PMSM 的结构

PMSM 本体由定子和转子两大部分组成^[19]。

永磁同步电机的定子指的是电动机在运行时的不动部分，与普通同步电机在定子结构上是一致的。空间上三相对称绕组通入时间上对称的三相电流就会产生一个空间旋转磁场，旋转磁场的同步转速 n 与定子电流频率 f_s 存在如下关系：

$$n = \frac{60f_s}{n_p} \quad (n_p \text{ 为电动机极对数}) \quad (2-1)$$

永磁同步电机的转子是指电动机在运行时可以转动的部分。转子的主要作用是在电动机的气隙内产生足够的磁感应强度，并同通电后的定子绕组相互作用产生转矩用来驱动自身的运转。故此，永磁同步电机的励磁磁场可视为恒定，另外与普通同步电机相比，PMSM 还必须装有转子位置检测器，用来检测转子磁极位置，从而对电枢电流进行控制，达到控制 PMSM 的目的。为保证系统精度及运行质量，多采用旋转变压器或光电码盘作为 PMSM 的转子位置检测器，与 PMSM 转子同轴连接。

2.1.2 PMSM 的分类

永磁同步电动机的转子采用永久磁铁励磁，根据磁性材料的不同类型可有各

种不同的结构设计。目前一般采用稀土永磁材料做磁刚^[6]（一般都是具有很高的剩余磁通密度(0.9T)和很大的矫顽力）。稀土永磁材料的一个特点是它的磁导率与空气磁导率相仿，对于径向结构的电动机交轴和直轴磁路磁阻都很大，可以很大程度上的减少电枢反应。由于转子磁刚的几何形状不同，使得转子磁场在空间的分布可分为正弦波和梯形波(方波)两种。因此，当转子旋转时，在定子上产生的反电动势波形也有两种：一种是正弦波形；另一种为梯形波(方波)，这样就造成两种同步电动机在原理、模型以及控制方法上有所不同，为了区别由它们组成的永磁同步电动机，一般把产生正弦波磁场的永磁同步电动机称为正弦型永磁同步电动机；而由梯形波(方波)产生磁场的永磁同步电动机称为梯形波(方波)型永磁同步电动机，由于其原理与控制方式上基本与直流电动机系统类似，所以又称无刷直流电动机。另外，PMSM 按永磁体在转子上安装位置的不同，一般分为三类：表面式、嵌入式、和内埋式。前两种结构转子直径较小，从而降低了转动惯量，一般 PMSM 多采用这两种形式的转子结构。内埋式转子是将永磁体装于转子铁心内部，它的机械强度高，磁路气隙小，适于弱磁控制。

PMSM 从转子结构上大致可以分为两大类：

- 1、凸极式永磁同步电机 SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)
- 2、隐极式永磁同步电机 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)

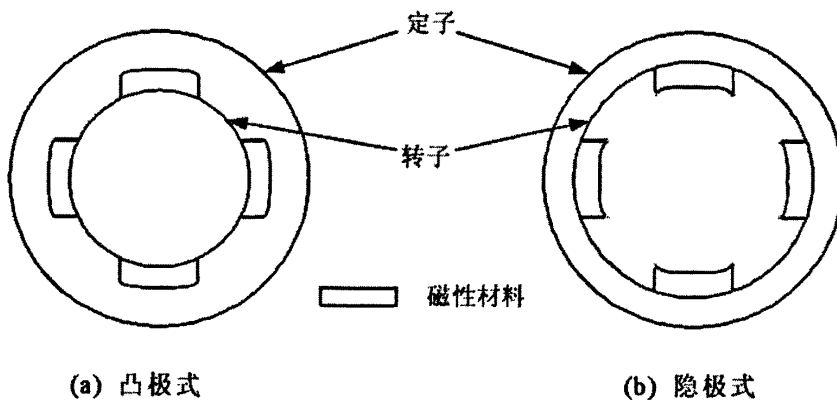


图 2.1 凸极式和隐极式 PMSM 结构示意图

图 2.1 显示了他们转子结构的不同，凸极式转子有明显的磁极，定子与转子之间的气隙是不均匀的，因此，其磁路与转子的位置有关。隐极式转子呈圆柱形，定子与转子之间的气隙分布均匀，磁路基本上与转子的位置无关。凸极式 PMSM 结构上比较简单、力矩大，但机械强度低，一般用于低速场合。隐极式永磁同步电机制造工艺较为复杂，但机械强度高，一般用于高速场合。但目前很多生产厂家将转子结构为隐极式的电机也生产的带有凸极效应，集合了上述两种电机的优点。这种兼顾了凸极式和隐极式电机优点的带有凸极效应的电机在伺服领域得到了广泛的应用^{[2][14]}。本课题研究的伺服系统中的永磁同步电机属于隐极式。

2.2 永磁同步电机的数学模型

控制对象的数学模型的准确程度是控制系统动、静态性能好坏的关键。本系统采用三相正弦波电流驱动的永磁同步电动机为研究对象。PMSM 矢量控制中要用到的坐标系分为两大类，一类是静止坐标系，包括三相 ABC 坐标系和两相 $\alpha\beta 0$ 坐标系；另一类是旋转坐标系，常用的是两相 $dq0$ 坐标系。其中以三相 ABC 坐标系下建立的永磁同步电机的数学模型为基础建立起来的方程也称永磁同步电机的基本方程。

2.2.1 永磁同步电机的基本方程

永磁同步电机的基本方程包括电机的电压方程、磁链方程和转矩方程等，这些方程是永磁同步电机数学模型的基础。图 2.2 为有代表性的三相、二极的表面式永磁同步电机等效结构示意图。

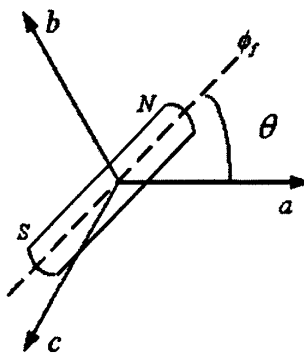


图 2.2 PMSM 模型等效结构示意图

1) 永磁同步电动机电压方程为:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_s i_a + p\psi_a \\ u_b &= R_s i_b + p\psi_b \\ u_c &= R_s i_c + p\psi_c \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

其中: u_a 、 u_b 、 u_c ——三相绕组相电压;

R_s ——每相绕组电阻;

i_a 、 i_b 、 i_c ——三相绕组相电流;

ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c ——三相绕组匝链的磁链;

$p = \frac{d}{dt}$ ——微分算子。

2) 磁链方程: 每个绕组的磁链是它本身的自感磁链和其它绕组对它的互感磁链及永磁磁通对定子侧产生的磁链之和。

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + \psi_{fa} \\ \psi_b &= L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + \psi_{fb} \\ \psi_c &= L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c + \psi_{fc} \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$

其中: L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} ——每相绕组自感;

$L_{ab} = L_{ba}$ 、 $L_{bc} = L_{cb}$ 、 $L_{ca} = L_{ac}$ ——两相绕组互感;

ψ_{fa} 、 ψ_{fb} 、 ψ_{fc} ——三相绕组匝链的转子每极永磁磁链。

并且永磁磁通对定子侧产生的磁链为:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{fa} &= \psi_f \cos \theta \\ \psi_{fb} &= \psi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \psi_{fc} &= \psi_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (2-4)$$

其中 ψ_f 为转子永磁体磁链的最大值, 对于特定的永磁同步电机为一常数;

另外, 定子各相自感为:

$$L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad (2-5)$$

定子间互感为:

$$M = L_{ab} = L_{bc} = L_{ac} \quad (2-6)$$

由电机三相电流满足

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-7)$$

把式(2-4)、(2-6)代入式(2-3)，得磁链方程为：

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= (L_s - M)i_a + \psi_{fa} = Li_a + \psi_f \cos \theta \\ \psi_b &= (L_s - M)i_b + \psi_{fb} = Li_b + \psi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \psi_c &= (L_s - M)i_c + \psi_{fc} = Li_c + \psi_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

其中： $L = L_s - M$

把式(2-8)代入式(2-2)得电压方程为：

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_s i_a + L p i_a - \psi_f \omega_s \sin \theta \\ u_b &= R_s i_b + L p i_b - \psi_f \omega_s \sin(\theta - 2\pi/3) \\ u_c &= R_s i_c + L p i_c - \psi_f \omega_s \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (2-9)$$

其中 $\omega_s = p\theta$

2.2.2 坐标变换

由于永磁同步电机具有正弦形的反电动势、定子电压、电流波形，因此各量均可通过矢量在时空相量图中表示，如图 2.3 所示。

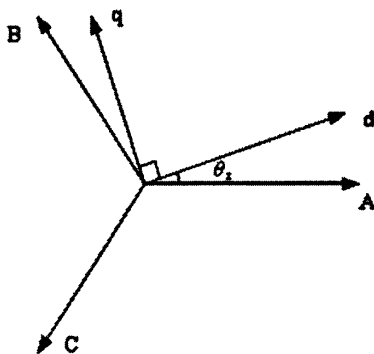


图 2.3 永磁同步电机矢量图

1、 $abc/\alpha\beta$ 坐标变换 (Clarke 变换)

三相定子 ABC 坐标系与两相定子 $\alpha\beta 0$ 坐标系之间的变换，即一个旋转矢量从三相定子 ABC 坐标系变换到两相定子 $\alpha\beta 0$ 坐标系，称为 Clarke 变换，也叫做

3/2 变换。图 2.4 绘出了 ABC 和 $\alpha\beta 0$ 两个坐标系，为方便起见， α 轴与 A 轴重合。设三相系统每相绕组的有效匝数为 N_3 ，二相系统每相绕组的有效匝数为 N_2 ，设磁动势波形是正弦分布的，当三相总磁动势与二相总磁动势相等时，两套绕组瞬时磁动势在 α 、 β 轴上的投影都应相等。

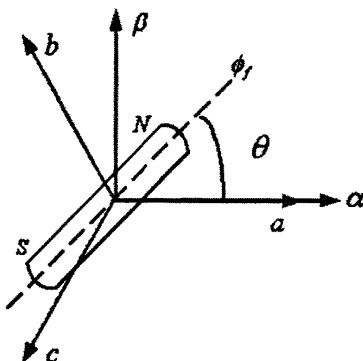


图 2.4 三相和二相坐标系与绕组磁动势的空间矢量位置

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_a - N_3 i_b \cos 60^\circ - N_3 i_c \cos 60^\circ = N_3 (i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c) \quad (2-10)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_b \sin 60^\circ - N_3 i_c \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_b - i_c) \quad (2-11)$$

为了便于求反变换，最好能将变换阵表示成可逆的方阵。为此，在二相系统上再人为地增加一项零轴磁动势 $N_2 i_0$ ，并定义为：

$$N_2 i_0 = KN_3 (i_a + i_b + i_c) \quad (2-12)$$

将以上三式合在一起，写成矩阵形式，得：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中 $C_{3/2} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix}$ 是三相坐标系变换到二相坐标系的变换阵

满足功率不变条件时应有:

$$C_{3/2}^{-1} = C_{3/2}^T = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & K \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

由 $C_{3/2}C_{3/2}^{-1} = E$ (单位阵), 因此得 $\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$, 且 $K = \frac{1}{\sqrt{2}}$

把它代入得:

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

$$C_{2/3} = C_{3/2}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

2. $\alpha\beta/dq$ 坐标变换 (Park 变换)

一个旋转矢量从 $\alpha\beta 0$ 垂直坐标系变换到 $dq 0$ 旋转坐标系, 称为 Park 变换, 也叫做交/直变换。图 2.5 中绘出了二相静止坐标系 $\alpha\beta 0$ 和二相旋转坐标系 $dq 0$ 之间的关系。图中静止坐标系的两相交流电流 i_α 、 i_β 和旋转坐标系的两个直流电流 i_d 、 i_q 产生同样的以转速 ω 旋转的合成磁动势 F_1 。

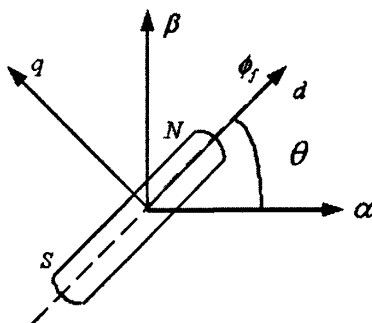


图 2.5 二相静止和旋转坐标系与磁动势空间矢量位置

由图可见，它们存在着下列关系

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_d \cos \theta - i_q \sin \theta \\ i_\beta &= i_d \sin \theta + i_q \cos \theta \end{aligned} \tag{2-17}$$

由上二式可得：

$$\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_q &= -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{aligned} \tag{2-18}$$

为了凑成方阵假想一个零轴

$$i_o = i_o \tag{2-19}$$

写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \tag{2-20}$$

由式 (2-13) 和 (2-20)，可得从三相 ABC 坐标系到二相 $dq0$ 旋转坐标系的变

换式 $C_{3s/2r}$ 为：

$$C_{3s/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

其反变换式为:

$$C_{2r/3s} = C_{3s/2r}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

利用式(2-22)的变换阵求得定子电压的变换关系为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

2.2.3 dq 坐标系下的永磁同步电机数学模型

前面已经提到,分析永磁同步电机性能最常用的方法就是利用其dq0坐标系方程。然而,PMSM运转时其定子和转子处于相对运动状态之中,永磁磁极与定子绕组,定子绕组与绕组之间的相互影响,导致PMSM内部的电磁关系十分复杂,再加上磁路饱和等非线性因素,给建立电机的精确数学模型带来了很大困难。为了得到简化的PMSM数学模型,通常作如下假设^{[8][18]}:

1. 认为磁路是线性的,可以用叠加原理进行分析。忽略磁路饱和、磁滞和涡流的影响;
2. 当定子通入三相对称正弦波电流时,气隙中只产生正弦分布的磁势而没有高次谐波;
3. 永磁磁极在气隙中产生的磁势为正弦分布,也无高次谐波,即定子的空载电势为正弦波;

4. 转子无阻尼绕组，永磁体也没有阻尼作用。

根据上述 3s/2s 和 2s/2r 坐标变换，即可推得三相绕组永磁同步电机在 dq0 旋转坐标系的数学模型如下：

定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q - \omega\psi_d \end{cases} \quad (2-24)$$

式中， u_d 、 u_q 分别为 d 轴和 q 轴上的等效电枢电压分量

定子磁链方程为：

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2-25)$$

式中， ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴的等效磁链； L_d 、 L_q 分别为 d 轴和 q 轴上的等效电枢电感分量

输出转矩方程为：

$$T_e = n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = n_p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (2-26)$$

机械运动方程：

$$Jp\Omega = T_e - T_L - R_\Omega\Omega \quad (2-27)$$

式中， J 转动惯量； Ω —转子机械角速度； R_Ω —阻力系数； T_L —负载转矩

电机状态方程：

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & N_p\omega_r & 0 & 0 \\ -N_p\omega_r & -R/L & -N_p\psi_f/L & 0 \\ 0 & K_t/J & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/J \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (2-28)$$

2.3 本章小结

本章首先从永磁同步电机的结构和分类出发，研究了永磁同步电机在三相定子 ABC 坐标系下的数学模型，即基本方程，通过坐标变换又得到了在 dq0 坐标系下的数学模型，为介绍永磁同步电机的矢量控制做了必需的准备。

第三章 永磁同步电机矢量控制及电压空间矢量脉宽调制

脉宽调制(PWM)技术在电气传动及伺服系统的变频器中已经得到了广泛应用。PWM就是利用半导体开关器件的导通与关断把直流电压变成脉冲,并通过控制脉冲宽度和周期以达到变压、变频及控制和消除谐波的目的^[2]。同步电机需要输入三相正弦电流的主要目的是在空间产生圆形旋转磁场,从而产生恒定的电磁转矩。按照跟踪圆形旋转磁场来控制PWM电压,使得磁链的轨迹靠电压空间矢量相加得到,由此产生了SVPWM技术。此方法控制简单,数字化实现方便,能明显减少逆变器输出电流的谐波成分及电机的谐波损耗,降低脉动转矩,而且,相对于SPWM控制技术,电压利用率提高了将近15%^{[20][21]}。

3.1 永磁同步电机的矢量控制

3.1.1 矢量控制的基本概念

1971年,德国学者Blaschke和Hasse提出了交流电动机的矢量控制理论。其基本思想是在普通的三相交流电动机上设法模拟直流电动机转矩控制的规律,在磁场定向坐标上,将电流矢量分解成为产生磁通的励磁电流分量和产生转矩的转矩电流分量,并使得两个分量互相垂直,彼此独立,然后分别进行调节。交流电机的矢量控制使转矩和磁通的控制实现解耦。所谓解耦指的是控制转矩时不影响磁通的大小,控制磁通时不影响转矩。这样交流电动机的转矩控制,从原理和特性上就和直流电动机相似了。因此矢量控制的关键仍是对电流矢量的幅值和空间位置(频率和相位)的控制^{[8][22]}。

矢量控制的目的是为了改善转矩控制性能,而最终实施仍然是落实到对定子电流(交流量)的控制上。由于在定子侧的各个物理量,包括电压、电流、电动势、磁动势等等,都是交流量,其空间矢量在空间以同步转速旋转,调节、控制和计算都不是很方便。因此,需要借助于坐标变换,使得各个物理量从静止坐标系转换到同步旋转坐标系,然后,站在同步旋转坐标系上进行观察,电动机的各个空间矢量都变成了静止矢量,在同步坐标系上的各个空间矢量就都变成了直流量,可以根据转矩公式的几种形式,找到转矩和被控矢量的各个分量之间的关系,实时的计算出转矩控制所需要的被控矢量的各个分量值,即直流给定量。按照这些

给定量进行实时控制，就可以达到直流电动机的控制性能。由于这些直流给定量在物理上是不存在的，是虚构的，因此，还必须再经过坐标的逆变换过程，从旋转坐标系回到静止坐标系，把上述的直流给定量变换成实际的交流给定量，在三相定子坐标上对交流量进行控制，使其实际值等于给定值。

3.1.2 永磁同步电机转子磁场定向矢量控制原理

由于永磁同步电机的数学模型是建立在转子 $dq0$ 旋转坐标系上的，故其矢量控制按转子磁场进行定向。三相永磁同步伺服电动机磁场定向矢量控制系统结构如图 3.1，由图可见永磁同步电机矢量控制交流伺服系统由以下几部分组成^[27]：

1. 转子磁极位置检测和速度计算模块；
2. 速度环、电流环控制器；
3. $3_s/2_s$ 、 $2_s/2_r$ 、 $2_r/2_s$ 坐标变换模块；
4. SVPWM 模块；
5. 整流与逆变模块；
6. 电压/电流采样模块。

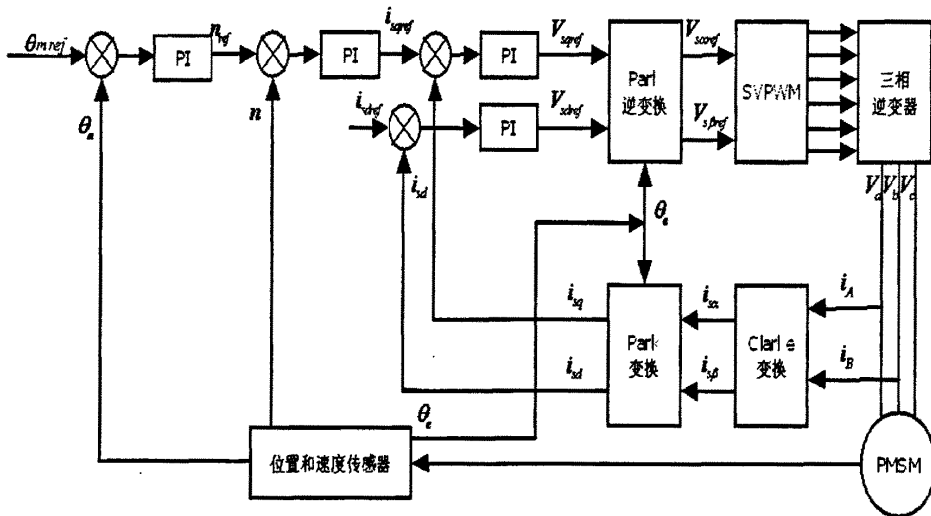


图 3.1 三相永磁同步伺服电动机磁场定向矢量控制系统结构图

通过电流传感器测量逆变器输出的定子电流 i_A 、 i_B ，经过 DSP 的 A/D 转换

器转换为数字量，并利用 $i_c = -(i_a + i_b)$ 计算出 i_c 。通过 Clarke 变换和 Park 变换将电流 i_a 、 i_b 、 i_c 变换为旋转坐标系中的直流分量 i_{sd} 、 i_{sq} ， i_{sd} 、 i_{sq} 作为电流环的负反馈量。利用增量光码盘测量电动机的机械转角位移 θ_m 和转速 n ，角度 θ_e 用于参与 Park 变换和逆变换的计算，转速 n 作为速度环的负反馈量，机械转角位移 θ_m 作为位置环的负反馈量。给定位置 θ_{mref} 与位置反馈量 θ_m 的偏差经过位置调节器，其输出作为参考转速 n_{ref} ， n_{ref} 与转速反馈量 n 的偏差经过速度调节器，其输出作为用于转矩控制的 q 轴电流参考分量 i_{sqref} 。以转速反馈量 n 作为输入的函数发生器，根据控制策略制定的速度—励磁曲线给出了用于产生磁场的 d 轴电流参考分量 i_{sdref} 。 i_{sqref} 和 i_{sdref} 与电流反馈量 i_{sd} 、 i_{sq} 的偏差经过电流调节器，分别输出 $dq0$ 旋转坐标系的相电压分量 V_{sqref} 和 V_{sdref} 。 V_{sqref} 和 V_{sdref} 再通过 Park 逆变换转换成 $\alpha\beta0$ 直角坐标系的定子相电压矢量的分量 V_{saref} 和 V_{sbref} ，然后再通过 SVPWM 变换器形成六路控制信号对逆变器的 IGBT 进行控制。

以上就是矢量控制理论下，一个三相永磁同步电机转子磁场定向矢量控制系统内部信号传递、处理流程。它很好的阐述了矢量控制的理论思想，也为我们设计研究基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统打下了基础。

3.2 电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 的实现

3.2.1 电压空间矢量脉宽调制基本原理

典型三相电压型逆变器加负载的拓扑结构如图 3.2 所示。 U_A 、 U_B 和 U_C 是逆变器的输出电压，六个 IGBT 由 V_1 — V_6 控制关通。并规定有当上桥臂开关元件开通时 (如 V_1 、 V_3 或 V_5 为 1)，相应的下桥臂开关元件关断 (对应的 V_2 、 V_4 或 V_6 为 0)，反之亦然。

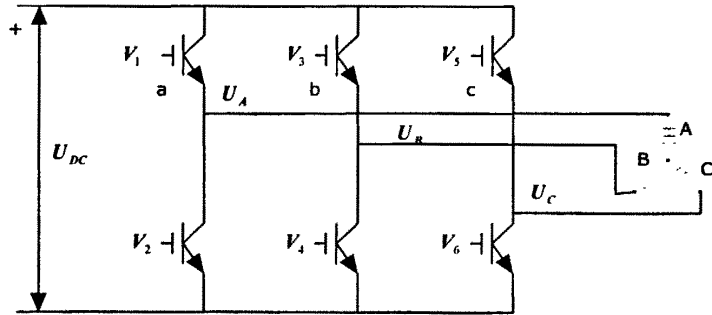


图 3.2 三相电压型逆变电路

其中，开关量 $[V_1 \ V_3 \ V_5]$ 和相电压 $[U_A \ U_B \ U_C]$ 及其线电压 $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA}]$ 有着固定的关系式，如式 (3-1)、(3-2) 所示，

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \\ V_5 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \\ V_5 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

用空间矢量图表示如图 3.3, 从图中可以得出，此逆变器是一个六拍逆变器，在空间形成一正六边形电压矢量，显然这电压矢量不是一个平滑的圆，根据电磁关系可知，对应在定子侧产生的磁链矢量也就没能形成一个平滑的圆，从而不能获得良好的电机运动性能。

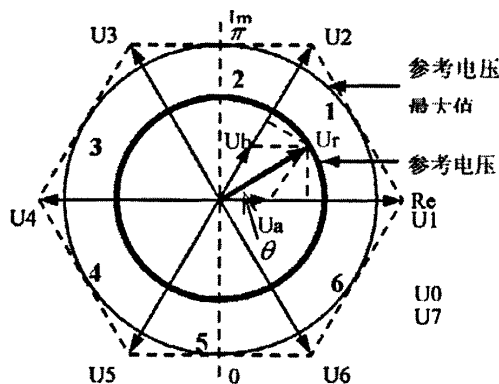


图 3.3 三相电压源逆变器空间矢量图

SVPWM 技术的目的是通过参考电压 U_r ，投影到其所在扇区相邻的两个基本电压空间矢量上，然后求出各自作用时间，进行矢量合成。对于任意小的时间周期 T ，逆变器输出平均值与 U_r 平均值相等。从而，最终能在空间形成电压矢量平滑的圆形轨迹，满足高性能的伺服系统要求^[23]。

以第一扇区举例，用最近的两个相邻有效矢量 U_1 、 U_2 和零矢量合成参考矢量 U_r ，得到

$$U_1 \times t_1 + U_2 \times t_2 + U_0(U_7) \times t_0 = U_r \times T \quad (3-3)$$

由图 3.3, 根据三角关系得

$$U_r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = U_a \sin \frac{\pi}{3} \quad U_a = \frac{2}{\sqrt{3}} U_r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$U_r \sin \theta = U_b \sin \frac{\pi}{3} \quad U_b = \frac{2}{\sqrt{3}} U_r \sin \theta$$

因此:

$$t_1 = \frac{U_a}{\frac{2}{3}U_{dc}} T = \sqrt{3} U_r T \sin(\pi/3 - \theta) / U_{dc} \quad (3-4)$$

$$t_2 = \frac{U_b}{\frac{2}{3}U_{dc}} T = \sqrt{3} U_r T \sin \theta / U_{dc} \quad (3-5)$$

$$t_0 = T - t_1 - t_2 \quad (3-6)$$

一般不发生调制过调制的情况下，有 $t_1 + t_2 \leq T$ ，把(3-4)、(3-5)两式代入，得

$$U_r \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)}, \quad U_r \text{ 最大值为 } U_{dc} / \sqrt{3}, \text{ 它是正六边形的内切圆半径。}$$

3.2.2 电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 实现算法

电压空间矢量脉宽调制实现过程，需要 U_r 矢量在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的 α 轴和 β 轴的分量 U_α 和 U_β 的实时值作为输入，并给定 PWM 周期 T 及直流侧电压 U_{dc} 的值。步骤如下：

1. U_r 所在扇区判断^[24]:

判断 U_r 位于哪个扇区是选择哪一对相邻的基本电压矢量去合成它的前提。根据一般的其在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下 U_α 和 U_β 值的给定方式, 常用的判断的方法如下:

$$\text{先定义: } \begin{cases} B_0 = U_\beta \\ B_1 = \sin 60^\circ U_\alpha - \sin 30^\circ U_\beta \\ B_2 = -\sin 60^\circ U_\alpha - \sin 30^\circ U_\beta \end{cases} \quad (3-7)$$

再用下式(3-8)计算 S 值:

$$S = 4 \times \text{sign}(B_2) + 2\text{sign}(B_1) + \text{sign}(B_0) \quad (3-8)$$

式中 $\text{sign}(x)$ 是符号函数。如果 $x > 0$, $\text{sign}(x) = 1$; 如果 $x \leq 0$, $\text{sign}(x) = 0$ 。

然后, 根据 S 值查表 3-1, 即可确定扇区号。

表 3-1 S 值与扇区的对应关系

S	1	2	3	4	5	6
扇区号	1	5	0	3	2	4

2. 作用时间计算^{[21][28]}:

在确定 U_r 所在扇区后, 就可以计算用于合成它的相邻基本电压空间矢量 U_x 、 U_{x+1} 各自作用时间。

$$\text{先定义: } \begin{cases} X = \sqrt{2}TU_\beta/U_{dc} \\ Y = \frac{\sqrt{2}}{2}T(\sqrt{2}U_\alpha + U_\beta)/U_{dc} \\ Z = \frac{\sqrt{2}}{2}T(-\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta)/U_{dc} \end{cases} \quad (3-9)$$

对于不同扇区, t_1 (对应 U_1 、 U_3 、 U_5)、 t_2 (对应 U_2 、 U_4 、 U_6) 按表 3-2 取值,

表 3-2 扇区与非零矢量作用时间的对应关系

扇区号	1	2	3	4	5	6
t_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
t_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

t_1 、 t_2 赋值后，还要对其进行过调制判断^[25]。若 $t_1 + t_2 > T$ ，取

$$t_1' = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \times T$$

$$t_2' = \frac{t_2}{t_1 + t_2} \times T$$

计算电压空间矢量占空因数：

$$t_{acn} = (T - t_1' - t_2') / 4$$

$$t_{bcn} = t_{acn} + t_1' / 2$$

$$t_{ccn} = t_{bcn} + t_2' / 2$$

其中 t_{acn} 、 t_{bcn} 、 t_{ccn} 为矢量切换点。

不同扇区下矢量作用时刻如表 3-3 所示。

表 3-3 矢量作用时刻表

扇区	1	2	3	4	5	6
T_a	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}
T_b	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{aon}	t_{con}
T_c	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{bon}	t_{aon}

其中 T_a 、 T_b 、 T_c 分别为 A、B、C 相矢量作用时刻。

由 V_{sref} 、 $V_{s\beta ref}$ 可得到扇区号 sector，根据表 3-2 通过编写的 MATLAB 函

数得出 t_1 、 t_2 ，然后由表 3-3 推出 T_a 、 T_b 、 T_c ，将它们与设定的三角波比较，三角波周期为 PWM 周期 T ，幅值为 $T/2$ ，当三角波输出值与 T_a 、 T_b 、 T_c 值相等时，就改变相应 PWM 的输出状态，三角波值大于它们的值时，PWM 输出为 1，反之为 0。

3.3 本章小结

本章介绍了矢量控制的基本概念，并深入分析永磁同步电机转子磁场定向矢量控制原理，并在此基础上系统地介绍了 SVPWM 技术特性及其算法。从而为接下来的系统硬件设计与研究工作奠定了基础。

第四章 基于 DSP 的永磁同步电机伺服系统硬件设计

随着半导体和数字技术的发展,高集成度的数字芯片大大的减小了系统的体积,增加了系统运行的可靠性。而高速的数字处理芯片的出现,又使复杂系统的数字控制成为可能,并逐步应用到工业场合中。本章将首先介绍系统硬件设计的基本结构,再详细介绍系统每一单元的构成及功能。

4.1 系统硬件电路整体介绍

基于 DSP 的永磁同步电动机伺服系统的结构如图 4.1 所示。整个系统主要是由主电路单元、控制电路单元、辅助电路单元等构成。主电路单元包括三相不可控整流桥、IPM 逆变电路和 PMSM 等;控制电路单元由 DSP 和一些外围电路组成;辅助电路单元由电流/电压采样电路、保护电路、驱动电路等组成。本设计采用珠海运控电机有限公司的 PMSM,型号为 57BL(3)-A75-30H,电机部分参数如下所示:额定输出功率:200W,额定转矩:0.637Nm,额定线电流:1.265A,额定转速:3000rpm,电枢绕组相电阻:15.42 Ω ,编码器线数:2500P/R,转矩系数:0.411Nm/A,电枢绕组相电感:30.08mH,电机转子惯量:0.138 $\times 10^{-4}$ Kg m^2 ,极对数:4。

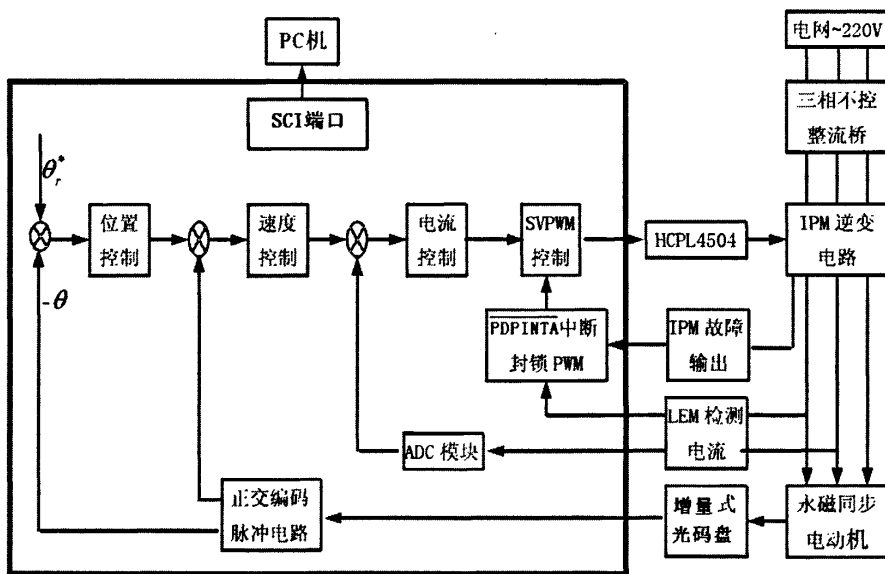


图 4.1 基于 DSP 的永磁同步电动机伺服系统总体结构框图

4.2 主电路单元

功率主回路是进行能量转换、电机驱动**的强电电路**，主要由不可控整流电路、继电器、保护电路、IPM 逆变电路模块以及其他辅助电路组成。当功率驱动器接通电源后，先经热敏电阻导通直流侧电路，经各保护环节检验正常后继电器闭合使主电路真正通路，这样整流桥把三相交流电转换成直流电源给 IPM 模块供电，IPM 根据 DSP 的六路 PWM 脉冲信号进行六个 IGBT 开关元件的导通与关断控制，从而来驱动永磁同步伺服电机的运行。整个主回路形成交直交变频方式。主电路图如图 4.2 所示。

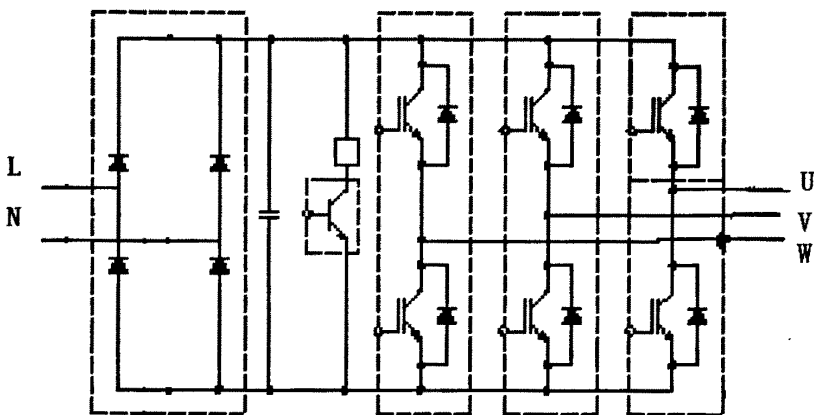


图 4.2 主电路单元结构图

4.2.1 整流电路

本设计中整流电路为两相不可控的 IPM 用超薄两相整流桥 KBU1010，耐压可达 1000V。输入三相交流电经整流后平均直流电压为 $U = 220 \times \sqrt{2} \approx 311V$ 。直接整流后的直流母线电压会有很强的脉动，因而需要在母线两端加装较大容量的滤波电容，但是具有高耐压参数的电容价格昂贵且货源紧张，因而本设计中的母线滤波电路由三个美国 CDE941 吸收电容(400V/300 μ F)并联完成。通常情况下，母线电压范围一般在 280V-342V，因此每个电容两端最多均得 342V 的电压，电容可以安全使用。实测该装置滤波效果基本理想、满足设计要求。

4.2.2 软启动电路

当输入电路采用电容滤波型整流电路时,在进线电源合闸瞬间,由于电容上的初始电压为零,电容器充电瞬间会形成很大的浪涌电流,特别是大功率情况下,采用容量较大的滤波电容器,使浪涌电流可高达 50A 以上。在电源接通瞬间如此大的浪涌电流,重者会导致输入熔断器烧断或合闸开关的触点烧坏、整流桥过流损坏。上述现象均会造成变频器无法正常工作。为此几乎所有的中大功率变频器都设置了防止浪涌电流的软启动电路,以保证电源正常而可靠运行。防浪涌软启动电路通常有晶闸管保护法和接触器保护法两种方式。一种是采用晶闸管和限流电阻组成的防浪涌电流电路。在电源接通瞬间,输入电压限流电阻对电容器充电,限制浪涌电流。当电容器充电到约 80%额定电压时,逆变器正常工作。此时发出晶闸管的触发信号,使晶闸管导通并短路限流电阻,开关电源处于正常运行状态。除此之外传统的方法是采用接触器和限流电阻构成的防浪涌电流电路,其原理和采用晶闸管电路基本一致,只是实现方法略有不同。

4.2.3 逆变电路

本设计中逆变电路选用了绝缘栅双极型晶体管 IGBT 作为开关器件。绝缘栅双极型晶体管将 MOSFET 和 GTR 的优点集于一身,既具有输入阻抗高、速度快、热稳定性好,且驱动电路简单、驱动电流小等特点,又具有通态压降小、耐压高及承受电流大等优点。对于开关器件等级的选择,其主要依据是所要设计系统的功率等级,一般来说,开关期间的额定耐压应不小于 2 倍的直流侧最大电压,主开关器件的额定工作电流应不小于 2-3 倍电路的额定工作电流。本设计中,考虑到的伺服电机功率大小,选用的是日本三菱电机公司推出的第四代智能功率模块 DIP-IPM 系列中 PS21564(15A/600V/0.75KW),如图 4.3,因为它具有以下优点^[17]:

- 1) 开关速度快。IPM 内的 IGBT 芯片都选用高速型,而且驱动电路紧靠 IGBT 芯片,驱动延时小;
- 2) 低功耗。DIP-IPM 内部的 IGBT 导通压降低,开关速度快;
- 3) 快速的过流保护。DIP-IPM 实时检测 IGBT 电流,当发生严重过载或直接短路时,IGBT 将被软关断,同时送出一个故障信号;
- 4) 抗干扰能力强。门级驱动与 IGBT 集成,布局合理,无外部驱动线;

5) 驱动电源欠压保护。当低于驱动控制电源（一般为 $15V$ ）就会造成驱动能力不够，增加导通损坏，DIP-IPM 自动检测驱动电源，当低于一定值超过 $10\mu s$ 时，将截止驱动信号；

6) 无须采取防静电措施；

7) 大大减少了元件数目。由于采用小封装，所以体积相应小；

8) 绝缘耐压采用工业级 $2500V$ ；

9) 由于是高电平驱动，可靠性更高。

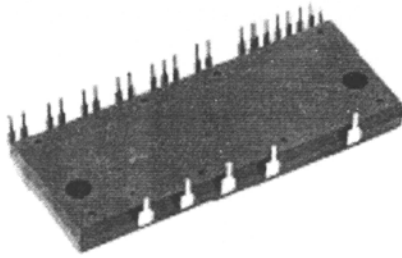


图4.3 三菱电机公司第四代智能功率模块PS21564

结合以上几点及本设计的需要，电机驱动和保护部分采用的是上海嘉尚电子科技有限公司提供的DR15A。它是集IPM、开关电源、高速光耦、保护电路、吸收电路、外围接口、散热器于一体，采用国际标准工艺定制的全功能逆变驱动器。DR15A工作电流为 $5A$ ，最大电流可达 $7.5A/相$ ，能够满足该次设计的要求。

它具有以下特点：

一、IPM(智能功率模块)驱动，具有过流、过热、欠压、过压和过载检测等完整的保护措施；

二、采用反激式开关电源，输出独立四组 $+15V$ 供IPM自用， $+24V$ 供继电器， $+5V$ 供CPU用等；

三、采用安捷伦高速光耦HCPL4504做隔离，隔离强度为 $15kv/\mu s$ ，满足设计要求；

四、采用GB0607合金铝做散热器，保证安全散热；

五、采用美国CDE941吸收电容，有效地防止尖峰浪涌保护IPM；

六、双电流传感器输出电流参数；

七、采用标准工业设计，开放式结构，便于用户设计产品；

DR15A大电流用户端子接口示意图如图4.4

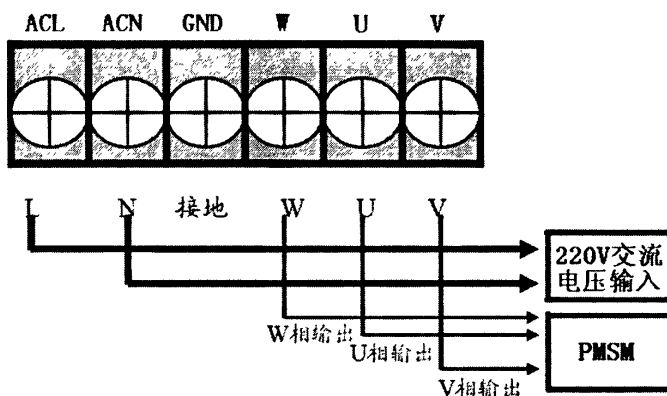


图4.4 DR15A大电流用户端子接口示意图

本设计中使用到的DR15A控制端的引脚位置如图4.5

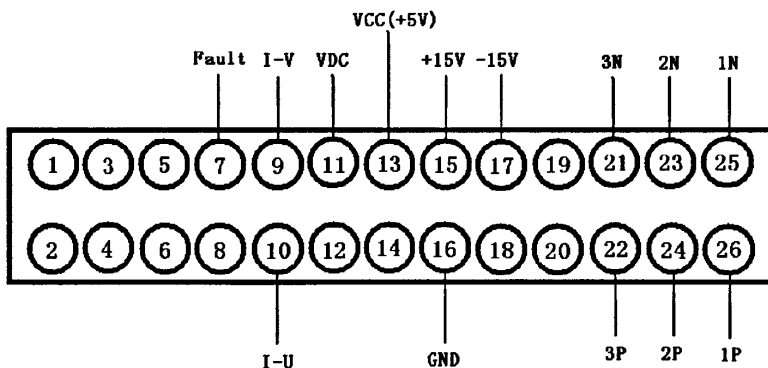


图4.5 使用到的DR15A控制端引脚功能介绍示意图

其中Fault，为IPM的错误输出信号，正常时为高电平，当有过流、欠压等现象时，该引脚将被置低，I-V和I-U分别为V,U 电流检测引脚，VDC 是对应于单相电经整流和滤波后的电压值，最后六个脚是PWM1-PWM6的输入脚，在系统内部，它们经由光电耦合后输入给IPM，实现电机控制。DR15A最高频率能达到

20kHz, 使用频率为16kHz左右。

4.3 系统控制电路单元

应用于电机的控制器, 必须具备价格便宜、高速的运算能力、完整的电机控制接口。一般的 MCU 如 Intel 8051, Intel 80196MC 等, 已广泛应用于工业控制领域, 其关键主要在于完整的 I/O 接口, 但应用于电机控制, 则有 I/O 不足或运算能力不够的缺点。面向电机的专用数字信号处理器 (DSP) 的出现, 为伺服系统采用先进的控制理论以及复杂的控制算法提供了有力的支持, 使自适应控制、模糊控制等智能控制在交流伺服系统在线实时的应用成为可能。

数字控制器是交流伺服系统的核心部分, 三环系统的构成、电机控制算法的实现、系统调节器的计算和脉宽调制波的发出都由数字控制器完成。为了使本设计中交流伺服系统能满足响应速度更快、实时性更强的特性^[34], 本设计采用 TI 公司专门用于电机控制的 DSP-TMS320LF2407。

4.3.1 TMS320LF2407 概述

TI 公司的 TMS320LF2407 芯片, 内部采用多总线的哈佛结构, 流水作业, 具有强大的片上 I/O 和其他外设, 它的事件管理器 (Event Manager) 是专门为电机控制设计的, 具有 4 个可编程定时器, 每个定时器又具备多种中断, 非常有利于产生控制信号。TMS320LF2407 有以下一些特点^{[29][30][31][32]}:

- 32 位中央算术逻辑单元 (CALU); 32 位累加器; 16 位 X16 位乘法器和 32 位乘法结果寄存器; 3 个定标移位寄存器; 8 个 16 位辅助寄存器。

- 采用高性能静态 CMOS 技术, 使得供电电压降为 3.3V, 减小了控制器的功耗; 40MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 25ns (40MHz), 而且绝大部分指令都是单周期指令, 从而提高了控制器的实时控制能力。

- 基于 TMS320C2xxDSP 的 CPU 核, 保证了 TMS320LF2407 的代码与 TMS320 系列的 DSP 兼容。

- 片内有高达 32K 字节的 FLASH 程序存储器, 高达 1.5K 字节的数据/程序 RAM, 544 字双口 RAM(DARAM)和 2K 字节的单口 RAM(SARAM)。

- 两个专门的电机控制时间管理器 EVA 和 EVB, 每个包括: 两个 16 位通用定时器; 8 个 16 位的脉宽调制 (PWM) 通道。它们能够实现: 三相反相器控

制；PWM 的对称和非对称波形；可编程的 PWM 死区控制以防止上下桥臂的直通；3 个捕获单元；片内光电编码器接口电路；16 通道 A/D 转换器。

- 可扩展的外部存储器总共 192K 字空间；64K 字程序存储空间；64K 字数据存储空间；64K 字 I/O 寻址空间。

- 看门狗定时器模块 (WDT)，控制器局域网 (CAN) 2.0B 模块。

- 10 位 A/D 转换器最小转换时间位 500ns，可选择由两个事件管理器来触发两个 8 通道 A/D 输入转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器。

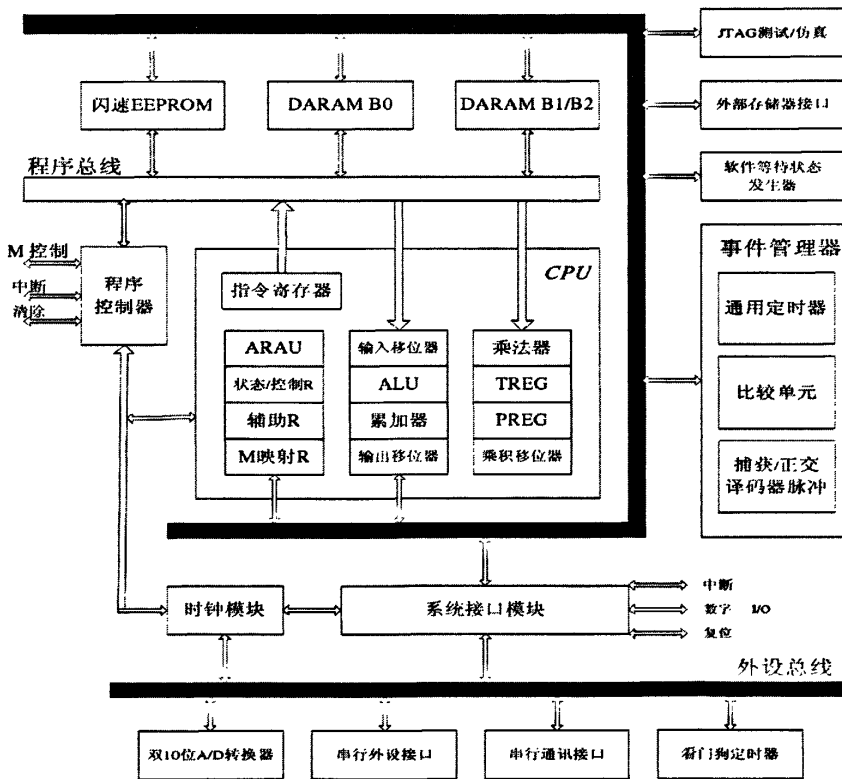
- 串行通信接口 (SCI) 模块，16 位的串行外设 (SPI) 接口模块。

- 高达 40 个可单独编程或复用的通用输入输出引脚 (GPIO)。

- 5 个外部中断 (两个电机驱动保护、复位和两个可屏蔽中断)。

- 电源管理 3 种低功耗模式，能独立的将外设器件转入低功耗工作模式。

下图为 DSP 总体结构图：



6

图 4.6 DSP 控制器的总体结构图

系统在调试上，应用了仿真器和 CCS2000 软件构成开发系统，在 DSP 的系统调试和程序编写上，需要注意的是：

- 1) DSP 中的中断较为重要，也比较复杂，需要小心对其设置；
- 2) 对于有两级内容的变量，如 FIFO 变量，对其读写一次将改变它的内容，在使用 CCS2000 软件时最后不要直接对其进行监控和观测之类的操作。

4.3.2 TMS320LF2407 最小系统简介

图 4.7 所示为以 TMS320LF2407 为伺服系统控制器核心的系统框图

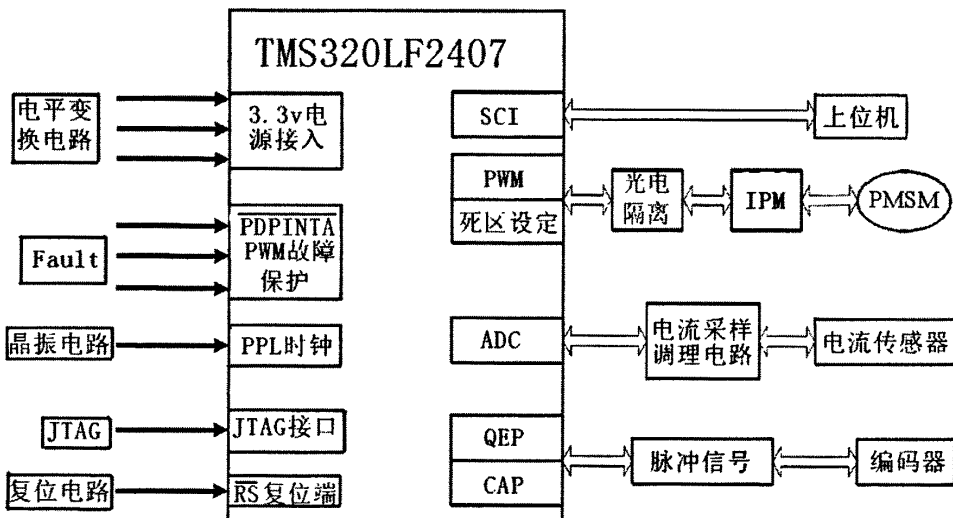


图 4.7 以 TMS320LF2407 为伺服系统控制器核心的系统框图

在该系统中，DSP 实现了 PI 调节器；PWM 信号生成模块，并通过软件在 PWM 中加入死区；提供了两个 A/D 模块可同时进行转换，保证了被采集的两相电流信号的同相位；提供了正交编码电路(QEP)实现方向识别和 4 倍频；通过 SCI 接口，与上位机通讯，设定初始位置、速度以及运行状态中改变速度。下面首先介绍 TMS320LF2407 的最小系统，其他辅助电路及保护电路将在下节介绍。

TMS320LF2407 的最小系统包括外扩存储器、JTAG 口、3.3V 直流电源、复位电路和晶体振荡器电路等组成^[33]。

一、晶体振荡器电路

在 DSP 内部，有一个锁相环时钟模块 PLL (Phase-Locked Loops)，它是被

作为一个片内外设看待的，接在片内外设总线上，对输入时钟信号进行分频或倍频的电路，PLL 的分频和倍频系数由 SCSR1 寄存器的第 9-11 位决定。也就是说只要有了 PLL，可以为 DSP2407 提供一个振荡的源泉，它就会加工出各种所需频率的时钟信号。这样我们可以选择片外的振荡频率更加低一些，以可以相对减少印制板级的电磁干扰，使硬件系统更易实现，系统性能更好。另外，DSP2407 的锁相环时钟电路需要片外滤波器电路的配合。下图 4.8 为锁相环时钟模块 PLL 片外滤波电路。

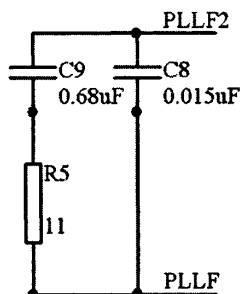


图 4.8 锁相环时钟模块 PLL 滤波电路

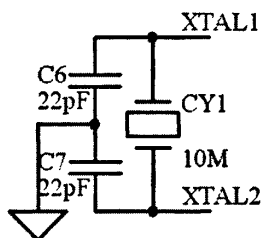


图 4.9 晶振电路

最小系统时钟设计有两种工作方法：一种是晶体工作方式，它利用 PLL 中提供的内部振荡电路，在 DSP2407 芯片的引脚 XTAL1/CLKIN 与 XTAL2 之间连接一晶体，启动内部振荡器；另一种方法是晶振方式，此方法不使用片内的振荡电路，完全由外部有源晶体振荡器产生时钟信号，直接接入 XTAL1/CLKIN 引脚，此时，XTAL2 脚悬空。在本设计中，选择 10 MHz 的外部无源振荡器，通过 4 倍频，变成 40 MHz 供 DSP 使用。图 4.9 为本设计采用的晶振电路。

需要指出的是，PLL 模块使用外部滤波电路来抑制信号抖动和电磁干扰，使信号抖动和干扰影响最小。滤波器电路中的 R_1 、 C_1 和 C_2 构成，电容 C_1 和 C_2 必须是无极性的。在制作印刷电路板时，所有连接 PLL 的 PCB 导线必须尽可能短，另外。滤波回路的元件、PCB 导线和 DSP 芯片应尽可能小。

二、电源

由于 DSP2407 采用低电压 3.3V 供电方式，而本设计所用的是一个外部+5V 开关电源供电，所以需要将+5V 电源变换成 3.3V。本设计选择了 TI 公司的 TPS7333 作为 DC/DC 转换芯片。它是一个双路低压降的电压调节器，输入为+5V

电压，可输出一路+3.3V 固定电压，每路电流最大输出为 1A。片内 Flash 编程电压可由+5V 直接输入。下图为 TPS7333 引脚及电路连接原理图。

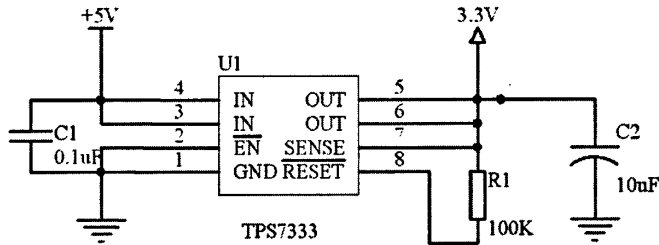


图 4.10 TPS7333 引脚及电路连接原理图

三、JTAG 接口电路

DSP2407 芯片含有高级仿真特性所需的硬件扩展，这为复杂的调试系统设计提供了简单、便宜和快捷的途径。它不需要传统仿真系统所必需的接插设备，而且这种方式不占用系统资源。

JTAG (Joint Test Action Group) 是 1985 年制定的检测 PCD 和 IC 芯片的一个标准，1990 年被修改后成为 IEEE 的一个标准，即 IEEE1149.1-1990。通过 JTAG 接口，可对硬件电路进行边界扫描和故障检测。TI 公司 DSP 系列仿真器的仿真信号线都采用 JTAG 标准 IEEE1149.1，采用 14 线仿真头。仿真器一般提供 DSP 的 JTAG 时钟信号，只参与数据的传输，即将目标代码通过 JTAG 接口从 PC 机下载到目标系统的存储器中，而仿真是在 DSP2407 片内完成的。

本设计中采用无缓冲的简单连接方式，如图 4.11 所示。图中的调试接口使用了 5 个标准的 JTAG 信号 (TRST、TCK、TMS、TDI 和 TDO) 和两个扩展口 (EMU0、EMU1)。图中 R12 和 R13 增加仿真器在强噪声环境中的抗干扰能力。一般情况下，取 $10K\Omega$ (这可使信号上升时间小于 $10\mu s$) 就能提供足够的保护，使得调试器和应用目标板能够有效的连接。上电后 TRST、EMU0 和 EMU1 信号的状态决定了控制器的操作方式。只要控制器有足够的电源，操作方式就会马上被启动。在 TRST 信号上升时，EMU0 和 EMU1 信号在上升沿被采样，锁存操作方式。

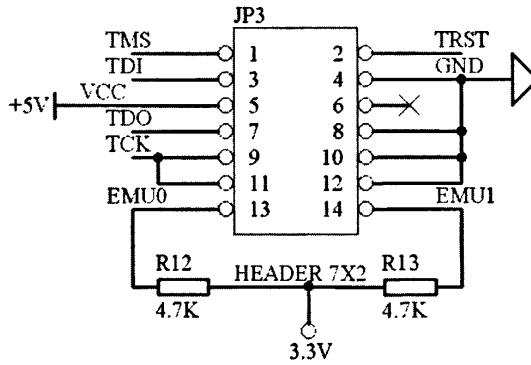


图 4.11 DSP2407 与仿真器无信号缓冲连接图

四、复位及外部存储器接口电路

本设计使用的复位电路如图 4.12，其 RS 端口接 DSP2407 芯片上的 \overline{RS} 引脚。

其中 DS1818 为 Dallas 公司的专用复位芯片。

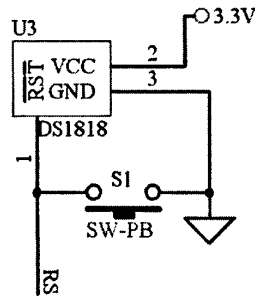


图 4.12 DSP2407 复位电路

DSP2407 复位后，将采集 MP/\overline{MC} 引脚的电平。 MP/\overline{MC} 引脚为 0 时，DSP2407 被配置为微控制器方式，从片内程序存储器 0000h 处读取复位向量，并接着执行片内的程序； MP/\overline{MC} 引脚为 1 时，DSP2407 从片外程序存储器 0000h 处读取复位向量，并执行片外的程序。为了实现这两种状态的转换，在本设计的硬件电路中，给 MP/\overline{MC} 引脚加了一个跳线接口，跳线的一端接 V_{cc} ，另一端接地。通过这一跳线对逻辑高电平或逻辑低电平进行选择，来达到程序空间是片内还是片外这两种配置方式的转换。外部程序存储器选用了 ICSI (Integrated Circuit

Solution Inc)公司的 IS61LV6416TSOP2, 它是高性能 CMOS 静态 RAM, 容量为 64K字×16, 最小读/写时间为 12ns。当 DSP2407 工作在 40MHz 时, 其机器周期为 25ns, 故访问时无须加等待状态。下图为 IS61LV6416TSOP2 引脚及连接图。

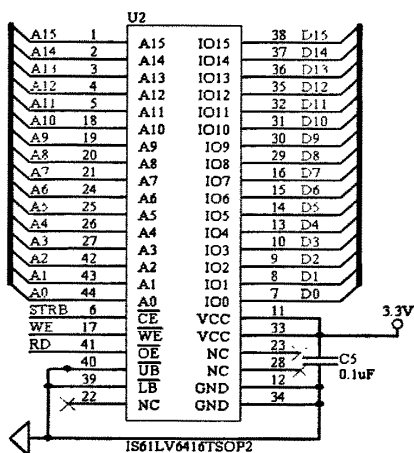


图 4.13 DSP2407 外部程序存储器 IS61LV6416TSOP2 引脚及连接图

DSP2407 其他功能引脚的处理：外部器件准备好引脚 (READY) 应该接高电平, 使其一直固定为有效的访问外部存储器状态; ENA_144 通过 2kΩ 上拉电阻接+3.3V, 其意义为使外部接口信号有效, 为 0 外部接口信号无效; 可视输出使能引脚 ($\overline{\text{VIS_OE}}$) 为输出脚, 故可悬空; V_{ccp} 使用一个跳线接口, 接入+5V 表示向片内 Flash 存储器写入程序, 平时不写程序时接地; TP1、TP2 测试引脚悬空。

未用的输出引脚可以悬空不接。对于未用的 I/O 引脚, 由于本设计中将使用 I/O 口的缺省状态为输入引脚, 故将它们上拉或下拉为固定电平。这样做原因有二: 一是输入引脚悬空不接时, 电平浮动, 对 DSP 是一种干扰; 二是输入引脚悬空, 当高、低电平转换时, 会产生功耗。

五、指示灯简要说明

本设计中最小系统上加了两个电源指示信号灯, +5V 红色电源指示灯表示电路板供电正常; 电源芯片输出 3.3V 绿色指示灯表示 DSP、I/O 供电正常。另外还配备了发光二极管配合调试时用。

4.4 辅助电路单元

4.4.1 电流信号采样电路

伺服系统的控制器需要及时准确的知道绕组中实际电流，以实现电流实时跟踪和保护电路的设计。DSP2407 内部集成了 16 个 10 位的 A/D 转化器，可以严格的同时采集两相电流，避免了采样时间上的延时，其精度基本满足设计要求。

在电气特性上，电机的电流瞬时值为强电量，而必须经过强弱电隔离并实现对应的转换。由于 PMSM 电机的绕组方式是不带零线的星型接法，即三相电流对称，有 $i_v + i_u + i_w = 0$ ，因此只需检测两相电流就可以，在本设计中，使用的 DR15A 器件上配备两个电压电流霍尔传感器，实现了强弱电的分离。其输出 $-4V+4V$ 的电压信号对应于电机定子上的 V、U 两相的实际电流 $-4A+4A$ 。而 DSP 只能接受 $0+3.3V$ 的单极信号，很明显实际电流为双极性的，为此我们首先对两相电压信号进行加 $+5V$ 的补偿处理，得到 $1V-9V$ 的信号，再通过由运算放大器及高速线性光耦构成的比例隔离电路得到 $0.3V-3.3V$ 电压信号。在此，整个电流信号采样电路由 Philips 公司的两个 LM358 芯片（其内带有两个运算放大器）和 Agilent 公司的线性光耦 HCNR200 芯片及外围滤波电路组成，其电路连接图如下，器件的具体参数选择将在后说明。

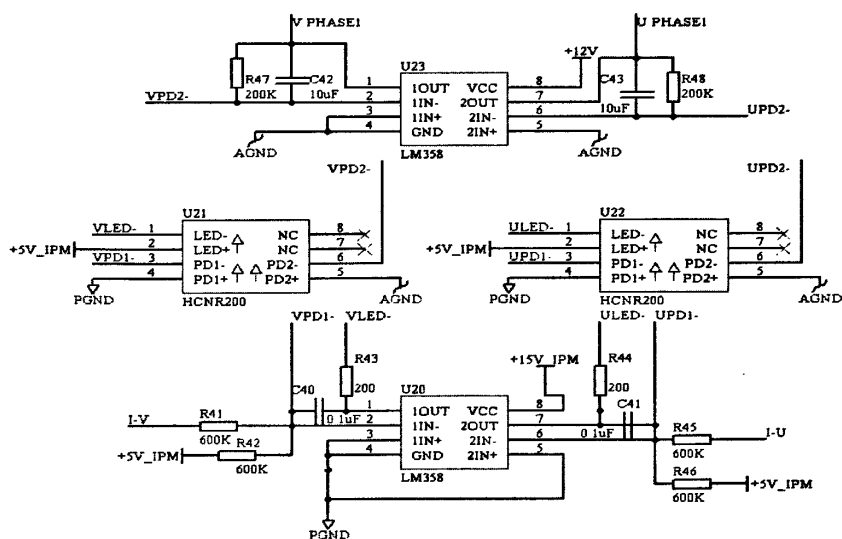


图 4.14 两相电流采样电路

其中, I-V、I-U 为 IPM 供给 PMSM 电机的两相电流信号, V PHASE1、U PHASE1 为经过采样电路后的两相电流信号。

4.4.2 直流母线电压检测电路

同样地, 由于 DR15A 器件上提供的直流母线电压 VDC 是+30V~+50V 的电压信号(对应于实际的电压为 0~800V), DSP2407 上 ADC 模块输入引脚的采样信号电压必须满足输入电压范围(0-3.3V), 因此在电路设计中, 我们采用和两相电流采样相似的电路, 只是要在电路的输入端加上一个分压电路, 以确保输入到 LM358 芯片上的电压信号小于其工作电压+15V。在实际设计中, 选用 400 K Ω 和 100 K Ω 组成的分压电路把 VDC 的电压信号处理成+6V-+10V。其连接电路图如 4.15, 其中比例系数 $K=R51/R53$, 这里取 $K=4$, 最后得到的 VDC_OUT 电压信号变化范围为: +1.5V-+2.5V, 满足设计要求。

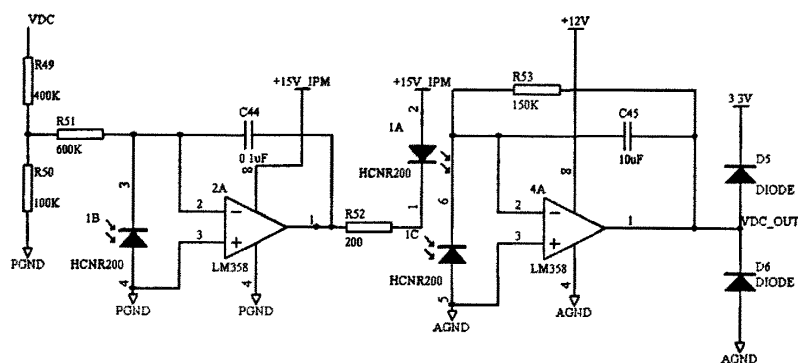


图 4.15 直流母线电压检测电路

4.4.3 速度与位置检测电路

位置和速度是本设计需要检测的两个重要量, 他们是为了实现位置、速度控制以及坐标变换需要而设计的。高性能的交流伺服系统一般都要求有高精度的位置检测元件, 能否准确的测量位置和速度, 直接影响着系统的控制性能。本设计中所用的交流伺服电机上配备着一个 2500 个脉冲/转的增量式光电编码器, 工作电压+5V, 它是一种直接把角位移变量转换为数字信号的检测元件, 且具有较高的分辨率和简单的接口电路, 设计中使用 DR15A 上的+5V 电源供电。

编码器输出两路正交的差分脉冲信号 (A+, A-和 B+, B-), 一路零位差分

脉冲信号 (Z+, Z-) 和三路相差 120° 的初始位置差分脉冲信号 (U+, U-, V+, V-, W+, W-), 且高电平值为 4V, 低电平为 0V, 编码器每转输出脉冲个数与电动机极对数有一定的对应关系, 根据 U、V、W 三路脉冲的高低电平关系就可以判断电动机磁极的位置, 因此可用于确定电机的初始相位。A、B 两路脉冲信号用于电动机转向判断和脉冲计数, Z 脉冲每转出现一次, 用于定位。其中, 使用差动输出是为了避免较强的电磁干扰, 提高系统的抗干扰性能。

本设计中, 为了实现符合 DSP2407 所要求的+3.3V 信号, 采用 TI 公司的 MC3486 差动接收器及 HP 公司的高速光偶 HCPL4504 (隔离强度为 15KV/us) 组成, 图 4.16 为其电路连接图 (A、B、Z 三路处理与 V、U、W 相同)。

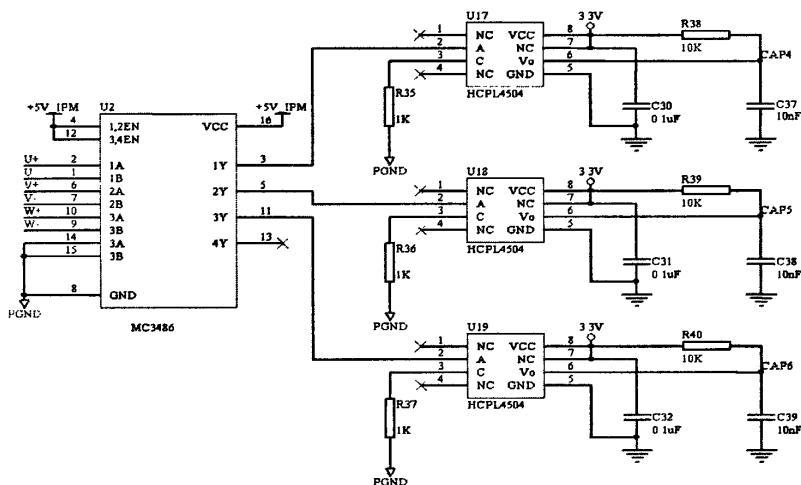


图 4.16 速度与位置检测信号转换电路

转换后的两路正交脉冲信号 (A、B) 接入 DSP2407 的事件管理器模块 (EVA) 上的 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 引脚, Z 脉冲信号接入 CAP3/IOPA5, 三路相差 120° 的初始位置脉冲信号 (U、V、W) 分别接入事件管理器模块 (EVB) 上的 CAP4/QEP3/IOPF7、CAP5/QEP4/IOPF0 和 CAP6/IOPF1 引脚。在应用时, 软件使能 EVA 为正交编码脉冲输入单元 (QEP), 其计数时基由通用定时器 2 提供, 通用定时器必须设置成定向增/减计数模式, 并以正交编码脉冲电路作为时钟源; 使能 EVB 为通用 I/O 口。电机的旋转方向可通过检测两个脉冲序列中的哪一个

先到达来确定，QEP 本身无需加任何硬件就能进行四倍频，大大简化了系统的硬件，提高了系统的可靠性和抗干扰性。

4.4.4 驱动隔离电路

本设计的 DSP2407 控制输出信号主要是通入功率驱动器 DR15A 的六路 SVPWM 脉冲信号 (PWM1-PWM6)，其是电压峰值为 3.3V 的方波信号，而输入功率驱动器 DR15A 的电压要求为 +5V，且要求具有较大的电流以保证二级驱动能力，为此必须对输出信号进行一级隔离放大处理。由于 DR15A 上的 IPM 模块的开关频率最高可达 20KHz，输入驱动信号为 15V，为了能够充分利用其高速开关、低功耗、低噪声的优良性能，设计驱动电路时必须考虑三个方面的问题：

- 1) 各级驱动电路之间必须相互隔离，不能共地且有一定的功率；
- 2) 输入控制信号与驱动输出之间必须有良好的电器隔离；
- 3) 开关控制信号的延迟必须为纳秒级。

为了很好的满足上述几点基本要求，本设计选用 74HCT365 驱动芯片和高速光耦 HCPL4054 组成，如图 4.17。DSP2407 的 PWM 模块上有从 25ns (1 个 CPU 时钟周期) 到 16us 的可编程死区发生器控制 PWM 输出，其中高速光耦 HCPL4054 的传输上升和下降延迟时间分别为 30ns 和 20ns，满足设计要求。

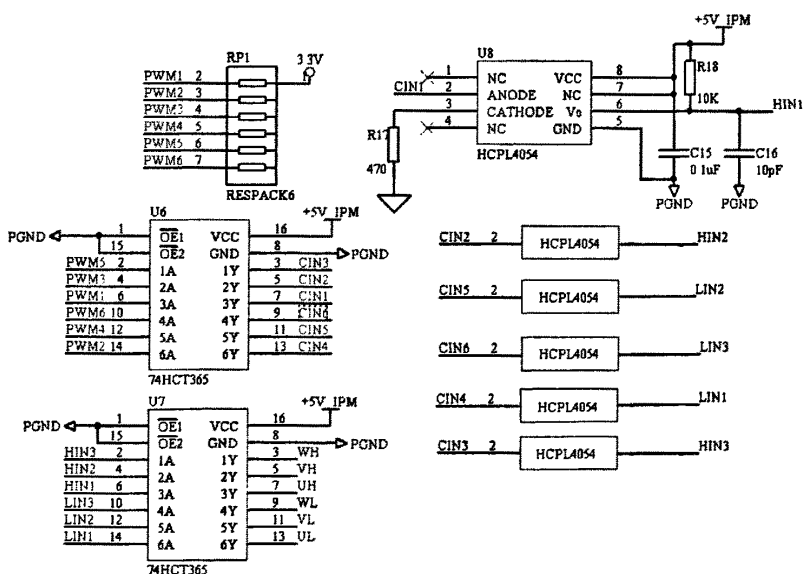


图 4.17 六路 SVPWM 脉冲信号驱动隔离电路

4.4.5 通讯接口电路

由于 DSP2407 并不具备人机界面,在实际使用过程中,需要为它提供一个人机接口或上层控制接口,以便于观察控制效果或传递必要的控制信息。

DSP2407 芯片内部集成了一个串行通信接口(SCI)模块,可以实现半双工或者双工通信及多机之间的通信,该模块是一个标准的通用异步接收/发送(UART)通信接口,为了确保数据的完整性,SCI 对接收到的数据进行间断检测、奇偶性校验、超时和帧出错的检查。它的两个通信接口是 SCITXD(SCI 发送输出引脚)和 SCIRXD(SCI 接收输入引脚),可实现与具有 RS-232-C 接口标准的外部设备通信。RS-232 接口采用的是负逻辑(-3V~ -15V 为逻辑 1, +3V~+15V 为逻辑 0),其逻辑电平与 SCI 模块的 TTL 类逻辑电平大相径庭,不能兼容。因此为了实现通信,必须进行信号电平转换。本设计中选用 Maxim 公司的芯片 MAX232 构成电平变换电路。DSP2407 与 PC 机串行通信接口的硬件设计如图 4.18 所示。

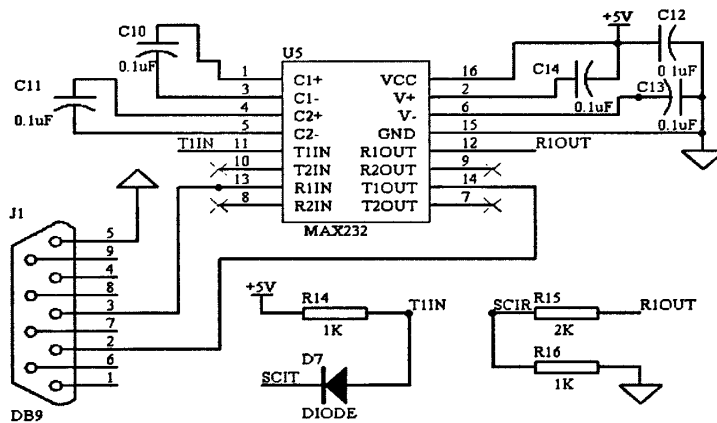


图 4.18 DSP2407 与 PC 机通讯接口电路

SCIT 和 SCIR 分别接 DSP2407 控制器 SCI 串行通信模块的输出、输入引脚,电阻 R14、R15 和电容器作为抗干扰元件。选择 MAX232 的原因在于它具有以下优点:

- 1) 静电放电 (ESD) 保护,能抗 $\pm 15\text{V}$ ESD 冲击,可用于苛刻工作环境中;
- 2) 单电源供电,其内部含有电压倍增电路,将 +5V 转换成 $\pm 10\text{V}$,使用方便;
- 3) 故障保护功能,不会引起 UART 有错误接收而工作不正常。

4.4.6 故障检测保护电路

为了保证整个系统的安全性，可靠性，有如下保护措施：

1. 为了限制上电瞬间冲击电流过大而使整流桥造成损坏，因此在功率驱动器 DR15A 上的整流桥和滤波电容之间串入热敏电阻，上电电流首先经热敏电阻限流，延迟数秒后，继电器触点闭合，短接热敏电阻，从而起限流作用；

2. 当功率器件上出现过流、短路或过热现象时，功率驱动器 DR15A 上的熔断器因故熔断，系统自动关闭，并输出故障脉冲信号 Fault。

3. 采集直流母线电压电流，与事先设定好的参考值相比较，一旦出现过压过流的情况，通过光耦产生一个故障脉冲信号 Fault，封锁 PWM 信号；

4. 当控制电源电压过低，会使控制信号紊乱，使控制系统有可能发生误动作。为此 DR15A 上设计了欠压保护，在欠压时，发出故障脉冲信号 Fault；

5. 在各种电路设计中，为了保证串联的电容分压均匀，在电容的两端并联均压电阻，从而对电容进行保护；

6. 由于 DSP2407 只接受 0-3.3V 的信号，为了防止 DSP 芯片被损坏，当设计有运算放大器的电平变换电路，采用两个钳位二极管进行电压嵌位；

7. 在控制单元未进入真正运行前，为确保逆变器功率器件的安全，控制系统的上电初始状态将封锁所有逆变器开关信号，一旦程序开始执行，封锁信号被解除，控制系统才可以进入工作状态；

功率驱动器 DR15A 发出的故障脉冲信号 Fault，正常时为+5V 的高电平，故障时为低电平，且需进行电平变换和隔离处理，才能被 DSP2407 上的外部中断引脚 $\overline{\text{PDPINTA}}$ 识别，以保证故障时及时封锁 PWM。Fault 信号采集电路如图 4.19。

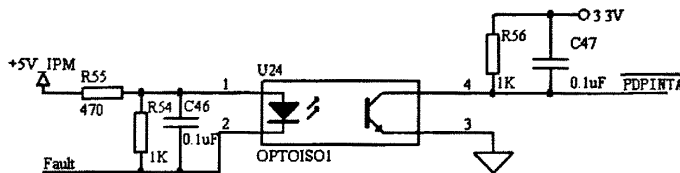


图 4.19 Fault 信号采集电路

4.5 抗干扰和电磁兼容问题

本设计中主要涉及的硬件抗干扰和电磁兼容的问题有：电源系统的电磁兼容设计、接口电路的抗干扰措施、功率输出的电磁兼容设计。介绍如下：

1) 电源系统的电磁兼容设计

电源系统的电磁兼容设计包含了两个内容：低压辅助电源和主电源。低压辅助电源是指微处理器及其相关的接口电路所需的 3.3V、5V、±12V、±15V；主电源是指用于电机驱动电源，它与低压辅助电源相互隔离，不共地。电源系统采用的抗干扰措施主要有：①电网输入的交流电应加 EMI(电磁兼容)抑制滤波器，即由共态扼流圈 L、电容 C、电阻 R 组成的低通滤波器。它不仅能防止电网的串模、共模干扰信号进入电源，而且还有效地防止系统本身产生的干扰进入电网，有利于环保；②功率输入输出电源连接线采用双绞线连接，这样能减小环路电流产生电磁场的辐射；③低压与高压利用互感器、光藕信号和地线隔离，以阻断共模干扰；对系统控制电路的危害不严重，一般在 IC 的电源输入端加高频去耦电容即可。

2) 接口电路的抗干扰措施

DSP2407 的外围电路工作方式各不相同，速度也各有快慢，信息的交换受 DSP 的控制，各种任务均由接口去完成，接口信号受到干扰将影响到系统的控制结果。接口的干扰又来自其相连接的传输线，包含了印制板的电路线设计和电路板与电路板间的连接。电路板与电路板间的连接最常用的传输线有扁平电缆、双绞线和同轴电缆等，从抗干扰的角度看，扁平线虽然装配方便，多用于印制电路板之间，但是线间的分布电容大、易产生相互耦合，使用长度一般不超过 20cm；双绞线是一种抵抗电磁干扰性能较好的传输线，其相交的回路中两线的往返电流感应作用相抵消，因此作用距离达 10m，用于电源的输出和输入部分。微处理器产生的 SVPWM 控制信号作用于 IGBT，采用光耦隔离，因为光耦的共模抑制比很高，有效地防止了控制电路和功率驱动器 DR15A 的共模干扰。

另外，为了防止信号之间的相互干扰，在硬件电路允许的情况下应尽量避免用相邻的 ADC 转换通道采集。为保证正确和准确的 AD 转换，必须将 A/D 模块的数字地和模拟地分离。

3) 功率输出的电磁兼容设计

功率输出部分是由逆变器模块、驱动电路组成的电源变换器。DSP2407 产生的 6 组 SVPWM 信号通过高速光耦隔离传输，再通过驱动电路控制 IPM 上的 IGBT 开关工作。直流电源端加吸收电容，可以抑制开关噪声。在系统设计中应保证低压控制电路尽可能地远离功率电路，以保证低压的信号不受到电磁耦合。

4.6 系统主控板硬件实现

在设计 PCB 版图过程中，采取了统一的电路接口：永磁同步伺服电机与控制单元采用 2*10 针排插接口；控制单元与功率驱动器单元通过 2*13 针排插接口连接。下图为系统控制单元的 PCB 版图。

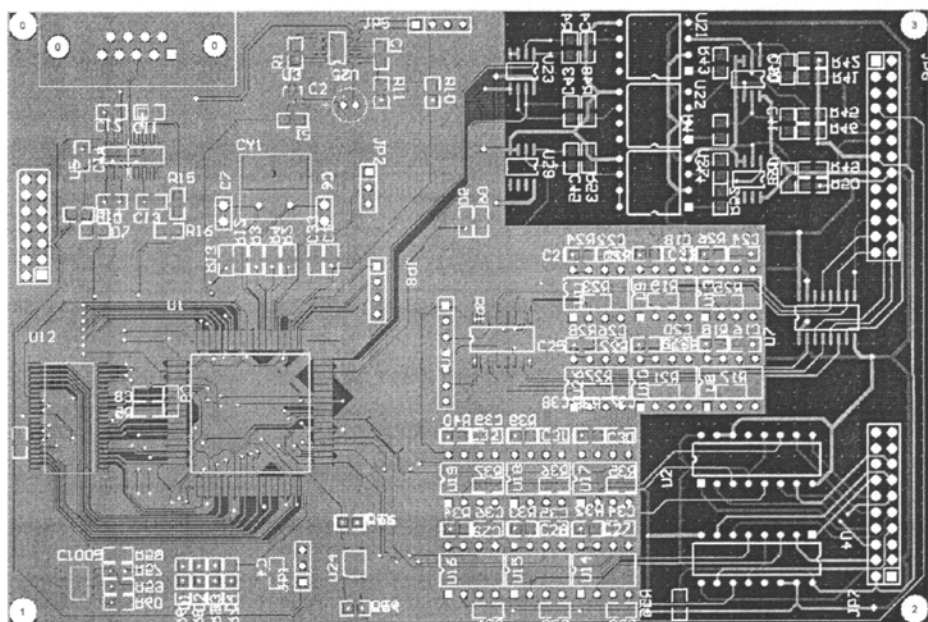


图 2.20 控制单元 PCB 版图

4.7 本章小结

本章详细描述了基于 DSP2407 的永磁同步电动机伺服系统硬件平台设计，包括硬件总体架构设计、DSP2407 的最小系统、功率驱动电路、控制电源以及保护、采样电路等，此后，还给出了电磁干扰来源的具体分析及解决办法。最后还利用 DSP 内嵌的 SCI 模块实现 DSP2407 与上位 PC 机之间的通信，为以后使交流伺服控制系统具有网络化功能奠定基础。良好的硬件是保证系统性能的根本，也为接下来的软件设计及实验调试打下了基础。

第五章 基于 DSP 的永磁同步电机伺服系统软件设计

系统软件是实现控制策略的关键部分，主要包括系统初始化模块、电流采集模块、转子位置和速度采集模块、SCI 通信模块、PWM 脉冲生成模块。为了开发和调试方便，程序设计中的首要原则就是模块化的编程方法。根据功能划分程序中不同的功能块，并且尽量减少各块之间的耦合关系，在调用子程序时要做到入口参数与出口参数明确，变量类型对应。本次设计采用的是 C 语言编程，从软件编写、代码调试、实时仿真到软件烧写，都是在 TI 公司提供的 CCS3.1 (Code Composer studio 简称 CCS) 开发平台下来完成。

5.1 系统主程序及流程图

系统主循环主要实现电机转速和位置对期望值的实时跟踪的控制。主要的功能包括进行 AD 转换、反馈转速计算、反馈转子位置计算、PWM 脉冲输出、控制输入输出处理等功能。DSP2407 共有四种中断源，包括复位中断，外部硬件中断，片内外模块启动的中断和软件中断。系统主程序流程如图 5.1 所示。

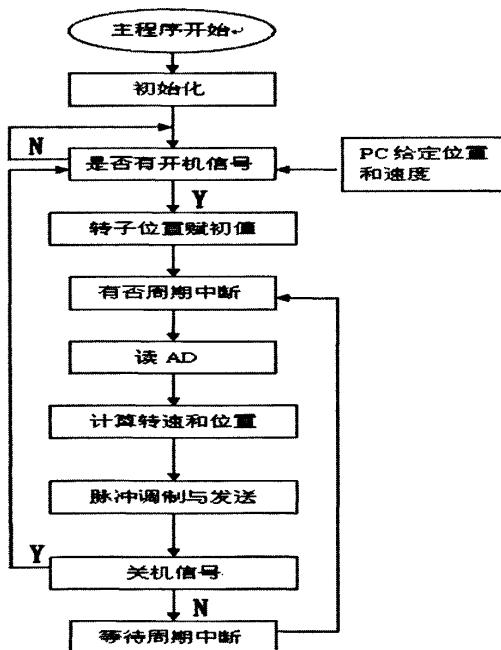


图 5.1 系统主程序流程图

在主程序中，首先初始化 DSP，使其内部产生工作时钟，其次初始化 DSP 内部模块，然后禁止全局中断，初始化中断向量表，根据需要对中断进行设置，待所有初始化结束后再开全局中断。最后程序进入循环，等待内部和外部中断。

DSP 初始化主要包括：加载头文件、建立中断向量表、工作模式设定、内存初始化等，然后等待输入的开机信号；模块控制器初始化主要包括：数字输入输出 (I/O) 口初始化、SCI 模块初始化、数模转换单元 (ADC) 初始化、事件管理器 (EVA) 初始化、定时器初始化、PWM 初始化及辅助寄存器初始化等。

5.2 SVPWM 的 DSP 编程方法

对每一个电压空间矢量 PWM 波的零矢量分割方法不同，以及对非零矢量 U_x 的选择不同，会产生多种多样的电压空间矢量 PWM 波。选择的原则是：1、使功率开关管的开关次数最少；2、任意一次电压空间矢量的变化只能有一个桥臂的开关动作；3、编程容易。

目前最流行的是七段式电压空间矢量 PWM 波形，它由 3 段零矢量和 4 段相邻的两个非零矢量组成，3 段零矢量分别位于 PWM 波的开始、中间和结尾。其中每个扇区 U_x 、 $U_{x\pm 60}$ 的选择顺序见图 5.2，即在第 0 扇区， $U_x = U_0$ ， $U_{x\pm 60} = U_{60}$ ；在第一扇区， $U_x = U_{120}$ ， $U_{x\pm 60} = U_{60}$ ；在第二扇区， $U_x = U_{120}$ ， $U_{x\pm 60} = U_{180}$ ；在第三扇区， $U_x = U_{240}$ ， $U_{x\pm 60} = U_{180}$ ；在第四扇区， $U_x = U_{240}$ ， $U_{x\pm 60} = U_{300}$ ；在第五扇区， $U_x = U_0$ ， $U_{x\pm 60} = U_{300}$ 。

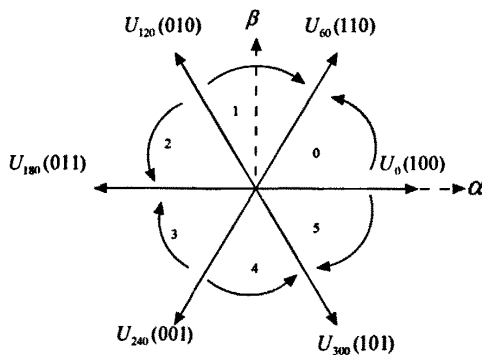


图 5.2 基本电压空间矢量的选择顺序

这样选择所产生的七段式电压空间矢量 PWM 波形见图 5.3。每个 PWM 波的零矢量和非零矢量施加了顺序以及所对应的时间。

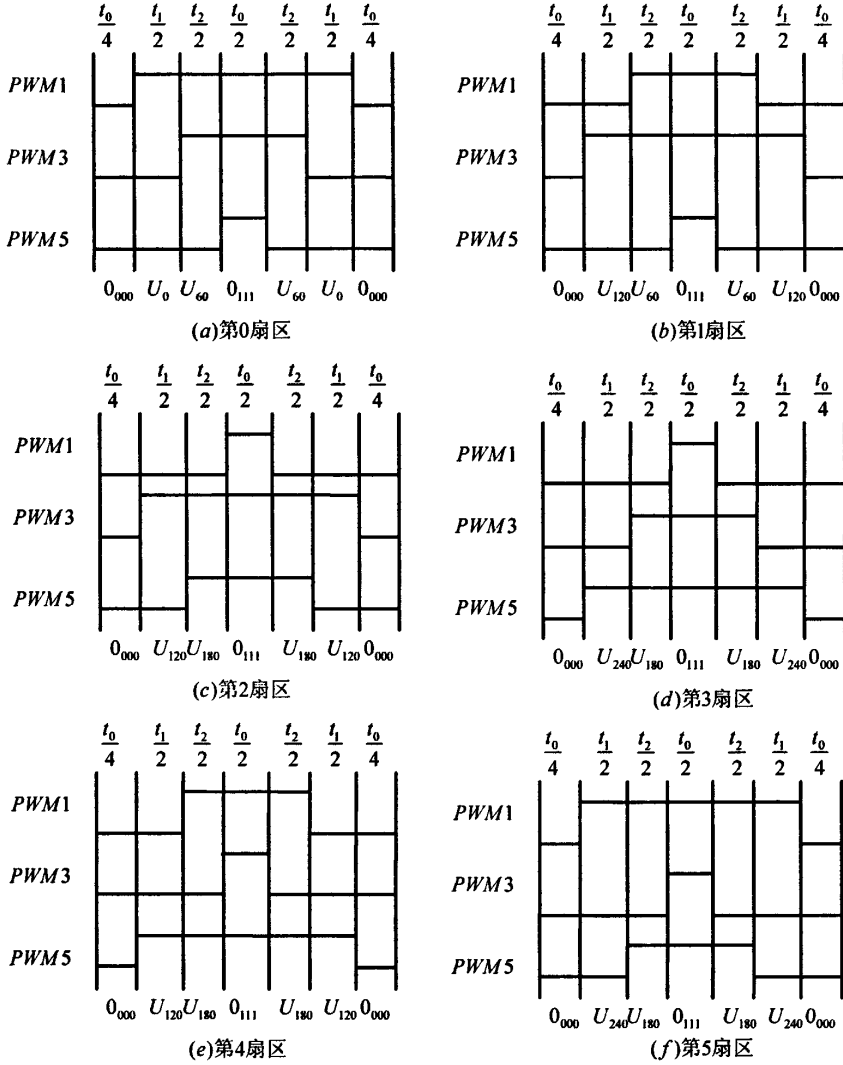


图 5.3 七段式电压空间矢量 PWM 波形

由图 5.3 可以看出其特点是：

- 1、 每相每个 PWM 波输出只使功率开关管开关一次；
- 2、 电动机正反转时，每个扇区的两个相邻基本矢量 U_x 、 $U_{x\pm 60}$ 的选择顺序

不变。也就是说，电动机的正反转只与扇区顺序有关。正转时（磁链逆时针旋转），

扇区的顺序是 0-1-2-3-4-5-0；反转时（磁链顺时针旋转），扇区的顺序是 5-4-3-2-1-0-5；

- 3、每个 PWM 波都是以 o_{000} 零矢量开始和结束， o_{111} 零矢量插在中间；
- 4、插入的 o_{000} 零矢量和 o_{111} 零矢量的时间相同。

5.3 数字调节器的 DSP 编程算法

常用的 PI 调节器一般采用模拟调节器，其控制规律可以描述为：

$$u(t) = K_p[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t)dt] + u_0 \quad (5-1)$$

式中， K_p 为比例增益， T_I 为积分时间常数， $u(t)$ 为输出控制量， $e(t)$ 为偏差。

比例调节的作用是对偏差瞬间作出快速反应。偏差一旦产生，控制器立即产生控制作用，使控制量向减少偏差的方向变化。控制作用的强弱取决于比例系数，比例系数越大，控制越强，但过大会导致系统振荡，破坏系统的稳定性。积分调节的作用是消除静态误差。但它也会降低系统的响应速度，增加系统的超调量。

将式(5-1)离散化处理及可以得到数字 PI 调节器的算法：

$$u_k = K_p[e_k + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^k e_j] + u_0 \quad (5-2)$$

或

$$u_k = K_p e_k + TK_I \sum_{j=0}^k e_j + u_0 \quad (5-3)$$

式中， k 为采样序号($k=0,1,2,\dots$)， u_k 为第 k 次采样时刻的输出值， e_k 为第 k 次采样时刻输入的偏差值， K_I 为积分系数($K_I = \frac{K_p}{T_I}$)， u_0 为开始进行 PI 控制时的原始初值。

用式(5-3)计算 PI 调节器的输出 u_k 比较繁杂，可将其进一步变化。设第 k 次采样时刻的输出值增量为：

$$\Delta u_k = u_k - u_{k-1} = K_p(e_k - e_{k-1}) + TK_I e_k \quad (5-4)$$

所以

$$u_k = u_{k-1} + K_p(e_k - e_{k-1}) + TK_I e_k \quad (5-5)$$

或

$$u_k = u_{k-1} + K_1 e_k + K_2 e_{k-1} \quad (5-6)$$

式中 u_{k-1} 为第 $k-1$ 次采样时刻的输出值, e_{k-1} 为第 $k-1$ 次采样时刻输入的偏差值, K_1 等于 $K_p + TK_I$, K_2 等于 $-K_p$ 。

用式(5-5)或(5-6)就可以通过有限次数的乘法和加法快速地计算出 PI 调节器输出 u_k 。

实际应用中控制器的输出还要受一些物理量的极限限制,如电源额定电压、额定电流等,因此对输出量还需要检验是否超出极限范围。

引入积分环节的主要目的是为了消除静态误差,提高控制精度。当在电动机的启动、停车或大幅度增减设定值时,短时间内系统输出很大的偏差,这会使 PI 运算的积分积累很大,引起输出的控制量增大,这一控制量很容易超出执行机构的极限控制量,从而引起强烈的积分饱和效应。这将会造成系统振荡、调节时间延长等不利结果。

为了消除积分饱和带来的不利影响,可以使用防积分饱和的 PI 调节器,其算法为:

$$\left. \begin{aligned} U &= R_{k-1} + K_p e_k \\ u_k &= \begin{cases} u_{\max} & U \geq u_{\max} \\ u_{\min} & U \leq u_{\min} \\ U & \end{cases} \\ R_k &= R_{k-1} + K_I e_k + K_c(u_k - U) \end{aligned} \right\} \quad (5-7)$$

式中 $K_I = K_p T / T_I$, 积分饱和修正系数 $K_c = K_I / K_p = T / T_I$ 。

5.4 数模转换程序设计

数模转换过程中为了提高采样精度,采用连续 20 次求平均值的方法获取采样值,多次采样是为了提高电流采集的稳定性,去除部分噪声。在系统初始化时,应该先使能 AD 时钟,然后才能对 AD 进行相应采样操作。采样流程图见图 5.4。

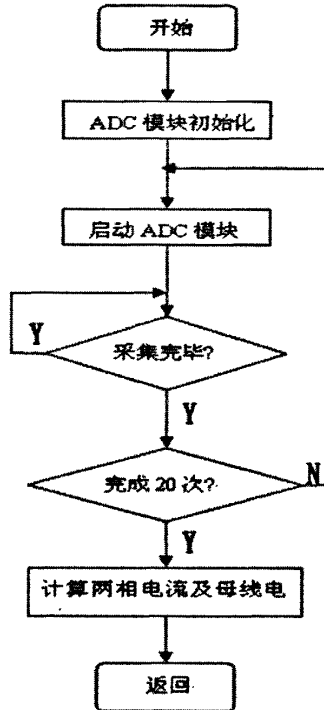


图 5.4 数模转换程序流程图

5.5 定时中断程序设计

主程序是系统控制软件在完成初始化之后进入的一段循环执行的程序，当检测到外部中断时，系统马上进入中断服务子程序。其中下溢中断程序是整个伺服控制程序的核心，定时周期为 250us，包括电流及电压采样、位置信号检测、速度环算法、电流环算法、坐标变换及 SVPWM 输出等众多功能，定时时间到后 DSP 保存现场并自动跳入中断处理程序。图 5.5 为定时器下溢中断程序流程图。

5.6 中断保护程序设计

当出现过压或者过流情况时，故障信号 Fault 进入 DSP2407 的功率保护中断引脚 $\overline{\text{PDPINTA}}$ ，该引脚下降沿有效，被触发后，DSP2407 进入中断保护程序，将事件管理器 A(EVA)的 PWM 输出引脚置为高阻态，即停止 PWM 的输出，从而达到保护功率器件的目的。图 5.6 为中断保护程序流程图。

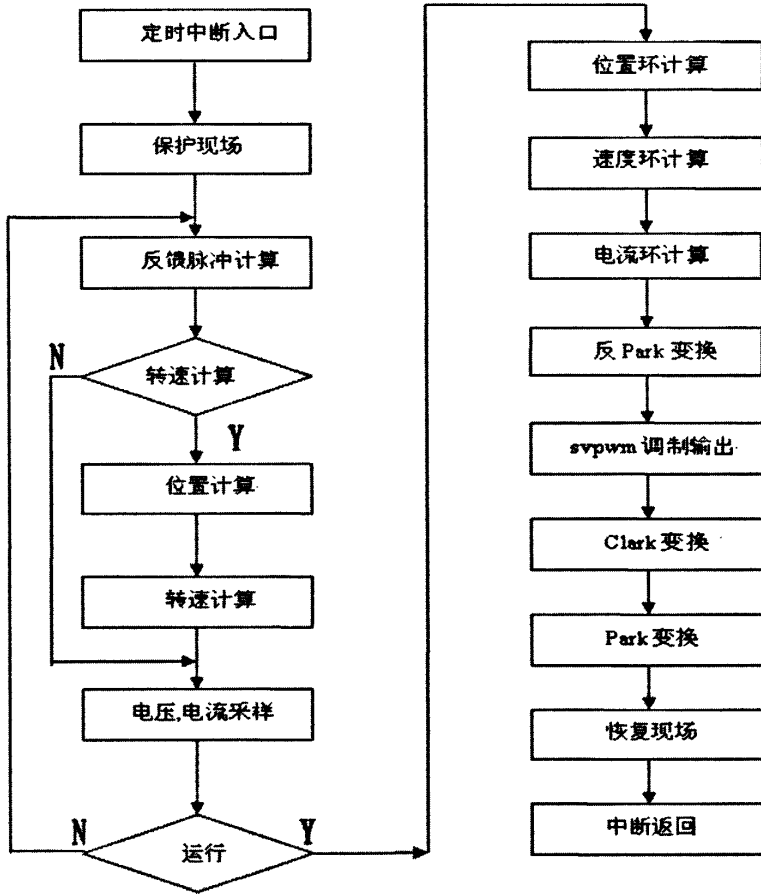


图 5.5 定时器下溢中断程序流程图

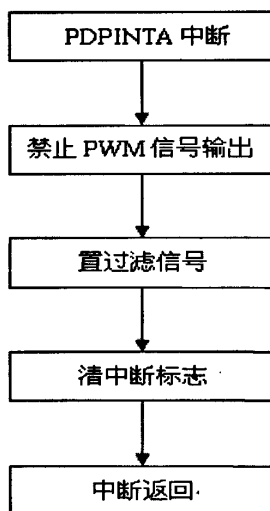


图 5.6 中断保护程序流程图

5.7 本章小结

本章主要介绍了基于 DSP 的永磁同步电机伺服系统的软件构成及其流程图。从总体介绍入手,在对整个系统软件框架了解以后,详细介绍了 SVPWM 的 DSP 编程方法、数模转换程序、中断保护程序及定时中断程序等模块的设计,经过本章的软件分析,为下面的计算机仿真及实验调试打下了基础。

第六章 系统的 MATLAB 仿真及实验结果分析

随着计算机技术的飞速发展，仿真技术的应用领域不断扩大。如今，计算机仿真已经成为工科领域学者必须掌握的基本理论和一种技术手段。作为控制理论与控制工程领域仿真软件中的佼佼者，Matlab 得到了众多学者的青睐。它以数学建模理论为基础，同时结合精确的实际工程实验数据进行修正，从而仿真效果十分符合实际^[40]。此外，其专业化软件包及积木式的模块化设计方法也给仿真研究工作带来了便捷。为此，本章主要介绍了如何运用 Matlab/Simulink 建立了永磁同步电机伺服控制系统仿真模型，在搭建了仿真模型后，着重对系统参数整定及实验波形分析研究，从而很好地为实际的系统设计研究工作提供评估参考^[41]。

6.1 主要控件介绍及参数设定

下图为本次仿真实验中系统提供的主要功能控件

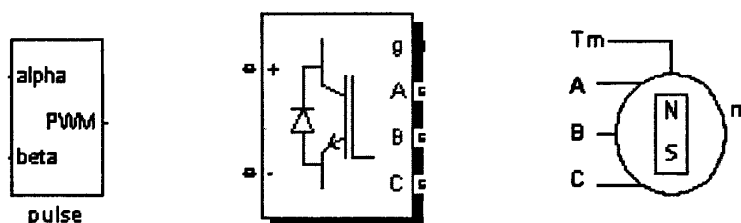


图 6.1 SVPWM 产生模块（左）、全桥（中）和永磁同步电机（右）

SVPWM 模块可以用于产生 SVPWM 波。输入有两种模式：根据不同模式设定输入可以是 $\alpha\beta$ 轴上的电压值也可以是在 A, B, C 三相上的分量。使用空间向量的原理来调制出脉宽来控制 6 个不同的开关顺序。

Universal Bridge 是 simulink 库 SimPowerSystems 内全桥模型，它可以仿真由不同电力电子器件搭建起的全桥如：GTO、IGBT、MOSFET，可以根据不同器件的特点可以设定相关模型参数。g 端用于控制内部桥路的导通情况，相当于实际电路的 PWM1-PWM6，A、B、C 为三相输出可以直接接入电机模型的三相输入。正、负端口是逆变信号的电压输入，本试验中其电压设定为 311V。

Permanent Magnet Synchronous Machine 是 SimPowerSystems 下 Machines 内的成员，用于仿真永磁同步电机。它根据 dq0 坐标系数学模型建立的。它既可以对永磁同步电机进行仿真，也可以对直流无刷电机仿真，可以处于电动状态也可以处于发电状态，它提供了转子转角、速度、定子电流 i_{s_q} 、 i_{s_a} 和电磁转矩等，为实现永磁同步电机的矢量控制仿真和观测仿真效果提供了极大便利。

6.2 系统仿真模型介绍

在上述基础上再根据第三章永磁同步电机矢量控制系统框图所建立的各个模块的输入输出关系，运用 Matlab/Simulink 可以准确地建立系统仿真模型。整个仿真模型主要包括几大模块：转子磁极位置检测和速度计算模块；位置环、速度环、电流环 PI 控制器；abc/dq 模块；dq/ab 模块；SVPWM 模块；整流和逆变模块。选择电流作为控制变量的原因是因为在磁场定向控制时，电磁转矩和磁通解耦后直接受控于定子电流的转矩分量和磁链分量，通过控制电流就可以有效地控制转矩和磁链。根据本设计中的相关参数设定，仿真模型是用离散定步长的算法，仿真步长 1×10^{-6} 秒，电流环和速度环的采样频率均为 5KHz，PWM 载波周期 16KHz。具体实现步骤如下：

- 1、给定位置信号 θ_{mref} 与实际位置信号 θ_m 做差，得到位置误差 $\Delta\theta$ ；
- 2、置误差 $\Delta\theta$ 经位置环 PI 调节器，得到给定转速信号 ω_{ref} ；
- 3、给定转速信号 ω_{ref} 与实际速度信号 ω 做差，得到转速差 $\Delta\omega$ ；
- 4、转速差 $\Delta\omega$ 经过速度环 PI 调节器，得到给定电流 i_{sqref} 和 $i_{sdref}=0$ ；
- 5、 d ， q 轴给定电流分别与 d ， q 轴实际反馈电流做差，得到两相电流差；
- 6、 d ， q 轴电流差分别经过电流环 PI 调节器得到 d ， q 坐标系下的两相电压 V_{sqref} ， V_{sdref} ；两相电压 V_{sqref} ， V_{sdref} 结合电机实际位置角反馈 θ 经过 $dq/\alpha\beta$ 变换转换成 α,β 坐标系下的电压 V_{saref} ， $V_{s\beta ref}$ ；
- 7、 V_{saref} ， $V_{s\beta ref}$ 两相电压经过 SVPWM 调制，输出六路脉冲驱动逆变器工作，进而驱动永磁同步电机工作；

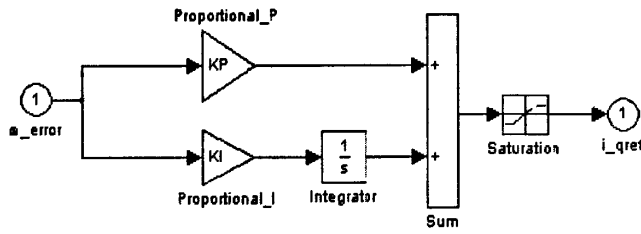


图 6.3 PI 控制器模型

各环的 PI 控制器结构相同，以速度 PI 控制器为例其输入为转速误差：

$\omega_error = \omega_{sref} - \omega$ ， ω_{sref} 为参考速度， ω 为实际转速。

由此可以推算出转速 PI 控制器的输出 q 轴的给定值 i_{sqref}

$$i_{sqref} = KP(\omega_{sref} - \omega) + Ki \int (\omega_{sref} - \omega) dt \quad (6-1)$$

其中有：电流调节器比例系数：6.5；电流调节器积分时间常数：0.0022 s；
 电流反馈系数：0.6；速度调节器 h 参数：5；速度调节器比例参数：7；速度调节器积分参数：0.0022

以上参数均是假定速度反馈系数为 0.005 计算的，实际中要适当调整。

2、abc/dq 模块

该模块完成了实际电流 i_a, i_b, i_c 转换成 $\alpha\beta 0$ 坐标系下的电流 i_α, i_β ，并把 i_α, i_β 转换成 d, q 坐标系下的两相电流 i_d, i_q ，用于完成电流反馈环节的计算。

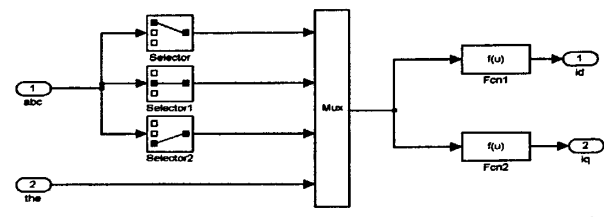


图 6.4 abc/dq 变换模块结构图

模块中的函数为 ABC 轴系变换到 dq 轴系的正交矩阵：

$$C_{ABC-dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \cos(\gamma - 120^\circ) & \cos(\gamma + 120^\circ) \\ \sin \gamma & \sin(\gamma - 120^\circ) & \sin(\gamma + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

3、dq/αβ 模块

该模块完成由 dq 轴系的两相电压 V_{sqref} , V_{sdref} 转换成 αβ 轴系的两相电压 V_{saref} , V_{sbref} 。

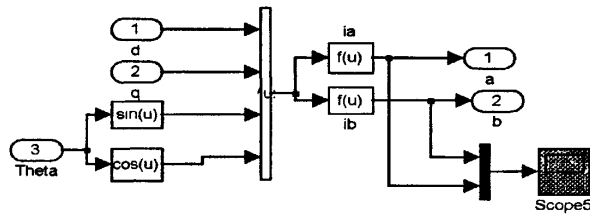


图 6.5 dq/αβ 模块结构图

模块中的函数为 dq 轴系到 αβ 轴系的变换矩阵为：

$$C_{dq-\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

4、SVPWM 产生模块

SVPWM 产生模块是这次系统仿真研究的关键，它直接决定了伺服系统的性能。SVPWM 模块主要包括：扇区判断、作用时间计算、三角波发生器及 PWM 波形发生四个子模块。模型的结构框图如图 6.6 所示。

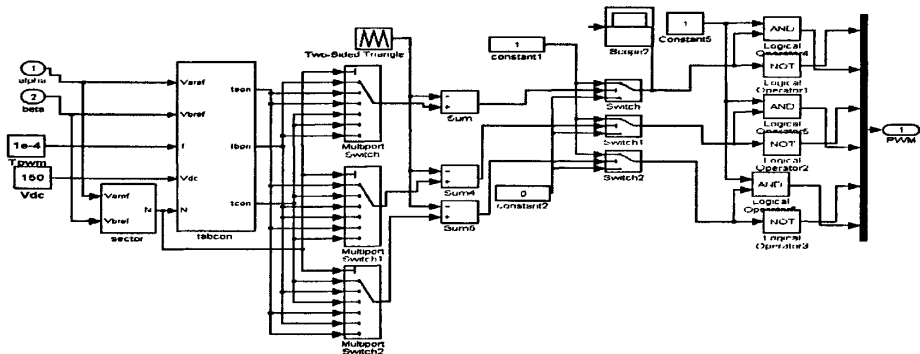


图 6.6 SVPWM 产生仿真模块

6.3 系统仿真结果分析

在实际的调试过程中,各环的调节器参数均是以之前讨论计算的各环节参数为基准,进行调节。在电流环中,推导过程中假定忽略电动势对电流的影响,但是在实际的调试过程中发现,之前计算的参数值过于保守,不能满足电流无差调节的设计要求,并且振荡较大,系统进入稳态的时间较长如图 6.7 所示。

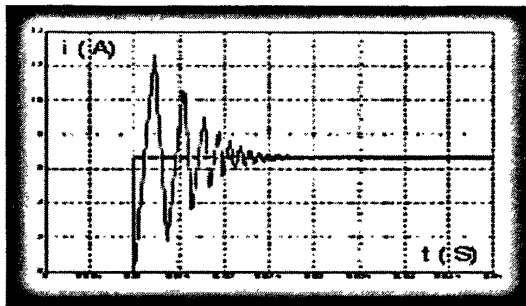


图 6.7 调整前电流跟踪效果图

通过实际的仿真试验,调整参数以获得较好的阶跃响应。设定电流调节器为:

$$G_{iACR}(s) = \frac{K_{pi}(s + s_i)}{s} \tag{6-4}$$

其中 s_i 是电流环的零点。调节零点,零点的计算值为 70,调节时采用倍数调节的方法,例如采用 $s_i=70, 140, 280$ 等,试验中 $s_i=280, K_{pi}=25$ 时,获得较好的效果如图 6.8 所示。

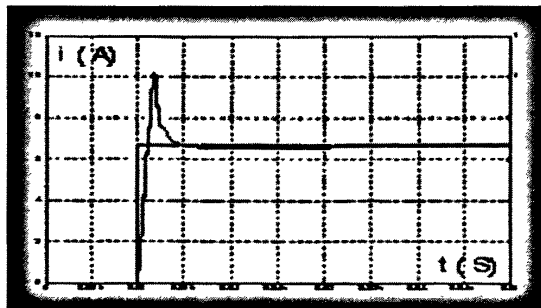


图 6.8 调整后电流跟踪效果图

但是仍然有较大的超调，这是因为系统的阻尼系数较小，所以出现超调。可以适当降低 K_{pi} ，取 $K_{pi}=20-23$ 尽管会出现一些振荡，但是超调明显下降，满足设计要求，且振荡时间较短如图 6.9 所示。

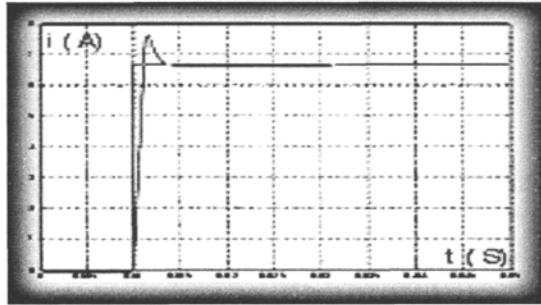


图 6.9 减小超调的效果图

为研究速度环调节器参数的设置，按照传统工程设计的方法对速度环进行空载状态仿真和负载状态仿真。

首先，系统空载，仿真的结果表明，速度环调节器比例系数在 0.1-1，积分系数在 0.01-0.1 时系统具有较好的速度阶跃响应如图 6.10 所示。同时发现，积分系数可以再小些，但是到达一定程度时，积分将不再起作用了。而比例参数大于 1 时，会出现超调和振荡。

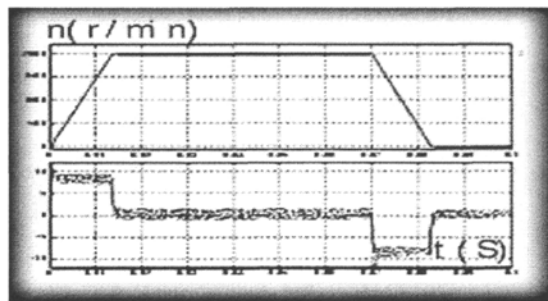


图 6.10 系统空载时的阶跃响应

在 0.04s 时，系统突然施加额定阶跃负载，在负载作用下，系统将产生动态与稳态速度降落。仿真结果表明，在比例系数为 0.5 左右，积分系数为 0.1 左右

时，速度环具有比较好的速度阶跃响应及抗干扰性能，如图 6.11，不足的地方是施加负载后，稳态时出现了静态误差，尽管差值较小但不易消除。

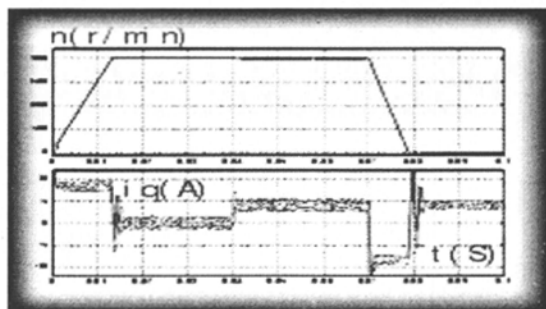


图 6.11 系统突加负载时的阶跃响应

对于伺服系统的位置环的调节器，影响位置跟踪性能的因素很多，其中负载的增加，转动惯量的改变影响最大，所以为获得最优的位置响应，位置环调节器的参数选择必须考虑系统负载和转动惯量的变化，经过仿真试验，获得相应的规律：随着转动惯量的增加，为获得最优位置响应，需要把调节器比例参数减小，否则会出现响应变慢，系统进入稳定的时间延长。如果控制对象的转动惯量不变，负载发生变化，为获得最优的位置响应，调节器比例参数也要做相应的调整，负载增加时，需要适当增加比例参数。图 6.12 为转动惯量不变，在 0.1s 突加负载时，系统位置阶跃响应位置环调节器比例参数为：1.5。图中由上至下依次显示电流、速度、转矩、位置信息。图 6.13 为转动惯量不变，负载不变，系统跟踪正弦位置信号时的效果图。图中由上至下依次显示电流、速度、转矩、位置信息。

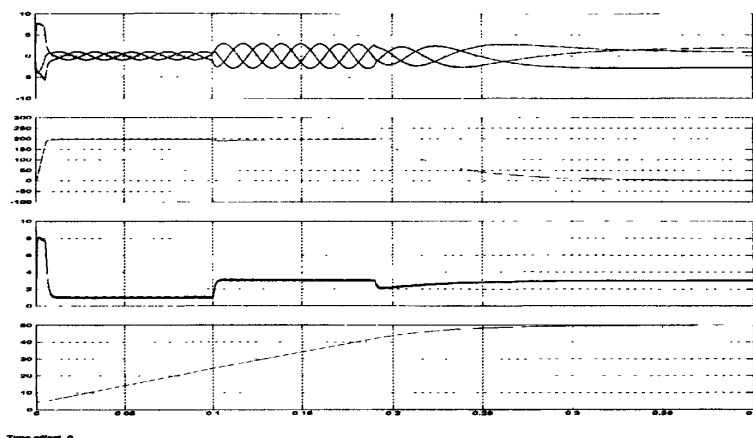


图 6.12 突加负载时系统的阶跃响应

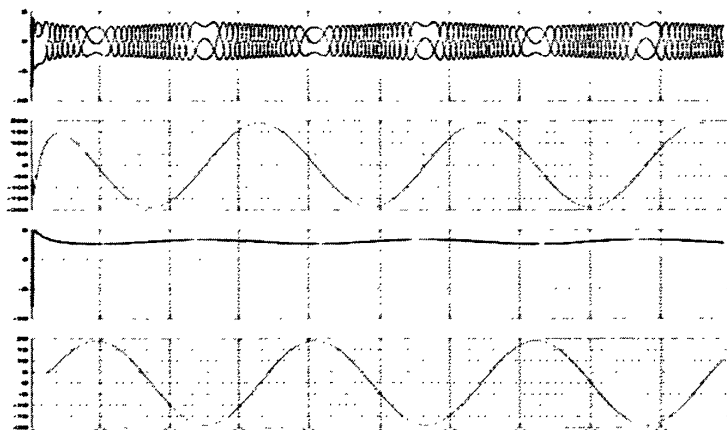


图 6.13 系统跟踪正弦信号的效果图

从实验的结果波形看，采用传统 PI 控制策略的伺服系统，能够有效的跟踪阶跃、正弦位置信号，满足伺服系统，精确性，快速性的要求，系统可迅速达到稳态，超调及稳态误差都很小，实验结果表明本系统设计合理，具有良好的动、静态性能。

6.4 系统运行环境及试验结果

根据以上分析，可以构建以下基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统，本节就本系统具体工作情况给出部分试验结果。试验用永磁同步伺服电机参数如下：额定输出功率：200W，额定转矩：0.637Nm，额定线电流：1.265A，额定

转速：3000rpm，电枢绕组相电阻：15.42Ω，编码器线数：2500P/R，转矩系数：0.411Nm/A，电枢绕组相电感：30.08mH，电机转子惯量： $0.138 \times 10^{-4} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$ ，极对数：4。系统硬件电路分为控制板、驱动功率板、永磁同步伺服电机、系统电源部分，下面给出了整个系统的试验平台，如图 6-14 所示：

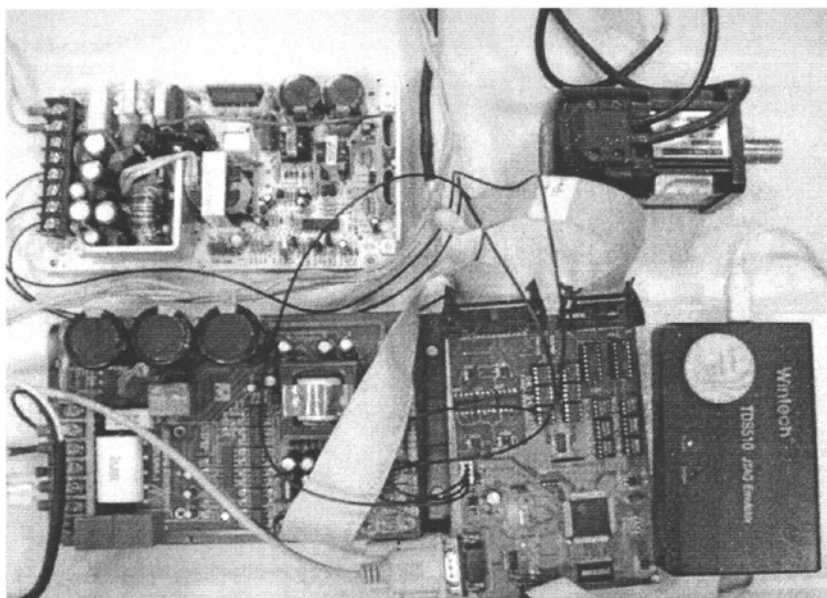


图 6-14 系统总体图

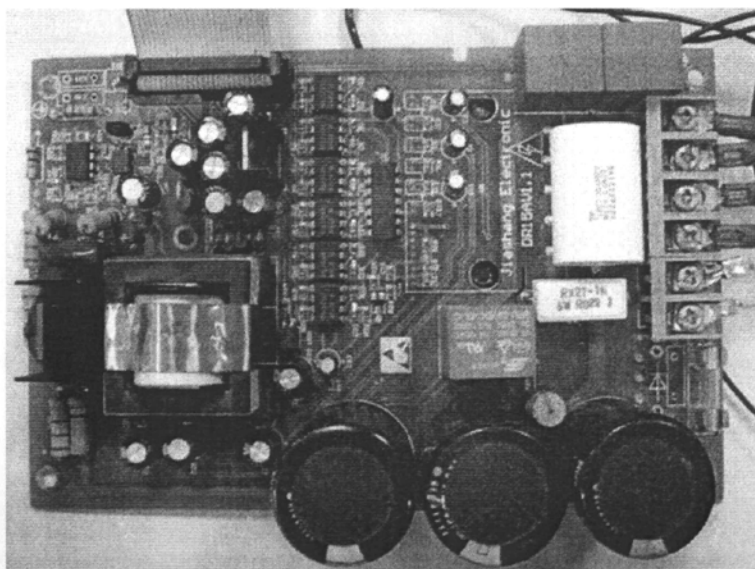


图 6-15 功率驱动器 DR15A

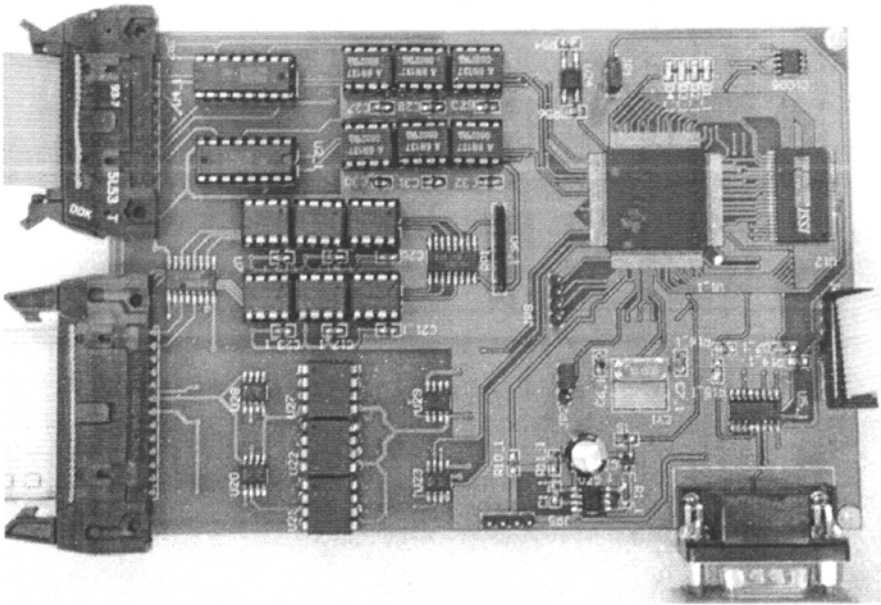


图 6-16 系统主控板

根据 IPM 的参数要求, 选择 PWM 载波频率为 16KHz, 死区时间为 $2\mu\text{s}$ 。如图 6.17 到图 6.20 是连续的 4 个时刻中, SVPWM 输出的三路上桥臂波形, 经过验证表明采用 TMS320LF2407 芯片来产生 SVPWM 波形是可行的, 同时验证的软件的正确性。

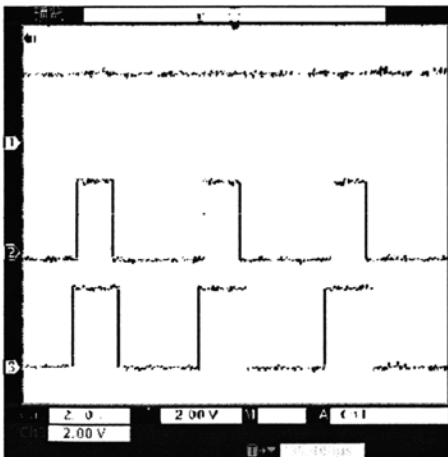


图 6.17 SVPWM 输出波形 1

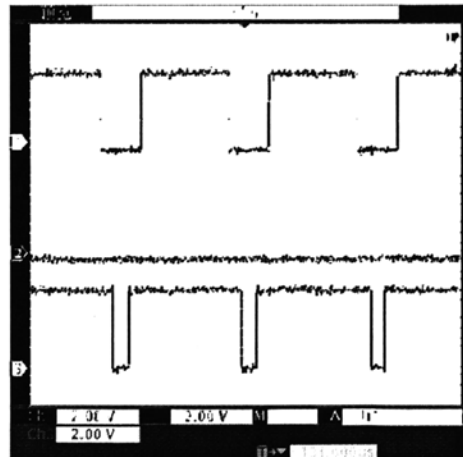


图 6.18 SVPWM 输出波形 2

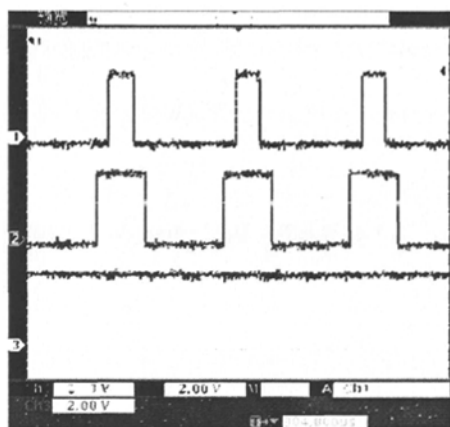


图 6.19 SVPWM 输出波形 3

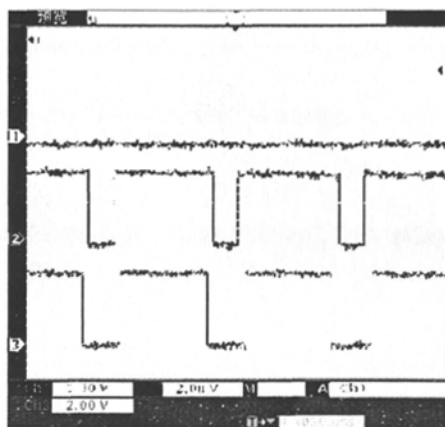


图 6.20 SVPWM 输出波形 4

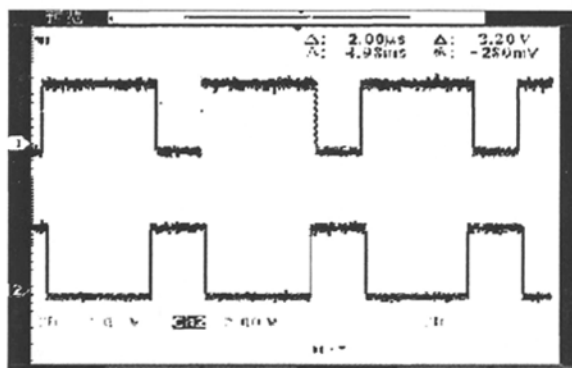


图 6.21 有死区的 SVPWM 波形

图 6.21 是某个运行状态时，一组驱动 IGBT 桥臂上下两个管子的 SVPWM 波形，可以看出带有 $2\mu\text{s}$ 的死区，满足 IPM 对开关信号的要求。

6.5 本章小结

本章主要介绍了本设计中的永磁同步电机伺服控制系统在 Matlab/Simulink 仿真平台下的实现过程，由使用到的主要控件入手，根据前面介绍的各个部分及矢量控制原理搭建仿真模块，然后对系统仿真结果进行说明、对比、分析，最后在硬件的基础上，对 SVPWM 输出波形进行了对比，验证了系统设计的正确性。

结论与展望

随着控制理论和永磁材料的迅速发展,以永磁同步电动机为控制对象的伺服控制系统性能也获得了显著的提高。目前永磁同步电动机交流伺服系统大多依靠进口,国产交流伺服系统在性能指标和可靠性等方面与国外同类产品相比,差距还比较大。针对这种情况,本文设计了基于 TI 公司 DSP TMS320LF2407 的永磁同步电机伺服控制系统。该系统采用三闭环控制,位置环、速度环、电流环全部实现数字调节,充分利用 DSP 的片内资源,简化了系统设计,提高了系统动态、静态性能和控制精度。总结论文,主要完成了以下具体工作:

1、本文结合大量的文献资料,全面总结和分析了永磁同步电动机及其伺服控制系统的发展历史与现状,并对未来控制系统向更高性能的全数字化、智能化方向发展做出了展望。

2、深入研究了 PMSM 在三相定子 A, B, C 坐标系下的数学模型和矢量控制原理,经坐标变换详细推导,给出了基于 dq0 坐标系的 PMSM 数学模型,实现电流励磁分量与转矩分量的解耦控制。提出了一种简单易于编程的矢量控制实现方法,该方法依据 SVPWM 原理,可实现电压矢量的近似连续调节,从而有效减小了转矩脉动,极大的提高了系统的性能。

3、系统硬件的研制是本文的重点,因此本文详细论述了如何设计和搭建基于 TMS320LF2407 的永磁同步电机伺服控制系统的硬件平台。包括硬件设计总体架构、DSP2407 控制电路的最小系统、功率驱动电路、控制电源以及保护、采样电路等各单元的设计,此后,还给出了电磁干扰来源的具体分析及解决办法。最后还利用 DSP 内嵌的 SCI(串行通信接口)模块实现 DSP2407 与上位 PC 机之间的通信。

4、在 CCS3.1 开发平台下,完成了系统软件的大部分设计和功能模拟。详细介绍了 SVPWM 的 DSP 编程方法、数模转换程序、中断保护程序及定时中断程序等模块的设计,并给出相应程序流程图。

5、对伺服系统进行实验调试,调试包括计算机仿真与实际系统实验两大部分:在仿真中主要是运用 Matlab/Simulink 建立了永磁同步电机伺服控制系统的仿真模型,并给出仿真实验波形;而在实际系统调试中进行一系列的实验,给出

了实验结果；最后对实验结果及在实验过程中出现的问题进行了分析和讨论，并给出了解决方案。

经过近一年的研究工作，对基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统的控制理论及实际系统的研发设计都有了一定的掌握。但总的来说，本人对此的研究还处于起步阶段，由于时间、能力及实验条件的限制，还有不少地方值得进一步的研究和改善：

1、本文设计的硬件实验平台有待进一步改善。例如在控制芯片上采用 TI 公司 C2000 系列中的最新产品 F2812；转子磁链初始位置检测采用无速度传感器，利用转速观测数学模型得到反馈转速，这将大大降低系统的成本。

2、C 语言编制的程序虽然有清楚易读的优点，但其乘除法运算和库函数的调用非常占用时间，使得系统的 PWM 周期过长，影响控制性能。以后可以考虑利用汇编语言实现关键模块的控制程序。

3、系统反馈量的精度直接影响伺服系统的精度。本文采用 TMS320LF2407 自带的 AD，电路简单，编程方便，但是精度较差，导致系统电流较小的情况下性能很差。以后拟搭建独立的外部更高精度的快速 AD 电路，通过串口或者双口 RAM 与 CPU 进行通信。

4、随着交流电机控制理论不断发展，各种控制策略和控制算法也日益复杂。扩展卡尔曼滤波、FFT、状态观测器、自适应控制、人工神经网络等均应用到了各种交流电机的矢量控制，但是基于本人能力及时间有限，本系统只是在传统的 PID 控制模式下进行了实现，而对于目前采用较为先进的滑模变结构控制应用，有待进一步研究学习。

参考文献

- [1] 秦忆等.现代交流伺服系统[M].华中理工大学出版社, 1995.
- [2] 李永东编著.交流电机数字控制系统[M].北京:机械工业出版社出版, 2002.
- [3] 胡佑德, 马东升, 张莉松.伺服系统原理与设计.北京:北京理工大学出版社, 1993.
- [4] 李志民, 张遇杰.同步电动机调速系统.北京:机械工业出版社, 1996.
- [5] 舒志兵等编著.交流伺服运动控制系统[M].北京:清华大学出版社, 2006, 3.
- [6] 高扬.永磁交流伺服系统及其运动控制技术研究[D].哈尔滨工业大学博士学位论文, 2005, 9.
- [7] 范正翘编著.电力传动与自动控制系统[M].北京:北京航空航天大学, 2003, 8.
- [8] 郭庆鼎, 王成元.交流伺服系统[M].北京:机械工业出版社, 1998.
- [9] W.L.Soong and T.J.E.Miller Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives, IEEE Proc.Electr.Power Apply,1994.Vol.141: 331-340.
- [10] 李素芳, 贾正春, 许强.一种新型的交流伺服驱动器控制电源的设计[J].电工技术杂志, 2003.No.4:63-65.
- [11] D.Naunin and H.C.Reuss.Synchronous servo-drive:a compact solution of control problem by means of a single-chip microcomputer, IEEE Trans.on IA.1990.vol.26: 408-414.
- [12] Bogosyan, O.S.Sakamoto.K, Iwaji.Y, Endo.T, Taka Kura.T.Position and speed , Gokasan,M. Robust-adaptive linearization with torque ripple minimization for a PMSM driven single link arm, IECON 97.23rd International Conference on, Industrial Electronics, Control and Instrumentation: 102-107.
- [13] sensorless control for PMSM drive using direct position error estimation, The 27th Annual conference of the IEEE, Derver, Colorado, USA, IECON'01, 2001: 1680-1685.
- [14] 韩安太, 刘峙飞, 黄海.DSP 控制器原理及其在运动控制系统中的应用.北京:清华大学出版社, 2003.
- [15] Guchuan Zhu, Kaddouri. A nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent-magnet AC machine[J].IEEE Transactions on volume48, 1098-1108.
- [16] 李玉忍,谢利理,齐蓉,林辉.永磁同步电机无速度传感器调速系统设计[J].电机与控制学报, 2003, 4.

- [17] 三菱公司.智能功率模块应用手册.Mitsubishi Electric.
- [18] 邱阿瑞等编著.现代电力传动与控制[M].北京:电子工业出版社,2004,8.
- [19] 陈伯时编著.电力拖动自动控制系统--运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2004,7.
- [20] 马小亮.大功率交交变频调速及矢量控制技术[M].北京:机械工业出版社,1996.
- [21] 王晓明,王玲.电动机的DSP控制--TI公司DSP应用[M].北京:北京航空航天大学出版社,2004.
- [22] 易继锴等编著.电气传动自动控制原理与设计[M].北京:北京工业大学出版社,1997,10.
- [23] 陈伯时.电力拖动自动控制系统--运动控制系统(第3版)[M].北京:机械工业出版社,2005,1.
- [24] 谢宝昌.电机的DSP控制技术及其应用[M].北京:北京航空航天大学出版社,2005,3.
- [25] Bon-Gwan Gu, Kwanghee Nam, A Vector Control Scheme for a PM Linear Synchronous Motor in Extended Region, IEEE Transactions on Industry Applications Vol.39pp. 1280—1287, 2003.
- [26] 尔桂花, 窦曰轩.运动控制系统[M].北京:清华大学出版社,2002,10.
- [27] 李鑫等.基于TMS320F2812的永磁同步电机伺服系统的研究[J].自动化与仪器仪表,2007(1):33—36.
- [28] Texas Instruments.Field Orientated Control of Three Phase AC-motors[J], Dec, 1997:5-8.
- [29] TMS320C240F240 DSP Controllers Data Sheets. Texas Instruments, 1996.
- [30] Texas Instruments.TMS320F/C240 DSP Controllers Reference Guide Peripheral Library and Specific Devices[M], 1999.
- [31] 章云, 谢莉萍, 熊红艳编著.DSP控制器及其应用[M].北京:机械工业出版社,2001.
- [32] Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns. Texas Instruments, 1999 Application Report SPRA524[J].
- [33] 赵世廉.TMS320X240X DSP 原理及应用开发指南.北京:北京航空航天大学出版社,2007,7.
- [34] Texas Instrument.Digital Signal Processing Selection Guide. Texas Instrument Incorporated, 2003,7.

- [35] 米切尔·麦迪奎安著.电磁干扰排查及故障解决的电磁兼容技术.北京:机械工业出版社, 2004:37---77页.
- [36] TMS320LF240x DSP C语言开发应用.北京:北京航空航天大学出版社, 2003.
- [37] S.Bowes, J.Li. New Robust Adaptive Control Algorithm for High-performance AC Drives. IEEE Trans. Ind. Electron. 2004(Vol.47, No.2), 325-336.
- [38] Shigeo Morimoto.Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with High-performance Current Regulator. IEEE Transactions On Industry Application, Vol.30, NO.4, July/August.
- [39] 刘金馄.先进PID控制及其MATLAB仿真[M].北京:电子工业出版社, 2003.
- [40] 赵文峰等.控制系统设计与仿真[M].西安:西安电子科技大学出版, 2003, 6.
- [41] 飞思科技产品研发中心编著.MATLAB7辅助控制系统设计与仿真[M].北京:电子工业出版社, 2005, 3.
- [42] 李路箐.基于DSP的永磁同步电机伺服系统研究[J].南京航空航天大学.硕士学位论文, 2005.

致谢

值此论文完成之际，谨向在这三年来所有曾给予过我帮助的老师、同学及亲友致以我最诚挚的谢意！

本论文的选题、研究和撰写工作是在导师彭侠夫教授的悉心指导和全力支持下完成的，字里行间凝聚着导师的诸多心血。彭老师严谨的治学态度，渊博的知识，丰富的实践经验，平易近人的师长风范以及高度的责任心都是永远值得我学习的。在我研究生阶段的整个过程中，导师给予了我各方面的关怀、指导和帮助。在学习上导师一直都严格而又务实地指导我的学习和研究，培养了我独立开展科研的能力；在学业和做人的道德修养方面对学生的严格要求和谆谆教诲，使我终生难忘；谨在此再一次表示深深的敬意和最诚挚的感谢！

衷心感谢洪涛同学和师弟何栋炜同学的支持和帮助。在硬件系统的设计和实现以及软件的调试过程中的诸多建议让我受益匪浅，在论文撰写期间，他们经常积极地和我讨论研究论文中出现的问题。在此特别向他们两位同学表示感谢！

感谢实验室的赵升、邹蔚龙、罗松涛、解维坤、叶和龙、刘丽桑、张海英以及师弟洪春苗、周结华、陈国鹏、陈志文等同学在我撰写论文遇到困难时给予我热情无私的帮助，使我解决一个又一个难题，顺利走完研究生最后这一段旅程。同学和朋友的这种情谊将使我终生难忘！

同时我要感谢我的父母家人，二十多年来是他们对我无私的关注、鼓励和支持，才能使我能够全身心地投入到学习中去。

再次地将我诚挚的谢意献给所有关心和帮助过我的师长、同学、朋友和亲人，祝你们一生平安、幸福！

最后，由于本人水平有限，本文还有很多不足之处，希望各位审阅论文的专家、教授以及同行给予意见和指正。谢谢！

赵阳

2008年4月于厦门大学海韵园