

分类号:

学校代号: 11845

UDC:

密级:

学 号: 2110804267

广东工业大学学位论文

(工学硕士)

变频空调压缩机驱动技术研究

刘铁丁

指导教师姓名、职称: 谢云 教授

企业导师姓名、职称: 无

专业或领域名称: 电路与系统

学生所属学院: 自动化学院

论文答辩日期: 2011年6月2日



A Dissertation Submitted to Guangdong University of
Technology for the Degree of Master of Engineering Science

Research Of Frequency Conversion Air Conditioning
Compressor Drive Technology

MA Candidate: Liu Tieding

Supervisor: Prof. Xie Yun

May 2011
School of Automation
Gaungdong University of Technology
Guangzhou, Guangdong, P. R. China, 510006

摘要

随着能源、环保等问题的日益突出,变频空调近年来发展迅速。但是变频空调的发展尚有很多问题需要解决,高性能的电动机驱动系统就是几个关键技术中的一个。本文的主要任务就是研究用于空调压缩机的永磁同步电动机无传感器的驱动技术。

论文以永磁同步电动机作为研究对象,利用磁链估计方法,研究出了以英飞凌XC878为中心的磁场定向控制算法,具体工作包括以下几部分:

1、在理论上,推导出永磁同步电动机的数学模型,在分析了永磁同步电动机(PMSM:Permanent magnet synchronous motor)矢量控制的基础上,利用Matlab/Simulink工具箱搭建了永磁同步电动机控制系统的速度和电流双闭环仿真模型,并进行了MATLAB仿真,得到了仿真波形,其仿真波形达到了预期效果,为永磁同步电动机磁场定向控制FOC(Field Oriented Control)控制算法的分析和设计提供了有效途径。

2、在永磁同步电动机矢量控制的基本原理的基础上,提出了一种最新芯片XC878实现永磁同步电动机矢量控制系统的设计方案,在Dave平台下设计软件程序实现系统的控制。进行了系统的测试,给出了测试结果,结果表明空间电压矢量脉宽调制(SVPWM:Space Vector Pulse Width Modulation)控制系统的软硬件设计的合理性与正确性以及永磁同步电动机闭环矢量控制系统的可靠性。该闭环控制系统具有启动快、响应快和控制精度高等特点。该系统为基于单片机永磁同步电动机矢量控制系统的研究和开发提供了可行性方案。

理论分析、仿真结果均证明,利用磁场定向控制原理推导的永磁同步电动机无位置速度传感器具有较强的可行性和现实性。在此基础上,以英飞凌电动机控制IC为中心的硬件平台为依托进行软件设计,得到实验结果。为永磁同步电动机磁场定向控制提供了一个方便有效地途径。

关键词: 变频空调压缩机; 永磁同步电动机; 磁场定向控制; 磁链估计; XC878

ABSTRACT

With the energy, environment protection and other problems having become increasingly prominent, frequency conversion air conditioning has developed very rapidly in recent years. But there are still many problems to be solved about the development of frequency conversion air conditioning and high-performance motor drive system is one of those key techniques. The main task of this paper is to study the sensorless drive technology of permanent magnet synchronous motor that is used in air conditioning compressor.

With the permanent magnet synchronous motor as its research object, This Paper finds out the Infineon XC878 centered magnetic directional control algorithm by using the flux estimation method. The specific work includes the following parts:

1. It deduces the mathematical model of permanent magnet synchronous motor on the theory basis. By analyzing the PMSM vector control, it builds the speed and the current double loop simulation model of PMSM control system, conducts the MATLAB simulation and obtained the simulation waveform which achieves the anticipative effect and provides an effective way for the analysis and design of FOC control algorithm of PMSM.

2. Based on the basic principle of PMSM Vector control, this paper puts forward a design which achieves PMSM vector control system with a new chip XC878 and designs software program to realize the control system on the Dave platform. The system test is conducted and the results are obtained which show the rationality and validity of the software and hardware design in SVPWM (Space voltage Vector Pulse Width Modulation) control system and the reliability of the PMSM closed loop Vector control system. The closed-loop control system has the characteristics of quick start-up, fast response, and high control precision. The system provide feasible scheme for the research and development of PMSM vector control system based on single chip microcomputer.

Theoretical analysis and simulation results show that there are stronger feasibility and reality for PMSM without position and speed sensors, which is deduced from

Magnetic directional control theory. On this basis, software design is conducted on the hardware platform with Infineon motor control IC as its center and results of the experiment are obtained, which provides a convenient and effective way for PMSM magnetic directional control.

Keywords: Frequency Conversion Air Conditioning Compressor; Permanent Magnet Synchronous Motor; Field Oriented Control; Flux Estimation; XC878

目录

摘要	I
ABSTRACT	II
目录	IV
Contents	VI
第一章 绪论	1
1.1 课题研究背景	1
1.2 研究现状	1
1.2.1 国内外研究现状	1
1.2.2 无传感器控制研究现状	2
1.3 本文主要研究的内容	6
1.4 本章小结	7
第二章 变频空调压缩机中永磁同步电动机控制原理和 Matlab\Simulink 建模	8
2.1 变频压缩机简介	8
2.2 永磁同步电动机的结构	9
2.3 永磁同步电动机的数学模型	10
2.3.1 永磁同步电动机的定子电压和磁链方程	10
2.3.2 永磁同步电动机的转矩方程	11
2.3.3 永磁同步电动机的运动方程	11
2.3.4 永磁同步电动机的电压等效电路	12
2.4 永磁同步电动机的矢量控制原理	13
2.5 永磁同步电动机 Matlab/Simulink 建模	14
2.5.1 坐标变换模块	14
2.5.2 扇区判断模块	16
2.5.3 矢量作用时间和 IGBT 开通时间计算模块	16
2.5.4 PWM 波产生模块	19
2.6 仿真及分析	20
2.6.1 仿真环境设置	20

2.6.2 仿真结果及分析.....	20
2.7 本章小结.....	23
第三章 变频空调压缩机中永磁同步电动机驱动算法的实现.....	24
3.1 Infineon XC878 简介.....	24
3.2 系统主要电路的硬件实现.....	25
3.2.1 电流检测电路.....	26
3.2.2 MOSFET 驱动电路.....	27
3.3 永磁同步电动机无传感器磁场定向控制原理.....	27
3.4 驱动算法的实现.....	30
3.4.1 永磁同步电动机磁场定向控制的相关计算.....	30
3.4.2 驱动算法实现原理.....	31
3.4.3 永磁同步电动机 FOC 运行状态机.....	39
3.5 永磁同步电动机磁场定向控制算法代码的编写.....	42
3.6 本章小结.....	44
第四章 变频空调压缩机驱动算法实验的结果及分析.....	45
4.1 变频空调压缩机驱动算法的实验平台.....	45
4.2 变频空调压缩机驱动实验的步骤.....	46
4.3 变频空调压缩机驱动实验的结果及分析.....	47
4.4 本章小结.....	51
总结与展望.....	52
参考文献.....	53
攻读硕士学位期间发表的论文.....	57
学位论文独创性声明.....	57
致谢	59

Contents

ABSTRACT(Chinese)	I
ABSTRACT(English)	II
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Research Background	1
1.2 Research Status	1
1.2.1 Current Research at Home and Aboard.....	1
1.2.2 Sensorless Control Research Situation	2
1.3 The Main Research Contents of The Paper.....	6
1.4 Summary	7
Chapter 2 The Control Principle and Matlab/Simulink Modeling of PMSM in Frequency Conversion Compressor	8
2.1 Frequency Conversion Compressor Profile	8
2.2 The Structure of PMSM.....	9
2.3 The Mathematical Model of PMSM	10
2.3.1 The Stator Voltage and Magnetic Flux Equations of PMSM.....	10
2.3.2 The Torque Equation of PMSM.....	11
2.3.3 The Motion Equation of PMSM	11
2.3.4 The Voltage Equivalent Circuit of PMSM	12
2.4 The Vector Control Principle of PMSM.....	13
2.5 The Matlab/Simulink Modeling of PMSM.....	14
2.5.1 Coordinate Transform Module.....	14
2.5.2 Sector Judgment Module	16
2.5.3 Vector Effect Time and IGBT Opening Time Calculation Module	16
2.5.4 PWM Waves Produce Module	19
2.6 The Simulation and Analysis	20
2.6.1 Simulation Environment Settings	20
2.6.2 The Simulation Results and Analysis.....	20
2.7 Summary	23

Chapter 3 The Driver Algorithm of PMSM in Frequency Conversion Compressor	24
3.1 Infineon XC878 Profile.....	24
3.2 Main Circuit Hardware Design	25
3.2.1 Current Detection Circuit.....	26
3.2.2 MOSFET Drive Circuit.....	27
3.3 The Field Oriented Sensorless Control Principle of PMSM.....	27
3.4 Drive Algorithm to Realize	30
3.4.1 The Field Oriented Control Related Calculation of PMSM.....	30
3.4.2 The Principle of Drive Algorithm to Realize	31
3.4.3 The FOC Operation State Machine of PMSM.....	39
3.5 The Field Oriented Control Algorithm Writing of PMSM.....	42
3.6 Summary	43
Chapter 4 The Experimental Results and Analysis of Frequency Conversion Compressor	45
4.1 Frequency Conversion Compressor Driven Experimental Platform	45
4.2 Frequency Conversion Compressor Drive Experimental Test Steps	46
4.3 Frequency Conversion Compressor Drive Experimental Results and Analysis ..	46
4.4 Summary	51
Conclusion and Outlook	52
References	53
Published Papers While Studying	57
Annouce of Original Creation	58
Acknowledgement	59

第一章 绪论

1.1 课题研究背景

当前，家电技术透明度较高，产品技术含量偏低，同质化严重，实质性创新匮乏。这既是我国家电行业的短板，又是不能回避和否定的客观现实。随着大规模集成IC的应用，智能控制技术的飞速发展，家用电器的研发和革新也开始走向了智能化及节能化。通过家电智能化可以更容易实现家电产品的节能、降耗、健康、环保、舒适。家电行业现实的技术与标准水平，决定了家电产品对智能控制技术以及信息化技术的应用已相当普及。传统的冰箱、空调、洗衣机等大家电在“智能控制”概念下，都体现出了创新特征和时代的新意；无论在降耗、节能、减排、资源循环利用等方面，还是在安全性、人性化、可靠性等方面，在“智能控制”概念下，都显示出了与消费者需求的吻合和与国家产业政策的吻合。本项目通过研究应用家电变频压缩机智能控制技术，研发完全拥有自主知识产权的变频压缩机底层算法和驱动技术，并在此基础上开发具有PMSM直流压缩机核心驱动控制算法以及自适应调节压缩机参数柔性算法的压缩机控制模块，实现“耗电大户”空调的进一步节能；通过项目的实施，提高我国家电企业产品智能化、网络化水平，降低家庭能耗10%以上，满足家电的节能、舒适、方便的要求，增强我国家电企业产品的市场竞争力。

1.2 研究现状

1.2.1 国内外研究现状

我国的家电行业虽然都已经推出了高效节能的变频空调、冰箱等产品，并宣称拥有PMSM压缩机驱动的软件核心技术。但事实是，家电领域的变频控制核心算法仍然掌握在国外公司手中，为此我国的家电行业至少要向这些国外公司付出芯片成本数倍的代价进行购买。更为严重的是国内家电行业每家公司都要重复付出高昂的研发成本、质量成本和超长的应用开发周期，严重削弱了与国际家电行业的竞争能力。由此产生的高额成本更加削弱了国内空调行业利润能力，同时还影响了消费者对变频产品的购买力，延缓国内产业发展的同时加大了国家的能源消耗。如此下去，技术垄断发展会越来越严重，国外公司在市场上将保持越来越大的优势。同时国内家

电行业面临的PMSM压缩机负载和压缩机驱动用MCU品种繁多,各种规格的压缩机无法通用。各个公司的MCU为了加强行业垄断性,不但公司间的芯片无法通用,就连同一个公司不同规格的MCU也存在无法通用的情况。同时,全球在该领域到目前为止,还没有一家公司开发出了能够适用于不同公司不同MCU的开放式专家系统。所以,研发具有自主知识产权的变频控制底层算法和驱动技术,以及适合多种变频压缩机柔性自适应算法势在必行。同时,依靠自主知识产权的变频控制底层算法和驱动技术,以及适合多种变频压缩机柔性自适应算法为基础,研发具有自主知识产权的集成IPM、APFC和MCU一体化的压缩机智能控制模块,打破国外技术垄断,走出独立自主的创新之路也势在必行。最近,国内对于永磁同步电动机无传感器控制的研究也逐渐升温。清华大学的李永东教授等人,发表了永磁同步电动机无传感器控制的论文多篇。沈阳工业大学的王成元教授针对三相感应电动机无传感器控制技术进行了较为深入的研究,将该类方法进行了改进与拓展。此外,西安交通大学、浙江大学、天津大学、上海交通大学、南京航空航天大学、上海大学等高校都对永磁同步电动机的无传感器控制方法进行了研究。许多国内学者的论文都已经以英文的形式在国际上发表^{[1][2]}。

国外,韩国首尔国立大学的Seung-ki Sul教授自1995年就开始发表无传感器控制方面的论文,涉及多种电动机形式、多种研究策略及方法。意大利的Alfio Consoli, Antonio Testa等人也对永磁同步电动机的无传感器控制进行了深入研究。此外,斯洛伐克的Zilina大学,巴西的Universidade Federal De Campina Grande,日本的Kanagawa University等高校的研究人员,也都在进行该领域的研究^{[3][4]}。

1.2.2 无传感器控制研究现状

每一种控制方案中,高精度交流电动机控制系统都需要高精度的传感器来构成闭环控制系统。目前,用于反馈的高精度传感器器材有光电编码器、测速发电机和解算器等,对于特殊种类的电动机,还需要知道的磁极位置。但是因为传感器的安装存在体积增大,开发成本增加,可靠性降低,受到工作环境影响等缺陷,从而开发一种成本合理,性能良好的无传感器交流调速系统越来越成为科研人员研究的热点。这项技术是在电动机机座和转子上不需要安装传感器,而是利用检测到的电动机电压或者电流等参数,再参照电动机的数学模型估算出电动机转速和转子位置,这样做的好处有:不需要改造电动机结构,降低了维护费用,去掉了机械传感器,

不受恶劣环境的影响。最重要的是从根本上克服了由于安装机械传感器带来的机械惯量增加以及电动机轴抖动等缺陷。无传感器的交流调速系统的研究始于20世纪70年代,1971年德国学者Blaschke提出了交流电动机矢量控制理论,它的出现对电动机控制技术的研究具有划时代的意义,使电动机控制技术的发展步入了一个全新的阶段。在此后20多年里,矢量控制技术获得了广泛应用,交流伺服驱动系统逐步替代了直流系统。1985年,德国学者Depenbrock提出了直接转矩控制理论,由于它直接控制定子磁链空间矢量和电磁转矩,使得控制系统得以简化,并且提高了快速响应能力。在其后的十几年里,国内外学者在无传感器控制方面做了大量的工作,到现在为止,许多学者都提出了自己的独到见解。总结起来可以分为下述几类:

(1) 基于比例积分控制的自适应控制器算法

这种算法适用于FOC控制系统,其基本原理是利用定子电流和转速等的误差项,通过比例积分的自适应控制器获得转速信息。这种方法算法结构简单,具有自适应能力,但是由于需要估算转子磁链,从而磁链控制的性能很大程度上影响着辨识的精度。何况线性比例积分调节器的有限调节能力会对辨识范围的进一步扩大进行限制。总之,它最大优点是简单易行、效果良好,从而成为良好的转速估算方法之一。

(2) 自适应转速估计器^[6]

典型代表是扩展卡尔曼滤波器(EKF: Extended Kalman Filter)。这种方法是由R. E. Kalman提出的一种最小方差意义上最优预测估计的方法。扩展卡尔曼滤波器是线性系统状态估计的卡尔曼滤波算法在非线性系统的扩展应用,因为滤波器增益能够适应环境而自动调节,所以本身就是一个自适应系统,卡尔曼滤波器是在线性最小方差估计基础上发展起来的一种递推计算方法,这种算法可以一边采集数据,一边计算。这种递推计算可由DSP在线完成,一次扩展卡尔曼滤波器可对系统状态进行在线估计,进而实现对系统的实时控制。EKF适用于高性能的伺服驱动系统,可以在很宽的速度范围内工作,甚至在很低的转速下完成转速估计,也可对相关状态和某些参数进行估计。

(3) 转子槽谐波转速估计器^[6-9]

基于转子槽谐波的转速估计不是利用电动机的数学模型,亦不是从转速与电动机状态(电压、电流、磁链、转矩等)的关联中间接地获取转速,而是从转子齿槽谐波的物理信号中直接提取转速信息,因此它不受电动机参数的影响,估计精度仅仅取决于检测的准确性和动态特性,而与电动机数学模型无关。但是转子齿槽谐波

的频率和幅值直接和转速有关,因此是否在很宽的速度范围内都能快速而准确地提取出转速信息,将决定该方法的使用化程度。

(4) 高频信号注入法^[10]

高频信号注入法是为解决无传感器技术共同缺陷——无法实现或者满足低速,特别是零速时的控制要求而提出的。这种方法基本原理是向电动机定子注入高频电压信号,使其产生幅值恒定的旋转磁场,或者产生沿着某一轴线脉动的交变磁场,这个轴线可以是静止的,也可以是旋转的。如果转子具有凸极性,这些磁场一定会受到凸极转子的调制作用,结果在定子电流中会呈现与转子位置或者转速相关联的高频载波信号,从这些载波信号中可进一步提取出转子位置或者转速信息。

(5) 转子齿谐波法^[11]

由于铁心的齿槽会和定子表面在气隙磁场中产生齿谐波,受该谐波影响,定子电压与电流也会产生相应的谐波,所以可以从齿谐波信号中提取相关的频率信号来得到电动机转子的位置信息。此方法由于齿谐波受到外界干扰会产生很多变化的因素,所以提高系统的抗干扰性,并且从齿谐波中提取转子位置信息是关键性的问题。

(6) 模糊控制和神经网络控制^[12]

模糊控制调节器适用于控制复杂的非线性系统,对系统参数变化具有稳健性,同时具有较强的抗干扰能力,模糊控制的目的是要获得理想的电动机响应,能保证系统的稳定性和良好的动态响应性能。模糊控制的精髓是能够依据专家经验设定控制规则 and 进行模糊推理和判决,在这一过程中,融入和体现了人工智能的控制因素,模糊控制学习能力差,神经网络推理能力差,两者结合可以优势互补,保证了模糊神经网络的推理和学习功能的实现。

现在,国际上从事永磁同步电动机调速控制系统研究的越来越多,并取得了很多成就,部分成果在实际应用中得到不断推广^[13-17]。

国内从90年代中期才开始研究交流电动机转子信息软测量技术,而且研究工作绝大部分局限在科研单位、高等院校,主要研究还是在理论推导和仿真方面^{[18-21][32-36]}。在参考文献[18]中,作者说明了采用单片机控制无刷直流电动机由于受CPU运算速度的限制,对于许多复杂的算法则难以实现,且开发成本高。90年代以后,由于DSP技术的迅猛发展,DSP的性能指标不断提高,应用领域越来越广,且DSP比传统的微处理器有更好的性能价格比和更高的运算速度和能力,是运算密集型而不是事务密集型的器件,DSP的价格也逐渐降低,从而DSP不断涌现在工业控制等一些应用领域。

作者利用美国TI公司的高速DSP芯片设计了一个永磁无刷直流电动机伺服控制系统,有效地解决了复杂算法难以实现的问题,并且作者画出了系统位移闭环控制结构框图,介绍了DSP硬件实现电路和整个系统控制方法。该控制系统充分利用了DSP周边丰富的端口,极快的运算速度,简化了系统硬件结构,并且该系统具有良好的定位性能。众所周知,由于位置传感器的存在,电动机的体积会增大,导致生产工艺难度增加和生产成本的提高,并且由于太多太长的连线,给抗干扰设计带来一定困难,况且某些特殊的应用场合条件不允许安装传感器,那么这时候无刷直流电动机的应用得到限制。在参考文献[19]中,作者提出了无传感器控制技术,特别是在位置检测与起动,作者提出了良好的解决方法并给出了所研制的基于DSP控制的系统结构和仿真结果。

永磁同步电动机的运动控制实现磁场定向,需要精确的转子位置和转速信号。在传统的运动控制系统中,通常都采用传感器(如光电编码器或旋转变压器等)来检测转子的位置和速度。但是,这些传感器以及电缆等增加了产品开发的成本,并且会降低系统的可靠性。因此,现在的研究目标就是消除这些传感器等装置,提高系统的可靠性和降低系统开发成本。于是,去掉驱动控制系统中的传感器逐渐成为研究的热点。至今,许多人提出了各种消除传感器的方法,典型的是采用跟踪反电动势的方法,由于这种方法仅仅依赖于电动机的基波方程,故实施起来简单方便。但这种方法有个致命的缺点:电动机在低速及零速时无法稳定的运行,而且电动机参数的辨识很敏感。

近几年,科研人员提出了一种新的电动机转子位置检测方法——电动机凸极跟踪法。这种方法克服了跟踪反电势存在的缺陷,它可以使得电动机在任何速度下工作,包括零速。但是这种方法也存在着缺点:需要电动机有一定程度的凸极。参考文献[20]中提出了一种永磁同步电动机转子位置估算的自检测方法,它采用旋转矢量来固定载波频率励磁,利用DSP数字系统进行转子位置的估算,具体是利用旋转矢量载波高频信号注入、外差法及跟踪观测器来估算转子位置。文中详细讨论了内埋式永磁同步电动机的转子位置自检测方法,获得了转子位置的估算结果。

参考文献[21]以PMSM同步旋转坐标上的电压方程为基础,提出用假定旋转坐标来估算转子转速。最后,作者对控制系统进行建模和计算机仿真。理论上证明其所设计的启动方法的可行性,且整个控制系统由于用假定旋转坐标来估算转子速度,从而具有运算量少、良好的动态特性等优点。在参考文献[27]中,作者提出利用锁

相环技术来设计直流电动机的控制系统。锁相环主要用在通讯系统中。但是随着数字集成电路成本的降低和锁相环技术的发展完善,锁相环技术开始应用于电动机调速控制中。特别是在多台电动机保持同步协调运转的拖动系统中,利用锁相环进行控制,使得系统结构简单,而且控制精度高。作者主要阐述了锁相环技术在电动机调速控制系统中的应用,最后介绍了锁相环技术用于多台电动机的同步协调控制。

参考文献[28~31]提出了一种高性能永磁同步电动机速度调制方案来提高电动机调速的动态特性和控制的鲁棒性,利用滑模控制理论的优点,设计出一种永磁同步电动机调速控制系统。作者采用滑模控制理论对电动机的转矩进行强鲁棒性控制,设计了高稳态高精度的双模速度控制器,并且利用环路增益自适应方法,提高了锁相环系统的抗干扰能力。

在参考文献[30]中,作者分析了现代自动调速系统所广泛采用的双闭环控制系统,选用稀土永磁无刷直流电动机,设计出了基于精密锁相环和电流环的电动机双模速度控制系统,成功实现了电动机的高速高精度稳速控制。同时,通过电流环及其接口电路实现了系统在失锁情况下的双重保护和快速恢复。电流环和锁相环控制器的相互结合,磁悬浮的控制力矩陀螺的瞬态性能和稳态性能都得到了很大程度的提高。

在参考文献[32~33]中,作者利用谐波反电势信号实现电动机转子位置检测的方法设计了与电动机一体化的新位置传感器,研究了利用谐波反电势信号实现混合式电动机闭环控制的方法,给出了开环、闭环运行的实验结果,证明利用谐波反电势实现混合式电动机闭环控制的可行性。

在参考文献[35]中,作者以电动机三相绕组端电压变化时电动机电流换相理论为基础,利用DSP芯片实现无刷直流电动机无位置传感器调速系统,使直流无刷电动机无位置传感器控制策略由传统的反电势过零点法进入一个新阶段,并且提高了系统的控制精度。

1.3 本文主要研究的内容

本文的主要工作包括理论分析与推导、系统分析和设计、仿真及其结果分析、实验结果及分析等内容。具体包括以下几个方面:

(1)理论分析和研究:分析并建立永磁同步电动机动态模型。对整个控制系统进行了数学分析,然后利用Matlab/Simulink进行建模,理论上确定该课题的可行性

并进行相关数据的仿真验证。

(2)系统分析和软件设计：利用理论研究成果，综合考虑整个无传感器永磁同步电动机控制系统，包括负载等，设计系统参数，编写驱动算法下载到硬件平台进行验证。

(3)实验：利用永磁同步电动机转子无电流、dq转子轴磁路对称的特点简化数学模型，利用英飞凌XC878 FOC硬件控制系统，编程下载后进行实验。从实验结果论证课题的可行性。

1.4 本章小结

本章先介绍课题背景，然后介绍了用于变频空调压缩机的永磁同步电动机的国内外研究现状以及无传感器永磁同步电动机控制技术的研究现状，为下面几章的内容作铺垫。

第二章 变频空调压缩机中永磁同步电动机控制原理和

Matlab\Simulink 建模

近年来,随着能源危机的出现,国家新能源政策的提出,永磁材料性能的不断提高和完善,使得永磁同步电动机的驱动技术研究成为热点。永磁电动机在家电、汽车工业、国防、农业生产和日常生活等方面获得越来越广泛的应用^[7]。

2.1 变频压缩机简介

变频压缩机是指相对转速恒定的压缩机而言,通过一种控制方式或手段使其转速在一定范围内连续调节,能连续改变输出能量的压缩机。变频压缩机可以分为两部分,一部分是变频控制器,就是我们常说的变频器;另一部分是压缩机。变频控制器的原理是将电网中的交流电转换成方波脉冲输出。通过调节方波脉冲的频率(即调节占空比),就可以控制驱动压缩机的电动机转速。频率越高,转速也越高。变频控制器还有一个优点是,驱动电动机起动电流小,不会对电网造成大的冲击。

传统空调压缩机依靠其不断地“开、停”来调整室内温度,其一开一停之间容易造成室温忽冷忽热,并消耗较多电能。变频空调则依靠空调压缩机转速的快慢达到控制室温的目的,室温波动小、电能消耗少,其舒适度大大提高。运用变频控制技术的变频空调,可根据环境温度自动选择制热、制冷和除湿运转方式,使居室在短时间内迅速达到所需要的温度,并在低转速、低能耗状态下以较小的温差波动,实现了快速、节能和舒适控温效果。变频空调的核心是变频器。变频器是 20 世纪 80 年代问世的一种高新技术产品,它通过对电流的转换来实现电动机运转频率的自动调节,把 50Hz 的固定电网频率改为变化的频率;同时,还使电源电压范围增大,彻底解决了由于电网电压不稳而造成空调器不能工作的难题,使空调完成了一个划时代的变革。

变频空调通过提高空调压缩机工作频率的方式,增大了在低温时的制热能力,最大制热量可达到同类空调器的 1.5 倍,低温下仍能保持良好的制热效果。此外,一般的空调分体机只有四档风速可供调节,而变频空调器的室内风机自动运行时,转速会随空调压缩机的工作频率在 12 档风速范围内变化,由于空调风机的转速与空

调器的能力配合较为合理、细腻,实现了低噪音的宁静运行,最低噪音只有 30 分贝左右。变频空调在每次开始启动时,先以最大功率、最大风量进行制热或制冷,迅速接近所设定的温度后,空调压缩机便在低转速、低能耗状态下运转,仅以所需的功率维持设定的温度,这样不但温度稳定,还避免了空调压缩机频繁地开开停停所造成的对寿命的衰减,而且耗电量大大下降,实现了高效节能。基于上述原因,变频空调,也受到了大型宾馆、商厦的青睐。由于以往大型建筑中所用的中央空调因不能随气温和客流量的变化而自动调节负荷,所以耗能多、电力浪费大。据调查统计,目前以中央空调为代表的暖通空调的耗能几乎占了国内建筑总耗能的 85%。而采用了变频技术的智能变频集中式空调则集中了家用空调和中央空调的优点,在节能方面较前两者有很大的突破,可使中央空调的耗能降低 30% 以上,将成为以后新落成的商用建筑的首选。

2.2 永磁同步电动机的结构

永磁同步电动机主要由定子和转子两大部分构成。永磁同步电动机定子结构与普通同步电动机相比,差别不大,由三相电枢绕组和铁心构成,且三相电枢绕组通常按星形连接。永磁同步电动机的转子是指电动机在运行状态下可以自由旋转的部分,采用永磁材料组成,如钕铁硼等,永磁同步电动机的转子采用永磁体,省去了励磁绕组、滑环和电刷,电动机结构显得比较简单。永磁同步电动机需要安装转子位置检测器,用于检测转子磁极位置,对电枢电流进行控制,从而控制永磁同步电动机。采用永磁同步电动机的伺服电机内部的转子是永磁铁,驱动器控制的 $U/V/W$ 三相电形成电磁场,转子在此磁场的作用下转动,同时电机自带的编码器反馈信号给驱动器,驱动器根据反馈值与目标值进行比较,调整转子转动的角度。伺服电机的精度决定于编码器的精度(线数)。永磁同步电动机常用的转子位置检测器有旋转变压器或光电编码器,与转子同轴安装。PMSM 是由绕线同步电动机发展而来的,其结构与绕线同步电动机基本相同。除了具有一般同步电动机的工作特性外,还具有效率高、结构简单、易于控制、性能优良等特点。永磁同步电动机具有电磁转矩纹波系数小、动态相应快、运行平稳、过载能力强等优点,非常适合在负载转矩变化较大的情况下使用,而且它的功率因数高,在轻载运行时节能效果明显,长期使用时可以大幅度节省电能;另外,电机体积小、重量轻、结构多样化,应用范围比较广。正是由于永磁同步电动机突出的特点,非常适合在交流伺服系统中的应用,目

前已经得到人们越来越多的关注。按照永磁体在转子上的位置不同，永磁同步电动机的转子可以分为表面式、内嵌式和内埋式，如图2-1所示^[38]。

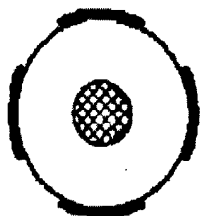


图2-1 (a) 面装式

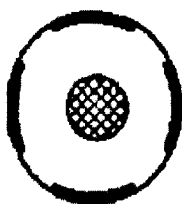


图2-1 (b) 内嵌式

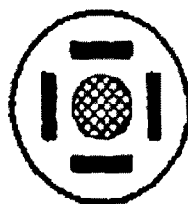


图2-1 (c) 内埋式

Fig.2-1 (a) Surface mounting type Fig.2-1 (b) Embedded type Fig.2-1 (c) Buried type

2.3 永磁同步电动机的数学模型

数学模型是描述实际系统性能和各物理量之间关系的数学表达式。对于永磁同步电动机这类强耦合的非线性系统，其数学模型是分析电动机性能、设计电动机及其控制的基础，同时也为改善控制系统的性能提供了理论依据。永磁同步电动机的数学模型应当能够准确反映被控制系统的静态和动态特性，数学模型的准确度是控制系统性能好坏的关键。在研究永磁同步电动机的数学模型时，做如下假设：

- (1) 忽略铁心饱和，不计涡流和磁滞损耗。
- (2) 永磁材料的电导率为零。
- (3) 转子上没有阻尼绕组，永磁体没有阻尼作用。

(4) 电动机电势正弦，定子电流在气隙中只产生正弦分布磁势，忽略磁场高次谐波。

2.3.1 永磁同步电动机的定子电压和磁链方程

在UVW轴系中，定义定子电流空间矢量为：

$$\vec{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_u + ai_v + a^2i_w) \quad (2.1)$$

式中 i_u , i_v , i_w 为U、V、W三相相电流。

于是可以写出以UVW轴系表示的定子电压矢量方程：

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt}(\psi_f e^{j\theta_r}) \quad (2.2)$$

式中， \vec{u}_s 为定子电压矢量； R_s 为定子电阻； L_s 为等效同步电感，这里的 L_s 与三

相感应电动机的 L_s 是对应的, ψ_f 为定子励磁磁场通过定子绕组的磁链。

通过变换因子 $e^{-j\theta}$ 将UVW轴系电压方程式 (2.2), 变换为以dq轴系坐标分量表示的电压方程, 可得:

$$u_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d \quad (2.3)$$

$$u_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (2.4)$$

dq轴系的磁链方程为

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.5)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (2.6)$$

式中, $L_q = L_{s\sigma} + L_{mq}$; $L_d = L_{s\sigma} + L_{md}$ 。其中 $L_{s\sigma}$ 是dq线圈的漏感, L_d 和 L_{md} 以及 L_q 和 L_{mq} 分别是dq轴定子线圈的自感和励磁电感。

2.3.2 永磁同步电动机的转矩方程

电磁转矩可表示为:

$$\vec{T}_e = p_n \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (2.7)$$

式中 p_n 为永磁同步电动机的极对数。

在dq坐标系中, 如图2-2所示:

$$\vec{\psi}_s = \psi_d + j\psi_q \quad (2.8)$$

$$\vec{i}_s = i_d + ji_q \quad (2.9)$$

将式 (2.8)、式 (2.9) 代入式 (2.7), 并代入磁链方程 (2.5)、(2.6), 整理得:

$$T_e = p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.10)$$

2.3.3 永磁同步电动机的运动方程

在各物理规定的正方向下, PMSM的运动方程为:

$$T_e = J \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{p_n} \right) + R_\Omega \left(\frac{\omega_r}{p_n} \right) + T_l \quad (2.11)$$

式中 T_l 为负载转矩， J 为转动惯量。

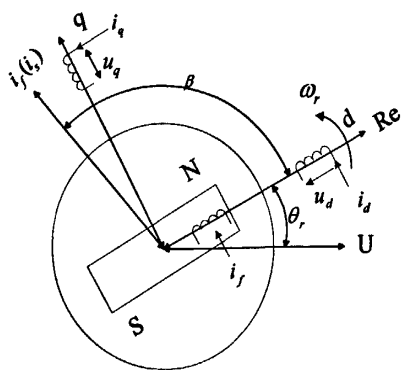


图2-2 dq旋转坐标

Fig.2-2 dq rotating coordinate

2.3.4 永磁同步电动机的电压等效电路

在已知电感参数 L_{md} 、 L_{mq} 和励磁电流 i_f 的情况下，可将电压方程(2.12)、(2.13)用图2-3所示的等效电路来表示：

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r L_{md} i_f \tag{2.12}$$

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d + L_{md} \frac{d}{dt} i_f - \omega_r L_q i_q \tag{2.13}$$

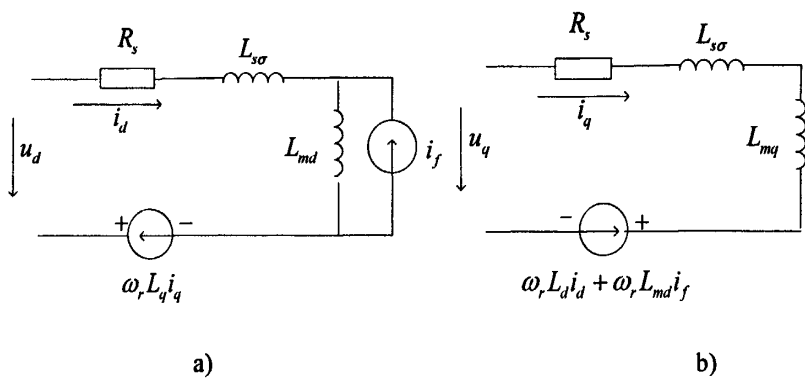


图2-3 以dq坐标系表示的电压等效电路

a) 直轴 b) 交轴

Fig.2-3 the voltage of the equivalent circuit in the dq coordinate

a) Direct axis b) Quadrature axis

2.4 永磁同步电动机的矢量控制原理

矢量控制是高性能的永磁电动机伺服驱动系统中主要采用的控制方法。交流电动机的矢量控制1971年由德国Blaschke等人提出^[39],从而在理论上解决了交流电动机转矩的高性能控制问题。矢量控制的基本思想源于对直流电动机的严格模拟^[40]。直流电动机本身具有良好的解耦特性,它可以分别通过控制其电枢电流和励磁电流来达到控制电动机转矩的目的。矢量控制的最终目的是改善电动机的转矩控制性能,而实际仍然落实到对定子电流的控制上。矢量控制通过电动机磁场定向将定子电流分为励磁分量和转矩分量,分别加以控制,从而获得良好的解耦特性。因此,矢量控制既需要控制定子电流的幅值大小,又需要控制定子电流空间相量的相位。在永磁同步电动机矢量控制系统中,转子磁极的位置用来决定逆变器的触发信号,以保证逆变器输出频率始终等于转子角频率。当永磁体的磁链和交、直轴的电感确定后,电动机的转矩便取决于定子电流的空间矢量,而定子电流的空间矢量的大小和相位又取决于 i_d 和 i_q ,也就是说控制 i_d 和 i_q 便可以控制电动机的转矩。一定的转速和转矩对应一定的 i_d^* 和 i_q^* ,通过对这两个电流的控制,使实际 i_d 和 i_q 跟踪指令 i_d^* 和 i_q^* ,便实现了电动机的转矩和转速控制。由于实际进入电动机电枢绕组的电流是三相交流电流 i_u 、 i_v 和 i_w ,因此三相电流 i_u^* 、 i_v^* 和 i_w^* 指令必须经过由dq-UVW变换由 i_d^* 和 i_q^* 得到。

通过电流环控制,可以使电动机输入的三相电流 i_u 、 i_v 和 i_w 与给定的指令值 i_u^* 、 i_v^* 和 i_w^* 一致。上述矢量控制对于电动机稳态运行和瞬态运行都适用,而且 i_d 和 i_q 是各自独立的,因此便于实现各种先进的控制策略。

对于图2-4所示的永磁同步电动机矢量控制结构图,其基本思想是通过坐标变换,把交流电动机的定子电流 i_s 分解成磁场电流分量 i_d 和与之垂直坐标的转矩电流分量 i_q ,在调速过程中,通过维持磁场电流分量不变而控制转矩电流分量,可以获得良好的动态特性。本文PMSM采用 $i_{dREF}=0$ 的转子磁链定向控制,电动机的转矩方程变为 $T = \frac{3}{2} p_n \Psi_f i_q$,转矩 T 和 i_q 电流呈线性关系。只要能准确地检测出转子空间位置(d轴),通过控制逆变器使三相定子的合成电流位于q轴上。那么,只要控制定子电流的幅值就能很好地控制电磁转矩。首先,通过位置和速度计算单元得到转子的位置,将其转换成电角度 θ 和转速 ω ,与给定转速的偏差一起经过速度调节器(PI),得出定子电流参考输入。定子三相电流经电流检测电路被取出后,经Clark变换、Park

变换到dq旋转坐标系中，再与参考输入 i_{qREF} 和 i_{dREF} 相比较，其中 $i_{dREF}=0$ 。通过电流调节器(PI)获得理想的控制量，控制信号再经Park逆变换，经过SVPWM产生6路PWM信号，送往逆变器控制电动机转速和转矩，从而构成一个完整的双闭环系统。

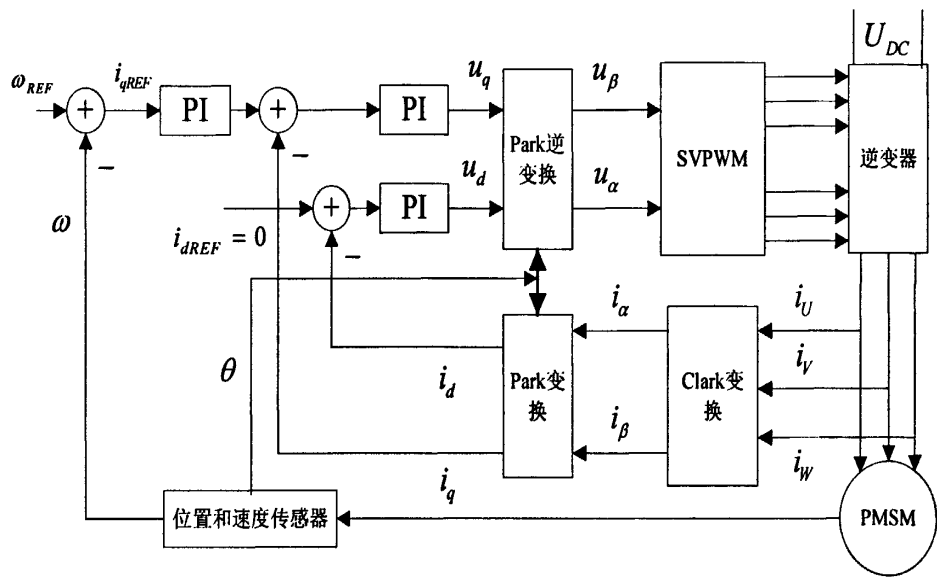


图2-4 空间矢量脉宽调制结构框图

Fig.2-4 Block diagram of space vector PWM

2.5 永磁同步电动机 Matlab/Simulink 建模

通过上面对永磁同步电动机矢量控制原理分析，利用Simulink需要建立如下模型：

- (1) 坐标变换模块。
- (2) 判断转子所在的扇区N的扇区判断模块。
- (3) 计算IGBT在该扇区的导通时间模块。
- (4) PWM波产生模块。

2.5.1 坐标变换模块

矢量控制中用到的坐标变换有：Clark变换（将三相平面坐标系向两相平面直角坐标系的转换）、Park变换(将两相静止直角坐标系向两相旋转直角坐标系的变换)、Park逆变换。

其矩阵变换如式（2.14）（2.15）（2.16）：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

其Simulink模型如图2-5、图2-6所示。

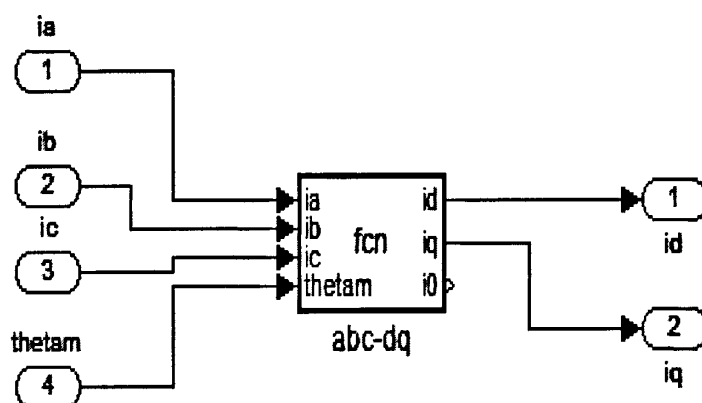


图2-5 UVW-dq 坐标变换

Fig.2-5 UVW-dq Coordinate transformation

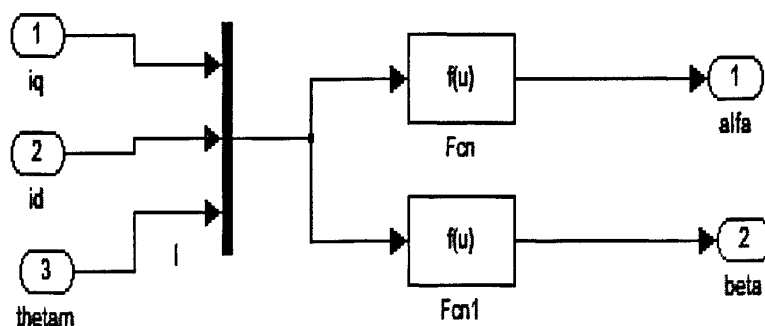


图2-6 $\alpha\beta-dq$ 坐标变换

Fig.2-6 $\alpha\beta-dq$ Coordinate transformation

2.5.2 扇区判断模块

经过理论分析， U_{out} 所在的扇区可以由 U_α 、 U_β 来判断：
 $U_\beta > 0$ 时，令 $A=1$ ， $\sqrt{3}U_\alpha > U_\beta$ 时，令 $B=1$ 。 $\sqrt{3}U_\alpha < -U_\beta$ 时，令 $C=1$ 。 $N=A+2B+4C$ ，得到 N 与扇区的对应关系如表2-1，其Simulink模型如图2-7所示：

表2-1 N与扇区对应关系

Table 2-1 Correnspondence between N and the sector						
N	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

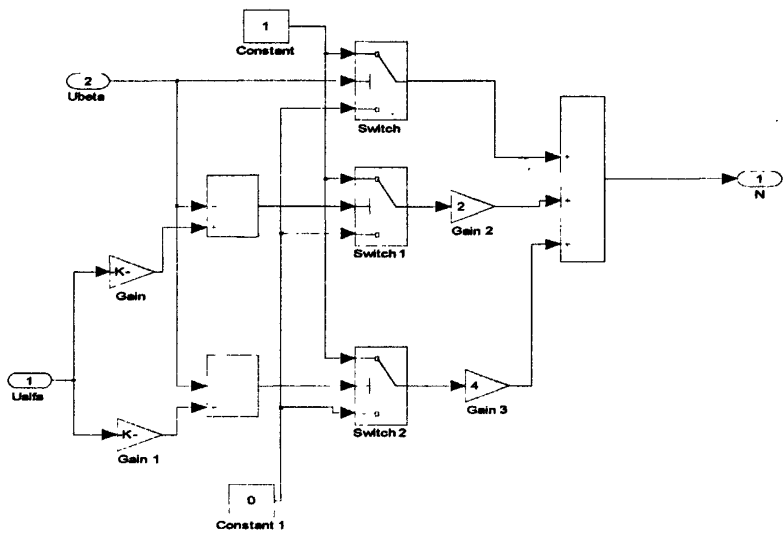


图2-7 扇区的判断

Fig.2-7 Sentionr determine

2.5.3 矢量作用时间和 IGBT 开通时间计算模块

对于任意空间矢量 U_{out} ，假设位于第I扇区，如图2-8所示。把它沿 U_4 、 U_6 的方向分解。设PWM的周期为 T ，在 T 内 U_4 导通时间为 T_4 ， U_6 导通时间为 T_6 ， U_0 或 U_7 导通时间为 T_0 ，可得：

$$U_{out}T=U_4T_4+U_6T_6+0\times T_0 \tag{2.17}$$

同时将 U_{out} 分解为 $\alpha\beta$ 平面上的两个空间矢量 U_α 和 U_β ，并考虑到功率不变条件下坐标变换虽然有变换前后两个系统功率不变的优点，但由于三相系统与二相系统

的绕组匝数不等,应用空间矢量计算时应把它在各相坐标轴上的投影再乘以 $\sqrt{2/3}$,

可得:

$$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{\alpha} = U_4T_4 + U_6T_6 \cos 60^{\circ} \quad (2.18)$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{\beta}T = U_6T_6 \sin 60^{\circ} \quad (2.19)$$

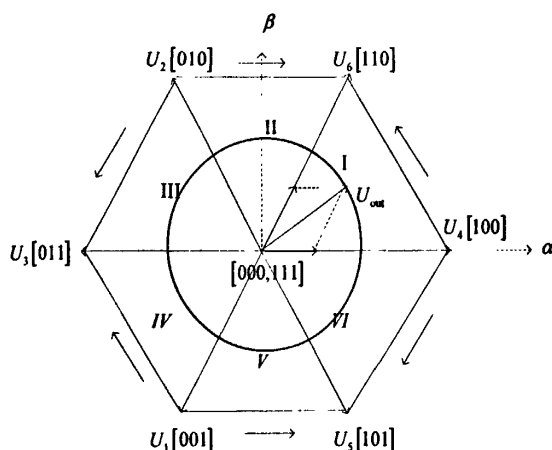


图 2-8 SVPWM 向量和扇区图

Fig.2-8 SVPWM Vector and sector plans

由式 (2.18)、(2.19) 可得:

$$T_4 = \left(\sqrt{\frac{2}{3}}U_{\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}U_{\beta} \right) T / U_{dc} \quad (2.20)$$

$$T_6 = \sqrt{2}U_{\beta}T / U_{dc} \quad (2.21)$$

假设X、Y、Z:

$$X = \frac{2U_{\beta}}{\sqrt{2}U_{dc}}T$$

$$Y = \frac{\sqrt{3}U_{\alpha} + U_{\beta}}{\sqrt{2}U_{dc}}T$$

$$Z = \frac{-\sqrt{3}U_{\alpha} + U_{\beta}}{\sqrt{2}U_{dc}}T$$

那么对于第 I 扇区的空间矢量的作用时间可表示为 $T_4 = -Z$, $T_6 = X$ 。同理,当 U_{out} 在其他扇区时,相应的作用时间 T_1 、 T_2 也可用X、Y、Z表示,它们的对应关系如表2-2

所示。若出现 $T < (T_1 + T_2)$ ，那么：

$$T'_1 = T_1 \cdot T / (T_1 + T_2)$$

$$T'_2 = T_2 \cdot T / (T_1 + T_2)$$

为了计算空间矢量比较器切换点时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 计算的方便，我们定义：

$$T_a = (T - T_1 - T_2) / 4$$

$$T_b = T_a + T_1 / 2$$

$$T_c = T_b + T_1 / 2$$

则扇区N和比较器切换点时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 的关系如表2-3。

表2-2 T_1 、 T_2 赋值表

Table2-2 T_1 、 T_2 assignment sheet

N	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

表2-3 扇区N和比较器切换点时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 对应表

Table2-3 the corrensponding table of sector and comparator switching point

N	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{cm2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{cm3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

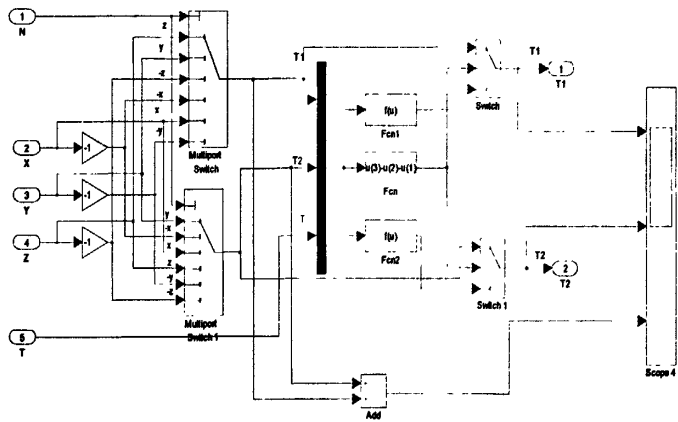


图2-9 IGBT导通时间 T_1 、 T_2 计算

Fig.2-9 IGBT on-time calculation

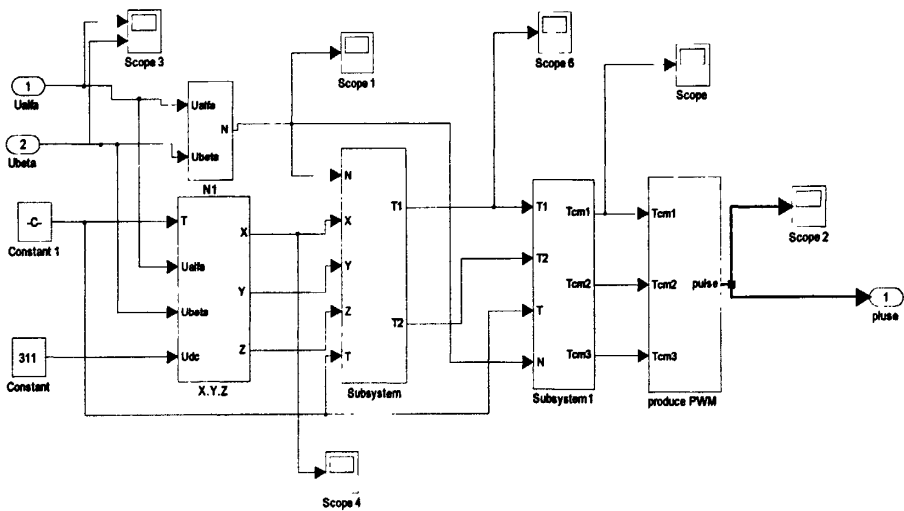


图2-10 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 的计算

Fig.2-10 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} calculation

2.5.4 PWM 波产生模块

计算得到的 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 值后，就可以由它生成对称空间矢量PWM波形。将生成的PWM1，PWM3，PWM5进行非运算就可以生成PWM2，PWM4，PWM6，同时还应将其由 bool类型转换成double类型。其Simulink仿真模型如图2-11所示：

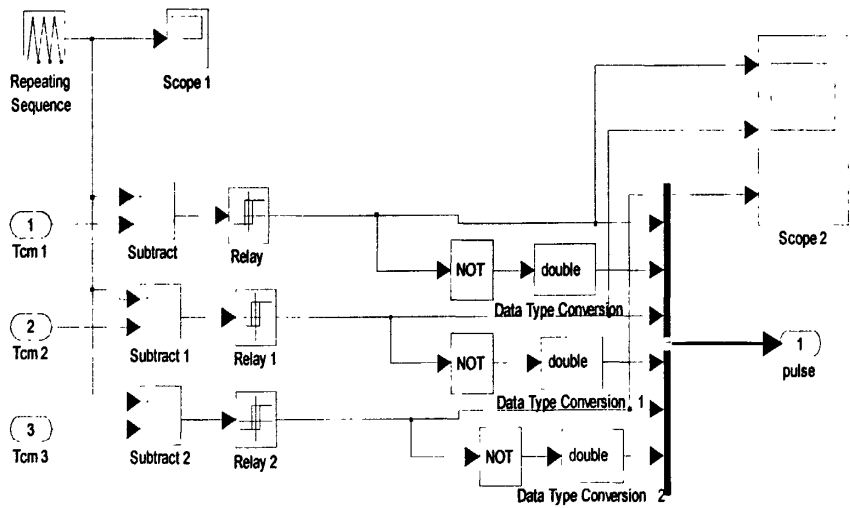


图2-11 PWM产生模块

Fig.2-11 PWM generation module

建立了以上模块，我们就可以得到永磁同步电动机矢量控制仿真模型，如图2-12所示：

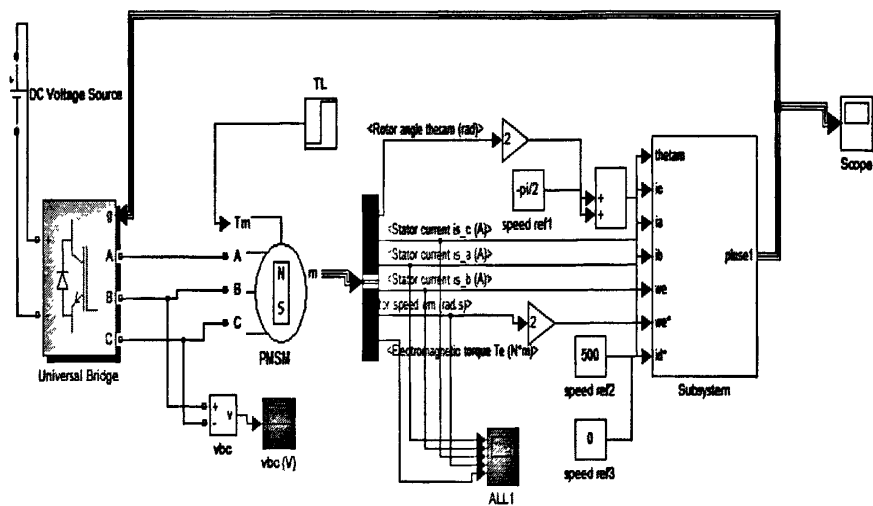


图2-12 永磁同步电动机SVPWM仿真模型

Fig.2-12 SVPWM simulation model of permanent magnet synchronous motor

2.6 仿真及分析

2.6.1 仿真环境设置

为了便于比较分析，本论文的所有仿真环境设置相同。所有变量都取国际标准单位，为了充分利用Matlab自带的电动机模型，选择永磁同步电动机参数如下：

永磁同步电动机的定子电阻 $R_s=2.8785\Omega$ ，直、交轴电感 $L_d=L_q=8.5mH$ ，转子磁链 $\Psi_f=0.175Wb$ ，转动惯量 $J=0.8\times10^{-3}kg\cdot m^2$ ，摩擦系数 $F=1.349\times10^{-5}N\cdot m$ ，极对数 $P=2$ ，初始负载转矩为 $5N\cdot m$ 。

2.6.2 仿真结果及分析

仿真结果如下图2-13至图2-18所示，从仿真结果可以看出：电动机在通电以后，转矩迅速达到最大值 $27N\cdot m$ ，然后很快回到稳定值 $5N\cdot m$ 。在 $0.02s$ 附近，负载转矩有变化，输出转矩波形跟随给定，实现了对电动机的瞬时力矩控制，如图2-16所示；转速以直线上升，迅速达到给定值 $270rad/s$ 。在 $0.02s$ 附近负载发生变化时，转速有微小震荡后回到给定值，如图2-17所示。定子电流也在 $0.02s$ 附近发生变化如图2-18所示。由此看出，此控制系统响应快，抗干扰好，仿真波形与理论分析情况一致，证明了建模的正确性。

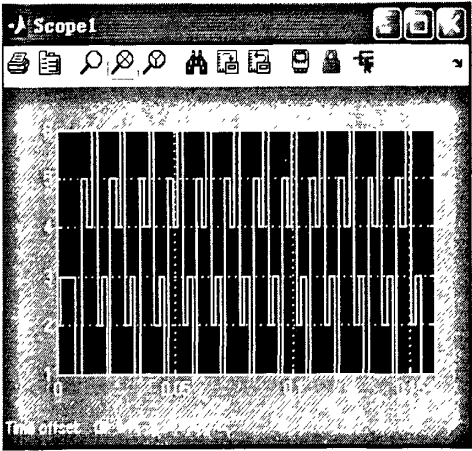


图2-13 扇区判断仿真波形

Fig.2-13 the simulation waveforms of sensor determination.

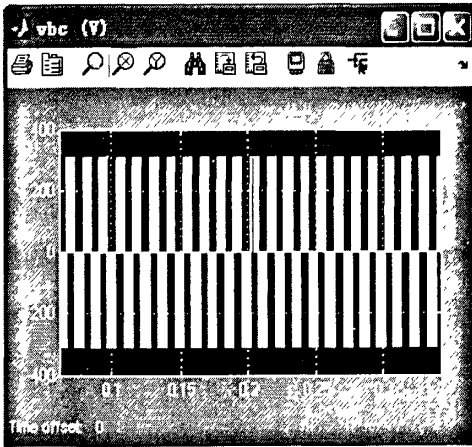


图2-14 线电压波形

Fig.2-14 Line voltage waveforms

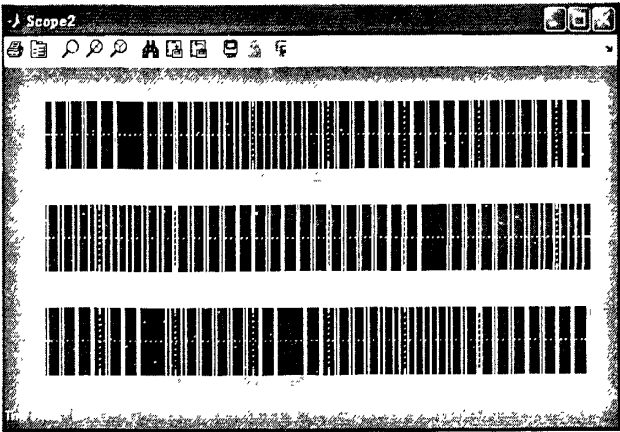


图2-15 PWM波形图

Fig.2-15 PWM waveforms

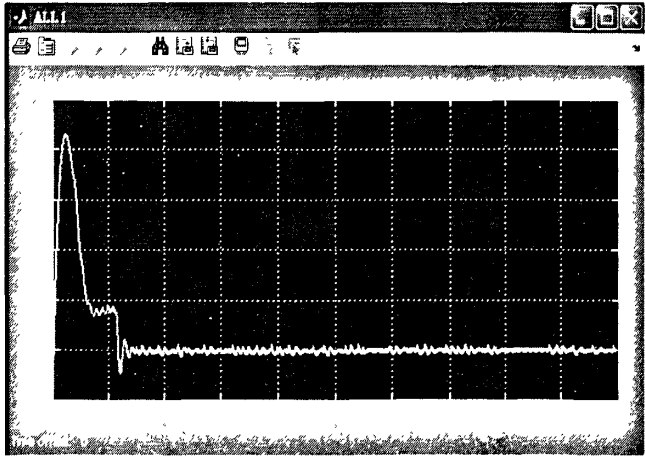


图2-16 转矩波形

Fig.2-16 Torque waveform

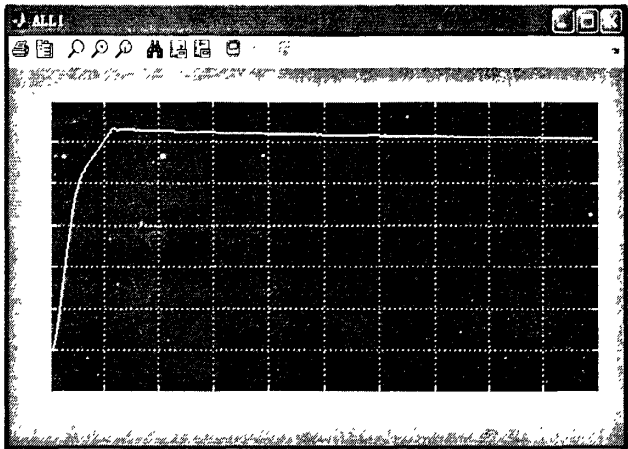


图2-17 转速波形

Fig.2-17 Speed wave

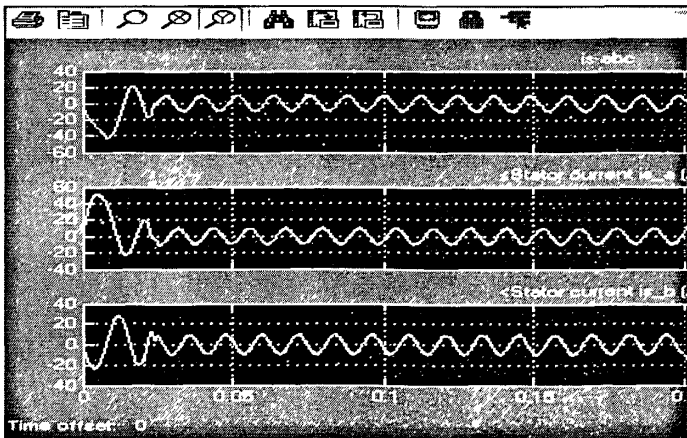


图2-18 定子三相电流波形

Fig.2-18 Three-phase current waveforms of the stator

2.7 本章小结

本章通过对永磁同步电动机磁场定向控制原理的分析，得到了永磁同步电动机的数学模型，运用 Matlab / Simulink 软件，搭建了永磁同步电动机控制系统的仿真模型，通过仿真结果可以看到系统能平稳运行，具有良好的静、动态特性，仿真结果符合永磁同步电动机的运行特性，为永磁同步电动机磁场定向控制（FOC）系统的设计和控制算法的调试提供了理论基础。

第三章 变频空调压缩机中永磁同步电动机驱动算法的实现

永磁同步电动机无传感器控制是现在电动机控制领域的热点问题。特别是随着技术的发展,在空调、电冰箱、洗衣机等白色家电行业中,对一种可靠性高、成本低廉的解决方案有着广泛而迫切的需求。目前针对这一领域的专用电动机驱动控制芯片正在飞速发展,多数的无传感器控制系统都是以通用的单片机或数字信号处理器(DSP)来实现的,存在着开发成本高、系统开发周期比较长、系统集成度低、外围电路复杂、抗干扰能力差等缺点。顺应这一要求德国英飞凌(Infineon)公司适时推出了Infineon XC878、Infineon XC164等电动机控制芯片,它是针对家电产品和汽车工业用途开发的专用无传感器电动机驱动控制芯片。

3.1 Infineon XC878 简介

XC878单片机是英飞凌公司专门为电动机控制开发的一款具有低成本效益的8位微控制器(MCU),具有功率因数校正(PFC)和磁场定向控制(FOC)功能。XC878是高性能8位微控制器XC800家族的新成员,其设计基于和工业标准8051处理器兼容的XC800内核。XC878片内集成CAN控制器并支持LIN协议,具备高级互联功能。片内CAN模块可执行网络协议所需的大多数功能(CAN帧屏蔽、滤波和缓存功能),从而减轻了CPU负荷。XC878内嵌Flash(闪存)存储器,为系统开发和批量生产提供了很大的灵活性。XC878的存储器保护策略为用户知识产权(IP)提供读保护,为Flash提供编程和擦除保护以防止数据遭无意破坏。Flash结构支持在应用编程(IAP),在程序执行期间允许用户程序修改Flash的内容。通过位于Boot ROM中的引导程序加载(BSL)可实现在系统编程(ISP),通过外部主机(如PC)对嵌入式Flash方便的编程或擦除。其它主要特性包括:捕获/比较单元6(CCU6),产生电动机控制专用的脉宽调制信号;10位模数转换器(ADC),具有自动扫描和结果累加(用于抗混迭滤波或结果平均)等扩展功能;乘法/除法单元(MDU),支持XC800内核用于需要大量数学运算的高级电动机控制(如磁场定向控制);CORDIC(坐标旋转数字计算机)协处理器,可快速计算三角函数、线性或双曲函数以实现向量旋转和转换。

片上调试支持 (OCDS) 单元, 提供基于XC800系统进行软件开发与调试所需的基本功能。XC878片内还集成了振荡器和电压调节器, 可由3.3或5.0V的单电源供电。XC878还为用户提供了不同的省电模式选择, 以满足低功耗应用的需求; 其丰富的片上外设功能由特殊功能寄存器 (SFR) 控制, 采用智能分页机制 (优化中断处理) 来扩展 SFR 的地址范围。其结构框图和引脚配置分别如图3-1、图3-2^[41]:

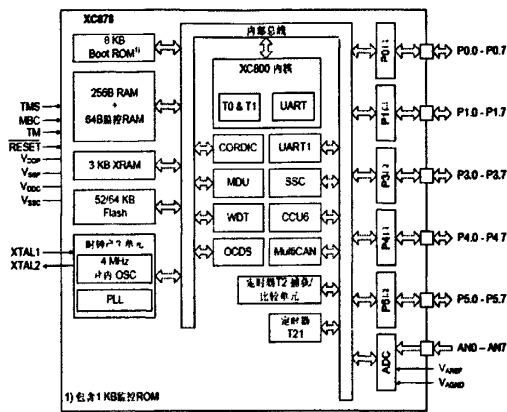


图3-1 Infineon XC878结构框图

Fig.3-1 Infineon XC878 block diagram

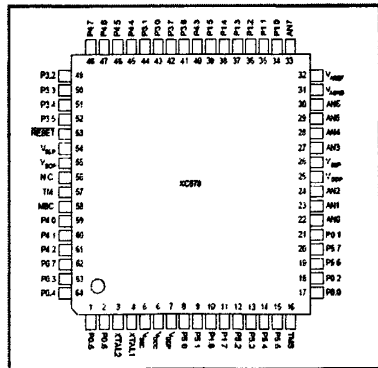


图3-2 Infineon XC878引脚配置图

Fig.3-2 Infineon XC878 Pin Configuration

3.2 系统主要电路的硬件实现

在设计FOC控制系统的时候通常选用单片机作为整个控制系统的核心, 但是由于普通单片机的计算速度有限, 而产生SVPWM波的算法有一定的复杂性, 达不到实时控制的要求。而由英飞凌公司推出的Infineon XC878是一款最新的同时具有强大捕获控制功能和高速16位矢量计算机CORDIC (支持三角函数、双曲和线性函数计算)

以及乘除法单元的MDU,该芯片还有快速8通道、10位模数转换单元(ADC)(具有自动扫描和结果累加(用于抗混迭滤波或结果平均)等扩展功能)、四个16位定时器、两个捕获/比较单元(一个产生脉宽调制(PWM)信号的捕获/比较单元(CCU6);另一个产生不同数字信号的定时器T2捕获/比较单元(T2CCU)),这就可以满足电动机实时控制的需求。磁场定向控制系统以XC878为中心,主要由电源电路,驱动电路,逆变器电路以及外部控制电路等构成,结构框图如图3-3所示。

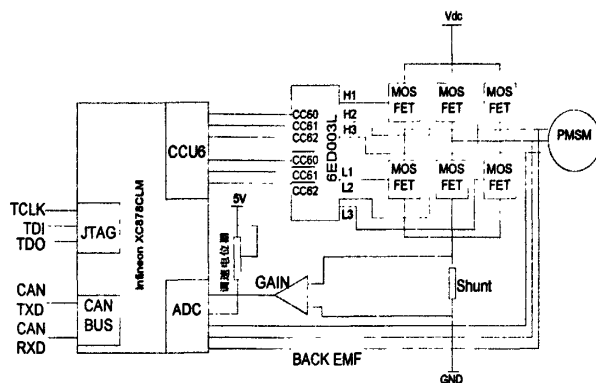


图3-3 控制系统硬件框图

Fig.3-3 Control system hardware block diagram

3.2.1 电流检测电路

如图3-4所示，电流检测包括相电流的采样和过流检测。通过在MOSFET管的低端接一个分流电阻进行采样，然后经过差分放大，送入XC878的ADC单元进行AD转换。设放大器的增益为34，那么电流测量的比率为 $U_{DClink} / I_{DClink} = 0.68 \text{ V/A}$ 。那么，以5V为输入参考电压的AD转换器所能测量的电流最大值 $I_{DClinkMAX} = 5 / 0.68 = 7.35 \text{ A}$ ，R4可以调节电流测量的电压偏移量。另外，负电压也是可以测量的，这样这个电路电流测量范围可以扩大为 ± 7.35 之间。

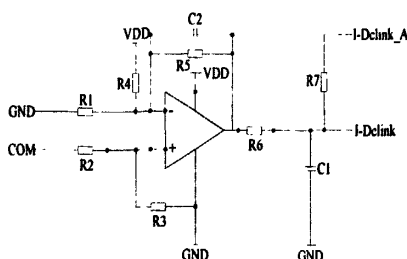


图3-4 电流检测电路图

Fig.3-4 Current detection circuit

3.2.2 MOSFET 驱动电路

本控制系统MOSFET驱动芯片使用的是英飞凌公司的6ED003L,该芯片是一个全桥驱动芯片,它的最大阻断电压为600V。如图3.5所示,H1、H2、H3和L1、L2、L3分别接6ED003L的H01、H02、H03和L01、L02、L03。其输出U、V、W驱动永磁同步电动机。

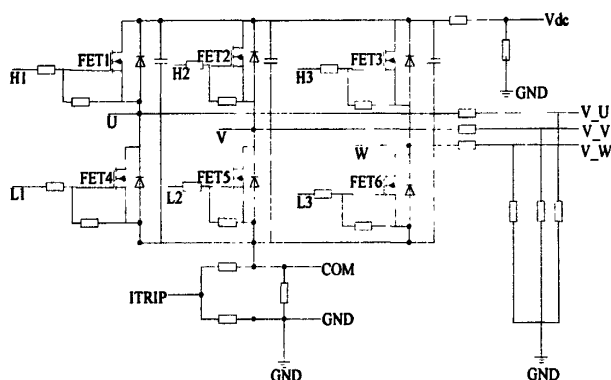


图3-5 MOSFET驱动电路

Fig.3-5 MOSFET drive circuit

3.3 永磁同步电动机无传感器磁场定向控制原理

为了得到正弦电流去驱动3相永磁同步电动机,空间矢量脉宽调制模块使用了电压逆变器,它包括6个功率开关MOSFET或者IGBT,功率开关的HS (high side switches) 连接直流电压的正极,LS (low side switches) 接电源的负极。通过HS和LS的开关,可以组合成8中不同的状态(000、001、010、011、100、101、110、111),如图3-6所示,这八种不同状态可以看做是空间矢量坐标系U-V-W坐标里面的电压基本矢量,电压基本矢量中MOSFET或者IGBT的开关状态如表3-1所示。电动机旋转所需的电压矢量都可以由这些基本矢量所合成,这些基本矢量中有6个非零矢量和2个零矢量(000、111),逆变器的3个输出为电动机提供了电压。这6个基本矢量幅值相等,互差 60° 电角度。但是由这些基本电压矢量在电动机内部产生的是正六边形旋转磁场,它是步进磁场,非圆形磁场。因此,必须采用更多开关模式,采取细分矢量作用时间和组合新矢量的方法来逼近圆形磁场,例如图3-7所示为I象限中电压矢量分解原理。空间矢量脉宽调制是以不同的开关模式在电动机中产生的实际磁链去逼近定子磁链的给定轨迹——理想磁链圆。

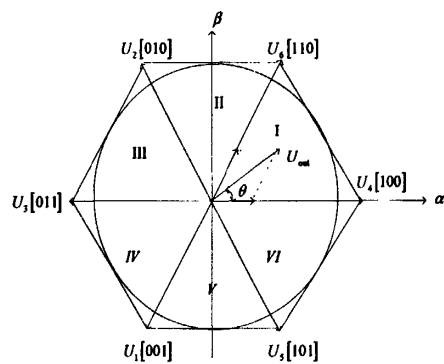


图 3-6 基本空间矢量图

Fig.3-6 Basic space vector

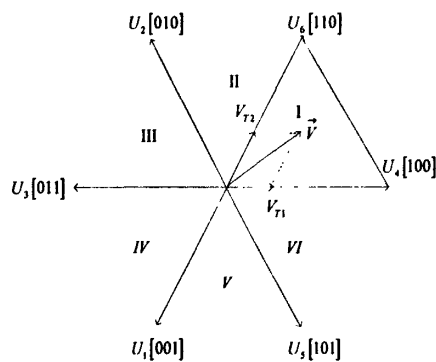


图3-7 电压矢量分解示意图

Fig.3-7 The schematic diagram of voltage vetor decomposition

表 3-1 HS、LS 开关状态表

Table 3-1 HS、LS switch state table

状态	U _{hs}	U _{ls}	V _{hs}	V _{ls}	W _{hs}	W _{ls}
000	off	on	off	on	off	on
100	on	off	off	on	off	on
110	on	off	on	off	off	on
010	off	on	on	off	off	on
011	off	on	on	off	on	off
001	off	on	off	on	on	off
101	on	off	off	on	on	off
111	on	off	on	off	on	off

值得注意的是：PWM 波驱动 IGBT 或 MOSFET, 为了避免损坏功率器件，必须添加死区时间。在理想情况下，在 I 象限中的 PWM 波形如图 3-8 所示。

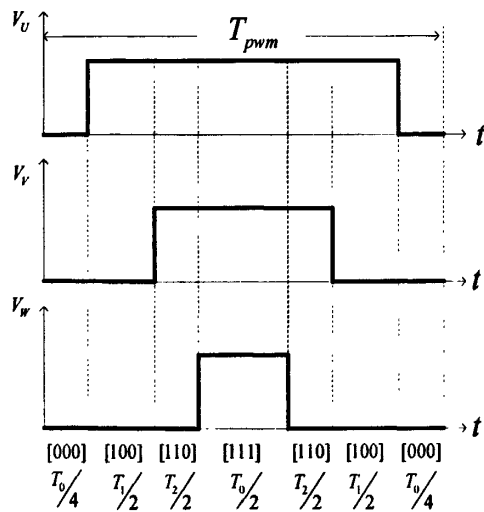


图 3-8 I 象限 PWM 波形示意图

Fig.3-8 PWM waveform diagram in A quadrant

磁场定向控制(FOC)是在转子磁链坐标系中，通过分别控制 q 轴和 d 轴定子电流分量，实现转速和磁链的解耦控制，其实质是通过坐标变换重建的电动机数学模型等效为直流电动机，从而像直流电动机那样快速转矩和磁链控制，FOC 控制框图如下。

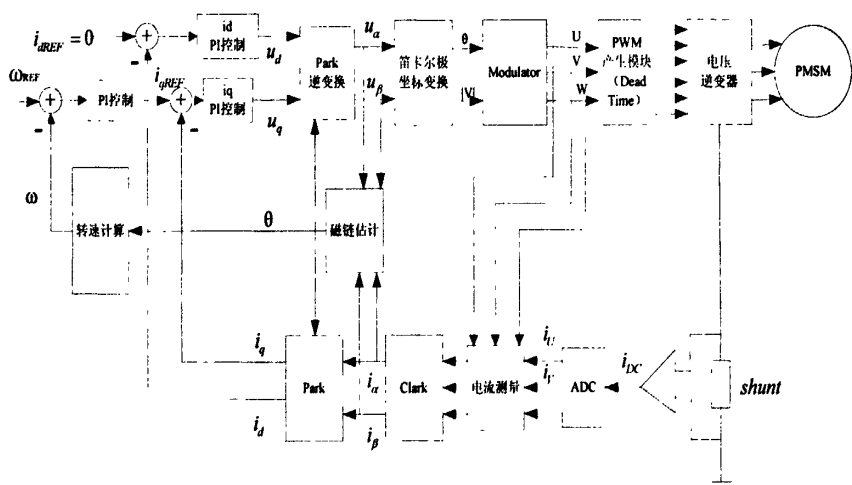


图3-9 无传感器磁场定向控制系统结构框图

Fig.3-9 The block diagram of sensorless field oriented control system

图3-9所示无传感器磁场定向控制系统采用双闭环控制，内环为电流环，外环为转速环。电流通过采样获得逆变电路输出的定子电流 i_u 、 i_v ，经过A/D采样转换

后,由单片机进行Clark变换和Park变换得到电流环的反馈量 i_d 和 i_q 。由磁链估计器估计转子位置角 θ ,通过转速计算模块计算出转速 ω 。转子位置角 θ 用于Park变换及其逆变换的计算,转速 ω 作为转速环的反馈量。给定转速 ω_{REF} 与转速反馈量 ω 的偏差经过转速环PI调节器,得到q轴电流参考量 i_{qREF} , i_{dREF} 和 i_{qREF} 与电流反馈量 i_d 和 i_q 的偏差分别经过各自的电流环PI调节器,其输出再经过Park逆变换和SVPWM调制后,送出3对PWM波。PWM波经过逆变电路的放大后,送入电动机定子绕组,即可产生旋转磁场使电动机转子发生旋转。

3.4 驱动算法的实现

3.4.1 永磁同步电动机磁场定向控制的相关计算

磁场定向控制(FOC)能产生3相正弦信号,该正弦信号的频率和幅值都容易控制,这样就可以减小电流,以最大限度的提高效率。FOC的基本思想是将3相坐标电流转化为2相定子坐标电流。在定子静止参考系,电流控制很方便,逆矢量的旋转使得控制器控制电压矢量旋转。FOC计算包括Clark变换、磁链估计、转速计算、电流计算、Park变换、Park逆变换、笛卡尔极坐标变换等。

1) Clark变换:作用是将3相系统转换为2相系统(U-V-W坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系),其方程如下:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_U \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_U + 2i_V) \\ i_U + i_V + i_W &= 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

2) Park变换:作用是2相静止系统转换到2相旋转系统($\alpha\beta$ 坐标系到 dq 坐标系),其方程如下:

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (3.2)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (3.3)$$

3) Park逆变换:作用是2相旋转系统到2相静止系统(dq 坐标系到坐标系 $\alpha\beta$),其方程如下:

$$i_\alpha = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta \quad (3.4)$$

$$i_\beta = i_d \sin \theta + i_q \cos \theta \quad (3.5)$$

坐标变换关系如图 3-10 所示：

4) 磁链估计：FOC 算法最重要的就是转子位置的估计，本文采用磁链估计不仅

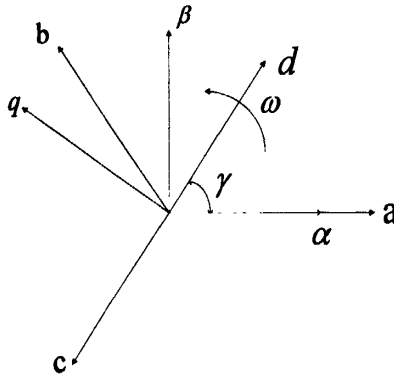


图 3-10 坐标变换示意图

Fig.3-10 Schematic diagram of coordinate transformation

能得到准确的转子位置角，而且能最大限度的使用单片机的资源，磁链估计的过程如下：

在 $\alpha\beta$ 静止坐标系中，定子磁链 $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 和定子电压 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 以及定子电流 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 有如下关系：

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - R^* i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} &= \int (u_{s\beta} - R^* i_{s\beta}) dt\end{aligned}\quad (3.6)$$

转子磁链 $\psi_{p\alpha}$ 、 $\psi_{p\beta}$ ：

$$\begin{aligned}\psi_{p\alpha} &= \psi_{s\alpha} - L^* i_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R^* i_{s\alpha}) dt - L^* i_{s\alpha} \\ \psi_{p\beta} &= \psi_{s\beta} - L^* i_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R^* i_{s\beta}) dt - L^* i_{s\beta}\end{aligned}\quad (3.7)$$

由此可得转子位置角 θ ：

$$\theta = \arctan\left(\frac{\psi_{p\beta}}{\psi_{p\alpha}}\right)\quad (3.8)$$

5) 转速计算：转速计算可以由转子位置角微分而得到： $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ 。

6) 电流计算：电流计算是通过读取 ADC 转换结果寄存器来实现。

3.4.2 驱动算法实现原理

由上节中的 FOC 计算可以看出，FOC 的算法包括：ADC 结果寄存器控制、电流计算和相电流的采样、Clark 变换、磁链估计、转速计算和控制、电流控制、Park 逆变

换、笛卡尔极坐标变换、空间矢量调制等。FOC计算采用的是定点数据格式Q15格式，两个Q15格式的数据相乘，结果为Q30格式数据。XC878的16位乘、除法单元MDU作为矢量计算器的一部分，用来实现这些计算很合适，XC878实现整个FOC算法的程序流程如下：

- ①定时器T21每500us溢出产生系统时钟。
- ②T21产生的系统时钟调度状态机切换应用程序状态和CAN通信。
- ③FOC算法是在定时器T12中断中运行。
- ④定时器T12为整个控制系统产生PWM信号，定时器T13运行在单次模式，为ADC采样产生两个中断触发事件（比较匹配中断T13CM和周期匹配中断T13PM），T12和T13的比较匹配值和周期值由FOC计算得到。
- ⑤ADC触发通过两个T13中断事件完成（T13CM和T13PM），T13CM触发顺序请求源（CH0、CH1、CH6），T13PM触发并行请求源（CH4）。

ADC采样的触发时序如下图3-11所示：

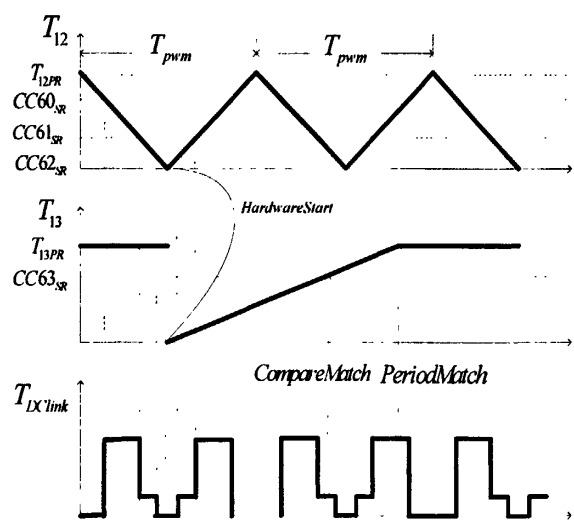


图3-11 定时器T12、定时器T13时序图

Fig.3-11 Timer T12、Timer13 timing diagram

下面分表叙述XC878单片机FOC具体实现过程：FOC算法执行是通过T13PM周期中断触发使能T12PM周期中断来完成的，其整个程序执行过程如下图3-12所示。

(1) 相电流计算

ADC模块在每个PWM周期内采样当前相电流，以测量直流电流。采样到的相电流存储在结果寄存器RES0和RES1中，电流计算模块从RES1和RES2中取值，计算相电流 i_u 、 i_v 。由于 $i_u+i_v+i_w=0$ ，所以只要知道U相和V相的电流就可以得到W相的电流。

为了触发电流测量更加准确，ADC的两个通道连接到一个分流电位器上，然后需经过放大。ADC转换在每两个调制周期连续启动，T13的比较匹配触发第一个电流测量，通过ADC采样通道3（CH3）的电流；T13周期匹配触发第二个电流测量，通过ADC通道4（CH4）采样。这种方法需要非常快速度和很短的采样时间，以确保电流测量准确无误。相电流的测量受到采样时间（ T_{sample} ）和死区时间（ $T_{deadtime}$ ）的影响。在两个空间矢量波形之间是不能进行电流测量的，因此电压空间矢量最小时间受限于电流测量的最小时间。通过读取结果寄存器RES0和RES1获得通道3和通道4的结果值，然后送到MDU进行计算。

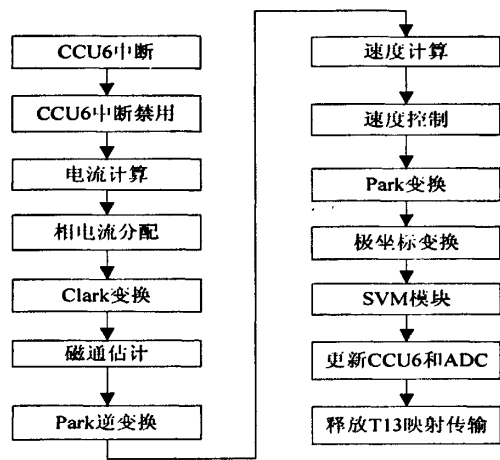


图3-12 FOC算法流程图

Fig.3-12 The flow chart of FOC algorithm

ADC通道分配如表3-2。

表3-2 ADC采样通道分配表

Table3-2 ADC sampling channel allocation table

信号	输入通道	结果寄存器	请求源	备注
U相电流	CH3	RES0	顺序请求源	关键时刻
V相电流	CH4	RES1	并列请求源	关键时刻
电位器	CG0			
直流电压VDC	CH1	RES3	顺序请求源	时间复用
备用信号	CH6			
备用信号	CH7	RES2	顺序请求源	时间复用

(2) Clark变换

Clark变换如方程组 (3.1) 所示, 可以由英飞凌XC878的乘法除法单元MDU完成。

input	gi_I_phaseV	定子V相电流
	gi_I_phaseU	定子U相电流
output	gi_I_alpha	$\alpha\beta$ 坐标系下定子电流 I_α
	gi_I_beta	$\alpha\beta$ 坐标系下定子电流 I_β

(3) Park变换和Park逆变换

Park变换和Park逆变换如方程组 (3.2)、(3.3)、(3.4)、(3.5) 所示, 由XC878的矢量计算机CORDIC来完成。

CORDIC工作在圆形旋转模式, 其配置如下表3-3、表3-4所示:

表3-3 Park变换CORDIC配置

Table3-3 The CORDIC configuration of PARK transformation

CORDIC配置	圆形旋转模式	K=1.64676
$X_{final} = K * \frac{-u_q \sin \theta + u_d \cos \theta}{2^{MPS}}$	$Y_{final} = K * \frac{u_q \cos \theta + u_d \sin \theta}{2^{MPS}}$	$Z_{final} = 0$
$u_\alpha = X_{final}$	$u_\beta = Y_{final}$	
$X = u_d$	$Y = u_q$	$Z = \theta$
MPS=2	KEEP BIT=0	中断禁用

表3-4 Park逆变换CORDIC配置

Table3-4 The CORDIC configuration of Park inverse transform

CORDIC配置	圆形旋转模式	K=1.64676
$X_{final} = K * \frac{-i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta}{2^{MPS}}$	$Y_{final} = K * \frac{i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta}{2^{MPS}}$	$Z_{final} = 0$
$i_q = X_{final}$	$i_d = Y_{final}$	
$X = i_\beta$	$Y = i_\alpha$	$Z = \theta$
MPS=0	KEEP BIT=0	中断禁用

(4) 笛卡尔到极坐标变换

电压空间矢量 (u_α, u_β) 在极坐标下表示为 $(\theta, \left| \vec{u} \right|)$, XC878工作在圆形矢量模式, 配

置如下表3-5。

(5) 磁链估计

在整个FOC运算中，必须要有精确的转子位置才能保证FOC运算能准确无误的进行，如Park变换和Park逆变换、转速计算等等都需要用到转子位置。磁链估计不仅可以很准确的估计出转子的位置角，而且能最大限度的利用矢量计算机，并行使用CORDIC和MDU能获得最高的性能。但是，在电动机启动的时候，并不是使用这个方法获得转子位置角 θ ，因为电动机启动的时候反馈电流很小，从而不能由它准确的计算转子位置。磁链估计方程式如式（3.6）、（3.7）、（3.8）所示。从方程中可以看出需要一个积分器，通过设计一个低通滤波器PT1来实现积分运算的，结构如图3-13所示。

表3-5 笛卡尔极坐标变换CORDIC配置

Table3-5 The CORDIC configuration of Cartesian polar coordinates

CORDIC配置	圆形矢量模式	K=1.64676
$X_{final} = \frac{K * \sqrt{X^2 + Y^2}}{2^{MPS}}$ $ V = X_{final}$	$Y_{final} = 0$	$Z_{final} = Z + \arctan(\frac{Y}{X})$
$X = u_{\alpha}$	$Y = u_{\beta}$	$Z = 0$
MPS=2	KEEP BIT=0	中断禁用

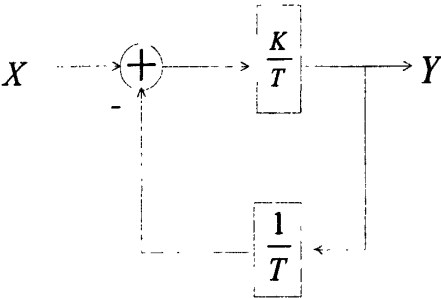


图3-13 PTI低通滤波器结构图

Fig.3-13 PTI Low-pass filter structure

PTI的差分方程可以表示为：

$$T * \frac{d}{dt} y(t) + y(t) = K * X(t)$$

(3.9)

在T很大的情况下， $\frac{1}{T}y(t)$ 可以忽略，那么，方程可以整合为：

$$y(t)=\frac{K}{T}\int X(t)dt \tag{3.10}$$

所以，低通滤波器可以用于增益是 $\frac{K}{T}$ 的积分运算,再次写出磁链估计所用到的方程组：

$$\begin{aligned} \psi_{p\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - R \cdot i_{s\alpha})dt - L \cdot i_{s\alpha} \\ \psi_{p\beta} &= \int (u_{s\beta} - R \cdot i_{s\beta})dt - L \cdot i_{s\beta} \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\theta = \arctan(\frac{\psi_{p\beta}}{\psi_{p\alpha}}) \tag{3.12}$$

此方程组中，R代表定子电阻，L代表定子电感， $u_{\alpha, \beta}$ 代表定子电压， $i_{\alpha, \beta}$ 代表定子电流。此时CORDIC工作在线性旋转模式计算 $u_{s\alpha} - R \cdot i_{s\alpha}$ ，其配置如表3-6所示。

表3-6 定子磁链计算CORDIC配置

Table3-6 The CORDIC configuration of the stator flux calculation

CORDIC配置	线性旋转模式	K=1. 64676
$X_{final} = \frac{X}{2^{MPS}}$	$Y_{final} = \frac{Y + X \cdot Z \cdot 16}{2^{MPS}}$	$Z_{final} = 0$
$X = R'$	$Y = u'_{\alpha,\beta}$	$Z = i'_{\alpha,\beta}$
MPS=0	KEEP BIT=0	中断禁用

表中 R' 、 $u'_{\alpha,\beta}$ 、 $i'_{\alpha,\beta}$ 是由R、 $u_{\alpha, \beta}$ 、 $i_{\alpha, \beta}$ 经过一定得缩放运算得到的新值。定子磁链 $i_{\alpha,\beta} \cdot L$ 的计算是有XC878的乘法除法单元MDU完成的。转子位置角 $\theta = \arctan(\frac{\psi_{p\beta}}{\psi_{p\alpha}})$

的计算是CORDIC工作在圆形矢量模式下计算完成的，其配置如表3-7所示。

由上面叙述可知，磁链估计是由CORDIC以及MDU共同完成的。在磁链估计算法中，对于增益 $\frac{K}{T}$ ，电动机电感L可以在算法中调整为合理的值，特别是低电感电动机需要对此值进行调整。另外，对于积分器，积分窗（由T表示）可以按照应用程序

的需要进行调整，很小的T值就会使得磁链估计非常迅速，所以，电流测量中的噪声不会因为积分而累积很多；大的T值会使积分器精度提高很多，但是系统的稳定性会降低。

表3-7 转子位置角计算CORDIC配置

Table3-7 The CORDIC configuration of the rator position calculation		
CORDIC配置	圆形矢量模式	K=1.64676
$X_{final} = \frac{K * \sqrt{X^2 + Y^2}}{2^{MPS}}$ $ V = X_{final}$	$Y_{final} = 0$	$Z_{final} = Z + \arctan(\frac{Y}{X})$
$X = \psi_{\alpha}$	$Y = \psi_{\beta}$	$Z = 0$
MPS=0	KEEP BIT=0	中断禁用

(6) 转速计算

对于15KHz的PWM波，每隔400us进行速度计算。转度计算是通过计算转子位置角 θ 的导数来实现的：

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

(3.13)

通过差商进行计算得到的速度值 ω ，然后经过低通滤波器PT1低通滤波平滑。在算法中，仅仅只计算当前角度值和保存角度值的差值。

(7) 转速控制

转速控制和转速计算是同时进行的。转速通过转速PI控制器，得到的输出作为转矩电流 i_q 的参考输入。转速PI控制器的方程为：

$$y(t) = [K_p * x(t)] + [K_i * \int x(t) dt]$$

(3.14)

- K_p 和 K_i 分别为比例系数和积分系数，它们是PI控制器可调参数，其作用如下：
- ① K_p 比例系数：作用在于加快系统的响应速度，提高系统调节精度。当系统一旦出现偏差，比例调节立即产生调节作用以减少误差。 K_p 越大，系统响应越快，但将产生超调和振荡甚至导致系统不稳定，因此 K_p 的值不能取得过大；但如果 K_p 取值过小会降低调节精度，使系统响应速度缓慢，从而延长调节时间，使系统静、动态特性变坏。
 - ② K_i 积分系数：作用在于消除系统的稳态误差，提高无差度。 K_i 越大积分速度越

快，系统静差消除越快，但 K_I 过大在响应过程初期会产生积分饱和现象，从而引起响应过程出现较大超调，使动态性能变差； K_I 过小则会使积分作用变弱，使系统的静差难以消除，过渡时间加长，不能尽快达到稳定状态，影响系统的调节精度和动态特性。

在速度控制算法中遵循如下自定义法则：

- 1) 控制偏差 e （参考值-实际值）计算限制为16位。
- 2) 控制偏差通过MDU实现乘法（乘以 K_I ）和积分，计算后的结果也限制为16位。
- 3) 控制偏差乘以 K_I 由CORDIC执行。
- 4) 最终结果（比例和积分的和）也限制在16位。
- 5) 积分运算也是通过低通滤波器来完成的，CORDIC运行在线性旋转模式，其配置如表3-8所示：

表3-8 PI控制CORDIC配置

Table3-8 The CORDIC configuration of PI control

CORDIC配置	线性旋转模式	$K=1.64676$
$X_{final} = \frac{X}{2^{MPS}}$	$Y_{final} = \frac{Y + X * Z * 16}{2^{MPS}}$	$Z_{final} = 0$
$X = K_p$	$Y=0$	$Z = e$
$MPS=0$	KEEP BIT=0	中断禁用

注： $K_I = \frac{K_p}{T_I}$ ， T_I 为积分时间常数。

(8)、电流控制

电流 i_d 和 i_q 的控制都是通过PI控制器控制的，对于永磁同步电动机， i_d 的参考输入为零，因为PMSM是永磁磁场。 i_q 的参考输入为速度PI控制器的输出。电流PI控制器的输出分别为 u_d 和 u_q 。其控制方法和速度PI控制器很类似，在此就不累述。

(9)、空间矢量脉宽调制

逆变器是通过PWM波来驱动的，通过这种方法，在频率高于电动机电气时间常数时，就会产生很平滑的正弦电流波（其谐波分量很少）驱动电动机。PWM波形的占空比的计算，首先需要知道转子处于哪个象限（I、II、III、IV、V、VI），然后要知道转子位置角 θ 和电压矢量的幅值 $\left| \vec{u} \right|$ ，假设在A象限中， u_{T1} 和 u_{T2} 计算过程如下：

$$u_{T1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\left| \vec{u} \right| * \sin \theta \right)$$
$$u_{T2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\left| \vec{u} \right| * \sin(60^\circ - \theta) \right)$$

$0^\circ < \theta < 60^\circ$

(3.15)

决定占空比的电压计算已经完成，再通过中间计算，就可以分配给T12的比较寄存器了。

$$u_{TA} = \frac{u_{T12} + u_{T1} + u_{T2}}{2}$$
$$u_{TB} = \frac{u_{T12} - u_{T1} - u_{T2}}{2}$$
$$u_{TC} = \frac{u_{T12} + u_{T1} - u_{T2}}{2}$$

(3.16)

其中：

$$u_{(T1,T2)max} = u_{T12} * \left(1 - \frac{T_{sample} + T_{delay}}{T_{T12}} \right) = K_s \left| \vec{u} \right|_{max}$$

其中 $\frac{u_{T1} + u_{T2}}{2}$ 和 $\frac{u_{T2}}{2}$ 的计算是通过矢量计算器CORDIC来完成，工作在线性旋转模式，其配置如下表3-9所示，CCU6寄存器值分配如表3-10所示。再把 u_{TA} 、 u_{TB} 、 u_{TC} 分配给寄存器就可以得到PWM波形。

表 3-9 矢量计算CORDIC配置

Table3-9 The CORDIC configuration of vector calculated

CORDIC配置	线性旋转模式	K=1. 64676
$X_{final} = \frac{X}{2^{MPS}}$	$Y_{final} = \frac{Y + X * Z * 16}{2^{MPS}}$	$Z_{final} = 0$
$X = V_{T2}$	$Y = V_{T1}$	$Z = \frac{1}{16}$
MPS=1	KEEP BIT=0	中断禁用

3. 4. 3 永磁同步电动机 FOC 运行状态机

整个FOC控制系统都是在一个状态机中循环运行着，包括电动机启动、自举等。状态机的运行由定时器T21产生的系统时钟控制，每500us循环一次。状态机的状态包括以下几种状态：初始状态、自举状态、启动状态、FOC计算状态、减速状态、停止状态、紧急状态等。初始状态是状态机的入口，其状态之间转换关系如下图3-14

所示。

表 3-10 CCU6比较寄存器比较值分配表

Table3-10 The comparison value allocation table of the CCU6 compare register

PWM产生				ADC触发	
象限	CC60SR	CC61SR	CC62SR	CC63SR	T13PR
I	u_{TB}	u_{TC}	u_{TA}	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T1})/2$	$T_{\text{delay}} + (5T_{T12} + T_{T2})/2$
II	u_{TC}	u_{TB}	u_{TA}	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T2})/2$	$T_{\text{delay}} + (5T_{T12} + T_{T1})/2$
III	u_{TA}	u_{TB}	u_{TC}	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T1})/2$	$T_{\text{delay}} + (5T_{T12} + T_{T2})/2$
IV	u_{TA}	u_{TC}	u_{TB}	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T2})/2$	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T1})/2$
V	u_{TC}	u_{TA}	u_{TB}	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T1})/2$	$T_{\text{delay}} + (5T_{T12} + T_{T2})/2$
VI	u_{TB}	u_{TA}	u_{TC}	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T2})/2$	$T_{\text{delay}} + (3T_{T12} + T_{T1})/2$

注释： T_{T12} 为定时器T12的周期值， T_{delay} 包括ADC触发延时以及功率（IGBT或者MOSFET）开关时间。

① 初始状态IDLE

这个状态是整个状态机的入口，这个时候正等待主机发出开机命令。

② 自举状态BOOTSTRAP

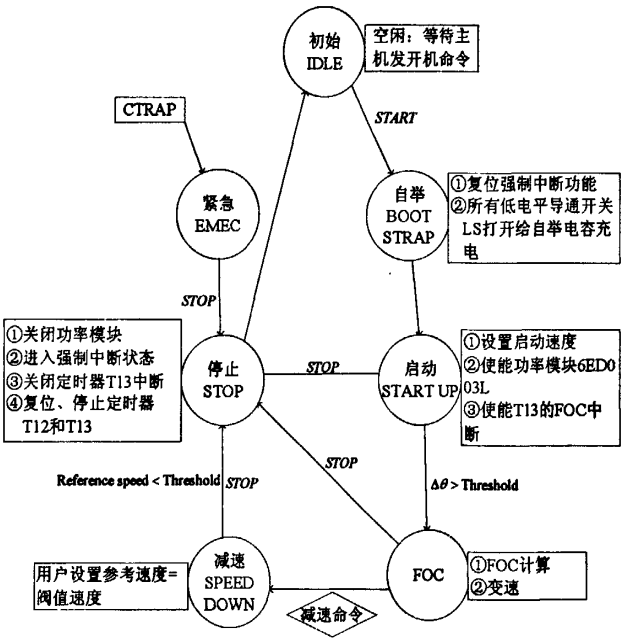


图3-14 状态机流程图

Fig.3-14 The flow chart of the state machine

这个状态是XC878MCU的CCU6（比较/捕获单元）被激活的第一个状态，这个时候所有的低电平导通IGBT或MOSFET打开（开LS），高电平导通IGBT或者MOSFET关闭（HS关）。自举电容开始充电，这个状态主要执行以下几个流程：

- 1) 使能强制中断，以便可以进入紧急状态。
- 2) 使能功率模块6ED003L，即EN=1。
- 3) 打开LS。
- 4) 打开T12,产生PWM波（这时候的占空比为100%）。
- 5) 重置TRPF，释放强制中断。
- 6) 当程序中设置的全局变量递减计数时，自举状态结束。

③启动状态STARTUP

对于电动机控制，启动算法是非常复杂的，也是最关键的地方，如果处理不当，电动机往往会启动不起来，即便启动起来了，有时候电动机会出现晃动，最终导致失步而启动失败。本文电动机启动算法具体的实现步骤如下：

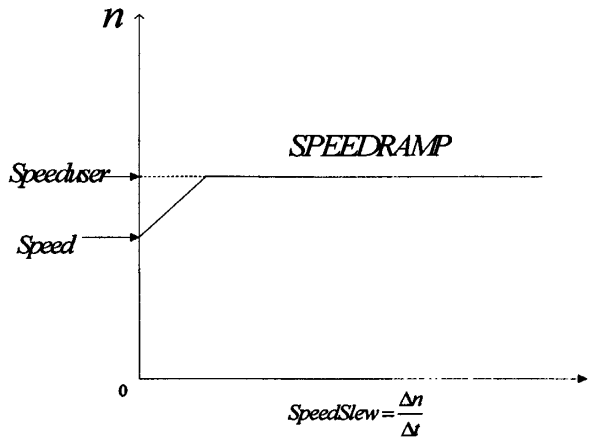
- 1) 调用启动函数，打开PWM模块，使能T13中断以能够在接下来可以执行FOC算法。
- 2) 接下来执行启动算法，采用的是直接转矩开环启动（V/F open loop），其与FOC不同，V/F控制是从电压和频率的关系（压频比）中获得转子的位置角，而FOC是通过磁链估计来计算转子的实际位置角。在启动阶段，磁链估计无法测量准确的转子位置角，因为输入（测量电流）信号不准确。电动机开环启动（V/F）的参数由电动机和其负荷特性决定，包括：电动机启动参考转速、电动机启动阈值转速、电动机开环直接转矩控制电压补偿offset、电动机启动步速SLEW RATE等。这些参数都需要根据电动机的本身特性进行调节，来达到最优。当电动机转子位置角小于阈值时，电动机会一直处于开环V/F运行状态。当电动机转子位置角大于阈值时，立即切换到闭环FOC控制。在V/F切换到FOC这个关键上，电流和速度控制器都不能传递准确的输出，此时，FOC算法只能依靠控制器本身获得所需数据。因此，电流控制器的积分单元直接把V/F控制计算的电流幅值作为预设值，从而避免了这里幅值会立即下降导致的切换失败。

④FOC状态

FOC状态只执行无位置传感器算法，速度参考输入是唯一的输入参数。即使在负载变化时，算法也尽量保持速度不变。参考速度来自于电位器阻值的变化。变速时，通过设置参数实现变速的步速SPEED SLEW RATE控制，它由SPEEDSTEP和SPEEDTIME

决定，如下图3-15所示。其关系如下：

$$speedslewrates = \frac{SPEEDSTEP}{SPEEDTIME * T_{T12}} \quad (3.17)$$



注： $\Delta n = SPEEDSTEP$ ， $\Delta t = SPEEDTIME * T_{T12}$

图3-15 变速过程图

Fig.3-15 The figure of the speed change process

T12零匹配中断触发T13中断计算步速SPEED STEPS，所以步速的时间计算基数为T12的周期值 T_{T12} 。

⑤减速状态

收到减速命令，退出FOC状态，开始减速。通过设置参考速度为启动速度实现。速度控制器会减小参考电流 I_q ，但是会限制在正值范围内，这样电动机不会紧急制动。

⑥停止状态

收到关机命令，开始调用关机函数，功率开关关闭，T13中断以及强制中断禁用，定时器T12、T13重置并停止，速度重置为默认值，状态设置为初始状态IDLE。

⑦紧急状态

当由于故障发生，如CTRAP强制中断下降沿出现、过流等，这时调用关机函数。

3.5 永磁同步电动机磁场定向控制算法代码的编写

英飞凌面向电动机控制发布了新一代自动代码生成器—Dave Drive，如图3-16所示。该工具能够通过图形用户界面（GUI）自动生成电动机控制代码，无需程序员手工编写动辄数千行的代码，大大缩短了电动机控制开发人员的评估时间。对硬件

工程师而言，它可以让我们获得电子系统控制技术的专业知识。此外，Dave Drive还能最大限度发挥相关微控制器的功能，它可利用XC878的矢量计算机为其生成经过优化的FOC代码，而这一工作通常需要开发人员具备电动机控制和汇编语言编程的专业知识。

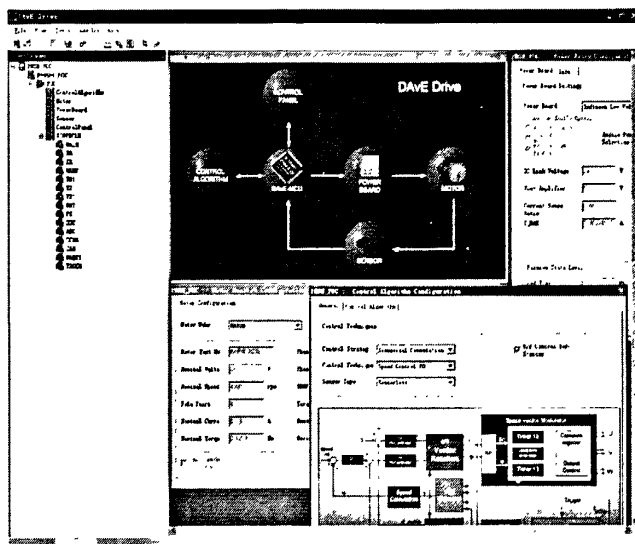


图 3-16 Dave Drive 软件界面

Fig.3-16 Dave Drive software interface

Dave Drive还包含一整套完整参考系统板，该板包括微控制器、传感器和功率器件，可以直接和客户的应用联接，如三相电动机，为培训、评估和开发项目启动提供了一个完善的平台。Dave Drive是Dave(虚拟数字应用工程师)系统一个以应用为中心的插件，它提供了初始化、配置和驱动代码，从而简化了初学者和控制专家的编程工作。该工具能够生成完整的算法源代码(C语言和汇编语言)，可直接被Keil或Tasking编译器等常用工具进行编译和调试。DaveDrive支持BLDC和PMSM电动机，带霍尔传感器的换向控制和无传感FOC控制等不同算法，已可用于XC800微控制器系列产品。

用Dave Drive搭建整个控制系统模型，配置参数后，Dave Drive会自动生成初始化代码，再用keil打开工程文件进行应用程序的添加、修改，然后进行反复调试，最终得到符合要求的C代码，其界面如图3-17所示。

第四章 变频空调压缩机驱动算法实验的结果及分析

编写好代码之后，就进行编译、调试，修改、再编译这个反复过程，直到代码能够满足要求，然后下载到硬件中进行调试，得到实验结果。本章先介绍电动机驱动算法调试平台的组成，然后给出实验结果并且对实验结果进行分析。

4.1 变频空调压缩机驱动算法的实验平台

本驱动系统实验平台主要由三部分组成：1) 一台永磁同步电动机。2) 以Infineon XC878为控制核心，以6ED003L为驱动芯片的功率驱动控制电路板。3) 示波器以及Drive Monitor电动机调试软件。实验平台组成框图如图4-1所示。

监控软件Drive Monitor是与Infienon 电动机控制配套的电动机调试软件，其界面如图4-2所示。它不仅可以方便设置和修改控制参数，比如PI参数、转速参考值参数等；还可以控制电动机起停，变速等。另外它还具有数据采集功能，可以记录电动机运行过程中的一些关键参数并以图形方式显示，使电动机调试过程更直观，更方便。

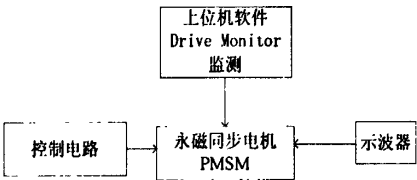


图4-1实验平台组成框图

Fig.4-1 Drive algorithm experimental platform

实验用的永磁同步电动机为MAXON EC32-flat, 实验的各种参数如下表4-1所示。

表4-1 实验参数表

Table4-1 Experiment parameter table

额定功率	15W	启动速度阈值	800RPM	PWM频率	1.5KHz
电压	24V	速度参考输入	600RPM	自举时间	1.5ms
定子电阻	6.85Ω	直流电压	24V	分流电阻	0.02Ω
定子电感	3865uH	死区时间	1us	Ki	0.01
极对数	4	开关延时	0.7us	Kp	10

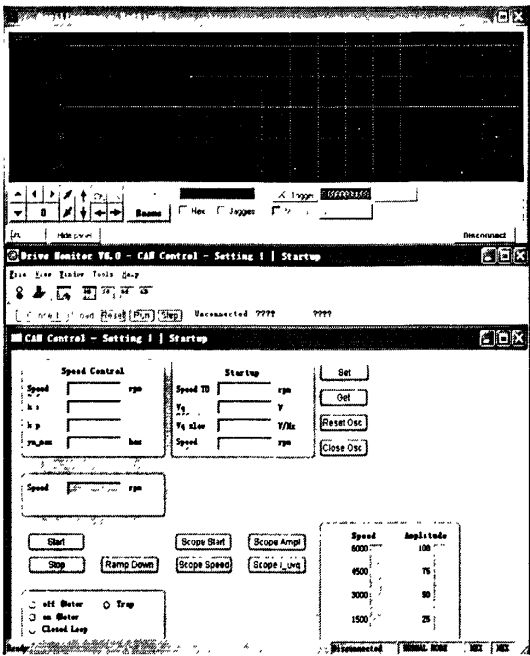


图4-2 Drive Monitor 调试界面

Fig.4-2 Drive Monitor debug interface

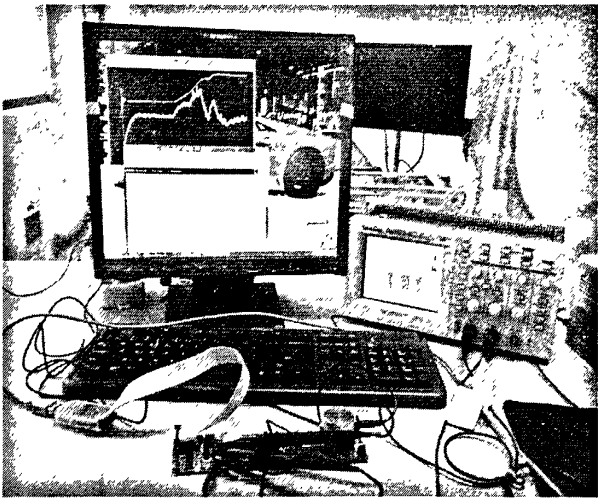


图4-3 驱动算法实验平台

Fig.4-3 Drive algorithm experimental platform

4.2 变频空调压缩机驱动实验的步骤

电动机驱动控制系统调试实验流程框图如图 4-4 所示：

首先利用 DaveDrive 搭建控制模型，设置好所需参数，然后 DaveDrive 会自动生成初始化代码，再添加应用代码进行整体编译，下载到硬件平台的芯片中，就可以对电动机系统进行调试了。通过电动机调试监控软件 DriveMonitor 配置电动机参

数和控制参数。启动电动机，根据电动机实际运行情况和跟踪采样图形，调整控制参数，如PI参数值等，使电动机控制系统达到设计要求。

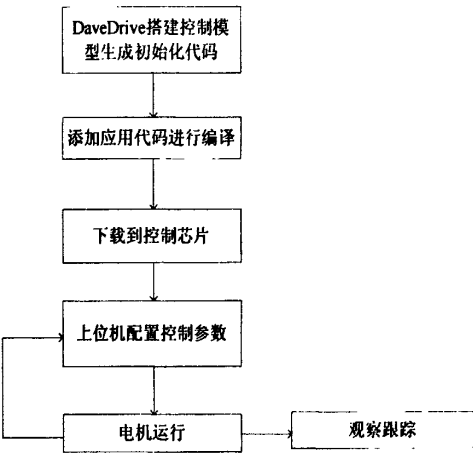


图4-4 实验流程

Fig.4-4 Test process

4.3 变频空调压缩机驱动实验的结果及分析

图4-5所示为示波器检测到的U、V相上桥PWM波形图，由于PWM载波频率为15KHz，那么PWM波的周期大约应该是66us，从图中可以看到实际的周期值和计算值得到的周期值相吻合。并且PWM波带有死区时间（防止MOSFET开关动作延时所致上下桥同时导通，从而防止烧坏MOSFET）。

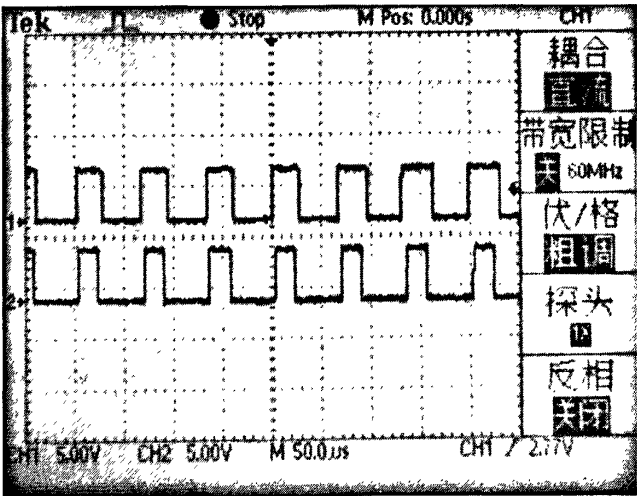


图 4-5 U、V 相 PWM 波形

Fig.4-5 U-phase and V-phase PWM waceforms

实验中所设置参考转速值为 600R/Min，如图 4-6 所示，DriveMonitor 监控到的

实际转速值迅速跟踪到参考转速值，证明整个系统响应迅速。

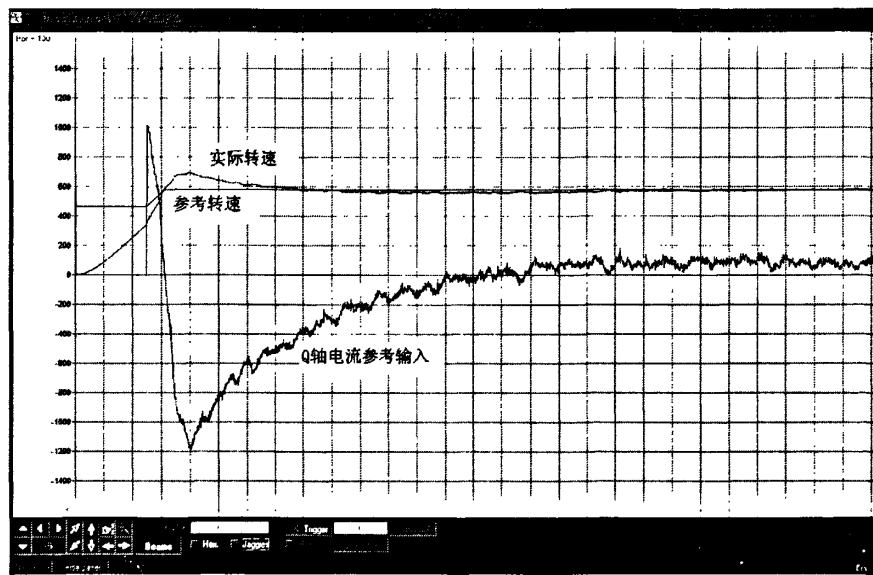


图 4-6 电动机参考转速与实际转速曲线图

Fig.4-6 The curve of motor reference speed and actual speed

图 4-7 为通过磁链估计所得的转子位置角和实际的转子位置角度值的比较图，从图中可以观察到电动机开环启动后转入 FOC 闭环控制，由磁链估计所获得的转子位置角度值和实际值相吻合，表明用磁链估计来获得转子位置完全可以替代位置传感器。

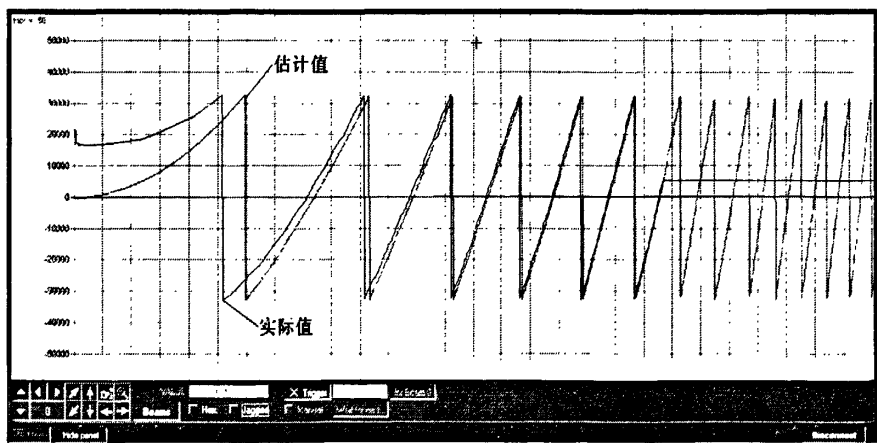


图 4-7 磁链估计转子位置角

Fig.4-7 Position angle of the rotor with flux estimation

图 4-8 是 Drive Monitor 监控到的电动机 Q 轴电流和 Q 轴电流参考输入波形图，从图中可以看到电动机开环启动加速后切换到 FOC 闭环运行存在明显的电流波动。

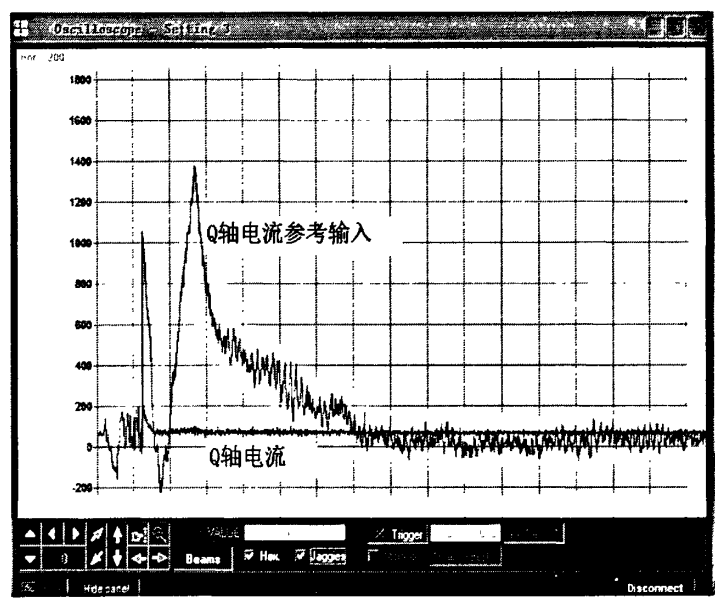


图 4-8 Q 轴电流波形图

Fig.4-8 Q axis current waveform

图 4-9 为 Drive Monitor 监控到的电动机定子 U、V 相电流，图示可观察到系统稳定后的正弦电流波形，再由三相电流和为零原理可以计算得到 W 相的电流。在该驱动控制系统中，电动机启动电流波形超调很小，并且能迅速进入稳定运行状态，且电流反馈波形非常接近正弦波，说明本文采用的控制策略达到了非常理想的效果。

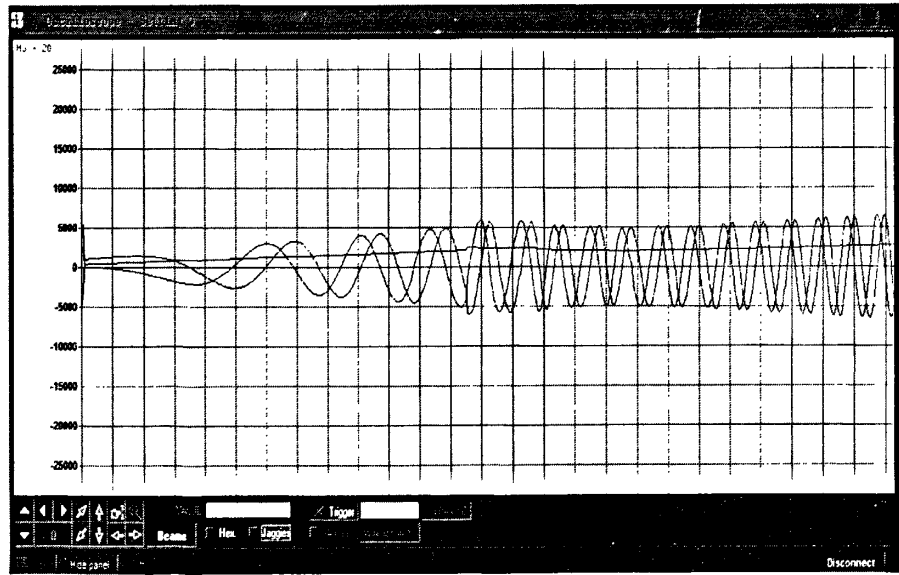


图 4-9 U、V 相电流波形图

Fig.4-9 U-phase and V-phase current waveform

如图 4-10、4-11 所示，电动机运转在 30Hz 和 120Hz 正弦电流波形都很稳定，由此可以看出整个位置估算在高速和低速运转时都很稳定，这就表明本控制系统转

速调节范围广。

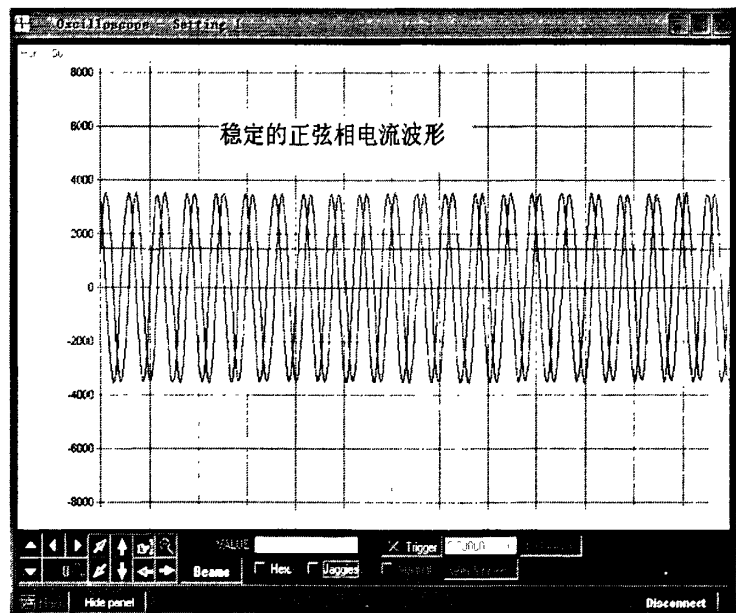


图 4-10 30Hz 相电流波形

Fig.4-10 30Hz current waveform

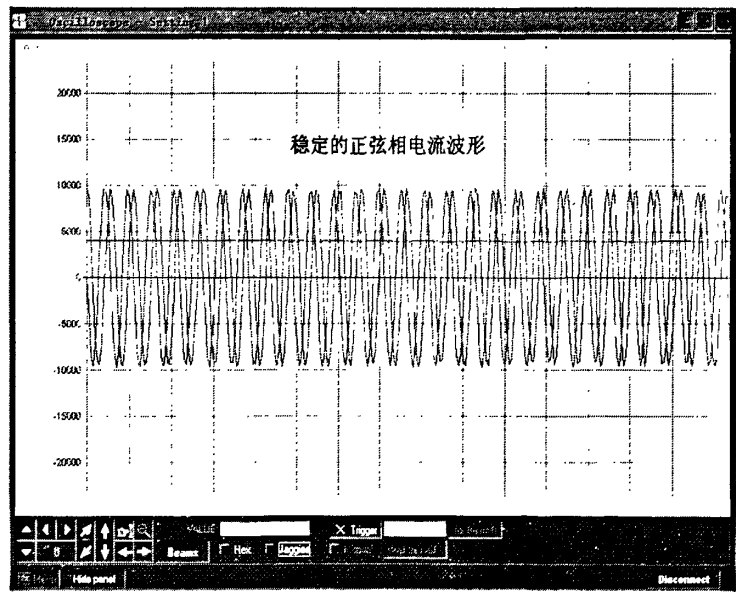


图 4-11 120Hz 相电流波形

Fig.4-11 120Hz current waveform

如图 4-12 所示，在转速改变的过程中，Q 轴电流参考输入均能迅速的跟踪转速变化，从而表明本算法能够达到很快的动态响应。

总之，上述实验结果体现出了矢量控制如下优点：可以对转矩进行精确控制；系统响应快；调速范围广、变速性能好等优点。同时，无传感器矢量控制方法可以

应用到环境恶劣和对环境因素要求高的情形中。

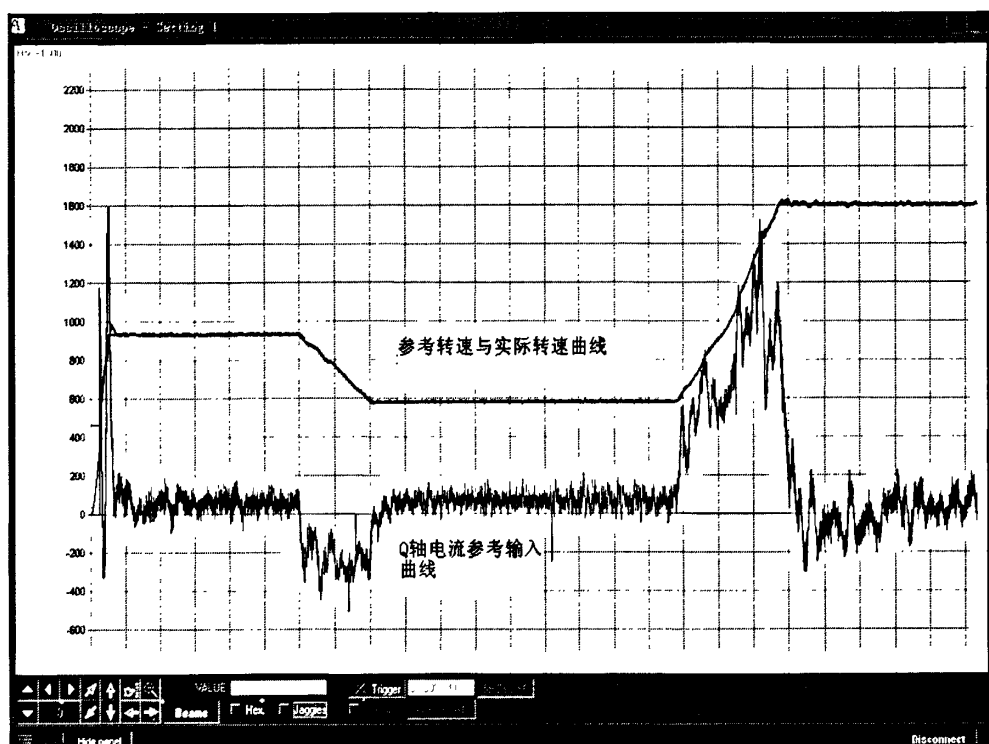


图 4-12 速度改变时速度、q 轴电流跟踪变化波形

Fig.4-12 Q axis current and speed tracking changes waveform when speed changed

4.4 本章小结

本章主要将设计好的驱动算法编译后下载到硬件中进行调试，使系统达到预期的性能。通过磁链估计法估计转子位置，得到的估算值与转子实际位置的对比可以看到，转子位置估算值与转子实际位置吻合，从而达到了系统应用要求，可以完全取代机械位置传感器，如图4-7所示。

总结与展望

1. 总结

本文对永磁同步电动机转子位置估算方法做了较为深入的研究。本文涉及的理论知识包括电动机基础、电力电子技术、运动控制技术、自动控制理论、仿真分析、数字电路及模拟电路、单片机的相关知识等。与传统的模拟电路相比，数字电路不但能够实现复杂的控制系统，而且具有更高的稳定性与实时性以及更强的灵活性。

综合上述，本文主要做了如下工作：

1. 对永磁同步电动机的矢量控制方法，如对矢量坐标变换，电流控制模式，电压空间矢量PWM等进行了深入研究与分析。
2. 理论分析了永磁同步电动机的数学模型，并且用Matlab/Simulink进行建模仿真，为磁场定向控制器的研究打好理论基础。
3. 分析了转子磁链计算原理，进而给出了基于转子磁链估计的无位置传感器方法。
4. 应用以上无位置传感器方法，设计了以Infineon XC878为核心的驱动控制器，使用Dave Drive软件配置后生产了初始代码，然后编写应用程序下载到XC878中。建立了电动机实验平台，电动机实验中针对电动机转速的波动，位置误差等对控制参数进行了调节，实验结果表明该系统获得了良好的设计与研究效果，提高了可靠性、简化了系统、降低了成本。以上对本课题的后续研究工作打下了良好基础。

2. 展望

还有以下几项任务需要在后续的研究工作中有待解决：

1. 在本系统中由于采用了单电阻采样电流、电位器调速策略，在采样时刻直流母线电流的波动造成相电流反馈值上含有大量的毛刺。因而需要通过改善布线，调整功率开关器件参数，滤波等手段提高电流反馈的精度。
2. 当电动机由开环加速状态切换到闭环状态时，有较大的电流和转矩波动。甚至会造成电动机启动失败。因此需要采取相应的措施或者其他的起动策略平滑电动机切换过程。
3. 模型参考自适应估计器可以抑制电动机参数变化引起的估计误差，需要通过进一步的研究分析和改进，降低系统对电动机参数变化的敏感程度。

参考文献

- [1] Consoli,A.,Scarcella,G.,Testa A,A new zero-frequency flux-position detection approach for direct field-oriented control drives[J].IEEE Transactions on Industry Applications.2000,36(3): 797-804
- [2] 梁艳, 李永东, 无传感器永磁同步电动机矢量控制系统概述[J], 电气传动, 2003(4)。
- [3] Rahman,M. F. ,Haque,M. E. ,Zhong,L. ,Nagrial, M,A sensorless speed estimator for the direct torque control of an interior permanent magnet synchronous motor drive[J].International Conference on Power Electronics,Machines and Drives.2002,pp: 504-509.
- [4] Persson,J, Markovic, M, Perriard, Y. A New Standstill Position Detection Technique for Nonsalient Permanent Magnet Synchronous Motors Using the Magnetic Anisotropy Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics.2007,2(43): 554-560
- [5] 郑建芬, 基于高频注入和卡尔曼滤波的永磁同步电动机无传感器控制[D], 硕士学位论文, 沈阳工业大学, 2005。
- [6] Jianjun Jin,Jian guo Yang,Fu-zhou,et al. Sliding—mode direct torque control of a permanent magnet synchronous motor[J]. Proceeding in International Conference on Technologies and Informatics,Dec..2006,PP: 280-284.
- [7] NEE H,LEFEVRE L,THELIN P,etc. Determination of d and q Reactances of Permanent-Magnet Synchronous Motors Without Measurements of the Rotor Position[J]. Transactions on Industry Applications.2007,36(5): 1330-1335.
- [8] S.Afsharnia.F,Meibody-Tabar and F. M. Sargos.A robust estimator of the rotor position in field oriented. Controlled synchronous machines supplied by PWM-VSI[J].In Proc. Int.Conf.Electric Machines vol,2, Paris, France, Sept.1994, pp. 545-548.
- [9] Jain A. K,Mathapati S,Ranganathan VT. Integrated starter generator for 42 V powernet using induction machine and direct torque control technique[J]. IEEE Transactions.2006,12(3): 701-710.

- [10] 蹇林旎, 史黎明, 基于高频注入的永磁同步电动机转子位置观测[J], 微电动机, 2006, 1(39): 35-39.
- [11] Persson, J. Markovic, M. Perriard, Y. A New Standstill Position Detection Technique for Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motors Using the Magnetic Anisotropy Method[J]. IEEE Transactions on Magnetics. 2007, 2(43): 54-56.
- [12] V. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines"[J]. IEEE Trans. Ind. Appl. vol. pp. 240-247. Mar./Apr. 1995.
- [13] Song Chi, Longya Xu. Position sensorless control of PMSM based on a novel sliding Mode Observer over Wide Speed Range[J]. CES / IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. 2006, 8(3): 1-7.
- [14] Wallmark, O. Harnefors, L. Sensorless Control of Salient PMSM Drives in the Transition Region[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2006, 53(4): 1179-1187.
- [15] Sheng Zhao, Xiafu Peng. A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer[J]. International Conference on Mechatronics and Automation. 2007, 1207-1212.
- [16] Ichikawa, S. Tomita, M. Doki, S. Okuma, S. Sensorless control of Permanent magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2006, 53(2): 363-372.
- [17] Wallmark, O. Harnefors, L. Carlson, O. An improved speed and position estimator for salient permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2005, 52(1): 255-262.
- [18] 冯培悌, 舒振杰, 郑吉. 永磁无刷直流电动机的无位置传感器控制技术[J]. 机电一体化, 2001, 7(5): 49-51.
- [19] 王丽梅, 郭庆鼎. 基于转子凸极跟踪的永磁同步电动机转子位置的自检测方法[J]. 电工技术学报, 2001, 16(2): 14-17.
- [20] 袁泽剑, 杨耕, 钟彦如. 永磁同步电动机无位置传感器矢量控制系统的研究

- [J]. 电气传动自动化, 2000, 22(4):21-23.
- [21] 宋喜报. 光码盘测电动机转速精度分析[J]. 中国测试技术, 2003, 29(3):39-40.
- [22] 周正干, 李然. 高精度数字式转速测量系统的研究[J]. 测控技术, 2000, 19(5): 60-62.
- [23] 李汉军, 杨士亮. 电动机转速的精度测试[J]. 电子仪器仪表用户, 2000, 7(1): 15-16.
- [24] 张猛, 李永东, 赵铁夫, 黄丽培. 一种减小变频空调压缩机低速范围内转速脉动的方法[J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 99-104.
- [25] 舒志兵等. 交流伺服运动控制系统[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [26] 谷峪. 电动汽车用永磁同步电动机控制系统研究与设计[D]. 武汉理工大学硕士学位论文, 2007.
- [27] 孙立志. PWM与数字化电动机控制技术应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2008.
- [28] 吴捷, 薛峰, 杨金明. 基于滑动模控制的感应电动机增益自适应锁相环速度控制[J]. 电工技术学报, 2000, 15(2):54-60.
- [29] 耿朝阳, 刘白林. 锁相环技术在狭缝像机中的应用[J]. 西安工业学院学报, 1999 19(3):222-224.
- [30] 张利, 房建成, 刘刚. 有位置传感器无刷直流电动机双模速度控制系统[J]. 微电动机, 2004, 37(3):33-35.
- [31] 苏娟莉, 张双运, 白云超. PMSM控制系统中SVPWM与SPWM的比较研究[J]. 西安文理学院学报, 2006, 9(2): 56-58.
- [32] 张劲松, 徐殿国, 王宗培. 利用混合式步进电动机谐波反电动势实现转子位置检测[J]. 电动机与控制学报, 1998, 2(2):92-95.
- [33] 张劲松, 徐殿国, 王宗培. 混合式步进电动机的谐波反电动势闭环控制方法研究[J]. 电工技术学报, 2000, 15(2):48-53.
- [34] 程琼, 陈红兵. 无位置传感器永磁无刷电动机转子位置检测方法[J]. 电动机技术, 2004(3): 11-13.
- [35] 王微子, 冼峰峰, 王敏, 周顺荣. 基于DSP的无位置传感器无刷直流电动机调速系统[J]. 微特电动机. 2004(7): 20-22.
- [36] 王旭东, 张弈黄, 王喜莲, 王炎. 无位置传感器开关磁阻电动机位置的检测与预报[J], 中国电动机工程学报. 2000, 20(7): 5-8.


- [37] 唐任远. 现代永磁电动机理论与设计[C], 2002. 8.
- [38] 李继堂. 矢量控制永磁同步电机伺服系统的研究[D]. 大连理工大学硕士学位论文, 2007.
- [39] Blaker. A new Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor[J]. IEEE Transaetiom On Industry Application, 2006, 22 (5): 820-827.
- [40] 许峻峰, 冯江华, 许建平, 永磁同步电动机控制策略综述[J], 机车电传动, 2005, 3: 7-11.
- [41] Infineon XC878CLM 8位单片微控制器[R]. 用户手册 V1.1 2009-04.
- [42] 刘兴堂主编, 应用自适应控制[M], 西安, 西北工业大学出版社, 2003.
- [43] Sang Moon Hwang, Jae-Boo Eom, Geun—Bae Hwang, et al. Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2008, 36(5): 3144-3146.
- [44] David Ocen, Luis Romeral, Juan Antonio Ortega, Jordi Cusido, Antoni Garcia. Discrete Space Vector Modulation Applied on a PMSM Motor[J]. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference. 2006. 8.
- [45] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践[M]. 机械工业出版社, 2006.
- [46] 李永东, 张猛等. 永磁同步电动机模型参考自适应无速度传感器控制方法[J], 电气传动, 2004(34): 302-306.
- [47] 张云生, 祝晓红. 自适应控制器设计及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005. 5.
- [48] 王成元, 夏加宽等. 电动机现代控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006. 5.

攻读硕士学位期间发表的论文

1. 刘铁丁, 谢云。基于磁链估计永磁同步电动机磁场定向控制系统设计, 微特电机。2011 (02): 56~59。
2. 刘铁丁, 谢云。基于 SVPWM 永磁同步电动机模型仿真研究, 伺服与运动控制。2010 年第五期, pp:45~48。
3. Xie Yun,Liu Tieding. Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Vector Control, 2011 International Conference on Materials,Mechatronics and Automation (ICMMA 2011) Melbourne, Australia. 2011,pp:1050~1055. .

学位论文独创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是我个人在导师的指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明，并表示了谢意。本人依法享有和承担由此论文所产生的权利和责任。

论文作者签名： 日期：2011.6.9

学位论文版权使用授权声明

本学位论文作者完全了解学校有关保存、使用学位论文的规定，同意授权广东工业大学保留并向国家有关部门或机构送交该论文的印刷本和电子版本，允许该论文被查阅和借阅。同意授权广东工业大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印、扫描或数字化等其他复制手段保存和汇编本学位论文。保密论文在解密后遵守此规定。

论文作者签名： 日期：2011.6.9

指导教师签名： 日期：2011.6.8

致谢

值此论文完成之际，谨向给予过我指导、关心和帮助的老师 and 同学们表示最衷心的感谢。

首先，我要感谢我的导师谢云教授。从论文的选题、研究到最后完成，自始至终无不凝聚着谢老师的心血。谢老师深厚的理论基础、丰富的经验和渊博的学识，一直使我受益匪浅。谢老师对待工作一丝不苟的精神、谦和的待人风范和乐观豁达的生活态度是我今后为人做事的楷模。在此，我对恩师在这三年期间给予我的无微不至的关怀和指导表示深深的谢意和崇高的敬意！

然后我还要感谢蔡述庭老师、刘冰茹老师、徐迎晖老师等，他们对我的指导和启发让我受益匪浅，通过与他们的探讨，极大拓展了我的知识面，增长了我的见识。

同时我还要感谢师兄王成群、邹振兴、林奇鸿、李维、陈炳成，师姐张春娟，肖姗姗、庞海燕，实验室的蒋柱葱、刘家晓、蔡浩聪、张苏真、刘杰，郑海成等，生活中的同学和朋友：姚翔辉、张海合、徐小云、徐礼国等，以及研究生处的老师们，在我读研期间对我的帮助和关怀，与他们一起度过的这段美好校园时光永远值得我怀念。

感谢我的父母和家人长期以来对我无私的帮助，感谢他们多年来对我的理解和给予我极大的鼓励与支持。他们无私的爱和殷切的期望是我强大的精神支柱，是我前进的不竭动力！

最后感谢广东工业大学，感谢我的祖国，在她们的怀抱中我得以成长，希望她们永远昌盛、繁荣、强大！

刘铁丁

2011 年 5 月

