

Abstract

Nowadays, AC speed regulation technology has widely applied in industrial fields. The highly developing economy requests that AC speed regulation system should have higher precision, wider speed-regulating range and faster response, which urges people to study the AC speed regulation technology continuously. Along with the rapid development of semiconductor industry, new power electronic devices and microprocessor make the AC speed regulation system more integrated and intelligent; and the hardware is becoming more compact and simple. The AC speed regulation system based on DSP and IPM has become more and more designers' preferred choice. Therefore, in order to verify the new AC speed regulation technology, AC speed regulation system based on TMS320F2812 and PM50RSA120 has been built up. In this paper, the design of main circuit, control circuit, protection circuit, and detection circuit is introduced in detail, and the anti-interference design is also discussed.

Direct Torque Control(DTC) technology of induction motor, which follows the field-oriented control since 1980s, is a new control method for motor drive. Different from the decoupling algorithm of field-oriented control, DTC controls the motor torque directly; therefore, it has high dynamic performance. It only needs simple coordinate transformation. With an uncomplicated structure, it calculates the flux and the torque of AC electromotor using stator parameter, so it's not sensitive to the rotor parameters. Consequently, DTC has a broad application prospect. So, research on the control characteristics and performance improvement has become a hot spot.

For the DTC system, the more information can be obtained which can improve the control performance of the system, when using the higher sampling frequency. The A/D conversion time of TMS320F2812 is only scores ns, so it can provide a higher sampling frequency for DTC system. But being limited by the inverter switching frequency, traditional DTC system works under a low sampling frequency, and its performance is restricted seriously. This paper combines the multirate digital control theory with DTC system, deduces a new method to calculate stator flux of the induction motor. The sampling frequency of the motor's output state is augmented meanwhile ensured the switching frequency meets the demand of inverter.

In this paper, Matlab/Simulink models of traditional DTC system and DTC system based on multirate digital control theory have been built up to verify the feasibility of the two kinds of methods in theoretically. Then, selecting the 2.2kW motor as the controlled objects, and

experimenting on the AC speed regulation system. The design of software and experimental results are introduced in detail. The experimental results show that the hardware design is reasonable; the DTC system has high precision, steady speed, and good dynamic and static performance. The new algorithm based on multirate digital control theory meets the control requirements. It is feasible and has some practical values to some degree.

Key Words: TMS320F2812; PM50RSA120; Direct Torque Control; multirate sampling; flux observer; Simulink

西南交通大学
学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权西南交通大学可以将本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、缩印或扫描等复印手段保存和汇编本学位论文。

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，使用本授权书。

(请在以上方框内打“v”)

学位论文作者签名: 孙丛君

指导老师签名:



日期: 2010.5.23

日期: 2010.5.23

西南交通大学硕士学位论文主要工作（贡献）声明

本人在学位论文中所做的主要工作或贡献如下：

1. 在深入了解交流调速系统结构的基础上，搭建了基于智能功率模块(IPM)PM50RSA120 和数字信号处理器(DSP)TMS320F2812 的交流调速系统，并对硬件设计部分进行了详细的介绍。
2. 研究了直接转矩控制系统的原理，对定子磁链观测方法、电压空间矢量的作用效果等做了详细的介绍，利用 Matlab/Simulink 搭建了近似圆形磁链直接转矩控制系统的模型，从理论上验证了直接转矩控制系统的控制特点。
3. 研究了异步电机在多采样率条件下的离散数学模型，应用输出多采样率控制理论推导出了定子磁链观测算法，在此基础上实现了直接转矩控制，并搭建仿真模型验证了新算法的可行性。
4. 在所搭建的交流调速系统上，分别完成了传统直接转矩控制和基于多采样率的直接转矩控制的软件设计，并进行了相应的实验，给出了实验结果，验证了交流调速实验系统硬件设计的合理性以及两种控制算法的有效性。

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是在导师指导下独立进行研究工作所得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明。本人完全了解违反上述声明所引起的一切法律责任将由本人承担。

学位论文作者签名： 孙丛君

日期： 2010.5.23

第1章 绪论

1.1 交流调速控制技术的发展与现状

现代交流调速技术是 20 世纪后期人类社会的重大进步之一，其发展速度之快，应用覆盖面之广均是前所未有的，它使得电机这一古老的机电能量转换装置得到新的发展和广泛的应用，极大地提高了工农业的生产效率，改善了人们的生活质量。

长期以来，由于科学技术发展水平有限，鉴于直流电动机与交流电动机相比具有优越的调速性能，所以高性能的调速系统一般采用直流电动机。但是，直流电动机本身结构上存在机械式换向器和电刷等器件，这给直流调速系统的容量和应用场合带来了一系列的限制^[1]。

20 世纪 60 年代以后，由于生产发展的需要和节省电能的要求，促使世界各国重视交流调速技术的研究和开发。尤其是自从 20 世纪 70 年代矢量控制技术发展以来，使得交流调速系统在动、静态性能上能够与直流调速系统相媲美，矢量控制的控制思想给高性能的交流调速技术奠定了理论基础。但是，受限于电力电子器件的发展，当时 PWM 逆变器刚刚出现，GTR 和 GTO 尚处于开发初期，矢量控制系统采用的逆变器均由晶闸管构成。这种逆变器不仅体积大、质量重，而且无法适应急剧的加速和负荷冲击，大大限制了矢量控制器的应用范围^[2]。

随着电力电子器件的发展、新型电路变换器的不断出现以及微处理器的功能日趋强大，使得交流调速技术正向高频化、数字化和智能化的方向发展，几乎所有新的控制理论、控制方法都可以在交流调速装置上尝试和应用，这使得矢量控制技术得以在调速领域中发挥其出色的控制性能。受矢量控制技术的启迪，又派生出了诸如多变量解耦控制、滑模变结构控制等方法。继矢量控制之后交流调速控制理论的另一大突破便是由德国鲁尔大学 Depenbrock 教授提出的直接转矩控制理论，较之矢量控制，直接转矩控制技术可以获得更大的瞬时转矩和极快的动态响应，具有广泛的应用前景。

1.1.1 电力电子技术及微处理器的发展

现代电力电子技术的发展方向，是从以低频技术处理问题为主的传统电力电子学，向以高频技术处理问题为主的现代电力电子学方向转变。电力电子技术的发展与电力电子器件的发展密切相关，先后经历了晶闸管时代，逆变时代及现代电力电子时代。

电力电子器件的研制始于 20 世纪 50 年代，第一只晶闸管的问世使得整流器可以高效地把交流电转化为直流电，因此 20 世纪 60 年代到 70 年代，晶闸管的开发和应用得到极大的发展，可以称为电力电子技术的晶闸管时代。20 世纪 70 年代到 80 年代，由于全控型的器件的出现，伴随着能源危机，电力电子技术进入了变频调速的逆变时代，GTR 和 GTO 成为当时电力电子器件的主角。20 世纪 80 年代末期到 90 年代初期发展起来的，以功率 MOSFET 和 IGBT 为代表的，集高频、高压和大电流于一身的功

率半导体复合器件使得传统电力电子时代向现代电力电子时代迈进^[3]。将 IGBT 与其驱动和保护电路集成成为紧凑的多芯片结构, 对 IGBT 的发展起着重大作用。例如, 三菱公司的 IPM, 作为独特的功率集成电路产品, 使用了表面贴装技术(SMT), 将多个 IGBT 及其驱动电路、保护电路集成在一个模块内。20 世纪 80 年代后期 IPM 已经产品化, 在很多应用领域得到发展的同时, 技术上也在不断进步。

目前, 许多国家都在努力开发大容量器件, 6000V 耐压的 IGBT 已产品化, IEGT 是将 IGBT 和 GTO 的优点结合起来的新型器件, 性能已达到 1500A/4500V 水平; IGCT 是在 GTO 的基础上采用缓冲层和透明发射极, 它开通时相当于晶闸管, 关断时相当于晶体管, 从而有效地协调了通态电压和阻断电压的矛盾, 工作频率可达几千赫兹, 目前推出的 IGCT 可达 4500~6500V, 3000~4000A 水平^[4]。

新型器件的发展使现代电子技术不断向高频化大容量方向发展, 为用电设备的高效节材节能, 实现小型轻量化, 机电一体化和智能化提供了重要的技术基础。目前, 电力电子技术已广泛地应用于可再生能源发电领域, 如风力发电、光伏发电等、电力节能领域, 如对风机水泵等的变频改造, 以及家电行业当中, 成为信息产业与传统产业之间的桥梁, 在国民经济中扮演越来越重要的角色。同时, 电力电子器件的蓬勃发展和迅速换代也促进了交流调速控制技术的迅速发展和变频调速装置的现代化, 为交流调速技术的实用化奠定了物质基础。

除此以外, 微处理器的迅速发展也极大地促进了交流调速技术的发展。早期的交流调速系统由于完全由模拟电子器件构成, 系统成本高、体积大、可靠性低、调节器参数调整困难, 因此难于适应各种新型的控制策略。

随着微电子技术的发展, 数字控制处理芯片和微处理器的运算能力和可靠性得到了很大的提高。以单片机为控制核心的全数字化控制系统不断地取代传统的模拟器件控制系统, 例如早期推出的 MCS-51 系列单片机被广泛地应用于各领域的控制系统之中。但对于交流调速这样复杂的系统, 要求存储多种数据并具有快速、实时的处理能力, 普通的单片机难以胜任, 通常采用微处理器作为核心控制器, 如英特尔公司的 8096 系列产品。20 世纪 80 年代初期出现的数字信号处理器(DSP)既增强了微处理器的数据处理能力、提高了精度, 又在片内集成了大量的外围接口, 这样, 不仅提高了系统的可靠性和抗干扰能力, 还减小了体积, 缩短了开发周期, 减少了研发费用, 因此被广泛地应用于交流调速系统中。以 TI 公司推出的 32 位定点 DSP TMS320F2812 为例, 其频率高达 150MHz, 该芯片基于 C/C++ 高效 32 位 TMS320C28x 内核, 并提供浮点数学函数库, 片内集成了优化过的事件管理器、可编程通用定时器、正交编码电路接口、A/D 转换器等资源, 为高性能交流调速控制技术的应用提供了良好的平台。

1.1.2 直接转矩控制技术的产生与发展

交流异步电动机的数学模型是一个高阶、多变量、强耦合的非线性系统, 1971 年德国西门子公司的 F.Blaschke 等提出了矢量变换控制理论, 应用坐标变换及转子磁场定向实现了电机定子电流励磁分量和转矩分量的解耦, 使得其动态性能近似于直流电

机的调速性能。然而,由于转子磁链难于准确观测,并且系统受电机参数影响较大,以及矢量旋转坐标变换的复杂性,使得矢量控制的实际控制效果难于达到理论分析的结果,这是矢量控制的不足之处^[5]。

直接转矩控制思想是 1977 年 A.B.Piunkett 在 IEEE 杂志上首先提出,1985 年 Depenbrock 教授首次取得实验应用成功。与矢量控制理论不同的是,直接转矩控制摒弃了解耦的思想,根据交流电机转矩的需要,直接选择合适的电压空间矢量,实现电磁转矩的快速响应。由于直接转矩控制无需对定子磁链和电流进行解耦,因此无需复杂的坐标变换,并且定子磁链估计方法只需要知道定子绕组的电阻,无需知道转子参数,很大程度上简化了控制算法。因此,直接转矩以其新颖的控制思想,简明的系统结构,良好的动、静态性能和易于实现数字化等优势受到了普遍的关注和迅速的发展。

根据直接转矩控制的基本思想,将逆变器和电机作为一个整体,在定子两相静止坐标系下根据电机输出的状态量,观测出定子磁链及电磁转矩,借助于滞环比较得到磁链和转矩的变化趋势,结合定子磁链的位置选择合适的电压空间矢量,直接对逆变器的开关状态进行最优控制。综上,直接转矩的主要特点可以归纳为以下几点:

1. 直接转矩控制直接在定子两相静止坐标系下分析交流电机的数学模型、控制电机的磁链和转矩,它没有通过复杂的解耦控制将交流电机等效为直流电机,因此模型结构简单,实际应用中,省去了大量的信号处理工作。

2. 直接转矩控制采取的是定子磁场定向,因此只需定子电阻即可将定子磁链观测出来,相比矢量控制中观测转子磁链需要转子参数而言,这种方法降低了控制系统对电机参数的依赖。

3. 直接转矩控制采用空间矢量的概念来分析三相交流电机的数学模型,特别是利用定子电压矢量计算和控制磁链、转矩等物理量,使问题得到简化。

4. 直接转矩控制强调对转矩的直接控制效果。首先,相对于通过控制电流磁链来间接控制转矩的矢量控制来说,直接转矩控制不刻意追求磁链轨迹是否为圆形,而是把转矩作为直接控制的对象,另外通过对转矩滞环调节将转矩波动限制在一定范围内,实现了转矩的直接控制。

直接转矩控制技术相比矢量控制技术具有显而易见的优势,国外有公司已经研制出了基于直接转矩控制的变频器产品,这一技术也已成功用于兆瓦级别的电力机车上。实际应用表明,应用直接转矩控制技术的交流调速系统具有谐波小、损耗低、噪音及温升小等优点。但作为相对较新的技术,理论上还没有形成完整的体系,还有很多不完善的问题需要解决。目前有以下几方面成为研究热点:

1. 磁链的观测和估计方面,常用的三种估计方法 u_i 模型、 i_n 模型和 u_n 都存在各自的问题,因此国内外学者对此作了大量的工作。目前学者提出的改进方法有,用低通滤波器代替 u_i 模型中的纯积分环节以解决直流偏移导致积分饱和的问题、用具有相位和幅值补偿环节的可编程滤波器使定子磁链在很宽的转速范围内具有较高的观测精度、利用定子电压的三次谐波分量计算气隙磁链,再由气隙磁链和转矩的偏差去控制开关状态的选择等等,但这些方法都存在一定的问题,因此更加完善的磁链观

测方法依然有待提出。

2. 在转矩和磁链的控制方面, 有学者提出在普通的逆变器的基础上增加Boost电路, 组合成三电平逆变电路以获得更多的电压空间矢量, 有学者提出了使开关频率保持恒定且转矩脉动最小的直接转矩控制技术。时下研究较多的基于SVPWM的直接转矩控制方法突破了传统直接转矩控制所固有的局限性, 可以充分发挥线性控制与各种非线性控制方法的各自优点, 如线性系统的平滑性、变结构控制的快速性、神经网络与模糊控制的智能性与鲁棒性, 因而具有广阔的发展空间^[6]。

3. 定子参数辨识方面, 定子磁链的观测如采用 u_i 模型控制, 当电机运行于低速范围时, 定子电压降落于定子电阻上的分量会很大, 因此低速时引入定子电阻在线辨识, 进行偏差补偿对于改善直接转矩控制的低速性能有着重要的意义。目前的辨识方法主要有模糊定子电阻估计、神经网络定子电阻估计、模糊神经网络定子电阻估计、最小二乘法定子电阻估计等。

4. 在无速度传感器技术的研究方面, 由于速度传感器的安装不仅会增加成本, 而且会使系统可靠性变差, 目前已有许多技术被应用到电机的转速估计中去, 如转差频率法、模型参考自适应法、高频信号注入法、扩展卡尔曼滤波及神经网络等。

5. 在空载或者欠载条件下优化给定定子磁链方面, 由于传统的直接转矩控制技术通常按照额定负载条件将定子磁链给定设置成恒定值, 忽略了定子磁链对转矩脉动的影响。而电机在实际运行中, 常在空载或欠载的情况下运行, 此时恒定的给定磁链已不是最优。因此优化给定磁链, 对于消除转矩脉动、改善直接转矩控制性能有重大意义^[6]。

1.2 多采样率理论的提出及研究现状

现代微电子技术和计算机技术的飞速发展, 加速了数字控制系统取代传统模拟电子技术控制系统的步伐。同时, 数字控制理论也得到了快速的发展。在数字控制系统中, 采样周期是计算机控制系统的一个重要参数, 它决定了计算机与外部交换信息的频繁程度, 并对计算机的计算速度提出了要求。

为了便于对数字控制系统进行分析, 通常假定系统各处的采样器和保持器都在同一瞬间进行采样和保持, 系统的采样周期在整个工作过程中为常数并满足香农采样定理, 称这样的系统为单采样率数字控制系统。然而, 随着社会的不断进步, 被控对象越来越复杂, 同一系统中各种信号的变化速率可能相差很大, 如果统一采用较短的采样周期虽然可以得到较好的控制品质, 但这将提高控制系统的成本, 产生不必要的浪费, 因此要求系统各处以相同的采样周期进行采样是不实际的。因此就产生了数字控制系统内各个采样器和保持器以不同的采样周期进行采样和保持的多采样率数字控制系统。

早在 20 世纪 50 年代人们便开始对多采样率控制系统进行研究。1957 年, Kranc 等人就开始了对多采样率控制系统的研究, 由于当时数字控制系统尚未出现, 研究主

要采用古典采样控制系统的方法^[7]，他所提出的 Kranc 算子和采样器分解法等方法至今仍是分析多采样率数字控制系统的有效方法^[8]。1959 年 Kalman 等提出了用线性时不变状态空间模型来描述多采样率控制系统^[9]，但多采样率的研究一直处于低潮。随着数字控制系统的不断发展，对复杂系统的控制指标要求越来越高，促进了多采样率数字控制系统的快速发展。随着多采样率控制理论研究的不断深入，多采样率控制技术在生产、生活中应用越来越广泛。虽然多采样率控制系统的结构比一般的单采样率控制系统复杂，但它在某种意义上是一个有限维的周期时变系统，可以用有限个系数的差分方程描述，从而可以用计算机最终实现。并且多采样率控制系统的周期时变性使得它具备很多单采样率数字控制系统难以实现的控制目标。如今，多采样率数字控制系统已广泛应用于现代工业社会及控制工程中，覆盖了自动化制造工厂、电厂、机器人、高级航天航空器、电气化运输工具、温室的温度控制、故障诊断、医疗事业等领域^[10]。

但由于对多采样率控制理论尚未达到纯连续系统、纯离散系统或单采样率控制理论的完善程度，依然存在一些研究的难点有待完善，主要有以下几方面：

1. 输出采样数据缺失问题，在有些工业应用领域，由于计算机过载、通信错误、传感器共享或事件驱动传感器等因素，输出并不是在每个规定的采样时刻都能检测到的，因此，如何在部分输出采样信号缺失的情况下，对系统进行有效、稳定的控制，是目前多采样率控制技术的一大研究难点和热点。
2. 延时问题，在多采样率控制系统中，延时存在于传感器、A/D 转换、D/A 转换、控制算法的计算、控制信号接口器件以及数字执行器的刷新等过程中。如果控制系统性能要求苛刻或被控过程非常快，各采样周期必须很短，此时，如果设计阶段不考虑这些延时，就会影响系统的控制性能，甚至使控制性能恶化。
3. 模型辨识问题，多采样率大多数控制算法都是假设系统对应的连续系统参数或系统状态或对应的单采样率模型的参数是已知的。但实际上要事先知道系统的状态或参数几乎是不可能的，所以需要讨论在状态不可测的情况下模型参数和状态估计的问题。而由于多采样率系统的时变特性，常规的系统辨识方法又无法应用。因此，系统的结构辨识在多采样率控制中也是十分重要的一个问题^[11]。
4. 采样点之间系统的响应问题，在连续被控对象和数字控制器之间，由一系列采样器和保持器作为接口器件。它们工作于不同时间段，可能为周期性，可能是零星发生的，也可能由幅值驱动，它们可能相互独立，也可能在时序或处理上彼此关联且共用一个数据库。因此，如何估计两个相邻采样点之间的系统响应，也是多采样率数字控制系统面临的一个难题^[10]。

1.3 本论文的研究目的与意义

电动机作为把电能转换成机械能的主要设备，在实际应用中，一是要使电动机具有较高的机电能量转换效率；二是根据生产机械的工艺要求控制和调节电动机的旋转速度。电动机的调速性能如何对提高产品质量、提高劳动生产率和节省电能有着直接

的决定影响,而这些又和电动机所采用的控制方式、控制芯片和控制技术是密不可分的。而交流调速控制技术的不断完善依赖于推陈出新的控制算法能够在设计合理的交流调速系统上进行实验,因此搭建一个完善的交流调速系统具有十分重要的意义。

直接转矩控制技术以其简单的控制思想、对电机参数依赖性小、鲁棒性好等优点倍受青睐,在交流调速控制领域中占据重要的位置,但由于该技术相对较新,对其控制特点及性能改善等问题一直成为人们研究的热点。

在直接转矩控制系统中,DSP 在一定的采样周期时间内,进行测量采样、决策和控制输出。采样周期的大小对其控制效果有较大的影响。随着计算技术特别是 DSP 技术的发展,交流调速系统的采样测量和计算速度得到了很大的提高,但是逆变器功率器件开关频率却不能做得太高。如果调速系统的测量采样、计算决策和输出控制采用相同的采样周期,则系统的采样率一般会受到较低的开关频率的限制。因此,DSP 和测量器件并未得到充分的应用。引入多采样率控制技术,将系统的输入和输出控制采用不同的采样周期,可以充分发挥 DSP 速度上的优势。

综上,本文首先搭建了基于 DSP 和 IPM 的交流调速系统,继而研究了传统直接转矩控制的原理及性能特点,并将多采样率引入到直接转矩控制之中,最后将两种控制算法分别在所搭建的交流调速系统上进行实验,得出了相应的实验结果,具备一定的参考价值。

1.4 本论文的主要研究内容

本文首先搭建了交流调速系统,随后讨论了传统直接转矩控制和基于多采样率的直接转矩控制技术,分别在 Matlab/Simulink 中建立了仿真模型并在所设计的交流调速系统上进行了实验验证。本论文的具体章节内容安排如下:

第 1 章,绪论。阐述了交流调速的发展概况,包括电力电子技术和微处理器的发展、直接转矩控制技术的特点和发展以及多采样率理论的发展及研究热点,概括了本论文的研究意义和主要内容。

第 2 章,直接转矩控制仿真研究。介绍了直接转矩控制的理论依据、结构组成、电压空间矢量、磁链及转矩的控制、限流启动等,并建立了 Simulink 仿真模型对其控制性能及存在问题进行了分析。

第 3 章,基于多采样率的直接转矩控制系统。介绍了多采样率理论的基本原理、类型,重点讨论了输出多采样率理论下的异步电机离散数学模型,并推导出了基于输出多采样率理论的定子磁链估计算法,同时建立了基于多采样率的直接转矩控制的 Simulink 仿真模型,对新算法进行了仿真研究。

第 4 章,交流调速系统的硬件设计。详细介绍了主电路中的整流、逆变及功率驱动、控制电路中的检测、保护及接口等电路的设计原理,并对设计过程中所采取的抗干扰措施进行了介绍。

第 5 章,软件设计及实验结果分析。分别编写了基于 TMS320F2812 的传统直接转矩控制及多采样率直接转矩控制的验证程序,并对程序细节进行了详细介绍,并给出

了实验结果，通过实验验证了两种控制方法的有效性。

第2章 直接转矩控制仿真研究

2.1 直接转矩控制的理论依据

通常, 对电机转速的控制和调节是电机控制的最终目的。根据电机动力学方程式:

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2-1)$$

可知, 电机转速的变化与电机的电磁转矩有着简单而直接的关系, 电磁转矩与负载转矩之差的积分与电机的转速成正比, 因此, 电机的转矩影响转速。可见控制和调节电机转速的关键是如何有效地控制调节电机的电磁转矩^[1]。

由电机统一理论可知, 电机的电磁转矩是由定子磁势矢量 F_s 、转子磁势矢量 F_r 、定转子合成磁势矢量 F_Σ 相互作用产生的, 即等于它们之间任意两个磁势矢量的矢量积, 因此可以通过控制两磁势矢量的幅值和二者间的夹角来控制电机的电磁转矩。当以定子磁链矢量 ψ_s 为基准时, 可以选取 F_s 和 F_Σ 的矢量积来确定电磁转矩, 二者的大小分别比例于定子电流 i_s 及气隙磁链矢量 ψ_m , 又由于 $\psi_m \sin \angle(\psi_m, i_s) = \psi_s \sin \angle(\psi_s, i_s)$, 因此可通过控制 i_s 和 ψ_s 的矢量积来控制电机的电磁转矩, 从而达到对转速的控制。另外, 由于磁链的大小和电机的运行性能有密切关系, 在基速以下, 为保证电机的合理利用, 希望电机的磁链保持恒定, 所以需要对磁链进行控制。因此, 通过设立转矩调节器和磁链调节器对电机的转矩和磁链进行控制, 理论上可获得与矢量控制系统一样的动、静态调速性能指标^[5]。

2.1.1 异步电机的数学模型

异步电机是一个高阶、多变量、强耦合的非线性系统, 为了便于对电机进行分析研究, 按照惯例在建立数学模型时对实际电机做以下假设:

1. 三相定子绕组和转子绕组在空间均对称分布, 所产生的磁动势沿气隙圆周按正弦分布, 即忽略空间谐波;
2. 各相绕组的自感和互感都是线性的, 即忽略磁路饱和的影响;
3. 忽略铁心损耗;
4. 不考虑温度和频率变化对电机电阻的影响。

在直接转矩控制系统中, 参考坐标系是建立在定子两相静止坐标系统上的, 因此这里引入 Clarke 坐标变换。Clarke 变换是根据磁势等效原理将三相静止坐标系 A、B、C 转换成两相静止坐标系 α 、 β 之间的变换。根据变换前后相幅值不变原则, 三相对称正弦交流电流与两相对称正弦交流电流之间存在着以下确定的变换关系:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

其反变换为：

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

根据以上规定，得到异步电机在定子两相静止坐标系下的数学模型，包括电压方程、磁链方程、转矩方程和运动方程。

1. 电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

2. 磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

3. 电磁转矩方程：

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_s \otimes \psi_r = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| \cdot |\psi_r| \sin \theta \quad (2-6)$$

4. 机械运动方程：

$$T_e = \frac{J}{n_p} p \omega_r + T_L \quad (2-7)$$

式中 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 一定子两相静止坐标系下定子电压；

$i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 一定子两相静止坐标系下定子电流；

$i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ 一定子两相静止坐标系下转子电流；

R_s 、 R_r 一定子电阻、折算到定子侧的转子电阻；

$\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 一定子两相静止坐标系下定子磁链；

$\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 一定子两相静止坐标系下转子磁链；

T_e 、 T_L 一电磁转矩及负载转矩；

L_s 、 L_r 、 L_m 一定子电感、折算到定子侧的转子电感、定转子间互感；

ω_r 一转子电角速度；

J —转子转动惯量;

n_p —电机极对数;

p —微分算子

$$p = \frac{d}{dt};$$

σ —漏磁系数

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}.$$

2.1.2 电压空间矢量及 PWM 逆变器模型

当用三相平衡的正弦电压向交流电机供电时, 电动机的定子磁链空间矢量幅值恒定且以恒速旋转, 磁链矢量运动轨迹形成圆形的空间旋转磁场(磁链圆)。

从式(2-4)和(2-5)可以得到定子磁链矢量的微分表达式, 再对其积分得出定子磁链矢量:

$$\psi_s = \int_0^t (u_s - i_s R_s) dt + \psi_{s0} \quad (2-8)$$

其中, ψ_{s0} 表示在 t_0 时刻定子磁链矢量, 也即初始定子磁链矢量值。

如果忽略定子绕组电阻压降影响, 而且在 t_0 时刻以后的一段时间内定子电压空间矢量恒定不变(当逆变器开关状态不变即可实现这一点), 那么定子磁链表达式(2-8)可以简化为:

$$\psi_s = \int_0^t (u_s - R_s i_s) dt + \psi_{s0} \approx u_s (t - t_0) + \psi_{s0} \quad (2-9)$$

上式表明在 t_0 以后定子磁链矢量的变化完全取决于定子电压矢量的形式, 将(2-9)写成增量的形式:

$$\Delta \psi_s = \psi_s - \psi_{s0} = u_s \Delta t \quad (2-10)$$

其中, $\Delta t = t - t_0$

由于时间是标量, 故 Δt 也是标量, 因此由(2-10)可知, 在不计定子电阻压降的情况下, 定子磁链的增量方向与电压空间矢量的方向一致^[12]。当磁链矢量在空间旋转一周时, 电压矢量也连续地按磁链圆的切线方向运动 2π 弧度, 其运动轨迹与磁链圆重合。这样电动机旋转磁场的形状问题就可以转化为电压空间矢量运动轨迹的形状问题来讨论。

定子电压空间矢量由三相逆变器产生, 三相电压型 PWM 逆变器的结构如图 2-1 所示:

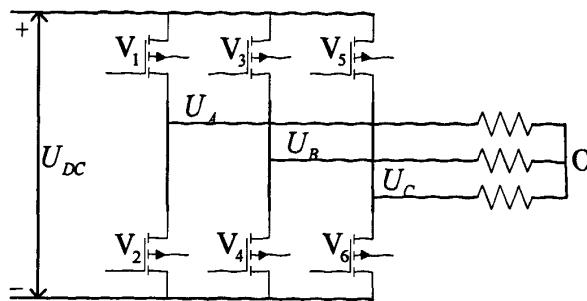


图 2-1 PWM 逆变器电路

图 2-1 中的 $V_1 \sim V_6$ 是 6 个功率开关器件, 用 S_a , S_b , S_c 分别代表逆变器三个桥臂的开关状态, 当 A 桥上桥臂开关管为导通状态时, S_a 为 1, 下桥臂开关管为导通状态时, S_a 为 0, 以此类推。所以三个桥臂的状态只有“1”或“0”两种情况, 为避免上下桥臂同时导通, 同一桥臂的开关状态不能相同。由排列组合可知, 三个桥臂的 6 个开关器件一共可形成八种开关模式。逆变器的八种开关模式分别对应于八个基本电压空间矢量, 分别为: $U_4[100]$, $U_6[110]$, $U_2[010]$, $U_3[011]$, $U_1[001]$, $U_5[101]$, $U_0[000]$, $U_7[111]$ 。

若将直流母线电压记为 U_{DC} , 并将电源负极作为零电压的参考点, 那么每相绕组端点电压 U_A , U_B , U_C 分别等于逆变器的开关状态 S_a , S_b , S_c 与直流母线电压 U_{DC} 的乘积, 因此电压空间矢量可写成开关状态 S_a , S_b , S_c 的表达式:

$$u_s(S_a S_b S_c) = \frac{2}{3} U_{DC} (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (2-11)$$

其中: a 为旋转因子, $a = e^{j2\pi/3}$, 满足 $1 + a + a^2 = 0$ 。

由公式(2-11)可以得出, 在逆变器八种开关状态中, 有六种开关状态对应于矢量幅值为 $2U_{DC}/3$ 的非零电压空间矢量, 另外两种开关状态则对应于矢量幅值为零的零电压矢量。表 2-1 给出了开关状态与定子相电压在 $\alpha\beta$ 坐标系上的分量以及基本电压空间矢量 u_s 之间的对应关系。

表 2-1 基本电压空间矢量和开关状态的对应关系

S_a	S_b	S_c	u_α	u_β	u_s
0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2U_{DC}/3$	0	$2U_{DC}/3$
1	1	0	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/\sqrt{3}$	$2U_{DC}e^{j\pi/3}/3$
0	1	0	$-U_{DC}/3$	$U_{DC}/\sqrt{3}$	$2U_{DC}e^{j2\pi/3}/3$
0	1	1	$-2U_{DC}/3$	0	$2U_{DC}e^{j\pi}/3$
0	0	1	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/\sqrt{3}$	$2U_{DC}e^{j4\pi/3}/3$
1	0	1	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}/\sqrt{3}$	$2U_{DC}e^{j5\pi/3}/3$
1	1	1	0	0	0

2.1.3 电压空间矢量对定子磁链及转矩的影响

1. 电压空间矢量对定子磁链影响

根据式(2-10)可知定子磁链旋转的轨迹同电压矢量的方向一致,如图 2-2,将电压空间矢量和定子磁链轨迹画在一张图上可清楚地看出电压空间矢量与磁链空间矢量的关系。

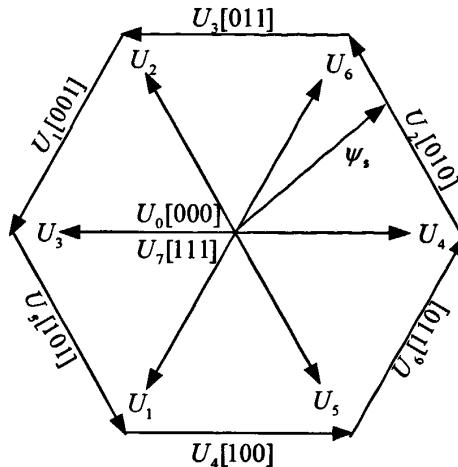


图 2-2 电压空间矢量与磁链空间矢量的关系

感应电机采用逆变器供电,电压矢量按照 $U_2[010]—U_3[011]—U_1[001]—U_5[101]—U_4[100]—U_6[110]$ 依次施加,便形成了一个逆时针旋转的正六边形轨迹。当不计定子绕组电阻时,定子磁链轨迹则取决于外加的电压空间矢量。如图 2-2 当 ψ_s 处于 $0 \sim \pi/3$ 范围内时,外加电压矢量 $U_2[010]$,定子磁链矢量端点沿着六边形 $U_2[010]$ 这条边逆时针运动,当 ψ_s 相位角达到 $\pi/3$ 时,改变电压矢量,施加 $U_3[011]$,定子磁链矢量继续旋转,但端点轨迹将沿着正六边形的 $U_3[011]$ 这一条边运动。在每个 $\pi/3$ 角度整倍数的时刻依次改变电压空间矢量,则形成定子磁链的正六边形轨迹。由以上分析可知,定子磁链的运动轨迹平行于相应的电压矢量的作用方向。实际运行中,只要是定子电阻压降 $|i_s R_s|$ 相比 $|u_s|$ 小得多,这种平行将会得到很好的近似^[13]。改变电压矢量切换的顺序,可以令定子磁链顺时针旋转。若要求磁链轨迹更加接近圆形,则不能按照每隔 $\pi/3$ 角度切换一次电压矢量,而是在更小的定子磁链相位角变化范围内改变电压矢量。

当外加零电压矢量 $U_0[000]$ 或 $U_7[111]$,定子磁链的增量也为 0,保持原来的位置不变。因此,可以通过选择有效的电压空间矢量令磁链运动,中间穿插零矢量令定子磁链静止不动,这样,定子磁链便会走走停停地前进。通过选择合适的电压空间矢量,可以使定子磁链按要求的轨迹和速度旋转。

假设定子磁链轨迹为理想圆形,幅值为 $|\psi_s|$,电机稳定运行,根据公式(2-10),定子磁链连续旋转的速度 ω 为:

$$\omega = \frac{1}{2\pi|\psi_s|} \left| \frac{\Delta\psi_s}{\Delta t} \right| = \frac{|u_s|}{2\pi|\psi_s|} \quad (2-12)$$

当磁链轨迹为近似圆形时, 上式反映的是定子磁链的最大平均转速。由此可知, 感应电机在额定电压范围内, 定子磁链的旋转速度与外加的电压空间矢量的幅值成正比, 而与磁链幅值成反比。在基速以下, 定子磁链的幅值通常恒定不变, 外加的电压空间矢量的幅值反映的是三相对称电压的幅值, 定子磁链的旋转速度反映的正是频率的大小, 因此, 该式表达了变频调速的基本思想。当感应电机转速超过额定转速时, 电压空间矢量的幅值保持不变, 削弱定子磁链幅值以提高转速, 即所谓的弱磁升速。

2. 电压空间矢量对电磁转矩的影响

根据式(2-6)可知, 感应电机电磁转矩的大小不仅与定子磁链幅值、转子磁链幅值有关, 还和它们的夹角有关, 在实际运行中, 一般保持定子磁链幅值为额定值, 而转子磁链幅值由负载决定, 因此要改变电机转矩的大小可以通过改变定转子磁链夹角的大小来实现。在直接转矩控制中, 就是通过电压空间矢量来控制定子磁链的旋转速度, 以改变定子磁链的平均旋转速度的大小, 从而改变转差也即定转子磁链夹角的大小来控制电机的转矩。

当需要增加电磁转矩时, 施加合适的电压矢量, 使定子磁链向前运转, 而转子磁链受定子频率的平均值影响, 不直接跟随定子磁链, 因此二者之间的夹角增大, 根据式(2-6), 电磁转矩增加。当施加零电压矢量时, 定子磁链停止不动, 而转子磁链却依然向前运动, 定转子磁链夹角变小, 转矩降低。

因此, 通过控制电压矢量的工作状态和零状态的交替出现, 就能控制定子磁链空间矢量的平均角速度的大小, 通过这样的瞬态调节就能获得高动态性能的转矩特性。

2.2 直接转矩控制系统结构

为了获得更好的直接转矩控制性能, 本设计采用近似圆形磁链控制方法。系统在每 $1/6$ 周期中要交替使用多个电压空间矢量, 因此需要实时计算定子磁链的幅值和相角, 虽然计算工作量大, 但相比正六边形磁链控制方法磁链脉动量更小, 可获得更理想的控制效果。如图 2-3 为近似圆形磁链控制的直接转矩控制系统的原理框图。系统通过速度传感器得到当前电机的转速信息, 与给定转速比较, 得到的转速误差信号进行转速调节得到给定转矩, 与所估算出的实际转矩进行滞环比较得到转矩调节的方向。另外, 根据电机运行情况确定给定磁链幅值的大小, 并与估算出的电机实际的磁链幅值进行滞环比较, 得到磁链调节的方向, 最后结合定子磁链所处的位置选择合适的电压空间矢量, 即可确定逆变器的开关状态, 使得电机获得良好的转矩动态响应。

2.2.1 定子磁链及转矩的估算方法

在直接转矩控制中, 准确的估算磁链是实现高性能调速的关键。对于定子磁链的估计方法大体上可分为三种模型: u_i 模型, i_n 模型, u_n 模型^[14]。

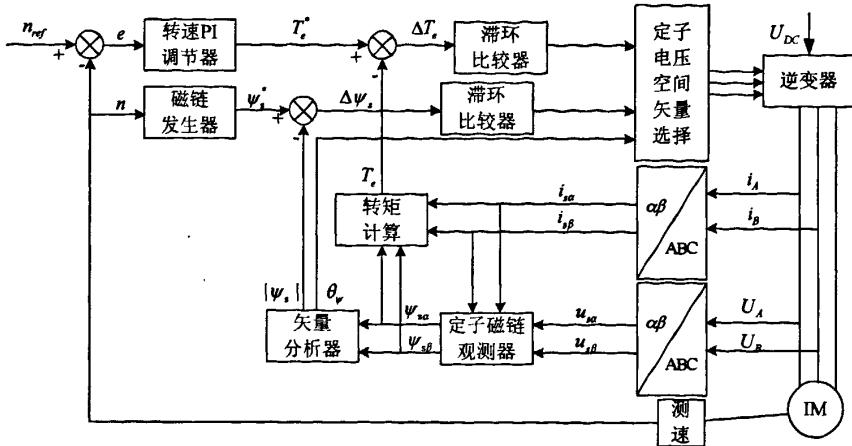


图 2-3 直接转矩控制系统的原理框图

u_i 模型由于结构简单, 为常用的磁链估计模型, 可根据式(2-13)来计算:

$$\begin{cases} \psi_{sa} = \int (u_{sa} - i_{sa} R_s) dt \\ \psi_{sb} = \int (u_{sb} - i_{sb} R_s) dt \end{cases} \quad (2-13)$$

根据式(2-13)可知, u_i 模型在计算过程中需要了解的就是定子电阻 R_s , 定子电压 u_{sa} 和 u_{sb} , 定子电流 i_{sa} 和 i_{sb} , 而这三个量均容易得到, 因此 u_i 模型易于实现。但该模型同时也存在一些问题, 例如当电机的转速很低时, 定子电压相对于定子电阻压降变得很小, 一点测量误差就会带来很大的偏差; 由于采用纯积分环节存在漂移误差, 特别是转速较低时误差较大。

i_n 模型可以很好的解决低速时的磁链估计问题。 i_n 模型可用式(2-14)表示:

$$\begin{cases} p\psi_{ra} = \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{sa} - \frac{L_s R_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{ra} - \omega_r \psi_{rb} \\ p\psi_{rb} = \frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{sb} - \frac{L_s R_r}{L_s L_r - L_m^2} \psi_{rb} + \omega_r \psi_{ra} \end{cases} \quad (2-14)$$

从上式中可以看到, 用该模型计算定子磁链不受定子电阻变化的影响, 但是受转子电阻 R_r 、定子电感 L_s 、转子电感 L_r 以及互感 L_m 的影响^[14], 同时该模型结构较复杂, 要求精确地测量角速度, 角速度的测量误差对该模型的结果影响很大^[13], 因此该模型在高速的时候精度不如 u_i 模型, 但低速的时候比 u_i 准确。

实验证明将 u_i 模型和 i_n 模型在高低速进行切换是可行的, 但切换时的平滑问题有待解决。而 u_n 模型则是应用于全速范围的定子磁链估计方法, 它结合了 u_i 模型和 i_n 模型的特点, 由定子电压和转速来获得定子磁链, 并且使用了电流 PI 调节器, 精度大大提高, 自然地解决了高低速的切换问题。但该模型模型在实现起来比较复杂, 目前用得较少^[15]。

由于 u_i 模型易于实现, 本文选择该模型用于定子磁链估计。实际应用中由于传感器、A/D 转换、电磁干扰等的存在, 不可避免地使积分输入的电压信号存在一定的

直流偏置，而纯积分器对直流偏置没有抑制作用，最终会导致积分饱和。因此，一般的方法是引入高通滤波器将直流分量滤掉，因此磁链估计的输入输出的关系变为：

$$y = \frac{x * \frac{s}{s + \omega_c}}{s + \omega_c} = \frac{x}{s + \omega_c} \quad (2-15)$$

其中 ω_c 为滤波器的截止频率，由上式可以看出，纯积分环节和高通滤波器组合后可以用一个一阶低通滤波器来代替。当截止频率 ω_c 合理选择，可以滤除输入信号中的直流偏移信号，但同时，低通滤波器也不可避免的引入了幅值和相位的偏移。当 ω_c 选得较大时，可以很好地滤除直流偏移信号，但幅值和相位误差变大；反之， ω_c 取得较小，虽然低通滤波器引入的幅值和相位误差将小了，但滤波效果又不理想，因此 ω_c 要经过反复实验选取。

为了降低低通滤波器带来的幅值相位偏差，本文在低通滤波器的基础上加了幅值补偿来代替传统的积分环节，结构如图 2-4：

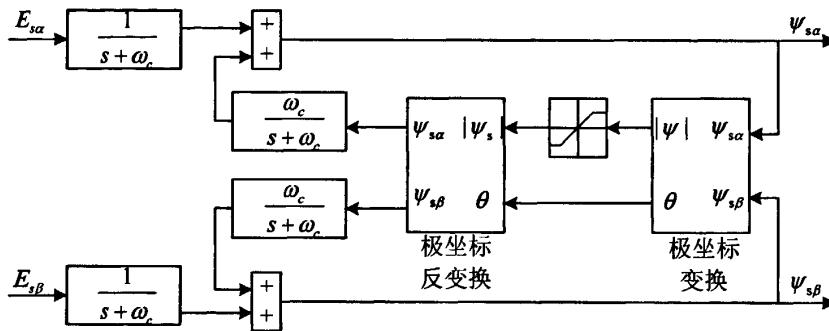


图 2-4 带幅值补偿的定子磁链观测器

其表达为：

$$\psi_{sa\beta} = \frac{1}{s + \omega_c} E_{sa\beta} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} Z_{\alpha\beta} \quad (2-16)$$

该磁链估计模型建立在定子两相静止坐标系下。其中， $E_{sa\beta}$ 为反电动势，即 $E_{sa\beta} = u_{sa\beta} - i_{sa\beta} R_s$ ， $Z_{\alpha\beta}$ 为补偿信号。先将观测出的定子两相磁链进行极坐标变换，分离出幅值和相位：

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{sa}^2 + \psi_{sb}^2}, \theta = \arctan \frac{\psi_{sb}}{\psi_{sa}} \quad (2-17)$$

再对幅值进行补偿，补偿方法如下：

$$|Z_{\alpha\beta}| = \begin{cases} |\psi_s| & |\psi_s| < |\psi_s^*| \\ |\psi_s^*| & |\psi_s| \geq |\psi_s^*| \end{cases} \quad (2-18)$$

当估计的磁链幅值 $|\psi_s|$ 没有超过给定磁链幅值 $|\psi_s^*|$ 时，补偿信号幅值 $|Z_{\alpha\beta}|$ 为估计得到的磁链幅值大小 $|\psi_s|$ ，不作处理；当估计的磁链幅值超过了给定磁链幅值时，即发生了饱和，此时 $|Z_{\alpha\beta}|$ 取给定磁链幅值 $|\psi_s^*|$ 。得到补偿后的磁链幅值 $|Z_{\alpha\beta}|$ 后，再利

用补偿前的相位角 θ 进行极坐标反变换, 从而得到补偿信号 $Z_{\alpha\beta}$ 。当未发生饱和时, 式(2-16)输出的磁链为纯积分输出, 当饱和发生时, 该补偿方法限制的只是磁链的幅值, 不会影响磁链的相位变化^[16]。

利用估算出来的定子磁链及定子电流采样结果即可估算出电磁转矩, 由于在 Clarke 中采用变换前后相幅值不变原则, 因此转矩的估算公式系数为 $3n_p/2$, 计算公式如下:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (i_{s\beta} \psi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{s\beta}) \quad (2-19)$$

2.2.2 磁链及转矩的滞环调节

在估算出定子磁链之后, 就要将给定磁链 ψ_s^* 和计算所得的实际磁链 ψ_s 进行两点式磁链滞环调节, $\Delta|\psi|$ 为磁链容差, FQ 为调节器的输出, 调节的规则如下:

$$FQ = \begin{cases} 1, & |\psi_s^*| - |\psi_s| \geq \Delta|\psi| \\ 0, & |\psi_s^*| - |\psi_s| \leq -\Delta|\psi| \\ \text{保持,} & \text{else} \end{cases} \quad (2-20)$$

利用磁链偏差和设定的磁链容差作为磁链滞环比较器的输入, 当调节器输出为 1 时代表需要增加磁链, 输出为 0 时, 则需要减小磁链。通过选择合适的电压矢量即可把磁链幅值的波动限制规定的容差以内, 从而实现接近圆形磁链的轨迹。

在直接转矩控制系统的转矩调节中, 实际转矩反馈值 T_e 可根据公式(2-19)求得, 转矩给定值 T_e^* 通常为转速 PI 调节器的输出。利用转矩三点式调节器可以直接实现对转矩的调节。调节器的输入信号是转矩给定值 T_e^* 和转矩反馈值 T_e 的偏差, 输出量是转矩开关信号 TQ , 调节器的容差是 ΔT , 调节的规则如下:

$$TQ = \begin{cases} 1, & |T_e^*| - |T_e| \geq \Delta T \\ 0, & |T_e^*| - |T_e| = 0 \\ -1, & |T_e^*| - |T_e| \leq -\Delta T \\ \text{保持,} & \text{else} \end{cases} \quad (2-21)$$

采用离散的三点式滞环调节方式, 当调节器输出为 1 时, 代表需要增加转矩, 为 0 时, 可选择零电压矢量令转矩缓慢降低, 而当输出为 -1 时, 则说明转矩过大, 需要立即减小转矩。

2.2.3 电压空间矢量的正确选择

1. 定子磁链变化与电压空间矢量的选择

定子磁链矢量变化的方向和选择的电压空间矢量有关。如图 2-5 所示, 定子磁链矢量位于 OP 方向上, 与 A 相轴线成 θ_ψ 角, 虚线 QR 与 OP 正交。若希望定子磁链幅值增加, 则需要选择 QR 外侧的电压矢量 U_6 、 U_4 、 U_5 ; 若希望定子磁链幅值减小, 则需要选择 QR 内侧的电压矢量 U_1 、 U_3 、 U_2 ; 若希望定子磁链幅值不变, 则需要选择零

电压矢量 U_0 、 U_1 。因为定子磁链变化的方向正是电压空间矢量的方向，因此可以通过判断定子电压空间矢量在磁链矢量方向上的投影正负来决定是否选择该电压矢量。

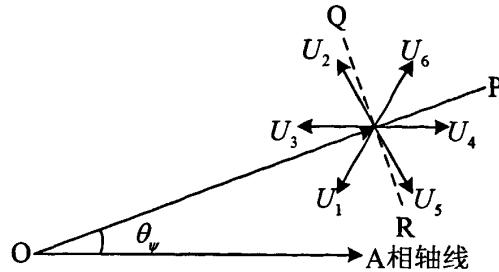


图 2-5 定子磁链与电压空间矢量的关系

2. 电磁转矩变化与电压空间矢量的选择

电磁转矩的变化与定子磁链矢量的方向和电压空间矢量的选择有关。设定子磁链逆时针旋转，若希望转矩增加，则需要选择 OP 外侧与磁链旋转方向一致的电压空间矢量 U_6 、 U_2 、 U_3 ，这是由于施加与磁链旋转方向一致的电压矢量使得定子磁链快速旋转，而转子磁链变化不多，二者夹角增大，电磁转矩增大；反之，若希望转矩减小，可以选择零矢量令定子磁链停止不动或选择 OP 方向另一侧的电压矢量使定子磁链反转，定转子磁链夹角变小，转矩迅速减小。

3. 传统开关表

根据以上讨论的电压空间矢量的选择对磁链和转矩变化的影响，再结合定子磁链的位置来最终确定电压空间矢量的选择。

近似圆形磁链控制如图 2-6 所示，根据计算得到的定子实际磁链与给定值的差值进行滞环比较，当误差超出允许值时进行开关的切换，即实际定子磁链矢量 ψ_s 的端点轨迹不能超出以给定磁链为中心圆的圆形偏差带(宽度为 $2\Delta|\psi|$)。磁链在旋转过程中，在每个区域里电压矢量的选择不仅要根据磁链偏差的大小，还要考虑磁链的方向，因此将整个平面划分为六个扇区，编号 $\theta_1 \sim \theta_6$ ，每个区域所包含的范围为 $(2N-3)\pi/6 \leq \theta \leq (2N-1)\pi/6$ ，其中 $N=1, 2, \dots, 6$ ，根据定子磁链处于不同的区域，可事先选定合适的空间电压矢量，旋转速度的调节可根据需要适当插入零矢量加以控制。具体如图 2-6 所示：

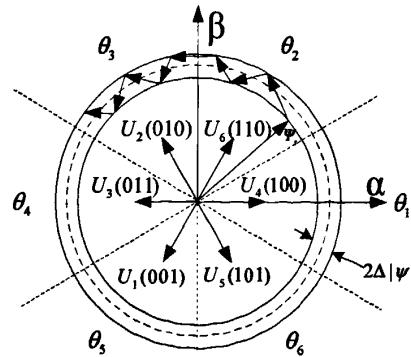


图 2-6 近似圆形磁链控制

假设磁链逆时针旋转, 若此时磁链矢量位于 θ_2 区域内, 需要增大磁链幅值时, 可选择电压空间矢量 U_2 ; 当磁链幅值超过容差允许范围, 则需要减小磁链幅值, 选择电压矢量 U_3 , 因此交替施加电压矢量 U_2 和 U_3 即可将磁链幅值控制在一定容差范围内。而这两个电压矢量对于电磁转矩的作用, 根据上文所述, 均可令定子磁链向前旋转, 因此作用均为增加电磁转矩。如需要缓慢减小转矩, 可以选择施加合适的零电压矢量, 若如此时转矩调节器输出-1, 则需要迅速降低转矩, 可选择电压矢量 U_4 或 U_5 , 同时这两个电压矢量分别可令磁链幅值增加和减小。因此, 在确定下一时刻施加的电压矢量时, 应同时考虑磁链、转矩和磁链所处的扇区位置。

综上所述, 得到传统直接转矩控制的电压矢量开关表如下, 表中的 FQ 、 TQ 分别为磁链滞环调节器和转矩滞环调节器的输出, θ 为定子磁链矢量所处的扇区位置:

表 2-2 电压矢量开关表

	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$TQ=1$	110	010	011	001	101	100
$FQ=1$	$TQ=0$	111	000	111	000	111
	$TQ=-1$	101	100	110	010	011
	$TQ=1$	010	011	001	101	100
$FQ=0$	$TQ=0$	000	111	000	111	000
	$TQ=-1$	001	101	100	110	010

2.2.4 限流启动

直接转矩控制启动时磁链和转矩均由零开始建立, 根据二者的建立方式通常有三种启动的方式, 分别为: 串行启动、并行启动及混合启动。

串行启动是采用优先建立磁链的方法, 通过让某一固定的电压矢量一直作用于磁链矢量, 则磁链就会沿着这个电压矢量的方向迅速增加, 但同时转矩依然为零, 系统处于开环状态, 当磁链达到给定值后, 再利用开关表进行电压矢量的选择, 使得电磁转矩迅速达到给定, 进入闭环状态。而并行启动则是磁链和转矩同时建立, 启动时便按照开关表来选择电压矢量。混合启动则是将串行启动和并行启动结合起来, 系统开始采用串行方式启动, 施加某一特定电压矢量, 但磁链不是一直增加到给定值, 而是小于给定磁链的某一值, 便转入并行启动, 根据开关表选择电压矢量令磁链和转矩增大。

根据电磁转矩公式(2-19)可知, 当转矩一定时, 磁链大小和电流成反比关系。当系统启动时, PI 调节器输出饱和, 给定转矩为一恒定值, 此时磁链和电流成反比关系, 而磁链从零开始建立, 势必导致启动电流会很大。根据文献[17]提供的转矩瞬间变化公式:

$$\frac{d}{dt}T_e = \frac{1}{L_\sigma} [n_p(\psi_r \otimes u_s) - n_p \omega_r \psi_s \psi_r - R_{em} T_e] \quad (2-22)$$

$$\text{其中, } L_{\sigma} = \frac{(L_s L_r - L_m)^2}{L_m}; \quad R_{em} = \frac{R_s L_r + R_r L_s}{L_m}.$$

可知, 当转子磁链和所施加的电压矢量垂直时, 转矩有着最快的响应, 但实际中为了方便是通过对定子磁链进行控制, 因此要求定转子磁链间的夹角不能相差过大, 否则就会造成控制失败, 文献[17]指出, 保证夹角不能过大的关键就是对定子电流进行控制, 当定子电流被限制在 1.5 倍额定电流以内时可以使得定转子磁链无论从相位还是幅值均很接近。再者, 过大的启动电流会导致功率器件的损坏, 因此对于启动电流的限制很有必要, 通常要采取一些控制方法来限制启动电流, 使系统平稳启动。

本文在启动的过程中, 每一个控制周期均会检测电流是否超过设定的安全值, 若超过最大电流值, 则输出零电压矢量, 电流随之降低。另外, 电机启动时, 要求一定的启动转矩, 为了限制启动电流, 启动转矩的给定很重要。在直接转矩控制系统中, 转矩的给定由速度的偏差进行 PI 调节得到, 当系统刚开始启动的时候, PI 输出饱和, 此时输出的为电机启动时希望达到的启动转矩, 也对应着电机启动的最大电流。通常, 取电机额定转矩的 1.5 倍左右作为 PI 调节器的限幅值。如果对启动电流的限制更为严格时, 在启动阶段, 可以将转矩给定以斜坡信号的方式给出, 在一定的时间内从零开始缓慢上升至限幅值, 这种方法虽然令启动时间有所增长, 但有效地降低了启动电流, 避免了功率器件遭受启动大电流的冲击。

2.3 直接转矩控制系统的 Simulink 仿真

Matlab/Simulink 是一款功能相当强大的仿真软件, 尤其在控制系统仿真方面, 使用起来非常方便且仿真结果也较为准确。通过搭建仿真模型实现所提出的新理论, 在实际设计之前验证理论的正确性, 大大提高了实验效率, 为交流电机调速系统的分析、设计和调试等提供了极大的便利条件。

2.3.1 模型的建立

根据直接转矩控制的原理, 本小节采用 Matlab/Simulink 搭建了直接转矩控制系统仿真模型, 如图 2-7 所示。

仿真采用电气模块库中的鼠笼式异步电动机模型, 其参数为: 额定功率 $P_n = 2200 \text{ W}$, 额定电压 $U_n = 380 \text{ V}$, 额定频率 $f_n = 50 \text{ Hz}$, 定子电阻 $R_s = 1.115 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 1.08 \Omega$, 定子漏感 $L_{ls} = 0.00429 \text{ H}$, 转子漏感 $L_{lr} = 0.00444 \text{ H}$, 互感 $L_m = 0.0582 \text{ H}$, 极对数 $n_p = 2$, 转动惯量 $J = 0.015 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 采样及控制周期均为 $100 \mu\text{s}$ 。

为了较为清晰地体现直接转矩控制系统的结构, 仿真采用局部模块化的搭建方法, 主要由直流电压源、三相逆变桥、电压电流测量、三相异步电机、Clarke 变换(I3/2、U3/2)、磁链计算(Fai)、磁链幅值计算(FaiF)、转矩计算(T), 滞环比较(Relay)、转速调节(pi)、磁链区间判断(cilian)、电压空间矢量选择(kaiguan)、PWM 脉冲生成(pulse)等模块构成。

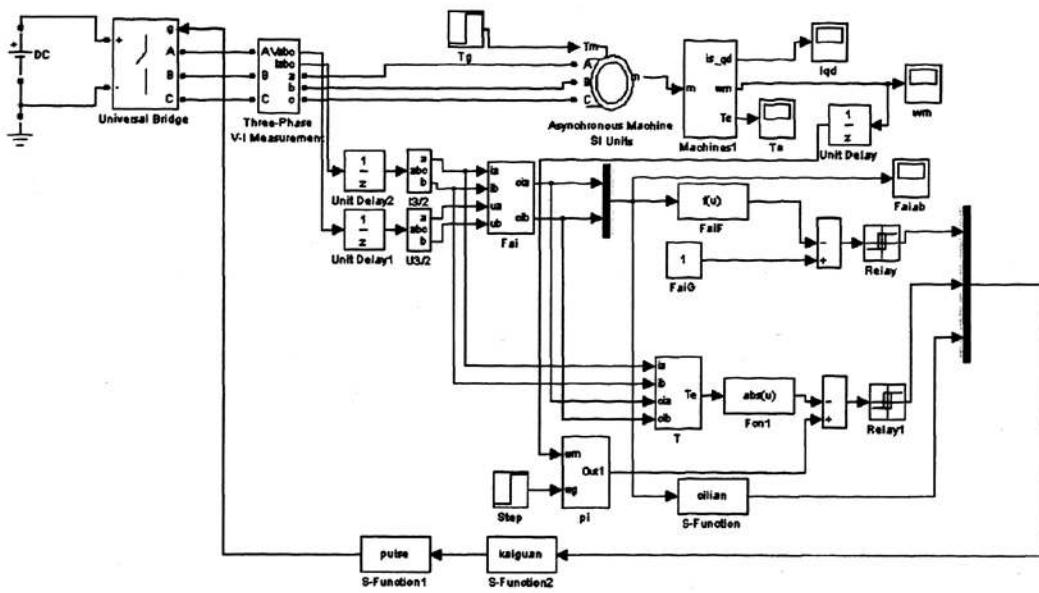


图 2-7 直接转矩控制系统仿真模型

定子磁链计算模块(Fai)根据式(2-13)所描述的 u_i 模型进行搭建, 转矩计算模块(T)根据式(2-19)得到。磁链区间判断模块(cilian)、电压矢量选择模块(kaiguan)、PWM 脉冲生成模块(pulse)均采用 C 语言编写的 S 函数搭建。其中磁链区间判断模块根据磁链计算模块得到的两相定子磁链的幅值和角度来判断定子磁链所处的扇区, 电压空间矢量选择模块根据转矩、磁链滞环比较的输出及磁链所处的扇区查询开关表得到合适的电压空间矢量, 送入 PWM 脉冲生成模块产生六路开关信号控制三相逆变电路。有关这三个模块的具体实现方法将在第五章进行详细介绍。

2.3.2 仿真结果及分析

模型给定转速在 0.3s 时由 80rad/s 阶跃变至 100rad/s , 负载转矩在 0.5s 时由 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 阶跃变至 $8\text{N}\cdot\text{m}$ 。以下为仿真结果:

1. 转速仿真结果:

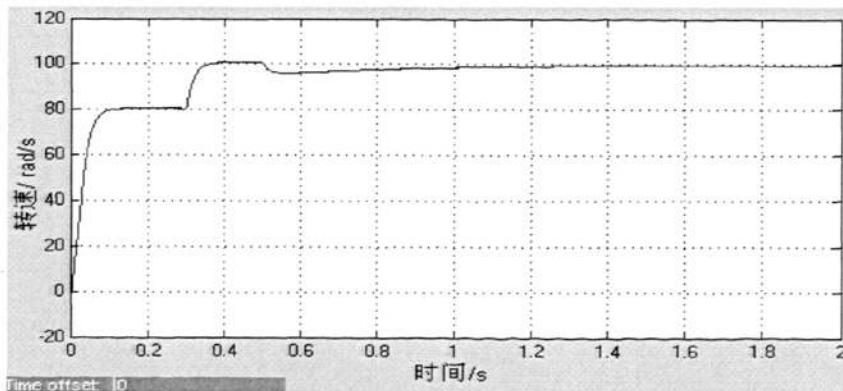


图 2-8 转速仿真结果

由上图可知, 系统启动后能够迅速跟随给定转速, 并在给定转速发生变化时迅速

做出调整, 当负载转矩增加时, 转速有短暂的下降, 但经过 0.8s 左右的时间, 转速调整至 100rad/s , 因此, 系统有较快的动态响应及良好的稳态性能。

2. 转矩仿真结果:

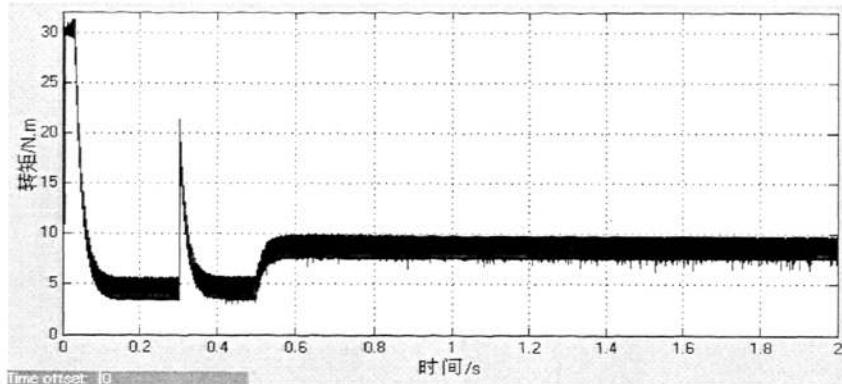


图 2-9 转矩仿真结果

由于转速 PI 调节的输出为给定转矩, 系统启动阶段 PI 为饱和输出 $30\text{N}\cdot\text{m}$, 即恒转矩启动, 0.1s 后退出饱和进入稳态, 转矩在负载转矩 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 附近脉动, 在 0.3s 时刻给定转速突变导致转矩突变, 但能够迅速恢复稳定, 在 0.5s 时负载转矩突变, 电机输出转矩经过短暂的调整稳定在 $8\text{N}\cdot\text{m}$ 附近。

3. 电流仿真结果:

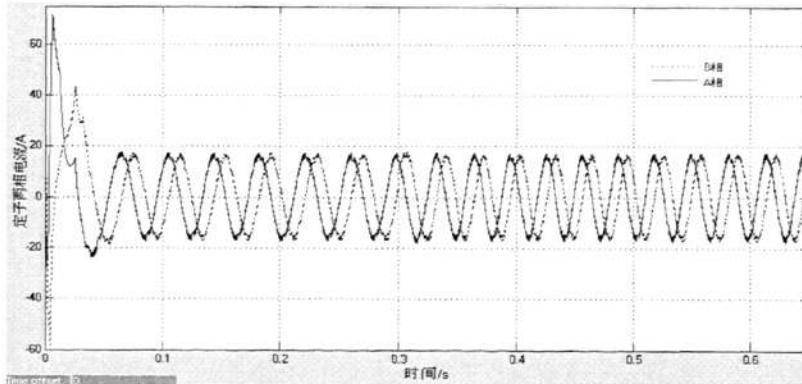


图 2-10 定子电流仿真结果

根据直接转矩控制的特点, 启动时由于磁链尚未建立, 而 PI 为饱和输出, 给定转矩恒定, 因此启动电流较大, 经过 0.07s 左右启动完全, 电流减小至稳态。

4. 磁链仿真结果:

仿真给定磁链幅值为 1Wb , 由图 2-11、2-12 可见, 系统不到 0.05s 的时间磁链即可完全建立, 磁链幅值控制在给定范围内, 磁链轨迹为较规则的圆形, 0.3s 后随着给定转速的提高, 定子磁链频率升高。

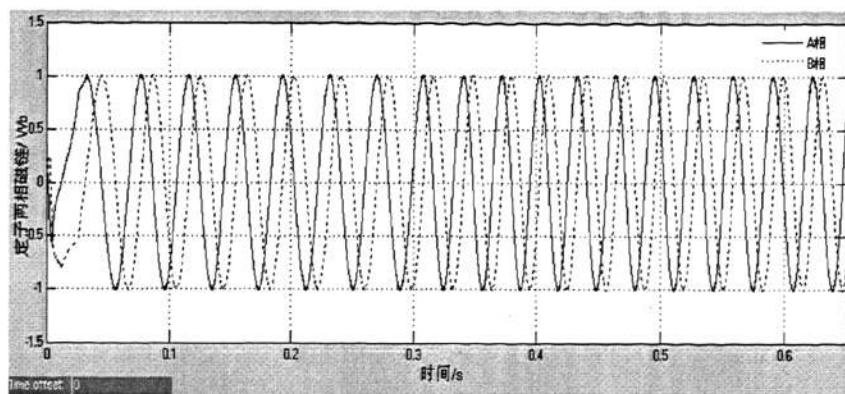


图 2-11 定子磁链仿真结果

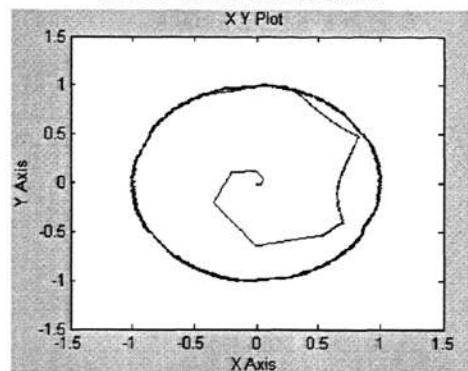


图 2-12 定子磁链轨迹

第 3 章 基于多采样率的直接转矩控制系统

3.1 多采样率理论简介

采用统一的速率对系统进行采样与控制的数字系统为单采样率数字控制系统，这种单采样率控制系统的数学模型及相应的分析设计过程相对简单，已广泛应用于生产和生活中。但是，对于大多数的复杂系统，采样和控制均采用统一的采样速率是不太现实的，比如系统的输出量之间的变化速率可能差异很大，并选取了不同的传感器，彼此工作于不同的采样周期下，而控制信号可能采取统一的速率刷新；再如分布式系统、网络化控制系统中，各子系统或检测、执行环节都不可避免地存在采样周期的不同，这些因素都促使人们开始研究多采样率控制系统。

系统的多个输入输出量不能工作在相同的采样频率下，而在同一个系统中采用了多个采样频率，我们称这类具有两个或者两个以上不同采样周期的采样器或保持器的数字控制系统为多采样率数字控制系统^[7]。如图 3-1 所示为数字控制系统的结构图，虚线表示的为离散时间信号，实线表示的为连续时间信号。 $u_c(t) \in \mathbb{R}^m$ 和 $y_c(t) \in \mathbb{R}^p$ 分别是连续时间被控对象的输入向量和输出向量，它们通过保持器和采样器分别与数字控制器的输出向量 $v(k)$ 和输入向量 $w(k)$ 接口， $r(k)$ 是数字控制器参考输入向量。当采样器和保持器工作在不同的采样周期下，即形成了多采样率系统。根据各采样器和保持器的采样周期之间的关系，多采样率系统可分为输入多采样率数字控制系统、输出多采样率数字控制系统和广义多采样率数字控制系统。

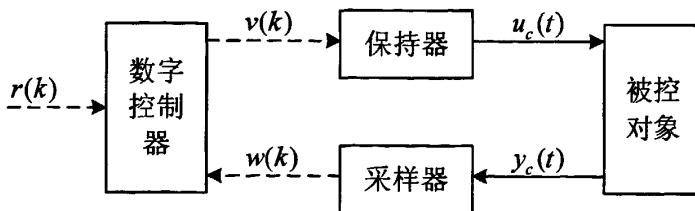


图 3-1 数字控制系统

3.1.1 输出多采样率理论

在图 3-1 所示的数字控制系统中，被控对象的输入 $u_c(t)$ 是数字控制器的输出 $v(k)$ 以固定的刷新周期 T_0 再经保持器得到的，而数字控制器则是以不同的采样周期 T_s ($i = 1, 2, \dots, p$) 对被控对象的输出各分量 $y_c(t)$ 进行采样，得到 $w(k)$ ，且 $T_s \leq T_0$ ($i = 1, 2, \dots, p$)。也就是说，在周期 T_0 内， $u_c(t)$ 的各分量只改变一次，但是却数次检测被控对象的输出 $y_c(t)$ 的各分量，称这类系统称为输出多采样率数字控制系统，通常假定 T_s 与 T_0 之间满足整数倍关系：

$$T_0 = N_i T_{yi}, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (3-1)$$

其中, $N_i (i = 1, 2, \dots, p)$ 称为输出采样重数。

对多采样率控制系统的数学描述通常有时域模型、频域模型、小波模型等。这里给出输出多采样率数字控制系统时域模型中的状态空间模型描述。

如图 3-2 是一个典型的输出多采样率数字控制系统, 在该系统中, 被控对象 \sum_c 是一个线性时不变连续时间系统, 其状态方程描述为:

$$\begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c u_c \\ y_c = C_c x_c \end{cases} \quad (3-2)$$

其中, $x_c \in R^n$, $u_c \in R^m$, $y_c \in R^p$ 分别是被控对象的状态向量, 输入向量和输出向量。

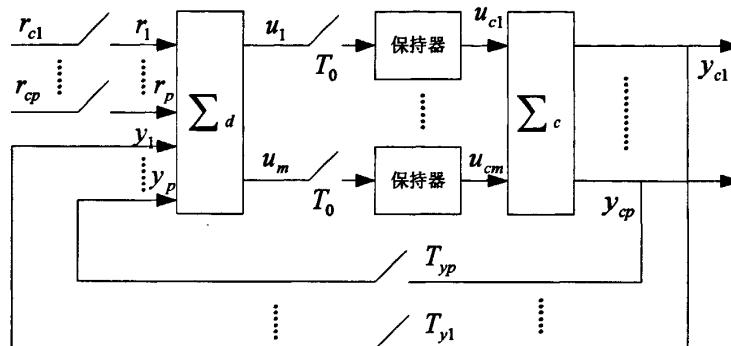


图 3-2 输出多采样率数字控制系统

被控对象 \sum_c 的输入向量 $u_{cl} \sim u_{cm}$ 均由数字控制器 \sum_d 以统一的采样周期 T_0 刷新, 数字控制器对被控对象的输出 $y_{cl} \sim y_{cp}$ 依次以 $T_{y1} \sim T_{yp}$ 为采样周期进行采样, 作为反馈信号输入, 这里称 T_0 为输入采样周期, $T_{y1} \sim T_{yp}$ 为输出采样周期, 其输入和输出采样周期之间满足式(3-1)的关系。

以 T_0 为采样周期, 设保持器为零阶保持器, 连续时间的被控对象 \sum_c 的状态方程(3-2)可以离散化为^[7]:

$$\begin{cases} x[(k+1)T_0] = Ax(kT_0) + Bu(kT_0) \\ y(kT_0) = Cx(kT_0) \end{cases} \quad (3-3)$$

其中, $A = e^{A_c T_0}$, $B = \int_0^{T_0} e^{A_c \tau} B_c d\tau$, $C = C_c$ 。

由于保持器为零阶, 可解出式(3-2)状态量的表达式为:

$$x(t) = e^{A_c(t-kT_0)} x(kT_0) + \int_{kT_0}^{t} e^{A_c \tau} B_c d\tau u(kT_0), \quad kT_0 \leq t \leq (k+1)T_0 \quad (3-4)$$

记 C_c 的第 i 行为 C_i , $y_c(t)$ 的第 i 分量为 $y_{ci}(t)$, 由式(3-3)和(3-4)得:

$$y_{ci}(t) = C_i e^{A_c(t-kT_0)} x(kT_0) + C_i \int_{kT_0}^{t} e^{A_c \tau} B_c d\tau u(kT_0), \quad kT_0 \leq t \leq (k+1)T_0 \quad (3-5)$$

定义扩展输出向量:

$$y_e(kT_0) = \begin{bmatrix} y_1(kT_0) \\ y_1(kT_0 + T_{y1}) \\ \vdots \\ y_1[kT_0 + (N_1 - 1)T_{y1}] \\ \vdots \\ y_p(kT_0) \\ y_p(kT_0 + T_{yp}) \\ \vdots \\ y_p[kT_0 + (N_p - 1)T_{yp}] \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

同时定义相应的矩阵:

$$C_e = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_1 e^{A_c T_{y1}} \\ \vdots \\ C_1 e^{A_c (N_1 - 1)T_{y1}} \\ \vdots \\ C_p \\ C_p e^{A_c T_{yp}} \\ \vdots \\ C_p e^{A_c (N_p - 1)T_{yp}} \end{bmatrix}, \quad D_e = \begin{bmatrix} 0 \\ C_1 \int_0^{T_{y1}} e^{A_c \tau} B_c d\tau \\ \vdots \\ C_1 \int_0^{(N_1 - 1)T_{y1}} e^{A_c \tau} B_c d\tau \\ \vdots \\ 0 \\ C_p \int_0^{T_{yp}} e^{A_c \tau} B_c d\tau \\ \vdots \\ C_p \int_0^{(N_p - 1)T_{yp}} e^{A_c \tau} B_c d\tau \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

根据式(3-4)和式(3-5), 扩展输出向量满足

$$y_e(kT_0) = C_e x(kT_0) + D_e u(kT_0) \quad (3-8)$$

合并式(3-3)和(3-8), 即可得到输出多采样率控制系统的状态空间描述:

$$\begin{cases} x[(k+1)T_0] = Ax(kT_0) + Bu(kT_0) \\ y_e(kT_0) = C_e x(kT_0) + D_e u(kT_0) \end{cases} \quad (3-9)$$

式(3-9)表明, 对系统输出用多采样率进行采样, 相当于在维持系统采样周期仍是 T_0 的情况下, 将系统的有效输出由 $y(kT_0)$ 扩展为 $y_e(kT_0)$, 由于增加了检测输出变量的次数, 相当于扩展了系统的有效输出的个数, 因此有利于获取更多的被控对象的信息, 特别是当各 N_i 足够大时, 可使输出多采样率系统在闭环特征值或者闭环特征结构的配置等方面具有类似直接状态反馈的能力^[7]。

3.1.2 输入多采样率及广义多采样率理论

与输出多采样率系统相对应, 如果在图 3-1 中所示的数字控制系统中, 数字控制器对被控对象的输出 $y_c(t)$ 的各分量均以相同的采样周期 T_0 进行采样, 得到采样后的信

号 $w(k)$ ，而被控对象的输入 $u_c(t)$ 则是由数字控制器输出 $v(k)$ 的各分量以不同的刷新周期 T_{ui} ($i = 1, 2, \dots, m$) 再经保持器得到，通常有 $T_{ui} \leq T_0$ ($i = 1, 2, \dots, m$)，称这类系统为输入多采样率控制系统。通常假设 T_{ui} 与 T_0 之间成整数倍关系：

$$T_0 = N_i T_{ui}, \quad (i = 1, 2, \dots, m) \quad (3-10)$$

其中， N_i ($i = 1, 2, \dots, m$) 称为输入采样重数。

在广义多采样率数字控制系统中，不但控制器输出向量 $v(k)$ 和输入向量 $w(k)$ 中各分量的采样周期可以不同，而且 $v(k)$ 各分量的采样周期 T_{ui} 和 $w(k)$ 中各分量的采样周期 T_{yi} 之间的关系也可以是任意的，但是，通常设定各采样周期之间有整倍数关系，即：

$$T_{ui} = N_{ui} T, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (3-11)$$

$$T_{yi} = N_{yi} T, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (3-12)$$

其中， T 为基本采样周期，令 N 为所有 N_{ui} 和 N_{yi} 的最小公倍数，则 $T_0 = NT$ 称为帧周期，整个多采样率控制系统在以 T_0 为周期下同步。这类控制系统是在最广泛意义上的多采样率数字控制系统。

由于本文主要研究输出多采样率在磁链观测中的应用，故输入多采样率及广义多采样率理论在此不做过多叙述。

3.2 输出多采样率理论在交流调速系统中的应用

在交流调速系统中，适当地提高对电流电压的采样频率可以获得电机运行时的更多信息，从而提高电机控制系统的动、静态性能。因此，为打破逆变器对开关频率的限制，将输出多采样率理论用于交流调速系统中，将逆变器和异步电机作为被控对象，将 DSP 作为系统的控制器，以某一固定周期更新逆变器的输入，在此期间数次采样电机的定子电流电压，以捕捉系统更多的信息。

对于直接转矩控制系统来说，准确地估计定子磁链决定着整个系统的控制性能的好坏，本文将上文提及输出多采样率理论引入到直接转矩控制系统中，描述了输出多采样率下电机的数学模型，推导出了基于输出多采样率控制的磁链观测方法，用来估算定子磁链。

为方便描述，将本文 2.1.1 节定子两相静止坐标下电机的数学模型改写成状态方程，选取定子电流 i_s 、定子磁链 ψ_s 为状态变量，考虑在一个采样周期内转速近似不变，则异步电机的状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3-13)$$

式中 $x(t) = [i_s^T \quad \psi_s^T]^T = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta}]^T$ ；

$$y(t) = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T;$$

$$u(t) = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T;$$

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_{21} \end{bmatrix}, \quad C = [I \ 0];$$

$$A_{11} = -a_1 I + \omega_r J, \quad A_{12} = a_2 I - c_1 \omega_r J, \quad A_{21} = c_2 I, \quad A_{22} = 0$$

$$B_{11} = c_1 I, \quad B_{21} = I$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_1 = \frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{R_r}{L_r \sigma}, \quad a_2 = \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}, \quad c_1 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad c_2 = -R_s;$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}.$$

在 kT 时刻, 系统的输入为 $u_k = u(kT)$, 状态变量为 $x_k = x(kT)$, 输出为 $y_k = y(kT)$ 。设被控对象输出的采样周期为 T_m , 输入采样周期为 T , u_k 在整个采样周期 T 中保持不变。以 T 为采样周期将(3-13)离散化, 令(G, H, C)代表其对应的离散化系统^[14], 有:

$$G = e^{AT}, \quad H = \int_0^T e^{At} dt B \quad (3-14)$$

以 T_m 为采样周期将(3-13)离散化, 令(G_m, H_m, C)代表其对应的离散化系统, 有:

$$G_m = e^{AT_m}, \quad H_m = \int_0^{T_m} e^{At} dt B \quad (3-15)$$

$$\text{同时满足: } T_m = T/N \quad (3-16)$$

采用提升方法, 可将系统的离散状态方程表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{Gx}_k + \mathbf{Hu}_k \\ \bar{\mathbf{y}}_k = \mathbf{C}_0 \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_0 \mathbf{u}_k \end{cases} \quad (3-17)$$

其中, $\bar{\mathbf{y}}_k$ 定义为:

$$\bar{\mathbf{y}}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{y}(kT) \\ \mathbf{y}(kT + T_m) \\ \vdots \\ \mathbf{y}(kT + (N-1)T_m) \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

计算可得:

$$\mathbf{C}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C}\mathbf{G}_m \\ \vdots \\ \mathbf{C}\mathbf{G}_m^{N-1} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{C}\mathbf{H}_m \\ \vdots \\ \mathbf{C}\sum_{j=0}^{N-2} \mathbf{G}^j \mathbf{H}_m \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

若 \mathbf{C}_0 可逆, 即 \mathbf{C}_0^{-1} 存在, 可求出系统状态量的表达式:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{C}_0^{-1}(\bar{\mathbf{y}}_k - \mathbf{D}_0 \mathbf{u}_k) \quad (3-21)$$

\mathbf{C}_0 可逆的条件是: 对于(3-13)所示的连续系统($\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$), 其能观测性指标集为 $\{v_1, \dots, v_p\}$, (p 为系统输出个数), 若(3-16)式定义的 N 满足 $N \geq v_i$ ($i = 1, \dots, p$), 则由(3-19)式定义的 \mathbf{C}_0 , 对几乎所有的 T 均为可逆。

本文中取采样重数 $N=2$, 对系统的输入即逆变器的控制周期为 T , 而对系统的输出即电流电压信号的采样周期选择为 T_m , 且 T 是 T_m 的 2 倍。分别以 T 和 T_m 为采样周期得到对应的系数矩阵 \mathbf{G} 、 \mathbf{H} 、 \mathbf{G}_m 、 \mathbf{H}_m , 考虑到 T 和 T_m 都很小, 实际中仅为微秒级, 因此分解后省略其二次方及以上项, 可以得到系统离散化后的相应系数矩阵:

$$\mathbf{G} = e^{AT} \approx (I + TA) = \begin{bmatrix} I + TA_{11} & TA_{12} \\ TA_{21} & I + TA_{22} \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

$$\mathbf{H} = \left[\int_0^T e^{At} dt \right] B \approx T \mathbf{B} = \begin{bmatrix} T \mathbf{B}_{11} \\ T \mathbf{B}_{21} \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$\mathbf{G}_m = e^{AT_m} \approx (I + T_m A) = \begin{bmatrix} I + T_m A_{11} & T_m A_{12} \\ T_m A_{21} & I + T_m A_{22} \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

$$\mathbf{H}_m = \left[\int_0^{T_m} e^{At} dt \right] B \approx T_m \mathbf{B} = \begin{bmatrix} T_m \mathbf{B}_{11} \\ T_m \mathbf{B}_{21} \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

式(3-18)系统的输出可表示为:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_k &= \bar{\mathbf{i}}_{sk} = \begin{bmatrix} y(kT) & y(kT + T_m) \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(kT) & i_{s\beta}(kT) & i_{s\alpha}(kT + T_m) & i_{s\beta}(kT + T_m) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (3-26)$$

式(3-19)、(3-20)可简化为以下形式:

$$\mathbf{C}_0^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C} \mathbf{G}_m \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I + T_m A_{11} & T_m A_{12} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -\frac{1}{T_m} A_{12}^{-1} (I + T_m A_{11}) & \frac{1}{T_m} A_{12}^{-1} \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

$$\mathbf{D}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{C} \mathbf{H}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{T}_m \mathbf{B}_{11} \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

根据式(3-27)可知, 只要 A_{12}^{-1} 存在, 则 \mathbf{C}_0 可逆, 由式(3-19)对系数矩阵的定义可知:

$$A_{12}^{-1} = \frac{L_s L_r \sigma}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2} \begin{bmatrix} R_r & -L_r \omega_r \\ L_r \omega_r & R_r \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

因此, A_{12}^{-1} 总是存在的, 因此总是可以由(3-21)得到状态变量 \mathbf{x}_k , 即观测出状态量 i_s 、 ψ_s , 具体表达如下:

$$\mathbf{x}_k = [i_{sk}^T \ \psi_{sk}^T]^T = \mathbf{C}_0^{-1}(\bar{\mathbf{i}}_{sk} - \mathbf{D}_0 \mathbf{u}_k) \quad (3-30)$$

实际中只需要计算定子磁链, 将式(3-26)、(3-27)、(3-28)带入(3-30), 可以得到定子磁

链计算的公式:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa}(kT) \\ \psi_{sb}(kT) \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} i_{sa}(kT) \\ i_{sb}(kT) \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} i_{sa}(kT+T_m) \\ i_{sb}(kT+T_m) \end{bmatrix} + F \begin{bmatrix} u_{sa}(kT) \\ u_{sb}(kT) \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

其中, $D = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ -b_2 & b_1 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} b_3 & b_4 \\ -b_4 & b_3 \end{bmatrix}$, $F = \begin{bmatrix} b_5 & b_6 \\ -b_6 & b_5 \end{bmatrix}$;

$$b_1 = \frac{1}{T_m} \frac{-R_r L_s L_r \sigma + T_m R_r R_s L_r + T_m R_r^2 L_s + T_m \omega_r^2 L_s \sigma L_r^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2};$$

$$b_2 = \frac{1}{T_m} \frac{\omega_r L_r (L_s L_r \sigma - T_m R_s L_r - T_m R_r L_s + T_m R_r L_s \sigma)}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2};$$

$$b_3 = \frac{1}{T_m} \frac{R_r L_s L_r \sigma}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2};$$

$$b_4 = -\frac{1}{T_m} \frac{L_s L_r^2 \sigma \omega_r}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2};$$

$$b_5 = -\frac{R_r L_r}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2};$$

$$b_6 = \frac{L_r^2 \omega_r}{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2}.$$

计算得到两相静止坐标系下的 kT 磁链分量后, 根据式(3-19)即可计算出 kT 时刻的转矩, 具体公式为:

$$T_e(kT) = \frac{3}{2} n_p [\psi_{sa}(kT) i_{sb}(kT) - \psi_{sb}(kT) i_{sa}(kT)] \quad (3-32)$$

根据(3-31)、(3-32)估算出的定子磁链及转矩分别与各自的给定进行滞环比较, 再查询开关表得到下一时刻的开关状态, 此即基于多采样率的直接转矩控制方法。

虽然基于多采样率的定子磁链观测方法与传统的 u_i 模型计算磁链方法相比要复杂很多, 但是由于 D 、 E 、 F 系数矩阵除转速以外的系数均可离线计算得到, 因此不会增加 DSP 过多的运算量。并且该方法只与定子电压、电流的当前值有关, 而与历史值无关, 因此同传统的 u_i 模型计算磁链方法比起, 该方法的磁链的计算是静态的, 无初值问题和误差累积问题。

3.3 基于多采样率的直接转矩控制系统的 Simulink 仿真

3.3.1 模型的建立

根据 3.2 节所介绍的基于多采样率的定子磁链观测方法, 搭建了基于多采样率的直接转矩控制系统的仿真模型。为了不失一致性, 电机参数同 2.3.1 节模型所采用的参数相同, 仿真模型如图 3-3 所示:

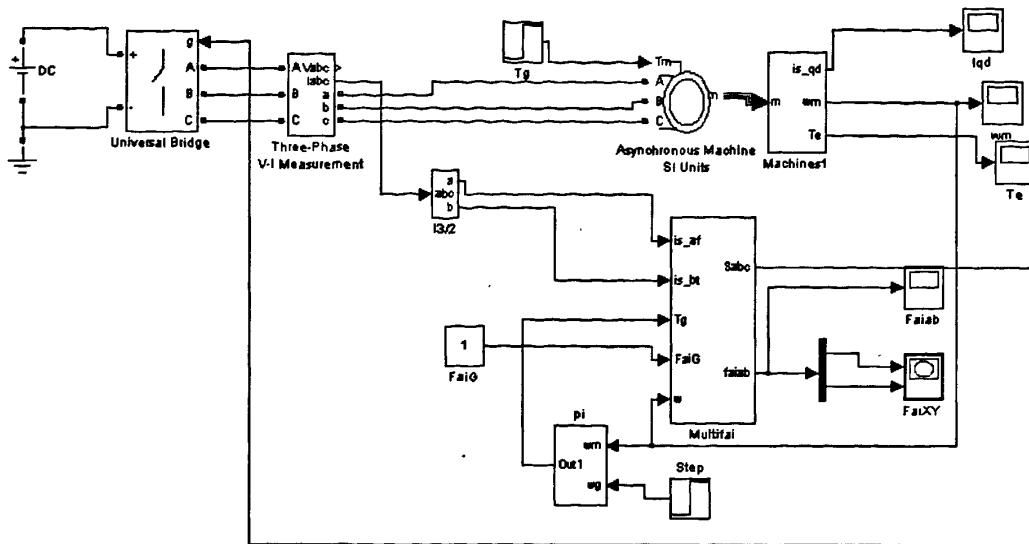


图 3-3 多采样率直接转矩仿真模型

由于算法最重要在 DSP 上实现, 所以为了和实际更加贴近, 系统的主要部分 Multifai 采用 C 语言编写的 S 函数完成, 其编程思路与 DSP 上实现基本一致, 因此移植起来非常方便。该模块的输入依次为: 定子两相电流 is_af 、 is_bt 、给定转矩 T_g 、给定磁链 $FaiG$ 、转子机械角速度 ω , 由于参与计算的实为转子电角速度, 因此要对 ω 做乘上极对数的处理。模块的输出依次为: 六路 PWM 开关信号 $Sabc$ 、定子磁链两相分量 $faiab$ 。

系统采用 3.2 节所介绍的采样重数 $N=2$ 的多采样率直接转矩控制方法，选择电流电压采样周期 T_m 为 $50\mu\text{s}$ ，系统的控制周期 T 为 $100\mu\text{s}$ 。当到达电压电流的采样周期时，首先判断是奇数次采样还是偶数次采样，若是奇数次采样，将当前的电压电流值分别进行 Clarke 变换并保存，输出的开关状态不变。另外，为了与实际系统一致，定子电压采用直流母线电压结合开关状态进行重构；若为偶数次采样，将当前采样的电流信号进行 Clarke 变换，并利用奇数次存储的电压电流值以及当前转子电角速度的信息根据式(3-31)计算出 kT 时刻的定子两相磁链，继而算出磁链幅值，再由式(3-32)计算出转矩。根据给定磁链幅值、转速 PI 调节输出的给定转矩进行滞环调节，得到磁链及转矩的变化方向，再由定子两相磁链的幅值及角度关系确定磁链所处的扇区位置，最后查询开关表得到应施加的电压矢量，根据电压矢量得到六路 PWM 开关信号送入逆变器。

3.3.2 仿真结果及分析

模型给定转速在 0.3s 时由 80rad/s 阶跃升至 100rad/s ，负载转矩在 0.5s 时由 $4\text{N}\cdot\text{m}$ 阶跃升至 $8\text{N}\cdot\text{m}$ 。以下为仿真结果：

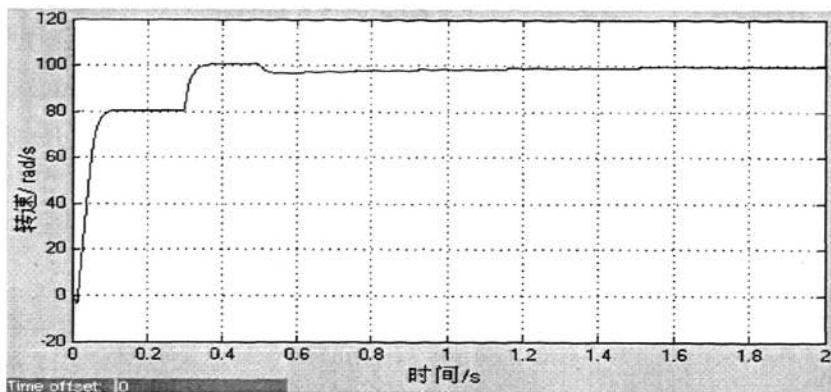


图 3-4 转速仿真结果

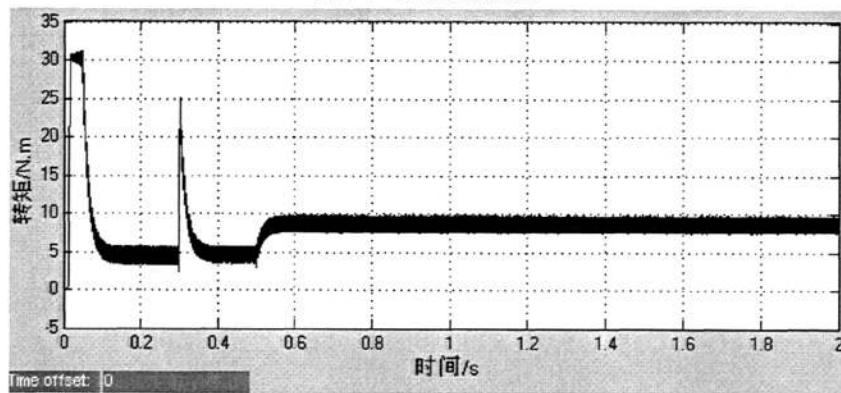


图 3-5 转矩仿真结果

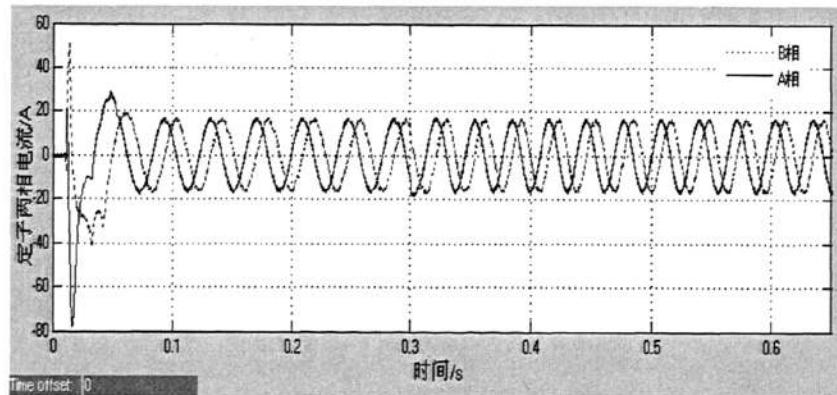


图 3-6 定子两相电流仿真结果

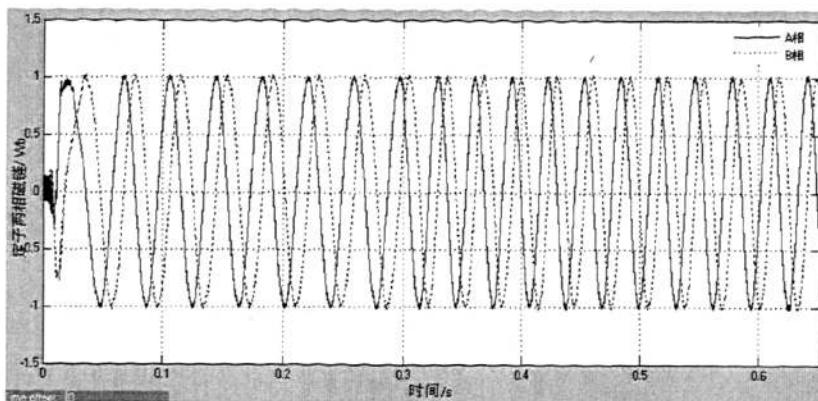


图 3-7 定子两相磁链仿真结果

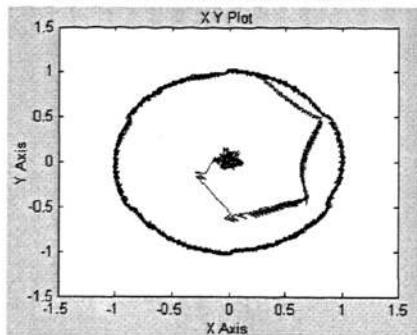


图 3-8 定子磁链轨迹

由仿真结果可知, 系统可以很好的跟踪给定转速, 输出转矩可以稳定在负载转矩附近, 磁链轨迹在启动时经过短暂的调整后成为较好的圆形, 因此, 将多采样率应用于直接转矩控制系统的磁链观测取得了预期的控制效果。

第 4 章 交流调速系统的硬件设计

4.1 系统的总体结构

交流调速系统是实现交流调速控制理论的载体，硬件设计的可靠性对于一个系统来说至关重要。因此，合理地选取器件、设计电路以及制作 PCB 板是搭建一个安全可靠的实验系统、验证新算法的必要条件。

本系统选用典型的交一直一交电压型变频电路，主要分为以 IPM 为核心的主电路及以 TMS320F2812 为核心的控制电路两大部分。如图 4-1 为该系统的总体结构：

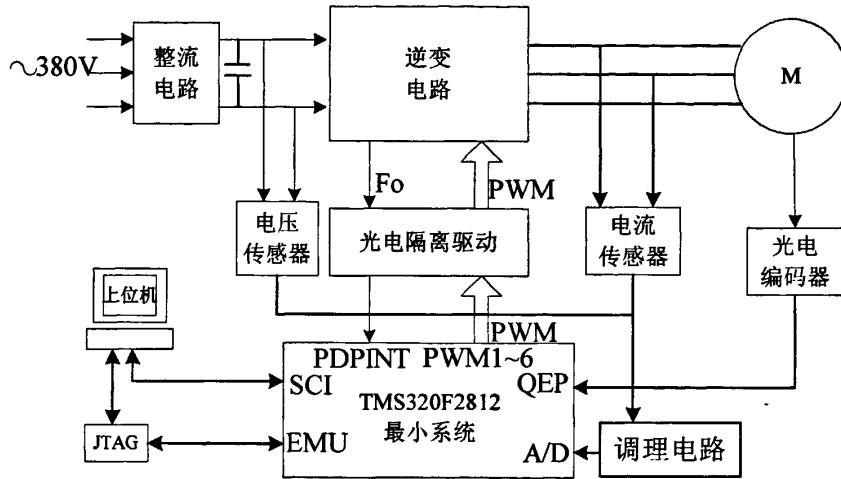


图 4-1 交流调速系统结构框图

该系统包括：三相不控整流滤波电路、以 IPM 为核心的三相逆变电路、基于 TMS320F2812 的最小系统、光耦隔离驱动电路、基于霍尔传感器的电压电流检测电路、信号调理电路、光电编码器的速度检测电路，上下位机的通信电路等。

如图 4-1 所示，380V 的交流电通过整流滤波电路得到平滑的直流电压，为 IPM 供电，由 IPM 构成的逆变电路为异步电动机供电。TMS320F2812 是本系统的核心控制器，它通过检测元件获得电机的定子电压、电流、转速并通过控制算法得到 PWM 开关信号控制逆变电路。同时，TMS320F2812 实时监控系统运行的状态，一旦出现过压、欠压、过流、过热等故障，便会立即进入功率保护中断，封锁 PWM 输出，并提示故障的发生。

4.2 主电路的硬件设计

实验中采用宜宾力源电机有限公司生产的 Y100L-4 型三相鼠笼型异步电机作为被控电机，其参数为：额定功率 2.2kW，定子额定电压 380V，定子额定电流 5A，额定频率 50Hz，额定转速 1420rpm。下面对系统的硬件电路的设计进行详细的介绍。

4.2.1 整流电路

整流电路选择三相不控整流拓扑，整流滤波电路如图 4-2 所示：

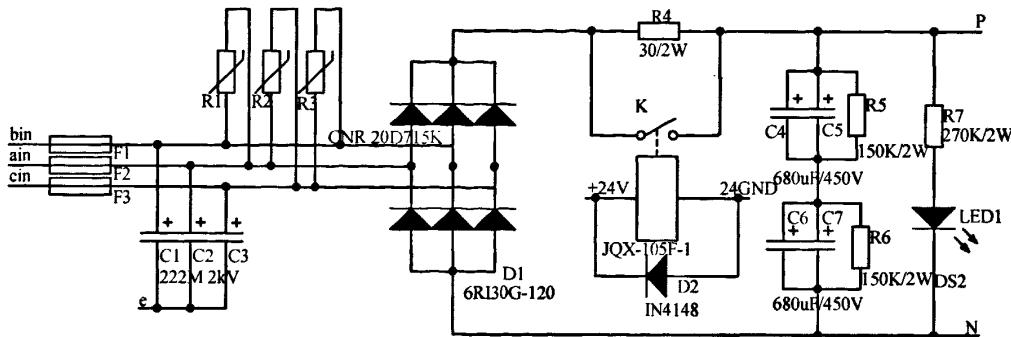


图 4-2 整流滤波电路

为了避免电网因雷击等因素导致的浪涌电压损坏功率器件，在进线端各相间分别加了压敏电阻 R1~R3，当过电压产生时，压敏电阻短路吸收浪涌脉冲，使得断路器 F1~F3 断开，有效地保护了后级功率器件。同时，为了抑制输入各相对地间的共模干扰，在各相与地间分别加了 Y 电容 C1~C3。

整流桥选择三相不可控整流模块，通过整流二极管的峰值电流即电机最大负载时的峰值电流，为电机额定电流的 5~6 倍，取 $I_m = 27.5A$ ，则流过整流二极管电流的有效值为：

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_m^2 d(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_m = 15.9A \quad (4-1)$$

整流二极管电流额定值为：

$$I_N = (1.5 \sim 2) \frac{I_D}{1.57} = 15.2 \sim 25.3A \quad (4-2)$$

由于滤波电容充电电流的影响，需留一些电流余量，选择 $I_N = 30A$ 。

二极管的额定电压额定值：

$$U_N = (2 \sim 3)U_m = (2 \sim 3)\sqrt{2} * 380 = 1200V \quad (4-3)$$

根据以上的计算结果以及实际的市场供应情况，本设计的整流桥选择型号为 6RI30G-120 的整流桥堆，它的额定电流为 30A，反向耐压值最大可达 1200V。

由于三相不控整流电路输出的直流电压含有大量的脉动成分，此外逆变部分产生的脉动电流及负载变化也使直流电压产生脉动，因此要在整流和逆变电路之间加入大电容滤波环节，整流滤波以后的母线电压大约为：

$$U_{DC} = \sqrt{2} * U_i = 537V \quad (4-4)$$

滤波电容值理论上应该取较大值，但是从体积和价格考虑，选用四个 $680\mu F/450V$ 的电解电容 C4~C7，两两并联后再串联。

由于电解电容的电容量有较大的离散值，电容组的电容量常不能完全相等，这将使得它们承受的电压不相等，因此在电容旁各并联一个阻值相等的均压电阻 R5、R6。

另外，在上电瞬间，电容两端电压不能突变，相当于短路，此时会产生很大的充电电流为电容充电，为了对器件进行保护，限制开机浪涌，选取了 R4($30\Omega/20W$)、继电器(JQX-105F-1)、二极管 D2 构成了限流启动电路，开机通电一段时间后，由 DSP 发出短接信号，继电器动作，切除启动电阻 R4。R7 和发光二极管 LED1 除表示电源是否接通以外，主要用于主电路切断电源后滤波电容上的电荷释放情况的指示，以免残留在电容上的较高电压造成人身伤害。

4.2.2 逆变电路

智能功率模块 IPM 不仅把功率开关器件和驱动电路集成在一起，而且还集成有过电压，过电流和过热等故障检测电路，并可将检测信号送到 DSP 作中断处理。它由高速低工耗的管芯和优化的门级驱动电路以及快速保护电路构成，即使发生负载事故或使用不当，也不容易损坏 IPM。三菱 IPM 以其高可靠性，使用方便赢得越来越大的市场。因此，本设计逆变器电路的功率器件选用三菱公司的 PM50RSA120 智能功率模块，其额定电压为 1200V，额定电流为 50A，最高工作频率为 20kHz。该模块含七个 IGBT 及六个续流二极管，PM50RSA120 内部电路如图 4-3 所示。

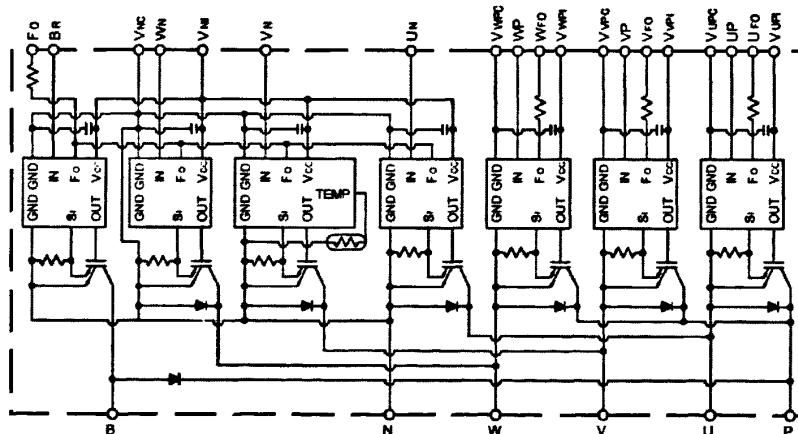


图 4-3 PM50RSA120 内部电路图

根据芯片手册，使 IGBT 导通的开启电压阈值为 1.5V，关断阈值为 2.0V，为低电压有效。为确保 IGBT 完全开通及关断，本设计采用的导通电压值为 0V，关断电压值为 15V。另外为避免上下桥臂直通，推荐的死区时间大于 $3\mu\text{s}$ ，本设计选为 $5.12\mu\text{s}$ 。

为控制关断浪涌电压和续流二极管恢复浪涌电压，保护 IPM 不会因为过高的 dv/dt 而损坏，在 IPM 的直流输入端 PN 之间并联一吸收电容，选用 CDE941C 系列无感吸收电容(0.47 μ F/1200V)，可以保证较好的浪涌吸收效果。

该款 IPM 内部集成有各路 IGBT 的驱动电路及异常情况检测电路，例如：IPM 内部实时检测 IGBT 的电流，当发生严重过载或直接短路时，会产生过流(OC)保护及短路(SC)保护；在靠近 IGBT 的绝缘基板上安装了温度传感器，当基板过热时，产生过温(OH)保护；当驱动电源过低时会增加导通损坏的可能性，因此 IPM 自动检测驱动电源电压，当其低于一定值且超过 10μs 时，发生欠压(UV)保护。当发生任一种保护时，IPM

的 FO 脚均会输出低脉冲故障信号，同时使输入无效。在 FO 输出故障低脉冲结束后，会自动复位，同时使输入有效。当发生短路故障时，FO 输出低脉冲的时间为 1.8ms，而过温保护时间则会长一些。因此必须在故障信号复位前令 DSP 将 PWM 输出置为高阻，迅速封锁输出，以避免重复故障而导致结温升高损坏 IPM。

IPM 等功率器件在使用时的散热问题值得注意，使用散热器是目前最通用有效的方法，合适的散热器可以把 IPM 等功率器件的热量辐射到周围空气中。散热效果的好坏主要由散热器的大小与厚度来决定。除了采用散热器外，本设计还使用了两个+24V 供电的风扇以达到更好的散热效果。

4.2.3 功率驱动

通常在交流调速系统中，主电路和控制电路之间必须经过电气隔离，因此，IPM 的六路桥臂控制信号、一路制动信号以及四路故障信号均需要与 DSP 进行隔离。在本系统中，DSP 产生的 PWM 信号必须用高速光耦进行隔离，一般要求光耦的传输延迟时间 t_{PLH} 及 t_{PHL} 小于 $0.8 \mu s$ ，共模抑制比 CMR 大于 $10kV/\mu s$ ，故本设计选择了 IPM 专用的高速光耦 HCPL4504。光耦隔离驱动电路如图 4-4 所示：

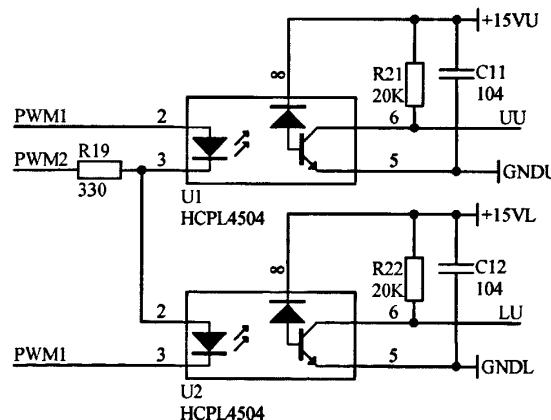


图 4-4 PWM 信号的光耦隔离电路

上图为 U 相上下桥臂控制信号的光耦隔离电路。PWM1 和 PWM2 为 DSP 输出的 PWM 信号经 CPLD 处理后的信号，UU 为 IPM U 相上桥臂的控制信号，LU 为下桥臂的控制信号。当 PWM1 为高，PWM2 为低时，光耦 U1 导通，U2 截止，UU 为低于 0.4V 的控制信号，LU 为 15V 关断信号，上桥臂 IGBT 开启，下桥臂关断；反之，当 PWM2 为高，PWM1 为低时，U2 导通，U1 截止，下桥臂 IGBT 开启。这种连接方式共用一个限流电阻 R19，一旦出现失误使得 PWM1 和 PWM2 的信号相同时，光耦的二极管不会导通，IGBT 不会开启，有效地避免了误操作导致上下桥臂直通的情况。上拉电阻 R21 和 R22 选择 $20k\Omega$ 。在输出端的+15V 电源和地间均加了 $0.1\mu F$ 的去耦电容。而 IPM 的四路故障输出信号及制动信号均可以选择 $CTR=100\sim200\%$ 的低速光耦进行隔离，本设计选择 PC817。

4.2.4 开关电源

开关电源为 IPM 提供驱动电源、为控制电路提供电能。因此，系统要稳定运行，首先就必须保证电源能够提供稳定、可靠、纯净、足够的电能，否则就可能导致器件的损坏以及电路的不稳定^[2]。

对于 IPM 来说，当控制信号(栅极驱动)与主电路共用一个电流路径时，由于主回路存在很高的 di/dt ，会使在具有寄生电感的功率回路产生感应电压感应到栅极，把原本截止的 IGBT 导通，因此，IPM 驱动电源要采用相互隔离的驱动电源^[18]，因上桥臂 3 个 IGBT 的触发脉冲的参考地是悬浮的，故上臂触发脉冲需 3 组相互隔离的电源，而下桥臂 3 个 IGBT 的触发脉冲是共参考地，只需一组供电电源。PM50RSA120 允许的驱动电源电压范围是 13.5V~16.5V，过高则会使栅极损坏，过低则会使控制信号无效。本设计选择 15V 的典型值。

对于控制电路部分来说，最小系统板采用 5V 供电，检测电路的一部分运算放大器及传感器需 $\pm 15V$ 双极性供电，继电器需 24V 供电，光电编码器需 24V 供电。

因此，为了简化整个电路的设计并提高系统的稳定性和精度，选择了专为 IPM 的逆变装置设计的开关电源 JS158。该电源具有 9 路输出，其中 8 路隔离，并具有输出电流强劲，输入电压范围宽，带负载能力强，保护全等优点。其输入直流电压范围为：170V~700V，额定功率 60W，输出电压包括：5V(300mA)，24V(2A)， $\pm 15V$ (200mA)， $15V \times 3$ (150mA)， $15V \times 1$ (300mA)。本设计中，+5V 供最小系统板使用， $\pm 15V$ 供运放和霍尔电流传感器等器件使用，+24V 供继电器、光电编码器以及风扇使用。

为了避免强弱电间相互干扰等潜在危险以及保证调试时的灵活性，JS158 的供电并未采用三相电源整流滤波后的直流电，而是采用 220V 市电经单相整流滤波后得到的直流电，这样可以在主电路不上强电的情况下进行软件调试，同时也保证了在整个系统上电时，先上弱电后上强电，断电时先断强电后断弱电，以确保器件的安全。

4.3 控制电路的硬件设计

控制电路部分包括以 TMS320F2812 为核心的最小系统、信号调理及外围接口电路等，下面分节介绍。

4.3.1 以 TMS320F2812 为核心的最小系统

TMS320F2812 是 TI 公司推出的 32 位定点 DSP 控制器，主频高达 150MHz，片内整合了 Flash 存储器、快速的 A/D 转换、增强的 CAN 模块、事件管理器、正交编码电路接口、多通道缓冲串口等外设，因此具有强大的控制和信号处理能力，能够实现更高精度的处理任务。其高效的内核、丰富的函数库、特有的片内外设使它在高精度伺服控制、变频电源、UPS 电源等领域得到了广泛的应用^[19]。TMS320F2812 中的两个重要模块具有以下突出特点^[20-22]，使其能够完成更为复杂的控制任务：

1. 事件管理器(EV)

- (1) 定时器/比较器模块可在事件定时、采样环路及 PWM 生成方面降低 CPU 开销;
- (2) 可编程死区设置省去了外部死区控制逻辑;
- (3) 捕获单元和正交编码电路能够同转速检测元件直接接口;
- (4) 功率保护中断为系统提供了无条件的保护。

2. A/D 转换模块

- (1) 12 位分辨率;
- (2) 多达 16 个多路复用模拟输入通道;
- (3) 可由事件管理器直接触发, 达到零 CPU 开销;
- (4) 转换自动序列发生器不需要 CPU 干预时可以提高吞吐量;
- (5) 80ns 的转换时间以获得更高的采样率。

因此, TMS320F2812 的选用使得交流调速系统的控制部分设计大为简化, 增强了系统的可靠性, 缩短了设计周期。本设计采用以 TMS320F2812 为核心的最小系统, 包括 TMS320F2812 芯片, CPLD 芯片、电源管理芯片、外部扩展存储器、复位及时钟电路以及 JTAG 仿真接口。其资源的分配如图 4-5 所示:

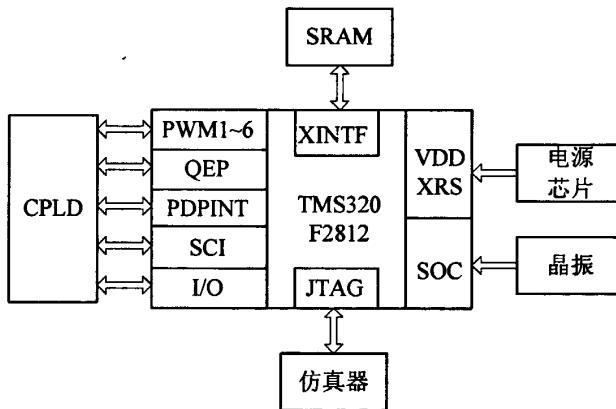


图 4-5 最小系统板资源分配

由于 TMS320F2812 的内核采用 1.8V, I/O 口采用 3.3V 供电, 因此电源管理芯片采用 TI 公司专为 DSP 提供的 TPS73HD318, 它不仅能够提供+3.3V 和+1.8V 的电压, 还能在上电同时输出 200ms 的复位信号对 TMS320F2812 进行上电复位。

时钟电路选择电路简单、体积小, 频率为 30MHz 的无源晶振。

TMS320F2812 采用哈佛总线结构, 能够并行访问程序和数据存储空间, 并且提供了外部并行总线接口(XINTF), 方便外部扩展存储器, 本设计扩展了一片 256K×16 的静态 RAM 存储器 CY7C1041CV33。

TMS320F2812 中的六路 PWM 信号、QEP 接口、功率保护输入 PDPINT、串行通信接口 SCI 以及部分 I/O 口均与一片型号为 XC9572XLTQ100 的 CPLD 相连接。由于外部的逻辑控制信号高电平为 5V, 而 DSP 的 I/O 为 3.3V, CPLD 的 I/O 口兼容 5V 与 3.3V, 因此省去了电平转换芯片。另外, 应用 CPLD 对信号进行逻辑运算可省去外部复杂的逻辑电路, 使电路设计更加简单灵活。在本设计中, 为了避免误操作导致六路

PWM 上下桥臂直通，采用 CPLD 对 DSP 的六路 PWM 信号进行检测，一旦出现上下桥臂信号相同的情况，CPLD 强制输出六路关断信号，从而省去了硬件互锁电路。另外，对于系统的保护信号，包括硬件过流信号/OC 及 IPM 的故障信号 FO，二者应具有相同的中断响应等级，因此两路信号在 CPLD 内做与逻辑后进入 DSP 的功率保护中断输入脚 PDPINT，只要任一信号故障，均可立即出发功率保护中断。对于 SCI、QEP 电路，由于对应信号的高电平为 5V，所以送入 CPLD 进行电平转换。

值得注意的是，相对于 DSP 的 I/O 口，PDPINT 及 QEP 均为输入信号，为避免干扰引起的尖峰脉冲导致误操作，可利用 2812 自带的 I/O 口量化功能进行滤波，通过设置量化寄存器 GPxQUAL 可以实现这一功能。

4.3.2 母线电压检测

对于交流调速系统来说，定子电压是完成算法的一个重要的测量量，同时为了保证系统的正常运行，过压欠压的判断也十分必要。本设计直接检测母线电压，根据逆变器的开关状态即可得到定子相电压。

母线电压检测采用 LEM 霍尔传感器 LV28-P，该传感器通过磁补偿原理进行检测，具有高精度、低温漂、共模抑制比强、频带宽等特点。LV28-P 的原边额定有效电流为 10mA，原边与副边电流转换率为 1000: 2500，由于传感器输出的是电流信号，因此需要在输出并联一电阻将其转化成为电压信号再进行调理。电路如图 4-6 所示：

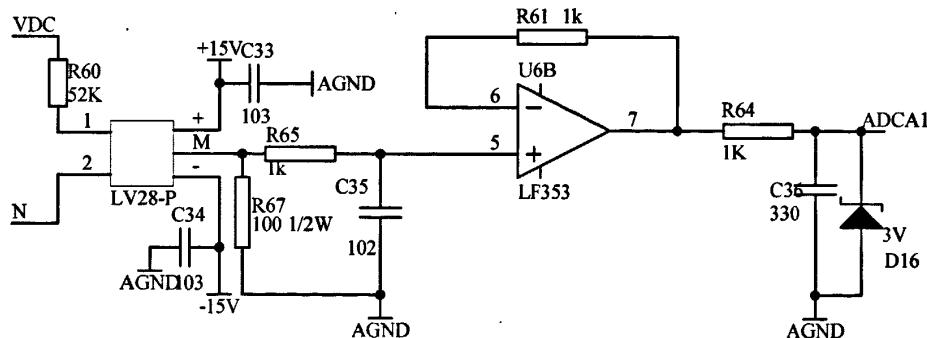


图 4-6 电压检测电路

LV28-P 采用 $\pm 15V$ 供电, 由于本设计母线电压在 520V 左右, 因此原边电阻 R60 选用 $52\text{ k}\Omega$, 将原边电流限制在 10mA 左右, 此时副边输出电流在 25mA 左右, 用 100Ω 的电阻将输出的电流转化成 2.5V 的电压信号, 经过 R65 及 C35 的低通滤波后进入 LF353 构成的电压跟随器, 以提高输入阻抗。由于 TMS320F2812 片内 A/D 的电压输入范围是 0~3V, 所以在 LF353 的输出端加了 3V 稳压管以避免过压和负压损坏片内 A/D。

4.3.3 电流检测及过流保护

交流调速系统中, 定子电流检测的精度和实时性是整个系统控制精度的关键, 由于三相定子电流满足 $I_u + I_v + I_w = 0$, 因此只要检测其中两相电流, 就可以得到三相电流。测量电机定子 U、V 相电流的传感器选用 LEM 霍尔传感器 LA58-P, 该传感器为

±15V 供电, 原边额定电流 50A, 原副边电流比例为 1A: 1mA。由于被控电机的额定电流只有 5A, 为提高测量精度, 令流过待测电流的导线穿过传感器的中心孔三次, 使原副边电流比率变为 1A:3mA。检测电路如图 4-7 所示:

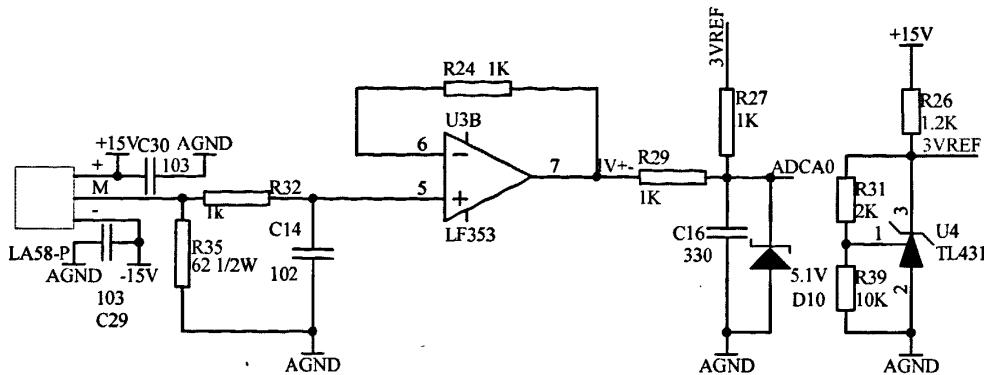


图 4-7 电流检测电路

由于定子每相电流为交流信号, 检测得到的电压信号为双极性, 但 DSP 的 A/D 要求被测信号为 0~3V 的单极性信号, 因此需要添加电平平移电路, 将双极性的电压信号平移成单极性信号。平移电平由 TL431 产生, TL431 是一个三端可调稳压器, 根据上图, 其输入和输出电压满足关系式:

$$V_o = \left(1 + \frac{R31}{R39}\right) V_{ref} \quad (4-5)$$

其中, $V_{ref} = 2.5V$, 在图 4-7 中, TL431 的输出电压 $V_o = 3V$, R27 和 R29 构成平移电路, 使得传感器的副边输出电流 I 和输入 A/D 的电压 V_{out} 满足:

$$V_{out} = \frac{R35 * I + V_o}{2} = 31 * I + 1.5 \quad (4-6)$$

本设计将 15A 作为装置的检测上限, 此时传感器副边输出电流为 45mA, 根据上式可得经过电平平移后得到电压 2.9V, 因此最大电流时检测电路输出电压没有超过 A/D 的上限。

过流检测对于整个系统的安全稳定运行来说至关重要, 当意外发生致使电流过大时, 要求系统迅速做出反应, 通常的做法是通过 A/D 采样得到电流大小后判断是否过流, 但软件判断过流往往有失快速性, 因此本设计采用硬件检测方式直接判断三相电流是否过大, 一旦过流发生, 同 IPM 的 FO 信号一样, 直接送入 DSP 的 PDPINT 引脚产生功率保护中断, 有效地缩短了系统响应的时间。过流检测如图 4-8 所示:

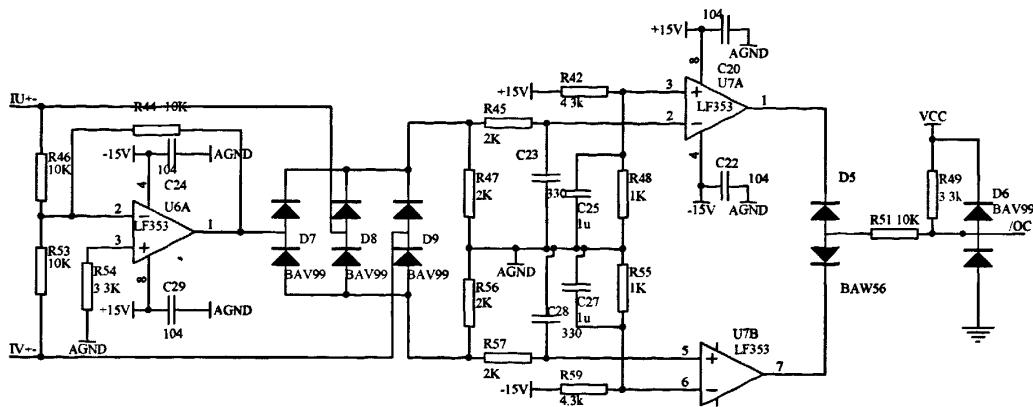


图 4-8 过流检测电路

过流检测的输入 I_U+ 及 I_V+ 分别为电流检测电路中跟随器 LF353 的输出，未经过平移处理，具体位置如图 4-7。运放 U6A 组成加法电路，根据 $I_W = -(I_U + I_V)$ 得到 W 相的电流检测信号。将三相电流检测信号经过 D7、D8、D9 整流及 R47、R56 的处理得到待测三相电流对应电压的正负包络信号。为了便于对电路功能进行说明，图 4-9 为 PSIM 对此部分电路的仿真结果，上图为输入的三相对称信号，下图为输出的正负包络信号：

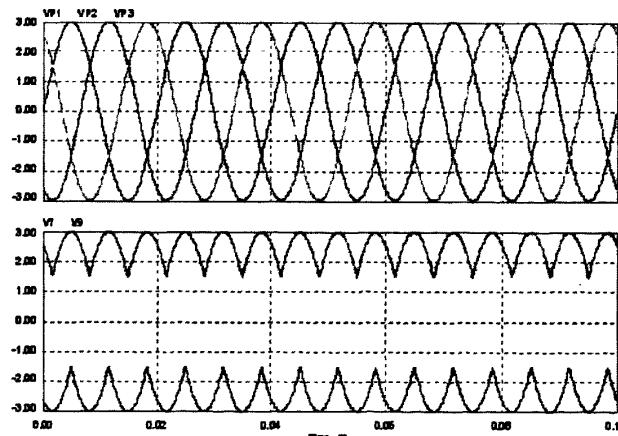


图 4-9 过流检测仿真示意

将得到的正负包络信号分别送入 U7A 和 U7B 组成的电压比较电路，比较电压分别取为 2.79V 及 -2.79V，若电流检测信号的幅值超过 2.79V，说明定子电流幅值超过 15A，比较器输出为负，/OC 输出为 0V，引发功率保护中断，将 PWM 信号封锁。因此，通过图 4-8 所示的过流检测电路，可以实时判断三相定子电流的峰值是否超过设定值，从而实施及时的保护措施。

4.3.4 转速信号检测

在电机的闭环控制系统中，高速、高精度的传感器以及相应的处理电路是必不可少的。光电编码器输出数字信号，容易实现高分辨率、高精度的检测，在现代电机检测技术中得到了广泛的应用。光电编码器和 DSP 的 QEP 电路配合使用为电机位置和转

速测量提供了很好的解决方案^[23]。

本系统采用欧姆龙公司的 E6B2-CWZ6C 型增量式旋转编码器进行转速检测，它的供电范围是 5~24V，有 A、B、Z 三相输出。其中 A、B 相用于测速，Z 相在一个固定位置发一个脉冲，可作为复位相或零位相来使用。编码器输出须经过高速光耦隔离，再送入控制器处理。将光电编码器的输出和其+24V 供电电源与光耦相连，A 相编码脉冲的接口电路如图 4-10 所示：

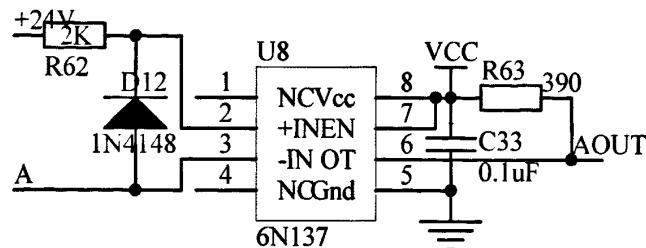


图 4-10 正交编码脉冲的接口电路

隔离光耦选择高速光电耦合器 6N137，R62 为限流电阻，由于 6N137 的正向导通电流最小为 6.5mA，最大为 15mA，正向导通电压为 1.4V，本设计取正向导通电流为 10.4mA，限流电阻 R62 取值为 $2\text{k}\Omega$ 。6N137 的输出电路属于集电极开路电路，必须在第 6 脚加一上拉电阻 R63。另外选择高频特性好的 0.1\mu F 陶瓷电容作为去耦电容，并在布线时紧挨电源引脚 8。

4.3.5 其他接口电路

1. PWM 信号接口

为提高六路 PWM 信号的驱动能力,选择 74HC14 对 CPLD 输出的 PWM 信号进行处理及整形,并在输出加 $10\text{k}\Omega$ 上拉电阻。电路如图 4-11 所示:

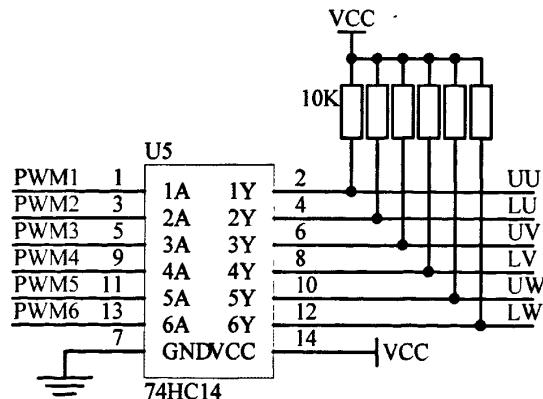


图 4-11 PWM 输出接口电路

2. 逻辑信号接口

为了系统的灵活性和兼容性, DSP 的最小系统上添加了一片 CPLD, 对于外部输入 CPLD 的逻辑信号, 包括 IPM 故障信号信号 FO, 过流信号/OC, 光电编码器输出信

号 AOUT、BOUT 均做了简单的滤波整形处理，如图 4-12：

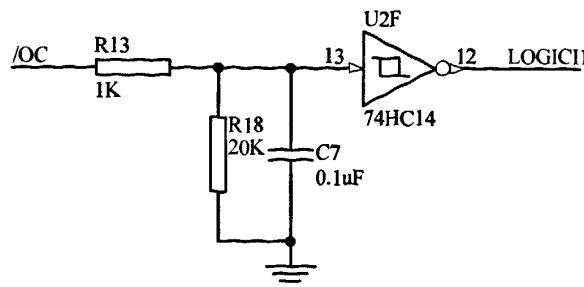


图 4-12 逻辑信号处理电路

3. 通信接口电路

本设计通过串口 SCI 与上位机进行通讯，接收控制指令及发送系统运行时的参数状态，选用 RS232 串口通信协议。因此需要将 RS232 的 $\pm 12V$ 信号转换成与 CPLD 相匹配的 0~5V 信号。本设计选用了 MAX232C 作为电平转换芯片。接法如图 4-13：

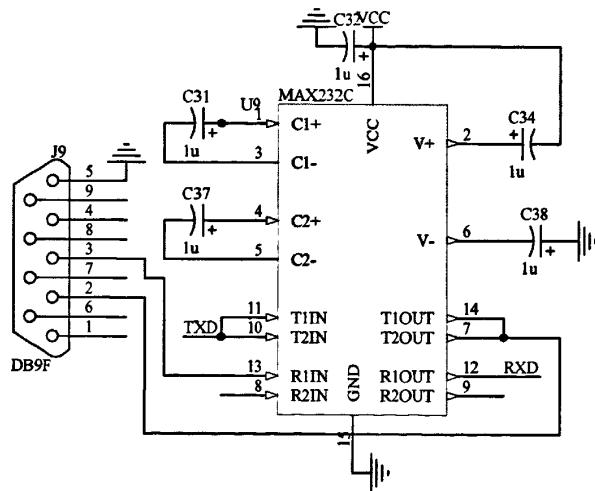


图 4-13 电平转换电路

4.4 硬件电路的抗干扰设计

对于交流调速实验系统来说，由于存在较多的功率器件，并且工作于较高的开关频率下，整个系统存在很大的电磁干扰，因此在电路的设计以及布局布线中要采取一系列的措施以抑制干扰。

在器件布局过程中，将电路按照电气性能进行分区：数字电路区(怕干扰且产生干扰)、模拟电路区(怕干扰)、功率驱动区(干扰源)，因此本系统将主电路、2812 最小系统板和信号调理电路分成三块 PCB 板，并保证三者之间的连线尽量短。

主电路板来对布局布线的要求相对较高，要求强电与弱电之间走线应尽量相互远离，原则上为 6mm 以上，强电与强电之间应保持 2.6mm 以上，最小线间距可根据计算公式：

$$3.2+0.008*(V-300) \quad (4-7)$$

来计算, 其中, V 为两线间的压差。必要时可以在两线间开槽以提高耐压。否则, 线间距过小, 容易产生拉弧现象。对于流过较大电流的走线, 应加宽线宽, 或采取双面走线, 中间加过孔, 一般 1mm 线宽对应 1A 电流。

针对 IPM, 在上桥臂接口电路间、上桥臂和下桥臂接口电路间以及隔离光耦的初级和次级间的寄生电容都会产生噪声。不合理的布线会导致器件误动作而受到损坏。因此, 驱动电路的精心安排和光耦隔离电路的仔细走线都是需要的。因此, 以下几点是本设计中所遵从的原则:

1. PCB 板的整体走线不能布得太过拥挤, 否则 IPM 开关动作会使得线间电位发生变化。

2. 隔离光耦的输出脚和 IPM 的控制信号输入脚之间的走线应该尽量短(最远 2~3cm), 长的走线容易拾取电路其他部分的噪声。PCB 布线不应增加光耦初级到次级的电容。

3. IPM 采用四组相互隔离的驱动电源, 以避免噪声。IPM 的驱动电源端子应接一个至少 $10\mu F$ 的退耦电容且尽量靠近 IPM 引脚, 该电容帮助过滤共模噪声并提供 IPM 栅极电路所须电流。

4. 隔离驱动光耦的输出也即 IPM 控制信号输入端的上拉电阻应该足够的小, 以避免 IPM 控制信号输入端拾取噪声, 但又要足够可靠地控制 IPM。因此, 本设计选择 $20\text{ k}\Omega$ 的上拉电阻。

5. 大多数低速光耦没有内部屏蔽, 一些开关噪声会耦合进光耦, 导致输出错误的故障信号, 因此采用一组时间常数约为 $10\mu s$ 的 RC 滤波器加在光耦的输出端可以消除这一噪声, 并且, 滤波器对 IPM 的 $1.8ms$ 的故障输出信号 FO 几乎没有影响。

6. IPM 的相邻控制输入信号引脚间开槽, 可避免相互干扰。

对于控制电路部分的布局和布线也做了以下几项处理:

1. 数字地和模拟地分开布局, 只在一点相接, 避免模拟地线上的电流流经数字地线, 引入地线干扰。这种设计使得模拟地相对干净, 从而减小了叠加到信号上的噪声, 有利于提高信噪比。

2. 对于走线宽度, 一般要求信号线<电源线<地线。若地线很细, 接地电位则随电流的变化而变化, 致使各接地点的电位不同, 从而系统的抗干扰性能变差。因此应将接地线尽量加粗, 使它能通过三倍于印制电路板上的允许电流, 另外, 本设计对地线进行了覆铜处理。

3. 对每个集成电路芯片的电源和地之间都配置一个 $0.1\mu F$ 的陶瓷电容器, 配置退耦电容可以消除大部分高频干扰。

4. 对于闲置不用的门电路输入不能悬空, 可做接地处理; 闲置不用的运放正输入端接地, 负输入端接输出。

第 5 章 系统软件设计及实验结果分析

TMS320F2812 的高速数据处理能力是实现交流调速控制算法的硬件基础，软件设计过程中充分利用 TMS320F2812 的优势，采用模块化的设计思想分别编写了传统直接转矩控制和基于多采样率的直接转矩控制程序，用于验证两种算法的可行性和系统硬件设计的合理性。所有的软件部分均在 DSP 集成开发环境 CCS 中调试完成。本章给出详细的软件设计说明，并对实验结果进行分析。

5.1 实验数据预处理

由于 TMS320F2812 为 32 位定点微处理器，而定点微处理器不能直接处理小数，通常是采用定标法来确定小数，即通过假定小数点来确定小数的精度。常用 Q 格式来表示数据的定标，假设小数点位于第 0 位右边时，即为 Q0 格式，假设小数点位于第 31 位右边时，即为 Q31 格式^[24]。浮点数(float)和定标后的定点数(fix)之间的转换公式可表示如下：

$$x_{fix} = (\text{int})(x_{float} \times 2^0) \quad (5-1)$$

$$x_{float} = (\text{float})(x_{fix} \times 2^{-Q}) \quad (5-2)$$

实际应用中，参与运算的数据一般既有整数部分，也有小数部分。所以要选择一个适当的定标格式才能更好的处理运算。Q 格式的应用格式一般有如下两种方法：

1. 根据数据的大小使用适中的定标，既可以表示一定的整数位也可以表示小数位。
2. 全部采用小数，这样因为小数之间相乘永远是小数，永远不会溢出。取一个极限最大值，通常称为基值，将数据转换成 x/Max 的小数。

为了避免不同 Q 格式之间运算带来的麻烦，本设计采用第二种方法，因此对电机的状态量进行标幺化处理。选取基值的原则是保证不改变电机的内部运行规律并且标幺后大多数物理量的数值变化在 [-1,1] 之间。令电流、电压、电阻、磁链、时间这五个量的基值分别为 I_b 、 U_b 、 Z_b 、 ψ_b 、 t_b ，那么它们之间应满足如下约束关系：

$$U_b = I_b Z_b = \frac{\psi_b}{t_b} \quad (5-3)$$

因此五个量中只有三个彼此独立，如果 I_n 、 U_n 、 f_n 分别为电机的额定电流、相电压和频率，结合被控电机的参数，如果选取电流、电压、时间基值如下：

$$I_b = \sqrt{2} I_n = 7.1(\text{A}) \quad (5-4)$$

$$U_b = \sqrt{2} U_n = 311(\text{V}) \quad (5-5)$$

$$t_b = 2\pi f_n = 314(\text{rad/s}) \quad (5-6)$$

那么磁链、电阻、转速、转矩的基值自然确定如下：

$$\psi_b = \frac{U_b}{t_b} = 0.99(\text{Wb}) \quad (5-7)$$

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} = 43.8028(\Omega) \quad (5-8)$$

$$n_b = \frac{60f_n}{n_p} = 1500(\text{r/min}) \quad (5-9)$$

$$T_b = \frac{1.5n_p * U_b * I_b}{t_b} = 21.096(\text{N} \cdot \text{m}) \quad (5-10)$$

考虑到电机在过渡过程中电机的电流等参数可能超过额定值，为避免运算过程溢出，选择 128 倍作为裕量，因此，整个计算过程选取的数据格式为 Q24 格式。而 TI 公司提供了经过优化的 TMS320C28x Iqmath 库可以方便的进行 Q 格式的运算，应用起来十分便捷。

另外，电机的电压、电流信号经过霍尔传感器并进行信号调理后送入 A/D 采样，由于测量过程中不可避免的引入误差，因此为了保证测量的准确性，对信号调理电路到 A/D 采样通道进行了校准，方法是依次给传感器输入一系列测量范围内的直流信号，由 A/D 进行采样，记录数据，将采样结果用最小二乘法进行曲线拟合，得到采样数字量与被测信号实际大小的对应曲线，从而得到数据处理的偏移量和增益。将 A/D 转换的结果减去相应偏移量，再乘以一个定标系数即可将采样结果转化成标幺值并定标为 Q24 格式。例如，电流定标系数 $K_{current}$ 可由下面的表达式确定：

$$K_{current} = \frac{1000,000h}{\left(\frac{2048 * I_b}{I_{max}}\right)} \quad (5-11)$$

其中，1000,000h 表示 Q24 格式的 1， I_b 表示电流基准值， I_{max} 表示最大可检测电流，其采样数字量减去偏移量后为 2048。

5.2 传统直接转矩控制系统的软件设计及结果分析

5.2.1 传统直接转矩控制系统的程序流程

直接转矩控制系统软件主要包括主程序、定时器下溢中断服务程序、CAP6 捕获中断、功率保护中断等。

主程序主要完成 DSP 系统及各外设功能模块初始化、主电路上电缓冲控制等功能，流程如图 5-1 所示：

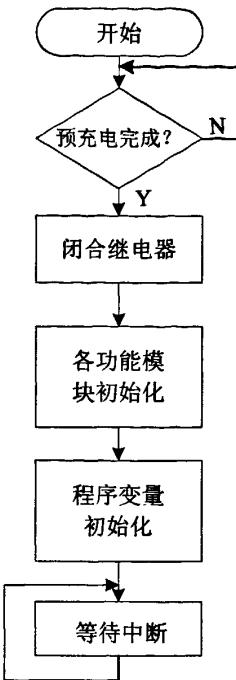


图 5-1 主程序流程图

其中各功能模块初始化包括对 IO 口、A/D 模块、EV 模块等的初始化，另外主电路的上电缓冲是在上电延时 500ms 后通过一个 I/O 口控制继电器将启动电阻短接。当系统出现硬件过流及 IPM 任何一个故障时，均会触发功率保护中断，将会封锁 PWM 信号输出，点亮故障灯。

定时器 T1 下溢中断服务程序是软件设计的核心部分，它完成直接转矩控制的所有算法，主要包括 A/D 采样、速度处理、控制策略实现以及 PWM 信号输出。中断程序流程如图 5-2 所示。

定时器 T1 下溢中断服务程序决定了整个系统的采样和控制周期，传统的直接转矩控制采样和控制周期相同。进入下溢中断服务程序后，首先对电压进行采样并判断是否过压，若有过压现象则立即封锁 PWM 输出并点亮故障指示灯。若无过压现象，则对 A 相和 B 相电流采样结果进行滤波处理，并判断是否过流，若过流则直接输出零电压矢量来降低电流，若无过流现象，则对定子电压和电流进行 Clarke 变换得到定子两相坐标系下的电压电流。根据第二章定子磁链的估算方法得到当前定子磁链的实际值，并进行幅值补偿。利用电流及补偿后的定子磁链计算当前电机输出的电磁转矩。利用安装在电机轴上的光电编码器检测电机的转速并作为反馈输入到速度调节器，调节器的输出为给定转矩。分别根据给定和实际估算的磁链及转矩进行滞环调节得到磁链和转矩的变化趋势，与计算得到的磁链扇区位置一同作为查询开关表的依据，将查表得到的电压矢量经过处理得到比较寄存器的装载值，更新 PWM 输出完成一周期的控制。以下对软件设计的细节进行说明。

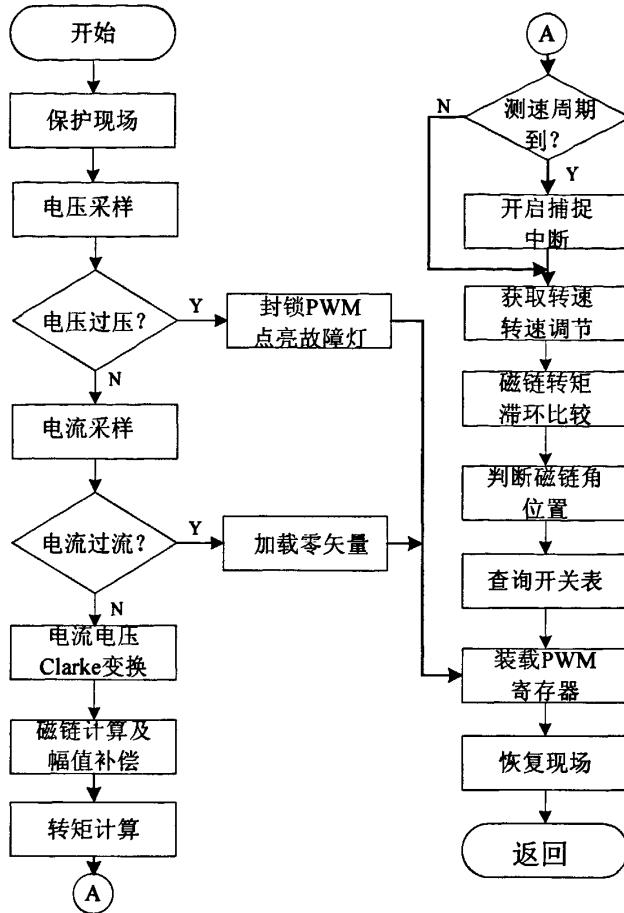


图 5-2 下溢中断服务控制程序流程图

1. 电压电流的 A/D 采样及处理

由于 IPM 的高速开关动作使得电流在短时间内跳变, 从而引入了高次谐波, 电流波形上叠加了大量的脉冲干扰, 所以在硬件滤波的基础上再用软件滤波。本设计采用中位值平均滤波法, 即连续采样 N 个数据, 去掉一个最大值和一个最小值, 然后计算 $N-2$ 个数据的算术平均值。这种滤波方式可消除由于偶然出现的脉冲性干扰引起的采样值偏差。另外为了保证采样的准确性, A/D 采样设定为同步采样模式, 同时对两相电流进行采样。

考虑到电压霍尔传感器的反应时间较长, 易导致较大畸变, 并且从降低成本和电路的简洁性角度出发, 采用电压重构法获得三相电压, 间接对电压母线 U_{DC} 进行采样, 再结合逆变器的开关状态 S_a 、 S_b 、 S_c 计算得到相电压, 公式如下所示:

$$u_a = \left(\frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c \right) U_{DC} \quad (5-12)$$

$$u_b = \left(\frac{2}{3}S_b - \frac{1}{3}S_a - \frac{1}{3}S_c \right) U_{DC} \quad (5-13)$$

$$u_c = \left(\frac{2}{3}S_c - \frac{1}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b \right) U_{DC} \quad (5-14)$$

2. 磁链的计算及幅值补偿

传统的 u_i 模型如式(2-13), 可将其离散化为:

$$\psi_{sa\beta}(k) = [u_{sa\beta}(k) - i_{sa\beta}(k)R_s] * T_s + \psi_{sa\beta}(k-1) \quad (5-15)$$

基于幅值补偿的磁链模型式(2-16)离散化可得到:

$$\psi_{sa\beta}(k) = \left\{ E_{sa\beta} + \omega_c * [Z - \psi_{sa\beta}(k-1)] \right\} * T_s + \psi_{sa\beta}(k-1) \quad (5-16)$$

其中, T_s 为磁链的计算周期, 本设计中等于系统的采样周期。磁链计算及补偿的流程如图 5-3:

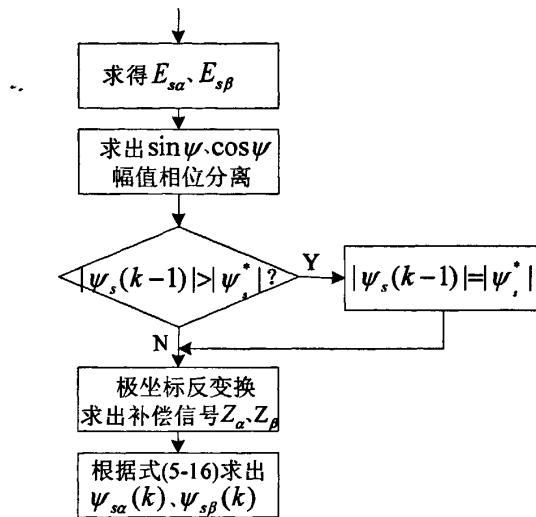


图 5-3 基于幅值补偿的磁链估计流程

式中 $\cos \psi = \frac{\psi_{sa}(k-1)}{|\psi_s(k-1)|}$, $\sin \psi = \frac{\psi_{sb}(k-1)}{|\psi_s(k-1)|}$;

$$Z_\alpha = |\psi_s(k-1)| * \cos \psi, \quad Z_\beta = |\psi_s(k-1)| * \sin \psi.$$

3. 磁链扇区判断

在近似圆形磁链直接转矩控制中, 电压空间矢量的选择不仅要根据转矩、磁链的滞环比较结果来确定, 还要考虑定子磁链所处的扇区位置。将整个平面划分为六个扇区, 每个区间为 60° , 编号 $\theta_1 \sim \theta_6$, 具体分布情况见图 2-6。

在磁链扇区判断中, 为避免查反正弦或反余弦表的复杂计算, 利用定子磁链在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量确定定子磁链处于哪个扇区。判断方法如表 5-1 所示。

4. M/T 法测速

目前常用的测速方法有 M 法、T 法及 M/T 法, 其中 M/T 法测速是将 M 法和 T 法结合起来, 更加适用于全速范围的一种测速方法。该方法既检测测速周期内光电编码器输出的脉冲个数 M1, 又检测同一时间间隔内频率为 f 的高频时钟脉冲个数 M2, 此

表 5-1 磁链扇区划分表

$\psi_{s\beta}$	ψ_{sa}	θ_n
$\psi_{s\beta} > \psi_s /2$	$\psi_{sa} > 0$	2
	$\psi_{sa} < 0$	3
$\psi_{s\beta} < - \psi_s /2$	$\psi_{sa} > 0$	6
	$\psi_{sa} < 0$	5
$- \psi_s /2 < \psi_{s\beta} < \psi_s /2$	$\psi_{sa} > 0$	1
	$\psi_{sa} < 0$	4

时电机的转速 n 可根据下式来确定：

$$n = \frac{60 * M1 * f}{Z * M2} \quad (5-17)$$

其中， Z 为电机转一圈读入到 QEP 的脉冲数，本设计 $Z=4*1000=4000$ 。

M/T 法准确测速的一个前提是保证高频时钟计数器和光电编码器输出脉冲计数器同时开启与关闭。本设计利用定时器 T1 控制测速周期，同时作为高频时钟计数器，T2 作为光电编码器的计数定时器，事件管理器 EVA 的 QEP1、QEP2 用来接收光电编码器输出的脉冲，采用 QEP1 作为先导序列输入，并采用 EVB 的捕捉引脚 CAP6 对 QEP1 的上升沿进行捕获，T1 作为 CAP6 的时基。程序的流程如图 5-4 所示：

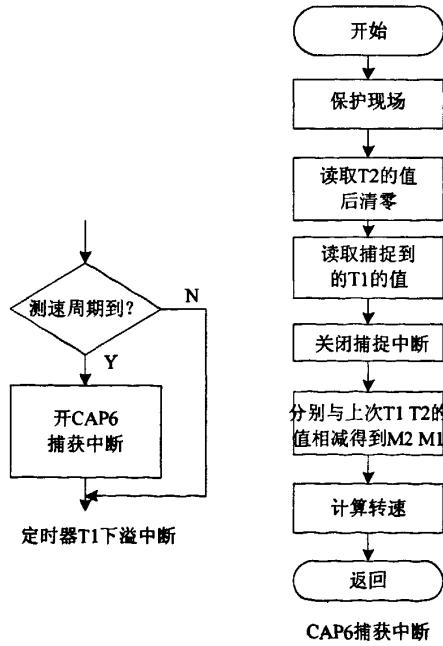


图 5-4 M/T 法测速流程

由于系统机械时间常数远大于电气时间常数，因此速度采样频率要远小于电流采样频率。本设计每 10 个电流采样周期进行一次速度采样。在 T1 下溢中断服务程序中，当测速周期到则开启 CAP6 捕获中断，当 CAP6 脚捕获到 QEP1 的上升沿时，进入捕获中断，读取 T1、T2 的计数值，关闭捕捉中断使能，待到下一转速测量周期在 T1 下溢

中断时再次开启。将计数值与历史值相减得到转速计算所需的 M2、M1，从而计算转速，并对转速进行平均值滤波。

5. 转速 PI 调节

本系统的速度调节器采用 PI 调节器，为提高系统的动态响应能力以及抗干扰能力，当积分饱和时能够迅速退出饱和从而避免产生过大超调，调节器加了积分校正环节，结构如图 5-5 所示：

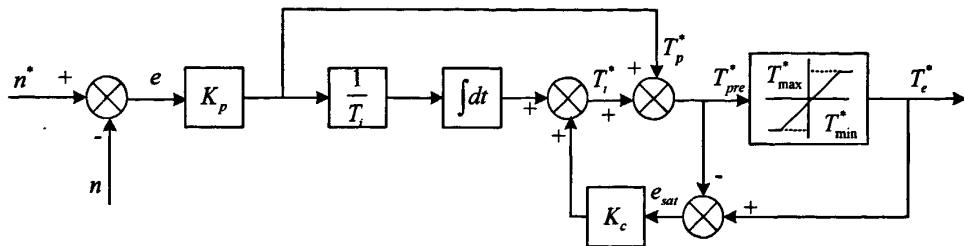


图 5-5 PI 调节器结构

调节器的输入为转速给定 n^* 及转速反馈信号 n 相减得到转速误差信号 e ，经过 PI 调节及输出限幅得到转矩给定信号 T_e^* 。将上述 PI 调节器离散化，得到带积分校正环节的 PI 调节器的离散化表达式如下：

$$T_{pre}^*(k) = T_p^*(k) + T_i^*(k) \quad (5-18)$$

$$T_p^*(k) = K_p e(k) \quad (5-19)$$

$$e_{sat}(k) = T_e^*(k) - T_{pre}^*(k) \quad (5-20)$$

$$T_i^*(k) = T_i^*(k-1) + K_i T_p^*(k) + K_c e_{sat}(k) \quad (5-21)$$

其中， $K_i = \frac{T_r}{T_i}$ ， T_r 为转速调节周期。

需要注意的是，PI 调节器的输出限幅值 T_{max}^* 的选取很大程度上决定了系统启动电流的大小，因此 PI 得输出限幅值不能选取过大，一般选为 1.5 倍左右额定转矩。

6. 开关状态更新

TMS320F2812 的事件管理器是直接转矩控制系统实现的硬件基础，2812 具有两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，功能相同，各具有 2 个通用定时器、3 个比较单元、3 个捕获单元以及 1 个正交编码电路。利用 3 个比较单元可以生成 6 路 PWM 信号来控制逆变器。本设计采用对称的 PWM 波形，将定时器的计数模式设置为连续增/减计数模式，PWM 设置为低有效，当定时器的当前值 TxCNT 和比较值 TxCMR 第一次相等时，发生比较匹配事件，输出翻转为低电平并保持不变，直到发生第二次匹配，输出电平翻转为高电平并保持直到下一次匹配事件发生。过程如图 5-6 所示：

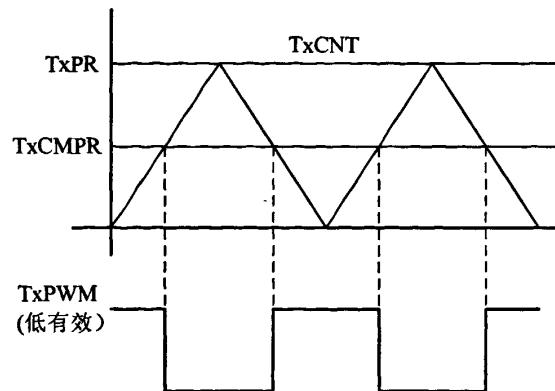


图 5-6 连续增/减模式下的 PWM 输出

程序通过查询开关表得到下一时刻输出的开关状态继而装载事件管理器，直接转矩控制在一个开关周期内开关状态不变，因此比较值 TxCMPR 的装载只有两种可能性，0 或者周期值 TxPR。当希望开启 IGBT 时，对应的 TxCMPR 装载为 0，周期开始 TxPWM 则输出为低，直到第二次匹配发生后一直保持不变，若比较值在后半周期依然保持为 0，则输出不会复位，而是继续保持为低；同样，关断 IGBT 时会在周期开始将 TxCMPR 装载为周期值 TxPR，那么输出将一直保持高电平，这样是为了保证能够产生占空比从 0%~100% 的无毛刺的 PWM 脉冲，这一特点也为直接转矩控制的实现奠定了硬件基础。

5.2.2 实验结果及分析

系统的被控对象为 Y100L-4 交流异步电机，轴上连接一他励直流发电机，型号为 Z2-42，励磁电流为 0.3A，直流发电机以一电阻器作为负载，型号为 Z18-5。

本实验基于 TI 提供的 DSP 集成开发工具 CCS3.3，调试过程中采用实时调试模式 (Real-Time Mode)，该模式打破了传统的设置断点或单步运行等暂停目标 CPU 的调试模式，在不停止目标 CPU 的情况下实时获取信息并控制程序在目标 CPU 上运行，采用该模式配合 CCS 的数据可视化功能，将待观测的变量存于缓冲数组，可以实时观测程序运行中任何一个变量的波形，为调试提供了十分便利的条件，因此，本实验的实验波形均来自 CCS3.3 的图形显示窗口。

系统的基本参数设定为：控制周期 $100\mu s$ ，死区时间 $5.12\mu s$ ，电流电压采样周期 $100\mu s$ ，转速采样周期 $1ms$ ，软件限流值 $\pm 12A$ ，给定转速 $600r/min$ ，给定磁链幅值 $0.7Wb$ ，磁链容差值为 $0.01Wb$ 。转速 PI 调节器 K_p 取 3.5， K_i 取 0.0018， K_c 取 0.2，PI 输出给定转矩限幅为 $15N\cdot m$ ，转矩容差值为 $0.1N\cdot m$ 。以下为实验结果：

1. 转速实验波形

实验给定转速为 $600r/min$ ，分别进行了空载启动、突加负载、突减负载实验。每隔 $40ms$ 采样一个数据，结果如下所示：

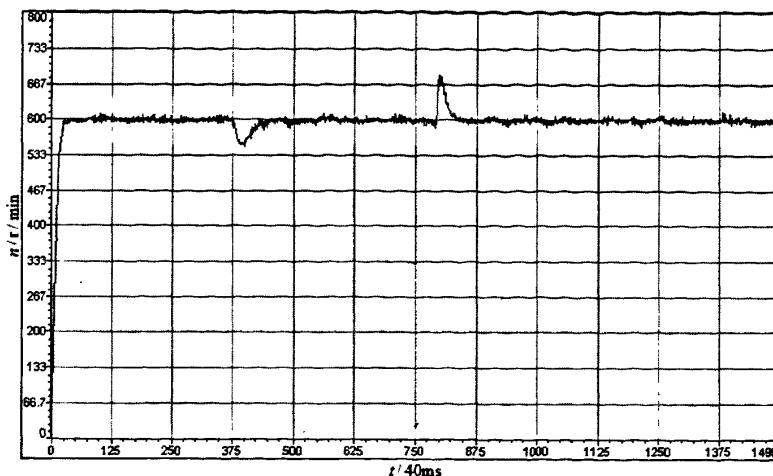


图 5-7 空载启动转速响应波形

通过对数据进行分析,启动后,转速在 0.9s 时即可达到 592r/min,之后稳定在给定转速 600r/min 附近,误差在 5r/min 以内。在 21.5s 处突加负载时,转速跌落至 545r/min,但经过 1.8s 后恢复到给定转速,在 35s 处突减负载时转速会增加至 680r/min,但经过 1.2s 后调整至给定。在负载突加和突减的过程中,电机的转速相应地降低和升高,但短时间内均可以恢复稳态值,因此,系统具有良好的动态响应和稳态响应。

2. 转矩实验波形

实验采用带载启动方式,测得启动转矩波形及转矩稳定后的波形。图 5-8 每隔 0.8ms 采样一个数据,图 5-9 每隔 0.4ms 采样一个数据。

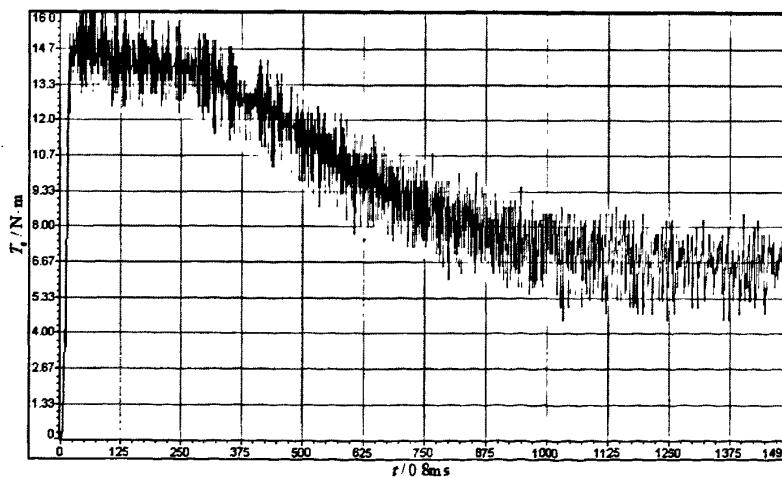


图 5-8 转矩启动波形

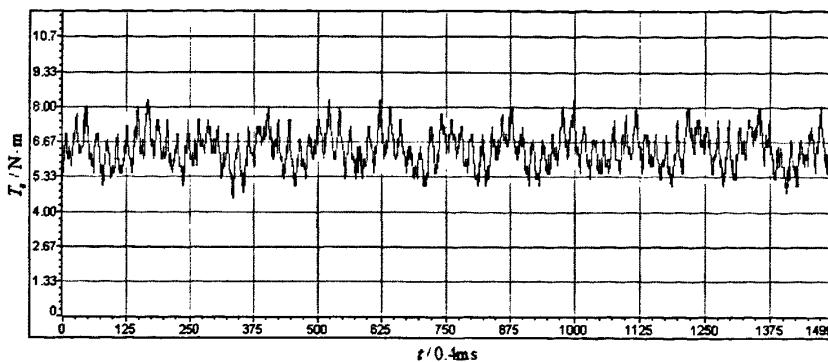


图 5-9 转矩稳定波形

如图 5-8 所示, 系统为恒转矩启动, 启动后 17.6ms 转矩即可升至 $14.75\text{N}\cdot\text{m}$, 之后输出转矩稳定在 PI 限幅输出值 $15\text{N}\cdot\text{m}$ 附近, 经过大約 900ms 之后进入稳态, 稳定在负载转矩 $6.5\text{N}\cdot\text{m}$ 附近。图 5-9 可以看到转矩稳定后的脉动情况, 上下波动被限制在 $2.7\text{N}\cdot\text{m}$ 以内, 这是直接转矩控制的特点同时也是有待改进的地方。

3. 磁链实验波形

实验采用带载启动方式, 测得定子磁链及幅值的波形。每隔 0.8ms 采样一个数据。图 5-10 中上为 ψ_{sa} , 下为 ψ_{sb} 。通过 Matlab 将缓冲数组中的数据 ψ_{sa} 作为横坐标, ψ_{sb} 作为纵坐标, 得到图 5-12 的磁链轨迹:

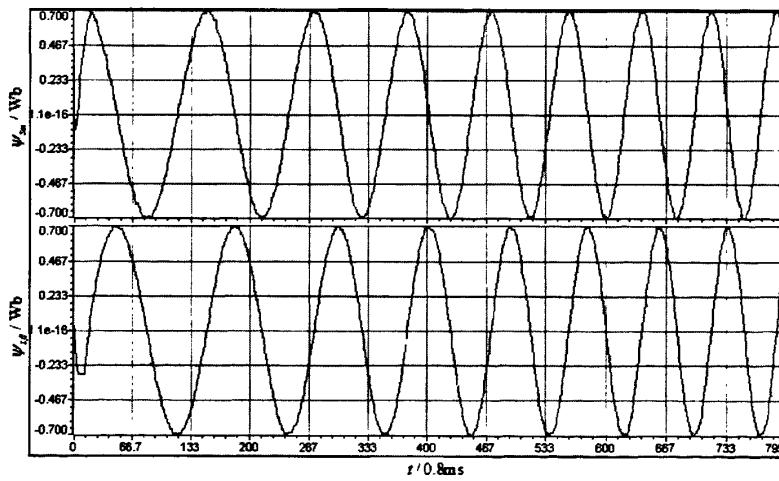


图 5-10 定子磁链实验波形

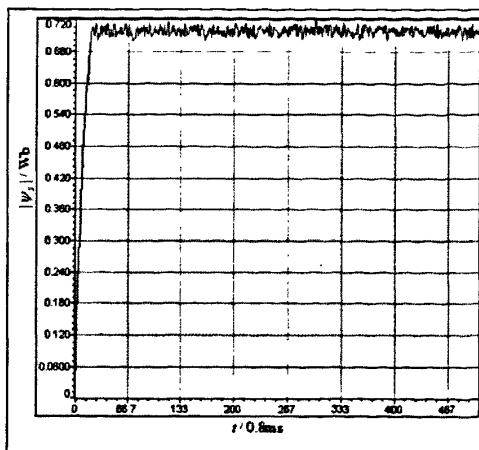


图 5-11 定子磁链幅值

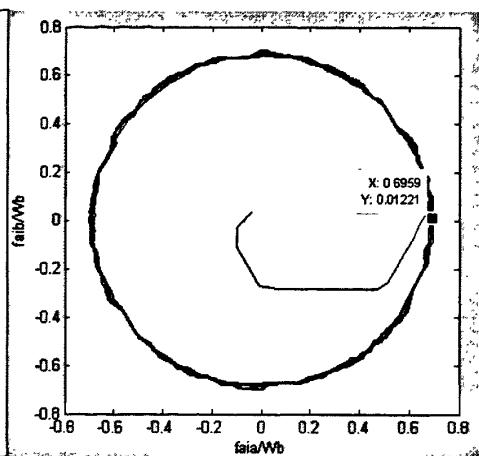


图 5-12 定子磁链轨迹

分析数据可知, 磁链幅值在 14ms 的时间内即可达到 0.6974Wb, 之后便在给定磁链 0.7Wb 附近小幅波动, 波动范围被限制在磁链容差 0.01Wb 内, 建立完全后的两相磁链呈良好的正弦性, 磁链轨迹大致为圆形。另外, 由于磁链处在扇区分界处附近时, 其磁链的增加和减小在同一周期内是不同的, 往往施加了一个电压矢量的效果需要很多其它矢量才能平衡, 导致电压矢量在扇区中部切换较密集, 而在扇区分界处附近却相对稀疏, 这使得在扇区分界处磁链轨迹不再是一个圆形轨迹, 而是大致的直线, 在一个周期内存在六个这样的区域, 由图 5-12 即可看出。

4. 电流实验波形

实验采用带载启动方式, 测得启动时定子两相电流波形。每隔 0.8ms 采样一个数据, 图中上为 $i_{s\alpha}$, 下为 $i_{s\beta}$:

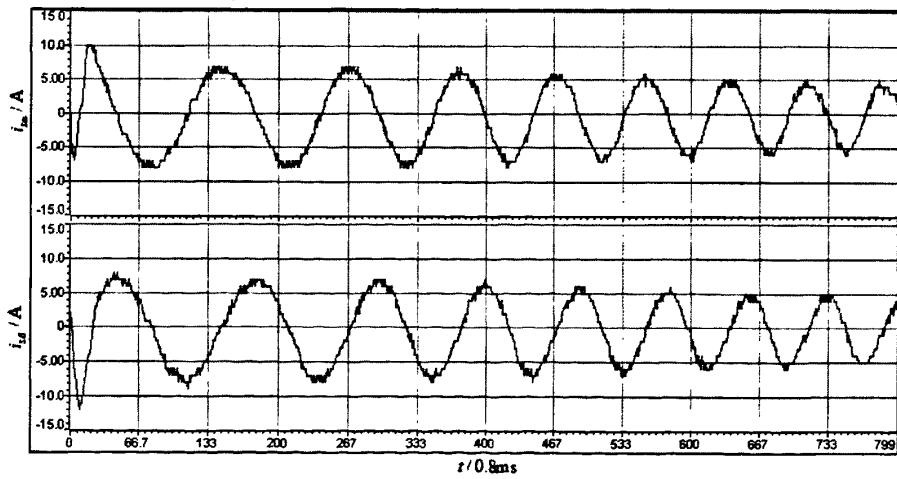


图 5-13 定子电流启动波形

由图 5-13, 通过限定 PI 输出的给定转矩、实时监测电流, 过流则施加零电压矢量等方法来限制启动电流, 启动时电流被限定在 $\pm 12A$ 以内, 当磁链建立完全, 电流会随给定转矩的减小而逐渐减小并稳定。从图中可以看出, 电流基波分量上叠加了由开关切换导致的高频畸变电流。另外, 由于磁链在扇区切换处的畸变直接导致了电流的

畸变, 对于某一相电流来说, 这种畸变在每个周期内会发生四次, 这是由于在六次扇区切换时, 只有两次是在该相开关状态不变时进行切换的。

5.3 基于多采样率的直接转矩控制软件设计及结果分析

5.3.1 基于多采样率的软件设计流程

为验证多采样率用于直接转矩控制系统的可行性, 编写了基于多采样率理论的直接转矩控制程序。同传统直接转矩控制程序一样, 系统软件主要包括主程序、定时器下溢中断服务程序、CAP6 捕获中断、功率保护中断等。由于主程序及 CAP6 涉及的测速程序均与 5.2.1 小节所介绍的一致, 这里不做赘述, 主要对定时器下溢中断服务程序进行介绍, 程序流程如图 5-14 所示:

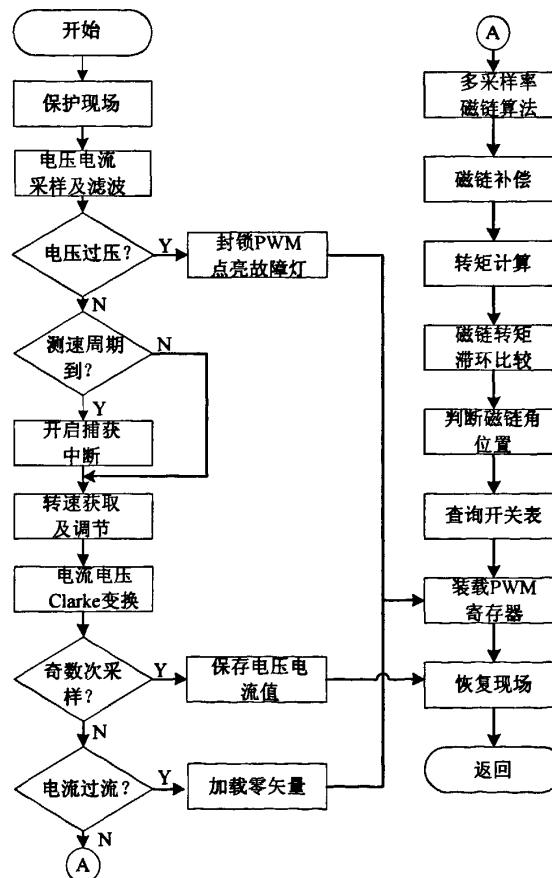


图 5-14 定时器下溢中断服务程序

根据 3.2 节所介绍的原理, 程序在奇数次进入下溢中断服务程序后得到 kT 时刻的电压电流信号并保存, 逆变器的开关状态并不改变, 而当进入偶数次中断得到 $kT + T_m$ 时刻的电流信号后, 利用本次采集得到的电流信号及 kT 时刻的电压电流信号进行多采样率的定子磁链观测得到 kT 时刻的磁链信号。根据观测出的磁链和采样得到的电流计算

得到转矩, 然后进行磁链、转矩滞环比较、判断磁链所处扇区、查询开关表并更新 PWM 状态控制逆变器输出, 完成一周期的控制。

下溢中断服务程序除定子磁链观测部分与 5.2.1 小节不同外, 其他主要模块均与其一致, 本节对磁链计算环节再次进行简要的介绍。根据式(3-31)的多采样率磁链观测方法, 涉及变量较多, 而在实际 DSP 编程中, 为了保证程序的运行效率, 所有常数均离线计算, 因此定义以下离线计算的常量:

$$\left. \begin{array}{l} K01 = T_m R_r^2 \\ K02 = T_m L_r^2 \\ K11 = -R_r L_s L_r \sigma + T_m R_r R_s L_r + T_m R_r^2 L_s \\ K12 = T_m L_s L_r^2 \sigma \\ K2 = L_r (L_s L_r \sigma - T_m R_s L_r - T_m R_r L_s + T_m R_r L_s \sigma) \\ K3 = R_r L_s L_r \sigma \\ K4 = L_s L_r^2 \sigma \\ K5 = R_r L_r T_m \\ K6 = T_m L_r^2 \end{array} \right\} \quad (5-22)$$

式(3-31)中系数 $b1 \sim b6$ 的计算可简化为:

$$\left. \begin{array}{l} b1 = \frac{K11 + K12 * \omega_r^2}{K01 + K02 * \omega_r^2} \\ b2 = \frac{K2 * \omega_r}{K01 + K02 * \omega_r^2} \\ b3 = \frac{K3}{K01 + K02 * \omega_r^2} \\ b4 = \frac{K4 * \omega_r}{K01 + K02 * \omega_r^2} \\ b5 = \frac{K5}{K01 + K02 * \omega_r^2} \\ b6 = \frac{K6 * \omega_r}{K01 + K02 * \omega_r^2} \end{array} \right\} \quad (5-23)$$

由式(5-23)注意到六个系数的分母相同, 由于除法运算在程序运行中十分费时, 因此计算时只用各系数的分子与相应的电压电流值相乘, 最后统一除以分母, 只做了一次除法运算。由此, 多采样率磁链算法系数得到很大的简化, 没有因为算法的复杂性而给 DSP 带来较大的负担。特别注意的是, 由于磁链算法为电流、电压做加减运算得到的, 三者的标幺基值不同, 因此要对以上系数进行补偿。

另外, 根据式(3-31)的多采样率磁链估计方法可知, 磁链的计算与历史值无关, 因此电流等信号较小的波动均会导致磁链的波动, 为此提出一种磁链补偿方法, 具体做法如下:

首先根据式(3-31)求出定子磁链分量 $\psi_{s\alpha}$ 和 $\psi_{s\beta}$ ，进行极坐标变换，得到磁链的幅值和相位，保持相位不变，对磁链幅值 $|\psi_s|$ 进行补偿，按照以下公式进行：

$$|\psi_s| = \begin{cases} |\psi_s| + K(|\psi_s| - |\psi_s^*|) & |\psi_s| < |\psi_s^*| \\ |\psi_s| - K(|\psi_s| - |\psi_s^*|) & |\psi_s| > |\psi_s^*| \end{cases} \quad (5-24)$$

其中， K 为 0 到 1 之间某个常数，具体经过实验确定。对磁链幅值进行补偿之后，再进行极坐标反变换，得到补偿后的磁链两相分量，这样就能够对磁链分量进行很好的平滑处理。

5.3.2 实验结果及分析

系统的基本参数设定为：控制周期 $100\mu s$ ，死区时间 $5.12\mu s$ ，电流电压采样周期 $50\mu s$ ，转速调节周期 0.5 ms ，软件限流值 $\pm 12\text{ A}$ ，给定转速 600 r/min ，给定磁链幅值 0.7 Wb ，磁链容差值为 0.01 Wb 。转速 PI 调节器 K_p 取 3.5 ， K_i 取 0.0009 ， K_c 取 0.2 ，PI 输出给定转矩限幅为 $15\text{ N}\cdot\text{m}$ ，转矩容差值为 $0.1\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

算法中所涉及到的电机参数为：定子电阻 $R_s = 3.065\Omega$ ，转子电阻 $R_r = 2.398\Omega$ ，定子电感 $L_s = 0.34433\text{ H}$ ，转子电感 $L_r = 0.3455\text{ H}$ ，互感 $L_m = 0.33255\text{ H}$ 。以下为实验结果：

1. 磁链实验波形

实验采用空载启动方式，测得定子磁链波形、与 u_i 模型的对比波形。图 5-15 每隔 0.8 ms 采样一个数据，图 5-17 和 5-18 每隔 0.2 ms 采样一个数据。图 5-15 中上为 $\psi_{s\alpha}$ ，下为 $\psi_{s\beta}$ ，图 5-17 和图 5-18 中，上为 u_i 模型估计的磁链结果，下为多采样率估计的磁链结果。通过 Matlab 将缓冲数组中的数据 $\psi_{s\alpha}$ 作为横坐标， $\psi_{s\beta}$ 作为纵坐标，得到图 5-16 的磁链轨迹：

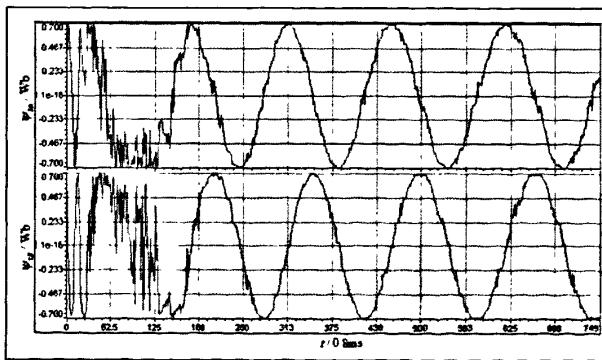


图 5-15 定子磁链实验波形

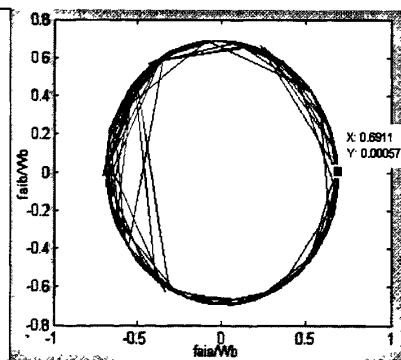
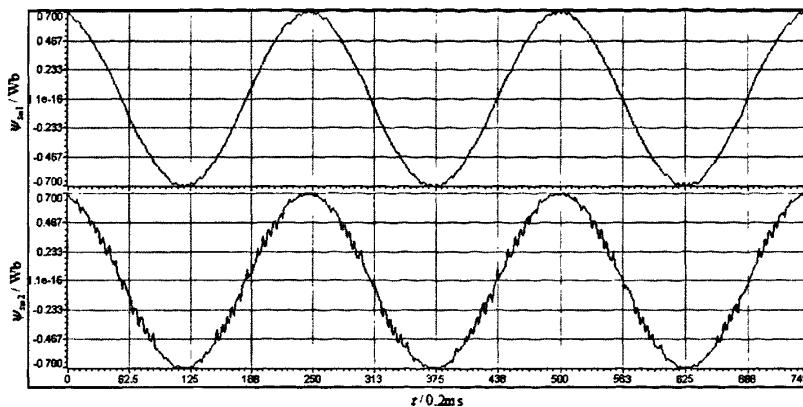
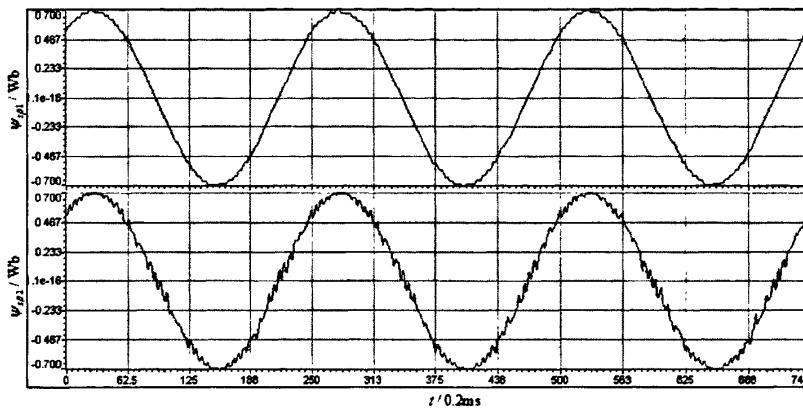


图 5-16 定子磁链轨迹

图 5-17 α 相磁链比较图 5-18 β 相磁链比较

由图 5-15 和 5-16 所示, 在启动时由于基于多采样率的磁链估计方法对于模型参数要求较高, 低速时由定子电阻产生的误差较大, 且算法的初始估计值并未从 0 开始, 因此需要较长时间才能建立稳定的磁链。磁链稳定后的轨迹为圆形, 将稳定后的磁链波形与 u_i 模型的估计值对比, 根据图 5-17 和 5-18 可知, 多采样率的磁链估计方法在幅值和相位上与 u_i 模型相吻合, 但由于该算法计算磁链与历史值无关会导致磁链较大波动。

2. 转速实验波形

实验给定转速为 600r/min, 每隔 5ms 采样一个数据数据, 结果如图 5-19 所示。

分析数据可知, 系统在 1.1s 处达到最高转速 655r/min, 在 1.7s 处转速恢复至 597r/min, 之后稳定在给定转速 600r/min 附近。

3. 转矩实验波形

每隔 0.8ms 采样一个数据数据, 得到稳定后的转矩实验波形图 5-20, 可以看到, 转矩上下波动被限制在 2N·m 以内。

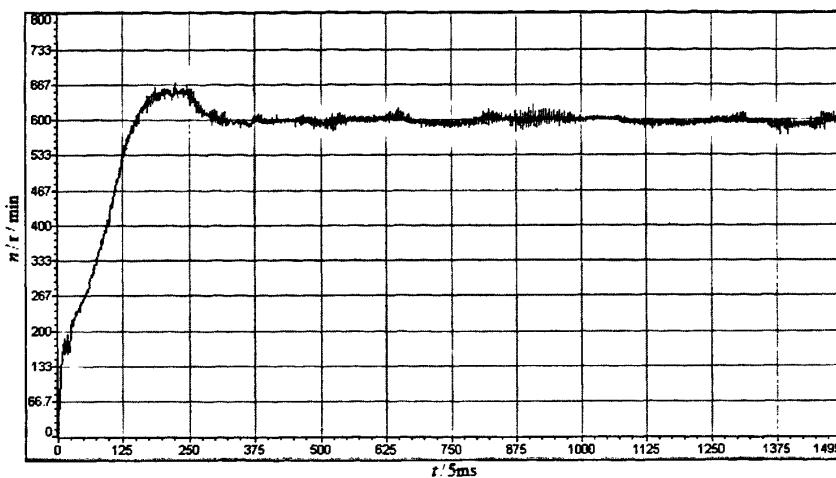


图 5-19 转速实验波形

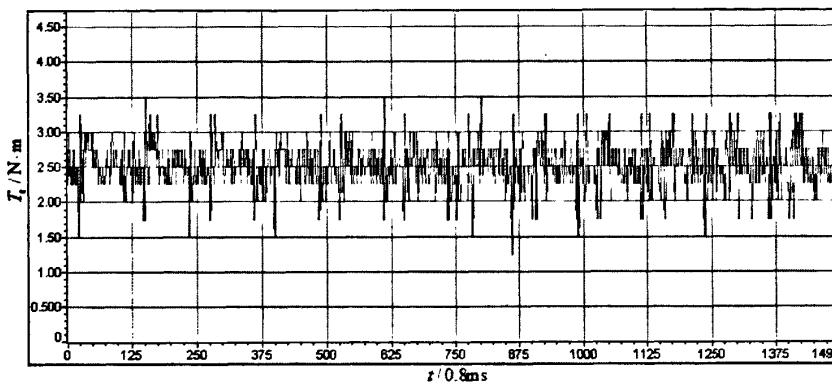


图 5-20 转矩实验波形

由以上实验结果可知, 基于多采样率的直接转矩控制系统取得了一定的控制效果, 证明了用多采样率理论估计磁链的可行性, 但由于该算法较为依赖电机数学模型, 因此启动时效果较差, 并且磁链波动较大, 但经过补偿处理后, 系统会在短时间内达到稳定, 稳定后的各项指标可以满足控制要求。

结 论

完善的交流调速系统是实现新的交流调速控制方法的物质基础，为此本文搭建了以 DSP 和 IPM 为核心的交流调速系统以方便验证新的交流调速算法。

直接转矩控制技术以其独有的控制理念在交流调速控制领域的占据着重要位置，如何提高直接转矩控制系统的控制性能成为研究的热点。为了避免受限于逆变器的开关频率，充分发挥出 DSP 的速度优势，提高采样频率，本文在直接转矩控制的基础上又引入了多采样率控制理论以获取电机运行时的更多信息，使得系统具有更强大的控制能力。同时，多采样率控制系统是个周期时变系统，它能实现许多单采样率数字控制系统所不具备的控制目标，如改善系统的增益裕量，同时稳定，强镇定和分散控制等。但是，基于输出多采样率的直接转矩控制方法比较依赖电机的数学模型，如果电机的参数选取有误差会导致磁链观测的误差，从而降低系统的系能，并且多采样率的算法相对复杂，对控制器的运算速度比传统直接转矩控制有着更高的要求。本文在阅读了大量中外文献的基础上，对两种控制方法进行了研究，并在所设计的交流调速系统上进行了实验。

本论文的主要工作简述如下：

1. 在深入了解交流调速系统结构的基础上，搭建了基于 IPM PM50RSA120 和 DSP TMS320F2812 的交流调速系统，对整流、逆变、功率驱动、DSP 最小系统板、信号检测及调理、保护等电路的设计进行了详细的阐述，并讨论了硬件抗干扰设计。

2. 研究了传统直接转矩控制系统的原理，重点讨论了电压空间矢量、开关表、磁链和转矩的估算及控制、定子磁链幅值补偿、限流启动等直接转矩控制系统的关键技术。

3. 介绍了多采样率的原理，着重对输出多采样率理论进行介绍。研究了交流异步电机在输出多采样率条件下的离散数学模型，推导出了基于输出多采样率的定子磁链估计方法，并将此方法用于直接转矩控制中的定子磁链估算。

4. 在 Matlab/Simulink 中分别建立了传统直接转矩控制和基于多采样率理论的直接转矩控制仿真模型，给出了仿真结果，从理论上验证了两种算法的有效性。

5. 分别编写了传统直接转矩控制和基于多采样率的直接转矩控制程序，在所设计的交流调速系统上进行了相应的实验，得出了预期的实验效果，并对实验结果进行了详尽的分析。

由于时间仓促及个人能力有限，对于直接转矩控制技术的研究以及多采样率理论在直接转矩控制系统中的应用等方面依然有很多的工作要做，因此，在本论文的完成之际，对以后的研究工作做了一些展望：

1. 虽然搭建了交流调速系统，但没有进行上位机控制软件的开发，实验过程中为了实时观测变量波形，DSP 一直运行在仿真模式下，也存在着一些安全隐患，因此，利用 LabVIEW 设计上位机监控界面，将控制程序下载到 FLASH 运行，使得整个系统

在实验过程中更为安全与直观，为操作者提供便利。

2. 本系统为有速度传感器的控制系统，速度传感器的安装导致系统成本增加和稳定性的降低，因此无速度传感器的直接转矩控制是一个很好的研究方向，应用多采样率理论对转速进行辨识具有一定的可行性。

3. 本文中的直接转矩控制系统的磁链和转矩的控制均采用传统的滞环控制，在同一开关周期内，所施加的电压矢量始终不变，这势必导致了较大的转矩脉动，因此，改善电压矢量的施加方式对于系统性能的提高有很大帮助，例如将 SVPWM 理论引入到直接转矩控制，用 PI 调节器取代滞环调节。

4. 基于多采样率理论的磁链观测方法得到的磁链结果波动较大，特别是低速阶段，因此如何减小波动，改善启动性能有待研究。

5. 在电机运行过程中，电机参数会发生变化，导致电机模型和磁链观测模型发生较大偏差，直接影响控制效果甚至引发系统不稳定，因此，对电机参数进行在线辨识，可以使系统控制性能大为提高。

6. 本文的速度调节器采用传统的 PI 调节，可以将模糊控制理论引入转速控制环，能够改善交流调速系统中非线性、变参数等特性引起的不良影响，增强直接转矩控制系统的鲁棒性。

由于本人的能力有限，论文的疏漏之处在所难免，请各位评审老师和同学们批评指正，不胜感谢！

致 谢

三年的硕士生涯即将结束，我之所以能够顺利的完成学业和毕业论文的全部任务，最终离不开我的导师肖建老师的悉心指导，在这里，我要真诚地感谢肖老师对我的帮助。肖老师严谨的治学态度、渊博的知识令我钦佩不已，他正直的为人、崇高的师德给我留下了深刻的印象，也成为我今后工作的一个榜样。在这三年的学习生活中，每当我遇到难题不知如何抉择而感到迷茫时，每当我找到肖老师，他都会结合他丰富的人生经历给与我热心的帮助和耐心的讲解，让我明确利害关系继而做出正确的选择。如果没有肖老师的耐心指导和严格要求，我也不可能高质量的完成毕业设计任务。为此，再次谨向肖老师表示由衷的感谢！

感谢博士师兄陆可，他在学术上给了我热心指导，帮我解决实验中遇到的问题，让我少走了许多弯路，感谢师弟刘勇，为我实验提供了帮助。感谢电力电子实验室蒋林、于龙、黄景春、刘陆洲、郑高、王嵩、宫金林、张广斌、蒋强、王梦玲、刘杰、邱存勇、顾博川、易卓霖、鲜亮、周文卫、陈立杨、张勇、石高峰等师兄弟对我的帮助。感谢郭育华老师、卢国涛老师对我的帮助。

最后，感谢始终在背后默默关心和支持着我的家人和我的男朋友，他们是我勇敢面对各种困难和挑战的精神支柱和动力源泉。

最后，衷心感谢在百忙中评阅论文的各位老师！

参考文献

- [1] 李华德. 电力拖动控制系统. 电子工业出版社, 2006.
- [2] 吴桢生. 模糊控制在矢量控制系统中的应用研究. 西南交通大学硕士学位论文, 2009.
- [3] 朱磊, 侯振义. 电力电子技术的发展及应用. 电源世界. 2008, 6: 21-23.
- [4] 张海峰. 论电力电子器件及变频技术的发展与应用. 经营管理者. 2009, 22: 383.
- [5] 李华德. 交流调速控制系统. 电子工业出版社, 2003.
- [6] 巫庆辉, 邵诚, 徐占国. 直接转矩控制技术的研究现状与发展趋势. 信息与控制. 2005, 34(4): 444-450.
- [7] 肖建. 多采样率数字控制系统. 科学出版社, 2003.
- [8] M. Kranc G. Input-output analysis of multirate feedback system. IRE Transactions on Automatic Control. 2006, 3(1): 21-28.
- [9] Kalman R E Bertram J E. A unified approach to the theory of sampling systems. Journal of Franklin Institute. 1959, 137(5): 329-336.
- [10] 潘峥嵘, 向林英, 郭戈. 多采样率数字控制系统的进展与走向. 兰州理工大学学报. 2005, 31(5): 79-81.
- [11] 吴瑶, 罗雄麟. 化工多采样率数字控制技术研究进展. 化工进展. 2008, 27(9): 1342-1347.
- [12] 谢宝昌, 任永德. 电机的 DSP 控制技术及应用. 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [13] 李夙. 异步电动机直接转矩控制. 机械工业出版社, 1994.
- [14] 尔桂花, 窦日轩. 运动控制系统. 清华大学出版社, 2002.
- [15] 蔡华斌. 基于多采样率理论的直接转矩控制系统研究. 西南交通大学硕士学位论文, 2007.
- [16] 王汝琳 祝龙记. 基于直接转矩控制的高性能磁链观测与速度观测. 电机与控制学报. 2004, 8(3): 209-214.
- [17] 李永东. 交流电机数字控制系统. 机械工业出版社, 2002.
- [18] 谢卫东. 基于 DSP 的交流电机变频调速系统的设计. 吉林大学硕士学位论文, 2006.
- [19] 陈爽. 基于模糊控制的交流调速系统研究. 西南交通大学硕士学位论文, 2009.
- [20] Lukas Osmancik. Digital Signal Processor TMS320F2812 and Its Application in Electric Drives. Applied Electronics. 2006(6): 201-204.
- [21] Texas Instruments Incorporated 著, 张卫宁编译. TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与

- 外设(上). 清华大学出版社, 2004.
- [22] Texas Instruments Incorporated 著, 张卫宁编译. TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设(下). 清华大学出版社, 2004.
- [23] 苏奎峰, 吕强等. TMS320F2812 原理与开发. 电子工业出版社, 2005.
- [24] 王潞钢, 陈林康, 曾岳南等编著. DSP C2000 程序员高手进阶. 机械工业出版社, 2004.
- [25] Idris N.R.N, Yatim A.H.M. Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2004, 51(4): 758-767.
- [26] 黄志武. 无速度传感器直接转矩控制策略的研究. 中南大学博士学位论文, 2006.
- [27] Hu Jun Wu Bin. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed-Range. *IEEE Trans. on Power Electronics.* 1998, 13(5): 969-977.
- [28] Mario Marchesoni Paolo Segarichi, etc. A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives. *IEEE trans Ind Applicat.* 1997, 44(4): 528-535.
- [29] Iwamoto H, MOtto E. New Intelligent Power Modules for Appliance Motor Control. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2001: 1051-1056.
- [30] Pengwei Sun, Xinchun Shi, Aimeng Wang, et al. DSP and CPLD based field oriented control of PMSM using application specific IPM. *the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005: 335-357.
- [31] 肖建. 多采样率数字控制系统的输出反馈特征结构配置. *控制与决策*. 1996, 11(5): 596-600.
- [32] 肖建 唐磊. 输入多采样率数字控制系统的同时极点配置. *控制理论与应用*. 2002, 17(2): 296-299.
- [33] 张奕黄 郭四洲. 抑制异步牵引电机启动峰值的控制策略研究. *机车电传动*. 2008, 10(5): 23-29.
- [34] 尹勇, 欧光军, 关荣锋编著. DSP 集成开发环境 CCS 开发指南. 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [35] G Meyer D. New class of shift-varying operators, their shift-invariant equivalents, and multirate digital systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1990, 35 (4): 429-433.
- [36] Araki M Yamamoto K. Multivariable multirate sampled-data systems: state-space description, transfer characteristics and Nyquist criterion. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1986, 31(2): 145-154.

- [37] 魏冬冬, 张兴. 一种恒定开关频率感应电机直接转矩控制. 电力电子技术. 2008, 42(4): 56-58.
- [38] 毛明平. 基于 MATLAB 的无速度传感器直接转矩控制策略比较. 同济大学学报. 2002, 30(11): 1383-1387.
- [39] 胡虎, 李永东. 基于区域电压矢量表的交流异步电动机直接转矩预测控制策略研究. 电工技术学报. 2004, 19(2): 25-30.
- [40] M. C. Saaj B. Bandyopadhyay. A New Algorithm for Discrete-Time Sliding-Mode Control Using Fast Output Sampling Feedback. IEEE Trans. on Ind. Elec. 1993, 49(3): 518-523.
- [41] Lee Seung-Hi. Multirate Digital Control System Design and Its Application to Computer Disk Drives. IEEE Transactions on Control Systems. 2006, 14(1): 124-133.
- [42] Suter Xiang-Gen Xia and Bruce W. Multirate Filter Banks with Block Sampling. IEEE Transactions on Signal Processing. 1996, 44(3): 484-496.
- [43] 贾洪平 贺益康. 一种适合 DTC 应用的非线性正交反馈补偿磁链观测器. 中国电机工程学报. 2006, 26(1): 101-105.
- [44] 沈天珉, 杜川. 转矩脉动最小化的直接转矩控制系统. 电气技术. 2008, 7: 60-62.
- [45] 郭四洲, 张奕黄. 抑制异步牵引电机启动峰值电流的控制策略研究. 机车电传动. 2008, 5: 23-29.
- [46] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 第 3 版. 机械工业出版社, 2003
- [47] 廖晓钟, 邵立伟. 直接转矩控制的十二区段控制方法. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 167-173.
- [48] 杨家强, 黄进. 异步电动机直接转矩控制转矩脉动最小化方法研究. 电工技术学报, 2004, 19(9): 23-29.
- [49] 何小艇. 电子系统设计. 第三版. 浙江大学出版社, 2004
- [50] Casadei D, Serra G, Tani K. Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(4): 769-777.
- [51] Noguchi T, Yamamoto M, Kondo S, et al. Enlarging switching frequency in direct torque-controlled inverter by means of dithering. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(6): 1358-1366.
- [52] Kang J K, Sul S K. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(5): 1076-1082.
- [53] 林瑞光. 电机与拖动基础. 浙江大学出版社, 2002

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 孙丛君, 于龙, 张喜茂, 肖建. 一种宽动态范围数据采集系统的设计. 微计算机信息, 2009.4(25).
- [2] 孙丛君, 张喜茂, 段国艳. 智能停车场车辆检测系统的设计与实现. 自动化信息, 2008.3.
- [3] 孙丛君, 张喜茂. 一种非接触式扭矩测试系统的设计. 变频技术应用, 2010.1.
- [4] 孙丛君, 肖建, 张喜茂, 刘勇. 基于 TMS320F2812 的直接转矩控制系统. 电子技术应用(审稿中).
- [5] 张喜茂, 孙丛君. 直驱风力发电系统中 PWM 整流器控制方法研究. 变频技术应用, 2010.3.
- [6] 何国军, 陈维荣, 刘小强, 孙丛君. 基于 DSP 与 FPGA 的运动控制器设计. 电子技术应用, 2009.7.