

分类号 \_\_\_\_\_  
U D C \_\_\_\_\_

密级 \_\_\_\_\_  
编号 \_\_\_\_\_



# 硕士学位论文

论文题目 基于预测控制的直接转矩

空间矢量脉宽调制方法

学科、专业 检测技术与自动化装置

研究生姓名 王瑜

导师姓名及

专业技术职务 桂卫华 教授



## 摘要

近年来，随着电力电子技术和微电子技术的迅猛发展以及现代控制理论和计算机控制技术的应用，交流调速领域发展非常迅速，不断取得许多新的成果。在交流传动矢量控制技术普遍应用的同时，直接转矩控制（DTC）技术也得到快速发展，与矢量控制相比，直接转矩控制的优点是强调对电机磁链和转矩的直接控制。论文通过对异步电机数学模型和直接转矩控制工作原理的分析，指出异步电机直接转矩控制系统的关键是根据电机运行状况对磁链和转矩的要求，合理选择定子电压矢量来达到最佳的控制效果。

论文分析了传统直接转矩控制引起转矩脉动的原因。传统的直接转矩控制在选取逆变器的开关状态信号时只考虑转矩和磁链误差的方向而在控制过程中忽略了转矩和磁链的大小，导致转矩虽然按需求增大或减小，但在幅值上又超过了其滞环带宽范围，影响电机牵引性能。由分析可知，如果对转矩进行预测控制，通过一定的算法得到一个优化的电压矢量（该电压矢量能由逆变器的6个工作电压矢量和零电压工作矢量合成得到），在该矢量的作用下预测的下一采样周期转矩误差刚好能在下一控制周期刚好得到补偿。由此本文提出基于预测控制的直接转矩空间矢量脉宽调制方法，根据电机转矩误差的大小，通过算法计算出在下一控制周期补偿该误差应输出的工作电压矢量，利用TMSF2812DSP实现对该电压矢量的SVPWM合成计算。由于该电压矢量的大小和方向可以通过空间电压矢量脉宽调制方式得到，相比传统直接转矩控制使用几个固定电压矢量而言，能更好地跟踪转矩的设定值，有效地降低转矩脉动。论文为将交流调速实验装置中转矩/转速传感器输出的脉冲信号转换为0-5V的直流电压信号还进行了电路设计和实现。本文通过高性能F2812DSP处理器实现预测控制算法，实验结果表明，该方法能有效降低转矩脉动。

**关键词：**交流变频调速系统，直接转矩控制，预测控制，空间矢量脉宽调制（SVPWM），DSP（数字信号处理器）



## ABSTRACT

With the rapid development of power electronics, micro-electronics and the theory of modern control in recent years, the field of AC drive makes progress and gets lots of new productions. And the development of Direct Torque Control is great with the general applications of Vector Control of AC motor speed regulating. Compared with Vector Control, DTC emphasizes the direct control to the flux and torque of motors. According to the analysis of the mathematics model of asynchrony motor and the principle of DTC, this paper points out that the key of DTC is making the best choice of voltage space vectors based on demands of torque and flux while the motor is working so that we can achieve the best control effect.

This paper analyses the reason of the torque ripple of traditional Direct Torque Control. In traditional DTC, when we choose the inverter's switch signals, we only consider the error directions of torque and flux but ignore the value of torque and flux error during controlling, so it will cause that though torque increases or reduces with the demand, but its amplitude oftentimes exceeds the width of Bang-Bang control. Based on the analysis, if we make the predictive control of torque, we can get an optimized voltage vector (it can be composed by the working  $U_s$  and  $U_0$ ). Under its effect, flux & torque error at the next sample time can be compensated very well in the next control cycle. So this paper carries out a predictive DTC method based on SVPWM. According to the error of torque, this method calculates the output voltage vector under the action of which the error can be compensated exactly. Compared to traditional DTC that only uses several fixed working  $U_s$ , it can reduce torque ripples because this vector's direction and value are composed by the method of space vector pulse width modulation. And in order to switch the pulse signal to the signal of 0-5V DC in the torque/speed transducer of AC drive device, this paper makes the circuit design and the realization of the parts. At last, the experiment on F2812DSP processor shows that this control method can reduce the torque ripple effectively.



**KEYWORDS:** AC drive system; Direct torque control; Torque ripple; predictive control ; Space vector pulse width modulation; DSP

## 目 录

第一章 绪 论.....	1
1. 1 交流调速传动控制系统的现状和发展 .....	1
1. 2 异步电动机交流调速传动系统及其控制方法 .....	1
1. 2. 1 恒压频比控制.....	1
1. 2. 2 矢量控制.....	2
1. 2. 3 直接转矩控制.....	2
1. 2. 4 智能控制.....	3
1. 3 直接转矩控制的研究现状和发展前景 .....	3
1. 4 智能控制与直接转矩控制的结合 .....	5
1. 5 课题来源及研究意义 .....	5
1. 6 论文主要内容和结构安排 .....	6
第二章 直接转矩控制策略与原理.....	8
2. 1 异步电机数学模型.....	8
2. 1. 1 异步电机数学模型分析 .....	9
2. 1. 2 静止两相坐标系的数学模型与基本方程.....	10
2. 1. 3 异步电机的坐标变换.....	10
2. 2 直接转矩控制的基本原理 .....	12
2. 2. 1 空间电压矢量 .....	12
2. 2. 2 定子磁链空间矢量 .....	14
2. 3 直接转矩控制的基本结构与控制策略 .....	15
2. 3. 1 磁链控制单元 .....	15
2. 3. 2 电磁转矩控制单元 .....	18
2. 3. 3 开关状态选择单元 .....	20
2. 4 小结 .....	21
第三章 传统直接转矩控制脉动分析.....	22
3. 1 传统直接转矩控制存在的转矩脉动问题分析 .....	22
3. 2 控制系统数字化中电压矢量的选择对转矩脉动的影响 .....	23
3. 3 转矩脉动对系统性能的影响及改进方案 .....	24
3. 4 小结 .....	25
第四章 基于预测控制的直接转矩空间矢量调制方法.....	26
4. 1 预测控制方法基本原理与算法 .....	26
4. 1. 1 根据转矩脉动提出的新型区域电压矢量表 .....	26

---

4.1.2 预测算法原理.....	28
4.2 输出电压矢量的 SVPWM 合成.....	30
4.2.1 空间矢量脉宽调制原理及特点.....	30
4.2.2 SVPWM 数字化设计原理.....	32
4.3 小结 .....	34
第五章 基于预测控制的直接转矩空间矢量调制方法的实现.....	35
5.1 系统硬件部分概述 .....	35
5.1.1 交流传动实验装置电路图与设计原理.....	35
5.1.2 转矩转速测量装置及其工作原理 .....	35
5.1.3 控制电路设计.....	43
5.2 系统软件部分功能与设计 .....	44
5.2.1 DSP 控制器 TMS320F2812 简介 .....	44
5.2.2 集成开发环境 CCS 简介.....	45
5.2.3 系统软件设计与功能 .....	46
5.3 实验结果与分析 .....	54
5.4 本章小结 .....	56
第六章 总结与展望.....	57
参考文献 .....	59
致 谢.....	63
攻读学位期间主要研究成果.....	64

# 第一章 绪论

## 1.1 交流调速传动控制系统的现状和发展

20世纪80年代以前,在变速传动领域中,直流调速一直占据主导地位。随着电力电子学、微电子学和控制理论的飞速发展,尤其是先进控制策略的成功应用与完善,交流调速传动系统有了巨大的进步。近几年来,现代交流调速技术以其显著的节电效果、优良的调速性能以及广泛的适用性成为电气传动发展的主流方向。IGBT、IGCT(集成门极换向性晶闸管)等新型电力电子器件和DSP(数字信号处理器)、ASIC(专用集成电路)的快速发展以及新颖控制理论和技术(如矢量控制、直接转矩控制等)的完善,使变频调速系统在调速范围、调速精度、动态响应、功率因数、运行效率和使用方便等性能指标超过了直流调速系统,达到取代直流调速的地步,受到各行业的欢迎并取得显著的经济效益。

此后,交流调速传动理论及应用技术大致沿下述四个方面发展:一、电力电子器件是现代交流调速装置的支柱,电力电子器件的蓬勃发展直接决定和影响交流调速传动技术的发展;二、脉宽调制(PWM)技术的发展和应用优化了变频装置的性能,不仅能够及时准确地实现变压变频控制要求,而且更重要的意义是抑制逆变器输出电压或电流中的谐波分量,从而降低或消除了变频调速时电机的转矩脉动,提高了电机的工作效率,扩大了调速系统的调速范围,脉宽调制(PWM)技术种类很多,并且还在不断发展之中;三、矢量变换控制技术及直接转矩控制技术的发展与完善;四、随着微机控制技术,特别是以单片微机及数字信号处理器DSP为控制核心的微机控制技术的迅速发展,现代交流调速系统的控制回路由模拟控制迅速走向数字控制。

## 1.2 异步电动机交流调速传动系统及其控制方法

交流调速传动技术包含的内容比较多,控制方法多样化,具有代表性的有恒压频比( $V/F=常数$ )控制、按转子磁链定向的磁场定向控制(矢量控制)、按定子磁链定向的直接转矩控制和智能控制等。开发利用较早且应用广泛的控制方法是矢量控制。直接转矩控制由于具有控制思想新颖,控制算法简单,系统结构简明,动态响应迅速,受电机参数影响较小等优点,是继矢量控制之后出现的又一高性能感应电机控制方法。

### 1.2.1 恒压频比控制

要使电机的运行性能与控制效果稳定,必须有效地控制转矩。恒压频比控制

是一种比较简单的方法，但它只是保持电机的气隙磁通为恒定值，充分利用电动机铁心，发挥其产生转矩的能力，从而使得控制定子电流的传动可以具有快速的响应，而不具有对转矩进行调节的功能，因此动态性能不高。

### 1.2.2 矢量控制

1971年，德国西门子公司的F.Blaschke等提出了“感应电机磁场定向控制原理”并在实践中不断逐步完善，形成了现在得到普遍应用的矢量控制交流调速系统，矢量控制的基本思想是通过坐标变换把交流电机模拟成直流电机来进行控制。其基本原理是在按转子磁链定向的旋转坐标系中，将定子电流分解为相互正交的2个分量：一个与转子磁链同方向，代表定子电流励磁分量；另一个与转子磁链方向正交，代表定子电流转矩分量，然后对其分别独立控制，并同时控制两分量间的幅值和相位，即控制定子电流矢量，成功解决了交流电动机电磁转矩的有效控制，从而使交流电机变频调速系统获得了直流调速系统的全部优点。

矢量控制的实现方法有以下几种：磁通直接反馈型矢量控制、滑差频率控制型的矢量控制方式、无速度传感器矢量控制方式等。但不论那种方式，其控制器的设计在某种程度上都依赖于电机参数。为了减少控制上对电机参数的敏感性，已经提出了很多参数辨识、补偿和自适应的方案，并且收到了一定的效果。然而在理论上，一般矢量控制系统不能实现转矩与转子磁链的动态解耦，只有在转子磁链恒定的条件下，系统才是非线性解耦的。非线性解耦控制系统由于综合考虑了各种非线性耦合效应，能够实现真正的动态解耦，但控制器参数与电机参数密切相关，实现起来不很精确和方便。

尽管矢量控制从理论上可以明显改善异步电机传动系统的动态特性，但也存在一些问题：实现时要进行复杂的坐标变化，需准确观测转子磁链，而且对电机参数的依赖性较大，难以保证动态过程的完全解耦等；另外，由于电机参数受电机运行状态影响存在时变性，矢量控制对参数变化的敏感性导致实际控制效果难以达到理论分析的程度。

### 1.2.3 直接转矩控制

直接转矩控制系统是近十余年来继矢量控制之后迅速发展起来的一种新型的高性能交流调速传动控制系统。理论界普遍认为直接转矩控制是由德国鲁尔大学M.Depenbrock教授和日本的I.Takahashi教授于1985年分别提出的，接着于1987年把它推广到弱磁调速范围。

不同于矢量控制技术，直接转矩控制有着自己的特点。它无需将交流电机与直流电机进行比较、等效、转化，不需要模拟直流电机的控制策略，也不需要简化交流电机的模型来进行解耦。它在定子坐标系下分析交流电机的数学模型，强

调对电机转矩的直接控制，省掉了矢量旋转变换等复杂变换与计算，直接转矩控制磁场定向用的是定子磁链，只要知道定子电阻就能观测出来，因此在很大程度上解决了矢量控制中计算控制复杂、特性易受电机参数变化的影响、实际性能难于达到理论分析结果的一些重大问题。

直接转矩控制的研究虽然已取得了相当的进展，但在理论和实践上还是不够成熟，如低速时的转矩脉动问题、带负载能力、控制的鲁棒性等等。

#### 1.2.4 智能控制

近年来，智能控制的研究在控制领域非常活跃，并获得了许多应用，也取得了良好的效果。智能控制是传统控制发展的高级阶段，主要用来解决那些用传统方法难以实现其控制目标的复杂系统控制。由于它无需对象的精确数学模型，并可以在处理不精确性和不稳定性方面获得可处理性、鲁棒性，因而现在已经将智能控制方法引入交流传动控制系统领域，并且在参数辨识、自适应性方面都取得了显著的成效。

智能控制与传统和经典的现代控制方法相比，具有独到和先进之处。首先，它突破了传统的控制理论中必须基于数学模型的束缚，不依赖或不完全依赖于控制对象的数学模型，只根据实际控制的效果来进行调整。其次，智能控制具有非线性的特点，同时利用计算机控制的先进性，用控制算法对控制效果进行预测，随时做出相应的调整或是根据当前状态切换控制器的结构，用变结构的方法改善系统的性能。电机是一个典型的、强耦合的系统，因此采用智能控制是一个非常理想的方法。智能控制还具有学习、适应等功能。常见的智能控制方法有：模糊控制、预测控制、专家控制、自适应控制、神经网络控制等。将这些智能控制方法应用于交流电机传动控制中，从而提高控制性能是我们研究的目的。

### 1.3 直接转矩控制的研究现状和发展前景

自从矢量控制技术发展以来，交流传动技术就从理论上解决了交流调速系统在静、动态性能上与直流传动相媲美的问题。矢量控制技术虽然模仿直流电机的转速，以转子磁场定向，用矢量变换的方法，实现了对交流电机的转速和磁链的完全解耦，但是在实际上由于转子磁链难于准确观测，系统特性受电机参数的影响较大，以及在模拟直流电机控制过程中所用变换的复杂性，使得实际的控制效果难于达到理论分析的结果。直接转矩控制在很大程度上解决了矢量控制中计算控制复杂，特性易受电机参数变化的影响，实际控制效果和性能不佳等缺点，以其新颖的控制思想，简明的系统结构，优良的静、动态性能受到了普遍的注意和得到迅速的发展。目前直接转矩控制技术已成功应用在电力机车牵引的大功率交

流传动上。

直接转矩控制的基本原理就是通过对电机定子磁链和转矩的输出值与给定值之差的控制来控制电机的运行,其最初的具体实现方法就是用两个滞环比较器对转矩和定子磁链的测量值与给定值进行比较,由滞环比较器的输出确定应输出的电压矢量,进而控制电机的定子磁链和转矩在期望的范围内。这种方法有它一定的优点,特别是在以前的模拟电路中,因为它能对磁链和转矩的变化做出实时、快速的反应。但用这种方法进行直接转矩控制时转矩脉动比较大,特别是在现在的数字电路中,所以近年来提出了许多改进算法,主要集中在两个方面:定子磁链和电机输出转矩的基本控制方式的改进以及计算方法的改进。

与矢量控制采用的对交流电动机的转速和磁链控制的完全解耦方法不同,直接转矩控制通过快速改变电机磁场对转子瞬时转差速度,直接控制异步电机的转矩和转矩增长率。在直接转矩控制系统中,采用电机定子侧参数计算出磁通和转矩,并用二点式调节器直接控制逆变器的开关状态,对电机磁通和转矩进行直接自调整控制,它不仅能获得快速的动态响应,而且具有最佳的开关频率和最小的开关损耗。直接转矩控制将逆变器与电机作为一个在整体进行控制,逆变器的所有开关状态的变化都以电机的电磁过程为基础,将电机的转矩控制和磁链控制有机地统一。目前已得到推广和应用的直接转矩控制方法具有以下特点:

(1) 转矩和磁链都采用直接反馈的两点式 Band-Band 控制,避开了将定子电流分解成转矩和励磁分量,省去了旋转坐标变换,简化了控制器的结构。

(2) 选择定子磁链作为被控制的对象,由于定子参数的稳定性,系统具有比矢量控制好得多的稳定性,控制性能不受转子参数变化的影响。

(3) PWM 逆变器采用空间电压矢量控制方式,性能优越。

且与矢量控制的交流调速控制相比,直接转矩控制有以下优点:

(1) 直接转矩控制直接着眼于转矩控制以得到快速转矩响应,选择在定子坐标下进行磁链、转矩的控制,转子参数变化对系统表现为非参数干扰,能够通过闭环控制克服。

(2) 直接转矩控制直接在定子坐标系下分析电机的数学模型,控制电机的磁链和转矩,省掉了矢量旋转变换等复杂的变换与计算,所需要的信号处理工作特别简单。

(3) 直接转矩控制可对磁链进行直接调节,易于实现弱磁控制,调速范围宽。

(4) 直接转矩控制由逆变器开关状态直接控制转矩,易于优化系统工作状态,降低开关频率。

(5) 直接转矩控制结构简单,易于实现,便于数字化。

近年来各种高性能硬件的推出,具有高运算精度的数字信号处理器 DSP 的

应用，也为直接转矩控制系统性能的改进提供了硬件基础，使许多需要很强运算能力，具有很高开关频率的改进方法得以实现。尤其是一些智能控制思想开始应用到直接转矩控制中来，提出了基于模糊控制，神经网络控制，变结构控制，滑模控制和预测控制等新型直接转矩控制方法。

## 1.4 智能控制与直接转矩控制的结合

近几年来，国内外对智能控制的理论和应用研究十分活跃，其中在把智能控制理论和直接转矩控制理论结合的目的是为了进一步解决现有的传统直接转矩控制方法中存在的一些较难解决的问题，提高交流调速系统的动、静态性能和鲁棒性。采用智能控制与直接转矩控制结合的控制方法是非常有意义的，主要体现在以下方面：

(1) 低速性能的提高。传统直接转矩控制的低速性能存在很多问题，比如说转速较低时，定子电阻的变化将大大影响电机的数学模型计算结果，使定子磁链和转矩的控制效果变差。智能控制中的模糊控制、自适应控制都能改善交流调速系统的低速性能。模糊控制不依赖于被控对象的精确数学模型，因此能克服非线性因素的影响，增强系统对参数变化的鲁棒性，从而提高转矩的动态响应性能。

(2) 低速时转矩响应速度和转矩脉动。传统的直接转矩控制无法根据磁链和转矩误差的大小程度最合理的选择定子电压矢量，限制了低速或转矩突变时的响应速度并且经常导致转矩脉动超过容差范围。通过自适应控制和预测控制，可以合理选择最佳的空间电压矢量对上一控制周期的转矩脉动进行补偿，很大程度上减小低速时的转矩脉动。

另外还有一些难点尤其值得我们去攻克解决：采用最合理的逆变器死区补偿提高控制系统的精度；无速度传感器的直接转矩控制；优化磁链轨迹，降低谐波损耗和尖峰电流；自适应，模糊控制在具体应用过程中的专家参数选择和效果保证问题。

## 1.5 课题来源及研究意义

目前国外已将直接转矩控制技术成功应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。国内由于这方面起步比较晚，对这方面的核心技术研究还不够成熟，且很多传动控制设备需要进口。目前国内株洲电力机车研究所成功将直接转矩控制技术应用在了电力机车牵引上且取得了较为理想的效果。株洲电力机车研究所主要从事机车电传动技术及工业、民用变流技术的应用研究和工程化研究，是我国在这一领域的龙头企业和科研单位。他们参与研究生产了“神州”、“中原之星”、“奥

星”等一系列电力牵引机车，尤其是“中华之星”交流传动电动机车组，创造了每小时 321.5 公里的中国铁路最高速度。“中华之星”交流牵引机车采用的即是直接转矩控制策略，在工程应用中取得了很好的效果，但从控制上来讲，还存在有一些理论上尚未良好解决的问题，仍有许多有待深入研究和改进的领域。尤其是直接转矩控制在电力牵引中存在的转矩脉动问题，直接影响到机车拖动的性能效果，特别是在低速时的转矩脉动，更一直是困扰直接转矩控制发展前景和交流调速领域重点期待解决的问题。借此中南大学信息与控制研究所与株洲电力机车研究所合作创建国家交流变电调速实验室，引进了全套交流电动机及其直接转矩控制设备，包括交流传动电气系统实验柜(参数显示和操作台)、主控制柜(主控电路和逆变器)异步电动机(37kW)、直流发电机及励磁电源屏、负载电阻屏，其实验设备在国内高校相近研究领域中处于绝对的领先地位，力求在直接转矩控制的核心研究领域对直接转矩控制效果做出进一步的优化和改善。其中在把智能控制理论和直接转矩控制理论结合上有一些难点尤其值得我们去攻克解决：通过对异步电机的关键参数如定子电阻，转子电阻的在线辨识，增强系统对参数变化的鲁棒性；采用最合理的逆变器死区补偿提高控制系统的精度；无速度传感器的直接转矩控制；优化磁链轨迹，降低谐波损耗和尖峰电流；通过自适应，模糊控制、预测控制和直接转矩控制的结合，使转矩脉动和容差控制达到最好的效果。

因此，努力跟踪国际最新研究方向，积极研究具有我们自己知识产权的高性能交流调速系统控制策略，在此基础上研发我们国家自己的高性能传动控制设备，对整个国家的现代化建设和可持续发展，都具有重要的意义。本课题旨在通过调查国内外交流调速系统的最新研究状态，深入研究大功率异步电动机及其交流调速传动系统的动态数学模型和现代控制理论、智能控制理论等先进的控制策略，基于已开发的高性能交流调速实验控制系统开展大功率异步电动机直接转矩控制的深入研究，有针对性的解决工程应用中提炼出的各种问题，并在此研究的基础上总结提出高性能的大功率异步牵引机车交流调速控制策略。

## 1.6 论文主要内容和结构安排

本文详细阐述了直接转矩控制的产生、发展及其基本原理、模型、结构与控制策略，根据传统直接转矩控制存在的转矩脉动较大的问题，分析了其产生原因和带来的不利影响，并将预测控制与直接转矩控制和空间矢量脉宽调制方法相结合，提出了基于预测控制的直接转矩空间矢量脉宽调制方法，结合实验室的配套装备，全面介绍了其整套交流调速传动系统的基本组成、控制与工作原理和硬件、软件部分的改进完善，最后通过实验证明了该控制方法能有效改善直接转矩控制性能。

论文全文共分六章，内容安排如下：

第一章概述了交流传动控制系统及其控制方法，介绍了直接转矩控制的研究现状和发展前景，指出了其优点和存在的问题，由此引入了智能控制中一些方法与直接转矩控制的结合。

第二章从异步电动机数学模型出发，深入透彻地分析和研究直接转矩控制的基本原理、结构和控制、调节方案，并通过详细分析说明其优缺点。

第三章详细说明了传统直接转矩控制存在的脉动问题产生原因及其对交流传动调速的影响，这也是直接转矩控制目前存在的影响控制性能和急需解决的最大问题。结合业内对改进直接转矩控制脉动问题所提出的一些改进方法的优缺点提出一种能提高电机牵引性能的基于转矩预测控制和 SVPWM 的直接转矩控制方法。

第四章说明了预测跟踪算法能减小转矩脉动的原理，详细介绍了基于预测控制的直接转矩空间矢量脉宽调制方法的原理与方案，并介绍了 SVPWM 合成的原理、机制特点和其数字化设计原理，为第五章的具体实现做好铺垫。

第五章从详细剖析实验配套交流传动装置入手，系统介绍交流传动系统的组成及工作原理、控制方法，阐述了基于转矩预测控制和 SVPWM 的直接转矩控制方法的具体实现，对实验装置中的转矩转速测量部分做出了实验结果模拟化的改进，便于实验过程的结果反馈。最后通过实验结果及分析小结总结了本论文工作重点与实验意义。

第六章为结论与展望，就本文开展的研究和实验工作予以总结，并展望将来技术发展趋势与工作方向。

## 第二章 直接转矩控制策略与原理

直接转矩控制技术是近十几年来继矢量控制变频调速技术之后发展起来的一种新型的、高性能的交流调速技术。直接转矩控制将逆变器和电机看成一个整体，采用空间电压矢量的分析方法在定子坐标系中进行磁通和转矩计算，通过选取合适的逆变器开关状态直接控制转矩。与矢量控制相比，直接转矩控制具有以下特点：

- (1) 直接转矩控制直接着眼于转矩控制以得到快速转矩响应，选择在定子坐标下进行磁链、转矩的控制，转子参数变化对系统表现为非参数干扰，能够通过闭环控制克服。
- (2) 直接转矩控制直接在定子坐标系下分析电机的数学模型，控制电机的磁链和转矩，省掉了矢量旋转变换等复杂的变换与计算，所需要的信号处理工作特别简单。
- (3) 直接转矩控制可对磁链进行直接调节，易于实现弱磁控制，调速范围宽。
- (4) 直接转矩控制由逆变器开关状态直接控制转矩，易于优化系统工作状态，降低开关频率。
- (5) 直接转矩控制结构简单，易于实现，便于数字化。

### 2.1 异步电机数学模型

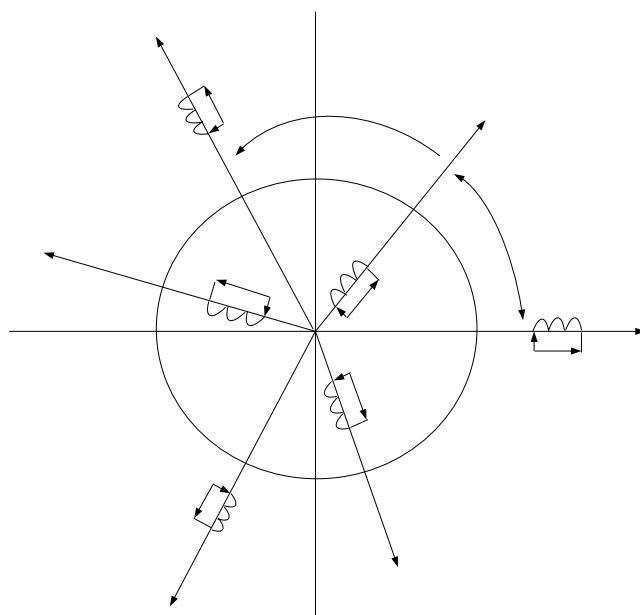


图 2-1 三相异步电机物理模型

为便于分析异步电机的数学模型，我们必须进行一些假定，以抽象出所谓的

理想电机来，其假定为：

- (1) 气隙均匀；
- (2) 磁路线性；
- (3) 定子和转子三相绕组对称，其有效导体沿气隙空间作正弦分布；
- (4) 忽略磁场谐波(即假设磁场正弦分布)。

### 2.1.1 异步电机数学模型分析

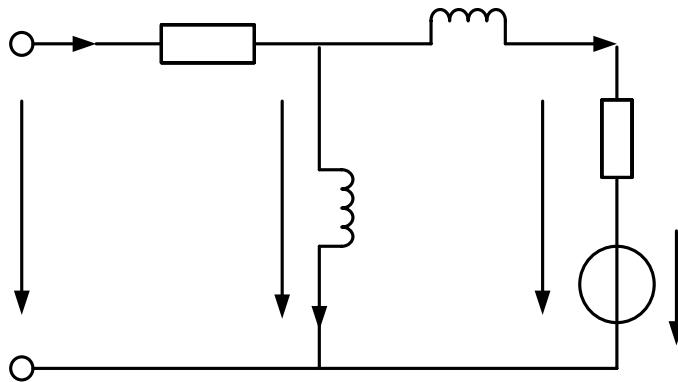


图 2-2 异步电机等效电路图

由电路分析，我们可以得到以下式子：

$$u_s = R_s i_s + \dot{\psi}_s \quad (2-1)$$

$$0 = R_r i_r - \dot{\psi}_r + j\omega \psi_r \quad \dot{i}_s \quad \text{RS} \quad (2-2)$$

定子和转子磁链的计算为：

$$\psi_s = L i_\mu \quad (2-3)$$

$$\psi_r = \psi_s - L_\sigma i_r \quad (2-4)$$

定子旋转磁场提供的功率为：

$$P = \omega_s T_d = \frac{3}{2} (\dot{\psi}_{s\alpha} i_{s\alpha} + \dot{\psi}_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (2-5)$$

$$\dot{\psi}_s = j\omega_s L (i_{\mu\alpha} + j i_{\mu\beta}) \quad \text{US} \quad (2-6)$$

由此得出下面两个方程：

$$\dot{\psi}_{s\alpha} = -\omega_s L i_{\mu\beta} = -\omega_s \psi_{s\beta} \quad \frac{d\Psi_S}{dt} \quad (2-7)$$

$$\dot{\psi}_{s\beta} = \omega_s L i_{\mu\alpha} = \omega_s \psi_{s\alpha} \quad (2-8)$$

$\dot{i}_u$

### 2.1.2 静止两相坐标系的数学模型与基本方程

综合以上分析，在正交定子静止两相坐标系下，异步电动机的电压—电流模型的状态空间方程描述为：

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{I}_{r\alpha} \\ \dot{I}_{r\beta} \end{bmatrix} = a \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_r L_m^2 & R_r L_m & \omega_r L_m L_r \\ -\omega_r L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_r L_m L_r & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_r L_m L_s & -R_r L_s & -\omega_r L_s L_r \\ \omega_r L_m L_s & R_s L_m & \omega_r L_s L_r & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + a \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 & 0 \\ -L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

其中： $a = 1/(L_s L_r - L_m^2)$ ，将式(2-7)(2-8)代入式(2-5)，可以得到转矩方程：

$$T_e = \frac{3}{2} (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-10)$$

如果用转子磁链代替定子电流，转矩方程式将变成更简明的形式。由 $i_s = i_\mu + i_r$ 和式(2-2)、(2-4)可得：

$$T_e = \frac{1}{L_\sigma} \frac{3}{2} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2-11)$$

即转矩是定子磁链和转子磁链的交叉乘积，也可以写成如下形式：

$$T_e = \frac{1}{L_\sigma} \frac{3}{2} |\psi_s| \cdot |\psi_r| \sin \theta \quad (2-12)$$

上式即为电动机输出电磁转矩方程。式中， $\theta$  为定子磁链和转子磁链的夹角（磁通角）。

在实际运行中，保持定子磁链的幅值为额定值，以便充分利用电动机；而转子磁链幅值由负载决定。如果要改变异步电动机的转矩，可以通过改变磁通角  $\theta$  来实现。转子磁链可以根据式(2-4)以定子电压的积分来改变。稳态转矩的计算则是根据式(2-12)通过对转子磁链与磁通角  $\theta(t)$  的计算来完成。

由电动机力学分析，其机电运动方程为：

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_n}{J} (T_e - T_L) \quad (2-13)$$

### 2.1.3 异步电机的坐标变换

三相电机的电压、电流、磁链等都是三相电、磁量。为了方便计算和分析，

可以把电机实际三相轴系的各量通过坐标变换变到一个静止正交轴系的新轴量。为使变换前后等效，应遵循以下的变换原则：

(1) 在确定电流变换矩阵时，保证变换前后电机的合成磁势等效。

(2) 确定电压与阻抗变换矩阵，应保证变换前后功率不变。

### (一) 三相/两相变换

取垂直的坐标轴  $\alpha$ 、 $\beta$  如图 2-3 所示，并且取  $\alpha$  轴的方向与 A 向绕组轴线一致。

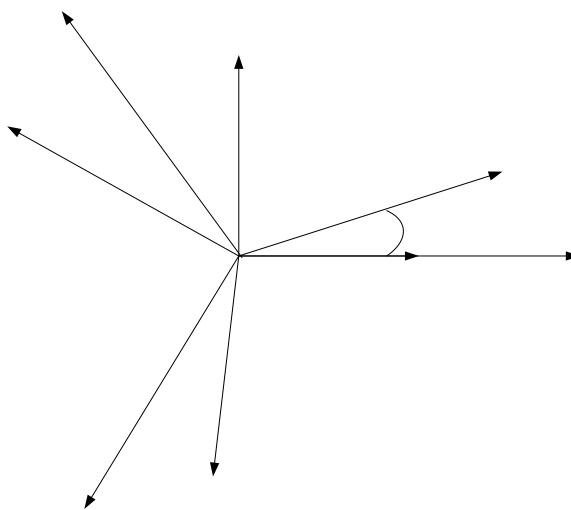


图 2-3 三相/两相变换

B

三相变二相变换矩阵为：

$$C_{3S \rightarrow 2S} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

反变换阵为：

$$C_{2S \rightarrow 3S} = C_{3S \rightarrow 2S}^{-1} = C^T_{3S \rightarrow 2S} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

变换式为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 \end{bmatrix}^T = C_{3S \rightarrow 2S} \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}^T \quad (2-16)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \end{bmatrix}^T = C_{3S \rightarrow 2S} \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \end{bmatrix}^T \quad (2-17)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha & \psi_\beta & \psi_0 \end{bmatrix}^T = C_{3S \rightarrow 2S} \begin{bmatrix} \psi_A & \psi_B & \psi_C \end{bmatrix}^T \quad (2-18)$$

反变换式为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 \end{bmatrix}^T = C_{2S \rightarrow 3S} \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}^T \quad (2-19)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \end{bmatrix}^T = C_{2S \rightarrow 3S} \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \end{bmatrix}^T \quad (2-20)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha & \psi_\beta & \psi_0 \end{bmatrix}^T = C_{2S \rightarrow 3S} \begin{bmatrix} \psi_A & \psi_B & \psi_C \end{bmatrix}^T \quad (2-21)$$

由以上式子可以知道，三相/两相静止变换矩阵中的元素都是常数。

## (二) 两相/两相旋转变换

令静止的两相系统与  $\alpha$ 、 $\beta$  与旋转的两相系统  $d$ 、 $q$  绕组匝数、磁势相等，则由下图可得：

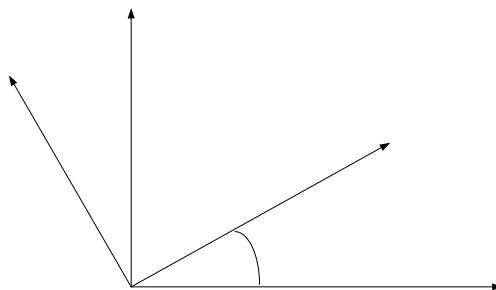


图 2-4 两相/两相变换

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

## 2.2 直接转矩控制的基本原理

### 2.2.1 空间电压矢量

直接转矩控制技术一般采用三相二点式逆变器，由三组、六个开关组成。电压型理想逆变器如图 2-5。

$\beta$

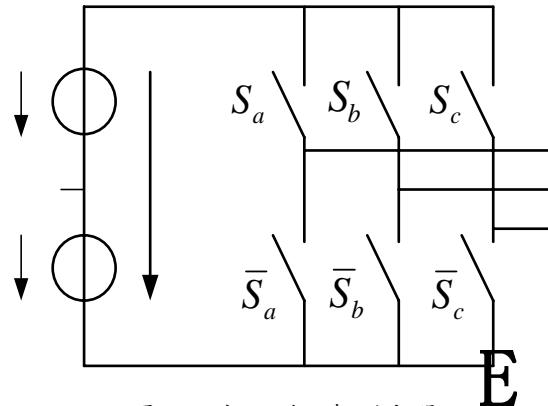


图 2-5 电压型理想逆变器

图中直流电压值  $E$  可由三相交流电压整流得到。 $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  与其反向  $\bar{S}_a$ 、 $\bar{S}_b$ 、 $\bar{S}_c$  表示三个桥臂上功率器件的开关情况，亦可将三相开关用  $S_{abc}$  表示。规定 a、b、c 三相负载的某一相与直流源正极接通时，该相开关状态为“1”；反之与负极接通为“0”。由于在任意时刻同一桥臂只能有一个开关元件闭合或断开，这就决定了 a、b、c 三相可能的 8 个开关状态组合状态  $E$  见表 2-1。

Ud

表 2-1 逆变器开关状态及其输出电压状态表示

开关状态 $S_{abc}$	工作电压状态						零电压状态	
	011	001	101	100	110	010	000	111
$u_s(t)$ 表	$\vec{u}_1$	$\vec{u}_2$	$\vec{u}_3$	$\vec{u}_4$	$\vec{u}_5$	$\vec{u}_6$	$\vec{u}_0$	$\vec{u}_7$
示方法	(011)	(001)	(101)	(100)	(110)	(010)	(000)	(111)

它们分别对应 8 个空间电压矢量  $\vec{u}_0 \sim \vec{u}_7$ ，其中  $\vec{u}_1 \sim \vec{u}_6$  为有效工作电压矢量， $\vec{u}_0$ 、 $\vec{u}_7$  为零电压矢量，其空间位置分布如图 2-6。六个工作电压矢量在矢量空间构成正六边形，两个零电压矢量位于原点。

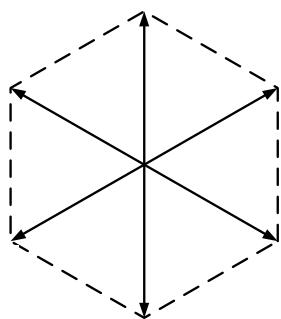


图 2-6 逆变器输出电压空间矢量分布图

经电路分析可得，六个工作电压的大小均为  $2U_d/3$ ( $U_d$  为直流母线电压)。其空间分布由空间矢量 Park 变换求得，对应于不同的导通方式( $S_a, S_b, S_c$ )有：

$$\bar{u}_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3}U_d(S_a + S_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + S_c e^{\frac{j4\pi}{3}}) \quad (2-24)$$

### 2.2.2 定子磁链空间矢量

为了能合理选择各空间电压矢量，获得幅值近似不变且旋转的定子磁链，准确地确定某时刻定子磁链的空间位置，如上图所示六个工作电压把空间分为 6 个区域(S1,S2,...,S6)，用  $SN=1,2,\dots,6$  表示。每个区域对应的磁链位置角的范围是： $\frac{\pi}{3}SN \leq \theta_{\psi s} < \frac{\pi}{3}(SN+1)$ 。

定子磁链与定子电压之间的关系由下式确定：

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt + \bar{\psi}_{s0} \quad (2-25)$$

式中， $\bar{\psi}_{s0}$  表示定子磁链的初始值。由于定子电阻通常很小，在分析时若忽略定子电阻压降的影响，则有  $\bar{\psi}_s \approx \int \bar{u}_s dt + \bar{\psi}_{s0}$ 。这表示定子磁链空间矢量与定子电压空间矢量之间为积分关系，即增量关系。这表明：

- (1)定子电压矢量的方向决定了定子磁链矢量增量的方向；
- (2)定子电压矢量的大小决定了定子磁链增量的大小，即磁链的变化率。

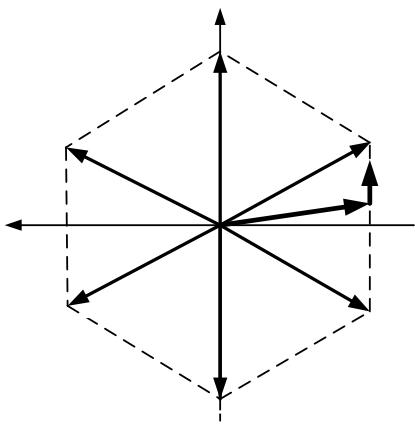


图 2-7 电压空间矢量对定子磁链的影响

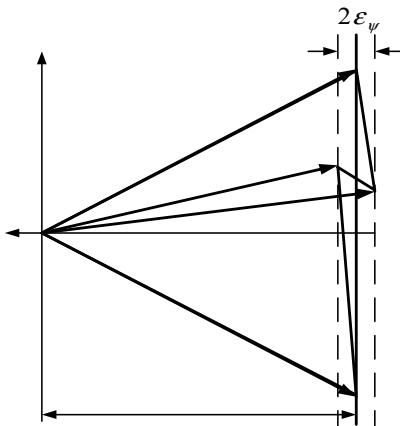


图 2-8 磁链幅值调节过程

如图 2-7 中，当磁链空间矢量在 S4 区段时(其顶点在边 S4 上)，如果逆变器加到定子上的电压矢量为 U4(100)，则根据式(2-25)，定子磁链空间矢量  $\psi_s(t)$  的顶点将沿着 S4 边的轨迹，朝着电压空间矢量 U4 所作用的方向运动。当  $\psi_s(t)$  沿着边 S4 运动到 S4 与 S5 的交点时，如果给出电压空间矢量 U5，则磁链空间矢量  $\psi_s(t)$  的顶点则会按照与 U5(110)平行的方向，沿着边 S5 的轨迹运动。这样依

次在各个区段给出相应的电压空间矢量，定子磁链 $\psi_s(t)$ 的顶点将依次沿着此六边形的轨迹运动。直接转矩控制最初提出时的基本思想之一便是直接利用逆变器的六种工作开关状态，简单地得到正六边形磁链轨迹以控制电动机。

### 2.3 直接转矩控制的基本结构与控制策略

直接转矩控制系统基本结构如图 2-9。主要包括转矩控制、磁链控制和开关状态选择单元，通过转矩和磁链的滞环比较调节选择合适的空间电压矢量，使电机转矩和定子磁链较快地跟踪给定值。

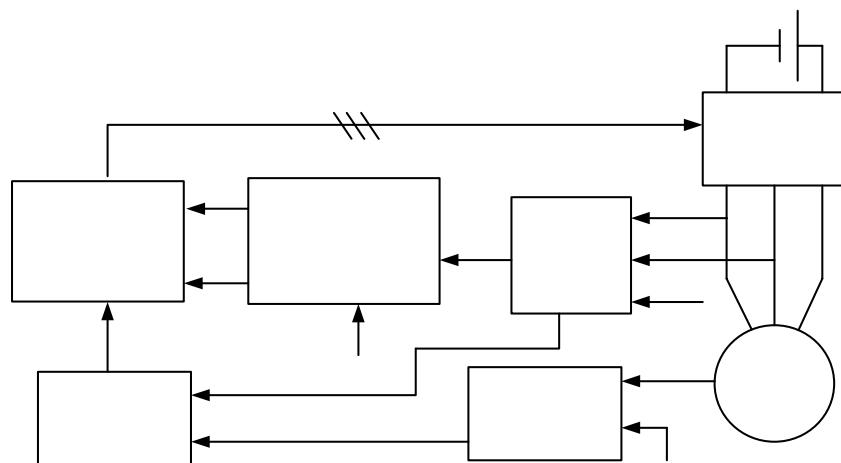


图 2-9 直接转矩控制系统基本结构

#### 2.3.1 磁链控制单元

定子磁链控制主要包含内容为磁链观测、磁链调节等。

##### (一) 定子磁链观测模型

磁链观测的准确性在直接转矩控制中占有很重要的地位，它直接影响逆变器开关状态的选择。由于工艺和技术上的问题，直接检测磁链的方法在实际中应用极少，实际系统中都采用间接观测的方法——即检测电机的定子电压、定子电流和电机转速等便于测取的物理量，根据电机的数学模型，实时地计算出磁链的幅值和相位。定子磁链的观测模型基本有三种：

(1) 定子电压电流(U-I)模型：它是一种积分模式：

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{U}_s - \vec{i}_s r_s) dt \quad (2-26)$$

开关状态选择单元

图 2-10 中， $\psi_s$  即为定子磁链。实现时，利用的是 $q$ - $b$ 轴上的分量计算式 U-I 模型结构简单，只受定子电阻参数的影响，鲁棒性较高，在中高速区有较高的精度；但低速时，受定子电阻偏差的影响增大；误差不收敛，稳态时始终含有定子

电阻偏差引起的观测误差；电机未启动时，定子反电势为零，磁链无法按式子(2-26)计算，也无法建立初始磁链。

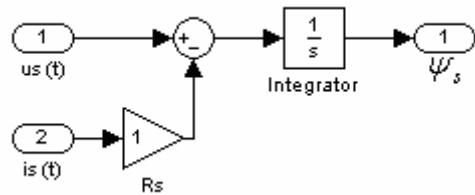


图 2-10 定子磁链 U-I 观测模型结构

(2) 定子电流电机转速(I-n)模型：在低速时，需采用定子电流电机转速(I-n)模型。由异步电动机数学方程，消去定子电压项，得到下面两组磁链分量方程组：

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \frac{1}{1 + \frac{L_\sigma}{L}} (i_{s\alpha} L_\sigma + \psi_{r\alpha}) & \psi_{s\beta} &= \frac{1}{1 + \frac{L_\sigma}{L}} (i_{s\beta} L_\sigma + \psi_{r\beta}) \\ \text{和} & & & \\ \dot{\psi}_{r\alpha} &= \frac{R_r}{L_\sigma} (\psi_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}) - \omega \psi_{r\beta} & \dot{\psi}_{r\beta} &= \frac{R_r}{L_\sigma} (\psi_{s\beta} - \psi_{r\beta}) + \omega \psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (2-27)$$

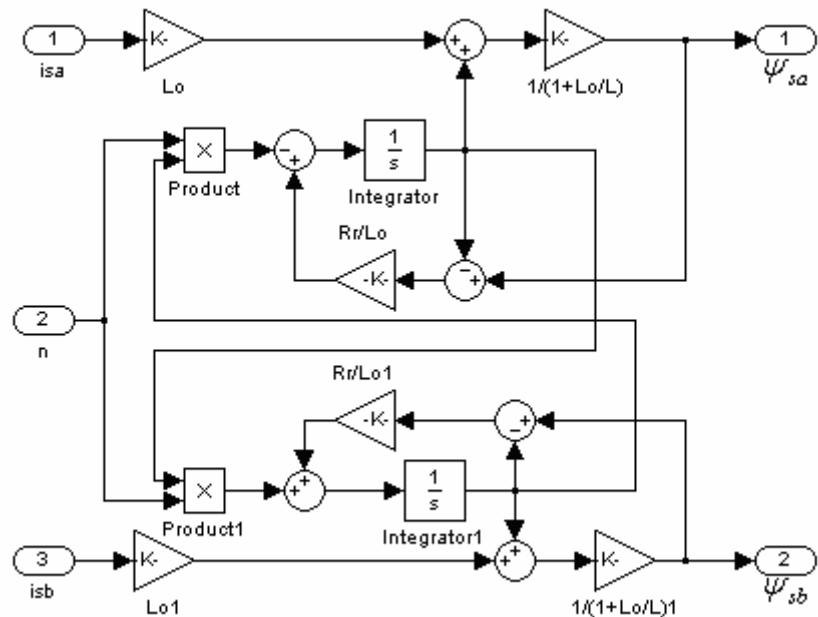


图 2-11 定子磁链 I-n 观测模型结构图

该模型比较适用于 30% 额定转速以下范围。但它涉及的电机参数较多，转子参数的变化对其观测结果有明显影响。一般来说，高速时采用 U-I 模型，低速时切换到 I-n 模型。尽管这样能达到性能要求，但平滑切换是一个棘手的问题。

(3) U-n 模型：是一个在全速范围内都实用的磁链模型，它综合了 U-I 和 I-n

模型的优点，同时解决了两模型间切换的问题。高速时，U-n 模型实际工作在 U-I 模型下，磁链是由定子电压与定子电流计算得到的。由定子电阻误差、转速测量误差以及电动机参数误差引起的磁链误差在这个工作范围内将不再有意义。低速时，电动机模型实际工作在 I-n 模型下。因此 U-n 模型综合了 U-I 和 I-n 模型的优点，又很自然的解决了切换问题。

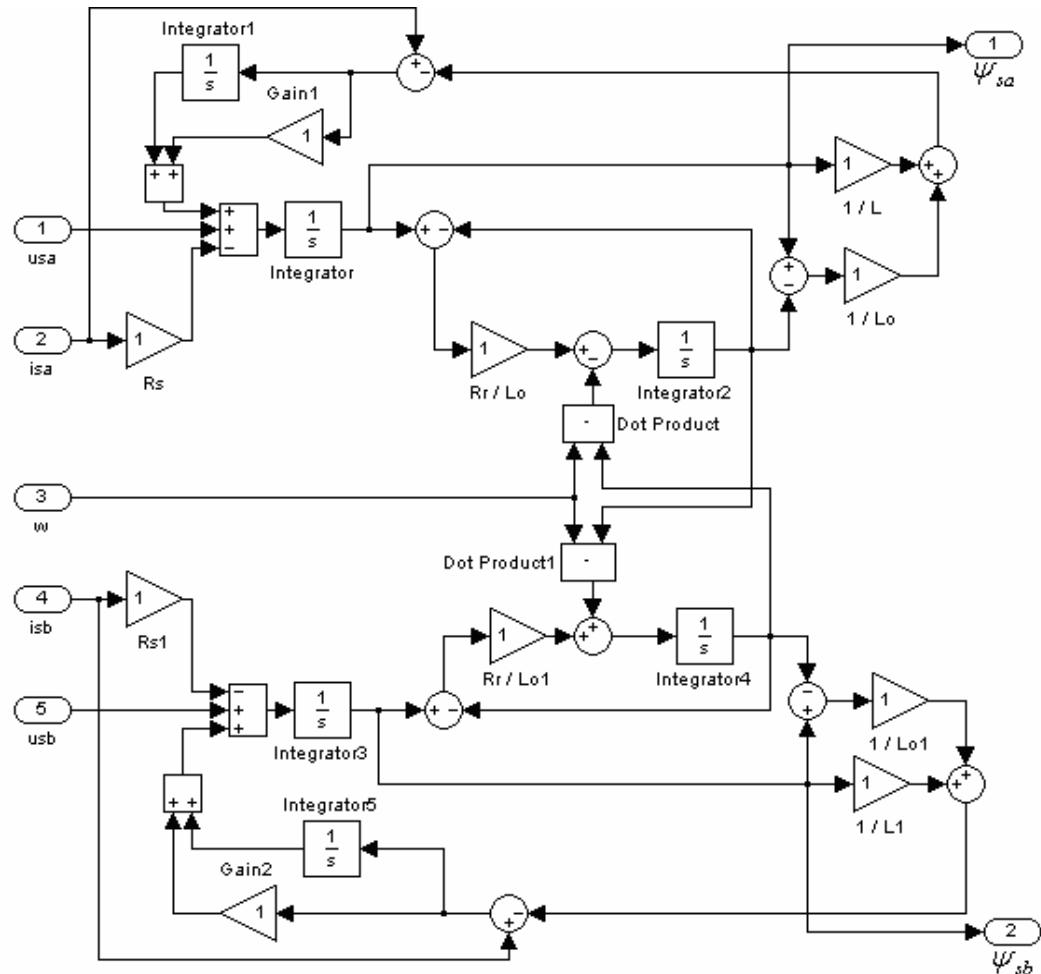


图 2-12 定子磁链 U-n 观测模型结构

U-n 模型的输入量是定子电压和转速信号。以此可以获得电动机的其它各量，以及电动机的转矩。因此 U-n 模型也可以称为电动机模型，它很好的模拟了异步电动机的各个物理量。同时，U-n 模型附带了电流调节器“PI”，强迫电动机模型电流和实际的电动机电流相等，使得电动机模型的仿真精度大大提高。

## (二) 磁链调节器

逆变器的控制量为三个开关信号，磁链调节器的功能是根据定子磁链实际值和给定值确定开关信号状态。其基本原理图如图 2-13 所示，是一个滞环比较器，对磁链幅值进行两点式调节。这里的容差宽度是  $\pm \varepsilon_\psi$ ，它是定子磁链幅值对于给定值  $\psi_{ug}$  所允许的波动宽度。磁链调节器的输入信号是磁链给定值  $\psi_{ug}$  与磁链反

馈值  $\psi_f$  之差，其输出值为磁链量开关信号  $\psi_Q$ 。

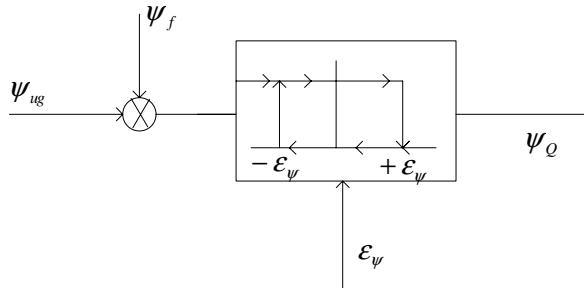


图 2-13 磁链两点式调节器

磁链调节器的控制方法：

- (1) 当  $|\psi_{ug}| - |\psi_f| \geq \epsilon_\psi$ ，此时选择电压矢量使  $|\psi_f|$  增大；
- (2) 当  $|\psi_{ug}| - |\psi_f| \leq -\epsilon_\psi$ ，此时选择电压矢量使  $|\psi_f|$  减小；
- (3) 当  $|\psi_{ug}| - |\psi_f| < \epsilon_\psi$ ，电压矢量不变。

由于磁链调节器的作用，使得定子磁链空间矢量在旋转的过程中，其幅值保持在以给定值为基准，以  $\pm \epsilon_\psi$  为容差限的范围内波动。

### 2.3.2 电磁转矩控制单元

根据式(2-12)可以看到，电磁转矩的大小与定子磁链幅值、转子磁链幅值和磁通角  $\theta$  正弦值的乘积成正比。在实际运行中，保持定子磁链幅值为额定值，以充分利用电动机铁心；转子磁链幅值由负载决定；要改变电动机转矩的大小，可以通过改变磁通角  $\theta(t)$  的大小来实现。

在直接转矩控制技术中，其基本控制方法就是通过电压空间矢量  $u_s(t)$  来控制定子磁链的旋转速度，控制定子磁链走走停停，以改变定子磁链的平均旋转速度的大小，从而改变磁通角  $\theta$  的大小，以达到控制电动机转矩的目的。

#### (一) 转矩调节使对转矩的直接控制

为了控制转矩，转矩调节必须具备两个功能：

- (1) 用转矩两点式调节器直接调节转矩；
- (2) 用 P/N 调节器，在调节转矩的同时，控制定子磁链的旋转方向，以加强转矩的调节。

图 2-14 中，调节器的输入信号是转矩给定值  $T_g$  和转矩实际值  $T_f$  的信号差。当转矩信号差下降到调节器的容差下限  $-\epsilon_m$ ，调节器的输出信号  $T_Q$  变为“1”，此时给出相应的电压矢量，使定子磁链向前旋转，转矩上升；反之，当转矩信号差超过到调节器的容差上限  $+\epsilon_m$ ，调节器的输出信号  $T_Q$  变为“0”，此时给出零电压矢量，定子磁链静止，转矩减小。

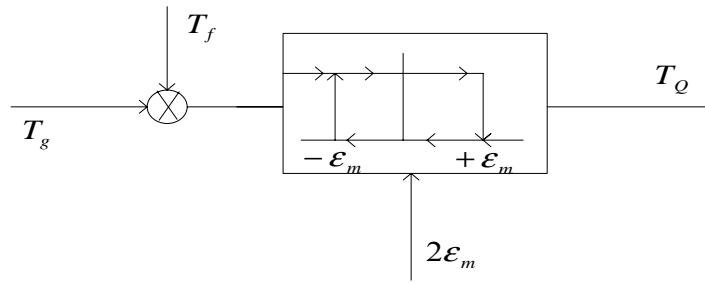


图 2-14 转矩两点式调节器

在转矩调节器中采用 P/N 调节器，可以加快转矩的调节过程。P/N 调节器控制定子磁链的反向旋转，以实现转矩的迅速减小。其结构见图 2-15，它由两点式转矩调节器和 P/N 调节器两部分组成，在转矩给定值变化较大时，P/N 调节器才参与调节，加快调节过程。

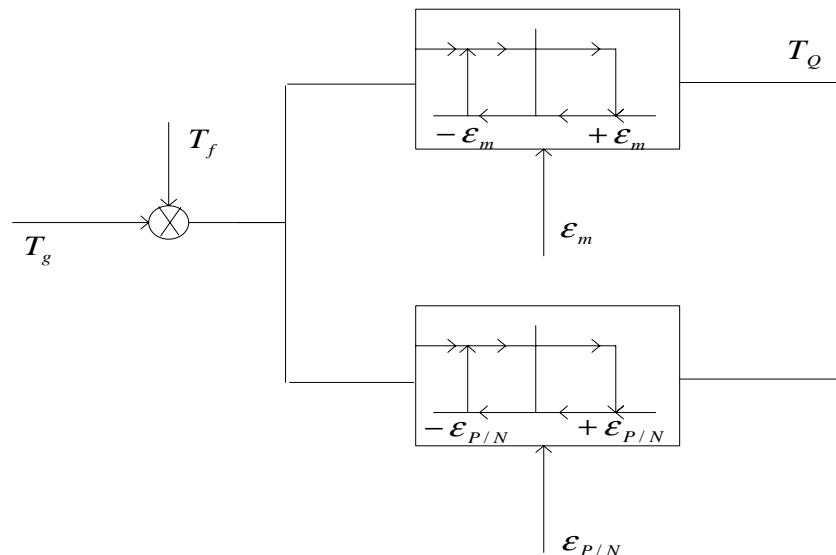


图 2-15 完整的转矩调节器

转矩调节器的两个输出信号状态与定子磁链空间矢量的运动状态之间的关系，归纳于表 2-2。

表 2-2 转矩调节器的输出信号状态与定子磁链运动状态的关系

$T_O$	P/N	$\psi_u$	$T_O$	P/N	$\psi_u$
0	1	静止	0	0	N 运转
1	1	P 运转	1	0	静止

## (二) 转矩容差 $\pm \epsilon_m$ 的选择

(1) 直接转矩控制中，转矩调节的容差  $\epsilon_m$  越小，电磁转矩的脉动就越小。如

果  $T_g$  的脉动频率足够高, 脉动幅度足够小, 则转矩脉动所引起的转速波动就会小到一定的范围之内。

(2) 容差  $\varepsilon_m$  越小, 零矢量插入的次数就越多, 逆变器开关元件的切换频率也越高, 这对开关元件的性能提出了更高的要求。

因此, 在系统设计时, 要兼顾两方面的要求, 在开关元件性能允许的范围内, 尽量减小转矩调节器的容差。

### 2.3.3 开关状态选择单元

在分析了磁链调节和转矩调节单元后, 显然对应于不同的工作区域, 应选择不同的工作电压矢量。因此输出电压选择单元为直接转矩控制算法的核心。它综合当前逆变器开关状态、磁链、转矩、正反转等调节信号, 输出正确的逆变器三相开关状态信号。它工作的基本原则是: 由磁链自控制单元给出的磁链开关信号决定正确的区段电压, 以使定子磁链沿所期望的轨迹运行。区段电压的接通与否, 由转矩调节信号控制。接通时, 区段电压成为转矩电压, 定子磁链旋转, 转矩加大; 不接通时, 零电压被接通, 定子磁链量减小了则磁链量调节信号接通磁链电压, 以使磁链量增大, 实现在沿六边形轨迹运动的过程中, 既调节转矩, 又调节磁链量。P/N 信号控制正反转。反转时, 各开关信号与正转时有着内在的顺序关系。反转包括反向旋转和动态反转两种情况。动态反转是指转子旋转方向不变, 只是定子磁链的短时反转。动态反转的目的是使转矩快速减小, 以加快转矩调节或实现制动。通常的, 我们通过算法程序来实现此模块中如此复杂的逻辑判断关系。

表 2-3 转矩、磁链两点式调节时控制电压的选取

调节信号		定子磁链所在区段 SN						
PN=1 (正转)	$T_o$	$\psi_o$	S1	S2	S3	S4	S5	S6
	0	0	U0 或 U7(遵循最少开关原则)					
	0	1	U5	U6	U1	U2	U3	U4
	1	0	U1	U2	U3	U4	U5	U6
	1	1	U6	U1	U2	U3	U4	U5
PN=0 (反转)	0	0	U0 或 U7(遵循最少开关原则)					
	0	1	U6	U1	U2	U3	U4	U5
	1	0	U4	U5	U6	U1	U2	U3
	1	1	U5	U6	U1	U2	U3	U4

根据转矩调节信号  $T_o$ 、磁链调节信号  $\psi_o$  以及定子磁链空间矢量所处区间

编号 SN，可以事先制定一个优化的开关选择表。通过此表可以选取最优的定子电压矢量，进而将电磁转矩和定子磁链控制在各自的容差内，最终实现对定子磁链和电磁转矩的解耦控制。表 2-3 给出了在转矩、磁链两点式调节时控制电压的选取。

电压空间矢量选择是直接转矩控制的核心部分，也是控制器算法程序的核心。不同的选择算法可以实现不同的控制方案，如圆形磁链轨迹、多边形磁链轨迹、预测控制等等。

综合直接转矩控制的基本思想与控制要求，一个完整的异步电动机直接转矩调速传动系统应包含如下几个部分：

硬件部分：感应电动机及其定子电流、转速检测；逆变器、稳压直流源以及过压、过流保护装置；控制器及 A/D 转换、通信等外围电路，调速负载等。

软件部分：电动机数学模型，磁链观测，定子电压计算，磁链空间矢量位置区段判断及其幅值调节器，转速调节器，转矩调节器，开关状态选择单元等。

## 2.4 小结

本章基于三相异步电机物理及数学模型描述了异步电机的坐标变换与相关方程，介绍了直接转矩控制的基本结构与控制策略，并分析直接转矩控制的控制机制、结构以及空间电压矢量对转矩与定子磁链的影响。

### 第三章 传统直接转矩控制脉动分析

直接转矩控制的根本目的是对电机的转矩实现直接控制，直接转矩控制的名称由此而来，电磁转矩控制性能的好坏直接影响到一个电气系统的动、静态性能，因此在直接转矩控制系统中，转矩的控制是最重要的。对于传统的直接转矩控制系统，由于其转矩控制器与磁链控制器都采用结构简单的滞环控制器，直接指示逆变器的下一状态，这种方法是会导致逆变器中混沌的开关模式。而且，由于直接转矩控制从原理上讲是动态解耦，而不象矢量控制那样采用完全解耦的方法，所以转矩脉动和磁链脉动是不可避免的。而这种脉动是阻碍进一步提高直接控制系统性能的主要因素，直接影响传动系统的速度特性。需要说明的是这种转矩脉动并不是单纯的交流脉动，还包含了直流成分。交流成分则会导致速度的脉动，在高速运转时对电机的速度脉动影响不大，但在低速运行时，定子磁链旋转较慢因此脉动转矩交流成分频率较低，这将造成在低速情况下的转速的周期性脉动。因此本文结合实验波形分析了转矩脉动与磁链脉动的现象及其产生的原因，并提出了减小转矩脉动和磁链脉动以提高直接转矩控制系统性能的一些设想。

#### 3.1 传统直接转矩控制存在的转矩脉动问题分析

传统的直接转矩控制是一种粗放的控制方法，磁链和转矩的调节分别由两组 Bang-Bang 控制器调节，磁链调节器直接产生逆变器的三相开关信号，控制磁链沿圆形轨迹运行，转矩调节器输出的开关信号对此三相信号作 PWM 调制，即转矩调节器输出为 0 时，逆变器上的开关信号为磁链调节器的输出，而转矩调节器为 1 时，逆变器上的开关信号为零状态信号，这种控制方法的缺点是转矩调节器直接影响了磁链的控制，当电机工作在低速时，由于零电压矢量持续时间较长，对磁链的影响更为严重。

传统的异步电机直接转矩控制方案中，在选取逆变器的开关状态信号时只考虑转矩和磁链误差的方向。这种方法虽然简单，但在控制过程中忽略了转矩和磁链的大小，造成转矩虽然按需求增大或减小，但在幅值上又超过了其滞环带宽范围，导致电机在运行过程中产生较大的转矩脉动。并且随着电机运行中状况的不同(如高速、低速等)，逆变器的开关频率变化也很大。当系统启动或者转矩以及磁链给定值突然发生变化时，仍然采用稳态时的控制策略，会降低转矩的快速响应能力。

在异步电机直接转矩控制中，转矩输出在定子电压作用下的动态变化为：

$$L_\sigma \frac{d}{dt} T_e = n_p (\vec{\psi}_r \otimes \vec{U}_s) - n_p \omega_r \vec{\psi}_s \vec{\psi}_r - R_m T_e \quad (3-1)$$

在数字化直接转矩控制中，一个控制周期只输出一个电压空间矢量，且控制周期是固定的，而直接转矩控制的目标是将电磁转矩  $T_{em}^*$  控制到给定转矩  $T_{em}$ 。当电磁转矩  $T_{em}^*$  低于给定转矩  $T_{em}$  时，选择一个电压矢量使转矩增加；当电磁转矩  $T_{em}^*$  高于给定转矩  $T_{em}$  时，选择一个电压矢量使转矩减小。那么在一个周期为  $T_s$  的控制里面，转矩的变化为：

$$\Delta T_e = [n_p (\vec{\psi}_r \otimes \vec{U}_s) - n_p \omega_r \vec{\psi}_s \vec{\psi}_r - R_m T_e] T_s / L_\sigma \quad (3-2)$$

由式(3-2)可知，转矩变化的大小和所选择的空间矢量  $\vec{U}_s$ 、采样周期  $T_s$  以及转速  $\omega_r$  和负载有关，负载和转速属于系统的外部运行需要的条件，一般无法控制。因此从控制的角度来说，采样周期  $T_s$  和所选择的空间电压矢量  $\vec{U}_s$  在很大程度上决定了直接转矩控制中转矩脉动的幅值。如果想得到高的转矩性能，每次选择的空间电压矢量  $\vec{U}_s$  都与定子磁链  $\vec{\psi}_s$  垂直时，可以得到最大的转矩变化量，但是又会增加转矩的脉动量；如果想减小转矩脉动，采样周期  $T_s$  是越小越好，但是又不可能无限的小。

图 3-1a、3-1b 分别为采样周期为 100us 和 50us 时，用传统的直接转矩控制策略，即采样周期固定，每个采样周期只输出一个空间电压矢量的转矩脉动波形。由图 3-1 可见，采样周期为 50us 时转矩脉动明显减小，所以缩短控制周期可以显著的减小转矩脉动，仿真表明控制周期缩短到 25us 以下就能获得较好的控制效果，但是由于受到功率器件开关频率以及微处理器工作频率的限制，采样周期一般在 50-100us 之间，进一步缩短很困难，而且成本也会大幅增加。

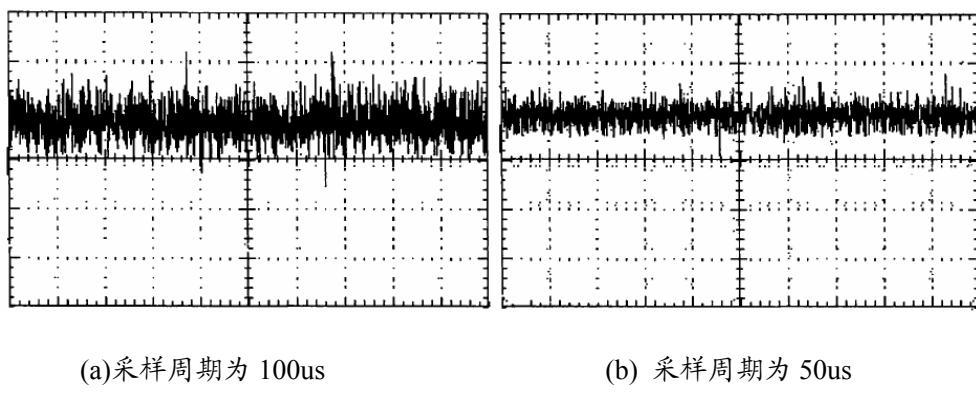


图 3-1 不同采样周期下的转矩脉动波形(t: 200ms/格; 转矩: 5N.m/格)

### 3.2 控制系统数字化中电压矢量的选择对转矩脉动的影响

以上从数学公式的角度分析了直接转矩控制系统转矩脉动的原因及现象。现

在从物理概念上再来解释一下其原因。由于电压型逆变器只有六个非零电压矢量可供选择，而这六个矢量在空间上是相隔  $60^\circ$  分布的，所以电压矢量的切换是步进式的，而磁链在旋转过程中，其空间角度只能是连续的，它是电压的积分的效果，这就造成磁链与电压矢量之间的夹角同样是步进式的，这种夹角的不连续性造成了脉动转矩。而转矩的锯齿形脉动现象则是因为电压空间矢量对转矩增加与减小的贡献不对称造成的，这也是造成转矩脉动有直流偏置的直接原因。

在传统直接转矩控制策略的数字化中，一个采样周期只施加一个固定的定子电压矢量，当该空间电压矢量确定以后，一个采样周期里的转矩变化量不一定正好等于实际所需补偿的转矩误差量，也就是说当转矩达到给定值  $T_{em}$  时，由于数字化控制的周期性，不能够立即发出新的空间电压矢量，使转矩不再改变，所以一个采样周期里的转矩变化量  $\Delta T_{em}$  大大超过当前所需瞬时转矩误差量  $\Delta T_{em}^*$  的现象时有发生，使得磁链和转矩误差幅值在误差较小的情况下会在一个采样周期内超出其容差范围，尤其是在低速的时候，将极大影响电机牵引性能，不但会产生振荡，还会产生电流畸变。这就是直接转矩控制数字化实现时本质上的缺陷，其示意图如图 3-2 所示。

以上分析解释了为什么转矩脉动包含直流成分。而对于转矩脉动，另外一个现象很值得注意，即转矩的锯齿形脉动现象。一种是周期性上行的锯齿，一种是周期性下行的锯齿，这两种现象都是由于在一个采样周期中，转矩增加或转矩减小时的转矩变化率不相同所造成的。

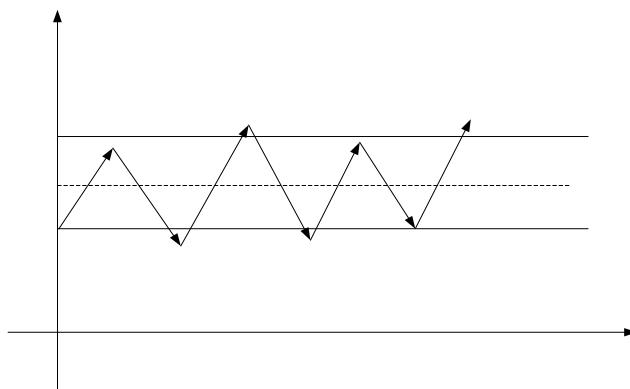


图 3-2 实际电磁转矩控制超出容差范围示意图

### 3.3 转矩脉动对系统性能的影响及改进方案

转矩的脉动现象直接影响到传动系统的速度特性，甚至导致出现电机共振现象。转矩脉动的直流成分将影响到系统的稳态误差，也会导致到达稳态时间的延长，无论在高速和低速都会有影响。交流成分则会导致速度的脉动。交流成分在

电机高速运行时对电机的转速脉动影响不大，主要因为夹角虽然是步进的，但磁场的旋转速度极快，在极短的时间里可以消除交角的跃变，即此时转矩脉振中的交流成分频率很高，反映到转速上相当于经过一个积分环节，高频的脉振信号会被滤掉，不会造成速度的脉动；但在低速时，磁场旋转较慢，因此，交流成分频率较低，这将造成在低速情况下转速的周期性脉动。综上所述，速度误差是在稳态误差的基础上又叠加了周期性的速度脉动，尤其严重的是，在低速下运行时，不大的转矩脉动会造成速度相对误差很大，甚至高达 100%，这样的速度效果是造成直接转矩控制系统低速性能下降的主要原因。

为了减小转矩脉动，特别是在低速时候减小转矩脉动问题，近年来一些学者提出了许多改进算法：一、平行双 PWM 逆变结构，它是由两个一般的 PWM 逆变模块并联构成 64 种开关模式，其中的 18 种输出非零电压矢量，其余的组合输出零电压矢量，这种方法在一定程度上解决了转矩的脉动问题，但是增加了硬件系统的复杂度，使系统可靠性降低。另外也使系统的成本增加。二、采用较高的逆变器开关频率，减小控制周期。其优点是降低了定子电流谐波含量，减少了转矩脉动，但增加了系统功率损失，降低了逆变器工作效率，同时要求逆变器具有高频开关特性，也会导致成本增加。三、对输出电压矢量进行调制。根据定子磁链和输出转矩的偏差计算出达到最佳控制所需的电压矢量，然后用空间矢量电压 PWM 的基本原理，来分配逆变器开关的导通时间，其优点在每次开关循环中的转矩和定子磁链可以控制两次，使得系统在稳定条件下的电流脉动减少，但该方法只适合稳态过程。

为了达到减小转矩脉动(尤其是低速时)和改善直接转矩控制性能的目的，本文采用一种基于预测控制策略的方法，根据电机转矩和磁链误差的大小和方向，通过算法预测可以在下一周期弥补该误差的输出电压矢量，利用 TMSF2812DSP 实现对该电压矢量的 SVPWM 合成。由于该矢量的大小和方向是任意的，相比传统直接转矩控制使用几个固定电压矢量而言，能更好地跟踪转矩的设定值，有效地降低转矩脉动，同时也不影响直接转矩控制优良的动、静态性能，属于重新调整采样周期的方法。

### 3.4 小结

本章对传统直接转矩控制存在转矩脉动较大的问题做出了分析，指出传统直接转矩控制在选取逆变器的开关状态信号时只考虑转矩和磁链误差的方向而忽略其大小，造成转矩虽按需求增大或减小，但在幅值上又超过了其滞环带宽范围，导致电机在运行过程中产生较大的转矩脉动以及对电机牵引性能的不利影响。

## 第四章 基于预测控制的直接转矩空间矢量调制方法

对于传统直接转矩控制，产生转矩脉动和磁链脉动的根本原因就是一个采样周期内只能选择一个空间电压矢量。而且，由于直接转矩控制从原理上讲是动态解耦，而不象矢量控制那样采用完全解耦的方法，所以，这种控制策略很难完全兼顾转矩与磁链的控制。因此，近些年来，空间矢量直接转矩控制便成为直接转矩控制研究中的一个热点。这种方法借用了矢量控制完全解耦的思想，并利用空间电压脉宽调制的手段使控制系统产生定子电压的基准矢量，而不是直接地指示逆变器的下一个状态。

根据前面的分析，直接转矩控制转矩脉动产生的原因主要是由于在一个采样周期内有限且不连续的空间电压矢量的选择造成转矩的急剧增加或减小，以至大于或小于参考转矩。如果能够控制非零电压矢量的作用时间，余下的时间可以施加零矢量，以使转矩刚好增加或减小到参考值。这样是可以减小转矩的脉动的。这种方法被称为转矩预测控制。

为解决上面所提出的问题，本章采取一种基于预测控制的直接转矩空间矢量调制方法，根据当前瞬时转矩误差  $\Delta T_{em}^*$  和当前空间电压矢量  $\vec{U}_s$  以及当前定子磁链  $\vec{\psi}_s$  的状态，预测下一控制周期所需要施加的合成空间电压矢量，以控制周期为单位，在一个周期里施加一定时间的非零电压矢量，其余时间施加零电压矢量来合成该方向、大小任意的输出电压矢量（预测控制电压矢量），并且在上一周期里通过预测算法确定下一周期所需要施加的该电压矢量方向和大小，利用 SVPWM 合成得到该预测控制电压矢量。使得在下一个周期里转矩的变化量刚好等于当前所需的瞬时转矩误差  $\Delta T_{em}^*$ ，避免转矩和磁链控制超出其容差范围的现象。具体方法和控制策略如下。

### 4.1 预测控制方法基本原理与算法

#### 4.1.1 根据转矩脉动提出的新型区域电压矢量表

根据(3-1)式可知，在施加非零工作矢量时，转矩的变化量为：

$$\Delta T_e \uparrow = [n_p(\vec{\psi}_r \otimes \vec{U}_s) - n_p \omega_r \vec{\psi}_s \vec{\psi}_r - R_m T_e] T_s / L_\sigma \quad (4-1)$$

而施加零矢量时，转矩的变化量为：

$$\Delta T_e \downarrow = [-n_p \omega_r \vec{\psi}_s \vec{\psi}_r - R_m T_e] T_s / L_\sigma \quad (4-2)$$

其中  $T_s$  为电压矢量的作用时间。

从式(4-1)、(4-2)中看出，非零电压矢量可以使转矩增大或减小，当施加超前于定子磁链的电压矢量，转矩增加；当施加落后于定子磁链的电压矢量或零矢量，转矩减小。其改变量不但与速度有关，而且还与电压矢量有关。当磁链矢量与电压矢量垂直时，转矩响应最快。零电压矢量只能使转矩减小，并且对于转矩变化的作用与速度成线性关系。高速时， $\omega_r$ 较大，导致转矩的下降值大；低速时， $\omega_r$ 较小，导致转矩的下降值小。

在低速区进行转矩调节时，常用零电压矢量使转矩下降。需要连续有很多个采样周期的零电压矢量作用才能使反馈转矩下降到给定转矩，但是一个非零电压矢量作用就会使转矩上升很多。传统直接转矩控制使用的是逆变器的6个基本非零电压矢量和零电压矢量来进行控制，这样在低速时将导致大量的零电压矢量存在。电压矢量切换主要发生在零电压矢量与非零电压矢量之间的切换，每一次切换都将导致转差率发生突变，由于在连续的零电压矢量作用时，转矩没有突变，而切换时有突变，这样就形成了周期性的转矩脉动，并且转速越低造成零电压矢量越多，周期的时间就越长，于是转矩脉动的效果就越明显，对转速性能的影响也越大。

如果对转矩进行预测控制，通过一定的算法找到一个优化的电压矢量，使之在一个采样周期内最大化地消除转矩脉动，使反馈转矩达到给定转矩，也将大大减小电压切换造成的转矩脉动。

转矩脉动预测控制基本思路如下：

在一个周期里，由于工作矢量不连续造成了转矩的急剧增加或减小，以至于比给定转矩大或小。如果使这个工作矢量的作用时间缩短，并在选定的区域里，余下的时间里施加零矢量，可使转矩刚好到达给定值，这样可以减小转矩的脉动。本文结合传统的直接转矩控制电压矢量表提出新型转矩和磁链区域电压预测控制方法：在表4-1中，当转矩需要增大或减小以及磁链需要增大或减小时，所选择的电压矢量不再是原有的单一电压矢量，而是存在于一定区域的电压矢量，这些区域如图4-1所示。以图4-1中的区域2为例，定子磁链 $\psi_s$ 的位置如箭头所示，当需要磁链减小而转矩同时增加时，所选的电压矢量存在于阴影所示区域中，其作用范围超前于定子磁链 $10^\circ \sim 80^\circ$ ，这个区域的电压矢量可以由与之左右相邻的两个非零基本电压矢量和零电压矢量合成，在所给的作用区域找到一个幅值一定的电压矢量并限制一个周期内的作用时间，其余时间加零矢量。电压矢量作用时间可以通过转矩突变的倍数确定。而图中 $0^\circ \sim 10^\circ$ 和 $80^\circ \sim 90^\circ$ 范围内的电压矢量没有使用，是因为在前者范围内的电压矢量会使定子磁链急剧增长，而后者范围内的电压矢量会使转矩发生急剧增长，不利于低速时对转矩的平稳控制，在其他区域内也使用同样的限制。

表 4-1 转矩与磁链对应区域电压矢量表

定子磁链	电磁转矩	控制区域
$\Psi_s \uparrow$	$T_e \uparrow$	区域 1
$\Psi_s \downarrow$	$T_e \uparrow$	区域 2
$\Psi_s \uparrow$	$T_e \downarrow$	区域 3
$\Psi_s \downarrow$	$T_e \downarrow$	区域 4/零矢量

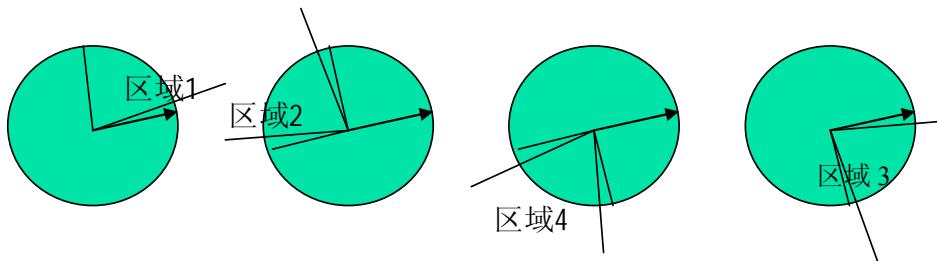


图 4-1 电压矢量作用区域图

#### 4.1.2 预测算法原理

上面所建立的新型转矩和磁链区域电压控制表为转矩和磁链的预测控制提供了一个很好的基础，其方法是通过一定的跟踪预测条件，在所给的作用区域找到一个电压矢量对转矩和磁链进行控制。接下来详细说明预测算法的建立依据与原理。

根据异步电动机动态特性：

$$\begin{cases} \psi_s = L_s i_s + L_m i_r \\ \psi_r = L_m i_s + L_r i_r \end{cases} \quad (4-3)$$

可以推导出：

$$\psi_r = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) \psi_s - L_\sigma i_s \quad (4-4)$$

另有：

$$\vec{U}_s \otimes \vec{i}_s = \Delta \vec{\psi}_s \otimes \vec{i}_s = \Delta \psi_s (i_{s\beta} \cos \gamma - i_{s\alpha} \sin \gamma) \quad (4-5)$$

其中， $\gamma$  为定子磁链相位角，

$$\gamma = \arcsin \left( \frac{\psi_{s\beta}}{|\psi_s|} \right) \quad (4-6)$$

若采样周期为  $T_s$ ，非零电压矢量作用时间为  $T_k$ ，采样时磁链值为  $\psi_s$ ，磁链给定值为  $\psi_s^*$ ， $\theta_{u\psi}$  为输出电压矢量与定子磁链的夹角，根据图 4-2 得下一控制周期需要补偿的磁链值：

$$\Delta\psi_s = \psi_s * -\psi_s = |U_s T_k| \cos \theta_{u\psi} \quad (4-7)$$

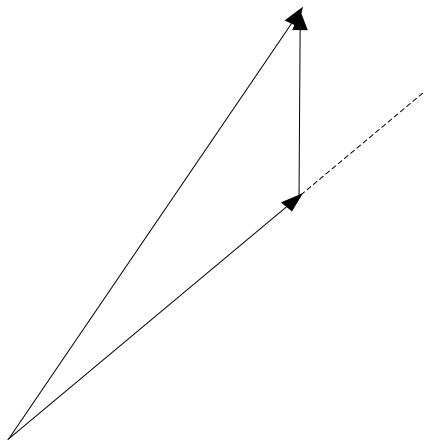


图 4-2 定子磁链、电压矢量关系图

根据式(4-1)可知，当施加某个非零电压矢量使转矩变化时，作用时间  $t$  和转矩变化量  $\Delta T_e$  之间的关系如式(4-7)所示。

$$t = \Delta T_e L_\sigma / [n_p (\vec{\psi}_r \otimes \vec{U}_s) - n_p \omega_r \vec{\psi}_s \vec{\psi}_r - R_m T_e] \quad (4-8)$$

把瞬时转矩误差量  $\Delta T_{em}^*$  代替式中的  $\Delta T_e$ ，就可以求出达到弥补所需转矩误差  $\Delta T_{em}^*$  所需施加的该非零电压矢量的作用时间  $t_1$ ，如式(4-8)。

$$t_1 = \Delta T_{em}^* L_\sigma / [n_p (\vec{\psi}_r \otimes \vec{U}_s) - n_p \omega_r \vec{\psi}_s \vec{\psi}_r - R_m T_e] \quad (4-9)$$

若  $t_1 \geq T_s$ ：说明此时实际转矩与给定值相差比较大，在整个控制周期  $T_s$  中，该非零矢量全部用来改变转矩，也不能够达到给定转矩值，不会出现转矩控制超出边界的现象，所以这时候取  $t_1 = T_s$ ，零矢量就没有必要再施加。

若  $t_1 < T_s$ ：说明此时整个控制周期里面，不需要一个控制周期  $T_s$  的时间就可以达到给定的转矩值。如果继续让该非零矢量工作，那么转矩一定会超过容差界限，造成转矩脉动过大。

为了减少转矩脉动，需要施加零矢量来改变转矩的变化，但是施加零矢量的时候是会减小转矩的，为了提高控制精度，也应该把这部分的转矩减小量考虑在变化范围内，综合考虑非零电压矢量和零电压矢量对转矩改变的影响效果，当  $t_1 < T_s$ ，为了保证在下一个周期的转矩变化为所需的瞬时转矩误差，采用算法如下：

若采样时间的转矩值为  $T_{em}^*$ ，转矩给定值为  $T_{em}$ ，则在下一控制周期需要弥补的转矩误差为  $\Delta T_{em} = T_{em}^* - T_{em} = \Delta T_e \uparrow + \Delta T_e \downarrow$ 。

把式(4-1)、(4-2)、(4-4)、(4-6)、(4-7)、(4-9)代入，可以得到：

$$\theta_{u\psi} = \arctg \left[ \frac{n_p L_\sigma T_k \Delta \psi_s (i_{s\beta} \cos \gamma - i_{s\alpha} \sin \gamma) - (n_p \omega_r \psi_s \psi_r + R_m T_e) T_s - L_\sigma \Delta T_{em}}{n_p \frac{L_r}{L_m} |\psi_s| \Delta \psi} \right]$$

通过预测控制算法得到输出电压矢量与定子磁链的夹角  $\theta_{u\psi}$  后，则可以判断输出电压矢量  $U_{out}$  所在的区域以及在该区域中的位置，该电压矢量  $U_{out}$  不同于传统直接转矩控制采用的 6 种一定的工作电压矢量和零电压矢量，它是一个大小、方向任意的输出电压矢量，可以由非零电压工作矢量和零电压矢量通过 SVPWM（空间矢量 PWM 调制）方法来进行合成。根据以上预测控制的算法，下一个控制周期中，在合成后的该电压矢量作用下，转矩和磁链实际值与给定值之间的误差在理论上可以刚好被弥补。基于预测控制的直接转矩控制框图见图 4-3。

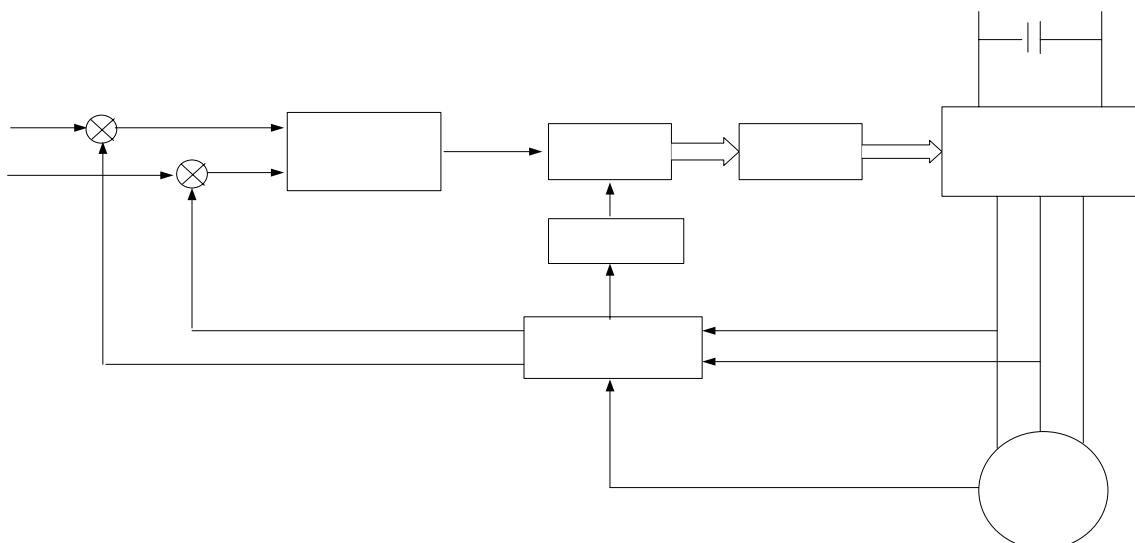


图 4-3 基于转矩预测的直接转矩控制框图

## 4.2 输出电压矢量的 SVPWM 合成

### 4.2.1 空间矢量脉宽调制原理及特点

近年来电机的空间矢量理论被引入到逆变器及其控制中，形成和发展了空间矢量 PWM（SVPWM）控制思想。其原理是通过逆变器各桥臂开关的不同组合，使输出电压矢量更能满足电机控制的需要。它不但能达到较高的控制性能，而且由于它把逆变器和电机看作一个整体处理，所得模型简单，便于数字化，具有转矩脉动小，噪声低，电压利用率高等特点，在交流调速系统得到了广泛应用。

对于三相电压型逆变器而言，电机的相电压依赖于它所对应的逆变器桥臂上

区域 n

下功率开关的状态。根据逆变器各桥臂开关状态的不同，可以得到 8 个基本电压矢量，包括 6 个非零工作电压矢量和 2 个零电压矢量，如图 4-4 所示。

SVPWM 是指三相功率转换器的 6 个能量晶体管的一种特殊转换机制。它对三相交流电机线圈中的电流产生的谐波干扰最小。与正弦调制相比，它提供了一种更为有效的利用供电压的方法。该方法的目的是通过与 1 个开关管的 8 种开关状态相应的基本空间电压矢量来逼近电机所需的电压向量  $U_{out}$ 。一般的实现方法是在控制周期 T 内使逆变器输出电压的平均值和  $U_{out}$  相等。如果 T 很小，在 T 周期内，使  $U_{out}$  的变化很小，其具体的实现方程为：

$$T_s U_{out} = T_1 U_x + T_2 U_{x+60} + T_0 (U_0 \text{ 或 } U_7) \quad (4-10)$$

式中， $T_0 = T_s - T_1 - T_2$  为零电压矢量作用时间。公式中右边的第三部分不会影响向量和  $U_{out}$ 。

在任何时候，电动机输出电压矢量  $U_{out}$  的投影都落在 6 个非零向量中的一个上。因此，在任何控制周期， $U_{out}$  都可由组成这个扇区的两个非零矢量  $U_x$  和  $U_{x+60}$  分别作用  $T_1$ 、 $T_2$  时间合成，该电压矢量由组成这个扇区的两个非零矢量  $U_x$  和  $U_{x+60}$  分别作用  $T_1$ 、 $T_2$  时间得到，其中先作用的  $U_x$  称为主矢量，后作用的  $U_{x+60}$  称为辅矢量，组分解如图 4-5。

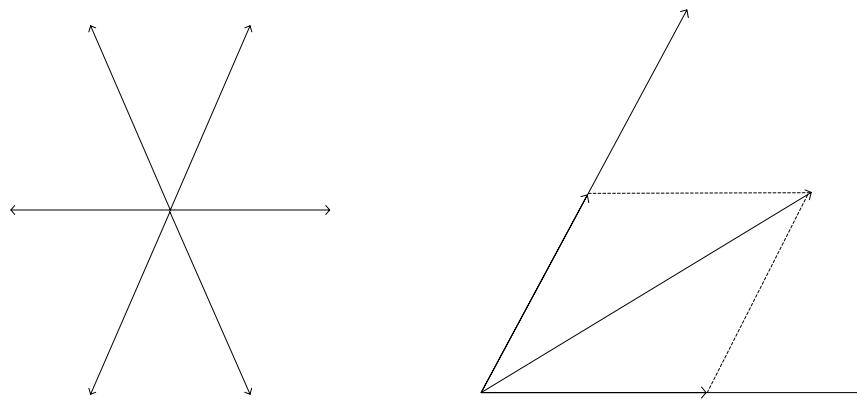


图 4-4 空间电压矢量图

图 4-5 电压矢量作用时间分解

在 SVPWM 控制方式中，除需要计算出主、辅矢量及零矢量作用的时间，还必须确定一下各矢量的切换顺序。为避免在线电压的半周期内出现反极性的电压脉冲，产生反向转矩，引起转矩脉动和电磁噪声，各电压矢量的作用次序必须满足一定的规则：从一个矢量转换到另一个矢量的过程中，只有一个功率器件状态发生变化。零矢量使用(000)还是(111)，也应以减少开关器件动作次数为原则。基于这个原则，可以得到如图 4-6 所示的各扇区矢量的旋转方向(从主矢量到辅矢量)。

在工程中，由于不对称 SVPWM 调制波形包含较多的谐波，影响电机的工作性能，因此通常希望产生对称的 SVPWM 波形。若要得到一种对称的 SVPWM 信号，其空间矢量的作用应满足如下规律： $U_0 - U_x - U_{x+60} - U_7 - U_{x+60} - U_x - U_0$  其中两个零电压矢量分布在边缘可以满足逆变器开关次数最少。

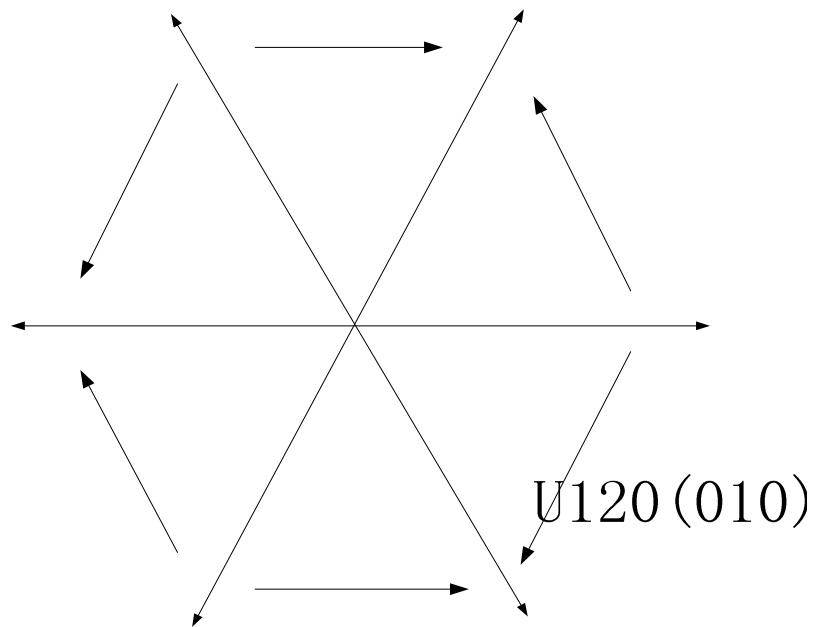


图 4-6 SVPWM 转换模式

#### 4.2.2 SVPWM 数字化设计原理

SVPWM 波形的产生原理是：可增减记数器在控制寄存器和周期寄存器的作用下，获得周期性对称的三角波，并不断地与比较单元的比较寄存器比较，产生比较匹配，由此来产生所需的七段式对称 SVPWM 波。

3

4

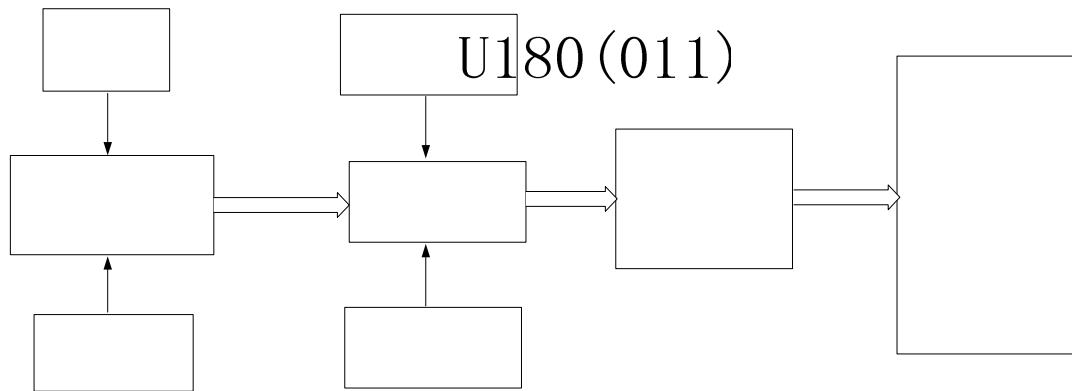


图 4-7 SVPWM 合成简单流程图

SVPWM 状态机的原理：

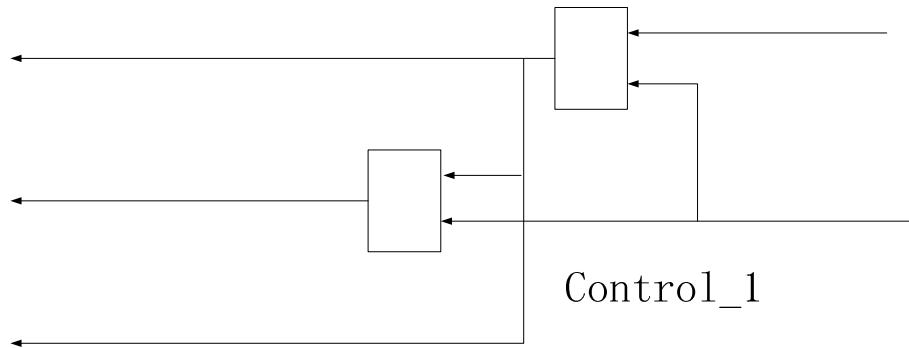


图 4-8 控制信号的产生

空间矢量化利用的是比较单元 1 和 2 的比较匹配信号。以上逻辑可获得三个控制信号(如下图)，三个信号都是高有效。而且有效时间不相互重叠，分别用于空间矢量 PWM 波形产生的三个阶段：

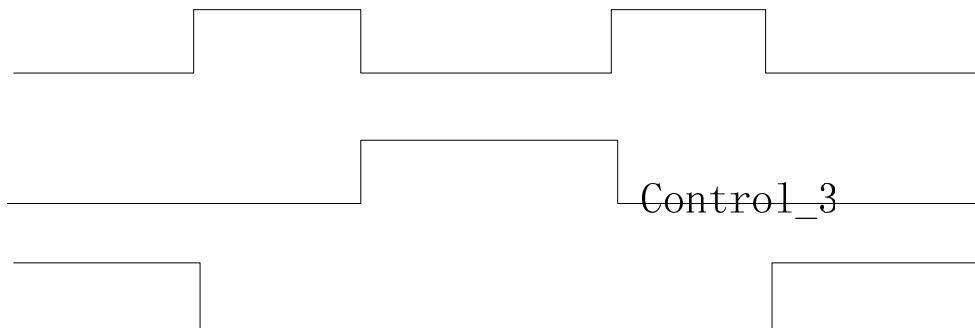


图 4-9 控制信号波形

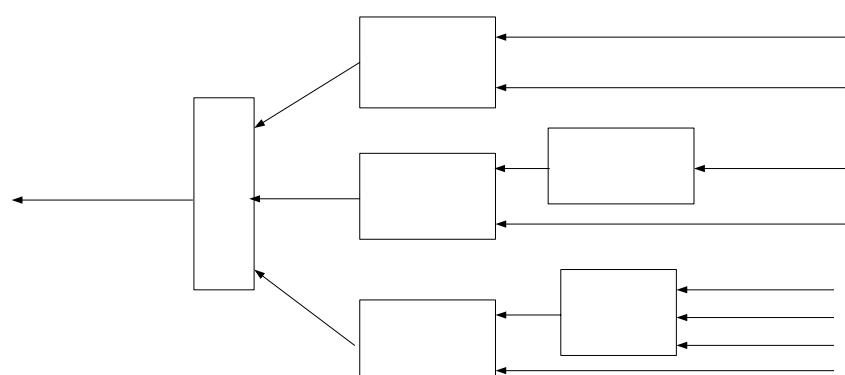


图 4-10 空间矢量 PWM 波形产生

控制寄存器 CTR:

[15]:空间矢量 PWM 旋转方向。 0=正向 1=反向

[14:12]:基本的空间矢量位

一个周期的流程:

或  
非

Contr

Contr

周期开始: control\_1=1, 直接输出 CTR[14:12], 基本的空间矢量位。

增计数的第一个比较匹配: control\_2=1, 根据旋转方向位和基本空间矢量位将 PWM 输出开启到另一个方式(见图 4-9)。

增计数的第二个比较匹配: control\_3=1, PWM 输出为 000 和 111, 它们与输入的 PWM5、PWM3、PWM1 只有一位的区别。

减计数的第二个比较匹配: control\_2=1, PWM 回到前一种开启方式。

减计数的第二个比较匹配: control\_1=1, ACTR[14:12], 基本的空间矢量位。周期结束。

以扇区 1 为例, 合成该扇区内的输出矢量的 SVPWM 信号波形应如图 4-11 所示, 由此还可保证逆变器的开关频率恒定。

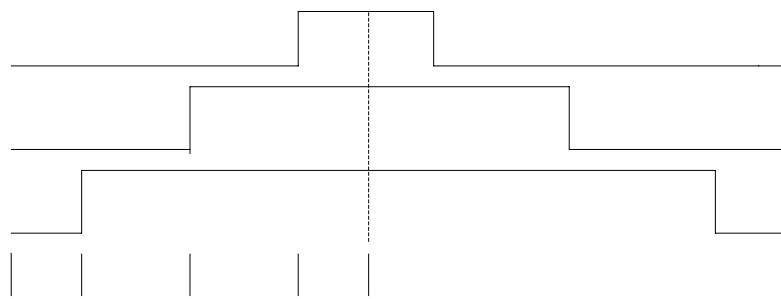


图 4-11 扇区 1 的合成 SVPWM 波形

本文 SVPWM 合成的数字化实现采用的是 TI 公司的 TMS320F2812DSP, 它的事件管理器内置硬件电路可以大大简化产生对称 PWM 波形的操作。软件用来产生 SVPWM 输出。

### 4.3 小结

本章详细在结合异步电机直接转矩控制动态特性方程的基础上, 阐述了基于预测控制的直接转矩空间矢量脉宽调制方法对转矩脉动进行跟踪补偿的原理与算法, 并对空间矢量脉宽调制的特点、优点及其 DSP 实现进行了说明。

## 第五章 基于预测控制的直接转矩空间矢量调制方法的实现

### 5.1 系统硬件部分概述

系统硬件是实现基于预测控制的直接转矩 SVPWM 方法的载体。本文实验所采用的硬件由株洲电力机车研究所与中南大学现代交流调速实验室提供，包括交流调速传动主电路和控制电路。

#### 5.1.1 交流传动实验装置电路图与设计原理

实验室交流传动装置分为几大部分：AR1(试验控制)柜、AR2(整流)柜、AR3(逆变)柜、AR4(负载)柜和交流电机与直流发电机(带负载)。其电路原理图与接线图如下：

##### (一) 交流传动实验装置整流柜主电路图（见图 5-1）

其中，115 号三相电接入到逆变柜，通过 1KM1 继电器控制；125 号三相电通过 1KM2 控制直流电机风机；108 号三相电经过变压为有整流柜中的有源器件供电；135 号三相电经整流后：110V/20A 整流为输出到负载屏，0-110V 可控整流为直流电机提供励磁电压。

##### (二) 交流传动实验装置主电路图（见图 5-2）

其中，K1、K2 为降压启动电阻，可减小电动机启动时的冲击电流，避免电动机局部升温过大。D1-D6 六组二极管构成整流桥，通过  $U_s$ 、 $U_x$ ； $V_s$ 、 $V_x$ ； $W_s$ 、 $W_x$  三组 IGBT 逆变器输出电压施加给交流异步电机，并带动直流电机与负载屏(输出功率可调)作为负载输出。图中 C2 为大容量电容，起稳压滤波作用；R4 为制动电阻( $30K\Omega$ )，与 C1 构成制动回路。转矩和转速信号的反馈通过连接在交流电机和直流电机间的转矩转速测量传感器进行信号的反馈导出。

#### 5.1.2 转矩转速测量装置及其工作原理

转矩转速测量与显示装置是试验平台的重要部分，原设备的转矩转速测量仪只能做到测量与数字显示，但模拟信号显示的实现是观看试验结果必不可少的成分，因此本文对转矩转速测量仪做了全面的说明并设计了测量结果转换电路板。

##### (一) 转矩转速测量原理

(1) 转矩测量原理：采用应变电测量原理。当应变轴受扭力影响产生变形后，粘贴在应变轴上的应变计阻值发生相应变化，将具有相同应变特性的应变计组成测量电桥，应变电阻的变化即可转变为电压信号的变化进行测量。

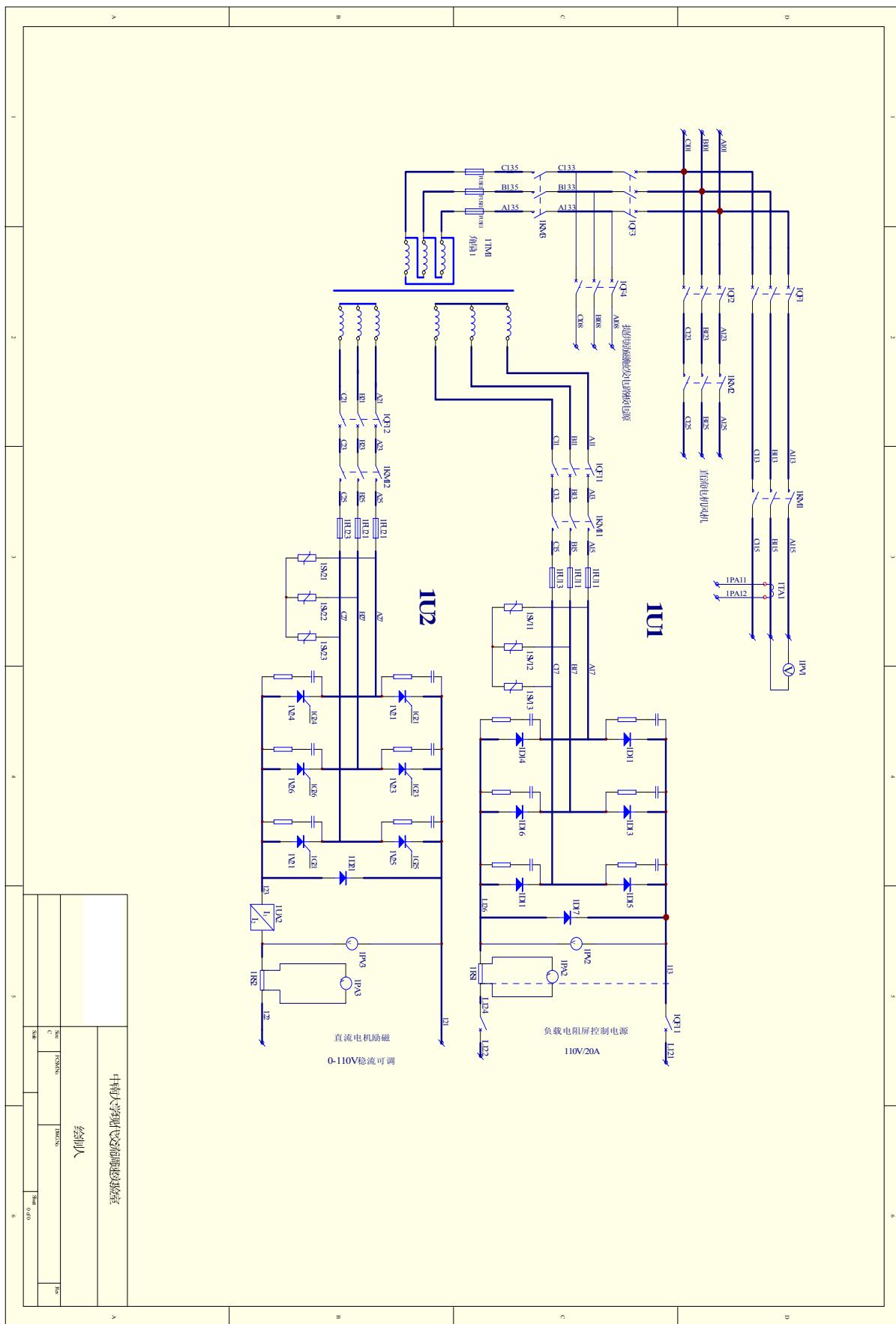


图 5-1 交流传动实验装置整流柜主电路图

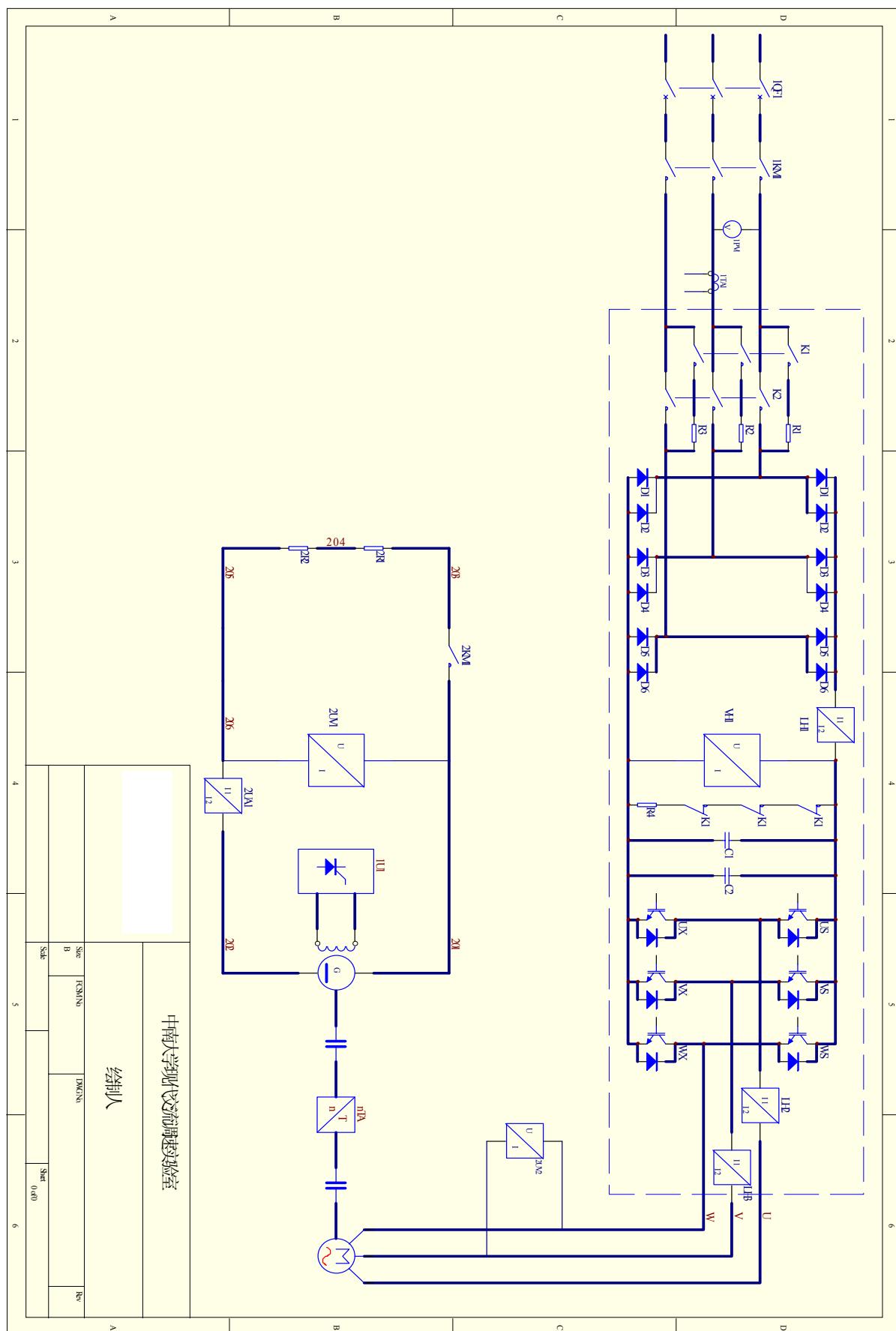


图 5-2 交流传动实验装置主电路图

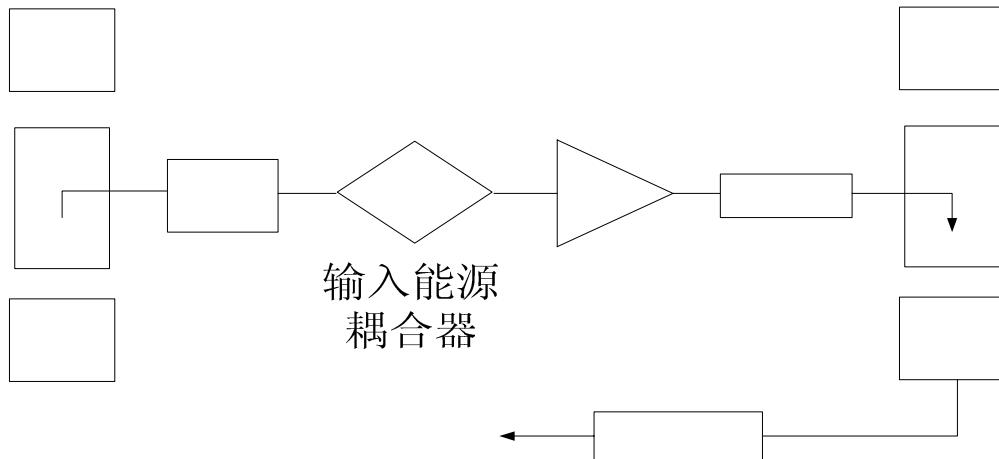


图 5-3 转矩转速测量基本原理图

电源经处理后送输入能源耦合器，经耦合将~~稳压电源~~路上，由稳压电路（AD589 与双运放 AD822 组成）变成稳定电压供给应变轴上各电子器件。应变桥将应变轴的微小变形转换成电信号，经放大器（AD620）送 V/F 变换器（LM331），经输出能源耦合器输出，通过信号输出电路（LM339）整形后输出调频方波信号。

### (2) 转速测量原理 输入能源

当测速码盘连续旋转时，~~耦合器~~开关输出具有一定周期宽度的脉冲信号，根据码盘齿数和输出信号的频率，即可计算出相应的转速。

转矩传感器在旋转轴上安装着 60 条齿缝的测速轮，在传感器外壳上安装的一只由发光二极管及光敏三极管组成的槽型光电开关架，测速轮的每一个齿将发光二极管的光线遮挡住时，光敏三极管就输出一个高电平，当光线通过齿缝射到光敏管的窗口时，光敏管就输出一个低电平，旋转轴每转一圈就可得到 60 个脉冲，因此，每秒钟检测到的脉冲数恰好等于每分钟的转速值。

### (二) 测量仪主要特性

- (1) 以应变电测技术为检测手段；
- (2) 测量精度高，信号检出、处理均采用数字技术，抗干扰能力强、可靠性高、信噪比高、工作寿命长；
- (3) 既可以测量静止扭矩，也可测量旋转转矩；
- (4) 既可测量稳态扭矩，也可测量过渡过程动态转矩；
- (5) 无需反复调零即可连续测量正反转；
- (6) 传感器输出信号以频率量方式给出，便于和计算机接口。

### (三) 插座引脚及功能

转矩转速传感器采用一只 5 脚的航空插座做电源输入及转矩转速信号输出，

插座外形及引脚排列如图 5-4 所示。各引脚功能说明如下：

- 1 脚：接地端；
- 2 脚：+12V 电源端；
- 3 脚：-12V 电源端；
- 4 脚：转速信号输出端；
- 5 脚：转矩信号输出端。

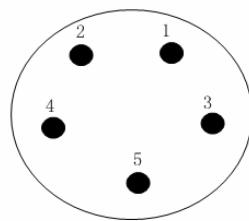


图 5-4 航空插座引脚示意图

#### (四) 计算方法与原理图

##### (1) 计算方法

软件采用定时脉冲计数的方式，同步测量当前时刻的转矩、转速值。

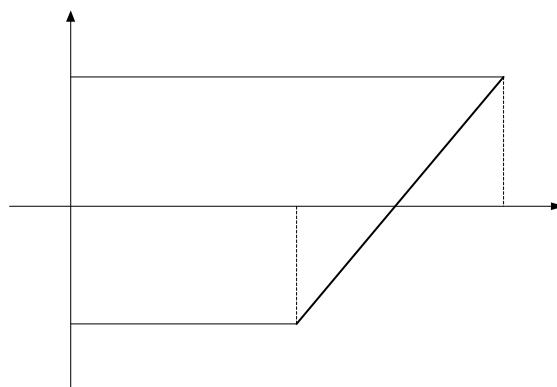


图 5-5 传感器转矩值与输出频率对应曲线

假设：

- $M_p$  — 正向转矩值；
- $M_r$  — 反向转矩值；
- $N$  — 转矩满量程；
- $f_0$  — 转矩零点输出频率值；
- $f_p$  — 正向满量程输出频率值(kHz)；
- $f_r$  — 反向满量程输出频率值(kHz)；
- $f$  — 实测转矩输出频率值。

可给出转矩测量计算公式:

正向转矩输出值为:

$$M_p = N(f - f_0)/(f_p - f_0) \quad (5-1)$$

反向转矩输出值为:

$$M_r = N(f_p - f)/(f_0 - f_r) \quad (5-2)$$

转速输出值为:  $N = 60f/z$

式中:  $N$ —转速值(r/min);

$f$ —频率值(kHz);

$z$ —传感器测速齿数。

轴输出功率可由转矩传感器输出的转矩及转速值经运算后得到, 计算公式为:

$$P = \frac{M \cdot N}{9550} (\text{kW}) \quad (5-3)$$

式中:  $P$ —轴输出功率(kW)

$M$ —转矩值(N·M)

$N$ —转速值(r/min)

其中测量周期  $T$  的设定值越大( $f = \text{脉冲计数值}/T$ ), 转矩转速的测量准确度就越高, 稳定性越好, 同时测量数据的显示响应时间会相应加长, 可根据实际工作需要, 适当设置测量周期的长短。

转矩传感器信号输出形式如下:

- ① 零转矩:  $10\text{kHz} \pm 50\text{Hz}$
- ② 正向旋转满量程:  $15\text{kHz} \pm 50\text{Hz}$
- ③ 反向旋转满量程:  $5\text{kHz} \pm 50\text{Hz}$
- ④ 信号幅值:  $0 \sim 8\text{V}$ ; 负载电流:  $40\text{mA}$

(2) 电路实现:

仪表测量以单片机为数据处理中心, 原理框图如图 5-6:

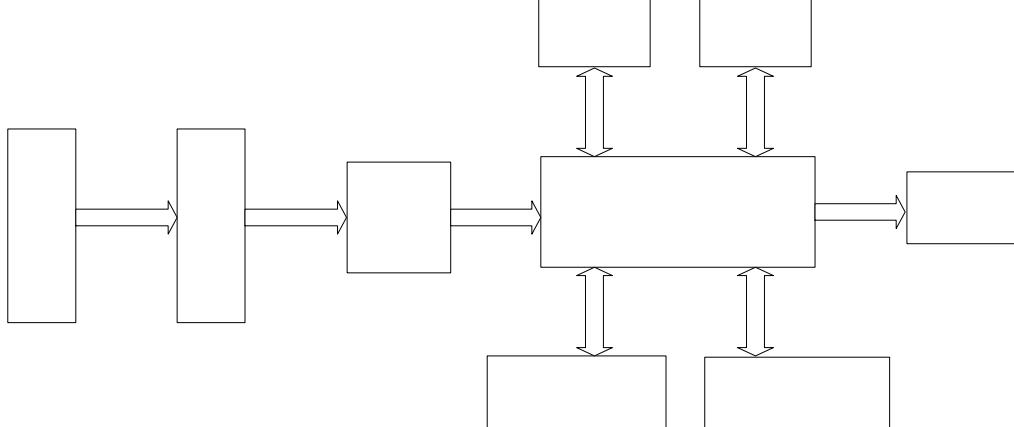


图 5-6 数据处理流程原理图

其中：

单片机：INTEL P8032AH

程序存储器：M2764AF1 EPROM 8k\*8

数据存储器：AT28C17 EEPROM 2k\*8

### (五) F/V 转换装置原理与设计实现

从上面的设计分析得出测量仪的转矩转速输出为频率信号，其中转矩输出为 5-10KHz，转速输出为 0-2.5KHz，方波信号幅值为 DC2V，因此要经过 F/V 变化并选取合适的元件参数才能准确的模拟化以便进行实验结果的观测。

将频率信号转换为与频率量成正比的模拟电压，可采用 F/V 变换器。通常没有专门用于 F/V 的转换集成器件，而是使用 V/F 转换器在特定的外接电路下构成 F/V 转换电路。一般的集成的 V/F 转换器可以通过电路设计具有 F/V 转换功能。本系统中采用 LM331V/F 转换器构成 F/V 转换电路。

LM331 是National semiconductor 公司生产的V/F 转换芯片，是一种简单的廉价电路很适用于用作模/数转换器、精密频率电压转换器、长时间积分器等电路。其主要特点是：

- (1) 最大线性度为0.01%;
- (2) 双电源或单电源工作。单电源可在单5V 电源下工作;
- (3) 脉冲输出与所有逻辑形式兼容;
- (4) 最佳温度稳定性，最大值为 $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ;
- (5) 小功耗，5V 下典型值为15mW;
- (6) 满量程范围：1Hz~100kHz;

由LM331V/F 转换器构成的F/V 转换电路如图5-7所示。其转换与设计原理为：

输入脉冲f经R1、C1组成的微分电路加到输入比较器的反相输入端。输入比较器的同相输入端经电阻R2、R3分压而加有约 $2V_{cc}/3$ 的直流电压，反相输入端经电阻R1加有 $V_{cc}$  的直流电压。当输入脉冲的下降沿到来时，经微分电路Rt、Ct产生一负尖脉冲叠加到反相输入端的 $V_{cc}$ 上，当负向尖脉冲大于 $V_{cc}/3$ 时，输入比较器输出高电平使触发器置位,此时电流开关打向右边,电流源Ir对电容Cl 充电，同时因复零晶体管截止而使电源 $V_{cc}$ 通过电阻Rt对电容Ct充电。当电容Cl两端电压达到 $2V_{cc}/3$ 时，定时比较器输出高电平使触发器复位，此时电流开关打向左边，电容Cl通过电阻RL放电，同时，复零晶体管导通，定时电容Ct迅速放电,完成一次充放电过程。此后,每当输入脉冲的下降沿到来时，电路重复上述的工作过程。从前面的分析可知,电容Cl的充电时间由定时电路Rt、Ct决定，充电电流的大小由电流源Ir决定，输入脉冲的频率越高,电容Cl上积累的电荷就越多，输出电压(电

容 $C_L$ 两端的电压)就越高,实现了频率-电压的变换。按照LM331推导V/F表达式的方法,可得到输出电压 $V_o$ 与 $f_i$ 的关系为:

$$V_o = 2.09 R L R t C f_i / R_s \quad (5-4)$$

电路中电容 $C_1$ 的选择不宜太小,要保证输入脉冲经微分后有足够的幅度来触发输入比较器,但电容 $C_1$ 小些有利于提高转换电路的抗干扰能力。电阻 $R_L$ 和电容 $C_L$ 组成低通滤波器。电容 $C_L$ 大些,输出电压 $V_o$ 的纹波会小些,电容 $C_L$ 小些,当输入脉冲频率变化时,输出响应会快些。由此选取 $C_1$ 为470pF,  $R_L$ 和 $C_L$ 分别为100KΩ和1μF。

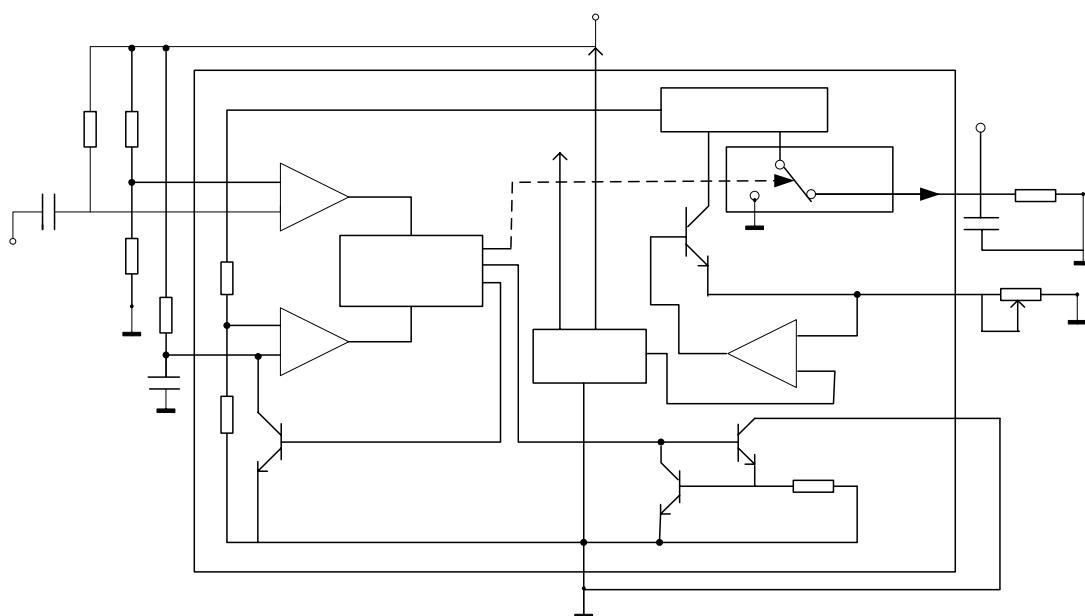
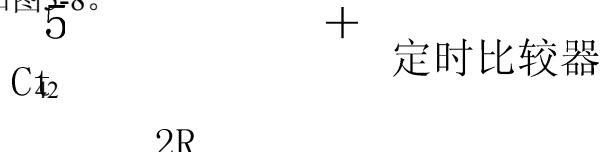


图5-7 LM331F/V转换电路设计图

根据电路设计后运行的实际情况,发现LM331用做F/V转换时对于0-500Hz的输入频率才有较高的转换灵敏度和精度,因此根据上面所说的转矩信号对应的频率范围较高的情况,需要在进行了分频处理后才可作为LM331的输入频率,并且由于转矩信号频率为5-15kHz(其中10kHz为反转时频率信号,10-15kHz为正转时频率信号),在10kHz时对应的电压输出为0V,因此需要有精密基准电压电路进行零点和满度调节。因此在本转换设备的设计中周边电路还采用了以下电子器件:

- (1) P521作为光耦隔离器件,避免转换电路受到干扰噪声的影响;
- (2) CD4013B具有复位/置位功能的双D型触发器作为输入频率信号的分频器;  
R S 触发器      Q
- (3) 使用MC1404U5作为F/V转换中的精密基准电压电路器件。

F/V转换装置电路设计原理框图如图5-8。



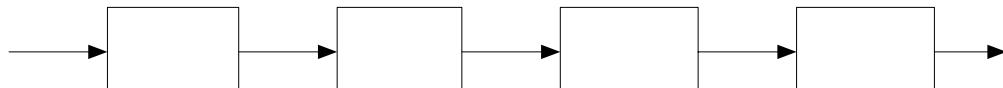


图 5-8 F/V 转换装置设计原理图

### 5.1.3 控制电路设计

输入  
结构框图如图 5-9 所示。  
隔离  
F/V

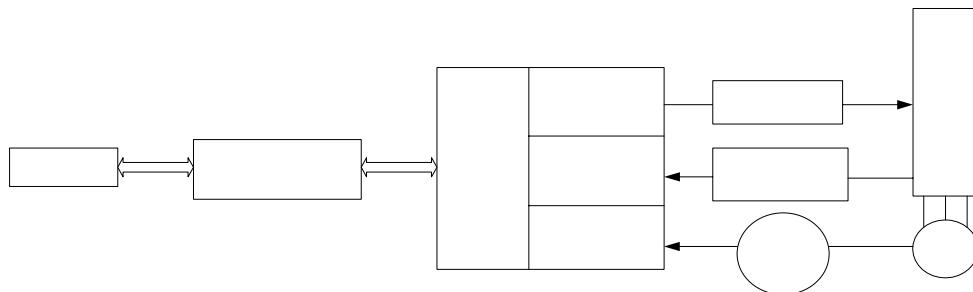


图 5-9 系统硬件结构框图

(1) 主电路为交直交变频电路，逆变器采用的是 EUPEC 的 IGBT 模块，6 只组成三相桥臂，一只用于过压斩波。

(2) 上位机通过开发软件实现对 DSP 的编程，以 TI 公司生产的 TMS320F2812 芯片为核心，完成控制算法，产生 SVPWM 波形。利用 F2812 的事件管理器模块的硬件电路可以生成 SVPWM 波形，如图 5-10 所示。

SVPWM 的生成由特定的寄存器分别进行控制：比较动作控制寄存器 ACTR[12-15]中是当前主矢量，根据预测算法和 SVPWM 方法计算写入相应的值；控制寄存器 T1CON[11-13]设置连续增/减记数模式，使能定时器与比较寄存器的比较匹配操作，控制生成对称或不对称的 PWM 波形；比较控制寄存器 COMCON 使能比较操作和控制 PWM 输出或高阻输出，起保护作用，确保上下桥臂不会同时导通。三个比较寄存器 CMPR1-3 分别控制三相的开通时间，其值的大小由主矢量，辅矢量和零电压矢量的作用时间决定，当定时器的记数值等于 CMPRx 的值时，就会改变空间矢量对应的控制信号的输出。

(3) F240 自带的 A/D 转换器对定子电流、电压进行采样，获得实时的信息进行磁链和转矩计算。转速反馈采用光电编码测速，通过码盘旋转输出的一定周期宽度的脉冲信号发送到 F240 的正交编码脉冲单元(QEP)中，根据码盘的齿数和输出信号的频率，得到转速反馈值。

TMS320F

RXD  
TXD

TMS320F

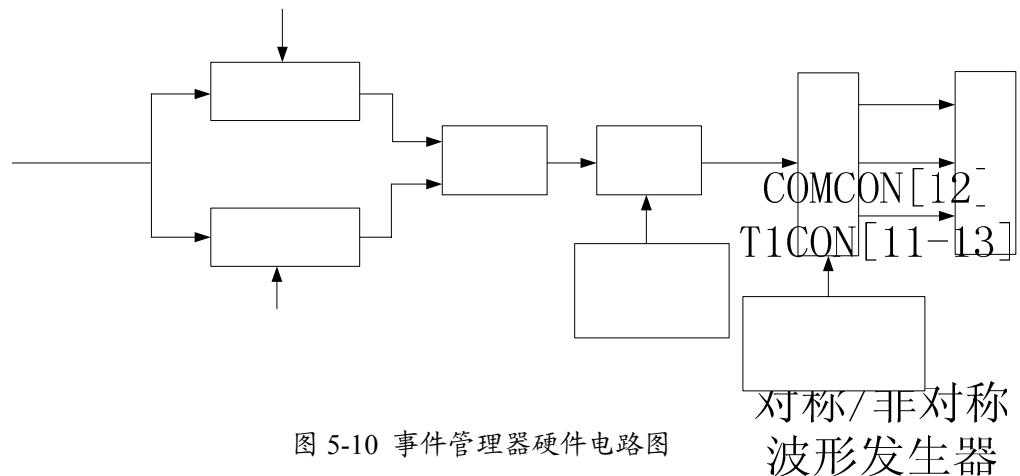


图 5-10 事件管理器硬件电路图

## 5.2 系统软件部分功能与设计比较匹配

近年来，微处理器得到了越来越广泛的应用，其价格也不断下降。尤其是 DSP (Digital Signal Processor) 芯片，更以其快速的运算速度和很高的精度被越来越多的研究人员用于控制各类电机，它不仅能方便地实现控制电路，并且能完成各种复杂的、高性能的控制策略。DSP 通过控制电机的电压、电流、转矩、转速及转角等，根据一定的策略给出指令，从而使得电机的性能得到很大提高。

作为 TI 公司一个产品，TMS320F2812 是面向电机控制具有特殊设计的 DSP，以其 DSP 内核 150MIPS 的高速处理能力和面向电机控制的专用外围设备，从而使系统的硬件设计变得十分简单，所需的外围电路也能得到很大的简化，系统成本降低，并具有很高的可靠性，因此在电机的全数字控制中得到了广泛的应用。值得一提的是，相对 F24x 系列芯片来讲，F28x 系列芯片对 C 语言编程比较支持。本设计即以 F2812 为核心实现控制的算法。

软件设计决定了系统设计的复杂性和开发工作绝大多数的工作量，因此，在选择 DSP 研发产品时，不仅要选择好微处理器，也要考虑生成 DSP 软件的工具的可用性。CCS 是 TI 公司开发的一个开放的、完整的和具有强大集成能力的集成开发环境，这将大大缩短研发 DSP 产品所需要的时间。

### 5.2.1 DSP 控制器 TMS320F2812 简介

TMS320F2812 芯片是 Texas Instruments 公司生产的 32 位定点数字信号处理器 TMS320C28X 中的一种，它采用先进的改进型哈佛结构，其程序存储器和数据存储器具有各自的总线结构，从而它的处理能力达到最大；它的指令执行速度为 150MIPS，这种高性能使复杂控制算法的实时执行成为可能。同时，该 CPU 支持基于 C/C++ 编程。

作为一个系统的管理者,DSP 必须具有强大的片内 I/O 端口和其他外围设备。C28X 应用优化的外围设备单元和高性能的 DSP 内核一起,使所有类型电机的高精度、高效、全变速控制中使用先进的控制技术成为可能。

其主要特性如下:

- (1) CPU 采用 T320CZXL P 核。
- (2) 150MHz 的时钟频率。
- (3) 18K 字节的双访问片内程序/数据内存(RAM), 128K 字节片内程序 Flash EEPROM 空间, 64K 字节的片外 SRAM 内存。
- (4) 两个 12 位的 A/D 转换模块, 共有 16 路 A/D 输入。
- (5) 3 个 32-bit 的 CPU-Timer 定时器。
- (6) 两个事件管理模块(EVA, EVB), 每个事件管理模块带有 3 个全比较单元。
- (7) 一个 eCAN 总线模块, 一个多路缓冲串行模块, 2 个 SCI 串行通讯模块, 一个串行外设接口模块 SPI 。
- (8) 12 个 CPI 中断组, 每组含 8 个中断。

### 5.2.2 集成开发环境 CCS 简介

开发工具中分离的代码生成器、调试、代码性能测试已不能再满足日益复杂的实时系统的需要。为 TI 高端产品 C6000 和高性能 C5000 而设计的新软件工具 Code Composer Studio(CCS)将代码生成工具和调试工具集成在一起,并提供了基于可视化链接和剖析的编译功能。它能在一个控制窗口内使用所有的工具,毋需像其它开发系统那样在几个不同的应用程序之间切换,因而使能够较快的开发出可靠的应用系统。现在所有的 TI DSP 都可以使用该软件工具进行开发。

CCS 中不仅集成了常规的开发工具,如源程序编辑器、代码生成工具(编译、链接器)及调试环境,还提供了 DSP/BIOS 开发工具,CCS 由 C 编译器、模拟器软件、调试软件以及插件等组成。DSP/BIOS 是一个简易的嵌入式操作系统,他大大方便了用户编写多任务应用程序。使用 DSP/BIOS 后,还能增强对代码执行效率的监控。该套开发环境集代码生成工具和代码调试工具为一体,代码生成工具的作用是将用 C 或汇编语言编写的 DSP 程序编译、汇编并连接成为可执行的 DSP 程序;而代码调试工具的作用是对 DSP 程序及系统进行调试,能完成 DSP 系统开发过程的各个环节,它由先进的开发工具组成直观的系统,可大幅度减少 DSP 开发时间,同时,它包括了高级的编码工具以及可供第三方接入的开放式结构。

本课题中的软件是基于 CCS2.20.18 版编写的,在瑞泰公司 ICETEK-5100 仿真器、F2812 的 DSP 开发板下完成调试。

### 5.2.3 系统软件设计与功能

主程序的结构比较简单，只是整个程序的一个运行框架，完成 DSP 初始化、DSP 运行环境的定义等工作。直接转矩控制方法的数字化对于计算时间的要求很高。一个工作过程（数据传输，电机模型和调节器计算，也就是一个控制周期）给出一次逆变器的状态调整，考虑到逆变器的开关频率最高可达 20kHz，这里选定为 10kHz。所以设定控制程序工作周期为  $100\mu\text{S}$ ，即程序积分离散化时间为 0.0001S，也是定时器中断周期，下述的各种计算都是在定时器的中断中完成的。

主程序包括一个无限循环和一个中断服务程序，其中中断服务程序由电流及转速检测信号处理、坐标变换、预测控制算法、SVPWM 信号产生及故障保护等多个功能模块构成。各功能模块按一定的顺序关系，在固定的时间周期内执行，由定时器的下溢中断来启动程序的运行。控制系统主程序流程图如图 5-11 所示。

#### (一) 初始化程序：

- 设置 ACTRx，定义比较输出引脚的极性。
- 设置 COMCONx，使能比较操作和空间矢量 PWM 模式并设 CMPRx(比较寄存器)的重载条件为下溢。
- 设置周期寄存器 T1PR 为相应的载波周期。
- 定时器 1 的 T1CON 设为连续增/减记数模式。

(二) 主程序在完成系统初始化后进入循环，等待中断的发生，然后在每个控制周期的中断服务程序中执行以下操作，中断服务程序如图 5-12 所示：

- 通过控制算法确定 Uout 所在扇区，分解 Uout 并确定两个相邻的向量  $U_x$  和  $U_{x+60}$ 。
- 确定参数  $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_0$ 。
- 把与  $U_x$  对应的开关模式写到 ACTRx[14-12]，送 1 至 ACTRx[15]。
- 赋值  $T_0/4$  给 CMPR1,  $T_0/4 + T_1/2$  给 CMPR2,  $T_0/4 + T_1/2 + T_2/2$  给 CMPR3。

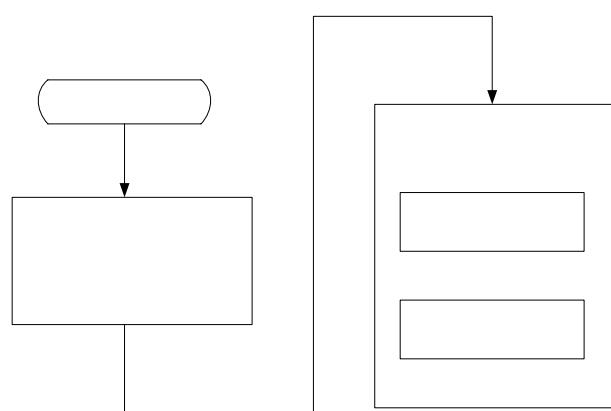


图 5-11 主程序流程图

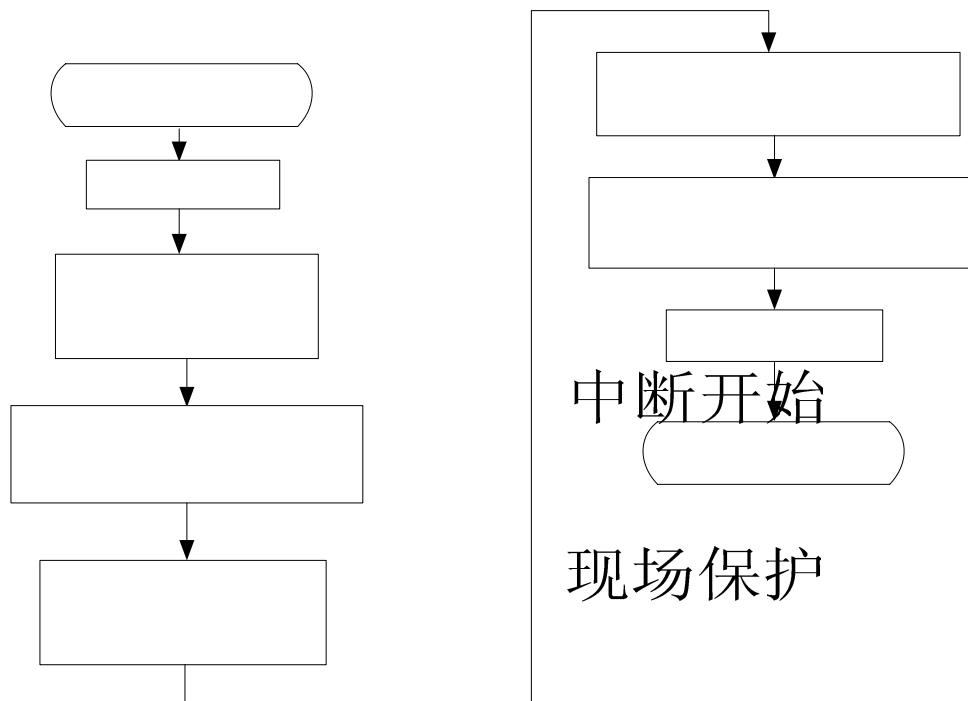


图 5-12 中断服务程序流程框图  
读取AD转换结果，  
读取转子给定转速  
和转速反馈

(三) 软件实现程序：

```

#include "DSP281x_Device.h"
#include "DSP281x_Svpwm.h"
#include <stdio.h>
#include <math.h>
float Ualpha,Ubeta;
int sector;
#define PI2 3.1415926*2
#define Tsvpwm 0.0001
#define INIA PI2/360
int TP;
float KP;
extern Uint16 Frequence;
extern Uint16 Voltage;
extern float theta=INIA;
  
```

根据磁链和转矩模型计算转矩、定子磁链值，计算磁链相位角

根据预测控制算法计算输出电压矢量与定子磁链夹角

```
void init_eva(void);

void main(void)

{

    float T;

    // Step 1. Initialize System Control:

    // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks

    // This function is found in the DSP281x_SysCtrl.c file.

    InitSysCtrl();

    // Step 2. Initialize GPIO:

    // This function is found in the DSP281x_Gpio.c file and

    // illustrates how to set the GPIO to it's default state.

    // InitGpio(); // Skipped for this example

    // Initialize only GPAMUX and GPBMUX for this test

    EALLOW;

    // Enable PWM pins

    GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x00FF; // EVA PWM 1-6 pins

    EDIS;

    // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:

    // Disable CPU interrupts

    DINT;

    // Initialize PIE control registers to their default state.
```

```
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags  
// are cleared.  
  
// This function is found in the DSP281x_PieCtrl.c file.  
  
InitPieCtrl();  
  
  
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:  
  
IER = 0x0000;  
  
IFR = 0x0000;  
  
  
// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt  
// Service Routines (ISR).  
  
// This will populate the entire table, even if the interrupt  
// is not used in this programme. This is useful for debug purposes.  
  
// The shell ISR routines are found in DSP281x_DefaultIsr.c.  
  
// This function is found in DSP281x_PieVect.c.  
  
InitPieVectTable();  
  
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;  
  
//ADC InterruptVector entry  
  
PieVectTable.T1OFINT = &SVPWM;  
  
//SVPWM Interrupt  
  
  
// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:  
  
// This function is found in DSP281x_InitPeripherals.c  
  
// InitPeripherals(); // Not required for this example  
  
init_eva();  
  
  
// Step 5. User specific code, enable interrupts:
```

```

DSP281x_ADCIO();

// Just sit and loop forever:

// PWM pins can be observed with a scope.

for(;;)

{
    T=(float)(Tpwm*(EvaRegs.T1CNT)/65536);

    theta+=PI2*Frequnce*T;

    if (theta>=PI2) theta-=PI2;

}

void init_eva()

{

// EVA Configure T1PWM, T2PWM, PWM1-PWM6

// Initialize the timers

// Initialize EVA Timer1

EvaRegs.T1PR = 0x1D4C; // Timer1 period:7500

EvaRegs.T1CMR = 0x0000; // Timer1 compare:0

EvaRegs.T1CNT = 0x0000; // Timer1 counter:0

// TMODE = continuous up/down 仿真挂起立即停止

// Timer enable, 输入时钟不分频, 使用内部时钟 6.67ns/150MHz

// Timer compare enable 定时器计数器为 0 比较寄存器重装载

EvaRegs.T1CON.all = 0x1042;

// Setup T1PWM and T2PWM

// Drive T1/T2 PWM by compare logic

EvaRegs.GPTCONA.bit.TCMPOE = 1;

// Polarity of GP Timer 1 Compare = Active low

```

```
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1PIN = 1;  
// Polarity of GP Timer 2 Compare = Active high  
EvaRegs.GPTCONA.bit.T2PIN = 2;  
  
// Enable compare for PWM1-PWM6:给出初始角度时的对应值  
EvaRegs.CMPR1 = 0x0C00;//3072  
EvaRegs.CMPR2 = 0x3C00;//15360  
EvaRegs.CMPR3 = 0xFC00;//64512  
  
// Compare action control. Action that takes place  
// on a compare event  
// output pin 1 CMPR1 - active high  
// output pin 2 CMPR1 - active low  
// output pin 3 CMPR2 - active high  
// output pin 4 CMPR2 - active low  
// output pin 5 CMPR3 - active high  
// output pin 6 CMPR3 - active low  
EvaRegs.ACTRA.all = 0x0666;  
EvaRegs.DBTCNA.all = 0x0000; // Disable deadband  
EvaRegs.COMCONA.all = 0xA600; // Disable SVPWM mode,enable PWM output,  
下益/比较中断  
}  
  
// function SVPWM(UINT16 Frequnce[i],UINT16 Voltage[i],int i)  
interrupt void SVPWM() //实时计算各扇区矢量作用时间  
{  
    int m=1,cmp1,cmp2,cmp3;  
    int i,k=0;
```

```

SECTOR();

KP=(float)(Volatge/220);//Normalize the Volatge

Ualfa=KP*cos(theta);

Ubata=KP*sin(theta);

switch(sector)

{

    case 1:t1=sqrt(3)*Ualfa*TP/2;

    t2=(-sqrt(0.5)*Ualfa+sqrt(2)*Ubata)*TP;

    t0=(TP-t1-t2)/2;

    cmp1=(int)t0;

    cmp2=(int)(t0+t1);

    cmp3=(int)(t0+t1+t2);

    break;

    case 2:t1=(-sqrt(6)*Ualfa+sqrt(6)*Ubata)*TP/2;

    t2=(sqrt(0.5)*Ualfa+sqrt(0.5)*Ubata)*TP;

    t0=(TP-t1-t2)/2;

    cmp1=(int)(t0+t2);

    cmp2=(int)(t0);

    cmp3=(int)(t0+t1+t2);

    break;

    case 3:t1=-sqrt(1.5)*Ubata*TP;

    t2=(sqrt(2)*Ualfa-sqrt(0.5)*Ubata)*TP;

    t0=(TP-t1-t2)/2;

    cmp1=(int)(t0+t1+t2);

    cmp2=(int)(t0);

    cmp3=(int)(t0+t1);

    break;
}

```

```

case 4:t1=(-sqrt(1.5)*Ubeta)*TP;
t2=(-sqrt(2)*Ualfa+sqrt(0.5)*Ubeta)*TP;
t0=(TP-t1-t2)/2;
cmp1=(int)(t0+t1+t2);
cmp2=(int)(t0+t2);
cmp3=(int)(t0);
break;

case 5:t1=(-sqrt(1.5)*Ualfa+sqrt(1.5)*Ubeta)*TP;
t2=(-sqrt(0.5)*Ualfa-sqrt(0.5)*Ubeta)*TP;
t0=(TP-t1-t2)/2;
cmp1=(int)(t0+t1);
cmp2=(int)(t1+t2+t0);
cmp3=(int)(t0);
break;

case 6:t1=sqrt(0.75)*Ualfa*TP;
t2=(sqrt(0.5)*Ualfa-sqrt(2)*Ubeta)*TP;
t0=(TP-t1-t2)/2;
cmp1=(int)(t0);
cmp2=(int)(t0+t1+t2);
cmp3=(int)(t0+t2);
break;
}

EvaRegs.CMPR1=cmp1;//Reload CMPR1/2/3
EvaRegs.CMPR2=cmp2;
EvaRegs.CMPR3=cmp3;
if((i+k)==0)           EvaRegs.T1CON.all=EvaRegs.T1CON.all&0x0200;//start
Timer1,only one

```

```

while(m==1)

{
    k=EvaRegs.EVAIFRA.all&0x0200;

    if(k==0x0200) break; //if Timer1 build InterrupFlag,stop waiting

}

void SECTOR() //实时确定 Uout 扇区

{
    float theta2;

    theta2=(float)(theta*360/(PI2)); //Use angle degree

    if(theta2>=0&&theta2<60) sector=1;

    else if(theta2>=60&&theta2<120) sector=2;

    else if (theta2>=120&&theta2<180) sector=3;

    else if(theta2>=180&&theta2>240) sector=4;

    else if (theta2>=240&&theta2>300) sector=5;

    else if (theta2>=300&&theta2<360) sector=6;

    else break;

}

```

### 5.3 实验结果与分析

本文介绍的交流调速传动实验装置为中南大学与株洲电力机车研究所共建的现代交流调速实验室的配套装置,由于该设备的实验平台还处于建设和完善阶段,不具备进行直接转矩控制策略研究的实验效果,为了验证该控制方法的有效性,在株洲电力机车研究所交流调速传动控制实验设备装置上对该方法进行了实验,异步电动机额定功率为 29kW,定子电阻  $R_s=0.1165\Omega$ ,转子电阻  $R_r=0.14958\Omega$ ,定子电感  $L_s=0.06554H$ ,转子电感  $L_r=0.06539H$ ,互感  $L_m=0.06329H$ ,转动惯量  $J=0.662 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ,极对数  $P_n=2$ ;额定转速  $n_e=787\text{rpm}$ 。

图 5-12, 5-13 分别示出电机在传统直接转矩控制固定工作电压矢量作用下的

转矩波形以及转矩预测空间矢量调制方法下的转矩波形,为保证实验的效果和说服力,逆变器开关频率取值均为1KHz,采样周期均为 $100\mu\text{s}$ ,给定转矩为 $250\text{N}\cdot\text{m}$ ,图中纵坐标每格代表 $100\text{N}\cdot\text{m}$ 。

在使用传统直接转矩控制时,转矩误差范围在 $180\sim310\text{N}\cdot\text{m}$ 之间,转矩脉动约为26%,并且在逆变器状态切换时有相当明显的转矩突变率。可以看到,使用本文的控制方法后转矩误差范围明显减小为 $220\sim280\text{N}\cdot\text{m}$ ,转矩脉动约为12%且较为平稳,反馈转矩基本上基于给定转矩上下对称,有利于电机牵引性能和电机控制效果的提高,这说明本文采用的方法是能有效减小转矩脉动的。

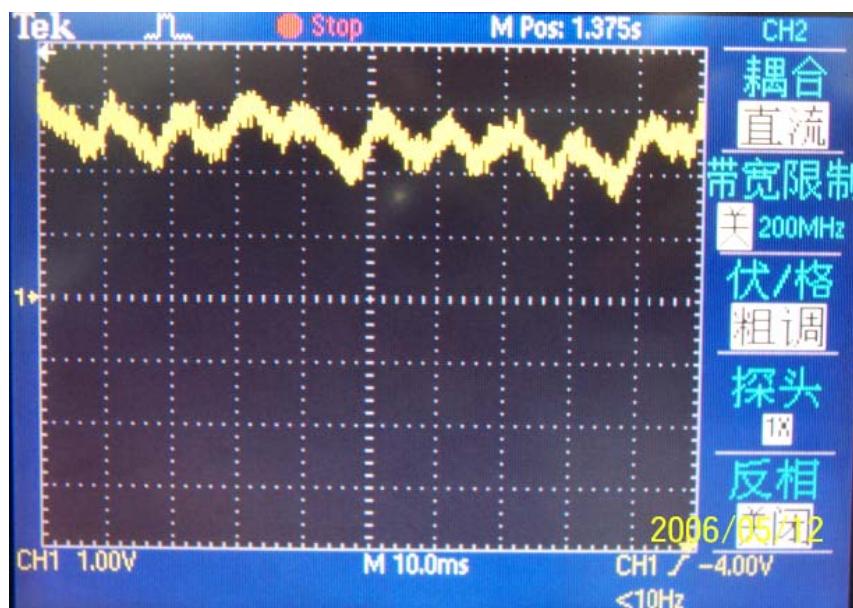


图 5-12 传统直接转矩控制脉动波形

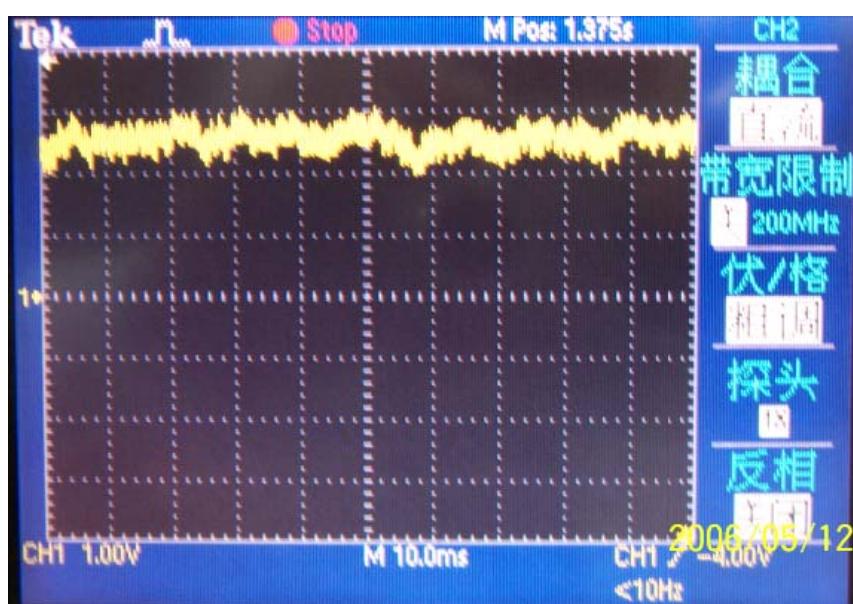


图 5-13 采用本文方法的转矩脉动波形

## 5.4 本章小结

本章在深入分析直接转矩控制原理理论基础上,针对传统直接转矩控制存在转矩脉动的难题,提出一种基于预测控制的直接转矩空间矢量脉宽调制方法。结合对交流传动实验装置工作原理的全面深入了解和设计完善,完成了其硬件控制系统设计和软件部分的实现,利用 TMS320F2812DSP 实现控制系统的数字化。

## 第六章 总结与展望

本文结合具体的大型交流传动设备对交流调速传动控制系统的结构与工作原理做出了分析以及对部分结构和设备做出了完善的设计与功能实现，并针对交流调速中传统的直接转矩控制所存在的转矩脉动较大的问题提出了一种基于转矩预测控制和空间矢量调制的改进的直接转矩控制算法。本课题研究内容的开展得到了株洲电力机车研究所的大力支持，所有研究开发均基于其提供的大型交流调速传动实验设备进行。通过对实验设备功能的完善与相关实验平台的开发工作，使本文在硬件设计原理和控制方法方面都有一些有意义的突破。

对于异步电动机直接转矩控制这种新型的交流电动机调速技术，牵涉到电机、电力电子技术、自动控制和计算机技术等各方面的知识，特别是交流电机是非线性多变量时变的复杂系统。因此对于中大功率的交流电动机，不但要在实验前深入理解 DTC 理论，研究高性能的控制策略，更要熟悉整个交流调速系统的工作原理与方式，弄清楚其详细的内部结构。本文对大型交流调速系统工作原理与结构做了介绍分析，并结合实验室装置用电路图与接线图形式详细说明，另外还对实验系统转矩和转速信号引出的模拟化问题做出了详细的设计与硬件实现。在本课题的研究中，实验系统的硬件部分知识的掌握与优化设计具有相当重要的地位。

针对论文开展的研究工作，有如下主要结论与体会：

(1) 近年来，随着电力电子技术、自动控制理论、计算机及微电子技术的迅速发展，交流电机特别是鼠笼式异步电动机以其动态响应好、重量轻、惯量小、可靠性和运行效率高、易于维护、易于向高压大容量发展，适应环境广等优点逐步取代直流电机。交流调速取代直流调速、数字控制技术取代模拟控制技术业成为发展趋势。因此，在这样的大环境下，中南大学与株洲电力机车研究所合作建设的现代交流调速工作实验室将为国内交流调速控制策略研究提供有力支持。

(2) 随着单片机技术的快速发展，全数字化的交流调速控制系统以其高速的运算能力，优良的可靠性和灵活性成为调速控制的发展方向。本文介绍了 TI 公司 DSP 芯片 TMS320F2812，它的实时运算能力可实现高效的控制算法，并且它集成了用于电机控制的外围电路，为采用新的控制策略提供了有效的硬件环境。在今后的研究中，基于 DSP 控制系统的完整的可移植的系统开发平台的搭建是进一步开展研究工作的保证。

(3) 直接转矩控制脉动(尤其是低速时)一直是困扰业内的一大问题，它的存在导致交流电机在采取直接转矩控制时出现转矩转速不稳定，影响电机牵引性能等，成为直接转矩控制继续发展的一大阻碍。针对该问题改进方法非常多，也各有优缺点，本文采取的基于转矩预测跟踪算法并进行 SVPWM 合成输出电压矢量的方法能有效减小转矩脉动，具有理论和工程参考及应用价值。

直接转矩控制运行在低速范围时还是存在很多问题，尤其是低速时的转矩脉动问题等。这也成为制约其进一步发展的障碍。实践证明，现阶段而言从电机本身出发来完善直接转矩控制技术已经是不可能了，一些智能控制方法与直接转矩控制方法的结合成为目前最有效和最热点的解决途径。本文根据传统的直接转矩控制在对转矩进行直接控制时所存在的问题进行了研究，并提出了基于转矩控制控制的优化控制方法。该方法将控制周期内转矩误差所需补偿的大小和方向均进行考虑，得出下一控制周期所需要输出的电压空间矢量，通过空间矢量调制的方法实现输出电压的合成，并通过 DSP 硬件仿真与开发平台进行了实现。实验结果证明该方法能显著减小交流调速电力牵引系统中的转矩脉动问题。

## 参考文献

- [1] 李夙. 异步电动机直接转矩控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1994
- [2] 高景德, 王祥珩, 李发海. 交流电机及其系统分析(AC Machine and System Analysis)[M]. 北京: 清华大学出版社, 1993.
- [3] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1989
- [4] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [5] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [6] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [7] 吴守箴, 臧英杰. 电器传动的脉宽调制控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [8] 汤蕴璆, 张奕黄, 范瑜. 交流电动机动态分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [9] 李华德. 交流调速控制系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [10] Texas Instruments Incorporated. TMSC32028x 系列 DSP 指令和编程指南[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [11] Texas Instruments Incorporated. TMSC32028x 系列 DSP 的 CPU 与外设[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [12] 王先冲. 电工科技简史[M]. 北京: 高等教育出版社, 1995.
- [13] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drives[M]. Beijing: China Machine Press, 2004.
- [14] M Depenbrock. Direct self control of high dynamic performance of inverter feed ac machines[J]. ETZ Archive, 1985, 7: 211~218.
- [15] 胡虎, 李永东. 交流电机直接转矩控制策略——现状与趋势[J]. 电气传动, 2004.11(3): 3~8
- [16] W.A.Hill, R.A.Turton, R.J.Dungan, and C.L.Schwalm, A vector controlled cycloconverter drive for an icebreaker[J]. IEEE Trans. Industrial Applications, 1987, vol.23, No.6: 1036~1042,
- [17] Steimel A. Development of Direct Self Control for Application in Electric Traction [C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'96, 1996
- [18] Nik Rumzi Nik Idris, Abdul Halim Mohamed Yatim. An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction motor[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38(1): 110~116

- [19] Steimel A. Development of Direct Self Control for Application in Electric Traction [C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'96, 1996
- [20] Walczyna A.M. Improvement of line-friendliness of drives with direct self-control[J]. Elektrische Bahnen, 1997,4:60~67
- [21] Jixiong Wu,Yongdong Li,Jie Chen,et al. Speed sensorless Direct torque control of an induction machine in low speed region [A].IPEMC2000[C].Beijing China,2000.464~468
- [22] Uwe Baader, Wuppertal. Die Direkte-Selbstregelung Ein Verfahren zur hochdynamischen Regelung von Drehfeldmaschinen[M]. VDI VERLAG, 1988
- [23] Marino P. A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor[C]. in Conf. Rec. IEEE Porto Power Tech Conference 2001,2
- [24] Erwan Simon. Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240[J]. TI Application Report SPRA588.
- [25] Christian Lascu,IonBoldea,FredeBlaabjerg. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive[J]. IEEE Trans on Industrial Application. 2000,36(1):122~130.
- [26] S.B.Ferreira, J.F.Haffner ect. Use of an Alternative Technique for Estimating Stator Flux in the Direct Torque Control of Induction Motors[J]. Proceedings of the IV Industry Application Conference-INDUSON 2000, 2000,11(1):87~92
- [27] Walczyna A M. Improvement of Line-friendliness of Drives with Direct Self-Control[J]. Elektrische Bahnen. 1997,4:60~67
- [28] Yen-shin Lai, Member, IEEE and Jian-Ho Chen. A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.16, No3, September 2001.
- [29] Nik Rumzi Nik Idris and Abdul Halim Mohamed Yatim, Senior Member, IEEE. Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.51, No4, August 2004.
- [30] Casadei D. Serra G. etc. The use of matrix converters in direct torque control of induction machines[J]. IEEE Trans. On IE. 2001,48(6):1057~1064
- [31] 陈特放,刘子建. 基于 MATLAB/SIMULINK 的异步电动机直接转矩控制系统的建模和仿真[J].机车电传动. 1998, 3(2): 7~11

- [32] 刘亚东, 吴学智, 黄立培. 改善直接转矩性能的 SVPWM 方法[J]. 北京: 清华大学学报(自然科学版), 2004,44(7).
- [33] 夏雷, 周国兴等. 大功率系统的直接转矩控制新方法[J]. 同济大学学报. 1998,12(6): 696~700
- [34] 夏雷, 周国兴. 直接转矩控制的谐波分析与改进方法[J]. 电气自动化. 1999,21(2): 19~20
- [35] 黄济荣. 电力牵引交流传动与控制[M]. 北京: 机械工业出版社. 1998
- [36] 苏奎峰, 吕强等. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京: 电子工业出版社. 2005
- [37] 徐坚翔,余明杨. 异步电动机低速及弱磁环节直接转矩控制系统的建模和实现[J]. 电力机车技术. 2002,3(2): 22~25
- [38] 张桂新. 异步电动机直接转矩控制系统的建模与仿真[J]. 中小型电机. 2001,2(1): 25~27
- [39] 施保华.用-120°空间电压矢量改善直接转矩控制的起动性能[J].电气传动. 2002,5: 10~12
- [40] 吴峻,潘孟春等.直接转矩控制系统低速性能的分析与控制[J].电气传动. 2001,5: 13~15
- [41] 周箴,陈宏等. 直接转矩控制中的模型切换[J]. 计算机仿真. 1999,1(1): 66~68
- [42] 贾建强,韩如成等. 直接转矩控制系统的低速性能分析[J]. 电机与控制学报. 2001,3(1): 24~26
- [43] 张永刚,申群太. 先进控制在异步电动机直接转矩控制中的应用[J]. 电气传动自动化. 2003,25(4):30~32
- [44] 王敏,王俊柳. 全数字化实现的异步电动机直接转矩控制[J]. 计算机工程与科学. 2002,24(4):94~97
- [45] 陶红明,龚春文等. 基于 DSP 的全数字化异步电动机直接转矩控制系统[J]. 电气传动. 1997,4: 3~6
- [46] 廖德,李治. 电力机车调速系统仿真研究[J]. 计算机仿真. 2000,17(1):40~42
- [47] 孙笑辉,张曾科等. 基于直接转矩控制的感应电动机转矩脉动最小化方法研究[J]. 中国电机工程. 2002,8(22):109~112
- [48] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计—MATLAB 语言及应用[M]. 北京:清华大学出版社,1998.
- [49] 韩安太,刘峙飞等. DSP 控制器原理及其在运动控制系统中的应用[M].北京:清华大学出版,.2003
- [50] 丁湘,桂卫华等. 异步电机 DTC 系统实验装置的设计[J]. 广东自动化与信息

- 工程. 2004,25(1):15~17
- [51] 丁湘,桂卫华等. 基于十八边形磁链轨迹的异步电机 DTC 系统及其仿真研究[J]. 自动化技术与应用. 2005,24(2):33~35
- [52] 王坚,桂卫华,刘可安. 无速度传感器异步电机直接转矩控制系统的[J]. 机车电传动. 2005(2): 27~29

## 致 谢

值此论文完成之际，首先衷心感谢导师桂卫华教授与喻寿益教授对我的学习、工作的严格要求和指导，以及在各方面对我的关怀与教育。在整个研究期间，导师丰富的知识面、敏锐的思维、卓学的见识、高层次的指导能力、严谨的治学态度和永不懈怠的工作作风使我受益匪浅，是我终生学习的榜样。在此对两位导师表示最衷心的感谢和最崇高的敬意！

在控制工程系学习、研究的两年半中，非常感谢系主任阳春华教授、副院长吴敏教授，以及王雅琳副教授、谢永芳副教授、叶华文副教授等师长们的指导和帮助，他们的博学与敬业给我留下了难忘的印象。同时，在共事研究的日子里，还得到了师兄师姐和同学们的宝贵支持。感谢李永刚老师、裘智峰博士、高金生博士、王坚博士所给予的指导和帮助，感谢本课题研究组的董显林硕士、曹彧硕士以及徐从谦硕士等的帮助配合。这份珍贵的感情和大家奋发向上的精神是我今生美好的回忆。

还要感谢株洲电力机车研究所各位领导和相关技术人员，他们对本课题的研究工作给予了莫大支持。

最后，衷心感谢父母、妻子和各位亲人在我求学生涯中的鼓励与支持、生活中的爱护与照顾。感谢所有关心、帮助过我的老师、亲人、同学和朋友们。

最后学生向各位评审本论文的前辈与专家致以深深的敬意与谢意。

王瑜

二〇〇六年五月

## 攻读学位期间主要研究成果

参加科研项目：

高性能交流调速传动系统控制策略研究

(变流技术国家工程研究中心、中南大学)

发表论文：

1. 王瑜, 桂卫华等. 减小电力牵引中电机转矩脉动方法研究. 变频器世界. 2005, 12: :41~44.
2. 王瑜. 长沙市轨道交通线网规模研究. 长沙铁道学院学报. 2004, 5(2): 100~102.