

分类号.....

密级.....

UDC.....

编号.....

中南大学

CENTRAL SOUTH UNIVERSITY

# 硕士学位论文

论文题目 异步电机直接转矩控制系统

改善低速性能的研究

学科专业 控制理论与控制工程

研究生姓名 甄 鹏

导师姓名 桂卫华教授

---

## 摘 要

直接转矩控制(DTC)技术是上世纪八十年代中期发展起来的新技术。它是继矢量控制技术之后,与之并行发展的一种新型的高性能的交流调速传动的控制技术。目前该技术已成为交流调速传动中的一个热点,本文正是针对这一技术进行了一些研究。

常规的直接转矩控制是基于相电压积分的,因而在低速时对定子电阻变化很敏感,导致磁链观测产生误差,最终影响系统的性能。本文中提出了一种新的直接转矩控制方法,它采用一种完全独立于定子电阻变化的转矩与气隙磁通估计方法。该方法通过测量定子电压三次谐波,计算气隙磁通的三次谐波,换算为气隙磁通实际值,用于直接转矩控制。该方法由于不依赖定子电阻,因而结构简单,在很低的频率下运行,性能也是比较好的。此外,由于该方法实际上并不需要速度反馈,因而只要加以改进,就可以作为一种结构简单、低成本的无速度传感器方案。仿真结果也证明了该方法的正确性和可行性。

**关键词** 异步电机, 直接转矩控制, 三次谐波

---

## ABSTRACT

Direct Torque Control (DTC) of induction motors, which has been developed in the recent decade, is a powerful control method for motor drives. Following the Field-Oriented Control technique, the quick development of DTC makes itself a new high performance AC driving technique paralleling to the Field-Oriented Control. Now it has been an active field. Some problems of it are discussed in this thesis.

Based on the integration of the phase voltages, conventional DTC scheme is very sensitive to stator resistance variations during low-speed operations. In such situations an incorrect stator resistance value causes a bad estimation of the stator flux and consequently poor control performances. A new scheme is presented in this thesis, which is based on an estimation of the torque and the air-gap flux fully independent from stator resistance variations. First, this scheme estimates the third harmonic component of the air-gap flux from the stator third harmonic voltage; then estimates the air-gap flux from the third harmonic component of the air-gap flux and uses the air-gap flux in the DTC system. Being unaffected by stator resistance, the system is relatively simple and allows to perform near-zero speed operations, and the performance is still good. In addition, in this scheme, information of motor speed is not required, so a simple and low-cost position sensorless control scheme can be easily achieved. Simulation results are shown to confirm the consistency and correctness of the proposed technique.

**KEY WORDS** induction motor, Direct Torque Control(DTC), third harmonic

---

# 目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 交流调速技术发展概况.....	1
1.2 直接转矩控制的产生与特点.....	2
1.3 直接转矩控制的研究现状.....	4
1.4 本文的主要研究内容.....	5
第二章 传统直接转矩控制的基本原理.....	7
2.1 异步电机数学模型及基本方程.....	7
2.2 逆变器的开关状态及电压状态.....	9
2.3 电压空间矢量及其开关模式的选择.....	10
2.3.1 电压空间矢量的概念.....	10
2.3.2 定子磁链的运动轨迹.....	11
2.3.3 电压空间矢量对电机转矩的影响.....	13
2.3.4 电压空间矢量的正确选择.....	14
2.4 采用六边形磁链的 DTC 基本组成.....	16
2.4.1 磁链自控制.....	18
2.4.2 转矩调节.....	20
2.4.3 磁链调节.....	22
第三章 基于定子电压三次谐波的直接转矩控制.....	24
3.1 采用圆形磁链的直接转矩控制方案.....	24
3.2 传统直接转矩控制系统低速性能的分析.....	27
3.3 直接转矩控制启动方法的研究.....	28
3.4 定子电压的三次谐波的产生和测量.....	30
3.5 由定子电压的三次谐波计算转矩.....	34
3.6 控制系统框图.....	35
3.7 仿真研究.....	37
3.7.1 仿真软件简介.....	37
3.7.2 基于 SIMULINK 的仿真系统的构建.....	37
3.7.3 仿真结果.....	39
第四章 关于三次谐波法一些补充研究.....	44
4.1 直接转矩控制与矢量控制的联系与区别.....	44
4.2 无速度传感器技术简介.....	46

---

4.3 关于三次谐波法的一些补充 .....	49
第五章 结束语.....	51
参考文献.....	52
致 谢.....	56
攻读学位期间主要研究成果.....	57



## 第一章 绪论

### 1.1 交流调速技术发展概况

近十年来,随着电力电子技术、计算机技术、自动控制技术的迅速发展,电气传动技术面临着一场历史革命,即交流调速取代直流调速和计算机数字控制技术取代模拟控制技术的发展趋势。电机交流调速技术是当今节电改善工艺流程以提高产品质量,改善不断恶化的环境,和推动技术进步的一种主要手段。[7, 8, 9, 12, 14]

目前,交流调速已遍及国民经济各部门的传动领域,如:电气牵引;冶金机械;数控机床;提升、起重、装卸机械;原子能及化工设备;建筑电气设备;纺织、食品机械等等。

而电力电子器件的迅猛发展为交流调速技术的日新月异奠定了物质基础。50年代出现的晶闸管,使交流调速摆脱了笨重的旋转变频机组;70年代以来,随着功率晶体管(GTR)、门极关断晶闸管(GTO晶闸管)、功率MOS场效应晶体管(Power MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)、MOS控制晶闸管(MCT)等全控型器件的先后面世,逆变器的结构变得愈发小巧、简单;80年代以后出现的功率集成电路(PIC)和智能控制模块(IPM),更是集功率开关器件、驱动电路、保护电路、接口电路等各种功能于一体,既减小了变频器的体积,减轻了重量,又提高了变频器的可靠性,使用、维护都更加方便。目前,电力电子器件正向大功率化、高频化、模块化、智能化发展。

随着新型电力电子器件的不断涌现,变频技术获得飞速发展。以普通晶闸管构成的方波形逆变器被全控型高频率开关器件组成的脉宽调制(PWM)逆变器取代后,SPWM逆变器及其专用芯片得到了普遍的应用;磁通跟踪型PWM逆变器由于控制简单、数字化方便,已呈现出取代传统SPWM的趋势;滞环电流跟踪型PWM逆变器更因其电流动态响应快、实现方便、日益受到重视;近年研究出来的谐振型逆变器是一种新型软开关逆变器,由于具有效率高、体积小、重量轻等特点,具有很好的发展前景。目前,PWM整流技术的研究、新型单位功率因数变流器的开发,已成为变频技术研究的一个热点。

在变频技术日新月异地发展的同时,交流调速系统控制技术取得了突破性进展。由于交流电动机是多变量、强耦合的非线性系统,与直流电动机相比,转矩控制要困难得多。70年代提出得矢量控制理论<sup>[8]</sup>解决了交流电动机的转矩控制问题,应用坐标变换将三相系统等效为两相系统,再经过按转子磁场定向的同步旋



转变换实现了定子电流励磁分量与转矩分量之间的解耦,从而达到对交流电动机的磁链和电流分别控制的目的,从而获得了与直流调速系统同样优良的静、动态性能,开创了交流调速与直流调速相竞争的时代。

直接转矩控制<sup>[1-4]</sup>是 80 年代中期提出的又一种转矩控制方法,其思路是把电机与逆变器看作一个整体,采用空间电压矢量分析方法在定子坐标系进行磁通、转矩计算,通过磁通跟踪型 PWM 逆变器的开关状态直接控制转矩。因此,无需对定子电流进行解耦,免去了矢量变换的复杂计算,控制结构简单,便于实现全数字化,目前正受到各国学者的重视。

微处理器引入控制系统,促进了模拟控制系统向数字控制系统的转化。数字化技术使得复杂的矢量控制得以实现,大大简化了硬件,降低了成本,提高了控制精度;而自诊断功能和自调试功能的实现又进一步提高了系统可靠性,节约了大量人力和时间,操作、维修都更加方便。微机运算速度的提高、存储器的大容量化,将进一步促进数字控制系统取代模拟控制系统,数字化已成为控制技术的方向。

随着现代控制理论的发展,交流调速系统控制技术的发展方兴未艾,非线性解耦控制、人工神经网络控制、模糊控制等各种新的控制策略正在不断涌现,展现出更为广阔的前景,必将进一步推动交流调速技术的发展。

## 1.2 直接转矩控制的产生与特点

直接转矩控制变频调速技术,德语称之为 DSR (Direkte Selbstregelung),英语称为 DSC (Direct Self-Control)或 DTC (Direct Torque Control)是近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具有高性能的交流变频调速技术。

自从 70 年代矢量控制技术发展以来,交流转动就从理论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。矢量控制技术模仿直流电机的控制,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控制的完全解耦。它的提出具有划时代的重要意义,其所达到的静态精度和动态响应并不亚于直流控制系统的指标。然而,在实际上由于转子磁链难于准确观测,由于系统特性受电动机参数的影响较大,以及在模拟直流电动机控制过程中所用矢量旋转变换的复杂性,使得实际的控制效果难于达到理论分析的结果。这是矢量控制技术的不足之处。

异步电动机直接转矩控制系统的原理是德国的 Manfred Depenbrock 教授<sup>[1]</sup>和日本的 Isao Takahashi 教授<sup>[2, 3]</sup>分别在 80 年代提出来。其基本思想是在定子静止坐标系下,以空间矢量概念,对定子磁链定向,简单地通过检测到的定子电



压、电流等量，直接在定子坐标系下计算与控制电动机的磁链和转矩，从而获得转矩的高动态性能。因此，直接转矩控制克服了转子磁场定向控制的不足之处，即参数鲁棒性差，转子磁链不易精确观测，矢量变换过于复杂。因而它很大程度上解决了矢量控制中计算复杂、特性易受电动机参数变化的影响、实际性能难于达到理论分析结果的一些重大问题。直接转矩控制技术一诞生，就以自己新颖的控制思想，简洁明了的系统结构，优良的静、动态性能受到了普遍的注意和得到迅速的发展。目前该技术已成功地应用在电力机车牵引及提升机的大功率交流传动上。德国、日本、美国都竞相发展此项新技术，目前已取得较大发展。

直接转矩控制相对于其它控制具有以下特点<sup>[5]</sup>：

1. 直接转矩控制直接在定子坐标系下分析交流电动机的数学模型，控制电动机的磁链和转矩。它不需要将直流电动机与交流电动机比较，等效，转化。既不需要模拟直流电动机的控制，也不需要为解耦而简化交流电动机的数学模型。它省掉了矢量旋转变换的复杂与计算。因此，它需要的信号处理工作特别简单，所用的控制信号使观察者对于交流电动机的物理过程能够作出直接和明确的判断。

2. 直接转矩控制磁场定向所用的是定子磁链，只要知道了定子电阻就可以把它观测出来。而矢量磁场定向所用的是转子磁链，观测转子磁链需要知道电动机转子电阻和电感。因此直接转矩控制大大减少了矢量控制技术中控制性能易受参数变化影响的问题。

3. 直接转矩控制采用空间矢量的概念来分析三相交流电动机的数学模型和控制其各物理量，使问题变的简单明了。

4. 直接转矩控制强调的是转矩的直接控制与效果。它包含两层意思：直接控制转矩和转矩的直接控制。

与矢量控制方法不同，它不是通过控制电流，磁链等量来间接控制转矩，而把转矩直接作为被控制量，直接控制转矩。因此它并非极力获得理想的正弦波形，也不专门强调磁链的圆形轨迹。相反，从控制转矩的角度出发，它强调的是转矩的直接控制效果，因而它采用离散的电压状态和六边形磁链轨迹的概念。

其二，对转矩的直接控制是指直接转矩控制技术对转矩实行直接控制。其控制方式是，通过转矩两点式调节器把转矩检测值与转矩给定值作带滞环的比较，把转矩波动限制在一定的容差范围内，容差的大小，由频率调节器来控制。因此它的控制效果不取决于电动机的数学模型是否能简化，而是取决于转矩的实际状况。它的控制既简单又简化。

对转矩的这种直接控制方式也称为“直接自控制”。这种“直接自控制”的思想不仅用于转矩控制，也用于磁链量的控制和磁链自控制。但以转矩为中心来





进行综合控制。

5. 综上所述, 直接转矩控制技术, 用空间矢量的分析方法, 直接在定子坐标系下计算与控制交流电动机的转矩, 采用定子磁场定向, 借助于离散的两点式调节(bang-bang 控制)产生 PWM 信号, 直接对逆变器的开关状态进行最佳控制, 以获得转矩的高动态性能。它省掉了复杂的矢量变换与电动机数学模型的简化处理, 没有通常的 PWM 信号发生器。它控制思想新颖, 控制结构简单, 控制手段直接, 信号处理的物理概念明确。该控制系统的转矩响应迅速, 限制在一拍以内, 且无超调, 是一种具有高静态性能的交流调速方法。

### 1.3 直接转矩控制的研究现状

十多年来, 直接转矩控制不断得到完善和发展, 许多研究从不同的角度提出了见解和方法, 特别是随着各种智能控制理论的引入, 又涌现了许多基于模糊控制和神经网络的 DTC 系统, 控制性能得到了进一步的改善和提高。下面分别就直接转矩控制技术中出现的几个关键问题及其研究状况作一简述。<sup>[10, 11, 13, 16]</sup>

#### 1. 改善低速性能的研究

传统直接转矩控制中, 定子磁链一般采用  $U-I$  模型:  $\Psi_\mu = \int (u_s - i_s R_s) dt$ ,  $\Psi_\mu$  为定子磁链,  $u_s$ 、 $i_s$  分别是定子电压、电流瞬时空间矢量,  $R_s$  为定子电阻。当电机运行在中、高速时, 若忽略定子电阻  $R_s$ , 控制结果仍具有很高的精度, 能获得令人满意的结果, 这方面的理论研究和实验工作已比较成熟。但速度愈低, 定子电压降落于定子电阻上的分量会愈来愈大。此时若忽略  $R_s$  或认为它是常数, 则磁链幅角、幅值与真实值偏差会越来越大, 这是因为磁链的估算为开环积分型, 一旦有误差则无法衰减, 只能依次叠加, 就会严重影响系统性能。因此如何准确检测  $R_s$  的实时变化一直是改善系统低速性能的首要问题。

此外, 在低速时转矩和磁链脉动、死区效应和开关频率的问题也比较突出。当控制系统用全数字化实现时, 采样周期是固定的, 在一个采样周期内, 转矩的增加量和减少量是不同的, 于是产生低频锯齿波分量, 它在低速时的频率较低、幅值很大, 影响系统低速性能。为避免上下桥臂同时导通造成直流侧短路, 有必要引入足够大的互锁延时, 结果带来死区效应。死区效应积累的误差使逆变器输出电压失真, 于是又产生电流失真, 加剧转矩脉动和系统运行不稳定等问题。在低频低压时, 问题更严重, 还会引起转速脉振。开关频率是当前电力电子器件应用的一个主要问题, 对器件的要求较高, 根本的解决办法是提高器件的制造水平, 使其能适合于高频工作。

#### 2. 无速度传感器的直接转矩控制的研究



在实际应用中,安装速度传感器既增加了系统的成本,又降低了系统的可靠性。因此取消速度传感器的研究便成了交流传动中的一个热门方向,并取得了一些新的成果。最近国内在这方面研究中,应用较多的理论是模型参考自适应。它从模型参考理论出发,利用转子磁链方程构造了无速度传感器直接转矩控制系统。只要选择适当的参数自适应律,速度辨识器就能比较准确的辨识电机转速,但是由于它无法同时正确地辨识电机直接电阻地变化,因而使系统性能受到了影响,这是该方法需要改进的地方。

### 3. 磁链模型的研究

直接转矩控制的关键是磁链的正确控制,直接检测定子磁链存在不少工艺和技术的问题,因而使用较少。实际系统中,往往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容易测取的物理量,然后根据电机的数学模型,实时地计算出所需磁链的幅值和相位。

### 4. 开关信号的合理选取

由于转矩控制在低速时采用基于圆形磁链的恒转矩控制,在基速以下采用基于六角形磁链的恒转矩控制,在基速以上则采用基于六角形磁链的恒功率调节。另外,磁链调节器、转矩调节器均要求在不同的情况下调用不同的电压空间矢量对逆变器进行控制。各个开关信号的合理调配也是直接转矩控制研究的一个重要课题。

总之,直接转矩控制的发展得益于现代科学的进步。现代控制理论和智能控制理论(以模糊控制和人工神经网络为主)是人们改进 D T C 系统最主要的理论依据;高性能的数字处理器 D S P 和众多新型的器件的出现,则为改进 D T C 系统提供了强大的物质基础。目前,人们对 D T C 系统的研究往往还是从改善系统的某些性能出发,对所用的理论进行部分的改进。也就是说,整个领域的研究还基本停留在一个局部完善的水平上,而没有达到全面提高的层次。

随着近期研究成果的大量涌现,人们现在对直接转矩控制的认识更加深刻,对各种局部性能的改善也有了更多的选择方案。因此,追求整体性能最优将成为今后直接转矩控制研究的主要方向。提高改进系统各组成环节的内部结构来提高系统性能,成为整个系统的控制核心。同时, D T C 系统的全数字化也是一个重要的发展方向。

## 1.4 本文的主要研究内容

本文系统、全面地介绍了直接转矩控制的产生和发展,并分析其存在的缺点,提出了一种新的 D T C 方案,该方法主要是基于定子电压三次谐波的。该方法由



于不依赖定子电阻，因而结构简单，在很低的频率下运行，系统的性能也是比较好的。

全文共分五章，内容安排如下：

第一章综述了交流调速系统并简单归纳交流调速的控制方法，然后介绍了直接转矩控制的现状和发展，指出其优越性和存在的问题，提出本论文主要研究问题。

第二章从异步电动机数学模型出发，分析和研究传统直接转矩控制基本原理和基本结构，指出控制异步电机的输入电压矢量就可以控制定子磁链的大小、旋转方向及速度，直接转矩控制的核心就是合理的选择电压矢量。

第三章首先简单介绍了采用圆形磁链的直接转矩控制方案，然后分析了传统直接转矩控制系统低速性能，并且分析了采用圆形磁链的 DTC 系统的启动过程，为下面采用三次谐波法的 DTC 的引入打下了基础。接下来分析了由于磁饱和而引起的气隙磁通和定子相电压中产生的零序分量，提出了基于电子电压三次谐波来进行气隙磁通定向的 DTC 方案。该方案采用一种完全独立于定子电阻变化的转矩与气隙磁通估计方法，通过测量定子电压三次谐波，计算气隙磁通的三次谐波，换算为气隙磁通实际值，用于直接转矩控制。由于摆脱的常规的 DTC 算法比较依赖于电机参数、特别是定子电阻的固有缺点，因而即使在很低的频率下运行，性能也是比较好的。仿真结果也证明了该方法的正确性和可行性。

第四章对三次谐波法进行了一些补充，分析了直接转矩控制与矢量控制的联系与区别，并且简要介绍了无速度传感器技术。

第五章为结束语。

## 第二章 传统直接转矩控制的基本原理

### 2.1 异步电机数学模型及基本方程

一般来说，交流传动系统特别是变频传动系统的控制是比较复杂的，要设计和研制出一个特性优良的传动系统，就必须对它的静态和动态特性进行充分的研究。对于变速传动系统而言，交流电机是其中一个最为主要的环节，也是一个最为复杂的系统，因此，建立一个合适的异步电机数学模型是研究交流变速传动系统特性和控制技术的理论基础。<sup>[5, 6]</sup>

在 DTC 中，采用空间矢量的数学分析方法可以使得问题简单明了。下面就介绍 DTC 分析中采用的异步电机的空间矢量等效电路及其数学模型的基本方程。图 2-1 是异步电机空间矢量的等效电路图。

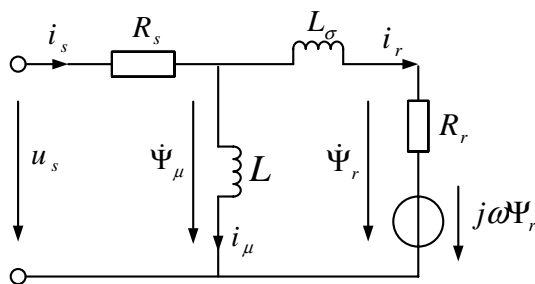


图 2-1 异步电机空间矢量等效电路图

该等效电路是在定子坐标系（ $\alpha-\beta$  坐标系）上描述异步电机的。各量的意义如下：

$u_s(t)$ ——定子电压空间矢量；

$i_s(t)$ ——定子电流空间矢量；

$i_r(t)$ ——转子电流空间矢量；

$\Psi_\mu(t)$ ——定子磁链空间矢量；

$\Psi_r(t)$ ——转子磁链空间矢量；

$\omega$ ——电角速度（机械角速度与极对数的积）。

并且规定，旋转空间矢量在  $\alpha$  轴上的投影称为  $\alpha$  分量，在正交的  $\beta$  轴上的投影称为  $\beta$  分量。

根据以上规定，异步电机在定子坐标系上电压方程为：



$$u_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_\mu}{dt} \quad (2-1)$$

$$0 = -\frac{d\Psi_r}{dt} + R_r i_r + j\omega \Psi_r \quad (2-2)$$

而磁链方程如下：

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

$$\Psi_r = \Psi_\mu - L_\sigma i_r \quad (2-4)$$

定子旋转磁场提供的功率如下：

$$P = \omega_s T_d = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left( \frac{d\Psi_\mu}{dt} i_s^* \right) = \frac{3}{2} \left( \frac{d\Psi_{\mu\alpha}}{dt} i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{\mu\beta}}{dt} i_{s\beta} \right) \quad (2-5)$$

式中  $\omega_s$  是定子旋转磁场的频率。且

$$\frac{d\Psi_\mu}{dt} = j\omega_s L (i_{\mu\alpha} + j i_{\mu\beta}) \quad (2-6)$$

由此方程可得出下面两个方程：

$$\frac{d\Psi_{\mu\alpha}}{dt} = -\omega_s L i_{\mu\beta} = -\omega_s \Psi_{\mu\beta} \quad (2-7)$$

$$\frac{d\Psi_{\mu\beta}}{dt} = \omega_s L i_{\mu\alpha} = \omega_s \Psi_{\mu\alpha} \quad (2-8)$$

将式 (2-7) 和式 (2-8) 代入式 (2-5)，得到转矩方程：

$$T_d = \frac{3}{2} (\Psi_{\mu\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{\mu\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-9)$$

如果用定子磁链代替定子电流，则转矩方程将变成较简明的形式。由

$$i_s = i_\mu + i_r \quad (2-10)$$

和式 (2-3) 和式 (2-4) 可得

$$T_d = \frac{1}{L_\sigma} \frac{3}{2} (\Psi_{\mu\beta} \Psi_{r\alpha} - \Psi_{\mu\alpha} \Psi_{r\beta}) \quad (2-11)$$

该公式表明电磁转矩是定子磁链与转子磁链间的交叉乘积，也可写成如下形式：

$$T_d = \frac{1}{L_\sigma} \frac{3}{2} |\Psi_\mu| |\Psi_r| \sin \theta \quad (2-12)$$

## 2.2 逆变器的开关状态及电压状态

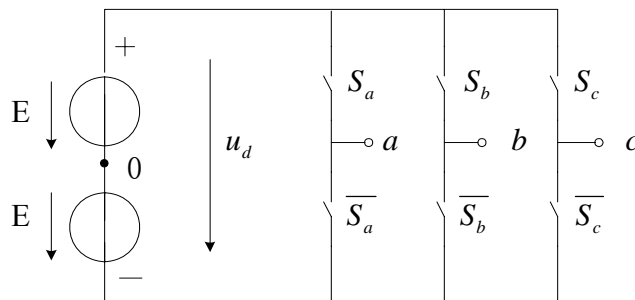


图 2-2 电压型理想逆变器

一台电压型逆变器由三组、六个开关 ( $S_a$ 、 $\overline{S_a}$ 、 $S_b$ 、 $\overline{S_b}$ 、 $S_c$ 、 $\overline{S_c}$ ) 组成。由于  $S_a$  与  $\overline{S_a}$ 、 $S_b$  与  $\overline{S_b}$ 、 $S_c$  与  $\overline{S_c}$  之间互为反相，即一个接通另一个断开，所以三组开关有 8 种可能的开关组合。<sup>[15]</sup>

把开关  $S_a$ 、 $\overline{S_a}$  称为 a 相开关，用  $S_a$  表示；把开关  $S_b$ 、 $\overline{S_b}$  称为 b 相开关，用  $S_b$  表示；把开关  $S_c$ 、 $\overline{S_c}$  称为 c 相开关，用  $S_c$  表示；若规定 a、b、c 三相负载的某一相与“+”极接通时，改相的开关状态为“1”态；反之，与“-”极接通时，为“0”态。则八种可能的开关状态 ( $S_a S_b S_c$ ) 为 (000)、(100)、(010)、(110)、(001)、(101)、(011)、(111)。

8 种可能的开关状态可以分为两类；一类是 6 种所谓的工作状态，即状态“1”到状态“6”，它们的特点是三相负载并不都接在相同的电位上；另一类开关状态是零开关状态，即状态“0”和状态“7”，它们的特点是三相负载都接到相同的电位上去。当三相负载都与“+”接通时得到的状态是“111”，三相都有相同的正电位，所得到的负载电压为零。当三相负载都与“-”接通时得到的状态是“000”，负载电压也为零。以上的开关顺序只是一种数学上的排列顺序，与 DTC 工作时逆变器的实际工作状态的顺序并不相符。现将实际工作的开关顺序列于下表，并按照分析方便的原则重新编号。

表 2-1 逆变器的开关状态

状态		工作状态						零状态	
		1	2	2	4	5	6	7	8
开 关 组	$S_a$	0	0	1	1	1	0	0	1
	$S_b$	1	0	0	0	1	1	0	1
	$S_c$	1	1	1	0	0	0	0	1

对应于逆变器的 8 种开关状态，对外部负载来说，逆变器输出 7 种不同的电



压状态。这 7 种电压状态同样分为两类：一类是 6 种工作电压状态，对应于开关状态“1”至“6”称为逆变器的电压状态“1”至“6”；另一类是零电压状态，对应于零开关状态“7”至“8”，统称为逆变器的零电压状态“7”。

如果用符号  $u_s(t)$  表示逆变器的输出电压状态的空间矢量，则逆变器的电压状态可用  $u_{s1}-u_{s7}$  表示，即形成了 7 个离散的电压空间矢量。每两个工作电压空间矢量在空间的位置相隔  $60^\circ$  角度，6 个工作电压空间矢量的顶点构成正六边形的 6 个顶点。矢量的顺序正是从状态“1”到状态“6”逆时针旋转。所对应的开关状态是 011-001-101-100-110-010 则上面提到的 6 个零电压矢量位于六边形的中心点。所对应的逆变器电压状态，或曰电压空间矢量是  $u_{s1} - u_{s2} - u_{s3} - u_{s4} - u_{s5} - u_{s6}$ ，或者表示成  $u_s(011)-u_s(001)-u_s(101)-u_s(100)-u_s(110)-u_s(010)$ 。零电压矢量  $u_{s7}$  位于六边形的中心点。

## 2.3 电压空间矢量及其开关模式的选择

### 2.3.1 电压空间矢量的概念

如前所述，为了便于对三相进行分析和控制，引入 Park 矢量变换，将三个标量（三维）变换为一个矢量（二维）。这种表达关系对于时间函数也适用。选三相异步电动机的三相定子坐标系中的 a 轴与 Park 矢量复平面的实轴 a 重合，则其三相物理量  $X_a(t)$ ， $X_b(t)$ ， $X_c(t)$  的 Park 矢量  $X(t)$  为

$$X(t) = \frac{2}{3}[X_a(t) + \rho X_b(t) + \rho^2 X_c(t)]$$

式中  $\rho = e^{j120}$

旋转空间矢量  $X(t)$  的某个时刻在某相轴线 a、b、c 轴上的投影就是该时刻该相物理量的瞬时值。

就上面所说的逆变器来说，若其 a、b、c 三相负载的定子绕组接成星形，其输出电压的空间矢量  $u_s(t)$  的 Park 矢量变换表达式应为

$$u_s(t) = \frac{2}{3}[u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{j4\pi/3}] \quad (2-13)$$

这样就可以用电压空间矢量  $u_s(t)$  来表示逆变器三相输出电压的各种状态。

对于状态“1”， $S_{abc} = 011$  时，

$$\begin{aligned} u_a &= -\frac{2}{3}u_d = -\frac{4}{3}E \\ u_b &= u_c = \frac{1}{3}u_d = \frac{2}{3}E \end{aligned}$$



将  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  代入得：

$$u_s(011) = -\frac{4}{3}E = \frac{4}{3}Ee^{j\pi}$$

同理可计算各开关状态的电压空间矢量。由结果知：逆变器的六个工作电压状态分布在互差 60 度的平面上。电压幅值都为不变为  $\frac{4}{3}E$ 。零电压位于六边形的中心。

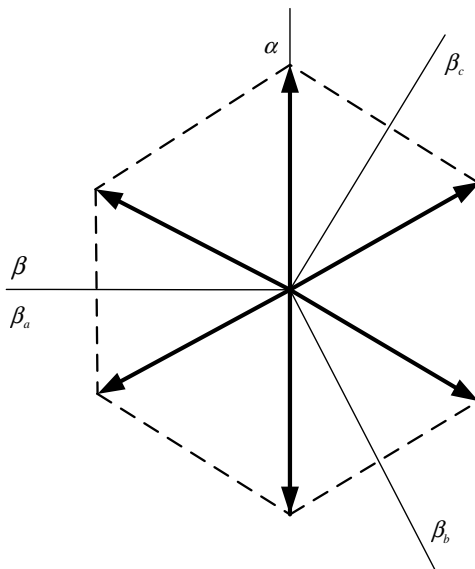


图 2-3 电压空间矢量在坐标系中的离散位置

### 2.3.2 定子磁链的运动轨迹

逆变器的输出电压  $u_s(t)$  直接加到异步电动机的定子上，则定子电压也为  $u_s(t)$ 。定子磁链  $\Psi_u(t)$  与定子电压  $u_s(t)$  之间的关系：

$$\Psi_u(t) = \int (u_s(t) - i_s(t)R_s) dt \quad U_s(110) \quad (2-14)$$

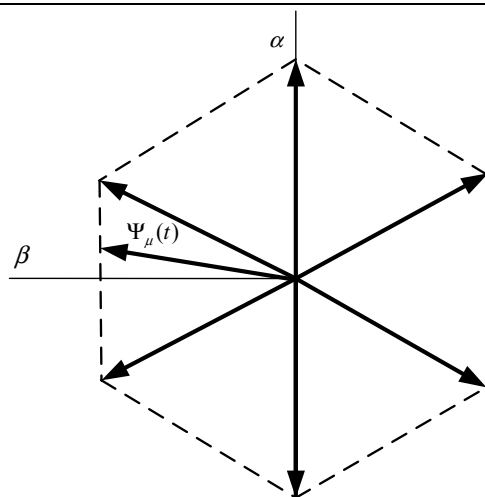
若忽略定子电压降的影响则：

$$\Psi_u(t) \approx \int u_s(t) dt \quad (2-15)$$

上式表示定子磁链空间矢量与定子电压空间矢量之间的积分关系。该关系见图 2-4。

$$U_s(010)$$





S6

 $U_s(110)$ 

图 2-4 电压空间矢量与磁链空间矢量的关系

图 2-4 中,  $u_s(t)$  表示电压空间矢量,  $\Psi_u(t)$  表示磁链空间矢量, 是正六边型的六条边。磁链空间矢量  $\Psi_u(t)$  在图 2-4 所示位置 (其顶点在边 S1 上), 如果逆变器加到定子上的电压空间矢量  $u_s(t)$  为  $u_s(011)$  (如图 2-4 所示, 在  $-\alpha$  轴方向), 则根据式 (2-4) (定子磁链空间矢量与定子电压空间矢量的积分关系), 定子磁链空间矢量的顶点, 将沿着 S1 边的轨迹, 朝着电压空间矢量  $u_s(011)$  所作用的方向运动。当  $\Psi_u(t)$  沿着边 S1 运动到 S1 与 S2 的交点 J 时, 如果给出的电压空间矢量  $u_s(001)$  (它与电压空间矢量  $u_s(011)$  成  $60^\circ$  夹角), 则磁链空间矢量  $\Psi_u(t)$  的顶点则会按照与  $u_s(001)$  相平行的方向, 沿着边 S2 的轨迹运动。若在 S2 与 S3 的交点时给出电压  $u_s(101)$ , 则  $\Psi_u(t)$  的顶点将沿着边 S3 的轨迹运动。同样的方法依次给出  $u_s(100)$ 、 $u_s(110)$ 、 $u_s(010)$ , 则  $\Psi_u(t)$  的顶点依次沿着边 S4、S5、S6 的轨迹运动。至此可以得到以下结论:

1. 定子磁链空间矢量顶点的运动方向和轨迹 (以后简称为定子磁链的运动方向和轨迹, 或  $\Psi_u(t)$  的运动方向和轨迹), 对应于响应的电压空间矢量的作用方向,  $\Psi_u(t)$  的运动轨迹平行于  $u_s(t)$  指示的方向。只要定子电阻压降  $|i_s(t)R_s|$  比起  $|u_s(t)|$  足够小, 那么这种平行就能得到很好的近似。

2. 在适当的时刻依次给出定子电压空间矢量  $u_{s1}-u_{s2}-u_{s3}-u_{s4}-u_{s5}-u_{s6}$ , 则得到定子磁链的运动轨迹依次沿边 S1-S2-S3-S4-S5-S6 运动, 形成了正六边形磁链。

3. 正六边形的六条边代表着磁链空间矢量  $\Psi_u(t)$  一个周期的运动轨迹。每条边称为磁链轨迹的区段 S1、区段 S2 直至区段 S6。

直接利用逆变器的六种工作开关状态, 简单地得到六边形的磁链轨迹以控制电动机, 这种方法是 DTC 控制的基本思想。

### 2.3.3 电压空间矢量对电机转矩的影响

根据式 (1-12)，转矩的大小与定子磁链幅值，转子磁链幅值和磁通角  $\theta(t)$  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  $\overline{\omega_s}$  的大小，从而改变磁通角  $\theta(t)$  的大小，以达到控制电动机转的目的，见图 2-5。

$t_1$  时刻的定子磁链  $\Psi_u(t_1)$  和转子磁链  $\Psi_r(t_1)$  以及磁通角  $\theta(t_1)$  的位置见图 2-5。从  $t_1$  时刻考察到  $t_2$  时刻，若此时给出的定子电压空间矢量为  $u_s(t) = u_s(110)$ ，则定子磁链空间矢量由  $\Psi_u(t_1)$  的位置旋转到  $\Psi_u(t_2)$  的位置，其运动轨迹  $\Delta\Psi_u(t)$  见图 2-5，沿着区段 S5 与  $u_s(110)$  的指向平行。这个期间转子磁链的旋转情况，根据式 (1-12) 不直接跟随超前于它的定子磁链。转子磁链的位置变化实际上受该期间定子频率的平均值  $\overline{\omega_s}$  的影响。因此在  $t_1$  时刻到  $t_2$  时刻这段时间里，定子磁链旋转速度大于转子磁链的旋转速度，磁通角  $\theta(t)$  加大，由  $\theta(t_1)$  变为  $\theta(t_2)$ ，相应地转矩增大。

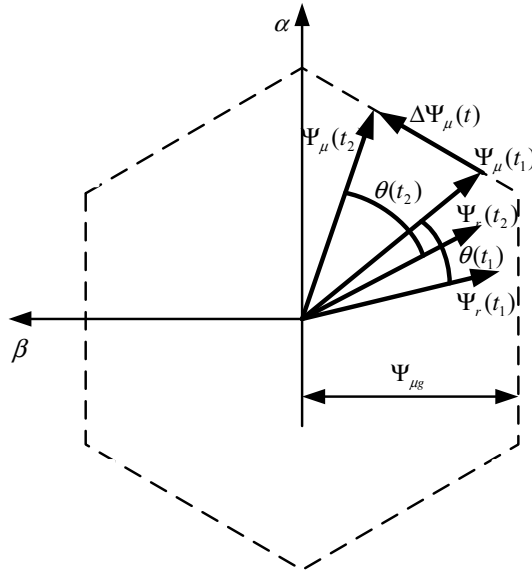


图 2-5 电压空间矢量对转矩的影响

如果在  $t_2$  时刻，给出零电压空间矢量，则定子磁链空间矢量  $\Psi_u(t_2)$  保持在  $t_2$  时刻的位置静止不动，而转子磁链空间矢量却继续以  $\overline{\omega_s}$  的速度旋转，则磁通角减小，从而使转矩减小。通过转矩两点式调节控制电压空间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  $\overline{\omega_s}$  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。



### 2.3.4 电压空间矢量的正确选择

所谓正确选择，包括两个含义：一是电压空间矢量顺序的选择；二是各电压空间矢量的给出时刻的选择。

定子磁链空间矢量的运动轨迹取决于定子电压空间矢量。反过来，定子电压空间矢量的选择又取决于定子磁链空间矢量的运动轨迹。要想得到六边形磁链进行分析，为此观察六边形轨迹的定子旋转磁链空间矢量在 $\beta$ 三相坐标系 $\beta_a$ 、 $\beta_b$ 和 $\beta_c$ 轴上的投影( $\beta$ 坐标系见图 2-6)，则可以得到三个相差 $120^\circ$ 相位的梯形波。它们分别被称为定子磁链的 $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 和 $\Psi_{\beta c}$ 分量。图 2-7a 是这三个定子磁链分量的时序图。

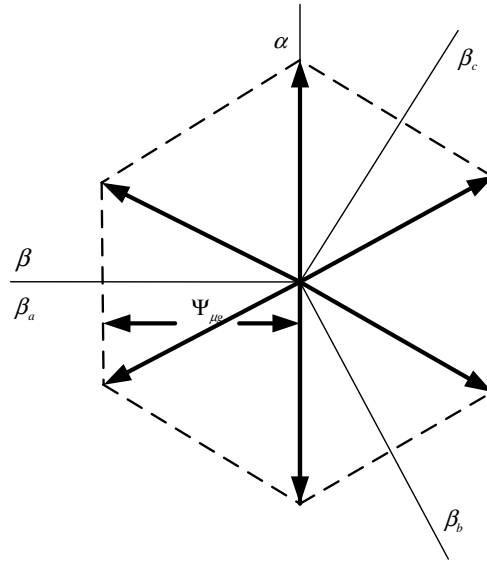


图 2-6 六边形磁链与 $\beta$ 三相坐标系

图 2-6 的区段 S1 分别向 $\beta_a$ 轴， $\beta_b$ 轴， $\beta_c$ 轴投影，得到该区段的三个磁链分量，见图 2-7a 中区段 S1 的磁链波形 $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 和 $\Psi_{\beta c}$ 。其中，在 S1 整个区段内， $\Psi_{\beta a}$ 保持正的最大值， $\Psi_{\beta b}$ 从负的最大值变到零， $\Psi_{\beta c}$ 从零变到负的最大值。接着投影区段 S2，得 $\Psi_{\beta a}$ 分量从正的最大值变为零，分量 $\Psi_{\beta b}$ 从零边为正的最大值，分量 $\Psi_{\beta c}$ 保持负的最大值不变。同样，投影区段 S3、S4、S5、S6 得到磁链分量 $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$ 的波形，见图 2-7a，从区段 S1 到 S6 完成了一个周期之后，又重现已有的波形。

S6

$U_s(110)$

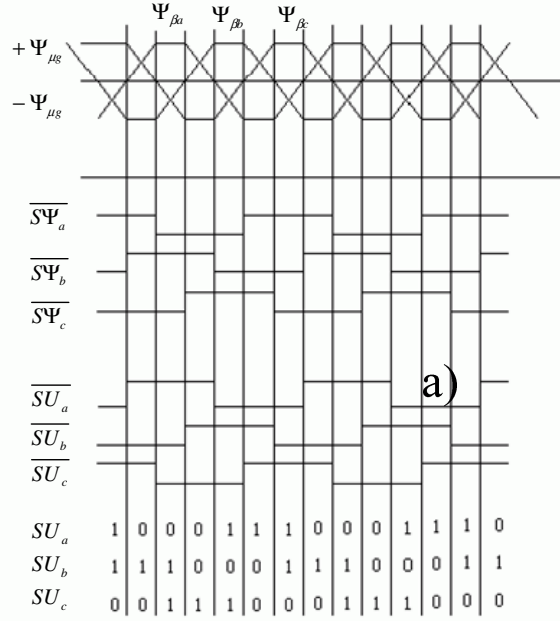
5

S1

$U_s(010)$

6

S2



区段

S1 S2 S3 S

图 2-7 DTC 控制开关信号及电压空间矢量的正确选择

a) 定子磁链的三个分量 b) 磁链开关信号 c) 电压开关信号 d) 电压状态信号

采用三个施密特触发器（见图 2-8），施密特触发器的容差是  $\pm \Psi_{\mu g}$ 。 $\pm \Psi_{\mu g}$  作为磁链给定值，它等于图 2-5 中的  $\Psi_{\mu 0}$ 。通过三个施密特触发器，用磁链给定值  $\pm \Psi_{\mu g}$ ，分别与三个磁链分量  $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$  进行比较，得到图 2-7b 所示的磁链开关信号  $\overline{S\Psi_a}$ 、 $\overline{S\Psi_b}$ 、 $\overline{S\Psi_c}$ 。对照图 2-7a 和 b 可见，当  $\Psi_{\beta a}$  上升达到正的磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  时，施密特触发器输出低电平信号， $\overline{S\Psi_a}$  为低电平；当  $\Psi_{\beta b}$  下降达到负的磁链给定值  $-\Psi_{\mu g}$  时， $\overline{S\Psi_a}$  为高电平。由此可得到磁链开关信号  $\overline{S\Psi_a}$  的时序图，同理可得到  $\overline{S\Psi_b}$  和  $\overline{S\Psi_c}$  的时序图。

电磁链开关信号  $\overline{S\Psi_a}$ 、 $\overline{S\Psi_b}$ 、 $\overline{S\Psi_c}$  可以很方便地构成电压开关信号  $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$  和  $\overline{SU_c}$ 。其关系是：

$$\begin{aligned}\overline{S\Psi_a} &= \overline{SU_c} \\ \overline{S\Psi_b} &= \overline{SU_a} \\ \overline{S\Psi_c} &= \overline{SU_b}\end{aligned}\quad \text{d)}$$

电压开关信号  $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$  和  $\overline{SU_c}$  的时序图见图 2-7c。电压开关信号与磁链开关信号的关系可对比图 2-7b 和 c 清楚地看出。把电压开关信号  $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$  和  $\overline{SU_c}$  反相，便直接得到电压状态信号  $SU_a$ 、 $SU_b$  和  $SU_c$ ，见图 2-7d。

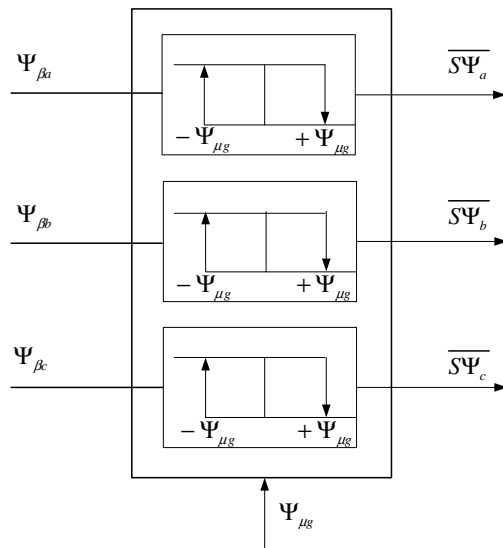


图 2-8 用作磁链比较器的施密特触发器

对比图 2-7a 到 d 可以清楚地看到，由以上分析已经得到了电压开关状态顺序的正确选择。所得到的电压开关状态的顺序是 011-001-101-100-110-010，正好对应于六边形磁链的六个区段：S1-S2-S3-S4-S5-S6。

对比图 2-7a 和 d 还可以清楚地看到：通过以上分析，解决了所选电压空间矢量的给出时刻问题。这个时刻就是各  $\beta$  磁链分量  $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$ ，到达磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  的时刻。通过磁链给定值比较器得到响应的磁链开关信号  $\overline{S\Psi_a}$ 、 $\overline{S\Psi_b}$ 、 $\overline{S\Psi_c}$ ，再通过电压开关信号  $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$ 、 $\overline{SU_c}$  得到电压状态信号  $SU$  ( $SU_a$ 、 $SU_b$ 、 $SU_c$ )，也就得到了电压空间矢量  $u_s(t)$ 。在这里磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  是一个很重要的参考值。它决定电压空间矢量的切换时间。由图 2-5 可见磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  的几何概念是六边形磁链的边到中心的距离，它就是图 2-5 中的  $\Psi_{\mu 0}$ 。

为了获得定子磁链的  $\beta$  分量，必须对定子磁链进行检测。由检测出的定子磁链，向  $\beta$  三相坐标系投影得到磁链的  $\beta$  分量，通过施密特触发器与磁链给定值比较，得到正确电压状态信号，以控制逆变器的输出电压，并产生所期望的六边形磁链。这一整个过程，称为“磁链自控制”过程。而图 2-8 所示的单元，称为“磁链自控制”单元，它是“磁链自控制”单元的最简单方案。

## 2.4 采用六边形磁链的 DTC 基本组成

采用六边形磁链的直接转矩的基本组成见图 2-9。其中各单元的意义为：

ASS——开关信号选择单元；

DMC——磁链自控制单元；

UCT——坐标变换器；

AMM——异步电动机数学模型；



ATR——转矩调节器；  
 $A\Psi R$ ——磁链调节器；  
 AMA——磁链幅值构成单元；  
 AFR——频率调节器；  
 ASR——转速调节器；  
 AZS——零状态选择单元。

各单元的功能简述如下。

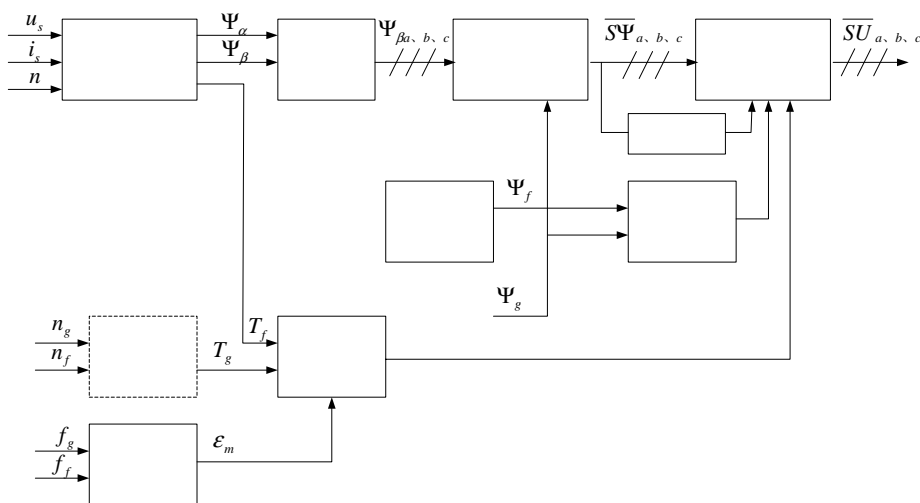


图 2-9 直接转矩控制的基本组成框图

其中需检测信号为三个，即  $u_s$ 、 $i_s$  和  $n$ 。这三个信号由 AMM 处理后得到  $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$  和转矩实际值  $T_f$ 。 $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$  通过 UCT 后得到磁链的三个分量信号  $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$ 。再由 DMC 得到磁链开关信号  $\overline{S\Psi_a}$ 、 $\overline{S\Psi_b}$ 、 $\overline{S\Psi_c}$ 。 $T_f$  与转矩给定值  $T_g$  经 ATR 处理后得到转矩开关信号 TQ。ATR 的零状态由 AFR 的输出信号  $\varepsilon_m$  调节。 $\varepsilon_m$  信号由 AFR 获得，其输入信号是频率给定值  $f_g$  和频率反馈值  $f_f$ 。转矩给定值  $T_g$  由 ASR 获得，其输入信号是转速给定值  $n_g$  和转速反馈信号  $n_f$ 。AZS 产生零状态开关信号。磁链给定值  $\Psi_g$  和磁链反馈值  $\Psi_f$  由  $A\Psi R$  综合产生磁链量开关信号  $\Psi Q$ 。 $\Psi_f$  由 AMA 根据  $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$  计算得到。ASS 综合四个输入信号：磁链开关信号、转矩开关信号、磁链量开关信号和零状态开关信号，产生正确的电压开关信号  $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$ 、 $\overline{SU_c}$ 。

由图 2-9 可知，直接转矩控制系统的基本组成有以下几个部分：

(1) 磁链自控制 磁链自控制的任務是选择正确的区段，以形成六边形磁链。

(2) 转矩调节 转矩调节器实现转矩直接自控制。

(3) 磁链调节器 磁链调节器实现对磁链幅值的直接自控制。

- (4) 开关信号选择 开关信号选择单元综合来自磁链自控制环节、转矩调节环节、和磁链调节环节的三种开关信号，形成正确的电压开关信号，以实现电压空间矢量的正确选择。
- (5) 开关频率调节 开关频率调节环控制逆变器的开关频率及转矩容差的大小。
- (6) 异步电机的数学模型 异步电机的数学模型包括磁链模型和转矩模型。它可以由不同的方案来实现，对输入量也可以有不同的处理和要求。
- (7) 转速调节 转速调节器实现对转速的调节。转矩给定值可由转速调节器的输出得到，也可由单独给定得到。

下面就简要分析一下几个主要的单元。

#### 2.4.1 磁链自控制

磁链自控制的任务是识别磁链运动轨迹的区段，且给出正确的磁链开关信号，以产生相应的电压空间矢量，控制磁链按六边形运动轨迹正确旋转。

磁链自控制的执行单元是以磁链自控制单元为主，配合以坐标变换器盒开关信号选择单元，共同完成此项任务。

在电压空间矢量的正确选择一节中已经分析了定子磁链正向旋转时，各信号量之间的关系。这里简要分析一下反向旋转时的情况。

对于六边形磁链，在正转和反转时分别向  $\beta_a$ 、 $\beta_b$ 、 $\beta_c$  轴投影，得到两种情形下的  $\beta$  磁链分量  $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$ 。对比两种情况下的  $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$  可知，对于相同的区段，磁链分量的波形完全一样，只是反转时相序不同。由磁链分量可得开关信号  $\overline{S\Psi_a}$ 、 $\overline{S\Psi_b}$ 、 $\overline{S\Psi_c}$ 。正转时，当磁链分量达到正的磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  时，磁链开关信号变成“0”态；当达到负的磁链给定值时，磁链开关信号变成“1”态。反转时情况正好相反：当磁链分量达到正的给定值时，磁链开关信号变成“1”态；反之，变成“0”态。由磁链开关信号可得电压开关信号  $\overline{SU_a}$ 、 $\overline{SU_b}$ 、 $\overline{SU_c}$ 。当正转时，有

$$\overline{SU_a} = \overline{S\Psi_b}$$

$$\overline{SU_b} = \overline{S\Psi_c}$$

$$\overline{SU_c} = \overline{S\Psi_a}$$

而反转时，则变为

$$\overline{SU_a} = \overline{S\Psi_c}$$

$$\overline{SU_b} = \overline{S\Psi_a}$$



$$\overline{SU_c} = \overline{S\Psi_b}$$

把电压信号反向，就得到了电压状态信号  $SU_a$ 、 $SU_b$ 、 $SU_c$ 。由电压状态信号可得用数字表达的电压开关状态。对于正转，有 011-001-101-100-110-010，正好对应于六边形磁链的六个区段：S1-S2-S3-S4-S5-S6。对于反转，有 011-010-110-100-101-001，正好对应于反转的区段顺序 S4-S3-S2-S1-S6-S5。

以上分析了六边形磁链正转和反转时的各种信号关系，以此可以正确选择开关信号，以便控制磁链的正转与反转。

反转时，若单凭上面所分析的反转信号之间的关系，直接进行反转会存在问题。例如，正转时，当磁链从区段 S4 到 S5 时，磁链开关信号可以从 101 变为 100；但是反转即磁链从区段 S5 到 S4 时，磁链开关信号却不能正确的从 100 变为 101。这是由磁链自控制中的施密特触发器（或者是滞环比较器）的工作过程决定的：当输入信号第一次达到阈值时，输出相应的信号；当输入信号第二次返回第一次阈值时，则不起作用。因此为了实现反转时磁链开关信号的正确选择，首先从坐标变换器着手，在实现 2/3 变换的坐标变换器中引入了一个正反转控制信号。

$\alpha-\beta$  坐标系与  $\beta$  三相坐标系之间的关系如式 (2-16)、式 (2-17) 和式 (2-18) 所示：

$$\Psi_{\beta a} = \Psi_{\beta} \quad (2-16)$$

$$\Psi_{\beta b} = -\frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\Psi_{\beta} \quad (2-17)$$

$$\Psi_{\beta c} = \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\Psi_{\beta} \quad (2-18)$$

若把  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴倒相，即变为  $\alpha'$  轴  $= -\alpha$  轴， $\beta'$  轴  $= -\beta$  轴，则得到的  $\beta'$  三相坐标系与原  $\alpha-\beta$  坐标下的数学关系如下列各式所示：

$$\Psi'_{\beta a} = -\Psi_{\beta} \quad (2-19)$$

$$\Psi'_{\beta b} = -(\frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\Psi_{\beta}) \quad (2-20)$$

$$\Psi'_{\beta c} = -(-\frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{\alpha} - \frac{1}{2}\Psi_{\beta}) \quad (2-21)$$

倒相后的坐标关系代表反转的方向。对比式 (2-16) 至式 (2-18) 和式 (2-19) 至式 (2-21)，可得：



$$\Psi'_{\beta a} = -\Psi_{\beta a} \quad (2-22)$$

$$\Psi'_{\beta b} = -\Psi_{\beta b} \quad (2-23)$$

$$\Psi'_{\beta c} = -\Psi_{\beta c} \quad (2-24)$$

式(2-22)至式(2-24)表示反转时的 $\beta$ 磁链分量与正转时的 $\beta$ 磁链分量之间的关系。

在改进的 2/3 坐标变换器中所引入的正转、反转控制信号，称之为 P/N 信号。其意义如下：

P/N = 1 时为正转，成为 P 运转（定子磁链空间矢量逆时针旋转）；

P/N = 0 时为反转，成为 N 运转（定子磁链空间矢量顺时针旋转）。

P/N 信号由 P/N 调节器提供。对 P/N 调节器在下节中分析。

由此，在 2/3 坐标变换器中引入了 P/N 信号，就解决了 $\alpha-\beta$ 轴倒相、磁链反转的问题。

#### 2.4.2 转矩调节

转矩调节的任务是实现直接转矩控制，直接转矩控制的名称即由此而来。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。

##### 1. 转矩两点式调节器

转矩两点式调节器和磁链自控制单元一样，也采用施密特触发器，容差是 $\pm \varepsilon_m$ ，且可调，见图 2-10。

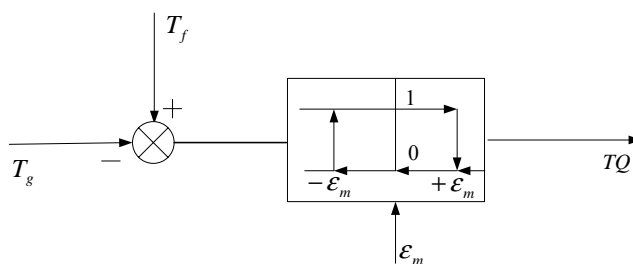


图 2-10 转矩两点式调节器

图 2-10 中，调节器的输入信号是转矩给定值 $T_g$ 和转矩反馈值 $T_f$ 的信号差 $\Delta T$ 。调节器的输出信号是转矩开关信号 $T_Q$ 。调节器的容差是 $\pm \varepsilon_m$ 。调节器采用离散的两点式调节方式。它的调节过程如图 2-11。

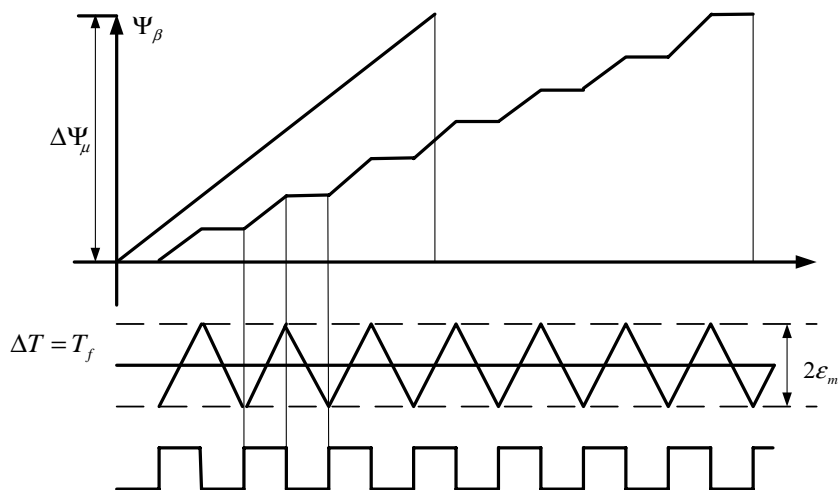


图 2-11 转矩两点式调节器的调节过程

假设电动机运行在空载情况下，忽略了损耗，平均转矩为零，则要求  $T_g = 0$ ， $\Delta T = T_f$ 。图 2-11 表示的信号就是这种情况。

在时刻  $t_1$ ，转矩实际值  $T_g$  下降到调节器容差的下限  $-\epsilon_m$ ，调节器的输出信号 TQ 变为“1”态。在 TQ=1 的作用下，得到相应的电压空间矢量，使定子磁链向前旋转，转矩上升。而磁链作为对应电压的积分，其增量  $\Delta\Psi_\mu$  是按恒定的斜率上升的。转矩实际值  $T_g$ 、转矩开关信号 TQ 和定子磁链增量  $\Delta\Psi_\mu$  的波形见图 2-11。到时刻  $t_2$ ， $T_f$  上升到容差的上限  $+\epsilon_m$ ，TQ 变为“0”态，在 TQ=0 的作用下，零电压加到电动机上，定子磁链静止不动，转矩减小。这个期间的  $\Delta\Psi_\mu$  是保持水平不变，没有增长。再到时刻  $t_3$ ，又重复  $t_1$  时刻的过程。由此可见，通过转矩调节器的两点式调节，把转矩波动限制在给定值的容差范围内，达到了转矩直接控制的目的。

以上由 TQ=1 得到的电压空间矢量称之为转矩电压。转矩电压的主要作用是使转矩增加。

## 2. P/N 调节器

在转矩调节中采用 P/N 调节器，可以加快转矩的调节过程。P/N 调节器制定子磁链的反向旋转，以实现转矩的迅速减小。P/N 调节器的结构见图 2-12。

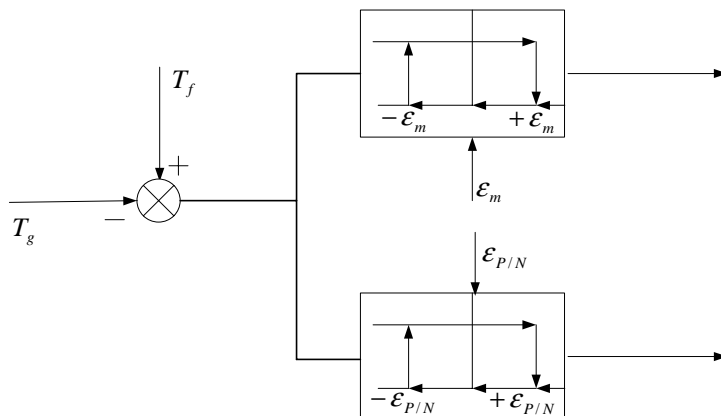


图 2-12 完整的转矩调节器

P/N 调节器与转矩调节器有相同的结构，它也是由施密特触发器组成，也有调节容差。但 P/N 调节器的容差  $\epsilon_{P/N}$  大于转矩调节器的容差  $\epsilon_m$ 。

图 2-12 所示的是完整的转矩调节器，它由转矩两点式调节器和 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。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转状态之间的关系归纳于表 2-3。

表 2-3 转矩调节器的输出信号状态与定子磁链运动状态的关系

$TQ$	$P/N$	$\Psi_u$
0	1	静止
1	1	P 运转
0	0	N 运转
1	0	静止

### 2.4.3 磁链调节

磁链调节的任务是对磁链量进行调节。由于定子电阻压降的影响，在低速时，定子磁链幅值将减小。为了避免定子磁链幅值的减小，引入磁链闭环调节。由磁链调节控制给出这样一个定子电压空间矢量，主要作用是加大定子磁链幅值，以维持磁链幅值在允许的范围内波动。为此，链调节部分包括磁链调节器和能检测磁链幅值大小的磁链幅值构成单元。

磁链调节器的结构也是施密特触发器，对磁链幅值进行两点式调节，见图 2-13。这里的容差宽度是  $\pm\epsilon_\Psi$ 。它是定子磁链幅值对于给定值  $\Psi_{\mu g}$  所允许的波动宽度。磁链调节器的输入信号是磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  与磁链量反馈值  $\Psi_f$  之差，其输出值是磁链开关信号  $\Psi Q$ 。

在分析磁链调节过程之前，先提出磁链电压的概念。所谓磁链电压是指这样的定子电压矢量，它的主要作用是加大定子磁链幅值。任何一个定子电压矢量，

只要把它接通时，其所起的主要作用是加大磁链量，就可称之为磁链电压。所谓电压“接通”是指，当某个电压空间矢量被加到定子绕组上，或逆变器输出某个电压空间矢量时，就简称为“接通”。

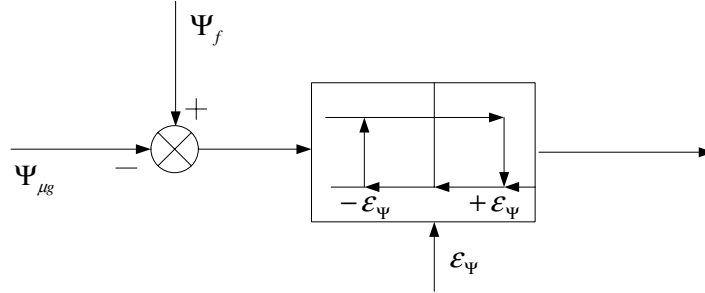


图 2-13 磁链调节器

提出磁链电压的目的是为了区别转矩电压，转矩电压的主要作用是加大转矩。

对磁链电压的选择有两种：一种是与磁链运动轨迹成 $-60^\circ$ 角的电压空间矢量；另一种是成 $-120^\circ$ 的电压空间矢量。两者都能使磁链量加大。

由磁链调节过程可知，由于磁链调节的作用，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 $\pm \varepsilon_{\Psi}$ 为容差的范围内波动。转矩调节以两点式调节的方式保证了磁链的恒定。

为了进行磁链调节，必须检测磁链量，这由磁链幅值构成单元来完成。

对于六边形磁链，磁链量由 $\Psi_{\beta a}$ 、 $\Psi_{\beta b}$ 、 $\Psi_{\beta c}$ 来构成。由于三个 $\beta$ 磁链分量对称：

$$\Psi_{\beta a}(t) + \Psi_{\beta b}(t) + \Psi_{\beta c}(t) = 0 \quad (2-25)$$

则定子磁链幅值为：

$$|\Psi| = (|\Psi_{\beta a}| + |\Psi_{\beta b}| + |\Psi_{\beta c}|) / 2 \quad (2-26)$$

对于圆形磁链，定子磁链幅值为：

$$|\Psi| = \sqrt{(\Psi_{\alpha})^2 + (\Psi_{\beta})^2} \quad (2-27)$$

## 第三章 基于定子电压三次谐波的直接转矩控制

### 3.1 采用圆形磁链的直接转矩控制方案

对于不同的转速范围,划分工作区域,确定相应的调节方案是很重要的。根据工作特点不同,可以把转速分为三个区域:低速范围,高速范围和弱磁范围。

低速范围指的是 0-30%额定转速以下的转速范围。在这个范围内,由于存在转速低(包括零转速)、定子电压降影响大等特点,会造成一些问题,如磁链波形畸变,这样就需要考虑在定子频率低时如何保持转矩和磁链不变等。为此要求在控制方法上作相应的考虑。

低速时的调节方案与常规六边形方案的主要不同之处包括:区段电压状态的选择;转矩调节器与磁链调节器在低速范围内的协调;带有圆形磁链和六边形磁链切换的磁链三点式调节器; $-120^\circ$  电压的应用等。

六边形磁链轨迹的调节方案的调节结构简单。每个区段只需要两种电压:工作电压和零电压。用一个双值输出的调节器分别控制接通“工作电压”和“零电压”即可。在 DTC 中,这种控制信号由转矩两点式调节器提供。如果要在区段内改变定子磁链的方向,必须增加区段内所需的电压状态的数目。只要每个区段中的电压状态的数目足够多,圆形磁链轨迹就能得到很好的近似。

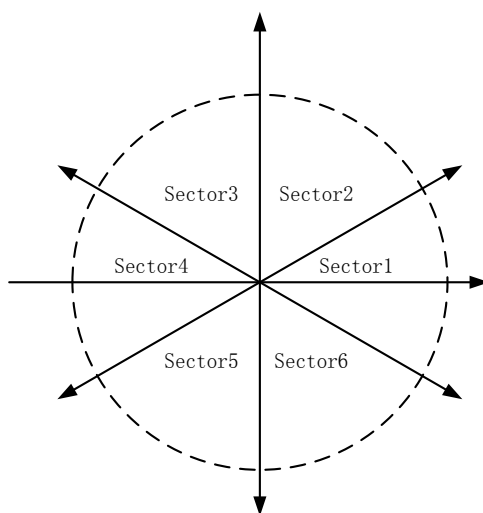


图 3-1 空间矢量的区域划分

而对于圆形磁链方案,定子磁链运动轨迹的每个区域内,可以利用的电压空间矢量有四个,代表定子磁链变化的四个有意义的方向。为了便于讨论,把空间分成 6 个区域(见图 3-1),每个区域所包括的范围是

$$(2n-3)\frac{\pi}{6} \leq \theta(n) \leq (2n-1)\frac{\pi}{6}$$

其中  $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ 。

图 3-2 中，定子磁链空间矢量  $\Psi_u$  的顶点位于区段 S4。四个虚线箭头代表  $\Psi_u$  运行的四个方向：方向 1、方向 2、方向 3 和方向 4。根据每个方向与区段 S4 的边的夹角，分别称为  $0^\circ$  方向、 $+60^\circ$  方向、 $-60^\circ$  方向和  $-120^\circ$  方向，其中夹角方向顺时针为负值，逆时针为正值。下面分别介绍四个电压状态的作用：

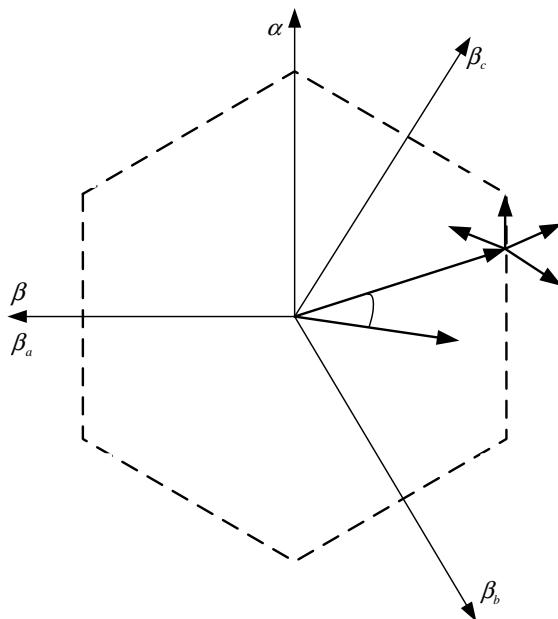


图 3-2 一个区段内的四种电压状态

(1)  $0^\circ$  电压的作用 对于六边形磁链轨迹，该电压在整个区段上使得磁通角加大，从而使转矩增加。由磁链幅值公式 (2-30) 知， $u_{s4}$  不改变磁链量的大小，也不改变磁链运动方向，只增加转矩。对于圆形磁链，电压  $u_{s4}$  对磁链量却有影响。在区段的前半部分，使磁链幅值减小，对区段的后半部分，使磁链幅值增加。

(2)  $+60^\circ$  电压的作用 对于六边形磁链和圆形磁链，电压  $u_{s5}$  的作用是增加转矩和减小磁链量。对于转矩的增加来说，在区段的开始最小，末尾最大。对于磁链量的减小来说，在区段的开始最大，末尾最小。

(3)  $-60^\circ$  电压的作用 对于六边形磁链和圆形磁链，电压  $u_{s3}$  都是既影响磁链，又影响转矩。对于转矩来说，在区段的开始，转矩和磁通角增加较大；在区段的末尾，转矩和磁通角增加较少；在区段的起始边界，转矩和磁通角增加最大，在区段末尾的边界，转矩和磁通角不变。对于磁链来说则相反，在区段的开始，磁链量增加较小；在区段的末尾，增加较大；在区段末尾的边界，增加最大。

(4)  $-120^\circ$  电压的作用 电压  $u_{s2}$  的作用是增加磁链量和减小转矩。其对磁链量的作用与  $-60^\circ$  电压的作用相反， $-120^\circ$  电压在区段的开始时磁链量增加的

作用最大，在区段的末尾相对的较小。

$-120^\circ$  电压是唯一能使定子磁链反转的电压矢量，因而是使转矩减小的电压。利用其使定子磁链增加的同时又能使定子磁链反转的特点，交替使用  $-120^\circ$  电压与其他三个电压，可以使定子磁链的平均频率达到任意值（包括为零），实现各种工作状态。

以上的分析表明，一般情况下不存在只改变转矩或者只改变磁链的电压状态。因此，在调节中采取磁链量和转矩彼此分离的调节结构是无意义的。采用各种电压的组合方案，配合使用零电压状态，同时遵循最小开关持续时间的原则，就能很好的实现转矩和磁链控制，完成 DTC 的控制的要求。

低速时的方案与基本的 DTC 组成不同之处主要有两点：一是转速很低时，由于六边形磁链畸变较严重，因而采用圆形磁链；二是转矩调节器与磁链调节器的协调方式不同。

其中转矩调节器与图 2-10 所示相同，而磁链调节器不同，称之为三点式调节器。

如图 3-3 所示的磁链调节器带有六边形磁链和圆形磁链的切换功能。当开关 S 在位置 2 时，执行六边形磁链调节方案，此时磁链给定值  $\Psi_{\mu g}$  与六边形磁链的模  $|\Psi| = (|\Psi_{\beta a}| + |\Psi_{\beta b}| + |\Psi_{\beta c}|)/2$  相比较。开关 S 在位置 1 时，此时用  $k\Psi_{\mu g}^2$  与圆形磁链的模的平方  $|\Psi|^2 = (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2)$  相比较。系数 k 为

$$k = \left[ \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \right]^2 = 1.10873$$

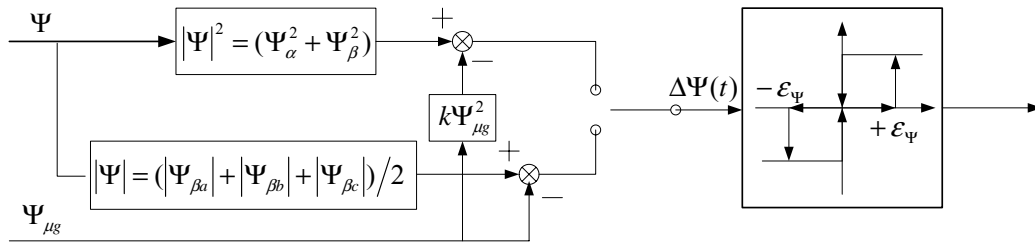


图 3-3 带有计算功能的三点式磁链调节器

开关 S 的切换值为  $15\%n_0$ ，小于  $15\%n_0$  时执行圆形方案，大于  $15\%n_0$  时执行六边形方案。磁链调节器为三点式调节器，这样调节器输出值即磁链开关信号  $\Psi Q$  有三个值：+1、-1、0。磁链请求信号  $\Psi Q$  与所需的电压状态的关系如下：

$\Psi Q = -1$  时，接通  $-60^\circ$  电压；

$\Psi Q = 1$  时，接通  $+60^\circ$  电压；





$\psi Q = 0$  时, 不需要电压。

转矩调节器和磁链调节器的协调控制关系如下: 由转矩调节器决定应接通的是工作电压还是零状态电压, 在应接通的工作电压的种类中, 再选择应接通  $-60^\circ$  电压、 $+60^\circ$  电压还是  $0^\circ$  电压。用转矩两点式调节器和磁链三点式调节器就能很好的实现协调控制, 并适应各种要求。

### 3.2 传统直接转矩控制系统低速性能的分析

影响传统直接转矩控制系统低速性能的原因主要有以下三个方面: [25]

(1) 当电机低速运行时, 采用传统的磁链观测方法难以实现对定子磁链的准确观测, 进而会直接影响磁链和转矩的控制性能效果, 降低了 DTC 系统的低速控制性能。

(2) DTC 系统的传统开关选择表和滞环控制器本身所固有的缺陷会引起严重的转矩脉动。

(3) 低速时速度传感器或速度观测器的速度观测效果变差而引起的系统性能下降(这同样也是影响矢量控制低速性能的重要原因)。

电机在低速运行时, 目前所采用的无速度传感器技术对速度的观测效果往往会降低。此外, 目前的无速度传感器技术多是依赖电机的数学模型, 根据所测量的定子电压和电流值计算转速, 在转速的表达式中往往需要用到电机的定子或者转子磁链, 前述的定子磁链观测不准确的因素最终会反映到对电机转速的观测效果上。

下面就前两种因素对 DTC 系统低速性能所带来的不良影响进行分析。

#### 1. 定子磁链观测误差对低速性能的影响

传统的直接转矩控制系统一般采用传统的积分器对定子磁链进行观测。传统积分器存在直流偏移以及误差积累问题, 而且这些问题在电机低速运行时会变得将更加严重, 会使得定子磁链的观测严重偏离真实值, 并导致电机转矩的计算误差, 严重影响了系统的低速性能。并且转速越低时, 转矩的脉动频率越低, 影响就越为严重。

而当电机运行于较高转速时电机的相电压相对较高, 此时定子电阻的偏差所造成的不良影响基本上可以忽略。

由于检测硬件电路中会不可避免地包含直流漂移量, 因而积分器的输入信号必然包含有一定的直流分量。该直流分量即使很小(当电机的转速较低时, 反电势较小, 因而此时输入信号中直流偏移现象的影响会变得更严重), 但由于积分器的积累作用, 最终也会使积分器计算的输出一定子磁链发生严重偏移, 由此成





为导致电机转矩脉动现象又一诱因。

通过上述的分析可知,当采用纯积分器计算定子磁链时,积分器的固有缺陷会直接影响 DTC 系统的低速控制性能。由于定转子电感以及漏感受电机运行环境(如温度)的影响不大,可见定子磁链和转子磁链的观测难度在本质上是相同的。因此,采用积分器同样是限制矢量控制低速性能的重要原因。

## 2. 传统的开关选择方式对转矩脉动的影响

当采用  $U-I$  模型(积分器)计算定子磁链时,在忽略定子电阻影响的情况下,电机的定子磁链可以用式(2-15)表示。当采用圆形磁链轨迹控制时,在理想情况下定子磁链的轨迹是以一定速度(电压矢量的切向分量)移动的圆。从实际的磁链轨迹可以看出其轨迹近似为一个圆,但是并不是准确在圆上。因而可以看出,在传统的 SPWM 工作方式下,由于单个电压矢量的作用时间(电压脉宽)不固定,上述电压矢量的作用效果将使磁链的幅值保持恒定、使磁链的旋转速度接近均匀,并使得输出电流的正弦度更好。由于感应电机是根据工频正弦交流电设计的,输入电压信号越接近正弦,电机的运行性能越好,电机的转矩脉动就越小。

传统的直接转矩控制是在每一个固定的开关周期内选择最优的空间矢量。由于电压矢量的作用时间是以控制周期为单位的(即最小的作用时间为一个采样周期),因而采用这种方法可以使系统获得更优良的动态性能。而当电机速度很低时,采用此方法则会导致电流的品质下降,使电机转矩的脉动严重。这是因为在相同的开关周期内,不同电压矢量作用时所产生的转矩变化量不相同,而在不同的工作区间内电压空间矢量的选择表却是固定的,这必然会使转矩中包含有低频锯齿分量。这个锯齿分量与速度有关,速度越高,它的频率越高,因此低速时的影响更大。

此外,开关频率还会随着电机的转速以及磁链和转矩滞环宽度的不同而发生变化。由于 DTC 的实现不可避免存在滞后延迟,实际上即使采用零滞环控制也无法进一步提高开关频率。实践表明,在采用传统的 DTC 方案时,只有在采样周期小于  $25\mu\text{s}$  时才能够实现较高控制性能,因此传统的 DTC 方案对硬件系统提出了很高的要求。

综上所述,要进一步提高 DTC 的低速性能,必须改进传统的开关选择模式,或者对传统的定子磁链和转矩的控制方案进行变革。

## 3.3 直接转矩控制启动方法的研究

启动是电机整个运行过程中的一个非常重要的环节。启动过程的好与坏将直接的影响到整个控制系统的性能。下面就将直接转矩控制系统的启动方法进行初



步的分析。

异步电动机在启动时的要求是其输出量快速达到稳态值。磁通、转矩一般在十几毫秒内达到稳态，速度相对慢一些，通常在几百毫秒到几秒内可达到稳态。根据式(2-9)可知，磁通是自通量，转矩是因变量，因此在启动时，应先使磁通达到参考值。根据对磁通、转矩控制方案的不同，可以采取三种启动方式，即串行启动、并行启动、混合启动，下面分别详细论述。在启动时为了尽可能使磁通平滑增加，需遵守以下几个原则。

(1)在某个相位范围内，可以有几个电压矢量来改变磁通或者转矩。选择电压矢量时，不能为了增加一个量而减小另一个量。

(2)在保持一个量为不变或增加的情况下，可使另一个量增加率达到最大。

(3)定子磁通矢量在达到参考值后，应保证磁通矢量的运动轨迹为圆形，以保证转矩的控制精度。

#### 1. 磁链优先启动法<sup>[36,37]</sup>

这种方法是把启动过程分为两个步骤，首先调节磁通，使其幅值在最短时间达到参考值。在启动前，可以认为磁通幅值、幅角等于零。在启动时初始时刻即  $t=0$  时可选择电压矢量  $u_s(100)$ ，此时磁通矢量与  $u_s(100)$  同向增加，幅角为零。在  $t>0$  以后的开关间隔内，为了保持幅角不变，幅值增加率达到最大，根据电压矢量与磁通关系，应一直选择电压矢量  $u_s(100)$ ，直到磁通达到参考值。这期间相当于直流电压作用于电机上，磁通幅角一直为零，所以转矩为零。第2步，根据转矩和磁通幅角的关系，在保证磁通幅值不变的情况下，使磁通幅角以最大角速度转动，使转矩快速达到参考值。在整个启动过程中，电压矢量选择方法如下。磁通调节为  $u_s(100)$ ，转矩调节如表 3-1 所示。

表 3-1 磁链优先启动法的开关状态选择表

		1	2	3	4	5	6
$\Psi Q = 0$	$TQ = 1$	$u_s(010)$	$u_s(011)$	$u_s(001)$	$u_s(101)$	$u_s(100)$	$u_s(110)$
$\Psi Q = 1$	$TQ = 1$	$u_s(110)$	$u_s(010)$	$u_s(011)$	$u_s(001)$	$u_s(101)$	$u_s(100)$

#### 2. 自然启动法

指在启动时，在每个开关间隔内，同时增加磁通和转矩，使它们几乎同时达到参考值，但不能保证在每个开关间隔内二者增加率都为最大。实际上可看作不采用特殊措施而让电机建立旋转磁场，即将启动过程与稳态一样对待。即在启动初始时刻即  $t=0$  时，电压矢量选择  $u_s(100)$ 。当  $t>0$  以后电压矢量选择采用和稳态运行时相同控制策略，开关选择表如表 3-2 所示。



表 3-2 自然启动法的开关状态选择表

		1	2	3	4	5	5
$\Psi Q = 1$	$TQ = 1$	$u_s(100)$	$u_s(110)$	$u_s(010)$	$u_s(011)$	$u_s(001)$	$u_s(101)$

### 3. 混合启动法

这种启动方法是结合磁链优先启动法和自然启动法提出的。从启动时刻到实际磁通达到参考值一半这段时间，采用与磁链优先法相同的控制策略，然后采用自然启动法，同时调节转矩和磁通。开关选择表为：当  $|\Psi| \leq \frac{1}{2} \Psi_{\mu g}$  时为  $u_s(100)$ ，当  $|\Psi| > \frac{1}{2} \Psi_{\mu g}$  时，如表 3-2 所示。

通过对比这三种启动方法的仿真试验可以看出，首先启动过程的磁链轨迹的不同，磁链优先启动法的磁链轨迹是以直线的方式到达给定的参考磁链幅值；自然启动法则是以近似圆滚线的方式到达给定的参考磁链幅值；混合法磁通轨迹则兼有前两种方法的共同点，即具有明显直线运动，也有旋转。其次就磁通幅值随时间的变化情况来看，磁链优先法对磁通调节比较快，混合法居中，自然启动法最慢；在形式上，磁链优先法增加比较平滑，混合法除了小段外，其它处平滑增加，而自然启动法表现出有多处停滞，使磁通不能平滑增加。其三自然启动法的起动电流较小，而磁链优先法和混合法的起动电流较大。其四就电磁转矩来说，三种方法都使转矩均匀增加，只是增加的斜率不同，而达到参考值的时间，磁链优先法比自然启动法要快，混合法居中。因此反映在转速上，磁链优先法的转速到达稳态的时间比自然启动法所用时间略短。

综上所述，自然启动法相对于磁链优先启动法而言，能较明显地减小起动电流，而磁链优先启动法相对于自然启动法而言，减小起动时间的效果并不太明显。此外磁链优先启动法还有一个缺点，就是当参考磁链幅值给的较大时，电机可能起动不起来。而混合法综合了二者的控制策略，在控制性能上兼有二者的优点，综合性能比较高，是一种比较理想的启动方法。

## 3.4 定子电压的三次谐波的产生和测量

定子电压的三次谐波的产生要从异步电机的磁饱和现象说起<sup>[19, 24]</sup>。一般对感应电机系统的研究都是在磁路为线性的假设条件下进行的。而对于感应电机，为充分利用电机铁心，在电机设计时，一般将主磁通选择在定子铁心的临界饱和点，当励磁电流较大时，实际电机呈现饱和非线性特性。在许多变转矩应用场合，期望电机工作在磁路饱和状态，以使电机产生更大的电磁转矩。磁饱和效应对电机的转差特性会产生显著影响，是影响传动系统性能的一个重要因素。因而要改善

电机控制性能，必须把磁饱和特性考虑进去。

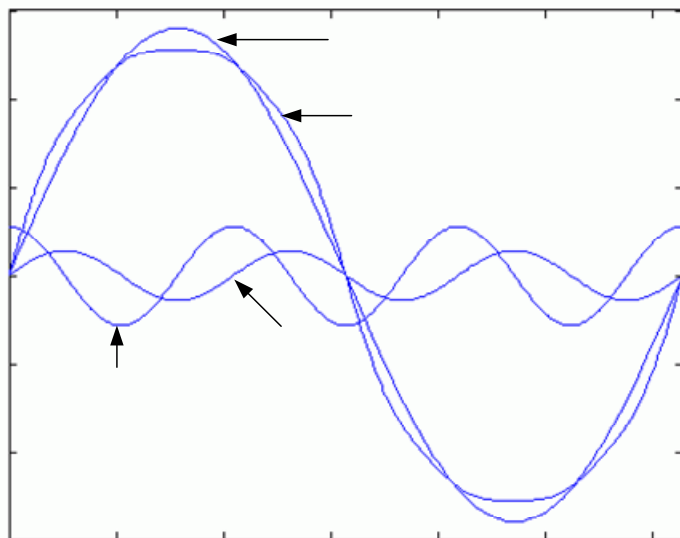


图 3-4 气隙磁通与定子电压三次谐波

由于异步电机的磁饱和的存在，从而会使采用三相正弦交流电的异步电机中会产生零序分量。如图 3-4 所示，随着定子和转子的磁链饱和，使得气隙磁通的波形被削波了，即变得平缓了一些。而产生削波的原因就是因为气隙磁通中产生了奇次谐波，其中主要是三次谐波。而这个气隙磁通三次谐波会在定子绕组中产生一个相电压的三次谐波。这些谐波电压都是同相的，它们形成了一组电压的零序分量。

如果异步电机是以 Y 型连接且没有中线，则定子电流中就不会产生三次谐波分量，即不会产生零序电流。而对于 Y 型连接且有中线和  $\Delta$  型连接的异步电机来说，零序电流显然是存在的。

交流电机传统理论认为，零序电流固然产生三次谐波合成磁势，但因气隙甚大，其磁通与转子回路不耦或耦合甚弱，以至可予忽略而视之为定子漏磁，从而该磁通在转子所产生的电流亦可被忽略。而实际上，三次谐波是定子合成磁势谐波中唯一能与基波相抗衡的特殊谐波。一因其绕组系数大，约为基波的 50%；二因其合成磁势等于单相值的 3 倍，而基波合成磁势仅等于单相值的  $3/2$  倍；三因定转子三次谐波耦合回路的耦合系数与基波耦合系数相当接近，空间三次谐波磁通的气隙漏磁仅稍大于基波，气隙绝非传统观点所描绘的三次谐波难以通越的“鸿沟”。一旦零序电流与非零序电流大小可比，则两者分别通过三次谐波磁势磁通和基波磁势磁通在转子所产生的电流亦必大小可比。此种理论分析已为典型实例分析结果所证实。[30, 31, 32]

气隙磁通  
三次谐波

定子电压  
三次谐波

对于以 Y 型连接且没有中线的异步电机来说，由于定子电流中就不会产生零序分量，因此定子电压三次谐波就可被直接用来获得气隙磁通电压。文献[20]中说明了定子电压的三次谐波在各种实际应用中和各种负载情况下，都是与气隙磁通电压基波分量同相的。

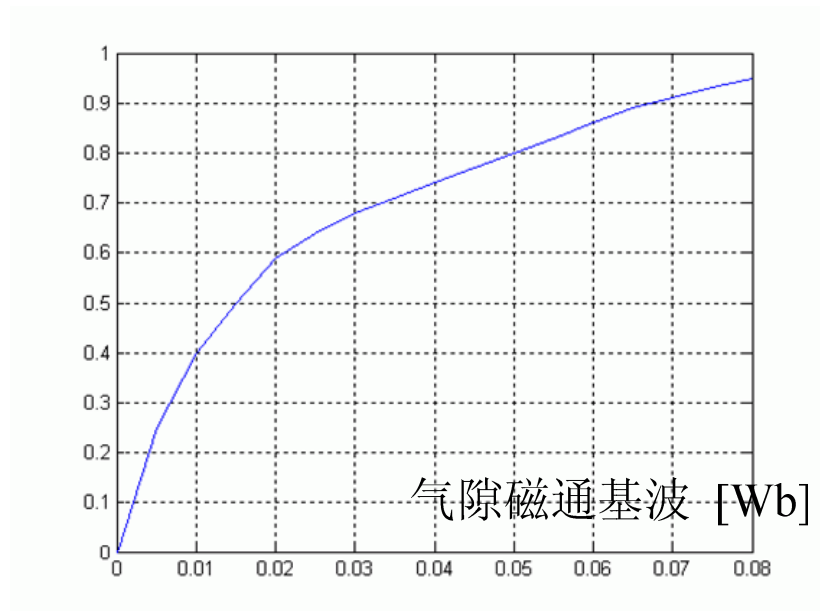


图 3-5 气隙磁通基波与三次谐波的关系

对于定子电压的三次谐波的测量，主要有两种方法。

第一种为间接法<sup>[20]</sup>。利用三相电压矢量相加的方法，可以使得基波和其他奇次（5，7，11，...）谐波互相抵消，剩下的就是以三次分量为主的奇次谐波（3，9，15，...）。而这个定子电压的三次谐波 $u_3$ ，经过积分可以得到气隙磁通三次谐波 $\Psi_3$ 。图 3-6 说明了这种间接算法。

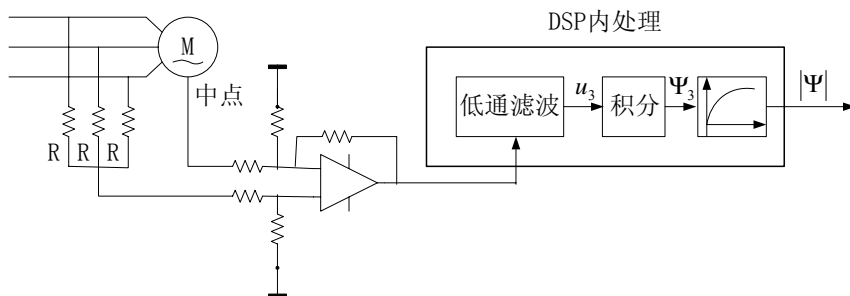


图 3-6 间接取得 $u_3$ 及气隙磁通的估算

第二种为直接法。如图 3-7 所示。可以直接测量直流桥的中点 O 和电机绕组的中点 N 来得到很纯净的 $u_3$  信号。事实上这样得到的 $u_3$  信号是较大的且很稳定，而且这种方法是很容易实现的。但在这种情形下，可能会受到 PWM 调制产生的另一个三次谐波的干扰，研究表明这个三次谐波可以被预估并能被一个修正项所

消除。

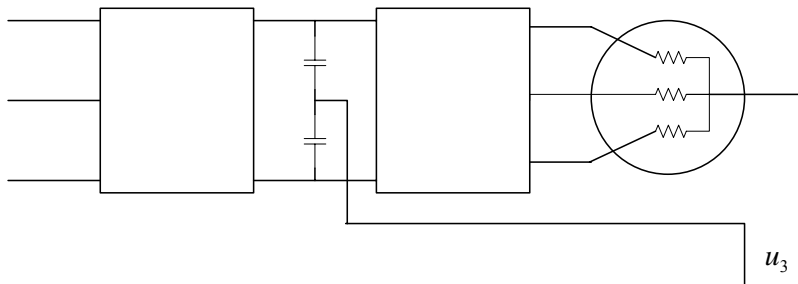


图 3-7 直接取得 $u_3$ 的方法

图 3-5 所示的曲线就是气隙磁通基波分量与气隙磁通三次谐波幅值的这种非线性关系，通过实验测得。有了这个特性曲线，则在额定气隙磁通下，不同频率下的定子电压三次谐波就能被方便的计算出来。

## 整流器

所用的电机参数如下。额定功率：4 kW；额定相电压：250 V；极对数：2；额定转速：1430 rpm；最高转速：3000 rpm；功率因数：0.87；效率：0.85；定子电阻：0.6592  $\Omega$ ；转子电阻：0.472  $\Omega$ ；定子漏电感：4.29 mH；转子漏电感：4.29 mH；互感：58.2 mH。

表 3-3 在不同定子频率下定子电压三次谐波极值

$f_s$ (Hz)	$u_3$ (V)
50	13.6
25	6.80
10	2.72
5	1.36
1	0.27
0.1	0.027

表 3-3 所示的是在不同定子频率下定子电压三次谐波的极值<sup>[20]</sup>。在表 3-3 中，在不同定子频率下定子电压三次谐波的极值是在额定的气隙磁通下测得的。对于一般的异步电机来说，额定的误差在 2%到 5%。这意味着对于额定频率为 50 Hz 异步电机来说，频率误差在 1 到 2.5 Hz 之间。因而在零速度、额定转矩的情况下，定子频率在 1 到 2.5 Hz 之间，定子电压的三次谐波依然是存在的。

以上的讨论均是在电机是 Y 型连接的情况下进行的。文献[50, 51]中则提出了在  $\Delta$  型连接的异步电机中通过三次谐波电流来计算气隙磁通的方法。



### 3.5 由定子电压的三次谐波计算转矩

得到了  $u_3$  之后就可以着手来计算气隙磁通了。比较常规的方法是通过  $u_3$  进行数字积分得到  $\Psi_3$ 。而气隙磁通  $\Psi$  的幅值则是通过如图 3-5 所示的非线性曲线由  $\Psi_3$  来得到。

而事实上，要从  $\Psi_3$  连续的计算气隙磁通  $\Psi$  的幅值和相位都是比较困难的，因为  $\Psi_3$  是一个单极分量。因而只有当  $\Psi_3$  达到极值时才能直接计算  $\Psi$  的幅值，同理只有当  $\Psi_3$  过零时才能直接计算  $\Psi$  的相位。为了解决这个问题，这里用  $u_3$  以及估算出的电角频率来合成一个假想的与气隙磁通正交的三次谐波分量。<sup>[21]</sup>

首先， $\Psi_3$  可以由  $u_3$  积分得到。

$$\Psi_3(t) = \int_0^t u_3(t) dt \quad (3-1)$$

其次  $\Psi_3$  可以简单表示为

$$\Psi_3(t) = |\Psi_3| \sin(3\omega_e t) \quad (3-2)$$

其中  $|\Psi_3|$  是气隙磁通三次谐波分量的幅值， $\omega_e$  是气隙磁通的角速度。

由(3-1)-(3-2)可得

$$u_3(t) = \frac{d\Psi_3(t)}{dt} = \frac{d|\Psi_3|}{dt} \sin(3\omega_e t) + 3\omega_e |\Psi_3| \cos(3\omega_e t) \quad (3-3)$$

$|\Psi_3|$  的变化取决于气隙磁通幅值的变化，二者又取决于磁通时间常数；通常在采样频率较高的情形下（3-6KHz） $|\Psi_3|$  可视为常数，至少也是缓慢变化的。因而(3-3)可写为

$$\frac{u_3(t)}{3\omega_e} \approx |\Psi_3| \cos(3\omega_e t) \quad (3-4)$$

由(3-2)-(3-4)可得

$$\Psi_3^2(t) + \left[ \frac{u_3(t)}{3\omega_e} \right]^2 = |\Psi_3|^2 [\sin^2(3\omega_e t) + \cos^2(3\omega_e t)] = |\Psi_3|^2 \quad (3-5)$$

则气隙磁通三次谐波分量的幅值和相位可由下式求得：

$$|\Psi_3| = \sqrt{\Psi_3^2(t) + \left( \frac{u_3(t)}{3\omega_e} \right)^2} \quad (3-6)$$

$$\alpha_3 = \tan^{-1} \left( \frac{3\omega_e \Psi_3(t)}{u_3(t)} \right) \quad (3-7)$$

基波分量的幅值  $|\Psi|$  可由 图 3-5 中的非线性关系得到，而气隙磁通的实际相

位  $\alpha_e$ ，可由下式得出：

$$\alpha_e = \alpha_{e0} + 3\alpha_3 \quad (3-8)$$

其中  $\alpha_{e0}$  是气隙磁通相位的估算值，在  $\Psi_3$  的每个过零点加  $60^\circ$  得到。

这样就得到了气隙磁通基波分量的幅值和相位。

最后得到转矩计算公式如下：

$$T_e = \frac{3}{2} |\Psi| (i_{s\beta} \sin(\alpha_e) - i_{s\alpha} \cos(\alpha_e)) \quad (3-9)$$

其中  $i_{s\alpha}$  和  $i_{s\beta}$  是定子电流的  $\alpha - \beta$  分量。

### 3.6 控制系统框图

采用圆形磁链的直接转矩控制的系统框图如图 3-8 所示。

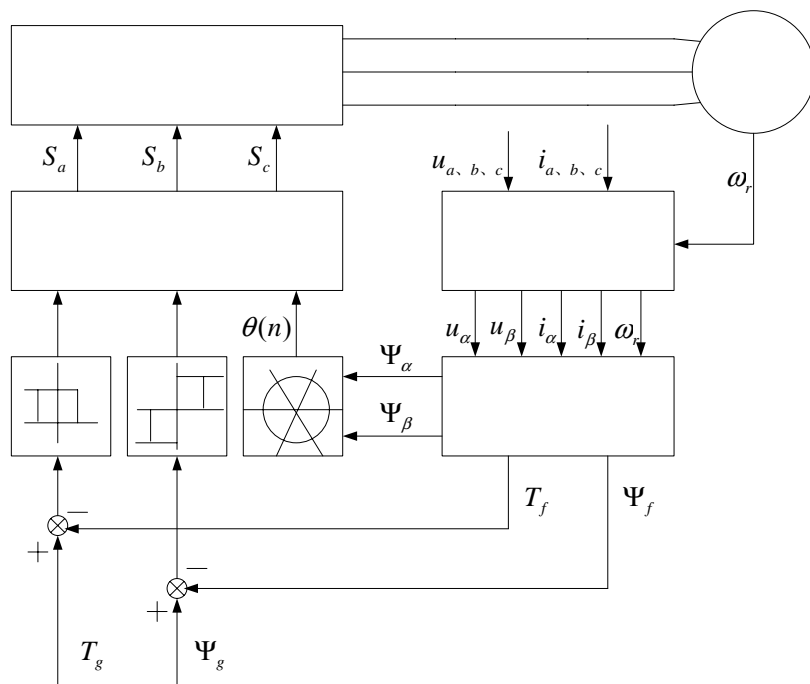


图 3-8 采用圆形磁链 DTC 基本框图

PWM



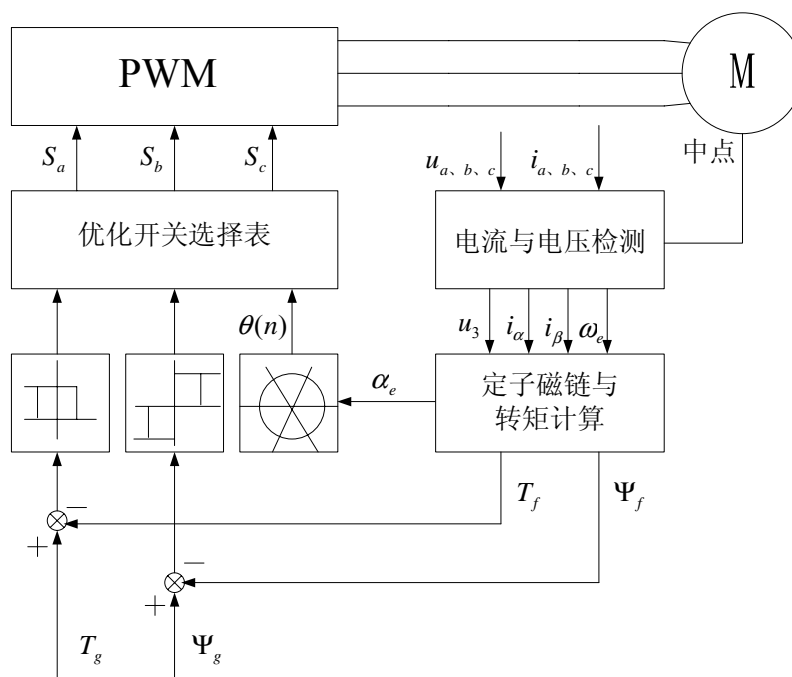


图 3-9 基于定子电压三次谐波 DTC 基本框图

图 3-9 所示为基于定子电压三次谐波的 DTC 系统的基本框图。可以看出不论是转矩的计算还是定子磁链幅值和相位的计算都与采用圆形磁链的 DTC 系统是不同的。而这种方案在应用中一个主要的问题在于怎样计算气隙磁通的角频率。在诸多方法中一个简单而有效的是将气隙磁通的角频率近似等于定子电流的角频率。这种方法不需要额外的传感器，因为定子电流就是必要的检测量,而且即使在低速下也可准确测得。在稳态时这两个角频率是一致的，因而在该状态下通过来计算气隙磁通不会产生误差；同样在转矩和磁链变化很小时也不会产生误差。而只有当转矩或磁通产生较大变化时，才会产生一些误差，但其对气隙磁通的计算过程或是转矩的动态控制产生的影响也是很小的。这里采用了一个如图 3-10 所示的状态观测器来计算出定子电流的角频率。

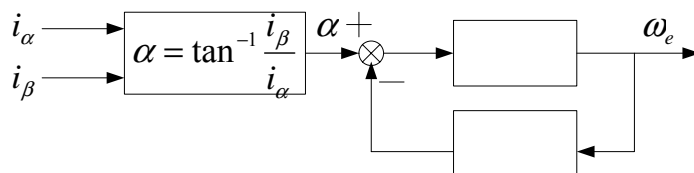


图 3-10 定子电流角频率观测器



### 3.7 仿真研究

#### 3.7.1 仿真软件简介<sup>[26-29]</sup>

本节根据前述内容对控制方案进行了仿真研究，应用的软件是 MATLAB 6.5。

MATLAB 软件主要由主包、SIMULINK 和工具箱三大部分组成。MATLAB 主包包括以下五个部分：MATLAB 语言、MATLAB 工作环境、MATLAB 图形处理系统、MATLAB 数学函数库、MATLAB 应用程序接口。

SIMULINK 是用于动态系统仿真的交互式系统。SIMULINK 允许用户在屏幕上绘制框图来模拟一个系统，并能够动态地控制该系统。SIMULINK 采用鼠标驱动方式，能够处理线形、非线性、连续、离散、多变量以及多级系统。

此外，SIMULINK 还为用户提供了两个附加项：SIMULINK Extensions(扩展)和 Blocksets(模块集)。

SIMULINK Extensions 是一些可选择的工具，支持在 SIMULINK 环境中开发的系统的具体实现。

Blocksets 是为特殊应用领域中设计的 SIMULINK 模块的集合。

工具箱是 MATLAB 用来解决各个领域特定问题的函数库，它是开放式的，可以应用，也可以根据自己的需要进行扩展。

MATLAB 提供的工具箱为用户提供了丰富而实用的资源，工具箱的内容非常广泛，涵盖了科学研究的很多门类。目前，已有涉及数学、控制、通信、信号处理、图像处理、经济、地理等多种学科的二十多种 MATLAB 工具箱投入应用。毫无疑问，MATLAB 能在数学应用软件中成为主流是离不开各种功能强大的工具箱的。

#### 3.7.2 基于 SIMULINK 的仿真系统的构建

SIMULINK 是在 MATLAB 语言环境下实现动态系统建模、仿真的一个集成环境，具有模块化、可重载、图形化编程、可视化及可封装等特点，可以大大提高系统仿真的效率和可靠性。SIMULINK 提供了大量的模型库供系统仿真使用，用户还可以根据自己的需要开发自己的模型并通过封装扩充自己的模型库。

SIMULINK 具有良好的图形用户界面，系统模型由模块组成，操作简单，图形界面简洁，模块之间用线表示信号流。模块内部设有参数，通过修改参数来获得不同的系统特性。

SIMULINK 仿真分析功能强大，通过各种接收模块(如示波器)可以方便地观察、分析仿真结果；或者将结果采样存为空间向量，对数值进行分析，也可以绘图分析。

利用 SIMULINK 提供的基本模块，用户通过简单的操作可以完成线性和非线性系统、连续系统、离散系统的仿真。但是，利用基本模块来建立复杂的直接转



矩控制系统模型，是一项复杂、繁琐的工作，简化过程将会影响系统的精度和性能。MATLAB5.2 及以上版本提供的电气系统模块库(Sim Power Systems)，给电气系统的仿真带来了极大的方便。在 SIMULINK 下也可以直接调用某些库中的基本元器件和模块，省去了复杂的建模过程。

在 MATLAB 命令窗口键入 SIMULINK，回车就可以进入 SIMULINK；或者在 MATLAB 菜单上选择 File-New-Model 建立一个新模型，也可以单击 MATLAB 工具条上的 SIMULINK 图标，都可以进入 SIMULINK。

进入 SIMULINK 后，出现模块库浏览器，除了基本模块库 Simulink 以外，还有各种 SIMULINK Extensions(扩展)和 Blocksets(模块集)，如神经网络、模糊控制、DSP、电气系统等模块。常规模块的调用和连接，较为简单，这里不再赘述。

在电气系统模块库(Sim Power Systems)中，有 7 个子模块库：电源(Electrical Sources)、基本元件(Elements)、机器(Machines)、连接(Connectors)、测量(Measurements)、电力电子器件(Power Electronics)及扩展模块库(Extra Library)。

电气系统模块库中的 Power System 模块与常规的 SIMULINK 模块两者本质上是有区别的。因此，在仿真前的初始化过程中，需要把 Power System 模块的系统转化为 SIMULINK 能够仿真的等效系数，这些处理过程对用户是屏蔽的。同时在常规模块和 Power System 模块中存在两类信号，要将这两类信号统一在同一个系统模型中，这就需要中间接口模块。一般常规模块信号进入电气模块信号时，中间采用可控电压源或可控电流源作为接口环节。在电气模块信号进入常规模块信号时，需要有测量模块，可采用电压或电流测量模块作为中间环节。这样在仿真初始化过程中，与 Power System 模块等效的常规模型就存储在这个测量模块中了。

SIMULINK 还可以在仿真过程中调用由 MATLAB 语言编写的 M 函数文件(可直接采用 MATLAB 语言编写，也可采用 FORTRAN 语言或 C 语言编写)。这是通过 MATLAB Fcn 模块实现的，具体步骤如下。首先在 MATLAB 环境下 Notebook 编辑器下建立 M 文件。然后，在 SIMULINK 下仿真模块中，从 User-Defined Functions 模块库中拖出 MATLAB Fcn 模块，打开参数设置对话框，共有三个参数，MATLAB Fcn 中的参数可以是 MATLAB 内部函数，也可以是自定义的函数。第二个参数为输出宽度，若输出的变量宽度与输入一致，设为-1，否则，需要添入正确的输出宽度。最后的参数是输出量类型，可以为实数、复数，若设为 auto，则根据输出端口所接模块的输入端口类型来确定。这样，SIMULINK 在仿真过程中就会直接调用自定义的函数，进行实时处理。

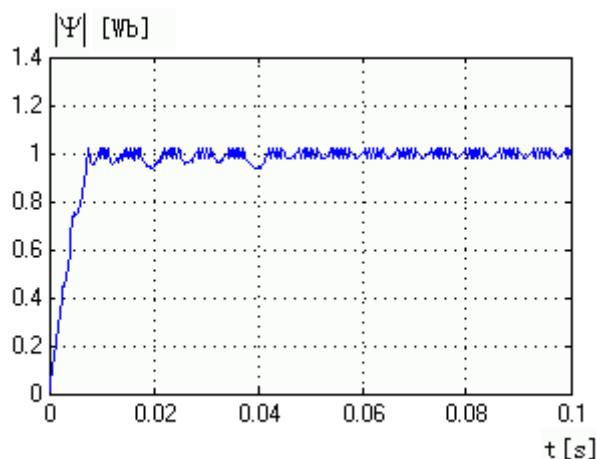
综上，通过模块连接、参数设置、子系统封装等操作后，就完成了仿真系统的搭建。

各子系统及模型建立好后，打开菜单 Simulation 下的 Parameters 项，设置仿真参数：选择变步长 ode15s 法(可变阶次的数值微分算法，属于多步解法)，它可以解刚性问题，适用于包含非线性 Power System 模块的系统；相对误差： $1e-3$ ；绝对误差： $1e-3$ ；其它采用缺省参数。

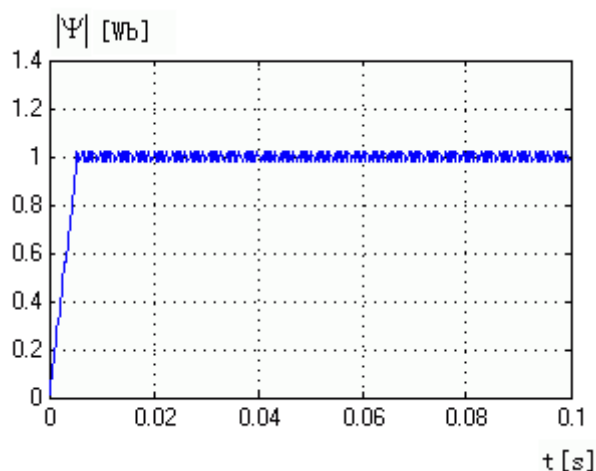
### 3.7.3 仿真结果

仿真所用的电机参数如下。额定功率：4 kW；额定相电压：250 V；额定相电流：9 A；极对数：2；额定转速：1430 rpm；功率因数：0.87；效率：0.85；转动惯量： $0.03 \text{ N} \cdot \text{m/s}^2$ ；定子电阻： $0.6592 \Omega$ ；转子电阻： $0.472 \Omega$ ；定子漏电感：4.29 mH；转子漏电感：4.29 mH；互感：58.2 mH。

以下的仿真曲线对比了采用圆形磁链方案和本方案的系统启动过程。



(a)



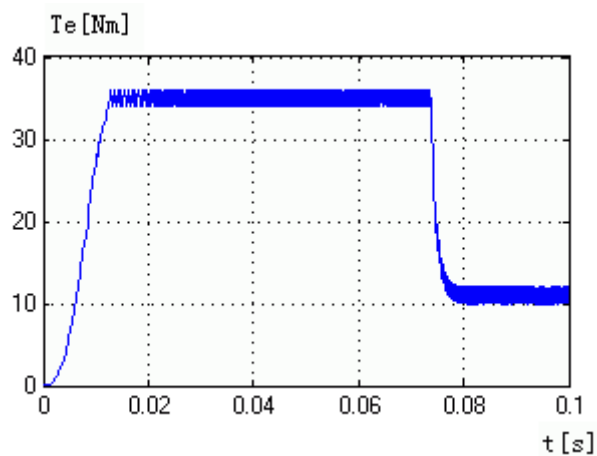
(b)

图 3-11 磁通曲线 (a)为圆形磁链方案中定子磁链，(b)为本方法中气隙磁通

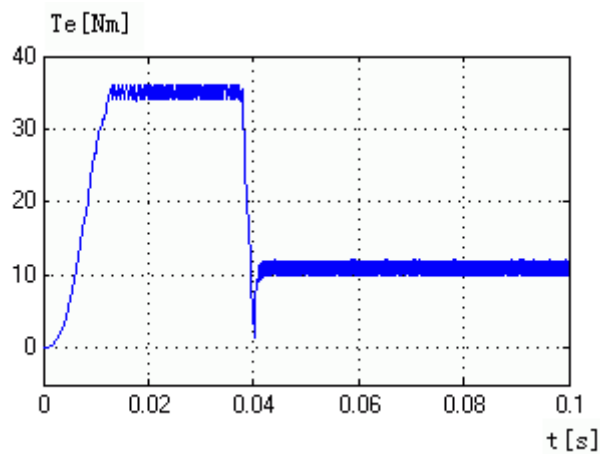
图 3-11 为系统运行时的磁链幅值曲线，对比两图可以看出采用三次谐波法的



动态响应较好，同时磁链幅值波动较小。

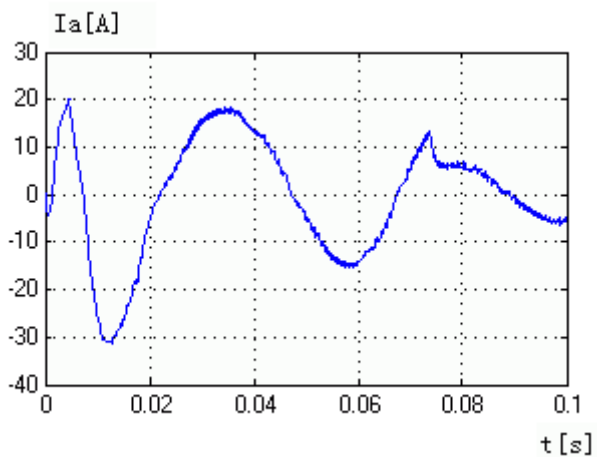


(a)

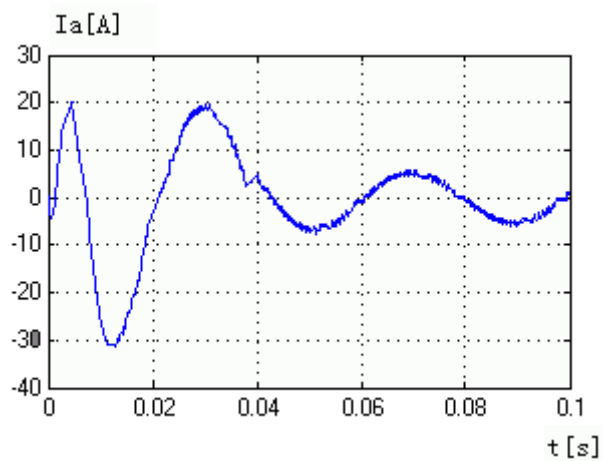


(b)

图 3-12 转矩曲线 (a) 为圆形磁链方案, (b) 为本方法



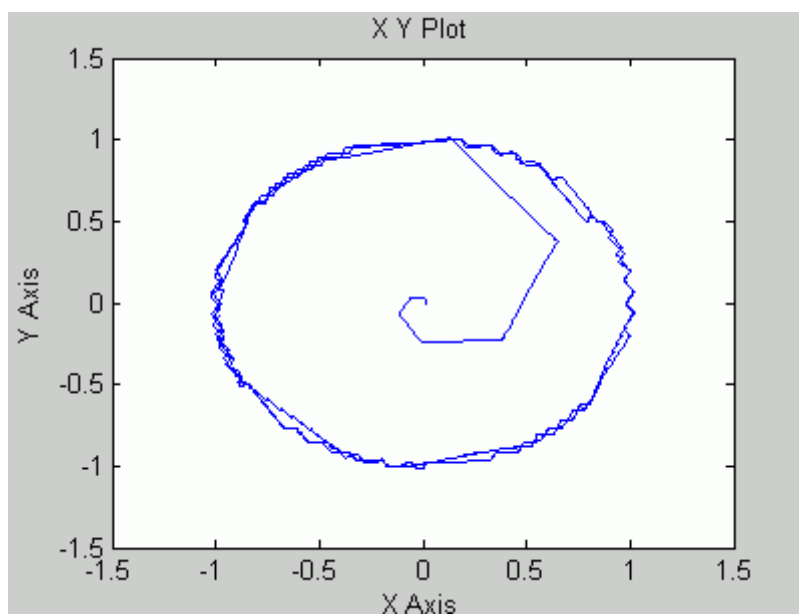
(a)



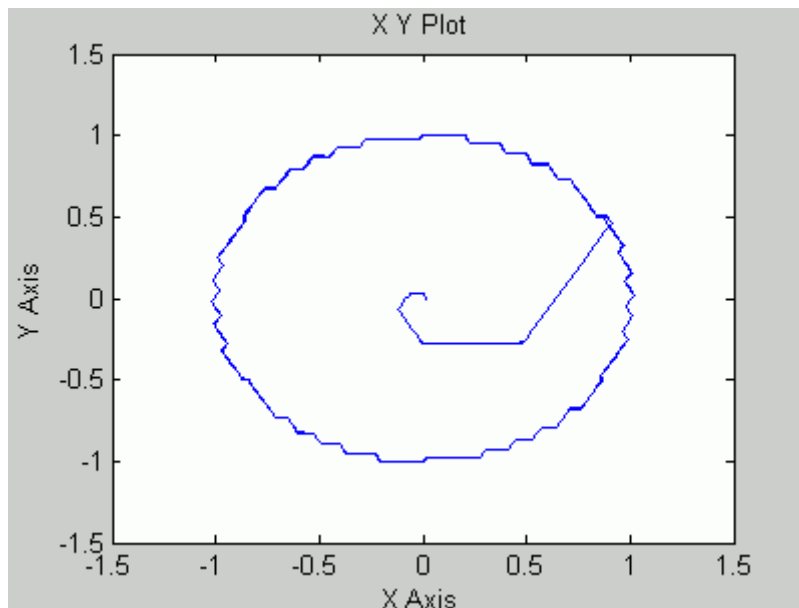
(b)

图 3-13 定子电流曲线 (a) 为圆形磁链方案, (b) 为本方法

图 3-13 所示的是定子电流曲线, 对比两条曲线可以看出, 采用三次谐波法的启动电流相应较快, 波形畸变较小, 过载情况基本相同。



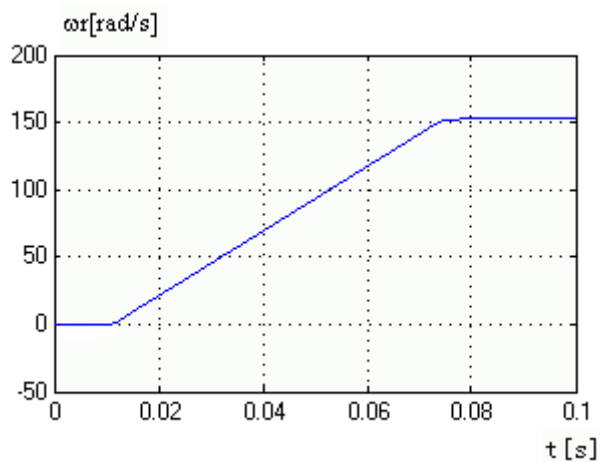
(a)



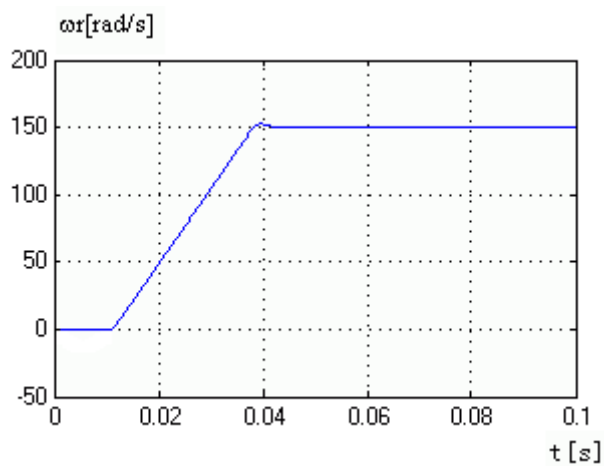
(b)

图 3-14 磁链轨迹曲线 (a) 为圆形磁链方案中定子磁链, (b) 为本方法中气隙磁通

图 3-14 为系统运行时的定子磁链轨迹, 从图中可以看出系统定子磁链轨迹是近似圆形, 这就减少了系统运行时的磁谐波。而对比两曲线可以看出, 采用三次谐波法的气隙磁通近圆性好, 磁链波动较小。



(a)



(b)

图 3-15 电机转速 (a)为圆形磁链方案, (b)为本方法

对比从图 3-12 的转矩曲线和图 3-15 所示的转速曲线,可以看出,采用三次谐波法的系统响应要好于圆形磁链方案,保持了直接转矩控制的高动态响应。



## 第四章 关于三次谐波法一些补充研究

### 4.1 直接转矩控制与矢量控制的联系与区别

在异步电动机中，建立旋转磁场的电流和产生电磁转矩的电流都由同一个定子电流产生的。如果能将定子电流的总效应用两个彼此垂直的直流电流分量来等效，一个正比于转子磁链，另一个正比于电磁转矩，那么对异步电动机的控制就如同对直流电动机的控制一样简单了。而矢量控制正是基于这一想法而提出的。

矢量控制（FOC，也称为磁场定向控制）根据坐标变换理论，采用按转子磁场方向定向，把定子电流矢量分解为在同步旋转坐标系中的两个互相垂直的励磁电流分量与转矩电流分量，实现了定子电流励磁分量与转矩分量的解耦；通过控制转子磁链幅值保持恒定不变，实现了转矩的线性化处理，得到了与他励直流电动机一样的线性机械特性。异步电动机经过矢量变换控制后获得了与他励直流电动机一样的控制特性，采用矢量控制技术的交流调速系统的动、静态性能达到了直流双闭环调速系统的水平。其控制原理框图如图 4-1 所示。

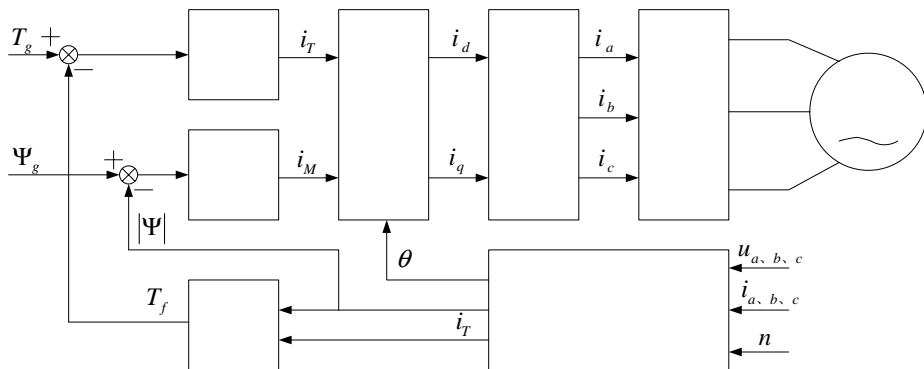


图 4-1 矢量控制基本框图

而实现矢量控制的关键是按转子磁场方向定向，即须找到同步旋转坐标系的 d 轴(即控制基准轴)与静止坐标系 A 轴之间的夹角(即转子磁链的空间角度)。基于不同的获取转子磁链位置的方法，矢量控制可分为两种：直接磁场定向控制（DFOC）与间接磁场定向控制（IFOC）。

直接磁场定向控制（DFOC）需要获得电机转子磁链的知识，一般采用磁链反馈控制方式。电机转子磁链可直接检测，或用磁链观测器得到。直接检测磁链需要在电机内部埋置磁敏元件，在实际应用中存在一些缺陷，现在很少采用。磁链观测器实际上是磁链仿真器，它根据转子磁链模型，利用电机的电压、电流、转速等信息解算出磁链幅值与相位，其准确性受电机参数影响。



间接磁场定向控制 (IFOC, 又称转差频率矢量控制) 采用磁链开环控制方式, 由于不需要检测转子磁链, 因而控制方式简单、容易实现。但其转差角频率给定值的计算与转子时间常数有关, 因此, 当转子时间常数发生变化时, 磁场定向的准确性受到影响。理论与实践表明。采用间接磁场定向控制方式转差频率矢量控制系统的动态响应性能基本接近于采用直接磁场定向控制方式矢量控制系统的水平。

在上述矢量控制中, 磁场定向的准确性都会不同程度地受到电机参数变化的影响。磁场定向不准, 将恶化系统的性能。

直接转矩控制(DTC)是继矢量控制后的又一种高动态性能的交流调速方法。其特点是在静止两相坐标系中控制定子磁链幅值基本保持恒定并实现转矩反馈控制。在保持定子磁链幅值恒定不变的条件下, 通过直接控制定子磁链综合矢量的瞬时旋转速度, 改变对转子的瞬时转差率来直接控制异步电动机的电磁转矩和转矩变化率, 是直接转矩控制的实质。直接转矩控制可以得到很大的瞬时转矩和极快的动态响应速度, 其实现起来也比较简单。其控制原理框图如图 2-9。

DTC 可以看成是最简单的 DFOC 方案。虽然在原理上 DTC 并没有实现磁链和转矩的完全解耦, 但 DTC 仍然是 DFOC 方案的一种较好的替代方案。因为它的转矩控制性能很好, 比 IFOC 对参数不敏感, 而且比 DFOC 更简单。DTC 较适用于需要中高性能的变速系统, 特别是不需要精确控制转速的场合。而另一方面, 由于是也是基于相电压积分的方案, DTC 对定子电阻在低速时的变化很敏感。

从理论和实际情况来看, 直接转矩控制系统与矢量控制系统在动静态性能方面各有所长。英国学者 D. Telford 通过在同等硬件条件下做实验, 对两种控制(均采用基本控制方案)作了比较, 试验对比结果如下表<sup>[49]</sup>。

表 4-1 直接转矩控制与矢量控制性能对照表

	直接转矩控制	矢量控制
动态响应	好	好
转矩脉动	大	小
结构复杂程度	低	高
平均转矩控制	间接	直接
电流谐波失真	高	中
开关频率	不固定	固定
磁链控制	低速低负载时差	好
参数敏感性	低	中



事实上,直接转矩控制和矢量控制的基本方法虽然不同,但随着对问题的深入研究,对性能要求的不断提高,两种控制方案的研究方法又相互交织、渗透。目前的研究结果基本认可了直接转矩控制与矢量控制是交流调速领域的两个主要方向,并不存在一方完全优于另一方、可以完全替代另一方的情况;而是这两种方法各有优缺点,都有比较适用的领域。因而对这两种方法的研究也有互相融合、取长补短的趋势。

从实用化的角度来说,矢量控制技术研究已经较为成熟,已有许多产品;而直接转矩控制方案经过近二十年的发展,各方面性能都在不断提高,已进入实用阶段。国内外已将其成功应用于大功率高速电力机车、地铁和城市有轨电车的主传动系统中,如穿越英吉利海峡的欧洲之星和国产时速达到 300 Km/h 的中华之星等。

## 4.2 无速度传感器技术简介

直接转矩控制本身并不需要速度信息,但为了实现对电机转速的精确控制,需要引入速度反馈。图 2-9 是直接转矩控制调速系统结构图,给定转速与反馈转速的误差经 PI 调节器得出参考转矩。磁链调节器根据转速给定得出磁链幅值信号,在基速以内,磁链幅值不变;超过基速,则减小磁链幅值,进行弱磁控制。

高性能的变频调速系统都需要在电动机轴上加装速度传感器来检测转速,这在实际应用中将会带来一些不便,如高精度速度传感器价格昂贵,对于中小型容量设备将显著增加硬件投资;速度传感器不适用于温差较大以及较恶劣的工作环境;安装维护困难;在选用变频控制器时,必须顾及速度传感器的参数与其匹配,故互换性差等等。

如果交流变频调速系统不用速度传感器,只依据变频器输出的电压与电流信号就够得到转速信号进行速度闭环控制,将会给变频调速系统的设计带来许多方便。由于变频器都只带电流传感器,以进行电流反馈;而电压可根据开关信号及母线电压估算出,变频器增加无速度传感器功能只增加软件开销,不增加硬件,从而省去了昂贵的速度传感器。

早在上个世纪七十年代,国外就开始了对无速度传感器直接转矩控制的研究。1975 年 A. Abbondanti 等人推导出基于电机稳态方程的滑差频率估计法,在无速度传感器控制领域作出了首次尝试;1979 年, M. Ishida 等学者利用转子齿波来检测转速,在大于 300 rpm 速度范围内取得了令人满意的效果;而首次将无速度传感器应用于矢量控制是在 1983 年由 R. Joetten 完成的。<sup>[33-35]</sup>

近十年来,随着直接转矩控制技术的发展和完善,以及微处理器和电力电子



技术的飞速发展,无速度传感器传动系统已成为研究的热点,目前许多国内外学者致力于解决该问题,提出了大量的关于异步电机传动系统的转速辨识方法。这些转速辨识方法分别采用了不同的技术来估计电机的转速,诸如:RLS(最小方差)、MRAS(模型参考自适应)、卡尔曼滤波和神经网络等等。应用这些方法均可实现异步电机在无速度传感器情况下的控制运行。然而当电机的转速接近零速或者经过零速时,大多数方法的性能有所降低,并导致控制系统低速性能的下降。有些方案采用鲁棒性的估计技术,通过自调节或在线调节技术减小了速度估计的误差。这些方法拓宽了低速的运行范围,然而其优势又为其复杂性所削弱。

归纳一下诸多的速度辨识算法,主要有以下几类:

#### 1. 滑差估计频率法

无速度传感器技术发展的初期是根据电机稳态模型,推导出滑差频率的表达式。由于该方法的出发点是稳态方程,因此调速范围小、动态性能差,无法满足高性能调速系统的要求,现已鲜见应用。

#### 2. 动态速度估计器<sup>[38]</sup>

在采用异步电机稳态模型的滑差估计频率法之后,出现了基于异步电机动态 Park 方程,针对不同的控制策略得出不同的速度估计表达方式。这种方法的特点是算法简单,理论上无延时,可较好地工作于动静态过程,但对电机参数依赖性强,抗干扰性能差。目前所见动态速度估计器主要有以下四种形式:

- (1) 基于转子磁链的估计方法
- (2) 基于反电势的估计方法
- (3) 基于定子磁链的估计方法
- (4) 直接计算法

#### 3. 转子齿谐波法

感应电机的定子和转子铁心表面存在齿槽,因此电机的气隙中会有谐波磁场的存在,当电机旋转时会在定子绕组中感应出谐波电压进而产生谐波电流。利用带通滤波器对定子电压和定子电流的进行滤波可以得到转子的齿槽谐波分量,一旦检测到此谐波分量的频率,即可得到转子的转速。

该方法虽取得了一定进展,但在极低速下的抗干扰问题和测量灵敏度上有待于进一步改进。由于该方法不依赖于任何电机参数,是比较理想的无速度传感器控制方法。参考文献[39], [40]给出了这方面的研究,并进行了改进,通过检测定子电流而不是电压中的谐波,利用快速傅利叶变换(FFT)技术提取速度信息,在大于 2Hz 的范围内取得了良好的效果。

#### 4. 模型参考自适应法(MRAS)<sup>[41, 42]</sup>

模型参考自适应法采用两种不同结构的电机模型来估计相同的状态变量。模

型之一不包括电机转速，被称为参考模型；包含转速变量的模型称为可调模型。通过两个模型输出变量的偏差，可以得到电机估计转速的自适应收敛律。该方法仍采用电压模型法来估计转子磁通，引入了纯积分环节，使得在低速时的转速误差较为明显。因此，文献[52]采用低通滤波器替代了纯积分环节，有效地克服了积分器的部分缺陷，但是在低速时会进一步带来磁链幅值和相位的观测偏差。MRAS 结构的优势在于：模型的输出不必要是实际的转子磁链，只要是与其相关的辅助变量即可。于是有学者[53]采用新的辅助变量作为模型的输出，构造了其它的 MRAS 速度辨识方法。

#### 5. 卡尔曼滤波技术(KFT)

卡尔曼滤波器是鲁棒性良好的线性系统滤波器。当输入和输出信号被噪声所污染时，通过选择合理的增益矩阵可以获得最优的滤波效果。但是由于算法复杂，即使采用文献[54]提出的一种高效率的卡尔曼滤波算法，与其他方法相比，其运算量还是显得过大。

#### 6. 基于人工神经网络的方法

随着智能控制理论的发展，基于人工神经网络的方法也被利用进行速度估计。上述方法多采用基于固定公式或方程式进行电机转速推导，计算量大，且精度不高；而由于神经网络控制具有自学习功能和能够逐渐提高控制器性能的特点，使用时不需要确定具体模型，只需要输入和输出即可，更适用于电机转速的在线动态检测，因此目前已成为一种很具吸引力的控制方法。

从理论角度看，两层神经网络实质上是一种最小方差的方法，而 MRAS 仅仅是利用 PI 调节器使误差减小。因此，两种系统的输出都将收敛于目标值。神经网络与 MRAS 方法的收敛速度(动态特性)分别依赖于学习系数和 PI 增益。

反馈神经网络算法的推导过程比 MRAS 速度估计器的收敛律推导简单。MRAS 系统自适应收敛律的推导需用到 Popov 超稳定性理论，其数学推导过程复杂而且冗长，神经网络速度估计器的数学推导过程则简单而且直截了当。

目前国内所采用的自适应速度辨识方法，都是将矢量控制中的相应的方法直接应用于 DTC 系统中。在矢量控制中转子磁链观测器和速度的自适应辨识是紧密的结合在一起的，若在 DTC 系统中照搬矢量控制中的自适应速度辨识方法，会使 DTC 系统结构简单的优越性丧失。此外，这些方法仍然采用积分方法计算定子磁链，磁链观测问题没有得到根本解决，低速性能也无法得到进一步的提高。

综上所述，目前所采用的无速度传感器技术的缺陷在某种程度上是很相似的，这是因为它们都是根据相同的异步电机基本模型推导出来，主要区别仅在调节方式和实现方法上。而实际系统应当是硬件结构简单、整体性能优良的。



### 4.3 关于三次谐波法的一些补充

在上一章中，比较详细的讨论了基于定子电压三次谐波的异步电机直接转矩控制方案。如前所述，DTC 和 FOC 两种控制方案的研究方法是相互交织、渗透的，而实际上，三次谐波法也是先被应用于矢量控制中的。采用三次谐波法的矢量控制系统框图见图 4-2。

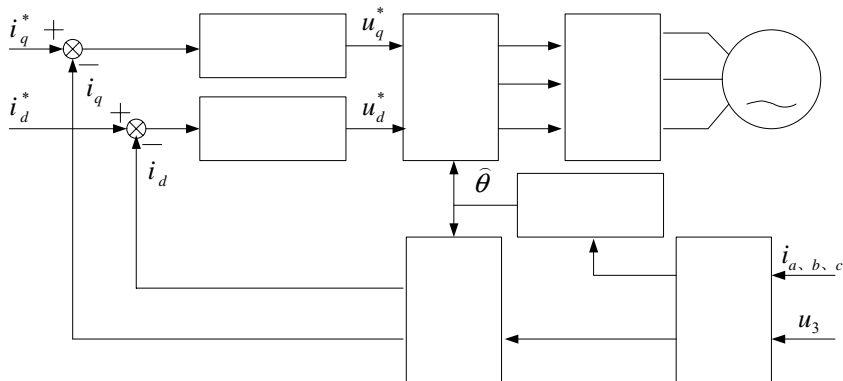


图 4-2 采用三次谐波法的 FOC 系统框图

要实现气隙磁通的定向，必须获得定子电压的三次谐波。而实现了气隙磁通定向，就可以构建一个基本的矢量控制系统了。在该系统中，旋转坐标系  $d-q$  是以气隙磁通定向的，在此坐标系下定子电流的两个分量  $i_{qs}$  和  $i_{ds}$  分别用来控制电机转矩与磁链。但事实上，这样的矢量控制对  $i_{qs}$  和  $i_{ds}$  并没有实现完全解耦，而要实现完全解耦则还需要一个解耦网络。而引入这个解耦网络又会带来问题，一是会使系统依赖于比较敏感的电机电参数，而是增加了系统的复杂性。

此外，在低速时的实验表明此时定子电压的三次谐波信号的信噪比下降的是较快的。而当电机运行在额定磁通以下的情况时，由于磁饱和程度的降低也会使得电压的三次谐波信号变小。因而由于存在这些情况，需要设计一个能准确估算气隙磁通的滤波网络，这可以通过软件或硬件来实现。

另一个需要考虑的问题是通过定子电压三次谐波来获得气隙磁通三次谐波而采用的积分器。而由于这种积分关系是并非理想的，因而在系统的瞬态变化时有可能导致对于气隙磁通不准确的计算。为了克服解决这个问题，可以采用在线辨识  $u_3$  的方法，这样就可以对  $\Psi_3$  进行解析运算。采用回归最小二乘辨识算法的仿真结果显示出了良好的系统静、动态特性，并且可以通过  $u_3$  来在线辨识不同的谐波分量的幅值与相位。运用这种方法辨识出的  $\Psi_3$  是比较理想的。该方法的主要缺点就是增加了数控系统的计算负荷。

综合考虑了有关于磁链幅值计算和电压积分的各个方面，可以采用一种比较简单的方案。在该方案中，只需要从定子电压三次谐波来检测气隙磁通的位置即

可。而且，气隙磁通位置可以直接由  $u_3$  信号得到，从而避免了通过积分来获得  $\Psi_3$  信号。

前面已经提到，在低速时和磁通小于额定值的情况下， $u_3$  信号的信噪比会比较明显的降低。但通过适当的滤波和取均值，仍然可以从中获得有用的信息。这个信息产生于  $u_3$  信号的过零点，可以将其用来估算定子电压三次谐波的相位，进而对气隙磁通进行定向。如图 4-3 所示， $u_3$  信号的每个过零点意味着电压三次谐波和气隙磁通相位有  $3/\pi$  的增量。这样气隙磁通的相位检测就比较方便了。

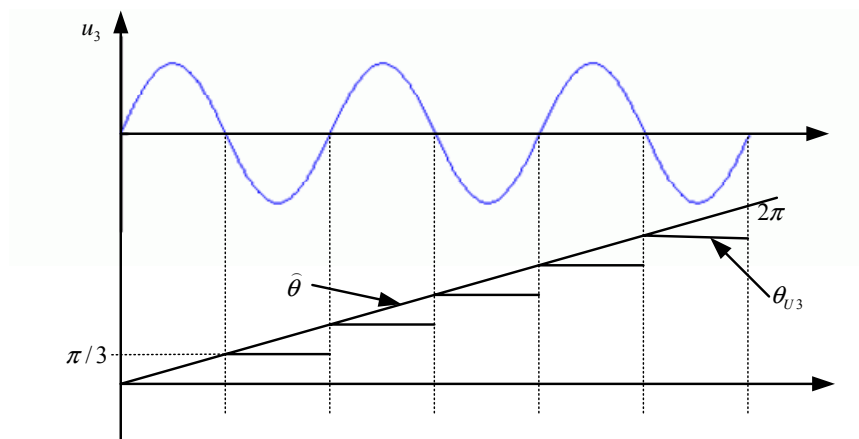


图 4-3 通过定子电压三次谐波的过零点进行相位检测

将这种方法用于实际中有两个主要的问题<sup>[18]</sup>：

(1) 其中的相位变换器只是进行较简单的递增运算，而实际上需要准确的确定相位；

(2) 对于  $u_3$  信号的过零点间的相位也是需要确定的，因而也需要一定的方法来计算。

对于第一个问题，即气隙磁通相位的绝对位置的确定，有两种方法，一种是利用定子相电压来确定  $u_3$  信号的绝对位置。另一种方法是采用相对增量算法。这两种方法都是可行的，用于实际系统效果都是较理想的。

对于第二个问题，即  $u_3$  信号的过零点间的相位确定，也有两种方案。一种是利用定子相电压矢量的位置变化来计算  $u_3$  信号的过零点间的相位。另一种是通过一个相位估算算法来实现。

采用以上方案的直接气隙磁通定向系统的框图见图 4-2。在该图所示系统中，是引入了速度反馈的。而实际上，从第三章和本节所属的内容来看，定于三次谐波法的控制方案中实际上并不需要速度反馈，因而只要稍加改进，就可以作为一种结构简单、低成本的无速度传感器方案。



## 第五章 结束语

直接转矩控制理论是在定子静止坐标系下,以空间矢量概念,对定子磁链定向,通过检测到的定子电压、电流等量,直接在定子坐标系下计算与控制电动机的磁链和转矩,从而获得转矩的高动态性能。与矢量控制技术相比,直接转矩控制对电机参数不敏感,不受转子参数的影响,简单易行,在很大程度上克服了矢量控制技术的固有缺点。直接转矩控制技术一诞生,就以自己新颖的控制思想,简洁明了的系统结构,优良的静、动态性能受到了普遍的注意和得到迅速的发展。但作为一种新理论、新技术,自然又有其不完善、不成熟之处,有些问题甚至成为它发展难以逾越的障碍。正是由于以上原因,直接转矩控制技术成为当今世界研究的热点之一。

直接转矩控制技术在低速范围还存在很多难题,已经成为它进一步发展的障碍。其主要原因就在于传统的 DTC 系统中磁链观测器由于引入了积分器,因而在低速时会由于电机参数(主要要定子电阻)的变化而导致磁链观测产生误差,从而最终影响系统的整体性能。本文在深入分析直接转矩控制系统(特别是低速时)存在的问题后,提出了一种新颖的 DTC 控制方案。该方案是基于定子电压三次谐波来进行气隙磁通定向的。这里的核心问题是如何根据电压的三次谐波来确定气隙磁通的幅值和相位。由于摆脱的常规的 DTC 方案比较依赖于电机参数、特别是定子电阻的固有缺点,因而即使在很低的频率下运行,系统的动、静态性能都是比较好的。和圆形磁链方案的仿真对比也显示出该方案的优越性。

在实际应用中,安装速度传感器既增加了系统的成本,又降低了系统的可靠性。因此无速度传感器的研究便成了直接转矩控制研究中的一个热门方向,并取得了一定的成果。但这些方案的缺陷在某种程度上是很相似的,主要是因为它们都是根据异步电机基本模型推导出来,主要区别仅在调节方式和实现方法上,而在实现上一般来说也比较复杂。而三次谐波法实际上并不需要速度反馈,而且其不依赖于电机参数,是比较理想的无速度传感器控制方法。因而只要加以改进,就可以作为一种结构简单、低成本的无速度传感器方案。

当然,三次谐波法也是有一定局限性的。主要在于气隙磁通基波与三次谐波的非线性关系上。这种非线性关系对不是通用的,对不同电机需要去确定其自身的这种非线性关系。一般来说可以通过实验方法测的,而随着对异步电机磁饱和研究的深入,已经可以通过考虑了饱和效应的异步电机模型来解析计算这种非线性关系了。

总之,随着现代控制技术、电力电子技术以及微电子技术的不断发展进步,人们对直接转矩控制的研究也会不断深入和完善。追求整体性能最优将成为今后直接转矩控制研究的主要方向。



## 参考文献

- [1] Depenbrock M. Direct self control (DSC) of inverter fed induction machines, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 3, no. 4, Oct. 1988: 420~429
- [2] Takahashi I. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Trans. on IA, 22(5), 1986: 820~827
- [3] Takahashi I. High-Performance Direct Torque Control of Induction Motor, IEEE Trans. on IA, 25(2), 1989: 257~264
- [4] Habetler T. G, Profumo F, Pastorelli M. Direct torque control of induction machines over a wide speed range, in Proc. 1992 IEEE-IAS Annu. Meet., Houston, TX, Oct. 1992:600~606
- [5] 李凤. 异步电机直接转矩控制. 北京:机械工业出版社, 1999: 1~20, 41~97
- [6] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京:国防工业出版社, 1989.3: 40~114
- [7] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京:机械工业出版社(第二版), 1995: 233~254
- [8] 苏彦民, 李宏. 交流调速系统的控制策略. 机械工业出版社, 1997
- [9] 高景德等. 交流电机及其系统的分析. 清华大学出版社, 1993
- [10] 奚国华. 基于 DSC 的电力牵引交流传动控制系统. 机车电传动, 2001, 3(2): 74~ 78
- [11] 张春梅. 直接转矩控制研究现状与前景. 微电机, 2000, 6: 25~28
- [12] 尔桂花, 窦曰轩. 运动控制系统. 北京:清华大学出版社, 2002: 279~294, 395~407
- [13] 陈伯时, 谢鸿鸣. 交流传动系统的控制策略. 电工技术学报, Oct 2000, 5: 11~15
- [14] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统. 北京:机械工业出版社, 1998: 150~160, 216 ~ 220
- [15] 黄立培, 张学. 变频器应用技术及电动机调速. 北京:人民邮电出版社, 1998: 75~81
- [16] 胡虎, 李永东. 交流电机直接转矩控制策略——现状与趋势. 电气传动, 2004.11(3): 3~8
- [17] Moreira J. C, Lipo T. A. Modeling of saturated ac machines including air-gap flux harmonic components, in Proc. 1990 IEEE-IAS Annu. Meet., Seattle, WA, Oct. 1990: 37~44



- [18] Kreindler L, Moreira J. C, Testa A, Lipo T. A. Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic, in Proc. 1992 IEEE-IAS Annu. Meet., Houston, TX, Oct. 1992: 508~516
- [19] Lee C. H. Saturation harmonics of polyphase induction motors, Trans. AIEE, vol. 80, Oct. 1961: 597~603
- [20] Profumo F, Griva G, Pastorelli M, Moreira J, Doncker R. D. Universal Field Oriented Controller Based on Air Gap Flux Sensing via Third Harmonic Stator Voltage, IEEE Trans. Industry Applications, VOL. 30, NO. 2, March/April 1994: 448~455
- [21] Bonanno F, Consoli A, Raciti A, Testa A. An Innovative Direct Self-Control Scheme for Induction Motor Drives, IEEE Trans. on PE, VOL. 12, NO. 5, Sep. 1997: 800~806
- [22] Kreindler L, Testa A, Lipo T. A. Position sensorless synchronous reluctance motor drive using the stator phase voltage third harmonic. Proc. 1993 IEEE-IAS Annu. Meet., Toronto, Canada, Oct. 1993: 679~686
- [23] Chalmers B. J, Dodgson R. Waveshapes of flux density in polyphase induction motors under saturated conditions. IEEE Trans. Power App. Syst., vol PAS-90, no. 2: 546~569
- [24] Mir S, Elbuluk M. E, Zinger D. S. PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines. Proc. 1994 IEEE-PESC Annu. Meet., Taipei, Taiwan, June 1994: 744~751
- [25] 严青. 直接转矩控制系统低速性能分析——转矩观测器问题. 电工技术学报 1996(3): 21~26
- [26] 陈特放. 基于 MATLAB/SIMULINK 的异步电机直接转矩控制系统的建模与仿真. 机车电传动, 1998.12(2): 7~11
- [27] 桂武鸣. 异步电机直接转矩控制系统的仿真. 电力机车技术, 2002(3): 11~14
- [28] 周箴. 直接转矩控制系统中的模型切换. 兵工自动化, 1998(3): 1~4
- [29] 曾超. 一种新型磁链估算模型的直接转矩控制全速范围内调速. 贵州工业大学学报, 1997.3: 42~48
- [30] 欧阳明, 周腊吾. 感应电机三次谐波磁通对损耗的影响. 湖南水利水电, 2001(06): 32~33
- [31] 朱东起, 许德伟, 姜新建. 磁场定向异步电机的磁饱和影响及转矩优化分析. 清华大学学报(自然科学版), 2001, Vol. 41(9): 1~4
- [32] 冯尔健. 交流电机的等效谐波绕组模型理论. 中国电机工程学报, Sep. 1996,



Vol. 16 No. 5: 318~323

- [33] 陈杰, 李永东. 异步电机控制策略及无速度传感器系统综述. EACS'98-5, 1998, 29~40
- [34] 杨耕, 陈伯时. 交流感应电动机无速度传感器的高动态性能控制方法综述. 电气传动, 2001 (3): 3~8
- [35] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践. 机械工业出版社, 1997
- [36] 孙笑辉, 韩曾晋. 异步电动机直接转矩控制启动方法仿真研究. 电气传动, 2000(02): 13~17
- [37] 孙笑辉, 张曾科, 韩曾晋. 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. 中国电机工程学报, 2002(08): 109~112
- [38] Zinger D.S, Profumo F. A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings. IEEE Trans on Power Electronics, 1990, Vol.1.5, No.4: 446~453
- [39] Ferrah, Bradley K.J. An FFT-Based Novel Approach to Noninvasive Speed Measurement in Induction Motor Drives. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1992, Vol.41, No.6: 279~286
- [40] Ferrah, Bradley K.J, Asher G.M. Speed Sensorless Detection of Induction Motor Using Rotor Slot Harmonics and Fast Fourier and Fast Fourier Transform. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992: 279~286
- [41] Yang G, Chin T. H. Adaptive-Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive. IEEE, 1993, Vol.1.2, No.4: 820~825
- [42] Peng F. Z, Fukao T, Lai J. S. Low Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Tacholeless Vector Control of Induction Motors. IEEE Industry Application Society, 1994: 509~514
- [43] Ohtani, Takada N, Tanaka K. Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encode. IEEE on Industry Application Society, 1992, Vol.1.28, No. 1: 157~164
- [44] Tsuji M. A Speed Sensorless Vector-Controlled Method for Induction Motors Using Q-axis Flux. Conf. Rec. IPEMC, 1997: 353~358
- [45] Benchaib. On DSP-based Real Time Control of an Induction Motor using Sliding Mode. IEEE, Workshop on Variable Structure Systems, 1996: 78~83
- [46] Brahim L.B. Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks. IEEE PCC, Yokohama, 1993: 689~694



- [47] Schroder D. Neural-Net Based Observers for Sensorless Drives, IEEE IECON, 1994: 1599~1610
- [48] Mir S, Elbuluk M. E. Fuzzy Implementation of Direct Self Control of Induction Machines. IEEE Trans. on Industry Application, 1994,3(3): 279~287
- [49] 刘豹. 现代控制理论. 机械工业出版社, 1989
- [50] Boys J. T, Covic G. A. An Intelligent Controlled Constant-Flux AC Drive. Conf. Rec. IEE III Intl. Conf. PE & VSD, 1988, No.291: 370~373
- [51] Boys J. T, Covic G. A. An Improved AC Drive Using a Third Harmonic Flux Estimator. Conf. Rec. IEE IV Intl. Conf. PE & VSD, 1990, No.234: 370~375
- [52] Schauder C. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor without Rotational Transducers. IEEE Trans. On IA, 1992, 28(5): 1054~1061
- [53] Peng F. Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors. IEEE Trans. on IA, 1992, 30(5): 1234~1240
- [54] Hilairet M, Auger F, Darendosse C. Two Efficient Kalman Filters for Velocity Estimation of Induction Motors. IEEE PESC'2000, 2000: 891~896



## 致 谢

在本课题的研究、设计、调试和论文撰写过程中，我得到了导师桂卫华教授、喻寿益教授的悉心指导和亲切关怀。导师深厚的理论基础、丰富的实践经验、敏锐的思维、见微知著的洞察力、严谨的治学态度和永不懈怠的工作作风，在给我留下深刻印象的同时，也成为我学习的光辉榜样。在此对导师的关心和指导表示衷心的感谢。

同时，非常感谢阳春华教授、沈德耀教授以及王雅琳副教授的悉心指导和帮助。

在这三年共同学习、工作和生活过程中，得到了同学们的帮助与支持。感谢张涛博士关于课题方面进行的探讨以及文献、资料方面的帮助；感谢本课题组的丁湘硕士和王坚硕士的帮助和配合。还要感谢株洲电力机车研究所原奚国华所长、冯江华副总工和相关技术人员，他们对本课题的研究工作给予了莫大支持。

最后，衷心感谢我的父母在我漫长的求学生涯中所给予的支持与鼓励。感谢所有关心、帮助过我的老师、同学和朋友们！

甄鹏

2005 年 4 月

于岳麓山下



## 攻读学位期间主要研究成果

[1] 本人参加了“高性能交流调速系统控制策略的研究”课题的研究。该课题是中国南车集团株洲电力机车研究所国家变流技术工程研究中心与中南大学信息科学与工程学院的合作研究课题。

[2] 本人发表了题为“基于定子电压三次谐波分量的异步电机直接转矩控制”的论文，已收录在 2004 湖南科技论坛论文集中。