

分类号.....
U D C

密级.....
编号.....

中南大學

CENTRAL SOUTH UNIVERSITY

硕士学位论文

论文题目 异步电机 DTC 系统
仿真建模及性能改善研究
学科、专业 控制理论与控制工程
研究生姓名 丁 湘
导师姓名及
专业技术职务 桂卫华 教授

摘 要

直接转矩控制（DTC）是继矢量控制之后又一高性能交流调速新方法，它基于定子磁链定向，数学模型简单，实现了输入电压波动时控制的鲁棒性、控制对象参数变化的低敏感性、完全的转矩瞬态控制等高水平的控制特性。近 20 年来，这项技术得到了很大的发展，已在高速列车主传动等大功率系统中得到了良好的应用。

异步电动机 DTC 系统的模型结构复杂，在进行理论研究和系统开发时，控制方案的仿真验证十分重要。本论文基于 MATLAB6.5/Simulink，通过 S 函数编程构建了直观、简洁且运算速度高的异步电机直接转矩控制仿真系统，为各种 DTC 控制策略的仿真研究提供了良好的平台。

在传统 DTC 理论中，由于定子电阻压降等的影响，控制效果并不十分理想，且六边形磁链带来的高次谐波对控制系统和电网的影响也不容忽视。本文提出在低速域精确建立圆形定子磁链，并结合一些改进措施，如通过引入 -120° 电压矢量参与调节，并采用先加磁再启动的方法，提高转矩响应动态性；转速调节采用限幅 PI 调节，以减小转速超调等等。高速域采用内陷十八边形磁链轨迹的新方案以代替传统六边形磁链轨迹，降低了磁饱和度，削弱了高次谐波，且基本没有增加程序的复杂性与开关器件的负担。同时提出了低、高速域间无扰动的模型切换方法。通过深入的仿真对比研究，这种控制策略使中大功率系统获得了令人满意的控制效果。

关键词 异步电动机，直接转矩控制，MATLAB 仿真，磁链轨迹

ABSTRACT

Direct Torque Control (DTC) is a new method for AC motor speed regulating since Vector Control. It is based on stator static axis, has a simple mathematic model and realizes some high level performances, such as robustness to undulation of input voltage, low sensitivity to parameters' change etc. In recent 20 years, DTC developed rapidly, and was applied successfully in high power train driving system.

The structure of DTC system is complex, so it's necessary to do simulation experiments in DTC theory research and before practical system developing. In this thesis, a good DTC simulation system is constructed based on MATLAB6.5/Simulink and S-Function programming. It provides a very good simulation platform for kinds of DTC strategies' researching.

In traditional DTC, because of the stator resistance voltage and other factors, its control performance is not very good. And hexagon flux trace brings higher harmonic and does harm to the system. This thesis puts forward the control strategy, that in lower speed range using round flux trace, using -120° voltage and PI speed controller, to lower overshoot and improve dynamic performance; In high speed range, invaginated 18-angular flux trace DTC takes the place of hexagon flux, this method greatly reduces harmonic components in stator currents and doesn't make burden to controller and inverter. And, a flux model switch method without disturbance is carried out. Through deep simulation experiments, this control strategy shows satisfactory performances.

KEYWORDS Asynchronous Motor, Direct Torque Control (DTC), MATLAB Simulation, Flux Trace

目 录

CENTRAL SOUTH UNIVERSITY.....	1
原创性声明.....	I
关于学位论文使用授权说明.....	I
摘 要.....	I
ABSTRACT.....	II
目 录.....	III
第一章 绪 论.....	1
1.1 交流调速系统控制策略发展概况.....	1
1.2 直接转矩控制的基本特点与发展方向.....	4
1.3 课题来源及研究意义.....	5
1.4 主要研究工作及论文安排.....	6
第二章 直接转矩控制基本理论.....	8
2.1 异步电动机数学模型及基本方程.....	8
2.1.1 状态空间方程.....	9
2.1.2 转矩、转速方程.....	9
2.1.3 磁链观测模型.....	9
2.2 电压型逆变器开关状态及输出电压状态.....	12
2.3 电压空间矢量对定子磁链及电机转矩的影响.....	13
2.3.1 电压空间矢量对定子磁链的影响及磁链调节.....	13
2.3.2 电压空间矢量对电动机转矩的影响及转矩调节.....	14
2.4 电压空间矢量的选择.....	16
2.5 直接转矩控制系统构成及基本结构.....	17
第三章 基于 MATLAB/SIMULINK 的 DTC 仿真系统.....	19
3.1 建模方法的选择.....	19
3.1.1 MATLAB 中建模方法的对比研究.....	19
3.1.2 S 函数模型及其特点.....	21
3.2 异步电动机模块.....	22

3.3 转速、转矩调节器.....	24
3.4 磁链空间矢量位置区段判断.....	24
3.5 电压空间矢量选择及逆变器电压输出模块.....	25
3.6 直接转矩控制仿真系统.....	26
第四章 低速区基于圆形磁链轨迹的控制方案.....	27
4.1 低速区工作特点及调节方案.....	27
4.2 区段内四种工作电压状态对磁链、转矩影响的研究.....	28
4.3 转矩调节与磁链调节的协调.....	30
4.3.1 磁链四点式调节器.....	30
4.3.2 逆变器输出电压选择.....	31
4.4 低速域附加控制单元.....	33
4.4.1 转矩容差调节和频率控制.....	33
4.4.2 开关状态变化最少原则.....	33
4.4.3 启动控制.....	34
4.5 系统结构及仿真研究.....	34
第五章 高速区基于内陷十八边形磁链轨迹的控制方案.....	40
5.1 高速区工作特点及传统调节方案.....	40
5.2 磁链折角控制谐波分析.....	40
5.3 内陷十八边形磁链轨迹的实现.....	43
5.3.1 磁链轨迹区段划分与磁链位置判断.....	43
5.3.2 逆变器输出电压状态的选取.....	45
5.3.3 十八边形磁链轨迹控制中转矩调节与磁链调节的协调.....	46
5.4 仿真研究.....	50
第六章 总结与展望.....	56
参考文献.....	58
附录 本论文中用到的符号和缩写.....	61
a (b 、 c) —— 逆变器 A (B、C) 相	u_d —— 逆变器直流侧电压..... 61
致 谢.....	62
攻读学位期间主要的研究成果.....	63

第一章 绪 论

1.1 交流调速系统控制策略发展概况

近十年来,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,电气传动控制面临着一场历史性的革命,即交流调速取代直流调速、数字控制技术取代模拟控制技术的发展趋势。众所周知,直流电机转速的调节性能和转矩的控制性能都比较理想,只要改变电枢电流就能方便地、线性且无时滞地控制转矩,因此在大范围调速传动系统中,直流传动系统一直占据着统治地位。由于交流电机是多变量、强耦合的非线性对象,定子电流同时包含有转矩电流分量和励磁电流分量,因而对其电磁转矩瞬时值进行控制比较困难。但同直流电动机相比,交流电机特别是鼠笼式异步电动机有着一些明显的优点:制造成本低、重量轻、惯量小、可靠性和运行效率高、免维护、无电刷和换向器,能在较恶劣的环境中安全的运转。近三十多年来,世界各国都在致力于交流电动机调速系统的研究,并不断取得突破。交流调速系统从控制策略、功率器件和控制器三方面来讲,其发展表现为:首先,转差频率控制、矢量变换控制和直接转矩控制等新的交流调速理论的诞生,使交流调速有了新的理论基础;其次,GTR、MOSFET、IGBT等代表的新一代大功率电力电子器件的出现,使开关频率、功率容量都有了很大的提高,为交流调速装置奠定了物质基础;再者,微处理器的飞速发展,使交流调速系统的许多复杂的控制策略能得以实现。

$$\text{异步电机转速公式}^{[1]}: n = n_0(1-s) = 60f_1(1-s)/n_p \quad (1-1)$$

其中: n_0 为同步转速; s 为转差率; f_1 为定子电流频率; n_p 为极对数。

因此调速方法根据上式基本可分为两大类。不改变同步转速的调速方法,如转子串电阻;转子斩波调速;改变定子电压和改变转子附加电势等。改变同步转速的调速方法,如改变定子极对数;改变定子电压或者电流频率(即变频调速)等。U/f 控制、转差频率控制、矢量变换控制和直接转矩控制都属于变频调速的方法。

根据电路理论,明显第二类方法比第一类方法要节能。由于改变定子极对数方法不是连续调节,故应用范围有限,所以变频调速是得到大量应用的主要的交流调速方法。并且随着现代工业的发展,生产实践及人们生活水平的提高对电机调速系统也不断地提出更高的要求。诸如:稳态精度、动态响应等多项指标。因此,高性能交流调速系统的研究是现代传动控制领域的重要研究方向。

$$\text{电机的机械运动方程}^{[1]}: \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_n}{J}(T_e - T_L) \quad (1-2)$$

其中, T_e 是电磁转矩; T_L 是负载转矩; J 是机械惯量; ω_r 是转子角速度。

从式(1-2)中可以看出,电磁转矩是改变电机转速的唯一变量。如果能够准确地

控制电机的电磁转矩,就能获得良好地转速调节性能。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。 U/f 控制和转差频率控制对转矩控制是建立在电机稳态运转方程的基础上(只考虑机械惯性,而忽略了电磁动态),所以控制性能只能满足稳态要求,而无法达到动态性能的要求。交流调速方法中只有矢量控制和直接转矩控制是可以控制动态电磁转矩,且因为交流调速不存在直流电机的机械换相过程和交轴反应,因此它们的控制性能可以抗衡甚至超过了直流调速系统。高动态性能调速的发展方向是交流调速系统逐步替代直流调速系统,矢量控制和直接转矩控制就是高性能交流调速方案的代表。

1968年德国Damstadter技术大学的Hasse博士初步提出了磁场定向(Field Orientation)控制理论,之后在1971年由西门子公司的F.Blaschke对此理论进行了总结和实现,并以专利的形式发表,逐步完善并形成了现在的各种矢量控制(Vector Control)方法^[6]。矢量控制实现的基本原理是通过测量和控制异步电动机定子电流矢量,根据磁场定向原理分别对异步电动机的励磁电流和转矩电流进行控制,从而达到控制异步电动机转矩的目的。具体是将异步电动机的定子电流矢量分解为产生磁场的电流分量(励磁电流)和产生转矩的电流分量(转矩电流)分别加以控制,并同时控制两分量间的幅值和相位,即控制定子电流矢量,所以称这种控制方式称为矢量控制方式。矢量控制方式又有基于转差频率控制的矢量控制方式、无速度传感器矢量控制方式和有速度传感器的矢量控制方式等。这样就可以将一台三相异步电机等效为直流电机来控制,因而获得与直流调速系统同样的静、动态性能,开创了交流调速与直流调速相竞争的时代。矢量控制算法已被广泛地应用在Siemens、ABB、GE、Fuji等国际化大公司变频器上^[6]。采用矢量控制方式的通用变频器不仅可在调速范围上与直流电动机相匹配,而且可以控制异步电动机产生的转矩。由于矢量控制方式所依据的是准确的被控异步电动机的参数,有的通用变频器在使用时需要准确地输入异步电动机的参数,有的通用变频器需要使用速度传感器和编码器。目前新型矢量控制通用变频器中已经具备异步电动机参数自动检测、自动辨识、自适应功能,带有这种功能的通用变频器在驱动异步电动机进行正常运转之前可以自动地对异步电动机的参数进行辨识,并根据辨识结果调整控制算法中的有关参数,从而对普通的异步电动机进行有效的矢量控制。

采用矢量控制策略,可以获得优异的控制性能,即使在1Hz的低速下,也可以获得150%的转矩。但同时,矢量控制也存在以下一些缺陷:矢量控制本质上属于磁链开环的控制方式,且依赖于精确的数学模型,因此对电机参数变化敏感;而转子电阻在运行过程中由于温升会发生很大变化,通常为额定值的0.75到1.5倍,由于电机参数的变化,会使模型的精确度降低,直接影响控制效果;控制规律复杂,计算量大。

上世纪八十年代中期提出的直接转矩控制法是继矢量控制之后交流调速理论的又一飞跃。直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)系统是在定子坐标系下计算并

控制定子磁链和转矩，通过磁链和转矩的直接跟踪来实现系统的高动态性能^[5]。它避开了矢量控制中的两次坐标变换以及求矢量的模和相角的复杂计算，而直接在定子坐标系上计算电动机的转矩和磁通，因此引起了国内外学者的关注，具有广阔的发展和应用前景。下节将对其特点和发展进行详述。

交流调速系统的控制理论和应用今后将主要沿着下述几个方向发展^{[2][6]}：

在一般性能的节能调速中，过去的大量的所谓不变速交流传动，如风机、水泵等总容量几乎占工业电气传动总容量的一半，其中有不少场合并不是不需要调速，只是因为过去交流电机本身不调速，不得不依赖挡板和阀门来调节送风和供水的流量，因而许多电能白白的浪费掉了。如果技术升级为交流调速系统，把消耗在挡板和阀门上的能量节省下来，效益是很可观的。

许多在工艺上对调速性能要求高的应用场合，过去多用控制策略成熟的直流传动。但鉴于交流机比直流机结构简单、成本低廉、工作可靠、维护方便、转动惯量小、效率高，交流传动显然是未来的发展方向。但是，由于交流电机电磁转矩、转速难以像直流电动机那样直接通过电流施行灵活的即时控制，因此其应用受到很大的限制。矢量控制技术、直接转矩控制技术等，形成了一系列在性能上可以和直流调速系统相媲美的高性能交流调速系统，大大扩展了交流电动机的应用范围。

特大容量、高转速的交流调速中，直流电机换向器的换向能力限制了它的容量和转速，其极限容量和转速的乘积约为 $106\text{kW}\cdot\text{r}/\text{min}$ ，超过这一数值时，直流电机的设计和制造就非常的困难了^[1]。但交流电机则不受这个限制。因此，特大容量的传动和高转速的传动，如电力机车牵引等大都以采用交流调速，其控制策略的研究更加是倍受科技界的重视。

控制科学的飞速发展及其与相关学科的融合也带动了其在交流调速系统控制中的应用研究。基于电动机和机械模型的控制策略，有矢量控制、直接转矩控制等；基于现代理论的控制策略，有滑模变结构技术、模型参考自适应技术、采用微分几何理论的非线性解耦、鲁棒观察器、某种指标下的最优控制技术和逆 Nyquist 阵列设计方法等；基于智能控制思想的控制策略，有模型控制、人工神经网络、专家系统和各种自优化、自诊断技术等^[7]。其中，矢量控制作为发展最早的先进控制策略，仍然是高性能交流调速系统的主流控制策略；直接转矩控制则因为其具有计算简单、易于控制的优点，具有很好的发展前途。同时，数字化控制技术使得这些复杂的控制算法得以充分实现，且大大简化了硬件，降低了成本，提高了控制精度；自诊断功能和自调试功能的实现进一步提高了系统可靠性，节约了大量时间精力，操作、维修都更加方便。随着今后微机运算速度及存储器容量的提高，数字化已成为交流传动控制的方向，将逐步取代模拟控制系统。

1.2 直接转矩控制的基本特点与发展方向

理论界普遍认为直接转矩控制是由德国鲁尔（Ruhr）大学 M. Depenbrock 教授和日本的 I. Takahashi 教授于 1985 年分别提出的^[4]。其基本思想是把电机和逆变器看成一个整体，采用空间电压矢量分析方法在定子两相静止坐标系分析异步电动机的数学模型，进行磁通、转矩计算，因此，无需对定子电流进行解耦，免去矢量变换的复杂计算，控制结构简单。磁链轨迹一般有两种：六边形和圆形方案。六边形方案是当时专为大功率牵引电机控制提出的，可降低功率器件的开关频率，多用于大功率传动的中高转速场合；当感应电动机气隙磁势为圆形时，这样电机损耗、转矩脉冲和噪声最小，所以在中小功率及低速场合多采用圆形方案。DTC 采用离散的两点式调节器（Bang—Bang 控制），把转矩检测值与转矩给定值作比较，使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，并产生 PWM 脉宽调制信号，通过跟踪型 PWM 逆变器的开关状态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，以获得高动态性能的转矩输出^[5]。它的控制效果不取决于异步电动机的数学模型是否能够简化，而是取决于转矩而是取决于转矩的实际状况，它不需要将交流电动机与直流电动机作比较、等效、转化，即不需要模仿直流电动机的控制，由于它省掉了矢量变换方式的坐标变换与计算和为解耦而简化异步电动机数学模型，没有通常的 PWM 脉宽调制信号发生器，所以它的控制结构简单、控制信号处理的物理概念明确、系统的转矩响应迅速且无超调，是一种具有高静、动态性能的交流调速控制方式。在很大程度上克服了矢量控制中由于坐标变换引起的计算量大，控制结构复杂，系统性能受到电机参数影响较大等缺点，是一种很有发展前途的交流调速方案。

直接转矩控制方法与控制性能的主要特点：

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。它不需要将交流电动机与直流电动机作比较、等效、转化；既不需要模仿直流电动机的控制，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等复杂的变换与计算。因此，它所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做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，只要知道定子电阻就可以把它观测出来。而矢量控制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，使问题变得简单明了。

4) 直接转矩控制强调的是转矩的直接控制与效果。它包含有两层意思：直接控制转矩和对转矩的直接控制^[4]。与矢量控制方法不同，DTC 不是通过控制电流、磁链等来

间接控制转矩,而是把转矩直接作为被控量控制。因此它并非力图获得理想的正弦波形,也不专门强调磁链的圆形轨迹。相反,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或准圆形磁链轨迹。同时,其对转矩的直接控制体现在通过滞环比较,把转矩误差限定在一定的容差范围内。因此它的控制效果不取决于电动机的数学模型能否简化,而是取决于转矩控制的实际情况。

5) DTC 具有以下良好的性能特点:系统在整个调速范围(包括弱磁区)都具有快速的动态响应;与矢量控制技术相比,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缺点;特别适用于开关频率较低而动态性能要求高的大功率传动系统,如电力机车主传动系统;能补偿电网电压的波动对系统的影响;能充分利用电机的容量,包括瞬态的过载能力等。

因此,直接转矩控制理论一问世便受到广泛的关注。目前国内外围绕直接转矩控制的研究十分活跃,主要表现在电动机的参数辨识,定子磁链的准确观测,无速度传感器的直接转矩控制系统的研究,以及低速区转矩脉动和转速调节性能等方面的研究。其目标主要是从理论上解决直接转矩控制在小功率、小惯性、低转速、高调速性能要求的系统的应用问题。在控制方法上,与智能控制等先进控制理论相结合,这将是 DTC 理论的发展方向。现在,直接转矩控制已不仅仅应用于异步感应电机,它也开始应用于永磁同步电机,甚至直流电机^[7]。相信在不久的将来,直接转矩控制必将使交流调速系统的性能有一个根本的提高,在各个应用场合发挥更大的作用。

1.3 课题来源及研究意义

本课题来源于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控制工程系的合作研究课题《高性能交流调速系统控制策略的研究》。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。中南大学控制学科有着四十余年的发展历程,在先进控制理论及其工程应用方面有着深厚的积累。因此,双方的合作前景广阔。我们已建立起了“变流技术国家工程中心、中南大学共建现代交流调速研究实验室”,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(34kW)、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处于绝对的领先地位。

总体上我国交流变频调速技术较国际先进水平有着近 10 年的差距。在发达国家,

在交流变频调速技术的巨大市场需求下,近年来随着高电压大电流的 GTO、IGBT、IGCT 等器件及其联接技术的发展应用,使变频器产品大量应用于高电压大功率场合。高速处理器和专用集成电路的飞速发展,为先进传动控制理论的成熟应用提供了高性能的硬件平台。欧美国家基础工业和各种制造业高度发达,变频器及其相关配套件的生产社会化、专业化程度很高。相反国内交流变频调速及其技术产业状况则不很乐观。虽有很多单位投入了一定的人力物力,但由于没有形成一定的技术优势和生产规模,变频器和产品所用半导体功率器件的制造业几乎是空白,而且相关配套产业落后,产销量少、工艺水平不高。我们在交流传动控制理论研究上还落后于国际水平,尤其是应用环节,因此产品技术含量较低。目前,我国自行生产的为数不多的变频器产品中,绝大多数为采用传统的转速开环频率协调控制调速和转速闭环转差频率控制的通用变频器,采用矢量或直接转矩控制策略的高性能变频器就极为稀少,采用其他先进控制策略的则还只是处在研究阶段。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变频器,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变频驱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,从现有各种交流调速系统,特别是矢量控制系统的运行经验和现有理论成果中获取知识,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,进而开发完成适合我国国情的面向大功率异步电动机的高性能交流调速系统控制方案。

1.4 主要研究工作及论文安排

深入研究分析了直接转矩控制理论,并基于 MATLAB6.5/Simulink,利用 S 函数编程建立了交流调速系统仿真模型,开展了直接转矩控制策略的仿真研究。

提出了不同转速度区域的控制方案。分析了异步电机启动过程,提出了先建立磁链,再使其旋转产生转矩的高动态性能的启动方法;低速区采用圆形磁链轨迹控制,并通过调节转矩容差的大小,提高了开关器件切换频率,减小了转矩波动;引入 -120° 电压参与调节,并采用转速限幅调节。分析了高速区六边形磁链轨迹的带来的定子电流谐波问题,并提出了一种内陷十八边形磁链轨迹控制在高速域代替六边形磁链轨迹,进行了仿真实验,提出了低、高速区的模型无扰动切换,取得了满意的效果。

论文全文共分六章。绪论和第二章介绍并分析了交流调速控制策略的发展情况和直接转矩控制的原理特点。第三章研究了 MATLAB 仿真建模的不同方法,并建立了 DTC 系统仿真模型。第四章研究了低速区基于圆形磁链轨迹的控制方案,并进行了仿真实现与

分析。第五章分析了磁链折角控制的谐波问题，研究了高速区基于内陷十八边形磁链轨迹的控制方案，并进行了仿真实现与结果分析。第六章为结论与展望。

由于交流调速系统的研究与分析将用到很多符号和缩写，为了便于阅读和查找，本文所涉及的符号和缩写请见附录。

第二章 直接转矩控制基本理论

异步电机直接转矩控制理论的分析和研究采用的是空间矢量的数学分析方法。它是基于静止定子正交坐标系（ $\alpha - \beta$ 坐标系）和 β 三相坐标系进行的，它们与 a-b-c 三相坐标系的位置关系如下图所示，相互间的坐标变换矩阵可以根据几何关系得到^[4]。

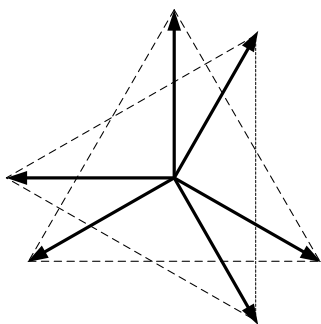


图 2-1 DTC 分析所用到的空间坐标系位置关系

2.1 异步电动机数学模型及基本方程

为了分析的需要，我们抽象出理想电动机的特点：气隙均匀、磁路线性、定转子三相绕组对称且其有效导体沿气隙空间作正弦分布、忽略磁场谐波（即假设磁场正弦分布）^[3]。在静止定子正交坐标系上建立的异步电动机的空间矢量等效电路如下图所示，各物理量的定义请见附录。

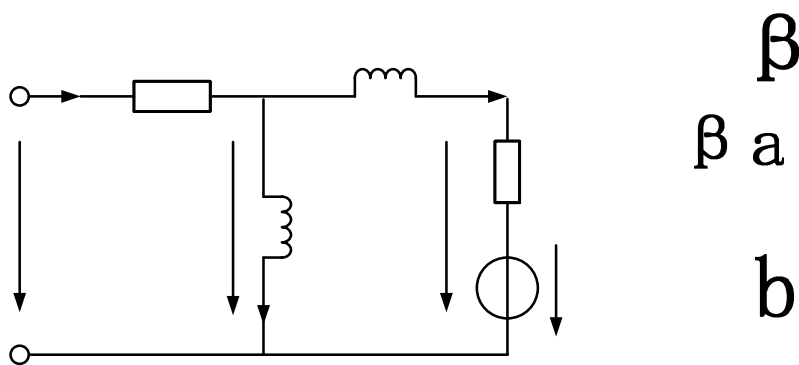


图 2-2 异步电动机空间矢量等效电路图

$$\text{由电路分析，我们可以得到}^{[4]}: \quad u_s = R_s i_s + \dot{\psi}_s \quad (2-1)$$

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

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：

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

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

由此得出下面两个方程：

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

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

2.1.1 状态空间方程

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：

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

$$+ a \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 & 0 \\ -L_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中， $a = 1/(L_s L_r - L_m^2)$

2.1.2 转矩、转速方程

$$\text{将式 (2-7) (2-8) 代入式 (2-5)，得到转矩 } T_e = \frac{3}{2}(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-10)$$

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 (2-3) (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 θ 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 θ 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 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^[3]，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：

定子电压电流（U-I）模型，它是一种积分模式： $\vec{\psi}_s = \int (\vec{U}_s - \vec{i}_s r_s) dt$ (2-14)

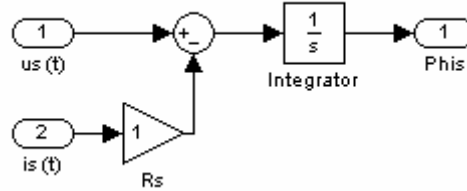


图 2-3 定子磁链 U-I 观测模型结构

图中 Phis 即为定子磁链。实现时，利用的是 $\alpha - \beta$ 轴上的分量计算式。我们可以发现，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（2-14）计算，也无法建立初始磁链。

因此在低速时，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：

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \frac{1}{1 + \frac{L_\sigma}{L}} (i_{s\alpha} L_\sigma + \psi_{r\alpha}) & \psi_{s\beta} &= \frac{1}{1 + \frac{L_\sigma}{L}} (i_{s\beta} L_\sigma + \psi_{r\beta}) \\ \dot{\psi}_{r\alpha} &= \frac{R_r}{L_\sigma} (\psi_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}) - \omega \psi_{r\beta} & \dot{\psi}_{r\beta} &= \frac{R_r}{L_\sigma} (\psi_{s\beta} - \psi_{r\beta}) + \omega \psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (2-15)$$

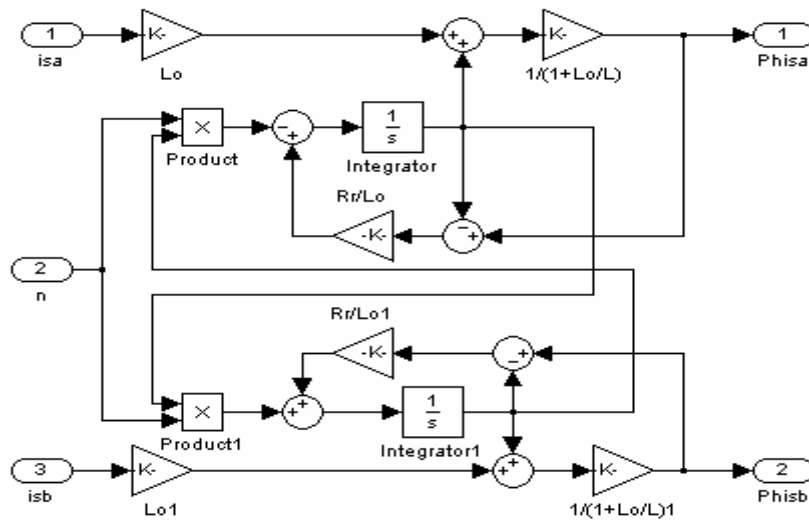


图 2-4 定子磁链 I-n 观测模型结构图

该模型比较适用于低速状态，在 30%额定转速以下范围内是合适的。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。代之的是一个在全速范围内都实用的磁链模型：U-n 模型^[4]。同样由电动机的基本方程式 (2-1) (2-2) (2-3) (2-4)，得到 U-n 模型如图 2-5 所示，它同时也是基于 MATLAB/Simulink 构建的磁链观测模型，在第三章将详细介绍。

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。

高速时，U-n 模型实际工作在 U-I 模型下，磁链实际上只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。

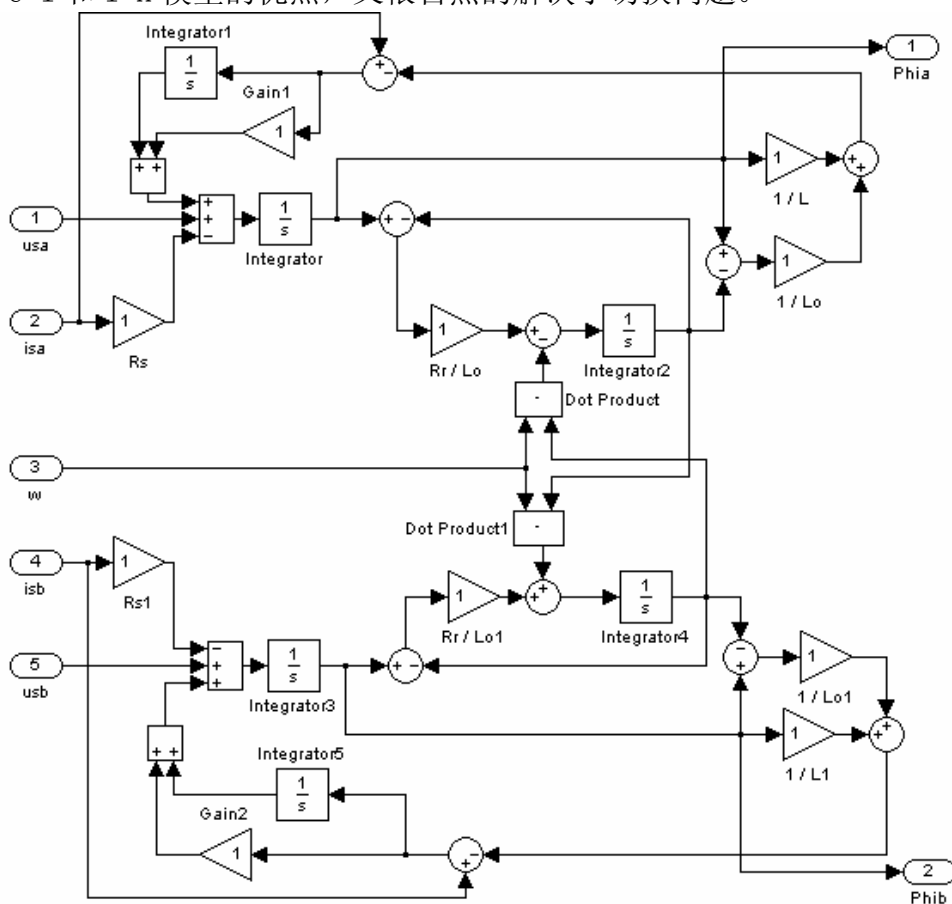


图 2-5 定子磁链 U-n 观测模型结构

2.2 电压型逆变器开关状态及输出电压状态

理想电压型逆变器，如图 2-6 所示，由三组（六个）开关器件组成，它们是： S_a 、 \bar{S}_a 、 S_b 、 \bar{S}_b 、 S_c 、 \bar{S}_c 。由于同一桥臂的两个元件不能同时导通，否则将导致短路，所以 S_a 与 \bar{S}_a 、 S_b 与 \bar{S}_b 、 S_c 与 \bar{S}_c 互为反向，一通一断。实际上每组开关只有一个独立变量，三组开关共有 $2^3 = 8$ 种开关状态组合。

将 S_a 、 \bar{S}_a 称为 a 相开关，用 S_a 表示；同样的 b 相表示为 S_b ，c 相为 S_c 。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”。显而易见，当状态为“000”和“111”时，负载得到的电压为零；而另六种组合时均有工作电压加于负载。

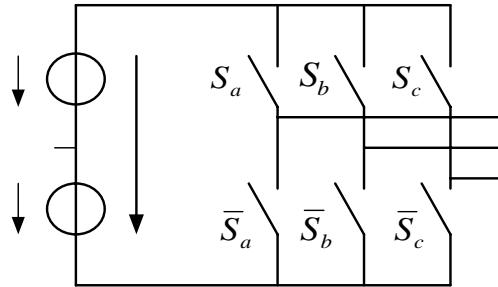


图 2-6 理想电压型逆变器

本文给电压型逆变器开关状态、输出电压状态以及表示定义如下：

表 2-1 逆变器开关状态及其输出电压状态表示

	工作电压状态						零电压状态	
开关状态 S_{abc}	011	001	101	100	110	010	000	111
$u_s(t)$ 表示 方法	U_s (011)	U_s (001)	U_s (101)	U_s (100)	U_s (110)	U_s (010)	U_s (000)	U_s (111)
	U_{s1}	U_{s2}	U_{s3}	U_{s4}	U_{s5}	U_{s6}	U_{s0}	U_{s7}
	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_0	U_7

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^[5]求得，对应于不同的导通方式 (S_a, S_b, S_c) 有：

$$\bar{u}_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} U_d (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2-16)$$

图 2-7 给出了电压矢量的空间位置分布，六个工作电压在矢量空间构成正六边形，

两个零电压矢量位于原点。

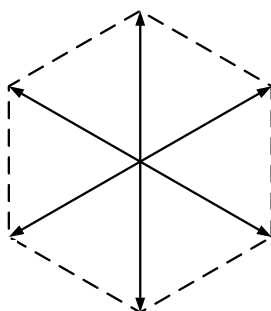


图 2-7 逆变器输出电压在矢量空间的分布

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: $\frac{\pi}{3}SN \leq \theta_{\psi_s} < \frac{\pi}{3}(SN+1)$ 。

2.3 电压空间矢量对定子磁链及电机转矩的影响

2.3.1 电压空间矢量对定子磁链的影响及磁链调节

上节讨论了电压矢量在空间的分布, 它们在空间构成一个正六边形, 将空间划分为六个区段 (S1, S2, ..., S6)。定子磁链与定子电压之间的关系由下式确定:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) dt + \vec{\psi}_{s0} \quad (2-17)$$

式中 $\vec{\psi}_{s0}$ 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 $\vec{\psi}_s \approx \int \vec{u}_s dt + \vec{\psi}_{s0}$ 。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。

图 2-8 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 (2-17), 定子磁链空间矢量 $\vec{\psi}_s(t)$ 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 $\vec{\psi}_s(t)$ 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 $\vec{\psi}_s(t)$ 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 $\vec{\psi}_s(t)$ 的顶点将依次沿着此六边形的轨迹运动。DTC 最初提出时的基本思想之一便是直接利用逆变器的六中工作开关状态, 简单地得到正六边形磁链轨迹以控制电动机。

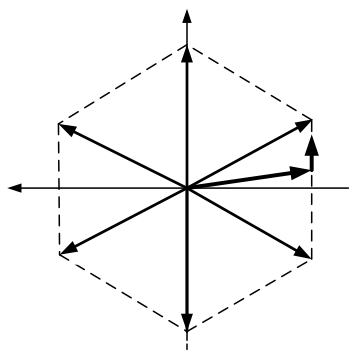


图 2-8 电压空间矢量对定子磁链的影响

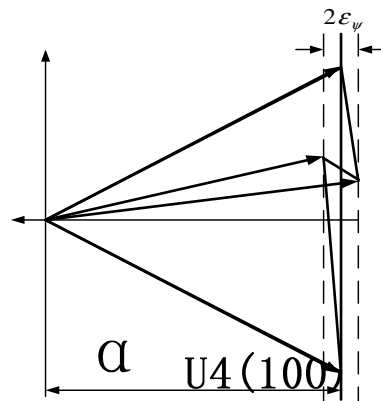


图 2-9 磁链幅值调节过程

由于模型参数改变、不同控制电压影响等因素，磁链很难在不加调节的情况下保持正确的轨迹，因此必须加入磁链调节器以闭环控制磁链幅值。我们采用施密特触发器，容差宽度为 ϵ_ψ ，将磁链幅值对于给定值限定在允许波动的范围内。磁链调节器的输入信号是磁链幅值偏差（磁链给定值 ψ_{sg} 与反馈值 ψ_f ），输出值为磁链调节信号 Ψ_Q 。

使磁链幅值增大的电压状态有两种：与磁链运动轨迹成 -60° 角和成 -120° 角的电压空间矢量，称之为磁链电压^[4]。图 2-9 为磁链幅值两点式调节过程示意图。以边形磁链轨迹区段 S4 且 -120° 电压调节磁链幅值为例，点 1、2、3、4 连接的路径为磁链空间矢量顶点运动轨迹。由点 1 开始，由于定子电阻压降等的影响，定子磁链空间矢量的顶点运动不是在 U4 的作用下直接沿边 S4 运动到点 4，而是发生了畸变，当运行到点 2 时，定子磁链幅值下降到了容差下限 $-\epsilon_\psi$ ，磁链调节信号 Ψ_Q 变为 1，这时接通 -120° 电压（在 S4 区段为 U2 (001)）。在它的作用下，磁链顶点由点 2 运动到点 3，此时磁链幅值到达了容差上限 $+\epsilon_\psi$ ，磁链调节信号 Ψ_Q 变为 0，断开磁链电压 U2，转矩电压 U4 (100) 被接通，磁链正转，最终运动到点 4。这样的话，磁链调节使得定子磁链空间矢量在旋转的过程中，其幅值始终在容差范围之内波动。

2.3.2 电压空间矢量对电动机转矩的影响及转矩调节

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 θ 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。

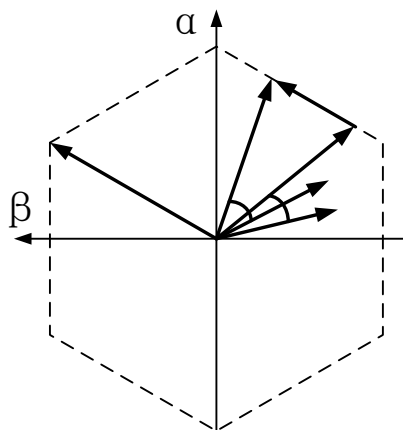


图 2-10 电压空间矢量对电动机输出转矩影响示意图

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 θ 的大小,以达到控制电动机转矩的目的。

如图 2-10 所示,在 t_1 时刻,定子磁链 $\psi_s(t_1)$ 和转子磁链 $\psi_r(t_1)$ 以及磁通角 θ_1 的位置如上图所示。从 t_1 时刻到 t_2 时刻,若此时给出的定子电压空间矢量为 $U_5(110)$,则定子磁链空间矢量将由 $\psi_s(t_1)$ 的位置旋转到 $\psi_s(t_2)$ 的位置,其运动轨迹 $\Delta\psi_s(t)$ 沿着 S_5 ,与 U_5 平行,如图所示。在这期间根据式 (2-2),转子磁链的旋转并不直接跟随超前于它的定子磁链,其位置变化实际上受该期间定子频率的平均值 $\bar{\omega}_s$ 的影响。因此在时刻 t_1 到 t_2 这段时间内,定子磁链旋转速度大于转子磁链旋转速度,磁通角 $\theta(t)$ 由 θ_1 增大至 θ_2 ,相应的导致转矩增大。

相反的,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 $\psi_s(t_2)$ 将保持在 t_2 时刻的位置静止不动,而转子磁链空间矢量却继续以 $\bar{\omega}_s$ 的速度旋转,磁通角减小,从而转矩减小。通过转矩两点式调节(Bang-Bang 控制)来控制电压空间矢量的工作状态和零电压状态的交替出现,就能控制定子磁链空间矢量的平均角速度 $\bar{\omega}_s$ 的大小。这样的瞬态调节能获得高动态性能的转矩特性。

转矩调节的任务是实现转矩的直接控制。一般来讲具有两项功能:一是两点式直接调节转矩;二是在调节转矩的同时,控制定子磁链的正、反转,以加强转矩调节的动态特性。

转矩调节采用两点式调节(Bang-Bang 控制),即容差可调的施密特触发器。转矩调节容差为 ε_T 。调节器的输入信号为转矩偏差 ΔT ,输出量为转矩调节信号 TQ 。下图为转矩调节过程,它给出了转矩偏差、转矩调节信号及定子运动的时序对应关系。

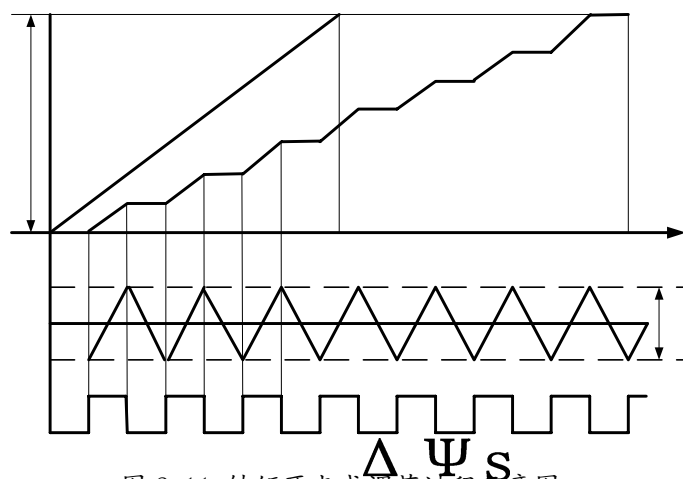


图 2-11 转矩两点式调节过程示意图

当转矩偏差 ΔT 下降到容差下限 $-\epsilon_T$ ，调节器输出信号 TQ 变为“1”状态，在其作用下，电压选择单元得到相应的电压空间矢量，使定子磁链向前旋转，转矩上升。磁链量作为对应电压的积分，其增量 $\Delta\psi_s$ 是按恒定斜率上升的。如果转矩调节信号始终为 1，则磁链将固定斜率连续增加。当 ΔT 上升到容差上限 $+\epsilon_T$ 时， TQ 变为“0”状态，零状态电压加到电动机上，定子磁链静止不动，转矩减小。这期间 ψ_s 保持不变，无增长。而后又重复前一个过程，这样把转矩偏差限制在给定容差范围内，达到了快速的转矩直接控制。

2.4 电压空间矢量的选择

在分析了电压空间矢量对定子磁链和电机转矩的影响后，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。

根据转矩调节信号 TQ 、磁链调节信号 ψQ 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^[5]。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 2-2 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、间接转矩控制等等。

表 2-2 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					
	TQ	ΨQ	S1	S2	S3	S4	S5	S6
PN=1 (正转)	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

2.5 直接转矩控制系统构成及基本结构

由直接转矩控制的控制思想，其系统基本结构如下图所示。

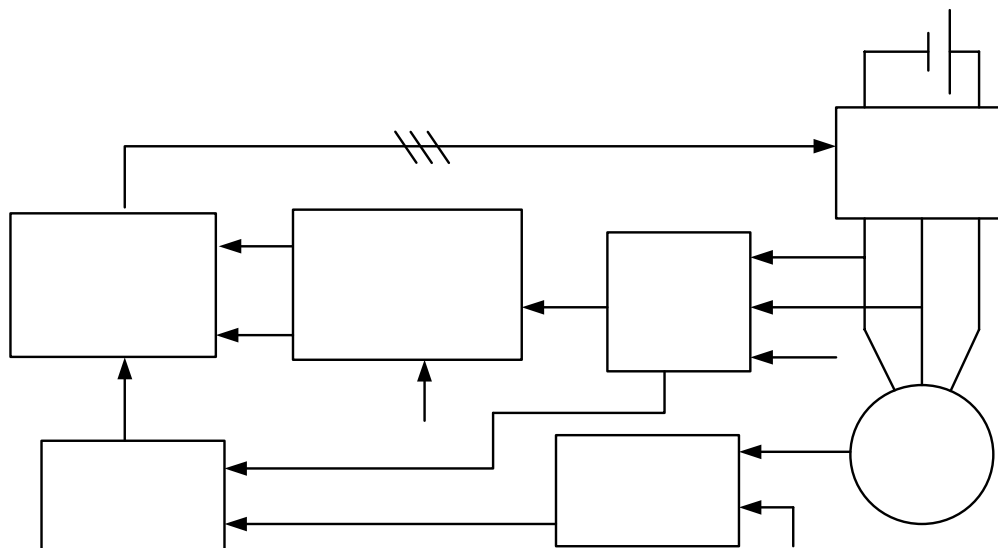


图 2-12 直接转矩控制系统基本结构

检测信号一般有三个：逆变器直流侧电压、定子电流和电机转速（也有不检测转速

信号的无速度传感 DTC, 这是一个很有前途的研究方向^[45])。由逆变器模型计算得到定子电压, 通过电动机数学模型计算得到定子磁链, 进一步得到定子磁链空间矢量位置区段 SN 及幅值。磁链幅值通过磁链调节器得到磁链调节信号 Ψ_Q 。转速误差经转速调节器得到转矩给定值, 转矩误差经转矩调节器得到转矩调节信号 T_Q 。开关状态选择单元综合磁链区段、转矩调节、磁链调节等信号给出最优的逆变器开关状态, 控制逆变器输出电压以调节电动机达到性能要求。

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 DTC 调速系统应包含如下几个部分:

硬件部分^[43]: 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。

第三章 基于 MATLAB/Simulink 的 DTC 仿真系统

MATLAB 是目前控制科学界最流行的计算及仿真软件。Simulink 是 MATLAB 的仿真环境，它具有模块化、可重载、可封装、面向结构图编程和高度可视化等优点^[28]。本章基于 MATLAB 的最新版本 6.5，探讨了建模方法的选择，并构建了异步电动机直接转矩控制仿真系统，为交流电机直接转矩控制策略的研究提供了良好的仿真平台。

3.1 建模方法的选择

在对 DTC 系统进行仿真时，建立各部分良好的仿真模型至关重要，它直接影响仿真系统的正确性、通用性、直观性与运算速度。在 MATLAB 中，存在有多种仿真建模方法，各有优缺点。因此有必要对它们进行对比研究，以根据交流调速系统仿真的需要选择最适合的、性能最优的构建方法。

3.1.1 MATLAB 中建模方法的对比研究

直接编程建模

这种方法抛开了直观简洁的 Simulink 环境，直接采用 m 文件编程，显式调用 ODE45 等数值积分函数对系统进行数字计算，将模型、控制、检测反馈等等部分全部用程序实现，并用 plot 函数输出计算结果。由于其是直接程序代码运算，所以仿真速度很快；若编程方面使用一定的技巧，在 ODE 函数的输出阶段可以对系统模型结构、参数等进行调整，可以实现模型参数动态变化。当然，此种方法也可不用 MATLAB 语言，直接用计算机编程语言（如 C、FORTRAN 等）编写仿真程序^[41]。但是可想而知，一个包含如此众多模型及控制单元的系统，完全编程实现的复杂性和工作量有多大；即使开发成功，其程序的通用性、可读性、可扩展性等都将相当低，不利于仿真研究的开展。

用 Simulink 仿真模块库中现有的模块搭建仿真模型

Simulink 仿真模块库中包含有丰富的运算、信号源、输出显示等模块。图 3-1 即为用此种方法根据式（2-9）搭建的异步电动机模型，可以作为一个子系统封装成一个模块。它简单、直观、方便，应用得最多。但这是一种静态建模方法，在仿真过程中模型的结构和参数是无法改变的，因此无法模拟实现参数的时变性。它所涉及的逻辑运算全为模块搭建而成，连线复杂，输入与输出的关系很难一目了然，而且通常模型和控制系统很难明显区分开来，因此通用性也比较差。如果需要改变数学模型、控制方法及系统参数，将要对整个系统进行较大的修改才能符合要求。采用子系统虽可以将各个模块封装起来，但这也只是在视觉上简洁了许多，实质上仍然是复杂的一体化大系统。

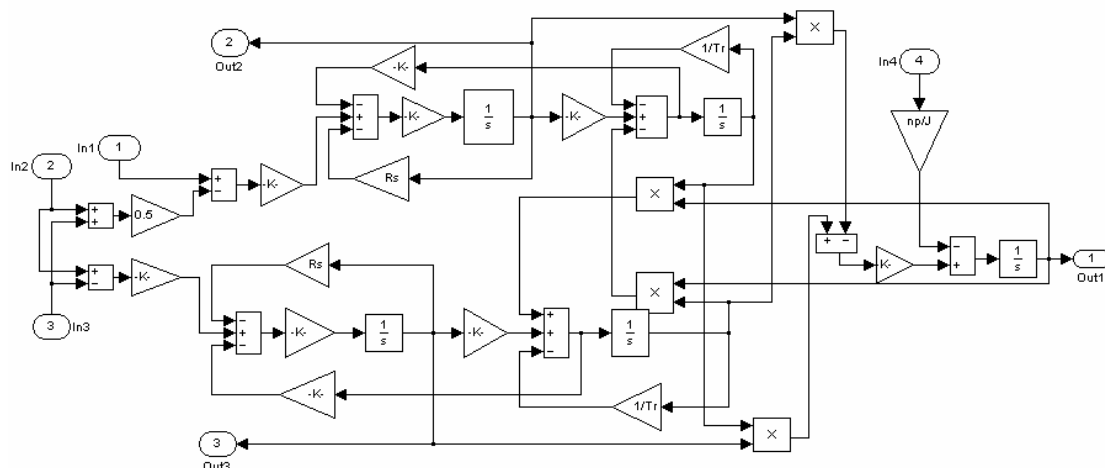


图 3-1 利用 Simulink 模块库搭建的异步电动机仿真结构

直接使用 Simulink 电气系统模块库 (SimPowerSystems) 中的电机及逆变器等模块构建仿真模型

在 MATLAB5.2 版本以后加入了电气系统模块库^[28]，其中有感应电机仿真模型、逆变器模型、直流电源模型等电力电子系统常用的模块，这大大方便了交流传动系统的仿真研究，模型通用性极好。感应电机模型参数通过统一的界面输入，电机在各个坐标系间的所有运算都已封装在模型当中，电机所有输出物理量构成一个 23 维向量，可通过专用的电机向量分解单元有选择性的输出；逆变器模型也是一个集成度很高的模块，可选择工作方式、开关元件类型并设定元件参数[□]。图 3-2 即是使用 SimPowerSystems 中交流电机、逆变器模型构建的 DTC 仿真模型。不过这种模型仍然是静态仿真模型，无法模拟模型参数动态变化。并且实验表明，此系统运行速度相当慢，对 PC 机内存占用很大。这是因为电气系统模块库与通用的 Simulink 模块（如 Scope 等）的兼容性很差。因此搭建仿真系统时其它模块最好也选择电气系统模块库中的模块，这就大大局限了功能的实现。

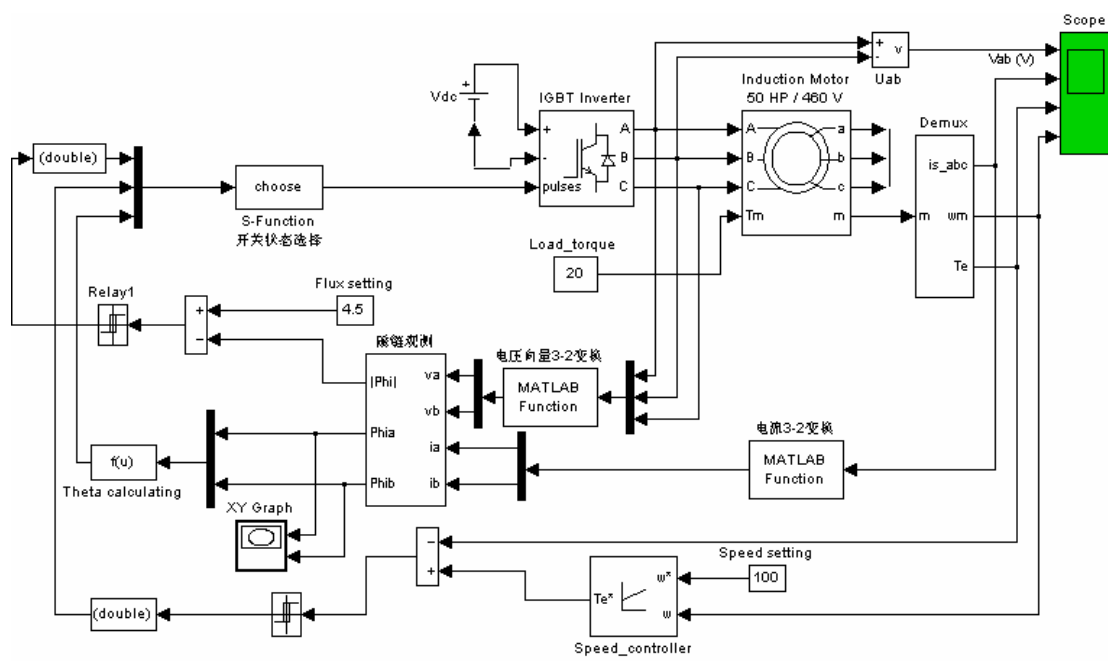


图 3-2 使用 SimPowerSystems 中电机及逆变器模块构建的 DTC 仿真系统

用 S 函数封装数值积分法构建动态仿真模型

Simulink 仿真环境为用户提供了自定义的动态仿真模块 S 函数 (S-Function)，它把上述直接积分法中的数值积分函数封装在一个独立的模块中，对用户定义的动力系统进行积分求解，系统的结构和参数都可以随时改变，而且整个模块又是独立的，与 Simulink 通用模块库的兼容性非常好，很好的解决了上述几种建模方法中存在的问题，是交流调速系统仿真建模的最好形式。

3.1.2 S 函数模型及其特点

综上所述，S 函数编程构建仿真模块有着明显的优点。因此，本文的仿真研究均基于 MATLAB 6.5 版本，在 Simulink 环境下用 S 函数和通用模块共同构成异步电动机 DTC 仿真系统。

S 函数是扩展 Simulink 功能的一个强大工具，用户可以自己向 Simulink 中添加新模块。S 函数是编程语言描述模型，可以用 MATLAB、C、C++、ADA、FORTRAN 等高级语言编写，这大大方便了实验或实际应用与仿真之间的衔接。

S 函数模型用于仿真状态空间形式的连续或者离散系统的模块^[41]，它由多个以 CASE 语句分割的部分组成，在仿真的特定阶段，积分求解器会反复调用相应的模块，以执行诸如计算输出、计算导数、更新状态等任务，非常适合于构造类于 $dx/dt = Ax + Bu$ 的状态方程。用计算机编程语言编写的 S 函数可以编译成 Mex 动态链接库，直接被 MATLAB 调用。用 MATLAB 语言编写的 S 函数经 MATLAB-C 转换后，也可以编译成动态链接库，摆脱 m 文件解释执行的缺点，使仿真速度大大提高。S 函数可以输入参数，便于定义通用

模型；它的输入输出也都是用户自己定义的。在其输入变量中，有标志仿真时间的变量 t ，在系统仿真过程中，用户可以自己根据时间改变模型的结构和参数，实现模型的时变特性。

3.2 异步电动机模块

在 DTC 系统中，一个完整的异步电动机数学模型应包括电压—电流方程(式(2-9))、定子磁链观测方程、电磁转矩方程(式(2-12))和机电运动方程(式(2-13))。为了实现仿真系统的模块化，将异步电动机模型做成封装子系统(如图 3-4 中所示)，并且更改电机参数十分方便。

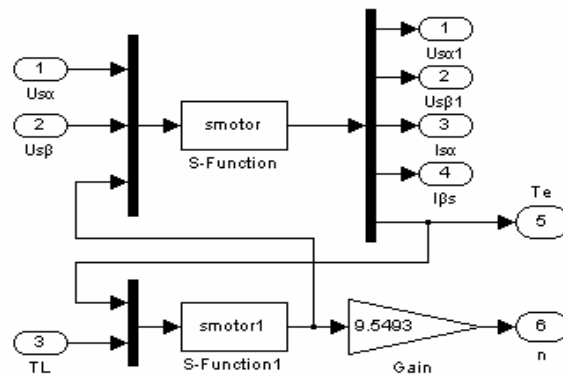


图 3-3 异步电动机仿真模块(封装子系统)

(2-9) (2-12) (2-13) 式均用 S 函数来分别编写。编写完成后，将其封装成一个子系统(即图 3-中 subsystem)，这样便构成了清晰直接且模块化的电机模型，其输入为 $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ 、 T_L ，输出为 $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ 、 $I_{s\alpha}$ 、 $I_{s\beta}$ 、 T_e 、 ω_r (为保证 U_s 和 I_s 的同步采样，将 $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ 也同时输出)，包含两个 S 函数模块 smotor (式(2-9)和式(2-12))和 smotor1 (式(2-13))。以下给出了相应模块 S 函数的子函数。

定子电流和电磁转矩计算

根据异步电机状态空间方程式(2-9)和电磁转矩方程式(2-12)：

% 输入：u(1) = U_{ds} , u(2) = U_{qs} , u(3) = ω_r

% 输出：y(1) = U_{ds} , y(2) = U_{qs} , y(3) = I_{ds} , y(4) = I_{qs} , y(5) = T_e

% 状态变量：x(1) = dI_{ds}/dt , x(2) = dI_{qs}/dt , x(3) = dI_{dr}/dt , x(4) = dI_{qr}/dt

% 电机参数：Rs, Rr, Ls, Lr, Lm, Pn

function sys = mdlDerivatives (t,x,u, Rs, Rr, Ls, Lr, Lm)

a=1/(Lm*Lm-Ls*Lr);

sys(1) = (Rs*Lr*x(1)-Lm*Lm*u(3)*x(2)-Rr*Lm*x(3)-Lr*Lm*u(3)*x(4)-Lr*u(1))*a;

```

sys(2) = (Lm*Lm*u(3)*x(1)+Rs*Lr*x(2)+Lr*Lm*u(3)*x(3)-Rr*Lm*x(4)-Lr*u(2))*a;
sys(3) = (-Rs*Lm*x(1)+Lm*Ls*u(3)*x(2)+Rr*Ls*x(3)+Lr*Ls*u(3)*x(4)+Lm*u(1))*a;
sys(4) = (-Lm*Ls*u(3)*x(1)-Rs*Lm*x(2)-Lr*Ls*u(3)*x(3)+Rr*Ls*x(4)+Lm*u(2))*a;
function sys = mdlOutputs (t, x, u, Lm, Pn)
sys(1) = u(1); sys (2) = u(2); sys(3) = x(1); sys(4) = x(2);
sys(5) = 1.5*Pn*Lm*(x(2)*x(3)-x(1)*x(4));

```

由电磁转矩与负载转矩计算电机转速

根据机电运动方程式 (2-13)，同时注意到，在电机启动转矩上升的过程中，需要超过负载转矩值时才有转速输出。若程序上不做处理，在电机启动时，转速仿真输出会出现负值，这不符合实际情况。

% 输入：u(1)=Te，u(2)=TL；输出：sys= ω_r ；状态变量： $d\omega_r/dt$

% 电机参数：J，Pn

```

function sys = mdlDerivatives (t, x, u, J, Pn)
if ((u(1)-u(2))*Pn/J<0)
sys=0;
else
sys = (u(1)-u(2))*Pn/J;
end

```

```

function sys = mdlOutputs (t, x, u)
sys=x;

```

电机角速度 ω_r (rad/s) 与电机转度 n (round/min) 间的换算关系为：

$$n=9.5493 \omega_r$$

定子磁链观测模型及坐标变换

定子磁链观测如第二章所分析，采用 U-n 模型，其在 Simulink 中的构建如图 2-5 所示。以下给出的是定子磁链 U-I 模型及 3-2 坐标变换的程序语句。

% 输入：u(1) = $U_{\alpha s}$ ，u(2) = $U_{\beta s}$ ，u(3) = $I_{\alpha s}$ ，u(4) = $I_{\beta s}$

% 输出：sys(1)= $\psi_{\alpha s}$ ，sys(2)= $\psi_{\beta s}$

% 状态变量：x(1)= $\psi_{\alpha s}$ ，x(2)= $\psi_{\beta s}$

% 电机参数：Rs，Pn

```

function sys = mdlDerivatives (t, x, u, Rs)
sys(1) = u(1)-Rs*u(3);
sys(2) = u(2)-Rs*u(4);

```

```

function sys = mdlOutputs (t,x,u)
sys(1) = x(1); sys(2) = x(2);

% 输入为定子磁链  $U(1) = \psi_{\alpha s}$ ,  $U(2) = \psi_{\beta s}$ 
% 输出:  $\psi_{\beta a}$ ,  $\psi_{\beta b}$ ,  $\psi_{\beta c}$ 
function sys = mdlOutputs (t,x,u)
sys(1) = u(2);
sys(2) = -sqrt(3)*u(1)/2-0.5*u(2);
sys(3) = sqrt(3)*u(1)/2-0.5*u(2);

```

3.3 转速、转矩调节器

转速调节器其核心实际上是一个 PI 调节器（图 3-4 中的 PID Controller），其输入是转速给定值与电机反馈速度之间的偏差，输出为转矩给定值 T_g 。通过对 PI 调节器的参数选择，保证转速调节的动、静态性能。经仿真研究，其输出端需要接一个限幅器（图 3-4 中的 Saturation），以防止转矩给定值波动范围过大，同时还可以调节转矩和转速达到稳态的时间。

转矩调节器为一两点式滞环比较器，如图 3-4 中的 relay4 模块。其输入是转速调节器输出的转矩给定值 T_g 和电机模型输出的转矩观测值 T_e 之间的偏差，输出为转矩的开关信号 TQ。当 $T_e - T_g \geq \varepsilon_T$ ，TQ=0，应减小转矩；当 $T_e - T_g \leq -\varepsilon_T$ ，TQ=1，应增加转矩；当 $\varepsilon_T \geq T_e - T_g \geq -\varepsilon_T$ ，输出不变。

在引入磁链调节后，我们还将增加磁链调节器，这将在后两章进行介绍。

3.4 磁链空间矢量位置区段判断

判断定子磁链空间矢量所处的位置区段是正确给出工作电压的关键，一般可以采用两种方案：一是通过磁链自控制单元给出相应区段的编码；二是笔者提出直接计算磁链空间位置角进行区间判断。

在六边形或十八边形磁链轨迹控制中，常采用第一种方案，将定子磁链空间矢量在 β 三相坐标系 β_{abc} 下分解，其分量各自经过一个滞环比较器（如图 3-4 所示），滞环宽度为磁链给定值 $\psi_{\mu g}$ ，得到磁链开关信号 $S\psi_{\beta a}$ 、 $S\psi_{\beta b}$ 、 $S\psi_{\beta c}$ ，它们与电压开关信号之间有如下的顺序关系^[4]：

$$S\psi_{\beta a} = SU_c, \quad S\psi_{\beta b} = SU_a, \quad S\psi_{\beta c} = SU_b$$

因此我们可以直接通过磁链开关信号得到相应的工作电压状态，也同时得到了磁链空间矢量所处的位置区段信息。

在圆形磁链轨迹控制中，以上第一种方案的对应关系将不再存在，因此只能采用第二种方法，通过磁链在 $\alpha - \beta$ 轴上的分量值，利用反三角函数求得磁链位置角，然后判别其属于哪一区间。其 S 函数语句为：

```
% 本函数输入为定子磁链  $U(1)=\Psi_{\alpha s}$ ,  $U(2)=\Psi_{\beta s}$ 
% 输出  $sys(1)=SN$ ,  $sys(2)=|\Psi|$ 
function sys=mdlOutputs(t,x,u)
    k=u(2)/u(1);
    if ((u(2)>=0)&&(k>=0)&&(k<sqrt(3)))
        sys(1)=6;
    elseif ((u(2)>=0)&&((k>=sqrt(3)) || (k<-sqrt(3))))
        sys(1)=1;
    elseif ((u(2)>=0)&&(k>=-sqrt(3))&&(k<0))
        sys(1)=2;
    .....
    elseif ((u(2)<0)&&(k>=-sqrt(3))&&(k<0))
        sys(1)=5;
    end
    sys(2)=sqrt(u(1)*u(1)+u(2)*u(2)); %磁链幅值
```

3.5 电压空间矢量选择及逆变器电压输出模块

电压空间矢量选择是 DTC 的核心单元，它综合各个调节信号、逆变器当前开关状态、最小开关和持续时间法则等等，直接输出逆变器三相开关信号。在后两章中，将针对不同的控制策略详细介绍其电压空间矢量选择规则及程序实现。

根据开关状态 S_{abc} 及直流侧电压 U_d ，逆变器输出三相电压由下式得到：

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

将三相电压变换到 $\alpha - \beta$ 坐标系得到：

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

式 (3-1) 即为电压型逆变器三相开关状态与其输出电压间的数学模型。仿真时我们将逆变器数学模型和坐标变换结合，构成逆变器电压输出 S 函数模块。其输入为逆变

器三相开关信号, 输出为定子电压 $\alpha-\beta$ 坐标系下分量 $U_{s\alpha}$ 和 $U_{s\beta}$, 计算式如下:

$$U_{s\alpha} = (\frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c)U_d \quad (3-3)$$

$$U_{s\beta} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(S_b - S_c)U_d \quad (3-4)$$

对应 S 函数语句为:

% 输入 u(1)、u(2)、u(3) 为逆变器三相开关状态, E 为直流侧电压

```
% 输出 sys(1)、sys(2) 分别为  $U_{s\alpha}$  和  $U_{s\beta}$ 
```

$$\text{sys}(1) = (2*u(1) - u(2) - u(3)) * 2 * E / 3;$$

$$\text{sys}(2) = (u(2)-u(3))*2*\text{E}/\text{sqrt}(3);$$

3.6 直接转矩控制仿真系统

基于以上各模块,我们构建了如下图 3-4 所示的 DTC 仿真系统。这是一个简单的六边形磁链的仿真结构。它结构清晰,均采用模块化设计,通用性好;各物理量通过示波器和双轴图形等直接显示;运行时间作为变量引入仿真过程。基于此系统能很好地开展各种直接转矩控制算法的研究。

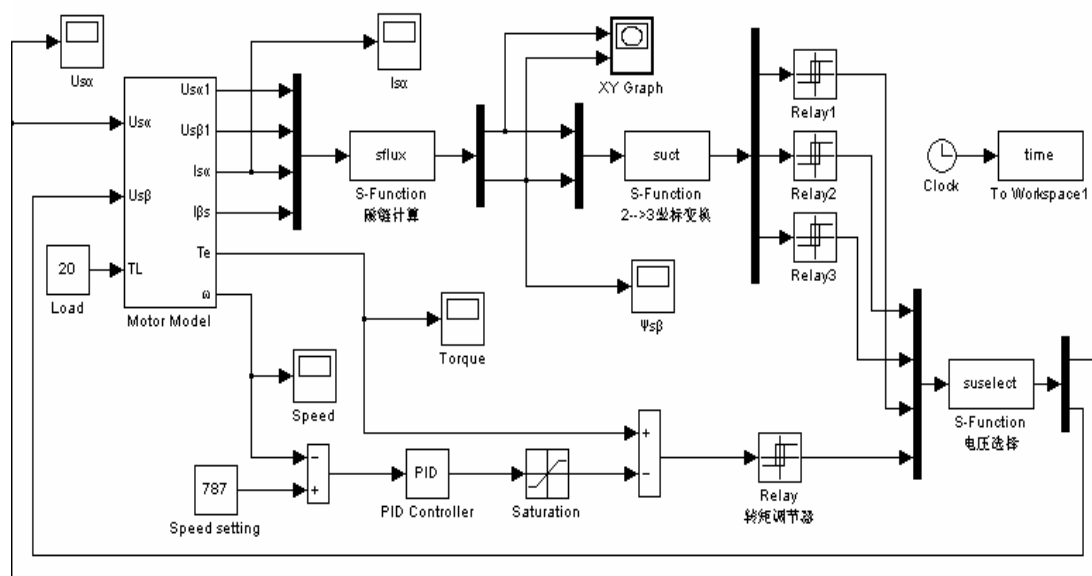


图 3-4 基于 MATLAB/Simulink 的 DTC 仿真系统

本仿真系统的参数完全参照实验装置的参数。选择功率为 29kW 的异步电动机，定子电阻 $R_s=0.1165\ \Omega$ ，转子电阻 $R_r=0.14958\ \Omega$ ，定子电感 $L_s=0.06554\text{H}$ ，转子电感 $L_r=0.06539\text{H}$ ，互感 $L_m=0.06329\text{H}$ ，机械转动惯量 $J=0.662\ \text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，极对数 $p_n=2$ ；负载转矩 $T_L=20\text{N}\cdot\text{m}$ ；逆变器直流侧电压 $U_d=500\text{V}$ ；额定转速 $n_e=787\text{rpm}$ 。磁链给定 $\psi_{\mu\text{g}}=1\text{Wb}$ ；转矩容差 $\varepsilon_T=0.6\text{N}\cdot\text{m}$ ；转速 PI 调节器的参数是可以变化的，根据负载、调速等情况具体选择。

第四章 低速区基于圆形磁链轨迹的控制方案

4.1 低速区工作特点及调节方案

低速范围是指 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、定子电阻引起的电压降相对较大等特点，会带来一些问题，如磁链轨迹畸变、电机参数变化对控制影响较大，及如何在低定子频率甚至零频时保持转矩和磁链基本不变等^{[4][17]}。因此六边形磁链轨迹控制在低速域很难达到良好的效果。同时，由于在电机在低速时，旋转速度慢，逆变器开关频率随之降低，给高精度的磁链调节腾出了余量；并且低速时磁链畸变比较厉害，迫切需要的高精度磁链调节。因此，在低速时我们采用基于准圆形磁链轨迹的直接转矩控制，它使定子磁链运行于近似圆形的轨迹，能充分利用电机磁通，避免磁链轨迹的畸变，并能最大幅度的减小定子电流的谐波成分。

由六边形磁链轨迹调节方案可知，在每个区段只需要两种电压状态，用一个双值输出的调节器分别控制接通“工作电压”或“零电压”即可。但如果我们要实现圆形磁链轨迹，就必须在区段内改变定子磁链的方向，增加区段内所需电压状态的数目。配合以转矩调节器、磁链量调节器、P/N 调节器等，提供相应的逆变器开关信号，通过电压空间矢量的不同组合方式，多个电压空间矢量组合协调控制，实现不同的调节目标。只要每个区段中的电压状态数目足够多，圆形磁链轨迹就能得到很好的近似，当然，相应的调节器输出状态和逆变器开关频率也将大大增加。

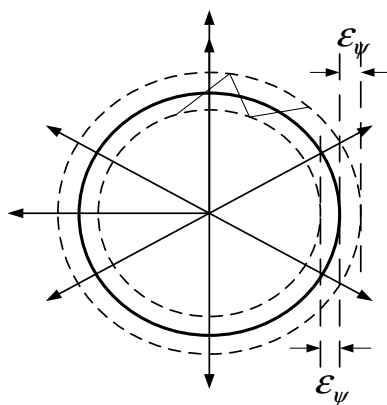


图 4-1 准圆形磁链轨迹示意图

综合考虑低速时的工作特点，其调节方案有如下特征：采用准圆形磁链轨迹控制；磁链观测采用用于整个转速范围的 U-n 模型；低速时转矩调节的动态性能很重要，因此定子磁链需实现反向旋转调节；转矩调节与磁链调节需优化协调工作；每个磁链区间中，四个工作电压和两个零电压参与控制。

4.2 区段内四种工作电压状态对磁链、转矩影响的研究

逆变器所示的六个可能的工作电压状态输出六个工作电压空间矢量。由于定子磁链空间矢量的运动方向由电压空间矢量的方向确定，所以磁链只能在这六个方向上运行。磁链的任何其它方向的运行，都只能通过多个电压空间矢量的组合来实现。

六边形磁链轨迹的调节方案中，调节结构很简单。在每个区段只需要两种电压状态，用一个双值输出的转矩调节器分别控制接通“工作电压”或“零电压”就够了。如果要在区段内改变定子磁链的方向，则必须增加区段内所需的电压状态的数目。配合以转矩调节器、磁链调节器、磁链自控制单元等，提供以相应的电压开关信号，通过电压空间矢量的不同组合方式，实现不同的调节目标。用多个电压空间矢量组合的办法，还能实现准圆形轨迹的运行方式。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。当然，相应地调节器输出状态和复杂程度，以及逆变器的开关频率也将增加。

图 2-6 所示逆变器，对定子磁链运动轨迹的每个区段，可以利用的电压空间矢量有四个，代表着定子磁链变化的四个有意义的方向。下面将分析这四个电压状态的特点和作用，以及怎样利用这四个电压来进行有效的开关状态选择。

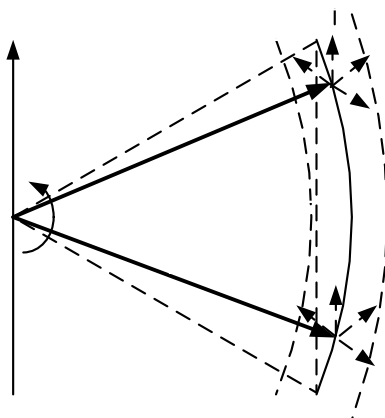


图 4-2 准圆形磁链轨迹中四种工作电压的作用

以定子磁链 Ψ_s 顶点位于区段 S4 范围为例。四个虚线箭头代表着 Ψ_s 运行的四个方向，如图 4-2 所示。 0° 方向平行于区段 S4 的边，向着磁链旋转的正向，因此称之为 0° 电压，对应于开关状态 100 的电压空间矢量 $U_{s4}(100)$ 。超前 0° 电压 60° 的电压矢量称之为 $+60^\circ$ 电压，对应于 $U_{s5}(110)$ 。同样有 -60° 电压，对应于 $U_{s3}(101)$ ；和 -120° 电压，对应于 $U_{s2}(001)$ 。

在六边形磁链轨迹和准圆形磁链轨迹两种情况下，四种电压空间矢量对定子磁链的大小、方向和角度的影响是不一样的。下面以区段 S4 为例，分析在准圆形磁链轨迹下，四种电压对磁链矢量的影响。

0° 电压 U4 (100) 接通时, 磁链矢量沿平行于 S4 的方向朝正向运行, 转矩增加。该电压 U4 在图 4-2 所示前半部分, 如 $\Psi_s(t_1)$ 所处位置, 对磁链幅值的作用为负, 是减小作用。对区段的后半部分, 如 $\Psi_s(t_2)$ 所处位置, 对磁链幅值的作用为正, 是增加作用。

+60° 电压 U5 (110) 的作用是增加转矩和减小磁链量。转矩的增加在区段的开始最小, 在区段的末尾最大。磁链量的减小在区段开始最大, 在区段末尾最小。

-60° 电压 U3 (101) 既增大磁链, 又增大转矩。对于转矩来说, 在区段的开始, 磁通角增加较多, 形成的转矩也较大; 在区段的起始边界, 磁通角和转矩增加最大; 而在区段的末尾, 磁通角和转矩增加较弱。在区段末尾的边界, 磁通角改变为零, 转矩不增加。对磁链量来说, 则相反, 在区段的开始, 磁链量增加较小; 在区段末尾, 增加较大; 在区段末尾边界, 增加最大。

-120° 电压 U2 (001) 的作用是增加磁链量和减小转矩。在区段的开始对磁链量的增加作用最大, 在区段末尾则相对的较小。-120° 电压是四个电压中唯一一个使定子磁链反转的电压, 因而是使转矩减小的电压。在利用零电压减小转矩还嫌不够快的时候, 可考虑用-120° 电压来加速转矩的减小, 加快转矩的调节过程, 同时增加磁链量^[30]。特别是利用-120° 电压使定子磁链量增加的同时, 又使定子磁链反转的特点, 可以实现定子磁链平均频率为零时的工作状态, 用其它三个电压是不能实现的, 因为它们都使定子磁链向正方向旋转。

因此, 交替使用这四个电压, 可以使得定子磁链的平均频率达到任意值, 实现各种工作状态。那么对于除 S4 的其它区段, 都有着其各自的 0° 电压、+60° 电压、-60° 电压和-120° 电压。下表给出了正转时它们之间的顺序关系。

表 4-1 区段电压状态顺序表 (正转时)

电压状态	0° 电压	+60° 电压	-60° 电压	-120° 电压
区段				
S1	U1	U2	U6	U5
S2	U2	U3	U1	U6
S3	U3	U4	U2	U1
S4	U4	U5	U3	U2
S5	U5	U6	U4	U3
S6	U6	U1	U5	U4

上述研究表明, 一般情况下不存在只改变转矩或只改变磁链量的电压状态。因此在调节中采取磁链量和转矩彼此分离的调节结构是没有意义的。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要求和最少开关次数的原则，就能很好的实现转矩和磁链的控制，完成 DTC 的控制要求。

4.3 转矩调节与磁链调节的协调

在准圆形磁链轨迹 DTC 中，转矩调节和磁链调节的协调对于保持磁链轨迹并准确控制转矩输出十分重要。基于调速系统的性能要求，我们的原则是：转矩调节优先，磁链调节服务于转矩调节。

4.3.1 磁链四点式调节器

由区段内四种工作电压对转矩、磁链影响的分析可知，它们的作用各有不同。因此我们有必要对转矩及磁链调节器进行更好的设计，以使它们的调节要求能更精确的由不同工作电压来实现。在第二章中已分析了转矩与磁链的基本调节方式。转矩调节器仍采用两点式滞环调节器，输出转矩调节信号 TQ 。当定子频率（定子磁链平均旋转频率）接近或等于零时，保持磁链量必须引入 -120° 电压，才能使定子磁链空间矢量反转，在增磁调磁的同时，使定子磁链平均旋转频率为零或保持低频。因为 0° 电压、 -60° 电压、 $+60^\circ$ 电压都只能使定子磁链空间矢量正转，不能解决低频和零频下的磁链调节任务。因此磁链调节器我们设计为四点式滞环调节，如图 4-3 所示。调节器输出是磁链量开关信号 ΨQ ，它有四个值： -2 、 -1 、 0 和 $+1$ 。当 $\Delta\psi_s(t)$ 大于正磁链容差 $+\varepsilon_\psi$ 时， $\Psi Q=1$ ；当 $\Delta\psi_s(t)$ 小于负的磁链容差 $-\varepsilon_\psi$ 时， $\Psi Q=-1$ ；当 $\Delta\psi_s(t)$ 又容差范围外回到给定值时， $\Psi Q=0$ 。那么我们得到磁链开关信号 ΨQ 与所需电压状态之间的关系： $\Psi Q=-1$ 时，接通 -60° 电压； $\Psi Q=1$ 时，接通 $+60^\circ$ 电压； $\Psi Q=0$ 时，接通零状态电压。为了引入 -120° 电压参与调节，我们需要在三点式磁链调节的基础上再增设一级容差 $-2\varepsilon_\psi$ ，当调节偏差 $\Delta\psi_s(t)$ 小于 $-2\varepsilon_\psi$ 时，磁链调节器输出为 $\Psi Q=-2$ 。在转矩开关信号 $TQ=0$ 的前提下，若磁链开关信号 $\Psi Q=-2$ ，则接通 -120° 电压。在 -120° 电压作用下，磁链反转，转矩迅速减小，磁链量增大，直至 $\Delta\psi_s(t)$ 达到容差 $-\varepsilon_\psi$ 时结束。当定子频率升高时，零电压作用时间将变短，磁链偏差是不会降低到容差 $-2\varepsilon_\psi$ 的，此时 -120° 电压将自动退出调节。

通过本文研究，总结出转矩调节与磁链调节之间的协调关系是：由转矩调节信号决定应接通工作电压还是零状态电压；在应接通工作电压的条件下（即转矩调节信号为 1 时），再来选择接通 0° 电压、 $+60^\circ$ 电压还是 -60° 电压；在低频（甚或零频）工况下，考虑在转矩调节信号为零时接通 -120° 电压参与调节磁链量。

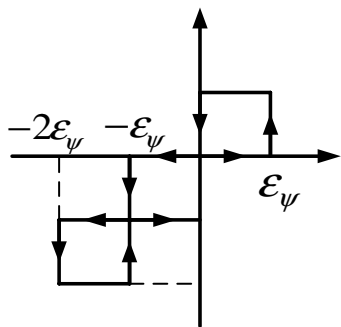


图 4-3 磁链量四点式调节

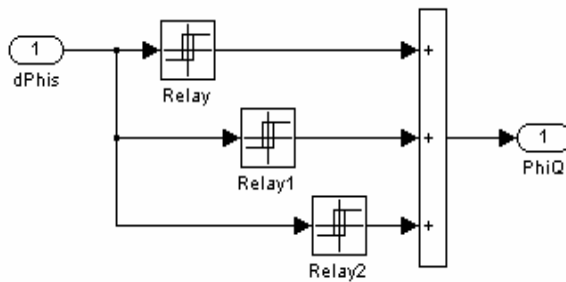


图 4-4 Simulink 中磁链四点式调节器结构

Simulink 中构建的磁链四点式调节器采用三个滞环比较器来实现。输入为定子磁链幅值偏差 $\Delta \Psi_s$ (图 4-4 中 dPhis) Relay 的容差范围为 $[0, +0.02]$, 输出为 0 和 1; Relay1 的容差范围为 $[-0.02, 0]$, 输出为 -1 和 0; Relay2 的容差范围为 $[-0.04, 0]$, 输出为 -1 和 0。这样便构成了如图 4-4 所示的四点式调节器。此调节器的输出是磁链量开关信号 ΨQ (图中 PhiQ), 有四个值: -2、-1、0、+1。

4.3.2 逆变器输出电压选择

对于低速区准圆形磁链轨迹控制而言, 采用转矩两点式和磁链四点式调节能很好地实现协调控制, 适应复杂的调节要求。根据四种工作电压不同的作用效果, 它们在相应区段的选择规则如下表所示。

表 4-2 准圆形磁链轨迹 DTC 电压状态选择规则

调节信号		电压状态选择
TQ	ΨQ	
0	-2	-120° 电压
	-1	零电压状态
	0	
	1	
1	-1	-60° 电压
	0	0° 电压
	1	+60° 电压

根据此规则, 笔者总结了电压状态选择表, 以此为依据, 采用查表法编制了相应的仿真控制程序, 直接输出定子电压控制电动机。

表 4-3 转矩两点式调节、磁链量四点式调节时电压状态选择表

调节信号			定子磁链所在区段					
	TQ	ΨQ	S1	S2	S3	S4	S5	S6
PN=1 (正转)	0	0	U0 或 U7 (遵循最少开关原则)					
		1						
		-1						
		-2	U5	U6	U1	U2	U3	U4
	1	0	U1	U2	U3	U4	U5	U6
		1	U6	U1	U2	U3	U4	U5
		-1	U2	U3	U4	U5	U6	U1

% 输入 $u(1)=SN$ (磁链位置区段), $u(2)=\Psi Q$ (磁链调节信号), $u(3)=TQ$ (转矩调节信号);
输出 $sys(1)=U_s \alpha$, $sys(2)=U_s \beta$; 参数 E (逆变器直流侧电压)

```
function sys=mdlOutputs(t,x,u,E)
```

```
phiq=u(2)+3;
```

```
Ktable1=[7,7,0,7,0,0;5,6,1,2,3,4];
```

```
Ktable2=[6,1,2,3,4,5;6,1,2,3,4,5;1,2,3,4,5,6;2,3,4,5,6,1];
```

```
% At first, flux is zero, we need to add -60Us first
```

```
Ksa=[0,0,0,1,1,1,0,1];
```

```
Ksb=[0,1,0,0,0,1,1,1];
```

```
Ksc=[0,0,1,1,0,0,0,1];
```

```
if (u(3)==0)
```

```
    if (u(2)==-2)
```

```
        Kus=Ktable1(2,u(1))+1;
```

```
    else
```

```
        Kus=Ktable1(1,u(1))+1;
```

```
    end
```

```
else
```

```
    Kus=Ktable2(phiq,u(1))+1;
```

```
end
```

```
%Us=Ktable(X,Y), Ktable 的第 X 行、第 Y 列
```

```
Sa=Ksa(Kus);Sb=Ksb(Kus);Sc=Ksc(Kus);
```

%得出逆变器三相开关状态

```
sys(1)=(2*Sa-Sb-Sc)*E*2/3; sys(2)=(Sb-Sc)*E*2/sqrt(3);
```

%由逆变器三相开关状态直接计算其输出电压 U_α 、 U_β

4.4 低速域附加控制单元

4.4.1 转矩容差调节和频率控制

在直接转矩控制方法中，逆变器开关频率主要取决于电机转速、负载变化、转矩及磁链调节容差的大小等，是变化的。由于工艺技术发展的限制，逆变器开关频率有上限，因此我们需要研究怎样在有限的开关频率资源下尽可能的提高控制性能。低速时，转矩容差 ΔT_e 设定的较窄些，对于减小转矩脉动是有利的。当转矩容差 ΔT_e 一定时，逆变器的开关频率取决于转速。设用一个开关频率调节器来调节容差宽度 ΔT_e ，可以使用 PI 调节，这个调节器的任务是保证逆变器在给定的开关频率下工作。当开关频率超过给定频率时，就使 ΔT_e 加大，以此来避免开关频率过高。反之，则相反。在 PI 调节器后面须有一个限制单元，在低速时限制 ΔT_e 的最小值。文献^[4]对开关频率调节有详细的叙述，下图给出了基于 Simulink 的频率调节器仿真结构图。

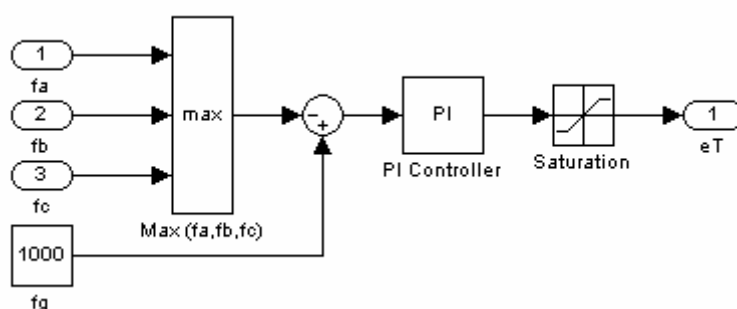


图 4-5 频率调节器仿真结构图

图中 f_a 、 f_b 、 f_c 分别为逆变器三相开关频率，其中的最大值与给定频率 f_g 相比较，误差通过 PI 调节器（需下限幅 $\varepsilon_{T_{\min}}$ ）得到理想的转矩容差值 ε_T （图中 eT ）。

4.4.2 开关状态变化最少原则

在逆变器输出的空间电压矢量中，存在有两种零电压矢量 $U_0(000)$ 和 $U_7(111)$ 。它们对电动机的作用效果是一样的，但选择不同的零电压矢量对逆变器三相开关状态的变化影响是不一样的。例如从前状态 $U_1(011)$ 变换到 $U_0(000)$ ，需动作 b 、 c 两相开关；而变换到 $U_7(111)$ 则只需动作 a 相一相开关。这样便得到了选择零电压矢量的原则，使得从工作电压到零电压的变换始终只需动作一相的开关器件，节约了开关频率资源。此原则的基本程序语句为：

```
if (TQ == 0)
```

```

{if (a+b+c>1)
    {a=1; b=1; c=1;}
elseif (a+b+c<=1)
    {a=0; b=0; c=0;}
end}
.....

```

4.4.3 启动控制

对于大功率的交流调速系统，启动是一个很关键的过程^[31]。异步感应电动机在启动时的要求时其输出量能够快速的达到稳定值。磁通、转矩一般在十几毫秒内达到稳态；速度由于惯性影响，相对慢一些，则通常在几百毫秒到几秒内达到稳态。根据方程式(2-11)可知，磁通是自变量，转矩是因变量，因此在启动时，应首先力求使磁通达到参考值。考虑两种方法：先加磁再旋转，即使磁通幅值在最短的时间内达到参考值，然后开始旋转；边加磁边旋转，即同时增加磁通和转矩。但对于大功率大惯性系统来说，启动转矩需要比较大，边加磁边旋转时由于磁链幅值不够，转矩上升缓慢，因此采用磁通优先启动的启动方法。

仿真实现时，在启动初始时刻，定子磁链幅值、幅角均等于零，可任意选择加上某一电压矢量 U_s ，此时磁通幅值快速沿 U_s 方向增加，但不旋转，转矩输出仍为零。直到磁通达到参考值，然后投入 DTC 算法，使磁链快速旋转，产生较大的启动转矩，提高动态性能。

4.5 系统结构及仿真研究

圆形磁链轨迹直接转矩控制系统框图如下图所示。

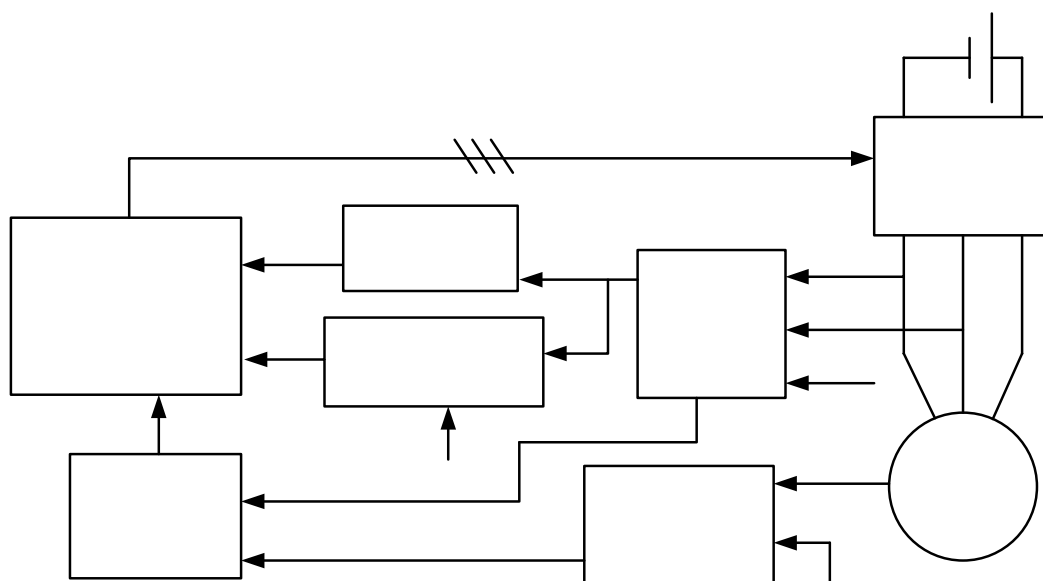


图 4-6 圆形磁链轨迹直接转矩控制系统框图

由此系统框图构建的仿真系统如下，仿真系统的模型参数即如第三章所述。

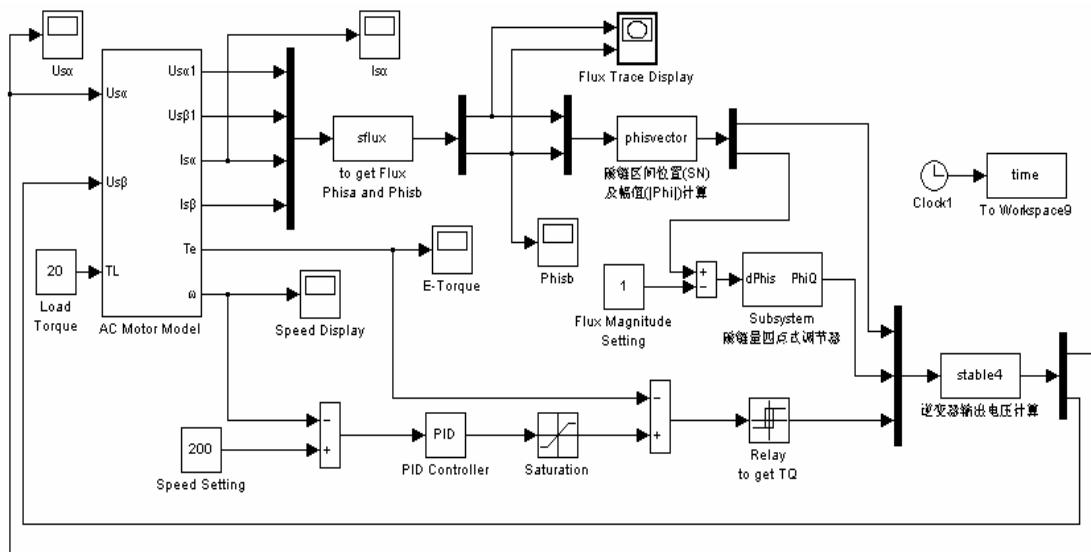


图 4-7 圆形磁链轨迹直接转矩控制仿真系统

仿真用电机参数如第三章所介绍，圆形磁链轨迹中的定子磁链幅值给定值为 1Wb ，转速 PI 调节器参数取为 $P=12$ ， $I=0.1$ 。系统调速范围（低速区）为 $0\sim 262\text{rpm}$ ，因此转速给定为 200rpm 。

电机空载 ($T_L=0$) 时，未引入 -120° 电压（即磁链采用三点式调节），采用边加磁边旋转的启动方法时，仿真结果如下：

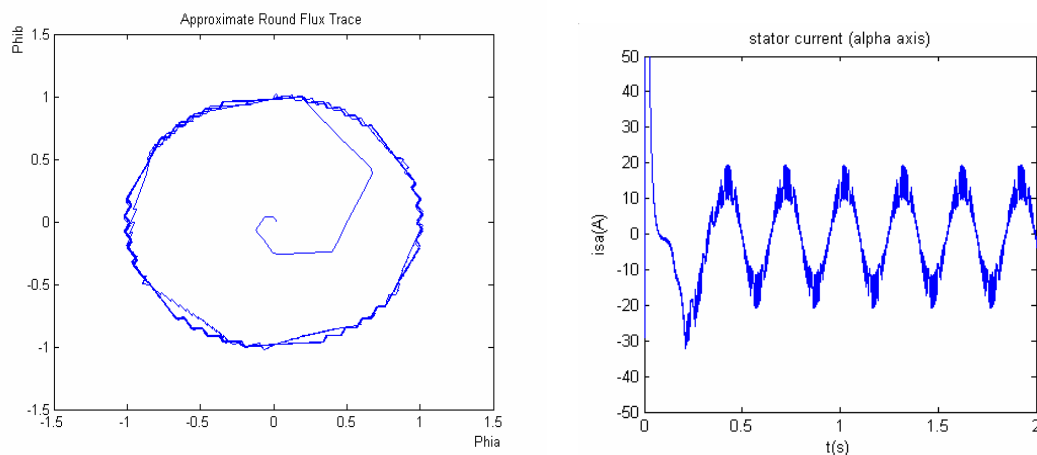
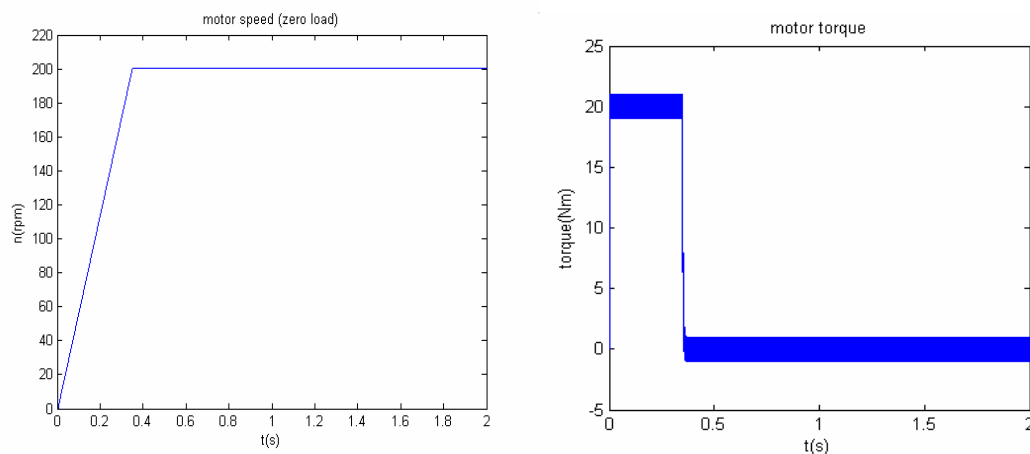


图 4-8 空载、未引入 -120° 电压调节时准圆形磁链轨迹及相应定子电流波形

图 4-9 空载、未引入 -120° 电压调节时电动机转速、转矩响应

由图 4-8 可以明显看出定子磁链轨迹调节的性能比较差。由于定子磁链轨迹形状的不规则，带来的定子电流的畸变也是明显的。此仿真亦给出了边加磁边旋转的启动方法，可以看到定子磁链的幅值和角度是同时增加的。由仿真结果（需放大）可知，相应的转矩和转速响应时间约为 0.38s。

引入 -120° 电压参与控制后，磁链量为四点式调节，定子磁链轨迹的控制已十分接近于圆形（图 4-9），且调节迅速。仿真研究表明，此轨迹能在各种不同的调速要求下得到保持，效果理想。由于对定子磁链圆形轨迹的精确控制，励磁（定子）电流比准圆形磁链轨迹时有着更良好的正弦特性。

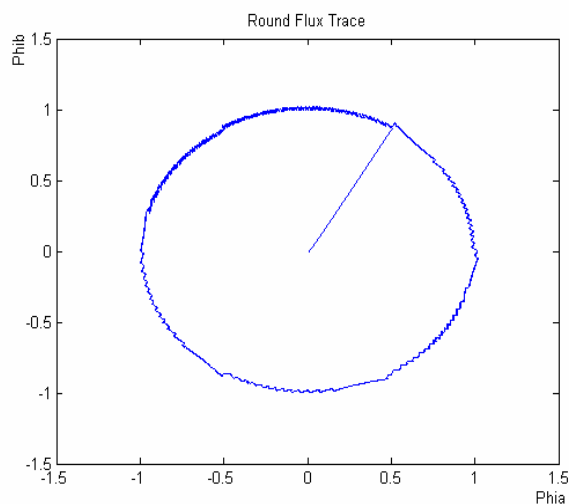


图 4-10 磁链量四点式调节时圆形磁链轨迹

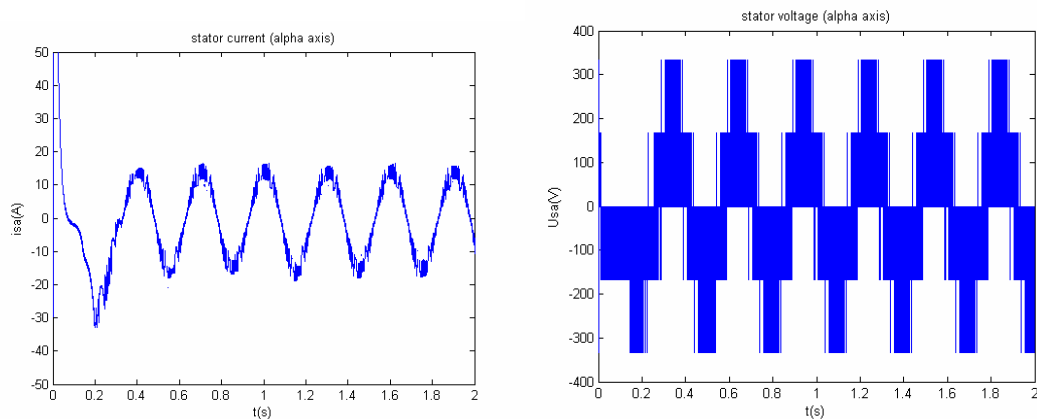
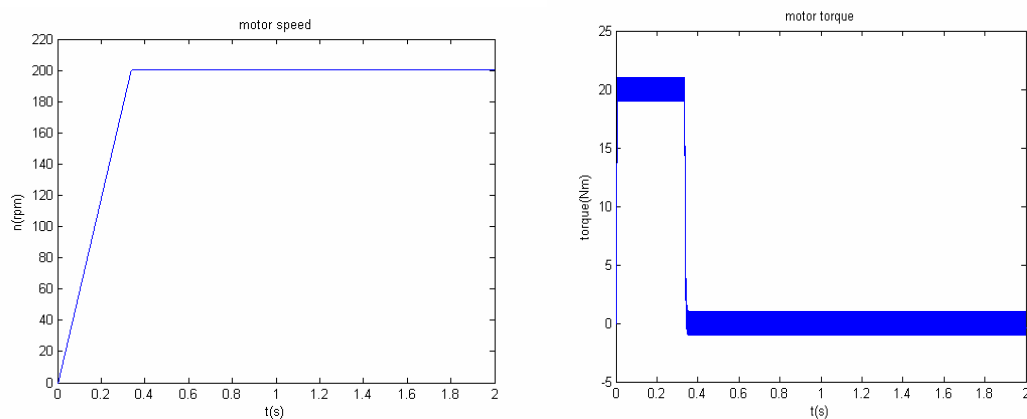
图 4-11 零负载时定子电流 α 轴分量、定子电压 α 轴分量

图 4-12 零负载时电动机转速、转矩输出

同时我们从磁链轨迹可以看到，这里是先建立磁链，再加转矩的启动方法。转速、转矩响应如图 4-12 所示，放大观察可知响应时间约为 0.35s，比边加磁边旋转的启动方法略快，性能得到了改善。

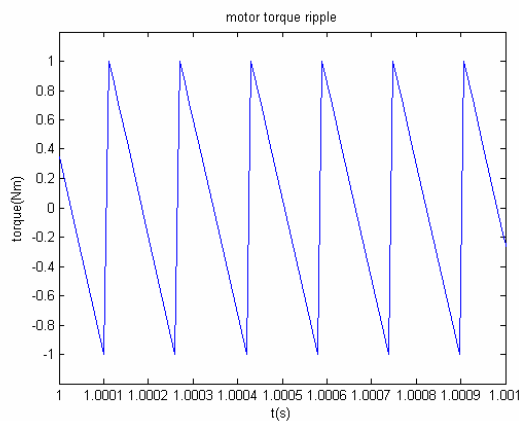


图 4-13 零负载稳态时转矩波动

可以看出，空载启动的动态过程中，由于转速调节器限幅作用，将转矩输出限制在了 $20\text{N}\cdot\text{m}$ 附近，否则的话可能使输出转矩超调很严重；稳态时输出转矩被严格限定在容

差范围内波动，体现了直接转矩控制的先进思想；转矩调节频率随转速的升高而增大，即表示逆变器的开关频率也随之增加。电机转速响应迅速，且稳态性能良好。

电机带负载 $20\text{N}\cdot\text{m}$ （为了研究的方便，本论文中均忽略负载所增加的转动惯量）、转速给定为 200rpm 时，转速转矩响应时间约为 0.37s 。仿真结果如下：

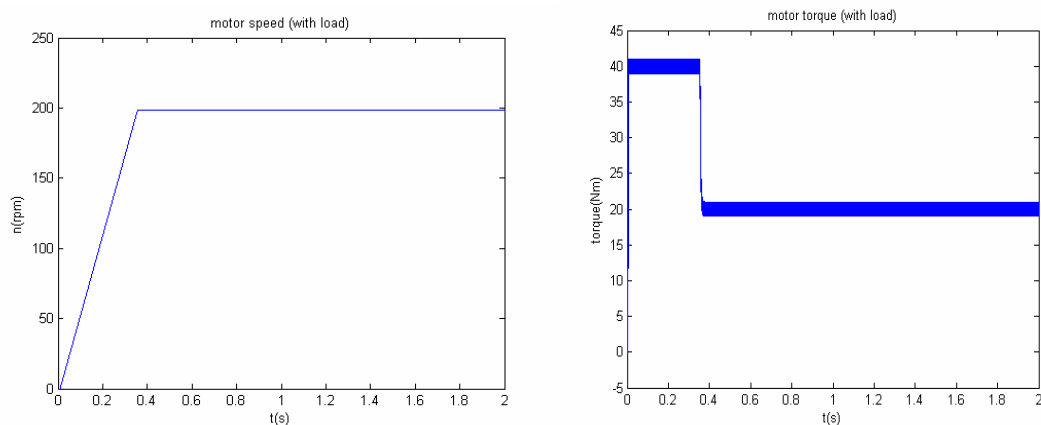


图 4-14 带负载时电动机转速、转矩输出

由于转速从零开始上升，即转矩给定值上升迅速，使得转矩输出波动幅度比较大，因此可以将其限幅，但限幅的大小亦影响转速的上升速度。由于转速调节采用 PI 调节器，输出会存在一定的稳态误差，通过调节其参数将能得到比较好的动、静态性能。

当负载转矩发生变化时，即 T_L 由初始给定值 20 变化为 30（ $t=1.5\text{s}$ 时），电动机输出转矩响应迅速；转速输出几乎无扰动。

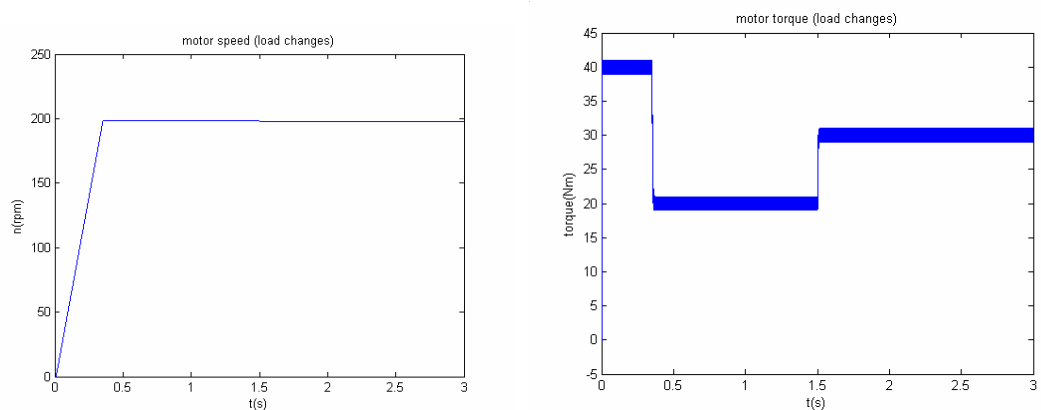


图 4-15 负载转矩变化时电动机转速及转矩输出

负载转矩为 $20\text{N}\cdot\text{m}$ ，转速给定为 15rpm 的极低转速时，此时由于过渡过程快，为了防止转速太大的超调，PI 调节器参数选为 $P=10$ ， $I=0.5$ 。仿真结果如下：

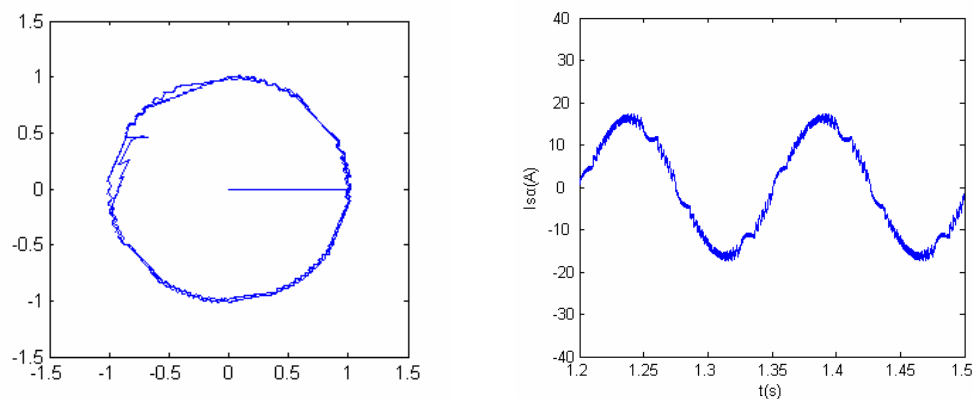


图 4-16 极低转速带负载时定子磁链轨迹及相应稳态定子电流

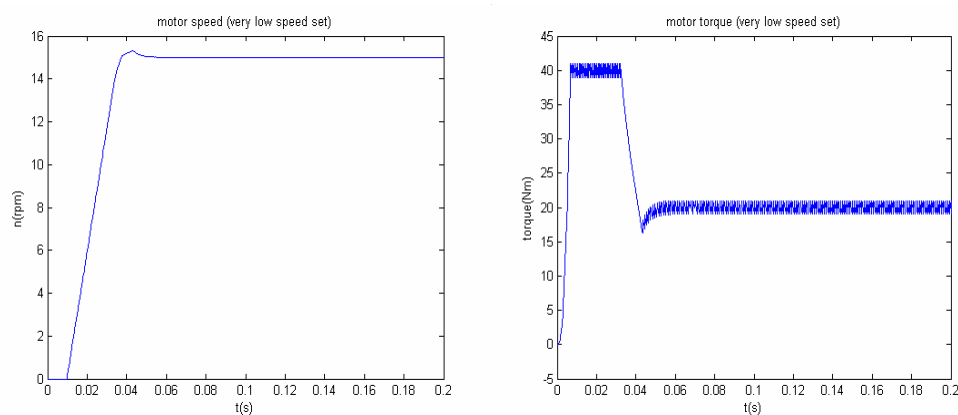


图 4-17 极低转速带负载时电动机转速、转矩输出

可以看到, 极低转速时, 由于零电压作用次数多、时间长, 定子电阻对定子磁链的影响还是存在的。由转速响应可以看出, 改变 PI 调节器的参数可以使转速响应在其快速性与稳定性之间得以平衡, 过渡过程比较平稳, 响应时间约为 0.06s。同时可以看到, 在带负载时, 只有当电机输出转矩大于负载转矩时电机转速才有输出; 由转矩输出可以看出, 直接转矩控制能在低 (甚至零) 转速时产生大转矩。

第五章 高速区基于内陷十八边形磁链轨迹的控制方案

高速区是指从 30%–100%额定转速之间的转速范围。这个范围内由于转速高，工作电压平均作用时间长，电动机的参数变化对磁链轨迹及转矩控制的影响相对较小，也不需要使定子磁链反转的 -120° 电压参与调节^[4]。传统的控制方案是采用基于六边形磁链轨迹的直接转矩控制，但其性能依然存在一些值得改进的地方。因此本章分析提出了磁链折角的控制方法，并进行了仿真研究。

5.1 高速区工作特点及传统调节方案

在高转速范围内，逆变器开关器件切换频率增高，零电压作用时间与次数大大减小，定子电压的平均值比较大，定子电阻压降的影响可以忽略，定子磁链的畸变也可以基本忽略，磁链轨迹能得到比较好的保持，磁链调节起辅助作用。定子磁链观测采用带电流调节器补偿校正的 $U-n$ 模型观测（或 $U-I$ 模型也能满足性能要求），磁链给定值比较器确定定子磁链区段、转矩两点式调节和磁链三点式调节。

传统的直接转矩控制方案中，中高速段（15%额定转速以上）一般采用的是六边形磁链轨迹控制的方式，它简单易行，转矩、转速的调节都取得了良好的效果。六边形磁链虽然规则对称，但离理想圆形仍相去甚远，相应的励磁（定子）电流必然含有较大的谐波分量，畸变比较严重；且对电机的磁通利用率不高。六边形磁链控制下，磁化电流峰值产生的定子电流 6、12、18 次谐波成分与逆变器开关频率无关，还有 5、7 次谐波成分对系统和电网的干扰最为严重^[24]。随着研究的深入，对控制方式和性能提出了新的要求，希望能消除交流传动系统中谐波对接触网和异步电动机的影响，消除异步电动机的五次、十一次谐波以及逆变器反射至中间支流回路的六次、十二次谐波，避免异步电动机高速域内转矩的低频脉动，相同的电流峰值下提高平均转矩值。圆形磁链轨迹虽然可以很好地解决这一问题，但由于开关器件切换频率的限制，尤其是大功率系统，在高速域实现它几乎不太现实。为了削弱六边形磁链带来电流谐波影响，又尽量保留其简单易行的优点，在前六边形磁链轨迹控制方式的基础上，提出了折角十八边形磁链轨迹控制方式。

5.2 磁链折角控制谐波分析

在六边形磁链峰值处进行折角处理，也称折角调制^[25]，内折边平行于六边形相应的边，形成图 5-1 所示的内陷十八边形磁链轨迹。

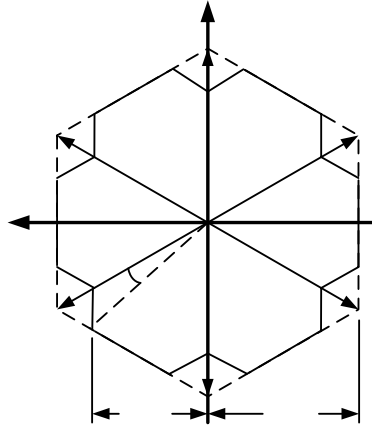


图 5-1 折角控制磁链轨迹示意图

PWM 输出的电压满足展开成傅立叶级数的 Dirichlet 条件，其通式为：

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (5-1)$$

直接转矩控制中，磁链轨迹（六边形、圆形、十八边形等）均为完全中心对称图形，其傅立叶级数的常数项（即直流分量）为零。异步调制不同的有效电压和零电压交替作用，时刻不同，谐波系数也不同。

如图 5-1 所示的内陷十八边形磁链轨迹，为了便于分析，假设零电压在每个扇区内作用一次，作用位置为各区段的中点，零电压对应的电角度用 α 表示，折角角度用 β 表示。显然，当 β 取最小值 0 时，磁链轨迹退化为正六边形；当 β 取最大值 30° 时，演变为星状十二边形；因此 β 的取值范围为 $(0, 30)$ 。输出电压 A、B、C 三相的谐波系数由以下公式计算^[23]：

$$\text{A 相: } a_n = \frac{4E_d}{\pi n} (\cos n\pi - 1) \left(-2 \sin \frac{n\alpha}{2}\right) \cos \frac{n\pi}{2} \quad (5-2)$$

$$b_n = \frac{4E_d}{\pi n} (1 - 2 \cos n\beta + 2 \sin \frac{n\pi}{2}) \sin \frac{n\alpha}{2} \quad (5-3)$$

$$\text{B 相: } a_n = \frac{4E_d}{\pi n} \left[(2 \cos n\beta - 1) \sin \frac{2n\pi}{3} - 2 \sin \frac{n\alpha}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \quad (5-4)$$

$$b_n = \frac{4E_d}{\pi n} \left[(1 - 2 \cos n\beta) \cos \frac{2n\pi}{3} - 2 \sin \frac{n\alpha}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \quad (5-5)$$

$$\text{C 相: } a_n = \frac{4E_d}{\pi n} \left[(1 - 2 \cos n\beta) \sin \frac{n\pi}{3} - 2 \sin \frac{n\alpha}{2} \cos \frac{5n\pi}{6} \right] \quad (5-6)$$

$$b_n = \frac{4E_d}{\pi m} \left[(2\cos n\beta - 1) \cos \frac{n\pi}{3} - 2\sin \frac{n\alpha}{2} \cos \frac{5n\pi}{6} \right] \quad (5-7)$$

代入定子电压空间矢量 Park 变换方程 (2-16)，可得定子电压谐波系数^[23]：

$$\alpha_n = \frac{4E_d}{\pi m} (2\cos n\beta - 1 - 2\sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\alpha}{2}) \quad (5-8)$$

PWM 的输出电压亦为偶函数， $n=1, 5, 7, 11, \dots$ 。

由于六边形磁链轨迹可等效成 $\beta=0$ 时的十八边形磁链轨迹，定子电压谐波系数于

$$\text{是变为: } \alpha_n = \frac{4E_d}{n\pi} (1 - 2\sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\alpha}{2}) \quad (5-9)$$

通过计算和仿真研究，得出了在不同 β 角度下，各次谐波的系数值。

表 5-1 不同 β 取值下的各次谐波系数

	f1	f3	f5	f7	f11
$\beta=0^\circ$ (正六边形)	1.026	0.432	0.228	0.198	0.144
$\beta=10^\circ$	0.927	0.125	0.106	0.092	0.186
$\beta=15^\circ$	0.762	0.118	0.113	0.089	0.164

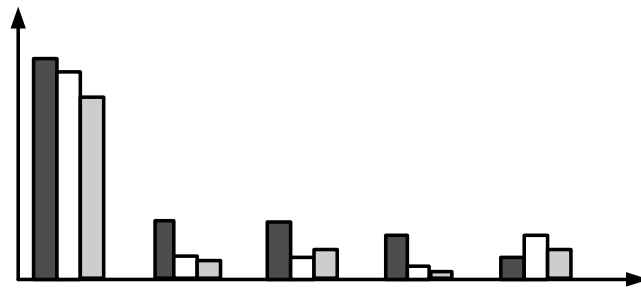


图 5-2 β 改变时谐波成分比较示意图

图 5-2 中，黑色柱代表六边形磁链轨迹定子电压谐波系数，白色柱和灰色柱分别是折角 10° 和 15° 的十八边形磁链轨迹定子电压谐波系数，f1, f3, f5, f7, f11 表示相应的谐波次数。明显可以看出，磁链轨迹折角后，其定子电压各次谐波系数大幅减小，基波也有略微的减小；且折角度数不同，对谐波成分的抑制作用也不一样。

采用六边形磁链轨迹控制的结果，带来了电动机无功电流分量的波动，由文献^[3]的分析，它将导致一个 6 倍基波频率磁变系数+9%到-5%，相应的磁化电流峰值被叠加在定子电流上，进而导致电动机和直流中间回路电流谐波的产生^[24]。直流中间回路电流可由定子电压、电流矢量得到^[5]，其中， \bar{u}_s 是 u_s 的共轭复数。

$$i_d = 3R_e \{\bar{u}_s \cdot i_s\} / \pi \quad (5-10)$$

由文献^[25]给出的对直接转矩控制所做的频谱分析可知, 直流中间回路包含了六边形磁链轨迹作用下磁化电流峰值所产生的电动机定子基波频率 6、12、18 倍频率的电流成分, 并与逆变器的开关频率无关。尽管这与以往相同开关频率的经典同步 PWM 调制相比, 谐波成分明显减小, 仍然存在一定程度的干扰。不管是以直流升压斩波器供电或是以四象限变流器供电的电路, 干扰都同样存在。由于重量的限制, 借助滤波器只可以一定程度上抑制低频谐波。

经过折角后的十八边形磁链轨迹, 产生了第二个依据 β_{abc} 坐标系下定子磁链的门槛值 ψ_2 , 用以确定新的电压空间矢量, 其值 $\psi_2 = K \cdot \psi_1$ 。K 的取值即对应了相应的折角度数 β 。根据平面几何运算得到 K 和 β 的关系为:

$$\psi_2 = \frac{\sin(60^\circ - \beta)}{\cos(30^\circ - \beta)} \cdot \psi_1, \text{ 即 } K = \frac{\sin(60^\circ - \beta)}{\cos(30^\circ - \beta)} \quad (5-11)$$

最近的研究和上面的分析结果表明, 在原来六边形磁链轨迹基础上, 对其磁链峰值进行折角处理, 使之成为十八边形或更多边形 (根据实际硬软件情况而考虑) 等更接近于圆形的磁链轨迹, 选择好适当的折叠角, 不仅可以减小直流环节和接触网所含的谐波电流大小, 而且可以有针对性的消除预定次数的谐波。通过理论计算, 可以由 K 的取值 (即折角角度的取值) 来有针对性地消除预定次数的谐波。如 K 取 0.815 时可以主要消除第 6 次谐波, K 取 0.8967 时可主要消除第 12 次谐波, K 取 0.9283 时可主要消除第 18 次谐波等等^[25]。

5.3 内陷十八边形磁链轨迹的实现

5.3.1 磁链轨迹区段划分与磁链位置判断

构成十八边形磁链轨迹的各条边长, 其中以六边形磁链轨迹为基础的六条边长, 仍然具有原来的矢量特征, 因而与六边形磁链轨迹的扇区定义一致。从后面的十八边形磁链轨迹控制转向六边形磁链轨迹控制来看, 更显得其合理性; 新增加的十二条边分别平行于原六边形相应的边, 对应了十二个新的磁链扇区, 将它们依次编号, 如图 5-3 所示。

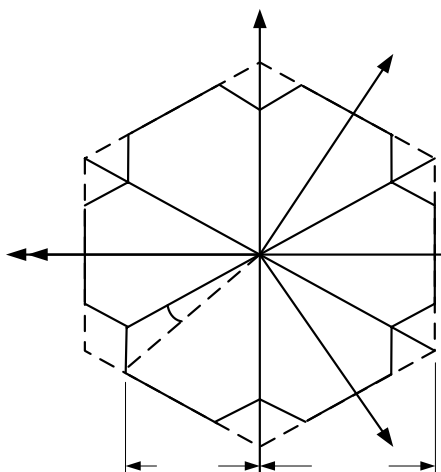


图 5-3 十八边形磁链轨迹及区段划分

设外六边形边心距为 Ψ_1 ，折角调制系数为 K ($0.5 < K < 1$)，空间区段划分如图 5-3 所示。从上图可以看出，十八边形磁链扇区具有扇区轨迹相同性，相同扇区的轨迹运动方向一致，新的磁链扇区中的 S_8 和 S_{17} 、 S_7 和 S_{10} 、 S_9 和 S_{12} 、 S_{11} 和 S_{14} 、 S_{13} 和 S_{16} 、 S_{15} 和 S_{18} 、分别与 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 、 S_6 的轨迹运动方向一致，不同之处在于，十八边形磁链扇区中 $S_1 \sim S_6$ 定子磁链分量的门槛值为其边长对应大小的对称六边形的门槛值 Ψ_1 ， $S_7 \sim S_{18}$ 定子磁链分量的门槛值为其边长对应大小的对称六边形的门槛值 $\Psi_2 = K * \Psi_1$ ，利用定子磁链空间矢量 Ψ_s 在三相坐标系 βa 、 βb 、 βc 上分量的大小来判断其在空间的区间位置 $S_1 \sim S_{18}$ 。那么对于定子磁链空间矢量所在区段的判断依据如下表所示。

表 5-2 内陷十八边形磁链轨迹 DTC 磁链空间矢量区间位置判断表

磁链空间矢量 所在区段	判断条件 ($/\Psi_{\mu 0}$)		
	$\Psi_{s\beta a}$	$\Psi_{s\beta b}$	$\Psi_{s\beta c}$
S1	1	$[-K, K-1)$	$(-K, K-1]$
S2	$(1-K, K]$	$[1-K, K)$	-1
S3	$(-K, K-1]$	1	$[-K, K-1)$
S4	-1	$(1-K, K]$	$[1-K, K)$
S5	$[-K, K-1)$	$[K-1, -K)$	1
S6	$[1-K, K)$	-1	$[K, 1-K)$
S7	$(K, 1]$	$[K-1, 0)$	-1
S8	1	$[0, 1-K)$	$[-1, -K)$
S9	$[1-K, 0)$	1	$[-1, -K)$

S10	$[0, 1-K)$	$[K, 1)$	-1
S11	-1	$[-K, -1)$	$[K-1, 0)$
S12	$[-K, -1)$	1	$[0, 1-K)$
S13	$[-1, K-1)$	$(0, 1-K]$	1
S14	-1	$(K-1, 0]$	$[K, 1)$
S15	$[K-1, 0)$	-1	$(K, 1]$
S16	$[0, 1-K)$	$(-1, K-1]$	1
S17	1	$[-1, -K)$	$(0, 1-K]$
S18	$[K, 1)$	-1	$(K-1, 0]$

5.3.2 逆变器输出电压状态的选取

由于内折边平行于六边形相应边，因此内折边区段的工作电压与相应六边形区段的工作电压是完全相同的；即 (S17、S1、S8)，(S7、S2、S10)，(S9、S3、S12)，(S11、S4、S14)，(S13、S5、S16)，(S15、S6、S18) 有着完全相同的电压作用方式。

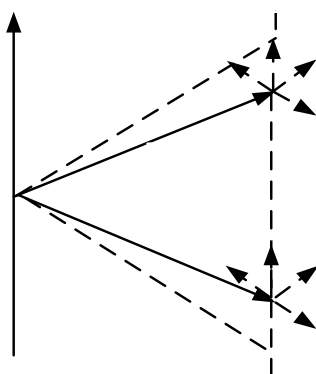


图 5-4 S4 区段内四种工作电压作用

上图以 S4 区段为例，如同第四章分析过的一样，给出了多边形磁链轨迹下四种工作电压的示意图，其对磁链和转矩的分别作用便不再累述。但在高速域无需动态反转定子磁链以加快调节过程，不需要 -120° 电压参与调节，因此每一区段共有三种工作电压，下表给出了一个总结。

表 5-3 内陷十八边形磁链轨迹控制时区段工作电压表

区段	电压状态			
	0° 电压	$+60^\circ$ 电压	-60° 电压	-120° 电压 (不参与调节)
S1、S17、S8	U1	U2	U6	U5

S2、S7、S10	U2	U3	U1	U6
S3、S9、S12	U3	U4	U2	U1
S4、S11、S14	U4	U5	U3	U2
S5、S13、S16	U5	U6	U4	U3
S6、S15、S18	U6	U1	U5	U4

5.3.3 十八边形磁链轨迹控制中转矩调节与磁链调节的协调

在十八边形磁链轨迹 DTC 中, 转矩调节和磁链调节的协调同样十分重要, 它直接影响磁链轨迹与输出转矩的控制性能。

转矩调节器仍采用滞环调节器, 输出转矩调节信号 TQ: 0 或 1。

由于内陷十八边形磁链轨迹是用于高速域, 开关频率高, 定子电阻压降对磁链轨迹的影响不大, 且不存在低频时需要磁链反转调节 (-120° 电压参与调节) 的问题, 因此, 每一区段中有三种工作电压, 分别使磁链幅值减小、不变和增大, 因此磁链幅值采用三点式滞环调节。

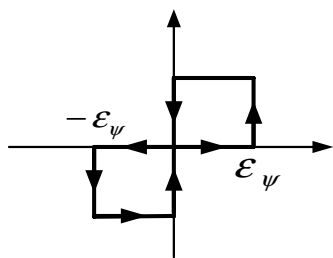


图 5-5 磁链量三点式调节过程

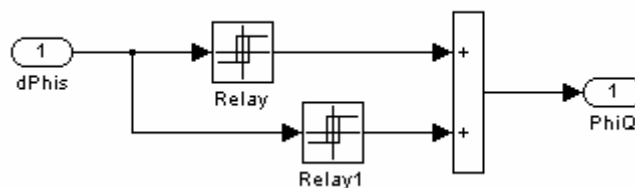


图 5-6 磁链幅值三点式调节仿真结构

此调节器输入是磁链幅值偏差 $\Delta \Psi_s$ (图 5-6 中 dPhi_s), 输出为磁链量开关信号 ΨQ (图 5-6 中 Phi_Q), 它有三个值: +1、-1 和 0。如同第四章的分析, 两个两点式滞环比较器来实现三点式调节任务: Relay 的容差范围为 $[0, 0.02]$, 输出为 0 和 1; Relay1 的容差范围为 $[-0.02, 0]$, 输出为 -1 和 0。

基于调速系统的性能要求, 转矩调节与磁链调节之间的协调原则是: 转矩调节优先, 磁链调节服务与转矩调节。由此得到协调规则: 由转矩调节器决定应接通工作电压还是零状态电压, 在应接通工作电压的条件下, 再来选择接通 0° 电压、 $+60^\circ$ 电压还是 -60° 电压。采用转矩两点式和磁链三点式调节能很好地实现协调控制, 适应复杂的调节要求。

表 5-4 内陷十八边形磁链轨迹 DTC 电压状态选择规则

调节信号		电压状态选择
TQ	ΨQ	

0	-1	零电压状态 U0 或 U7 (遵循最少开关原则)
	0	
	1	
1	-1	-60° 电压
	0	0° 电压
	1	+60° 电压

由此,我们给出了十八边形磁链 DTC 中,正转和反转时,协调转矩两点式调节和磁链幅值两点式调节信号的电压状态选择总表,由电压状态我们便能十分方便的得到控制器的最终输出——逆变器三相开关信号。

表 5-5 十八边形磁链轨迹电压状态选择表

调节信号			定子磁链所在区段								
	TQ	ΨQ	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9
PN=1 (正 转)	0	-1	零状态电压 U0 或 U7 (遵循最少开关原则)								
		0									
		1									
	1	0	U1	U2	U3	U4	U5	U6	U2	U1	U3
		-1	U6	U1	U2	U3	U4	U5	U1	U6	U2
		1	U2	U3	U4	U5	U6	U1	U3	U2	U4
PN=0 (反 转)	0	-1	零状态电压 U0 或 U7 (遵循最少开关原则)								
		0									
		1									
	1	0	U4	U5	U6	U1	U2	U3	U5	U4	U6
		-1	U5	U6	U1	U2	U3	U4	U6	U5	U1
		1	U3	U4	U5	U6	U1	U2	U4	U3	U5

续上表

调节信号			定子磁链所在区段								
	TQ	ΨQ	S10	S11	S12	S13	S14	S15	S16	S17	S18
PN=1 (正 转)	0	0	零状态电压 U0 或 U7 (遵循最少开关原则)								
		-1									
		1									

	1	0	U2	U4	U3	U5	U4	U6	U5	U1	U6
		-1	U1	U3	U2	U4	U3	U5	U4	U6	U1
		1	U3	U5	U4	U6	U5	U1	U5	U2	U1
PN=0 (反 转)	0	0	零状态电压 U0 或 U7 (遵循最少开关原则)								
		-1									
		1									
	1	0	U5	U1	U6	U2	U1	U3	U2	U4	U3
		-1	U6	U2	U1	U3	U2	U4	U3	U5	U4
		1	U4	U6	U5	U1	U6	U2	U1	U3	U2

在六边形及内陷十八边形磁链轨迹中，磁链误差为磁链幅值 $|\psi_s| = 0.5(|\psi_{\beta a}| + |\psi_{\beta b}| + |\psi_{\beta c}|)$ 与磁链给定值 Ψ_1 (当磁链位于 S1~S6 时) 或 Ψ_2 (当磁链位于 S7~S18 时) 的差值。同样的，电压状态选择单元将根据输入的磁链区段信号、转矩调节信号、磁链调节信号给出最优的逆变器开关状态组合。以此形成的电压矢量表可同时适应十八边形磁链轨迹和更高定子频率下六边形磁链轨迹。下面给出十八边形磁链轨迹控制中逆变器输出电压选择单元的主要函数语句 (正转时):

% 输入 u(1) = SN (磁链位置区段), u(2) = ΨQ (磁链调节信号), u(3) = TQ (转矩调节信号); 输出 sys(1) = $U_s \alpha$, sys(2) = $U_s \beta$; 参数 E (逆变器直流侧电压);

function sys = mdlOutputs(t, x, u, E)

Ktable = [6, 1, 2, 3, 4, 5, 1, 6, 2, 1, 3, 2, 4, 3, 5, 4, 6, 1;

1, 2, 3, 4, 5, 6, 2, 1, 3, 2, 4, 3, 5, 4, 6, 5, 1, 6;

2, 3, 4, 5, 6, 1, 3, 2, 4, 3, 5, 4, 6, 5, 1, 5, 2, 1;]

Ksa = [0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1];

Ksb = [0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1];

Ksc = [0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1];

if (u(3)==0)

{ if (Sa+Sb+Sc>1)

{Sa=1; Sb=1; Sc=1;}

elseif (Sa+Sb+Sc<=1)

{Sa=0; Sb=0; Sc=0;}

} %最少开关原则

else

{X=u(2)+2; Y=u(1); %Us=Ktable(X,Y), Ktable 的第 X 行、第 Y 列

Kus = Ktable(X,Y) + 1;

```

Sa=Ksa(Kus); Sb=Ksb(Kus); Sc=Ksc(Kus); %得出逆变器三相开关状态
}
end
sys(1)=(2*Sa-Sb-Sc)*E*2/3; sys(2)=(Sb-Sc)*E*2/sqrt(3);
%由逆变器三相开关状态直接计算其输出电压  $U_\alpha$ 、 $U_\beta$ 

```

5.3.4 系统结构与调速策略

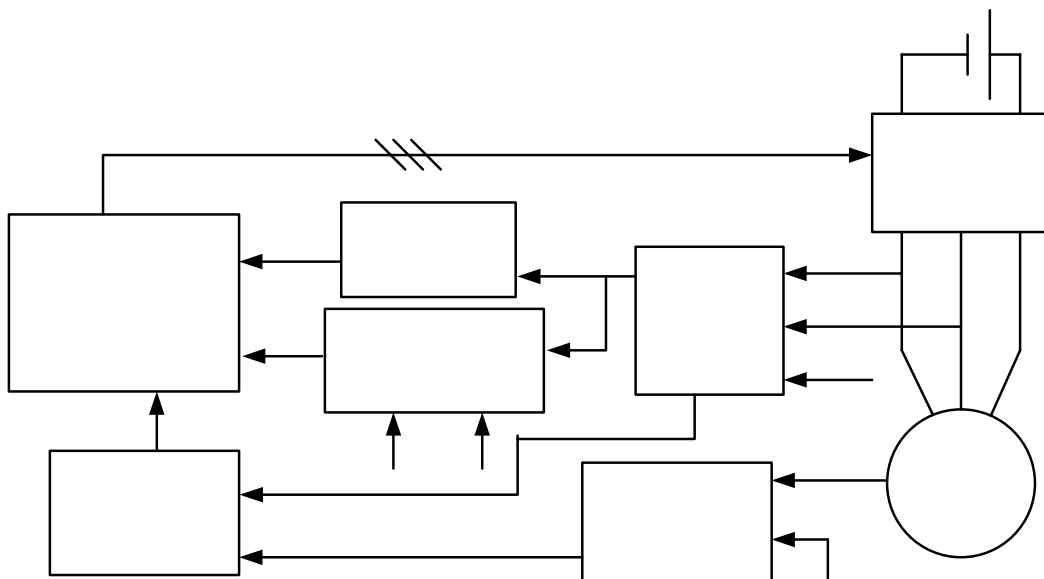


图 5-7 内陷十八边形磁链轨迹直接转矩控制系统框图

十八边形磁链控制主要工作在高速域，圆形磁链工作在低速域。因此在调速过程中，需要进行磁链轨迹的切换。我们设定 30%额定转速左右为切换点，为了避免模型在速度切换点的来回波动，采用滞环比较器输出切换信号。

在基本转速以内，定子磁链轨迹中必须插入零电压，以减缓起运动速度。当定子频率越来越接近于基本转速即定子电压越来越接近于满电压时，零电压在每个周期中出现的次数和持续的时间都越来越少，最后导致每个周期中仅出现一个最小开关持续时间的零电压。此时，定子电压的调节范围很小，转矩上升慢，下降快，如不做特殊处理，无论六边形磁链轨迹还是十八边形磁链轨迹，都将导致转矩的低频脉动^[21]。将无零电压作用转向类似弱磁控制的十八边形磁链轨迹切换控制的标准，此时，不引入零电压，而是通过如图 5-8 所示改变十八边形磁链轨迹的幅值 β 来调节转矩^[25]。 β 越小磁链的峰值越大，但其最大峰值为 $\pi \cdot \pi / 9$ ，此值是六边形磁链基波幅值为 1 时的磁链峰值； β 的最大值受开关器件最小开关持续时间的要求的制约。

TQ₄₉

转矩
调节器

T_f

ψ_1

ψ_2

T

S_{abc}

磁链空间
位置判断

内陷十八边形
磁链轨迹
直接转矩控制
开关状态选择

磁链幅值
三点式调节

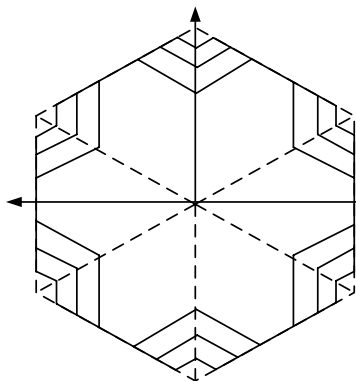


图 5-8 变折角角度的十八边形磁链轨迹控制示意图

更高定子频率下,若处理器和逆变器的性能跟不上,将根据实际条件考虑转向六边形磁链控制。并且当定子频率接近转方波点频率时,由于逆变器最小开关时间的限制,抑制六倍定子频率谐波作用无法实现^[12],需要采用六边形磁链轨迹。另外,对六边形磁链轨迹进行折角处理,会减小定子电压基波,在磁场削弱工况下,影响电动机的过载倍数及牵引功率的发挥^[23]。对于十八边形磁链轨迹与六边形磁链轨迹之间的相互切换,无需专门的 PWM 信号移缺口处理,只要保证磁链沿对称的轨迹运动,以实现无转矩瞬变。

5.4 仿真研究

仿真系统如下图所示,电动机模型参数如第三章所介绍。

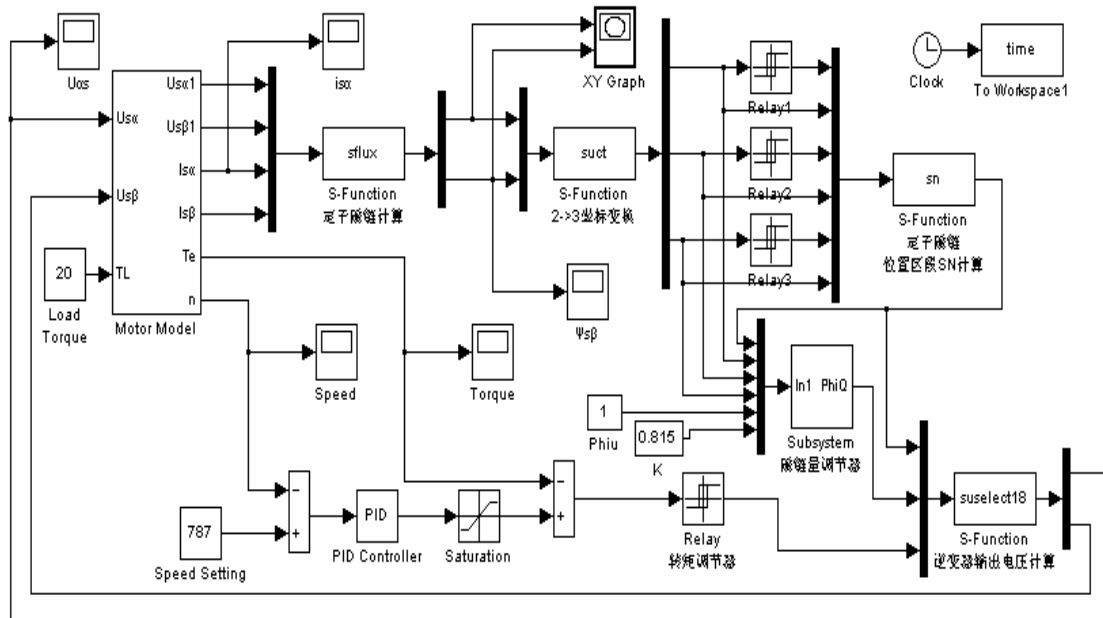


图 5-9 基于 MATLAB/Simulink 的十八边形磁链轨迹 DTC 仿真系统

转速给定为 800rpm,负载转矩为 20N·m, K 为 0.815。为了更好的比较十八边形磁链轨迹控制的性能,笔者还进行了相同参数下六边形磁链的仿真研究。六边形磁链控制与它有类似的结构,且实现更简单。转速 PI 调节器参数为 P=15, I=0.1;电机转矩上限

幅值为 40Nm。

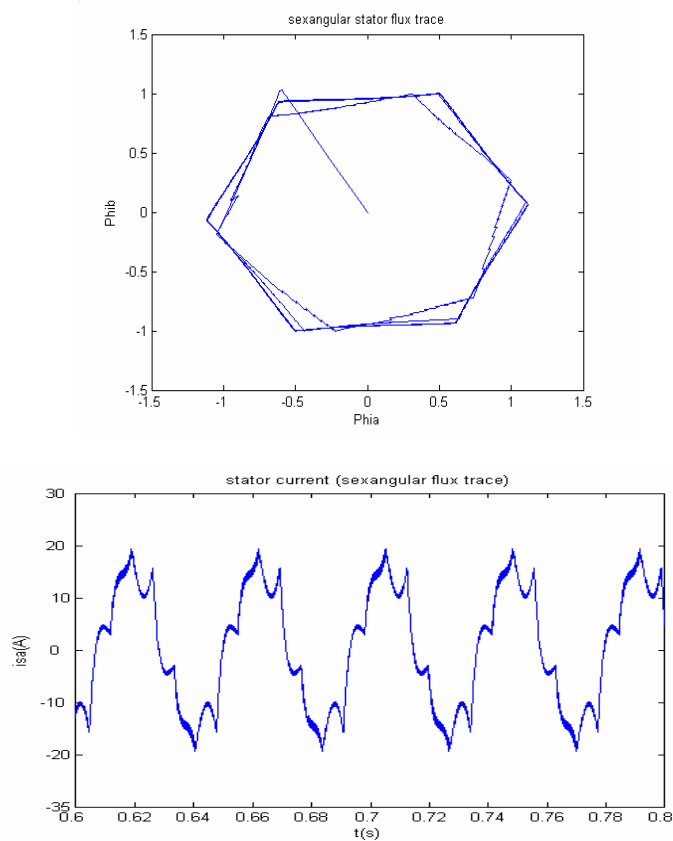


图 5-10 正六边形磁链轨迹及相应稳态时定子电流 α 分量

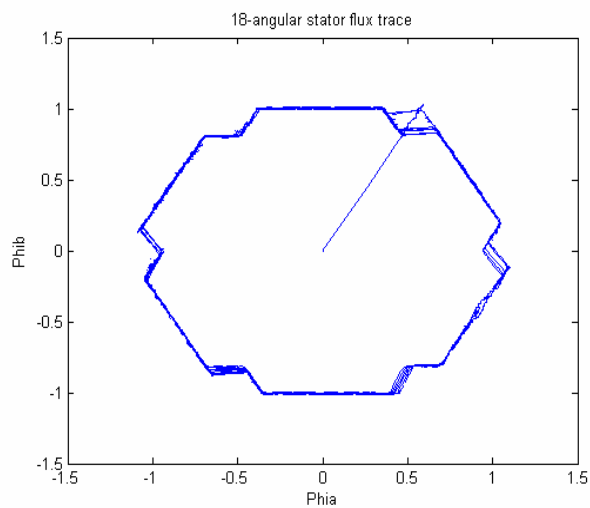
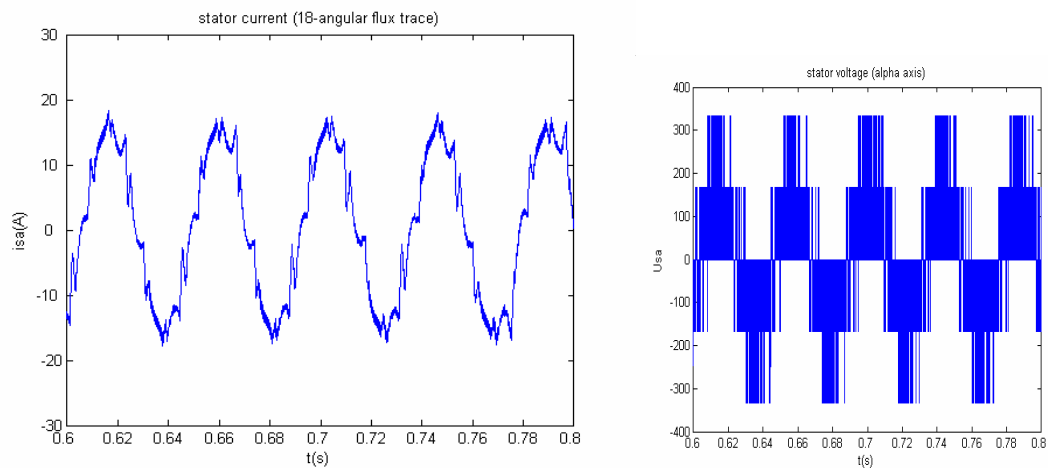


图 5-11 内陷十八边形磁链轨迹 ($K=0.815$)

图 5-12 稳态时定子电流 α 分量、电压 α 分量

同样我们可以改变折角系数 K 来观察其对磁链轨迹及相应定子电流的影响。图 5-13 即为 $K=0.8967$ 时的仿真结果。

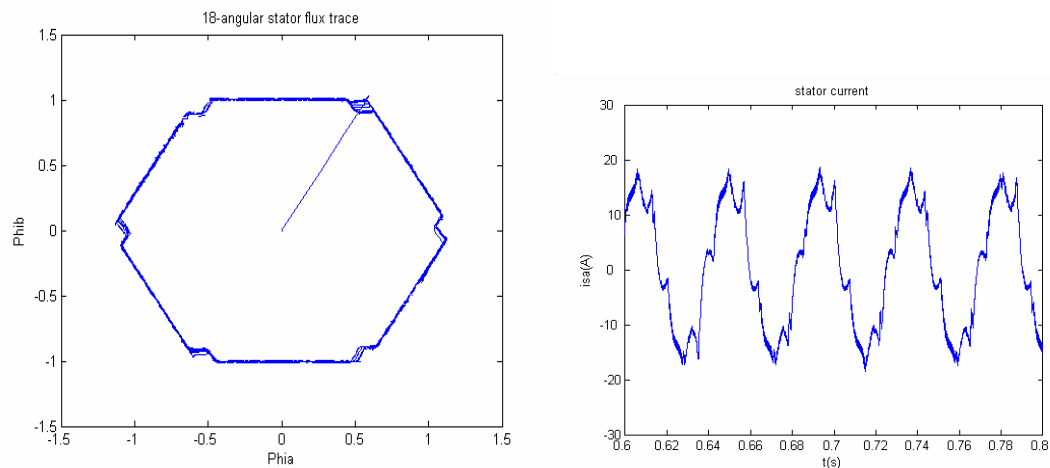
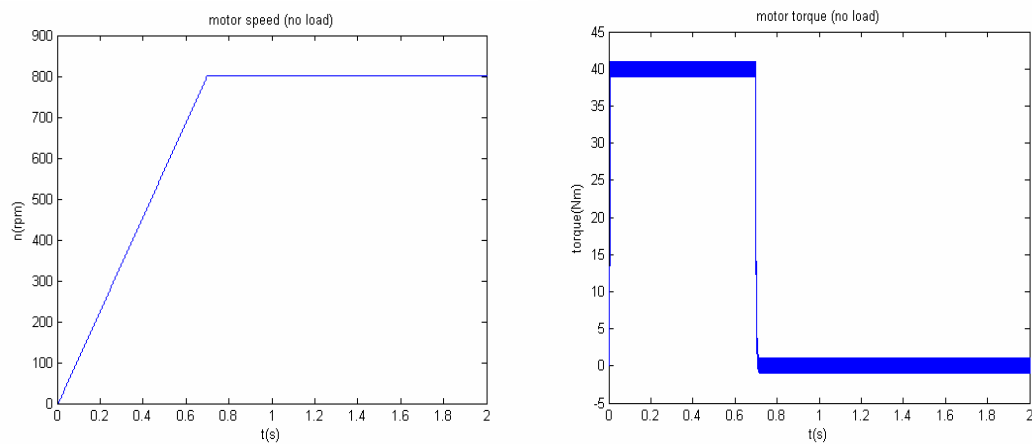
图 5-13 内陷十八边形磁链轨迹 ($K=0.8967$) 及相应定子电流 α 分量

图 5-13 空载时电动机转速、转矩响应

由以上仿真结果可以看出，六边形磁链轨迹有比较大的畸变，这正是由于定子电阻在零电压作用时的去磁作用，使得磁链轨迹有偏转，尤其是在低速时；且其定子电流波形畸变非常明显，谐波成分很高。再观察到内陷十八边形磁链控制，其磁链轨迹得到了很好的保持，当然其在低速时亦存在一定程度的畸变；并能适应不同的调速要求，证明了算法的正确性；相比六边形磁链轨迹，此时的定子磁链更接近于圆形，定子电流波形畸变更小、更接近于正弦，其相应的定子电流已较六边形时得到了很大的改善，有效减小了直流环节和接触网所含谐波电流大小，且对开关元件不构成负担。根据文献^[25]的结论，在相同的电流峰值下，十八边形磁链轨迹与六边形磁链轨迹 DTC 相比，其输出转矩的平均值可提高 24% 左右，这大大提高了电机的使用效率。

$K=0.815$ 、空载时十八边形磁链控制转速、转矩响应迅速，约为 0.7s，保持了良好的动、静态性能。六边形磁链时转速和转矩控制性能与其几乎一致（图略）。

带负载 20Nm（为了研究的方便，本论文中均忽略负载所增加的转动惯量）起动，并在 $t=2s$ 时负载转矩变化至 30Nm，电机转速、转矩响应如下图所示。

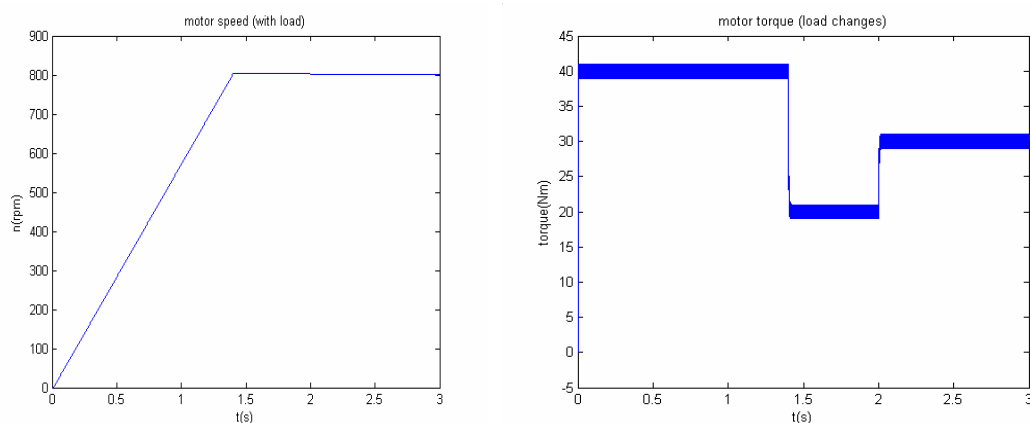


图 5-14 带负载且负载变化时电动机转速、转矩响应

带负载时转速响应至额定值时间约为 1.4s，负载的波动没有对电机转速产生明显的影响，且直接转矩控制方法对负载转矩突变的鲁棒性很强，响应很快。

低、高速间的磁链模型切换仿真。由 5.3.4 节的分析，磁链模型切换是以速度为切换依据的。采用滞环比较器以防止切换的来回波动。此处设定切换点约为 30% 额定转速，即约 240rpm；滞环比较宽度设为 10rpm。先让电机带负载（20Nm）在 200rpm 转速处稳定， $t=1.5s$ 时转速给定值变化为 800rpm，电机转速上升，过切换点时磁链轨迹切换至十八边形。

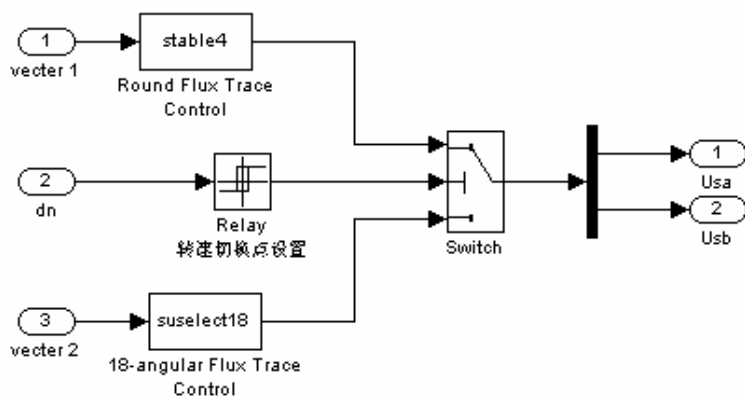


图 5-18 磁链模型切换仿真结构图

上图中 vector1、vector2 分别是圆形磁链和十八边形磁链控制的调节信号向量。两个 S 函数模块 (stable4 和 suselect18) 分别为圆形和十八边形磁链轨迹控制开关状态选择单元。dn 为电动机输出转速。图中 Switch 为切换器，它比较电动机转速与切换值的大小，以投切相应的控制算法。

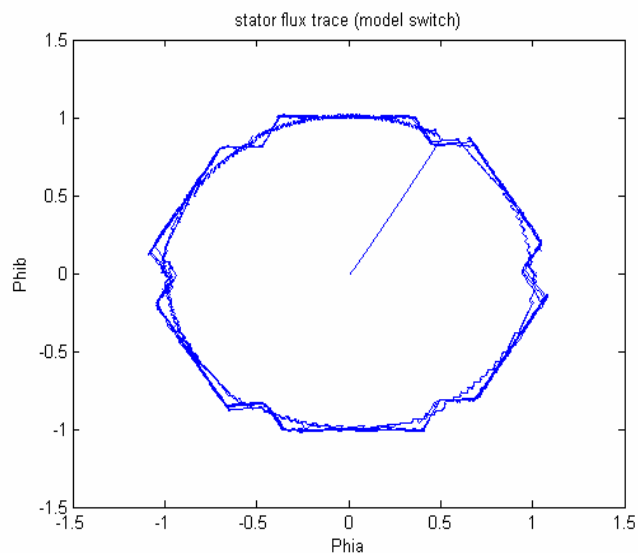


图 5-18 低高速磁链轨迹模型切换时的磁链轨迹图

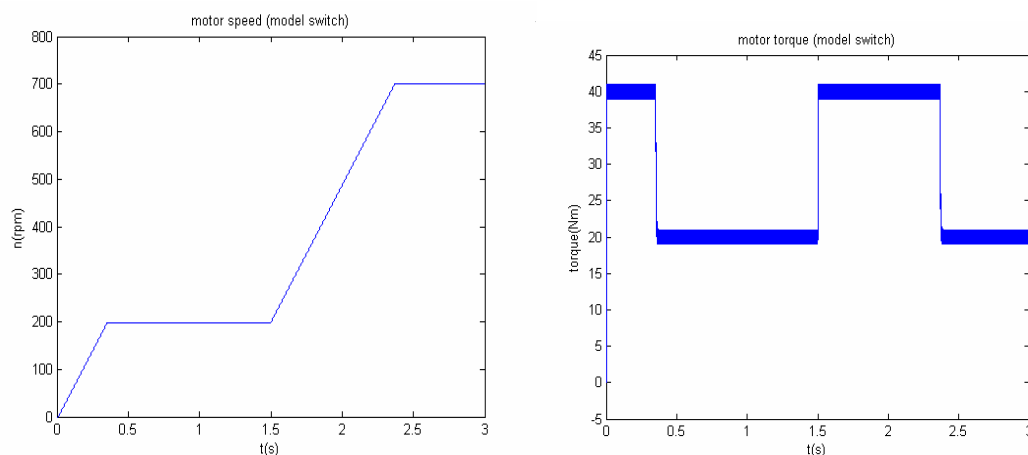


图 5-19 模型切换时电动机转速、转矩响应

从上图可以看出，启动至低速运行时是圆形定子磁链轨迹，且在 200rpm 转速处稳定了一段时间，当速度上升到 240rpm 时，磁链模型开始切换到十八边形，直至转速稳定。图 5-19 是在给定转速从 200rpm 到 800rpm 的转速响应图，速度给定值变化时经过了切换点。从仿真结果可以看出，磁链切换平稳，没有畸变与突变，转矩响应迅速，转速响应平稳，圆满完成了无扰动切换。

内陷十八边形磁链轨迹作为直接转矩控制新的应用型研究发展方向之一，它在不牺牲原控制性能的前提下，大大减小了直流中间回路电流和电动机定子电流的谐波含量。在德国、日本、中国等国家，六边形磁链轨迹控制方式已经成功的应用于大功率牵引机车控制的高速域，取得了很好的效果。现在对十八边形磁链轨迹控制的研究是工程应用的发展方向。我们对其基本原理和实现方法进行了前期分析和仿真研究，并力争保持控制程序的继承性和统一性。但要真正实现这一更优性能的控制方式并应用于机车传动领域，尚需更多的工作，同时也应该指出，直接转矩控制最初是针对大功率如 GTO 等低开关频率器件的特点提出来的，内陷十八边形磁链轨迹的缺点是稍微增加了控制程序的复杂性，但随着 IGBT、IPM 等高压、大功率、高开关频率器件的应用，在间接的定子量控制中引入转矩前馈环节，可以发展出高动态性、低谐波含量的传动控制方式。

第六章 总结与展望

本课题采用了基于直接转矩控制的方案对中大功率异步牵引电机进行调速研究, 在研究过程中需要完成大量的硬件设计和软件研究工作。由于得到了株洲电力机车研究所的大力支持, 使得硬件实验平台的开发工作十分顺利, 实验装置已全部完成。软件的编制将包括前期控制方案的仿真软件、实验用控制软件、以及监控和波形数据分析软件。本文在整个工作中从以下方面作了一些极有意义的探索工作:

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, 为了在实验前深入理解 DTC 理论, 研究高性能的控制策略, 并尽量避免在控制实验时出现一些算法上不必要的错误, 首先有必要利用高级语言对直接转矩控制理论进行了计算机仿真, 以进行对比研究, 更好地把握直接转矩控制的优越性及应该注意的问题。本文详细阐述了基于 MATLAB6.5/Simulink

图 6-4 存储器空间分配

的 DTC 仿真系统开发过程, 并对其性能进行了优化改进, 最终建立了通用的异步电动机直接转矩控制系统仿真平台。实践证明, 在本课题中, 仿真研究对基于 DTC 的异步电动机控制策略和实验系统的研制起到了非常积极的指导作用。

在直接转矩控制理论中, 对感应电机转速的控制核心是对转矩的精确控制, 而转矩精确控制则是通过控制定子磁链沿正确的轨迹运动。传统 DTC 理论是基于正六边形磁链轨迹的, 存在低速区磁链轨迹畸变严重, 高速区带来定子电流谐波成分大等问题。本文提出的控制方案, 从不同工作电压对磁链与转矩的影响分析出发, 在低速区通过引入 -120° 电压, 精确建立圆形磁链轨迹; 高速区采用内陷十八边形磁链轨迹, 很大程度上削弱了定子电流高次谐波; 并在转速调节器、转矩容差调节、磁链轨迹模型切换等方面做出了改进。基于仿真系统, 进行了深入的研究, 分析了结果。

由于时间和进度的限制, 本论文的研究工作还存在需要进一步完善和改进的地方, 并将进一步朝理论创新和应用性实验研究的方向发展。主要表现为:

对于构建的 DTC 仿真系统, 还有待在电动机、逆变器等数学模型方面进一步改进。如模拟定子电阻的变化, 模拟电机的非线性、磁饱和等; 逆变器开关器件的死区时间等。且对于系统参数的变化, 有待研究参数辨识和强鲁棒性的控制算法。

在低速区圆形磁链轨迹控制中, 减小转矩脉动始终是需要深入研究的问题, 低速平滑性的应用研究。且磁链观测模型能否更精确更简化, 也将关系到控制器运算速度的提高。高速区由于转速高, 存在逆变器开关状态优化问题, 以充分利用开关频率资源。更良好的谐波抑制和十八边形磁链在弱磁范围内的研究还有待深入。无速度传感器的直接转矩控制现在工程中亦是研究热点^[45]。

在以上问题中, 先进和智能控制理论, 如模糊控制和神经网络, 与现有调节手段的结合也很有研究前景。

本课题实验装置已进入硬件调试阶段, 下一步便将在仿真研究的基础上开展控制软硬件系统开发与实验研究。期望能总结问题, 从理论和工程应用两方面改善直接转矩控制的性能, 取得高层次的研究成果。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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
- [3] 王先冲. 电工科技简史[M]. 北京: 高等教育出版社, 1995.
- [4] 李夙. 异步电动机直接转矩控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [5] M Depenbrock. Direct self control of high dynamic performance of inverter feed ac machines[J]. ETZ Archive, 1985, 7:211~218.
- [6] DTC 与矢量控制. 西门子自动化与驱动公司(中国)培训讲义
- [7] 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
- [8] 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,
- [9] Steimel A. Development of Direct Self Control for Application in Electric Traction [C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE' 96, 1996
- [10] Nik Rumzi Nik Idris, Adbul 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
- [11] Steimel A. Development of Direct Self Control for Application in Electric Traction [C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE' 96, 1996
- [12] Walczyna A.M. Improvement of line-friendliness of drives with direct self-control[J]. Elektrische Bahnen, 1997, 4:60~67
- [13] Jixiong Wu, Yongdong Li, Jie Chen, et al. Speed sensorless Direct torque control of an induction machine in low speed region [A]. IPENC2000[C]. Beijing China, 2000. 464~468
- [14] Uwe Baader, Wuppertal. Die Direkte-Selbstregelung Ein Verfahren zur hochdynamischen Regelung von Drehfeldmaschinen[M]. VDI VERLAG, 1988
- [15] Marino P. A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor[C]. in Conf. Rec. IEEE Porto Power Tech Conference 2001, 2
- [16] Erwan Simon. Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase

PMSM Motor using TMS320F240[J]. TI Application Report SPRA588.

[17] Christian Lascu, Ion Boldea, Frede Blaabjerg. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive[J]. IEEE Trans on Industrial Application. 2000, 36(1):122~130.

[18] S.B.Ferreira, J.F.Haffner et al. 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

[19] Walczyna A M. Improvement of Line-friendliness of Drives with Direct Self-Control[J]. Elektrische Bahnen. 1997, 4:60~67

[20] 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

[21] 张旭, 瞿文龙. 一种低速下磁链观测补偿的新方法[J]. 电工电能新技术, 2003, 7(3): 50~53

[22] 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

[23] 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

[24] 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

[25] 陈高华, 冯江华等. 折角控制的谐波分析及实现[J]. 大连铁道学院学报. 2001, 6(2): 46~51

[26] 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

[27] 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

[28] 曹承志, 曲红梅等. MATLAB 软件包中 SIMULINK 环境下直接转矩控制系统的仿真[J]. 电机与控制学报. 2001, 6(2): 111~114

[29] 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

[30] 吴钦木, 谢宗安. 负 120° 电压矢量参与调节的直接转矩控制系统[J]. 贵州工业大学学报. 2000, 5(3): 27~32

[31] 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

[32] 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

[33] 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

[34] 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

[35] 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

[36] 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

[37] 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

[38] 张志涌等. 精通 MATLAB6.5 版[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003

[39] 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

[40] 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

[41] 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.

[42] 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

[43] 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

[44] 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

[45] 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研究[J]. 机车电传动. 2005 (2): 27~29

附录 本论文中用到的符号和缩写

a (b 、 c) —— 逆变器 a (b 、 c) 相	u_d —— 逆变器直流侧电压
E —— 逆变器直流侧电压的一半	$e_\psi(t)$ —— 定子磁链构成的电压空间矢量
E_ψ —— 定子磁链构成的电压状态空间矢量	f_m —— 转矩脉动频率
f_f —— 逆变器开关频率实际值	f_g —— 逆变器开关频率给定值
$i_r(t)$ —— 转子电流空间矢量	$i_s(t)$ —— 定子电流空间矢量
$i_u(t)$ —— 励磁电流空间矢量	L_u —— 主电感
L_r —— 转子电感	L_σ —— 漏电感
T_d —— 转矩	T_k —— 最大转矩
ΔT —— 调节偏差	T_f —— 转矩实际 (反馈) 值
T_g —— 转矩给定值	n_0 —— 额定理想空载转速
p —— 极对数	R_s —— 定子电阻
\overline{SU}_{abc} —— 电压开关信号	$\overline{S\psi}_{abc}$ —— 磁链开关信号
SU_{abc} —— 电压状态信号	s —— 异步电动机转差率
$u_s(t)$ —— 定子电压空间矢量	
α 、 β —— 坐标系轴符号, 作为角标时表示物理量在相应轴上的投影	
ε_T —— 转矩容差	ε_ψ —— 磁链调节器的容差宽度
φ —— 角度	$\psi_s(t)$ —— 定子磁链空间矢量
$\psi_r(t)$ —— 转子磁链空间矢量	ψ_{sg} —— 定子磁链给定值
$\psi_\sigma(t)$ —— 漏磁链空间矢量	ω —— 电角速度 (转子机械角速度与极对数的积)
ω_0 —— 额定理想空载角速度	ω_r —— 转子频率
ω —— 电动机角速度	ω_s —— 定子旋转磁场频率
θ —— 定、转子磁链空间矢量夹角 (磁通角)	T_s —— 定子时间常数
T_r —— 转子时间常数	T_σ —— 漏磁时间常数

致 谢

在本课题的研究、设计、调试和论文撰写过程中，始终得到了敬爱的导师桂卫华博导、喻寿益博导的悉心指导和亲切关怀。导师丰富的知识面、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博导、前院长沈德耀博导、副院长吴敏博导，以及王雅琳副教授、唐朝晖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，在共同相处，为理想而拼搏中，还得到了师兄、师姐及同学们的宝贵支持。感谢陈晓方博士、陈峰博士所给予的无私指导，感谢本课题组的王坚硕士、甄鹏硕士、王瑜硕士等的帮助和配合。还要感谢株洲电力机车研究所原奚国华所长、丁荣军总工、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，衷心感谢外婆和父母在我漫长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。

丁 湘

二〇〇五年四月

长沙·岳麓山·云麓园

攻读学位期间主要的研究成果

参加科研项目:

高性能交流调速系统控制策略研究（变流技术国家工程研究中心、中南大学）

发表论文:

1. 丁湘, 桂卫华等. 异步电动机 DTC 系统实验装置的设计. 广东自动化与信息工程. 2004, 25(1):15~17
2. 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. 自动化技术与应用. 2005, 24(2):33~35