

## 摘要

现代交流调速技术被誉为 20 世纪后期人类社会重大技术进步之一，在电机电气传动领域产生了巨大的社会效益。进入 21 世纪，交流调速技术继续作为电气传动系统的主要研究课题之一。变频调速则是当前交流调速系统研究范畴中最好的一种交流调速技术。对变频调速的研究有三种主流的方向，它们均基于空间矢量概念，分别为：磁场定向控制（FOC）、直接转矩控制（DTC）、空间矢量 PWM 控制（SVPWM），它们的共同目标是力求实现交流电机的控制特性达到或接近线性效果。

论文以变频调速技术的数字化工程应用为研究目标。首先对当前业内研究的直接转矩控制（DTC）技术进行了理论的解读和分析；并且，基于理论解读研究的所得，进行 DTC 的应用工程的数学建模；进而，根据数学模型，搭建设计出一套 DTC 的数字化工程系统；然后，在该 DTC 数字系统上，对三相异步感应电机进行调速控制运转，进行了电机低速运转、控制周期、电机震荡等方面的实验研究，验证了该 DTC 数字系统较好的工程控制效果。

论文同时针对 DTC 系统在提高电机低速性能和定子电阻补偿方面、缩短控制周期方面、设备数字化方面的一小部分现有技术理论，进行了优化研究和改进尝试，并体现在数学建模和数字化过程中；因为在数学模型和数字系统中，都有极小部分技术理论作了改进尝试；所以，对数学建模中所搭建的系统模型方案，进行了交流电机控制系统的计算机仿真，以论证方案可行性；对 DTC 的数字系统，进行了 MATLAB 电气系统模块库（Power System Blockset）环境下的控制性能仿真，以检查了理想环境下数字系统能得到很好的控制效果；对 DTC 数字系统，进行了三相异步电机调速控制运转，并进行相应实验研究，证明在改善电机低速和震荡性能、缩短转矩环控制周期等方面，优化设计达到要求的较好效果。

**关键词：** 变频调速 直接转矩控制 数学建模 数字实现 异步感应电机

## Abstract

Modern Alternating-Current-Governor-Technology has been thought as the momentous technical advancement of the human world in the anaphase of 20<sup>th</sup> century. And great benefit in the society has been coming to being by using it in the electric drive system. Now, it's still maintained as one of the primary research tasks in the electric drive system. Following on, VVVF is the best one in the Alternating Current Governor technology. And the research of VVVF includes mainly three kind aspects, which all based on the idea of the space vector. The three kind aspects are FOC, DTC and SVPWM. All of them aim to control AC-motor as controlling DC-motor that has the linear control speciality.

The research goal of the paper is to design the digital system of the Alternating Current Governor technology for the application engineering. The research step of the paper is such as follows. In the first, the paper unscrambles the theory of DTC (Direct Torque Control) in detail. Then, builds a kind of mathematical modeling for the application engineering basing on the research of DTC-unscrambling. The third, designs a digital system for the application of DTC, basing on the mathematical modeling. In the end, runs the VVVF system with the Three-phase Asynchronism-Induction-Motor (AIM) by the digital system, and does a series of experiments about some aspects such as the motor performance in low rev, the cycle of controlling-process, the motor concussion. Both the running of VVVF and the experiments indicate that the digital system of DTC can control the AC-motor well in the application engineering.

At the same time, the paper optimizes a little theory of DTC on the aspects of the improving in low-rev, the equalizing of stator-resistance, and the shortening cycle of the torque controlling. Therefore, the paper validates the optimizing design by a series of emulating processes. The processes include three parts: the first, the computer emulator with the AC-motor control system runs to validate the mathematical modeling. And the second, the emulator of the Power System Blockset in the MATLAB runs for the digital system of DTC to affirm that the digital system will performance well in the application engineering. The last but most important part is that, the VVVF of three-phase AIM using the digital system runs steadily and gets good performance. Thus, it is obvious that the optimizing research and design obtain the better control speciality for AC-motor.

**Key words:** VVVF, DTC, Mathematical Modeling, Digital design, AIM

## 论文的前言

### 1.1 论文研究工作期待的目标

因为我们没有以往对电气传动做系统研究和积累的基础，所以，我们做电气领域的异步感应电机调速技术研究，并不是如同电气领域的学者一样，要在电机调速理论方面做出明显成就，而是希望在电机调速技术上引入我们具有专业优势的电子技术，在电机调速技术的数字化和工程应用上，施展我们的专长优势。

所以我们的目标就着眼在应用工程上，

1. 第一点是设计出当前主流研究方向的变频调速数字化系统产品；
2. 并且，在深入解析电机调速技术的基础上，对于交叉在我们知识经验范围内、有可能改进的一小部分技术理论进行可行性思考和优化尝试；
3. 再者，为继续的研究提供较规范的研究积累和方向建议。

### 1.2 实现目标的计划研究流程

#### 1.2.1 选定研究对象为直接转矩控制技术 (DTC, Direct Torque Control)

目标既已确定，论文的研究对象就很重要。研究工作首先以大视角来分析电机变频调速的三种主流技术，视角关注点在于：

1. 三种技术的主要控制特征，在电机调速系统中达到的效果；
2. 目前的研究前景，以及业内对研究方向的参与和需求程度；
3. 三种技术的应用范围，当前用电力电子器件进行可行性数字化设计的实现条件和技术难度。

根据上述三方面，选择直接转矩控制技术作为数学建模和数字电路研究对象。

#### 1.2.2 在直接转矩控制技术方向上的研究流程

主要的研究流程分为四部分：

1. 基于数字化应用工程目的，对直接转矩控制技术当前理论作解读和分析；
2. 根据理论解读的研究所得，进行数学建模；根据数学模型，搭建出一套 DTC 数字化系统；并对电机低速性能方面、缩短控制周期方面、设备数字化方面，作一点改进的思考和设计尝试；
3. 针对所搭建的数学模型和数字系统，因为有一小部分尝试的改进成分，所以对数学建模构成的系统方案进行了电机控制系统的计算机仿真，以论证可行性；对 DTC 数字系统进行了 MATLAB 电气系统模块库环境下控制性能仿真，以检查理想环境下数字系统的控制效果；
4. 在 DTC 数字系统上进行交流电机调速运转过程的低速运转、控制周期、电机震荡等方面的实验研究，以验证阿 DTC 数字系统的运行效果以及系统的设计思想。

## 第一章 论文研究的背景—交流调速技术历程、现状与趋向

### 序言

因为论文的研究目标是：透析直接转矩控制技术理论，并用电子器件来设计实现数字化的直接转矩控制变频器。所以本章将从直接转矩控制的背景角度，综述本论文所关联的三个方面的交流调速技术；电力器件；变频器件。从而明确在大背景研究环境中，本论文所涉及的研究范围，以及研究内容在当前业界所处的地位。

### § 1.1 交流调速技术产生和发展的渊源

直流电机虽然具有比较理想的转速、转矩控制性能，但由于结构上的原因，因此存在不少缺点。如电刷、整流子的原因，使得电机在高速旋转下容易打火花、能量损耗大；电刷需要经常更换；要提供大功率输出则要求大的结构体积等。交流电机能够克服以上缺点，但控制特性却没有直流的好。因此人们一直研究如何提高改善异步电机系统控制特性，希望交流调速系统能替代直流调速系统。到目前为止，人们已提出许多种交流调速系统的原理和方法，如变压调速、变转差率调速、变转子电阻调速、变频调速等。

变频调速作为其中最好的一种控制方法，在本世纪三十年代就开始有人从事研究。但是因为控制技术及电力电子元件方面的因素制约，因此发展较缓慢。七十年代以来，普通晶闸管、大功率晶体管出现与普及，交流电机的控制技术、大规模集成电路和数字控制系统的发展使得交流调速技术有了很大的发展。[7]

### § 1.2 电力电子器件技术发展现状和研究趋向

与交流调速控制技术密切相关的电力电子技术在功率开关元件、功率变换电路方面有了很大飞跃。具体表现在：

功率器件已处于发展的第三、第四阶段，即越过了以晶闸管为代表的第一代半控型器件，第二代的单一机制的全控型器件（GTO、GTR等），目前的产品是以复合型为标志的绝缘栅极晶体管 IGBT、MOS 控制晶闸管 MCT 等，它们在容量及快速性方面有了极大提高。目前的发展趋势为功率器件的模块化、智能化，通过将微电子技术与电力电子技术结合，融合驱动、自检测、自保护功能，生产出智能化的功率模块 IPM，降低了成本、减小了尺寸、提高了可靠性。目前又有一种 ASIPM（Application Special IPM）模块问世，它是在 IPM 的基础上再增加了整流电路和电流检测电路，使用时仅需提供一路驱动电源，且驱动信号不需隔离，使得控制电路更简单、性能更高，已经有 600V 的产品 [10]。

功率变换电路的结构和控制性能也在改善和提高。全控型器件出现使得人们

抛开复杂的辅助换流措施,投入精力改进电路的结构。随着开关器件的速度提高,电压型的 PWM 变频器成为功率变换电路的主要形式。逆变器的输出波形变为多脉冲的 PWM 波,减少了谐波成分。PWM 逆变器结构简单、控制方便、转换效率高,因而被广泛应用。一般 PWM 逆变器的功率元件在高电压、大电流下通断,器件承受较大的开关应力和产生较大的开关损耗,制约着开关频率的进一步提高,影响逆变器性能的提高,如何提高逆变器性能成为变频调速领域的热点,出现了许多种结构。如三点式 PWM 逆变器,其输出电压空间矢量达 27 种,可以在开关频率比常规两点式低得多的情况下获得很好的谐波抑制效果,而且功率器件在通断过程中仅为两点式的一半,有利于降低开关损耗,此外由于软开关技术的引入,出现了谐振式逆变器,实现功率器件在零电压或零电流下开关,大大减少了器件的开关损耗和开关应力,开关频率得到提高。

因此电力电子技术发展方向将是发展智能化的集成模块制造,制作出容量、频率、精度、可靠性更高的新一代 PWM 集成功率电子装置。

### § 1.3 交流调速的三种主流技术相互比较

#### 1.3.1 三种主要的交流调速控制技术的历程

从 1964 年德国的 A. Shonung 把通讯系统的调制技术应用到交流传动中,产生了正弦脉宽调制 (SPWM) 变压变频的思想以来,因为它克服改善了相控原理的所有弊端,满足了高于性能的交流调速系统的要求,目前仍然是交流调速领域的一个研究热点[8]。

1971 年,德国 F. Blaschke 提出了异步电机的矢量变换控制技术使得交流电机的调速率控制理论有了很大的飞跃[12],它将原先相互耦合的定子线圈上的电参数解耦为力矩、励磁两方面的参数,通过分别控制力矩、励磁分量,接近达到直流电机的控制特性,目前此方面的技术已相对完善,许多产品上均采用该项技术。

矢量变换控制技术从理论上讲可以明显改善交流电机的动态控制特性,但需要进行繁复的坐标变换,计算较为复杂,而且对电机的参数依赖性大,不能完全实现参数的解耦。因此工程实现还是较为麻烦,达不到应有的控制效果,因此人们又在寻找一种有效的简单的控制技术。

1977 年由 A. B. Plunkett[19]首先提出直接转矩控制的基本思想,在 80 年代,瞬时空间理论的发展使之获得新生,1986 年德国人 M. Depenbrock 和日本学者 I. Takahashi[15]在理论和实验中取得了进一步的研究,以及 SIEMENS 和 ABB 公司进行了大量的工程化实践。直接转矩控制技术不需要解耦电机的模型,直接对电机的最终输出转矩进行控制,抓住电机的根本特性,在许多方面克服了矢量变换

控制的缺点。它的控制思路新颖、简洁明了，受到了人们的普遍关注，成为目前的电机控制研究的潮流。

现今交流电机的控制研究主要是在基于空间矢量的概念下的磁场定向控制(FOC)、直接转矩控制(DTC)、空间矢量 PWM 控制(SVPWM)等之间展开的，它们的共同点就是力求实现交流电机的控制特性接近或达到线性效果。

### 1.3.2 三种交流调速技术的主要特征

磁场定向控制(FOC) [15][18]，即矢量变换控制技术，是交流调速技术史上的一大突破，它通过坐标变换和计算，将电机的电流解耦为转矩、励磁分量分别进行控制，从理论上讲，实现了线性的控制特性，能够明显改善交流电机的输出特性 [18]，因为发展得较早，技术上较为成熟，目前许多交流驱动产品上都采用此技术 [9]，FOC 对控制器的运算速度、处理能力等性能要求较高，早期的 FOC 实现多数采用硬件电路实现坐标变换，或采用双 CPU 方式，底层采用滞环比较电路 [7]，现今因为 DSP 技术发展，多数采用 DSP 作为微处理器，不再使用滞环方式。研究应用比较多的方式是通常采用反馈量少、硬件简单的滑差矢量控制方法 [17][18]。存在缺点是繁复的坐标变换、复杂的计算、非线性和电机参数变化影响系统性能，不能实现完全的参数解耦，工程实现上达不到应有的效果 [10]。矢量变换控制中一个重要的问题是磁链的定位，不管是定子磁链定位还是转子磁链定位，磁链观测结果将直接影响到控制量的解耦。为此，提出了智能观测器、自适应观测器以及混合型的磁链观测器 [12][13]，针对电机高速、低速时的不同特性，使用不同的模型（电压电流模型和电流转速模型 [2]），考虑到电机参数的时变性，将自适应理论应用于电机控制，设计全阶观测器，主要用于观测转子磁链和转速 [7][11]。因为定子电流在转子定向的坐标系中分解的转矩分量和励磁分量的表达式简单，物理意义与直流电机相仿，所以大多数的研究都是在转子磁场定向方式下进行的，因为 FOC 研究进行得比较早，目前研究的重点和方向主要集中在磁链观测器的设计以及与智能控制的融合，工程应用上的简化控制方法以及无速度传感器方法的研究是该方向的热点 [12][14]。另外在效率的控制方面，FOC 也同样有此方面的研究 [14][15][17]。

DTC 的蓬勃发展始于 80 年代后期、90 年代初期，它直接抓住电机输出特性，直接控制输出转矩，控制思路新颖、简洁明了，克服了矢量变换控制的复杂运算缺点，是现在研究的热点 [7][14][18]。前期由于微处理器和功率器件的原因，定子磁链的运行轨迹控制为正六边形，实现直接自控制(Direct Self Control)，响应快，计算简单，但电流的畸变不可消除，含有 6 倍谐波成分，低速特性较差。近期由于微处理器和功率器件技术的发展，磁链轨迹的控制针对高低转速，可以分别实现磁链轨迹圆形、六边形控制方式 [10][14][18]。ABB 公司已有采用直接转矩控制技术的变频产品出售。直接转矩控制利用定子磁链和转矩的两点调节器，通过直接的 Bang-Bang 控制，控制定子磁链幅值为恒值，同时实现了对转矩的直

接控制,因为所有计算只是在定了的静止两相坐标系中进行,所以较矢量变换控制简单,因为它采用的 Bang-Bang 控制,实际上是一种最短时间的控制,所以它的响应快也是它的一个特点[5][17]。同样跟矢量变换控制一样,直接转矩控制需要解决的一个重要方面也是定子磁链的观测,需要考虑高速、低速的磁链模型[3][7]。所以 DTC 下的磁链和转矩观测器的设计是 DTC 研究的一个方向。因为电机的低速磁链模型受影响的因素比较多,所以 DTC 下电机特性控制也是一个方向。文献[23]着重分析了 DTC 系统低速特性,认为低速时定子电阻对磁链的估计影响较明显,低速时宜使用转速电流模型估计转子磁链,而后定位定子磁链。同时也有研究[22]着重分析研究逆变器的死区效应是影响 DTC 调速系统低速转矩稳态性能差的重要因素,死区效应对调速系统影响的原因是因为电压的检测被另外一种方式替代,即通过直流母线电压和瞬时的开关状态计算得到。文献[20]分析了死区电压存在的必然以及对系统性能的影响,尤其对系统在低速轻载的情况影响更显著。针对直接转矩控制系统的低速的负载特性较差,文献[19]应用在线的模糊观测器,根据定子电流、同步转速观测定了电阻的变化,改善了直接转矩系统的低速性能。在工程实现上,DTC 下的无速度传感器方法的研究也成为了一个研究方向。因为采用 U-I 模型的 DTC 表现出对电机参数的不敏感性,所以在工程应用上人们试图通过对 U-I 模型的定子电阻进行的补偿的方式来提高 DTC 系统的鲁棒性,因此 DTC 的鲁棒性的研究也成为了一个研究方向。DTC 的研究方向某种程度上也是参照了 FOC 的方向,所以关于 DTC 方式下的效率控制也在同步进行[1][14]

PWM 技术主要有电压 PWM、电流 PWM、空间矢量 PWM 几种,目前研究的热点是空间矢量 PWM,它与前面两种方法不同,它是在引进了矢量控制的概念之后,考虑到如何控制电机的磁通成圆形轨迹,利用数字输出六种电压矢量拟合形成一圆形轨迹,最终输出 PWM 波。它的落脚点为先保证磁通轨迹,因此结构简单、特别适合计算机控制,开关频率低、效率高,今后是发展应用主流之一。

基于空间矢量的概念,近年来又发展了 SVPWM 技术,它不同于 SPWM 控制思想,它是在引进了矢量控制的概念之后,考虑利用三相桥臂开关组合成的 7 种电压矢量合成期望电压矢量的一种方法,最终表现为 PWM 波,它结构简单、特别适合数字化实现,开关频率低、效率高。实际上,它只是变频调速的一种底层实现方式,但是电机的控制效果仍很大程度上取决于它的方式,所以人们在研究它的不同方式对电机输出效果的影响是 SVPWM 的研究重点[8]。文献[6]对常规的 SPWM 和空间矢量 PWM 进行比较,认为后一种技术在减少电机电流谐波损耗、提高母线电压利用率上具有明显的优势,分析认为只有同时控制定子磁链的瞬时幅值和瞬时速度,转矩脉动才可减少,扩大系统调速范围,改善控制性能,而且其中磁链的瞬时速度误差对输出转矩的影响比瞬时幅值误差对输出转矩的影响大得多。文献[4]阐述了如何在开环条件下利用空间 PWM 技术实现低转矩脉动、减少电流畸变的方法。主要途径就是采用零矢量的控制方式,减少磁链频率的波动,实现了平滑、稳定的转矩特性。Walczyna 等人融入了自适应控制技术,硬件上实现了三电平 PWM

逆变器,使得定子磁链的瞬时速度误差减少,电流畸变谐波减少,使用在大功率、高频场合,减少了电机参数的变化对电机电流输出的影响。文献[8]针对 SVPWM 方式下的过调制以及电压的利用率与常规的 SPWM 进行了比较。在工程产品上,目前国内已有利用此项技术设计完成的 PER1150G3-4A150KW 大容量变频调速装置。

### 1.3.3 三种交流调速技术的关联

上面三种控制技术从本质上讲是相互统一的。形式上看空间矢量 PWM 技术与直接转矩控制都是在定子的两相坐标系中进行分析。SVPWM 最早是由德国 RUHR 大学的 Depenbrock 教授在实现 DTC 时引入的,实际上它与 DTC 还是有差别的。DTC 底层的 PWM 直接由磁链和转矩比较环节产生,并没有一个合成矢量的概念,但是 SVPWM 着重强调 8 个开关状态对应的 7 种电压矢量进行的矢量合成,实际上它还是属于变频调速的底层,它并没有直接与转矩输出构成联系。从所处的地位来讲,它与 SPWM 处于同一层次,属于交流驱动的底层,只是它易于数字化实现,因此在现代的 FOC 控制中已经逐渐将原先的底层的 SPWM 方式替换为 SVPWM 方式,能够有效简化控制结构,提高控制特性[5]。因为 FOC 能够实现输出控制量的有效调节,DTC 可以简化控制结构,并且减少对参数的依赖性,交流驱动技术的最后的发展方向是将这三种技术的优点进行融合,扬长避短,真正实现电机的线性控制特性。(这也是本论文研究的内容和目标之一。)

### 1.3.4 业内当前代表性的研究改进方向

交流电机控制技术由于矢量变换控制理论的介入得到大的发展,但是单纯从电机方面的模型出发去寻求改善控制性能的方法取得的效果已是比较有限。在矢量控制的基础上,人们采取了许多改进方法,提高控制效果,如采用加入前馈补偿法去除转矩电流和励磁电流之间电机内部压降造成的耦合[16];采用自适应理论解决运行过程中的结构参数变化带来的影响;另外专家系统、模糊控制、神经网络技术也被应用于交流调速领域,目前多数处于实验室阶段,实用的例子较少。

## § 1.4 磁链观测的发展

### 1.4.1 磁链观测在交流调速研究中的重要意义

前面提到的控制方法的一个重要的研究方向就是磁链的观测,磁链观测在电机的控制中非常重要,它是交流驱动能否实现线性控制的关键。因为电机的磁链一般需要间接观测,在通常采用的 FOC、DTC 和 SVPWM 技术中,FOC 常应用到转子磁链定向,DTC 和 SVPWM 因为都应用了静止两相坐标系中的电压矢量概念,因此通常采用的是定子磁链定向。三种控制方式实际上与磁链的观测结果有明显的依赖性,FOC 很明显它需要磁链的观测结果进行定向,而后对控制量进行解耦,因此磁链观测在 FOC 中极为重要,系统的控制效果和振荡与磁链的结果有明显的关系,通常在 FOC 中采用的是转子磁链观测,因为它能够有效地将交流分量转换为类似

直流电机控制中的励磁和转矩分量。在 DTC 和 SVPWM 中因为都存在一个选择电压矢量的问题，而正确选择的前提是明确定子磁链的位置，因此磁链观测在这两种控制方式中同样很重要。

#### 1.4.2 磁链观测的主要研究类型

磁链的观测模型主要有两种<sup>[12][14]</sup>，一种是 U-I 模型，它比较适用于高速状态，它是一种积分模式，涉及的参数主要是电机的定子电阻，DTC 和 SVPWM 都是采用了该模型，使电压矢量在空间坐标系中与磁链进行了对应，然后在此基础上进行控制特性的分析，因此所谓 DTC 对电机参数依赖性小是基于 U-I 模型下的结论，这还是有一定欠缺之处的，对此许多研究已经表明了这一点<sup>[1][6][7][16][17]</sup>。磁链观测的另外一种模型是 I-N 模型，它比较适用于低速状态，但是它涉及的电机的参数比较多，对其观测结果有明显影响的是转子的参数，而转子的参数比较难确定，尤其是感应电机。

也正是磁链低速观测不确定性的原因，所以电机在低速时控制的特性比较差，因为此时电机涉及的参数相对多，而且由于电机的参数会出现变化，而且易引进死区效应，当电机承受的负载比较大时，很容易出现因为电机的磁链观测不准确而导致电机出现振荡，这也是电机控制领域需要解决的难题之一<sup>[3][7]</sup>。除了已讨论的不可避免的死区电压影响<sup>[13][18]</sup>，认为低速时定子电阻对磁链的观测影响较明显<sup>[23]</sup>，需要定时更新转子定子电阻，定子磁链可以精确控制，文献<sup>[19]</sup>应用在线的模糊观测器，根据定子电流、同步转速观测定子电阻的变化，提高了磁链观测结果的准确性，改善了直接转矩系统的低速性能，文献<sup>[23]</sup>针对低速时定子线圈电阻随温度的变化量造成控制特性变差提出应用 PI 调节和模糊控制的策略根据定子电流的变化估计电阻的变化，从而提高控制特性。

#### 1.4.3 磁链观测方面进行的代表性研究工作

目前磁链观测方面进行的代表性研究工作有：

将现有的两种模型进行混合使用，根据电机的转速使磁链的模型对应的侧重点在低速时为 I-N 模型，高速时为 U-I 模型，这样可以充分利用两种模型的优点，通常采用的是滑动结构，即并联结构，由于这种结构在实际运行中存在响应速度慢，容易存在静态偏差，因此改换它的并联结构为串联结构，将 I-N 模型的逆方式置于 U-I 前端，综合使用能够有效消除前述缺陷<sup>[1][7]</sup>；

利用自适应方法，构造李雅普诺夫函数设计设计转子磁链观测器，能够有效提高观测的准确性，并且能够提高系统的鲁棒性，这是在磁链观测中通常采用的另一种方法，但是因为控制结构相对复杂，工程实现相对困难；

仍采用 U-I 模型，但是在低速段利用 V/F 为常值的特性对观测结果进行修正，这种方式可以有效简化控制结构，减少计算量，适合用于工程实践；

仍采用 I-N 模型，只是另外加 PI 调节器，利用模型输出的电流与实际输出电流的差值调节磁链的观测结果；

利用逆系统的控制方式，将磁链的观测与转速的控制解耦，减少观测的复杂性，但是同时还需要加调节器进行修正；

利用滑模变结构控制技术，减少控制方法对电机参数的影响，但是使控制结构复杂，不容易工程化。

### § 1.5 变频器件的设计趋向

高性能、高速度的微处理器、微控制器的出现，使得控制实现数字化、实用化，能够将复杂的控制方法编制软件实时控制电机系统，快速响应控制指令，及时处理各种状态信号，目前流行采用单片机来构成全数字控制系统来降低成本，许多变频控制器多采用此种方案。但由于现代控制理论及算法的介入，使得计算量较大且复杂，一般的单片机无法承受，无法满足实时控制的要求。快速处理芯片的出现，（如变频调速用 DSP 芯片 ADMC401）使得这一难题迎刃而解，在实用控制系统中采用复杂的控制算法来达到较好的控制效果。并且许多实用的产品已得到证明，如 SANCO 系列的高性能的通用变频器等。

因此采用高性能的快速微处理器数字化实现 PWM 技术是今后的发展趋势和研究方向。

## 第二章 直接转矩控制技术的理论解析和数学建模

### 序言

本章首先对直接转矩控制技术理论进行研究剖析, 给出一套对理论的个人解读。从而在理论解读的基础上, 进行数学建模, 提出了一套数字化系统实现方案。

本章同时对“电压空间矢量 PWM 技术”也进行解读和建模研究, 是因为“电压空间矢量”在“直接转矩技术”和“电压空间矢量 PWM 技术”中都占有很重要分量。也因而“直接转矩控制技术”和“电压空间矢量 PWM 技术”在控制机理和实现方式上非常相近, 关联紧密。但两技术具有本质区别, 因此本章通过对比的研究方式, 得出本论文选择直接转矩控制技术作研究对象的优劣理由:

以数字化应用该理论技术并稍作优化为首要原则, 围绕数学建模的出发点, 一些理论会解读得比较浅显。

### § 2.1 直接转矩控制技术的根源、常规方案、现状和方向

#### 2.1.1 直接转矩控制的理论根源

直接转矩控制的中心在于“直接自控制 (Direct Self-Controll)”, 在 1977 年 A. B. Plunkett<sup>[1]</sup>就提出此种想法, 当时由于对定子磁通的检测没有好的方法, 所以实现较为困难。1983 年 Y. Murai 等人将瞬时的空间矢量理论应用到 PWM 型的逆变器, 提出了空间矢量 PWM 法, 解决了“磁通自控制”的问题。1981 年 S. Yamamura 提出磁通加速法 (FAM), 指出只要维持定子磁通幅值不变, 改变转差角速度, 就能改变电机系统中的其它电参数, 最终实现输出特性可控, 这就是转 (力) 矩自控制的理论基础。1985 年, M. Depenbrock<sup>[7]</sup>综合了上述方法的特点提出了直接转 (力) 矩控制的理论, 在维持定子磁通幅值不变的情况下, 通过插入零矢量使得磁场的旋转速度变化, 改变定转子之间的转差角速度, 达到控制瞬时力矩的目的。

直接力矩控制与矢量控制的不同在于: 矢量控制将逆变器与电机独立开来, 通过连续的方法对电机的模型进行简化, 因为逆变器是离散的, 两者统一联系起来比较困难, 而直接力矩控制对电机与逆变器合二为一进行控制, 用空间矢量理论统一起来进行离散控制, 方法更简单。矢量控制更多程度上依赖于电机的模型参数, 电机运行过程中参数的变化对控制效果影响极大, 而直接力矩控制主要针对电机的最后输出特性进行控制, 依赖电机模型参数的程度小, 受电机的参数变化的影响小。因此逐渐被广泛研究, 成为交流传动领域的新热点。

#### 2.1.2 直接转矩控制的各种方案

直接转矩控制被提出以来, 各国科技人员做了大量的研究, 出现各种具体的控制方案, 各型方案的主要区别都在直接转矩控制系统的“磁通观测模型”、“磁

通控制方式”、“磁通轨迹”三方面。具体阐述如下：

### 2.1.2.1 磁通观测模型上的各种方案：

异步电机采用三种磁通观测模型：U—I 模型、I—N 模型、U—N 模型的不同组合来获得定子的磁通。在滑模变结构控制中，考虑到在中高速时 U—I 模型能够获得较为精确的磁通值，而在低速时则采用 I—N 模型计算磁通大小，克服 U—I 模型低速时的不少缺点，此种方法的难点在于快速平滑切换模型；直接采用 U—I 模型，需要克服其低速下的不少缺点，因此还需对定子电阻进行辨识及误差补偿；采用 U—N 模型，算法比较复杂，在世界上目前只有德国用的比较多。[7]

### 2.1.2.2 磁通的控制方式方面：

1. 开环控制：根据指定的磁通幅值、已确定的电压矢量的幅值设计好六个空间非零矢量、零矢量的顺序和作用时间长度的表格，运行过程中直接查询表格，这种控制方式简单，但是没有形成反馈控制，没有考虑定子参数的变化对实际磁通的影响，因此低速时输出特性比较差，出现较大的力矩脉动。

2. 闭环控制：[7]对实际磁通进行反馈控制，控制输出效果取决于通观测的结果，在此种方式下能够保证磁通的轨迹为圆形即幅值保持恒定，同时在硬件上增加了电压传感器、电流传感器，增加计算量。

3. 伪闭环控制：[15]它减少了电压传感器，定子端电压的获取通过当前的电压矢量计算得到，简化了控制结构，但是此种方式在低速运行情况下受开关元件的死区时间影响较大。目前较多采用此种方案，再加上一些补偿算法，就可达到较好的控制效果。

### 2.1.2.3 磁通轨迹方面

控制磁通轨迹的途径有两种，一种是通过采用正多边形来替代圆形轨迹，此种方式多在空间矢量 PWM 控制中采用，结构方法要相对简单一些，开关频率低；另一种是实时检测磁通，使其最后形成一圆形轨迹，控制效果取决于控制周期，效果相对要好一些，但是控制方案要复杂一些，开关频率高。

### 2.1.2.4 PWM 开关方式

直接转矩控制的中心是磁通自控制和转矩自控制，它的开关方式本质上属于磁通 SPWM，只是在此基础上增加了转（力）矩控制环节，控制策略上多采用以下三种：

1. 滞环 Band-Band 控制：就是将力矩和磁通观测值与指令值、误差范围进行比较，同时考虑到磁通的位置，优先考虑磁通的要求，一旦磁通超出误差带范围，就调整输出矢量，控制磁通和力矩。它能够磁通幅值、力矩控制在较小的范围内，达到良好控制性能，此种方法要求控制周期小，对器件性能要求高。[7]

2. 直接 Band-Band 控制：取消了滞环，直接根据力矩和磁通的观测结果直接决定开关状态，使得系统变得更简单，减少了计算量，可以降低控制周期，但是

它也要求控制周期低,有资料<sup>[9][12]</sup>表明控制周期大于 50 $\mu$ s 时,难以达到良好的控制性能。

3. 预前控制:1992 年 T. G. Habetler<sup>[15]</sup>等人提出在力矩和磁通无差拍控制的基础上由当前的电机反电动势和磁场旋转速度计算出下一个时间周期的电压矢量,使其误差最小。该种方法的控制周期可以取得较大,开关周期恒定,实验证明在控制周期取为 250 $\mu$ s 时,仍可得到较好的控制性能。缺点在于计算量大,要求控制 CPU 采用快速处理芯片,如 DSP 等。

### 2.1.3 直接转矩控制在实际应用上的研究现状与方向

直接转矩控制从提出到现今已有十余年历史了,在这十年里,德国、日本、美国竞相开展这项技术,使得有了长足进步。

德国作为直接转矩控制的发源地,采用六边形磁通轨迹控制方法。在大功率方面进行应用研究,已成功将直接转矩控制应用于大功率电力机车和提升机的控制上,功率开关器件采用 GTO、GTR,正在尝试使用 IGBT,使开关频率达到 5KHz,采用的 CPU 是 TMS320C25,从低速延伸到弱磁范围。

日本采用直接控制磁通,使磁通轨迹逼近于圆形的办法。他们侧重于中小功率的应用研究。1987 年, I. takahashi 等人用两组逆变器 and 1.5KW 异步电机构成的直接转矩调速控制系统,实验获得了创世界记录的性能指标,转矩响应频率达到了 2KHz 以上,空载转速的阶跃响应达到 -500 ~ +500rpm/4ms,在超低速领域可以做到 1 转/小时。<sup>[9]</sup>

在美国,进行直接转矩控制研究的主要有 T. G. Habetler 等人,主要是将该项技术应用到电动汽车中,实现在全速范围内有效控制转矩的大小。1989 年,他们将直接转矩控制用于直流环节谐振逆变器,用反向电压矢量替代零矢量,加快了转矩响应,同时采用一直流侧电流传感器估算三相电流,开关频率可到 27KHz<sup>[15]</sup>。1992 年提出无差拍控制思想,指出了为了加快转矩的响应,直接选取使得转矩变化最快的电压矢量<sup>[15]</sup>。仿真及实验结果表明,动态时磁通值出现小的偏差,而转矩响应加快了。

直接转矩控制的提出与研究时间不长,理论与实践上存在不成熟之处,如低速性能等,目前实现方式多采用数字化,由于计算量大,实时性要求高,多采用快速处理芯片 DSP 来实现较短的控制周期,如何改进控制性能,使其简单可靠、成本低,加速直接转矩控制变频器商品化是今后的一个研究方向。

## § 2.2 直接转矩控制系统的设计原理解析

## 2.2.1 异步感应电机和定子磁链的数学模型

### 2.2.1.1 异步电机数学模型、输出力矩模型

定子空间电压矢量  $U$  可以表示为:

$$U_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}(U_A + U_B\alpha + U_C\alpha^2) \quad (2-1)$$

式中  $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ ,  $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$  分别为电机瞬时相电压值;

因此定转子中的电流也就表示为:

$$i_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{1A} + i_{1B}\alpha + i_{1C}\alpha^2) \quad (2-2)$$

$$i_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{2A} + i_{2B}\alpha + i_{2C}\alpha^2) \quad (2-3)$$

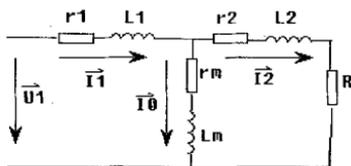


图2-1 感应电机等效到定子侧的电路图

$i_{1A}$ 、 $i_{1B}$ 、 $i_{1C}$  为定子的相电流,  $i_{2A}$ 、 $i_{2B}$ 、 $i_{2C}$  为转子的相电流。

如图 2-1, 将电机等效到定子侧形成电路图, 其中  $R$  为负载, 可得在以定子磁通定向的旋转坐标系上的异步电机矢量方程矩阵表达式 (2-4):

$$\begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_1 p + j\omega_x L_1 & j\omega_x M_m p \\ p M_m + j(\omega_x - \omega_r) M_m & r_2 + L_2 + j(\omega_x - \omega_r) L_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \vec{i}_1 \\ \vec{i}_2 \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

其中:

$\omega_x$  为坐标系的旋转速度;

$(\omega_x - \omega_r)$  为坐标系相对转子的角速度;

$r_1$ 、 $r_2$  分别为定子、转子的电阻;

$L_1$ 、 $L_2$  分别为定子、转子的自感系数;

$M$  为定子、转子间的互感系数;

$\omega_r$  为转子的转动角速度;

$p$  为微分因子;

根据能量转换原理及双轴理论,通过坐标变换和矢量变换,可得出  $\alpha-\beta$  两轴静止坐标系下的鼠笼异步电动机的数学模型:

$$\begin{bmatrix} U_{a1} \\ U_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_1 & 0 & pM & 0 \\ 0 & r_1 + pL_1 & 0 & pM \\ pM & \omega_r M & r_2 + pL_2 & \omega_r L_2 \\ -\omega_r M & pM & -\omega_r L_2 & r_2 + pL_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{a2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

其中:

$U_{a1}$ 、 $U_{\beta 1}$  分别为定子线圈电压在  $\alpha-\beta$  坐标系中的分量;

$i_{a1}$ 、 $i_{\beta 1}$  分别为定子线圈电流在  $\alpha-\beta$  坐标系中的分量;

$i_{a2}$ 、 $i_{\beta 2}$  分别为转子线圈电流在  $\alpha-\beta$  坐标系中的分量;

该方程组描述了电机内部的状态变量的关系,可用于电机的稳态和动态分析。异步电机的输出力矩表达式为:

$$\begin{aligned} \vec{T} &= n_p(\vec{\varphi} \times \vec{i}_s) = n_p \operatorname{Im}(\vec{\varphi}^* \cdot \vec{i}_s) \\ &= n_p(\vec{\varphi} \times \vec{i}_r) = n_p \operatorname{Im}(\vec{\varphi}^* \cdot \vec{i}_r) \end{aligned} \quad (2-6)$$

电机系统的运动方程为:

$$T - T_L = \frac{J d \omega}{n_p dt} \quad (2-7)$$

其中,  $T_L$  为负载力矩,  $J$  为转动惯量。

式子 (2-5) 到 (2-7) 描述了电机内外部变量之间的关系,是下面篇章分析的基础。

### 2.2.1.2 定子磁链的数学模型

定子磁链模型通常有 U-I 模型、I-N 模型两种,由于它们各自具有自己的特点,根据实际情况的不同,它们被应用于不同的场合。

#### a. U-I 模型

$$\vec{\psi}_1 = \int (\vec{U}_1 - \vec{i}_1 r_1) dt \quad (2-8)$$

其中,  $\vec{U}_1$  为定子的相电压;  $\vec{i}_1$  为定子的相电流。

特点: 运算中仅涉及电机的定子电阻,而磁链直接测量比较麻烦,在现代的电机控制中大都使用间接测量的方式,正是由于 U-I 模型结构简单,所以在早期的电机控制以及一些简化的结构中通常使用它。当忽略定子电阻的影响时,由式 (2-8) 可以看到定子磁链的变化量可以近似由定子电压矢量与时间的乘积表示,而且磁链变化量的方向就是定子电压矢量的方向, DTC 以及 SVPWM 就是基于此模型

分析系统的控制特性的，因此它对简化电机分析以及一些新型方法的提出都具有很大的意义。

由于此模型的运算仅涉及定子电阻一个电机参数，所以定子电阻上的压降是影响模型误差的主要因素，表现为低速段误差较大，高速段误差小，分析如下：

在变频调速中，电机的电压幅值与频率之间存在恒定比值的关係，式(2-9)

$$|\bar{U}_1|/f = C \quad (2-9)$$

其中， $C$ 为常数； $f$ 为定子电压频率。

在U-I模型中，定子阻压降与定子电压比值为式(2-10)

$$k = \frac{|\bar{i}_1 r_1|}{|\bar{U}_1|} = \frac{|\bar{i}_1 r_1|}{Cf} = \frac{r_1}{C} \frac{|\bar{i}_1|}{f} \quad (2-10)$$

低速段，因为 $f$ 小，所以 $|\bar{i}_1|/f$ 比较大， $k$ 值也大，所以定子阻压降在模型的积分式中占的份额大，由于定子阻值存在测量的误差，所以在低速段由于定子阻压降引入的误差容易引起U-I模型计算出现偏差。

高速段，因为 $f$ 大，所以 $|\bar{i}_1|/f$ 小， $k$ 值也小，所以定子阻压降在模型的积分式中占的份额很小，定子阻值引入的误差可以忽略不计，所以U-I模型在高速段应用准确。

b. 定子磁链的I-N模型逻辑表示(表2-1)

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha 1} &= L_{\sigma} L_1 i_{\alpha 1} + \frac{M}{L_2} \psi_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 1} &= L_{\sigma} L_1 i_{\beta 1} + \frac{M}{L_2} \psi_{\beta 2} \end{aligned} \quad (2-11)$$

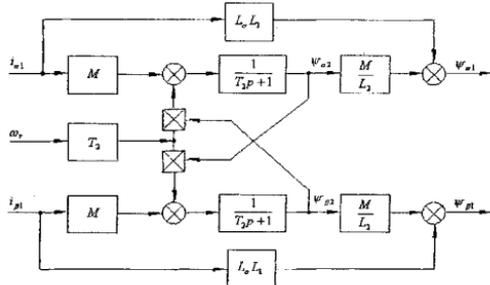
其中， $L_{\sigma} = L_1 - M^2/L_2$ 为总漏感；

$\psi_{\alpha 2}$ 、 $\psi_{\beta 2}$ 为转子磁链在 $\alpha\beta$ 坐标系中的分量，它们分别有，式(2-12)

$$\begin{aligned} T_2 \frac{d\psi_{\alpha 2}}{dt} + \psi_{\alpha 2} &= i_{\alpha 1} M - \omega_r T_2 \psi_{\beta 2} \\ T_2 \frac{d\psi_{\beta 2}}{dt} + \psi_{\beta 2} &= i_{\beta 1} M + \omega_r T_2 \psi_{\alpha 2} \end{aligned} \quad (2-12)$$

特点：通过转子磁链的观测结果计算定子磁链的大小，因为它没有使用定子电压，可以避免低速段感生电动势计算引入的误差，适用于低速段电机磁链的计算，计算比较复杂，由于在高速段 U-I 模型就可以满足计算精度，所以在电机进入高速段时采用 U-I 模型简化控制结构。

表 2-1. 定子磁链的 I-N 模型逻辑式



## 2.2.2 直接转矩控制中电压空间矢量的原理

如图 2-2 所示，用 Sa、Sb、Sc 分别代替三相桥臂的等效开关，每个开关的开、关两种状态用“1”和“0”表示。逆变器开关元件的“开”、“关”动作改变作用到电机线圈上的电压值，在静止的  $\alpha-\beta$  坐标系下电机定子端电压可以表示为：

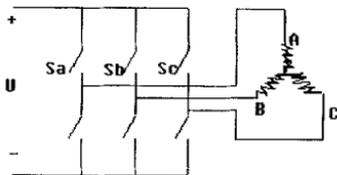


图2-2 逆变器模型电路图

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AG} \\ U_{BG} \\ U_{CG} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

$U_{AG}$ 、 $U_{BG}$ 、 $U_{CG}$  为电机的三相电压对地的电压差值：

$$\begin{aligned} U_{AG} &= S_a U \\ U_{BG} &= S_b U \\ U_{CG} &= S_c U \end{aligned} \quad (2-14)$$

U 为直流端电压；

将式 (2-14) 代入 (2-13) 得：

$$\bar{U}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} U (S_A + S_B \alpha + S_C \alpha^2) \quad (2-15)$$

式中  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ,  $S_A$ 、 $S_B$ 、 $S_C$  分别为逆变桥各相开关状态值;

表 2-2. 开关状态与空间电压矢量对应表格

$(S_A, S_B, S_C)$	(0, 0, 0)	(0, 0, 1)	(0, 1, 0)	(0, 1, 1)	(1, 0, 0)	(1, 0, 1)	(1, 1, 0)	(1, 1, 1)
变量代号	U0	U1	U2	U3	U4	U5	U6	U7

它们状态组合共有 8 种, 如表 2-2 所示, 其中 U0、U7 为零矢量, 此时电路不导通, 其空间分布如图 2-3 所示。

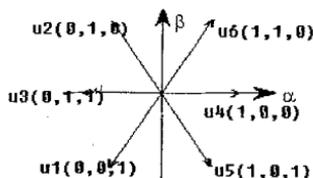


图2-3 电压矢量分布图

U5、U3、U1、U2、U6、U4 六个矢量构成封闭轨迹, 如图 2-4 所示。

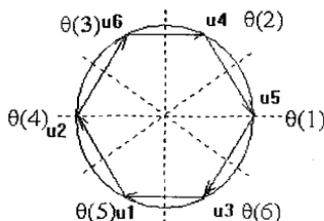


图2-4 磁通区域划分及电压矢量图

## 2.2.3 直接转矩技术中电机特性分析

### 2.2.3.1 输出力矩特性

由 (2-4) 式可得产生定子磁通的定子励磁电流的表达式为:

$$\bar{i}_0 = \bar{\varphi}_0 / L_1 = \bar{i}_1 + \left(\frac{M_{12}}{L_1}\right) \bar{i}_2 \quad (2-16)$$

若保持定子磁通的幅值不变, 定子的励磁电流的幅值大小就保持不变, 由此可得式 (2-17):

$$\bar{I}_1(t) = \frac{r_2 + (p + j\omega_k)L_2}{r_2 + (p + j\omega_k)L} I_0 \quad (2-17)$$

$\omega_s = \omega_k - \omega_r$  为定子磁通对转子的瞬时转差角速度；

$$L = \frac{L_1 L_2 - M_m^2}{L_1};$$

当  $t=0$  时，转子的转速为零，此时转差角速度  $\omega_s$  发生阶跃变化

$$T_e = -j \dot{I}_1(t) \varphi_1 = \varphi_1 L^{-1} \left[ \text{Im} \dot{I}_1(s) \right] \quad (2-18)$$

将 (2-18) 式运算解出得：

$$T = \frac{\omega_s r_2 M^2 I_0^2}{z^2} - \left\{ \frac{r_2 M^2 I_0^2}{Lz} \sin(\omega_s t + \alpha) - \frac{L_1 I_0}{L} [L_2 I_0 - L \text{Re}(I_{\psi=0})] \right. \\ \left. \sin \omega_s t - L_1 I_0 \text{Im}(I_{\psi=0}) \cos \omega_s t \right\} \exp(-r_2 t / L) \quad (2-19)$$

式 (2-19) 中前一项为力矩响应的稳态值，后一项为力矩响应的瞬态值，由稳态值的表达式可知，当保持励磁电流恒定时，即使得磁通幅值保持恒定，电磁力矩值与转差角速度成正比；而由瞬态值的表达式可知，它的时间常数表达式为  $\tau = L/r_2$ ，表征了转矩动态响应情况，与转子的时间常数  $\tau_2 = L_2/r_2$  相比要小的许多，因此使得直接力矩控制的动态响应要快得多，由图 2-5 可看出这一点。将 (2-19) 式进行微分，

$$\frac{dT}{dt} = \frac{L_1 I_0}{L} \{ [L_2 I_0 - L \text{Re}(I_1|_{t=0})] \omega_s - r_2 \text{Im}(I_1|_{t=0}) \} \quad (2-20)$$

式 (2-20) 可以得到力矩快速响应与  $\omega_s$  的关系，即尽可能提高  $\omega_s$  的值使得

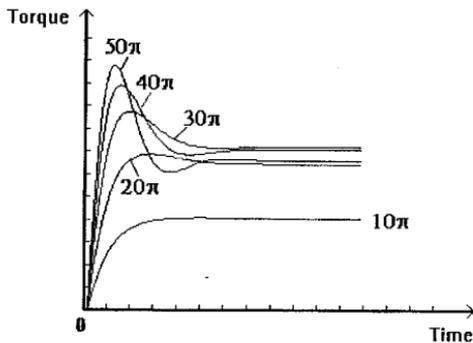


图2-5 不同  $\omega_s$  下的力矩阶跃响应图

力矩的响应更快，转矩的稳态值出现在  $\omega_s = r_2/L$  时，如图 2-5 所示。因此控制磁通的幅值保持恒定的情况下，控制磁通旋转速度的大小，改变  $\omega_s$  的大小，控制输出力矩的大小。

### 2.2.3.2 磁通、力矩控制与计算

#### 1. 定子磁通的模型:

定子磁通的计算有定子电压磁通模型法、定子电流、转速磁通模型法两种。

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha 1} &= \int (U_{\alpha 1} - i_{\alpha 1} r_1) dt \\ \varphi_{\beta 1} &= \int (U_{\beta 1} - i_{\beta 1} r_1) dt\end{aligned}\quad (2-26)$$

式(2-26)为定子电压磁通模型法,可看出磁通矢量变化量的方向与作用电压矢量方向大致相同(因为定子电阻小),若忽略定子电阻上的压降,磁通变化量的方向与作用电压矢量方向相同。当作用两个零矢量,磁通停止旋转。由此可见,此8种电压矢量的不同组合使得定子线圈中的磁场旋转(如图2-6所示),形成一个圆轨迹。在低速运行时,定子电压减小, $i_{1r1}$ 补偿不准确,定子磁通的误差增大,当电机不转时,定子电压为零,无法计算磁通,此种方法需作改进使用,下面篇章具体阐述。

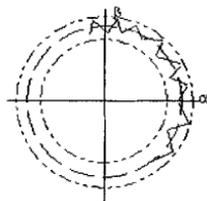


图2-6 圆磁通的形成示意图

式(2-27)为定子电流、转速磁通模型法。

$$\begin{aligned}\varphi_{1\alpha} &= L i_{1\alpha} + X_m \frac{(\varphi_{2\alpha} - X_m i_{1\alpha})}{X_2} \\ \varphi_{1\beta} &= L i_{1\beta} + X_m \frac{(\varphi_{2\beta} - X_m i_{1\beta})}{X_2}\end{aligned}\quad (2-27)$$

$\Psi_{2\alpha}$ 、 $\Psi_{2\beta}$ 为转子的磁通, $X_m$ 、 $X_2$ 分别为互阻抗和转子阻抗。

此种方法计算精度与转速无关,只受电机参数的影响,尤其受转子的时间常数的影响更大,计算复杂。实际操作过程中,考虑到两种方法高低速时的性能,低速时采用定子电流、转速磁通模型法,高速时采用定子电压磁通模型法,通过两种方法的切换,使得优点互为补偿,获得准确的磁通。

#### 2. 电磁转矩模型

直接测量电磁转矩值在测量技术上有困难,因此要采用间接法求电磁转矩 $T$ ,如(2-28)式所示,根据定子磁通和定子电流就可求得转矩大小,式中变量为 $\alpha$ - $\beta$ 两相静止坐标系下的参数。

$$T = \varphi_{\alpha 1} i_{\beta 1} - \varphi_{\beta 1} i_{\alpha 1}\quad (2-28)$$

#### 3. 力矩的控制与矢量的选择

由上面的分析,直接力矩控制的本质就在于控制磁通幅值在恒定值的条件下,通过控制磁通转速,控制输出力矩。实现控制磁通幅值、控制磁通旋转速度两步,归根到底是根据实际磁通、力矩与期望值的比较选取电压矢量。详细分析如下:

如图 2-4 所示,  $\alpha-\beta$  坐标系分为六个区域,每个区域为  $\theta(1)$ 、 $\theta(2)$ 、 $\theta(3)$ 、 $\theta(4)$ 、 $\theta(5)$ 、 $\theta(6)$ , 分别对应一非零电压矢量。首先控制磁通在指定的误差范围内,假设当前磁通矢量在  $\theta(2)$  区域,而且磁通的旋转方向为逆时

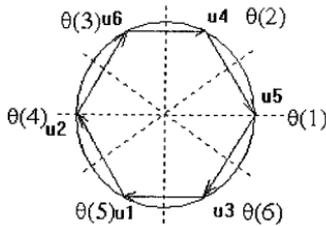


图 2-4 磁通区域划分及电压矢量图

针, 此时有 8 种电压矢量可以选择。

a. 要增大定子磁通:

选择  $U_2$ , 磁通继续朝逆时针方向旋转, 加大定转子之间的转差速度, 使得电磁转矩增大; 选择  $U_4$ , 此时磁通旋转的方向为顺时针方向, 减慢磁通逆时针旋转的速度, 减小定转子之间的转差角速度, 使得电磁转矩减小;

b. 要求迅速增大定子磁通:

选择  $U_6$ , 此时矢量与磁通的夹角比较小, 其余弦值较大, 正弦的绝对值小, 因此此时大幅度增大磁通, 而对电磁转矩的改变小。

c. 要求减少定子磁通:

选择  $U_3$ , 此时矢量与磁通的夹角的余弦为负值, 磁通继续朝逆时针方向旋转, 使得电磁转矩增大; 选择  $U_5$ , 同理可分析得减小磁通的同时电磁转矩减小;

d. 要求迅速减小定子磁通:

选择  $U_1$ , 此时矢量与磁通的夹角接近  $180^\circ$ , 其余弦的绝对值较大, 但为负, 正弦的绝对值小, 因此此时大幅度减小磁通, 而对电磁转矩的改变小。

e. 要求磁通原地不动时:

选择  $U_0$  或  $U_7$ , 不使电磁转矩发生变化。

根据以上分析, 选择各电压矢量, 输出力矩的波形如图 2-7 所示, 输出磁通轨迹如图 2-8 所示。

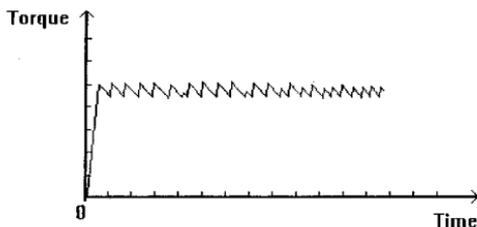


图2-7 力矩输出曲线

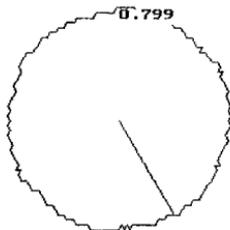


图2-8 直接力矩控制输出磁链轨迹

## 2.2.4 直接转矩技术中磁链的分析

前面分析到直接转矩 (DTC) 技术能够保证电机的电磁转矩输出为恒定的设定值, 它通过选择矢量, 改变定子磁链与转子磁链的瞬时转差, 影响转矩输出, 响应快, 电压矢量的选择决定了控制效果。磁链的观测作为 DTC 中最重要的部分, 一方面它可能影响矢量选择, 即可能由于观测误差无法准确判定磁链在六段区域中的哪一段; 另一方面它可能造成控制策略失误, 影响转矩的观测结果。

### 2.2.4.1 电磁转矩与定子磁链的关系

电磁转矩  $T_e$  通常可以在  $\alpha\beta$  坐标系中表示为磁链幅值  $\varphi$  和相位  $\theta$  的函数<sup>[14]、[24]</sup>, 式 (2-29)

$$T_e = f(\varphi, \theta) \quad (2-29)$$

对式 (2-29) 在标准值  $T_0$  附近进行泰勒展开, 可以得出转矩脉动与磁链幅值偏差以及相位偏差的关系, 式 (2-30)

$$T_e(\varphi, \theta) = \frac{\partial T_e}{\partial \varphi} \Delta \varphi + \frac{\partial T_e}{\partial \theta} \Delta \theta + T_0 \quad (2-30)$$

转矩脉动以归一化的形式表示式 (2-31),

$$\Delta \bar{T}_e = K_\varphi \Delta \bar{\varphi} + K_\theta \Delta \bar{\theta} ; \quad (2-31)$$

其中,

$$\Delta \bar{T}_e = (T_e - T_0) / T_0;$$

$$\Delta \bar{\varphi} = (\varphi - \varphi^*) / \varphi^*;$$

$$\Delta \bar{\theta} = (\theta - \theta^*) / \theta^*;$$

$$K_\varphi = 1 - x_1 x_2 / (\sigma \omega_1 \omega_2);$$

(2-32)

$$K_\theta = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{x_1}{\omega_1} + \frac{x_2}{\omega_2} \right);$$

(2-33)

其中,

$$x_1 = r_1 / L_1;$$

$$x_2 = r_2 / L_2;$$

$$\sigma = 1 - M^2 / (L_1 L_2);$$

$$\omega_1 = 2\pi f;$$

$\omega_2$  - 转子角频率;

将 (2-32) 与 (2-33) 相比有,

$$\frac{K_\varphi}{K_\theta} \approx \frac{\sigma}{\frac{x_1}{\omega_1} + \frac{x_2}{\omega_2}} \gg 1 \quad (2-34)$$

说明定子磁链的相位偏差相比之下对电磁转矩的影响更大,所以在控制输出转矩过程中准确控制磁链相位比准确控制磁链幅值更为重要,这一结论对后面的控制特性分析以及控制的实现方法很有指导意义。

#### 2.2.4.2 U-I 模型

因为此模型仅与定子的电阻有关,所以定子电阻的是否准确直接影响到磁链观测结果。电机处于低速段时,定子电阻引起的误差在积分模型中所占的份额比较大,因此低速时段,如果需要沿用 U-I 模型,磁链的观测结果很大程度上取决于对电机电阻降这一部分的处理上,这一点在后面的实验研究中有阐述。

另外,在该模型中应用到了定子电压,但是现在一般的变频调速系统中,定子电压不通过直接测量得到,而是根据 DC-LINK 端的直流电压和当前的开关状态确定得到,但是在控制逆变桥时,为了避免上下桥臂直通现象的出现,在上下桥臂开关切换的时刻引入了安全时间,所以实际的电压作用与计算结果有一定出入,

即式 (2-35)

$$\bar{U}_e = \frac{T_{safe}}{T_s} \operatorname{sgn}(\bar{i}) \quad (2-35)$$

其中,

$\bar{U}_e$  为误差电压;

$T_{safe}$  为死区安全时间;

$$\operatorname{sgn}(\bar{i}) = \sqrt{\frac{2}{3}} [\operatorname{sgn}(\bar{i}_a) + \alpha \operatorname{sgn}(\bar{i}_b) + \alpha^2 \operatorname{sgn}(\bar{i}_c)];$$

$$\alpha = \exp(j2\pi/3);$$

$i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为电机的三相电流;

$T_s$  为开关周期。

电压观测结果的误差导致磁链观测不准确, 尤其当逆变器的开关频率越接近功率开关器件的频率时, 由 (2-35) 式可知, 误差就越明显, 影响磁链观测, 从而影响到转矩的输出稳定性, 在后面的实验研究中将有讨论。同时注意该模型是积分模式, 观测误差可以积累, 所以对后面的控制也会有影响。

总之, 它的优点是涉及的电机参数不多, 结构简单, 但是在低速段应用时, 易引入观测误差, 造成控制系统低速特性差, 为了更好地利用它结构简单的优点, 后面的章节提出了电机低速运转的特性分析和改进优化方法。

### 2.2.4.3 I-N 模型中电机参数的影响

由式 (2-3) 可以看到, 定子磁链的观测结果很大程度上决定于转子磁链的观测结果, 转子磁链的观测模型如图 2-1 所示, 考虑电机处于稳态运行, 所以假设此时  $i_{a1}$ 、 $i_{\beta 1}$  和  $\psi_{a2}$ 、 $\psi_{\beta 2}$  是两两正交并且幅值相等的正弦量<sup>[7]</sup>, 式 (2-36)

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{a2}}{dt} &= -\omega_0 \psi_{\beta 2} \\ \frac{d\psi_{\beta 2}}{dt} &= \omega_0 \psi_{a2} \end{aligned} \quad (2-36)$$

其中,  $\omega_0$  为同步角速度。

将式 (2-36) 代入 (2-4) 有

$$\begin{aligned} \psi_{a2} &= \frac{1}{1 + \omega_s^2 T_2^2} (i_{a1} M + \omega_s T_2 M i_{\beta 1}) \\ \psi_{\beta 2} &= \frac{1}{1 + \omega_s^2 T_2^2} (i_{\beta 1} M - \omega_s T_2 M i_{a1}) \end{aligned} \quad (2-37)$$

其中,  $\omega_s$  为转差角速度。

所以转子磁链在稳态时的幅值与相位观测结果分别为,

$$\sqrt{\hat{\psi}_{\alpha 2}^2 + \hat{\psi}_{\beta 2}^2} = \frac{M\sqrt{i_{\alpha 1}^2 + i_{\beta 1}^2}}{\sqrt{1 + \omega_s^2 T_2^2}} \quad (2-38)$$

$$\hat{\phi} = \arctan \frac{\hat{\psi}_{\beta 2}}{\hat{\psi}_{\alpha 2}} = \arctan \frac{i_{\beta 1} - \omega_s T_2 i_{\alpha 1}}{i_{\alpha 1} + \omega_s T_2 i_{\beta 1}} \quad (2-39)$$

其中,  $\hat{\psi}_{\alpha 2}$ 、 $\hat{\psi}_{\beta 2}$ 、 $\hat{\phi}$  分别为转子磁链值和相位。

观测结果与实际磁链进行比较有,

$$\frac{\sqrt{\hat{\psi}_{\alpha 2}^2 + \hat{\psi}_{\beta 2}^2}}{\sqrt{\psi_{\alpha 2}^2 + \psi_{\beta 2}^2}} = \frac{\hat{M}\sqrt{1 + \omega_s^2 T_2^2}}{M\sqrt{1 + \omega_s^2 \hat{T}_2^2}} \quad (2-40)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon = \hat{\phi} - \phi &= \arctan \frac{\hat{\psi}_{\beta 2}}{\hat{\psi}_{\alpha 2}} - \arctan \frac{\psi_{\beta 2}}{\psi_{\alpha 2}} = \arctan \frac{i_{\beta 1} - \omega_s \hat{T}_2 i_{\alpha 1}}{i_{\alpha 1} + \omega_s \hat{T}_2 i_{\beta 1}} - \arctan \frac{i_{\beta 1} - \omega_s T_2 i_{\alpha 1}}{i_{\alpha 1} + \omega_s T_2 i_{\beta 1}} \\ &= -\arctan \frac{\omega_s (T_2 - \hat{T}_2)}{1 + \omega_s^2 T_2 \hat{T}_2} \end{aligned} \quad (2-41)$$

由(2-40)、(2-41)知, 转子时间常数  $T_2$  直接影响到转子磁链的幅值和相位, 而  $M$  仅影响转子磁链的幅值, 当电机处于稳态空载运行时,  $\omega_s$  很小, 所以此时  $T_2$  的影响可以忽略。由(2-3), 转子磁链值计算得到定子磁链, 此时又引入了  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_\sigma$  等参数, 因此定子磁链的幅值和相位与电机所有参数都有关, 但是由于它的基础是转子磁链的观测值, 所以在 I-N 模型中影响定子磁链最明显的应该是转子时间常数  $T_2$ 。

## § 2.3 电压空间矢量 PWM 控制原理解读

电压空间矢量 PWM 法的基本实现原理与直接转矩控制相似, 都是基于 8 种电压矢量作用使得磁通变化, 控制定子磁通在静态、动态时接近圆形的轨迹旋转, 控制三相输出电压的整体效果, 使得输出电流波形尽可能接近理想的正弦波形, 控制力矩输出。与传统的 PWM 法相比, 优点在于可以减少转矩脉动, 减少开关次数, 提高电源电压的利用率。

### 2.3.1 电压空间矢量 PWM 法的基本实现原理

由上面分析, PWM 逆变器输出电压为式(2-42)

$$U_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}(U_A + U_B\alpha + U_C\alpha^2) \quad (2-42)$$

任意的一个电压空间矢量的幅值和旋转速度表示了输出 PWM 波形的基波频率的大小，它的相位表示不同的脉冲开关时刻，用定子的电压矢量来确定逆变器开关器件的开通、截止时刻具有明确的物理意义。

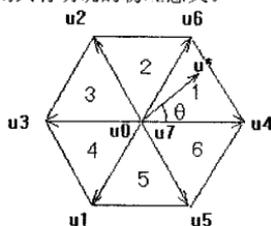


图2-9 逆变器输出电压空间矢量

如图 2-9 所示，六个非零电压矢量将坐标平面分为六个区域，任意的一个电压空间矢量  $U^*$  (如图 2-9) 可由其相邻的非零电压矢量  $U_4$ 、 $U_6$  和零电压矢量来表

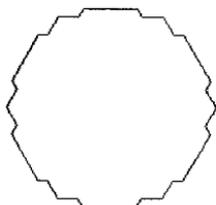


图2-10 电压空间矢量PWM法的磁通轨迹

示。统一到磁通轨迹的分析，问题归结到如何用 8 种电压矢量来拟合圆形轨迹 (如图 2-10)。

具体分析如下：

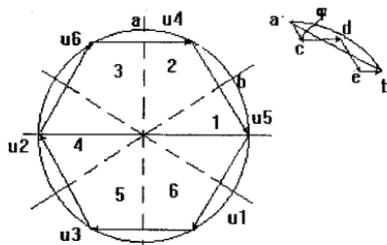


图2-11 空间矢量逼近圆磁通轨迹示意

如图 2-11 所示，取磁通在  $\theta$  (2) 区域的轨迹为例，此时对应的电压矢量为

$U_4$  和  $U_5$ , 用折线 ac、cd、de、db 来逼近圆弧 ab, 如式 (2-43)

$$\begin{aligned}\overline{ac} &= |u_3| * t_1 = Ud * t_1 \\ \overline{cd} &= |u_4| * t_2 = Ud * t_2 \\ \overline{de} &= |u_3| * t_2 = Ud * t_2 \\ \overline{eb} &= |u_4| * t_1 = Ud * t_1\end{aligned}\quad (2-43)$$

假设磁通的旋转角频率为  $\omega$ , 幅值为  $R$ , 则每段圆弧的长度为  $2pR/M$ , (假设以正多  $M$  边形拟合圆形轨迹), 空间矢量走过该段轨迹的时间为  $T=2pR/\omega M$ ,  $U_4$ 、

$U_5$  分别作用的时间为式 (2-44)

$$\begin{aligned}t_1 &= \frac{\pi R}{U_a M \sin \frac{2}{3} \pi} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ t_2 &= \frac{\pi R}{U_a M \sin \frac{2}{3} \pi} \sin \varphi \\ t_0 &= T/2 - t_1 - t_2\end{aligned}\quad (2-44)$$

为了使得定子磁通移动的速度与设定速度  $\omega$  一致, 每段多余的时间由零矢量承担, 在此段时间  $t_0$  里磁通静止不动。  $U_7$  和  $U_0$  零矢量的选择策略: 遵循减少逆变器的开关次数, 空间矢量一次只变化一位数字的原则。因此在该段圆弧的区间里, 开关模式为  $U_7-U_5-U_4-U_5-U_4-U_0$ , 此时每一桥臂的开关频率最小, 开关损耗小。

因此, 电压空间矢量 PWM 法就是通过选择合适的空间电压矢量, 控制其作用顺序和作用时间, 使得定子磁通以逼近圆形轨迹的正多变形运行, 来获得较好的调速特性。

### 2.3.2 电压空间矢量 PWM 控制与直接转矩控制的统一之处

电压空间矢量 PWM 控制的结果使得磁通指定的旋转速度按准圆形轨迹运行, 它对电机的控制特性与直接转矩控制是统一的。直接转矩控制的前提也是使得磁通在保持圆形轨迹的条件下, 通过控制磁通旋转速度来实现控制转矩输出的。调节转矩的手段都是调节零矢量与非零矢量的作用时间。只是电压空间矢量 PWM 控制着重于控制磁通指定的旋转速度, 直接转矩控制着重于控制输出力矩。电压空间矢量 PWM 控制的磁通轨迹形状已确定, 而直接转矩控制的磁通轨迹形状根据实时控制确定, 因此电压空间矢量 PWM 控制的方法要简单一些。

## § 2.4 数字电路实现直接转矩技术的主要设计流程

根据上面特性分析,为使得输出磁通、输出转矩接近于期望值,控制周期越小越好;但直接转矩控制技术需要完成磁通观测、力矩观测、矢量选择等一系列算法,处理一系列数据,使得控制周期难以减小,有资料<sup>[7][9]</sup>表明控制周期小于  $50\mu\text{s}$  时,能够获得良好的控制性能。直接转矩控制技术的实现关键在于如何在保证控制性能的同时减小控制周期。

### 2.4.1 控制电路硬件方案上的整体结构和流程

选择 DSP 作为硬件电路实现器件,是因为 DSP 具有运算速度快、精度高等特点,是用来解决大量复杂算法、缩短控制周期的有效器件。根据实际情况,选用美国 AD 公司的 ADMC331,它的显著特点在于单片数字信号处理电机控制器。

ADMC331 的特点:

单指令周期为  $38.5\text{ns}$ ;独立的计算单元:算术逻辑单元 ALU,乘法器/累加器 MAC,桶式移位器;复合指令;  $2\text{K}\times 24$  程序存储 ROM、 $2\text{K}\times 24$  位程序存储 RAM 和  $1\text{K}\times 16$  位数据存储 RAM;三相 16 位脉宽调制(PWM)发生器,最低开关频率  $198\text{Hz}$ ,脉宽调制(PWM)输出允许和禁止,可编程死区时间;24 位双向 I/O;2 个双缓存同步串口;16 位看门狗定时器;预编制数学函数程序和电机控制函数-矢量变换程序。

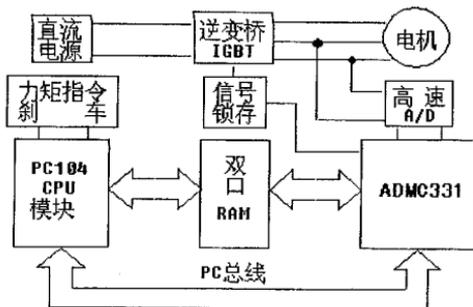


图 2-12 系统硬件结构

如图 2-12 所示为系统的硬件结构。针对直接力矩控制的要求,由 ADCM331 实现直接力矩控制,而由 PC104CPU 模块控制 DSP 程序的加载、运行,DSP 完成相电流的采样、电压矢量的选取输出,PC104CPU 模块接受力矩大小及刹车指令给 DSP,传送磁通、力矩的期望值,在运行过程中两者是并行处理,数据交换由双口 RAM 实现。因为需要实时控制电机,相电流值是一重要参数,采样相电流值由 DSP 直接完成。因此用 ADCM331 的高速 A/D 模板,信号锁存模板。总的来说采用 ADCM331 为实现实时算法提供了硬件基础,缩短控制周期,数据交换由双口 RAM 实现,适

于调试和实际操作。

### 2.4.2 控制方案的主要特点

控制方案上,电机模型采用定子电压磁通模型,采用伪闭环结构,不用电压传感器、减少了电流传感器,采用磁通优先控制,取消了力矩滞环,简化了电压矢量选用规则,适于工程应用,结构如图 2-13 所示。采样相电流,经由 3/2 变换得到  $\alpha-\beta$  坐标系电流分量值,而两相坐标系的端电压由电压矢量计算得到,根据计算得到磁通、力矩大小及磁通的位置,确定下一步的电压矢量。

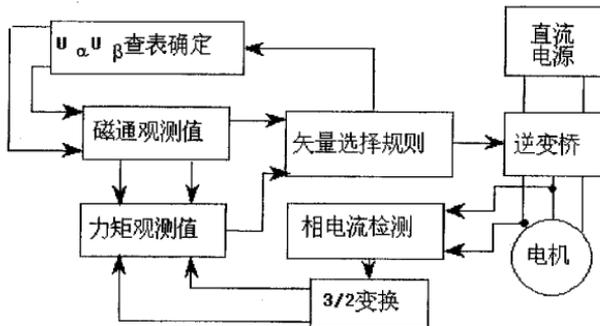


图2-13 直接转矩控制数字化系统的结构

### 2.4.3 控制系统的数学模型

直接转矩控制从本质上讲不需要转速大小,根据上面章节的分析,实现直接转(力)矩控制的关键在于要求观测实际磁通、实际力矩的大小,实际应用中采用图 2-13 的结构。

磁通的观测模型采用定子电压磁通模型,见式(2-26)。因为控制周期短,积分式可变为累加式,同时因为定子电阻小(为 0.05—0.5  $\Omega$ ),略去定子上的压降,有

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha}(k+1) &= \varphi_{\alpha}(k) + U_{\alpha} \times t \\ \varphi_{\beta}(k+1) &= \varphi_{\beta}(k) + U_{\beta} \times t\end{aligned}\quad (2-45)$$

$t$  为控制周期。

控制采用  $U_{\alpha} U_{\beta}$  所谓伪闭环结构,结构上减少了电压传感器,当保持直流电压稳定时,计算(2-15)式列出对各电压矢量的定子的两相端电压(表 2-3),通过作用的电压矢量查表得到。

力矩的计算,式(2-46):

$$T = n_p(\varphi_{1\alpha}i_{1\beta} - \varphi_{1\beta}i_{1\alpha}) \quad (2-46)$$

两相坐标系的定子电流值由三相电流检测值转换可得, 电机的线圈为星型联

表 2-3. 电压矢量对应的  $\alpha - \beta$  坐标系的分量值

电压矢量	$U_1$	$U_2$	$U_3$	$U_4$	$U_5$	$U_6$	$U_0, U_7$
$U_{1\alpha}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_d$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_d$	$-\frac{2}{\sqrt{6}}U_d$	$\frac{2}{\sqrt{6}}U_d$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_d$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_d$	0
$U_{1\beta}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}U_d$	$\frac{1}{\sqrt{2}}U_d$	0	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}U_d$	$\frac{1}{\sqrt{2}}U_d$	0

接, 线圈中的三相电流之和为零, 因此  $i_c = -i_a - i_b$ , C 相的电流不用检测, 直接由 A、B 相的检测电流相加得到, 三相电流到两相坐标系 ( $\alpha - \beta$  坐标系) 的转换表达式变为 (2-47):

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3/2} & 0 \\ \sqrt{3/2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (2-47)$$

电压矢量的选择采用磁通优先控制, 取消了力矩比较滞环, 使得系统变得更简单, 减少了计算量, 缩短控制周期。

首先保证磁通幅值恒定, 根据 § 2.3 节的分析, 当某时刻磁通位于  $\theta$  (K) 区域, 转向为顺时针, 该区域对应的电压矢量为  $U_K$ , 各矢量对力矩和磁通的影响见表 2-4。

表 2-4. 矢量对力矩和磁通的影响

电压矢量的位置	作用效果
$\theta$ (K)	迅速增大磁通、转矩变化较小
$\theta$ (K+1)	转矩增加、磁通增加
$\theta$ (K+2)	转矩增加、磁通减小
$\theta$ (K+3)	迅速减小磁通、转矩变化较小
$\theta$ (K-1)	迅速减小转矩、磁通增加
$\theta$ (K-2)	迅速减小转矩、磁通减小
零矢量	减小转矩、磁通不变

上面分析看到, 减小转矩可以采用选择零矢量或反向矢量, 采用反向矢量使得力矩响应更快, 而采用选择零矢量减小转矩, 已能满足力矩响应要求, 简化规则起见, 减小转矩采用零矢量实现。简化后的电压矢量选择规则见表 2-6, 根据

力矩和磁通的观测结果与期望值的比较选择下一步的电压矢量。

磁通平面各区域对应的电压矢量见表 2-5。

表 2-5. 磁通平面各区域对应的电压矢量

$\theta$ (1)	$\theta$ (2)	$\theta$ (3)	$\theta$ (4)	$\theta$ (5)	$\theta$ (6)
$U_4$	$U_6$	$U_2$	$U_3$	$U_1$	$U_5$

表 2-6. 电压矢量的选取规则

磁通比较	磁通超过上限值	磁通在限定的范围内		磁通低于下限值
力矩比较	不予比较	$T_{out} \leq T^*$	$T_{out} > T^*$	不予比较
矢量选取	偏移量为 0	$\phi_{out} \leq \phi^*$ 时 偏移量为 1 $\phi_{out} > \phi^*$ 时 偏移量为 2	取为零矢量	偏移量为 3

(表中偏移量指下一步矢量相对当前电压矢量在六个矢量序列中相对位置)

选择零矢量时需要考虑优化问题, 使得开关器件的开关次数最少: 前一次的电压矢量使得上桥臂只有一个开关元件开通时, 那么选择  $U_0$  矢量; 当上桥臂有两个开关元件开通时, 那么选择  $U_7$  矢量。

下面再讨论一下磁通失控问题。

K 时刻施加的电压矢量  $\bar{U}$  与  $\bar{\phi}_k$  的夹角为  $\gamma$ , 根据余弦定理, 经过一个控制周期  $T_c$  后所得的磁通矢量为, 式 (2-48):

$$|\bar{\phi}_k + \bar{U}|^2 = |\bar{\phi}_k|^2 + \frac{2}{3} U^2 T_c^2 + 2 \sqrt{\frac{2}{3}} U T_c |\bar{\phi}_k| \cos \gamma \quad (2-48)$$

假设磁通  $\bar{\phi}_k$  位于  $\theta$  (2), 当  $\bar{\phi}_k$  接近扇形区域  $\theta$  (2) 的两个边界时, 磁通控制就会达不到预定效果, 若是增加转矩的同时若要减小磁通, 按照分析选择  $\bar{U}_3$ , 此时夹角接近  $90^\circ$ , 余弦值为负, 绝对值很小, 可能存在式 (2-49) 结果:

$$\frac{2}{3} U^2 T_c^2 + 2 \sqrt{\frac{2}{3}} U T_c |\bar{\phi}_k| \cos \gamma \geq 0 \quad (2-49)$$

而磁通的实际值比期望值大, 但是按照上述的指令选择会使得实际磁通继续增大, 使得在每个扇形区域的边界处存在磁通失控区域, 导致磁通有微小的六倍频的脉动。按照式 (2-49) 等于零的情况,

$$\frac{2}{3}U^2 T_c^2 + 2\sqrt{\frac{2}{3}}UT_c|\varphi|\cos\gamma = 0 \quad (2-50)$$

计算得到对应矢量与磁通的夹角

$$\gamma = \arccos\left(-\frac{UT_c}{\sqrt{6}\varphi}\right) \quad (2-51)$$

计算得到磁通失控区的角度  $\theta$

$$\theta = 2\arcsin\left(\frac{UT_c}{\sqrt{6}\varphi}\right) \quad (2-52)$$

可见磁通失控区的大小与控制周期有很大关系，控制周期越小，失控区越小。

#### 2.4.4 控制系统的软件编制流程

电机的控制采用 ADMC331 实现，实施流程见图 2-14、图 2-15、图 2-16。

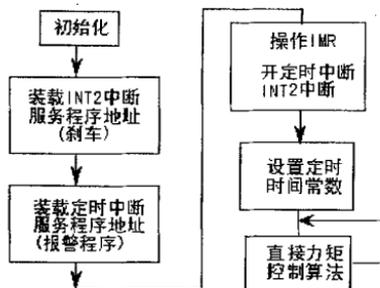


图2-14 主程序流程图

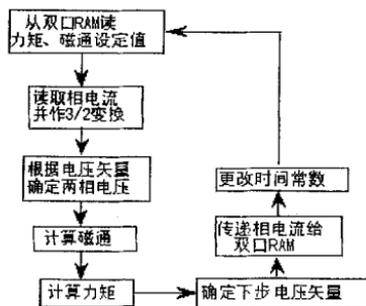


图2-15 直接转矩控制算法流程

##### 2.4.4.1 软件编制流程中一些特殊编制事项



图2-16 刹车中断程序

- a. 电机的初始化：即作用某一电压矢量，延时一段时间，在定子线圈中建立稳定磁场，使得磁通大小等于额定磁通；
- b. 相电流的处理：消除干扰信号的影响，进行滤波处理，采样多点取平均值；
- c. 控制周期：控制周期的长短由直接转矩控制算法执行的时间所决定；
- d. INT2 完成刹车功能：考虑了再生制动，所谓再生制动是指机械能通过定子线圈之间的耦合转化为电能，反馈到电路中，它的产生条件是定子中的磁场在旋转方向相同的情况下，转子磁场的旋转速度大于定子磁场的旋转速度。再生制动的效果取决于定子之间的转差角速度，简单起见，考虑当定子线圈中通以直流脉动电流，使得定子磁场的旋转速度为零；

#### 2.4.4.2 DSP 编程中需要考虑的事项

- a. 定点计算：为了减少计算繁琐，采用了定点计算的方法，同时为了保持一定的计算精度，首先确定各变量的定标因子，通过计算机仿真得出各变量的变化范围，根据范围确定定标因子的大小，这样能够保持较高的计算精度，如： $|A| < 30$ ，而  $30 < 2^5 = 32$ ，确定其定标因子为  $2^{5-15}$  即  $2^{-10}$ ；
- b. 磁通位置确定：为了避免磁通位置的确定中需要进行的反正弦计算，直接将磁通的正弦比值的平方用作比较，减少程序复杂程度；
- c. 采用宏定义运算：采用宏定义运算的优点在于不用进行保护现场、不进行堆栈操作，减少了程序运行时间，因此可以实现较小的控制周期，此处利用宏定义完成乘除计算；
- d. 防止溢出：设置溢出模式为零，使得中间计算结果的溢出不影响计算的进行。
- e. 抗干扰措施；
- f. 防止程序跑飞：为了避免程序受到干扰时，PC 指针跑到非程序区，在存储区的空单元中填入无条件的跳转指令代码，令其跳到主程序的循环等待处，这样可防止程序跑飞；

g. 防软件死机措施(看门狗): 利用 DSP 的定时中断实现类似看门狗的功能, 将定时时间常数设置为一较长的时间常数, 因为程序一旦运行时, 时间常数就会依次递减, 而在 INT2 中断程序退出中断之前, 将 TIM 寄存器的值改为原设定值, 如果程序是正常运行, 则该定时中断不会发生, 若是出现死机, 则当 TIM 减为 0 时则产生中断, 完成报警的功能。

## § 2.5 电压空间矢量 PWM 法的数字实现

### 2.5.1 控制系统的数字实现

采用正 12 边形拟合圆形磁通轨迹, 前面分析知道六个非零矢量作用闭合形成一正 6 边形轨迹, 如图 3—7 所示, 但是正 6 边形轨迹去拟合圆形轨迹过于粗糙, 控制效果差。为此采用正 12 边形拟合圆形磁通轨迹, 要解决的问题就是如何安排六个非零矢量和两个零矢量作用的时间与顺序来形成一规定幅值的正 12 边形的磁通轨迹。具体方法如下:

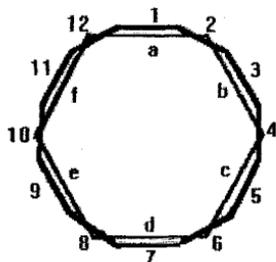


图 2-17. 正 12 边形与正 6 边形的比较

由图 2-17 看到, 正 12 边形中有六条边是与正 6 边形的边平行的, 即 1、3、5、7、9、11 边, 此六条边直接可由六个非零矢量作用一定时间形成, 剩下的六边即 2、4、6、8、10、12 需由六个非零矢量中的几个分别作用一定时间长度形成。举例说明, 2 边的轨迹形成, 如图 2-18 示。

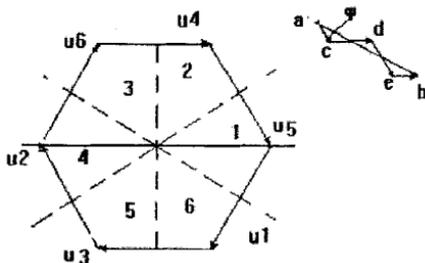


图 2-18. 正 12 边形轨迹拟合示意图

经由  $U_4$ 、 $U_5$  矢量作用一段时间得到 2 边轨迹，设  $U_5$  作用的时间为  $t_1$ ， $U_4$  作用的时间为  $t_2$ ，此时  $\psi$  角为  $15^\circ$ ，据式 (2-53) 可得：

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} \varphi^* \tan 15^\circ}{3 U} \quad (2-53)$$

$$t_2 = \frac{2\sqrt{2} \varphi^* \tan 15^\circ}{3 U}$$

另外 1 边可由非零矢量  $U_4$  直接作用  $t$  时间长度得到，计算如下：

$$T_s = \frac{\sqrt{6} \varphi^* \tan 15^\circ}{U} \quad (2-54)$$

因此为得到正 12 边形磁通轨迹，将各矢量作用顺序、作用时间安排见表 2-7 (从 1 边到 2 边)，其它各边的拟合类推。

表 2-7 空间矢量 PWM 法的矢量安排及其作用时间 (部分)

电压矢量	时间长度
$U_4$	$T_s$
$U_5$	$t_1$
$U_4$	$t_2$
$U_5$	$t_2$
$U_4$	$t_1$

图 2-19 为输出的磁通轨迹，保证了磁通为准圆形轨迹，此时控制力矩则通过控制磁通旋转速度实现，分析各矢量的作用时间看到， $T_s=5t_1$ ， $t_2=2t_1$ ，因此每

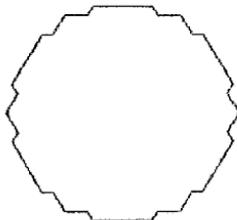


图 2-19. 正 12 边形的磁通轨迹

隔  $t_1$  时间长度, 根据检测到的力矩决定插入零矢量与否, 零矢量的优化选择与前面讨论的相同, 即控制周期为  $t_1$ 。

输出力矩曲线见图 2-20。

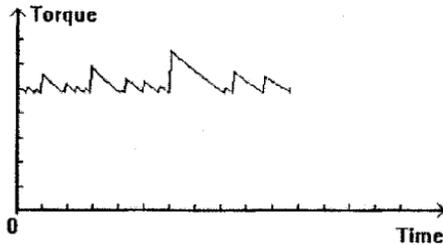


图 2-20. 空间矢量 PWM 的输出力矩曲线

当  $T_s \geq t_1 + t_2$ , 式(2-54)成立, 如图 2-21。此时电压矢量端点的轨迹位于六边形内部, 最大的为六边形的内切圆, 逆变器输出电压为正弦波形, 按 SPWM 输出电压为标准, 定义调制系数

$$MI = \frac{U^*}{\frac{U_{dc}}{2}} \quad (2-55)$$

所以当矢量端点轨迹未超出六边形时, 最大调制系数为  $MI = 1.15$ 。

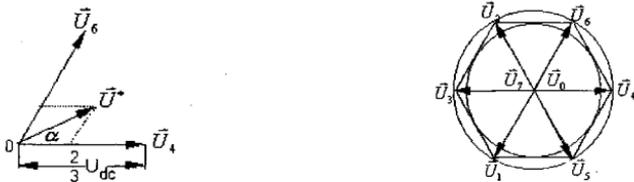


图 2-21. 空间矢量 PWM 的电压矢量轨迹曲线

## 2.5.2 控制系统的结构及软件编制

控制的硬件结构与前面直接转矩控制的结构相同, 控制软件也大致相同, 仅讨论与直接转矩控制的不同之处。

1. 定时操作, 定时长度为  $t_1$ , 因为 C25 只有一个定时器, 减去了看门狗的防护措施, 循环读取电压矢量, 对于直接由单个电压矢量形成的边轨迹, 其作用时间长度为  $5t_1$ , 对于由两个电压矢量相互变换形成的边轨迹, 作用时间长度分别为

$t_1$ 、 $2t_1$ 、 $2t_1$ 、 $t_1$ ，因此电压矢量的作用顺序（从 1 边到 2 边，其它依此类推）：

$$U_4 \rightarrow U_4 \rightarrow U_4 \rightarrow U_4 \rightarrow U_4 \rightarrow U_5 \rightarrow U_4 \rightarrow U_4 \rightarrow U_5 \rightarrow U_5 \rightarrow U_4$$

2. 各个间隔中根据输出力矩的大小决定是否插入零矢量，零矢量的优化选择与前面讨论的相同。

3. 取消了磁通位置的判断，免去磁通位置的确定中需要进行的反正弦计算，减少程序复杂程度。

4. 控制长度为  $t_1$ ，可以上取超过 50us，控制输出转（力）矩脉动较直接转矩控制的大。

## 第三章 两型数学建模实现方案在电机控制系统上的计算机仿真

### 序言

本章分别对第二章的两种控制系统的实现方案，进行在电机控制系统上的计算机仿真。以验证两种设计方案的可行性控制效果，对比两种控制方法的优劣特点，作出选择。

#### 3.1.1 电机控制系统上计算机仿真的特点和参数

计算机仿真是现代科学研究的重要手段，在计算机仿真的电机控制系统上的仿真目的在于将异步电机的参数之间的变化关系形成具体的特性曲线，同时因为DSP汇编软件较为复杂，先用高级语言检验控制算法，为实际的控制作好准备。

电机控制系统的结构见图 2-13，仿真的核心就是处理电机的电压微分模型(式 2-5)。将微分方程组变换整理可得式(3-1)：

$$P \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{a2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & M & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & M \\ M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_{a1} \\ U_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & r_2 & \omega_r L_2 \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_2 & r_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{a2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

电机的转速是时间的函数，考虑到转速的变化比较缓慢，因此在一段计算时间里可以假定为恒定值，另外磁通的积分模型改为电压与时间乘积的和运算。所以当知道电机的端电压  $U_a$ 、 $U_\beta$  时就可由利用龙格-库塔法进行数值微分求解，可得出定子、转子上的电流，而由式(2-6)、(2-7)得到新的电磁力矩、转速值，以此改变系数矩阵值，由此得到一系列的电流、力矩参数值用来分析。

仿真电机参数及相关电量见表 3-1：

表 3-1. 电机参数及相关电量

定子自感系数	0.105H	转子自感系数	0.105H
定子电阻	0.5 $\Omega$	转子电阻	0.5 $\Omega$
互感系数	0.1H	转动惯量	0.01Kg.m
极对数	1	额定磁通	0.8Wb
直流电压	300V	负载	空载

#### 3.1.2 直接转矩控制设计方案的仿真

(1) 当控制周期为 150us, 输出磁通、力矩曲线见图 3—22、图 3—23。

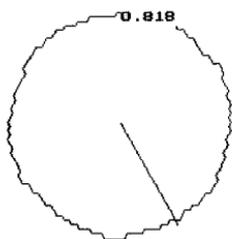


图3—22 输出磁通轨迹(控制周期为150us)

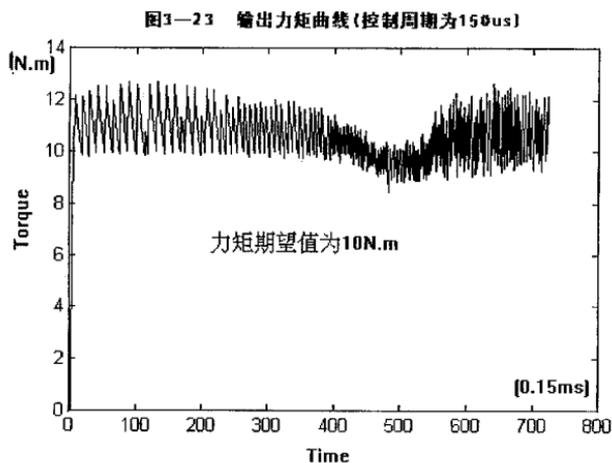


图3—23 输出力矩曲线(控制周期为150us)

(2) 当控制周期为 100us, 输出磁通、力矩曲线见图 3—24、图 3—25。

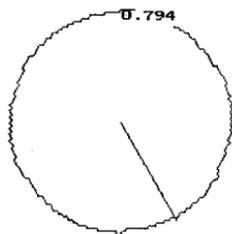
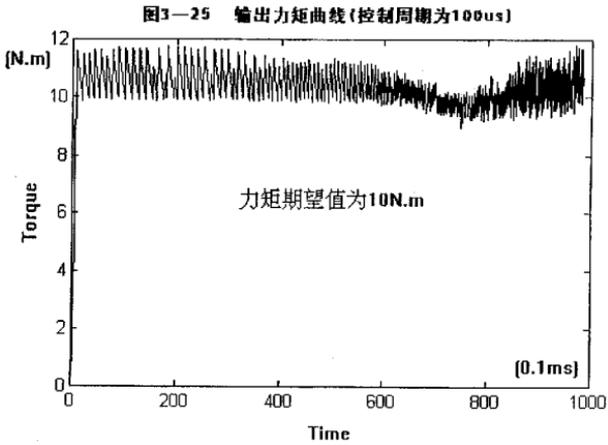
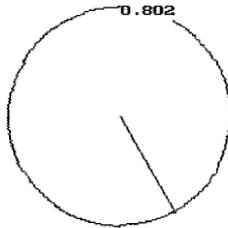


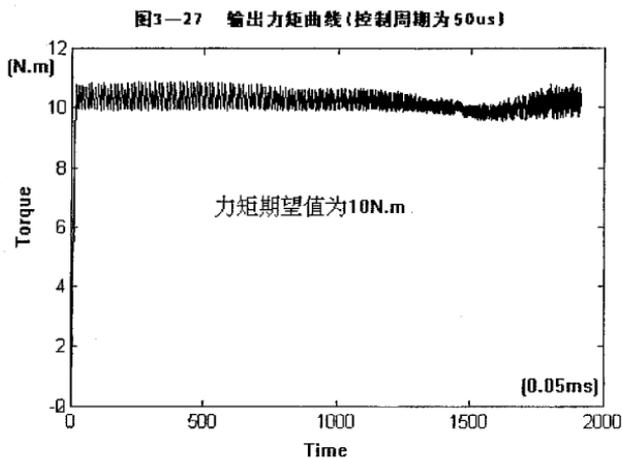
图3—24 输出磁通轨迹(控制周期为100us)



(3) 当控制周期为 50us, 输出磁通、力矩曲线见图 3—26、图 3—27。



**图3—26 输出磁通轨迹(控制周期为 50us)**



(4) 当控制周期为50us, 考虑定子电阻的影响, 输出磁通、力矩曲线见图3-28、图3-29。

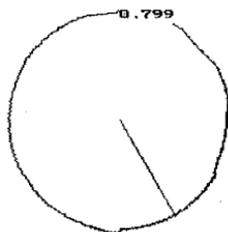
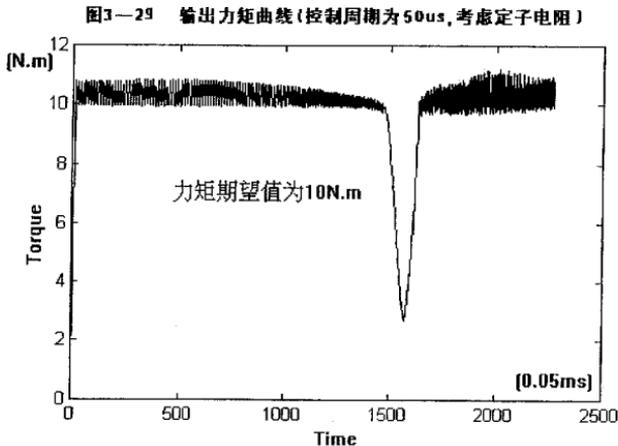


图3-28 输出磁通轨迹(控制周期为50us, 考虑定子电阻)



(5) 当控制周期为50 $\mu$ s,变化输出力矩曲线见图3—30。

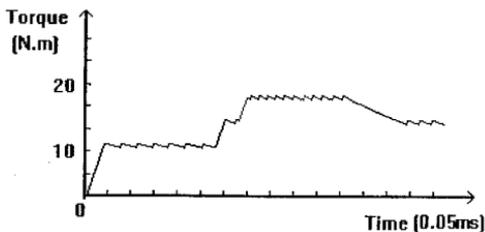


图3—30 力矩变化输出曲线

分析:由上面的曲线可看到,控制周期对直接力矩控制影响较大,当控制周期为50 $\mu$ s,可以得到较好的磁通轨迹,力矩输出脉动小,失控区域较小。考虑了定子电阻的影响,磁通轨迹出现畸变,但变化不大,力矩脉动相对要大一些,出现明显的失控区域,主要是定子电阻压降影响磁通的控制。另外可看到,直接通过电压矢量确定定子端电压的方法,使得定子电压磁通法克服了低速时的弱点,能够满足控制需要。由图3—30可见,直接力矩控制对力矩的变化响应非常迅速。

### 3.1.3 电压空间矢量 PWM 法设计方案的仿真

空间矢量 PWM 法输出磁通、力矩曲线图见图3—31、图3—32。

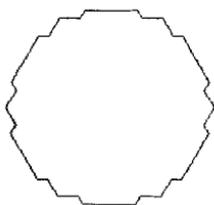
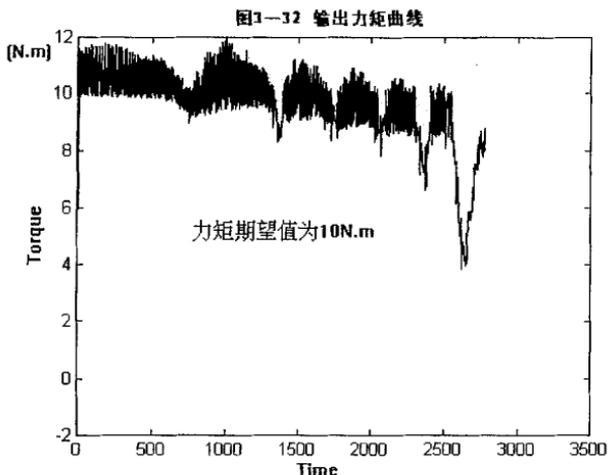


图3-11 电压空间矢量PWM法的磁通轨迹



分析：空间矢量 PWM 法取消了磁通位置的检测，但由于控制周期较大，使得力矩输出脉动较大，失控的区域明显增大。可以将控制周期进一步细分，达到良好的控制要求，但是矢量表格增大。针对具体的电机输出特性要求，可以考虑采用，使得结构简单。

### 3.1.4 DSP 开发板与 PC 联机实现直接转矩控制设计方案的仿真

针对直接转矩控制的 DSP 编程较为复杂，为了验证 DSP 实现算法的可靠性，采用了 DSP 与 PC 联机实现直接力矩控制的仿真。

※PC 机完成的工作：

仿真电机模型产生电机相电流；传送给双口 RAM；

发送中断信号给 DSP，使之执行直接力矩控制程序；

从双口 RAM 中读取端电压大小，输出力矩、输出电压矢量，作图形显示。

※DSP 完成的工作：

完成电机直接力矩控制的算法，控制周期选为 50 $\mu$ s，选取电压矢量，传送给双口 RAM，等待 INT2。

输出磁通、力矩曲线见图 3—33、图 3—34，变化输出力矩响应曲线见图 3—35。由曲线可知，DSP 虽然采用了定点算法等一系列措施，控制效果仍能满足要求。

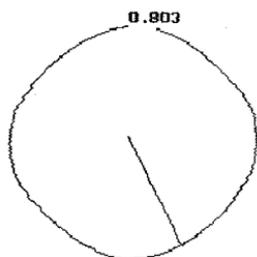


图3—33 DSP与PC联机输出磁通轨迹

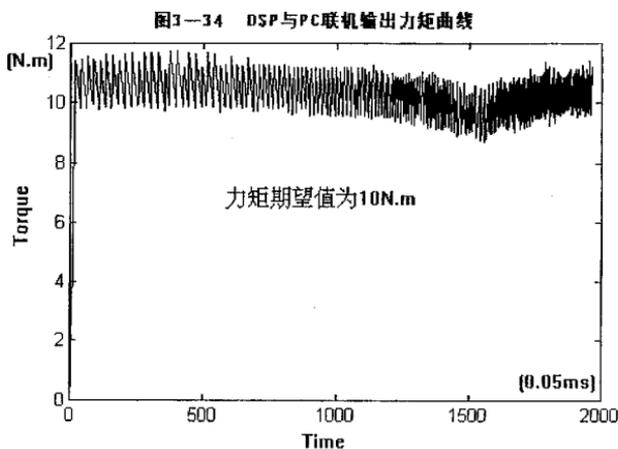


图3—34 DSP与PC联机输出力矩曲线

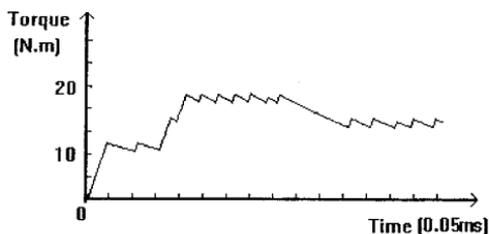


图3—35 DSP与PC联机时力矩变化输出曲线

### 3.1.5 直接转矩控制与电压空间矢量 PWM 在工程应用上比较总结

通过第二章的分析与第三章的仿真实践，直接转矩控制与空间矢量 PWM 法都是基于电压矢量的理论，实现对力矩控制的两种方法，本质上是统一的。直接转矩控制要求实时观测磁通，但可以通过一系列简化，方便工程应用，缩短控制周期，减小磁通变形，减小磁通失控区域，达到较好的控制效果；空间矢量 PWM 法取消磁通观测，其算法要简单一些，忽略了定子电阻的影响，力矩脉动要大一些，占用了 DSP ADMC331 的定时器，影响了程序的可靠性，出于控制效果及可靠性考虑，决定采用直接转矩控制系统。

## 第四章 DTC 数字系统详细规划和实验性能具体分析

## 序言

本章阐述 DTC 数字电路系统具体每一模块的设计, 按上层至底层的模块化思想规划, 最底层规划限度为明晰最底层每一个简单单元的功能、接口、数字逻辑结构或编程结构;

在系统性能方面, 本章先分析了作为一种理想状态, 数字系统在 MATLAB 仿真环境 SIMULINK 中, 利用电气系统模块库 (Power System Blockset) 所能获得的电机控制效果;

继而, 本章分析了在 DTC 数字系统上进行电机调速过程的低速运转、控制周期、电机震荡等方面的实验研究, 以验证数字系统和改进设计的运行效果。

## § 4.1 DTC 数字系统结构解规划

## 4.1.1 异步电机直接转矩控制 (DTC) 数字系统的 TOP 层框架 (图 4-1)

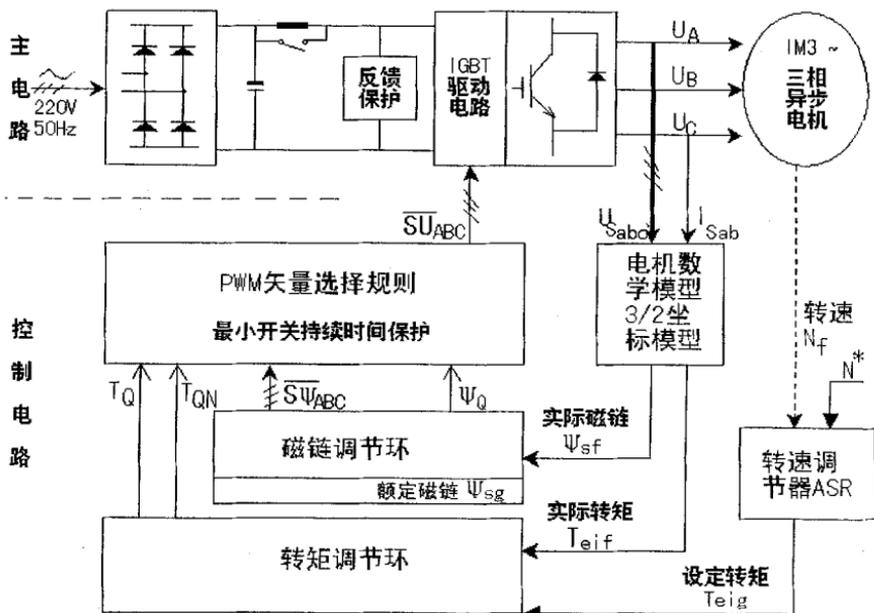


图 4-1. 三相异步电机的 DTC 数字系统顶层框图

说明: 需要采样输入的量 of  $I_{sab}$ , 可选的为电机速度  $N_f$ , 不采样  $N_f$  则构成速度闭环系统;

$N^*$ , 电机设置转速;

三相供电, 可选的单相供电, 选择的区分在于直流供电的功率要求上;

#### 4.1.2 第二层: TOP 层上“控制电路”的系统框架 (图 4-2)

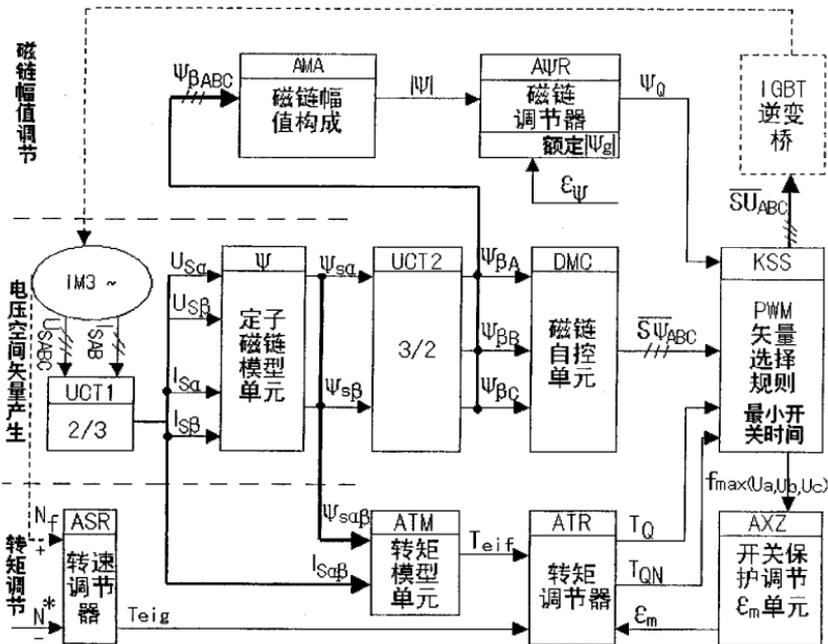


图 4-2. TOP 层上“控制电路”的系统框架

说明:  $\epsilon_v$  为电机磁链幅值容差;

$\epsilon_m$  为电机转矩容差;

$f_{\max}(U_a, U_b, U_c)$  选出 A, B, C 开关上的最高频率。

#### 4.1.3 第三层: 第二层图 4-2 上“UCT1”坐标转换单元数字结构

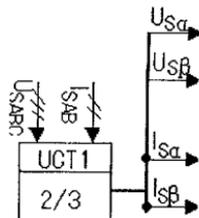


图 4-3. UCT1 坐标转换单元

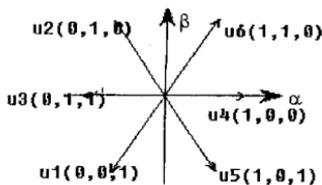


图 2-3 电压矢量分布图

$$\text{由式 (4-1), } \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}/2, 0 \\ \sqrt{2}/2, \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \end{bmatrix}, \text{ 即 } \begin{cases} i_{sa} = 1.225 I_{sa} \\ i_{sb} = 0.707(I_{sa} + 2I_{sb}) \end{cases} \quad (4-1)$$

可得对于电流  $i_{SAB}$  部分, UCT1 的 2/3 坐标变换逻辑电路为图 4-4。

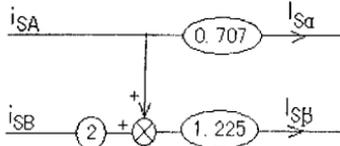


图 4-4. UCT1 对电流的 2/3 转换逻辑电路

对电压部分的 2/3 变换, 根据图 2-3 的电压矢量图, 因为  $U_{SABC}$  只有  $U_1-U_7(U_0)$

的 7 种固定的电压矢量, 因此可以先计算出每种矢量的  $U_{S\alpha\beta}$  变换量, 采用查表方式实现转换。对应的计算为式 (4-2), 对应的查表表格为表 4-1。

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{S(100)} = U_{S4} = \frac{1}{3}E \cdot e^{j0}, \therefore U_{S\alpha 4} = \frac{1}{3}E = 1.333 \cdot E, U_{S\beta 4} = 0; \\ U_{S(110)} = U_{S5} = \frac{1}{3}E \cdot e^{j\frac{1}{3}\pi}, \therefore U_{S\alpha 4} = \frac{1}{3}E = 0.667 \cdot E, U_{S\beta 4} = \frac{2\sqrt{3}}{3}E = 1.155 E; \\ U_{S(010)} = U_{S6} = \frac{1}{3}E \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi}, \therefore U_{S\alpha 4} = -\frac{1}{3}E = -0.667 \cdot E, U_{S\beta 4} = \frac{2\sqrt{3}}{3}E = 1.155 E; \\ U_{S(011)} = U_{S1} = \frac{1}{3}E \cdot e^{j\pi}, \therefore U_{S\alpha 4} = -\frac{1}{3}E = -1.333 \cdot E, U_{S\beta 4} = 0; \\ U_{S(001)} = U_{S2} = \frac{1}{3}E \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}, \therefore U_{S\alpha 4} = -\frac{1}{3}E = -0.667 \cdot E, U_{S\beta 4} = -\frac{2\sqrt{3}}{3}E = -1.155 E; \\ U_{S(101)} = U_{S3} = \frac{1}{3}E \cdot e^{j\frac{5}{3}\pi}, \therefore U_{S\alpha 4} = \frac{1}{3}E = 0.667 \cdot E, U_{S\beta 4} = -\frac{2\sqrt{3}}{3}E = -1.155 E; \end{array} \right.$$

式 (4-2)

表 4-1. UCT1 对电压部分 2/3 转换的查表设计

$U_{SABC}$	$U_{S\alpha}$	$U_{S\beta}$
100	1.333E	0
110	0.667E	1.155E
010	-0.667E	1.155E
011	-1.333E	0
001	-0.667E	-1.155E
101	0.667E	-1.155E
000/111	0	0

#### 4.1.4 第三层: 第二层图 4-2 上“ $\Psi$ ”定子磁链模型数字结构 (图 4-5)

表达式为式 (4-3),

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{S\alpha} = \int (U_{S\alpha} - i_{S\alpha} R_S) dt \\ \psi_{S\beta} = \int (U_{S\beta} - i_{S\beta} R_S) dt \end{array} \right. \quad (4-3)$$

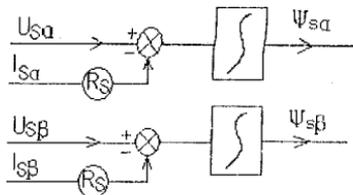


图 4-5. “ $\Psi$ ” 定子磁链模型单元的数字逻辑结构

#### 4.1.5 第三层：第二层图 4-2 上“UCT2” 3/2 坐标转换数字结构

UCT2 单元涉及到电机的正反转信号 P/N, 电机正转与反转对于 UCT2 言, 逻辑电路结构不相同。

正转 (逆时针) 表达式为式 (4-4)

反转 (顺时针) 表达式为式 (4-5)

$$\begin{cases} \psi_{\beta A} = \psi_{s\beta} \\ \psi_{\beta B} = -0.866\psi_{s\alpha} - 0.5\psi_{s\beta} \\ \psi_{\beta C} = 0.866\psi_{s\alpha} - 0.5\psi_{s\beta} \end{cases} \quad (4-4)$$

$$\begin{cases} \psi_{\beta A} = -\psi_{s\beta} \\ \psi_{\beta B} = -0.866\psi_{s\alpha} + 0.5\psi_{s\beta} \\ \psi_{\beta C} = 0.866\psi_{s\alpha} + 0.5\psi_{s\beta} \end{cases} \quad (4-5)$$

UCT2 单元的接口、功能框图 (图 4-6), UCT2 单元的数字逻辑设计 (图 4-7)。

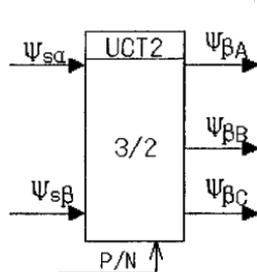


图 4-6. UCT2 坐标转换单元

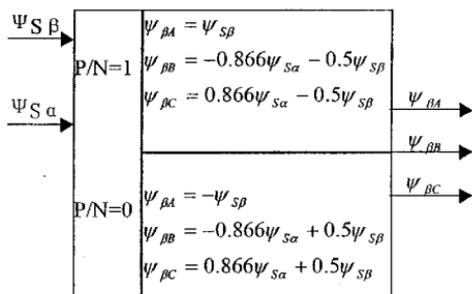


图 4-7. UCT2 单元的数字逻辑电路实现

说明: P/N, 电机正反转 (逆时针/顺时针) 信号

#### 4.1.6 第三层：第二层图 4-2 上“DMC”和“KSS”单元数字结构

因为 DMC 磁链自控单元需要准确地给出区段电压矢量, 才能首尾相继, 持续产生旋转的六边形空间矢量。所生成的磁链矢量只能是六边形轨迹的旋转磁链。准确的含义包括: 1. 正确的区段电压; 2. 在正确的时间。因此, 对 DMC 和 KSS 单元共同设计, 以便实现上述目标。

电机在基频以下的运转, 采用恒转矩的控制方式; 电机在基频以上的运转, 采用弱磁的控制手段, 因此在后面专门设计。

基频 ( $N_s$ ) 下, 要考虑的问题分为两个选择: 低速和高速, 正转和反转。共有 4 种情况: 高速-正转; 高速-反转; 低速-正转; 低速-反转。各种情况或模块的数字逻辑都不尽相同。

##### 4.1.6.1 高速状态 ( $N_s > N_f > 0.3N_s$ ) 的逻辑电路 (图 4-8)

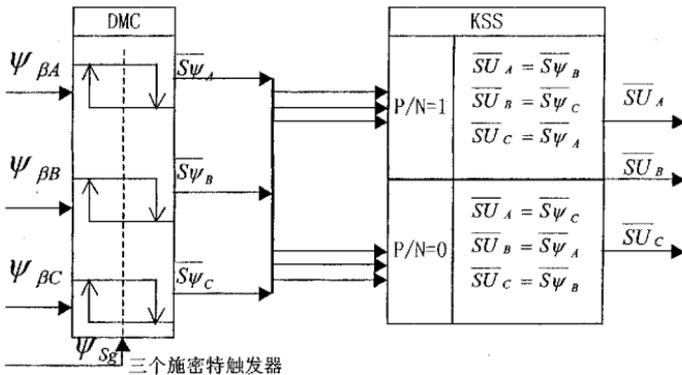
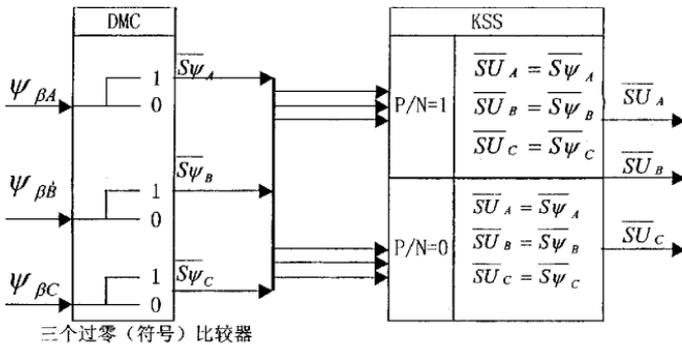


图 4-8. 电机在高速状态的 DMC 和 KSS 单元数字逻辑电路

4.1.6.2 低速状态 ( $0.05N_s < N_f < 0.3N_s$ ) 的逻辑电路 (图 4-9)

三个过零(符号)比较器

图 4-9. 电机在低速状态的 DMC 和 KSS 单元数字逻辑电路

## 4.1.7 第三层: 第二层图 4-2 上“KSS”单元其余各模块的逻辑电路

KSS 单元除了上面完成 4.1.6 节高低速下的矢量开关规则的模块外, 还有对响应转矩调节的模块、最小开关时间保护的零状态模块、对应磁链幅值调节的模块。

## 4.1.7.1 KSS 中响应转矩调节信号 TQ 和 TQN 的模块

转矩的调节, 利用 KSS 在六个旋转电压矢量中插入零状态矢量, 来调整转矩保持在恒定值容差范围内。电机稳定运行情况下, TQ 信号触发零状态矢量的产生。但在电机调速过程中, 转矩突然大幅减低的情况下, 单靠零矢量来减低转矩, 则动态响应时间太长, 因此有必要反转电机, 以此快速减低转矩, 回复到新的平衡点, TQN 信号触发电机反转调节转矩。响应规则如表 4-2。

表 4-2. TQ 与 TQN 对应的 KSS 开关响应规则

TQ	TQN	KSS 响应规则
0	0	输出零状态
1	0	输出正常的电压矢量
0	1	输出当前区段的反转矢量
1	1	TQN 的施密特输出复位 0

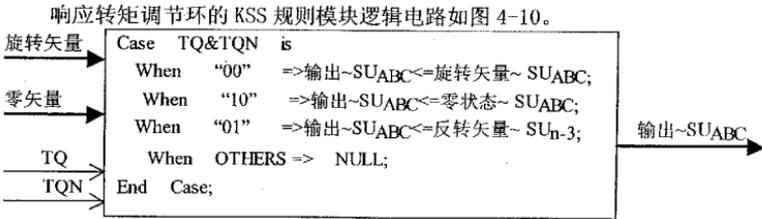


图 4-10. KSS 响应转矩调节环的开关规则模块的逻辑门电路

## 4.1.7.2 KSS 中零状态提供模块, 并用以保证 IGBT 最小开关持续时间

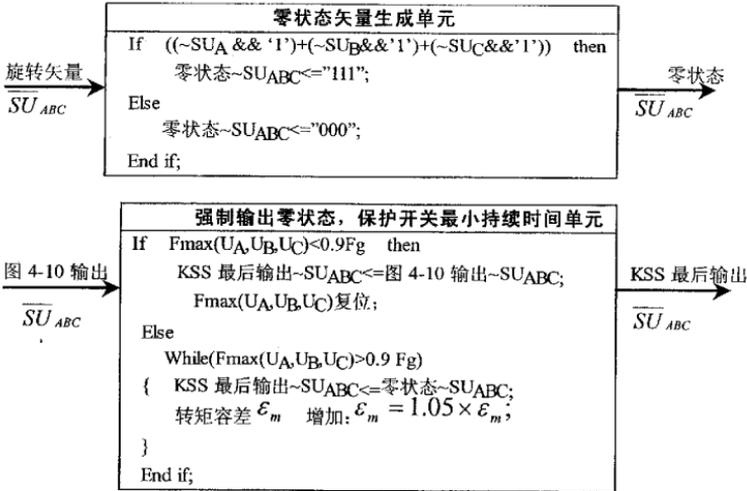
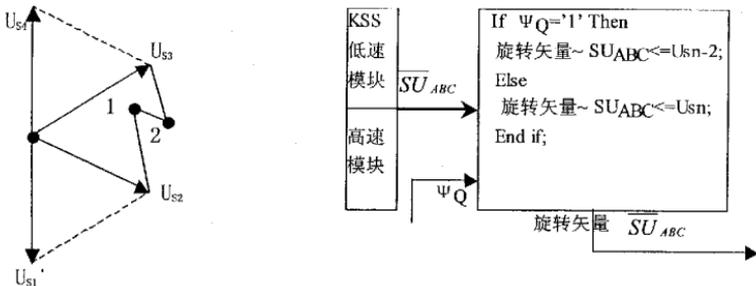


图 4-11. KSS 零状态提供模块的数字逻辑设计

4.1.7.3 KSS 中响应磁链调节信号  $\Psi_Q$  的模块

图 4-2 控制电路上磁链调节环提供的  $\Psi_Q$  信号, 表示磁链幅值偏小, 需要通过

图 4-12.  $-120^\circ$  电压矢量调节磁链幅值 图 4-13. KSS 响应磁链幅值调节环模块的设计

相应的电压矢量来增大磁链幅值。一般电机在低速时，需要磁链幅值调节，原因在于定子阻抗的影响。

磁链幅值的调节方法在于插入 $-60^\circ$ 和 $-120^\circ$ 电压矢量来增大磁链幅值。当磁链幅值减小到容差以外（点1），有 $US_2$ 矢量替代 $US_4$ 矢量，以增大磁链幅值；当磁链到达点2，则又恢复 $US_4$ 矢量。如图4-12。

KSS单元响应磁链幅值调节环的数字逻辑设计如图4-13。

#### 4.1.8 第三层：第二层图4-2上“磁链幅值调节”环的数字逻辑设计

电机磁链轨迹在低速和高速时不同，低速时采用圆形轨迹，高速时采用六边形轨迹。相应的磁链幅值调节为圆形幅值调节和六边形幅值调节。

##### 4.1.8.1 低速圆形轨迹的磁链幅值调节

圆形轨迹的磁链幅值为式(4-5)， $|\psi|^2 = (\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2)$ ，(4-5)。

低速圆形轨迹的“AMA”和“AΨR”磁链幅值调节环逻辑电路如图4-14。

说明：系数 $K = \left[ \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} \right]^2 = 1.1087$ ；

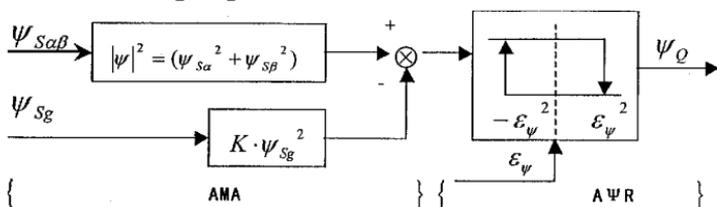


图4-14. 低速圆形轨迹下“AMA”和“AΨR”磁链幅值调节环的数字逻辑设计

##### 4.1.8.2 高速六边形轨迹的磁链幅值调节（图4-15）

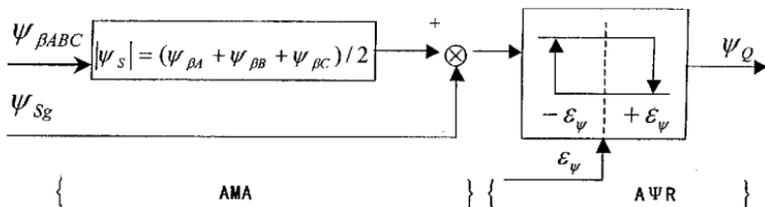


图4-15. 高速六边形轨迹下“AMA”和“AΨR”磁链幅值调节环的数字逻辑设计

#### 4.1.9 第三层：第二层图4-2上“转矩调节”环的数字逻辑设计

说明：转矩调节闭环能实现恒转矩的控制特点；电机转速  $N_f$  可以是实际采样的电机转速，也可以是通过电机模型的速度推算器观测得到的推算值，此种方式不需要速度传感器，构成转速开环结构。本文也采用转速开环结构。

#### 4.1.9.1 “ATM” 的数字逻辑实现 (图 4-16)

表达式 (4-6):  $T_{ei} = K_m \cdot \psi_s \cdot I_s \cdot \sin(\angle \psi_s, I_s) = K_m (\psi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha})$ ; (4-6)

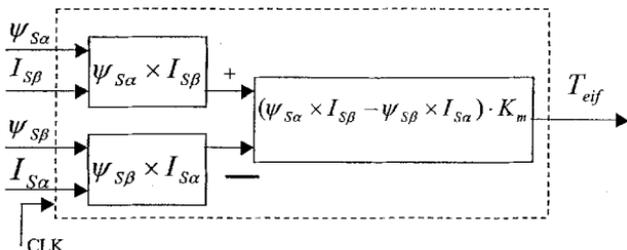


图 4-16. 转矩调节环的“ATM”单元数字逻辑设计

说明：“ATM”单元加入了 CLK 时钟，表示转矩调节环利用采样的方式，对转矩进行调解，CLK 决定了转矩采样和调节周期。

#### 4.1.9.2 “ATR” 的数字逻辑实现 (图 4-17)

ATR 以两个施密特触发器为主，一个输出 TQ，一个输出 TQN，以调整  $T_{eif}$  围绕  $T_{eig}$  在容差范围内波动。时钟 CLK 在下跳沿触发，以便与 ATM 错开。

Process (CLK)

```
{ Variable T_reg : STD_logic_vector(0 to 11)
  If (CLK'EVENT and CLK='0') Then
    { T_reg:=Teig+ε m;
      If (Teif>=T_reg) Then
        TQ='0';
      End if;
      T_reg:= Teig-ε m;
      If (Teif<=T_reg) Then
        TQ='1';
      End if;
      T_reg:=Teig+2*ε m;
      If (Teif>=T_reg) Then
        TQN='1';
      End if;
      T_reg:= Teig-2*ε m;
      If (Teif<=T_reg) Then
        TQN='0';
      End if;
      If (TQN='1' and TQ='1') Then
        TQN='0';
      End if;
    } End if;
  } End Process;
```

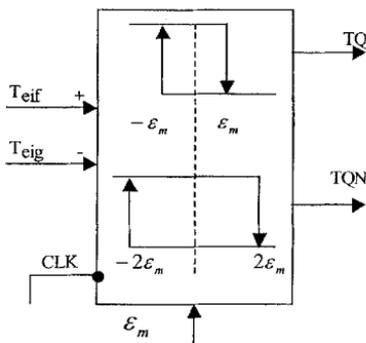


图 4-17. 转矩调节环“ATR”单元数字逻辑

### 4.1.9.3 “AXZ” 开关最高频率限度调节 $\varepsilon_m$ 的数字逻辑设计 (图 4-18)

电机运转过程中, 转矩  $T_{eif}$  围绕  $T_{eig}$  以容差  $\varepsilon_m$  波动, 因此一个适当的  $\varepsilon_m$  值可以提高转矩控制的动态效果。当电压空间矢量切换频率逼近电力器件的最高开关频率, 就要增大  $\varepsilon_m$  容差, 以减少电压矢量的切换次数; 反之则可减少  $\varepsilon_m$  以获得较好的控制效果。

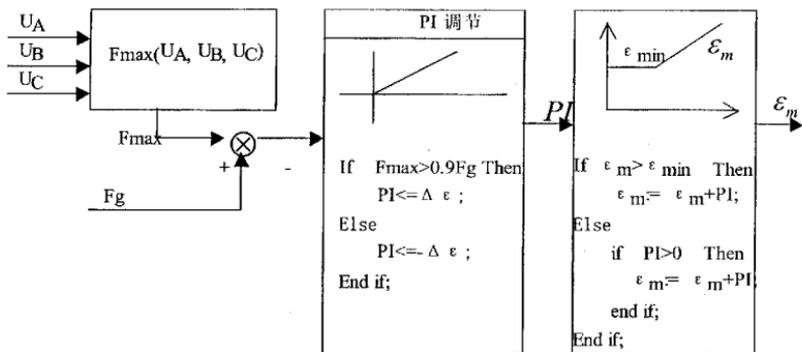


图 4-18. 转矩调节环的“AXZ”容差  $\varepsilon_m$  调节单元数字逻辑

## § 4.2 DTC 数字系统在 MATLAB 电气系统模块库获得的控制效果

利用 MATLAB 电气系统模块库(Power System Blockset)中的电机模型, 逆变器、开关电压矢量模型等, 可以对电机控制系统做开环和闭环的仿真。

### 4.2.1 MATLAB 的电气仿真工具简介

MATLAB 是 Mathworks 公司开发, 具有强大的矩阵运算能力、简便的绘图功能、可视化的方针环境 SIMULINK。SIMULINK 可以对通信系统、非线性控制、电力系统等进行深入的建模、仿真和研究。SIMULINK 由模块库、模型构造及分析指令、演示程序三部分组成。

SIMULINK 仿真工具箱还包括了专门用于电力电子、电气传动方面进行仿真的电气系统模块库(Power System Blockset)。电气系统模块库包括以下六个子模块库组成:

- 电源模块: 包括直流电压源、交流电压源、交流电电源、可控电压源和可控电流源等。
- 基本元件模块库: 包括串联 RCL 负载、串联 RCL 支路、并联 RCL 负载、线性变压器、饱和变压器、互感、断路器、单项  $\pi$  型集中参数传输线路和浪涌方电器等。
- 电力电子模块库: 包括晶闸管、GTO、MOSFET 和理想开关等。
- 电机模块库: 包括激磁装置、水轮机及其调节器、异步电动机、同步电动机



设定转速与反馈转速经由 PI 调节器，输出期望转矩。

#### 4.2.2.2 MATLAB 电气系统模块环境下的控制效果分析

图 4-20 模型中某些参数如表 4-3 所示。

在电机运转过程中，转矩波形如图 4-23；定子磁链在电机高速过程的六边形轨迹波形如图 4-21；定子磁链在电机低速过程的圆形轨迹波形如图 4-22；电机转速的阶跃波形如图 4-24。

首先电机空载，速度给定 80rad/s，电机起动，开始加速。在大约 0.013 秒时跟随给定转速，稳速后，在 0.02 秒时刻突加 6 牛顿·米的负载转矩，从波形上可以看出电机的电磁转矩有些波动，转速也开始调节，经过几个调节后，转矩稳定在 6 牛顿·米，而转速也重新回到 80rad/s，跟随给定转速。在此过程当中，定子磁链跟随设定，以磁链  $\Phi_d$  为横坐标， $\Phi_q$  为纵坐标，收敛成一个以 0 为圆心，以 0.3 为半径的圆，如图 4-22 所示。

#### 4.2.2.3 在电气系统模块库的仿真结论

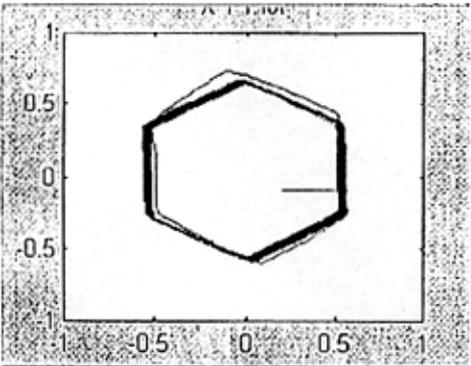


图 4-21. 电机高速运转的定子磁链波形图

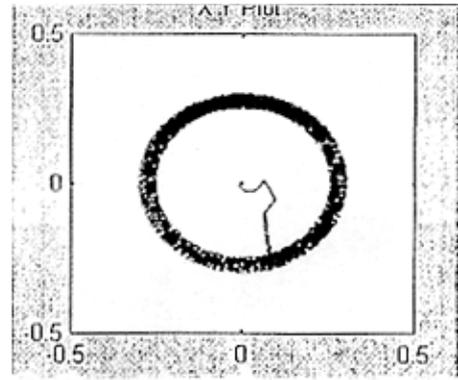


图 4-22. 电机低速运转的定子磁链波形图

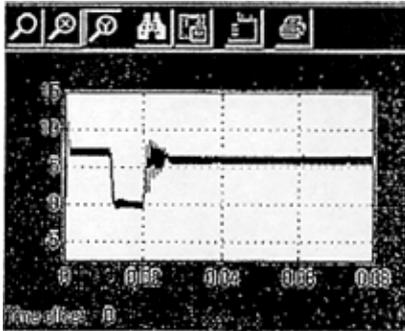


图 4-23. 电机运转过程转矩波形图

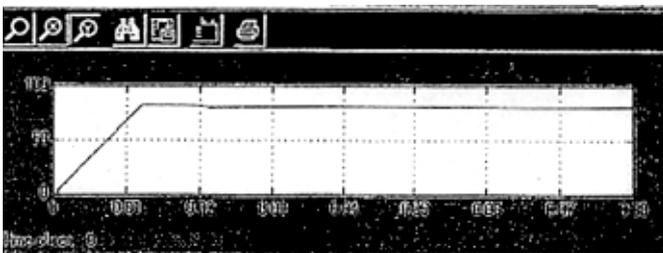


图 4-24. 电机运转过程的转速阶跃波形图

在电气模型上的获得得仿真控制效果与目标一致，验证了 DTC 数字系统设计

的正确性,为运转 DTC 数字系统进行实验研究提供了基本的保证。但是需要注意的是,在电气系统库模型中,许多电气模型都是按标准参数理想化的,没有电流电压的互感或频率震荡的影响,也不可能出现瞬时强反馈电流烧坏器件的现象。因此,在运行电机 DTC 数字系统的实验研究过程中,还需要仔细考虑上述诸多因素。

#### § 4.3 在 DTC 数字系统上进行电机调速的实验研究

##### 4.3.1 定子电阻在电机调速运转过程中的影响

高速状态的磁链模型采用 U-I 模型,电机端电压的测量采用直流侧电压测量值与开关状态计算的方式,为了简单阐述,磁链模型简化为,

$$\dot{\psi}_1 = \int \bar{U}_1 dt \quad (4-7)$$

实验分析的目的是观察定子电阻在 U-I 模型中的影响效果。(图 4-25)从微观角度分析,当电机处于高速段时,逆变桥基本处于导通状态,

$$\bar{U}_1 \gg \bar{i}_1 r_1 \quad (4-8)$$

电阻的变化对模型影响小,甚至可以忽略,使控制结构更简化。

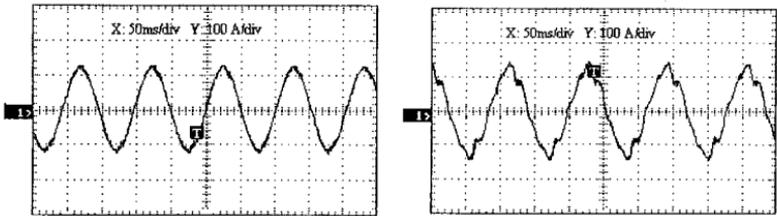


图 4-25. 电机在高中速状态运转的相电流曲线

但是电机处于低速时,当逆变桥处于零矢量关断状态时,线圈的续流使得电机的端电压并不为零,

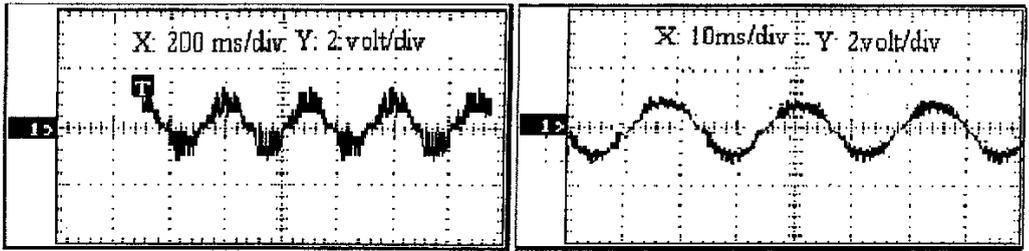
$$\Delta \bar{\varphi}_1 = -\bar{i}_1 r_1 \quad (4-9)$$

在这种情况下定子电阻对  $\Delta \bar{\varphi}_1$  的影响占绝对地位,由于定子频率低,零矢量出现的次数多,所以这种情况出现的机会更多,磁链采用积分方式,电阻误差影响具有累计效应,

$$\sum \Delta \bar{\varphi}_{1c} = -\sum \bar{i}_1 r_1 \quad (4-10)$$

此时不能忽略电机定子电阻的误差影响。

图 4-26 为低速定子电阻误差影响电机相电流的实验。图 4-26 中,当定子电阻值未得到准确修正,相电流出现振荡,因此电机在低速下出现振荡;当定子电阻值得到较准确修正,电机的相电流稳定,因此电机在低速运转平稳。



1. 定子电阻影响未消除, 相电流出现震荡 2. 定子电阻已较好修正, 相电流平稳

图 4-26. 电机运转在低速段, 定子电阻对相电流的震荡影响

定子电阻的影响综述: 低速时零矢量的使用概率比非零矢量大得多, 在零矢量作用时刻定子电阻的作用不能忽略: 1. 使磁链相位的观测误差大; 2. 影响电机的带载能力; 3. 易出现振荡。因此低速时段必须较准确得到电阻的阻值, 同时加调节器修正电阻上的电压偏差。

改进优化的方法: DTC 系统根据电机转速的变化, 按高速和低速两区段简化 U-I 模型: 在高速段的磁链观测可以忽略定子电阻压降; 低速段则需要准确得到电阻压降, 这样就能够达到对电机的较好控制目标。

#### 4.3.2 死区效应和控制周期的影响

在控制逆变桥时, 为了避免上下桥臂直通现象的出现, 在上下桥臂开关切换的时刻引入了安全时间。死区时间即是为了保证逆变桥上下桥臂开关状态切换时不出现直通而使上下桥臂同时关断延时的过程。

因为在数字实现的变频调速系统中, 电机的端电压一般是根据 DC-LINK 的电压和当前的矢量开关状态决定的, 所以逆变桥关断过程导致实际电压与计算电压有式 (4-11) 所示的偏差, 造成磁链观测偏差, 使电机的实际带载能力下降, 特别

$$\bar{U}_e = \frac{T_{safe}}{T_s} \text{sgn}(\bar{i}) \quad (4-11)$$

其中,

$\bar{U}_e$  为误差电压;

$T_{safe}$  为死区安全时间;

$$\text{sgn}(\bar{i}) = \sqrt{\frac{2}{3}} [\text{sgn}(\bar{i}_a) + \alpha \text{sgn}(\bar{i}_b) + \alpha^2 \text{sgn}(\bar{i}_c)];$$

$$\alpha = \exp(j2\pi/3);$$

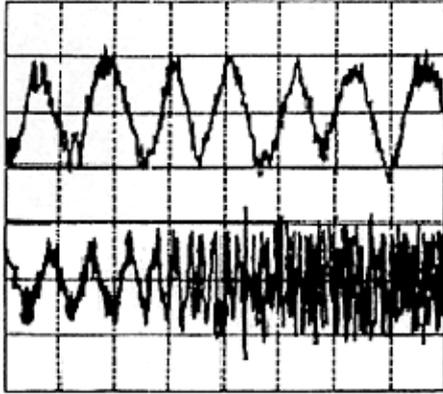
$i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为电机的三相电流;

$T_s$  为开关周期。

是在低速大负载的情况下, 即易引入死区效应。当逆变桥开关周期与死区的延时相接近时, 死区效应更明显。

死区效应的影响综述: 电机运转在低速段引入死区效应。见图 4-27, 控制系

统的死区延时为  $3\mu\text{s}$ ，对于相同负载，当控制周期为  $34\mu\text{s}$  时，电机出现振荡，无法启动到稳态运行，从电流波形可以看出，当控制周期为  $80\mu\text{s}$  时，电机运行正常，没有振荡出现。



上：转矩控制时钟周期  $T=80\mu\text{s}$ ，相电流基本平稳  
 下：转矩控制时钟周期  $T=34\mu\text{s}$ ，相电流出现震荡  
 图 4-27. 死区效应对电机低速运转过程的影响

改进优化的方法：所以消除死区的影响，问题的关键在于电机端电压的实时同步获取；一方面，可以直接通过电压传感器直接测量电机的相电压，改变利用模型推算的方式，可以避免死区效应。另一方面，也可以延长控制周期，消除由于数据获得方式上导致的电压实际值与观测值的不同步影响。但第二章也提到，只有控制周期比较小，才能有效获得一系列的电机控制效果。

### 4.3.3 DTC 系统运转过程中，电机震荡的机理

电磁转矩为式 (4-12)，

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{\alpha 1} i_{\beta 1} - \psi_{\beta 1} i_{\alpha 1}) \quad (4-12)$$

设电机的磁链旋转方向为逆时针，当磁链旋转方向与电流的  $\alpha\beta$  分量没有对应，实际转矩观测模型为式 (4-13)

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{\alpha 1} i_{\alpha 1} - \psi_{\beta 1} i_{\beta 1}) \quad (4-13)$$

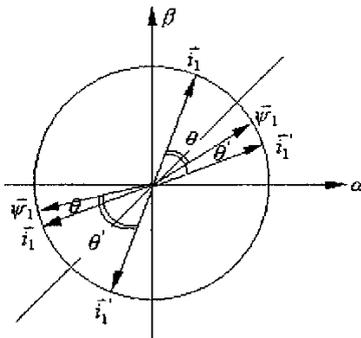


图 4-28. 电机震荡的机理分析图

震荡机理图解：图 4-28 中， $\bar{i}_1$ 、 $\bar{\psi}_1$  在第一象限， $\bar{\psi}_1$  和  $\bar{i}_1$  之间夹角为  $\theta$ ，电机实际产生的转矩为正值；但是基于式 (4-13) 得到的夹角为  $\theta'$ ，观测结果为负，因此转矩控制闭环的输出为选择增大电机转矩的电压矢量到逆变桥，表现为加速。 $\bar{i}_1$ 、 $\bar{\psi}_1$  在第三象限，计算夹角  $\theta'$  比实际夹角  $\theta$  大，观测结果比实际输出大，因此控制结果为选择减小转矩的电压矢量输出，表现为减速。磁链旋转往复循环，电机出现周期震荡。

改进优化的方法：除了上述 4.3.1 和 4.3.2 中对电机震荡的调整方法，直接调整定子磁链旋转方向与定子电流之间的关系，电机震荡也可消除。

## 第五章 研究工作的总结和继续改进的方向

### § 5.1 论文研究工作的阶段总结

#### 5.1.1 为何选择直接转矩控制技术作为研究的主方向

论文首先以大视角来分析电机变频调速的三种主流技术，视角关注点在于：

1. 三种技术的主要控制特征，在电机调速系统中达到的效果；
2. 目前的研究前景，以及业内对研究方向的参与和需求程度；
3. 三种技术的应用范围，当前用电力电子器件进行可行性数字化设计的实现条件和技术难度。

根据三方面的关注点，选择直接转矩控制技术作为进行电机调速控制的研究和实现对象。理由在于：

1. 直接转矩控制技术是大家共同研究的主流调速技术之一，因此研究目标有可靠的实际意义，并且有前人积累历程作为可靠的基础；
2. 直接转矩控制的提出与研究时间不长，理论和实践都存在不足：控制效果上看，显著的如低速特征等；在实现方式上看，采用数字化系统设计，实现实时快速的、可靠低成本的变频设备，加速商品化等。所以可以有很多具实质意义的研究工作。
3. 直接转矩技术涉及到电机的定子坐标，因此在电机控制过程中参数要求大幅简化，技术和系统都得到精简，降低了难度门槛。当我们对电机控制系统的认知并没有资深储备的前提下，一样有可能对理论透析研究并实现数字化系统。

#### 5.1.2 在直接转矩控制技术方向上所做的研究工作

主要的研究工作分为四部分：

1. 是基于设计数字化应用工程的目的，对直接转矩控制技术的当前理论作设计解析（第二章）；
2. 是根据理论解析的研究所得，进行数学建模；根据数学模型，按自上而下的模块化思想，搭建出一套数字化应用系统；并对电机低速方面、缩短控制周期方面、设备数字化方面作了一点点更进一步的思考和设计尝试（第二、三章）；
3. 是对所搭建的模型和数字系统，因为有一小部分尝试的思考设计成分，所以对数学建模构成的系统方案进行了电机控制系统的计算机仿真，以论证可行性；对数字化系统进行了 MATLAB 电气系统模块库环境的控制性能仿真，以检查理想状态下系统的控制效果；（第三、四章）
4. 是在 DTC 的数字系统上进行了电机调速运转过程的低速运转、控制周期、电机震荡等方面的实验研究，以验证数字化系统的运行效果以及系统的设

计思想。(第四章)

### 5.1.3 所做研究工作的阶段结果

#### 5.1.3.1 研究工作期待的目标

因为我们做电气领域的异步感应电机调速技术研究,并不是如同电气领域的学者一样,要在电机调速理论方面做出明显成就,而是希望在电机调速技术上引入我们具有专业优势的电子技术,在电机调速技术的数字化和工程应用上,施展我们的专长优势。

所以我们的目标就着眼在应用工程上,第一点是设计出达到当前市场主流水准以上的变频调速数字化系统产品;并且,在深入解析电机调速技术的基础上,对我们有可能改进的一极小部分技术理论进行可行性思考和优化设计尝试;再者,为继续的研究提供较规范的研究积累和方向建议。

#### 5.1.3.2 研究工作获得的阶段结果

基于上述的研究目标为出发点,研究工作获得了四项结果:

1. 以实现数字应用工程为视角,形成一套对直接转矩控制技术理论的详尽解读,解读流程浅显,易于可读性,便于后继研究工作;
2. 基于对理论的解读,进行数学建模,形成一套完整的数学模型;根据数学模型设计直接转矩控制技术的数字化系统,形成一套数字系统的设计,规划流程按自上而下的模块化思想,层次结构和逻辑清晰,易于后继工作上手;
3. 因为在低速运转过程的定子电阻补偿、转矩闭环的缩短控制周期方面作了进一步思考和设计尝试,所以对数字系统作了电机控制系统的计算机仿真,证明了系统方案的可行性;在 MATLAB 电气系统模块库环境的仿真,证明数字系统在运转中获得较好控制效果的可能性。
4. 对数字系统在电机调速运转过程中的实验研究,验证了数字系统能够达到较好的控制效果,也同时验证了系统在改善低速震荡和缩短控制周期等方面的优化设计。

## § 5.2 研究工作继续改进的方向和建议

第一章也提到,尽管交流电机控制技术由于矢量变换控制理论的介入得到大的发展,但是单纯从电机方面的模型出发去寻求改善控制性能的方法取得的效果已是比较有限。业内目前的改进趋向主要在于在矢量控制的基础上,提高控制效果:

1. 采用加入前馈补偿法去除转矩电流和励磁电流之间电机内部压降造成的耦合 [16];
2. 采用自适应理论解决运行过程中的结构参数变化带来的影响;

3. 专家系统、模糊控制、神经网络技术也被应用于交流调速领域，目前多数处于实验室阶段，实用的例子较少。

因为我们在电子技术上的相对优势，所以第1点改进不太适合我们，但第2，3点的方向非常适合我们的后继工作。

实际上，自适应结构和模糊控制结构也正是我们的强势所在，容易引入，也容易获得效果。论文在研究过程中，也常常考虑到引入模糊控制和神经网络的算法，但出于时间紧张的原因，不能在此阶段实现。然而论文中架构直接转矩控制技术的数字化系统时，就已经为用自适应算法来拟合结构参数的做法留下了灵活规范的模块化空间。例如，对于电机的定子电阻  $R_s$  参数，就是一个可以轻易加入自适应算法模块的典范。因为 DTC 数字系统中， $R_s$  等参数单独提供。因此只需要将自适应算法模块来替代  $R_s$  参数的提供寄存器，就能引入自适应算法模块，不会也不必去破坏系统任何单元结构。

其实各种改进的根本都在于获得电机运转过程中各模型参数的精确值。

## 参考文献

- [1] 李华德 主编. 交流调速控制系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.3
- [2] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.4
- [3] 高景德, 王祥银, 李发海. 交流电机及其系统分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 1993
- [4] 张燕宾 主编. SPWM 变频调速应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [5] 李正熙, 白晶 主编. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2000
- [6] 吴守箴, 戴英杰. 电气传动的脉宽调制控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995
- [7] 李永东 主编. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002
- [8] 陈国呈 主编. PWM 变频调速及软开关电力变换技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001
- [9] 易继锜 主编. 智能控制技术[M]. 北京: 北京工业大学出版社, 1999
- [10] 吴忠智, 吴加林. 变频器应用手册[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001
- [11] 胡纲衡, 汤瑞球. 高(中)压变频器应用基础讲座[C]. 变频器世界, 2002.3
- [12] 马小亮 主编. 大功率交-交变频调速及矢量控制技术[M]. 机械工业出版社, 1996
- [13] 秦晓平, 王克成. 感应电动机的双馈调速和串级调速[M]. 北京: 机械工业出版社, 1990
- [14] 李永东, 李明才. 感应电机高性能无速度传感器控制系统[EB/OL]. 《变频器世界》网络版. 2003, 11(11).  
http://www.ca800.com/maga/make/inv/disp.asp?id=206.
- [15] 李明(译者). 感应电机直接转矩控制的转矩脉动最小化[EB/OL]. 《变频器世界》网络版. 2004, 2(2).  
http://www.ca800.com/maga/make/inv/disp.asp?id=116.
- [16] 陶生桂等. 基于 TM320F240 的直接转矩控制系统的分析研究[J]. 变频器世界, 2001.8
- [17] 北京 ABB 电气传动有限公司. ASC1000 变频器在连续混炼机中的应用[J]. 变频器世界, 2002.3
- [18] 中国工控网[EB/OL]. http://www.gongkong.com/, 2003.5-2004.5
- [19] 胡刚, 许越, 胡育文. 直接转矩控制系统的模糊在线观测器的设计[J]. 电气传动. 1997, 6:21-25
- [20] 谢运祥, 薛峰. 无速度传感器电动机直接转矩控制系统研究[J]. 工程技术学报. 1997, 12(1): 6-10
- [21] 陶红明, 龚善文等. 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
- [22] 夏雷, 周国兴等. 直接转矩控制 ISR 方法[J]. 电力电子技术. 1998, 4: 26-29
- [23] 吴峻, 潘孟春, 李圣怡. 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: 13-16
- [24] 薛定宇 主编. 反馈控制系统设计与分析—MATLAB 语言应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1997.5
- [25] Hurst K D, Habetler T G. Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1994:10-16
- [26] Peng F Z, Fukao T. and Lai J S Low-Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Tacholeless Vector Control of Induction Motors. IEEE Industry Applications Society, 1994:509-514.
- [27] Ph. Lataire. White paper on the new ABB medium voltage drive system, using IGBT power semiconductors and Direct Torque Control. EPE Journal Vol.7, No.3-4, December 1998
- [28] SIEMENS. Outdoor Harmonic Filter Plant for 30.6MW LCI Drive. ATTD0G2001-Y42
- [29] ABB. Outdoor Harmonic Filter Plant for 21MW LCI Drive Last Update. December.6.2001
- [30] Wang Limei, Guo Qingding, Lorenz, RD. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Power Electronics and Motion Control Conference. 2000. Proceedings. PIEC 2000. The third International. 2000.1(1): 186-190
- [31] S. Galet. Parameter-dependent Lyapunov functions applied to analysis of induction motor stability. Control Engineering Practice 10(2002)337-345
- [32] L. Dong-Choon, L. G. Myoung. A Novel Over Modulation Technique for Space Vector PWM Inverters [J]. IEEE Trans on PE, 1998, 13(6):1144-1151

## 后 记

完成本论文，首先要感谢导师李维祥教授。导师严谨的治学态度、宽松的学习氛围、敏锐的洞察力和渊博的学识是我终生铭记的榜样。在南开大学的数十月里，导师的严格要求、精心培养、谆谆教诲，让我在生活、学习理论和工作实践上获益非浅。而李老师尤为可敬的育人胸怀，更是让我终身受益，深深感敬！在论文研究和定稿过程中，导师细致的审阅和精辟的点拨，总能让我在思维上豁然开朗，对论文工作的研究理解提升到新的层次和角度。为人师表！

又想到了实验室的孙桂玲老师，孙老师丰富的经验和一丝不苟的严谨态度常常不禁让人起敬。在实验室中，孙老师给我提出了很多宝贵的意见，真是和蔼的良师益友。

实验室的另一位隋燕老师，总是为我大开方便之门。面对各种繁杂问题，似乎都有一个可靠的依赖底线。再次感谢隋老师在学习和生活中给我的关怀和帮助。

我们都是愿流汗拼搏的！想到了师兄刘宁、刘波、杨光华、吴智勇、谢宁、素未谋面的高硕和张博，师姐曹海霞、马少丹，还有同窗赵听、高艺、李巍、王新，刘兵和欣伟兄台，以及诸位师弟。在一起，交流的欢乐中总有跳跃的灵感。每一位都是那么富有创新，可以学习；又是那么友善待人，相处渐浓。

又想到三年以来，甚或七年以来，院系的张立民老师、杨文霞老师、赵腊月老师、吴岳老师、阎少林老师，孙玮老师等等诸多老师，处处激励我，支持我，却没有机会向他们表示感谢。临别之际，真是感激涕零，其实我的成长可能就是刘老师最大的感激，何须拘泥于言辞。

当论文敲到这段时，外面已露黎明的光辉。欣赏着清新世界，等待我的该是朝气的晨曦吧。漫漫数年，亦不过人生历程的一片斯。但这般充实而劳累的片斯将在我成长道路上留下永远的印记！