

## 摘 要

随着电力电子技术和计算机技术的飞速发展，交流电气传动已正在逐步替代传统的直流电气传动系统。交流电机控制技术具有代表性的有调压调频控制，转差频率控制，磁场定向控制（矢量控制）以及近年出现的直接转矩等。

要使电机的转速得到快速响应，必须有效地控制转矩。调压调频控制只控制了电机的气隙磁通，而不能调节转矩。转差频率控制能够在一定程度上控制电机的转矩，但它是基于电机的稳态方程为基础设计的，并不能真正控制动态过程中的转矩。尽管矢量控制方法从理论上可以使交流传动系统的动态特性得到显著改善，但实现时要进行复杂的坐标变换，而且对电机的参数依赖性很大，难以保证动态过程完全解耦，使控制效果打了折扣。直接转矩控制是一种更先进的控制技术，它需要解耦电机数学模型，强调对电机的转矩进行直接控制，在很大程度上克服了矢量控制的缺点，成为交流电机调速控制理论第二次质的飞跃。

直接转矩控制理论和技术固然有其许多优点，但作为一种诞生不久的新理论，新技术，自然又有其不完善，不成熟之处，有些问题甚至发展成为难以逾越的问题。正是由于以上原因，直接转矩控制技术成为当今世界研究的热点之一。

本文研究异步电动机的数学模型，并构建了直接转矩控制混合仿真系统，对直接转矩控制方法的特点及其存在的问题进行了理论与仿真分析研究。采用 DSP TMS320LF2407 芯片和智能功率模块 IPM 的功率硬件平台，编程实现了整个调试过程试验，为应用 TMS320LF2407 实现直接转矩控制的产品化提供了经验和借鉴。

**关键词：**直接转矩控制，感应电机，DSP

## ABSTRACT

With the development of power electronics, AC drives are replacing DC ones step by step. The representative technologies for ac motor control have VVVF, VSVF, VC and DTC.

To obtain a quick response, the torque of the motor must be controlled effectively. But VVVF can only control the air-gap flux and cannot adjust the torque. Based on the steady state equations of the motor for the design of VSVF, VSVF can control the torque to a certain extent, but it cannot implement the real control in the dynamic process. Although vector control approach can dramatically improve the dynamic peculiarity in the theory, the vector control approach makes the complex reference frame change, rely on the parameters of the motor to a large extent. At the same time, the completely uncoupling in the dynamic process is not ensured and the effectiveness of the torque control is reduced. But DTC a kind of the more advantageous control technology that places stress on controlling torque of the motor directly, which overcomes the disadvantages of VC and brings the second natural fly-by of the speed regulation control theory of ac motor.

The theory and technology of DTC have a lot of advantages, however, as a kind of the new birth theory and technology, the unperfected aspects and some ones are difficult of being solved. Owing to the reasons above, DTC has become one of research hot points.

In this thesis the author made a study of asynchronous motor model, designed a hybrid simulation system of DTC and analyzed the characteristics of the DTC system and the existing problems. The power hardware system is based on TMS320LF2407 and intelligent power module (IPM), and the DSP software is programmed to realize the modulation. The experience and reference are provided in applying the TMS320LF2407 in DTC.

**Keywords:** direct torque control, induction motor, DSP

# 1 绪论

## 1.1 课题的研究背景和意义

随着经济的发展,汽车已成为必不可少的交通工具。目前汽车大都使用内燃机作为发动机,以柴油或汽油作为燃料,在使用过程中排放大量烟尘和有害气体,造成日益严重的空气污染。由于汽油和柴油都是不可再生的自然资源,如果按现在的使用速度,不久世界上已知的原油储量就将被耗尽。为此,世界各国都投入大量的人力物力,试图解决这一问题。其中电动汽车是方案之一。

目前替代汽油驱动汽车的方案主要有混合动力汽车和纯电动汽车两种。其中混合动力汽车使用内燃机和电动机两种动力,可以减少有害气体的排放,由于涉及较为复杂的控制问题,国内仍处于理论探讨阶段。纯电动汽车的控制相对简单,有较为成熟的理论,而且纯电动汽车的研制还可以进一步为混合动力汽车的开发奠定基础。因此,纯电动汽车的研制是现实可行的,也是必要的。

采用电动机驱动的电动汽车,与内燃机汽车相比,具有下列优点:

(1)环保无公害,不排放废气,噪声水平低;

(2)电动机易于电子控制,可以灵活地改变稳态特性,可简化甚至省去变速齿轮装置;

(3)电动机可方便地实现四象限运行,不需要专门的可逆齿轮装置。由于能产生制动转矩,因而大大减小机械制动磨损;

(4)电动机旋转对称,运行平稳,振动极小,且不存在使材料产生疲劳的高温,寿命长,维护工作量小。

电动汽车作为绿色环保运输工具,已受到各个汽车发达国家的重视,美、日、德、法等国都制定了相应的发展计划。

目前电动汽车的驱动系统大体可以分为直流驱动系统和交流驱动系统两类。

直流驱动系统采用直流电动机作为电动机,具有控制简便,动态性能较好的特点。但是,由于直流电机换向器的存在,大大降低了系统的性能,限制了电机的最高转速并且给驱动系统的维护带来了很多问题。

随着电力电子技术和电机控制理论的发展,交流驱动系统的优越性日益明显。相对于直流电动机而言,交流电机具有体积小、功率大、效率高、结构简单、易于维护等优点,同时,在现代交流调速技术控制下,其动态性能已经达到或超出了直流电机的水平。交流驱动系统正逐步取代直流驱动系统成为电动汽车系统的主流。

在交流电动机中,异步电动机以其结构简单坚固、成本低廉、工作可靠、维

护方便等突出优点，已经被广泛应用在电动汽车驱动系统中。

电动汽车对其电气传动系统的要求很高，主要有：

- (1)调速范围宽，无级变速；
- (2)在恒转矩，恒功率区都可长期运行并保持高效率；
- (3)动态响应快，系统鲁棒性好。

传统的交流驱动系统的调速方式有：降压调速、绕线转子异步电动机转子串电阻调速、串极调速、变极对数调速等等，都存在明显的缺陷，随着变频技术、功率电子器件和微处理器技术的迅速发展，交流电机控制技术也取得了突破性进展，变频调速成为当前交流调速技术的主要发展方向，在电动汽车电气传动系统中得到广泛应用。

常用的变频调控制方法主要有以下几类：

#### (1)标量控制方法

可以分为定子电压/频率比控制和转差频率控制两类。其基本出发点都是异步电机稳态的等效模型，因此得到的保持定子或转子、气隙磁链恒定也只有在稳态时成立，而动态中情况如何并未考虑，这就造成标量控制 VVVF 方法动态控制性能较差。

#### (2)矢量控制方法（磁场定向控制）

1971 年，德国学者 F. Blaschke 提出了交流电机的磁场定向矢量控制理论，标志交流调速理论的重大突破。所谓矢量控制，就是交流电机模拟成直流电机来控制，通过坐标变换来实现电机定子电流的激磁分量和转矩分量的解耦，然后分别独立调节，从而获得高性能的转矩和转速响应特性。

矢量控制主要有两种方式：磁场定向矢量控制和转差频率矢量控制，但无论采用哪种方式，转子磁链的准确检测是实现矢量控制的关键，直接关系到矢量控制系统性能的好坏。一般地，转子磁链检测可以采用直接法或间接法来实现。直接法就是通过在电动机内部埋设感应线圈以检测电机磁链，这种方式会使简单的交流电机结构复杂化，降低了系统的可靠性。因此，间接法是实际应用中实现磁链检测的常用方法。这种方法通过检测电机的定子电压、电流、转速等可以直接检测的量采用状态重构的方法来观测电机的参数，如果环境变化引起电机参数变化，就会影响到磁链的准确观测。为补偿参数变化的影响，人们又引入了各种参数在线辨识和补偿算法，但补偿算法的引入也会使系统算法复杂化。

#### (3)直接转矩控制方法

1985 年，德国鲁尔大学的 Depenbrock 教授提出了一种新型交流调速理论——直接转矩控制。这种方法是在定子坐标系下对电机进行控制的，结构简单，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，是一种很有发展前途的

交流调速方案。因此，直接转矩控制理论一问世便受到广泛关注。

直接转矩控制避免了矢量控制中两次静止与旋转坐标系之间的变换，以及确定转子磁链大小与相位的复杂计算工作量，而直接在静止的定子坐标系上，借助三相定子电压和电流，计算电机的磁链和转矩来直接控制，从而简化了控制系统，且克服了转子参数随温度变化所产生的影响，使控制系统的静动态性能明显提高。

对电动汽车来讲，主要控制的是电机的转矩。另外，速度传感器的存在不但使驱动系统结构复杂，而且也增加了系统的成本，降低了可靠性。因此，在电动汽车驱动系统中，直接转矩控制的感应电动机调速无疑具有良好的发展前景。

由于我国的汽车工业的发展与世界其他国家相距甚远，电动汽车的开发为我国在新的起点上赶上世界先进水平提供了一个不可多得的大好时机。因此，我国的电动汽车的研制有重要的意义。

## 1.2 课题的国内外研究现状

和一般调速传动的发展轨迹一样，电动汽车的电气传动系统也经历了由直流调速到交流调速系统演变的历程。

表 1.1 国外电动汽车发展现状

Table 1.1 Foreign electric vehicle development

公司	车型	年份	电机			电池		最高车速 (km/h)	续驶行程 (km)
			型式	功率 (kw)	转速 (r/min)	型式	电压 (v)		
通用	轿车	1996	IM	100	7000/13000	铅酸	128	128	112~144
福特	轿车	1998	IM	67		铅酸	312	120	92
克莱斯勒	旅行车	1998	IM	73.5		铅酸		128	96
本田	轿车	1998	PM	49	1700/8750	铅酸	288	130	150
尼桑	旅行车	1998	PM	62	13000	锂离子		120	200
丰田	体育用车	1996	PM	49		镍氢		120	200
丰田	轿车	1998	PM	30		镍氢			
日本环保	轿车	1998	PM	36×2	4470/8700	铅酸	224	150	140
菲亚特	轿车		IM	15/30	2220/6500	铅酸	216	100	90
沃尔沃	货车	1997	IM	65/185	4000/8000	镍镉	216	90	150
ZYT	跑车	1998	PM	75×2		镍氢	300	144	192
SOL	轿车	1998	PM	42		镍氢	180	112	168
雪铁龙	轿车		DC	11/20	1600/5500	镍镉	120	90	80
雷诺	轿车	1998	PM	7×2		镍镉		148~167	
奔驰	轿车	1998	IM	40	2000/5000	钠	280	120	120~170

注：IM-感应电动机 PM-永磁同步电动机 DC-直流电动机

在交流电机调速系统中, 感应电机、永磁同步电机、开关磁阻电机 3 种类型都有人进行研究开发, 但从装成的商品车或概念车来看, 则以前二者居多, 而且大体上形成了两大主流倾向。一是以美、欧为主的感应电机派, 二是以日本为主的永磁同步电机派。

因为矢量控制发展得比较早, 相对比较成熟, 所以在目前的大多数电动车异步电动机驱动系统中大多采用此类方法。因为车辆的输入指令是转矩, 而且要求车辆的动态特性好, 所以直接转矩控制技术也逐渐被考虑应用到电动车的驱动中, 以发挥直接转矩控制技术的优越性。

目前国内外围绕直接转矩控制的研究十分活跃。直接转矩控制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。传统的直接转矩控制中转矩和磁链一般采用滞环控制, 而且在不同的工作区间内电压矢量的选择是固定的<sup>[1]</sup>。由于每个采样周期内的转矩变化量不同, 必然会使得低速转矩中包含有锯齿波分量, 造成严重的转矩脉动。如果能够实现对定子磁链的准确观测, 并且合理地构造空间矢量表, 则可以进一步减弱转矩中的锯齿波分量, 并使得 DTC 系统的转矩控制性能得到大大的提高。

如何构成优良的电压空间矢量控制表是目前国内外的研究热点。优化调节器法<sup>[2]</sup>对电压空间矢量对磁链和转矩的调节作用进行了更加细致地分析, 并改进了转矩调节器和磁链调节器的结构, 细化了磁链和转矩的调节, 使电压空间矢量的选择更加精细。

预期电压矢量法<sup>[3]</sup>认为传统直接转矩控制方法, 虽然在每个采样周期选择的电压矢量能够保证转矩在  $t=0$  时刻沿着正确方向以最快的速度变化, 但在整个采样周期内却不一定是最佳的。作者提出了一种新型的电压空间矢量选择方法---预期电压矢量法。通过以定子磁链为恒值和电磁转矩为给定值而进行通盘考虑, 最终决定出一个最优的预期工作电压矢量  $V_k$ 。这个最优的预期电压矢量在一个采样周期内由 6 个逆变器工作电压矢量中的相邻的两个  $V_{k1}$  和  $V_{k2}$  进行合成, 从而在控制定子磁链的同时也实现了对电磁转矩的控制。即  $V_k \cdot t = V_{k1} \cdot t_1 + V_{k2} \cdot t_2$ 。

恒定开关频率法<sup>[4]</sup>提出了一种恒定开关频率的控制方案, 与传统的控制实现比较较复杂。由于该方案致力于实现恒定的开关频率的控制方案, 没有能够有效地减小电机的脉动。

多开关表法<sup>[5]</sup>指出磁链滞环和转矩滞环的宽度以及电压矢量的选择标准(开关选择表的结构)均对电流和转矩的脉动有很大的影响, 且当电机运行于不同的转速时相同的电压矢量作用效果并不相同。作者在电机运行于高速和低速时分别选用不同的开关表, 进行了很好的折中。开关表的选择通常依赖于定子磁链矢量在法向和切向变化时对转矩和磁链变化时所产生的物理作用。需要对电机的电磁

过程进行深入分析, 因此作者认为在每一个控制周期内, 只有通过预测技术准确地计算出用于补偿磁链和转矩误差的定子磁链的变化, 才能从根本上消除转矩的脉动现象。为了满足上述要求, 控制系统必须能够在每个采样周期内产生任意的电压矢量(即采用空间矢量调制技术)。如果控制系统能够产生比传统的 DTC 系统更多的电压矢量, 将更加接近上述要求。

离散空间矢量技术法<sup>[6]</sup>在不增加功率电路的复杂性和开关频率的情况下, 通过离散空间矢量技术, 基于固定的时间间隔, 在每个控制周期内复合出更多的电压空间矢量, 并根据不同的速度范围, 构造更为精细的电压矢量开关表。

高频注入法<sup>[7]</sup>指出由于定子磁链和转矩的估计延迟, 即使采用零滞环控制也无法真正提高传统 DTC 的开关频率, 于是作者将一种抖动技术引入传统的直接转矩控制技术中, 通过利用高频小幅值的三角波调制磁链和转矩控制环的偏差, 大大地提高逆变器的开关频率, 并使得定子磁链和转矩的脉动比传统方法减小 30%, 系统噪声在整个范围内减少了 56dB。如何利用数字化方法实现控制方案是目前值得研究的课题。

转矩方根法<sup>[8]</sup>提出了一种使开关频率保持恒定且转矩脉动最小的技术。作者利用电机的瞬时表达式推导出了电机转矩脉动的方根表达式, 并最终得出实现转矩脉动最小的条件。在每一个控制周期内, 输出电压矢量根据传统的电压矢量开关表确定, 其理想作用时间由转矩最小脉动条件确定, 剩余时间由零矢量补充。采用该方案在没有降低 DTC 动态性能的情况下, 使电机的转矩脉动大为减小。缺点是算法较为复杂, 采用数字化控制难以满足实时控制的要求。如果采用更高速度的 DSP, 算法复杂问题是可以解决。

矢量转矩控制法<sup>[9]</sup>提出了一种新型的矢量转矩控制算法。该算法不依赖定子和转子磁链即可实现对转矩和磁链的控制。算法中的输出电压矢量是转矩参考值和磁链参考值的函数, 依据转矩和磁链的给定值输出需要的开关矢量。

混合法<sup>[10]</sup>认为传统的 DTC 的动态性能优良, 但在稳态时转矩, 磁链和电流的脉动严重, 于是提出了一种混合控制方案。当磁链和转矩与给定的偏差较大时采用了 DTC 控制算法, 当偏差小于一定范围时采用空间矢量法控制。此方法不但继承了 DTC 控制优良的动态性能, 而且使系统的稳态性能大为改善。有学者直接将矢量控制中的 PWM 调制器引入到 DTC 控制中, 提高了开关频率, 降低了转矩的脉动。

国外还有不少学者尝试采用新型的逆变器构成 DTC 系统, 目的为了产生更多的空间电压矢量。多电压矢量法<sup>[11]</sup>双三电平逆变器产生了更多数目的电压矢量。上述方法增加了功率电路的复杂性, 一般用于大功率场合, 准备在电动汽车中应用。

### 1.3 论文的主要工作

这一课题涉及电机、电力电子、控制理论、计算机及 DSP 软硬件等多方面知识的应用,考虑到时间有限,本文主要进行以下工作:

(1)设计出电路板并编写程序,在 4kW 电机上调试通过,为进一步直接转矩控制的改进打下基础。

(2)针对直接转矩控制中没有电流环的特点导致启动电流过大以至危及功率器件的安全,改进一种限幅电流算法,保证电机能顺利启动。

(3)研究直接转矩控制中的转矩脉动问题,改进一种新型空间矢量调制技术,并和相对于传统直接转矩的转矩脉动以比较,并予以仿真证实。

(4)探索适合电动汽车特点的直接转矩改进,为今后实现产品化提供经验和参考。



## 2 交流调速理论基础

### 2.1 空间矢量的概念

三相电动机的电压、电流、磁动势、磁链均是三相电磁量。若在复平面中，能用一个矢量来表示三相电磁量的合成作用，则可将三维物理量变为二维物理量，为分析和计算带来很多方便。为此，引入 Park 矢量变换。

Park 矢量变换是将三个标量变换为一个矢量，这种变换对于时间函数同样适用。若用  $v_a(t)$ 、 $v_b(t)$ 、 $v_c(t)$  分别表示三相电磁量在三相坐标系中的瞬时幅值函数，用  $\bar{v}(t)$  表示合成作用矢量，则 Park 矢量变换关系为

$$\bar{v}(t) = 2/3 [v_a(t) + v_b(t) e^{j2\pi/3} + v_c(t) e^{j4\pi/3}] \quad (2.1)$$

矢量  $\bar{v}(t)$  称为 Park 矢量，它在某一时刻代表三相电磁量合成作用在坐标系中的空间位置，所以称为空间矢量。

对于三相异步电机来说，空间磁动势矢量、磁通矢量、磁链矢量是确实存在的，而电流矢量和电压矢量并不存在。但是磁动势与电流相关，电压又与磁链相关，所以仍可以定义电流空间矢量和电压空间矢量，它们分别表示三相电流的合成作用和三相电压的合成作用在坐标系中所处的位置。以下的分析均是建立在空间矢量的基础上。一个空间矢量可由两个正交的坐标表示，所以三相电机模型转化成两相电机模型更方便问题的分析。

### 2.2 异步电动机的数学模型

异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统，对所讨论的三相异步电动机作以下几点假设：(1)忽略空间谐波，设三相绕组对称，所产生的磁势沿气隙圆周按正弦分布；(2)忽略磁路饱和；(3)忽略铁心损耗；(4)不考虑频率和温度变化对绕组的影响。

异步电动机的数学模型包括磁链方程，电压方程和转矩方程三部分。以下分析都是建立在两相静止  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标基础上。

#### 2.2.1 磁链方程

定子磁链：

$$\bar{\psi}_s = (L_{s\sigma} + L_m) \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (2.2)$$

转子磁链：

$$\bar{\psi}_r = (L_{r\sigma} + L_m) \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \quad (2.3)$$

励磁磁链：

$$\bar{\psi}_m = L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_r) \quad (2.4)$$

上述  $\bar{i}_s$ 、 $\bar{i}_r$  分别为定转子电流矢量； $L_{s\sigma}$ 、 $L_{r\sigma}$  分别为定转子绕组的漏电感； $L_m$  为定转子之间的互感。

### 2.2.2 电压电流状态方程和等效电路

由电机学可知，在静止  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系下，两相异步电动机定转子绕组平衡方程式为：

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \quad (2.5)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \quad (2.6)$$

$$0 = R_r i_{r\alpha} + p\psi_{r\alpha} + e_{\omega,\alpha} \quad (2.7)$$

$$0 = R_r i_{r\beta} + p\psi_{r\beta} + e_{\omega,\beta} \quad (2.8)$$

$i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$  为定子电流矢量  $\bar{i}_s$  的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量；

$\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$  为定子磁链矢量  $\bar{\psi}_s$  的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量；

$i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$  为转子电流矢量  $\bar{i}_r$  的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量；

$\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$  为与转子磁链矢量  $\bar{\psi}_r$  的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量；

$u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$  为与定子电压矢量  $\bar{u}_s$  的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量；

$e_{\omega,\alpha}$ 、 $e_{\omega,\beta}$  为转子速度电动势矢量  $\bar{e}_\omega$  的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量；

$R_s$  和  $R_r$  为定转子绕组电阻；

$\omega_r$  为转子角速度；

$p$  为微分算子。

其中速度电动势：

$$e_{\omega,\alpha} = \omega_r \psi_{r\beta} \quad (2.9)$$

$$e_{\omega,\beta} = -\omega_r \psi_{r\alpha} \quad (2.10)$$

而磁链可以用电流和电感表示，即：

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (2.11)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (2.12)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (2.13)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (2.14)$$

经整理可得到下列电压电流关系矩阵方程：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + L_s p) & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & (R_s + L_s p) & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & (R_r + L_r p) & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & (R_r + L_r p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

将上式转化为状态空间方程的形式，有利于应用现代控制理论分析问题。现对上式进行数学处理，如下：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r L_m & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & 0 & L_r p & 0 \\ 0 & L_m p & 0 & L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

将第二项微分算子提出，移项并化简，可得标准状态方程的形式：

$$p \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = K \left\{ \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_r L_m^2 & R_r L_m & \omega_r L_m L_r \\ -\omega_r L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_r L_m L_r & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_r L_m L_r & -R_r L_s & \omega_r L_r \\ \omega_r L_m L_s & R_s L_m & -\omega_r L_r & -R_r L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -L_m & 0 \\ 0 & -L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.17)$$

其中  $K=1/(L_s L_r - L_m^2)$ 。

状态方程是为了理论分析方便，而为了分析问题更直观一般采用等效电路的形式。下面就介绍异步电动机三种瞬态等效电路形式。这三种等效电路都有其特殊用处。

根据式(2.15)，可得异步电动机电压电流矢量的关系：

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_s \\ \bar{u}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p(L_{s\sigma} + L_m) & pL_m \\ (p - j\omega_r)L_m & R_r + (p - j\omega_r)(L_{r\sigma} + L_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

观察上式，定转子电压平衡方程式中都包括  $pL_m(\bar{i}_s + \bar{i}_r)$ ，定转子漏感表示成图 2.1 中形式，可得到 T 型瞬态等效电路所示。这是一种场路结合的分析方法，定转子相互作用之间是通过励磁磁链耦合起来，励磁磁链  $\bar{\psi}_m = L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r$ ；定子磁链为励磁磁链与定子漏磁链之和；转子磁链为励磁磁链与转子漏磁链之和；磁场问题最后通过电路拓扑的形式加以描述。

在图 2.1 中

$$\bar{e}_s^T = j\omega_r L_m \bar{i}_s - j\omega_r L_r \bar{i}_r = j\omega_r \bar{\psi}_r \quad (2.19)$$

图 2.1 中定子绕组匝数不变，转子绕组的匝数变化  $\alpha$  倍的电路等效，称为 T 型变换。根据恒功率原则，其方程为

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_s \\ \alpha \bar{u}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \alpha pL_m \\ \alpha(p - j\omega_r)L_m & \alpha^2 R_r + \alpha^2(p - j\omega_r)L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r / \alpha \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

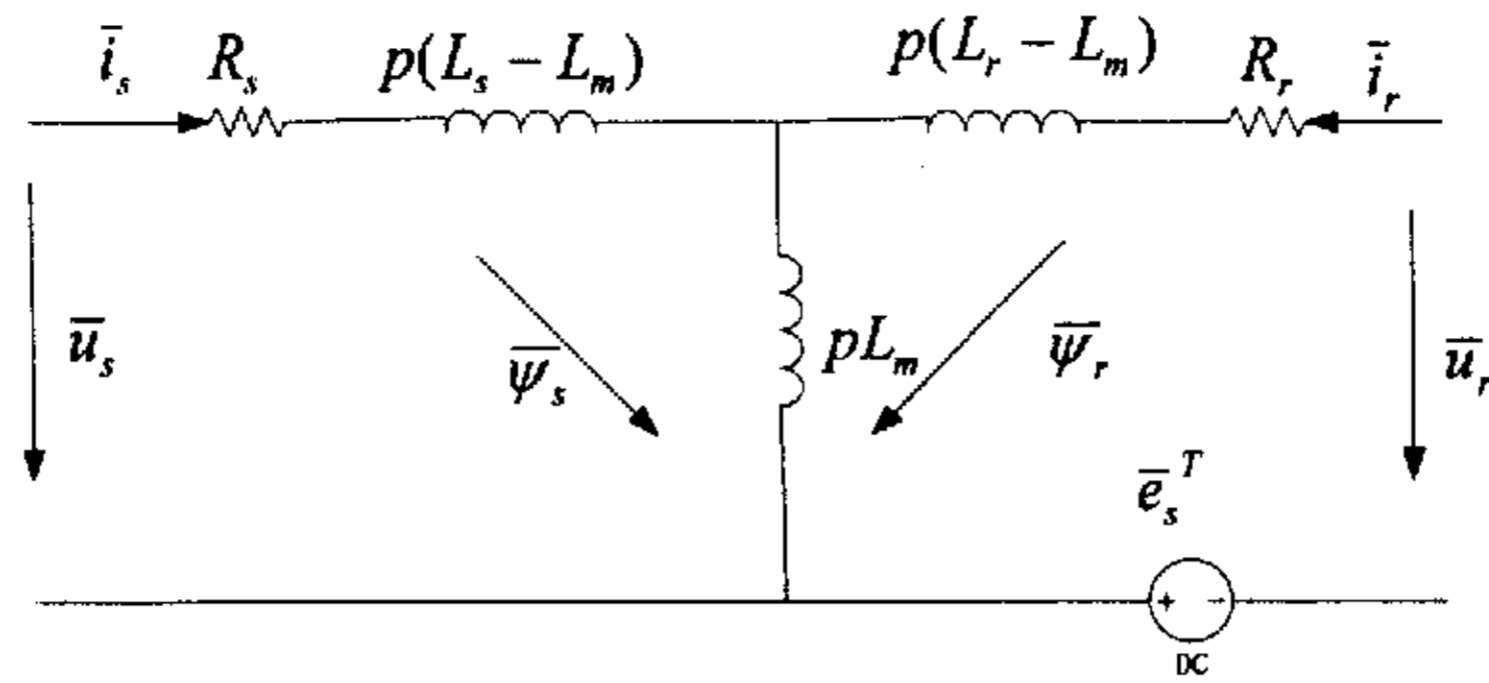


图 2.1 T 型瞬态等效电路

Fig 2.1 T transient state equivalent circuit

根据上面介绍的分析方法，得到 T 型瞬态等效电路一般形式如图 2.2 所示。

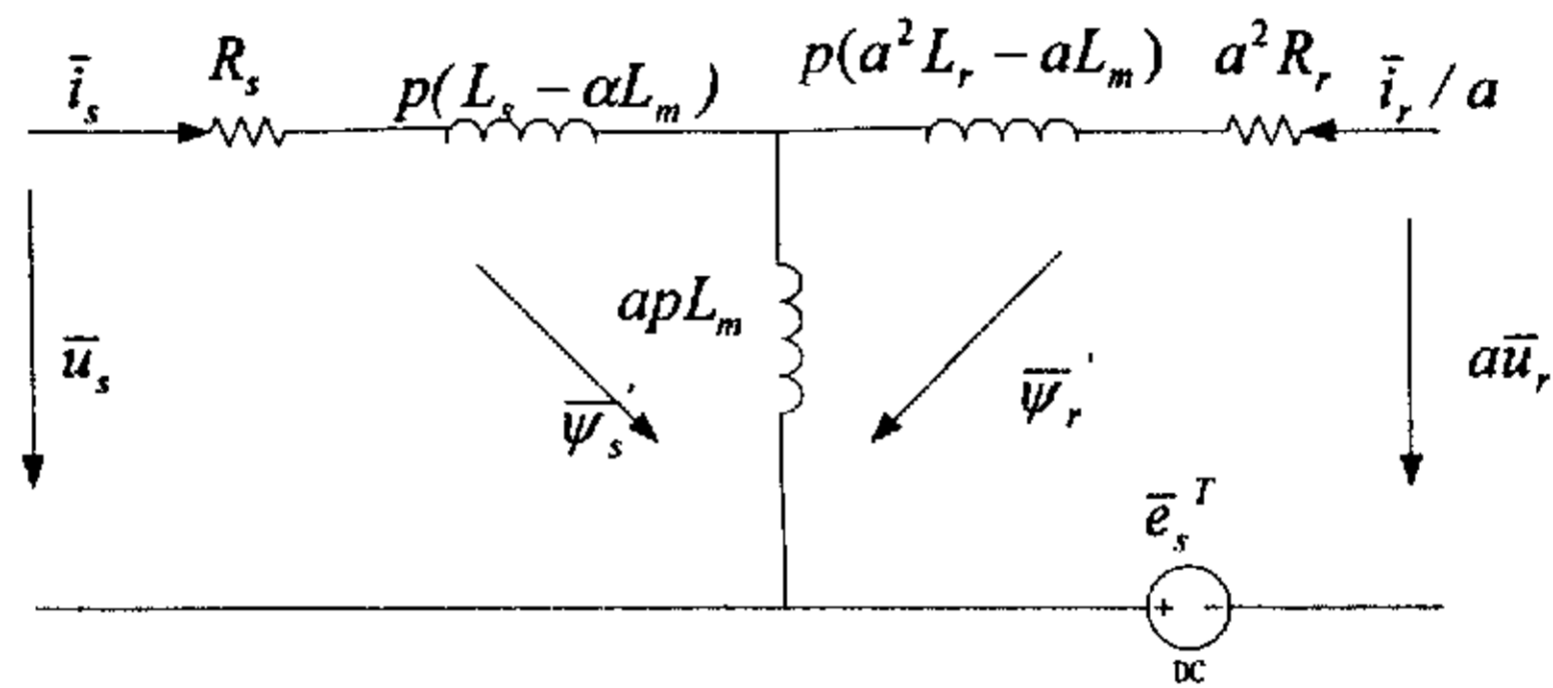


图 2.2 T 型瞬态等效电路一般形式

Fig 2.2 T transient state equivalent circuit general format

定子电感等于定子漏感与励磁电感之和，转子电感等于转子漏感与励磁电感之和。折算后：

定子磁链：

$$\bar{\psi}_s' = (L_s - \alpha L_m) \bar{i}_s + \alpha L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_r / \alpha) = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r = \bar{\psi}_s \quad (2.21)$$

转子磁链：

$$\bar{\psi}_r' = (\alpha^2 L_r - \alpha L_m) \bar{i}_r / \alpha + \alpha L_m (\bar{i}_r / \alpha + \bar{i}_s) = \alpha (L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s) = \alpha \bar{\psi}_r \quad (2.22)$$

因为  $\psi = Li$ ，所以转子电感为：

$$L_r' = \alpha \bar{\psi}_r / (\bar{i}_r / \alpha) = \alpha^2 L_r \quad (2.23)$$

在图 2.2 中

$$\bar{e}_s^T = -j\omega_r \alpha L_m \bar{i}_s - j\omega_r \alpha^2 L_r \bar{i}_r / \alpha = -j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad (2.24)$$

$\alpha$  可取不同的值, 但其中的 3 个数值  $\alpha=1$ 、 $\alpha=L_m/L_r$ 、 $\alpha=L_s/L_m$  有物理意义。即励磁支路分别代表气隙磁链, 转子磁链和定子磁链。当  $\alpha=1$  时, 即为 T 型瞬态电路; 当  $\alpha=L_m/L_r$  时, 即为 T-I 瞬态等效电路。如图 2.3 示。

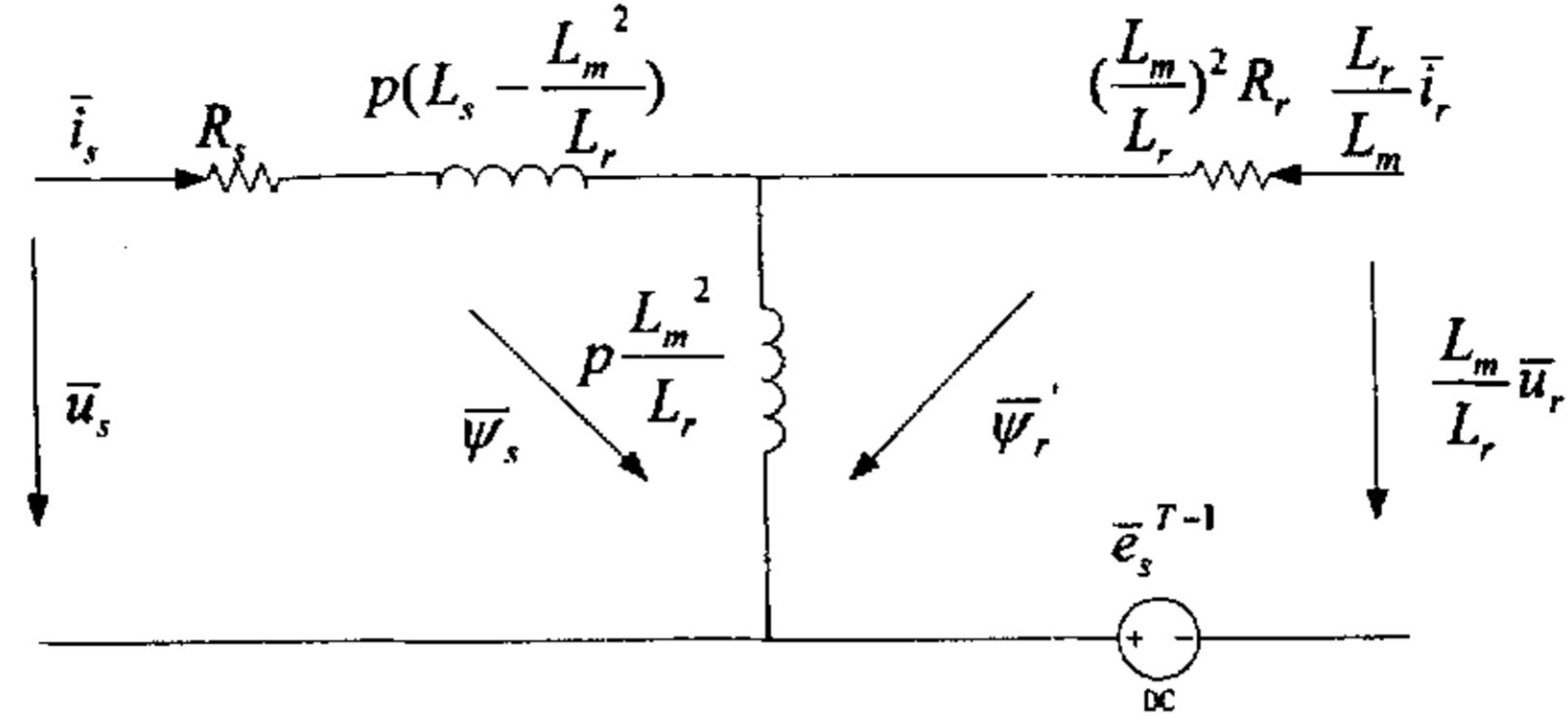


图 2.3 T-I 型瞬态等效电路

Fig 2.3 T-I transient state equivalent circuit

在图 2.3 中

$$\bar{e}_s^{T-1} = j\omega_r L_m^2 \bar{i}_s / L_r - j\omega_r L_m \bar{i}_r = j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad (2.25)$$

励磁磁链为:

$$L_m^2 (\bar{i}_s + L_r \bar{i}_r / L_m) / L_r = L_m (L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r) / L_r = L_m \bar{\psi}_r' / L_r \quad (2.26)$$

所以该等效电路通常用于分析以转子磁场定向的矢量控制。只要知道定子电压电流就可计算出励磁磁链, 即转子磁链乘以一系数。

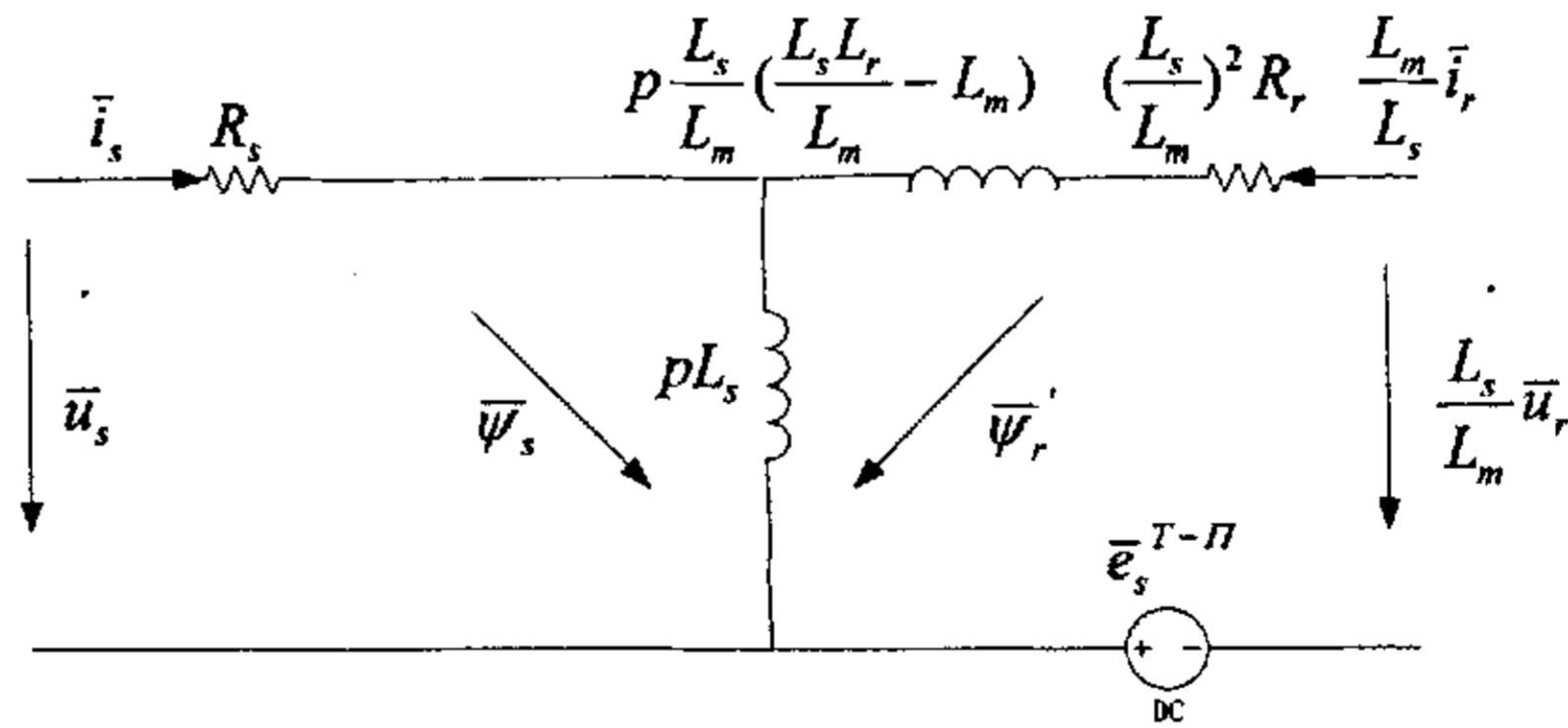


图 2.4 T-II 型瞬态等效电路

Fig 2.4 T-II transient state equivalent circuit

当  $\alpha=L_s/L_m$  即为 T-II 型瞬态等效电路, 如图 2.4 示。

在图 2.4 中

$$\bar{e}_s^{T-\pi} = -j\omega_r L_s \bar{i}_s - j\omega_r L_s L_r \bar{i}_r / L_m = -j\omega_r \bar{\psi}_r \quad (2.27)$$

励磁磁链为:

$$L_s (\bar{i}_s + L_m \bar{i}_r / L_s) = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r = \bar{\psi}_s \quad (2.28)$$

该等效电路通常用于分析直接转矩控制,因为在直接转矩控制中要求直接控制定子磁链,该电路提供了一种便于分析问题的数学模型。

### 2.2.3 转矩方程

电动机的电磁转矩是由电动机中的电流和磁场相互作用而产生的。即若用  $T_e$  代表电磁转矩,则可写成如下六种形式:

$$T_e = K_T \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (2.29)$$

$$T_e = K_T \bar{\psi}_m \times \bar{i}_s \quad (2.30)$$

$$T_e = K_T \bar{\psi}_r \times \bar{i}_s \quad (2.31)$$

$$T_e = K_{T1} \bar{\psi}_s \times \bar{i}_r \quad (2.32)$$

$$T_e = K_{T1} \bar{\psi}_m \times \bar{i}_r \quad (2.33)$$

$$T_e = K_{T1} \bar{\psi}_r \times \bar{i}_r \quad (2.34)$$

其中  $K_T = 3n_p / 2$ ;  $K_{T1} = 3n_p L_m / 2L_s$ 。

可以证明,上面六式是完全等效的。电机的定转子磁链以及励磁磁链都是由定转子电流叉乘形成:

$$T_e = L_m K_T (\bar{i}_s \times \bar{i}_r) \quad (2.35)$$

一般笼统地说,电磁转矩是转子电流与气隙磁通相互作用而产生的,但气隙磁通也是由定转子电流产生的磁场合成的。所以准确的说法是,异步电动机的电磁转矩是由定子电流产生的穿过气隙与转子绕组的磁通与转子感应电流相互作用而产生的,根据上述公式(2.29)~(2.35)可构成转矩观测器。

## 2.3 逆变器的数学模型

三相电压型逆变器电路如图 2.5,逆变器输入的是八个开关信号,有对应于七个离散的定子电压状态如图 2.7。因为电机的模型输入量是相电压,必须求出定子电压矢量对应的电机的相电压值。以开关状态(1 0 0)为例,分析逆变器的等效电路,如图 2.6 所示,即  $a$  相接电源正; $b$ 、 $c$  相接电源负。令电机各相的反电动势为:

$$e_a = U \cos(\omega t) \quad (2.36)$$

$$e_b = U \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (2.37)$$

$$e_c = U \cos(\omega t - 240^\circ) \quad (2.38)$$

式(2.36)~式(2.38)中的反电动势幅值  $U$  由电机的转速决定。 $a$  相电压  $u_a = u_{a0}$ ;  $b$  相电压  $u_b = u_{b0}$ ;  $c$  相电压  $u_c = u_{c0}$ , 且  $u_b = u_c$ 。各相电流的方向由电机端部流向电机。各相漏感相同为  $L_\sigma$ , 各相电阻  $R_a = R_b = R_c = R$ 。电机各相电压表达式:

$$u_a = e_a + i_a Z = U \cos(\omega t) + i_a R + L_\sigma p i_a \quad (2.39)$$

$$u_b = e_b + i_b Z = U \cos(\omega t - 120^\circ) + i_b R + L_\sigma p i_b \quad (2.40)$$

$$u_c = e_c + i_c Z = U \cos(\omega t - 240^\circ) + i_c R + L_\sigma p i_c \quad (2.41)$$

其中  $p$  为微分算子。

把  $b$ 、 $c$  两相电压相加：

$$\begin{aligned} u_b + u_c &= U \cos(\omega t - 120^\circ) + i_b R + L_\sigma p i_b + U \cos(\omega t - 240^\circ) + i_c R + L_\sigma p i_c \\ &= U [\cos(\omega t - 120^\circ) + \cos(\omega t - 240^\circ)] + (R + L_\sigma p)(i_b + i_c) \\ &= U [-\cos(\omega t)] + (R + L_\sigma p)(-i_a) = -u_a \end{aligned} \quad (2.42)$$

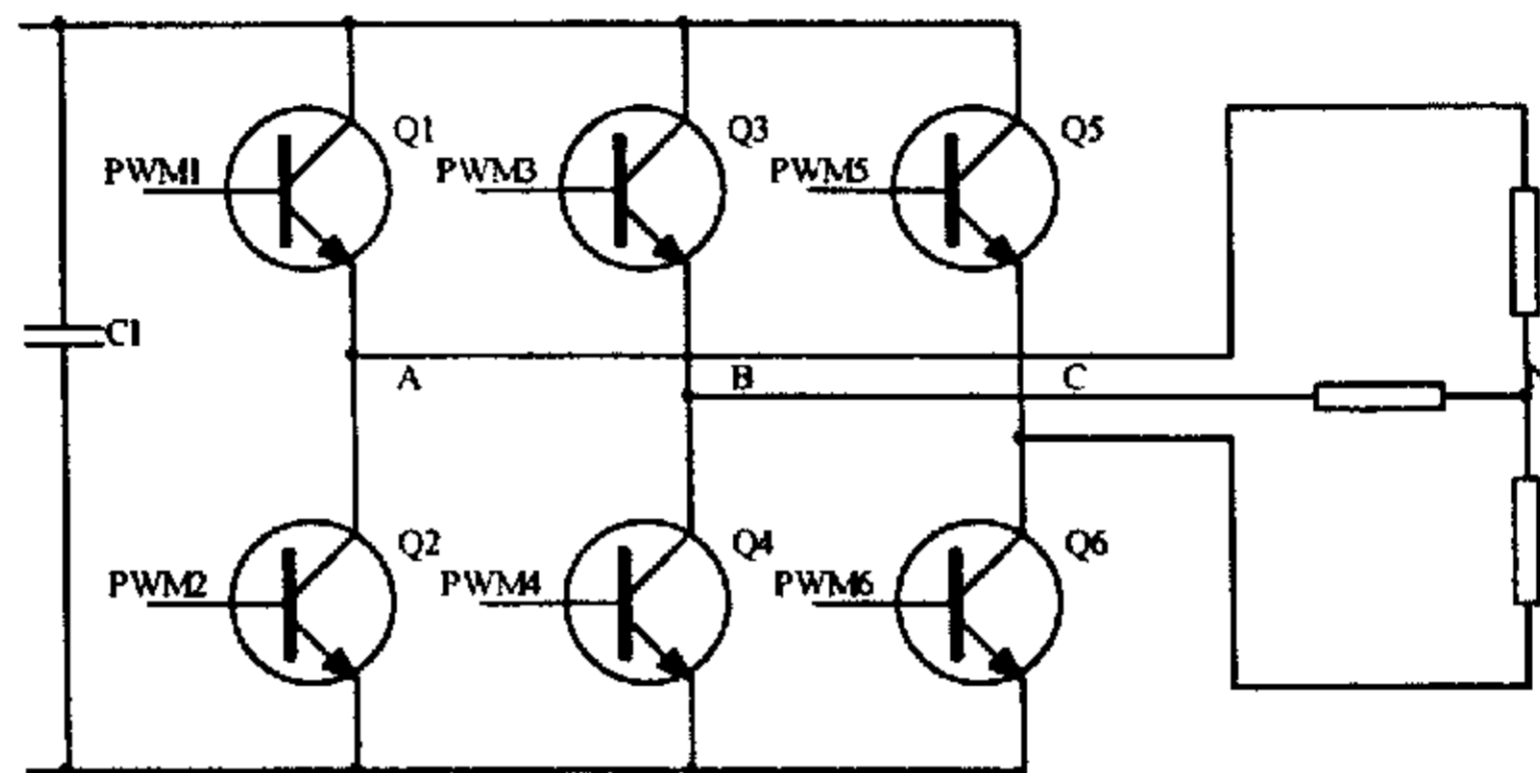


图 2.5 电压型逆变器

Fig 2.5 Voltage source inverter

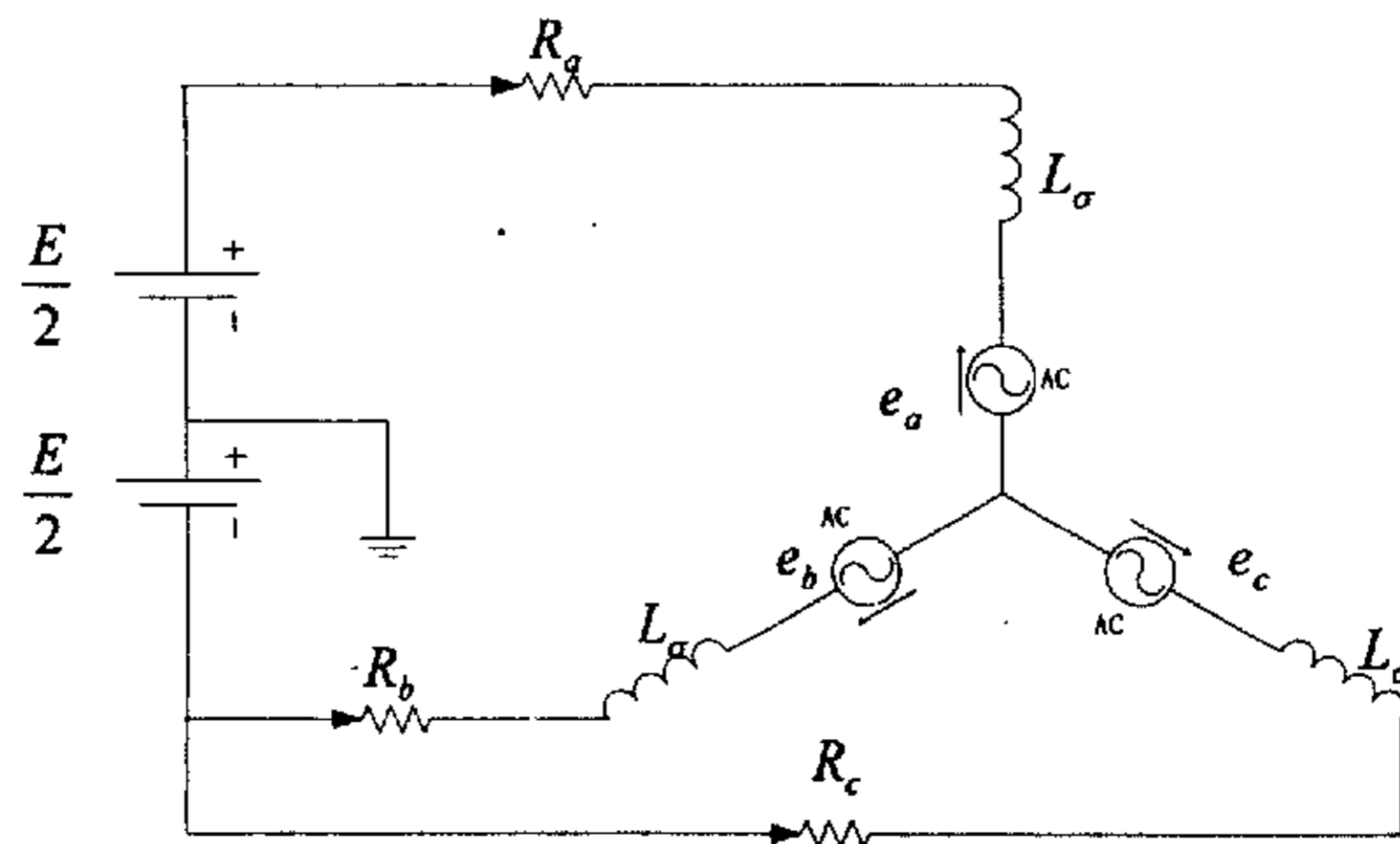


图 2.6 对应状态 (100) 时的等效电路

Fig 2.6 Equivalent circuit when corresponding state (100)

其余几种状态对应的输出相电压可以依次类推，如表 2.1。

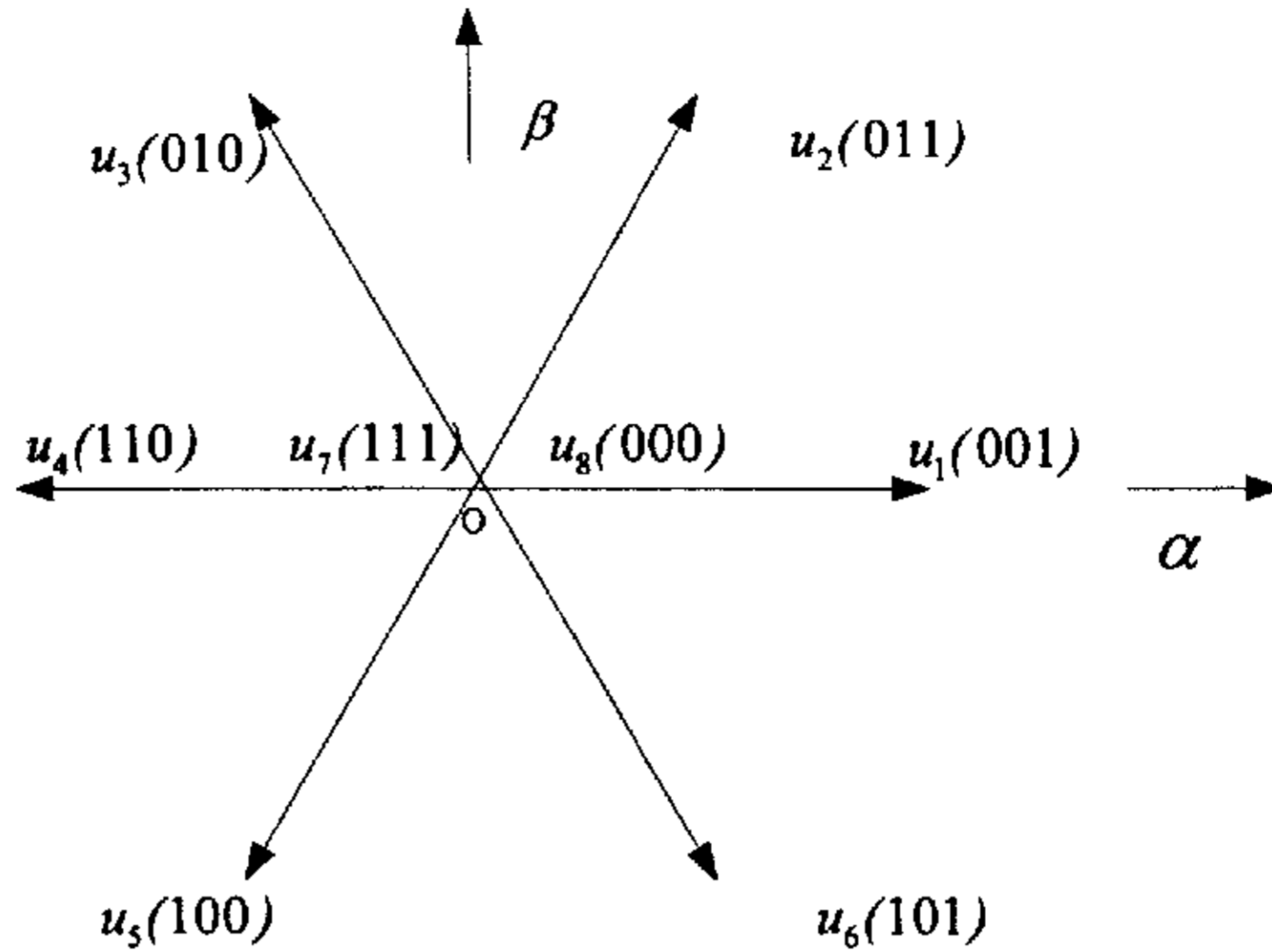


图 2.7 定子电压矢量图

Fig 2.7 Stator voltage vectors

表 2.1 逆变器输入开关状态与输出相电压对应关系

Table 2.1 Inverter input switch stages and output phase voltage

输入开关状态		(100)	(110)	(010)	(011)	(001)	(101)	(000) (111)
输出电压	$u_a$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0
	$u_b$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
	$u_c$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0

## 2.4 定转子磁链观测器

### 2.4.1 转子磁链观测器

1) 电压磁链观测器模型：即通过检测异步电动机的定子电压和定子电流计算出转子磁链。

定子电压平衡方程式：

$$\bar{u}_s = p\bar{\psi}_s + R_s\bar{i}_s = L_s p\bar{i}_s + L_m p\bar{i}_r + R_s\bar{i}_s \quad (2.43)$$

转子磁链表达式：



$$\bar{\psi}_r = L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r \quad (2.44)$$

从上两式中消去  $i_r$ ，得：

$$\bar{\psi}_r = L_r \int [\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s - L_s \sigma d\bar{i}_s / dt] dt / L_m \quad (2.45)$$

参考 T-I 等效电路（如图 2.3），可以很容易得出上述结论。从中可看出等效电路分析问题的比较直观。

$\psi_r$  在静止坐标系中  $\alpha$ 、 $\beta$  分量分别为：

$$\psi_{r\alpha} = L_r \int [u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s \sigma di_{s\alpha} / dt] dt / L_m \quad (2.46)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r \int [u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s \sigma di_{s\beta} / dt] dt / L_m \quad (2.47)$$

电压模型易于实现，结构简单。但该模型只能工作在额定转速 10% 以上，因为在额定转速 10% 以下，定子电阻由于流过较大电流，阻值随温度变化较大，引起观测误差较大。

2) 电流磁链观测器模型：即通过检测异步电机的定子电流和转子速度计算出转子磁链。

异步电机在静止坐标系中的转子电压方程：

$$0 = p(L_m i_{sa} + L_r i_{ra}) + \omega_r (L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) + R_r i_{ra} \quad (2.48)$$

$$0 = p(L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) - \omega_r (L_m i_{sa} + L_r i_{ra}) + R_r i_{r\beta} \quad (2.49)$$

由转子磁链方程：

$$\psi_{ra} = L_m i_{sa} + L_r i_{ra} \quad (2.50)$$

$$\psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \quad (2.51)$$

解出  $i_{ra}$ 、 $i_{r\beta}$  并化简，即可得到定子电流和转子角速度表示的转子磁链：

$$\psi_{ra} = (L_m i_{sa} - \omega_r T_r \psi_{r\beta}) / (1 + T_r p) \quad (2.52)$$

$$\psi_{s\beta} = (L_m i_{s\beta} - \omega_r T_r \psi_{ra}) / (1 + T_r p) \quad (2.53)$$

也可改写如下形式：

$$p\psi_{ra} = -\psi_{ra} / T_r - \omega_r \psi_{r\beta} + L_m i_{sa} / T_r \quad (2.54)$$

$$p\psi_{r\beta} = \omega_r \psi_{r\beta} - \psi_{ra} / T_r + L_m i_{s\beta} / T_r \quad (2.55)$$

其中  $T_r = L_r / R_r$  为转子时间常数。

该模型的优点是在整个速度范围均可对转子磁链进行观测，但观测精度与转子电阻参数的测量精度有关，且转子电阻随温度变化和频率变化的范围较大。

之所以有不同种类观测器，是为了避免观测器的输入量受一些较敏感参数的影响。上面两者转子磁链观测器都可用状态方程，通过设计降阶状态观测器的方法得到，只不过状态观测器误差反馈系数不同而已。

## 2.4.2 定子磁链观测器

1)  $u-i$  型定子磁链观测器模型

将图 2.4 T- $\Pi$  瞬态等效电路重画如图 2.8, 转子边短路, 外加电压为 0, 由前面推导可知: 励磁磁链等于定子磁链, 为区别两者记为  $\bar{\psi}_m$ 。励磁支路电流记为  $\bar{i}_m$ 。从图 2.8 中可得:

$$\bar{\psi}_m = \int [\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s] dt \quad (2.56)$$

写成  $\alpha$ 、 $\beta$  分量形式:

$$\psi_{m\alpha} = \int [u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}] dt \quad (2.57)$$

$$\psi_{m\beta} = \int [u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}] dt \quad (2.58)$$

同样, 该模型的适用范围在额定转速 10% 以上。

2)  $i-n$  型定子磁链观测器模型

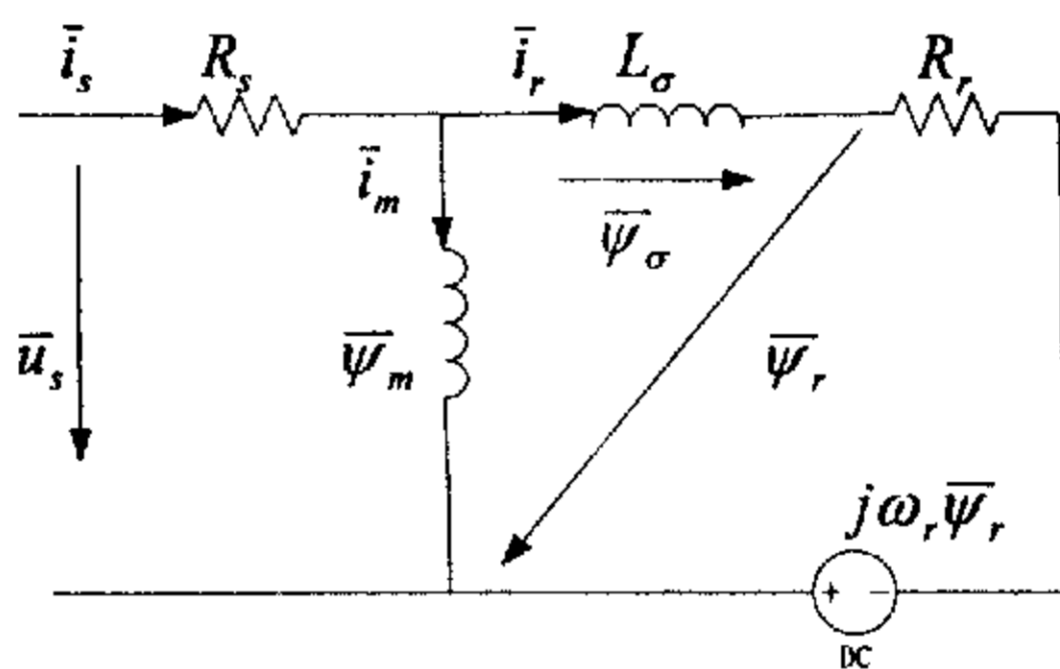


图 2.8 T- $\Pi$  型瞬态等效电路

Fig 2.8 T- $\Pi$  transient state equivalent circuit

励磁磁链 (定子磁链) 等于转子磁链减去转子边漏磁链, 若将转子边的电流参考方向反向, 如图 2.8。则励磁磁链 (定子磁链) 等于转子漏磁链与转子磁链之和。

根据式(2.22)可知: T- $\Pi$  等效电路中折算后的转子磁链  $\bar{\psi}_r'$  为实际磁链的  $L_s/L_m$  倍。为了简化起见, 记为 “ $\bar{\psi}_r$ ”, 转子漏磁链记为 “ $\bar{\psi}_\sigma$ ”

$$\bar{\psi}_m = \bar{\psi}_r + \bar{\psi}_\sigma \quad (2.59)$$

$$p\bar{\psi}_r = \bar{i}_r R_r + \omega_r \bar{\psi}_r \quad (2.60)$$

$$\bar{i}_s = \bar{i}_r + \bar{i}_m \quad (2.61)$$

$$\bar{i}_m = \bar{\psi}_m / L_s \quad (2.62)$$

$$\bar{i}_r = (\bar{\psi}_m - \bar{\psi}_r) / L_\sigma \quad (2.63)$$

由此, 定子磁链可以由下列两式来确定:

$$\bar{\psi}_s = L_s (\bar{i}_s L_\sigma + \bar{\psi}_r) / (L_s + L_\sigma) \quad (2.64)$$

$$p\bar{\psi}_r = R_r(\bar{\psi}_m - \bar{\psi}_r)/L_\sigma + \omega_r\bar{\psi}_r \quad (2.65)$$

写成  $\alpha$ 、 $\beta$  分量形式:

$$\psi_{s\alpha} = L_s(i_{s\alpha}L_\sigma + \psi_{r\alpha})/(L_s + L_\sigma) \quad (2.66)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s(i_{s\beta}L_\sigma + \psi_{r\beta})/(L_s + L_\sigma) \quad (2.67)$$

$$p\psi_{r\alpha} = R_r(\psi_{m\alpha} - \psi_{r\alpha})/L_\sigma - \omega_r\psi_{r\beta} \quad (2.68)$$

$$p\psi_{r\beta} = R_r(\psi_{m\beta} - \psi_{r\beta})/L_\sigma + \omega_r\psi_{r\alpha} \quad (2.69)$$

$i$ - $n$  模型中不出现定子电阻, 也就是说不受定子电阻变化的影响。但  $i$ - $n$  模型受转子电阻、漏电感的影响即定子电感变化的影响。此外还需要精确的测定转子角速度。一般来说, 高速时采用  $u$ - $i$  模型, 因为它结构简单, 受参数影响小; 而低速时采用  $i$ - $n$  模型, 因为低速时  $u$ - $i$  模型已不能正常工作。

### 3) $u$ - $n$ 定子磁链观测器模型

定子磁链由下式确定:

$$\bar{\psi}_s = \int(\bar{u}_s - R_s\bar{i}_s - e)dt \quad (2.70)$$

其中  $e$  为低速修正量, 由转子方程:  $p\bar{\psi}_r = R_r(\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r)/L_\sigma + \omega_r\bar{\psi}_r$ , 求出转子磁链, 再求出定子电流观测值  $\bar{i}_s'$  与实测的定子电流  $\bar{i}_s$  作比较, 得出修正值  $e = \bar{i}_s' - \bar{i}_s$ , 经比例积分环节得到  $e$ 。该模型实际上是结合了  $i$ - $n$  模型和  $u$ - $i$  模型的优点, 并通过修正项  $e$ , 使得两个模型平滑的切换。所以是一个全速域的定子磁链观测模型。

## 2.5 本章小结

本章首先介绍了空间矢量的概念, 然后列出感应电动机的数学模型, 对感应电动机的几种 T 型等效电路进行分析, 说明采用 T- $\Pi$  型等效电路进行直接转矩控制分析的可行性, 其次介绍了逆变器的数学模型, 分析了电压型逆变器电路输入开关状态与输出相电压对应关系, 最后对定转子磁链观测器进行简要的分析和比较。本章的内容也为后续章节所讨论的内容奠定理论基础。

### 3 直接转矩控制系统基本原理

#### 3.1 直接转矩控制的理论基础

直接转矩控制方案是建立在电机数学模型基础上的。直接转矩控制技术原理如图 3.1。下面着重分析 T- $\Pi$  型瞬态等效电路。

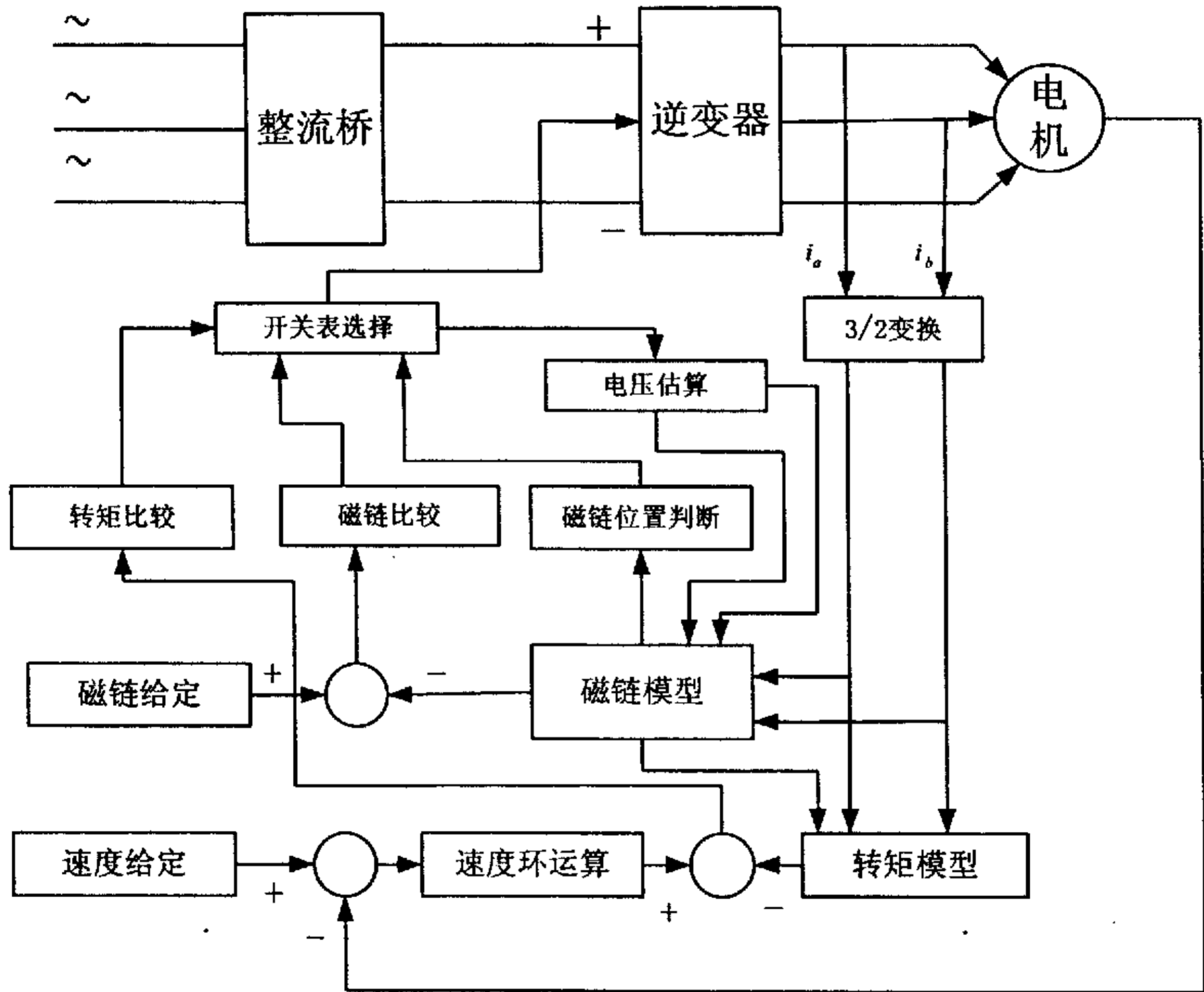


图 3.1 直接转矩控制系统结构图

Fig 3.1 System block diagram for DTC

从图 3.2 中可得出，定子电压方程：

$$\bar{u}_s = \bar{i}_s R_s + d\bar{\psi}_s / dt \tag{3.1}$$

转子电压方程：

$$d\bar{\psi}_r / dt = R_r \bar{i}_r + \omega_r \bar{\psi}_r \tag{3.2}$$

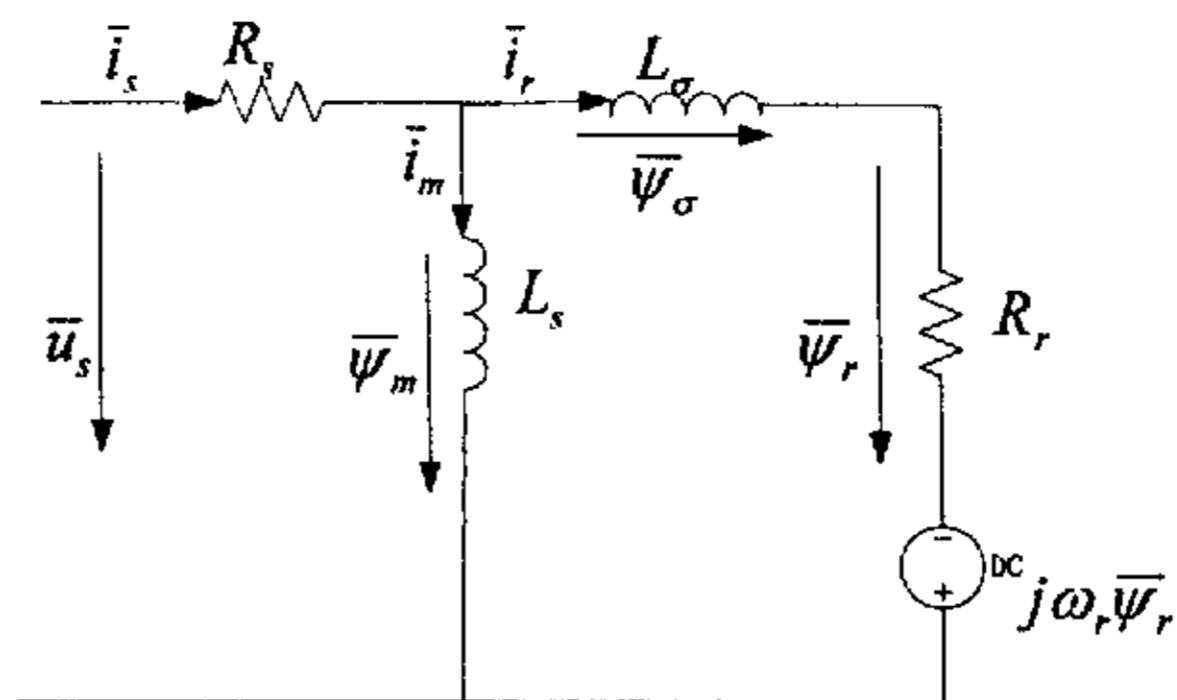


图 3.2 异步电动机的等效电路

Fig 3.2 Induction motor equivalent circuit

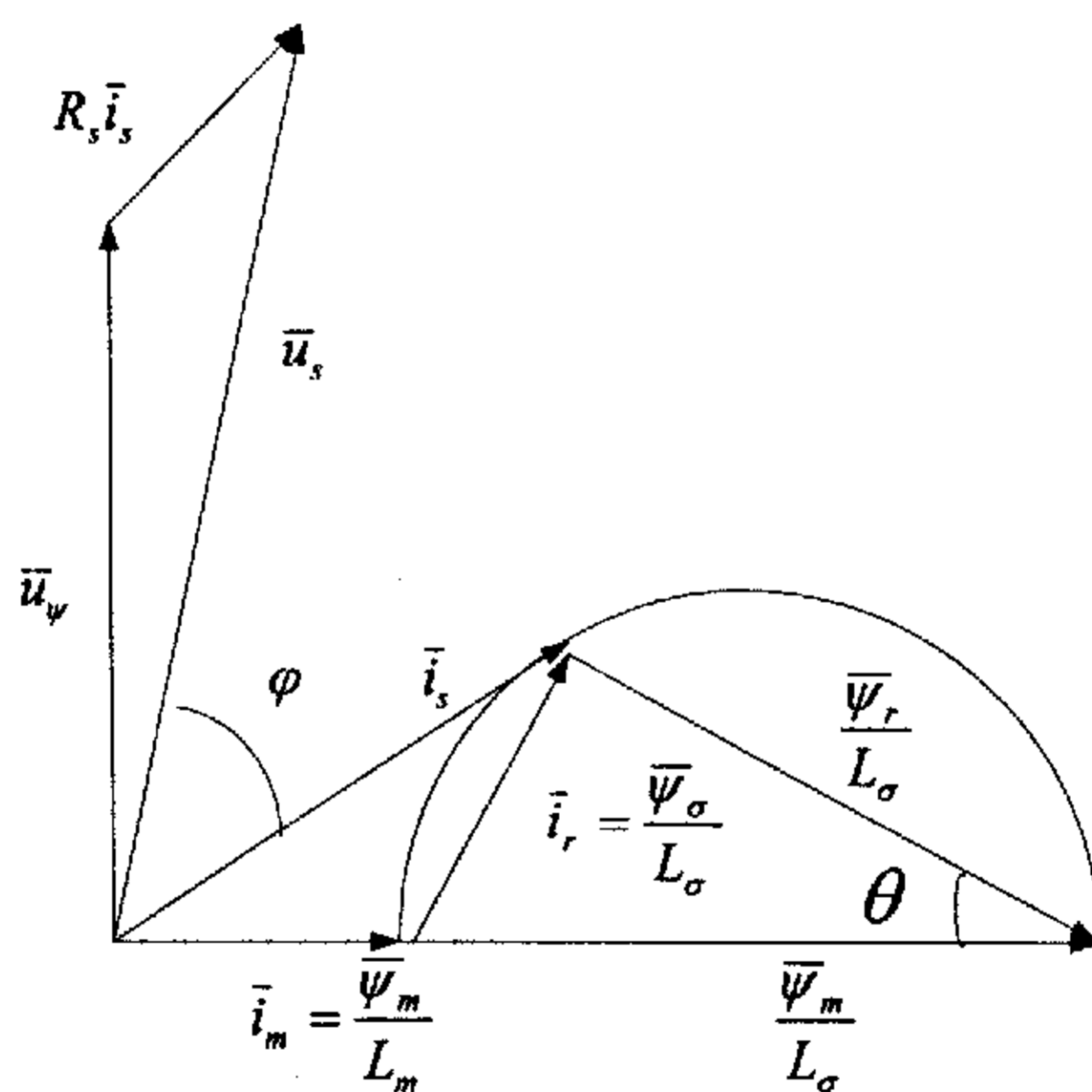


图 3.3 电压、电流和磁链空间矢量图

Fig 3.3 Voltage, current and flux space vectors

电机的电压、电流、磁链的矢量关系如图 3.3 示。根据定子电压方程可得出图中的定子电压矢量，定子电阻压降和励磁电压的关系；转子电流矢量可由漏磁链矢量与漏感的比值确定；漏磁链矢量是定子磁链矢量与转子磁链矢量之差；由图 3.2 中分析可知：转子磁链矢量与漏磁链矢量垂直。所以随着转差角速度  $\omega_s$  增加，它们的矢量轨迹在半圆上。

由定子电压方程可推出定子磁链的表达式：

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - \bar{i}_s R_s) dt \quad (3.3)$$

由电磁关系, 可得漏磁链表达式:

$$\bar{\psi}_\sigma = L_\sigma \bar{i}_r \quad (3.4)$$

由矢量关系, 可得转子磁链表达式:

$$\bar{\psi}_r = \bar{\psi}_s - \bar{\psi}_\sigma \quad (3.5)$$

根据电磁关系, 得电流表达式:

励磁电流:

$$\bar{i}_m = \bar{\psi}_m / L_m \quad (3.6)$$

转子电流:

$$\bar{i}_r = \bar{\psi}_\sigma / L_\sigma \quad (3.7)$$

定子电流:

$$\bar{i}_s = \bar{i}_r + \bar{i}_m = \bar{\psi}_\sigma / L_\sigma + \bar{\psi}_m / L_m \quad (3.8)$$

将微分形式写成稳态的  $j\omega_0$  形式, 可得:

$$\bar{\psi}_\sigma / \bar{\psi}_r = j(\omega_0 - \omega_r) L_\sigma / R_r = j\omega_s L_\sigma / R_r \quad (3.9)$$

从图 3.3 中可得出定子磁链矢量与转子磁链矢量的夹角的正切表达式:

$$\tan \theta = \omega_s L_\sigma / R_r \quad (3.10)$$

所以得定转子磁链夹角:

$$\theta = \arctan(\omega_s L_\sigma / R_r) \quad (3.11)$$

电磁转矩的表达式:

$$T_e = 3n_p (\bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r) / 2L_\sigma = 3n_p |\psi_s| |\psi_r| \sin \theta / 2L_\sigma \quad (3.12)$$

根据矢量关系图可知:

$$|\psi_r| = |\psi_s| \cos \theta \quad (3.13)$$

将式(3.13)代入式(3.12)得:

$$T_e = 3n_p |\psi_s|^2 \sin 2\theta / 4L_\sigma \quad (3.14)$$

可得:

$$T_e = 3n_p |\psi_r|^2 \omega_s / 2R_r \quad (3.15)$$

以上推导的公式将有助于后面的分析。

## 3.2 直接转矩控制系统的工作原理

### 3.2.1 空间电压矢量对定子磁链的影响

在 2.3 节分析了变频器开关状态与定子电压矢量的关系, 其中(111)和(000)对应零电压矢量, 另外六个状态对应六个非零电压空间矢量如图 2.7。为了精确进行定子磁链定向, 首先建立静止的  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系, 设定  $\alpha$  坐标轴 (即复平面的实轴)

与定子 A 相绕组轴线重合,  $\beta$  轴 (即复平面的虚轴) 在  $\alpha$  轴逆时针旋转  $90^\circ$  的位置上。

电压矢量  $u_1(100)$  在  $\alpha$  轴上 (如图 2.7), 因为  $u_1(100)$  的作用效果是使  $\alpha$  轴方向的磁链增加, 其他电压矢量的方向可以依此类推。在电压磁链方程式中定子电阻压降, 得:  $d\psi_s/dt = u_s$ , 在很短时间内, 此式可改写为  $\Delta\psi_s = u_s\Delta t$ , 这说明, 定子电压矢量的方向决定了定子磁链矢量增量的方向; 定子电压矢量的大小决定了定子磁链增加速度。如图 2.7, 如果将  $360^\circ$  的平面分为 1~6 个扇区, 在每个  $60^\circ$  扇区维持一种电压矢量不变, 每  $60^\circ$  改变一次电压矢量, 磁链矢量的增量一直沿电压矢量的方向变化, 则会形成六边形的磁链轨迹。

如果定子电压为零矢量, 则磁链增量为零, 其作用效果是磁链矢量顶点停留在原来的空间位置。

### 3.2.2 空间电压矢量对电磁转矩的影响

根据式(3.12), 转矩的大小与定子磁链的幅值, 转子磁链的幅值和定转子磁链夹角的乘积成正比。在实际运行中, 保持定子磁链的幅值近似不变为额定值, 以充分利用电动机铁心; 转子磁链的幅值由负载决定; 要改变电动机的转矩大小, 可以通过改变磁链夹角的大小来实现。在直接转矩控制技术中, 其基本控制方法就是通过电压空间矢量来控制定子磁链的旋转速度, 控制定子磁链的走走停停, 以改变定子磁链的平均旋转速度, 从而改变磁链角的大小, 以达到控制电动机转矩的目的。

### 3.2.3 磁链自控制和转矩自控制

为了方便对转矩的控制, 必须要先保持定子磁链幅值近似恒定。保持磁链近似恒定有多种方法, 比如: 六边形, 十八边形, 二十四边形, 四十八边形磁链轨迹, 圆形磁链轨迹等。当然在这几种方法中磁链幅值近似恒定的程度有所差异, 磁链轨迹越接近圆形, 磁链幅值越接近恒定, 对转矩的控制效果就越好, 同时电机电流的谐波分量越小。但是磁链轨迹越接近圆形, 逆变器的开关频率也会越高。通过磁链矢量观测值与给定磁链值相比较, 选择合适的电压矢量即可达到磁链矢量近似恒定的控制, 这就是磁链的自控制。

转矩自控制是通过两点式调节器把转矩的观测值与转矩的给定值作滞环比较。转矩超过容差上限, 输出零矢量, 使转矩下降; 转矩低于容差下限, 输出使转矩增加的电压矢量。

直接转矩控制着眼于电机转矩方程, 把电机和变频器作为一个整体, 通过磁链自控制和转矩自控制, 实现了对电机的解耦控制。它的控制效果不取决于电动机数学模型是否能够简化, 而是采用滞环控制实现对电机的高速动态控制。

### 3.2.4 圆形磁链轨迹直接转矩控制的开关状态选择

若三相异步电动机通入对称的三相正弦电流，电机产生圆形旋转磁势，相应的电机空间磁链矢量的轨迹为圆形。反过来，根据前面介绍的电压矢量对磁链矢量的作用，使电机的磁链矢量沿六个电压矢量方向走折线逼近圆形轨迹，那么变频器的各相电流也就为近似正弦电流。

实际实施时，给定参考圆形磁链幅值 $|\psi|$ 和磁链误差以及转矩参考幅值和转矩容差，使磁链在电压的作用下，沿磁链容差的圆环内运动。若磁链容差很小时，磁链轨迹近似为圆形。要形成圆形磁链轨迹，必须根据定子磁链所处的位置采用相应的电压矢量，如图 3.4 所示。整个圆周按虚线分成六个区域，磁链所处的区域通过检测各相的电流正负来判断磁链所处的空间位置。

给定转矩与实际转矩的误差经过滞环比较器的得出 $dT_e$ 信号。给定磁链幅值与实际观测磁链幅值经过滞环比较器得出 $d\psi$ 信号，然后根据这两个信号以及正反转信号可以找出应该采用的电压矢量。

以区域 1 为例， $dT_e$ 为 0，转矩不够， $d\psi$ 为 0，磁链幅值也不够。这时应该施加 $u_2(110)$ 。定子磁链沿该方向运动，电机转矩以及定子磁链幅值都增加；随着这两个量的增加，若转矩先退出，采用 $u_0(111)$ 零矢量，使输出转矩减小，又使逆变器开关次数最小；若磁链先超出，这时应施以 $u_3(010)$ ，如图 3.4 所示。定子磁链沿该方向运动时，转矩增加，磁链减小，若转矩也超出，这时应采用 $u_0(000)$ 零矢量，既使得输出转矩减小，又使逆变器开关次数最小，其他区域依次类推。

圆形磁链轨迹的优点是电流谐波小，但控制较复杂，开关频率受磁链容差以及转矩容差影响。该磁链控制方案是目前应用较多的，也是广为研究的方案，且处在不断改进中。

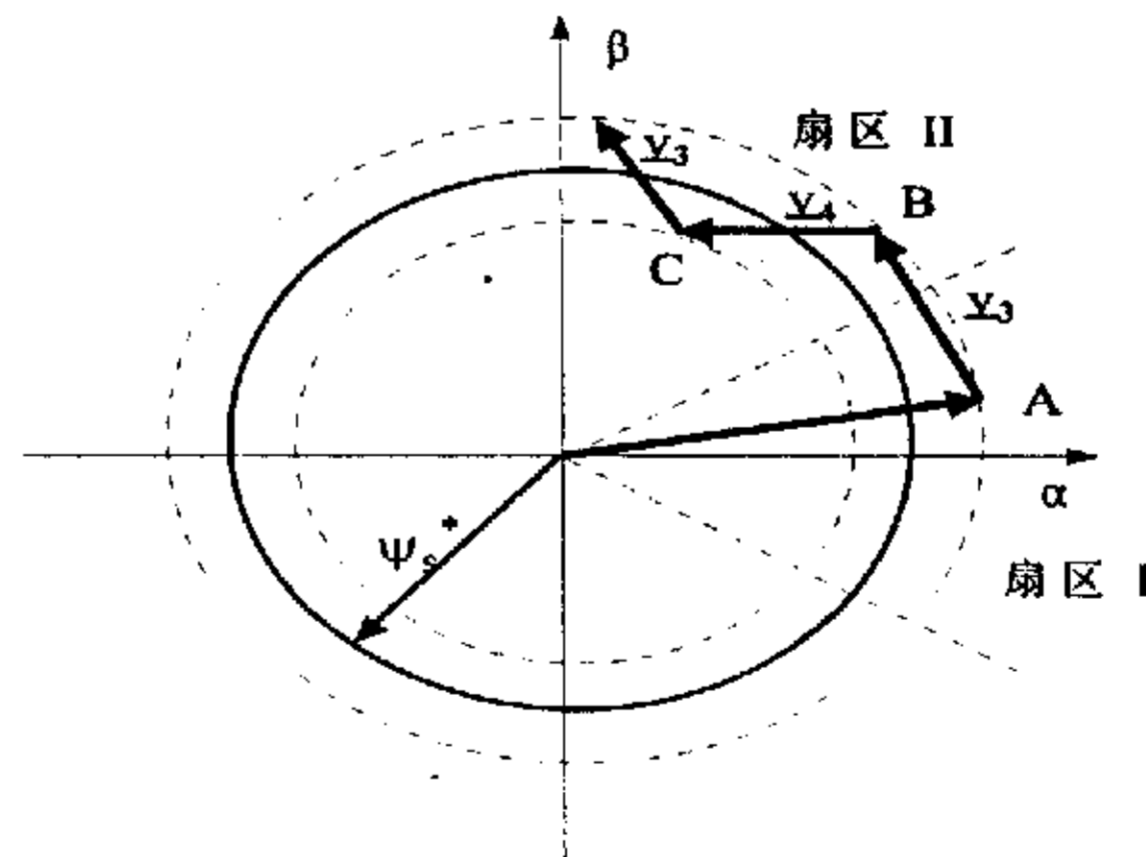


图 3.4 磁链轨迹

Fig 3.4 Flux locus



表 3.1 直接转矩控制系统最优开关表

Table 3.1 Optimum voltage switching vector look-up table

$d\psi$	$dT_e$	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$	$u_6$	$u_1$
	0	$u_7$	$u_8$	$u_7$	$u_8$	$u_7$	$u_8$
	-1	$u_6$	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$
0	1	$u_3$	$u_4$	$u_5$	$u_6$	$u_1$	$u_2$
	0	$u_8$	$u_7$	$u_8$	$u_7$	$u_8$	$u_7$
	-1	$u_5$	$u_6$	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$

### 3.3 本章小节

本章首先讲述了直接转矩控制技术的基本理论，然后分析了直接转矩控制技术工作原理，分别讨论了空间电压矢量对定子磁链和转矩的影响。再具体分析在圆形磁链基础上开关状态的选择。最后得出直接转矩控制技术的最优开关表。

## 4 系统软硬件结构

数字化的控制系统主要包括两部分：硬件系统和软件系统。硬件是实现控制的基础。软件是控制系统的核心，两者相辅相成，缺一不可。在本系统中，所有的运算都是由软件来完成的，最终通过硬件得以实现。

主电路主要包括滤波环节，逆变环节及相应的保护电路。控制电路以 DSP 为核心，包括采样电路部分，控制信号的输入和显示（键盘和液晶显示电路），控制电源等几部分。下面就这几部分进行一些简要介绍。

### 4.1 硬件结构

#### 4.1.1 功率模块

实验用到的电机参数如下： $P_N=4\text{kW}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $f_N=50\text{Hz}$ ， $R_s=3.2\Omega$ ， $R_r=3.5119\Omega$ ， $L_s=0.6494\text{H}$ ， $L_r=0.6494\text{H}$ ， $L_m=0.622\text{H}$ ， $J=0.13\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ， $P=3$ 。

在选用功率模块时，需要考虑到电机的过载要求，功率元件的电流定额：

$$I_n=(1.2\sim 2)\times I_m=(1.2\sim 2)\times\sqrt{2}\times 9\times 1.2=18.3\sim 30.5(\text{A}) \quad (4.1)$$

式中 (1.2~2)-安全裕量

1.2-考虑电机的过载系数

对 380V 的交流电进行三相桥式整流，得直流电压为：

$$u_d=1.35\times 1.2\times 380=615(\text{V}) \quad (4.2)$$

式中 1.35-三相桥整流系数

1.2-考虑大电容滤波后的电压升高系数

功率元件的电压定额：

$$u_n > 1.5u_d=1.5\times 615=923(\text{V}) \quad (4.3)$$

故可以采用 200A/1200V 的功率模块。逆变器采用日本三菱的智能功率模块 IPM，型号为 PM200DSA120。内部集成有 6 路 IGBT 的驱动电路及异常情况检测电路，如过流、过压、过热等。当检测信号之一不正常时，其 FO 端输出 10mA 的电流信号送光耦，产生故障低电平信号，送到 DSP 的 PDPINT 端，DSP 迅速将 PWM 输出端置为高阻态，封锁脉冲输出，从而进行了有效的保护。

#### 4.1.2 接口电路设计

智能功率模块的控制输入信号为低电平有效信号，也就是说，当外部触发信号为低电平时，智能功率模块内部相应的 IGBT 将会导通，所以为了保证智能功率模块内部功率器件的可靠关断，通常需要在模块的控制输入引脚处增加一个上拉电阻。智能功率模块的故障信号输出端是一个集电极开路输出端口，而且控制电

路内部限制了输出端的最大吸收电流。当智能功率模块检测到故障状态时，开集电极器件就会导通，输出故障信号。故障信号通过隔离接口电路隔离后，再送到系统控制器。这个隔离接口电路既可以由光电耦合器构成，也可以由光纤、脉冲变压器或者电平转换电路构成。电路布局是接口电路设计中最重要的一部分。为了避免主电路的  $dv/dt$  耦合到控制电路侧，必须仔细考虑控制电路的走线和屏蔽问题。分布在逆变器不同桥臂接口电路之间，或者隔离器件的原边和副边之间的寄生电容都会引起噪声问题。所以控制电源的布局 and 隔离电路的走线都必须小心谨慎。如图 4.1 所示。

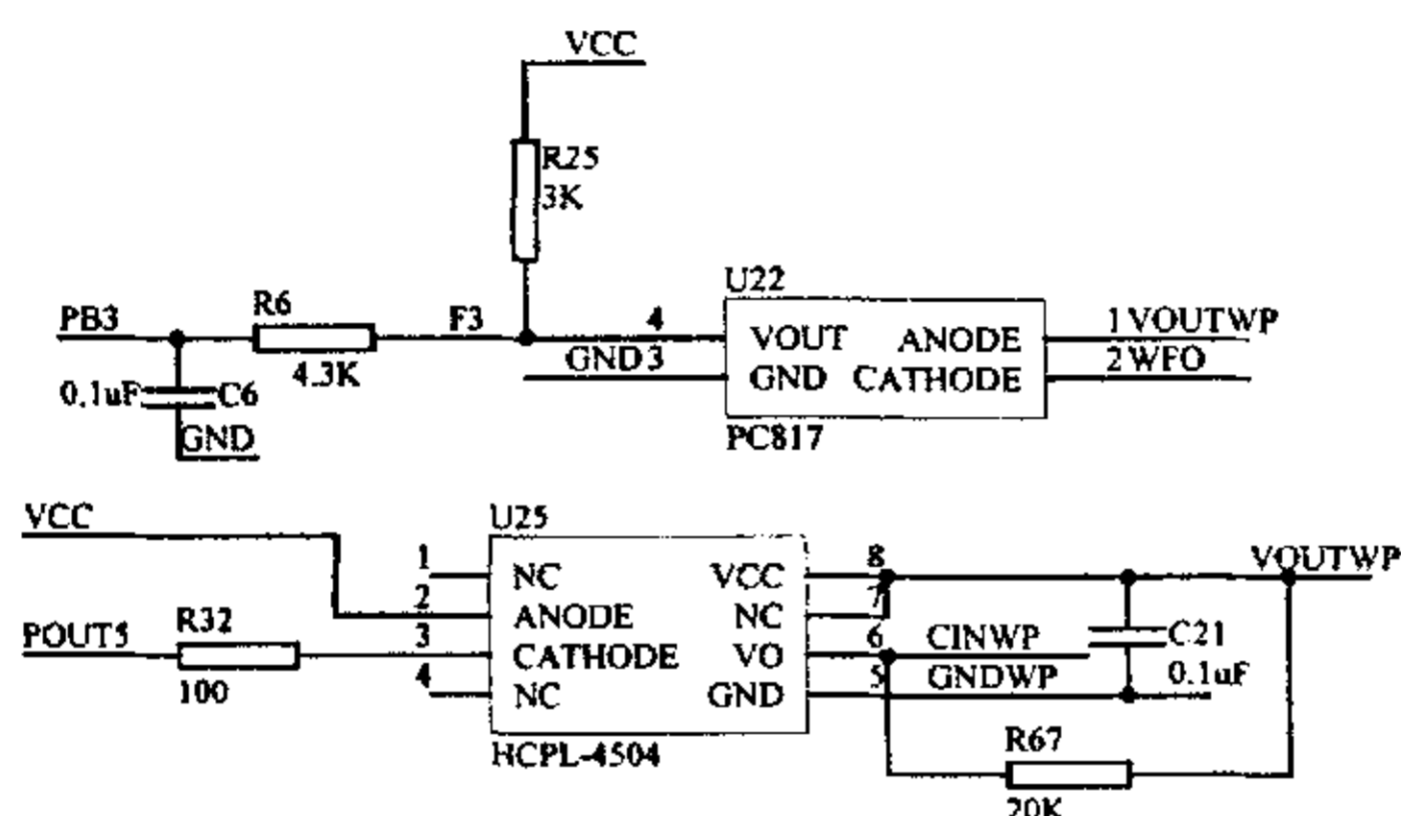


图 4.1 驱动电路接口

Fig 4.1 Drive circuit interface

HCPL-4504 的  $0.1\mu\text{F}$  电容是高速光耦必须的去耦电容。上拉电阻的选择必须恰当，它的阻值不能太大，也不能太小。太小了会使高速光耦工作在相对大的电流传输比下，增加了系统的损耗，降低可靠性。但是，如果上拉电阻选得太大增加会输入阻抗，降低系统的抗干扰能力。此外，HCPL-4504 有很强的共模噪声抵抗力（高达  $15000\text{V}/\mu\text{s}$ ），这有利于 IGBT 功率电路的可靠工作。PC817 是一种低速光耦，它主要用于故障信号的输出。低速光耦的成本低，电流传输比高，这使得它非常适合于传输频率较低的开关信号。但是，PC817 内部没有屏蔽层，这使得逆变器的开关噪声可以通过它耦合到系统控制电路中去，所以在 PC817 的输出侧都加了一个 RC 滤波器，用以滤除耦合到系统控制器侧的开关噪声。

### 4.1.3 保护电路

为防止逆变器电路在过电压、过电流或驱动脉冲不正常时损坏主开关元件

IGBT, 必须有合适的保护电路。智能功率模块内部都集成了完善的保护电路, 可以避免在系统故障情况下损坏功率器件。智能功率模块内部可以提供过流保护、短路保护、过热保护、欠压保护等保护功能。当以上任何一种保护发生时, 智能功率模块将向外部输出报警信号。

过流保护是通过检测端检测功率器件的发射极 PN 结压降的大小, 来判断通过功率器件的电流。内部保护电路将过流保护整定约 2 倍额定电流。在产生过流故障时, 延迟  $5\mu\text{s}$  发故障信号。

如果负载出现短路或者控制器误动作引起桥臂直通时, 智能功率模块内部的短路保护电路会动作, 避免功率器件的损坏。内部保护电路将短路保护整定约 3 倍额定电流。当流过 IGBT 的电流超过短路电流动作值, 控制电路马上开始一个受控的门极关断过程, 同时对外输出一个故障信号。

当功率器件虽无高倍数过流故障, 但因长期超过额定电流, 或虽不超过额定电流, 但由于功率器件的散热条件达不到要求时, 会使功率器件的结温超过允许值而损坏。为避免此种过热故障的发生, 在模块内部设置了温度传感器。温度传感器的温度信号加到下桥臂控制电路的 TEMP 端。通过控制电路产生过热保护信号。当模块内部的温度达到  $110^{\circ}\text{C}$  时, 从下桥臂的控制电路的 FO 端发出过热保护信号。当模块内部温度低于  $95^{\circ}\text{C}$  以内, 过热保护解除。

模块的控制电源典型值为 15V, 允许的变化范围是 13.5—16.5V, 若低于这个范围, 将会使驱动电路产生的驱动脉冲的幅值下降, 功率器件就不可能饱和导通, 也就是说功率器将会工作在放大状态, 即使负载电流比较小, 也会因集射极之间的电压太高而损耗功率太大, 从而烧毁功率器件。必须避免这种现象的发生。因此对控制电源的欠压故障必须设置保护措施。欠压保护的典型整定值为 12V, 当控制电源的电压上升到 12.5V 时, UV 故障解除。上述四种保护的故障信号均通过控制电路的 FO 端输出。故障输出端的外部接线方式图 4.1 所示。当没有发生上述的任何故障时, FO 端为高电平, 接近电源电压 VCC, 外电路故障输出电压为低电平。当发生上述任何一项故障时, FO 端为低电平。6 个管子中的任何一个 FO 端出现低电平, 通过功能为逻辑与的器件 74HC7001, 输出一个低电平到 PDB 引脚, DSP 把 PWM 引脚置为高阻态, 同时软件封死 PWM 输出。

当用 IPM 作为逆变器功率开关元件时, 主电路的走线要以减少电感为原则, 导线要尽可能短。若要跨越模块平面, 则应保持一定的距离, 以免主电路通过大电流时的电效应影响模块的内部电路。

需要注意几点:

IPM 的散热器要有足够的散热面积, 尽量使器件不出现过热保护动作, 这是因为 IPM 的过热保护动作是一种只能工作几次的苛刻操作, 应避免反复动作。

对于控制电路与功率模块驱动电路之间的接口电路,光电耦合器输出脚和 IPM 引脚之间的走线应尽量短,并且应采用具有高共模抑制比(CMR)的高速光耦器用于输入信号。否则,不仅不能提高功率器件的开关频率,而且还会造成逆变器输出电流过大。

当智能模块产生故障信号 FO 时,变频装置控制电路必须在 1.8ms 内封锁住 IPM 输入端的 PWM 驱动信号,在故障消除后再重新恢复驱动信号。这样可以避免因故障而产生过流、短路保护动作导致结温升高而损坏 IPM。

#### 4.1.4 缓冲电路设计

在功率较大的电力电子设备中,主电路的形式一般均采用桥式电路,而在桥式电路中,功率器件 IGBT 的缓冲电路对其能否正常可靠工作起着至关重要的作用。吸收电路的设计合理,可以大大延长 IGBT 的使用寿命,提高设备的可靠性。否则,将会使 IGBT 经常失效,甚至无法工作。

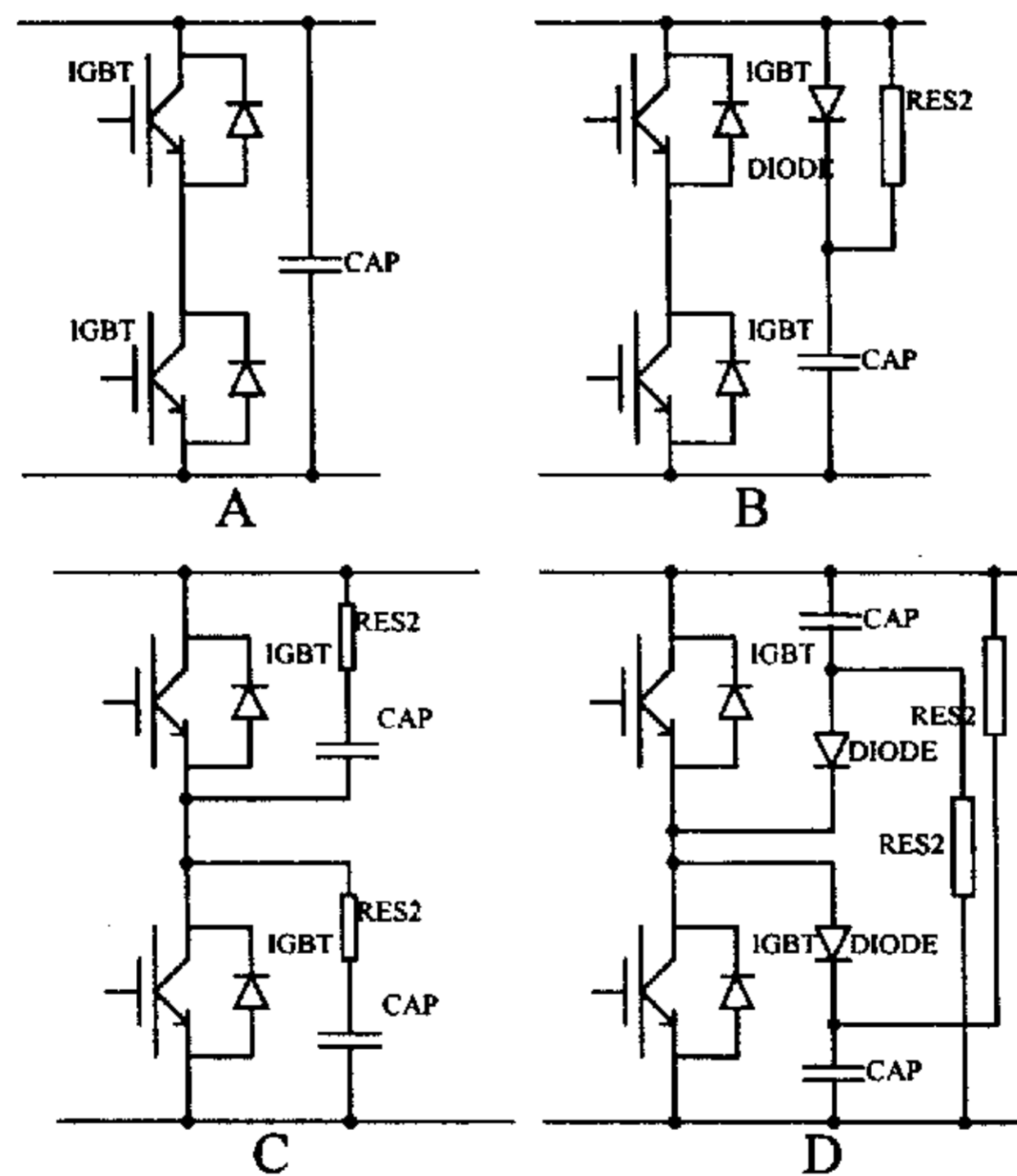


图 4.2 缓冲电路

Fig 4.2 Snubber circuit

图 4.2 所示为 IGBT 模块常用的四种缓冲电路原理图。

在中、小功率应用场合,通常采用缓冲电路 A 或者 B 来控制瞬态电压,而在大功率应用场合下往往将缓冲电路 C 和 D 结合起来使用,以控制主回路中的寄生振荡。在超大功率场合下,将缓冲电路 A 和 D 结合起来使用,这样可以有效地缓解缓冲电路 D 中快恢复二极管的负荷。

对于缓冲电路，计算如下：

$$C_s \geq L_s (I_c / \Delta u_{p2}) \quad (4.4)$$

$$R_s \leq 1/3C_s f_{sw} \quad (4.5)$$

其中： $C_s$ -吸收电容

$L_s$ -直流环路的分布电感

$I_c$ -集电极电流

$\Delta U_{p2}$ -因  $L_s$  的储能转移到  $C_s$  而引起的过电压

$f_{sw}$ -逆变器的开关频率

为防止  $C_s$  放电产生震荡，应使放电按过阻尼进行，因此吸收电路的参数可按式(4.6)校验。

$$R_s \geq \sqrt{L_s / C_s} / 2 \quad (4.6)$$

#### 4.1.5 驱动电源设计

驱动电源采用方圆公司专用于 IPM 模块控制隔离供电的 DC-DC 变换器。智能功率模块内部驱动和保护电路需要的隔离电源个数与功率电路的配置有关，例如，一单元模块只需要一个隔离电源，而两单元模块则需要两个隔离电源，对于六单元或者七单元模块而言，它们需要至少四个隔离电源。而且，当三相逆变器的功率较大时，采用六个隔离电源供电方案的可靠性往往要比四个隔离电源供电方案的可靠性要高。因为在这种大电流的情况下，六隔离电源供电方案可以减小地回路噪声。IPM 模块对驱动电源要求高，需要单独的隔离的 15V 电压供电，以增强抗干扰能力，降低电源噪音。为了避免过电压损害器件或者引起欠压保护误动作，每个隔离电源都必须满足 15V+/-10%。为了保证有效隔离，隔离电源的隔离电压必须是逆变器断态集射电压的两倍。隔离电源能提供的电流必须大于逆变器控制电路静态电流和 IGBT 门极电流的总和。隔离电源的原边和副边存在电容耦合，而且当这个寄生电容大于 100pF 时会引起较大的噪声，导致 IPM 模块内部欠压保护电路动作。所以在隔离电源的输入端都需要加一个电解电容作为去耦电容。这些电容既可以滤掉共模噪声，又可以为内部门级驱动电路提供瞬时大脉冲电流。

#### 4.1.6 模拟量输入/输出部分

在数字化的交流调速系统中，系统的输入信号一般有：用于设定频率或转速的运行指令；用作闭环控制和过流，过压保护的电动机电流，电压信号；用作转速闭环控制的电动机实际转速，转角信号。输出信号主要是逆变器元件的开关信号，控制输出电压和电流的频率，幅度和相位。由于被控对象电机的电压，电流和转速是时间上连续的模拟量，而 DSP 处理的数据是时间上离散的数字量，就必须有模/数(A/D)和数/模(D/A)装置。电流传感器用 LEM 公司的 LA200，用于测量电机两相相电流。

霍尔效应闭环电流传感器可以测量直流、交流和任意波形的交流信号，同时，还可以为高、低压系统提供电气隔离。它的优点包括以下几个方面：

- (1) 精度高、线性度好、低温度漂移；
- (2) 响应速度快，频率范围宽；
- (3) 损耗小；
- (4) 电流输出，抗干扰能力强；
- (5) 电流过载能力强。

霍尔效应闭环电流传感器的这些优点使得它特别适用于需要精度高，频带宽的工业应用场合。但是，这种传感器的缺点也很突出。它必须提供补偿电流，增加系统的损耗，同时，它的价格很高，特别是大电流传感器。

电压传感器用 LEM 公司的 LV28-P，用于测量逆变器的直流母线电压信号。霍尔效应电压传感器实际上是一个霍尔效应电流传感器，它们之间的主要区别在于电压传感器的原边匝数要比电流传感器的原边匝数大得多，因为只有采用大的原边匝数才能在较小的原边电流条件下获得一定的安匝数，从而降低原边电路的功耗。

TMS320LF2407 具有 16 通道 10 位的高速 A/D 转换器，转换时间最快达到 500ns，这样在逆变器中采样输出电流时，便可同时采样 A、B 两相，避免了因时间不同而造成的计算中的误差。如图 4.3 所示。

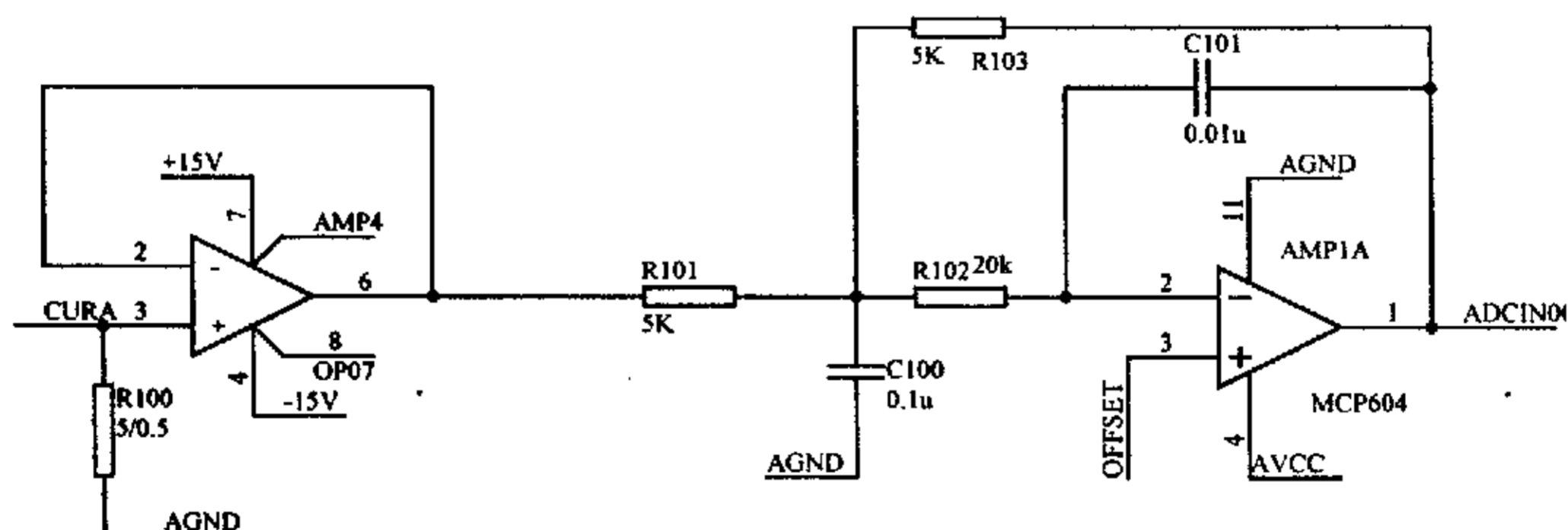


图 4.3 模拟通道

Fig 4.3 Analog channels

数/模转换采用美信公司的 MAX5741 芯片。MAX5741 是有 4 个 10 位，低功耗，频率可达 20MHz，带有缓冲器的数/模转换芯片。四个输出共用一个参考输入脚（第 6 脚）。参考电压范围是  $0 \sim V_{DD}$ ，每个 DAC 输出都有轨到轨输出缓冲器。从 SPI 总线上接收到的数据位先进入到 16 位的移位寄存器，根据控制命令把 10 位数据移入输入寄存器或同时移入输入寄存器和 DAC 寄存器。TMS320LF2407 作

为 SPI 的主机，MAX5741 作为从机，即 MAX5741 只接收来自主机的数据，然后进行 D/A 转换从 OUTA~D 引脚输出模拟电压信号。MAX5741 在 SPICLK 的下降沿接收数据，为了配合 MAX5741 的时序，DSP 应用无延迟的上升沿时钟方式来发送 SPI 数据。如图 4.4 所示。

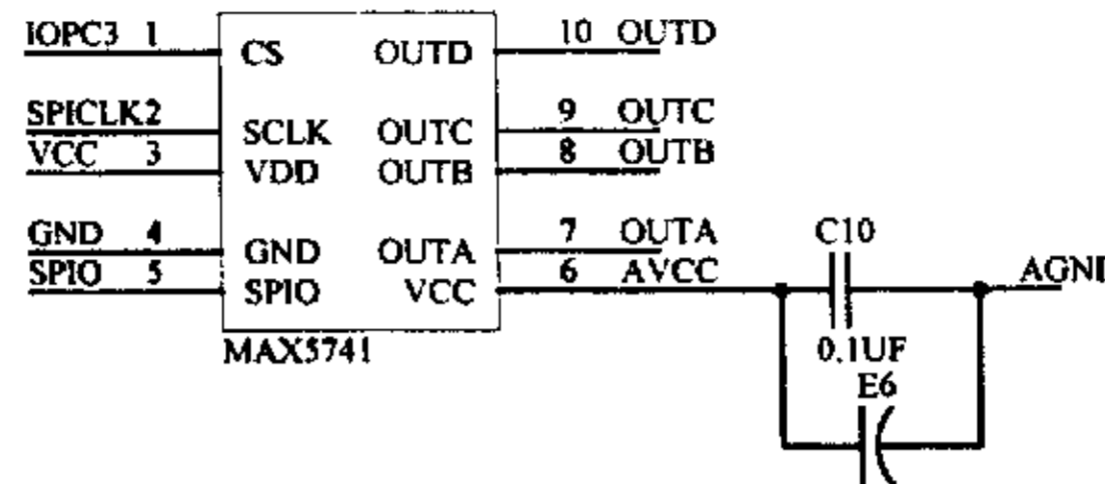


图 4.4 DA 转换通道

Fig 4.4 DA conversion channels

#### 4.1.7 外部存储器的扩展

在对片内存储器操作时，在同一个机器周期内，TMS320LF2407 的 CPU 可以同时进行取指、写数据和读数据三项操作。但是，当 TMS320LF2407 寻址外部存储器时，由于 DSP 内部的总线被复用为一条地址总线和一条数据总线，所以它在访问外部存储器时必须按照写数据、读数据、最后取指令的顺序进行，这使得它在完成同一个任务时的执行时间变长了。

TMS320LF2407 可以满足大范围系统接口的要求。它的程序、数据和 I/O 地址空间为存储器和 I/O 口扩展提供了方便，并且极大地增强了系统的吞吐量。完整 16 位地址总线和数据总线，再加上  $\overline{PS}$ 、 $\overline{DS}$  和  $\overline{AS}$  等空间选择信号，允许 TMS320LF2407 分别访问多达 64k 字×16 位的程序、数据和 I/O 空间。但是，由于片内外设寄存器占用了一部分片内数据空间 (0x7000- 0x7FFF)，所以，TMS320LF2407 能访问的最大外部数据空间只有 32k 字 (0x8000- 0xFFFF)。

为了方便各种设备的连接，TMS320LF2407 的外部并行接口提供了大量的控制信号。其中， $R/\overline{W}$  输出信号用于表明当前周期是读周期还是写周期。 $\overline{STRB}$  输出为所有外部周期提供时序参考。此外，为了方便，TMS320LF2407 还对外提供  $\overline{RD}$  和  $\overline{WR}$  信号，用于指示当前周期分别是读周期和写周期。这些信号的存在大大简化了 TMS320LF2407 与外部设备的接口。

#### 4.1.8 液晶显示部分

由于液晶显示器(LCD)具有功耗低，体积小（超薄），重量轻等诸多其他显示器无法比拟的优点，它广泛用于各种电子产品中。

TMSLF2407 通过 I/O 口与液晶 MCG12864A8-3 模块连接。通过对这些 I/O 接口的操作，以达到对液晶显示模块的控制。如图 4.5 所示。



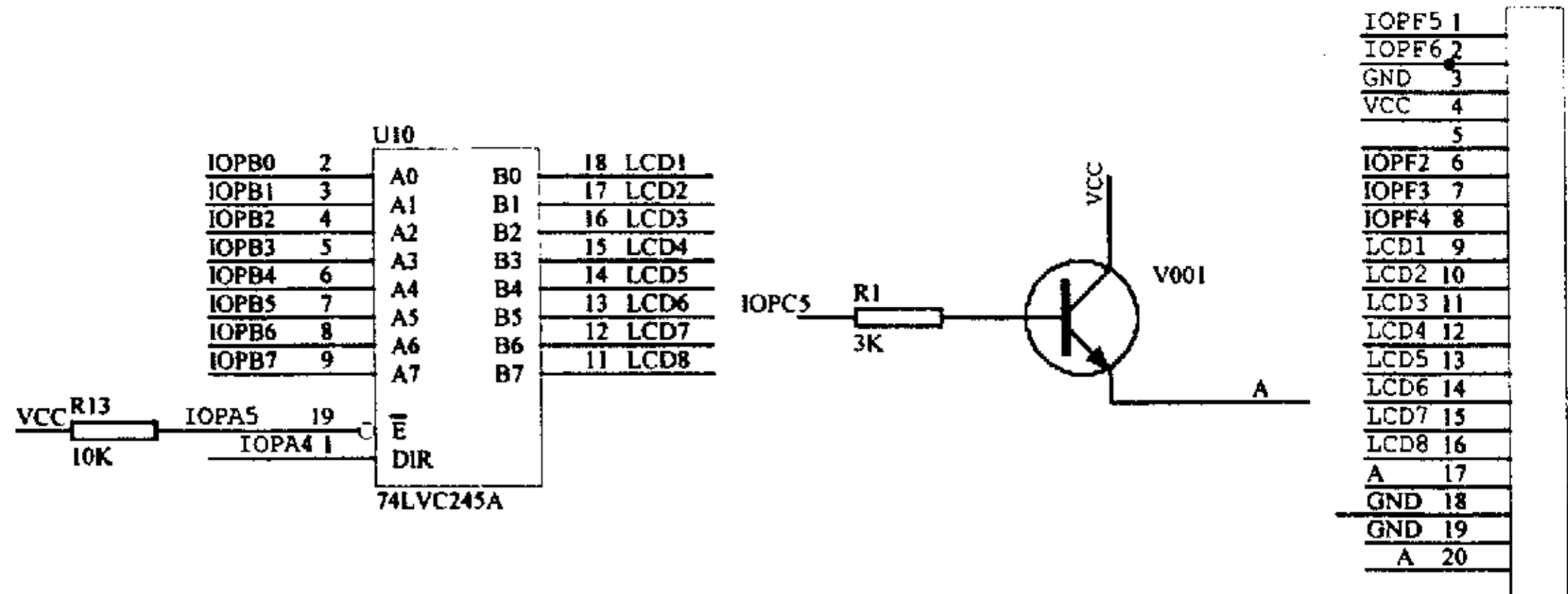


图 4.5 液晶显示电路

Fig 4.5 LCD display circuit

### 4.1.9 键盘接口部分

TMSLF2407 通过 I/O 口与键盘模板相连接。DSP 通过对这些 I/O 接口的读取，来判断键盘的状态。如图 4.6 所示。

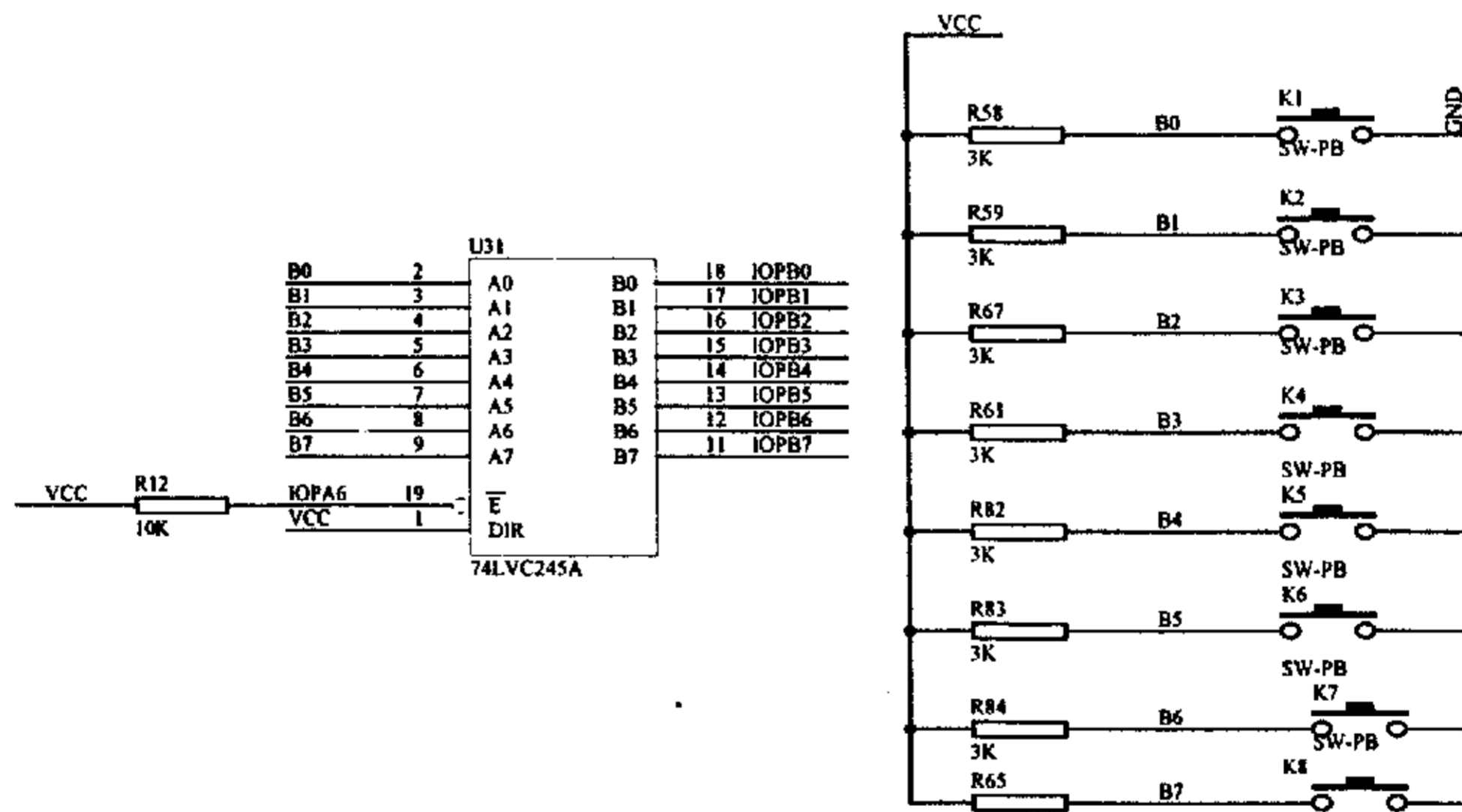


图 4.6 键盘电路

Fig 4.6 Keyboard circuit

### 4.1.10 有源模拟滤波器

由于逆变器工作在开关状态，它的输出电压和电流都包含着大量的噪声信号，这些噪声信号的频率都比较高，它在数据采集系统中很容易引起混叠现象，为了将有效信号提出来，必须在信号进入模拟数字转换器之前将它们滤除。

### 4.1.11 通讯接口

在实际应用中，经常会出现需要在异地进行远程控制，或多台变频器由一台主机控制协调工作的需要。因此在变频器中加入通讯功能变得必不可少。

CAN 是控制器局域网，是主要用于各种设备监测及控制的一种网络。由于 CAN 具有独特的设计思想，良好功能特性和极高的可靠性，现场抗干扰能力强。结构简单，只有两根线与外部相连，且内部含有错误探测和管理模块。采用非破坏总线仲裁技术，当两个节点同时向总线上发送数据时，优先级低的节点主动停止数据发送，而优先级高的节点可不受影响地继续传播数据，大大节省总线仲裁冲突时间，在网络负载很重的情况下也不会出现网络瘫痪。直接通信距离可达 10km，最高通信速率可达 1Mb/s。节点数可达 110 个，通信介质可以是双绞线、同轴电缆或光导纤维。如图 4.7 所示。

由于 CAN 总线具有以上的一些特点，为工业控制系统中高可靠性的数据传送提供了一种新的解决方案。

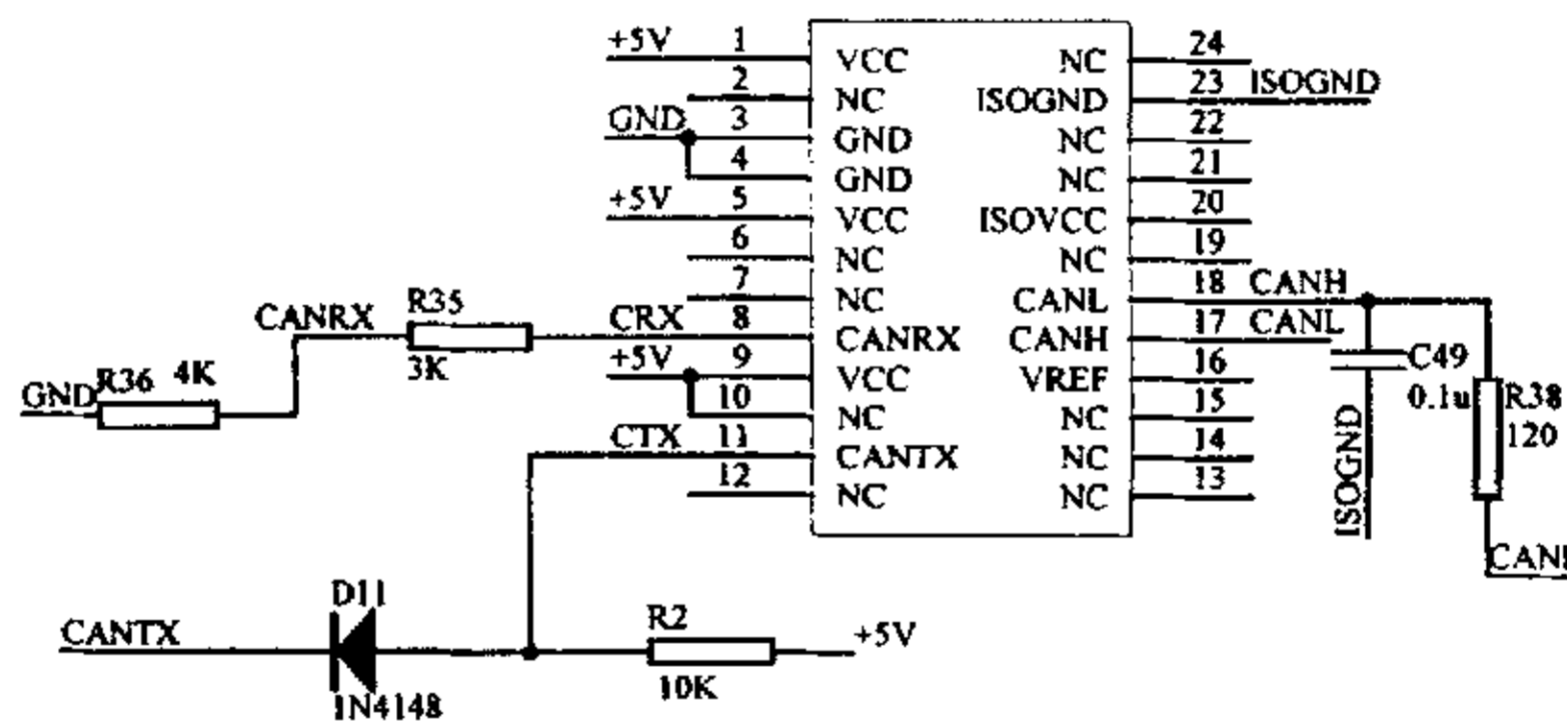


图 4.7 CAN 通信电路

Fig 4.7 CAN communicate circuit

### 4.1.12 转速、位置反馈

TMSLF2407 内部的 4 个捕获单元输入端用软件定义为 QEP 方式，可对脉冲前后沿进行计数，生成 4 倍频信号，得到电机的转速，通过辨向电路判别两路信号的次序，得到电机的转向。如图 4.8 所示。正交编码脉冲是两个频率变化且正交（即相位相差 90 度）的脉冲。当它由电机轴上的光电编码器产生时，电机的旋转方向可通过检测两个脉冲序列中的哪一列先到达来确定，角位置和转速可由脉冲数和脉冲频率（即齿脉冲和圈脉冲）来决定。

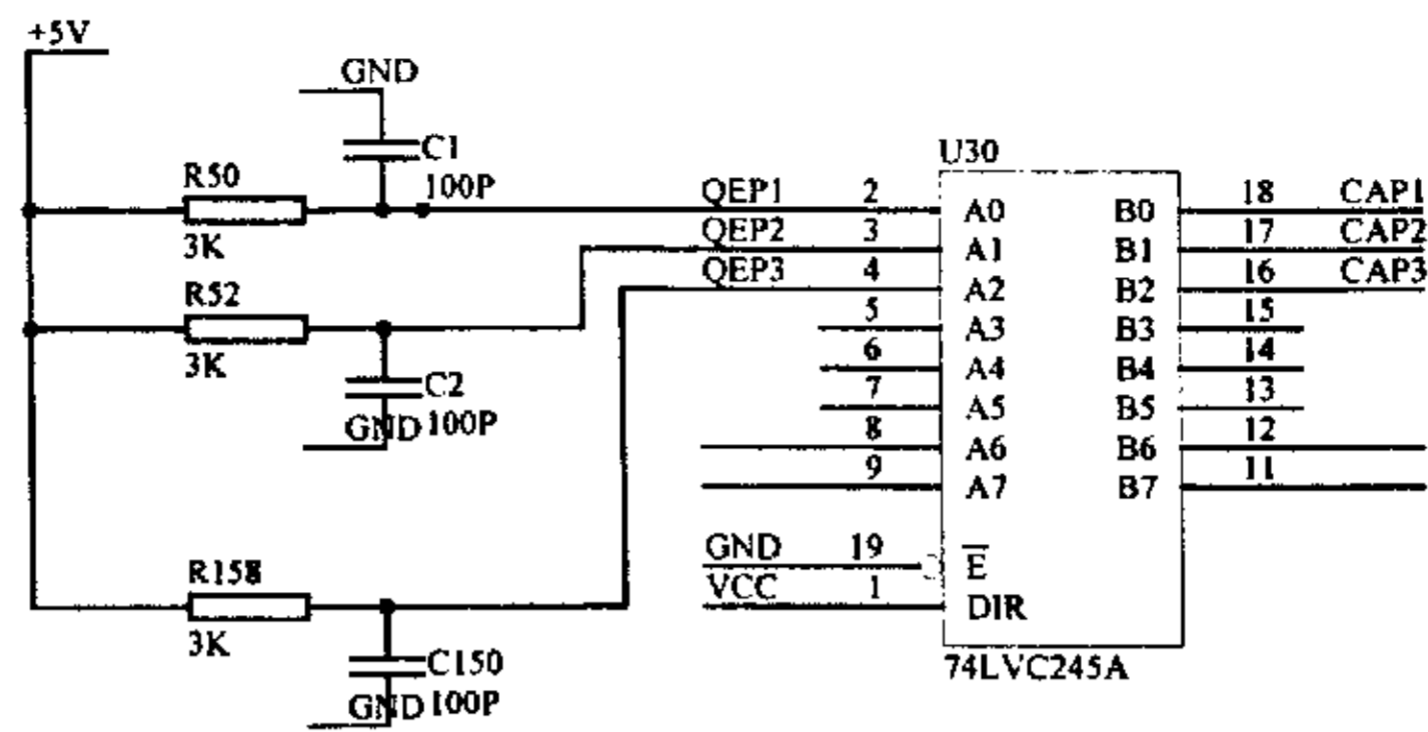


图 4.8 测速电路

Fig 4.8 Measurement speed circuit

### 4.1.13 数字量输入/输出

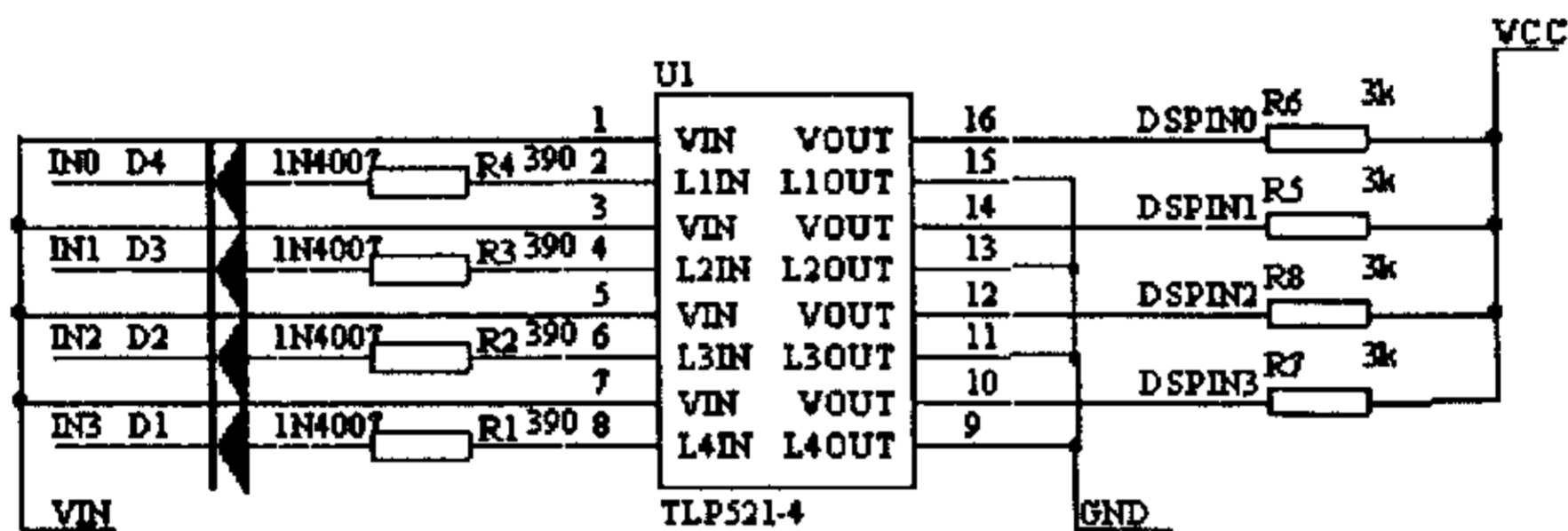


图 4.9 数字量输入电路

Fig 4.9 Digital input circuit

数字量输入/输出采用 TLP521-4 光隔，图 4.9 是数字量输入原理图，图 4.10 是数字量输出原理图。通过光耦将外部的开关量信号送入 DSP 的输入口，同时把输出信号通过光耦送往外部的输出口以控制接触器的闭合与断开。

数字量输入/输出全部复用 IOPB 口。数字量输出，IOPB 通过 74HC273 锁存器输出 2407O，IOPA7 控制 74HC273 锁存器的输出。数字量输入，DSPIN0~7 通过 74LVC245A 传递到 DSP 的 IOPB 口，IOPA3 来控制 74LVC245 的选通与否。

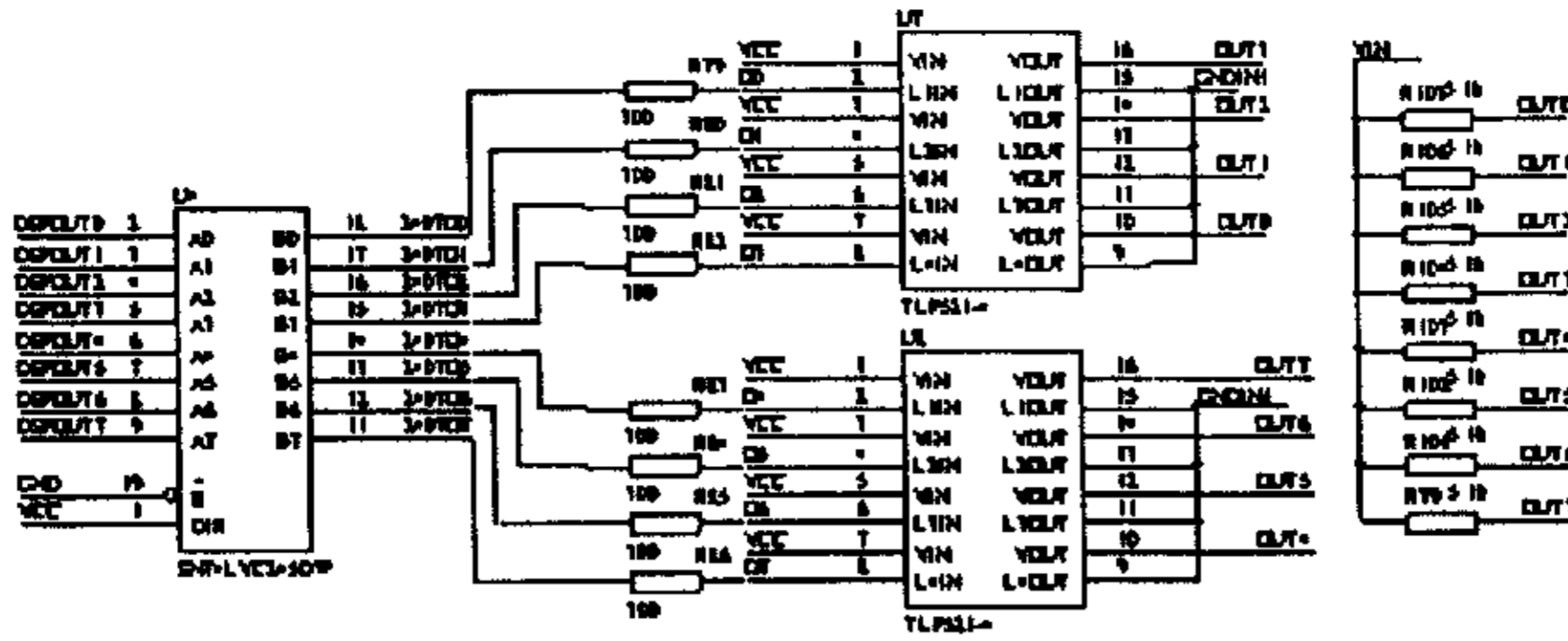


图 4.10 数字量输出电路

Fig 4.10 Digital output circuit

#### 4.1.14 DSP 模块

TMS320LF2407 是美国 TI 公司一种专门为电机高速控制而设计的 16 位定点数字信号处理器。内核包含的事件管理(EV)模块和 16 通道 A/D 接口以及 SCI 串口通信模块特别适合电机空间矢量控制的实现。它采用程序与数据总线分离的哈佛结构，具有专门的硬件乘法器，广泛采用流水线操作，提供特殊的 DSP 指令，从而使 LF2407 具有卓越的数据处理能力；30MIPS 的执行速度使得指令周期减小到 33ns(30MHz)，从而提高了控制器的实时控制能力；可编程的“死区”控制设置能避免同一桥臂的 IGBT 上下直通短路现象的出现。片内有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器，高达 1.5K 字的数据/程序 RAM，544 字双口 RAM(DARAM)和 2K 字的单口 RAM(SARAM)。可扩展的外部存储器总共 192K 字空间；64K 字程序存储器空间；64K 字数据存储器空间；64K 字 I/O 寻址空间。它有控制器局域网络(CAN)模块，串行通信接口(SCI)模块，16 位的串行外设(SPI)接口模块。

### 4.2 软件结构

对于直接转矩控制系统而言，硬件是基础，软件是核心，有了编写正确，功能完善的软件，才能充分发挥 DSP 硬件的优势。就软件开发而言，用 DSP 芯片的汇编语言编写程序是一件比较繁杂的工作。一般而言，不同公司所提供的汇编语言是各不相同的，即使是同一个公司的芯片，由于芯片的类型不同，其汇编语言也各不相同。因此用汇编语言开发基于 DSP 的应用程序周期相对较长。

基于上述原因，各个 DSP 公司相继推出了相应的 C 语言的编译器，这样可以用 C 语言来开发 DSP 的应用软件，从而大大提高 DSP 软件的开发速度。当前利用 C 语言开发 DSP 应用程序已经成为大势所趋。因此本系统的实时软件是以 C 语言为主体开发的，对于一些必要的底层操作则采用内嵌汇编语言的方式实现，经过实践表明，通过对实时软件的结构优化，可以大大提高执行效率，从而充分达

到系统的实时性要求。

本系统实时控制软件的执行过程中，必须完成电压电流的检测与处理，定子磁链的观测，转矩的运算，光栅的测速，还必须建立电压矢量的开关表，并根据 DTC 的控制算法，输出满足要求的电压矢量，以达到要求的控制性能。因此实现的功能和算法结构比较复杂，不仅要求软件设计正确可靠，还必须简洁有效。从而达到理论上的实时控制效果。

图 4.11 是描述系统控制软件总体结构和实现过程的主程序流程图。图 4.12 是中断程序流程图。

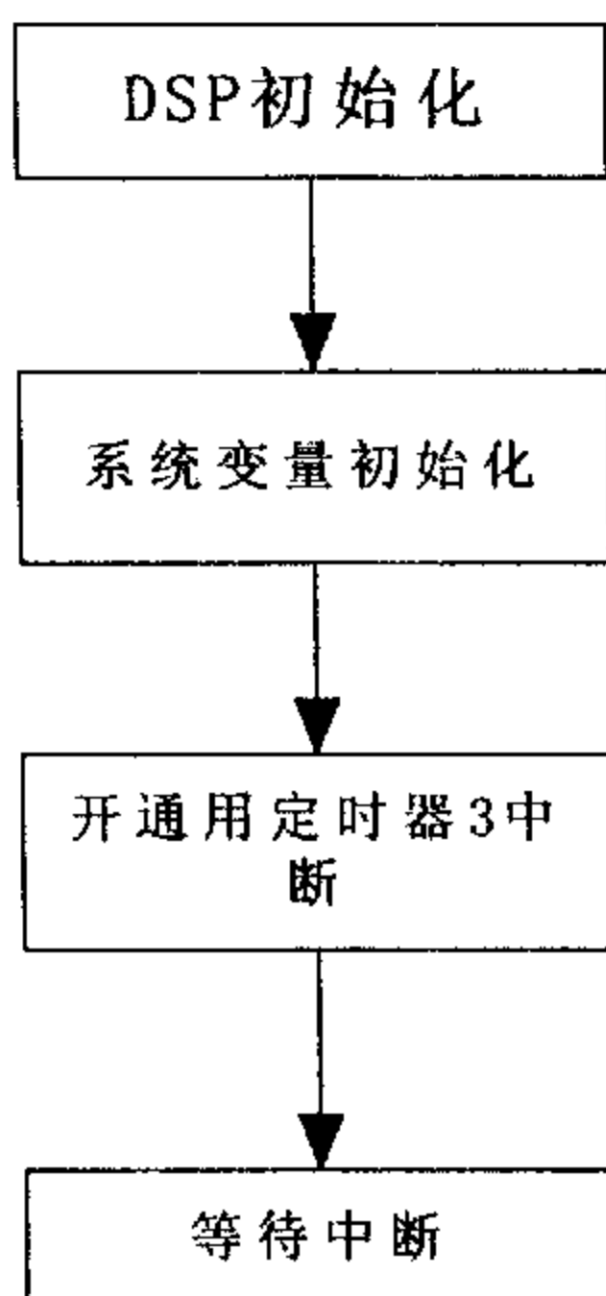


图 4.11 主程序流程图

Fig 4.11 Block diagram of the main routine

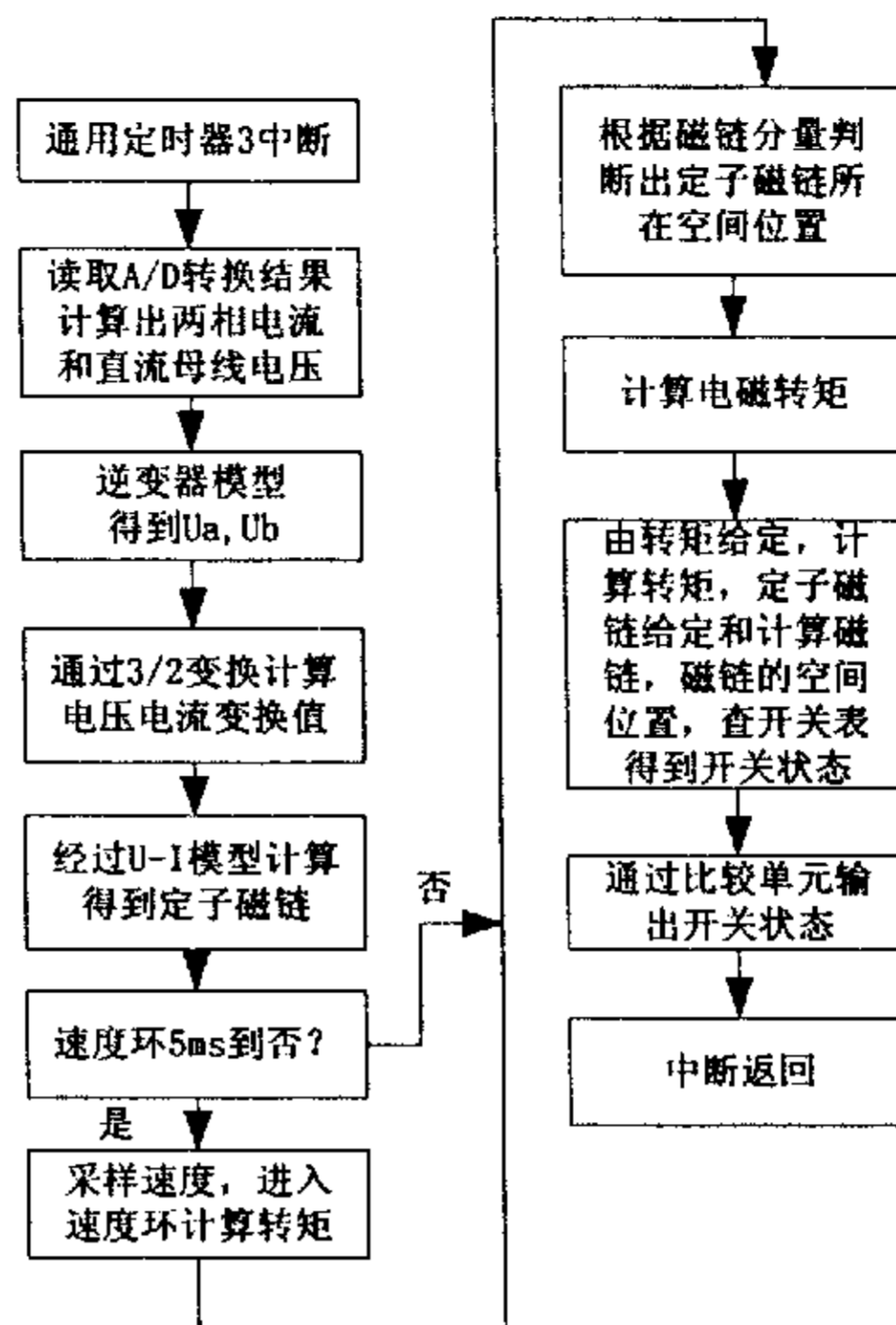


图 4.12 通用定时器 3 中断流程图

Fig 4.12 Block diagram service routine for general timer 3

在软件的初始化阶段，首先对电机参数以及系统变量进行初始化赋值，并设置好电压开关选择表。进入主程序之后，首先对控制参数进行预处理计算，以减小 DSP 的实时运算量，缩短控制周期。然后对 DSP 进行初始化处理，打开 PDPINTB 中断和通用定时器 3 中断和 AD 中断。打开通用定时器 3 中断用作控制周期定时器。并将定时器 4 设置为查询工作状态，用于光栅测速的计数器。之所以没有将定时器 4 也设置为中断工作状态，是为了防止中断冲突的发生，由于光栅测速是有规律发生的事件，采用查询法即可完成测速功能。接着对 DSP 的外围设备进行初始化处理。

随后，启动 AD 中断，测量母线电压，这样得到了第一时刻的系统变量初始值。此时立即启动定时器 3 和 4。进入通用定时器 3 中断后，首先转换上一次启动 AD 时测量的第  $n$  点的相电流，母线电压以及给定转速。根据相电流的幅值判断是否进行软保护。如果电流达到软保护限，则直接可以确定下一时刻的输出电压矢量为零矢量。否则，要对测得的母线电压和相电流进行坐标变换。接着进入光栅测速环节，根据单位时间内所测的脉冲数，计算出实际转速。然后进入磁链和转矩观测环节，计算出定子磁链和电磁转矩。后又经过速度 PI 调节器，计算出给定转矩值，确定出下一时刻需要发出的电压矢量。在中断程序的最后，将内部变量通过 DA 转换器输出至示波器，这样便于进行软件调试工作。完成上述工作大约

花费 85 $\mu$ s 左右，直至中断返回至主程序进入等待状态，以等待下一次定时器中断的到来。

如果全部采用 C 语言来编写程序，程序的结构和流程是非常清晰的。但是由于算法的实时性要求，把花费 DSP 计算时间较多的程序部分改为汇编程序来实现，同时留好汇编和 C 语言的接口，以达到节省计算时间的目的。

在直接转矩控制算法中，开平方根是个费时较多的程序。如果用 C 语言来写，耗时太多，不能很好完成实时运算任务。如果完全采用汇编语言的话，程序编写太复杂。采用 C 语言和汇编语言结合能很好地完成任务。

求模算法： $|\psi| = \sqrt{|\psi_\alpha|^2 + |\psi_\beta|^2}$

$|\psi_\alpha|$  放在 A1 单元， $|\psi_\beta|$  放在 A2 单元， $|\psi|$  放在 A3 单元，程序如下：

```
.text
_phir:
        POPD    *+
        SAR    AR0,*+
        SAR    AR1,*
        LAR    AR0,#9h
        LAR    AR0,*0+,AR0
        MPY    #0h
        SQRA   A2
        CALL   SQRT
        SACL   A3
        SETC   SXM
        SPM    1
        SACH   PHIR2
        LAR    AR1,11
        LACC   #400h
        SACL   PHIR2a
        SACL   TEMP
        SACH   PHIRROOT
        LACC   PHIR2a
        SUB    #100h
        BCND   SQRTLPLT
        LACC   PHIR2a,3
```

```

                                SACL  PHIR2a
                                SACL  TEMP
                                LAR  AR1,14
SQRTLPLP                        SQRA  TEMPR
                                ZALR  PHIR2a
                                SPAC
                                BCND  NEXTLPL,LT
                                ZALR  TEMP
                                SACH  PHIRROOT
NEXTLPLP                        LACC  PHIR2a,15
                                SACH  PHIR2a
                                ADD   PHIRROOT,16
                                SACH  TEMP
                                BANZ  SQRTLPLP
                                LACC  PHIRROOT
                                SBRK  #10
                                LAR   AR0,*-
                                PSHD
                                RET
                                .end
```

### 4.3 本章小结

本章根据实验室电机选择合适的功率模块、数字信号处理器、驱动电源、信号传感器、缓冲电路等来搭建硬件电路。然后给出具体的软件流程图和算法。



## 5 系统仿真与实验结果分析

### 5.1 仿真软件简介

MATLAB 凭借其强大的矩阵运算能力, 简便的绘图功能, 可视化的仿真环境以及丰富的算法工具箱, 已成为科研和工程技术人员的有力的开发工具。然而, 对于电气传动研究人员来说, 一直被一个问题所困扰, 即: 如何准确而快速地对电路以及更复杂的电气系统进行仿真。如果各环节用简化传递函数来表示, 则很多重要环节会被忽略。虽然可以使用 PSPICE 来实现电子电路的仿真, 但是它主要适用于微电子领域。难于与电气传动控制系统设计所需要的复杂算法和先进控制理论结合。MATLAB 中的电气系统模块库(Power System Blockset)终于解决了这个问题。

电气系统模块库以 Simulink 为运算环境, 涵盖了电路、电力电子、电气传动和电力系统等电工学科中采用的基本元件和系统的仿真模型。

电气系统模块库中的 Powerlib 模块与常规的 Simulink 模块两者本质上有区别的。所以在 Simulink 内部, 进行仿真前有一个初始化的过程, 把包含 Powerlib 模块的系统转化为 Simulink 能够仿真的等效系统。

本文在利用 MATLAB 进行软件仿真时, 首先根据原理图, 把直接转矩控制算法划分为若干个子系统, 然后在 Simulink 环境下利用其模块库中提供的各种基本模块搭建各个子系统, 并利用 Simulink 中的子系统封装技术把各子系统封装起来, 作为本系统仿真的基本组成模块, 最后, 把各模块连接起来构成一个完整的系统。本系统的仿真结构如图 5.1。

### 5.2 仿真结果

仿真用到的电机参数如下:  $P_N=1.105\text{kW}$ ,  $U_N=380\text{V}$ ,  $f_N=50\text{Hz}$ ,  $R_s=4.495\ \Omega$ ,  $R_r=5.365\ \Omega$ ,  $L_s=0.016\text{H}$ ,  $L_r=0.013\text{H}$ ,  $L_m=0.149\text{H}$ ,  $J=0.95\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $P=2$ 。

电机空载启动给定速度为 1500r/min, 在 0.1 秒时给定速度减小到 1000r/min, 在 0.2 秒时加 2.5N.m 的负载。仿真波形如图 5.2~图 5.6。

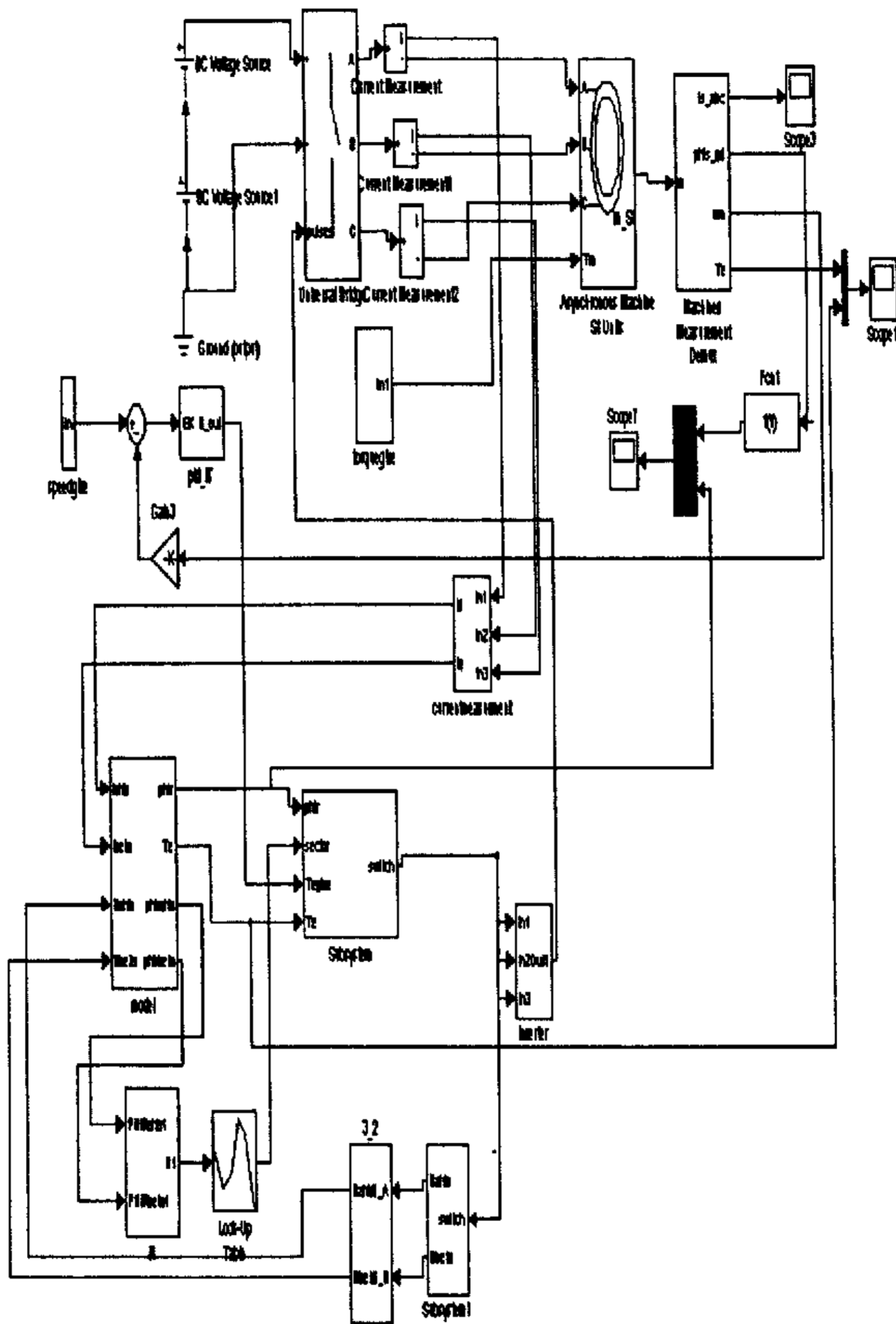


图 5.1 系统仿真结构图

Fig 5.1 System simulation structure

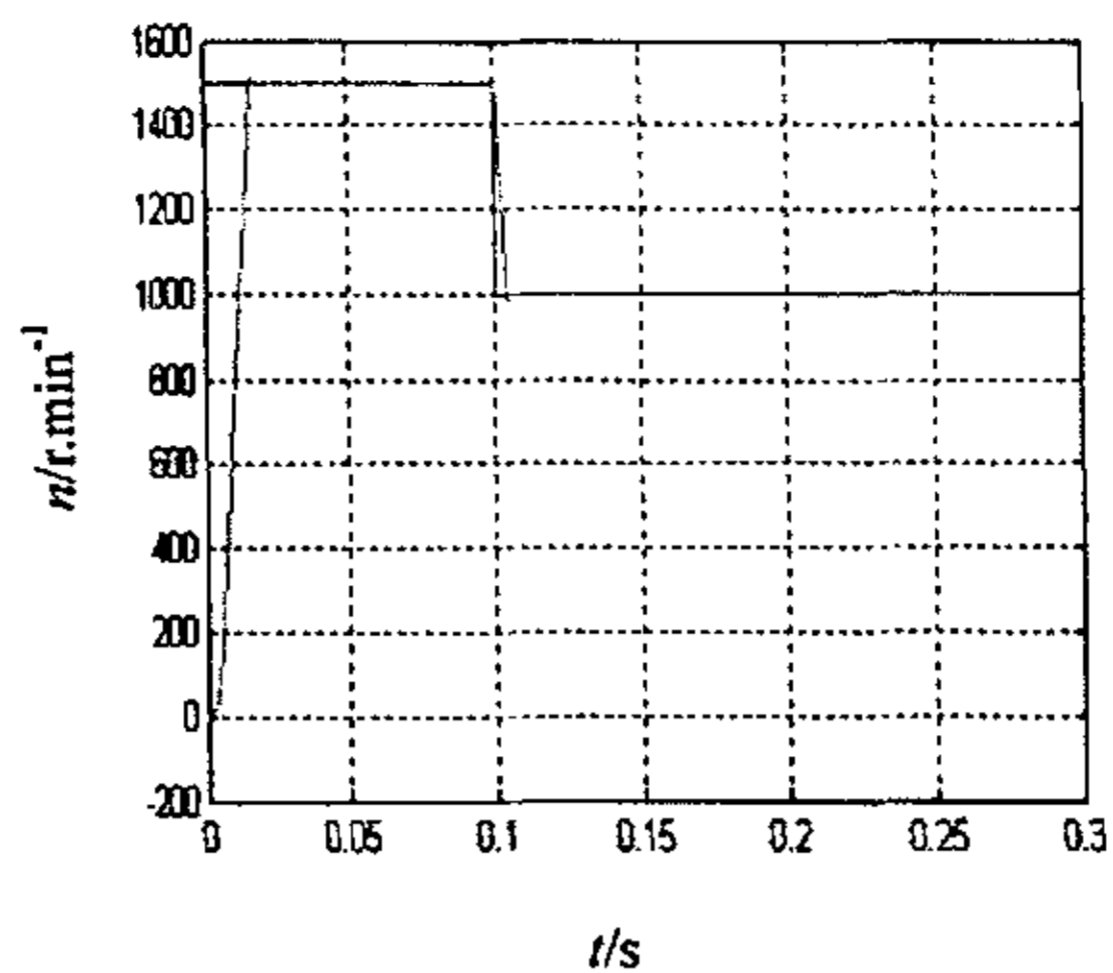


图 5.2 给定速度和实际速度

Fig 5.2 Reference speed and actual speed

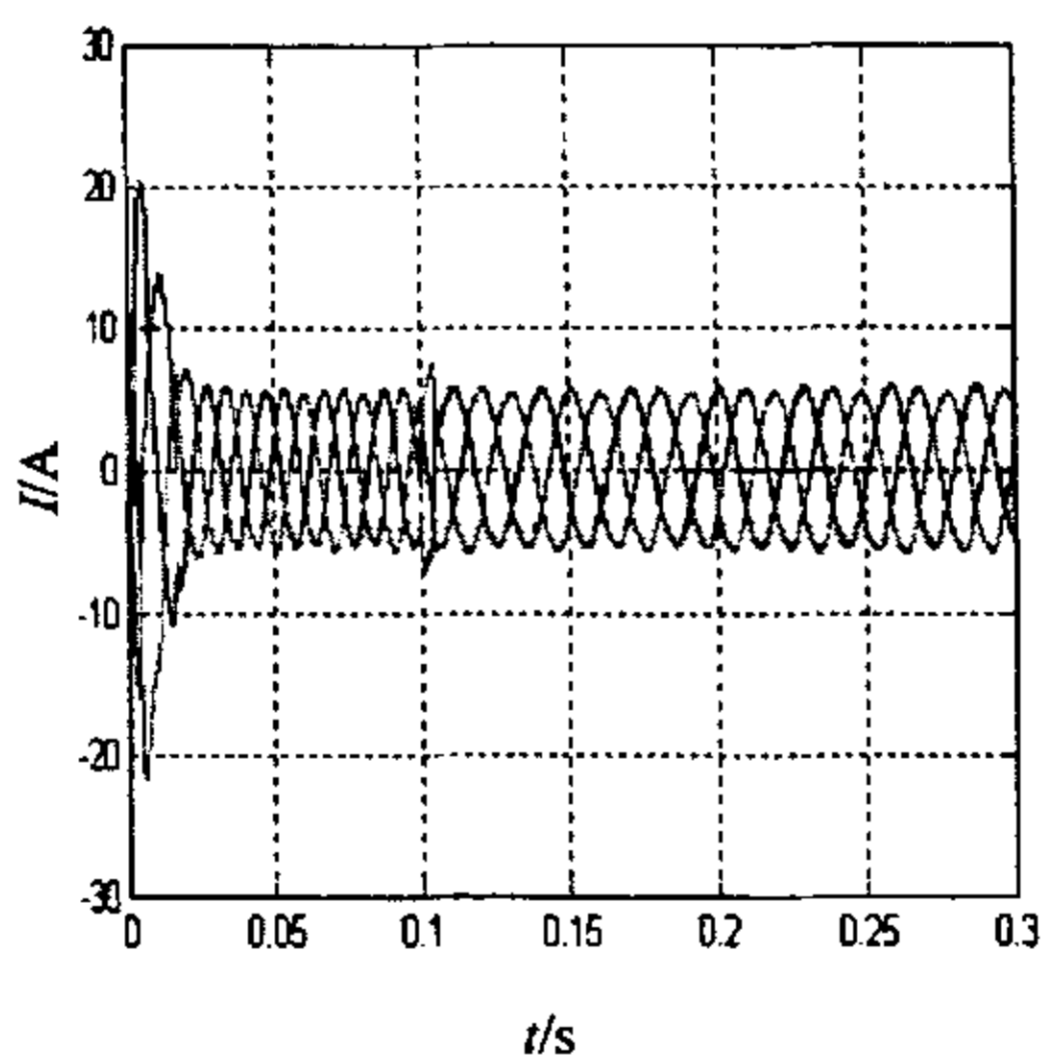


图 5.3 定子相电流

Fig 5.3 Stator phase currents

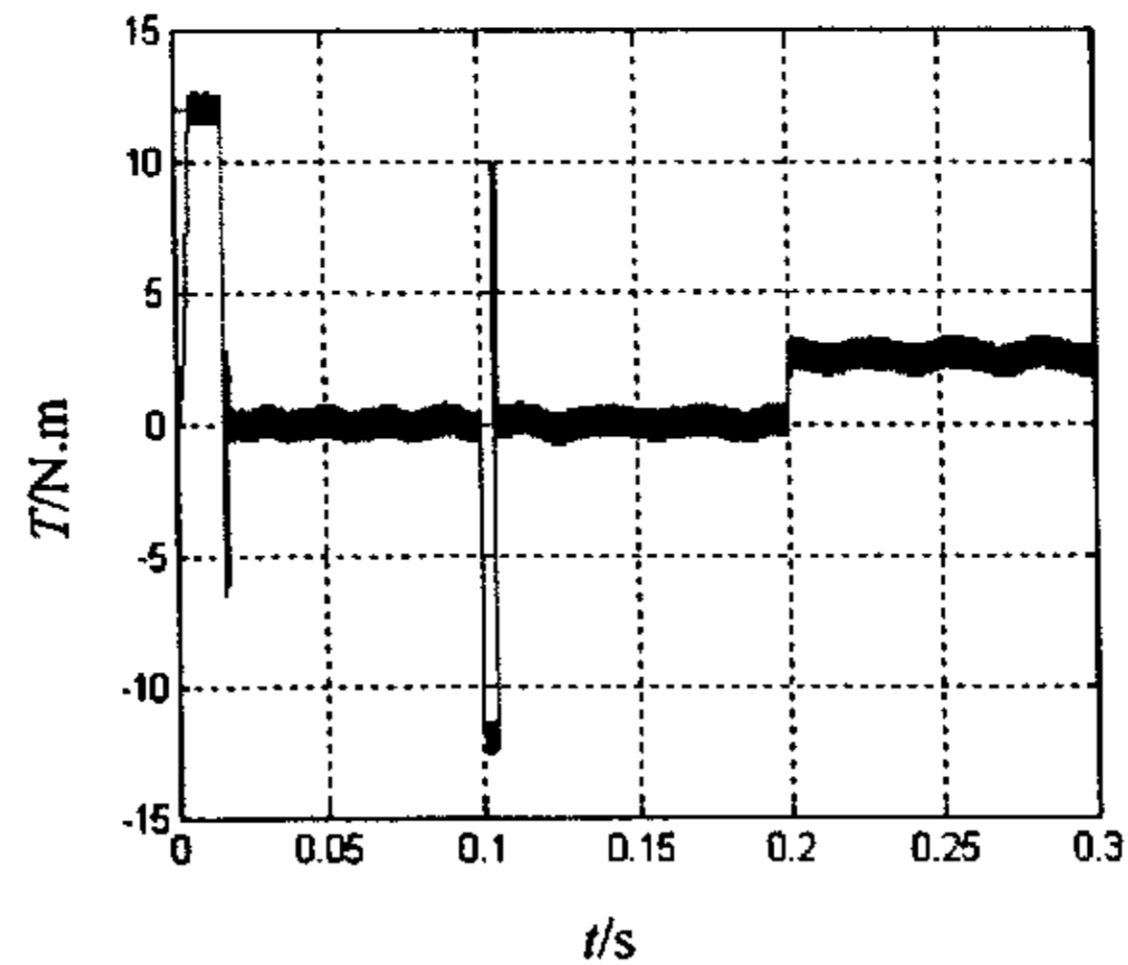


图 5.4 给定转矩和实际转矩

Fig 5.4 Reference torque and actual torque

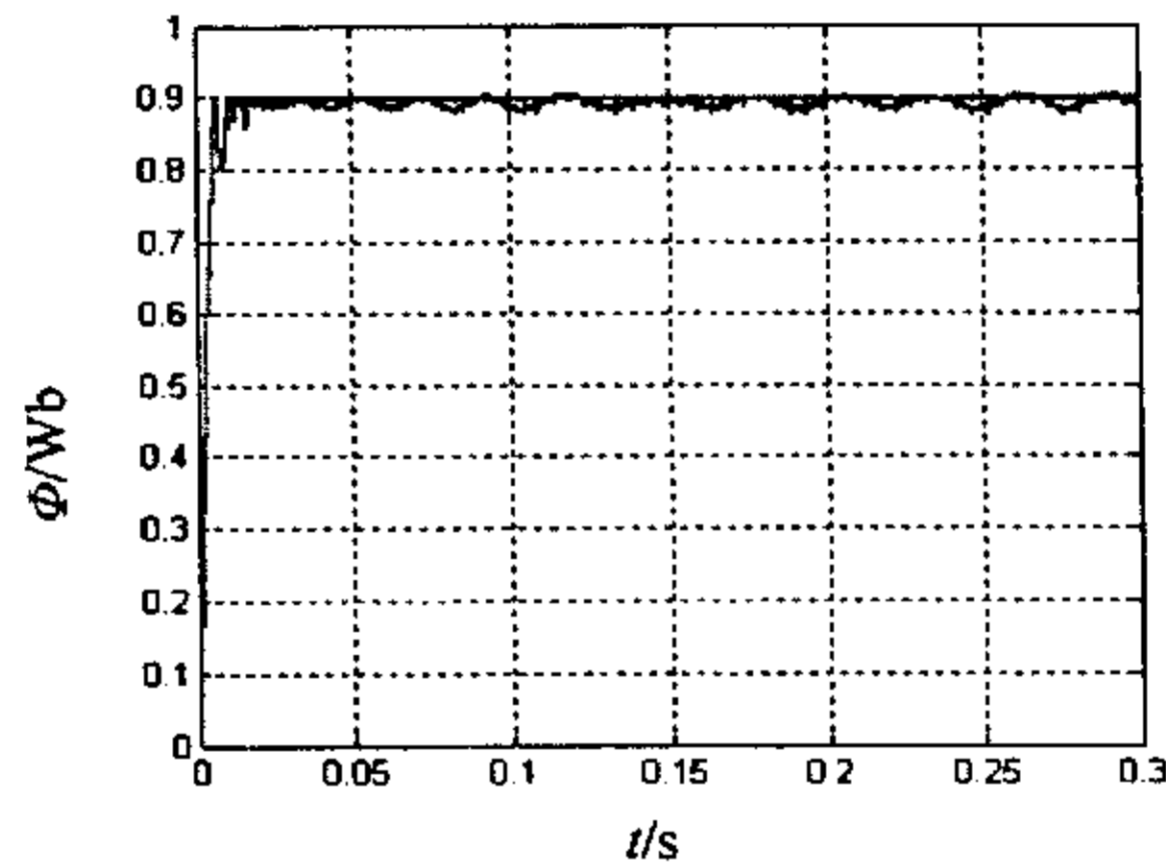


图 5.5 给定定子磁链和实际磁链

Fig 5.5 Reference stator flux and actual stator flux

在阶跃给定转速 1500r/min 启动，转速在 0.02 秒达到给定转速。在运行到 0.1 秒时转速给定值突然减速到 1000r/min，转速在 0.01 秒内迅速下降到 1000r/min。在 0.2 秒时突加负载 2.5N.m，电机电磁转矩几乎无延迟跟踪给定的负载转矩 2.5N.m，同时电机转速没有大的波动，还是平稳运行在 1000r/min。定子磁链在 0.005 秒建立好，以后基本上磁链在给定值 0.9Wb 附近，转矩的变化对磁链基本上没有影响。这说明直接转矩控制对电机的转矩和磁链实际上进行解耦控制。电机的三相电流接近为正弦波。在整个加速过程，电机电磁转矩能保持在给定的最大平均转矩，并且转矩脉动较小，电机能快速启动。电机的电磁转矩能很快地跟踪负载转矩的变化，使电机获得很高的动态性能。

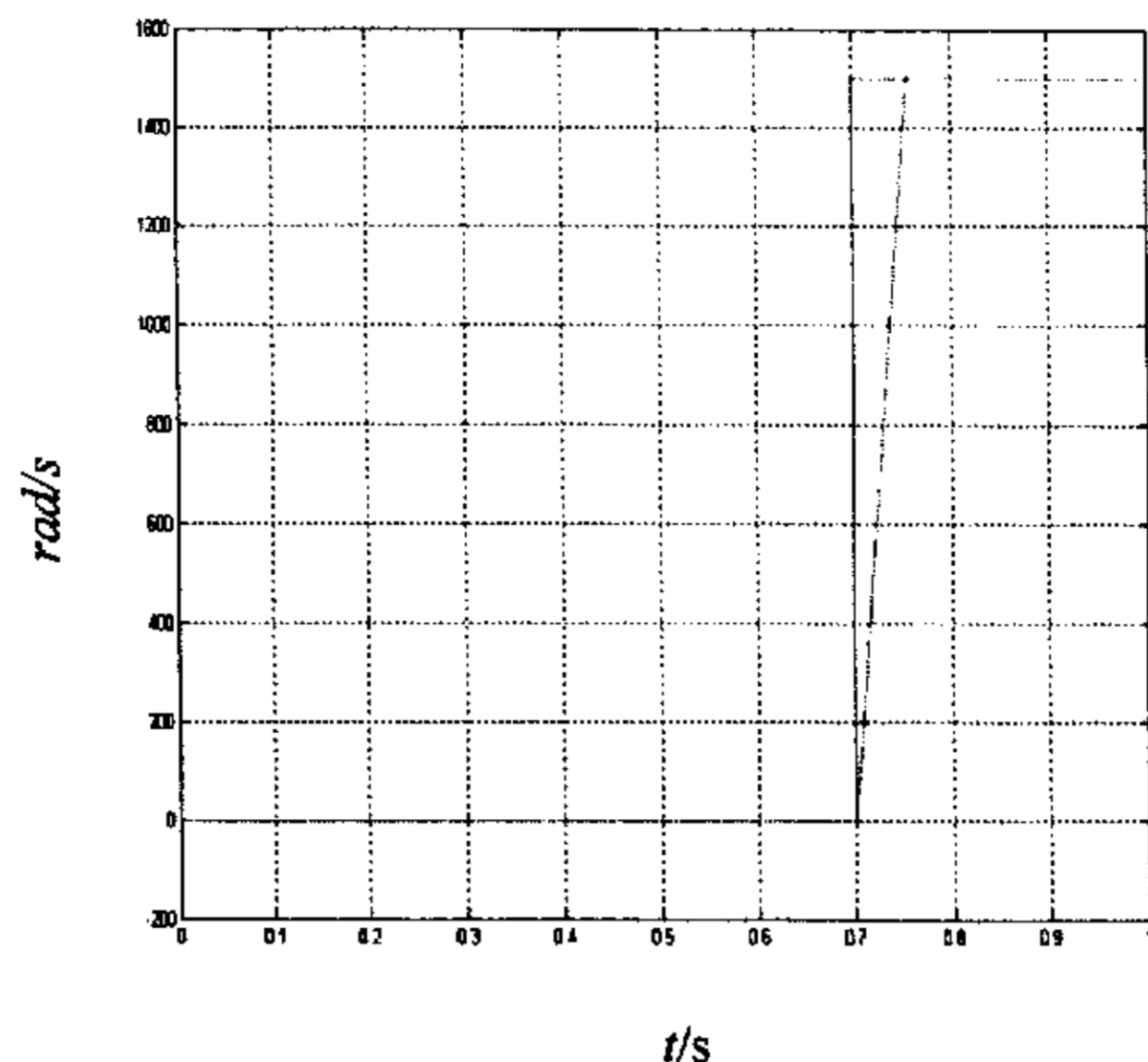


图 5.6 基于矢量控制的速度波形

Fig 5.6 Speed wave form based on vector control

对相同电机分别进行直接转矩和矢量控制仿真可以从图 5.6 和图 5.2 比较出，基于直接转矩控制的速度响应可以在 0.02 秒内从 0 达到给定转速 1500r/min，基于矢量控制的速度响应要在 0.05 秒内从 0 达到给定转速 1500r/min。可以看出直接转矩的动态性能要比矢量控制技术好。

从仿真结果可以看出，直接转矩控制系统具有较高的稳态精度和优良的动态响应性能。

### 5.3 实验结果

实验用电机为鼠笼式异步电动机，主要参数为  $P_N=4\text{kW}$ ， $n_N=1000\text{r/min}$ ， $R_s=3.8\Omega$ ， $I_N=9\text{A}$ ， $U_N=380\text{V}$ 。电机给定转速 1000r/min，空载启动。实验波形如图 5.7~图 5.10。

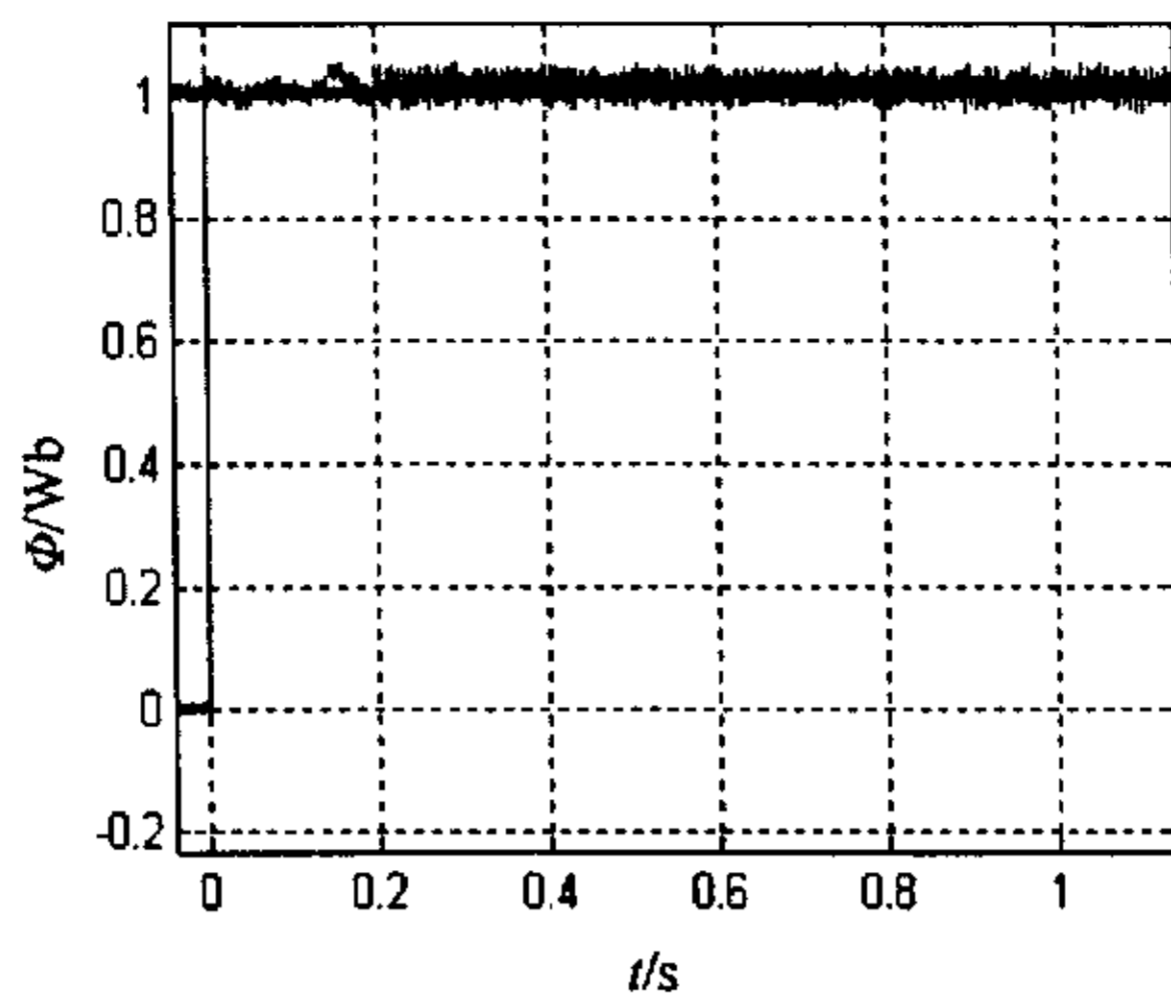


图 5.7 给定磁链和实际磁链

Fig 5.7 Reference stator flux and actual stator flux

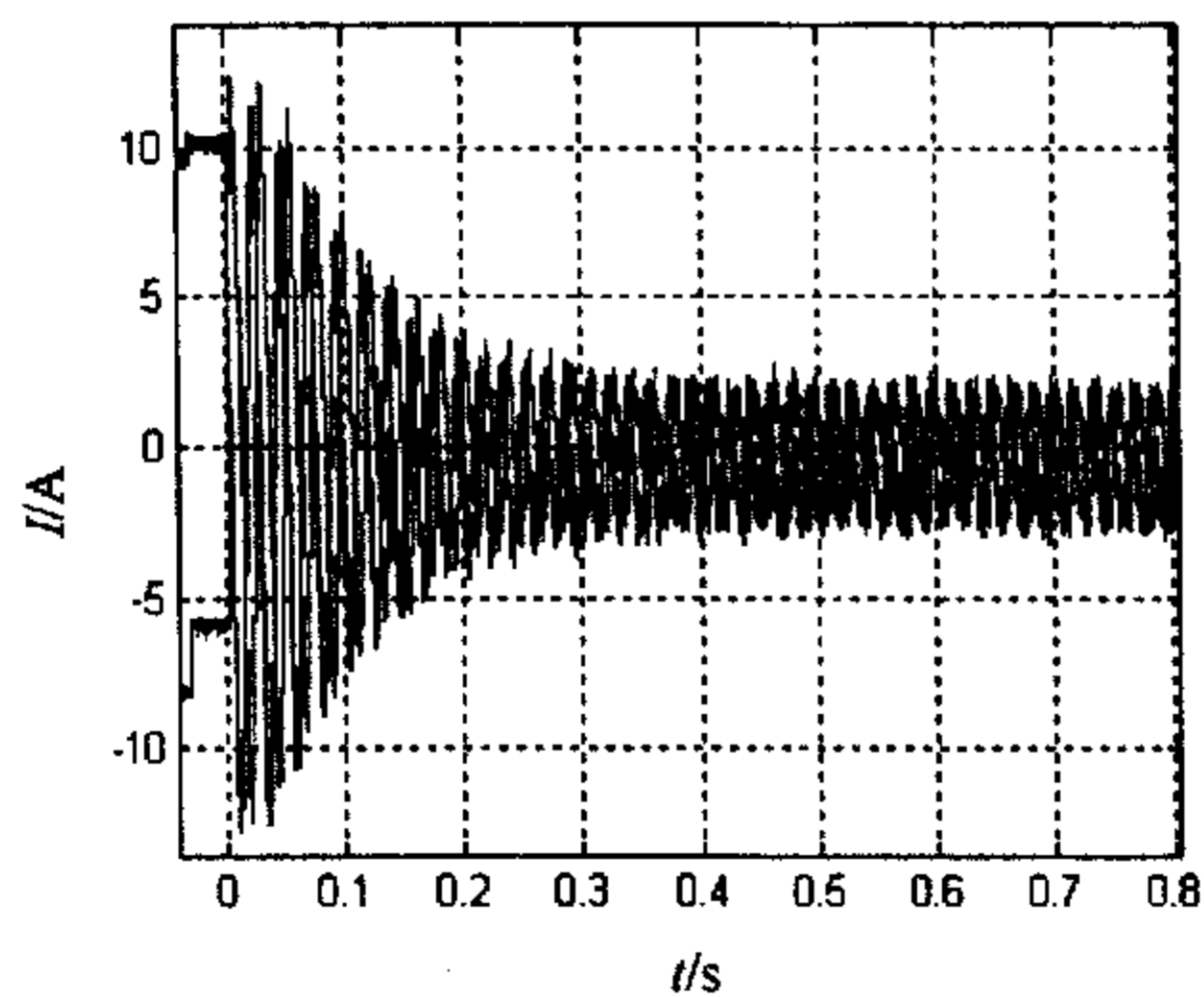


图 5.8 定子相电流

Fig 5.8 Stator phase currents

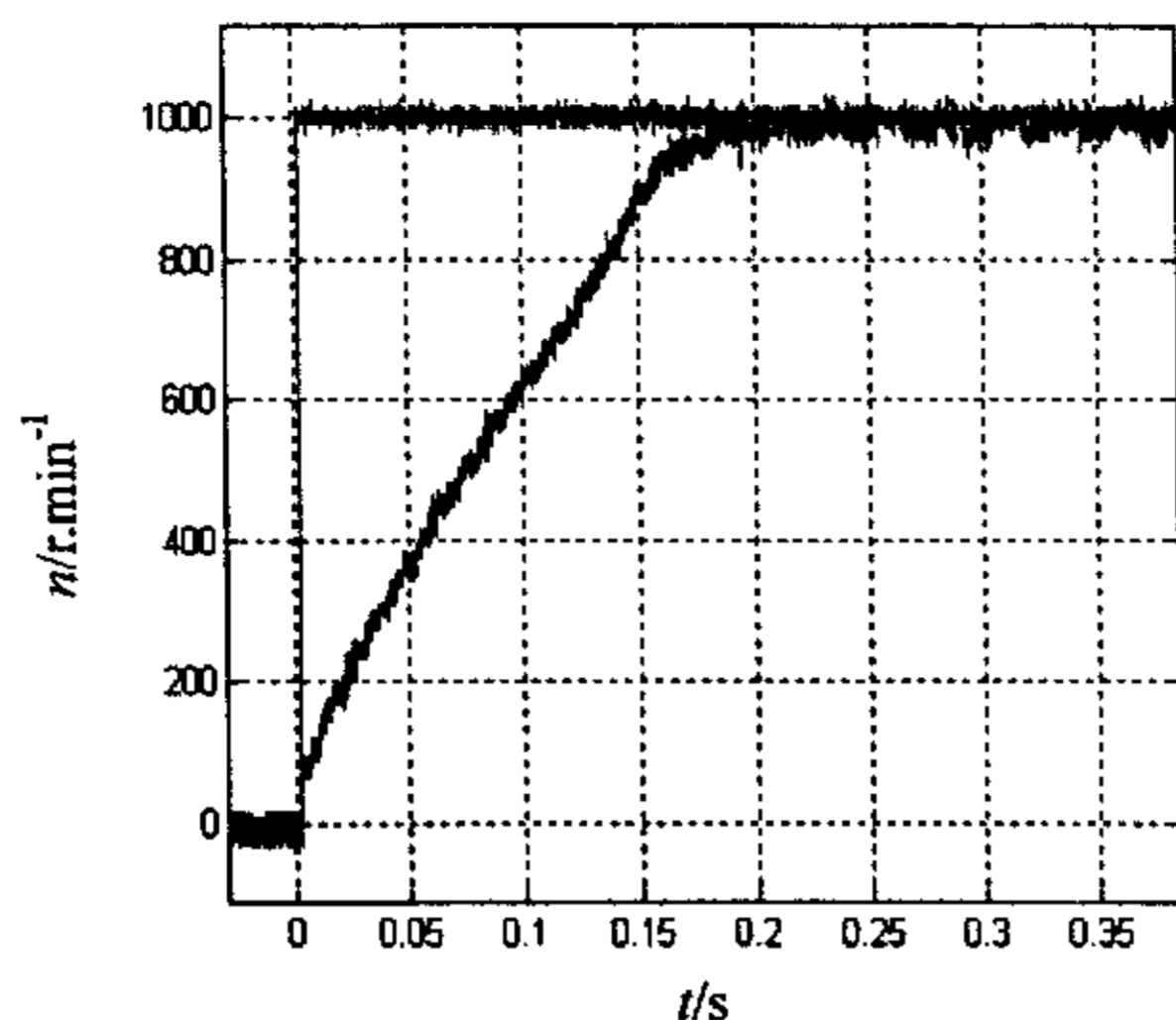


图 5.9 给定转速和实际转速

Fig 5.9 Reference speed and actual speed

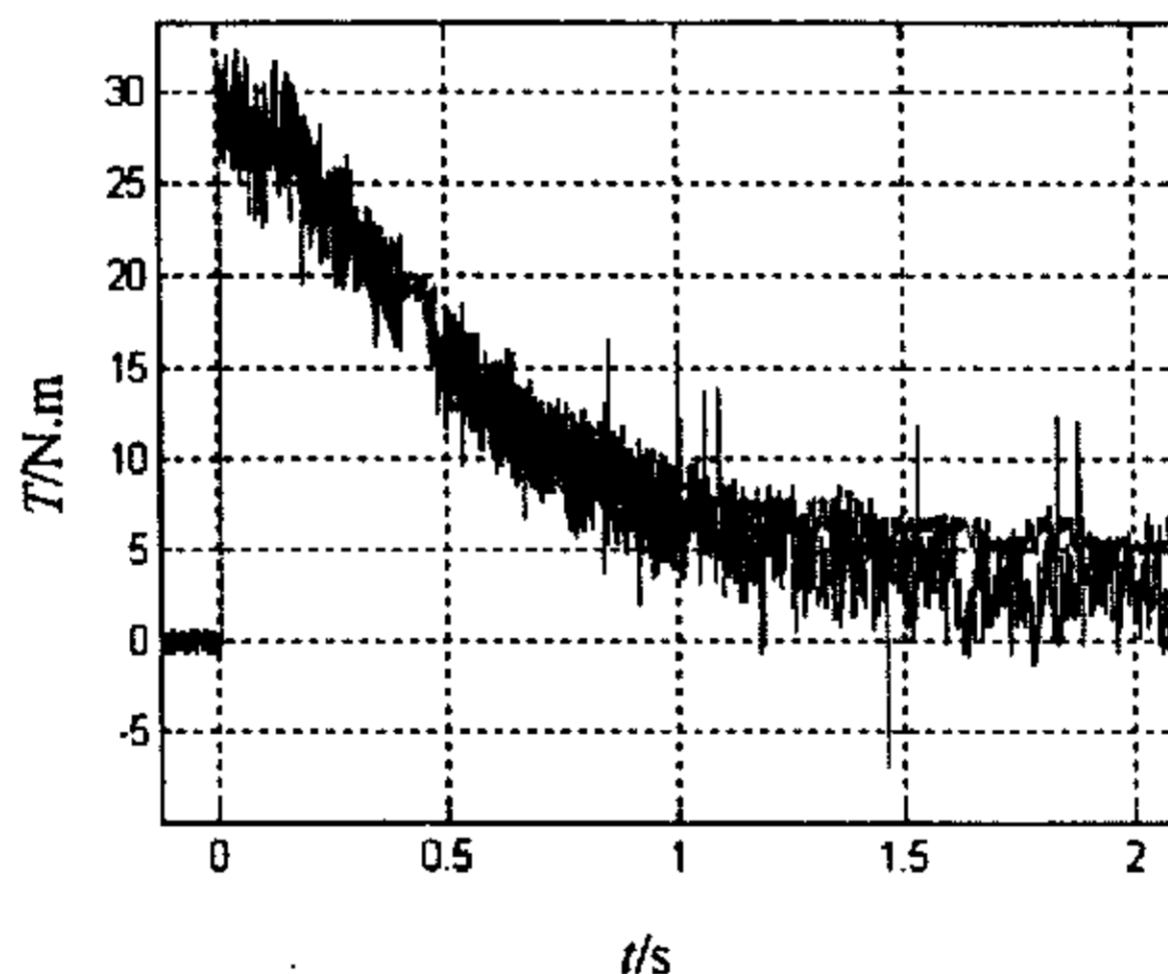


图 5.10 给定转矩和实际转矩

Fig 5.10 Reference torque and actual torque

从实验波形可以看出定子磁链在起动瞬间就达到给定值，稳态时磁链保持在给定值附近。在起动时，电机的冲击电流比较大。这是因为在直接转矩控制下，电机起动是相当于全压起动。如果冲击电流太大，应在软件上考虑限流措施，以免损坏器件或引起 IPM 保护。在稳态运行时，可以看出两相相电流波形接近正弦波，相位关系保持较好，说明定子磁链控制较好。起动时转矩很快达到转矩限幅值，转速在 0.18 秒达到给定的转速 1000r/min。可以看到电机转矩响应是很快，以最大起动转矩使电机加速，当转速达到给定参考转速后，电动机转矩开始降低并

逐渐降低到负载转矩值。实验结果和仿真结果比较吻合。

#### 5.4 直接转矩系统的启动限流措施

在直接转矩启动的初始过程中，电机的定子磁链由零值开始建立。如果直接利用开关选择表自然地建立磁链，将会产生很大的电流冲击，引起频繁的保护动作，甚至会导致主电路的损坏，因此必须采取措施对电流进行相应的控制。如图 5.11 所示。从图 5.11 可以看出，电机在启动时冲击电流可以达到 300A，对整个系统的安全性构成极大的威胁。

仿真用到的电机参数如下： $P_N=37\text{kW}$ ， $U_N=380\text{V}$ ， $f_N=50\text{Hz}$ ， $R_s=0.087\Omega$ ， $R_r=0.228\Omega$ ， $L_s=0.008\text{H}$ ， $L_r=0.008\text{H}$ ， $L_m=0.0347\text{H}$ ， $J=0.01\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ， $P=2$ 。

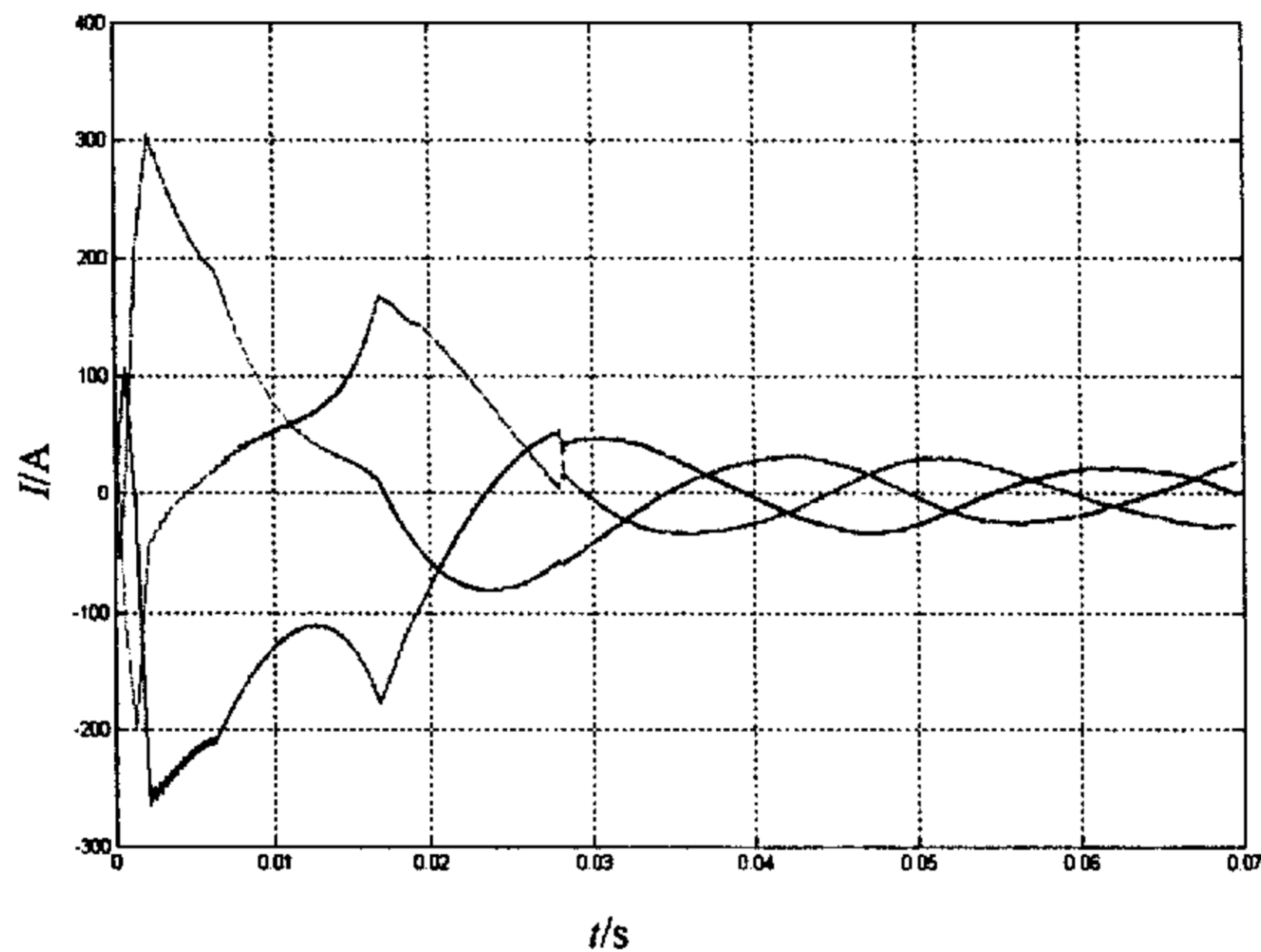


图 5.11 没有保护措施时电机启动电流

Fig 5.11 Motor start up current when no current protect

如果在启动过程中对定子磁链幅值进行比例限幅控制，即使磁链给定按照某一斜率线性增长。在启动初始阶段电流发生了高频振荡，但是电流峰值并没有得到抑制，这是因为在启动过程中虽然磁链的峰值得到抑制，然而它的旋转速度仍然很高。如图 5.12 所示。从图 5.12 可以看出，虽然采用磁链比例限幅，但是电机启动时冲击电流也达到 250A，对开关器件造成很大的冲击。



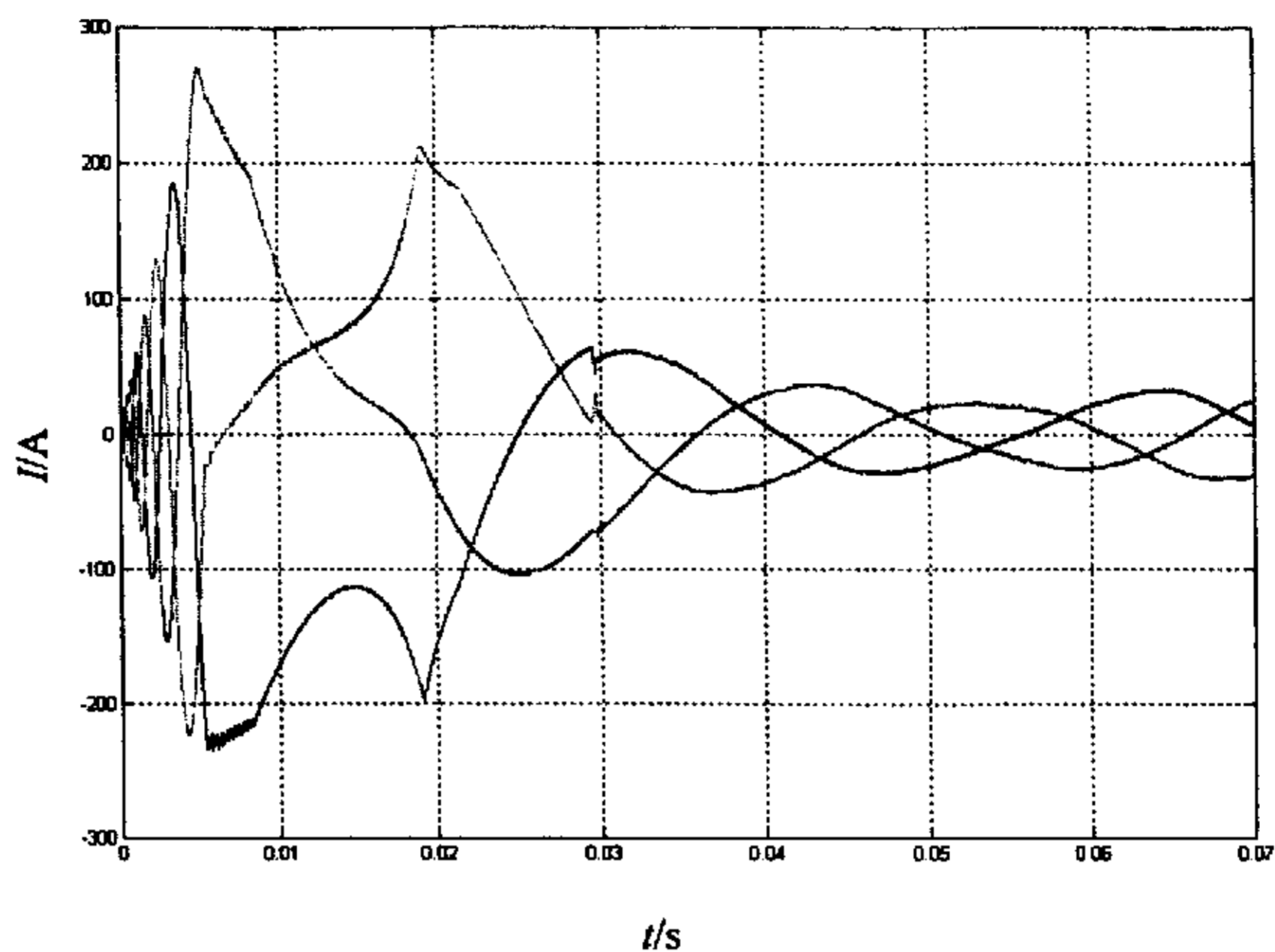


图 5.12 磁链按比例增加时电机启动电流

Fig 5.12 Motor start up current when flux increases in scale

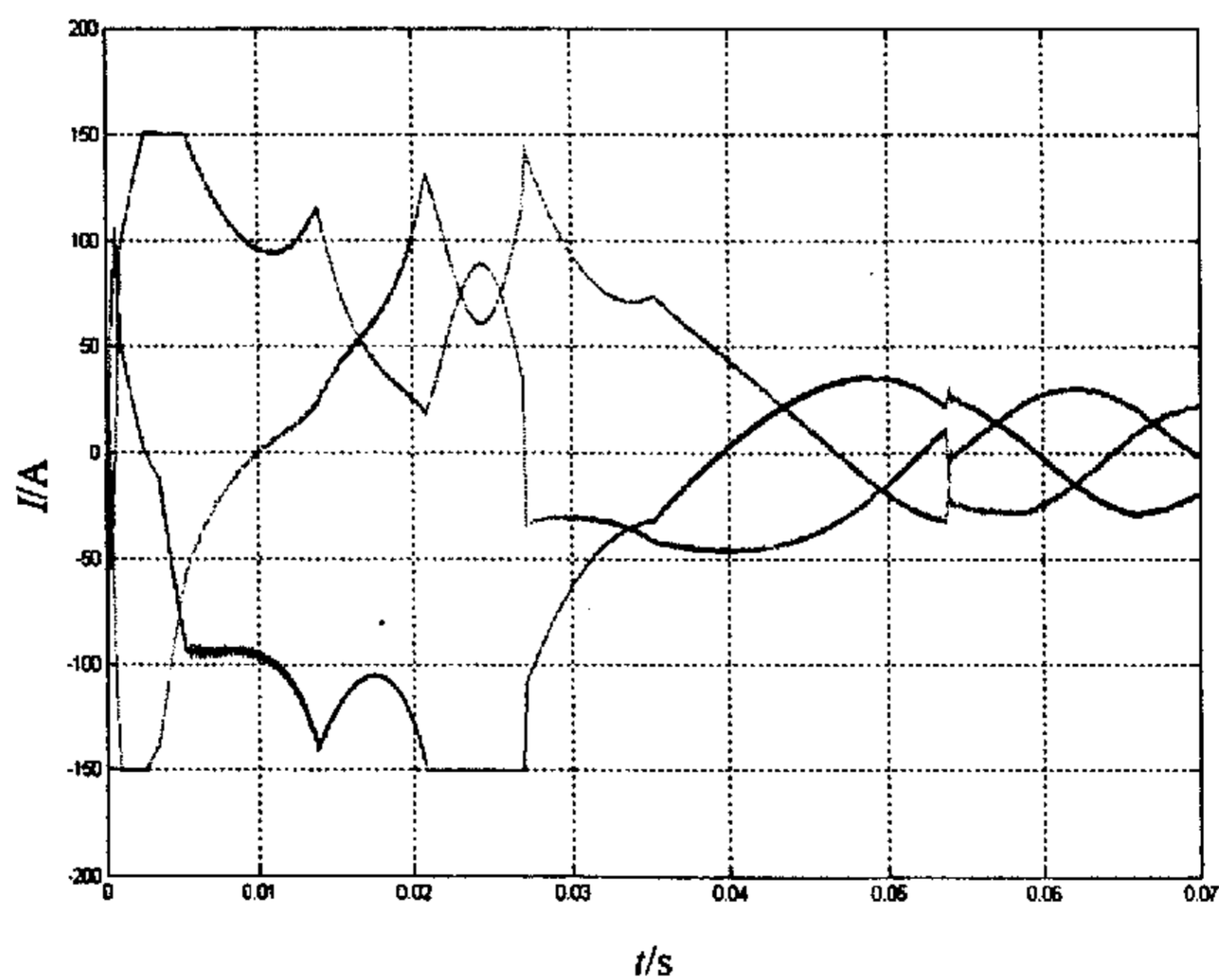


图 5.13 加保护措施后电机启动电流

Fig 5.13 Motor start up current with current protect

如果在启动开始时选择固定的电压矢量，在磁链建立起来之后（峰值达到给定值），再按照开关表选择表进行工作，这种方式虽然降低了启动过程中定子磁链

的旋转速度，但是由于固定的有效电压矢量作用时间过长，冲击电流仍将很高。仿真结果表明，采用此措施后仍然无法有效抑制相电流的峰值。此外，采用转矩限幅措施也无法有效抑制相电流，这是因为电流冲击主要发生在磁链的建立过程中，在采用固定电压矢量措施时，磁链建立阶段时的电磁转矩已经为零值，但是冲击电流峰值仍然很高。

在本系统中采用了一种简单有效的零矢量限幅措施：仍然采用自然的启动方法，但是加入了软件限流措施。当电流的检测值达到软件保护限幅，直接发出零矢量进行限流。而当电流降至软保护限幅以下，则按照正常开关选择表进行工作，如图 5.13 所示。从图 5.13 可以看出，把电流限幅在 150A 后，冲击电流不会超过设定的限幅值。整个系统工作在安全可靠的环境下。

## 5.5 磁链幅值与相位

我们知道电磁转矩可表示为

$$T_e = n_p |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \sin \theta \quad (5.1)$$

式中， $\bar{\psi}_s$ -定子磁链， $\bar{i}_s$ -定子三相合成电流， $\theta$ - $\bar{\psi}_s$ 和 $\bar{i}_s$ 之间的夹角。

假设稳态时转矩输出恒定，磁链幅值控制恒定，那么 $\theta$ 也将保持恒定，在两相静止坐标系分析，可看到 $|\bar{i}_s| \sin \theta$ 为转矩分量， $|\bar{i}_s| \cos \theta$ 为励磁分量，这就与矢量变换控制相统一。虽然在直接转矩控制中并没有着重强调电流的解耦控制，但是要实现转矩输出的恒定，事实上就需要励磁和转矩电流的解耦控制，定子磁链的相位直接影响解耦。

转矩可表示为磁链幅值 $\psi$ 和相位 $\theta$ 的函数

$$T_e = f(\psi, \theta) \quad (5.2)$$

将在期望值 $T_0 = f(\psi^*, \theta^*)$ 附近作泰勒展开，并作归一化处理有

$$\Delta T_e = K_\psi \Delta \psi + K_\theta \Delta \theta \quad (5.3)$$

式中， $\Delta T_e = (T_e - T_0)/T_0$ ； $\Delta \psi = (\psi - \psi^*)/\psi^*$ ； $\Delta \theta = (\theta - \theta^*)/\theta^*$ ；

$$K_\psi = 1 - x_1 x_2 / (\sigma \omega_1 \omega_2)； K_\theta = (x_1 / \omega_1 + x_2 / \omega_2) / \sigma； x_1 = r_1 / L_1； x_2 = r_2 / L_2； \sigma = 1 - M^2 / (L_1 L_2)。$$

$\omega_1, \omega_2$ 分别为定子，转子的角频率，在不同的速度区域中都有 $K_\theta \gg K_\psi$ 成立，因此磁链的相位观测的误差对输出转矩的影响更大，在直接转矩控制中定子磁链的相位观测是影响转矩控制的重点。

## 5.6 控制周期

直接转矩控制是根据转矩和磁链的观测器结果决定逆变器的开关状态，控制

周期  $T$  的大小直接影响到磁链的输出效果，最终也影响到转矩脉动。磁链的变化量可以看作电压与时间的乘积。对于某一时刻的磁链的变化，在作用一控制周期后  $\psi_{s1}$  变为  $\psi_{s2}$ ，幅值的变化量可表示为

$$|\psi_s| = \sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2)T} = |U|T \quad (5.4)$$

相位变化为

$$\theta = |\Delta\psi_s|/|\psi^*| = |U|T/|\psi^*| \quad (5.5)$$

因为电压矢量的幅值  $U$  为恒定，幅值的变化量与控制周期成正比，但是由于控制周期多为 ms 或  $\mu\text{s}$  级，因此幅值的变化量不大，由相位的变化量可看到由于  $|U|$  恒定，同时由于磁链的幅值变换不大，设其等于  $|\psi^*|$ ，则  $\theta$  的变化量与控制周期成正比关系，前面分析知道磁链相位误差对转矩输出影响较大，所以要减少转矩波动， $\theta$  就要小，因此要求控制周期小，一般来说控制周期小于  $50\mu\text{s}$  才会有比较好的控制效果。考虑到相电压的获取方式，控制周期也不能过小需要避免死区延时的影响。

## 5.7 电机振荡现象分析

将电机模型转化到静止  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系中的转矩计算公式为

$$T_e = n_p(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (5.6)$$

假设电机磁通旋转方向为逆时针，在转矩计算时若是磁通的旋转方向与电流的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量没有一一对应好，出现事实上的如下计算：

$$T_e = n_p(\psi_\alpha i_\alpha - \psi_\beta i_\beta) \quad (5.7)$$

假设出现图 5.14 中一象限的情况，实际  $\psi$  与  $i$  夹角为  $\theta$ ，计算时夹角变成  $\theta^*$ ，这样实际转矩为正，而计算为负。使得控制策略选择矢量增大输出转矩，表现为转速上的加速。当出现图中第三象限的情况时，计算夹角  $\theta^*$  比实际  $\theta$  大，因此计算认为实际输出转矩比较大，控制策略选择矢量减小输出转矩，表现为减速，往复循环，出现电机运行周期性的振荡。改正对应的次序，电机则运转正常。

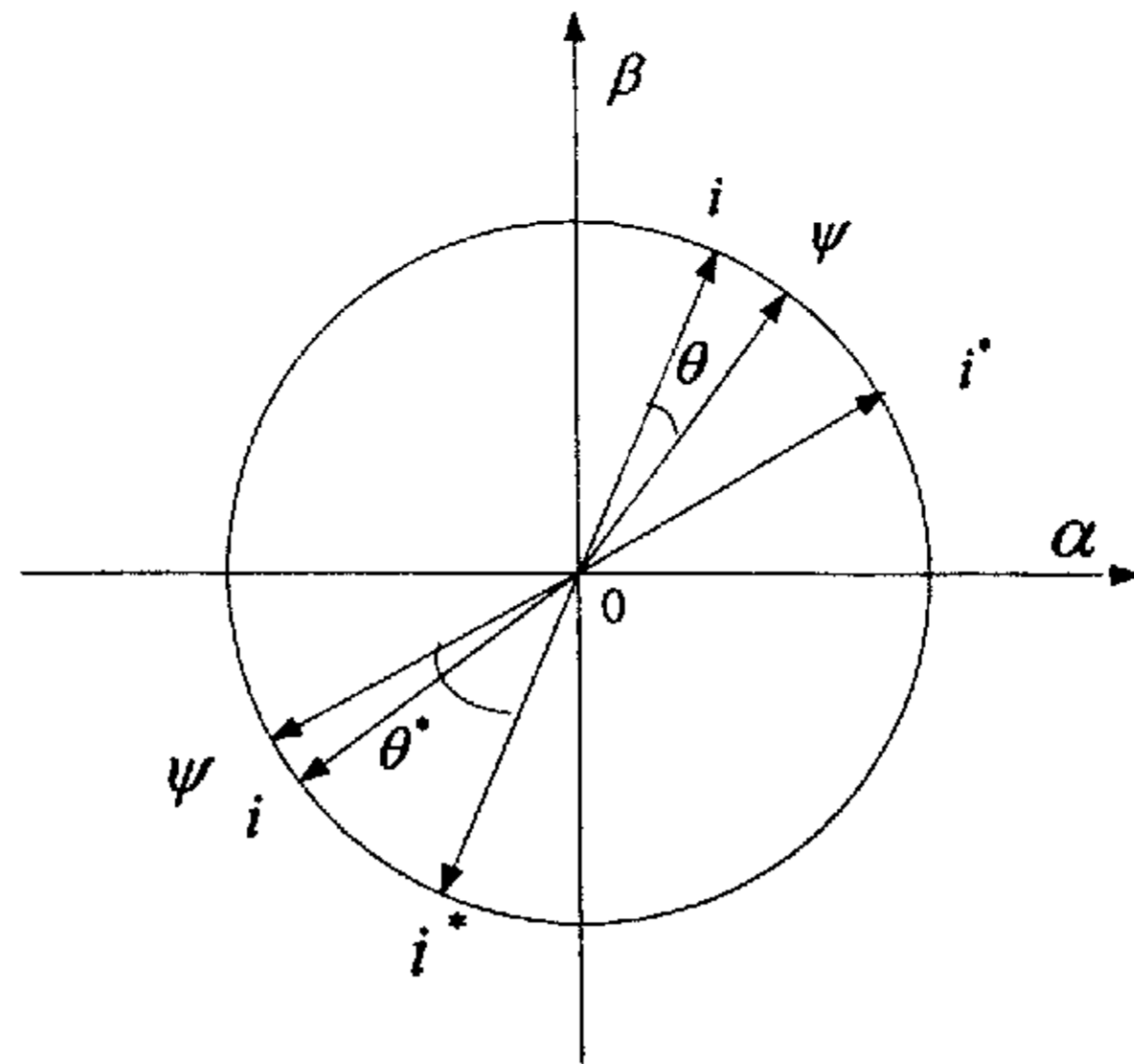


图 5.14 分析示意图

Fig 5.14 Analysis sketch map

### 5.8 滞环宽度对磁链的影响

感应电动机直接转矩控制的控制策略是通过选择适当的定子电压矢量把转矩和定子磁链误差限制在滞环内。窄的磁链滞环能产生正弦定子电流波形，过大的磁链滞环使磁链脉动增加，产生畸变。另一方面，过窄的滞环宽度导致高的开关频率，从而增加开关损耗。

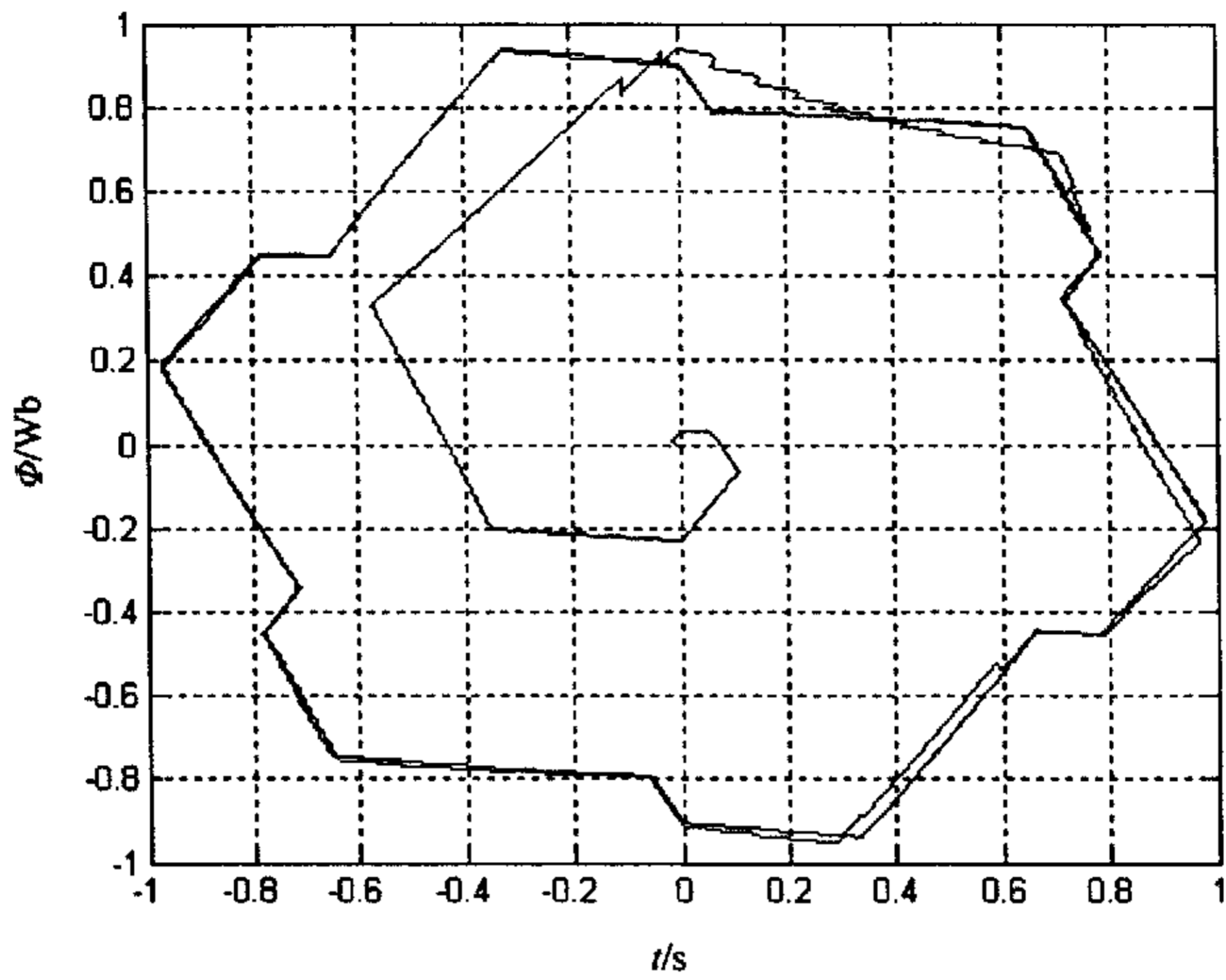


图 5.15  $\Delta\psi=0.1\text{Wb}$  的磁链轨迹

Fig 5.15 Flux locus when  $\Delta\psi=0.1\text{Wb}$

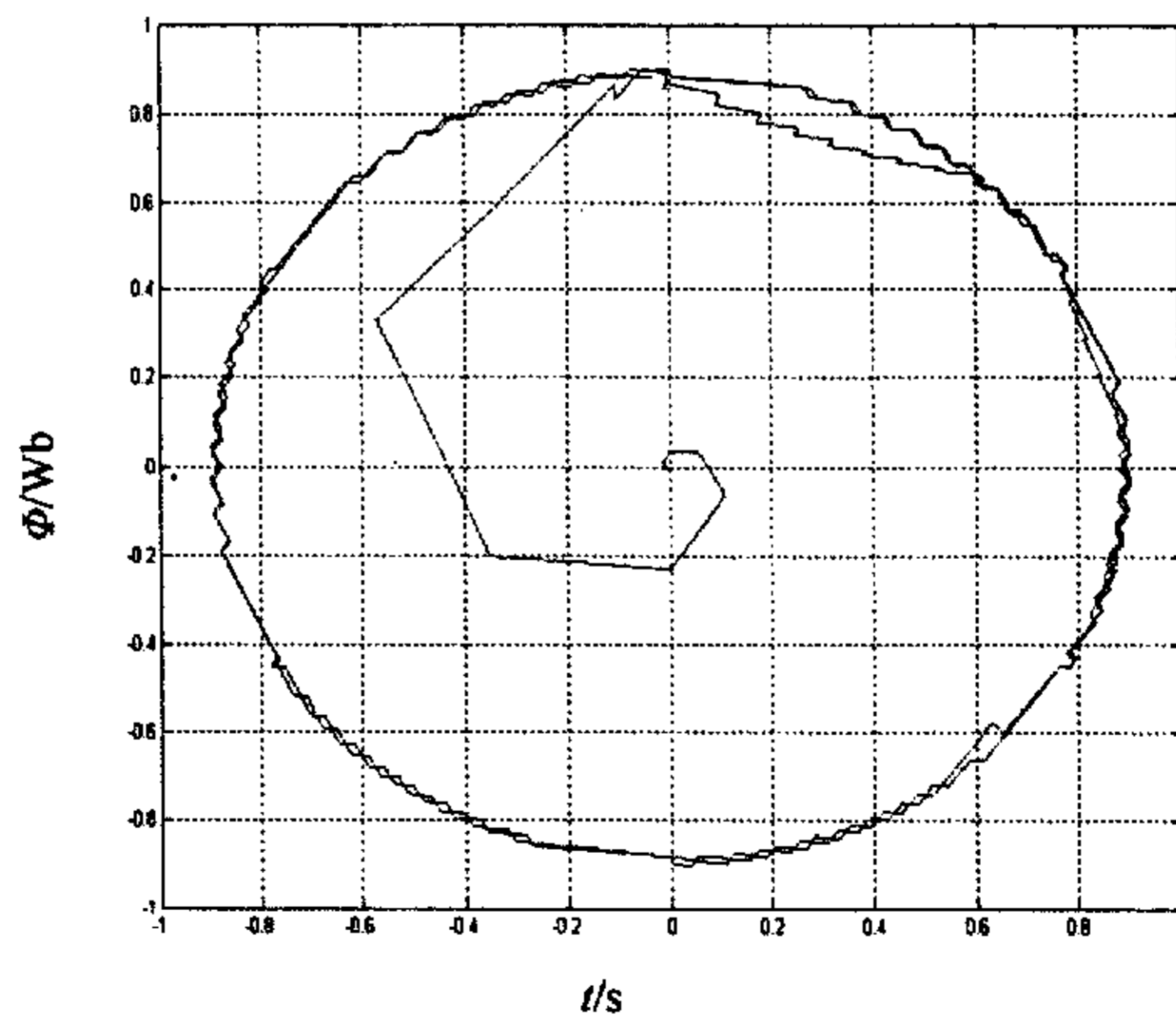
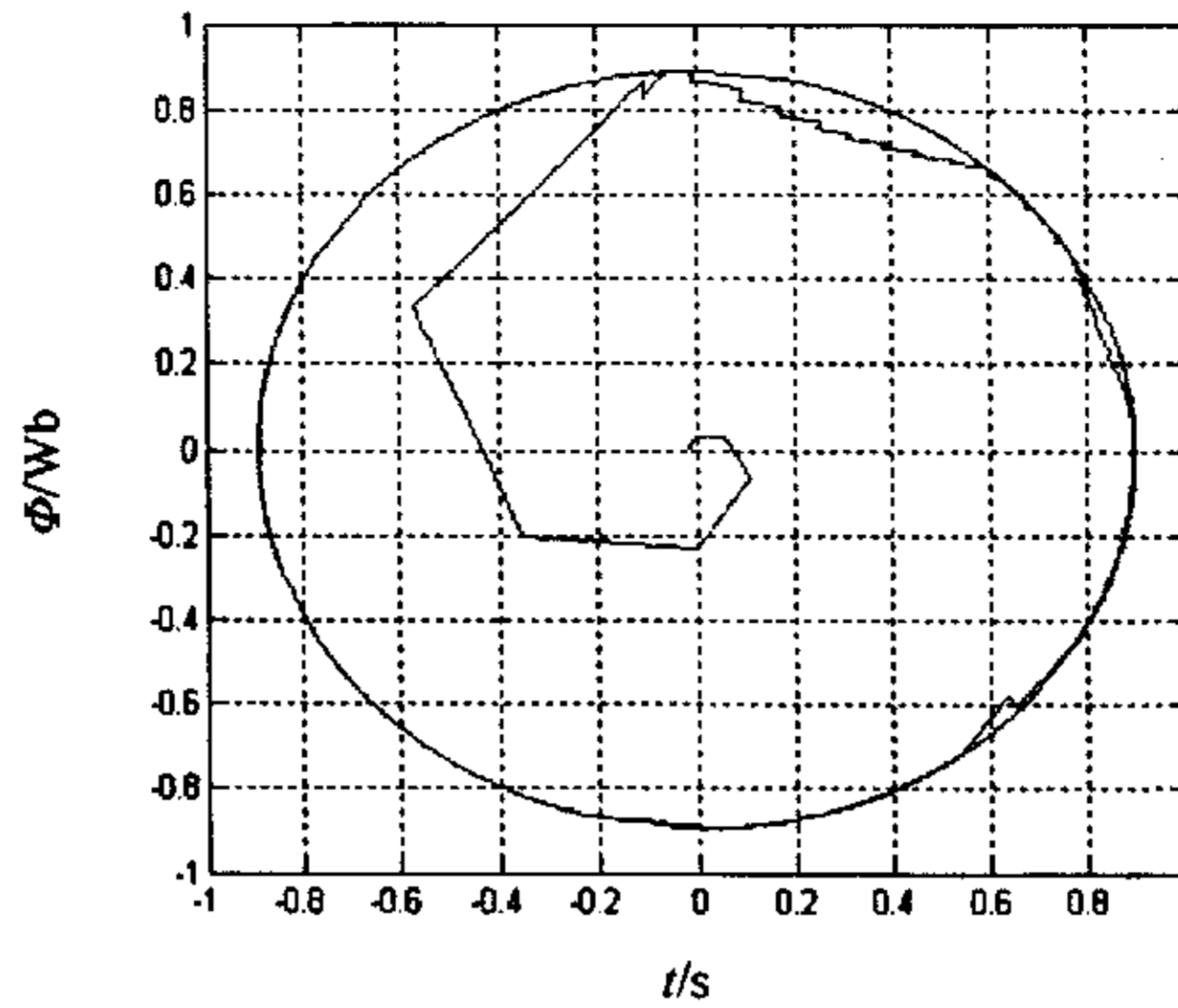


图 5.16  $\Delta\psi=0.01\text{Wb}$  的磁链轨迹

Fig 5.16 Flux locus when  $\Delta\psi=0.01\text{Wb}$

图 5.17  $\Delta\psi = 0.001\text{Wb}$  的磁链轨迹Fig 5.17 Flux locus when  $\Delta\psi = 0.001\text{Wb}$ 

从图 5.15~图 5.17 中可以看出当滞环宽度逐渐减小时,磁链的轨迹越接近圆形,那么直接转矩控制效果越好,电流的波形接近正弦波。

但是在数字化实现的直接转矩控制中,逆变器的开关频率是一定的,滞环比较器的幅值不能有效限制转矩和磁链误差。此误差是由控制系统的滞后引起的,而控制系统的滞后与控制程序计算时间,功率器件的开关频率,A/D 转换时间有关。如果在一个采样周期内直接转矩控制选择了一个适当的定子电压矢量,在当前的采样周期和下一个采样周期之间产生的滞后可能使误差超过滞环宽度。

由感应电动机方程知,假定定子电阻压降很小,定子磁链变化量由下式获得:

$$\Delta\psi_s = V_s \Delta t \quad (5.8)$$

这里  $\Delta t$  是恒定的定子电压空间矢量  $V_s$  作用在定子上的时间。

从式(5.8),  $\Delta\psi_s$  的径向分量  $\Delta\psi_{sq}$  能够由下式(5.9)获得:

$$\Delta\psi_{sq} = V_s \cos \delta \Delta t \quad (5.9)$$

这里:  $\delta$  是定子磁链空间矢量  $\psi_s$  和定子电压矢量  $V_s$  的夹角,  $\delta$  的最小值是 30 度,从磁链矢量和相应的由开关状态表决定的电压矢量的位置来获得。

因此在每个时间间隔  $\psi_{sq}$  的最大值为:

$$|\psi_{sq}| = \sqrt{3}/2 * V_s \Delta t \quad (5.10)$$

如果逆变器的最小开关周期是  $T_{pwm}$ , 这时最小磁链脉动是:

$$\Delta\psi_{s,min} = \sqrt{3}/2 * V_s T_{pwm} \quad (5.11)$$

如果滞环宽度比式(5.11)小,则磁链滞环不能限制磁链脉动,又由于相邻两个开关之间的延迟,磁链脉动严重超越了滞环。另一方面,即使磁链滞环宽度比式

(5.11)大, 磁链脉动由于采样时间的延迟极有可能超越了滞环。

因此, 直接转矩中确定磁链脉动的数学关系能从式(5.12)、式(5.13)得到。

如果  $\Delta\psi \leq |\psi_{s\min}|$

$$\psi_{ripple} = \sqrt{3}/2 * V_s T_{pwm} \quad (5.12)$$

如果  $\Delta\psi \geq |\psi_{s\min}|$

$$\psi_{ripple} = \sqrt{3}/2 * V_s T_s + \Delta\psi \quad (5.13)$$

$$\text{那么 } \Delta\psi = \left| \sqrt{3}/2 * V_s T_{pwm} - \sqrt{3}/2 * V_s T_s \right| \quad (5.14)$$

## 5.9 直接转矩控制系统的转矩性能改进

在直接转矩控制中, 传统矢量控制里复杂的旋转坐标变换和转子磁通定向不再出现, 电流在建立磁场和产生转矩中的媒介作用被掩盖, 电压矢量作为控制系统中的唯一输入, 它的地位得以加强, 对磁通和转矩增加或减小的效果比较明显, 但磁通和转矩并非解耦。正是由于这些特点使直接转矩控制系统控制方案简捷明快, 容易实现控制系统的全数字化, 而这些特点恰恰是传统的矢量控制所缺少的。

直接转矩控制相比于矢量控制, 虽然在某些方面有其优越性, 但是由于其控制方案是一种实时效果反馈控制, 控制效果有一定的延迟, 这就造成直接转矩控制在一些控制性能上不尽人意, 主要表现在转矩脉动和电流的畸变。转矩脉动是使控制系统低速静态性能变差的重要原因。而且转矩脉动并非是直接转矩控制所特有的, 在当前实现控制系统全数字化的趋势中, 无论何种控制方法, 开关器件频率及控制系统 CPU 运算速度的限制都导致电机控制系统出现转矩脉动。由于全数字化的调速方案中, 逆变器通常使用电压型逆变器, 而电压型逆变器有限的电压矢量输出在一个采样周期内固定不变时, 必然引起传动系统的转矩脉动。

在直接转矩控制系统中, 转矩的控制是最重要的。

对  $T_e = p_n(\bar{\psi}_s \otimes \bar{i}_s)$  两边取微分, 再同乘以  $L_\sigma = (L_s L_r - L_m^2)/L_m$ , 得

$$L_\sigma dT_e / dt = p_n L_\sigma (d\bar{\psi}_s / dt \otimes \bar{i}_s + \bar{\psi}_s \otimes d\bar{i}_s / dt) \quad (5.15)$$

由  $\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r$ ,  $\bar{\psi}_r = L_m \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r$  推导出

$$L_r \bar{\psi}_s / L_m = \bar{\psi}_r + L_\sigma \bar{i}_s \quad (5.16)$$

$$\tau_r d\bar{\psi}_r / dt = L_m \bar{i}_s - \bar{\psi}_r + j\tau_r \omega \bar{\psi}_r \quad (5.17)$$

式中,  $\tau_r$  为转子时间常数,  $\tau_r = L_r / R_r$ 。

对式(5.16)两边微分, 再代入式(5.17)可得:

$$L_\sigma d\bar{i}_s / dt = L_r (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) / L_m - L_m \bar{i}_s / \tau_r - (j\omega - 1/\tau_r) \bar{\psi}_r \quad (5.18)$$

将式(5.18)代入式(5.15), 整理得:

$$\begin{aligned} L_\sigma dT_e / dt = & p_n (L_r \bar{\psi}_s / L_m - L_\sigma \bar{i}_s) \otimes \bar{u}_s - p_n \omega \bar{\psi}_s \bar{\psi}_r \\ & - (L_r R_s / L_m + L_m R_r / L_r) (p_n \bar{\psi}_s \otimes \bar{i}_s) - R_r p_n (\bar{\psi}_r \otimes \bar{\psi}_s) / L_r \end{aligned} \quad (5.19)$$

因为  $T_e = p_n(\bar{\psi}_s \otimes \bar{i}_s) = (\bar{\psi}_r \otimes \bar{\psi}_s)p_n / L_\sigma$

所以

$$\begin{aligned} L_\sigma dT_e / dt &= p_n(L_r \bar{\psi}_s / L_m - L_\sigma \bar{i}_s) \otimes \bar{u}_s - p_n \omega \bar{\psi}_s \bar{\psi}_r \\ &\quad - (L_r R_s / L_m + L_m R_r / L_r + L_\sigma R_r / L_r) T_e \\ &= p_n(\bar{\psi}_r \otimes \bar{u}_s) - p_n \omega \bar{\psi}_s \bar{\psi}_r - R_m T_e \end{aligned} \quad (5.20)$$

式中  $R_m = L_r R_s / L_m + L_m R_r / L_r + L_\sigma R_r / L_r = L_r R_s / L_m + L_s R_r / L_m$

式(5.20)中,  $T_e, \bar{\psi}_s, \bar{\psi}_r$  及  $\omega$  在一个采样周期内的变化相对于外加激励电压  $\bar{u}_s$  的变化可忽略不计, 即认为基本恒定不变。也就是说, 影响瞬间转矩变化的主要因素是  $u_s$ 。在直接转矩控制中, 只需在一拍内实现  $\bar{u}_s$  有明确的突变, 就可使转矩迅速变化, 这一点是传统矢量控制无法做到的。因而, 在电机、逆变器允许的条件下, 尽可能地提高直流母线电压  $U_d$  和缩短采样控制周期, 就可以获得高动态的转矩响应。

对式(5.16)  $(L_r / L_m) \bar{\psi}_s = \bar{\psi}_r + L_\sigma \bar{i}_s$  进行分析, 由于通常情况下  $L_\sigma$  很小,

$$L_r \approx L_s \quad (5.21)$$

当限制电流时, 由于漏磁通降落很少, 所以此时定子磁通和转子磁通无论在相位还是幅值上均很接近, 即  $\psi_r \approx \psi_s$ 。

将  $\bar{\psi}_r \approx \bar{\psi}_s$  代入式(5.20)得

$$L_\sigma dT_e / dt \approx p_n(\bar{\psi}_s \otimes \bar{u}_s) - p_n \omega \bar{\psi}_s \bar{\psi}_s - R_m T_e \quad (5.22)$$

在一个采样周期里, 由于施加不同的空间电压矢量, 转矩会急剧地增加或减小。增加转矩时, 转矩变化量由式(5.20)决定; 而减少转矩时, 由于一般施加的是零矢量, 所以式(5.20)右边第一项变为零。一般情况下, 转矩增加减少交替出现, 但由于转矩增加和减小的变化率是不一样的, 因此导致转矩的锯齿形脉动现象。

基本思路如下: 在一个采样周期里, 按常规方法某个电压矢量造成了转矩的急剧增加, 以致于比给定转矩大很多, 下一个采样周期就必须施加零矢量, 以使转矩回到给定转矩。那么可以设想, 让这个电压矢量在一个采样周期里的作用时间缩短, 剩下的时间加零矢量, 以使转矩刚好回到给定转矩值, 这样就可以减小转矩的脉动。根据当前的转矩调节器和磁通调节器的输出, 可以选定电压矢量  $u_s$ 。剩下的问题是如何确定该电压矢量的作用时间。

设此时转矩误差  $\Delta T_e = T_e^* - T_e$ , 施加该矢量的时间为  $t_1$ , 则施加该矢量的时间应为  $t_0 = T_{pwm} - t_1$ 。在较短的时间里, 应有  $dT_e / dt = \Delta T_e / t_1$ 。

在  $0 \sim t_1$  时间内有

$$\Delta T_{e1} = (p(\psi_{sd} u_{sq} - \psi_{sq} u_{sd}) - R_m T - p^2 \omega \psi_s^2) t_1 / L_\sigma \quad (5.23)$$

在  $t_1 \sim T_{pwm}$  时间内有

$$\Delta T_{e2} = (-R_m T - p^2 \omega \psi_s^2) (T_{pwm} - t_1) / L_\sigma \quad (5.24)$$



令  $\Delta T_{e1} + \Delta T_{e2} = \Delta T_e = T_e^* - T_e$ , 即

$$t_1 = (L_\sigma \Delta T_e + (R_m T_e + p^2 \omega \psi_s^2) T_{pwm}) / p(\psi_{sd} u_{sq} - \psi_{sq} u_{sd}) \quad (5.25)$$

$T_e$  为当前采样周期里估算出来的转矩值。

(1)  $t_1 > T_{pwm}$ : 此时由于转矩与转矩给定值相差较大, 甚至工作矢量作用整个采样周期也不能达到转矩给定。所以此时只能取  $t_1 = T_{pwm}$ , 零矢量就没有必要再施加。

(2)  $t_1 < T_{pwm}$ : 这种情况说明转矩可以在一个采样周期内达到给定的转矩。这时, 必须施加零矢量, 且  $t_0 = T_{pwm} - t_1$ 。

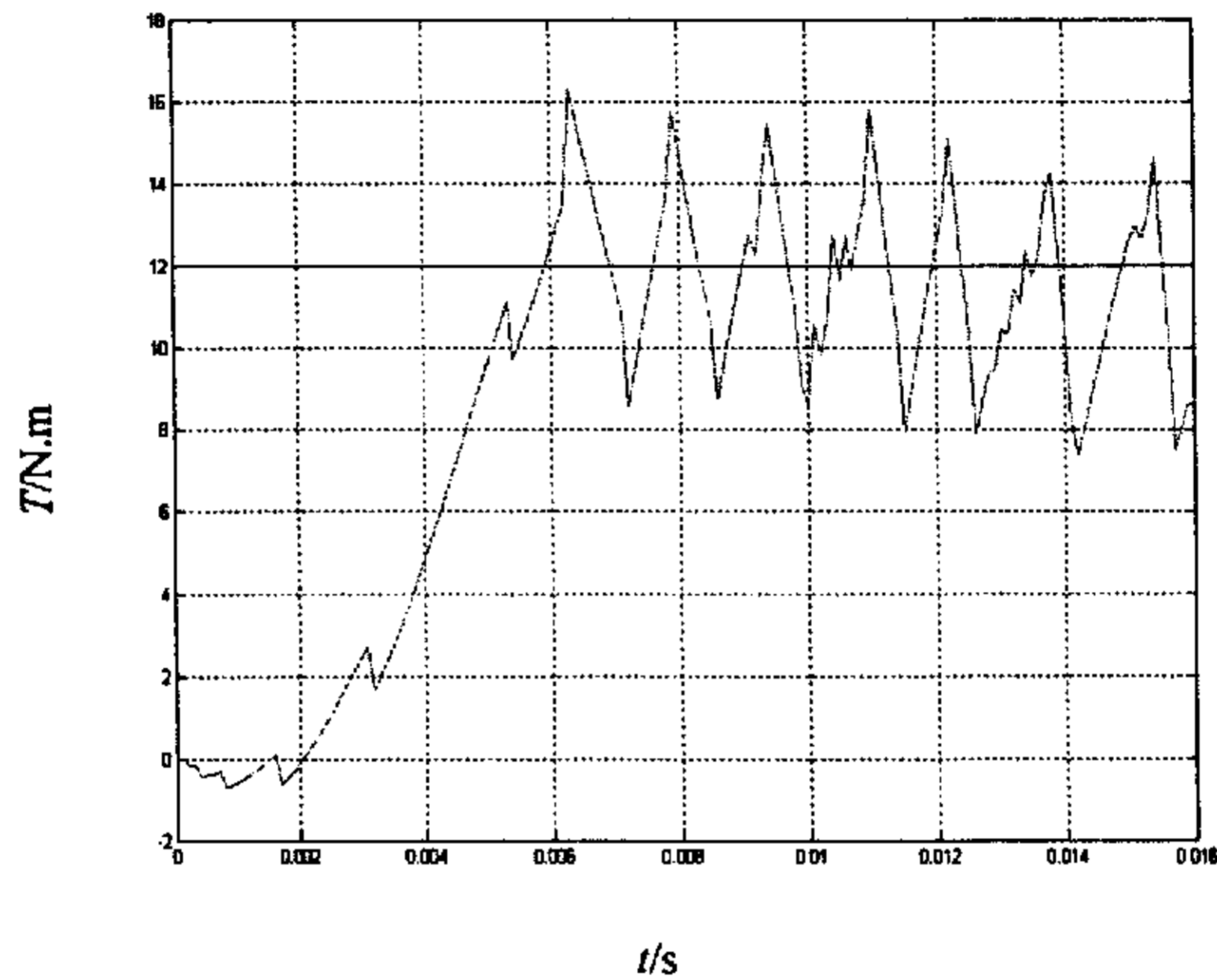


图 5.18 传统直接转矩控制技术的转矩波形图

Fig 5.18 Simulation result of traditional direct torque control

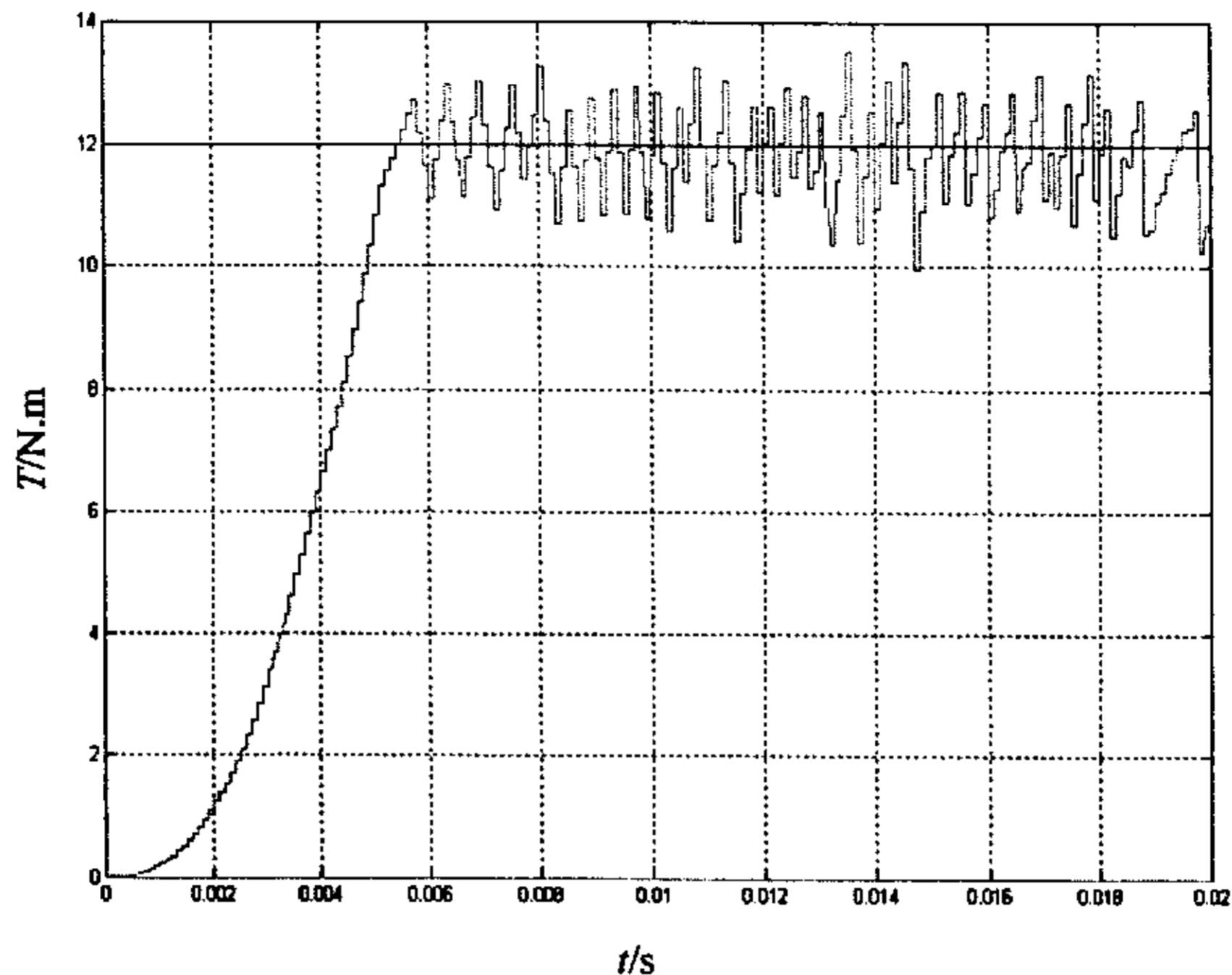


图 5.19 改进的直接转矩控制技术的转矩波形图

Fig 5.19 Simulation result of modified direct torque scheme

从图 5.18 和图 5.19 可以看出, 转矩给定都为 12N.m 时, 传统的直接转矩转矩波动 8N.m, 改进直接转矩转矩波动为 3N.m。可看出转矩波动大大减小, 可以大大改善直接转矩的转矩脉动大的缺陷。

## 5.10 本章小结

首先介绍了仿真软件 MATLAB, 对直接转矩控制系统进行仿真, 采用电机空载启动、速度发生阶跃变化、加载运行时所得多组仿真数据。然后对同一电机分别进行直接转矩控制和矢量控制仿真, 比较二者的动态特性。其次对实验室电机进行直接转矩控制得到多组实验数据。针对直接转矩控制系统没有电流环的特点, 改进限流措施。针对实验时电机出现振荡情况, 分析原因, 提出解决方法。分析滞环宽度对磁链的影响, 磁链幅值与相位对系统的影响以及控制周期对系统的影响。最后改进了一种减小转矩脉动的方法。

## 6 结 论

电气动力系统是电动汽车的最关键部分，也是决定电动汽车控制性能和能量利用效率的主要因素。高性能电气动力系统需要有先进的系统控制策略。本文首先讨论了近几十年来被较多采用的交流电机驱动技术，并对其控制性能、实现难易程度及成本、价格等作了比较，最后确定异步电机直接转矩控制方案是当前比较适于电动汽车电气动力系统的高性能控制方法。

本文所做的主要工作和创新之处主要表现在以下几个方面：

1. 通过 MATLAB 构建了圆形磁链的直接转矩控制仿真系统，对直接转矩控制的基本原理进行了深入的分析研究。电动汽车电气动力系统模型仿真运行结果表明，定子电流接近正弦，说明了仿真系统模型的正确性。

2. 设计了应用 DSP 和 IPM 模块的直接转矩实验平台，实现了感应电动机的直接转矩控制，为高性能、全数字化的电动汽车直接转矩控制系统的设计和产品化提供了参考价值。

3. 直接转矩控制的特点是转矩响应快，因而它的负面效果是稳态转矩波动大，特别在低速时使速度控制的精度不能满足要求。本文改进一种转矩预测方法，仿真证明可以较明显地改善转矩波动。

4. 由于直接转矩结构上没有电流环，导致启动时电流太大，对整个系统存在不安全性。本文改进一种启动方式，大大减小启动电流的冲击，保障系统的安全。

由于时间以及条件的限制，目前尚有很多工作尚未来得及进一步展开，在以下几个方面尚有待于更进一步深入研究：

1. 逆变器的死区问题。由于直接转矩控制中电压获取方式是通过逆变器模型计算出来。实际电压和计算电压有差别，导致磁链观测器有误差。

2. 如何使转矩脉动减小同时保持开关频率恒定。

3. 电动汽车直接转矩控制系统的效率问题。

## 致 谢

本文的研究工作是在我的导师王明渝教授的精心指导和悉心关怀完成的，在我的学业和论文的研究工作中无不倾注着导师辛勤的汗水和心血。导师的严谨治学态度，渊博的知识，无私的奉献精神使我深受启迪。从尊敬的导师身上，我不仅学到扎实，宽广的专业知识，也学到了做人的道理。在此我要向我的导师致以最衷心的感谢和深深的敬意。

在多年的学习生活中，得到刘和平教授的热情关怀和帮助。

在日常的学习中，洗成瑜和杨立勇等同学给予我很大帮助。

在此，向所有关心和帮助过我的老师和同学表示由衷的谢意！

衷心地感谢在百忙之中评阅论文和参加答辩的各位专家和教授！

张 伟

二〇〇四年四月于重庆

## 参 考 文 献

- [1] Isao. Takahashi etc. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of An Induction Motor. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1986.2(22):820-827
- [2] 陶红明, 龚善文等. 基于 DSP 的全数字化异步电机直接转矩控制系统. *电气传动*, 1997.4:3-6
- [3] 高峡, 邓忠华, 程善美. 新型直接转矩控制系统研究. *电气传动*, 1996.4:22-28
- [4] T. G. Habetler, F. Profumno, M. Pastorelli etc. Direct Torque control of Induction motor drives using space vector modulation. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1992.28(5):1045-1052
- [5] D. Casadei, G. Grandi etc. Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines. *Industrial Electronics, Control and Instrumentation* 1994.1:299-304
- [6] Domenico, Casadei, Giovanni Serra etc. Improvement of Direct Torque Control Performance by Using a Discrete SVM Technique. *Power Electronics Specialists Conference*, 1998.2:997-1003
- [7] Toshihiko Noguchi, Masaki Yamamoto, Iso. Takahashi. Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by means of dithering. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1999.35(6): 1358-1365
- [8] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul. New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1999.35(5): 1076-1082
- [9] Crio Attainese, Vito Nardi, Aldo Perfetto, etc. Vectorial Torque Control: A Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1999.35(6): 1399-1405
- [10] Cristian Lascu, Ion Boldea, Frede Blaabjerg. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. *IEEE Trans. Ind. Application*, 2000.36(1):122-130
- [11] Isao Takahashi, Y. Ohmori. High-performance Direct Torque Control of an Induction Motor. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1989.25(2):1034-1038.
- [12] Mario Marchesoni, Paolo Segarichi, etc. A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Application*, 1997.44(4):528-535
- [13] 谢运祥, 薛峰. 直接转矩控制系统的转速估算模型及其参数补偿方法. *电工技术学报*, 1998.13 (5): 26-30
- [14] 姬志艳, 李永东, 司保军等. 无速度传感器异步电机直接转矩控制系统的研究. *电工技术学报*, 1997.12(4):15-19

- [15] 王丽敏. 磁场定向的异步电动机最佳效率控制. 电气传动, 1999.5: 6-8
- [16] H. Tajima, Y. hori. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor. Industry Applications Society Annual Meeting, 1991.1:385-391
- [17] Jun Hu, Bin Wu. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. IEEE Trans. Power Electric, 1998. 13 (5):969-977
- [18] Hisao, Kubota, etc. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor. IEEE Trans. Ind. Application, 1993, 29(2):344-348
- [19] D. Telford, M. W. Dunnigan, B. W. Williams. A Comparision of Vector Control and Direct Torque Control of an Induction Machines. Power Electronics Specialists Conference, 2000.1.: 421-426
- [20] Depenbrok. M. Direct Self-Control(DSC) of inverter-fed Induction Machine. IEEE Trans. Power Electron, 1988,3(4):420-429
- [21] Sayeed. Nurul. Digital Computer Simulation of three-phase Induction Machines Dynamic-A Generalized Approach. IEEE Trans. Ind. Application, 1988, 24(1), 106-114
- [22] Hao Yun Zhong, Henry P. Messinger. A new microcomputer-based direct torque control system for three-phase induction motor. IEEE Trans. Ind. Application, 1991, 27(2), 294-298
- [23] Power System Blockset User's Guide, the Mathwork Inc, 1998
- [24] 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. 机车电传动, 1998.2:7-11
- [25] 郭前岗, 张宇飞等. 异步电动机直接转矩控制系统的仿真研究. 中小型电机, 2000.27(5):5-8
- [26] 孙笑辉, 韩曾晋. 异步电动机直接转矩控制启动方法的研究. 电气传动, 2000.2:13-17
- [27] 李夙. 异步电动机直接转矩控制. 机械工业出版社, 1994
- [28] A. B. Plunkett. Direct.Flux and Torque Regulation In a PWM Induction Motor Drive. Power Electronics and Drive Systems, 1997.2(2):642-848
- [29] TMS320F240x. DSP Controller. TI Guide Book,1998
- [30] Tsugutoshi, Ohtani. Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder. IEEE Trans. Ind. Application, 1992.28(1):157-164
- [31] Frede, Blaabjerg. A New Optimized Space-Vector Modulation Strategy for a Component-Minimized Voltage Source Inverter. IEEE Trans. Power Electronics 1997. 12(4): 704-714
- [32] Ciro Attaianesi, Vito Nardi. Vectorial Torque Control: A Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives. IEEE Trans. Ind. Application, 1999.36(6): 1399-1405
- [33] 贾建强, 韩如成, 左龙. 直接转矩控制系统的低速性能分析. 电机与控制学报, 2001.5(1):24-26

- [34] 谢运祥, 蒋思梅, 徐文宪. 异步电机变频调速的高动态响应控制-直接转矩控制法. 华南理工大学学报(自然科学版), 1995.23(5):131-141
- [35] 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. 电力机车技术, 2002.25(2):22-25
- [36] 孙宗海, 秦娟英. 一种新型无速度传感器的直接转矩控制方案. 武汉汽车工业大学学报, 1999.21(5):41-45
- [37] 陈佚, 潘孟春, 吴峻. 一种新型的控制方法-矢量转矩控制. 中小型电机, 2002.29(4):34-37
- [38] 李磊, 胡育文. 一种新型的磁链与速度观测器在异步电机直接转矩控制系统中的应用. 电气传动, 2001.31(3):26-28
- [39] 孙笑辉, 韩曾晋. 减小感应电动机直接转矩控制系统转矩脉动的方法. 电气传动, 2001.31(1):8-10.
- [40] 陈兵, 万淑荃, 王离九. 基于转矩预测的改进的直接转矩控制技术. 船电技术, 1995.3:18-21.
- [41] 严青, 邓忠华, 张晓光. 直接转矩控制系统低速性能分析-转矩观测器问题. 电工技术学报, 1996.11(3):21-26
- [42] 黎亚元, 唐浦华, 宋昌林. 直接转矩控制中一种磁链估计新方法. 中国电机工程学报, 2000.20(5):22-24
- [43] 吴峻, 潘孟春, 李圣谔. 直接转矩控制系统低速性能的分析与控制. 电气传动, 2001.31(5):13-15
- [44] 孙笑辉, 韩曾晋. 感应电动机直接转矩控制系统的模型参考自适应辨识. 控制理论与应用, 2001.18(6):907-910.
- [45] 施保华, 欧志军. 神经网络模糊 PID 控制器在直接转矩控制中的应用. 武汉理工大学学报, 2001.23(2):26-29
- [46] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul. New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency. IEEE Trans. Ind. Application, 1999.35(5): 1076-1082
- [47] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践. 机械工业出版社, 1997
- [48] 李永东. 交流电机数字控制系统. 机械工业出版社, 2002
- [49] TMS320LF2407 Controllers Reference Guide. Texas Instrument, 1997
- [50] D. Casadei, G. Grandi. Investigation of Torque and Flux Ripple in DTC Schemes For Induction Motors. Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997.2:552-556
- [51] Jame. N. Nash. Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder. IEEE Trans on Ind. Application, 1997.33(2):333-341

# 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得重庆大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：张伟

签字日期：2004年5月26日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解重庆大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权重庆大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

保密（），在    年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密（）。

（请只在上述一个括号内打“√”）

学位论文作者签名：张伟

导师签名：王... ..

签字日期：2004年5月26日

签字日期：2004年5月26日