

## Abstract

Multiphase inverter is a novel topology which has the characteristics of high system reliability and lower DC-link voltage. Large power multiphase inverter can be achieved by using lower voltage rate power electronic device. Although this topology has received a successful application in marine drive system recently, there are a lot of problems about its control method in the theories and practices that deserved to be researched.

The control of electric-magnetic torque is the nucleus of high performance electrical drives. In order to achieve high performance multiphase induction machine adjustable drive system (M-ADS), the arbitrary number phases induction motor, the control object of the M-ADS, is analyzed in detail firstly. And then the control methods of M-ADS, including open loop control (multiphase SPWM), close loop (including torque, stator flux and speed) control strategies, are developed. Specially, the torque control performance of the above mentioned control methods are discussed. The theory analyse and realization method are dealt as following:

The time-space harmonic (TSH) distribution of the induction motor with any number of phases is researched and the ripple torque caused by the TSH is analyzed quantitatively for the first time.

The effect of output voltage's time harmonic on the motor, fed by multiphase inverter is worked over, and a matrix transform between the nature base and harmonic base is proposed. Using this matrix transform, the model of m-phase induction motor in the nature base can be transformed to several mutual vertical planes, the harmonic base space. And then the machine model of the multiphase on the harmonic base is developed. It is proved that in the static two-phase coordinate, machine model of induction motor with any number of phases is accordant, which is the theory foundation for applying the almost mature three phase high performance control strategy to M-ASD.

A novel multiphase PWM algorithm is proposed by analyzing the 3-phase PWM thoroughly, in which, multiphase SPWM and multiphase SVPWM are unified, and the real time change of the modulation scheme can be implemented seamlessly. Because of lots of space voltage vectors are used impliedly to compose this algorithm, the THD (Total Harmonic Distortion) of motor phase current, the ripple of stator flux and torque are lower, and then the drive system torque response can be more quick.

The equivalent circuit of the multiphase induction machine is proposed based on its static two phase machine model for the first time. Based on this, the characteristics of multiphase FOC and DTC are compared and analyzed to study static mechanical characteristic and the dynamic torque transient of FOC and DTC, and the relationship between this two control strategies is demonstrated. Some useful conclusions are drawn. Enlightened by it, a novel multiphase DTC method is presented which combine the merits of both DTC and FOC. The error of stator flux and the torque ripple is small when the M-ASD controlled by this scheme, which is verified by the computer simulation.

A 15-phase induction machine adjustable speed inverter prototype is developed. And the control method is verified by lab test. In this section, the hardware of the system is

described in general firstly, and then several hardware circuits designed to improve the system's transient characteristics are discussed in detail. To combine the professional knowledge and experience of ASD with software design methodology, a software design method that is fit for ASD system is proposed. Guided by that, the prototype's control software is composed. The feasibility and validity of the prototype and the multiphase PWM algorithm are verified by experimental results.

**Key words:** multiphase induction machine, adjustable speed drive, system reliability, time-space harmonic, machine model, ripple torque, PWM algorithm, software design

## 第一章 绪论

### §1.1 课题来源

本课题得到甘肃电器集团公司天水电气传动研究所和北京凯奇新技术开发总公司的联合资助。

### §1.2 引言

感应电机自上世纪八十年代出现以来,由于它消耗材料少、制造成本低、结构简单牢固、运行方便可靠和易于向高压、高速、大容量发展而得到广泛的应用。统计资料表明,感应电机在全部运行电机总数中约占 80%<sup>[1]</sup>。百十年来,人们一直致力于感应电机传动系统的研究,以满足社会化大生产的要求。

自 1958 年晶闸管(SCR)在 GE 公司诞生以来,电气传动技术就进入了电力电子发展时代。感应电机变频调速技术作为重要的节能和环保技术,在各种工业生产、交通运输和家用电器中得到广泛应用。

目前电工理论和实践多集中在单相和三相系统,电工学科传统的研究内容是直流电以及工频、三相、正弦波交流电,主要是电流、电压的变化规律,对频率、相位、相数、波形等参数的研究常常是不充分的。现代电力电子技术的崛起,将对电能的上述几大参数进行综合调控<sup>[1]</sup>。特别是,超过三相的多相电机、多相变换系统的实现成为可能,相应的工作原理、设计理论及其带来的效益将引起广泛的兴趣和注意。

本章首先回顾了多相感应电机变频调速系统的发展沿革,综述多相感应电机调速系统的发展现状,然后在此基础上指出多相感应电机变频调速系统研究中现存的不足之处;最后确定本文的研究方向和研究重点。

### §1.3 多相感应电机变频调速系统的提出

由于现代电力系统是三相的,所以同步电机和感应电机通常也是三相的。在基于功率半导体开关器件的电力变换器出现之后,这一限制不再存在;原理上看,任意多相的电力变换器和任意多相的电机构成的多相变频调速系统都是可以实现的。所谓多相电机,简单地说,就是指在同一个电机定子圆周上具有多于三相的绕组;转子可以是绕线型,也可以是鼠笼型。不加特殊说明的话,本文研究的多相电机都是指鼠笼型多相感应电机。

近十年来,变频调速以其优异的调速和起、制动性能,以其高效率和显著的节电效果被公认为最理想、最有前途的调速方式。

功率变换的分类如图 1.1 所示。据资料[1]，中压、大容量的电动机用电量占有所有电动机用电量的 70%，由于缺乏有效的调速方法，造成了巨大的电能浪费。与交交变频调速系统相比<sup>[2]</sup>，电压源型变频器(VSI)尽管功率因数高，适于驱动普通廉价、牢靠的异步电机，但因受功率器件耐压等级的限制，功率等级一直限于大功率的低端。因而中压、大容量的三相电动机 VSI 变频调速系统近年来受到人们特别的关注。先后提出的中压变频器的电路拓扑主要有三种<sup>[3]</sup>：电容悬浮式(capacitor-clamped VSI)、二极管钳位式(diode-clamped VSI)和带分离直流电源串桥式(cascaded VSI)，如图 1.2(1),(2),(3)所示。它们的共同特点之一是，采用器件成组技术(device grouping technology)，即将耐压值有限的功率器件串、并连，以满足高电压、大容量的要求。电容悬浮式多电平结构由于引入了大量的悬浮电容，而且存在着电容电压均衡的问题，工业应用困难，近年来有关它的论述已经鲜见。二极管钳位式多电平结构是出现较早，应用场合较多的一种拓扑结构。与电容悬浮式多电平结构类似，这种结构的不同级的直流侧电容电压在传递有功功率时可能出现不平衡现象，必须采用专门设计的算法，控制电容中点的平衡；当电压等级数目增多时，这种控制很难实现，因而在大功率场合，以三电平、五电平应用居多。带分离电源串桥式多电平结构在直流侧采用电压相同但相互隔离的直流电源，不存在电压均衡问题，无需二极管和电容钳位，易于进行调速控制；但须注意的是，由于每个 H 桥都采用单相控制，直流电容在任意时刻都有交流电流流过，因此需要用较大容量的直流电容；它的缺点是变频器体积庞大，成本很高，而且无法实现四象限运行。<sup>[4-13]</sup>

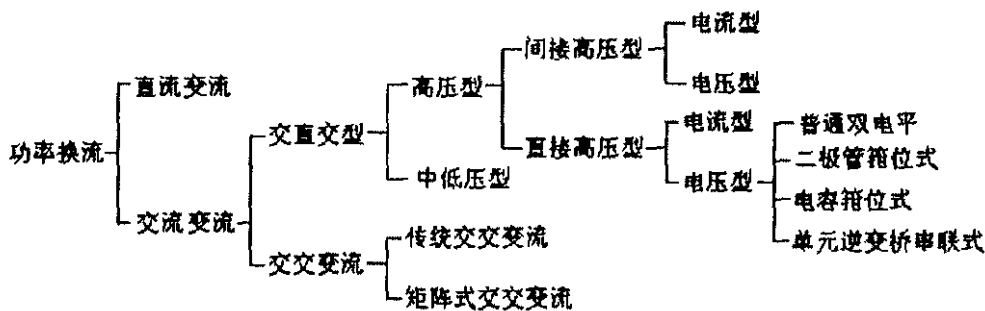


图 1.1 功率变换分类图

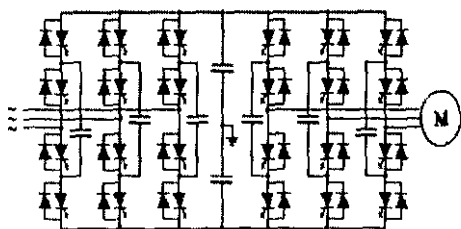


图 1.2(1) 电容钳位式三电平逆变器拓扑

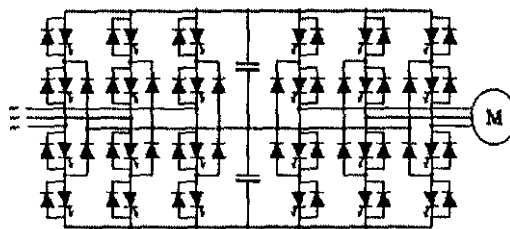


图 1.2(2) 二极管钳位式三电平逆变器拓扑

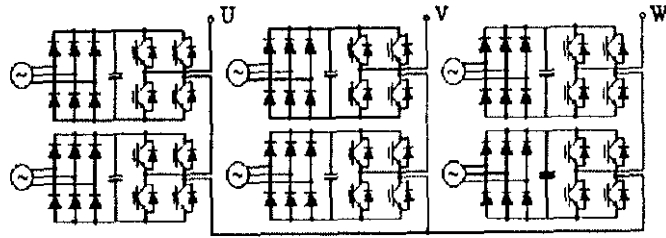


图 1.2 (3) 单元逆变桥串联型五电平逆变器拓扑  
图 1.2 几种主要的多电平逆变器拓扑

与上述多电平结构相对应的拓扑形式是多相结构<sup>[14-26]</sup>。如图 1.3 所示。在这种结构中，每一个电机绕组由单独的一个变频器桥臂驱动。采用多相结构后，与同功率等级的三相系统相比较而言，如果相电流维持在同一个数量级，则多相变频器相电压可以大大降低，相电压降低的倍数由相数决定，有下式：

$$P = 3U_{3p} I_{3p} = mU_{mp} I_{mp} \dots\dots\dots (1.1)$$

$$\text{若: } I_{3p} = I_{mp}, \text{ 则, } U_{mp} = \frac{3}{m} U_{3p} \dots\dots\dots (1.2)$$

其中， $U_{3p}$ ， $I_{3p}$  分别是三相系统的相电压和相电流。 $U_{mp}$ ， $I_{mp}$  分别是  $m$  相电机的相电压和相电流。因此多相结构可以实现低电压大功率变频调速。

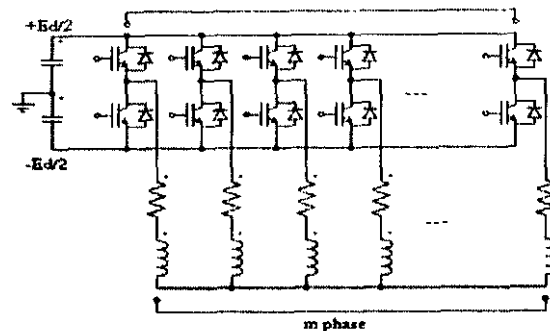


图 1.3 多相变频调速系统拓扑结构

三相交流变频调速系统经过十多年的发展，各种高性能的调速方法已近成熟，但在逆变器或电机出现缺相故障时，必须停车。多相变频调速系统可以使用三相成熟的技术，在得到大功率输出的同时，从系统级(system level)上提高多相变频调速系统的可靠性，特别是，在多相变频器一相或者几相退出运行或多相电机缺相时，系统无需停机，仍然可以继续稳定运行。这一点是所有三相变频调速系统难以企及的。

为满足大功率，高可靠性传动系统变频调速的要求，多相电压源型变频调速系统(Multiphase-VSI Adjustable Speed Drive)作为解决方案之一应运而生。

## §1.4 多相感应电机变频调速系统综述

### 1.4.1 多相感应电机的特点

感应电机本质上是多相的。众所周知,平衡的多相电压作用于相应相数的、空间上均匀分布的多相绕组,在电机气隙中产生旋转磁场。当交流电机的定、转子中有电流流过时,在定、转子中分别产生定子磁动势和转子磁动势,二者共同建立气隙磁通。每个单相绕组的磁动势是脉振磁动势,该磁动势沿气隙圆周按梯形波分布,可分解为一系列谐波,每个谐波都是空间位置不变,波幅按同一频率交变的脉振波。各相绕组的脉振磁动势在空间上彼此互差 $2\pi/m$ ( $m$ 是电机的相数)电角度,它们的合成磁动势的基波当各相绕组中电流对称时是圆形旋转磁动势;而脉振磁势的谐波分量合成后得到高次的磁动势。气隙磁链因而存在基波磁链和谐波磁链。气隙磁链与转子切割后产生转子电流。转子电流与气隙磁链相互作用产生转矩。它们的基波分量相互作用产生基波转矩,谐波分量与基波分量、谐波分量相互作用产生谐波转矩。当采用变频器供电时,谐波电流也将产生谐波转矩。谐波转矩的存在引起转矩脉动。脉动转矩是电机产生噪声和低速运行不稳定的主要原因。就瞬时值大小和对电机不良影响而言,首推基波磁动势和高次谐波磁动势相互作用产生的脉动转矩。谐波磁动势的谐波次数越低,幅值越大,相应的谐波转矩脉动也越显著。谐波磁势的最低次谐波次数是电机定子绕组相数的函数,电机定子绕组相数增加,谐波磁动势最低次次数增加,幅值下降。与三相电机相比较而言,多相电机的优点<sup>[18,35,36]</sup>:

之一:转矩脉动最低次数升高(即脉动频率增加),幅值下降;稳态转矩脉动较小,从而降低系统的机械共振,降低电机的运行噪声。

之二:空间谐波最低次数增大,幅值减小,在转子上感应出的转子电流的谐波分量相应地最小频率增大、幅值降低,使转子损耗降低。

之三:对于同体积的电机,多相电机每安培的转矩输出提高。

之四:当电机一相或几相出现故障(缺相或相间不平衡)时<sup>[37]</sup>,多相电机气隙磁链畸变率小,电机可以在降载(限制额定电流)情况下继续运行。缺相时,多相电机不会象三相电机那样进入单相运行;这样就可以通过采用相应的算法使气隙磁链恢复为圆形,使电机重新稳定运行。多相传动系统的可靠性提高<sup>[38]</sup>。

另外,多相电机的制造工艺与三相电机比较,没有特别的地方,制造成本相当。

任何事物都是优缺点并存的,多相电机也不例外。多相电机的缺点:

之一:电源进线数量多,给工业现场的使用带来一定的困难。但由于多相电机系统相电压较低,电缆线绝缘要求低,因而线径小,便于处理。

之二:多相电机定子漏感较小,非正弦供电时(如变频器供电),定子谐波电流较大。但由于多相电机相数多,采用变频器供电时,可供选择的矢量数目多;利用这一特点,采用合适的算法,定子谐波电流可以得到抑制。

## 1.4.2 多相感应电机变频调速系统的特点

图 1.3 所示的多相变频调速系统的拓扑结构是三相变频调速系统拓扑结构的拓展,由  $m$  个半桥直接并联而成。多相变频器的输出功率与其相数成正比<sup>[32-34]</sup>。借此结构可以实现低压大功率。当然考虑到相数过多,电机设计困难,文献报道中以 5 相<sup>[29]</sup>、6 相<sup>[27,29]</sup>和 15 相<sup>[28]</sup>变频调速器研究为主。为进一步提高变频器输出功率,可以用多电平拓扑结构中的一个桥臂取代两电平半桥,构成多相多电平的拓扑。从理论上说,多相多电平结构是电压源型变频器的一般化拓扑形式。顺便指出,若无特别说明,本文研究的变频器均是指电压源型变频器。

多相变频调速器直流母排电流谐波电流较小。这是由于变频器相数增多,一个载波周期内,载波与调制波交点增多,母排电流较为平滑,谐波下降。直流电容容量可以选小一点。

变频器相数增多后,从空间电压矢量调制的角度看,能够输出的电压矢量数目呈几何级数增加。如 5 相变频器有 32 个空间电压矢量,6 相变频器有 64 个空间电压矢量,15 相变频器则有 32768 个空间电压矢量。空间电压矢量数目的增加,便于将电机磁链控制得更加接近圆形,减小转矩脉动;这有利于获得传动系统的快速响应和平稳的静态特性。

多相变频器系统可靠性高。众多的空间电压矢量给系统缺相运行时,选择合适的电压矢量以使系统恢复稳定运行,提供了充分的自由度<sup>[38-53]</sup>。

多相电机和多相变频器的诸多有别于三相系统的特点,决定了多相感应电机变频调速系统的控制必须寻求相应的算法,扬其所长,避其所短,以获得良好的动、静态性能。从本世纪七十年代起,各国学者先后提出了若干多相变频调速的控制方法。

## 1.4.3 多相感应电机变频调速系统控制方法综述

变频调速的任务是控制转速。转速通过转矩来控制。从转矩到转速是一个积分,积分时间常数  $T_m$  由电机和机械负载惯性决定,不受控制量控制。如果转矩控制性能好,就不难设计一个具有良好品质的速度调节器<sup>[72]</sup>。要得到好的转矩控制性能,首先要控制好电机磁链(转子磁链、定子磁链或气隙磁链,依转矩控制算法不同而异),日本学者 YAMAMURA 提出的磁场加速方法(Field Acceleration Method,FAM)认为<sup>[70]</sup>,只要保持电机气隙磁链为恒幅值矢量,那么电机的其它变量(如电流、电压、转矩等)均是滑差频率的单值函数;只要改变滑差频率,其它变量就能相应地被改变,于是对转矩的调节可以通过保持气隙磁链为恒值矢量时调节滑差频率来实现。转矩控制性能的实现又是通过各种脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)方法来实现的。变频调速系统一般由控制系统(弱电部分)和主回路构成,弱电部分又由速度控制、磁链控制、转矩控制和 PWM 算法等部分构成。如图 1.4 所示。

仔细研究后可以发现,就速度控制、磁链控制和转矩控制策略而言,多相系统和三相系统没有太大差别;而 PWM 算法则不同,需要作较大的修改,尽管它们在本质

上是一致的。本文的第三章将在对比分析现有的主要 PWM 算法的基础上提出一种通用的多相 PWM 算法。

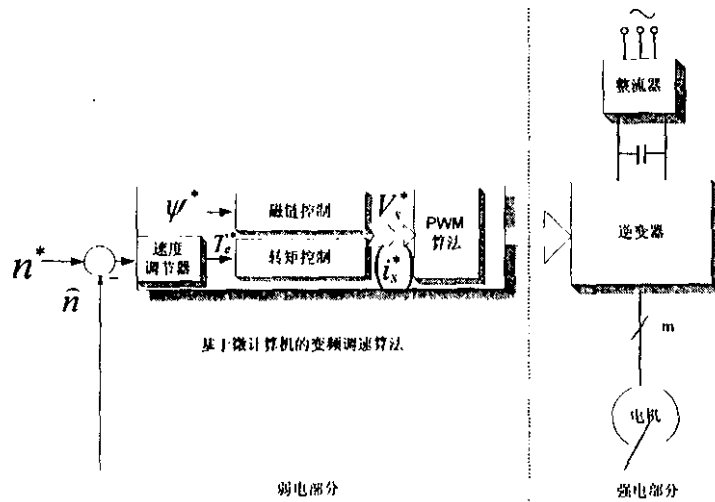


图 1.4 变频调速系统算法组成

目前，交流传动装置实用的控制方法有以下四种<sup>[54-74]</sup>：

1. V/F=常数控制<sup>[58]</sup>
2. 滑差频率控制<sup>[65]</sup>
3. 磁场定向的矢量控制<sup>[55,62,64]</sup>
4. 直接转矩控制<sup>[63,68,69,71,72,74]</sup>。

V/F=常数控制作为感应电机最简单的一种控制方法特别适用于通用变频器，然而在这种开环控制下，速度控制特性差，电机转矩利用率低，控制参数，如加、减速时间还需根据负载的不同来作相应的调整，特别是低速时由于定子电阻和逆变器器件开关延时的存在，系统可能发生不稳定现象，对中、大容量的系统，这种不稳定的可能性会更大。工业应用上，常常采用电压反馈等措施以克服该问题。FUJI 电机则采用磁通反馈控制有效地提高了系统控制性能，还有一些产品采用了诸如转矩限制功能、补偿滑差速度下滑功能等改善性能，提高控制精度。

滑差频率控制仅仅引入了速度闭环，也未能实现对瞬时转矩的闭环控制，系统性能较 V/F=常数控制没有实质性提高，多用于车辆感应电机驱动装置<sup>[75]</sup>。

磁场定向控制(即矢量控制)真正实现了转矩的瞬时控制。它运用现代电机坐标变换理论，把交流电机等效为直流电机进行控制。这项技术使得交流传动系统在性能上达到了直流传动系统的动、静态性能水平。目前矢量控制技术已广泛用于造纸、纺织、轧钢、机床、伺服和机器人等领域。

直接转矩控制(DTC)着眼于转矩控制以得到快速转矩响应。它在最直接的定子坐标系下进行磁链、转矩控制。转子参数变化对系统表现为状态干扰而非参数干扰，能够通过闭环控制克服其影响。DTC 系统对二次参数而言具有本质鲁棒性。DTC 算法



中,由逆变器直接控制转矩,省去了为解耦而进行的复杂的旋转变换,信号处理过程简单,物理意义明晰<sup>[74]</sup>。

## 1. 磁场定向控制(FOC)研究现状<sup>[54-62,65]</sup>

FOC 自从七十年代由西门子公司 F.Blaschke 提出来后,一直是各国学者研究的热点。从磁场定向的角度看,FOC 主要有转子磁通定向、定子磁通定向和气隙磁通定向三种形式。

转子磁场定向控制将参考坐标系放在同步旋转的转子磁通上,并且 d 轴与转子磁链轴线重合。其优点是转子方程大大简化,通过控制 d、q 轴的电流  $i_d$ 、 $i_q$ ,可分别控制转子磁链( $\psi_d$ )和转矩( $T_{em}$ ),实现了转矩和磁通直接完全的解耦。(矢量控制是否真正解耦,仍是学术界争论的热点之一,从电机非线性解耦的角度说,在存在逆变器滞后作用、仅转矩电流闭环的矢量控制中仅能实现近似解耦,只有在忽略逆变器滞后时间的转矩闭环(注意,不是转矩电流闭环)的矢量控制系统中,才实现了非线性解耦。)它的缺点是转子磁通的观测精度受转子回路时间常数的影响。随电机温升和转差频率的变化,转子时间常数可以有很大的变化(可达 50%)。这使磁通观测器的准确性受到很大的影响,在一定程度上影响了系统的性能。为提高控制精度常采用自适应控制方法、滑模变结构方法等实时辨识转子参数。

定子磁场定向尽管并未实现转矩和磁通的完全解耦,但定子磁场的观测利用定子电压方程完成,易于实现且不受转子参数的影响,而只受定子参数的影响。特别是,在需要大范围弱磁运行的情况下,定子磁场定向控制具有优越性。其缺点是,在低速时,由于定子电阻压降占端电压的大部分,致使反电动势的测量误差较大,导致定子磁通观测不准,影响系统性能。这一问题在 DTC 系统中也存在。近年来,定子电阻的在线观测和定子电压的实时补偿算法成为国内外关注的热点课题<sup>[59,60]</sup>。

气隙磁场定向控制算法比较复杂。当 PWM 算法输入变量选用电流时,用转子磁链定向控制比较适宜,此时的控制关系式是转子电压方程;当 PWM 算法输入变量选用电压时,用定子磁链定向控制比较直接和易于实现,控制关系式是定子电压方程。

在 FOC 几种形式中,转矩的控制原理基本相同:都是通过转矩电流的闭环来实现的。转矩控制性能的好坏与磁通控制性能直接相关,只有在磁通控制为恒定值时,才能实现磁通与转矩的解耦控制。因而磁通的观测环节的正确性就成了 FOC 良好性能的前提条件。异步电机有三种磁链模型<sup>[59,62,64,66,75]</sup>: u-i 模型, i-n 模型和 u-n 模型。其中 u-i 模型简单且常用,在高速域精度高,有优势,但在低速域因积分项中的  $r_s i_s$  项的误差使模型精度严重下降,严重时将导致系统在低速时不能正常工作。磁链 i-n 模型虽然使得模型不受定子电阻影响,但是受到转子电阻、漏感和主电感的影响,此外还要求精确的转子角速度,因此常用在低速域,在普通速度区域一般不予考虑。u-n 模型综合了 u-i 和 i-n 模型的优点,实际上它在高速域工作在 u-i 模型下,在低速域工作在 i-n 模型下,而且很自然地解决了模型切换问题,但它实现起来较为困难<sup>[74]</sup>。

## 2. 直接转矩控制(DTC)研究现状<sup>[68,69,72,74]</sup>

### (1) 磁链轨迹控制

DTC 有两种磁链轨迹方案：一是德国 Depenbrock 的六边形方案，另一个是日本东芝公司提出的圆形方案。感应电机在对称正弦供电时，电机气隙磁势基波是圆形，此时电机损耗、转矩脉动及噪声最小，因此中小功率应用场合人们多采用圆形磁链轨迹方案，而只在磨床等需要高速旋转的场合采用六边形方案。实际上，六边形方案最初用在机车电气牵引上。在类似的大功率领域，对开关频率、开关损耗都有较大限制，此时采用六边形方案较合适。

## (2) 磁链控制方式

可分为开环和闭环控制两种。开环控制根据给定磁链的圆形，预先设计好电压空间矢量的作用顺序及其持续时间并制成表格存储起来，在运行时控制程序查询相应的电压矢量作用的顺序和时宽。这种方式用微机实现比较方便，但对参数变化鲁棒性较差，而且没有考虑一次电阻压降对磁链的影响，低速性能难以保证。采用磁通闭环控制才能解决上述问题。定子磁通的观测又一次成为关键的环节。更不必说，DTC 电机转矩的观测由定子磁链矢量与通过电流传感器测量得到的电流矢量叉乘而来，因而也受到磁链观测正确性的影响。

## (3) 转矩—磁链调节策略及相应的 PWM 开关策略

### a). Bang-Bang 控制策略<sup>[69]</sup>

德国学者 Depenbrock 和日本学者 Takahashi 的双滞环砰—砰控制方案。由转矩偏差  $\Delta T_e (= T_e^* - \hat{T}_e)$  和磁链偏差  $\Delta \psi_s (= \bar{\psi}_s^* - \hat{\psi}_s)$  及磁链相位角  $\angle \bar{\psi}_s$  的值直接用几何的方法得到开关状态，一旦  $\Delta T_e$ 、 $\Delta \psi_s$  超越预先设置的滞环宽，逆变器开关状态即发生变化以实现对磁链—转矩的实时调节。这种基于变量瞬时值反馈的滞环砰—砰控制方案的优点在于能够真正将  $\Delta T_e$ 、 $\Delta \psi_s$  限制在给定值附近较小的范围内；其缺点是，每个矢量的作用周期完全由  $\Delta T_e$ 、 $\Delta \psi_s$  越过带宽边界的瞬间决定，这不但会导致可变的开关频率、引起噪声，而且这种算法的控制周期要求非常短。在实际应用中，特别是低速时，转速脉动明显。文献[75]认为这是由于转矩优先于磁通控制的结果，在低速时该模式难以维持磁通幅值的恒定，磁通不断减小以至导致电机因欠磁或失磁而停转。它提出了一种转矩和磁链控制相同优先权的开关模式。由于它在任何情况下都能兼顾转矩和磁通二者的需要，在不影响系统控制性能的情况下，低速时也能保证磁通按圆形轨迹运行，解决了电机欠磁和失磁的问题。进一步的分析表明，要彻底解决 DTC 转矩脉动的问题，必须保证磁链的均匀性，可以参考 FOC 对磁链控制的方法，通过磁链闭环控制并采用线性的调节器来实现。

砰—砰控制算法每个采样周期仅作用一种电压矢量，系统控制起来十分方便，转矩响应快速性好。然而这种算法的优点必须建立在很高的采样频率上，当采样周期不是足够短时，其优越性也随之消失。因为如果采样周期太长，滞环作用减弱，甚至不起作用，转矩脉动也就不可避免了。这时，可以在一个采样周期内施加多个电压矢量来减小磁通畸变和转矩脉动。这样以来，这种改进的 DTC 算法与定子磁通定向控制就有异曲同工之效了，不同的是，在这种 DTC 中直接观测转矩完成转矩闭环控制，而在定子磁通定向控制中则是通过转矩电流的闭环来实现转矩的闭环控制的。

这种思想是基于空间矢量调制完成的。

b). 基于空间矢量调制(SVM)的转矩-磁链调节<sup>[74]</sup>

通过不同的算法得到一个周期内应作用的定子电压矢量的方向和大小, 然后用 SVM 的方法得到逆变器该周期内应输出电压矢量的大小和时间, 从而实现在一个周期内对转矩-磁通的定量调节。据此思路提出的算法有以下几种:

- T.G.Hablter 提出的预测控制法, 即由当前电动机反电动势  $E$  预测出  $\Delta T_e$ 、 $\Delta \psi_r$  的大小, 在某一固定周期条件下计算出下一时刻所需的电压空间向量。由于以转矩和磁链无超调为原则, 这种控制方法使得开关频率固定, 减少了噪声。困难之处是该算法中需要解一个一元二次方程, 算法较复杂。
- X.Xu 提出的定子磁通定向方案中, 采用了感应电机定子磁链定向的解耦模型, 首先得到所需 d, q 轴的定子电流, 利用它求得 d, q 轴定子电压指令, 经旋转变换得到静止坐标系下应作用的定子电压矢量。该方案由于用到了电机解耦模型, 还引入了一个解耦滑差补偿器, 增加了系统的复杂性, 部分丧失了 DTC 原有的简单性。
- Y.Xue 在上述方案的基础上有所简化, 略去了电机定子电流解耦模型, 直接由  $\Delta T_e$ 、 $\Delta \psi_r$  值直接得到所需三相坐标系下定子电压值, 再经过旋转变换得到静止坐标系下的电压矢量。系统结构得到简化。但这种方案实际上又几乎回到了经典的 DTC<sup>[64]</sup>。

3. 多相感应电机变频调速系统控制策略研究现状

前文已经指出, 多相感应电机变频调速的策略中 PWM 算法部分比较特殊, 其他部分, 如速度控制、磁链控制和转矩控制都是三相变频调速系统控制策略的延伸。国际上研究较多的是 5 相和双 Y 移  $30^\circ$  的 6 相感应电机。主要有以下三种: 基于电流滞环的矢量控制(5 相 VSI), 基于空间电压矢量解耦变换的矢量控制(6 相 VSI)和多相感应电机 DTC(5 相 VSI)。下面分别就这几种算法的控制思路作一简述。

(1) 多相感应电机基于电流滞环控制的矢量控制<sup>[31]</sup>

Hamid. A. Toliyat 于 1998 年提出的这种控制方案用于 5 相感应电机的变频调速。5 相电流滞环 PWM 逆变器共有 32 个开关状态。由于这种 5 相的变频器的输出电压共有 10 个状态, 因而称其为 10 步 VSI(ten-step VSI), 如图 1.5 所示。当某相线电流超出受滞环限制的参考电流值时, 该相开关状态改变。文章首先建立了 5 相感应电机的任意旋转坐标系下的数学模型。在同步坐标系下依 FOC 算法由转矩和转子磁链给定值得到 d、q 轴电流的给定值, 然后经式(1.3)变换后得到各相给定电流值。

$$\begin{pmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \\ i_d^* \\ i_e^* \end{pmatrix} = \frac{2}{5} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d0}^* \\ i_{q0}^* \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (1.3)$$

检测各相电流，与给定值比较，经电流滞环后得到各相开关状态，控制 VSI-PWM 的输出。

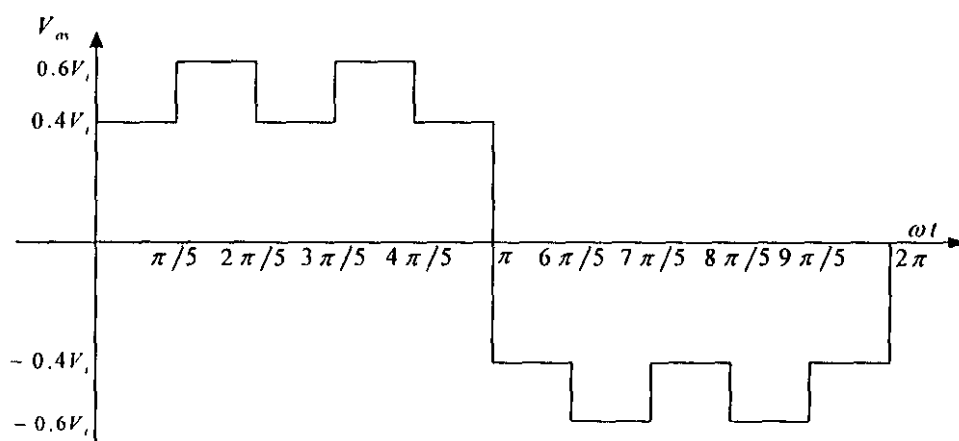


图 1.5 10 步 VSI

在无中点连接的拓扑中，各相电流瞬时值之和为零，因而可以省去一相电流滞环控制。此时可以用 4 相逆变器实现 5 相电机的变频调速，省去一路半桥。但是此时的 4 相逆变器各相直流母排相互分离，独立提供直流电源。

不对称连接时，如电机一相缺相或逆变器一相退出运行时，若能保持电机磁动势 (magnetomotive forces, MMF's) 不变，并通过控制使各相电流幅值相等，则电机仍然可以“对称”运行。经引入适当的约束条件，可以解出 5 相系统在 1 相、2 相甚至 3 相退出运行时各相电流的给定值。缺 3 相运行时，应将电机中点与逆变器中点连接。

显然，上述基于电流滞环的多相 FOC 控制适用于任意多相的变频调速系统。但它的缺点也是明显的<sup>[76]</sup>：

- 1) 由于多相滞环控制器各相之间没有相互联系，因而没有产生零矢量的机制。在调制度 (Modulation Index) 较低时，开关频率增加。
- 2) 在低速时常锁定在高频切换的极限周期里，它只包含非零电压矢量。
- 3) 电流误差不是被严格限制的。每当零矢量出现，同时反电势矢量便有一个与前一个有效开关状态矢量相反的分量，电流将超出滞环带，最大的超调量是两倍的滞环宽度。
- 4) 调制过程中出现次谐波分量。低调制度时，开关频率很低，逆变器开关能力未得到充分利用。
- 5) 滞环控制器适于工作在较高频率下，因为这样可以对其低劣的调制质量有所补偿。但开关损耗限制它只能在低功率等级中应用。
- 6) 另外，系统采用 FOC 控制，受电机参数影响较大。

(2) 基于矢量空间解耦的多相电机矢量控制<sup>[39-41]</sup>

Yifan Zhao 等于 1995 年提出。注意到多相系统采用传统的六步法或空间矢量 PWM 控制时，在电机定子电流中观察到很大的谐波电流<sup>[14,34]</sup>。为了分析这些谐波电

流存在的原因并找出相应的控制策略来抑制谐波电流，Yifan Zhao 等人从矩阵变换的角度提出了矢量空间解耦方法。用于双 Y 移 30° 的 6 相感应电机变频调速。

既然独立的六相电流存在于双三相的变频器中，一般而言，这样的系统是一个标准基下的六维系统。因而应该从六维空间的角度建立上述系统数学模型，进行分析。那么，空间电压矢量给定值轨迹就是围绕该六维空间原点展开的六维曲面。从几何上说，对双 Y 电机的控制等价于将空间电压矢量给定值轨迹定位于该六维空间的某个曲面上。这是非常困难的。通过式(1.4)的变换，将六维空间中的电压矢量映射至一个新的六维空间。新六维空间的基与谐波次数相关。变换式(1.4)的第一、二行所示的矢量基展开一个“基波平面”，d-q 平面。基波平面与电机气隙磁通旋转平面一致。在此平面上，在电机气隙中产生旋转的 MMF；控制给定电压矢量在此平面上的轨迹，就可以实现对磁链—转矩的控制。变换式(1.4)的第三、四行所示的矢量基展开一个“零序平面”，z1-z2 平面。零序平面与基波平面在空间上相互垂直，因而给定电压矢量在零序平面上的投影在电机气隙中不产生旋转的 MMF，但会在电机定子绕组中产生谐波电流。式(1.4)最后两行矢量基将标准基上的给定电压矢量投影在新六维空间中与上述两个平面相互垂直的一直线上 o1-o2，与三相系统中的零序分量概念一致。

基于上述变换方法的空间矢量 PWM 控制可表述为：控制 d-q 平面上的电压矢量，完成磁链—转矩控制，同时控制 z1-z2 平面和 o1-o2 平面上的电压矢量在一个采样周期中的平均值为零，以抑制电流谐波。

$$[r] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cos(4\theta) & \cos(5\theta) & \cos(8\theta) & \cos(9\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \sin(4\theta) & \sin(5\theta) & \sin(8\theta) & \sin(9\theta) \\ 1 & \cos(5\theta) & \cos(8\theta) & \cos(1\theta) & \cos(4\theta) & \cos(9\theta) \\ 0 & \sin(5\theta) & \sin(8\theta) & \sin(1\theta) & \sin(4\theta) & \sin(9\theta) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} d^T \\ q^T \\ z_1^T \\ z_2^T \\ o_1^T \\ o_2^T \end{matrix} \dots\dots\dots (1.4)$$

由于 6 相系统有 64 个空间电压矢量，按幅值大小可分为三组。选取幅值最大的一组空间电压矢量来完成控制。不同于三相空间电压矢量 PWM 控制，在这里选取给定电压矢量两侧各两个矢量共四个矢量来合成给定电压矢量。有趣的是，这四个矢量在 z1-z2 平面上的投影矢量和接近零。这样，这种 PWM 算法实现了 d-q 平面上电压利用率最大的同时，使得 z1-z2 平面上的谐波分量最小。如图 1.6 所示。

建立起双 Y 电机的 Park 方程后，利用式(1.4)得到 dqz1z1o1o2 坐标系的数学模型，然后使用上述的电压空间解耦 PWM 实现 FOC。这种 FOC 多相系统动态响应快，电流谐波小，开关损耗小。但当相数增多后实现起来很困难。与其说上述方法提供了一种多相电机的控制方法，不如说它提供了一种分析多相 PWM 算法的工具；在第三章，本文作者利用类似的分析方法分析了作者提出的一种适合任意多相电机控制的 PWM 算法对谐波的抑制效果。

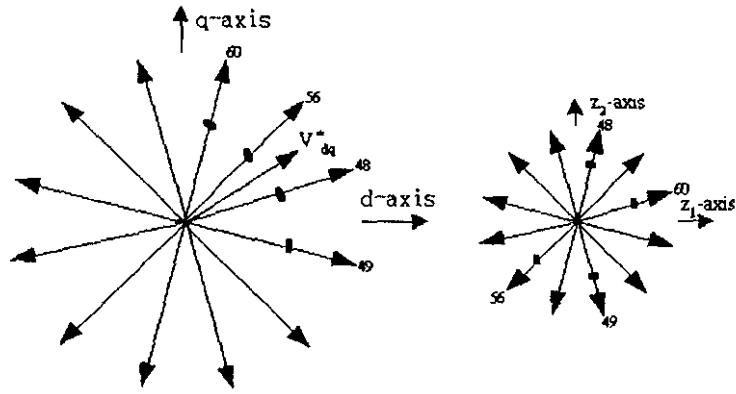


图 1.6 空间电压矢量选择方式

### (3) 多相感应电机 DTC<sup>[71]</sup>

Hamid. A. Toliyat 于 2000 年 将传统三相系统 DTC 算法推广至 5 相。文章首先给出 5 相感应电机的静止坐标系下的数学模型。然后分析了如图 1.7 所示的 5 相逆变器空间电压矢量对磁链—转矩调节的作用，得到如图 1.8 所示的不同电压矢量作用下定子磁链和电机转矩的变化。图 1.7 中有三组幅值不同的空间电压矢量，分别称为大、中、小矢量。图 1.8(1)、(2)、(3) 分别对应给定电压矢量幅值变化时，所应选择的电压矢量及其对磁链—转矩的调节作用。图中，以箭头多寡来表示调节作用的强度，用上、下两个方向分别表示对调节量的增强或削弱作用。

该方案由于有 32 个空间电压矢量可资使用，因而能够得到更加精确的磁链—转矩控制，转矩脉动可以减小，DTC 系统的性能因此而提高。

显而易见，该方案很难推广到更多相的系统中去。

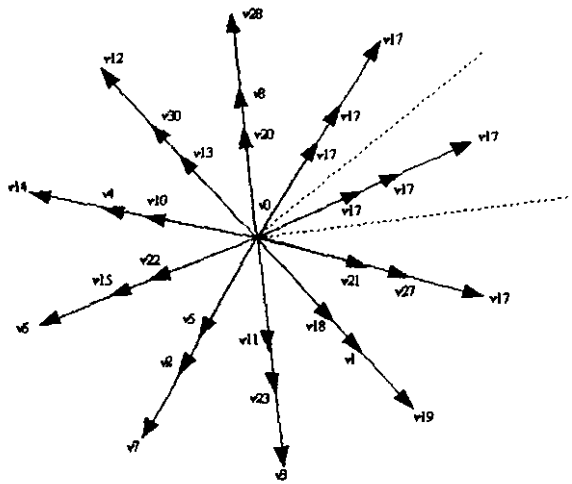


图 1.7 5 相逆变器空间电压矢量

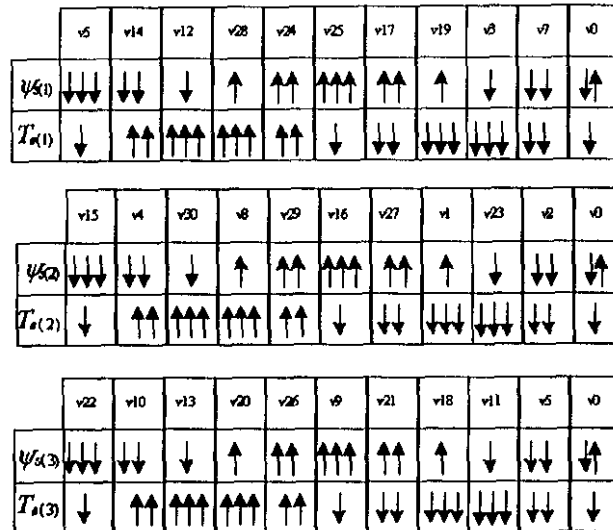


图 1.8 电压矢量对磁链—转矩的调节作用

### §1.5 课题研究背景

目前，多相变频调速系统主要的应用领域有三个，一是系统可靠性要求很高的场合，二是低压大功率的传动场合，如潜艇的动力系统、核电站水冷系统、战车、城市轻轨的牵引系统等。尽管三相拖动系统为提高系统可靠性，从软、硬件方面作了大量工作，但是在系统出现缺相故障时必须停车。解决的方法往往是预备两套系统，在其中一套退出运行时，立即将另一套投入工作。这样做十分不经济，在大功率传动场合尤其如此。多相系统，尤其是相数较多的系统，在出现缺相故障时，系统可以继续运行而不必立即停车，从而大大提高了系统的可靠性。三是大功率精密传动场合，多相变频调速系统由于其转矩脉动小，转速平稳，转矩响应快，因而适用于轧钢等对速度控制精度要求很高的场合。

工业应用的实际需求促使一些学者开始对多相变频调速系统进行研究。但目前对多相调速系统的研究还不够深入，也缺乏系统性。具体表现在：1. 研究对象不统一。这是多相系统研究的一个特点。有些学者以 5 相感应电机为研究对象，有些以双 Y 移 30° 的六相感应电机为研究对象，等等。这使得某些研究成果缺乏普遍性，不利于研究的深入。2. 目前提出的控制算法，尤其是 PWM 控制算法，还仅仅停留在简单套用三相 PWM 算法的阶段，存在较多不完善之处。如文献[39-41]提出的基于空间矢量解耦的空间电压矢量 PWM 方法，由于多相电机空间矢量数目太多，难以处理而不得不舍弃了一半的有效电压矢量。文献[49]为避开这一问题，采用了各相电流分别采用滞环控制的方法。而滞环控制低劣的调制质量显然很难适合大功率变频调速场合，在此基础上能否构建出高性能的矢量控制系统就值得商榷了。最近有学者提出的 5 相感应电机 DTC 控制方法(见 1.4.3 节)，显然是三相 DTC 算法的简单翻版，虽然转矩控制性能得到提高，但是算法的复杂程度同时也大大增加了。

因此,有必要统一多相研究的对象,以任意多相感应电机为研究对象,研究适合多相变频调速的 PWM 算法和在此基础上构建高性能变频调速算法。

## §1.6 本文主要研究内容

### 1.6.1 主要研究内容

本文以任意多相的感应电机为控制对象,对多相变频调速系统涉及的理论和技术问题开展了较为全面、深入和富有成效的研究工作,全文主要内容有:

#### 1. 多相感应电机逆变器供电下数学模型的提出

本文第二章利用电压矢量空间解耦方法对逆变器供电下,供电电压各次时间谐波在电机运行中所起的作用进行分析,提出标准基向谐波基的变换,在此基础上建立多相感应电机在谐波基下的数学模型。该模型有效地将  $m$  维空间的电机模型解耦至若干个相互垂直的平面上,大大方便了对多相感应电机的分析与研究。通过对基波平面多相感应电机数学模型的分析,对任意多相的感应电机在静止坐标系下的模型的一致性进行了研究。这部分内容为深入、全面地理解多相感应电机提供了理论基础。这部分内容见 2.3~2.6 节。在 2.2 节明确了多相感应电机相数的定义。

#### 2. 多相感应电机的谐波分析

综合分析了任意相数的电机的时空谐波分布情况。特别分析了在不同性质的脉宽调制方法控制下电机的时空谐波分布。并对不同的时空谐波引起的电机谐波转矩给出了定量的分析。为根据系统设计指标选择多相电机的相数,提供了理论依据。这部分内容见 2.7 节。

#### 3. 三相 PWM 算法统一模型的提出

为了寻找一种适合多相感应电机控制的 PWM 算法,本文第三章首先对现有的三相 PWM 算法进行深入研究,找到常用的 PWM 算法的本质联系,在此基础上从电压有效作用时间和全 1 矢量作用时间系数两个角度建立三相 PWM 算法的统一数学模型。各种常用 PWM 的本质是一致的,多相 PWM 也不例外。这就为在全面理解和掌握现有三相 PWM 技术的基础上研究多相 PWM 算法奠定理论基础。

#### 4. 多相 PWM 技术的研究

这一部分分析比较了三相基于有效作用时间和基于全 1 矢量作用时间系数的统一 PWM 模型。并将具有有效作用时间的 PWM 统一数学模型推广至多相,提出一种基于载波调制的多相 PWM 方法。最后,给出这种多相 PWM 方法的几何解释,以资明确这一 PWM 技术的物理含义。这部分内容见 3.4 节。

#### 5. 多相变频调速系统高性能控制策略的研究

本文第四章从  $m$  相感应电机两相静止坐标系数学模型出发,得出多相感应电机的等效电路。然后根据矢量控制和直接转矩控制的原理得到多相感应电机 T-I、T-II 型等效电路,并在此基础上分析多相感应电机在矢量控制和直接转矩控制时的稳态机械特性和动态时转矩的过渡过程,用来全面分析、比较这两种高性能控制方法的性能,



并对二者的内在联系给以分析。在此基础上,充分考虑到多相感应电机的特点,提出一种多相感应电机转差型直接转矩控制的方案,并给出了仿真结果。

## 6. 具有分层结构的 15 相感应电机变频调速系统全数字化硬件设计

本文第五章讨论了 15 相感应电机变频调速系统的全数字化硬件设计。给出来硬件的整体设计框图,说明硬件工作原理和工作过程,并给出了完成包括电机转速检测,电机各相电流及逆变器母排电压检测, PWM 脉冲发生器, 光纤通讯, 上、下位机数据并行通信等一系列电路实现。在全面介绍的基础上,着重阐述了本系统硬件设计的特色之处。

## 7. 15 相变频调速系统控制软件的设计和系统实验

第五章后半部分,对变频调速系统控制软件的设计方法从软件工程的角度作了初步探讨。然后给出 15 相变频调速系统的软件设计思想,强调了以数据流图为主要工具的设计方法。最后给出系统实时控制部分软件的结构并以一个例子说明了本系统控制软件的设计过程。本章末,给出系统的实验结果。

### 1.6.2 本文组织和结构

全文共分六章。第一章为绪论,详细综述了多相感应电机、多相逆变器的特点,综述多相变频调速系统控制方法的研究现状。第二章详尽研究了多相感应电机在逆变器供电时,电机在时空谐波下的数学模型,并对电机气隙磁链中的时空谐波含量做定量分析,讨论了它们对电机谐波转矩的影响。第三章提出多相感应电机开环控制方法,即多相 SPWM 算法。第四章对多相感应电机变频调速系统高性能调速方案进行分析,综合矢量控制和直接转矩控制策略的优点,提出一种适合于多相感应电机变频调速系统的调速方案。第五章在上面各章工作的基础上,研制一套 15 相感应电机变频调速系统,并进行实验验证。第六章总结全文。本文组织结构可用图 1.9 描述。

## §1.7 研究目的和意义

正如前文所述,多相变频调速系统控制方法目前还限于简单借鉴三相变频调速的控制方法。多相电机作为较新的控制对象,在电机数学模型、PWM 调制算法和高性能调速策略方面缺乏深入的研究。本文目的就是在详尽分析多相电机的特点的基础上,综合、吸收三相电机变频调速系统成熟的控制方法,结合多相电机的特点,研究适用于任意多相电机的 PWM 算法和高性能调速策略。

大功率变频调速是电力节能的主要渠道之一。在大功率拖动领域,我国一直没有自主知识产权的产品。从大功率交交变频到现在大功率变频调速的主流产品—三电平变频器,我国一直受制于国外公司。大功率变频调速器受制于国外,一个主要原因是我国的功率半导体器件研发、制造水平低,阻碍了高性能的高压大功率逆变器的产品化。而单元串联型中压变频器和多相变频器可以使用目前技术成熟、货源充足的较低电压等级的功率半导体器件来实现大功率。串联型变频器已经由北京凯奇公司率先实现了国产化,功率等级从几百千瓦至一千千瓦不等,并已有多台投入工业运行,节能

效果显著，但这种拓扑结构的逆变器由于难以实现四象限传动，因而只适合于风机、水泵拖动等对调速要求不高的场合。多相变频调速系统因其系统可靠性高、转矩脉动小等优点，非常适合于精密的、高性能的传动场合。本文的研究对于多相变频调速系统的进一步深入研究具有指导意义，将对我国拥有自主技术的大功率拖动系统起到积极的推动作用。

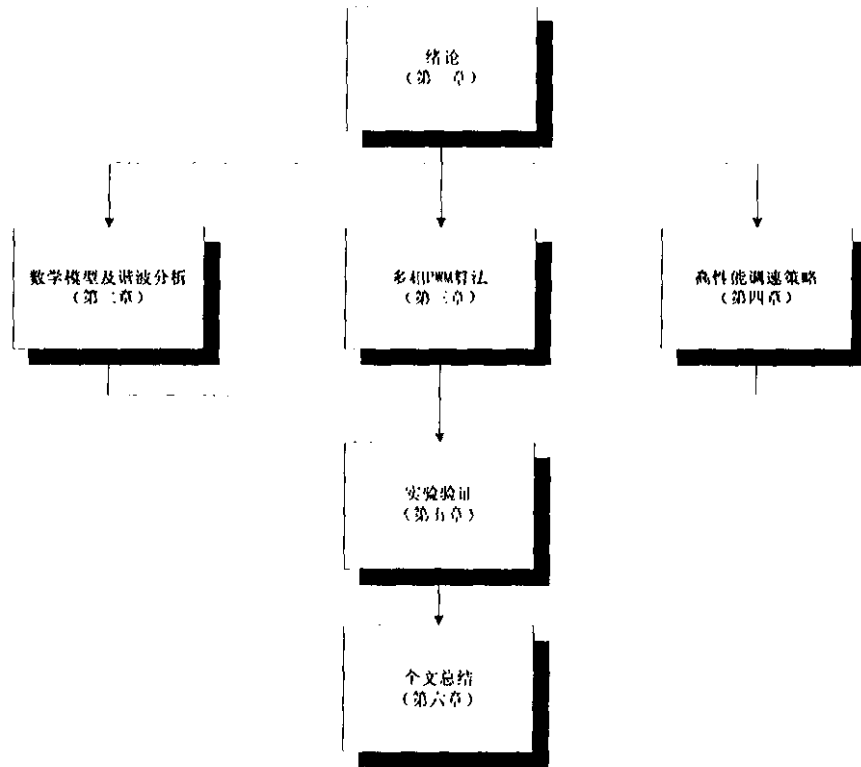


图 1.9 全文组织结构图

## 第二章 多相感应电机数学模型及谐波分析

### §2.1 引言

多相电机的相数需要明确的定义。如双 Y 移 30°的 6 相电机在外部(接线端子)看是定子圆周上不对称 6 相的, 而从内部(线圈)看则是 12 相的空间对称绕组。

本世纪二十年代末, Park 提出了著名的 Park 方程, 为交流电机和电力系统暂态过程的研究奠定了基础。其后, Kron 应用矩阵和张量理论使之系统化, 形成了“交流电机的统一理论”。Park 方程依然是研究多相电机的有力工具。逆变器供电下, 供电电压是 PWM 波。PWM 波可以按照傅立叶公式展开得到基波和一系列的时间谐波。时间谐波不仅引起电机定子电流的畸变, 增加铜损和铁损, 更重要的是谐波电流的存在会引起转矩脉动, 恶化电机的控制性能。m 相的逆变器—电机系统中, 不同次数的时间谐波所起的作用和大小各异。另外, m 相对称正弦电供电时, m 相电机气隙中存在相应的空间谐波, 空间谐波的存在也会引起转矩的脉动。因而有必要综合考虑时间—空间谐波对电机性能的联合作用。

基于上述思路, 本章利用矢量空间解耦变换方法, 系统考察了 m 相逆变器—电机系统不同的时—空谐波对电机转矩性能的影响。同时给出多相电机在标准基和谐波基下的数学模型。

### §2.2 多相电机相数的定义

通常, 以电机定子出线端子(不含中点)的数目来定义电机的相数。但这样定义有时会引起混淆。因为定子出线端子数目一定时, 定子绕组相带角可以有两种取值。如常用的三相电机相带角是 60°, 偶尔也有用 120°相带角的。这两种三相电机的特性不尽相同, 如后者磁动势中含有偶次谐波<sup>[24]</sup>。另一方面, 如果相带角相同, 而出线端子数不同, 电机的性能区别不大; 因为当电机通以相应端子数的对称电流时, 电机内部的磁动势和电动势只是幅值不同, 而谐波含量是一样的<sup>[25]</sup>。这样可以用相带角来定义电机的相数。

每极相带数 q 由下式确定:

$$q = 180 / \beta \quad (2.1)$$











其中,  $\beta$  是以电角度表示的相带角。

电机相数定义如下: 每极相带数为 q 的电机, 如果出线端子(不含中点出线端子)数为 2q, 则该电机相数为 2q, 称之为 2q 相电机。如果出线端子数为 q, 则该电机相数为 q (q 可以是分数), 称之为半 2q 相电机。

例如,  $\beta=60^\circ$  的电机,  $q=3$ , 当其出线端子数为 3 时, 称之为半 6 相电机, 而当其出线端子数为 6 时, 称之为 6 相电机。半 6 相电机即通常所说的 3 相电机。表 2.1 给出了几种多相电机相数和相带角及每极相带数的关系。通俗地说, 所谓半 2q 相电

机,是指在电机外部看是  $q$  相的,而在电机内部看却是  $2q$  相的。在本文中“半  $2q$  相”电机以后用“ $s2q$  相”表示,  $s$  是前缀 semi-的首字母。

表 2.1 几种电机相数的定义

相角 $\beta$	120	60	60	30	30	24	36	25.71	45	45
每极相带数 $q$	1.5	3	3	6	6	7.5	5	7	4	4
定子出线 端子数	3	3	6	6	12	15	5	7	4	8
绕组Y接时 电压矢量										
电机相数	3	semi-6	6	semi-12	12	15	semi-10	semi-14	semi-8	8

### §2.3 多相电机矢量空间解耦变换

一般而言,  $m$  相电机定子绕组中可以流过  $m$  个相互独立的电流, 所以  $m$  相感应电机可以认为是一个  $m$  维的系统。对  $m$  维电机的建模和控制应该从  $m$  维空间的角度考虑。 $m$  维空间向量  $\bar{x}$  在标准基下可表示为:

$$\bar{x} = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_m]^T \quad \text{..... (2.1)}$$

标准基  $e$ :

$$e = \text{Diag}[1]_{m \times m} \quad \text{..... (2.2)}$$

上述变量都是时间的函数, 向量  $\bar{x}$  则围绕  $m$  维空间原点旋转, 并位于  $m$  维空间的某个平面上。从几何上说, 对  $m$  相电机的控制等价于将  $\bar{x}$  定位于某个  $m$  维空间的平面上, 并使之按照给定速度旋转。下一节将说明, 在标准基下的  $m$  相感应电机数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统, 因而完成上述控制任务十分困难。选择适当的空间变换, 可以使得上述控制任务得到简化。

正如作者在序论中指出的, 为了得到高性能的变频调速系统, 关键是控制好转矩; 为了得到快速的转矩动态响应和较小的稳态转矩脉动, 必须控制气隙磁链, 使其稳态时幅值恒定、转速均匀。磁链由磁动势(MMF)产生。

设  $m$  相电机的定子绕组的磁动势在空间呈纯正弦分布。第一相绕组的磁动势为:

$$f_{1s} = N_s i_{1s} \cos(\beta) \quad \text{..... (2.3)}$$

其中,  $N_s$  是有效线圈匝数,  $\beta$  是 MMF 在气隙中的位置角, 以第一相绕组轴线为参考。同样可得其它相的 MMF:

$$f_{ks} = N_s i_{ks} \cos(\beta - (k-1)\theta), k = 1, 2, \dots, m \quad (2.4)$$

其中,  $\theta = \frac{2\pi}{m}$

则,  $m$  维空间总的 MMF 为:

$$f_{\Sigma_s}(\beta) = \sum N_s i_{ks} \cos(\beta - (k-1)\theta), k = 1, 2, \dots, m \quad (2.5)$$

设  $m$  相电机通以对称的电流, 各相电流之间的相位差等于相邻相绕组在空间上的夹角  $\theta$ , 其标么化形式为:

$$[i_{sk}]_{m \times 1} = [\cos(\omega t) \quad \cos(\omega t - \theta) \quad \dots \quad \cos(\omega t - (m-1)\theta)]^T \quad (2.6)$$

$$\text{则, } f_{\Sigma_s}(\beta) = \frac{m}{2} N_s \cos(\omega t - \beta) \quad (2.7)$$

从(2.7)式可知, 在  $m$  相感应电机中, 通以上述的电流, 得到幅值一定并以恒定速度旋转的 MMF。这里需要说明的是, 上述推导过程对  $m$  为奇数显然是成立的, 此时的  $m$  相电机定子绕组在定子圆周上对称分布; 但  $m$  为偶数时, 定子绕组并不一定在定子圆周上均匀分布, 如双 Y 移  $30^\circ$  的 6 相电机。但此时只要改变(2.6)式, 使之各相电流相位差与定子绕组在空间上的位置角一致, 则(2.7)式依然是成立的。本节结尾处将以双 Y 移  $30^\circ$  的 6 相电机为例, 给出一个矢量空间解耦的实例。

逆变器供电时, PWM 波形可以分解为一系列的正弦波。由上述推导过程可知, (2.7)式对任意次谐波都是成立的。同时考虑基波与谐波的作用, 定义如下向量:

$$s_h(\omega t) = [\cos(h\omega t) \quad \cos(h(\omega t - \theta)) \quad \dots \quad \cos(h(\omega t - (m-1)\theta))] \quad (2.8)$$

其中,  $m$  是电机的相数。  $h(=1, 2, 3, \dots)$  是谐波次数。因为不同次数的谐波向量  $s_h(\omega t)$  是时间的函数, 每一个向量属于相应的谐波平面,  $S_h$ 。

$$S_h = \{s_h(\omega t) | 0 < \omega t \leq 2\pi\}$$

可以证明, 对  $m$  维空间而言, 对应于  $h=1, 3, 5, \dots, 2\left[\frac{m}{2}\right] \pm 1$  ( $m$  为偶数时取 “-”

号,  $m$  为奇数时取“+”号)的平面构成  $[(m+1)/2]$  个相互垂直的子空间。“ $[\ ]$ ”表示取整。

首先, 定义两个向量:

$$e_1(h) = [1 \quad \cos(h\theta) \quad \cdots \quad \cos(h(m-1)\theta)]^T \quad \cdots \quad (2.9)$$

$$e_2(h) = [0 \quad \sin(h\theta) \quad \cdots \quad \sin(h(m-1)\theta)]^T \quad \cdots \quad (2.10)$$

由于  $e_1(h)$  的第一行对所有的  $h$  为 1 而  $e_2(h)$  的第一行对所有的  $h$  为 0, 显然二者是线形无关的, 在  $m$  维空间是相互垂直的。

其次, 给定任意常数  $k_1, k_2$ , 则  $e_1(h), e_2(h)$  的线形组合:

$$\begin{aligned} k_1 e_1(h) + k_2 e_2(h) &= \\ k_1 [1 \quad \cos(h\theta) \quad \cdots \quad \cos(h(m-1)\theta)]^T + k_2 [0 \quad \sin(h\theta) \quad \cdots \quad \sin(h(m-1)\theta)]^T \\ &= \sqrt{k_1^2 + k_2^2} \left[ \frac{k_1}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \quad \frac{k_1}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \cos(h\theta) + \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \sin(h\theta) \quad \cdots \right. \\ &\quad \left. \frac{k_1}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \cos(h(m-1)\theta) + \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} \sin(h(m-1)\theta) \right]^T \\ &\quad \cdots \quad (2.11) \end{aligned}$$

$$\text{令: } \frac{k_1}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} = \cos \alpha, \quad \frac{k_2}{\sqrt{k_1^2 + k_2^2}} = \sin \alpha$$

则上式变为:

$$k_1 e_1(h) + k_2 e_2(h) = \sqrt{k_1^2 + k_2^2} [\cos \alpha \quad \cos(\alpha - h\theta) \quad \cdots \quad \cos(\alpha - h(m-1)\theta)] \quad \cdots \quad (2.12)$$

$$\text{又令: } \sqrt{k_1^2 + k_2^2} = 1, \alpha = h\omega t$$

有:

$$\begin{aligned} k_1 e_1(h) + k_2 e_2(h) &= [\cos(h\omega t) \quad \cos(h\omega t - h\theta) \quad \cdots \quad \cos(h\omega t - h(m-1)\theta)] \quad \cdots \quad (2.13) \\ &= s_h(\omega t) \end{aligned}$$

所以,  $S_h$  上任意向量是  $e_1(h), e_2(h)$  的线形组合,  $e_1(h), e_2(h)$  构成子空间  $S_h$  的基。

最后, 当  $h$  取  $1, 3, 5, \dots, 2\left[\frac{m}{2}\right] \pm 1$ , 考察  $i^h, j^h$  谐波子空间基的点乘:

$$(e_1(i), e_2(i))^T \cdot (e_1(j), e_2(j)) = \begin{pmatrix} e_1(i)^T \cdot e_1(j) & e_1(i)^T \cdot e_2(j) \\ e_2(i)^T \cdot e_1(j) & e_2(i)^T \cdot e_2(j) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.14)$$

其中,

$$\begin{aligned} e_1(i)^T \cdot e_1(j) &= 1 + \frac{1}{2} \left[ \sum_{k=1}^{m-1} \cos(k(i+j)\theta) + \sum_{k=1}^{m-1} \cos(k(i-j)\theta) \right] \\ &= 1 + \frac{1}{2} [-1-1] = 0 \quad (i, j \text{ 为奇数, } \theta = \frac{2\pi}{m}) \dots\dots\dots (2.15) \end{aligned}$$

$$e_1(i)^T \cdot e_2(j) = e_2(i)^T \cdot e_1(j) = \sum_{k=1}^m \cos((k-1)i\theta) \sin((k-1)j\theta) = 0 \dots\dots\dots (2.16)$$

$$\begin{aligned} e_2(i)^T \cdot e_2(j) &= \frac{1}{2} \left[ \sum_{k=1}^{m-1} \cos(k(i+j)\theta) - \sum_{k=1}^{m-1} k(i-j)\theta \right] \\ &= \frac{1}{2} [1-1] = 0 \quad (i, j \text{ 为奇数, } \theta = \frac{2\pi}{m}) \dots\dots\dots (2.17) \end{aligned}$$

所以,  $m$  维空间中, 平面  $S_h, h=1, 3, 5, \dots, 2\left[\frac{m}{2}\right] \pm 1$  是相互垂直的。

上述证明过程表明, 标准基下的  $m$  维空间可以用相互垂直的  $2\left[\frac{m}{2}\right] \pm 1$  个子空间表示, 每一个子空间都是一组谐波向量的集合。

设  $h = j$ , 子空间

$$s_j = [\cos j(\omega t) \quad \cos j(\omega t - \theta) \quad \dots \quad \cos j(\omega t - (m-1)\theta)]^T \dots\dots\dots (2.18)$$

令  $\omega t = 0, \pi/2$ , 得到  $s_j$  空间的基:

$$z_{j,1}: [1 \quad \cos j(\theta) \quad \dots \quad \cos j((m-1)\theta)]^T$$

$$z_{j,2}: [0 \quad \sin j(\theta) \quad \dots \quad \sin j((m-1)\theta)]^T$$

特别是, 当  $h = 1$ , 有:

$$d: [1 \quad \cos(\theta) \quad \cdots \quad \cos((m-1)\theta)]^T \cdots \cdots (2.19)$$

$$q: [0 \quad \sin(\theta) \quad \cdots \quad \sin((m-1)\theta)]^T \cdots \cdots (2.20)$$

进而得到  $m$  维空间的新的基  $dqz_{31}z_{32} \cdots o_1o_2$  和经标准化的坐标变换矩阵:

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{m}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cdots & \cos((m-1)\theta) & d^T \\ 0 & \sin(\theta) & \cdots & \sin((m-1)\theta) & q^T \\ 1 & \cos(3\theta) & \cdots & \cos(3(m-1)\theta) & z_{31}^T \\ 0 & \sin(3\theta) & \cdots & \sin(3(m-1)\theta) & z_{32}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(l\theta) & \cdots & \cos(l(m-1)\theta) & o_1^T \\ 0 & \sin(l\theta) & \cdots & \sin(l(m-1)\theta) & o_2^T \end{bmatrix} \cdots \cdots (2.20)$$

式中,  $l = 2\left[\frac{m}{2}\right] \pm 1$ 。注意, 当  $m$  是奇数时,  $[T]$  中不存在  $o_2$ 。

由于上述变换中,  $k, k+1$  行构成的子空间是一组谐波向量的集合; 在本文中权且称式(2.20)所示的  $m$  维空间的基为谐波基。应用变换  $[T]$  可以将  $m$  相电机的实际物理量(电流、电压、磁链等)变换到谐波基构成的  $m$  维空间中:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_{z_{31}} \\ x_{z_{32}} \\ \vdots \\ x_{o_1} \\ x_{o_2} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ \vdots \\ x_{m-1} \\ x_m \end{bmatrix} \cdots \cdots (2.21)$$

$d$ - $q$  子空间包含了基波分量; 在应用变换  $[T]$  时, 应取  $d$ - $q$  轴与电机气隙磁链的坐标平面重合。 $d$ - $q$  子空间上的变量产生旋转的 MMF, 完成机电能量的转换。而其它子空间与  $d$ - $q$  子空间垂直, 因而没有定、转子的相互作用, 不产生旋转的 MMF, 而只是在定子绕组中产生谐波电流, 引起铜损。本文称这些子空间为“谐波子空间”或“谐波平面”。

### 2.3.1 一个矢量空间解耦的实例

本节以双 Y 移  $30^\circ$  六相电机为例, 说明上述变换过程以便于理解矢量空间解耦。



双 Y 移 30°六相电机中气隙中总的 MMF:

$$f_{\Sigma_s}(\beta) = N_s i_{1s} \cos(\beta) + N_s i_{2s} \cos(\beta - \theta) + N_s i_{3s} \cos(\beta - 4\theta) + N_s i_{4s} \cos(\beta - 5\theta) \\ + N_s i_{5s} \cos(\beta - 8\theta) + N_s i_{6s} \cos(\beta - 9\theta) \quad \dots\dots\dots (2.22)$$

其中,  $\theta = 30^\circ$

电流相量:

$$[i_{1s} \ i_{2s} \ i_{3s} \ i_{4s} \ i_{5s} \ i_{6s}]^T = \\ [\cos(\omega t) \ \cos(\omega t - \theta) \ \cos(\omega t - 4\theta) \ \cos(\omega t - 5\theta) \ \cos(\omega t - 8\theta) \ \cos(\omega t - 9\theta)]^T \quad \dots\dots\dots (2.23)$$

从而得到:

$$f_{\Sigma_s}(\beta) = 3N_s \cos(\omega t - \beta) \quad \dots\dots\dots (2.24)$$

上式说明, 双 Y 移 30°六相电机中通以与定子绕组空间分布对应的电流相量, 气隙 MMF 幅值恒定, 以给定速度旋转。所谓“与定子绕组空间分布对应的电流相量”是指, 相邻定子绕组在空间上的夹角与电流相量中相邻两相电流时间上的相位差一致。类似式(2.8),对双 Y 移 30°六相电机可定义下面的向量:

$$s_h(\omega t) = [\cos(h\omega t) \ \cos(h\omega t - h\theta) \ \cos(h\omega t - 4h\theta) \ \cos(h\omega t - 5h\theta) \\ \cos(h\omega t - 8h\theta) \ \cos(h\omega t - 9h\theta)] \quad \dots\dots\dots (2.25)$$

仿照前文推导过程, 取  $h=1,3,5$ ,得到双 Y 移 30°六相电机的谐波基和变换矩阵:

$$[T] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cos(4\theta) & \cos(5\theta) & \cos(8\theta) & \cos(9\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \sin(4\theta) & \sin(5\theta) & \sin(8\theta) & \sin(9\theta) \\ 1 & \cos(5\theta) & \cos(8\theta) & \cos(1\theta) & \cos(4\theta) & \cos(9\theta) \\ 0 & \sin(5\theta) & \sin(8\theta) & \sin(1\theta) & \sin(4\theta) & \sin(9\theta) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} d^T \\ q^T \\ z_1^T \\ z_2^T \\ o_1^T \\ o_2^T \end{matrix} \quad \dots\dots\dots (2.26)$$

对其它相数的电机可以做类似的分析, 得到其谐波基和变换矩阵。变换矩阵和谐波基的特性将在本章最后一节分析。

## §2.4 标准基下的多相电机数学模型

这里所说的标准基即在研究三相系统时常采用的静止坐标系。 $m$  相异步感应电机结构如图 1.3 所示, 并满足以下假设条件<sup>[76]</sup>:

- 1) 电机定子、转子  $m$  相，绕组完全对称。
  - 2) 电机定、转子表面光滑，无齿槽效应。
  - 3) 电机气隙磁势在空间正弦分布。
  - 4) 铁心的涡流、饱和、磁滞损耗忽略不计。
- 取定转子各电磁量的正方向符合电动机法则，则， $m$  相异步电机的基本电磁关系：

1. 定子电压方程

$$\begin{aligned}
 [V_s] &= [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] \\
 &= [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} ([\psi_{ss}] + [\psi_{sr}]) \\
 &= [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_s] + [L_{sr}] \cdot [i_r])
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

2. 转子电压方程

$$\begin{aligned}
 [V_r] &= [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] \\
 &= [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} ([\psi_{rr}] + [\psi_{rs}]) \\
 &= [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_r] + [L_{rs}] \cdot [i_s])
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

在式(2.27)、(2.28)中，电压和电流矢量定义如下：

$$[V_s]_{m \times 1} = \begin{bmatrix} v_{1s} \\ v_{2s} \\ \vdots \\ v_{ms} \end{bmatrix}, \quad [i_s]_{m \times 1} = \begin{bmatrix} i_{1s} \\ i_{2s} \\ \vdots \\ i_{ms} \end{bmatrix}, \quad [V_r]_{m \times 1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [i_r]_{m \times 1} = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

定、转子磁链：

$$[\psi_s]_{m \times 1} = \begin{bmatrix} \psi_{s1} \\ \psi_{s2} \\ \vdots \\ \psi_{sm} \end{bmatrix}, \quad [\psi_r]_{m \times 1} = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

定、转子电阻矩阵:

$$[R_s]_{m \times m} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_s & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_s \end{bmatrix}, \quad [R_r]_{m \times m} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_r & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.31)$$

定子自感矩阵:

$$[L_{ss}] = L_{ls} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cos(2\theta) & \cdots & \cos((i-1)\theta) & \cdots & \cos((m-1)\theta) \\ \cos(\theta) & 1 & & & & & \cos((m-2)\theta) \\ \cos(2\theta) & \cos(\theta) & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos((j-1)\theta) & \cdots & \cdots & \cdots & \cos((i-j)\theta) & \cdots & \cos((m-j)\theta) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos((m-1)\theta) & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.32)$$

其中,  $L_{ms}, L_{ls}$  分别是定子绕组互感和漏感,  $\theta = \frac{2\pi}{m}$

转子自感矩阵:

$$\begin{aligned}
 [L_{rr}] &= L_r \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \\
 + L_{mr} &\cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta) & \cos(2\theta) & \dots & \cos((i-1)\theta) & \dots & \cos((m-1)\theta) \\ \cos(\theta) & 1 & & & & & \cos((m-2)\theta) \\ \cos(2\theta) & \cos(\theta) & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos((j-1)\theta) & \dots & \dots & \dots & \cos((i-j)\theta) & \dots & \cos((m-j)\theta) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos((m-1)\theta) & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \dots (2.33)
 \end{aligned}$$

其中,  $L_{mr}, L_r$  分别是转子的互感和漏感。

定、转子互感矩阵:

$$\begin{aligned}
 [L_{sr}] &= [L_{rs}]^T = \\
 L_m &\cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta + \theta_r) & \dots & \cos((m+1)\theta + \theta_r) \\ \cos((m-1)\theta + \theta_r) & \cos(\theta_r) & \dots & \cos((m-2)\theta + \theta_r) \\ \cos((m-2)\theta + \theta_r) & \dots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \cos(\theta + \theta_r) & \cos(2\theta + \theta_r) & \dots & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \dots (2.34)
 \end{aligned}$$

其中,  $\theta = \frac{2\pi}{m}$ ,  $\theta_r$  是转子位置角。

可见, 定、转子互感与转子位置角有关, 它们的元素是变参数, 这是导致系统非线性的重要根源。

## §2.5 谐波基下的多相电机数学模型

将变换矩阵  $[T]$  作用于式(2.27)、(2.28)两边有:

$$[T] \cdot [V_s] = [T] \cdot [R_s] \cdot [T]^{-1} \cdot [T] \cdot [i_s] + p \left( [T] \cdot [L_{ss}] \cdot [T]^{-1} \cdot [T] \cdot [i_s] + [T] \cdot [L_{sr}] \cdot [T]^{-1} \cdot [T] \cdot [i_r] \right) \dots (2.35)$$

$$[T] \cdot [V_r] = [T] \cdot [R_r] \cdot [T]^{-1} \cdot [T] \cdot [i_r] + p \left( [T] \cdot [L_{rr}] \cdot [T]^{-1} \cdot [T] \cdot [i_r] + [T] \cdot [L_{rs}] \cdot [T]^{-1} \cdot [T] \cdot [i_s] \right) \dots (2.36)$$

上式中, 标准基下的电压、电流向量变换到谐波基下:

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{z31s}^s \\ v_{z32s}^s \\ \vdots \\ v_{o1s}^s \\ v_{o2s}^s \end{bmatrix} = [T] \cdot [V_s], \quad \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{z31s}^s \\ i_{z32s}^s \\ \vdots \\ i_{o1s}^s \\ i_{o2s}^s \end{bmatrix} = [T] \cdot [i_s], \quad \begin{bmatrix} v_{dr}^r \\ v_{qr}^r \\ v_{z31r}^r \\ v_{z32r}^r \\ \vdots \\ v_{o1r}^r \\ v_{o2r}^r \end{bmatrix} = [T] \cdot [V_r], \quad \begin{bmatrix} i_{dr}^r \\ i_{qr}^r \\ i_{z31r}^r \\ i_{z32r}^r \\ \vdots \\ i_{o1r}^r \\ i_{o2r}^r \end{bmatrix} = [T] \cdot [i_r] \dots \dots \dots (2.37)$$

上式中, 所使用的脚标和上标定义如下:

$$x_\alpha^\beta$$

- $x$  — 变量(电压、电流、磁链等);
- $\alpha$  — 轴(ds,qs,dr,qr,z<sub>31</sub>,o<sub>1</sub>等);
- $\beta$  — 坐标系(定子、转子、同步等)。

由(2.35)、(2.36)可得  $m$  感应电机在谐波基下的动态方程:

1. d-q 子空间  $m$  相笼型感应电机动态模型  
定子电压方程:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + p \left\{ \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{m}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{m}{2} L_{ms} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \right. \\
 &\quad \left. + L_{ms} \begin{bmatrix} \frac{m}{2} \cos(\theta_r) & -\frac{m}{2} \sin(\theta_r) \\ \frac{m}{2} \sin(\theta_r) & \frac{m}{2} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^r \\ i_{qr}^r \end{bmatrix} \right\} \dots \dots \dots (2.38)
 \end{aligned}$$

其中,  $p = \frac{d}{dt}$ , 微分算子。

转子电压方程:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^r \\ i_{qr}^r \end{bmatrix} + p \left\{ \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr}^r \\ i_{qr}^r \end{bmatrix} \right. \\
 &\quad \left. + L_{ms} \begin{bmatrix} \frac{m}{2} \cos(\theta_r) & \frac{m}{2} \sin(\theta_r) \\ -\frac{m}{2} \sin(\theta_r) & \frac{m}{2} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (2.39)
 \end{aligned}$$

2.  $z_{k1} - z_{k2}$  ( $k = 3, 5, 7, \dots$ ) 子空间  $m$  相笼型感应电机动态模型  
 定子电压方程(写成非线性方程的标准形式):

$$p \begin{bmatrix} i_{z_{31s}}^s \\ i_{z_{32s}}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s/L_{ls} & 0 \\ 0 & -r_s/L_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{z_{31s}}^s \\ i_{z_{32s}}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{ls} & 0 \\ 0 & 1/L_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{z_{31s}}^s \\ v_{z_{32s}}^s \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.40)$$

转子电压方程:

$$p \begin{bmatrix} i_{z_{31r}}^r \\ i_{z_{32r}}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_r/L_{lr} & 0 \\ 0 & -r_r/L_{lr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{z_{31r}}^r \\ i_{z_{32r}}^r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.41)$$

3.  $o_1 - o_2$  子空间  $m$  相笼型感应电机动态模型  
 定子电压方程(写成非线性方程的标准形式):

$$p \begin{bmatrix} i_{o_1s}^s \\ i_{o_2s}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_s/L_{ls} & 0 \\ 0 & -r_s/L_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{o_1s}^s \\ i_{o_2s}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{ls} & 0 \\ 0 & 1/L_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{o_1s}^s \\ v_{o_2s}^s \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.42)$$

转子电压方程:

$$p \begin{bmatrix} i_{o_1r}^r \\ i_{o_2r}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_r/L_{lr} & 0 \\ 0 & -r_r/L_{lr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{o_1r}^r \\ i_{o_2r}^r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.43)$$

式(2.38)~(2.43)是谐波基下  $m$  相感应电机的动态电压方程。

观察上述公式, 定、转子的交互作用只发生在  $d$ - $q$  子空间; 而在谐波子空间的电压方程中只含有定子侧的变量, 气隙中不产生旋转的 MMF, 而只在定子中产生谐波

电流。

在稳态时，令  $p = j\omega$ ，则，式(2.40)写成矢量式有：

$$j\omega \cdot \vec{i}_s = -\frac{r_s}{L_{ls}} \cdot \vec{i}_s + \frac{1}{L_{ls}} \cdot \vec{V}_s \quad \dots\dots\dots (2.44)$$

阻抗  $Z_s$ ：

$$Z_s = r_s + j\omega L_{ls} \quad \dots\dots\dots (2.45)$$

可见，上式中电感项中不含互感而只有漏感。多相感应电机的漏感较小，对谐波电流的抑制作用自然也就较小。文献[16]、[27]、[30]中报道，在采用6步法逆变器供电时，无论在6相电机(半12相)，还是在5相电机(半10相)的定子电流中都发现了与3相电机相比较大的5、7次谐波电流。基于上述原因，这一点就不难理解了。

为了抑制上述的谐波电流有两种方法，提高功率开关器件的开关频率和采用专门设计的算法，在实现d-q子空间机电能量交换的同时抑制谐波子空间的谐波电流。这就给多相电机的控制系统提出了比较高的要求，需要高级的处理器才能胜任。在近几年的有关多相电机控制的报道中，控制器中的微处理器多是采用DSP(Digital Signal Processor)。功率开关器件需要选用额定开关频率较高的器件。这些无疑增加了系统的成本。这是多相电机变频调速系统的缺点之一。

d-q子空间的电机电压方程(2.38)、(2.39)中，d-q坐标系分别建在定子和转子上，定子上的坐标系静止而转子上的坐标系以转子角速度旋转；所以d-q子空间电压方程与转子角位置有关，含有sin和cos等非线性项。为了消去公式中的非线性项，可以利用旋转变换，将转子侧的变量变换至定子侧。从而得到d-q子空间的静止坐标系( $\alpha - \beta$ )下的电压方程。

转子到定子的旋转变换：

$$[T_r^s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.46)$$

将(2.46)作用在方程(2.38)、(2.39)等号两侧，得：

$\alpha - \beta$ 坐标系下定子电压方程：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{\alpha s}^s \\ v_{\beta s}^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{m}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{m}{2} L_{ms} \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.47) \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{m}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & \frac{m}{2} L_{ms} \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$\alpha - \beta$  坐标系下转子电压方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms} \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & \frac{m}{2} L_{ms} \end{bmatrix} \cdot p \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} \\ &+ \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms} \\ -\left(L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms}\right) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{m}{2} L_{ms} \\ -\frac{m}{2} L_{ms} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.48)$$

将上述两式合并, 写成矩阵的形式, 得到静止坐标系下电机动态数学模型:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^s \\ v_{\beta s}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 & Mp \\ Mp & \omega_r M & r_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & Mp & -\omega_r L_r & r_r + L_r p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \\ i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.49)$$

其中,  $L_s = L_{ls} + \frac{m}{2} L_{ms}$ ,  $L_r = L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms}$ ,  $M = \frac{m}{2} L_{ms}$ ,  $p = \frac{d}{dt}$

上式即典型的异步电机在两相静止坐标系上的数学模型。这一点很重要。它说明, 任意多相的异步电机在静止坐标系上的动态数学模型的形式是一致的; 三相电机控制策略, 如 DTC 和 FOC 等控制方法正是基于上式实现的<sup>[76]</sup>。FOC 只不过通过定向旋转变换, 消去上式中的转子旋转角速度后, 在同步旋转坐标系上完成控制。所以, DTC 和 FOC 的控制策略对任意多相电机的变频调速都是适用的; 其理论基础正在于此。但是, 正如前文已经指出的, 多相电机变频调速的任务不仅要实现 d-q 子空间基于上式的控制以实现机电能量转换, 同时还要采用专门的算法来抑制定子上的谐波电流, 这一部分功能可以通过多相 PWM 算法实现。本文第三章将专门研究这个问题。

## §2.6 电磁转矩方程

根据机电能量转换原理, 在多绕组电机中, 磁场的储能为:

$$W_m = \frac{1}{2} [i]^T [\psi] \quad \dots\dots\dots (2.50)$$

而电磁转矩等于电流不变而只有机械位移变化时, 磁场储能对机械角位移  $\theta_m$  的偏导



数, 且  $\theta_m = \theta_r / P$ ,  $P$  是极对数, 因此:

$$T = \frac{1}{2} [i]^T \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_m} [L] \right] \cdot [i] \dots\dots\dots (2.51)$$

$\alpha - \beta$  坐标系上, 电流矢量:

$$[i] = \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \\ i_{\alpha r}^r \\ i_{\beta r}^r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.52)$$

$\alpha - \beta$  坐标系上, 电感矩阵:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{\alpha s, \alpha s} & L_{\alpha s, \beta s} & L_{\alpha s, \alpha r} & L_{\alpha s, \beta r} \\ L_{\beta s, \alpha s} & L_{\beta s, \beta s} & L_{\beta s, \alpha r} & L_{\beta s, \beta r} \\ L_{\alpha r, \alpha s} & L_{\alpha r, \beta s} & L_{\alpha r, \alpha r} & L_{\alpha r, \beta r} \\ L_{\beta r, \alpha s} & L_{\beta r, \beta s} & L_{\beta r, \alpha r} & L_{\beta r, \beta r} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_s & 0 & M \cos(\theta_r) & -M \sin(\theta_r) \\ 0 & L_s & M \sin(\theta_r) & M \cos(\theta_r) \\ M \cos(\theta_r) & M \sin(\theta_r) & L_r & 0 \\ -M \sin(\theta_r) & M \cos(\theta_r) & 0 & L_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.53)$$

将(2.52)、(2.53)代入(2.51)后有:

$$T = \frac{1}{2} [i]^T \left[ \frac{\partial}{\partial \theta_m} [L] \right] \cdot [i]$$

$$= \frac{P}{4} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s & i_{\beta s}^s & i_{\alpha r}^r & i_{\beta r}^r \end{bmatrix} \cdot M \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 \\ -\cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \\ i_{\alpha r}^r \\ i_{\beta r}^r \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{P}{4} M \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s & i_{\beta s}^s & i_{\alpha r}^s & i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ 0 & 0 & -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \\
 &\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 \\ -\cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ 0 & 0 & -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \\ i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \\
 &= \frac{P}{4} M \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s & i_{\beta s}^s & i_{\alpha r}^s & i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \\ i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \\
 &= \frac{P}{2} M (i_{\beta s}^s i_{\alpha r}^s - i_{\alpha s}^s i_{\beta r}^s) \dots\dots\dots (2.54)
 \end{aligned}$$

上式是电磁转矩的计算公式。

稳态时，假设在电机输入电压的作用下， $\alpha - \beta$  坐标系定子电流和相应的转子电流标么化形式为：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \sin(\omega_e t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_r \cos(\omega_e t + \varphi_r) \\ -k_r \sin(\omega_e t + \varphi_r) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.55)$$

将上式带入  $\alpha - \beta$  坐标系转子电压方程(2.48),得：

$$\begin{bmatrix} k_r \sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2} \sin(\omega_e t + \varphi_r - \phi) \\ -k_r \sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2} \cos(\omega_e t + \varphi_r - \phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s\omega_e \cdot M \cdot \sin(\omega_e t) \\ -s\omega_e \cdot M \cdot \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.56)$$

其中， $s\omega_e = (\omega_e - \omega_r)$ ，

$$\phi = \sin^{-1} \left( \frac{r_r}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}} \right),$$

且有:

$$\varphi_r = \phi = \sin^{-1} \left( \frac{r_r}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}} \right); \quad k_r = \frac{s\omega_e M}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}}$$

则, 稳态电磁转矩方程为:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P}{2} M (i_{\beta r}^s i_{\alpha r}^s - i_{\alpha r}^s i_{\beta r}^s) = \frac{P}{2} M \left[ -\sin(\omega_e t) \frac{s\omega_e M}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}} \cos(\omega_e t + \varphi_r) \right] \\ &\quad + \cos(\omega_e t) \frac{s\omega_e M}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}} \sin(\omega_e t + \varphi_r) \\ &= \frac{P}{2} M \frac{s\omega_e M}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}} [\sin(\omega_e t + \varphi_r) \cos(\omega_e t) - \cos(\omega_e t + \varphi_r) \sin(\omega_e t)] \\ &= \frac{P}{2} M \frac{s\omega_e M}{\sqrt{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2}} \sin(\varphi_r) \\ &= \frac{P}{2} M^2 \frac{r_r s\omega_e}{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2} \dots\dots\dots (2.57) \end{aligned}$$

设(2.55)式中定子电流向量的幅值为  $I_d$ , 则稳态时电磁转矩的表达式如下:

$$T_e = \frac{P}{2} M^2 \frac{r_r s\omega_e}{(s\omega_e)^2 L_r^2 + r_r^2} \cdot I_d^2 \dots\dots\dots (2.58)$$

## §2.7 逆变器供电下多相电机谐波分析

多数静止变频器的输出波形中含有不可忽视的谐波成分。这些谐波成分将会对电机产生有害的影响:

- 1) 形成谐波磁势并产生谐波磁通, 引起铜损和铁损, 从而降低电机效率并使得电机温升明显。
- 2) 产生脉动转矩, 引起系统机械振动, 引起噪声。严重时系统不能正常工作。

对称的  $m$  相绕组中通以  $m$  相对称电流(不一定是正弦电流), 将产生旋转的基波和一系列正转或反转(相对于基波)的谐波磁动势。谐波磁动势的产生主要由于下面两个原因:

- 1) 励磁电压中含有时间谐波。
- 2) 绕组在空间的分布不是正弦分布。

在变频调速系统中，这两个因素同时存在着，我们把这两个因素共同作用产生的谐波称为时空谐波。 $m$ 次谐波电流引起的 $n$ 次空间谐波称为 $(m,n)$ 次时空谐波。变频调速的关键是控制好转矩。因而我们感兴趣的是 $(m,n)$ 次时空谐波的转矩性能的影响。

### 2.7.1 逆变器供电下多相电机时空谐波分析

本章第三节介绍的矢量空间解耦方法已经将时间谐波按照谐波次数进行了分组，并指出只有  $d$ - $q$  子空间中的各次谐波和基波产生 MMF，产生转矩，基波产生给定的转矩，谐波引起转矩脉动；而其它谐波子平面的各次谐波只在定子中产生谐波电流，而不会在气隙中产生 MMF，对转矩的产生没有贡献。通过对变换矩阵  $[T]$  特性的分析，可以确定各个谐波子空间的谐波次数。 $d$ - $q$  平面的各次时间谐波分量都是正弦波，引起相应的空间谐波，二者构成时空谐波，称之为  $d$ - $q$  平面时空谐波。 $d$ - $q$  平面时空谐波是转矩脉动的主要来源。下面就来分析  $d$ - $q$  平面时空谐波的组成。

为分析方便，重写  $d$ - $q$  平面的基如下：

$$d: [1 \quad \cos(\theta) \quad \dots \quad \cos((m-1)\theta)]^T$$

$$q: [0 \quad \sin(\theta) \quad \dots \quad \sin((m-1)\theta)]^T$$

当电机是  $2q$  相电机， $\theta = 2\pi/m$ ，设  $h = mk \pm 1$ ，对  $d^T$  的第  $j$  个元素 ( $j = 0, 1, \dots, m-1$ )，因为：

$$\cos((mk \pm 1) \cdot j \cdot \theta) = \cos((mk \pm 1) \cdot j \cdot 2\pi/m) = \cos(j \cdot 2\pi/m) = \cos(j \cdot \theta)$$

所以， $h = mk \pm 1, (k = 0, 1, 2, \dots)$  次时间谐波共同存在于  $d$ - $q$  平面。

同样，当电机是半  $2q$  相电机时， $\theta = \pi/m$ ，设  $h = 2mk \pm 1$ ，对  $d^T$  的第  $j$  个元素 ( $j = 0, 1, \dots, m-1$ )，

因为：

$$\cos((2mk \pm 1) \cdot j \cdot \theta) = \cos((mk \pm 1) \cdot j \cdot \pi/m) = \cos(j \cdot \pi/m) = \cos(j \cdot \theta)$$

所以， $h = 2mk \pm 1 (k = 0, 1, 2, \dots)$  次时间谐波同时存在于  $d$ - $q$  平面。

但是，对  $2q$  相电机而言，如果电压 PWM 波形在每个载波周期内是对称的，如空间电压矢量 PWM，则这种 PWM 波形中不含有偶次时间谐波。那么对  $m$  相电机， $d$ - $q$  平面存在的时间谐波次数为：

$$h = 2mk \pm 1 (k = 0, 1, 2, \dots) \dots\dots\dots (2.59)$$

对其它子空间可做类似分析。下面结合具体例子给以说明。

双 Y 移 30°电机是半 12 相电机。  $\theta = \pi/6$ ，dq 平面包含的时间谐波次数为：

$$h = 12k \pm 1, (k = 0, 1, 2, \dots) \dots\dots\dots (2.60)$$

最低时间谐波次数是 11。在零序平面上，  $h = 12k \pm 5, (k = 0, 1, 2, \dots)$ ，因而存在 5，7 次的时间谐波。零序包括 3 次谐波及其整数倍数次的谐波。

15 相 24°相带角的电机是 15 相电机。  $\theta = 2\pi/15$ ，d-q 平面包含的时间谐波次数为：

$$h = 15k \pm 1, (k = 0, 1, 2, \dots) \dots\dots\dots (2.61)$$

当 PWM 算法采用空间电压矢量 PWM 时，

$$h = 30k \pm 1, (k = 0, 1, 2, \dots) \dots\dots\dots (2.62)$$

最低时间谐波次数是 29。在各零序平面上，分别包含的谐波次数为：

$$h = 30k \pm 3, 30k \pm 5, 30k \pm 7, 30k \pm 11, 30k \pm 13 (k = 0, 1, 2, \dots)$$

零序包含：  $30k \pm 15 (k = 0, 1, 2, \dots)$ ，即 15 次及其奇数倍数次数的谐波。

知道了各次时间谐波的分布，下面分析各次谐波所产生的空间谐波。

m 相对称绕组，每相产生的磁势包含下列各次谐波：

$$F_i = \frac{2}{\pi \nu P} k_{w\nu} w_i \cos \nu \left( \alpha - (i-1) \frac{2\pi}{m} \right) \dots\dots\dots (2.63)$$

其中，  $\nu = 1, 2, \dots$  为谐波次数。

$k_{w\nu}$  — 对  $\nu$  次谐波的每个相绕组绕组系数。

$w$  — 每相串连匝数。

$i_i$  — 通过第 i 相的电流瞬时值。

$\alpha$  — 沿气隙圆周的空间坐标。

$P$  — 极对数

通过各相的电流，在时间上依次差  $\frac{2\pi}{m}$ ，写成下式：

$$i_i = \sqrt{2} I \sin \left( \omega t - (i-1) \frac{2\pi}{m} \right) \dots\dots\dots (2.64)$$

将时间和空间一同考虑，将(2.64)代入 (2.63)，

$$F_i = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\nu P} k_{w\nu} wI \sin\left(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) \cos\nu\left(\alpha - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) \dots\dots\dots (2.65)$$

由此可得 m 相合成磁势的  $\nu$  次谐波为：

$$\begin{aligned} F_\nu &= \sum_{i=1}^m \frac{2\sqrt{2}}{\pi\nu P} k_{w\nu} wI \sin\left(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) \cos\nu\left(\alpha - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi\nu P} k_{w\nu} wI \left\{ \sin(\omega t - \nu\alpha) + \sin\left[\omega t - \nu\alpha + (\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right] \right. \\ &\quad + \sin\left[\omega t - \nu\alpha + 2(\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right] + \sin\left[\omega t - \nu\alpha + 3(\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right] + \dots \\ &\quad + \sin\left[\omega t - \nu\alpha + (m-1)(\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right] \\ &\quad + \sin(\omega t + \nu\alpha) + \sin\left[\omega t + \nu\alpha - (\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right] \\ &\quad + \sin\left[\omega t + \nu\alpha - 2(\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right] + \sin\left[\omega t + \nu\alpha - 3(\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right] + \dots \\ &\quad \left. + \sin\left[\omega t + \nu\alpha - (m-1)(\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right] \right\} \dots\dots\dots (2.66) \end{aligned}$$

从上式可以看出，合成磁势  $F_\nu$  包含两组分量，一组为顺转分量，一组为逆转分量。其中，顺转分量由 m 个幅值大小相等，但在空间上依次位移  $(\nu-1)\frac{2\pi}{m}$  (电角度)的顺转波构成；逆转分量由 m 个幅值大小相等，但在空间上依次位移  $(\nu+1)\frac{2\pi}{m}$  (电角度)的逆转波构成。化简上式可得：

$$F_\nu = \frac{\sqrt{2}}{\pi\nu P} k_{w\nu} wI (mk_{\nu+} \sin(\omega t - \nu\alpha) + mk_{\nu-} \sin(\omega t + \nu\alpha)) = F_{\nu+} + F_{\nu-} \dots\dots\dots (2.67)$$

$$\text{其中, } k_{\nu+} = \frac{\sin\left(m \frac{1}{2}(\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right)}{m \sin\left(\frac{1}{2}(\nu-1)\frac{2\pi}{m}\right)} = \frac{\sin((\nu-1)\pi)}{m \sin\left(\frac{\nu-1}{m}\pi\right)}$$

$$k_{\nu-} = \frac{\sin\left(m \frac{1}{2}(\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right)}{m \sin\left(\frac{1}{2}(\nu+1)\frac{2\pi}{m}\right)} = \frac{\sin((\nu+1)\pi)}{m \sin\left(\frac{\nu+1}{m}\pi\right)}$$

由电机学可知, 每极每相为整数的绕组相绕组中所有分数次谐波不存在, 只存在整数次谐波<sup>[110]</sup>。分析  $k_{\nu+}, k_{\nu-}$  可知, 能够存在的谐波次数必须满足下式:

$$\frac{\nu \pm 1}{m} = n, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \dots \dots (2.68)$$

从上面的分析可知,  $m$  相对称绕组由基波电流产生的合成磁势只有下列次数的谐波:

$$\nu = \pm(mn \pm 1), \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \dots \dots (2.69)$$

上式中, 同时取“+”或同时取“-”。若求得值为正, 说明该次谐波是顺转波, 否则是逆转波。注意, 上式中的  $m$  指对称绕组数, 即电机从内部看的电机相数。比如, 对双 Y 移  $30^\circ$  的电机而言,  $m=12$ 。

进一步,  $m$  相对称绕组通以  $\mu$  次谐波电流产生的  $(\mu, \nu)$  次时空谐波磁动势为:

$$\begin{aligned} F_{\mu\nu} &= \sum_{k=1}^m \frac{2\sqrt{2}}{\pi\mu\nu P} k_{w\nu} wI \sin\left(\mu \cdot \left(\omega t - (k-1)\frac{2\pi}{m}\right)\right) \cos\nu\left(\alpha - (k-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi\mu\nu P} k_{w\nu} wI (mk_{\mu\nu+} \sin(\omega t - \nu\alpha) + mk_{\mu\nu-} \sin(\omega t + \nu\alpha)) = F_{\mu\nu+} + F_{\mu\nu-} \dots \dots \dots (2.70) \end{aligned}$$

$$\text{其中, } k_{\mu\nu+} = \frac{\sin\left(m \frac{1}{2}(\nu-\mu)\frac{2\pi}{m}\right)}{m \sin\left(\frac{1}{2}(\nu-\mu)\frac{2\pi}{m}\right)} = \frac{\sin((\nu-\mu)\pi)}{m \sin\left(\frac{\nu-\mu}{m}\pi\right)}$$

$$k_{\mu\nu-} = \frac{\sin\left(m \frac{1}{2}(\nu + \mu) \frac{2\pi}{m}\right)}{m \sin\left(\frac{1}{2}(\nu + \mu) \frac{2\pi}{m}\right)} = \frac{\sin((\nu + \mu)\pi)}{m \sin\left(\frac{\nu + \mu}{m} \pi\right)}$$

由上式可知，合成磁势能够存在的时空谐波次数必须满足下式：

$$\frac{\mu \pm \nu}{m} = n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \dots \dots (2.71)$$

相应地，某次谐波为零的条件：

$$\nu \pm \mu = mn \pm 1, mn \pm 2, \dots, mn \pm (m - 1), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \dots \dots (2.72)$$

对双 Y 移 30° 的 6 相电机而言， $m = 12$ ，则(2.72)式可写为：

$$\frac{\nu \pm \mu}{12} = n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \dots \dots (2.73)$$

或， $\nu = \pm(12n \pm \mu) = \pm(12n \pm h), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$

且  $h$  由(2.60)确定。

对 24° 相带角 15 相电机而言， $m=15$ ，气隙中合成磁势存在下列次数的时空谐波：

$$\nu = \pm(15n \pm \mu) = \pm(15n \pm h), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \dots \dots (2.74)$$

且  $h$  由(2.61)或(2.62)确定。上式中，空间谐波中存在偶次谐波。采用短距时，如在本系统中的 15 相感应电机采用了短距  $y_1 = (14/15)\tau$ ，可以消除 14、16 次空间谐波。由时间基波产生的最低次空间谐波次数是 29 次。

为了探讨较为通用的多相电机控制方法，本论文选择了 15 相感应电机作为控制对象。

### 2.7.2 逆变器供电下多相电机谐波转矩分析

在 d-q 平面上，除了存在基波电压外，还存在其它的高次时间谐波，这些高次谐波的次数由公式 2.59 确定。基波和这些高次谐波电压在电机气隙中产生谐波磁动势，进而产生旋转磁场。脉动转矩就是由空间上不同转速的旋转磁场共同作用而产生，虽然它们相对运动一周的平均转矩为零，但瞬时值并不为零，它是电机产生噪声、电机低速运行不稳定的主要原因，就瞬时值大小和对电机不良影响来说，首推基波电压产



生的基波磁场和高次谐波电压产生的基波磁场相互作用产生的脉动转矩。基波电压与高次谐波电压产生的空间基波磁势可分别表示为：

$$f_1 = F_1 \cos(\alpha - \omega t - \varphi_1) \dots\dots\dots (2.75)$$

$$f_i = F_i \cos(\alpha \pm i\omega t - \varphi_i) \dots\dots\dots (2.76)$$

上式中， $F_i = \frac{m}{2} \times 0.9 \frac{w_1 k_{w1}}{P} I_{mi}$ 。  $w_1$ ，每相绕组线圈串连匝数； $k_{w1}$ ，短距系数； $I_{mi}$ ，谐波电流有效值。

则两磁场相互作用在电机中产生的瞬时转矩有下述关系：

$$T_i \propto PF_1 F_i \lambda \sin((1 \pm i)\omega t - \varphi_1 - \varphi_i) \dots\dots\dots (2.77)$$

对  $m$  相电机总的瞬时力矩则有：

$$T = \sum_{i \neq mk} T_i \propto \sum_{i \neq mk} PF_1 F_i \lambda \sin((1 \pm i)\omega t - \varphi_1 - \varphi_i) \dots\dots\dots (2.78)$$

由上式可见， $T$  的大小与  $F_i$  成正比，当  $\omega$  较小，运行速度较低时，存在的低次的较大幅值的谐波电压将造成严重的转矩脉动，也引起速度的脉动。同时从上式可见，最低转矩脉动的频率  $f_{Te}$ ：

$$f_{Te} = 1 \pm i \dots\dots\dots (2.79)$$

其中  $i$  是空间磁场谐波的最低谐波次数。在三相电机中，由于存在 5, 7 次空间谐波，因而转矩脉动的最低次数是 6。而在双 Y 移 30° 的电机中，由于最低空间谐波次数是 11，因而转矩脉动的最低次数是 12。一般而言，最低空间谐波次数由公式(2.71)确定，当电机相数增多，最低空间谐波次数增大，谐波电流幅值下降(谐波电流幅值与谐波次数成反比)，转矩脉动因而在脉动频率增大的同时，幅值大大减小。

## §2.8 本章小结

在本章里，首先明确了多相电机的相数的定义，指出应该用电机的相带角来定义电机的相数。然后建立了任意多相感应电机在逆变器供电下的数学模型。逆变器供电电压中存在丰富的时间谐波，通过引入空间电压矢量解耦的方法，将  $m$  相电机静止坐标系下的模型变换到若干个相互垂直的平面中进行分析，每个平面对应不同次数的时间谐波。对基波和各谐波平面的电机数学模型的分析表明，只有基波电压对应的平面上有机电能量的转换，而其它平面与基波平面垂直，因而没有定、转子的相互作用，

不产生旋转的 MMF，而只是在定子绕组中产生谐波电流，引起铜损。对基波平面多相电机数学模型的分析证明，任意多相的感应电机在两相静止坐标系上的数学模型是一致的，这说明 DTC 和 FOC 等高性能变频调速控制策略对任意多相电机的变频调速都是适用的。这一结论，为将已经相当成熟的三相调速系统高性能控制策略和相关研究成果应用于多相变频调速系统提供了理论根据。

对多相感应电机在逆变器供电下，电机气隙磁链时空谐波的分析，给出了时空谐波分布的统一表达式，并借此分析了多相感应电机的谐波转矩。结果表明，随着电机相数的增多，电机谐波转矩的最低谐波次数增大，转矩脉动幅值下降。如双 Y 移  $30^\circ$  电机谐波转矩最低次数是 12 次，而 15 相电机则是 30 次，其幅值随着转矩脉动次数的升高而明显下降。这是多相电机变频调速系统能够得到快速的转矩响应和平稳的稳态速度特性的根本原因。

## 第三章 多相感应电机变频调速 PWM 算法研究

### §3.1 引言

1964 年从无线电学移植到传动系统控制中来的脉宽调制(PWM)技术,随着逆变器技术的广泛应用而得到飞速的发展。这里所谓的 PWM 技术,就是利用逆变器装置中的半导体开关的开通和关断,把直流电压转换成一定规律的电压脉冲系列,以实现调频、调压和消除谐波这三个目标的技术。PWM 技术的发展主要集中在四个方面<sup>[97]</sup>:

- 1) 如何提高逆变器直流侧电压的利用率。
- 2) 在输出基波电压不变的前提下,如何尽可能消除谐波。
- 3) 改善控制性能。
- 4) 改善谐波频谱分布以降低电机机械振动和噪声。

PWM 技术在其它方面也得到发展,比如降低共模电压的研究<sup>[102]</sup>。目前广泛应用的是规则采样 PWM 技术,即正弦 PWM 技术(SPWM)及其基础上发展起来的准优化 PWM 技术,如 3 次谐波注入法,和空间电压矢量 PWM(SVPWM)技术。

SPWM 的脉冲宽度按照正弦规律变化,因此能有效地抑制低次谐波,并使电机工作在近似正弦的交变电压下,转矩脉动小,大大扩展了交流电机的调速范围。但它的缺陷是母线电压利用率低。SPWM 技术和准优化 PWM 技术都是载波型的 PWM 技术。

SVPWM 方法和 SPWM 不同,它是从电动机的角度出发,着眼于如何使得电机获得幅值恒定的圆形磁场,即正弦磁通。它以对称正弦波电压供电时交流电机的理想磁通圆为基准,用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通,由它们比较的结果决定逆变器的开关,形成 PWM 波形<sup>[74-76]</sup>。由于它把逆变器和电机看成一个整体来处理,所得模型简单,便于微机实时控制,并具有转矩脉动小、噪音低、电压利用率高等优点。因此,无论在开环调速系统还是闭环控制系统中均得到广泛应用。

可见,对电动机的控制采用 SVPWM 方法是比较理想的。但是,对多相感应电机变频调速系统而言,由于其空间电压矢量数目众多,这使得使用 SVPWM 时,选择电压矢量和计算所选不同电压矢量的作用时间相当困难;对于相数较多(如相数多于 6 相)的多相变频调速系统简单地套用常规的 SVPWM 方法几乎是不可能的。注意到载波型的 PWM 技术,在多相电机控制上实现起来比较容易,算法复杂程度受感应电机系统相数的影响小。那么,很明显,如果能够用载波调制的方法实现 SVPWM 技术,就为多相电机的变频调速控制找到了一种既易于实现又同时兼有 SVPWM 特性的多相电机脉宽调制方法。

本文首先深入分析了三相载波型 PWM 的基本原理<sup>[77-86]</sup>,分析各种载波型 PWM 方法的本质区别与内在联系,在此基础上建立了三相载波型 PWM 的统一模型,并将其扩展到多相 PWM。最后给出了载波型多相 SVPWM 的几何解释,以资与常规的三

相 SVPWM 对比。基于载波调制的多相 SVPWM 为构造和实现高性能的多相变频调速系统提供了简洁、有效的脉宽调制方法。

## §3.2 载波型脉宽调制方法

### 3.2.1 概念

脉宽调制方法在逆变电源、有源滤波及变频调速等系统得到了广泛的应用，尤其在三相交流电机的控制领域应用更广。近些年来，涌现出了很多不同的脉宽调制方法，这些方法的输出性能、应用条件及实现手段等各不相同。

载波型 PWM 方法的基本调制原理是，每载波周期内的伏-秒平衡原理 (Per-Carrier-Cycle Volt-Second Balance Principle)，即每载波周期内，期望输出电压在时间上的积分等于输出调制脉冲与其作用时间的乘积。

若从实现角度来看，载波型 PWM 是利用相当于基波分量的信号波对三角载波进行调制，达到调节输出脉冲宽度的一种方法。这里所谓的相当于基波分量的信号波并不一定是正弦波，在变频调速系统 PWM 中，它可以是畸变的信号波<sup>[87-89,90]</sup>。

### 3.2.2 性能指标

对于各种 PWM 方法来讲，其性能优劣的量化指标有：输出电流的谐波含量、输出谐波频谱、电压利用率、开关频率与开关损耗、输出转矩的谐波含量以及系统的动态性能等。

#### 1. 输出谐波电流畸变系数 (HDF)

输出谐波电流有效值可以用下面的公式进行计算<sup>[97]</sup>：

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \dots\dots\dots (3.1)$$

其中， $i(t)$ 与 $i_1(t)$ 分别为逆变器输出电流和输出电流的基波分量。但是总谐波畸变电流不仅与 PWM 调制方法有关，而且与电机的内部阻抗也有很大关系。对于一种 PWM 调制方法而言，可以用电流的畸变系数 HDF (Harmonic Distortion Factor) 来衡量其电流谐波含量大小：

$$HDF = I_{hrms} / I_{hrmsix\_step} \dots\dots\dots (3.2)$$

其中， $I_{hrmsix\_step}$ 是三相逆变器的矩形波控制方法下，逆变器的输出电流谐波大小。

#### 2. 输出电流谐波频谱<sup>[96]</sup>

该频谱表示输出电流不同谐波成分的分布，可以用下式来表示不同方法的谐波电流分布：

$$h_i(k \cdot f_1) = \frac{I_{hrms}(k \cdot f_1)}{I_{hrmsix\_step}} \dots\dots\dots (3.3)$$

其中  $f_1$  为输出电流的基频， $k$  为谐波次数。这样， $h_i(k \cdot f_1)$  与电机的参数没有关系。

### 3. 电压利用率（输出电压的线性特性）<sup>[93]</sup>

不同 PWM 方法的输出电压能力不同，可以定义调制系数  $D$  (Modulation Index)：

$$D = \frac{u_1}{u_{1six\_step}} \dots\dots\dots (3.4)$$

其中， $u_1$  为调制序列的输出电压基波， $u_{1six\_step}$  为矩形波调制时逆变器输出电压基波。可见  $0 \leq D \leq 1$ ，而且，当应用矩形波调制时， $D$  达到最大值  $D=1$ ，此时有： $u_1 = u_{1six\_step} = 2U_d/\pi$  (相电压)，其中  $U_d$  为逆变器的直流母线电压。

上述 3 个指标都是与矩形波调制方法进行比较的，即以矩形波调制方法为基准，评价其他方法的不同性能。

### 4. 开关频率与开关损耗<sup>[93]</sup>

逆变器的交流输出电流谐波畸变几乎与开关频率  $f_s$  成反比，但是由于功率器件的开关能力，系统的开关损耗以及开关频率升高对器件开关应力要求的增加，逆变器的开关频率不能任意提高。为了使输出波形尽量完美而且又不会带来太大的开关损耗，一般要求在输出波形质量与开关损耗之间寻找一个折衷点来确定逆变器的开关频率。

### 5. 转矩谐波含量<sup>[85,95,91]</sup>

对任意一个脉冲序列，当其作用在电机负载的逆变系统时，产生的电机转矩脉动为：

$$\Delta T = (T_{max} - T_{av})/T_r \dots\dots\dots (3.5)$$

其中， $T_{max}$ ,  $T_{av}$ ,  $T_r$  分别为电机最大输出转矩，平均输出转矩和额定转矩。

另外，逆变器的动态性能，控制系统的方便实用性等都是评价 PWM 控制方法的重要性能指标。

### 3.2.3 PWM 实现方法分类

近些年来，涌现出了多种多样的 PWM 实现方法。众多的方法中，若用逆变器输出质量(包括输出波形的谐波含量与谐波频谱特性，电压利用率以及开关损耗等)和实现是否方便作为标准，能够实际应用的方法并不是很多。

总体来讲，PWM 方法可以分为两大类：开环调制 PWM 方法和闭环调制 PWM 方法。一般开环系统多应用电压控制型 PWM，而闭环 PWM 多应用电流控制型 PWM 方法，具体的 PWM 方法分类如图 3.1 所示。

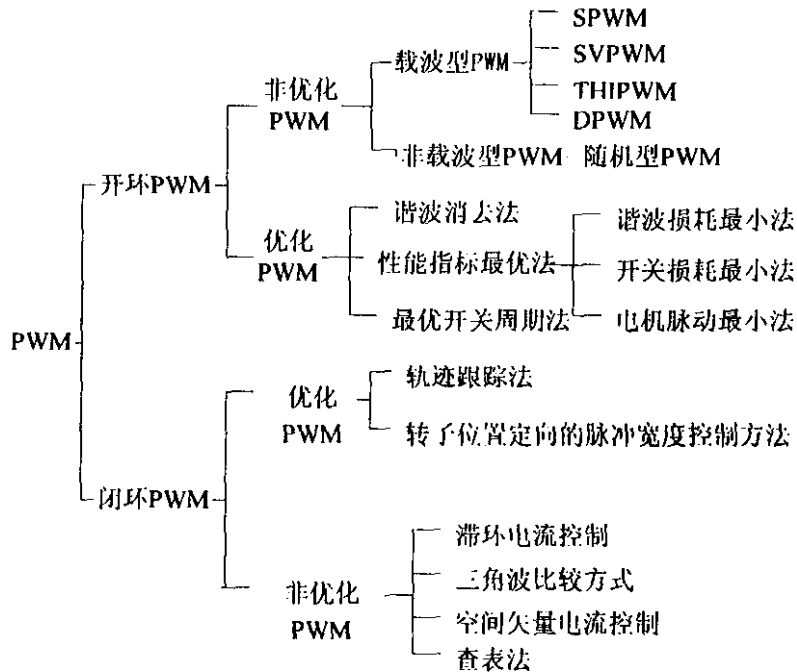


图 3.1 PWM 方法的分类

其中，经常应用的方法是载波型 PWM 控制方法，包括正弦波调制 SPWM、电压矢量脉宽调制 SVPWM、三次谐波注入法 THIPWM 以及各种非连续调制方法 DPWM。相应的，SPWM、SVPWM 和 THIPWM 等方法称为连续型 PWM 即 CPWM。从实现的角度看，这些方法可以有两种实现方式：一种是利用三角载波与调制波相交，由交点处决定功率器件的开关动作。另一种利用电压矢量的概念，应用微处理机计算出逆变器每个开关状态的作用顺序和作用时间，从而数字的控制电压矢量的作用顺序与作用时间，产生 PWM 脉冲序列。

### 3.2.4 各种载波型 PWM 方法的本质区别与内在联系

对三相逆变系统而言(如图 3.2)，三相负载中线的缺少对决定逆变器开关的占空比提供了一个自由度，也就是说，对三相负载而言，线电压是决定负载运行特性的决定

因素，不是相电压，而三个线电压中只有两个是独立。这一个自由度决定了载波型 PWM 调制方法的多样性<sup>[93]</sup>。

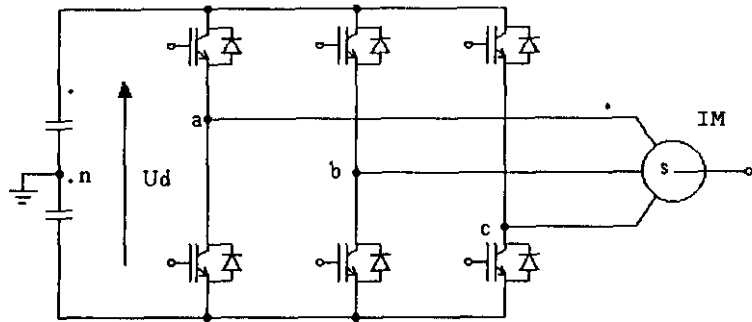


图 3.2 三相逆变系统原理图

上述的自由度在数字和模拟两种 PWM 的实现方式上有不同的体现。对数字实现方式而言，这一自由度体现为一个开关周期内，两个零电压矢量的不同作用时间和不同分布情况，即两个零电压矢量可以任意分布，可以只有一个零电压矢量作用，也可以两个零电压矢量都作用且两者的作用时间分配相对自由。

对三角载波与调制波相交而模拟产生 PWM 脉冲序列而言，这一自由度体现在可以任意的选取各种不同的调制波形。图 3.2 中，逆变器直流电压的中点与三相负载的中点之间的电压差可以任意选取，这一电压即为零序电压。零序电压一般可以选为调制波 3 的倍数频率的任意波形。

任何 PWM 方法的主要作用是决定有效电压矢量在开关周期内的开关作用时间以保证开关周期内的伏-秒平衡。但是，开关周期内每一个脉冲的位置并不影响该开关周期内的伏-秒平衡，这一不同开关状态的分布却对 PWM 的调制性能起着至关重要的作用。研究表明，开关周期内有效电压矢量的作用脉冲越靠近该开关周期的中间，其谐波特性越好，这正是 SVPWM 比 SPWM 方法的调制效果好的原因，因为开关周期内 SVPWM 的零电压矢量  $T_0$ 、 $T_7$  是平均分配在有效电压矢量两端的。

例如，传统的 SVPWM 在一个开关周期内的作用顺序为：

$$S_0 \rightarrow S_2 \rightarrow S_1 \rightarrow S_7 \rightarrow S_7 \rightarrow S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_0$$

而且， $S_0$  和  $S_7$  的作用时间均为  $T_0/2$ ， $T_0$  为该开关周期内零电压矢量的作用时间。若将零电压矢量的作用时间集中于一个零电压矢量，使逆变器的开关顺序为：

$$S_0 \rightarrow S_2 \rightarrow S_1 \rightarrow S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_0$$

初看起来，好象作用顺序改变不大，但是由于一个开关周期只有一个零电压矢量，该方法已经变成了一种非连续 PWM 方法，其开关损耗比前者降低了很多。

从数字实现的角度来讲, 各种 PWM 方法的输出波形质量, 电压利用率, 开关损耗等性能都因为其零电压的不同选取而不同, 也正是基于这一点, 才产生了各种不同的性能各异的 PWM 方法。

### 3.2.5 各种常用 PWM 方法的性能比较与不同应用场合

#### 1. 概述

虽然 PWM 方法很多, 但是控制性能高而又实现方便的就比较少了, 最常用的方法一般为 SPWM, SVPWM, THIPWM, 和两种非连续 PWM 方法。SPWM 方法实现比较简单, 所以应用比较广泛。但是 SPWM 的电压线性范围只是矩形波调制的 78.5% (理论值), 电压利用率比较低; 电压矢量法 SVPWM 将电压线性范围扩大为矩形波调制的 90.7%, 该方法特别适用于数字实现, 应用也很广泛; 三次谐波注入法 THIPWM 的输出线性范围与 SVPWM 相仿, 但是实现相对复杂一些; Depenbrock 提出了一种调制波不连续的方法 DPWM, 在下文中, 该方法称为 DPWM1, 该方法的线性范围比 SVPWM 方法还大, 而且在每开关周期内有一相桥臂的开关器件不发生动作, 从而使系统的开关损耗大大降低, 但是该方法在低频输出情况下 (调制度比较小时), 输出波形质量比较差, 实现起来也相对复杂; Ogasawara 等提出另一种 DPWM 方法, 本文称为 DPWM2, DPWM2 与 DPWM1 有很多相似之处, 后文将指出两者之间的关系, 该方法适合于功率角滞后  $30^\circ$  的负载 (例如电机等)。

#### 2. 不同 PWM 方法的输出线性特性

PWM-VSI 系统输出电压线性范围与调制方法、逆变器的死区时间以及调制波中的窄脉冲控制等因素有关<sup>[31,33]</sup>, 死区时间与窄脉冲控制的影响会使输出电压降落很多, 例如, SPWM 方法的线性范围考虑到死区时间与窄脉冲的影响时会降落到矩形波调制的 70%。

定义  $G$  (Fundamental Component Voltage Gain) 为 PWM 调制方法的基波电压增益:

$$G = V_{1m} / V_{1m}^* = M_i / M_i^* \dots\dots\dots (3.6)$$

其中,  $V_{1m}$  为输出电压基波峰值,  $V_{1m}^*$  为参考基波电压峰值,  $M_i^*$  为  $V_{1m}^*$  的调制系数。该增益可以体现不同方法的输出电压线性度。常用几种方法的输出线性度可由图 3.3 进行分析。图中, 各曲线 1, 2, 3, 4, 5 分别对应于 SPWM, SVPWM, THIPWM, DPWM1, DPWM2。

图 3.3(a)给出了不同 PWM 方法输出电压的线性范围, 也给出了当输出电压达到方波输出电压幅值时, 即  $M_i = 1$ , 调制波对应的调制系数; 图 3.3(b)不同 PWM 输出电压增益与调制系数的关系。

可见, 零序电压注入法的输出线性比 SPWM 方法有明显的优势; DPWM1 的输出线性范围最大, 而且其增益  $G$  最小为  $\sqrt{3}/\pi = 0.551$ 。由图 3.3 可以看出, DPWM1 方



法在  $M_i^* = \pi/\sqrt{3} = 1.81$  时,  $M_i = 1$ , 而其他方法要在  $M_i^* = 5 \sim 20$  时才有  $M_i = 1$ ; 这些特性是 PWM 方法本身特性决定的。

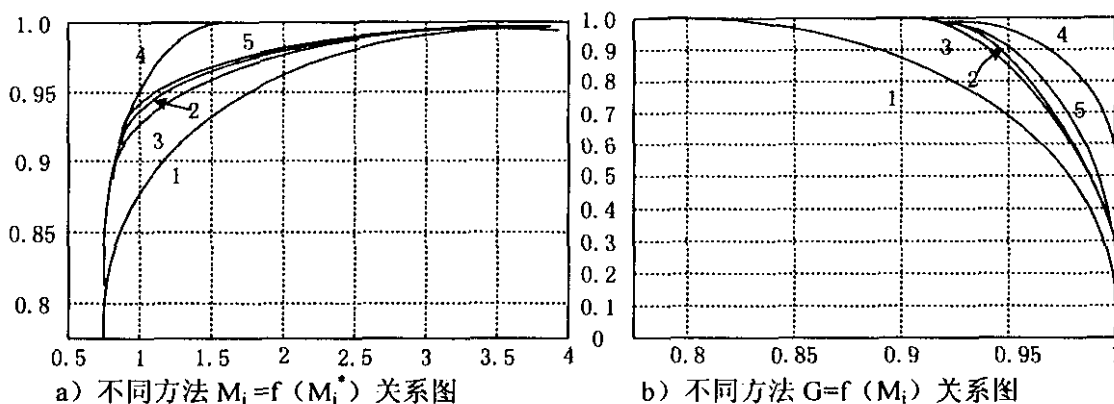


图 3.3 不同 PWM 方法的输出线性比较<sup>[93]</sup>

死区时间对 PWM-VSI 输出电压线性有相当影响, 既使利用死区时间补偿方法, 当 PWM 脉冲窄于  $2T_d$  时(本论文中  $T_d$  为逆变系统的死区时间), 一般的死区时间补偿方法将无法工作。此时线性范围被减小。研究表明, DPWM 方法线性特性受死区时间的影响比连续型 PWM 方法更弱, 显示了其优越性<sup>[76]</sup>。

另外, 一定条件下, 窄的脉冲可能损坏驱动系统或负载, 此时, 窄脉冲或者被取消掉, 或者令所有比  $T_{mpw}$  窄的脉冲都为  $T_{mpw}$  ( $T_{mpw}$  为系统允许的最小的脉冲宽度), 这两种措施即为窄脉冲控制方法。系统应用窄脉冲控制方法, 会降低逆变输出的电压线性范围, 同样, 窄脉冲控制方法对 CPWM 方法的影响比对 DPWM 方法的影响大。

总之, 从 PWM 方法输出电压线性特性分析, 非连续型 PWM 方法的线性范围、受死区时间以及窄脉冲控制的影响都比连续型 PWM 方法优越, 其中, 以 DPWM1 方法的线性特性最好。

### §3.3 载波型 PWM 方法统一模型的分析

不少学者致力于不同 PWM 方法内在联系的研究, 以期得到一个统一的数学模型, 不同 PWM 调制方法只需选择数学模型中的某些变量的不同值即可得到, 这样在 PWM 实现中, 不需硬件修改, 通过软件的在线修改即可得到不同的 PWM 效果, 使整个 PWM 调制能够根据系统的要求在线切换, 以实现某项指标的最优控制。建立不同 PWM 方法的统一模型是必要的和有意义的。

各种载波型 PWM 方法是有本质联系的, 它们都依据载波周期内的伏-秒平衡原理进行调制, 其不同点在于调制波的零序分量不同或者说每开关周期中零电压矢量的不同分布, 这正是不同脉宽调制方法的联系所在, 也是它们的区别所在。本文将对两种载波型 PWM 的统一模型分别进行阐述。两种模型的基本思路是一致的, 即从载波型

PWM 载波周期内零电压矢量的不同放置出发, 建立数学模型, 并寻找一个适当变量, 由该变量不同取值决定该模型为相应的 PWM 方法。两种方法分别从数字 PWM 实现和调制波与载波相交实现 PWM 两个角度进行讨论。

### 3.3.1 基于有效时间 $T_{eff}$ 的载波型 PWM 模型

从数字实现 PWM 角度出发, 文献[30]提出了一种统一的三相逆变器 PWM 调制方法。在一个采样周期  $T_s$  (半个载波周期) 内, 考虑每一相的开关状态从 1 变为 0 的情况, 如图 3.5 所示。在  $T_s$  内有效电压输出的时间为  $T_{eff}$  (本文中称之为有效作用时间)。在  $T_{eff}$  内才有从逆变器到负载的有用功的流动,  $T_{eff}$  在  $T_s$  中的位置不影响有用功的输出。对三相电路 A, B, C 分别定义一个“虚拟时间”  $T_{as}, T_{bs}, T_{cs}$ , 根据载波周期内平均输出电压等于参考电压原则, 有:

$$\begin{aligned} T_{as} &= \frac{V_{as}^*}{V_{dc}} \cdot T_s \\ T_{bs} &= \frac{V_{bs}^*}{V_{dc}} \cdot T_s \\ T_{cs} &= \frac{V_{cs}^*}{V_{dc}} \cdot T_s \end{aligned} \quad (3.7)$$

其中,  $V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*$  分别为三相参考电压。考虑到三相参考电压有可能为负值, “虚拟时间”  $T_{as}, T_{bs}, T_{cs}$  也可以为负值。

令:

$$T_{eff} = T_{max} - T_{min} \quad (3.8)$$

其中,

$$T_{max} = \text{Max}(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})$$

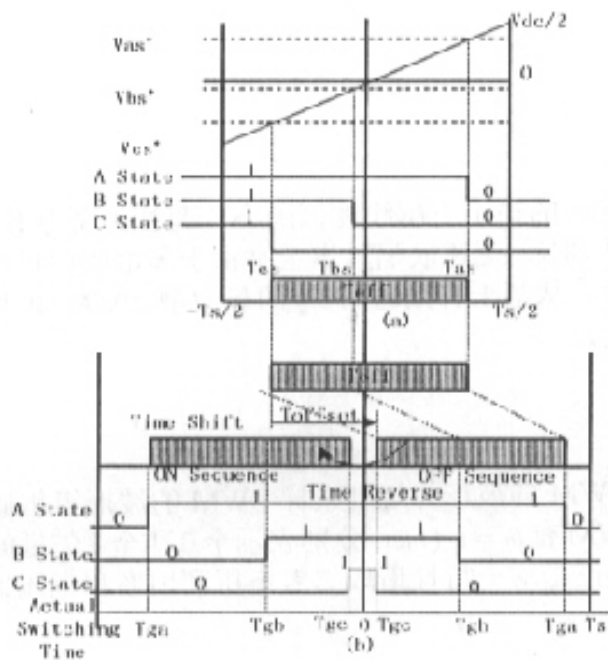
$$T_{min} = \text{Min}(T_{as}, T_{bs}, T_{cs})$$

$T_{max}, T_{min}$  分别为  $T_{as}, T_{bs}, T_{cs}$  中的最大值和最小值。

由于  $T_{eff}$  的放在整个采样周期内是任意的, 所以引入一个偏移时间  $T_{offset}$  来体现  $T_{eff}$  的不同放置(如图所示)。则:

$$\begin{aligned} T_{ga} &= T_{as} + T_{offset} \\ T_{gb} &= T_{bs} + T_{offset} \\ T_{gc} &= T_{cs} + T_{offset} \end{aligned} \quad (3.9)$$

其中  $T_{ga}, T_{gb}, T_{gc}$  分别为三相的实际触发时刻, 其值必须在  $[0, T_s]$  内。



a) 有效时间与输出电压的关系 b) 三相实际触发时间的产生

图 3.5 逆变器一个载波周期的开关状态

为保证开关模式的对称性, 在相邻的一个采样周期即该载波周期的另一半内有:

$$\begin{aligned} T_{ga} &= -T_{ga} \\ T_{gb} &= -T_{gb} \\ T_{gc} &= -T_{gc} \end{aligned} \quad \dots \quad (3.10)$$

由上述模型出发, 不同的  $T_{offset}$  取值对应不同的 PWM 调制。

### (a). SPWM

在 SPWM 中, 逆变器相电压( $V_{an}$ )与负载端电压( $V_{as}$ )相等(见图 3.2)。因而有:

$$\frac{T_{ga}}{T_s} = \frac{1 + \frac{V_{as}^*}{V_{dc}/2}}{2} \quad \dots \quad (3.11)$$

或写为:  $T_{ga} = \frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{V_{dc}} \cdot V_{a^*} = \frac{T_s}{2} + T_{av}$

与式(3.9)比较可得:

$$T_{offset} = \frac{T_s}{2} \dots\dots\dots (3.12)$$

众所周知, SPWM 的输出电压线性范围小, 调制比仅为 1, 母线电压利用率也较低, 只有方波电压的 78%。上述缺陷基本上是由于零电压矢量在一个载波周期中作用时刻分布情况引起的, 从基于有效时间  $T_{eff}$  的载波型 PWM 模型的观点看, 则和偏移时间  $T_{offset}$  的选取有关。

**(b). SVPWM**

空间电压矢量 PWM 的波形与规则采样 PWM 的波形很相似, 区别在于两种零矢量的时间分配, SVPWM 有  $t_0 = t_7$  ( $t_0, t_7$  分别表示全 0 和全 1 矢量的作用时间), 而 SPWM 中  $t_0, t_7$  不一定相等, 正是这一特性造成二者电压利用率和电流谐波等指标不同。

由图(3.5)可得:

$$t_0 = 2[T_s - (T_{max} - T_{min})]$$

$$t_7 = 2(T_{offset} + T_{min})$$

所以有:

$$2T_{offset} = T_s - T_{max} - T_{min} = T_s - (T_{max} - T_{min}) - 2T_{min}$$

$$= T_s - T_{eff} - 2T_{min} = T_0 - 2T_{min}$$

即:

$$T_{offset} = \frac{1}{2} T_0 - T_{min} \dots\dots\dots (3.13)$$

可见, 逆变器的输出电压直接与有效作用时间  $T_{eff}$  的大小对应。在实际系统应用中, 可以根据脉宽调制的需要, 在线选择不同定义的  $T_{offset}$ , 从而方便地实现不同 PWM 调制方法之间的切换, 以提高调制性能。

**3.3.2 基于载波周期内  $V_7$  作用时间系数  $k_0$  的模型**

文献[93]提出一种混合式 PWM 方法, 该方法与上述方法在思想上是一致的。图 3.6 为一个载波周期内的电压作用序列和作用时间的图示。设  $V_7$  和  $V_0$  的作用时间分别为  $k_0 T_0$  和  $(1-k_0) T_0$ ,  $k_0 \in [0, 1]$ 。由图可知 A, B, C 三相的触发时间为:

$$\begin{aligned}
 T_a &= k_0 T_0 + T_2 + T_1 \\
 T_b &= k_0 T_0 + T_2 \quad \dots\dots\dots (3.14) \\
 T_c &= k_0 T_0
 \end{aligned}$$

其中,  $T_1, T_2$  为非零矢量在该采样周期内的作用时间,  $T_0$  为零矢量的作用时间。

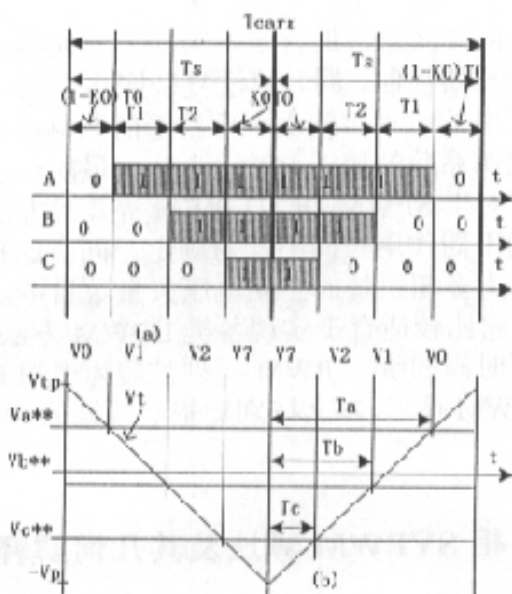


图 3.6 一个载波周期内开关状态和作用时间

$k_0$  值由 0 变化到 1, 则采样周期内  $V_7$  的作用时间  $k_0 T_0$  由 0% 变化到 100%。  $k_0$  的不同取值将对应不同的 PWM 实现方法, 也直接影响到 PWM 的输出效果。

对传统的 SVPWM 方法,  $V_7$  和  $V_0$  平均分布在采样周期的两端, 所以有:

$$k_0 T_0 = (1 - k_0) T_0, k_0 = 0.5 \quad \dots\dots\dots (3.15)$$

而  $k_0 = 0$  和 1 可以得到两种开关次数降低 1/3 的非连续型 PWM 方法。

若  $k_0$  以 3 倍调制波频率在 0 和 1 之间变化, 则  $k_0$  为 3 倍调制波频率的方波。若  $k_0$  在时间轴上有一相移角  $\varphi$ ,  $\varphi \in [0^\circ, 120^\circ]$ , 当  $\varphi$  在  $0^\circ$  到  $120^\circ$  变化时, 可以产生各种典型的 DPWM 方法及许多的其他非连续 PWM 调制方法。例如, 对 A 相余弦调制波  $V_a^* = |V_a| \cdot \cos(\omega t)$  而言, 取  $k_0 = \text{sgn}(\cos(3\omega t))$  可以得到 DPWM1 调制方法。

$k_0$  的取值不同, 得到的性能指标也不同。在具体实现时, 可以根据所需的不同的调制度范围, 选则适当的  $k_0$  值, 以得到满意的调制效果。在调制度较小时,  $k_0 \approx 0.5$  可以获得最小的输出电流纹波, 这时可以利用 SVPWM 方法; 调制度较大时,  $k_0$  必须选

择为适当的方波，即采用相应 DPWM 方法调制方法。当选择  $k_0=0$  或 1，可以减小开关损耗。

### 3.3.3 小结

本节讨论了两类载波型 PWM 的统一模型。3.3.1 节从一个载波周期内有用功流动的角度建立了一种基于有效作用时间的统一 PWM 模型。它从能量转换的角度找到了各类常用 PWM 方法的内在联系，适合于各类功率变换器控制，比较容易扩展以用于多相或多电平的功率变换器控制，同时算法复杂度不会增加很多。3.3.2 节从考察零电压矢量在一个载波周期中的位置对输出电压波形的影响出发，建立了一种基于全 1 矢量作用时间占零矢量比例系数的统一 PWM 方法，最能体现零电压矢量在 PWM 方法中的重要作用。但是它对于 SPWM 和 THIPWM 等几种方法不易实现，因为这两种方法中两个零电压矢量的不同作用时间不容易确定。同时这种方法用于多相系统 PWM 时要作较多的改动，因为多相系统的空间电压矢量数目多，一个采样周期内应选用较多的矢量来完成控制。它比较适合于实现各类 DPWM 方法。本文下一节在 3.3.1 的基础上，将基于有效作用时间的统一 PWM 模型扩展为多相 PWM。由于 SVPWM 是最适宜用于电机控制的 PWM 技术，本文特别对基于载波的 SVPWM 进行了详细的分析，并给出它的几何解释。

## §3.4 基于载波的多相 SVPWM 算法及其几何解释

### 3.4.1 基于载波的多相 SVPWM 算法

$m$  相功率变换系统中，有效作用时间和输出电压的关系如图 3.7 所示。各相“虚拟时间”  $T_{is}$  定义如下：

$$T_{is} = \frac{v_{is}^*}{v_{dc}} \cdot T_s, (i = 1, 2, \dots, m) \dots\dots\dots (3.16)$$

$v_{is}^*$  是各相的参考电压瞬时值，可由参考电压矢量  $V^*(=V_d^* + jV_q^*)$  变换而来：

$$\begin{bmatrix} v_1^* \\ v_2^* \\ \vdots \\ v_{m-2}^* \\ v_{m-1}^* \\ v_m^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{m}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ \vdots & \vdots \\ \cos((m-3)\alpha) & \sin((m-3)\alpha) \\ \cos((m-2)\alpha) & \sin((m-2)\alpha) \\ \cos((m-1)\alpha) & \sin((m-1)\alpha) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.17)$$

其中,  $\alpha = \frac{2\pi}{m}$ 。

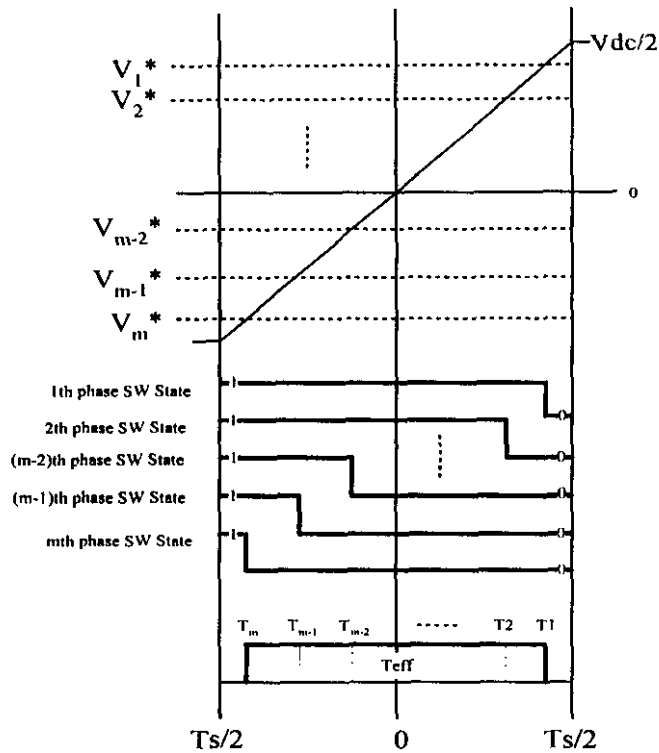


图 3.7 各相输出电压与  $T_{eff}$  的关系

$T_{eff}$  由(3.8)式定义。各相开通序列和关断序列由下面两式定义:

$$T_{ig}^{off} = T_{is} + T_{offset} \dots\dots\dots (3.18)$$

$$T_{ig}^{on} = T_s - T_{ig}^{off} \dots\dots\dots (3.19)$$

为保证充分利用母排电压, 实际开通信号必须满足下式:

$$0 \leq T_{min} + T_{offset}, T_{max} + T_{offset} \leq T_s \dots\dots\dots (3.20)$$

因而有:

$$T_{offset, min} \leq T_{offset} \leq T_{offset, max} \dots\dots\dots (3.21)$$

其中,  $T_{offset, min} = -T_{min}, T_{offset, max} = T_s - T_{max}$

为方便算法的实现，可以在一个 PWM 周期  $T_s$  内完成 PWM 调制（控制系统中磁链、转矩控制的控制周期也取  $T_s$ ）。如图 3.8 所示，波形在一个采样周期内是关于  $T_s/2$  对称的，因而只需计算开关状态由 0 变 1 的时刻，称之为开通时刻， $T_{ig}$ ：

$$T_{ig} = \frac{1}{2}(T_s - T_{ig}^{off}) \quad (3.22)$$

载波型 SVPWM 的偏移时间  $T_{offset}$  由式(3.13)给出。m 相载波型 PWM 算法示意图如下图所示。图 3.9 给出了 50Hz 时 15 相 SVPWM 算法中，虚拟时间  $T_i$ 、某相触发时刻  $T_{ig}$  和偏移时间  $T_{offset}$  的关系。从图中可以发现，偏移时间  $T_{offset}$  的波形幅值与虚拟时间相比很小，因而触发时刻的波形与虚拟时间波形差别不大。我们知道，在 SPWM 算法中，偏移时间是一个常值  $T_s/2$ ，也画于图上。实际上，但相数增多后，多相 SPWM 和 SVPWM 在波形上差别不大。

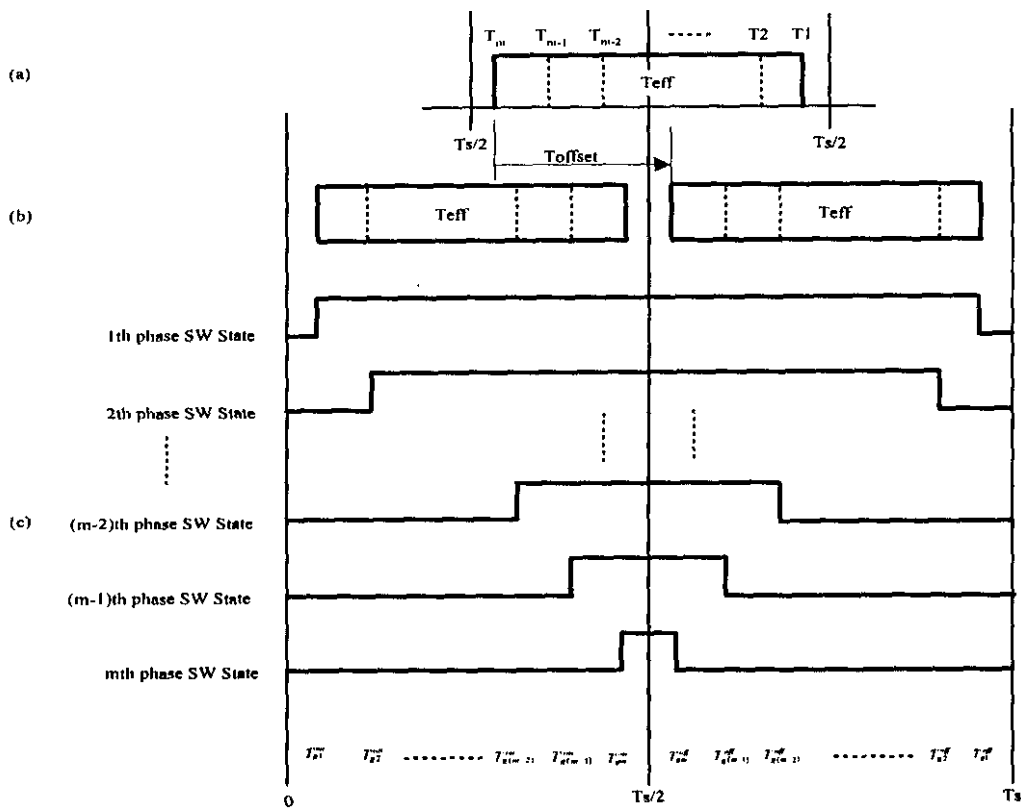


图 3.8 多相 PWM 算法示意图  
 (a)  $T_{eff}$       (b) 开通和关断序列  
 (c) 开通时刻的产生(一个周期内)



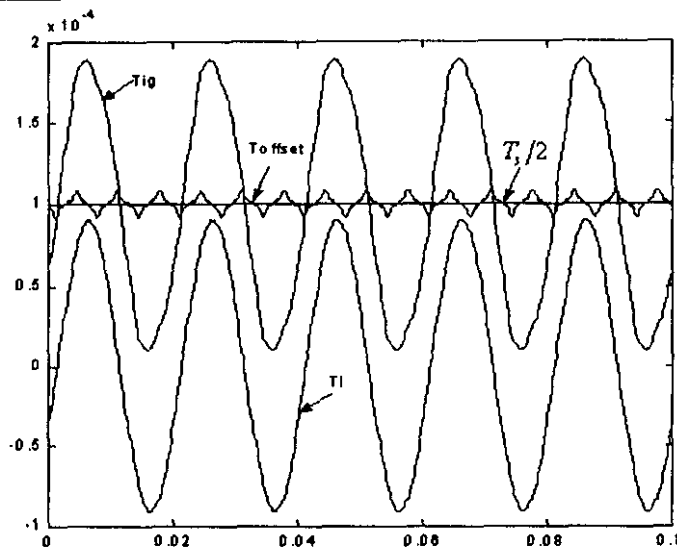


图 3.9 15 相 SVPWM 算法中各时间量波形

### 3.4.2 基于载波的多相 SVPWM 算法的几何解释

以 15 相载波型 SVPWM 为例。随着相数的增多，多相逆变器的空间电压矢量数目呈几何级数增加，15 相逆变器就有三万多个空间电压矢量。在基于载波的多相 SVPWM 算法中，由于在一个采样周期内前后半波波形对称，而且各相参考电压对称，因而在这一算法中，电压矢量中 0 或者 1 是连续的，不会出现 0 和 1 交错出现的情况；所以在 15 相逆变器对称供电时，用到的空间电压矢量(15 相空间电压矢量定义见 3.26 式)共有：

$$\sum_{k=1}^7 C_{15}^k = 210$$

个，加上全 0 和全 1 两个零矢量，共 212 个空间电压矢量。如图 3.10(a)所示。由图可见，两个零矢量位于原点，其它 210 个矢量分为 7 组在空间上同相位的矢量组，每组矢量将平面划为 30 个扇区，每个扇区占  $12^\circ$ 。这 7 组空间电压矢量的幅值大小关系如图 3.10(b)所示。

尽管传统的三相空间电压矢量 PWM 具有物理感念清晰，应用简洁方便等特点，但已很难直接用于多相系统。采用基于载波的多相 SVPWM，可以方便地实现多相变频调速系统 PWM，但其物理含义尚未得到仔细的分析。传统的三相 SVPWM 算法实现步骤可以概括为：根据给定空间电压矢量在平面上的位置，选取相应的电压矢量。计算所选矢量的作用时间。按照一定的次序输出所选矢量。在基于载波的多相 SVPWM 中，上述步骤是自动实现的。下面的分析将这一实现过程展现出来。

在分析之前，做如下假设：采样周期  $T_s = 200\mu s$ ； $k$  时刻给定磁链矢量相位角  $\theta_k = 30^\circ$ ，给定频率  $f = 50Hz$ 。则在一个采样周期内磁链矢量转过：

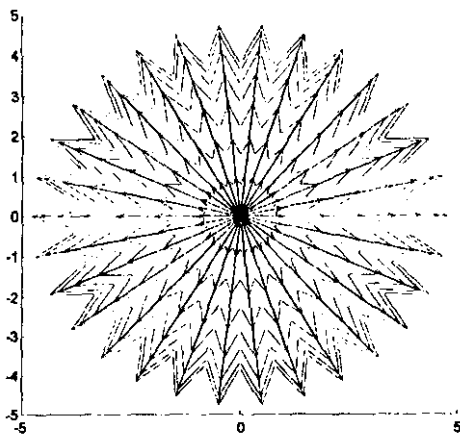
$$\Delta\theta = \theta_{k+1} - \theta_k = 3.6^\circ。$$

采用标么化运算，有：

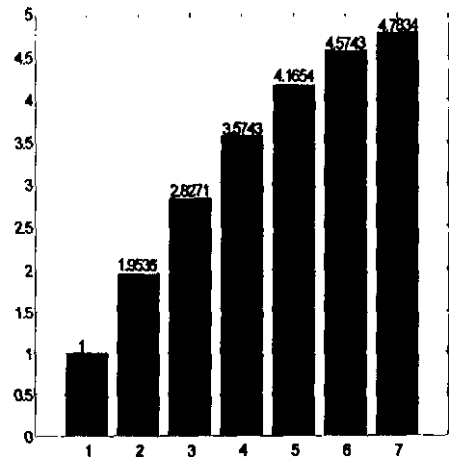
$$\vec{\psi}_k^* = e^{-j30^\circ}, \quad \vec{\psi}_{k+1}^* = e^{-j33.6^\circ} \dots\dots\dots (3.23)$$

$$V_i^* = \frac{50}{\pi} (\vec{\psi}_{k+1}^* - \vec{\psi}_k^*) \dots\dots\dots (3.24)$$

将(3.24)代入(3.17),并取  $m = 15$ ,得到各相给定电压的瞬时值  $V_i^*$ , ( $i = 1, \dots, 15$ )后, 利用(3.16)~(3.22)得到各相开通时刻。则在这个周期内, 各相 PWM 波形如图 3.11 所示。图中, 高电平表示上管开通, 低电平表示下管开通; 定义开关状态函数  $s_i$ , ( $i = 1, \dots, 15$ ) 如下:



(a) SVPWM 中 7 组矢量



(b) 7 组矢量的幅值

图 3.10 15 相逆变器空间电压矢量

$$s_i = \begin{cases} 1, & \text{上管导通} \\ 0, & \text{下管导通} \end{cases} \dots\dots\dots (3.25)$$

定义 15 相空间电压矢量:

$$\vec{V} = \frac{15}{2} U_{dc} \cdot \sum_{i=1}^{15} s_i \cdot \alpha^{i-1} \dots\dots\dots (3.26)$$

其中,  $\alpha = e^{-j\frac{2\pi}{15}}$

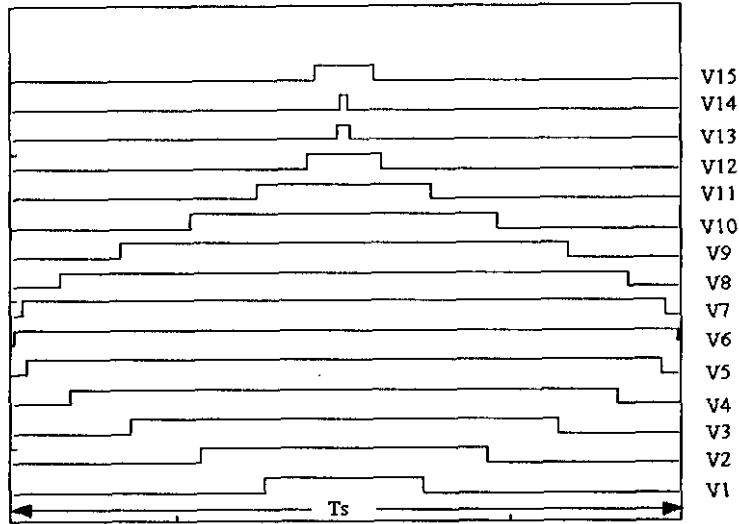


图 3.11 一个采样周期内各相 PWM 波形

图中各相开关状态变化时得到不同的组合, 半个周期内构成 15 个空间电压矢量, 前后半个周期作用的空间电压矢量相同。这 15 个空间电压矢量及其作用时间列于表 3.1。

表 3.1 15 相逆变器某个采样周期内的电压矢量及其作用时间

Vector Index	Vector	Applying duration ( $\mu s$ )
1	00000000000000	0.4156
2	00000100000000	3.683
3	00000110000000	1.2774
4	00001110000000	10.407
5	00001111000000	2.3339
6	00011111000000	15.3335
7	00011111100000	2.9869
8	00111111100000	17.6085
9	00111111110000	3.1234
10	01111111110000	16.839
11	01111111111000	2.7198
12	11111111111000	13.1578

13	111111111111000	1.8459
14	111111111111001	7.2015
15	111111111111101	0.653
16	111111111111111	0.4156
17	111111111111111	0.4156
18	111111111111101	0.653
19	111111111111001	7.2015
20	111111111111000	1.8459
21	111111111110000	13.1578
22	011111111110000	2.7198
23	011111111100000	16.839
24	001111111100000	3.1234
25	001111111000000	17.6085
26	000111111000000	2.9869
27	000111110000000	15.3335
28	000011110000000	2.3339
29	000011100000000	10.407
30	000001100000000	1.2774
31	000001000000000	3.683
32	000000000000000	0.4156

应用(3.26)式，得到上述 15 个电压矢量空间位置和作用次序，如图 3.12 所示。

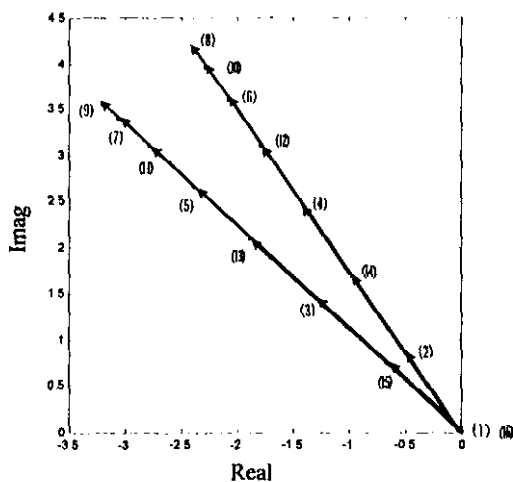


图 3.12 额定频率下 15 个空间电压矢量空间位置及作用次序

考虑上述各电压矢量作用时间，有：

$$\vec{V}_s^* \cdot T_s = \sum_{i=1}^{15} \vec{V}_i \cdot t_i \dots\dots\dots (3.27)$$

其空间合成关系如图 3.13 所示。图中从原点开始，各个矢量依次起作用；从原点开始依次连接图中黑点即可得到各矢量的作用过程。由于图中的点很密集，连线未能画出。可以看到，由于多相系统有足够多的空间电压矢量，因而能够非常准确地输出给定电压矢量。这一点可以与三相 SVPWM 做一对比。

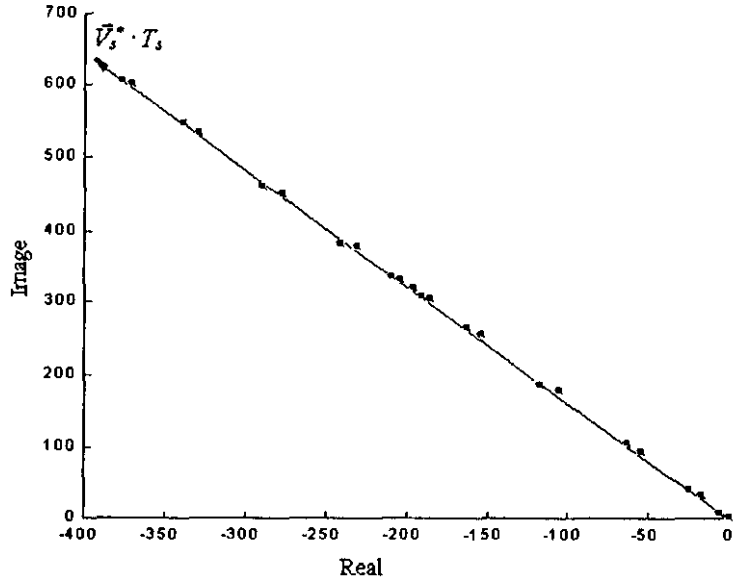


图 3.13 一个周期内各磁链矢量的作用时间及其合成( $f = 50\text{Hz}$ )

采用上文中统一的假设，在第  $k$  个周期，三相 SVPWM 的矢量合成关系如图 3.14 所示。

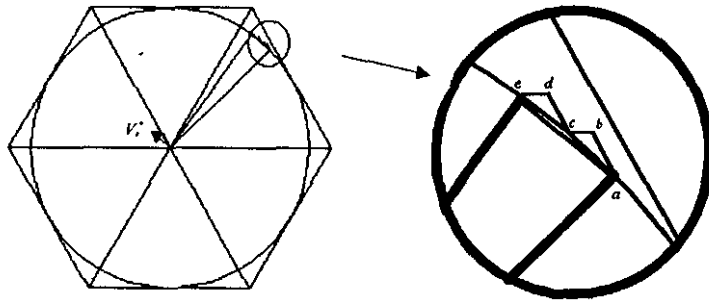


图 3.14 三相 SVPWM 的定子磁链矢量合成关系

由图可见，给定电压矢量  $V_s^*$  位于第三扇区内，在这一采样周期内由围成该扇区的两个矢量来合成给定电压矢量。形成的实际磁链轨迹为折线  $\overline{abcde}$ ，偏离给定磁链轨迹较远，特别是在扇区切换时，实际磁链的畸变更大。而正如上文所述，15 相 SVPWM 中，实际磁链轨迹几乎是直线  $\overline{ae}$ ，在整个磁链圆周上，实际磁链都能够很准确地跟随

给定磁链。这一特性就为得到快速的转矩响应提供了坚实的基础。顺便提及，当系统采样频率为  $200\mu\text{s}$  时，采用上述 15 相 SVPWM 控制，在额定给定频率(50Hz)下可以得到非常准确的 100 边形的实际磁链轨迹。对三相系统而言，只有在开关频率非常高时才能够获得畸变较小的磁链轨迹，而却又在工程上实现起来较困难。

进一步，对低频时载波型 SVPWM 的空间电压矢量合成过程做一分析。比如，给定频率为 10% 的额定频率，即 5Hz 时，一个采样周期内各相脉宽变化如下图所示。

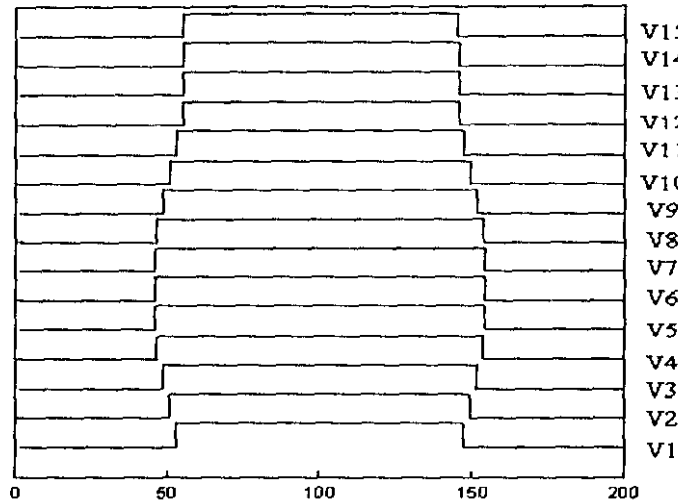
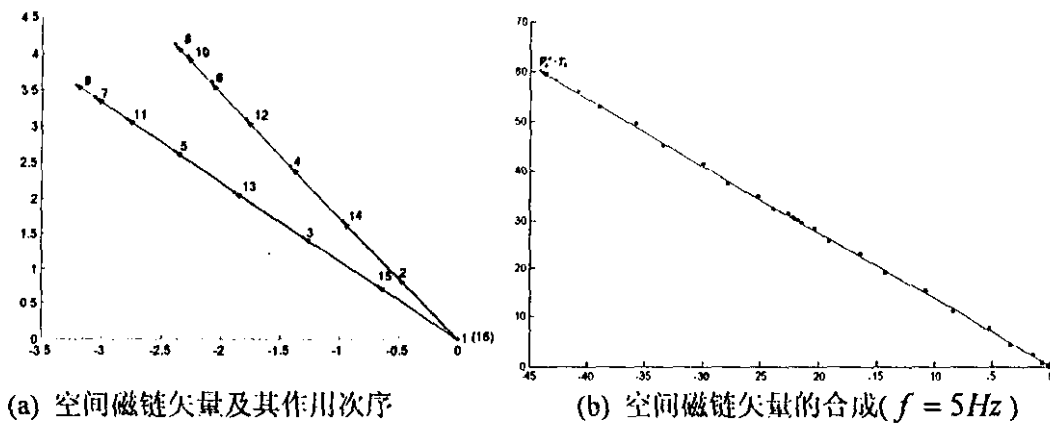


图 3.15 5Hz 时一个采样周期内各相 PWM 波形



(a) 空间磁链矢量及其作用次序

(b) 空间磁链矢量的合成( $f = 5\text{Hz}$ )

图 3.16 10% 额定频率下 15 个空间磁链矢量空间位置、作用次序和合成过程

这 15 个空间电压矢量的作用时间(半个周期内)列于表 3.2。在频率较低的时候，零矢量作用时间长，而其它矢量作用时间很短。但是，由图 3.16(b)可以看到，即使有效(非零)矢量作用时间很短，它们仍然可以十分正确地输出给定矢量。这是传统的电压矢量方法难以做到的。因为如果采用传统的电压矢量方法，在一个周期内要合成给

定电压矢量,需要至少计算如表 3.2 所示的 16 个电压矢量的作用时间,运算量十分大,一般的处理器难以满足要求。但是要注意的是,在表 3.2 中,多数矢量的作用时间不足  $1\mu\text{s}$ ,在数字控制中,受到硬件响应速度的限制,这些矢量的作用时间由于量化误差而发生变化,这些矢量合成的电压矢量与给定电压矢量之间的误差增加,引起磁链畸变,频率越低,畸变越严重。因而在低频时应该适当地增大采样周期,减小量化误差对控制性能的影响。

表 3.2 5Hz 时半个周期内各矢量作用时间

Vector Index	Vector	Applying duration ( $\mu\text{s}$ )
1	0000000000000000	45.0274
2	0000010000000000	0.2108
3	0000011000000000	0.4379
4	0000111000000000	0.5960
5	0000111100000000	0.8000
6	0001111100000000	0.8782
7	0001111110000000	1.0238
8	0011111110000000	1.0085
9	0011111111000000	1.0706
10	0111111111000000	0.9644
11	0111111111100000	0.9323
12	1111111111100000	0.7536
13	1111111111110000	0.6328
14	111111111111001	0.4124
15	111111111111101	0.2238
16	111111111111111	45.0274

另外,通过空间矢量解耦方法可以对本文提出的这种载波型 SVPWM 的时间谐波含量做一简单的分析。不失一般性,对额定频率下,将图 3.10 所示的空间电压矢量利用公式(2.20)向谐波空间投影,得到如图 3.15 所示的上述矢量在谐波空间的投影关系。图中给出了上述空间电压矢量在 d-q 平面, z31-z32 平面和 z51-z52 平面上的投影和其合成空间电压矢量。图中第一行是各个平面上合成的空间电压矢量,下一行是该采样周期内所作用的矢量在各个平面上的投影。由图可见,在基波平面(d-q 平面)上,各个电压矢量投影的方向基本一致,共同合成给定电压矢量,完成机电能量的转换;而在谐波平面上,多数空间电压矢量的投影相互抵消,所以它们的合成电压矢量幅值要远小于基波平面上合成的空间电压矢量幅值。谐波次数越高,其合成电压矢量的幅值就越小。根据第二章的分析可知,谐波平面上的合成电压矢量不产生转矩而只在定子绕组中产生谐波电流,引起铜损。本文提出的这种载波型 SVPWM 由于充分利用了多相逆变器所能产生的空间电压矢量,使得每个采样周期内施加的空间电压矢量在谐波平面的投影在合成时,多数空间电压矢量相互抵消,合成电压矢量的幅值较小,达到了

抑制时间谐波的效果，降低了系统的铜损。更高次数的谐波平面上，合成矢量幅值很小，产生的谐波电流也很小，可以略去不计。

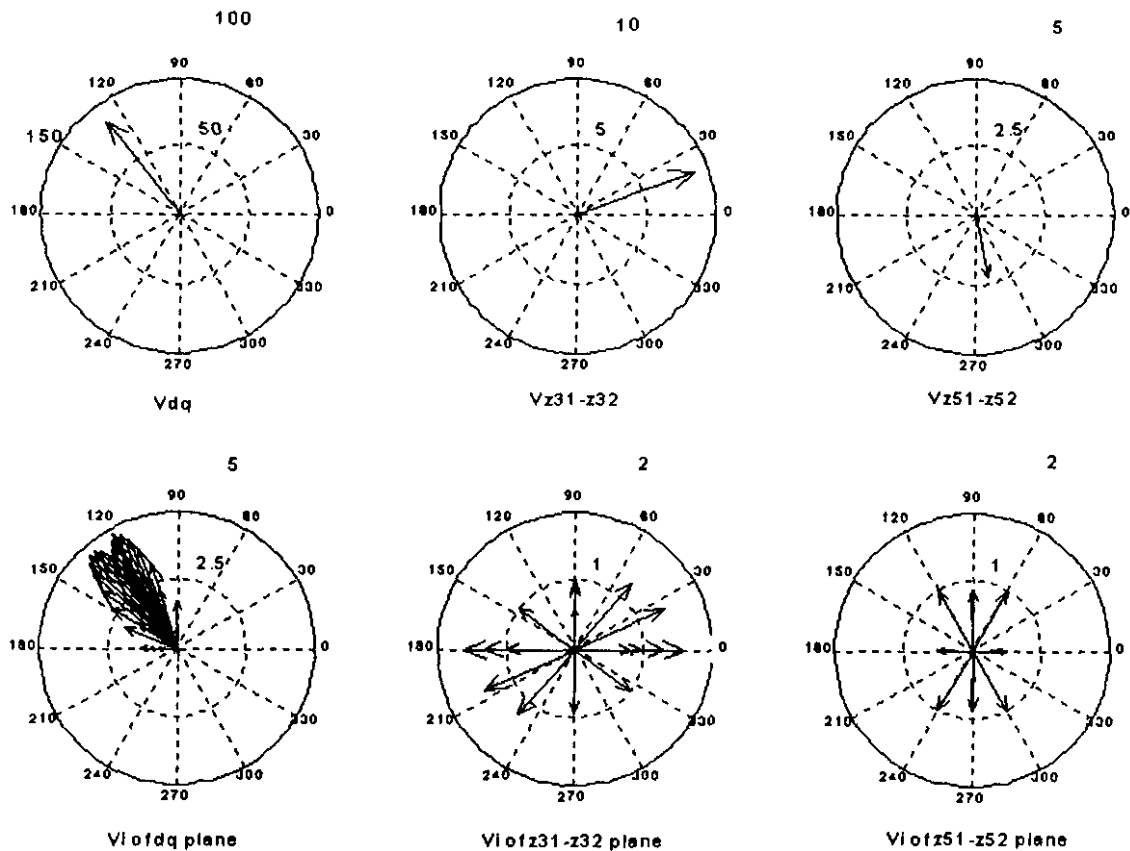


图 3.17 一个采样周期内基波和谐波平面空间电压矢量合成关系

## §3.5 本章小结

PWM 控制技术是变频调速系统的核心技术。离开了 PWM 技术，多相变频调速系统根本无法运行。在传统的三相变频调速系统中，应用最广的是 SPWM 和 SVPWM 两种脉宽调制技术，尤其是后者以其高的母排电压利用率和能够直接对电机磁链实施控制而在电机变频调速系统中得到广泛应用，但是却不能直接应用于多相 PWM 控制。

本文在深刻理解现有 PWM 技术的基础上，从逆变器有功功率流动的角度出发，分析了现有常用 PWM 技术的本质联系，分别从空间电压矢量有效作用时间和全 1 矢量作用时间系数两个方面建立了 PWM 方法的数学模型。这两种方法都能够将一些常用的 PWM 方法从理论上统一起来。特别是第一种方法易于推广至多相。在此基础上，本文提出了一种多相 PWM 方法。该方法具有算法简洁、易于实现和能够在线选择



SPWM 和 SVPWM 的特点。为多相电机实现变频调速奠定了基础。然后, 本文给出了基于载波的多相 SVPWM 技术的几何解释, 明确了它的物理含义。最后, 利用本文第二章介绍的空间矢量解耦方法, 说明了本文提出的这种多相 PWM 方法能够抑制电流的时间谐波, 降低系统的铜损。

## 第四章 多相感应电机高性能控制策略研究

### §4.1 引言

在高性能调速场合, 直流调速系统曾经占有绝对的地位。从本世纪 60 年代至 80 年代这 20 多年间, 直流调速系统的研究和实践得出一条基本的规律: 调速的任务是控制转速; 转速通过转矩来控制。从转矩到转速是一个积分, 积分时间常数  $T_m$  由电机和机械负载惯性决定, 不受控制量控制。如果转矩控制性能好, 就不难设计一个具有良好品质的速度调节器, 换句话说, 控制了电机的转矩特性, 也就控制了电机的转速。磁场定向控制(或称矢量控制, FOC)和直接转矩控制(DTC)的长足发展和广泛使用, 使得交流电机变频调速系统的性能大大提高, 可以与直流电机调速系统的性能相媲美, 并在动态响应方面超过了直流调速系统, 原因正在于这两种控制方法对电机的转矩都实施了实时控制<sup>[76]</sup>。

交流电机的转矩一般和定转子的旋转磁场及其夹角有关, 因此, 在一个调速系统中, 如欲控制转矩, 必先控制磁通。在 FOC 中, 借助于坐标变换把静止坐标系中的各交流量转化为同步旋转坐标系中两个互相垂直的分量, 即励磁分量和转矩分量, 进而实现磁通和转矩的分别闭环控制(也即解耦)。DTC 则抛弃了坐标变换的作法, 不去考虑如何使定子电流解耦, 而直接着眼于对转矩的控制, 而且这种“直接自控制”的思路不仅用于转矩控制, 而且也用于磁通的自控制<sup>[69]</sup>。

在现有的工业变频调速产品中, FOC 和 DTC 控制策略都得到了应用。尤其以 FOC 高性能变频器应用广泛, 如 SIMENS、FUJI 等国际著名公司的变频调速产品均采用矢量控制。DTC 技术则受到 ABB 公司的青睐, 在其全系列的变频调速产品均采用了该项技术。近年来, 不少学者开始对 FOC 和 DTC 两项技术进行对比研究, 以期从理论上比较二者孰优孰劣, 明确它们各自的适用范围, 为工业上对高性能变频调速系统的选取提供参考。

本文第二章对多相感应电机数学模型的分析已经证明, 多相感应电机在静止坐标系下的数学模型与三相感应电机的是一致的。这样, 广泛用于三相感应电机变频调速的 FOC 和 DTC 技术都可以用于多相感应电机变频调速。第三章提出的多相感应电机 PWM 算法可以方便地实现多相感应电机的开环控制, 在此基础上, 应用 FOC 或 DTC, 就可以实现多相感应电机的磁链和转矩的闭环控制, 实现高性能的多相感应电机调速系统。

多相感应电机的突出特点, 如可靠性高, 转矩脉动小, 决定了它的应用场合应该是可靠性要求高, 动态响应快和稳态转速脉动小、运行平稳的系统。多相感应电机本身的控制量多, 如 15 相电机的相电流、相电压的数量要远远多于三相系统, 这就要求系统的控制算法应该在满足性能要求的前提下, 尽量简洁。无疑, 从这一角度看, DTC 有优势, 因为矢量控制算法中坐标系变换及磁场定向等环节比较复杂, 会大大增加处理器的运算负担。但是, 传统的 DTC 控制中由于对磁链和转矩的调节都是采用

滞环或双位砰—砰控制，低速时转矩脉动较大。DTC 控制系统中低速性能的提高，一直是各国学者研究和探讨的热点，至今仍然未得到很好的解决。很自然的想法是，综合 FOC 和 DTC 的优点，寻找一种算法，既简洁又能满足高性能传动的要求。这已经成为目前高性能传动系统研究的方向之一。对多相感应电机调速系统而言，这一作法就显得更为必要。

DTC 和 FOC 的控制线路有区别也有联系。欲将二者有机的结合起来，有必要深刻地分析二者的本质内涵，从理论上将二者统一起来认识。日本学者 S.Yamamura 在 80 年代初提出的基于感应电机等效电路变换的磁场加速方法(FAM)<sup>[70]</sup>为探讨 DTC 和 FOC 的本质内涵提供了理论基础。

本章将磁场加速方法(FAM)的思想应用到多相感应电机，借此分析基于多相感应电机静止坐标系下数学模型的多相感应电机 FOC 和 DTC 的区别与联系。并在此基础上提出一种适合多相感应电机控制的高性能变频调速算法—多相感应电机转差型 DTC。最后对这种算法进行计算机仿真研究。

### §4.2 多相感应电机等效电路变换

$m$  相感应电机在静止坐标系下的数学模型重写如下：

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^s \\ v_{\beta s}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 & Mp \\ Mp & \omega_r M & r_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & Mp & -\omega_r L_r & r_r + L_r p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \\ i_{\alpha r}^s \\ i_{\beta r}^s \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1)$$

其中， $L_s = L_{ls} + \frac{m}{2} L_{ms}$ ,  $L_r = L_{lr} + \frac{m}{2} L_{ms}$ ,  $M = \frac{m}{2} L_{ms}$ ,  $p = \frac{d}{dt}$

用等效电路表示如图 4.1 所示。图中，各个时间函数，电压向量、电流向量和速度电势向量都是复数形式：

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_m]^T = x_d + jx_q \dots\dots\dots (4.2)$$

$e_s$  为速度电势，表示为：

$$e_s = -j\omega_r M i_s - j\omega_r L_r i_r \dots\dots\dots (4.3)$$

其中， $X = V_s, I_s, e_s$ ,  $x = v_i, I_i, e_i$  是各相电压、电流及速度电势。 $x_d, x_q$  是向量  $X$  在静止坐标系  $d-q-o$  两个垂直坐标轴的投影，如图 4.2 所示， $d$  轴方向与电机第一相绕组轴线一致。这一等效电路受到电机相数的影响，不便于处理。下面一节经过等效电

路的支路分离技术,可以得到用多相电机中的任意一相的等效电路,用它来刻画多相感应电机特性,更具普遍性。

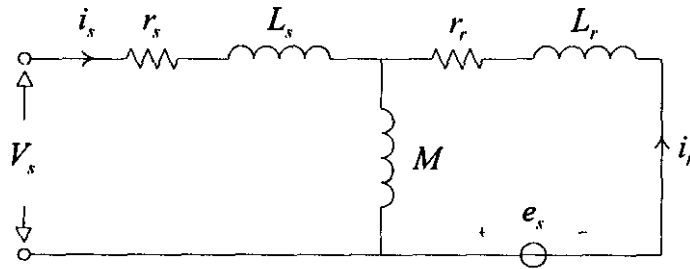


图 4.1 m 相感应电机动态等效电路(向量形式)

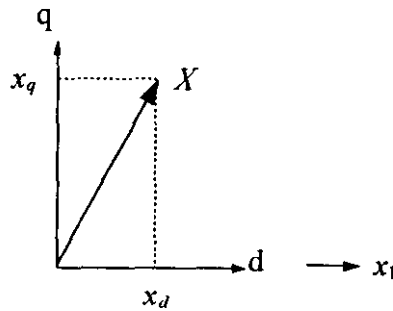


图 4.2  $d-q-o$  坐标系

#### 4.2.1 多相感应电机动态等效电路

为便于推导,这里采用转子笼型的多相感应电机,所得到的结论同样适合于绕线式感应电机。

m 相感应电机第一相的定、转子电压方程如下:

$$v_{s1} = r_s i_{s1} + \ell_s p i_{s1} + p \psi_{gs1} \dots \dots \dots (4.4)$$

$$0 = r_r i_{r1} + \ell_r p i_{r1} + p \psi_{gr1} \dots \dots \dots (4.5)$$

其中,  $\psi_{gs1}$  和  $\psi_{gr1}$  分别是定、转子气隙磁链。假设气隙磁链在圆周上呈正弦分布,并且定转子的匝数比为 1, 则对 m 相电机第一相的定子磁链和转子磁链分别为:

$$\psi_{gs1} = L_m \sum_{k=1}^m i_{sk} \cdot \cos\left((k-1)\frac{2\pi}{m}\right) + L_m \sum_{k=1}^m i_{rk} \cdot \cos\left(\theta + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right) \dots \dots \dots (4.6)$$

$$\psi_{gr1} = L_m \sum_{k=1}^m i_{rk} \cdot \cos\left((k-1)\frac{2\pi}{m}\right) + L_m \sum_{k=1}^m i_{sk} \cdot \cos\left(-\theta + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right) \dots\dots\dots (4.7)$$

电机采用 Y 接, 则有:

$$\sum_{k=1}^m i_{sk} = \sum_{k=1}^m i_{rk} = 0 \dots\dots\dots (4.8)$$

电机稳定运行时, 定转子各相电流用复数形式表示为:

$$I_{sk} = \sqrt{2}I_s e^{j\left(\omega t + \phi_s + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right)} \dots\dots\dots (4.9)$$

$$I_{rk} = \sqrt{2}I_r e^{j\left(\omega t + \phi_r + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right)} \dots\dots\dots (4.10)$$

将(4.9)、(4.10)式代入(4.6)式, 并考虑(4.8)式, 有:

$$\begin{aligned} \psi_{gs1} &= L_m \sum_{k=1}^m \sqrt{2}I_s e^{j\left(\omega t + \phi_s + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right)} \cdot \cos\left((k-1)\frac{2\pi}{m}\right) + L_m \sum_{k=1}^m \sqrt{2}I_r e^{j\left(\omega t + \phi_r + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right)} \cdot \cos\left(\theta + (k-1)\frac{2\pi}{m}\right) \\ &= \frac{m}{2} L_m i_{s1} + \frac{m}{2} L_m i_{r1} e^{-j\theta} \dots\dots\dots (4.11) \end{aligned}$$

同理有:

$$\psi_{gr1} = \frac{m}{2} L_m i_{r1} + \frac{m}{2} L_m i_{s1} e^{-j\theta} \dots\dots\dots (4.12)$$

由(4.11)和(4.12)看出, 第一相的定转子气隙磁链表达式中仅含有第一相的变量, 而不包含其它相的变量。

暂态时, 从(4.1)式立即可以得到:

$$v_s = r_s i_s + \ell_s p i_s + \frac{m}{2} L_m p i_s + \frac{m}{2} L_m p (i_r) \dots\dots\dots (4.13)$$

$$0 = r_r i_r + \left(\ell_r + \frac{m}{2} L_m\right) (p - j\omega_m) i_r + \frac{m}{2} L_m (p - j\omega_m) i_s \dots\dots\dots (4.14)$$

这样， $m$ 相电机的定转子电磁关系由其中一相的电磁关系表示，便于分析  $m$  相电机的性能。这种用其中一相的电磁关系来表示  $m$  相电机的电磁关系的方法，称之为“支路分离法”。由(4.13)、(4.14)得到  $m$  相感应电机的等效电路，即在电机学中常用到的 T 型等效电路，如图 4.3 所示。

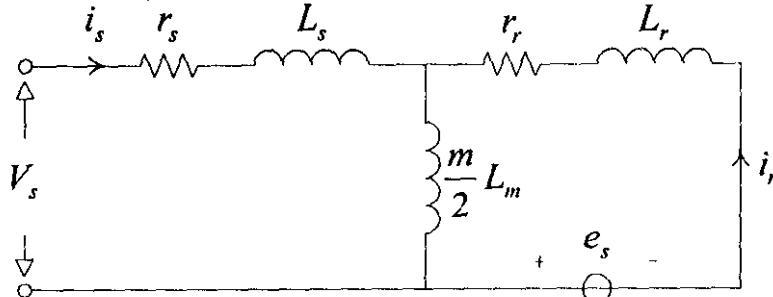


图 4.3  $m$  相感应电机 T 型等效电路

图中， $e_s$  是速度电势：

$$e_s = -j\omega_m \frac{m}{2} L_m i_s - j\omega_m \left( \ell_s + \frac{m}{2} L_m \right) i_r \dots\dots\dots (4.15)$$

另设： $\omega_m \ell_s = x_s$ ， $\omega_m \ell_r = x_r$ ， $\omega_m \frac{m}{2} L_m = x_m$  ..... (4.16)

图 4.3 所示的 T 型等效电路最为常用。但我们知道，矢量控制是在转子侧进行的，将转子侧漏感变换至定子侧后便于分析，而直接转矩控制是在定子侧完成的，将定子侧漏感变换至转子侧而使励磁电抗靠近定子便于分析。实际上，从理论上讲，保证从电机定子侧看过去定子电压、电流等变量相同的  $m$  相感应电机等效电路可以有无数个，然而其转子侧的特性却可以各不相同。转子侧电路结构的变化，反映在定转子绕组有效匝数比  $\alpha$  不同上。(4.13)、(4.14)写成矩阵形式，并取方程中电机的参数是原转子侧的实际值，即未向定子侧折算：

$$\begin{bmatrix} v_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \ell_s p + \frac{m}{2} L_m p & \frac{m}{2} L_m p \\ \frac{m}{2} L_m (p - j\omega_m) & r_r + \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) (p - j\omega_m) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.17)$$

考虑定转子绕组有效匝数比  $\alpha$ ，定义一个新的转子电流  $i_r^a$ ，满足下式：

$$\begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^a \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^a \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.18)$$

将变换矩阵  $C$  作用于(4.17)等号两边，有：

$$\begin{bmatrix} v_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \ell_s p + \frac{m}{2} L_m p & \frac{m}{2} L_m \alpha p \\ \frac{m}{2} L_m \alpha (p - j\omega_m) & r_r \alpha^2 + \alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) (p - j\omega_m) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^\alpha \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.19)$$

与此电路方程相对应的等效电路如图 4.4 所示。图中，速度电势  $e_s^\alpha$  为：

$$e_s^\alpha = -j\omega_m \frac{m}{2} L_m \alpha i_s - j\omega_m \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \alpha^2 i_r^\alpha \dots\dots\dots (4.20)$$

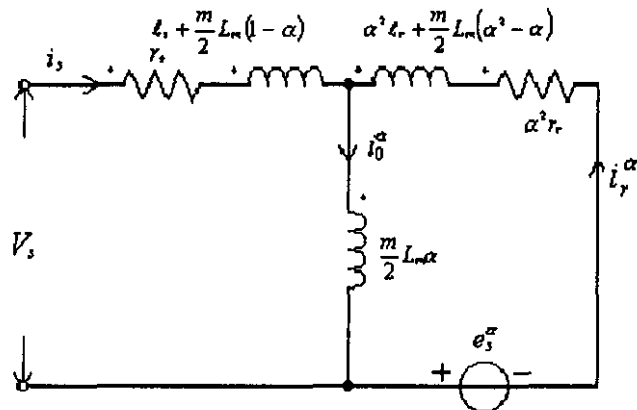


图 4.4 一般化的  $m$  相感应电机 T 型动态等效电路

从上图看出，每一相的功率输出为：

$$\begin{aligned} P_{ol} &= \text{real}[e_s^\alpha] \text{real}[i_r^\alpha] = \text{real} \left[ -j\omega_m \frac{m}{2} L_m \alpha i_s - j\omega_m \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \alpha^2 i_r^\alpha \right] \cdot \text{real}[i_r^\alpha] \\ &= \text{real} \left[ -j\omega_m \frac{m}{2} L_m \alpha i_s - j\omega_m \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \alpha^2 \frac{i_r}{\alpha} \right] \text{real} \left[ \frac{i_r}{\alpha} \right] \\ &= \text{real} \left[ -j\omega_m \frac{m}{2} L_m i_s - j\omega_m \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) i_r \right] \cdot \text{real}[i_r] \dots\dots\dots (4.21) \end{aligned}$$

而每一相的转矩为：

$$t_1 = \frac{P P_{ol}}{2\omega_m} \dots\dots\dots (4.22)$$

因而，每一相的输出功率和每一相的转矩都与 $\alpha$ 无关。这说明 $\alpha$ 取不同的值时，从定子端子看进去，电路都是等效的。

在矢量控制中，控制在转子侧进行，控制转子磁链定向的同时调节转矩电流，励磁电感靠近转子侧便于分析。只需令：

$$\alpha = \frac{(m/2)L_m}{\ell_r + (m/2)L_m} \dots\dots\dots (4.23)$$

使得转子侧漏感为零，得到如图 4.5 所示的多相感应电机 T-I 型等效电路。

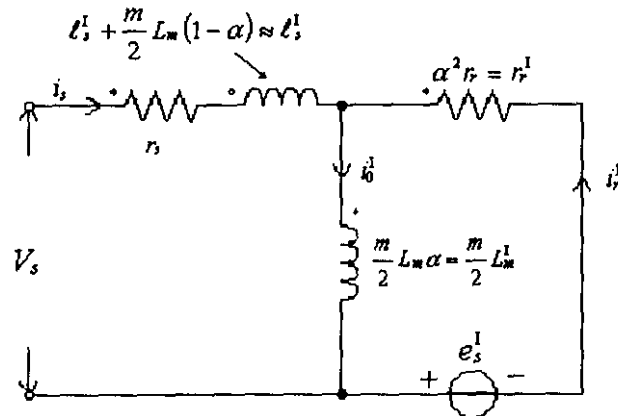


图 4.5 多相感应电机 T-I 型等效电路

图中，速度电势变为：

$$e_s^1 = j\omega_m \frac{m}{2} L_m^1 i_s - j\omega_m \frac{m}{2} L_m^1 i_r^1 \dots\dots\dots (4.24)$$

此时气隙磁链为：

$$\psi_0^1 = \frac{m}{2} L_m^1 i_0^1 = \frac{m}{2} L_m^1 (i_s + i_r^1) = \alpha \left( \frac{m}{2} L_m^1 i_s + \ell_r i_r \right) = \alpha \psi_2 \dots\dots\dots (4.25)$$

即为转子磁链(折算到定子侧)，换句话说，T-I 型等效电路中的气隙磁链实际上就是实际电机中的折算到定子侧的转子磁链。

在直接转矩控制中，控制量是定子电压，励磁电感靠近定子侧便于分析，只需令：

$$\alpha = \frac{\ell_s + \frac{m}{2} L_m}{\frac{m}{2} L_m} \dots\dots\dots (4.26)$$



则定子侧漏感变为零，得到如图 4.6 所示的多相感应电机 T-II 型等效电路。图中，速度电势变为：

$$e_s^{\text{II}} = -j\omega_m \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} i_s - j\omega_m \left( \ell_r^{\text{II}} + \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} \right) i_r^{\text{II}} \quad (4.27)$$

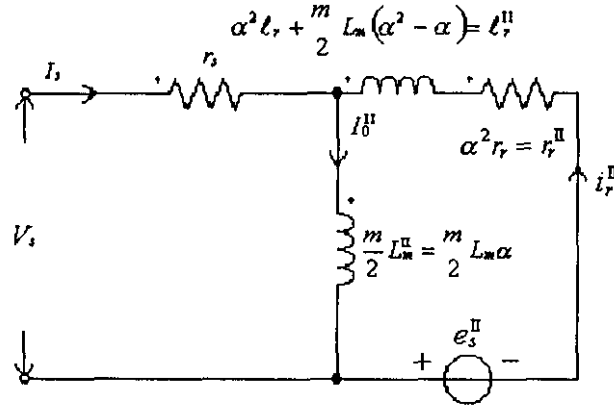


图 4.6 多相感应电机 T-II 型等效电路

此时气隙磁链为：

$$\psi_0^{\text{II}} = \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} i_0^{\text{II}} = \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} \alpha (i_s + i_r^{\text{II}}) = \ell_s i_s + \frac{m}{2} L_m i_r = \psi_s \quad (4.28)$$

即为定子磁链。这说明在 T-II 型等效电路中，对气隙磁链的控制就是对定子磁链的调节。这与直接转矩控制中的磁链控制方式是一致的。

从上面的分析过程可以看出，所得到的多相感应电机等效电路对稳态和动态过程均是适用的。下面两小节分别就电机的 T-I 和 T-II 型等效电路在稳态时的机械特性及动态时的转矩过渡过程作一个分析，考察在这两种等效电路下，多相感应电机的稳态机械特性和动态转矩响应性能。

#### 4.2.2 基于等效电路的多相感应电机机械特性分析<sup>[70]</sup>

在式(4.13)中，令  $p = j\omega$ ，可以得到稳态时的多相感应电机稳态的等效电路，并将(4.23)和(4.26)分别代入后得到 T-I 型和 T-II 型稳态时的等效电路，分别见图 4.7 和图 4.8。

图中，

$$x_s^1 = \omega \ell_s^1 = \omega \ell_s - \alpha \omega L_m^1 = x_s - \alpha x_m = x_s - \frac{x_m^2}{x_m + x_r} \approx x_s + x_r \quad (4.29)$$

$$x_m^1 = \alpha x_m = \frac{x_m^2}{x_m + x_r} \approx x_m - x_r \quad (4.30)$$

$$x_r'' = \alpha^2 x_r - \alpha x_m = \left( \frac{x_m + x_s}{x_m} \right)^2 (x_m + x_r) - (x_m + x_s) \approx x_s + x_r, \dots (4.31)$$

$$x_m'' = \alpha x_m = x_m + x_s \dots (4.32)$$

由图 4.7 所示的 T-I 型稳态等效电路，设定子电流为  $I_s$ ，则有：

$$I_s = I_0^I + I_r^I = \left( 1 + j \frac{s x_m^I}{r_r^I} \right) I_0^I, \quad I_r^I = j \frac{s x_m^I}{r_r^I} I_0^I \dots (4.33)$$

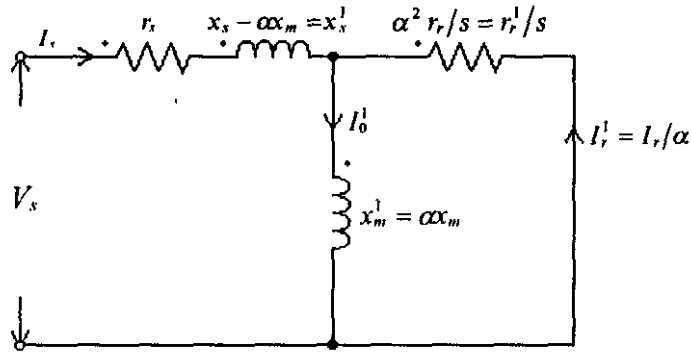


图 4.7 T-I 型稳态等效电路

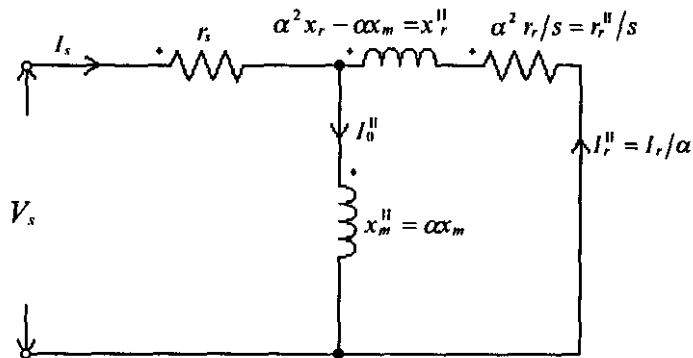


图 4.8 T-II 型稳态等效电路

每相输出的转矩为：

$$T_1^I = \frac{P}{2\omega} \frac{r_r^I}{s} |I_r^I|^2 = \frac{P}{2\omega} \frac{r_r^I}{s\omega} \left( \frac{s x_m^I}{r_r^I} \right)^2 |I_0^I|^2 = \frac{P}{2\omega} \frac{1}{s} \frac{(s x_m^I)^2}{r_r^I} |I_0^I|^2 = \frac{P}{2\omega} \frac{1}{s} \frac{\left( s\omega \frac{m}{2} L_m^I \right)^2}{r_r^I} |I_0^I|^2$$

$$= \frac{P}{2} \frac{\left(\frac{m}{2} L_m^1\right)^2}{r_r^1} s\omega |I_0^1|^2 = \frac{P}{2} \frac{m}{2} L_m^1 |I_0^1| |I_r^1| \dots (4.34)$$

由图 4.8 所示的 T-II 型稳态等效电路，设定子电流为  $I_s$ ，则有：

$$I_s = I_0^1 + I_r^1 = \left(1 + \frac{jsx_m^1}{r_r^1 + jsx_r^1}\right) I_0^1 \dots (4.35)$$

则，T-II 型等效电路的输出转矩为：

$$T_1^1 = \frac{P}{2\omega} \frac{r_r^1}{s} |I_r^1|^2 = \frac{P}{2\omega} \frac{r_r^1}{s} \frac{(sx_m^1)^2}{(r_r^1)^2 + (sx_r^1)^2} |I_0^1|^2 \dots (4.36)$$

从(4.34)、(4.36)可知，在 T-I、T-II 型等效电路中，每相稳态转矩输出都是转差的函数。而在矢量控制中，控制转子磁链的恒定，对应于 T-I 型等效电路中励磁电流  $|I_0^1|$  的恒定，在直接转矩控制中，控制定子侧磁链维持圆形，对应于 T-II 型等效电路中励磁电流  $|I_0^1|$  的恒定。在励磁电流恒定的前提下，T-I、T-II 型等效电路中转矩都是转差角频率  $s\omega$  的单值函数。由(4.34)、(4.36)得到的机械特性如图 4.9 所示。

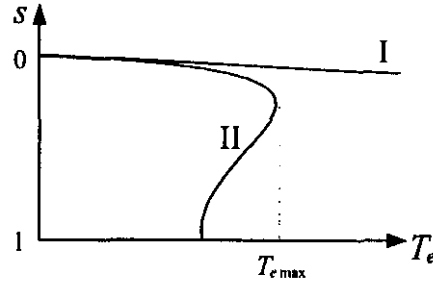


图 4.9 T-I、T-II 型等效电路恒定磁链控制时感应电机机械特性  
I: T-I 型等效电路; II: T-II 型等效电路

显然，由(4.34)得出的 T-I 型稳态等效电路在保持励磁电流恒定时的机械特性完全是一条直线，换句话说，基于 T-I 型稳态等效电路的控制，只要保持励磁电流的恒定，就可以获得如同直流电机一样的线性机械特性。而在采用 T-II 型稳态等效电路控制时，机械特性较软，存在最大转矩。但通常最大转矩  $T_{e,max}$  很大，一般可以达到额定转矩的 4~5 倍。在变频调速系统中，滑差一般控制的较小，转矩和滑差之间也有较好

的线性关系，这一线性段很长。因而可以认为当维持励磁电流 $|I_0^u|$ 为常数时，其稳态机械特性可以视为线性的，而且可以不考虑停转转矩。

调速系统的动态性能取决于系统转矩动态过渡过程。下面一小节考察基于 T-I 型和 T-II 型，分别保持 $|I_0^l|$ 和 $|I_0^u|$ 恒定时，转矩的过渡过程。

### 4.2.3 基于等效电路的多相感应电机转矩过渡过程分析<sup>[70]</sup>

基于 T-I 型等效电路的矢量控制的控制量是定子电流，基于 T-II 型等效电路的直接转矩控制的控制量是定子电压。两种控制方式中，在其控制量作用下，转矩是否能够快速响应，是系统能否得到优良的调速性能的先决条件。

#### 1. 电流控制时转矩过渡过程分析

在一般化的  $m$  相感应电机 T 型动态等效电路中，转子侧的电压方程为：

$$\frac{m}{2} L_m \alpha (p - j\omega_m) i_s + \left[ r_r \alpha^2 + \alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) (p - j\omega_m) \right] i_r^\alpha = 0 \quad (4.37)$$

由于  $i_0^\alpha = i_s + i_r^\alpha$ ，上式变为：

$$\left[ r_r \alpha^2 + \alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) (p - j\omega_m) \right] i_0^\alpha = \left\{ r_r \alpha^2 + \left[ \alpha^2 \ell_r + \frac{m}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha) (p - j\omega_m) \right] \right\} i_s \quad (4.38)$$

在矢量控制中，定子电流作为控制输入量来抑制励磁电流 $i_0^\alpha$ 的过渡过程。为确定上式中 $i_0^\alpha$ 的过渡过程，对其作拉氏变换，有：

$$\begin{aligned} & \left\{ \alpha^2 r_r + \left[ \alpha^2 \ell_r + \frac{m}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha) \right] (s - j\omega_m) \right\} I_s(s) \\ & = \alpha^2 r_r I_0^\alpha(s) + \alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) [s I_0^\alpha(s) - I_{00}^\alpha - j\omega_m I_0^\alpha(s)] \quad (4.39) \end{aligned}$$

其中， $I_{00}^\alpha$ 是 $I_0^\alpha$ 的初始值。上式整理为：

$$I_0^\alpha = \frac{\left[ \alpha^2 r_r + \frac{m}{2} L_m (\alpha^2 - \alpha) \right] (s - j\omega_m)}{\alpha^2 r_r + \alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) (s - j\omega_m)} I_s(s) + \frac{\alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right)}{\alpha^2 r_r + \alpha^2 \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) (s - j\omega_m)} I_{00}^\alpha \dots (4.40)$$

上式仅有一个特征根：

$$s = -\frac{r_r}{\ell_r + (m/2)L_m} + j\omega_m = \delta \dots (4.41)$$

该特征根与  $\alpha$  的取值无关，在矢量控制中，定子电流作为控制量，其复数表达式设为：

$$i_s = \sqrt{2} I_s e^{j\omega t} \dots (4.42)$$

其拉氏变换为：

$$I_s(s) = \sqrt{2} \frac{I_s}{s - j\omega} \dots (4.43)$$

将上面两式代入(4.38)，并取其拉氏反变换，得：

$$i_0^\alpha(t) = \frac{\alpha r_r + j(\omega - \omega_m) \left[ \alpha \ell_r + \frac{m}{2} L_m (\alpha - 1) \right]}{\alpha \left[ r_r + j(\omega - \omega_m) \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \right]} \sqrt{2} I_s e^{j\omega t} - \frac{r_r}{\alpha \left[ r_r + j(\omega - \omega_m) \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \right]} \frac{\frac{m}{2} L_m}{\ell_r + \frac{m}{2} L_m} \sqrt{2} I_s e^{\delta t} + I_{00}^\alpha e^{\delta t} \dots (4.44)$$

上式中，等号右边第一项是稳态项，第二、第三项是暂态项。两个暂态项含有相同的因子  $e^\delta$ ，它是时间的函数。暂态项的存在，使得励磁电流不能立即达到给定值，因而转矩的响应存在时间滞后。为消除励磁电流中的暂态项，有下式：

$$\frac{r_r}{\alpha \left[ r_r + j(\omega - \omega_m) \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \right]} \frac{\frac{m}{2} L_m}{\ell_r + \frac{m}{2} L_m} \sqrt{2} I_s = I_{00}^\alpha \dots (4.45)$$

$I_{00}^\alpha$  是  $I_0^\alpha$  的初始值。在 T-I 型等效电路中,  $\alpha$  值由(4.27)确定, 将其代入上式:

$$I_0^1 = \frac{r_r}{r_r + js\omega \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right)} I_s = \frac{\alpha^2 r_r}{\alpha^2 r_r + js\omega \left( \ell_r + \frac{m}{2} L_m \right) \alpha^2} I_s = \frac{r_r^1}{r_r^1 + js\omega \frac{m}{2} L_m^1} I_s \quad (4.46)$$

其中,  $I_0^1 = \sqrt{2} I_0^\alpha e^{j\phi_0}$ ,  $\phi_0$  是励磁电流  $I_0^1$  的初始相位角。在矢量控制中,  $I_0^1$  控制为恒值。将上式写为:

$$\frac{r_r^1}{s} I_s^1 = I_0^1 \left( \frac{r_r^1}{s} + j\omega \frac{m}{2} L_m^1 \right) \dots (4.47)$$

这正好是图(4.7)所示的 T-I 型稳态等效电路的转子侧回路方程。在公式(4.46)决定的励磁电流无暂态条件被满足时, 由(4.27)可知, 当  $I_0^1$  控制为恒值, 控制转子电流  $I_r^1$ , 可以得到无暂态的转矩响应。这一结论正是矢量控制的理论基础。

## 2. 电压控制时转矩过渡过程分析

由图 4.8, T-II 型等效电路中励磁电感上的端电压记为  $e_1^{\text{II}}$ , 并考虑(4.26)有:

$$e_1^{\text{II}} = \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} p i_0^{\text{II}} = -(r_r^{\text{II}} + \ell_r^{\text{II}} p) i_r^{\text{II}} - e_s^{\text{II}} = -[r_r^{\text{II}} + \ell_r^{\text{II}} (p - j\omega_m)] i_r^{\text{II}} + j\omega_m \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} i_0^{\text{II}} \dots (4.48)$$

由于在电压控制中, 磁链通过磁链调节器(秤秤控制或滞环控制)控制, 可以认为磁链为幅值恒定且以电角频率旋转的矢量, 所以, 励磁电流和励磁电感上的端电压都可以设为正弦量, 用复数形式表示为:

$$e_1^{\text{II}} = j\omega \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} i_0^{\text{II}} = j\omega L_m^{\text{II}} \sqrt{2} I_0^{\text{II}} e^{j(\omega t + \phi_0)} = \sqrt{2} E_1^{\text{II}} e^{j\omega t} \dots (4.49)$$

上式代入(4.48), 有:

$$e_1^{\text{II}} \left( 1 - \frac{\omega_m}{\omega} \right) = s e_1^{\text{II}} = -[r_r^{\text{II}} + \ell_r^{\text{II}} (p - j\omega_m)] i_r^{\text{II}} \dots (4.50)$$

结合(4.48)式, 并令  $p = j\omega$  得到  $i_r^{\text{II}}$  的稳态解:

$$i_{rs}^{\text{II}} = \sqrt{2}I_r^{\text{II}} e^{j\omega t} = -\frac{\sqrt{2}E_1^{\text{II}}}{\frac{r_r^{\text{II}}}{s} + j\omega\ell_r^{\text{II}}} e^{j\omega t} \quad (4.51)$$

令(4.51)式等于 0, 得到  $i_r^{\text{II}}$  的暂态解:

$$i_r^{\text{II}} = Ae^{-(r_r^{\text{II}}/\ell_r^{\text{II}})t} e^{j\omega_m t} \quad (4.52)$$

其中,  $A$  为暂态解的幅值, 由初始条件决定。合并上述两式, 得到  $i_r^{\text{II}}$  的一般解:

$$i_r^{\text{II}} = -\frac{\sqrt{2}E_1^{\text{II}}}{\frac{r_r^{\text{II}}}{s} + j\omega\ell_r^{\text{II}}} e^{j\omega t} + Ae^{-(r_r^{\text{II}}/\ell_r^{\text{II}})t} e^{j\omega_m t} \quad (4.53)$$

将(4.27)、(4.49)和(4.53)代入 T-II 型等效电路的转矩表达式:

$$t_1^{\text{II}} = \frac{P}{2\omega_m} \text{real}[e_s^{\text{II}}] \text{real}[i_r^{\text{II}}] \quad (4.54)$$

并考虑各相的相位关系, 最后得到  $m$  相的输出转矩为:

$$t_m^{\text{II}} = \frac{mP}{4} \left\{ 2 \frac{x_m^{\text{II}}}{Z_r^{\text{II}}} \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} (I_0^{\text{II}})^2 \cos(\beta) + |A| e^{-(r_r^{\text{II}}/\ell_r^{\text{II}})t} \frac{m}{2} L_m^{\text{II}} \sqrt{2} I_0^{\text{II}} \sin(s\omega t + \phi_0 - \phi_A) \right\} \quad (4.55)$$

其中,  $Z_r^{\text{II}} e^{j\beta} = \frac{r_r^{\text{II}}}{s} + j\omega\ell_r^{\text{II}}$ ,  $x_m^{\text{II}} = \frac{m}{2} L_m^{\text{II}}$ 。

式(4.55)中, 第一项是稳态转矩分量, 第二项是暂态转矩分量, 它以滑差频率脉动, 其衰减时间常数为  $\ell_r^{\text{II}}/r_r^{\text{II}}$ , 通常很小, 为几个毫秒。

### 3. 电流控制和电压控制转矩过渡过程比较

上面的分析表明: 基于 T-I 型的等效电路的矢量控制, 转矩响应可以达到无暂态, 而基于 T-II 型等效电路的直接转矩控制, 转矩响应有一个小的滞后, 不能实现立即响应。由此可见, 从转矩的快速响应性看, 矢量控制要比直接转矩控制优越。但是得到这一结论的前提是 T-I 型等效电路的电流无暂态条件, 即式(4.46)必须被满足。在(4.46)

中, 转子电阻易受温度的影响而发生变化, 这时励磁电流的暂态项不能消除, 使得转矩的过渡过程变得缓慢, 并且以滑差频率振荡, 严重时将导致系统不稳定<sup>[70]</sup>。基于 T-II 型等效电路的直接转矩控制受参数的影响小(只受到定子电阻的影响), 即使电机参数变化, 其暂态项仍然可以快速衰减, 因而快速响应的鲁棒性强。直接转矩控制由于没有实现定子电流的解耦, 转矩响应存在一定的滞后; 在对磁链及转矩采用砰砰控制或纯滞环控制时(经典的 DTC 控制结构多是如此), 为了得到快速的转矩响应, 控制周期必须很小, 以抑制电流的暂态过程, 如 ABB 公司的直接转矩控制器的控制周期仅为  $50 \mu\text{s}$ <sup>[74]</sup>, 对微处理器的要求很高。上面比较的是二者的区别, 实际上, 这两种控制方法本质上存在着共性: 通过对转差频率的调节就可以控制瞬时的转矩。这可以从下面的分析中看出。

T 型等效电路的回路方程为:

$$0 = r_r i_r + \left( l_r + \frac{m}{2} L_m \right) p i_r + \frac{m}{2} L_m p (i_s e^{-j\omega_m t}) \dots\dots\dots (4.56)$$

在矢量控制中, 定子电流是控制量, 设为:

$$i_s = \sqrt{2} I_s e^{j(\omega t + \phi_s)} \dots\dots\dots (4.57)$$

代入上式, 有:

$$0 = r_r i_2 + \left( l_r + \frac{m}{2} L_m \right) p i_r + j s \omega \frac{m}{2} L_m \sqrt{2} I_s e^{j(s\omega t + \phi_s)} \dots\dots\dots (4.58)$$

它的通解为:

$$i_r = A e^{-[r_r/(l_r + (m/2)L_m)]t} + \sqrt{2} I_s e^{j(s\omega t + \phi_s)} \dots\dots\dots (4.59)$$

在 T-II 型等效电路  $i_r^{\text{II}}$  的通解(4.53)式两边乘  $e^{-j\omega_m t}$ , 有:

$$i_r^{\text{II}} = A e^{-(r_r^{\text{II}}/l_r^{\text{II}})t} - \frac{\sqrt{2} E_1^{\text{II}}}{\frac{r_r^{\text{II}}}{s} + j\omega l_r^{\text{II}}} e^{js\omega t} = A e^{-(r_r^{\text{II}}/l_r^{\text{II}})t} - \sqrt{2} E_1^{\text{II}} e^{js\omega t} \dots\dots\dots (4.60)$$

瞬态转矩由下式计算:

$$T_1 = \frac{P}{2\omega_m} \text{real}[e_s] \text{real}[i_r] \dots\dots\dots (4.61)$$



将  $e_s^I$ ,  $e_s^{II}$  和  $i_r^I$ ,  $i_r^{II}$  分别代入上式, 得到基于 T-I 和 T-II 型等效电路控制时的转矩, 应该注意的是, 两个速度电势表达式中的第二项含有  $ji_r$  因子, 所以它们不产生转矩。式(4.61)变为:

$$t_1 = \frac{P}{2} \text{real} \left[ -j \frac{m}{2} L_m i_s i_r \right] \dots\dots\dots (4.62)$$

进一步,  $m$  相的转矩输出为<sup>[70]</sup>:

$$t_m = \frac{m}{4} P \text{real} \left[ -j \frac{m}{2} L_m i_s \bar{i}_r \right] = \frac{m^2}{8} L_m P \text{real} \left[ -j i_s \bar{i}_r \right] \dots\dots\dots (4.63)$$

其中,  $\bar{i}_r$ ,  $i_r$  互为共轭。将(4.59)和(4.60)分别代入上式, 同时应注意, 在计算转矩时, 上式中  $i_s$ ,  $\bar{i}_r$  的频率要一致。最后可得:

$$t_m = \frac{m^2}{8} L_m P \text{real} \left[ -j i_s \bar{i}_r \right] = \frac{m^2}{8} L_m P \left[ B \cdot \sin(s\omega t + \phi_1) + 2I_1 I_2 \sin(\phi_1 - \phi_2) \right] \dots\dots\dots (4.64)$$

其中,  $B$  的取值在 T-I、T-II 型等效电路中分别为:

$$B^I = A\sqrt{2}I_s e^{-[r_r/(t_r + (m/2)L_m)t]}, \quad B^{II} = A\sqrt{2}I_s e^{-[r_r^II/t_r^II]} \dots\dots\dots (4.65)$$

从(4.64)式中可以看出,  $m$  相感应电机的输出转矩和机械转速  $\omega_m$  无关, 而仅仅是转差频率  $s\omega$  的函数。这说明, 无论在基于 T-I 型等效电路的矢量控制中还是在基于 T-II 型等效电路的直接转矩控制中, 在控制气隙磁链为恒定幅值的前提下, 转矩仅依赖于滑差频率而与电机转速无关。对转矩的控制可以通过控制滑差频率来实现。

从这一结论出发, 可以将矢量控制和直接转矩控制结合起来, 用于电机的高性能控制。从以上的分析可知, 尽管矢量控制的转矩控制可以得到立即响应, 特性最好, 但是控制中需要准确获取较多的电机参数, 特别是转子侧的参数, 且转矩控制性能受参数变化影响很大。多相感应电机作为一种新的控制对象, 距离成熟的产品尚有电机优化设计、产品系列化等诸多课题要完成, 而且, 多相感应电机比起传统的三相电机, 电机参数的测量尚无深入的研究, 目前还难以得到准确的电机参数<sup>[50,55,56,59,63]</sup>。这些都限制了矢量控制在多相感应电机中的应用。直接转矩控制中仅仅用到电机的定子电阻这一个参数(可以用电桥精确测出), 虽然转矩控制存在一个小的滞后, 但仍然可以实现快速的转矩控制。从这一角度说, DTC 更容易在多相感应电机调速系统中实现。但是, 正如上面的分析所指出, 当采用传统的转矩、磁链砰砰控制或滞环控制时, 为了抑制转矩响应的过渡过程, 需要采用很小的控制周期。而且, 深入的 DTC 研究证明, 传统的转矩、磁链砰砰控制或滞环控制是造成 DTC 系统低速性能恶化, 调速范

围不大的主要原因<sup>[75]</sup>。结合上面两小节分析,综合矢量控制和直接转矩控制的优点,考虑多相感应电机的特点,下述控制方案是解决上述矛盾,获得控制结构简单、满足高性能传动要求的途径之一:在经典 DTC 的基础上,取消磁链和转矩的砰砰或滞环控制等非线性控制环节,代以连续的 PI 调节。转矩调节器的输出不再是给定电压矢量,而是滑差角频率,而转矩的控制通过控制滑差角频率来实现。滑差角频率与通过速度传感器测得的电机转速相加得到同步速度,也即给定磁链旋转角频率,然后利用追踪磁链法控制定子磁链为恒幅值圆磁通,得到给定的电压矢量,最后利用本文提出的多相 PWM 算法控制逆变器各相的 PWM 电压输出,作用于电机。本文权且称这种控制策略为“转差型直接转矩控制”。控制方案框图见图 4.10。

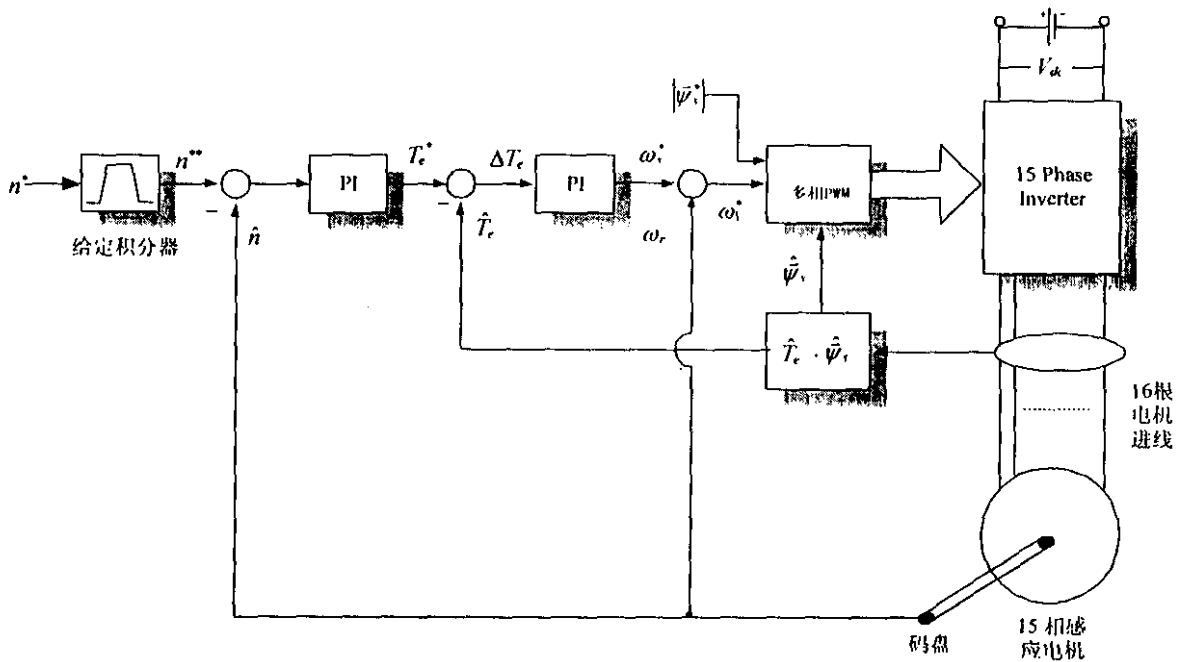


图 4.10 转差型直接转矩控制方案框图

### §4.3 多相感应电机转差型直接转矩控制的仿真研究

#### 4.3.1 仿真系统框图

图 4.10 中,转矩和定子磁链的观测在定子侧完成。定子磁链是定子端电压的积分:

$$\hat{\psi}_s = \int (\hat{V}_s - \hat{i}_s r_s) \dots \dots \dots (4.66)$$

其中，定子电流矢量为：

$$\vec{i}_s = \sum_{k=1}^{15} \alpha_k \cdot i_{sk}, \quad \text{其中, } \alpha_k = e^{-j\frac{2\pi}{15}k} \dots\dots\dots (4.67)$$

瞬时转矩为定子磁链观测值与定子电流矢量的叉乘：

$$\hat{T}_e = \hat{\psi}_s \times \vec{i}_s \dots\dots\dots (4.68)$$

算法的仿真基于 MATLAB 语言环境和交互式仿真软件 SIMULINK 完成。流程框图如图 4.11 所示。

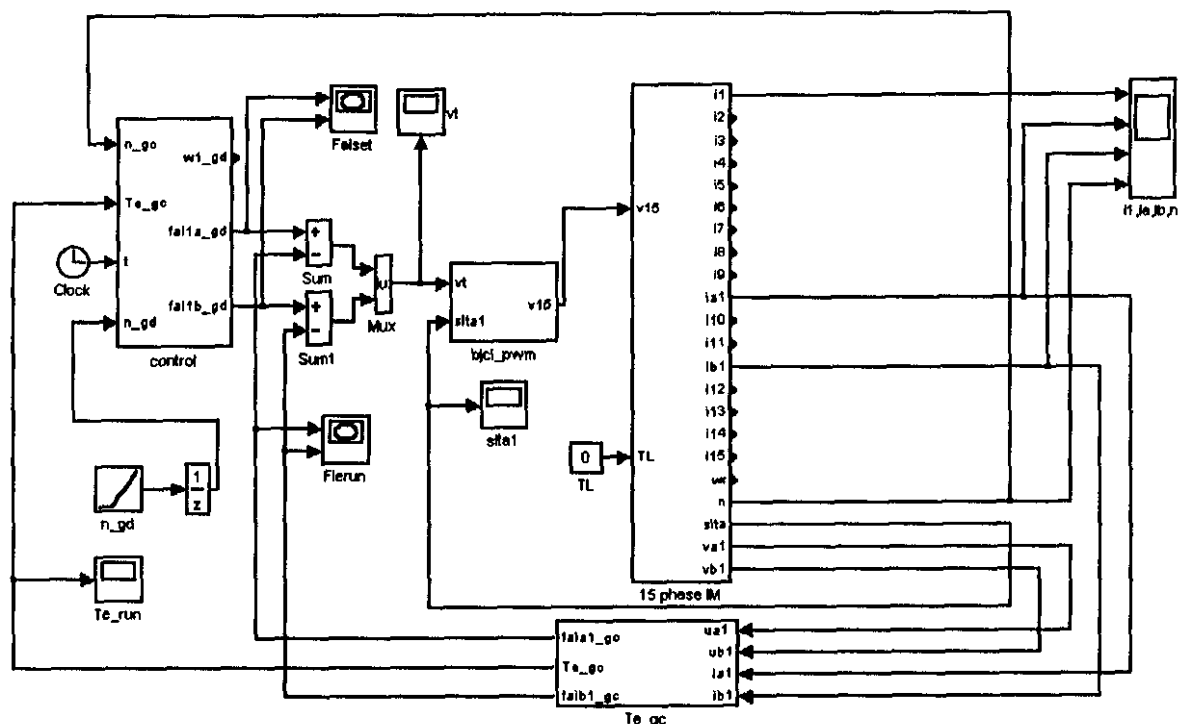


图 4.11 基于 MATLAB 和 SIMULINK 的算法仿真流程框图

### 4.3.2 仿真参数及仿真结果

#### 1. 仿真参数

电机参数：额定轴功率  $P = 35KW$ ，额定相电压  $V_p = 100V$ ，额定相电流  $I_p = 31A$  效率  $\eta = 0.9178$ ，功率因数  $\cos\varphi = 0.8089$ 。15 相绕组星接。

逆变器参数：母排电压： $U_{dc} = 282V$ 。转矩及磁链控制周期： $T_s = 200\mu s$ ，

速度环控制周期:  $T_{speed} = 1ms$ 。

## 2. 仿真结果

图 4.12、4.13、4.14 分别是系统带载  $20N \cdot M$ ，给定阶跃  $1500r/min$  时系统的速度、转差和输出转矩的阶跃响应曲线。

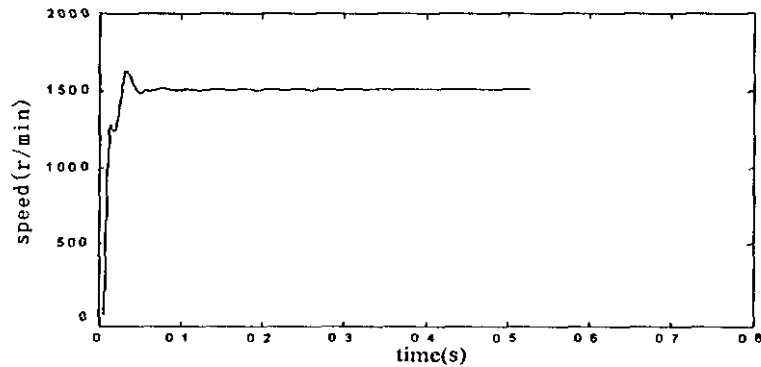


图 4.12 速度阶跃响应曲线

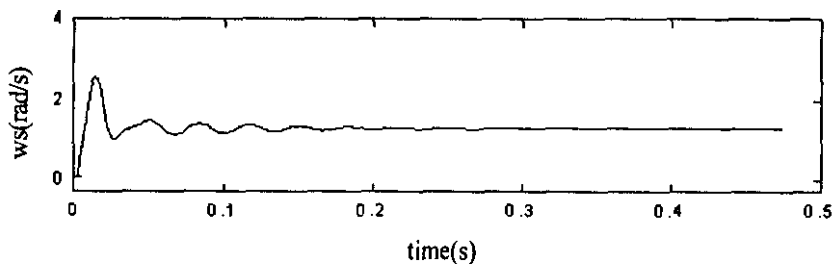


图 4.13 转差阶跃响应曲线

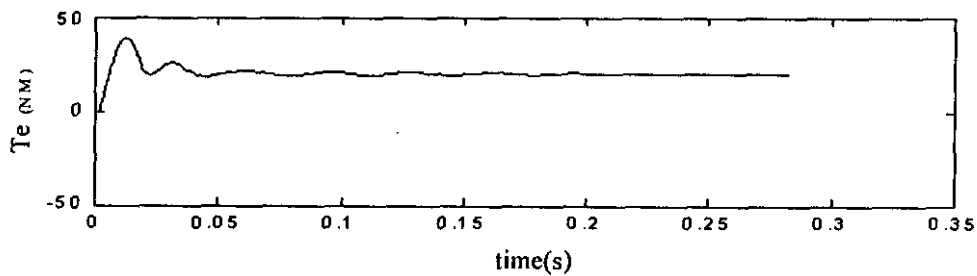


图 4.14 转矩阶跃响应曲线

## 3. 结论

这种控制方案首先控制气隙磁链为恒值，然后再对电机转矩实施控制。本质上是磁链优先于转矩的控制。因而转矩控制存在暂态，不能得到立即响应，表现为转矩阶跃响应曲线存在一定的超调，动态响应性能有所下降，但仍然可以实现转矩和转速的快速响应，并且进入稳态后，转矩和速度的脉动很小。这在图 4.12~4.14 中得到了证

实。所以，这一方案实际上是以牺牲一点动态响应的快速性来获取稳态时转速的平稳特性。

## §4.4 本章小节

本章旨在寻求一种算法简洁而同时又能够得到快速的动态响应和平稳的静态性能，适合多相感应电机变频调速的高性能调速方案。首先利用本文第三章得出的多相感应电机静止坐标系下的数学模型，得出多相感应电机的等效电路。然后从电机等效电路的角度，建立起在维持电机等效电路定子侧电磁关系不变的前提下，多相感应电机统一的等效电路，即一般化的  $m$  相感应电机 T 型等效电路。接着，根据矢量控制和直接转矩控制的原理，将 T 型等效电路变换为与矢量控制相对应的 T-I 型等效电路和与直接转矩控制相对应的 T-II 型等效电路。

基于 T-I、T-II 型稳态等效电路的分析，比较分析了 FOC 和 DTC 控制下，电机的机械特性。分析表明：基于 T-I 型稳态等效电路的 FOC，维持励磁电流恒定，则机械特性完全是一条直线，可以获得如同直流电机一样的线性机械特性。而基于 T-II 型稳态等效电路的 DTC，尽管机械特性较软，存在最大转矩，但在变频调速系统中，滑差一般控制的较小，转矩和滑差之间也有较好的线性关系，这一线性段很长，其稳态机械特性可以视为线性的，而且可以不考虑停转转矩。

基于 T-I、T-II 型动态等效电路的分析，揭示了 FOC 转矩立即响应的电流无暂态条件和 DTC 控制虽然存在转矩的过渡过程，但这一过渡过程仅为几个毫秒。但前者的无暂态条件受转子侧参数影响大，当其不能被满足时，FOC 转矩特性将迅速恶化，而后者受参数的影响要小得多，转子参数变化时，转矩过渡过程仍然很快结束。因而后者转矩快速响应的鲁棒性强。

基于 T-I、T-II 型动态等效电路的分析还从理论上将 FOC 和 DTC 从转矩调节的角度统一起来：即无论在基于 T-I 型等效电路的矢量控制中还是在基于 T-II 型等效电路的直接转矩控制中，在控制气隙磁链为恒定幅值的前提下，转矩仅依赖于滑差频率而与电机转速无关，对转矩的控制可以通过控制滑差频率来实现。根据这一结论，作者提出一种“多相感应电机转差型直接转矩控制”方案。仿真分析验证了这一方案的正确性。

## 第五章 15 相感应电机变频调速系统的设计及实验研究

### §5.1 引言

本文前面几章对多相感应电机变频调速系统做了较为全面的理论研究,通过对多相感应电机变频调速系统主要组成环节的研究、分析,得出了一些有价值的结论,对设计和调试多相感应电机变频调速系统具有理论指导意义。本研究是在北京的一家专业研究、生产变频器的公司资助下完成的。所设计的变频调速器要求适用于高性能的传动场合。因而所设计的样机时就不仅要满足系统的动、静态性能要求,还要充分考虑到工业运行现场的情况,如现场较强的电磁干扰、较大的温度变化等恶劣的运行环境,确保系统能够稳定、可靠地运行。同时,由于多相感应电机变频调速系统相对三相系统是一个崭新的研究课题,从理论研究到实际应用都还有许多的问题有待解决,如电机的优化设计、多相逆变器主回路的优化设计、适合多相变频调速的控制方案的更深入的研究等。这些都不是短时间内能够彻底完成的。这就要求所设计的试验系统能够为进一步的研究、开发提供一个方便、易用的开发平台,使后继的研发工作能够顺利地进行。基于上述考虑,本设计力求系统功能的全面、可靠,而在降低系统成本方面有所舍弃。本章从系统的总体设计入手,划分出相对独立的功能模块,综合考虑软件实现和硬件实现的可靠性、方便性和系统的可维护性后,确定系统方案。本章末给出系统的实验结果。

### §5.2 15 相感应电机变频调速系统硬件结构及设计

15 相变频调速系统与其它传动系统一样,也是由主回路和控制回路组成。众所周知,IGBT 脉宽调制电压型逆变器以其结构简单、体积小、重量轻等诸多优点而在高性能传动领域得到广泛的应用。本系统就是采用 15 相的电压型逆变器来完成功率放大的。高性能的传动系统,对转矩的快速调节是关键。其响应的快速性要求控制周期必须很短,这在控制上对微处理器的运算速度提出了较高的要求。目前世界上主要的变频器厂家推出的高性能变频器的控制器中大多采用运算速度极高的数字信号处理器(DSP)。但是一般的 DSP 芯片输入输出设备和接口电路不够丰富,尽管 TI 公司的 TMS240 系列专门为电机控制而设计,但却不适用于多相系统的控制。因而作者选取了能够进行定点、浮点运算且带有增强总线接口的 TMS320C32 作为主控芯片<sup>[112]</sup>。

系统主要要完成的控制任务从控制的实时性看,可分为三级:系统运行参数的数字设定,模拟给定,即人机界面,实时性要求最低;其次是电机转速的检测和速度控制,即速度环,控制周期为毫秒级;而电机电流和直流链电压的检测、转矩及磁链控制、PWM 控制信号的生成和 IGBT 模块驱动的控制周期应在百微秒级。系统硬件结构框图如图 5.1 所示。

在各类传动系统中,人机界面的内容和功能基本接近,硬件系统更是如此。将其

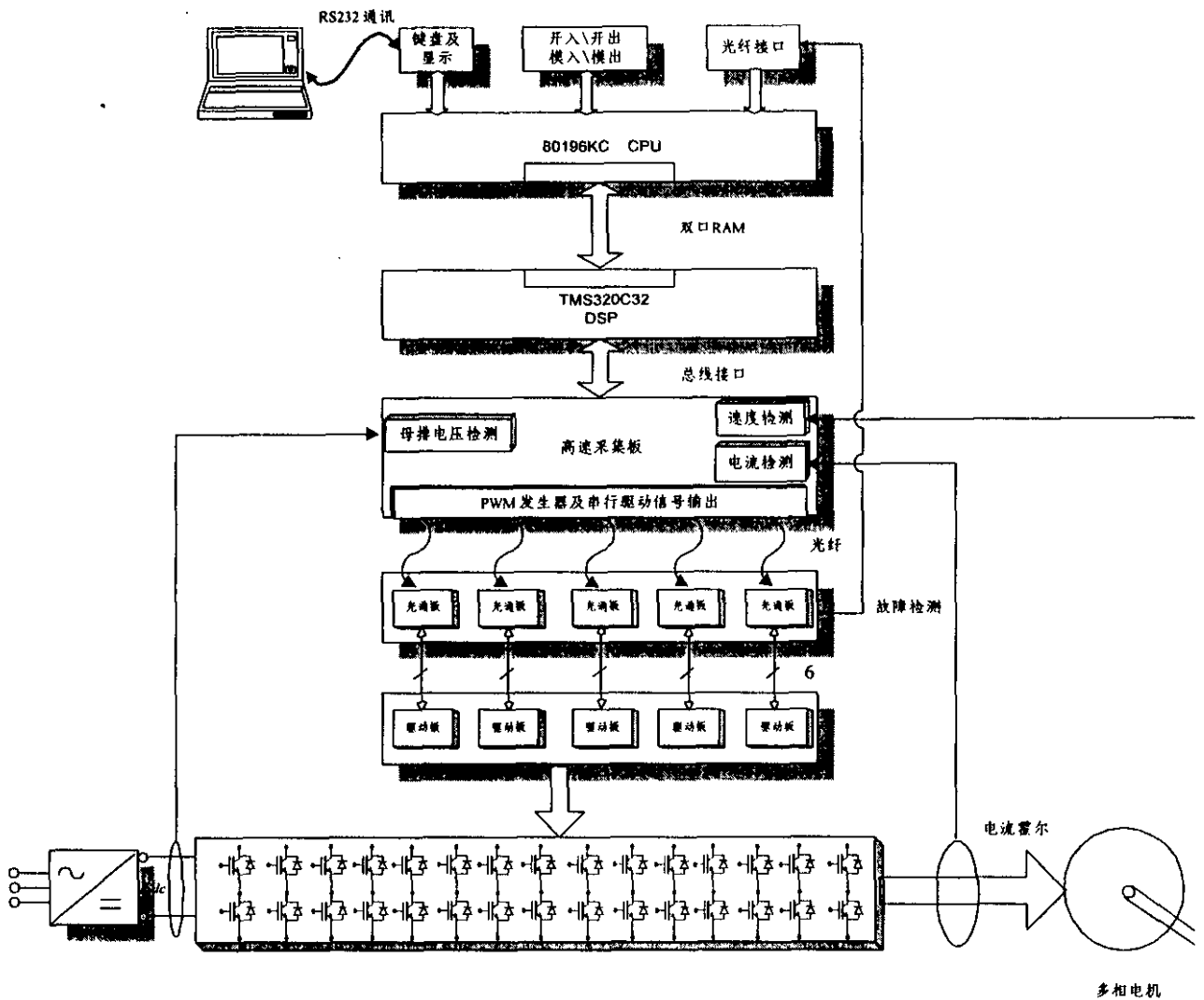


图 5.1 15 相变频调速系统结构框图

单独设计，便于维护也便于不同研发项目共同使用。人机界面中外围电路比较多，也有一定的运算工作量，如对模拟设定的采样和换算，同时它作为上位机兼有监控系统运行的任务，要求主控 CPU 有较快的运算速度和丰富的接口电路，Intel 公司的 16 位单片机 80C196KC 可以满足要求。速度检测有 M 法、T 法和 M-T 法三种，其中 M-T 法以其较高速度检测精度而被广泛用于高性能的速度控制系统中。用复杂可编程逻辑器件(CPLD)很容易实现 M-T 法测速。电机电流和母排电压的快速和正确的检测是获得准确的转矩、磁链观测的前提，因而也是获得高性能转矩控制的前提。电机 15 相电流必须同步采保，以保证对各相电流无相差采样。由于电机电流包含一定的谐波，电流存在畸变，所以在每个控制周期内对电流都要多次采样并应作滤波处理。为节省

DSP 的运算开销, 可以由硬件控制 A/D 转换芯片自动进行多次采样, 采样结果存于 FIFO(先入先出存储器), DSP 只需在适当时候读入 A/D 采样值即可。PWM 算法采用本文第三章提出的多相 PWM 算法。该算法中, 每个周期内每相 PWM 信号都是方波, 存在两次的状态跳变, 15 相就有 30 次的状态跳变, 无疑用专门设计的硬件来实现这一功能较为适宜。PWM 驱动信号为避免受到电磁干扰, 由光纤送达驱动板。由于现有的 IGBT 驱动板多是为三相逆变器设计的, 因而在本系统中, 15 相 PWM 驱动信号由 5 路光纤传至 5 块 6 路驱动板。同时要设计一套将 15 相并行的 PWM 信号编码为 5 路串行信号送出, 在驱动板前设置 5 块光纤通讯板, 用来完成将 5 路串行信号还原为 15 路的驱动信号并送至驱动板。主回路设计与三相系统没有本质差别, 故略去。这里就系统硬件系统中重要的功能模块的设计思想及其实现给以说明。

**a. M-T 法测速模块:** M-T 法测速精度较高。其测速原理如下: 测速码盘 A,B 两路是占空比 50% 的脉冲信号, 互差 90 度; 两路脉冲信号进入测速模块后首先 4 倍频。A 路超前 B 为正传, 反之为反转(通过判别 A 路高电平期间 B 路有否上升沿来确定是否为正传)。设置两套计数器, 每套计数器包含一个定时计数器和一个脉冲计数器。使用 C32 内部定时器 TIME1 作为速度环定时, 定时时间  $T_{speed}$ , 即速度环控制周期。在一个定时周期内, 由定时开始信号(由 XCLK1 管脚给出)触发定时计数器和脉冲计数器同时在 A 路脉冲的上升沿到达后开始工作。在 TIME1 定时结束, 并等待至码盘 A 路脉冲上升沿到达后, 同时作下述处理: ①停止定时计数器和脉冲计数器, ②启动第二套计数器开始计数工作, ③触发 C32 的外部中断 1, INT1 中断。在 INT1 中断内读取脉冲计数器和定时计数器值, 完成速度实时计算和速度环控制。M-T 测速法示意图见图 5.2。采用每转 1024 个脉冲的码盘, 当速度环控制周期  $T_{speed} = 4ms$ , 定时计数器的定时值为  $T$  (定时脉冲周期乘定时计数器计数值), 在  $T$  时间内, 采用本 M-T 法的设计测速, 速度值计算公式为:

$$n = 60 \frac{C}{4 \times 1024 \times T} (r/min) \dots\dots\dots (5.1)$$

其中,  $C$  为  $T$  时间内整量化的脉冲个数,  $T$  的单位为秒, 系数 4 是由于信号 4 倍频的原因。采用本设计的 M-T 法测速,  $C$  能够准确测得, 误差主要由码盘测速刻度的不均匀性引起, 而时间计数器又是对 40M 的时钟计数, 因而引起的误差可以忽略不计。因而本设计的测速模块在整个速度范围内, 测速精度较高。

**b. A/D 高速采样模块:** A/D 模块用于采样电机各相电流和母排电压值。本设计的设计原则是: 对各相电流的采样需要做到同步无相差; 满足采样精度要求的前提下, 采样过程不占用 C32 的时间。A/D 采用 AD7864-1: 12 位、4 通道、同步保持、高速 A/D 采样(采样率, 100KPS)。AD7864-1 最多有 4 个输入通道, 可由硬件或软件选择。用 5 片 AD7864-1 构成最多 20 路模拟量输入系统, 输入范围为  $\pm 10V$ 。一个 A/D 启动触发信号同时启动 5 片 AD7864-1 采样, 转换完成后, 由 CPLD 控制, 分别读出各个



通道 A/D 转换结果，并存入 FIFO 中，至此完成多通道“一遍”采样。多次采样采用猝发方式，即完成一遍采样后，硬件自动产生连续触发信号，启动下一遍 A/D 采样，

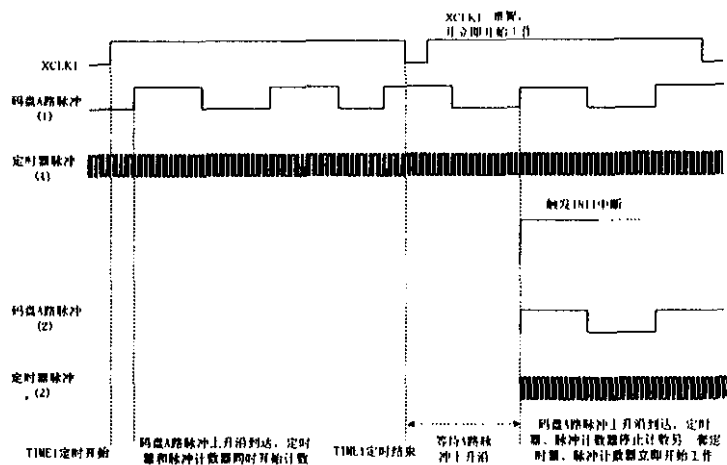


图 5.2 M-T 测速法示意图

直到设定的采样遍数时，停发连续触发信号，等下一次软件或定时触发。相应地数据交换方式可以是中断或查询两种方式。数据准备好信号有 ALLRDY(完成设定的采样遍数后有效,变低电平)、EF(FIFO 非空)、HF(FIFO 半满)、FF(FIFO 全满)四种。读 A/D 输出口撤销数据准备好信号(变高电平)；四个信号由软件选择，用于产生中断信号或查询状态。AD7864-1 最大采样率为： $CHN \times 1.83 \mu s$ ，CHN 为每片 A/D 模拟输入通道数。硬件从 AD7864-1 读出数据并存入 FIFO 中的时间： $CHN \times CHIPN \times 0.1 \mu s$ ，CHIPN 为 A/D 片数，在此为 5。硬件取数完成到允许启动下一次转换的恢复时间： $CHN \times 0.1 \mu s$ ，所以，完成一遍采样的时间为： $CHN \times (1.83 + 0.5 + 0.1) \mu s$ ，即  $CHN \times 2.43 \mu s$ 。使用 4 通道同时采样时，采样一遍所需时间： $9.72 \mu s$ 。FIFO 存储深度为  $1K \times 16$ 。如果采样周期为  $200 \mu s$ ，则最大采样次数为 20。

**c. PWM 发生器及光纤通讯模块：**该模块接收 PWM 控制算法输出的每相开通时刻值，自动产生每相 PWM 波形。其工作原理如图 5.3 所示。可见，它由三部分构成：16 个计数器构成的 PWM 发生模块，其中对应于 15 相 PWM 信号，有 15 个 10 位的可逆计数器，另一个 10 位的减法计数器用于控制前 15 个计数器的计数方向。各相 PWM 信号并转串模块和还原 PWM 信号为并行信号的串转并模块。前两个功能模块可以在同一个 CPLD 内实现。计数器模块工作原理如图 5.4 所示。其中，15 个 10 位可逆计数器的符号位在第 16 个计数器(不妨称之为控制计数器)控制下形成各相的 PWM 驱动信号，具体工作过程说明如下：首先将 PWM 算法算出的各相开通时刻值送入  $t_0 \sim t_{14}$ ，将  $T_s/2$  送入  $t_{15}$ 。由程序控制开始计数， $t_0 \sim t_{14}$  先是减计数，当某相计数器减至零时，该相计数器符合位由 0 变 1，PWM 波形由低电平翻转至高电平。当控

制计数器减至零，其符号位也由 0 变 1，该上升沿同时改变  $t_0 \sim t_{14}$  的计数方式为加计数。当某相计数器加至零时，该相计数器符号位由 1 变 0，PWM 波形由高电平翻转至低电平。在一个周期内得到对称的 PWM 波形。符合本文第三章提出的多相 PWM 算法的要求。

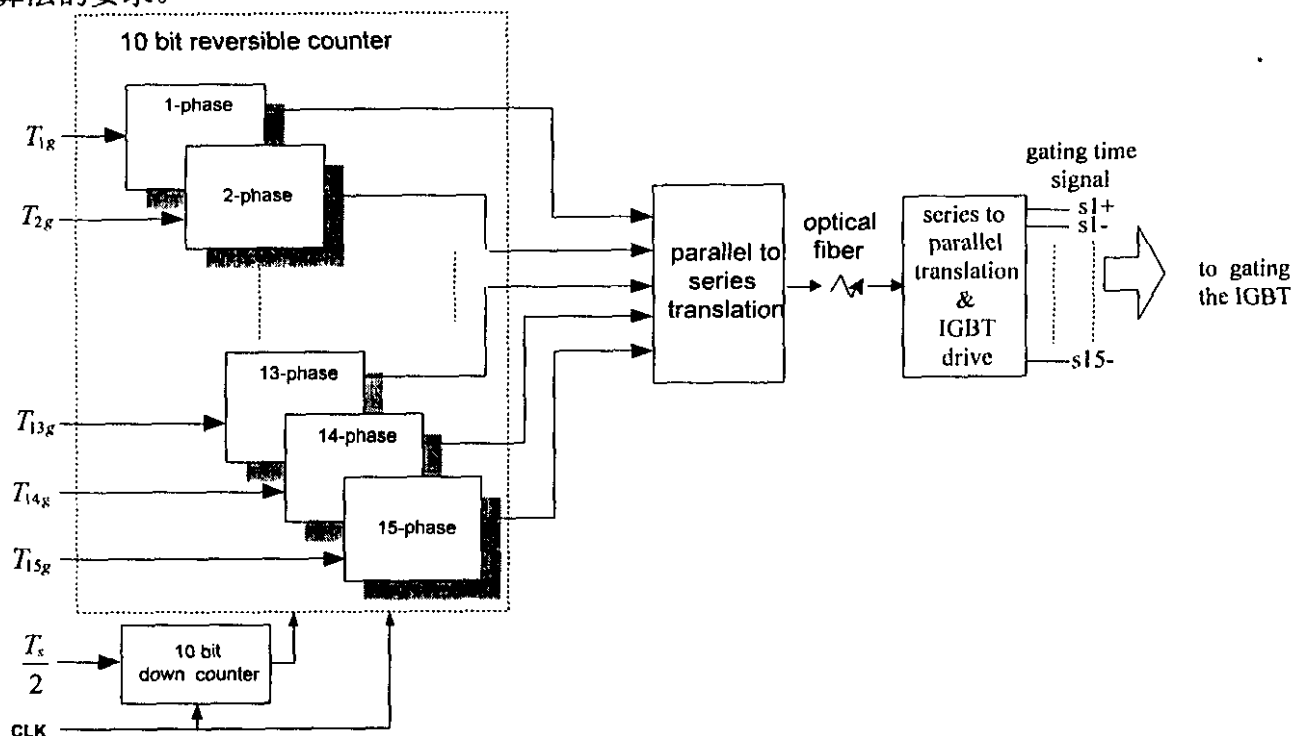


图 5.3 PWM 发生器及光纤通讯模块

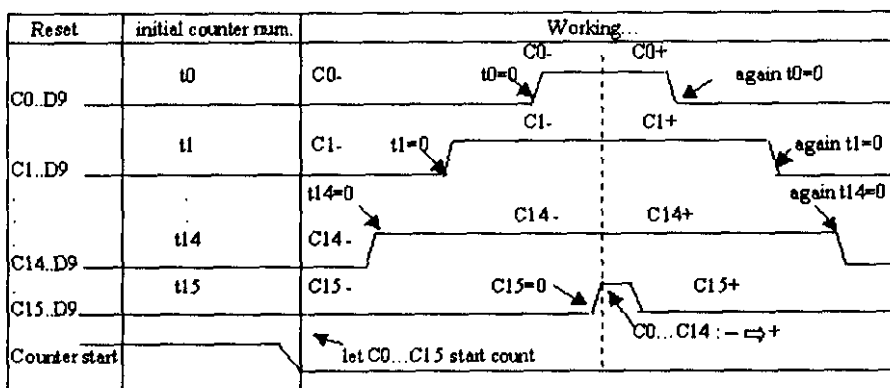


图 5.4 PWM 发生器工作原理示意图

并转串的功能比较简单，只需将  $t_0 \sim t_{14}$  的符合位组合后分作 5 组，按照下列格式送出。其中串行数据 6 位是 15 相中互差  $120^\circ$  的三相的驱动信号。这样分组的好处是，

如果系统有一相退出运行而同时负载较轻时，可以同时封锁同组的三相驱动，这时电机的磁链由于这三相是对称的，依然是圆形。串转并则将从光纤传过来的数据解码，还原为 6 位并行信号，然后送入驱动板驱动板为每相的上、下两路反向信号加入死区时间(为防止上、下桥臂直通而将脉冲的上升沿后延一段时间，称之为死区时间)后送相应的 IGBT 栅极。

头 1 位(0)	串行数据 6 位	校验位 1 位	尾 4 位(1111)
----------	----------	---------	-------------

#### d. 双口 RAM 通讯模块:

双口 RAM 模块承担了上位机和下位机之间数据并行通讯的任务。一方面，将控制参数和控制命令通过它下传至下位机。比如将来自模入口的速度设定经过适当的换算后送给下位机；另一方面，下位机将采样和计算出的电机工作电流、母排电压和实际转速值或算法的某些中间计算结果通过双口 RAM 送至上位机，用于显示或用于程序调试。

双口 RAM 是一种特殊的存储器，它具有两组数据总线、地址总线和控制总线，两组总线可以同时访问不同的存储器单元。当双方同时访问同一存储单元时，将会产生冲突。解决办法之一为：“示忙逻辑”，即双方同时访问同一存储单元时，由片内总线仲裁逻辑向后访问的一方发出“忙”信号，使该方进入等待，待另一方访问结束之后“忙”信号撤销，此时等待方再访问这一地址的存储单元。解决办法之二为：“信号灯逻辑”，即任一方在其访问双端口存储器之前，首先发出请求访问信号，然后检测允许该方访问的信号灯是否已升起。若信号灯已升起，则表明该方已获得访问权。一旦访问完成后，该方立即撤销请求访问信号，以便另一方访问。若信号灯没有升起，则表明另一方正在访问双端口存储器，该方可先处理其他任务或等待直到信号灯升起为止。本设计采用了信号灯逻辑。“信号灯逻辑”原理图 5.5 所示：

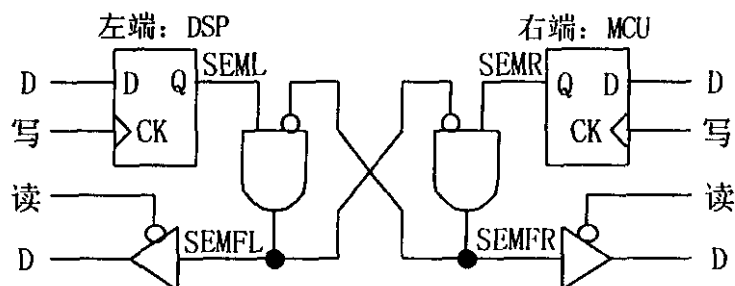


图 5.5 信号灯逻辑原理示意图

C32 需访问双口 RAM 时，首先对双口 RAM 信号灯口写“1”，即 SEML 置“1”，然后读双口 RAM 信号灯口，若 SEMFL 为“1”，则 C32 取得双口 RAM 访问权，完成双口 RAM 访问后，对双口 RAM 信号灯口写“1”，清 SEML 为“0”，释放双口 RAM 访问权。80C196KC 访问双口 RAM 的过程与 C32 的相同。

整个 15 相电机变频调速控制系统具有控制流程清晰、工作任务分配合理，系统控制实时性高等优点。同时，由于将系统功能划分为三层结构，即上位机、下位机主控部分和高速采集部分，分别制板，系统具有很好的可扩展性。比如，如果需要研制双 Y 移 30° 的电机的控制系统，只需要更换高速采集板，而其它两部分无需做任何改动。这就为开展多相变频调速的研究提供了一个实用的硬件开发平台。

## §5.3 15 相感应电机变频调速系统软件结构及设计

变频调速软件大致可以分为人机交互和实时控制两部分。本文主要对后一部分的设计方法依据软件工程学做一点研究。研究所得出的结论将用于指导本实验系统控制软件的设计。

下面依图 5.1 描述一下系统的工作过程。控制系统上电后，上位机 80196KC 和下位机 C32 分别进行自检，并检测高速采集板和光通板、驱动板是否正常，检测光纤通讯是否正常，上位机确认系统无控制板故障和通讯故障后，给出“允许合闸”指示；主回路上电，下位机控制高速采集板采样直流母排电压，当直流链电压达到要求(不欠压也不过压)，并再次确认系统无故障和系统外部也无故障(由开入进入系统)后，由上位机给出“允许启车”指示。用户通过上位机的键盘输入运行参数(端子控制方式时，某些运行设定由模入、开入进入系统)，确认后，系统运行参数由双口 RAM 下传至下位机。之后，给出启车命令，系统首先建立磁场，然后电机在额定磁链下，根据加速时间逐渐加速至给定转速。启车后，上位机不断以查询方式访问键盘、光纤输入口，判断是否有新的指令和系统是否有故障，同时接收下位机通过双口 RAM 送上来的系统运行状态量，如电机转速、电机相电流、电机相电压等物理量，以供用户查询，并同时利用这些物理量计算系统是否过载、是否过压或欠压，起到监控系统运行的作用。下位机通过高速采集板采样电机各相电流、母排电压值和电机转速，根据上位机送达的运行参数完成调速算法，得出每个采样周期控制逆变器的每相输出电压的各相 IGBT 开通时间值，送至高速采集板上的 PWM 发生器，由它产生各相 PWM 信号，并将这些信号编码(具体作法见下节)，编码后的驱动信号由光纤送至光通板，在此，串行的驱动信号首先被解码为各相的 PWM 驱动信号，由驱动板对这些信号经过电平转换和设置死区后触发 IGBT 动作，驱动电机运行。同时，驱动板检测 IGBT 的栅、源电压，发现过流故障后封锁 IGBT 输出，并将故障通知光通板，光通板将各相过流故障编码后通过光纤上传至上位机，主回路若有过热故障也由光通板上传给上位机。上位机根据故障类别给出系统停机或报警等指令。无故障时系统继续运行。上述系统工作过程见图 5.6。

## 5.3.1 变频调速控制软件设计方法的研究

变频调速控制软件具有较强的专业性。只有对变频调速系统的工作过程有着深刻的理解，才能设计出可以使用的软件。同时，它又是十分复杂的。作为传动系统的执行部件，变频器所面对的工况纷繁复杂，如现场强烈的电磁干扰、系统频繁的起制动、负载的随时大幅度变化等，这就要求它综合考虑现场各种可能的工况，在控制软件中设置各种有效的应变措施。因而将控制算法简单地“翻译”成控制软件的作法是不可取的。另外，控制软件在完成后的实际工业运行时，根据现场的需要做进一步的改进，或者根据最新的算法研究的成果，更新控制软件以促成产品的更新换代，往往不可避免。这说明设计变频调速软件是一项系统工程，有必要研究变频调速控制软件开发与维护的普遍原理和技术。

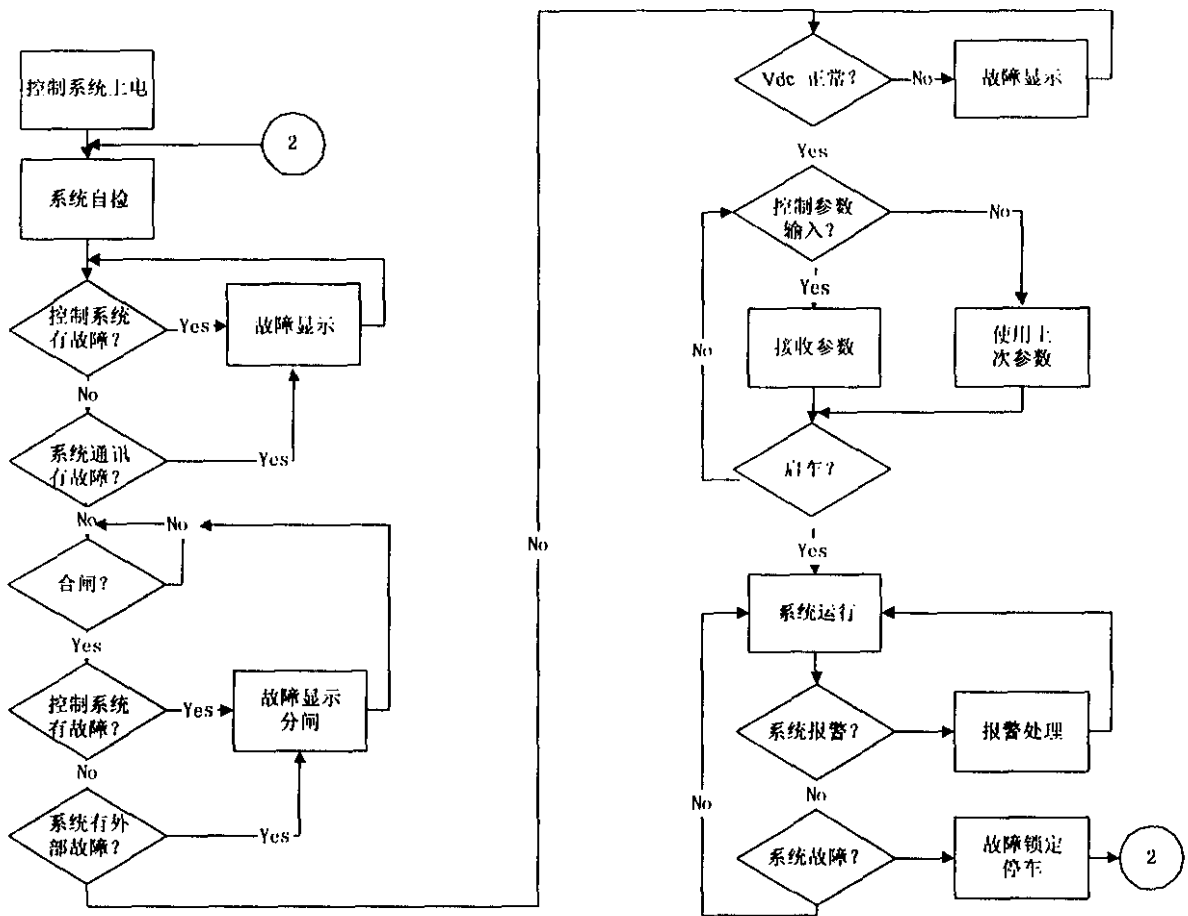


图 5.6 系统运行工作流程

软件工程强调使用生命周期的方法学和各种结构分析及结构设计技术。传统的生命周期方法学可以用如图 5.7 所示的“瀑布模型”模拟<sup>[109]</sup>。其特点是将软件开发过程划分为几个从抽象到具体的不同阶段。这样做的目的和实质是：控制开发工作的复杂性；通过有限的确定步骤，把系统开发任务从抽象的逻辑概念逐步转化为具体的物理实现。瀑布模型在编码之前设置了系统的分析与设计的各个阶段，分析和设计的基本任务规定，在这两个阶段主要考虑目标系统的逻辑模型，不涉及软件的物理实现。清楚地区分逻辑设计与物理设计，尽可能推迟程序的物理实现，是按照瀑布模型开发软件的一条重要的指导思想。对于变频调速系统，瀑布模型中的 8 个阶段可以陈述为：

问题的定义：所研制系统的应用场合及其性能指标；

可行性研究：系统控制方案仿真研究；

需求分析：为满足系统性能指标和能够确保系统在现场稳定、可靠运行，系统所应具备的功能，如在电网电压发生瞬时停电或短时欠电压时，逆变器一般在数秒内即停止输出，当恢复电源时，电机往往起动不起来，为克服这一现象，有效的方法是设置瞬时停电再起功能；

总体设计：系统的功能模块划分及其实现算法设计。这一阶段要得出系统的数据流图，即系统的功能实现框图，和数据字典，即系统所有参数的内容定义及数据格式、范围说明，然后，根据它们，确定系统的物理配置方案，并且进而确定组成系统的每个程序的结构，并用层次图或结构图描绘出每个程序的结构<sup>[109]</sup>；

详细设计：各个功能模块的详细流程图设计。采用自顶向下逐步求精的策略和单入口单出口的控制结构设计程序。详细设计的工具有很多，如程序流程图、PAD(Program Analysis Diagram)图、HIPO(Hierarchy Input Process Output)图等。变频调速软件运行的过程是数据流动的过程，多数模块可以看作对输入数据进行处理后输出的过程，因而用 HIPO 图进行程序流程的设计比较合适。需要强调的是，编写软件常用的程序流程图尽管历史悠久、应用较广，但缺点也很多，主要有：首先，程序流程图本质上不是逐步求精的好工具，它诱使程序员过早地考虑程序的控制流程，而不去考虑程序的全局结构。其次，程序流程图不易表示数据结构。最后，详细的微观程序流程图—每个符号对应于一行代码，对于提高系统软件的可理解性作用甚微。因而本文建议在编制变频调速这类实时控制软件时，停止使用程序流程图，而采用能够清晰反映数据流动、处理过程的 HIPO 图；HIPO 图很容易从数据流图中得到；

编码与单元测试：根据流程图编写各模块代码，并逐个测试；

综合测试：即通常所说的系统调试，调试过程应以数据流图和数据字典为蓝本，调试过程发现的问题应在其上反映出来；

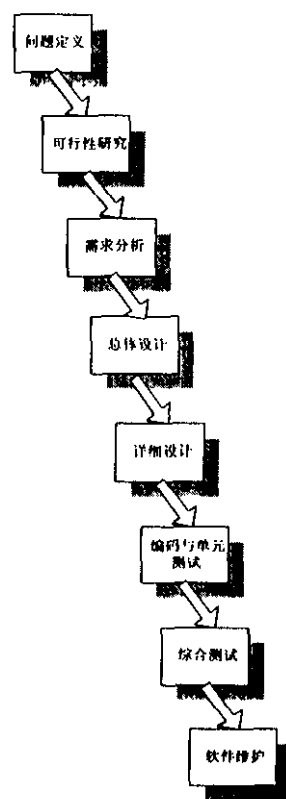


图 5.7 瀑布模型

软件维护：软件投入运行后，根据使用情况，对控制软件修正、完善，有了上面各阶段的工作文档，软件维护就比较容易了。

上述过程，每一个阶段都要有详细的文档，其中，数据流图和数据字典最为重要。它是逻辑设计和物理实现的连接纽带，也是软件完善的起始点，更是变频调速系统开发人员交流思想、探讨问题的蓝本。变频调速系统的核心是控制算法。在控制算法经过理论分析和仿真研究确认后，可以以控制算法框图为出发点，结合需求分析得出的系统应具有的功能，逐步完善和细化它，最终得出系统的数据流图和数据字典。将变频调速的专业知识和经验与软件设计方法相结合是本节提出的设计方法的特点。SIMENS 公司的通用变频器控制软件的设计采用了类似的方法。在本文实验系统软件设计过程中，作者采用了本节所述的软件设计方法。

### 5.3.2 实验系统软件设计

本系统实时控制算法中，按照实时性分为外环和内环：外环为速度环，控制周期是毫秒级，内环为磁链调节和转矩调节，控制周期是百微秒级。二者都有实时性要求，在本系统中以中断方式实现这两个闭环控制。速度环和转矩环的中断结构如图 5.8(a)、(b)所示。

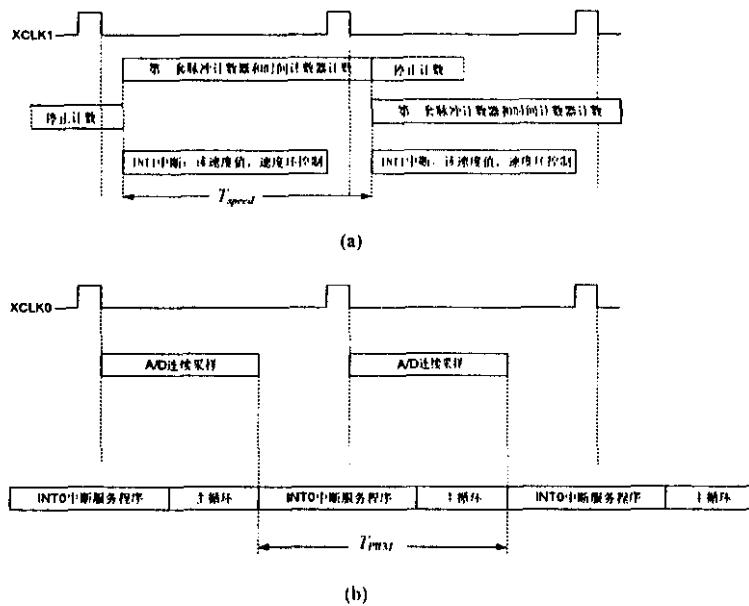


图 5.8 中断服务程序结构图 (a) 速度环 (b) 转矩环

速度环周期由 C32 片上的 TIME1 控制。TIME1 定时时间到由管脚 XCLK1 的下跳沿指示，测速 CPLD 从该时刻起等待至码盘 A 路脉冲的上升沿，然后停止当前工作的脉冲计数器和时间计数器，起动另一套计数器工作，同时触发 INT1 中断。INT1 中断服务程序中，首先读取两个计数器的值，计算出当前电机实际转速后，进行速度环控制。转矩环周期由片上 TIME0 控制。TIME0 定时时间到由管脚 XCLK0 的下跳沿

指示, 该下跳沿触发 A/D 开始连续 N 次采样, N 受控制周期的限制。A/D 采样完成后, 数据已经稳定写入 FIFO 中, 立即触发 INTO 中断。在 INTO 中断服务程序中, 程序首先将上一个周期计算出的 PWM 开通时刻值写入 PWM 发生器。然后读取 A/D 采样值, 进而执行磁链和转矩的调节算法。可以发现, 作者在设计转矩环控制结构时, 有意将 PWM 驱动信号的发出和 A/D 对电流的采样在时间上尽量错开。这样做是为了采样到比较稳定的电流值, 如果采样次数较多, 比如控制周期取  $200\ \mu\text{s}$  时, 可以设定 16 次的 A/D 连续采样, 而在处理采样值时, 应该取后几次的采样值做滤波, 这样得到的电流值误差较小。

程序的设计, 按照上一节所述的设计方法, 应从控制算法方框图 4.10 入手得出系统程序的数据流图和数据字典。由于整个控制程序的数据流图和数据字典等文档很多, 比如本设计中最终得到的数据字典包含了 300 多个参数, 这里仅以速度环中速度给定积分器(也称为斜坡函数发生器, RFG)的设计为例来说明变频调速软件的设计过程。为便于说明, 下图中各个参数经过重新编号。

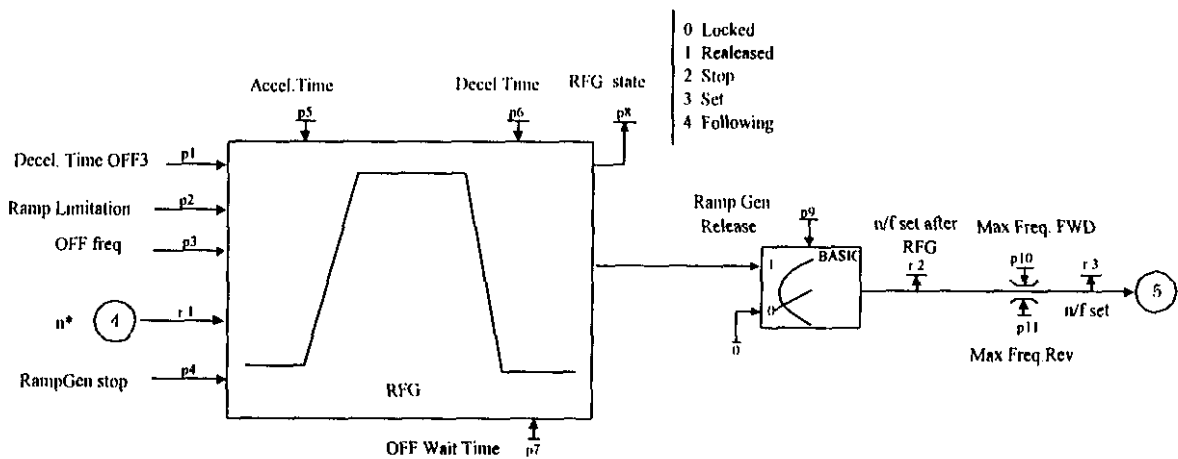


图 5.9 RFG 数据流图

RFG 的作用是根据给定速度值  $r_1$ , 控制电机按照系统设定的加、减速时间进行加速或减速。考虑变频调速系统工业现场运行可能的工况, 系统的 RFG 应该具有如下功能: 正常的加、减速通过系统调试人员设定的参数  $p_5$ ,  $p_6$  规定其速度变化率。在现场出现紧急情况, 需要系统快速停机时, 电机按照参数  $p_1$  规定的快速停车时间减速。然而过大的速度变化率会引起过流等系统故障, 可能对系统造成破坏, 因此速度变化率应该存在上限, 参数  $p_2$  设定系统速度变化率的上限。系统停车时, 当电机转速降至  $p_3$  规定的关断频率时, 系统等待  $p_7$  规定的关断等待时间后, 封锁 IGBT 输出, 电机进入自由停车状态, 这样可以确保电机停稳后, 转子轴不受力。某些工艺调试过程中, 需要根据调试员的观察来确定电机的转速, 这时希望电机按照  $p_5$  缓慢加速, 当电机转速符合工艺要求时, 立即停止加速。这一功能可以通过设定  $p_4$  的值来实现, 比如  $p_4$



值可以由一个开入的值确定，当开入为高电平时， $p_4=1$ ，RFG 工作，反之，RFG 停止工作，系统速度设定  $r_3$  固定在当前 RFG 输出值上。在系统进行维修时，可以通过参数  $p_9$  的控制，断开速度给定通道，系统速度设定  $r_3$  恒为 0，这样可以避免系统误动作，提高系统的安全性。RFG 输出的转速经过  $p_{10}$ 、 $p_{11}$  的限幅后输出给后继模块。模块中以字母 p 开头的参数由用户设定，以字母 r 开头的参数是可读的系统状态量，可以用于上传给上位机显示。综合上述分析，得出如图 5.9 所示的 RFG 数据流图。可以看到，它是单入口单出口的控制结构。由 RFG 的数据流图很容易得出 RFG 的 IPO 图，如图 5.10 所示。处理框中列出处理次序暗示了执行的顺序。图中箭头符号清楚地指出数据通信的情况。用编程语言描述 IPO 所示的数据流，就得到了程序源代码。系统其它控制软件按照类似的线路设计，得到各功能模块的 IPO 图，它们共同构成系统软件的 HIPO 图。

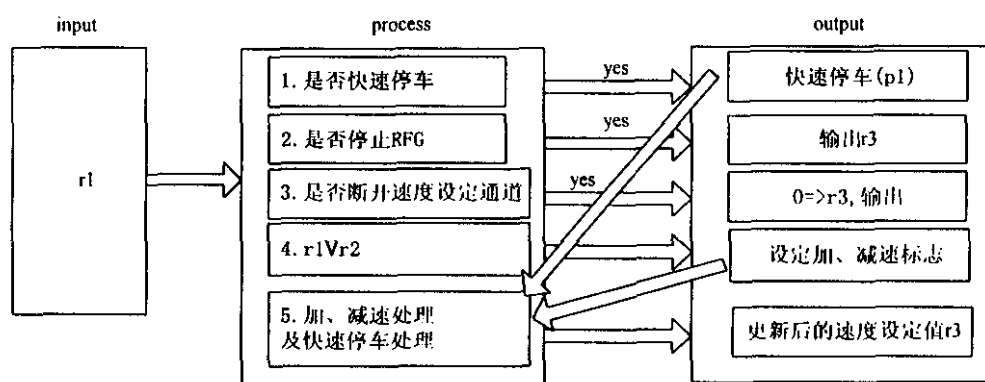


图 5.10 RFG 的 IPO 图

从 RFG 控制软件设计过程可以看出，本文提出的这种以数据流图为核心的变频调速控制软件设计方法具有以下特点：(1). 有效地将对变频调速系统工作过程的理解与控制软件的设计联系起来，便于及时吸收变频调速研究的新成果、新方法。(2). 能够简洁直观地描述变频调速系统的各个物理量的引入、变换、输出等作用过程，物理感念清晰，程序的可读性好。(3). 系统软件的可维护性好。对软件的改正、扩充可以清楚地数据流图中反映出来，便于软件的继承和发展。(4). 由于软件设计严格按照结构化方法进行，软件的模块化好，有一定的可移植性。不同变频调速系统的硬件结构往往差别较大，最终的源代码一般用汇编语言写成，移植性差。但不同变频调速系统的数据流图和 IPO 图往往差别不大，可以相互“借用”。从这个意义上说，数据流图和 IPO 图是变频器企业的主要“知(资)本”。(5). 有利于整个拖动系统的设计。借助于数据流图，设计者容易充分理解和利用变频器的功能。这给拖动系统的设计创造了便利的条件。

§5.4 15 相感应电机变频调速系统实验

实验系统参数见 4.3.2 节。电机绕组接线图见附录 A。实验系统实物见附录 B。控制系统原理图见附录 C。本实验的目的在于验证本文提出的多相 PWM 算法的正确性和实验硬件系统的有效性。硬件系统中实现 PWM 发生器功能的 CPLD 委托北京合众达公司设计，但其设计没有完全达到设计要求，PWM 发生器存在周期性波动的问题，正在进一步协商解决中。PWM 波形的畸变，引起电机电流的畸变。好在 PWM 发生器周期畸变率不是很高，为 10% 左右，电机能够运行，但不可避免的是，电流谐波成分较大。当然，电机电流谐波含量较多，还会有其它的一些原因，比如在实验中发现，随着母排电压的升高，电流畸变就越严重，从这一现象看，不能排除电压较高时，电机铁心已经饱和的可能性。进一步的深入研究正在进行中。

图 5.11, 5.12 分别是电机稳定运行时的给定磁链和观测磁链波形。由图可见，由于采用了磁链追踪法对磁链实现闭环控制，电机的磁链畸变小，只在很小的范围内波动，能够很好地跟踪给定。要说明的是，由于上文提到的原因，电流存在着畸变，

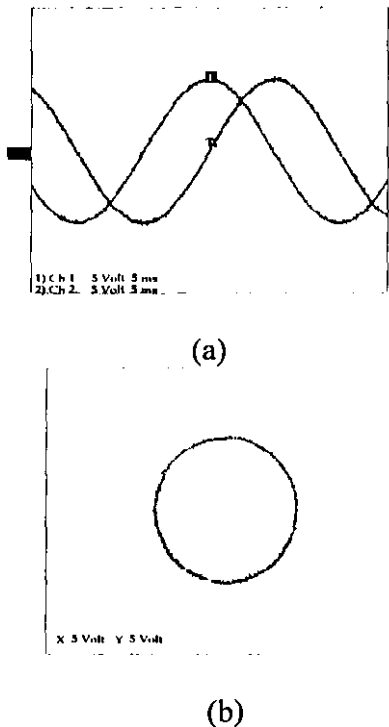


图 5.11 电机给定磁链波形  
(a) Y-T 坐标系 (b) X-Y 坐标系

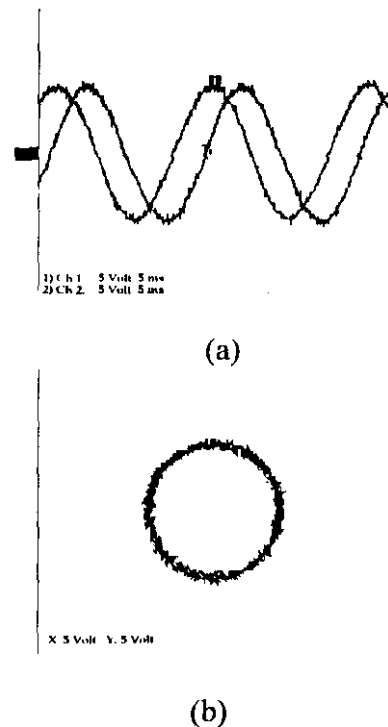


图 5.12 电机观测磁链波形  
(a) Y-T 坐标系 (b) X-Y 坐标系

因而在观测磁链时，忽略了定子电阻压降，多相电机的定子电阻与三相电机相比而言要小，如本实验系统的 15 相电机定子电阻仅为  $0.075 \Omega$ 。这在电机给定运行频率较不太低，如 2Hz 以上，是合理的。图 5.13 是经过多相 SVPWM 算法得到的第一相开通

时刻波形及相应的 PWM 触发信号波形。实际上，各相的开通时刻的波形与各相的调制波波形是一致的。由此可以发现，在 15 相 SVPWM 算法中，调制波接近正弦波，而在 3 相 SVPWM 算法中，其调制波与三次谐波注入的波形相似，为“马鞍形”波。这说明，在相数增多后，SVPWM 控制下，各相电流的波形正弦度好，电流谐波所引起的定子绕组铜损下降。图 5.14、图 5.15 分别是电机在 10Hz 和 50Hz 运行时的电流波形。图 5.16 给出了电机在 20Hz 稳定运行时，电机第一、二相的电流波形及在 15 相电机中相邻两相的电流相位关系，电机正传，第一相电流相位超前第二相 24°。PWM 发生器存在着周期性的波动，使得电机在给定频率下运行时的电流波形存在畸变。它的波动周期大约为 1 秒左右，受此影响，电流波形时好时坏，严重时导致电机过流，进而引起驱动板保护，封锁 IGBT 输出，电机自由停车。进一步的实验工作，必须先解决这一问题。经过测算，进行一次 15 相的 SVPWM 算法，只需不足 40  $\mu$ s，可见其算法的简洁性。这有利于降低 DSP 的运算负担，便于系统在较短的控制周期内增加其它的功能，以提高系统的控制精度。

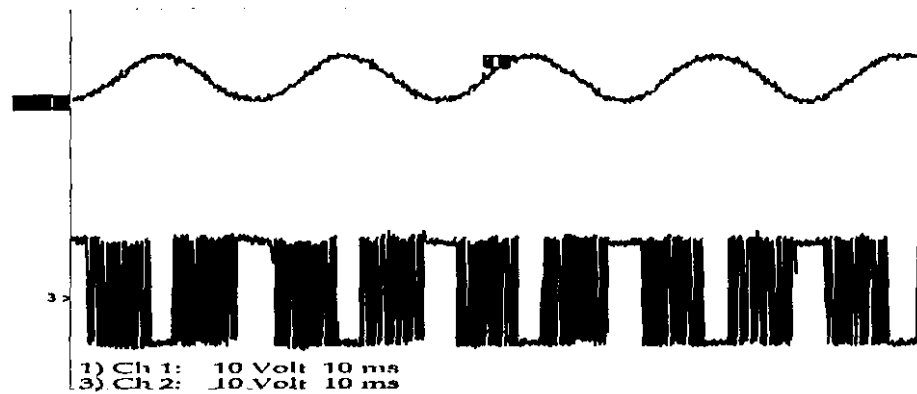


图 5.13 第一相开通时刻及相应的 PWM 驱动信号

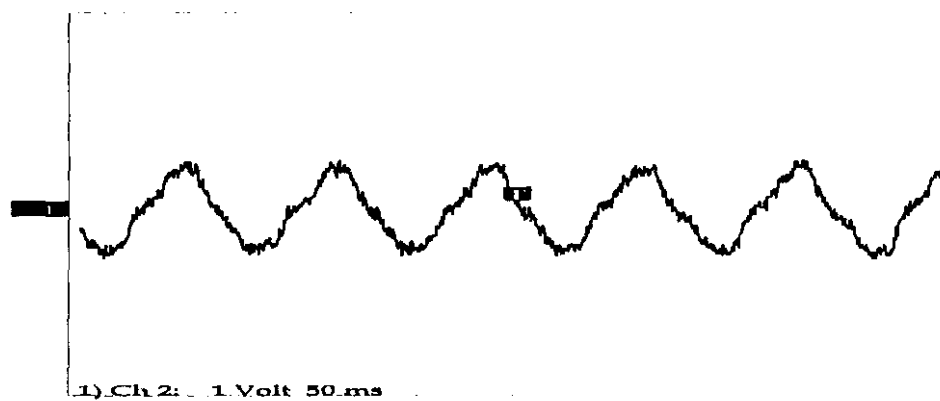


图 5.14 10Hz 第一相电流波形

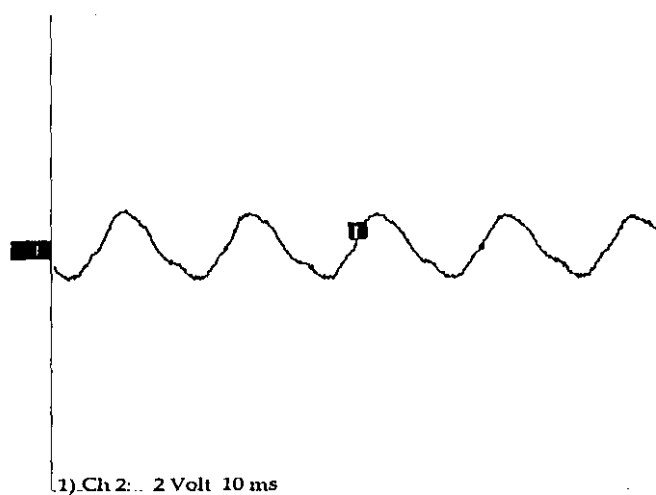


图 5.15 50Hz 第一相电流波形(经滤波,  $f_c = 1KHz$ )

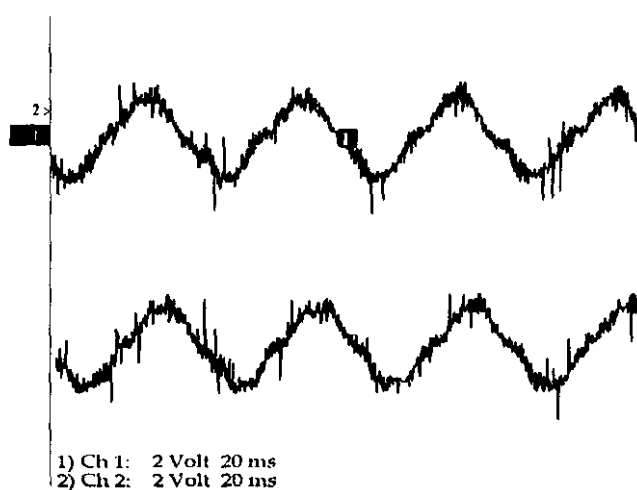


图 5.16 20Hz 第一、二相的电流波形

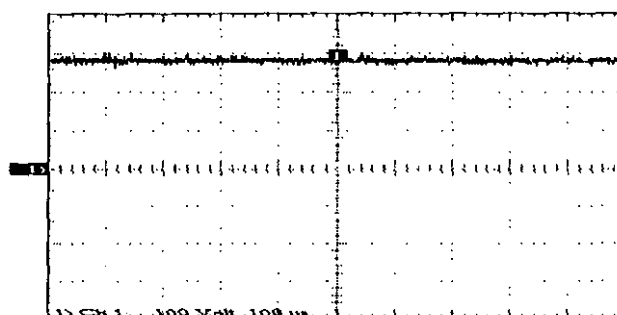


图 5.17 母排电压波形

## §5.5 本章小结

本章在前面几章对多相变频调速系统理论分析和仿真研究的基础上,构造了一个15相的感应电机变频调速系统。在设计这一系统过程中,充分考虑到以下两点:1. 所设计的系统力求功能全面、易于扩展,为多相变频调速系统的深入研究提供一个方便、易用的硬件开发平台。2. 在软、硬件设计时,全面地综合、理解调速系统在工业运行环境下稳定、可靠运行的要求,将系统的理论研究与其产品化研究有效地结合起来,为系统的产品化奠定基础。

硬件设计上,按照系统各组成部分的实时性和功能分为上位机、下位机主控和外围接口三部分。各部分相互独立、分别制板,再通过适当的接口电路联系起来。这三部分可以单独使用于相关的产品和研究,提高了本设计的利用率。整个硬件设计具有控制流程清晰、工作任务分配合理和系统控制实时性高等优点。

软件设计上,在软件工程学的指导下,借鉴国外,特别是SIMENS公司高性能通用变频器的设计思想,提出了一个变频调速控制软件的设计方法。该方法以系统的核心控制算法为起点,通过系统数据流图和数据字典的构造,有效地将变频调速的专业知识、经验和软件设计方法结合起来。最后用HIPO图将数据流图形式化地转换为系统软件的源代码。用这种方法设计软件,具有便于吸收变频调速研究的新成果、新方法,程序可读性好,便于维护和重复利用率高(软件有一定的可移植性)等优点。文中以速度给定积分器为例介绍了本实验系统软件的设计过程。

最后,系统实验研究验证了本系统软、硬件设计和多相PWM算法的正确性,为多相变频调速系统的深入研究奠定了坚实的基础。

## 第六章 全文总结与展望

### §6.1 全文总结

多相感应电机变频调速系统是三相调速系统的拓展,在控制方法上有许多相通之处,但多相系统也有其特殊性。本学位论文对多相变频调速系统的控制对象(多相感应电机)、PWM 调制算法(开环控制)及高性能控制策略进行了深入、系统的研究,提出了多相感应电机在谐波基上的数学模型,提出适合于任意多相感应电机的 PWM 算法,提出一种适合多相感应电机变频调速系统的磁链、转矩、转速三闭环控制方法。本文的创造性工作集中在如下几个方面:

1. 多相感应电机谐波分析。对多相感应电机在逆变器供电下的气隙磁链谐波分布进行了详尽的分析。首先考虑了逆变器供电电压中的时间谐波分量在电机运行过程中的作用,并以此为基准对其进行了分类。其次,用傅立叶分析的方法,将供电电压分解为一系列的谐波,分析电机在纯正弦供电电压作用下,多相电机气隙磁链的空间谐波分布。最后,综合分析电机在逆变器供电下,气隙磁链中时空谐波的分布。从而首次给出了多相感应电机在逆变器供电下,气隙磁链的时空谐波分布。它是深刻认识多相感应电机特性的基础,对工业应用中,根据系统设计要求选择具体的多相电机具有指导意义。

2. 多相逆变器 PWM 算法研究。在分析三相各种常用 PWM 算法的基础上,从电压有效作用时间和全 1 矢量作用时间系数两个角度建立三相 PWM 算法的统一数学模型,将它们从理论上统一了起来。同时,从输出电流畸变系数、输出电流谐波频谱、电压利用率、开关频率和开关损耗及转矩谐波含量等几个角度对几种常用的 PWM 算法进行了对比分析。分析表明,从数字实现的角度来讲,各种 PWM 方法的输出波形质量,电压利用率,开关损耗等性能都因为其零电压的不同选取而不同,也正是基于这一点,才产生了性能各异的各种 PWM 方法。在此基础上,提出一种基于载波调制的多相 PWM 算法。该算法能够实现在线选择不同机理的 PWM 算法,比如当要求降低电机电流波形畸变和系统损耗时,可以采用多相 SPWM 算法,而在要求提高母排电压利用率,保证系统获得最大输出转矩时,可以采用 SVPWM 算法。这种算法还具有算法简单、便于微机实现等优点。同时给出了基于载波的多相 SVPWM 算法的几何解释,分析表明,由于在多相 SVPWM 算法中,有大量的空间电压矢量可以用来合成给定电压矢量,因而可以将电机磁链控制为脉动很小的圆形,从而有利于降低电机转矩脉动,有利于获得快速的转矩响应和平稳的速度特性。

3. 多相感应电机数学模型。首次建立了任意多相感应电机逆变器供电下的数学

模型。建立了电机在标准基( $m$ 相静止坐标系)下的数学模型,通过电压空间解耦的方法,将标准基下的电机数学模型变换至谐波基,建立了多相感应电机在谐波基下的数学模型。谐波基是一组相互垂直的平面,每个平面对应于一簇不同的时间谐波次数。电压基波分量对应的平面与电机轴截面平行,可以得到下述结论:电机机电能量的转换只发生在基波平面上,而在谐波平面上不存在机电能量的转换,谐波电压分量仅产生谐波电流,引起系统铜损。因而,从电机控制的角度看,多相电机在标准基下的模型得到解耦。同时,这一结论提示,在多相电机控制算法中,除了按照基波平面电机的动态方程控制电机的机电能量转换,还应该采用适当的算法抑止谐波电流。本文提出的多相 PWM 算法可以满足这一要求。

对多相电机数学模型的分析指出,任意多相的异步电机在两相静止坐标系上的动态数学模型的形式是一致的。DTC 和 FOC 的控制思想对任意多相电机的变频调速都是适用的,其理论基础正在于此。

**4. 多相感应电机变频调速系统高性能控制策略。**从多相感应电机基波平面动态方程出发,得到多相电机的一般化等效电路。根据 FOC 和 DTC 的控制思想,将多相电机一般化等效电路分别变换为 T-I、T-II 型等效电路,在此基础上,系统分析了电机在 FOC 和 DTC 控制下的稳态机械特性和动态转矩过渡过程,并从理论上揭示了这两种控制方法的本质内涵。分析表明 FOC 的转矩控制能够实现立即响应,动态响应能力优于 DTC 控制,DTC 的转矩响应中存在一个毫秒级的滞后。然而 DTC 的参数鲁棒性要优于 FOC,特别是对转子参数的鲁棒性强。这些是 DTC 在理论上和实际应用中的优势所在。为了解决传统 DTC 系统中存在的转矩脉动问题,本文基于 FAM 方法对传统的 DTC 进行改造,将转矩和磁链调节器从传统的砰砰控制改为连续的 PI 调节。计算机仿真表明,这一方案在稳态时能够获得平稳的转矩和速度特性,在动态时,由于系统未实现磁链和转矩的解耦,转矩对滑差的响应存在一个很小的滞后,但仍然可以实现转矩和转速的快速响应。这种控制方法,在 DTC 的基础上引入了 FOC 控制中通过控制滑差来控制转矩的思想,综合了二者的优点,算法简洁,是一种比较适合多相变频调速系统的高性能控制策略。

**5. 15 相感应电机变频调速系统的设计与实验。**这部分工作有两个突出的特点:其一,考虑到多相变频调速系统的研究还有大量的理论和实际应用问题需要进一步的研究,本系统在设计时将系统划分为三个较为独立的模块,上位机(人机界面)、下位机(主控制器)和外围接口电路(电流、电压、转速测量及 PWM 控制信号输出)。进一步的研究工作可以根据需要修改外围接口电路,而前两部分一般不必做改动,为加速系统的研发创造了条件。同时提出一套行之有效的变频调速控制软件设计方法,对完善系统控制软件有指导意义。其二,考虑到变频调速系统工业应用的实际情况,系统从硬件设计上采用了一整套抗干扰措施;在软件总体设计时,力求使系统满足大多数工业应用的要求,综合、提炼出系统的功能模块,然后再在此基础上逐步编程实现系统的功能。这样做,便于组织管理系统的软件设计,便于将系统研发与产品化结合起来。

## §6.2 未来展望

本文在多相感应电机谐波分析、逆变器供电下的数学模型、PWM 调制算法和高性能控制策略、实验系统设计等方面取得了上述理论和实验成果，为多相感应电机变频调速系统的深入研究和产品化奠定了必要的理论基础。但是，要使多相变频调速系统实现产品化仍有许多有待进一步解决和深入探索的问题。具体体现在以下几个方面：

1. 本文实验系统采用的 15 相感应电机是第一次设计，由一台 40KW、4 极、60 槽的电机改造而来，未进行优化设计。对这一问题的深入研究对多相调速系统的产品化和系列化具有现实的意义。

2. 多相 PWM 算法需要进一步深入的研究。本文分析讨论了多相 PWM 算法中如何实现 SPWM 和 SVPWM 算法，这两种算法虽然可以满足多数的应用，但是在系统功率等级进一步提高后，需要限制功率器件的开关损耗，这时宜采用不连续的 PWM 算法，DPWM1 或 DPWM2。完善多相 PWM 算法，对于提高多相系统的性能，拓宽其应用范围具有理论和现实的意义。

3. 在高性能调速策略方面，本文讨论的转差型直接转矩控制方案仅仅进行了仿真分析，未能得到实验验证。需要进一步的实验研究。探索适合多相变频调速系统的高性能控制策略仍然是多相系统研究的重要方向。

4. 多相系统在不平衡供电和系统缺相时的运行特性及其控制方法尚未得到系统的研究。这将是多相系统最重要的研究方向之一。



## 致 谢

本论文是在导师熊有伦教授悉心指导和亲切关怀下完成的。导师渊博的学识，深邃的见解和严谨的治学态度，使学生深受鼓舞和启迪，崇高的敬业精神和谦逊宽厚的为人将永远是我学习的楷模。导师对科学的执着追求、对事业的锐意进取精神将永远激励着我去面对未来。在论文完成之际，谨向导师表示衷心的感谢并致以崇高的敬意。

感谢北京凯奇公司的马挺总工、教授这三年多在学生工作上的指导、鼓励和信任，在生活上的无微不至的关怀。本文的全部工作都是在马总领导的北京凯奇公司高技术实验室完成的，相关的实验设备都是由高技术实验室提供。马总锐意进取的精神，活跃的创新思维，实事求是的工作态度，感为人先的勇气都是学生学习的典范。祝愿马总和他领导的凯奇公司在科研和生产上取得双丰收。

有幸得到了天水传动所张振武总工的指导。在共同开发多相系统的两年多时间里，张总毫无保留的悉心指导，使学生对传动系统有了较为全面的认识。本学位论文的完成倾注了张总大量的心血，论文的每个章节都得到了张总的指导。张总丰富的工程经验和刻苦钻研的敬业精神令学生深深折服。和张总这位良师益友一道工作，让我每每体会到科研的乐趣。祝愿张总和他的家人生活幸福。

感谢太原理工大学的贾小川教授，是他设计了本论文实验中的 15 相感应电机，并在电机的基本理论方面给了作者许多启迪。感谢兰电公司兰州电机厂制造了实验电机。

感谢课题组陈林博士、候立军博士、候志雄硕士和一起在北京做研究的唐伏良博士在课题研究过程中的大力帮助和协作。感谢赵东坡博后、尹周平博后、杨文玉博后、熊蔡华博士、黄小平博士等人给予的帮助。

感谢北京电力电子高技术实验室的崔杨总工程师、张正南高级工程师，工程师袁宁生、顾英、刘军、付旬、张炳泉、褚鹤以及李文全、申小梅等人给予的帮助和支持。

特别感谢父母在 20 多年的求学过程中在生活上给予的关怀和支持。父母的关爱和无私的付出给了我完成学业的信心和战胜困难的勇气。感谢我的岳父、岳母的的理解和支持。

最后，衷心感谢我的妻子金炜霞，感谢她数年来在生活上的爱护和关心，在精神上的鞭策和鼓励，在学业上的理解和支持。“凤鸟飞腾兮，继以日夜”，以此与我的爱人共勉！

谨以此文献给所有关心、支持和帮助过我的师长、亲人和朋友们。

庄朝晖  
2000 年 12 月于喻园

作者在攻读博士学位期间发表的论文与研究成果

A: 所发表的主要论文

- [1]. Zhaohui Zhuang, Youlun Xiong, Ma Ting. An Innovative PWM Control Algorithm for Three-level Inverter. IEEE Ann. Meeting on Electronics and Motion Control. 2000, (8): A.310-317
- [2]. 庄朝晖, 熊有伦. 一种简单的三电平逆变器 PWM 控制算法. 电工技术学报. 将于 2001 年第二期刊出
- [3]. 庄朝晖, 熊有伦, 马挺. 多相感应电机变频调速系统—回顾、现状与展望. 电气传动, 将于 2000 年第四期刊出
- [4]. 庄朝晖, 唐伏良, 熊有伦. 多相感应电机空间电压矢量控制研究. 电气传动, 将于 2001 年第六期刊出
- [5]. Zhaohui Zhuang, Fuliang Tang, Youlun Xiong. A New SVPWM for Multi-phase Induction Machine ASD. Science in China, contributed.
- [6]. 庄朝晖, 唐伏良, 熊有伦. 多相感应电机数学模型及其 SVPWM 控制. 华中科技大学学报. 已投
- [7]. Fuliang Tang, Zhaohui Zhuang, Youlun Xiong. A New Buck-based Configuration AC Chopper Voltage Conditioner. Journal of System Engineer and Electronic. Accepted
- [8]. Fuliang Tang, Chenling, Zhaohui Zhuang. A New Alogrithm to Slove Selected Harmonic Elimination Equations Based on Grobner Basis Transform. Journal of System Engineer and Electronic. Accepted
- [9]. 唐伏良, 庄朝晖, 熊有伦. 一类新型的多电平逆变拓扑研究. 中国电机工程学报, 已录用

B: 主要研究成果

- [1]. 无速度传感器定子磁链定向矢量控制高性能变频器, 样机。
- [2]. 变频调速系统感应电机参数测量软件
- [3]. 15 相感应电机变频调速器, 样机

参考文献

- [1] 蔡宣三, 钱照明, 王正元. 电力电子学的发展战略调查研究报告, 2000
- [2] 马小亮. 大功率交交变频调速及矢量控制(第二版). 北京: 机械工业出版社, 1998
- [3] Shakhch Y, Lewis E A. The universal medium voltage adjustable speed drive. EPE'99-Lausanne, 1999(2):1~8
- [4] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. IEEE Trans. Ind. Appl., 1993,17(5): 518~523
- [5] Sandor Halasz, Ahmed Abdala M. Hassan. Optimal control of three-level PWM inverter. IEEE Trans. Ind. Electronics, 1997,44(1): 96~106
- [6] 赖日生. 多电平变换器—功率变换器新品. 世界电子元器件, 1996(11): 36~40
- [7] 王兴亚. 交—交变频器. 电气传动. 1992(2): 11~16
- [8] Kang Dae-Wook, Yo-Han Lee, Choi Chang-Ho. A new carrierwave-based SVPWM for the multilevel H-bridge inverter. EPE'99: 1~8
- [9] Tolbert L M, Peng F Z. Multilevel converters for large electric drives. IEEE-APEC Conf. Rec., 1998: 530~536
- [10] Leon M, Thomas G. Novel multilevel inverter carrier based PWM method. IEEE Trans. Ind. Appl. 1999, 35(5): 1098~1107
- [11] Liang Y L, Nwankpa C O. A new type of STATCOM based on cascading voltage source inverters with phase shifted unipolar SPWM. IEEE Trans. Ind. Appl. 1999, 35(5): 1118~1123
- [12] Kazuaki Mino, Yasuhiro Okuma, Kazuo Kuroki. Direct-linked-type frequency changer based on DC-lamped bilateral switching circuit topology. IEEE Trans. Ind. Appl., 1998,34(6): 1309~1317
- [13] Fang Zheng Peng, John W. McKeever, Donald J. Adams. A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems. IEEE Trans. Ind. Appl., 1998,34(6): 1293~1298
- [14] Thomas M. Jahns. Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase-Drive Units. IEEE Trans. Ind. Appl., 1980, 16(3): 321~331
- [15] Lipo T, Cornell E. Modeling and design of controlled current induction motor drive system. in Conf. Rec. 1975 10<sup>th</sup> Ann. Meet. IEEE Ind. Appl. Sec., 1975(10): 411~41
- [16] Gopakumar K, Ranganathan V T, Bhat S K. Split-phase induction motor operation from PWM voltage source inverter. IEEE Tran. Ind. Appl., 1983,29(5): 927~932
- [17] Andesen E et al. phase Induction motors for current source inverter drives. Conf. Rec. IAS Ann. Mtg., 1982(10): 698~705
- [18] Brazhnikov A V, Dovzhenko N N. Control potentials and advantages of multiphase AC drives. IEEE Conf. Recording, 1998,78(3): 2108~2114
- [19] Toliyat H A. Analysis and simulation of five-Phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap MMF. IEEE Trans. Ind. Appl., 1998,34(2): 332~339

- [20] Lipo T A. A d-q model for six phase induction machines. Conf. Rec. Int. Conf. Electrical Machines, Athens, Greece, Sept. 15-17, 1980:860~867
- [21] Ferraris P, Lazzari M. Phase numbers and their related effects on the characteristics of inverter fed induction motor drives. Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting, 1983: 494~502
- [22] Toliyat H A, Lipo T A, White J C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications—Part I, motor analysis. IEEE Tran. Energy Conversion, 1991, 6(4): 679~683
- [23] Toliyat H A, Lipo T A, White C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications—Part II, motor design and performance. IEEE Tran. Energy Conversion, 1991,6(4): 684~692
- [24] Stewart J R, Wilson D D. High phase order transmission—A feasibility analysis: Part I—steady state considerations. IEEE Tran. Power Apparatus and System, 1978, 97(6): 2300~2307
- [25] Klingshirn EA. High phase order induction motors, Part I—description and theoretical considerations. IEEE Tans. Power and System, 1983,102(1): 47~53
- [26] Klingshirn E A. High phase order induction motors, Part II—experimental results. IEEE Tans. Power and System, vol. PAS-102, No.1, January 1983, 102(1): 47~53
- [27] Mohamed A. ABBAS, et al. Six-phase voltage source inverter drive induction motor. IEEE Trans. Ind. Appl., 1984(20): 1251~1259
- [28] Jahns, Thomas. Marine drive system. US patent, International Appl. Num: PCT/US82/00908, 6 July 1982
- [29] Klingshirn E A. Harmonic filters for six-Phase and other multiphase motors on voltage source inverters. IEEE Trans. Ind. Appl., 1985,21(4): 588~594
- [30] Ward E E, Harer H. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. Proc. Inst. Elec. Eng., 1969, 11(7): 980~984
- [31] Toliyat H A. Analysis and simulation of five phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections. IEEE Trans. Power Elec., 1998,13(4): 748~756
- [32] Ferraris P, Lazzari M, Profumo F. Phase number of inverter-fed induction motors: effects on the dc Link harmonics contents. in 1<sup>st</sup> European Conf. Power Electronics and Applications, 1985,1(10): 3.95~3.102
- [33] Weh H, Schroder U. Static inverter concepts for multiphase machines with square-wave current filed distributions. in 1<sup>st</sup> European Conf. Power Electronics and Applications, 1985,1(10): 1.147~1.152
- [34] Dente J. Induction motor-current source inverter system with phase number great than 3. in 1<sup>st</sup> European Conf. Power Electronics and Applications, 1985,1(10): 3.143~3.147
- [35] Toliyat H A, Xue L Y, Lipo T. A five-phase reluctance motor with high specific torque. IEEE Trans. Ind. Applicat. 1992,28(4): 659~667
- [36] McClure P J, Bailey J M, Lawler J S, Banerjee B. Five phase trapezoidal back EMF PM synchronous machines and drives. in 4<sup>th</sup> European Conf. Power Electronics and Applications, Italy, 1991,4: 4.128~4.133

- [37] Liu T H, Fu J R, Lipo T A. A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1993,29(5): 910~917
- [38] Fu J R, Lipo T. Disturbance free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* 1994, 30(5): 1267~1274.
- [39] Zhao Y, Lipo T. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1995,31(5): 1100~1109
- [40] Zhao Y, Lipo T. Modeling and control of multi-phase induction machine with structural unbalance, Part I - machine modeling and multi-dimensional current regulator. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 1996,11(3): 570~577
- [41] Zhao Y, Lipo T. Modeling and control of multi-phase induction machine with structural unbalance, Part II - field oriented control and experimental verification. *IEEE Trans. Energy Conversion*, 1996,11(3): 578~584
- [42] Murthy S S, Berg G J, Jha C S, Tandon A K. A novel method of multistage dynamic braking of three-phase induction motors. in *Proc. IEEE Int. Semiconductor Power Converter Conf.*, 1982(5): 287~294
- [43] Krause P C, Thomas C H. Simulation of symmetrical induction machinery. *IEEE Trans. Power App. Syst.*, 1985, 84(11): 1308~1053
- [44] Zhao Yifan, Lipo T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1995, 31(5): 1100~1109
- [45] Nelson R H, Krause P C. Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple winding sets. *IEEE Trans. Power App. And Syst.*, 1993(5): 841~848
- [46] K.N.Pavithran, R. Parimelalangan. Studies on inverter fed five-phase induction motor drive. *IEEE Trans. Power Electronics.* 1998, 3(2): 224~235
- [47] Yuriy Kats. Adjustable-speed drives with multiple motors. *IEEE*, 1997,78(3): TC2-4.1~TC2-4.3
- [48] Xu Longua, Ye Lurong. Analysis of a novel stator wilding structure minimizing harmonic current and torque ripple for dual six-step converter-fed high power AC machines. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1995, 1995, 31(1): 84~90
- [49] Toliyat H. A, Rahimian M M, Lipo T A. analysis and modeling of Five phase converters for adjustable speed drive *Appl.*. Fifth European Conference on Power Electronics, 1993, 5(13): 194~199
- [50] 苏少平. 逆变器供电的六相感应电机性能分析. 西安: 西安交通大学硕士论文, 1989
- [51] 陈其工. 变频运行感应电动机谐波电流计算与转矩、损耗分析. *微特电机*, 1999, 27(3): 1~6
- [52] 赵宏亮, 王晓文. 一种分析两相不对称绕组电机的新方法. *微特电机*. 2000, 28(3):24~26
- [53] Oguchi K, Kawaguchi A, Hoshi N. A novel six-phase inverter system with 60-step output voltages for high power motor drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1999, 35(5): 114~1149

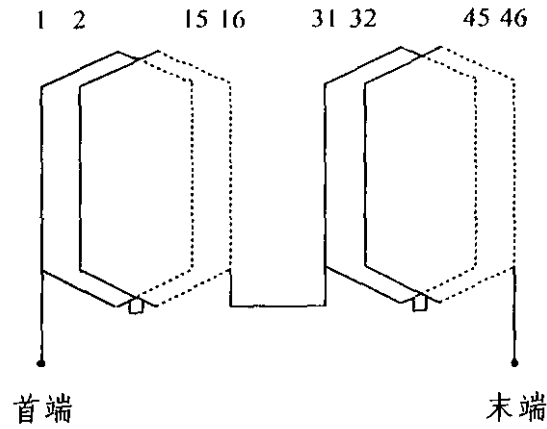
- [54] David M P, Forner B, Antonio M, Jelassi K. Digital control of an induction motor drive by a stochastic estimator and Airgap magnetic flux feedback loop. *IEEE Trans. Power Elec.* 1992, 7(2): 393~403
- [55] Noguchi T, Kondo S, Takahashi I. Field-oriented control of an induction motor with robust on-line tuning of its parameters. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1997, 33(1): 35~42
- [56] Gastli A, Iwasaki M, Matusui N. An automated equivalent circuit parameter measurement of an induction motor using a v/f PWM inverter. *Rec. of Oct. 1989 Tokai Session of Institutes of Elec. And Related Engineer*, 1989: 139
- [57] Jung J W, Nam K. A feedback linearizing control scheme for a PWM converter-inverter having a very small DC-link capacitor. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1999, 35(5): 1124~1131
- [58] Munoz A, Lipo A, Novotny D W. A new induction motor v/f control method capable of high performance regulation at low speeds. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1998, 34(3): 813~821
- [59] Kerkman R J, Seibel B J. A new flux and stator resistance identifier for AC drive systems. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1996, 32(3): 585~593
- [60] Kim N J, Moon H S. Inertia identification for the speed observer of the low speed control of induction machines. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1996, 32(6): 1371~1378
- [61] Peng F Z, Fukao T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1994, 30(5): 1234~1240
- [62] Doncker R W, Novotny D W. The universal field oriented controller. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1994, 30(1): 92~99
- [63] Depenbrock M, Klacs N R. Determination of the induction machine parameters and their dependence on saturation. *IEEE-IAS*, 1989(9): 17~22
- [64] Xu X, Xue Y, Habetler T G, Divan D M. A low stator flux oriented voltage source variable speed drive. *IEEE-IAS*, 1990(3): 410~416
- [65] Lorenz R D, Lipo T A, Novotny D W. Motion control with induction motors. *IEEE Proc.*, 1994, 82(8): 1215-1239
- [66] Marchesoni M, Segarich P, Sorressi E. A simple approach to flux and speed observation in induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1997, 44(4): 528~535
- [67] Hurst D K, Habetler G T. Zero-speed tachless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1998, 34(4): 790~795
- [68] Boldea C L, Blaabjerg F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2000, 36(1): 122~130
- [69] Depenbrock M. Direct-self-torque control (DSC) of inverter-fed induction machines, a basis for speed control without speed measurement. *PESC'89*, 1989: 235~246
- [70] Yamamura S. AC motor for high performance application. NEWYORK: Marcel Dekker, 1986
- [71] Toliyat A. A Novel Direct Torque Control (DTC) Method for Five-Phase Induction Machine. *IEEE Annual Meeting*, 2000:162~168
- [72] 马小亮. 异步机直接力矩自控(DTS)的几个问题. *电气传动*, 1990(2): 15~20
- [73] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989
- [74] 李凤. 异步电机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1994

- [75] 严青. 感应电机直接转矩控制理论与数字化方法研究, 武汉: 华中理工大学博士学位论文, 1995
- [76] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统(第三版). 北京: 机械工业出版社, 1996
- [77] 李锡雄, 陈婉儿. 脉宽调制技术. 武汉: 华中理工大学出版社, 1996
- [78] Van Der Breck, Skudelny, H. CH. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1988, 24(1): 142~150
- [79] Lai Yen-shin, Bowes S R. Universal space vector modulation strategy based on regular-sampled pulse width modulation. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1996, 75(6): 120~126
- [80] Depenbrok M. Pulse width control of a three-phase inverter with non-sinusoidal phase voltages. *IEEE Int. Semiconductor Power Converter Conf.* 1979: 399~433
- [81] Kolar J W, Ertl H, Zach F C. Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter system with high pulse rate. *EPE'89*: 1303~1311
- [82] Trzynadlowski A M, Kirilin R L, Irie H. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse inverters. *IEEE IECON*, 1993(1): 689~694
- [83] Trzynadlowski A M, Kirilin R L, Irie H. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate. *IEEE Trans. Elec.* 1997, 44(2): 173~181
- [84] Murai Y, Tsunehiro Y. Improved PWM method for induction motor inverters. *IPEC*, 1983: 407~417
- [85] Bellini A, Figalli G. A modulation technique for field-controller induction motors easy to be implemented on a microcomputer. *IEEE IECON*, 1984:851~856
- [86] Holtz J, Lammert P, Lotzkat W. High-speed drive system with ultrasonic MOSFET PWM inverter and single-chip microcomputer control. *IEEE IAS Conf.* 1986:12~17
- [87] Ogasawara S, Akagi H, Nabae A. A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory. *EPE*, 1989:1197~1202
- [88] Stefanovic V R, Vulosavic S N. Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy. *IEEE IAS Conf.* 1992:1025~1033
- [89] Holtz J, Beyer B. Optimal Pulsewidth Modulation for AC servos and low-cost industry drives. *IEEE IAS Conf.* 1992:1010~1017
- [90] Handley H G, Boys J T. Practical real-time PWM modulators: an assessment. *IEE Pro.* 1992, 39(2): 96~102
- [91] Hava Ahmet M, Sul Seung-Ki. Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection PWM methods. *IEEE Ind. Appl. Annual Meeting*, 1997(10): 1520~1528
- [92] Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *IEEE Pro.* 1994, 8(8): 1194~1214
- [93] Hava A M, Kerkman R J. Simple analytical and graphical tools for carrier based PWM methods. *IEEE PESC Conf. Rec. Missouri*, 1997:1462~1471
- [94] Hava A M, Kerkman R J. Carrier based PWM-VSI overmodulation strategies: Analysis, comparison and design. *IEEE Trans. Power Electronics.* 1997, 33(10): 1100~1110

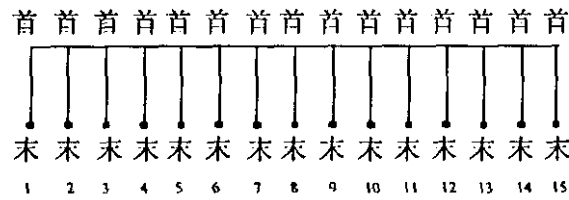
- [95] Holtz J, Lotzkat W, Khambadkone A. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. IEEE -IECON Conf. Rec., 1992:307~332
- [96] Rowan T M, Kerkman R J, Lipo A. Operation of naturally sampled current regulators in the transition mode. IEEE Trans. Ind. Appl. 1987, 23(4): 586~596
- [97] Hava A M. Carrier based PWM-VSI overmodulation strategies. UW-Madison: Wisconsin Ph. D thesis, 1997
- [98] Jul-Ki S, Jhoon K. A new overmodulation strategy for induction motor drive using space vector PWM. IEEE Applied Power Elect. Conf, Dallas USA: 1995(3): 211~216
- [99] Bowes S R, Midoun A. Suboptimal switching strategies for microprocessor controlled PWM inverter drives. IEE Proceedings, 1985, 132(3): 133~148
- [100] Johann W, Ertl Hans, Franz Zach C. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. IEEE Trans. Ind. Appl., 1991,27(6): 1063~1074
- [101] Holtz J. Pulsewidth modulation-A survey. IEEE Trans. Elect. 1992, 39(5): 410~420
- [102] Holtz J, Springob L. Reduced harmonics PWM controlled inverters. IEEE IAS Ann. Meet. , 1990: 959~964
- [103] Murai Y, Watanabe T, Iwasaki H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times. IEEE Trans. Ind. Appl. 1987, 34(4): 881~886
- [104] Chung Dae-Woong, Sul Seung-Ki, Kim Joohn-Sheok. Unified PWM technique for real time power conversion. IEEE PCC, 1997:265~270
- [105] Chung D W, Kim J S, Sul S K. Unified voltage modulation technique for real time three-phase power conversion. IEEE IAS'96, 1996(2): 921~926
- [106] 郑琼林. 关联指令分区控制脉宽调制技术. 中国电机工程学报. 2000, 20(6): 43~46
- [107] 熊健等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究. 电力电子技术. 1999(1): 25~28
- [108] 常骏等. 逆变器空间向量对称 PWM 信号微机实时调制方法. 电力电子技术. 1999(6): 49~50,57
- [109] 张海藩. 软件工程导论(第三版). 北京: 清华大学出版社, 1998
- [110] 许实章. 电机学(第三版). 北京: 机械工业出版社, 1996
- [111] 许实章. 交流电机绕组理论. 北京: 机械工业出版社, 1985
- [112] TMS320C3X User's guide. Texas: Texas Instruments, 1998



## 附录 A



A.1 第一相绕组接线图

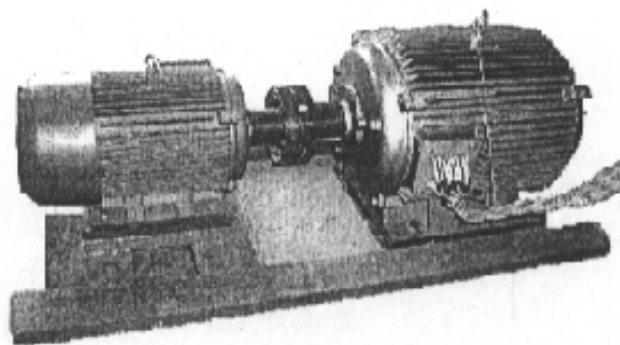


A.2 15相绕组 Y 接示意图

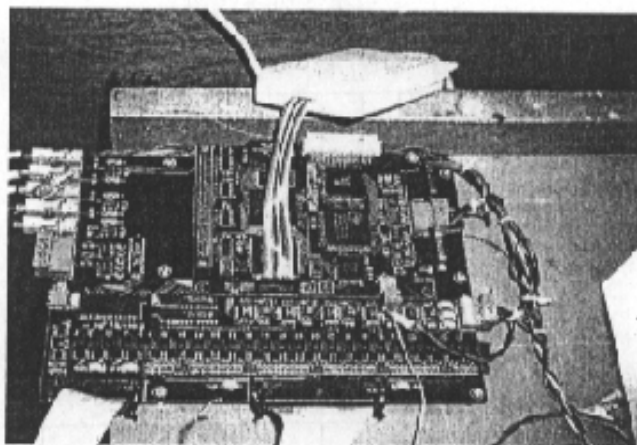
相数 各边对应槽数 线圈上、下边	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
上星边	1 2	3 4	5 6	7 8	9 10	11 12	13 14	15 16	17 18	19 20	21 22	23 24	25 26	27 28	29 30
下星边	15 16	17 18	19 20	21 22	23 24	25 26	27 28	29 30	31 32	33 34	35 36	37 38	39 40	41 42	43 44
	45 46	47 48	49 50	51 52	53 54	55 56	57 58	59 60	1 2	3 4	5 6	7 8	9 10	11 12	13 14

A.3 15相4极24°相带电机绕组位置

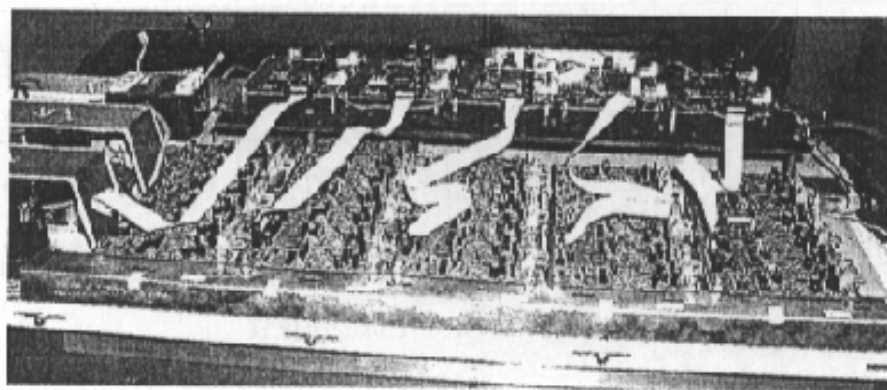
附录 B



B.1 15相感应电机(右)

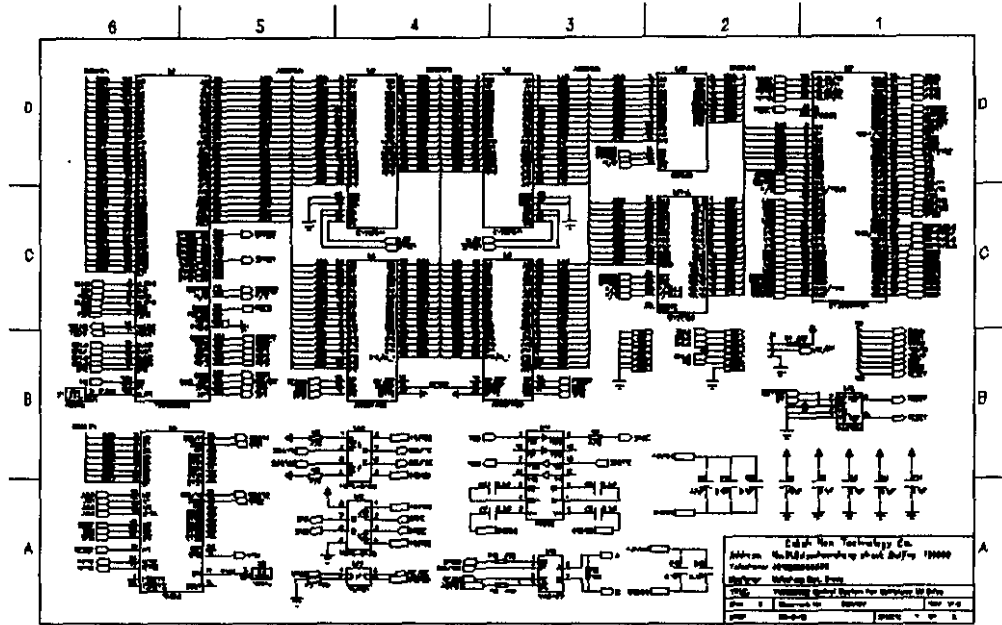


B.2 工作中的多相系统控制器

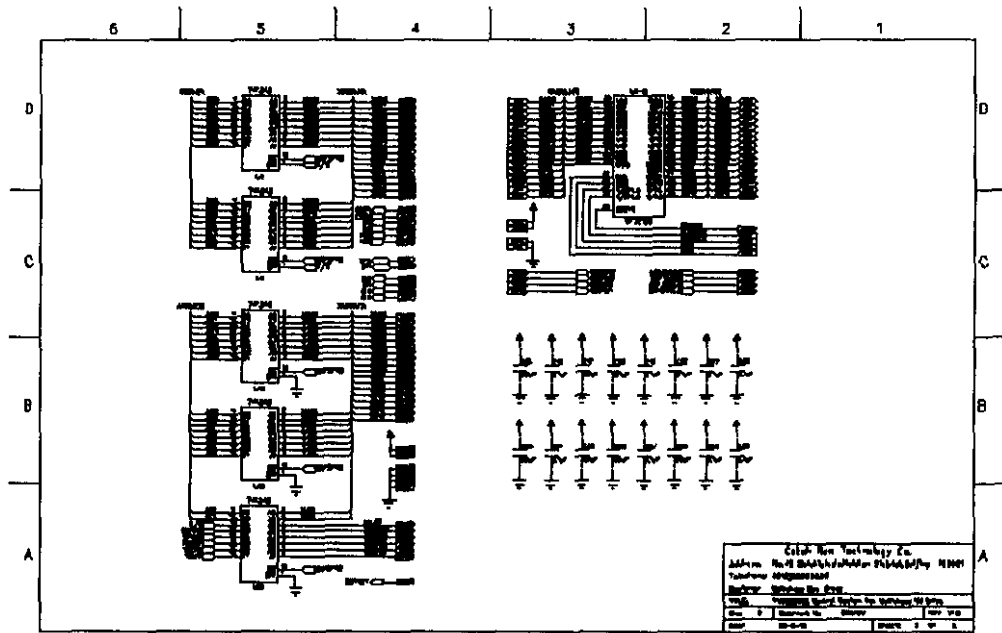


B.3 光通板、驱动板与主回路

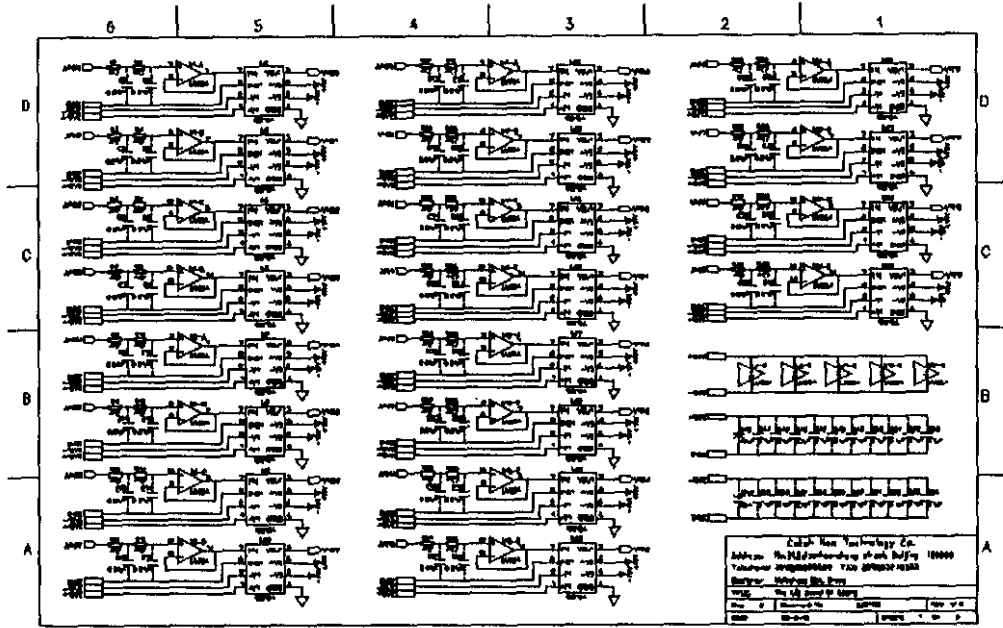
附录 C



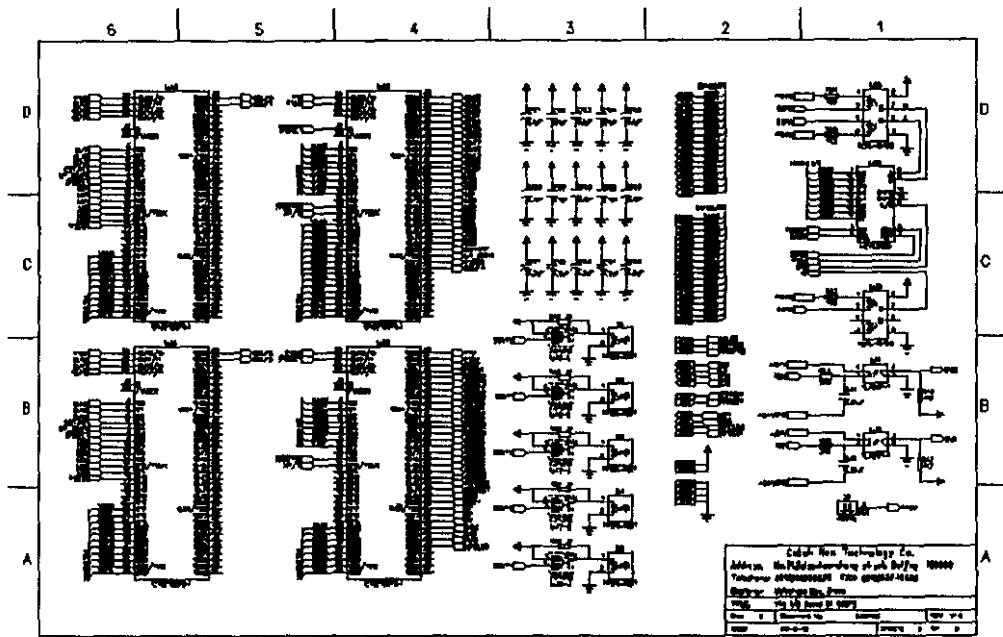
C.1 主控制板(CPU board)



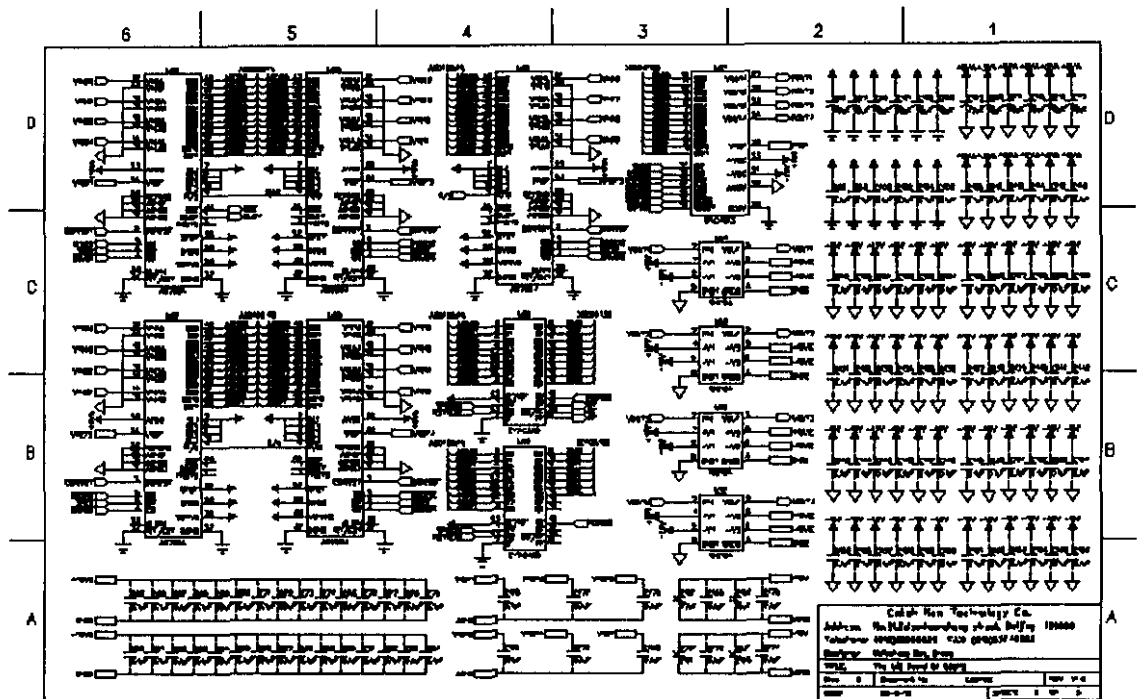
C.2 主控制板(Extensive Bus)



c.3 高速采集板(Analog Input)



c.4 高速采集板(Input&Output)



c.5 高速采集板(AD&DA)

# 中华人民共和国国家知识产权局

共 1 页

邮政编码: 100008 北京市东城区北河沿大街79号 北京电子工业专利事务所 薄观久 申请号: 99123820.6	A 发文日期: 1999 年 11 月 15 日
---	--------------------------------

## 专利申请受理通知书

根据专利法第二十八条及其实施细则第三十九条、第四十条的规定, 申请人提出的专利申请国家知识产权局专利局予以受理。现将确定的申请号和申请日通知如下:

申请号: 99123820.6

申请日: 1999 年 11 月 15 日

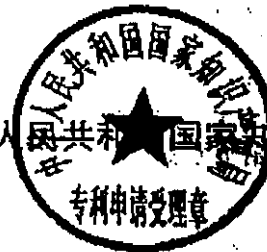
申请人: 马挺 庄朝晖 贾小川

发明名称: 多相电机及无谐波变频调速装置

经核实确认国家知识产权局专利局收到如下文件:

请求书	每份页数: 2	份数: 2	摘要	每份页数: 1	份数: 2
摘要附图	每份页数: 1	份数: 2	权利要求书	每份页数: 1	份数: 2
说明书	每份页数: 3	份数: 2	说明书附图	每份页数: 1	份数: 2
专利代理委托书					

中华人民共和国国家知识产权局



审查员: 王兰君

9947-1-9946W1

邮政编码: 100088 地址: 北京市海淀区蓟门桥西土城路六号国家知识产权局专利局受理处 邮政编码: 北京 8020 信箱