

ABSTRACT—The direct torque control theory is a kind of new control method following after the vector control theory in alternating current (AC) modulating velocity control field. It calculates and controls the torque and the flux of AC electromotor in stator coordinate with the voltage space vector. Adopting the stator magnetism field direction method, it recurs to discrete Pang - pang control producing Pulse Width Modulation signal and controls the switch state of the invert when better quality steady - state performance is produced. Because complicated vector transform and the math model in AC drive is deduced, the method has many advantages such as quick reaction, simple design, easy realization, etc.

The operation of algorithm about the direct torque control is more complex. The general Single - chip Microcomputer as the core control ware has not been able to fit controlling timely requirement of system. Therefore we adopt Digital Signal Processor that is used for special purpose made by Company TI. It is integrated by some peripheral circuit of motor control, for example A/D converting circuit, QEP, signal of Pulse Width Modulation (PWM), DB produce circuit, etc. So the circuit design is simplified and the period of design is shortened.

In this dissertation, as for the system software the author compile the programs for the direct torque control algorithm with the method combining DSP special assemble language . The assemble language that is used for DSP is single period command, therefore the efficiency of command is increased and control system obtains very good effect.

The hardware based on Intelligent Power Modules (IPM) and DSP combining with relative software program can realize the direct torque control of asynchronous AC drive. The system has favorable dynamics and static state by the method of the direct torque control. Its response is also quick. It is an ideal method of AC drive control.

In addition, this dissertation does research on the realization of rotate speed identification of direct torque control system. It uses model of rotate speed identification and gains the satisfied results.

KEY WORDS: Direct torque control, Digital Signal Processor, Rotate Speed Identification

附：学位论文原创性声明和关于学位论文使用授权的声明

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的科研成果。对本文的研究曾做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名： 孙辉 日期： 2007年5月

关于学位论文使用授权的声明

本人完全了解贵州大学有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留或向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅；本人授权贵州大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文和汇编本学位论文。

(保密论文在解密后应遵守此规定)

论文作者签名： 孙辉 导师签名： 孙建斌 日期： 2007年5月

第一章 绪 论

1.1 引言

电气传动技术以运动机械的驱动装置-电动机为控制对象,以微电子装置为核心,以电力电子功率变换装置为执行机构,在自动控制理论的指导下组成电气传动自动控制系统,控制电动机的转矩和转速,将电能转换成机械能,实现工作机械的旋转运动或往复运动,以达到控制电机转速或位置的目的。因此,电气传动系统也称为运动控制系统^[1]。

电机可分为直流电机和交流电机。它们各有优劣:直流电机控制简单,长期以来,直流电机由于其转速的调节性能和转矩的控制性能比较理想,因此在高性能变速电气传动领域中占统治地位。但是,直流电机结构中存在着换向器、电刷等结构,使其在单机容量、转动惯量以及维护等方面受到了限制,不能满足向大型化发展,以及在快速性,可靠性等方面进一步提高要求。而交流电机结构简单、坚固耐用、运行可靠、制造成本低、易于维护、可工作于恶劣环境等优点,在工业领域得到了广泛的应用。由于异步电机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量复杂系统,要实现对其控制相对困难,早期的研究没有很好的方法解决其控制问题。在近几十年里,这种格局已经发生变化,随着电力电子技术、微电子技术以及自动控制技术的不断发展,诸多新型电机控制技术不断被提出,使变频技术能更好地实现对交流电机的调速,因此用交流调速取代直流调速正逐步变为现实。

长期以来,在调速传动领域大多采用磁场电流和电枢电流可以独立控制的直流电动机传动系统,它的调速性能和转矩控制特性比较理想,获得良好的动态响应,然而由于在结构上存在的问题使其在容量上受到限制,不能适应高速大容量化的发展方向。在上个世纪 20 年代,人们认识到变频调速是交流电动机一种最理想的调速方法,由于当时的变频电源设备庞大,可靠性差,变频调速技术发展缓慢。60 年代至今,电力电子技术和控制技术的发展,使交流调速性能可以与直流调速相媲美。现代电子技术(包括大规模集成电路技术、电力电子技术和计算机技术)的飞速发展、电动机控制理论得到不断完善以及计算机仿真技术的日益成熟,极大的推动了交流电动机变频调速技术的发展。

1.1.1 直接转矩控制理论的提出与发展

1985 年,德国鲁尔大学的 M. DePenbrock 教授提出了新的控制方法,即异步电动机直接转矩控制^[2](DTC, Direct Torque control)并且在 1987 年把它推广到弱磁调速范围。直接转矩控制不需要复杂的坐标变换,也不需要像矢量

控制依赖转子数学模型,只是通过控制 PWM 型逆变器的导通和切换方式,控制电动机的瞬时输入电压,改变磁链的旋转速度来控制瞬时转矩,在很大程度上解决了矢量控制方法中计算复杂、调速特性易受电动机参数变化的影响等一些问题。直接转矩控制技术以其简洁的系统结构,优良的静、动态性能,得到了迅速的发展,目前该技术已成功的应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。但是直接转矩控制还有些问题未解决,如在低速区,定子电阻的变化引起的定子电流和磁链的畸变,以及转矩脉动、死区效应和开关频率等问题。现在直接转矩控制系统,大多是采用了将磁链定向与直接转矩控制相结合的方法,低速时采用磁链定向矢量变换控制,高速时采用直接转矩控制。或者同时观测转子磁链,作为直接转矩控制系统的校正。然而这样系统仍受到转子参数的影响,无法体现直接转矩控制的优势。近几年来,许多学者把智能控制原理和直接转矩控制相结合,提出许多基于模糊控制、自适应模糊控制以及神经网络控制等控制策略的控制系统,使控制性能有了进一步的提高。神经网络采用并行计算结构,利用它建立的观测器和辨识器具有较好的跟踪性能,并且神经网络可以通过学习异步电机的各种参数变化时的映射关系来确定内部反馈的权重系数,在电机参数变化时也可以实现高性能的控制。将神经网络应用到直接转矩控制系统的逆变器控制中,以其较强的学习能力、自适应能力、自组织能力以及容错能力可获得较好的控制效果。

1.1.2 无速度传感器技术

为了实现对电机转速的精确控制,高性能的转速闭环控制系统必须引入速度反馈。解决这个问题的传统方法是安装速度传感器(如测速发电机、感应式速度传感器、霍尔式速度传感器、光电式速度传感器、旋转变压器式速度传感器以及光电编码器等)。由于速度传感器的安装维护困难,不适用于较恶劣的工作环境,这些因素成为系统的一种故障源,降低了系统的可靠性。近年来,无速度传感器变频调速控制技术成为交流电动机变频调速的一种新发展趋势^[4]。该技术是在电机转子和机座上 not 安装电磁或光电传感器的情况下,利用检测到的电机电压、电流和电机的数学模型推测出电机转子位置和转速的技术,具有不改造电机、省去昂贵的机械传感器、降低维护费用和不怕粉末与潮湿环境的影响等优点。因此成本合理、性能良好的无速度传感器交流调速系统成为近年来的一个研究热点。然而,目前对无速度传感器的研究,主要还是应用于矢量控制系统中,而应用在直接转矩控制系统的相对较少,尤其在实用化的研究和产品上更少。由于直接转矩控制决定了系统包含较多的谐波和脉动成分,速度估算的精度难以保证;但为了保持其动态响应快、对参数鲁棒性强的特点,速度的观测也必须具有相应的性能,这就给速度的推算提出更高的要求。因而,有必要针对直接转矩控制系统中的速度辨识问题进行深入的研究。

1.2 交流调速控制系统全数字化的发展趋势

最初的电动机控制都采用模拟控制方法,模拟控制由于受器件的影响,有较大的漂移,控制系统的精度和长期运行性能受到一定的限制。随着现代电子技术的进步,电动机控制专用集成电路在电动机控制中得到大量的应用,这些电路大多为模拟数字混合电路,它大大提高了电动机控制器的可靠性、抗干扰能力,同时又缩短了产品的开发周期。随着电动机控制的发展越来越趋于多样化、复杂化,现有的专用集成电路不能满足新产品开发要求,人们需要根据具体的需要,开发电动机专用的控制芯片。现在市场上较通用的变频器大多采用单片机来控制。但单片机的处理能力有限,往往不能满足要求。近年来,各种集成化的单片数字信号处理芯片 DSP (Digital Signal Processor) 的性能得到很大改善,结构上的差异使 DSP 器件比 16 位单片机指令执行时间快。而且 DSP 器件的软件和开发工具越来越多,越来越好,价格大幅度降低,比单片机具有更高的性能价格比,从而使 DSP 器件及技术更容易推广使用。DSP 具有以下特点:

处理速度更快的 CPU,更大容量的存储 (ROM, RAM, FLASH 等),提供标准异步串口,其中有的系列片内还集成 A/D 转换和采样/保持电路。内置高速硬件乘法器,增加了多级流水线,减少指令执行时间,使 DSP 器件具有高速的数据计算能力。

DSP 采用改进的哈佛结构,哈佛结构是并行体系结构,具有独立的程序和数据存储空间,允许同时存取程序和数据,大大提高了处理效率。同时 DSP 器件采用精简指令集,大多数指令都能在一个周期内完成,并且通过并行处理技术,使一个指令周期内可完成多条指令。DSP 器件运算功能强,提供了高度专业化的指令集。此外, DSP 器件提供 JTAG 接口,具有更先进的开发手段,使批量生产测试更方便^[6]。

世界上各大 DSP 生产厂商 TI 公司、AD 公司等,都推出了自己的内嵌式 DSP 电动机控制专用集成电路,每个厂家的 DSP 都可能采用一些特殊的操作指令来完成一些特殊操作,以降低 DSP 程序的复杂度和运算时间。其中美国 TI 公司推出的 TMS320C2XX,它在 DSP 核心技术的基础上集成了一个电动机事件管理器,并提供 PWM 输出,完成控制算法的处理、数据的交流以及系统监控等功能,可以完成电动机高速、可靠的先进控制技术。在交流电动机控制中, DSP 特有的高速计算能力,可以增加采样频率,完成复杂的信号处理和算法,使 PID 算法、卡尔曼滤波、FFT、状态观测器、自适应控制及智能控制能在较短的采样周期内完成,控制电力电子外围设备,实现电动机的控制和调速。并且 DSP 的信号处理能力还能减少传感器的数量。电机控制专用 DSP 还可产生高分辨率的 PWM 波形,灵活实现 PWM 控制,减小电磁干扰和其它噪声问题。现在,全数字化的控制系统已经成为现代电气传动系统的发展趋势。

1.3 课题的研究状况与意义

1.3.1 课题的研究状况

直接转矩控制方法作为一种崭新的理论在带来系统动态控制性能大幅度提高的同时,也产生了转矩脉动大,磁链轨迹畸变,电流波形差等一系列新的问题,围绕这些问题各国学者展开了广泛的研究工作并取得了一定的成果。

M. Depenbrock 教授在提出直接转矩控制理论之初所实现的系统^[2],其定子磁链轨迹是按六边形运动的,直接由六个非零矢量控制完成磁链轨迹的运动,其控制环节简单,开关动作少,但相当于六阶梯形波逆变器供电的异步电机调速系统,电流脉动大,转矩脉动和噪声问题严重。日本 Takahashi 教授等人在 1986 年提出了定子磁链轨迹近似圆形的控制方法^[2],通过实时计算所得的磁链和转矩与给定值比较,以及磁链所处的位置,来选择相应的电压开关动作。这种方法成为目前的直接转矩控制方案的基础,之后的研究大部分是在其之上的改进。虽然各国学者经过不断的努力,取得了很多有意义的成果。但是应当指出,直接转矩控制这种理论离实用化还有一定的距离。

在高性能异步电机控制系统中,速度闭环是必不可少的。然而由于速度传感器在安装、维护、低速性能较差等方面影响了异步电机调速系统的简便性、廉价性及系统的可靠性,人们提出了设计无速度传感器的速度闭环控制系统。其核心问题是对转子的速度进行估计,控制系统性能好坏将取决于合理的控制方案与速度辨识环节的恰当结合。基本的出发点是利用直接计算、参数辨识、状态估计、间接测量等手段,从定子边较易测量的量如定子电压、定子电流中提取出与速度有关的量,从而得出转子速度,并将它应用到速度反馈控制系统。国外 70 年代末就已经开展了这个方向的研究。目前较典型的估计算法有^[7]:利用电机方程式直接算法;模型参考自适应法;扩展卡尔曼滤波法;非线性方法。但这些方法大多从理想条件下的电机数学模型出发,在不同程度上依赖于电机的参数和运行状态,当电机参数变化时,系统控制性能变差,而且有些方法过于复杂,给具体方案的实现带来了很大的困难。

直接转矩控制本身不需要转速信息,但为了精确地控制转速,还是应该进行转速闭环。以往是安装转速传感器进行速度反馈,不仅增加了成本,而且降低了系统的稳定性和可靠性。实际应用时,有些场合根本不能安装转速传感器,有时甚至找不到转速反馈的位置。因此,很有必要进行转速辨识。关于 DTC 系统的无速度传感器技术的速度估计方法和实际系统的结合运用是许多学者研究的热点。

总之,无速度传感器的直接转矩控制需要推算转子的速度。而推算转速的关键是如何获得(计算或观测/间接或直接地)磁链(转子的或是定子的)值。由于异步电动机直接转矩控制系统的数字化对计算时间要求很高,采用一般的 CPU 系统难以满足实时性要求,采用含数字信号处理器的计算机系统能达到很好的控

制效果。目前,利用智能功率模块 IPM 构造的交-直-交的主电路和用数字信号处理器 DSP 构造的控制电路已经成为首选的变频调速系统的控制方案。

1.3.2 研究意义

我国交流调速传动方面起步较晚,与先进国家相比有较大的差距,在产业的形成上与国外相比相差更远,尤其在高性能的交流传动方面,国产化系统和装置还基本上没有形成批量生产能力。而随着对交流调速和变频节能认识的不断加深,国内对变频调速装置的需求量会越来越大,同时对性能的要求也会越来越高。目前我国工业对变频器的需求相当大,市场需求大约在 20 亿元人民币以上。国产的变频装置还不能满足性能要求,市场份额占有量很少,致使大量用户购买国外的产品。因此,研究开发高性能的交流变频装置并使其国产化、商品化,对于发展我国经济具有重要意义。

1.4 本文的主要工作

由于直接转矩控制发展较晚,理论尚不完善,对于它的研究工作还起步不久,许多的文献仅仅侧重于系统的介绍和实现。当前研究较多的是矢量控制中的无速度传感器技术,而关于 DTC 系统的无速度传感器技术的文献不多见。本文将针对这些方面的问题展开一些初步的研究和探讨。课题设计目标是研究异步电机的直接转矩控制原理及控制策略,同时在此基础上进行无速度传感器技术的研究,设计并调试基于 DSP 控制方案的直接转矩控制系统。

第二章 无速度传感器直接转矩控制系统 的基本原理及方法

直接转矩控制技术是交流电机继矢量控制技术之后又一种高性能控制技术。直接转矩控制技术^[2]，是用空间矢量的分析方法直接在定子坐标系中计算与控制交流电动机的转矩，借助于离散的两点式调节（控制）产生脉宽调制 PWM 信号，直接对逆变器的开关状态进行控制，以获得转矩的高动态性能。它省掉了复杂的矢量变换，它的控制思想新颖，控制手段直接，信号处理的物理概念明确，是一种具有高静、动态性能的交流调速方法。本章将主要介绍直接转矩控制原理和系统结构，并对几个关键技术问题作较为详细的说明。主要包括：异步电机的数学模型、逆变器的数学模型、直接转矩控制系统的磁通和转矩控制原理，阐明直接转矩控制系统的基本组成以及其工作原理。

2.1 直接转矩控制系统的基本原理和方法

2.1.1 异步电机的数学模型^[6]

在异步电机调速系统中，一般采用的数学模型都是基于理想的电机模型。该模型对异步电机作如下的几个基本假设：

1. 异步电机的磁路是对称的，不计磁饱和的影响。
2. 电机定转子三相绕组在结构上完全对称，在空间上互差 120 度，不计边缘效应。
3. 定转子表面光滑，无齿槽效应，定转子每相气隙磁势在空间上呈正弦分布。
4. 磁饱和、涡流及铁芯损耗均忽略不计。

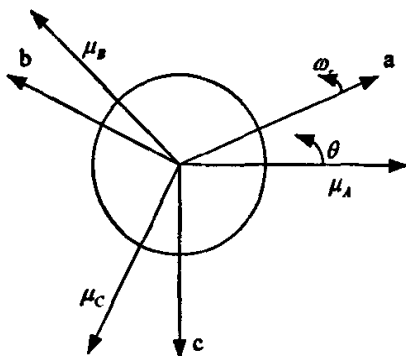


图 2-1 异步电机物理模型

异步电机物理模型如图 2.1 所示。在异步电机运行过程中，电机定子三相绕组 A, B, C 在空间固定；转子绕组 a, b, c，随转子旋转；设在任意时刻转子 a 轴与定子的固定 A 轴成 θ 角度； ω_r 为转子转速。在数学模型公式推导中，使用带下标 r 的参数表示转子参数，带下标 s 的参数表示为定子参数。异步电动机的基本电磁关系可由以下方程表示

$$U = Ri + p\Psi \tag{2-1}$$

$$\text{式中: } U = [u_{sa} \quad u_{sb} \quad u_{sc} \quad u_{ra} \quad u_{rb} \quad u_{rc}] \tag{2-2}$$

$$i = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}] \tag{2-3}$$

$$R = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_s \quad R_r \quad R_r \quad R_r] \tag{2-4}$$

在 (2-1)、(2-2)、(2-3) 式中， $u_{a,b,c}$ 为三相电机定、转子绕组电压； $i_{a,b,c}$ 为三相电机定、转子绕组电流； $\Psi_{a,b,c}$ 为三相电机定、转子磁链； p 为对时间的微分算子。

磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \tag{2-5}$$

其中

$$\Psi_s = [\Psi_A \quad \Psi_B \quad \Psi_C]^T$$

$$\Psi_r = [\Psi_a \quad \Psi_b \quad \Psi_c]^T$$

$$i_s = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T$$

$$i_r = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} \end{bmatrix}$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l2} & -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l2} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l2} \end{bmatrix}$$

$$L_{rs} = L_{sr}^T = L_{m1} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ \cos(\theta+120^\circ) & \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) \\ \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

运动方程:

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2-6)$$

式中 T_L 为负载转矩, J 为机组的转动惯量, n_p 为极对数, ω 为电动机角速度。

转矩方程:

$$\frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L}{\partial \theta} i = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} \quad (2-7)$$

转速方程:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

以上的电压公式, 磁链方程, 转矩方程和转速方程便构成了三相异步电机的数学模型。可以看出它是一个多变量、高阶、非线性、强耦合的复杂系统。为了简化模型、减少耦合, 有效方法就是矢量坐标变换。

异步电机在 $\alpha - \beta$ 坐标系下的数学模型

在直接转矩控制系统中, 参考坐标系是放在定子绕组上的, 因此, 需要通过坐标变换, 将三相异步电动机在三相静止坐标系上的电压方程变换到两相静止坐标系上的电压方程, 其目的是简化模型及获得常参数的电压方程。Park 变换是三相变二相的变换, 这里直接给出变换式^[6]:

$$C_{3/2} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

由上式可以得到异步电机在 $\alpha - \beta$ 坐标系下的数学模型电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & \omega_r \\ 0 & 0 & -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} \\ \Psi_{\beta s} \\ \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} \\ \Psi_{\beta s} \\ \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{n_p L_m}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{\beta s} \Psi_{\alpha r} - \Psi_{\beta r} \Psi_{\alpha s}) \quad (2-11)$$

运动方程:

$$p\omega_r = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L) \quad (2-12)$$

2.1.2 磁链观测

磁链观测的准确性在直接转矩控制中占有很重要的地位,它直接影响逆变器开关状态的选择。由于工艺和技术上的问题,直接检测磁链的方法在实际中应用极少,实际系统中都采用间接观测的方法:即检测电机的定子电压、定子电流和电机转速等便于测取的物理量,根据电机的数学模型,实时地计算出磁链的幅值和相位。定子磁链的观测模型基本有三种^[11]:定子电压电流($U-I$)模型,它是一种积分模式:

$$\bar{\Psi} = \int (\bar{U}_s - \bar{i}_s r_s) dt \quad (2-13)$$

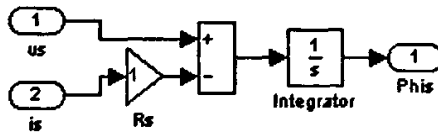


图 2-2 定子磁链 U-I 观测模型结构

图中 Phis 即为定子磁链。实现时,利用的是 $\alpha-\beta$ 轴上的分量计算式。我们可以发现, $U-I$ 模型结构简单,只受定子电阻参数的影响,鲁棒性较高,在中高速区有较高的精度;但低速时,受定子电阻偏差的影响增大;误差不收敛,稳态时始终含有定子电阻偏差引起的观测误差;电机未启动时,定子反电势为零,磁链无法按式子(2-13)计算,也无法建立初始磁链。

因此在低速时,需采用定子电流电机转速($I-n$)模型。由异步电动机数

学方程，消去定子电压项，得到下面两组磁链分量方程组：

$$\Psi_{ra} = \frac{R_r}{L_\sigma} (\Psi_{sa} - \Psi_{r\beta}) - \omega \Psi_{r\beta} \quad (2-14)$$

和

$$\Psi_{r\beta} = \frac{R_r}{L_\sigma} (\Psi_{s\beta} - \Psi_{ra}) - \omega \Psi_{ra} \quad (2-15)$$

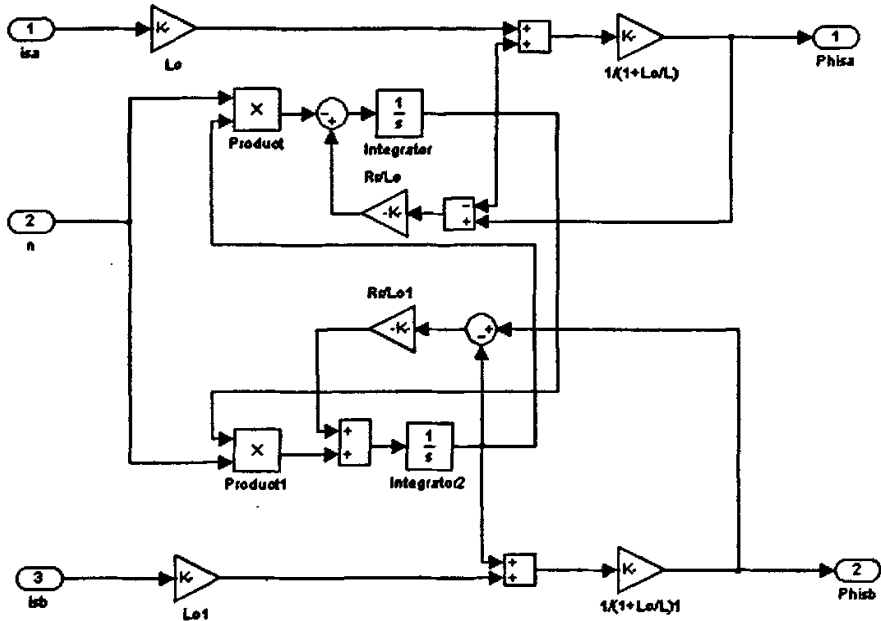


图 2-3 定子磁链 I-n 观测模型结构

图中 $L_\sigma = L_{\sigma 1} = L_\sigma$

2.1.3 电压型逆变器模型的开关状态及输出电压状态

理想电压型逆变器^[2]，如图 2-4 所示，由三组（六个）开关器件组成，它们是： $S_a, \overline{S}_a, S_b, \overline{S}_b, S_c, \overline{S}_c$ 。由于同一桥臂的两个元件不能同时导通，否则将导致短路，所以 $S_a, \overline{S}_a; S_b, \overline{S}_b; S_c, \overline{S}_c$ 互为反向，一通一断。实际上每组开关只有一个独立变量，三组开关共有 $2^3 = 8$ 种开关状态组合。将 S_a, \overline{S}_a 称为 a 相开关，用 S_a 表示；同样的 b 相表示为 S_b ，c 相为 S_c 。亦可将三相开关用 S_{abc} 表示。规定 a、b、c 三相负载的某一相与直流源正极接通时，该相开关状态为“1”；反之与负极接通为“0”。显而易见，当状态为“000”和“111”时，负载得到的电压为零；而另六种组合时均有工作电压加于负载。

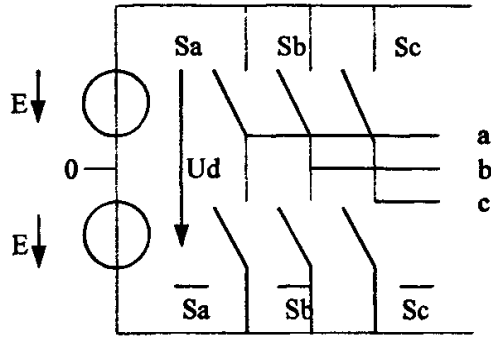


图 2-4 理想电压型逆变器

本文给电压型逆变器开关状态、输出电压状态以及表示定义如下：

表 2-1

开关状态 S_{abc}	.000	001	010	011	100	101	110	111
U_i 表示方法	U_0	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7

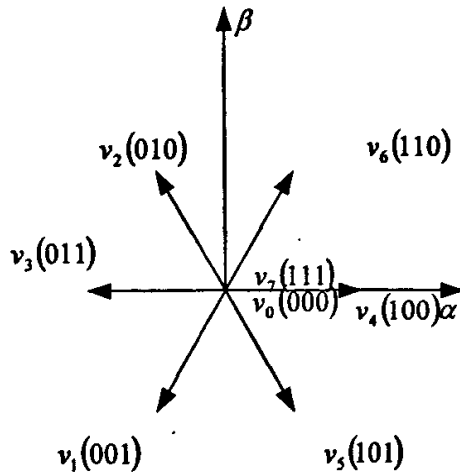


图 2-5 电压矢量空间图

经电路分析可得, 六个工作电压的大小均为 $2U_d/3$ (U_d 为直流母线电压)。其空间分布由空间矢量 Park 变换求得, 对应于不同的导通方式 (S_a, S_b, S_c) 有:

$$U_s = \frac{2}{3}U_d \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2-16)$$

2.1.4 电压空间矢量对定子磁链及电机转矩的影响^[16]

若忽略定子电阻压降的影响, 则定子磁链空间矢量与定子电压空间矢量有非常简单的积分关系。当输入电压为一个非零的空间矢量时, 定子磁链的空间矢量将沿着输入电压空间矢量的方向, 以正比于输入电压的速度移动。为此, 完全可以通过控制逆变器的八个开关状态, 使定子磁链按目标轨迹行走。根据电机学理论, 在动态过程中保持磁链幅值不变, 也就是使磁链按圆形轨迹行走, 将加快电机的动态响应过程; 但由于逆变器的电压矢量是离散的, 再加上开关频率的限制, 控制中只能是在一定容差范围内使定子磁链逼近圆形。

定子磁链幅值、转子磁链幅值和磁通角决定了转矩的大小。在实际运行中, 保持定子磁链幅值为额定值, 以充分利用电动机铁心; 转子磁链幅值由负载决定: 要改变电动机转矩的大小, 可以通过改变磁通角的大小来实现。其基本控制方法就是通过电压空间矢量来控制定子磁链旋转速度, 使定子磁链走走停停, 以改变定子磁链的平均旋转速度的大小。从而改变磁通角的大小。以达到控制电动机转矩的目的。

2.1.5 直接转矩控制系统的结构

直接转矩控制系统结构如图 2-6 所示

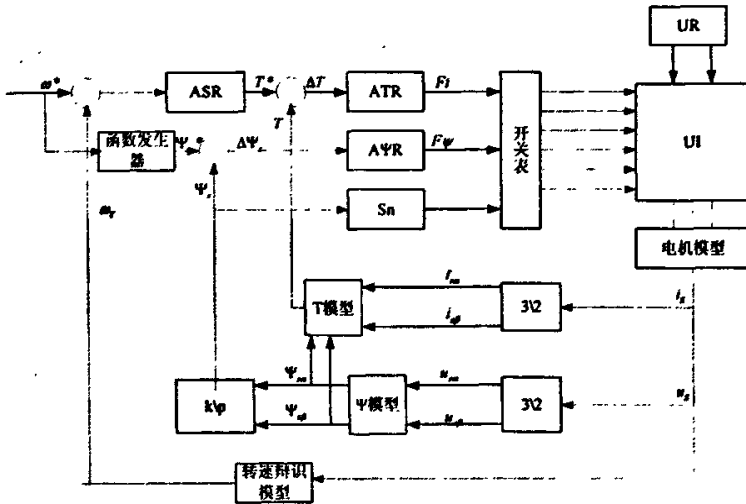


图 2-6 直接转矩控制系统框图

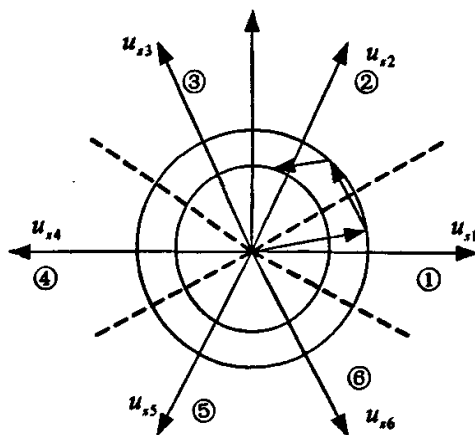
(一) 磁链空间位置的判定^[22]


图 2-7 磁链空间位置

由于扇区的划分正好是以工作电压矢量为角平分线的 $\pi/3$ 扇形范围，以 A 、 B 和 C 的三相绕组轴线为法矢量的 3 条线正好是扇区划分的边界线，因此扇区判断归结为定子磁链矢量在三相 A 、 B 和 C 轴线上投影的正负。判断方法如下：

首先，计算定子磁链矢量在定子三相绕组 A 、 B 和 C 轴线上的投影，即有公共坐标系上的 2 个分量变换到三相 3 个分量，也就是 Clark 变换得到的定子三相绕组的磁链分量：

$$\begin{cases} \Psi_A = \Psi_\varphi \\ \Psi_B = -\frac{1}{2}\Psi_\varphi + \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_\varphi \\ \Psi_C = -\frac{1}{2}\Psi_\varphi - \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_\varphi \end{cases}$$

然后，根据三相定子磁链的计算结果 Ψ_A 、 Ψ_B 和 Ψ_C ，判断它们的正负以便确定相应得二进制位值 A 、 B 和 C ，即：

- 如果计算结果 Ψ_A 为正，那么位值 A 等于 1，否则 A 等于 0；
- 如果计算结果 Ψ_B 为正，那么位值 B 等于 1，否则 B 等于 0；
- 如果计算结果 Ψ_C 为正，那么位值 C 等于 1，否则 C 等于 0；

最后，根据三相二进制位值 A 、 B 和 C ，计算扇区编号 N ，即将 3 位二进制编码转换成十进制的形式。

$$N = 4A + 2B + C$$

 (二) 转矩调节^[21]：

转矩调节的任务是实现转矩的直接控制，直接转矩的名称即由此而来。其功能包括：用转矩两点式调节器直接调节转矩；在调节转矩的同时，控制定子磁链的旋转方向，以加快调节速度。转矩调节器的结构采用施密特触发器，容差分

别为 $\pm \Delta T$ 。

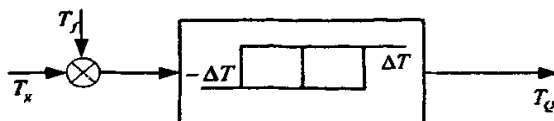


图 2-8 转矩调节器

调节器的输入信号是转矩给定值和转矩反馈值的信号差, 调节器的输出量是转矩开关信号 T_Q , 通过转矩观测器产生的实际转矩值与给定转矩值作滞环比较。两点式调节器产生输出对转矩进行调节, 图中当 $0 < T_r - T_f < \Delta T$ 时, 磁链 Ψ_s 逆时针旋转; 当 $-\Delta T < T_r - T_f < 0$ 时, 磁链 Ψ_s 顺时针旋转; 当 $T_Q = 1$ 或 $T_Q = -1$, 这时根据 Ψ_s 所选择的电压矢量获得所需转矩的变化, 当 $T_Q = 0$ 时选择零矢量, 转矩减少。根据逆变器开关次数最少原则, 选择 u_0 还是 u_r ,

(三) 磁链调节

磁链调节的任务是对磁链矢量进行调节, 例如, 在低速时由于定子电阻压降的影响, 定子磁链幅值将减小。为避免定子磁链幅值的减小, 引入磁链调节闭环。由磁链调节控制给出一个定子电压空间矢量, 其主要作用是加大定子磁链幅值, 以维持其在容许的范围内波动。

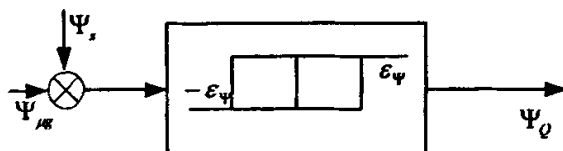


图 2-9 磁链调节器

如上图, 磁链调节器采用施密特触发器, 对磁链幅值进行两点式调节。触发器的容差宽度为 $\pm \epsilon_\Psi$, 是定子磁链幅值相对于给定值所容许的波动范围。磁链调节器的输入信号是磁链给定值 $\Psi_{r\theta}$ 与磁链反馈值 Ψ_s 之差, 其输出值是磁链量开关信号 Ψ_Q 。当磁链幅值偏小时, 可采用加电压空间矢量的方法, 使磁链量加大, 用给定磁链与由磁链观测器输出的观测磁链 (这里看作实际的电机内部磁链) 作滞环比较。输出为 “1”, 加有效电压矢量使电机磁链增大; 输出为 “0”, 加有效电压矢量使电机磁链减小。由以上调节过程可见, 由于磁链调节的作用, 使得定子磁链空间矢量在旋转过程中, 其幅值保持在以给定值为基准, 以 $\pm \epsilon_\Psi$ 为容差

限的范围内波动。

(四) 电压空间矢量的正确选择

所谓正确选择包含两个含义：一是电压空间矢量顺序的选择；二是各电压空间矢量的给出时刻的选择。这是通过磁链与转矩的闭环控制来完成的。

定子磁链空间矢量的运动轨迹取决于定子电压空间矢量^[10]。反过来，定子电压空间矢量的选择又取决于定子磁链空间矢量的运动轨迹。在转矩控制信号 T_Q 、磁链控制信号 Ψ_Q 确定之后，就可进行相应的电压空间矢量的选择，以调节转矩和磁链了。通常采用一种电压矢量选择表法实现直接转矩控制的方案，如前所述，磁链幅值保持恒定时，电磁转矩 T_e 的增加率几乎与磁通角的变化率成正比。即只要非零电压矢量 $u_{s1} - u_{s6}$ 加到电动机上，电动机的电磁转矩会迅速增加，而当零电压矢量 u_{s0} 或 u_{s7} 加到电动机上时，电动机的电磁转矩就会立即减小。因此，当转矩实际值 T_i 比给定值 T_g 小时，磁链轨迹控制起主要作用，即选择适当的非零电压矢量，使磁链沿正六边形轨迹运动，与此同时，电磁转矩迅速增大。当转矩实际值 T_i 比给定值 T_g 大时，转矩控制立即强迫逆变器输出零电压矢量，使电磁转矩马上减小，而此时磁链只是暂停一下而已，大小并无变化。

非零电压矢量 $u_{s1} - u_{s6}$ 有6个，其分布也是固定的。当定子磁链位于不同的位置时，同一个电压矢量，对于磁链和电磁转矩的作用也是不一样的，因此 $u_{s1} - u_{s6}$ 的选择不仅依赖于磁链的大小，而且也取决于磁链的位置。为此我们在 $\alpha - \beta$ 平面上，沿顺时针方向将定子磁链的位置划分为六个区间 $s_1 - s_6$ 。磁链和转矩控制器仍采用施密特触发器。然后利用前述提到的原理，根据定子磁链当前所在区间，以及转矩和磁链的变化情况，按照先转矩、再磁链的优先级选择相应的电压矢量信号。

由以上分析可见，电压矢量选择表法的直接转矩控制实际是以一个电压矢量选择表取代了原来系统结构中的磁链自控制单元和开关信号选择单元，来实现功率器件开关状态的选择。与传统方法相比，它增加了一个根据已有的数据信号判断定子磁链位置的环节，省掉了一次数据处理中的2/3变换，因此它更适合本系统这种采用定点数据处理器的系统。

综合上述的电磁转矩开关 $T_Q^{[22]}$ ，磁链开关 Ψ_Q 以及磁链位置信号，我们可得到下面的定子电压开关选择表。表中零电压矢量的选择与切换前的定子电压矢量有关。为了减少逆变器开关的次数，应选择与切换前定子电压矢量只有一位不同的零电压矢量。表2-2给出了电机正转时的定子电压矢量开关表。若电机反转时，只需对此开关表作相应调整。

表 2-2 定子电压开关选择表（正转）

		1	2	3	4	5	6
$\Psi_Q = 0$	$T_Q = 1$	$u_2(001)$	$u_3(101)$	$u_4(100)$	$u_5(110)$	$u_6(010)$	$u_1(011)$
	$T_Q = 0$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$
	$T_Q = -1$	$u_6(010)$	$u_1(011)$	$u_2(001)$	$u_3(101)$	$u_4(100)$	$u_5(110)$
$\Psi_Q = 1$	$T_Q = 1$	$u_3(101)$	$u_4(100)$	$u_5(110)$	$u_6(010)$	$u_1(011)$	$u_2(001)$
	$T_Q = 0$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$
	$T_Q = -1$	$u_5(110)$	$u_6(010)$	$u_1(011)$	$u_2(001)$	$u_3(101)$	$u_2(001)$

定子电压开关选择表（反转）

		1	2	3	4	5	6
$\Psi_Q = 0$	$T_Q = 1$	$u_6(010)$	$u_1(011)$	$u_2(001)$	$u_3(101)$	$u_4(100)$	$u_5(110)$
	$T_Q = 0$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$
	$T_Q = -1$	$u_2(001)$	$u_3(101)$	$u_4(100)$	$u_5(110)$	$u_6(010)$	$u_1(011)$
$\Psi_Q = 1$	$T_Q = 1$	$u_5(110)$	$u_6(010)$	$u_1(011)$	$u_2(001)$	$u_3(101)$	$u_4(100)$
	$T_Q = 0$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$	$u_7(111)$	$u_0(000)$
	$T_Q = -1$	$u_3(101)$	$u_4(100)$	$u_5(110)$	$u_6(010)$	$u_1(011)$	$u_2(001)$

2.2 无速度传感器的设计方案

在交流传动系统中，为了满足高性能交流传动的需要，速度闭环反馈控制是必不可少的，但是由于速度传感器的安装不便、维护困难、非线性和低速性能不佳等方面的原因，传统的安装速度传感器的调速方案使得系统的成本增加，环境适应能力减弱，不易维护，且电机调速的简便性、廉价性和系统的可靠性均受到了影响。特别是在很多的实际现场中，往往没有足够的空间安装速度传感器，在有震动的机器上安装娇贵的光栅传感器更是对系统的可靠性提出了挑战。因此，如何快速而准确的观测估算电机的实际转速变成为当前交流传动研究的一个热

点。

无速度传感器的核心问题在于对转子的速度估计，主要的出发点就是用直接计算、参数辨识、状态估计、间接测量等手段，从定子边较易测量的量如定子的电压、定子的电流中计算出与速度有关的量，从而得到转子速度，并将其运用到速度反馈控制系统中。

如果交流变频调速系统不用速度传感器，只依据变频器输出的电压电流信号得到转速信号进行速度闭环控制，那么可以省去昂贵的速度传感器，同时给变频调速系统的设计带来了许多方便。变频器增加无速度传感器功能只增加软件开销，不增加硬件，从而省去了昂贵的速度传感器。随着微处理器的飞速发展，实现速度的在线辨识已成为可能。

无速度传感器技术的发展现状在过去的二十年中，关于磁场定向控制（矢量控制）发表了近百篇学术文章，与此技术相关的很多问题都被解决了。然而，机械式速度传感器仍然存在。在过去的五年中，无速度传感器传动系统成为研究的热点，这是因为速度传感器的安装增加了系统的复杂性，降低了系统的可靠性和系统的鲁棒性，并增加了系统成本和维护要求。因此，目前许多国内外学者致力于解决该问题。目前为止，出现了大量关于异步电机传动系统的无速度传感器设计的文献。这些研究文献分别采用了不同的技术来估计电机的转速，诸如：RLS（最小方差）、MRAS（模型参考自适应）、观测器、卡尔曼滤波和神经网络等等。应用这些方法均可实现异步电机在无速度传感器情况下的控制运行。然而当电机的转速接近零或者经过零时，大多数方法的性能有所降低，并导致控制系统低速性能的下降。有些方案采用鲁棒性的估计技术，通过自调节或在线调节技术减小了速度估计的误差。这些方法拓宽了低速的运行范围，然而其优势又为其复杂性所削弱。

2.2.1 与转差速度结合的估计方案:

在静止的定子坐标系下，转子磁链可以表示为如下的矩阵形式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ -\omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

转子磁链与定子坐标系的夹角 θ 可以表示为：

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{ra}}{\Psi_{r\beta}} \right) \quad (2-20)$$

转子磁链旋转速度 ω_e 可以由上式的微分计算得到

$$\omega_e = \dot{\theta} = \frac{\Psi_{ra} \dot{\Psi}_{r\beta} - \Psi_{r\beta} \dot{\Psi}_{ra}}{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \quad (2-21)$$

将式(2-21)代入(2-19)中, 经过整理可得:

$$\omega_r = \omega_e - \frac{L_m R_r i_{s\beta} \Psi_{ra} - i_{sa} \Psi_{r\beta}}{L_r \Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \quad (2-22)$$

由于 $\omega_r = \omega_e - \omega_s$, (2-23)

上式中, ω_r 为电机的转速, ω_e 为转子磁链的旋转速度, ω_s 为转子磁链相对于转子的转差速度。那么转差速度可表示为:

$$\omega_s = \frac{L_m R_r i_{s\beta} \Psi_{ra} - i_{sa} \Psi_{r\beta}}{L_r \Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \quad (2-24)$$

由于电磁转矩可以表示为:

$$T_e = \frac{3}{2} Pn \frac{L_m}{L_n} (\Psi_{ra} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{sa}) \quad (2-25)$$

那么转差速度可以进一步表示为 :

$$\omega_s = \frac{2}{3Pn} \frac{R_r T_e}{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \quad (2-26)$$

将式(2-26)和(2-21)代入式(2-23)中可得转速估计方程。

2.2.2 模型参考自适应速度估计方案:

将模型参考自适应理论应用于电机的转速估计, 虽然理论推导繁琐, 但实现起来还是比较方便的, 按这种理论设计的调节器, 其转矩的控制特性具有对转子电阻变化的完全不敏感性, 同时电机参数变化对 ω_r , 估算的影响能得到较大的削弱。

模型参考自适应参数辨识理论基础

通常一个动态过程的辨识包括四个基本步骤:

- 1、结构辨识, 即确定被辨识过程的数学结构模型;
- 2、输入、输出数据的获取;
- 3、参数辨识, 即估计过程数学模型参数;
- 4、辨识所得模型的证实。

模型参考自适应系统有三种基本的参数辨识结构: 并联模型、串联模型和串并联模型。其中并联方案是最普遍的结构, 当用于辨识时, 也常称为输出误差法。下图是它的基本结构图。

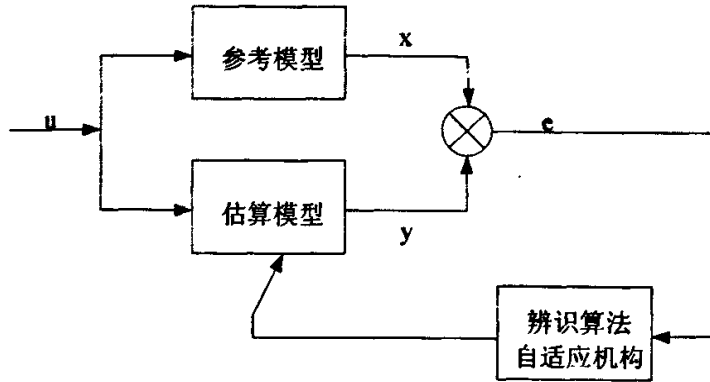


图 2-10 模型参考自适应

在异步电动机磁场定向矢量控制里，为了采用反馈技术，需要知道电动机在运行中的转子磁链。如果用直接法测磁链，只能测出气隙磁链，因此采用间接法测转子磁链：

1. 定子电流，转速磁链模型法：

由异步电动机在 $\alpha - \beta$ 坐标系下的磁链和电压基本方程^[6]可得：

$$\begin{cases} u_{\alpha} = p\Psi_{\alpha} + r_s i_{\alpha} \\ u_{\beta} = p\Psi_{\beta} + r_s i_{\beta} \end{cases} \quad (2-27)$$

$$\begin{cases} u_{\alpha} = p\Psi_{\alpha} + (1-s)\Psi_{\beta} + R_r i_{\alpha} \\ u_{\beta} = p\Psi_{\beta} + (1-s)\Psi_{\alpha} + R_r i_{\beta} \end{cases} \quad (2-28)$$

写成矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_s + r_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & pL_s + r_s & 0 & pL_m \\ pL_m & (1-s)L_m & pL_r + R_r & (1-s)L_r \\ -(1-s)L_m & pL_m & -(1-s)L_r & pL_r + R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

式中

u_{α} 、 Ψ_{α} 、 i_{α} 、 u_{β} 、 Ψ_{β} 、 i_{β} 分别为异步电动机定子端电压 磁链 电流的 α 轴、 β 轴分量；

Ψ_{α} 、 i_{α} 、 Ψ_{β} 、 i_{β} 分别为异步电动机转子磁链 电流的 α 轴、 β 轴分量。

由上式得转子电压方程为：

$$0 = pL_m i_{\alpha} + (1-s)L_m i_{\beta} + (pL_r + R_r) i_{\alpha} + (1-s)L_r i_{\beta} \quad (2-30)$$

$$0 = -(1-s)L_m i_{\alpha} + pL_m i_{\beta} - (1-s)L_r i_{\alpha} + (pL_r + R_r) i_{\beta} \quad (2-31)$$

由异步电动机基本磁链方程可知:

$$i_{\alpha} = \frac{(\Psi_{\alpha} - L_m i_{\beta\alpha})}{L_r} \quad L_m i_{\beta\alpha} = \Psi_{\beta} - L_r i_{\beta} \quad (2-32)$$

或

$$i_{\beta} = \frac{(\Psi_{\beta} - L_m i_{\beta\alpha})}{L_r} \quad L_m i_{\alpha} = \Psi_{\alpha} - L_r i_{\alpha} \quad (2-33)$$

将其代入电压方程中可得:

$$T_r p \Psi_{\alpha} + \Psi_{\alpha} - L_m i_{\alpha} + (1-s) I_r \Psi_{\beta} = 0 \quad (2-34)$$

$$T_r p \Psi_{\beta} + \Psi_{\beta} - L_m i_{\beta} + (1-s) I_r \Psi_{\alpha} = 0 \quad (2-35)$$

其中 $(1-s) = \omega_r$

2. 定子电压 电流磁链模型

将转子电流方程 $i_{\alpha} = \frac{(\Psi_{\alpha} - L_m i_{\beta\alpha})}{L_r}$ 和 $i_{\beta} = \frac{(\Psi_{\beta} - L_m i_{\beta\alpha})}{L_r}$ 代入到

定子电压方程 $\begin{cases} u_{\alpha} = (pL_s + r_s) i_{\alpha} + pL_m i_{\alpha} \\ u_{\beta} = (pL_s + r_s) i_{\beta} + pL_m i_{\beta} \end{cases}$ 中

$$\text{整理可得: } p \Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} u_{\alpha} - i_{\alpha} (R_s + \sigma L_s p) \quad (2-36)$$

$$p \Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} u_{\beta} - i_{\beta} (R_s + \sigma L_s p) \quad (2-37)$$

其中 $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ 为漏磁系数

由以上两种求转子磁链模型的公式可知, 在电压模型中不含角速度 ω_r 项, 在电流模型中则与角速度 ω_r 有关。这种情况下本文利用从电压模型得到的磁链输出值作为电流模型磁链的目标值来计算转速值从而构建转速辨识模型得到估计的转速输出。

即由电压和电流关系式可以计算得到转子磁链的表达式为:

$$p \Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} u_{\alpha} - i_{\alpha} (R_s + \sigma L_s p)$$

$$p \Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} u_{\beta} - i_{\beta} (R_s + \sigma L_s p)$$

那么将转子磁链值代入到方程：

$$T_r p \Psi_{ra} + \Psi_{ra} - L_m i_{sa} + (1-s) T_r \Psi_{r\beta} = 0$$

或

$$T_r p \Psi_{r\beta} + \Psi_{r\beta} - L_m i_{s\beta} + (1-s) T_r \Psi_{ra} = 0$$

将电机的转子磁链电流模型作为可调模型^[23]，同时将转子磁链的电压模型用作参考模型，那么估算转速与实际转速的偏差必然会导致两个模型的输出转子磁链的偏差。根据该偏差利用波波夫超稳定性理论得到自适应律，从而准确地对转速进行辨识。该方案的自适应速度观测器如图 2-11。

通常，转速 ω_r 是变量。此外，电机的定子电阻 R_s 和转子电阻 R_r ，随温度缓慢变化，可以看作常数。据此，依据波波夫超稳定理论推导出转速 ω_r 的自适应收敛率，并使系统保持稳定状态。

定义误差为：

$$e = \bar{\Psi} - \hat{\Psi}$$

定义误差及其变化率为：

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda(\hat{\Psi}_{ra} \Psi_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \Psi_{ra}) = \lambda(\hat{\Psi} \otimes \bar{\Psi}) \quad (2-38)$$

式中“ \otimes ”表示矢量积。

$$\hat{\omega} = K_p \left(\hat{\Psi}_{ra} \Psi_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \Psi_{ra} \right) + K_i \int \left(\hat{\Psi}_{ra} \Psi_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \Psi_{ra} \right) \quad (2-39)$$

整个转速辨识算法的运算框图如图所示，根据模型参考自适应原理，当误差趋于零时，可调模型中的参数趋于实际值，于是可辨识出转速。

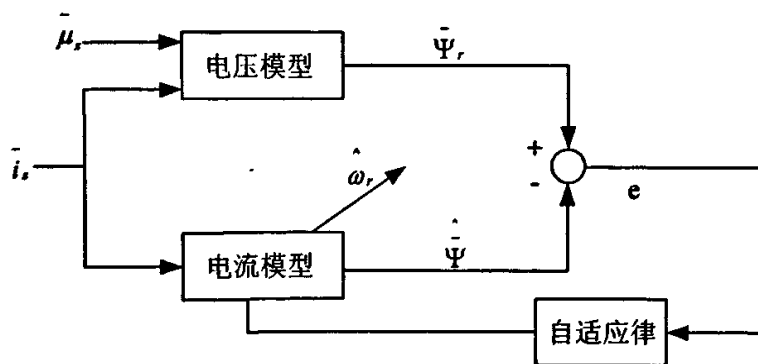


图 2-11 模型参考自适应转速辨识框图

由于上述方法仍然采用电压模型法磁链观测器作为可调模型，电压模型的一些固有缺点在这一辨识算法中依然存在。为了削弱电压模型中纯积分器的影响，

引入输出滤波环节，改善估计性能，但同时带来了磁链估计的相移偏差，为了平衡这一偏差，同样在参考模型中引入相同的滤波环节，算法如图 2-12 所示。

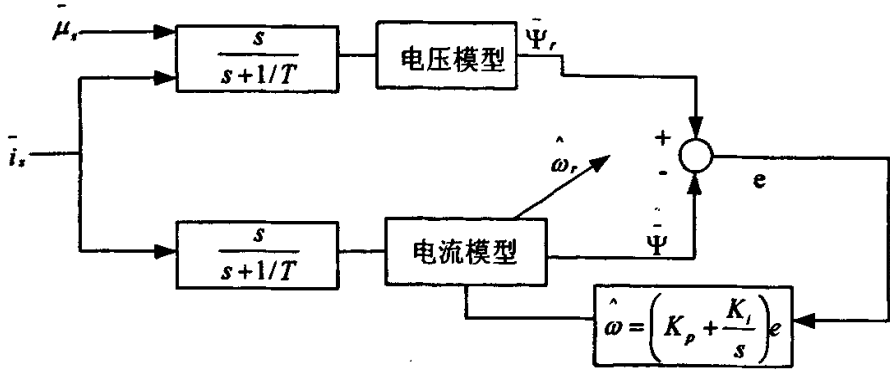


图 2-12 改进的 MRAS 速度辨识算法

· 特点:

1. 是基于稳定性设计的参数辨识方法，保证了参数估计的渐进稳定性。
2. 大大消弱了电机参数变化对辨识结果的影响，辨识结果鲁棒性高。
3. 以参考模型的准确为基础，但参考模型本身参数的准确程度直接影响到速度辨识结果准确度和控制系统工作的成效。
4. 仍采用电压模型来估算转子磁链，引入了纯积分环节，使得在低速时辨识结果误差较为明显。

2.2.3 与神经网络相结合的估计方案:

假设 θ 为电机转子磁链矢量 Ψ_r 与 α 轴之间的瞬时电角度，则

$$\theta = \arctan\left(\frac{\Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}}\right)$$

$$p\theta = \frac{\Psi_{\alpha r} p\Psi_{\beta r} - \Psi_{\beta r} p\Psi_{\alpha r}}{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2} = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{\beta r} \Psi_{\alpha r} - i_{\alpha r} \Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2} \quad (2-40)$$

于是，转速方程式为

$$\omega_r = \frac{1}{\Psi_r^2} \left[(\Psi_{\alpha r} p\Psi_{\beta r} - \Psi_{\beta r} p\Psi_{\alpha r}) - \frac{L_m}{T_r} (i_{\beta r} \Psi_{\alpha r} - i_{\alpha r} \Psi_{\beta r}) \right] \quad (2-41)$$

另外，从电压方程可得

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + L_m p \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}$$

进一步可得

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{1}{L_m} \left[\int (u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt - L_s i_{\alpha} \right] \\ i_{\beta} &= \frac{1}{L_m} \left[\int (u_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt - L_s i_{\beta} \right] \end{aligned}$$

代入到电压方程可得转速表达式:

$$\omega_r = \frac{L_r(u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) - p(L_s L_r - L_m^2) i_{\alpha} + R_r \int (u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt - R_r L_s i_{\alpha}}{(L_m^2 - L_s L_r) i_{\alpha} + L_r \int (u_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt} \quad (2-42)$$

转速表达式反映出电机转速与定子电压、电流之间存在一种非线性的映射关系

$$\omega_r = f(u_{\alpha}, u_{\beta}, i_{\alpha}, i_{\beta})$$

这种非线性映射关系可以用 BP 神经网络来实现。

神经网络训练样本的采集

在无速度传感器直接转矩控制系统中，速度辨识部分尤为重要。神经网络的训练需要大量的样本，训练样本可以从实验中实测，也可以从仿真实验中得到。在本设计中的系统仿真中，一方面要求样本数据充分，一方面所要求的样本都是间接量。如果从实验中采集，对实验设备要求高，实验测量难度大，费时费力，可能造成样本采集不准确，样本数量达不到要求。考虑到这些不利因素，所以训练样本采用仿真实验中得到的数据。通过对异步电动机直接转矩控制系统进行仿真，来采集相关的样本数据。本仿真中的样本数据为电机定子电压、电流及对应转速值。

利用该样本集首先对 BP 网络进行训练，也即对网络的连接权系数进行学习和调整，以使该网络实现给定的输入输出映射关系。经过训练的 BP 网络，对于不是样本集中的输入也能给出合适的输出。该性质称为泛化 (generalization) 功能。BP 网络实质上是对任意非线性映射关系的一种逼近，从函数拟合的角度，说明 BP 网络具有插值功能，因而 BP 网络具有很好的泛化能力。

依据关系式和 BP 神经网络转速辨识器模型，可以建立基于 BP 神经网络的速度辨识器，具体结构如图所示。

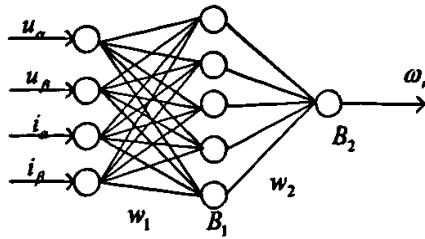


图 2-13 多层前馈 BP 神经网络速度辨识器具体结构

网络层次为含有 1 个隐层的两层 BP 网络结构，分别为输入层、隐层和输出层。输入量 4 个，分别为定子电压 α 轴分量 u_α ，定子电压 β 轴分量 u_β ，定子电流 α 轴分量 i_α ，定子电流 β 轴分量 i_β ，隐层 1 个，有 5 个节点；输出量 1 个，为电机转速 ω_r 。

神经网络仿真模型如下：

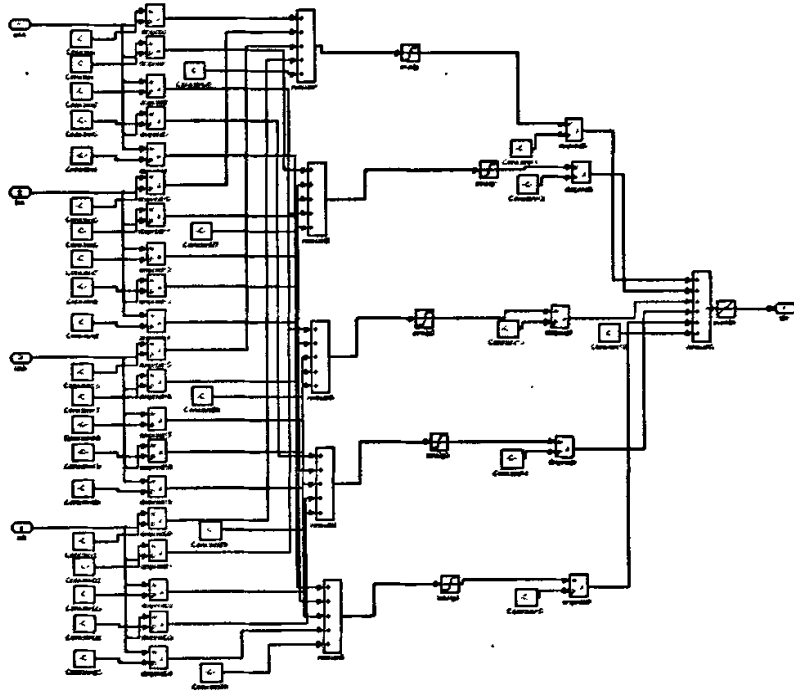


图 2-14 神经网络模型

第三章 直接转矩控制系统的 MATLAB 仿真

本文在直接转矩控制系统的建模和仿真^[1]中采用 MATLAB 器件库与编写 S 函数生成仿真模型相结合的方式。

本章仿真模型中 a, b 表示 α, β ； Tl 表示给定转矩； Q 表示磁链 Ψ ； Qv, Tv 分别表示磁链和转矩滞环比较器的输出信号， w^* 表示给定转速， F^* 表示给定磁链值， N 表示扇区号。

3.1 传统直接转矩控制系统

根据第二章的直接控制系统的理论, 本文使用了下图所示的直接转矩控制系统模型:

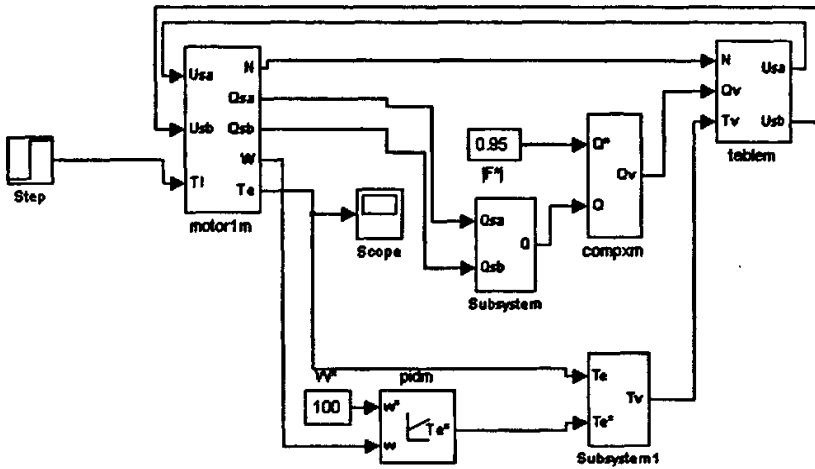


图 3-1 直接转矩控制系统模型

其中 motor1 为电机模型、Subsystem 为磁链的合成器、Subsystem1 为转矩的比较器、compx 为磁链的滞环比较环节、table 为电压选择环节, 下面对以上组成直接转矩控制系统的子模块进行具体描述:

3.1.1 电机模型

由前文的交流电机数学模型公式通过 MATLAB 建立下图:

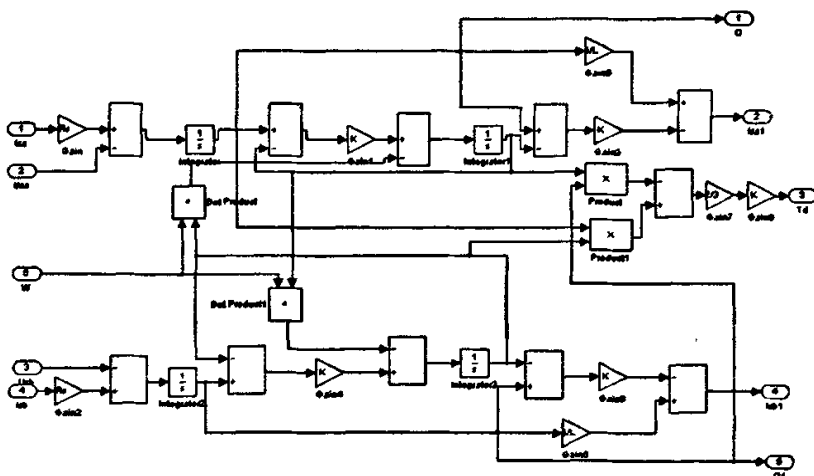


图 3-2 电机模型

3.1.2 转矩生成模型

由公式

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (\Psi_{sa} i_{sp} - \Psi_{sp} i_{sa}) \quad (3-1)$$

得到下图所示的转矩观测模型：

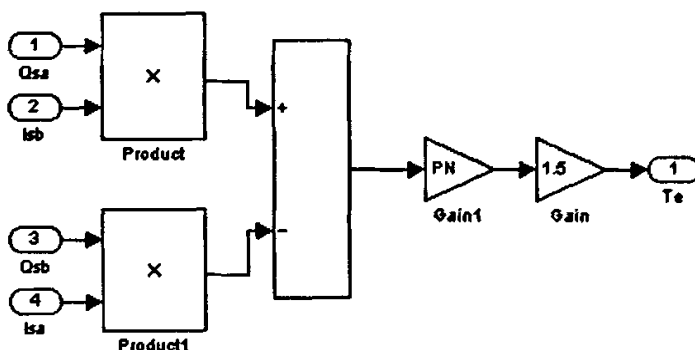


图 3-3 转矩观测器模型

3.1.3 磁链生成模型

由公式

$$\Psi_{sa} = \int (u_{sa} - i_{sa} R_s) dt$$

或

$$\Psi_{,\rho} = \int (u_{s\rho} - i_{s\alpha} R_s) dt$$

得到磁链观测仿真模型:

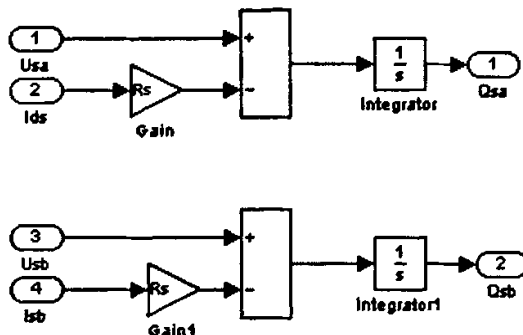


图 3-4 磁链观测器模型

3.1.4 区间判断模型

根据本文中 5.6 节内容

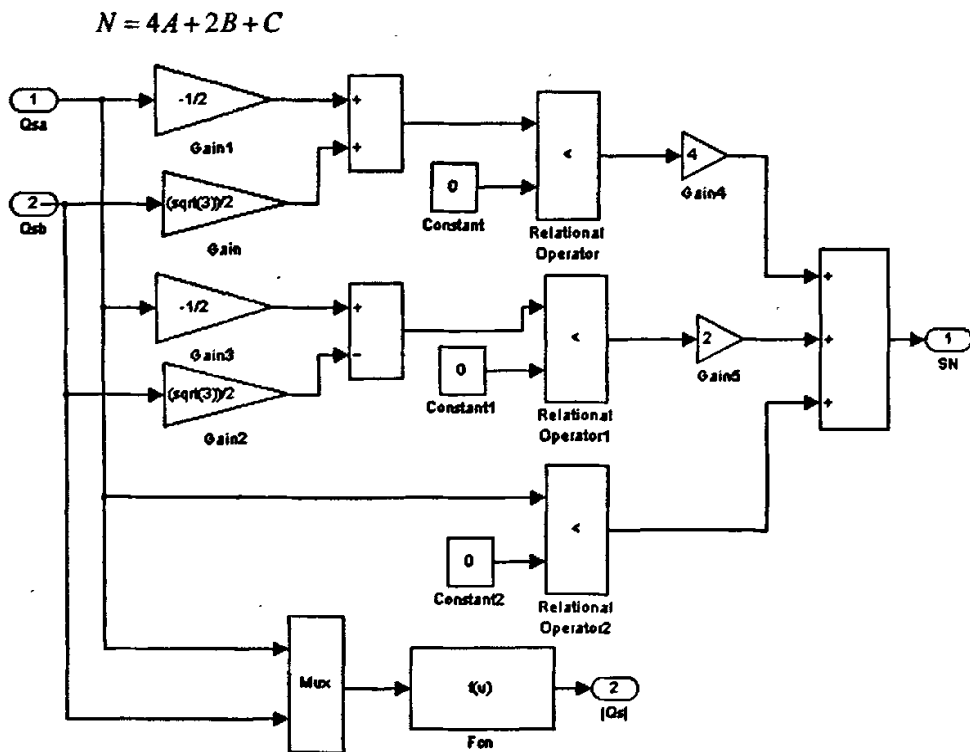


图 3-5 定子磁链区间判断

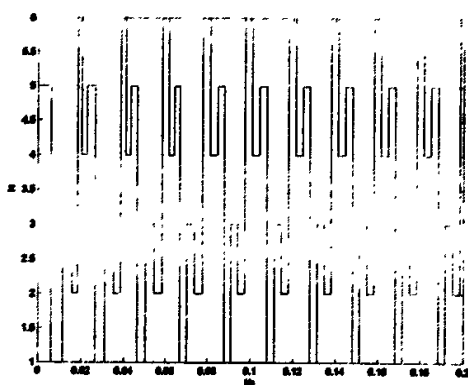


图 3-6 扇区仿真图

3.1.5 电压逆变器模型

在电压逆变器的仿真中采用了 S 函数编写开关表模型：

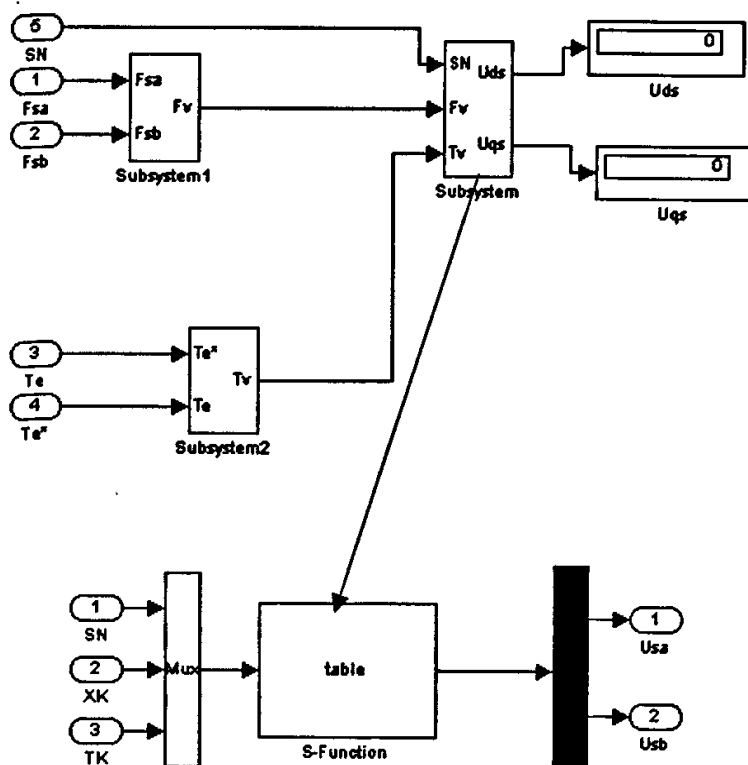


图 3-7 电压区间判断模型

3.1.6 滞环模型

在直接转矩控制系统中为了更好的得到有效的电压选择和磁链效果采用了转矩和磁链的滞环比较器。

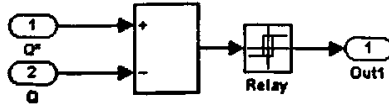


图 3-8 磁链滞环模型

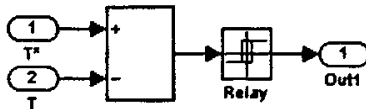


图 3-9 转矩滞环模型

3.2 带有转速辨识环节的直接转矩控制系统

由第二章的自适应无速度传感器理论，通过 MATLAB 仿真软件建立如下速度辨识模型加入到传统的直接转矩控制系统当中：

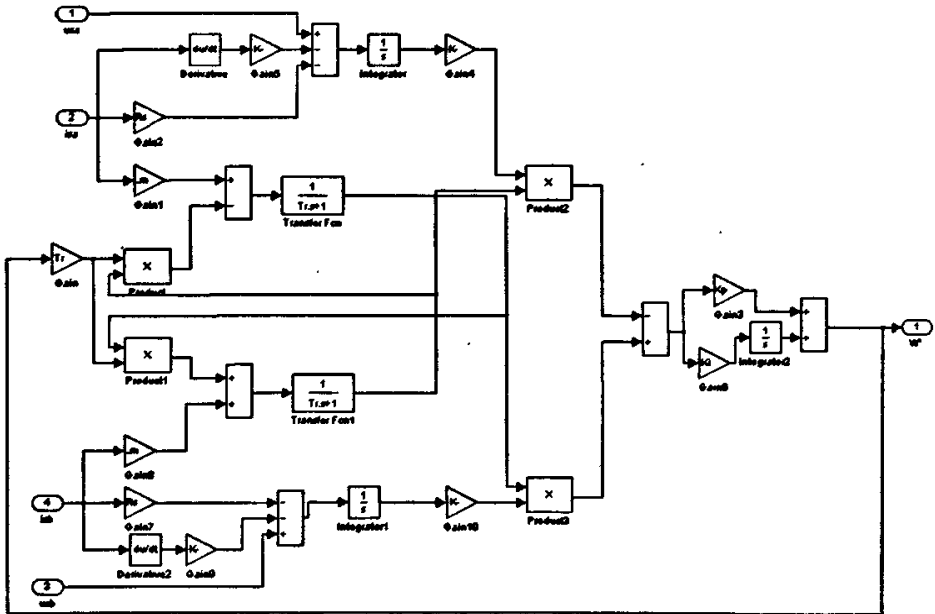


图 3-10 自适应 (MARS) 转速辨识模型

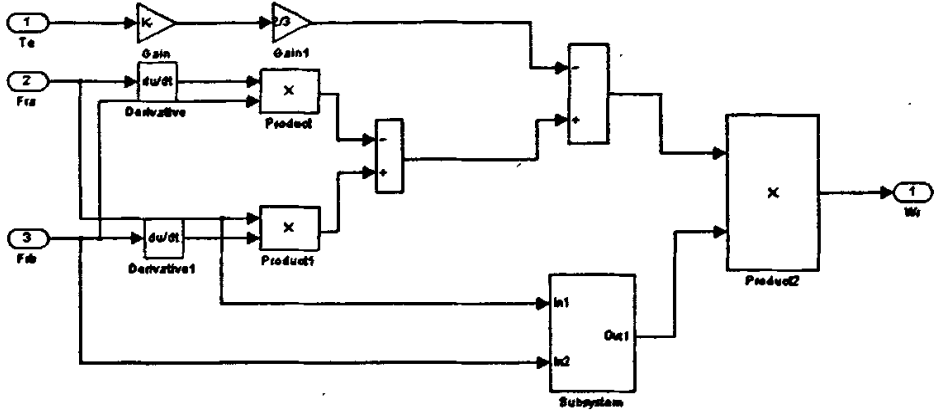


图 3-11 转差速度辨识模型

3.3 仿真结果

参数: $P = 1.5KW$, $J = 0.02$, $n_p = 2$,
 $T_l = 20N.m$, $R_r = 0.853\Omega$, $R_s = 0.35\Omega$,
 $L_m = 0.198H$, $L_s = 0.351H$

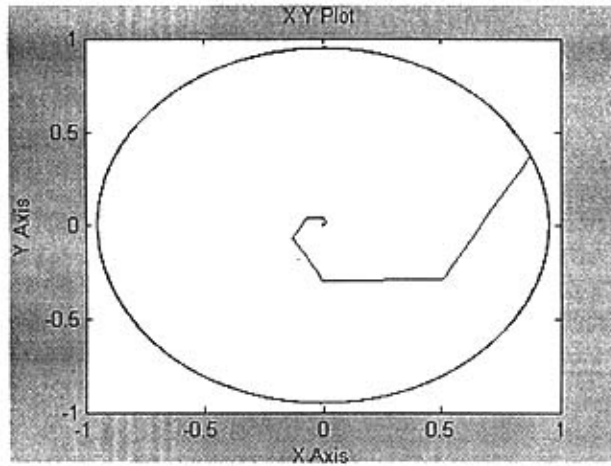


图 3-12 磁链波形图

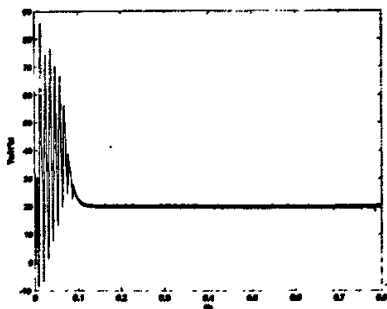


图 3-13 转矩波形

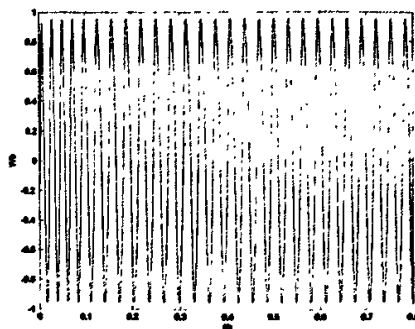


图 3-14 磁链分量波形

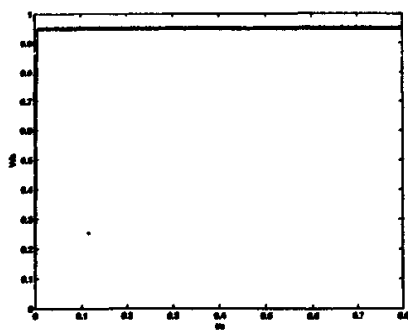


图 3-15 合成磁链的波形

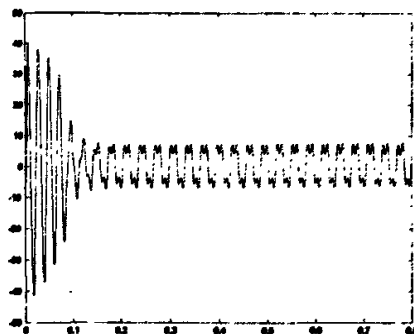


图 3-16 α 轴电流波形

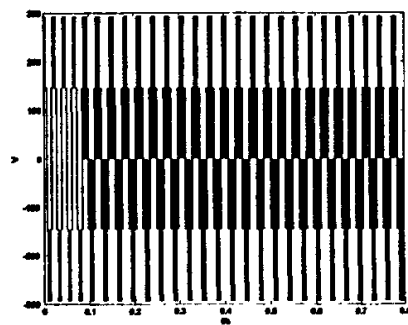


图 3-17 α 轴电压波形

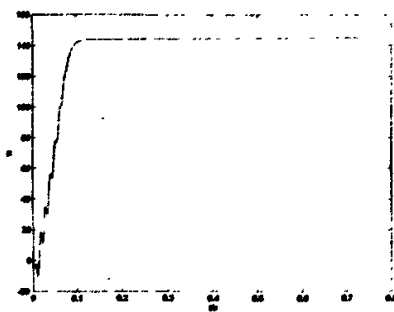


图 3-18 转速波形

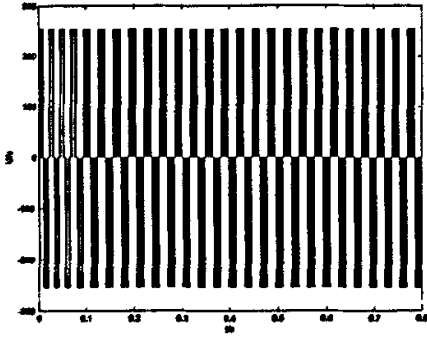


图 3-19 β 轴电压波形

在 0.2 秒时，对模型突加转矩，改变速度图形如下：

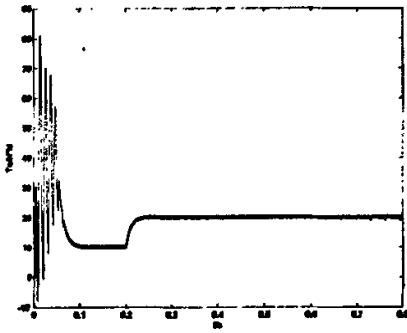


图 3-20 转矩波形

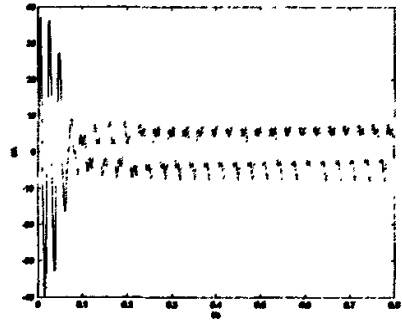


图 3-21 定子电流波形

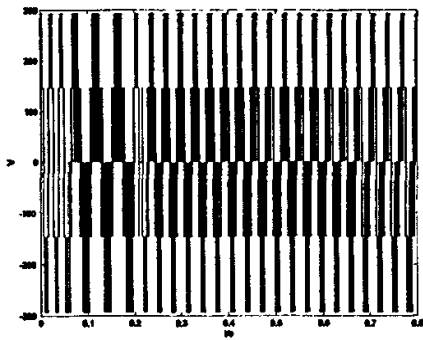


图 3-22 α 轴电压波形

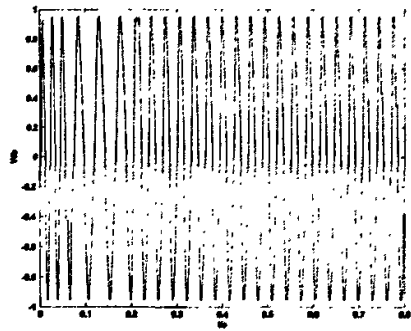


图 3-23 磁链分量波形

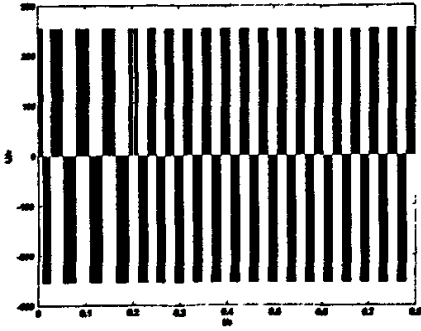


图 3-24 β 轴电压波形

对于相同条件下三种无速度传感器直接转矩控制系统转速波形对比如下:

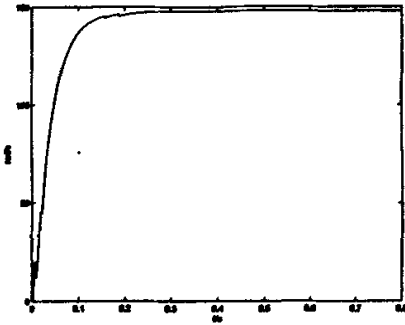


图 3-25 神经网络设计方案下的波形

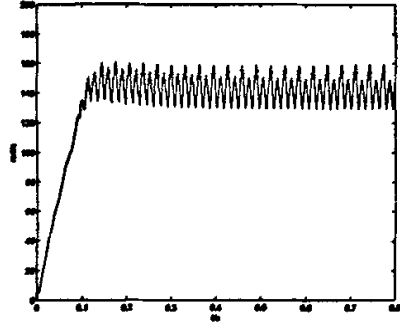


图 3-26 转差速度辨识波形

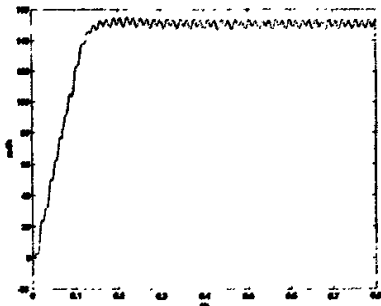


图 3-27 MARS 方法辨识的波形

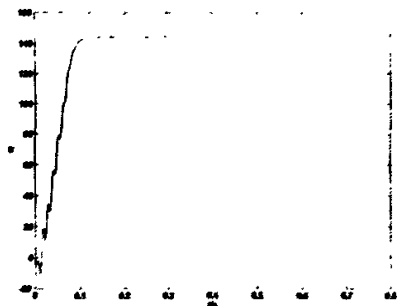


图 3-28 传统方法辨识的波形

在 0.2 秒时改变转速传统波形与神经网络波形比较:

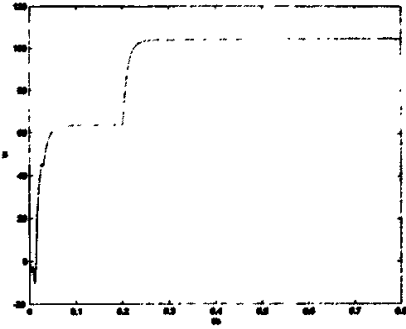


图 3-29 电机速度波形

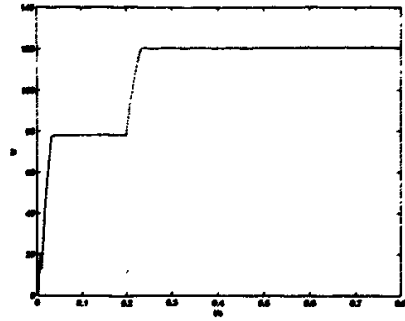


图 3-30 神经网络方法辨识的波形

低速时比较:

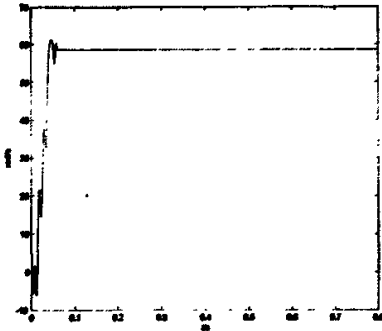


图 3-31 电机速度波形

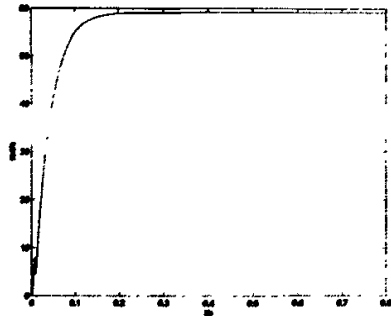


图 3-32 神经网络波形

试验结果分析:

由直接转矩控制系统的 MATLAB 仿真模型得到的仿真波形可以看出, 磁链波形近圆形, 达到了直接转矩控制的预期效果。

转差方法计算转速时, 所需变量诸如转子磁链和转矩直接通过观测器得到。由于磁链观测器对参数变化和噪声干扰具有较好的鲁棒性, 因此采用上述方法可以大大提高转速估算的准确性。该方案的不足之处在于不能摆脱转子电阻 R_r 变化对速度估算产生的影响。依据模型参考自适应理论 (MRAS) 构造出的速度自适应观测器。实践和仿真表明, 该方法可以成功地实现对电机转速的辨识。

通过对上述两种速度观测方案的仿真和实验对比得知: 采用速度自适应观测方案所构成的无速度传感器 DTC 系统与采用方案二构成的相应系统相比, 辨识速度收敛快, 动态性能更好, 两者的稳态性能差别不大。但是在电机低速时辨识的转速误差很大。从转速对比图中可以看出, 辨识转速与测量转速之间在升速过程中存在一定误差并逐渐收敛。在平稳运行阶段, 两者基本吻合。

最后, 采用神经网络的转速辨识系统可以很好的反映电机模型的速度状态。结果表明在电机运行阶段时, 采用该方法进行无速度传感器的控制能够得到很好的电机运行性能, 速度的动态响应曲线和带速度传感器的控制效果几乎完全相同。试验证明采用该速度辨识算法可以使 DTC 系统获得良好的性能。

第四章 硬件电路

利用微处理器来控制各类电机^[44]，不仅能方便的实现控制电路，并且能完成各种复杂的、高性能的控制策略。微处理器通过控制电机的电压、电流、转矩、转速以及转角，使电机按给定的指令准确工作，可使电机的性能有很大的提高。DSP 芯片是运算密集型的微处理器，它采用改进的哈佛结构，具有独立的数据和地址总线，使处理器指令和数据并行，大大提高了处理效率。

作为 TI 公司一个产品，TMS32 系列是面向电机控制具有特殊设计的 DSP，以其 DSP 内核 20MIPS 的高速处理能力和面向电机控制的专用外围设备，从而使系统的硬件设计变得十分简单，所需的外围电路也能得到很大的简化，系统成本降低，并具有很高的可靠性，因此在电机的全数字控制中得到了广泛的应用。文中的控制系统以 F2812 为核心实现直接转矩控制的算法，下面简单介绍 F2812 的结构以及控制系统的硬件构成。

TMS320C28x 系列数字信号处理器是 TI 公司推出的一种高性能、高精度，应用于工业控制、光网络、光通信等领域的 32 位定点 DSP 控制用芯片，主要包括 TMS320F2810/F2812 两个型号。^[41]

作为 TMS320C2000 系列中的最新成员，TMS320F2812A 数字信号处理器是在 x24x 基础上发展起来的新一代 DSP 处理器，但与 x24x 及 x24xx 系列相比，其性能提高了 10 倍，功耗进一步降低，处理速度进一步提高。先进的内部和外设结构使得该处理器特别适合电机及其他运动控制应用。TMs320F2812A 功能结构框图如图 4-1 所示。

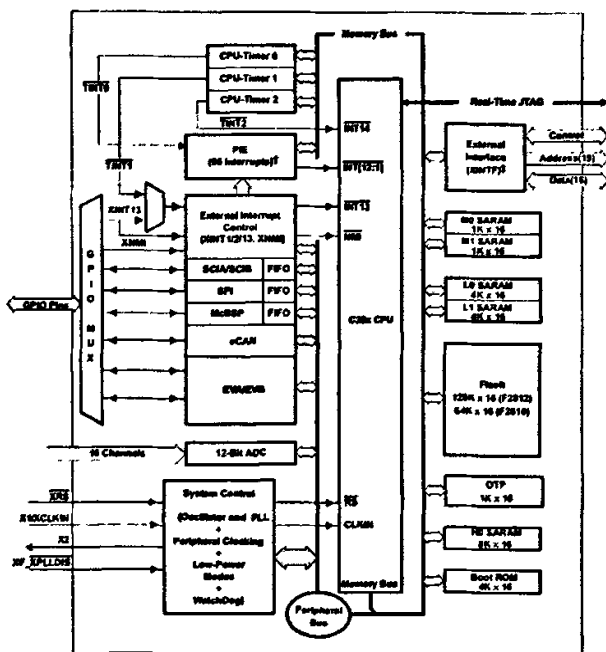


图 4-1 TMS320F2812A 功能结构框图

4.1 TMS320F2812 简介

4.1.1 其主要特点有^[41]:

★ 采用高性能静态 CMOS 技术, 内核电压为 1.5V, 主频可达 150MHz (指令周期 6.67ns), 芯片使用 3.3V 电源供电, Flash 编程电压也为 3.3V, 从而使芯片的功耗更低;

★ 源代码与 x24x 及 x24xx 兼容, 支持 ANSIC / C++ 语言编程, 具有系统 BIOS, 可进一步简化系统的开发; 采用基于 JTAG 扫描的仿真技术; 高性能 32bit CPU: 16x16 132x3zMAC 操作、16x16 双 MAC 操作、哈佛总线结构、快速中断响应和处理、独特的存储编程模式; 存储器: 128Kx16bit Rash、18Kx16bit SRAM、128Kx16bitROM、1Kx16bit OTP ROM;

★ 外部存储接口: 最多可达 16bit 空间、提供了 3 个独立的片选信号、读 / 写时序可编程; 时钟和系统控制: 基于动态 PLL 的时钟发生器、振荡芯片、看门狗定时器模块;

★ 3 个外部中断源;

★ 外设中断扩展模块, 最多支持 45 个外部中断;

4.1.2 DSP 控制单元

DSP 控制单元由 TMS320F2812A 芯片, 外接 EEPROM、静态 RAM、时钟芯片、电平移位器、线性稳压器、电源监视与系统监视芯片和 JTAG 接口等组成。

系统需要有 CPU 核电源、I/O 电源、PLL 电路电源、Flash 编程电源和模拟电路等五路电源, 同时, CPU 内核先于 I/O 上电, 后于 I/O 掉电, CPU 内核与 I/O 供电应尽可能同时, 二者时间相差不能太长 (一般不能大于 1.0s, 否则会影响器件的寿命或损坏器件), 为了保护 DSP 器件, 应在 CPU 内核电源与 I/O 电源之间加一肖特基二极管。

系统时钟芯片选择电路简单、占地小、频率为 30Hz 的晶体振荡器。虽然 TMS320F2812A 已经有了很大的片内存储器, 但片外存储器仍是不可缺少的, 片外存储器的作用包括:

1. 用少量 EPROM/Flash 等非易失存储器为 DSP 固化程序代码。这需要一个加载过程, 即 DSP 在加电后, 从 EPROM/flash 中读取固化代码, 将其装到片内或片外 RAM 后再运行;
2. 直接用 EPROM/flash 等非易失存储器存放 DSP 程序代码, 省去了加载过程;
3. 用 Flash、EEPROM 等非易失存储器记录 DSP 处理过程中得到的有用数据, 掉电后不会丢失这些数据;
4. 片内 RAM 不够用时, 用片外 RAM 扩展存储器;
5. 用 FIFO、双口 RAM 等多端口存储器与其它设备传输数据。

4.1.3 事件管理器模块 (EV)

作为电机数字控制的专用芯片, TMS320F2812 DSP 的最大特色在于内置了一个功能强大的事件管理器 (Event Manager), 其完备的功能, 使得 TMS320F2812 几乎可以实现各种电机的控制, 其结构如图 4-3 所示。由图 4-3 可以看出事件管理器主要由通用定时器单元、比较单元、死区生成单元及捕获单元组成。

(一) 通用定时器单元

1. 每个通用定时器 TI、TZ, 它们可互相独立或同步工作, 主要功能:
 - 每个定时器有 4 种可选择的操作模式。
 - 各定时器的比较单元能够生成相应 PWM 波。
 - 定时器的工作状态可由相应的控制寄存器设定。
 - 定时器 TI 对所有的比较和 PWM 电路提高时基, 定时器 T1 或 T2 对捕获单元和正交脉冲计数操作提供时基。
 - 定时器的时钟源可选为内部的或外部的。
2. 每个通用定时器 X (对 EVA, X=1, 2; 对 EVB, X=3, 4) 均包含以下寄存器:
 - 一个 16 位的定时器增 / 减计数的计数器 TxCNT, 可读写。
 - 一个 16 位的定时器比较寄存器 (双缓冲) TxCMPR, 可读写, TxCMPR 存放着与相应的通用定时器计数器 TxCNT 进行比较的比较值。
 - 一个 16 位的定时器周期寄存器 (双缓冲) TxPR, 可读写。TxPR 寄存器存放的是定时器的周期值。当 TxPR 与 TxCNT 的值相等时, 根据定时器的计数方式, 通用定时器停止操作并保持当前值、复位至 0 或开始向下计数。
 - 一个 16 位的定时器控制寄存器 TxCON, 可读写。TxCON 规定了通用定时器的工作模式, 如通用定时器计数方式、通用定时器的时钟源、是否启动定时器、是否允许通用定时器比较模式以及何时重新对 TxCMPR 赋值等。
3. 另一个可读写的控制寄存器 GPTCONAIB 规定了通用定时器针对不同定时器事件所采取的操作, 并指明了它们的计数方向。
4. 定时器的用途: 用于定时, 确定采样周期等。

(二) 比较单元

EVA 模块中有 3 个全比较单元 (比较单元 1、2 和 3), EVB 模块中同样也有 3 个全比较单元 (比较单元 4、5 和 6)。每个比较单元都有两个相关的 PWM 输出。比较单元的时基由 TI (EVA 模块) 和 T3 (EVB 模块) 提供。

1. 全比较单元的寄存器及其功能特点:
 - 三个 16 位的比较寄存器 (CMPR1, CMPR2 和 CMPR3 对于 EVA 模块, CMPR4, CMPR5 和 CMPR6 对于 EVB 模块), 该寄存器具有缓冲功能。
 - 一个 16 位比较控制寄存器 COMCONA/B。
 - 一个 16 位比较方式控制寄存器 ACTRA/B。

- 一个 16 位死区控制寄存器 DBTCONA/B。
2. 全比较单元用途: 全比较单元可利用可编程的死区控制电路编程产生 6 路比较 PWM 输出; 可以根据需要改变 PWM 脉冲的宽度, 死区宽度最小可设为一个 CPU 时钟周期; 并可产生功率驱动保护中断。本设计利用全比较单元生成带可编程死区的 6 路 PWM 信号, 经隔离放大后控制逆变器开关。

(三) 捕获单元

1. TMS320F2812 的捕获引脚上出现跳变时被触发, 事件管理器总共有 6 个捕获单元 (CAP1, CAP2 和 CAP3 对于 EVA 模块, CAP4, CAP5 和 CAP6 对于 EVB 模块)。
2. 三个捕获单元的两个可设置成正交捕获模式, 连接电机测速编码器可获得四倍频的脉冲和旋转方向输出。
3. 捕获单元用途: 捕获单元提供对不同事件或跳变的捕获功能。当捕获输入引脚检测到跳变时, T2 或 T3 被捕获并存储在两级 FIFO 堆栈中。本设计中, 利用其中两个捕获输入端 CAP1/2, 作为测速正交编码器脉冲的 QEP 输入接口。

4.1.4 A/D 转换模块 (ADC)

ADC 是一个带有内部采样-保持电路的 12-bit 的变换器, ADC 模块包括两个带有内置采样-保持电路的 12 位 ADC。F2812 总共有 16 个模拟通道。每 8 个通过一个八选一的模拟多路转换器提供给一个 ADC。

1. ADC 模块包括以下功能:

- 每个 ADC 模块有 8 个模拟输入, 共有 16 个模拟输入。
- 用两个 ADC 单元对两个模拟输入同时测量。
- 可实现单个转换或连续转换。
- 转换可由软件、内部事件或外部事件启动。
- 灵活的中断控制允许在每一个或每隔一个序列的结束时产生中断请求。
- 2 级深度数字结果寄存器, 用于保存完整的转换结果。
- 可编程的预定标选择。
- 中断或者查询操作。

2. ADC 模块用途: 通过将电压或电流传感器检测到的电压或电流的模拟量直接转换为数字量, 用于参与后续处理或运算。

4.2 硬件电路设计

直接转矩控制系统的硬件电路主要由主电路、控制电路、以及外围电路组成。为控制方便, 本系统的硬件电路, 除主电路及光电编码转速检测电路、IGBT 驱动电路、电压电流传感电路、主回路限流开关电路等外围电路外, 其余的电路如 DSP 控制电路、控制用电源电路、保护电路、传感器信号处理电路、故障信号处

理电路等外围电路均做成同样尺寸的电路板，通过接口插在板上。从外界引入电源对板上的各个电路板供电，同时各个电路板上的相关信号可以通过板引出，用于测量或使用。

本系统拟采用有交-直-交电压型电路，主电路主要由整流电路、滤波电路和智能功率模块 IPM 逆变电路组成。控制部分主要以 TMS320F2812DSP 控制芯片为核心，用它来完成直接转矩控制系统的速度控制器、电流控制器算法的实现、空间矢量 SVPWM 波的产生、A/D 转换以及坐标变换等。辅助电路同速度检测电路、电流检测电路、电压检测电路以及故障检测电路等组成。实现异步电机的转速检测、电流检测以及电路的监控。

从图 4-2 可以看出，本系统是一个有转速反馈的闭环系统。DSP 控制器负责 A/D 转换、计算电机的转速和位置，最后运用矢量控制算法，得到电压空间矢量 PWM 的控制信号，再经过光耦隔离电路后，驱动 IPM 功率开关器件。DSP 控制器负责整个系统的保护和监控，一旦系统出现过压、过电流、欠电压等故障，DSP 将封锁 PWM 输出信号，以保护 IPM 模块。

4.2.1 系统主电路

主电路是功率变换的执行机构，主电路由整流、滤波、逆变三个部分组成，完成强电的交流-直流-交流的转换功能；与主电路有关的其它电路，如接口电路、吸收电路等，辅助主电路形成一个符合要求的输出电压。下面简要介绍主电路及各部分结构：

(一) 主电路

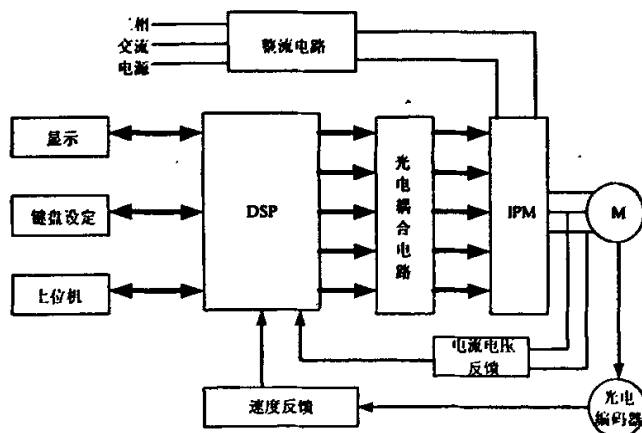


图 4-2 基于 TMS320F2812 直接转矩控制系统的主电路硬件结构框图

1. 电压检测电路

电压检测主要是检测逆变器直流侧的电压。然后根据直流电压和逆变器的开

关状态计算出电动机的电压。选用LV28-P的传感器，其连线如图所示。霍尔电压传感器原边额定电流为10mA，原边、副边匝数比为2500:1000，选择R1为65K，根据该传感器原理选择电阻R2为100欧姆。

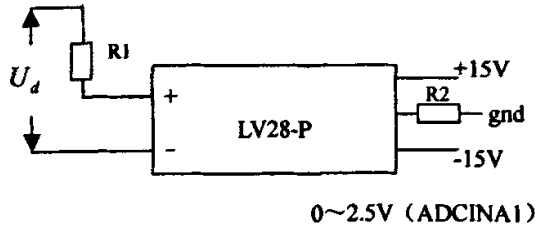


图4-3 电压检测原理图

2. 电流信号的检测与A/D转换

霍尔电流传感器具有精度高、动态响应快、结构简单等特点。本文采用莱姆(LEM)公司的LA58-P电流型霍尔传感器，输入额定电流有效值为50A，输出亦为电流信号，输入输出比为1000:1。本系统所采用的异步电机额定电流为3.7A。为提高电流信号的检测精度，应尽可能地利用电流传感器的量程，可以将电机的导线在传感器的铁心中多绕几回。电机工作在额定电流时，电流幅值约为5.23A，采样电阻取200欧姆，这样将被检测电流转化为大约在-2.4V-2.4V之间，设计相应的运算电路，可以将电流信号转换为适合A/D转换电路输入范围的电压信号，电流信号的检测电路如图所示。

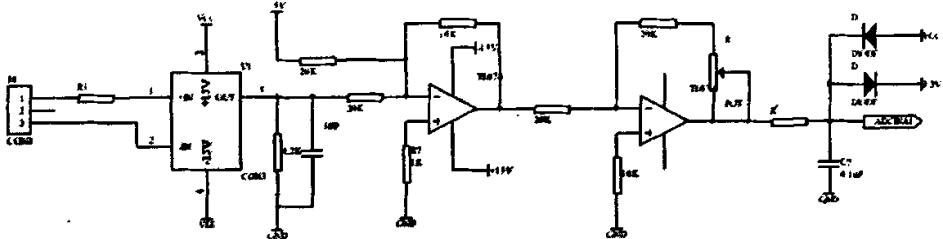


图4-4 电流检测电路

(二) 整流电路

整流电路的主要作用是将电网的交流电整流后提供给逆变电路和控制电路。在电流型变频器中整流电路的作用相当于一个直流电流源，而在电压型变频器中整流电路的作用则相当于一个直流电压源。根据所用整流元器件的不同，整流电路也有多种形式。由于二极管整流电路不具有开关功能，整流桥的输出电压取决于电源电压的幅值。小功率(10KVA以下)变频器的整流电路通常只用一个六单元整流模块组成，几十KVA的变频器通常用三个两单元二极管模块组成整流电

路，上百KVA的变频器通常用多组两单元二极管模块并联组成电路。

(三) 滤波电路

整流桥输出的直流脉动电压，其脉动频率为交流市电频率的六倍（300Hz）。为了减少直流脉动，在整流桥的输出端接以大电容进行滤波，使电压的大小也基本保持不变，使之成为真正意义上的进入逆变器直流母线的直流电。在直流回路中串联了一个兼有平波和保护作用的电感。手动电容充电延时电路用于限制电源接通瞬间的充电电流。滤波电容为两只耐压较低的电解电容串联，并加装了电阻均压电路。

(四) 逆变电路

实验平台用的逆变电路采用典型的三相电压源型逆变电路，逆变电路的主开关器件为智能功率模块（IPM）。

本系统样机额定功率1.5KW，额定电流3.7A，整流后的最高电压是1.35倍线电压，大约在513V，考虑到1.5到2倍的余量，本系统采用耐压1200V，额定电流为20A的IPM模块：PM20CJS060-5。

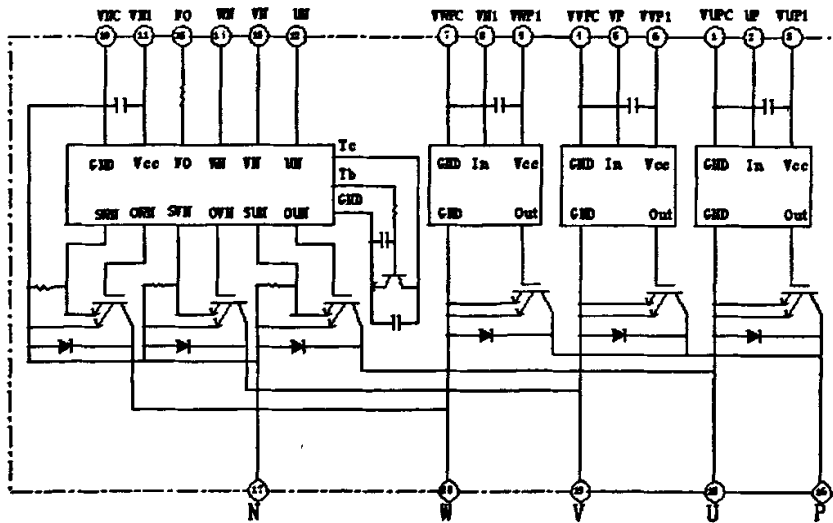


图 4-5 IPM 内部结构图

之所以选用 IPM ，是因为它有以下的特点：

(1) 主要器件采用绝缘栅双极晶体管 IGBT，具有开关频率高，开关损耗和正向损耗都较小的特点。

(2) 在片内集成了相关的辅助电路(包括驱动电路、过流、短路、欠压和过热检测电路),从而大大减少了系统的元件数目,可以达到简化设计,缩短设计周期的目的,并使系统的体积尽可能小,同时提高系统的可靠性。

(3) 不需要对功率开关器件采取防静电措施。

(4) 具有故障保护功能。一旦系统运行过程中出现故障,IPM的保护电路就会立即动作,这时即使有控制信号输入,输出信号也会被禁止,同时IPM发出故障信号。只有在故障状态消除之后,IPM才能复位重新开始工作。

该模块保护功能如下:

- ① 驱动功能:当输入驱动信号电平大于最小关断电压(4V)时,功率开关管IGBT关断;当输入驱动电平小于最大开启电压0.8V时,功率开关管关断。
- ② 系统的保护电路功能是根据智能功率模块(IPM)反馈回来的故障信号以及从主回路反馈回来的过压、欠压、过流、过热等故障信号,由或门综和后,经过光电隔离送到DSP,对系统进行及时的保护。

过流保护:IPM监视每一个IGBT的集电极电流,一旦发现IGBT过电流并超过允许时间(10ns),则过电流保护立即关断相应的IGBT,并在故障时间内(2ms)封锁IGBT的驱动信号。如果是下桥臂IGBT发生过电流,IPM还将通过端口输出一个脉冲宽度为2ms的故障信号。

短路保护:IPM监视每一个IGBT的集电极电流,一旦发现IGBT出现短路电流,则短路保护动作(通过过流保护实现)。

过热保护:IPM检测模块温度,一旦发现模块温度超过了允许值(118℃),IPM立即关断下桥臂的所有IGBT,直至模块温度降下来为止,并在整个过热期间封锁IGBT的驱动信号,同时输出故障指示。

欠压保护:IPM检测每一桥臂的控制电压,一旦发现控制电压在一定的时间内降到了允许值12V以下,则IPM立即关断相应的IGBT,并在整个欠压期间封锁IGBT的驱动信号。如果是下桥臂发生欠压保护,则IPM将同时输出低电平的故障指示信号。

控制关断:当以上保护动作时,IPM首先将IGBT的门极电压降到一半,维持一段时间(10 μ s)后再将IGBT彻底关断。这样以避免IGBT瞬间关断时集电极和发射极间产生过大的浪涌电压对IGBT造成损坏。

IPM的供电电源模块

由于采用了IPM智能功率模块,所以驱动电路设计非常简单,如图4-7所示。TMS320F2812A发出的6路PWM驱动信号经过集成芯片74LVX4245电平转换后,经过光耦隔离后送到IPM,六个IGBT的基极驱动信号都是低电平有效的信号,与外部控制电路经过光电隔离器件P521/1隔离。光耦将DSP输出的0-5V的PWM信号转换成0-15V的驱动信号。

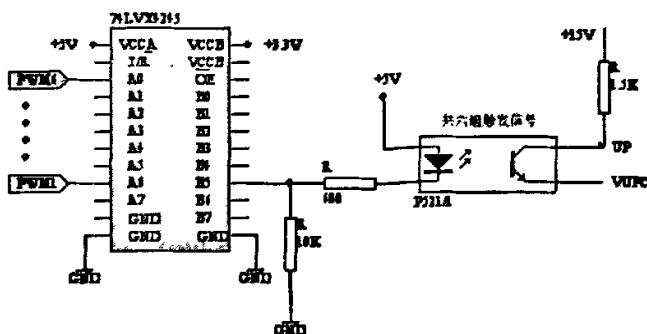


图4-6 PWM驱动电路

4.2.2 转速检测电路

(一) 原理介绍

转速检测可以用数字测速和模拟测速两种方法，模拟测速方法的精度不高，在低速时更严重，而转速测量对控制系统性能的影响是不言而喻的。对于精度高、调速范围大的调速系统，往往采用数字测速。旋转编码器就是一种数字测速元件。旋转编码器与电动机相连，当电机转动时，带动码盘旋转，便发出转速或转角信号。旋转编码器可分为绝对式和增量式两种。绝对式编码器在码盘上分层上表示角度的二进制数码或循环码（格雷码），通过接收器将该数码送入计算机。绝对式编码器常用于检测转角，若需得到转速信号，必须对转角进行微分处理。增量式编码器在码盘上均匀地刻制一定数量的光栅。当电机旋转时，码盘随之一起转动。通过光栅的作用，持续不断地开放或封闭光通路。因此，在接收装置的输出端便得到频率与转速成正比的方波脉冲序列，从而可以计算转速。

(二) 常用的测速方法

采用旋转编码器的数字测速方法有三种：M法、T法和M/T法。

1. M法测速

M法测速是在一定时间 T_c 内检测旋转编码器输出的脉冲个数M1，用以计算这段时间内的平均转速。把M1除以 T_c 就可以得到旋转编码器输出脉冲的频率 $f_1=M_1/T_c$ ，所以又称频率法。电动机每转一圈共产生Z个脉冲（Z=倍频系数*编码器光栅数），把 f_1 除以Z就得到电动机的转速。一般时间 T_c 以秒为单位，而转速以每分钟的转数为单位，则电动机的转速为：

$$n = \frac{60M1}{ZT_c} \quad (4-1)$$

在(4—1)中, Z 和 T_c 均为常值, 因此转速 n 成正比于脉冲个数 M1。高速成时 M1 大, 量化误差较小, 随着转速的降低误差增大。

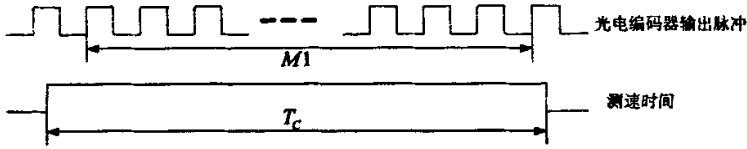


图 4-7 M 法测速

2. T 法测速

在编码器两个相邻输出脉冲的间隔内, 用一个计数器对已知频率为 f_0 高频时钟脉冲进行计数, 并由此来计算转速, 称为 T 法测速。在这里, 测速时间缘于编码器输出脉冲的周期, 所以又称为周期法。在 T 法测速中, 准确的测速时间 T_i 是用所得的高频时钟脉冲个数 M_2 计算出来的, 即 $T_i = M_2 / f_0$, 则电动机的转速为

$$n = 60 / (ZT_i) = 60f_0 / (ZM_2) \quad (4-2)$$

高速时 M_2 小, 量化误差大, 随着转速的降低误差减小, 所以 T 法测速适用于低速段, 其相对误差 $\varepsilon = Q/n = 1/(M_2 - 1)$ 。

3. M/T 法测速

M 法和 T 法测速各有优缺点。把 M 法和 T 法结合起来, 即检测 T_c 时间内旋转编码器输出的脉冲个数 M1, 又检测同一时间间隔内的高频时钟脉冲个数 M2, 用来计算转速, 称为 M/T 法测速。设高频时钟脉冲的频率为 f_0 , 则准确的测速时间 $T_i = M_2 / f_0$, 而电动机的转速为

$$n = \frac{60M_1}{ZT_i} = \frac{60M_1f_0}{ZM_2} \quad (4-3)$$

采用 M/T 法测速 (如图 4.9 所示), 应保证高频时钟脉冲计数器与旋转编码器输出脉冲计数器同时开启与关闭减少误差, T_c 为实际检测时间, 在 T_c 上升沿, 允许测速, 但两个计数器并不立即开始计数, 待到编码器输出脉冲前沿到达时, 两个计数器开始计数。在 T_c 的下降沿, 将关闭计数, 同样也等到编码器输出脉冲前沿到达时, 才真正关闭两个计数器。因此, 实际检测时间不是常数, 它随着转速变化而变化。

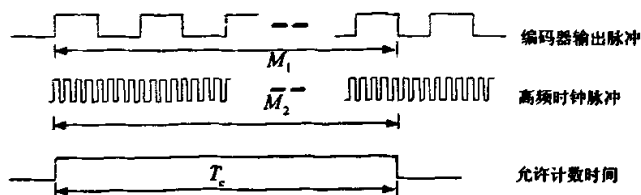


图 4-8 M/T 测速

在TMS320F2812中将捕获单元配置成正交编码脉冲形式，在这种模式下，两个16位通用定时器T2和T3可工作于QEP模式的16位或32位双向计数器。TMS320F2812的QEP直接处理两路相位相差90°的两路脉冲，只要将这两路脉冲分别接到QEP1和QEP2即可，经内部译码逻辑单元产生内部4倍频后的脉冲CLOCK和转向信号DIR。QEP模式对两路脉冲的前后沿均进行计数，产生CLOCK脉冲作为定时器的时钟输入，从而不需要再添加任何硬件便可以完成对光电编码脉冲的四倍频。此外，它还能根据脉冲的先后次序，判别电机的转向，当QEP1输入超前时，所选计数器加计数，当QEP2输入超前时，计数器减计数。计数器的状态字中有一位用于保存计数方向信息，这实际即为电机的转向信息，这样省去了外部的辨向电路。转子的位置和速度可通过选定定时器对CLOCK脉冲序列进行脉冲计数和脉冲频率测出，软件读入计数值就可以作为速度反馈信号，完成对速度的采样，通过软件编程实现速度的闭环控制，经QEP电路四倍频后，所测电机转速为： $n = 60m / (2pT)$ 。

4. 2. 3 显示电路

系统运行时，需要显示辨识转速与实际反馈转速，以便验证转速辨识算法的正确性，因此需要显示电路。本设计采用八段码显示驱动芯片MAX7221和八段码接成如图所示的电路，来显示转速。

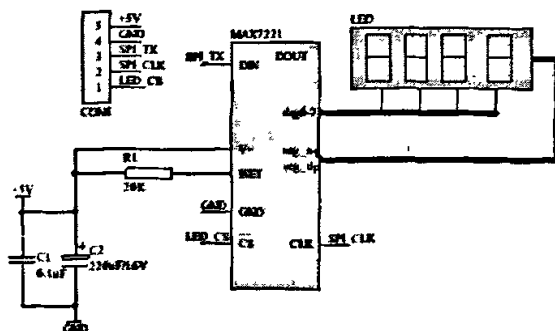


图 4-9 显示电路图

本章小结

本章介绍了 TMS320F2812 芯片，论述了 DSP-TMS320F2812 作为核心器件组成直接转矩控制系统硬件控制电路的优势，提出整个系统的硬件结构图，着重对系统硬件控制电路的各个组成部分的工作原理以及详细的介绍了主电路、系统保护电路、系统的检测电路以及其它外围是电路的设计。硬件设计的好坏是系统能否稳定、可靠工作的关键。

第五章 基于 DSP 控制算法的软件实现

电机控制系统软件的设计一般应该满足实时性、可靠性和易修改性的要求。在直接转矩控制系统的软件设计中,必须在一定时间限制内,完成一系列的处理过程,主要包括对信号的采样计算,完成控制算法,输出控制信号,以及对可能出现的故障进行处理等。

在最初设计时,要涉及许多量值的初始化以及数据处理问题。例如:一、如何对被控量参数进行处理,以保证计算的精度和正确性。二、如何确定系统的采样周期,以向控制算法提供必要的计算参数等等。对于这些问题的处理必须事先做好充分的考虑,然后才能进一步完成系统控制软件的设计工作。

本软件设计拟采用模块化编程的思想。利用电机的状态方程构造了三相异步电机模块,同时构造了 3/2 变换模块, PWM 生成模块, 串口通信模块, A/D 转换模块, 滞环比较器模块, 速度检测模块, PI 模块, 磁链扇区判断模块, 矢量选择模块等等,并构建了正弦函数表和平方根表。最终调用这些子模块构成主程序及其它子程序。

如上一章所述,本设计的核心部件采用 TI 公司型号 TMS320F2812 的 DSP 芯片,软件编制环境为 CCS(code composer studio),编程语言采用汇编语言。

开发环境及编程语言

(1) 集成开发环境 CCS 简介

DSP 开发工具包括代码生成工具和代码调试两大类。代码生成工具的作用是将用 C 或汇编语言编写的 DSP 程序编译、汇编并连接成为可执行的 DSP 程序;而代码调试工具的作用是对 DSP 程序及系统进行调试,使其能够达到设计目标。

CCS 是 TI 公司开发的一个开放的和具有强大集成能力的 DSP 开发环境,该套开发环境集代码生成工具和代码调试工具为一体,能完成 DSP 系统开发过程的各个环节,它由先进的开发工具组成直观的系统,可大幅度减少 DSP 开发时间,同时,它包括了高级的编码工具以及可供第三方接入的开放式结构。CCS 由 C 编译器、模拟器软件、调试软件以及插件等组成。

(2) DSP 软件设计的编程语言对于 DSP 的软件设计,可以有三种方法实现

① DSP 芯片的汇编语言属低级语言,直接对硬件进行操作,代码执行效率高是汇编语言最大的特点。然而,却有着编程复杂、调试困难、可移植性差等缺点。

② DSP 芯片的 C 语言是标准的 ANSIC,它不包括同外设联系的扩展部分, DSP 的 C 语言的编译过程为, C 编译为 ASM,再由 ASM 编译为 OBJ。因此 C 和 ASM 的对应关系非常明确,非常便于人工优化。DSP 的代码需要绝对定位;主机的代码有操作系统定位。DSP 的效率较高,非常适合于嵌入系统。C 语言编程使得设计者可以按照标准 C 语言语法编写程序,并利用标准 C 语言提供的库函数,而

不必关心 DSP 硬件处理指令的过程, 因此, 编程过程简单。此外, 高级语言不依赖于硬件的性质使得 C 语言程序在不同 DSP 之间的可移植性大大增强。

③C 语言 / 汇编语言混合编程采用 TI 公司 DSP 芯片的汇编语言编写程序对于进行如寄存器的赋值、读取, I/O 口输入输出数据和控制等底层资源面向硬件操作是很方便的, 几条指令往往就可完成。由于采用 DSP 总是与实现一定的数字信号处理功能相联系, 这就往往可能涉及到复杂算法的实现。对于采用汇编指令实现而言, 无疑是一件比较繁杂的事情。而采用 C 这一高级语言, 充分利用编译器提供的库函数实现算法功能, 较汇编语言就简单多了。可是由于并非所有的 C 编译器提供的库函数都包含像 I/O 操作, 读和写寄存器的指令, 因此具体过程中, 采用 C 与汇编的混合编程是很好的选择。

5.1 TMS320F2812 的数值处理

F2812 为 32 位定点芯片, 采用定点数进行运算, 其操作数用 32 位的整数来表示。它无法处理带有小数的运算, 而在程序的运算中使用的都是标么值, 它们几乎全都是小数。因此有必要将小数值转化为整数来进行计算。最简单的方法是将这些小数值放大为整数。例如, 将一个数乘以 10^5 , 则这个数的小数点后 5 位数都会变成整数部分。TMS320F2812 芯片对于浮点数的表示是通过数的定标来表示的, 即通过小数点 32 位数中的不同位置, 就可以表示不同大小和不同精度的浮点数。数的定标用 Q 表示法, 浮点数和定点数之间的转换关系为:

$$\text{浮点数 } (X) \text{ 转化为定点数 } (X_q): X_q = (\text{int})X * 2^Q$$

$$\text{定点数 } (X_q) \text{ 转化为浮点数 } (X): X = (\text{float}) X_q * 2^{-Q}$$

从表 5-1 可以看出, 同样的一个 32 位数, 若小数点的位置不同, 它所表示的数也就不同; 而且不同的 Q 不仅表示的数的大小不同而且数的精度也不相同, Q 值越大, 数值范围越小但精度越高; 相反, Q 越小, 数值范围越大, 但精度越低。因此对于浮点数而言, 数值范围和精度是一对矛盾, 一个变量要想表示比较大的范围就必须牺牲精度为代价; 而想精度提高, 则数的表示范围就相应减少。

表 5-1 Q 表示法及数值范围

Q 表示	十进制数表示的范围	精度
Q15	$-1 \leq x \leq 0.9999695$	0.000305
Q14	$-2 \leq x \leq 1.9999390$	0.000601
Q13	$-4 \leq x \leq 3.9998779$	0.0001220
Q12	$-8 \leq x \leq 7.9997559$	0.0002442
Q11	$-16 \leq x \leq 15.9995117$	0.0004882
Q10	$-32 \leq x \leq 31.9990234$	0.009765
Q9	$-64 \leq x \leq 63.9980469$	0.0019531
Q8	$-128 \leq x \leq 127.998469$	0.00390625
Q7	$-256 \leq x \leq 255.9921875$	0.0078125
Q6	$-512 \leq x \leq 511.9804375$	0.015625
Q5	$-1024 \leq x \leq 1023.96875$	0.03125
Q4	$-2048 \leq x \leq 2047.9375$	0.0625
Q3	$-4096 \leq x \leq 4095.875$	0.125
Q2	$-8192 \leq x \leq 8191.75$	0.25
Q1	$-16384 \leq x \leq 16383.5$	0.5
Q0	$-32768 \leq x \leq 32767$	1

5.2 异步电动机的标么值模型

在介绍系统软件设计之前，我们先分析一下电机各参数的标么值模型问题。通过分析电机各参数的实际值可以看出，各值相差非常大，例如转速为 10^3 数量级的，而电机时间常数在 10^{-3} 范围内。TMS320F240 是一个 16 位定点 DSP，为了以相同的精度表示和计算各种变量，不宜采用电机的实际值进行计算，而必须采用电机的标么值模型。电机的标么值模型可以把实际相差很大的各种变量转化为统一数量级范围内的量，这对于实现计算过程中的数字化是非常重要的。电机的标么值模型是以电机各变量的实际值除以它的基值。针对不同的变量有不同的基值。本文中大多情况下都以电机的额定值作为基值，其值通过以下方程式来确定：

$$I_b = \sqrt{2}I_N \quad V_b = \sqrt{2}V_N \quad \omega_b = 2\pi f_n \quad \psi_b = V_b / \omega_n$$

其中 I_N 、 V_N 、 f_n 分别为电动机（星型接法）的额定相电流、额定相电压、额定频率， I_b 、 V_b 是电机相电流、相电压的基值， ω_b 是电机转子磁通额定电角速度， ψ_b 是磁通基值。那么电机的标么化模型就可以表示为 (5-1) 式中 I 、 V 、 ψ 指的是实际相电流、相电压和磁通， ω_e 指的是实际的转子电角速度， ω_m 指实际的机械角速度， ω_c 指的是转子的磁通角速度。

$$i = \frac{I}{I_b}, v = \frac{V}{V_b}, \psi = \frac{\psi}{\psi_b}, n = \frac{\omega_e}{\omega_b} = \frac{p_n^* \omega_m}{\omega_b}, f_s = \frac{\omega_c}{\omega_b} \quad (5-1)$$

i, v, ψ, n, f_s 分别指的是标么化后的相应的各个量。这样，电动机的标么值模型就建立起来了。经过标么化后，在 DSP 上实现转子定向的矢量控制算法变得容易，从而有利用提高系统的稳定性和精度。

当系统处于额定状态下时，系统变量标么值为 1；当系统处于暂态时，某些变量会超过额定值的数倍（如启动时的定子电流），其标么值大于 1。同样也有小于 1 的情况。另外，各变量的取值范围一般也有正有负。因而数据格式应规定某一格式，可以将变量统一起来。因此采用如下数据格式：

每个变量用一个（16 位）来表示，其中高四位为整数部分，低 12 位为小数部分，最高位为符号位。其精度为：

$$1/2^{12} = 0.00024414$$

通常还有 8.8，2.14 格式。

5.3 采样周期的确定

采样周期必须既要满足香农采样定理的要求，又要满足低于逆变功率模块开关频率的要求。由于本设计采取的是定时中断、均匀采样的方法，所以采样周期其实和中断周期、PWM 周期都是相等的。而中断周期可以通过测量定时器 1 在一个中断服务子程序运行周期结束时的计数值来确定。采样周期的计算表达式为：

$$\Delta T = \frac{nT_1}{f_s} \quad (5-2)$$

其中， T_1 为定时器 1 在一个中断服务子程序运行周期结束后的计数值； n 为定时器 1 输入时钟的分频倍数； f_s 为系统时钟频率。

5.4 程序的实现

基于 DSP 的直接转矩控制系统软件，其程序设计主要分为两部分，即主程序和 DTC 算法程序。其中 DTC 算法程序实际上就是在主程序产生下溢中断时调用的下溢中断服务程序。

5.4.1 主程序实现

主程序主要是完成系统初始状态、发生中断类型以及定时器 1 的设置工作；以及相应变量的定义。对于定时器 1，我们主要是要它发生定时器下溢中断，当中断发生时，进入中断服务子程序实现算法及控制功能；此外，当系统处于故障运行状态时，IPM 发出故障信号，经光电隔离作用后，在 DSP 的 PDPINT 引脚产生低电平，因此还要定义 PDPINT 引脚的中断。这两个中断都属于 INT2 中断，因此要进行 INT2 中断允许设置。

定时器 TI 的下溢中断服务程序是 PWM 生成算法之所在，是 DTC 控制程序的

核心部分,其作用就是在每个周期内选择正确的空间电压矢量并转换为 PWM 开关信号控制逆变器的开关,实现直接转矩控制算法:

故障中断是所有中断中优先级最高的,一旦发生故障,中断服务程序就会将 PDPNT 信号降为低电平,从而封锁 PWM 的输出,进而停机。

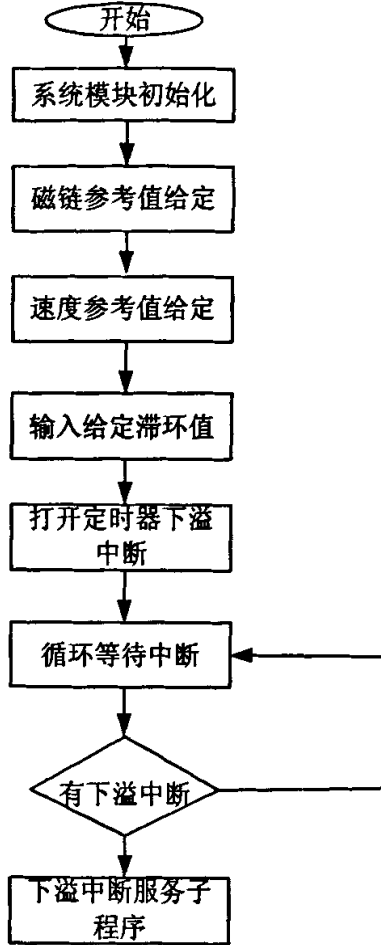


图 5-1 主程序流程图

5.4.2 算法的实现

DTC 算法的目的是生成正确的 PWM 信号,其实现主要是通过在每个下溢中断到来时,选取适当的空间电压矢量。其流程图如下:

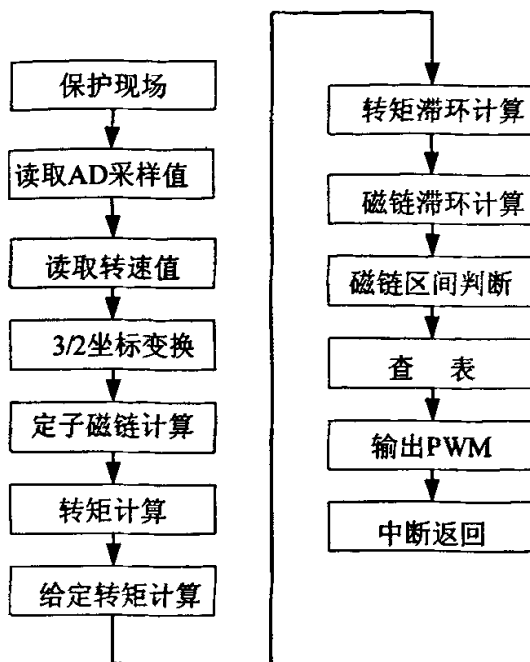


图 5-2 DTC 算法 PWM 实现流程图

下面按照流程图的顺序对算法程序的过程进行简要说明。

① 实际电机调速实验中，3/2 坐标变换可将采样得到的三相定子电压和电流转换为 α 分量和 β 分量。

② 定子磁链计算采用简单的 $u-i$ 模型，得到磁链两分量，然后通过查平方根表得到磁链幅值。

③ 电磁转矩根据前式计算。

④ 利用 PI 子模块，将给定转速和反馈转速作为输入，调用 PI 子模块的功能函数，求得给定转矩。

⑤ 转矩滞环子模块的输出，磁链滞环子模块的输出，磁链扇区判断子模块的输出，这三个量作为电压矢量选择子模块的输入，调用该模块的功能函数即可求出所选矢量号。

⑥ 按照二进制码的格式，根据上面所选的矢量号，得到三个开关信号。如所选矢量号为 3，则三个开关信号分别为 0, 1, 1。将这三个开关信号作为 PWM 生成子模块的输入，该模块的输出即为六路 PWM 信号。

PWM 信号的具体实现我们在软件程序中经计算确定了当前的定子电压矢量（三位二进制数形式）之后，经事件管理器中的全比较单元来产生相应 PWM 波形。全比较单元的时间基准由通用定时器提供。

每个全比较单元有两个相应的比 PWM 输出引脚（本系统中将其设置为 PWM 模式）。我们把每个全比较单元所对应的两个 PWM 引脚的输出信号，作为逆变器

同一桥臂上两个开关器件的触发信号，经光电隔离后接到 IPM 相应的输入端。通过在全比较动作控制寄存器中，把两个引脚的有效状态设置成相反的电平，就可以避免同一桥臂上下两个 IGBT 同时导通的可能，而上下两个管子之间的死区时间则可通过在死区控制寄存器中灵活设定，死区时间可以通过死区寄存器 DBTCON 来设定。其结构电路如下图所示：

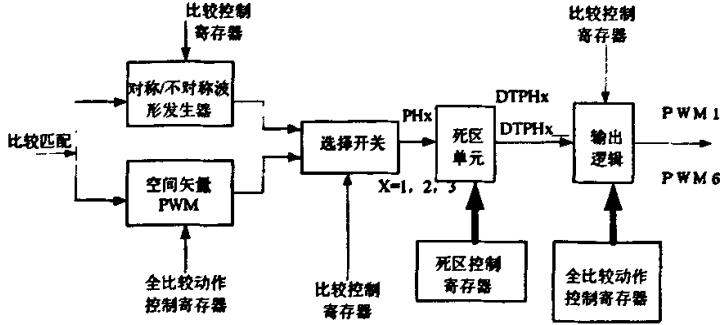


图 5-3 PWM 电路框图

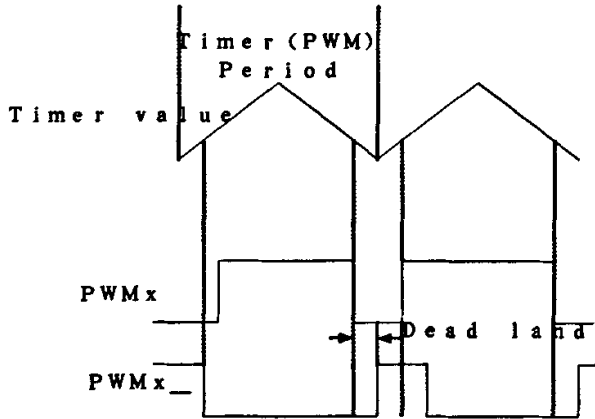


图 5-4 PWM 波形发生图

5.5 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的计算

Park 变换和逆变换以及 SVPWM 的扇区计算都需要用到 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的值。这些数值采用查表的方法求得。

本文中将 360° 电角度分成 256 份，每份 1.40625° ，变成 256 个 \sin 值数据表。电角度的 PU 值 θ_e 等于实际电角度值与 360° 之比，采用 Q12 格式。这样 θ_e 的范围为 0-FFFH。在查表之前，将 θ_e 右移 4 位，将其表示范围变成 0-FFFH，直接成为查 256 个数据表的索引值。

由于数据表示 256 个 Sin 值，所以利用 $\cos\theta = \sin(\theta + 90^\circ)$ 的规律，先将 θ_e 加 90° (40H)，再查表即可。

5.6 磁链矢量的分量确定扇区编号

由于扇区的划分正好是以工作电压矢量为角平分线的 $\pi/3$ 扇形范围，以 A、B 和 C 的三相绕组轴线为法矢量的 3 条线正好是扇区划分的边界线，因此扇区判断归结为定子磁链矢量在三相 A、B 和 C 轴线上投影的正负。判断方法如下：

首先，计算定子磁链矢量在定子三相绕组 A、B 和 C 轴线上的投影，即有公共坐标系上的 2 个分量变换到三相 3 个分量，也就是 Clark 变换得到的定子三相绕组的磁链分量：

$$\begin{cases} \Psi_A = \Psi_\alpha \\ \Psi_B = -\frac{1}{2}\Psi_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_\beta \\ \Psi_C = -\frac{1}{2}\Psi_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_\beta \end{cases}$$

然后，根据三相定子磁链的计算结果 Ψ_A 、 Ψ_B 和 Ψ_C ，判断它们的正负以便确定相应得二进制位值 A、B 和 C，即：

- 如果计算结果 Ψ_A 为正，那么位值 A 等于 1，否则 A 等于 0；
- 如果计算结果 Ψ_B 为正，那么位值 B 等于 1，否则 B 等于 0；
- 如果计算结果 Ψ_C 为正，那么位值 C 等于 1，否则 C 等于 0；

最后，根据三相二进制位值 A、B 和 C，计算扇区编号 N，即将 3 位二进制编码转换成十进制的形式。

$$N = 4A + 2B + C$$

第六章 结论与展望

本论文是在深入分析直接转矩控制原理理论的基础上,完成了圆形定子磁链直接转矩控制系统的构建,并利用 DSP 和外围电路实现了交流调速控制系统的全数字化。在本文中利用 MATLAB 对系统进行了仿真实验,采用汇编语言构造了直接转矩控制系统的应用软件,并利 DSP 对直接转矩控制算法进行了相应的实验。主要收获概括如下:

(1) 本文在研究和分析直接转矩控制原理的基础上,利用图形仿真工具 MATLAB / Smulink 完成了直接转矩控制系统的圆形磁链直接转矩控制方法的仿真实验,验证了直接转矩控制系统方法的可行性和有效性。

(2) 无速度传感器技术在直接转矩控制中的应用,以及人工智能技术对转速进行在线识别。

(3) 通过对直接转矩控制系统的研究和仿真分析,可知这种新型交流调速方法控制思想新颖,结构简单,不需要进行复杂的坐标变换,直接从控制转矩的角度出发,采用离散的电压状态,电机的转矩响应迅速,具有较高的动、静态性能。但是直接转矩控制存在一些问题,例如:低速时,由于定子电压落在定子电阻的分量较大,忽略定子电阻或认为它是常数将造成定子磁链观测的误差,严重影响系统性能;并且由于采用离散的空间电压矢量控制,不可避免的造成定子磁链的波动和转矩脉动,转矩的脉动将直接影响传动系统的速度特性。因此定子磁链的观测,定子电阻的辨识以及磁通轨迹和转矩性能的改善是直接转矩控制研究的重点,同时采用无速度传感器技术是直接转矩控制系统发展的方向。

(4) 全数字化的交流调速控制系统以其高速的运算能力,优良的可靠性和灵活性成为调速控制的发展方向。本文以 TMS320F2812 为核心的全数字化直接转矩控制系统进行部分实验。实验结果显示:直接转矩控制转矩响应迅速,对电机参数依赖性小,动态和静态性能良好。近年来直接转矩控制取得了快速的发展,在控制策略不断发展的基础上,人工智能也被引入到此领域,为一些问题的解决开辟了一条新的路径。因此进一步工作的设想如下:

(1) 研究新型的磁链和转矩控制策略正在成为当前 DTC 领域新的研究热点,探讨新型的磁链和转矩控制策略以克服传统 DTC 系统转矩脉动的缺陷将是十分有意义的研究方向。

(2) 电机参数的在线辨识。利用人工智能技术对定子电阻进行在线识别。

由于时间有限,本论文存在一些遗憾——实际系统的硬件部分没有完成,本人将在以后的学习工作中不断完善。

参考书目

- [1] 马小亮, 大功率交交变频调速及矢量控制技术, 北京: 机械工业出版社, 1997, 7, PP. 10-278.
- [2] 王君艳, 交流调速, 北京: 高等教育出版社, 2003, PP. 12-56.
- [3] 王晓明、王玲, 电动机的 DSP 控制-TI 公司 DSP 应用, 北京航空航天大学出版社
- [4] 李夙, 异步电动机直接转矩控制, 北京: 机械工业出版社, PP. 1-220
- [5] 李剑飞, 尹泉, 万淑芸. 基于扩展卡尔曼滤波器的异步电机转速辨识. 电工技术学报, 2002, 10:40-44
- [6] 汪安民, 程昱. DSP应用开发实用子程序[M]. 北京:人民邮电出版社, 2005
- [7] 余艳, 孙云莲, 陈忠仁, 基于DSP变频调速系统的对称电压空间矢量控制[J], 低压电器, 2004, 11:10-14.
- [8] 陈伯时, 电力拖动自动控制系统(第2版), 北京: 机械工业出版社, PP. 1-285.
- [9] 陈伯时, 电力拖动自动控制系统, 北京: 机械工业出版社, 1991, 4, PP. 1-165.
- [10] 陈宝林, 胡育文, 异步电动机的无速度传感器直接转矩控制系统研究, 航空学报 2000, 5, PP. 32-36.
- [11] 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, 8
- [12] 陈常清, 基于SVPWM技术的感应电机变频调速系统[A], 南京航空航天大学硕士论文, 2004, PP. 26-47.
- [13] 陈栋、徐国卿、徐铁柱, 一种基于DSP的交流电机矢量控制系统[J], 电力系统及其自动化学报, 2003, 15(6):19-21.
- [14] 周炼、谢运祥, 交流调速系统及相应电力电子技术的发展综述, 微电机, 1999, 6, PP. 9-12.
- [15] 周家顺, 单神经元PID智能控制变频调速系统的研究[A], 上海大学硕士论文, 2003, PP. 13-37.
- [16] 张立、赵永健. 现代电力电子技术[M], 北京:科学出版社, 1995, PP. 39-157.
- [17] 张燕宾, SPWM变频调速应用技术[M], 北京:机械工业出版社, 1997, PP. 21-78.
- [18] 张伟, 无速度传感器异步电机矢量控制系统控制方法的研究[A], 浙江大学博士论文, 2001, PP. 35-62.
- [19] 林渭勋, 现代电力电子电路[M], 杭州:浙江大学出版社, 2002, PP. 15-85.
- [20] 林立、李晓静、蒋云峰, 基于DSP的SVPWM矢量控制数字化的变频调速系统[J], 中小型电机, 2004, 31(6):35-38.
- [21] 邱阿瑞、尹雁、王光辉等, 基于DSP的无速度传感器异步电机矢量控制系统, 清华大学学报(自然科学版), 2001, 4:21-24
- [22] 杨顺昌, 电机的矩阵分析, 重庆: 重庆大学出版社, 1988, 10, PP. 112-21.
- [23] 洪乃刚, 电力电子和电力拖动控制系统的MATLAB仿真, 北京: 机械工业出版社, PP. 52-203.
- [24] 胡崇岳, 现代交流调速技术[M], 北京:机械工业出版社, 1998, PP. 14-136.
- [25] 赵文祥、刘国海、吉敬华、白雪, 基于DSP的全数字矢量控制SVPWM变频调速系统[J], 电机与控制学报, 2004, 8(2):175-178.
- [26] 高景德、王祥珩、李发海, 交流电机及其系统分析, 北京: 清华大学出版社, PP. 48-196.
- [27] 唐勇奇、王辉, 无速度传感器矢量控制系统的全数字实现, 湖南工程学院学报,

- 2004 . 3:13-19.
- [28] 陶永华, 新型PID控制及其应用[M], 北京:机械工业出版社, 2002, PP. 36-58.
- [29] 黄立培, 电动控制[M], 北京:清华大学出版社, 2003, PP. 3-212.
- [30] 黄俊、王兆安, 电力电子变流技术[M], 北京:机械工业出版社, 1993, PP. 13-69.
- [31] 黄斌, 异步电机直接矢量控制开发与转子电阻辨识方法的研究(A), 清华大学硕士论文, 2004, PP. 15-43.
- [32] 梅从立、刘国海、廖志凌, 空间矢量PWM谐波分析及其对电机转矩的影响[J], 微特电机, 2004, (7):16-19.
- [33] 程善美、姜向龙、孙文焕、万淑芸, 空间矢量PWM逆变器的仿真[J], 微电机[J], 2002, 35(4):30-3.
- [34] 程善美、姜向龙、孙文焕、万淑芸, SIMULINK 环境下空间矢量 PWM 的仿真[J], 电气自动化, PP. 23-27.
- [35] 葛琼波、冯之钱, 异步电机矢量控制系统速度辨识研究, 电动电能新技术, 1997. 2 : 5-8
- [36] 韩安太、刘峙、黄海, DSP控制器原理及其在运动控制中的应用[M], 北京:清华大学出版社, 2003, PP. 23-85.
- [37] 谢宗安、张建峡等编, 自动控制系统[M], 重庆:重庆大学出版社, 1996, PP. 1-165.
- [38] 谢庆国、阎松、沈轶、万淑芸, 全数字交流调速系统软件设计[J], 计算机工程与应用, 2002, 5:207-209.
- [39] 谢鸿鸣, 交流异步电动机按定子链定向的电流矢量控制[A], 上海大学博士论文, 2000.
- [40] 薛峰、谢运祥、吴捷, 直接转矩控制系统的转速估算模型及其参数补偿方法, 电工技术学报, 1998. 10, PP. 16-19.
- [41] 清源科技编著, TMS320LF240XDSP应用程序设计教程[M], 北京:机械工业出版社, 2003. PP. 10-85
- [42] Texas instrument , Tms320cxx 高速数字信号处理器原理与应用, 北京闻亭科技发展有限公司, 1998 : 4.6 -7.8
- [43] Texas instrument . Tms320C240 / F240 数字信号处理器数据手册, 武汉: 武汉力源电子股份有限公司, 1998 , 6. 3-10
- [44] C Schauder , Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rational Transducers , IA 1999 IA -- 24 (2) : 493-499
- [45] Hirokazu Tajiri , a Hori Speed sensorless field - orientation control of control of the induction machine , IEEE Trans on IA 1993 IAes29 (3) : 175-180
- [46] Peng Fang Zheng 、 T Fukao , Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction Motor , IEEE Trans on IA 1994, 30 (5) : 1234 -1240
- [47] Shin -- nake , A unified analysis on simultaneous identification of velocity and rotor resistance of induction motor , Trans of IEEE 1993 113 -- No 123

致谢

首先，衷心感谢指导我论文设计工作的我的导师：张建峡老师。在这三年的学习和生活中，无论是选题、试验，还是论文的撰写和审阅，张老师都给予了极大的关注。张老师渊博的科学知识，严谨求实的治学态度，正直豁达的人格力量，让我深受感染，激励我在求知创新的道路上不断前进。值此论文完成之际，向导师表示最诚挚的谢意。

在论文的进展过程中，还要特别对谢宗安老师的大力帮助和指导表示衷心感谢！

感谢曾给予过我各方面支持和帮助的我的同学们。感谢所有对本论文提出过宝贵意见的辛勤工作的老师们。

孙辉

2007年05月

附录（本文中用到的部分程序代码）

1. 防饱和 PI 调节器:

```

LACC  GIVE
SUB   MEASURE
SACL  EK
LACC  RK, 12
LT    EK
MPY   KP
APAC
SACH  U, 4
BIT   U, 0
BCND  UPIMAGZEROS, NTC
LACC  UMIN
SUB   U
BCND  NEG__SAT, GT
LACC  UMIN
B     LIMITERS
NEG__SAT
LACC  UMIN
B     LIMITERS
UPIMAGZEROS
LACC  UMAX
SUB   U
BCND  POS__SAT, LT
LACC  U
B     LIMITERS
POS__SAT
LACC  UMAX
LIMITERS
SACL  UK
SUB   U
SACL  ELPI
LT    ELPI
MPY   KC
PAC
LT    EK
MPY   KI
APAC
ADD   RK, 12
SACH  RK, 4
    
```

2. 转速计算:

```

LACC    SPEEDSTEP
SUB     #1
SACL    SPEEDSTEP
BCND    NOCALC, GT
LT      SPEEDTMP
MPY     #KSPEED
SFL
SACH    N, 7
LACC    #0
SACL    SPEEDTMP
LACC    #SPEEDSTEP30
SACL    SPEEDSTEP
    
```

3. 电流采样和 AD 转换:

```

LDP     #OE1H
SPLK    CONVERSION, TC
LACC    RESULT0, 10
LDP     #0
SACH    IA
LDP     #OE1H
LACC    RESULT1, 10
LDP     #0
SACH    IB
    
```

4. 转速 PI 调节, 输出参考电流 IREF:

```

LACC    N_REF
SUB     N
SACL    EPISPEED
LACC    XISPEED, 12
LT      EPISPEED
MPY     KPN
APAC
SACH    UPI, 4
BIT     UPI, 0
BCND    UPI MAGZEROS, NTC
LACC    IREFMIN
SUB     UPI
BCND    NEG__SAT, GT
LACC    UPI
B       LIMITERS
    
```

NEG__SAT:

```

LACC    IREFMIN
    
```

	B	LIMITERS
UPIMAGZEROS:	LACC	IREFMAX
	SUB	UPI
	BCND	POS__SAT, LT
	LACC	UPI
	B	LIMITERS
POS__SAT:	LACC	IREFMAX
LIMITERS:	SACL	IREF
	SUB	UPI
	SACL	ELPI
	LT	EPIL
	MPY	KCN
	PAC	
	LT	EPISPEED
	MPY	KIN
	APAC	
	ADD	XISPEED, 12
	SACH	XISPEED, 4

5. CLARKE 变换:

LDP	#0
LT	IA
MPY	#5018
PAC	
SACH	IALFA, 4
LACC	IB, 1
ADD	IA
SACL	TMP
LT	IALFA
MPY	#2896
PAC	
SACH	IBETA, 4

已公开发表的论文

1. 孙辉, 王蕊, 张建峡, “基于转速辨识的直接转矩控制系统的仿真”(含神经网络), 《冶金自动化》, Vol.3, PP. 77-79, 2006.
2. 孙辉, 王蕊, “人工智能在混沌技术中的应用”, 《机械与电子》, Vol.8., PP.153-155, 2006.
3. 孙辉, 张建峡, 王蕊, “基于转速辨识的直接转矩控制系统的仿真”, 《机械与电子》 Vol.8., PP.72-74, 2006.
4. Rui Wang, Guoyuan Qi, Hui Sun, Xiangping Chen, Fang Wen, “Analysis of a piecewise chaotic system”, Intelligent Information Management systems and Technologies, Vol.2, No.2, PP. 293-301, 2006.
5. 王蕊, 陈湘萍, 孙辉, “DCS-PLC 在锅炉控制中的应用”, 《冶金自动化》, Vol.30., PP. 351-352, 2006.
6. Rui Wang, Guoyuan Qi, Hui Sun, Xiangping Chen, Fang Wen, “Analysis of a new piecewise-linear chaotic system”, 《系统仿真技术及其应用》, Vol 8., PP.638-642, 2006, 第一版.