分类号 <u></u>	
-------------	--

密级	

U D C_____

ムウ				
3年	T			
- 1-4		 	 	

中南大学

CENTRAL SOUTH UNIVERSITY

硕士学位论文

论文题目	无速度传感器异步电机直接
	转矩控制系统的研究
学科专业	控制理论与控制工程
研究生姓名	王 坚
导师姓名	桂卫华 教授

摘要

直接转矩控制技术是继矢量控制技术之后交流传动领域中一种 新兴的控制技术,它省去了复杂的矢量变换,具有动态响应快、结 构简单、易于实现等优点。无速度传感器技术是当前交流传动领域 中的研究热点,由于速度传感器的安装不仅增加了系统的成本,而 且存在安装不便、维修困难等缺点,因而用软件代替速度传感器来 辨识转速,即无速度传感器技术,具有非常好的应用前景。

本论文从异步电机的数学模型出发,介绍了直接转矩控制的基本原理,详细的分析了直接转矩控制的六边形及圆形磁链轨迹的控制方案,对圆形磁链轨迹的转矩调节器进行改进,减小了转矩脉动,并提出一种新型的十八边形磁链轨迹控制方案,改善了电流波形,针对不同的应用场合及不同的转速范围可以应用不同的控制方案。本文对无速度传感器技术进行了深入的研究,着重分析了基于模型参考自适应的速度辨识算法,建立了三种速度辨识方案的数学模型,并将它们应用到直接转矩控制系统中进行仿真比较,发现基于全阶磁链观测器的速度自适应辨识在全速度范围都有着理想的辨识效果,且由磁链观测器得到的定子磁链可以直接应用于直接转矩控制系统。

本论文用 Matlab/Simulink 软件对直接转矩控制不同磁链轨迹的 控制方案进行了详尽的仿真研究,构建了三种速度辨识方案的仿真 模型,对无速度传感器的异步电机直接转矩控制系统进行了仿真研 究。仿真结果与理论分析是一致的。

关键词 异步电机,直接转矩控制,无速度传感器,系统仿真

Ι

ABSTRACT

The direct torque control theory is a kind of new control theory followed the vector control theory in the field of alternating current drive. The method has the performance of quick reaction, simple structure, and easy design because it hasn't complicated vector transform. The speed sensorless method has been a focus in the field of alternating current drive since it came into being. Using speed sensor not only increases the cost, but also has the disadvan-tage of inconvenient fixing and maintenance. So using software instead of speed sensor, the speed sensorless method, has good application prospect.

This paper makes a study of asynchronous motor model and the basic principle of direct torque control. The DTC system that has sixcorner and the circle stator flux curve is analyzed in details. The torque ripple is weakened since the torque regulator of the control scheme which has circle stator flux curve. A new control scheme is proposed, which has eighteen-corner stator flux curve and better current curve. These control schemes are applied in different situation and speed range. This paper also makes a profound study of speed sensorless technique and analyzes emphatically the method of speed estimate based on model reference adaptive system. Three schemes of speed estimate are proposed. After applied in the direct torque control system, it seems that the scheme of speed estimate based on full-order flux observer is perfect. And the stator flux observed by the full-order flux observer can be directly applied in the direct torque control system.

In this paper the DTC systems that have different stator flux curves are simulated detailedly by Matlab/Simulink. The simulation models of three speed estimate schemes are constituted and the speed sensorless direct torque control system of asynchronous motor is simulated. The simulation result accords with the analysis of theory.

KEY WORDS asynchronous motor, direct torque control, speed sensorless, system simulation

Π

目 录

第1章	绪	论	1
1.1	交泊	流调速技术的发展	1
	1.1.1	电力电子器件的发展	1
	1.1.2	交流调速系统控制策略的发展	2
	1.1.3	控制元件的发展	3
1.2	直	妾转矩控制技术的研究现状	3
1.3	无ì	速度传感器技术的研究现状	5
1.4	论	文的主要内容	7
第2章	直挂	妾转矩控制的基本理论	8
2.1	异	步电机的数学模型	8
2.2	逆	变器数学模型和电压空间矢量	
2.3	电厂	玉空间矢量对定子磁链和电动机转矩的影响	
	2.3.1	电压空间矢量对定子磁链的影响	
	2.3.2	电压空间矢量对电动机转矩的影响	
2.4	异	步电机的磁链模型	
	2.4.1	u-i 模型	
	2.4.2	i-n 模型	
	2.4.3	u-n 模型	
2.5	小约	告	
第3章	直打	妾转矩控制系统结构	
3.1	六道	力形磁链方案	
	3.1.1	磁链自控制	
	3.1.2	转矩自控制	
3.2	3.1.2 近(转矩自控制 以圆形磁链方案	20
3.2 3.3	3.1.2 近(十 <i>)</i>	转矩自控制 以圆形磁链方案 八边形磁链方案	20 21 24
3.23.33.4	3.1.2 近付 十/ 直打	转矩自控制 以圆形磁链方案 八边形磁链方案 妾转矩控制在交流传动电力机车中的应用	20 21 24 25
3.2 3.3 3.4	3.1.2 近位 十/ 直打 3.4.1	转矩自控制 以圆形磁链方案 八边形磁链方案 妾转矩控制在交流传动电力机车中的应用 低速范围	
3.2 3.3 3.4	3.1.2 近(十) 直打 3.4.1 3.4.2	转矩自控制 以圆形磁链方案 八边形磁链方案 安转矩控制在交流传动电力机车中的应用 低速范围 高速范围	
3.2 3.3 3.4	3.1.2 近(十) 直打 3.4.1 3.4.2 3.4.3	转矩自控制 以圆形磁链方案 八边形磁链方案 安转矩控制在交流传动电力机车中的应用 低速范围 高速范围 弱磁范围	

第4	章	无ì	速度传感器直接转矩控制研究	29
	4.1	模型	型参考自适应参数辨识的理论基础	29
	4.2	基于	于转子磁链模型的速度辨识	31
	4.3	基	于自适应全阶状态观测器的速度辨识	32
		4.3.1	基于以定子电流和转子磁链为状态变量观测器的速度辨	32
		4.3.2	基于以定子磁链和转子磁链为状态变量观测器的速度辨	35
	4.4	小丝	告	37
第5	章	异约	步电机直接转矩控制系统仿真研究	38
	5.1	不同	司磁链轨迹控制系统仿真	39
		5.1.1	六边形磁链轨迹控制系统仿真	39
		5.1.2	近似圆形磁链轨迹控制系统仿真	43
		5.1.3	十八边形磁链轨迹控制系统仿真	46
	5.2	无ì	速度传感器控制系统仿真	47
		5.2.1	基于转子磁链模型速度辨识的仿真	47
		5.2.2	基于自适应全阶状态观测器速度辨识的仿真	49
	5.3	小丝	古	53
结束	〔语…			54
参考	京文南	£		55
致i	射			60

第1章 绪 论

在实际应用中,电动机作为把电能转换为机械能的主要设备,一是要具有 较高的机电能量转换效率;二是应能根据生产机械的工艺要求控制和调节电动 机的旋转速度。电动机的调速性能如何对提高产品质量、提高劳动生产率和节 省电能有着直接的决定性影响。因此,调速技术一直是研究的热点。

1.1 交流调速技术的发展

直流电机转速的调节性能和转矩的控制性能比较理想,只要改变电枢电流 就能简便而线性地、无时间滞后地控制转矩。所以长期以来,凡是要求调速范 围广、速度控制精度高和动态响应性能好的场合,几乎全都采用直流电动机调 速系统。由于交流电机是多变量、强耦合的非线性器件,定子电流同时包含有 转矩电流分量和励磁电流分量,因而对其电磁转矩瞬时值进行控制比较困难。 但是交流电机特别是鼠笼式异步电动机有一些明显的优点:制造成本低、重量 轻、惯性小、可靠性和运行效率高、免维护、无电刷和换向器,所以能在恶劣 环境中安全运转。

近几年来,科学技术的迅速发展为交流调速技术的发展创造了极为有利的 技术条件和物质基础。交流电动机的调速系统不但性能同直流电动机的性能一 样,而且成本和维护费用比直流电动机系统更低,可靠性更高。现在,随着现 代电力电子技术、交流变频调速技术的飞速发展和现代控制理论、高速微处理 器的普及应用,交流调速传动系统的应用越来越广泛。其中,电力电子技术的 进步是交流调速技术发展的物质基础,控制策略的进步是其理论基础,控制元 件的进步是其技术保证。

1.1.1 电力电子器件的发展

电力电子器件是现代交流调速装置的支柱,其发展直接决定和影响交流调速技术的发展。迄今为止,电力电子器件的发展经历了分立换流关断器件(第 一代)→自关断器件(第二代)→功率集成电路 PIC(第三代)→智能模块 IPM(第四代)四个阶段。

20世纪80年代中期以前,变频装置功率回路主要采用晶闸管元件。装置的效率、可靠性、成本、体积均无法与同容量的直流调速装置相比。20世纪80

年代中期以后用第二代电力电子器件 GTR、GTO、IGBT 等创造的变频装置在 性能与价格比上可以与直流调速装置相媲美。随着向大电流、高电压、高频 化、集成化、模块化方向继续发展,第三代电力电子器件是 20 世纪 90 年代制 造变频器的主流产品,中、小功率的变频调速装置主要是采用 IGBT,中、大功 率的变频调速装置采用 GTO 器件。20 世纪 90 年代至今,电力电子器件的发展 进入了第四代。主要实用的第四代器件为:高压 IGBT、IGCT、IEGT 和 SGCT。

由于 GTR、GTO 器件本身存在的不可克服的缺陷,功率器件进入第三代以来,GTR 器件已被淘汰不再使用。进入第四代后,GTO 器件也将被逐步淘汰。 第四代电力电子器件模块化更为成熟。如智能化模块 IPM、专用功率器件模块 ASPM 等。模块化功率器件将是 21 世纪主宰器件。

1.1.2 交流调速系统控制策略的发展

随着电力电子器件的发展,交流调速系统的控制策略也得到了发展。目前 实用的交流调速系统的控制策略,主要有以下几种:

(1) V/F 控制

V/F 控制是交流电机最简单的一种控制方法,通过在控制过程中始终保持 V/F 为常数,来保证定子磁链的恒定。然而 V/F 控制是一种开环控制,速度动 态特性很差,电机转矩利用率低,控制参数还需要根据负载的不同来做相应的 调整,特别是低速时由于定子电阻和逆变器电力电子器件开关延时的存在,系 统可能会发生不稳定现象。

(2) 滑差频率控制

滑差频率控制引入了速度闭环,使转速变化频率与实际转速同步上升或下降,与V/F控制相比,加速、减速更为平滑,且容易使系统稳定。但滑差频率控制并未能实施对瞬时转矩的闭环控制,而且动态电流相位的延时会影响系统的实际动态性能。

(3) 矢量控制

矢量控制技术是在 1971 年由德国人 Blaschke 首先提出的。它的基本思想 是:以坐标变换理论为基础,参照直流电机励磁电流和转矩电流在空间相互垂 直,没有耦合,可以分别进行独立控制的特点,相应地把交流电机定子电流分 解成励磁电流分量和与之相垂直的转矩电流分量。这样,对两个分量分别进行 控制,就可以和直流电机一样实现解耦控制,实时控制电机所产生的转矩,使 被控系统具有良好的动态特性。矢量控制分为转子磁场定向矢量控制、定子磁 场定向矢量控制、转差频率矢量控制和电压定向矢量控制等五种。矢量控制理

论的提出和应用使交流传动系统的动态特性显著改善,从而使高性能交流传动 成为现实。但矢量控制计算量较大,控制系统复杂,需要对磁场精确定向,且 性能受转子参数变化影响较大。

(4) 直接转矩控制

直接转矩控制是继矢量控制之后出现的又一种交流电机调速控制策略。它 不考虑如何使定子电流解耦,而是直接着眼于对电磁转矩的直接控制。它采用 空间矢量的方法,在定子坐标系下计算和控制交流电机的转矩,采用定子磁场 定向,借助于离散两点式调节(Bang-Bang控制)产生 PWM 信号,直接对逆变 器的开关状态进行最佳选择,以获得转矩的高动态性能控制。它省去了复杂的 矢量变换,没有通常的 PWM 调制器。此外,由于电压开关矢量的优化,降低 了逆变器的开关频率和开关损耗。作为一种瞬时转矩控制系统,直接转矩控制 的思想非常新颖,控制结构简单,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。

1.1.3 控制元件的发展

在过去的几十年里,单片机的广泛应用实现了简单的智能控制功能。单片 机作为控制元件的控制系统虽然目前仍然占据着电机控制系统的主导地位,然 而随着对控制要求的不断提高和新的控制策略的产生,单片机作为控制元件也 显得越来越力不从心。

数字信号处理器芯片 DSP 的产生,在很大程度上弥补了单片机作为控制核 心所表现出来的不足。随着 DSP 技术的发展和控制要求的提高,越来越多的工 业控制产品的设计采用了 DSP 芯片。DSP 是一种高速专用微处理器,它既具有 传统微处理器自成系统的特点,又具有优于通用微处理器对数字信号处理的运 算能力。目前,多家公司都推出了专门用于电机控制的 DSP。这一高度集成化 的器件代表了传统微处理器及通用 DSP 处理器方案的重大突破,使电动机驱动 及调速控制更为简单易行。此类专用芯片具有很强的实时运算能力,并集成了 电动机控制所需的外围接口,使设计者只需外加较少的硬件即可实现电动机控 制系统,从而降低系统费用,提高了性价比。DSP 芯片已经在交流电机传动系 统中越来越多地展示出其卓越的性能。

1.2 直接转矩控制技术的研究现状

1985年,德国鲁尔大学的 M.Depenbrock^[31]教授首次提出了基速以下的异步 电机直接自控制方法(DSC),1987年将它推广到弱磁调速范围。Depenbrock 教授当时是针对大功率的电力机车传动系统提出的直接自控制方法,其定子磁 链轨迹是按六边形运动的,磁链控制环节简单,开关频率低,开关损耗也小。 但是六边形磁链方案的电流脉动大,转矩脉动、噪声都比较大。所以只在某些 大功率领域(开关频率和开关损耗均有较大限制)的场合予以考虑。目前,为 了减少定子电流中的谐波分量,倾向于增加六边形的边数,如采用十八边形的 磁链轨迹等。

1986年,日本的 Takahashi^[32]等人提出了使定子磁链近似圆形的直接转矩控制方法。由于异步电机由三相对称正弦波供电时,电机气隙磁通为圆形,此时电机损耗、转矩脉动和噪声最小,故在中小功率场合人们趋向于采用近似圆形磁链的方案。

直接转矩控制技术经过近二十年的发展,各方面性能都在不断提高,并已 经进入实用阶段,国外目前已成功应用于大功率高速电力机车、地铁和城市有 轨电车的主传动系统中,国内株洲电力机车研究所处于领先地位,已开发出多 种基于直接转矩控制技术的交流传动系统,成功应用于干线电力机车及其它交 流传动车辆的牵引传动。

当前,直接转矩控制技术的研究主要集中在以下几个方面:

(1) 低速范围性能的改善

传统直接转矩控制中,定子磁链的计算一般采用u-i模型。在高速范围, 定子电阻压降的影响可以忽略,但在低速范围,由于定子电阻压降的影响不能 忽略,且定子电阻随温度变化,定子磁链发生比较严重的畸变,从而严重影响 系统的性能。因此,如何准确的检测定子电阻的变化一直是改善系统低速性能 的首要问题,目前已有不少关于在线辨识定子电阻的文献。还有人利用定子电 压的三次谐波分量来计算定子磁链,这样就能摆脱定子电阻变化的影响。

另外,低速范围的转矩脉动、死区效应和开关频率的问题也非常突出。当 控制系统全数字化时,采样周期是固定的,在一个采样周期内,转矩的增加量 和减少量是不同的,于是产生低频的锯齿波分量,它在低速时频率低,幅值 大,影响系统的低速性能。

(2) 磁链调节和转矩调节的细化

直接转矩控制根据磁链调节器和转矩调节器的输出选取电压空间矢量,不同的电压矢量对磁链和转矩都有不同的作用,传统的直接转矩控制一般对磁链和转矩采取单滞环控制,即只有一个容差。磁链和转矩的偏差区分得越细,所选择得电压矢量就越精确,控制性能就越能得到改善。国内有学者提出双滞环理论,即每个滞环都有两个容差,磁链和转矩得偏差被细化,这样能改善直接转矩控制系统的动静态特性。

(3) 无速度传感器技术的研究

在现代交流传动系统中,为了达到高精度的速度闭环控制,速度传感器的 安装是必不可缺的。但是速度传感器的安装不仅增加了系统的成本,降低了系 统的稳定性和可靠性,而且在有些恶劣应用场合,传感器的安装和维护都非常 不便,因此无速度传感器技术的研究成为当今各国学者研究的热门方向。无速 度传感器技术是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 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 尘和高温高湿等恶劣环境影响的优点。

(4) 智能控制和直接转矩控制的结合

近几年来,许多学者将智能控制和直接转矩控制相结合,提出了许多基于 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,使直接 转矩控制的性能有了进一步的提高。

模糊控制善于处理存在不精确性和不确定性信息的控制问题,适用于常规 控制难以解决的非线性和时变系统。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。目前关于智能控制在直接转矩控制中的应用研究主 要集中在电机的参数辨识以及开关状态选择的优化等方面。

1.3 无速度传感器技术的研究现状

国外早在 20 世纪 70 年代就开始了无速度传感器技术的研究工作。1975 年,A.Abbondanti 等人推导出基于稳态方程的转差率估计方法,在无速度传感 器领域作出了首次尝试,调速比可达 10:1,但由于其出发点是稳态方程,故调 速范围比较小,动态特性和调速精度难以保证。其后,虽有不少学者在此基础 上作了改进研究,但终因无法脱离稳态方程这一基础,性能总不理想,这种方 法现在已经基本不用了。再之后,M.Ishida 等学者利用转子齿谐波法来检测转 速,限于当时检测技术和控制芯片的实时处理能力,仅在转速大于 300r/min转 速范围内取得了令人满意的效果,但这种思想令人耳目一新。1983年, R.joetten 首次将无速度传感器应用于矢量控制,这使得交流传动技术又上了一 个新台阶。在其后的十几年中,国内外众多学者在这方面进行了大量的研究工 作,提出了多种速度辨识方法,主要有如下几种:

(1) 动态速度估计器^{[36][37][38]}

此方法基于电机的动态派克方程,针对不同的控制策略得出不同的速度估 计表达式。主要有基于转子磁链的估计方法、基于反电势的估计方法、基于定 子磁链的估计方法和直接计算法。这些方法的特点是算法较简单,理论上无延 时,可较好的工作于动静态过程,但它们都存在对电机参数依赖性强,抗干扰 能力差的缺点。

(2) 模型参考自适应法(MRAS)^{[39][40]}

该方法的主要思想是将不含未知参数的方程作为参考模型,而将含有待估计参数的方程作为可调模型,利用两个模型的的输出量的误差构成合适的自适应律来实时调节可调模型的参数,以达到控制对象的输出跟踪参考模型的目的。MRAS应用到转速估计方面较有影响的工作是 Schauder^[40]提出的方法,将不含真实转速的磁链方程(电压方程)作为参考模型,含有待辨识转速的磁链方程(电流模型)作为可调模型,以转子磁链作为比较输出量,采用比例积分自适应律进行速度估计,状态和速度的渐进收敛性由 Popov 的超稳定性理论来保证。该方法由于在参考模型中采用了纯积分器,使得在低速时的转速误差较为明显。

(3) 基于自适应全阶状态观测器的 MRAS 方法^{[41]~[52]}

从控制理论的观点出发,未知的电机状态量如定子磁链或转子磁链,都可 以用一个状态观测器获得,该方法也可以归入 MRAS 一类,将电机作为参考模 型,所采用的观测器作为可调模型,把转速作为参数来辨识使得观测器呈线 性。日本学者 Kubota^{[41][42][43]}在转子磁场定向矢量控制中,利用 Luenberger 观测 器实现了对转子磁链的观测,并根据定子电流的偏差和转子磁链的观测值自适 应辨识出转子转速和定子电阻。该方法的优点在于磁链的观测和速度及参数的 辨识是紧密结合在一起的。

(4) 扩展卡尔曼滤波法[51][52][53]

卡尔曼滤波器是由 R.E.Kalman 在 20 世纪 60 年代初提出的一种最小方差意 义上的最优预测估计的方法。它的突出特点是可以有效地削弱随机干扰和测量 噪声的影响。扩展卡尔曼滤波算法则是线性卡尔曼滤波器在非线性系统中的推 广应用。G.Henneberger^[52]和 Y.R.Kim^[51]分别将卡尔曼滤波器及扩展卡尔曼滤波 器应用于速度辨识中,获得了成功,但是由于算法复杂,离实际应用还有一段 距离。

(5) 基于人工神经网络的方法[54][55][56][57][58]

随着智能控制理论的发展,基于人工神经网络的方法也被利用进行速度辨 识。利用神经网络进行辨识,一般都先规定网络结构,再通过学习系统的输入 和输出,使满足性能指标要求,进而归纳出隐含在系统输入输出中的关系。利

用神经网络辨识的方法有多种,最常用的是前馈多层模型法,文献 55 应用多层 前馈神经网络对电机转速、磁链、转矩等参数进行了辨识,文献 56 利用基于反 向通道技术的两层神经网络技术估算异步电机的转速,将神经网络模型的输出 与电机的实际值进行对比,并利用两者之间的偏差反向调节神经网络的权,最 终使转速估计值跟踪转速的真实值。但是,基于人工神经网络的方法在理论研 究上还不太成熟,其硬件实现有一定难度,使得这一方法的应用还需要较长的 时间。

1.4 论文的主要内容

论文首先从异步电机的数学模型出发,阐述了逆变器的数学模型和电压空 间矢量等直接转矩控制的基本理论,建立了异步电机三种定子磁链模型。

第三章着重分析了直接转矩控制的三种不同磁链轨迹的控制方案,对不同 的应用场合及不同的转速范围应用不同的控制方案,第三章还介绍了直接转矩 控制在交流传动电力机车中的应用,并根据电力机车的牵引特性在不同的区域 采取不同的控制方案。

第四章是对无速度传感器技术的研究,从模型参考自适应的理论出发,建 立了三种速度辨识方案的数学模型,并完成了其稳定性的证明。

第五章对直接转矩控制系统进行了深入的仿真研究。通过 Matlab/Simulink 软件建立了直接转矩控制系统的仿真模型,对三种磁链轨迹控制方案进行了详 尽的仿真分析。最后,建立了第四章中三种速度辨识方案的仿真模型,并将它 们应用到直接转矩控制系统中进行了仿真研究,实现了对速度的辨识。

第2章 直接转矩控制的基本理论

直接转矩控制由德国鲁尔大学的 Depenbrock 教授在 1985 年首次提出,然 后在 1987 年把它推广到弱磁调速范围。它是继矢量控制之后发展起来的一种高 性能的交流变频调速技术,它用空间矢量的分析方法,通过检测到的定子电压 和电流,直接在定子坐标系下计算电机的磁链和转矩,并通过滞环比较,实现 磁链和转矩的直接控制。它省掉了电机坐标的旋转变换,使电机数学模型的计 算得到简化,且不需要单独的 PWM 调制器。它的控制结构简单,控制手段直 接,转矩响应迅速,是一种具有高静动态性能的交流调速方法。

2.1 异步电机的数学模型

异步电机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。按惯例 在建立其数学模型时做如下假定。

(1)电机定、转子三相绕组完全对称,所产生的磁势在气隙空间中正弦分布。

(2)忽略铁芯涡流、饱和及磁滞损耗的影响,各绕组的自感和互感都是线性的。

(3) 暂不考虑频率和温度变化对电机参数的影响。

异步电机的数学模型一般包括电压方程、磁链方程、电磁转矩方程和机电运动方程。

在对异步电机进行分析和控制时,均需对三相进行分析和控制,若引入 Park 矢量变换,会带来很多方便。Park 矢量将三个标量(三维)变换为一个矢 量(二维)。如图 2-1 所示,选三相定子坐标系中的 a 轴与 Park 矢量复平面的 实轴α轴重合可得α、β坐标系。



图 2-1 a、b、c 坐标系与 α 、 β 坐标系的关系

三相静止坐标系(a、b、c)到两相静止坐标系(α、β)的 3/2 变换矩阵为:

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$
(2-1)

可得到异步电机在两相静止坐标系(α、β)中的电压方程:

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ U_{r\alpha} \\ U_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$
(2-2)

式中:

R_s、R_r--分别为定子电阻和转子电阻;

 L_s 、 L_r 、 L_m — 一分别为定子自感、转子自感和定转子互感;

 ω_r ——电机转子角速度(电角速度);

 $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ - 一分别为定子电压的 α 、 β 分量;

 $U_{r\alpha}$ 、 $U_{r\beta}$ - 一分别为转子电压的 α 、 β 分量,在鼠笼机中 $U_{r\alpha} = U_{r\beta} = 0$; $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ - 一分别为定子电流的 α 、 β 分量;

 $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ - 一分别为转子电流的 α 、 β 分量;

 $p - - 微分算子, p = \frac{d}{dt}$ 。

电机的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$
(2-3)

式中:

$$\psi_{s\alpha}$$
、 $\psi_{s\beta}$ = 一分别为定子磁链的 α 、 β 分量;

$$\psi_{r\alpha}$$
、 $\psi_{r\beta}$ — 一分别为转子磁链的 α 、 β 分量。

电机的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n L_m \left(i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} i_{r\beta} \right)$$
(2-4)

或利用式(2-3)改写成:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \left(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha} \right)$$
(2-5)

式中:

 T_e —— 电机的电磁转矩;

$$P_n - - 电机的极对数。$$

电机的机电运动方程为:

$$T_e - T_L = \frac{J}{P_n} \frac{d\omega_r}{dt}$$
(2-6)

式中:

J--电机及拖动系统的转动惯量。

式(2-2)~(2-6)即构成了异步电机在α、β坐标系下完整的动态数学模型。 为了便于综合分析,上述电机方程有时采用矢量方程的形式。以α轴为实轴, β轴为虚轴,可以得到矢量形式的异步电动机数学模型。

$$\vec{U}_{s} = R_{s}\vec{I}_{s} + \frac{d}{dt}\vec{\psi}_{s}$$

$$\vec{U}_{r} = R_{r}\vec{I}_{r} + \frac{d}{dt}\vec{\psi}_{r} - j\omega\vec{\psi}_{r}$$
(2-7)

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{I}_s + L_r \vec{I}_r$$
(2-8)

$$T_e = \frac{3}{2} P_n L_m \left(\vec{I}_r \times \vec{I}_s \right) = \frac{3}{2} P_n \left(\vec{\psi}_s \times \vec{I}_s \right)$$
(2-9)

$$T_e - T_L = \frac{J}{P_n} \frac{d\omega_r}{dt}$$
(2-10)

2.2 逆变器数学模型和电压空间矢量

直接转矩控制系统采用三相两点式电压型逆变器向交流异步电动机供电, 逆变器每个桥臂有两个开关元件,如图 2-2 所示:



图 2-2 逆变器-电动机模型

两点式逆变器各开关元件的通断可以组成 8 个开关状态,见表 2-1。Sa=1 时,表示逆变器的 a 桥臂的上开关闭合,下开关断开; Sa=0 时,情况相反,另 外两个桥臂与此同。如图以定子绕组轴线为空间坐标系,建立静止三相坐标系 a、b、c,同时建立正交两相坐标系α、β,这样 8 个开关状态对应 8 个电压空 间矢量 U0~U7,其中 U0 和 U7 为零电压空间矢量。电压空间矢量如图 2-3 所 示。

表 2-1 逆变器的 8 种开关组合状态

状态	0	1	2	3	4	5	6	7
Sa	0	0	0	1	1	1	0	1
Sb	0	1	0	0	0	1	1	1
Sc	0	1	1	1	0	0	0	1



图 2-3 电压空间矢量

根据逆变器的开关状态,其输出的三相相电压由下式得到:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$
(2-11)

若用 \bar{u}_s 代表定子三相电压的合成作用在定子坐标系中的位置,则称 \bar{u}_s 为定 子电压的空间矢量。设 u_a 与 α 轴重合,则其 Park 变换式为:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}})$$
(2-12)

并用 *ū*₀, *ū*₁, *ū*₂…*ū*₇表示八种开关组合状态下的电压矢量。

例如 $S_{abc} = 011$ 时,由式(2-11)得: $u_a = -\frac{2U_d}{3}$, $u_b = u_c = \frac{U_d}{3}$ 。

根据式(2-12)可知:

$$\begin{split} \vec{u}_1 &= \frac{2}{3} \left(-\frac{2U_d}{3} + \frac{U_d}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{U_d}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} \left[\left(-\frac{2U_d}{3} \right) + \frac{U_d}{3} \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \frac{U_d}{3} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \\ &= \frac{2}{3} \left[\left(-\frac{2}{3}U_d \right) + \left(-\frac{U_d}{3} \right) \right] = -\frac{2}{3}U_d = \frac{2}{3}U_d e^{j\pi} \end{split}$$

上式说明,开关组合(011)状态下电压矢量 \bar{u}_1 的幅值等于 $2U_d/3$,与 α 轴 夹角为180°,用相同的方法可以导出其他矢量的幅值和位置,如图 2-3 所示。 六个电压矢量分别为: $\bar{u}_1(011), \bar{u}_2(001), \bar{u}_3(101), \bar{u}_4(100), \bar{u}_5(110), \bar{u}_6(010),$ 称之 为有效电压矢量,其幅值均为2E/3,它们在坐标系中的位置相差 60° 。开关组 合(000)和(111)状态下电动机电压均等于0,所以称之为零电压矢量,用 \bar{u}_0 代表组合(000),用 \bar{u}_7 代表组合(111)。

2.3 电压空间矢量对定子磁链和电动机转矩的影响

2.3.1 电压空间矢量对定子磁链的影响

对电压型逆变器一电动机系统,逆变器的输出电压 $\bar{u}_s(t)$ 直接加到异步电机的定子上,则定子电压也为 $\bar{u}_s(t)$ 。定子磁链 $\psi_s(t)$ 与定子电压 $\bar{u}_s(t)$ 的关系为:

$$\vec{\psi}_s(t) = \int \left(\vec{u}_s(t) - \vec{i}_s(t) R_s \right) dt \tag{2-13}$$

若忽略定子电阻压降的影响,则:

$$\vec{\psi}_s(t) = \int \vec{u}_s(t) dt \tag{2-14}$$

上式表示定子磁链空间矢量与定子电压空间矢量之间为积分关系,它们之间的关系见图 2-4。



图 2-4 电压空间矢量和磁链空间矢量的关系

图中 S1~S6 为正六边形的六条边,当磁链空间矢量 $\bar{\psi}_s(t)$ 在如图所示的位置时,如果逆变器加到定子上的电压空间矢量为 \bar{u}_1 ,则根据式(2-14),定子磁链空间矢量的顶点将沿 S1 边的轨迹,朝着 \bar{u}_1 所作用的方向运动。当 $\bar{\psi}_s(t)$ 沿着边S1 运动到 S1 与 S2 的交点时,如果给出电压空间矢量 \bar{u}_2 ,则定子磁链空间矢量的顶点会沿 S2 运动,直到运动到 S2 和 S3 的交点时再给出 \bar{u}_3 ,依次类推, $\bar{\psi}_s(t)$ 的顶点依次沿着 S3、S4、S5、S6 的六边形轨迹运动。直接利用逆变器的六种工作开关状态,简单的得到六边形的磁链轨迹以控制电动机,这种方法是DSR 控制的基本思想。

2.3.2 电压空间矢量对电动机转矩的影响

异步电动机转矩的大小与定子磁链幅值,转子磁链幅值和它们的夹角磁通 角有关。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 芯,而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。

在直接转矩控制中,就是通过空间电压矢量 *ū_s*(*t*)来控制定子磁链的旋转速度,以改变定子磁链的平均旋转速度大小,从而改变磁通角的大小,以达到控制电动机转矩的目的。

若要增大电磁转矩,就加载有效电压空间矢量,使定子磁链的旋转速度大 于转子磁链的旋转速度,磁通角加大,从而使转矩增大。若要减小电磁转矩, 则加载零电压矢量,使定子磁链静止不动,磁通角减小,从而使转矩减小。

通过转矩两点式调节来控制电压空间矢量的工作状态和零状态的交替出 现,就能控制定子磁链的空间矢量的平均角速度的大小。通过这样的瞬态调节 就能获得高动态性能的转矩特性。

2.4 异步电机的磁链模型

定子磁链的估算是异步电机直接转矩控制系统非常重要的部分,其准确性 对系统的性能起着关键性的作用。本节详细讨论了异步电机的磁链模型,提出 三种模型: u-i模型, i-n模型和 u-n模型。

2.4.1 u-i 模型

由前面异步电机的矢量方程容易得到异步电机的 u-i 模型如图 2-5 所示:

 $\overline{\psi}_{s}(t) = \int \left(\overline{u}_{s}(t) - \overline{i}_{s}(t)R_{s}\right) dt$

(2-15)



图 2-5 u-i 模型结构框图

此模型结构简单,在计算过程中唯一需要的电动机参数是易于确定的定子 电阻,且定子电压 $\bar{u}_s(t)$ 和定子电流 $\bar{i}_s(t)$ 同样也是易于确定的物理量。但是u-i 模型仅在被积分的差值 $\bar{u}_s(t) - \bar{i}_s(t) R_s$ 的值较大时,才能提供正确的结果。随着 转速的降低, $\bar{i}_s(t) R_s$ 项带来的误差将增大,且当定子频率接近零时,用这种方 法来确定定子磁链是不可能的,因为用作积分的定子电压和定子电阻压降之间 的差值消失了,以致在稳定情况下只有误差被积分。

此模型的特点是低速下不精确,但在额定转速 30%以上范围时,该方法结构简单、精度高,优于其他方法。

2.4.2 i-n 模型

在 30% 额定转速以上范围内,采用 u-i 模型法,在 30% 额定转速以下范围内,磁链只能根据转速来计算。由定子电流和转速来确定定子磁链的方法称为 i-n 模型法,定子磁链由下列两式来确定:

$$\vec{\psi}_s = \frac{1}{1 + \frac{L_\sigma}{L}} \left(\vec{i}_s L_\sigma + \vec{\psi}_r \right) \tag{2-16}$$

$$\dot{\vec{\psi}}_r = \frac{R_r}{L_\sigma} \left(\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r \right) + j\omega\vec{\psi}_r \tag{2-17}$$

投影至 α 、 β 平面上可得:

$$\begin{split} \psi_{s\alpha} &= \frac{1}{1 + \frac{L_{\sigma}}{L}} (i_{s\alpha} L_{\sigma} + \psi_{r\alpha}) \\ \psi_{r\alpha} &= \frac{R_{r}}{L_{\sigma}} (\psi_{s\alpha} - \psi_{r\alpha}) - \omega \psi_{r\beta} \\ \psi_{s\beta} &= \frac{1}{1 + \frac{L_{\sigma}}{L}} (i_{s\beta} L_{\sigma} + \psi_{r\beta}) \\ \psi_{r\beta} &= \frac{R_{r}}{L_{\sigma}} (\psi_{s\beta} - \psi_{r\beta}) - \omega \psi_{r\alpha} \end{split}$$
(2-18)

根据这两个方程组,可以得到如图 2-6 所示的定子磁链 i-n 模型。



图 2-6 i-n 模型结构框图

与 u-i 模型相比, i-n 模型中不出现定子电阻 Rs,即不受定子电阻 Rs 变化的影响,但是 i-n 模型受电机参数 *L_s*、*L_r*、*L_m*、*R_r*变化的影响,并且要求*ω*精确测量,*ω*的测量误差对 i-n 模型的结果影响很大。

对于 u-i 模型和 i-n 模型的应用必须采取合理的安排,应该对于不同的转速 范围采取不同的磁链模型。一般来说,高于 30%额定转速时采用 u-i 模型,低 于 30%额定转速时采用 i-n 模型,但是如何快速平滑的切换 u-i 模型和 i-n 模型 带来了新的问题,下面介绍一个在全速范围内都实用的 u-n 模型。

2.4.3 u-n 模型

u-n 模型由定子电压和转速来获得定子磁链。它综合了 u-i 模型和 i-n 模型的特点,在全速范围内适用。由下列方程描述:

转子方程:
$$\dot{\psi}_r = \frac{R_r}{L_\sigma} (\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_r) + j\omega\bar{\psi}_r$$
 (2-20)

定子方程: $\dot{\psi}_s = \vec{U}_s - \vec{i}_s R_s$ (2-21)

磁链方程: $\bar{\psi}_s = L\bar{i}_s$ (2-22)

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_s - L_\sigma \vec{i}_r \tag{2-23}$$

根据这四个方程可以作出 u-n 模型的结构图如图 2-7 所示。



图 2-7 u-n 模型结构框图

电机的 u-n 模型综合了 u-i 模型和 i-n 模型的优点,又很自然的解决了切换问题,但结构相对复杂。高速时,u-n 模型实际工作在 u-i 模型下,低速时,u-n 模型实际工作在 i-n 模型下。图 2-7 中的虚框内的单元是电流调节器 PI,它的作用是强迫电动机模型电流和实际的电动机电流相等,此电流调节器大大的提高了 u-n 模型的精度。

2.5 小结

本章从异步电机的数学模型出发,阐述了逆变器的数学模型、电压空间矢 量的概念及其对定子磁链和电动机转矩的影响和异步电机的三种磁链模型等基 本理论,这些理论是研究直接转矩控制的前提。

第3章 直接转矩控制系统结构

在直接转矩控制系统中,磁链轨迹一般有两种,即德国 Depenbrock 的六边 形磁链方案和日本 Takahashi 的近似圆形磁链方案。六边形磁链控制系统的磁链 轨迹按正六边形运动,转矩脉动和噪声较大,其在每 1/6 周期中仅使用一种开 关工作状态,故开关次数较少,开关损耗小,常用于某些大功率领域。近似圆 形磁链控制系统磁链轨迹基本上按圆形轨迹运动,逆变器开关周期是随机变化 的,而电机的损耗,转矩脉动和噪声小,但其开关次数较多,开关损耗比六边 形磁链方案略大,一般用在中小功率的高性能场合。

同时,在直接转矩控制系统中,按照不同的转速范围,划分工作区域,确 定相应的调速方案也是非常必要的。在高速范围,采用六边形磁链方案就可实 现高性能的转矩控制;在低速范围,定子电阻上的压降的影响不能忽略,磁链 轨迹发生畸变,并且低频时零电压矢量增多,严重影响低速性能,可采用近似 圆形磁链方案;在弱磁范围,需采用功率调节器控制磁链给定值的大小,实现 转矩的动态调节。

3.1 六边形磁链方案

由德国 Depenbrock 提出的直接自控制(DSR)的基本结构原理框图如图 3-1 所示。



图 3-1 DSR 的基本结构原理框图

从图中可以看出,控制系统主要由坐标变换、磁链控制、转矩控制等部分组成。定子三相电压与电流经 3/2 坐标变换(式 2-1)后得到其在两相静止坐标系中的分量 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$ 、磁链观测部分完成定子磁链的计算,得到定子磁链的 α 、 β 分量,再将其变换到 β 三相坐标系中,具体变换关系为:

$$\psi_{\beta a} = \psi_{s\beta}$$

$$\psi_{\beta b} = -\frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{s\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{s\beta}$$

$$\psi_{\beta c} = \frac{\sqrt{3}}{2}\psi_{s\alpha} - \frac{1}{2}\psi_{s\beta}$$
(3-1)

三个分量 $\psi_{\beta a}$ 、 $\psi_{\beta b}$ 、 $\psi_{\beta c}$ 分别与磁链给定值 ψ_{sg} 进行比较得到三个磁链开关 信号 $s\psi_a$ 、 $s\psi_b$ 、 $s\psi_c$,经换相逻辑之后再与转矩调节器的输出信号一起决定电 压开关信号,从而决定逆变器的开关状态。下面重点分析磁链控制和转矩控制 的原理。

3.1.1 磁链自控制

定子磁链控制采用闭环控制,由磁链观测器、2/3 变换、磁链调节器和换相 逻辑等组成。

定子磁链可采用第二章中介绍的 u-i 模型、i-n 模型或 u-n 模型来计算。

磁链调节器采用两位控制方式,三个磁链调节器均为滞环调节器,其输入输出特性如图 3-2 所示。以 a 相磁链为例,当

 $\psi_{sa} \ge +\psi_{sg} \boxplus, s\psi_a = 1$

 $-\psi_{sg} < \psi_{sa} < +\psi_{sg}$ 时, $s\psi_a$ 不变

 $\psi_{sa} \leq -\psi_{sg}$ 时, $s\psi_a = 0$



图 3-2 磁链调节器

其它两个磁链开关信号 $s\psi_b$ 、 $s\psi_c$ 可同样得到。一般在磁链控制单元中采用施密特触发器,其容差为 $\pm\psi_{se}$,即六边形磁链的给定值。

换相逻辑根据磁链与电压空间矢量的对应关系,将三个磁链调节器的输出 $s\psi_a$ 、 $s\psi_b$ 、 $s\psi_c$ 变为逆变器的开关信号 s_a 、 s_b 、 s_c ,正转时的对应关系为:

 $s_a = s \psi_b$, $s_b = s \psi_c$, $s_c = s \psi_a$.

3.1.2 转矩自控制

转矩控制也采用闭环控制,由转矩观测器和转矩调节器组成。 转矩观测器一般采用式 2-5 来计算电磁转矩。

转矩调节器也用滞环比较器即施密特触发器来实现,如图 3-3 所示。



图 3-3 转矩调节器

转矩调节器的输入是转矩给定 T_e 与观测的实际转矩 T_e 之差 ΔT_e ,即

$$\Delta T_e = T_g - T_e$$

其中 T_s 可以单独给定,一般为速度调节器的输出。转矩调节器的输出为 s_0 ,容差为± ε ,输入输出关系为:

当 $\Delta T_e \ge +\varepsilon$ 时, $s_0 = 0$ - $\varepsilon < \Delta T_e < +\varepsilon$ 时, s_0 不变

 $\Delta T_e \leq -\varepsilon \, \mathbb{H}, \ s_0 = 1$

*s*₀用来控制零电压矢量的插入,当*s*₀=0时,加入零电压矢量,使定子磁链停止不动,磁通角减小,从而使转矩减小;当*s*₀=1时,控制开关接通磁链自控制单元,加入有效电压矢量,使磁通角增大,从而使转矩增大。图 3-4 是转矩随时间的变化过程。



图 3-4 转矩变化曲线

以上的这种转矩控制过程称为转矩直接自调节过程。通过转矩直接自调节 作用,电压矢量的非零状态和零状态交替接通,控制定子磁链的走走停停,从 而使转矩误差保持在±*ε*之内,如此既控制了转矩,又形成了 PWM 信号的调制 过程。

理论上讲*ε*取得越小,则转矩控制越精确。但*ε*的大小又受功率器件的开 关频率的限制。一般来说,器件的开关频率越低,相应选取的*ε*就越大。

综合以上分析,六边形磁链方案的优点是逆变器开关频率小,控制简单, 但由于六边形磁链轨迹容易导致电流谐波大,转矩脉动大,噪声大,所以这种 方案一般只在大功率高速时采用。

3.2 近似圆形磁链方案



近似圆形磁链轨迹的直接转矩控制系统的基本结构原理如图 3-5 所示:

图 3-5 近似圆形磁链控制系统结构框图

图 3-5 中,同样有磁链调节和转矩调节,它们和六边形磁链方案一样,也 是两个滞环比较,输出分别为 F_{ν} 和 F_{τ} ,另外增加了磁链区间判断,输出磁链的 位置信号 SN。根据这三个信号,就可以在事先确定好的电压矢量开关表中查得 相应的电压矢量,从而得到逆变器的开关信号去控制逆变器按希望的规律动 作。

近似圆形磁链方案的磁链调节器和六边形磁链方案一样,都采用两位的 bang-bang 控制,其结构如图 3-6 所示:



图 3-6 磁链调节器

该磁链调节器输入为 $\Delta \psi_s$, $\Delta \psi_s$ 为磁链给定与观测得到定子磁链幅值之差,由下式确定:

$$\Delta \psi_s = \psi_{sg} - \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}$$

输出为 F_{w} , 容差为± ε_{w}

当 $\Delta \psi_s \ge + \varepsilon_{\psi}$ 时, $F_{\psi} = 1$, 此时应加电压矢量使磁链幅值增大;

 $-\mathcal{E}_{\psi} < \Delta \psi_{s} < +\mathcal{E}_{\psi}$ 时, F_{ψ} 不变

 $\Delta \psi_s \leq -\varepsilon_w$ 时, $F_w = 0$, 此时应加电压矢量使磁链幅值减小。

为了控制方便,必须将*α*-*β*平面分成 6 个扇区,确定定子磁链所在的区间,扇区的划分如图 3-7 所示:



图 3-7 定子磁链区间划分示意图

要形成圆形磁链轨迹,必须根据定子磁链所处的位置采用相应的电压矢 量。

转矩调节器本文采用和六边形磁链方案相同的两点式调节器,日本的 Takahashi 是采用的三点式调节器。因为本文主要针对大功率系统,两点式调节 器的开关频率较低,且通过仿真分析,两点式调节器的转矩脉动比三点式调节 器要小。当需要增大转矩时,加上相应的电压矢量,当需要减小转矩时,则加 零电压矢量。如图 3-8 所示:



图 3-8 转矩调节器

该转矩调节器的输入是转矩给定 T_e 与观测的实际转矩 T_e 之差 ΔT_e ,即

$$\Delta T_e = T_g - T_e$$

其中 T_{g} 可以单独给定,一般为速度调节器的输出。转矩调节器的输出为 F_{T} ,容差为± ε_{T} ,输入输出关系为:

当 $\Delta T_e \geq +\varepsilon_T$ 时, $F_T = 0$

 $-\varepsilon_T < \Delta T_e < +\varepsilon_T$ 时, F_T 不变

 $\Delta T_e \leq -\varepsilon_T$ 时, $F_T = 1$

综合以上的磁链调节器输出信号 F_{ψ} ,磁链位置信号 SN 以及转矩调节器输出信号 F_{T} ,可以选取合适的电压矢量 \bar{u}_{s} ,从而对电机的转速进行调节。本文选取的一种新的电压矢量开关表如表 3-1 所示。

F_{ψ}	F_T	S 1	S 2	S 3	S 4	S 5	S 6
0	0	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6	\vec{u}_1
0	1	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7
1	0	\vec{u}_1	\vec{u}_2	\vec{u}_3	\vec{u}_4	\vec{u}_5	\vec{u}_6
1	1	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0	\vec{u}_7	\vec{u}_0

表 3-1 电压矢量开关表

假设定子磁链在 S1 区间, 且电机正转:

当 F_{ψ} =0, F_{T} =0时,表示需要减小磁链,增大转矩,则应选择电压矢量 \vec{u}_{2} ,当 F_{ψ} =1, F_{T} =0时,表示需要增大磁链,增大转矩,则应选择电压矢量 \vec{u}_{1} 。零矢量的插入取决于转矩调节器的输出,当 F_{T} =1时,表示需要减小电磁 转矩,则接通零电压矢量,使定子磁链停止旋转,磁通角减小,从而减小电磁 转矩。表中零电压矢量的选择与切换前的定子电压矢量有关,为了减小逆变器 的开关次数,应选择与切换前定子电压状态只有一个开关量不同的零电压矢量。如在 S1 区间,当 F_{ψ} =0, F_{τ} =0时,在电压矢量 \bar{u}_2 (001)的作用下, F_{τ} 变为 1,需要加入零矢量,此时应选择 \bar{u}_0 (000),而不能选择 \bar{u}_7 (111),其它区间的情况与此类似。

如果将磁链调节器和转矩调节器细化,则可得到更复杂的电压矢量开关 表,那样会使磁链的控制和转矩的控制更加精确,但开关频率将加大,且系统 变得复杂。

近似圆形磁链方案的开关频率较六边形磁链方案高,一般用在中小功率的 场合,在低速范围,由于六边形磁链轨迹发生畸变且低频时零矢量显著增多, 一般采用近似圆形磁链方案,且在同样的磁通最大值下,圆形轨迹的磁通基波 大约比六边形轨迹的大10%,从而使启动转矩加大。

3.3 十八边形磁链方案

由于大功率传动系统开关器件的开关频率较低,因此,在高速域通过多次 开关切换建立近似圆形磁链难以实现。此外,在开关频率限制的条件下,如果 磁链调节占用了太多的开关次数,则会减少用于转矩调节的开关次数,从而使 转矩的跟踪性能下降,丧失了直接转矩控制的优越性。因此,在大功率系统 中,高速域一般采用六边形磁链轨迹,只在低速域采用近似圆形磁链轨迹。但 是六边形磁链轨迹对应的定子电流含有丰富的5次和7次谐波分量,实践证 明,它们对电网和系统的干扰最为严重,必须设法削弱其影响。

为削弱 5 次和 7 次谐波分量的影响,对六边形磁链轨迹进行改进,得到十 八边形磁链轨迹,其示意图如图 3-9 所示。



图 3-9 十八边形磁链轨迹示意图

六边形磁链轨迹磁链调节器的判断依据是 ψ_{ss} ,而十八边形磁链轨迹的判断依据和 ψ_{ss} 和 K* ψ_{ss} ,下面简要说明它的工作原理。

当定子磁链矢量的端点位于区间 S1 时,在电压矢量 \bar{u}_1 的作用下,沿六边形 轨迹运动,当 $\psi_{\beta c} \leq -K * \psi_{sg}$ 时,切换到电压矢量 \bar{u}_2 ,在 \bar{u}_2 的作用下,定子磁链 矢量的端点不再沿六边形轨迹运动,而是向内折角,按新的轨迹运动,接着当 $\psi_{\beta a} \leq K * \psi_{sg}$ 时,又切换到电压矢量 \bar{u}_1 ,定子磁链矢量的端点在 \bar{u}_1 的作用下运 动,当 $\psi_{\beta c} \leq -\psi_{sg}$ 时,在切换到电压矢量 \bar{u}_2 ,此时定子磁链矢量的端点沿六边 形轨迹运动,如此循环往复,根据不同的判断依据切换电压矢量,则形成了内 陷的十八边形磁链轨迹。通过调节 K 值,就可以削弱 5 次和 7 次谐波分量。

十八边形磁链轨迹方案较六边形磁链轨迹方案而言,其开关频率增大不 多,且能有效的削弱定子电流中的高次谐波分量,此方案在高速域应有着非常 好的应用前景。

3.4 直接转矩控制在交流传动电力机车中的应用

在电力牵引的应用中,交流传动系统应具备如下基本特征:系统功率大, 以提高机车的牵引能力;动态响应快,对运行中突变事件及时反应,提高机车 稳定性,有效发挥牵引力;调速范围宽,牵引特性包括恒力矩区和恒功率区, 不仅在恒磁通区发挥很大的转矩,而且在恒功区能长期稳定的运行。

根据上述特点,采用直接转矩控制的交流传动电力机车在全速度范围内采 用不同的控制策略。在启动及低速范围,采用圆形磁链定向的方式,实现转矩 的间接控制;在恒磁通区域的高速范围,采用六边形磁链定向的直接转矩控 制;在弱磁范围,还是采用六边形磁链定向,不过是进行恒功率调节,而不是 恒转矩调节。下面分别加以介绍。

3.4.1 低速范围

低速范围是指 30%额定转速以下的转速范围,此时如果只通过转矩的 bang-bang 调节来变换有效电压矢量和零电压矢量,得到所希望的平均电压,那 么小的电压时间面积只能通过几乎是同时开关逆变器的三个相来实现,由于变 流器开关器件最小导通时间的限制,显然是不可能实现的。而且低速时由于定 子电阻压降的影响,定子磁链轨迹发生畸变。所以在低速时,采用圆形磁链轨 迹定向的方式,实现转矩的间接调节。其基本结构框图如图 3-10 所示。



图 3-10 低速范围间接转矩控制结构框图

这种方法改进了常规控制方法的结构,它根据当前的转矩给定值、磁通给 定值以及计算出来的磁链及转矩来估算下一个 PWM 周期中定子的磁通所要求 的幅值的角度变化,从而推算出定子电压矢量 *ū*_s,再通过空间矢量脉宽调制得 到逆变器的控制信号,使定子磁链沿圆形轨迹运动且保证转矩等于给定值。具 体计算过程如下:

$$\begin{cases} \vec{u}_{s} = R_{s}\vec{i}_{s} + \Delta\vec{\psi}_{s}/T_{p} \\ \Delta\vec{\psi}_{s} = \left[\left(1 + K_{\psi}\right)e^{j\Delta X} - 1 \right]\vec{\psi}_{s} \\ \Delta X = \Delta X_{d} + \Delta X_{o} \\ \Delta X_{o} = \omega_{l}T_{p} \\ \omega_{l} = \omega_{s} + \omega \end{cases}$$

$$(3-2)$$

式中, K_{ψ} 由定子磁链的幅值和给定值通过 PI 调节器得到, ΔX 为一个脉冲 周期 T_p 内定子磁链的角度变化,它由动态分量 ΔX_d 和稳态分量 ΔX_o 组成,动态 分量由 PI 调节器得到,稳态分量由预控制单元算出。

图中电压信号经过 3/2 坐标变换得到 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$, 但实际应用中由于测量交流电压 u_a 、 u_b 、 u_c 比较困难, 一般由逆变器的开关状态 s_a 、 s_b 、 s_c 和直流电压 U_d 的大小来得到 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$, 具体由下式确定:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = (\frac{2}{3}s_a - \frac{1}{3}s_b - \frac{1}{3}s_c)U_d \\ u_{s\beta} = -\frac{1}{\sqrt{3}}(s_b - s_c)U_d \end{cases}$$
(3-3)

3.4.2 高速范围

高速范围是指 30%到 100%额定转速之间的转速范围,这个范围内的调节 方案和 Depenbrock 的六边形磁链方案的基本组成相一致,其基本结构框图如图 3-11 所示。

磁链自控制单元控制定子磁链沿正六边形轨迹运动并确定定子磁链所在的 区段;开关选择单元根据输入的磁链开关信号、转矩开关信号和正反转 P/N 信 号来优化输出逆变器的控制信号,对定子磁链和转矩进行直接控制。转矩调节 器的容差 ε_{T} 的大小一般由开关频率调节器得到,转矩给定 T_{g} 一般由速度调节器 得到, u_{sq} 、 u_{sg} 同样由式 3-3 得到。



图 3-11 高速范围直接转矩控制结构框图

3.4.3 弱磁范围

弱磁范围是指额定转速以上的转速范围。当异步电机转速达到额定转速 时,传动系统不再能够增加转速,因为电机的定子电压已经接近反电势的大 小,无法再继续增加转矩。此时必须降低反电势的大小,才可以使电机在额定 转速以上的转速范围内运行。通过降低定子磁链的幅值可以有效的限制反电势 的大小,在直接转矩控制系统中直接控制定子磁链的幅值给定,便可以实现弱 磁功能。 在弱磁范围,电压为全工作电压控制,不出现零电压状态,定子磁链矢量 是以最大的轨迹速度旋转的,当改变磁链给定的大小时,也就改变了磁链空间 矢量运行路径的长短,从而达到改变*θ*角的大小而调节转矩的目的。当磁链给 定值保持不变时,转矩也保持稳定。通过输出控制信号不断的调节磁链给定值 的大小,使其变化满足转矩平均值的要求,完成转矩的动态调节的任务。可 见,弱磁范围的转矩调节是通过改变磁链给定值来实现的,这与基速范围内通 过工作电压与零电压交替工作来控制转矩的方案不同。

如图 3-12 是弱磁范围的直接转矩控制结构框图,功率调节器的输出控制 磁链给定的大小,功率调节器一般采用 PI 调节器,其输入为实际功率和功率给 定。



图 3-12 弱磁范围直接转矩控制结构框图

3.5 小结

不同磁链轨迹的直接转矩控制系统具有不同的结构,本章分别介绍了六边 形磁链方案和近似圆形磁链方案,再提出一种内陷十八边形磁链新方案,此方 案在六边形磁链的基础上演变而来,能削弱高次谐波,同时改善电流波形。最 后介绍了直接转矩控制在电力机车牵引传动中的应用。

第4章 无速度传感器直接转矩控制研究

在高性能的交流传动系统中,速度闭环是必须的。如前文所述,直接转矩 控制系统中,转矩给定一般是由给定转速和实际反馈转速之差经过速度调节器 得到。但是传统的速度传感器的安装不但增加了系统的成本,而且带来了对环 境适应能力不强,不易维护等一系列问题。因此,无速度传感器的研究成为当今 电机控制领域的一个热门方向,国内外已有很多关于异步电机传动系统的无速 度传感器设计的研究报道,其主要方法有基于物理模型的转速估算算法、扩展 卡尔曼滤波法、模型参考自适应方法(MRAS)和神经网络等等。特别是基于 MRAS的速度辨识算法,由于其具有较好的鲁棒性,受电机参数变化影响较 小,很有研究价值。目前,国内外无速度传感器在矢量控制中应用的文献很 多,但在直接转矩控制中的应用并不多见。本章基于模型参考自适应理论,建 立了3种转速观测方案的数学模型,并在第5章中对这3种转速观测方案在直 接转矩控制系统中的应用进行了仿真研究。

4.1 模型参考自适应参数辨识的理论基础

自适应控制系统是作为避免当环境发生变化时,控制系统的动态特性变差 的一种尝试发展起来的。反馈控制系统适合于消除状态扰动的作用,而自适应 控制系统适合于消除结构扰动对系统特性的作用。在各种类型的自适应系统方 案中,模型参考自适应系统是很重要的,因为它导致相对容易实现的系统,具 有快的自适应速度,能够在多种情况下应用。

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,图 4-1 是它的基本结构框图。



图 4-1 并联模型参考自适应结构框图

本论文考虑采用比例积分自适应规律的并联模型参考自适应系统。对应的 辨识器由下列方程描述:

被辨识的过程:

$$\dot{x} = A_n x + B_n u \,, \, x(0) = x_0 \tag{4-1}$$

并联估计模型:

$$\hat{x} = A_s(v,t)\hat{x} + B_s(v,t)u , \quad \hat{x}(0) = \hat{x}_0, A_s(0) = A_{s0}, B_s(0) = B_{s0}$$
(4-2)

状态广义误差:

$$e = x - \hat{x} \tag{4-3}$$

辨识规律(比例积分自适应律):

$$v = De \tag{4-4}$$

$$A_{s}(v,t) = \int_{0}^{t} \Phi_{1}(v,t,\tau) d\tau + \Phi_{2}(v,t) + A_{s}(0)$$

$$B_{s}(v,t) = \int_{0}^{t} \Psi_{1}(v,t,\tau) d\tau + \Psi_{2}(v,t) + B_{s}(0)$$
(4-5)

在上述方程中*x*是被辨识过程的状态矢量(n 维), *x*是估计模型的状态矢量(n 维), u 是输入矢量(m 维)。*A_p和B_p*是被辨识过程的参数矩阵, *A_s(v,t)*和*B_s(v,t)*是估计模型的可调参数矩阵,它们提供了矩阵*A_p和B_p*的一个估 计。如图 4-1 所示,参考模型与可调系统被相同的外部输入所激励,参考模型 用它的输出和状态规定了一个给定的性能指标,给定的性能指标与测得的性能 指标之间的比较是使用一个典型的反馈比较器,从比较可调系统和参考模型的 输出(或状态)直接得到。参考模型的输出与可调系统的输出之差被自适应机 构用来修改可调系统的参数,使得被表示成可调系统的输出或状态与参考模型 的输出或状态之差的泛函的两个性能指标之差达到极小。

确定模型参考自适应系统的自适应算法,即如何设计合适的自适应规律, 通常有三种基本方法:以局部参数最优化理论为基础的设计方法(又称 MIT 方 法),以李亚普诺夫函数为基础的设计方法,以超稳定与正性动态系统理论为 基础的设计方法。

MIT 法因为没有讨论构成自适应系统的稳定性问题,现已较少采用,李亚 普诺夫第二方法即直接法可以不必求解系统的运动方程,而给出系统平衡状态 稳定性的信息,本章用到了李亚普诺夫第二方法和以超稳定与正性动态系统理 论为基础的 Popov 法来辨识电机转速,构造了3种转速观测方案的数学模型。

4.2 基于转子磁链模型的速度辨识

根据异步电机静止两相坐标系下的电压和磁链数学模型,可以推得两组转 子磁链方程式,一组是由定子侧推得的磁链方程,常称为电压方程:

$$\dot{\psi}_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_{s\alpha} - R_s \dot{i}_{s\alpha} - L_\sigma \dot{\bar{i}}_{s\alpha} \right)$$

$$\dot{\psi}_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(u_{s\beta} - R_s \dot{i}_{s\beta} - L_\sigma \dot{\bar{i}}_{s\beta} \right)$$
(4-6)

式中, $L_{\sigma} = L_s - L_m^2 / L_r$ 为电机漏感, 另一组是由转子侧推得的磁链方程, 常称为电流方程:

$$\dot{\psi}_{r\alpha} = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha}$$

$$\dot{\psi}_{r\beta} = \hat{\omega}_r \psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta}$$
(4-7)

式中, \hat{o}_r 为估计转速, $\tau_r = L_r / R_r$ 为转子时间常数。

式(4-6)中不包含转速,而式(4-7)中包含待估变量转速,采用 MRAS辨识方法,以电压模型为参考模型,电流模型作为可调模型,利用两个 模型输出量的误差构成自适应率,实时调节可调模型的待估变量转速,以达到 控制对象的输出跟踪参考模型的目的。

根据 Popov 超稳定性理论,可以求得自适应算法为

$$\hat{\omega}_r = (K_P + K_I / s)(\psi_{r\beta}\hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha}\hat{\psi}_{r\beta})$$
(4-8)

式中, K_p 和 K_I 分别为比例和积分系数。

整个辨识算法的仿真框图如图 4-2 所示。该方法的优点是算法简单,算法 中不含转子电阻。但由于该方法在参考模型电压模型中采用了纯积分器,这样 必然会引起误差积累和直流偏移问题。而且低速时随着定子电阻压降作用明 显,使观测精度降低。



图 4-2 基于转子磁链模型的速度辨识

4.3 基于自适应全阶状态观测器的速度辨识

此方法直接采用电机本身作为参考模型,可调模型为电动机的全阶观测器,根据李亚普诺夫或 Popov 稳定性理论得出自适应率,修正作为观测器系数的电机转速估计值。该方案的优点在于磁链的观测和速度及参数的辨识是紧密结合在一起的,而且磁链观测器能克服传统积分器的固有缺陷,观测精度高,低速性能较好。本文建立了两种全阶磁链观测器,一种是矢量控制里应用较多的以定子电流和转子磁链为状态变量的观测器,本文直接将其应用于直接转矩控制系统中实现转速辨识;另一种是以定子磁链和转子磁链为状态变量的观测器,此方案的优点在于辨识转速的同时可以将观测出的定子磁链直接应用于直接转矩控制系统中进行磁链控制,从而实现高性能的直接转矩控制。

4.3.1 基于以定子电流和转子磁链为状态变量观测器的速度辨识

在两相静止坐标系中,可以推出以定子电流和转子磁链为状态变量,定子 电压为输入,定子电流为输出的异步电机数学模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{\psi}_r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{\psi}_r \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \vec{u}_s = AX + B\vec{u}_s$$

$$\vec{i}_s = CX$$
(4-9)

式中:

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right)I = a_{11}I$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}I - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r}J = a_{12}I + a_{12}'J$$

$$A_{21} = \frac{L_m}{\tau_r}I = a_{21}I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{\tau_r}I + \omega_r J = a_{22}I + a_{22}'J$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}I = b_1I, \quad C = \begin{bmatrix}I & 0\end{bmatrix}$$

$$I = \begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix}0 & -1\\1 & 0\end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$
, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ 为转子时间常数

根据式(4-9)构造异步电机的全阶状态观测器:

$$\frac{d}{dt}\hat{X} = A\hat{X} + B\bar{u}_s + G(\hat{\bar{i}}_s - \bar{i}_s)$$

$$\hat{\bar{i}}_s = C\hat{X}$$
(4-10)

式中,"^"表示估计值,G为误差反馈增益矩阵,设计要求能使观测器稳定。观测器的最后一项是包含观测输出着,与电机真实输出*i*。的修正项。增益矩阵G起到加权矩阵的作用,用于修正观测所得的状态变量。

上述状态观测器对于真实状态是一种渐近估计,如果适当的选择误差反馈 增益矩阵 G,可使估计误差以任意所需的速率趋近于零。

定义估计误差为:

$$\vec{e} = X - \hat{X} \tag{4-11}$$

将式(4-9)减去式(4-10),得出估计误差的状态方程:

$$\frac{d\vec{e}}{dt} = [A + GC]\vec{e} \tag{4-12}$$

显然,如果矩阵[A+GC]的特征值均有负实部,则估计误差ē最终将趋于零,且特征值的负实部越大,ē趋于零的速率越快。换句话说,估计误差ē的收敛速度取决于矩阵[A+GC]的极点位置,而通过合理设计增益矩阵G可以合理的配置状态观测器的极点位置。一般情况下,应当使观测器的收敛速度快于电机模型的收敛速度。另外,观测器极点的选择还应当是提高误差收敛速度和降低噪声敏感度的折中。

有许多学者对全阶状态观测器的极点配置进行了深入研究,总结出了几种 比较典型的方法。例如 Kubota 采取观测器极点与电机的极点成正比的方式配置 观测器极点,Ben-Brahim 采用观测器极点与电机极点的实部成正比的方式来配 置观测器的极点。反馈增益矩阵 G 一般简化为式(4-13):

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$
(4-13)

利用 MATLAB 强大的矩阵运算能力可以很方便的计算出电机的极点,从 而对观测器的极点进行配置。本文取观测器的极点为电机自身极点的 k 倍,这 样矩阵[A+GC]所期望的极点为电机自身极点的 k 倍,可以解得反馈增益矩阵 G 中的 g_1 、 g_2 、 g_3 、 g_4 为:

$$\begin{cases} g_1 = (k-1)(a_{11} + a_{22}) \\ g_2 = (k-1)a'_{22} \\ g_3 = (k^2 - 1)(ca_{11} + a_{21}) - c(k-1)(a_{11} + a_{22}) \\ g_4 = -c(k-1)a'_{22} \end{cases}$$
(4-14)

式中 $c = (L_s L_r - L^2_m)/L_m$,本文取k = 2,因为电机本身是稳定的,所以该观测器在电机正常工作时也是稳定的。

将定子电阻 *R_s*、转子电阻 *R_r*视作观测器中的已知量,只将电机转速 *ô_r*视作 未知变量,将*ô_r*代替式(4-10)中矩阵 A 中的*o_r*,可得矩阵 Â,以电机模型 式(4-9)作为参考模型,全阶状态观测器式(4-10)作为可调模型,则可应 用模型参考自适应理论,设计合适的自适应算法来辨识电机转速 *ô_r*。

两个模型相减得到误差方程:

$$\frac{d\bar{e}}{dt} = AX - \hat{A}\hat{X} - GC\hat{X} + GCX$$

$$= AX + GCX - \hat{A}\hat{X} - GC\hat{X} - A\hat{X} + A\hat{X}$$

$$= (A + GC)\bar{e} + \Delta A\hat{X}$$
(4-15)

上式中:

$$\Delta A = A - \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta \omega_r J / c \\ 0 & \Delta \omega_r J \end{bmatrix}, \quad \Delta \omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$$

定义如下的李亚普诺夫函数:

$$V = \vec{e}^T \vec{e} + (\omega_r - \hat{\omega}_r)^2 / \lambda \tag{4-16}$$

式中, λ 为正常数。 容易验证,当 $\vec{e} = 0, \omega_r = \hat{\omega}_r$ 时,V = 0;当 $\vec{e} \neq 0, \omega_r \neq \hat{\omega}_r$ 时,V正定。 对V求导:

$$\frac{d}{dt}V = \vec{e}^{T}\left\{ (A+GC)^{T} + (A+GC) \right\} \vec{e} + 2\Delta\omega_{r} \frac{d\Delta\hat{\omega}_{r}}{dt} / \lambda - 2\Delta\omega_{r} (e_{is\alpha}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta}\hat{\psi}_{r\alpha}) / c$$
(4-17)

 $\vec{x} \oplus : e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}, e_{is\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$

如果选择合适的观测器增益矩阵 G,使得式(4-17)的第一项为负半定,并且让第二和第三项互相抵消,则式(4-17)为负半定。考虑到电机系统具有较大惯性,在推导自适应律时,*ω*,相对于变量来说可以看成慢变参数,则可以得到速度辨识的自适应律为:

$$\frac{d\Delta\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \lambda (e_{is\alpha}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta}\hat{\psi}_{r\alpha})/c$$
(4-18)

采用上式作为速度自适应律,可以使系统保持稳定,但速度辨识的收敛过 程太慢,不能满足动态跟踪的要求。为了满足系统的动态性能的要求,可采用 下面比例积分形式的自适应律:

$$\hat{\omega}_r = (K_P + K_I / s)(e_{is\alpha}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{is\beta}\hat{\psi}_{r\alpha})$$
(4-19)

以定子电流和转子磁链为状态变量观测器的速度辨识结构框图如图 4-3 所示,进行速度辨识的同时,还观测出转子磁链,定子电流的误差和转子磁链的观测值共同驱动自适应律,调整观测器状态方程矩阵Â中的转速估计值ô,,使定子电流的误差不断减小。当其误差收敛时,转速估计值ô,趋于实际值o,。



图 4-3 基于自适应全阶状态观测器的速度辨识结构框图

4.3.2 基于以定子磁链和转子磁链为状态变量观测器的速度辨识

在两相静止坐标系中,还可以推出以定子磁链和转子磁链为状态变量,定 子电压为输入,定子电流为输出的异步电机数学模型:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \bar{\psi}_s \\ \bar{\psi}_r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \bar{\psi}_s \\ \bar{\psi}_r \end{pmatrix} + B\bar{u}_s = AX + B\bar{u}_s$$

$$\vec{i}_s = CX$$
(4-20)

式中:

$$\begin{split} A_{11} &= -R_{s}L_{r}\sigma I \\ A_{12} &= R_{s}L_{m}\sigma I \\ A_{21} &= R_{r}L_{m}\sigma I \\ A_{22} &= -R_{r}L_{s}\sigma I + \omega_{r}J \\ B &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \vec{u}_{s} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C &= \sigma \begin{bmatrix} L_{r} & 0 & -L_{m} & 0 \\ 0 & L_{r} & 0 & -L_{m} \end{bmatrix}, \quad \sigma = \frac{1}{L_{s}L_{r} - L_{m}^{2}} \\ I &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \text{根据式 } (4-20) \text{ 构造全阶状态观测器:} \end{split}$$

$$\frac{d}{dt}\hat{X} = A\hat{X} + B\vec{u}_s + G(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s)$$

$$\hat{\vec{i}}_s = C\hat{X}$$
(4-21)

用上节的方法来配置此观测器的极点,反馈增益矩阵G的形式同式(4-13),可得到g₁、g₂、g₃、g₄的取值为:

$$\begin{cases} g_{1} = (k^{2} - 1)R_{s} \\ g_{2} = 0 \\ g_{3} = (L_{s}R_{r} + R_{s}L_{r}k^{2} - kR_{s}L_{r} - kL_{s}R_{r})/L_{m} \\ g_{4} = (k - 1)\omega_{r}/(L_{m}\sigma) \end{cases}$$
(4-22)

同样,用上节的方法,根据李亚普诺夫稳定性理论可以得到速度辨识的自适应律,此自适应律同式(4-19)。

以定子磁链和转子磁链为状态变量观测器的速度辨识方法,在进行速度辨 识的同时,还观测出定子磁链和转子磁链。在直接转矩控制系统中,就可以采 用由全阶状态观测器得到的定子磁链进行磁链控制和转矩计算。直接转矩控制 系统的性能优劣,关键在于定子磁链的观测精度,采用全阶状态观测器得到的 定子磁链具有很高的精度,受电机参数变化的影响较小,因此整个系统具有更 强的鲁棒性。

电机参数的变化,特别是定子电阻和转子电阻的阻值随电机温度变化而变 化,影响磁链的观测精度,从而影响直接转矩控制系统的性能。采用全阶的自 适应状态观测器,在辨识转速的同时,如果将观测器中的定子电阻或转子电阻 也视为未知变量,实现定子电阻和转子电阻的在线辨识,将会大大提高磁链和 转速的观测精度,进一步提升控制系统的性能。国外有学者做了一些这方面的 工作,已经有同时辨识定子电阻和转子转速或者单独辨识转子电阻的研究成 果,但要实现三者的同时辨识,还需要更进一步的研究。

4.4 小结

本章基于模型参考自适应理论,建立了三种速度辨识方案的数学模型。第 一种方案是基于转子磁链模型的速度辨识方案,第二和第三种方案是基于自适 应全阶状态观测器的速度辨识方案,其中第二种方案是以定子电流和转子磁链 为状态变量建立的全阶磁链观测器,第三种方案是以定子磁链和转子磁链为状 态变量建立的全阶磁链观测器。其中第一和第二种转速辨识方案在矢量控制中 应用较多,本文将其直接移植到直接转矩控制系统中,第三种方案在辨识转速 的同时可以将磁链观测器观测得到的定子磁链直接用于直接转矩控制系统中, 提高了定子磁链的观测精度,也增加了对电机参数的鲁棒性。第五章对这三种 速度辨识方案进行了较深入的仿真研究。

第5章 异步电机直接转矩控制系统仿真研究

电气传动控制系统的计算机仿真是应用现代科学手段对其进行科学研究的 十分重要的手段之一。在设计一个系统之前,可以通过数学模型用计算机仿真 验证方法的有效性,可以通过仿真研究对照比较各种策略与方案,优化并确定 相关参数,特别是对于新控制决策与算法的研究,进行系统的仿真更是不可缺 少的。一般来说,对控制系统进行计算机仿真首先应建立系统的数学模型,然 后根据模型编写仿真程序,充分利用计算机对其进行数值求解并将结果显示出 来。近年来,计算机仿真作为电气传动控制系统的重要研究方法,在国内外获 得了越来越广泛的应用。Mathworks公司推出的 Matlab 软件就是一种受到广泛 欢迎的仿真工具。

Matlab 是美国的 Clever Moler 博士于 1980 年研制的,由 Mathworks 公司在 1984 年推出正式版本。Matlab 的两个显著特点,即强大的矩阵运算能力和完美 的图形可视化功能,使得它成为国际控制界应用最广泛的首选计算机工具。 Simulink 是 Matlab 的一个应用工具箱,它用来对动态系统进行建模仿真和分 析。它支持连续、离散及混合系统的仿真,也支持具有多种采样速率的系统仿 真。它提供了丰富的模型库供构造完整的系统使用,同时它允许用户开发自己 所需的模型,通过组成和封装扩充现有的模型库。建立自己的模型库有三种方 法:第一种是利用 Simulink 提供的模型组合成新模型;第二种是使用 Matlab Function 模型调用 Matlab 函数,适合于构造 *y* = *f*(*x*)型的函数;第三种是通过 S-Function 模型构造 S 函数,适合于构造 *dx*/*dt* = *Ax* + *Bu* 的微积分方程。其中, 第一种和第二种方法适合于构造简单的模型,而第三种方法适合于构造多输 入、多输出、非线性、强耦合的复杂多变量系统,本文中大量运用了此种方 法。

本章利用 Simulink 构造了异步电机直接转矩控制系统的仿真模型,分别对 六边形磁链轨迹、近似圆形磁链轨迹和十八边形磁链轨迹进行了仿真研究,给 出了仿真结果并进行了比较,并建立了第4章中三种速度辨识方案的仿真模 型,将三种速度辨识方法应用到直接转矩控制系统中进行了仿真研究,根据仿 真结果对三种速度辨识方法做了比较,为无速度传感器直接转矩控制技术在工 程上的应用打好了较好的理论基础。

5.1 不同磁链轨迹控制系统仿真

5.1.1 六边形磁链轨迹控制系统仿真

六边形磁链轨迹控制系统的仿真框图如图 5-1 所示:



图 5-1 六边形磁链轨迹控制系统仿真图

图中,电机模型是自己封装的子系统,其具体内部结构如下图所示:



图 5-2 异步电机的仿真模型

为便于 Simulink 构建模型,将电机的状态方程改写为如下形式:

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{I}_{r\alpha} \\ \dot{I}_{r\beta} \end{pmatrix} = a \begin{bmatrix} -R_{s}L_{r} & \omega_{r}L_{m}^{2} & R_{r}L_{m} & \omega_{r}L_{m}L_{r} \\ -\omega_{r}L_{m}^{2} & -R_{s}L_{r} & -\omega_{r}L_{m}L_{r} & R_{r}L_{m} \\ R_{s}L_{m} & -\omega_{r}L_{m}L_{s} & -R_{r}L_{s} & -\omega_{r}L_{s}L_{r} \\ \omega_{r}L_{m}L_{s} & R_{s}L_{m} & \omega_{r}L_{s}L_{r} & -R_{r}L_{s} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{pmatrix}$$

$$+ a \begin{bmatrix} L_{r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{r} & 0 & 0 \\ -L_{m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{m} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$(5-1)$$

式中, $a = 1/(L_s L_r - L^2_m)$, 电磁转矩方程式为: $T_e = 1.5P_n L_m (I_{s\beta} I_{r\alpha} - I_{s\alpha} I_{r\beta})$ (5-2)

以上两式采用 S 函数编写,如图 5-2 中的"motor"函数,"motor1"函数 表示机电运动方程式:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_n}{J} (T_e - T_L) \tag{5-3}$$

电机模型输入为定子电压的 α 、 β 分量 $U_{s\alpha}$ 、 $U_{s\beta}$ 和负载转矩 T_L ,此处将 $U_{s\alpha}$ $U_{s\beta}$ 也同时输出,所以其输出为定子电压、定子电流、电磁转矩和转速。

磁链模型本文采用参数较少,计算简单的*u-i*模型,用S函数编写。2/3坐标变换同样用S函数编写,如下式:

$$\begin{cases} \psi_{\beta a} = \psi_{s\beta} \\ \psi_{\beta b} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \psi_{s\alpha} - \frac{1}{2} \psi_{s\beta} \\ \psi_{\beta c} = \frac{\sqrt{3}}{2} \psi_{s\alpha} - \frac{1}{2} \psi_{s\beta} \end{cases}$$
(5-4)

速度调节器模块由实际转速和给定转速的差值,经过 PI 调节器和限幅器得 到给定转矩,其内部结构如下图所示:



图 5-3 速度调节器模块

relay1,relay2,relay3 为三个磁链滞环比较器,分别选 ψ_{sg} 和 $-\psi_{sg}$ 为触发的上下限,这里磁链给定 ψ_{sg} 取 1Wb。Relay4 为转矩滞环比较器,这里转矩容差 ε_{T} 取 1*N*·*m*。

开关选择模块由 S 函数编写,根据磁链与电压空间矢量的对应关系,将三 个磁链调节器的输出变为逆变器的开关信号,转矩调节器的输出决定零矢量的 插入。

逆变器模块由输入的开关信号以及直流电压幅值,由式(2-11)计算出三 相相电压,再经过 3/2 变换得到电机模型的输入U_{sα}和U_{sβ},综合得到式(5-5),同样采用 S函数编写:

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

$$U_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(S_b - S_c)U_d$$
(5-5)

仿真用到的电机参数:额定功率 P = 29kW,定子电阻 $R_s = 0.1165\Omega$,转子电阻 $R_r = 0.14958\Omega$,定子电感 $L_s = 0.06554H$,转子电感 $L_r = 0.06539H$,互感 $L_m = 0.06329H$,转动惯量 $J = 0.662kg \cdot m^2$,极对数 $P_n = 2$,中间回路电压 $U_d = 500V$ 。

以下为负载转矩 $T_L = 20N \cdot m$,转速给定为1200 rpm时六边形磁链轨迹控制系统的仿真结果。





图 5-9 电机转速

当负载转矩在2秒时突然增大到30N·m时的电磁转矩和定子电流波形如下 图所示:



图 5-10 负载转矩突然增大时的电磁转矩和定子电流波形

由图 5-4 可以看到,在电机速度还没达到给定转速的时候,即启动时磁链轨迹有畸变,这是因为低速时定子电阻压降对磁链影响较大,当电机速度起来以后,定子磁链很好的近似正六边形轨迹。由于磁链走六边形轨迹,由图 5-7 可以看到定子电流波形包含很多谐波分量。由图 5-8 和图 5-9 可以看到,转矩和转速响应速度较快,而且稳态波形很好。图 5-10 是负载突然增大时转矩和定子电流波形。这些都验证了仿真模型的正确性。

下面是给定转速为 200 rpm 时的磁链轨迹和定子电流波形:



图 5-11 低速时的定子磁链轨迹和定子电流波形

从上图可以看出,在低速时,定子磁链轨迹扭曲的很厉害,从这里可以看 出低速时定子电阻压降对定子磁链幅值的影响是很大的。因此,一般在低速范 围采用近似圆形的磁链轨迹。

5.1.2 近似圆形磁链轨迹控制系统仿真

近似圆形磁链轨迹控制系统的仿真图如图 5-12 所示,与六边形磁链轨迹 控制系统的仿真图相类似,不过增加了磁链的区间判断模块,电压矢量开关表 如表 3-1。



图 5-12 近似圆形磁链轨迹控制系统仿真图

以下为负载转矩 $T_L = 20N \cdot m$,转速给定为1200 rpm时近似圆形磁链轨迹控制系统的仿真结果。







图 5-19 采用三点式转矩调节器的电磁转矩T。



图 5-20 负载突然增大时的电磁转矩和定子电流波形

由以上仿真结果可以看出,定子磁链轨迹很好的近似圆形,定子电流波形 比六边形磁链轨迹的电流波形要好得多,很好的呈正弦波形。同时,从图中可 以看出,如第三章所述,本文采用两点式转矩调节器以及相应的如表 3-1 所示 的电压矢量开关表,转矩脉动比三点式转矩调节器要小得多。



下面是给定转速为 200 rpm 时的定子磁链轨迹和电流波形:

图 5-21 低速时的定子磁链轨迹和定子电流波形

由上图可以看出,低速时定子磁链轨迹还是很好的近似圆形。

5.1.3 十八边形磁链轨迹控制系统仿真

在六边形磁链轨迹控制系统的基础上稍加变化,就得到十八边形磁链轨迹 控制系统,其仿真模型如图 5-22 所示:



图 5-22 十八变形磁链轨迹控制系统仿真图

以下为负载转矩 $T_L = 20N \cdot m$,转速给定为1200 rpm时十八边形磁链轨迹控制系统的仿真结果。





图 5-28 电机转速

由图 5-26 可以看出,十八边形磁链轨迹控制方案的定子电流波形较六边 形磁链轨迹控制方案的电流波形有明显改善,电压波形和转矩以及转速响应曲 线都和六边形磁链轨迹控制方案的仿真结果类似,在高速域,十八边形磁链轨 迹控制方案有着很好的应用前景。

5.2 无速度传感器控制系统仿真

5.2.1 基于转子磁链模型速度辨识的仿真

基于转子磁链模型速度辨识的直接转矩控制系统的仿真图如图 5-29 所 示,本文采用近似圆形磁链轨迹的直接转矩控制方案来进行速度辨识的仿真。 图中,磁链模型模块包括定子磁链的计算和电压型转子磁链观测器,可以作为 转子磁链的参考信号,速度辨识模块根据第四章中的原理构成,其结构如图 5 -30 所示,将辨识出来的速度引入速度闭环控制。



图 5-29 基于转子磁链模型速度辨识的直接转矩控制系统仿真图

图中的速度辨识模块是此系统的核心部分,其内部结构如下图所示:



图 5-30 速度辨识模块

仿真结果如下图所示,为便于比较,将真实转速和辨识转速画在同一图 中,虚线表示的是真实转速。



图 5-31 转速跟踪波形

从上图可以看出,辨识转速基本能跟踪实际转速,但效果不是很好,有待进一步研究改进。仿真时发现,速度辨识模块内的 PI 调节器对辨识效果影响很大,特别是比例系数 P 如果过大,系统将出现振荡,以致无法工作。该仿真结果较好的说明了仿真模型的正确性。

5.2.2 基于自适应全阶状态观测器速度辨识的仿真

第四章中建立了两种全阶磁链观测器,一种是矢量控制里应用较多的以定 子电流和转子磁链为状态变量的观测器,另一种是以定子磁链和转子磁链为状 态变量的观测器,下面分别对它们进行仿真研究。

第一种自适应全阶状态观测器的仿真图如下所示:



图 5-32 基于自适应全阶状态观测器的速度辨识仿真模块

图中, ψ_r *和 ω *分别表示转子磁链观测值和辨识转速。但给定转速为 1200*rpm*时,辨识转速波形如下图所示,图中虚线表示真实转速。



图 5-33 转速跟踪波形

当给定转速为 200 rpm 时,辨识波形如图 5-34 所示:



图 5-34 转速跟踪波形

由图中可以看出,不论在低速还是高速范围,辨识转速都能够很好的跟踪 实际转速,但有一点稳态误差,虽然可以通过调节 PI 调节器来改善,但不能彻 底消除,总的来说,采用这种全阶状态观测器的速度辨识效果已经是令人满意 的了。

如果以定子磁链和转子磁链为状态变量,构造第二种自适应全阶状态观测器,不但可以辨识出转速,还可以将磁链观测器观测得到定子磁链用于直接转矩控制系统中进行磁链控制,以取代原来的*u-i*或*i-n*模型。采用这种自适应全阶状态观测器的直接转矩控制系统的仿真如下图所示:



图 5-35 基于自适应全阶状态观测器二的直接转矩控制系统仿真图

下面是转速给定为 1200 rpm 时的转速跟踪波形、由磁链观测器得到的定子 磁链波形、电磁转矩波形以及定子电流波形:



以下是转速给定为 200 rpm 时的转速跟踪波形、由磁链观测器得到的定子 磁链波形、电磁转矩波形以及定子电流波形:



由以上仿真结果可以看出,以定子磁链和转子磁链为状态变量观测器的速 度辨识方案,无论在低速还是高速范围,辨识效果都非常理想,而且由磁链观 测器得到的定子磁链的正弦性很好。将辨识转速和观测得到的定子磁链应用于 直接转矩控制系统中,电磁转矩波形和定子电流的波形都非常理想。由此可以 看出,基于这种速度自适应磁链观测器的直接转矩控制系统的动静态性能都比 较理想,有着比较好的应用前景。

5.3 小结

本章对直接转矩控制系统进行了较深入的仿真研究,通过 Matlab/Simulink 软件建立了六边形、近似圆形及十八边形磁链轨迹直接转矩控制系统的仿真模 型,对三种磁链轨迹控制方案进行了详尽的仿真分析,仿真的结果与理论分析 是一致的。本章根据第四章中基于模型参考自适应的速度辨识方法建立了三种 速度辨识方案的仿真模型,并将它们应用到近似圆形磁链轨迹直接转矩控制系 统中进行了仿真研究,实现了对速度的辨识。

结束语

本文作者在阅读了大量与课题相关的国内外文献的基础上,对直接转矩控 制系统的结构和原理以及直接转矩控制技术在交流传动电力机车中的应用进行 了较为深入的阐述,对基于模型参考自适应方法的无速度传感器技术进行了深 入的研究,较好的跟踪了国际的最新研究成果。

本文首先从异步电机的数学模型出发,介绍了直接转矩控制的基本原理, 详细的分析了直接转矩控制的六边形及近似圆形磁链轨迹的控制方案,对近似 圆形磁链轨迹的转矩调节器进行改进,减小了转矩脉动,并提出一种新型的十 八边形磁链轨迹控制方案,改善了定子电流波形。六边形磁链控制系统的转矩 脉动和噪声较大,其在每1/6周期中仅使用一种开关工作状态,故开关次数较 少,开关损耗小,常用于某些大功率领域。近似圆形磁链控制系统电机的损 耗,转矩脉动和噪声小,但其开关次数较多,开关损耗比六边形磁链方案略 大,一般用在中小功率的高性能场合。十八边形磁链轨迹方案较六边形磁链轨 迹方案而言,其开关频率增大不多,且能有效的削弱定子电流中的高次谐波分 量,此方案在高速域应有着非常好的应用前景。

最后,本文对整个直接转矩控制系统以及无速度传感器技术进行了全面的 仿真研究,仿真的结果跟理论分析的结果相一致。各种磁链轨迹的直接转矩控 制系统的仿真模型的建立以及各种情况下的仿真结果,能让我们更深入的了解 直接转矩控制技术,而且为无速度传感器技术的研究提供了一个良好的仿真平 台。本文将矢量控制里应用较多的两种速度辨识方法移植到直接转矩控制系统 中,通过仿真发现,基于转子磁链模型的速度辨识方法效果不佳,而基于自适 应全阶状态观测器的速度辨识方法能够较好的辨识转速,特别是第二种速度自 适应磁链观测器不但能够很好的辨识出转速,而且能够把磁链观测器得到的定 子磁链直接应用于直接转矩控制系统中,这种速度辨识方法在直接转矩控制系 统中的应用前景是非常广阔的。

本论文为无速度传感器技术在我国交流传动电力机车中的应用奠定了一个 良好的理论基础。采用本文的全阶自适应状态观测器,在辨识转速的同时,如 果将观测器中的定子电阻或转子电阻也视为未知变量,实现定子电阻和转子电 阻的在线辨识,将会大大提高磁链和转速的观测精度,进一步提升控制系统的 性能。因此,如何对电机转速、定子电阻和转子电阻等电机参数的同时辨识, 则是今后需要进行的工作。

参考文献

[1]. 李夙. 异步电机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1994

[2]. 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, 1992

[3]. 李永东. 交流电机数字控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2002

[4]. 黄济荣. 电力牵引交流传动与控制. 北京: 机械工业出版社, 1998

[5]. 胡崇岳.现代交流调速技术.北京:机械工业出版社,1998

[6]. 冯垛生,曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践. 北京: 机械 工业出版社, 2001

[7]. 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 上海: 上海交通大学出版 社, 1984

[8]. 谢新民, 丁锋. 自适应控制系统. 北京: 清华大学出版社, 2002

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

[10]. 陈际达. 线性控制系统. 长沙: 中南工业大学出版社, 1987

[11]. 冯江华,陈高华等.异步电动机的直接转矩控制.电工技术学报, 1999,14(3):29~33

[12]. 桂武鸣,刘子建等.异步电动机直接转矩控制系统的仿真. 电力机 车技术, 2002, 25 (3): 11~14

[13]. 陈特放,刘子建. 基于 MATLAB/SIMULINK 的异步电动机直接转矩控制系统的建模和仿真. 机车电传动,1998, (2): 7~11

[14]. 张桂新. 异步电动机直接转矩控制系统的建模与仿真. 中小型电机, 2001, 28 (1): 25~27

[15]. 夏雷等. 大功率系统的直接转矩控制新方法. 同济大学学报, 1998, 26(6): 697~700

[16]. 夏雷等. 直接转矩控制的 ISR 方法. 电力电子技术, 1998, (4): 26~29

[17]. 陈高华,冯江华等. 折角控制的谐波分析及实现. 大连铁道学院学报,2001,22(2):46~51

[18]. 孙笑辉,韩曾晋,张曾科. 基于直接转矩控制的感应电动机模糊神 经元网络实现. 电气传动,2001(6):7~9

[19]. 刘铁湘,陈林康. 无速度传感器异步电机矢量控制方法. 现代电子 技术, 2003, (10): 21~22

[20]. 杨耕,陈伯时.交流感应电动机无速度传感器的高动态性能控制方法综述. 电气传动,2001, (3): 3~8

[21]. 余功军等. 无速度传感器矢量控制系统的研究. 电力电子技术, 1999, (5): 41~46

[22]. 崔江霞,张爱玲. 感应电动机直接转矩控制系统的模型参考自适应 辨识. 太原理工大学学报,2004,35(2):137~140

[23]. 姬志艳,李永东等. 无速度传感器异步电动机直接转矩控制系统的 研究. 电工技术学报, 1997, 12 (4): 15~19

[24]. 喻辉洁,东伟等.无速度传感器交流调速系统速度估计策略分析. 电工电能新技术,1997,(2):23~27

[25]. 王焕钢,徐文立,杨耕. 感应电机无速度传感器控制的自适应转速 估计. 电气传动, 2002, (1): 6~9

[26]. 李磊,胡育文. 一种新型的磁链与速度观测器在异步电机直接转矩控制系统中的应用. 电气传动, 2001, (3): 26~28

[27]. 何志伟,王勇,薛峰. 感应电动机自适应速度辨识及其在直接转矩控制系统中的应用. 电气传动, 1999, (3): 16~19

[28]. 谢鸿鸣,陈伯时.异步电机定子磁链的间接观测方法.电气传动, 1999, (1):11~15

[29]. 王长江,李崇坚,李发海. 感应电机状态观测器的设计. 清华大学 学报(自然科学版), 1997, 37(4): 36~39

[30]. 邱阿瑞, 尹雁等. 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, 41 (3): 21~24

[31]. 丁湘,桂卫华等. 异步电动机 DTC 系统实验装置的设计. 广东自动 化与信息工程. 2004,25(1):15[~]17

[32]. 丁湘,桂卫华等. 基于十八边形磁链轨迹的异步电机 DTC 系统及其仿 真研究. 自动化技术与应用. 2005, 24(2):33[~]35

[33]. M.Depenbrock. Direct self control(DSC) of inverter-fed induction machine. IEEE Trans. PE, 1988, $13(4):420 \sim 429$

[34]. I. Takahashi, T. Noguchi. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Trans. IA, 1986, $22(5):820\sim827$

[35]. I.Takahashi, Y.Ohmori. High-performance direct torque control of an induction motor. IEEE Trans. IA, 1989, $25(2):257\sim 265$

[36]. T.G.Habetler, etal. Direct torque control of induction machine using space vector modulation. IEEE Trans. IA, 1992, $28(5):1045 \sim 1053$

[37]. T.G.Habetler, etal. Control strategies for direct torque control of using discrete pulse space modulation. IEEE Trans. IA, 1991, $27(5):893 \sim 901$

[38]. H. Tajima, Y. Hori. Speed sensorless field-orientation control of the induction machine. IEEE Trans. IA. $1993, 29(1):175 \sim 180$

[39]. U.Baader, M.Depenbrock. Direct self control(DSC) of inverter-fed induction machine: A basis for speed control without speed measurement. IEEE Trans. IA. 1992, 28(3):581~588

[40]. I.Miyashita, Y.Ohmori. A new speed observer for an induction motor using the speed estimation technique. Conf.Rec.EPE' 93. 1993:349~353

[41]. S.Tamai, etal. Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaption system. IEEE IAS, 1987, $23:189{\sim}195$

[42]. C.Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. IEEE Trans. IA, 1992, $28(5):1054 \sim 1061$

[43]. H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. In Conf. Rec. IEEE IECON' 90, $1990:921 \sim 926$

[44]. H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano. Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor. IEEE Trans. IA. $1993, 29(2):344 \sim 348$

[45]. H.Kubota, K.Matsuse. Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. IEEE Trans. IA. 1994, $30(5):1219\sim1224$

[46]. Geng Yang, Tung-Hai Chin. Adaptive speed identification scheme for vector controlled speed sensor-less inverter-induction motor drive. IEEE Trans. IA. 1993, 29(4):820~825

[47]. James N. Nash. Direct torque control, induction motor vector control without an encoder. IEEE Trans. IA. $1997, 33(2):333 \sim 341$

[48]. L.Ben-Branhim, Atsuo Kawamura. A fully digitized fieldoriented controlled induction motor drive using only current sensors. IEEE Trans. IA. 1992, $39(3):241 \sim 249$

[49]. L.Ben-Branhim, Atsuo Kawamura. Digital current regulation of field-oriented controlled induction motor based on predictive flux observer. IEEE Trans. IA. $1991, 27(5):956 \sim 961$

[50]. M.Marchesoni, etal. A simple approach to flux and speed observation in induction motor drives. IEEE Trans.IA. 1997, $44(4):528\sim535$

[51]. V.Lovati, M.Marchesoni, etal. A microcontroller-based sensorless stator flux-oriented asynchronous motor drive for traction applications. IEEE Trans. IA. 1998, $13(4):777 \sim 784$

[52]. V.Lovati, M.Marchesoni, etal. Implementation of a sensorless stator flux oriented asynchronous motor drive with high performances at low-speed operation. Conf.Rec.PESC' 96. 1996:1427 \sim 1433

[53]. Y.R.Kim, etal. Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter. IEEE Trans.IA. 1994, $30(5):1225\sim1233$

[54]. G. Henneberger, B. J. Brunsbach. Field oriented control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors using a Kalman filter. EPE' 91, Firenze. $1991, 3:3664 \sim 3671$

[55]. I.EI Hassan, etal. Original direct torque control strategy for speed - sensorless induction motors using extended kalman filtering. $1998:32{\sim}37$

[56]. M.Godoy Simoes, etal. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive. IEEE Trans. IA. 1995, $31(3):620\sim629$

[57]. M.Tsuji. A speed sensorles vector-controlled method for induction motors using q-axis flux. Conf.Rec.IPEMC, 1997:353~358

[58]. L.Ben-Branhim, R.Kurosawa. Identification of induction motor speed using neural networks. IEEE PCC-Yokohama. 1993:689~694

[59]. P.Mehrotra, etal. Induction motor speed estimation using artificial neural networks. IEEE CCECE. $1996:607{\sim}610$

[60]. L.Ben-Branhim. Motor speed identification via neural networks. IEEE Trans. IAM. 1995, $1(1):28\sim32$

[61]. A.Ferrah, etal. Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot harmonics and fast fourier transform. IEEE PESC, $1992:279{\sim}286$

[62]. Sung-H Yong, etal. Sensorless vector control of induction machine using high frequency current injection. Conf. Rec. IEEE-IAS' 94, 1994:503~508

致 谢

本论文是在导师桂卫华教授的悉心指导下完成的,我首先要向桂老师表示 深深的谢意,感谢桂老师在两年来对我的学习上的教导和生活上的关心。桂老 师渊博的专业知识、一丝不苟的治学作风、实事求是的工作态度和平易近人的 处世风格给我留下深刻的印象,将令学生终身受益,在此谨向桂老师致以衷心 的感谢!

同时,在学习、科研和论文工作中,得到了信控所的老师和同学、株洲电 力机车研究所的领导和同事以及传动控制技术部全体员工的大力关怀和热心帮 助,在我的硕士论文即将完成之际,借此机会向他们表示由衷的感谢!

最后,向所有评阅论文的老师、专家和学者表示诚挚的谢意!