

The Design and Research on Timing System of Asynchronous Motor Based on vector control

Abstract

In 1971, the Germany specialists advanced the theory of vector control system, solved the problem of torque control of induction motor and started the competition of AC drive system and DC drive system. However, the system of vector control has its own faults. The performance of the system may be affected by the change of flux and motor parameters, just for these reasons, the phase of flux and the magnitude of the rotor must be known exactly to make a better performance for the AC drive system. But the external effects and the variation of flux are unknown to us. So some ways must be found to overcome these indefinite factors and make the drive system more robustness.

This dissertation discussed the theory and design method of high quality vector control system based on rotor field orientation, designed rotor flux observer with self-adaptive function, and did the simulation with Matlab/Simulink. The result testified the feasibility and veracity of the scheme.

Vector control is a technology advanced recent years with high control quality and performance, but it needs large amount of calculation. So the chip TMS320F240 was selected in the control system. The chip is quickly (2M instructions/s) enough for the vector control arithmetic fulfilled in time. In addition, the powerful module presented internally the chip simplified system design both in software and hardware.

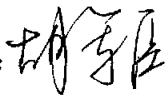
This dissertation consists of four parts. The first part introduced the background of development and research in AC drive field. The tendency and research plane are also discussed in this part. The second part introduced the motor models on different reference frame. Discussed the principle and types of vector control system. The performance of vector control system lies on accurate observation for flux. During the process of system design, flux observer and its self-adaptive arithmetic were pondered firstly. Then a simulation was done on base of the concrete arithmetic. The third part presented the construction of vector control system. Emphasized discussing the arithmetic of self-adaptive system and finished the digital control with DSP according to practice. The fourth part made the simulation to all parts of the system and verified

the superiority of self-adaptive controller.

Key words: asynchronous motor, vector control, DSP, Matlab/Simulink, magnetic flux

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是在导师的指导下完成的。论文中取得的研究成果除加以标注和致谢的地方外，不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包括本人为获得其他学位而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：
日期：2005.2.26

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者和指导教师完全了解东北大学有关保留、使用学位论文的规定：即学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人同意东北大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索、交流。

(如作者和导师同意网上交流，请在下方签名；否则视为不同意。)

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：

签字日期：

第一章 绪论

1.1 交流电机调速技术的发展状况

根据采用的电流制式不同,电动机分为直流电动机和交流电动机两大类,其中交流电动机拥有量最多,提供给工业生产的电量多半是通过交流电动机加以利用的。交流电动机的发展有一百年的历史,至今已经研究、制造了形式多样、用途各异的各种容量、各种品种的交流电动机。据统计,交流电动机用电量占电机总量的85%左右,可见交流电动机应用的广泛性及其在国民经济中的重要地位。

电动机作为把电能转换为机械能的主要设备,在实际应用中,一是使电动机具有较高的机电能量转换效率;二是根据生产机械的工艺要求控制的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。为了控制电动机的运行,就要为电动机配上控制装置。电动机+控制装置=电力传动自动控制系统。以直流电动机作为控制对象的电力传动自动控制系统称之为直流调速系统;以交流电动机作为控制对象的电力传动自动控制系统称之为交流调速系统。

众所周知,直流电动机的转速比较容易控制和调节,在额定转速下,保持励磁电流不变,可用改变电枢电压的方法实现恒转矩调速;在额定转速以上,保持电枢电压恒定,可用改变励磁的方法实现恒功率调速。采用转速、电流双闭环直流调速系统可获得优良的静、动态调速特性。因此,长期以来(在20世纪80年代以前)在变速传动领域中,直流调速一直占据主导地位。但是,由于直流电机本身结构上存在机械式换向器和电刷这一致命弱点,这给直流调速的开发和应用带来了一系列的限制,即:

(1) 机械式换向器表面线速度及换向电流、电压有一定极限容许值,这就限制了单机的转速和功率。如果要超过极限容许值,则大大增加电机制造的难度和成本,以及调速系统的复杂性。因此,在工业生产上,对一些要求特高转速、特大功率的场合则根本无法采用直流调速方案。

(2) 为了使机械换向器能够可靠工作,往往增大电枢和换向直径,导致电机转动惯量很大。对于要求快速响应的生产工艺,采用直流调速方式难以实现。

(3) 机械式换向器必须经常检查和维修,电刷必须定期更换。这就表明了直流调速系统维检工作量大,维修费用高,同时停机检修和更换电刷也直接影响了

正常生产。

(4) 在一些易燃、易爆的生产场合，一些多粉尘、多腐蚀性气体的生产场合不能或不易使用直流电机。

由于直流电动机在应用中存在着这样的一些限制，使得直流调速系统的应用也相应受到了限制。然而，采用无换向器的交流电动机作为调速传动设备代替直流调速传动可以突破这些限制，满足生产发展对调速传动的各种不同的要求。

交流电动机，特别是鼠笼型异步电机，具有结构简单、制造容易、价格便宜、坚固耐用、转动惯量小、运行可靠、很少维修、使用环境及结构发展不受限制等优点。但是长期以来由于受科技发展的限制，把交流电动机作为调速电机的困难问题未能得到较好的解决，只有一些调速性能差、低效耗能的调速方法，如：绕线式异步电机转子外串电阻及机组式串级调速方法。鼠笼式异步电机定子调压调速方法（自耦变压器、饱和电抗器）及后来的电磁（滑差离合器）调速方法。

20世纪60年代以来后，由于生产发展的需要和节省电能的要求，促使世界各国重视交流调速技术的研究和开发。尤其是20世纪70年代以后，由于科学技术的迅速发展为交流调速的发展创造了极为有利的技术条件和物质基础。从此，交流调速理论及应用技术大致沿以下四个方面发展。

(1) 电力电子器件的蓬勃发展和迅速换代促进了变流技术的迅速发展和变流装置的现代化

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的发展。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。80年代中期以后用第二代电力电子器件GTR、GTO、VDMOS-IGBT等制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（1~1000KW）主要是采用IGBT，中、大功率的变频调速装置（1000~10000kW）采用GTO器件。20世纪90年代末至今，电力电子器件的发展进入了第四代，实现了模块化、智能化。这些全控型开关功率器件主要应用于异步电机变频调速系统中。一代电力电子器件带来一代变频调速装置，性能/价格比一代高过一代。在人类社会进入信息化时代后，电力电子技术连同电力传动控制与计算机技术一起仍是21世纪最重要的两大技术。

(2) 脉宽调制（PWM）技术

脉宽调制技术的发展和优化了变频装置的性能，适用于各类交流调速系

统，为交流调速技术的普及发挥了重大作用。

(3) 矢量变换控制技术的诞生和发展奠定了现代交流调速系统高性能化的基础

交流电动机是个多变量、非线性、强耦合的被控对象，采用参数重构和状态重构的现代控制理论概念可以实现交流电动机定子电流的励磁分量和转矩分量之间的解耦，实现了将交流电动机的控制过程等效为直流电动机的控制过程，使交流调速系统的动态性能得到了显著的改善和提高，从而使交流调速取代直流调速成为可能。目前对调速性能要求较高的生产工艺已较多地采用了矢量控制型的变频调速装置。实践证明，采用矢量控制的交流调速系统的优越性高于直流调速系统。

受矢量控制的启迪，近年来又派生出诸如多变量解耦控制、变结构滑差控制等方法。针对电机参数时变特点，在矢量控制系统中增加了自适应控制技术。毫无疑问，矢量控制技术在应用实践中将会更加完善，更具有实用价值。

继矢量控制技术之后，20世纪80年代中期由德国鲁尔大学 Depenbrock 教授首先取得了直接转矩控制技术实际应用的成功。近十几年的实际应用表明，与矢量控制法相比可获得更大的瞬时转矩和极快的动态响应。因此，交流电动机直接转矩控制也是一种很有前途的控制技术。目前，采用 IGBT、IGCT 的直接转矩控制方式的变频调速装置已广泛应用于工业生产及交通运输部门中。

(4) 微型计算机控制技术与大规模集成电路的迅速发展和广泛应用为现代交流调速系统的成功应用提供了重要的技术手段和保证

交流调速最开始应用时经过了十几年，其控制器多由模拟电子电路组成。近十几年来，由于微机控制技术，特别是以单片微机及数字信号信息处理器 DSP 为控制核心的微机控制技术的迅速发展和广泛应用及大规模集成电路的应用，促使交流调速系统的控制回路由模拟控制迅速走向数字控制。当今模拟控制器已被淘汰，全数字化的交流调速系统已普遍应用。

数字化使得控制器对信息处理能力大幅度提高，许多难以实现的复杂控制，如矢量控制中的复杂坐标变换运算、解耦控制、滑模变结构控制、参数辨识的自适应控制等，采用微机控制器后便都解决了。高性能的矢量控制系统如果没有微机的支持是不可能真正实现的。此外，微机控制技术又给交流调速系统增加了多方面的功能，特别是故障诊断技术得到了完全的实现。

微机控制技术及大规模集成电路的应用提高了交流调速系统的可靠性和操作、设置的多样性、灵活性，降低了变频调速装置的成本和体积。以微处理器为

核心的数字控制已成为现代交流调速系统的主要特征之一。

1.2 现代交流调速系统的类型

现代交流调速系统由交流电动机、电力电子功率变换器、控制器和检测器四大部分组成。如图 1.1 所示。

根据被控对象—交流电动机的种类不同，现代交流调速系统可分为异步电机调速系统和同步电动机调速系统。

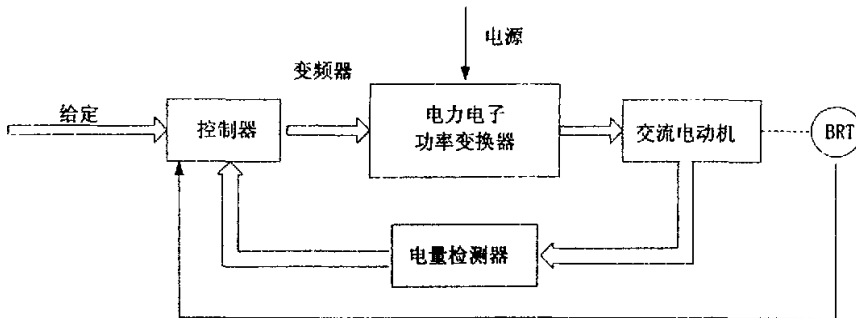


图 1.1 现代交流调速系统组成示意图

Fig.1.1 Block diagram for modern AC drive system

1.2.1 同步电动机调速系统的基本类型

由同步电动机转速公式 $n = 60f_s / n_p$ (f_s —定子供电频率, n_p —电动机极对数) 可知, 同步电动机唯一依靠变频调速。根据频率控制方式的不同, 同步电动机调速系统可分为两类, 即他控式同步电动机调速系统和自控式同步电动机调速系统。

1.2.1.1 他控式同步电动机调速系统

他控式同步电动机调速系统用独立的变频装置作为同步电动机的变频电源叫做他控式同步电动机调速系统。他控式恒压频比的同步电动机调速系统目前多用于小容量场合, 例如永磁式同步电动机、磁阻式同步电动机。

1.2.1.2 自控式同步电动机调速系统

采用频率闭环方式的同步电动机调速系统叫做自控式同步电动机调速系统, 是用电机轴上所装转子位置检测器来控制变频装置触发脉冲, 使同步电动机工作在自同步状态。自控式同步电动机调速系统可分两种类型。

- (1) 负载换向自控式同步电动机调速系统 (无换向器电机)

核心的数字控制已成为现代交流调速系统的主要特征之一。

1.2 现代交流调速系统的类型

现代交流调速系统由交流电动机、电力电子功率变换器、控制器和检测器四大部分组成。如图 1.1 所示。

根据被控对象—交流电动机的种类不同，现代交流调速系统可分为异步电机调速系统和同步电动机调速系统。

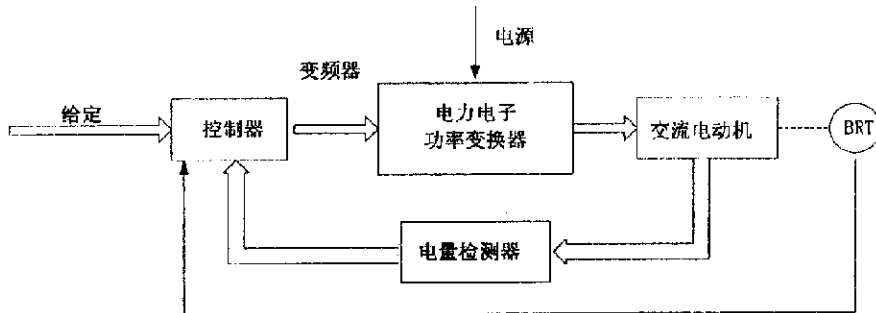


图 1.1 现代交流调速系统组成示意图

Fig.1.1 Block diagram for modern AC drive system

1.2.1 同步电动机调速系统的基本类型

由同步电动机转速公式 $n = 60f_s / n_p$ (f_s —定子供电频率, n_p —电动机极数) 可知, 同步电动机唯一依靠变频调速。根据频率控制方式的不同, 同步电动机调速系统可分为两类, 即他控式同步电动机调速系统和自控式同步电动机调速系统。

1.2.1.1 他控式同步电动机调速系统

他控式同步电动机调速系统用独立的变频装置作为同步电动机的变频电源叫做他控式同步电动机调速系统。他控式恒压频比的同步电动机调速系统目前多用于小容量场合, 例如永磁式同步电动机、磁阻式同步电动机。

1.2.1.2 自控式同步电动机调速系统

采用频率闭环方式的同步电动机调速系统叫做自控式同步电动机调速系统, 是用电机轴上所装转子位置检测器来控制变频装置触发脉冲, 使同步电动机工作在自同步状态。自控式同步电动机调速系统可分两种类型。

- (1) 负载换向自控式同步电动机调速系统 (无换向器电机)
- (1) 负载换向自控式同步电动机调速系统 (无换向器电机)

负载换向自控式同步电动机调速系统主电路常采用交—直—交电流变流器,利用同步电动机电流超前电压的特点,使逆变器的晶闸管工作在自然换向状态。国际上简称这种系统为 LCI (Load Commutated Inverter)。目前这种调速系统容量已达到数万千伏安,电压等级达到万伏以上。值得注意的是这种超大容量的系统所用的同步电动机滑环式励磁系统已改用无刷励磁机系。

(2) 交—交变频供电的同步电动机调速系统

交—交变频同步电动机调速系统的逆变器采用交—交循环变流结构,由晶闸管组成,提供频率可变的三相正弦电流给同步电动机。采用矢量控制后,这种系统具有优良的动态性能,广泛用于轧钢机主传动调速中。交—交变频同步电动机调速系统容量可做到很大,达到 10000kVA 以上。但调频范围最高达到 20Hz (工频为 50Hz 时),这是这种调速系统的不足之处。

1.2.2 异步电动机调速系统的基本类型

由异步电动机工作原理可知,从定子传入的电磁功率 P_M 可分两部分:一部分 $P_m = (1-s)P_M$ 是拖动负载的有效功率;另一部分是转差功率 $P_s = sP_M$,与转差率 s 成正比。转差功率如何处理、是消耗还是回馈给电网,可衡量异步电机调速系统的效率高低。因此按转差功率处理方式的不同可把现代异步电机调速系统分为三类。

1.2.2.1 转差功率消耗型调速系统

全部转差功率都转换成热量的形式消耗掉。晶闸管调压调速属于这一类。在异步电机调速系统中,这类系统的效率最低,是以增加转差功率的消耗为代价来换取转速的降低。

1.2.2.2 转差功率回馈型调速系统

转差功率一小部分消耗掉,大部分则通过变流装置回馈给电网。转速越低,回馈的功率越多。绕线式异步电机串级调速和双馈调速属于这一类。

1.2.2.3 转差功率不变型调速系统

转差功率中转子铜损部分的消耗是不可避免的,但在这类系统中,无论转速高低,转差功率的消耗基本不变,因此效率很高。变频调速属于此类。目前在交流调速系统中,变频调速应用最多、最广泛,可以构成高动态性能的交流调速系统,取代直流调速。

1.3 现代交流调速系统的发展趋势和动向

综观交流调速的发展过程和现状，可以看出现代交流调速技术今后的发展趋势和动向。

- (1) 以取代直流调速系统为目的高性能交流调速系统的进一步研究与开发；
- (2) 新型拓扑结构功率变换器的研究与开发；
- (3) PWM 模式的改进和优化；
- (4) 中压变频装置的研究与技术开发。

1.3.1 控制理念与控制技术方面的研究与开发

十几年的应用实践表明，矢量控制理论及其他控制理论的应用尚待随着交流调速的发展而不断完善，从而进一步提高交流调速系统的控制性能。各种控制结构所依据的都是被控对象的数学模型，因此，为了建立交流调速系统的合理适用的控制结构，仍需对交流电动机数学模型的性质、特点及内在规律作深入研究和探讨。特别是交流调速系统的综合与校正理论及工程设计方法是今后交流调速系统的重要研究课题。

按转子磁链定向的异步电机矢量控制系统实现了励磁电流和转矩电流的完全解耦，转矩数学模型与直流电动机的转矩模型完全一样。然而转子参数估计的不准确及参数变化影响造成定向坐标的偏移问题，至今国内外并未真正解决，因此转子参数辨识及针对参数变化的自适应控制是今后矢量控制研究的攻坚课题。

近几年来，不依赖电机模型的模糊自寻优控制、人工神经网络等智能化控制方法开始引入到交流调速系统中，成为交流调速控制理论、控制技术新的研究方向。

直接转矩控制技术在应用实践中不断完善和提高，其研究的主攻方向是解决低速时电机定子参数对磁链运动轨迹的影响；进一步提高低速时的控制性能，扩大调速范围。取消通过机械连接的测速发电机及其他测速传感器，实现无硬件测速传感器的交流调速系统已有应用，但是转速推算精度和控制的实时性有待于进一步深入研究与开发。

1.3.2 变频器主电路拓扑结构研究与开发

提高变频器的输出效率是电力电子技术发展中主要解决的重大问题之一，提高变频器输出效率的主要措施是降低电力电子器件的开关损耗。解决的方法之一是开发研制新型变频器主电路。

针对交-交变频器输出频率低的（不到供电频率的 1/2）缺点，人们已开始研

究开发矩阵式变频器 (Matrix Converter)。这是一种可供选择的交-交变换器结构, 其输出频率可达到 45Hz 以上。

1.3.3 PWM 模式改进与优化研究

近年来, 随着中压变频器的兴起, 对于电压空间矢量控制 PWM 模式进行了改进和优化研究, 其中为解决三电平中压变频器中点电压偏移问题, 研究了电压矢量合成 PWM 模式 (不产生中点电压偏移时的长矢量、短矢量、零矢量的组合), 已取得了具有实用价值的研究成果; 用于级联式多电平中压变频器的脉冲移相 PWM 技术已有应用。

1.3.4 中压变频装置的研究与开发

中压是指电压等级为 2300~10000V, 中、大功率是指功率等级在 300kW 以上。中压、大容量的交流调速系统研究与开发实践已有 20 多年了, 逐步走上了实际应用阶段, 尤其高压全控型功率器件产生以来, 中压变频器的应用趋势迅速加快了。其中, 目前应用较多的是采用 IGBT、IGCT 三电平中压变频器及级联式多电平中压变频器。当今多电平中压变频器已成为交流调速研究的新领域, 是热点课题之一。

中压变频器今后发展方向和研究课题为:

- (1) 装置安全技术方面有, 功率器件串联技术, 触发技术, 隔离技术, 绝缘技术, 保护技术, 遥控及通信技术, 电磁兼容技术, 谐波抑制技术等。
- (2) 控制技术方面有, 将矢量控制技术、直接转矩控制技术引入中压变频器, 以及研究开发适用于中压变频器的 PWM 技术。
- (3) 中压变频器的发展受到了电力电子器件耐压等级不高的限制。当前, 美国 Cree 公司、德国西门子公司、日本东芝公司, 还有欧洲 ABB 公司等入巨资研制一种碳化硅 (SiC) 电力电子器件, 其 PN 结耐压等级可达 10kV 以上, 预计今后 10 年内, 碳化硅器件会有突破性的发展, 新一代的中压变频器将随之诞生。

1.4 本文所研究的内容

异步电动机矢量控制的性能对电机参数的依赖性较大, 电机转子电阻随着温度的变化将产生高达 $\pm 50\%$ 额定值的变化, 并且一般电机的负载转矩是变化的和不能准确知道的, 这些因素的变化和影响将使电动机控制的性能变坏。本文在矢量控制数学矢量控制模型的基础上, 针对转子电阻变化和负载转矩变化的不确定

性，应用非线性控制理论设计了一个渐近跟踪负载力矩和转子电阻实际值的非线性辨识法。使系统自动地跟踪电机参数及负载转矩的变化，具有良好的鲁棒性。最后，根据具体的自适应算法，利用优秀的 Matlab/Simulink 软件做了仿真，验证了此算法的可行性。

第二章 坐标变换与电机的动态数学模型

2.1 三相异步电动机的多变量非线性数学模型

异步电动机的定子绕组通常为三相绕组，转子为三相或多相绕组，没有励磁绕组，定子绕组磁动势与转子绕组磁动势共同作用产生异步电动机的气隙磁场。

为了减少定子电流的励磁电流分量，异步电动机的气隙长度较短。

在研究异步电动机的多变量数学模型时，常作如下的假设：

(1) 忽略空间谐波，设三相绕组对称（在空间上互差 120° 电角度），所产生的磁动势沿气隙圆周按正弦规律分布；

(2) 忽略磁路饱和，各绕组的自感和互感都是恒定的；

(3) 忽略铁心损耗；

(4) 不考虑频率和温度的变化对绕组的电阻的影响。无论电机转子是绕线型还是笼型的，都将它等效成绕线转子，并折算到定子侧，折算后的每相绕组匝数都相等。这样，实际的电动机绕组都等效成如图 2.1 所示的物理模型。

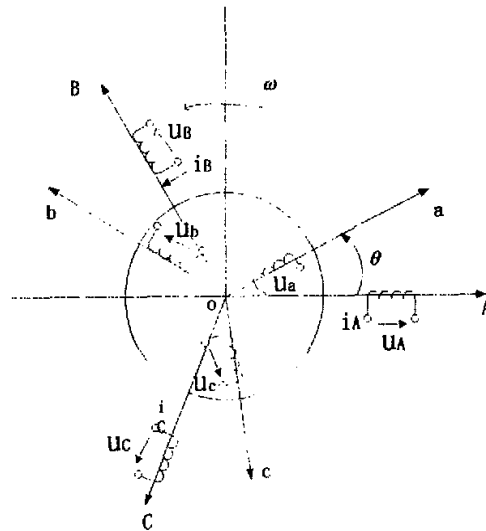


图 2.1 三相异步电动机的物理模型

Fig.2.1 the physical model of three phase asynchronous motor

定子三相绕组轴线 A、B、C 在空间是固定的，以 A 轴为参考坐标轴；转子绕组轴线 a、b、c 随转子旋转，转子 a 轴和定子 A 轴间的电角度 θ 为空间角位移变量。规定各绕组电压、电流、磁链的正方向符合电动机惯例和右手螺旋定则。

这时，异步电动机的数学模型由下述电压方程、磁链方程、转矩方程和运动方程组成。

2.1.1 电压方程

三相定子绕组的电压平衡方程为

$$\begin{aligned} u_A &= i_A R_1 + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ u_B &= i_B R_1 + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ u_C &= i_C R_1 + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{aligned} \quad (2.1)$$

相应地，三相转子绕组折算到定子侧后的电压方程为

$$\begin{aligned} u_a &= i_a R_2 + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b &= i_b R_2 + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c &= i_c R_2 + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{aligned} \quad (2.2)$$

式中 $u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ ——定子和转子相电压的瞬时值；

$i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ ——定子和转子相电流的瞬时值；

$\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$ ——各相绕组的全磁通；

R_1, R_2 ——定子和转子绕组电阻。

将电压方程写成矩阵形式，并以微分算子 p 代替微分符号 d/dt

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

或写成：

$$u = Ri + p\Psi \quad (2.4)$$

2.1.2 磁链方程

每个绕组的磁链是它本身的自感磁链和其它绕组对它的互感磁链之和，六个

绕组的磁链可以表达为

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

或写成:

$$\Psi = Li \quad (2.6)$$

定子各相漏磁通所对应的电感称为定子漏感 L_{l1} ，由于各相的对称性，各相的漏感值均相等；同样，转子各相漏磁通对于转子漏感 L_{l2} 。与定子一相绕组交链的最大互感磁通对应于定子互感 L_{m1} ，与转子一相绕组交链的最大互感磁通对应于转子互感 L_{m2} ，由于折算后定、转子绕组匝数相同，且各绕组间互感磁通都通过气隙，磁阻相同，故可认为 $L_{m1} = L_{m2}$ 。

对于每一相绕组来说，它所交链的磁通是互感磁通与漏磁通之和，因此，定子各相自感为

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{m1} + L_{l1} \quad (2.7)$$

转子各相自感为

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{m1} + L_{l2} \quad (2.8)$$

两相绕组之间只有互感。互感又分两类:

- (1) 定子三相彼此之间和转子三相之间位置都是固定的，故互感为常值。
- (2) 定子任一相与转子任一相之间位置是变化的，互感是角位移 θ 的数。

现在先讨论第一类，由于三相绕组的轴线在空间的相位差是 $\pm 120^\circ$ 。在假定气隙磁通为正弦分布的条件下，互感值为

$$L_{m1} \cos 120^\circ = L_{m1} \cos(-120^\circ) = -\frac{1}{2}L_{m1} \quad (2.9)$$

于是

$$L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} = L_{BA} = L_{CB} = L_{AC} = -\frac{1}{2}L_{m1} \quad (2.10)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ba} = L_{cb} = L_{ac} = -\frac{1}{2}L_{m1} \quad (2.11)$$

对于第二类，转子绕组间的互感，由于相互间位置的不同，分别为

$$L_{Aa} = L_{aA} = L_{Bb} = L_{bB} = L_{Cc} = L_{cC} = L_{m1} \cos \theta \quad (2.12)$$

$$L_{Ab} = L_{Ba} = L_{Bc} = L_{cB} = L_{Ca} = L_{aC} = L_{m1} \cos(\theta + 120^\circ) \quad (2.13)$$

$$L_{Ac} = L_{cA} = L_{Ba} = L_{aB} = L_{Cb} = L_{bC} = L_{m1} \cos(\theta - 120^\circ) \quad (2.14)$$

当定子与转子两相绕组轴线一致时，两者之间的互感值最大。

将以上各式代入磁链方程，显然这个矩阵是很庞大的。为了方便起见，可以把它写成分块矩阵的形式

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\Psi_s = [\Psi_A \quad \Psi_B \quad \Psi_C]^T \quad (2.16)$$

$$\Psi_r = [\Psi_a \quad \Psi_b \quad \Psi_c]^T \quad (2.17)$$

$$i_s = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T \quad (2.18)$$

$$i_r = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad (2.19)$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l1} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{m1} + L_{l2} & -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l2} & -\frac{1}{2}L_{m1} \\ -\frac{1}{2}L_{m1} & -\frac{1}{2}L_{m1} & L_{m1} + L_{l2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$L_{rs} = L_{sr}^T = L_{m1} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

值得注意的是， L_{rs} 与 L_{sr} 两个分块矩阵互为转置，且与转子位置 θ 有关，它们的元素是变参数，这是系统非线性的一个根源。

把磁链方程代入电压方程，则得展开后的电压方程

$$\begin{aligned} u &= Ri + p(li) = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{dt} i \\ &= Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega i \end{aligned} \quad (2.23)$$

式中 Ldi/dt 项属于电磁感应电动势中的脉变电动势（或称变压器电动势），

$(dL/d\theta) \cdot \omega \cdot i$ 项属于电磁感应电动势中与转速 ω 成正比的旋转电动势。

2.1.3 运动方程

在一般情况下，电气传动系统的运动方程式是

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} + \frac{D}{p_n} \omega + \frac{K}{p_n} \theta \quad (2.24)$$

式中 T_L —负载阻转矩；

J —机组的转动惯量；

D —与转速成正比的阻转矩阻尼系数；

K —扭转弹性转矩系数；

p_n —极对数。

对于恒转矩负载， $D = 0, K = 0$ ，则

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.25)$$

2.1.4 转矩方程

按照机电能量转换原理，可求出电磁转矩 T_e 的表达式：

$$T_e = p_n L_{m1} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c)] \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120^\circ) \quad (2.26)$$

应该指出，上式是在磁路为线性、磁动势在空间按正弦分布的假定条件下得出的，但对定、转子电流的波形未做任何假定，式中的 i 都是瞬时值。因此，此电磁转矩公式同样适用于由变压变频器供电的三相异步电动机调速系统。

2.1.5 三相异步电动机的数学模型

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + \omega \frac{dL}{d\theta} \cdot i \quad (2.27)$$

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.28)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.29)$$

总起来说，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。

2.2 坐标变换和变换矩阵

上节中虽已推导出异步电动机的动态模型，但是，要分析和求解这组非线性方程是非常困难的，即使要画出很清楚的结构图也并不是容易的事。通常须采用

坐标变换的方法加以改造，使变换后的数学模型容易处理一些。

2.2.1 坐标变换的基本思想和原则

从上节分析异步电动机数学模型的过程中可以看出，这个数学模型之所以复杂，关键是因为有一个复杂的电感矩阵，也就是说，影响磁链和受磁链影响的因素太多了。因此，要简化数学模型，须从简化磁链的关系着手。

直流电机的数学模型是比较简单的，现在先分析直流电机的磁链关系。如图 2.2 所示为直流电机的数学模型。

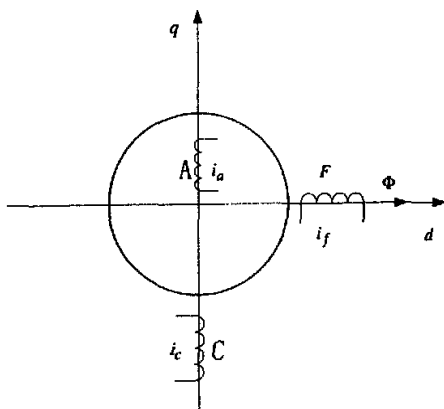


图 2.2 二极直流电机的物理模型

Fig.2.2 Physical model of two polar DC motor

图 2.2 中 F 为励磁绕组、A 为电枢绕组、C 为补偿绕组。F 和 C 都在定子上，只有 A 是在转子上。把 F 的轴线作为直轴或 d 轴 (Direct Axis)，主磁通 Φ 的方向就在 d 轴上；A 和 C 的轴线称为交轴或 q 轴 (Quadrate Axis)。虽然电枢本身是旋转的，但其绕组通过换向器电刷接到端接板上，电枢磁动势的轴线始终被电刷限定在 q 轴位置上，好像一个在 q 轴上静止绕组的效果一样。但它实际上是旋转的，会切割 d 轴的磁通而产生旋转电动势，这又和真正静止的绕组不一样，通常把这种等效的静止的绕组叫做“伪静止绕组”。电枢磁动势的作用可以用补偿绕组磁动势抵消，或者由于其作用方向与 d 轴垂直而对主磁通影响甚微，所以直流电动机的主磁通基本上唯一地由励磁电流决定。这是直流电机的数学模型及控制系统比较简单的根本原因。

如果能将交流电机的物理模型等效地变换成类似直流电机的模型，分析和控制问题就可以大为简化。坐标变换正是按照这条思路进行的。在这里，不同的电机模型彼此等效的原则是，在不同坐标系下所产生的磁动势完全一致。

众所周知，交流电机三相对称的静止绕组 A、B、C，通过三相平衡的正弦电

流 i_A 、 i_B 、 i_C 时，所产生的合成磁动势是旋转磁动势 F ，它在空间呈正弦分布，以同步转速 ω_1 （即电流的角频率）顺着 A—B—C 的相序旋转。然而，旋转磁动势并不一定非要三相不可，除单相以外，两相、三相、四相等任意对称的多相绕组，通以平衡的多相电流，都能产生旋转磁动势，当然以两相最为简单。如图所示为两相静止绕组 α 和 β ，它们在空间上互差 90° ，通以时间上互差 90° 的两相平衡交流电流，也产生旋转磁动势 F 。当两个旋转磁动势大小和转速都相等时，即认为两相绕组与三相绕组等效。

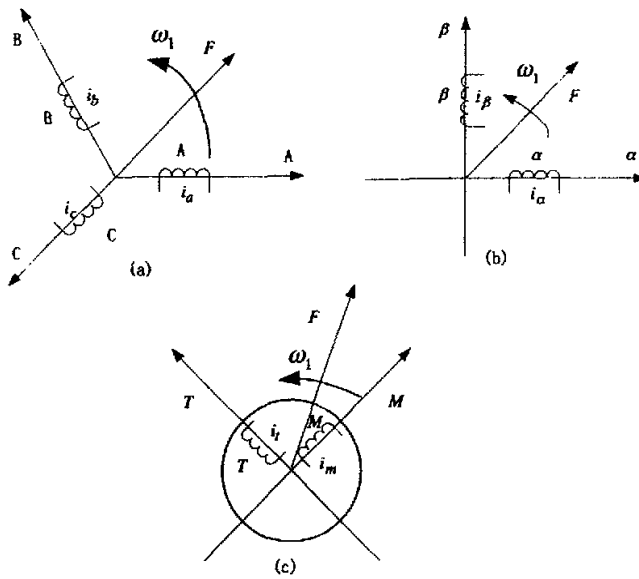


图 2.3 等效的交流电机绕组和直流电机绕组物理模型

Fig.2.3 the equivalent physical model of winds of DC motor and AC motor

再看图 2.3 中的两个匝数相等且互相垂直的绕组 M 和 T，其中分别通以直流电流 i_m 和 i_t ，产生合成磁动势 F ，其位置相对于绕组来说是固定的。如果让包含两个绕组在内的整个铁心以同步转速旋转，则磁动势 F 自然也就随之旋转起来，成为旋转磁动势。如果控制磁动势也和前述的三相和两相磁动势一样，这套旋转的直流绕组也就和前面两套固定的交流绕组都等效了。当观察者站在铁心上和绕组一起旋转时，在他看来，M 和 T 是两个通以直流而相互垂直的静止绕组。如果控制磁通 Φ 的位置在 M 轴上，就和直流电机的物理模型没有本质上的区别了。这是，绕组 M 相当于励磁绕组，绕组 T 相当于伪静止的电枢绕组。

由此可见，以产生同样的旋转磁动势为准则，三相交流绕组、两相交流绕组与整体旋转的直流绕组彼此等效。或者说，在三相坐标系下的 i_A 、 i_B 、 i_C 与 i_α 、 i_β 和在旋转两相坐标系下的直流 i_m 、 i_t 是等效的，它们能产生相同的旋转磁动势。

就 M、T 两个绕组而言，当观察者站在地面看上去，它们是与三相交流绕组等效的旋转直流绕组；如果跳到旋转着的铁心上看，它们就的确是个直流电机模型了。这样，通过坐标系的变换，可以找到与交流三相绕组等效的直流电机模型。

2.2.2 三相—两相变换

三相静止绕组 A、B、C 和两相静止绕组 α 、 β 之间的变换，简称 3/2 变换。图 2.4 中绘出了 A、B、C 和 α 、 β 两个坐标系。为方便起见，取 A 轴与 α 重合。三相绕组每相有效匝数为 N_3 ，两相绕组每相绕组有效匝数为 N_2 ，各相磁动势为有效匝数与电流的乘积，其空间矢量均位于有关相的坐标轴上。由于交流磁动势的大小是随时间变化的，图中磁动势矢量的长度是随意的。

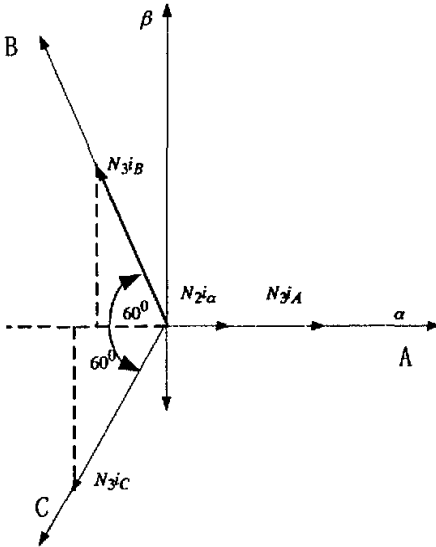


图 2.4 三相和两相坐标系与绕组磁动势的空间矢量

Fig.2.4 Magnetic motive Space vectors of winds and plane of 3 phase and 2phase

设磁动势波形是正弦分布的，当三相总磁动势与两相总磁动势相等时，两套绕组瞬时磁动势在 α 、 β 轴上的投影都应相等，即

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos 60^\circ - N_3 i_C \cos 60^\circ = N_3 (i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C) \quad (2.30)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin 60^\circ - N_3 i_C \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C) \quad (2.31)$$

写成矩阵形式，得

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

考虑变换前后总功率不变，在此前提下可以证明，匝数比为 $\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ ，所以

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

令

$$C_{\frac{3}{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

如果要从两相坐标系变换到三相坐标系（简称 2/3 变换），可利用增广矩阵的方法把 $C_{\frac{3}{2}}$ 扩成方阵，求其逆矩阵后，再除去增加的一列，即得

$$C_{\frac{2}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

如果三相绕组是 Y 联结不带零线，则有 $i_A + i_B + i_C = 0$ ，则

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

按照所采用的条件，电流变换矩阵也就是电压变换矩阵，同时也可以证明，

它们也是磁链的变换矩阵。

2.2.3 两相静止坐标—两相旋转坐标变换

如图 2.5 所示。从两相静止坐标系 α 、 β 到两相旋转坐标系 M、T 的变换称两相—两相旋转变换，简称 2s/2r 变换，把两个坐标画在一起。图中，两相交流电流 i_α 、 i_β 和两个直流电流 i_m 、 i_t 产生同样的以同步转速 ω_1 旋转的合成磁动势 F_1 。由于各绕组匝数相等，可以消去磁动势中的匝数，直接用电流表示。图中 M、T 轴和矢量 $F_1(i_1)$ 都以转速 ω_1 旋转，分量 i_m 、 i_t 的长短不变，相当于 M、T 绕组的直流磁动势。但 α 、 β 轴是静止的， α 轴与 M 轴的夹角 φ 随时间而变化。因此， i_1 在 α 、 β 轴上的分量 i_α 、 i_β 的长短也随时间变化，相当于 α 、 β 绕组交流磁动势的

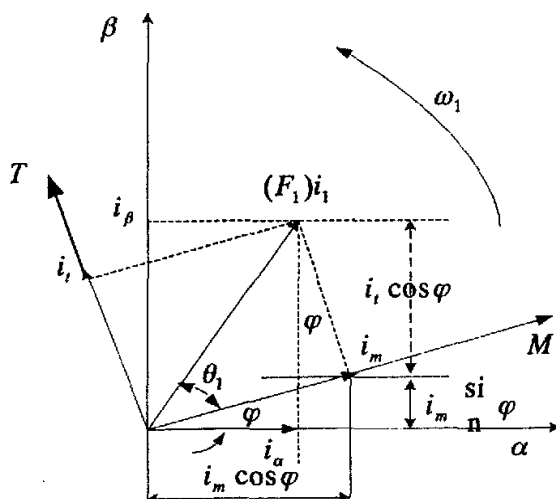


图 2.5 二相静止和旋转坐标系与磁动势（电流）空间矢量

Fig.2.5 Two phase static and rotatable coordinate and magnetic force space vector

瞬时值。由图所见

$$i_\alpha = i_m \cos \varphi - i_t \sin \varphi \quad (2.38)$$

$$i_\beta = i_m \sin \varphi + i_t \cos \varphi \quad (2.39)$$

写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_m \\ i_t \end{bmatrix} = C_{2r/2s} \begin{bmatrix} i_m \\ i_t \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

式中 $C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$ 是两相旋转坐标变换到两相静止坐标的变换矩

阵。利用矩阵变换

$$\begin{bmatrix} i_m \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

因此，两相静止坐标系变换到两相旋转坐标系的变换矩阵是

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

2.2.4 直角坐标/极坐标变换 (K/P 变换)

在图 2.5 中令矢量 i_t 和 M 轴的夹角为 θ_1 ，已知 i_m 、 i_t ，求 i_1 、 θ_1 ，就是直角坐标/极坐标变换，简称 K/P 变换。显然，其变换式应为

$$i_1 = \sqrt{i_m^2 + i_t^2} \quad (2.43)$$

$$\theta_1 = \arctan \frac{i_t}{i_m} \quad (2.44)$$

当 θ_1 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 之间变化时， $\tan \theta_1$ 值的变化范围是 $0 \sim \infty$ ，这个变化幅度太大，很难在实际变换器中实现，因此常改用下列方式来表示 θ_1 值：

$$\tan \frac{\theta_1}{2} = \frac{\sin \frac{\theta_1}{2}}{\cos \frac{\theta_1}{2}} = \frac{\sin \frac{\theta_1}{2} (2 \cos \frac{\theta_1}{2})}{\cos \frac{\theta_1}{2} (2 \cos \frac{\theta_1}{2})} = \frac{\sin \theta_1}{1 + \cos \theta_1} = \frac{i_t}{i_1 + i_m} \quad (2.45)$$

$$\theta_1 = 2 \arctan \frac{i_t}{i_1 + i_m} \quad (2.46)$$

2.3 三相异步电动机在两相坐标系上的数学模型

异步电动机的数学模型比较复杂，坐标变换的目的就是为简化数学模型。将三相静止坐标系中模型转换到两相坐标系上，由于两相坐标系的坐标轴互相垂直，两相绕组之间没有磁的耦合，仅此一项就会使数学模型简化许多。

2.3.1 异步电动机在两相旋转坐标系 (dq 坐标系) 上的数学模型

两相坐标系可以是静止的，也可以是旋转的，其中以任意转速旋转的坐标系是最一般的情况，有了这种情况下的数学模型，要求出某一具体两相坐标系上的模型就比较容易了。

设两相坐标 d 轴与三相坐标 A 轴的夹角为 θ ，而 $p\theta = \omega_{11}$ 为 dq 坐标相对于定子的角转速， ω_{12} 为 dq 坐标相对于转子的角转速。要把三相静止坐标系上的电压

方程都变换到两相旋转坐标系上来，可以先利用3/2变换将方程式中定子和转子的电压、电流、磁链和转矩都变换到两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 上，然后再用旋转变换矩阵 $C_{2s/2r}$ 将这些变量都变换到两相旋转坐标系 dq 上来。

变换得到的数学模型如下：

(1) 电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_{11} L_s & L_m p & -\omega_{11} L_m \\ \omega_{11} L_s & R_1 + L_s p & \omega_{11} L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_{12} L_m & R_2 + L_r p & -\omega_{12} L_r \\ \omega_{12} L_m & L_m p & \omega_{12} L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

式中，定子各量均用下角标 1 表示，转子各量均用 2 表示。

L_m - dq 坐标系定子与转子同轴等效绕组间的互感， $L_m = (/) L_{m1}$ ；

L_s - dq 坐标系定子等效绕组的自感， $L_s = L_m + L_{11}$ ；

L_r - dq 坐标系转子等效绕组的自感， $L_r = L_m + L_{12}$

应该注意，两相绕组互感 L_m 是原三相绕组中任意两相间最大(当轴线重合时) L_{m1} 的 3/2 倍，这是因为用两相取代了三相的缘故。

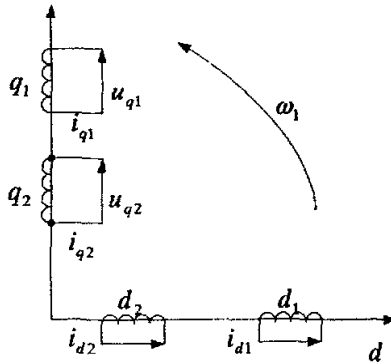


图 2.6 异步电动机变换到 dq 坐标系上的物理模型图

Fig.2.6 Physical model of asynchronous on $d-q$ coordinate

(2) 磁链方程

数学模型简化的根本原因可以从磁链方程及 dq 物理模型上看出。

$$\begin{bmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

或写成

$$\Psi_{d1} = L_s i_{d1} + L_m i_{d2} \quad (2.49)$$

$$\Psi_{q1} = L_s i_{q1} + L_m i_{q2} \quad (2.50)$$

$$\Psi_{d2} = L_m i_{d1} + L_r i_{d2} \quad (2.51)$$

$$\Psi_{q2} = L_m i_{q1} + L_r i_{q2} \quad (2.52)$$

由于变换到 dq 坐标系上以后, 定子与转子等效绕组都落在两个轴上, 而且两轴都互相垂直, 它们之间没有互感的耦合关系, 互感磁链只在同轴绕组之间存在, 所以式中的每个磁链分量只剩下两项了。可是, 由于定、转子绕组与坐标轴之间都有相对运动, 它们都属于伪静止绕组, 每轴磁通在与之垂直的绕组中还要产生旋转电动势, 这些电动势项都与相对转速 ω_{11} 或 ω_{12} 成正比。

(3) 转矩和运动方程

$$T_e = p_n L_m (i_{q1} i_{d2} - i_{d1} i_{q2}) = T_L + \frac{J}{p_n} \frac{d\omega}{dt} \quad (2.53)$$

式中 ω ——电机转子的角转速, $\omega = \omega_{11} - \omega_{12}$

电压方程中, 含 R 项的表示电阻压降, 含 L p 项表示电感压降(即脉变电动势), 含 ω 项表示旋转电动势。为了使物理概念更清楚, 可以把它们分开来写, 即得:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & 0 & L_r p & 0 \\ 0 & L_m p & 0 & L_r p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{11} & 0 & 0 \\ \omega_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{12} \\ 0 & 0 & \omega_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.54)$$

令

$$u = [u_{d1} \quad u_{q1} \quad u_{d2} \quad u_{q2}]^T \quad (2.55)$$

$$i = [i_{d1} \quad i_{q1} \quad i_{d2} \quad i_{q2}]^T \quad (2.56)$$

$$\Psi = [\Psi_{d1} \quad \Psi_{q1} \quad \Psi_{d2} \quad \Psi_{q2}]^T \quad (2.57)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

旋转电动势矢量

$$e_r = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{11} & 0 & 0 \\ \omega_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{12} \\ 0 & 0 & \omega_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \\ \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{11} \Psi_{q1} \\ \omega_{11} \Psi_{d1} \\ -\omega_{12} \Psi_{q2} \\ \omega_{12} \Psi_{d2} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

则电压方程式变成

$$u = Ri + Lpi + e_r \quad (2.61)$$

将以上各式画成如图 2.7 多变量系统动态结构图。

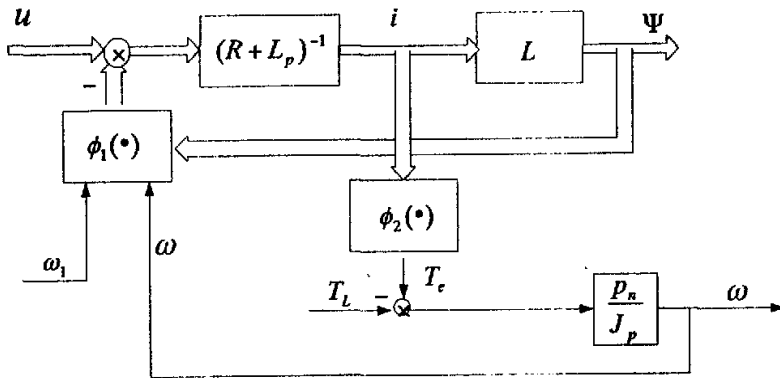


图 2.7 异步电动机的多变量 强耦合动态结构图

Fig.2.7 Asynchronous more variable and strong coupling dynamic construct block

其中 $\phi_1(\bullet)$ 表示 e_r 表达式的非线性函数矩阵, $\phi_2(\bullet)$ 表示 T_e 表达式的非线性函数。

图 2.7 表明异步电动机的数学模型具有以下性质:

- (1) 异步电动机可以看作一个双输入双输出系统, 输入量是电压矢量 u 和定

子与 dq 坐标轴的相对角转速 ω_{11} (当 dq 轴以同步转速旋转时, ω_{11} 就等于定子输入角频率 ω_1), 输出量是磁链矢量 Ψ 和转子角转速 ω 。电流矢量可以看作状态变量, 它和磁链矢量之间由磁链方程确定关系。

(2) 非线性因素存在于 $\phi_1(\bullet)$ 和 $\phi_2(\bullet)$ 中, 即存在于产生旋转电动势和电磁转矩的两个环节上。除此以外, 系统的其它部分都是线性关系。

(3) 多变量之间的耦合关系主要体现在旋转电动势上。如果忽略旋转电动势的影响, 系统就容易简化成单变量系统了。

将电压方程绘成动态等效电路, 如图 2.8 所示其中 a 图是 d 轴电路, b 图是 q 轴电路, 它们之间靠旋转电动势 $\omega_{11}\Psi_{q1}$ 、 $\omega_{12}\Psi_{q2}$ 、 $\omega_{11}\Psi_{d1}$ 、 $\omega_{12}\Psi_{d2}$ 互相耦合。

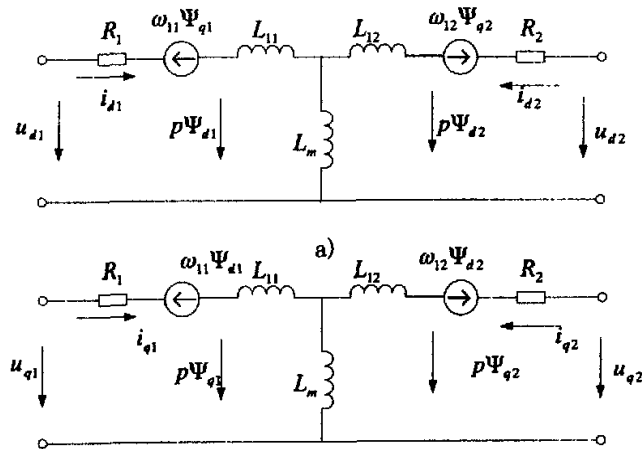


图 2.8 异步电机在 dq 坐标上的动态等效电路

a) d 轴电路 b)q 轴电路

Fig.2.8 Asynchronous motor's dynamic equivalent circuits on d-q coordinate

a) d-axis circuit b)q-axis circuit

2.3.2 异步电动机在两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系上的数学模型

在静止坐标系 α 、 β 上的数学模型是任意旋转坐标系 d、q 上数学模型的一个特例, 只要在旋转坐标模型中令 $\omega_{11} = 0$ 即可。 $\omega_{12} = -\omega$, 即电机转子角转速的负值, 下角标中的 d、q 改变成 α 、 β 。于是磁链方程改为

$$\Psi_{\alpha 1} = L_s i_{\alpha 1} + L_m i_{\alpha 2} \tag{2.62}$$

$$\Psi_{\beta 1} = L_s i_{\beta 1} + L_m i_{\beta 2} \tag{2.63}$$

$$\Psi_{\alpha 2} = L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2} \tag{2.64}$$

$$\Psi_{\beta 2} = L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2} \tag{2.65}$$

而式(2.47)电压方程矩阵变成

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_1 + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega L_m & R_2 + L_r p & \omega L_r \\ -\omega L_m & L_m p & -\omega L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

利用两相旋转变换的反变换式 (2.42), 可得

$$i_{d1} = i_{\alpha 1} \cos \theta + i_{\beta 1} \sin \theta \quad (2.67)$$

$$i_{q1} = -i_{\alpha 1} \sin \theta + i_{\beta 1} \cos \theta \quad (2.68)$$

$$i_{d2} = i_{\alpha 2} \cos \theta + i_{\beta 2} \sin \theta \quad (2.69)$$

$$i_{q2} = -i_{\alpha 2} \sin \theta + i_{\beta 2} \cos \theta \quad (2.70)$$

代入式 (2.54) 并整理后得 $\alpha\beta$ 坐标系上的电磁转矩

$$T_e = p_n L_m (i_{\beta 1} i_{\alpha 2} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}) \quad (2.70)$$

2.3.3 异步电机在两相同步旋转坐标上的数学模型

另一个很有用的坐标系是两相同步旋转坐标系, 其坐标轴仍用 dq 表示, 只是旋转速度等于定子频率的同步角速度 ω_1 , 也就是坐标系相对定子的角速度。而转子的转速为 ω , d、q 轴相对转子的角转速 $\omega_{12} = \omega_1 - \omega = \omega_s$, 即转差。代入式(2.47)得

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_2 + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

磁链方程和转矩方程及运动方程不变。

这种坐标系的突出优点是, 当 A、B、C 坐标系中的变量为正弦函数时, d、q 坐标系中的变量是直流。

2.3.4 电机在两相同步旋转坐标系上按转子磁场定向的数学模型。

在 (2.72) 式中, 电压方程右边的 4×4 系数矩阵每一项都是占满了的, 也就是说, 系统仍是强耦合的。怎样才能进一步简化呢? 经过研究后可以发现, 对于所用的两相同步旋转坐标系只规定了 d、q 两轴的垂直关系和旋转速度, 并未规定两轴与电机旋转磁场的相对位置, 对此仍有选择的余地。现在规定 d 轴沿着转子总磁链矢量 Ψ_2 的方向, 并称之为 M 轴; 而 q 轴则逆时针转 90° , 即垂直于矢量 Ψ_2 , 称之为 T 轴。这样两相同步旋转坐标系就具体规定 M、T 坐标系, 即按转子磁场

定向的坐标系。将式 (2.72) 和式 (2.71) 中的坐标符号改变一下, 即得 M、T 坐标系上的数学模型。

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{i1} \\ u_{m2} \\ u_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_2 + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{i1} \\ i_{m2} \\ i_{i2} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$T_e = p_n L_m (i_{i1} i_{m2} - i_{m1} i_{i2}) \quad (2.74)$$

由于 $\Psi_{m2} = \Psi_2$, $\Psi_{i2} = 0$

也就是说

$$L_m i_{m1} + L_r i_{m2} = \Psi_2 \quad (2.75)$$

$$L_m i_{i1} + L_r i_{i2} = 0 \quad (2.76)$$

将式 (2.76) 代入式 (2.73), 得

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{i1} \\ u_{m2} \\ u_{i2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{i1} \\ i_{m2} \\ i_{i2} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

上式方程中出现了零元素, 减少了多变量之间的耦合关系, 使模型得到简化。

对于转矩方程, 将式 (2.75) 和式 (2.76) 代入式 (2.74) 得

$$\begin{aligned} T_e &= p_n L_m (i_{i1} i_{m2} - i_{m1} i_{i2}) = p_n L_m \left[i_{i1} i_{m2} - \frac{\Psi_2 - L_r i_{m2}}{L_m} \left(-\frac{L_m}{L_r} i_{i1} \right) \right] \\ &= p_n L_m \left[i_{i1} i_{m2} + \frac{\Psi_2}{L_r} i_{i1} - i_{i1} i_{m2} \right] = p_n \frac{L_m}{L_r} i_{i1} \Psi_2 \end{aligned} \quad (2.78)$$

这个转矩公式很简单, 已经和直流电机的转矩公式一样了。

第三章 矢量控制系统的基本结构

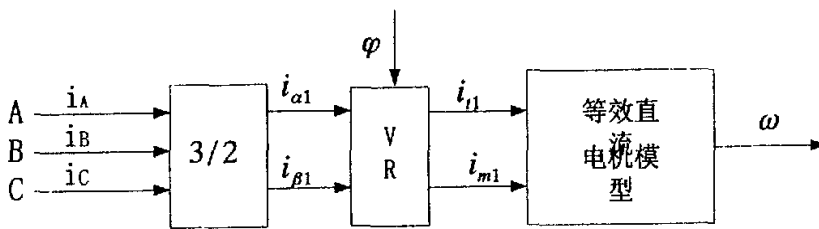
3.1 矢量控制技术思想

由第二章的论述我们可知，异步电动机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统，通过坐标变换，可以使之降阶并化简，但并没有改变其非线性、多变量的本质。交流调速系统的动态性能不够理想，调节器参数很难设计，关键就是在于只是近似成线性单变量控制系统而忽略了非线性、多变量的性质。许多专家学者对此进行过潜心的研究，终于获得了成功。

20 世纪 70 年代由德国工程师创立的崭新的矢量控制理论，从而实现了感应电机的具有与直流同样的调速效果。

矢量控制是一种高性能异步电动机控制方式，它基于电动机的动态数学模型，通过坐标变换，将交流电机模型转换成直流电机模型。根据异步电动机的动态数学方程式，它具有和直流电动机的动态方程式相同的形式，因而如果选择合适的控制策略，异步电动机应有和直流电动机相类似的控制性能，这就是矢量控制的思想。因为进行变换的是电流的空间矢量，所以这样通过坐标变换实现的控制系统就叫做矢量变换控制系统（Transvector Control System），或称矢量控制系统（Vector Control System）。

3.2 等效的直流电机模型



3 / 2 - 三相 两相变换 VR 同步旋转变换
 φ - M 轴与 α 轴 (A) 轴夹角

图 3.1 异步电机的坐标变换结构图

Fig.3.1 Structure diagram of asynchronous coordinate conversion

图 3.1 所示即为按照矢量控制思想构造的异步电动机模型。

以产生相同的旋转磁动势为准则，在三相坐标系下的定子电流 i_A 、 i_B 、 i_C 通过三相/两相变换，可以等效成两相静止坐标系下的交流电流 $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ ，再通过按转子磁场定向的旋转变换，可以等效成同步旋转坐标下的直流电流 i_{m1} 、 i_{11} 。如果观察者站在铁心上与坐标系一起旋转，他所看到的便是一台直流电机，原来交流电机的转子总磁通 Φ_2 就是等效直流电机的磁通，M绕组相当于直流电机的励磁绕组， i_{m1} 相当于励磁电流，T绕组相当于伪静止的电枢绕组， i_{11} 相当于与转矩成正比的电枢电流。

3.3 矢量控制系统的基本结构

所设想的结构如图 3.2 所示，图中给定信号和反馈信号经过类似于直流调速系统所用的控制器，产生励磁电流给定信号 i_{m1}^* 和电枢电流给定电流 i_{11}^* ，经过反旋转变换 VR^{-1} 得到 $i_{\alpha 1}^*$ 和 $i_{\beta 1}^*$ ，再经过 2/3 变换得到 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。把这三个电流控制信号和由控制器直接得到的频率控制信号 ω_1 加到带电流控制的变频器上，就可以输出异步电动机调速所需的三相变频电流。

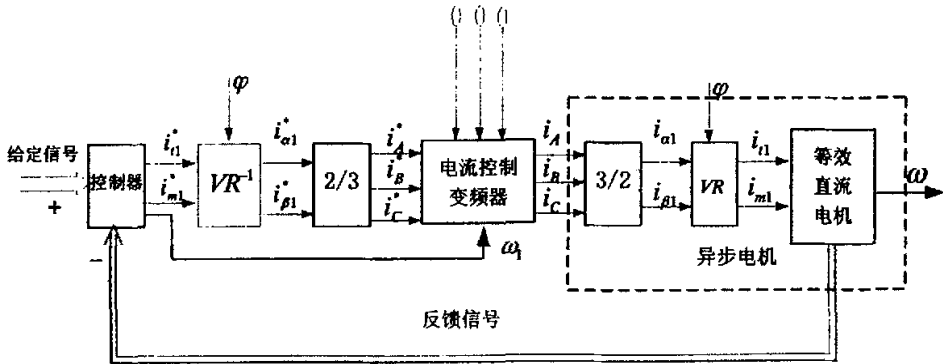


图 3.2 矢量控制系统的构想

Fig.3.2 Design of vector control system

3.4 矢量控制的基本方程式及其解耦模型

根据异步电动机在同步旋转坐标系上按转子磁场定向的数学模型，对于笼型异步电机，转子是短路的， $u_{m2} = u_{r2} = 0$ ，电压矩阵方程可进一步写成式(3.1)。

$$\begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{r1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{r1} \\ i_{m2} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

在矢量控制系统中，被控制的是定子电流，因此，必须从数学模型中找出定子电流的两个分量与其它物理量的关系。由式(3.1)得：

$$0 = R_2 i_{m2} + p(L_m i_{m1} + L_r i_{m2}) = R_2 i_{m2} + p\Psi_2 \quad (3.2)$$

所以

$$i_{m2} = -\frac{p\Psi_2}{R_2} \quad (3.3)$$

再利用 $L_m i_{m1} + L_r i_{m2} = \Psi_2$ ，解出 i_{m1} ，得

$$i_{m1} = \frac{T_2 p + 1}{L_m} \Psi_2 \quad (3.4)$$

或

$$\Psi_2 = \frac{L_m}{T_2 p + 1} i_{m1} \quad (3.5)$$

式中 T_2 ——转子励磁时间常数， $T_2 = L_r / R_2$ 。

由此可见，转子磁链 Ψ_2 仅由 i_{m1} 产生，与 i_{11} 无关，因而， i_{m1} 被称为定子电流的励磁分量。该式还表明， Ψ_2 与 i_{m1} 之间的传递函数是一价惯性环节（ p 相当于拉氏变换变量 s ）。其涵义是，当励磁分量 i_{m1} 突变时， Ψ_2 的变化要受到励磁惯性的阻挠，这和直流电机励磁绕组的惯性作用是一致的。

由 $i_{m2} = -\frac{p\Psi_2}{R_2}$ 可以看出，当定子电流励磁分量 i_{m1} 突变引起 Ψ_2 变化时，当即在转子中感生转子电流励磁分量 i_{m2} ，阻止 Ψ_2 的变化，使 Ψ_2 只能按时间常数 T_2 的指数规律变化。当 Ψ_2 达到稳态时， $p\Psi_2 = 0$ ，故 $i_{m2} = 0$ ， $\Psi_{2\infty} = L_m i_{m1}$ ，即 Ψ_2 的稳态值由 i_{m1} 唯一决定。

T 轴上的定子电流 i_{11} 和转子电流 i_{12} 的动态关系应满足下式：

$$i_{12} = -\frac{L_m}{L_r} i_{11} \quad (3.6)$$

此式说明，当 i_{11} 突然变化时， i_{12} 立即跟着变化，没有什么惯性，这是因为按转子磁场定向后，在 T 轴上不存在转子磁通的缘故。再看转矩公式

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} i_{11} \Psi_2 \quad (3.7)$$

可以认为， i_{11} 是定子电流的转矩分量。当 i_{m1} 不变时 Ψ_2 不变，如果 i_{11} 变化，转矩 T_e 立即随之成正比地变化，没有任何滞后。

总而言之，由于 M、T 坐标轴按转子磁场定向，在定子电流的两个分量之间

实现了解耦, i_{m1} 唯一决定磁链 Ψ_2 , i_{r1} 则只影响转矩, 与直流电机中的励磁电流和电枢电流相对应, 这样就大大简化了多变量强耦合的交流变频调速系统的控制问题。

关于频率控制如何与电流控制相协调的问题, 由式(3.1)可得:

$$0 = \omega_s(L_m i_{m1} + L_r i_{r2}) + R_2 i_{r2} = \omega_s \Psi_2 + R_2 i_{r2} \quad (3.8)$$

所以

$$\omega_s = -\frac{R_2}{\Psi_2} i_{r2} \quad (3.9)$$

将 $i_{r2} = -\frac{L_m}{L_r} i_{r1}$ 代入上式并考虑到 $T_2 = L_r/R_2$, 则

$$\omega_s = -\frac{L_m}{T_2 \Psi_2} i_{r1} \quad (3.10)$$

上式表明, 当 Ψ_2 恒定时, 矢量控制系统的转差频率在动态中也能与转矩成正比。利用以上各式, 可将异步电动机的数学模型绘成如下图 3.3 所示:

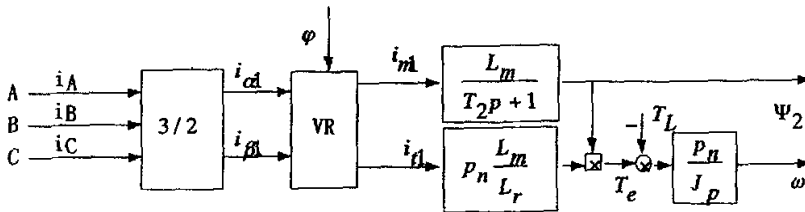


图 3.3 异步电机的矢量变换与解耦数学模型

Fig.3.3 Mathematical model of vector transform and decoupling of asynchronous motor

按照矢量控制系统的构想仿直流调速系统进行控制时, 可设置磁链调节器 $A\Psi R$ 和转速调节器 ASR , 分别控制 Ψ_2 和 ω 。为了使两个子系统完全解耦, 除了坐标变换外, 还应设法抵消转子磁链 Ψ_2 对电磁转矩的影响。比较直观的办法是, 把 ASR 的输出信号除以 Ψ_2 , 当控制器的坐标反变换与电机中的坐标变换抵消, 且变频器的滞后作用可以忽略时, 此处的 $(+\Psi_2)$ 便可与电机模型中的 $(\times\Psi_2)$ 抵消, 两个子系统就完全解耦了。这时, 带除法环节的矢量控制系统可以看成是两个独立的线性子系统, 可以采用经典控制理论的单变量线性系统综合方法或相应的工程设计方法来设计两个调节器 $A\Psi R$ 和 ASR 。

在异步电动机矢量变换模型中的转子磁链 Ψ_2 和它的定向相位角 φ 都是实际的, 而在控制器中这两个量都难以直接检测, 只能采用观测值或模型计算值, 图

中以“^”以示区别， $\hat{\Psi}_2$ 表示观测值。因此，两个子系统的完全解耦只有在下述三个条件下才能成立。

- (1) 转子磁链的计算值 $\hat{\Psi}_2$ 等于其实际值 Ψ_2
- (2) 转子磁场定向角的计算值 $\hat{\varphi}$ 等于其实际值 φ ；
- (3) 忽略电流控制变频器的滞后作用。如图 3.4 所示

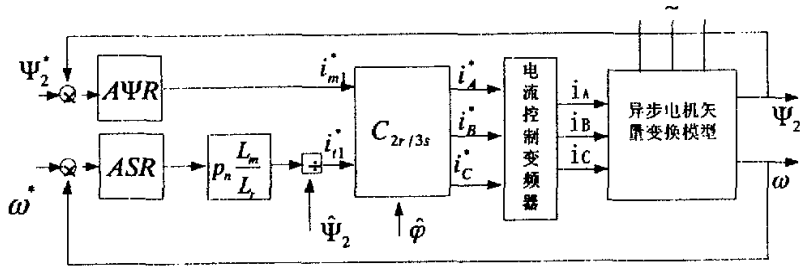


图 3.4 带除法环节的解耦矢量控制系统

Fig.3.4 Decoupling vector control system with division block

图 3.4 是典型的转速、磁链闭环控制的矢量控制系统。转速调节器输出带除法环节,使系统在上--小节所列的三个假定条件下变换成完全解耦的两个子系统,两个调节器的设计与直流调速系统相似。调节器和坐标变换都可以采用微机数字控制。电流控制变频器可以采用电流滞环跟踪控制的 PWM 变压变频器,也可以采用带电流内环控制的电压源型 SPWM 变换器。

第四章 转子磁链观测器的设计与构想

4.1 异步电动机矢量控制系统模型的选取

图 4.1 所示是本文所用的一种带转矩内环的转速、磁链闭环异步电动机矢量控制系统。

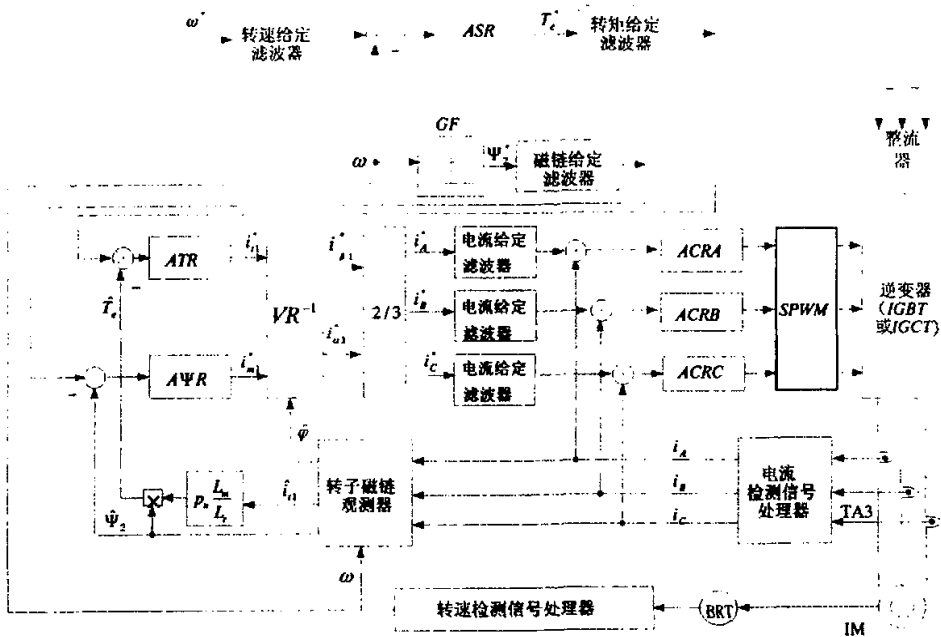


图 4.1 带转矩内环的转速 磁链闭环三相异步电动机矢量控制系统

Fig.4.1 Three phase asynchronous motor vector control system with rotate speed and magnetic chain feedback loop of torque

由图 4.1 可以看出控制系统的基本结构。本系统按转子磁场定向，分为转速控制子系统和磁链控制子系统，其中转速控制子系统与直流调速系统类似采用了串级控制结构。

转速控制子系统中设置了转速调节器 ASR，转速反馈信号取自于电机轴上的测速传感器。转速调节器输出 T_e^* 作为内环转矩调节器 ATR 的给定值，转矩反馈信号取自转子磁链观测器，其计算值为：

$$\hat{T}_e = p_n \frac{L_{md}}{L_{rd}} \hat{\psi}_2 \hat{i}_{d1}$$

如前所述，设置转矩闭环的目的是降低或消除两个通道之间的惯性耦合作用，另外从闭环意义上来说，磁链一旦发生变化，相当于对转矩内环的一种扰动作用，

必须受到转矩闭环的抑制，从而减少或避免磁链突变对转矩的影响。

在磁链控制子系统中，设置了磁链调节器 AΨR，AΨR 的给定值 i_{m1}^* 由函数发生器 GF 给出，磁链反馈信号 $\dot{\Psi}_2$ 来自于转子磁链观测器。磁链闭环的作用是，当 $\omega \leq \omega_N$ (额定角速度) 时，控制 Ψ_2 使其 $\Psi_2 = const$ ，实现恒转矩调速方式，当 $\omega \geq \omega_N$ 时，控制 Ψ_2 使其随着 ω 的增加而减少，实现恒功率（弱磁）调速方式。恒转矩调速方式和恒功率调速方式由函数发生器 GF 的输入——输出特性所决定。

图 4.1 中 VR^{-1} 是逆向同步旋转变换器，其作用是将 ATR 调节器输出 $i_{\alpha 1}^*$ 和 AΨR 调节器输出 $i_{\beta 1}^*$ 从同步旋转坐标系统 (M-T) 变换到两相静止坐标系 ($\alpha - \beta$) 上，得到 $i_{\beta 1}^*$ 、 $i_{\alpha 1}^*$ 。图中 2/3 变换器的作用是将两相静止轴系上的 $i_{\beta 1}^*$ 、 $i_{\alpha 1}^*$ 变换到三相静止轴系上，得到 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。

图 4.1 中电源部分为电流控制 PWM 电压源逆变器环节，逆变器所用功率器件为 IGBT 或 IGCT。由于电流控制环的高增益和逆变器具有的 PWM 控制模式，使电动机输出的三相电流 (i_A 、 i_B 、 i_C) 能够快速跟踪三相电流参考信号 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。这种具有强迫输入功能的快速电流控制模式是目前普遍采用的实用技术。

4.2 转子磁链观测模型

磁链闭环控制系统的关键环节是磁链反馈信号的获得。开始提出矢量控制系统时，曾尝试直接检测的方法以获得实际磁链信号，一种是在电机槽内埋设探测圈，一种是利用贴在定子内表面的霍尔片或其它磁敏元件。从理论上说，直接检测应该比较准确。但实际上，埋设线圈和敷设磁敏元件都遇到不少工艺和技术问题，特别是由于齿槽影响，使检测信号中含有较大的脉动分量，越到低速时影响越严重。因此，现在实用的系统中，多采用间接观测的方法，即检测出电压、电流或转速等容易测得的物理量，利用转子磁链的模型，实时计算磁链的幅值和相位。

利用能够实测的物理量的不同组合，可以获得多种转子磁链模型。

4.2.1 在两相静止坐标系上的转子磁链模型

由实测的三相定子电流通过 3/2 变换很容易得到两相静止坐标系上的电流 $i_{\alpha 1}$ 和 $i_{\beta 1}$ ，再利用磁链方程计算转子磁链在 α 、 β 轴上的分量为

$$\Psi_{\alpha 2} = L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2} \quad (4.1)$$

$$\Psi_{\beta 2} = L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2} \quad (4.2)$$

$$i_{\alpha 2} = \frac{1}{L_r} (\Psi_{\alpha 2} - L_m i_{\alpha 1}) \quad (4.3)$$

$$i_{\beta 2} = \frac{1}{L_r}(\Psi_{\beta 2} - L_m i_{\beta 1}) \quad (4.4)$$

又由 $\alpha\beta$ 坐标系的电压方程第三、四行，并令 $u_{\alpha 2} = 0$ 、 $u_{\beta 2} = 0$ 得

$$L_m p i_{\alpha 1} + L_r p i_{\alpha 2} + \omega(L_m i_{\beta 1} + L_r i_{\beta 2}) + R_2 i_{\alpha 2} = 0 \quad (4.5)$$

$$L_m p i_{\beta 1} + L_r p i_{\beta 2} - \omega(L_m i_{\alpha 1} + L_r i_{\alpha 2}) + R_2 i_{\beta 2} = 0 \quad (4.6)$$

整理后得转子磁链模型

$$\Psi_{\alpha 2} = \frac{1}{T_2 p + 1}(L_m i_{\alpha 1} - \omega T_2 \Psi_{\beta 2}) \quad (4.7)$$

$$\Psi_{\beta 2} = \frac{1}{T_2 p + 1}(L_m i_{\beta 1} + \omega T_2 \Psi_{\alpha 2}) \quad (4.8)$$

按此模型构成转子磁链分量的运算框图如图 4.2 所示有了 $\Psi_{\alpha 2}$ 、 $\Psi_{\beta 2}$ ，计算 Ψ_2 的幅值和相位便很容易了。

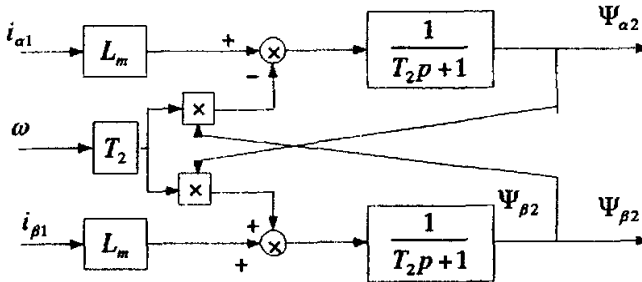


图 4.2 在两相静止坐标系上的转子磁链模型

Fig.4.2 Flux model of rotor in 2 phase static coordinate

4.2.2 在按磁场定向两相旋转坐标系上的转子磁链模型

三相定子电流 i_A 、 i_B 、 i_C 经 3/2 变换变成两相静止坐标系电流 $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ ，再经同步旋转变换并按转子磁场定向，得到 M、T 坐标上的电流 i_{m1} 、 i_{t1} 。利用矢量控制方程可以获得 Ψ_2 和 ω_s 信号，由 ω_s 信号和实测的转速信号 ω 相加，得到定子频率信号 ω_1 ，再经积分，即为转子磁链的相位信号 φ ，这个信号同时就是同步旋转变换的旋转相位角。

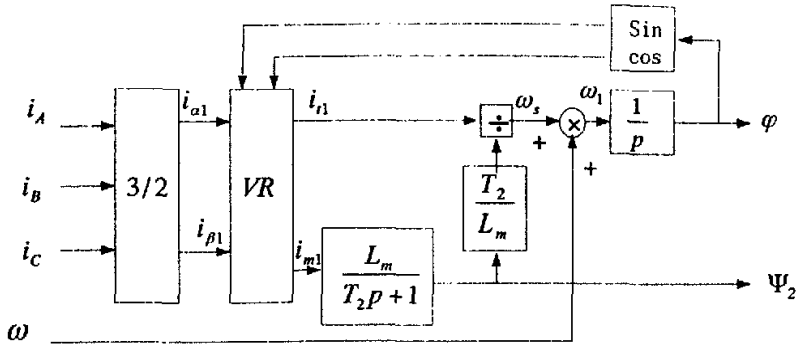


图 4.3 在按磁场定向两相旋转坐标系上的转子磁链模型

Fig.4.3 Flux model of rotator in field orientation 2 phase rotating coordinate

上述两种转子磁链模型在实用中都比较普遍，本文设计的系统采用按转子磁链定向的旋转坐标系上的观测模型。但也都受电机参数 T_2 和 L_m 的影响，参数变化将导致磁链幅值和相位信号失真，而反馈信号的失真必然使磁链闭环系统控制性能的降低，这是磁链闭环控制系统的不足之处。

4.3 采用闭环转子磁链观测器实现磁链观测

上述开环方式转子磁链观测器具有结构简单、容易实现等优点。但是抗干扰性较差。为了提高磁链观测器的抗干扰能力，本文所用系统采用闭环磁链观测器。由控制理论可知，闭环控制方式对于环内的各种干扰具有抑制作用。

这是一种基于误差反馈的转子磁链观测器，原理结构如图 4.4 所示。由图可见，根据异步电动机的数学模型重构，生成估计值 \hat{u}_s 、 \hat{i}_s 或 \hat{di}_s/dt 。检测值和估计值之差通过相应的误差校正环节，得到误差校正矩阵 G 。

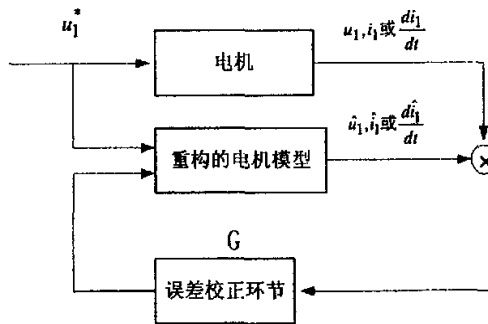


图 4.4 基于误差的转子磁链观测器原理图

Fig.4.4 Theory diagram of rotator flux observer based on error

基于误差的转子磁链观测器设计，是以矢量形式写成的定子电流、转子磁链为状态变量的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (4.9)$$

式中, $\mathbf{x} = [i_{\alpha 1} \quad i_{\beta 1} \quad \Psi_{\alpha 2} \quad \Psi_{\beta 2}]^T$

$$\mathbf{u} = [u_{\alpha 1} \quad u_{\beta 1} \quad 0 \quad 0]^T, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}_1 = [u_{\alpha 1} \quad u_{\beta 1}]^T, \quad \mathbf{i}_1 = [i_{\alpha 1} \quad i_{\beta 1}]^T, \quad \Psi_2 = [\Psi_{2\alpha} \quad \Psi_{2\beta}]^T$$

$$A_{11} = -\left(\frac{R_1}{\sigma L_{sd}} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_2}\right) \mathbf{I}, \quad A_{12} = \frac{L_{md}}{\sigma L_{sd} L_{rd}} \left(\frac{1}{T_2} \mathbf{I} - \omega \mathbf{J}\right), \quad A_{21} = \frac{L_{md}}{T_2} \mathbf{I},$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T} \mathbf{I} + \omega \mathbf{J}, \quad B_1 = \frac{1}{\sigma L_{sd}} \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

定子电流的微分方程为

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 = A_{11} \mathbf{i}_1 + A_{12} \Psi_2 + B_1 \mathbf{u}_1 \quad (4.10)$$

从该式相应地可以得到 \mathbf{i}_1 和 \mathbf{u}_1 的表达式为

$$\mathbf{i}_1 = A_{11}^{-1} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 - A_{12} \Psi_2 - B_1 \mathbf{u}_1 \right) \quad (4.11)$$

$$\mathbf{u}_1 = B_1^{-1} \left(\frac{d}{dt} \mathbf{i}_1 - A_{11} \mathbf{i}_1 - A_{12} \Psi_2 \right) \quad (4.12)$$

由式 (4.10) ~ (4.12) 可以得到与其相应的估计值表达为

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_1 = A_{11} \hat{\mathbf{i}}_1 + A_{12} \hat{\Psi}_2 + B_1 \mathbf{u}_1 \quad (4.13)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1 = A_{11}^{-1} \left(\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_1 - A_{12} \hat{\Psi}_2 - B_1 \mathbf{u}_1 \right) \quad (4.14)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_1 = B_1^{-1} \left(\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_1 - A_{11} \hat{\mathbf{i}}_1 - A_{12} \hat{\Psi}_2 \right) \quad (4.15)$$

式 (4.10) ~ (4.12) 分别与式 (4.13) ~ (4.15) 相减可得

$$\frac{d}{dt} (\hat{\mathbf{i}}_1 - \mathbf{i}_1) = A_{12} (\hat{\Psi}_2 - \Psi_2) \quad (4.16)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1 - \mathbf{i}_1 = A_{11}^{-1} A_{12} (\hat{\Psi}_2 - \Psi_2) \quad (4.17)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_1 - \mathbf{u}_1 = -B^{-1} A_{12} (\hat{\Psi}_2 - \Psi_2) \quad (4.18)$$

式(4.16)~(4.18)给出了定子电流时间导数、定子电流和定子电压的误差表达式。基于误差反馈的转子磁链观测器表达式可写为

$$\frac{d}{dt}\hat{\Psi}_2 = A_{22}\hat{\Psi}_2 + \frac{L_{md}}{T_2}i_1 + G(\hat{y} - y) \quad (4.19)$$

式中 y 代表 $di_1/dt, i_1, u_1$ 、 \hat{y} 代表相应的估计量。因 A_{11} 为对角矩阵，且其对角元素相等，故从式(4.16)~(4.18)可以看出各量的误差仅表现在比例系数上，因此，从状态观测器设计角度来看，三者是一致的。

这里以电流误差反馈为例来设计转子观测器，将式(4.14)代入式(4.16)得

$$\frac{d}{dt}\hat{\Psi}_2 = A_{22}\hat{\Psi}_2 + \frac{L_{md}}{T_2}i_1 - GA_{11}^{-1}A_{12}(\hat{\Psi}_2 - \Psi_2) \quad (4.20)$$

式(4.20)即为基于定子电流误差反馈的转子磁链观测器的表达式，它的状态估计误差为

$$\frac{d}{dt}e = \frac{d}{dt}(\Psi_2 - \hat{\Psi}_2) = (A_{22} - GA_{11}^{-1}A_{12})e \quad (4.21)$$

根据 A_{11} 、 A_{12} 、 A_{22} 的表达式，可将式(4.18)整理为

$$\frac{d}{dt}e = (I - G')A_{22}e \quad (4.22)$$

式中，

$$G' = \frac{L_{md}}{L_{rd}R_1 + (1 + \sigma)L_{sd}R_2}G$$

由式(4.22)可知，状态估计的收敛特性完全取决于矩阵 $(I - G')A_{22}$ 特征根分布，同时，矩阵 A_{22} 为二阶满秩矩阵，状态观测器的极点可以通过选择误差校正矩阵 $G(G')$ 的元素来任意配置，从而保证能够获得良好的动态特性和收敛特性的状态观测器。为简单起见，设

$$G' = I - \frac{1}{T_2\omega}kI - kJ \quad (4.23)$$

将式(4.20)代入式(4.19)得

$$\frac{d}{dt}e = -\lambda e \quad (4.24)$$

式中， $\lambda = \frac{1 + T_2\omega^2}{T_2\omega} \frac{1}{T_2}k$ (k 为常数)

显然，状态估计的收敛性取决于 λ 的选择。一般情况下，按 $\lambda = 10/T_2$ 来确定

误差校正矩阵 G ，可以保证状态观测器具有应用的快速收敛能力，并同时噪声有一定的抑制能力；过大的往往会导致状态观测器的抗噪声能力下降。

以上是本系统为了保证磁链观测器具有良好稳定性，基于定子电流误差反馈的转子磁链观测器的设计方法，与开环磁链观测器相比，这种观测器具有收敛速度和估计精度可以直接控制的特点，如果电机参数和转速均能保证较高的测量精度，那么它能达到较高的估计精度和理想的收敛速度。

准确的磁链观测是实现矢量控制的关键，但是当电机参数和转速存在较大的测量偏差时，必须在收敛速度和估计精度之间进行折中，从这种意义上讲，基于误差反馈的转子磁链观测器对于电机参数变化的影响未能有效地消除。因此，为了使整个系统具有良好的控制性能，必须寻找先进的观测策略，采取时时在线观测转子的参数变化，使控制系统能及时跟踪参数的变化而变化，以维持矢量控制系统较高的控制精度。

4.4 利用龙贝格状态观测器理论对观测器进行校正

上述观测器属于异步电动机降阶状态观测器的范畴，因为它仅对转子磁链进行估计，而对于其他状态变量未做估计。降阶状态观测器对于定子电流检测中含有噪声干扰不能抑制。然而这个问题在全阶状态观测器中解决了，因为对可检测变量进行估计相当于引入了一个状态滤波器。下面将简单地讨论全阶观测器的设计原理，其设计方法与前述降阶观测器的设计相类似。

异步电动机状态方程记为：

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bu$$

并令输出方程为

$$Y = Cx = [I \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

利用系统输入和输出等可直接测量的信息，设计的状态观测器如下

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = A\hat{x} + Bu + G(\hat{Y} - Y) \quad (4.26)$$

$$\hat{Y} = C\hat{x} \quad (4.27)$$

将式 (4.26) 减去式 (4.27) 可得状态估计动态误差方程如下

$$\frac{d}{dt}e = \frac{d}{dt}(\hat{x} - x) = (A + GC)e \quad (4.28)$$

根据龙贝格状态观测器理论可以证明，对于线性定常系统，若 (A, C) 能观，则矩阵 $(A+GC)$ 的特征值，状态观测器的极点可以任意配置，因而可通过选择

适当的 G 矩阵保证 \hat{x} 绝对收敛于 x 。虽然这是针对线性定常系统提出来的，但它的设计思想同样适用于异步电动机状态估计，图 4.5 为其信号流程图。

全阶状态观测器在稳定性、收敛性，以及抗参数变化和测量噪声干扰方面都有明显的改善，只是增加了观测器构成的复杂性。

总之，就实际应用而言，转子磁链观测器设计应满足以下几点要求：

- (1) 模型算法稳定，模型估计值对实际值的收敛速度要尽量地快。
- (2) 对电机参数变化具有自适应和自校正的功能，对测量噪声干扰具有滤波功能。

当电机参数发生变化或转速测量偏差较大时，虽然误差反馈可以削弱他们对状态估计的动、静态收敛特性的影响，但对于参数变化缺乏适应性。

解决以上问题最直接和最有效的手段是对电机参数或转速进行在线辨识，采用具有参数自适应的状态观测器来估计电机的转子磁链。

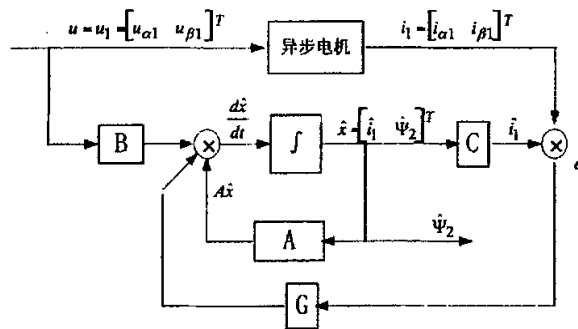


图 4.5 龙贝格状态观测器原理图

Fig.4.5 Theory diagram of Longbeg state observer

第五章 电机的自适应控制和参数辨识

5.1 按转子磁链定向矢量控制系统的缺陷

由上一章讨论可知，异步电机矢量控制的性能对电机参数的依赖性较大，电机转子电阻随着温度的变化将产生 $\pm 50\%$ 额定值的变化，并且一般电机的负载转矩是变化的和不能准确地知道的，这些因素的变化和影响将使电动机控制的性能变坏。本章将在电机矢量控制模型基础上，针对转子电阻变化和负载转矩变化的不确定性，应用非线性控制理论设计了一个渐近跟踪负载力矩和转子电阻实际值的非线性辨识算法。

5.2 非线性自适应控制系统的设计

5.2.1 所采用的电机数学模型

根据以上几部分的讨论可知，当定子电流为输入量时，在同步旋转坐标系 d-q 下，且保持坐标系的 d 轴同转子磁场方向一致时 ($\Psi_q = 0, \Psi_d = \Psi_2$)，矢量控制异步电动机数学模型为

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_2}{dt} + R_2 i_{d2} &= 0 \\ L_m i_{d1} + L_r i_{d2} &= \Psi_2 \\ L_m i_{q1} + L_r i_{q2} &= 0 \\ T_e &= p_n \frac{L_m}{L_r} i_{q1} \Psi_2 \\ T_e - T_L &= J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \end{aligned} \quad (5.1)$$

式中 B 为粘滞摩擦系数。

由式 (5.1) 的前两个式子可得

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = -\frac{1}{T_2} \Psi_2 + \frac{L_m}{T_2} i_{d1} \quad (5.2)$$

由式 (5.1) 后两个式子可得

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{J}\omega + \frac{p_n L_m}{J L_r} i_{q1} \Psi_2 - \frac{T_L}{J} \quad (5.3)$$

取状态矢量 $x = [\Psi_2 \ \omega]^T$ ，输入矢量 $u = [i_{d1} \ i_{q1}]^T$ ，输出矢量为 $[\Psi_2 \ \omega]^T$ ，则

上面两式可表达为

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (5.4)$$

式中

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_2} \Psi_2 \\ -\frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_2} & 0 \\ 0 & \frac{p_n L_m}{J L_r} \Psi_2 \end{bmatrix}$$

5.2.2 非线性自适应控制过程的设计

当磁链变化时，式 (5.4) 为非线性方程，且 ω 与 Ψ_2 为相互耦合的。为消除负载转矩变化和转子电阻变化对系统性能的不良影响，采用自适应反馈线性化的控制方法来辨识负载转矩和转子电阻实际值，为此首先将系统方程转化为包括参数估计值的状态方程。

设参数实际值 $p = [R_2 \ T_L]^T$ ，估计值为 $\hat{p} = [\hat{R}_2 \ \hat{T}_L]^T$ ，参数估计误差

$e = [e_1(t) \ e_2(t)]^T = [R_2 - \hat{R}_2 \ T_L - \hat{T}_L]^T$ ，则系统方程 (5.4) 可改写为

$$\frac{dx}{dt} = f_1(x, p) + f_2(x, p) + g_1(x, p)u + g_2(x, p)u = f_1(x, \hat{p}) + f_2(x, \hat{p}) + g_1(x, \hat{p})u + f_1(x, e) + f_2(x, e) + g_1(x, e)u + g_2(x, e)u \quad (5.5)$$

式中

$$f_1(\mathbf{x}, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_2 \Psi_2}{L_r} \\ \frac{B}{J} \omega \end{bmatrix}, \quad f_2(\mathbf{x}, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_L}{J} \end{bmatrix}$$

$$g_1(\mathbf{x}, \mathbf{p}) = \text{diag} \left[\frac{L_m}{T_2} \quad 0 \right] = \text{diag} \left[\frac{L_m}{L_r} R_2 \quad 0 \right]$$

$$g_1(\mathbf{x}, \mathbf{p}) = \text{diag} \left[\frac{L_m}{T_2} \quad 0 \right] = \text{diag} \left[\frac{L_m}{L_r} R_2 \quad 0 \right]$$

$$g_2(\mathbf{x}, \mathbf{p}) = \text{diag} \left[0 \quad \frac{p_n L_m}{J L_r} \Psi_2 \right]$$

引入非线性状态反馈，取输入为

$$\mathbf{u} = [g_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + g_2(\mathbf{x})]^{-1} \{ \mathbf{v} - [f_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + f_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}})] \} \quad (5.6)$$

其中 \mathbf{v} 取 $\mathbf{v} = [\dot{\Psi}_2 \quad \dot{\omega}]^T$ ，将式 (5.6) 代入 (5.5) 得

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}}{dt} &= \mathbf{v} + f_1(\mathbf{x}, \mathbf{e}) + f_2(\mathbf{x}, \mathbf{e}) + g_1(\mathbf{x}, \mathbf{e}) [g_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + g_2(\mathbf{x})]^{-1} \times \\ &\{ \mathbf{v} - [f_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + f_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}})] \} = \mathbf{v} + \begin{bmatrix} -\frac{\Psi_2}{L_r} & 0 \end{bmatrix}^T \mathbf{e}_1 + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T \mathbf{e}_2 + \\ &\mathbf{e}_1 \text{diag} \left[\frac{L_m}{L_r} \quad 0 \right] \cdot [g_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + g_2(\mathbf{x})]^{-1} \times \{ \mathbf{v} - [f_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + f_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}})] \} \end{aligned} \quad (5.7)$$

为了镇定系统，引入线性状态反馈

$$\mathbf{v} = \text{diag} [-k_1 \quad -k_2] \mathbf{x} + \begin{bmatrix} v_{\text{ref}\Psi} & v_{\text{ref}\omega} \end{bmatrix}^T \quad (5.8)$$

则式 (5.7) 可表示为

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{v}_{\text{ref}} + \mathbf{W}\mathbf{e} \quad (5.9)$$

式中: $\mathbf{k} = \text{diag} [-k_1 \quad -k_2]$; $\mathbf{v}_{\text{ref}} = \begin{bmatrix} v_{\text{ref}\Psi} & v_{\text{ref}\omega} \end{bmatrix}^T$; $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \xi_1 & \xi_2 \end{bmatrix}$;

$$\xi_1 = \begin{bmatrix} -\frac{\Psi_2}{L_r} & 0 \end{bmatrix}^T + \text{diag} \left[\frac{L_m}{L_r} \quad 0 \right] \cdot [g_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + g_2(\mathbf{x})]^{-1} \times \{ \mathbf{v} - [f_1(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}}) + f_2(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{p}})] \}$$

$$\xi_2 = \left[0 \quad -\frac{1}{J} \right]^T$$

为了设计能够渐近跟踪转子电阻和负载力矩的实际值的辨识系统，取系统的参考模型为

$$\frac{dx_M}{dt} = Kx_M + v_{ref} \quad (5.10)$$

式中 $x_M = [\Psi_{2M} \quad \omega_M]^T$ 。

定义参考模型的跟踪误差为 $e_M = x - x_M = [\Psi_2 - \Psi_{2M} \quad \omega - \omega_M]^T$ ，则将式(5.9)减去式(5.10)得

$$\frac{de_M}{dt} = Ke_M + We \quad (5.11)$$

应用李亚普诺夫稳定性定理，取二次型函数为

$$V = e_M^T P e_M + e^T G e \quad (5.12)$$

式中 G 、 P 为正定对称矩阵，且 P 满足李亚普诺夫方程

$$K^T P + PK = -Q \quad (5.13)$$

其中 Q 为正定对称矩阵。对函数 V 求导数得

$$\frac{dV}{dt} = -e_M^T Q e_M + 2e^T (W^T P e_M + G \dot{e}) \quad (5.14)$$

若取

$$\frac{de}{dt} = -G^{-1} W^T P e_M \quad (5.15)$$

则

$$\frac{dW}{dt} = -e_M^T Q e_M < 0 \quad (5.16)$$

即可保证系统稳定，同时由式(5.15)可得

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{R}_2}{dt} \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} \end{bmatrix} = G^{-1} W^T P e_M \quad (5.17)$$

从而得到参数的自适应估计律，将估计的参数值应用到式(5.6)，则可得到矢量控制异步电动机的自适应控制输入。

第六章 数字化矢量控制系统的设计

6.1 以 DSP 为控制核心的控制系统结构

数字控制系统也称为计算机控制系统，其硬件结构图 6.1 所示。由于数字信号处理器 DSP 具有硬件简单、控制算法灵活、抗干扰强、无漂移、兼容性好等优点，现已广泛应用于交流电机控制系统中。

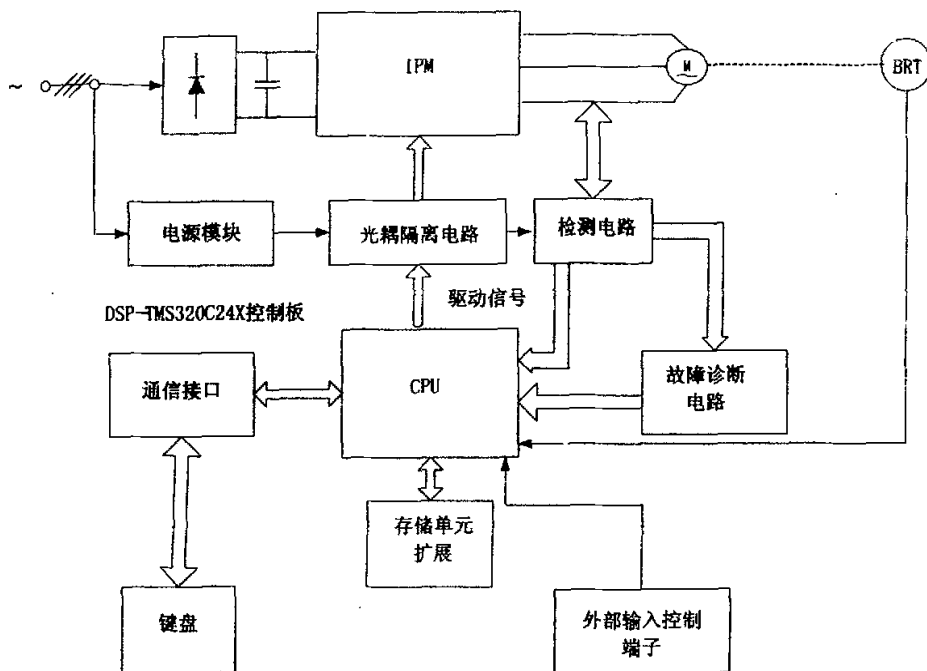


图 6.1 以 DSP 为控制核心的数字异步电动机控制系统

Fig.6.1 Digital asynchronous motor control system based on DSP

6.2 硬件组件的选取

6.2.1 DSP-TMS320C24X 控制板逻辑图和内部结构

如图 6.2 所示，DSP 是一种高速专用微处理器，运算功能强大，能实现高速输入和高速率传输数据。它专门以运算为主且不允许延迟的实时信号，可高效进行快速傅里叶变换运算。它包含灵活可变的 I/O 接口和片内 I/O 管理，以及高速

并行数据处理算法的优化指令集。数字信号处理器的精度高，可靠性好，其先进的品质与性能为电机控制提供了极大地支持。数字信号处理器保持了微处理器自

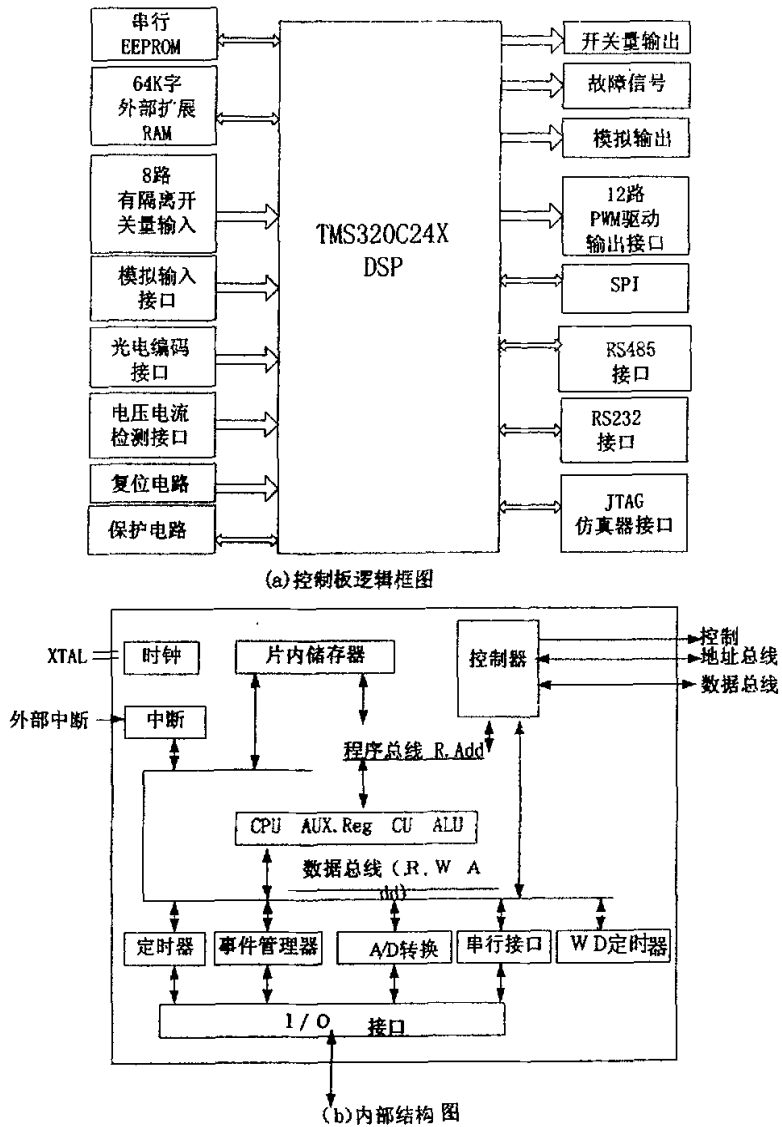


图 6.2 DSP-TMS320C24X 控制面板框图

Fig.6.2 Block diagram of DSP control panel

成系统的特点，又具有优于通用微处理器的对数字信号处理的运算能力。数字信号处理器为完成信号的实时处理，采用了改进的哈佛结构。程序和数据存储器相隔离，双独立总线，在确保运算速度的前提下，还提供程序总线 and 数据总线之间的总线数据交换器，以间接实现冯—诺伊曼的一些功能，提高了系统的灵活性。

数字信号处理器中专门设置了乘法累加器结构，从硬件上实现了乘法器和加法器的并行工作，可在单指令周期内完成一次乘法并将乘积求和的运算，这是数字信号处理器区别于其他通用微处理器的主要特征，也是实现数字信号实时处理的必要条件。

TMS320C24X 是美国 TI 公司 (Texas Instruments) 于 1997 年推出的一种适于工业控制，尤其适于电动机控制的 DSP 芯片。具有高性能处理和运算能力，是一个高性能的 DSP 内核和片内外器件集成为一个芯片的高级工业数学手控制器。

6.2.2 DSP-TMS320C24X 的主要特性

- (1) 10ns-100ns 的指令周期;
- (2) 单周期的乘、除、平方、开方运算;
- (3) 单周期寻址和算法;
- (4) 单周期的可执行指令;
- (5) 单周期堆栈推移;
- (6) 植于芯片上的内存;
- (7) 和外部实际物理信号快速有效的连接
- (8) TMS30C24X CPU 的核心是具有一个内部的程序总路线和数据总路线;
- (9) TMS320C2X CPU 有两种片上内存，双读取内存 (DARAM) 闪存 E2PROM

或 ROM。它们又分为四种独立可选的内存空间，共有 224kB 它们是 64KB 的程序空间、64KB 的本地数据空间、32KB 的通用数据空间和谐 64KB 的输入/输出空间。

图 4.1 DSP 系统中，各模块和功能如下：

- (1) 给定值模块的作用为
 多项式拟合
 模块查表和插队值
- (2) 数字控制模的作用为
 实现 PID 控制的算法
 参数/状态估计
 磁场定向控制 (FOC) 变换
 无速度传感器算法
 自适应控制算法
- (3) 驱动给定/PWM 发生模块的作用为

PWM 生成

AC 电机的换向控制

功率因数校正 (PFC)

高速弱磁控制

直流纹波补偿

(4) 信号转换及信号调理模块的作用为

A/D 控制

数字滤波

在交流电机控制中, DSP 所特有的高速计算能力, 可以用来增加采样频率, 并完成复杂的信号处理和算法, 控制电力电子的外围设备。PID 算法、卡尔曼滤波、FFT、状态观测器、自适应控制及智能控制等, 均可利用 DSP 在较短的采样周期内完成。在自适应控制中, 系统参数、状态变量可以通过状态观测器加以辨识。因此, 利用 DSP 的信号处理能力还可以减少传感器的数量。

电机控制专用 DSP 具有 PWM 生成功能: 可产生高分辨率的 PWM 波形, 可灵活实现各种 PWM 控制模式, 具有多路 PWM 输出功能。

6.3 运算程序和控制算法

6.3.1 坐标变换

坐标变换包括以下两个过程, 相变换和旋转变换, 即, 三相静止坐标到两相静止坐标变换; 两相静止坐标到两相旋转坐标。程序代码使用美国 TI 公司的 C2XX 汇编语言。

(1) 相变换运算程序—克拉克变换 (Clark Transform)

$$(A、B、C) \rightarrow (\alpha、\beta) \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

$$(\alpha, \beta) \rightarrow (A, B, C) \quad \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_0 \end{bmatrix}$$

具体语句略。

(2) 旋转变换

旋转变换是矢量控制系统中常用的旋转变换，是从固定 α 、 β 轴变换到同步旋转的 M-T 轴，具有以下形式

$$\begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{t1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix}$$

从同步旋转的 M-T 轴到固定的 α 、 β 轴的变换为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{m1} \\ i_{t1} \end{bmatrix}$$

具体的派克变换略。

(3) 通过查表和插值实现 \sin/\cos 函数的计算如图 6.3 所示。

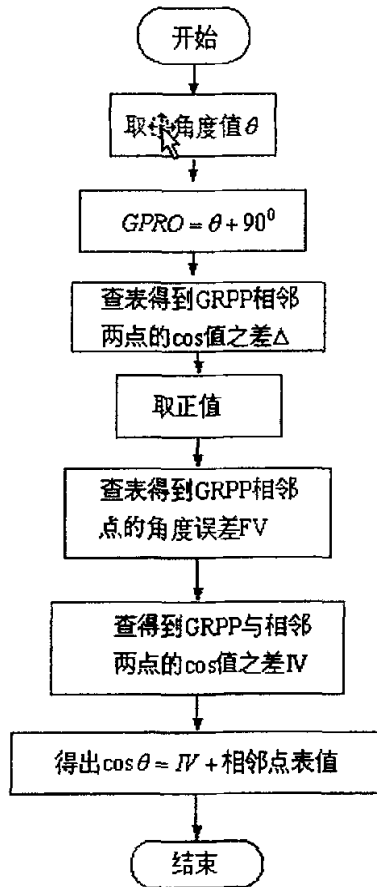


图 6.3 通过查表和插值实现 cos 函数的程序流程

Fig.6.3 Flowchart of cos function realization

(4) 捕获单元和 QEP(正交编码脉冲)

捕获单元功能见图 6.4。

配合一个定时器，捕获单元可以检测上升、下降的时刻可以有效地减少输入信号的抖动现象。

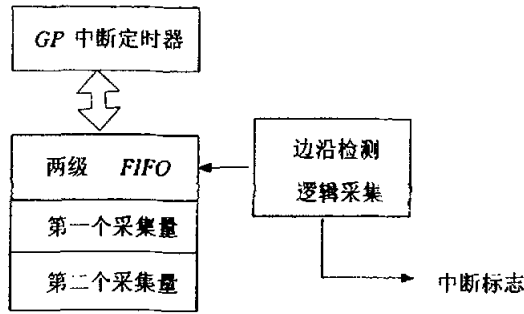


图 6.4 捕获单元结构图

Fig.6.4 Structure diagram of capture unit

捕获单元的处理结果可以保存在先进先出（FIFO）中，以简化软件实现的复杂程度

捕获事件可以触发中断。

捕获事件还可以用来触发其他功能，例如触发一个从模拟到数字的转化过程。

QEP 模块功能见图 6.5。

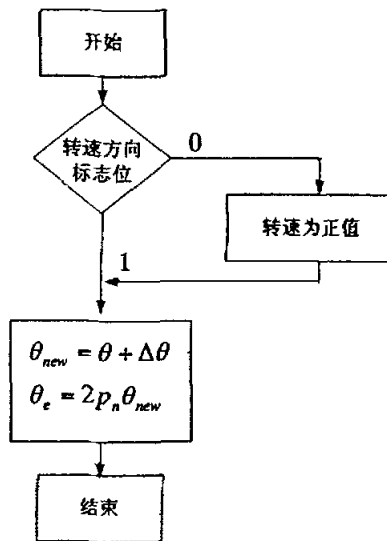


图 6.5 使用 QEP 模块实现位置判断的程序流程图

Fig.6.5 Flowchart of position judgment using QEP model

译码器输出一个定时器可与 QEP 模块结合起来为位置信号记数，起始脉冲可以被记录下来以定位，可以减少脉冲输入的抖动和噪声干扰，内部逻辑电路可以检测转子转动方向可以产生不同的中断。

(5) 使用 QEP 进行转速检测

转速检测的算法由下式得到:

$$\text{转子转速} = \frac{\text{两次检测的轴位置角度的差值}}{\Delta t}$$

即根据测得的轴的位置来获得转子转速。程序流程图见图 6.6

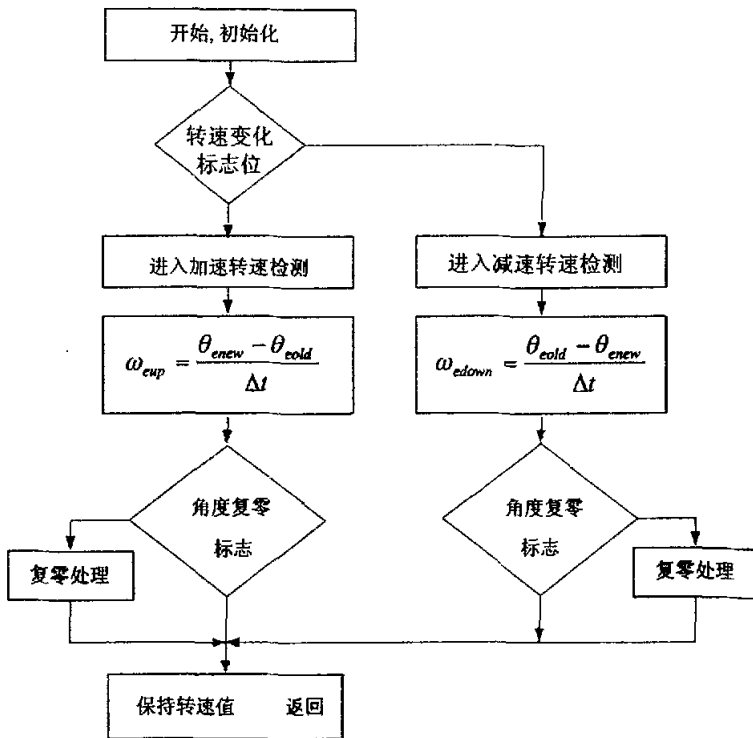


图 6.6 使用 QEP 进行转速检测的流程图

Fig.6.6 Flowchart of speed measure using QEP

6.3.2 数字调节器设计

矢量控制系统中控制器设计, 严格来讲, 只有采用多变量的非线性理论、或在进行微偏处理后, 采用非线性理论才能得到有效地解决, 然而这些工作仍处于探索阶段, 还没有得到统一认可的工程设计方法。因此在实际应用中, 是将矢量控制系统解耦成几个单变量线性系统, 采用直流调速系统工程方法设计。

根据等效直流电动机模型结构, 可以绘制带转矩内环的转速、磁链闭环异步电动机矢量控制系统的动态结构图, 如图 6.7, 设置转矩内环和转子磁链闭环后可近似认为转速子系统和磁链子系统二者解耦, 因此得到两个独立的子系统, 如

图 6.8 所示

(1) 定子电流调节器设计

图 4.1 所示系统中的电流调节器 (ACRA-ACRC) 为交流电流调节器, 其调节对象由交一直一交功率变换器 (变压变频电源) 和异步电动机的定子绕组等两部分组成。变压变频电源可看作是一个 1.7ms 的小惯性环节, 与电流反馈滤波、触发输入等小时间常数 (1.5ms) 惯性环节合在一起, 用一个小时间常数 (3~4ms) 的惯性环节来表示。

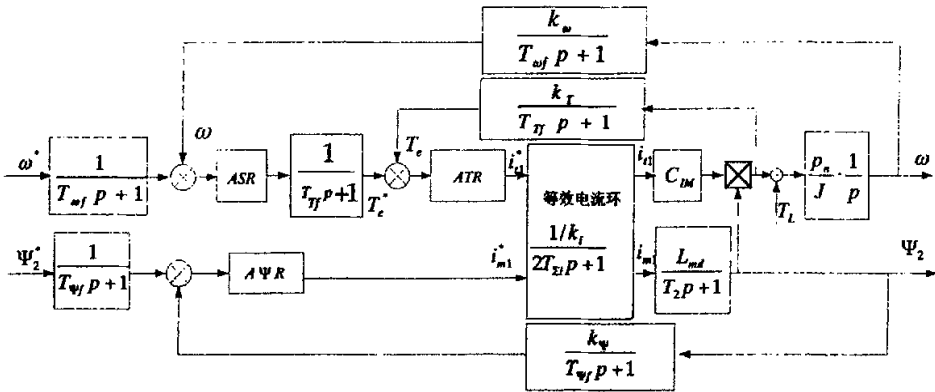


图 6.7 矢量控制系统动态结构图

Fig.6.7 Dynamic structure diagram of vector control system

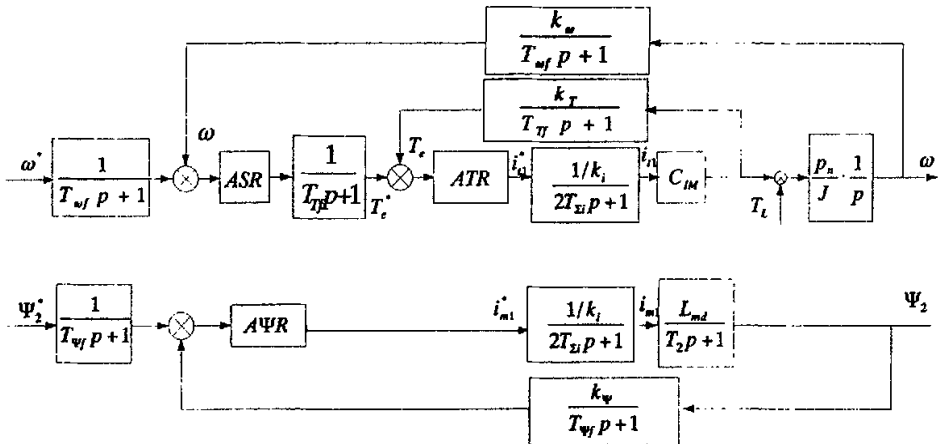


图 6.8 解耦动态结构图

Fig.6.8 Decoupling dynamic structure diagram

由于定子电流环响应较快, 截止频率较高, 因而电动机漏抗值远远大于定、

转子的电阻值。为此设计定子电流调节器时可以忽略电阻，由于调节器工程设计主要着眼于系统的稳定性和最终的调节品质，而且旋转电势变化又比电流变化慢，因而在工程设计中，将旋转电势造成的非线性耦合作用也忽略不计。这样，异步电动机动态等效电路（图 6.9）最终成为图 6.9b 的形式，从而三个电流调节环成为三个独立的线性系统，调节对象由一个积分环节和一个小惯性环节组成，如图 6.10 所示。

图 6.9~图 6.10 中，下标 x 代表 A、B、C 三相中的任意一相； k_s 为变压变频电源的输入输出比例系数； $T_s=1.7ms$ ，是变压变频电源小惯性环节时间常数；

$E_2 = \omega\Psi_2$ 为转子感应电动势； $L_{id} = L_{1\sigma} + \frac{L_m L_{2\sigma}}{L_m + L_{2\sigma}}$ ； $T_{si} = L_{id} / 2\pi f$ 为定义的定子绕组等效时间常数， f 为定子供电频率； k_i 为电流反馈系数， $T_{if} = 1.5ms$ 电流反馈回路时间常数；

$T_{\Sigma} = T_s + T_{if} \approx 3.2ms$ 。

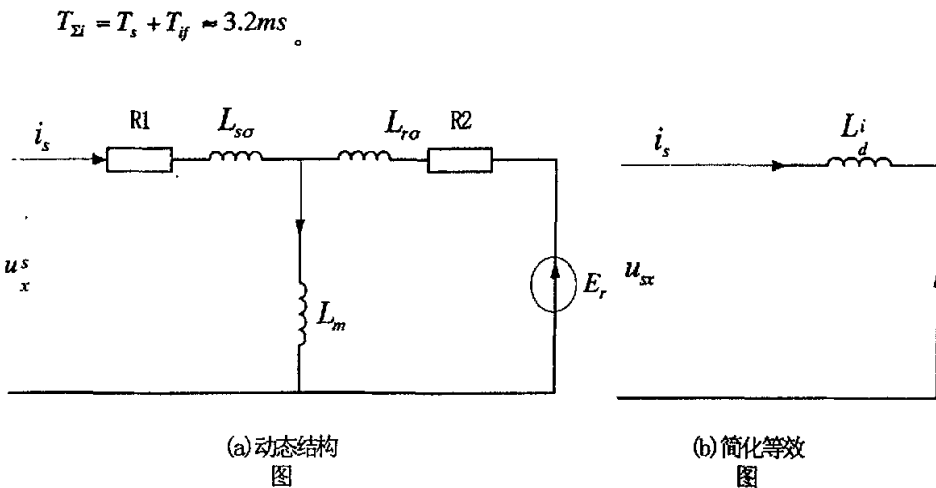


图 6.9 单相参数表示的三相异步电动机动态等效图

Fig.6.9 Three phases asynchronous motor dynamic equivalent block expressed by single phase parameter

由图 6.10(b)可知，调节对象含有一个积分环节和一个小惯性环节，所以交流电流环中的交流电流调节器 ACRX 可用工程最佳设计方法设计成比例调节器，其

$$比例系数为 k_{ip} = \frac{T_{si}}{2k_i k_s T_{\Sigma i}}$$

(2) 转矩调节器设计

首先将定子电流环等效为转矩环内的一个环节，作为转矩环调节对象，等效

时间常数为 $T_i = 2T_{\Sigma i} \approx 6ms$ ，等效放大系数为 $k_i = 1/k_s$ ，于是有图 6.11 所示的转矩环结构图。

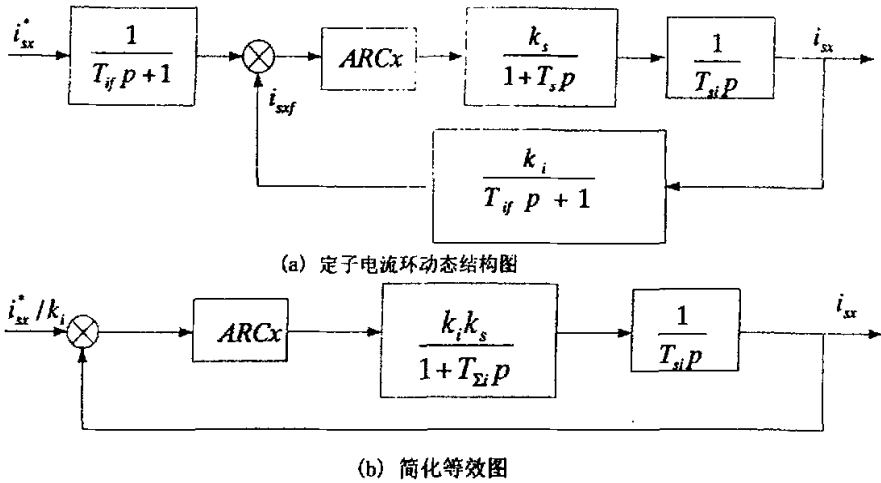


图 6.10 交流电流调节系统动态结构图

Fig.6.10 Dynamic structure diagram of AC current adjusting system

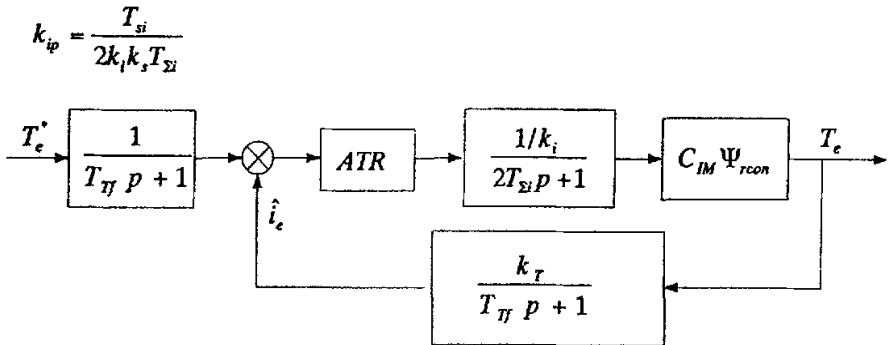


图 6.11 转矩环结构图

Fig.6.11 Structure diagram of torque loop

将图 6.11 简化后，如图 6.12 所示。

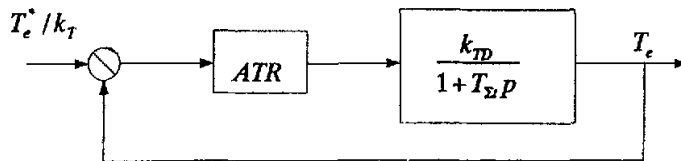


图 6.12 (a) 简化的转矩环结构图

Fig.6.12 (a) Structure diagram of simplified torque loop

图中 $T = T_{Tj} + 2T_{\Sigma}$ 。

由图 6.12 可以看出, ATR 可以按典型 I 型系统设计, ATR 可选择为积分调节器, 即

$$W_T(p) = \frac{k_i}{p}$$

则校正为典型 I 型系统的转矩环结构图如图 6.12(b) 所示。

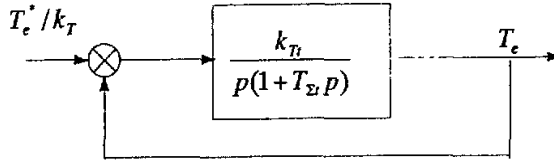


图 6.12 (b) 校正为典型 I 型系统的转矩环结构

Fig6.12 (b) Structure diagram of I type torque loop

图 6.12(b) 中 $k_T = k_i k_{Td}$, 则转矩调节器参数为

$$k_i = 0.5/k_{Td} T_{\Sigma}$$

(3) 转速调节器设计

首先将转矩环等效为转速内环的一个小惯性环节, 则转速环的动态结构如图 6.13 所示。

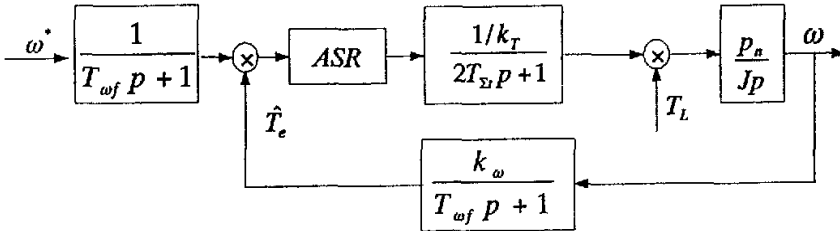


图 6.13 转速环的动态结构图

Fig.6.13 Dynamic structure diagram of speed loop

转速环通常按典型 II 系统设计, ASR 选 PI 调节器, 其参数为

$$\tau_n = hT_{\Sigma n}$$

$$k_{np} = \frac{J(h+1)}{n_p 2hT_{\Sigma n}}$$

$$T_{\Sigma n} = T_{\omega f} + 2T_{\Sigma}$$

(4) 磁链调节器设计

磁链环动态结构图如图 6.14 所示。

磁链环主要作用是保证静、动态过程中使 $\Psi_2 = const$, 尤其不希望磁链饱和;

因此，突加控制作用时不希望有超调、或使超调量尽量小为好，因而可按典型 I 型系统设计。

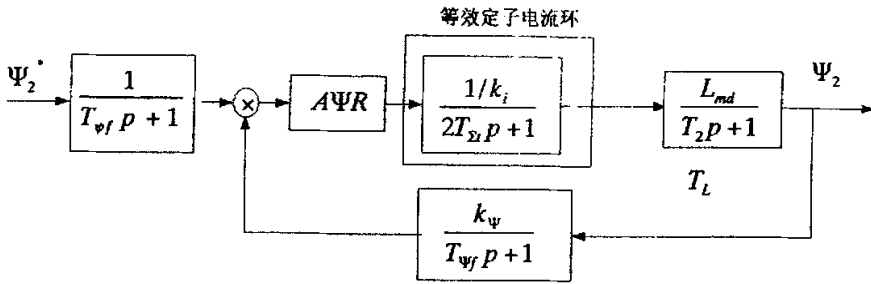


图 6.14 磁链环动态结构图

Fig.6.14 Dynamic structure diagram of flux loop

选 AΨR 为比例调节器，则

$$W_{\Psi}(p) = k_{\Psi p} \left(\frac{\tau_{\Psi} p + 1}{\tau_{\Psi} p} \right); \quad \tau_{\Psi} = T_2; \quad k_{\Psi p} = 0.5 \frac{T_2}{k_s \beta T_{\Sigma}}$$

对以上各调节器进行离散化处理，求出各调节器差分方程，采用 DSP 数字 PID 控制器程序，其程序框图如图 6.15 所示。

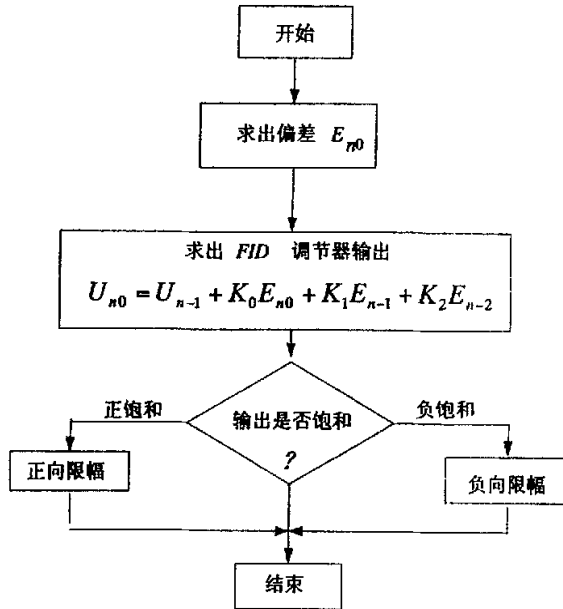


图 6.15 PID 控制器程序图

Fig.6.15 Block diagram of PID control routine

为了避免或减少复现信号与原有信号之间的畸变和滞后相移，在连续控制系统离散化设计中，根据香浓采样定理使采样频率 $f = 1/T$ 不小于连续信号频谱中

最高频率的两倍。

第七章 系统的 MATLAB/SIMULINK 仿真

7.1 仿真软件简介

本文所用的仿真软件选用 MATLAB/SIMULINK。MATLAB/SIMULINK 环境是一种优秀的系统仿真工具软件，在电机控制及各种科学和工程领域得到了很好的应用。

MATLAB 提供的动态系统仿真工具 SIMULINK 则是众多仿真软件中功能强大、容易使用的一种。它具有模块化、可重载、可封装、面向结构图编程及可视化等特点，可大大提高系统仿真的效率和可靠性。

7.2 异步电动矢量控制系统的仿真框图

对如图 7.1 所示的矢量控制变频调速系统，逆变器、异步电动机及矢量控制器是关键部分。因此，对整个系统在数学建模时，需要分别考虑异步电动机模型、逆变器以及矢量控制技术在 MATLAB/Simulink 内的实现

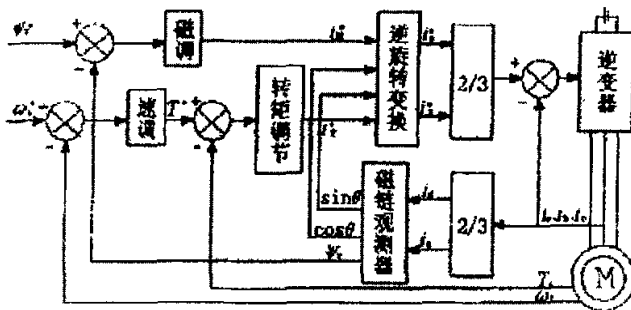


图 7.1 矢量控制系统结构图

Fig.7.1 Structure diagram of vector control system

7.3 转子磁链自适应观测器的仿真

7.3.1 转子磁链模型

根据以上各部分讨论的工作原理和公式，由 Matlab/Simulink 软件可以组成转子磁链仿真模型如下：模型中 s 与 p 通用。

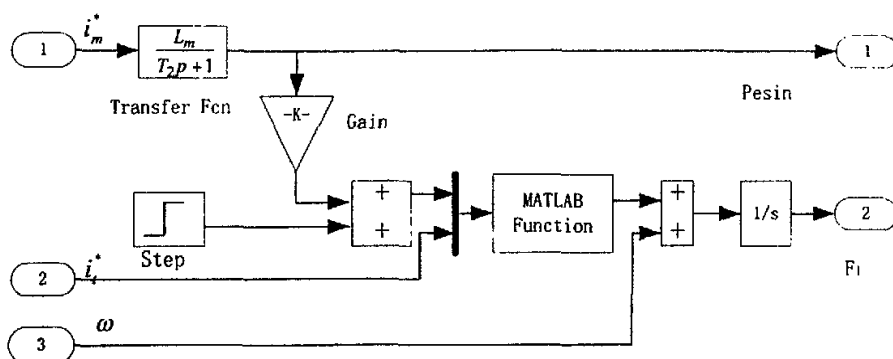


图 7.2 转子磁链模型图

Fig.7.2 Model for rotor flux

7.3.2 转子磁链自适应观测器模型

根据第五章的推导，利用 Matlab/Simulink 工具，根据公式建立子系统并封装成如下模型：

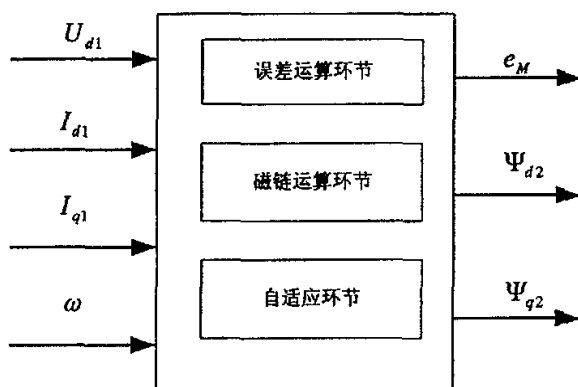


图 7.3 转子磁链的自适应观测器的 MATLAB/SIMULINK 实现

Fig.7.3 MATLAB/SIMULINK realization of rotor flux with self-adaptive observer

7.3.3 观测器的仿真结果

计算机数字仿真采用的异步电动机参数为：定子电阻 $R_{1N}=0.18\Omega$ ，转子电阻 $R_{2N}=0.15\Omega$ ，转子磁链 $\Psi_{2N}=1.3Wb$ ，额定机械旋转角速度 $\omega_N=220rad/s$ ，极对数 $p_n=1$ ，定子电感 $L_s=0.0699H$ ，转子电感 $L_r=0.0699H$ ，定转子间互感 $L_m=0.068H$ ，系统转动惯量 $J=0.0586kgm^2$ ，粘滞摩擦系数 $B=0.023kgm^2/s$ ，额定负载转矩 $T_{LN}=70N\cdot m$ ，额定功率采样周期 $T_s=1ms$ 。

仿真参数

参数模型的参数为

$$\omega_M = \begin{cases} 100 & t < 1.3s \\ 100 + 120(t - 1.3) & 1.3s < t < 2.3s \\ 220 & t \geq 2.3s \end{cases}$$

$$\Psi_{2M} = \begin{cases} 1.3 & t \leq 1.3s \\ 1.3 - 0.2(t - 1.3) & 1.3s < t < 2.3s \\ 1.1 & t \geq 2.3s \end{cases}$$

控制参数为

$$K = \begin{bmatrix} -150 & 0 \\ 0 & -100 \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} 0.1 & 5 \\ 5 & 1000 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

仿真时电机带负载起动，磁链初值取 0.5Wb，使转速和磁链的变化跟踪参考模型。仿真结果如图 7.4~7.7 所示。由图 7.4 和图 7.5 可见，尽管初始估计参考不等于真实值，通过自适应的参数估计，估计将渐近地趋于实际值，并且从图 7.6 和图 7.7 可见，系统具有良好的速度和磁链跟踪响应性能，跟踪信号误差很小。图 7.8 为在转子电阻变化情况下，本法与 PID 控制方法的比较结果。由图 7.8 可见，本方法在响应速度和超调量方面要大大优于 PID 控制，这是因为电机在运行过程中，当电机转子电阻和负载转矩发生变化时，电机的数学模型的参数相应地发生了变化，若控制器的参数不进行实时跟踪和自适应调整以适应电机参数的变化，则电阻的变化将引起电机电磁转矩和转子磁链的变化，在动态过程中磁链的变化使理想的瞬态转矩响应变为磁链和转矩的共同响应，延长了响应时间，使控制性能变坏。本文的方法应用非线性控制理论，设计了一个随着转子电阻和负载转矩变化而自适应调整参数的自适应控制器，通过跟踪参考模型来得到电阻和转矩等参数的自适应估计律和估计值，并使估算的电阻和转矩迅速地接近实际值，同时用估计的电阻值和转矩来实时地修正控制器的参数和控制器的输出值，使得系统能较好地消除电阻等参数变化引起的磁场定准和响应速度延长等问题，并具有较好的性能。

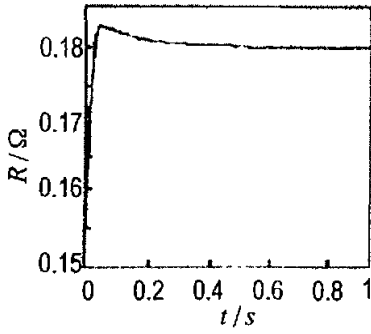


图 7.4 参数 R_r 由 0.15 欧变到 0.18 欧的估计过程

Fig.7.4 Estimation process of R_r varying from 0.15Ω to 0.18Ω

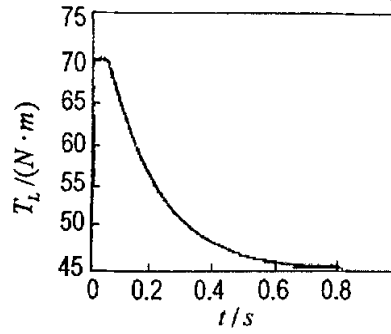


图 7.5 参数 T 由 70N.m 变到 45N.m 的估计过程

Fig.7.5 Estimation process of T varying from 70N.m to 45N.m

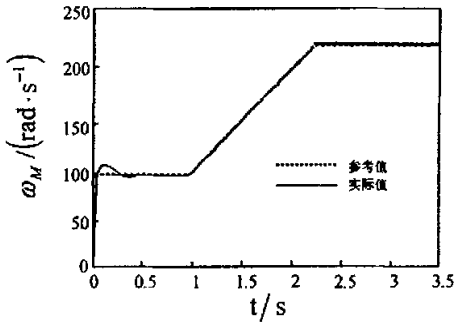


图 7.6 转速响应跟踪曲线

Fig.7.6 Trace curve of speed response

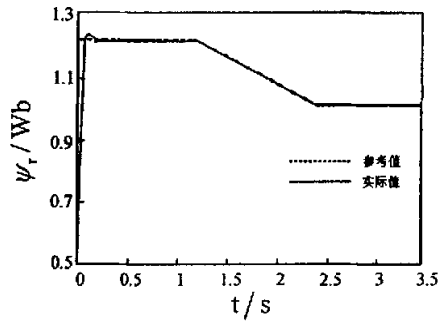


图 7.7 磁链调节跟踪曲线

Fig.7.7 Trace of flux regulation

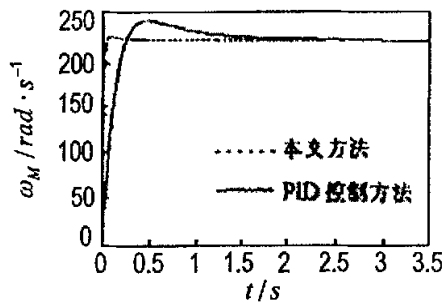


图 7.8 转速响应比较

Fig.7.8 Trace of speed response

7.4 矢量变换系统的仿真模型

根据坐标变换公式，利用 Matlab/Simulink 子系统，构造矢量变换系统的模型并封装如图 7.9:

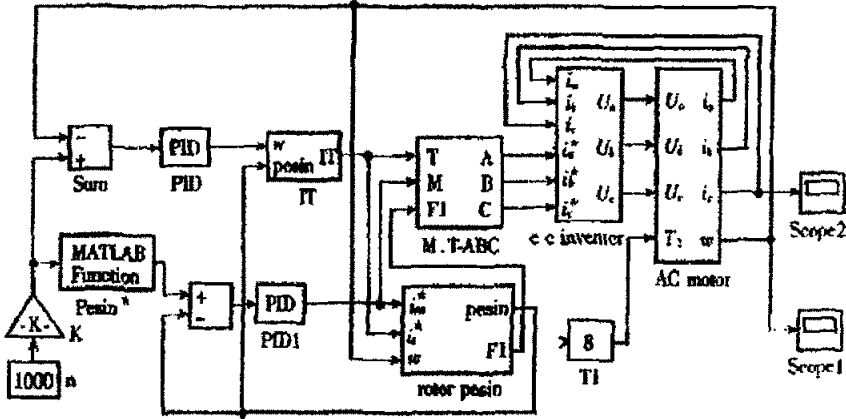


图 7.9 矢量变换系统的仿真模型

Fig.7.9 Simulation model of vector transformation system

7.4.1 异步电动机模型

异步电动机具有非线性、多变量、强耦合的性质，其模型的建立是否接近实际物理对象，是整个交流调速系统仿真结果接近实际结果的关键。在 Simulink/Power System Blockset 中包括有简单同步电机三个模块，异步电机三个模块等，可以从异步电机三个模块中任选一个。

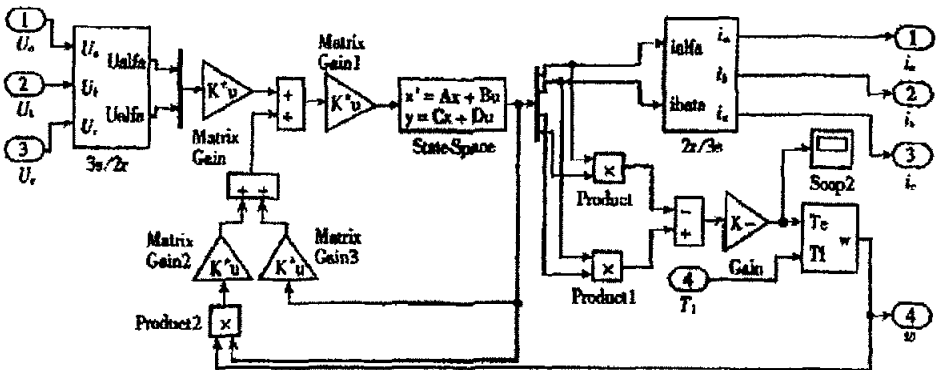


图 7.10 电机模型

Fig.7.10 Model of asynchronous motor

由于系统采用矢量控制变频调速，可以根据坐标变换公式将异步电动机的数学模型转换为二相静止坐标系下的数学模型，如图 7.10 所示。

7.4.2 异步电动机矢量控制系统模型图

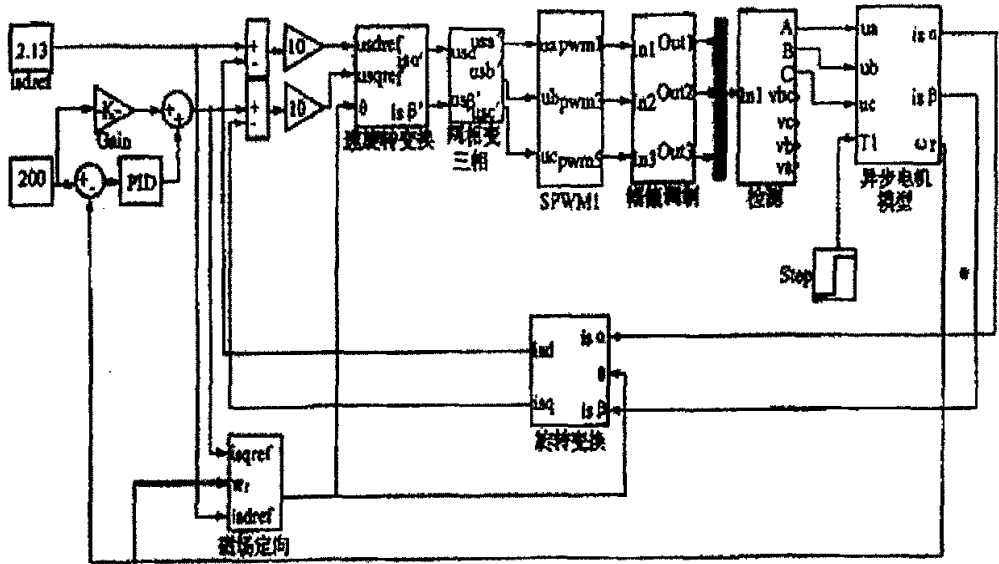


图 7.11 异步电动机矢量控制系统模型图

Fig.7.11 Simulation model of vector control system for asynchronous motor

7.4.3 系统的仿真结果

模型建好后，选择合适的仿真参数，用 M 文件输入异步电动机参数：定子电阻 $R = 5.739\Omega$ ；转子电阻 $R = 3.421\Omega$ ；定子电感 $L_s = 0.386H$ ；转子电感 $L_r = 0.386H$ ；转动惯量 $J = 0.002276Kg\cdot m^2$ ； $L_r = 0.386H$ ； $L_m = 0.363H$ ；电机极对数 $p_n = 2$ ；负载转矩 $T_L = 8N\cdot m$ 。指定转速为 1440 r/min，获得的转速、磁链、定子电流和电磁转矩在启动过程中的曲线如图 7.7、7.8、7.9、7.10 所示。

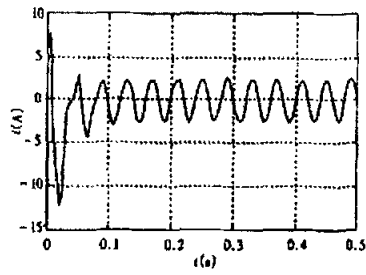


图 7.12 电流曲线图

Fig.7.12 Current curve

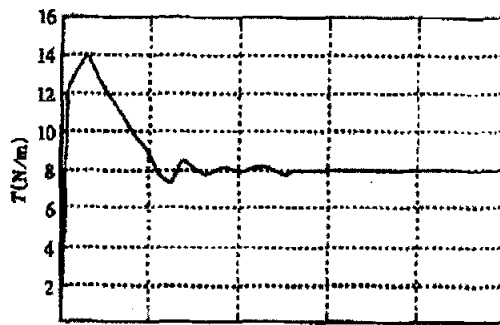


图 7.13 电磁转矩曲线

Fig.7.13 Torque curve

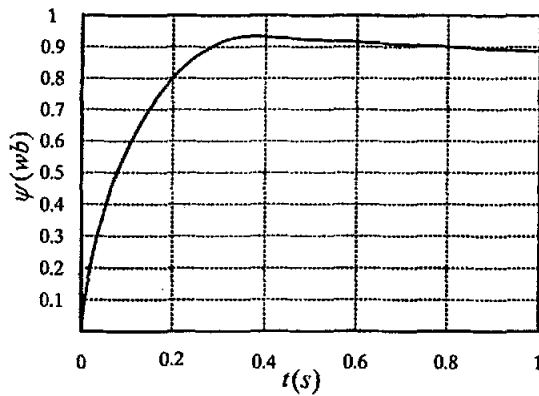


图 7.14 转子磁链曲线

Fig.7.14 Curve of rotor flux

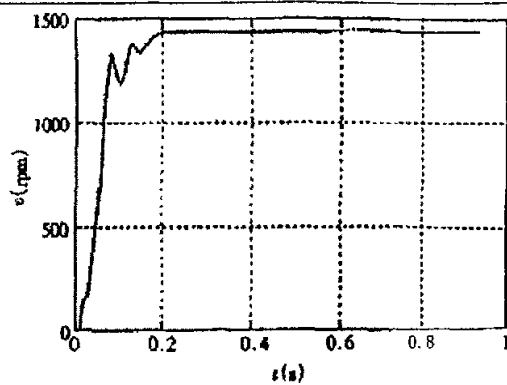


图 7.15 速度曲线

Fig.7.15 Curve of speed

结束语

随着新型电力电子器件的不断出现,不断增多、性能的大幅度提高和价格的不断降低,以及 DSP 微处理器计算速度的不断加快,信号处理能力的不断提高,使得高性能的异步电动机矢量控制系统得以实现,并且应用也越来越广泛。但是由于受电机参数变化、负载扰动等因素的影响,当电机运行温度发生变化时可能造成矢量定向不准。仅仅采用常规 PID 控制已经无法满足要求,因此必须不断地寻求先进的控制策略。在查阅大量国内外文献的基础上,本文设计基于转子磁链自适应矢量控制系统,在一定程度上可以满足异步电动机调速系统的需要。完成的主要工作包括:

(1) 在磁场定向控制下,建立了异步电动机的数学模型和仿真模型;

设计并建立了用于仿真的空间矢量脉宽调制模块,并通过实验验证了输出结果和理论推导的一致性;

(2) 有别于其它系统采用常规 PI 控制器,本系统根据非线性控制理论设计了自适应控制器,采用 Matlab 软件对系统进行仿真试验,试验结果证明了所设计的自适应控制器的优越性,它能有效地克服电机参数变化和负载扰动等的影响,同时它比传统的 PI 控制器具有更快的响应速度、更高的稳态精度和更强的鲁棒性;

(3) 根据数字信号处理器的特点和矢量控制技术的特点,采用 DSP 初步实现了所设计的系统,设计出了系统的硬件功能框图和软件框图。

但是,由于时间问题,本论文也存在一些问题有待进一步研究:

(1) 异步电动机的数学模型是建立在忽略一些次要因素的基础上完成的,这些忽略了次要因素在要求高精度控制的场合——矢量控制技术中是否可以忽略有待进一步研究。

(2) 由于对非线性控制理论理解的程度问题,设计的自适应控制器还是属于比较简单的控制器。一些别的先进控制算法在异步电动机矢量控制技术中已经取得了很好的效果,比如基于神经网络的无速度传感器异步电机矢量控制、以及模糊自适应控制技术在交流电动机控制策略和控制效果上都不错,所以如果将神经网络等方法和模糊控制相结合是否能产生更好的控制效果。

(3) 系统的 DSP 实现也比较粗略,编制的程序还没有机会联机调试,所以控制器在实际控制中的效果还没做到完全检验,以上这些不足将在今后的学习和研究中进一步改进和落实。

参考文献

1. 韩安荣. 通用变频器及其应用[M], 北京: 机械工业出版社, 2000
2. 李志民, 张遇杰. 同步电动机调速系统[M], 北京: 机械工业出版社, 1998
3. 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制[M], 北京: 机械工业出版社, 1998
4. 陶永华, 尹怡欣, 葛芦生. 新型 PID 控制及其应用, 北京: 机械工业出版社, 1998
5. 李永东. 交流数字控制系统[M], 北京: 机械工业出版社, 2002
6. 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统[M], 北京: 机械工业出版社, 1984
7. 郭庆鼎, 王成元. 交流伺服系统[M], 北京: 机械工业出版社, 1994
8. 章正斌, 吴汝善, 于健. 模糊控制工程[M], 重庆大学出版社, 1995
9. 张化光, 何希勤. 模糊自适应控制理论及其应用[M], 北京航空航天大学出版社, 2002
10. 韩曾晋, 自适应控制[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995
11. E.Chiricozzi, F.Parasiliti, M.Tursini, D.Q.Zhang, "Fuzzy Self-Tuning PI Control of PM Synchronous Motor Drives" [J] IEEE Catalogue No.95TH8025
12. L.Romeral, E.Aldabas, A.Arias, J.Liaquet, "A Simple Self-Tuning Speed Controller"[J] ISIE'2000, Cholula, Puebla, Mexico
13. Ming-Fa Tsai, Ying-yu Tzou, "A Transputer-Based Adaptive Speed Controller For AC Motor Drivers With Load Torque Estimation" [J] IEEE Trans. On Industry App., vol.33, no.2, March/April 1997
14. S.Z. He, S.Tan, F.L.Xu and P.Z. Wang, "Fuzzy Self-Tuning of PI controllers"[J], Fuzzy Sets and Systems 56, pp37-46,1993
15. Francesco Parasiliti, Marco tursini, Daqing zhang, "On-line Self-tune of PI Controller for High Performance PMSM Drives"[J], IEEE ,ISA, Vol 3, 1996, pp1619-1625
16. Zhenyu Yu "Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns" [J] Digital Signal Processing Solution Report SPRA524
17. 李荣高, 宁玉泉. SPWM 交流调速的 Matlab 仿真机交流伺服驱动系统[J], 中国机械程, 1997, 8(2)

18. 张维娜, 孙强. 基于 DSP 的高性能矢量控制系统[J], 电力电子技术, 2001
19. 郭瑞, 魏延华等. 异步电动机自适应控制系统的一种仿真方法[J], 辽宁工程技术大学学报, 2003, 22(1)
20. 侯北平, 卢佩等. 自适应模糊 PID 控制器的设计及基于 Matlab 的计算机仿真[J], 天津轻工业学院学报, 2001
21. 王海峰, 任意. 异步电机矢量控制系统 MATLAB/SIMULINK 仿真[J], 电气传动自动化 2003, 25(4)
22. 李华. 用模糊控制实现 PID 参数自整定的研究[J], 甘肃科学学报, 1998, 10(1)
23. 张恩勤, 施颂椒等. 一类基于 PID 控制的新型模糊控制方法[J], 上海交通大学学报 2000, 34(5)
24. 王执铨, 李军等. 模糊控制在高速、高精度数字伺服系统中的实现[J], 自动化学报, 1994, 20(4)
25. 王鸣. 基于模糊控制理论的一种 PID 参数自整定控制器的设计与仿真[J], 自动化与仪器仪表, 2000, 87(1)
26. 王鉴光. 电梯速度最优控制[J], 计算技术与自动化, 1994, 13(1)
27. 刘国荣, 阳宪惠. 模糊自适应 PID[J], 控制器控制与决策, 1995, 10(6)
28. 卢慧芬, 金若君. 基于 DSP 的物流传输系统[J], 电气自动化, 2002, 24(6): 35-38
29. 李鸿儒. 基于神经网络的永磁同步电机控制策略的研究[A], 东大博士论文, 2001
30. 廖祖纬. 模糊控制讲座(一) [J], 计算机仿真, 1994
31. 廖祖纬. 模糊控制讲座(二) [J], 计算机仿真, 1994
32. 廖祖纬. 模糊控制讲座(二) [J], 计算机仿真, 1994
33. 冯冬青, 谢宋和. 模糊智能控制[M], 化学工业出版社, 1998
34. 英国 C.T.公司统一交流驱动器是用手册[M], 机械工业出版社, 1996
35. 李华德. 交流调速控制系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003
36. 薛定宇, 陈阳泉著. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用[M], 清华大学出版社, 2002
37. 陈伯时. 交流调速系统[M], 北京: 机械工业出版社, 1992
38. 王离九. 电力拖动自动控制系统[M], 武汉: 华中理工大学出版社, 1991

致 谢

本论文是在导师韩安荣副教授的精心指导下完成的，攻读硕士学位期间，得到了导师的悉心教诲和无微不至的关怀。韩老师渊博的知识、严谨的学风、豁达开朗的性格是我一生学习的榜样。在此论文完成之际，对恩师表示最衷心的感谢和无限的敬意。

在论文工作期间和两年半的研究生学习生活中得到了研究所所长张化光老师，以及马先老师、佟玉鹏老师、闫士杰老师、李爱萍老师、边春元老师、刘秀琮老师等几位老师的悉心指导和各方面的帮助，各位老师深厚的理论功底和丰富的实践经验、平易近人的性格让我终生难忘。在此，由衷地向各位老师表示感谢，谢谢你们。同时还得到了一同参加课题的胡颖、曲娜、王晓暄、张春友、刘金海，邢雷、王宇龙，师兄罗维涛，王志强、张组峰等的帮助。此外，博士生邓伟、王迎春经常帮我解决问题让我少走很多弯路，与他们一起度过的学习生活是愉快而难忘的，感谢他们。

感谢我的父母以及家人对我的支持和鼓励，尤其是我的爱人，在我学习期间，自己在家带孩子，付出了艰苦的劳动，在此表示衷心的感谢。他们永远是我不断前进的动力。

最后感谢所有关心、支持我的老师、同事、同学朋友以及亲人。