

ABSTRACT


The focus of this dissertation is on the analysis, estimation and control of field oriented induction motor drive systems. Indirect Field Orientation (IFO) and Direct Field Orientation (DFO), the two main techniques for field orientation control are explained. As a first step, an IFO drive system is designed which includes a novel technique for off-line parameter tuning. The approach adopted for this off-line tuning does not require any prior knowledge of the machine parameters.

This dissertation also presents a solution to the problem of accurate flux, position and velocity estimation. The proposed solution is based on the terminal quantities, which is the most desirable way for an off-the-shelf machine. A current model flux observer is designed which uses the sliding mode technique. The flux observer in this technique does not require any knowledge of the rotor time constant or the machine speed because both are included in the sliding mode function, thus making the proposed observer completely insensitive to any error in the rotor time constant or the machine speed information. Further more, to reduce some other machine parameters deviation on rotor flux estimation, the second rotor flux observer is designed. Two sliding mode current observers are used in the second rotor flux observer to make flux and speed estimation robust to parameter variation. The designed rotor flux observers are used for the DFO control and speed sensorless control of an induction machine. The effectiveness of the proposed observers for the rotor flux angle, rotor position, and velocity estimation is analyzed by simulation.

Key Words: induction motor, vector control, field orientation, flux observer, sliding mode.

学位论文授权使用授权书

本人完全了解同济大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版；学校有权保存学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

学位论文作者签名：

2005年 3月 10日

经指导教师同意，本学位论文属于保密，在 年解密后适用本授权书。

指导教师签名：

学位论文作者签名：

年 月 日

年 月 日

同济大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律责任由本人承担。

签名：叶林

2008年3月10日

第1章 绪论

1.1 引言

直流电机拖动和交流电机拖动 19 世纪中先后诞生, 直流电动机通过调节励磁和电枢电流可以很容易地实现对转矩的控制, 因此在要求高性能的调速场合, 直流传动系统一直占主导地位。交流电机, 是个多变量、强耦合、非线性被控对象, 控制起来较直流电机复杂。但是由于交流电机, 特别是笼型异步电动机, 其结构简单, 坚固耐用, 成本低廉, 便于维修, 环境适应能力强。由于交流电动机具有这些优势, 所以多年来人们一直在致力于交流电机控制策略的研究, 想以交流传动系统取代直流传动系统^{[1] [2] [3]}。

直到 K.Hasse 和 F.Blaschke 提出磁场定向控制理论后, 交流传动系统才开始在要求高性能调速场合得到应用。矢量控制技术是一种新的控制策略。它的出现对交流电机控制策略的研究具有划时代的意义。因为这种通过磁场定向构成的矢量控制交流闭环控制系统, 其性能已经完全可与直流传动系统相媲美。因此交流传动控制技术逐渐成为主流。在矢量控制之后又提出了非线性解耦控制、直接转矩控制等先进的控制策略, 推动着交流传动控制技术不断的向前发展。近几十年以来, 随着现代控制理论的发展、新型大功率电力电子器件的产生、新型变频技术以及微型计算机数字控制技术在交流传动控制中的应用, 今天交流电气传动控制技术已经发展为多门技术、多学科交叉的新学科^[4]。

1.2 电力电子器件、变流技术、电气控制技术

电力电子器件是电力电子技术的核心, 因为任何新器件的出现都会给电力电子变流技术和控制技术的发展创造突破口。1948 年普通晶体管的发明引起了电子工业革命, 1958 年美国通用电气公司研制成功第一个工业用的普通晶闸管, 电能的变换和控制从此逐步从旋转变流机组、静止的离子变流器进入以电力半导体器件组成的变流器时代, 这标志着电力电子技术的诞生。晶闸管不能自关断, 属半控型, 可算作第一代电力电子器件。电力晶体管 (GTR)、可关断晶闸管 (GTO)、电力场效应晶体管 (MOSFET) 等可称为第二代电力电子器件。新型电力电子器件花样繁多, IGBT 是在 GTR 和 MOSFET 之间取其长避其短而出现的新器件, 它实际上是用 MOSFET 驱动双极型晶体管, 兼有 MOSFET 的高输入阻抗和 GTR 的低导通压降两方面的优点。MCT 是集场效应晶体管与晶闸管的优点于一身。^{[5] [6] [7]} 一般的 IGBT, 其容量还不能与 GTO 器件相抗衡, 现在许多公司都在努力开发能取代 GTO 的大容量器件。1997 年, 欧洲 ABB 公司开发的 IGCT^[8] (Integrated Gate-commutated Thyristors) 可达 4500V~6000V, 3000A~3500A, 其导通压降、开通 di/dt 、关断 dv/dt 、驱动损耗等指标都较 GTO 优越。全世界已经注意到电力电子学发展的重要性, 正逐步加大研究的投入。结合微电子技术和制造工艺的提高, 运用于电机调速的电力电子器件也出现了向智能化、集成模块化方向发展。

变流技术按功能可分成: 整流器、逆变器、斩波器、交流调压器、周波变流

器。变流器目前主要采用 PWM 控制,既可降低谐波和转矩脉动,又提高了快速性,还改善了功率因数。目前常用的 PWM 主要有^{[4] [9]}:

- (1) 基于正弦波对三角波脉宽调制的 SPWM (Sinusoidal PWM) 控制;
- (2) 基于消除指定次数谐波的 SHEPWM(Selected Harmonic Elimination PWM)控制;
- (3) 最小纹波电流的 MRCPWM(Minimum Ripple Current PWM)控制;
- (4) 电压空间矢量的 SVPWM(Space-Vector PWM)控制;
- (5) 基于电流滞环跟踪的 PWM (Hysteresis-Band Current Control PWM)。

以往电力电子变流装置采用 PID 模拟控制,其主要特点是温漂大,调整不方便。现在已经使用 32 位微机或专用的数字集成电路^[10],实现了变流器的全数字控制。智能控制是变流装置控制发展的趋势。

现场总线(Field Bus)^[11]可以把挂接在总线上、作为网络接点的智能设备连接为网络系统,并进一步构成自动化系统。于是交流传动控制又发展到网络化。因此可以说,多学科的交叉发展不断推动交流传动控制的发展。

1.3 交流异步电机的控制策略

根据电机学原理,异步电动机从定子传入转子的电磁功率 P_e 可以分成两部分:机械功率 P_{mech} 和转差功率 P_s , 他们和转差率 s 的关系是:

$$P_{\text{mech}} = (1-s) P_e \quad (1-1)$$

$$P_s = s P_e \quad (1-2)$$

从能量转换的角度看,转差功率的大小,是消耗掉还是得到利用,是评价系统效率高低的标志。因此,可把异步电机传动系统分为三类^{[2] [3]}:

- (1) 转差功率消耗型传动系统,如变电压、转子回路串电阻等调速方法。降低转速时,转差功率增大,全部都转换成热能消耗掉。
- (2) 转差功率回馈型传动系统,如绕线转子异步电机串级调速。这时,转差功率的一部分消耗掉,大部分则通过变流装置回馈给电网或者转化为机械能予以利用。
- (3) 转差功率不变型传动系统,转差功率中转子铜耗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,因此效率最高。变压变频调速应用最广,可以构成高动态性能的调速系统,是最有发展前途的。

交流异步电机传动系统的控制策略主要是变压变频控制策略,其基本的控制策略是:在基频以下采用恒压频比控制,保持磁通基本恒定,低频时须把电压抬高,以补偿定子压降。在基频以上采用恒压升频控制,这时磁通与频率成反比地降低,相当于直流电机弱磁升速。

自从 20 世纪 70 年代以来,交流异步电机变压变频传动系统的控制策略得到快速发展,下面总结几种有重大影响的几种异步电机传动控制策略。

1.3.1 按电机稳态模型控制^{[2] [4]}

在异步电机传动控制的发展初期,人们对异步电机的认识都来自在正弦激励

条件下得到的稳态数学模型。从稳态数学模型出发的控制规律仅仅着眼于获得异步电机理想的稳态控制性能。

1.3.1.1 转速开环的电压—频率协调控制

这是从变压变频基本控制方式出发的最简单的控制策略，电压—频率协调控制是在基频以下调速时保证磁通幅值在各级转速上都为恒定值，以避免过励磁或欠励磁带来的负面影响。图 1-1 功率回路由某一相或三相交流电源二极管整流器，LC 滤波器和 PWM 电压型逆变器构成。 ω_s^* 是指令变量，当忽略微小的转差，它接近于电机转速。因为定子相电压指令 U_s^* 是通过电压/频率增益常数 G 直接由频率信号产生的，所以定子磁通 Φ_s 保持恒定。如果忽略电机定子电阻和漏感，气隙磁通 Φ_m 和转子磁通 Φ_r 等于定子磁通 Φ_s 。随着频率趋近于零，定子电压也将趋近于零，并且电压基本被定子电阻吸收，这样减弱了磁通。为此引入某一补偿电压 U_0 以克服定子电阻的影响，这样一直到零速都可达到额定磁通和全额定转矩。 ω_s^* 积分产生角度信号 θ_s^* ，各相正弦电压信号由图中方程给出。

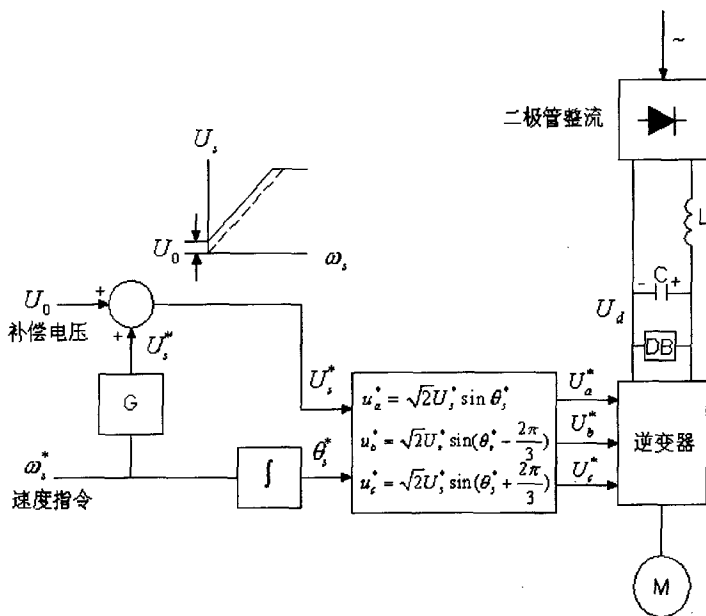


图 1-1 开环电压/频率控制

1.3.1.2 转速闭环转差频率控制

转速闭环控制能改善稳态性能，但要提高系统的动态性能必须实行对转矩的控制。转差频率控制的实质是在保持气隙磁通幅值恒定的条件下，将转差频率控制在最大的允许范围内，动态过程中通过控制转差频率来达到间接控制转矩的目的。采用转速闭环的转差频率控制，使定子频率信号 $\omega_s = \omega_1 + \omega_r$ ，则 ω_s 随着实际

转速 ω_r 的增长或降落,有如水涨船高,得到平滑而稳定的调速,保证了较高的调速范围。同时,系统能够以与转差频率的最大允许值对应的限幅转矩进行加、减速控制,保证了在允许条件下的快速性,系统的动态性能得以提高。

图 1-2 中转速闭环转差频率控制采用电压型逆变器,实现比较简单。利用恒压频比控制,使气隙磁通幅值保持恒定不变。转速闭环频率控制的动、静态性能较转差开环的电压—频率协调控制的性能有较大提高。但是这一控制策略在分析转差频率控制规律时仍是从电动机的稳态数学模型中得到的,保持气隙磁通幅值恒定不变也仅在稳态时成立,在动态中气隙磁通幅值如何变化没有去研究,但肯定不会恒定,这影响了系统的实际动态性能。因此,这一控制策略其动态性能与直流双闭环控制系统相比,仍存在一定差距。

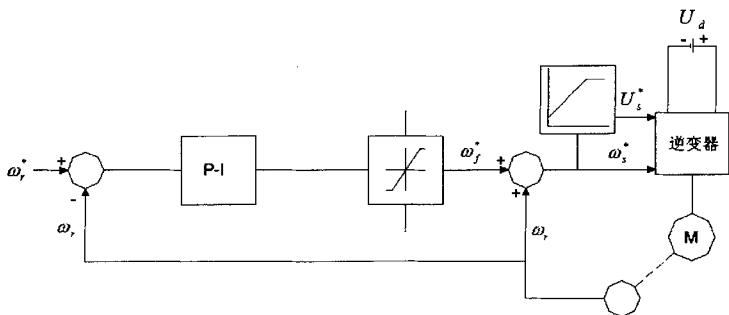


图 1-2 转速闭环转差频率控制

1.3.2 按电动机动态模型控制

根据电动机的运动的运动方程,电动机的动态特性完全取决于在暂态中是否能够迅速而准确地控制电机的瞬时电磁转矩。按电动机稳态数学模型控制是一种标量控制方法,没有考虑到动态过程中电动机内电磁间复杂的依赖关系和变化规律,所以动态转矩仍未能得以有效控制,动态性能不理想,这种局限性可以用矢量控制来克服。

1.3.2.1 矢量控制

在异步电动机中,建立旋转磁场的电流和产生电磁转矩的电流都由同一个定子电流产生。如果能将定子电流的总效应用两个彼此垂直的直流分量来等效,一个正比于转子磁链,另一个正比于电磁转矩,那么对异步电动机的控制就如同对直流电动机的控制一样简单了。矢量控制正是基于这一想法而提出的。

矢量控制根据矢量变换理论,采用按转子磁场方向定向,把定子电流矢量分解为在同步旋转坐标系中的两个互相垂直的励磁电流分量与转矩电流分量,实现了定子电流励磁分量与转矩分量的解耦;通过控制转子磁链幅值保持恒定不变,实现了转矩的线性化处理,得到了与他励直流电动机一样的线性机械特性。异步电动机经过矢量变换控制后获得了与他励直流电动机一样的控制特性,采用矢量控制技术的交流传动系统的动、静态性能达到了直流双闭环传动系统的水平。

实现矢量控制的关键是要解决沿转子磁场定向的问题,即 MT 同步旋转坐标 M 轴要沿转子磁场方向定向。直接磁场定向控制需要获得电机转子磁链的知识,一般采用磁链反馈控制方式。电机转子磁链可直接检测,或用磁链观测器得到。

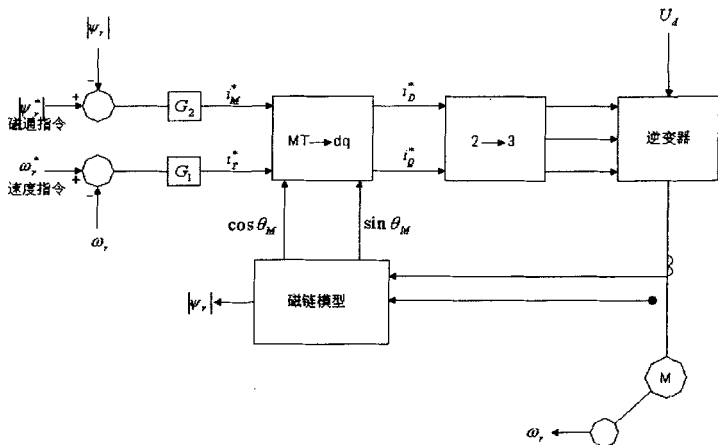


图 1-3 直接磁场定向矢量控制框图

直接检测磁链需要在电机内部埋置磁敏元件，在实际应用中存在一些缺陷，现在很少采用。磁链观测器实际上是磁链仿真器，它根据转子磁链模型，利用电机电压、电流转速等信息解算出磁链幅值与相位，其准确性受到电机参数影响。

间接磁场定向控制采用磁链开环控制方式，由于不需要检测转子磁链，因而

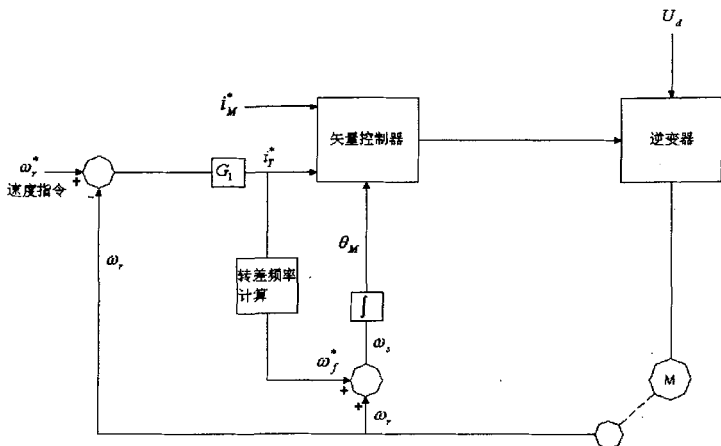


图 1-4 间接磁场定向矢量控制框图

控制方式简单、容易实现，但其转差频率给定值的计算与转子时间常数有关，因此当转子时间常数发生变化时，磁场定向的准确性受到影响。

磁场定向是异步电动机实现矢量控制的基础，在上述的磁场定向系统中，无论采用哪种方法，均涉及到电动机参数。若参数值与实际不符，或者在运行中发

生了变化,都将直接影响到磁场定向的准确性。磁场定向不准确,会使矢量控制失去原本方法上的优势,造成系统不稳定和动态性能下降。

1.3.2.2 直接转矩控制

直接转矩控制系统是继矢量控制系统后的又一种高动态性能的交流传动控

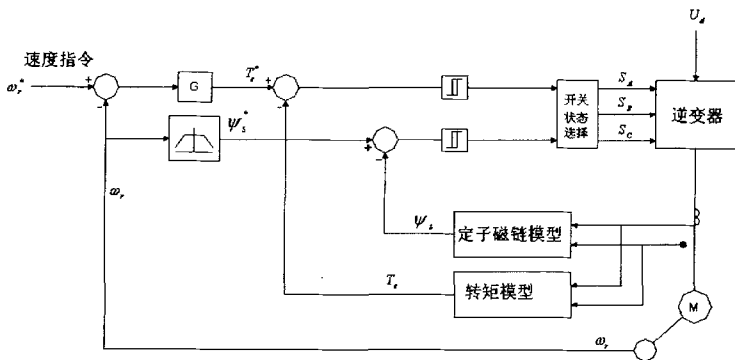


图 1-5 直接转矩控制系统

制系统^{[12][13][30][39][40]},其特点是在静止的两相坐标系中控制定子磁链幅值基本保持恒定并实现转矩反馈控制。

其核心问题是转矩和定子磁链反馈模型,以及如何根据转矩和磁链控制信号来选择电压空间矢量控制器的开关状态。直接转矩控制磁场定向所采用的是定子磁链,只要知道定子电阻就可以把它观测出来,因此直接转矩控制大大减少了矢量控制技术中控制性能易受参数变化影响的问题;而且直接转矩控制直接在定子坐标系下分析交流电机的数学模型,控制电机的磁链和转矩,不需要为解耦而简化交流电机数学模型,即省掉 矢量旋转变化等复杂的变换和计算。但是其缺点是:输出转矩有脉动,低速性能较差,限制了系统的调速范围。其控制原理框图如 1-5。

1.3.2.3 自适应控制

具有固定的控制器参数的线性控制系统可以利用经典设计理论比较容易实

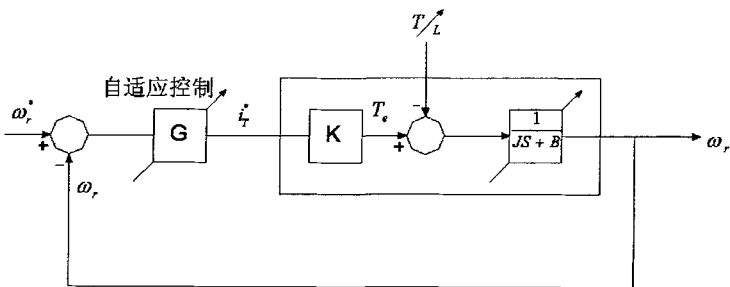


图 1-6 控制对象参数变化和负载转矩扰动的自适应控制框图

现。理想状态下,矢量控制的交流传动系统可以认为是线性的,就象直流电机传

动系统一样。但是在实际的工业应用中，控制对象参数很少保持不变，另外负载转矩也变动，而且结果系统性能可能恶化，在极端情况下引起不稳定，这个问题能够用自适应控制技术来解决。因此，能够克服参数变化影响的各种自适应控制便成为研究工作的重要课题^[14]。主要的自适应控制有自校正控制、模型参考自适应控制、滑模变结构控制、专家系统、模糊控制、神经网络控制等。专家系统、模糊控制和神经网络控制归到人工智能控制中介绍。控制对象参数变化和转矩扰动自适应控制框图如图 1-6。

(1) 滑模变结构控制^{[4][15][16]}

滑模变结构控制其主要特点是，根据被调量的偏差及其导数，有目的地使系统沿着设计好的“滑动模态”的轨迹运动，与被控对象的参数和扰动无关，使系统具有很强的鲁棒性。这种策略不需要在线辨识，所以很容易实现。但是它本质上是一种开关控制，在系统中不可避免地带来“抖动”问题，只能设法削弱抖动，却不能消除它，这限制了它的实际应用。

为了提高磁链观测器和转速观测器对电动机参数的鲁棒性，由于滑模变结构控制具有完全自适应和鲁棒性，各国学者把滑模变结构控制理论引入磁链观测器的设计中，设计了各种磁链观测器^[17-20]。

图 1-7 是一个简单的两阶变结构无阻尼线性系统。增益 K 可变，从图 1-7 可以看出，无论是正反馈模式还是负反馈模式，系统都是不稳定的。但是通过滑模控制，在负反馈和正反馈之间不停的切换，可以使系统稳定。

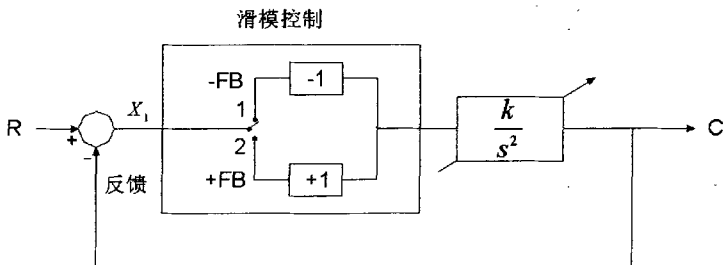


图 1-7 二阶系统滑模变结构控制

(2) 自校正控制

自校正控制器参数被校正，以适应对象参数的变化。自校正控制框图如图 1-8。图 1-8 阐明了自校正调节的原理。对象参数估计算法按离散时间形式求解对象模型，并且根据递推最小二乘公式更新对象参数。然后，某一校正算法以对象参数的估计值为基础，校正调节器参数。对象参数估计控制器在线估算对象参数并更新调节器调节器中对对象参数值。由于计算复杂造成在时间上滞后，在低速过程控制系统中不会有太大问题，但是在高速过程控制系统中，快速在线计算有一些困难。

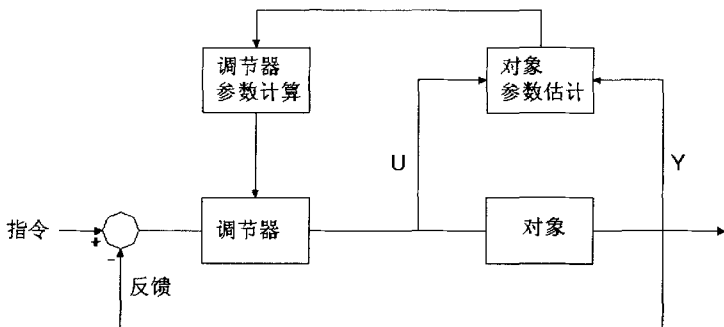


图 1-8 自校正控制框图

(3) 模型参考自适应控制^{[10][42][43][44]}

模型参考自适应 (Model Reference Adaptive System-MRAS) 辨识参数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, 两个模型具有相同的物理意义的输出量。利用两个模型输出量误差构成合适的自适应律来实时可调模型的参数, 以达到控制对象跟踪参考模型的目的。

图 1-9 模型参考自适应角度辨识算法框图, 是基于稳定性理论设计异步电机转速的辨识方法。图 1-9 辨识角速度的同时, 也可以提供转子磁链的信息。

MRAS 是基于稳定性设计的参数辨识方法, 它保证了参数估计的渐近收敛性。但是由于 MRAS 的速度观测器是从参考模型准确性为基础的, 参考模型本身的参数准确程度就直接影响到速度辨识和控制系统工作的成效, 解决的方法着眼于:

选取合理的参考模型和可调模型, 力求减少变化参数的个数; 解决多参数辨识问题, 同时辨识转速和电动机参数; 选择更合理有效的自适应律, 替代目前广泛使用的 PI 自适应律, 努力的主要目标仍是在提高收敛速度的同时, 保证系统的稳定性和对参数的鲁棒性。

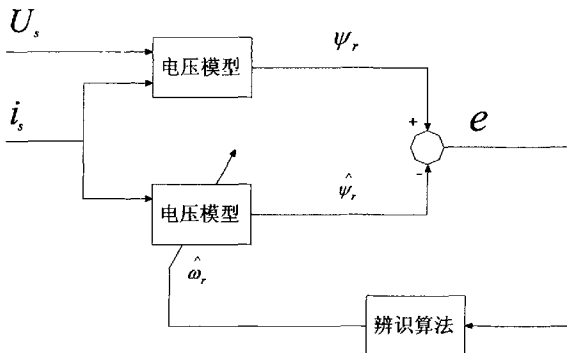


图 1-9 模型参考自适应角度辨识算法框图

1.3.2.4 无速度传感器高动态性能控制

高动态性能的交流传动系统都需要转速闭环控制,所需要的转速反馈信号来自与电机同轴的速度传感器。为了获得准确而且可靠的转速信号,速度传感器必须经过精确的安装和妥善的维护,现在一般都是在电机出厂前由电机生产厂家安装,以保证同轴度和精度。但是在条件不好的工业现场上常常不易做到,特别是在一些交流传动系统改造项目中,要在原来现场已经安装并使用多年的电机上重新安装速度传感器比较困难。因此,取消速度传感器而仍能获得良好的控制性能,便成为众所瞩目的研究与开发课题。1995年6月,日本安川(YASKAWA)电机公司推出的VS616G5全数字矢量控制通用变频器,无速度传感器时:调速范围为1:100,1Hz时起动转矩是150%额定转矩^[25]。这在当时与一般直流传动和普及型通用变频器相比是一个很大的进步。2001年日本安川电机公司推出了VS616G7三电平电流矢量通用变频器,无速度传感器时:调速范围为1:200,0.3Hz时起动转矩是150%额定转矩^[26]。这种三电平逆变器在国内市场上应用已经很多。

无速度传感器控制技术的核心问题是如何获取电机的旋转速度,解决的出发点是利用容易测量到的定子电流、定子电压量推算出速度或估计出速度,常用的方法有:(1)利用电机模型计算转差频率,进行补偿;(2)利用电机模型推导出转速方程式,从而计算转速;(3)根据模型参考自适应控制理论,选择合适的参考模型和可调模型,利用自适应算法辨识转速,或者同时辨识 ψ_r 和 ω_r ;(4)利用增广卡尔曼滤波方法^[45];(5)利用电机的齿谐波电势计算转速;(6)利用滑模变结构控制,同时辨识 ψ_r 和 ω_r 等。目前,已有若干品种的无速度矢量控制变频器问世,但是电机参数变化问题,特别是接近零速情况下速度的正确估算,仍需要进一步研究^{[41][27]}。

1.3.3 不依赖于电机数学模型的控制

在经典和各种近代的控制理论基础提出的控制策略都有一个共同的问题,即控制算法依赖于电机的模型,当模型受到参数变化和扰动作用的影响时,如何进行有效的控制,系统仍能保持优良的动静态性能,是困扰设计者的一大课题。专家系统、模糊控制^{[46][48]}、神经网络^[49]和遗传算法属于人工智能的范畴,是计算机科学的一个重要分支。近年来,人工智能快速的渗透到电气工程学科中,其在电力电子和传动控制方面非常有发展前途^{[4][47]}。

1.4 本论文研究主要内容和安排

对于调速理论来讲,如何改善传动系统的动静态特性,是调速系统发展的目标;而从工程上的实现来讲,可实现性和简单化又是调速系统所追求的目的。

交流电机传动系统控制策略是随着现代交流电气传动控制技术的发展,在深入研究交流电机控制规律基础下的产物。异步电机按转子磁链定向的控制策略涉及到电动机参数特别是转子时间常数的准确性。若参数值与实际不符或者在运行

中发生了变化,都将直接影响到磁场定向的准确性,造成系统不稳定和动态性能下降。

本论文正是在这一背景下,开展对交流异步电机按转子磁链定向控制策略的研究,通过对控制对象——交流异步电机内在本质的深入分析,提出一种简单有效的新型离线参数辨识方法,以减少电动机参数不准确和运行中变化对系统控制性能的影响。定量分析了转子电阻变化和转子时间常数偏差对间接转子磁场定向控制系统稳态和动态性能的影响。本论文最主要的特点是提出了一种新型的基于滑模控制的电流模型转子磁链观测器的设计方法,并把它用于交流异步电机转速辨识,该观测器对转子电阻和转子时间常数具有完全的鲁棒性。在此基础上,采用同时设计两个定子电流滑模控制观测器的方法,设计转子磁链观测器,并用于估算交流异步电机转速,进一步减少交流异步电机按转子磁链定向控制策略对电动机参数准确性的依赖。对设计的两种转子磁链观测器和电机转速观测器给出了仿真结果。论文共分六章,内容安排如下:

第1章主要对电力电子技术和交流电机传动控制策略进行了综述。介绍了电力电子技术的发展和交流电机传动系统的研究热点。沿着交流异步电机变压变频传动系统控制策略的发展脉络,回顾总结有重大影响的几种控制策略。同时说明了本论文的选题目的和研究意义。

第2章主要系统地分析了异步电机数学模型。分析了矢量控制中的坐标变换和矢量变换。在静止 dq 轴系中,分别分析了异步电机 d 轴和 q 轴等效电路,给出了 d 轴和 q 轴等效电路图;在同步旋转 MT 轴系中,分别分析了异步电机 M 轴和 T 轴等效电路,给出了 M 轴和 T 轴等效电路图。

第3章主要分析了按转子磁链定向的磁场定向原理和按转子磁链定向后 MT 坐标基本方程。

第4章研究了间接转子磁链定向控制系统。定量分析了转子电阻变化和转子时间常数偏差对系统稳态、动态性能的影响。提出了一种新型的离线参数辨识方法。

第5章研究了直接转子磁链定向控制中转子磁链观测器的设计方法。分析了电压模型法和电流模型法两种主要类型的转子磁链观测器的优缺点。在此基础上,提出了一种新型基于滑模控制的电流模型转子磁链观测器,避免了对转子电阻、转子时间常数的引入,具有较高的鲁棒性。同时,本章也对滑模变结构控制理论作了简单介绍。

第6章研究了无速度传感器矢量控制。把第5章中提出的滑模控制转子磁链观测器用于电机转速的辨识。在第5章提出的对电机转子电阻、转子时间常数具有完全鲁棒性的转子磁链观测器的基础上,采用同时设计两个定子电流滑模控制观测器的方法,设计转子磁链观测器,并用于估算交流异步电机转速,进一步减少交流异步电机按转子磁链定向控制策略对电动机参数准确性的依赖。对设计的转子磁链观测器和电机转速观测器给出了仿真结果。

最后一章对全文的工作做了总结和展望。

第2章 交流异步电机的数学模型和等效电路

无论是经典的还是现代的控制理论,在研究工作中都把控制对象的具体物理特性用抽象化的数学语言来描述成相应的数学模型,该数学模型表征了实际控制对象的本质特性。然后采用不同的控制方法设计性能优良的控制系統,以达到人们预期的控制目标。

控制理论还告诉我们,某个具体物理对象的数学模型不是唯一的,不同的等效方法可以获得控制对象不同形式的数学模型描述,而且可以在不改变控制对象物理特性的前提下,采用诸如状态反馈等变换手段,来获得相对简单的数学描述,以简化对控制对象的控制。这为我们研究交流异步电机的数学模型提供了理论指导。

电机学原理表明,电气传动控制系统中动态性能的好坏完全取决于动态过程中能否迅速而准确地控制电动机的电磁转矩,对电磁转矩的控制质量将决定或影响到整个传动控制系统的性能。交流异步电机的物理结构决定了它的数学模型具有多变量、非线性、强耦合的性质,其电磁转矩是定转子电流、定转子绕组参数以及定转子磁链间的复杂函数,不容易控制。采用坐标变换和按转子磁场方向定向的矢量控制原理,可以将异步电动机的数学模型在按转子磁场方向定向的两相同步旋转坐标系上等效为一台他励直流电动机的模型,尽管该等效模型并不是完全意义上的他励直流电动机,但是从作为控制对象来说,两者是一样的^[21-24]。

本章首先简单介绍了异步电动机数学模型等效变换中用到的坐标变换和矢量变换,然后针对由电压型逆变器供电的异步电动机,分析其基本方程,并且利用一定的数学工具,得出异步电动机的各种动态等效模型。

2.1 异步电机的坐标变换

在对原型电机和交流电机进行坐标变换时,做若干假设,目的是将电机理想化,以便能采用叠加原理等基本分析方法。这些基本假设主要是:

- (1) 电机磁路为线性;
- (2) 忽略铁心损耗;
- (3) 所有线圈产生的磁动势波和磁密波在空间都按正弦分布。

2.1.1 坐标变换的约束条件

2.1.1.1 线性变换

坐标变换,从数学角度看,就是将方程中原来的一组变量,用一组新的变量来代替,线性变换是指这种新旧变量之间存在线性关系。电动机中用到的坐标变换都是线性变换。

对于线性电路,其电压方程的矩阵形式为

$$u = Zi \quad (2-1)$$

其中:

$$u = (u_1 \ u_2 \ \dots \ u_n)^T \quad (2-2)$$

$$i = (i_1 \ i_2 \ \dots \ i_n)^T \quad (2-3)$$

$$Z = \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{n1} & \cdots & z_{nn} \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

现进行坐标变换, 将原有的电压 u 和电流 i 变换为新的电压 u' 和电流 i' , 设电压变换矩阵为 C_u , 电流变换矩阵为 C_i , 取 $C_u = C_i = C$ (2-5)

$$\text{于是 } u = Cu' \quad (2-6)$$

$$i = Ci' \quad (2-7)$$

为使原变量与新变量之间存在单值对应关系, 变换矩阵必须是方阵, 且其行列式的值须不等于零, 这样逆矩阵 C^{-1} 才能存在, 将式 (2-6) 和 (2-7) 代入式

$$(2-1), \text{ 可得 } u' = C^{-1}u = C^{-1}ZCi' = Z'i' \quad (2-8)$$

式中, Z' 为变换后的阻抗矩阵, 它为 $Z' = C^{-1}ZC$ (2-9)
式 (2-8) 表明, 当式 (2-9) 成立时, 变换前后电压方程组的形式将保持不变。

2.1.1.2 功率不变约束

对于多个端口输入 (输出) 的电路, 变换前输入 (输出) 电路的瞬时功率为

$$i'u = u_1i_1 + u_2i_2 + \dots + u_ni_n \quad (2-10)$$

变换后输入 (输出) 电路的瞬时功率为

$$(i')^r u' = u'_1i'_1 + u'_2i'_2 + \dots + u'_ni'_n \quad (2-11)$$

式中的 u 和 i 以及 u' 和 i' 可以是实数, 也可以是复变量。若保证变换前后输入 (输出) 的复数功率不变, 则应满足如下条件

$$(i')^r u = (i')^r * u' \quad (2-12)$$

式中, $(i')^r$ 和 $(i')^r *$ 为对应的共轭矩阵, 上式就是满足坐标变换功率不变的约束。

将式 (2-6) 和 (2-7) 代入式 (2-12), 得

$$(i')^r u = (Ci')^r Cu' = (i')^r * (C^r)^r Cu' \quad (2-13)$$

为满足式 (2-12), 必须使上式中的 $(C^r)^r C = 1$ (2-14)

由此得 $(C^r)^r = C^{-1}$ (2-15)

对于实数变换 $C^r = C^{-1}$ (2-16)

变换矩阵满足功率不变约束后, 在新坐标系中得到的各种功率和电磁转矩与原坐标的相同, 这对问题的分析带来方便, 所以本论文采用功率不变约束来确定

变换矩阵。

2.1.2 原型电机的统一方程

原型电机是一种具有 d、q 轴线的装有换向器的理想电机，这种电机的特点是定子和转子绕组的轴线在空间均为固定不动。原型电机的物理模型简化表示如图 2-1。

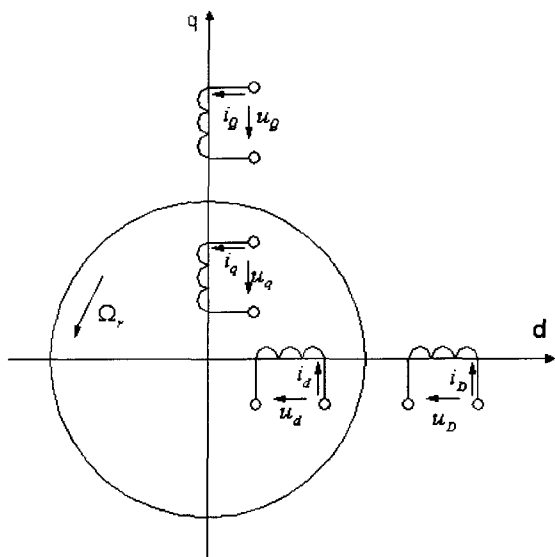


图 2-1 简化的原型电机物理模型

由电机统一理论已知，任何交流电机的运动方程，经过适当坐标变换都可以变为与原型电机相同的形式。反之，由统一的原型电机方程，经过坐标变换，又可推导出各种交流电机的运动方程。

按图 2-1 所示原型电机模型，可写出 dq 轴定、转子线圈磁链方程，有

$$\psi_D = L_D i_D + L_{Dd} i_d \quad (2-17)$$

$$\psi_Q = L_Q i_Q + L_{Qq} i_q \quad (2-18)$$

$$\psi_d = L_{dD} i_D + L_d i_d \quad (2-19)$$

$$\psi_q = L_{qQ} i_Q + L_q i_q \quad (2-20)$$

式中， ψ_D 、 ψ_Q 、 ψ_d 、 ψ_q 分别为链过相应线圈的全磁链； L_D 、 L_Q 、 L_d 、 L_q 分别为对应线圈的自感； L_{Dd} 、 L_{Qq} 、 L_{dD} 、 L_{qQ} 分别为响应线圈间的互感。其中 $L_{Dd} = L_{dD}$ 和 $L_{Qq} = L_{qQ}$ 。

定子线圈 D、Q 和转子线圈 d、q 的电压方程为：

$$u_D = R_D i_D + p\psi_D \quad (2-21)$$

$$u_Q = R_Q i_Q + p\psi_Q \quad (2-22)$$

$$u_d = R_d i_d + p\psi_d + \omega_r \psi_q \quad (2-23)$$

$$u_q = R_q i_q + p\psi_q - \omega_r \psi_d \quad (2-24)$$

p 为微分算子, $p = \frac{d}{dt}$ 。

将磁链方程 (2-17) ~ (2-20) 代入 (2-21) ~ (2-24), 并且用矩阵来表示, 可得:

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z}\mathbf{i} \quad (2-25)$$

式中

$$\mathbf{u} = (u_D \quad u_Q \quad u_d \quad u_q)^T \quad \mathbf{i} = (i_D \quad i_Q \quad i_d \quad i_q)^T$$

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} R_D + L_D p & 0 & L_{Dd} p & 0 \\ 0 & R_Q + L_Q p & 0 & L_{Qq} p \\ L_{dD} p & \omega_r L_{Qq} & R_d + L_d p & \omega_r L_q \\ -\omega_r L_{dD} & L_{qQ} p & -\omega_r L_d & R_q + L_q p \end{pmatrix} \quad (2-26)$$

\mathbf{Z} 为阻抗矩阵, 它是由电机参数和微分算子组成的。将 \mathbf{z} 矩阵分解为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + \mathbf{L}p + \omega_r \mathbf{G}$$

其中

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_q \end{pmatrix} \quad \mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_D & 0 & L_{Dd} & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & L_{Qq} \\ L_{dD} & 0 & L_d & 0 \\ 0 & L_{qQ} & 0 & L_q \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{Qq} & 0 & L_q \\ -L_{dD} & 0 & -L_d & 0 \end{pmatrix}$$

于是, 电压方程可写为

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{L}p\mathbf{i} + \omega_r \mathbf{G}\mathbf{i}$$

上式等号右端第二项是变压器电动势项, 第三项是运动电动势项, \mathbf{G} 矩阵为运动电动势系数矩阵。

由电源通过交、直轴定子线圈输入原型电机的瞬时功率为

$$\dot{i}^T \mathbf{u} = \dot{i}^T \mathbf{R}\mathbf{i} + \dot{i}^T \mathbf{L}p\mathbf{i} + \dot{i}^T \omega_r \mathbf{G}\mathbf{i} \quad (2-27)$$

上式等号右端第一部分为电阻损耗, 第二部分为磁场储能的增长率, 第三部分是转化为机械功率的部分, 因此, 机械功率可写为

$$P_m = \omega_r \dot{i}^T \mathbf{G}\mathbf{i} \quad (2-28)$$

将 \dot{i}' 、 i 和 G 矩阵代入式 (2-28), 得

$$P_m = \omega_r (\psi_q i_d - \psi_d i_q) \quad (2-29)$$

电磁转矩 T_e 为

$$T_e = \frac{P_m}{\Omega_r} = p_n (\psi_q i_d - \psi_d i_q) \quad (2-30)$$

式中 p_n 为电机极对数。

系统的运动方程可写为

$$T_e - T_L = \frac{J}{p_n} \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{\omega_r}{p_n} \quad (2-31)$$

式中 B 为摩擦系数。

磁链方程 (2-17) ~ (2-20)、电压方程 (2-21) ~ (2-24)、转矩方程 (2-30) 和运动方程 (2-31) 结合在一起称为统一方程式, 方程中的物理量可以是稳态值, 也可以是瞬时值, 对电压和电流的波形没有任何限制。

2.1.3 三相异步电机到原型电机的变换

2.1.3.1 定子三相静止轴系 ABC 到静止轴系 dq0 的变换

三相异步电机定子三相对称绕组如图 2-2 所示, 取 d 轴与 A 相绕组轴线 A 一致, q 轴顺着旋转方向超前 d 轴 90° 电角度。从气隙旋转磁动势来说, 三相绕组能够产生旋转磁动势, 两相绕组同样能够产生旋转磁动势。由于机电能量转换是通过气隙磁场进行的, 所以坐标变换中应保持气隙磁场不变, 即变换前后基波合成磁动势等效。根据这一原则, 可得

$$N_D i_D = N_A i_A + N_B i_B \cos 120^\circ + N_C i_C \cos 240^\circ \quad (2-32)$$

$$N_Q i_Q = 0 + N_B i_B \sin 120^\circ + N_C i_C \sin 240^\circ \quad (2-33)$$

取 $N_A = N_B = N_C = N_s, N_Q = N_D$

$$\begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} = \frac{N_s}{N_D} \begin{pmatrix} 1 & \cos 120^\circ & \cos 240^\circ \\ 0 & \sin 120^\circ & \sin 240^\circ \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = C_{ABC}^{DQ} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (2-34)$$

为了使 C_{ABC}^{DQ} 具有逆矩阵, 引入独立于 i_D 和 i_Q 的新变量, 称为零序电流 i_0 。

$$i_0 = k (i_A + i_B + i_C) \quad (2-35)$$

对于 dq0 轴系, 有

$$\begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_0 \end{pmatrix} = \frac{N_s}{N_D} \begin{pmatrix} 1 & \cos 120^\circ & \cos 240^\circ \\ 0 & \sin 120^\circ & \sin 240^\circ \\ k & k & k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} = C_{ABC}^{dq0} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (2-36)$$

$$\text{式中 } k = \frac{N_D}{N_s} k' \quad (2-37)$$

$$C_{dq0}^{ABC} = (C_{ABC}^{dq0})^{-1} = \frac{2N_p}{3N_s} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2k} \\ \cos 120^\circ & \sin 120^\circ & \frac{1}{2k} \\ \cos 240^\circ & \sin 240^\circ & \frac{1}{2k} \end{pmatrix} \quad (2-38)$$

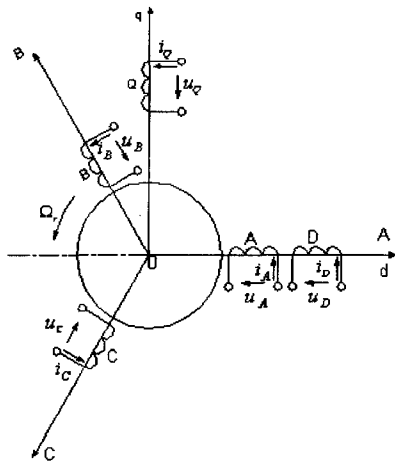


图 2-2 定子 ABC 轴系到 dq0 轴系变换
为满足功率不变约束, 应有

$$(C_{ABC}^{dq0})^{-1} = (C_{dq0}^{ABC})^T \quad (2-39)$$

由式 (2-39) 可得

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad K = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

变换矩阵

$$C_{dq0}^{ABC} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2-40)$$

上述变换适用于电压, 也适用于磁链。

在实际的矢量控制系统中, 电机定子三相绕组多为不带零线的星型接法, 因此常用以下变换:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \quad (2-41)$$

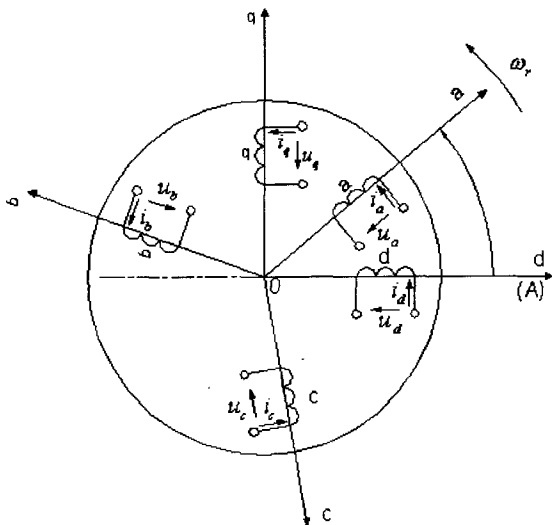


图 2-3 转子轴系 abc 到 dq0 轴系变换

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (2-42)$$

利用 $i_c = -i_a - i_b$ 的关系, 还可将上两式写成

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & \sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (2-43)$$

2.1.3.2 转子三相旋转轴系 abc 到静止轴系 dq0 的变换

根据 ABC 轴系与 abc 轴系间的变换, 由图 2-3 可得

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = C_{dq0}^{abc} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 240^\circ) & \sin(\theta + 240^\circ) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (2-44)$$

2.1.3.3 用三相异步电机参数表示的原型电机方程

式 (2-26) 代入电机参数, 即

$$\begin{aligned} L_{Dd} &= L_{dD} = L_{qQ} = L_{qQ} = L_m \\ L_D &= L_Q = L_s \end{aligned}$$

$$L_d = L_q = L_r$$

可写出电压方程

$$\begin{pmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2-45)$$

通过上述坐标变换, 已经用原型电机取代了三相异步电机。异步电机三相定子绕组变换为空间正交的 D、Q 静止线圈, 转子绕组变换为 d、q 静止线圈。

2.1.3.4 dq 轴系等效电路

把式 (2-45) 写成如下形式:

$$\begin{cases} u_D = R_s i_D + L_s p i_D + L_m p i_d \\ u_d = R_r i_d + L_m p i_D + L_r p i_d + \omega_r (L_r i_q + L_m i_Q) \end{cases} \quad (2-46)$$

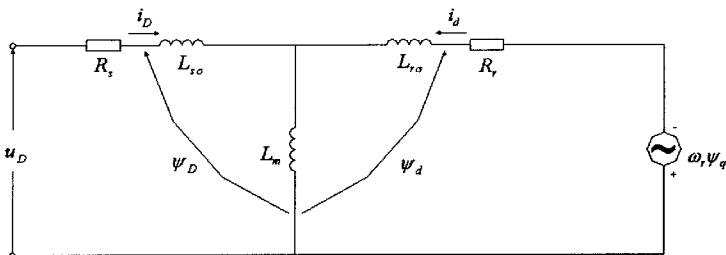
$$\begin{cases} u_Q = R_s i_Q + L_s p i_Q + L_m p i_q \\ u_q = R_r i_q + L_r p i_q + L_m p i_Q - \omega_r (L_r i_d + L_m i_D) \end{cases} \quad (2-47)$$

对于鼠笼异步电机, $u_d = u_q = 0$, 由式 (2-17) ~ (2-20), (2-46)、(2-47) 可得

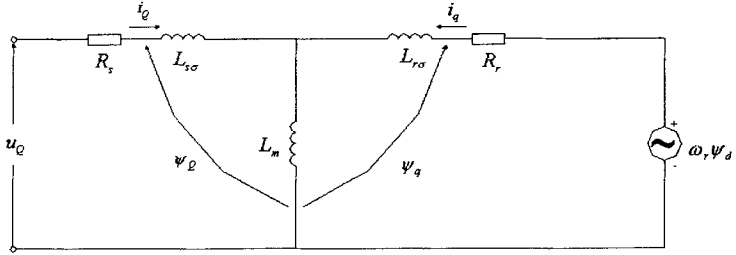
$$\begin{cases} u_D = R_s i_D + \frac{d}{dt} \psi_D \\ 0 = R_r i_d + \frac{d}{dt} \psi_d + \omega_r \psi_q \end{cases} \quad (2-48)$$

$$\begin{cases} u_Q = R_s i_Q + \frac{d}{dt} \psi_Q \\ 0 = R_r i_q + \frac{d}{dt} \psi_q - \omega_r \psi_d \end{cases} \quad (2-49)$$

根据式 (2-48)、(2-49) 可 dq 轴系等效电路图如下



(a) d 轴等效电路



(b) q 轴等效电路

图 2-4 dq 轴系等效电路

2.1.4 二相静止 dq 轴系到同步旋转 MT 轴系的变换

2.1.4.1 MT 轴系的电压方程

MT 轴系是以同步角速度 ω_r 在空间旋转的正交轴系，如图 2-5 所示。定子线圈 M 和 T 以及转子线圈 m 和 t 的有效匝数和参数与 dq 轴系的定子转子线圈完全相同。图 2-5 中 θ_M 为 M 轴与 d 轴间的电角度

$$\theta_M = \omega_r t + \theta_0 \quad (2-50)$$

式中， θ_0 为 M 轴相对于 d 轴的初始位置角。

根据前面所述磁动势等效原则，有

$$\begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_M & -\sin \theta_M \\ \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_M \\ i_T \end{pmatrix} \quad (2-51)$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_M & -\sin \theta_M \\ \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_r \\ i_l \end{pmatrix} \quad (2-52)$$

$$\begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} = C_{MTmt}^{DQdq} \begin{pmatrix} i_M \\ i_T \\ i_m \\ i_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_M & -\sin \theta_M & 0 & 0 \\ \sin \theta_M & \cos \theta_M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta_M & -\sin \theta_M \\ 0 & 0 & \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_M \\ i_T \\ i_m \\ i_l \end{pmatrix} \quad (2-53)$$

其中 C_{MTmt}^{DQdq} 表示 MT 轴系定子转子量变换到 dq 轴系的变换矩阵。

电压和磁链具有相同的变换矩阵。MT 轴系的电压方程为：

$$\begin{pmatrix} u_M \\ u_T \\ u_m \\ u_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s p & -\omega_r L_s & L_m p & -\omega_r L_m \\ \omega_r L_s & R_s + L_s p & \omega_r L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_r L_m & R_r + L_r p & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & L_m p & \omega_r L_r & R_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_M \\ i_T \\ i_m \\ i_l \end{pmatrix} \quad (2-54)$$

这个电压方程就是用于矢量变换控制的数学模型。

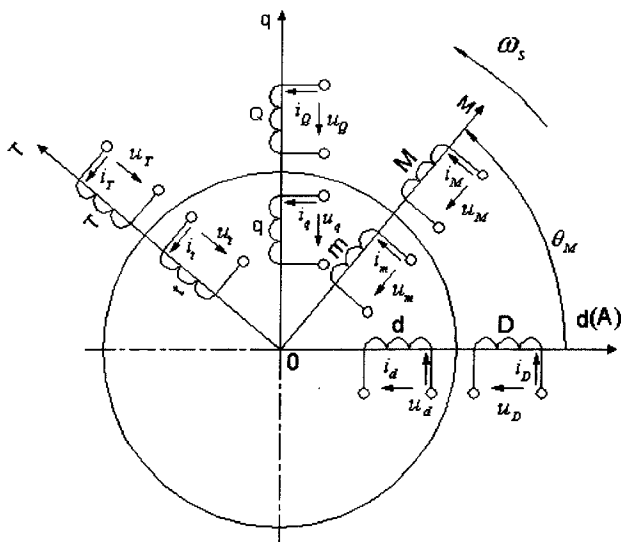


图 2-5 静止 dq 轴系到同步旋转 MT 轴系转换

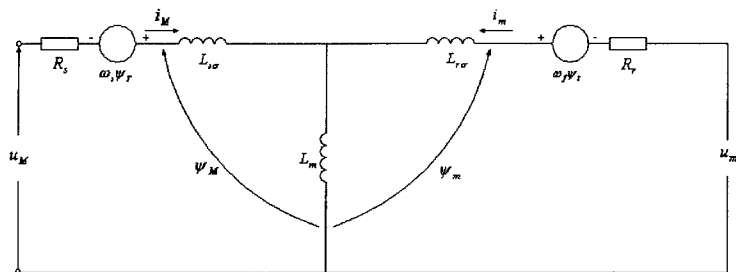
2.1.4.2 MT 轴系等效电路

把式 (2-54) 写成如下形式:

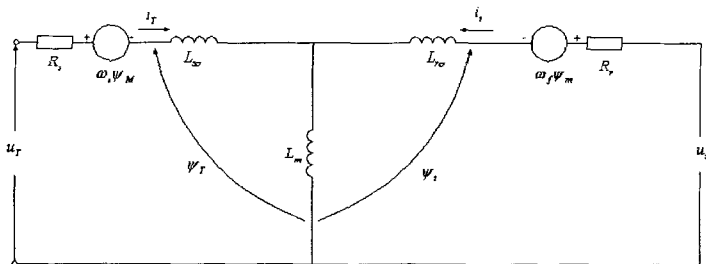
$$\begin{cases} u_M = R_s i_M + L_s p i_M + L_m p i_m - \omega_s L_s i_r - \omega_s L_m i_r \\ u_m = R_r i_m + L_r p i_m + L_m p i_M - \omega_r (L_r i_r + L_m i_r) \end{cases} \quad (2-55)$$

$$\begin{cases} u_r = R_s i_r + L_s p i_r + L_m p i_r + \omega_s (L_s i_M + L_m i_m) \\ u_r = R_r i_r + L_r p i_r + L_m p i_r + \omega_r (L_r i_m + L_m i_M) \end{cases} \quad (2-56)$$

式中 ω_r 为转差角速度。



(a) M轴电路



(b) T轴电路

图 2-6 MT 轴系等效电路图

用磁链表示, (2-55)、(2-56) 可写为

$$\begin{cases} u_M = R_r i_M + p\psi_M - \omega_s \psi_T \\ u_m = R_s i_m + p\psi_m - \omega_r \psi_i \end{cases} \quad (2-57)$$

$$\begin{cases} u_r = R_r i_r + p\psi_r + \omega_s \psi_M \\ u_s = R_s i_s + p\psi_s + \omega_r \psi_m \end{cases} \quad (2-58)$$

根据式 (2-57)、(2-58) 可 MT 轴系等效电路图如图 2-6。

2.1.4.3 dq 轴系变换到 MT 轴系的物理意义

假定定子三相电流为

$$i_a = \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_s t + \phi_1) \quad (2-59)$$

$$i_b = \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_s t + \phi_1 - 120^\circ) \quad (2-60)$$

$$i_c = \sqrt{2}I_1 \cos(\omega_s t + \phi_1 - 240^\circ) \quad (2-61)$$

式中, i_1 为定子电流有效值; ϕ_1 为定子相电流相位初始角。

先将此三相对称正弦电流, 从静止的 ABC 轴系变换到静止的 dq 轴系, 由式 (2-41)、(2-59) ~ (2-61) 得

$$= \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos(\omega_s t + \phi_1) \\ \sqrt{3}I_1 \sin(\omega_s t + \phi_1) \end{pmatrix} \quad (2-62)$$

式 (2-62) 表明, 变换后定子线圈 D、Q 中的电流为二相对称正弦交流电, 频率与三相电流相同。

下面再将 i_d 和 i_q 变换到 MT 轴系, 由式 (2-51) 和 (2-62) 得

$$\begin{pmatrix} i_M \\ i_T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_M & \sin \theta_M \\ -\sin \theta_M & \cos \theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 &= \begin{pmatrix} \cos(\omega_s t + \theta_0) & \sin(\omega_s t + \theta_0) \\ -\sin(\omega_s t + \theta_0) & \cos(\omega_s t + \theta_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos(\omega_s t + \phi_1) \\ \sqrt{3}I_1 \sin(\omega_s t + \phi_1) \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \sqrt{3}I_1 \cos(\phi_1 - \theta_0) \\ \sqrt{3}I_1 \sin(\phi_1 - \theta_0) \end{pmatrix} \quad (2-63)
 \end{aligned}$$

由式(2-63)看出, i_M 和 i_T 为直流量, 即正弦交变的 d、q 轴电流 i_d 和 i_q 变换到 MT 轴系后, MT 线圈中的电流变成了直流。由于遵循磁动势等效原则变换的, dq 轴系、定子 ABC 轴系和 MT 轴系产生的旋转磁动势是相同的, 但是同 dq 轴系和定子 ABC 轴系相比, MT 轴系生成旋转磁动势有质的变化, 它是在同步旋转的 MT 轴系线圈中通入两直流 i_M 和 i_T 来产生的, 该磁动势相对于 MT 轴系是静止的, 但是依靠 MT 轴系的同步旋转, 使它成为同步旋转的圆形磁动势。正是通过 dq 轴系到 MT 轴系的变换, 才最终将三相对称正弦交流变换为两轴直流。他们间最后的变换关系为:

$$\begin{pmatrix} i_M \\ i_T \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_M & \sin \theta_M \\ -\sin \theta_M & \cos \theta_M \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \right\} \quad (2-64)$$

2.2 异步电机的矢量变换

2.2.1 二相静止 dq 轴系与二相旋转 MT 轴系的矢量变换

图 2-7 为三相异步电机与转轴垂直的空间剖面图, 并且把这个剖面图作为空间复平面同时取 A 轴与实轴 Re 一致。定子三相绕组电流产生旋转磁动势 f_s , 在 f_s 轴线上装一个线圈, 通入单轴电流 i_s , 使它产生的磁动势就是 f_s , 这相当于用一个旋转的单轴线圈来代替定子三相绕组。考虑功率不变约束, 确定单轴线圈有效匝数为每相绕组有效匝数的 $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ 倍, 于是:

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_A + a i_B + a^2 i_C) \quad (2-65)$$

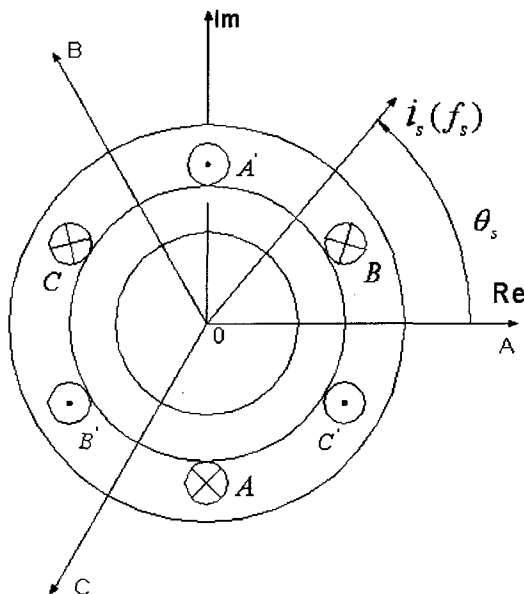


图 2-7 三相异步电机空间矢量

图 2-8 中，因 d 轴与实轴 Re 一致，q 轴与虚轴 Im 一致，而实轴 Re 与 A 轴一致，所以有

$$\dot{i}_d = \dot{i}_A \quad (2-66)$$

上标 d 表示是以 dq 轴系表示的空间相量，同理，若以 MT 轴系表示定子电流空间相量，则为 \dot{i}_M ，它与 \dot{i}_d 的关系为

$$\dot{i}_M = \dot{i}_d e^{-j\theta_M} \quad (2-67)$$

式中 θ_M 是以 d(A)轴为参考轴的 M 轴空间坐标。因为 MT 轴系是旋转的，所以有

$$\theta_M = \omega_s t + \theta_0$$

由式 (2-66) 和 (2-67)，可得

$$\dot{i}_M = \dot{i}_A e^{j\theta_M} \quad (2-68)$$

或者

$$\dot{i}_d = \dot{i}_M e^{-j\theta_M} \quad (2-69)$$

式中， $e^{-j\theta_M}$ 为 dq 轴系到 MT 轴系的变换因子； $e^{j\theta_M}$ 为 MT 轴系到 dq 轴系的变换因子。

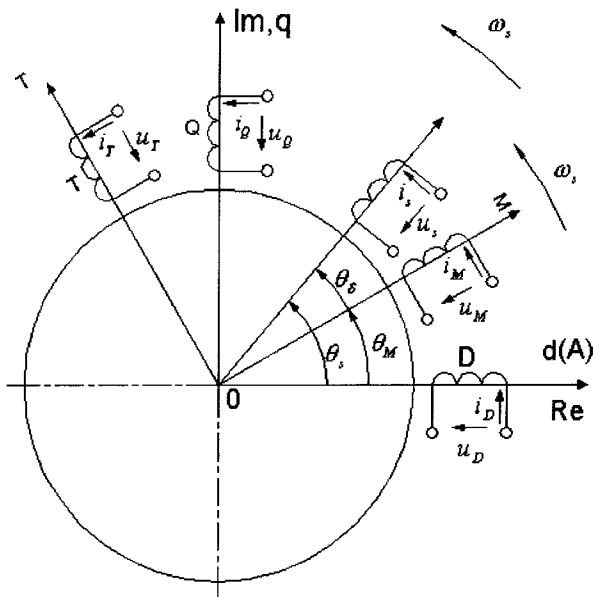


图 2-8 两相 dq 轴系与两相 MT 轴系间的变换

将 i_d' 和 i_q' 表示为

$$i_d' = i_d + j i_q \quad (2-70)$$

$$i_q' = i_M + j i_T \quad (2-71)$$

由式 (2-68) ~ (2-69), 可得

$$\begin{pmatrix} i_d' \\ i_q' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_M & -\sin \theta_M \\ \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_M \\ i_T \end{pmatrix} \quad (2-51)$$

与坐标变换得到的结果完全相同。对电压和磁链可进行同样的变换。基于同样的道理, 也可将转子轴系变换到 dq 轴系中。

综上所述, 矢量变换与坐标变换的实质是一样的, 前者是由变换因子反映了两个复平面内极坐标间的关系, 后者是由变换矩阵反映了两个复平面内坐标分量间的关系。

2.2.2 电磁转矩的多种表达方式

前面式 (2-30) 是在 dq 轴系用转子磁链和转子电流表示的瞬态电磁转矩表达式。可以用 dq 轴系矢量来表示

$$T_e = -p_s \psi_r' \times i_r' \quad (2-72)$$

亦即, 电磁转矩正比于转子电流矢量和转子磁链矢量的矢量积。

将式 (2-72) 改写成

$$T_e = -p_n(L_r \dot{i}_r + L_m \dot{i}_s) \times \dot{i}_r$$

于是有 $T_e = -p_n L_m \dot{i}_s \times \dot{i}_r$ (2-73)

将式 (2-73) 改写成

$$T_e = -p_n \frac{L_m}{L_r} (L_m \dot{i}_r + L_s \dot{i}_s) \times \dot{i}_r$$

则有

$$T_e = -p_n \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \times \dot{i}_r \quad (2-74)$$

由上述瞬态转矩表达式, 可以推导出以不同空间矢量表示的电磁转矩表达式。根据作用与反作用原理, 可将式 (2-72) 写成如下的电磁转矩表达式

$$T_e = p_n \Psi_s \times \dot{i}_r \quad (2-75)$$

也可将 (2-74) 写成如下的转矩表达式

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \times \dot{i}_r \quad (2-76)$$

以上电磁转矩是借助 dq 轴系表示的。由于参考轴系改变时, 转矩是不变的, 所以电磁转矩的表达式与所选轴系无关。因此只要将上述电磁转矩公式中的各空间矢量换成不同轴系的相应的空间矢量, 就可以得到另一轴系表示的电磁转矩公式。以 MT 轴系表示时, 则有

$$T_e = -p_n \Psi_r^M \times \dot{i}_r^M \quad (2-77)$$

$$T_e = -p_n L_m \dot{i}_s^M \times \dot{i}_r^M \quad (2-78)$$

$$T_e = -p_n \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^M \times \dot{i}_r^M \quad (2-79)$$

$$T_e = p_n \Psi_s^M \times \dot{i}_r^M \quad (2-80)$$

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^M \times \dot{i}_r^M \quad (2-81)$$

2.3 交流异步电机在数字仿真中的实现

计算机仿真是一门涉及控制理论、计算数学和计算机技术的综合学科。在工程实际中, 经常会出现一些复杂的计算求解和设计问题, 光利用纸笔以及计算器等简单的运算工具已难以达到预期的效果, 加之计算机领域取得了迅速的发展, 于是很自然的出现了计算机仿真和辅助分析技术。特别是对于那些无法多次重复的试验, 例如: 导弹发射、航天器、火箭升空等问题, 计算机仿真和辅助分析显得尤为重要。计算机数字仿真具有成本低, 结构灵活, 结果直观, 便于贮存和进行数据分析等优点。

现代交流电气传动控制技术是一门不断发展的复杂工程技术, 随着人们对交流电机传动控制策略研究的日趋广泛和不断深入, 对控制系统的性能也不断提出更高的要求。因此, 计算机仿真技术也已经成为交流电机传动控制系统分析与设

计的一种重要手段。

随着计算机软件、硬件技术的迅速提高,出现了许多的计算机仿真和辅助分析软件。目前,在众多的这些软件中,适用于电气传动控制而又比较有特色,使用广泛的仿真软件为 Visual Simulation 公司的 VisSim 和 Mathwork 公司的 MATLAB 软件。他们都工作在 Windows 环境下,具有很强的数据处理和图形绘制能力。这两种软件最为显著的特点是,具有控制系统模型图形输入与仿真功能。即只需在图形窗口画出所需分析与设计的控制系统方框图,软件本身就能对模型系统进行线性化处理与仿真。这一特点使得一个非常复杂的系统的仿真建模变得比较容易,是一般通用仿真软件所不具有的。其中, MATLAB 由于其功能强大、适用面广的特点,发展更是迅速,控制界很多学者都将自己擅长的方法用 MATLAB 来实现,出现了大量的 MATLAB 配套工具箱,如: Control System Toolbos; System Identification Toolbox; Neural Network Toolbox 等。本文最后给出的仿真结果也是完成于 MATLAB 软件之上。

2.3.1 异步电机的仿真模型^{[13][58][59]}

在进行交流传动控制系统的仿真研究时,第一步必须建立异步电动机的仿真模型。为了使仿真结果尽可能的接近异步电动机的实际运行状况,仿真模型应该与异步电动机的原数学模型尽量保持一致,在这种情况下所得到的仿真结果才具有现实指导意义。在这里,以两相静止 dq 坐标系中的数学模型作为建立仿真模型的依据,该数学模型是在变换前后功率保持不变的约束条件下,经过三相到两相静止坐标变换得到的,不需要其他的假设条件。

在 2.1.3 节中,已经得到了异步电机在两相静止 dq 轴系上数学模型的矩阵表示,重写式 (2-45)

$$\begin{pmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2-45)$$

展开上式,并考虑到异步电机转子电压 $u_d = u_q = 0$, 有:

$$u_D = (R_s + \sigma L_s p) i_D + \frac{L_m}{L_r} p \psi_d \quad (2-82)$$

$$u_Q = (R_s + \sigma L_s p) i_Q + \frac{L_m}{L_r} p \psi_q \quad (2-83)$$

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} i_D + \left(\frac{1}{T_r} + p\right) \psi_d + \omega_r \psi_q \quad (2-84)$$

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} i_Q + \left(\frac{1}{T_r} + p\right) \psi_q - \omega_r \psi_d \quad (2-85)$$

其中 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$

取转矩公式

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} (\psi_d i_Q - \psi_q i_D) \quad (2-86)$$

系统运动方程:

$$T_e - T_L = \frac{J}{p_n} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2-87)$$

式(2-82)~(2-86)表示的异步电动机等效模型,是在变换前后功率保持不变的约束条件下得到的两相电机模型。该两相电机中的磁场与原三相电机中的磁场相同,但两相电机中的相绕组电流、磁链和电压均为原三相电机绕组中的 $\sqrt{3/2}$ 倍,这在物理上是成立的。因此,以该两相等效电机模型作为仿真模型,能够较真实地反映电机的实际物理过程,具有较高的可信度。

根据式(2-82)~(2-86)以及式(2-87),能够方便的以系统方框图形式建立起异步电机的动态仿真模型,具体形式如图2-9-2-11所示。

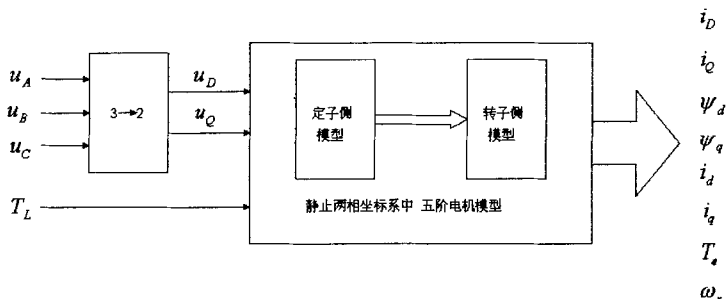


图 2-9 异步电动机仿真模型

图2-9-2-11所示的异步电动机动态仿真模型,能够较真实地反映电机的实际物理过程,具有很高的可信度。因此,利用该仿真模型进行交流传动控制策略的计算机仿真研究,所得到的仿真结果具有一定的现实指导意义。

图2-9中的转子侧模型为:

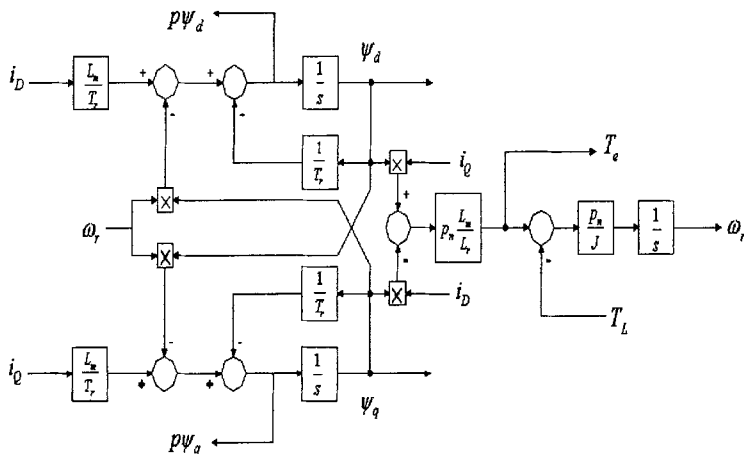


图 2-10 转子侧仿真模型

图 2-9 中的定子侧模型为:

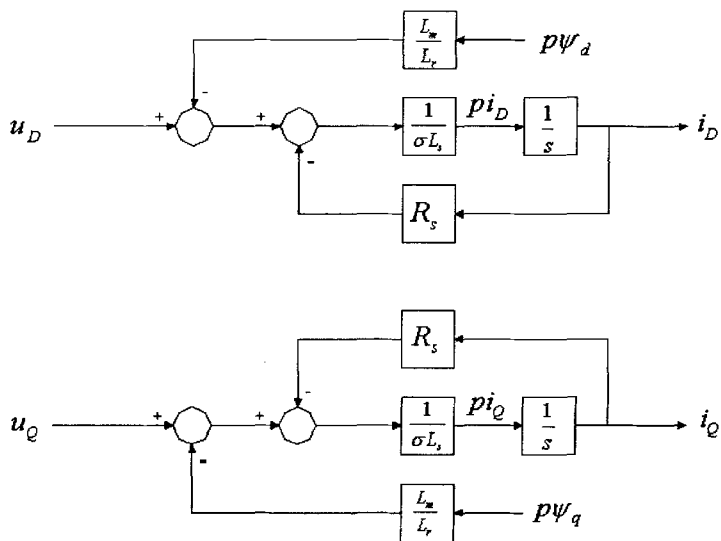


图 2-11 定子侧仿真模型

第3章 矢量控制中的磁场定向和基本方程

3.1 磁场定向原则

图 3-1 是三相异步电机的时空相量图。在已知定子 A 相电流初始相位 ϕ_1 的情况下, 总可以在无数个 MT 坐标中选一个特定的坐标 (初始相位为 θ_0), 使它的 M 轴与定子磁动势励磁分量 F_{sm} 一致。在图 3-1 中的定子磁动势矢量 f_s 当 M 轴与其励磁分量 F_{sm} 一致时, f_s 在 M 轴中的分量 f_m 就是 F_{sm} , 而 f_r 就是转矩分量 F_{sr} 。转子磁通 ϕ_r 是由励磁分量 F_{sm} 产生的, 经坐标变换或者矢量变换后, 应是由定子磁动势 f_s 的励磁分量 f_m 产生的。所以取实际转子磁通矢量 ϕ_r 的空间坐标作为 M 轴的空间定向坐标, 这样就能达到我们的目的。沿转子磁场方向定向, 就是 MT 旋转坐标的定向原则。

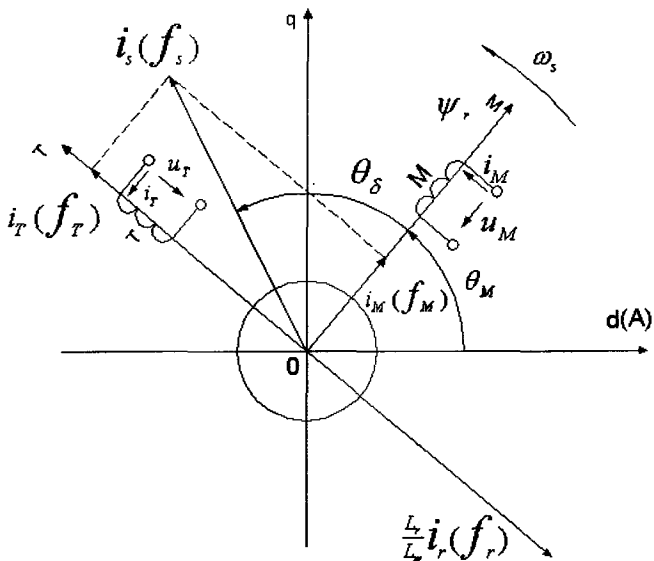


图 3-1 MT 旋转坐标的定向

在图 3-1 中, 如果 M 轴与 ψ_r 取得一致, 那么转子磁通在 T 轴方向上的分量为零, 即转子磁通仅由 M 轴电流 i_m 产生。因 i_m 是纯励磁分量, 故 i_r 也是纯转矩分量。从图 3-1 可以看出, 满足这一要求的 MT 轴系是唯一的。如果我们能够独立

控制和调节励磁分量 i_m 和转矩分量 i_r ，就能很好的控制电磁转矩。如果在动态过程中，同样能够实现磁场定向和对 i_m 及 i_r 的控制，就能很好的控制瞬态转矩。

如果 MT 轴系已经沿转子磁场定向，那么转子磁通在 T 轴方向上不会再有分量；反之，若转子磁通在 T 轴方向上的分量为零，即 $\psi_r = 0$ 。所以可以将 $\psi_r = 0$ 作为实现 MT 轴系沿转子磁场定向的约束。

3.2 磁场定向 MT 坐标中的基本方程

此时 MT 轴系已经沿着转子磁场定向，M 轴与 ψ_r 一致，即满足 $\psi_r = 0$ 的约束。

(一) 磁链方程

由于 $\psi_r = 0$ ， Ψ_r 仅有 M 轴分量，因此有

$$\psi_r = \psi_m \quad (3-1)$$

$$\psi_M = L_t i_M + L_m i_m \quad (3-2)$$

$$\psi_T = L_t i_T + L_m i_r \quad (3-3)$$

$$\psi_m = L_m i_M + L_t i_m \quad (3-4)$$

$$\psi_r = L_m i_T + L_t i_r = 0 \quad (3-5)$$

(二) 电压方程

对于笼型转子， $u_m = u_r = 0$ ，电压方程 (2-57)、(2-58) 变为

$$u_M = R_t i_M + p\psi_M - \omega_r \psi_T \quad (3-6)$$

$$u_T = R_t i_T + p\psi_T + \omega_r \psi_M \quad (3-7)$$

$$0 = R_m i_m + p\psi_m \quad (3-8)$$

$$0 = R_t i_r + \omega_r \psi_m \quad (3-9)$$

(三) 电流方程

由方程 (3-5)，得

$$i_T = -\frac{L_t}{L_m} i_r \quad (3-10)$$

由方程 (3-8)，得

$$i_m = -\frac{p\psi_m}{R_t} = -\frac{p\psi_r}{R_t} \quad (3-11)$$

因为 $\psi_r = 0$ ，m 和 t 线圈是解耦的，即 t 线圈对 m 线圈没有影响，所以只有当链

过 m 线圈的磁链 ψ_m 变化时, 才会有 i_m 存在。如果磁链 ψ_m 恒定, 则 i_m 应为零。此时 ψ_m 仅由定子电流 i_M 产生, 即有

$$\psi_m = \psi_r = L_m i_M \quad (3-12)$$

或者

$$i_M = \frac{\psi_m}{L_m} = \frac{\psi_r}{L_m} \quad (3-13)$$

式 (3-12) 和式 (3-13) 只有在转子磁链 ψ_r 不变的条件下才成立。这说明在 ψ_r 恒定情况下转子中仅存在产生转矩的有功电流分量 i 。

但是在动态情况下, 情形有所不同

$$\psi_r = L_m i_M + L_r i_m = L_m (i_M + \frac{L_r}{L_m} i_m)$$

于是有

$$\frac{\psi_r}{L_m} = i_M + (1 + \sigma_r) i_m \quad (3-14)$$

式中, σ_r 为转子漏磁系数, $\sigma_r = L_{r\sigma} / L_m$; $L_{r\sigma}$ 为转子漏感, $L_{r\sigma} = L_r - L_m$ 。

$$\text{令 } i_{Mm} = \frac{\psi_r}{L_m} = i_M + (1 + \sigma_r) i_m \quad (3-15)$$

式中, i_{Mm} 为产生转子磁通 ψ_r 的等效励磁电流。亦即, 在动态情况下, ψ_r 是由 i_M 和 i_m 共同产生的, i_{Mm} 反映了这种共同作用的结果。在稳态时, $i_{Mm} = i_M$ 。

将式 (3-11) 代入 (3-4), 可得

$$\psi_r = \psi_m = L_m \left(\frac{i_M}{1 + T_r p} \right) \quad (3-16)$$

式中, T_r 为转子时间常数, 它为

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (3-17)$$

式 (3-16) 是个一阶滞后环节。这表明, 在动态情况下, 当 i_M 从一个稳态值变化到另一个稳态值时, 磁链 ψ_m 不会立即跟踪电流 i_M 的变化。因为 ψ_m 的变化将会感生转子电流 i_m , i_m 又反过来阻碍磁链 ψ_m 的变化。随着转子电流按转子时间常数 T_r 的指数规律衰减, 磁链也会相应地从原有的稳态值按同一指数规律变化, 当 $i_m = 0$ 时, ψ_m 才会达到新的稳态值。

如果是由于 i_m 变化引起磁链变化, 那么根据 (3-11) 和 (3-16) 式, 则有

$$i_m = -\frac{L_m}{R_r} \left(\frac{p i_m}{1 + T_r p} \right) \quad (3-18)$$

可以看出, 当定子励磁电流分量 i_m 变化时, 一般会引起转子磁链 ψ_r 和转子电流 i_r 的变化, 将会产生一个瞬态过程, 这期间容易引起转矩振荡。为使转矩恒定, 应使 ψ_r 保持恒定, 也就是要控制 i_{m0} 不变, 这实际上是一种动态控制过程。

在动态过程中可以控制 ψ_r 不变, 这也是转子磁通矢量控制优于传统控制方法的一个方面。

与 M 轴不同的是, T 轴上定子电流 i_r 和转子电流 i_t , 即使在动态情况下, 仍然满足式 (3-10)。亦即, 当 i_t 或 i_r 突然变化时, 另一方能立即跟踪其变化, 这是因为 T 轴上不存在转子磁通的缘故。

由 T 轴转子电压方程式 (3-9), 可得

$$i_t = -\frac{1}{R_r} \psi_r \omega_r \quad (3-19)$$

式中, $\omega_r \psi_r$ 实质是线圈 t 在转子磁通下产生的运动电动势, 它完全被转子压降所平衡。当式 (3-19) 代入式 (3-10), 可得

$$i_r = \frac{T_r}{L_m} \psi_r \omega_r \quad (3-20)$$

将式 (3-16) 写成

$$i_m = \frac{(1 + T_r p)}{L_m} \psi_r \quad (3-21)$$

方程式 (3-20) 和 (3-21) 是在动态情况下, MT 轴定子电流与转子磁通的关系式。

(四) 转矩方程

式 (2-76) 用 MT 坐标分量来表示, 即有

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} (\psi_m i_r - \psi_r i_m) \quad (3-22)$$

在磁场定向情况下, 方程 (3-22) 变为

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_r \quad (3-23)$$

将式 (3-16) 代入 (3-23), 得

$$T_e = p_n \frac{L_m^2}{L_r} \left(\frac{i_m}{1 + T_r p} \right) i_r \quad (3-24)$$

对比式 (3-15) 和式 (3-16), 可得

$$i_{m0} = \frac{i_m}{1 + T_r p} \quad (3-25)$$

将式(3-25)代入(3-24),有

$$T_r = p_n \frac{L_m^2}{L_r} |i_{sm}| i_r \quad (3-26)$$

以上三式是在满足磁场定向约束下的转矩方程,显然在转子磁通恒定或则变化时都适用。

当转子磁通恒定时,方程(3-26)变为

$$T_r = p_n \frac{L_m^2}{L_r} i_M i_r \quad (3-27)$$

(五) 转速方程

由方程式(3-20),得

$$\omega_f = \frac{1}{T_r} \frac{L_m}{\psi_r} i_r \quad (3-28)$$

或者

$$\omega_f = \frac{1}{T_r} \left(\frac{1+T_r p}{i_M} \right) i_r \quad (3-29)$$

将式(3-23)代入(3-28)得

$$\omega_f = \frac{1}{p_n} \frac{L_r}{T_r} \frac{1}{\psi_r^2} T_c \quad (3-30)$$

以上方程对动态稳态都适用。

在磁通恒定情况下,方程式(3-29)可写为

$$\omega_f = \frac{1}{T_r} \frac{i_r}{i_M} \quad (3-31)$$

方程式(3-28) - (3-31)反映了转差角频率与转矩、转子磁通和定子电流分量间的关系。从物理本质上来理解:电磁转矩是磁场对载流导体作用的结果,转矩值取决于磁场强度和载流导体电流大小。当转子磁场恒定时,电磁转矩正比于转子电流。电机参数确定后,转子电流大小取决于转差角频率。随着 ω_f 增大,

转子内电动势升高,转子电流增加,导致电磁转矩上升。于是,转差角频率 ω_f 与

转子电流 i_r (或 i_f)具有正比关系。正因如此,通过转子磁通控制才获得了具有线性关系的转矩-速度特性。

3.3 磁场定向分类

上述是按照转子磁场定向分析的,应当指出的是,在控制过程中,只要能使电机的定子、转子、气隙磁链中有一个的幅值始终保持不变,那么电机的电磁转矩直接和转差成正比,控制转差也就能有效的控制转矩。按磁场定向对象不同,矢量控制可以分为:按气隙磁场定向、按定子磁场定向和按转子磁场定向^[28]。

按矢量控制中单位矢量($\cos\theta_M$ 和 $\sin\theta_M$)产生方法的不同,可以分为两类:一类是直接(反馈)磁场定向,由Blaschke提出;另一类是间接(前馈)磁场定向,由Hasse提出。

第4章 间接磁场定向控制与参数离线辨识

间接磁场定向控制是基于转差频率控制,由 K. Hasse 提出。间接磁场定向控制中,转子磁链矢量 ψ_r 瞬间旋转速度与电机同步转速 ω_s 相同,并且旋转 MT 轴系的 M 轴固定在转子磁链矢量上(即转子磁场定向)。这样定子电流产生磁场的分量与 M 轴一致;产生转矩的分量与 T 轴一致,定子电流的励磁分量和转矩分量得到了解耦。瞬间转矩控制可以通过控制定子电流 T 轴分量即 i_T 来完成。转子磁链

矢量与 M 轴一致意味着转子磁链矢量在 T 轴的分量为 0,即 $\psi_r = 0$ 。这样反过来

由式(3-5), $i_T = -\frac{L_r}{L_m} i_f$ 。基于这样限制下,由第3章的详细分析,转差频率如下,重写式(3-29):

$$\omega_f = \frac{1}{T_r} \left(\frac{1+T_r p}{i_m} \right) i_T \quad (3-29)$$

即:

$$\omega_f = \frac{\frac{1}{T_r} i_T}{\frac{1}{1+T_r p} i_m} \quad (4-1)$$

在任意时刻转差频率满足式(4-1)的前提下,可以独立调节定子电流分量 i_m 和 i_T 来分别调节励磁和转矩。这就是间接磁场定向控制的基础。

间接磁场定向控制中转差是前馈控制的,对转子时间参数 T_r 非常敏感。需要准确的知道转子时间常数 T_r 才能得到定子电流励磁分量和转矩分量解耦。如果转子时间常数发生偏差,不仅会使电动机在不合适的稳态工作点下运行,还会使电动机动态性能下降。对参数变化问题主要采取参数辨识和自适应控制技术来解决。

本章提出了一个间接磁场定向控制系统,并对转子电阻变化和转子时间常数 T_r 偏差的影响作了定量分析,提出了一种简单有效的新型离线参数辨识策略。第2章任意旋转 MT 轴系电机数学模型包含有不易检测的转子电流。所以本章对这一电机数学模型作了变换,得到以定子电流、转子磁链和电机转速为状态变量的电机数学模型。本章中提出的离线参数辨识策略是一种简单有效的方法,这一策略无需事先知道转子时间常数,而是根据保证转子磁场定向条件下的测试结果来辨识转子时间参数。

4.1 间接磁场定向控制系统

第2章2.1.4节的旋转 MT 轴系数学模型中转子电流不易检测,因此应从数学模型中消去转子电流。重写式(2-57)和(2-58),在鼠笼式电机情况下,转

子电压 $u_m = u_r = 0$:

$$u_M = R_s i_M + p\psi_M - \omega_s \psi_T \quad (4-2)$$

$$u_T = R_s i_T + p\psi_T + \omega_s \psi_M \quad (4-3)$$

$$0 = R_r i_m + p\psi_m - \omega_f \psi_f \quad (4-4)$$

$$0 = R_r i_f + p\psi_f + \omega_f \psi_m \quad (4-5)$$

磁链方程:

$$\psi_M = L_s i_M + L_m i_m \quad (4-6)$$

$$\psi_T = L_s i_T + L_m i_f \quad (4-7)$$

$$\psi_m = L_m i_M + L_r i_m \quad (4-8)$$

$$\psi_f = L_m i_T + L_r i_f \quad (4-9)$$

电磁转矩:

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} (\psi_m i_T - \psi_f i_M) \quad (4-10)$$

统运动方程:

$$T_e - T_L = \frac{J}{p_n} p\omega_r + B \frac{\omega_r}{p_n} \quad (4-11)$$

由式 (4-6) ~ (4-9) 可得:

$$\psi_M = \frac{L_m}{L_r} \psi_m + \sigma L_s i_M \quad (4-12)$$

$$\psi_T = \frac{L_m}{L_r} \psi_f + \sigma L_s i_T \quad (4-13)$$

$$i_m = \frac{1}{L_r} (\psi_m - L_m i_M) \quad (4-14)$$

$$i_f = \frac{1}{L_r} (\psi_f - L_m i_T) \quad (4-15)$$

把式 (4-12) ~ (4-15) 代入式 (4-2) ~ (4-5) 得以定子电流、转子磁链和电机转速为状态变量的旋转轴系 MT 电机数学模型。

$$p i_M = -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_M + \omega_s i_T + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_m + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_f + \frac{1}{\sigma L_s} u_M \quad (4-16)$$

$$p i_T = -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_T - \omega_s i_M + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_f - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_m + \frac{1}{\sigma L_s} u_T \quad (4-17)$$

$$p \psi_m = \frac{L_m}{T_r} i_M - \frac{1}{T_r} \psi_m + \omega_f \psi_f \quad (4-18)$$

$$p \psi_f = \frac{L_m}{T_r} i_T - \frac{1}{T_r} \psi_f - \omega_f \psi_m \quad (4-19)$$

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} (\psi_m i_r - \psi_r i_m) \quad (4-10)$$

重写式(4-11)得:

$$p\omega_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{p_n}{J}(T_e - T_L) \quad (4-20)$$

上述六个方程在转子磁场定向的情况下,即满足以下约束:

$$\psi_r = 0 \quad (4-21)$$

时,可以得到很大简化,代入(4-21)式后简化为:

$$p i_M = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_M + \omega_r i_r + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_m + \frac{1}{\sigma L_s} u_M \quad (4-22)$$

$$p i_r = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_r - \omega_r i_M - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_m + \frac{1}{\sigma L_s} u_r \quad (4-23)$$

$$p \psi_m = \frac{L_m}{T_r} i_M - \frac{1}{T_r} \psi_m \quad (4-24)$$

$$\omega_f = \frac{L_m}{T_r} i_r \quad (4-25)$$

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_m i_r \quad (4-26)$$

$$p\omega_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{p_n}{J}(T_e - T_L) \quad (4-20)$$

用以上电机模型构造的间接转子磁场定向控制系统框图如图4-1所示。在这个框图中定子电流是可检测量,其中框图dq轴系定子磁链是输入量,其检测方法可参看下一章图5-1。如果用电流调节器使实际电流跟随指令电流,那么感应电机模型可以用式(4-24)~(4-26)和式(4-20)来表示。这样从式(4-24)

可以看出转子磁链 ψ_m 仅由定子电流M轴分量 i_M 决定。定子电流T轴分量决定输出转矩而不会影响到转子磁链。这样通过强制使转子磁链沿T轴分量为零,就得到了磁链和转矩的解耦控制。这就是著名的转子磁场定向控制原理。转子磁场定向后稳态时式(4-24)~(4-26)和式(4-20)可以简化为:

$$\psi_m = L_m i_M \quad (4-27)$$

$$\omega_f = \frac{1}{T_r} \frac{i_r}{i_M} \quad (4-28)$$

$$T_e = p_n \frac{L_m^2}{L_r} i_M i_r \quad (4-29)$$

$$\omega_r = \frac{p_n}{B} (T_e - T_L) \quad (4-30)$$

4.2 转子电阻变化的影响

转子电阻因受温度的影响会在很大范围内变化。在某些情况下,这也是使转子时间常数发生变化的主要原因。重写式(2-57)和式(2-58)

$$\begin{cases} u_M = R_s i_M + p \psi_M - \omega_r \psi_r \\ u_m = R_s i_m + p \psi_m - \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (2-57)$$

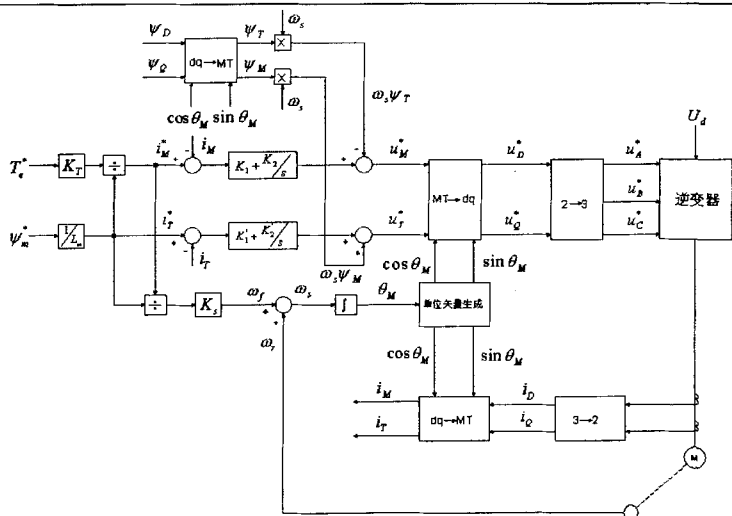


图 4-1 间接转子磁场定向矢量控制系统

$$\begin{cases} u_r = R_r i_r + p\psi_r + \omega_s \psi_M \\ u_d = R_r i_d + p\psi_d + \omega_s \psi_M \end{cases} \quad (4-28)$$

以任意 MT 轴系矢量来表示:

$$u_s^M = R_r \dot{i}_s^M + p\psi_s^M + j\omega_s \psi_s^M \quad (4-31)$$

$$u_r^M = R_r \dot{i}_r^M + p\psi_r^M + j\omega_s \psi_r^M \quad (4-32)$$

上两式中上标 M 表示在任意 MT 轴系下的矢量, 对鼠笼电机 $u_s^M = 0$ 。在正弦稳态下,

$p\psi_s^M = 0$, 由式 (4-32) 可得:

$$\dot{i}_r^M = \frac{-j\omega_s L_m \dot{i}_s^M}{R_r + j\omega_s L_r} \quad (4-33)$$

则有

$$\dot{i}_r^M = \frac{-j\omega_s L_m \dot{i}_s^M}{Z_r} \quad (4-34)$$

式中, Z_r 是转子阻抗。

$$Z_r = R_r + j\omega_s L_r = Z_r \angle \phi_z \quad (4-35)$$

$$\phi_2 = \arctg \omega_f \frac{L_r}{R_r} \quad (4-36)$$

假定电机在磁场定向下, 实际参数 R_r 、 L_r 和 L_m 与给定值 R_r^* 、 L_r^* 和 L_m^* 相符。根据式 (3-31), 可得

$$\omega_f \frac{L_r}{R_r} = \frac{i_r^*}{i_M^*} \quad (4-37)$$

于是有

$$\phi_2 = \arctg \frac{i_r^*}{i_M^*} = \theta_s^* \quad (4-38)$$

$$\omega_f T_r = \operatorname{tg} \theta_s^* \quad (4-39)$$

由图 4-2 可知, 在式 (4-38) 约束下, 必然会使转子电流 \dot{i}_r^* 与 \dot{i}_s^* 相位相反, 或者说 \dot{i}_r^* 与 T 轴相反, 转子电流 \dot{i}_r^* 是纯有功分量。

因为在稳态时, 转子磁链 ψ_r 要超前 \dot{i}_r^* 90° 电角度, 所以由图 4-2 可知, ψ_r 必然与 \dot{i}_M^* 一致, 或者说 ψ_r 与 M 轴同向, 这说明我们选定的这个 MT 旋转轴系是沿着转子磁场定向的。于是, 指令值 \dot{i}_M^* 就成为真正的励磁分量, 自然 \dot{i}_r^* 也成为实际的有功分量。

稳态时, 重写电磁转矩公式 (3-27)

$$T_e = p_n \frac{L_m^2}{L_r} \dot{i}_M^* \dot{i}_r^* \quad (3-27)$$

把式 (4-37) 代入式 (3-27), 得

$$T_e = p_n \frac{L_m^2}{L_r} \dot{i}_M^{*2} T_r \omega_f \quad (4-40)$$

由图 4-2 可知

$$\dot{i}_M^* = \dot{i}_s^* \cos \theta_s^* \quad (4-41)$$

由式 (4-39) 和式 (4-41) 得

$$\dot{i}_M^* = \frac{\dot{i}_s^*}{\sqrt{1 + T_r^2 \omega_f^2}} \quad (4-42)$$

把式 (4-42) 代入式 (4-40) 得

$$T_e = p_n \frac{L_m^2}{L_r} (\dot{i}_s^*)^2 \frac{T_r \omega_f}{1 + T_r^2 \omega_f^2} \quad (4-43)$$

下面分析 R_r 实际值与 R_r^* 给定值不相等的情形。先假定 $R_r > R_r^*$, 于是有

$$\frac{L_r^*}{R_r^*} < \frac{L_r}{R_r} \quad (4-44)$$

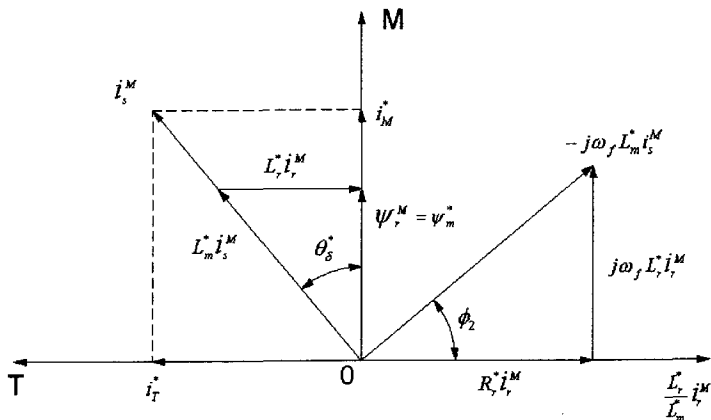


图 4-2 磁场定向时转子电流和磁链空间相量的关系

图 4-1 是按转差频率法进行间接转子磁场定向的，即满足输入方程，使 $\omega_f = \omega_s^*$ ，且 $i_s = i_s^*$ ，那么图 4-2 中定子电流 i_s^M 的幅值和位置不变，当然 $-j\omega_f L_m^* i_s^M$ 的幅值和位置也不变。但是由于转子实际阻抗角 ϕ_2 小于 θ_s^* ，故转子实际电流 i_r^M 不会再处于与 i_s^M 相反的 T 轴位置上，而要偏离 T 轴 δ 角度，结果也使实际转子磁链 ψ_r 偏离 M 轴 δ 角度，如图 4-3 所示。

从图 4-3 可以看出，虽然定子电流 i_s^M 没变，但是 i_r^M 实际上是在 $M'T'$ 轴系上分解为两个正交分量 $i_{M'}$ 和 $i_{T'}$ ，他们才是实际的励磁分量和有功分量。这意味着指令值 i_m^* 和 i_r^* 没有成为实际控制转子磁通和转矩的控制量，也就无法实现矢量控制。例如，即使我们仍保持 i_m^* 恒定，但在调节 i_r^* 时，转子磁链 ψ_r 也会随之变化，因为 i_r^* 在 M' 轴上有分量。亦即原 MT 解耦受到破坏，虽然我们在电机外部仍可独立调节 i_m^* 和 i_r^* ，但在电机内部却达不到单独控制转子磁链和转矩的目的。此时实际的 ψ_r 和 T_r 已偏离了给定值 ψ_r^* 和 T_r^* 。由图 4-3 可以看出，实际的 ψ_r 要大于 ψ_r^* ，使电机过励磁，引起磁路饱和，损耗增大，温度升高，功率因数下降。下面对此作定量分析：

假定由于温度升高或频率变化等原因，转子电阻由 R_r' 变化到 $R_r' + \Delta R_r$ ，则式

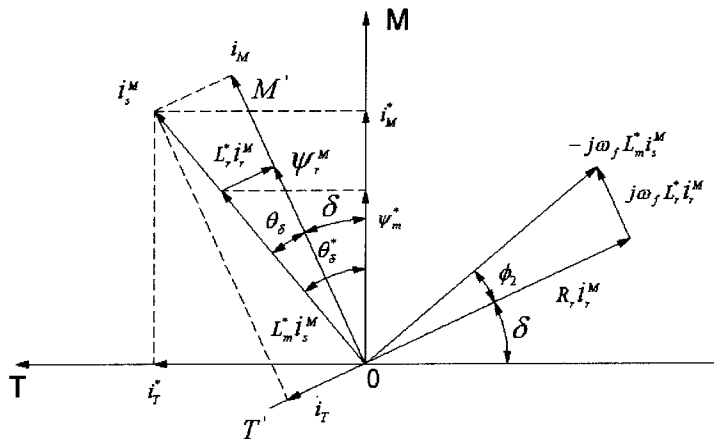


图 4-3 磁场定向破坏后转子电流和磁链空间相量的关系
(4-33) 变为:

$$\dot{i}_r^M = \frac{-j\omega_f L_m \dot{i}_s^M}{R_r^* + \Delta R_r + j\omega_f L_r} \quad (4-45)$$

定义

$$K_r = \frac{R_r^* + \Delta R_r}{R_r^*} \quad (4-46)$$

将转子磁链方程代入式 (4-45), 写成:

$$\Psi_{r^M} = L_m \dot{i}_s^M - L_r \frac{j\omega_f L_m \dot{i}_s^M}{R_r^* + \Delta R_r + j\omega_f L_r} \quad (4-47)$$

在稳态情况下, 指令值 \dot{i}_m^* 和 \dot{i}_r^* 为

$$\dot{i}_m^* = \frac{1}{L_m} \psi_m^* \quad (4-48)$$

$$\dot{i}_r^* = \frac{L_r}{R_r^* L_m} \psi_m^* \omega_f \quad (4-49)$$

因为 $\omega_f = \omega_f^*$, $i_s = i_s^*$, 在 MT 坐标内定子电流为:

$$\dot{i}_s^M = \dot{i}_m^* + j\dot{i}_r^* = \frac{\psi_m^*}{L_m} + j \frac{L_r}{R_r^*} \frac{\psi_m^*}{L_m} \omega_f \quad (4-50)$$

将式 (4-50) 代入式 (4-47) 得

$$\Psi_{r^M} = \left(L_m - \frac{j\omega_f L_r L_m}{R_r^* + \Delta R_r + j\omega_f L_r} \right) \left(\frac{\psi_m^*}{L_m} + j \frac{L_r}{R_r^*} \frac{\psi_m^*}{L_m} \omega_f \right) \quad (4-51)$$

若将 Ψ_{r^M} 以 MT 轴系坐标分量表示, 如图 4-4 所示, 则有:

$$\Psi_r^M = \psi_m + j\psi_t = \psi_m^* + \Delta\psi_m + j\Delta\psi_t \quad (4-52)$$

对照式 (4-51) 与 (4-52), 并整理可得

$$\Delta\psi_m = \frac{(K_r - 1)(\omega_j L_r)^2}{(K_r R_r^*)^2 + (\omega_j L_r)^2} \psi_m^* \quad (4-53)$$

$$\Delta\psi_t = \frac{(K_r - 1)(K_r R_r^* \omega_j L_r)}{(K_r R_r^*)^2 + (\omega_j L_r)^2} \psi_m^* \quad (4-54)$$

于是有

$$\psi_r^* = \psi_m^* \frac{\sqrt{K_r^2 (K_r R_r^*)^2 + \omega_j^2 L_r^2 + (K_r - 1)^2 (K_r R_r^* \omega_j L_r)^2}}{(K_r R_r^*)^2 + (\omega_j L_r)^2} \quad (4-55)$$

以上各式表明, 实际转子磁链已与给定值不相等, 同时还出现了 T 轴分量 ψ_t , 磁场定向遭到破坏。

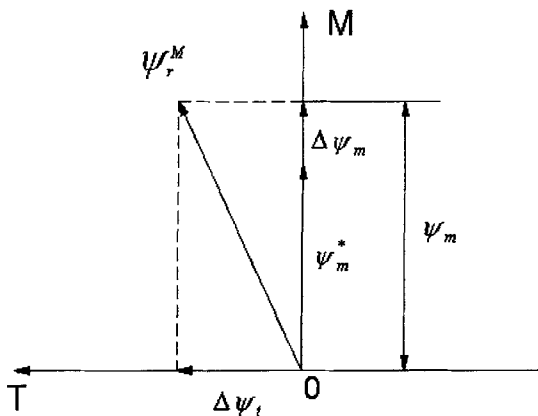


图 4-4 MT 轴系与转子磁链

下面再来定量分析因转子电阻变化, 使磁场定向遭到破坏后, 对电磁转矩的影响。由图 4-3 可知, 磁场定向遭到破坏后, 按实际转子磁链定向的不是 MT 轴系, 而是 $M'T'$ 轴系, 所以有:

$$\omega_j^* T_r = \omega_j^* \frac{L_r}{R_r} = \frac{i_r}{i_m} \quad (4-56)$$

令

$$\alpha = \frac{R_r^*}{R_r} \quad (4-57)$$

假定除 R_r^* 外, 其它参数均与给定值相同。将式 (4-57) 代入式 (4-56), 得

$$\omega_r^* T_r = \frac{i_r^*}{i_M^*} = \alpha \frac{i_r^*}{i_M^*} \quad (4-58)$$

把式(4-58)代入式(4-43), 得

$$T_r = p_n \frac{L_m^2 i_M^{*2} (1 + \frac{i_r^{*2}}{i_M^{*2}})}{L_r} \frac{\alpha \frac{i_r^*}{i_M^*}}{1 + (\alpha \frac{i_r^*}{i_M^*})^2} \quad (4-59)$$

如果上式中的 $\alpha=1$, 且 $i_M^* = i_r^*$, 则有

$$T_r = p_n \frac{L_m^2 i_M^{*2}}{L_r} \quad (4-60)$$

将式(4-60)的转矩作为基值, 可将式(4-59)写成标么值形式, 即有:

$$T_{en} = \frac{T_r}{T_r} = \frac{L_m^2 i_M^{*2}}{p_n L_r i_M^{*2}} = (1 + \frac{i_r^{*2}}{i_M^{*2}}) \frac{\alpha \frac{i_r^*}{i_M^*}}{1 + (\alpha \frac{i_r^*}{i_M^*})^2} \quad (4-61)$$

当 $\alpha=1$ 时, 有

$$T_{en} = \frac{i_r^*}{i_M^*} \quad (4-62)$$

4.3 转子时间常数偏差对动态性能的影响

假设励磁指令值 i_M^* 保持不变, 在此条件下考虑 $T_r \neq T_r^*$ 对电动机动态性能的影响。定义:

$$\Delta T_r = T_r^* - T_r \quad (4-63)$$

$$\Delta \psi_m = \psi_m - \psi_m^* \quad (4-64)$$

$$\Delta \psi_r = \psi_r - \psi_r^* \quad (4-65)$$

在图4-3中, 磁场定向遭到破坏后, MT轴系已不再沿着转子磁场定向, 而变为本论文中第2章中一个任意MT轴系, 以这个MT轴系表示的转子磁链和电压空间相量方程为:

$$\Psi_r^M = L_m \dot{i}_r^M + L_r \dot{i}_r^M \quad (4-66)$$

$$0 = R_r \dot{i}_r^M + p \Psi_r^M + j \omega_r \Psi_r^M \quad (4-67)$$

由式(4-66), 得

$$\dot{i}_r^M = \frac{1}{L_r} (\Psi_r^M - L_m \dot{i}_r^M) \quad (4-68)$$

将式(4-68)代入式(4-67), 得

$$p \Psi_r^M = -\frac{1}{T_r} \Psi_r^M + \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_r^M - j \omega_r \Psi_r^M \quad (4-69)$$

将方程式(4-69)写成坐标分量的形式, 则有

$$p\psi_m = -\frac{\psi_m}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_m^* + \omega_j \psi_i \quad (4-70)$$

$$p\psi_i = -\frac{\psi_i}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_r^* - \omega_j \psi_m \quad (4-71)$$

上两式中定子电流分量 i_m 和 i_r 带“*”号，是因为这个 MT 轴系是与给定值 i_m^* 和 i_r^* 相对应的。

将式 (4-64) 和 (4-65) 代入式 (4-70) 和式 (4-71)，得

$$p(\psi_m^* + \Delta\psi_m) = -\frac{1}{T_r}(\psi_m^* + \Delta\psi_m) + \omega_j(\psi_i^* + \Delta\psi_i) + \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_m^* \quad (4-72)$$

$$p(\psi_i^* + \Delta\psi_i) = -\frac{1}{T_r}(\psi_i^* + \Delta\psi_i) - \omega_j(\psi_m^* + \Delta\psi_m) + \frac{L_m}{T_r} \dot{i}_r^* \quad (4-73)$$

因 MT 轴系原是磁场定向的，所以给定值满足以下关系：

$$\dot{i}_m^* = \frac{\psi_m^*}{L_m} \quad (4-74)$$

$$\psi_m^* = \frac{L_m}{T_r^*} \dot{i}_r^* \quad (4-75)$$

$$\omega_j = \omega_j^* \quad (4-76)$$

把式 (4-63) 和式 (4-74) - (4-76) 代入式 (4-72) 和 (4-73)，且有 $\psi_m^* = \text{常数}$ ， $\dot{\psi}_i^* = 0$ ，则可得：

$$p\Delta\psi_m = -\frac{1}{T_r}\Delta\psi_m + \omega_j^* \Delta\psi_i \quad (4-77)$$

$$p\Delta\psi_i = -\frac{1}{T_r}\Delta\psi_i - \omega_j^* \Delta\psi_m + L_m \dot{i}_r^* \frac{\Delta T_r}{T_r T_r^*} \quad (4-78)$$

式 (4-77) 和式 (4-78) 是磁链增量 $\Delta\psi_m$ 和 $\Delta\psi_i$ 的一次线性微分方程组，式 (4-78)

右端的最后一项是微分方程组的输入项。

此微分方程组的两个特征根为

$$S_1 = a + jb = -\frac{1}{T_r} + j\omega_j^* \quad (4-79)$$

$$S_2 = a - jb = -\frac{1}{T_r} - j\omega_j^* \quad (4-80)$$

谐振角频率

$$\omega_0 = \sqrt{a^2 + b^2} = \frac{1}{T_r} \sqrt{1 + \omega_j^{*2} T_r^2} \quad (4-81)$$

因 $a^2 < \omega_0^2$ ，所以 $\Delta\psi_m$ 和 $\Delta\psi_i$ 的零输入响应是欠阻尼的衰减振荡。此时 $\Delta\psi_m$ 的零输入解为：

$$\Delta\psi_m = K_m e^{-\frac{1}{T_r} t} \cos(\omega_j t + \theta_m) \quad (4-82)$$

式中, K_m 和 θ_m 取决于磁链增量的初始值。同理, 也可求得 $\Delta\psi_r$ 的零输入解。

以上分析表明, 即使在 $\Delta T_r = 0$ 的情况下, 无论何种原因或扰动使磁场定向遭到破坏, 都会使 MT 坐标内产生增量 $\Delta\psi_m$ 和 $\Delta\psi_r$ 。当扰动消除后, 这两个磁链增量不会立即消失, 它们是以振荡形式衰减的。这个振荡的周期为

$$T = \frac{2\pi}{\omega_j} \quad (4-83)$$

振荡的衰减系数为

$$d = \frac{2}{\sqrt{1 + \omega_j^2 T_r^2}} \quad (4-84)$$

求取微分方程 (4-77) 和 (4-78) 的零状态响应发现, 转子时间常数发生偏差后, 转子磁链在 MT 坐标内的增量要经过振荡后才能趋于稳定。此时电磁转矩也会随之发生振荡。

4.4 新型离线参数辨识

图 4-1 中的增益调节器可以调节电机参数而无须事先知道这些参数值, 是一种简单而有效的调节器。图 4-1 中 K_i 和 K_T 定义为:

$$K_i = \frac{1}{T_r} \quad (4-85)$$

其中

$$\begin{aligned} T_r &= \frac{L_r}{R_r} \\ K_T &= \frac{L_r}{p_n L_m^2} \end{aligned} \quad (4-86)$$

K_T 是指令电流 i_r^* 和指令转矩 T_r^* 之间的比例因子。在间接转子磁场定向控制中, K_T 是最为关键的。如果 K_T 设置合适, 复杂的强耦合的异步电机就会得到解耦控制, 控制器设计就相对简单的多。下面将提出一种检查 K_T 设置是否合适的一种方法。

假设增益 K_T 设置合适, 并且转子磁场定向。那么重写式 (4-29)

$$T_r = p_n \frac{L_m^2}{L_r} i_M i_r \quad (4-29)$$

如果 i_M 保持恒定, 那么输出转矩应该是 i_r 的线性函数。因此, 调节 K_T 的一种办法是调节 K_T 使 i_r 和 T_r 之间保持线性关系。

如图 4.1 所示, k_r 作为指令电流 i_r^* 和指令转矩 T_r^* 之间的比例因子。这样 k_r 和 k_s 可以同时调节并满足上述关系。

转子磁场定向传动系统有两个独立的输入: 转矩指令和磁通指令。通常情况下运行状态(即速度和转矩)决定了指令电流 i_r^* 的值, 而磁通设定有一些灵活性, 只要能够达到相同速度和输出转矩就可以。因此 i_m^* 可以用于获得某一特定的目的作优化, 例如在产生相同输出转矩的情况下使系统的效率最高。

电机的运行模式(即发电机运行/电动机运行)、运行速度和磁通电流的设定值。在不同速度下, 磁通幅值固定, 指令转矩逐步变化。在固定磁通下调节 k_r 和 k_s 使 i_r^* 和 T_r^* 保持线性关系。同时记录下 k_r 和 k_s 的值, 仔细研究实验数据, 就可以据此设计图 4-1 中 k_r 和 k_s 增益调节器。这种方法无须事先知道电机参数, 相反可以根据测试数据估算电机参数。

第5章 直接磁场定向控制与磁链观测器设计

直接磁场定向是利用磁场的空间位置来控制电流,使转矩和磁链可独立进行控制。磁链观测器是能产生磁链幅值又能产生空间角的估计,使用空间角能实现磁场定向,使用磁链幅值又能进行磁链控制。磁链角估计精度的影响和磁链幅值估计的精度影响会产生非理想的、有振荡的转矩动态特性,此外它还会产生不正确的转矩水平。磁链估计的动态性能还会限制磁链调节的能力。因此,近几十年来各国学者提出了许多磁链观测器模型,大多计算复杂并且对电机参数有很大依赖,如果电机参数变化就会影响磁链观测的准确性^[31]。

本章首先仔细分析了电压模型法和电流模型法磁链观测器,讨论各自的实质及其优缺点,然后介绍一种目前最新提出的采用滑模技术并基于电流模型的转子磁链观测器^[32-35],构造了基于电流估计误差的闭环磁链观测器。磁链和电流观测器包含有滑模控制,该滑模控制部分是转子磁链的导数。因此,当估计的电流值收敛于检测到的电流值时,滑模控制部分积分来计算转子磁链幅值和角度。采用这种滑模技术的转子磁链观测器不需要转子时间常数和电机转速,因此对转子时间常数和电机转速的误差不敏感。这种磁链观测器也可以用于估算电机转速和转子时间常数。本章对这种新提出的磁链观测器理论上进行详细的分析,并在此基础上提出改进并设计。

5.1 电压模型法磁链观测器

该方法利用电机定子侧检测到的电压和电流,借助图 2-4 dq 静止轴系等效电路计算磁链。

对不带零线的星型接法异步电机,由式(2-43)

$$\begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_A \\ i_B \end{pmatrix} \quad (2-43)$$

$$i_D = \sqrt{\frac{3}{2}} i_A \quad (5-1)$$

$$i_Q = \frac{1}{\sqrt{2}} i_A + \sqrt{2} i_B \quad (5-2)$$

由式(2-40) ABC 轴系到 dq 轴系的变换矩阵

$$\begin{aligned} u_D &= \sqrt{\frac{2}{3}} (u_A - \frac{1}{2} u_B - \frac{1}{2} u_C) \\ &= \frac{1}{\sqrt{6}} (u_{AB} + u_{AC}) \end{aligned} \quad (5-3)$$

$$\begin{aligned} u_Q &= \sqrt{\frac{2}{3}} (\frac{\sqrt{3}}{2} u_B - \frac{\sqrt{3}}{2} u_C) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} u_{BC} \end{aligned} \quad \text{c} \quad (5-4)$$

根据图 2-4dq 轴系等效电路图

$$\psi_D = \int (u_D - R_s i_D) dt \quad (5-5)$$

$$\psi_Q = \int (u_Q - R_s i_Q) dt \quad (5-6)$$

$$|\Psi_s| = \sqrt{\psi_D^2 + \psi_Q^2} \quad (5-7)$$

$$\psi_{dm} = \psi_D - L_{\sigma s} i_D = L_m (i_D + i_d) \quad (5-8)$$

$$\psi_{qm} = \psi_Q - L_{\sigma s} i_Q = L_m (i_Q + i_q) \quad (5-9)$$

式中, ψ_{dm} 和 ψ_{qm} 为气隙磁链在分别在 d 轴 q 轴分量。

$$\psi_d = L_m i_D + L_r i_d \quad (5-10)$$

$$\psi_q = L_m i_Q + L_r i_q \quad (5-11)$$

式 (5-8) 和式 (5-9) 分别代入 (5-10)、(5-11) 消去 i_D 、 i_Q , 得

$$\psi_d = \frac{L_r}{L_m} \psi_{dm} - L_{r\sigma} i_D \quad (5-12)$$

$$\psi_q = \frac{L_r}{L_m} \psi_{qm} - L_{r\sigma} i_Q \quad (5-13)$$

也可以利用式 (5-8) 和 (5-9) 把 (5-12) 和 (5-13) 写成如下形式

$$\psi_d = \frac{L_r}{L_m} (\psi_D - \sigma L_s i_D) \quad (5-14)$$

$$\psi_q = \frac{L_r}{L_m} (\psi_Q - \sigma L_s i_Q) \quad (5-15)$$

$$\text{其中 } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

电压模型法要对定子电压 u_D 和 u_Q 积分, 这实际上是要对感应电动势进行积分。但是在低速时, 由于积分器的非完全线性的频率响应特性, 会使积分运算产生困难。此外, 电机参数 R_s 、 $L_{\sigma s}$ 、 L_{rr} 和 L_m 的变化会影响估算的准确性。尤其 R_s 会随温度的变化发生很大的变化, 不过 R_s 比较易于补偿。所以一般用这种电压模型法直接磁场定向矢量控制策略的传动系统运行速度不低于 3Hz, 在调速范围要求从零速开始的场合无法采用。

5.2 电流模型法磁链观测器

在低速区, 可以用电流模型法来估算转子磁链, 这需要电机转速和定子电流信号。图 2-4dq 轴等效电路转子回路方程式如下:

$$\frac{d\psi_d}{dt} + R_r i_d + \omega_r \psi_q = 0 \quad (5-16)$$

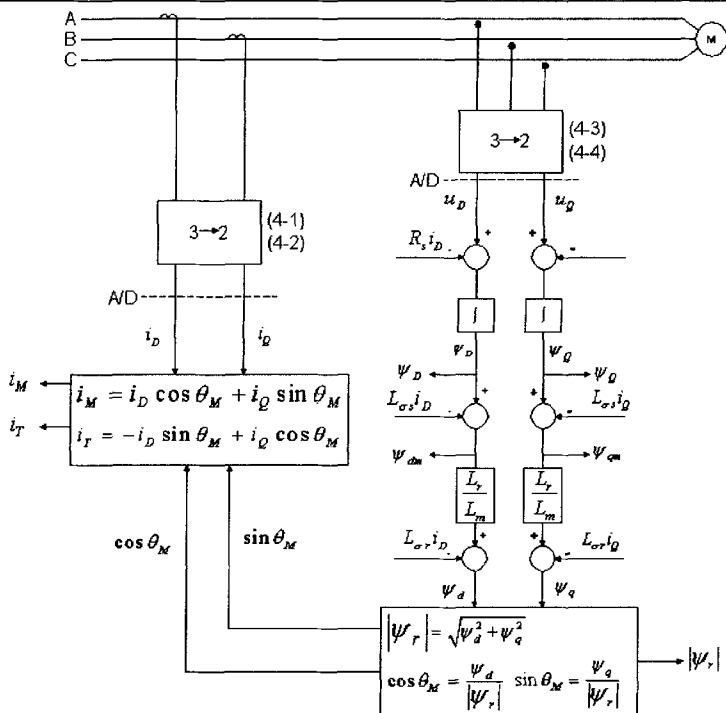


图 5-1 电压模型法反馈信号估算框图

$$\frac{d\psi_q}{dt} + R_s i_q - \omega_r \psi_d = 0 \quad (5-17)$$

上式是在笼型异步电机的情况下。分别在上式两边加上 \$(\frac{L_m R_r}{L_r}) i_D\$ 和

\$(\frac{L_m R_r}{L_r}) i_Q\$，得到

$$\frac{d\psi_d}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_D + L_r i_d) + \omega_r \psi_q = \frac{L_m R_r}{L_r} i_D \quad (5-18)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_Q + L_r i_q) - \omega_r \psi_d = \frac{L_m R_r}{L_r} i_Q \quad (5-19)$$

分别代入式 (5-10) 和 (5-11) 并整理，得

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_D - \omega_r \psi_q - \frac{1}{T_r} \psi_d \quad (5-20)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_Q + \omega_r \psi_d - \frac{1}{T_r} \psi_q \quad (5-21)$$

其中 \$T_r = L_r / R_r\$ 是转子时间常数。式 (5-20) 和式 (5-21) 中，转子磁链是定子电流和电机转速的函数，知道了定子电流和电机转速，就可以估算出转子磁通。这

种方法最早是 Blaschke 提出的, (也称为 Blaschke 方程)。用这种方法, 其他反馈信号如 τ_r 、 i_q 、 i_d 、定子磁链和气隙磁链也可以估算出来。这种模型需要知道电机转速, 调速可以扩展到零速。但是这种模型的缺点是磁链估算的准确性依赖于电机参数特别是转子时间常数的准确性。而转子时间参数会受到温度和集肤效应影响, 而且转子时间常数也不易检测。

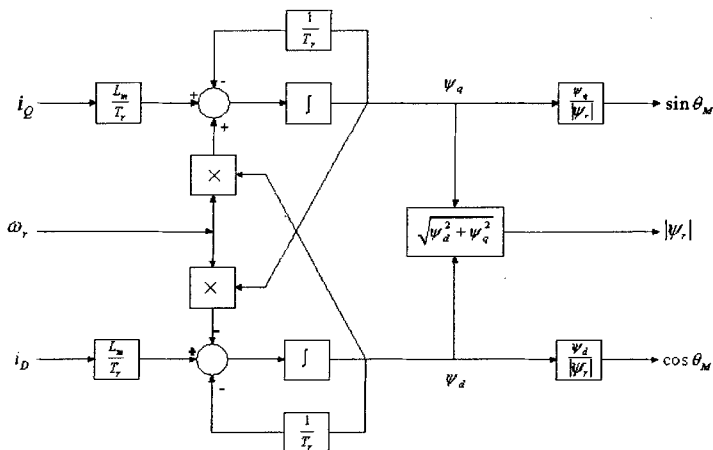


图 5-2 电流模型法

由于电压模型法在高速范围比电流模型法更有优势, 而电流模型法在低速 (接近零速或零速) 情况下也可应用, 所以, 可以采用混合模型法^[36], 在高速区采用电压模型法, 在低速区平滑地切换到电流模型法。

5.3 基于电流模型的滑模磁链观测器

上述电压模型法和电流模型法磁链观测器均涉及到电机参数, 若参数值与实际不符, 或在运行中发生了变化, 都将直接影响到磁场定向的准确性。由于参数发生偏差, 使磁场定向约束 $\psi_r = 0$ 遭到破坏, 即在转子 T 轴上也产生了磁场分量, 这将直接影响电机对转矩指令的瞬时跟踪能力。因为, 当指令 i_r^* 变化后, 转子电流 i_r 不会像磁场定向情况下那样, 能立即跟踪 i_r^* 的变化。同时, 因破坏了 MT 轴间的解耦, i_r^* 变化不仅会引起磁链增量 $\Delta\psi_r$, 还会引起磁链增量 $\Delta\psi_m$, 这些磁链增量又会发生振荡, 所以必然会引起电磁转矩振荡。

为了提高转子磁链观测器和转速观测器对电机参数的鲁棒性, 由于滑模变结构控制具有完全自适应性和鲁棒性, 本节把滑模变结构控制理论引入磁链观测器的设计中, 提出一种基于电流模型的滑模磁链观测器。也可以据此设计转速观测器, 这将在后面的一章中提出。

5.3.1 滑模变结构控制理论基本概念

滑模变结构控制是20世纪50年代后期由前苏联学者首次提出,经过半个世纪的发展,已经在理论上和应用中取得了许多成果。变结构本质上是一种特殊的非线性控制,其非线性表现为控制的不连续性。所谓“变结构”是指在系统工作过程中,根据运行参数的变化使系统中环节之间的联接方法发生变化,或者某些信号的极性发生变化,或者系统的某些参数发生变化。由于滑动模式可以进行设计且与控制对象及扰动无关,这就使得变结构控制具有快速响应、对参数及扰动变化不敏感、无需系统在线辨识、物理实现简单等优点^[37]。

变结构控制中的“结构”并不是指系统的物理结构,而是系统在状态空间中的状态轨迹的总体几何性质。变结构过程由两个阶段的运动组成。第一段是正常的运动,它全部位于切换面之外或者有限次穿过切换面。第二段是滑动模式,完全位于切换面上的滑动模式区之内。过度过程的品质^[38]决定于这两段运动的品质。

变结构系统的数学描述如下:

$$\dot{x} = f(x, t, u), x \in R^n, u \in R^m$$

$$u = \begin{cases} u^+(x, t) & s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & s(x) < 0 \end{cases}$$

$$s(x)^T = (s_1(x), \dots, s_m(x))$$

式中, x 是状态变量, u 是控制向量, \dot{x} 为 x 的导数, f 、 u^+ 、 u^- 、 s 是连续函数。

变结构控制是通过切换函数来实现的。切换函数可以根据控制的需要来选择,它们是系统状态变量的函数,记做 $s(x)$ 。 $s(x)$ 是个超平面,通常称为开关面,又称为滑动模。当 $s(x)$ 随着系统状态的变化达到某一特定值时(例如0),变结构控制的控制输出由一种形式切到另一种形式。切换的目的是当系统的状态偏离超平面 $s(x)$ 时,能以有限的时间回到开关面,并沿着开关面滑动。系统到达开关面之前的运动称为正常运动,其运动规律决定于系统固有部分的结构和参数。系统在开关面上的滑动成为滑模运动,也称为滑动模式。滑模运动构成一种具有独特性质的运动方式,其特点是独立于系统本身的特性,只取决于开关面方程: $s(x) = 0$ 。

滑模变结构控制策略之一是在状态空间中为控制系统设计一个特殊的超平面,利用不连续的控制规律,不断地变换系统的结构,即在一定条件下沿着规定的状态轨迹做切换,迫使系统状态沿着这个特定的超平面向平衡点滑动,最后渐近稳定于平衡点或者平衡点的某个允许的领域内。

下面以一个控制对象为线性定常二阶系统^{[15]、[38]、[39]}为例讨论滑模控制的一些基本概念:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + u \end{cases} \quad (5-22)$$

式中, x_1, x_2 -- 系统的状态变量, a_1, a_2 -- 固定参数, u -- 控制函数。

用 x_1 构造一个控制作用

$$u = -kx_1 \quad (5-23)$$

当 $k = a$ 时, 得到一种结构, 其中 a 为常数:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 - ax_1 \end{cases} \quad (5-24)$$

当 $k = -a$ 时, 得到一种结构:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + ax_1 \end{cases} \quad (5-25)$$

故系统有两个线性模型。

假定 a_2 为负, 并对 a 作适当限制, 使得 $k = a$ 时, 特征方程有正实部复根;

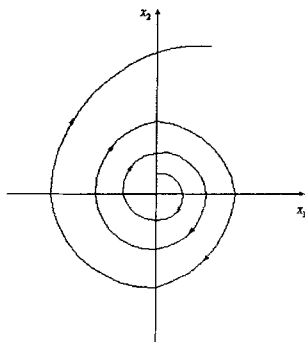


图 5-3 相平面 ($K=a$)

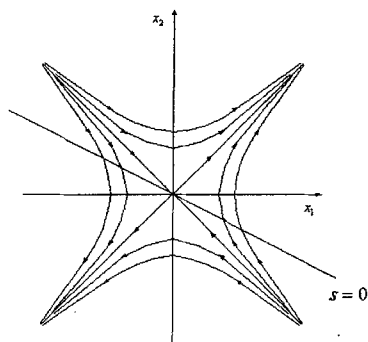


图 5-4 相平面 ($K=-a$)

而 $k = -a$ 时, 特征方程有一正一负实根, 则其相平面图分别如图 5-3 和图 5-4 所示。

显然每一种结构都是不稳定的。图 5-4 中 $s=0$ 即 $Cx_1 + x_2 = 0$ ($C > 0$, 且为常数)

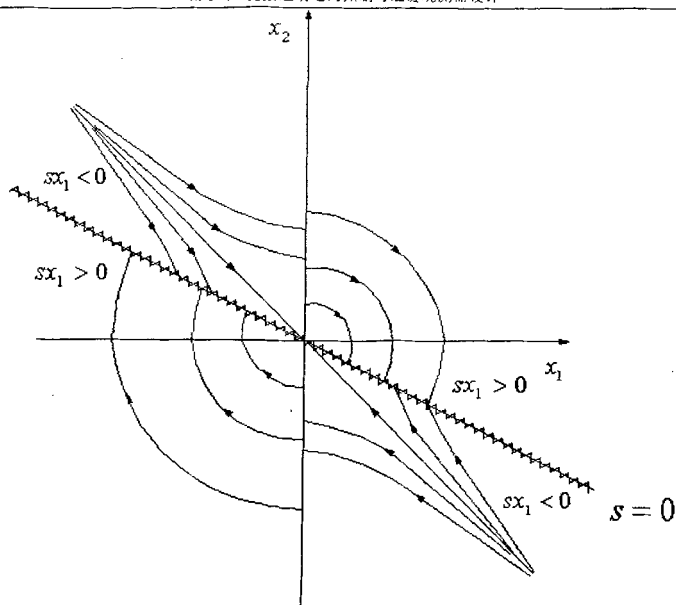


图 5-5 滑模控制

这条直线称为切换线。C 的选定，使它位于 x_1 轴和 $k=-a$ 时双曲线轨迹的渐近线之间。在 $x_1=0$ 和 $s=0$ 这两条直线上改变系统结构时，可以使系统稳定。

若结构改变的规律有如下形式：

$$k = \begin{cases} a & \text{当 } x_1 s > 0 \\ -a & \text{当 } x_1 s < 0 \end{cases} \quad (5-26)$$

如图 5-5 所示，系统状态的代表点由任何初始位置出发，总会碰到直线 $s=0$ ，我们约定，把碰到直线 $s=0$ 叫做进入直线 $s=0$ 。在这条线的邻域，两结构的轨迹指向相对，故往后系统的运动将沿着 $s=0$ 这条直线的滑动模式，如图 5-5 中 $s=0$ 上的锯齿线所示。直线是控制产生切换的边界线，由于控制切换，直线 $s=0$ 常被在 $x_1=0$ 线上控制也产生切换，但是通常 $x_1=0$ 不称为切换线。

若系统的运动一旦进入滑动模式，则 $s = Cx_1 + x_2 = 0$ ，又因状态方程中 $\dot{x}_1 = x_2$ 故有：

$$\dot{x}_1 + Cx_1 = 0 \quad (5-27)$$

此关系式为一阶微分方程，它被用来作为描述滑动运动方程，叫滑动模式方程或滑动方程。此方程通解为

$$x_1(t) = x_1(0)e^{-Ct} \quad (5-28)$$

式中, $x_1(0)$ 为 $x_1(t)$ 的初始状态。当 $C>0$ 时, 此解稳定。

5.3.1.1 滑动模态

考虑一般情况, 在系统:

$$\dot{x} = f(x, t, u), x \in R^n, u \in R^m \quad (5-29)$$

的状态空间中, 有一个 $s(x)^T = (s_1(x), \dots, s_m(x))=0$, 它将状态空间分成两部分 $s<0$ 及 $s>0$ 。在切换面上有三种情况:

常点——系统运动点 RP (representative point) 达到切换面 $s=0$ 附近时, 穿此点而过;

起点——系统运动点 RP 达到切换面 $s=0$ 附近时, 向切换面的该点的两边离开;

止点——系统运动点 RP 达到切换面 $s=0$ 附近时, 从切换面的两边趋近于该点。

在滑模变结构中, 常点和起点无多大意义, 而止点却有特殊的含义, 因为如果在切换面上某一区域内所有的点都是终止点的话, 则一旦运动点 RP 趋近于该区域时, 就被“吸引”在该区域上运动。此时, 就称切换面 $s=0$ 上所有的点都是终止点的区域为“滑动模态区”。简称为“滑模”区。系统在滑模区的运动称为“滑模运动”。

按照滑动模态区上的点都必须为终止点这一要求, 当运动点 RP 达到切换面 $s=0$ 附近时, 必有:

$$\lim_{t \rightarrow 0} s \frac{ds}{dt} \leq 0 \quad (5-30)$$

5.3.1.2 滑模控制的基本问题

设有一个系统:

$$\dot{x} = f(x, t, u), x \in R^n \quad (5-31)$$

式中, u 在超平面 $s(x)=0$ 上发生切换:

$$u = \begin{cases} u^+(x, t) & s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & s(x) < 0 \end{cases} \quad (5-32)$$

$u^+(x, t)$ $u^-(x, t)$, $s(x)$ ——某些连续函数, 且 $u^+ \neq u^-$ 。

首先考虑滑动模态的存在条件。一般的滑模存在性条件为:

$$\lim_{t \rightarrow 0} s \frac{ds}{dt} \leq 0 \quad (5-30)$$

在实际中, 通常将等号去掉, 因为当 $\lim_{t \rightarrow 0} s \frac{ds}{dt} = 0$ 的运动点 RP 正好是在滑模面上,

但是实际上此时的连续控制 $u(x, t)$ 并不存在。

其次考虑滑动模态的能达性。当系统的起点并不在开关面附近, 而是在状态

空间任意位置时,此时要求系统的运动必须趋向于切换面。如果没有条件来满足这个要求的话,那么系统的滑模运动也就无法启动了。通常用式 $s \frac{ds}{dt} < 0$ 来保证这样的能达性。上式表示了状态空间中的任意点必须向切换面靠近的趋势。(也称为“广义滑动模态”)的存在条件。

最后考虑滑模运动的稳定性。系统运动进入到滑动模态区后,就开始滑模运动。通常稳定性分析是根据具体的系统实现而从不同的方面分析的。通常情况下滑模变结构控制系统满足广义的滑模条件或者滑模存在条件后,可以按照非力普理论来分析,如果切换面包含控制系统的一个稳定平衡点 $x=0$,而且滑模运动方程在平衡点附近渐近稳定的话,那么控制系统在滑动模态下的运动是渐近稳定的。

5.3.1.3 滑模变结构控制系统的动态品质分析

滑模控制系统的运动由两部分组成:第一部分是系统在连续控制 $u^*(x)$,

$s(x) > 0$ 时或者 $u^*(x)$, $s(x) < 0$ 时的趋近运动,它在状态空间中的运动轨迹全部位于切换面以外,或者有限地穿越切换面;第二部分是系统在切换面附近并且沿切换面 $s(x)=0$ 的滑模运动。

5.3.1.3.1 趋近运动段

根据滑模变结构原理,趋近运动段必须满足滑动模态的能达性条件。滑模能达性条件仅实现了在状态空间任意位置的运动点 RP 必然于有限时间内达到切换面的要求。至于在这段时间内,对运动轨迹未做任何规定。为了改善这段运动品质,在一定程度上,可以用规定“趋近率”的办法来加以控制。在广义滑模的条件下,可按需要规定如下一些趋近率(同时这些趋近率都满足广义滑模条件)。

(1) 等速趋近率:

$$\frac{ds}{dt} = -k \operatorname{sign}(s) \quad k > 0 \quad (5-33)$$

式中常数 k 表示系统的运动点 RP 趋近切换面 $s=0$ 的速率, k 小表示趋近速度慢, k 大表示趋近速度快, k 称为趋近速率常数。

解出:

$$s(t) = \begin{cases} -kt & s > 0 \\ kt & s < 0 \end{cases} \quad (5-34)$$

(2) 指数趋近率:

$$\frac{ds}{dt} = -k \operatorname{sign}(s) - k's \quad k, k' > 0 \quad (5-35)$$

如果 k 取值很小, k' 值相当大,则可保证趋近率速度在远离切换面时大而在切换面附近时渐近于很小的速度 k ,从而兼有抖振小及过度时间短的优点。

解出:

$$s(t) = \begin{cases} -\frac{k}{k'}t + (s_0 + \frac{k}{k'})e^{-k't} & s > 0 \\ \frac{k}{k'}t + (s_0 - \frac{k}{k'})e^{-k't} & s < 0 \end{cases} \quad (5-36)$$

(3) 幂次趋近率:

$$\frac{ds}{dt} = -ks^\alpha \quad k > 0, 1 > \alpha > 0 \quad (5-37)$$

(4) 一般趋近率:

$$\frac{ds}{dt} = -k \operatorname{sign}(s) - f(s) \quad k > 0 \quad (5-38)$$

式中, $f(0)=0$; 当 $s \neq 0$ 时 $sf'(s) > 0$ 。当上面的式子中函数 $f(s)$ 不同时, 可以获得上述的各种趋近率。

(1) 平方根趋近率:

$$\frac{ds}{dt} = -k\sqrt{|s|} \operatorname{sign}(s) \quad k > 0 \quad (5-39)$$

k 的值可以取得很大。

5.3.1.3.2 滑模运动段系统的运动

滑模运动段系统的运动实际上由两部分组成: 一部分是系统运动点 RP 在切换面 $s=0$ 附近上下穿行, 该部分运动的产生是由于系统运动点 RP 到达切换面 $s=0$ 时, 切换开关具有时间或者空间滞后; 另一部分是系统沿着滑动模式的极限运动。这部分的运动微分方程可以根据菲力普夫理论来定义, 而且实际上它相当于同时满足条件 $s=0$ 及 $ds/dt=0$, 于是可以利用“等效控制”^[39]来求得该微分方程, 有

时也称它为滑模控制系统的滑动模式附近的平均运动方程。这种平均运动方程描述了系统在滑动模式下的主要动态特性。通常希望这个动态特性既是渐近稳定的, 又具有优良的动态品质。

5.3.1.4 滑模变结构控制的基本策略

在实行滑模变结构控制策略时, 基本有下述方法:

(1) 常值切换控制:

$$u_i = \begin{cases} k_i^+ & s_i(x) > 0 \\ k_i^- & s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (5-40)$$

或者写成:

$$u_i = k_i^+ + k_i^- \operatorname{sign}(s_i(x)) \quad (5-41)$$

$$k_i^+ = 0.5(k_i^+ + k_i^-) \quad k_i^- = 0.5(k_i^+ - k_i^-)$$

其中, k_i^+ 和 k_i^- 均为实数, $i=1, 2, \dots, m$ 。

(2) 函数切换控制:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x) & s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (5-42)$$

或者写成:

$$\begin{cases} u_i = u_i^+(x) + u_i^-(x) \operatorname{sign}(s_i(x)) \\ u_i^+(x) = 0.5(u_i^+(x) + u_i^-(x)) \\ u_i^-(x) = 0.5(u_i^+(x) - u_i^-(x)) \end{cases} \quad (5-43)$$

式中, $u_i^+(x) = u_i^+(x_1, \dots, x_n)$ 及 $u_i^-(x) = u_i^-(x_1, \dots, x_n)$ 均为连续函数 ($i=1, \dots, m$)。

上面两种方法一般都采用广义滑模条件和一定的趋近率来实现。

(3) 比例切换控制

$$u_j = \psi_{\eta_j} x_i \quad (5-44)$$

$$\psi_{\eta_j} = \begin{cases} \alpha_{\eta_j} & x_i s_j(x) > 0 \\ \beta_{\eta_j} & x_i s_j(x) < 0 \end{cases} \quad (5-45)$$

其中 α_{η_j} 和 β_{η_j} 都是实数 ($i=1, \dots, n$ $j=1, \dots, m$)。这种控制策略一般遵循滑模存在性条件 $\lim_{s \rightarrow 0} s \, ds/dt < 0$ ，滑模能达性则另作保证，也可以用广义滑模。

5.3.1.5 滑模控制的性质

(1) 模型降阶

在滑动模态条件下，系统的运动被约束在某个子空间内，所以采用一个低阶方程便可描述系统的行为。实际上，既然滑模轨迹线位于 m 维超平面 $s(x)=0$ 上，所以，子空间 Ω_j 为 $n-m$ 维，因而滑模方程的阶次为 $n-m$ 维，比原系统降低了 m 阶。

(2) 系统解耦

在滑模控制系统中，系统状态与系统参数和系统结构无关，仅取决于滑模平面的设计，实现了系统的解耦。

(3) 鲁棒性和不变性

滑模控制的最大优点就是系统一旦进入滑模状态，系统状态的转移就不再受系统原有参数变化和外部扰动的影响，对系统参数和外部扰动具有完全的或者较强的鲁棒性和不变性。因此，它能同时兼顾动态精度和静态精度的要求。它的性能类似于一个高增益控制系统，却不需要过大的控制动作。滑模控制系统的鲁棒性和不变性已经成为滑模控制得到普遍重视和应用的一个重要特性。

(4) “抖振”问题

变结构控制系统的滑模运动是系统状态沿着希望轨迹前进的运动。由于执行机构存在一定的延迟或者惯性，所以在状态滑动时总伴有“抖振”。即系统状态实际上是沿着希望轨迹来回穿行而不是滑动。实际应用中得不到理想滑模。抖振的危害性比较大。“抖振”是阻碍滑模控制应用的主要障碍之一。

5.3.2 滑模控制电流模型磁链观测器设计

5.3.2.1 电机数学模型

下面将推导 dq 轴系以定子电流和转子磁连为状态变量的异步电机数学模型。重写式 (2-48) 和 (2-49) 如下：

$$u_D = R_s i_D + \frac{d}{dt} \psi_D \quad (5-46)$$

$$u_Q = R_s i_Q + \frac{d}{dt} \psi_Q \quad (5-47)$$

$$0 = R_r i_a + \frac{d}{dt} \psi_a + \omega_r \psi_q \quad (5-48)$$

$$0 = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q - \omega_r \psi_d \quad (5-49)$$

图 2-4 dq 轴等效电路中以定子电流和转子电流表示的磁链方程如下:

$$\psi_D = L_s i_D + L_m i_d \quad (5-50)$$

$$\psi_Q = L_s i_Q + L_m i_q \quad (5-51)$$

$$\psi_d = L_m i_D + L_r i_d \quad (5-52)$$

$$\psi_q = L_m i_Q + L_r i_q \quad (5-53)$$

电磁转矩用转子磁链和定子电流来表示, 即式 (2-76)

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_r \times \dot{i}_s \quad (2-76)$$

用坐标分量来表示, 式 (2-74) 写成:

$$T_e = p_n \frac{L_m}{L_r} (\psi_d i_Q - \psi_q i_D) \quad (5-54)$$

系统运动方程:

$$T_e - T_L = \frac{J}{p_n} \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{\omega_r}{p_n} \quad (2-31)$$

以上诸式构成异步电机统一方程。

下面消去式 (5-46) ~ (5-49) 中的转子电流和定子磁链:

由式 (5-50) ~ (5-53) 得:

$$\psi_D = \frac{L_m}{L_r} \psi_d + \sigma L_s i_D \quad (5-55)$$

$$\psi_Q = \frac{L_m}{L_r} \psi_q + \sigma L_s i_Q \quad (5-56)$$

$$i_d = \frac{1}{L_r} (\psi_d - L_m i_D) \quad (5-57)$$

$$i_q = \frac{1}{L_r} (\psi_q - L_m i_Q) \quad (5-58)$$

把式 (5-55) ~ (5-58) 分别代入式 (5-46) ~ (5-49) 并整理, 得

$$p i_D = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_d + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_q - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_D + \frac{1}{\sigma L_s} u_D \quad (5-59)$$

$$p i_Q = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_q - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_d - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_Q + \frac{1}{\sigma L_s} u_Q \quad (5-60)$$

$$p \psi_d = -\frac{1}{T_r} \psi_d - \omega_r \psi_q + \frac{L_m}{T_r} i_D \quad (5-61)$$

$$p \psi_q = -\frac{1}{T_r} \psi_q + \omega_r \psi_d + \frac{L_m}{T_r} i_Q \quad (5-62)$$

以上等式可以用下面矩阵形式表示:

$$\begin{pmatrix} p i_D \\ p i_Q \end{pmatrix} = k_1 \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} - \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} - k_2 \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} + k_3 \begin{pmatrix} u_D \\ u_Q \end{pmatrix} \quad (5-63)$$

$$\begin{pmatrix} p \psi_d \\ p \psi_q \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} - \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \quad (5-64)$$

其中:

$$k_1 = \frac{k_3 L_m}{L_r}, k_2 = \frac{R_r}{\sigma L_s}, k_3 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \frac{1}{T_r} = R_r / L_r$$

T_r 是转子时间常数, ω_r 转子电角速度。

5.3.2.2 定子电流观测器和转子磁链观测器

定义矩阵 S 如下:

$$S = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} - \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \quad (5-65)$$

从式(5-63)和式(5-64)可以看出, 矩阵 S 同时在电机模型的电流方程和磁链方程中出现, 磁链方程和电流方程中的耦合项完全相同。所以电流观测器和磁链观测器中的耦合项可以用相同的滑模控制 $\lambda = \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix}$ 代替。在收敛时, 滑

模控制提供了矩阵 S 的估算:

$$\begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} = S = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{pmatrix} - \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} \hat{i}_D \\ \hat{i}_Q \end{pmatrix} \quad (5-66)$$

可以看出电流观测器和磁链观测器可以用具有滑模控制 $\lambda = \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix}$ 来代替其中的

S 矩阵。因此, 用于电流观测器, 式(5-63)变成

$$\begin{pmatrix} p \hat{i}_D \\ p \hat{i}_Q \end{pmatrix} = k_1 \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} - k_2 \begin{pmatrix} \hat{i}_D \\ \hat{i}_Q \end{pmatrix} + k_3 \begin{pmatrix} u_D \\ u_Q \end{pmatrix} \quad (5-67)$$

其中 \hat{i}_D, \hat{i}_Q 为电流估计量。

用于磁链观测器, 式(5-64)变成

$$\begin{pmatrix} p\hat{\psi}_d \\ p\hat{\psi}_q \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} \quad (5-68)$$

其中

$$\lambda_d = -u_0 \operatorname{sign}(s_{d_1}) \quad \lambda_q = -u_0 \operatorname{sign}(s_{q_1}) \quad (5-69)$$

$$\operatorname{sign}(s_{d_1}) = \begin{cases} 1 & s_{d_1} > 0 \\ -1 & s_{d_1} < 0 \end{cases}$$

$$s_{d_1} = \tilde{i}_D = \hat{i}_D - i_D$$

$$s_{q_1} = \tilde{i}_Q = \hat{i}_Q - i_Q \quad (5-70)$$

滑模面定义为

$$s_n = (s_{d_1} \quad s_{q_1})^T \quad (5-71)$$

$\hat{i}_D, \hat{i}_Q, i_D, i_Q$ 分别为 dq 轴定子电流估算量和检测量。

需要强调的是, 电流观测器中的定子电压是指令电压而不是检测电压; 观测器中 d 轴和 q 轴是完全解耦的, 而从式(5-63) - (5-64)看, d 轴和 q 轴是相互耦合的。

当估算误差轨迹到达止点时, (5-67)中的估算电流收敛于实际电流

($\hat{i}_D = i_D, \hat{i}_Q = i_Q$)。式(5-69)中选择合适的 u_0 可以保证定子电流观测器收敛, 李亚

普诺夫^[50]稳定性证明在下面给出。从式(5-69)可以看出, 当估算的定子电流收敛于实际的定子电流时, 估算的转子磁链仅仅是滑模控制部分的积分, 而无需知道转子时间常数和转子转速。

5.3.3 稳定性证明

当估算误差轨迹达到 $s_n = 0$ 时, 由式(5-69)可知估算电流收敛于实际检测

值, 即 $\hat{i}_D = i_D$ 和 $\hat{i}_Q = i_Q$ 。如果电流观测器结构是稳定的, 那么转子磁链观测器也是稳定的。所以只须证电流观测器结构的稳定性条件。

选取李亚普诺夫函数为:

$$V = \frac{1}{2} s_n^T s_n \quad (5-72)$$

$$pV = s_n^T p s_n \quad (5-73)$$

其中

$$s_n = \bar{I} = \begin{pmatrix} \bar{i}_d & \bar{i}_q \end{pmatrix}^T, ps_n = p\bar{I} = \begin{pmatrix} p\bar{i}_d & p\bar{i}_q \end{pmatrix}^T \quad (5-74)$$

由式(5-63)与式(5-67), 得

$$ps_n = p\bar{I} = k_1 \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} + \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} - k_2 \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} \quad (5-75)$$

$pV = s_n^T ps_n < 0$ 即

$$k_1 \begin{pmatrix} \bar{i}_d & \bar{i}_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -u_0 \text{Sign}(\bar{i}_d) \\ -u_0 \text{Sign}(\bar{i}_q) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} + \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} - k_2 \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{pmatrix} < 0 \quad (5-76)$$

$$u_0 > \frac{\left| \bar{i}_d A + \bar{i}_q B \right| - \frac{k_2}{k_1} ((\bar{i}_d)^2 + (\bar{i}_q)^2)}{\left| \bar{i}_d \right| + \left| \bar{i}_q \right|} \quad (5-77)$$

其中

$$A = \frac{1}{T_r} \psi_d + \omega_r \psi_q + \frac{1}{T_r} L_m i_d$$

$$B = \frac{1}{T_r} \psi_q - \omega_r \psi_d + \frac{1}{T_r} L_m i_q$$

若式(5-77)成立时, 式(5-76)也成立, 即 $pV < 0$ 成立。

选择足够大的 u_0 满足上式, 系统滑动模态运动会达到 $s_n = 0$ 。但是由于不理想因数的影响, 控制实际是保证了状态代表点是在切换面的有限 Δ 领域内运动。在本例中, λ_d 和 λ_q 以极限值为 u_0 和 $-u_0$ 在实际值附近高频振荡。对此, 引入“等效控制”, 等效控制定义为实际滑动运动过程中控制的平均值, 因为实际滑模运动中有很多不理想因数, 控制的变化不是具有无限大频率的振荡, 而是有限频率的振荡。这种振荡包含高频分量和缓变分量, 所以谈平均控制是有意义的。对 λ_d 和 λ_q 求解方程 $ps_n = 0$ 得到等效控制。实际上不连续控制可以考虑是由等效控制部分和高频率开关部分组成。用低通滤波可以隔离高频连续部分得到等效控制:

$$\lambda_{dq}^* = \frac{1}{\mu s + 1} \lambda_{dq} \quad (5-78)$$

其中 μ 是滤波器的时间常数, 其中其 μ 的选择应该保证既可以滤去高频部分, 又可以使低频部分不失真。

5.3.4 定子电流观测器设计

滑模控制电流观测器定义为:

$$p\hat{I} = k_1\lambda - k_2\hat{I} + k_3U \quad (5-79)$$

其中 $\hat{I} = \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix}^T$ 观测器估算电流

$\lambda = (\lambda_d \quad \lambda_q)^T$ 观测器滑模控制函数

$U = (u_d \quad u_q)^T$ 定子电压

$$\lambda_d = -u_0 \operatorname{sign}(s_d) \quad s_d = \hat{i}_d - i_d$$

$$\lambda_q = -u_0 \operatorname{sign}(s_q) \quad s_q = \hat{i}_q - i_q$$

滑模面定义为

$$s_w = (s_d \quad s_q)^T \quad (5-80)$$

由式(5-63)和式(5-67)得电流误差方程:

$$pe_j = k_1(\lambda - S) - k_2e_j \quad (5-81)$$

其中 $e_j = \hat{I} - I$

选择足够大的 u_0 , 滑模运动会达到止点 ($s_w = 0$) 并且

$$pe_j = e_j = 0$$

从“等效控制”的观点, 到达止点时, 得

$$\lambda_{eq} = S \quad (5-82)$$

5.3.5 转子磁链观测器设计

把式(5-82)代入(5-68)式, 得

$$p\hat{\Lambda} = -\lambda_{eq} \quad (5-83)$$

其中 $\hat{\Lambda} = \begin{pmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{pmatrix}^T$

$$\lambda_{eq} = \begin{pmatrix} \lambda_d^{eq} \\ \lambda_q^{eq} \end{pmatrix}$$

对式(5-83)积分, 就可以估算出转子磁链。从式(5-83)可以看出估算转子磁链不需要知道转子时间常数和电机转速。

第6章 无速度传感器矢量控制

高动态性能的交流传动系统都需要转速闭环控制,所需要的转速反馈信号来自与电机同轴的速度传感器。为了获得准确而且可靠的转速信号,速度传感器必须经过精确的安装和妥善的维护,现在一般都是在电机出厂前由电机生产厂家安装,以保证同轴度和精度。但是在条件不好的工业现场上常常不易做到,特别是在一些交流传动系统改造项目中,要在原来现场已经安装并使用多年的电机上重新安装速度传感器比较困难。因此,取消速度传感器而仍能获得良好的控制性能,便成为众所瞩目的研究与开发课题。1995年6月,日本安川(YASKAWA)电机公司推出的VS616G5全数字矢量控制通用变频器,无速度传感器时:调速范围为1:100,1Hz时起动转矩是150%额定转矩^[25]。这在当时与一般直流传动和普及型通用变频器相比是一个很大的进步。2001年日本安川电机公司推出了VS616G7三电平电流矢量通用变频器,无速度传感器时:调速范围为1:200,0.3Hz时起动转矩是150%额定转矩^[26]。这种三电平逆变器在国内市场上应用已经很多。

异步电机是多变量、非线性、高阶的控制对象,无速度传感器估计转子速度和转子磁链仍然具有很大的挑战性。无速度传感器技术的核心问题是如何获取电机的旋转速度,解决的出发点是利用容易测量到的定子电流、定子电压量推算出速度或估计出速度。在过去的十多年中,各国学者做了大量的研究,并提出了多种无速度传感器控制运算方法。模型参考自适应(MRAS)^{[44][51]}方法,是基于两种估算输出的比较,利用输出误差作为自适应的输入产生估算的电机转速。这种方法需要积分其性能受到参数变动的限制。卡尔曼滤波^[45]可以准确地估算出电机转速,但是具有一些内在的缺陷,如受到噪音信号影响和运算量大。基于自适应观测器^{[52][53]}方法利用自适应策略改善了性能,并且运算相对简单。滑模观测器^{[54][55]}方法,由于其能降阶、抗干扰和易于完成,滑模观测器方法是一种有前途的交流电机控制方法。其他无速度传感器矢量控制运算器能获得比较好的性能,但是计算相对复杂并需要大量的运算时间,如利用人工神经网络方法^[56]。

本章在第5章分析的基础上提出了应用于异步电机无速度传感器控制中的两种基于滑模控制的转子磁链和电机转速观测器。设计了基于这两种滑模观测器的无速度传感器矢量控制系统框图,并对提出的滑模控制磁链观测器和速度观测器做了仿真。

6.1 异步电机数学模型

重写第五章(式5-59) - (5-63)

$$p i_D = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_d + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_q - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_D + \frac{1}{\sigma L_s} u_D \quad (5-59)$$

$$p i_Q = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{L_r} \frac{1}{T_r} \psi_q - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_d - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_Q + \frac{1}{\sigma L_s} u_Q \quad (5-60)$$

$$p\psi_d = -\frac{1}{T_r}\psi_d - \omega_r\psi_q + \frac{L_m}{T_r}i_D \quad (5-61)$$

$$p\psi_q = -\frac{1}{T_r}\psi_q + \omega_r\psi_d + \frac{L_m}{T_r}i_Q \quad (5-62)$$

以上是以 dq 轴系定子电流和转子磁链为状态变量的异步电机数学模型。

6.2 第一种滑模控制观测器

本节中，利用第 5 章中已经推导出的 dq 轴系以定子电流和转子磁链为状态变量的异步电机数学模型。设计电流观测器、转子磁链观测器和转速观测器。转子磁链观测器无需转子时间常数和电机转速，避免转子时间常数误差带来的影响，转子磁链和速度观测器框图如图 6-1。图中滑模控制电流观测器和转子磁链观测器在第 5 章中 5.3.2.4~5.3.2.5 节中已经给出，这里不再重复。

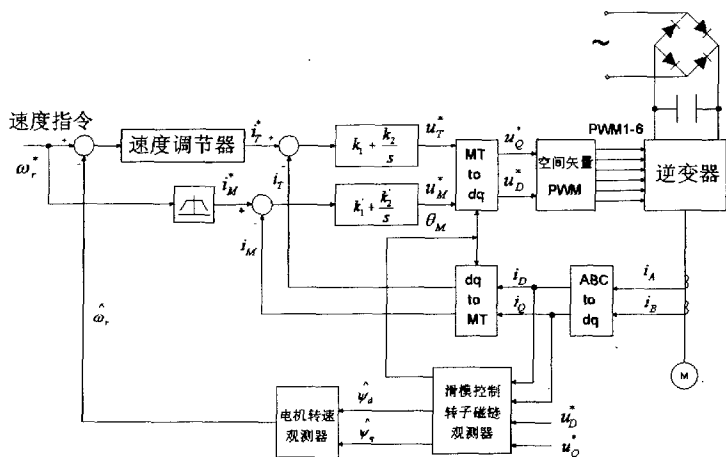


图 6-1 无速度传感器矢量控制系统

6.2.1 电机转速观测器设计

式 (5-66) 中 $\begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix}$ 由 $\begin{pmatrix} \lambda_d^{eq} \\ \lambda_q^{eq} \end{pmatrix}$ 代入，得

$$\lambda = \begin{pmatrix} \lambda_d^{eq} \\ \lambda_q^{eq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} - \frac{1}{T_r} L_m \begin{pmatrix} \hat{i}_D \\ \hat{i}_Q \end{pmatrix} \quad (6-1)$$

转子磁链可以由式 (5-83) 估算。

式 (6-1) 中两个等式分别乘以 ψ_q 和 ψ_d ，得

$$\psi_q \lambda_d^{eq} = \frac{1}{T_r} \psi_d \psi_q + \omega_r \psi_q^2 - \frac{1}{T_r} L_m \psi_q \hat{i}_D \quad (6-2)$$

$$\psi_d \lambda_q^{eq} = \frac{1}{T_r} \psi_d \psi_d - \omega_r \psi_d^2 - \frac{1}{T_r} L_m \psi_d \hat{i}_Q \quad (6-3)$$

式(6-2)减去(6-3)并整理得

$$\omega_r = \frac{\psi_q \lambda_d^{sq} - \psi_d \lambda_q^{sq} - \frac{1}{T_r} L_m (\hat{i}_D \psi_d - \hat{i}_Q \psi_q)}{\psi_d^2 + \psi_q^2} \quad (6-4)$$

上式即为电机转速估算方程式。为了与前面统一，上式中 ω_r 用 $\hat{\omega}_r$ 来表示，上式变为：

$$\hat{\omega}_r = \frac{\psi_q \lambda_d^{sq} - \psi_d \lambda_q^{sq} - \frac{1}{T_r} L_m (\hat{i}_D \psi_d - \hat{i}_Q \psi_q)}{\psi_d^2 + \psi_q^2} \quad (6-5)$$

注意到定子电流观测器和转子磁链观测器中并不用估算的电机转速，因此电机转速的估算误差并不反馈到系统中。

6.2.2 仿真结果

为了评估上述提出的转子磁链观测器和电机转速观测器，做了计算 MATLAB¹⁵⁸¹ 仿真分析。控制系统配置框图为图 6-1。用 1hp 异步电机做仿真分析，电机参数如下：

1 hp 4 极 220V 5A
 $R_s = 6.3\Omega$ $R_r = 8.2\Omega$ $L_{\sigma s} = L_{\sigma r} = 19.8mH$ $L_m = 335mH$

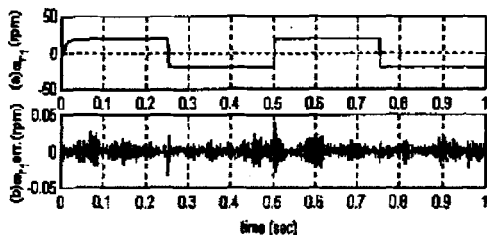


图 6-2 电机转速仿真

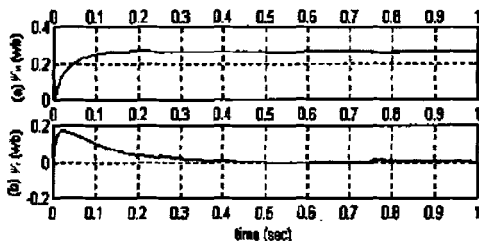


图 6-3 转子磁链同步旋转 MT 轴分量仿真

图 6-2 与图 6-3 是异步电动机在空载下对 ± 20 rpm 速度指令的阶跃响应。图 6-3 中下标 m-t 表示转子磁链是在同步旋转 MT 轴系，小写表示是转子量，大写表示是定子量。估算的转速作为反馈量构成速度闭环，速度调节器使用 PI 调

节器。实际的电机模型用于计算电机电流、磁链、转速，第5章和本章中设计的观测器模型用于这些量的估算。图6-2(a)给出了电机实际转速和估算转速，

(b)是实际速度和估算速度的误差。图6-3(a)(b)为实际转子磁链和估算磁链分别在同步旋转MT轴系M轴和T轴的分量。图6-4是异步电机对±100rpm梯形指令的响应。仿真结果实现了前面设计的观测器期望结果。估算的电机定子电流和转子磁链能够迅速的收敛于实际值，估算的电机转速也能收敛于实际值。估算的电机转速和实际电机转速的误差在0.1rpm左右，证明观测器的性能是令人满意的。

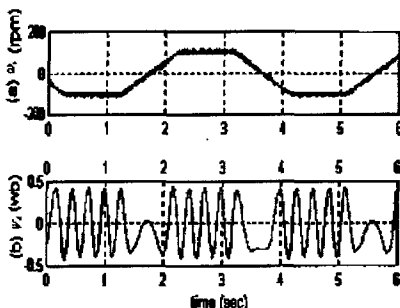


图6-4 100rpm梯形指令电机转速和转子磁链仿真

6.3 第二种滑模控制观测器

重写式(5-59) - (5-62)以矩阵形式表示:

$$pI = \beta A \Lambda - k_1 I + k_2 U \quad (6-6)$$

$$p\Lambda = -A\Lambda + k_3 I \quad (6-7)$$

其中

$$I = (i_d, i_q)^T$$

$$\Lambda = (\psi_d, \psi_q)^T$$

$$U = (u_d, u_q)^T$$

$$p = \frac{d}{dt}, \quad A = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix}, \quad k_2 = \frac{1}{\sigma L_r}$$

$$\beta = \frac{k_2 L_m}{L_r}, \quad k_1 = k_2 \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), \quad k_3 = \frac{L_m}{T_r}$$

T_r 是转子时间常数, ω_r 转子电角速度。

此处电机模型和矩阵以这样的形式表示是有特定目的的。可以看出矩阵 Λ 同

时在电机模型的电流方程和磁链方程中出现,磁链方程和电流方程中的耦合项完全相同。所以电流观测器和磁链观测器中的耦合项可以用相同的滑模控制代替。

6.3.1 电流观测器和磁链观测器

电流观测器和磁链观测器可以用具有滑模功能的 $\lambda = \begin{pmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{pmatrix}$ 来代替其中的 $A\Lambda$

矩阵。因此,用于电流观测器,式(6-6)变成

$$p\hat{I} = \beta\lambda - k_1\hat{I} + k_2U \quad (6-8)$$

其中 $\hat{I} = \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{pmatrix}$ 为电流估计量。

用于磁链观测器,式(6-7)变成

$$p\hat{\Lambda} = -\lambda + k_3\hat{I} \quad (6-9)$$

其中

$$\lambda_d = -u_0 \text{sign}(s_d) \quad \lambda_q = -u_0 \text{sign}(s_q) \quad (6-10)$$

$$\text{sign}(s_{dq}) = \begin{cases} 1 & s_{dq} > 0 \\ -1 & s_{dq} < 0 \end{cases}$$

$$s_d = \hat{i}_d - i_d$$

$$s_q = \hat{i}_q - i_q \quad (6-11)$$

滑模面定义为

$$s_n = (s_d \quad s_q)^T \quad (6-12)$$

\hat{i}_d 、 \hat{i}_q 、 i_d 、 i_q 分别为 dq 轴定子电流估算量和检测量。

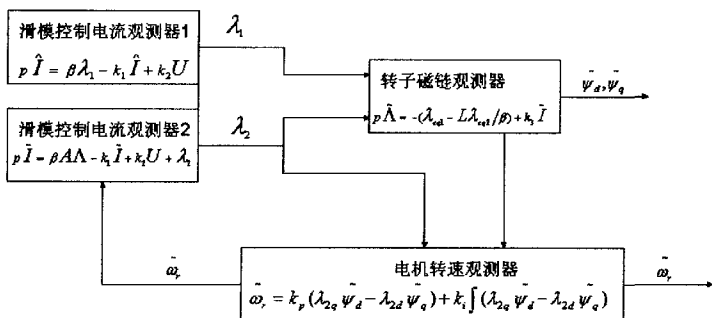


图 6-5 转子磁链观测器和电机转速观测器示意图

需要强调的是, 电流观测器中的定子电压是指令电压而不是检测电压; 观测器中 d 轴和 q 轴是完全解耦的, 而从式 (5-59) - (5-62) 看, d 轴和 q 轴是相互耦合的。

定子电流观测器、转子磁链观测器和电机转速观测器示意图如图 6-5, 图中电流观测器设计了两种, 分别在下面讨论。

6.3.2 稳定性证明

当估算误差轨迹到达 $s_n = 0$ 时, 由式 (6-11) 可知估算电流收敛于实际检测值, 即 $\hat{i}_d = i_d$ 和 $\hat{i}_q = i_q$ 。如果电流观测器结构是稳定的, 那么转子磁链观测器也是稳定的。所以只须证电流观测器结构的稳定性条件。

选取李亚普诺夫函数为:

$$V = \frac{1}{2} s_n^T s_n \quad (6-13)$$

其导数为 $pV = s_n^T p s_n$ (6-14)

其中

$$s_n = \tilde{I} = \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{pmatrix}, p s_n = p \tilde{I} = \begin{pmatrix} p \tilde{i}_d \\ p \tilde{i}_q \end{pmatrix} \quad (6-15)$$

由式 (6-6) 与式 (6-8), 得

$$p s_n = p \tilde{I} = \beta (\lambda - A\Lambda) - k_1 \tilde{I} \quad (6-16)$$

$pV = s_n^T p s_n < 0$ 即

$$\beta \tilde{I}^T \left(-u_0 \text{Sign}(\tilde{I}) - A\Lambda \right) - k_1 \tilde{I}^T \tilde{I} < 0$$

$$u_0 > \frac{\left| \tilde{I}^T A\Lambda \right| - \frac{k_1}{\beta} \tilde{I}^T \tilde{I}}{\left| \tilde{i}_d \right| + \left| \tilde{i}_q \right|} \quad (6-17)$$

选择足够大的 u_0 满足上式, 系统滑动模态运动会达到 $s_n = 0$ 。但是由于不理想因数的影响, 控制实际是保证了状态代表点是在切换面的有限 Δ 领域内运动。在本例中, λ_d 和 λ_q 以极限值为 u_0 和 $-u_0$ 在实际值附近高频振荡。对此, 引入“等效控制”, 等效控制定义为实际滑动运动过程中控制的平均值, 因为实际滑模运动中有很多不理想因数, 控制的变化不是具有无限大频率的振荡, 而是有限频率的振荡。这种振荡包含高频分量和缓变分量, 所以谈平均控制是有意义的。对 λ_d 和 λ_q 求解方程 $p s_n = 0$ 得到等效控制。实际上不连续控制可以考虑是由等效控制部分和高频率开关部分组成。用低通滤波可以隔离高频连续部分得到等效控制:

$$\lambda_{dq}^{xy} = \frac{1}{\mu s + 1} \lambda_{dq} \quad (6-18)$$

其中 μ 是滤波器的时间常数, 其中其 μ 的选择应该保证既可以滤去高频部分, 又可以使低频部分不失真。

6.3.3 定子电流观测器 1 设计

滑模控制电流观测器 1 定义为:

$$p\hat{I} = \beta\lambda_1 - k_1\hat{I} + k_2U \quad (6-19)$$

其中 $\hat{I} = \begin{pmatrix} \hat{i}_D \\ \hat{i}_Q \end{pmatrix}^T$ 观测器 1 估算电流

$\lambda_1 = (\lambda_{1d} \quad \lambda_{1q})^T$ 观测器 1 滑模控制函数

$$\lambda_{1d} = -u_{01} \operatorname{sign}(s_{1d}) \quad s_{1d} = \hat{i}_D - i_D$$

$$\lambda_{1q} = -u_{01} \operatorname{sign}(s_{1q}) \quad s_{1q} = \hat{i}_Q - i_Q$$

滑模面定义为

$$s_{1m} = \begin{pmatrix} s_{1d} & s_{1q} \end{pmatrix}^T \quad (6-20)$$

由式 (5-63) 和式 (5-65) 得电流误差方程:

$$pe_{11} = \beta(\lambda_1 - A\Lambda) - k_1e_{11} \quad (6-21)$$

其中 $e_{11} = \hat{I} - I$

选择足够大的 u_{01} , 滑模运动会达到止点 ($s_{1m} = 0$) 并且

$$pe_{11} = e_{11} = 0$$

从“等效控制”的观点, 到达止点时, 得

$$\lambda_{1eq1} = A\Lambda \quad (6-22)$$

等效控制等于转子磁链和矩阵 A 的乘积。把式 (6-22) 代入 (6-8) 式, 得,

$$p\hat{\Lambda} = -\lambda_{1eq1} + k_3\hat{I} \quad (6-23)$$

对式 (6-23) 积分, 就可以估算出转子磁链。从式 (6-23) 可以看出估算转子磁链不需要知道电机转速。上式如果电机参数准确那么估算的转子磁链是准确的。

如果电机实际参数存在误差, 即电流观测器系数存在误差 $\Delta k_1, \Delta k_2, \Delta \beta$, 那么估算的转子磁链会不正确。为了补偿这一误差, 下面设计电流观测器 2。

6.3.4 定子电流观测器 2 设计

滑模控制电流观测器 2 定义为:

$$pI = \beta A \Lambda - k_1 I + k_2 U + \lambda_2 \quad (6-24)$$

其中 $\dot{i} = \begin{pmatrix} \dot{i}_d & \dot{i}_q \end{pmatrix}^T$ 观测器 2 估算电流

$\dot{\Lambda} = \begin{pmatrix} \dot{\psi}_d & \dot{\psi}_q \end{pmatrix}^T$ 观测器 2 估算转子磁链

$\lambda_2 = (\lambda_{2d} \quad \lambda_{2q})^T$ 观测器 2 控制函数

$$\lambda_{2d} = -u_{02} \sin(s_{2d}) \quad s_{2d} = \dot{i}_d - i_d$$

$$\lambda_{2q} = -u_{02} \sin(s_{2q}) \quad s_{2q} = \dot{i}_q - i_q$$

滑模面定义为

$$s_{2n} = (s_{2d} \quad s_{2q})^T \quad (6-25)$$

由式 (6-6) 和式 (6-24) 得电流误差方程:

$$p e_{i2} = \beta A (\dot{\Lambda} - \Lambda) - k_1 e_{i2} + \lambda_2 \quad (6-26)$$

其中 $e_{i2} = \dot{I} - I$

从“等效控制”的观点, 到达止点时, 得

$$\lambda_{eq2} = -\beta A (\Lambda - \dot{\Lambda}) = -\beta A e_\Lambda \quad (6-27)$$

其中 $e_\Lambda = \Lambda - \dot{\Lambda}$ 。

第二个等效控制等于估算转子磁链误差和矩阵 A 的乘积取负再乘以系数 β 。把式 (6-27) 代入 (6-7) 式, 得,

$$p \dot{\Lambda} = -A \dot{\Lambda} + \frac{\lambda_{eq2}}{\beta} + k_3 \dot{I} \quad (6-28)$$

对式 (6-28) 积分, 就可以估算出转子磁链。从式 (6-28) 可以看出估算转子磁链需要知道电机转速。

6.3.5 转子磁链观测器设计

综合式 (6-22) - (6-28), 转子磁链观测器构造为:

$$p \dot{\Lambda} = -(\lambda_{eq1} - L \lambda_{eq2} / \beta) + k_3 \dot{I} \quad (6-29)$$

其中 L 为磁链观测器增益矩阵, 矩阵 L 应保证磁链观测器是渐近稳定的。

由式 (6-23) 和 (6-28) 可以看出, 如果电流观测器中电机参数于实际不符, 那么估算的转子磁链是不准确的。为了减少估算的转子磁链误差, 转子磁链观测器由两个等效控制合成来构成转子磁链观测器。

由式 (6-29) 和式 (6-7) 得转子磁链误差方程:

$$p e_{\lambda} = -(\lambda_{\varphi 1} - L \lambda_{\varphi 2} / \beta) + A \Lambda + k_1 e_{\lambda} \quad (6-30)$$

代入(6-22)、(6-27)并整理得:

$$p e_{\lambda} = -L A e_{\lambda} + k_1 e_{\lambda} \quad (6-31)$$

6.3.6 电机转速观测器

利用李亚普诺夫稳定性理论推导电机转速自适应观测器方程。如果把转子转速也看成是变量,那么磁链误差方程也可以用下面方程来表示:

$$p e_{\lambda} = -L A e_{\lambda} - L \Delta A \dot{\Lambda} \quad (6-32)$$

其中, $\Delta A = \begin{pmatrix} 0 & \Delta \omega_r \\ \Delta \omega_r & 0 \end{pmatrix}$, $\Delta \omega_r = \dot{\omega}_r - \omega_r$,

ω_r 为估算转子速度。

取李亚普诺夫函数为:

$$V = e_{\lambda}^T e_{\lambda} + \Delta \omega_r^2 / \lambda \quad (6-33)$$

其中 λ 是一个正的常数。

可以看出 $V > 0$ 。对式(6-33)求导,得

$$pV = -e_{\lambda}^T (L A + A^T L) e_{\lambda} - e_{\lambda}^T L \Delta A \dot{\Lambda} - \dot{\Lambda}^T (\Delta A)^T L e_{\lambda} + 2 \Delta \omega_r p \dot{\omega}_r / \lambda \quad (6-34)$$

重写式(6-27)

$$\lambda_{\varphi 2} = -\beta A (\dot{\Lambda} - \Lambda) = -\beta A e_{\lambda} \quad (6-27)$$

由式(6-27)得

$$e_{\lambda} = -\frac{A^{-1} \lambda_{\varphi 2}}{\beta} \quad (6-35)$$

式(6-35)代入式(6-34)等号右端第2项和第3项,得

$$pV = -e_{\lambda}^T (L A + A^T L) e_{\lambda} + \frac{\lambda_{\varphi 2}^T (A^{-1})^T L \Delta A \dot{\Lambda} - \dot{\Lambda}^T (\Delta A)^T L e_{\lambda}}{\beta} + \frac{A^{-1} \lambda_{\varphi 2}}{\beta} + 2 \Delta \omega_r p \dot{\omega}_r / \lambda \quad (6-36)$$

$$(\Delta A)^T = -\Delta A \quad (6-37)$$

令 $L = \gamma A^T$, γ 是任意正常数。式(6-36)变为:

$$pV = -e_{\lambda}^T (L A + A^T L) e_{\lambda} + \frac{\lambda_{\varphi 2}^T \Delta A \dot{\Lambda} - \dot{\Lambda}^T \Delta A \lambda_{\varphi 2}}{\beta} \gamma + 2 \Delta \omega_r p \dot{\omega}_r / \lambda \quad (6-38)$$

令式(6-38)等号右端第2项和第3项和为零,这样可得到转子转速观测器方程:

$$p \dot{\omega}_r = \frac{\gamma \lambda}{\beta} (\lambda_{2q} \dot{\psi}_d - \lambda_{2d} \dot{\psi}_q) \quad (6-39)$$

其中 $\hat{\lambda}_{dq2} = (\hat{\lambda}_{2d} \ \hat{\lambda}_{2q})^T$

实际上, 电机转速可以用下面方程式来估算:

$$\hat{\omega}_r = K_p (\hat{\lambda}_{2q} \psi_d - \hat{\lambda}_{2d} \psi_q) + K_i \int (\hat{\lambda}_{2q} \psi_d - \hat{\lambda}_{2d} \psi_q) dt \quad (6-40)$$

其中 K_p 和 K_i 是正的常数。

式 (6-36) 在等号右端第 2 项和第 3 项和为零后, 式 (6-36) 变为:

$$\begin{aligned} pV &= -e_{\lambda}^T (LA + A^T L) e_{\lambda} \\ &= -e_{\lambda}^T \begin{pmatrix} 2\gamma(\frac{1}{T_r^2} + \omega_r^2) & 0 \\ 0 & 2\gamma(\frac{1}{T_r^2} + \omega_r^2) \end{pmatrix} e_{\lambda} < 0 \end{aligned} \quad (6-41)$$

根据李亚普诺夫稳定性理论, 转子磁链观测器是渐近稳定的, 保证了观测的转子磁链会收敛于实际的转子磁链。

6.3.7 仿真结果

为了评估上述提出的转子磁链观测器和转速观测器, 做了计算机 MATLAB 仿真分析。图 6-1 为控制系统框图, 电机参数也与上面仿真时相同。

图 6-6 和图 6-7 是异步电动机对 ± 0.5 pu (± 900 rpm) 阶跃速度指令的响应。实际的电机模型用于计算电机电流、磁链、转速, 本章中设计的观测器模型用于转子磁链和电机转速的估算。图 6-6 表示指令速度、实际速度、估算速度和速

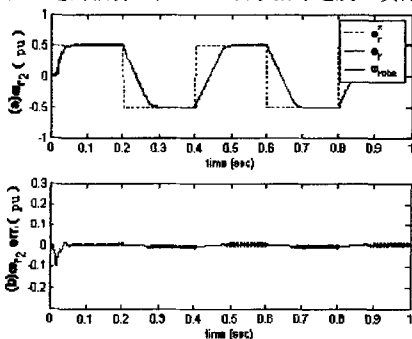


图 6-6 电机转速仿真

度估算误差。图 6-7 表示实际转子磁链、估算转子磁链和转子磁链估算误差。可以看出估算电机速度和估算转子磁链迅速收敛于实际值。

为了研究参数变化对电机转速观测器和转子磁链观测器的影响, 仿真中故意

改变观测器中参数。图 6-8 和图 6-9 表示观测器中参数 k_i 增加 20%, 图中转

子磁链 $\psi_{\text{obs}2}$ 和电机转速 $\omega_{\text{obs}2}$ 是用上述提出的观测器估算的。而转子磁链 $\psi_{\text{obs}1}$ 和电

机转速 $\omega_{\text{obs}1}$ 图 6-5 中仅用一个定子电流估观测器时的观测器估算的。从图 6-8

和图 6-9 可以看出, 即使观测器系数 k_i 不正确, 利用两个定子电流观测器设计

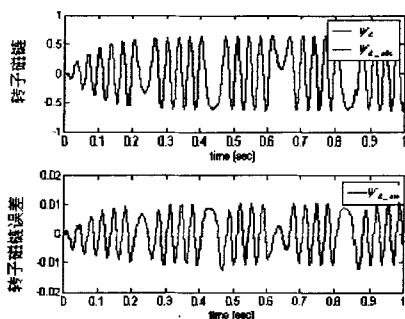


图 6-7 电机转子磁链静止 dq 轴系仿真 (d 轴分量)

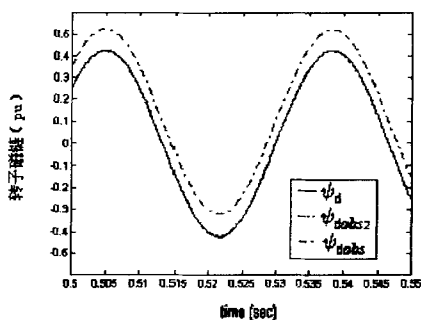


图 6-8 观测器中系数 k_i 增加 20% 转子磁链仿真

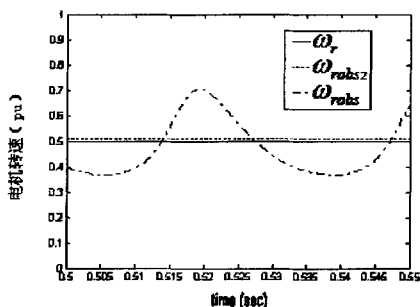


图 6-9 观测器中系数 k_i 增加 20% 电机转速仿真

的转子磁链观测器和电机转速观测器估算值仍然能够收敛于实际值; 而只用一个定子电流观测器设计的转子磁链观测器估算值出现了偏差, 电机转速观测器估算

值发生波动。

图6-10和图6-11表示观测器中系数 β 变化对转子磁链和电机转速估算的影响。从图6-10中可以看出,只用一个定子电流观测器设计的转子磁链观测

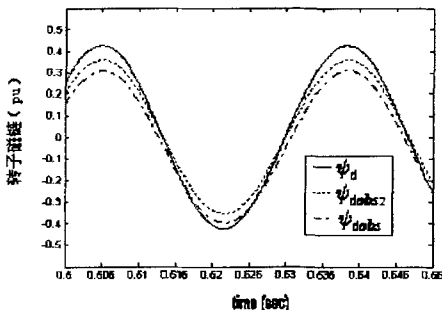


图6-10 观测器中系数 β 增加20%转子磁链仿真

器估算的转子磁链 ψ_{dobs} 在系数 β 变化时存在误差,而上述提出的转子磁链观测器消除了由于系数 β 变化时引起的误差部分。

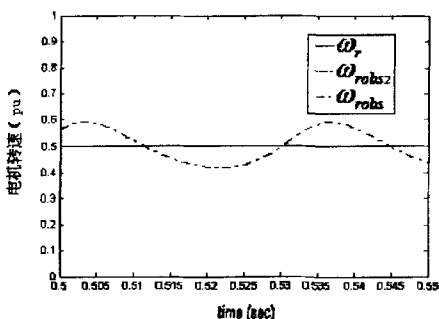


图6-11 观测器中系数 β 增加20%电机转速仿真

从图6-11可以看出,只用一个定子电流观测器设计的电机转速观测器估算的电机转速 ω_{robs} 在系数 β 变化时存在明显的波动。

致谢

本论文是在导师陶生桂教授的精心指导和帮助下完成的。在研究的过程中，导师严谨求实的工作作风，渊博扎实的专业知识，一丝不苟的治学态度，诲人不倦的优良品质使我终身难忘。

论文的选题，课题的进行直至论文的定稿，每个环节和步骤都包含了导师的精心指导和辛勤培育，论文的字里行间都没透了导师的辛勤耕耘和汗水。在研究方向和总体方案上，导师严格把关，精心指导，充分发挥了本人的积极性。导师勤思考、善总结的教诲，言传身教的行动使本人受益匪浅。

在论文的研究过程中，博士研究生毛明平、胡兵、袁登科和康劲松老师给了我很多有益的启迪与帮助。在此，要特别感谢他们。同时，也非常感谢硕士研究生龚熙国、王志鹏、刘洪等所有关心和帮助过我的同学和朋友。

非常感谢沈祥林教授、徐国卿教授、王晓东教授、张逸成教授和汤霞森老师等系里的领导和老师在学习给予的关心和帮助。在此也非常感谢中德学院吴志红教授，在中德学院实验室的几个月中，给予我很大的关心和帮助。

最后，要特别感谢远在家乡的父母亲，虽然他们对于我学习和工作上的专业知识一无所知，但是多年来一直给予我最有力的支持，使我因此能顺利完成学业。

参考文献

- [1] 王成元,周美文,郭庆鼎. 矢量控制交流伺服驱动电动机. 北京: 机械工业出版社, 1995. 6
- [2] 陈伯时,陈敏逊. 交流调速系统. 北京: 机械工业出版社, 1998. 5
- [3] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 1992. 5
- [4] [美]B. K. Bose. 现代电力电子学与交流传动. <英文版>. 北京: 机械工业出版社, 2003. 1
- [5] 黄俊,王兆安. 电力电子变流技术. 北京: 机械工业出版社, 1999. 12
- [6] 赵良炳. 现代电力电子技术基础. 北京: 清华大学出版社, 1995. 5
- [7] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用. 北京: 机械工业出版社, 2003. 11
- [8] P.K.Steimer et al. IGCT-a new emerging technology for high power,low cost inverters. IEEE IAS Annu.meet. Conf.Rec.,pp.1592-1599. 1997
- [9] 陈国呈. PWM 变频调速技术. 北京: 机械工业出版社, 1998. 7
- [10] 李永东. 交流电机数字控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2002. 5
- [11] 阳宪惠. 现场总线技术及其应用. 北京: 清华大学出版社, 1999. 6
- [12] I Takashi, T.Noguchi. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Trans.Ind.Appl.Vol.22,pp.820-827,Sept./Oct. 1986
- [13] 谢鸿鸣. 交流异步电动机按定子磁链定向的电流矢量控制. [博士学位论文]. 上海: 上海大学, 1999. 9
- [14] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制. 北京: 机械工业出版社, 1998. 5
- [15] Vadim I.Utkin. Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives. IEEE Trans.Vol.40,NO.1,February 1993
- [16] B.K.Bose . Sliding mode control of induction motor. IEEE IAS Annu. meet. Conf.Rec.,pp.479-486 1985
- [17] F.Parasiliti,R.Petrella,and M.Tursini. Adaptive Sliding-mode Observer for speed sensorless control of induction motors. IEEE Trans.Ind.Applicat.Vol.46,pp.128-137,Jan/Feb,1999
- [18] Z.Yan,C.Jin,and V.I.Utkin. Sensorless Sliding-mode control induction motors.IEEE Trans.Ind.Electronics.Vol 47,pp.1286-1297 Dec.2000
- [19] A.Benchaib,A.Rachid,E.Auderzet, M.Tadjine. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor.IEEE Trans.Ind. Electron.,vol.46,pp.128-138,Feb.1999
- [20] A.Benchaib,A.Rachid,E.Auderzet. Sliding mode input-output linearization and field orientation for real-time control of induction motors. IEEE Trans.Ind. Electron.,vol.14,pp.3-13, Jan./Feb. 1999
- [21] A.E.Fitzgerald,Charles Kingsley,Jr.Stephen D.Umans. 电机学. <英文版>, 北京: 清华大学出版社, 2003
- [22] 汤蕴璆,史乃. 电机学. 北京: 机械工业出版社, 1999. 4
- [23] 李发海,王岩. 电机与拖动基础. 北京: 清华大学出版社, 1994. 6
- [24] Andrzej, M. Trzynadlowski, [著李鹤轩, 李杨译]. 异步电动机的控制. 北京: 机械工业出版社, 2003. 9
- [25] YASKAWA Co.Ltd.. Varispeed-616G5 instruction manual. Manual NO. TOE-S616-10.30. 2001.2
- [26] 安川电机公司.Varispeed G7 使用说明书. 资料编号 CHS-T0-S16-60.1B 2002. 5
- [27] 冯焱生,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, 1997. 4
- [28] R.W.De Doncker and D.W.Ovotny. The universal field oriented controller. IEEE IAS Annu.

- Meet Conf.Rec.,PP.450-456,1988
- [29] 陈坚. 交流电机数字模型及交流调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989. 3
- [30] 李岚. 异步电动机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1994. 12
- [31] [美]B. K. Bose, [姜建国等译]. 电力电子学与变频传动技术和应用. 中国矿业大学出版社, 1997
- [32] Alexander G.Loukianov,Jose M.Canedo,Vadim I.Utkin,Javier. Discontinuous controller for power systems:Sliding-block control approach. IEEE TRAS.,vol.51,NO.2,Appril,2004
- [33] Abdelkrim Benchaib,Ahmed Rachid,Eric Audrezet,and Mohamed Tadjine . Real time Sliding-mode observer and control of an induction motor. IEEE TRAS.Vol. 46,NO.1, February 1999
- [34] Marco Tursini,Roberto Petrella,and Francesco parasiliti. Adaptive Sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction motors. IEEE TRANS. Vol.36 NO.5 ,Sept./oct. 2000
- [35] Adnan Derdiyok,Mustafa K.Guven,Habib-ur Rehman,etc.. Design and implementation of a New Sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine. IEEE TRANS. Vol.36,NO.5 ,October 2002
- [36] P.Jansen and R.D.Lorenz. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives. IEEE IAS Annu.Meet.Conf.Rec.,pp.570-577,1992
- [37] 王丰尧. 滑模变结构控制. 北京: 机械工业出版社, 1984
- [38] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法. 科学出版社, 1996
- [39] 姚琼芸,黄继起,吴汉松. 变结构控制系统. 重庆: 重庆大学出版社, 1996
- [40] M.Depenbrock. Direct-self-control(DSC) of Inverter-Fed Induction Machine. IEEE Trans.on Power Elec.,vol. PE-3,NO.5,1988
- [41] Isao Takahasi , Youichi Ohmori. High-performance direct torque control of an induction motor. IEEE Trans. On Ind.Appril,vol 25,NO.2,1989
- [42] L.Zhen ,L.Xu. A MRAS identification scheme for position sensorless field orientation of induction machine. Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting Orlando,pp. 159-165 ,Oct.1995
- [43] H.Tajima ,Y.Hori. Speed Sensorless field-orientation control of induction machine . IEEE Trans.vol.29,NO.1 .pp.175-180,Jan/Feb,1993
- [44] F.Z.Peng ,T.Fukao . Robust Speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors. IEEE Trans.vol.30.No.5,pp.1234-1240.Sep/Oct 1994
- [45] Y.R.Kim ,S.K.Sul ,M.H.Park. Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter. IEEE Trans.Ind.Appl., vol 30,pp.1225-1233, Sept/Oct, 1994
- [46] B.K.Bose ,N.R.Patel. A sensorless stator flux oriented vector controlled induction motor drive with neuro-fuzzy based performance enhancement. IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp.393-400,1997
- [47] B.K.Bose. Expert system.fuzzy logic and neural network applications in power electronics and motion control. proc.IEEE,vol.82,pp.1303-1323,Aug.1994
- [48] G.C.D.Sousa,B.K.Bose,J.G.Cleland. Fuzzy logic based online efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive. IEEE Trans. Of Ind. Elec., vol 42,pp.192-198,Apr.1995
- [49] J.O.P.Pinto,B.K.Bose, L.E.Borges. A Stator flux oriented vector controlled induction motor

- drive with space vector PWM and flux vector synthesis by neural networks. IEEE IAS Annu.Meet.Conf.Rec.,pp.1605-1612,2000
- [50] 郑大钟. 线性系统理论. 北京:清华大学出版社, 1990. 3
- [51] 吴志刚. 无速度传感器滑模变结构直接转矩控制系统的研究: [硕士学位论文]. 杭州: 浙江工业大学, 2004. 4
- [52] C.Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. IEEE Trans.Ind. Applicat.,vol 28,pp.1054-1061,1992
- [53] H.Kubota,K.Matsuse , T.Nakano. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor.IEEE Trans.Ind.Applicat.,vol.29,pp.344-348,1993
- [54] G.Yang ,T.H.Chin. Adaptive-speed identification for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. IEEE Trans,Ind.Applicat.,vol.29 pp.820-825,No.4,1993
- [55] Derdiyok,M.K.Guven, Rehman,etc.. Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine. IEEE Trans. No.5,pp1177-1182,2002
- [56] H.Rehman,A.Derdiyok,M.K.Guven,etc.. A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine. IEEE Trans.No.6,pp.1041-1048,2002
- [57] P.Mehrotra,J.E. Quaico ,R.Venkatesan. Speed estimation of induction motor using artificial neural networks. proc.IEEE IECON'96
- [58] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用. 北京: 清华大学出版社, 2002
- [59] 姚俊, 马松辉. Simulink 建模与仿真. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002

个人简历 在读期间发表的学术论文与研究成果

个人简历:

叶云魁, 男, 1975年1月生。

1998年7月毕业于大连理工大学 机械电子工程专业 获学士学位。

1998年8月至2000年2月上海港口机械制造厂技术中心, 助理工程师, 从事港口起重机电气设计、调试等工作。

2002年3月至2002年8月安川中秀(JASON Automation)电子电力工程技术有限公司
北京北亚中秀(JASON Automation)自动化设备有限公司上海分公司, 系统工程师, 港机经理(电控系统), 从事港口起重机电气设计、调试、销售等工作。

2002年9月入同济大学读硕士研究生。

已发表论文:

- [1] 叶云魁, 陶生桂. 安川三电平矢量变频器在起重机改造中的应用. 电工技术, 2004, Vol. 11
- [2] 叶云魁, 陶生桂, 龚熙国. 电力机车专用三电平逆变电源的设计与研制. 电气传动自动化, 2005 Vol. 2