

第3章 交流伺服运动控制系统 模型及仿真分析

随着微电子、计算机、电力半导体和电机制造技术的巨大进步,交流伺服运动控制系统日益成熟、应用日益广泛。特别是 PMSM 伺服运动控制系统,国内外学者从不同角度着手进行了大量的研究和实践,并取得了较为丰富的成果;尤其是近年来围绕提高其伺服控制的性能、降低成本在系统控制策略上作了大胆的探索和研究,提出了一些新的思路,采用了一些具有智能性的先进控制策略并取得了一些具有实用性意义的成果。但是永磁同步电动机自身就是具有一定非线性、强耦合性及时变性的“系统”,同时其伺服对象也存在较强的不确定性和非线性,加之系统运行时还受到不同程度的干扰,因此按常规控制策略很难满足高性能永磁同步电动机伺服系统的控制要求。为此,如何结合控制理论新的发展,引进一些先进的“复合型控制策略”以改进作为永磁同步电动机伺服系统核心组成部件的“控制器”性能,来弥补系统中以“硬形式”存在的“硬约束”,理应是当前发展高性能 PMSM 伺服系统的一个主要“突破口”。

伺服运动系统最终追求的是外环定位的准确性和快速性,而外环的性能发挥在于内环的性能。位置环、速度环和电流环三闭环是伺服系统最经典的结构,而系统内环的设计是高性能伺服系统的基础和前提。电流环是 PMSM 位置伺服系统中的一个重要环节,它是提高伺服系统控制精度和响应速度、改善控制性能的关键。选择合适的电流控制方案对于系统性能的提高和硬件的实现是至关重要的一步。

本章介绍交流伺服运动控制的体系结构及组成,并且对系统中各核心部分进行详细的分析。基于 PMSM 及其驱动器为核心的伺服运动控制系统,建立其数学模型并进行仿真分析。从分析影响电流环性能的因素着手,提出了 PMSM 位置伺服系统电流环综合设计方案,并对采用 SPWM 方式的电流控制进行仿真分析,该方法是目前最常用的一种电流控制方法,基于该方法使得控制系统响应快,且容易实现。通过工程设计方法把电流环降阶为一个一阶惯性环节,为速度环的设计提供了基础。速度环的设计分别采用 PI 控制和变结构控制,而位置环的设计采用变结构控制。文中仿真模块是基于 MATLAB/Simulink 和 Powerlib 模块库搭建起来的。通过仿真分析基于矢量控制的 PMSM 位置伺服电流滞环控制方案,得出采用三角载波方式的电流滞环控制能够比较容易获得良好的控制性能。这给位置伺服系统的整体设计和整体性能的获得提供了基础和先决条件。滑模变结构控制可以提高系统的响应速度、实现定位无超调、改善对负载扰动的鲁棒性和对参数变化的鲁棒性。

3.1 永磁同步电动机交流伺服运动控制系统

3.1.1 永磁同步电动机交流伺服运动控制系统简介

交流伺服电动机由于克服了直流伺服电动机存在电刷和机械换向器而带来的各种限

制,因此在工厂自动化中获得广泛的应用。在异步笼型交流伺服电动机和同步型交流伺服电动机这两种类型中,目前,在数控机床、工业机器人等小功率应用场合,转子采用永磁材料的同步伺服电动机驱动获得了比前者更为广泛的应用。这主要是因为现代永磁材料的性能不断提高,价格不断下降,控制相对异步电动机来说也比较简单,容易实现高性能的优良控制。本章中,也正是基于永磁同步电机及其驱动器为核心的伺服运动控制系统来建立其数学模型并进行仿真分析。

3.1.2 永磁同步电动机交流伺服运动控制系统的组成

基于永磁同步电机及其驱动器的交流伺服运动控制系统组成如图 3-1 所示。图中的驱动部分的伺服电机及其驱动器外加编码器构成通常所说的伺服系统,而伺服运动控制系统具有更加广泛的含义,除了驱动部分以外,还包括操作软件、控制部分、检测元件、传动机构和机械本体,各部件协调完成特定的运动轨迹或工艺过程。

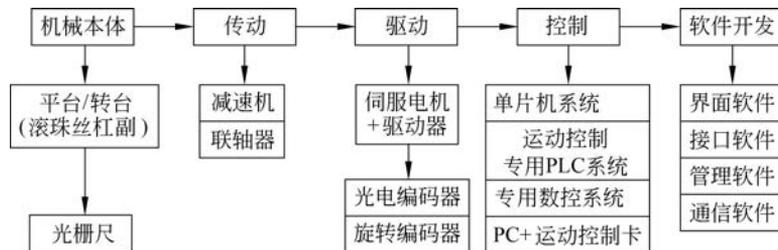


图 3-1 交流伺服运动控制系统的集中控制结构

1. 控制器

在一个运动控制系统中控制器主要有 4 种: 单片机系统, 运动控制专用 PLC 系统, 专用数控系统, PC+运动控制卡。

1) 单片机系统

单片机系统由单片机芯片、外围扩展芯片以及通过搭建外围电路组成, 作为运动控制系统的控制器。在“位置控制”方式时, 通过单片机的 I/O 口发数字脉冲信号来控制执行机构; 在“速度控制”方式时, 需加 D/A 转换模块输出模拟量信号达到控制目的。

单片机方案的优点在于成本较低, 但由于一般单片机 I/O 口产生脉冲频率不高, 对于分辨率高的执行机构尤其是对于控制伺服电机来说, 存在速度达不到、控制精度受限等缺点。对于运动控制复杂的场合, 例如升降速的处理, 多轴联动, 直线、圆弧插补等功能实现起来都需要自己编写算法, 这必将带来开发难度较大, 研发周期较长, 调试过程烦琐, 系统一旦定型不太容易扩充功能升级, 柔性不强等问题。因此这种方案一般适用于产品批量较大、运动控制系统功能简单且有丰富的单片机系统开发经验的用户。

2) 运动控制专用 PLC 系统

目前, 许多品牌的 PLC 都可选配定位控制模块, 有些 PLC 的 CPU 单元本身就具有运动控制功能(如松下 NAIS 的 FP0, FPΣ 系列), 包括脉冲输出功能, 模拟量输出等。使用这种 PLC 来做运动控制系统的上位控制时, 可以同时利用 PLC 的 I/O 口功能, 可谓一举两得。PLC 通常都采用梯形图编程, 对开发人员来说简单易学, 省时省力。还有一点不可忽

视,就是它可以与 HMI(人机界面)进行通信,在线修改运动参数,如轴号、速度、位移等。这样整个控制系统中从输入到控制再到显示,非常便利。一方面将界面友好化,另一方面从整体上节省了控制系统的成本。但具有脉冲输出功能的 PLC 大多都是晶体管输出类型的,这种输出类型的输出口驱动电流不大,一般只有 $0.1\sim 0.2\text{A}$ 。在工业生产中,作为 PLC 驱动的负载来说,很多继电器开关的容量都要比这大,需要添加中间放大电路或转换模块。与此同时,由于 PLC 的工作方式(循环扫描)决定了它作为上位控制时的实时性能不是很高,要受 PLC 每步扫描时间的限制。而且控制执行机构进行复杂轨迹的动作就不太容易实现,虽说有的 PLC 已经有直线插补、圆弧插补功能,但由于其本身的脉冲输出频率也是有限的,对于诸如伺服电机高速高精度多轴联动,高速插补等动作,它实现起来仍然较为困难。这种方案主要适用于运动过程比较简单、运动轨迹固定的设备,如送料设备、自动焊机。

3) 专用数控系统

专用的数控系统一般都是针对专用设备或专用行业而设计开发生产的,如专用车床数控系统、铣床数控系统、切割机数控系统等。它集成了计算机的核心部件,输入、输出外围设备以及为专门应用而开发的软件。由于是“专业对口”,人们可以尽情发挥“拿来主义”。不需要进行二次开发,对使用者来说只需通过熟悉过程达到能操作的目的即可。在我国制造业的高端装备中大量使用了国外知名品牌的产品,如西门子、法纳克、法格、海宝等。当然,之所以它们能大规模广泛地被采用是因为其功能丰富,性能稳定可靠。但为之付出的代价就是高成本。因此,适用于控制要求较高且产品档次较高的数控设备生产厂家和使用者。

4) PC+运动控制卡

随着 PC 的发展和普及,采用 PC+运动控制卡作为上位控制将是运动控制系统的—个主要发展趋势。这种方案可充分利用计算机资源,用于运动过程、运动轨迹都比较复杂,且柔性比较强的机器和设备。从用户使用的角度来看,基于 PC 的运动控制卡主要是功能上的差别:硬件接口(输入/输出信号的种类、性能)和软件接口(运动控制函数库的功能函数)。按信号类型一般分为数字卡和模拟卡。数字卡一般用于控制步进电机和伺服电机,模拟卡用于控制模拟式的伺服电机;数字卡可分为步进卡和伺服卡,步进卡的脉冲输出频率一般较低(几百 kHz),适用于控制步进电机;伺服卡的脉冲输出频率较高(频率可达几兆),能够满足对伺服电机的控制。目前随着数字式伺服电机的发展和普及,数字卡逐渐成为运动控制卡的主流。从运动控制卡的主控芯片来看,一般有 3 种形式:单片机、专用运动控制芯片和 DSP。

以单片机为主控芯片的运动控制卡,成本较低,外围电路较为复杂。由于这种方案仍是采用在程序中靠延时来控制发脉冲,脉冲波形的质量和频率都受到限制,一般用这种卡控制步进电机;以专用运动控制芯片为主控芯片的运动控制卡成本较高,但其运动控制功能由硬件电路实现,而且集成度高,所以可靠性、实时性都比较好;输出脉冲频率可以达到几兆赫兹,能够满足对步进电机和数字式伺服电机的控制。以 DSP 为主控芯片的运动控制卡利用了 DSP 对数字信号的高速处理,能够实时完成极其复杂的运动轨迹,常用于像工业机器人等复杂运动的自动化设备中。

运动控制卡是基于 PC 各种总线的步进电机或数字式伺服电机的上位控制单元,总线形式也是多种多样,通常使用的是基于 ISA 总线和 PCI 总线的。而且由于计算机主板的更新换代,ISA 总线的插槽越来越少,PCI 总线的运动控制卡是目前的主流。卡上专用 CPU

与 PC 的 CPU 构成主从式双 CPU 控制模式：PC 的 CPU 可以专注于人机界面、实时监控和发送指令等系统管理工作；卡上专用 CPU 来处理所有运动控制的细节：升降速计算、行程控制、多轴插补等，无须占用 PC 资源。同时随卡还提供功能强大的运动控制软件库：C 语言运动库、Windows DLL 动态链接库等，让用户更快、更有效地解决复杂的运动控制问题。运动控制卡的功能图如图 3-2 所示(以 MPC02 为例)。

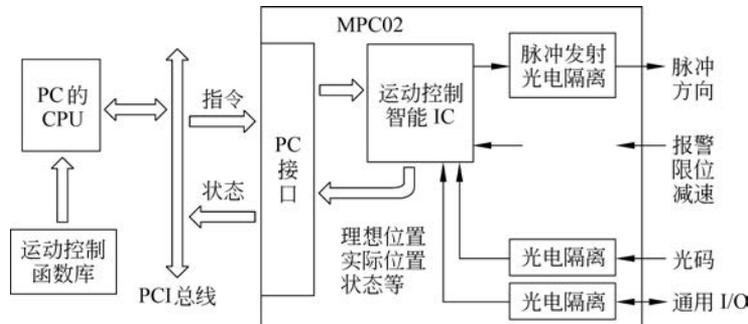


图 3-2 运动控制卡的功能图

运动控制卡接受主 CPU 的指令，进行运动轨迹规划，包括脉冲和方向信号的输出、自动升降速处理、原点和限位开关等信号的检测等。每块运动控制卡可控制多轴步进电机或数字式伺服电机，并支持多卡共用，以实现更多运动轴的控制；每个轴都可以输出脉冲和方向信号，并可输入原点、减速、限位等开关信号，以实现回原点、限位保护等功能。开关信号由控制卡自动检测并做出反应。

目前的运动控制卡主要特征有开放式结构、使用简便、功能丰富、可靠性高等。具体的特征体现在硬件和软件两个方面：在硬件方面采用 PC 的 ISA 总线方式，各种设置采用简单的跳线和拨码开关；接线方式采用 D 型插头；采用 PC 的 PCI 总线方式，卡上无须进行任何跳线设置，所有资源自动配置，接线方式采用 SISC 型插头，可使用屏蔽线缆，并且所有的输入、输出信号均用光电隔离，提高了控制卡的可靠性和抗干扰能力；在软件方面提供了丰富的运动控制函数库，以满足不同的应用要求。用户只需根据控制系统的要求编制人机界面，并调用控制卡运动函数库中的指令函数，就可以开发出既满足要求又成本低廉的多轴运动控制系统。

控制卡的运动控制功能主要取决于运动函数库。运动函数库为单轴及多轴的步进或伺服控制提供了许多运动函数：单轴运动、多轴独立运动、多轴插补运动等。另外，为了配合运动控制系统的开发，还提供了一些辅助函数：中断处理、编码器反馈、间隙补偿、运动中变速等。

2. 伺服电机及驱动器

运动控制系统的发展趋势是交流伺服驱动取代传统的液压、直流和步进驱动，以便使系统性能达到一个全新的水平，包括更短的周期、更高的生产率、更高的可靠性和更长的寿命。在传动领域内，往往需要对被控对象实现高精度位置控制，实现精确位置控制的一个基本条件是需要有高精度的执行机构。而目前，基于稀土永磁体的交流永磁伺服驱动系统，能提供最高水平的动态响应和扭矩密度。因此，近些年兴起的交流伺服电机传动技术却能以较低的成本获取极高的位置控制。世界上许多知名电机制造商如松下、SANYO、西门子等公司

纷纷推出自己的交流伺服电机和伺服驱动器。

1) 两相交流伺服电机结构与原理

两相交流伺服电机可分为不带任何阻尼元件的普通型两相伺服电机及带阻尼元件的阻尼型两相伺服电机。根据阻尼元件的不同,可以分为黏性阻尼两相伺服电机和惯性阻尼两相伺服电机。普通型交流伺服电机按其转子的结构,可分为笼型转子和杯型转子两相伺服电机,伺服电机有的还与测速发电机组成伺服测速机组。

两相交流伺服电机工作原理图如图 3-3 所示。

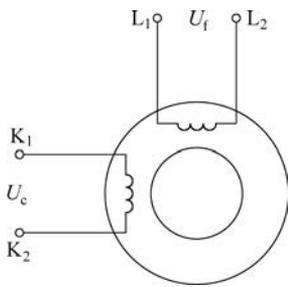


图 3-3 两相交流伺服电机
工作原理图

电机定子上布置有空间相差 90° 电度角的两相绕组,励磁绕组 L_1-L_2 馈以固定的电压 $U_f = U_m \sin \omega t$,控制绕组 K_1-K_2 馈以控制电压 $U_c = U_m \cos \omega t$ 。当两相绕组产生磁动势幅值相等、电机处于对称状态时,在定子、转子之间的气隙中产生合成磁动势是一个圆形旋转磁场,其转速 n_s 称为同步转速。旋转磁场切割转子导条,产生感应电动势和电流,电流与旋转磁场相互作用,产生转矩,于是转子沿着旋转磁场方向旋转,转速为 n ,其转差率为 $s = (n_s - n) / n_s$ 。转子静止时, $n = 0, s = 1$,空载时, $n = n_0 < n_s$,转差率 $s_0 = (n_s - n_0) / n_s$ 。

两相交流伺服电机在运行过程中,控制电压经常是变化的,即电机经常处于不对称状态。因此,两相绕组磁动势的幅值并不相等,相位差也不是 90° 电角度,故气隙中的合成磁场是椭圆形旋转磁场。椭圆形旋转磁场可用正序圆形旋转磁场和负序圆形旋转磁场等效。由于负序旋转磁场产生制动转矩,并随两相不对称程度增大而增加,因此,两相交流伺服电动机的空载转速 n_0 比一般异步电机低得多,空载电流的标么值也比一般异步电机大得多。

交流伺服电机的工作原理和单相感应电动机无本质上的差异。但是,交流伺服电机必须具备一个性能,就是能克服所谓“自转”现象,即无控制信号时,它不应转动,特别是当它已在转动时,如果控制信号消失,它应能立即停止转动。而普通的感应电动机转动起来以后,如控制信号消失,往往仍在继续转动。

当电机原来处于静止状态时,如控制绕组不加控制电压,此时只有励磁绕组通电产生脉动磁场,可以把脉动磁场看成两个圆形旋转磁场,这两个圆形旋转磁场以同样的大小和转速,向相反方向旋转,所建立的正、反转旋转磁场分别切割笼型绕组(或杯形壁)并感应出大小相同,相位相反的电动势和电流(或涡流),这些电流分别与各自的磁场作用产生的力矩也大小相等、方向相反,合成力矩为零,伺服电机转子转不起来。一旦控制系统有偏差信号,控制绕组就要接受与之相对应的控制电压。在一般情况下,电机内部产生的磁场是椭圆形旋转磁场。一个椭圆形旋转磁场可以看成是由两个圆形旋转磁场合成起来的。这两个圆形旋转磁场幅值不等(与原椭圆旋转磁场转向相同的正转磁场大,与原转向相反的反转磁场小),但以相同的速度,向相反的方向旋转。它们切割转子绕组感应的电势和电流以及产生的电磁力矩也方向相反、大小不等(正转者大,反转者小)合成力矩不为零,所以伺服电机就朝着正转磁场的方向转动起来,随着信号的增强,磁场接近圆形,此时正转磁场及其力矩增大,反转磁场及其力矩减小,合成力矩变大,如负载力矩不变,转子的速度就增加。如果改变控制电压的相位,即移相 180° ,旋转磁场的转向相反,因而产生的合成力矩方向也相反,伺服电

机将反转。若控制信号消失,只有励磁绕组通入电流,伺服电机产生的磁场将是脉动磁场,转子很快地停下来。

为使交流伺服电机具有“控制信号消失则立即停止转动”的功能,把它的转子电阻做得特别大,使它的临界转差率 S_k 大于 1。在电机运行过程中,如果控制信号降为“零”,励磁电流仍然存在,气隙中产生一个脉动磁场,此脉动磁场可视为正向旋转磁场和反向旋转磁场的合成。图 3-4 画出正向及反向旋转磁场切割转子导体后产生的力矩-转速特性曲线 1、2,以及它们的合成特性曲线 3。图 3-4(b)中,假设电动机原来在单一正向旋转磁场的带动下运行于 A 点,此时负载力矩是 M_L 。一旦控制信号消失,气隙磁场转化为脉动磁场,它可视为正向旋转磁场和反向旋转磁场的合成,电机即按合成特性曲线 3 运行。由于转子的惯性,运行点由 A 点移到 B 点,此时电动机产生了一个与转子原来转动方向相反的制动力矩 M_Z 。在负载力矩 M_L 和制动力矩 M_Z 的作用下,转子迅速停止。必须指出,普通的两相和三相异步电动机正常情况下都是对称运行的,不对称运行属于故障状态。而交流伺服电机则可以靠不同程度的不对称运行来达到控制目的。这是交流伺服电机在运行上与普通异步电动机的根本区别。

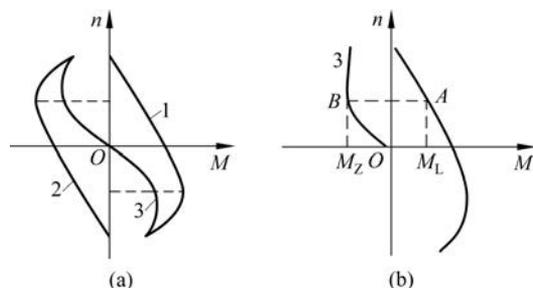


图 3-4 交流伺服电机的机械特性

2) 交流伺服电机的控制方式

交流伺服电机的励磁绕组和控制绕组一般都设计成对称的,即串联匝数、绕组系数和导线线径都相同,空间位置相差 90° 电角度。如在两相绕组上加以幅值相等、相位差 90° 电角度的对称电压,则在电机的气隙中产生圆形旋转磁场。若两个电压幅值不等或相位差不是 90° 电角度,则产生的磁场将是一个椭圆形旋转磁场。加在控制绕组上的信号不同,产生的磁场椭圆度也不相同。例如,负载转矩一定,改变控制信号,就可以改变磁场的圆度,从而控制伺服电动机的转速。显然,交流伺服电机的控制方式有 3 种:幅值控制、相位控制和幅值相位控制。

保持控制电压和励磁电压之间的相位差角 β 为 90° ,仅仅改变控制电压的幅值,这种控制方式叫幅值控制。保持控制电压的幅值不变,仅仅改变控制电压与励磁电压的相位差 β ,这种控制方式叫相位控制;在励磁电路串联移相电容,改变控制电压的幅值以引起励磁电压的幅值及其相对于控制电压的相位差发生变化,这种控制方式叫幅值相位控制(或电容控制)。

为了表明在不同控制电压下电机合成磁场的性质,从而得知电机的性能,可引入信号系数的概念。控制方法不同,信号系数的含义也不一样。图 3-5 显示了这 3 种控制方式的电气原理和相量图。

而使 $|\dot{U}_C|/|\dot{U}_L| = \alpha$ 改变, α 称为信号系数。当 $\dot{U}_C = 0$ 时, $\alpha = 0$,定子产生脉动磁场,电机

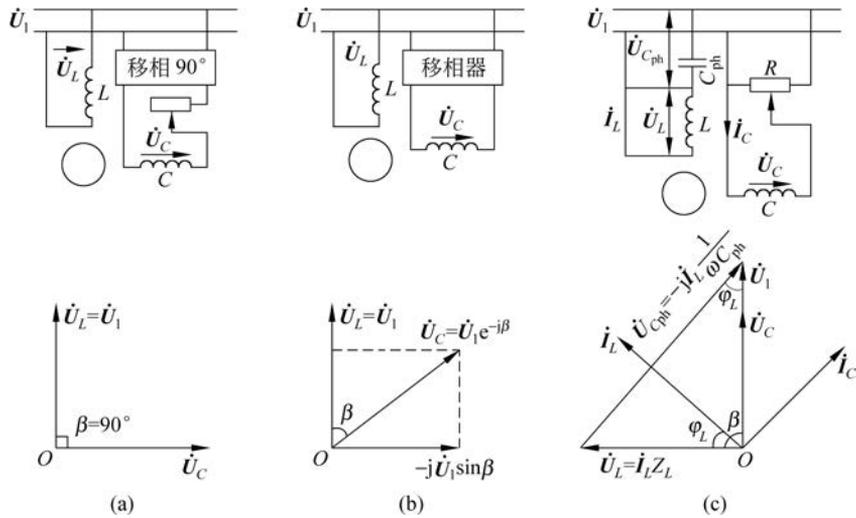


图 3-5 交流伺服电机控制方式

停止。当 $|\dot{U}_C| = |\dot{U}_L|$ 时, $\alpha = 1$, 定子产生圆形磁场, 电机处于对称运行状态。当 $0 < |\dot{U}_C| < |\dot{U}_L|$ 时, 对应的 $0 < \alpha < 1$, 定子产生椭圆形旋转磁场。

幅值控制如图 3-5(a) 所示, 励磁绕组 L 直接接到额定电压为 \dot{U}_1 的交流电源上, 即 $\dot{U}_L = \dot{U}_1$, 控制绕组 C 的两端加上相位与励磁电压 \dot{U}_L 相差 90° 的控制电压 \dot{U}_C , 控制电压 \dot{U}_C 的相位保持不变, 改变其幅值, 以控制电机的转速, 即保持 \dot{U}_1 与 \dot{U}_C 之间的相位差为 90° , 而使 $|\dot{U}_C|/|\dot{U}_L| = \alpha$ 改变, α 称信号系数。当 $\dot{U}_C = 0$ 时, $\alpha = 0$, 定子产生脉动磁场, 电机停止。当 $|\dot{U}_C| = |\dot{U}_L|$ 时, $\alpha = 1$, 定子产生圆形磁场, 电机处于对称运行状态。当 $0 < |\dot{U}_C| < |\dot{U}_1|$ 时, 对应的 $0 < \alpha < 1$, 定子产生椭圆形旋转磁场。

相位控制如图 3-5(b) 所示, 励磁绕组 L 仍直接接到电源上, 控制绕组 C 则经过移相器接到同一电源上, 控制电压 \dot{U}_C 的幅值保持不变, 且 $|\dot{U}_L| = |\dot{U}_C| = |\dot{U}_1|$, 而改变控制电压和励磁电压之间的相位差角 β , 即 β 为变量。

幅值相位控制如图 3-5(c) 所示, 励磁绕组通过移相电容 C_{ph} 接到单相交流电源上, 控制绕组通过电压调节器(例如交流放大器或分压电位器 R) 接到同一交流电源上。为简单方便, 假定控制电压 \dot{U}_C 和电源电压 \dot{U}_1 同相。电容器 C_{ph} 的作用是将励磁电压 \dot{U}_L 和控制电压 \dot{U}_C 分相。电压调节器 R 的作用是改变控制电压的幅值, 实现对电动机的控制。

注意, 尽管控制电压 \dot{U}_C 的相位不变, 并且和电源电压同相, 但当改变控制电压的幅值时, 励磁电压 \dot{U}_L 的幅值和相位都随控制电压的变化而变化。这是因为 $\dot{U}_L = \dot{U}_1 - \dot{U}_{C_{ph}}$ 电容 C_{ph} 两端的电压 $\dot{U}_{C_{ph}} = -j\dot{I}_L X_{x_{ph}}$, 代入上式可得 $\dot{U}_L = \dot{U}_1 + j\dot{I}_L X_{x_{ph}}$ 。

由此可见, 励磁电压的大小和相位与励磁电流 \dot{I}_L 有关, 而 \dot{I}_L 不是常数, 它与电动机的转速有关。根据电机学理论, 定子电流中包括产生磁通的励磁分量和补偿转子电流的转子分量。在一定的绕组端电压作用下, 励磁分量不变, 而转子分量则随转速的升高而减小。即

在改变控制电压的幅值以控制电机的转速时,励磁电路中 \dot{i}_L 的大小和相位都会改变,从而改变了 \dot{U}_L 的大小和相位。即幅值相位控制时,励磁电压的幅值及其与控制电压之间的相位差都是变量。这种控制方法是利用串联电容器来分相,它不需要复杂的移相装置,设备简单,成本较低,是一种常用的控制方式。采用这种控制方式时就称为电容伺服电机。

3) 交流伺服电机的运行特性

交流伺服电机的运行特性有机械特性和调节特性,如图 3-6 所示。

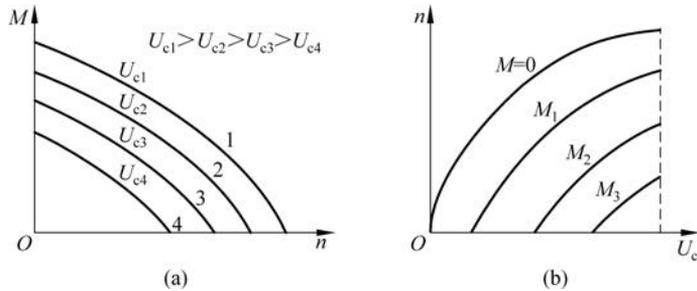


图 3-6 交流伺服电机的运行特性

(1) 机械特性。

当励磁电压与控制电压的幅值相等且相位差为 90° 时,将产生圆形旋转磁场,这时机械特性曲线与一般异步电动机相似,如图 3-6(a)中的 1 所示。显然曲线 1 的非线性较强。当控制电压仅幅值变小时,则磁场变为椭圆形旋转磁场,且产生的合成力矩也随之减小。所以曲线向下移,随着控制电压幅值的不断下降,曲线就不断下移,同时理想空载($T=0$)转速也不断下降,但非线性程度却越来越轻。

(2) 调节特性。

图 3-6(b)为电机速度的调节特性。根据图 3-6(a)的机械特性,作出一系列平行于横轴的力矩线,每一力矩线与各不同控制电压的机械特性曲线相交,将这些交点对应的转速及控制电压画成曲线,就得到该输出力矩下的调节特性。根据不同的力矩线,就可得到不同输出力矩下的调节特性。交流伺服电机的机械特性和调节特性是非线性的,直流伺服电机的两特性是线性的;直流伺服电机的机械特性是硬特性,交流伺服电机的机械特性较软,特别是低速时更为严重。交流伺服电机广泛用于自动控制、自动检测系统和计算装置中,近年来在数控机床的伺服系统中的应用越来越多。

4) 伺服电机的发展

自 20 世纪 80 年代以来,随着现代电机技术、现代电力电子技术、微电子技术、控制技术及计算机技术等支撑技术的快速发展,交流伺服控制技术的发展得以极大的迈进,使得先前困扰着交流伺服系统的电机控制复杂、调速性能差等问题取得了突破性的进展,交流伺服系统的性能日渐提高,价格趋于合理,使得交流伺服系统取代直流伺服系统尤其是在高精度、高性能要求的伺服驱动领域成了现代伺服驱动系统的一个发展趋势。研究和发高性能交流伺服系统成为国内外同仁的共识。有些努力已经取得了很大的成果,“硬形式”上存在包括提高制作电机材料的性能,改进电机结构,提高逆变器和检测元件性能、精度等方面,“软形式”上存在从控制策略的角度着手提高伺服系统性能的研究和探索,如采用“卡尔曼滤波

法”估计转子转速和位置的“无速度传感器化”；采用高性能的永磁材料和加工技术改进 PMSM 转子结构和性能,以通过消除/削弱因齿槽转矩所造成的 PMSM 转矩脉动对系统性能的影响；采用基于现代控制理论为基础的具有较强鲁棒性的滑模控制策略以提高系统对参数摄动的自适应能力；在传统 PID 控制基础上引入非线性和自适应设计方法以提高系统对非线性负载类的调节和自适应能力；基于智能控制方法的电机参数和模型识别,以及负载特性识别。

采用 PMSM 的控制系统特点如下：

(1) 由于采用了永磁材料磁极,特别是采用了稀土金属永磁,因此容量相同时电机的体积小、重量轻。

(2) 转子没有铜损和铁损,又没有滑环和电刷的摩擦损耗,运行效率高。

(3) 转动惯量小,允许脉冲转矩大,可获得较高的加速度,动态性能好。

(4) 结构紧凑,运行可靠。

稀土永磁同步电动机是使用最多的伺服电机品种。这种电机的特点是结构简单、运行可靠、易维护或免维护；体积小,质量轻；损耗少,效率高。现今的永磁同步电动机定子多采用三相正弦交流电驱动,转子一般由永磁体磁化为 3~4 对磁极,产生正弦磁动势。高性能的永磁同步电动机由电压源型逆变器驱动,采用高分辨率的绝对式位置反馈装置。高性能的交流伺服系统要求永磁同步电动机尽量具有线性的数学模型。这就需要通过电机转子磁场的优化设计,使转子产生正弦磁动势,并改进定子、转子结构,消除齿槽力矩,减小电磁转矩波动。这样通过对电机本体的设计来提高其控制特性。

5) 伺服驱动器

伺服驱动器主要包括功率驱动单元和伺服控制单元,功率驱动单元采用三相全桥不控整流,三相正弦 PWM 电压型逆变器变频的 AC-DC-AC 结构。为避免上电时出现过大的瞬时电流以及电机制动时产生很高的泵升电压,设有软启动电路和能耗泄放电路。逆变部分采用集驱动电路,保护电路和功率开关于一体的智能功率模块(IPM),开关频率可达 20kHz。

伺服控制单元是整个交流伺服系统的核心,实现系统位置控制、速度控制、转矩和电流控制器。数字信号处理器(DSP)被广泛应用于交流伺服系统,各大公司推出的面向电机控制的专用 DSP 芯片,除具有快速的数据处理能力外,还集成了丰富的用于电机控制的专用集成电路,如 A/D 转换器、PWM 发生器、定时计数器电路、异步通信电路、CAN 总线收发器以及高速的可编程静态 RAM 和大容量的程序存储器等。

3. 检测元件

检测元件是伺服运动控制系统中的主要元件,对于一个设计完善的伺服系统,其定位精度等主要取决于检测元件。在伺服运动控制系统中,检测元件根据应用要求通常采用高分辨率的旋转变压器、测速电机,感应同步器、光电编码器、磁编码器和光栅等元件。但应用最普遍的就是旋转式光电编码器和光栅。旋转式光电编码器一般安装在电机轴的后端部用于通过检测脉冲来计算电机的转速和位置,光栅通常安装在机械平台上用于检测机械平台的位移,以构成一个大的伺服闭环结构。

旋转光电编码器分为增量式和绝对式,较其他检测元件有直接输出数字量信号,惯量低,低噪声,高精度,高分辨率,制作简便,成本低等优点。增量式编码器结构简单,制作容

易,直接利用光电转换原理输出3组方波脉冲A、B和Z相;A、B两组脉冲相位差 90° ,从而可方便地判断出旋转方向,而Z相为每转一个脉冲,用于基准点定位。它的优点是原理构造简单,机械平均寿命可在几万小时以上,抗干扰能力强,可靠性高,适合于长距离传输。由于其给出的位置信息是增量式的,当应用于伺服领域时需要初始定位。格雷码绝对式编码器一般都做成循环二进制代码,码道道数与二进制位数相同。格雷码绝对式编码器可直接输出转子的绝对位置,不需要测定初始位置。但其工艺复杂、成本高,实现高分辨率、高精度较为困难。通用的交流伺服系统上采用的绝对式编码器精度一般在12~20位。当前世界上生产光电轴角编码器的主要厂家有:德国Heidenhain公司,OPTION公司;美国的Itek公司,B&L公司,三丰公司;日本的尼康公司和佳能公司。此外,英国、瑞士和俄罗斯的一些厂家也在光电轴角编码器的研制方面做出了很多贡献。其中Heidenhain公司生产的编码器系列以其优质的性能、多样的品种誉满全球,居国际领先水平。日本编码器工业在工业机器人及办公自动化迅速普及的影响下,偏重于小型化、智能化的发展方向。

光栅是闭环位置伺服系统中另一个用得较多的测量装置,可用作位移或转角的检测,且测量输出的信号为数字信号,它测量范围大,测量精度高,可达几微米。光栅传感器把被测位移量转变为电信号,经前置放大和电路处理后,送入下位机进行综合运算处理后输出,并通过LED显示。它们广泛地用于各类机床、工业自动化、航空、航天、军工装备和科学研究的检测设备、装备、仪器的数显、数控领域之中,被作为长度或直线位移量生产的检测与控制的核心系统。它们还适用于对上述旧机床、设备、装备仪器的技术更新与改造。与计算机联机使用,具有更广泛的应用前景。

4. 典型机械结构

交流伺服运动控制系统通常采用滚珠丝杠驱动机械本体,可以良好地克服间隙误差和摩擦力的影响。滚珠丝杠副发热率低,温升小以及在加工过程中对丝杠采取预拉伸并预紧消除轴向间隙等措施,使丝杠副具有高的定位精度和重复定位精度。如图3-7所示是具有高精度的滚珠丝杠驱动机构的运动平台。

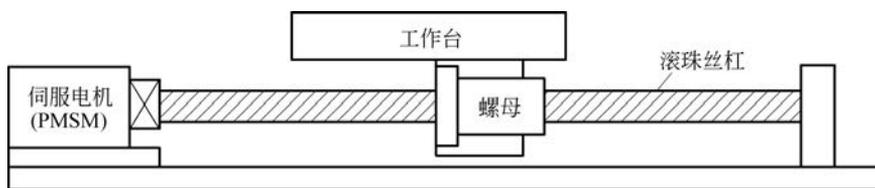


图 3-7 具有高精度的滚珠丝杠驱动机构的运动平台

1) 滚珠丝杠副的工作原理

将回转运动转换为直线运动一般都采用滚珠丝杠螺母机构,因它具有摩擦阻力小,传动效率高,运动灵敏,无爬行现象,可进行预紧以实现无间隙运动,传动刚度高,反向时无空程死区等特点。

滚珠丝杠螺母机构的工作原理如图3-8所示。在丝杠和螺母上各加工有圆弧形螺旋槽,将它们套装起来便形成螺旋形滚道,在滚道内装满滚珠。当丝杠相对螺母旋转时,丝杠的螺旋面经滚珠推动螺母轴向移动,同时滚珠沿螺旋形滚道滚动,使丝杠和螺母之间的滑动

摩擦转变为滚珠与丝杠、螺母之间的滚动摩擦。螺母螺旋槽的两端用回珠管连接起来,使滚珠能够从一端重新回到另一端,构成一个闭合的循环回路。

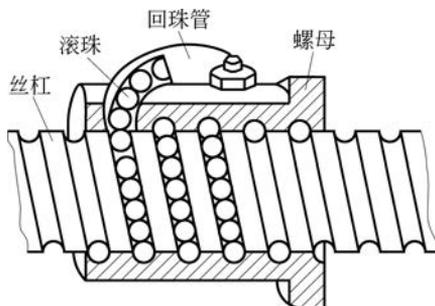


图 3-8 滚珠丝杠螺母机构的工作原理

2) 滚珠丝杠副的间隙消除

为了消除丝杠和螺母之间的轴向间隙,并进行适当预紧,机床上实际都采用双螺母结构,如图 3-9 所示。结构相同的两个单螺母安装在螺母座的孔中,通过垫片、螺母等调整间隙,螺母座则固定在工作台等运动部件上。

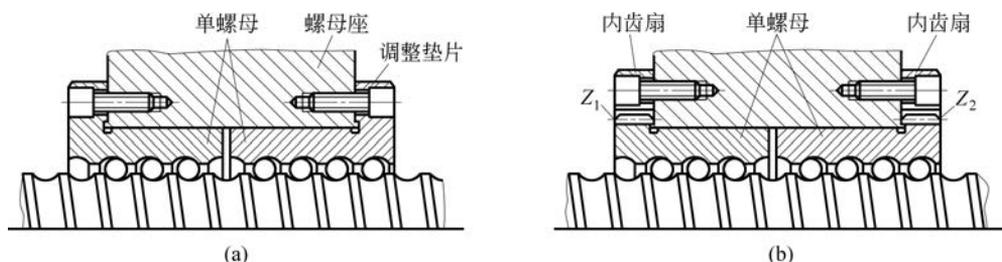


图 3-9 滚珠丝杠螺母机构的调整

图 3-9(a)为垫片调隙式双螺母结构,两个单螺母用螺钉固定在螺母座上,通过修磨垫片的厚度,使两螺母间产生一定的轴向位移,即可消除间隙,并获得所需预紧量。

图 3-9(b)为齿差调隙式双螺母结构,在两单螺母的凸缘上各制有外圆柱齿轮,其齿数分别为 Z_1 、 Z_2 ,且二者的差值 $\Delta = Z_1 - Z_2 = 1$;在螺母座的左右端面上,用螺钉和销钉固定着内齿扇,分别与两螺母上的外齿轮啮合。轴向间隙可通过两螺母相对转过一定角度而加以调整,调整方法如下:先在螺母与内齿扇端面上做记号以标明原先的相对位置,然后松开内齿扇的紧固螺钉,并将其向外拉出(由销钉导向以保持其轴向位置不变),使其与螺母上齿轮脱离啮合;此时可根据间隙与所需预紧力大小,将螺母转过一定齿数,其螺母上螺旋槽相对丝杠的螺旋槽轴向移动相应距离,从而使间隙得以调整。调整妥当后,重新将内齿扇向里推入,并加以紧固。调整时,如果只将一个螺母转过一齿,则间隙调整量 $\Delta = L/Z_1$ 或 $\Delta = L/Z_2$ (L 为丝杠导程,单位为 mm);如需微量调整,可将两个螺母同向各转过一齿,此时间隙调整量 $\Delta = L/Z_1 Z_2$ 。设 Z_1 、 Z_2 分别为 99 和 100,丝杠导程 $L = 10\text{mm}$,则可以获得的最小调整量 $\Delta = 10/(99 \times 100) \approx 0.001\text{mm}$ 。由于这种调整结构能非常可靠地获得精确的调整量,因而在数控机床上应用较广。

3) 滚珠丝杠预加载荷

滚珠丝杠的预加载荷是根据下述原则确定的,设在图 3-10 所示预紧后的滚珠螺母体上受一个外载荷 F ,方向为向右,则右螺母的接触变形(指螺母滚道—钢珠—丝杠滚道沿接触线的变形,下同)加大,左螺母接触变形则减小。 F 大到某种程度,可使左螺母的接触变形减小至零。如果 F 再加大,则左螺母与丝杠间将出现间隙,影响定位精度。经验证,不受力侧的螺母接触变形降至零的外载荷 F ,约等于预加载荷 F_0 的 3 倍, $F \approx 3F_0$ 。因此,滚珠丝杠的预加载荷 F_0 ,应不低于丝杠最大轴向载荷的 1/3。预紧后的刚度,可提高为无预紧时的 2 倍。但是,预加载荷加大,将使寿命下降并使摩擦力矩加大。通常,滚珠丝杠在出厂时,就已由制造厂调好预加载荷。预加载荷往往与丝杠副的额定动载荷 C_0 有一定的比例关系。例如有的工厂定 $F_0 = [(1/9) - (1/10)]C_0$ 。如果 F_0 值大于最大轴向载荷的 1/3,则订货时对预加载荷不必提特殊要求。

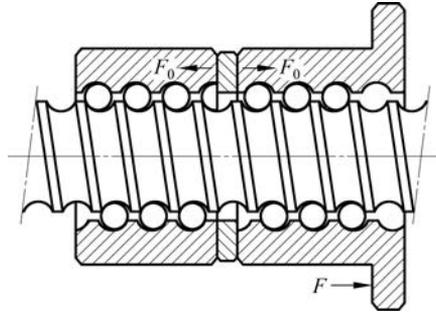


图 3-10 预加载荷消除间隙

4) 滚珠丝杠的预拉伸

滚珠丝杠在工作时难免要发热,其温度将高于床身。丝杠的热膨胀将使导程加大,影响定位精度。为了补偿热膨胀,可将丝杠预拉伸。预拉伸量应略大于热膨胀量。发热后,热膨胀量抵消了部分预拉伸量,使丝杠内的拉应力下降,但长度却没有变化。需进行预拉伸的丝杠在制造时应使其目标行程(螺纹部分在常温下的长度)等于公称行程(螺纹部分的理论长度,等于公称导程乘以丝杠上螺纹头数)减去预拉伸量。预拉伸后达到公称行程值。滚珠丝杠的预拉伸,由装配结构和装配方法来实现。

3.2 PMSM 伺服系统的数学模型

基于永磁同步电机及其驱动器为核心的伺服运动控制系统建立的数学模型,在伺服运动控制领域得到了广泛的应用。

3.2.1 PMSM 的基本结构及种类

PMSM 定子由三相绕组以及铁芯构成,并且电枢绕组常以 Y 形连接;在转子结构上,PMSM 用永磁体取代电励磁,从而省去了励磁线圈、滑环和电刷。与普通电动机相比,PMSM 还必须装有转子永磁体位置检测器,用来检测磁极位置,并以此对电枢电流进行控制达到对 PMSM 伺服控制的目的。PMSM 的气隙长度在物理上是均匀的,但是由于永磁材料的磁阻和铁磁材料的磁阻不一样,气隙磁阻的分布并不均匀。通常 d 轴即磁极轴线的磁阻比 q 轴相邻两个磁极的中性线的磁阻大。

PMSM 是由绕线式同步电动机发展而来的,其结构与绕线式同步电动机基本相同。它除了具有一般同步电动机的工作特性外,还具有效率高、结构简单、易于控制、性能优良等优点。PMSM 的结构如图 3-11 所示。PMSM 广泛应用于军事装备、计算机外围设备、办公机

械、仪器仪表、数控机床、汽车电器、家用电器等领域,品种繁多,使用量大且应用面广。

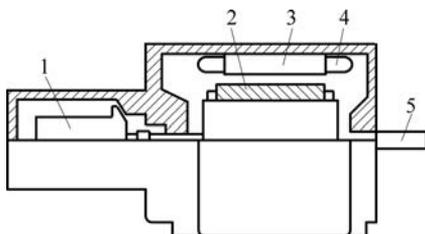


图 3-11 PMSM 的结构图

1—检测器；2—永磁体；3—电枢铁芯；4—三相电枢绕组；5—输出轴

根据永磁体在转子上安装的位置不同,PMSM 转子可以分为 3 种:凸装式、嵌入式和内埋式,如图 3-12 所示。凸装式和嵌入式结构可以减小转子直径,从而降低转动惯量。如果将永磁体直接粘在转轴上还可以获得低电感,这有利于电动机动态性能的改善。内埋式转子是将永磁体装在转子铁芯内部,其磁路气隙比较小,适用于弱磁控制,为了便于控制,PMSM 的定子绕组一般都采用短距分布绕组,气隙磁场设计为正弦波,以产生正弦波反电势。



图 3-12 PMSM 转子的 3 种结构形式

设 l_g 为转子永磁体表面到定子表面的距离, l_m 为永磁体的厚度, l_{mg} 为等效气隙长度,永磁材料的磁导率与空气几乎相等,凸装式转子结构可以认为是均匀的,这样可以得到

$$l_{mg} = \frac{l_m}{\mu_r} + l_g \quad (3-1)$$

式中, μ_r 为相对磁导率。

对于转子为凸装式的 PMSM,其交轴和直轴磁路对称,因此可以得到

$$L_{md} = L_{mq} = L_m \quad (3-2)$$

式中, L_{md} 和 L_{mq} 是 dq 轴的励磁电感, L_m 是励磁电感。

对于转子为嵌入式的 PMSM 有

$$L_{md} < L_{mq} \quad (3-3)$$

3.2.2 PMSM 的数学模型

PMSM 的基本方程包括电动机的运动方程、物理方程和转矩方程,这些方程是其数学模型的基础。控制对象的数学模型应当能够准确地反应被控系统的静态和动态特性,数学模型的准确程度是控制系统动、静态性能好坏的关键。

PMSM 的物理方程：在不影响控制性能的前提下，忽略电动机铁芯的饱和，永磁材料的磁导率为零，不计涡流和磁滞损耗，三相绕组是对称、均匀的，绕组中感应电感波形是正弦波。这样可以得到如图 3-13 所示的 PMSM 等效结构坐标图，图中 Oa 、 Ob 、 Oc 为三相定子绕组的轴线，取转子的轴线与定子 a 相绕组的电气角为 θ 。

PMSM 的物理方程如下：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a \cos 0^\circ & L_{ab} \cos 120^\circ & L_{ac} \cos 240^\circ \\ L_{ab} \cos 120^\circ & L_b \cos 0^\circ & L_{bc} \cos 240^\circ \\ L_{ac} \cos 240^\circ & L_{bc} \cos 120^\circ & L_c \cos 0^\circ \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \varphi_f \quad (3-5)$$

式中， u_a 、 u_b 、 u_c 是三相定子绕组的电压； i_a 、 i_b 、 i_c 是三相定子绕组的电流； φ_a 、 φ_b 、 φ_c 是三相定子绕组的磁链； R_a 、 R_b 、 R_c 是三相定子绕组的电路，并且 $R_a = R_b = R_c = R$ ； φ_f 是转子磁场的等效磁链； L_a 、 L_b 、 L_c 表示为自感； L_{ab} 、 L_{bc} 、 L_{ac} 表示为互感。

三相定子交流电主要作用就是产生一个旋转的磁场，从这个角度来看，可以用一个两相系统来等效，因为两相相位正交对称绕组通以两相相位相差 90° 的交流电时，也能产生旋转磁场。在永磁同步电动机中，建立固定于转子的参考坐标，取磁极轴线为 d 轴，顺着旋转方向超前 90° 电度角为 q 轴，以 a 相绕组轴线为参考轴线， d 轴与参考轴之间的电度角为 θ ，坐标图如图 3-14 所示。

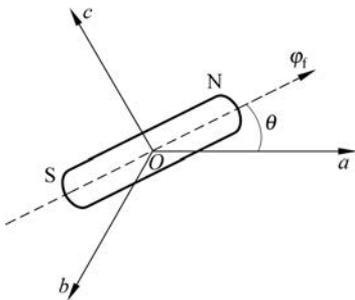


图 3-13 PMSM 等效结构坐标图

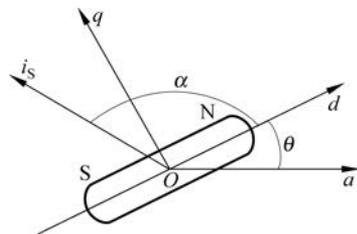


图 3-14 永磁同步电动机 dq 旋转坐标图

从而可以得到建立在 dq 旋转坐标中和三相静止坐标中的电机模型之间具有如下的关系：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

PMSM 中定子绕组一般为无中线的 Y 形连接,故 $i_o \equiv 0$ 。

在 dq 旋转坐标系中 PMSM 的电流、电压、磁链和电磁转矩方程为

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p_n\omega_r i_q \quad (3-8)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p_n\omega_r i_d - \frac{\varphi_f p_n \omega_r}{L_q} \quad (3-9)$$

$$\varphi_q = L_q i_q \quad (3-10)$$

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \quad (3-11)$$

$$\varphi_f = i_f L_{mf} \quad (3-12)$$

$$T_e = p_n(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) = p_n[\varphi_f i_q - (L_q - L_d)i_d i_q] \quad (3-13)$$

其中,

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$T_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

PMSM 的运动方程为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L \quad (3-14)$$

式中, u_d 、 u_q 为 dq 轴定子电压; i_d 、 i_q 为 dq 轴定子电流; φ_d 、 φ_q 为 dq 轴定子磁链; L_d 、 L_q 为 dq 轴定子电感; φ_f 为转子上的永磁体产生的磁势; J 为转动惯量($\text{kg} \cdot \text{m}^2$); T_L 为负载转矩,是输出转矩($\text{N} \cdot \text{m}$); B 为黏滞摩擦系数; ω_r 为转子角速度; $\omega = p_n \omega_r$ 为转子电角速度; p_n 为极对数。

PMSM 的运动特性在负载转矩 T_L 一定的情况下,主要取决于输出转矩 T_e 的大小,而电动机的转矩又是由磁场和电流共同决定的,所以对电动机转矩的控制实际就是对磁场和电流的控制。

3.2.3 PMSM 等效电路

事实上,对于 PMSM 来说 dq 轴线圈的漏感相差不是很大,可以认为近似相等。因此,电感参数可以表示为

$$L_q = L_{s\sigma} + L_{mq} \quad (3-15)$$

$$L_d = L_{s\sigma} + L_{md} \quad (3-16)$$

式中, $L_{s\sigma}$ 是 dq 轴线圈的漏感。 i_f 为归算后的等效励磁电流, $i_f = \frac{\varphi_f}{L_{md}}$, 则 PMSM 的电压方程如下且其等效电路图如图 3-15 所示。

$$u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}(L_d i_d + L_{md} i_f) - \omega L_q i_q \quad (3-17)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}(L_q i_q) + \omega(L_d i_d + L_{md} i_f) \quad (3-18)$$

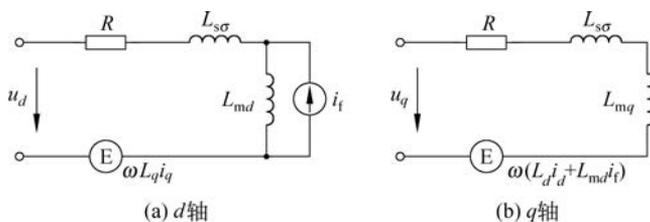


图 3-15 dq 轴表示的电压等效电路图

3.2.4 PMSM 的矢量控制原理

对于 PMSM 的控制,通常有两种控制方式。一种是针对电流控制的滞环控制;另一种是采用电压控制。滞环控制响应速度快,主要用在模拟控制中;电压控制的理论基础是空间矢量 PWM 控制,提高了逆变器的电压输出能力,保持恒定的开关频率,适合数字控制。在本书的交流伺服系统设计中,永磁同步伺服电动机采用电压控制方式。

1971 年,德国西门子公司的 Blaschke 提出了交流电动机的矢量控制理论,它是电机控制理论的第一次质的飞跃,解决了交流电机的调速问题,使得交流电机的控制跟直流电机控制一样方便可行,并且可以获得与直流调速系统相媲美的动态性能。交流电动机的矢量控制基本思想是在普通的三相交流电动机上设法模拟直流电动机转矩控制的规律,在磁场定向坐标上,将电流矢量分解成产生磁通的励磁电流分量和产生转矩的转矩电流分量,并使两分量互相垂直,彼此独立,然后分别进行调节。交流电动机的矢量控制使转矩和磁通的控制实现解耦。所谓解耦指的是控制转矩时不影响磁通的大小,控制磁通时不影响转矩。电动机调速的关键是转矩的控制。

矢量控制中所用的坐标系有两种,一种是静止坐标系;另一种是旋转坐标系。

(1) 三相定子坐标系(abc 坐标系)三相定子里有三相绕组,其绕组轴线分别为 oa 、 ob 、 oc ,彼此互差 120° 空间电角度,构成了一个 abc 三相坐标系。

(2) 两相定子坐标系($\alpha\beta$ 坐标系)两相对称绕组,通以两相对称电流,亦产生旋转磁场,对一个矢量,数学上习惯用两相直角坐标系来描述。故定义一个坐标系($\alpha\beta$ 坐标系),它的 α 轴和三相定子坐标系统的 a 轴重合, β 轴逆时针超前 α 轴 90° 空间角度。由于 α 轴固定在定子 a 相绕组轴线上,故 $\alpha\beta$ 坐标系亦称为静止坐标系。

(3) 转子坐标系($d-q$ 轴系)转子坐标系固定在转子上,其 d 轴位于转子轴线上, q 轴逆时针超前 d 轴 90° 空间电角度,该坐标系和转子一起在空间上以转子角速度旋转,故为旋转坐标系。对于永磁同步电动机, d 轴是转子磁极的轴线。

dq 坐标系、 $\alpha\beta$ 坐标系和 abc 坐标系的变换关系如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = T_{abc-dq} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{abc-\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta-dq} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

其中,

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$T_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$T_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$T_{\alpha\beta-dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

PMSM 的矢量控制也是一种基于磁场定向的控制策略,按照磁链定向控制的方法可以分为 4 种控制方案:转子磁链定向控制、定子磁链定向控制、气隙磁链定向控制、阻尼磁链定向控制。按照控制目标可以分为 $i_d=0$ 控制、 $\cos\varphi=1$ 控制、总磁链恒定控制、最大转矩/电流控制、最大输出功率控制、转矩线性控制、直接转矩控制。本书中矢量控制所采用的坐标系为 dq 旋转轴系, $i_d=0$ 矢量控制方式。

3.2.5 PMSM 的 $i_d=0$ 矢量控制方式

由式(3-13),得

$$T_e = p_n(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) = p_n[\varphi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q]$$

永磁转矩 T_m 为

$$T_m = p_n \varphi_f i_q \quad (3-20)$$

由转子凸极效应引起的磁阻转矩 T_r 为

$$T_r = -p_n(L_q - L_d) i_d i_q \quad (3-21)$$

对于凸装式的转子结构, $L_d=L_q$,不存在磁阻转矩,所以可以得到如下线性方程:

$$T_e = p_n \varphi_f i_q \quad (3-22)$$

当 $i_d=0$ 时,定子电流的 d 轴分量为 0,磁链可以化简为

$$\varphi_q = L_q i_q; \quad \varphi_d = \varphi_f \quad (3-23)$$

对于嵌入式的转子结构, $L_d < L_q$, $i_d=0$ 的控制方式比较简单,转矩可以化简为

$$T_e = p_n \varphi_f i_q \quad (3-24)$$

在 $i_d=0$ 的控制方式下,不管 PMSM 的转子结构是哪种类型,其磁链和转矩都可以化简为

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (3-25)$$

$$T_e = T_m = p_n \varphi_f i_q \quad (3-26)$$

于是,电磁转矩仅仅包括励磁转矩,定子电流合成矢量与 q 轴电流相等,这就与直流电动机的控制原理变得一样,只要能够检测出转子位置(d 轴),使三相定子电流的合成电流矢量位

于 q 轴上就可以了。这种控制策略的特点是控制简单、定子电流与电磁转矩输出成正比、无弱磁电流分量,但当 $L_d \neq L_q$ 时,无磁阻转矩输出,而且当负载加大时,定子电流线性增大,要求的逆变器容量也较大。

PMSM 位置伺服系统具有位置环、速度环和电流环 3 闭环结构,电流环和速度环作为系统的内环,位置环为系统外环。电流环是 PMSM 位置伺服系统中的一个重要环节,它是提高伺服系统控制精度和响应速度、改善控制性能的关键。PMSM 位置伺服系统要求电流环具有输出电流谐波分量小、响应速度快等性能。在 PMSM 位置伺服系统的电流环中,必须满足内环控制所需要的控制响应速度,能精确控制随转速变化的交流电流频率。速度环的作用是增强系统抗负载扰动能力,抑制速度波动。位置环的作用是保证系统的静态精度和动态跟踪性能。本章基于 PMSM 的解耦状态方程对位置伺服系统的三个环节进行设计分析,并且把变结构控制方法用于对速度环和位置环调节器的设计中,利用串级变结构控制方案使得系统具有良好的快速性、定位无超调;同时,提高系统的精度和鲁棒性。

3.2.6 PMSM 解耦状态方程

基于 PMSM 在 dq 坐标系下的数学模型式,如式(3-8)、式(3-9)、式(3-13)和式(3-14)所示,在本节中建立 PMSM 解耦状态方程。以凸装式转子结构的 PMSM 为对象,在假设磁路不饱和,不计磁滞和涡流损耗影响,空间磁场呈正弦分布的条件下,当永磁同步电机转子为圆筒形($L_d = L_q = L$),摩擦系数 $B = 0$,得 d 、 q 坐标系上永磁同步电机的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & p_n \omega_r & 0 \\ -p_n \omega_r & -R/L & -p_n \varphi_f / L \\ 0 & p_n \varphi_f / J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d / L \\ u_q / L \\ -T_L / J \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

式中, R 为绕组等效电阻(Ω); L_d 为等效 d 轴电感(H); L_q 为等效 q 轴电感(H); p_n 为极对数; ω_r 为转子角速度(rad/s); φ_f 为转子磁场的等效磁链(Wb); T_L 为负载转矩($\text{N} \cdot \text{m}$); i_d 为 d 轴电流(A); i_q 为 q 轴电流(A); J 为转动惯量($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)。

为获得线性状态方程,通常采用 $i_d \equiv 0$ 的矢量控制方式,此时有

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -p_n \varphi_f / L \\ p_n \varphi_f / J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_q / L \\ -T_L / J \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

式(3-28)即为 PMSM 的解耦状态方程。在零初始条件下,对永磁同步电机的解耦状态方程求拉氏变换,以电压 u_q 为输入,转子速度为输出的交流永磁同步电机系统框图(见图 3-16),其中 $K_c = p_n \varphi_f$ 为转矩系数。

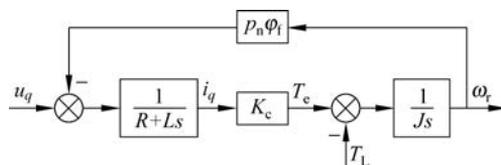


图 3-16 交流永磁同步电机系统框图

3.3 PMSM 伺服运动控制系统电流环设计

3.3.1 影响电流环性能的主要因素分析

为构成高性能的 PMSM 伺服系统电流环,基于 PMSM 矢量控制的原理,本节分析了影响 PMSM 位置伺服系统电流环各环节的主要因素,主要分析电机反电势及零点漂移对电流环的影响。影响 PWM 逆变器供电的 PMSM 矢量控制电流环动态响应特性的因素还有许多,包括电流调节器的设计、PWM 逆变器的传递特性及电机运行参数变化的影响,并且在要求无谐波电流反馈信号时,反馈电流的滤波环节又会增加动态响应时间。

1. 反电势的干扰以及 PI 电流调节器的影响

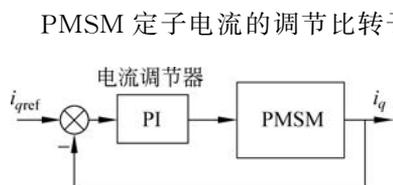


图 3-17 电流环简化控制框图

PMSM 定子电流的调节比转子更复杂、更困难、更重要,研究大多以前者为主而假定后者为理想控制情况。当不考虑 PWM 逆变器传输特性时,电流环可用图 3-17 所示的简化控制框图表示。在低速时,电流环能够得到良好的控制性能,但是当电机转速较高时,控制性能出现恶化,电流环的输出电流与其给定电流信号出现幅值和相位上的偏差。

电机转速较高时,导致控制性能出现恶化的原因主要是由于存在电机反电势,它是一个与谐波无关,幅值和相角不连续的电压信号,虽然它的变化没有电流变化快,但是在电机转速较高时对电流环的调节有影响。在低速时,电机反电势较小,通过 PI 电流调节器积分环节的调节可基本抵消反电势的干扰,电流跟随误差很小,因而总的电流控制特性良好。高速时,由于电机反电势的干扰,使得外加电压与电动势的差值减小,由式(3-29)可以看出(u_ϕ 、 e_ϕ 分别为电机相电压、电势),在 PWM 工作的逆变器中由于逆变器直流电压为恒值, e_ϕ 随转速而增加,在电机电枢绕组上的净电压减少,电流变化率降低,实际电流和给定电流间将出现明显的幅值、相位偏差,当电机转速很高时,实际电流甚至无法跟随给定电流。为了提高电流环的动态跟随性能,在系统稳定的前提下,应尽可能提高电流调节器的比例放大系数,减小积分时间常数,以此减小反电势对电流环调节性能的影响。

$$u_\phi = e_\phi + L \frac{di_q}{dt} + i_q R \quad (3-29)$$

2. 逆变器传输特性以及零点漂移的影响

PWM 逆变器,它输出的电压幅值不变,通过改变脉冲宽度来调节输出电压,其特点是电流响应快(截止频率接近调制载波的频率)、平稳性好。通常情况下,都认为 PWM 逆变器工作在线性工作状态,即调节器的输出信号幅值小于三角波的幅值,它的优点是 PWM 逆变器传递函数的增益为恒值,缺点是逆变器直流端电压的利用率较低。

在逆变器运行过程中,将会存在信号的零点漂移,它包括:给定信号的零点漂移、电流检测环节的零点漂移、调节器的零点漂移、三角波发生器的零点漂移,它们共同对逆变器的工作产生影响。在所述的零点漂移中,按照其对逆变器的影响可以分成两部分:①给定信号和电流检测环节所产生的零点漂移,它们位于电流环的环外和反馈通道中;②调节器和三角波发生器所产生的零点漂移,它们位于电流环的闭环主通道中。这两部分的零点漂移

对逆变器所产生的影响存在差别。对于前者它们对电流环的作用相当于在电流环的输入端加上一给定的偏置信号 u_b , 该信号是随时间、温度而变化的缓变直流信号。则调节器的输出电压为

$$u_{sc} = -\frac{R_2}{R_1}(u_g + u_f + u_b) - \frac{1}{R_1 C} \int (u_g + u_f + u_b) dt \quad (3-30)$$

式中, u_g 、 u_f 、 u_b 分别为电流调节器的给定、反馈、偏移电压; u_{sc} 为输出电压; R_1 、 R_2 分别为调节器的反馈与输入电阻。

一般情况下, 稳态时 $u_g + u_f = 0$, 则零点漂移电压在任何情况下都影响着调节器的输出。随着时间的推移, 电流调节器对该信号不断积分, 使得 PI 调节器的输出偏移到正的或者负的输出电压限幅值, 如果实际信号需要在这一方向上做调节, PI 调节器就失去了它应有的调节能力。另外, 如果给定存在直流偏移(即零点漂移), 检测环节没有直流偏移, 电机电流就在 PI 调节器作用下, 产生相应的偏移量和给定偏移相平衡。则在电机稳定运行过程中, 电机的三相电流存在和给定信号中零点漂移相对应的直流电流, 这将在电机磁场中产生一固定不动或者随零点漂移缓变的磁场, 从而影响电机低速运行的平稳性, 使电机电磁转矩脉动。由此可知, 给定电流信号和电流检测环节存在零点漂移将使输出电流波形部分畸变, 并影响电机的平稳运行。对于后者, 即 PI 调节器和三角波发生器所产生的零点漂移, 均相当于在 PWM 脉冲形成环节的输出端施加了直流偏置, 或者相当于将三角波信号进行了移位。它对系统产生 PWM 脉冲没有很大的影响(只要直流偏置不太大), 只是增加了电流环的非线性度。虽然系统调节没有达到理想的要求, 但它毕竟在电流环的环内, 通过电流环的调节作用, 总可以达到指定目标。因此, 这部分的零点漂移, 只要不大, 控制在十几毫伏范围内均可以满足要求。但为了提高电流环的线性度, 改善其响应性能, 各部分的零点漂移越小越好。

3.3.2 电流环 PI 综合设计

由前面建立的数学模型可以知道, PMSM 矢量控制最终归结为对电机定转子电流的控制。矢量控制的 PMSM 位置伺服系统一般是由电流环、速度环及位置环构成的 3 环调节系统, 各环节性能的最优化是整个伺服系统高性能的基础, 而外环性能的发挥依赖于系统内环的优化。尤其是电流环, 它是高性能 PMSM 位置伺服系统构成的根本, 其动态响应特性直接关系到矢量控制策略的实现, 也直接影响整个系统的动态性能。系统中必须有快速的电流环以保证定转子电流对矢量控制指令的准确跟踪, 这样才能在电机模型中将定转子电压方程略去, 或仅用小惯性环节替代, 达到矢量控制的目的。因而电流环的动态响应特性直接关系到矢量控制策略的实现, 研究同步电动机矢量控制系统必须涉及电流环的研究。根据前面阐述的 $i_d = 0$ 矢量控制方式, 可以给出在这种控制方式下 PMSM 矢量控制系统原理图(这里对系统电流环的设计, 采用的是交流电流控制 SPWM 电压型逆变器), 如图 3-18 所示。

在 SPWM 调制系统中, 逆变器的控制增益可以用式(3-31)表示。

$$K_v = \frac{U_o}{2U_{\Delta}} \quad (3-31)$$

式中, K_v 为逆变器的控制增益; U_o 为逆变器直流端输入电压; 调制比 $m = U_s / U_{\Delta}$ (输

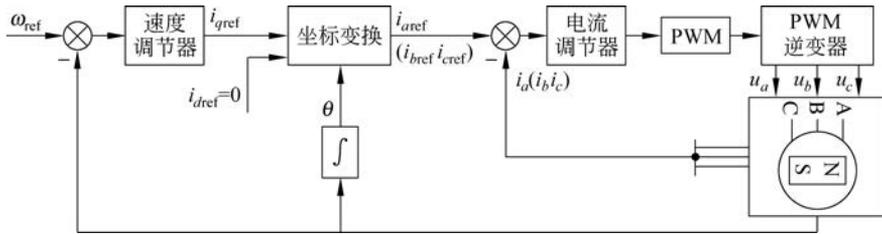


图 3-18 PMSM 矢量控制系统原理图

出调制信号幅值与三角形载波信号幅值之比)。在图 3-18 中可以知道电流环的控制对象为 PWM 逆变器和 PMSM 的电枢回路。PWM 逆变器一般可以看成具有时间常数 T_v ($T_v = \frac{1}{2f_\Delta}$, f_Δ 为三角形载波信号的频率) 和控制增益 K_v 的一阶惯性环节。

PMSM 位置伺服系统对反馈电流的测量器件的精度相响应速度有较高的要求。这是因为电流控制的性能和电流检测器件的性能有着密切的联系,高性能的转矩控制必然要求有快响应、低漂移的电流反馈检测器件。通常,在交流伺服系统中采用零磁平衡式的霍尔效应电流传感器作为电流检测器件。零磁平衡式的霍尔效应电流传感器在一定的电流范围内具有很好的线性度。因此,可将由霍尔电流传感器构成的电流检测环节当作比例环节处理。其传递系数用 K_{cf} 表示。

由于电流反馈信号中含有较多的谐波分量,这些谐波分量容易引起系统振荡,因此,电流反馈信号都要经过滤波。为了补偿滤波环节对电流惯性的影响,在电流给定的输入端设置了给定信号滤波器,且电流给定滤波时间常数和反馈滤波时间常数相等。电流反馈滤波环节可以视为时间常数为 T_{cf} 和控制增益为 K_{cf} 的一阶惯性环节。由于逆变器的输出电压信号谐波主要集中在 $(2\pi f_\Delta \pm n\omega_0)$, 同时 $\omega_0 \ll 2\pi f_\Delta$, 所以 T_{cf} 在工程设计中通常为 $T_{cf} = (\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2})f_\Delta^{-1}$, ω_0 、 f_Δ 分别为逆变器输出的工作频率和三角形载波信号的频率。

PMSM 的电枢回路可以看成是一个包含有电阻和电感的一阶惯性环节。在本书 PMSM 位置伺服系统的电流环为一电流随动系统,在任意情况下快速跟踪电流给定。按照调节器的工程设计方法,电流调节器选为 PI 调节器时电流环在零到额定转速均能够实时跟踪电流给定,在给定与实际电流间有很小的相位差,并随着转速的增加而增加,实际电流幅值与给定相等。PMSM 位置伺服系统电流环的控制结构框图可由前述各环节模型及传递函数得出,如图 3-19 所示。

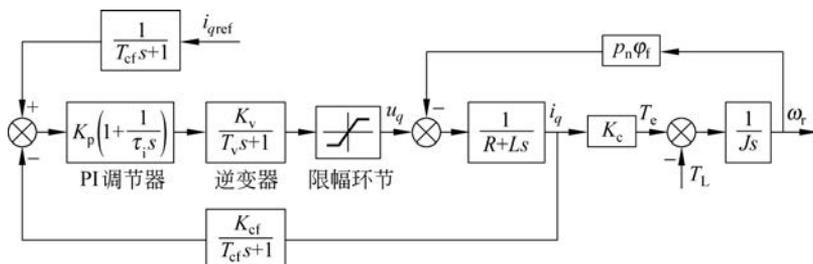


图 3-19 电流环动态结构图

由图 3-19 通过结构图等效变换,并且暂时不考虑电流调节器中微分环节和限幅环节(按经验限幅环节可以取逆变器输出电压的 1.5 倍),可以得到电流环开环传递函数为

$$G_i(s) = \frac{KK_v K_p (\tau_i s + 1) K_{cf}}{(T_m s + 1)(T_v s + 1)\tau_i s (T_{cf} s + 1)} \quad (3-32)$$

则电流环的传递函数为

$$G_{ib}(s) = \frac{KK_v K_p (\tau_i s + 1) K_{cf}}{(T_m s + 1)(T_v s + 1)\tau_i s (T_{cf} s + 1) + KK_v K_p (\tau_i s + 1) K_{cf}} \quad (3-33)$$

选择电流调节器的零点对消被控对象的时间常数极点,即 $\tau_i = T_m$, $T_m = L/R$ 。其中, K_p 为电流调节器的比例放大倍数, τ_i 为调节器的积分时间常数, T_m 为 PMSM 电枢回路电磁时间常数。考虑到伺服系统的机械惯性比电枢绕组回路的电磁惯性大得多,即电流响应比转速响应要快,因此,在设计电流调节器时,反电动势对电流环的影响可以忽略。另外,电流滤波、逆变器控制的滞后,均可看成是小惯性环节,可以将其按照小惯性环节的处理方法,合成一个小惯性环节。则电流环的闭环传递函数为

$$G_{ib}(s) = \frac{KK_i K_p}{\tau_i s (T_i s + 1) + KK_i K_p} = \frac{K'}{s(T' s + 1) + K'} \quad (3-34)$$

式中, $K = 1/R$; K_i 为小惯性环节控制增益; T_i 为小惯性环节时间常数, $T_i = T_{cf} + T_v$, T_{cf} 、 T_v 分别为电流环滤波时间常数和逆变器滞后时间常数; $K' = \frac{KK_i K_p}{\tau_i}$ 、 $T' = T_i$ 。电流环是速度调节中的一个环节,由于速度环的截止频率较低,且 $T_i \ll \tau_i$,故电流环可降阶为一个惯性环节,由此可实现速度环速度调节器的设计。降阶后的电流环传递函数为

$$G_{ib}(s) = \frac{1}{\frac{\tau_i}{KK_i K_p} s + 1} = \frac{1}{\frac{1}{K'} s + 1} \quad (3-35)$$

本书采用三相 Y 接 PMSM,并且选择小惯性环节参数 $K_i = 30$; $T_i = 0.025\text{ms}$; $\tau_i = T_m = L/R$ 。由于 $K' = \frac{KK_i K_p}{\tau_i}$ 、 $T' = T_i$,从而可得 $K_p = \frac{K' \tau_i}{KK_i}$,在本系统中要求超调量 $\sigma\% \leq 5\%$,因此可取阻尼比 $\xi = 0.707$, $K' = \frac{1}{2T'}$ 。于是可以求得 $K_p = \frac{\tau_i}{2KK_i T'}$ 。

3.4 PMSM 伺服运动控制系统速度环设计

3.4.1 速度环 PI 综合设计

速度环同样也是位置伺服系统中的一个极为重要的环节,其控制性能是伺服性能的一个重要组成部分,从广义上讲,速度伺服控制应该具有高精度、快响应的特性,具体而言,反映为小的速度脉动率、快的频率响应、宽的调速范围等性能指标。

以图 3-18 和图 3-19 为基础可以得到 PMSM 电流、速度双闭环动态结构图,如图 3-20 所示。图中,实际的 3 个独立的电流环用一个等效的转矩电流环代替,速度反馈系数为 K_w 。

PMSM 位置伺服系统电流环节可以等效成一个一阶惯性环节如式(3-38)所示。选择

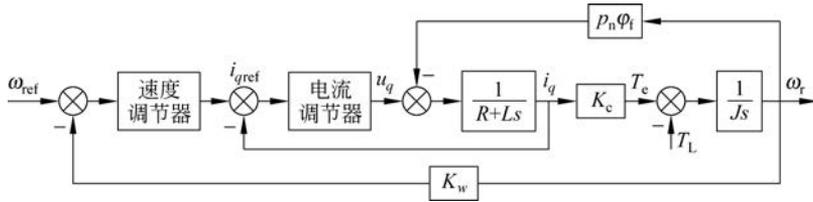


图 3-20 PMSM 电流、速度双闭环动态结构框图

速度环调节器为 PI 调节器,其传递函数为 $G_{ASR}(s) = K_s \left(1 + \frac{1}{T_s s}\right)$, K_s 、 T_s 分别为速度环调节器的放大倍数和积分时间常数,则图 3-20 可以简化如图 3-21 所示。

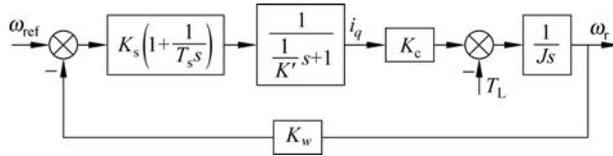


图 3-21 采用 PI 控制的速度环动态结构框图

根据图 3-21,可以得出速度环的开环传递函数为

$$G_s(s) = \frac{K_s(T_s s + 1)K_c}{J s^2 T_s \left(\frac{1}{K'} s + 1\right)} \quad (3-36)$$

由式(3-36)可知,转速环可以按典型的 II 型系统来设计。定义变量 h 为频宽,根据典型 II 型系统设计参数公式为

$$T_s = h \frac{1}{K'} \quad (3-37)$$

$$K_s = \frac{h + 1}{2h} \times \frac{J}{K_c / K'} \quad (3-38)$$

由于过渡过程的衰减振荡性质,调节时间随 h 的变化不是单调的,当 $h = 5$ 时调节时间最短。采用 PMSM 作为驱动元件的交流伺服系统具有精度高、运行稳定等特点,传统的伺服系统采用 PID,这种控制方案比较简单,容易实现,能使系统获得较好的稳态精度。然而,由于系统的模型难于建立和模型的不确定性、非线性,使得系统的快速性和抗干扰能力,以及对参数波动的鲁棒性都不够理想。利用变结构控制方法针对 PMSM 位置伺服系统的速度环调节器进行设计,在速度环引入积分环节,以抑制转矩脉动,变结构控制方案使得系统具有良好的快速性、定位无超调,同时,提高系统的精度和鲁棒性。

3.4.2 滑模变结构基本原理

变结构控制的基本理论和设计方法是在 20 世纪 60—70 年代奠定和发展起来的,它是一种高速切换反馈控制。变结构控制与一些普通控制方法的根本区别在于控制律和闭环系统的结构在滑模面上具有不连续性,即一种使系统结构随时变化的开关特性。通过适当的设计能把不同结构下的相轨迹拓扑的优点结合起来,实现预期设计的控制性能。由于滑模面一般都是固定的,而且滑模运动的特性是预先设计的,因此系统对于参数变化和外部扰动

不敏感,是一种鲁棒性很强的控制方法。由于逆变器的开关控制特性和功率器件的发展,近年来滑模变结构在伺服电机控制中的应用得到了愈来愈多的深入研究。

变结构控制的基本原理如图 3-22 所示,当系统状态向量穿越开关面(状态空间不连续曲面)时,反馈控制的结构就发生变化,从而使系统性能达到某个期望指标,对于时变系统和不确定系统,切换控制系统是为了对系统参数的变化、扰动和闭环特征值位置实现完全的或有选择的不变性。这种控制方式使系统的状态向量进入开关面后就被约束在开关面的邻域内滑动,此时系统的动态品质由开关面的参数决定,而与系统的参数、扰动的影响无关。变结构控制的基本要求如下:①存在性,即选择滑模函数,使控制系统在切换面上的运动渐近稳定,动态品质良好;②可达性,即确定控制作用,使所有运动轨迹在有限的时间内到达切换面。

设二阶系统状态描述为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 - b u + f \end{cases} \quad (3-39)$$

式中, x_1, x_2 为状态变量, a_1, a_2 和 b 为常参数或时变参数,其精确值可以未知,但其变化范围为

$$\begin{cases} a_{1\max} \geq a_1 \geq a_{1\min} \\ a_{2\max} \geq a_2 \geq a_{2\min} \\ b_{\max} \geq b \geq b_{\min} \end{cases}$$

u 为控制系统输入, f 为外部干扰。

令状态向量

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T \quad (3-40)$$

考虑不连续控制

$$u = \begin{cases} u^+, & cx_1 + x_2 > 0 \\ u^-, & cx_1 + x_2 < 0 \end{cases} \quad (3-41)$$

式中, $u^+ \neq u^-$, $c > 0$ 。

定义滑模切换函数为

$$s = cx_1 + x_2 \quad (3-42)$$

直线 $s=0$ 为切换线,在这个切换线上控制 u 是不连续的。

假设 $t=0$ 时, $s > 0$, 很容易证明,状态 x 将在某个有限时刻 t 达到切换线 $s=0$ 。如切换逻辑的工作速度无限快,则借助于在 u^+ 和 u^- 之间跳变的控制,可以把状态 x 限定在切换线 $s=0$ 上,如图 3-22 所示。

为形成滑动,切换线两侧必须满足条件

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \end{cases} \quad \text{或} \quad s\dot{s} \leq 0 \quad (3-43)$$

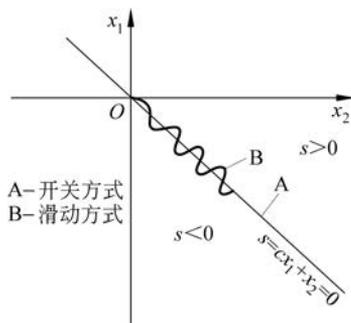


图 3-22 二阶系统的状态轨迹

这种条件保证了在切换线 $s=0$ 的任何一侧的领域中,状态 X 的运动都朝向切换线。当系统处在滑动期间,可以认为相平面轨迹的状态满足开关线方程,即 s 保持为零。

$$s = cx_1 + x_2 = cx_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad (3-44)$$

其解为

$$x_1(t) = x_1(0)e^{-ct} \quad (3-45)$$

由式(3-44)可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ x_2(t) = -cx_1(0)e^{-ct} \end{cases} \quad (3-46)$$

由式(3-45)和式(3-46)可得,当 $c > 0$ 时, $\lim_{t \rightarrow \infty} x_1 < 0$, 因此,在滑动方式下,二阶系统看起来就像一个时间常数为 c 的渐近稳定的一阶系统,其动态特性与系统方程无关。

对于一个确定的二阶系统来说,可以通过下面的方法来求取它的变结构控制律。根据滑动条件可知,当状态不在开关线上时,必须满足式(3-43)。即

$$s\dot{s} = s(cx_1 + \dot{x}_2) < 0 \quad (3-47)$$

则由式(3-39)可得

$$s(cx_2 - a_1x_1 - a_2x_2 - bu + f) < 0 \quad (3-48)$$

选取变结构控制为

$$u(t) = \psi_1x_1 + \psi_2x_2 + \delta \operatorname{sgn}(s) \quad (3-49)$$

式中,

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_1, & x_1s > 0 \\ \beta_1, & x_1s < 0 \end{cases}, \quad \psi_2 = \begin{cases} \alpha_2, & x_2s > 0 \\ \beta_2, & x_2s < 0 \end{cases} \quad (3-50)$$

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases} \quad (3-51)$$

δ 为可调增益。

由式(3-48)和式(3-49)可得

$$-(a_1 + b\psi_1)x_1s + (c - a_2 - b\psi_2)x_2s + (f - b\delta \operatorname{sgn}(s))s < 0 \quad (3-52)$$

所以二阶系统变结构调节器参数为

$$\begin{cases} \alpha_1 > -\frac{a_{1\min}}{b_{\min}}, & \beta_1 < -\frac{a_{1\min}}{b_{\min}} \\ \alpha_2 > \frac{c - a_{2\max}}{b_{\max}} \\ \beta_2 < \frac{c - a_{2\max}}{b_{\max}} \\ \delta < \left| \frac{f}{b_{\min}} \right| \end{cases} \quad (3-53)$$

3.4.3 PMSM 伺服运动控制系统速度环的变结构设计

从上文的分析可知,变结构控制方法设计与实现都相对简单,并且很适合“开/关”工作

模式的功率电子器件的控制。当系统进入滑动模态以后,具有对干扰和摄动的完全适应性,基本不受系统参数变化和外界干扰的影响,具有良好的鲁棒性。在本节中采用滑模变结构理论对 PMSM 位置伺服系统速度环调节器进行设计,该方法无须对电机负载信号以及电机参数的有效估计。

我们分析已经得知,PMSM 位置伺服系统采用电流矢量快速跟踪控制,有效地提高了系统的电流响应速度。系统中转矩响应时间比系统机械响应时间要短得多,因此可以认为电动机的输出转矩与电动机转矩分量给定值(即速度调节器输出量)成正比关系。在设计速度调节器时,为了削弱滑模控制的抖动,使转矩平滑,提高稳态精度,可以在滑模变结构调节器与对象 $G(s)$ 之间引入积分补偿环节。这样,将滑模变结构调节器输出的开关信号转化为平均转矩指令信号,从而避免将控制直接作用对象而导致大的转矩脉动甚至激发机械共振。图 3-23 是速度调节器的简化动态结构图。

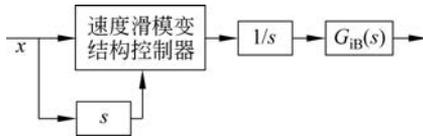


图 3-23 速度调节器的简化动态结构图

我们已经求得采用 $i_d \equiv 0$ 的矢量控制方式时 PMSM 的解耦状态方程,如下

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -p_n \varphi_f / L \\ \frac{3}{2} p_n \varphi_f / J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_q / L \\ -T_L / J \end{bmatrix} \quad (3-54)$$

令状态量 $x_1 = \omega_{\text{ref}} - \omega_r$ 代表速度误差, $x_2 = \dot{x}_1$ 作为速度滑模变结构调节器输入,调节器输出即电流给定 $u = i_{q\text{ref}}$,从而得到系统在相空间上的数学模型为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1.5 p_n \varphi_f}{J} u - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (3-55)$$

在变结构控制中,滑模线的选择原则是在不破坏系统约束的条件下,保证滑动模态是存在且稳定的,在考虑系统转速受限的情况下,取滑模切换函数为 $s = c'x_1 + x_2$,其中 c' 为常数。令滑模变结构调节器的输出为

$$u = \phi_1 x_1 + \phi_2 x_2 \quad (3-56)$$

式中,

$$\begin{cases} \phi_1 = \begin{cases} \alpha_1, & x_1 s > 0 \\ \beta_1, & x_1 s < 0 \end{cases} \\ \phi_2 = \begin{cases} \alpha_2, & x_2 s > 0 \\ \beta_2, & x_2 s < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (3-57)$$

令 $K_c = \frac{3}{2} p_n \varphi_f$,由二阶系统变结构调节器参数公式(3-53),代入状态方程中的相关系数,可以得到速度环滑模变结构调节器的参数为

$$\begin{cases} \alpha_1 > 0 \\ \beta_1 < 0 \\ \alpha_2 > -\frac{c'J}{K_c} \\ \beta_2 < -\frac{c'J}{K_c} \end{cases} \quad (3-58)$$

速度环滑模变结构调节器结构图,如图 3-24 所示。

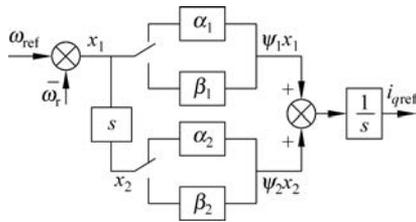


图 3-24 速度环滑模变结构调节器结构图

3.5 PMSM 伺服运动控制系统位置环设计

3.5.1 变结构控制在伺服运动控制系统中的应用剖析

变结构控制对系统摄动、不确定性及干扰的“完全自适应”均来自切换次数的增加——滑动模态,它的自适应性与自适应控制有质的差别。自适应控制是利用在线辨识系统参数,采用自动更改调节器的参数,即“调幅”的方法使调节器与被控对象达到较好的“匹配”来削弱不确定性的影响,而变结构控制却是依靠其自身具有的滑动模态,通过改变切换时间或切换次数,即“调宽”的方法来抑制不确定性。

从定性决策观点,变结构控制提出了“反向控制”的控制策略,其最独特的性能是“强制性”。从数学分析的角度来看,从图 3-22 可以看出,只有在滑模切换函数的切换线以外,控制才起作用,强制系统在滑模线上运动。变结构控制对系统摄动、不确定性以及干扰的“自适应”的独特性能来自滑模动态,产生滑模动态的主要原因是引入“反向控制”,因此变结构控制系统具有极强的鲁棒性。从物理的角度而言,变结构控制总是产生最大作用:最大加速或最大减速,而且加速过程中没有减速的参与,减速的过程中也没有加速的参与。

抖动是变结构控制应用中存在的重大问题。变结构控制强制系统在滑模线上运动,从而使系统镇定,这样能够使系统的暂态响应的稳定性与系统的阻尼无关,从而使系统暂态响应平稳、快速地消失;但是,系统进入稳态响应之后,即使系统的输入为阶跃函数,控制作用的切换也不会停止,且切换的频率更高,从而产生抖动。变结构控制的机理决定了其输出必然存在抖动,正是这种开关模式实现了系统的鲁棒性。完全消除抖动也就消除了变结构控制的可贵的抗摄动、抗外扰的强鲁棒性。因此,对于变结构控制出现的抖动现象,正确的处理方法应该是削弱或抑制。

3.5.2 PMSM 伺服运动控制系统位置环的变结构设计

位置环滑模变结构调节器的输出即为速度闭环的速度给定。由于变结构调节器的开关特性是非理想的,其输出也是离散变化的,如果调节器本身所固有的抖动不加以解决,将降低系统的稳态精度。位置环滑模变结构调节器的设计对被控系统模型精度要求不是很高,可以将速度闭环系统等价为 $\frac{1}{T_m s + 1}$, 基于此设计位置环滑模变结构调节器。

令 $e_1 = \theta_{ref} - \theta$ (θ_{ref} 为位置给定, θ 为位置反馈), $e_2 = \dot{e}_1$, 可得状态方程

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -\frac{1}{T_m} e_2 - \frac{1}{T_m} \omega_{ref} + \frac{1}{T_m} \dot{\theta}_{ref} \end{cases} \quad (3-59)$$

取位置环滑模切换函数为

$$s_p = c_p e_1 + e_2 \quad (3-60)$$

变结构调节器输出为

$$\omega_{ref} = \psi_{1p} e_1 + \psi_{2p} e_2 + \delta_p \operatorname{sgn}(s_p)$$

式中,

$$\psi_{1p} = \begin{cases} \alpha_{1p}, & e_1 s_p > 0 \\ \beta_{1p}, & e_1 s_p < 0 \end{cases}$$

$$\psi_{2p} = \begin{cases} \alpha_{2p}, & e_2 s_p > 0 \\ \beta_{2p}, & e_2 s_p < 0 \end{cases} \quad (3-61)$$

$$\operatorname{sgn}(s_p) = \begin{cases} 1, & s_p > 0 \\ -1, & s_p < 0 \end{cases} \quad (3-62)$$

由二阶系统变结构调节器参数公式(3-53),代入状态方程中的相关系数,可以得到位置环变结构调节器的参数为

$$\begin{cases} \alpha_{1p} > 0, & \beta_{1p} < 0 \\ \alpha_{2p} > T_m c_p - 1 \\ \beta_{2p} < T_m c_p - 1 \\ \delta_p < |\dot{\theta}_{ref}| \end{cases} \quad (3-63)$$

位置环滑模变结构调节器结构图,如图 3-25 所示。

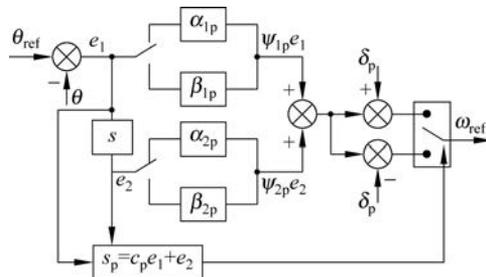


图 3-25 位置环滑模变结构调节器结构图

3.6 PMSM 伺服运动控制系统仿真分析

3.6.1 基于矢量控制的电流滞环仿真分析

为了实现高性能的位置伺服电流环控制,对比了常规电流滞环控制和三角波载波比较方式的电流滞环控制。在 MATLAB 中搭建了两种电流滞环控制方式的仿真模型,通过仿真分析得出采用常规电流滞环控制对系统的整体性能影响比较大,而采用三角载波比较方式的电流滞环控制容易获得良好的控制效果。

PMSM 伺服运动控制系统是具有位置环、速度环和电流环的三闭环结构。电流环是 PMSM 位置伺服系统中的一个重要环节,它是提高伺服系统控制精度和响应速度、改善控制性能的关键。PMSM 伺服系统要求电流环具有输出电流谐波分量小、响应速度快等性能。在 PMSM 伺服系统的电流环中,必须满足内环控制所需要的控制响应速度,能精确控制随转速变化的交流电流频率。对于 PMSM 的控制,通常有两种控制方式,一种是针对电流的滞环控制;另一种是采用电压控制。滞环控制响应速度快,主要用在模拟控制中;电压控制的理论基础是空间矢量 PWM 控制,提高了逆变器的电压输出能力,保持恒定的开关频率,适合数字控制。本小节中,针对基于矢量控制的 PMSM 伺服运动控制系统电流滞环控制进行设计分析。

1. 电流滞环控制

电流控制是电动机转矩控制的基础,电流控制的目的是使三相定子电流严格地跟踪正弦的电流给定信号。对于 PMSM 它是一种基于正弦波反电动势的永磁电动机,为了获得平稳的转矩,定子电流必须是相互平衡且为转子电角位移的正弦函数。

1) 常规电流滞环控制

在电压源逆变器中电流滞环控制提供了一种控制瞬态电流输出的方法,其基本思想是将电流给定信号与检测到的逆变器实际输出电流信号相比较,若实际电流大于给定电流值,则通过改变逆变器的开关状态使之减小,反之增大。这样实际电流围绕给定电流波形作锯齿状变化,并将偏差限制在一定范围内。因此,采用电流滞环控制的逆变器系统保护一个有 BANG-BANG 控制的电流闭环,由于电流反馈的存在可以加快动态响应和抑制扰动,而且还可以防止逆变器过流,保护功率开关器件。具有电流滞环的 A 相控制原理图如图 3-26 所示。图中,滞环控制器的环宽为 $2h$,将给定电流与输出电流进行比较,电流偏差超过 $\pm h$

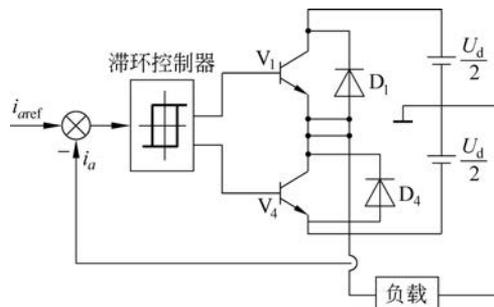


图 3-26 具有电流滞环的 A 相控制原理图

时,经滞环控制器控制逆变器 A 相上(或下)桥臂的功率器件动作。B、C 二相的原理图均与此相同。电流滞环控制电流波形示意图如图 3-27 所示。如果 $i_{a\text{ref}} < i_a$, 且 $i_{a\text{ref}} - i_a \geq h$, 则滞环控制器输出正电平, 驱动上桥臂功率开关器件 V_1 导通, 此时逆变器输出正电压, 使实际电流增大。当实际电流增大到与给定电流相等时, 滞环控制器仍保持正电平输出, V_1 保持导通, 使实际电流继续增大直到达到 $i_a = i_{a\text{ref}} + h$, 使滞环翻转, 滞环控制器输出负电平, 关断 V_1 , 并经延时后驱动 V_4 。

2) 三角载波比较方式的电流滞环控制

采用三角载波比较方式的基本原理如下: 比较指令电流与实际输出电流, 求出偏差电流, 通过调节器后再和三角波进行比较, 产生 PWM 波。此时开关频率一定, 因而克服了滞环比较法频率不固定的缺点。

一相桥臂(A 相)的三角载波比较方式控制电路如图 3-28 所示。电枢电流偏差 $i_{a\text{ref}} - i_a$ 经过电流调节器, 并将控制器的输出信号与三角波相比较就形成了晶体管导通模式。三角载波比较方式的脉冲宽度是由正弦波和三角波自然交汇生产, 故称为自然采样。规则采样法是一种应用较广的工程实用方法, 一般采用三角波作为载波。其原理就是用三角波对正弦波进行采样得到阶梯波, 再以阶梯波与三角波的交点时刻控制开关器件的通断, 从而实现三角载波比较方式。当三角波只在其顶点(或底点)位置对正弦波进行采样时, 由阶梯波与三角波的交点所确定的脉宽, 在一个载波周期(即采样周期)内的位置是对称的, 这种方法称为对称规则采样。该方式可以使得输出电压较非对称采样规则高, 同时使微处理器工作量减少。

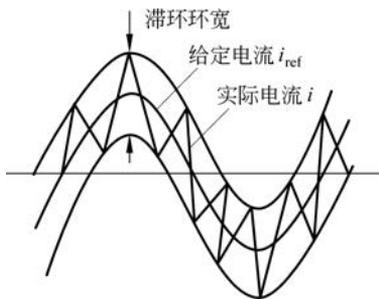


图 3-27 电流滞环控制电流波形示意图

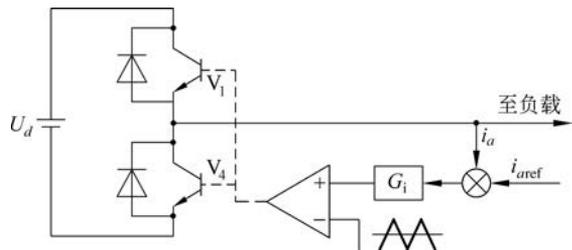


图 3-28 三角载波比较方式控制电路

2. 电流环仿真分析

应用 MATLAB/Simulink 与电气传动仿真的电气系统模块库 Powerlib 建立了分别基于电流滞环跟踪控制和三角载波比较跟踪控制的 PMSM 位置伺服系统矢量控制仿真结构图, 如图 3-29 所示, 采用三相 Y 接 PMSM, 仿真参数如表 3-1 所列。转速调节器为 PI 型; 速度给定值 ω_{ref} 与实际电角速度 ω 相比较后经转速调节器, 输出为交轴电流参考值 $i_{q\text{ref}}$, 直轴电流给定值 $i_{d\text{ref}} = 0$ 。 $i_{d\text{ref}}$ 和 $i_{q\text{ref}}$ 经 dq/abc 坐标变换得到三相电流给定值 $i_{a\text{ref}}$ 、 $i_{b\text{ref}}$ 、 $i_{c\text{ref}}$, 相电流给定信号与相电流反馈信号相比较, 经过电流调节器的调节和 PWM 产生电路产生控制逆变器的 PWM 信号, 从而控制电机的三相电流。常规电流滞环控制和三角载波比较方式的电流滞环控制仿真模块如图 3-30 和图 3-31 所示。

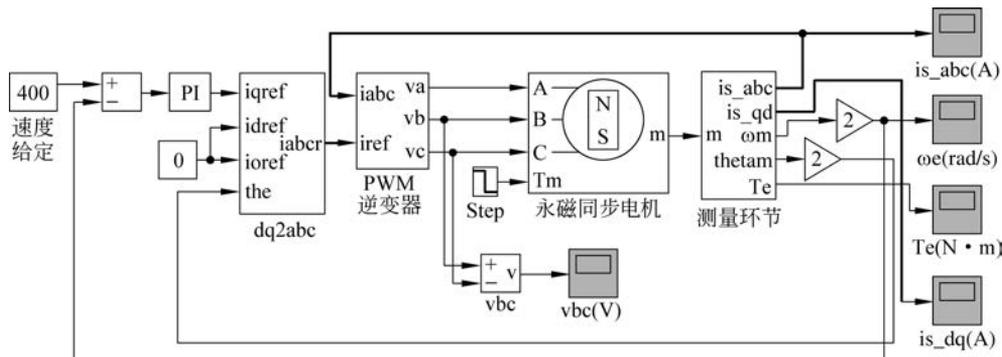


图 3-29 PMSM 位置伺服系统矢量控制仿真结构图

表 3-1 PMSM 仿真参数

额定功率/W	电机永磁磁通/Wb	极对数	额定转矩/(N·m)	转动惯量/(kg·m ²)
400	0.167	2	1.247	1.414×10^{-4}
额定转速/(r/min)	逆变器输入直流电压/V	定子电阻/ Ω	定子电感/mH	黏滞摩擦系数/(kg·m ² /s)
3000	160	4	7	0

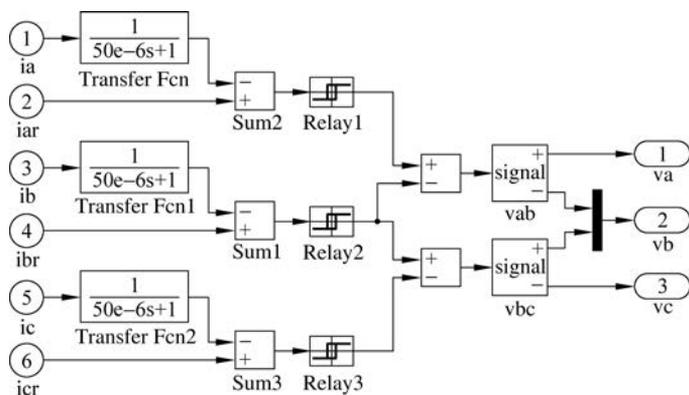


图 3-30 常规电流滞环控制仿真模块

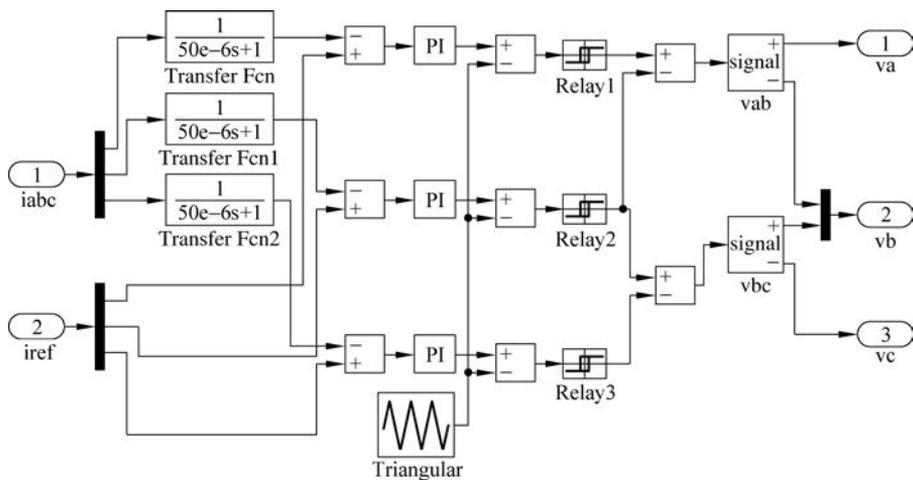


图 3-31 三角载波比较方式的电流滞环控制仿真模块

系统仿真时,空载启动,在 0.04s 时突加负载转矩 $3\text{N}\cdot\text{m}$ 。转速给定为 400rad/s ,由 PMSM 的测量环节可以得到三相定子电流 i_a, i_b, i_c ; dq 轴电流 i_d, i_q ; 电磁转矩 T_e ; 转子电角速度 ω 。

从仿真结果图 3-32 和图 3-33 可以看出,常规电流滞环控制方法,它的优点是电流响应快,缺点是开关频率不固定、电流畸变较大、纹波大对系统的整体性能影响比较大。采用三角载波比较方式的电流滞环控制,其主要优点是开关频率固定,输出波形纯正,计算简单,实现起来比较方便,比较容易获得良好的控制效果。

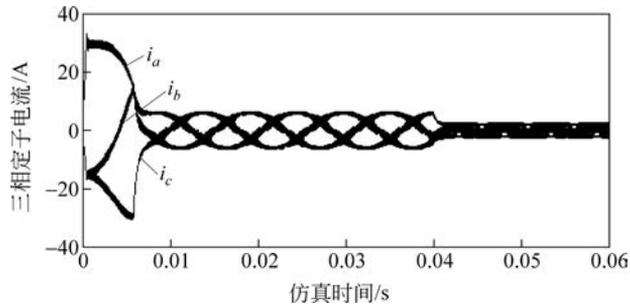


图 3-32 电流滞环控制输出的三相定子电流波形 i_a, i_b, i_c

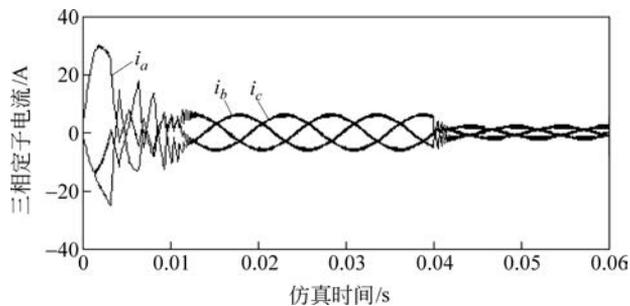


图 3-33 SPWM 控制输出的三相定子电流波形 i_a, i_b, i_c

采用三角载波比较方式的电流滞环控制,进一步分析其仿真结果如图 3-34~图 3-36 所示。可以看出,电动机启动时电流迅速达到最大值,然后稳定在正常值;当突加负载转矩时,电流经过一个轻微的振动过程后稳定在一个新值。电磁转矩在电动机启动时迅速达到最大值($15\text{N}\cdot\text{m}$)然后快速稳定在正常值($3\text{N}\cdot\text{m}$),在 0.04s 时突加负载转矩 $3\text{N}\cdot\text{m}$,电磁转矩同电流值一样经过一个轻微的振荡过程,然后稳定在一个新值($1\text{N}\cdot\text{m}$)。电流 i_q 电磁

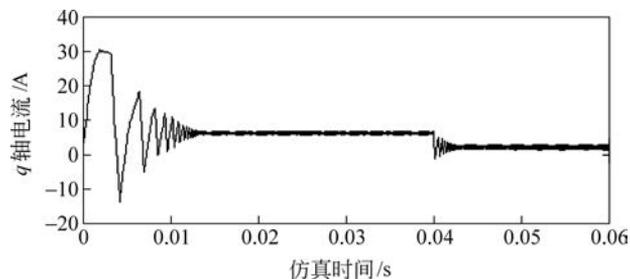


图 3-34 q 轴电流 i_q

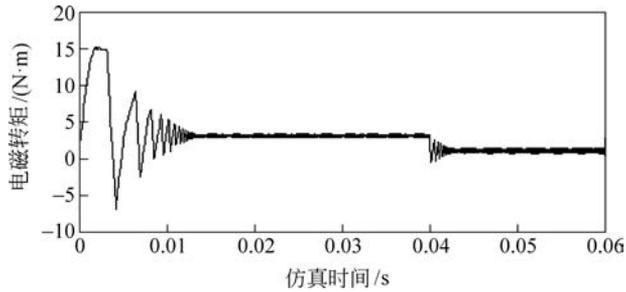


图 3-35 电磁转矩 T_e

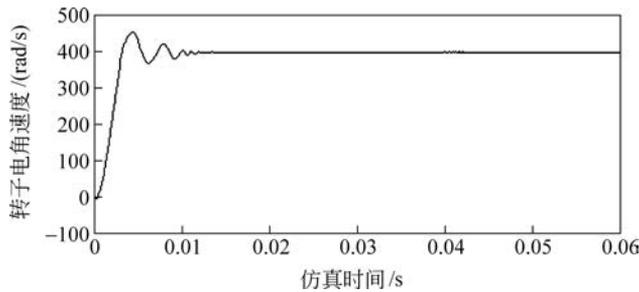


图 3-36 转子电角速度 ω

转矩成比例变化,且转矩脉动小,转矩控制性能良好。转子电角速度 ω 迅速稳定到给定转速,并且突加负载转矩时几乎不受干扰。

3.6.2 伺服运动控制系统变结构仿真

在 3.6.1 节中,利用 MATLAB/Simulink 和 Powerlib 电气模块库建立了基于 $i_d=0$ 的矢量控制 PMSM 伺服运动控制系统的电流、速度双闭环仿真模型,其中 PWM 逆变器采用 SPWM 控制方法。在这里分别对 PMSM 伺服系统中的位置调节器和速度调节器采用变结构控制方案,同样利用 MATLAB/Simulink 和 Powerlib 电气模块库建立仿真模型进行仿真。由它们组成串级滑模变结构控制,这种控制方案解决了系统的限幅问题,并能使系统具备更强的抗负载扰动能力,由它控制的系统具有非常优良的控制性能。基于串级滑模变结构控制方案组成的位置伺服系统的结构框图如图 3-37 所示。速度调节器的输出为

$$i_{qref} = \int (\psi_1 x_1 + \psi_2 x_2) dt = \psi_1 \int x_1 dt + \psi_2 \omega_r \quad (3-64)$$

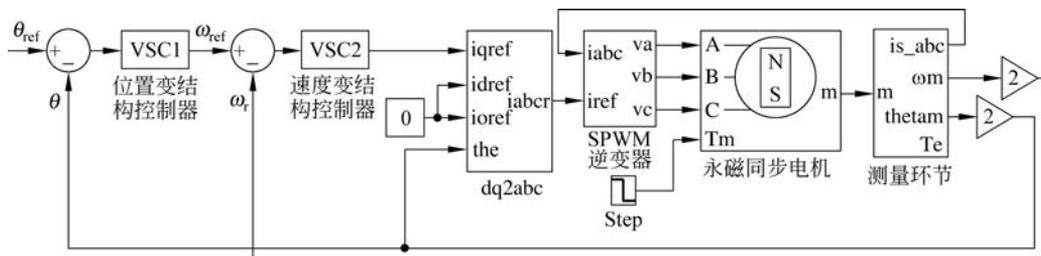


图 3-37 串级滑模变结构控制位置伺服系统的结构框图

这种输出的形式与常规 PI 调节器相同,但是积分系数 ϕ_1 和比例系数 ϕ_2 是变化的,该速度调节器具有比常规 PI 调节器更强的抗扰能力。位置调节器与常规的 PD 调节器加一个微分前馈控制的形式是一样的,而且这种变化规律遵循滑模变结构理论,采用这种位置调节器能进一步增强伺服系统的抗扰能力,并能实现定位时间的最优控制和速度限幅。

采用三相 Y 接 PMSM,仿真参数如表 3-1 所示。图 3-38 为空载时转速 $0\sim 400\text{rad/s}$ 时的响应曲线,在 0.04s 时突加负载转矩 $6\text{N}\cdot\text{m}(40\%)$ 。速度环调节器分别通过 PI 调节器和滑模变结构控制方法来实现。曲线 1、2 分别为 PI 调节器和滑模变结构控制的速度响应仿真曲线。由图可以看出采用滑模变结构控制实现速度环调节器可以提高系统的响应速度、基本实现无超调、对负载扰动的鲁棒性也有所改善。图 3-39 为转动惯量增加一倍时的

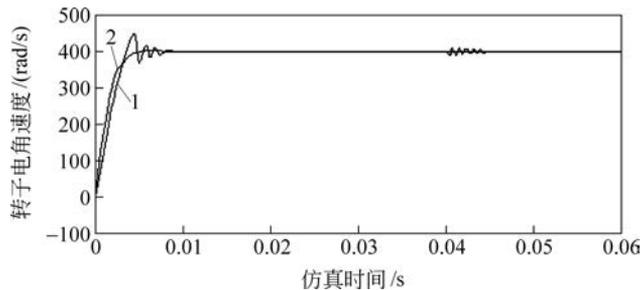


图 3-38 负载扰动时系统的速度响应曲线

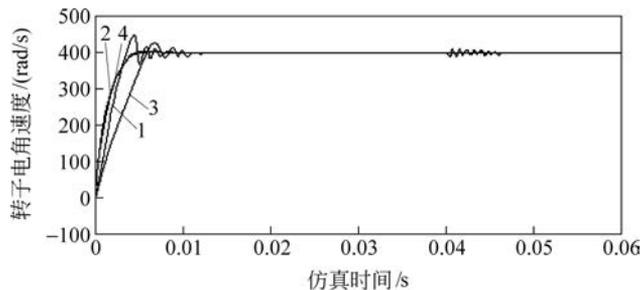


图 3-39 转动惯量变化时系统的速度响应曲线

对比仿真曲线,曲线 1、2 为转动惯量为 J 时的 PI 调节器和滑模变结构控制的速度响应仿真曲线,曲线 3、4 为转动惯量为 $2J$ 时的 PI 调节器和滑模变结构控制的速度响应仿真曲线。由图可以看出当位置伺服系统参数发生变化时 PI 调节器的速度响应有明显的延迟,而滑模变结构控制几乎不受影响,表明滑模变结构控制对参数变化的鲁棒性很好。

习题

- 3-1 简述永磁同步电机交流伺服运动控制系统的组成结构。
- 3-2 简述 PMSM 的基本结构及种类。
- 3-3 简述运动控制卡的主要特征。
- 3-4 简单分析交流伺服电机的运行特性。