

天津大学

硕士学位论文

永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统研究

姓名：黄涛

申请学位级别：硕士

专业：控制理论与控制工程

指导教师：夏超英

20070601

中文摘要

随着能源、环保等问题的日益突出,电动汽车成为近年来发展迅速的一种新型汽车。但是电动汽车的发展尚有很多问题需要解决,高性能的电机驱动系统就是几个关键技术中的一个。本文的主要任务就是研究电动汽车用的永磁同步电机无速度传感器的驱动技术。

本文在对现有的无速度传感器控制方法进行比较之后,针对电动汽车对无速度传感器系统控制的特殊要求,设计了基于高频注入法的电动汽车无速度传感器矢量控制系统。文章中首先详细介绍了高频注入法的理论基础,说明了这种方法在电机低速运行时速度估计的优势。然后进行控制系统各个部分的细节设计,为提取高频电流而提出了一种新的滤波方法,取得了较好的效果。转子位置估计算法选择了锁相环观测器。文中对锁相环的原理、数学模型、稳定性、抗干扰性能等方面都进行了深入的研究,并针对高频注入方法的特殊性,对锁相环的参数进行了设计。随后,利用电机的饱和效应在理论上解决了高频注入法无法分辨磁极的问题。最后对影响高频注入法估计误差的各种因素进行了分析,尤其对于逆变器死区的影响提出了初步的解决办法。

在理论推导的基础上,本文利用 Simulink 构建了仿真模型,在电机启动、带载和转速指令变化的情况下,对位置估计以及电压电流的控制进行了分析。最后在 TECHNOSOFT 公司生产的 MSK2407 控制板上对转子位置与高频电流的对应关系进行了实验验证,初步证明了理论分析的正确性。

关键词: 永磁同步电机 无速度传感器 高频注入 锁相环 矢量控制

ABSTRACT

Electric Vehicle (EV) has developed rapidly vehicle in the recent years as the problem of energy and environment is becoming increasingly serious. However, many problems are demanded to be solved in order to develop this kind of vehicle, and high performance motor driving system is one of the key technologies. The main goal of this thesis is to research the sensorless control technology of PMSM in EV.

Based on the comparisons of existent sensorless control methods, and by taking into account the special demands of EV on the speed-control sensorless system, we design a sensorless vector control system with high frequency (HF) injection. This thesis first introduces the details of HF theory, and shows the advantage of HF injection in low speed region. Then, we design every part of sensorless control system. To extract the high frequency current we put forward a new method and achieve good result. The Phase Locked Loop (PLL) is adopted as the algorithm of getting rotor position. The study towards theory, mathematical models, stability, as well as anti-jamming performance of PLL is conducted in-depth. Later, we design the parameters for PLL. Since the HF injection is unable to identify the pole of rotor, we propose a solution using the motor saturation effect in theory. Finally, the factors that impact the high-frequency estimation error are analyzed.

Based on the theory, we build the model of the algorithm with the help of Simulink. The speed and position characteristic are analyzed under the situation of start, loading and changing speed reference, respectively. Finally we validate the theory by the MSK2407 control board which is made by TECHNOSOFT.

KEY WORDS: PMSM, Sensorless, HF injection, PLL, Vector Control

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得天津大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名：黄涛

签字日期：2007年6月18日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解天津大学有关保留、使用学位论文的规定。特授权天津大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名：黄涛

导师签名：夏起英

签字日期：2007年6月18日

签字日期：2007年6月18日

第一章 绪论

1.1 课题研究背景

1.1.1 电动汽车简介

汽车改变了人们的生活方式。然而，随着石油这种不可再生资源的消耗和人们环保意识的加强，燃油汽车必将退出历史舞台，以电为能源的新型汽车具有能源清洁、零排放、无污染、低噪音等优点，将成为燃油汽车理想的替代品。同时，电池技术的不断进步，控制技术和电机性能的不不断提高，电动汽车在性能上将可与燃油车辆相比肩。近十年来，世界各国对环境和能源问题越来越重视，投入了大量人力和物力对电动车进行研究，大规模生产、普及电动汽车将成为汽车工业的发展趋势。目前，在日本等经济发达国家，混合动力电动车已经研制成功并开始小批量投入市场。

电动汽车是指以车载电源为动力，用电机驱动车轮行驶，符合道路交通、安全法规各项要求的车辆。它包括纯电动汽车、燃料电池汽车和混合动力汽车三类，其主要优点有^{[1][2]}：

1. 环保。如纯电动汽车，它是零排放的市区交通工具，即使记入发电厂增加的排气，从总量上来看它也会使空气污染大大减少。纯电动汽车和混合动力汽车由于有较高的热效率，单位里程排出的热量少，可以减轻城市的“热岛效应”。

2. 可使用多种能源。由于电动汽车使用二次电力能源，不受石油资源的限制，可利用核能、水能、风能、潮汐能、地热和太阳能等，从而减少对日益枯竭的石油资源的依赖。

3. 效率高。研究表明，电动汽车即使考虑原油的发电效率、配送效率、充放电效率等，其最终效率也比内燃机高。特别是在城市运行时，汽车时走时停，行驶速度不高，电动汽车更加适宜。

4. 更有利于智能化。

研制开发电动车的关键主要有两个方面^{[3][4]}：

1. 生产高能量密度的电池

动力电池技术是推动电动汽车发展的关键。电动汽车动力电池的主要性能指标包括比能量、能量密度、比功率、功率密度、寿命、快速充电性能及成本。另外，对动力电池的安全性、可靠性、充电方便性和维护性都有一定的要求。

2. 开发性能优良的驱动系统

电机及其驱动控制技术是电动汽车研制的另一关键技术。电动汽车用电动机在需要充分满足汽车的行走功能的同时,还应满足行车时的舒适性、适应性、一次充电的续驶里程等性能。电动汽车用电动机要求具有比普通工业用电动机更为严格的技术规范。其所希望的特性可归纳如下^[5]:

(1) 体积小、重量轻。

(2) 在整个运行范围内的高效率。一次充电续驶里程长,特别是行走方式频繁改变或低负载运行时也应具有较高的效率。

(3) 低速大转矩特性及宽范围内的恒功率特性。即使没有变速器,电动机本身也应满足所需要的转矩特性。

(4) 高可靠性(坚固性)。在任何情况下都应确保电机具有高度的安全性。

(5) 价格低。要想得到普及,价格降低是必需的。

为了满足上述要求,电动汽车尝试采用了各种类型的电动机,目前,这方面的研究开发仍然十分活跃。随着电力电子技术的发展,牵引电动机经历了从直流电动机到交流电动机的发展历程。由于新型永磁材料的开发和永磁材料成本的降低,相比于电励磁电动机,永磁同步电动机具有结构简单,运行可靠;体积小,重量轻;损耗小,效率高;电机的形状和尺寸灵活多样等显著优点,因此越来越受到人们的重视。本文的主要研究对象就是应用于电动汽车上的永磁同步电机驱动系统。

1.1.2 永磁同步电机控制的新技术

永磁同步电机调速系统的研究始于20世纪70年代,与当时在调速系统中占主导地位的直流电动机相比,永磁同步电动机由于具有强耦合、非线性及多变量的特点。为获得较好的调速控制性能,需要采用复杂的控制算法,其控制系统因此变得复杂而昂贵。然而,随着微电子技术和控制理论的发展,其调速方法及应用得到了迅速的发展。目前,永磁同步电机的基本控制方法主要有矢量控制和直接转矩控制等。近几年,在基本方法的基础上,永磁同步电机控制又发展了许多新技术,主要有以下两个方面^[5]:

1. 无速度传感器控制

永磁同步电机控制系统中,如果可以省去速度传感器,不仅在价格和空间上是有利的,而且还可以提高系统运行的可靠性。要注意的是,对于不同类型的永磁同步电机,速度估计算法是不同的。梯形波磁场型永磁同步电机通过观测非导通相绕组的反电动势获得转子的速度和位置,而正弦波磁场型则基于电动机模型来推定。随着关键技术一个个被解决,无速度传感器控制技术的研究水平也在

不断提高。目前,电机运行在低速时的速度和初始位置检测仍有困难,正在以内埋式永磁同步电机为研究对象逐渐加以解决。

2. 弱磁控制

电动机减弱磁场就可以实现高速旋转(当然转矩也要减小),因此,人们都积极地致力于直流电动机和感应电动机的弱磁控制,以便扩展它们的最高转速。对于永磁电动机,如果在抵消永磁体磁场的方向上施加一个励磁性质的电流,也可以实现弱磁控制。目前,弱磁控制的研究取得了重要成果,已经出现转速大于 15000 r/min 的永磁电动机。

1.2 无速度传感器控制研究现状

在大多数永磁同步电机变速驱动系统中,需要一些轴传感器(如编码器、旋转变压器)来获得转子位置信息,确保定转子磁场间的空间角度,使矢量控制中坐标变换成为可能^[6]。然而,在实际系统中,传感器的存在降低了系统可靠性,提高了系统成本,某些高精度传感器的价格甚至可与电动机本身价格相比,而且还限制了伺服驱动装置在恶劣环境下的应用,阻碍了电机向高速化、小型化发展。因此,无机械传感器技术的研究在高速电机、微型电机的控制和一些特殊场合具有重要意义。

无速度传感器控制系统是指利用电机绕组中的有关电信号,通过适当方法估计出转子的位置和速度,取代机械传感器,实现电机的闭环控制。

永磁同步电机无速度传感器技术是在数字信号处理器(DSP)出现以后得以发展的。随着控制理论、数字信号处理和计算机技术的飞速发展,无速度传感器控制得到了普遍的重视。人们将现代控制理论、非线性理论和一些其它领域的研究成果应用于永磁同步电机无速度传感器调速系统中,提出了许多较为可行的方法。

根据电动机运行在不同速度时转子位置自检测方法的估算效果,可以把所有的无速度传感器控制方法分为两大类:^[7]

- (1) 适用于中速和高速的方法;
- (2) 适用于零速或极低速的方法。

一、适用于中速和高速的方法

1. 直接计算方法^[8]

直接计算法是利用可直接检测的量——定子的三相端电压和电流,计算出 θ 和 ω ,是最简单、最直接的方法。

由PMSM在 $d-q$ 坐标系下的电压和磁链方程可以得到

$$v_d = (R_s + pL_d)i_d - \omega_r L_q i_q \quad (1-1)$$

$$v_q = (R_s + pL_q)i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f \quad (1-2)$$

两相静止坐标系 $\alpha-\beta$ 和旋转坐标系 $d-q$ 下的变量存在以下转换关系:

$$v_d = v_\alpha \cos \theta_r + v_\beta \sin \theta_r \quad (1-3)$$

$$v_q = v_\beta \cos \theta_r - v_\alpha \sin \theta_r \quad (1-4)$$

$$i_d = i_\alpha \cos \theta_r + i_\beta \sin \theta_r \quad (1-5)$$

$$i_q = i_\beta \cos \theta_r - i_\alpha \sin \theta_r \quad (1-6)$$

由式(1-1)~式(1-6), 推导可得:

$$\theta_r = \tan^{-1}(A/B) \quad (1-7)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1-8)$$

其中

$$A = v_\alpha - R_s i_\alpha - L_d p i_\alpha + \omega_r i_\beta (L_q - L_d) \quad (1-9)$$

$$B = -v_\beta + R_s i_\beta + L_d p i_\beta + \omega_r i_\alpha (L_q - L_d) \quad (1-10)$$

这样, 转子位置角 θ_r 可以用定子端电压和电流及转子转速 ω_r 来表示。

这种方法的特点是计算简单, 动态响应快, 几乎没有什么延迟。但它对电机参数的准确性要求比较高, 随着电机运行状况的变化(例如温度的升高), 电机参数会发生一定的变化, 导致转速和位置的估算值偏离真实值。而这种方法没有补偿或校正环节, 因此, 应用这种方法时最好结合电机参数的在线辨识。

2. 基于电感变化的估算方法^{[12][13]}

内埋式永磁同步电机中, 绕组电感的变化是由交、直轴磁阻的变化引起的, 而每相绕组的磁阻是随着转子位置的变化而变化的, 因此根据每相绕组的电感可以得到转子的位置信息。

A. B. Kulkarni et al 提出了一种查表法^[14]。内埋式永磁同步电机的每相电感可以从电机的电压、电流信息中计算得到, 三相电感对应的位置存储在表中, 通过查表法可以得到估计的位置。该方法的不足之处是存储位置信息所需的存储器容量较大, 而且需要做大量的实验。

3. 模型参考自适应方法^{[10][11]}

模型参考自适应辨识的主要思想是: 先假设转子所在位置, 利用电机模型计算出在该假设位置电机的电压或电流值, 并通过与实测的电压或电流比较得出两者的差值, 该差值正比于假设位置与实际位置之间的角度差。利用合适的自适应率来实时调节系统使差值减小, 如果该差值减少为零时则可认为此时假设位置为真实位置。采用这种方法位置精度跟参考模型的选取有关, 电机模型有电压模型

和电流模型，电流模型比电压模型低速估计性能更好。

选择 PMSM 本身作为参考模型，定子电流的数学模型作为可调模型，采用并联结构辨识转速。整个辨识算法的运算框图如图 1-1 所示。

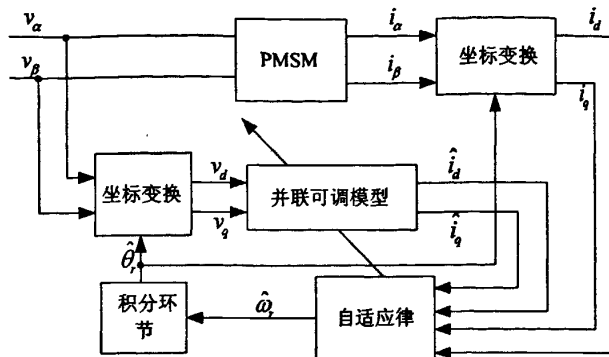


图 1-1 模型参考自适应方法框图

模型参考自适应方法在异步电机的无速度传感器控制中已有很多应用。虽然永磁同步电机的方程相对异步电机简单，但是由于转子永磁体的存在，该方法用在永磁同步电机无速度传感器控制中还有一些新的问题需要解决。例如，这种方法在启动阶段实际电机输出转速同估算转速之间存在一定的误差。当负载扰动比较明显时，这种方法下的转速有比较明显的变化，所以抗负载扰动的能力比较弱 [15]。

4. 各种基于观测器的估算方法^{[10][16][17][20]}

观测器的实质是状态重构，其原理是重新构造一个系统，利用原系统中可直接测量的变量如输出量和输入量作为它的输入信号，并使其输出信号 $\hat{x}(t)$ 在一定条件下等价于原系统的状态 $x(t)$ 。通常称 $\hat{x}(t)$ 为 $x(t)$ 的重构状态或估计状态，而称这个用以实现状态重构的系统为观测器。

目前存在的观测器有全阶状态观测器、降阶状态观测器、推广卡尔曼滤波器 (Extended Kalman Filter——EKF)、滑模观测器。

卡尔曼滤波器是由美国学者 (R. E. Kalman) 在 20 世纪 60 年代初提出的一种最优线性估计算法，其特点是考虑了系统的模型误差和测量噪声的统计特性。卡尔曼滤波器的算法采用递推形式，适合在数字计算机上实现。推广卡尔曼滤波器是卡尔曼滤波器在非线性系统中的一种推广形式，属于非线性估计算法。但是，推广卡尔曼滤波器的算法复杂，需要矩阵求逆运算，计算量相当大，为满足实时控制的要求，需要用高速、高精度的数字信号处理器，这使无速度传感器交流调速系统的硬件成本提高。另一方面，推广卡尔曼滤波器要用到许多随机误差的统计参数，由于模型复杂，涉及因素较多，使得分析这些参数的工作比较困难，需要

通过大量调试才能确定合适的随机参数。利用卡尔曼滤波的优点是不必了解电机的机械参数知识(可以克服电机参数反应灵敏的问题),以及电机启动过程中无需电机转子初始位置信息(可以解决电机的启动问题)。

在 1986 年召开的第 25 届决策和控制会议上,麻省理工学院的 J. J. Slotine 探讨了滑模观测器的非线性估计问题。滑模观测器是利用滑模变结构控制系统对参数扰动鲁棒性强的特点,把一般的状态观测器中的控制回路修改成滑模变结构的形式。滑模变结构控制的本质是滑模运动。通过结构变换开关以很高的频率来回切换,使状态的运动点以很小的幅度在相平面上运动,最终运动到稳定点。滑模运动与控制对象的参数变化以及扰动无关,因此具有很好的鲁棒性。但是滑模变结构控制在本质上是不连续的开关控制,因此会引起系统抖动,这对于矢量控制在低速下运行是有害的,将会引起比较大的转矩脉动。去抖的同时仍然保证系统的鲁棒性将是这种控制迫切要解决的问题。

5. 人工智能理论基础上的估算方法^{[18][19]}

进入 20 世纪 90 年代,电机传动上的控制方案逐步走向多元化,智能控制思想开始在传动领域显露端倪。专家系统、模糊控制、自适应控制、人工神经网络纷纷应用于电机控制方案中。

利用神经网络进行辨识,一般都是先规定网络结构,再通过学习系统的输入和输出,使性能指标满足要求,进而归纳出隐含在系统输入/输出中的关系。利用神经网络辨识的方法有多种,最常用的是前馈多层模型法。如今已有学者利用神经网络优越的逼近能力和自适应、自学习特性,与观测器设计理论相结合,基于非线性自适应观测器对 PMSM 的速度和位置进行估计^[9]。同时利用 Lyapunov 理论设计网络权系数阵的在线学习规则,并证明了观测器的稳定性。

二、适用于零速或极低速的方法

高频注入方法^{[7][21][22]}

为了解决低速时转子位置和转速估算不准的问题,美国 Wisconsin 大学的 M. L. Corley 和 R. D. Lorenz 提出了高频注入的办法。基本思想是:在电机出线端注入一个三相平衡的高频电压(或电流)信号,利用电机内部固有的或人为的(如对电机进行改造)不对称性,使电机产生一个可检测的磁凸极,通过检测对应的高频电流(或电压)响应来获取转子位置和速度信息,因此这种方法也称之为凸极追踪法。由于是依赖外加持续高频激励来显示凸极性,与转速无关,使得这种凸极跟踪方法能够实现低速甚至零速时的转子位置估计,而且由于追踪的是转子的空间凸极效应,因此对电机参数的变化不敏感,鲁棒性好。但这种方法需要快速和准确的数字信号处理技术作为支持。

综上所述,无速度传感器中的第一类方法主要基于电机基波激励模型中与转

速有关的量(如产生的反电动势)进行转子位置和速度估计,具有良好的动态性能,但是这种方法对电机参数变化敏感,鲁棒性差,零速或低速时会因反电势过小或根本无法检测而导致运行失败,因此适用于中、高速运行。第二类方法就是高频信号注入法,这种方法有三个基本特征:利用电机的凸极效应、注入高频激励信号和需要高带宽的噪声滤波器,能够实现电机全速范围的转子位置和速度检测。但是由于其信号处理过程比较复杂,影响其动态性能,尤其在突加、突减负载或者转速指令变化较大时会出现跟踪失败。

1.3 本文的主要工作和论文结构

本论文从工程实际角度出发,致力于永磁同步电机无速度传感器算法的研究仿真。着重解决无速度传感器控制中的低速问题,并将理论分析初步付诸于实践,证明了本论文中所采用的位置估计方法在实际应用中有很大的应用价值。

论文分为五章:

第一章 绪论。介绍了永磁同步电机在电动汽车上的应用和无速度传感器控制的研究现状。

第二章 永磁同步电机无速度传感器矢量控制概述。阐述了永磁同步电机的数学模型、矢量控制的基本原理和高频注入法估计位置的主要类别。

第三章 高频注入法无速度传感器控制理论及仿真。详细介绍了高频注入位置估计方法的理论基础、仿真系统设计及仿真结果。

第四章 影响高频注入法位置估计的各种因素及仿真。介绍了影响高频注入准确性的各种因素,其中着重讨论了注入电压幅值及频率影响、死区影响、饱和影响等。

第五章 实验结果。将理论结果应用于实践,在控制系统实验平台上初步验证了理论的正确性和可行性。

第二章 永磁同步电机无速度传感器矢量控制概述

近年来,随着永磁材料性能的不断提高和完善,以及永磁电机研究开发经验的逐步成熟,永磁电机在国防、工农业生产和日常生活等方面获得越来越广泛的应用。本章将详细介绍永磁同步电机的数学模型和矢量控制原理,并简要介绍高频注入法无速度传感器位置估计算法。

2.1 永磁同步电机的结构和数学模型

2.1.1 永磁同步电机的结构

永磁同步电动机由定子和转子两大部分组成^[24],其定子由定子铁芯、定子绕组组成,转子通常由永久磁钢构成,其主要作用是在电动机的气隙内产生足够的磁感应强度,与通电后的定子绕组互相作用产生转矩以驱动自身旋转。永磁同步电动机分为正弦波电流驱动的永磁同步电动机和方波驱动的永磁同步电动机,两者的主要区别在于正弦波电流驱动的永磁同步电动机具有正弦波的反电动势的波形,而方波驱动的永磁同步电动机具有梯形波的反电动势的波形。根据永磁体在转子上的位置不同,永磁同步电机可分为:面贴式(图2-1a)、嵌入式(图2-1b)和内埋式(图2-1c)。永磁同步电机转子结构不同,则电机的运行性能、控制方法、制造工艺和适用场合也不同。

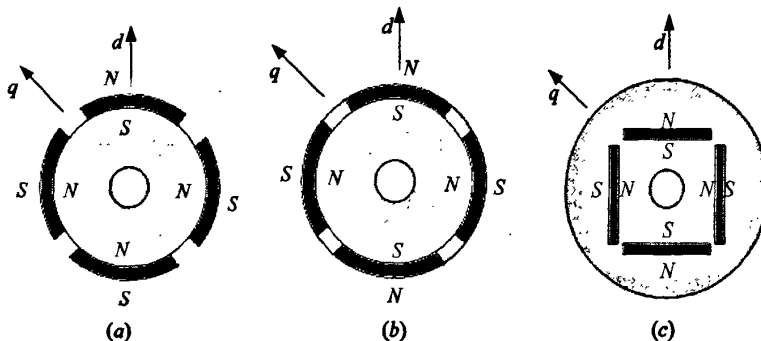


图2-1 永磁同步电机中常见转子结构

面贴式转子结构由于具有结构简单、制造成本较低、转动惯量小等优点,在

恒功率运行范围不宽的永磁同步电机(PMSM)和直流无刷电机(BLDCM)中得到了广泛应用。此外,面贴式转子结构中的永磁磁极易于实现最优设计,能使电机气隙磁密波形趋近于正弦分布,进而提高电机的运行性能。嵌入式转子结构可以充分利用转子磁路的不对称性所产生的磁阻转矩,提高电机的功率密度,使得电机的动态性能较面贴式有所改善,制造工艺也较简单,所以嵌入式转子结构经常被交流调速传动系统中的永磁同步电机采用,但漏磁系数和制造成本都较面贴式大。内埋式转子结构的永磁体位于转子内部,能有效地避免永磁体失磁,采用内埋式转子结构的永磁同步电机动态、静态性能好,广泛应用于动态性能要求高的交流调速传动系统中,但其转子漏磁系数更大。本文以正弦波电流驱动的内埋式永磁同步电机作为研究对象。

将径向穿过永磁体磁场的中心线定义为直轴(d),将穿过极间的中心线定义为交轴(q),两个磁极轴线相差 90° 电角度。对于采用稀土永磁材料的电机来说,由于永磁材料的相对回复磁导率接近1,电枢绕组的 d 轴电感 L_d 和 q 轴电感 L_q 相等,所以面贴式转子在电磁性能上属于隐极转子结构;而嵌入式转子结构相邻两永磁磁极间为磁导率很大的铁磁材料,所以 q 轴方向的磁通可以通过铁心,使 q 轴方向的磁阻减小,结果 $L_d < L_q$,故在电磁性能上属于凸极转子结构;内埋式转子结构在电磁性能上也属于凸极转子结构,而且凸极率更高。

2.1.2 永磁同步电机的数学模型

分析正弦波调速的永磁同步电机最常用的方法就是 $d-q$ 轴数学模型,它不仅可以分析永磁同步电机稳态运行性能,而且可用于分析电动机的瞬态性能。为了建立永磁同步电机 $d-q$ 轴数学模型,首先假设:

- (1) 忽略电动机铁心的饱和;
- (2) 不计电动机中的涡流和磁滞损耗;
- (3) 电动机的电流为对称的三相正弦波电流;
- (4) 转子上没有阻尼绕组,永磁体也没有阻尼作用。

图2-2是一台二极永磁同步电机的简图^[26],取永磁体基波磁场的方向为 d 轴,而 q 轴顺着旋转方向超前 d 轴 90° 电角度,转子参考坐标轴的旋转速度即为转子速度。取转子逆时针旋转方向为正。转子参考坐标的空间坐标以 d 轴与固定轴线(A相绕组轴线)间的电角度 θ_r 来确定。

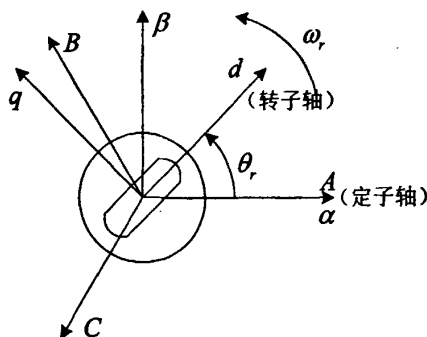


图 2-2 永磁同步电机坐标

由此可以得到转子坐标下的电压、磁链、电磁转矩和机械运动方程^[24]:

电压方程:

$$v_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q + R_s i_d \quad (2-1)$$

$$v_q = \frac{d\psi_q}{dt} - \omega_r \psi_d + R_s i_q \quad (2-2)$$

磁链方程:

$$\psi_d = L_d i_d + L_{md} i_f \quad (2-3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2-4)$$

电磁转矩方程:

$$T_{em} = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = p[L_{md} i_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2-5)$$

机械运动方程:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L - R_\Omega \Omega \quad (2-6)$$

式中:

v ——电压;

i ——电流;

ψ ——磁链;

d 、 q ——下标, 分别表示定子的 d 、 q 轴分量;

L_{md} 、 L_{mq} ——定转子间的 d 、 q 轴互感;

R_s ——定子电阻;

L_d 、 L_q ——定子绕组的 d 、 q 轴电感;

i_f ——永磁体的等效励磁电流(A), 当不考虑温度对永磁体性能影响时, 其值为一常数, $i_f = \psi_f / L_{md}$;

ψ_f ——永磁体产生的磁链;

J ——转动惯量(包括转子转动惯量和负载机械折算过来的转动惯量);

R_{Ω} ——阻力系数;

T_L ——负载转矩;

p ——微分算子, $p = \frac{d}{dt}$ 。

另一种常用的坐标系是定子两相静止坐标系(α - β 坐标系), 对应的电压、磁链和转矩方程为^[25]:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{\alpha} & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R_s + pL_{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$$\psi_{\alpha} = \int (v_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt \quad (2-8)$$

$$\psi_{\beta} = \int (v_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt \quad (2-9)$$

$$T_e = 1.5n_p (\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (2-10)$$

式中:

v_{α} 、 v_{β} —— α 、 β 轴定子电压;

i_{α} 、 i_{β} —— α 、 β 轴定子电流;

ψ_{α} 、 ψ_{β} —— α 、 β 轴定子磁链;

θ_r ——转子位置角;

$L_{\alpha} = L + \Delta L \cos 2\theta_r$; $L_{\beta} = L - \Delta L \cos 2\theta_r$; $L_{\alpha\beta} = -\Delta L \cos 2\theta_r$;

$L = (L_d + L_q)/2$; $\Delta L = (L_d - L_q)/2$ 。

d - q 坐标系、 α - β 坐标系和 abc 坐标系之间电流的变换关系如下:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

上述变换也适用于电压、磁链的变换。

2.2 永磁同步电机的矢量控制

2.2.1 矢量控制的基本原理

矢量控制是高性能的永磁电机伺服驱动系统中主要采用的控制方法。交流电机的矢量控制1971年由德国Blaschke等人提出^[28],从而在理论上解决了交流电动机转矩的高性能控制问题。该控制方法首先应用在感应电机上,很快被移植到同步电机。事实上,在永磁同步电机上更容易实现矢量控制,因为该类电机在矢量控制过程中不存在感应电机中的转差频率电流而且控制受参数(主要是转子参数)的影响也小。目前,矢量控制技术在永磁同步电机中得到了广泛地应用,其地位已经超过了其在异步电机中的地位。

矢量控制的基本思想源于对直流电机的严格模拟^[27]。直流电机本身具有良好的解耦特性,它可以分别通过控制其电枢电流和励磁电流来达到控制电机转矩的目的。矢量控制的最终目的是改善电机的转矩控制性能,而实施仍然落实到对定子电流的控制上。矢量控制通过电机磁场定向将定子电流分为励磁分量和转矩分量,分别加以控制,从而获得良好的解耦特性。因此,矢量控制既需要控制定子电流的幅值大小,又需要控制定子电流空间相量的相位。在永磁同步电机矢量控制系统中,转子磁极的位置用来决定逆变器的触发信号,以保证逆变器输出频率始终等于转子角频率。从式(2-5)可以看出,当永磁体的磁链和交、直轴的电感确定后,电动机的转矩便取决于定子电流的空间矢量 i_s ,而 i_s 的大小和相位又取决于 i_d 和 i_q ,也就是说控制 i_d 和 i_q 便可以控制电动机的转矩。一定的转速和转矩对应一定的 i_d^* 和 i_q^* ,通过对这两个电流的控制,使实际 i_d 和 i_q 跟踪指令 i_d^* 和 i_q^* ,便实现了电动机的转矩和转速控制。由于实际进入电动机电枢绕组的电流是三相交流电流 i_a 、 i_b 和 i_c ,因此三相电流 i_a^* 、 i_b^* 和 i_c^* 指令必须经过 $dq-abc$ 变换由 i_d^* 和 i_q^* 得到。

通过电流环控制,可以使电动机输入的三相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 与给定的指令值 i_a^* 、 i_b^* 和 i_c^* 一致。上述矢量控制对于电动机稳态运行和瞬态运行都适用,而且 i_d 和 i_q 是各自独立的,因此便于实现各种先进的控制策略。

2.2.2 矢量控制方法

在矢量控制中,电流控制模式是多种多样的,且电流控制模式和转子的几何结构影响着永磁同步机的性能和逆变器的容量。Yoji. Takeda. Etal提出了永磁同步机矢量控制的四种电流控制模式^[29],并定义了四项性能指标:电机端电压比

K =负载端电压/空载端电压、去磁系数 $\xi = L_d I_d / \psi_f$ 、功率因数 $\cos \varphi$ 、凸极系数 $\rho = L_q / L_d$ 。一般电机控制策略的选取是根据电机转矩和电流之间的线性度、控制过程中电机端电压的允许变化程度、功率因数和电枢反应的去磁效应等方面的因素来综合确定。

永磁同步电动机矢量的控制可采用的控制方法主要有： $i_d = 0$ 控制、 $\cos \varphi = 1$ 控制、最大转矩/电流控制、弱磁控制、最大输出功率控制等。不同的电流控制方法具有不同的优缺点，如 $i_d = 0$ 最为简单， $\cos \varphi = 1$ 可降低与之匹配的逆变器容量，恒磁链控制可增大电动机的最大输出转矩等。其中， $i_d = 0$ 模式应用较多。

本课题中选择的 $i_d = 0$ 控制方案。该控制方式突出的优点是没有电机直轴电枢反应，不会引起永磁体的去磁现象，且可以同时实现隐极式电机每安培最大转矩控制。不足之处是电机端电压随负载增大而增大，因而要求逆变器输出电压高、容量较大。

$i_d = 0$ 时^[5]，从电动机的端口看，相当于一台它励直流电动机，定子电流中只有交轴分量，且定子磁动势空间矢量与永磁体磁场空间矢量正交，因此电动机转矩中也只有永磁转矩分量，其值为：

$$T_{em} = p \psi_f i_s \quad (2-14)$$

$i_d = 0$ 控制时的时间相量图如图2-3所示。从图中可以看出反电动势向量 \dot{E}_0 与定子电流向量 \dot{I}_s 同相。对于面贴式转子结构的永磁同步电机来说，此时单位定子电流可获得最大转矩，这也是永磁同步电动机多采用 $i_d = 0$ 控制的原因。

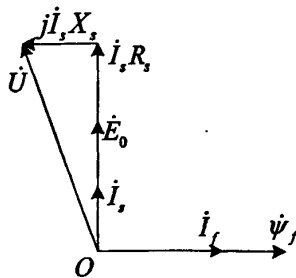
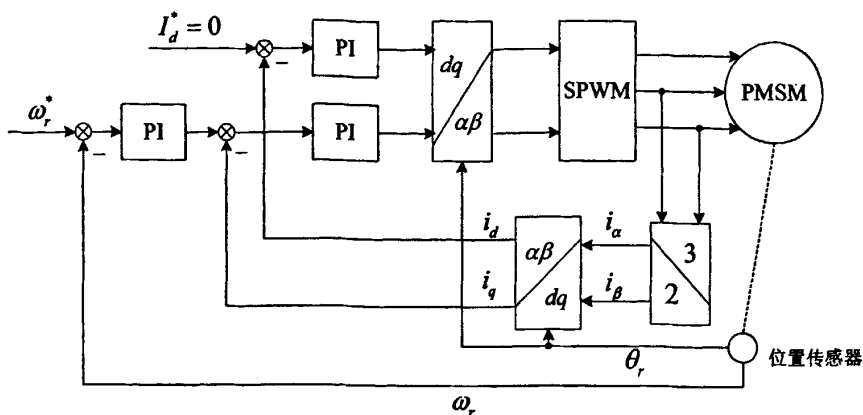


图 2-3 磁场定向相量图

磁场定向控制简图如 2-4 所示

图 2-4 $i_d = 0$ 矢量控制简图

2.3 三种高频注入方法简介

由矢量控制的特点可知，在控制过程中需要精确知道电机转子的位置信息。我们前面已经叙述过，速度传感器在实际应用中存在各种各样的缺点。本文采用无速度传感器算法来估计转子的位置。为了解决电机低速运行时的速度估计问题，结合各种位置估计算法的特点，选定高频注入法为位置估计算法。

高频注入法具有三个基本特征：利用电机的凸极效应，注入高频激励信号和需要高带宽的噪声过滤器。每个特征都可以用多种方法实现，因此高频注入法的实现也有多种形式。

首先高频信号注入法要求电机必须能表现出凸极效应。电机的凸极有两种形成原因，一种是由于不对称的电机结构，另一种是由于定子或转子的铁磁饱和。一方面，基于电机结构的凸极是由电机的设计所决定的，几乎不受定子电流的影响，这使得利用凸极进行转子位置估算的自检测方法具有很强的鲁棒性。另一方面，基于饱和的凸极相对于转子位置是不固定的，他的位置随着定子电流幅值的变化而移动。也就是说，这种自检测方法中的跟踪观测器跟踪电机里最大饱和的位置，而不是转子的位置，因此这种利用基于饱和的凸极进行转子位置估算的方法鲁棒性能低，不够精确，同时对参数敏感。所以永磁电机设计中基于电机结构的凸极幅值通常决定了凸极跟踪自检测技术的精确程度。内插式、内埋式永磁同步电动机的转子在相邻两永磁磁极间有着磁导率很大的铁磁材料，凸极率较高；而面贴式永磁同步电动机的转子在电磁性能上属于隐极转子结构，凸极效应很不明显。对那些凸极效应不明显的电动机，必须通过改进电动机内部结构或是利用饱和和感应来得到比较显著的凸极特性。

另外，高频注入法必须注入高频激励信号。需要注意的是，选择的高频信号

幅值必须对电动机功率转换影响最小，不能对环境产生很大的电磁噪声污染。高频信号频率也不能选择过高，否则增强了绕组的集肤效应，会影响电动机的参数。

高频信号注入法从注入信号本身的性质来分，可以分为旋转高频信号注入法和脉振高频信号注入法；而从在整个电动机控制系统中注入的位置来分，可以分为高频电压信号注入法和高频电流信号注入法。当采用高频电压信号注入时，需要检测电动机产生的高频电流响应以提取和转子位置相关的信息；而采用高频电流信号前馈注入时，需要检测高频电压响应以提取和转子位置相关的信息。下面简要述述一下高频注入的三种方法。

1. 旋转高频电压注入法^{[30][31][32][33][34]}

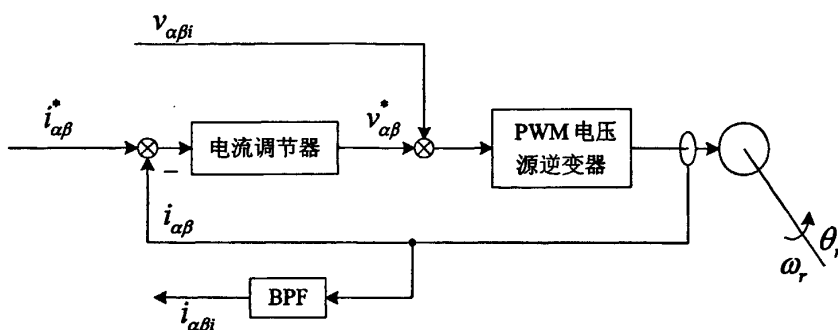


图 2-5 旋转高频电压注入框图

图中： $i_{\alpha\beta}$ ， $u_{\alpha\beta}$ ——基波电流和电压；

$i_{\alpha\beta i}$ ， $u_{\alpha\beta i}$ ——高频电流和电压。

旋转高频电压注入法是最常用的一种高频注入方法，本文中即采用这种方法估计转子位置。其基本原理为：在基波激励上叠加一个三相平衡的高频电压激励，然后检测电机中所产生的对应的高频电流响应，并通过特定的方法（如构造观测器法、反三角函数法和锁相环方法）来获取转子的位置信息。由于一般交流传动系统都使用电压源逆变器供电，因此，旋转高频电压信号的注入较为容易实现，无需改变系统结构。这种方法的缺点是在提取含有转子位置信息的高频电流信号的过程中需要较多的滤波器，增加了信号处理的难度^[39]。

2. 旋转高频电流注入法^[35]

旋转高频电流注入法的基本原理是：在基波电流指令上叠加一个三相平衡的高频电流激励，然后在 PWM 逆变器输入端提取电压指令中对应的高频电压响应，再通过特定的方法来获取转子位置信息。与旋转高频电压信号注入法相比，旋转高频电流信号注入法的最大优点是注入较小幅值的电流信号就能获得相对

幅值较大的包含转子位置信息的电压信号，因为高频阻抗是随着频率的增加而增大的。

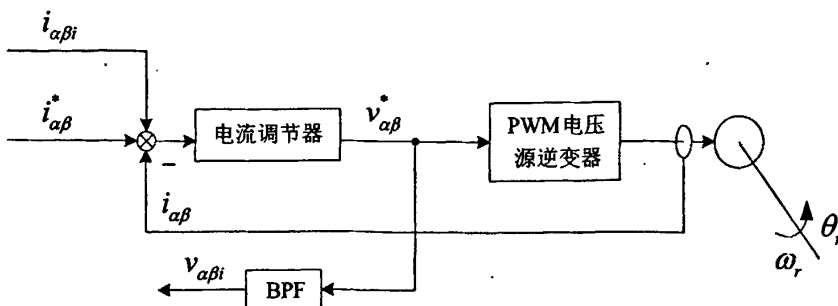


图 2-6 旋转高频电流注入框图

由于高频电流矢量前馈注入的位置在电流调节器之前，所以高频电流信号注入法要求电流调节器必须有足够的带宽，能够同时调节基频电流分量和高频电流分量。一般为了提高电流调节器的性能，需要对标准的同步旋转坐标系中的PI调节器进行改造。

3. 脉振高频电压注入法^{[36][37][38]}

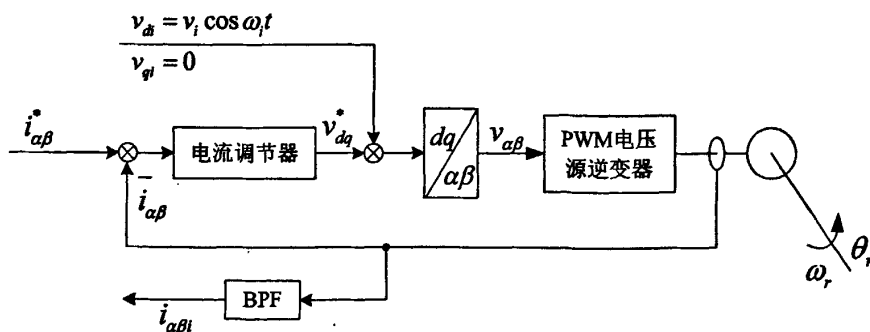


图 2-7 脉振高频电压注入框图

脉振高频电压注入法与旋转高频电压注入法类似，和旋转高频电压注入法不同之处在于脉振高频电压注入法只在估计的转子旋转坐标系 $d-q$ 中的 d 轴上注入高频正(余)弦电压信号，所以注入信号在静止坐标系中就是一个脉振的高频电压信号。由于脉振高频电压注入法只在估计的转子旋转坐标系 $d-q$ 中的 d 轴上注入高频正(余)弦电压信号，相当于在按转子磁场定向的 d 轴上注入高频电压信号，这对 q 轴产生的转矩电流几乎没有影响，因此相对于旋转高频电压注入法

来说,产生的脉动电磁转矩很小。脉振高频电压注入法的另一优点是它不但可应用于内插式、内埋式永磁同步电机,而且通过利用饱和凸极效应还可以应用在隐极的面贴式永磁同步电机中。但缺点是脉振高频电压注入需要准确估计 d 轴的位置。

2.4 本章小结

本章主要介绍了永磁同步电机的矢量控制原理和高频注入法的初步理论。详细描述了永磁同步电机在 $d-q$ 和 $\alpha-\beta$ 轴坐标下的数学模型,为后面分析高频注入法奠定了理论基础。

文中首先简要回顾了矢量控制的历史,分析其基本原理,确定了系统设计中选取的矢量控制的具体方法。然后考虑到电动汽车中对于速度估计算法的特殊要求,综合分析各种算法,选取了高频注入法。最后对三种高频注入法进行了简要的介绍。

第三章 高频注入法无速度传感器控制理论及仿真

交流调速传动系统属于工程系统的范畴，如果需要定量地研究系统的行为，必须将其本身的特性及其内部的关系抽象出来，构造出系统的模型。计算机仿真技术是现代工程设计的有效手段，目前MATLAB/Simulink因其灵活的模块式输入方式、语言的高度集成性和强大的数据处理能力使得它在系统仿真领域获得了广泛的应用。

上一章已经初步介绍了基于高频注入的无速度传感器控制系统几种控制方法，其中旋转高频电压注入法有一定的优越性。本章将对旋转高频电压注入法理论及仿真进行详细地分析。

为了验证理论的正确性和可行性，本章将应用 MATLAB/Simulink 建立基于高频电压注入的无速度传感器永磁同步电动机矢量控制系统的仿真模型，进行系统静、动态性能的仿真研究。

3.1 高频注入法位置估计理论基础

根据前文提到永磁同步电机的数学模型

电压方程：

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_r \\ \omega_r & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

对式(3-1)和(3-2)进行坐标旋转变换，可得定子两相坐标系($\alpha-\beta$)下的电压，磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

在两相静止坐标系下，当电压频率很高时，电枢电阻压降相对电枢反电动势而言为极小量，可忽略不计。其磁链方程可改写为：

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \cos(\theta_r) \\ \psi_f \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

其中: $L = \frac{L_q + L_d}{2}$ —— 平均电感;

$\Delta L = \frac{L_q - L_d}{2}$ —— 定子微分电感。

v 、 i 、 L 、 ψ 分别表示定子电压、电流、电感及磁链。 θ_r 为以电角度表示的转子位置, 即 d 轴与 α 轴的夹角。

3.1.1 电机静止时的位置估计

在永磁同步电机的静止坐标系 ($\alpha - \beta$) 轴上分别注入高频信号, 适当选择电压幅值, 可以保证转子保持静止。如下:

$$v_i = \begin{bmatrix} v_{\alpha i} \\ v_{\beta i} \end{bmatrix} = \hat{V}_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

当有高频电压注入, 由式(3-3)和(3-5)可得:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha i} \\ v_{\beta i} \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$\text{其中 } \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \cos(\theta_r) \\ \psi_f \sin(\theta_r) \end{bmatrix}$$

当转子不转时 $\begin{bmatrix} \psi_f \cos(\theta_r) \\ \psi_f \sin(\theta_r) \end{bmatrix}$ 为常量, 其微分为零。

通过对上两式的联立求解, 可知此时的端电流可以表示为:

$$i_i = \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \cos(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \\ I_0 \sin(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \sin(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

$$i_i = I_0 e^{j(\omega_i t - \frac{\pi}{2})} + I_1 e^{j(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2})} \quad (3-8)$$

其中 $I_0 = \left[\frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{\hat{V}_i}{\omega_i}$ —— 高频载波信号正相序分量的幅值;

$I_1 = \left[\frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{\hat{V}_i}{\omega_i}$ —— 高频载波信号负相序分量的幅值。

由式(3-8)可见,载波电压矢量作用在有凸极效应的电机中,产生的载波电流矢量包含正相序和负相序两个分量。由此高频电压激励出的高频电流运动轨迹可以看成是两个运动方向相反的旋转矢量的合成。图3-1所示是两相静止坐标系 $\alpha-\beta$ 中注入的旋转高频电压矢量以及所产生的高频电流矢量,图中设矢量旋转的正方向为逆时针方向^[42]。

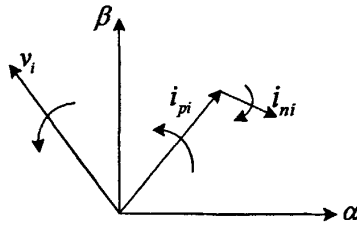


图 3-1 转子静止电流矢量

其中 $i_{pi} = I_0 e^{j(\omega_r t - \frac{\pi}{2})}$
 $i_{ni} = I_1 e^{j(2\theta_r - \omega_r t + \frac{\pi}{2})}$

当定子静止在不同位置时高频电流矢量的空间轨迹如图3-2所示^[42]。由于其正相序分量与负相序分量幅值不同,因此在静止 $\alpha-\beta$ 坐标系中高频电流矢量的轨迹为椭圆,长轴长度为 I_0 与 I_1 之和,短轴长度为 I_0 与 I_1 之差。

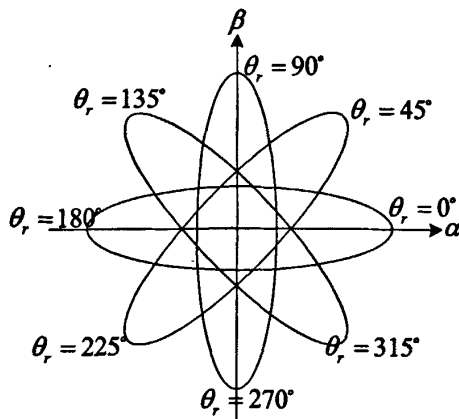


图 3-2 转子不同位置电流轨迹

当 $\omega_r t - \frac{\pi}{2} = 2\theta_r - \omega_r t + \frac{\pi}{2} + 2k\pi$, ($k=0,1,2,\dots$), 即:

$$\omega_1 t = \theta_r + \frac{\pi}{2} + k\pi \quad (3-9)$$

正负矢量方向一致, i_i 取最大值:

$$i_{i\max} = I_0 + I_1 = \frac{\hat{V}_i}{L_q \omega_1} \quad (3-10)$$

当 $\omega_1 t - \frac{\pi}{2} = 2\theta_r - \omega_1 t + \frac{\pi}{2} + (2k+1)\pi$, ($k=0,1,2,\dots$), 即:

$$\omega_1 t = \theta_r + k\pi \quad (3-11)$$

正负矢量方向相反, i_i 取最小值:

$$i_{i\min} = I_0 - I_1 = \frac{\hat{V}_i}{L_q \omega_1} \quad (3-12)$$

所以, 当高频电压矢量与转子轴线垂直时, 高频电流幅值达到最大值。由于高频状况下, 电枢电压以反电势为主, 所以, 电压矢量与电流矢量垂直, 因而, 电流矢量椭圆轨迹的长轴与转子轴线重合, 如图3-2。则转子位置求解公式可为:

$$\omega_1 t = \theta_r + \frac{\pi}{2} + k\pi \quad (3-13)$$

$$\theta_r = \omega_1 t - k\pi - \frac{\pi}{2}$$

因此可判断出转子的位置。

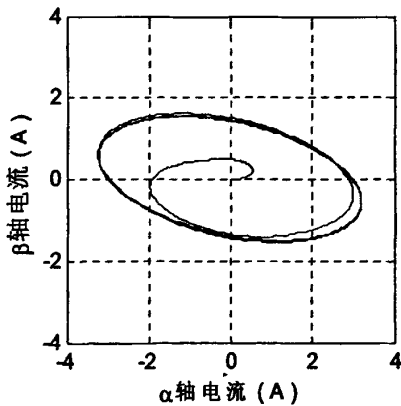


图3-3 电机静止时 α - β 轴高频电流轨迹

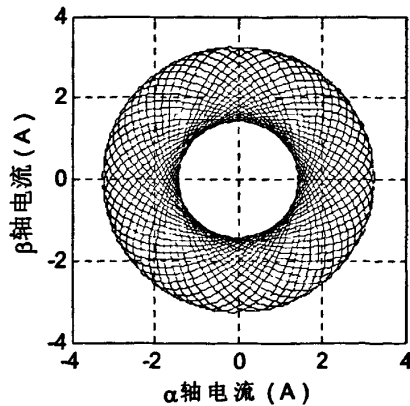


图3-4 电机旋转时 α - β 轴高频电流轨迹

图3-3给出了转子初始位置检测时, 电机仅在高频电压激励下, 得到的高频电流矢量的空间轨迹。与前面的分析一致, 电流矢量的空间轨迹为一椭圆, 且长轴与转子轴重合。由于存在过渡过程, 实际电流轨迹为一条从原点开始的发散曲

线, 最终稳定在一个椭圆上, 且椭圆的形状一直没变, 说明该电机在每一个极距范围内只呈现出一个空间凸极。

但是, 式(3-13)表明, 上述方法得到的转子空间位置可能存在 πrad 的误差, 即无法检测出转子磁极极性。

3.1.2 电机旋转时的位置估计

电极旋转时 $\begin{bmatrix} \psi_f \cos(\theta_r) \\ \psi_f \sin(\theta_r) \end{bmatrix}$ 为变量, 解方程(3-6)可得:

$$i_i = \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \cos(2\theta_r - \omega_1 t + \frac{\pi}{2}) \\ I_0 \sin(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \sin(2\theta_r - \omega_1 t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{\psi_f \cos \theta_r}{L - \Delta L} \\ \frac{\psi_f \sin \theta_r}{L - \Delta L} \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

在式(3-14)中, 前两项都是频率为 ω_1 的高频分量, 而末项是频率为 ω_r 的低频量。利用带通滤波器可以很容易滤除末项, 得到:

$$i_i = \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \cos(2\theta_r - \omega_1 t + \frac{\pi}{2}) \\ I_0 \sin(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \sin(2\theta_r - \omega_1 t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

因为此时 $\omega_r \neq 0$, θ_r 成为时变量, 从上式可以看出, 转速正余弦信号对高频信号幅值存在调制作用。仿真结果也证明了这一点, 如图3-5所示:

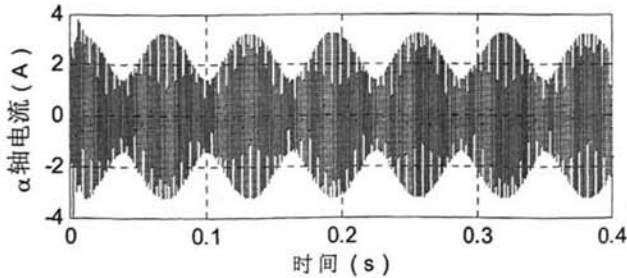


图3-5 α 轴高频电流响应

从高频电流响应的表达式可以看出, 正相序高频电流分量中不包含任何与转子位置相关的信息, 只有负相序高频电流分量的相位中包含转子位置信息 θ_r (电角度表示), 因而必须采用适当的信号处理技术将它提取出来以实现转子位置的检测。

图3-4给出了电机以 $\omega_r = 50\text{rad/s}$ 旋转时高频电流的旋转轨迹，此时该轨迹可以看成是一个旋转着的椭圆。长轴与 α 轴的夹角即为转子空间位置角 θ_r ，而且 θ_r 角增加的方向与转子转动的方向一致，说明高频电流矢量能够跟踪转子凸极位置。

由此可见，高频信号注入法能够代替传统的机械传感器，实现转子位置的有效检测。由于高频信号注入法提供了持续的励磁信号，因此在低速甚至零速时它都能检测出转子的位置，而且这种方法对参数的变化不敏感。

但是，随着转速的升高，电机反电动势增大，式(3-14)中的后一项不再是低频分量，很难用滤波器将其和低频信号分开，从而导致较大的误差。这限制了该方法在高速区的应用。

3.2 系统设计

系统的整体框图如图 3-6 所示^[33]，本系统采用电压型 SPWM 逆变器，所有的控制输出最终转换为电压输出。按转子位置定向，采用保持电枢电流 $I_d = 0$ 的矢量控制方法，此时电机转矩与电枢电流 I_q 的值成正比，所以在控制环节上有两个控制回路，即 d 轴电流和 q 轴电流。系统的主要部分包括 PI 调节器，逆变单元，带通滤波单元，同步滤波单元，锁相单元。下边将对系统各个部分的设计过程做详细介绍。

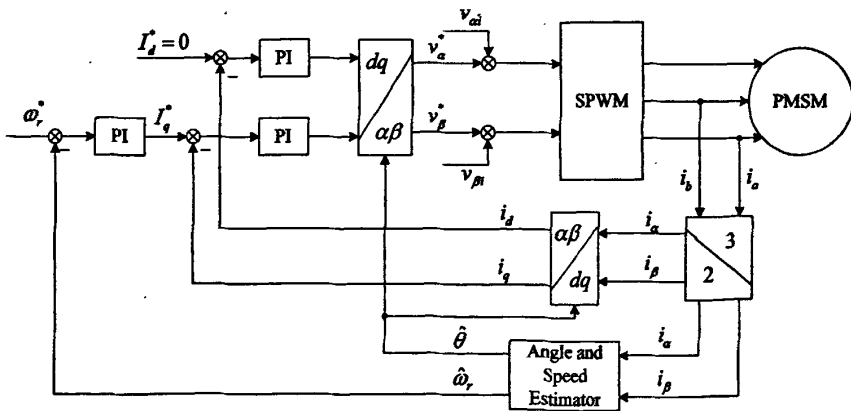


图 3-6 系统整体框图

3.2.1 速度环和电流环设计

与速度控制对象相比，电流控制对象的响应速度充分快，因此，电流控制对象的传递函数可以近似为 $1(i_q^* = i_q)$ 。分别设电动机和负载的综合机械转动惯量为 J ，黏性摩擦系数为 D ，负载转矩为 T_L 。从速度给定值 ω_r^* 到速度 ω_r 的闭环系统如图 3-7 所示^[5]。

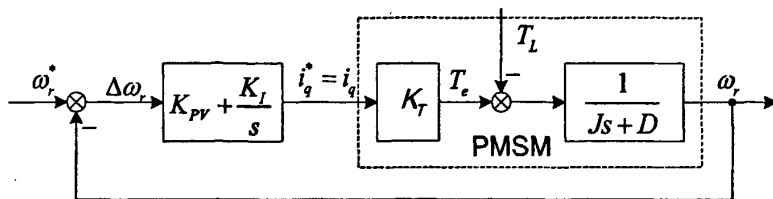


图 3-7 速度控制系统框图

其闭环传递函数为：

$$G_v(s) = \frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{K_T K_{PV}}{J} s + \frac{K_T K_{IV}}{J}}{s^2 + \frac{K_T K_{PV} + D}{J} s + \frac{K_T K_{IV}}{J}} \quad (3-16)$$

把式(3-16)的传递函数设计成为时间常数为 T_v 的一阶系统 $G(s) = 1/(T_v s + 1)$ 时：

$$G_v(s) = \frac{K_T K_{PV} s + K_T K_{IV}}{J s^2 + (K_T K_{PV} + D) s + K_T K_{IV}} = \frac{K_T K_{PV} s + K_T K_{IV}}{(T_v s + 1)(K_T K_{PV} s + K_T K_{IV})}$$

相应地可以得出：

$$K_T K_{PV} T_v = J, \quad K_T T_v K_{IV} + K_T K_{PV} = K_T K_{PV} + D$$

求得控制系统的增益 K_{PV} 、 K_{IV} 为：

$$K_{PV} = \frac{J}{T_v K_T}, \quad K_{IV} = \frac{D}{K_T T_v}$$

也可设计成二阶系统，在式(3-16)中，令

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_T K_{IV}}{J}}, \quad \xi = \frac{K_T K_{PV} + D}{2\sqrt{J K_T K_{IV}}}$$

代入式(3-16)中，得到速度控制系统的特征方程如下，即：

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (3-17)$$

根据式(3-17)确定固有角频率 ω_n , 阻尼系数 ξ , 可得出速度控制器的参数 K_{PV} 和 K_V , 即:

$$K_{PV} = \frac{2\omega_n J \xi - D}{K_T}, \quad K_V = \frac{\omega_n^2 J}{K_T}$$

由 PMSM 的数学模型可知, i_d 和 i_q 电流相互耦合, 是典型的非线性系统, i_d 、 i_q 相互耦合影响, 得不到独立调节, 输出转矩 T 与 i_q 呈非线性关系。要想独立控制 i_d 、 i_q , 获得 PMSM 的高性能控制, 必须对 i_d 和 i_q 进行解耦控制。本论文中采用电压前馈解耦, 其解耦过程中不用反馈的电流值, 而用电流的给定值, 其原因是反馈电流中有很多噪声, 而且这种解耦方法对注入高频电压的频率也有影响(在第四章重点分析), 其框如图 3-8 所示。解耦之后电流控制的系统框图如图 3-9, 此时 i_d 和 i_q 互不影响, 且有相同的结构。仅以 q 轴的电流控制系统的增益设计方法加以说明。首先, 求出从电流指令值 i_q^* 到 q 轴电流 i_q 之间的传递函数 $G_I(s)$, 如式(3-18)所示:

$$G_I(s) = \frac{i_q}{i_q^*} = \frac{\frac{K_p s + K_I}{L_q} s + \frac{K_I}{L_q}}{s^2 + \frac{K_p + R}{L_q} s + \frac{K_I}{L_q}} \quad (3-18)$$

同样, 把式(3-18)的传递函数设计成为时间常数为 T_o 的一阶系统 $G(s) = 1/(T_o s + 1)$ 时:

$$G_I(s) = \frac{K_p s + K_I}{L_q s^2 + (K_p + R)s + K_I} = \frac{K_p s + K_I}{(K_p s + K_I)(T_o s + 1)}$$

相应地可以得出:

$$K_p T_o = L_q, \quad K_I T_o + K_p = K_p + R$$

求得控制系统的增益 K_p 、 K_I 为:

$$K_p = \frac{L_q}{T_o}, \quad K_I = \frac{R}{T_o}$$

系统带宽 ω 与上升时间 t_r 之间满足 $\omega t_r = \ln 9 \approx 2.2$ ^[52], 只要根据要求给出系统上升时间即可给出系统带宽, 然后根据 $T_o = 1/\omega$, 得出 T_o , 即可得出电流环的 PI 参数。

也可以按照二阶系统设计, 如果给出式(3-18)传递函数的固有角频率 ω_n 、阻尼系数 ξ , 则控制增益 K_p 、 K_I 为:

$$K_p = 2\omega_n L_q \xi - R, \quad K_I = \omega_n^2 L_q$$

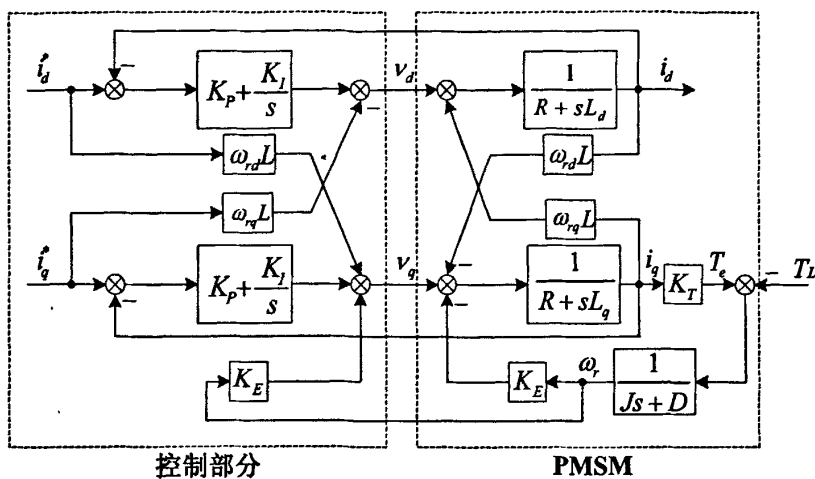


图3-8 电流解耦环节

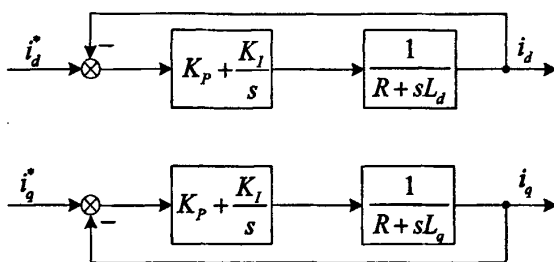


图3-9 解耦之后电流环

3.2.2 滤波器设计

为了提取负相序高频电流响应中的转子位置信息，必须很好地滤除电机端电流中的基频电流、低次谐波电流、PWM开关谐波电流以及正相序高频电流。基频电流、低次谐波电流、PWM开关谐波电流与高频电流响应的频率相差较大，前两者频率远低于注入频率，后者与逆变器功率半导体器件的开关频率有关，比注入频率要高得多，它们都可以通过常规的带通滤波器予以滤除。另外考虑到高频注入的特殊情况，我们又设计了获取高频电流的另一种方法，取名为纯延迟滤波，框图如图3-10所示：

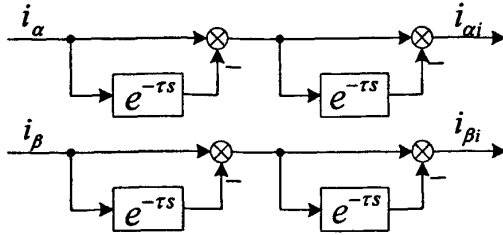


图3-10 纯延迟滤波

这种方法的原理是将电流信号延迟高频电流信号的半个周期,然后再与原来信号相减。因为高频信号频率比基频信号高很多,所以经过延迟的基频信号几乎和原信号重合,而高频信号却相差了半个周期,经过相减后基频信号基本上被去除,而高频电流信号幅值却增大了一倍,更便于信号的检测和处理。而且能够用较小的注入高频电压得到较大的高频电流响应,从而能减小由于注入较大的高频电压引起的系统噪声和功率损失。这种方法的缺点就是不能去掉PWM开关谐波电流等更高频率的噪声,但通过加入一个截止频率较高的低通滤波器可以解决这个问题。经过仿真表明,这种方法可行。仿真结果如图3-11所示,图中横轴为 $i_{\alpha i}$,纵轴为 $i_{\beta i}$ 。

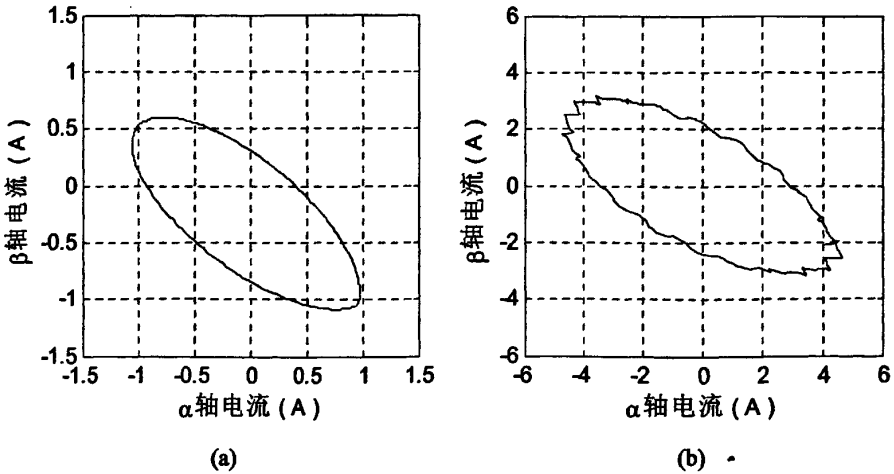


图3-11 滤波后高频电流 (a)带通滤波器 (b) 纯延迟滤波

从图中可明显看出用带通滤波器与用纯延迟滤波效果的差别。用带通滤波器得到的高频电流幅值较小,而用纯延迟滤波得到的高频电流幅值大了很多倍。

负相序高频电流响应是注入的旋转高频电压信号和依赖于转子位置的凸极相互作用而产生的。随着转子位置的变化,负相序高频电流矢量的空间位置也发

生变化，且随着转速的下降，正、负相序高频电流的频率值越来越接近，特别是当零速时二者频率值相同，只是矢量的转向不同，这样正相序高频电流分量就不能通过常规滤波器滤除。鉴于正、负相序高频电流矢量在空间的转向不同，可以考虑使用同步轴高通滤波器(Synchronous Frame Filter—SFF)来提取所需的负相序高频电流矢量^[34]。

同步轴高通滤波器通过坐标变换把高频电流矢量变换到一个与注入的高频电压矢量同步旋转的参考坐标系中，此时正相序高频电流矢量变成直流，很容易通过常规的高通滤波器予以滤除。同步轴系高通滤波器的基本结构如图3-12所示，由于注入电压的频率 ω_i 一般是常量，因此用硬件实现静止坐标系下同步轴系高通滤波器也非常方便。图中的 ω 是同步参考坐标系中一阶高通滤波器的截止角频率。通常将 ω 选得很低，一般仅为10赫兹左右，这样滤波后的信号失真非常小。

可以看出，在旋转高频电压信号注入法中，首先被滤除的成分为基频、低次谐波电流和PWM开关谐波电流分量，其中基频电流分量的幅值远比高频电流分量的幅值大得多。其次被滤除的成分为正相序高频电流分量，它不包含任何与凸极位置有关的信息。剩下的信号为负相序高频电流分量。

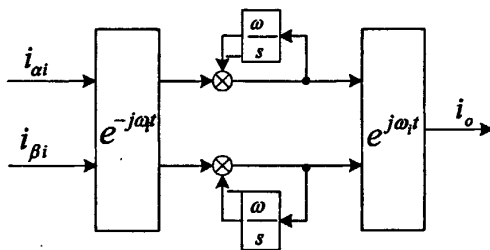


图3-12 同步轴高通滤波器

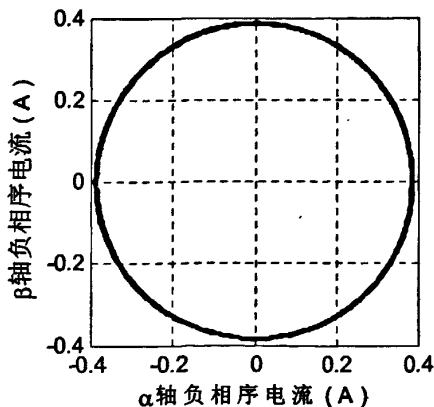


图 3-13 负相序电流轨迹

经过同步滤波后, 所剩的负相序电流轨迹如图 3-13 所示, 得出的负相序电流进入锁相环环节来获取转子位置和速度信息。

3.3 锁相环设计

3.3.1 锁相环的数学模型

从负相序高频电流分量的相角中提取转子位置信息的方法有很多, 包括直接计算法(如利用两个输入信号的反正切变换)、锁相环和跟踪观测器。由于测得的输入信号中存在噪声干扰, 因此利用反正切变换获得的位置信号中也包含噪声干扰。为了减小噪声的影响必须使用滤波器, 但是滤波器又会导致估计值滞后于实际值, 影响信号的动态跟踪性能。

锁相环(PLL)技术也称为自动相位控制技术, 是一个能够实现跟踪输入信号的技术。锁相环是一个相位误差反馈控制系统, 它用输入信号和压控振荡器输出信号之间的误差来调整压控振荡器输出信号的频率。在稳定状态下, 两信号之间的频差为零, 相位差不随时间而变化, 误差控制电压也是固定值, 这时环路就进入“锁定”状态。锁相环系统包括鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)和压控振荡器(VCO)三个部分, 如图3-14所示。PD对输入信号和反馈信号的相位作比较运算, 输出一个对应于两信号的信号差的误差电压 ΔU 。相位比较器的输出特性有正弦形, 锯齿形及三角形等多种。由于负相序电流为正弦, 我们主要讨论正弦形相位比较器特性。环路滤波器是一个线性低通滤波器, 用来滤除高频成分和调整环路参数, 其数学描述输入输出为一阶积分的关系^[43]。

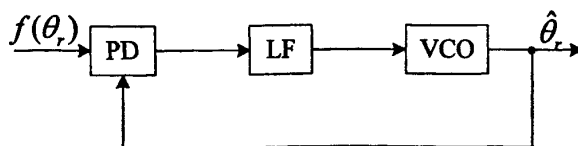


图3-14 锁相环原理图

压控振荡器是一种电压—频率变换装置, 它受控制电压 U_d 的控制, 使压控振荡器的输出信号 U_o 的频率向着减小与输入信号 U_d 的频率之差方向变化直至稳定。在线性范围内, 压控振荡器的特性方程可表示为:

$$\omega_o(t) = \omega_n + k_o U_d(t) \quad (3-19)$$

其中 ω_n 为固有振荡角频率, k_o 为压控振荡器增益系数。对相位比较器起作用的不是瞬时角频率而是它的瞬时相位, 对式(3-19)两端积分, 再以 $\omega_n t$ 为参考的输出瞬时相位为:

$$\theta(t) = k_o \int U_a(t) dt \quad (3-20)$$

可见, 压控振荡器在锁相环路中也起到了一次积分的作用, 式(3-20)因此也称为环路中的固有积分因子。

对于频率和相位不变的输入信号, 环路能够锁定, 这也是对环路的基本要求, 也是锁相环的重要特性。若环路对输入频率和相位不断变化的信号, 能使压控振荡器的频率和相位不断的跟踪输入的频率和相位变化, 这时环路处于“跟踪状态”。换句话说, 环路的“锁定状态”是对频率和相位固定的输入信号而言的, 若环路既不处于锁定状态, 又不处于跟踪状态, 则环路处于失锁状态, 这种情况是我们不愿看到的, 也是要尽力避免发生的。

一般来说, 锁相环路是一个非线性系统, 之所以是一个非线性系统, 是因为环内具有非线性的部件——鉴相器(其复杂程度决定了该非线性系统的阶数), 因此, 其准确的动态性能必须用非线性微分方程来描述, 但是利用数学工具对一阶以上的环路进行分析的时候是相对困难的。因此, 对其非线性部分进行线性化是一种必要的分析手段。因此, 线性化分析手段的引入也是必需的。

电机的实际转子位置 θ_r 与估计的转子角度 $\hat{\theta}_r$ 之间的比较环节类似于锁相环模型中鉴相器的作用。由于从转速到转子位置之间是一次积分作用, 因此, 从转速到转子位置的计算就相当于锁相环数学模型中压控振荡器的作用。如图3-15所示, 其余部分的计算相当于锁相环模型的低通滤波器的作用。

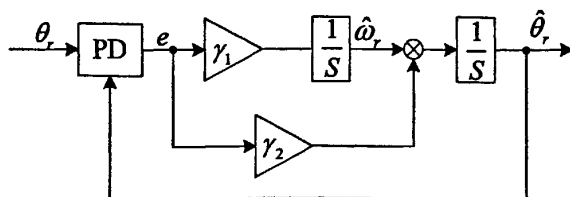


图3-15 锁相环等效模型

由上述框图可得锁相环法的速度和位置的估计算法为:

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \gamma_1 e \quad (3-21)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_r = \hat{\omega}_r + \gamma_2 e \quad (3-22)$$

$\hat{\omega}_r$ 为估计的电机速度, $\hat{\theta}_r$ 为估计的电机转子位置, γ_1 和 γ_2 为估计增益。 e 为误差信号 (一般由高频信号注入法得到), 用来更新估计值。一般, 有:

$$e = k \sin m\tilde{\theta}_r \quad (3-23)$$

$$\tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (3-24)$$

对于很小的估计误差 e , 可以近似为 $e = k \sin m\tilde{\theta}_r \approx km\tilde{\theta}_r$, 因此, 假设 $\gamma_1 > 0$, 如果 $\theta_r > \hat{\theta}_r$, 则 $\hat{\omega}_r$ 将增加, $\hat{\omega}_r$ 将继续增加直到 $\tilde{\theta}_r = 0$ 。从式(3-22)中还可以看出, 估计的电机转子位置不仅随估计速度的积分变化, 而且还和误差信号有关, $\gamma_2 e$ 能保证估计的准确性。

3.3.2 锁相环稳定性分析

由于 $e = k \sin m\tilde{\theta}_r$, 并设 $\dot{\omega}_r = 0$, 此时加速度为零。则(3-21)(3-22)两式可以变换为^[44]:

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = \dot{\omega}_r - \dot{\hat{\omega}}_r = -\gamma_1 k \sin m\tilde{\theta}_r \quad (3-25)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_r = \dot{\theta}_r - \dot{\hat{\theta}}_r = \tilde{\omega}_r - \gamma_2 k \sin m\tilde{\theta}_r \quad (3-26)$$

上两式的平衡点为 $\{\tilde{\omega}_r^*, \tilde{\theta}_r^*\} = \{0, n\pi\}$, 其中 n 为整数。在 $\{\tilde{\omega}_r^*, \tilde{\theta}_r^*\} = \{0, 2n\pi\}$ 处将上式线性化, 其线性化特征矩阵为:

$$A = \left[\begin{array}{cc} \frac{\partial(-\gamma_1 k \sin m\tilde{\theta}_r)}{\partial \tilde{\omega}_r} & \frac{\partial(-\gamma_1 k \sin m\tilde{\theta}_r)}{\partial \tilde{\theta}_r} \\ \frac{\partial(\tilde{\omega}_r - \gamma_2 k \sin m\tilde{\theta}_r)}{\partial \tilde{\omega}_r} & \frac{\partial(\tilde{\omega}_r - \gamma_2 k \sin m\tilde{\theta}_r)}{\partial \tilde{\theta}_r} \end{array} \right]_{\{(\tilde{\omega}_r^*, \tilde{\theta}_r^*) = (0, 2n\pi)\}} = \begin{bmatrix} 0 & -\gamma_1' \\ 1 & -\gamma_2' \end{bmatrix} \quad (3-27)$$

由上式可得特征多项式:

$$D(s) = s^2 + \gamma_2' s + \gamma_1' \quad (3-28)$$

其中 $\gamma_1' = \gamma_1 mk$, $\gamma_2' = \gamma_2 mk$ 。由于 γ_1' 和 γ_2' 均大于零, 则由劳斯判据可知系统在 $\{\tilde{\omega}_r^*, \tilde{\theta}_r^*\} = \{0, 2n\pi\}$ 附近稳定。控制系统中, 当特征根为一对相等的负实根时, 系统处于临界阻尼, 由不稳定到达稳定的时间最短, 因此, 我们希望模型能够处于这种状态, 即: 特征方程有一对相等的负实根。设线性化系统的极点(即特征根)为 $s_{1,2} = -\rho$, ρ 为一个任意正数。相应地:

$$\gamma_1' = \rho^2, \quad \gamma_2' = 2\rho$$

在 $\{\tilde{\omega}_r^*, \tilde{\theta}_r^*\} = \{0, (2n+1)\pi\}$ 处将上式线性化, 其线性化特征矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \gamma_1' \\ 1 & \gamma_2' \end{bmatrix}$$

由上式可得特征多项式:

$$D(s) = s^2 - \gamma_2's - \gamma_1' \quad (3-29)$$

同理可知系统在 $\{\tilde{\omega}_r^*, \tilde{\theta}_r^*\} = \{0, (2n+1)\pi\}$ 附近不稳定。

以上证明只是在稳定点附近的稳定性, 其全局稳定性的李雅普诺夫证明本文未讨论, 读者可见参考文献[45]。

3.3.3 ρ 的选择

当转子速度变化时, 即 $\dot{\omega}_r \neq 0$ 时, 由于在很短的时间内, 曲线都可用直线代替, 在很短的时间内, 可认为 $\dot{\omega}_r = a$ 为常数。则 a 应加到 (3-25) 式的右半部分:

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = \dot{\omega}_r - \dot{\tilde{\omega}}_r = a - \gamma_1 k \sin m\tilde{\theta}_r \quad (3-30)$$

设 $\dot{\tilde{\omega}}_r = \dot{\tilde{\theta}}_r = 0$, 则可得 $\tilde{\theta}_r^* = \arcsin \frac{a}{\rho^2}$, $\tilde{\omega}_r^* = \frac{2a}{\rho}$ 。

从而可以推得 ρ 越大, 误差信号就越小。

设速度给定为阶跃函数 $\omega_r^* = \begin{cases} \omega_{ref} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$, 对于设计成典型一阶系统

$1/(T_v s + 1)$ 的速度环响应为 $\omega_r = \omega_{ref}(1 - e^{-t/T_v})$ 。因此它的最大加速度为 $a_{max} = \omega_{ref}/T_v$, 因此可以得出:

$$\rho = \sqrt{\frac{\omega_{ref}}{T_v \sin m\tilde{\theta}_{max}}} \quad (3-31)$$

其中 $\tilde{\theta}_{max}$ 为最大允许的位置估计误差, 一般选为 15° 左右。

3.3.4 噪声的影响

在稳定点附近, $e = k \sin m\tilde{\theta}_r \approx km\tilde{\theta}_r$ 。但是在实际中, 由于谐波和测量误差等, 误差信号 e 中存在很多噪声。因此 $e = \tilde{\theta}_r - v$, 其中 v 代表噪声信号, 则以误差信号为输入的系统框图如下^[44]:

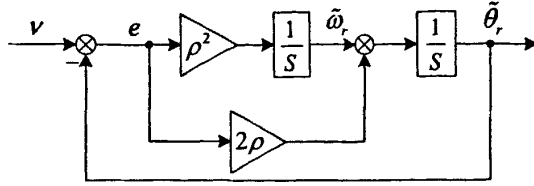


图3-16 锁相环的数学模型

则 v 到 $\tilde{\omega}_r$ 和 v 到 $\tilde{\theta}_r$ 的传递函数分别为:

$$G_{v, \tilde{\omega}_r}(s) = \frac{\rho^2 s}{(s + \rho)^2} \quad (3-32)$$

$$G_{v, \tilde{\theta}_r}(s) = \frac{\rho(2s + \rho)}{(s + \rho)^2} \quad (3-33)$$

它们的 Bode 图分别如图 3-17、3-18 所示, 由图可以看出随着 ρ 取值的增大, 系统噪声对于估计速度和位置的影响也就越大。噪声影响的最大值出现在 $\omega \approx \rho$ 处。因此为了抑制噪声, ρ 的值在保证系统跟踪快速性的基础上不要取的过大。

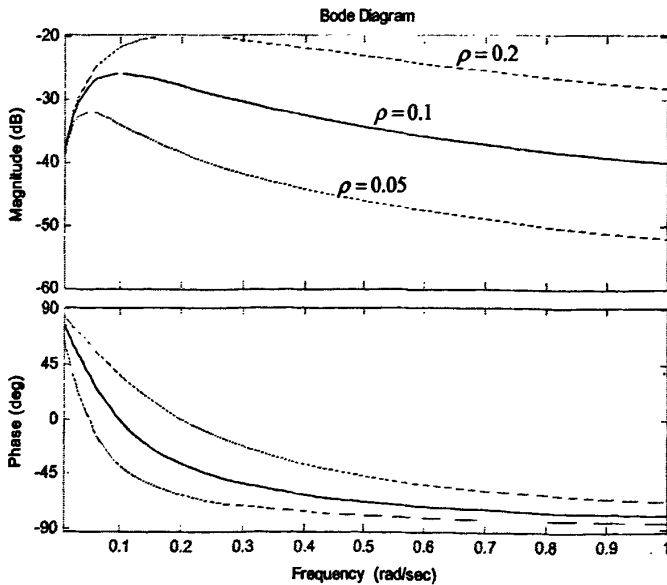


图 3-17 噪声对速度影响伯德图

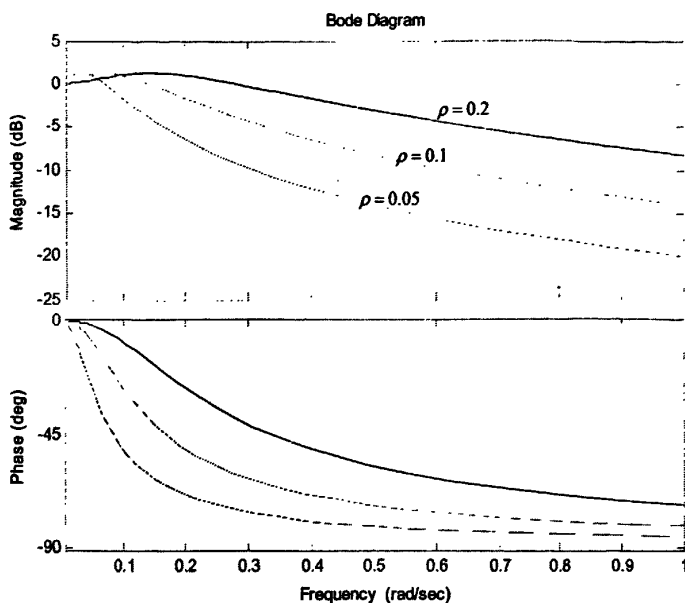


图 3-18 噪声对位置影响伯德图

3.3.5 锁相环的 Simulink 模型

由前面的知识可知，在永磁同步电机无速度传感器控制中，经过同步滤波后得到的负相序电流为：

$$i_o = \begin{bmatrix} i_{ao} \\ i_{\beta o} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} I_1 \cos(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \\ I_1 \sin(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

应用简单的信号分析：

$$e = i_{ao} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) + i_{\beta o} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) = I_1 \sin(2\hat{\theta}_r - 2\theta_r) \quad (3-35)$$

Simulink模型如图3-19，由上面的分析可以得出：跟踪误差 e 等于零时，对应的转子估计位置信号只需满足以下条件：

$$\hat{\theta}_r = \theta_r + \frac{n\pi}{2}, \quad n \text{ 为正整数}$$

当 $n=1,3,5\cdots$ (奇数) 时，虽然跟踪误差为零，由上面的稳定性分析可知，系统不能达到局部稳定。当 $n=0,4,8\cdots$ (4 的倍数) 时，估计出的转子位置角(电角度)趋近于实际值；当 $n=2,6,10\cdots$ (偶数但非 4 的倍数) 时，观测器达到局部稳定

且估算出的转子位置角和实际值相差 180° 电角度，因此再次证明了锁相环无法分辨转子的磁极(N、S极)。

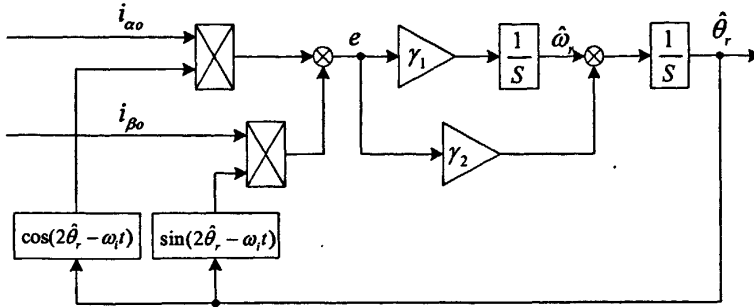


图3-19 锁相环的simulink模型

3.4 转子磁极的确定

在永磁同步电机无速度传感器矢量控制中，转子的初始位置是一个很重要的量，如果初始位置估算不准确，则可能在电机启动时发生反转或者导致电机启动失败，也有可能影响系统启动后的运行性能。当定子电枢磁势与永磁体磁势的夹角为 0° 或 180° 时，启动转矩为零，电机无法启动，这个位置为启动死点。当定子电枢磁势与永磁体磁势垂直时，启动转矩最大，但是仍有 90° 和 270° 之分，即有N极和S极的极性区别，如果为 90° ，电机将以最大转矩启动，但如果为 270° ，则电机将以最大转矩反向启动。因此只有确定N极和S极，才能真正保证电机的正确启动。

根据前面的理论分析可知，如果不考虑电机铁心的饱和，旋转高频电压注入法在估计转子的位置时，存在 $k\pi$ 的误差，也就是说，这种方法无法确定转子的N极和S极，无法保证电机的正确启动，为此必须利用转子主磁路的饱和效应才能获得永磁的极性^[46]。下面首先分析 d 轴定子磁链和 d 轴定子电流的关系，如图3-20所示。

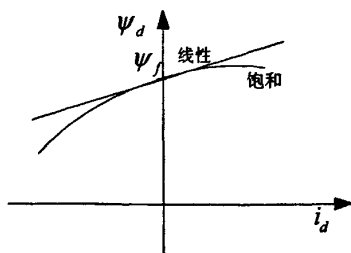


图 3-20 d 轴磁链电流关系

在考虑饱和的情况下 d 轴磁链和 d 轴电流的关系可以用泰勒公式(在零点展开)来近似, 即:

$$\psi_d \approx \psi_f + L_d i_d + \frac{1}{2} \frac{d^2 \psi_d}{d i_d^2} (0) i_d^2 \quad (3-36)$$

其中 $L_d = (d\psi_d/di_d)(0)$ 并且 $\frac{d^2 \psi_d}{d i_d^2} (0) < 0$ (因为饱和曲线为凸的)。

当注入高频电压时, d 轴电流和 d 轴磁链的关系也可以用泰勒公式(在 $\psi_d = \psi_f$ 处展开)近似, 如下:

$$i_d \approx \frac{1}{L_d} (\psi_d - \psi_f) + \frac{1}{2} \frac{d^2 i_d}{d \psi_d^2} (\psi_f) (\psi_d - \psi_f)^2 \quad (3-37)$$

其中 $\frac{d^2 i_d}{d \psi_d^2} (\psi_f) > 0$ (因为曲线为凹的)。

当高频电压在静止时注入时, 忽略定子电阻压降, N 极和 S 极相对应的电流分别为:

$$i_{+d} \approx \frac{1}{L_d} \int v_{+d} dt + \frac{1}{2} \frac{d^2 i_d}{d \psi_d^2} (\psi_f) \left(\int v_{+d} dt \right)^2 \quad (3-38)$$

$$i_{-d} \approx \frac{1}{L_d} \int v_{-d} dt - \frac{1}{2} \frac{d^2 i_d}{d \psi_d^2} (\psi_f) \left(\int v_{-d} dt \right)^2 \quad (3-39)$$

根据上面两式中第二项的系数, 可以判断转子的 N 极和 S 极。

在考虑磁饱和的情况下, 注入高频电压 $v_i = \begin{bmatrix} v_{a1} \\ v_{\beta 1} \end{bmatrix} = \hat{V}_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_f t) \\ \sin(\omega_f t) \end{bmatrix}$ 后, 产生的电

流相应为:

$$i_i = \begin{bmatrix} i_{ai} \\ i_{bi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \cos(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \\ I_0 \sin(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \sin(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + I_2 \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

$$= I_0 e^{j(\omega_i t - \frac{\pi}{2})} + I_1 e^{j(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2})} + I_2 e^{j\theta_r}$$

其中 $I_0 = \left[\frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{\hat{V}_i}{\omega_i}$

$$I_1 = \left[\frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{\hat{V}_i}{\omega_i}$$

$$I_2 = \frac{\hat{V}_i^2}{2\omega_i^2} \frac{d^2 i_d}{d(\psi_d)^2} (\psi_f) \sin^2(\omega_i t - \theta_r)$$

由上式可以看出， d 轴磁链饱和时，高频电流响应中除了正负相序电流之外，还存在一个饱和电流分量，饱和电流分量包含和转子磁极极性有关的信息，但是相对于负相序高频电流来说，其幅值非常小。提取饱和电流的过程如图 3-21 所示：

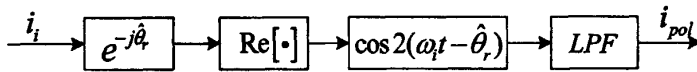


图 3-21 提取饱和电流

经过提取环节后输出为：

$$i_{pol} = -\frac{\hat{V}_i^2}{8\omega_i^2} \frac{d^2 i_d}{d(\psi_d)^2} (\psi_f) \cos 2(\hat{\theta}_r - \theta_r) \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) \quad (3-41)$$

则锁相环部分的整体框图为：

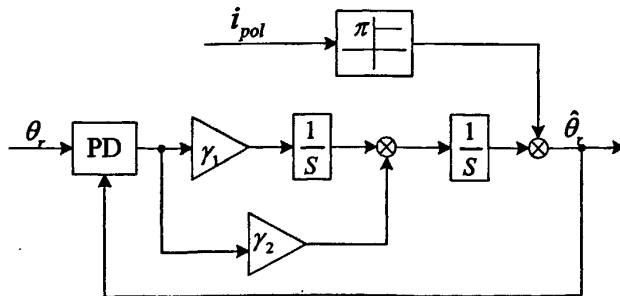


图 3-22 确定磁极锁相环框图

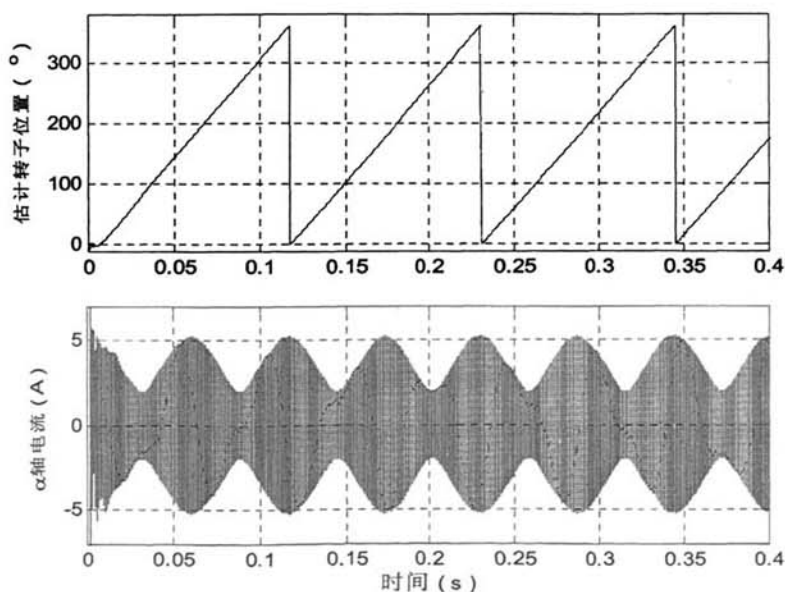
3.5 仿真结果及分析

最后系统采用 20K 的 PWM 频率,注入的高频电压频率为 1KHz,幅值为 5V,电流调节器设计的带宽为 400HZ。选用的永磁同步电机的参数见表 4-1。

表 4-1 永磁同步电机参数

转动惯量 $kg \cdot m^2$	0.01	定子电阻 Ω	0.01
d 轴电感 mH	0.62	q 轴电感 mH	1.62
永磁体磁链 Wb	0.0642	极对数	5

仿真结果如图 3-23,从图中明显可以看出调制信号的频率是转速信号的 2 倍,与 3.1 节中的理论分析一致。

图 3-23 i_{α} 轴高频电流与转子位置的对应关系

设给定速度为 55 rad/s ，在 0.3 s 突加负载 20 Nm 时的情况如下列各图所示：

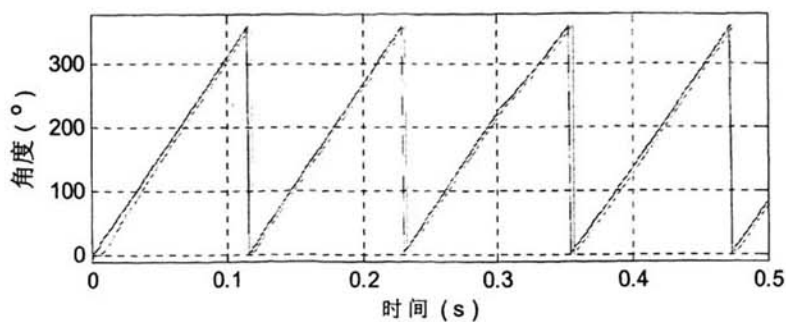


图 3-24 估计位置与实际位置（突加载）

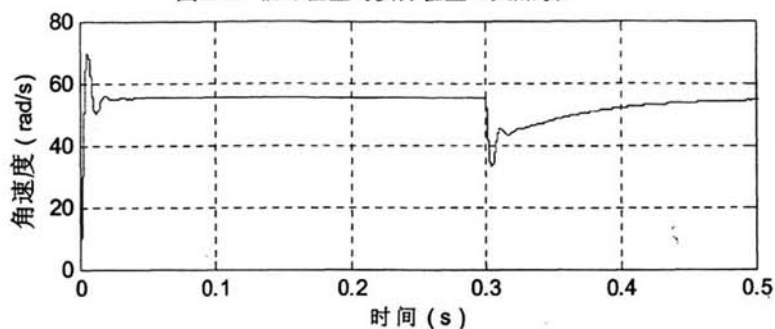


图 3-25 角速度波形（突加载）

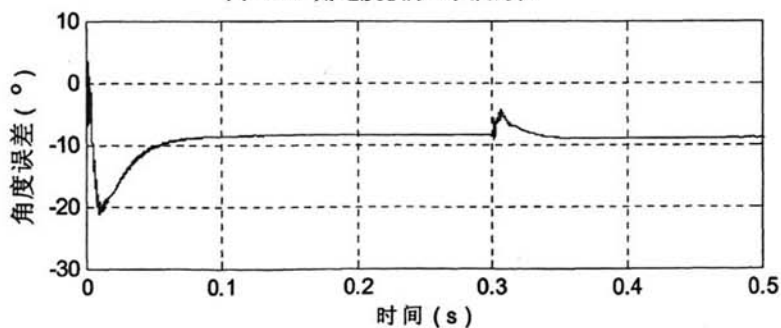


图 3-26 位置误差（突加载）

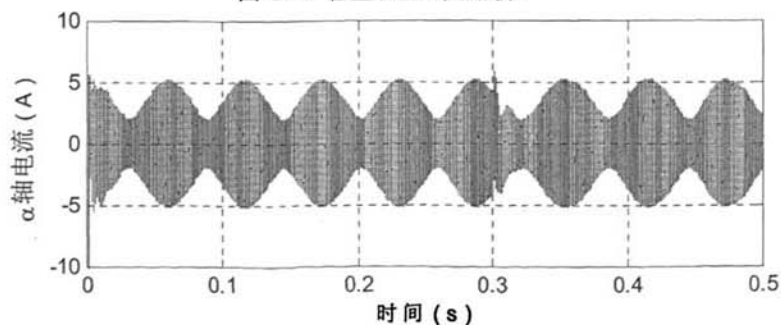


图 3-27 α 轴高频电流波形（突加载）

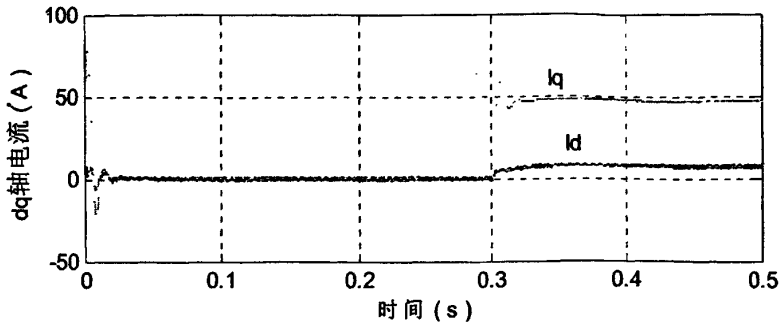


图 3-28 $d-q$ 轴电流波形 (突加载)

给定速度为 55rad/s ，负载 20Nm 启动，在 0.3s 突减载的情况如下列图所示：

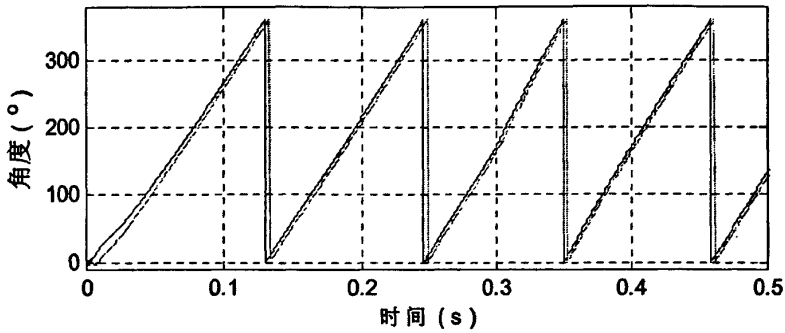


图 3-29 估计位置与实际位置 (突卸载)

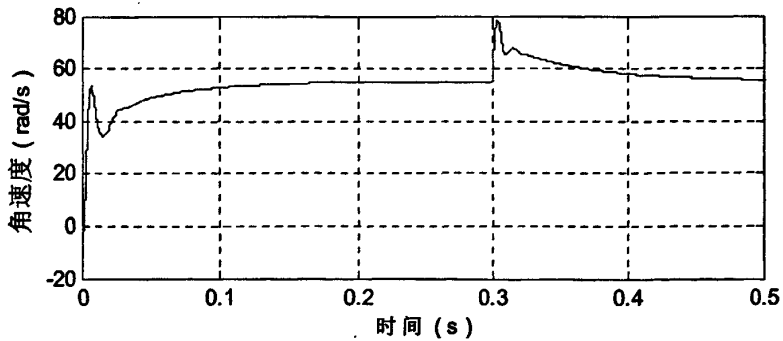


图 3-30 角速度波形 (突卸载)

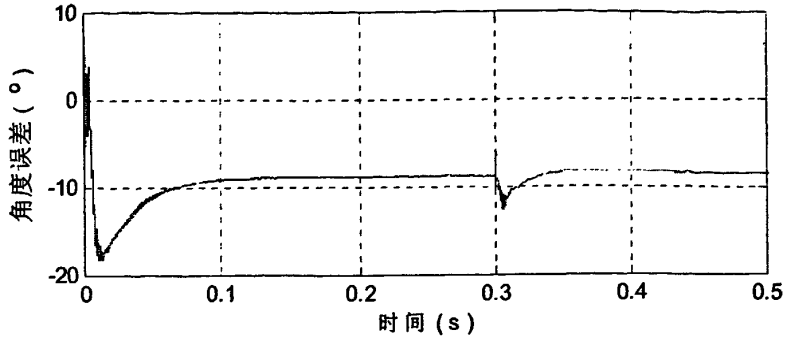


图 3-31 位置误差 (突卸载)

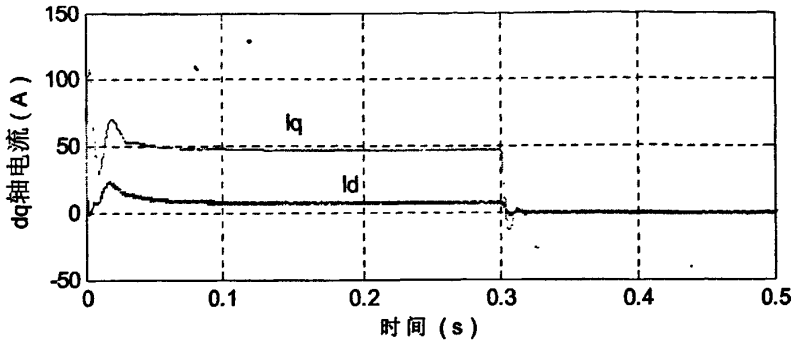


图 3-32 $d-q$ 轴电流波形 (突卸载)

由图 3-23 和 3-29 可以看出，锁相环很快就锁定了转子的位置信息，并实现了很好的跟踪。从突加载和突卸载的仿真结果可看出，由锁相环模型提炼出来的位置误差信号与电机转子的转速信息紧密相连。当转子加速或减速的过程中，位置误差信号也大。当转速稳定下来时，差值信号也稳定下来，如图 3-26 和图 3-31。其原因在于，在突加载和突卸载的过程中，电流的突变而产生一个尖峰，由于这个尖峰比较突然，所以带通滤波器或纯延迟滤波环节都无法消除它，如图 3-25 所示，所以这个尖峰值进入锁相环之后就会产生一定的误差，当电流稳定后，系统又回到了正常的位置估算过程，位置误差稳定。

给定速度为 55 rad/s ，在 0.5s 转速突然反向的情况如下列个图所示：

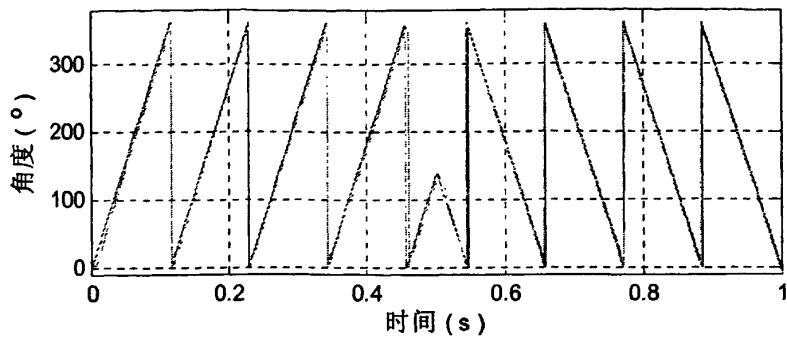


图 3-33 估计位置与实际位置 (反向)

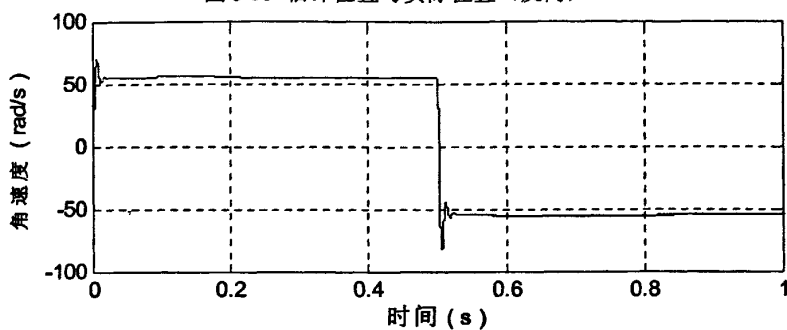


图 3-34 角速度波形 (反向)

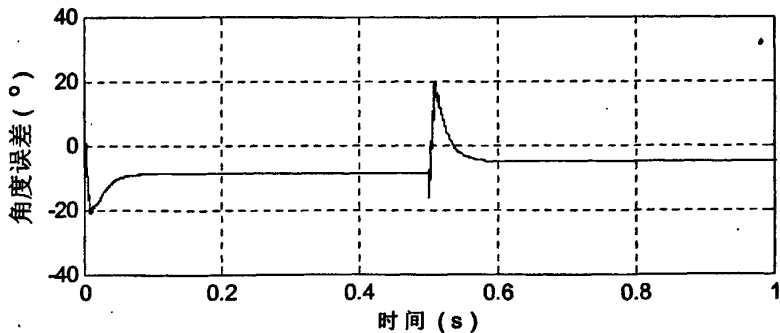


图 3-35 位置误差 (反向)

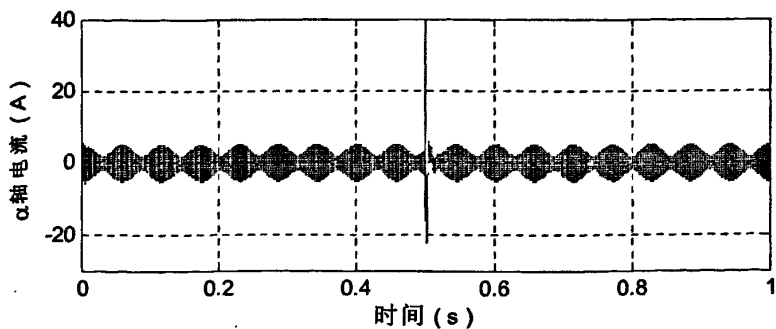


图 3-36 α 轴高频电流波形 (反向)

由图 3-33 可以看出,系统在转速突然反向的过程中仍然实现了很好的跟踪效果,但是从图 3-36 α 轴高频电流波形中可以看出高频电流波形出现了很大的尖峰,位置误差信号也出现了较大的波动。当突加突减载或突然反向的过程中,如果对电流的影响过于剧烈,很可能出现位置跟踪失败的现象。这也是高频注入法的一个缺陷。

总之,仿真结果表明,在突加载、突减载和速度突然反向的各种情况的中,高频注入法都能够比较准确地跟踪了转子的位置,实现了比较准确的矢量控制,达到了预期结果。再次表明,此种方法能够代替硬件转子检测装置。

3.6 本章小结

本章详细分析了高频注入法的理论基础,并对仿真系统的各个部分进行了设计。采用了锁相环理论对转子位置进行估计,并对锁相环的稳定性、噪声影响和参数选区进行了论述。针对对高频注入法无法确定磁极的问题给出了理论上的解决办法。最后,通过 Simulink 对理论进行了仿真,仿真结果验证了理论分析的正确性。

第四章 影响高频注入法位置估计的各因素及仿真

前面章节已经详细分析了高频注入法的原理并通过软件进行了仿真,实现了满意的转子位置跟踪。但应用高频信号注入法估计转子位置时,是假定在理想的条件下进行的,忽略了一些因素。在实际系统应用中,这些因素可能导致位置估计误差的产生,因此是必须要考虑的。下面将逐一分析这些被忽略的因素对于转子位置的影响。

4.1 注入电压频率及幅值影响

注入高频电压频率的选择不是任意的,受到很多因素的制约,如最大基波频率、系统带宽和功率器件的开关频率等。注入频率最大值受到功率器件开关频率的限制,因为在 PWM 脉宽调制中,载波比 $N=1$ 时是没有意义的,因此高频电压的频率不得超过功率器件开关频率的一半。同时为了使逆变器的输出尽量接近正弦,应尽可能增大载波比,即尽量减小注入高频频率,一般保持:

$$\omega_i \leq \omega_{sw}/10 \quad (4-1)$$

ω_i 为注入的高频频率;

ω_{sw} 为功率器件开关频率。

另外,由上文可知,高频电流负相序的幅值为:

$$I_1 = \left[\frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{\hat{V}_1}{\omega_i} \quad (4-2)$$

从式(4-2)可知,高频电压频率 ω_i 越大,则负相序的幅值就会越小,从而对电流检测设备的精度要求越高,这也是对高频频率的一个限制。

图 4-1 所示为注入电压幅值均为 5 伏,频率分别为 1000HZ 和 500HZ 时高频电流响应的幅值比较(坐标的横轴为 i_{α} , 纵轴为 i_{β})。很明显,频率越高,高频电流的幅值越小。

高频电压频率的最小值也是有限制的。为将高频电流与基波电流在频谱上区分开以便于用滤波器加以滤波,同时也为足够的系统估计带宽和使高频分量不影响电流环的控制,应将高频频率设的尽量高些。

由上可知,对于高频电压频率的限制是相互冲突的,为了获得比较好的结果,

需要在上述两个要求之间取一些折衷，一般选择：

$$5\alpha_c \leq \omega_i \leq \omega_{sw}/10 \quad (4-3)$$

α_c 为电流环的带宽。

但是，有时为了系统性能考虑，电流环的带宽一般都设的比较宽，所以一般上式中的下限值很难保证。为了解决这个问题，一般加入前馈解耦环节，并且用电流参考值代替实际值进行解耦，即解耦环节用 $\pm\omega_r L_{d,q} \dot{i}_{d,q}^*$ 代替 $\pm\omega_r L_{d,q} i_{d,q}$ ，这样即使式(4-3)中下限条件不满足，在电流过渡期间电流调节器也不会明显受高频电流影响。

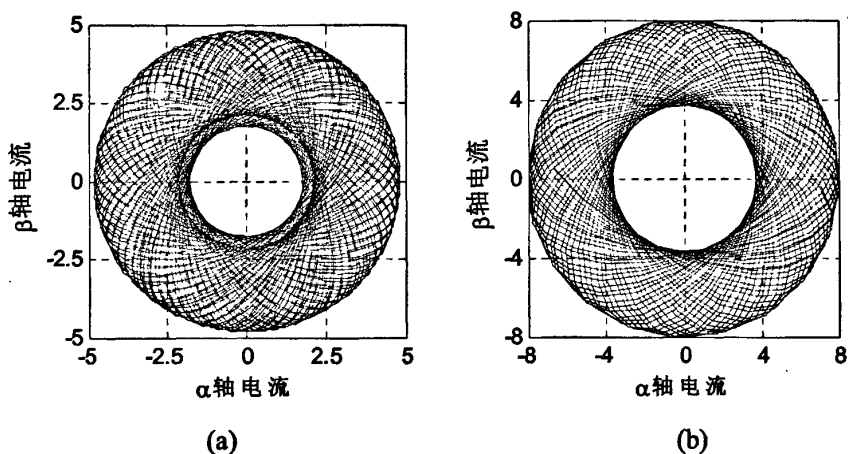


图 4-1 不同频率下高频电流轨迹(a) $f=1000\text{HZ}$ (b) $f=500\text{HZ}$

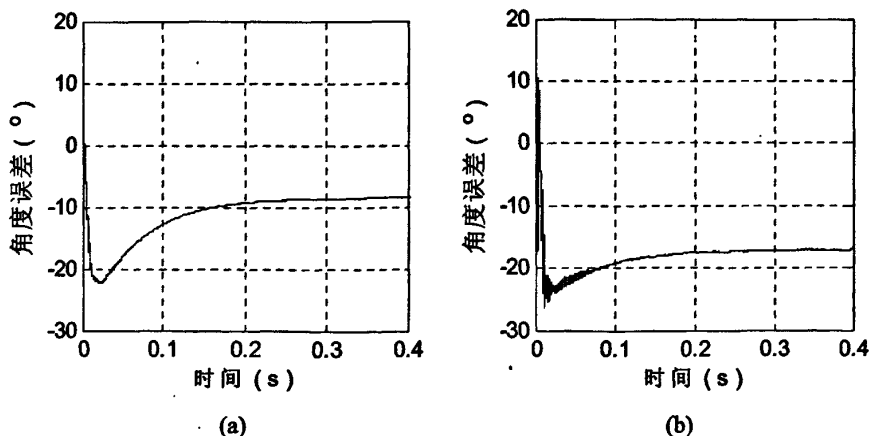


图 4-2 不同注入频率时的位置跟随误差 (a) 频率为 1000HZ (b) 频率为 500HZ

另外，带通滤波器或纯延迟方法都不可能完全去掉基波电流，会存在一定的

误差,体现在转子位置跟踪上就是估计值与实际值之间的误差增大。通过仿真可知,注入的高频电压频率越大,则误差越小。给定速度为 55rad/s , 负载 10Nm , 估计角度误差仿真结果如图 4-2 所示, 注入频率分别为 1000HZ 和 500HZ 。

高频电压的幅值也受到一些条件的限制。对电压幅值最小值的限制主要来自于逆变器的非线性(尤其是死区时间)和电流传感器的精度。为了实现满意的位置估算性能, 一般要求高频电流至少应大于基波电流的 5%。对于高频电压幅值选择的经验公式为:

$$\hat{V}_i \geq \frac{I_{\text{base}} \omega_i L_d L_q}{10 \Delta L} \quad (4.4)$$

仿真结果如图 4-3 所示, 当注入电压幅值为 $\hat{V}_i = 1$ 时, 估计转子位置无法跟上实际的位置, 而当 $\hat{V}_i = 5$ 时, 能够较好的跟踪转子位置, 如图 4-4。

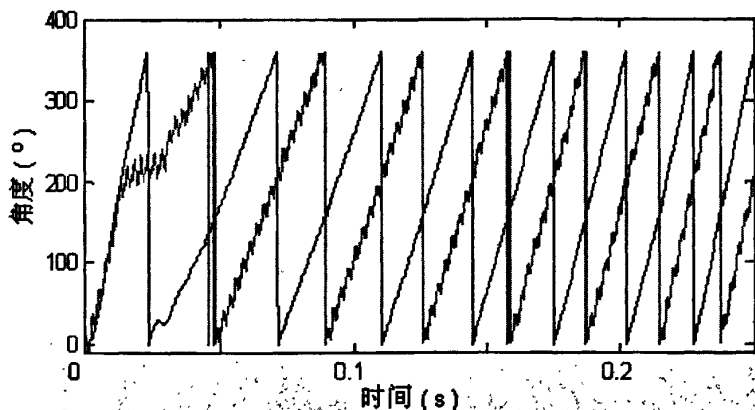


图 4-3 注入电压为 1V 时的位置跟随

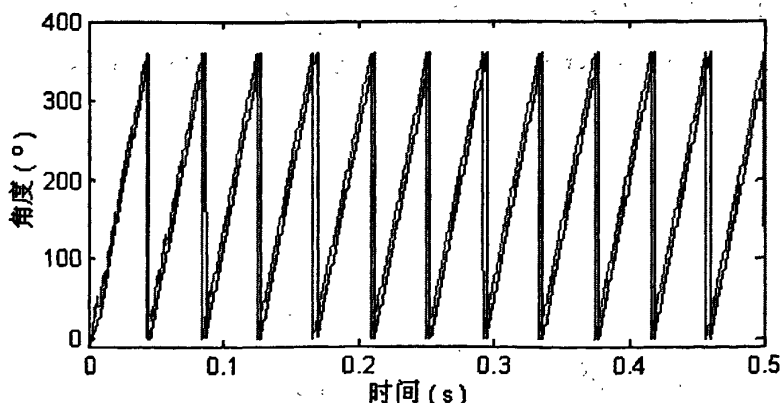


图 4-4 注入电压为 5V 时的位置跟随

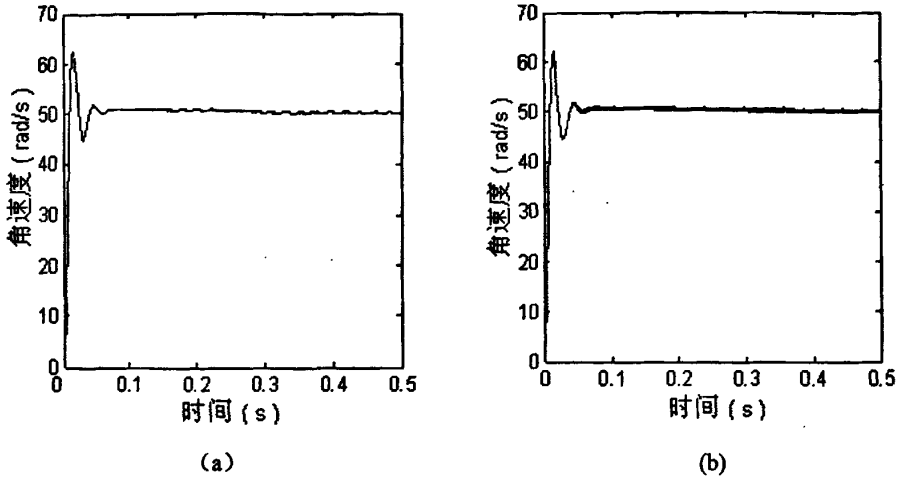


图 4-5 不同注入幅值时的速度响应 (a) $\hat{V}_i = 5$ (b) $\hat{V}_i = 15$

同时高频电压的幅值也不能过大，因为随着高频幅值的增大，它引起的功率损失和噪声也会越来越大。从图 4-5 速度的响应也可以看出，随着注入高频电压幅值的增大，速度的振动效果会越来越大。

4.2 死区时间影响及补偿方法

在高频注入法永磁同步电机控制的理论分析中，通常都假定使用理想的逆变器。例如，电流调节器的输出和高压电压都是毫无延迟的加到电机上，不考虑畸变和开关器件产生的各种谐波。但是在实际中，这种条件是不可能实现的。尤其在 PWM 三相逆变器中，许多非线性和其他特性都被加到了系统中。在这些非线性的影响中，逆变器的死区时间被认为是影响高频注入方法的最主要的因素。

我们知道，功率管（如 MOSFET，IGBT）的导通速度比较快，而关断速度相对较慢。逆变电路中，半导体元件上下桥臂切换过程，为了防止桥臂的上下直通，加入死区时间是必需的。相应地，逆变器输出电压会产生畸变，尽管这种变化相对于基频来说并不明显，但是注入的高频电压对于死区影响非常敏感。因为注入电压的频率相对开关频率来说较高，而且为了减小注入的高频电压所引起的额外消耗、转矩脉动、和各种噪声，注入高频电压的幅值很小。高频信号的畸变将严重影响速度估计的准确性，从而进一步影响系统的运行。

如图 4-6 所示为高频注入矢量控制中死区的基本机理，图中只绘出了电机三相电流其中一相的情况。死区产生的扰动可以近似看作是系统加入了一个恒幅值的扰动电压。电压的正负由电流的极性决定^[48]。

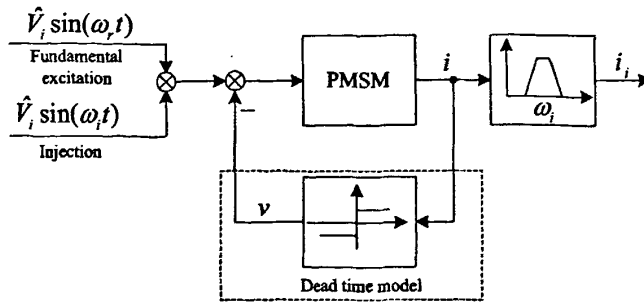


图 4-6 死区影响的原理

给定速度为 100 rad/s ，死区为 $4 \mu\text{s}$ 时的位置估计情况如下列各图所示：

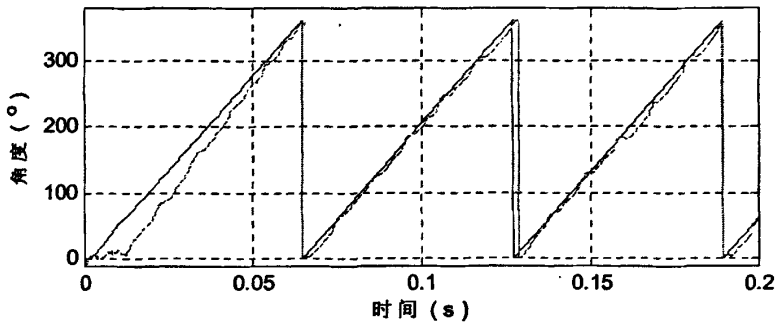


图 4-7 存在死区时的位置跟随情况

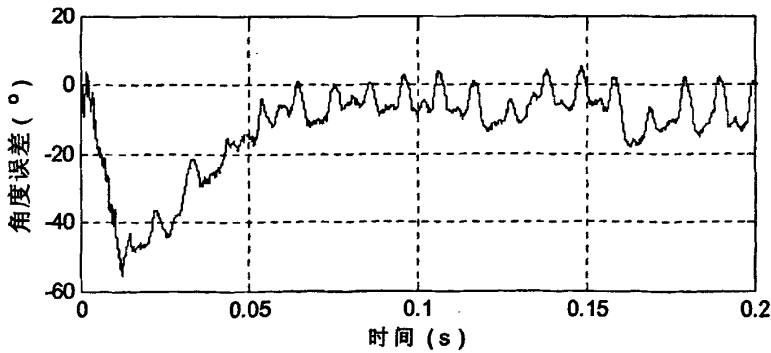


图 4-8 存在死区时的位置误差

图 4-7 和图 4-8 显示了 PWM 的死区效应对位置估计的影响。由图可以看出在每一个周期内，由于死区的影响都会出现六个谐波。产生这些谐波的原因是

在每一个周期内三相电流共有六个过零点，导致其 $\alpha\beta$ 相高频产生畸变。虽然这种情况下得到的转子位置也能进行转子磁场定向的矢量控制，但是控制性能会受到很大影响。如图 4-19 (a) 所示，速度的控制明显出现了抖动。

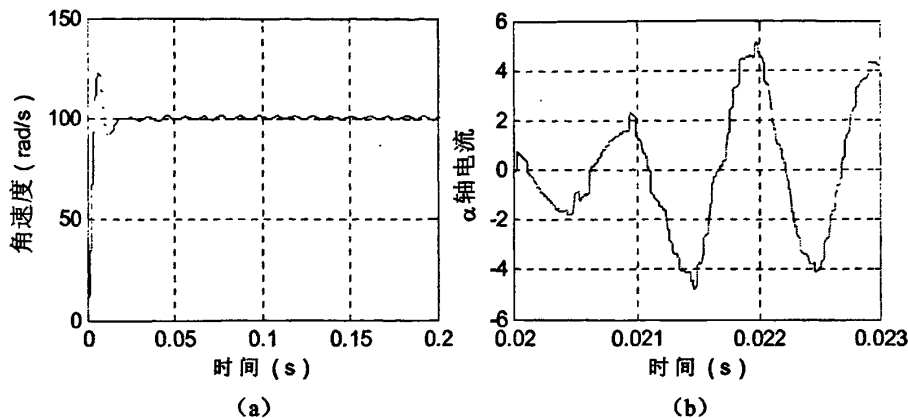


图 4-9 存在死区时的速度及高频电流响应

由上面的分析及仿真结果可知，死区对转子位置的估计和系统的性能都产生了较大的影响，因此必须对死区进行相应的补偿。现存的死区补偿的方法主要有电流反馈型、电压反馈型、死区解耦控制法、基于自适应模糊逻辑死区补偿控制、预测电流控制法和基于扰动观测器的死区补偿等很多种方法。

本文中选择了原理简单而且比较容易实现的电流反馈型补偿方法对死区补偿进行初步的研究。电流反馈型死区补偿方法系统的原理框图如图 4-10 所示^[49]。

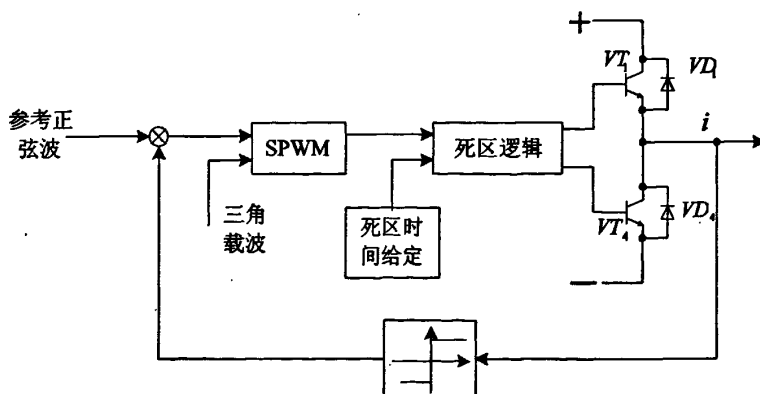


图 4-10 电流反馈型死区补偿电路框图

经过电流前馈补偿后，在给定速度为 100rad/s ，死区为 $4\mu\text{s}$ 时的位置估计

情况如下列各图所示:

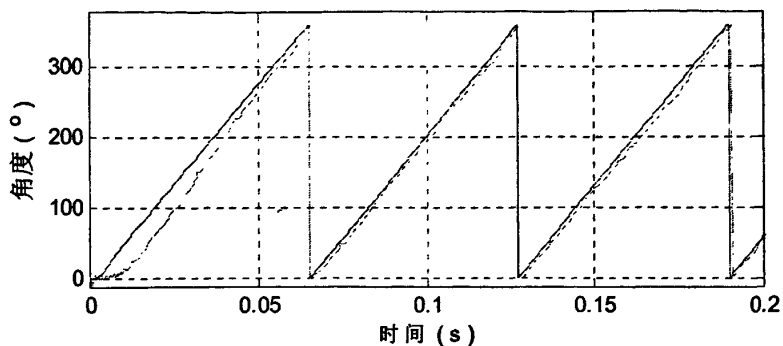


图 4-11 死区补偿后的位置跟随情况

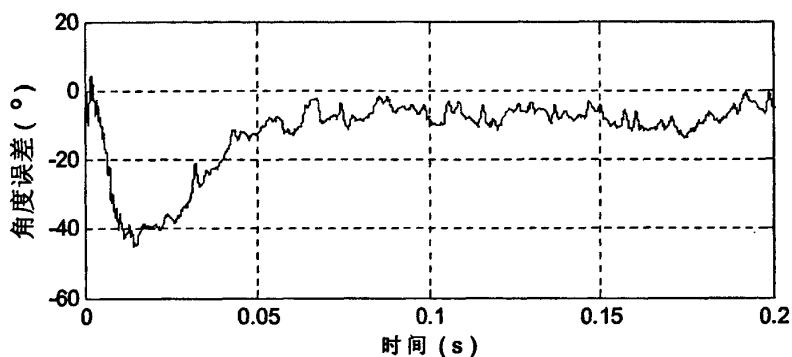


图 4-12 死区补偿后的位置误差

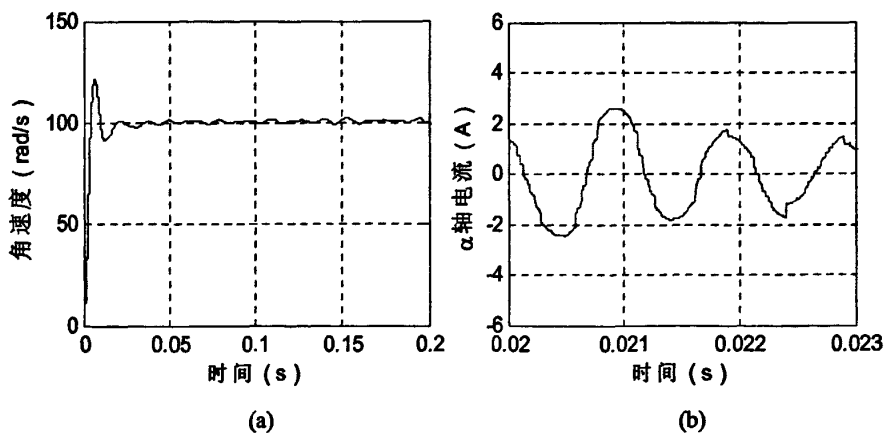


图 4-13 死区补偿后的速度及高频电流响应

由图 4-11 和图 4-12 的仿真结果可以看出, 加入电流反馈死区补偿后位置的跟随情况有一定程度的改善, 位置误差虽然仍有跳动, 但是相对于没有补偿时的

情况已经小了很多。

如图 4-13(b)，高频电流响应比图 4-9(b)中的情况明显平滑了很多，速度响应虽然仍然有抖动，但相比于补偿前抖动的频率和幅值都有所减小。综上所述，电流前馈型死区补偿对基于高频注入的位置估计系统性能有一定的提高，取得了比较好的效果。

电流反馈型补偿方法简单易行，但是需要准确地知道直流侧电压、PWM 调制频率、死区时间，以确定死区补偿值，更重要的是要正确的检测电流的极性。由于死区效应会产生电流钳位，这给极性的检测带来困难，增加了系统的负担。因此，在未来的研究中，设计在线的死区补偿方法是很有必要的。

4.3 PI 调节器的影响

本节中主要讨论主要讨论两个PI调节器，一个是锁相环中的PI调节器对于位置估计的影响，另一个是电流PI调节器对于位置估计的影响。

首先讨论锁相环中PI调节器对于位置估计的影响。对于锁相环中PI调节器的设计和参数的选择前面都已经叙述过，这里不再赘述。但在Simulink环境中进行仿真时，联想到速度调节器和电流调节器都有一个限幅值，故也在锁相环的PI调节器后面加了一个限幅值，发现了它的一些作用。

在给定速度为 50 rad/s ，注入频率为 500 Hz 条件下，锁相环PI分别加500限幅值和不加限幅值时的仿真结果如图4-14和4-15所示：

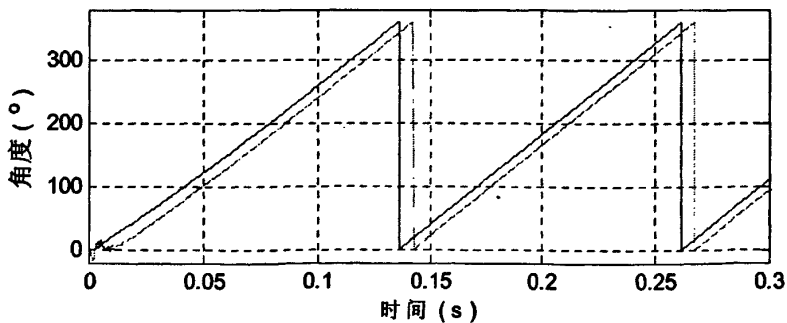


图4-14 限幅值为500时的位置跟踪

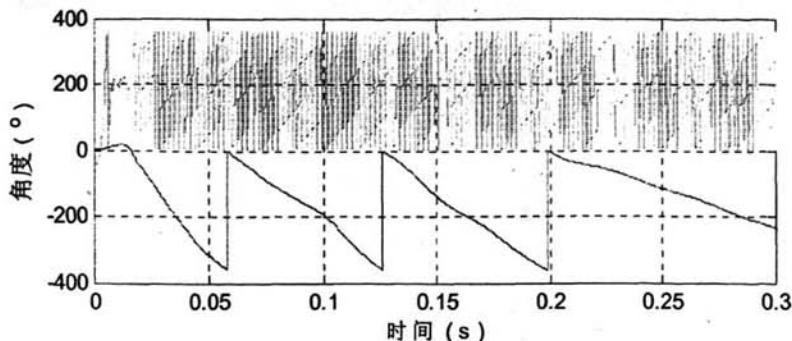


图4-15 无限幅时的位置跟踪

由上面的仿真结果可知, 加限幅值时能够很好的实现跟踪, 不加限幅值时跟踪失败。分析其主要原因是系统刚开始运行时, 由于角度误差较大, 会使锁相环无法锁住位置信息。当然上面这种仿真只是一种极端的情况, 一般情况下加入限幅值后会使系统初始位置估计的误差较小, 能较快的进入稳态。对于限幅值的选择也是有限制的, 限幅值不能过小, 由锁相环的原理图可知, 限幅值即是速度估计值的上限。过小的限幅值会限制了速度估计的范围, 从而导致位置估计失败。所以限幅值一般要选择比希望的系统速度控制范围大一些。

现在讨论电流PI调节器。一般情况下, 电流调节器用于调节磁场定向控制的电流。我们前面分析过, 为了系统有较好的动态性能, 电流环的带宽应设的宽一些。但是为了减少电流环对于高频电流的影响又需要将电流环的带宽尽量减小。这里我们设电流环带宽远小于高频频率, 在这种情况下分析电流环对于系统影响[50]。

电流调节器可以看作一个额外的定子电阻模型, 注入高频载波电压信号

$v_i = \begin{bmatrix} v_{ai} \\ v_{\beta i} \end{bmatrix} = \hat{V}_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t) \end{bmatrix}$, 可以得到高频定子电流方程为:

$$\begin{bmatrix} i_{ai} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_i t + \phi_0 - \frac{\pi}{2}) + I_1 \cos(2\theta_r - \omega_i t - \phi_1 + \frac{\pi}{2}) \\ I_0 \sin(\omega_i t + \phi_0 - \frac{\pi}{2}) + I_1 \sin(2\theta_r - \omega_i t - \phi_1 + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

上式中电流幅值 I_0 和 I_1 分别为:

$$I_0 = \hat{V}_i \sqrt{\frac{R^2 + \omega_i^2 L^2}{[R^2 + \omega_i^2 (L - \Delta L)][R^2 + \omega_i^2 (L + \Delta L)]}} \quad (4-6)$$

$$I_1 = \hat{V}_i \frac{\omega_i \Delta L}{\sqrt{[R^2 + \omega_i^2 (L - \Delta L)][R^2 + \omega_i^2 (L + \Delta L)]}} \quad (4-7)$$

附加的相位分量 ϕ_0 和 ϕ_1 分别为:

$$\phi_0 = \tan^{-1} \left[\frac{R}{\omega_i L} \frac{R^2 + \omega_i^2 (L^2 + \Delta L^2)}{R^2 + \omega_i^2 (L^2 - \Delta L^2)} \right] \quad (4-8)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left[\frac{2\omega_i LR}{\omega_i^2 (L^2 - \Delta L^2) - R^2} \right] \quad (4-9)$$

在这里， R 为定子绕组和电流调节器的电阻之和，即：

$$R = R_s + r_p \quad (4-10)$$

上面的结果展示了考虑电流调节器作为附加电阻时的空间调制，调制的幅值被降低，最为重要的是造成了空间相位的漂移。

通过同步滤波后，外差作用产生一个误差信号：

$$e = i_{\alpha 0} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) + i_{\beta 0} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) \quad (4-11)$$

$$e = I_i \sin[2(\theta_r - \hat{\theta}_r) - \phi_1] \quad (4-12)$$

另外，前面已经分析过死区对于系统位置估计的影响。我们说过，死区对于基波的影响不是很明显。这是因为死区效应是由于逆变器的非线性引起的，它对于系统的影响和电流调节器是有关的。当存在电流环时，在电流环的带宽范围内电流调节器会对死区效应进行调节，因此在稳定运行时，相电流和逆变器输出的基波都是正弦的，但是给定电压会由于死区的影响而变得非正弦。当电流调节器不存在时，给定电压会是正弦的，但此时相电流和逆变器的输出都为非正弦。矢量控制中都采用的电流环，所以死区对于基波影响不大。但是由于电流环带宽的限制，电流控制器不会对高频电流的畸变进行调节，这是高频信号受到死区的影响会比较大的原因^[47]。

4.4 其他影响

除了上述章节那些影响转子位置估计的主要因素外，还有一些次要的因素。但是为了得到更加精确的转子位置估计和矢量控制效果，在系统设计和实际系统的实现中，这些因素也是必须要考虑的，下面将对这些因素进行简要的分析。

4.4.1 磁路饱和影响

前面已经介绍过，利用磁路的饱和效应可以判断出转子的极性。同时，饱和效应的出现也会影响位置估计的准确性。

考虑 q 轴铁心饱和时的情况，由于铁心饱和，则 L_q 减小。

由第三章式(3-34)可知，经过差分后的误差信号为：

$$e = I_1 \sin(2\hat{\theta}_r - 2\theta_r) \quad (4-13)$$

其中:

$$I_1 = \left[\frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{\hat{V}_i}{\omega_i} = \left[\frac{L_q - L_d}{2L_q L_d} \right] \frac{\hat{V}_i}{\omega_i} \quad (4-14)$$

经求导可知, I_1 为 L_q 的单调增函数, 当定子铁心饱和, L_q 减小时, I_1 也将减小。从而 $\gamma'_1 = \gamma_1 mk = 2I_1 \gamma_1$, $\gamma'_2 = \gamma_2 mk = 2I_1 \gamma_2$ 均减小, 由式(3-28)可得:

$$\begin{aligned} D(s) &= s^2 + \gamma'_2 s + \gamma'_1 \\ &= s^2 + 2I_1 \gamma_2 s + 2I_1 \gamma_1 \end{aligned} \quad (4-15)$$

相对于典型二阶系统 $D(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$, 可以得出:

$$\xi = \sqrt{\frac{I_1}{2\gamma_1}} \gamma_2 \quad (4-16)$$

可知, 当 I_1 减小时, 会引起 ξ 减小, 从而影响锁相环的动态性能。

上面分析了磁路饱和对系统动态性能的影响, 当系统稳定运行时, 由3.4节式(3-39)可知, 在考虑 d 轴饱和效应时, 注入高频电压所产生的高频电流响应为:

$$i_i = \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \cos(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \cos(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \\ I_0 \sin(\omega_i t - \frac{\pi}{2}) + I_1 \sin(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + I_2 \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

上式通过同步滤波环节后剩余的部分为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha o} \\ i_{\beta o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \cos(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \\ I_1 \sin(2\theta_r - \omega_i t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} + I_2 \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

进行差分可得:

$$\begin{aligned} e &= i_{\alpha o} \cos(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) + i_{\beta o} \sin(2\hat{\theta}_r - \omega_i t) \\ &= I_1 \sin(2\hat{\theta}_r - 2\theta_r) + I_2 \cos(\omega_i t + \theta_r - 2\hat{\theta}_r) \end{aligned} \quad (4-19)$$

由式(4-7)可知, 当高频电流产生饱和时, 产生的高频电流响应中含有饱和电流分量。从而进入锁相环的误差信号也附加了一个干扰信号, 产生位置估计的误差。

4.4.2 系统硬件影响

基波电流和高频电流使用相同的传感器，滤波器，放大器和模数转换器。所以在位置估计中将基波电流和注入电压产生的高频电流分开是非常必要的。由于高频载波电流的负相序用于估计电机的位置，需要有较高的精度。

模数转换的精度对于位置估计的准确性有重要的影响。这是因为包含转子空间位置信息的负相序电流相对于基波电流来说是很小的。

在高频电流采样中，A/D 转换器的非线性也会导致谐波和频率互调(当电磁波经由非线性电子系统传递时，电磁波交互作用所发生电磁波频率的调整)误差。

高频电流的负相序 I_{cn} 与 A/D 转换器的最小分辨率的比值反映了量化误差，是位置估计准确性的量度^[47]。

$$\Delta_{LSB} = \frac{I_{cn}}{I_{max}} \times (2^n - 1) \quad (4-20)$$

I_{max} 为 A/D 转换器满量程时对应的电流， n 为 A/D 转换器的位数。 Δ_{LSB} 值越小，代表电流测量越不精确，当 Δ_{LSB} 小于 0.5 时，高频负相序电流中将不会存在任何位置信息。

上述情况只有在 A/D 转换器用于测量负相序电流，而基波电流和正相序电流都不存在时才成立。显然这种情况在实际中是不可能存在的。其他电流组成部分的出现将会产生抖动效应，在 A/D 转换的输出端的负相序电流的幅值会被改变。电流的其他组成部分除了基波电流和正相序电流，还包括开关谐波和噪声。

本文在第五章中应用的实验平台 A/D 转换器为 10 位，由得到的结果可以看出基本可以满足要求，可以得出高频的电流波形。但从精度的角度考虑，用 12 位的 A/D 转换器对于位置的估计会更有利。

4.4.3 滤波器影响

由于滤波过程会在一定程度上引起负相序高频电流分量的相位滞后，输入转子位置跟踪观测器的信号与理论上推算的信号相比必然滞后一定的相位，因此转子位置估算值也必然滞后于实际值一定的电角度。为了获得比较精确的转子空间位置，必须对转子位置跟踪观测器的输出进行补偿。当转速变化时，负相序高频电流分量的相位和频率也会随之变化，从而导致其滞后相位的变化，因此当滤波器和系统的结构一定时，电动机在不同的速度下运行必须选用不同的补偿角度。

4.4.4 多凸极影响

以上的理论分析和仿真研究都是针对单凸极的情况,即假设电机中只存在一个周期等于电机极距的正弦分布的空间凸极。但是事实上,电机中不可能只存在一个凸极。而且由于电机绕组的离散分布、非线性的电机磁场和制造工艺等的问题,电机中存在二次凸极和寄生凸极。这些凸极包括定子开槽引起的凸极、转子偏心引起的凸极和饱和凸极等等。虽然在多凸极电机中仍然可以利用高频注入法实现转子位置的自检测,但是多凸极会影响系统的稳定性、限制控制器的带宽、影响跟踪观测器的动态特性、降低转子位置的检测精度,因此,在某些场合,为了得到精确的转子位置估计,提高系统性能,需要建立多凸极电机的数学模型,对多凸极进行解耦^[51]。

4.5 本章小结

本章在第三章的基础上,进一步综合考虑了影响高频注入法位置估计的各种因素。其中着重分析了注入高频信号的频率和幅值影响、死区的影响、电流调节器的影响和饱和影响等。对于死区的影响给出了初步的解决方法,对于其他的方法也提出了一些注意事项。使系统的设计仿真更贴近于工程实际,为以后的系统实现奠定了良好的基础。

第五章 实验结果

通过前面几章的理论分析与仿真研究,证明高频注入法能够较准确估计永磁同步电机转子位置,实现高性能的矢量控制。本章从实际应用角度出发,在实验中初步验证了此种方法的可行性。

实验中使用了 TECHNOSOFT 公司的运动控制系统开发平台 MCK2407 Motion Control Kit。该平台提供的硬件和软件的环境可以使电机控制的研究者快速实现控制系统,验证控制算法,提高算法研究和系统开发的效率。

整个实验装置由主控板、大功率驱动板和永磁同步电机组成。主控板、大功率驱动板如图 5-1 所示,它以 TI 公司的 TMS320LF2407 为核心,由 220V 交流和 5V 直流两个电源供电。本试验中在这个平台上进行编程,实现位置估计算法。使用的永磁同步电机如图 5-2 所示,电机参数见表 5-1。

表 5-1 电机参数

额定功率 kW	0.07	额定电压 V	140AC
极数	8	额定电流 A	0.5
额定转速 rpm	180	额定力矩 Nm	3.7
d 轴电感	0.123	q 轴电感	0.218

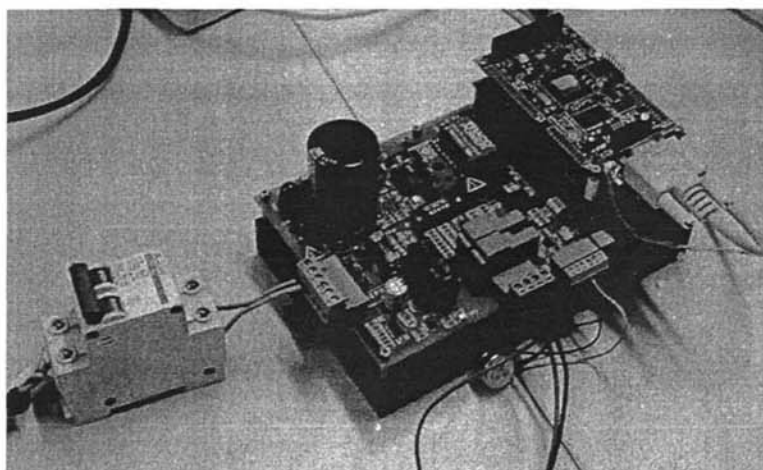


图 5-1 实验平台

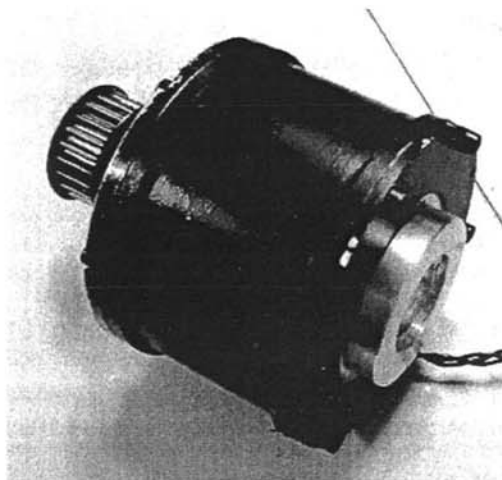


图 5-2 永磁同步电机

在 MCK2407 Motion Control Kit 开发平台的环境中进行系统设计，采用最基本的恒压频比控制，速度，电流均为开环控制。系统框图如图 5-3 所示，其中 PWM 频率为 20KHz。

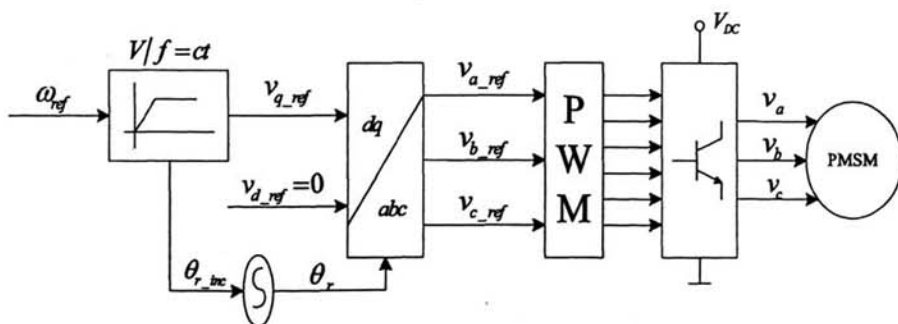


图 5-3 永磁同步电机

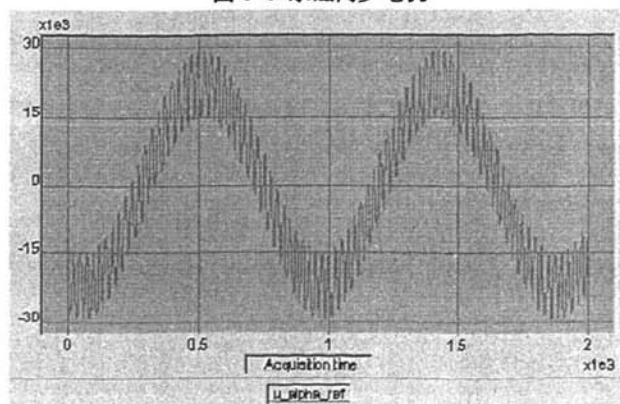


图 5-4 电压波形

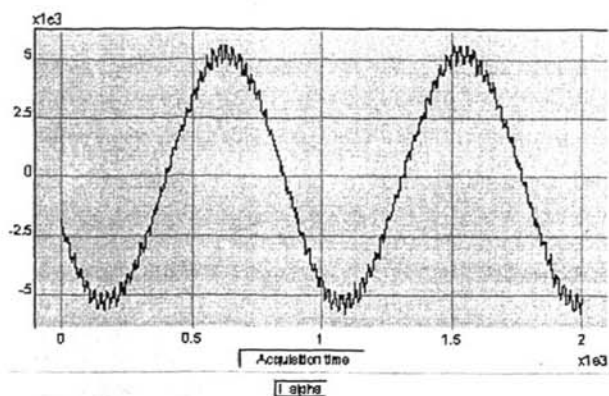


图 5-5 电流波形

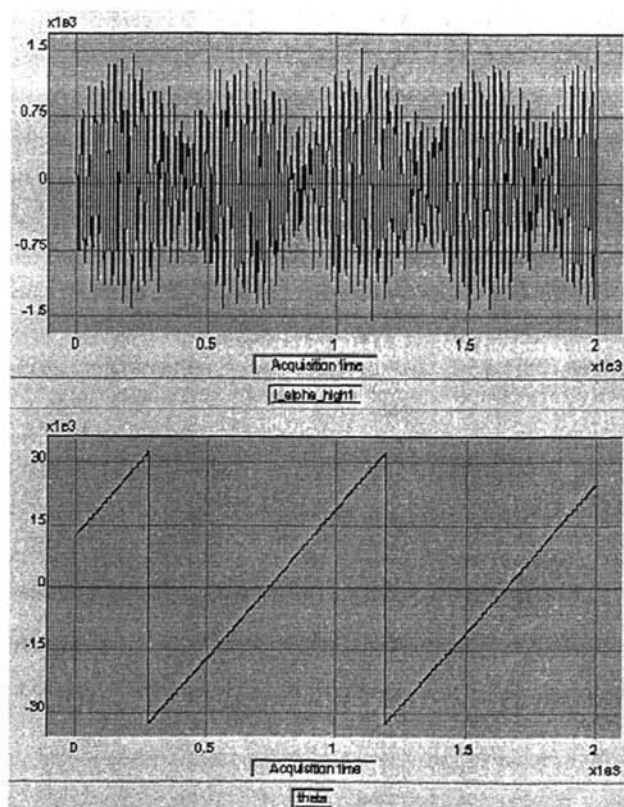


图 5-6 高频电流与位置的对应关系

注入 400Hz 的旋转高频电压，然后永磁同步电机给定速度 165 rad/s ，让同步电机旋转，其给定电压波形如图 5-4 所示。图中横轴为时间，单位为 $1 \times 10^{-4} \text{ s}$ ，纵轴单位约为 $5.2 \times 10^{-3} \text{ V}$ ，可以看出基波与高频电压相叠加。

如图 5-5 所示为电机的电流波形，由电流波形可以看出在基波电流的基础上叠加了一个高频电流。图 5-6 为高频电流与电机转子位置的对应关系，上半部分

为经过纯延迟滤波后的高频电流，与前面仿真结果一致，下半部分为电机的转子位置。由试验结果可以看出电机转子处于不同位置时，旋转高频电压产生的高频电流的幅值随转子位置而改变。可知高频电流中含有转子位置的信息。实验结果与第三章的仿真结果完全符合，证明了高频注入法估计转子位置有一定的实践价值。图 5-5 与 5-6 中电流波形的纵轴与时间电流的对应关系为：

$$I = \frac{(32704 - y) \times 5}{64 \times 1024} \quad (5-1)$$

其中 y 为纵轴坐标。

由于时间有限和设备的限制，本试验只是加入高频旋转电压，通过实验平台上位机软件观察高频电流与位置的关系，初步验证理论分析的正确性，尚未实现锁相环算法。在以后的进一步研究中，将着重于用软件实现同步滤波和锁相环设计，估算出转子位置，从而真正实现永磁同步电机的无速度传感器矢量控制。

总之，本文详细分析了高频注入法的基本原理，对控制系统各个部分进行细节设计，提出了很多新的见解。随后，在 Simulink 系统中搭建模型进行仿真，取得了满意的效果，证明了理论的正确性。最后，在 TECHNOSOFT 公司生产的 MSK2407 控制板上对转子位置与高频电流的对应关系进行了实验验证，初步证明了理论分析的正确性。

另外，高频注入的方法有两个缺点：

(1) 高频信号注入后，会引起额外的损失或瞬时扰动，因此只适用于低速区域。

(2) 位置的估计结果会有一些轻度失真，这是由凸极的非正弦分布，基波电流的瞬时值和逆变器的非线性引起的。这些失真能通过一些方法补偿或消除，但是相比于有传感器方法，将会引起控制带宽的减小。

为克服高频注入方法的第一个缺点，有些人提出了利用高频信号注入方法的低速性能和观测器方法的高速优点，将他们结合，从而实现全速度范围内的无速度传感器矢量控制。两种方法的结合有很多种方式，都比较复杂，其中有直接进行线性结合，也有用卡尔曼滤波的方法来消除两种方法切换时的噪音，还有强迫定子磁链观测器在低速时收敛到信号注入估计的方法。所以，在以后的理论研究中，对于高频注入法和观测器方法的结合将是一个研究方向。

参考文献

- [1] 陈清泉, 孙逢春, 祝嘉光, 现代电动汽车技术, 北京: 北京理工大学出版社, 2002, 19
- [2] 李兴虎, 电动汽车概论, 北京: 北京理工大学出版社, 2005, 12
- [3] 易将能, 韩力, 电动车驱动电机及其控制技术综述, 微特电机, 2001, (4): 36~38
- [4] Eisaku Yamada, Zhengming Zbao, Applications of Electrical Machine for Vehicle Driving System. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference 2000, 3: 1359~1364
- [5] 王益全, 刘军, 秦晓平等, 电动机技术实用手册, 北京: 科学出版社, 2006, 841~878
- [6] 李永东, 交流电机数字控制系统, 北京: 机械工业出版社, 2002
- [7] Lorenz R.D. Practical issues and research opportunities when implementing zero speed sensorless control. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, Shenyang, China, 2001:1~10
- [8] Maidu M, Bose BK. Rotor Position Estimation Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive. IEEE IAS Annual Meeting, 1992, (1):48~53
- [9] 李鸿儒、顾树生, 基于神经网络的PMSM速度和位置自适应观测器的设计, 中国电机工程学报, 2002, 22(12):32~35
- [10] 梁艳、李永东, 无传感器永磁同步电机矢量控制系统概述, 电气传动, 2003, (4): 4~9
- [11] G. D. ANDREESCU, Adaptive Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. Electric Power Components and Systems, 30: 107~119, 2002
- [12] Bimal, K. Bose, Modern Power Electronics and AC drive, Beijing: China Machien Press, 2003
- [13] Gharban C K, Cory B J, None-linear dynamic power system state estimation, IEEE Trans, Power Syst. PWRS-1. 1986(3):276~283.
- [14] Bins K J, Shimmin D W, AL-Aubidi K M. Implicit rotor position sensing using motor winding for a self-commutating permanent magnet drive system, IEEE Proceedings, Pak, 1994, 138(1): 28~34.
- [15] 尹泉, 基于 DSP 的全数字传动系统研究与开发, 博士学位论文, 华中科技大学, 2001, 91~98
- [16] 胡军、朱东起、高景德, 滑模观测器及其在无机械传感器永磁同步电机驱动系统的应用, 清华大学学报(自然科学版), 1997, (1): 13~17

- [17] Parasiliti F, Tursini M, Rotor speed and position detection for PM synchronous motors based on sliding mode observer and Kalman filter”, Proc. of the European Conference on Power Electronics and Applications(EPE), Lausanne, 1999
- [18] Hongru Li, Jianhui Wang, Shusheng Gu, Tao Yang. A Neural-network-based Adaptive Estimator of Rotor Position and Speed for Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE ICEMS 2001, (2): 735~738
- [19] Li H R, WANG J H, Gu S S, Yang T, A neural-network-based adaptive estimator of rotor position and speed for permanent magnet synchronous motor[C]. IEEE ICEMS 2001, 2: 735~738
- [20] 田宏奇, 滑模控制理论及应用, 武汉出版社, 1995
- [21] Wang L M, Lorenz R D, Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency-tracking self-sensing method[C], Proc. of IEEE-IAS 2000 Annual Meeting, Rome, Italy, 2000: 445~450
- [22] Jang J H, Sui S K, Ha J I. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J], IEEE, Trans, on industry Applications, 2003, 39(4): 1031~1038
- [23] 廖海平, 无速度传感器矢量控制技术的行业现状与展望, 变频器世界, 2004.9: 15~20
- [24] 唐任远等, 现代永磁电机理论与设计, 北京: 机械工业出版社, 1997, 244~263
- [25] 吴永前, 李玉忍, 扩展Kalman滤波在永磁同步电机无速度传感器调速系统中的应用[J], 电气传动自动化, 2001, 23(6), 3~6
- [26] 李华德, 交流调速控制系统, 北京: 电子工业出版社, 2003, 241
- [27] 许峻峰, 冯江华, 许建平, 永磁同步电动机控制策略综述, 机车电传动, 2005, 3: 7~11
- [28] Blaker, A new Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 22(5): 820~827
- [29] Yoji Takeda, Takao Hirasa, Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Saliency[C]. Aachen Germany: PESC'88, 1988, 409~414
- [30] 王丽梅, 郑建芬, 郭庆鼎, 基于载波注入的IPMSM 转子初始位置估计, 电气传动, 2005, 35(3): 20~22
- [31] L.Wang and R.D.Lorenz, “Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency-tracking self-sensing method,” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, Rome, Italy, Oct. 2000, pp. 445~450
- [32] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz, “Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed,” in Proc. IEEE IECON'02, vol. 1, Sevilla, Spain, Nov. 2002, pp. 674~679

- [33] Antoni Arias, Cesar A. Silva, Greg M. Asher, Use of Matrix Converter to Enhance the Sensorless Control of a surface-Mount Permanent-Magnet AC Motor at Zero and Low Frequency, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53. No .2, APRIL 2006, 440 ~ 449
- [34] Cesar Silva, Greg M. Asher, Mark Sumner, Hybrid Rotor Position Observer for Wide Speed-Range Sensorless PM Motor Drives Including Zero Speed, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.53. no. 2, APRIL 2006, 373 ~ 378
- [35] Rfibeiro LAS, Degner M W, Briz F, Lorenz R D, Comparison of carrier signal voltage and current injection for the estimation of flux angle or rotor position [C]. IEEE-IAS Conference Record, St.Louis, 1995: 452~454
- [36] J. H. Jang, S. K. Sul, J. I. Ha, K.Ide, and M.Sawamura, Sensorless drive of SMPM motor by high frequency signal injection, in Proc. IEEE APEC' 02,vol. 1, Dallas, TX, March 2002, pp. 279~285
- [37] F.Parasiliti, R.Petrella, and M. Tresini, Sensorless speed control of salient rotor PM synchronous motor based on high frequency signal injection and kalman filter, in Proc. IEEE ISIE'02, vol. 2, L'Aquila, Italy, July 2002, pp. 623~628
- [38] Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz, Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.34.no.4, JULY/AUGUST 1998, 784 ~ 789
- [39] 秦峰, 基于电力电子系统集成概念的PMSM无传感器控制研究, 博士学位论文, 浙江大学, 2006
- [40] 秦峰, 贺益康, 刘毅等.两种高频注入法的无传感器运行研究[J], 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116~121
- [41] 蹇林旒, 史黎明, 基于高频注入的永磁同步电动机转子位置观测, 微电机, 2006, 1 (39) : 35-39
- [42] 刘毅, 基于高频注入的永磁同步电动机无传感器运行研究, 硕士学位论文, 浙江大学, 2005
- [43] 王峰, 基于锁相环模型的永磁同步电动机无速度传感器研究, 硕士学位论文, 华南理工大学, 2004
- [44] Oskar Wallmark, On Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors in Hybrid-Electric Vehicle Applications, Thesis for the Degree of Licentiate of Engineering, Chalmers University of Technology, 2004
- [45] L.Harnefors and H.-P. Nee, A general algorithm for speed and position estimation of AC motors, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 1, Feb. 2000,pp. 77~83
- [46] Jeong Y, Lorenz R D, Jahns T M, Sul S K, Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods[J]. IEEE Trans, on Industry Applications, 2005, 41(1):35~45

- [47] F. Briz, M. W. Degner, J. M. Guerrero, A. Zamarron and R. D. Lorenz, Implementation issues affecting the performance of carrier signal injection based sensorless controlled ac drives, in Conf. Rec. of IEEE IAS, vol. 4, 2001 pp. 2645~2652
- [48] Juan Manuel guerrero, Michael Leetmaa, Remand. Briz, Inverter Nonlinearity Effects in High-Frequency Signal-Injection-Based Sensorless Control Methods, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.41.no.2, MARCH/APRIL 2005, 618 ~ 626
- [49] 陈惠荣, 逆变器死区效应机理和典型补偿方法的研究, 硕士学位论文, 天津大学, 2007
- [50] 郑建芬, 基于高频注入和卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器控制, 硕士学位论文, 沈阳工业大学, 2005
- [51] Michael w. Degner and Robert D. Lorenz, Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.34.no.5, SEPTEMBER/OCTOBER 1998, 1097 ~ 1104
- [52] Lennart Harnefors, Kai Pietilainen, Lars Gertmar, Torque-Maximizing Field-Weakening Control: Design, Analysis, and Parameter Selection, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.48.no.1, FEBRUARY 2001, 161 ~ 168

发表论文和科研情况说明

参与的科研项目：

1. 参与了“它励直流电机控制器”的硬件分析和部分软件开发工作。
2. 参与了“永磁同步电梯门机控制器”的设计与开发。

致 谢

本论文的工作是在我的导师夏超英教授的悉心指导下完成的，夏超英教授严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。在此衷心感谢两年来夏超英老师对我的关心和指导。在即将毕业之际，对夏老师对我们的关怀和帮助表示衷心的感谢，谢谢老师，感谢您的培养。

在实验室工作及撰写论文期间，实验室的张一、张鹏、肖楠、游双、李超、张世磊、陈一平、徐剑、牛文杰、张立红等同学对我论文研究工作给予了热情帮助，特别是张立红同学在我完成毕业设计的过程中做了大量的工作，在课题进展中给予了我许多支持和帮助，在此一并向他们表达我的感激之情。

感谢含辛茹苦抚养我长大、对我怀着殷切希望的父母和所有亲人。他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。

再一次衷心感谢所有关心和帮助过我的人，祝大家身体健康，事业成功。

永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统的研究

作者: [黄涛](#)
 学位授予单位: [天津大学](#)

相似文献(10条)

1. 期刊论文 [李永东, 朱昊, LI Yong-dong, ZHU Hao](#) 永磁同步电机无速度传感器控制综述 - 电气传动2009, 39(9)

永磁同步电机无速度传感器控制系统,通过测量电机定子侧电流和端电压算出转子位置,替代了传统的机械位置传感器,系统成本低、可靠性较高。转子位置可由开环算法或通过闭环观测器观测得到。利用电机的非理想特性来提取转子位置信息,进一步将无速度传感器控制的范围扩展到低速甚至零速。对永磁同步电机无速度传感器控制策略进行分类,详细介绍了各种速度观测方法,并比较了它们的优缺点。

2. 学位论文 [魏春平](#) 永磁同步电机无速度传感器控制研究 2009

电力电子技术,微电子技术以及DSP技术和现代电机控制理论的发展,使得永磁同步电机交流调速系统得以迅速推广。永磁同步电机要进行有效地控制,需要准确的转子速度和位置信息,这些信息都是通过安装在电机轴上的机械速度传感器来提供。由于使用机械速度传感器存在着许多的弊端,因而永磁同步电机无速度传感器控制技术的研究受到了国内外学者的广泛关注。目前,出现了许多的永磁同步电机无速度传感器控制方法。本文主要以扩展卡尔曼滤波器为基础,设计了永磁同步电机的无速度传感器控制方案。然后针对扩展卡尔曼滤波器的方法存在线性化误差和噪声协方差矩阵参数选取困难等问题,提出了一种基于自适应扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器控制方案。

本文首先介绍了当前永磁同步电机调速系统的发展概况,简要分析了当前永磁同步电机无速度传感器控制技术的几种主要方法的特点及存在问题。接着介绍了永磁同步电机的数学模型和调速系统的原理。在对扩展卡尔曼滤波器的原理进行介绍之后,设计了基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器控制方案,并从扩展卡尔曼滤波器的开环状态估计、应用估计结果进行闭环控制、协方差矩阵参数的选取、系统模型不准确对估计结果的影响以及估计结果的修正方法等方面进行了仿真研究,验证了取代机械速度传感器的可行性。最后研究了基于Sage-Husa噪声估计器的自适应扩展卡尔曼滤波器的原理,并将其成功地应用到了永磁同步电机的无速度传感器控制中。仿真结果表明,基于自适应扩展卡尔曼滤波器的方法,不仅可以准确地估计出电机的速度和转子位置,而且可以自适应地确定系统噪声协方差矩阵参数。与传统的扩展卡尔曼滤波器的方法相比,基于自适应扩展卡尔曼滤波器的方法具有更好的实用性。

3. 期刊论文 [徐艳平, 郜亚秋, 钟彦儒, XU Yan-ping, GAO Ya-qiu, ZHONG Yan-ru](#) 低频信号注入法的永磁同步电机无速度传感器控制 - 电气传动自动化2010, 32(1)

针对永磁同步电机(PMSM)无速度传感器矢量控制方法中低速时反电动势过小,无法获得准确的估计转速的问题,采用在d轴注入低频定子电流的方法来估计电机转速。仿真结果证明了该无速度传感器估算方法在永磁同步电机低速运行中的正确性和有效性,并且具有控制结构简单且对参数误差不敏感的特点。

4. 期刊论文 [朱熹秋, 陈朝亮, 邓建明, 成秋良, ZHU Huang-qiu, CHEN Zhao-liang, DENG Jian-ming, CHENG Qiu-liang](#) 无轴承永磁同步电机无速度传感器控制系统 - 电机与控制应用2008, 35(5)

基于无轴承永磁同步电机的矢量控制系统,提出了采用扩展卡尔曼滤波器实现无速度传感器运行的控制策略。通过测量电机的端电压和流过定子线圈的电流在线估计电机转子的速度,实现具有较强自适应和抗干扰能力的无轴承永磁同步电机无传感器调速系统。建立了无轴承永磁同步电机状态方程及扩展卡尔曼滤波器速度估计离散算法。在MATLAB/Simulink环境下构建了无速度传感器运行仿真系统,对速度的辨识、电机的动态特性进行了仿真。仿真结果表明:扩展卡尔曼滤波器的速度辨识精度较高,具有良好的鲁棒性,基本满足无轴承电机无传感器运行的要求。

5. 学位论文 [刘祖全](#) 基于卡尔曼滤波算法的永磁同步电机无速度传感器控制研究 2009

永磁同步电机是同步电机的一个重要类型,其转子一般采用稀土永磁材料做永磁极,与传统同步电机相比,体积和重量大为减小,而且结构简单,运行可靠,维护更方便。现代电气传动控制的发展趋势之一是开发新的交流调速与伺服系统。无论在矢量控制还是标量控制中,转速与位置的闭环控制都需要在电机轴上安装一个速度传感器,但是由于速度传感器的引进不仅增加了成本,降低了系统可靠性,还存在安装问题,效果并不十分理想。因此高性能无速度传感器控制成为近年来电机研究的热点。

本文在系统介绍卡尔曼滤波器的基础上,将其引入到永磁同步电机无速度传感器状态观测中。由于永磁同步电机是一个强耦合的多阶非线性系统,本文采用了工程中普遍采用的泰勒展开式截断的方法,对电机方程线性化处理,将卡尔曼滤波算法推广至非线性系统,并加入了反映电机系统模型误差和环境干扰的系统噪声和测量噪声模型,形成扩展卡尔曼滤波算法。扩展卡尔曼滤波器将电机转子位置与转速作为系统状态变量进行实时估算,并将所得信息反馈到永磁同步电机控制系统中。通过仿真,与电机实际运行状态进行比较,证明了扩展卡尔曼滤波具有良好的动态跟踪能力和抗噪声能力。

针对扩展卡尔曼滤波算法在无速度传感器控制中存在的不足,本文给出了降阶线性卡尔曼滤波算法。降阶线性卡尔曼滤波算法重新选择了系统状态变量,建立新的完全线性化的系统方程,并且卡尔曼滤波算法中的系统协方差矩阵成为时不变序列,因此可以直接应用线性卡尔曼滤波算法。仿真结果证明,与扩展卡尔曼滤波算法相比,新的算法更加简单,减轻了繁重的参数调节任务,易于数字化实现,不仅具备扩展卡尔曼滤波算法的优势,而且在某些性能方面超越了扩展卡尔曼滤波算法。

通过分析得知,由于将系统模型不确定性及测量噪声体现在系统方程中,因此卡尔曼滤波算法在状态估算方面具有良好的性能。本文以降阶线性卡尔曼滤波算法为理论基础,以永磁同步电机为对象,以数字信号处理器(DSP)为核心,设计了电机状态观测系统的设计方案。整个方案在不增加成本的基础上,充分利用数字信号处理器(DSP)丰富的资源和强大的运算能力,通过检测电机相电流,实时估算出电机转子位置与转速。本系统可以代替传统速度传感器,为电机控制系统提供转子位置和转速反馈信息。本文的下一步主要工作便是将此系统付诸实践,应用于实际工程中,对卡尔曼滤波算法在永磁同步电机无速度传感器控制方面的性能进行进一步研究。

6. 期刊论文 [缪学进, 李永东, 肖曦, Miao Xuejin, Li Yongdong, Xiao Xi](#) 高频信号注入无速度传感器永磁同步电机控制系统 - 电气传动2007, 37(3)

介绍了一种基于脉振高频电压信号注入的永磁同步电机转子位置和速度估算方法,并以此为基础实现了永磁同步电机的无速度传感器矢量控制系统。无论是内埋式还是表面贴式永磁同步电机,其交轴高频阻抗都可以表现出凸极效应,当脉振高频电压信号注入到定子线圈中时,相应的高频电流信号将包含转子的位置信息,用一种合适的算法可以提取这一信息。在高速和低速(包括零速)运行时,这种方法都可以精确地估算出转子的位置。最后,以内埋式永磁同步电机为例,给出了这种方法的仿真结果,验证了这种方法的有效性。

7. 学位论文 [刘敏茜](#) 永磁同步电机无速度传感器高性能控制的研究 2009

PMSM控制系统稳定运行控制都是建立在闭环控制基础之上的,因此如何获取转子速度和位置信号是整个系统中相当重要的一个环节。当前,在大多数调速驱动系统中,最常用的方法是在转子轴上安装传感器。但这些传感器会增加系统的成本,降低了系统的可靠性和耐用性。因此,在一些特殊及控制精度要求不很高的场合,无传感器控制得到了广泛的应用。它通过测量电动机的电压、电流等可测量的物理量,通过特定的观测器估算转子速度,提取永磁转子的速度信息,完成闭环控制。

本文以无速度传感器PMSM控制系统作为研究对象,介绍了无速度传感器矢量控制系统的发展现状,分析了永磁同步电机的结构、数学模型及其坐标变换,根据永磁同步电机矢量控制的原理和特点,选取了基于 $i_d=0$ 的转子磁场定向控制方式,确立了基于PWM的双闭环伺服控制系统实施方案,并在MATLAB/Simulink中建立了永磁同步电机伺服控制系统的仿真模型。本文首先采用PI控制和旋转坐标法(RF)相结合的方法对转速进行估算,仿真结果验

证了该方案的正确性。在分析了永磁同步电机的数学模型后,针对伺服系统的非线性和不确定性,本文又提出了一种基于自适应后推算法的控制策略,并将此控制器用于永磁同步电机伺服系统的转速控制,仿真结果验证了此策略的可行性。最后将两种方法进行比较。

8. 期刊论文 [齐放, 邓智泉, 仇志坚, 王晓琳, Qi Fang, Deng Zhiquan, Qiu Zhijian, Wang Xiaolin](#) [一种永磁同步电机无速度传感器的矢量控制](#) -[电工技术学报](#)2007, 22 (10)

研究了一种基于MRAS的永磁同步电机速度辨识方案:将永磁同步电机的电流模型作为参考模型,估算的定子磁链模型作为可调模型,设计了自适应律同时辨识电机转速和定子电阻.利用该方案建立了永磁同步电机的无速度传感器矢量控制系统.仿真和实验结果表明,该方案在高、低速以及转速突变时均能准确检测转子的速度以及在线辨识定子电阻,系统具有良好的静、动态调速性能.

9. 期刊论文 [李永东, 张猛, 肖曦, 梁艳, Li Yongdong, Zhang Meng, XIAO Xi, Liang Yan](#) [永磁同步电机模型参考自适应无速度传感器控制方法](#) -[电气传动](#)2004, 34 (z1)

无速度传感器控制方法已经应用在永磁同步电机控制中.介绍了3种基于模型参考自适应的永磁同步电机无速度传感器控制方法.利用实际电机电流和模型电流的差异来估算电机的转速和位置.应用这3种方法,获得了很好的控制性能,并对试验结果进行了比较.

10. 学位论文 [陈奇](#) [基于DSP永磁同步电机直接转矩及其无速度传感器控制的研究](#) 2007

随着电机制造技术、电力电子技术、微处理器技术(DSP)和现代控制理论的发展,交流伺服技术应用越来越广,数字化的变频控制已成为传动领域的最为主要方式.永磁同步电机也由于其优异的控制性能,被越来越多地应用于交流伺服系统.因此,研究基于DSP的永磁同步电机伺服系统,具有重要的现实意义.

本论文深入研究了同步电动机直接转矩控制方法的基本原理,在分析永磁同步电机结构及特点的基础上,给出了其在不同坐标系下的数学模型,深入探讨了直接转矩控制在永磁同步电机上应用的理论基础.基于永磁同步电机直接转矩控制理论的分析,借助MATLAB/SIMULINK工具对直接转矩控制系统进行仿真实验,得到了与理论分析一致的仿真实验波形,验证了本课题所提出的控制策略的可行性.

在仿真实验的基础上,合理规划控制系统各功能模块,对基于高速数字信号处理器DSP(TMS320C2812)及智能功率模块IPM的直接转矩控制数字化控制系统的软硬件设计作了初步的探讨,详细介绍了硬件控制电路的实现,和与之相应的控制系统软件的编写方法,实现了直接转矩控制系统的全数字化控制.并在该实验平台上实现了三相永磁同步电机直接转矩控制系统实验,获得了与仿真一致的实验结果.

在深入分析直接转矩控制的基础上,本文提出一种基于神经网络的速度观测器,并在MATLAB中建立直接转矩无速度传感器闭环控制系统的仿真模型.仿真结果表明:系统运行平稳,观测器具有较高精度,网络也有较强的泛化能力.

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1359428.aspx

授权使用: 上海海事大学(wf1shyxy), 授权号: 4ca6a959-126b-495a-80ed-9dd800ec0adf

下载时间: 2010年8月20日