

学校代码: 10289
分类号: TM351
密 级: 公开
学 号: 142030046



江苏科技大学 硕士学位论文

基于高频方波注入和滑模观测器的永磁 同步电机无位置传感器控制研究

研究生姓名 高翔

导师姓名 刘维亭

申请学位类别 工学硕士

学位授予单位 江苏科技大学

专业领域 控制理论与控制工程

论文提交日期 2017年06月15日

研究方向 电气自动化

论文答辩日期 2017年06月08日

答辩委员会主席 陈红卫

评阅人 盲审

盲审

2017年06月15日

分类号: TM351

密 级: 公开

学 号: 142030046

基于高频方波注入和滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究

学生姓名 高翔

指导教师 刘维亭 教授

江苏科技大学
二〇一七年六月

A Thesis Submitted in Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Engineering

**Research on Position Sensor-less Control of PMSM
Based on High-Frequency Square-Wave Injection and
Sliding Mode Observer**

Submitted by

Gao Xiang

Supervised by

Professor Liu Weiting

Jiangsu University of Science and Technology

June, 2017

江苏科技大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

年 月 日

江苏科技大学学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权江苏科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于：

(1)保密 ☐，在年解密后适用本授权书。

(2)不保密 ☐。

学位论文作者签名：

指导教师签名：

年 月 日

年 月 日

摘 要

永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor,PMSM）具有体积小、运行可靠性和性能好等优点，所以在工业制造、交通运输和家用电器等很多领域得到越来越普及的应用。其中无位置传感器的控制技术一贯都是 PMSM 控制方面的热门研究。为此，本文结合无位置传感器控制的需求和实践经历，以内埋式永磁同步电机（Interior Permanent Magnet Synchronous Motor,IPMSM）为研究目标，对其中的控制技术进行研究。

本文首先通过研究目前 PMSM 的数学模型，将 PMSM 控制中的矢量控制、恒定气隙磁链控制以及直接转矩控制的技术性能进行分析与对比，对 PMSM 的控制策略进行设计，采用 $i_d = 0$ 的转速为外环，电流为内环的双闭环矢量控制策略。

然后结合实际需求和控制要求，针对电机运行于低速时反电动势不易检测的问题，采用高频信号注入法检测电机转子位置，鉴于传统的高频信号注入法在处理过程中用到较多的滤波器影响系统响应这一点，对它进行改进，采用高频方波电压信号注入法实现对转子位置信息的检测，从综合性能比较来看，高频方波的控制效果更好。在中、高速运行时采用滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制方法，对包含有位置信息的反电动势进行提取，采用锁相环来实现转子位置检测，并对滑模面的开关切换函数进行改进，以减弱滑模变结构固有的抖振现象。

最终，本文采用上述研究的控制方法，在 MATLAB/SIMULINK 仿真软件中，完成了基于高频方波注入和滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制系统的仿真建模。仿真运行并将高频注入和滑模观测器改进前后的仿真结果进行对比。运行结果对比表明了本文设计的 PMSM 无位置传感器控制系统能够达到控制的要求，能够稳定运行，且效果较好。

关键词：永磁同步电机；无位置传感器；高频方波电压注入；滑模观测器

Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) has the advantages of small volume, strong reliability, high power density and good running performance, so it is widely used in AC drive field such as industry, transportation and household appliances. The sensor-less control technology are consistently popular with control research. Therefore, this thesis with the demand of sensor-less control and practice experience, we research the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM), and to research the control technology of IPMSM position sensor-less control.

This thesis first by studying the mathematical model of permanent magnet synchronous motor, the vector control of permanent magnet synchronous motor control constant air-gap flux linkage control and direct torque control of the technical performance analysis and comparison, and design the control strategy of permanent magnet synchronous motor control, the use of zero d shaft double closed-loop vector control strategy, rotational speed for the outer ring, the current for the inner ring.

And then combined with the actual demand and control requirements, for the counter electromotive force of the permanent magnet synchronous motor is not easy to detect while motor running in low speed, and high frequency signal injection method is used to detecting the rotor position, given the traditional high frequency signal injection method used more filter effects in processing system response to this point, to improve its high frequency square wave voltage signal injection method is used to realize the detection of rotor position information, from the point of comprehensive performance comparison, high frequency square wave control effect is better. Using the sliding mode observer of the permanent magnet synchronous motor sensor-less control method while running at a high speed, to extract counter electromotive force which contains the location information of permanent magnet synchronous motor, phase-locked loop is used to realize the rotor position detection, and the switch function of the sliding mode surface was improved to weaken the chattering phenomenon inherent to the sliding mode variable structure.

Finally, this thesis adopts the method of the study of the control and use the MATLAB/SIMULINK simulation software platform to complete the design of the control system of permanent magnet synchronous motor without position sensor based on high frequency square wave injection and sliding mode observer. The simulation run and to compare the simulation results. The simulations reveal that PMSM position sensor-less control system can switch from low speed to high speed quickly and stably at full speed and can track the rotor position information effectively and quickly. Control performance of the system is superior and operation is reliable.

Keywords: PMSM; Position sensor-less; High frequency square wave voltage injection; Sliding-mode observer

目 录

摘要	I
Abstract	III
第 1 章 绪论	1
1.1 课题的研究背景及意义	1
1.2 国内外对无位置传感器的研究现状	2
1.3 永磁同步电机无位置传感器控制的研究	3
1.3.1 低速时无位置传感器控制技术研究	3
1.3.2 中高速时无位置传感器控制技术研究	4
1.4 本文主要研究内容	5
第 2 章 永磁同步电机的数学模型与控制策略	7
2.1 永磁同步电机的结构	7
2.2 永磁同步电机数学模型	7
2.2.1 三相静止坐标系下的数学模型	8
2.2.2 CLARK 变换和 PARK 变换	9
2.2.3 两相旋转坐标系下的数学模型	10
2.3 永磁同步电机控制策略	11
2.3.1 控制策略	11
2.3.2 矢量控制策略	12
2.4 本章小结	14
第 3 章 基于高频方波注入的无传感器控制策略	15
3.1 传统高频信号注入法	15
3.1.1 旋转高频电压信号注入法	15
3.1.2 脉振高频电压信号注入法	16
3.2 高频方波电压信号注入法的原理	17
3.2.1 永磁同步电机高频数学模型	17
3.2.2 永磁同步电机高频方波电压注入法及其高频电流响应	18
3.3 高频方波信号注入控制系统设计	20
3.3.1 速度调节器和电流调节器设计	21
3.3.2 位置观测器的原理与设计	23
3.4 本章小结	25
第 4 章 基于滑模观测器的无传感器控制策略	27
4.1 滑模变结构控制原理分析	27

4.2 滑模观测器控制系统设计	28
4.2.1 滑模观测器数学模型	28
4.2.2 滑模观测器设计	31
4.3 本章小结	33
第 5 章 基于高频方波和滑模观测器的 PMSM 仿真研究	35
5.1 高频方波电压信号注入法的 PMSM 仿真研究	35
5.1.1 仿真模型	35
5.1.2 位置观测器模型	36
5.1.3 仿真运行结果及其分析	37
5.2 滑模观测器 PMSM 仿真研究	43
5.2.1 仿真模型	43
5.2.2 滑模观测器模型	44
5.2.3 仿真运行结果及其分析	46
5.3 由高频方波到滑模观测器的平滑切换	49
5.3.1 仿真模型	49
5.3.2 仿真运行结果及其分析	50
5.4 本章小结	54
总结与展望	57
参考文献	59
攻读硕士期间发表的学术论文和专利	63
致谢	65

Contents

Abstract in Chinese	I
Abstract in English	III
Chapter 1 Introduction	1
1.1 Background and significance of the research	1
1.2 The status of research at home and abroad of position sensor-less	2
1.3 Research of sensorless control of permanent magnet synchronous motor	3
1.3.1 Sensorless control technology research in low speed	3
1.3.2 Sensorless control technology research in high speed	4
1.4 The main contents of this paper	5
Chapter 2 The mathematical model of PMSM and the vector control system	7
2.1 The structure of PMSM	7
2.2 Mathematical model of PMSM	7
2.2.1 Mathematical model of three-phase static coordinates	8
2.2.2 CLARK transformation and PARK transformation	9
2.2.3 Mathematical model of two-phase rotary coordinates	10
2.3 Control strategy of PMSM	11
2.3.1 Control strategy	11
2.3.2 Vector control strategy	12
2.4 Summary of the chapter	14
Chapter 3 Sensorless control strategy based on high frequency square wave	15
3.1 Traditional high frequency signal injection method	15
3.1.1 Rotating high frequency voltage signal injection method	15
3.1.2 Pulsating high frequency voltage signal injection method	16
3.2 High frequency square wave voltage signal injection method principle	17
3.2.1 High frequency mathematical model of PMSM	17
3.2.2 High frequency square wave injection and current response of PMSM	18
3.3 High frequency square wave voltage injection control system design	20
3.3.1 The design of the speed and current regulator	21
3.3.2 The principle and design of position observer	23
3.4 Summary of the chapter	25
Chapter 4 Sensorless control strategy based on sliding mode observer	27
4.1 The sliding mode variable structure control theory analysis	27

4.2 The design of sliding mode observer control system	28
4.2.1 Mathematical model of sliding mode observer	28
4.2.2 The design of sliding mode observer	31
4.3 Summary of the chapter.....	33
Chapter 5 Simulation based on high frequency square and sliding mode observer	35
5.1 Simulation study of PMSM based on high frequency square wave injection.....	35
5.1.1 Simulation model	35
5.1.2 Position observer model.....	36
5.1.3 The simulation results and analysis.....	37
5.2 Simulation study of PMSM based on sliding mode observer	43
5.2.1 Simulation model	43
5.2.2 Sliding mode observer model.....	44
5.2.3 The simulation results and analysis.....	46
5.3 Smooth transition from high frequency square wave to sliding mode observer	49
5.3.1 Simulation model	49
5.3.2 The simulation results and analysis.....	50
5.4 Summary of the chapter.....	54
Conclusion and outlook.....	57
References	59
Patent application and paper during period of degree	63
Acknowledgements	65

第 1 章 绪论

1.1 课题的研究背景及意义

随着科学技术的飞速发展,各种高新科学技术不断涌现。在当今全球日益高涨的提倡绿色生活、节能减排的氛围下,研究者们不断探索新科技改善现有技术运作方式。随着电力电子技术、交流调速理论等的不断的发展进步,交流调速控制系统也随之快速的发展起来,并且逐渐在电机的控制领域占据了主导地位。永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor,PMSM)作为调速系统中的主要的组成成分,所以 PMSM 在很多范畴的应用越来越普及。

PMSM 具有结构简易、运行可靠性和性能好等优点,因此在工业制造、交通运输和家用电器等很多高性能调速系统中得到越来越广泛的应用。

PMSM 如果要可靠的运行则需要准确的转子位置^[1; 2],传统的方法是采取机械传感器来检测获取转子的位置。比如:霍尔传感器、光电编码器^[3; 4]等。但是这些传统的机械传感器在实际的应用中会存在很多的缺点^[5],比如:

- (1) 增加了系统的体积和造价成本;
- (2) 因其本身的损坏而造成了电机的使用寿命降低;
- (3) 传感器的组成部件易受湿度、温度、化学物质等因素的影响,在高温、粉尘和密封等恶劣环境或特殊应用场合,会严重影响系统的可靠性^[6]。

为了避免上述机械传感器存在的一些缺点和由此带来的风险,研究 PMSM 的无位置传感器控制显得尤为重要。无位置传感器控制,顾名思义是指 PMSM 的一种控制方法,它省去了上述的机械传感器,采用一种算法来估算电机的转子位置,形成矢量控制中的双闭环^[7; 8],实现对 PMSM 的无位置传感器控制。这种算法的主要控制思想是利用电机的电压和电流等这些物理量的具体数值,根据电机的数学方程表达式来计算电机转子位置。这种控制方式从根本上取代了机械传感器,最终实现了 PMSM 的可靠运行^[9]。

相对于机械传感器,无位置传感器控制^[10]有如下几点好处:

- (1) 降低了电机的体积重量,使系统变得更加小型化和轻量化;
- (2) 减小了整体成本,提高了小功率电机拖动设备的市场竞争力;
- (3) 省去了安装、调试、维护,减小了系统搭建的工作量;
- (4) 拓宽了应用场合,使系统工作在温度、湿度、振动、干扰等恶劣环境下仍能够检测出准确的电机转速和转子位置,实现电机的正常控制;
- (5) 提高了可靠性,避免系统因为机械式传感器^[11]的损坏而出现异常。

综上所述,研究一种适用于 PMSM 的无位置传感器控制方法具有非常重要的研究价值,同时也是本文的研究意义所在。

1.2 国内外对无位置传感器的研究现状

无位置传感器是指采用一种算法实现对 PMSM 的转子位置进行检测、估算，它对 PMSM 的运行工况提出了很高的综合要求。它主要体现在体积小、重量轻、安全可靠、性能稳定、携带方便、使用方便等方面。很早西方发达国家就对无位置传感器 PMSM 控制系统进行深入的研究，且已取得了一些可观的科研成果^[12; 13]。比如 L.A.Jones 等人于 1989 年利用状态观测器估计电机转子磁极位置信号，第一次完成了无位置传感器技术在永磁同步电机控制领域的应用。1993 年，美国著名大学教授 R.D.Lorenz 首先提出了旋转高频注入法的思想^[14-17]，该思想适用于 PMSM 运行在低速甚至零速的工况下，且已成功应用并取得了可观的科研成果。韩国首尔大学教授 Seung-Ki Sul 首次提出脉振高频旋转注入的控制策略，其研究成果在实际工程中得到了商业化应用。1992 年，美国提出了一种估算转子的位置的办法，即状态观测器法^[18]。丹麦教授 F.Blaabjerg、德国教授 J.Holt、澳大利亚的 A.Consoli 等在无传感器控制技术上有着深入的研究、探讨。近年来，无位置传感器技术正在不断地快速发展，2013 年以来，美国等西方国家提出了一种新的高频信号注入法，即高频方波电压信号注入法，其科研取得了更好的控制效果，在整体的性能逐渐得到提高与完善。

然而我国的永磁同步电机无位置传感器控制技术起步较晚，尤其是我国对高频注入的研究和发展更晚，它是 20 世纪 90 年代逐步形成和发展起来的。我国最早是由清华大学对高频注入法、观测器改进法等进行深入研究并取得相关研究成果。同时浙江大学对高频注入和逆变器非线性补偿等进行研究并发表权威期刊论文。哈尔滨工业大学等对 PMSM 无传感器控制技术进行研究并取得相应的科研成果^[19; 20]。目前，我国也有高校开始对高频方波电压信号注入法展开了研究。虽然我国有许多著名的高校和研究机构都在这个领域上不断地研究尝试，也取得了一定的成绩，比如提出了简化磁链法^[21]，转子凸极跟踪估算方法等，并取得了相关研究成果。但是我们目前的研究大多还是停留在仿真和理论分析阶段，无法应用到实际生产当中。

高频信号注入法和滑模观测器是 PMSM 无位置传感器的两种控制算法，PMSM 的动态性能好坏和测量精度的精准直接受到无位置传感器系统性能的影响，中国的高性能的、高功率、高精度正弦波 PMSM 无位置传感器控制系统的发展是非常薄弱的^[22-24]，无法与日本、德国和美国竞争。国内大型高性能无位置传感器控制系统市场已被国外占领。近年来虽然取得了一些成绩，但中国的无位置传感器控制系统的设计与国外仍有较大差距，特别是在一些先进的控制算法上，导致控制效率和控制精度很低。为了

实现高性能的控制要求，本文研究了一套PMSM无位置传感器控制系统，它是由IPMSM作为研究对象，其中控制策略选用先进的矢量控制，在PMSM在中、高速运行的时候，采取滑模观测器来对转子的位置进行跟踪和估算。当PMSM在低速运行的时候，采取高频方波电压注入的方法来对转子的位置进行检测处理。采取高频方波法检测到的转子的位置和实际的位置非常逼近，减少了位置滞后的影响，这对提升系统的整体的响应具有很重要的意义。

1.3 永磁同步电机无位置传感器控制的研究

从上述介绍的国内还有国外的 PMSM 的发展和在当今人们已掌握的技术方法可以得到，PMSM 的无位置传感器的控制方法差不多可以分成两种情况：一种是适合用在 PMSM 在中、高速运行的情况下，另外一种是在 PMSM 在低速的时候运行的情况。其中当 PMSM 在中、高速的时候运行的情况下，这时候的控制方法相对来说会更加比较简单，好完成，一般都是直接的利用 PMSM 的基波的数学方程，从中来得到转子的位置，即是从反电动势里面来获取的。但是当 PMSM 在低速的时候运行的时候，如果还是用第一种方法就会很难再从中获得转子的位置，因为在这时，转速很低的时候，反电动势也是比较小的，这时候就不容易测得到它。因此，当 PMSM 在速度很低的时候的无位置传感器控制会是研究的关键、重点。

根据 PMSM 的速度的不同大小范围，可以把 PMSM 的无位置传感器的控制的分为两类：1、适用于低速运行，2、适用于中、高速运行。分别介绍它们的研究控制方法以实现全速度范围下无位置传感器运行^[25]。

1.3.1 低速时无位置传感器控制技术研究

PMSM 的凸极性是独立的，是和它的各种的运行状态是没有关系的，当它在低速的时候运行的时候，PMSM 的电感的大小会因为它的凸极性的特点而产生变化，无位置的传感器控制就是采取这种特点，来获取转子位置与转速信息。因此，很多的适合于低速度运行的场合，很多都是采取 PMSM 的凸极性的这种控制方法来实现的。经常使用到的方法是高频信号注入法^[26]，它主要包含以下几种：

(1) 旋转高频信号注入法

旋转高频信号注入法是指在 PMSM 的 α - β 轴系上注入高频的正弦电压信号，它的主要工作思想是借助于 PMSM 的结构不对称性^[27]（即凸极性），高频信号会受到它的调制的影响，从而在产生的高频电流响应当中，它会包含我们所想要的信息，即是转子的位置，然后通过对它进行处理，进而来实现对所要检测的信号进行提取。这种方法主要是适用于那些具有凸极性的 PMSM。

(2) 脉振高频信号注入法

脉振高频信号注入法是指在 \hat{d} 轴系上注入高频正弦电压信号，它的主要工作思想也是利用 PMSM 的凸极效应的影响，使其对注入的信号产生调制作用，从而激励产生高频响应电流，在它当中会包含我们所想要的信息，即是转子的位置，然后通过对它进行处理，进而来实现对所要检测的信号进行提取。

(3) 方波高频信号注入法

方波高频信号注入法是指在 \hat{d} 轴系上注入一定幅值的方波电压信号，它的符号为正负交变的，它的工作思想同样是利用 PMSM 的凸极效应的影响，高频信号会受到它的调制的影响，从而激励产生 α - β 轴系下的高频响应电流信号，它会包含转子的位置信息，然后通过处理 α - β 轴系下的高频响应电流来实现对转子位置的估计。

1.3.2 中高速时无位置传感器控制技术研究

当电机运行于中、高速的时候，一般通常采用模型法来估计转子的位置信号，即是利用电机的反电动势方程，直接来估算转子的位置。这种方法不需要 PMSM 的凸极效应，简单便捷，使用非常广泛。主要方法包括：

(1) 基于电压、电流模型直接计算法

这个方法的思想是，直接检测电机的电压方程和电流方程，直接对其进行计算来得到电机的参数，从而由它来估算出转子的位置和转速。这个计算方法虽然具有计算简单、响应快、容易实现的好处，但是因为过程中使用了积分器，这将使得它的计算结果会产生积分零漂的影响，并且还会对电机的参数非常敏感，以上这些误差最终将会导致由此估计的转子位置和速度的值偏离实际的值。

(2) 基于电感变化的估算方法

内嵌式的和内埋式的 PMSM 都具有较强的凸极性，所以它的电子电枢绕组的电感大小不相同，并且它是随着转子位置的变化而呈现出正弦变化。所以，只要测量出 PMSM 的电感大小的值，就能够从中获得到转子位置的估算值。该方法具有计算简单、容易实现的特点，但是电机电感的测量精度直接影响转子位置的估算结果，估算精度受限制。

(3) 基于观测器的估算方法

观测器其实也就是重构器。它的工作原理是，把从原来的系统中可以直接测量得到的信号当作为重新构建的系统的输入，在某种特定的情况下，重新构建的系统的输出可以等价地估计出原来的系统的状态。目前，它用于 PMSM 的无位置传感器的控制的主要有扩展卡尔曼滤波器法、滑模观测器法和模型参考自适应法。

1) 扩展卡尔曼滤波器法

扩展卡尔曼滤波器法实际上是一种对非线性系统进行类似最优的线性的估计的算

法。这个方法的思想是，利用随机噪声的信号对非线性系统进行模型化、线性化处理，从而对状态变量进行实时、高效地递推，最后能够最优的估计出 PMSM 的位置和速度。这种计算方法精度高、响应快，但计算方法繁琐，工作量很大，卡尔曼增益的算法很复杂。

2) 滑模观测器法

滑模观测器法是实际上是以滑模变结构控制为理论基础的一种非线性的控制的方法^[28]，它是利用变结构控制在控制过程中具有的强鲁棒性、对系统的参数发生变化的时候的抗干扰能力强等特性，选取电机的实际电流与估计电流的偏差作为适当的滑模面，并且依据一定的切换规则，使系统的状态变量能够在选定的滑模面上做小幅度、高频率的滑动，当变量运动到滑动模态之后，达到稳定的状态。该方法易于实现，鲁棒性较强，但由于切换的不连续性导致存在高频抖振现象。

3) 模型参考自适应法

模型参考自适应方法的基本思路就是创设两个模型，即是参考模型和可调模型。参考模型指的是它是一种参数都是已知的参数的方程，可调模型指的是它的参数不都是已知的参数的方程，即是含有未知的参数，这两个模型的输出所表示的物理意义是一样的。针对这两种模型的输出的之间存在的偏差量，采取一定的方法对其进行有效的处理，进而可以对可调模型中的未知的参数进行调整，这样就可以实现使这两个模型之间的输出量逐渐逼近。

综合以上所述，针对 PMSM 的无位置传感器控制，在低速运行的时候，采用高频注入法，在中、高速度运行的时候，采用滑模观测器法来对位置和转速进行跟踪和检测具有很重要的意义，也是本论文的研究重点。

1.4 本文主要研究内容

本文结合 PMSM 控制要求，以 IPMSM 无位置传感器控制为研究对象，对其中的控制技术进行研究和设计，本文采用电机矢量控制策略，运用双闭环设计，可以很好的提高 PMSM 的控制精度和速度。本文首先主要从电机的低速运行速度的高频注入和中、高速运行速度的滑模观测器阐述了系统的整体设计方案，同时建立相应的数学模型，然后对整个 PMSM 系统 MATLAB/SIMULINK 仿真验证方案具有可行性。具体章节安排情况如下面所示：

第一章简述研究 PMSM 的背景和意义，查阅目前中国和国外对于无位置传感器控制技术的研究，分别对目前在低速度运行的时候和在中、高速度运行的时候的控制的几种方法进行了介绍、分析。

第二章首先介绍了 PMSM 的结构；然后建立 PMSM 在不同的坐标系下的数学方

程；介绍了 Clarke 变换及其逆变换、Park 变换及其逆变换，对 PMSM 的理论基础完成分析。最后基于前面的理论分析，从整体系统层面对矢量控制原理进行了简单的介绍，采用控制策略中常用的 $i_d = 0$ 的双闭环控制策略。

第三章主要对 PMSM 在低速度运行的时候的控制方法进行研究。首先对几种高频注入的进行分析介绍；接着建立 PMSM 在高频信号激励下的数学模型；对包含有转子的位置的高频响应进行提出，并对速度、电流 PI 调节器和位置观测器的设计方法进行介绍；本章最后对锁相环进行了介绍。并给出了相应的系统结构框图。

第四章主要对 PMSM 在中、高速度的时候的控制方法进行研究，首先对滑模变结构控制的理论进行介绍分析，接着建立 PMSM 的滑模观测器的数学模型，它的状态变量是定子电流和反电动势；并利用李雅普诺夫的稳定性判定理论来判断文中所选择的滑模面稳定性和收敛性；然后给出整个系统的结构设计框图；最后采用锁相环实时检测转子的位置。

第五章仿真验证与分析。对以上分析内容均通过 MATLAB/SIMULINK 对其进行仿真验证。首先对在低速度运行的时候的控制系统进行了仿真测试，接着将结果对比分析；然后又对在中、高速度运行的时候的控制系统进行了仿真和结果分析；最后对由低速向中、高速切换时的控制系统的控制效果进行了仿真分析。

第 2 章 永磁同步电机的数学模型与控制策略

2.1 永磁同步电机的结构

PMSM 是本文的研究对象，它是由三相绕组、定子铁芯和永磁体^[29-31]三部分组成的。PMSM 按照永磁体安装的位置的不同，可以分为三种，分别为：面贴、插入和内埋式。如图 2.1 所示是三种 PMSM 的结构图。

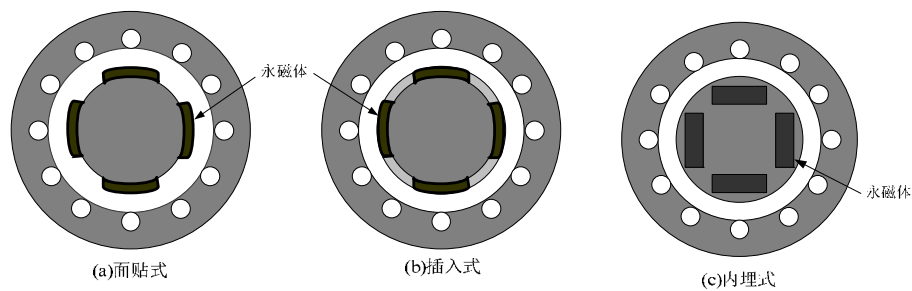


图 2.1 PMSM 的转子结构

Fig.2.1 Permanent Magnet Synchronous Motor Rotor Structure

如图(a)和(b)所示，永磁体通常在结构中是呈现瓦片的形状在铁心的表面上分布的。图(c)为内埋式 PMSM，它的永磁体是在转子的内部的，减少永磁体失磁现象，这种结构的永磁同步电机磁路气隙小、机械强度高、凸极性较强，在电机的控制系统中获得了普遍的应用。本文对内埋式永磁同步电机展开研究。

2.2 永磁同步电机数学模型

本文以 PMSM 为研究对象。为了可以更加精确地对 PMSM 进行控制，首先通过数学建模对永磁同步电机进行分析，这样可以为研究和分析无位置传感器控制策略提供理论基础。PMSM 的种类多种多样，本论文研究的是正弦波低速多极 PMSM，因为电与磁在电机中交叉存在，因此当电机旋转的时候，电机参数之间的关系非常复杂，在建立数学模型之前对一些情况进行理想假设^[32-34]：

- (1) 忽略电机的定子铁心饱和，磁路线性；
- (2) 不计空间谐波、涡流和磁滞的耗损；
- (3) 定子绕组在空间是对称的，并且定子磁势在空间是按照正弦的规律变化的；
- (4) 在 PMSM 转动的时候，忽略温度等的外界条件对永磁磁链的影响。

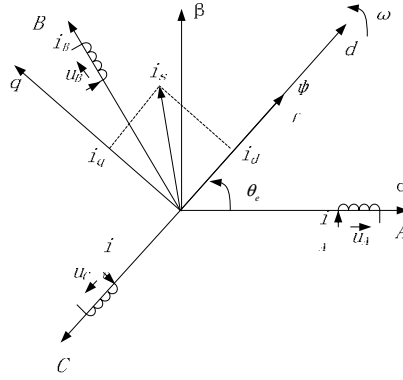


图 2.2 永磁同步电机矢量坐标
Fig.2.2 Vector coordinate of PMSM

2.2.1 三相静止坐标系下的数学模型

(1) 定子电压方程为

$$\begin{cases} u_A = R_s i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B = R_s i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C = R_s i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

式中： u_A, u_B, u_C 是定子三相绕组的相电压； i_A, i_B, i_C 是定子三相绕组的相电流； R_s 是定子每相绕组的相电阻； ψ_A, ψ_B, ψ_C 是定子三相绕组的磁链。

(2) 定子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_A = L_{AA} i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + \psi_{fA} \\ \psi_B = L_{BB} i_B + L_{BA} i_A + L_{BC} i_C + \psi_{fB} \\ \psi_C = L_{CC} i_C + L_{CA} i_A + L_{CB} i_B + \psi_{fC} \end{cases} \quad (2.2)$$

上式中： L_{AA}, L_{BB}, L_{CC} 分别是定子三相绕组电感； $L_{AB}, L_{BA}, L_{AC}, L_{CA}, L_{BC}, L_{CB}$ 分别是互感； $\psi_{fA}, \psi_{fB}, \psi_{fC}$ 分别是磁链。

由图 2.2 可知，定子三相绕组在空间上的位置是不变的，在轴线上有 120° 的电角度差值，假定定子各相绕组之间互感是相互对称的，那么 $L_{AB}=L_{BA}, L_{AC}=L_{CA}, L_{BC}=L_{CB}$ 。

(3) 转子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_{fA} = \psi_f \cos \theta \\ \psi_{fB} = \psi_f \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \psi_{fC} = \psi_f \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2.3)$$

式中： ψ_f 为永磁体磁链。

(4) 转矩方程为：

$$T_e = -p\psi_f \left[i_A \sin \theta + i_B \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) + i_C \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \right] \quad (2.4)$$

式中： T_e 是电磁转矩； p 是电机的极对数。

运动方程：

$$T_m = T_e + J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.5)$$

式中： T_m 是机械转矩； ω 是转子电角速度； J 是转动惯量。

2.2.2 CLARK 变换和 PARK 变换

矢量控制是以 PMSM 在 ABC 坐标系下的数学方程为理论基础的，由于 PMSM 是一个拥有多个变量的动态数学方程，同时方程结构中的电感矩阵中有复杂的变参数。所以在实际的工程应用中，对它进行研究和分析就会比较困难，所以就要想方设法对它的数学模型进行简化处理。而且是要对磁链的关系进行简化来实现对数学方程的简化的。这些都是需要通过坐标变换来实现的。即：首先将 ABC 坐标转换成 dq 坐标，然后再将 dq 坐标转换成 $\alpha\beta$ 坐标，这样就可以把 PMSM 的数学方程化简类似成直流电机的方程。从而使得对电机的分析和控制得到大大的简化。本文应用的是等幅值坐标变换。

(1) CLARK 变换

从 ABC 到 $\alpha\beta$ 坐标系之间的变换称为 CLARK 变换。假定 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 与 A 轴是重合的， α 滞后于 β 轴 90° ，如图 2.2 所示。

CLARK 变换矩阵是：

$$C_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

CLARK 逆变换就是上式 (2.6) 的求逆，它可以表示为：

$$C_{2s/3s} = C_{3s/2s}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

(2) PARK 变换

从 $\alpha\beta$ 到 dq 坐标系之间的变换称为 PARK 变换^[35]。转换坐标如图 2.2 所示。 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 滞后于 β 轴 90° ， $\alpha\beta$ 坐标系的 α 轴和 dq 坐标系的 d 轴的正向夹角是 θ_e 。

PARK 变换矩阵是：

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

PARK 逆变换就是上式 (2.8) 的求逆，它可以表示为：

$$C_{2r/2s} = C_{2s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

由上述的变换，能够推断得出从 ABC 坐标系下的到 dq 坐标系下的转换矩阵是：

$$C_{3s/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

同理，它的逆变换为：

$$C_{2r/3s} = C_{3s/2r}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.2.3 两相旋转坐标系下的数学模型

将上述式(2.10)的带入到 PMSM 在 ABC 坐标系下的数学模方程 (2.1)，则可以转换为 dq 坐标系下的数学方程，可以表示为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \end{cases} \quad (2.12)$$

上面公式里： u_d ， u_q 是定子电压的 d、q 轴分量； i_d ， i_q 是定子电流的 d、q 轴分量； ψ_d ， ψ_q 是定子磁链 d、q 轴分量； ω 是定子的电角速度。

磁链方程为：

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.13)$$

上面公式里： L_d ， L_q 是定子 d、q 轴电感。

转矩方程为：

$$T_e = 1.5p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.14)$$

假设永磁体磁链 ψ_f ，定子 d、q 轴电感 L_d ， L_q 恒定，联立式(2.12)和式(2.13)，消去磁链，则可得到永磁同步电机定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_d i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_q i_d + E_s \end{cases} \quad (2.15)$$

上面公式里 E_s 是空载电动势，符合 $E_s = \omega \psi_f$ 。

联立式(2.12)和式(2.14)，电磁转矩方程变换式为：

$$T_e = 1.5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (2.16)$$

2.3 永磁同步电机控制策略

2.3.1 控制策略

当前情况下，PMSM 的基本的控制方法有矢量控制（Vector Control,VC）和直接转矩控制（Direct Torque Control,DTC）。

（1）矢量控制

矢量控制又称为磁场定向的控制(Field Oriented Control,FOC)，是对定子电流的幅值和相位进行控制的。1968 年德国博士在论文中提出的磁场定向控制理论是矢量控制发展的雏形。在之后的三年，工程师 F.Blaschke 对磁场定向的控制理论深入研究，并系统地提出了具有划时代意义的控制理论—矢量控制策略，如今很普遍的应用在 PMSM 的控制领域。

（2）直接转矩控制

直接转矩控制是在上个世纪的 80 年代末是由日本的 I.takahashi 和德国的 M.Dепенbrock 首次提出来的。直接转矩的控制思想就是：在定子的坐标系下，直接对它的电磁转矩和定子磁链进行控制，使得对应的实际值分别等于其对应的给定的值，它的控制思想实质上就是基于六边形的磁链轨迹对电机进行控制^[36-39]，从而演化为保持圆形的定子磁链轨迹来对电机进行转矩、磁链的双滞环控制。

如表 2.1 所示是两种控制策略的性能优劣的比较。

表 2.1 控制方案的调速性能比较

Tab 2.1 The Control Scheme of the Speed Regulating Performance Comparison

调速方案	调速范围	调速精度	低速特性	响应速度
矢量控制	较宽	较高	较好	较快
直接转矩控制	较窄	较高	较差	慢

从表 2.1 的性能比较可以看出，矢量控制在很大程度上性能都优越于直接转矩控制，所以综合比较它们的性能好坏，本文选用性能较好的矢量控制作为系统的控制策略。

矢量控制的关键是要检测转子位置，由第一章介绍可以知道，转子位置既可用位置传感器来检测，也可用某种算法来估算转子位置，即无位置传感器控制。如表 2.2 所示，是有位置检测与无位置算法估算在体积、成本等方面的对比比较。

表 2.2 有位置与无位置矢量控制性能比较

Tab 2.2 Position Sensor and Sensor-less Vector Control Performance Comparison

控制方法	体积	成本	检测精度	可靠性	适用场合
矢量有位置传感器控制	大	较高	较差	较差	窄
矢量无位置传感器控制	小	较低	较好	较好	较广

由上表可以看出，无位置传感器的矢量控制的优点明显优越于有位置的，所以无位置传感器的矢量控制具有重要的意义。

2.3.2 矢量控制策略

如图 2.3 所示是矢量控制的基本原理框图， i_d^* 和 i_q^* 为给定的电流信号， i_d 、 i_q 是反馈信号，给定量与反馈量通过调节器调节，得到给定的电压信号 u_d^* 和 u_q^* ， u_d^* 和 u_q^* 经过 PARK 逆变换得到给定值 u_α^* 和 u_β^* ，再经过 CLARK 逆变换得到给定信号 u_A^* 、 u_B^* 、 u_C^* ，电压源型变压变频器得到 i_a 、 i_b 、 i_c ，在经过 CLARK、PARK 变换得到反馈信号 i_d 、 i_q 。

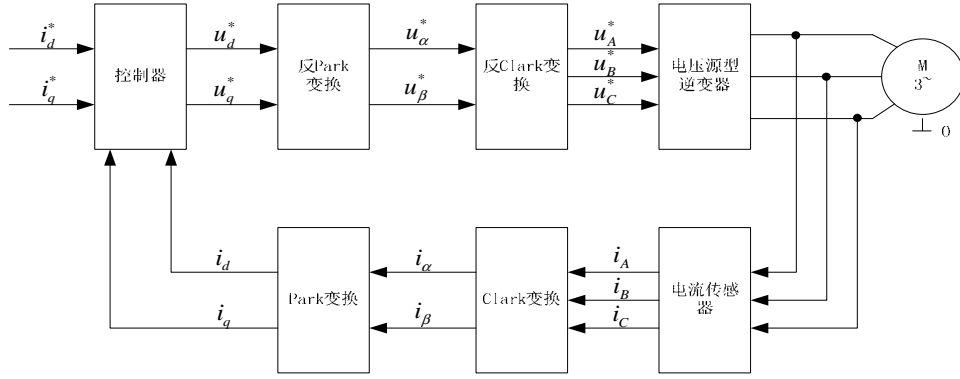


图 2.3 矢量控制系统基本原理框图

Fig.2.3 The basic principle of vector control system block diagram

矢量控制在目前是 PMSM 控制中的主要控制策略。其中在当前工程实践中应用比较广泛的有： $i_d = 0$ 控制和气隙磁链恒定的控制。这两种控制的不同的地方表现在对电流的控制方法的不同，它们都有自己的优点和缺点。 $i_d = 0$ 控制没有去磁的作用，方法简单，转矩的大小和定子电流的幅值大小是成正比的，但是它的功率因数会比较低；恒定气隙磁链控制的端口的功率因数是接近于 1 的，缺点是 PMSM 的运行效率很低并且算法会比较的复杂，特别是会出现去磁的现象。于是，通过对上面控制策略的全面讨论并且结合本文的需求，本文采取的是零 d 轴电流控制的矢量控制策略。

本系统采用的是 $i_d = 0$ 的控制策略。根据式(2.16)可以知道， T_e 的大小是由 d、q 轴的 i_d ， i_q 决定，由于 $i_d = 0$ ，所以定子电流的合成矢量始终处在 q 轴上，这时的 T_e 都是由定子电流来产生的，所以能实现电机的最大转矩控制。把 $i_d = 0$ 代入上式(2.16)，方程可简化表示成：

$$T_e = 1.5 p \psi_f i_q \quad (2.17)$$

假设转子的磁场是恒定的，那么电磁转矩的大小与定子电流是成线性的关系，即 T_e 与 i_q 成正比例关系，这样的话电磁转矩就只受到电流 i_q 的控制，从而简化了转矩的控制环节。当 T_e 的值的大小在知道的时候，d、q 轴的电流的参考值分别是：

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{2T_e^*}{3p\psi_f} \end{cases} \quad (2.18)$$

由式(2.15)能够推算得到 PMSM 在稳定状态下的控制方程为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega L_d i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega L_q i_d + \omega \psi_f \end{cases} \quad (2.19)$$

将 $\omega L_q i_q$ 和 $\omega L_d i_d + \omega \psi_f$ 当作干扰前馈的补偿，可以实现对 d、q 轴的解耦控制。要完成实际电流 i_d ， i_q 跟随给定值 i_d^* ， i_q^* ，还应加入反馈控制量。如果系统控制采用 PI 来调节的时候，最终的系统的控制方程为：

$$\begin{cases} u_d = k_p (i_d^* - i_d) + k_i \int (i_d^* - i_d) dt - \omega L_q i_q + R_s i_d \\ u_q = k_p (i_q^* - i_q) + k_i \int (i_q^* - i_q) dt + \omega L_d i_d + \omega \psi_f + R_s i_q \end{cases} \quad (2.20)$$

上式中： k_i 是积分系数， k_p 是比例系数。

2.4 本章小结

本章主要内容是对 PMSM 控制策略的研究，首先对 PMSM 进行数学建模，对其进行理论分析，并具体介绍了 PMSM 的 CLARK 变换和 PARK 变换、不同坐标系下 PMSM 的数学模型。接着研究和分析了 PMSM 的矢量控制策略，对现在应用比较广泛的几种控制进行了对比和分析，通过全面的比较，选择了 $i_d = 0$ 的转速电流双闭环控制。最后从整体层面对 $i_d = 0$ 进行了简单的介绍。

第3章 基于高频方波注入的无传感器控制策略

一般情况下，是利用 PMSM 的反电动势方程来计算得到转子的位置的。但是，当电机运行于很低的转速时，由反电动势与转速的关系可知，此时的反电动势不容易被测量，这从而影响了转子位置的计算。所以，当电机运行于低速时，本章采用高频方波电压信号注入的矢量控制策略来检测估算转子的位置和转速。

3.1 传统高频信号注入法

高频信号注入法是适合用于具有凸极性的 PMSM 的^[40]。内埋式的 PMSM 的转子的铁磁材料的磁导率是很大的，所以它的凸极性较好；因此本文以内埋式 PMSM 为研究对象。

高频信号注入法有旋转高频和脉振高频信号注入法之分；同时注入的信号可以是电压也可以是电流信号。当注入的是电压信号的时候，那么则要处理 PMSM 产生的高频电流响应以实现提取转子的位置的目的^[41]；当注入的是电流信号的时候，就要对相应的电压响应进行检测处理。由于高频电流信号注入法中所用到的电流调节器是经过改进的 PI 调节器，它不仅仅使得系统中需要调节的 PI 参数变多，从而还增加了系统的整定过程的复杂程度，而且位置观测器的带宽受到了电流调节器的带宽的影响和限制^[42; 43]，从而使得观测的动态性能降低了。所以，本文主要研究的是电压注入法。下面以旋转和脉振高频电压注入法来展开介绍。

3.1.1 旋转高频电压信号注入法

该方法的基本工作思想为：将一个三相的正弦的高频电压注入叠加在 PMSM 的基波激励上^[44; 45]，接着 PMSM 会产生相应的高频电流响应，然后对它进行检测，最后采取一些特定的计算方法来获得转子位置。如图 3.1 所示为旋转高频电压信号注入法的框图。

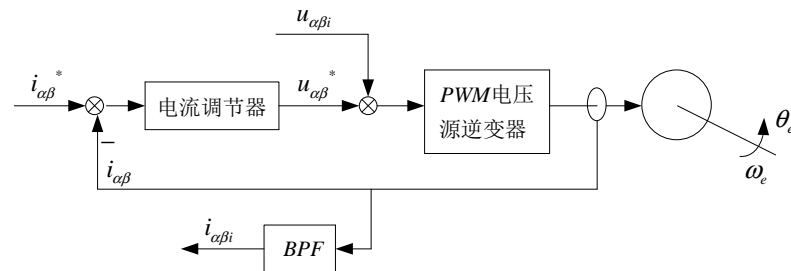


图 3.1 旋转高频电压信号注入法框图

Fig.3.1 Diagram of the Rotating High Frequency Voltage Signal Injection Method

图中， $i_{\alpha\beta}$ 、 $u_{\alpha\beta}$ 为基波电流和电压， $i_{\alpha\beta i}$ 、 $u_{\alpha\beta i}$ 为高频电流和电压。

由于在一般的情况下，是用电压源逆变器来实现对系统进行供电的，所以，这种注入方法不用对系统的结构进行改变，所以实现起来较为简单容易。但是它也存在一些缺点，就是在对高频响应进行处理的过程中，会用到的滤波器的数较多，这些都会使处理过程和复杂度增加。

3.1.2 脉振高频电压信号注入法

这种方法是指在 \hat{d} 轴上注入三相正弦的高频的电压，它的原理和上面小节介绍的方法类似。

如下图 3.2 显示： $\hat{\theta}_e$ 为 $\hat{d}-q$ 和 $\alpha-\beta$ 坐标系之间的夹角， θ_e 为 dq 与 $\alpha\beta$ 坐标系之间的夹角。

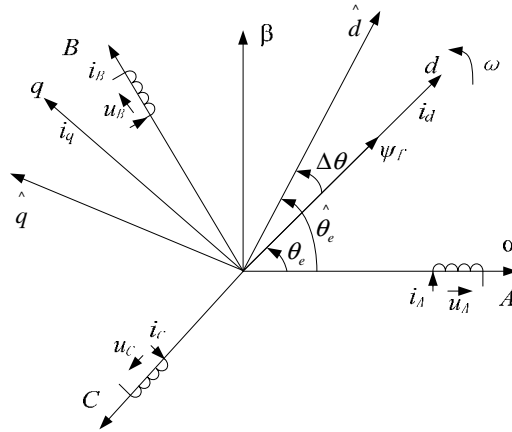


图 3.2 永磁同步电机矢量坐标及转子估计坐标系

Fig.3.2 PMSM Vector Coordinates and Rotor Estimated Coordinate System

转子位置估计误差角为 $\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e$ 。

在 \hat{d} 轴上注入的高频信号之后，接着电机会产生相应的高频电流响应，然后对它进行检测处理，并通过一些特定的方法对高频响应进行信号处理来实现对转子位置的获取。如下图 3.3 所示是结构框图。

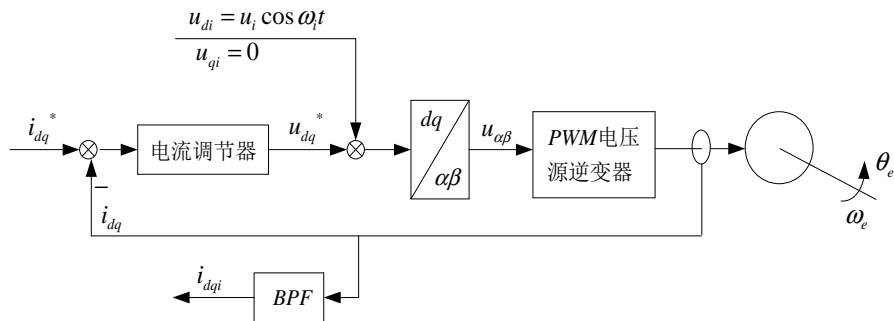


图 3.3 脉振高频电压信号注入法框图

Fig.3.3 Diagram of the Fluctuating High Frequency Voltage Signal Injection Method

图中， i_{dq} 、 u_{dq} 为基波的电流和电压， i_{dqi} 、 u_{dqi} 为高频的电流和电压。

这种注入方法只是在 \hat{d} 轴上注入三相的正弦高频电压，它对 \hat{q} 轴产生的转矩不产生影响，所以在这一过程中脉动的电磁转矩将会产生的更小。但是在处理高频电流响应的时候也是用到了很多的数量的滤波器，这些同样也都增加了处理的复杂程度和难度。

3.2 高频方波电压信号注入法的原理

在高频信号注入法中，因为只有相应的高频电流响应中包含有转子的位置信息，所以它对电机的参数的变化不会敏感，因而它的鲁棒性很强，并且还可以实时的、有效地检测出转子位置。但是，通过上述对传统高频信号注入法的分析可以看出，它们在对高频电流响应进行处理的过程当中，会使用到带通滤波器和低通滤波器^[46]，控制系统的带宽会受到这些滤波器的影响，从而使得由此得到的估计的位置与实际位置有很大的滞后现象，这些滞后进而会影响控制系统动态的响应速度，导致了其在一些对系统的动态性能要求比较高的场合无法适用。所以，为了使系统的动态响应速度能够有待提高，因此有些学者提出了一些改进的高频信号注入。比如说，将注入的信号改为方波信号。这里将主要研究高频方波电压信号注入法。

3.2.1 永磁同步电机高频数学模型

内埋式 PMSM 它的凸极效性非常的明显的，也就是说，它的直轴的电感的大小与交轴的电感的大小是不一样的，所以这一高的凸极性从而使得能够利用高频电压信号注入来跟踪检测转子的位置成为了可能。

由 PMSM 的方程式 (2.12) 可以看出，如果 PMSM 的旋转角频率远远小于所注入的信号的频率^[47-49]，那么 PMSM 的旋转电动势就可以忽略不计，那么就可以认为，在注入高频信号下的 PMSM，可以近似看作是一个简单的 R-L 负载，那么此时的高频电压方程可以改写成：

$$u_{di} = R_s i_{di} + L_d \frac{di_{di}}{dt} \quad (3.1)$$

$$u_{qi} = R_s i_{qi} + L_q \frac{di_{qi}}{dt} \quad (3.2)$$

因为在高频时，电阻的大小相对于电抗来说非常小，因此可以将电阻的大小忽略不计，所以电压方程式 (3.1) 和式 (3.2) 可以进一步化简为：

$$u_{di} = L_d \frac{di_{di}}{dt} \quad (3.3)$$

$$u_{qi} = L_q \frac{di_{qi}}{dt} \quad (3.4)$$

式 (3.3) 与式 (3.4) 可以写为:

$$u_{dqi} = L_{dq} \frac{di_{dqi}}{dt} \quad (3.5)$$

$$\text{其中, } L_{dq} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix}$$

3.2.2 永磁同步电机高频方波电压注入法及其高频电流响应

这种方法的注入方式和传统的脉振高频电压信号注入法类似^[50-52], 同样也是 \hat{d} 轴上注入, 两者不同的地方是, 它所注入的信号不是正弦波, 而是方波信号, 且注入的幅值为 $\pm V$, 令 $\hat{u}_d = \pm V$, $\hat{u}_q = 0$, 如图 3.4 所示是所注入的高频方波信号。

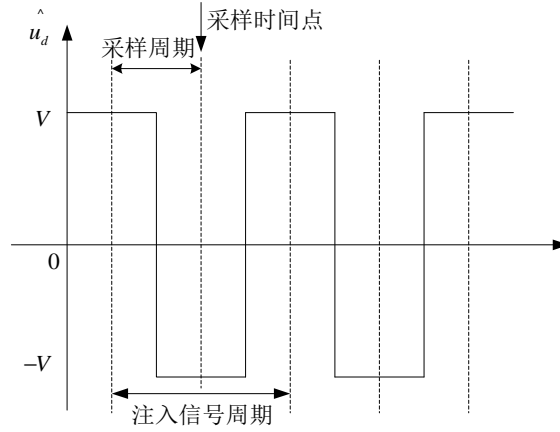


图 3.4 注入的高频方波信号

Fig.3.4 The High Frequency Square Wave Signal Injected

注入的高频信号的频率为 10KHZ, 选取为和逆变器的开关频率的大小一样。

所注入的表达形式可以表示为下式所示:

$$\begin{pmatrix} \hat{u}_{di} \\ \hat{u}_{qi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (-1)^n V \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

式中, n 为采样序号, 采样频率为 2 倍的开关频率。

将上述式 (3.5) PMSM 在高频注入时的电压方程变换到估计转子坐标系 $\hat{d}-\hat{q}$ 时, 那么在 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系下 PMSM 的高频数学模型为:

$$\hat{u}_{dqi} = L_{dq} \frac{di_{dqi}}{dt} \quad (3.7)$$

式中,

$$\hat{L}_{dq} = \begin{pmatrix} L_0 + L_1 \cos 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) & L_1 \sin 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ L_1 \sin 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) & L_0 - L_1 \cos 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{pmatrix}$$

均值电感： $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$ ，差值电感： $L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$ 。

式 (3.7) 可化简为：

$$\frac{di_{dqi}}{dt} = \hat{L}_{dq}^{-1} \hat{u}_{dqi} \quad (3.8)$$

将式 (3.6) 带入式 (3.8) 可得：

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{pmatrix} = \frac{(-1)^n V}{L_0^2 - L_1^2} \begin{pmatrix} L_0 - L_1 \cos 2\Delta\theta \\ -L_1 \sin 2\Delta\theta \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

对于式 (3.9)，可以将它进行 PARK 反变换，得到 $\alpha\beta$ 轴系下的方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{di} \\ i_{qi} \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

当估计的转子位置信号足够逼近实际的转子位置信号，即电机转子位置误差收敛至足够小时，即 $\Delta\theta = \hat{\theta}_e - \theta_e \approx 0$ ，并带入式 (3.9) 和式 (3.10) 可得：

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{pmatrix} = \frac{(-1)^n V}{L_d} \begin{pmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

在注入高频方波电压信号的时候，可以将电机等效为电感，在相同的时间内，电流的变化量是一样的。在电机产生的电流响应中，可以认为：在一个 π 周期内，基波电流基本上是没有变化的，变化的只有高频电流在变化。所以，在电机产生的电流响应中，提取出其中的高频电流响应，可以采用后一个周期的电流减去前一个周期的电流来实现。可得此时高频电流响应信号为：

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{i}_{\alpha i} \\ \Delta \dot{i}_{\beta i} \end{pmatrix} = \frac{(-1)^n V}{L_d} T \begin{pmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

式中， T 为注入的高频电压信号周期（为逆变器的开关频率，周期值为 0.0001s）。对式 (3.12) 中的方程乘以 $(-1)^n$ ，可化简得：

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{i}_{\alpha i} \\ \Delta \dot{i}_{\beta i} \end{pmatrix} = \frac{V}{L_d} T \begin{pmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

由式 (3.13) 的组成部分可以看出, 包含有转子位置信息的 $\Delta \dot{i}_{\alpha i}$ 、 $\Delta \dot{i}_{\beta i}$ 与所注入的高频电压的幅值 V 的大小、所注入信号的周期 T 的大小以及电机的电感参数值 L_d 的大小直接相关的。所以为了使电机参数的变化和所注入信号幅值的变化不影响到观测器的参数变化, 即是保证所设计的观测器更够适用于任一型号的电机和任何注入幅值大小的高频信号, 所以在对位置观测器的参数进行设计的时候, 需要对式 (3.13) 的高频电流响应进行归一化处理。所谓归一化处理, 即是将式 (3.13) 中的方程中的系数化为一, 即:

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{i}_{\alpha i} \\ \Delta \dot{i}_{\beta i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

最后利用锁相环对式 (3.14) 进行跟踪处理, 估算出电机的转子位置信号, 进而估算出速度信号。

3.3 高频方波信号注入控制系统设计

如图 3.5 所示是这种注入法中的控制系统的框图, 来研究该方法检测转子位置的性能。

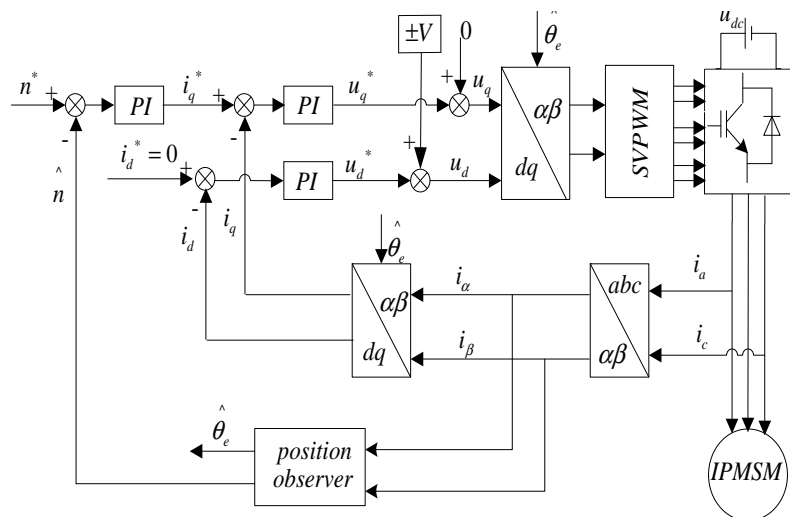


图 3.5 高频方波电压信号注入法控制系统框图

Fig.3.5 High frequency square wave voltage signal injection method of control system block diagram

由图 3.5 所示, 给定转速 n^* 与反馈转速 \hat{n} 进行比较后, 经过速度调节器调节, 可以得到交轴的给定电流 i_q^* ; i_d 的给定值为零, 即 $i_d^* = 0$, 分别与 PMSM 的 i_q 、 i_d 进行比较之后, 经过电流调节器的调节, 可以获得到相应的给定的 u_d^* 和 u_q^* 信号; 接着在 \hat{d}

轴上注入幅值为 V 的高频方波电压，即是 $\hat{u}_{di} = \pm V$ 、 $\hat{u}_{qi} = 0$ ，然后经过 PWM 模块来驱动 PMSM；最后通过位置观测器模块对高频电的流响应来进行处理，从而实现对转子的位置和转速的估算。

3.3.1 速度调节器和电流调节器设计

如图 3.6 所示，是速度和电流调节器的原理框图，它是由三个 PI 调节器^[53-55]来构成的，即：直轴电流、交轴电流和速度 PI 调节器。

给定的转速 n^* 与反馈的转速 n 进行比较，所得的速度偏差 ε 之后，经过转速 PI 调节器的调节，获得到给定的交轴电流 i_q^* ；接着与 i_q 进行比较之后，经过交轴电流 PI 调节器的调节，得到给定的交轴电压 u_q^* ；给定的 $i_d^* = 0$ 与反馈的 i_d 进行比较做差，经过直轴电流 PI 调节器的调节^[56]，输出给定的直轴电压 u_d^* ；最后分别与所注入的高频方波电压做差，得到的 u_d 、 u_q 作为 PWM 驱动模块的输入。

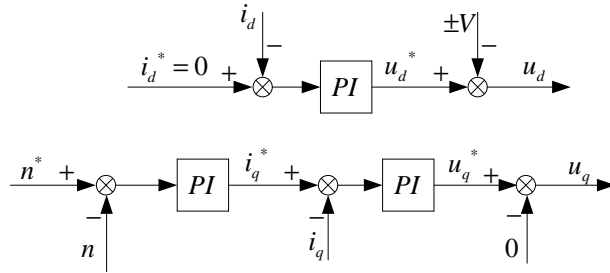


图 3.6 速度调节器与电流调节器原理框图

Fig.3.6 The Speed Regulator and Current Regulator Principle Block Diagram

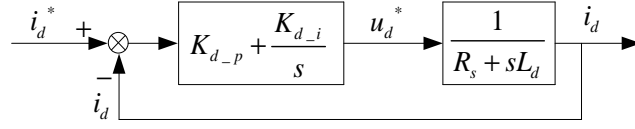
当在 \hat{d} 轴上注入高频方波电压后，PMSM 的电枢回路可以近似的看成是一个一阶的惯性环节^[57]。由式（2.22）可以得到， i_d 相对于 u_d 的传递函数 $G_d(s)$ 和 i_q 相对于 u_q 的传递函数 $G_q(s)$ 为：

$$G_d(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{R_s + sL_d} \quad (3.15)$$

$$G_q(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{R_s + sL_q} \quad (3.16)$$

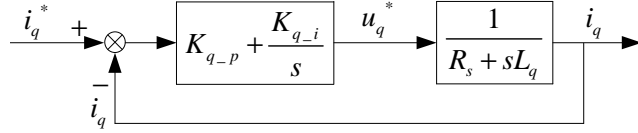
因为转速电流的两闭环控制系统的整定原则是：先内环，再外环。所以先对内环进行参数的整定，即先对电流环进行整定，即是分别先对直、交轴电流 PI 调节器进行

参数的设计。如下图 3.7 所示是相应的内环的框图。



(a) 直轴电流控制闭环

(a) Direct Axis Current Control Loop



(b) 交轴电流控制闭环

(b) Quadrature Axis Current Control Loop

图 3.7 电流闭环控制原理框图

Fig.3.7 The Current Closed-Loop Control Principle Diagram

上图中， K_{d-p} 、 K_{d-i} 分别是指 i_d 调节器的比例和积分的系数； K_{q-p} 、 K_{q-i} 分别是指 i_q 调节器的比例和积分的系数。

如图 3.8 所示，是外环转速闭环的原理框图，它是以内环交轴电流调节器为基础的，并在此基础上进行设计的。

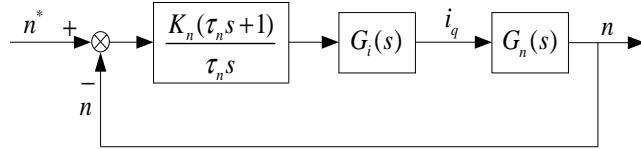


图 3.8 转速闭环控制原理框图

Fig.3.8 The Speed Closed-Loop Control Principle Diagram

i_q 内环是 n 外环中的一个组成环节，所以 $G_i(s) = G_q(s)$ 。

上图中， $\frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s}$ 、 K_n 、 τ_n 分别是为 n 调节器的传递函数、比例的系数和超前

时间常数， $G_q(s)$ 为 i_q 环的闭环的传递函数， $G_n(s)$ 为 n 相对 i_q 的传递函数。

从上图 3.7 (b) 中的结构我们可以获得到， i_q 环的开环的传递函数的表达式可以表示为式 (3.17) 所示：

$$G_{qo}(s) = (K_{q-p} + \frac{K_{q-i}}{s}) \frac{1}{R_s + sL_q} = K_{q-p} \frac{\frac{K_{q-p}}{K_{q-i}}s + 1}{\frac{K_{q-p}}{K_{q-i}}s} \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_q}{R_s}s + 1} \quad (3.17)$$

参数整定时采用左半平面零极点相消的方法^[58]，由此可以得到：

$$\frac{K_{q-p}}{K_{q-i}} = \frac{L_q}{R_s} \quad (3.18)$$

把上式 (3.18) 带进式子 (3.17)，我们可以得到 i_q 环的开环的传递函数的表达式为：

$$G_{qo}(s) = \frac{\omega_q}{s}$$

所以从而可以获得到， i_q 环的闭环的传递函数的表达式为：

$$G_q(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_q}} \quad (3.19)$$

其中， ω_q 为交轴电流环的闭环带宽，且 $\omega_q = \frac{K_{q-p}}{L_q}$

由 PMSM 的电磁转矩方程： $T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$

机械运动方程： $T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r$

可以得到 n 相对于 i_q 的传递函数为：

$$G_n(s) = \frac{90 n_p \psi_p}{2J\pi s} \quad (3.20)$$

从图 3.8 可以得到 n 闭环的开环的传递函数可以表示为：

$$G_{n0}(s) = \frac{90 K_n (\tau_n s + 1) n_p \psi_p}{2J\pi \tau_n s^2 (1 + s / \omega_q)} \quad (3.21)$$

3.3.2 位置观测器的原理与设计

位置观测器是高频方波注入方法中用来实现对转子的位置进行检测的关键的组成部分，它是由两个处理的过程组成：对包含有转子位置的高频电流响应进行处理、采

用锁相环对经过处理后的高频响应来估计转子位置。根据上一节中对包含有转子的位置的高频电流响应的处理过程的介绍，可以画出图 3.9 所示的位置观测器的框图。

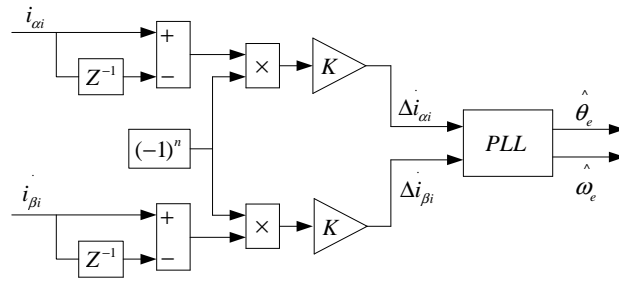


图 3.9 位置观测器原理框图

Fig.3.9 The Rotor Position Observer Principle Diagram

在图 3.9 中， K 为用于归一化的系数，且有 $K = \frac{L_d}{VT}$ 。

由图 3.9 可知，高频电流响应信号 i_{α} 、 i_{β} 经过取延迟、符号一致化和归一化一系列处理后，得到了包含转子位置信号的电流信号 Δi_{α} 、 Δi_{β} ， Δi_{α} 、 Δi_{β} 再经过 PLL 控制环节作用来提取转子的位置信号。

PLL 表示正交锁相环结构，它对转子的位置角度信号进行提取的过程如下图 3.10 所示。

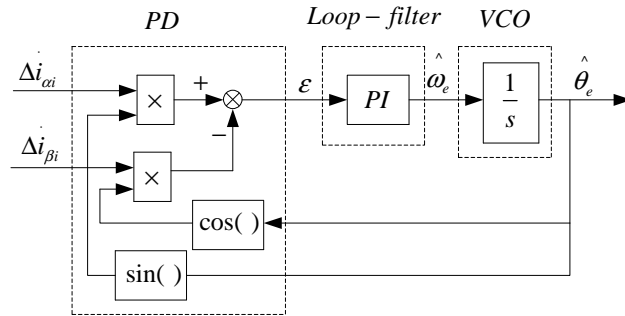


图 3.10 正交锁相环角度信号提取框图

Fig.3.10 Orthogonal Phase-Locked Loop Diagram of the Angle Signal Extraction

正交锁相环是有三个组成部分，即：鉴相器（PD）、环路滤波器（LPF）和压控振荡器（VCO）。

鉴相器的作用是对估计的与实际的相位进行比较，即是它将两个输入的信号 Δi_{α} 、 Δi_{β} 和两个输出的信号 $\sin(\theta_e)$ 、 $\cos(\theta_e)$ 进行相应的处理，并且进行相应的相位比较，得到误差的信号为 ε 。

即由图 3.10 可得出：

$$\varepsilon = \Delta i_{\alpha} \sin \hat{\theta}_e - \Delta i_{\beta} \cos \hat{\theta}_e \quad (3.22)$$

将式 (3.14) 代入式 (3.22) 可得：

$$\varepsilon = \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \quad (3.23)$$

当电机的估计转子位置信号极限逼近实际转子位置时，即当 $\hat{\theta}_e - \theta_e \approx 0$ 时，有式

(3.24) 成立：

$$\varepsilon \approx \hat{\theta}_e - \theta_e \quad (3.24)$$

环路滤波器是采用 PI 调节器的调节作用来实现的将 ε 里面的高频的成分和噪声给滤除掉的，以此来保证环路中所要求的性能，使系统的稳定性增加。压控振荡器它是由控制电压来对它进行控制的，它使得压控振荡器的频率向输入的信号的频率靠拢，直到将频率差消除掉之后然后将它锁定。锁相环能够将由于高次谐波产生的影响消除，故而它输出的转子位置更为平滑稳定。

下图 3.11 是正交锁相环的结构图。

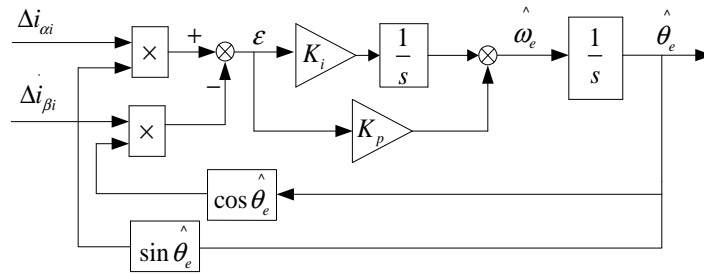


图 3.11 正交锁相环结构图

Fig.3.11 Orthogonal Phase-Locked Loop Structure

其中， K_p 、 K_i 分别为正交锁相环中比例、积分系数。

3.4 本章小结

本章以 PMSM 高频方波注入为研究对象，首先介绍了传统的高频注入的基本的原理，接着介绍分析了高频方波注入的 PMSM 高频数学模型，并且采用一系列处理方法把包含有转子的位置的信息的高频响应电流给提出来。然后对控制系统中的速度、电流调节器和位置观测器进行设计，并给出相应的结构框图。最后采用正交锁相环来对高频电流响应中所包含的转子的位置进行跟踪检测。

第 4 章 基于滑模观测器的无传感器控制策略

当电机的转速较高时，一般是采用滑模观测器来检测、估算反电动势中所包含的转子的位置，实现电机的无传感器控制。故本章采用滑模观测器的 PMSM 矢量控制来检测估计转子的位置和转速。

4.1 滑模变结构控制原理分析

滑模变结构控制是一种对系统进行非线性分析与设计的一类普遍的方法^[59]，它最早是由前苏联的一位叫做 Vadim Utkin 的学者提出来的。这种方法能够对系统进行降阶实现，同时在对系统建模的时候它具有不确定性和对外部干扰鲁棒性强，容易在工程上实现等这些优点。它是对系统进行非线性控制的一种特殊的控制方法，它能够迫使系统按照某种特定的轨迹运动，像这种特定的轨迹便是人为设定的一种“滑动模态”，并且它的运动的方程是与系统是没有关系的，它仅仅取决于所选择的切换函数。

设某一系统为多输入、多输出的系统，它的状态空间方程可以表为 $\dot{x} = Ax + Bu$ ，式中 $x \in R^n$ ， $A \in R^{n \times n}$ ， $B \in R^{n \times m}$ ， $u \in R^m$ ， x 为状态变量， u 为控制变量。滑模变结构的控制系统的切换函数定为 $S(x)$ ，它是系统的状态变量 x 的函数，它是根据控制系统的需要来进行选择的。构造切换平面即是滑模面 $S(x) = 0$ 。它在空间上把相平面划分成为两个部分，有：

$$u = \begin{cases} u^+ & S(x) > 0 \\ u^- & S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

在 PMSM 的控制系统中，唯一一个可以直接测量到的物理量是定子电流，所以将滑模面 $S(x) = 0$ 的变量 x 选取在定子电流的轨迹上，当系统在滑模面 $S(x) = 0$ 上运动的时候，系统进入了滑模运动的状态，这时候的电流的估计值收敛至它的实际值，观测误差的值收敛趋近于零，即有式 (4.2) 成立：

$$S(x) = \begin{pmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{pmatrix} = 0 \quad (4.2)$$

式中， \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 分别表示 i_α 、 i_β 的观测值， \tilde{i}_α 、 \tilde{i}_β 分别表示 \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 与 i_α 、 i_β 的之差。

4.2 滑模观测器控制系统设计

4.2.1 滑模观测器数学模型

在建立模型的时候，为了使计算更加简单方便，可以将铁芯的磁饱和、涡流和磁滞损耗和无阻尼绕组等都忽略不计^[60]。在 dq 坐标系中，电机的数学模型为：

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

将式 (4.3) 简化等效为式 (4.4)：

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \psi_f \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

式中， u_d 、 u_q ， i_d 、 i_q ， L_d 、 L_q 分别表示 dq 坐标系中的 d 、 q 轴上的电压，电流和电感， R_s 为定子电阻， ω_e 为转子的电角速度， ψ_f 为永磁磁链。

将式 (4.4) 经过变换 PARK 逆变换，可得数学模型为：

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & \omega_e (L_d - L_q) \\ -\omega_e (L_d - L_q) & R_s + pL_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

其中电机反电势模型为：

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \psi_f \\ (L_d - L_q)(\omega_e i_q + \dot{i}_d) + \omega_e \psi_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

令 $E_{ex} = (L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \psi_f$ ，则式 (4.6) 可简写为：

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = E_{ex} \begin{pmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

在一般的情况下，电机的机械变化速度远远小于电磁变化速度，所以可以将角速度的值认为是恒定值，即 $\dot{\omega}_e = 0$ 。此时的反电势的模型和它的变化率之间满足如下列关系：

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_\alpha \\ \dot{e}_\beta \end{pmatrix} = \omega_e \begin{pmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

将式 (4.5) 进行等效变换，则可以表示成如下的模型，即：

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} -R_s & -\omega_e (L_d - L_q) \\ \omega_e (L_d - L_q) & -R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} u_\alpha - e_\alpha \\ u_\beta - e_\beta \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

式中， u_α 、 u_β ， i_α 、 i_β ， e_α 、 e_β 分别为 α - β 坐标系下的 α 、 β 轴电压、电流和反电动势， θ_e 为转子的电角度。

将式 (4.8) 和式 (4.9) 进行综合，可以得到的 IPMSM 的状态方程为：

$$\begin{pmatrix} \dot{\mathbf{i}} \\ \dot{\mathbf{e}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{e} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{u} \quad (4.10)$$

式中：

$$\mathbf{i} = (i_\alpha \quad i_\beta)^T, \quad \mathbf{e} = (e_\alpha \quad e_\beta)^T, \quad \mathbf{u} = (u_\alpha \quad u_\beta)^T, \quad \dot{\mathbf{i}} = (\dot{i}_\alpha \quad \dot{i}_\beta)^T, \quad \dot{\mathbf{e}} = (\dot{e}_\alpha \quad \dot{e}_\beta)^T;$$

$$\mathbf{A} = \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} -R_s & -\omega_e(L_d - L_q) \\ \omega_e(L_d - L_q) & -R_s \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

以上式 (4.10) 作为基础，可以建立 IPMSM 的滑模观测器为如式 (4.11) 所示：

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{\mathbf{i}}} \\ \dot{\hat{\mathbf{e}}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{e}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{u} - \mathbf{E} \begin{pmatrix} \Gamma_\alpha \\ \Gamma_\beta \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

式中：

$$\hat{\mathbf{i}} = (\hat{i}_\alpha \quad \hat{i}_\beta)^T, \quad \hat{\mathbf{e}} = (\hat{e}_\alpha \quad \hat{e}_\beta)^T, \quad \dot{\hat{\mathbf{i}}} = (\dot{\hat{i}}_\alpha \quad \dot{\hat{i}}_\beta)^T, \quad \dot{\hat{\mathbf{e}}} = (\dot{\hat{e}}_\alpha \quad \dot{\hat{e}}_\beta)^T,$$

$$\mathbf{E} = \frac{1}{L_d} \begin{pmatrix} k & 0 & -m & 0 \\ 0 & k & 0 & -m \end{pmatrix}^T$$

k 、 m 为滑模观测器的增益， \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 为 e_α 、 e_β 的观测值， Γ_α 、 Γ_β 为开关控制函数的 α 、 β 轴分量^[61]，且它的函数表达式可以表示为：

$$\begin{pmatrix} \Gamma_\alpha \\ \Gamma_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

对应的开关控制函数曲线如图 4.1 所示：

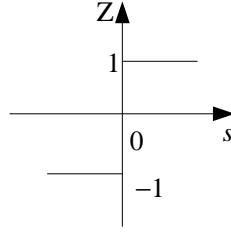


图 4.1 开关控制函数曲线

Fig.4.1 Switch Control Function Curve

用式 (4.11) 与式 (4.10) 相减, 可以得到电流、反电势误差的模型为:

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}} \\ \tilde{i} \\ \dot{\tilde{e}} \\ \tilde{e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i} \\ \tilde{e} \end{pmatrix} - \mathbf{E} \begin{pmatrix} \Gamma_\alpha \\ \Gamma_\beta \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

式中:

$$\tilde{\mathbf{i}} = \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha & \hat{i}_\beta - i_\beta \end{pmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{e}} = \begin{pmatrix} \hat{e}_\alpha - e_\alpha & \hat{e}_\beta - e_\beta \end{pmatrix}^T$$

对于 $S(x)=0$ 和控制函数式 (4.1), 当 $S S^T < 0$ 时, 滑模观测器可以在有限的时间达到滑模面, 并且进入滑模运动^[62; 63], 这时候在滑模面上有 $S(x)=S(x)=0$ 成立。电流观测值收敛至实际值, 即有 $\hat{i}_\alpha = i_\alpha$, $\hat{i}_\beta = i_\beta$ 成立, 所以有 $\tilde{i}_\alpha = \tilde{i}_\beta = 0$ 成立, 且 $\dot{\tilde{i}}_\alpha = \dot{\tilde{i}}_\beta = 0$, $\Gamma_\alpha = \Gamma_\beta = 0$ 成立。此时由式 (4.13) 可解得:

$$\begin{cases} \tilde{e}_\alpha = -k\Gamma_\alpha \\ \tilde{e}_\beta = -k\Gamma_\beta \end{cases} \quad (4.14)$$

由 $\Gamma_\alpha = \Gamma_\beta = 0$ 可将式 (4.14) 化简为:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = e_\alpha \\ \hat{e}_\beta = e_\beta \end{cases} \quad (4.15)$$

为了削弱滑模观测器固有的抖振现象^[64], 需要对滑模观测器进行改进。如图 4.2 所示, 采用 S 函数代替传统的符号函数, 即:

$$\begin{pmatrix} \Gamma_\alpha \\ \Gamma_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{1+e^{-b(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}} - \frac{1}{2} \\ \frac{1}{1+e^{-b(\hat{i}_\beta - i_\beta)}} - \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Γ_α 、 Γ_β 为 S 函数的 α 、 β 轴分量

式中：b 为正实数。对应的函数曲线如图 4.2 所示。

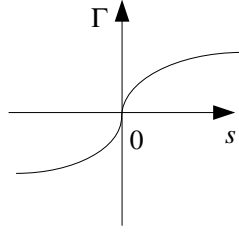


图 4.2 S 函数曲线

Fig.4.2 S Function Curve

4.2.2 滑模观测器设计

根据上述对数学模型的阐述，可以画出下图 4.3 的滑模观测器的结构框图。

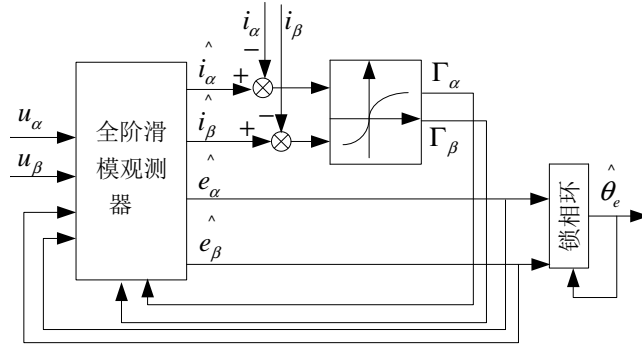


图 4.3 滑模观测器原理图

Fig.4.3 Sliding Mode Observer Principle Diagram

一般情况下，可以根据反电动势和转子位置之间存在的关系，可以计算得到转子的位置和转速^[65]如下：

$$\hat{\theta}_e = -\arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (4.17)$$

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}_e}{dt} \quad (4.18)$$

像上式中，转速是直接经过对转子的位置进行微分来得到的，这将会导致一些高频分量和其他方面的扰动的影响，这一影响在计算 PMSM 的转速的过程中会使转速产生很大的波动，影响 PMSM 的稳定运行。为解决这一缺点，嵌入锁相环。框图如图 4.4 所示。

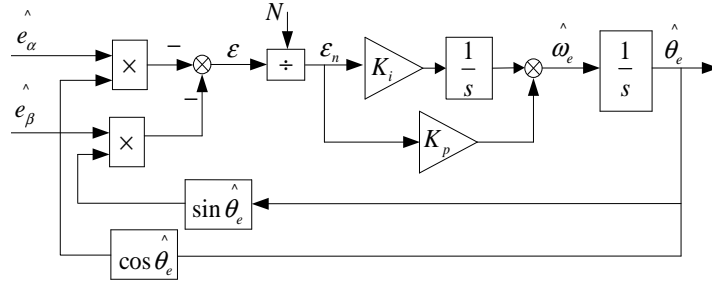


图 4.4 锁相环结构框图

Fig.4.4 Phase-Locked Loop Structure Diagram

其中， K_p 、 K_i 分别为锁相环的比例、积分系数， $N = -\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}$ 。

图 4.4 中：

$$\mathcal{E} = -\hat{e}_\alpha \cdot \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \cdot \sin \hat{\theta}_e \quad (4.19)$$

将式 (4.7) 和式 (4.15) 带入式 (4.19) 得：

$$\mathcal{E} = -E_{ex} \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \quad (4.20)$$

$$\mathcal{E}_n = \frac{\mathcal{E}}{N} = \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \quad (4.21)$$

当电机的估计转子位置信号极限逼近实际转子位置时，即当 $\hat{\theta}_e - \theta_e \approx 0$ 时，有式 (4.22) 成立：

$$\mathcal{E}_n \approx \hat{\theta}_e - \theta_e \quad (4.22)$$

最后为了研究滑模观测器 PMSM 的转子的位置检测的性能，本文构建了下图 4.5 的滑模观测器的控制系统的框图。

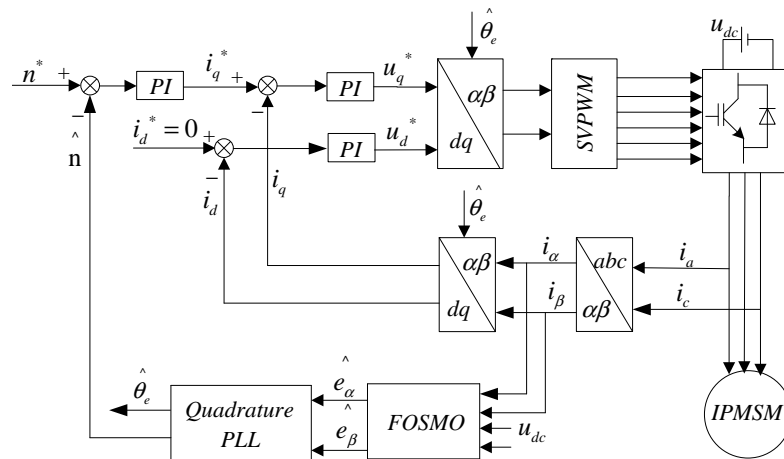


图 4.5 滑模观测器无传感器控制系统结构框图

Fig.4.5 Sliding Mode Observer for Sensor-less Control System Structure Diagram

若使滑模观测器 IPMSM 无传感器控制系统能够实时跟踪检测转子位置信息，则要求所设计的滑模存在并且收敛^[66]。

将式 (4.14) 带入式 (4.13) 可得：

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_{\alpha} = -\omega_e \tilde{e}_{\beta} - \frac{m}{k} \cdot \frac{1}{L_d} \tilde{e}_{\alpha} \\ \dot{\tilde{e}}_{\beta} = \omega_e \tilde{e}_{\alpha} - \frac{m}{k} \cdot \frac{1}{L_d} \tilde{e}_{\beta} \end{cases} \quad (4.23)$$

解式 (4.23) 的微分方程组得到特征方程为：

$$\alpha(s) = s^2 + \frac{2}{L_d} \cdot \frac{m}{k} \cdot s + \omega_e^2 + \frac{1}{L_d^2} \cdot \frac{m^2}{k^2} = 0 \quad (4.24)$$

式中， s 为 Laplace 运算符。解式 (4.24) 得到其特征值为：

$$s_{1,2} = \frac{-m/k \pm jL_d\omega_e}{L_d} \quad (4.25)$$

式 (4.25) 表明：方程式 (4.24) 的两个特征根是复根且是共轭，且都是在 s 的左半平面，因此该系统渐进收敛。

4.3 本章小结

本章以 PMSM 的滑模观测器为研究对象的，首先将滑模变结构控制的基本原理做了简单的介绍，接着介绍分析了滑模观测器的 PMSM 的数学方程，然后给出了相应的系统控制框图，采用锁相环跟踪、检测反电动势中所包含有的转子的位置信息，最后并采用李雅普诺夫稳定性定理判定文中设计的滑模观测器的存在，且控制系统渐进收敛。

相应的转速调节器的模型如下图 5.3 所示。

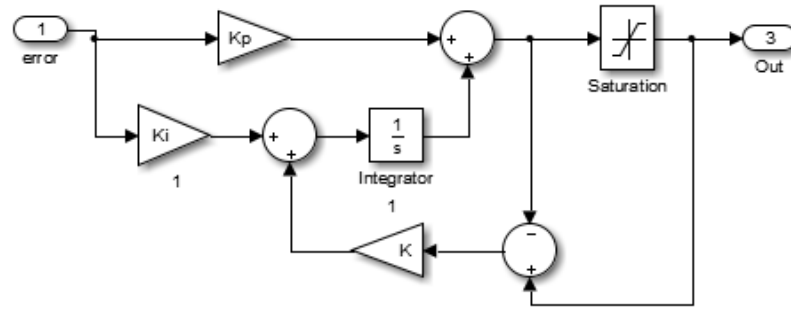


图 5.3 转速调节器模型

Fig.5.3 Speed Regulator Model

其中转速和电流调节器中的有关的参数如下表 5.1 所示。

表 5.1 转速调节器和电流调节器的相关参数

Tab 5.1 The Related Parameters in the Speed Regulator and Current Regulator

	比例系数	积分系数
直轴电流调节器	100	1000
交轴电流调节器	100	1000
转速调节器	0.05	10

5.1.2 位置观测器模型

如图 5.4 所示为位置观测器模型。

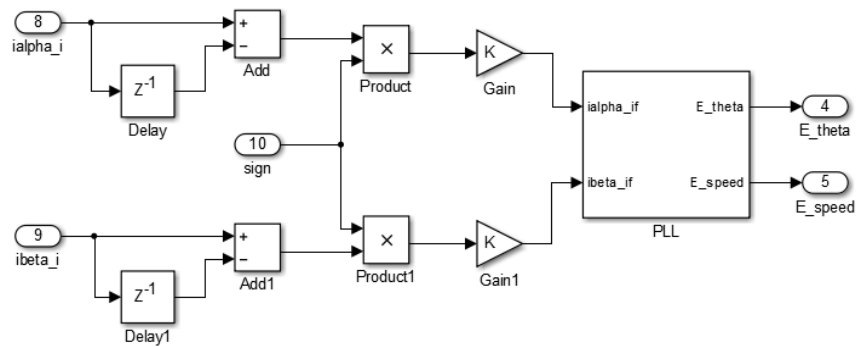


图 5.4 位置观测器模型

Fig.5.4 Rotor Position Estimation Model

其中正交锁相环模型如图 5.5 所示。

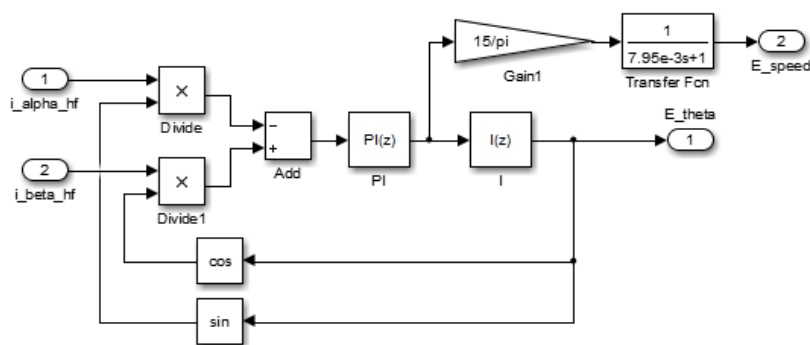


图 5.5 正交锁相环模型

Fig.5.5 Orthogonal Phase-Locked Loop Model

正交锁相环的比例、积分系数分别为： $K_p = 3000$ ， $K_i = 100$ 。位置观测器中归一化系数 $K = 4$ 。

仿真时所用到的永磁同步电机的参数如下表 5.2。

表 5.2 永磁同步电机各项参数

Tab 5.2 Permanent Magnet Synchronous Motor Parameters

参数名称	参数数值	单位
额定功率	1.4	kW
给定转速	100	r / \min
额定转矩	1	$N \cdot m$
定子电阻	0.8	Ω
d 轴电感	0.008	H
q 轴电感	0.021	H
转子磁通	0.175	Wb
转动惯量	0.00046	$kg \cdot m^2$
极对数	2	

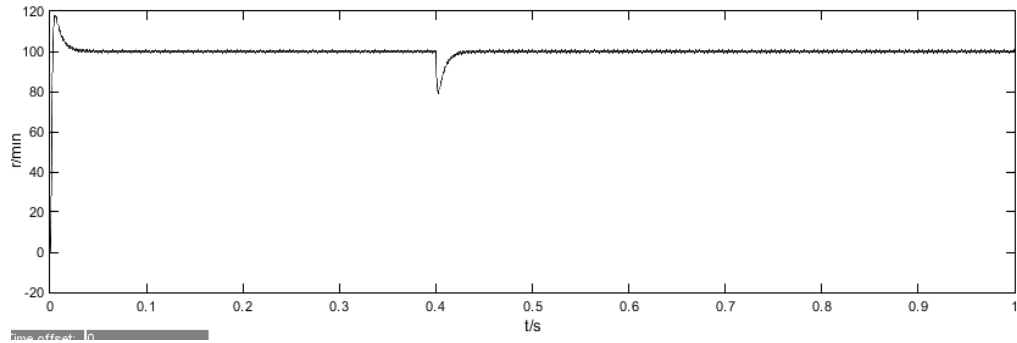
5.1.3 仿真运行结果及其分析

电机的参数选取为表 5.2 中的参数大小，在仿真的过程中使 PMSM 的参数的大小保持不变，下面给出在传统高频电压注入和高频方波电压注入下的各种波形图。

图 5.6 和图 5.7 给出的是电机转速波形图；图 5.8 和图 5.10 给出的是实际的转子位置波形与在高频注入下估计的转子位置波形的对比图；图 5.9 和图 5.11 给出的是实际的转子位置波形与高频注入下的估计的转子位置波形偏差的波形图；图 5.12 和图 5.13 给出的是定子三相电流波形图，最后图 5.14 和图 5.15 给出的是电磁转矩波形图。系统的仿真时间我们设定为 1s，加入负载的时间为 0.4s，给定的速度大小为 100r/min，负

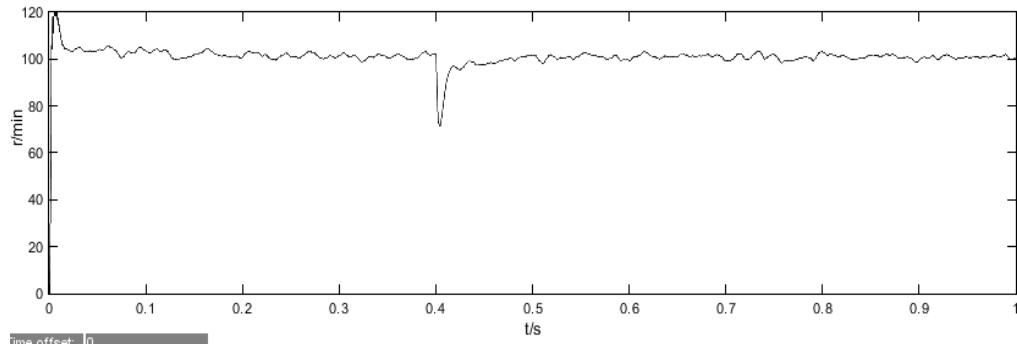
载转矩的初始值为 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ ，在 0.4 s 的时候变为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

(1) 速度波形：



(a) 电机的实际转速

(a) The Actual Speed of the Machine

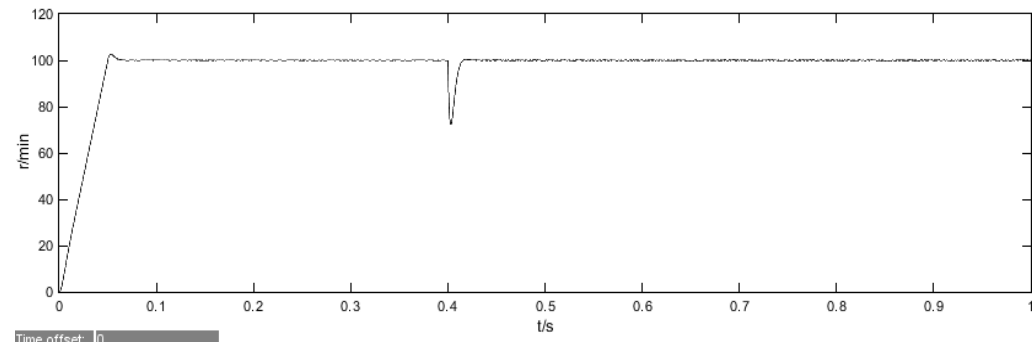


(b) 电机的估计转速

(b) The Estimated Speed of the Machine

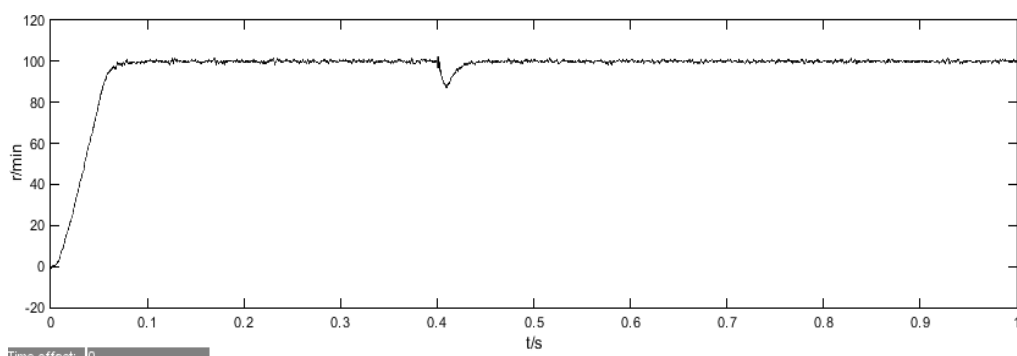
图 5.6 传统高频注入的电机转速波形

Fig.5.6 The Traditional High Frequency Injection Motor Speed Waveform



(a) 电机的实际转速

(a) The Actual Speed of the Machine



(b)电机的估计转速

(b) The Estimated Speed of the Machine

图 5.7 高频方波注入的电机转速波形

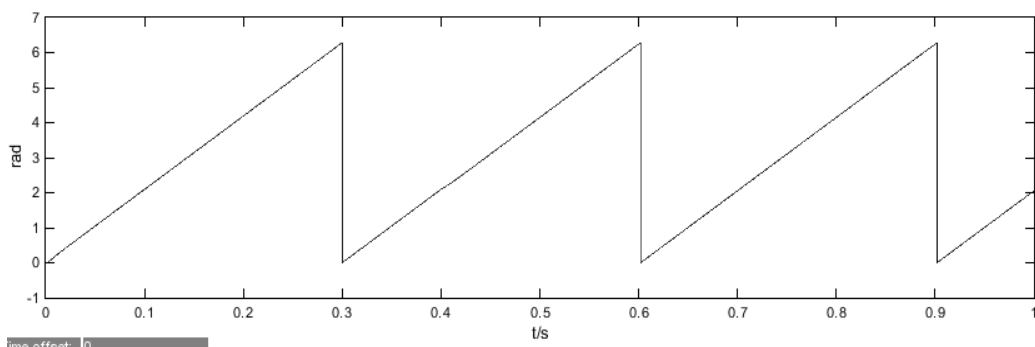
Fig.5.7 High Frequency Square Wave Injection Motor Speed Waveform

由图 5.6 可以看出：PMSM 在静止刚开始启动时，PMSM 的转速有较大波动，其中速度超调量约为 20%，并快速稳定运行于给定转速 100r/min 处。其中估算的转速波形上下波动较为明显，不能很好地跟踪实际的转速。在 0.4s 加入 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时，估算的速度向下波动较为明显，并快速地恢复到之前状态。

由图 5.7 可以看出：PMSM 在静止刚开始启动时，PMSM 的转速波动较小，其中速度超调量约为 2%，并快速稳定运行于给定转速 100r/min。在 0.1s 时，估算速度已经能很好地跟踪实际速度。在 0.4s 加入 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时，估算的转速有轻微的波动，但是能够快速恢复到之前状态，抗外界干扰强。

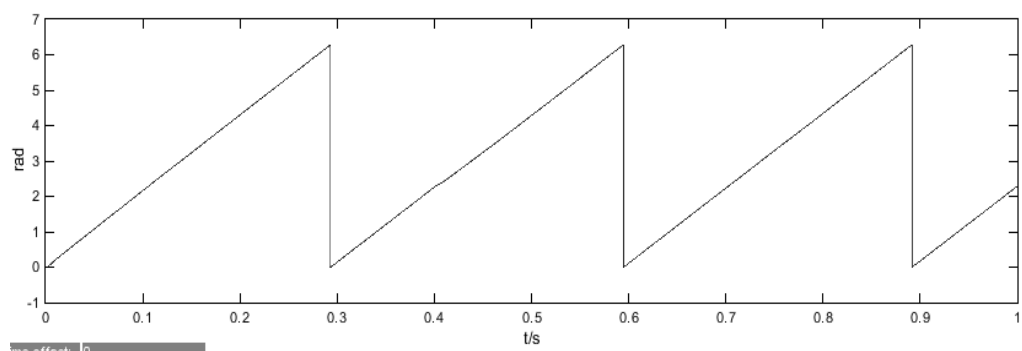
所以，高频信号注入法估算的转速波形超调较小，估算的精度高，而且在有扰动的过渡的过程中依然能够跟随实际值变化，动态性能较好，基本符合转速的动态要求。转速波形更为平滑、准确。转速估计获得了较好的控制效果。

(2) 位置波形：



(a) 电机的实际位置

(a) The Actual Location of the Machine



(b) 电机的估计位置

(b) The Estimated Location of the Machine

图 5.8 传统高频注入的转子位置波形

Fig.5.8 The Traditional High Frequency Injection Motor Position Waveform

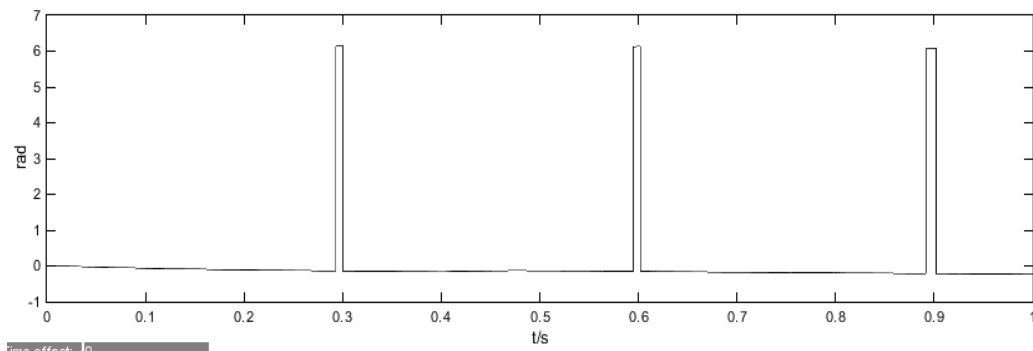
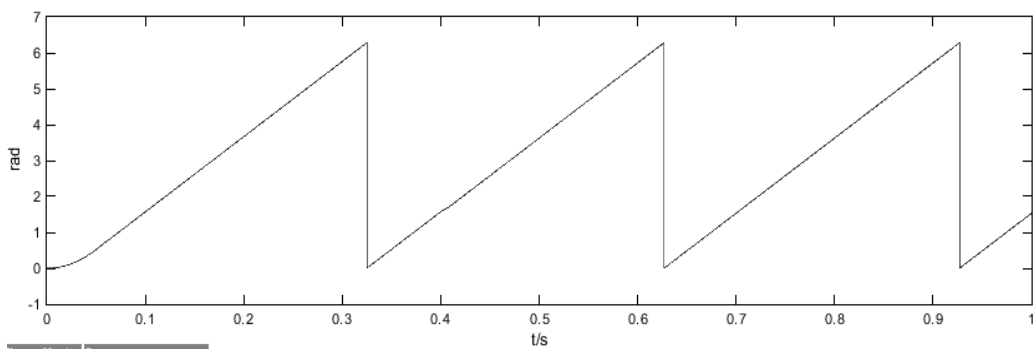


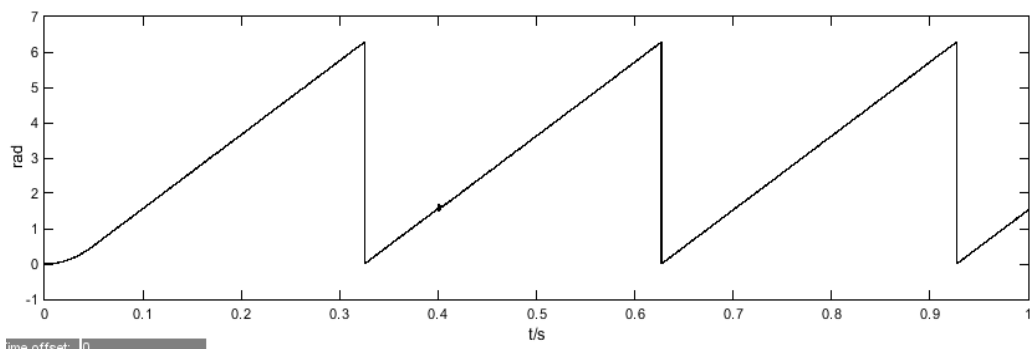
图 5.9 传统高频注入的转子位置差波形

Fig.5.9 The Traditional High Frequency Injection Motor Position Shift Waveform



(a) 电机的实际位置

(a) The Actual Location of the Machine



(b) 电机的估计位置

(b) The Estimated Location of the Machine

图 5.10 高频方波注入的转子位置波形

Fig.5.10 High Frequency Square Wave Injection Motor Position Waveform

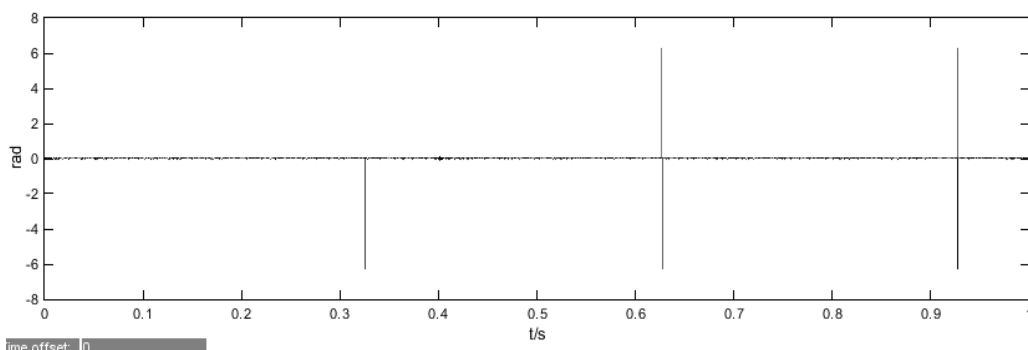


图 5.11 高频方波注入的转子位置差波形

Fig.5.11 High Frequency Square Wave Injection Motor Position Shift Waveform

由图 5.8 和图 5.10 可以看出：PMSM 从静止开始空载启动，两种高频信号注入都能够实时、有效地检测转子位置。稳态时，估算到的转子位置与实际位置波形大致相吻合。在 0.4s 加入负载转矩 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 时，估算的转子位置有轻微的波动，但是能够快速恢复到之前状态，抗外界干扰强。

由图 5.9 可以明显的看出：在传统的高频信号注入法下，转子的估计位置很大的程度上滞后于实际位置，进而影响系统的动态响应速度。而图 5.11 很明显的可以看出：高频方波注入法在很大程度上缓解了估计转子位置滞后的影响，转子位置估计角度基本达到了跟踪效果。

所以，高频方波信号注入法在对信号进行处理的过程中，减少了使用带通滤波器和低通滤波器，缓解了估计的转子位置滞后于实际位置的缺点，估计的精度高而且在过渡的过程中依然可以跟随实际值变化，收敛速度快，动态性能较好，获取的转子的位置信息更加精确且算法更简便易行，位置估计获得了较好的控制效果。

(3) 电流波形：

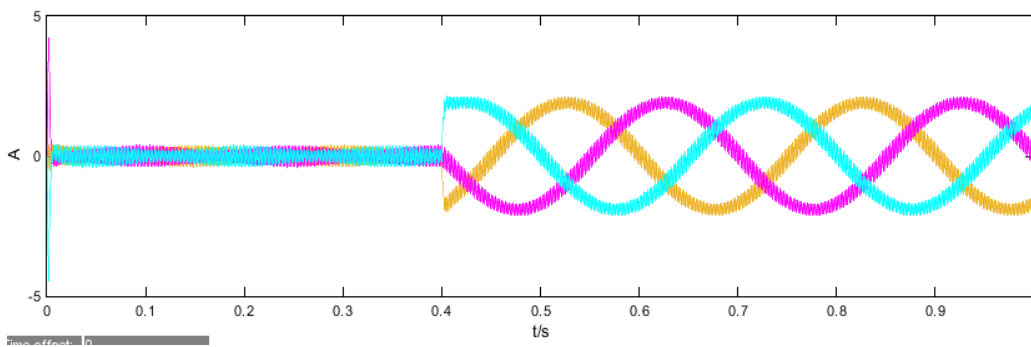


图 5.12 传统高频注入的定子三相电流波形

Fig.5.12 The Traditional High Frequency Injection Three-Phase Current Waveform

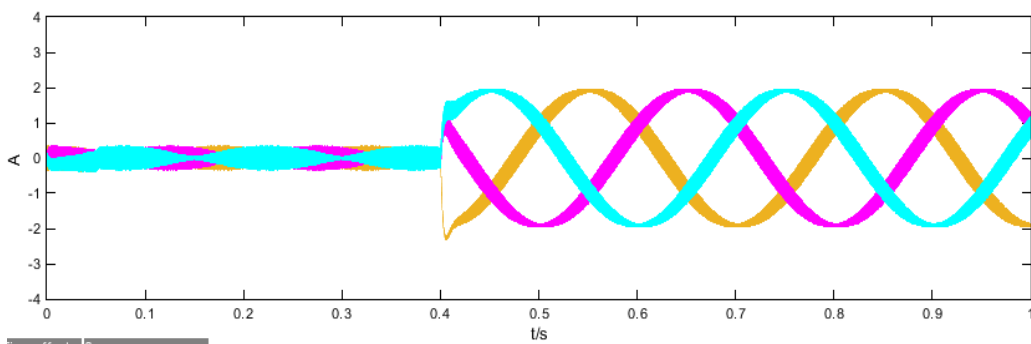


图 5.13 高频方波注入的定子三相电流波形

Fig.5.13 High Frequency Square Wave Injection Three-Phase Current Waveform

由图 5.12 可以看出：PMSM 从静止开始空载启动时，A、B、C 三相定子电流并不稳定，在转速发生变化的瞬间三相定子电流会出现很大波动。当转子速度稳定时，三相定子电流趋向稳定。在 0.4s 时，由于负载转矩的值从 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 跃变为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ ，三相电流也随着负载转矩的变化而相应的变化，且呈正弦波分布，在空间互差 120° 。

由图 5.13 可以看出：PMSM 从静止开始空载启动时，A、B、C 三相静止电流在转速发生变化的瞬间波动相对来说不大，且当转子速度稳定时，三相电流很快能够恢复到原有状态，趋向稳定。在 0.4s 加入负载转矩 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 时，三相电流在空间互差 120° 呈正弦波分布。

所以，很明显可以看出，在高频方波注入法下，定子的三相电流在电机刚启动的时候，波动较小；接着在加入负载之后，定子的三相电流波形呈正弦且相对传统的来说更加为平滑，并且能够保持很好的正弦分布特性，响应过程中表现较为平稳。

(4) 电磁转矩波形：

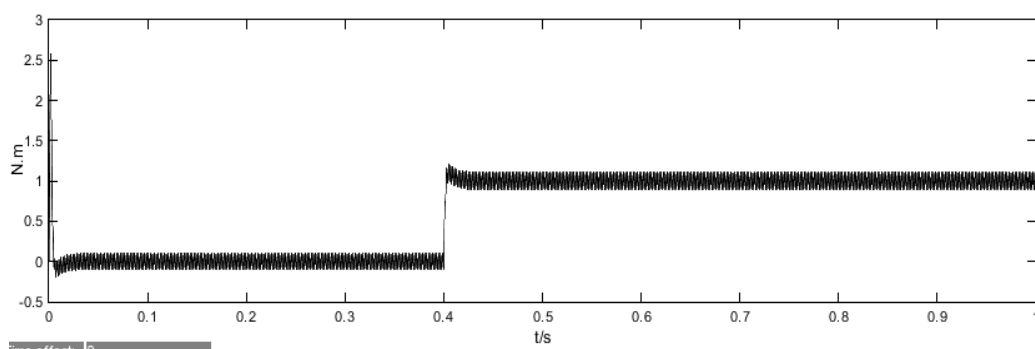


图 5.14 传统高频注入的电磁转矩波形

Fig.5.14 The Traditional High Frequency Injection Electromagnetic Torque Waveform

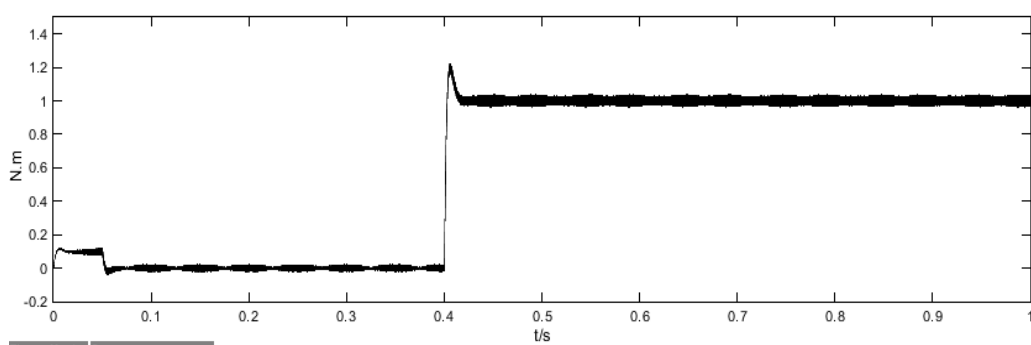


图 5.15 高频方波注入的电磁转矩波形

Fig.5.15 High Frequency Square Wave Injection Electromagnetic Torque Waveform

从图 5.14 可以明显看出：PMSM 从静止开始启动的时候，电磁转矩这时会产生很大的脉动。当 PMSM 运行于稳定的状态的时候，电磁转矩趋向于稳定。在 0.4s 时，由于负载转矩的值从 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 跃变为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ ，电磁转矩随着负载转矩的变化而产生相应的变化。

相对于图 5.14，图 5.15 中可以看出：PMSM 在启动的时候，电磁转矩波动相对来说较小，运行稳定的时候，能够很快的恢复到原来的状态，并且趋向稳定。在 0.4s 的时候，加入负载 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ ，电磁转矩也随着负载转矩的变化而呈现相应的变化。

所以，在高频方波注入下，电磁转矩在启动的时候波动相比来说更小，在加入负载之后的电磁转矩相对来说更为平滑、稳定。它的变化曲线基本上符合电机突加负载的时候的运行情况。

5.2 滑模观测器 PMSM 仿真研究

5.2.1 仿真模型

为了验证滑模观测器的对转子位置和转速的估计效果，本文根据了图 4.4 给出的结构框图，在 MATLAB/SIMULINK 仿真软件下，搭建了如下图 5.16 所示的相应的在

滑模观测器下的控制系统的仿真模型。

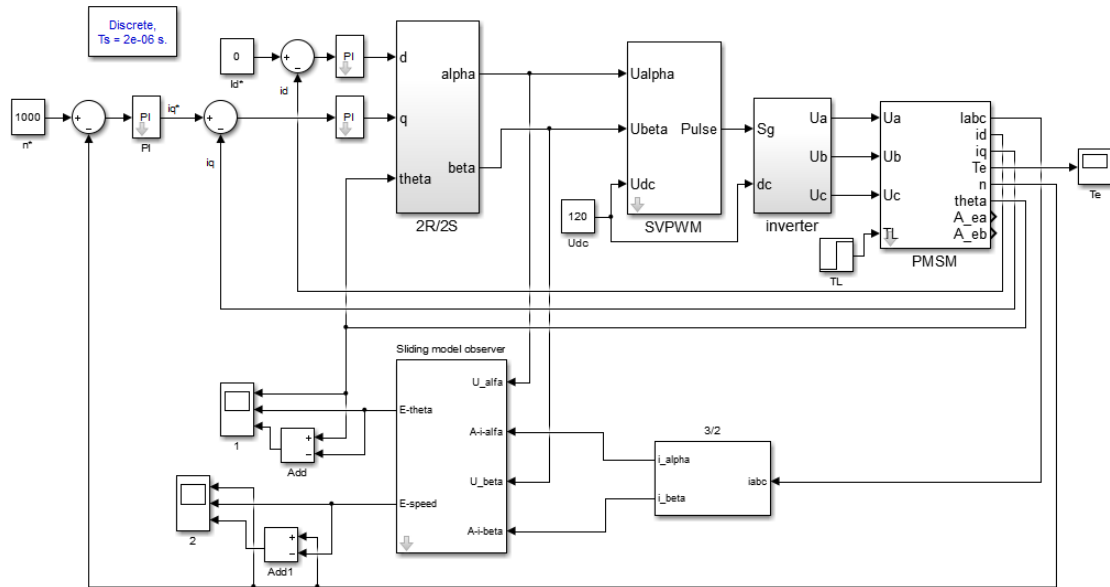


图 5.16 基于滑模观测器的 PMSM 无传感器控制系统仿真模型

Fig.5.16 Position Sensor-less Control System Simulation Model of PMSM Based on Sliding Mode Observer

其中转速调节器和交直流电流调节器的设计方法与第三章中介绍的调节器设计方法一样，并且相应的仿真模型建立如图 3.13 和图 3.14 所示。

转速和电流调节器中所对应的有关的参数如表 5.3 所示。

表 5.3 转速调节器和电流调节器的相关参数

Tab 5.3 The Related Parameters in the Speed Regulator and Current Regulator

	比例系数	积分系数
直轴电流调节器	5.9	1
交轴电流调节器	5.9	10
转速调节器	5	1

5.2.2 滑模观测器模型

如图 5.17 所示为滑模观测器模型。

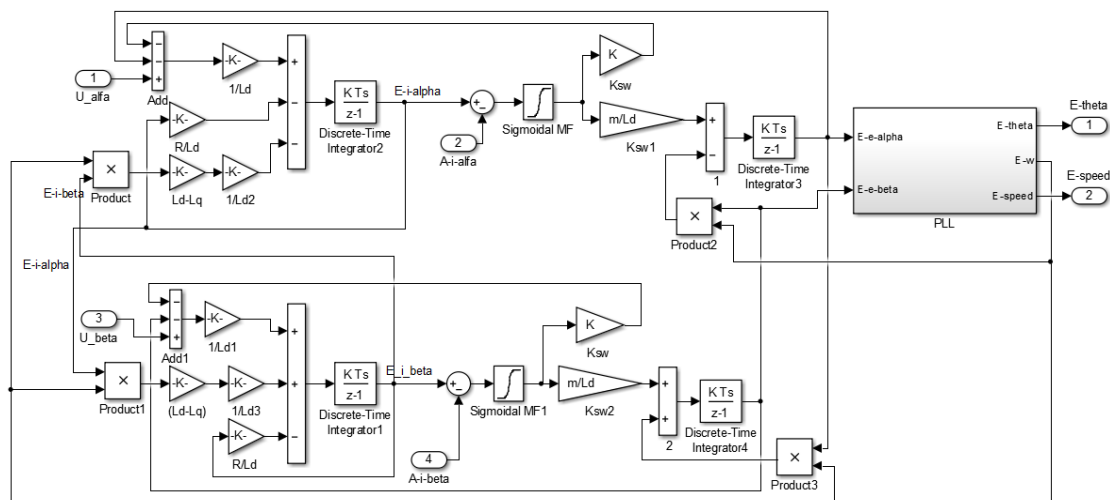


图 5.17 滑模观测器模型

Fig.5.17 Sliding Mode Estimation Model

其中正交锁相环模型如图 5.18 所示。

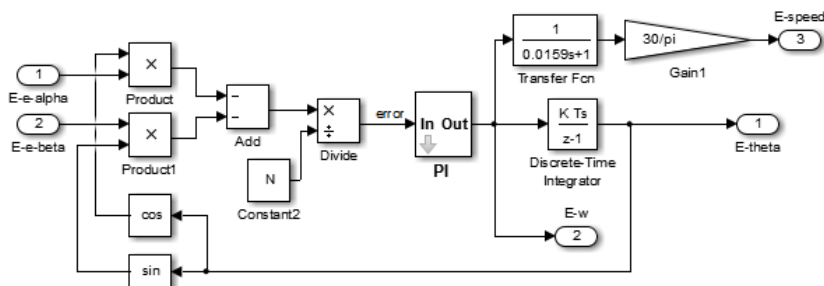


图 5.18 正交锁相环模型

Fig.5.18 Orthogonal Phase-Locked Loop Model

图中，滑模观测器的增益为： $k=15$ 、 $m=150$ ，正交锁相环的比例、积分系数分别为： $K_p=100$ 、 $K_i=100$ 。

仿真时所用到的 PMSM 的相关的参数如表 5.4 所示。

表 5.4 永磁同步电机各项参数

Tab 5.4 Permanent Magnet Synchronous Motor Parameters

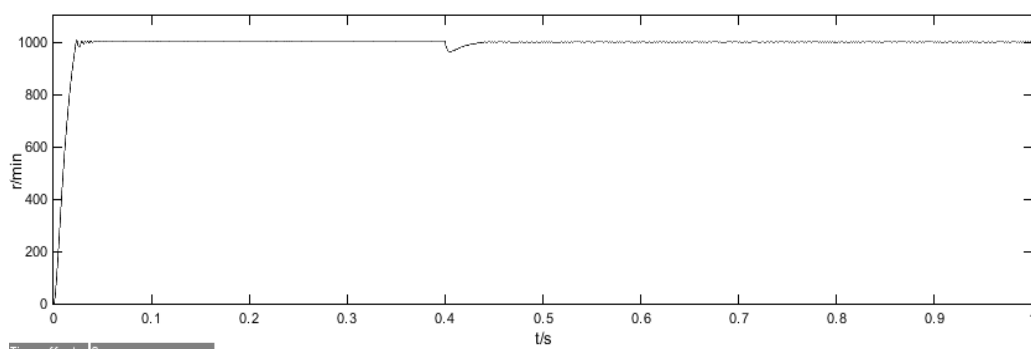
参数名称	参数数值	单位
额定功率	1.4	kW
给定转速	1000	r/min
额定转矩	1	$N \cdot m$
定子电阻	0.8	Ω
d 轴电感	0.008	H
q 轴电感	0.021	H
转子磁通	0.175	Wb
转动惯量	0.00046	$kg \cdot m^2$
极对数	2	

5.2.3 仿真运行结果及其分析

电机的参数选取为如表 5.4 中的所示的参数大小，在仿真的过程中使 PMSM 的参数的大小保持不变，下面给出滑模观测器的各种波形图。它的仿真结果如下所示。

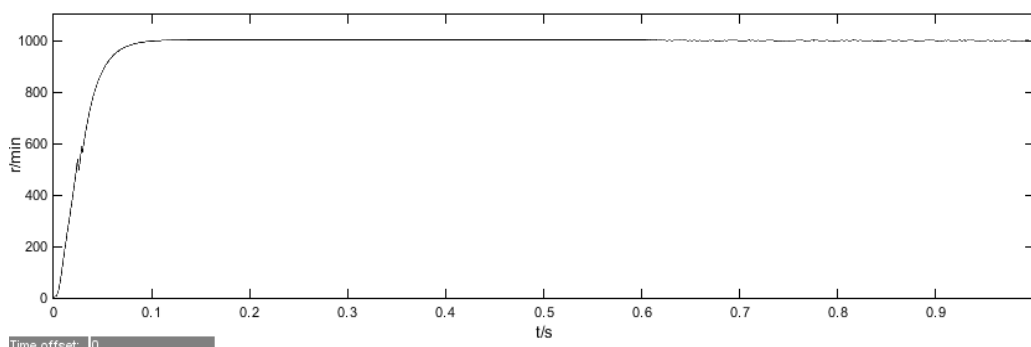
图 5.19 是电机的实际的和估计的转速的波形；图 5.20 是电机的实际的和估计的转子位置的波形；图 5.21 是实际的和估计的转子位置的偏差的波形；图 5.22 是电机的三相定子电流的响应；图 5.23 是电磁转矩的响应。系统的仿真时间同样也是设定为 1s，加入负载的时间为 0.4s，给定的速度大小为 1000r/min，负载转矩的初始值为 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ ，在 0.4s 的时候变为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

(1) 速度波形：



(a) 电机的实际转速

(a) The Actual Speed of the Machine



(b) 电机的估计转速

(b) The Estimated Speed of the Machine

图 5.19 永磁同步电机的转速波形

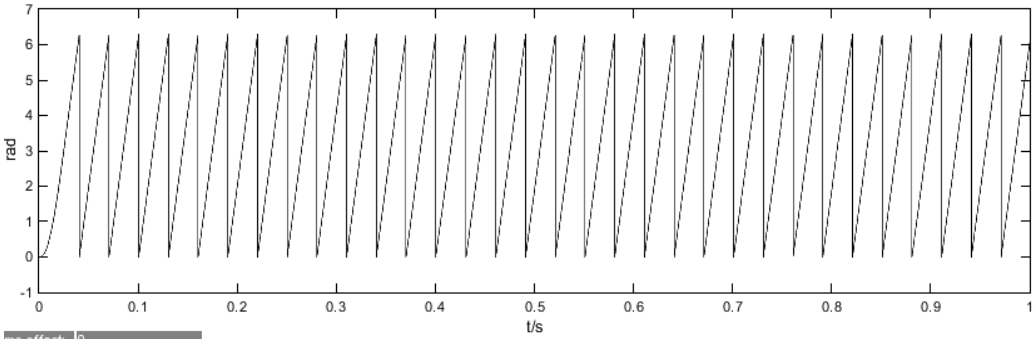
Fig.5.19 The Speed of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

由图 5.19 可以看出：PMSM 在静止刚开始启动时，电机转速波动较小，其中速度超调量也非常小，并快速稳定运行于给定转速 1000r/min。在 0.1s 时，估算速度已经能很好地跟踪实际速度。在 0.4s 加入 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时，速度有轻微的波动，但是可以快速地恢复到之前的状态，抗外界干扰强。

所以，滑模观测器估计精度高，而且在过渡过程中依然能够跟随实际值变化，动

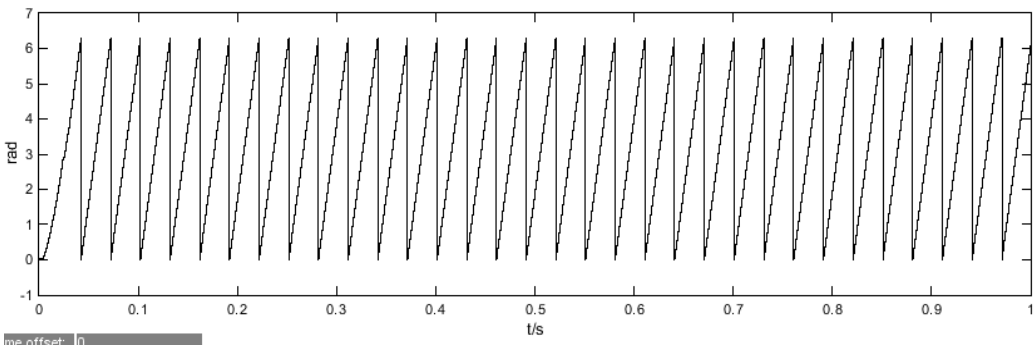
态性能较好，基本符合转速的动态要求。转速波形平滑、准确。转速估计获得了较好的控制效果。

(2) 位置波形:



(a) 电机的实际位置

(a) The Actual Location of the Machine



(b) 电机的估计位置

(b) The Estimated Location of the Machine

图 5.20 永磁同步电机的转子位置波形

Fig.5.20 The Rotor Position of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

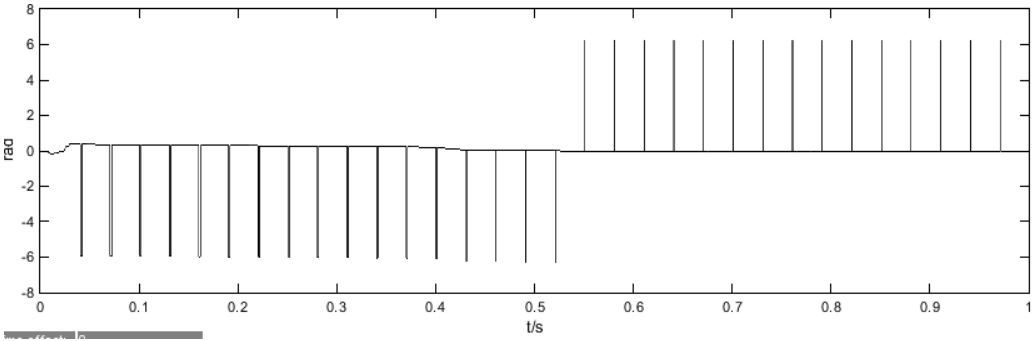
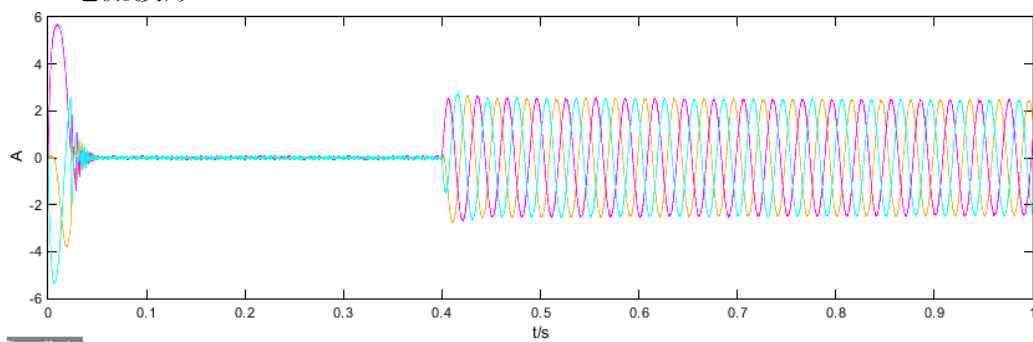


图 5.21 永磁同步电机的转子位置差波形

Fig.5.21 The Rotor Position Shift of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

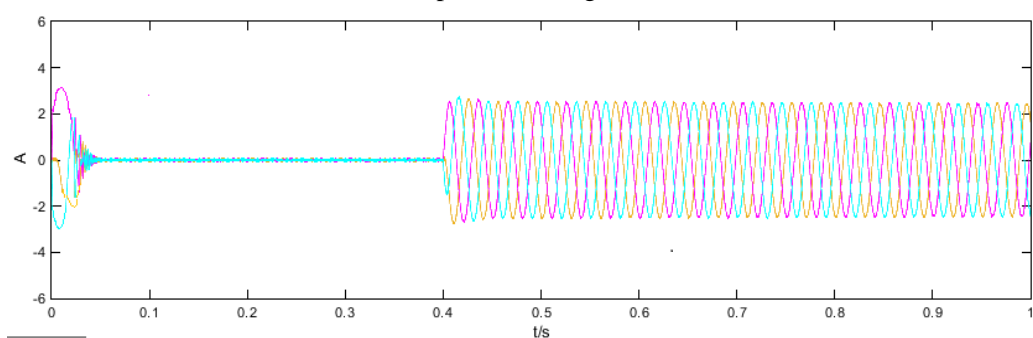
由图 5.20 和图 5.21 可以看出：PMSM 从静止开始空载启动，滑模观测器能够实时、有效地检测转子位置。稳态时，估测到的转子位置与实际位置波形大致相吻合。在 0.4s 加入负载转矩 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 时，估算的转子位置有轻微的波动，但是能够快速恢复到之前状态，抗外界干扰强。

(3) 电流波形:



(a) 未改进滑模观测器

(a) Not improved sliding mode observer



(b) 改进滑模观测器

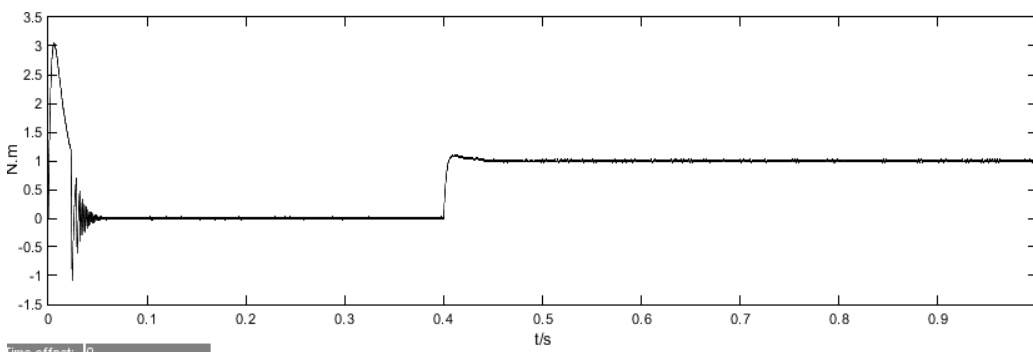
(b) Improved sliding mode observer

图 5.22 滑模观测器的 *PMSM* 的三相电流波形

Fig.5.22 The Three-Phase Current of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

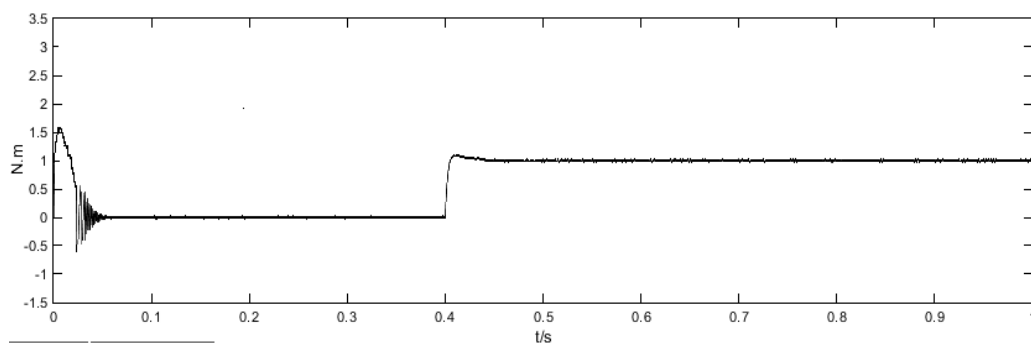
由图 5.22 可以看出：*PMSM* 从静止开始空载启动时，滑模观测器未改进时，A、B、C 三相定子电流并不稳定，在转速发生变化的瞬间三相定子电流会出现很大波动，改进后，三相定子电流在启动瞬间波动相对较小，抖振减弱，减小了对电机的损坏。当转子速度稳定时，三相定子电流趋向稳定。在 0.4s 时，由于负载转矩的值从 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 跃变成为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ ，三相定子电流也随着负载转矩的变化而相应的变化，且呈正弦波分布，在空间互差 120° ，且保持很好的正弦特性，响应过程平稳。

(4) 电磁转矩波形:



(a) 未改进滑模观测器

(a) Not improved sliding mode observer



(b) 改进滑模观测器

(b) Improved sliding mode observer

图 5.23 永磁同步电机的电磁转矩波形

Fig.5.23 The Electromagnetic Torque of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

从上图 5.23 的可以看出：未改进滑模观测器时，PMSM 在从静止的时候开始启动时，电磁转矩的脉动会产生很大的，改进之后，启动瞬间电磁转矩脉动相对来说较小，减轻了对 PMSM 的损坏。当速度趋向于稳定的时候，它也随着趋向于稳定。在 0.4s 的时候，由于负载转矩的值从 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 跃变为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ ，电磁转矩随着负载转矩的变化而相应的变化。其变化曲线基本符合电机突加负载的运行情况。

5.3 由高频方波到滑模观测器的平滑切换

电机运行于低速时一般采用传统的高频旋转信号注入法实现永磁同步电机的无位置传感器控制，通过将高频方波信号注入法与传统的高频旋转信号注入法进行对比可以发现，高频方波信号注入法的控制效果更好，能够更加准确、实时、有效地跟踪电机转速与位置。电机运行于中高速时所采取的滑模观测器控制方法控制精度准确、鲁棒性强。为了使永磁同步电机在低速至中高速的全速度范围内能够稳定运行，达到较好的运行效果，本节对低速时的高频方波和中高速时的滑模观测器进行平滑切换。

5.3.1 仿真模型

为了验证 PMSM 在低速启动的时候采用高频方波电压注入法来实现启动，并在中、高速的时候采用滑模观测器的来实现对转子位置和转速的估计效果，这里根据前面所介绍的在不同运行工况下的两种控制方法和分别对应的控制系统的结构框图，在 MATLAB/SIULINK 的仿真软件下，搭建了如图 5.24 所示的相应的 PMSM 无传感器的控制系统的仿真模型。

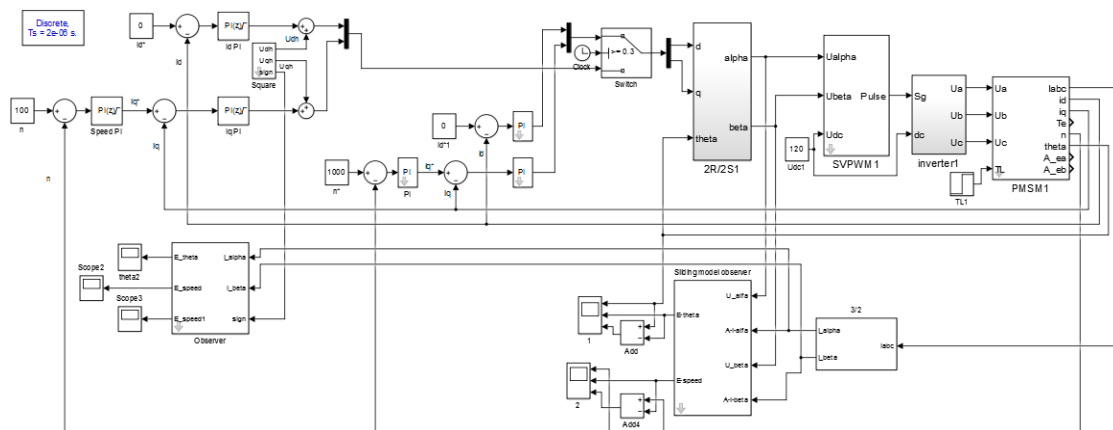


图 5.24 PMSM 无传感器控制系统仿真模型

Fig.5.24 Position Sensor-less Control System Simulation Model of PMSM

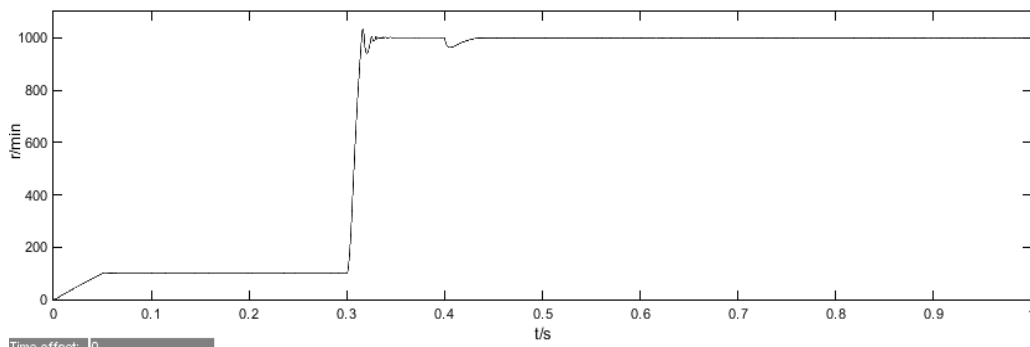
其中位置观测器模型和滑模观测器模型分别对应为高频方波注入法中的位置观测器模型和滑模观测器中的位置观测模型，图 5.18 中的锁相环为这个模型的锁相环，锁相环中的对应的比例和积分的系数分别对应为： $K_p=100$ 、 $K_i=100$ ，其中滑模观测器的增益大小为： $k=15$ 、 $m=150$ 。仿真时所用的永磁同步电机的参数参见表 5.4。

5.3.2 仿真运行结果及其分析

电机的参数选取为如表 5.4 中的所示的参数大小，在仿真的过程中使 PMSM 的参数的大小保持不变，下面给出系统由高频方波注入到滑模观测器切换的各种波形图。它的仿真结果如下所示。

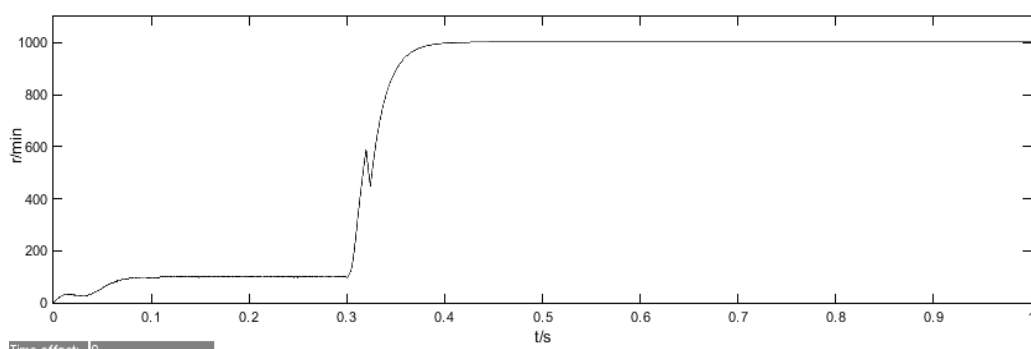
图 5.25 是电机的实际的和估计的转速的波形；图 5.26 是电机的实际的和估计的转子位置的波形；图 5.27 是实际的和估计的转子位置的偏差的波形；图 5.28 是电机的三相定子电流的响应；图 5.29 是电磁转矩的响应。系统的仿真时间同样也是设定为 1s，在低速启动到稳定运转的时候，在 0.3s 的时候进行到中、高速的切换，加入负载的时间为 0.4s，低速和中、高速给定转速大小分别为 100r/min 和 1000r/min，负载转矩的初始值为 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ ，在 0.4s 的时候变为 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

(1) 速度波形：



(a) 电机的实际转速

(a) The Actual Speed of the Machine



(b)电机的估计转速

(b) The Estimated Speed of the Machine

图 5.25 永磁同步电机的转速波形

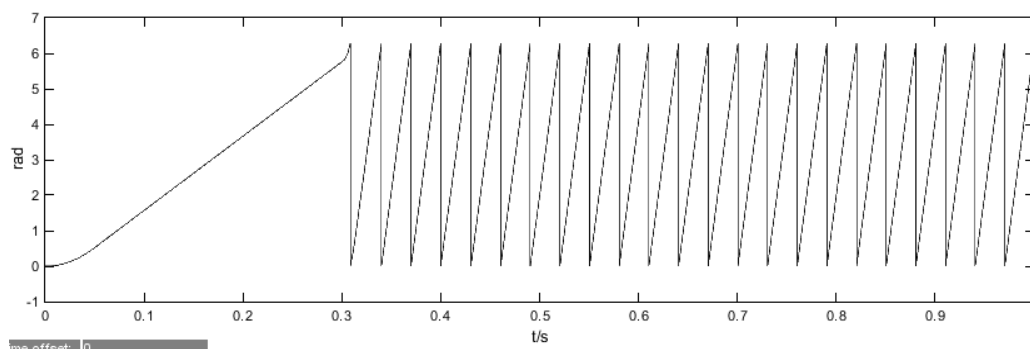
Fig.5.25 The Speed of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

由图 5.25 可以看出：PMSM 在高频方波注入控制下由静止刚开始启动时，电机转速波动较小，其中速度超调量也非常小，基本无超调，并快速稳定运行于给定转速 100r/min。在运行到 0.1s 的时候，估算转速的波形已经能够很好地与实际的速度相吻合。

待 PMSM 运行至稳定状态，在 0.3s 时切换至滑模观测器控制，电机的转速快速响应上升伴有些许振荡，并快速稳定运行于给定转速 1000r/min。在 0.4s 加入 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时，速度有轻微的波动，但是可以快速地恢复到之前状态，抗外界干扰强。

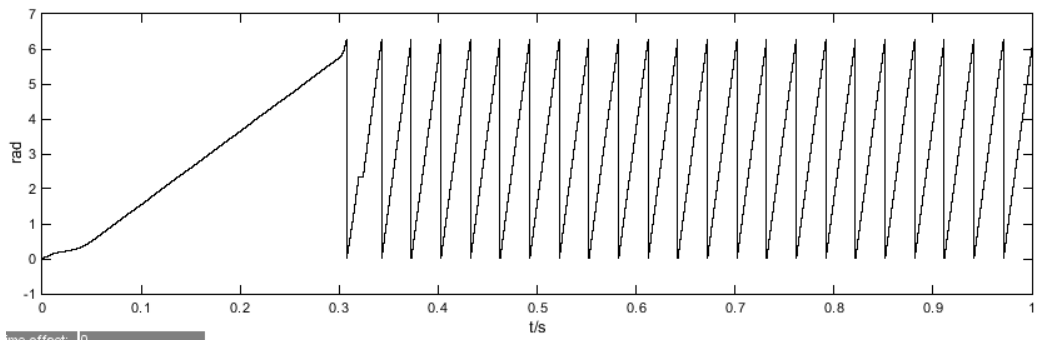
由速度波形明显可以看出，电机在由低速进行向中、高速切换的整个过程中，速度的估计波形和实际的跟踪很好，估计的精度较高，在有负载扰动的时候它依然能够很好的跟随着实际的值进行变化，它的动态的性能表现的较好，基本上与转速的动态要求是相符合的。转速波形平滑、准确。转速估计获得了较好的控制效果。

(2) 位置波形：



(a) 电机的实际位置

(a) The Actual Location of the Machine



(b) 电机的估计位置

(b) The Estimated Location of the Machine

图 5.26 永磁同步电机的转子位置波形

Fig.5.26 The Rotor Position of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

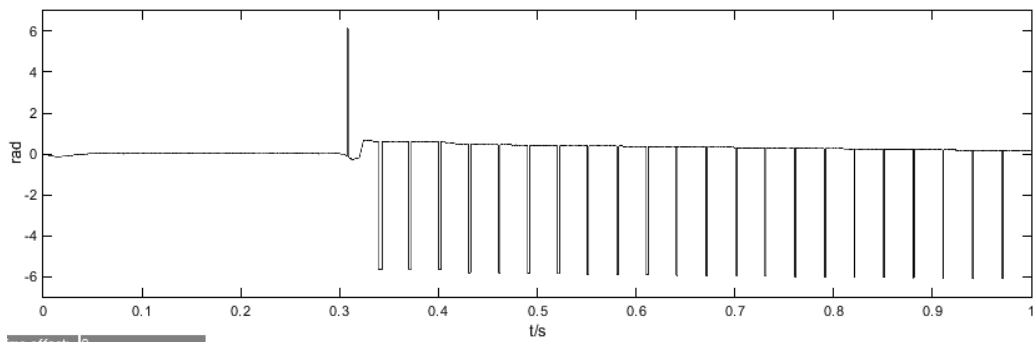


图 5.27 永磁同步电机的转子位置差波形

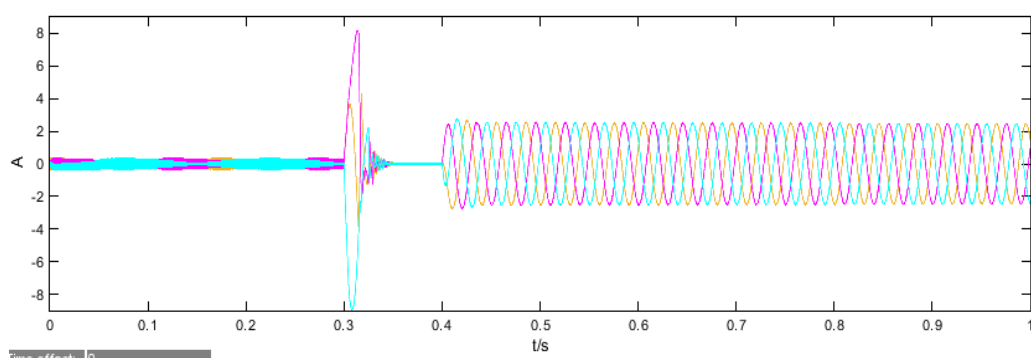
Fig 5.27 The Rotor Position Shift of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

对图 5.26 和图 5.27 进行分析，可以明显的看出：高频方波注入的控制方法下，电机在静止的时候刚开始启动，这时候它能够很好的、有效的检测到转子的位置，估测到的与实际的转子的位置的波形大致是相吻合的。

待电机运行至稳定状态，在 0.3s 时切换至滑模观测器控制，转子位置快速响应伴有轻微振荡，并快速稳定、实时、有效地检测转子位置。在 0.4s 加入 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时，转子位置只有极其微小抖动，并快速地恢复到之前状态，抗外界干扰强。

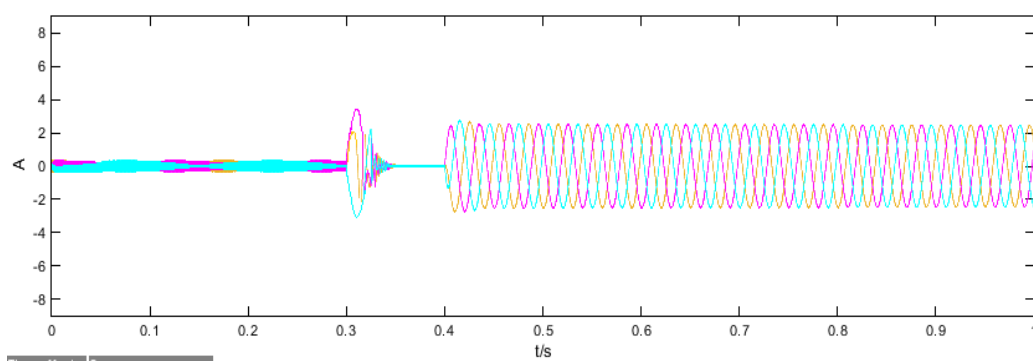
所以由上图可以明显看出，电机在由低速的时候向中、高速进行切换的整个过程中，估计的转子位置的估计精度较高，在有负载进行干扰的情况下它仍然能够很好的跟随着实际的值在变化，它具有较好的动态的响应性能，并且对抗外界的干扰能力比较强。

(3) 电流波形：



(a) 未改进滑模观测器

(a) Not improved sliding mode observer



(b) 改进滑模观测器

(b) Improved sliding mode observer

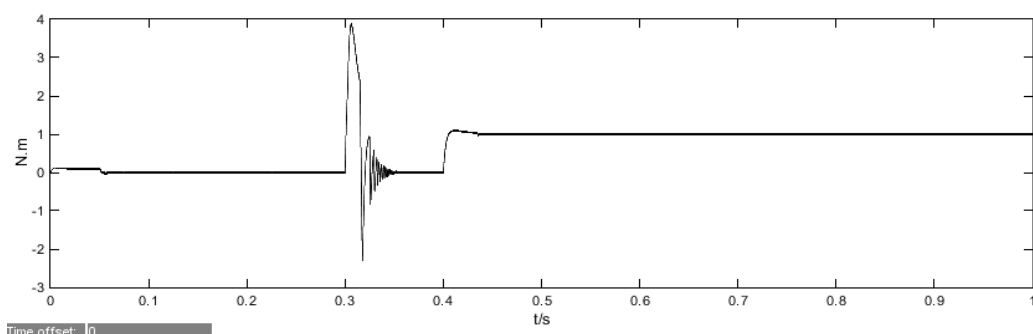
图 5.28 永磁同步电机的三相电流波形

Fig.5.28 The Three-Phase Current of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

由图 5.28 可以看出：PMSM 在高频方波注入控制下由静止刚开始启动时，A、B、C 三相定子电流在转速发生变化的瞬间波动相对来说不大，且当转子速度稳定时，三相电流很快能够恢复到原有状态。

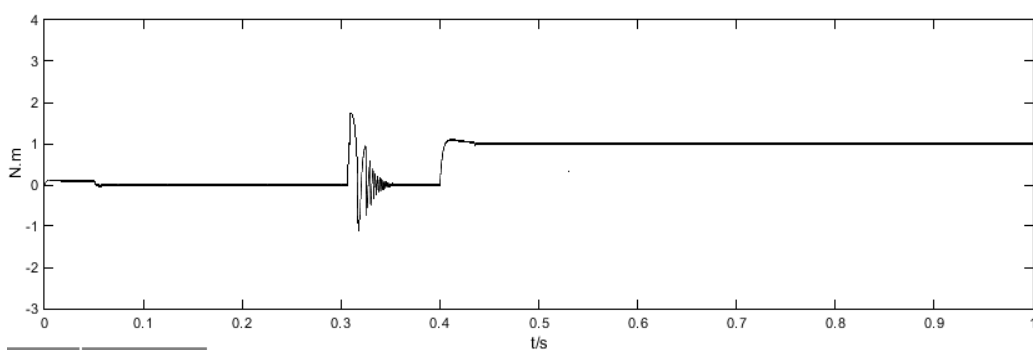
待 PMSM 运行至稳定状态，在 0.3s 时切换至滑模观测器控制的时候，未改进滑模观测器时，A、B、C 三相定子电流并不稳定，出现很大波动；改进之后，三相定子电流相对来说抖动较小，很大程度上减小了在切换的过程中对 PMSM 的损坏，并能够很快恢复到之前状态。在 0.4s 加入 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载时，三相电流在空间互差 120° 呈正弦波分布，且保持很好的正弦特性，响应过程平稳。

(4) 电磁转矩波形：



(a) 未改进滑模观测器

(a) Not improved sliding mode observer



(b) 改进滑模观测器

(b) Improved sliding mode observer

图 5.29 永磁同步电机的电磁转矩波形

Fig.5.29 The Electromagnetic Torque of the Permanent Magnet Synchronous Motor Waveform

由图 5.29 可以看出：电机在高频方波注入控制下由静止刚开始启动时，电磁转矩的瞬间波动很小，且当电机运行稳定时，电磁转矩很快能够恢复到原有状态。

待电机运行至稳定状态，在 0.3s 时切换至滑模观测器控制，在未改进滑模观测器的时候，电磁转矩并不稳定，出现很大波动，对 PMSM 的伤害是非常大的；但改进之后，电磁转矩波动相对而言波动减小很多，减弱了由于在切换过程中的抖振对 PMSM 的自身损伤，能够很快恢复到之前状态。当在 0.4s 的时候加入负载扰动 $1\text{ N}\cdot\text{m}$ 的时候，随着负载转矩的值发生变化，电磁转矩也随着它的变化出现相应的变化。它的变化的曲线基本上是与电机在突加负载的时候的运行情况是相符合的。

5.4 本章小结

本章以 PMSM 在不同的转速运行情况下的无位置传感器控制为研究对象。首先根据上面两章中所介绍的两种控制方法下的结构框图，并借助 MATLAB/SIMULINK 仿真软件，分别搭建了 PMSM 在高频方波电压注入下和滑模观测器下控制的系统的仿真模型；接着对 PMSM 在从低速的稳定运行的时候向中、高速进行切换的全速运行控制的系统进行仿真建模；然后对该方案的仿真模型进行了仿真运行；最后对它们所运行

的仿真结果进行比较与分析。分析的结果表明：

在低速的时候：传统的高频信号注入方法虽然也能够有效的、快速地检测到转子的位置，但是它在检测的过程中使用的各种滤波器使得检测到的结果出现延迟现象。而高频方波注入方法相对它来说，减少了这些滤波器的使用数，从而检测到的结果相对来说更加逼近实际值，延迟现象减弱，进而能够使系统的运行更加可靠，性能更加优越。

在中、高速的时候：滑模观测器的控制方法能够有效的、实时的检测到转子的位置，采用 S 函数代替滑模观测器中的开关切换函数减弱由它带来的抖振，减小对 PMSM 的损坏。系统的控制性能优越，运行可靠。

在全速度段的时候：在全速度段的 PMSM 的控制系统在从低速向中、高速进行切换的时候，这个过程快速、稳定的，而且能够快速准确的检测到转子的位置。系统的控制性能优越，运行可靠。

总结与展望

本文研究的主要的对象就是 PMSM 的无位置传感器的控制方法，实际上就是对电机在不同的运行速度时的不同的控制算法的研究和分析。本文详细分析介绍了 PMSM 的无位置传感器控制系统的整体方案的设计、PMSM 控制策略、高频注入、滑模观测器控制的算法，并完成了 MATLAB/SIMULINK 仿真模型的设计。本文的主要研究工作和研究成果如下：

(1) 通过大量阅读了相关文献，了解国内外的有关于对 PMSM 的无位置传感器的研究现状，清楚地认识到对它的研究的意义所在。介绍了在低速和中高速的时候的不同的控制方法，打下了对 PMSM 无传感器研究的理论基础。

(2) 重点分析和研究了本文所采用的 PMSM 的研究了矢量控制策略，一开始对 PMSM 的几种常用的控制策略进行简单的介绍分析，接着建立了 PMSM 的相关的数学模型，并且介绍了常用的坐标之间的变换：CLARK 变换和 PARK 变换。文章采用的是 $i_d = 0$ 的电流和转速双闭环的矢量控制策略，该方法具有一定的可行性，为下一步对系统进行仿真建模打下了基础。

(3) 介绍了高频电压信号注入的控制系统的的设计，首先介绍分析了高频注入的基本的工作原理，并对它进行改进；接着详细推导了高频时的数学表达式，并紧接着对其中包含有转子位置信息的高频电流响应采用一定的方法进行提取、处理，从而检测出它所包含的转子位置；然后对电流内环和速度外环进行设计，同时对位置观测器的原理进行分析介绍，最后也对其进行设计介绍。

(4) 介绍了滑模观测器的控制系统的设计，首先对滑模变结构的原理进行了基本的介绍和分析；然后以 PMSM 在 dq 轴系上的数学表达式为基础，接着以 i_α 、 i_β 、 e_α 、 e_β 为状态变量，建立起滑模观测器下的数学表达式；同时对观测器的原理进行基本分析介绍，最后对滑模观测器进行改进设计并且画出相应的结构的框图。

(5) 最后针对上述介绍的控制系统进行了充分的仿真研究。首先对高频注入的控制在 MATLAB/SIMULINK 软件下进行仿真验证，接着对比分析与传统高频注入的仿真结果的效果和可靠性等；然后对滑模观测器的控制的系统进行仿真，并对比分析它在改进前后的运行结果；最后对从低速到中高速进行切换的系统进行仿真进行验证，分析它的运行性能。

对上述的仿真结果进行分析，表明：高频方波注入法和滑模观测器在电机控制中能够很好的对转子位置和转速进行跟踪处理，而且跟踪的速度快，并且在整个的跟踪的过程当中，它们对扰动具有很强的抗扰能力，所以鲁棒性较强。最后，PMSM 能够

实现从低速向中高速的稳定的切换，且切换过程中平滑平稳。具有合理性。

本文中所采取研究方法相对来说是较新的控制方法。借助于软件仿真结果，表明了它的合理性。相信随着电机控制技术的快速发展，在未来这种算法将会在实际生活和工程实际中得到应用。虽然本文中对所介绍的 **PMSM** 的无位置传感器方法进行了软件仿真研究，并且验证了它的合理性，但是对于 **PMSM** 的研究领域来说是远远不够的。由于本人的能力有限和其他可观条件的限制，论文中还有一些不足的地方需要进一步的继续分析研究和完善：

（1）本文中所用到的 **PI** 控制是采用经典的比例积分控制，但是目前已经有许多的发展的较为成熟的智能控制的方法，所以今后可以对系统进行进一步的优化，可以研究考虑将经典的 **PI** 控制换成智能算法时的控制效果，以此来进一步提高系统的控制性能。

（2）因为滑模变结构本身的结构特点，所以会存在一些固有的抖振的现象，所以如何从抖振的来源来进一步研究削弱抖振现象仍然是 **PMSM** 的今后的研究重点。

（3）锁相环中的环路滤波器这一环节会产生相应的高频扰动，研究如何消除这一扰动成为今后进一步的研究重点。

参考文献

- [1]周广山. 无刷直流电机伺服控制系统的设计与实现[D]. 青岛大学, 2014: 28-30.
- [2]年珩, 贺益康, 秦峰, et al. 永磁型无轴承电机的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 101-105.
- [3]叶伟. 适应于高速永磁电机的多模式转子位置检测技术研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2010.
- [4]王涛. 永磁同步电机控制系统中的位置解码研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2014.
- [5]陈力. 基于高频注入法永磁同步电机无传感器矢量控制的研究[D]. 天津大学, 2009.
- [6]赵焱. 零低速下永磁同步电机无位置传感器控制系统研究[D]. 中国矿业大学, 2014.
- [7]王敬驰. 永磁同步电机无位置传感器控制系统的设计与实现[D]. 苏州大学, 2015.
- [8]赵伟, 黄文娟. 无传感器技术在 PMSM 矢量控制中的发展与应用[J]. 河北农机, 2014, (12): 47-48.
- [9]王飞. 永磁同步电机无传感器矢量控制方法研究及仿真[D]. 上海交通大学, 2008.
- [10]Wang B, Zhao Y, Yu Y, et al. Speed-Sensorless Induction Machine Control in the Field-Weakening Region Using Discrete Speed-Adaptive Full-Order Observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(8): 1-1.
- [11]Tabrizchi A M, Soltani J, Shishehgar J, et al. Direct torque control of speed sensorless five-phase IPMSM based on adaptive input-output feedback linearization[C]. Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, 2014: 43-48.
- [12]Shinnaka S. A New Speed-Varying Ellipse Voltage Injection Method for Sensorless Drive of Permanent-Magnet Synchronous Motors With Pole Saliency—New PLL Method Using High-Frequency Current Component Multiplied Signal[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3): 777-788.
- [13]Yang S C. Saliency-Based Position Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Square-Wave Voltage Injection With a Single Current Sensor[J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 2015, 51(2): 1561-1571.
- [14]庞严杰. 高性能无传感器永磁同步电机直接转矩控制[D]. 中南大学, 2012.
- [15]巩洪峰. 三相永磁容错电机无位置传感器矢量控制系统研究[D]. 大连海事大学, 2015.
- [16]张峥. 基于滑模观测器永磁同步电机无位置传感器控制系统研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2015.
- [17]郭晓蒙. 永磁同步电机无速度传感器矢量控制技术的研究[D]. 湖南大学, 2014.
- [18]杨倩. 基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制算法研究[D]. 大连海事大学, 2012.
- [19]邓先明, 汪文文, 庞晴晴. 永磁同步电机无传感器位置检测[J]. 实验室研究与探索, 2015, 34(4): 112-116.
- [20]吴芳, 黄声华, 万山明. 永磁同步电机无位置传感器控制技术发展与研究[J]. 微电机, 2008, 41(7): 56-61.
- [21]Aguirre M, Calleja C, Lopez-De-Heredia A, et al. FOC and DTC comparison in PMSM for railway traction application[C]. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011: 1-10.
- [22]干瑞, 朱元, 王双全. 永磁同步电机静止及低速下无传感器控制研究[J]. 微电机, 2012, 45(12): 66-69.

- [23]肖岩. 无位置传感器永磁同步电机控制系统的研究与设计[D]. 华中科技大学, 2012.
- [24]Mohammed O A, Khan A A, El-Tallawy A M, et al. A Wavelet Filtering Scheme for Noise and Vibration Reduction in High-frequency Signal Injection-Based Sensorless Control of PMSM at Low Speed[J]. *Energy Conversion IEEE Transactions on*, 2012, 27(2): 250-260.
- [25]左瑜君. 永磁同步电机无位置传感器的研究[D]. 兰州交通大学, 2014.
- [26]李蓓蓓. 基于卡尔曼滤波的 PMSM 无传感器控制[D]. 郑州大学, 2014.
- [27]张仕平. 高频注入法 PMSM 无传感器矢量控制的研究[D]. 湖南大学, 2013.
- [28]Cong B, Chen Z, Liu X. Improved Adaptive Sliding Mode Control for Rigid Spacecraft Attitude Tracking[J]. *Journal of Aerospace Engineering*, 2014, 27(4): 04014004.
- [29]Inoue T, Inoue Y, Morimoto S, et al. Mathematical Model for MTPA Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor in Stator Flux Linkage Synchronous Frame[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(5): 3620-3628.
- [30]Andreescu G D, Schlezinger C. Enhancement sensorless control system for PMSM drives using square-wave signal injection[C]. *Speedam*, 2010: 1508-1511.
- [31]Weng T, Inoue Y, Morimoto S, et al. Expansion of Operating Range of Sensorless PMSM Drive by Square-wave Operation at High-speed[C]. *Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007: 308-313.
- [32]Zhong L, Rahman M F, Hu W Y, et al. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(3): 528-536.
- [33]Zheng L, Fletcher J E, Williams B W, et al. A Novel Direct Torque Control Scheme for a Sensorless Five-Phase Induction Motor Drive[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 503-513.
- [34]徐佳园. 永磁同步电机最大转矩电流比控制[D]. 北京交通大学, 2010.
- [35]于春艳. 无位置传感器感应电机伺服系统的研究[D]. 大连理工大学, 2009.
- [36]Khoucha F, Lagoun M S, Kheloui A, et al. A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives[J]. *Energy Conversion IEEE Transactions on*, 2011, 26(1): 64-72.
- [37]Maurya A K, Chahar K, Chauhan Y K. Analysis on Photovoltaic Assisted Three Phase five level Unipolar PWM Inverter for Induction Motor Driven Water Pumping System[J]. *International Journal of Advanced Computer Research*, 2013, 3(8).
- [38]Prasad E, Sudhakar A, Kumar V. Simulation of five-level inverter fed PMSM based on fast SVPWM[M]. 2012: 1-5.
- [39]Dinale A, Hirata K, Zoppi M, et al. Parameter Design of Disturbance Observer for a Robust Control of Two-Wheeled Wheelchair System[J]. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 2015, 77(1): 135-148.
- [40]李黎. 基于高频信号注入法的 PMSM 无传感器检测技术[J]. *计算机光盘软件与应用*, 2014, (17): 84-85.
- [41]李源源. 永磁同步电机无速度传感器控制技术的研究[D]. 湖南大学, 2013.
- [42]Yoon Y D, Sul S K, Morimoto S, et al. High bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave type voltage injection[C]. *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009. Ecce, 2009: 2123-2130.
- [43]Guo Z, Wang J, Zhao X. Improved square-wave voltage injection method for sensorless control of PMSM and its adaptability to motor parameter variations[C]. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2015: 710-715.

- [44]杨霞, 杨波. 基于高频信号注入法的电梯曳引机转子位置的估算[C]. 中国小电机技术研讨会, 2010.
- [45]郑国良. 永磁同步电动机的全范围无传感器控制研究[D]. 郑州大学, 2013.
- [46]国震. 基于高频方波电压注入法的永磁同步电机转子位置估计的研究[D]. 山东大学, 2014.
- [47]田士侠. 高频注入法永磁同步电机转子位置检测方法研究[D]. 山东大学, 2010.
- [48]Han H C, Jung J W. Discrete-Time Fuzzy Speed Regulator Design for PM Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 600-607.
- [49]Jung S Y, Mi C C, Nam K. Torque Control of IPMSM in the Field-Weakening Region With Improved DC-Link Voltage Utilization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(6): 1-1.
- [50]詹瀚林. 基于辅助信号注入的永磁同步电机无传感器控制研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2014.
- [51]Lara J, Chandra A. Performance study of switching frequency signal injection algorithm in PMSMs for EV propulsion: A comparison in stator and rotor coordinates[C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2014: 865-870.
- [52]Kim D, Kwon Y C, Sul S K, et al. Suppression of injection voltage disturbance for High Frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced High Frequency current ripple[C]. International Power Electronics Conference, 2014: 925-932.
- [53]沈凤龙, 满永奎, 王建辉. 矢量控制系统调节器设计及实验研究[J]. 电气传动, 2013, 43(2): 3-6.
- [54]Xia C, Zhao J, Yan Y, et al. A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Duty Cycle Control for Torque Ripple Reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2700-2713.
- [55]Tiitinen P, Surandra M. The next generation motor control method, DTC direct torque control[C]. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996: 37-43 vol.1.
- [56]Ren Y, Zhu Z Q. Reduction of Both Harmonic Current and Torque Ripple for Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Machine Using Modified Switching-Table-Based Direct Torque Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6671-6683.
- [57]刘微. 永磁同步电机弱磁控制策略研究[D]. 北京交通大学, 2014.
- [58]黄璐. 舰载光电跟踪伺服控制系统建模及稳定性研究[D]. 武汉工程大学, 2013.
- [59]陈峰. 滑模变结构控制理论及其在机器人中的应用研究[D]. 江南大学, 2008.
- [60]陈雪飞, 李红梅, 王晓晨, et al. 基于自适应滑模观测的无速度传感器感应电机间接磁场定向滑模控制[J]. 微电机, 2011, 44(1): 46-49.
- [61]陈雪飞. 无速度传感器感应电机间接磁场定向滑模控制研究[D]. 合肥工业大学, 2010.
- [62]张国强. 基于全阶滑模观测器的 IPMSM 无位置传感器控制策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [63]朱自芳, 李先祥, 皮佑国. 永磁同步电动机无位置传感器的滑模观测器设计[J]. 微特电机, 2008, 36(3): 29-32.
- [64]史宏宇. 无速度传感器感应电机高阶滑模控制方法的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [65]马婧颖, 汤宁平, 唐鸿凯. 用于 PMSM 无位置传感器控制的滑模观测器的设计与仿真[J]. 防爆电机, 2009, 44(6): 31-34.
- [66]周阳, 王洪生, 李文伟, et al. 滑模变结构控制系统的抖振抑制方法研究[J]. 黑龙江科技信息, 2015, (18): 29-31.
- [67]宋双翼. 调速永磁同步电机仿真及性能改进研究[D]. 山东大学, 2015.
- [68]Corley M J, Lorenz R D. Rotor position and velocity estimation for a permanent magnet synchronous

machine at standstill and high speeds[C]. Ias Meeting, Ias '96., Conference Record of the, 1996: 36-41 vol.1.

攻读硕士期间发表的学术论文和专利

一、录用及发表的学术论文

- [1] 第一作者.PMSM 全阶滑模无位置传感器伺服控制研究[J].江苏科技大学学报.（中文核心期刊，已录用）
- [2] 第一作者.基于高频方波注入的船舶电机无位置传感器控制研究[J].舰船科学技术.（中文核心期刊，已录用）
- [3] 第一作者.基于光电稳台的扰动分析[J].电子设计工程，2017，25（2）：76-79.

二、申请专利

- [1] 第二作者.发明专利《一种矢量控制永磁同步伺服电机初始磁极位置搜索方法》，申请号：201610257974.7，申请日期：2016.4.22

致 谢

研究生时光转眼就要结束，回首这两年多时间，经历了很多，也收获了很多。在整个研究生学习生涯中，许多老师和同学在学习和生活上都给予了我很大的帮助，使我能够顺利完成学业，在这即将毕业之际，谨向他们表示最衷心的感谢！

特别感谢我的导师刘维亭老师，在研究生学习及课题进展、论文完成期间，刘老师给予了我很大的帮助，刘老师专业知识丰富、教学态度严谨、待人平易近人，两年多的时间里我在求学和做人方面都受益颇深。当我们遇到问题时，刘老师会帮助我们分析，并给出建设性的意见，同时还着重引领我们学会对待问题的处理方式和方法。刘老师不仅在学业上给予我帮助和指导，在生活上也给予无微不至的关怀，尤其是为人处世方面，使我受益良多。谨此向刘老师表达最衷心的感谢！

感谢课题组的朱志宇院长、王玉龙老师、万振刚老师等，在课题的进行和论文的完成期间给予了我很大的指导和鼓励，在课题学习与成果汇报期间，他们给我提出了许多宝贵的建议，在此，对给予指导和帮助的老师致以最诚挚的谢意！

感谢同门的刘璐、赵琛在论文完成期间给予的帮助和鼓励，同时非常感谢班长梁淞对我论文的指导和帮助，还有班级的张茜同学、张连伟同学、袁文荣同学等，在遇到问题时一直帮助讨论和分析，我们共同学习、共同成长、共同进步，凝结了深厚的友谊，我会永远怀念这让我恋恋不舍的集体。

感谢我的家人给我创造的良好生活环境，在生活上给予支持，精神上给予关怀，正是他们的支持和关怀才使得我能够完成学业，并一步一步地走到今天。感谢江苏科技大学在我研究生学习阶段给我们提供的学习平台和优质资源，为我论文的完成提供了充分的条件。我一定会记得帮助过我的人，在以后的工作和学习中，我会投入更饱满的热情，争取获得更大成就以回报你们的支持！

最后，由衷地感谢为审阅论文而付出宝贵时间和精力各位专家老师！