

永磁同步电机无位置传感器运行控制技术研究



论文作者签名 李冉

指导教师签名: 赵先富

论文评阅人 1: 隐名评审

评阅人 2: 隐名评审

评阅人 3: 隐名评审

评阅人 4: 隐名评审

评阅人 5: 隐名评审

答辩委员会主席: _____

委员 1: _____

委员 2: _____

委员 3: _____

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: 2012.06.04

Research on the Sensorless control technique of **Permanent Magnet Synchronous Motor**



Author's signature: _____

Supervisor's signature: _____

Thesis reviewer 1: _____ Anonymous comment

Thesis reviewer 2: _____ Anonymous comment

Thesis reviewer 3: _____ Anonymous comment

Thesis reviewer 4: _____ Anonymous comment

Thesis reviewer 5: _____ Anonymous comment

Chair: _____

Committeeman 1: _____

Committeeman 2: _____

Committeeman 3: _____

Committeeman 4: _____

Committeeman 5: _____

Date of oral defence: _____ 2012.06.04

本文受浙江省自然科学基金资助


项目名称：交流电机无传感器控制技术及其应用研究

项目编号：Y108766

*This Project is supported by Zhejiang provincial National
Science Foundation of China (Y108766)*

浙江大学研究生学位论文独创性声明

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及取得的成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，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 浙江大学 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谢意。

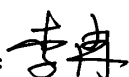
学位论文作者签名：

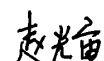
签字日期：2012 年 6 月 12 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 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，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：2012 年 6 月 12 日

签字日期：2012 年 6 月 12 日

致谢

光阴似箭，转眼间我在求是园中已经学习和生活了近五个寒暑。在此论文完成之际，我首先要向我的导师赵光宙教授表示衷心的感谢！赵老师渊博的学识、严谨求实的治学态度、崇高的思想情操、谦和平易近人的品格和为人师表的风范给我留下了非常深刻的印象，使我受益终身，同时感谢师母在我学业和生活中给予的支持和帮助。

这些年来，与实验室的师兄、师姐、师弟、师妹们朝夕相处，亲如一家，在科研和生活上，你们都给予了我很多的关心和帮助。感谢已经毕业的兄弟姐妹们：顾弘、徐磊、裘君、黄雷、陈孚、吕良、杨捷、包健、张俊、胡丽霞、王铭超、虞彪等，以及仍在学业奋战中的朱汉未、张国月、俞立民、王晶等，感谢你们的热心帮助和鼓励，使我在科研和生活中少走了很多弯路；正是与你们每日的相处使我感受到实验室良好的学习氛围和实验室这个大家庭的温暖。

这里要感谢我的好友刘磊博士及其李强博士，和你们硕士、博士一路并肩走来，感受到你们知识的渊博、人格的谦逊和真诚，在你们身上我看到一个学者不计名利、谨慎踏实、不畏艰险、勇往直前的优秀品质，祝你们在接下来的博士后路途中，一帆风顺！学有所成！另外，要感谢在我读博期间陪伴我的程娟同学，是你在我最困难的时候给我勇气和信心，我铭记于心，祝你学业有成、天天开心！好人一生平安！

课题进行过程中得到浙江卧龙集团刘红旗总经理、刘栋良博士、刘侍飞博士的大力支持，在这里向你们深表感谢！同时，要感谢我的舅舅、表哥在我读博期间给予的经济支持。

我要将这篇博士文献给我伟大的母亲，是您这么多年含辛茹苦地把孩子培养成人，同时能达到学业的高峰，其中的艰辛只有儿子知道，现在儿子想说一句：妈妈，儿子可以不再让您操心呢。

最后，感谢所有关心和帮助过我的老师、同学、亲人和朋友。

李冉

2012年5月于求是园

摘要

在高性能永磁同步电机传动系统中,为了实现高精度、高动态性能的速度与位置控制,速度与位置的闭环必不可少,因此需要在转子轴上安装机械式传感器,以测量电机转子速度与位置。机械式传感器往往使得系统体积和重量增加,成本上升,因此限制了永磁同步电机在一些特殊场合的应用。为了克服这一缺陷,永磁同步电机无传感器控制技术成为电机控制领域的一个研究热点。但是目前为止,没有一种控制策略可以实现永磁同步电机无传感器全速范围内的精确控制,为此本文深入探讨了不同速度下的永磁同步电机无传感器控制技术,力图实现其全速范围内无传感器可靠运行,其主要工作与成果有:

1.基于超稳定性原理设计模型参考自适应系统以及自适应全阶观测器,比较分析两者在永磁同步电机无传感器控制中的差别,同时就自适应全阶观测器中反馈增益矩阵系数的选择作了深入分析。

2.详细分析滑模变结构基本原理,将其应用到中、高速永磁同步电机无传感器控制中,设计用于转子速度及位置检测的滑模观测器,针对滑模本身工作机制带来的抖振,从消除和削弱抖振两方面出发:一是将锁相环以及模型参考自适应原理分别与滑模观测器结合起来,提取转子速度和位置信号,消除滑模观测器观测测量中的抖振对信号的影响;二是设计基于变指数趋近率的滑模控制器,从机理上削弱滑模抖振成分。

3.针对基波模型控制策略在低速和零速存在的问题,采用高频脉振信号注入法,并设计同步轴高通滤波器用于电流基波分量的提取。针对高频脉振信号注入法在转子初始位置检测时无法辨识磁极极性的问题,采用脉冲注入法,根据饱和凸极效应,得到电流响应上的差异,从而辨识转子磁极极性。

4.对基波模型以及高频激励模型下的各种无传感器控制算法进行了仿真分析,并在设计出的硬件平台上,完成算法的实验验证,同时将基于基波模型的控制算法和基于激励模型的控制算法结合起来,取长补短,初步实现全速范围内的永磁同步电机无传感器控制。

关键词: 永磁同步电机 无传感器控制 模型参考自适应 滑模变结构 高频脉振

注入法

Abstract

In the high performance permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system, it is necessary that there exists a closed-loop control system in order to control the speed and position of the motor precisely and dynamically. As such, mechanical sensors are needed and installed on the rotor shaft for measuring the speed and position of the rotor. However, these added mechanical sensors will increase the volume and weight of the whole system, which limits the use of the PMSM in some special situations. Therefore, controlling the PMSM precisely without sensors becomes a hot area in this field. So far, however, there is no control strategy that can be used to control the PMSM precisely among the whole speed without sensors. Hence, in this thesis, we present some control strategies of the PMSM without sensors under different speeds and try to operate the PMSM precisely and reliably among the whole speed. The main achievements are outlined as follows.

1. A model reference adaptive system and an adaptive full-order observer are designed based on the hyperstability theory. The impacts on the performance of the PMSM without sensors are compared, when the model reference adaptive system and the adaptive full-order observer are adopted, respectively. Meanwhile, how to select the feedback gain matrix in the adaptive full-order observer is analyzed in details.

2. A sliding mode observer for measuring the speed and position of the rotor and a sliding mode controller used in the forward channel of the vector control system are constructed, after the principles and the features of the sliding mode variable structure control are analyzed. However, the side effect of the sliding mode method causes chattering due to its mechanism, so we perform the following researches to eliminate and weaken it: (1) we combine the sliding mode observer with the phase-locked loop (PLL) and the model reference adaptive theory, respectively. By using them, the signals of the speed and position of the rotor are acquired and the influences of the chattering of the sliding mode method on the signals can be eliminated; (2) The

sliding mode controller based on the variable index reaching law is designed in order to weaken the chattering.

3. For the problems that appear when the fundamental wave model control strategy works in the low speed and zero speed, the fluctuating high frequency signal injection method is used to build the synchronous shaft high-pass filter, which can extract the fundamental current component from stator current. However, in the high-frequency signal injection method, the polarity of the magnetic pole cannot be identified at the rotor initial position. Therefore, based on the saturation saliency effects, we apply the pulse voltage injection method to get the difference among the current responses and use it to identified the polarity of the magnetic pole.

4. Some control algorithms for the PMSM without sensors that are established on the fundamental wave model and the high frequency excitation model are carried out on our simulation platform. Moreover, they are also run on our hardware platform and experiments show that they are effective. Further, we combine the control algorithms based on the fundamental wave model with those algorithms based on the high frequency excitation model to establish new algorithms, which can control the PMSM without sensors precisely among all speeds.

Key words: permanent magnet synchronous motor, sensorless control, model reference adaptive, sliding mode variable structure, pulse voltage injection

目录

致谢.....	I
摘要.....	III
Abstract.....	V
第一章 绪论.....	1
1.1 课题背景.....	1
1.2 交流电机无传感器矢量控制的研究现状.....	3
1.2.1 异步电机无传感器控制研究现状.....	3
1.2.2 永磁无刷直流电机无传感器控制研究现状.....	4
1.2.3 永磁同步电机无传感器控制研究现状.....	6
1.2.3.1 永磁同步电机数学模型.....	7
1.2.3.2 永磁同步电机矢量控制策略.....	9
1.2.3.3 永磁同步电机无传感器控制策略.....	10
1.3 本文主要研究内容.....	15
第二章 基于模型参考自适应原理的永磁同步电机无传感器控制.....	17
2.1 模型参考自适应理论基础.....	17
2.1.1 超稳定性理论.....	17
2.1.2 基于超稳定性理论的模型参考自适应控制系统设计.....	18
2.2 基于模型参考自适应原理永磁同步电机转子速度及位置估计.....	20
2.3 基于自适应观测器的永磁同步电机转子速度及位置估计.....	23
2.4 两种方法的仿真分析对比.....	24
2.5 本章小结.....	29
第三章 基于滑模原理的永磁同步电机无传感器中(高)速控制.....	31
3.1 滑模理论基础简述.....	31
3.1.1 滑动模态存在条件及等效控制.....	31
3.1.2 滑模变结构控制设计.....	33
3.1.3 滑动运动的不变性.....	34

3.1.4 抖振产生原因及其削弱消除措施.....	35
3.2 基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制.....	39
3.2.1 基于滑模观测器转子速度及位置估计.....	40
3.2.2 仿真分析.....	43
3.3 滑模观测器抖振削弱.....	45
3.3.1 基于变指数趋近率的永磁同步电机无传感器滑模变结构控制.....	45
3.3.2 仿真分析.....	47
3.4 滑模观测器抖振消除.....	51
3.4.1 基于锁相环原理的永磁同步电机无传感器控制.....	51
3.4.1.1 锁相环原理.....	51
3.4.1.2 锁相环系统稳定性分析.....	52
3.4.1.3 仿真分析.....	53
3.4.2 基于扩展滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制.....	59
3.4.2.1 扩展滑模观测器方程.....	59
3.4.2.2 基于模型参考自适应原理的转子速度及位置估计.....	60
3.4.2.3 仿真分析.....	61
3.5 本章小结.....	65
第四章 永磁同步电机全速范围内无传感器控制.....	67
4.1 永磁同步电机低速无传感器控制.....	67
4.1.1 脉振高频注入法的基本原理.....	67
4.1.2 同步轴高通滤波器的设计.....	71
4.1.3 仿真分析.....	73
4.2 永磁同步电机初始位置检测.....	79
4.2.1 基于饱和凸极效应的转子初始位置检测.....	79
4.2.2 仿真分析.....	80
4.3 永磁同步电机全速范围无传感器控制.....	82
4.3.1 全速范围复合观测器设计.....	82
4.3.2 仿真分析.....	84
4.5 本章小结.....	85

第五章永磁同步电机无传感器控制系统实验平台设计.....	87
5.1 永磁同步电机无传感器控制系统硬件设计.....	87
5.1.1 TMS320F28335DSP 数字信号处理器 ^[153-154]	88
5.1.2 主电路及隔离驱动、保护电路.....	88
5.1.3 信号检测电路.....	91
5.1.4 人机交互系统.....	92
5.2 永磁同步电机无传感器控制系统软件设计.....	93
5.2.1 主程序设计.....	94
5.2.2 中断服务子程序设计.....	95
5.2.3 SVPWM 模块设计.....	97
5.2.4 SVPWM 死区补偿.....	100
5.2.5 实验平台.....	102
5.3 中高速实验结果.....	102
5.4 低速、全速实验结果.....	107
5.5 本章小结.....	112
第六章 总结与展望.....	113
6.1 全文总结.....	113
6.2 展望.....	114
参考文献.....	115
攻读博士学位期间主要的研究成果.....	127

第一章 绪论

1.1 课题背景

人类社会发展的历史进程中，能源一直是其赖以生存的物质基础。环顾当今世界，能源以及由其引起的一系列经济、环境、政治问题已成为整个人类面临的重大挑战。在现代社会中，电能是应用最为广泛的一种能源，而在电能的生产和使用中，电机起到机电能量转换的关键作用，目前对其展开的研究工作主要分为电机设计与电机控制两大类。电机自诞生以来，其类型可以归结为直流电机和交流电机这两类范畴，目前电机设计发展偏向于本体的优化、工艺的改进，其设计理论已经成熟。而电机控制特别是速度控制与人类的生活、生产的联系日趋紧密，如数码相机、DVD、洗衣机、冰箱等众多电器产品中的驱动电机运行，环保电动汽车不同工作状态下切换，数控车床主轴电机在不同工况下的转速、转矩的要求，轧钢机驱动电机的动态控制，以及风机流量调节等等都涉及到电机的速度控制，因此电机调速技术的发展直接关系到电能开发、利用和节约。

按照控制对象的不同，电机速度控制可以分为直流调速和交流调速两大类。由于直流电机诞生早的缘故，在很长一段时间内，直流调速在高性能传动系统中占主导地位，其主要优点是控制简单、调速平滑、起制动及正反转性能指标良好。但是直流电机存在机械换向器和电刷这一固有的结构性缺陷，制约其向高速大容量方向发展。交流电机相对于直流电机来说，具有体积小、质量轻、无电刷换向器、转动惯量小等许多优点，同时随着电力电子技术、微电子技术、微机控制技术以及新型控制策略的出现，交流调速技术取得重大突破，具备调速范围宽、调速精度高、动态响应快以及四象限运行等优异性能。特别是“节能型”交流调速技术的发展，使得过去很多拖动系统耗能大户，如恒速拖动负载—风机、水泵等不再依赖机械调节风量或流量，而是通过电机本身的速度控制来改变风量或流量，从而提高了效率，降低机械能量损耗，取得良好的节能效益。可见交流调速不仅可以媲美直流调速，甚至在某些性能上超越直流调速，因此其在电力传动领域已经处于主导地位。

奠定交流调速高性能化的基础是电机控制两大理论—矢量控制和直接转矩

控制。矢量控制最早由德国学者 F.Blaschke 提出,其基本思想^[1]是以坐标变换理论为基础,参照直流电机电枢电流和励磁电流相互垂直、没有耦合、可独立控制的特点,将定子电流通过坐标变换分解为相互垂直的磁化电流分量和转矩电流分量,通过对定子电流在旋转坐标系中大小和方向的控制,达到对两个分量的分别控制,进而实现磁场和转矩的解耦控制,将交流电机控制转换为直流电机控制。

直接转矩控制是由另一位德国学者 Depenbrock 提出来的,其基本思想^[2]是将逆变器与电机结合为一体,通过检测电机定子电压和电流,借助瞬时空间矢量理论计算电机的磁链和转矩,并根据与给定值比较所得的差值,运用滞环控制实现磁链和转矩的直接控制。由于其摒弃了解耦的思想,无须进行坐标变换,因此系统转矩响应快,特别适合于需要快速响应的大惯量运动控制系统,如电气机车。

近年来,为了进一步提高和改善交流调速系统的控制性能,国内外学者致力于将先进的控制策略引入交流调速系统中,比如自适应控制^[3-4]、非线性反馈线性化控制^[5-7]、预测控制^[8-10]、backstepping 控制^[11-13]、滑模变结构^[14-18]、神经网络控制^[19-22]、内模控制^[23]、自抗扰控制^[24-25]等。

无论矢量控制还是直接转矩控制或者其他先进控制策略,在完成转速的闭环控制时都需要安装机械传感器,如光电编码器、解算器和测速发电机等。机械式传感器虽然可以提供转子位置、速度信号,但也给传动系统带来一系列问题:

首先,机械式传感器增加了电机转轴上的转动惯量,增大了电机的空间尺寸和体积,同时其检测转子速度和位置时需要设计电机与控制系统之间的连接线和接口电路,因此系统易受干扰,可靠性不高。

其次,机械式传感器受应用环境限制,其线性度、灵敏度、分辨率易受温度和电磁噪声的干扰,使检测精度受到影响,这是电机控制精度较低的原因之一。

再次,机械式传感器增加了传动系统的成本,限制了电机产品向低成本、实用化和普及化方向发展。

为了克服使用机械式传感器给传动系统带来的问题,电机无传感器运行控制技术成为现今电机控制领域的一个研究热点^[26-31]。国际上对无传感器技术的研究始于 20 世纪 70 年代,而国内开始于 20 世纪 90 年代,其利用直接计算、参数辨识、状态估计、间接测量等手段,从定子侧易测状态量(如定子电压、定子电流)中提取转子速度与位置信号,并将其应用到速度、位置反馈控制系统中。

无传感器控制主要有无传感器矢量控制和无传感器直接转矩控制两大类，二者总体上均处于研究和开发阶段，只有部分产品开始实用化。进一步普及无传感器控制技术的应用，还有很多理论和技术问题尚待解决，本文正是在这一背景下展开的工作，且侧重于无传感器矢量控制研究。

1.2 交流电机无传感器矢量控制的研究现状

目前交流电机无传感器矢量控制根据控制对象的不同可以分为三类：异步电机无传感器控制、无刷直流电机无传感器控制以及永磁同步电机无传感器控制。由于电机在主体结构上存在差异，因此其对应的无传感器控制策略是不同的，如起动、失步就是永磁电机特有的问题。本文研究范畴为永磁同步电机无传感器矢量控制技术，为了全面客观地把握整个交流电机无传感器控制技术的发展现状，有必要对其他两类交流电机无传感器控制技术发展状况做一下简单介绍。

1.2.1 异步电机无传感器控制研究现状

电机无传感器控制研究最早开始于异步电机，随着异步电机无传感器理论的不完善以及专用电机控制数字信号处理器的推出，实现异步电机无传感器控制成为可能。目前 Siemens、Yaskawa、Toshiba、GE、Rockwell、Mitsubishi、Fuji 等国外知名公司均有无传感器矢量控制变频器问世，控制性能也不断完善。其控制方式大致可以分为三大类^[32-34]：基于电机数学模型的开环估计、基于闭环控制构造转速信号^[35-39]以及利用电机本体结构上的特征提取转速信号^[40-44]。

基于电机数学模型的开环估计是指利用电机电压空间矢量以及定转子磁链方程，直接计算出电机转速，一般有通过定转子磁链计算转子速度和利用电动势计算转子速度两种。这类方法的估计精度很容易受到数学模型中参数变化的影响，特别是在低速时，参数的偏差会使得开环估计准确度大大降低，严重影响系统的动、稳态性能，为此有学者专门开展参数在线辨识研究，以提高系统参数准确性。总体来说，开环估计法简单直接，运算量小，实现容易，但是误差较大，不宜应用在高性能异步电机无传感器矢量控制系统中。

基于闭环控制构造转速信号系统多采用 PI 调节器构成闭环控制，根据 PI 控制的特点，将 PI 调节器输出量设为转速，输入量取影响转速并在稳态时趋于零

的变量，它既可以是定子电流给定转矩分量与定子电流实际转矩分量的差值，也可以是电磁转矩给定量与实际转矩量的差值，或者是转子磁链电压模型或电流模型构成的模型参考自适应系统对应的广义误差信号（如磁链幅值差），通过 PI 调节器作用均能得到转速估算量，其系统控制原理框图如图 1-1 所示。这类方法同样简单实用，可靠性高，但是由于 PI 调节器自身特点，动态转速的准确度依赖于 PI 参数的整定，对于不同的负载，需要重新设定 PI 参数，增加了工作量。

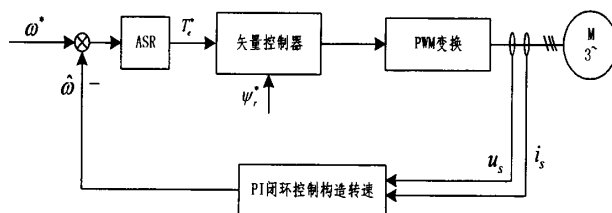


图 1-1 无速度传感器矢量控制系统

无论是开环控制还是基于 PI 控制器的闭环控制，都离不开电机的数学模型，因此其控制精度一定程度上会受电机参数变化的影响，虽然闭环控制可以部分地弥补了这一缺陷，但无法完全摆脱电机参数的影响。如果能从电机本身结构出发，找到和转速相关的信息，就可以不受数学模型的牵制。目前主要有两类方法：一类是检测转子齿槽谐波磁场在定子绕组中感应出来的谐波电动势，通过快速傅里叶变化和光谱分析来辨识转速信号；另一类是利用转子凸极性，通过对定子绕组注入高频信号，从高频载波信号中提取转子位置和速度信号。但是这类方法对系统硬件以及信号处理要求非常高，给系统设计带来很大的麻烦。

另外，有些学者将各种观测器，如滑模观测器^[45]、自适应观测器^[46]、扩展卡尔曼滤波器^[47]等，以及智能控制中的神经网络^[48]、模糊控制^[49]应用到异步电机无传感器矢量控制系统中，但都处于理论探索阶段，离实用化相差甚远。总体来说，目前异步电机无传感器矢量控制技术发展相对成熟，已步入商业化实用阶段，广泛应用于印刷、印染、纺织机、钢铁生产线、起重、电动汽车等领域。

1.2.2 永磁无刷直流电机无传感器控制研究现状

永磁无刷直流电机是将电机本体、位置检测电路、功率逆变器组合成一体的永磁电机，它既保留传统有刷电机良好调速性能，又省去机械电刷和换向器，同时与异步电机相比，具有体积小、重量轻、结构简单、效率高、转动惯量低、易

电感法主要是针对电机静止或者低速运行时反电动势无法检测时采用的一种方法,定子绕组自感是绕组轴线与转子直轴之间夹角的函数,通过检测电感值大致获取转子位置信号,再利用磁场饱和性原理来判断磁极极性,从而获得位置信号,这种方法只能应用在凸极电机上,而且电感值的检测实现难度大,因此应用前景不大。

永磁无刷直流电机的反电动势傅里叶分解后除基波外,还有丰富的高次谐波分量,且三次谐波占整个基波幅值的 66%,反电动势三次谐波积分可得到的磁通三次谐波信号。图 1-3 为转子磁通三次谐波与换相点的对应关系,可以清晰地看到转子磁通三次谐波中的过零点就是定子绕组换相点,因此可以通过检测转子磁通三次谐波的过零点来判断换相时刻。与反电动势法相比,反电动势三次谐波频率是基波频率三倍,在低速时更容易检测,同时三次谐波信号中高次谐波的含量少,幅值小,容易滤除,滤波器设计简单,容易实现。三次谐波电势法不足之处是需要引出中心点,以测量中心点电压值,对于中心点不易引出的电机系统这种方法是不合适的。

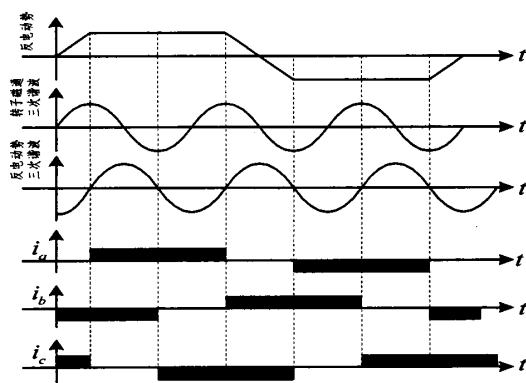


图 1-3 转子磁通三次谐波与换相点对应关系

另外还有状态观测器、卡尔曼滤波器等方法,这些方法尚处于理论研究阶段。总体来说以上几种位置检测技术各有优点和局限性,如何完善各种转子位置检测方法,设计出更可靠稳定全面的转子位置辨识方法是推动永磁无刷电机无传感器技术实用化的关键所在,也是未来无刷直流电机控制技术发展趋势之一。

1.2.3 永磁同步电机无传感器控制研究现状

永磁同步电机是在电励磁三相同步电机基础上发展起来的,其定子部分与电

励磁三相同步电机定子部分基本相同，转子部分采用永磁体代替电励磁系统，省去了励磁绕组、集电环和电刷，使得电机体积和重量大为减少。与同容量异步电机相比，效率能提高 4%-13%，功率因素提高 5%-20%。在现代大容量伺服系统以及风力发电使用的风机中，永磁同步电机所占的比重越来越高。针对它的各种运行控制都是建立在闭环控制基础上的，必然存在机械传感器带来的一系列问题，如兆瓦级直驱风电系统中，直驱永磁同步电机直接与风力机箱连接，其机械结构往往使位置编码器无法安装。为此，国内外很多学者致力于永磁同步电机的无传感器控制技术的研究，并积极推广其技术的产业化。但是，目前仍然没有一个很好的办法实现永磁同步电机全速范围内的无传感器控制，因此永磁同步电机无传感器控制的研究成为当今电力传动领域的研究热点和难点，这也正是本文的主要研究范畴，所做工作受到浙江省自然科学基金资助。在介绍永磁同步电机无传感器控制研究现状之前先对控制对象的数学模型以及常用控制策略做一下简单介绍。

1.2.3.1 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机按照永磁体在转子上位置上的不同可以分为面贴式、内插式、内埋式三种^[69]，如图 1-4 所示。面贴式转子结构易于实现最优设计、电机气隙磁密度波形趋于正弦波分布；内插式转子直径可以设计很小，电机转动惯量小，动态性能好；内埋式由于永磁体位于转子内部，能有效避免永磁体失磁，磁路气隙小，电枢反应强，适合高速或者弱磁工况下运行。面贴式属于隐极式同步电机，d 轴和 q 轴同步电抗相等。而内插式和内埋式属于凸极式同步电机，PMSM 的直轴有效气隙比交轴有效气隙大，因此直轴同步电抗小于交轴同步电抗，正是这种同步电感的差异，使电机结构表现出一定的凸极性，通常称为结构性凸极。根据永磁材料的类别和设计要求的不同，转子结构可以有不同的选择，选择原则是除了考虑制造、成本以及运行可靠外，要尽量使励磁磁场正弦分布。

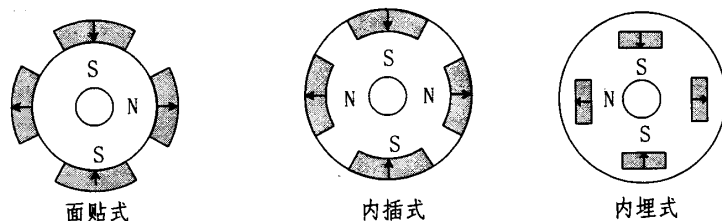


图 1-4 永磁同步电机永磁体不同放置位置

在研究永磁同步电机数学模型之前做如下假设^[70]:

- ① 转子上没有阻尼绕组;
- ② 忽略定子铁心饱和, 不计铁心涡流和磁滞损耗;
- ③ 永磁材料的磁导率为零, 永磁体内部磁导率与空气相同;
- ④ 转子气隙磁场在空间分布为正弦波, 相绕组中感应电动势也为正弦波。

在永磁同步电机矢量控制系统建模分析中, 静止坐标系 $\alpha\beta$ 轴数学模型和旋转坐标系 dq 轴数学模型最为常见, 通常将旋转坐标系 d 轴定义在转子的 N 极上, α 轴和定子 A 相绕组一致, 图 1-5 给出了 PMSM 常用坐标系统示意图。

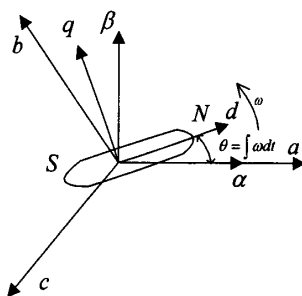


图 1-5 PMSM 常用坐标系矢量图

旋转 dq 坐标系中定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dot{\psi}_d - \psi_q \omega_r \\ u_q = R_s i_q + \dot{\psi}_q + \psi_d \omega_r \end{cases} \quad (1.1)$$

旋转 dq 坐标系中定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.2)$$

旋转 dq 坐标系中定子电流方程为

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_r \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q}{L_q} - \frac{\omega_r}{L_q} \psi_f \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

旋转 dq 坐标系中电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} P [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1.4)$$

式中 u 、 i 、 ψ 、 T_e 分别为定子电压、电流、磁链以及电磁转矩, d 、 q 分别为定子直轴、交轴分量, R_s 为定子绕组电阻值, L_d 、 L_q 为定子绕组直轴、交轴电感,

ψ_r 为转子永磁体磁链, ω_r 为转子速度, P 为极对数。

在 PMSM 控制研究中, 静止 $\alpha\beta$ 坐标系中的数学模型同样很重要。可以通过 $dq \rightarrow \alpha\beta$ 坐标变换得到静止两相坐标系中下 PMSM 数学模型如下

静止 $\alpha\beta$ 坐标系中定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_\alpha = (L^+ + L^- \cos 2\theta_r) i_\alpha + L^- \sin 2\theta_r i_\beta + \psi_f \cos \theta_r \\ \psi_\beta = L^- \sin 2\theta_r i_\alpha + (L^+ - L^- \cos 2\theta_r) i_\beta + \psi_f \sin \theta_r \end{cases} \quad (1.5)$$

静止 $\alpha\beta$ 坐标系中定子电压方程为

$$\begin{cases} u_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d}{dt}(L_\alpha i_\alpha) + \frac{d}{dt}(L_{\alpha\beta} i_\beta) - \omega_r \psi_f \sin \theta \\ u_\beta = R_s i_\beta + \frac{d}{dt}(L_{\alpha\beta} i_\alpha) + \frac{d}{dt}(L_\beta i_\beta) + \omega_r \psi_f \cos \theta \end{cases} \quad (1.6)$$

其中 $L_\alpha = L^+ + L^- \cos 2\theta$ 、 $L_\beta = L^+ - L^- \cos 2\theta$ 、 $L_{\alpha\beta} = L^- \sin 2\theta$, $L^+ = (L_d + L_q)/2$

$L^- = (L_d - L_q)/2$ 。

1.2.3.2 永磁同步电机矢量控制策略

永磁同步电机高性能矢量控制归根到底是对电机转矩的控制, 通过对直、交轴定子电流控制可以达到对转矩控制的效果, 目前常用的永磁同步电机电流控制方法有^[71]: ① $i_d=0$ 控制法 ② 最大转矩电流比控制。

$i_d=0$ 控制又称磁场定向控制, 其原理是在定子电流幅值一定的情况下尽可能使输出转矩最大, 它是额定转速以下的一种恒转矩调速方式。由于直轴电流为零, 电机不存在直轴电枢反应, 因此永磁体不会退磁。电机电磁转矩 T_e 仅与交轴电流 i_q 有关, 电机所有电流均用来产生电磁力矩, 因而电流控制效率高。对面贴式永磁同步电机来说, $i_d=0$ 时电流所产生电磁转矩最大, 此时永磁同步电机相当于一台他励直流电机, 永磁体励磁磁势与定子电流空间磁场磁势正交, 所有电流均被用来产生电磁转矩。但对具有结构性凸极的内置式或者内埋式永磁同步电机而言, 由于电机磁阻转矩不能得到充分利用, 无法充分发挥其输出转矩能力, 因此 $i_d=0$ 控制方法适合用于面贴式永磁同步电机矢量控制中。

最大转矩电流比控制 (MTPA) 是一种转矩优化控制思想。其原理是在满足电机拖动系统负载转矩要求前提下, 尽可能减小定子电流幅值大小, 从而提高电机稳态运行效率。为了实现 MTPA 控制, 根据转矩和电流的函数关系式以及极

值原理可知： $dT/d\theta=0$, $d^2T/d\theta^2<0$ ，从而得到直轴电流表达式

$$i_d = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_q - L_d)} \quad (1.7)$$

最大转矩电流比控制是通过削弱转子励磁磁场的削弱来提高电机功率因素，进而增大单位电流对应的电磁转矩。由于其具有减弱转子磁场的效果，所以该方法多应用于电机转速超过额定转速的工况下，通过在弱磁控制方式下运行来扩大电机调速范围。但是这种方法计算繁琐，运算量大，需要查表或者迭代法加以实现，所以对算法承载芯片的要求很高。

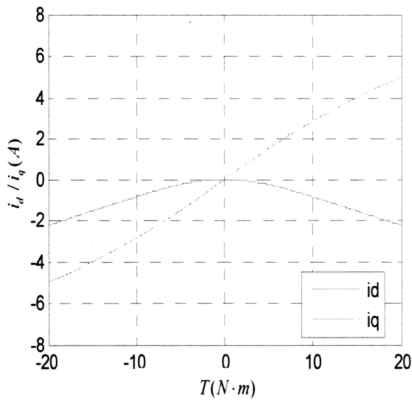


图 1-6 MTPA 控制下的转矩电流关系

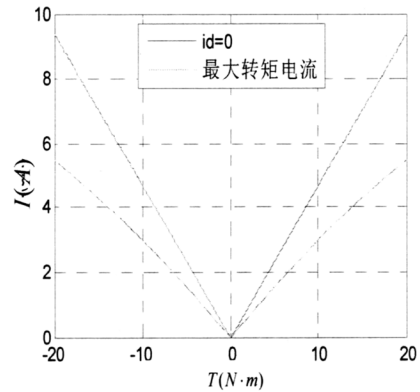


图 1-7 两种控制策略效果对比

图 1-6 为最大转矩电流比控制时的电机 dq 轴电流与电磁转矩 T 之间的对应关系，图 1-7 为 $i_d=0$ 控制与最大转矩电流比控制时分别对应的定子电流幅值与转矩关系，可以看出在电机输出转矩满足负载要求的前提下，采用 $i_d=0$ 控制策略时所需电流明显大于采用最大转矩电流比控制策略时所需电流。

1.2.3.3 永磁同步电机无传感器控制策略

国外永磁同步电机无传感器控制研究开始于 20 世纪 80 年代，国内开始于 20 世纪 90 年代，到目前为止，尚没有一种成熟的方法，能够在低速和高速运行范围都能达到较高的速度和位置估计精度，大多数控制策略研究停留在理论和仿真阶段。根据适合运行速度的范围，可以将目前永磁同步电机无传感器控制策略分为三大类：（1）适用于中速和高速的方法；（2）适用于低速的方法；（3）适用于转子初始位置检测的方法。

（1）第一类：适用于中速和高速的无传感器控制方法

该类方法依赖于电机基波模型，主要是通过各种算法获取与转速有关物理量（如电压、电流、磁链、反电动势等），再从这些物理量中提取转子速度及位置信号。这些方法在中、高速时具有一定的有效性和实用性，但是当电机运行在零速和低速时，物理量的信噪比很低，加上其他干扰因素，无法获得有用信息，因此基于基波模型的方法不适合零速和低速场合中。目前这类方法常有以下几种：

① 基于数学模型的开环估计^[72-78]

早期的永磁同步电机无传感器控制技术采用的是基于电机数学模型的开环估计算法，如根据电机端电压和电流直接计算法，或者根据电感变化的转子位置估计法。这类方法计算简单，动态响应快，但是由于建立在电机数学模型基础上的，因此会受电机参数变化的影响，需要参数在线辨识。因此对于电感估计法来说，需要通过查表的方式得到转子位置，一旦出现电感饱和，将引起很大的估计误差，所以这种开环估计法很难用在高精度的电机控制场合。

② 观测器估计法

为了克服和解决开环估计存在的问题，国内外学者们开始致力于闭环控制方法的研究，其中状态观测器的研究成果最为丰硕，虽然状态观测器本身也依赖电机参数，但是参数带来的不确定和变化可由状态观测器的校正环节予以补偿。其实质是一种状态重构，利用原系统直接可以测量的变量作为输入信号，使输出信号 $x(t)$ 在一定条件下等于估计的状态量 $\hat{x}(t)$ ，等价的原则是两者间的误差在校正环节控制下逐渐趋于零，通常称 $\hat{x}(t)$ 为 $x(t)$ 的重构，闭环控制的状态观测器如图 1-8 所示。根据观测器校正环节选取的不同，可以分为全/降阶状态观测器^[79-80]、模型参考自适应观测器^[81-84]、滑模观测器^[85-89]、扩展卡尔曼滤波器^[90-93]等。

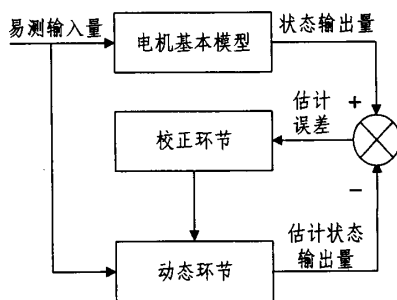


图 1-8 闭环状态观测器原理图

全阶状态观测器在辨识转子速度的同时，可以对转子磁链、定子电流等状态

量进行观测,但其对电机参数依赖过多,低速范围内效果不好,反馈增益矩阵的选取直接关系到观测精度,选取不当会引起系统不稳定。将全阶观测器中的可测部分与不可测部分分离开来,即可构成降阶观测器,与全阶观测器相比,降阶观测器的优点在于简单可靠,计算时间较少,但是同样存在全阶观测器的缺陷。

模型参考自适应观测器校正环节取决于自适应率的设计,主要思想是将不含未知参数的方程作为参考模型,含待估参数方程作为可调模型,当两模型输入量一致时,根据它们输出量的差值,设计合适的自适应率,以达到可调模型跟踪参考模型的目的。模型参考自适应是一种基于稳定性理论的参数辨识方法,其估算精度跟参考模型本身的选取有关。如何选择合适的自适应律,在提高收敛速度的同时保证系统的稳定性以及对参数的鲁棒性是这种方法需要深入研究的问题。

滑模观测器的校正环节是利用滑模原理中滑动模态的概念,把一般的状态观测器中的控制回路以滑模变结构形式设计,通过结构变换开关的高频率来回切换,使状态的运动点以很小的幅度在相平面上运动,最终稳定到平衡点。这类方法具有对参数变化及外部扰动不敏感,鲁棒性强、动态响应快等特点。但是一旦滑模控制进入滑动模态后,开关时间和空间上的滞后会使滑模观测器呈现抖动现象,观测值沿着实际值上下振荡,因此会影响被估量的估计精度,如何消除滑模观测器自身带来的振荡现象是其在无传感器控制应用时亟需解决的问题。

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——扩展卡尔曼滤波器,其特点是考虑到系统的模型误差和测量噪声的统计特性,属于非线性估计算法,是卡尔曼滤波器在非线性系统中的一种应用形式。和其他观测器一样,扩展卡尔曼滤波器输出量能够很好跟踪系统状态量,但是和别的观测器不同之处是,它是随机的和非线性的,不仅具有优化和自适应能力,还可以更好地抑制测量和扰动噪声。将扩展卡尔曼滤波器应用于无传感器控制上是由德国亚琛大学的学者最先提出,它可以在没有准确初始条件情况下实现观测器的稳定收敛,直接得到定子磁链矢量和转子位置估计值。但是这种方法不足之处是计算量大,对算法承载芯片要求高;在零速附近,由于定子电压很小,测量误差的增大和电机模型的不确定性会影响状态估计误差,系统处于失控状态,因此扩展卡尔曼滤波器在零速和低速时无法保证电机系统无传感器可靠运行。

③ 人工智能理论估算方法

20 世纪 90 年代以来,电气传动中的控制方案逐步走向多元化,智能控制思

想开始应用于永磁同步电机无传感器控制领域（如模糊控制^[94-95]、神经网络^[96-99]等）。智能控制不仅可以取代传统 PI 调节器，还可以在电机和控制器参数未知前提下，完成对各种状态量的估计，因此对参数的依赖性小，系统稳定性能好，其中基于神经网络的方法在速度估计中应用最广，特别是前馈多层模型神经网络法。总体来说，智能控制很多理论和技术问题还不太成熟，需要专门的硬件支持，难度较大，因此这类方法离实用化相差甚远。但随着智能控制理论的不完善以及硬件数据处理功能的增强，基于人工智能方法的无传感器控制技术将会给交流传动领域带来革命性的变化。

（2）第二类：适用于低速的无传感器控制方法

为了解决基波模型法在低速存在的问题，美国威斯康辛大学的 Lorenz 等学者提出了高频信号注入法^[100-102]，其基本原理是：通过向永磁同步电机定子绕组注入高频电压信号或者高频电流信号，使其产生幅值恒定的旋转磁场，或者产生沿着某一轴线脉动的交变磁场。如果转子具有凸极性（内插式 PMSM 和内埋式 PMSM 是结构性凸极，而面贴式 PMSM 在电机主磁路饱和时表现出饱和性凸极），在转子旋转过程中气隙磁场会受到转子凸极的调制作用，相应的定子电流中会出现与转子位置信号相关的高频载波成分，进而可以从这些高频载波信号中提取转子速度及位置信息。这类方法具有三个基本特征：电机本身具有凸极性、需要外部高频激励信号注入、需要高带宽的信号滤波器。由于其不依赖于电机本身模型，因此不会受到电机参数变化的影响，但在高速区域，反电动势过大，使得激励模型本身存在误差，进而使转子速度及位置检测精度下降，系统稳定性变差。目前研究比较多的主要有三种：高频旋转电压注入法^[103]、高频旋转电流注入法^[104]、高频脉振电压注入法^[105]。另外，有些学者另辟蹊径，探讨了低频信号注入法^[106]和通过检测逆变器电流变化率^[107-109]来提取转子速度和位置信号。

旋转高频电压注入法和旋转高频电流注入法的区别在于注入的信号不一样，这取决于逆变器的特性，如果逆变器是电压源型，采用旋转高频电压注入法比较合适；如果逆变器是电流源型，采用旋转高频电流注入法相对方便，但需对传统 PI 调节器进行改进，多采用复向量同步 PI 调节器^[110]。旋转高频电流注入法虽然对转子位置信号的提取较旋转高频电压注入法简单一些，但是其位置观测器的带宽相对后者要小一些。因此选择哪种方式，取决于实际系统中的逆变器类型、电

流调节器的带宽以及动态性能的要求。

高频脉振信号注入法和高频旋转信号注入法的区别在于信号注入的参考坐标系不同。高频旋转注入法往往选择等幅、等频、相位互差 $\pi/2$ 两个正弦信号分别从静止坐标轴 $\alpha\beta$ 注入（或者等幅、等频、相位互差 $2\pi/3$ 三个正弦信号从三相静止坐标系 ABC 注入，由坐标变换原理，两种方式是等效的），在空间产生一个旋转电压矢量；而高频脉振信号注入法是从估计的同步轴旋转坐标轴 \hat{d} 轴注入，在空间产生一个脉振电压矢量。尽管注入的方式上有所不同，但两种方法都会对高频响应信号产生调制。总体来说，高频脉振信号注入法可跟踪饱和性凸极位置，而高频旋转信号注入法是不行的，因此高频脉振信号注入法不仅可以用在凸极式永磁同步电机无传感器低速控制而且同样适合于隐极式永磁同步电机低速无传感器控制。

（3）第三类：适合于转子初始位置检测的方法。

对于矢量控制而言，要实现磁场的准确定向、定子电流转矩分量和励磁分量的有效解耦，以及电机的顺利起动和可靠运行，都需要准确知道转子的初始空间位置。在安装光电编码器的永磁同步电机驱动控制中，经常因为初始位置检测误差较大，导致电机起动时发生反转或者失步；对于无传感器控制系统而言，初始位置的检测更是难点所在，特别是面贴式永磁同步电机初始位置估计更为困难，因此国内外学者一直致力于这一方面的研究，目前永磁同步电机转子初始位置检测方法主要有以下几种：

①施加恒定电压空间矢量法^[111]

此类方法是通过施加方向恒定的空间电压矢量使转子定位在指定位置处，在电机重载时需要施加较长时间方向恒定的空间电压矢量，以产生足够的力矩实现转子定位，这种长时间的施加电压容易引起大电流，危害电机本身的安全，同时会引起负载机械初始位置发生变化，故该方法在实际场合中有极大的使用限制。

②施加幅值相同、方向不同的电压脉冲法^[112]

通过给电机施加幅值相同、方向不同的一系列电压脉冲，检测并比较其相应的定子电流来估计转子位置。这种方法虽然理论上可以达到较高的估计精度，但在实际过程中需要利用 PWM 脉冲发生器产生不同方向的电压空间矢量，在施加脉冲期间，开关动作较多，易对采样电路造成干扰，而且开关动作的死区时间也

会对电流变化造成影响，另外不断细分的估计方法会使估计速度变慢。

③施加等宽电压脉冲法^[113]

通过在定子绕组中依次施加 6 个非零空间电压矢量来检测比较定子电流，这种方法不需要 PWM 脉冲发生器，并且定子电流线性变化，脉冲施加期间无开关动作，因此可以准确地检测电流的变化率，降低对电流检测硬件电路要求。但是由于施加电压脉冲太少，一旦扇区检测错误导致选择错误的话，会引起起动失败。

④ INFORM 电感法^[114-115]

它是通过在短时间内向定子绕组施加不同方向的电压空间矢量，检测其相应的定子电流空间矢量变化率，并定义电压空间矢量与电流空间矢量变化率复比值为复“INFORM”电感，这个复电感含有关于转子磁链（或者转子磁链初始位置）的信息。在实际中，通过施加 6 个非零电压空间矢量后根据电流响应计算复电感值进而得到转子初始位置角度。该方法在实际应用中对电流检测硬件电路的精度要求较高，而且实际复电感与转子初始位置角度关系非线性以及实际测量数据的离散性，使得分辨率无法保证，有时甚至会出现较大的初始位置检测错误。

综上所述，目前还没有一种方法可在全速范围内实现永磁同步电机无传感控制，中、高速方法多基于电机基波模型，这类方法既有优势也存在不足，进一步完善各类方法是今后的一个研究方向。而低速、零速方法多基于电机高频激励模型，虽然可以很好的解决基波模型在低、零速时存在的问题，但是设计复杂，信号处理要求高，工业实际应用难度大。如何在保证系统性能的基础上简化设计同时在信号处理上选择更为有效的方式是今后低、零速方法需要面对的问题，将中、高速控制方法和低、零速方法有效结合起来，扬长避短，也是永磁同步电机全速范围无传感器控制的发展趋势。

1.3 本文主要研究内容

本文主要对永磁同步电机无传感器控制技术展开研究，探讨全速范围内的无传感器控制方法，文章内容和结构如下：

第一章阐述论文研究背景。对整个交流电机无传感控制研究现状及其存在的问题作了详细的介绍。

第二章运用超稳定性理论设计 MRAS 和自适应全阶观测器，并应用于永磁同步电机无传感器控制系统中，给出两种方法的分析对比。

第三章将滑模变结构应用到永磁同步电机中、高速无传感控制中，设计了鲁棒性能强的滑模观测器，针对滑模带来的抖振问题，设计出锁相环位置估计单元以及扩展滑模观测器，以消除滑模抖振对信号提取的影响。另外，从趋近率设计出发，在无传感器矢量控制系统前向通道上采用基于变趋近率的滑模控制器，其不仅继承滑模本身鲁棒性强的特点，而且起到削弱抖振的效果。

第四章针对基波模型在低速存在的问题，将高频脉振电压注入法用于永磁同步电机低速时的位置检测。针对零速时转子磁极极性无法辨别可能带来的起动失败问题，利用饱和凸极效应原理，沿转子磁极初次判断位置注入方向相反的脉冲电压，通过其电流响应判断磁极极性，进而得到准确的转子初始位置。将中、高速控制策略和低速控制策略结合起来，取长补短，设计了全速范围内的复合观测器，仿真结果验证了此方案的可行性。

第五章构建永磁同步电机无传感器控制系统实验平台，给出零、低、中、高速各种工况下的无传感器控制方案实验结果，初步实现永磁同步电机全速范围内的无传感器控制。

第六章为本文总结与展望。

第二章 基于模型参考自适应原理的永磁同步电机无传感器控制

自从 50 年代末期由美国麻省理工学院 Whitaker 等人提出第一个自适应控制系统以来, 自适应理论及应用引起学者们广泛重视^[116-117]。自适应控制的基本思想是: 在控制系统运行过程中, 系统自身不断检测被控系统的状态、性能以及参数, 并实时地将系统当前的运行指标与期望指标相比较, 进而作出决策, 通过自适应规律来改变控制器的结构与参数, 以保证系统运行在其定义的最优状态下。自适应控制系统形式有很多种, 目前理论上比较成熟同时实际应用较多是模型参考自适应控制系统 (MRAS) 和自校正调节器 (STR) 这两种。这两类自适应结构的共同点是控制器参数随着被控对象特性变化而进行调整。不同之处是前者控制器参数的调整是基于参考模型输出与实际模型输出之间的误差, 自适应控制规律的设计是从系统稳定角度出发; 而后者是基于对象的参数识别, 决定控制规律的依据是系统某一性能指标。对于永磁同步电机无传感器系统来说, 不易构造指标函数, 而系统参考模型很容易得到, 因此采用模型参考自适应系统更容易辨识实际系统中的未知参数。

对于模型参考自适应系统来说, 设计的关键是自适应率的选取。自适应率设计的方法大致有三种: 以局部参数最优化理论为基础的设计方法, 以李雅普诺夫稳定性理论为基础的设计方法, 以 Popov 稳定性理论为基础的设计方法。本文采用基于波波夫超稳定性理论的设计方法, 下面简要介绍一下其原理。

2.1 模型参考自适应理论基础

2.1.1 超稳定性理论

对于实际闭环控制, 采用非线性孤立方法^[118], 即位于前向通道中的是系统线性部分, 一般是定常的。反馈通道是系统的非线性部分, 既可以是定常的也可以是时变的, 构成如图 2-1 所示的闭环系统。这里为了研究整个系统的全局稳定, 不妨假设 $r = 0$, 从而有 $r' = -\sigma$, 如果反馈通道任何非线性时变部分的输

入 y 和输出 σ 均满足下列

$$\psi(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \sigma^T(\tau) y(\tau) d\tau \geq -r_0^2 \quad t_1 \geq t_0 \quad (2.1)$$

同时存在常数 $\xi > 0$ 和 $\lambda > 0$ ，使得线性定常部分状态量 x 的解 $x(t)$ 满足不等式

$$\|x(t)\| < \xi \cdot [\|x(t_0)\| + \lambda] \quad \forall t \geq t_0 \quad (2.2)$$

那么这个闭环系统就是超稳定系统，不等式 (2.1) 即为 Popov 积分不等式。其含义可以理解为：系统从 t_0 到 t_1 时刻的储能是有界的，这种情况下超稳定性系统状态量稳态时被限制在 $x = 0$ 附近，Popov 积分不等式作用类似于李雅普诺夫稳定性理论中的李雅普诺夫函数 V 。

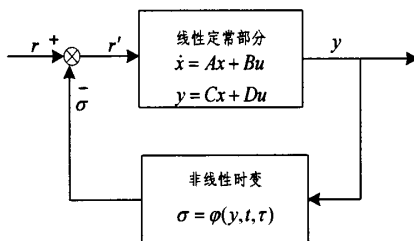


图 2-1 非线性孤立闭环系统

这里给出定义闭环系统为超稳定的充要条件

- (1) 前向通道线性定常部分传递函数 $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ 严格正实^[119];
- (2) 反馈通道，输入输出满足满足 Popov 不等式

$$\psi(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \sigma^T(\tau) y(\tau) d\tau \geq -r_0^2 \quad t_1 \geq t_0$$

如果系统是超稳定系统，则满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ 。

2.1.2 基于超稳定性理论的模型参考自适应控制系统设计

一个典型的模型参考自适应控制系统由参考模型、可调模型以及自适应机构三部分组成，大致可分为并联型、串联型、并串联型三种，其中并联模型参考自适应系统在实际中应用最广，本文无传感器控制系统设计建立在并联式模型参考自适应基础上的，因此这里重点阐述并联式模型参考自适应系统设计原理，其他结构类型虽有差异，但分析方法基本相同。

并联型模型参考自适应控制系统结构如图 2-2 所示，参考模型的特性被设定

为闭环系统所期望的动态行为。系统的调整是根据被控对象的实际输出与参考模型输出之间的误差来校正控制器参数，力图使误差趋于零，这样系统就能达到或接近所期望的动态行为^[120]。

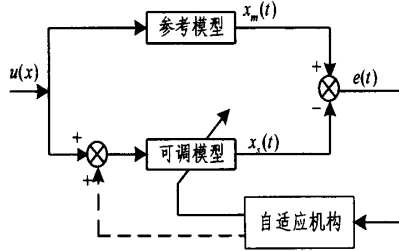


图 2-2 并联型模型参考自适应控制系统框图

为了更好地理解如何运用超稳定性理论设计并联模型参考自适应控制系统，下面从状态方程的角度描述其机理过程。

设参考模型的状态方程为

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m u(t) \quad (2.3)$$

其中 $x_m(0) = x_{m0}$ ， $x_m(t)$ 为 n 维状态向量， $u(t)$ 为 m 维输入向量， A_m 为 $n \times n$ 维矩阵， B_m 为 $n \times m$ 矩阵。

可调模型的状态方程为

$$\dot{x}_s(t) = A(e, t) x_s(t) + B(e, t) u(t) \quad (2.4)$$

其中 $A(e, 0) = A_0$ ， $B(e, 0) = B_0$ ， $x(0) = x_0$ ，其中 $x_s(t)$ 为 n 维状态向量， $u(t)$ 为 m 维输入向量， $A(e, t)$ 为 $n \times n$ 维时变矩阵， $B(e, t)$ 为 $n \times m$ 维时变矩阵。整个系统结构如图 2-3 所示。

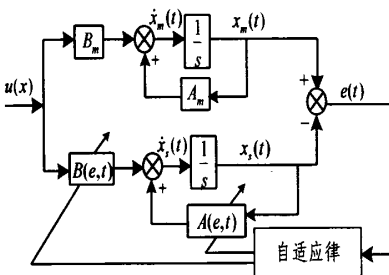


图 2-3 状态方程描述的 MRAS

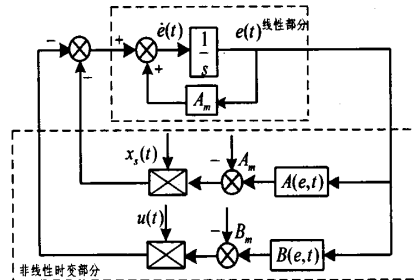


图 2-4 等价误差系统

定义系统状态误差为

$$e(t) = x_m(t) - x_s(t) \quad (2.5)$$

并联式模型参考自适应设计最终归结为确定一个自适应率，使得状态误差 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \rightarrow 0$ ，同时可调模型中的矩阵系数满足

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} A(e, t) = A_m \\ \lim_{t \rightarrow \infty} B(e, t) = B_m \end{cases}$$

由式 (2.3) 和式 (2.4) 可得

$$\dot{e}(t) = A_m e(t) - \eta(t) \quad (2.6)$$

其中 $\eta(t) = [A(e, t) - A_m]x(t) + [B(e, t) - B_m]u(t)$ ，误差等价系统参见图 2-4。可见上半部分是线性部分，下半部分是非线性部分，构成了前面提到的非线性孤立闭环系统特征，要使最终误差 $e(t)$ 为零，即需要保证等价误差系统渐进稳定。

在多数情况下，要使前向通道线性部分的传递函数为严格正实函数是困难的，为此在前向通道上设置了一个线性补偿器 D ，具有 $e'(t) = D \cdot e(t)$ ，此时线性部分的稳定性取决于 A_m 和 D ，可以通过 D 的设置来保证线性环节严格正实性。对于反馈通道非线性环节来说，当前向通道设置线性补偿器后，可调参数矩阵 $A(e, t)$ 、 $B(e, t)$ 中的自变量 e 变成了 e' ，可调参数矩阵也相应为 $A(e', t)$ 、 $B(e', t)$ ，在自适应率作用下，其趋近于它们的参考值 A_m 和 B_m ，随着自变量 e 数值等于零， $A(e', t)$ 、 $B(e', t)$ 最终和 A_m 、 B_m 值保持一致。可见自适应率具有一定记忆功能，可调参数矩阵不仅依赖于当前时刻 $e'(t)$ ，还与其过去值 $\{e'(\tau), 0 \leq \tau \leq t\}$ 有关，因此，常选比例-积分结构作为自适应率，下面一节将着重阐述比例-积分自适应率的原理和可行性。

2.2 基于模型参考自适应原理永磁同步电机转子速度及位置估计

由式 (1.3) 可得旋转坐标系下的面贴式永磁同步电机电流方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_s} \\ \frac{u_q - \psi_f \omega_r}{L_s} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

可见电流方程中包含有转速状态量, 可选电机本体为参考模型, 含待估量电流模型为可调模型, 为了可以直接应用超稳定性原理分析系统稳定性, 做如下处理, 令 $i_d' = i_d + \frac{\psi_f}{L_s}$, $i_q' = i_q$, $u_d' = u_d + \frac{R_s}{L_s} \psi_f$, $u_q' = u_q$, 得到

$$\dot{i}' = A_m i' + B_m u' \quad (2.8)$$

$$\text{式中 } i' = \begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix}, \quad A_m = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, \quad u' = \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix}.$$

根据参考模型式 (2.8) 建立可调模型:

$$\dot{\hat{i}}' = A(e, t) \hat{i}' + B(e, t) u' \quad (2.9)$$

$$\text{式中 } \hat{i}'_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_d' \\ \hat{i}_q' \end{bmatrix}, \quad A(e, t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B(e, t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, \quad u' = \begin{bmatrix} u_d' \\ u_q' \end{bmatrix}.$$

定义广义误差

$$e = i' - \hat{i}'_s \quad (2.10)$$

式 (2.8) 减去式 (2.9) 得

$$\frac{de}{dt} = A_m e - W \quad (2.11)$$

式中 $W = J(\omega_r - \hat{\omega}_r) \hat{i}'_s$, $J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$, 构成图 2-5 所示的反馈系统, 因此, 可以运

用 Popov 超稳定性理论分析系统稳定性, 这里 A_m 矩阵两对角项 $-\frac{R_s}{L_s}$ 为负值, 因

此满足 $(SI - A)^{-1}$ 为严格正定矩阵的稳定条件。若要系统渐进稳定, 只需反馈环节满足不等式

$$\psi(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T W dt \geq -r_0^2 \quad \forall t_1 > 0 \quad (2.12)$$

即

$$\psi(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T J(\omega_r - \hat{\omega}_r) \hat{i}_s' dt \geq -r_0^2 \quad \forall t_1 > 0 \quad (2.13)$$

要满足式 (2.13), 常采用比例积分形式的自适应率, 这里取

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t \Phi_1(e, t, \tau) d\tau + \Phi_2(e, t) + \hat{\omega}_r(0) \quad (2.14)$$

下面验证采用上述形式的自适应率是满足 Popov 积分不等式成立条件的, 同时求解出 $\Phi_1(e, t, \tau)$ 、 $\Phi_2(e, t)$ 。

将式 (2.14) 代入到式 (2.13) 中, 得

$$\begin{aligned} \psi(0, t_1) &= \int_0^{t_1} e^T J[\omega_r - (\int_0^t \Phi_1(e, t, \tau) d\tau + \Phi_2(e, t) + \hat{\omega}_r(0))] \hat{i}_s' dt \\ &= \int_0^{t_1} e^T J[\omega_r - \int_0^t \Phi_1(e, t, \tau) d\tau - \hat{\omega}_r(0)] \hat{i}_s' dt + \int_0^{t_1} e^T J[-\Phi_2(e, t)] \hat{i}_s' dt \\ &= \psi_1(0, t_1) + \psi_2(0, t_1) \end{aligned} \quad (2.15)$$

可见要使 $\psi(0, t_1) \geq -r_0^2$, 只需 $\psi_1(0, t_1) \geq -r_1^2$ 、 $\psi_2(0, t_1) \geq -r_2^2$ 即可。

对于任意 $f(t)$ 来说, 存在

$$\int_0^{t_1} k \dot{f}(t) f(t) dt = \frac{1}{2} k [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} k f^2(0) \quad k > 0 \quad (2.16)$$

这里不妨假设 $\dot{f}(t) = e^T \hat{J} \hat{i}_s'$, 同时 $k \dot{f}(t) = [\omega_r - \int_0^t \Phi_1(e, t, \tau) d\tau - \hat{\omega}_r(0)]$, 由此解得

$$\Phi_1(e, t, \tau) = -k_i e^T \hat{J} \hat{i}_s' \quad k_i > 0 \quad (2.17)$$

同理当 $\Phi_2(e, t) = -k_p e^T \hat{J} \hat{i}_s'$ $k_p > 0$, $\psi_2(0, t_1)$ 中的被积函数为正, 则 $\psi_2(0, t_1)$ 一定大于 $-r_2^2$ 。至此, 在保证 Popov 积分不等式成立的前提下, 分别求解出 $\Phi_1(e, t, \tau)$ 、 $\Phi_2(e, t)$, 代入到式 (2.14), 可以得到转子速度估计量 $\hat{\omega}_r$,

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= k_p (i_d' \hat{i}_q - i_q' \hat{i}_d) + k_i \int_0^t (i_d' \hat{i}_q - i_q' \hat{i}_d) dt \\ &= k_p [i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q)] + k_i \int_0^t [i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q)] dt \end{aligned} \quad (2.18)$$

式中 k_p 、 $k_i > 0$ 。

由上式看出此速度估计算法带有 PI 调节功能, 同时对转速估计值进行积分

可以得到位置估计值 $\hat{\theta} = \int \hat{\omega}_r dt$ 。

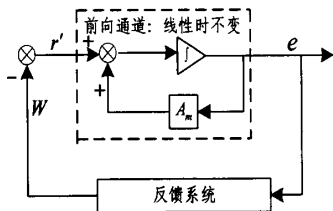


图 2-5 模型参考自适应系统

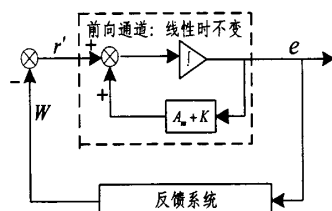


图 2-6 全阶自适应观测器

2.3 基于全阶自适应观测器的永磁同步电机转子速度及位置估计

与 MRAS 不同的是，从提高误差收敛速度的角度出发，本节提出一种全阶自适应观测器，通过引入校正项，使得估计状态量被连续地以反馈方式校正，这个校正项中含有状态估计误差，相当于误差补偿器，由它产生对状态估计方程的校正输入，从而构成闭环状态估计，其误差收敛速度更快，下面简要说明其原理。

将式 (2.7) 重新表述为

$$\frac{di_s}{dt} = Ai_s + Bu_s + D \quad (2.19)$$

$$\text{式中 } i_s = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_f}{L_s} \omega_r \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

根据式 (2.19) 的形式，构造全阶电流观测器

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = \hat{A}\hat{i}_s + Bu_s + \hat{D} + K(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.20)$$

$$\text{式中 } \hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, \quad \hat{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_f}{L_s} \hat{\omega}_r \end{bmatrix}.$$

为了估计转子速度 ω_r ，仍然采用 Popov 超稳定性原理来分析系统稳定性，同样将电机本体电流方程式 (2.19) 作为参考模型，和 MRAS 不同的是，这里将式 (2.20) 表述的全阶电流观测器作为可调模型，定义 $e = i_s - \hat{i}_s$ ，式 (2.19) 减去式 (2.20) 可得误差动态方程

$$\frac{de}{dt} = (A + K)e - W \quad (2.21)$$

式中 $e = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix}$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, $\Delta D = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r - \hat{\omega}_r \end{bmatrix}$, $W = (\omega_r - \hat{\omega}_r) \hat{J}_s + \frac{\psi_f}{L_s} \Delta D$ 。这

里构成如图 2-6 所示的反馈系统, 因此可以运用 Popov 超稳定性理论分析系统稳定性。和前面 MRAS 不同的是这里引入了校正环节, 状态估计误差要乘以一个反馈增益 K , 以优化观测器的下一个输出, 同样反馈增益矩阵 K 要满足系统稳定性要求, 为此取 $K = \begin{bmatrix} -m_1 & -m_2 \\ m_2 & -m_1 \end{bmatrix}$, 其中 $m_1 = (k-1) \frac{R_s}{L_s} (k \geq 1)$, $m_2 = (k-1) \hat{\omega}_r (k \geq 1)$ 。

$A + K$ 矩阵两对角项 $-k \frac{R_s}{L_s}$ 为负值, 因此满足 $(SI - (A + K))^{-1}$ 为严格正定矩阵的稳定条件。可见若系统渐进稳定, 只需反馈环节满足不等式

$$\psi(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T W dt \geq -r_0^2 \quad \forall t_1 > 0 \quad (2.22)$$

即

$$\psi(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T \left[(\omega_r - \hat{\omega}_r) \hat{J}_s + \frac{\psi_f}{L_s} \Delta d \right] dt \geq -r_0^2 \quad \forall t_1 > 0 \quad (2.23)$$

同理于 MRAS 中的自适应率求解, 自适应率取

$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{p}) [i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}_q)] + \hat{\omega}_r(0) \quad (2.24)$$

其中 $k_p, k_i > 0$, 此时反馈系统满足 Popov 积分不等式。

2.4 两种方法的仿真分析对比

MRAS 与自适应观测器法都是采用 Popov 超稳定理论来推导自适应控制规律, 并且最终得到的结果是一致的, 但是两者的原理还是有差别的。前者没有校正环节, 是通过系统稳定性收敛达到对状态量的跟踪, 后者是将状态估计方程和校正环节结合起来构成模型参考自适应系统中的可调模型, 收敛速度更快。为了分析两者的差异, 搭建了系统仿真模型, 整个控制系统原理框图如图 2-7 所示。

仿真参数: 控制周期、定子电流采样周期以及速度估算周期都是 $100\mu s$, PWM 逆变器的载波频率为 $10kHz$, 电机参数根据实际电机的参数选取, 具体见表 2-1。

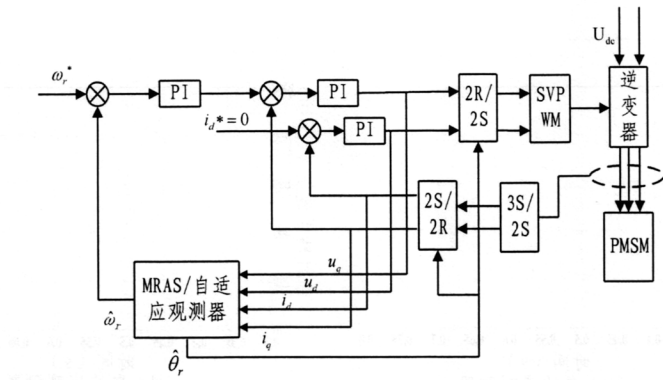
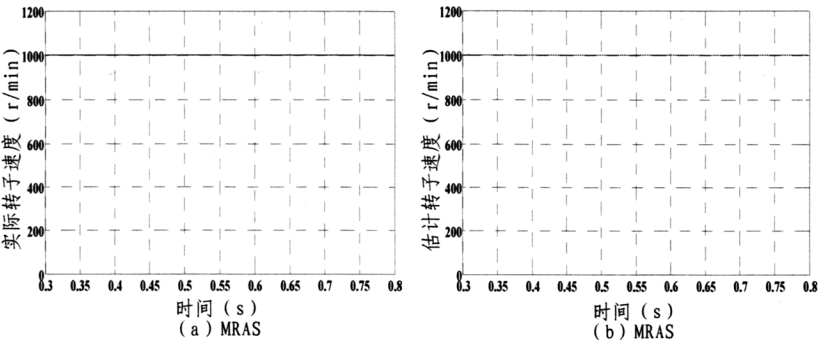


图 2-7 基于 MRAS 与自适应观测器的无传感器矢量控制系统

表 2-1 永磁同步电机参数

额定功率	定子电阻	D 轴电感	Q 轴电感	极对数
1.5kW	1.2Ω	4.8mH	4.8mH	4
额定电压	额定电流	转子磁链	转动惯量	额定转速
220V	9A	0.023Wb	0.002kg*m ²	1000r/min
最大扭矩	额定扭矩	机械时间常数	电气时间常数	最高转速
17.9N.m	7.16 N.m	3.21ms	0.9ms	1500 r/min

图 2-8 (a)、(b)为 1000r/min 时 MRAS 对应的转子速度实际值、估计值，图 (e) 是其相应的估计误差，图 2-8 (c)、(d) 为 1000r/min 时自适应观测器对应的转子速度实际值、估计值，图 (f) 是其相应的估计误差。可以看到，无论是 MRAS 还是自适应观测器均能在高速时很好的完成转子速度跟踪，两者差别不大，估计误差均在 1~2r/min 范围内，完全可以满足电机闭环调速要求。



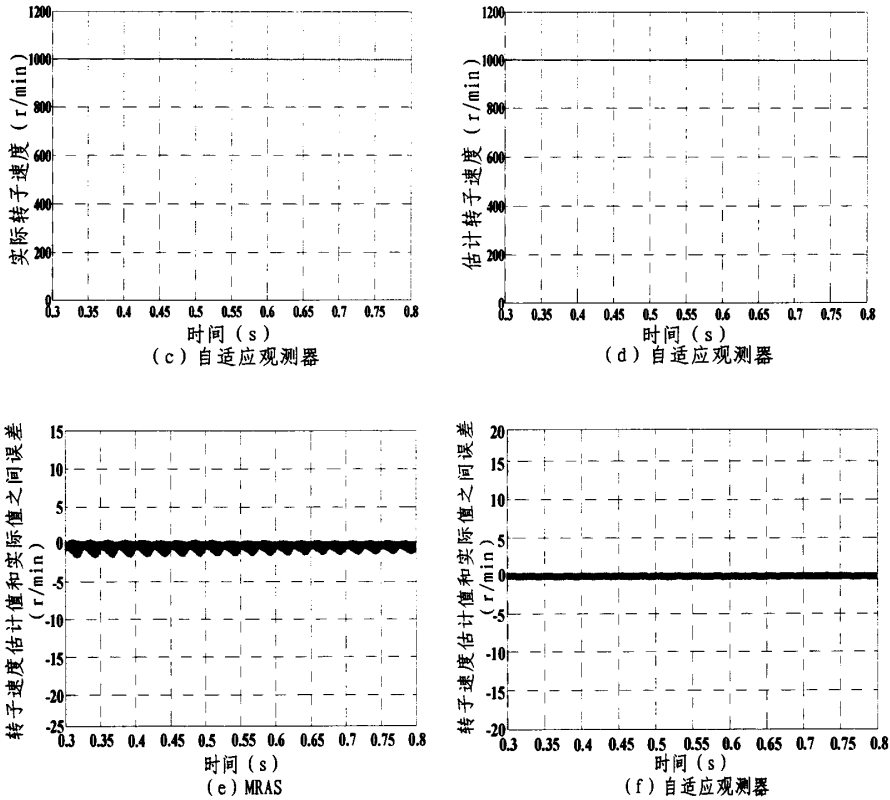
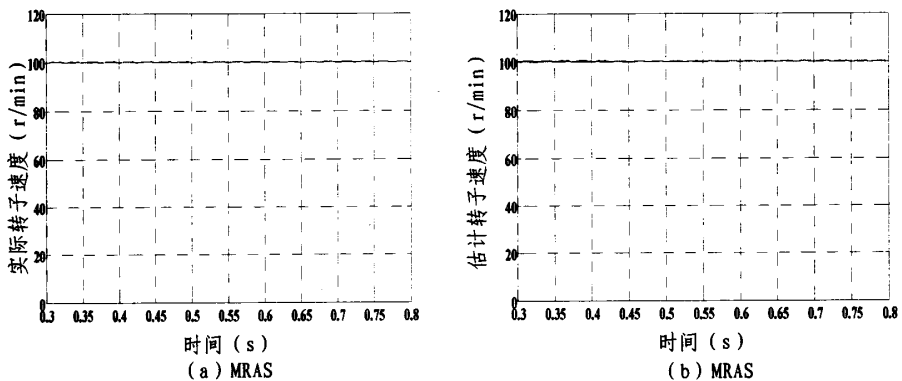


图 2-8 1000r/min 时 MRAS 和自适应观测器分别估计转子速度

图 2-9 (a)、(b)为 100r/min 时 MRAS 对应的转子速度实际值、估计值，图 (e) 是其相应的估计误差，图 2-9 (c)、(d) 为 100r/min 时自适应观测器对应的转子速度实际值、估计值，图 (f) 是其相应的估计误差。可见 MRAS 和自适应观测器在低速范围内的速度估计误差相对高速而言，明显大很多，同时 MRAS 相对自适应观测器而言，转子速度估计误差也相对大些。



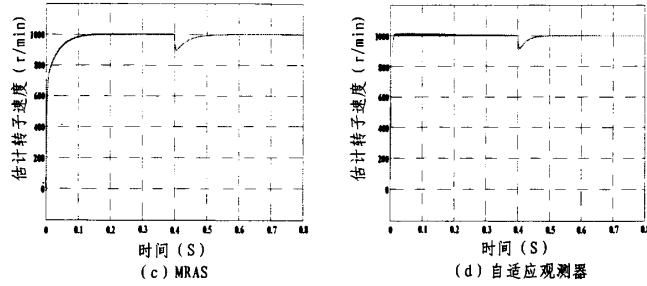


图 2-10 MRAS 与自适应观测器分别控制下的无传感器系统性能比较

增益矩阵系数的选取直接关系到自适应观测器系统稳定性。前面分析到增益矩阵 K 中的系数 k 必须大于等于 1 才能保证永磁同步电机无传感器系统前向通道传递函数是正实的。图 2-11 (a)、(c) 为 $k=-1$ 时估计转子速度估计值及误差仿真结果，可以看出由于自适应观测器系统前向通道传递函数的非正实，导致系统发散的，无法正确识别转速，因此增益矩阵 K 中的系数 k 取值范围必须保证大于等于 1，但是不能过大，否则会扩大测量噪声，同样造成系统不稳定。图 2-11 (b)、(d) 为 $k=100$ 时估计转子速度和估计误差仿真结果，可见 k 值过大也会使系统发散，因此在实际系统中，为了降低对噪声的敏感度，在保证 k 取值范围的基础上，尽量取 k 值小一点。

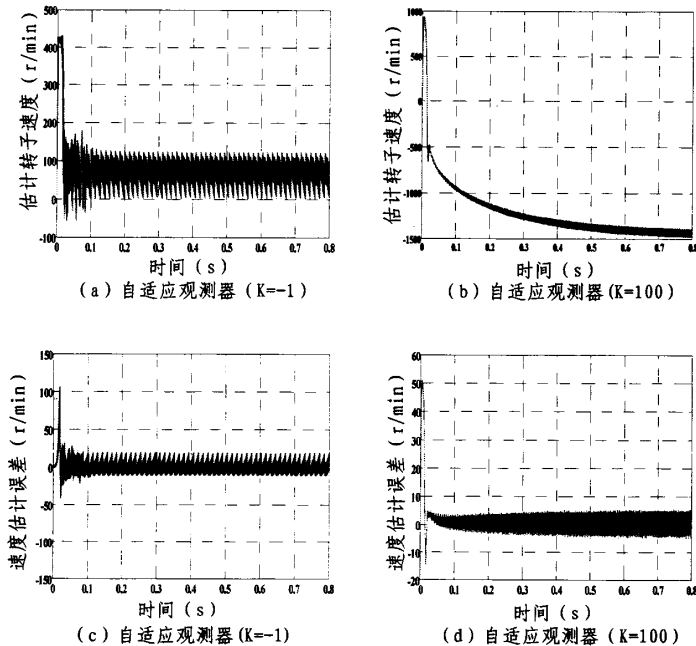


图 2-11 自适应观测器中增益矩阵数值与系统稳定性关系

2.5 本章小结

模型参考自适应系统稳定性设计方法有很多种,本章设计方法是建立在超稳定性理论上,文中首先详细地介绍了超稳定性设计的基本原理,然后应用这一原理设计了模型参考自适应系统和自适应全阶观测器,同时将其应用于永磁同步电机速度检测中,仿真结果显示自适应全阶观测器误差收敛速度是模型参考自适应的 K 倍,当扰动发生时,能更快地恢复到正常状态。

第三章 基于滑模原理的永磁同步电机 无传感器中、高速控制

变结构系统控制是前苏联学者 Emelyanov、Utkin 和 Itkin 在 20 世纪 50 年代,提出的一种控制设计方法^[121-123],当时主要研究对象是二阶和单输入高阶系统,到 70 年代末,随着状态空间线性系统理论的发展,变结构控制设计思想得到极大的丰富,初步形成一套完整的体系。我国学者在 80 年开始关注这一理论^[124-125],特别是高为炳院士在趋近率^[126-127]方面做了很多创新性的工作。滑模变结构是变结构中的一种,其本质是一类特殊的非线性控制技术,即控制上的非连续性。与其他控制方法相比,其系统结构是变化的,这就带来了滑模变结构的特有属性“滑动模态”,迫使系统当前的状态量按照预期的滑动模态轨迹运行到期望点,一旦进入滑动模态,控制对象参数的变化和外部扰动不再作用,因此滑模变结构具有对参数变化及外部扰动不敏感、鲁棒性强、动态响应快等特点。

滑模变结构广泛应用在线性与非线性、连续与离散、同步与时滞系统、确定与不确定系统、集中参数与分散参数系统、集中控制与分散控制等系统中,控制的任务主要有镇定、运动跟踪、模型跟踪等。随着计算机、电子、大功率开关器件的飞速发展,滑模控制器开始应用于机器人、电机等工程控制领域。但是由于滑模因自身机制带来的抖动问题影响到系统控制的精度和稳定性,制约其在工业上的广泛应用。下面从滑模原理出发对其优点和缺点作进一步分析。

3.1 滑模理论基础简述

3.1.1 滑动模态存在条件及等效控制

设系统状态方程为

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (3.1)$$

式中, x 和 f 为 n 维列向量, u 为控制函数,即可以是标量,也可以是向量,其在超面(即切换面) $s(x)=0$ 上发生切换,即

$$u = \begin{cases} u^+(x, t) & \text{当 } s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \text{当 } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

其中 $u^+(x, t)$ 、 $u^-(x, t)$ 、 $s(x)$ 是连续函数，且 $u^+(x, t) \neq u^-(x, t)$ 。

滑模变结构控制需要满足：(1) 到达条件：切换面以外的相轨迹将于有限时间内到达切换面；(2) 切换面是一个滑动模态区，渐进稳定，且动态性能好。下面分别作详细说明：

(1) 到达条件^[125]

对于非零维的切换面，如果其上向量 $f^+ = f(x, t, u^+)$ 和 $f^- = f(x, t, u^-)$ 在法线上的投影具有不同的符号并且方向相对时，状态变量将趋向 $s(x)$ 切换面，并可能在其上做滑动模态运动，如图 3-1 所示。到达条件的数学表达式为

$$\lim_{s \rightarrow +0} \dot{s} < 0, \lim_{s \rightarrow -0} \dot{s} > 0 \quad (3.3)$$

上式可以等价表述成： $s\dot{s} < 0$ ，即滑动模态存在的充分条件。

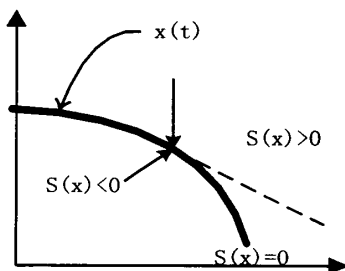


图 3-1 滑动模态存在条件

到达条件只是保证系统初始状态量从任意点出发都能够到达切换面，无法反映出运动是如何到达切换面的。为此，很多学者提出了趋近率的概念，以设计状态量到达切换面的方式。

(2) 等效控制^[126]

所谓滑动模态是指系统的状态变量最终被限制在周围某一子空间上运动，状态点一旦进入这个区域后，将沿着指定区域运动，直到达到它的平衡稳定点为止。理想的滑动模态应该是光滑的，即 $S=0$ ， $\dot{S}=0$ ，但实际中由于时间延迟和空间滞后，使得滑动模态都是带有抖动的，如图 3-2 所示。

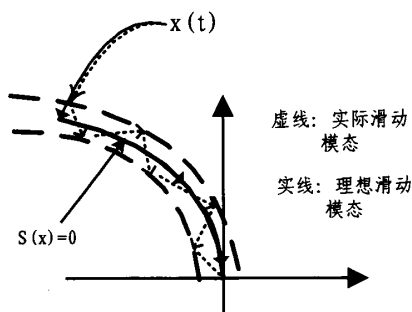


图 3-2 滑动模态实际运行轨迹

由理想滑动模态存在条件 $S=0$, $\dot{S}=0$ 知

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = 0 \quad \text{即} \quad \frac{\partial S}{\partial x} f(x, u, t) = 0 \quad (3.4)$$

上式中 u 的解 $u_e(x)$ 如果存在, 称为系统在滑动模态区内的等效控制, 即为强迫系统状态量沿着切换面 $S(x)$ 运动所需的控制力。

3.1.2 滑模变结构控制设计

滑模变结构控制通常要求任意一点的状态量相轨迹能在有限时间内到达切换面, 滑模动态存在并渐近稳定、同时具有良好的动态性能以及较强的鲁棒性, 这就归纳为两个方面问题: 切换面 $S(x)$ 选择以及控制 $U(x)$ 设计, $S(x)$ 的选择关系到滑动模态存在与稳定性, 而 $U(x)$ 的设计需要满足到达条件的要求, 使得切换面上的点都是止点, 从而形成滑动模态区。

(1) 切换面 $S(x)$ 选择^[125-126]

对于单输入系统来说, 切换函数只有1个。对于多输入系统来说, 切换函数的确定要复杂很多, 有 m 个控制, 就相应有 m 个切换函数, 但是无论是多输入还是单输入, 确定切换函数实质是如何选择系数 C (或系数矩阵 C)。

在单输入下, 切换函数为

$$S = C^T x = [C_1 C_2 \dots C_n] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = C_1 x_1 + C_2 x_2 + \dots + C_n x_n \quad (3.5)$$

多输入下, 切换函数为

$$S = Cx \quad (3.6)$$

其中 S 为 $n \times 1$ 向量, C 为 $n \times m$ 矩阵, 其中各个子系数为 $C_{ij} (i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m)$

(2) $U(x)$ 设计

$U(x)$ 的设计需要满足切换面到达条件的要求, 使得切换面上的点都是止点, 从而形成滑动模态区。常用的几种控制方法为

- 1) 常值切换控制 $u = u_0 \operatorname{sgn}(s(x))$, u_0 是待求的常数, 要确定 u 就是求 u_0 。
- 2) 函数切换控制 $u = u_{eq} + u_0 \operatorname{sgn}(s(x))$, u_{eq} 为等效控制, 它维持滑动模态运动,

第二项主要保证到达条件成立。

3) 比例切换控制

$$\begin{aligned} u(x) &= \psi_i x, \quad \psi_i = [\psi_{i1}, \psi_{i2}, \dots, \psi_{im}] \\ \psi_{ij} &= \begin{cases} \alpha_{ij} & (s_i(x)x_i > 0) \\ \beta_{ij} & (s_i(x)x_i < 0) \end{cases} \end{aligned} \quad (3.7)$$

其中 $\alpha_{ij} < \beta_{ij}$, $s_i(x)$ 是切换函数, 共 n 个。

总体来说, 滑模控制中 $U(x)$ 选择形式有很多种, 无论哪种形式, 都要满足到达条件, 既要考虑到其实现难易程度, 也要防止 $u^+(x, t)$ 过大, 以免出现饱和失控现象。

3.1.3 滑动运动的不变性

滑模变结构一个突出优点就是可以实现滑动模态与系统参数摄动以及外部干扰完全无关, 即所谓的滑动运动不变性, 这种不变性具有比鲁棒性还优良的性质^[128], 因此也是滑模变结构受到重视的主要原因。但是不变性的成立是有条件的, 需要满足滑动模态匹配条件, 下面具体分析其原理。

(1) 系统在受外界干扰 f 时, 可表述为

$$\dot{x} = Ax + Bu + Df \quad (3.8)$$

设切换函数为 $S = Cx$, $s \in \mathbb{R}^m$, 滑动模态处于 $s = 0$ 的某一子空间内, 令 $\dot{s} = 0$, 由

等效控制知

$$u = -(CB)^{-1}C[Ax + Df] \quad (3.9)$$

从而得到滑动模态的运动微分方程

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [I - B(CB)^{-1}C]Ax + [I - B(CB)^{-1}C]Df \\ Cx &= 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

可见如果 $[I - B(CB)^{-1}C]Df = 0$ ，干扰 f 不会给滑动模态带来任何影响。根据矩阵理论的知识，推出系统对干扰的不变性充分必要条件是

$$\text{rank}[B, D] = \text{rank}[B] \quad (3.11)$$

(2) 系统参数摄动时，可表述为

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Delta Ax \quad (3.12)$$

这里 ΔA 是矩阵 A 的摄动变化增量。与 (1) 分析同理，系统对摄动不变性充分必要条件是

$$\text{rank}[B, \Delta A] = \text{rank} B \quad (3.13)$$

(3) 系统同时存在干扰和参数摄动时，可表述为

$$\dot{x} = Ax + \Delta Ax + B + Df \quad (3.14)$$

和以上分析同理知，当系统同时满足式 (3.11) 和式 (3.13) 时，干扰和参数摄动均对滑动模态毫无影响。

3.1.4 抖振产生原因及其削弱消除措施

变结构系统因为自身的机理一般会出现抖振，这也是影响其在高精度场合应用的主要原因，如在数控机床刀具切削时，抖振会引起切削面的不光滑，造成加工工件大量的毛刺。可见滑模抖振不仅是一个理论问题，而且是一个工程实际问题，为了消除变结构中的抖振，需要首先分析抖振产生的原因。

(1) 抖振原因

a) 时间延迟^[125-126]

以二阶系统为例分析滑模控制相轨迹在切换面附近运动的示意图，如图 3-3 所示。初始状态设为 $x(0) = x_0$ ，经过 t_1 时刻，状态点到达切换面上 x_1 位置，

即此时 $s(x_1) = 0$ 。此时由于惯性的存在，使控制力受限，因此控制的切换不能瞬间由 $u^-(x, t)$ 切换成 $u^+(x, t)$ ，需要经过一个时间延迟 τ ，才能切换为 $u^+(x, t)$ ，即运动到 x_2 位置，此时 $u^+(x, t)$ 才开始发挥作用，相轨迹在其作用下运行到切换面上点 x_3 ，同理需要经过一个时间 τ' ，控制才能由 $u^+(x, t)$ 切换到 $u^-(x, t)$ ，即在 x_4 发生切换，如此类似下去，形成锯齿状的相轨迹。

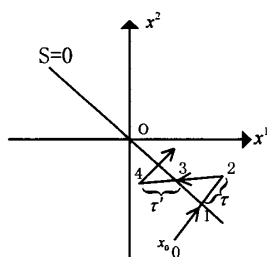


图 3-3 时间延迟

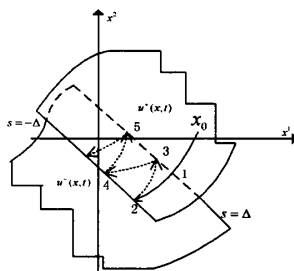


图 3-4 空间滞后

b) 空间滞后

时间延迟是滞后 τ 时间才切换，空间滞后是指切换函数 S 经过相空间长度 Δ 后切换，即 $u^-(x, t) \rightarrow u^+(x, t)$ 不是发生在 $s(x) = 0$ 而是在 $s(x) = -\Delta$ ；同样，当 $u^-(x, t) \rightarrow u^+(x, t)$ 不是发生在 $s(x) = 0$ 而是在 $s(x) = +\Delta$ ，整个相轨迹空间滞后示意图参见图 3-4。

c) 其他因素

时间延迟和空间滞后是系统抖振的主要原因，同时系统的惯性、控制对象本身的滞后静特性、采样时间以及运动到达切换面时间不一致、系统未建模部分的强迫振动等因素都可能引起系统的振动。

(2) 抖振的削弱消除

a) 连续化法

控制量 $u_i(x)$ 中的 $\text{sgn}(x)$ (图 3-5) 函数用饱和函数 $\text{sat}(x)$ (图 3-6 所示) 代替，这里饱和函数定义为：

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} +1 & S > \Delta \\ ks & |S| \leq \Delta \\ -1 & S < -\Delta \end{cases} \quad (3.15)$$

此时在滑动模态区的周围存在一 Δ 领域，被称为“边界层”，在边界层内的状态点不再满足 $\dot{s}s < 0$ ，在边界层 Δ 外依旧满足滑动模态存在条件，因此，这不是一种真正的滑模动态，而是一种近似滑动模态，通常称为“准滑动模态”。

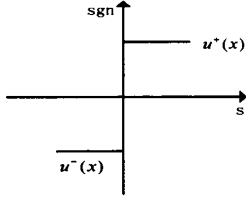


图 3-5 sgn 函数

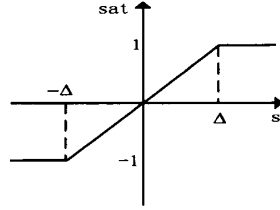


图 3-6 sat 函数

对于理想滑动模态的控制，是使一定范围内的状态点都被吸引到切换面，而准滑动模态控制则是使一定范围内的状态点均被吸引到切换面的边界层上。虽然准滑动模态控制可以避免或削弱抖振，同时具有与理想滑动模态系统接近的性能，但是引进饱和函数 $\text{sat}(x)$ 后，系统变成了连续系统，已经不再是变结构系统，因此失去了变结构控制滑动运动的不变性。

b) 趋近率的设计^[127]

根据滑模变结构原理，滑模到达条件只是保证状态空间任意点能够在有限时间内到达切换面。对于滑模控制来说，希望系统初始状态 x_0 能尽快到达切换面，同时状态点到达切换面时的速度尽量小，否则会引起大的抖振。因此趋近率的设计直接关系到滑模抖振大小。

最常用的趋近率有①等速趋近率， $\dot{s} = -\lambda \text{sign}(s)$ $\lambda > 0$ ，这里 λ 表示系统状态点趋向切换面 $s = 0$ 时的速率。②指数趋近率， $\dot{s} = -ks - \lambda \text{sign}(s)$ $\lambda > 0, k > 0$ ，前面一项是指数趋近过程，不仅趋近到达时间相对等速趋近率少，而且到达切换面时的速度很小。后面一项是保证滑动模态存在。③幂次趋近率 $\dot{s} = -k|s|^\alpha \text{sign}(s)$ $k > 0, 1 > \alpha > 0$ 。④一般趋近率 $\dot{s} = -\lambda \text{sign}(s) - f(s)$ ， $\lambda > 0$ ，这里要求 $f(0) = 0$ ，同时当 $s \neq 0$ 时， $sf(s)$ 要大于零。下面以二阶系统为例，说明趋近率在削弱抖振上的作用。

设二阶系统状态方程是

$$\dot{x} = Ax + B\mu \quad (3.16)$$

其中 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -15 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 100 \end{bmatrix}$

采用趋近率控制, 控制律设计如下

$$S = Cx \quad (3.17)$$

$$\dot{S} = Cx = slaw \quad (3.18)$$

其中 $C = [20, 1]$, $slaw$ 为趋近率, 这里分别采用等速趋近率、幂次趋近率加以控制。图 3-8 给出了等速趋近率控制下系统状态点的运动轨迹。(a) 是相轨迹 (b) 是相轨迹趋近平衡点时的局部放大。(c)、(d) 分别为是状态量 x_1 、 x_2 的收敛过程。这里取 $\lambda = 2$, 如果 λ 取值过大, 运动点到达切换面时具有较大的速度, 带来很大的抖振。如果 λ 取值过小, 趋近速度慢, 影响系统的动态性能。

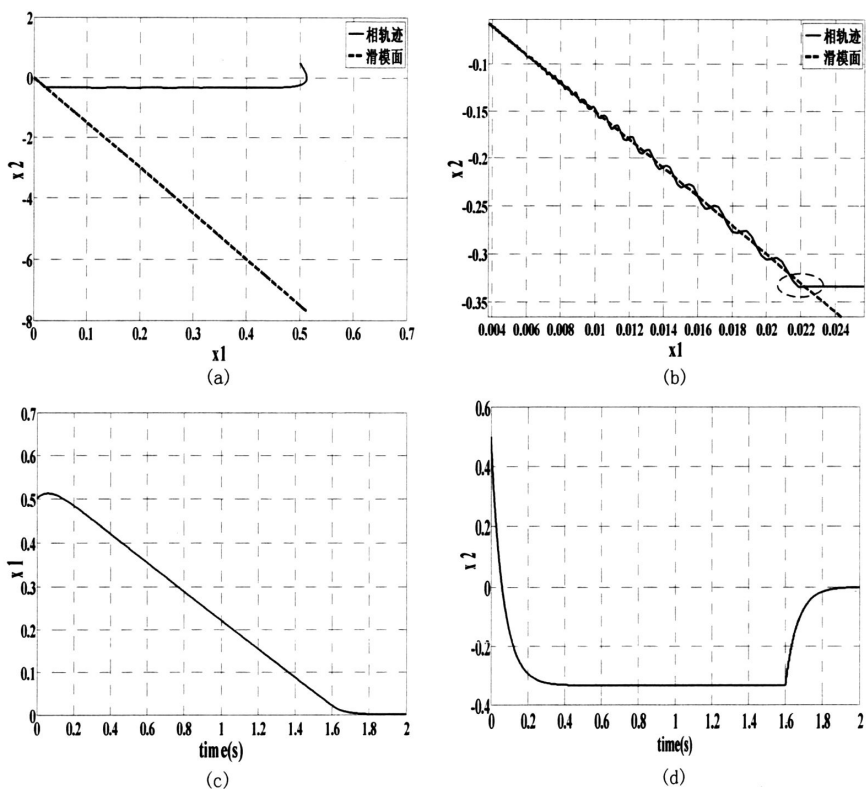


图 3-8 等速趋近率控制下滑模二阶系统相轨迹

图 3-9 给出了幂次趋近率控制下系统状态点的运动轨迹。(a) 是相轨迹 (b) 是相轨迹趋近稳定平衡点时的局部放大。(c)、(d) 分别为是状态量 x_1 、 x_2 的收敛过程, 这里 $k=2$, $\alpha=0.5$ 。可见幂次趋近率控制下, 系统的状态量 x_1 、 x_2 达到平衡点所需的时间相对短些, 同时状态点达到切换面的速度较小, 平滑地进入滑模模态, 运行轨迹基本接近 $s=0$, 而等速趋近率控制下, 状态点在进入切换面后, 发生很大的抖振。因此, 对于上述二阶系统来说, 幂次趋近率可以一定程度上削弱抖振幅度。

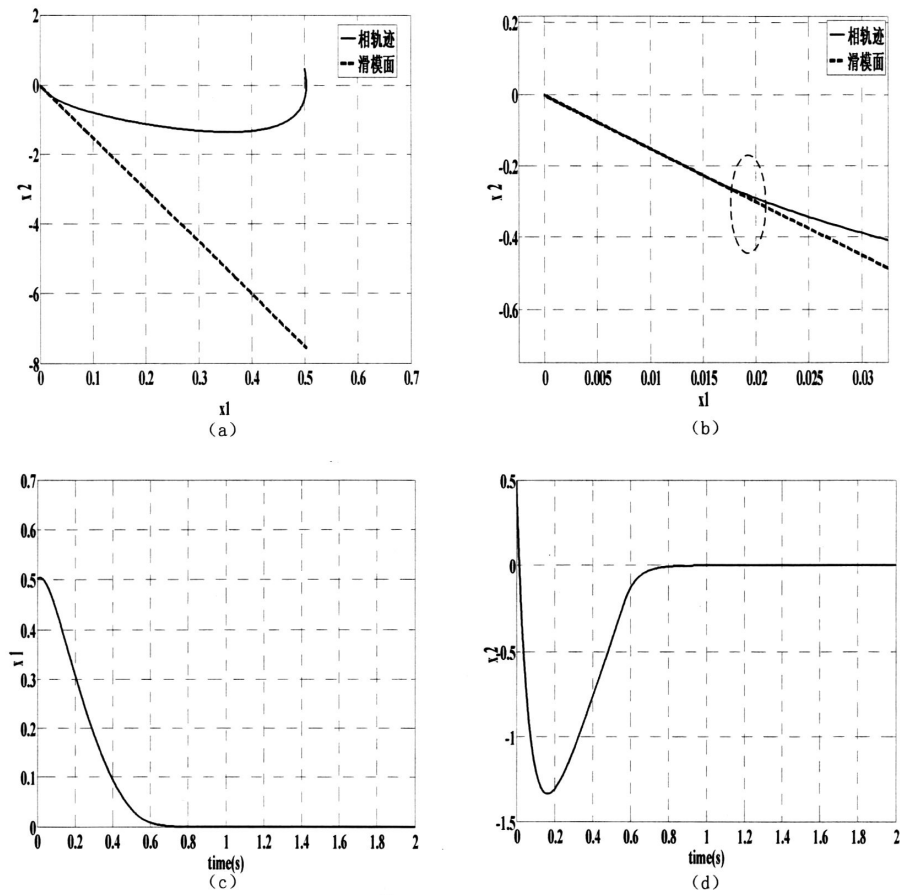


图 3-9 幂次趋近率控制下滑模二阶系统相轨迹

3.2 基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制

对于电机这个多耦合、多变量系统来说, 要观察其内部状态变量的话, 需要

观测器有很好的抗干扰能力,滑模控制具有对参数变化及外部扰动不敏感,鲁棒性强、动态响应快等特点,因此本文将滑模控制应用到观测器中,其原理是将状态观测器中的控制回路设计成滑模变结构形式,通过滑动模态控制,使状态变量运动点以很小的幅度在切换面上运动,最终稳定到平衡点,从而达到系统状态量观测跟踪的目的。

3.2.1 基于滑模观测器转子速度及位置估计

由式(1.6)可得静止坐标系 $\alpha-\beta$ 下面贴式永磁同步电机电压方程,由此得到电流状态方程为

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\alpha} + \frac{U_{\alpha}}{L_s} - \frac{e_{\alpha}}{L_s} \quad (3.19)$$

$$\frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_{\beta} + \frac{U_{\beta}}{L_s} - \frac{e_{\beta}}{L_s} \quad (3.20)$$

$$e_{\alpha} = -\omega_r \psi_f \sin(\theta_r) \quad (3.21)$$

$$e_{\beta} = \omega_r \psi_f \cos(\theta_r) \quad (3.22)$$

由式(3.21)、式(3.22)知电机反电动势中包含有转子位置信号,当电机运行在中、高速范围时,反电动势信号一般很大,通过观测器很容易将其提取出来,文中设计了滑模观测器将系统电压、电流这些易测物理量作为观测器的输入量,通过对电机反电动势的观测,来提取观测量中的转子速度位置信息,下面详细分析其原理。

由式(3.19)、(3.20)给出的静止坐标系下永磁同步电机电流状态方程,构造电流滑模观测器方程

$$\frac{d\hat{i}_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_{\alpha} + \frac{U_{\alpha}}{L_s} - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \quad (3.23)$$

$$\frac{d\hat{i}_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_{\beta} + \frac{U_{\beta}}{L_s} - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \quad (3.24)$$

式(3.23)、式(3.24)分别减去式(3.19)、(3.20)可得电流误差方程如下

$$\frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\alpha + \frac{e_\alpha}{L_s} - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}\bar{i}_\alpha \quad (3.25)$$

$$\frac{d\bar{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\beta + \frac{e_\beta}{L_s} - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}\bar{i}_\beta \quad (3.26)$$

滑模变结构控制设计的关键是控制函数 $u(x)$ 以及切换面 $s(x)$ 的设计, 这里选取的控制函数为常值切换控制函数 $u = u_0 \text{sgn}(s(x))$, u_0 取为 $-l_1$, 要保证滑模到达条件 $\dot{s}s < 0$ 成立, l_1 的取值尤为重要, 下面分析一下 l_1 的取值范围^[129]。

由前面结论可得

$$\begin{aligned} \bar{i}_\alpha \dot{\bar{i}}_\alpha &= \bar{i}_\alpha \left(-\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\alpha + \frac{e_\alpha}{L_s} - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}\bar{i}_\alpha \right) = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\alpha^2 + \frac{1}{L_s}e_\alpha\bar{i}_\alpha - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}(\bar{i}_\alpha)\bar{i}_\alpha \\ &= \begin{cases} \frac{1}{L_s}\bar{i}_\alpha(e_\alpha - l_1) - \frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\alpha^2 & \bar{i}_\alpha > 0 \\ \frac{1}{L_s}\bar{i}_\alpha(e_\alpha + l_1) - \frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\alpha^2 & \bar{i}_\alpha < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (3.27)$$

同理

$$\begin{aligned} \bar{i}_\beta \dot{\bar{i}}_\beta &= \bar{i}_\beta \left(-\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\beta + \frac{e_\beta}{L_s} - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}\bar{i}_\beta \right) = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\beta^2 + \frac{1}{L_s}e_\beta\bar{i}_\beta - \frac{l_1}{L_s} \text{sign}(\bar{i}_\beta)\bar{i}_\beta \\ &= \begin{cases} \frac{1}{L_s}\bar{i}_\beta(e_\beta - l_1) - \frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\beta^2 & \bar{i}_\beta > 0 \\ \frac{1}{L_s}\bar{i}_\beta(e_\beta + l_1) - \frac{R_s}{L_s}\bar{i}_\beta^2 & \bar{i}_\beta < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\text{到达条件为 } \dot{s}s < [\bar{i}_\alpha \bar{i}_\beta] \left[\frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} \right] = [\bar{i}_\alpha \frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} \bar{i}_\beta \frac{d\bar{i}_\beta}{dt}] < 0 \text{ 即 } \bar{i}_\alpha \frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} < 0 \text{ 同时要满足}$$

$\bar{i}_\beta \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} < 0$, 可见只有当 $l_1 > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 时, 上述条件均满足, 这样就可保证误差方程的渐进稳定。在实际中 l_1 不能取的过大, 否则会增加抖振噪声, 引起不必要的估计误差。

切换面 $S(x)$ 选取电流误差值, 即 $S(x) = [\bar{i}_\alpha, \bar{i}_\beta]$, 可见当发生滑动模态运动时,

随着 $S(x)=0$ $\dot{S}(x)=0$ ，等效控制开始起作用， $u_{ux}=[-L\text{sign}(\bar{i}_{\alpha})]_{\alpha}=e_{\alpha}$ 、 $u_{ux}=[-L\text{sign}(\bar{i}_{\beta})]_{\beta}=e_{\beta}$ ，正是在其作用下，使得定子电流估计值跟踪到实际值，从而使得等效控制分量与电机反电动势保持一致，起到观测反电动势的效果。

$u_{eq\alpha}$ 、 $u_{eq\beta}$ 是电流误差的开关信号，不仅包含了反电动势的信息，而且含有控制产生的高频信号，将切换控制量经过低通滤波后得到等效控制量，即估计反电动势 \hat{e}_{α} 、 \hat{e}_{β} 。

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha} = \frac{\omega_0}{\omega_0 + s} u_{eq\alpha} \\ \hat{e}_{\beta} = \frac{\omega_0}{\omega_0 + s} u_{eq\beta} \end{cases} \quad (3.29)$$

式中 ω_0 为截止频率，不同转子速度下低通滤波器的截止频率是不一样的，截止频率和转速存在如下关系

$$\omega_0 = \frac{\omega}{K} \quad (3.30)$$

在转速、截止频率变化的情况下，低通滤波器传递函数为

$$G(j\omega) = \frac{\omega_0}{\omega_0 + j\omega} = \frac{1}{1 + jK} \quad (3.31)$$

这里一般取 K 为 1~2 范围内数值。

转子位置信号可以从估计反电动势中提取出来

$$\hat{\theta} = -\arctan(\hat{e}_{\alpha} / \hat{e}_{\beta}) \quad (3.32)$$

由于低通滤波特性会带来一定的相位滞后，因此有必要在实际应用中对相位进行滞后补偿

$$\hat{\theta}' = \hat{\theta} + \Delta\theta \quad (3.33)$$

$$\Delta\theta = \arctan \frac{\omega'}{\omega_0} \quad (3.34)$$

其中 $\Delta\theta$ 为补偿量， ω' 在稳态时等于给定转速，暂态时等于估计转速。

转子速度同样由估计反电动势得到

$$\hat{\omega}_r = \frac{\sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}}{\psi_f} \quad (3.35)$$

整个滑模观测器结构图如图 3-10 所示。

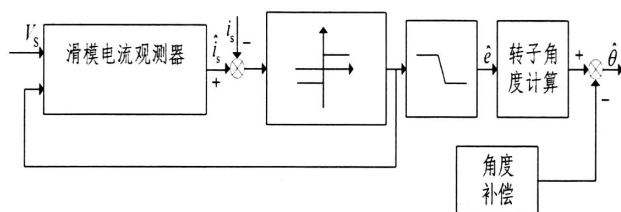


图 3-10 滑模观测器估计转子位置示意图

3.2.2 仿真分析

为了验证上述算法的有效性，本章对一台面贴式永磁同步电机（参数见表 2-1）进行了算法仿真分析，给出了定子电流估计值和实际值，反电动势估计值和实际值以及转子位置和速度估计值和实际值的仿真结果，同时进行了突加负载时的动态仿真分析。

图 3-11 为 $\alpha\beta$ 静止坐标系下电流估计值与实际值的仿真波形，可以看到由于滑模自身机制带来的抖振使得估计电流中含有大量的高频成分，定子电流估计量在滑模等效控制下沿着滑模面运行，很好地跟踪到定子电流实际值。可见滑模观测器在系统状态估计上是可行的，但是存在一定的高频抖振成分。

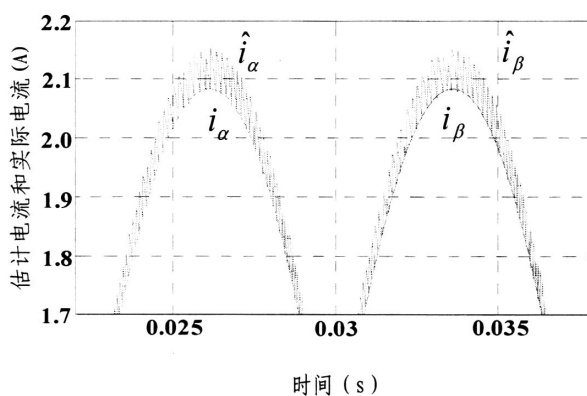


图 3-11 $\alpha\beta$ 静止坐标系下电流估计值与实际值

图 3-12 为 $\alpha\beta$ 静止坐标系下实际反电动势和估计反电动势的仿真波形，图(b)是对图 (a) 局部放大后的效果图，从图中可以看出滑模观测器估计出来的反电动势 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 可以很好地跟踪实际反电动势 e_α 、 e_β ，同时估计反电动势的正弦度

很好,但是估计反电动势中包含着许多高频的抖动成分,这种高频抖动分量也是由滑模观测器本身工作机制造成的。

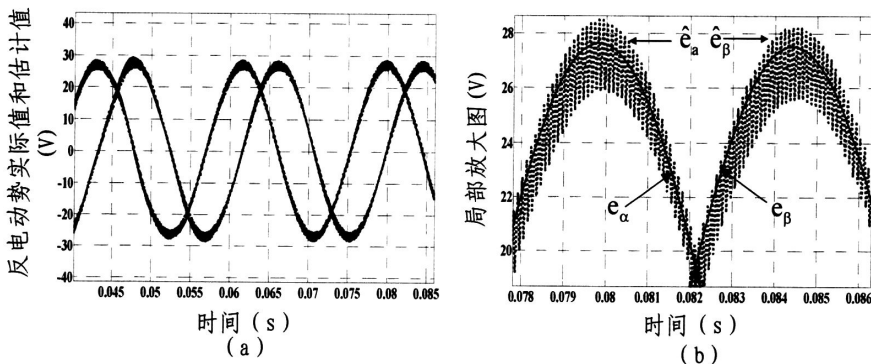


图 3-12 $\alpha\beta$ 静止坐标系下实际反电动势和估计反电动势

如果直接通过反电动势和速度之间的对应关系数值计算得到转子速度和位置,势必带入估计反电动势中的高频抖动成分,从而使得估计出来的转子速度和位置也有相应的抖振。图 3-13 是当给定速度为 800r/min 时,稳态状态下转子位置的估计值与实际值,图 (b) 是图 (a) 的局部放大,可以看出,采用滑模观测器加角度补偿时,转子估计位置非常接近实际值,但是同样存在明显的高频抖振。

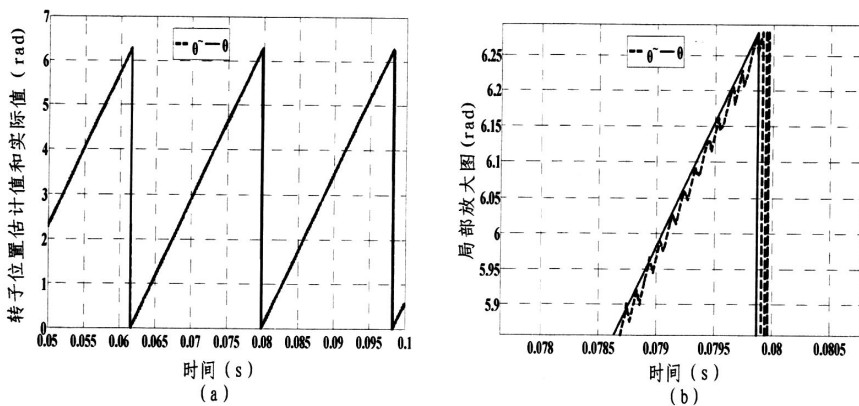


图 3-13 转子位置实际值和估计值 (800r/min)

图 3-14 为转子速度估计仿真波形,图 (b) 是对图(a)的局部放大,可以很清晰地看出,由于转子速度的估计也是建立在反电动势估计的基础上的,所以估计转速也出现很大的高频抖动成分,同时由于其带来的误差,使得转子磁场定位不准,估计转速出现了一定的波动。

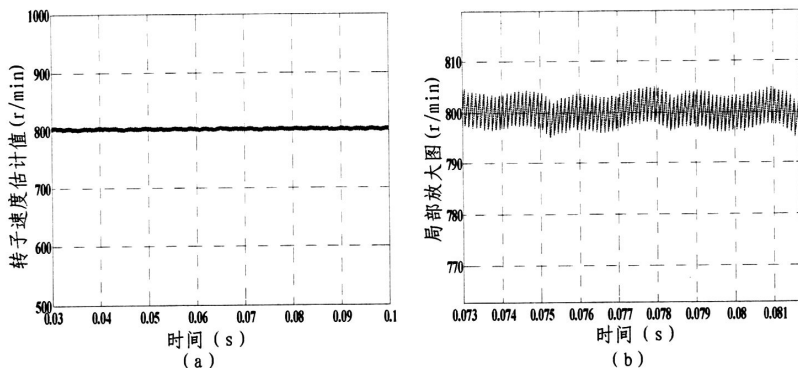


图 3-14 转子速度估计值 (800r/min)

3.3 滑模观测器抖振削弱

滑模抖振很大程度上是因为时间的延迟和空间的滞后造成的, 因此提高闭环控制系统的动态响应速度, 是削弱抖振的一个新思路。本节正是从这一立场出发, 设计了电流滑模控制器, 以取代传统无传感器矢量控制系统前向 PI 电流调节器, 反馈通道仍然采用滑模观测器检测转子速度与位置, 这样既可省去多 PI 调节器参数整定的繁琐, 又可使系统动态响应能力增加的同时, 削弱滑动模态抖振成分。

3.3.1 基于变指数趋近率的永磁同步电机无传感器滑模变结构控制

滑模变结构控制器设计主要是切换面 $S(x)$ 和控制函数 $U(x)$ 的选择, 滑模控制器是为了对电流进行调节, 使得实际值和给定值一致, 故切换面中各个因子必然包含电流实际值 i_α 与给定值 i_α^* 之间的差值, 这里为了削弱抖振, 减少系统稳态误差, 增强控制器的稳定性, 采用了积分滑模面, 即

$$S = \begin{pmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (i_\alpha^* - i_\alpha) + k_\alpha \int_0^t dt(i_\alpha^* - i_\alpha) \\ (i_\beta^* - i_\beta) + k_\beta \int_0^t dt(i_\beta^* - i_\beta) \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

由此可得

$$\dot{S} = \begin{pmatrix} \dot{s}_\alpha \\ \dot{s}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\dot{i}_\alpha + k_\alpha (i_\alpha^* - i_\alpha) \\ -\dot{i}_\beta + k_\beta (i_\beta^* - i_\beta) \end{pmatrix} = slaw \quad (3.37)$$

式 (3.37) 给出了系统趋近率表达式, 趋近率的形式有很多种, 其选择非常重要, 直接关系到滑模控制器抖振大小。前面 3.1.4 节分析到趋近率的不同使得

状态点到达滑模面的时间和速度是有差异的,最为关键是影响状态点进入滑动模态时加速度大小,因此可以从趋近率设计的角度来削弱抖振给系统带来的影响。

本文设计一种变指数趋近率,即

$$\dot{s} = -\lambda|x|sign(s) - \xi s \quad (3.38)$$

其中需满足下列条件 $\lim_{t \rightarrow \infty} |x| = 0, \xi > \lambda > 0$ 。变指数趋近率工作机制是使系统状态变量以变速项 $-\lambda|x|sign(s)$ 和指数 $-\xi s$ 两种速率趋向切换面,这样可以保证最少时间到达切换面,同时当接近切换面时,指数项接近于零,变速项开始起关键作用,同时状态量到达滑模面的加速度降低,随着状态量进入滑模面并向平衡点运动的过程中,状态量 x 无限趋于零,变速项不断减少,一旦状态量到达平衡点,变速项变为零,不再起作用,状态量稳定在原点。图 3-15 分别给出了指数趋近率和变指数趋近率作用下的二阶系统状态点滑动模态运行到平衡点时的相轨迹,可以很清晰地发现变指数趋近率控制下的状态点到达平衡点时稳定下来,而指数趋近率控制下的状态点会在平衡点附近来回抖振,无法稳定于原点。

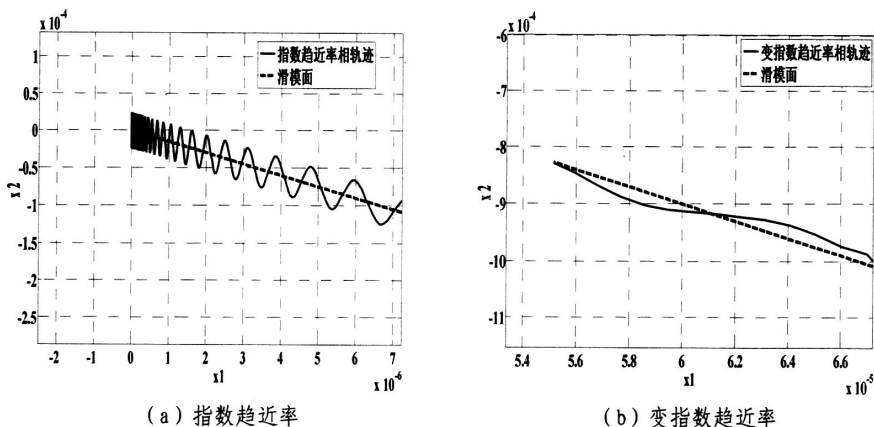


图 3-15 变指数趋近率和指数趋近率作用下的二阶系统相轨迹

将式 (3.38) 表示的变指数趋近率代入式 (3.37) 中,可以得到

$$S = \begin{pmatrix} \dot{s}_\alpha \\ \dot{s}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_\alpha |e_\alpha| sign(s_\alpha) - \xi_\alpha s_\alpha \\ -\lambda_\beta |e_\beta| sign(s_\beta) - \xi_\beta s_\beta \end{pmatrix}$$

$$= \begin{cases} -\dot{i}_\alpha + k_\alpha(i_\alpha^* - i_\alpha) = -\lambda_\alpha |i_\alpha^* - i_\alpha| \text{sign}[(i_\alpha^* - i_\alpha) \\ + k_\alpha \int_0^t (i_\alpha^* - i_\alpha) dt] - \xi_\alpha [(i_\alpha^* - i_\alpha) + k_\alpha \int_0^t (i_\alpha^* - i_\alpha) dt] \\ -\dot{i}_\beta + k_\beta(i_\beta^* - i_\beta) = -\lambda_\beta |i_\beta^* - i_\beta| \text{sign}[(i_\beta^* - i_\beta) \\ + k_\beta \int_0^t (i_\beta^* - i_\beta) dt] - \xi_\beta [(i_\beta^* - i_\beta) + k_\beta \int_0^t (i_\beta^* - i_\beta) dt] \end{cases} \quad (3.39)$$

将永磁同步电机电流状态方程式 (3.19)、式 (3.20) 代入上式, 得到 SVPWM 的输入电压 u_α 、 u_β 。

$$\begin{aligned} u_\alpha &= k_\alpha l_s (i_\alpha^* - i_\alpha) + \lambda_\alpha l_s |i_\alpha^* - i_\alpha| \text{sign}[(i_\alpha^* - i_\alpha) + k_\alpha \int_0^t (i_\alpha^* - i_\alpha) dt] \\ &\quad + \xi_\alpha l_s [(i_\alpha^* - i_\alpha) + k_\alpha \int_0^t (i_\alpha^* - i_\alpha) dt] + R_s i_\alpha + e_\alpha \\ u_\beta &= k_\beta l_s (i_\beta^* - i_\beta) + \lambda_\beta l_s |i_\beta^* - i_\beta| \text{sign}[(i_\beta^* - i_\beta) + k_\beta \int_0^t (i_\beta^* - i_\beta) dt] \\ &\quad + \xi_\beta l_s [(i_\beta^* - i_\beta) + k_\beta \int_0^t (i_\beta^* - i_\beta) dt] + R_s i_\beta + e_\beta \end{aligned} \quad (3.40)$$

在系统设计时特别要注意 ξ 、 λ 的取值, 一般要求 $\xi > \lambda > 0$ 。可见基于变指数趋近率的滑模控制器不仅可以取代传统 PI 调节器来调节定子电流, 而且省去了电流调节器 PI 参数整定的繁琐环节, 同时也省去常规无传感器矢量控制系统前向通道 $2r/2s$ (旋转到静止) 坐标变换, 因此系统的动态响应更快。基于变指数趋近率的无传感器控制框图如图 3-16 所示。

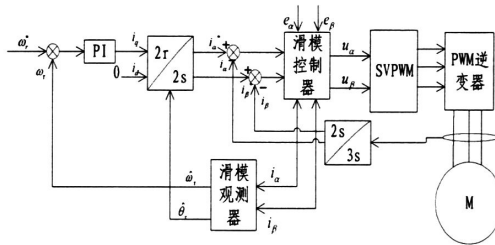


图 3-16 变指数趋近率滑模控制器无传感器控制框图

3.3.2 仿真分析

为了验证基于变指数趋近率设计的滑模控制器的有效性, 搭建了无传感器矢量控制系统仿真模型, 系统反馈通道转子速度及位置检测仍然采用传统滑模观测器, 通过仿真对比 3.2 节介绍的滑模观测器无传感器控制系统, 以检验滑模控制器削弱滑模抖振的可行性, 仿真参数同前, 这里取 $\lambda_\alpha = \lambda_\beta = 10$, $\xi_\alpha = \xi_\beta = 50$ 。

图 3-17 为静止坐标轴 α 轴电流分量调节过程，图 (a) 是指数趋近率作用下的滑模控制器电流调节过程，图 (c) 是对其局部放大，图 (e) 是 α 轴电流反馈值与给定值间的误差；图 (b) 是变指数趋近率作用下的滑模控制器电流调节过程，图 (d) 是对其局部放大，图 (f) 是 α 轴电流反馈值与给定值间的误差，图中清晰地显示基于趋近率设计的滑模控制器可以很好起到电流跟踪调节的作用，稳态时的电流误差不大，同时以变指数趋近率设计的滑模控制器带来的跟踪量抖振相对指数趋近率带来的抖振有很大程度的削弱，电流给定值和反馈值之间的误差也相对小很多，可见滑模控制器中趋近率设计直接关系到控制量的误差大小。

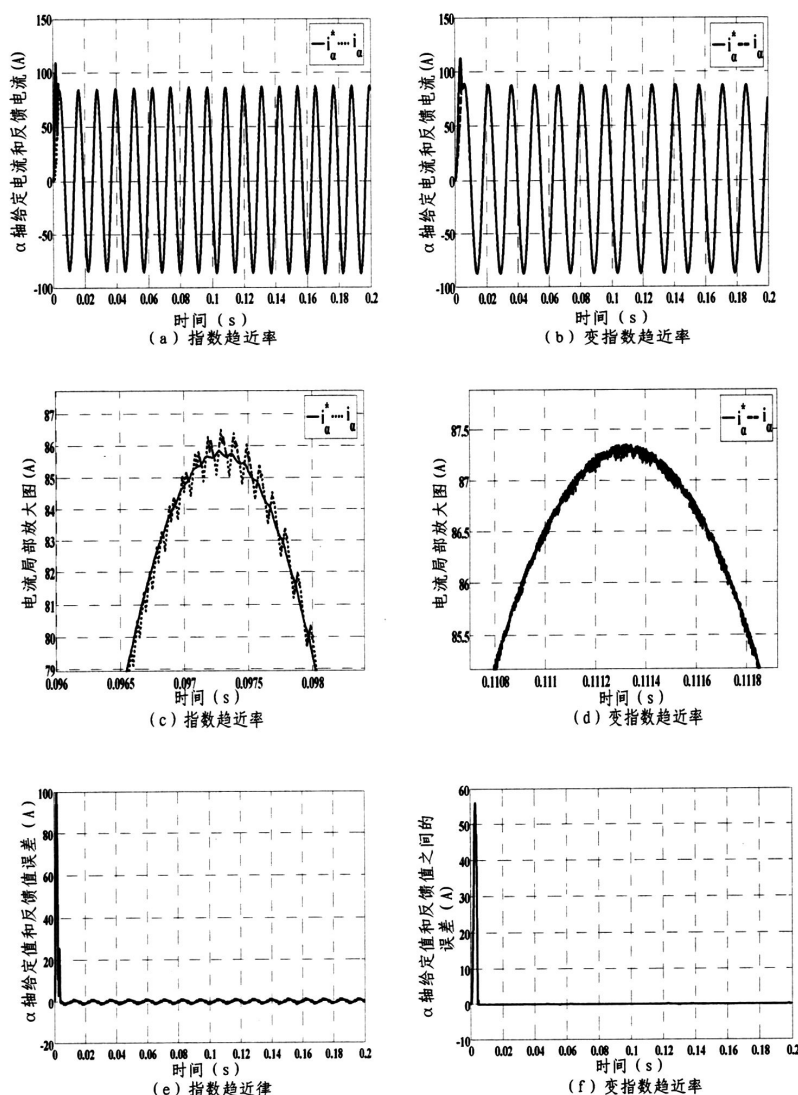


图 3-17 滑模控制器作用下 α 轴电流分量调节过程

图 3-18 给出了基于指数趋近率控制下的滑模控制器 0.1 秒突加 $5N \cdot m$ 负载时转子速度、位置以及电流跟踪调节过程,可见突加负载时,由于负载转矩的增加,静止坐标系下的电流给定分量(图(a))和电流反馈分量(图(b))均变大,但是从图(c)可以看到调节器的电流误差并没有随负载的增加而变化。同时由图(d)和图(e)可知,突加负载对控制系统反馈通道上的估计量(转子速度及位置)基本没有影响,可见在无传感器控制系统前向通道上引入滑模控制器可以削弱外界干扰对反馈通道估计量的影响,增强系统的鲁棒性。

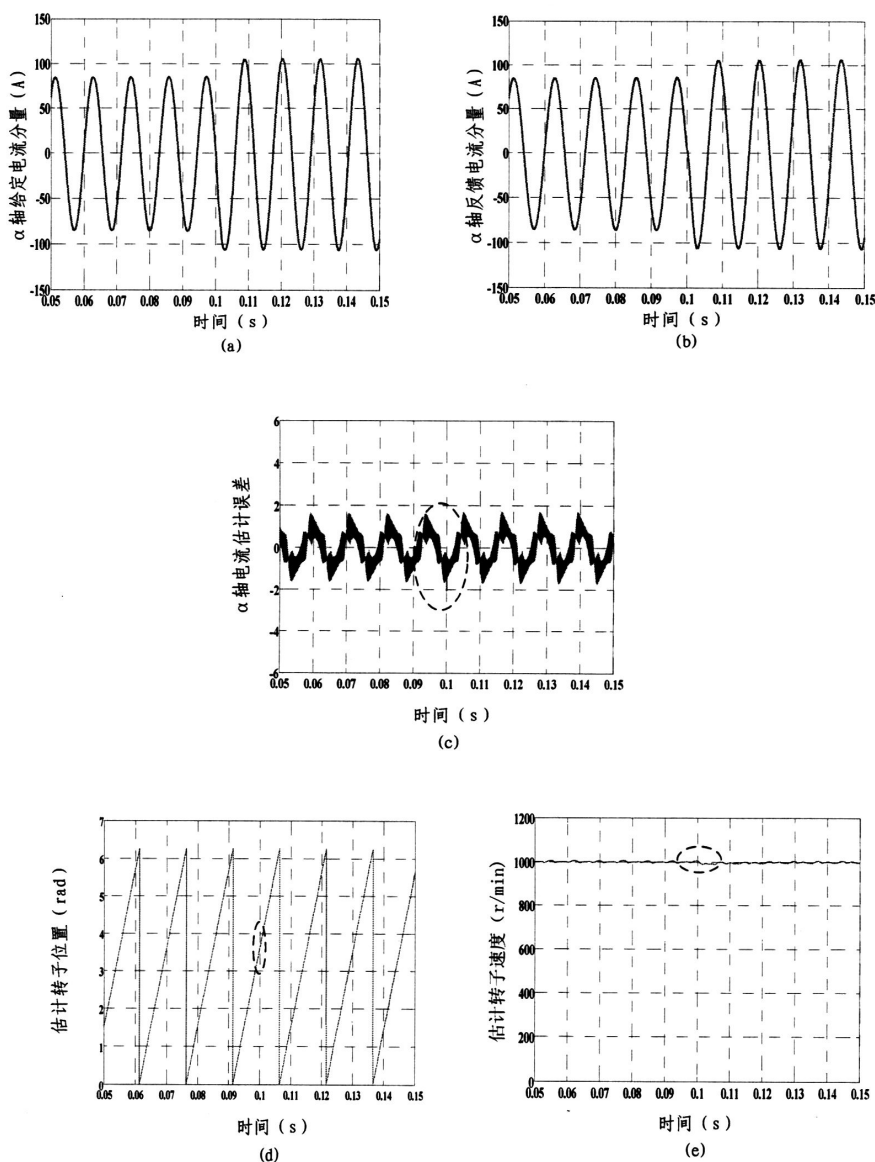


图 3-18 指数趋近率控制系统突加负载时转子速度及位置估计以及电流跟踪调节

图 3-19 给出了基于变指数趋近率设计的滑模控制器系统 0.1 秒突加 $5N \cdot m$ 负载时转子速度、位置以及电流跟踪调节过程，系统不仅具有与指数趋近率设计的滑模控制系统类似性能指标，即良好的抗扰性能，而且电流调节误差更小，转速、位置估计波形平滑。总体来看前向通道滑模控制器以及反馈通道滑模观测器相结合的无传感器控制系统，不仅具有前面滑模观测器系统良好的抗扰性能，而且对转速及位置估计量上的抖振有一定的削弱。

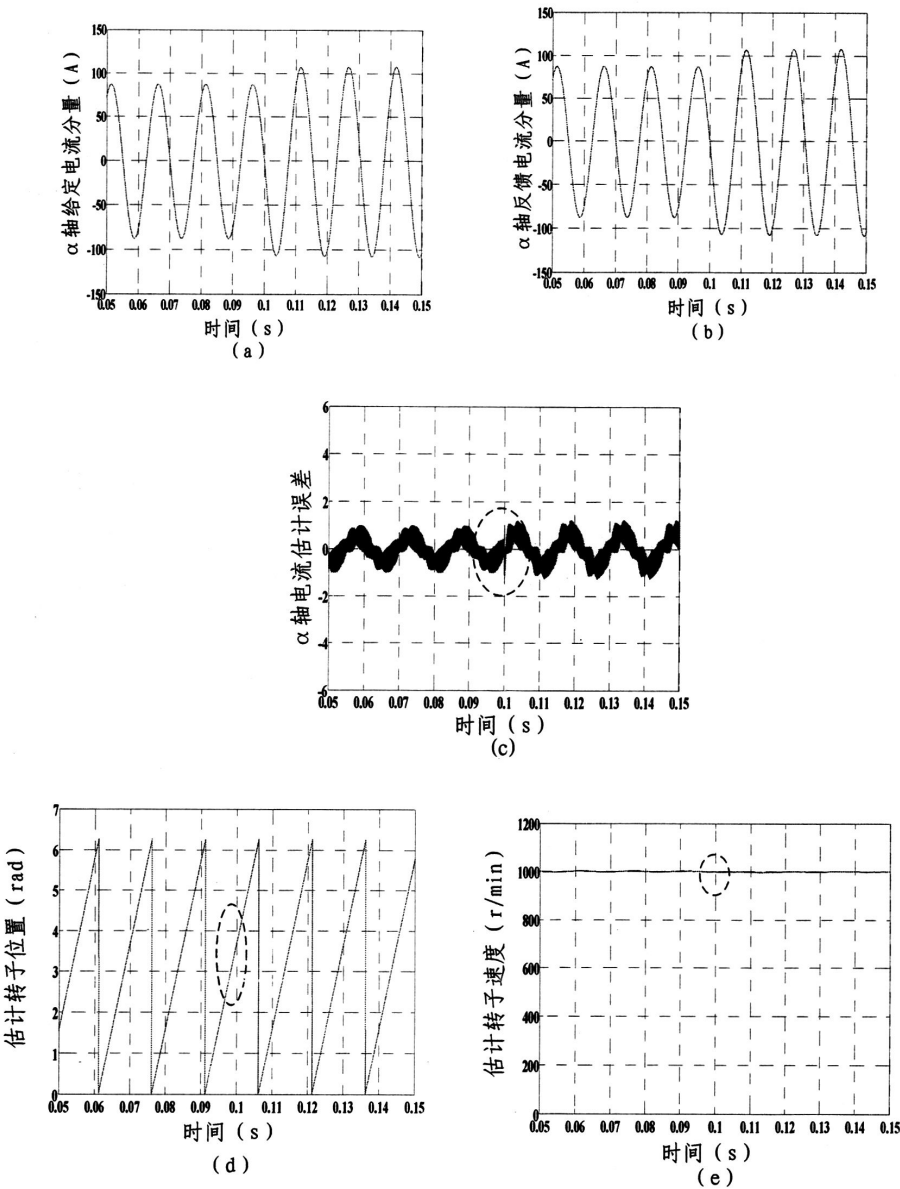


图 3-19 变指数趋近率控制系统突加负载时转子速度及位置估计以及电流跟踪调节

3.4 滑模观测器抖振消除

滑模控制器虽然一定程度上可以削弱滑动模态的抖振,同时系统的抗扰性能良好,但是滑模本身的工作机制没有根本改变,因此估计量中还是存在一定的抖振成分。通过分析滑模观测器工作机理,不难发现滑模观测器是直接用来观测反电动势这一状态量,由于滑动模态下存在高频抖振,使得反电动势这一观测量也存在高频抖振,而反电动势中包含转子位置和速度信号,如果直接通过简单的数值运算提取这些信号的话,势必直接将反电动势中的抖振引入到数值计算中,致使转子估计速度及位置也同样存在抖振,从而使得估计误差较大。因此,从消除反电动势中高频成分对转子速度和位置信号的影响角度出发,设计合理的转子速度及位置信号提取单元,以避免反电动势抖振对转子速度及位置估计量提取的影响,本文从以下两个方面做了深入研究,具体分析如下。

3.4.1 基于锁相环原理的永磁同步电机无传感器控制

将滑模观测器和锁相环结合在一起,先通过滑模观测器估计出电机反电动势,再构造基于锁相环结构的转子位置检测单元,从估计的反电动势中提取电机转子位置和速度信号。该方法能够在很大程度上削弱估计反电动势中的高频抖动分量对系统被估量的影响,提高了估计精度,仿真分析和实验结果均表明该方法的正确性和可行性。

3.4.1.1 锁相环原理

一个典型的锁相环(PLL)系统,是由鉴相器(PD),压控振荡器(VCO)和环路滤波器(LF)三个基本电路组成^[130-133],如图 3-20 所示。鉴相器起到相位比较器作用,它对输入信号 $V_i(t)$ 与压控振荡器输出信号 $V_o(t)$ 的相位进行比较,产生误差 $V_d(t)$ 。环路滤波器作用是滤除误差电压 $V_d(t)$ 的高频成分和噪声,并改善锁相环路的噪声性能。压控振荡器起着电压转换为相位的作用,其振荡频率的相位受滤波器输出电压 $V_c(t)$ 的控制,而其输出信号的相位随环路输入信号相位变化而变化,从而保持相位跟踪。

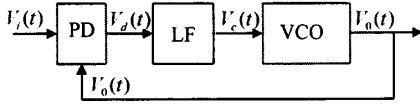


图 3-20 锁相环基本结构

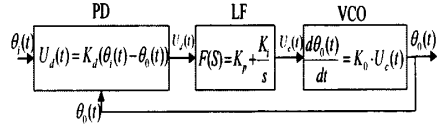


图 3-21 锁相环相位跟踪

环路滤波器 (LF) 的形式有很多种, 这里采用比例积分形式, 锁相环相位跟踪系统设计参见图 3-21。其原理是利用系统输出相位和给定信号相位差控制系统输出信号频率, 直到输出信号频率跟踪给定信号频率。由于环路滤波器采用比例积分形式, 经锁相环鉴频、鉴相后, 给定信号频率及相位与压控振荡器输出信号频率及相位均保持一致, 达到相位跟踪的效果。

由此可见, 锁相环压控振荡器输出值可以很好地跟踪到输入值。因此, 将其应用到转子位置信号的提取当中。这里以电机估计反电动势作为锁相环输入信号, 根据反电动势与转子位置之间的关系, 建立锁相环转子位置检测系统, 来提取反电动势中包含的位置信号, 如图 3-22 所示。当 $\hat{\theta}_e - \theta_e < \pi/8$ 时, $\sin(\hat{\theta}_e - \theta_e)$ 近似等于 $\hat{\theta}_e - \theta_e$, 锁相环转子位置检测系统等效为图 3-23。

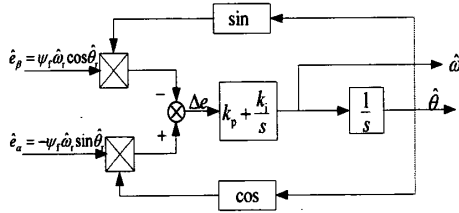


图 3-22 锁相环转子速度/位置检测系统

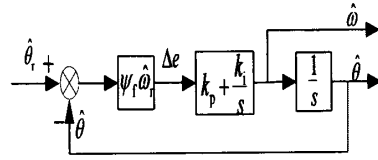


图 3-23 锁相环转子速度/位置检测系统等效图

3.4.1.2 锁相环系统稳定性分析

由图 3-23 可以得到锁相环转子速度/位置检测系统的闭环传递函数和位置估计的误差传递函数分别为:

$$G(s) = \frac{K \cdot k_p \cdot s + K \cdot k_i}{s^2 + K \cdot k_p \cdot s + K \cdot k_i} \quad (3.41)$$

$$G_e(s) = \frac{\Delta e(s)}{\hat{\theta}_e(s)} = \frac{s^2}{s^2 + K \cdot k_p \cdot s + K \cdot k_i} \quad (3.42)$$

转子位置信号是斜坡函数, 锁相环转子位置检测等效系统稳态误差为:

$$\Delta e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{s^2 + K \cdot k_p \cdot s + K \cdot k_i} = 0 \quad (3.43)$$

可见采用锁相环可以准确地从反电动势中提取出转子位置信息。

为消除 $K = \psi_f \hat{\omega}_r$ 对系统的影响，取 $k_p = \frac{\xi \omega_n}{\psi_f \hat{\omega}_r}$ 、 $k_i = \frac{\omega_n^2}{\psi_f \hat{\omega}_r}$ ，使系统在不同的

稳态转速下都能保持较为理想的频率特性。根据经典控制理论，可选择 $\xi = 0.6$ ，

$\omega_n = 4000$ ，得到系统闭环传递函数的频率特性曲线如图 3-24 所示。

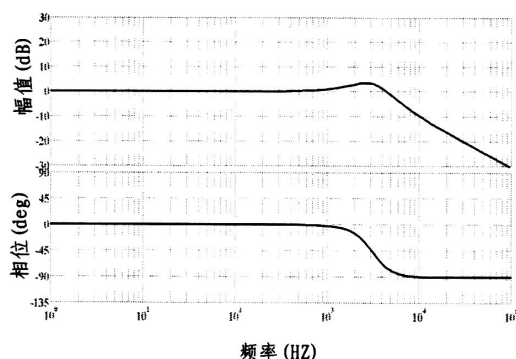


图 3-24 锁相环转子位置检测系统波特图

锁相环系统有低通滤波特性，能够滤除估计反电动势中存在的高频抖动分量，得到精度较高的转子位置估计信号。当输入角频率低于 200Hz 时，锁相环能够有效滤除高频分量且对位置估计的精度影响很小，可满足大多数电机系统的要求。

3.4.1.3 仿真分析

为了检验上述估计算法的正确性，建立了永磁同步电机无传感器矢量控制系统仿真模型，分别在中速（300r/min）和高速（1000r/min）两种情况下进行算法验证，整个原理框图如图 3-25 所示。为了能够更清楚地说明滑模观测器与锁相环结合方法的突出特点，与滑模观测器法作了仿真对比，通过对比分析验证了这种方法是可以消除滑模观测器直接估计转子速度及位置时存在的抖振。

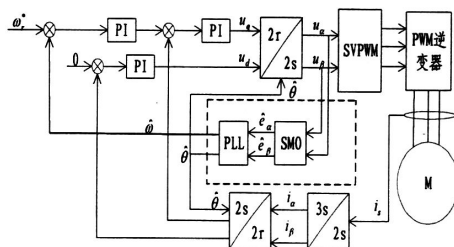


图 3-25 基于滑模观测器和锁相环的永磁同步电机无速度控制系统框图

仿真参数如下：电机参数参见表 2-1，负载转矩为 $3N \cdot m$ ，外环速度环采样时间 $100 \mu s$ ，内环电流环采样时间 $100 \mu s$ ，PWM 逆变器的载波频率 $10kHz$ 。

图 3-26 为高速 $1000r/min$ 时两种方法分别对应的估计转子位置比较分析。图 3-26 (a) 为滑模观测器估计转子位置，图 3-26 (b) 是对其局部放大，图 3-26 (c) 为转子位置估计值与实际值之间的误差；图 3-26 (d) 为滑模观测器和锁相环相结合来估计转子位置，图 3-26 (e) 是对其局部放大，图 3-26 (f) 为转子位置估计值与实际值之间的误差。

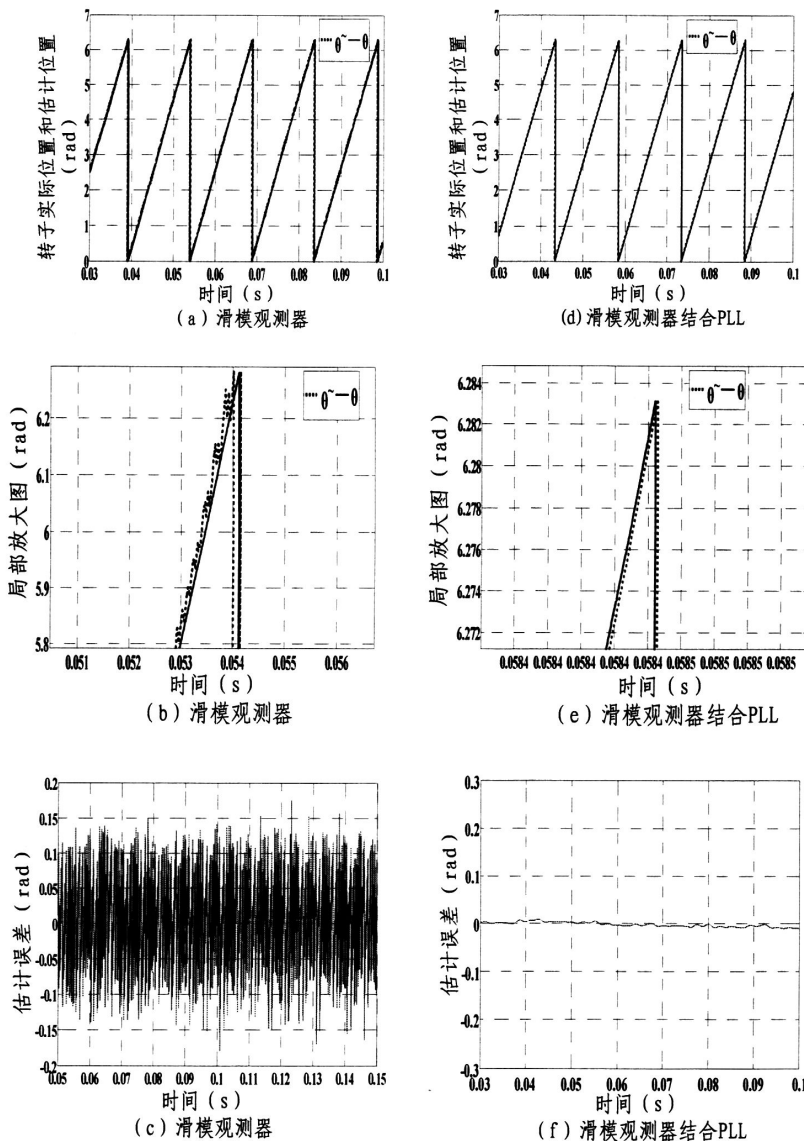
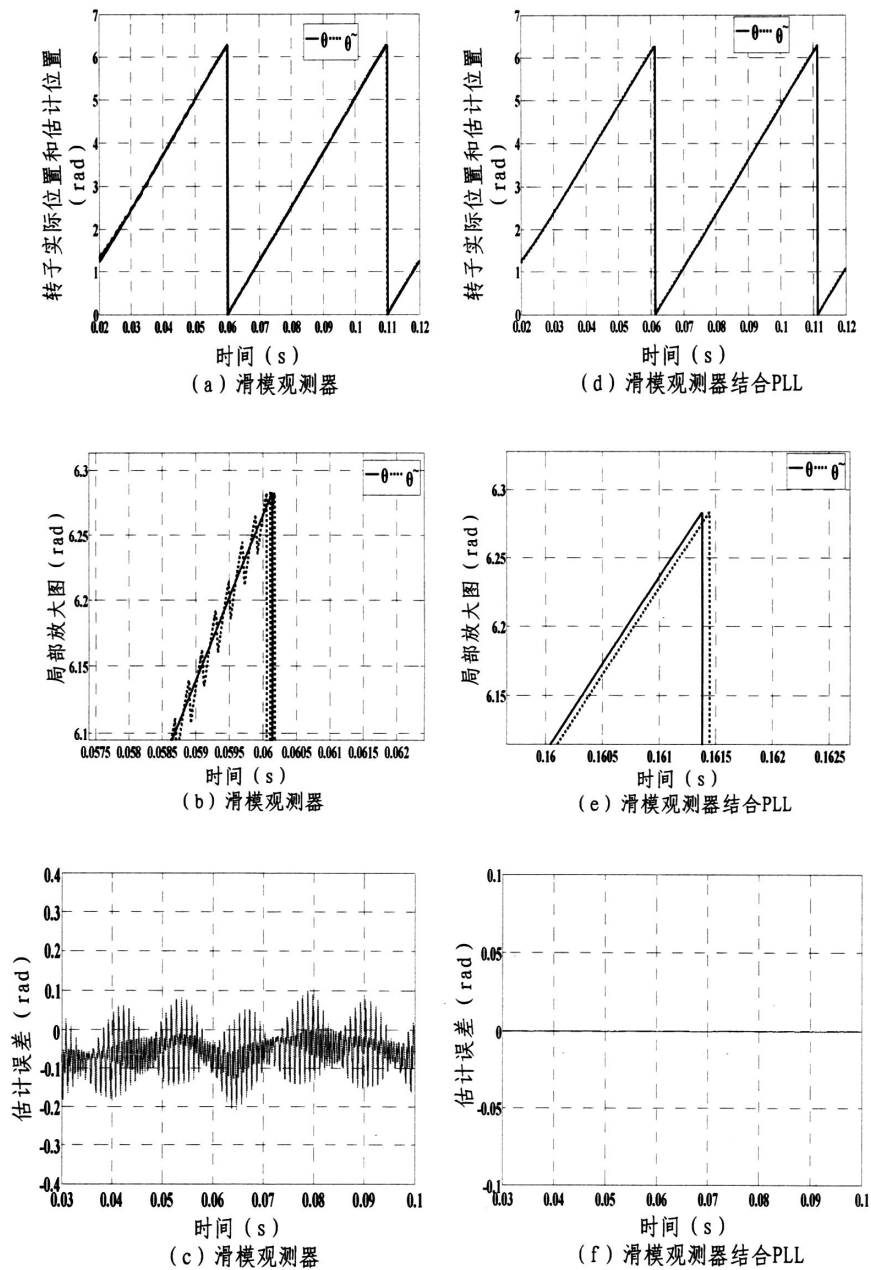


图 3-26 高速 $1000r/min$ 时两种方法对应的估计转子位置

图 3-27 为中速 300r/min 时两种方法分别对应的估计转子位置比较分析。图 3-27 (a) 为滑模观测器估计转子位置，图 3-27 (b) 是对其局部放大，图 3-27 (c) 为转子位置估计值与实际值之间的误差；图 3-27 (d) 为滑模观测器和锁相环相结合来估计转子位置，图 3-27 (e) 是对其局部放大，图 3-27 (f) 是为转子位置估计值与实际值之间的误差。

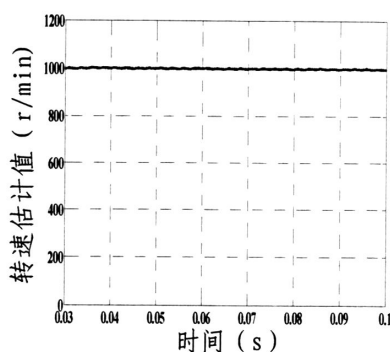


图

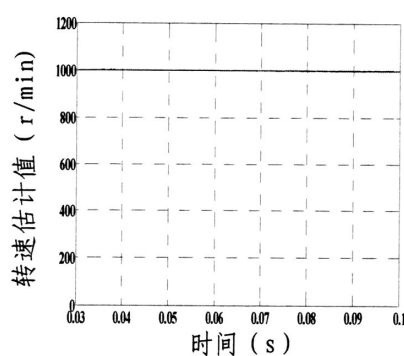
图 3-27 中速 300r/min 时两种方法对应的转子位置估计

可见将滑模观测器和锁相环结合起来是适合于中、高速范围内的永磁同步电机转子位置估计,通过对比分析知,这种方法是通过信号的提取来获得转子速度和位置信号,取代滑模观测器直接通过估计反电动势来计算转子位置,因此可以消除了估计反电动势高频成分带来的影响,转速及位置信号平滑很多,与实际转子位置的误差也相对较小。

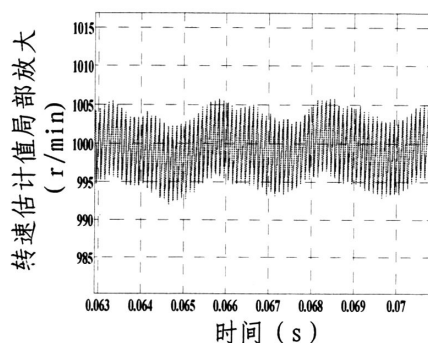
图 3-28 为高速 1000r/min 时两种方法对应的估计转子速度对比。图 3-28 (a) 为滑模观测器估计转子速度波形,图 3-28 (b) 是对其局部放大,图 3-28 (c) 为转子速度实际值,图 3-28 (d) 为转子速度估计值和实际值之间误差;图 3-28 (e) 为滑模观测器和锁相环结合估计转子速度波形,图 3-28 (f) 是对其局部放大,图 3-28 (g) 为转子速度实际值,图 3-28 (h) 为转子速度估计值和实际值之间的误差。



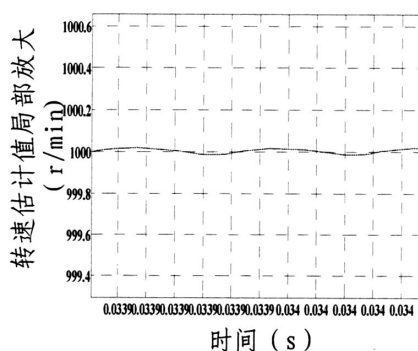
(a) 滑模观测器



(e) 滑模观测器结合PLL



(b) 滑模观测器



(f) 滑模观测器结合PLL

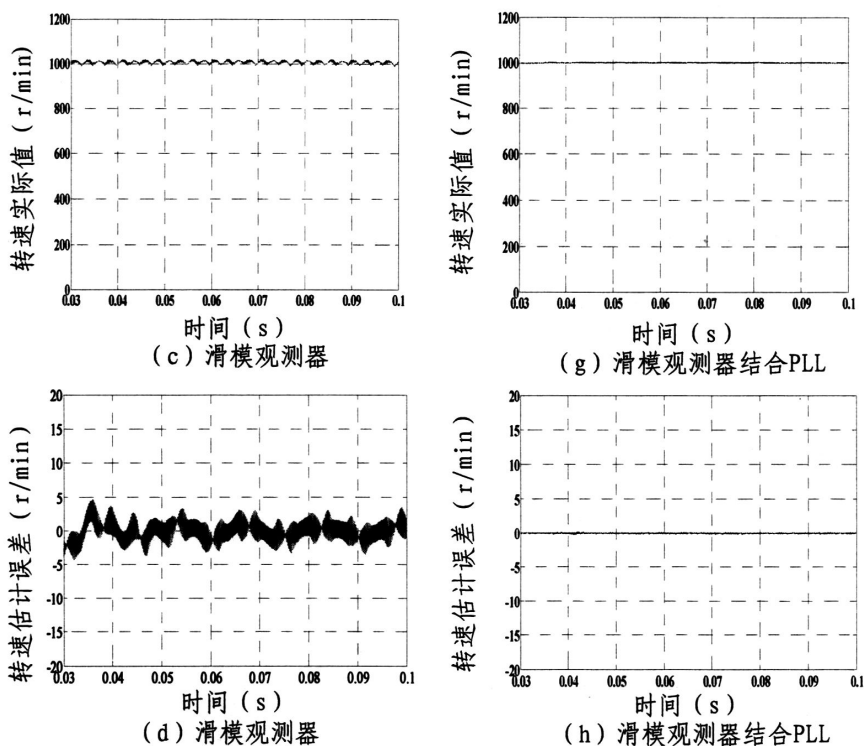
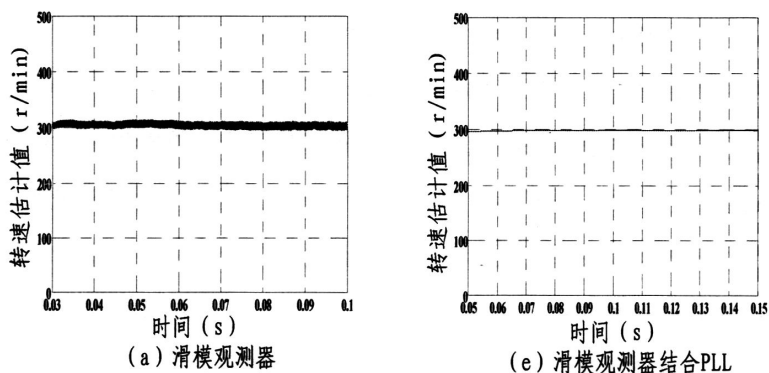


图 3-28 高速 1000r/min 时两种方法对应的转子速度估计

图 3-29 为中速 300r/min 时两种方法对应的转子速度估计对比。图 3-29 (a) 为滑模观测器估计转子速度波形，图 3-29 (b) 是对其局部放大，图 3-29 (c) 为转子速度实际值，图 3-29 (d) 为转子速度估计值和实际值之间的误差；图 3-29 (e) 为滑模观测器和锁相环结合估计转子速度波形，图 3-29 (f) 是对其局部放大，图 3-29 (g) 为转子速度实际值，图 3-29 (h) 为转子速度估计值和实际值之间的误差。



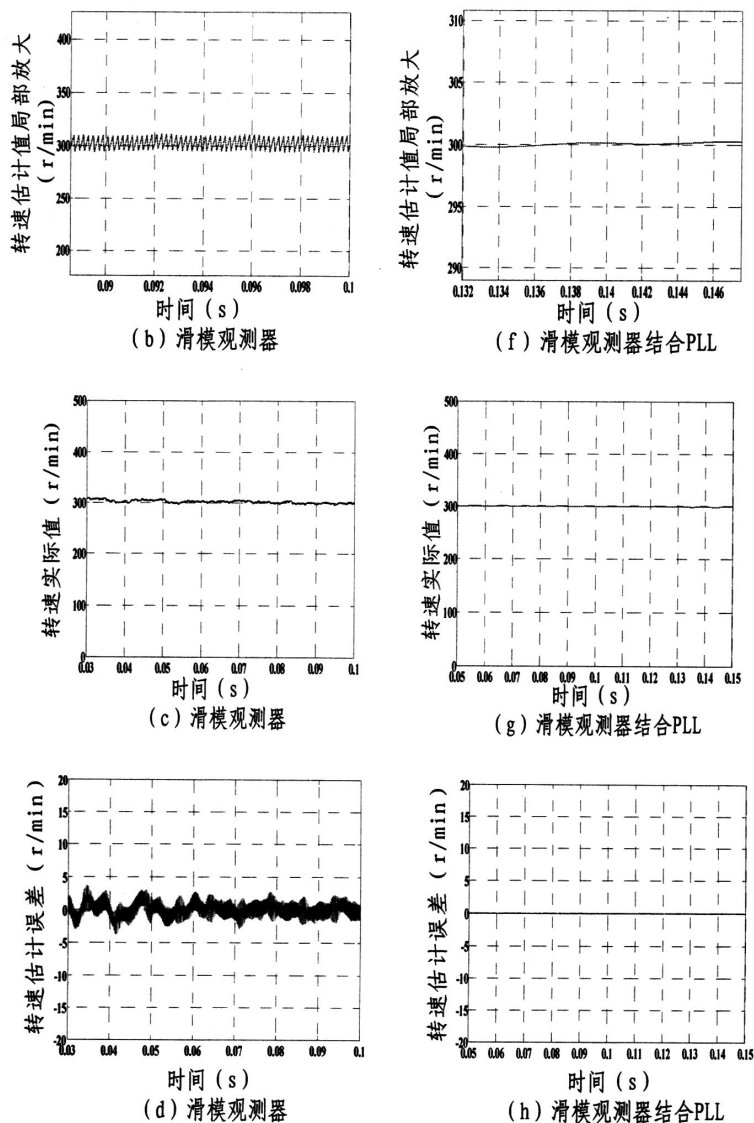


图 3-29 中速 300r/min 时两种方法对应的转子速度估计

可以清晰地看出,由于滑模观测器估计转子速度也是建立在反电动势估计的基础上,因此估计转速也会出现很大的高频抖动成分,带来较大的估计误差,使得转子磁场定位不准,转速估计值有一定的波动。而采用滑模观测器与 PLL 结合从反电动势中提取转子速度信号,估计转速波形平滑很多,转子速度估计值和实际值之间的误差较少,可见滑模观测器结合 PLL 法有效地消除滑模观测器中的高频抖振对估计精度的影响,仿真结果证明这种方法是适合永磁同步电机中、高速范围内无传感器控制。

3.4.2 基于扩展滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制

前面一节提到将锁相环和滑模观测器结合起来估计转子速度及位置,首先通过滑模观测器估计反电动势,然后应用锁相环原理提取转子速度及位置信号。本节从另一个角度来解决抖振问题,即通过一种基于扩展滑模观测器的非线性观测器方法,根据估计定子电流和实测定子电流之间的误差构成滑模面得到估计反电动势和实际反电动势之间的误差,再应用模型参考自适应及李亚普诺夫稳定性原理,选取适当的自适应律,使得可调模型趋近于参考模型,从而提取反电动势和转子速度及位置信号,由于反电动势、转子速度及位置信号不通过滑模观测器直接估算,因此不会带来高频抖振成分。下面将详细分析说明其原理。

3.4.2.1 扩展滑模观测器方程

这里定义面贴式永磁同步电机在静止 $\alpha-\beta$ 坐标系下扩展状态方程为:

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu \quad (3.44)$$

式中:

$$X = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

根据扩展状态方程,可构造如下扩展滑模观测器:

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + Bu - K \cdot \text{sign}(\hat{i}_s - i_s) \quad (3.45)$$

式中:

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_r \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix} \quad K = \begin{bmatrix} \frac{k}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{k}{L_s} \\ \frac{l_1 k}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{l_1 k}{L_s} \end{bmatrix} \quad \hat{i}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix}$$

由式 (3.45) 减去式 (3.44) 可得电流误差动态方程:

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_s - \frac{\bar{e}_s}{L_s} - \frac{k}{L_s}\text{sign}\bar{i}_s \quad (3.46)$$

其中 $\bar{i}_s = [\bar{i}_\alpha \ \bar{i}_\beta] = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]$ 、 $\bar{e}_s = [\bar{e}_\alpha \ \bar{e}_\beta] = [\hat{e}_\alpha - e_\alpha \ \hat{e}_\beta - e_\beta]$ ， k 为滑模增益常数。同前面传统滑观测器分析一样，由于 $k \cdot \text{sign}\bar{i}_\alpha$ 是不连续的开关控制量，含有开关变换引起的高频畸变量，即 $k \cdot \text{sign}\bar{i}_\alpha = \hat{e}_\alpha - e_\alpha - \varepsilon$ ，所以需要通过低通滤波器滤出高频分量 ε ，从而得到 $[k \cdot \text{sign}\bar{i}_\alpha]_{eq} = \hat{e}_\alpha - e_\alpha$ 。同理， $[k \cdot \text{sign}\bar{i}_\beta]_{eq} = \hat{e}_\beta - e_\beta$ 。

3.4.2.2 基于模型参考自适应原理的转子速度及位置估计

将上述结论代入式 (3.45) 中反电动势部分，可以得到滤波后反电动势的估计动态方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} (l_1/l_s)(\hat{e}_\alpha - e_\alpha) \\ (l_1/l_s)(\hat{e}_\beta - e_\beta) \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

结合式 (3.44) 中给出的反电动势部分：

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

形成模型参考自适应系统。这里式 (3.47) 是模型参考自适应系统中的可调模型， $l_2 = l_1/l_s$ 为常数，式 (3.48) 是模型参考自适应系统中的参考模型。通过选取适当自适应律，使得误差 $\hat{e}_\alpha - e_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta - e_\beta$ 逐渐逼近于零，反电动势 e_α 、 e_β 被估计出来。可见基于自适应率的扩展滑模观测器估计电机反电动势不存在传统滑模观测器估计反电动势时的抖振问题，同时随着反电动势估计值 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 和实际值 e_α 、 e_β 吻合，可调模型式 (3.47) 很好地跟踪到参考模型式 (3.48)，即可调模型中的待估参数 $\hat{\omega}_r$ 得以辨识。

取 Lyapunov 函数为 $V = \frac{1}{2} X \cdot X^T$ ，其中 $X = [\hat{e}_\alpha - e_\alpha \ \hat{e}_\beta - e_\beta \ \hat{\omega}_r - \omega_r] = [\bar{e}_\alpha \ \bar{e}_\beta \ \bar{\omega}_r]$ ，由模型参考自适应原理可知，若 $V \geq 0$ 且 $\dot{V} \leq 0$ ，可得 l_2 大于零，但不能太大，否则会造成估计反电动势无法收敛到实际反电动势，这里取自适应律为：

$$\hat{\omega} = (k_p + \frac{k_i}{s})(v^T J \hat{e}) \quad (3.49)$$

式中 $\boldsymbol{v} = \begin{pmatrix} \bar{e}_\alpha \\ \bar{e}_\beta \end{pmatrix}$, $\boldsymbol{J} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}$, $\hat{\boldsymbol{e}} = \begin{pmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{pmatrix}$, 系统渐进稳定于平衡点, 从而使得 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 、 $\hat{\omega}_r$ 分别趋近于 e_α 、 e_β 、 ω_r 。同时, 转子位置信号可以根据式 (3.47) 得到的估计反电动势 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 计算得到:

$$\hat{\theta} = -\arctan(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta) \quad (3.50)$$

扩展滑模观测器估计转子速度及位置的系统控制框图如图 3-30 所示。

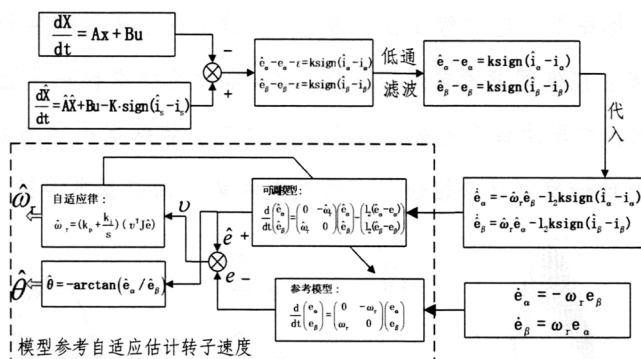


图 3-30 基于自适应率的扩展滑模观测器估计转子速度/位置系统

3.4.2.3 仿真分析

与滑模观测器不同的是, 扩展滑模观测器等效控制后得到的是反电动势实际值和估计值之间的误差量, 而不是反电动势的估计值, 其原因是为了构造模型参考自适应系统的参考模型和可调模型, 从而提取转子速度和位置信号。整个算法与传统滑模观测器不同的是, 其运用模型参考自适应来提取估计反电动势信号, 而不是滑模观测器直接估算出反电动势, 同时根据模型参考自适应系统中自适应律选择来提取转子速度, 取代传统滑模观测器通过反电动势数值计算得到转子速度。由此可见, 算法并不复杂, 同时可以避免滑模抖动对估计量的直接影响, 因此理论上说该方案是可行的。

为了检验上述估计算法的正确性, 建立了永磁同步电机无传感器矢量控制系统仿真模型, 分别在中速 (300r/min) 和高速 (1000r/min) 两种情况下对反电动势估计、转子位置估计、转子速度估计以及系统突加负载时动态特性进行算法验证, 并传统滑模观测器法作了对比分析, 系统仿真参数与前面锁相环系统仿真参数一致。由于中速 (300r/min) 和高速 (1000r/min) 时滑模观测器估计转子速

度及位置仿真分析在 3.4.1 节已经详细给出，这里不再累述。

图 3-31 (a) 是高速 1000r/min 时传统滑模观测器估计的 α - β 静止坐标系下反电动势 α 轴分量，图 3-31 (c) 是中速 300r/min 时传统滑模观测器估计的 α - β 静止坐标系下反电动势 α 轴分量，可以看出由于滑模控制自身的机理，使得估计反电动势包含一定成分的高频抖动成分，其正是转子速度及位置估计信号高频抖振的起源。图 3-31 (b) 是高速 1000r/min 时扩展滑模观测器估计的 α - β 静止坐标系下反电动势 α 轴分量，图 3-31 (d) 是中速 300r/min 时扩展滑模观测器估计的 α - β 静止坐标系下反电动势 α 轴分量，可以看出由于扩展滑模观测器提取反电动势信号是建立在模型参考自适应基础上的，取代传统滑模观测器将反电动势作为观测量，因此扩展滑模观测器估计得到的反电动势基本不含高频成分，波形平滑很多，同时估计反电动势相位与实际反电动势的相位基本保持一致。

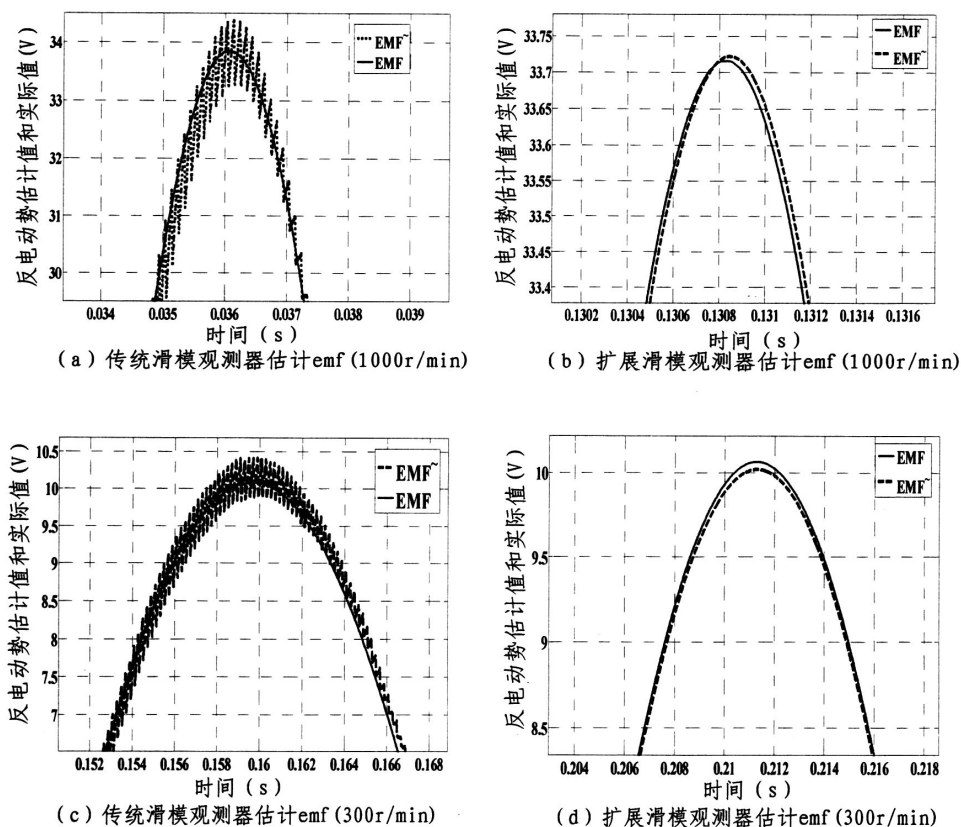


图 3-31 传统和扩展滑模观测器估计反电动势对比

图 3-32 (a)、(b) 为扩展滑模观测器作用下电机反电动势估计值跟踪反电动

势实际值过程。图 (c)、(d) 为估计反电动势与实际反电动势之间误差的变化趋势，可以看到差值在 0.07s 达到稳定接近于零，并一直保持下去。由式 (3.47) 可知，当 \hat{e}_α 与 e_α 之差趋近于零时，即 \hat{e}_α 趋近于 e_α ，式 (3.47) 代表的可调模型与式 (3.48) 代表的参考模型保持一致，从而达到估计量转速 $\hat{\omega}_r$ 识别目的。所以图 3-32 反映出基于扩展滑模观测器无传感器矢量控制系统在估计电机反电动势、转子速度及位置过程中是渐近稳定的。

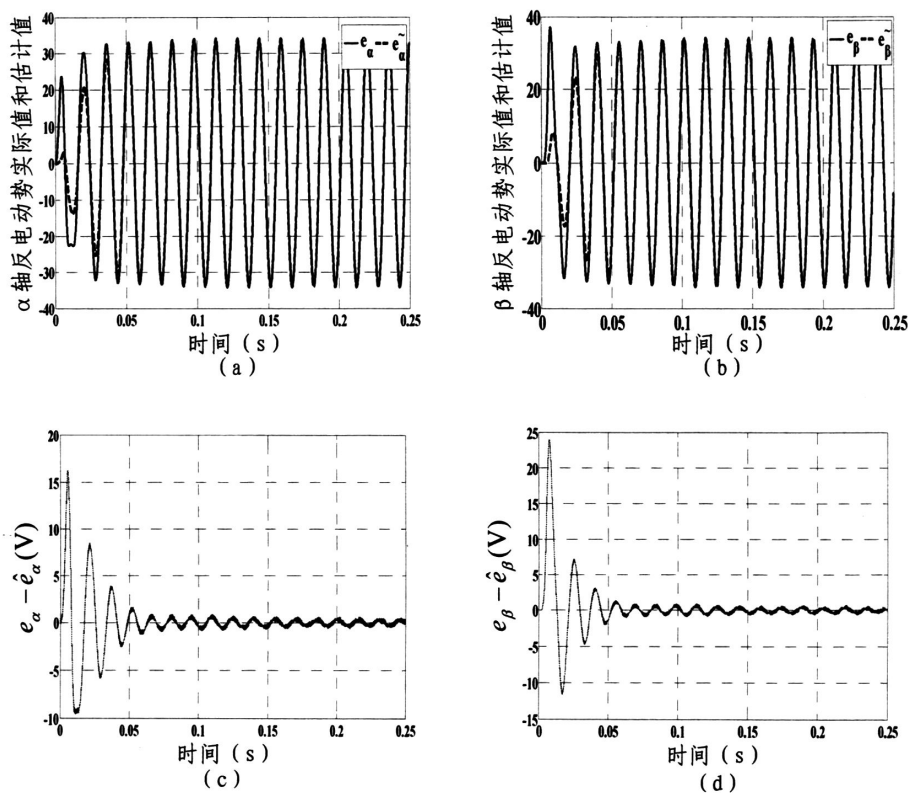


图 3-32 电机反电动势估计跟踪过程

转子位置通过估计反电动势的反正切运算可以得到。图 3-33 (a) 是高速 1000r/min 时扩展滑模观测器估计转子位置波形，图 (b) 是对其局部放大。图 3-33 (c) 是中速 300r/min 时扩展滑模观测器估计转子位置波形，图 (d) 是对其局部放大。转子速度通过模型参考自适应率可以得到，图 3-33 (e) 给出了高速 1000r/min 时的转子速度估计波形，图 3-33 (f) 给出了中速 300r/min 时的转子速度估计波形。可以看出，相对传统滑模观测器（参见 3.4.1.3，这里不再累述），

转子速度及位置估计曲线没有高频干扰成分，稳定平滑，与实际转子位置的误差相对小些，有效地避免了滑模观测器带来的抖振问题。同时在估计转子位置和速度的过程中不需要考虑滤波器滞后带来影响，无需加相位补偿，精简了算法。

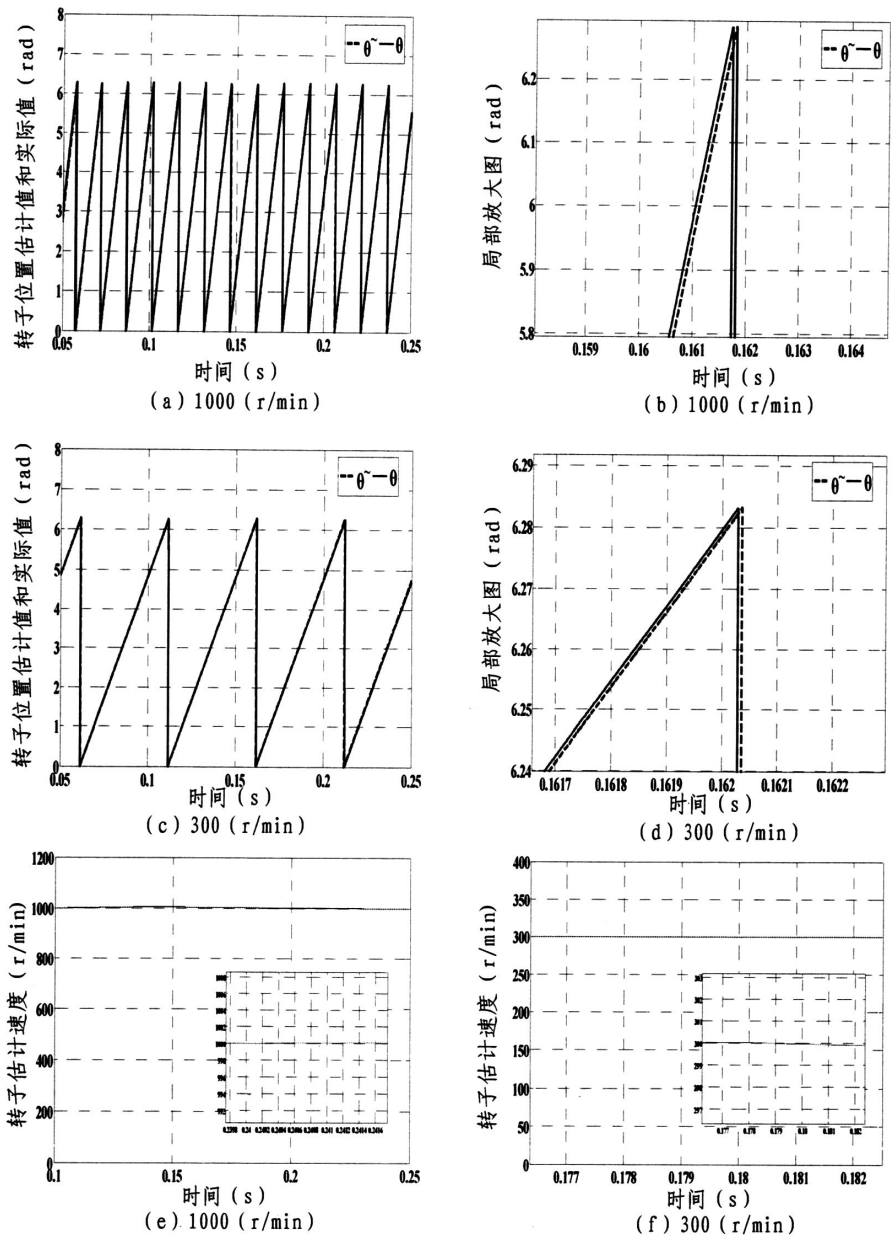


图 3-33 扩展滑模观测器估计转子速度及位置

3.5 本章小结

滑模变结构控制有其突出的优点也有其自身的缺点,将滑模应用到永磁同步电机无传感器控制系统中可以提高系统的鲁棒性,但是带来了抖振问题,本章首先对滑模的原理以及抖振产生的原因作了简要的阐述,然后仿真分析了滑模观测器在永磁同步电机无传感器控制系统中应用的可行性,同时也指出其存在的抖振问题。为了解决这一问题,本章先从滑模趋近率这个自身指标出发,通过分析比较发现不同趋近率所带来的滑动模态抖振程度不同,进而设计出变指数趋近率,并应用于永磁同步电机无传感器控制系统中,仿真分析发现变指数趋近率在抖振削弱上有很好的实际效果。为了彻底消除估计量中的高频抖振,本章从两个角度出发:一种是将锁相环和滑模观测器结合起来,消除抖振;另一种是在扩展滑模观测器基础上,将模型参考自适应和滑模观测器结合起来,消除估计量中的抖振。

第四章 永磁同步电机全速范围内无传感器控制

永磁同步电机无传感器在中速和高速运行时多采用基波模型激励的方法,该方法实现简单,动态性能比较好,可以取得良好的效果,但在零速或低速运行时会因为反电动势过小或根本无法检测导致该方法的失效,因此基于基波模型的速度及位置检测方法难以满足低速及零速的永磁同步电机无传感器控制的要求。

为了在零速及低速时也能够获得精确的转子位置信息,高频信号(电压或者电流)注入法使用较为广泛,这类方法是利用电机转子空间凸极效应(这种凸极效应即可以是电机磁路饱和引起的饱和性凸极,也可以是电机转子本身具有的结构性凸极),根据电阻和电感的空间变化,来映射出转子的空间位置。高频注入法有三个条件限制:首先,电机要具有凸极效应;其次,需要高频信号的注入;再次,需要设计具有一定带宽的滤波器来提取转子位置信息^[134]。

由于高频注入法利用的是电机凸极性,而不依赖电机的数学模型及参数,因而对电机参数的变化不敏感,鲁棒性好。它主要有旋转高频电压注入法、旋转高频电流注入法和脉振高频电压注入法这三类,其中脉振电压注入法可以跟踪饱和性凸极位置,转子位置估计值实时地跟踪实际值,无需补偿。对于面贴式永磁同步电机来说,采用脉振高频电压信号注入法更易检测转子速度及位置信号,因此这种方法具有一定的工程实际意义^[135-139]。

4.1 永磁同步电机低速无传感器控制

4.1.1 脉振高频注入法的基本原理

如图 4-1 所示的面贴式 PMSM,在估计的同步速旋转坐标系 \hat{d} 轴上注入高频脉动电压信号 $U_i \cos \omega_i t$, 其中 U_i 为注入电压的幅值, ω_i 为注入电压的频率,定义转子位置估计误差 $\Delta \theta_r$ 为: $\Delta \theta_r = \hat{\theta}_r - \theta_r$, 这里 θ_r 为转子位置实际值, $\hat{\theta}_r$ 为转子位置估计值。

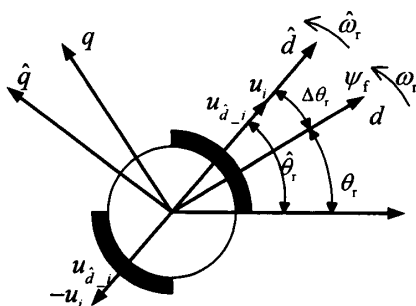


图 4-1 面贴式 PMSM 注入高频脉振电压

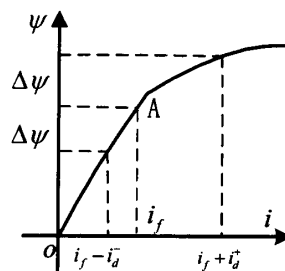


图 4-2 主磁路磁通和电流关系曲线

高频注入法一个前提使用条件是需要电机表现出一定的凸极性,这种凸极性即可以是电机本身结构设计带来的定子绕组的直、交轴电感不相等,称为结构性凸极,也可以是利用电机定子铁心非线性饱和特性所产生的磁路饱和性凸极。而脉振电压注入法可以跟踪饱和性凸极位置,下面简单介绍一下饱和性凸极原理。

面贴式永磁同步电机永磁体的磁导率非常接近空气磁导率,直轴和交轴的磁路近似相同,通常可以认为 $L_d=L_q$ 。在永磁同步电机设计中,通常使主磁路在空载条件下处于基本饱和状态,以提高材料的利用率^[70]。而在负载条件下,定子励磁电流磁场叠加作用,会增加或减弱磁路的饱和程度。图 4-1 所示的面贴式 PMSM 中, d 轴上存在的转子永磁励磁磁场 ψ_f 足够大的话,会使 d 轴磁路处于饱和状态。

由图 4-2 所示的永磁同步电机主磁路磁通和电流关系曲线可知,受磁路饱和的影响,面贴式永磁同步电机直、交轴电感是不同的。图中 i_f 为永磁体等效励磁电流,由于励磁电流对 q 轴磁场没有影响, q 轴磁路工作在原点,图中 A 点为 d 轴磁路的工作点,由式(4-1)可知,当在 A 点施加方向相反的电流时,会使 $L_d^+ < L_d^-$,而交轴磁路特性曲线和直轴基本相同,工作在原点,不存在饱和现象,因此有 $L_q^+ = L_q^- = L_q$ 。可见通入适当正向 d 轴电流,可以使得 $L_d < L_q$,从而在永磁同步电机气隙磁路上表现出一定的凸极性。

$$L = \frac{\Delta\psi}{\Delta i_d} \quad (4.1)$$

由图 4-1 可知,如果转子估计位置 $\hat{\theta}_r$ 与转子实际位置 θ_r 重合,即高频脉动电压矢量直接作用在 d 轴上,产生的交变磁场会与励磁磁场 ψ_f 叠加在一起,进而

改变励磁磁路的饱和程度,使其产生饱和性凸极,这种凸极会对注入的电压信号产生调制,结果反映在定子高频电流分量中。当转子估计位置 $\hat{\theta}_r$ 与转子实际位置 θ_r 不重合时,调制作用也相应发生变化,同样会反映在相应的高频电流响应中。可见高频电流响应信号中包含有转子位置及估计误差等信息,如何提取这些有用信息是实现脉振高频注入估计转子位置的关键。

当注入的高频电压信号频率远远高于基波运行频率时,定子电阻和旋转电压以及反电动势均可忽略,此时面贴式永磁同步电机定子绕组近似等效为纯电感,式(1.3)可简化为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

在以估计转速旋转的 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系中,高频注入电压对应的高频电流响应

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\hat{d}_i} \\ i_{\hat{q}_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_r & -\sin \Delta \theta_r \\ \sin \Delta \theta_r & \cos \Delta \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \Delta \theta_r & \sin \Delta \theta_r \\ -\sin \Delta \theta_r & \cos \Delta \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\hat{d}_i} \\ u_{\hat{q}_i} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$u_{\hat{d}_i}$ 、 $u_{\hat{q}_i}$ 、 $i_{\hat{d}_i}$ 、 $i_{\hat{q}_i}$ 分别为注入的高频电压以及相应的电流响应在估计同步旋转 $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系上的分量。这里定义平均电感 $\Sigma L = (L_d + L_q)/2$ 和半差电感 $\Delta L = (L_d - L_q)/2$,式(4-3)可重写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\hat{d}_i} \\ i_{\hat{q}_i} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \begin{bmatrix} \Sigma L - \Delta L \cos 2\Delta \theta_r & -\Delta L \sin 2\Delta \theta_r \\ -\Delta L \sin 2\Delta \theta_r & \Sigma L + \Delta L \cos 2\Delta \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\hat{d}_i} \\ u_{\hat{q}_i} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

由式(4.4)可以看出,同步速旋转坐标系 \hat{d} 轴和 \hat{q} 轴都可以用来注入脉振高频信号。如果选择在 \hat{q} 轴注入高频脉振电压信号,上式可以简化为

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}_i} \\ i_{\hat{q}_i} \end{bmatrix} = \frac{u_i \sin \omega_i t}{\omega_i (\Sigma L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} -\Delta L \sin 2\Delta \theta_r \\ \Sigma L + \Delta L \cos 2\Delta \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

可见即使转子位置误差为零时, q 轴上的高频电流分量也不等于零,因此会产生较大的转矩脉动,影响系统的稳定性能。而如果选择在 \hat{d} 轴注入高频脉振电压信号,式(4.4)可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}_i} \\ i_{\hat{q}_i} \end{bmatrix} = \frac{u_i \sin \omega_i t}{\omega_i (\Sigma L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} \Sigma L - \Delta L \cos 2\Delta \theta_r \\ -\Delta L \sin 2\Delta \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

可以看出, \hat{d} 轴上的高频电流分量不仅和脉振电压幅值、频率、转子位置误

差有关,而且还和平均电感 ΣL 、半差电感 ΔL 有关。即使转子位置估计误差为零, \hat{d} 轴上的高频电流分量也不等于零,而当转子位置估计误差趋于零时, \hat{q} 轴高频电流逐渐变小,可将 \hat{q} 轴高频电流经适当信号处理后作为转子位置跟踪观测器的输入信号,以获得转子的速度和位置信息,同时随着转子位置估计误差趋于零,高频注入电压带来转矩脉动得到很好地解决。因此选择在 \hat{d} 轴注入高频电压信号同时从相应的 \hat{q} 轴高频电流提取转子位置和速度信号的方法更为有效。

选择适当截止频率的高通滤波器,将 \hat{q} 轴高频电流从 \hat{q} 轴定子电流中提取出来,并对其进行幅值调制,即式(4.6)中的 $i_{\hat{q}_{-i}}$ 项乘以 $-\sin \omega_c t$,可得

$$i_{\hat{q}_{-i}} \cdot (-\sin \omega_c t) = \frac{u_i \Delta L \sin 2\Delta\theta_r}{2\omega_i L_d L_q} - \frac{u_i \Delta L \sin 2\Delta\theta_r \cos 2\omega_i t}{2\omega_i L_d L_q} \quad (4.7)$$

$$i_\Delta = \text{LPF}(-i_{\hat{q}_{-i}} \sin \omega_c t) = \frac{u_i \Delta L \sin 2\Delta\theta_r}{2\omega_i L_d L_q} \approx \frac{u_i \Delta L \Delta\theta_r}{\omega_i L_d L_q} \quad (4.8)$$

可以看出经过调制的高频电流包含两个部分:一是直流分量,包含了转子估计误差信号,二是二次谐波分量。选择适当转折频率的低通滤波器就可以将二次谐波分量滤去,得到直流分量 i_Δ ,这个量含有表征转子位置的有用信息。当 $\Delta\theta_r$ 很小时, $\sin 2\Delta\theta_r \approx 2\Delta\theta_r$,这时认为 i_Δ 与 $\Delta\theta_r$ 成正比,可以采用PI调节器,调节器输入信号是 i_Δ ,调节器的输出信号作为电磁转矩调节器的给定信号,当 θ_r 和 $\hat{\theta}_r$ 不一致时,电磁转矩发生改变,通过机械系统调整转速,进而调节转子位置,使得转子实际位置 θ_r 与转子估计位置 $\hat{\theta}_r$ 保持一致。整个基于高频脉振注入法的转子速度及位置估计系统控制框图如图4-3所示。

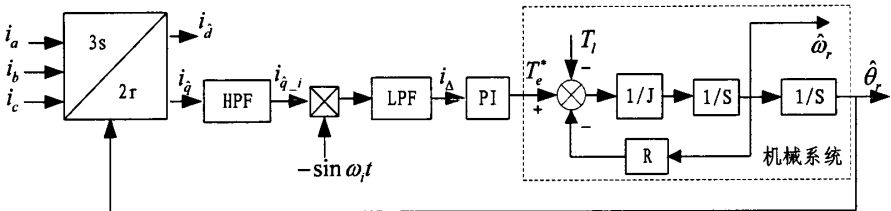


图 4-3 基于脉动高频电压注入法的转子位置观测器

注入的高频电压信号的频率选择通常要考虑基波励磁频率、估计带宽以及逆变器开关频率等因素。如果高频载波信号的最大频率大于开关频率的一半,将会

其自身产生混杂信号；若接近于逆变器开关频率，容易使其与逆变器开关频率混淆，无法有效地分离需求信息，从而影响到转子位置观测的精度。而高频载波信号最小频率的取值要保证其与基波频率有足够大的频谱分离空间，如果注入的载波频率选择太低，不仅不易同转子基波频率分离开来，而且电阻压降和旋转反电动势所占比重增加，电机在高频注入下的简化模型不再适用。为此，一般选取的电压频率为 $0.4\text{--}2\text{KHz}^{[140]}$ 。

注入高频电压信号幅值的选择主要考虑到电流反馈值、模拟信号处理以及 A/D 转换的分辨率、逆变器非线性特性等因素。如果幅值太小，转子 d 轴磁链未充分饱和，不利于电机极性检测，同时 A/D 转化的误差也会影响电流的测量精度。如果幅值太大，会影响到电机本身运行。为此，一般选取的电压幅值为基波幅值的 $1/5\text{--}1/10^{[141]}$ 。

4.1.2 同步轴高通滤波器的设计

由图 4-1 可知，将 \hat{d} 轴上注入的高频电压矢量变换到 d 轴上，则有

$$u_{d_i} = u_{\hat{d}_i} e^{j(\hat{\theta} - \theta)} = u_i \cos \omega_i t e^{j(\hat{\theta} - \theta)} \quad (4.9)$$

高频电压注入对应的 dq 坐标系下的高频电流响应为

$$i_{dq_i} = \frac{u_i}{\omega_i} \sin \omega_i t \left[\frac{1}{L_d} \cos(\hat{\theta}_r - \theta_r) + j \frac{1}{L_q} \sin(\hat{\theta}_r - \theta_r) \right] \quad (4.10)$$

为了方便检测定子电流高频分量，将 i_{dq_i} 变换到三相静止 abc 坐标系中，即

$$i_{s_i} = i_{dq_i} e^{j\theta_r} = \frac{-j u_i}{4 \omega_i L_d L_q} \{ [(L_d + L_q) e^{j(\omega_i t + \hat{\theta}_r)} - (L_d - L_q) e^{j(\omega_i t + \hat{\theta}_r - 2\Delta\theta_r)}] + [-(L_d + L_q) e^{j(-\omega_i t + \hat{\theta}_r)} + (L_d - L_q) e^{j(-\omega_i t + \hat{\theta}_r - 2\Delta\theta_r)}] \} \quad (4.11)$$

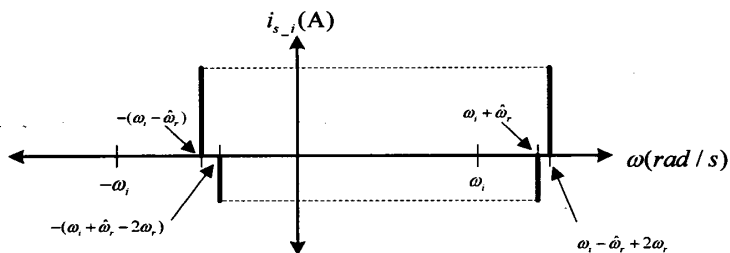


图 4-4 定子电流高频电流分量频谱分析

可见高频脉振电压信号注入到 \hat{d} 轴上，会在定子绕组中产生高频电流分量

i_{s_f} ，其包含正序分量和负序分量两部分，高频电流分量在静止 abc 坐标系下的频谱分析参见图 4-4。

在高频电压注入下的定子电流 i_s^s 由基波分量 i_{s_f} 和高频电流分量 i_{s_i} 组成，后者主要是通过高通滤波器将其从定子电流 i_s^s 中提取出来，进而作为转子位置跟踪器的输入信号，而前者需要反馈到电流调节器进行电流闭环控制，故需要将定子电流高频成分中正序分量和负序分量均滤去。对于两者的滤除可以选择同步参考坐标系下的低通滤波器^[142]，但是低通滤波器对于直流量的传递函数幅值并不为零，这意味着它不可能完全消除以同步频率出现的高频分量，因此影响到电流调节器的调节精度。而高通滤波器对于直流量的传递函数幅值为零，因此同步参考坐标系高通滤波器是能够完全消除以同步频率出现的任何信号。本文正是基于这一考虑，在对基波电流 i_{s_f} 提取时采用同步坐标系下的高通滤波器，其原理如图 4-5 所示。

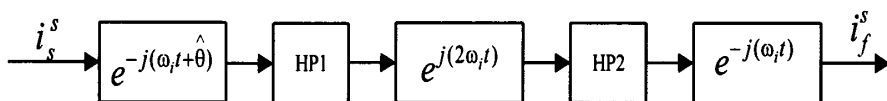


图 4-5 同步坐标系高通滤波器原理图

先将定子电流 i_s^s 变换到以角频率 $\omega_i t + \hat{\theta}$ 正向旋转的坐标系中，正序分量变成直流量，经过 HP1 被完全滤除，负序分量变为 $2\omega_i$ 旋转的负序量，再将其变换到以 $2\omega_i$ 角速度反向旋转坐标系中，负序分量此时变成直流量，可以通过 HP2 将其滤除，至此定子电流中正序和负序高频成分均被完全滤除。而定子电流的基波分量 i_{s_f} 经过这一系列变换和信号处理后被完整地保留下来，最后需要将基波分量 i_{s_f} 变换到估计坐标系 $\hat{d}-\hat{q}$ 轴中，以完成电流闭环控制。

图 4-6 为当高频注入信号 1kHz 时，采用同步轴高通滤波器时对应的复向量频率响应特性，同步轴高通滤波器中两个 HPF 的截止频率取为 80Hz。可见高通滤波器是一个锐截止陷波滤波器，这个陷波滤波器具有在同步频率下滤波所希望的特性，即将定子高频载波电流中包含的正序和负序量都可完全滤除，同时不影响同步频率以外的信号。

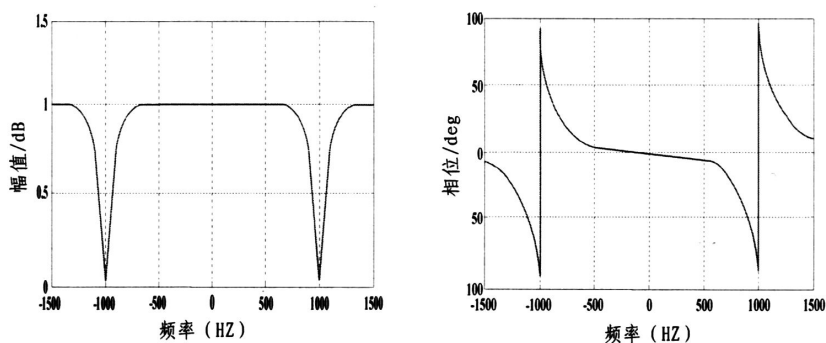
图 4-6 同步坐标系下高通滤波器的复向量频率响应 ($f_c=1\text{KHz}$)

图 4-7 给出了定子电流在反馈到电流调节器之前，经过同步轴高通滤波器滤波处理后的仿真波形。 i_d 、 i_q 为注入脉振高频电压幅值为 15V、频率为 1kHz 时对应的定子电流响应，其包含了基波分量和高频分量， i_{d_f} 、 i_{q_f} 为基波电流分量，可以清晰地看出定子电流中的高频成分被有效地滤除后得到电流基波分量。

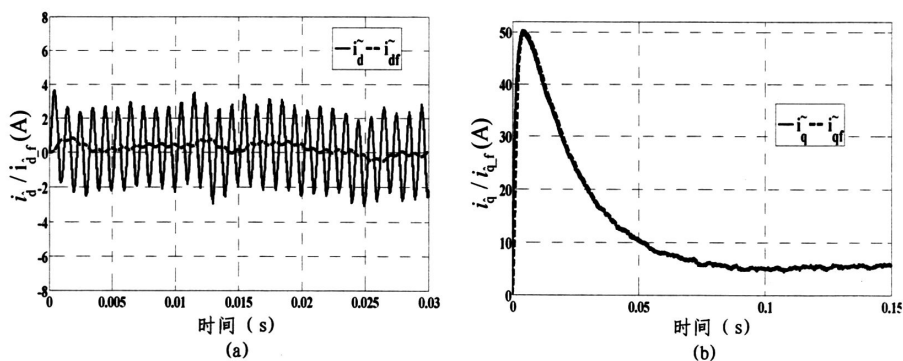


图 4-7 同步坐标系高通滤波器作用下定子电流基波分量提取

4.1.3 仿真分析

基于高频脉振电压信号注入法的 PMSM 无传感器矢量控制系统结构框图如 4-8 所示。仿真所用电机仍为面贴式永磁同步电机，其参数见表 2-1。电机的基波额定频率为 200Hz，为了避免对电机本身运行性能的影响，注入的高频电压信号的频率取为 1kHz，PWM 逆变器采用 SVPWM 调制，其载波频率取为 10kHz。

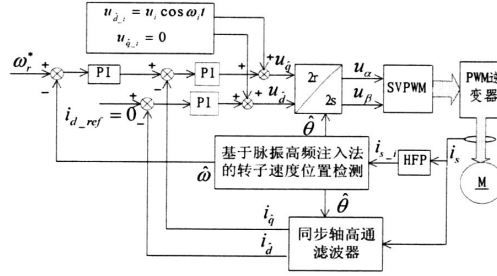


图 4-8 基于脉振高频电压注入法的 PMSM 无传感器矢量控制系统框图

在图 4-1 中， $\hat{d}-\hat{q}$ 坐标系与 $d-q$ 坐标系几乎同步旋转，因此电机磁路的结构性凸极对高频电压的调制作用是微弱的，饱和性凸极占主导地位，体现在对高频直轴电流幅值的调制上，由于 d 轴定义在转子励磁磁极上，随着 \hat{d} 与 d 轴间位置的不断变化，这种调制上的差异表现在 $\hat{d}-\hat{q}$ 轴上的高频电流分量幅值大小。图 4-9 给出在 15r/min 转速下，注入幅值 30V 的高频脉振电压时，对应的定子电流 i_d 分量以及 i_q 轴高频电流经调制滤波后得到表征转子位置信息的电流误差项 i_Δ ，图中可以看出定子电流 \hat{d} 轴分量明显因为转子位置发生变化而受到调制。

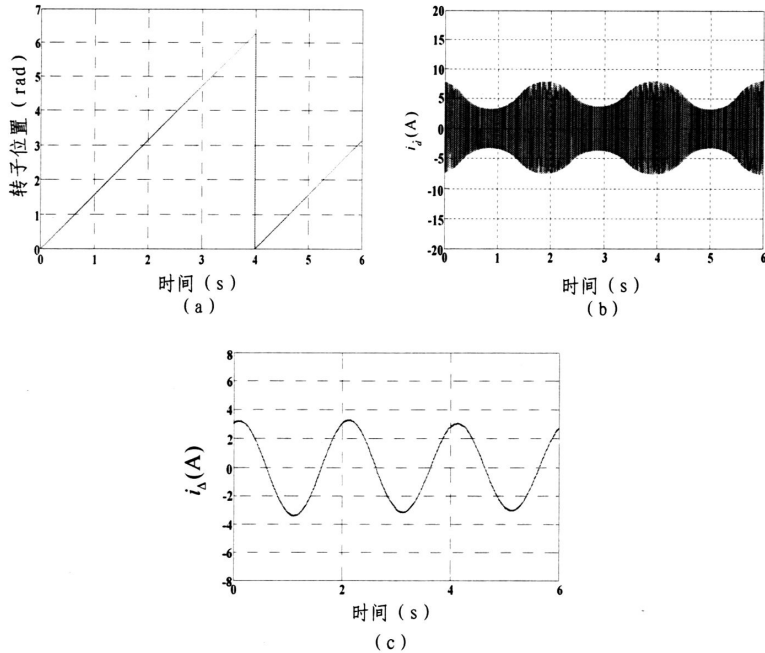

 图 4-9 转子位置、 \hat{d} 轴定子电流分量、电流误差项的对应关系（30V 注入、15r/min）

图 4-10 为 30r/min 时注入 30V 高频脉振电压时转子位置、 \hat{d} 轴定子电流 $i_{\hat{d}}$ 以及电流误差项 i_{Δ} 的对应关系，定子电流 \hat{d} 轴分量受到明显的调制，且调制信号的频率和电流误差项频率保持一致，大致为转子速度频率的两倍。图 4-11 为 30r/min 时注入 15V 高频脉振电压时转子位置、 \hat{d} 轴定子电流分量 $i_{\hat{d}}$ 以及电流误差项 i_{Δ} 的对应关系，可以看到当注入的高频电压幅值减小一半时，定子电流幅值和电流误差项幅值相应减小一半，只要在注入电压幅值允许范围内，定子电流受到的调制不变，转子位置、高频电流 $i_{\hat{d}}$ 以及电流误差项 i_{Δ} 的频率对应关系也不变。

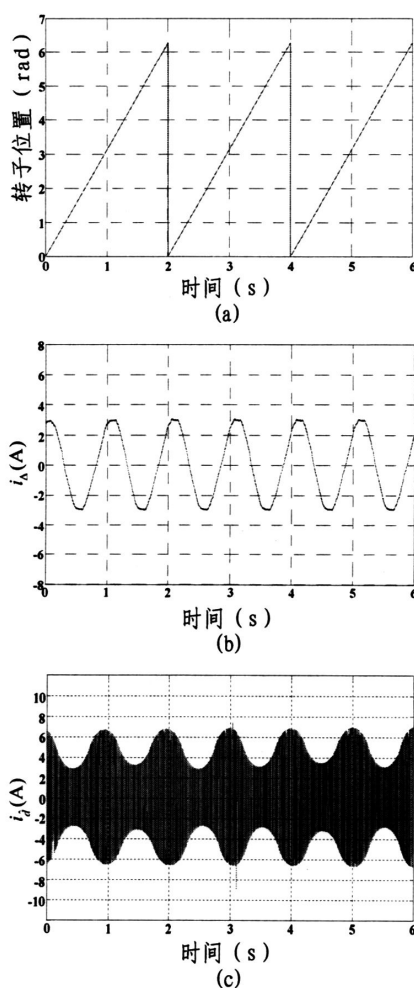


图 4-10 转子位置和定子电流 $i_{\hat{d}}$ 、电流误差项 i_{Δ} 的对应关系 (30V 注入, 30r/min)

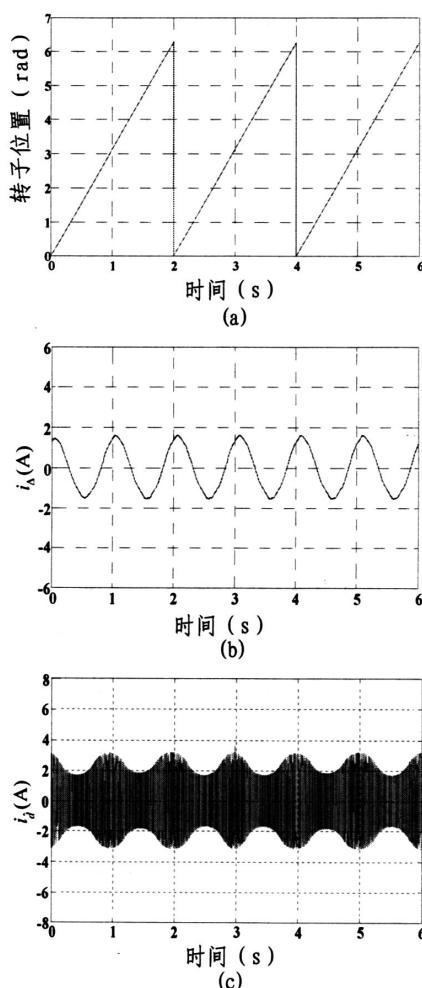


图 4-11 转子位置和定子电流 $i_{\hat{d}}$ 、电流误差项 i_{Δ} 的对应关系 (15V 注入, 30r/min)

注入高频脉振电压幅值过大会产生脉动转矩；幅值过小无法激励出所需的高频电流。图 4-12 (a)、(b) 是幅值为 100V 高频电压注入时电磁转矩波形，图 (b) 是对图 (a) 局部放大，可见相对于幅值为 30V 高频电压注入（参见图 4-12 (c)、(d)，图 (d) 是对图 (c) 的局部放大），电磁转矩脉动大很多，影响到系统的动态性能。因此正确选择高频脉振电压幅值非常重要。

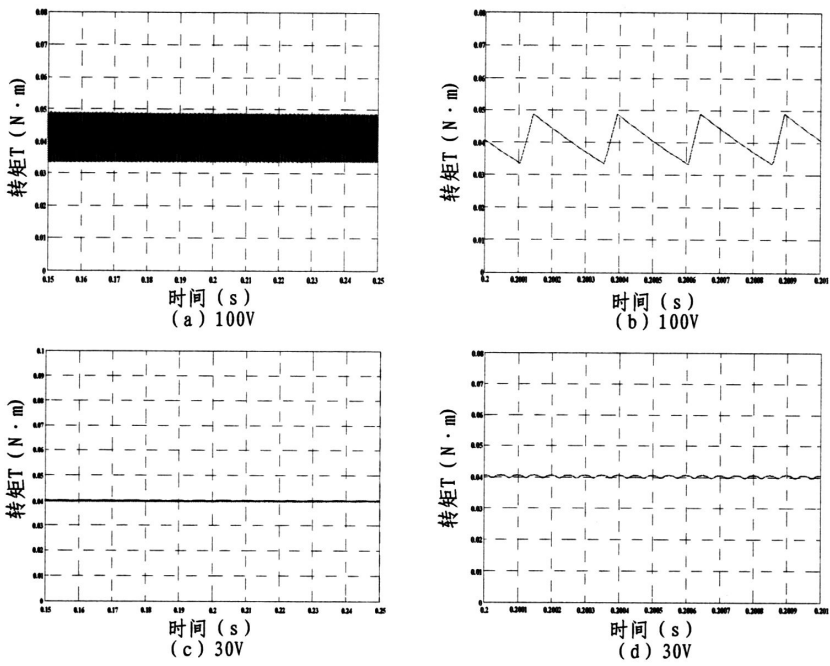
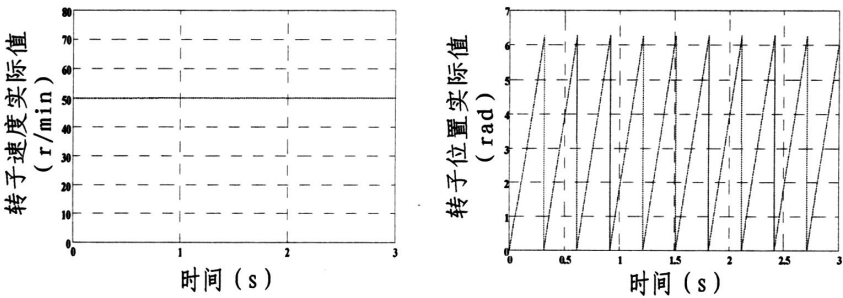
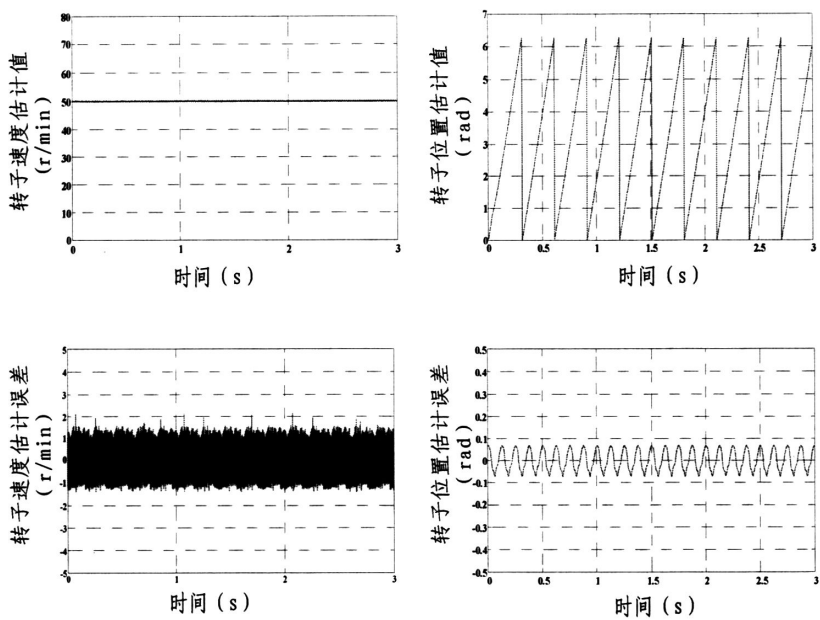


图 4-12 高频脉振电压幅值分别为 100V 和 30V 时对应的电磁转矩

为了检验基于脉振高频信号注入方法检测转子位置与速度的有效性，选择 50r/min 及 1000r/min 进行仿真研究。图 4-13 给出了当电机以 50r/min 空载运行时转子速度及位置的实时值和估计值以及估计误差仿真波形。可以看出，这种基于脉振高频电压注入法的转子速度、位置检测方法能够在低速范围内准确实现转子速度和位置的跟踪，同时误差很小。

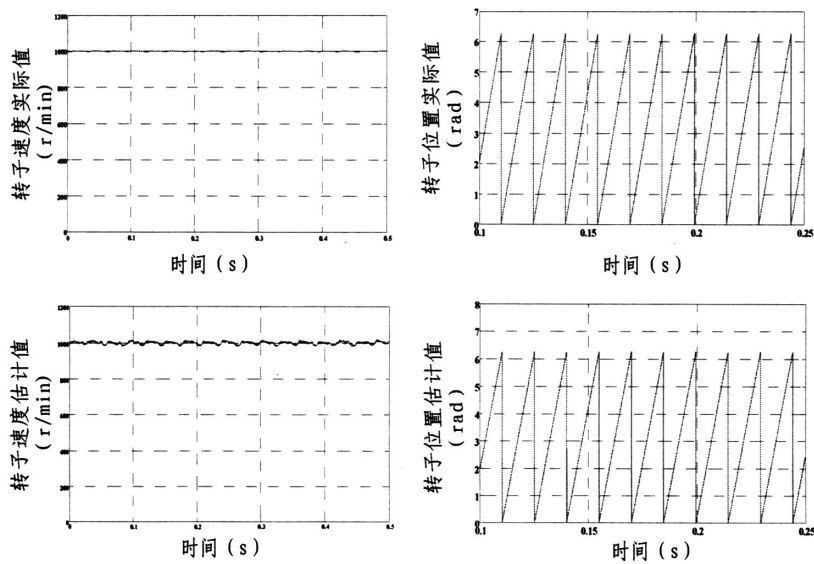


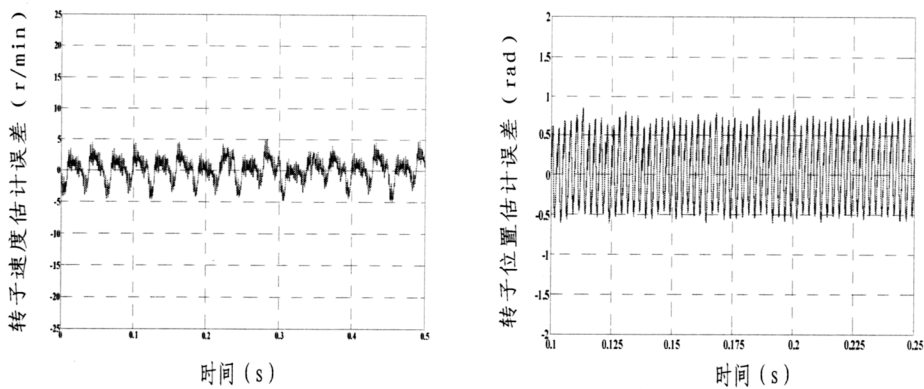


(a) 转子速度实际值、估计值以及估计误差 (b) 转子位置实际值、估计值以及估计误差

图 4-13 50r/min 时转子速度和位置的实际值、估计值以及估计误差

图 4-14 给出当电机以 1000r/min 空载运行时转子速度及位置的实际值、估计值以及估计误差的仿真波形。由于在高速阶段时反电动势过大，电压矢量方程中的旋转分量不能被忽略，激励模型不再适用。由仿真结果可知，虽然能基本完成高速时转子速度和位置的检测，但误差相对低速（50r/min）大很多，系统的测量精度降低，稳定性变差。





(a) 转子速度实际值、估计值以及估计误差 (b) 转子位置实际值、估计值以及估计误差

图 4-14 1000r/min 时转子速度和位置的实际值、估计值以及估计误差

图 4-15 为电机在 50r/min 运行时, 0.1 秒时刻突加 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载和 0.5 秒时突卸负载时的仿真波形。结果表明, 当外界负载发生变化时, 基于脉振高频电压注入法的转子速度及位置估算方法仍然能够有效地检测到转子速度和空间位置, 不会发生失调现象, 系统动态性能良好。

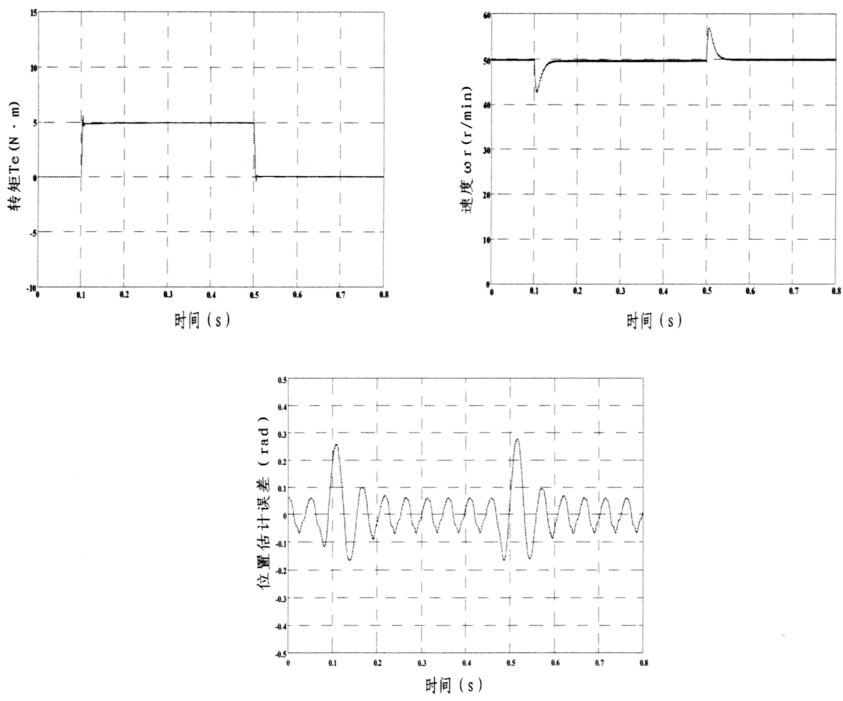


图 4-15 0.1 秒时突加额定负载和 0.5 秒时突卸额定负载过程的仿真波形

4.2 永磁同步电机初始位置检测

对于永磁同步电机来说，起动时 N 极与 S 极是有区别的，当定子电枢磁势与永磁体磁势的夹角 0 或者 2π 时，起动转矩为零，电机无法起动；当定子电枢磁势与永磁体磁势垂直时，即夹角为 $\pi/2$ 或者 $3\pi/2$ ，此时电机起动转矩最大^[143]。垂直夹角为 $\pi/2$ 时，电机将以最大转矩正向起动；但垂直夹角为 $3\pi/2$ 时，则电机将以最大转矩反向起动。

高频脉振信号注入法中的转子位置检测是通过 PI 位置跟踪器对电流误差项 i_{Δ} 进行调节，当 i_{Δ} 被调节到零时，转子位置估计值将收敛到其实际值，从而获得转子位置角度 $\hat{\theta}_r$ ，但是此时转子位置估计值既可能是转子磁极 N 极对应的位置，也可能是 S 极对应的位置。因此只有正确判断 N 极、S 极极性，才能确保电机可靠起动，避免出现反转、起动失败等现象。

4.2.1 基于饱和和凸极效应的转子初始位置检测

根据前面一节提到的电机磁路饱和和凸极性^[144-147]原理，本章采用注入脉冲电压矢量的方法来判断转子磁极极性。首先，通过高频脉振电压信号的注入，获得转子位置的初判值 $\hat{\theta}_r$ ，转子位置初次估计示意图见图 4-16。再次，向定子绕组中注入矢量角为 $\hat{\theta}_r$ 和 $\hat{\theta}_r + \pi$ 方向相反、幅值相等的两个脉冲电压矢量，通过比较两者对应的直轴电流幅值响应大小，来决定转子初次估计值需不需要矫正，转子位置估计矫正示意图见图 4-17。

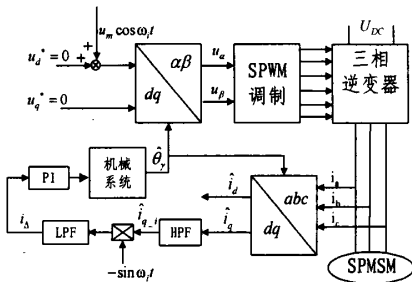


图 4-16 转子位置初次估计示意图

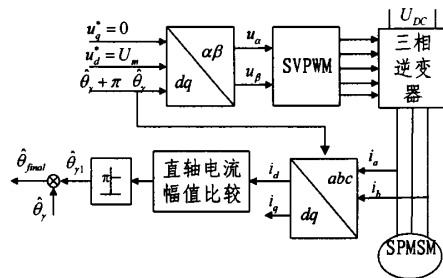


图 4-17 转子估计位置矫正示意图

当脉冲电压注入时，定子绕组处于 RL 电路的零状态响应^[148-149]，其数学模型为：

$$\begin{aligned} U &= Ri(t) + L di(t) / dt \\ i(0) &= 0 \end{aligned} \quad (4.12)$$

此时电流响应为：

$$i(t) = U[1 - e^{-(R/L)t}] / R \quad (4.13)$$

RL 电路的零状态响应如图 4-18 所示。可见，对于单个脉冲电压注入下的电流响应来说，波形可分为二段：前段为注入的脉冲电压对应的电流上升阶段；后段是脉冲电压作用结束后，由于电感放电而形成的反向电压对应的电流下降阶段。由磁路饱和和凸极性原理可知，在电机绕组中注入两个方向相反的电压矢量，其电流响应是有差异的。如果电压矢量带来的是对 d 轴磁场的充磁作用，就增加了磁路的饱和程度，此时所对应的 d 轴电感值减小，相应的电流幅值增加；如果电压矢量带来的是对 d 轴磁场的去磁作用，就减弱了磁路的饱和程度，此时所对应的 d 轴电感值增加，相应的电流幅值减小，因此可以通过比较两个方向相反的脉冲注入电压所对应的电流响应峰值的大小，获得转子磁极极性信号，进而判断出初判值 $\hat{\theta}_r$ 需不需要矫正为 $\hat{\theta}_r + \pi$ 。

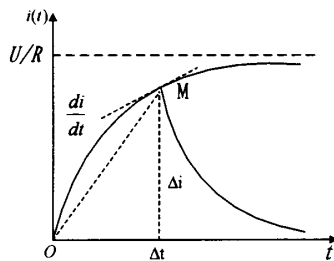


图 4-18 RL 电路的零转态电流响应

4.2.2 仿真分析

图 4-19 (a) 为实际转子位置角 60° 时，注入高频脉振电压得到转子位置初判值仿真波形， $\hat{\theta}_r$ 为 61.9° ，然后注入矢量角分别为 61.9° 和 241.9° 两个电压脉冲，图 4-19 (b) 为注入的脉冲电压，图 4-19 (c) 为对应的电流响应波形。当正向注入脉冲对应的 d 轴电流幅值大于反向注入脉冲对应的 d 轴电流幅值时，初判值 61.9° 对应磁极 N 极的位置，不需要矫正角度，误差为 1.9° 。

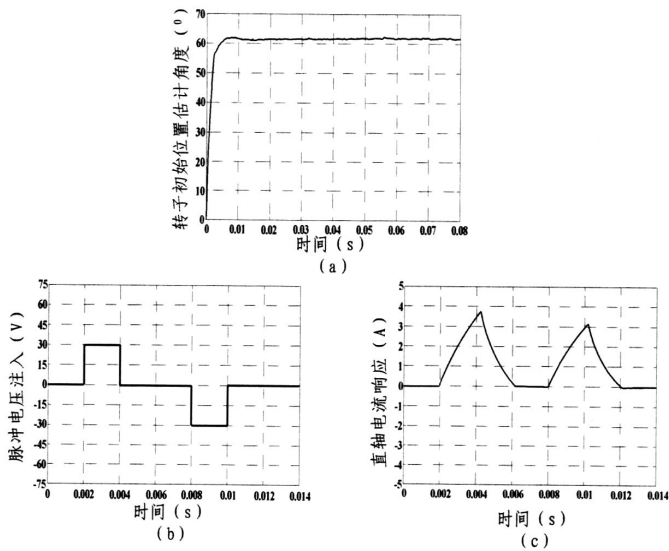


图 4-19 脉冲电压注入及其角度校正 (60°)

图 4-20 (a) 为实际转子位置角 260° 时, 注入高频脉振电压获取转子磁极位置初判值 78.3° 的仿真波形, 然后注入矢量角分别为 78.3° 和 258.3° 两个电压脉冲, 图 4-20 (b) 为注入的脉冲电压, 图 4-20 (c) 为对应的电流响应波形。当正向注入脉冲对应的 d 轴电流幅值小于反向注入脉冲对应的 d 轴电流幅值时, 初判值 78.3° 对应磁极 S 极的位置, 此时转子位置初判值 78.3° 需要加上 180° , 被矫正为 258.3° , 误差为 1.7° 。

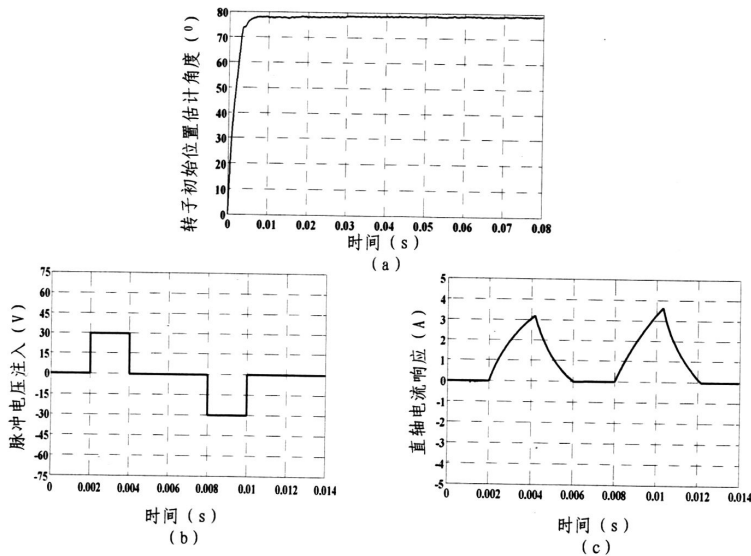


图 4-20 脉冲电压注入及其角度校正 (260°)

图 4-21 给出转子不同初始位置估计值与实际值之间的误差，最大误差是 4.8° ，最小误差是 0.9° ，平均误差为 1.9° ，满足电机起动要求。从图 4-21 可以看出，误差较大点主要分布在 4 个边界点附近，即 0° 、 90° 、 180° 、 270° 相邻的区域。

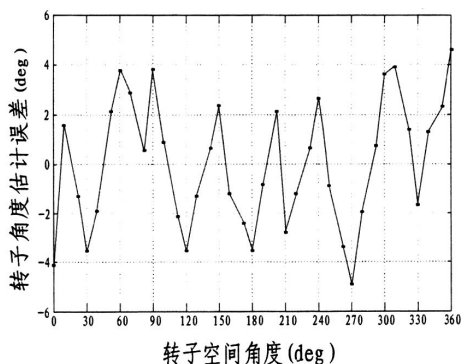


图 4-21 转子不同初始位置的估计误差

4.3 永磁同步电机全速范围无传感器控制

高频脉振电压信号注入法由于不依赖于电机本身参数，所以对电机参数变化、外界干扰不敏感，具有很好的鲁棒性。这类方法在低速甚至零速时可以准确地检测转子的速度和位置信号，但是在高速时电机的高频等效模型不再成立，同时由于高频脉振信号注入法中需要多个滤波器的使用，会带来转子速度和位置估计的滞后，因此这类方法是不适合高速时永磁同步电机无传感器控制。而前面几章提到的一系列基于基波模型无传感器运行控制方法，是通过观测反电动势的观测达到对转子速度和位置的跟踪，这类方法在中速以及高速时可以准确地检测转子的速度和位置信号，动态性能良好、抗扰性能强，但是在低速和零速由于反电动势信号过于微弱，这类方法是不适用的。

4.3.1 全速范围复合观测器设计

要实现永磁同步电机全速范围内的无传感器控制，可以将两类方法结合起来取长补短，建立全速范围转子速度及位置复合观测器^[150-151]，即低速、零速时采用高频脉振电压信号注入法实现转子速度和位置检测，中、高速时考虑到算法的简单使用，同时要保证系统良好的动态性能，选择基于锁相环和滑模观测器结合

方法观测转子速度和位置。如何实现低、零速与中、高速平滑切换是转子速度位置复合观测器的关键所在，文中根据两种方法各自的优缺点以及使用范围，采用加权平均值的方法实现过渡阶段的衔接，其原理如图 4-22 所示。

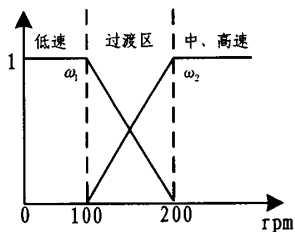


图 4-22 加权平均值原理示意图

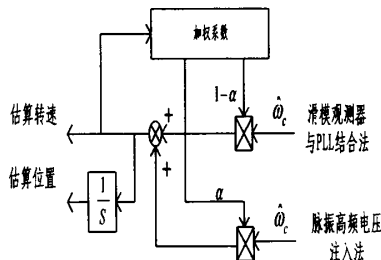


图 4-23 转子速度与位置复合检测法

可见复合观测器输出值是由滑模观测器与 PLL 结合法、脉振高频电压信号注入法共同决定的，中、高速通过滑模观测器与 PLL 结合法得到转子估计速度和位置信号，低、零速则由高频脉振电压注入法来获取转子估计速度和位置信号，过渡区域则为两者的线性组合，具体原理表示成下面的式子

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_r &= \alpha \hat{\theta}_{r,low} + (1-\alpha) \hat{\theta}_{r,high} \\ \hat{\omega}_r &= \alpha \hat{\omega}_{r,low} + (1-\alpha) \hat{\omega}_{r,high}\end{aligned}\quad (4.14)$$

式中 α 为加权因子，即

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \hat{\omega}_r \leq \omega_1 \\ \frac{\omega_2 - \hat{\omega}_r}{\omega_2 - \omega_1} & \omega_1 < \hat{\omega}_r < \omega_2 \\ 0 & \hat{\omega}_r \geq \omega_2 \end{cases}$$

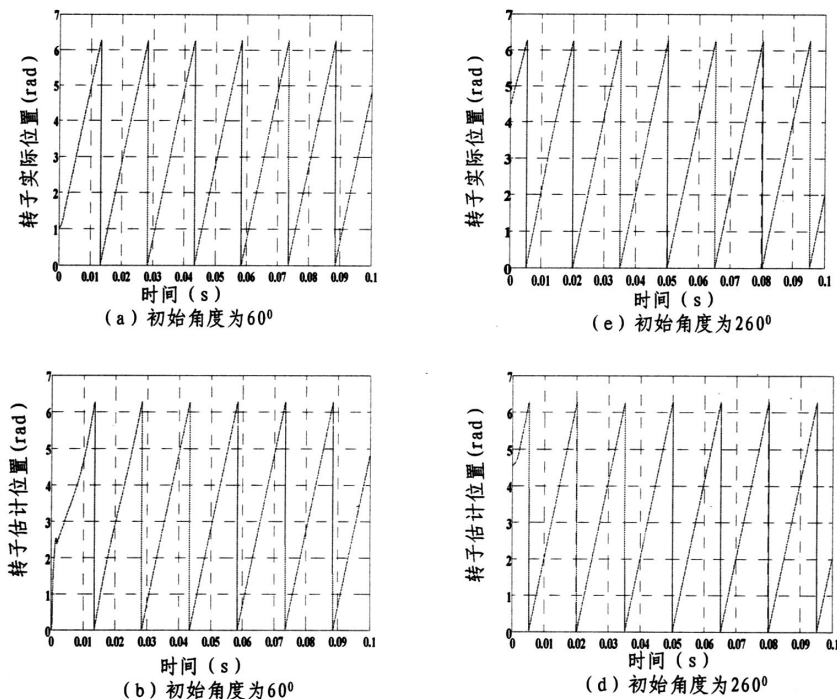
分别为转速过渡区切换控制上下限。低速时，为了保证转子速度和位置检测的精度，要使过渡区速度下限值高于滑模观测器与 PLL 结合法能可靠工作的最低速度；高速时，为了防止动态过程中转子速度和位置检测失败，要使过渡区速度上限值低于脉振高频电压注入法适用范围的最高速度。

实际上，由于逆变器本身的非线性特性、电流反馈精度、模拟信号处理以及 A/D 转换分辨率等因素的影响，使得不同系统低速方案和中、高速方案的适用范围存在差异，本系统 ω_1 、 ω_2 的取值分别为 100r/min 和 200r/min。当转速低于下限值 100r/min 时，脉振高频电压注入法起主导地位；同理，当转速高于上限值 200r/min 时，基于滑模观测器与 PLL 结合法起主要作用，此时高频脉振电压注入法达不到相应的效果，可以通过逐步减小注入的幅值，来消除高频信号给系统

带来的影响。由于复合观测器自身的特点,在过渡过程中即使两种方法的转子速度和位置估计误差存在差异,加权平均算法也可以实现切换过程中转子速度和位置的渐进变化,避免信号的突然跳变,从而保证系统的稳定性。图 4-23 为转子速度和位置复合检测方法的系统框图。

4.3.2 仿真分析

为了检验复合观测器估计算法的正确性,建立了永磁同步电机全速无传感器矢量控制系统仿真模型,仿真参数同前。图 4-24 为额定转速 1000r/min 时,永磁同步电机无传感器控制系统从静止到稳态时转子速度及位置估计过程,图 4-24 (a)、(b)、(c) 分别为转子初始角度 60° 时对应的转子实际位置、转子估计位置、转子估计速度仿真结果,不难发现,将脉冲注入与高频脉振电压注入结合起来估计转子初始位置,可以使电机可靠起动,转子估计位置基本和实际位置吻合,同时复合观测器确保了电机从零速经过过渡区域平稳过渡到额定稳态转速。图 4-24 (e)、(d)、(f) 分别为转子初始角度 260° 时对应的转子实际位置、转子估计位置、转子估计速度仿真结果,可见转子估计位置角度经过校正补偿后,与实际位置角度保持一致。



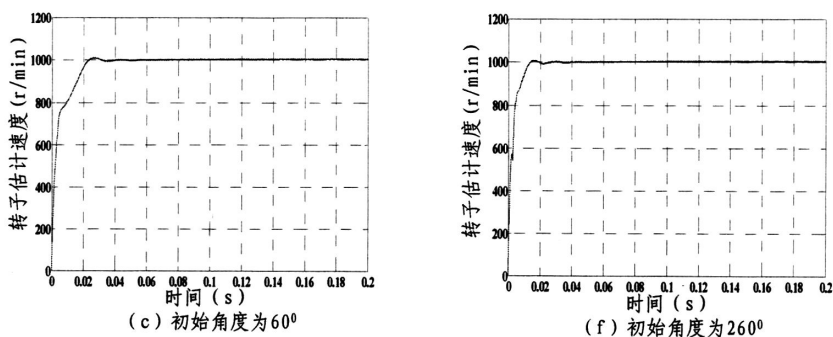


图 4-24 基于复合观测器的转子速度/位置估计

为了进一步验证复合观测器的动态性能，在 0.1 秒时将转速给定值由 1000r/min 变为-1000r/min，图 4-25 (a) 为转速给定值突变时所对应的转速估计值变化过程，图 4-25 (b) 为转子位置角度变化过程。可以看出复合观测器可以实现转子速度和位置的准确检测，同时保证了不同速度范围之间的平滑过渡，系统运行稳定，不会出现失调现象，基本满足全速范围内的无传感控制要求。

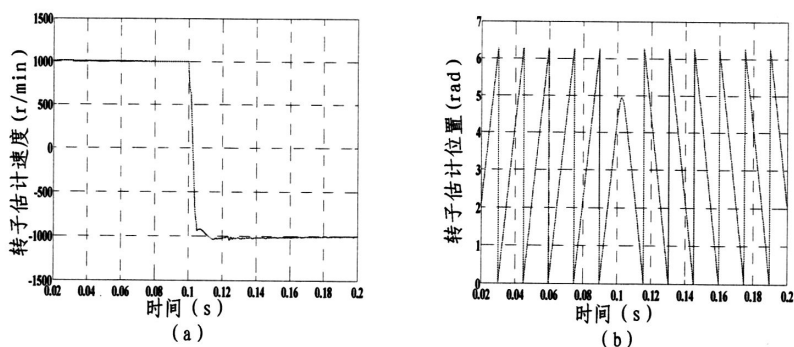


图 4-25 给定转速相反时系统动态估计过程

4.5 本章小结

针对基波模型在低速存在的问题，本章采用高频脉振电压注入法并设计了同步轴高通滤波器，完成面贴式永磁同步电机无传感器低速控制，同时利用电机饱和凸极效应原理，设计脉冲注入法来判断转子磁极极性，实现永磁同步电机初始位置的准确定位。针对中、高速无传感器控制方法和低速、零速无传感器控制方法各自的优缺点，设计了全速范围复合观测器，并仿真验证了算法的可行性。

第五章 永磁同步电机无传感器控制系统实验平台设计

永磁同步电机无传感器控制系统综合了电机控制、电力电子、自动控制与检测等技术,合理的实验平台设计是实现永磁同步电机全速范围无传感器控制的基本保障。数字控制系统具有强大的数据处理能力、高精度、高集成化、高稳定性等优势,因此,全数字化控制系统是实现永磁同步电机全速范围无传感器控制的合理选择^[152]。

本文设计了以 TI 公司的 TMS320F28335DSP 为核心的全数字化控制系统,其基本结构如图 5-1 所示。整个控制系统硬件平台主要包括三个部分:一是由 DSP 主控芯片构成的控制电路负责多变量的采样、转速及位置的估算、调节器参数调节、产生多路 SVPWM、通讯以及各种故障保护;二是功率电路,包括主回路、驱动电路以及辅助电源,主要负责将交流电网的电能转变为永磁同步电机定子绕组所需电能,同时为主控电路中各种芯片供电;三是通讯显示电路,起到人机界面的作用,负责电流和速度调节器的 PI 参数实时设置、转速的给定以及状态量实时显示等。下面对各个部分作详细的介绍。

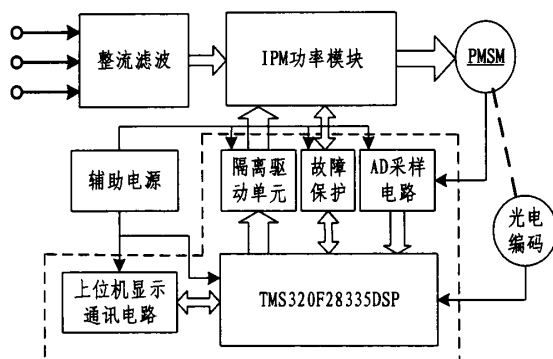


图 5-1 永磁同步电机无传感器控制系统硬件框图

5.1 永磁同步电机无传感器控制系统硬件设计

5.1.1 TMS320F28335DSP 数字信号处理器^[153-154]

目前 TI 公司 2000 系列 DSP 主要应用于运动控制、电力电子等领域,如 2808、2812、28335 等系列。DSP2808 广泛应用在电机控制和电力电子变流器中,但是其致命的弱点是外围扩展性弱,同时由于其自身定点 DSP 的限制,无法快速完成复杂的数学运算;DSP2812 外扩性能有很大提高,且可以通过其自带的浮点数学函数库 Q 格式来实现定点 DSP 的浮点运算,但其片内 A/D 内部基准有较大误差,会出现增益误差和偏置误差,进而导致 A/D 转换结果误差较大,因此在采样精度要求较高的控制系统中,其片内 A/D 往往达不到要求,需要外扩 A/D 芯片,这会增加了系统的成本;而 DSP28335 是以上两个系列的升级版,既保留了它们特有的优点,又克服了两者的缺点(具体的功能将在后面详细说明),因此选择浮点 DSP28335 处理复杂的永磁同步电机无传感器控制系统算法比较合适。

TMS320F28335 是 TI 公司最新推出 32 位浮点 DSP 芯片,增加了单精度浮点运算单元(FPU),硬件上实现了浮点数之间的运算,运算精度和速度进一步升级,大大提高了代码的执行速率,缩短了算法程序的运行时间。另外,其采用增强的哈佛总线结构形式,利用多总线方式在存储器、外围模块和 CPU 之间转移数据,最高时钟工作频率可以达到 150MHz。同时, TMS320F28335 具有 CAN 通讯模块、SCI 接口和 SPI 接口、外部存储扩展接口、看门狗、三个 32 位定时器、18 个 PWM 输出和 16 通道的 12 位 AD 转换器。

与 TMS320F2812 定点 DSP 相比, TMS320F28335 增加了单精度浮点运算单元(FPU)和高精度 PWM, Flash 增加了一倍($256K \times 16\text{Bit}$),增加的 DMA 功能可将 ADC 转换结果直接存入 DSP 的任一存储空间。与 TMS320F2808 相比, TMS320F28335 具有较高的可扩展性,其拥有的 XINTF 外部接口是 16/32 位数据位宽可配置, DMA 可控制的。在系统设计时,通过该接口可以很方便地扩展片外存储器和其他外设,独立设置它们的控制时序,这在电力电子变流装置的控制系统中尤为重要。

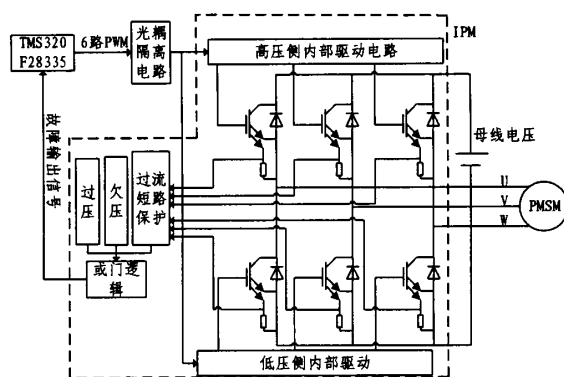
5.1.2 主电路及隔离驱动、保护电路

硬件系统的主电路由整流和逆变两部分组成。整流部分由三相调压器、整流

二极管以及滤波大电容组成,为逆变器提供可调的直流母线电压;逆变部分由一块集成的智能功率模块(IPM)组成。

IPM是一种先进的混合集成功率器件,它将高速、低功耗的IGBT以及其驱动电路集成在一起,对过流、过压、欠压、过热、短路等故障具有自动保护的功能。IPM使用极为方便,在减小整个系统的体积的同时,大大提高了系统的可靠性。选择IPM的型号主要考虑其额定电压、额定电流以及最大开关频率。对于IPM最大开关频率,一般要求大于系统所需的最大开关频率即可。本文选用三菱公司的PS21265 IPM^[155],其额定电压为600V,额定电流为20A,最大开关频率为20kHz,最小OC动作数值为40A。

图5-2为IPM的内部结构框图,可见IPM是将6个IGBT、驱动电路以及保护电路集成在一起,减小走线引入的分布电感,保证了器件开通和关断的一致性。由于在电路设计的过程中需要将高压侧和低压侧隔离,以保证驱动信号的抗扰能力和可靠性,本文将TMS320F28335发出的PWM信号通过高速光耦HCPL-4504隔离后,再驱动IPM内部集成的IGBT。



5-2 IPM 的内部结构框图

IPM模块内置保护功能主要包括控制电源欠压锁定、过压保护、过流保护、短路保护。一旦故障产生IPM会自动发出报警信号FO,但是IPM本身没有快速封锁驱动信号输入的功能,因此,这种报警信号并不具有保护性,往往需要反馈到DSP作进一步的处理。IPM故障报警信号和DSP之间的连接因为外界干扰出现的误操作会给系统造成破坏性影响。因此,为了保证硬件系统的安全可靠运行,需要设计完善的外部保护电路,以便出现故障时可及时可靠地封锁IPM的驱动信号。本文将可编程逻辑控制器CPLD引入到驱动保护电路中,图5-3为基于

XC9536XL-10VQ44I 的 CPLD 的驱动保护电路。其中 CPLD 的引脚 LV_S、HV_S、IPMF_S 分别对应欠压、过压以及过流短路故障信号的接入口，一旦输入信号出现时，CPLD 立即封锁 PWM 的输出，起到即时隔离故障的作用。

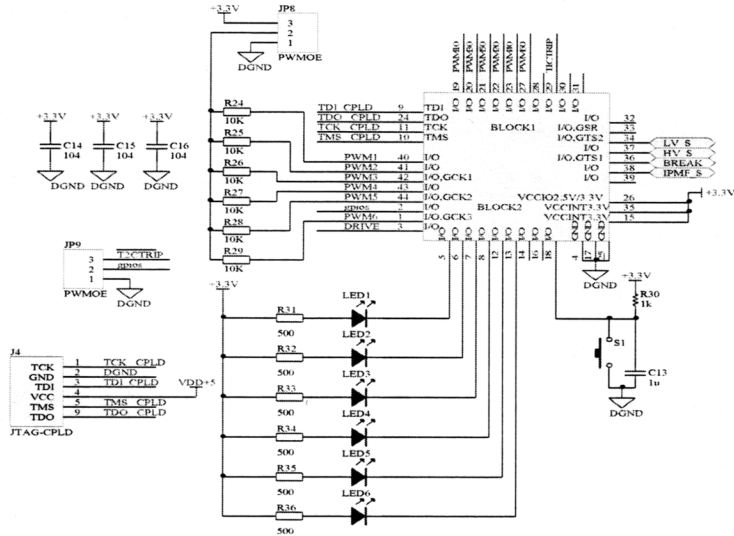


图 5-3 XC9536XL-10VQ44I CPLD 驱动保护电路

图 5-4 是过压和欠压检测电路，通过运算放大器 LM339，将母线采样电压和过、欠电压设定值进行比较，以确定实际电路的工作状态，在正常工作电压时，光耦 PS2501 是不工作的，一旦发生过压和欠压故障时，光耦 PS2501 发光侧导通，感光侧电压被拉为低电平，过压、欠压故障也就反映到 CPLD 引脚 LV_S、HV_S 上。

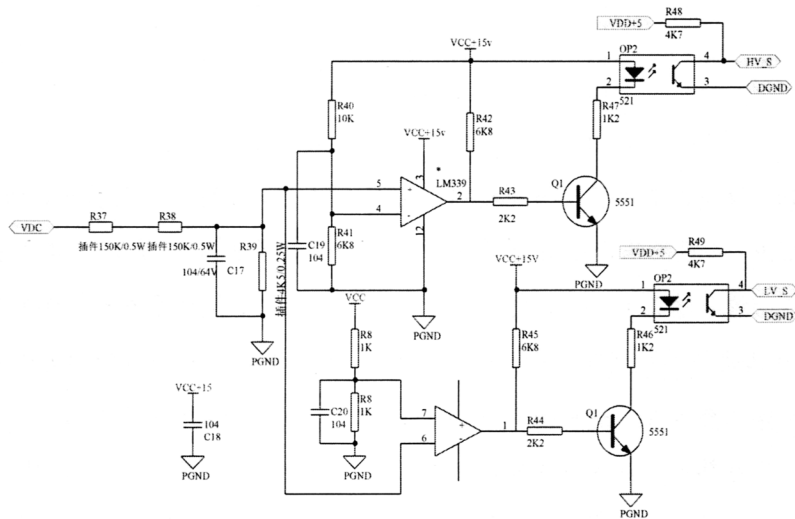


图 5-4 过压和欠压检测电路

图 5-5 是短路、过流故障保护自锁电路。系统一旦出现过流或者短路故障，IPM 模块 FO 端立即发出低电平信号，PNP 三极管导通，光耦发光侧导通，感光侧被钳位为低电平，进入保护自锁阶段，输出端 IPMF_S 立即被拉为低电平，同时无论 FO 端的输入信号如何，输出端始终锁定在低电平，故障信号被可靠的保存下来，等待近一步的处理，可见不会因为信号的干扰出现故障信号的突变和误操作，保证了故障处理期间的可靠性。故障完全解除后，DSP 发出故障复位信号，使 IPMF_S 输出端重新置位到高电平。

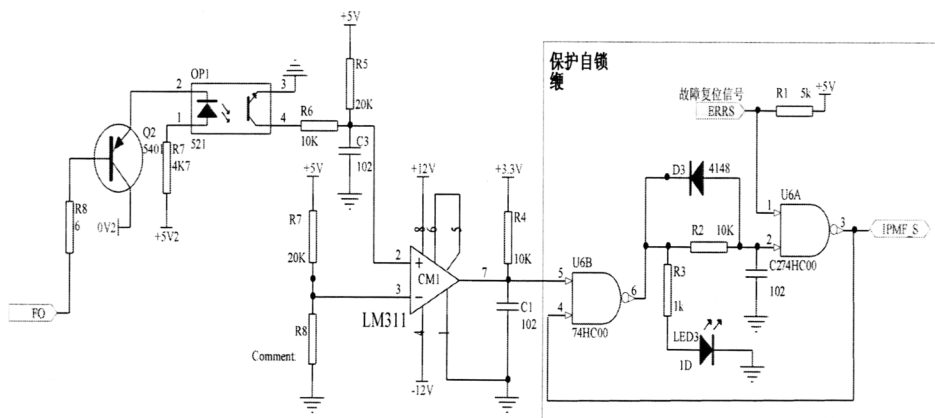


图 5-5 短路、过流故障保护自锁电路

5.1.3 信号检测电路

整个控制系统需要检测电机转速、位置，以便与转子速度及位置估计值比较，进而检验估计算法的误差，同时需要采样定子电流，以实现电流的闭环控制。速度的检测由和电机同轴相连的光电编码盘完成，选用 Panasonic 增量式编码盘 MFE2500P8NBW，型号为 2500 线。转子每旋转一周，光电编码输出两个相位相差 $\pi/2$ 、每路 2500 脉冲的 A、B 信号以及一个零脉冲定位信号，通过 DSP 的捕获单元 QEP 得到转子的实际速度大小及方向，进而算出转子实际位置。

电流信号采样通过由电流霍尔传感器 HNC161 完成，其具有高精度、低温漂、宽频带、抗干扰能力强等优点，工作电压是 $\pm 12V$ ，电流有效测量范围为 125 A/DC，线性工作范围为 $0 \sim \pm 200A/DC$ ，匝数比 1:1000。但是传感器输出信号为电流信号，必须将其转换为电压信号才能使用。图 5-6 为 U 相电流信号采样后信号处理的硬件设计电路，电流信号经过 0.1%精密电阻 R10 转换为电压信号，为了消除信号

中的毛刺和干扰，由 R12、C4 构成低通滤波器滤除高频干扰信号。采样到的定子电流是有正负量的，负量不能直接输入到 DSP 的 AD 口，因此通过反相电压跟随器 U2 以及 R15、R16 组成的电压提升电路，使得 AD 口采样信号电压值在 0~3.3V 之间，V、W 相电流采样类似处理。

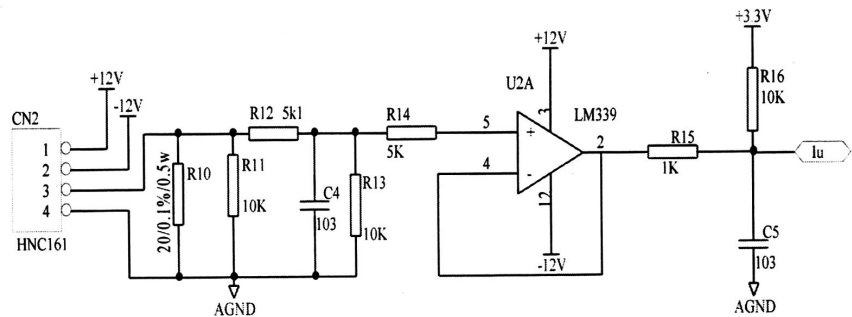


图 5-6 定子电流采样电路

5.1.4 人机交互系统

为了便于操作和系统管理，设计了上位机人机交互系统。它不仅可以实时的监控系统运行状态，便于及时处理运行故障，还提供系统正常运行的一些参数和指令。上位机采用 PC 机，图 5-7 是上位机监控系统界面，通讯程序用 VC 编写。控制系统在运行过程中，实时地将电机转速、电压、位置等信息传送到 PC 机显示，同时从上位机实时下载系统运行的基本参数。下位机即 DSP28335，其含有三个串行通讯接口 SCI 模块，通过通讯电路将 PC 机的 485 口和 SCI 连接在一起，实现上下位机之间的通讯。

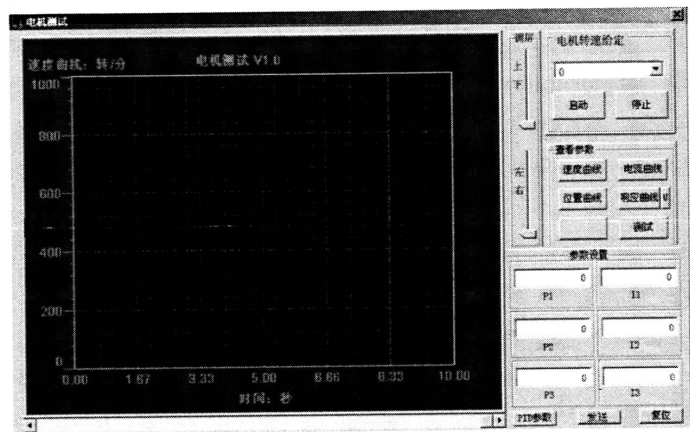


图 5-7 上位机监控系统界面

要保证上位机 PC 机和下位机 DSP 之间的正常通讯，需要设计 SCI 和 PC 机 485 口的连接电路。本系统采用低功耗收发器 MAX485 芯片完成接口通信。MAX485 是半双工收发器，适用于 RS-485/RS-422 标准通讯，其具有以下特点：低功耗，工作电流 120~500uA，具有摆率限制功能，可以减少 EMI，保证通讯可靠，发送和接受数据数率可达 2.5Mbps。通信接口电路如图 5-8 所示。

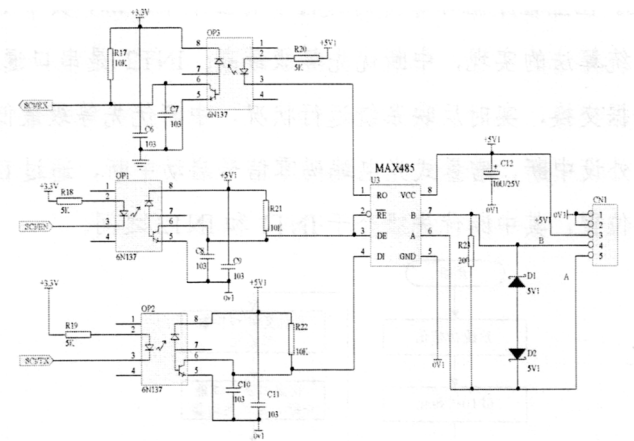


图 5-8 MAX485 通信电路

通讯电路具体工作过程如下：首先，DSP28335 发出清零 SCI/EN 端信号，使能 MAX485 接收数据，当 B 点与 A 点电压之差小于 0.05V 时，SCI/RX 引脚输入高电平；当 B 点与 A 点电压之差大于 0.2V 时，SCIR/RX 引脚输入低电平。然后，再将 SCI/EN 端置 1，使能 MAX485 发送数据，当 SCIT/TX 输出高电平时，MAX485 DI 口相应为高，使 B 点与 A 点电压之差小于 0.05V；当 SCIT/TX 输出低电平时，DI 口相应为低，使 B 点与 A 点电压之差大于 0.2V。由图 5-8 可知，信号的接收和发送都要经过光耦 6N137 隔离，以保证通信信号和控制信号互不干扰，通信电路电源独立于控制电路电源，增加了通信的可靠性。

5.2 永磁同步电机无传感器控制系统软件设计

系统控制软件包括主程序和中断服务子程序。主程序主要负责对 DSP 开发系统硬件和变量的初始化，转子位置的初始检测、控制寄存器初值的设置以及中断的使能。中断服务子程序主要负责系统控制算法的实现，包括各种基于基波模型的无传感器控制算法以及基于激励模型的无传感器控制算法，同时系统实际转

速及位置的测量计算以及上、下位机之间的通讯,也是通过中断服务子程序实现。

5.2.1 主程序设计

图 5-9 给出了主程序流程图。主程序中选择定时器 1 为基准时间,可产生频率为 20kHz 的全对称 PWM,外环速度环采样时间为 $50\mu\text{s}$,内环电流环采样时间为 $500\mu\text{s}$ 。在主程序循环等待的过程中有三个中断源,其中 INT1 是定时器中断,负责系统算法的实现,中断优先等级最高;INT2 是串口通讯中断,负责上下位机的数据交换,实时反映系统运行状况,中断优先等级最低;INT3 是捕获中断,属于外设中断,增量式光电编码零信号启动中断,通过 DSP 中 QEP 模块计算转速和位置,其中断优先级介于 INT1 和 INT2 之间。

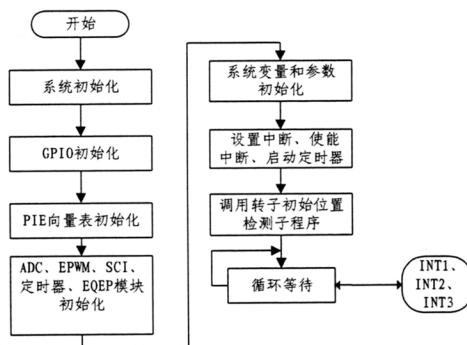


图 5-9 主程序流程图

图 5-10 为主程序中调用的转子初始位置检测子程序流程图。由于是检测转子初始位置,所以需要设定给定转速为零,根据脉振高频信号注入法得到转子位置初次估计值,再依次加上方向相反的脉冲信号,根据电流响应的幅值判断转子磁极极性,进而得到转子初始位置的真正值。

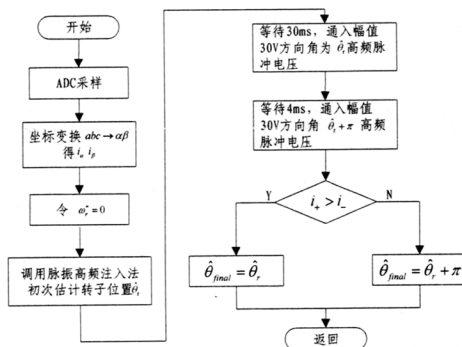


图 5-10 转子初始位置检测子程序流程框图

5.2.2 中断服务子程序设计

中断服务子程序的整个执行过程以永磁同步电机矢量控制为主线, 转子速度及位置估计算法作为子程序被调用, 定时器中断服务子程序流程图如图 5-11 所示。首先对两相电流进行 AD 采样, 再对电流测量值进行三相静止坐标系至两相静止坐标系的坐标变换, 最后根据转子给定速度选择速度及位置估计控制算法, 这里 ω_1 是速度切换区间的下限值, ω_2 是速度切换区间的上限值。无论采用哪种转子速度及位置估计算法, 逆变器均采用 SVPWM 调制, 通过计算 PWM 占空比, 并送到相应的比较寄存器中, 产生逆变器功率管所需的 PWM 驱动脉冲信号。

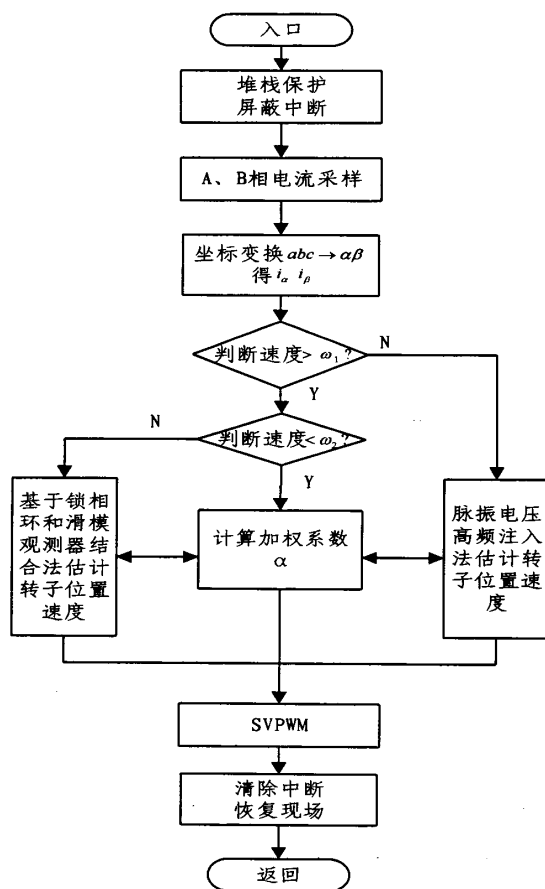


图 5-11 定时器中断服务子程序流程图

本文在中、高速范围内探讨了几种转子速度及位置估计方法, 并对每一套方法做了实验分析。图 5-12 给出了各种转子速度及位置估计方法程序图。图 (a) 为滑模观测器估计转子速度及位置流程图, 图 (b) 为滑模观测器和锁相环结合

估计转子速度及位置流程图，图(c)为扩展滑模观测器估计转子速度及位置流程图，图(d)为基于变指数趋近率的滑模控制器系统估计转子速度及位置流程图，图(e)为模型参考自适应估计转子速度及位置流程框图，图(f)为高频脉振注入法估计转子速度及位置流程框图。模块中反电动势的计算是先通过光电码盘检测转子磁极的准确位置，然后将位置信号接入DSP的QEP口，由速度计算程序得到实际转子的速度，再根据反电动势和速度之间的数值关系计算得到实际反电动势值。

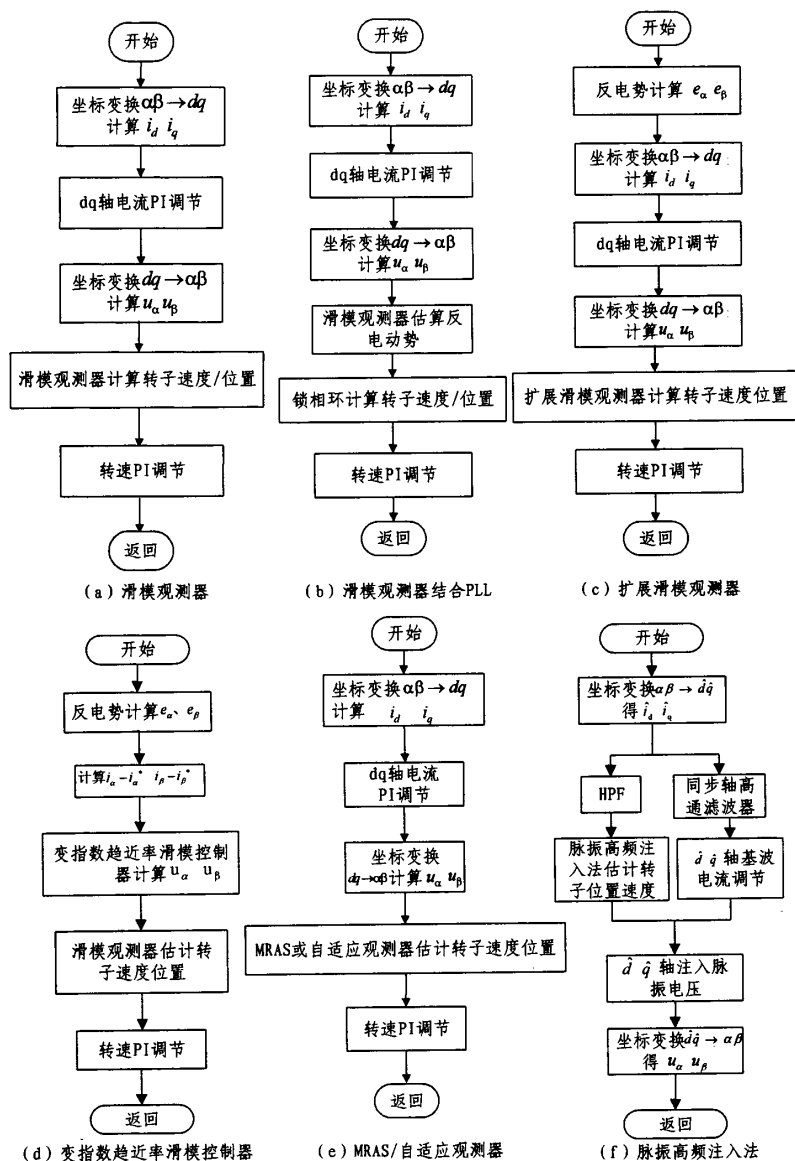


图 5-12 转子速度及位置估计流程框图

5.2.3 SVPWM 模块设计

系统中的逆变器直接给电机定子绕组供电,如何安排逆变器中各个功率开关的通断,以获得电机需要的交流电源关系到电机运行成败,目前逆变器开关器件控制方式主要有 SPWM 和 SVPWM,本文结合实际需要采用 SVPWM 调制方式,下面详细介绍其原理。

根据永磁同步电机电压方程式 (1.1) 可知,在忽略定子电阻的情况下,定子磁链与端电压的关系可以表述为:

$$u_s \approx \frac{d\psi_s}{dt} \quad (5.1)$$

可见定子端电压和磁链的方向是相互垂直的,如果磁链矢量在空间旋转一周时,电压矢量会相应沿着磁链的切线方向旋转一周,保持电压矢量的幅值不变,并将电压矢量的起点位置统一到原点,不难发现其运行轨迹也是圆。因此要在电机气隙空间内产生圆形旋转磁场,可以通过使加在定子绕组上的电压矢量在空间规律地旋转来实现,这正是 SVPWM 的工作原理。

图 5-13 为三相电压源逆变器结构示意图,所接负载三相对称,上桥臂导通时输出电压为 $0.5U_{DC}$,下桥臂导通时输出电压为 $-0.5U_{DC}$ 。由于上、下桥臂不能同时导通,实际运行时处于互补状态,所以可用上桥臂的通断来表示逆变器的工作状态。设上桥臂导通状态为 1,关断状态为 0,这样逆变器的工作状态就有 8 种,构成了 8 个对应的电压空间矢量,分别表示为: $V_0(000)$ 、 $V_1(100)$ 、 $V_2(110)$ 、 $V_3(010)$ 、 $V_4(011)$ 、 $V_5(001)$ 、 $V_6(101)$ 、 $V_7(111)$ 。其中 V_0 、 V_7 为零电压矢量,其在 SVPWM 中的作用主要是减少开关变化,降低开关损耗。 $V_1 \sim V_6$ 为有效电压矢量,幅值均为 $2/3U_{DC}$,它们将空间分为六个 60° 扇区。图 5-14 给出了对应的电压空间矢量图。

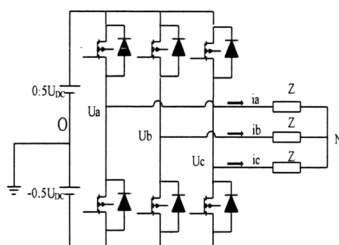


图 5-13 三相电压源逆变器结构示意图

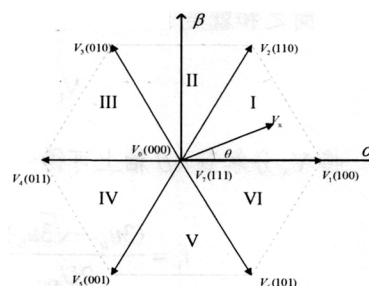


图 5-14 电压空间矢量图

任意时刻各相电压对应关系成立:

$$\begin{cases} U_{oN} = U_{oa} + Z \times i_a \\ U_{oN} = U_{ob} + Z \times i_b \\ U_{oN} = U_{oc} + Z \times i_c \end{cases} \quad (5.2)$$

因为 $i_a + i_b + i_c = 0$, 所以有

$$U_{oN} = \frac{1}{3}(U_{oa} + U_{ob} + U_{oc}) \quad (5.3)$$

可以得到

$$\begin{cases} U_{aN} = U_{oN} - U_{oa} = \frac{1}{3}(U_{oa} + U_{ob} + U_{oc}) - U_{oa} = -\frac{2}{3}U_{ao} + \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bN} = U_{oN} - U_{ob} = \frac{1}{3}(U_{oa} + U_{ob} + U_{oc}) - U_{ob} = -\frac{2}{3}U_{bo} + \frac{1}{3}U_{ao} + \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cN} = U_{oN} - U_{oc} = \frac{1}{3}(U_{oa} + U_{ob} + U_{oc}) - U_{oc} = -\frac{2}{3}U_{co} + \frac{1}{3}U_{ao} + \frac{1}{3}U_{bo} \end{cases} \quad (5.4)$$

将 ABC 轴上三相相电压变换到 $\alpha\beta$ 轴上, 并定义其合成电压空间矢量 U

$$U = \frac{2}{3}(U_{aN} + U_{bN}\alpha + U_{cN}\alpha^2) \quad (5.5)$$

式中 $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ 。由于基本电压空间矢量是有限的, 而要想获得尽可能接近圆形的磁链轨迹, 就必须有更多的电压矢量, 因此每个 PWM 周期通过相邻的两个基本电压矢量和零矢量的线性组合来获得新的电压矢量, PWM 周期越小, 获得的磁链轨迹越接近圆形。

现以第 I 扇区为例来说明如何组合电压空间矢量。设所需参考电压矢量为 V_x , 与 α 轴夹角为 θ , 如图 5-14 所示。由于参考电压在第 I 扇区, 故由电压空间矢量 $V_1(100)$ 和 $V_2(110)$ 合成 V_x 。假设系统 PWM 周期为 T_s , 其中 $V_1(100)$ 作用时间为 t_1 , $V_2(110)$ 作用时间为 t_2 , 零矢量 V_0 或者 V_7 作用时间为 t_0 , 三者作用时间之和就是 PWM 周期 T_s 。由等效原则知:

$$V_1 \cdot t_1 + V_2 \cdot t_2 + V_0 \cdot t_0 = V_x \cdot T_s \quad (5.6)$$

将 V_x 分解到 $\alpha\beta$ 轴上可得:

$$t_1 = \frac{(3u_\alpha - \sqrt{3}u_\beta)T_s}{2U_{DC}} \quad t_2 = \frac{\sqrt{3}u_\beta T_s}{U_{DC}} \quad t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (5.7)$$

同理可以求得参考矢量在其他扇区时基本矢量的作用时间。当 V_x 的幅值增

加时, t_1 、 t_2 相应增加, t_0 减小。一旦 t_1 、 t_2 之和大于 T_s 时, 需要进行防饱和处理, 即令 $t_1 = t_1 * T_s / (t_1 + t_2)$, $t_2 = t_2 * T_s / (t_1 + t_2)$, $t_0 = 0$ 。

对 SVPWM 产生机制进行理论推导^[156], 发现 SVPWM 调制波相当于在正弦波叠加了三次谐波而成, 调制波形呈现出马鞍形, 如图 5-15 所示。

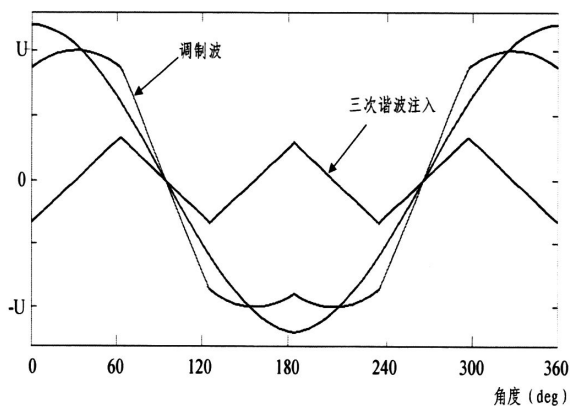


图 5-15 SVPWM 调制波形

由于 SVPWM 存在谐波注入效应, 谐波含量较 SPWM 小很多, 所以逆变器输出电压谐波在开关频率一倍频附近的频谱相对 SPWM 分散且幅值低, 带来的转矩脉动也比 SPWM 小, 同时逆变器输出直流电压利用率比 SPWM 提高了 15%, 因此 SVPWM 可以看成一种优化的调制波零序分量注入 PWM 技术^[157]。

图 5-16 为逆变器 SVPWM 调制波实验波形, 图 5-17 为 SVPWM 调制波滤波后得到的实验波形, 可以清楚地看到 SVPWM 调制波形是在正弦波基础上叠加了三次谐波, 将三次谐波通过滤波器滤除后得到马鞍状调制波形, 其和三角载波比较后, 产生逆变器功率管 PWM 的开关脉冲, 实验结果和前面理论分析相吻合。

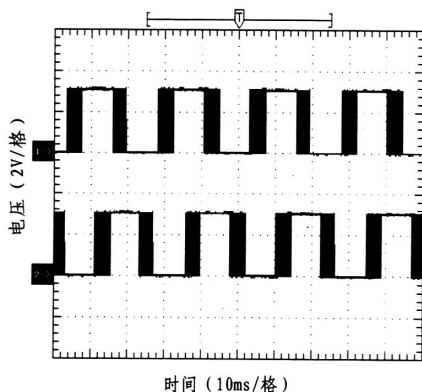


图 5-16 SVPWM 调制波形

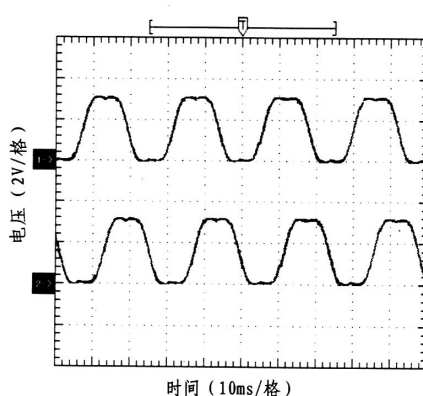


图 5-17 滤波后马鞍调制波

5.2.4 SVPWM 死区补偿

在桥式逆变电路中,为了避免开关管的直通现象,必须设置死区时间。但是死区时间的插入以及开关管的非理想特性(如开关管的导通压降、关断开通时间等)会使逆变器实际输出电压产生误差,谐波含量增加,波形发生畸变,进而带来电机电流波形畸变和转矩脉动等死区效应。因此,有必要对逆变器的死区效应进行补偿^[158-161]。

下面以逆变器 A 相桥臂为例,分析死区效应对输出电压的影响,如图 5-18 所示。这里分负载电流流进($i_a > 0$)和负载电流流出($i_a < 0$)两种情况进行讨论,虚线部分是理想输出电压、实线部分是实际输出电压:

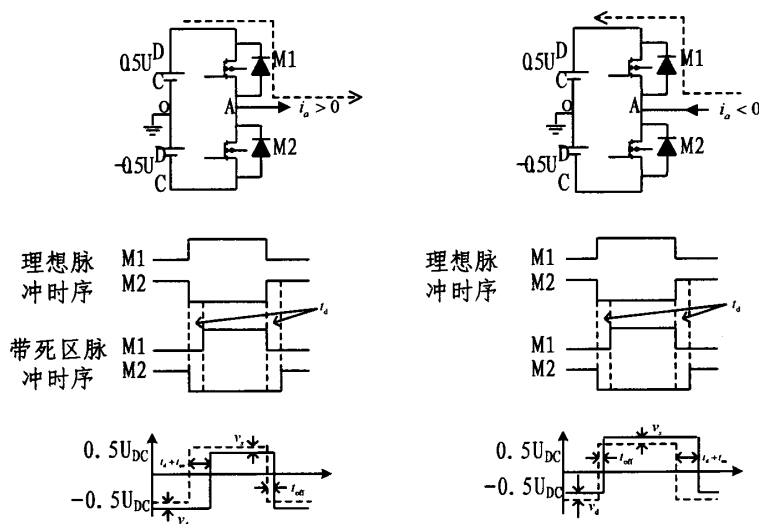


图 5-18 输出电压的死区效应 ($i_a > 0$ 和 $i_a < 0$ 两种情况)

根据参考电压和补偿后电压伏秒面积相等的原则^[162], 可得误差电压为:

$$\begin{cases} \Delta V = (t_d + t_{on} - t_{off})V_{dc} + (DT_s - t_d - t_{on} + t_{off})v_s + (T_s(1-D) + t_d + t_{on} - t_{off})v_d & i_a > 0 \\ \Delta V = (t_d + t_{on} - t_{off})V_{dc} + (DT_s - t_d - t_{on} + t_{off})v_d + (T_s(1-D) + t_d + t_{on} - t_{off})v_s & i_a < 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

误差时间为:

$$\begin{cases} \Delta T = t_d + t_{on} - t_{off} + T_s \frac{Dv_s + (1-D)v_d}{V_{dc}} & i_a > 0 \\ \Delta T = t_d + t_{on} - t_{off} + T_s \frac{Dv_d + (1-D)v_s}{V_{dc}} & i_a < 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

式中: t_{on} 、 t_{off} 分别为开关器件的等效导通和关断时间, t_d 为死区设定时间, v_d 、

v_s 分别为并联二极管和开关管的导通压降, T_s 是开关周期, V_{dc} 为直流母线侧电压, D 为占空比。

目前 SVPWM 的死区补偿一般分为电压补偿和时间补偿两种, 本文选择后者。以 A 相桥臂为例, 在死区时间 t_d 里, 由于桥臂上下开关管均处于关断状态, 此时桥臂的输出电压由续流二极管决定。当 $i_a > 0$ 时, 下桥臂二极管导通, 电压输出为 $-0.5U_{DC}$, 相当于下桥臂开关管实际开通时间比给定时间延长了 ΔT , 同时对应的上桥臂实际导通时间较给定时间缩短了 ΔT 。同理, 当 $i_a < 0$ 时, 在死区时间 t_d 内, 续流的是上桥臂二极管, 因此相当于上桥臂开关管实际开通时间比给定时间延长了 ΔT , 对应的下桥臂实际导通比给定时间缩短了 ΔT 。为了使实际导通时间和理想时间一致的话, 只需将导通时间作以下调整:

$$\begin{cases} T_{on}' = T_{on} + \Delta T / 2 & (i_a > 0) \\ T_{on}' = T_{on} - \Delta T / 2 & (i_a < 0) \end{cases} \quad (5.10)$$

这里 T_{on} 为理想导通时刻, T_{on}' 为死区补偿调整后的导通时刻。

图 5-19 给出了补偿前后定子电流的对比图, 可以很清楚地看出, 补偿前定子 A 相电流谐波成分较多, 波形畸变明显, 而作时间补偿后的定子 A 相电流趋于正弦, 这有利于产生所需的圆形磁链轨迹。

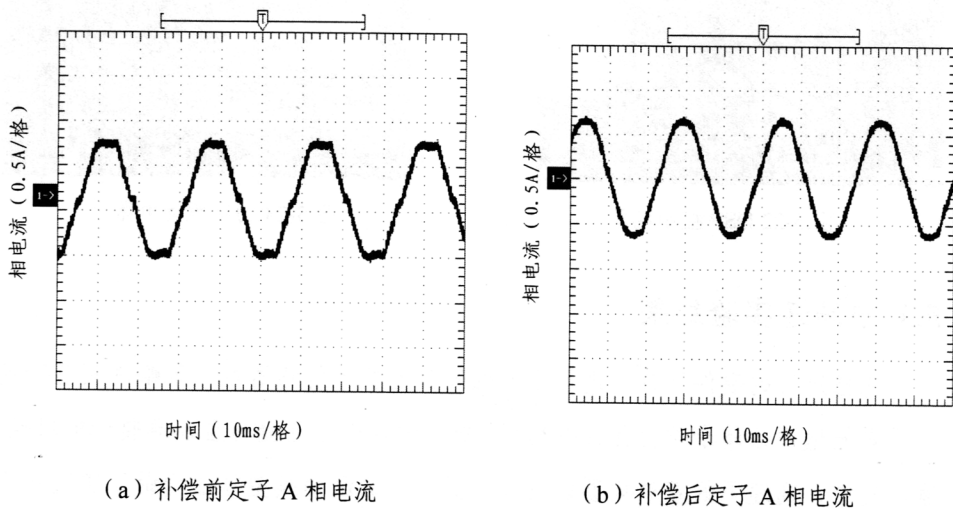


图 5-19 死区补偿前后电流比较

5.2.5 实验平台

图 5-20 为永磁同步电机无传感器矢量控制系统实验平台。图 5-21 为系统控制对象面贴式永磁同步电机以及负载电机实物图, 主控电机和负载电机的型号参数相近, 见表 2-1。图 5-22 为基于 DSP28335 设计的控制电路。图 5-23 为电机功率驱动电路, 包括主回路、隔离驱动电路、保护电路等。



图 5-20 无传感器控制系统

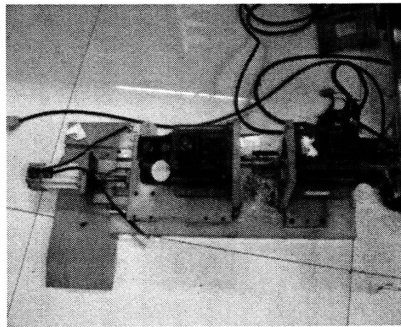


图 5-21 主控电机和负载电机

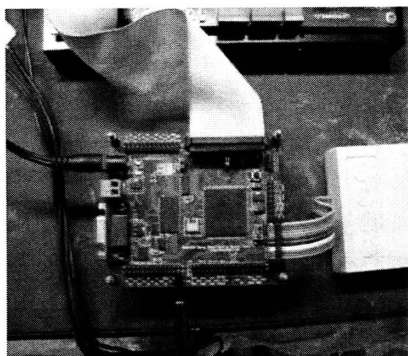


图 5-22 DSP 控制电路

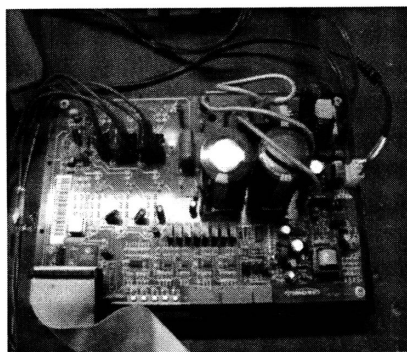


图 5-23 功率驱动电路

5.3 中高速实验结果

在搭建好的硬件平台上进行了永磁同步电机无传感器控制策略的实验研究, 为了更好地评估转子位置估计的精度, 采用增量式光电编码盘检测转子的准确位置, 对中、高速下的基波模型以及零、低速下的激励模型算法均做了实验验证。

图 5-24 (a)、(c)、(e) 分别为自适应观测器法对应的转子位置估计及其误差、抗扰性能。图 5-24 (b)、(d)、(f) 分别为 MRAS 法对应的转子位置估计及其误差、抗扰性能。可以看出两者在转子位置估计精度上差别不大, 但是当出现负载扰动时, 自适应观测器由于反馈增益矩阵的存在, 收敛速度必 MRAS 快很

多。

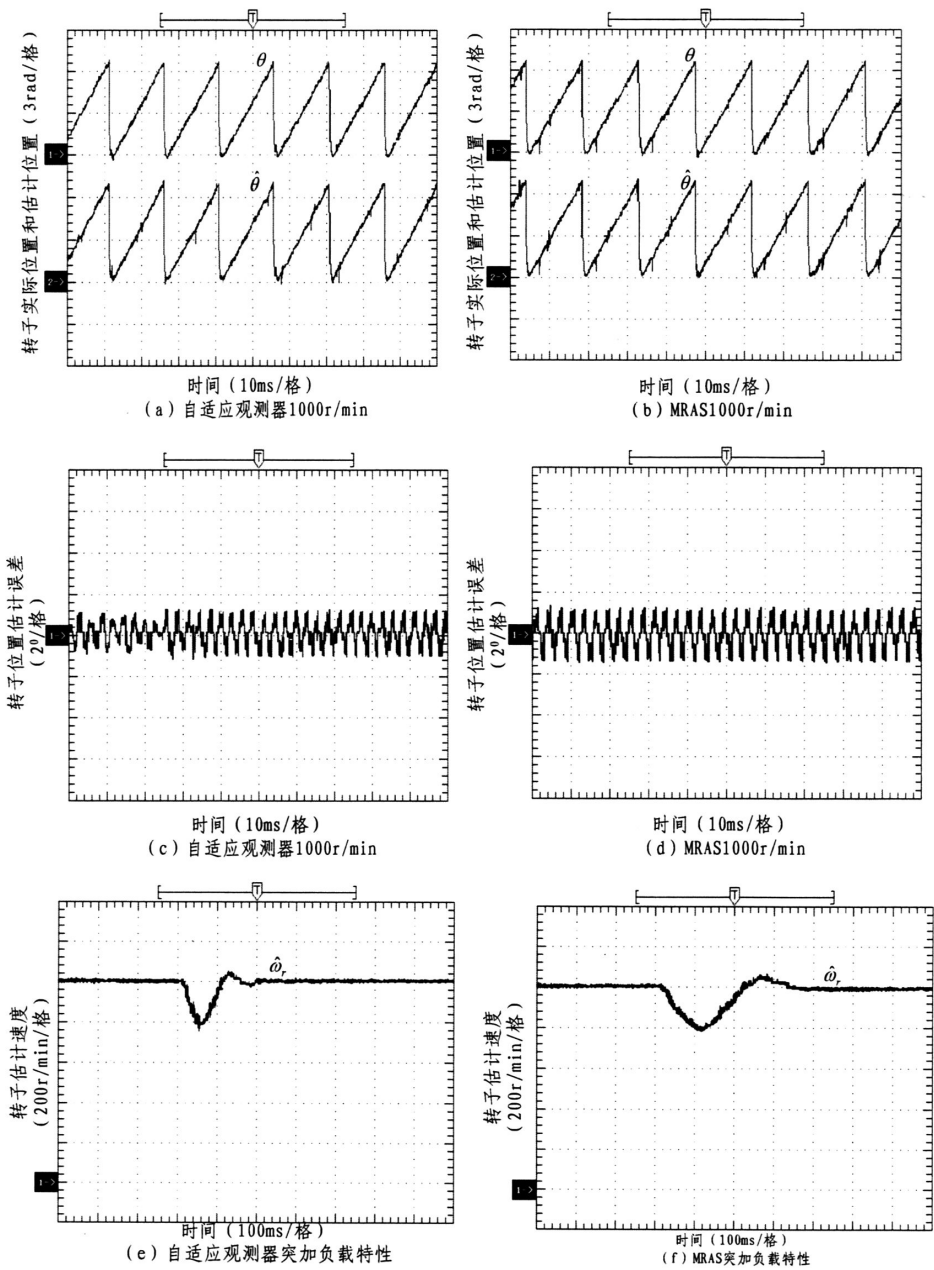


图 5-27 MRAS 与自适应观测器

图 5-28 为滑模观测器在高速 1000r/min 时对应的估计反电动势、转子位置检测及其误差、转子速度检测及其误差、以及动态抗扰性能。实验结果显示滑模观测器虽然有很好的鲁棒性，但是自身的机制会带来估计量中的高频振荡，导致估计量误差较大。

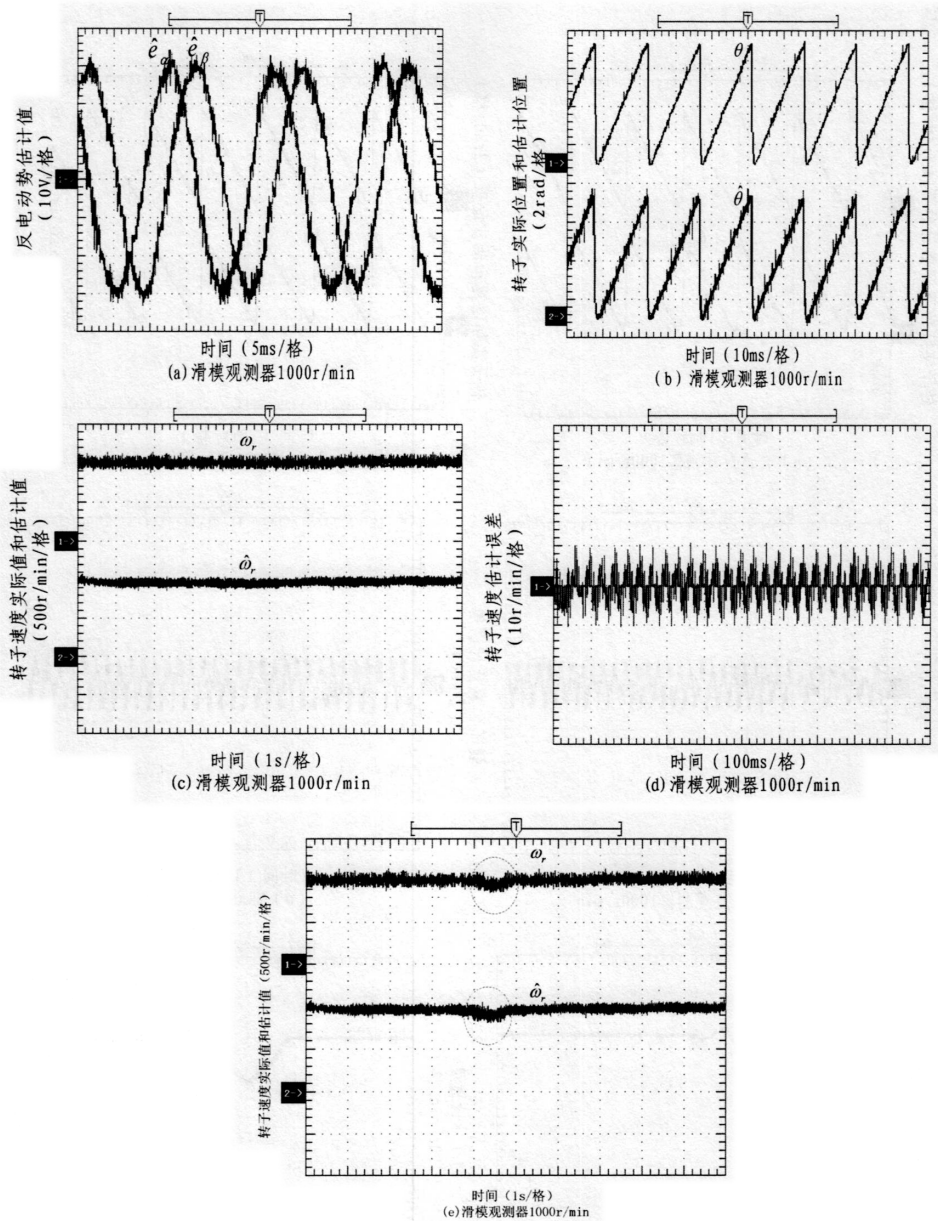


图 5-28 滑模观测器 (1000r/min)

针对滑模观测器中的抖振现象，文中从削弱和消除两个方面进行了实验分析，图 5-29 为滑模控制器代替 PI 电流调节器，应用在永磁同步电机无传感器矢量控制的前向通道上的实验结果。可见较滑模观测器，趋近率上的选择可以使估计量的抖振有一定程度的削弱，估计误差相应减小，同时保留了滑模观测器抗扰性能强的特点。

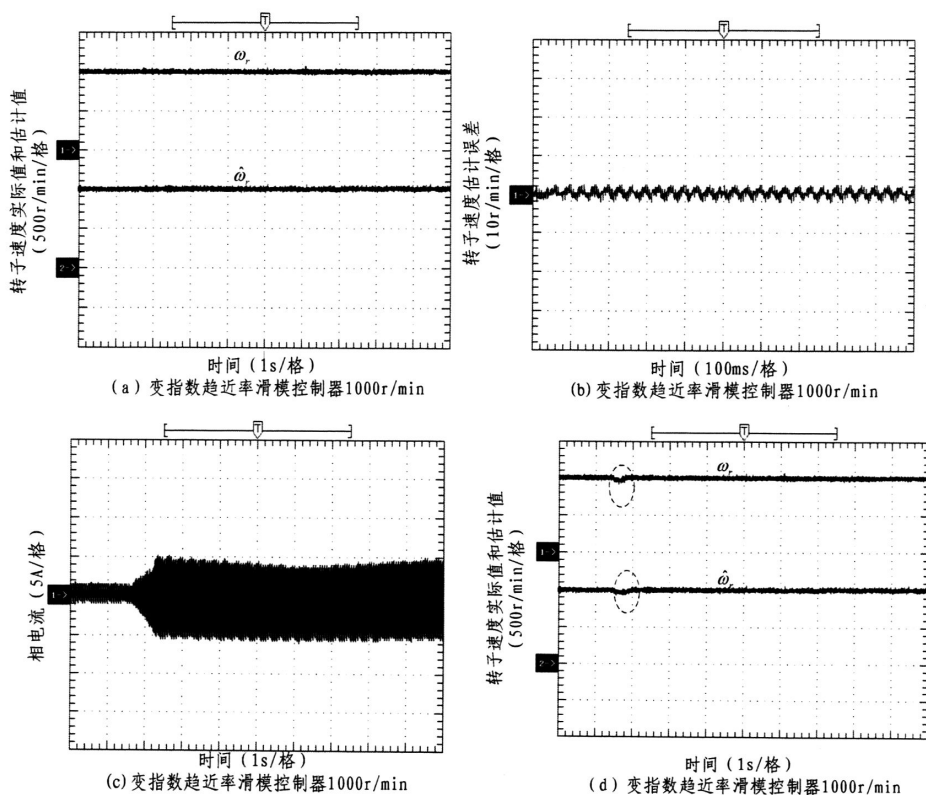
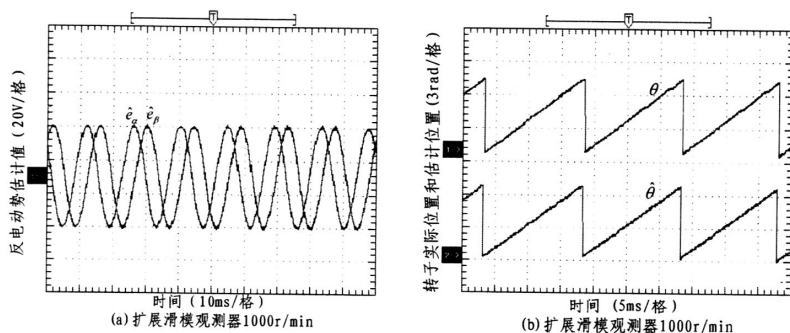


图 5-29 基于变指数趋近率的滑模控制器

采用扩展滑模观测器来消除抖振，与滑模观测器不同的是，其运用模型参考自适应来提取估计反电动势信号，而不是传统滑模观测器直接估算出反电动势，同时通过模型参考自适应系统中自适应律选择来提取转子速度，取代滑模观测器通过反电动势数值计算得到转子速度。图 5-30 给出 1000r/min 时扩展滑模观测器对应的控制性能，实验结果表明扩展滑模观测器能有效地消除估计量中的抖振成分，但是由于其原理是建立在模型参考自适应基础上的，当系统出现干扰时，需要一段时间的收敛过程，因此相对滑模观测器来说，抗扰性能稍微弱点。



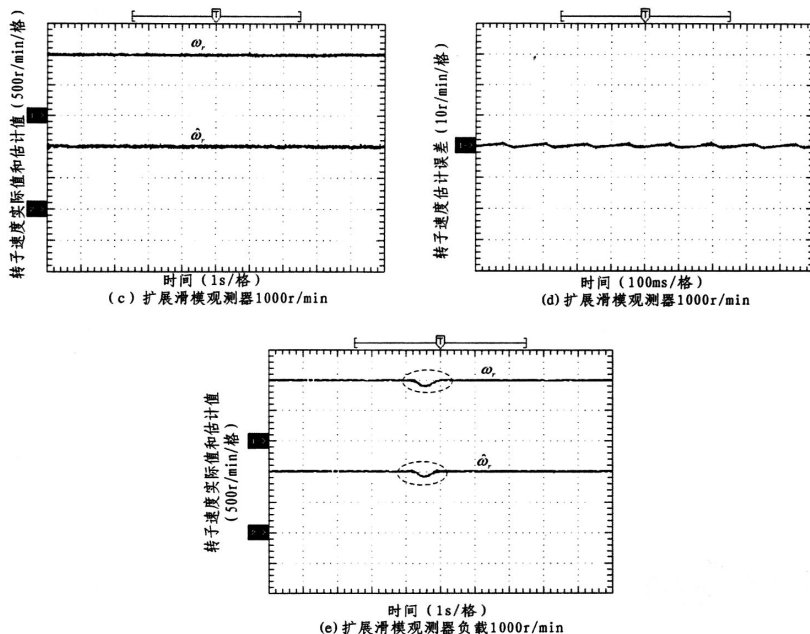
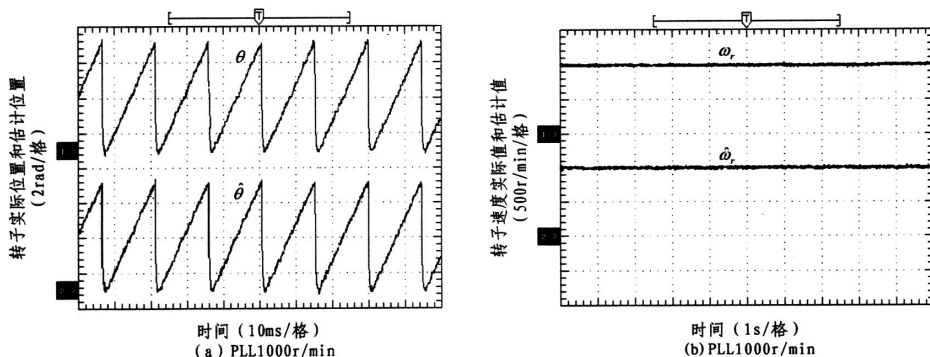


图 5-30 扩展滑模观测器

对滑模观测器抖振的消除另一个角度是采用锁相环技术,其出发点和扩展滑模观测器有类似之处,不是直接通过反电动势的数值计算得到转子速度及位置,而是间接地从反电动势中提取有用信息。无论是扩展滑模观测器还是锁相环,都是基于对反电动势的观测,因此在低速必然存在较大的误差。图 5-31 (a)、(c)、(e)、(g) 为高速 1000r/min 时的转子位置及速度检测及其误差,图 5-31 (b)、(d)、(f)、(h) 为高速 1000r/min 时的转子位置及速度检测及其误差。实验结果显示,基于 PLL 和滑模观测器结合的方法可以消除估计量中的抖振,相对扩展滑模观测器来说,算法简单,实现容易,在高速范围内估计误差较小,在中、高速无传感器控制中是一个简单有效的方法,但是在低速范围内估计误差很大,因此这种方法不适合无传感器的低速运行。



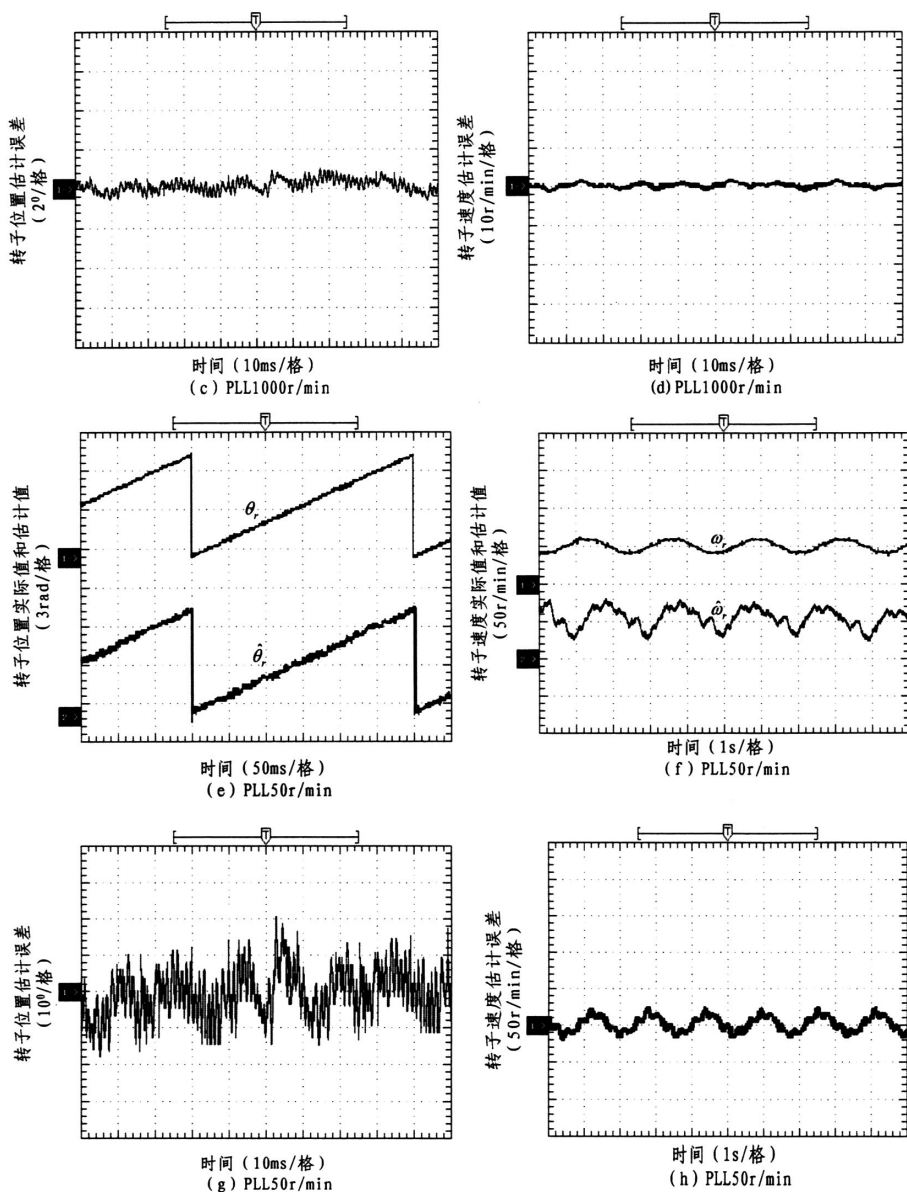


图 5-31 PLL 和滑模观测器结合

5.4 低速、全速实验结果

基于永磁同步电机基波模型的无传感器控制算法是不适合在低速、零速范围内运行,针对面贴式永磁同步电机特点,在低速和零速采用脉振高频注入法,图 5-32 给出低速 15r/min 时的转子速度位置估计及其误差, \hat{d} 轴电流分量以及电流误差项。可以看出 \hat{d} 轴电流幅值明显受到饱和凸极效应调制,而且电流调制信号

中包含转子位置信号，因此可以通过对高频电流信号的提取，得到低速时转子的位置信号，图中实验结果表明脉振高频注入法在低速阶段的转子速度及位置估计误差很小，满足系统闭环运行要求。

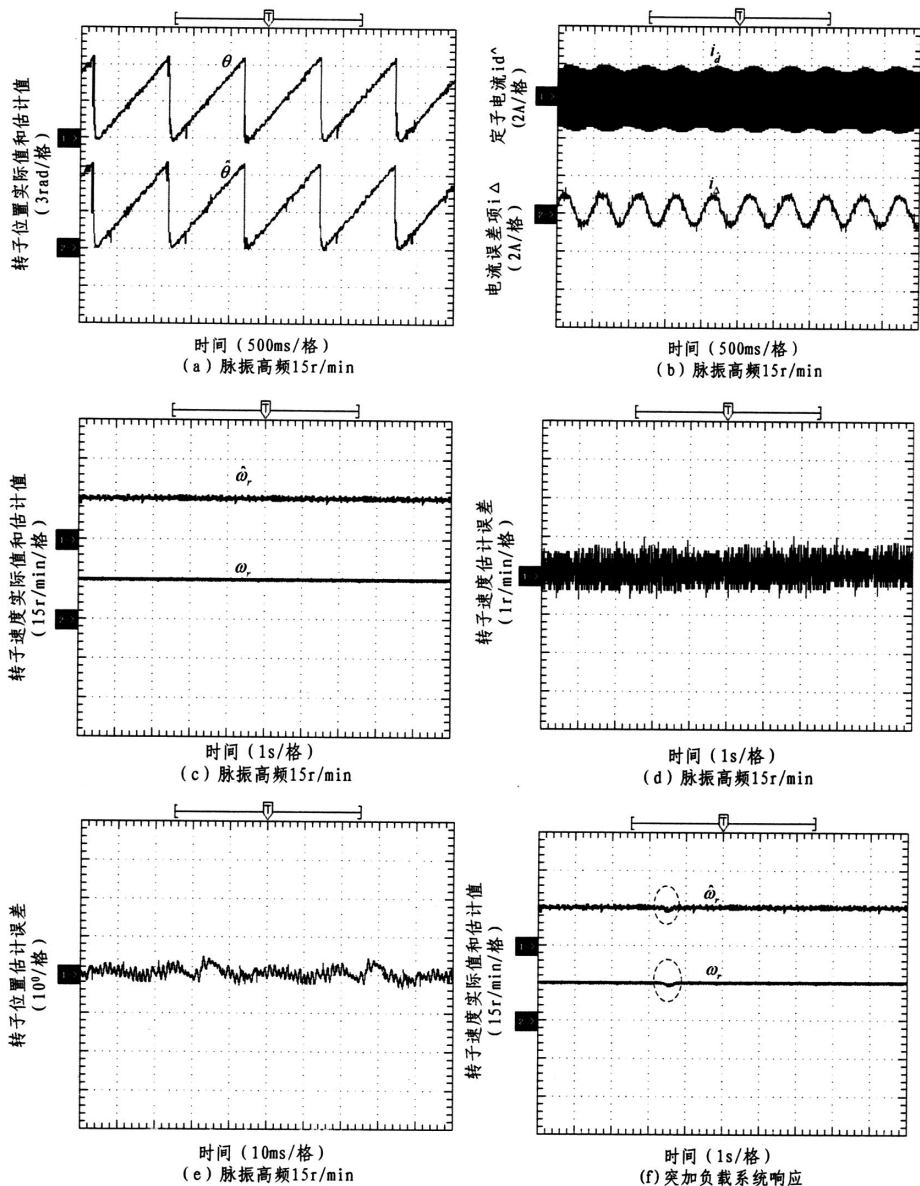


图 5-32 脉振高频注入法（低速 15r/min）

图 5-33 的实验结果表明脉振高频注入法虽然可以在高速（1000r/min）时估计转子速度及位置，但是估计误差很大，不能适用在高性能的传动系统中，因此高频脉振注入法是针对低速乃至零速范围内的无传感器运行控制。

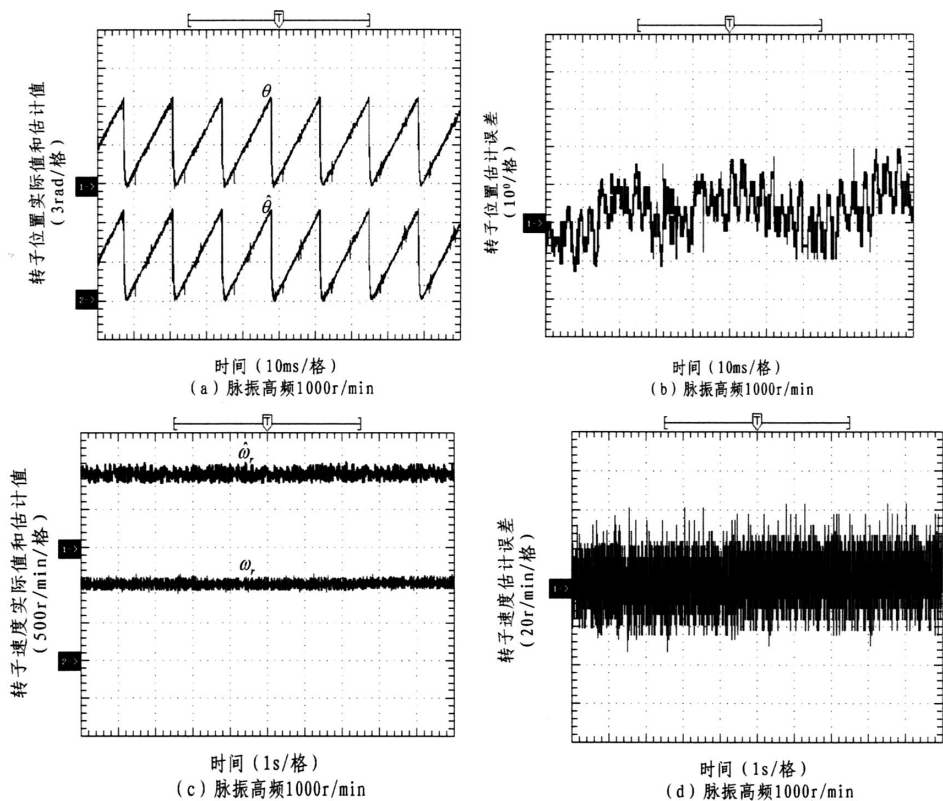


图 5-33 脉振⾼频注⼊法 (⾼速 1000r/min)

对于转⼦初始位置检测，⽂中先通过脉振⾼频注⼊法初次判断出转⼦位置，然后沿着初次判断值的正反两个⽅向注⼊脉冲电压信号。实验中，脉冲电压幅值不宜过⾼，否则引起电机转⼦位置转动，这⾥选择的脉冲电压幅值为 30V，脉冲宽度为 2ms。图 5-34 (a) 给出了在实际转⼦位置为 30° 时，脉冲电压对应的电流响应实验波形。图 5-34 (b) 给出了在实际转⼦位置为 210° 时，脉冲电压对应的电流响应实验波形。可以发现转⼦位置磁性极性的不同对电流响应幅值⼤⼩有影响，正是借助于这⼀原理得以识别转⼦磁极极性。

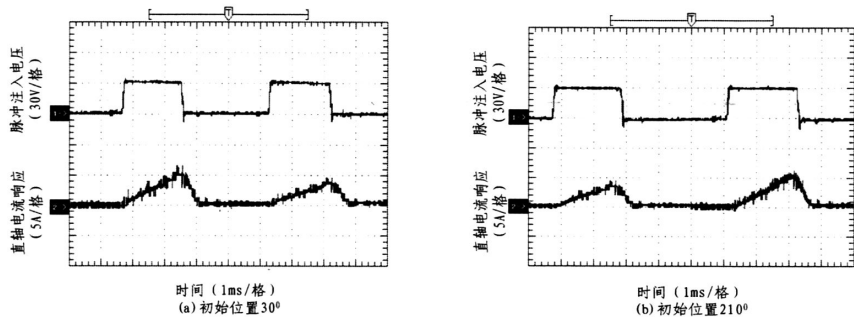


图 5-34 转⼦初始位置⻆度不同时的脉冲电流响应

图 5-35 (a) 是转子初始位置为 240° 时, 起动过程中转子估计位置 and 实际位置对比。图 5-35 (b) 是转子初始位置为 60° 时, 起动过程中转子估计位置 and 实际位置对比。实验证明脉冲注入和脉振电压注入结合的转子初始位置检测系统可以完成永磁同步电机不同初始位置的估计, 并满足永磁同步电机的起动要求。

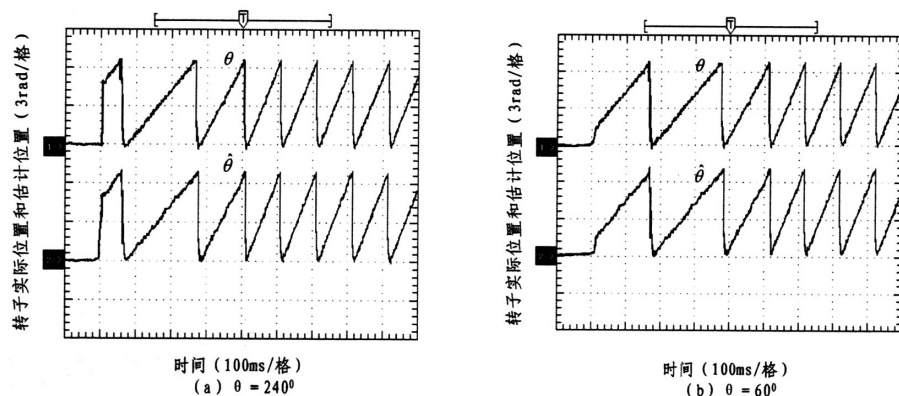
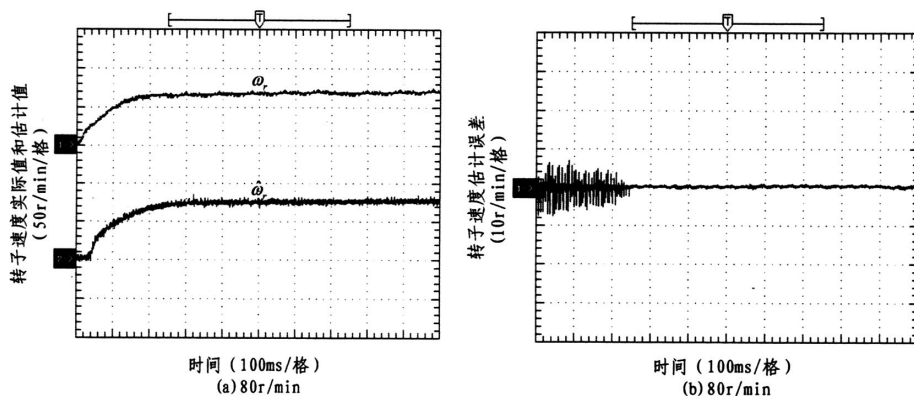


图 5-35 起动性能指标

前面实验表明, 没有一种方法可以在全速范围内实现永磁同步电机的无传感器控制, 因此, 本文取长补短, 将基波模型控制策略和激励模型控制策略结合起来, 设计了全速范围复合观测器。图 5-36 给出了复合观测器作用下, 系统分别从静止状态到达低速区域 (80r/min)、高速区域 (1000r/min) 以及过渡区域 (150r/min) 时转子速度跟踪情况, 可见在低速时复合观测器中是脉振高频注入法占主导, 高速区域时滑模观测器和 PLL 结合法占主导, 而在过渡区间两种方法同时作用, 因此权计算带来的误差相对于高速或者低速会大一些, 但是基本可以实现静止到高速的平稳过渡, 以及过渡区域的可靠运行。图 5-36 (g) 给出过渡区域系统突加负载突卸负载时的动态响应, 实验结果表明复合观测器在速度过渡区域仍然具有良好的动态响应特性。



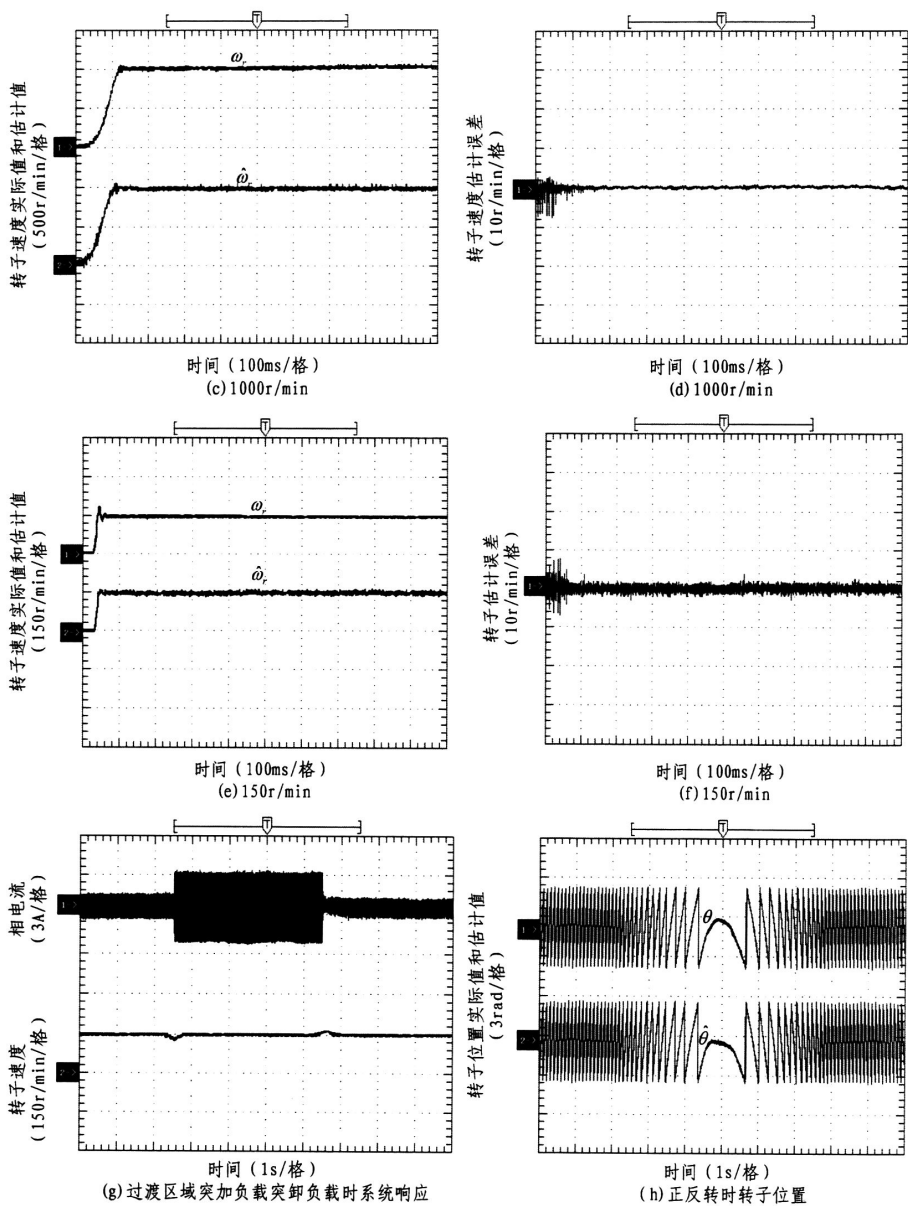


图 5-36 全速范围无传感器控制

为了进一步验证全速范围复合观测器无传感器控制的动态性能，文中做了电机正反转实验，图 5-36 (h) 是正反转时转子位置变化过程从实验结果中可以清晰地看出，基于复合观测器的无传感器控制系统具有良好的动态性能，高速区域和低速区域的切换基本平滑，基本实现全速范围内永磁同步电机无传感器控制。

5.5 本章小结

本章主要介绍永磁同步电机无传感器控制系统的硬件平台设计以及无传感器系统控制算法的实验验证两部分内容。硬件平台设计主要包括主控芯片的选择、主电路以及隔离驱动电路设计、故障保护电路设计、以及人机交互系统设计,软件部分给出主程序、中断服务子程序、各种无传感器控制算法的程序流程框图,对 SVPWM 原理做了深入的分析,同时针对逆变器中的死区问题进行了补偿研究,并给出了补偿前后的实验对比波形。在搭建好实验平台的基础上对 MRAS、自适应观测器、滑模控制及其改进措施、脉振高频注入法等算法作了实验分析,最后在全速范围内实现了永磁同步电机无传感器控制,并取得良好的实际效果。

第六章 总结与展望

6.1 全文总结

本文深入研究了永磁同步电机在不同速度下的无传感器控制技术,全文的主要工作和创新点如下:

1. 对于模型参考自适应系统来说,设计的关键是自适应控制率选择,一般有三类:以局部参数最优化理论为基础的设计方法,以李雅普诺夫稳定性理论为基础的设计方法,以 Popov 超稳定性理论为基础的设计方法。本文选择 Popov 超稳定性原理设计,对 PI 自适应率的选择作了深入详细的理论分析,考虑无传感控制系统需动态响应快的特点,在 MARS 的基础上设计了全阶自适应观测器,并与 MRAS 做了仿真实验比较,指出如何合理选择全阶自适应观测器中的反馈增益矩阵参数。

2. 在永磁同步电机无传感器控制系统速度及位置反馈环节采用抗扰性能良好的滑模观测器,前向通道上采用滑模控制器取代传统矢量控制系统的 PI 电流调节器,减小多个 PI 参数整定的麻烦,使系统动态性能进一步提高。无论是滑模观测器还是滑模控制器都存在抖振现象,影响控制系统的性能指标,为此本文创新性地将锁相环和滑模观测器结合起来构成转子速度及位置检测系统,再从另一个角度出发,将模型参考自适应和滑模观测器结合起来构成扩展滑模观测器,通过这两种方式提取转子速度和位置信号,避免滑模观测器中的高频抖振对估计量的影响。同时针对前向通道滑模控制器中的抖振问题,创新性地采用变指数趋近率设计滑模控制器,仿真分析结果验证了这种设计思路对滑动模态抖振有一定程度地削弱。

3. 针对基波模型控制策略在低速和零速存在的问题,采用高频脉振电压注入法,在高频电压注入下的定子绕组电流由基波分量和高频电流分量组成,因为常规 PI 调节器带宽有限,因此基波分量必须滤波后才能反馈到电流调节器。常用的滤波器有同步参考坐标系下的低通滤波器,但是低通滤波器对于直流量的传递函数幅值并不为零,这意味着它不可能完全消除以同步频率出现的高频分量,因此影响到电流调节器的调节精度,本文创新性地设计出同步坐标系高通滤波

器，仿真分析进一步验证其可行性。

4. 针对脉振高频注入在转子初始位置观测时无法辨识磁极极性的问题，提出先采用脉振高频注入法得到转子初次判断位置，再根据转子磁极饱和凸极性原理，沿着转子初始位置初次估计值注入方向相反的两个脉冲电压，通过检验电流响应差异，来识别转子磁极极性。

5. 构建永磁同步电机无传感器实验平台，对逆变器进行了死区补偿，完成各种理论算法的实验验证，同时将基于基波模型的控制算法和基于高频激励模型的控制算法结合起来，取长补短，初步实现全速范围内的永磁同步电机无传感器控制。

6.2 展望

虽然本文基本实现了永磁同步电机全速范围内的无传感器控制，但是因时间和作者水平有限，仍有大量研究工作需要进一步探讨：

1. 模型参考自适应方法是基于稳定性设计的参数辨识方法，存在自适应律的合理选择问题，如何替代广泛使用的 PI 自适应律，在提高收敛速度的同时保证系统的稳定性和对参数的鲁棒性是这种方法值得深入研究的问题。

2. 在中、高速阶段控制策略都是依赖电机自身的模型方程，因此必然受到电机参数变化的影响，开展电机参数在线识别的无传感器控制算法是提高中、高速无传感控制精度的一个途径。

3. 本文在低速、零速的研究都是针对单凸极情况来说的，但是实际中存在很多多凸极电机，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。如何在多凸极情况下完成转子速度和位置的检测是本文可以进一步深入探讨的问题。

4. 本文的所有算法都是面向面贴式永磁同步电机，对于内置式和内插式永磁同步电机来说，凸极效应更为明显，控制策略会有差异。寻找适合结构性凸极电机低速和零速的无传感器控制算法是本文接下来需要开展的工作。

参考文献

- [1] F Blaschke. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. Siemens review, 1972, 39:217-220.
- [2] Depenbrock M, Ruhr-Univ Bochum. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine[J]. IEEE Trans. on power electronics, 1988, 3(4): 420-429.
- [3] 夏长亮, 祁温雅, 杨荣, 史婷娜. 基于 RBF 神经网络的超声波电机参数辨识与模型参考自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7):117 - 121.
- [4] Cerruto E, Consoli A, Raciti A, Testa A. A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic applications[J]. IEEE Trans. on power electronics, 1995, 10(1): 62-71.
- [5] Ilic'-Spong M, Marino R, Peresada S, Taylor D. Feedback linearizing control of switched reluctance motors[J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 1987, 32(5): 371-379.
- [6] Chiasson J. A new approach to dynamic feedback linearization control on motor[J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 1998, 43(3): 391-397.
- [7] 张春朋, 林飞, 宋文超, 等. 基于直接反馈线性化的异步电机非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2):159-163.
- [8] Bolognani S, Bolognani S, Peretti L, Zigliotto M. Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1925-1936.
- [9] Yen-Shin Lai, Jian-Ho Chen. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction IEEE Trans. on Energy Conversion, 2001, 16(3): 220-227.
- [10] Le-Huy H, Dessaint L A. An adaptive current control scheme for PWM synchronous motor drives: analysis and simulation[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1989, 4(4): 486-495.
- [11] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 无速度传感器永磁同步电机反推控制[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(4): 657-660.
- [12] Hsin-Jang Shieh, Kuo-Kai Shyu. Nonlinear sliding-mode torque control with adaptive backstepping approach for induction motor drive[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1999, 46(2): 380-389.

- [13] Zhou J, Wang Y. Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2002, 149(2): 165-172.
- [14] Kuo-Kai Shyu, Hsin-Jang Shieh. A new switching surface sliding-mode speed control for induction motor drive systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(4): 660-667.
- [15] Zhang Yan, Changxi Jin, Utkin V. Sensorless sliding-mode control of induction motors[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, 47(6): 1286-1297.
- [16] Utkin V I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 23-36.
- [17] 黄雷, 赵光宙, 年珩. 基于扩展反电动势估算的内插式永磁同步电机无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(9): 59-63.
- [18] Furuhashi T, Sangwongwanich S, Okuma S. A position-and-velocity sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1992, 39(2): 89-95.
- [19] Faa-Jeng Lin, Chih-Hong Lin, Po-Hung Shen. Self-constructing fuzzy neural network speed controller for permanent-magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 2001, 9(5): 751-759.
- [20] Li B, Chow M Y, Tipsuwan Y, Hung J C. Neural-network-based motor rolling bearing fault diagnosis[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2000, 47(5): 1060-1069.
- [21] Simoes M G, Bose B K. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1995, 31(3): 620-629.
- [22] 戴先中, 张兴华, 刘国, 海张磊. 感应电机的神经网络逆系统线性化解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 112-117.
- [23] 张井岗, 曾建潮. 直流电机调速系统的内模控制[J]. 电机与控制学报, 1998, 2(2): 126-128.
- [24] 冯光, 黄立培, 朱东起. 异步电机的新型非线性自抗扰控制器的研究[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 1999, 39(3): 30-33.
- [25] 苏位峰, 孙旭东, 李发海. 基于自抗扰控制器的异步电机矢量控制[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2004, 44(10): 1329-1332.
- [26] Rukmi Dutta, and M F Rahman. Design and analysis of an interior permanent magnet (IPM) machine with very wide constant power operation range[J]. IEEE Transactions on Energy

- Conversion, 2008, 23(1): 25-33.
- [27] Nicola Bianchi, Silverio Bolagnani, Sul Seung-Ki, et al. Advantages of inset PM machines for zero-speed sensorless position detection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(4): 1190-1198.
- [28] Mohamed YA-RI, A-Rahman M, Seethapathy R. robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL -filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection[J]. IEEE Trans. on power electronics, 2012, 27(1): 87-89.
- [29] Li J, Xu L, Zhang Z. An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(4):1039-1046.
- [30] Reigosa D D, Garcia P, Lorenz R D, et al. Measurement and adaptive decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless controlled IPM synchronous machines[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2008, 44(6): 1758-1767.
- [31] Gao Jin, Hu Yuwen. Direct self-control for BLDC motor drives based on three-dimensional coordinate system[J]. IEEE Trans. on Industrial electronics, 2010, 57(8): 2836-2843.
- [32] 陈伯时, 杨耕. 无速度传感器高性能交流调速控制的三条思路及其发展建议[J]. 电气传动, 2006, 36(1):3-8.
- [33] 陈伯时, 陈敬逊. 交流调速系统[M]. 第2版. 北京:机械工业出版社, 2005.
- [34] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统—运动控制系统[M]. 第3版. 北京:机械工业出版社, 2003.
- [35] Kubota H, Matsuse K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1994, 30(5): 1219-1224.
- [36] Vaclavek P, Blaha P. Lyapunov-function-based flux and speed observer for AC induction motor sensorless control and parameters estimation[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 138-145.
- [37] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho, Song-Yul Choe. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(2): 312-318.
- [38] 年晓红, 王坚. 基于感应电机定子磁链 U-N 模型的速度自适应辨识方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(24):159-163.
- [39] 陈硕, 辻峰男, 山田英二. 感应电机无速度传感器矢量控制系统的定子电阻在线辨识[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 88-92.

- [40] Schroedl M. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method[C]. Industry Applications Conference, 1996, 1: 270-277.
- [41] Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul. Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1999, 35(1): 45-51.
- [42] Holtz J, Juntao Quan. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38(4): 1087-1095.
- [43] 万军, 王建海, 万敏等.使用基频电流注入的感应电机无速传感器驱动[J].中国电机工程学报, 2005, 25(22):163-167.
- [44] 东雷, 李永东等.无速度传感器异步电机极低转速下的磁通位置观测[J].中国电机工程学报, 2001, 16(5):20-23.
- [45] Jingchuan Li, Longya Xu, Zheng Zhang. An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(4): 1039-1046.
- [46] Maes J, Melkebeek J A. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2000, 36(3): 778-785.
- [47] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, Min-Ho Park. Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1994, 30(5): 1225-1233.
- [48] 王耀南, 王辉, 邱四海, 等.基于递归模糊神经网络的感应电机无速度传感器矢量控制[J].中国电机工程学报, 2004, 24(5):84-89.
- [49] Lopez J Ci, Romeral L, Arias A, Aldabas E. Novel Fuzzy Adaptive Sensorless Induction Motor Drive[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2006, 53(4): 1170-1178.
- [50] 张琛.主流无刷电机原理及应用[M].机械工业出版社, 1996.
- [51] 沈建新, 陈永校. “反电动势法”检测无刷直流电机转子位置的误差分析[J].中国电机工程学报, 1998, 13(1): 10-14.
- [52] Shen J X, Tseng K J. Analyses and compensation of rotor position detection error in sensorless PM brushless DC motor drives[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2003, 18(1): 87-93.
- [53] Akagi H, Ogasawara S. An approach to position sensorless drive for brushless DC motors[J].

- IEEE Trans. on Industry Applications, 1991, 27(5): 928-933.
- [54] Johnson J P, Ehsani M, Guzelgunler Y. Review of sensorless methods for brushless DC[C]. Industry Applications Conference, 1999, 1: 143-150.
- [55] 沈建新, 陈永校. 永磁无刷直流电机基于反电动势的无传感器控制技术综述[J]. 微特电机, 2006(7):36-40.
- [56] 张相军. 无刷直流电机无位置传感器控制技术的研究[D], 上海大学博士学位论文, 2001.
- [57] Shao J, Nolan D. Further improvement of direct back EMF detection for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives[C]. APEC, 2005, 2: 933-937.
- [58] 张磊, 肖龙, 翟文龙. 直接检测无刷直流电机转子位置信号的方法[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2006 (4):453-456.
- [59] Yushui Huang, Yugang Xin, Weicheng. Zhang An improved BEMF detection method for sensorless BLDC motors[C]. IEEE ICIT 2008 Conference Proceeding, 2008: 1-4.
- [60] 邹继斌, 江善林, 张洪亮, 一种新型的无位置传感器无刷直流电机转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4):48-53.
- [61] Wook-Jin Lee, Seung-Ki Sul. A new starting method of BLDC motors without position sensor[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2006, 42(6): 1532-1538.
- [62] Jang G H, Park J H, Chang J H. Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC motor utilising inductance variation[J]. Electric Power Applications, IEE Proceedings, 2002, 149(2): 137-142.
- [63] J C Moreira. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 32(6): 1394-1401.
- [64] 韦锃, 任军军, 张仲超, 三次谐波检测无刷直流电机转子位置的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5):163-167.
- [65] Yongjin Kang, Sang Bin Lee, Jiyeon Yoo. A microcontroller embedded AD converter based low cost sensorless technique for brushless DC motor drives[C]. Industry Applications Conference, 2005, 3: 2176-2181.
- [66] 杨影, 阮毅, 陶生桂, 一种新型无刷直流电机转子位置检测方法[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(2):60-64.
- [67] Shen J X, Iwasaki S. Sensorless control of ultrahigh-speed PM brushless motor using PLL

- p>and third harmonic back EMF[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 421-428.
- [68] Shen J X, Zhu Z Q, Howe D. Sensorless flux-weakening control of permanent-magnet brushless machines using third harmonic back EMF[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, 40(6): 1629-1636.
- [69] 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 等.电机现代控制技术[M].北京: 机械工业出版社, 2006.
- [70] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社, 1997.
- [71] 贺益康.电机控制[M].杭州:浙江大学出版社, 2010.
- [72] 李永东, 朱昊.永磁同步电机无速度传感器控制综述[J].电气传动, 2009, 39(9):3-10.
- [73] Naidu M, Bose B K. Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive[C]. Industry Applications Society Annual Meeting, 1992, 1: 48-53.
- [74] Hoque M A, Rahman M A. Speed and position sensorless permanent magnet synchronous motor drives[C]. Electrical and Computer Engineering, 1994, 2: 689-692.
- [75] Kulkarni A B, Ehsani M. A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1992, 28(1): 144-150.
- [76] 邓青宇, 廖晓钟, 冬雷.一种基于定子磁场定向矢量控制的异步电机磁链观测模型[J].电工技术学报, 2007, 22(6): 30-34.
- [77] Gheorghe Daniel Andreescu, Cristian Ilie Pitic. Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(2): 393-402.
- [78] 秦峰.基于电力电子系统集成概念的 PMSM 无传感器控制研究[D], 浙江大学博士学位论文, 2006.
- [79] 祝晓辉, 李颖晖.永磁同步电机高增益速度观测器设计与仿真研究[J].系统仿真学报, 2007, 19(11): 2550-2554.
- [80] Solsona J, Valla M I, Muravchik C. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1996, 43(4): 492-497.
- [81] Yan Liang, Yongdong Li. Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation[C]. ICEMS, 2003, 1: 96-99.

- [82] Piippo A, Hinkkanen M, Luomi J. Adaptation of motor parameters in sensorless pmsm drives[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2009, 45(1): 203-212.
- [83] 齐放, 邓智泉, 仇志坚, 王晓琳. 基于 MRAS 的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 53-58.
- [84] 齐放, 邓智泉, 仇志坚, 王晓琳. 一种永磁同步电机无速度传感器的矢量控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(10): 30-34.
- [85] 鲁文其, 黄文新, 胡育文. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器控制[J]. 控制理论应用, 2009, 26(4): 429-432.
- [86] 尚喆, 赵荣祥, 窦汝振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 23-27.
- [87] Yoon-Seok Han, Jung-Soo Choi, Young-Seok Kim. Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 2000, 36(5): 3588-3591.
- [88] Jingchuan Li, Longya Xu, Zheng Zhang. An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(4): 1039-1046.
- [89] Chao P C-P, Chien-Yu Shen. Sensorless tilt compensation for a three-axis optical pickup using a sliding-mode controller equipped with a sliding-mode observer[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2009, 17(2): 267-282.
- [90] 张猛, 肖曦, 李永东. 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 36-40.
- [91] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [92] Peroutka Z. Development of sensorless PMSM drives: application of extended kalman filter[C]. ISIE, 2005, 4: 1647-1652.
- [93] Qiu A, Bin Wu, Kojori H. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter[C]. Electrical and Computer Engineering, 2004, 3: 1557-1562.
- [94] 李君, 李毓洲. 无速度传感器永磁同步电机的 SVM-DTC 控制 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 28-34.
- [95] Gümüs B, Özdemir M. Sensorless vector control of a Permanent magnet synchronous motor

- p with fuzzy logic observer[J].
- Electrical Engineering*
- , 2006, 88(5): 395-402.
- [96] 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[J]. *中国电机工程学报*, 2002, 22(12): 32-35.
- [97] Hai-Jiao Guo, Sagawa S, Watanabe T, Ichinokura O. Sensorless driving method of permanent magnet synchronous motors based on neural networks [J]. *IEEE Trans. On Magnetics*, 2003, 39(5): 3247-3249.
- [98] Lee K Y, Batzel T D. An approach to sensorless operation of the permanent magnet synchronous motor using diagonally recurrent neural network[J]. *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 2003, 18(1): 100-106.
- [99] Bimal K Bose. Neural network applications in power electronics and motor drives-an introduction and perspective [J]. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2007, 54(1): 14-33.
- [100] Corley M J, Lorenz R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds[J]. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1998, 34(4): 784-789.
- [101] Lorenz R D. Practical issues and research opportunities when implementing zero speed sensorless control[C]. *ICEMS*, 2001, 1: 1-10.
- [102] Hyunbae Kim, Lorenz R D. Carrier signal injection based sensorless control methods for IPM synchronous machine drives[C]. *Industry Applications Conference*, 2004, 2: 977-984.
- [103] Raca D, Garcia P, Reigosa D D, Briz F, Lorenz R D. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds[J]. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 2010, 46(1): 167-178.
- [104] Ribeiro L A S, 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]. *Industry Applications Conference*, 1998, 1: 452-459.
- [105] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, Jung-Ik Ha, Ide K, Sawamura M. 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): 1031-1039.
- [106] 吴姗姗, 李永东. 基于信号注入的极低速 PMSM 无速度传感器控制[J]. *电气传动*, 2008, 38(1): 19-22.
- [107] Raute R, Caruana C, Cilia J, Staines C S, Sumner M. A zero speed operation sensorless

- PMSM drive without additional test signal injection[C]. Power Electronics and Applications, 2007: 1-10.
- [108] Raute R, Caruana C, Staines C S, Cilia J, Sumner M, Asher G M. Sensorless control of induction machines at low and zero speed by using PWM harmonics for rotor-bar slotting detection[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2010, 46(5): 1989-1998.
- [109] Raute R, Caruana C, Staines C S, Cilia J, Sumner M, Asher G. Inverter non-linearity effects on a sensorless PMSM drive without additional test signal injection and zero speed operation[C]. ISIE, 2008: 552-557.
- [110] Briz F, Degner M W, Lorenz R D. Analysis and design of current regulators using complex vectors[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2000, 36(3): 817-825.
- [111] 贾洪平.PMSM DTC 无传感器运行及传感器集成研究[D], 浙江大学博士学位论文, 2006.
- [112] 梁艳, 李永东.无传感器永磁同步电机矢量控制中转子初始位置的估算方法[J].电工技术杂志, 2003, (2): 10-13.
- [113] 韦鲲, 金辛海.表面式永磁同步电机初始转子位置估计技术[J].中国电机工程学报, 2006, 26(22): 104-109.
- [114] Schroedl M. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method[C]. Industry Applications Conference, 1996, 1: 270-277.
- [115] Schroedl M, Weinmeier P. Sensorless control of reluctance machines at arbitrary operating conditions including standstill[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1994, 9(2): 225-231.
- [116] 韩曾晋.自适应控制系统[M].北京: 机械工业出版社, 1995.
- [117] I.D.郎道著, 吴百凡译.自适应控制模型参考自适应[M].北京: 国防工业出版社, 1985.
- [118] 董宁.自适应控制[M].北京: 北京理工大学出版社, 2009, 211-215.
- [119] 夏超英.交直流传动系统中的自适应控制[M].北京: 机械工业出版社, 1998.
- [120] 陈复杨.自适应控制与应用[M].北京: 国防工业出版社, 2009.
- [121] S V Emelyanov. Variable structure control system. Moscow: Nauka, 1967 (in Russian).
- [122] V I Utkin. Sliding modes and their application in variable structure systems. Moscow: Nauka, 1974 (in Russian).
- [123] U Itkis. Control system of variable structure. New York: Wiley, 1976.
- [124] 王丰尧.滑模变结构控制[M].机械工业出版社, 1995.
- [125] 姚琼荃.变结构控制系统[M].重庆大学出版社, 1997.

- [126] 高为炳.变结构控制的理论及设计方法[M].科学出版社, 1996.
- [127] 高为炳.变结构控制理论基础[M].中国科学技术出版社, 1990.
- [128] 刘金琨.滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M].清华大学出版社, 2005.
- [129] 黄雷,赵光宙,贺益康.PMSM 的自适应滑模观测器无传感器控制[J].浙江大学学报, 2007, 41(7): 1107-1110.
- [130] Guan-Chyun Hsieh, Hung J C. Phase-locked loop techniques--A survey[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1996, 43(6): 609-615.
- [131] 李亚斌, 彭咏龙, 李和明.自采样比例积分控制全数字锁相环的性能分析和实现[J].中国电机工程学报, 2005, 25(18): 64-69.
- [132] 庞浩, 俎云霄, 王赞基.一种新型的全数字锁相环[J].中国电机工程学报, 2003, 23(2): 37-41.
- [133] 赵金良, 杨贵杰, 赵品志, 郭清风.基于 SMO 的 PMSM 磁极位置检测技术[J].哈尔滨工业大学学报, 2010, (1): 95-99.
- [134] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电机转子初始位置检测研究[J].中国电机工程学报, 2007, 27(15): 15-20.
- [135] 胡家兵, 贺益康, 年珩, 贾洪平, 秦峰.基于磁饱和凸极效应的面贴式 PMSM 零速下无传感器技术[J].中国电机工程学报, 2006, 26(10): 152-157.
- [136] Raca D, Garcia P, Reigosa D, Briz F, Lorenz R . A comparative analysis of pulsating vs. rotating vector carrier signal injection-based sensorless control[C]. APEC, 2008: 879-885.
- [137] Bianchi N, Bolognani S. Influence of rotor geometry of an IPM motor on sensorless control feasibility[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2007, 43(1): 87-96.
- [138] Bianchi N, Bolognani S, Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul. Advantages of inset PM machines for zero-speed sensorless position detection[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2008, 44(4): 1190-1198.
- [139] Ji-Hoon Jang, Jung-Ik Ha, Ohto M, Ide K, Seung-Ki Sul. Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, 40(6): 1595-1604.
- [140] 蹇林旻, 史黎明, 杨劼.一种改进的基于信号注入的永磁同步电机转子位置检测方法[J].控制与应用技术, 2006, 33(3): 30-34.
- [141] 王丽梅.基于高频信号注入的永磁同步电机无位置传感器控制[D], 沈阳工业大学博士学

- 位论文, 2001.
- [142] Sigurd Ovrebø. Sensorless control of permanent magnet synchronous machines[D]. Norwegian University of Science and Technology, 2004.
- [143] Hyunbae Kim, Kum-Kang Huh, Lorenz R D, Jahns T M. A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2004, 40(6): 1595-1604.
- [144] 刘颖, 周波, 李帅, 冯瑛. 转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 48-54.
- [145] 陈书锦, 李华德, 李攀, 等. 基于磁饱和和凸极效应的面贴式 PMSM 零速下无传感器技术[J]. 中国电机工程学报, 2008, 23(7): 39-44.
- [146] 任雷, 崔芮华, 王宗培, 等. 永磁同步电机绕组电感的饱和效应[J]. 电工技术学报, 2000, 15(1): 21-25.
- [147] Yu-seok Jeong, Lorenz R D, Jahns T M, Seung-Ki Sul. 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): 38-45.
- [148] 王子辉, 陆凯元, 叶云岳. 基于改进的脉冲电压注入永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 95-101.
- [149] 万山明, 吴芳, 黄声华. 基于高频电压信号注入的永磁同步电机转子初始位置估计[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 82-86.
- [150] Wallmark O, Harnefors L. Sensorless control of salient pmsm drives in the transition region[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1179-1187.
- [151] 王高林, 杨荣峰, 于泳, 等. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(30): 93-98.
- [152] 李永东. 交流电机数字控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [153] Texas Instruments corporation, SPRS439J, TMS320F28335 digital signal controllers data manual, 2007.
- [154] 刘陵顺. TMS320F28335 DSP 原理及开发编程[M]. 北京航空航天大学出版社, 2011.
- [155] Mitsubishi Semiconductor, PS21265-P-AP dual-line-package intelligent power module, 2005.
- [156] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 机械工业出版社, 2005.
- [157] 徐德鸿, 马皓, 汪槩生. 电力电子技术[M]. 科学出版社, 2006.

- [158] 胡庆波, 吕征宇. 一种新颖的基于空间矢量 PWM 的死区补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 13-17.
- [159] Jong-Woo C, Seung-Ki S. Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 11(2): 221-227.
- [160] 程小猛, 陆海峰, 翟文龙, 等. 用于逆变器死区补偿的空间矢量脉宽调制策略[J]. 清华大学学报, 2008, 48(7): 1077-1080.
- [161] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 101-105.
- [162] Abraham I Pressman, Keith Billings, Taylor Morey. 开关电源设计[M]. 电子工业出版社, 2010.

攻读博士学位期间主要的研究成果

作者攻读博士学位期间发表论文:

1. **Li Ran**, Zhao Guangzhou, Position Sensorless Control for PMSM Using Sliding Mode Observer and Phase-Locked Loop[C], IPEMC2009, EI included.
2. **Li Ran**, Zhao Guangzhou, An improved adaptive sliding mode observer for sensorless control of PMSM[C], LSMS 2010&ICSEE2010, EI included.
3. 李冉, 赵光宙, 基于扩展滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制, 电工技术学报, 2012, 27 (3): 79-85, EI.
4. 李冉, 赵光宙, 基于锁相环和滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制, 浙江大学学报工学版, 2011, 录用, EI.
5. 徐绍娟, 李冉, 赵光宙, PMSM 最大转矩电流比无速度传感器控制, 电气传动, 2011, 41 (11): 8-11, 中文核心期刊.
6. 张国月, 曲铁龙, 李冉, 基于重复控制的三电平光伏逆变技术, 浙江大学学报工学版, 2011, 录用, EI.

在审论文:

1. 李冉, 赵光宙, 永磁同步电机全速范围无传感器控制技术研究, 中国电机工程学报, 2012, 审稿中, EI.
2. 李冉, 赵光宙, 基于变指数滑模控制器的永磁同步电机无传感器控制, 中国电机工程学报, 2012, 审稿中, EI.
3. 李冉, 赵光宙, 基于自适应观测器的永磁同步电机无传感器控制, 电工技术学报, 2012, 审稿中, EI.

作者攻读博士学位期间完成项目

浙江省自然科学基金“交流电机无传感器运行控制技术及其应用研究”(Y108766)第三完成人(前二位是导师), 已结题。