

学校代号 10532

学 号 S150900687

分 类 号 TM341

密 级 普通



湖南大学
HUNAN UNIVERSITY

硕士学位论文

基于改进方波注入法的 IPMSM 无位置 传感器低速控制策略研究

学位申请人姓名 陈坤

培 养 单 位 电气与信息工程学院

导师姓名及职称 王辉 教授

学 科 专 业 电气工程

研 究 方 向 电力电子与电力传动

论文提交日期 2018 年 4 月 14 日

学校代号：10532

学 号：S150900687

密 级：普通

湖南大学硕士学位论文

基于改进方波注入法的 IPMSM 无位置 传感器低速控制策略研究

学位申请人姓名： 陈坤

导师姓名及职称： 王辉 教授

培 养 单 位： 电气与信息工程学院

专 业 名 称： 电气工程

论文提交日期： 2018 年 4 月 14 日

论文答辩日期： 2018 年 5 月 20 日

答辩委员会主席： 黄守道 教授

Research on sensorless low speed control strategy of IPMSM based
on improved square wave injection method

by

CHEN Kun

B.E. (Hubei University of Technology) 2015

A thesis submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Master of Engineering

in

Electrical Engineering

in the

Graduate School

of

Hunan University

Supervisor

Professor WANG Hui

April, 2018

湖南大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文授权使用授权书

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

本学位论文属于

- 1、保密 ☐，在_____年解密后适用本授权书。
- 2、不保密 ☒。

（请在以上相应方框内打“√”）

作者签名：

日期： 年 月 日

导师签名：

日期： 年 月 日

摘 要

永磁同步电机以其功率密度大、起动转矩大、体积小、无转子绕组等优势，在电动汽车、工业机器人、家用电器等驱动场合得到了广泛应用。永磁同步电机按永磁体安装位置的不同可以分为内置式和表贴式，内置式永磁同步电机具有结构坚固、转矩大、转速高等优势，更重要的是其固有凸极性使之相比表贴式永磁同步电机更适合无位置传感器控制的场合。

基于转子磁场定向的矢量控制技术是一种常用的高性能永磁同步电机控制技术，其中转子位置是必不可少的。传统机械式位置传感器由于成本高、对电机尺寸和环境污染等条件适应性差等缺点，已逐步被数字式位置传感器代替，无位置传感器矢量控制技术随之成为永磁同步电机控制领域的研究热点。由于高速段常用的反电动势观测法在低速时信噪比低，基于转子凸极效应的高频注入法成为了永磁同步电机低速（含零速）运行时最常用的方法。传统正弦高频注入法和方波注入法在位置误差提取和电流反馈环不可避免地要用到各种滤波器，滤波器的使用带来了额外的系统延时。为了消除滤波器，一种方法是将矢量控制周期与注入周期相分离，但这种分离策略会降低系统的动态性能。另一种方法是在脉振方波注入法中由相邻控制周期的电流包络均值和差值计算得到基频电流和高频电流，可以替代滤波器的作用。但此方法的假设条件只在注入频率较高和轻载条件下才能满足，且没有考虑逆变器非线性误差的影响。针对上述问题，本文提出了一种改进的方波注入法，省去了滤波器，无需将矢量控制周期和注入周期分离，同时实时抵消逆变器非线性误差的影响。零速是电机低速范围的一种特殊工况，本文给出了基于改进方波注入法的初始位置检测方案。另外针对传统PI观测器抗转矩扰动能力差、龙贝格观测器参数设计复杂等缺陷，给出了基于ESO的位置观测器。

最后，搭建了内置式永磁同步电机无位置传感器矢量控制实验平台，对本文提出的改进高频方波注入法进行了初始位置检测、突加突卸负载等多种工况下的实验，同时提供了三种不同方波注入法、三种不同位置观测器的对比实验。实验结果验证了本文提出的改进高频方波注入法及ESO位置观测器的有效性和相比其他方法的优越性。

关键词：内置式永磁同步电机；改进的方波注入法；ESO；逆变器非线性误差

Abstract

Permanent magnet synchronous motor(PMSM) have been widely used in electric vehicles, industrial robots, household appliances and other driving applications due to their high power density, large starting torque, small size, and no rotor winding. PMSM can be divided into interior PMSM(IPMSM) and surface PMSM(SPMSM) according to different installation positions of permanent magnets. IPMSM has the advantages of firm structure, high torque, high rotation speed, and more importantly, their intrinsic saliency and polarity. Compared with SPMSM, it is more suitable for position sensorless control.

The Field Oriented Control (FOC) is a common high-performance PMSM control technology, in which the rotor position is indispensable. Due to the disadvantages of high cost, poor adaptability to motor size and environmental pollution, traditional mechanical position sensors have been gradually replaced by digital position sensors. The position sensorless vector control technology has become a research hotspot in the field of PMSM control. Because the back- Electromotive Force(EMF) observation method used in high-speed segments has low signal-to-noise ratio at low speeds, the high-frequency injection method based on the rotor saliency becomes the most common method for PMSM operation at low speed (including zero speed). Conventional sinusoidal high-frequency injection methods and square wave injection methods inevitably use various filters in position error extraction and current feedback loops, and the use of filters introduces additional system delays. In order to eliminate the filters, one method is to separate the vector control period from the injection period, but this separation strategy will reduce the dynamic performance of the system. Another method is to calculate the fundamental frequency current and the high frequency current from the average and the difference of the current envelopes of adjacent control cycles in the pulsating square wave injection method, which can replace the role of the filter. However, the assumptions of this method can only be satisfied under the conditions of high injection frequency and light load, and the influence of nonlinear error of the inverter is not considered. To solve the above problems, this paper proposes an improved high-frequency square wave injection method, which eliminates the need for filters to separate the vector control period and the injection period, and at the same time counteracts the influence of the nonlinear

error of the inverter in real time. Zero speed is a special condition of the low speed range of the motor. This paper presents an initial position detection scheme based on the improved square wave injection method. In addition, the position observer based on Extended State Observer(ESO) is given to overcome the shortcomings of traditional PI observer such as poor capability of anti-torque disturbance and complex design parameters of Luenberger observer.

Finally, a IPMSM sensorless vector control experiment platform was built. The improved high-frequency square wave injection method proposed in this paper was tested under various conditions such as initial position detection, sudden unloading, and other load conditions. Three different square wave injection methods and three different position observer comparison experiments were provided. The experimental results verify the effectiveness of the improved high-frequency square-wave injection method and ESO position observer proposed in this paper and the superiority over other methods.

Keywords: IPMSM;improved square wave injection method; ESO; nonlinear error of the inverter

目 录

学位论文原创性声明	I
学位论文版权使用授权书	I
摘 要	II
Abstract	III
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题研究背景	1
1.2 国内外研究现状分析	2
1.3 本文主要研究内容	5
第 2 章 永磁同步电机无位置传感器控制原理分析	7
2.1 永磁同步电机数学模型	7
2.2 永磁同步电机坐标变换	9
2.3 永磁同步电机矢量控制技术	11
2.4 永磁同步电机无位置传感器控制	12
2.5 永磁同步电机无位置传感器矢量控制带宽分析	14
2.6 控制环带宽仿真分析	15
2.7 本章小结	16
第 3 章 无滤波器的永磁电机无传感器控制策略	17
3.1 基于控制与注入周期分离的单脉冲注入法	17
3.2 逆变器非线性电压误差	20
3.2.1 死区电压误差	20
3.2.2 非线性电压误差	20
3.2.3 逆变器非线性电压误差传统补偿方法的缺陷	21
3.3 考虑逆变器非线性误差的方波脉冲注入法	22
3.3.1 注入法及位置信息提取分析	22
3.3.2 实验结果分析	24
3.4 基于伪滤波算法的脉振方波注入法	25
3.4.1 注入法及位置信息提取分析	25
3.4.2 实验结果分析	29
3.5 本章小结	30
第 4 章 改进的方波注入法及观测器设计	32
4.1 改进的方波注入法原理	32

4.2 转子位置观测器设计	34
4.3 基于改进方波注入法的转子初始位置检测	39
4.4 本章小结	41
第 5 章 IPMSM 无位置传感器控制系统实验	42
5.1 实验平台结构	42
5.2 实验结果	44
5.2.1 改进的方波注入法实验结果	44
5.2.2 对比实验	48
5.3 本章小结	51
结 论	52
参考文献	54
附录 A 攻读学位期间发表的学术论文目录	59
附录 B 攻读学位期间参加的科研项目	60
致 谢	61

第 1 章 绪 论

1.1 课题研究背景

近年来,随着电力电子器件、自动化控制技术、数字控制技术的发展,相比于传统的直流电机,交流电机在工业驱动领域中逐步成为主流。其中,永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)以其体积小、重量轻、功率密度大等优势,得到日益广泛的应用^[1-4]。

永磁同步电机根据转子永磁体结构和放置位置的不同可以分为表贴式和内置式两种。由于永磁体磁导率与气隙中空气磁导率相同,对于表贴式永磁同步电机(surface permanent magnet synchronous motor,SPMSM),其有效气隙长度是均匀的,交直流电感相同。内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor,IPMSM)的永磁体置于转子内部^[5-8],电机的交直流有效气隙长度不等,相比SPMSM,IPMSM的凸极结构产生了额外的磁阻转矩,有着更高的转矩密度,同时由于永磁体内置,机械强度更高使得IPMSM更适合高速运行,使用性能和寿命得到提高,同时IPMSM的凸极结构使其更适合无位置传感器控制。

转子位置信息是永磁同步电机矢量控制的必须量,获取转子位置信息的方式有两种,一种是机械位置传感器,如光电编码器、旋转编码器等,其中绝对式旋转编码器的价格是增量式光电编码器价格的十倍左右。然而位置传感器增加了整个系统的成本,在一些特殊场合还需要专门定制,如风力发电中的风机,增加了电机体积,在震动强烈、污染大的恶劣环境下其稳定性和适用性大打折扣。另一种获取转子位置的方式是在数字控制系统中集成了从电机响应信号中提取转子位置信息的算法,即无位置传感器矢量控制。由于硬件成本的降低和可靠性的提高,无位置传感器控制方法已成为交流电机控制技术的研究热点^[9-15]。

在中高速范围,多采用无额外信号激励的基频下电机模型的反电动势来估算转子位置^[16-18],如磁链位置观测法,滑模观测器法,卡尔曼滤波法。但反电动势与转子转速成正比,在低速和零速场合下这种方法已不再适用。目前,已经有多种低速(含零速)IPMSM转子位置估计方法相继被提出^[19-25]。永磁同步电机高频模型的电感矩阵含有转子位置信息,因此通过高频注入法可以获取转子位置信息。传统高频注入法根据注入信号的不同主要分为两类:一类是正弦波信号法,如旋转注入法和脉振注入法^[26-28];另一类是方波信号注入法^[29-32]。相比于旋转正弦注入法和脉振正弦注入法注入频率较低(最高为载波频率1/10左右)的缺点,基于脉振方波注入的方法实现了注入频率最高可达到载波频率大小。其中正弦波信号注入

法都需要使用带通滤波器(band-pass filter,BPF)或高通滤波器(high-pass filter,HPF)来分离出高频分量以提取转子位置信息、使用(low-pass filter,LPF)低通滤波器分离出低频分量电流反馈值来实现闭环控制,传统方波注入法只有在注入频率比较高时才可省去电流环LPF,但是仍然需要HPF或BPF来提取转子位置信息^[33-34]。滤波器的设计是一项复杂的工作,滤波器的使用限制了电流环带宽从而降低了驱动性能,同时造成信号延迟影响位置和速度估计的准确性。

由于死区时间和开关器件反应时间等非线性因素的影响,逆变器存在非线性电压误差,会导致注入信号无法准确注入在目标位置产生位置信号误差的漂移,必须对逆变器非线性电压误差进行补偿^[35-36],同时由于DSP、dSPACE等数字控制系统脉冲输出都有一个开关周期的延迟,因此采用先计算出逆变器电压误差然后进行补偿的方式精确性不高,同时还引入了新的误差。以上IPMSM低速转子位置估计方法都尚未提出能简单有效补偿逆变器电压误差的方案。

目前国内外工业控制领域许多品牌都推出了相应的变频器产品,如日本安川、三菱、德国西门子以及国内的汇川、英威腾等,它们都力求高效率、低成本、参数自学习这三个方向研究。由于滤波器的使用会降低系统带宽,逆变器非线性误差会增大转子位置误差,提高系统带宽和位置观测精度有重要的研究价值,对增强国内变频器产品竞争力有积极意义。

1.2 国内外研究现状分析

随着PMSM在风力发电和电机驱动场合的逐渐普及,从上世纪七十年代起就有学者开始对PMSM无位置传感器控制技术展开研究,相继提出多种可行方案。根据转速范围的不同,常用的PMSM无位置传感器控制方法可分为两类:一种是与转子速度正相关的反电动势模型法,用于中高速范围;另一种是基于转子凸极性的高频注入法,用在低速和零速(初始位置检测)。本文重点在于PMSM低速范围分析,首先介绍高频注入法的国内外研究现状,随后结合IPMSM无位置传感器控制的动态性能问题和逆变器非线性误差分别介绍一些当前的研究成果。

永磁同步电机高频模型的电感矩阵含有转子位置信息,因此通过高频注入法可以获取转子位置信息。美国威斯康星大学的R D Lorenz教授首先提出了高频旋转注入法,经过BPF滤除基波电流和载波电流从而得到高频电流,从高频电流负相序分量中可以提取转子位置信息^[37]。韩国的S.K.Sul教授提出了高频脉振注入法^[38],在同步观测轴系d轴注入高频正弦脉振信号,通过滤波器分离出高频电流响应后从中提取位置信息,相较于旋转注入法,脉振注入法对转矩的影响更小。英国谢菲尔德大学诸自强教授对影响转子位置误差的重要因素如交叉饱和效应及逆变器非线性误差进行了分析,提出了补偿策略^[39-40]。

国内一些高校对PMSM的无位置传感器控制也有过多年的研究,台湾的国立台

北科技大学的杨士进教授团队，分析了不同方波频率对电流响应信噪比、二次谐波、交叉饱和、位置观测误差的影响，结合电机本体知识深入分析了负载变化和交叉饱和效应对位置观测的影响，对脉振、方波注入法转子初始位置检测及磁极判别做了详细探讨^[41-43]；哈尔滨工业大学的徐殿国教授团队给出了低速（高频注入法）到中高速（反电动势法）的融合切换控制策略，对高频注入噪声提出了随机频率方波信号注入法、随机幅值方波信号注入法等抑制策略^[44-45]；华中科技大学的沈安文教授团队对高频注入的信号形式和注入轴系做出了一些创新，如在两相静止轴系注入两个相反方向旋转的高频信号、在ABC轴系注入正弦脉振信号、在相对同步轴系高速旋转的轴系注入正弦脉振信号等^[46-47]。

高频注入法按照不同的指标有不同的分类方式。按照注入信号的连续或离散可分为瞬时型高频注入、连续型高频注入。按照注入信号的波形不同可分为正弦波注入、方波注入。按照信号的注入位置可分为静止A-B-C轴系、静止 α - β 轴系、同步旋转观测轴系和比较少见高速旋转轴系。其中比较常见的是：注入在静止 α - β 轴系的高频旋转正弦注入法、注入在同步旋转轴系的高频脉振正弦注入法、注入在同步旋转轴系的高频脉振方波注入法。

美国Lorenz R D提出的高频旋转注入法是最早的高频注入法^[37]。将高频正弦信号注入在静止 α - β 轴系，从零序电压或负序电流中提取和计算转子位置。该方法的优点是直接在两相静止 α - β 轴系注入高频信号，不需要用到上一控制周期的转子位置参与运算；缺点是只能应用于转子凸极性较强的电机，且注入的高频信号会产生q轴分量造成额外的转矩脉动；另外，在提取位置误差的过程中，需要用到同步轴系滤波器(Synchronous Frame Filter,SFF)来提取高频响应电流中的负序分量，实现过程比较繁琐。

高频脉振注入法在同步旋转估计轴系的d轴注入脉振正弦高频信号，提取零序电压或高频电流从中计算转子位置，该方法最早由韩国首尔大学的Sul S K教授团队提出，该方法对转子凸极性要求不高，不仅可以应用于IPMSM，也可以应用于SPMSM，日本安川公司的A1000系列变频器采用的就是这种方法。由于高频信号注入在d轴，在理想条件下没有q轴高频电流分量，因此由于高频注入造成的额外转矩脉动更小，同时q轴电流反馈环也省去了LPF，相当于提高了电流环带宽和动态响应。

上述旋转高频注入法和脉振高频注入法都是正弦信号注入法，所谓的高频也是相对电机的运行频率而言，但其注入频率最高一般不超过开关频率的1/5，因此限制了PMSM无位置传感器控制动态性能，转子位置收敛时间较长，同时不可避免地需要使用各种滤波器来分离低频信号和高频信号，造成系统延迟。

脉振方波注入法也是一种注入在估计转子参考轴系的直轴的高频注入法，注入信号为高频方波，注入频率一般可达到开关频率的一半，在双采样双更新模式

下，最高可以达到与开关频率相同。随着碳化硅等电力电子开关器件的发展，开关频率有望达到20kHz以上，当注入频率与开关频率进一步提高，可以超越人耳听觉的极限，削弱高频噪音。另外电流环带宽一般为1kHz以下，当注入的方波频率高于电流环带宽时，即可省去电流反馈环的LPF，相比正弦信号注入法提高了动态性能。Sul S K等人提出从高频电流响应幅值的包络线中提取转子位置信息，但在位置提取过程中依然需要用到BPF和LPF等进行信号分离。国内哈尔滨工业大学的张国强等人提出一种脉振方波注入情况下无滤波器的转子位置提取方案，进一步提高了系统动态性能，但此方法建立在相邻开关周期基频电流相等、高频电流大小相等方向相反的理想情况下，在方波频率不高和负载加重交叉饱和引起q轴电流畸变的影响下此理想条件很难达到。另外上述的脉振方波注入法虽然相比传统的正弦信号注入法提高了动态性能，但都没有对逆变器非线性误差进行有效补偿。

除了传统脉振方波注入法，方波注入法还有另外一类，即基于在线磁阻测量的间接磁场检测（Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement, INFORM）方法，传统的INFORM方法通过在定子静止三相轴系中依次注入三个相同的方波电压，通过检测响应的电流合成矢量的变化量从中直接计算出转子位置^[48-50]。由于注入、矢量控制周期分离，因此不需要滤波器来分离高频、基频分量用于电流环反馈和位置计算。然而，每注入完三个方波电压后才计算得到转子位置估计值，转子位置更新频率较低，同时注入周期与矢量控制周期分离，矢量控制周期只占整个控制周期的1/4，系统动态响应性能大打折扣。

近年来，高频注入法在注入信号的形式和位置方面出现了一些创新。文献[46]提出了一种将高频信号注入到指定的高速旋转的坐标系中，从高频响应中直接提取转子位置角，与传统提取转子位置误差的方法相比省去了位置观测器，可以直接简化系统结构，减小位置观测器带来的系统延迟。文献[47]提出了向静止三相轴系分别注入三个不同幅值、不同频率的高频脉振信号，通过对三种高频电流解调经计算后直接得到转子位置。该方法同时采用直轴、交轴电流来计算转子位置信息，相比传统高频注入法只用一种电流提高了精确性。同时对系统延时和交叉饱和效应进行了补偿。

上述高频注入法从不同的方面对提高IPMSM无位置传感器控制性能作出了改善，但对于逆变器非线性误差没有作出有效的补偿措施。实际中的电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)由于开关器件死区时间、寄生电容等因素的影响，机端输出的实际电压与矢量控制计算得到的电压指令存在误差，导致高频注入法中高频信号无法准确注入在目标位置，得到的转子位置也存在漂移，因此必须对逆变器误差进行补偿。常见的逆变器非线性误差补偿方式是先计算出逆变器非线性误差再进行离线补偿，但数字控制器都存在一个开关周期的延迟时间，通过先计

算再补偿的方式因此存在延迟，特别当负载突变和电机频繁正反转时逆变器非线性误差增大，这种补偿方式可能会引入新的误差。因此研究一种无延迟的内嵌在无位置算法中实时补偿或抵消逆变器非线性误差的方法成为提高位置估计精度和控制稳定性的重要环节。

得到转子位置误差，需要送入位置观测器计算得到准确的转子位置和转子转速，不同的位置观测器结构不同，参数设计过程不同，对整个控制系统的动态响应和带载能力的影响也存在差异。基于PI的位置观测器和龙贝格（Luenberger）观测器是用于计算转子位置的两种主要观测器。基于PI的位置观测器的优点是结构简单，参数少且设计相对容易，但由于状态方程中不含负载转矩变量，其动态响应慢于龙贝格观测器^[51]。Lorenz R D等人提出了基于龙贝格观测器的无位置传感器控制策略，给出了参数设计方案，对系统整体性能进行了分析^[52-53]。日本安川公司的A1000系列变频器控制算法采用的就是基于PI的位置观测器。龙贝格观测器在负载转矩扰动时有更好的动态调节能力，但由于加入了微分环节，观测器参数设计较PI更为繁琐，且引入了其它噪声，对于民用的要求不高、成本有限的场合，龙贝格观测器使用得不多。因此，研究一种考虑转矩扰动同时省去微分环节的位置观测器对降低观测器设计难度和提高观测器性能的观测器有着重要的理论和工程意义。

1.3 本文主要研究内容

永磁同步电机具有功率密度高、转速范围宽、体积小、起动转矩大等特点，尤其是内置式永磁同步电机由于固有结构凸极性更适合于无位置传感器低速控制场合。转子位置、速度是永磁同步电机矢量控制中进行坐标变换和变频调速的必须量，可以通过机械位置传感器获取。然而传统的机械位置传感器由于成本高、容易受电磁干扰、抗污染和抗震能力差等缺陷，数字式位置观测器逐渐成为取代机械位置传感器的首选方案。

在不同转速范围无位置传感器控制方法的理论基础截然不同，在高速范围内常采用的反电动势法由于在低速时信噪比低，只能采用基于转子凸极性原理的高频注入法来观测转子位置。传统高频旋转注入法和脉振注入法由于必不可少的使用滤波器会造成系统延迟，采用高频方波注入法可以不同程度地减少控制系统中的滤波器。逆变器非线性误差是限制位置估计精度的重要影响因素，数字控制系统的延迟限制了传统的逆变器非线性误差先计算后补偿方式的效果。通过高频注入法得到转子位置误差后，需要选择合适的位置观测器计算转子位置和速度，基于PI的位置观测器和龙贝格观测器分别存在无法抑制转矩脉动和参数设计复杂等问题。针对上述问题，本文提出一种改进的高频方波注入法，省去了各种滤波器，由正反注入周期q轴电流差值的差值提取转子位置误差，实现了对逆变器非线性误

差的实时抵消，同时设计了一种基于扩展状态观测器（Extended State Observer, ESO）的转子位置观测器，改善了PI观测器和龙贝格观测器的缺陷。本文包含的具体内容为：

第1章主要描述选题背景与意义，介绍了内置式永磁同步电机的优势和发展现状，介绍了电机低速段基于转子凸极性的不同类型高频注入法各自的特点及其国内外发展现状。

第2章建立了永磁同步电机基频数学模型，推导了永磁同步电机矢量控制基本原理，建立了永磁同步电机高频数学模型，分析了高频激励下电机的响应信号中所包含的位置信息，从而比较了不同信号注入方式和不同位置提取方式其各自的优缺点。结合永磁同步电机矢量控制双闭环的传递函数，量化分析了滤波器对系统带宽的影响，通过仿真结果对有/无滤波器情况下系统控制带宽进行了比较验证。

第3章介绍了两种无滤波器的方波注入法，一种是基于矢量控制周期和注入周期分离的方波注入法，同时介绍了逆变器非线性误差对矢量控制的影响并分析传统误差补偿方式的缺陷，根据公式分析了逆变器非线性误差对此方法造成的影响并介绍了逆变器非线性误差抵消方案；一种是基于伪滤波算法的脉振方波注入法。对两种方法进行了实验验证，并分析了两种方法各自的优缺点：两种方法都省去了滤波器；前者有效抵消了逆变器非线性误差但周期分离的方式降低了矢量控制的比重；后者无需周期分离但未考虑逆变器非线性误差的影响。

第4章提出了一整套IPMSM无位置传感器低速（含零速）控制方案，主要包括三个部分内容。首先针对第3章中两种无位置传感器控制方法的优缺点，取长补短。提出了一种新的改进方波注入法，同时满足了无滤波器、无周期分离、逆变器非线性误差实时抵消这三个条件。然后对PI观测器和龙贝格观测器给出了具体的参数设计方案，并分析了各自的优缺点，提出了一种基于ESO的位置观测器的具体设计方案。最后对电机零速情况下提出了“两步法”转子初始位置检测方案。

第5章介绍了IPMSM无位置传感器控制实验平台的硬件结构和软件控制流程，完成了基于改进的方波注入法在初始位置检测、闭环起动、突加突卸负载等不同工况下的实验波形，验证了该方法的有效性和性能表现。另外对方波脉冲注入法、基于伪滤波算法的脉振方波注入法、改进的方波注入法这三种方法做了对比实验并分析各自的性能；对PI观测器、龙贝格观测器、ESO这三种观测器做了对比实验并分析了各自的性能。

第2章 永磁同步电机无位置传感器控制原理分析

当电机运行在低速或静止时，一般采用基于转子凸极效应的高频注入法实现无位置传感器控制，此时电机响应信号中同时包含基频信号、高频信号及载波频率信号，需要LPF提取基频信号作为电流反馈环的反馈信号，需要HPF和BPF提取高频信号经处理后送入位置观测器计算转子位置，其中的高频信号处理过程可能还需要用到LPF，这些滤波器的使用不仅使参数设计复杂，同时可能造成额外的系统延迟。本章首先建立内置式永磁同步电机的基频和高频数学模型，然后介绍矢量控制基本原理和几种典型的高频注入法，推导有无滤波器情况下电流环传递函数，并通过仿真验证滤波器对系统带宽的影响。

2.1 永磁同步电机数学模型

为构建内置式永磁同步电机的基频模型，首先需要作如下假设：

- (1) 定子绕组Y型接法，三相绕组对称分布，各绕组轴线在空间互差 120° ，转子上的永磁体在定转子气隙内产生的主磁场正弦分布；
- (2) 忽略定子绕组的齿槽对气隙磁场分布的影响；
- (3) 转子上没有阻尼绕组，假设铁心的磁导率是无穷大，忽略定子与转子铁心的涡流损耗和磁滞损耗；
- (4) 不考虑温度、频率等的变化对电机参数的影响

在A-B-C静止坐标轴系下IPMSM的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

其中 u_α 、 u_β 、 u_c ——a、b、c 三相绕组端电压；

i_a 、 i_b 、 i_c ——a、b、c 三相绕组端电流；

ψ_α 、 ψ_β 、 ψ_c ——三相绕组磁链；

R ——定子绕组电阻；

p ——微分算子。

磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$L_{aa} \approx L_{s0} + L_{s2} \cos 2\theta_e \quad (2.3)$$

$$L_{bb} \approx L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.4)$$

$$L_{cc} \approx L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.5)$$

$$M_{ab} = M_{ba} \approx -L_{s0}/2 + L_{s2} \cos(\theta_e - \frac{\pi}{3}) \quad (2.6)$$

$$M_{bc} = M_{cb} \approx -L_{s0}/2 + L_{s2} \cos(\theta_e - \frac{\pi}{2}) \quad (2.7)$$

$$M_{ac} = M_{ca} \approx -L_{s0}/2 + L_{s2} \cos(\theta_e + \frac{\pi}{3}) \quad (2.8)$$

其中：
 $L_{\square\square}$ —— 一定子绕组自感；
 $M_{\square\square}$ —— 一定子绕组间互感；
 ψ_f —— 永磁体励磁磁场通过 a、b、c 三相定子绕组的磁链；
 L_{s0} —— a、b、c 绕组自感均值；
 L_{s2} —— a、b、c 绕组自感二次谐波；
 θ_e —— 转子电角度。

电磁转矩：

$$T_{em} = -n_p \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \theta_e \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \psi_f \quad (2.9)$$

其中 n_p 为电机极对数， T_{em} 为电磁转矩。

由于永磁体磁导率等于空气磁导率，对于 IPMSM，由于永磁体内置，等效直轴气隙大于交轴气隙，在电机旋转过程中，随着转子位置角的变化，三相绕组电感随之变化，式 (2.3) 至 (2.8) 所示的方程均为时变方程，三相定子绕组之间的耦合与转子位置密切相关，给转矩等方程的求解带来困难。参考直流电机的控制方式，通过坐标变换将电机数学模型变换到一个两相坐标系中，时变系数转化为常值系数，简化耦合情况和求解过程，把交流电机的模型等效变换为类似直流

电动机的模型，求解、分析和控制就被大大简化。

2.2 永磁同步电机坐标变换

永磁同步电机的定子三相绕组轴线在空间上互差 120° ，通入三相对称交流电后，将在气隙产生一个旋转磁场，气隙磁场是机电能量转化的媒介，不同类型的绕组间变换时，必须保证变换前后产生的总磁动势不变。因此只有遵守磁动势不变原则，才能保证电机能量转换守恒。永磁机的电压方程也可以用空间矢量形式表示，便于对电机进行矢量控制分析，为此引入如图2.1所示的一个二维矩形坐标系，横轴为 α 轴和A轴相重合， β 轴超前 α 轴 90° 。

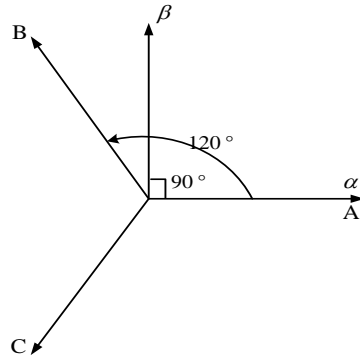


图 2.1 A-B-C 轴系与 α - β 轴系

根据Clarke变换，A-B-C轴系与 α - β 轴系的坐标变换关系如式(2.10)所示。

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

式(2.1)可根据(2.10)转化为：

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_c \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

其中

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} C^{-1} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_f C \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

式(2.11)与(2.12)描述了静止 α - β 轴系下的电压公式，但公式中依然都

包含与转子位置相关的变量,各物理量之间的耦合使得进一步的分析变得很困难。因此,有必要引入一个相对转子同步旋转的d-q坐标系来实现耦合量之间的解耦,简化电压公式,如图2.2所示。在d-q轴系,电感和永磁磁通链可被视为常数,且互相独立,再无耦合关系。如图2.2所示, θ_r 是d轴与 α 轴之间的夹角, α - β 轴系与d-q轴系之间的变换可表示为:

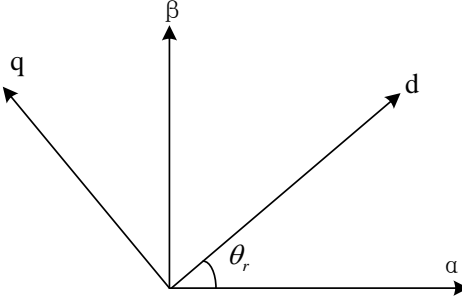


图 2.2 两相静止坐标系与同步旋转坐标系

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

代入式 (2.11) 中得:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \\ v_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_{mpm} \end{cases} \quad (2.14)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.15)$$

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L = T_{em} \quad (2.16)$$

式中 u_d 、 u_q -- 定子电压 d-q 轴分量;

i_d 、 i_q -- 定子电流 d-q 轴分量;

ψ_d 、 ψ_q -- 定子磁链 d-q 轴分量;

L_d 、 L_q -- 定子绕组 d-q 轴电感;

r -- 定子电阻;

ψ_f -- 转子永磁体磁链;

T_{em} -- 电机电磁转矩;

T_L -- 电机负载转矩;

J -- 转动惯量;

B -- 摩擦系数;

ω_m -- 转子角速度;

p -- 电机转子极对数;

$\omega_e = p\omega_m$ --转子电角速度。

通过坐标变换,实现了对励磁分量和转矩分量的解耦控制。从式(2.15)可以看出:电磁转矩由两部分构成,一部分是只与永磁磁链和q轴电流分量有关的励磁转矩,另一部分是由于转子凸极性,即d、q轴电感不相等而产生的磁阻转矩。

2.3 永磁同步电机矢量控制技术

根据永磁电机运动学方程(2.15)可知,永磁电机调速系统的转速控制是通过电磁转矩的控制来实现,因此电机的转矩控制是电机调速系统的核心问题。由上述分析可看出,励磁转矩与磁阻转矩都与q轴电流分量成正比,即可以通过对q轴电流分量的控制实现对电机转矩的控制,这一点与通过控制直流电机的电枢电流实现转矩控制相对应。同时,由于定子电流的励磁分量会影响定子磁链大小,因此可以通过对d轴电流分量的控制实现弱磁升速,这与直流电机的励磁电流相似。所以永磁电机的控制与直流电机的控制存在很大的相似性。

永磁电机的高性能控制技术按磁场控制方式的不同可以分为建立在转子磁场控制基础上的磁场定向矢量控制技术(Field oriented control, FOC)与建立在定子磁场控制基础上的直接转矩控制技术(Direct torque control, DTC)。永磁同步电机磁场定向矢量控制的核心技术是在同步旋转dq轴系中,对定子电流的励磁分量 i_d 与转矩分量 i_q 进行独立控制。

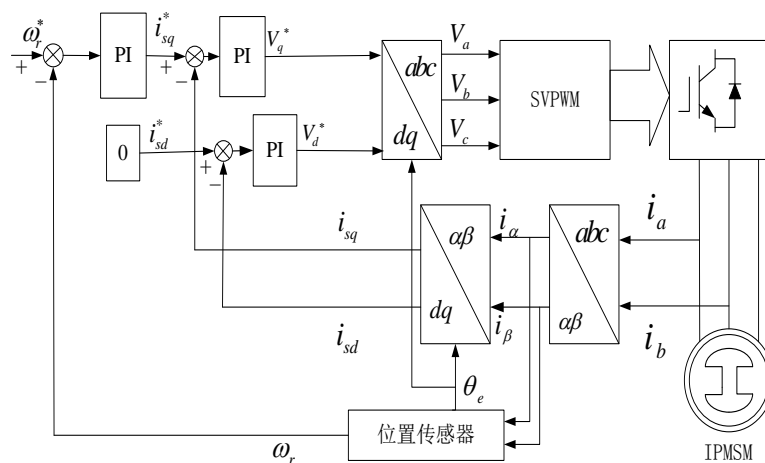


图2.3 IPMSM矢量控制原理图

图2.3为永磁同步电机矢量控制原理框图,系统的最外环是速度环,对于伺服电机在速度环之前还有一个位置外环。转速外环的速度给定值与反馈值的差值通过速度自动调节器,常采用PI计算得到 i_q 的给定值,其中速度反馈值由机械式位置编码器或数字观测器计算得到。 i_d 的给定值通常给零,在弱磁控制时会赋为负值。两个电流给定值 i_q 和 i_d 与各自的电流反馈值的差值分别由另外的PI调节器得到d、q轴电压给定值 u_{qref} 和 u_{dref} ,电流反馈值由硬件采样得到的三相定子电流值经坐标变换得到。将这两个电压给定值经过坐标变换计算得到两相静止轴系电压参考值

$u_{\alpha ref}$ 和 $u_{\beta ref}$ ，送入基于空间矢量脉冲宽度调制 (Space vector pulse width modulation, SVPWM) 的脉冲发生器产生驱动信号，经放大后用来驱动逆变器三相桥臂上的电力电子开关。可见计算三相电压给定值和交直流电流反馈值均需要用到转子位置，速度外环需要用到速度反馈值，机械式或数字式位置观测器在永磁电机矢量控制中是必不可少的部分。

2.4 永磁同步电机无位置传感器控制

永磁同步电机的矢量控制需要提供转子位置信息，采用机械式位置传感器提高了交流调速系统的成本，通用性不强，可靠性不高，因此研究成本低、鲁棒性强的 IPMSM 无位置传感器控制方法已成为交流电机控制技术的研究热点。

反电势法的主要思想是利用基波电压和电流估计转子磁链矢量^[5]。当电机在中高速工作时，此方法具有良好的性能，因为反电动势与转子转速成正比，相反，在低速段反电动势信噪比低，因此不适合用在低速。在低速（含零速）常采用基于转子凸极效应的高频注入法。

高频信号频率远高于基频，通常是（0.1-1）倍的开关频率。包含电机凸极效应的高频电流信号用于计算转子位置。下面将推导 IPMSM 高频模型，介绍常用的高频注入转子位置信号分离方法。

由于高频信号注入法在低速范围内使用，在电机的电压方程中，转子转速可以近似为零。等式（2.1）可以表示为矢量形式：

$$\bar{v}_{\alpha\beta} = R\bar{i}_{\alpha\beta} + L_{\Sigma} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta} + L_{\Delta} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta}^* e^{j2\theta_r} \quad (2.17)$$

其中 $L_{\Sigma} = \frac{L_d + L_q}{2}$ ， $L_{\Delta} = \frac{L_d - L_q}{2}$ ， $\bar{i}_{\alpha\beta}^*$ 是 $\bar{i}_{\alpha\beta}$ 的共轭矢量。

将注入电压表示为：

$$\bar{v}_{h\alpha\beta} = V_h e^{j\omega_h t} \quad (2.18)$$

其中下标 h 表示高频。由于高频信号的频率远高于基频，定子电阻上的电压降相比电感压降很小，因此与电阻有关项可以忽略不计。式（2.17）可以简化为：

$$\bar{v}_{h\alpha\beta} = L_{\Sigma} \frac{d}{dt} \bar{i}_{h\alpha\beta} + L_{\Delta} \frac{d}{dt} \bar{i}_{h\alpha\beta}^* e^{j2\theta_r} \quad (2.19)$$

通过解方程得到：

$$\bar{i}_{h\alpha\beta} = \frac{V_h}{j\omega_h L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(L_{\Sigma} e^{j\omega_h t} - L_{\Delta} e^{j(-\omega_h t + 2\theta_r)} \right) \quad (2.20)$$

两边同时乘以 $e^{j\omega_h t}$ 得

$$\bar{i}_{h\alpha\beta} e^{j\omega_h t} = \frac{V_h}{j\omega_h L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(L_{\Sigma} e^{j2\omega_h t} - L_{\Delta} e^{j2\theta_r} \right) \quad (2.21)$$

上式的基频分量可通过低通滤波器提取：

$$LPF(\bar{i}_{h\alpha\beta}e^{j\omega_h t}) = j \frac{V_h}{\omega_h} \frac{1}{L_\Sigma^2 - L_\Delta^2} L_\Delta e^{j2\theta_r} \quad (2.22)$$

则转子位置为：

$$\theta_r = \frac{1}{2} [\arg(LP(\bar{i}_{h\alpha\beta}e^{j\omega_h t})) - 90^\circ] \quad (2.23)$$

根据注入信号的不同，高频注入法可分为以下几种：

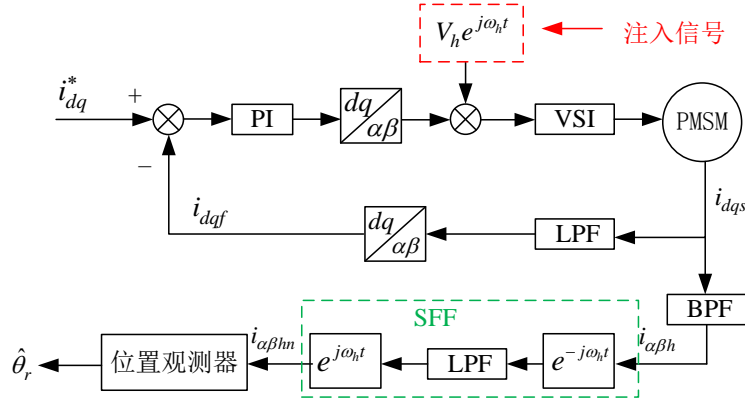


图 2.4 旋转高频注入法

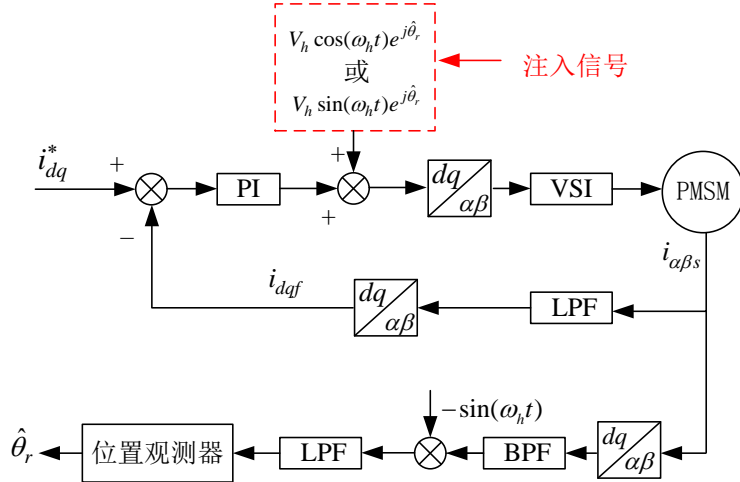


图 2.5 脉振高频注入法

(1) 旋转高频注入法

在经典旋转高频注入法中，一个以高频旋转的常值电压矢量被叠加在基频电压矢量上，机端采样电流由 BPF 滤波得到的高频电流响应，经过一个包含 LPF 的同步轴系滤波器 SFF 进行两次相反的坐标变换后得到高频电流负序分量，高频电流负序分量中含有位置误差，可以被用来估计转子位置，由 LPF 滤波得到的基频电流响应被用来作为电流环反馈信号。旋转高频注入法原理图如图 2.4 所示，其中 s 表示采样信号，h 表示高频信号，f 表示基频信号，n 表示负序分量。

(2) 脉振高频注入法

在经典脉振高频注入法中，高频电压矢量可以被注入在估计的 d 轴或 q 轴。估

计转子位置 $\hat{\theta}_r$ 被定义在估计的dq轴系。实际轴与估计轴，即转子实际位置与估计位置的差值表示为 $\tilde{\theta}_r$ 。将机端采样电流经过坐标变换得到同步旋转dq轴系采样电流，经过BPF和LPF后即可得到转子位置误差，采用锁相环（phase-locked loop, PLL）调节 $\tilde{\theta}_r$ 为0，得到估计转子位置。同时，机端采样电流经过LPF得到的基频电流响应被用来作为电流环反馈信号。脉振高频注入法原理图如图2.5所示：

2.5 永磁同步电机无位置传感器矢量控制带宽分析

在传统基于转子凸极性的高频正弦波注入法中，必须用到LPF来滤除电流中的高频分量，以得到电流基频分量作为电流环的反馈值。当不考虑滤波器时，典型电流环控制框图如图2.6所示：

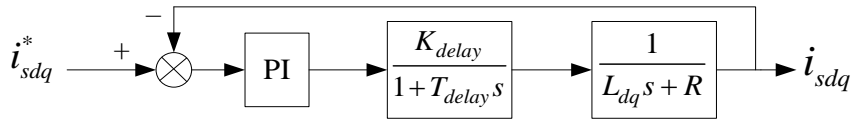


图 2.6 电流环控制框图

其中 T_{delay} 是考虑了电流采样延迟和PWM更新延迟的一阶惯性环节的时间常数， K_{delay} 是一阶惯性环节的增益系数。电流环开环传递函数为：

$$G_{op} = \frac{K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{K_{delay}}{1 + T_{delay}s} \cdot \frac{1}{L_{dq}s + R} \quad (2.24)$$

通常， $(L_{dq}/R) \gg T_{del}$ ，因此在设计电流环控制器时，将控制器的零点 $(-K_i/K_p, 0)$ 和电机数学模型的极点 $(-R/L_{dq}, 0)$ 对消，电流环开环传递函数可简化为

$$G_{op} = \frac{K_p K_{delay}}{L_{dq}s(1 + T_{delay}s)} \quad (2.25)$$

因此电流环闭环传递函数为：

$$G_{cl} = \frac{K_p K_{delay}}{L_{dq}T_{delay}s^2 + L_{dq}s + K_p K_{delay}} \quad (2.26)$$

通过（2.26）可以计算得到闭环系统的带宽，工程上常将闭环相移位 45° 时对应的角频率其作为闭环系统带宽边界的判定：

$$\omega_c = \sqrt{\frac{K_p K_{delay}}{L_{dq}T_{delay}}} (\sqrt{1 + \zeta^2} - \zeta) \quad (2.27)$$

其中 ζ 是阻尼系数。

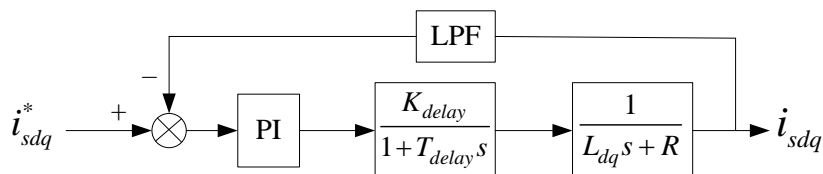


图2.7 考虑LPF影响的电流环控制框图

根据式（2.27），更大的时间常数 T_{delay} 将会降低系统带宽。当考虑LPF的影响，

如图2.7所示，用 T_{filt} 代表由LPF造成的延迟，由于 $(L_{dq}/R) \gg T_{filt}$ ， T_{filt} 可被整合进 T_{delay} 并由 T'_{delay} 代替，控制框图2.7化简为图2.8。

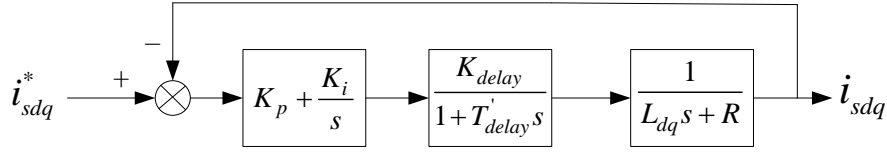


图2.8 考虑LPF影响的电流环简化控制框图

考虑LPF的系统闭环带宽为

$$\omega'_c = \sqrt{\frac{K_p K_{delay}}{L_{dq} T'_{delay}}} (\sqrt{1 + \zeta^2} - \zeta) \quad (2.28)$$

由 $T'_{delay} > T_{delay}$ 可得 $\omega'_c < \omega_c$ ，因此LPF的使用会降低电流环带宽。

2.6 控制环带宽仿真分析

为验证滤波器的使用对系统带宽的影响，以电流反馈环LPF为例，采用Matlab进行仿真分析。取电流环带宽 f_{ci} 为400Hz，取电流反馈环LPF带宽为955Hz，其中 L_d 为45mH，R为2.2Ω。电流环PI参数由下式得到。

$$\begin{cases} K_p = L_d \frac{f_{ci}}{2\pi} \\ K_i = R \frac{f_{ci}}{2\pi} \end{cases} \quad (2.29)$$

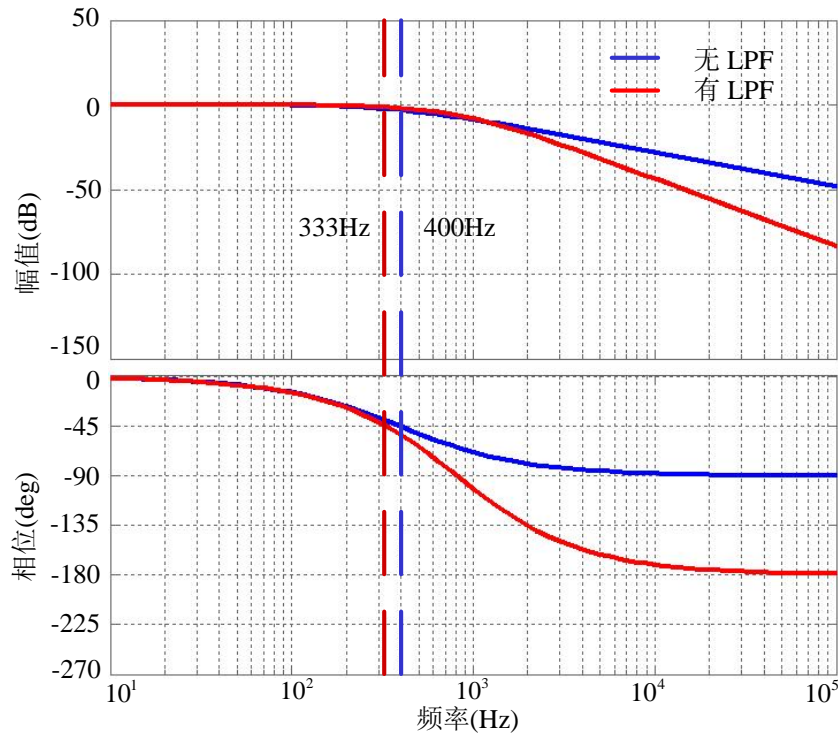


图2.9 有无LPF影响的电流环伯德图

图2.9是电流反馈环节有无LPF对电流环带宽的影响，可以看出在有LPF情况下，电流环带宽减小。

2.7 本章小结

本章首先搭建了永磁同步电机基频数学模型，分析了转子位置与坐标变换及d、q轴解耦控制的关系，从而得出永磁同步电机矢量控制的基本原理。然后建立了永磁同步电机高频数学模型，推导了电机高频响应公式，分析从高频响应中提取转子位置信息的方式。推导了有无LPF情况下电流环传递函数，分析了有无LPF情况下电流环带宽，通过Matlab验证了高频注入法中滤波器的使用对系统带宽的影响。

第3章 无滤波器的永磁电机无传感器控制策略

在传统高频注入法中，电机机端采样信号中同时包含基频信号、高频信号和载波频率信号，为保证电机矢量控制性能和计算转子位置，需要使用LPF、HPF、BPF等滤波器将这些信号分离开来。然而滤波器的使用降低了系统带宽，相对采用位置传感器的矢量控制算法，基于高频注入的矢量控制其动态响应反而降低。因此有必要对高频注入法中滤波器所造成的影响进行补偿或直接采用改进方法直接去除滤波器。同时逆变器非线性误差是限制位置估计精度的重要因素，在无位置控制算法中应对其进行补偿或抵消。本章介绍几种无滤波器的永磁电机无传感器控制策略，对去除滤波器的不同策略进行对比分析，介绍和分析逆变器非线性误差对转子位置观测的影响，通过理论和实验比较这几种方法各自的优缺点，为后文提出综合性的改进方案打下理论基础。

3.1 基于控制与注入周期分离的单脉冲注入法

在高频注入法中，任意时刻采样的响应电流中都包含高频信号和低频信号，要实现电流反馈和位置误差提取，必须将高频电流和低频电流分离，因此只要高频注入信号与基频信号相叠加，即FOC周期和注入周期同时存在，滤波器的使用就是不可避免的。为了去除滤波器，一种较为直接的方式是将FOC周期和注入周期分离^[53]，实现高频信号和基频信号的分开给定、提取和计算。首先介绍一种基于控制、注入周期分离的单脉冲信号注入法。

将式（2.13）转化到 $\alpha\beta$ 静止轴系中，可得：

$$\begin{aligned} \bar{v}_{\alpha\beta} = R\bar{i}_{\alpha\beta} + \left(L_{\Sigma} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta} + L_{\Delta} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta}^* e^{j2\theta_r} \right) \\ + j2\omega_r L_{\Delta} \bar{i}_{\alpha\beta}^* e^{j2\theta_r} + j\omega_r \lambda_{mpm} e^{j\theta_r} \end{aligned} \quad (3.1)$$

式中： $L_{\Sigma} = (L_d + L_q)/2$ 、 $L_{\Delta} = (L_d - L_q)/2$ 分别为均值电感和差值电感； $\bar{i}_{\alpha\beta}$ 为静止轴系下电流矢量， $\bar{i}_{\alpha\beta}^*$ 为 $\bar{i}_{\alpha\beta}$ 的共轭矢量； θ_r 为转子位置。

当IPMSM运行在极低速时，转速 $\omega_r \approx 0$ ，式（3.1）中与 ω_r 有关的两项可忽略不计；同时通过合理选择注入电压使 $\bar{v}_{\alpha\beta} \gg R\bar{i}_{\alpha\beta}$ ，则式（3.1）可进一步简化：

$$\bar{v}_{\alpha\beta} = L_{\Sigma} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta} + L_{\Delta} \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta}^* e^{j2\theta_r} \quad (3.2)$$

将式（3.2）对 $d\bar{i}_{\alpha\beta}/dt$ 求解可得：

$$\frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta} = \frac{1}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} (L_{\Sigma} \bar{v}_{\alpha\beta} - L_{\Delta} \bar{v}_{\alpha\beta}^* e^{j2\theta_r}) \quad (3.3)$$

式中： $\bar{v}_{\alpha\beta}^*$ 为 $\bar{v}_{\alpha\beta}$ 的共轭矢量。在一个开关周期内， $\frac{di}{dt}$ 可以近似为 $\frac{\Delta i}{\Delta t}$ ，因此将式 (3.3) 的电流变化量改写为传统INFORM形式：

$$\Delta \bar{i}_{\alpha\beta} = (c_1 + c_2 e^{j2(\theta_r - \theta_m)}) \Delta t \cdot \bar{V}_{\alpha\beta} \quad (3.4)$$

式中 $c_1 = L_\Sigma / (L_\Sigma^2 - L_\Delta^2)$ ， $c_2 = -L_\Delta / (L_\Sigma^2 - L_\Delta^2)$ ； θ_m 是 $\alpha\beta$ 轴系中的电压矢量角，即 $\bar{V}_{\alpha\beta} = V e^{j\theta_m}$ 。在INFORM方法中，三个电压矢量分别依次注入ABC轴^[15]，从响应电流的变化中提取转子位置信息。实际上，将式 (3.4) 的电流变化矢量转换到同步旋转观测轴系后，只需在观测轴系的d轴方向注入一个电压矢量即可得到转子位置信息，使方法大为简化。

为将式 (3.5) 转换到同步旋转观测 $d^e q^e$ 轴系(与实际的同步旋转dq轴系以示区别)，在此引入转子位置观测角 $\hat{\theta}_r$ ，如图3.1所示。将式(5)两边同乘以 $e^{-j\hat{\theta}_r}$ 得：

$$\Delta \bar{i}_{dq}^e = \Delta \bar{i}_{\alpha\beta} e^{-j\hat{\theta}_r} = (c_1 + c_2 e^{j2(\theta_r - \hat{\theta}_r - \hat{\theta}_m)}) \Delta t \bar{V}_{dq}^e \quad (3.5)$$

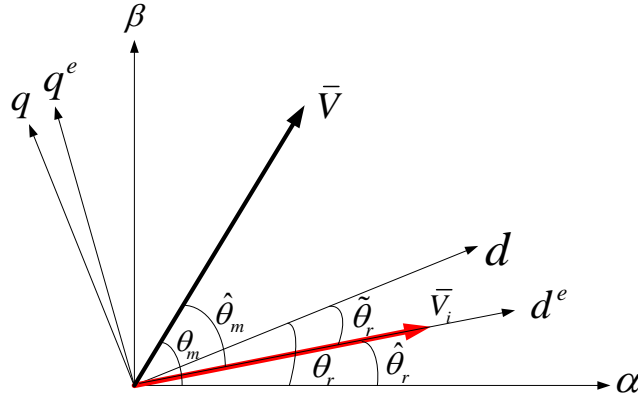


图3.1 信号注入矢量图

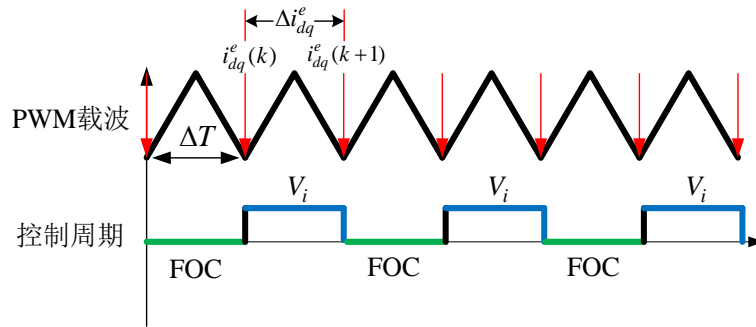


图3.2 控制、注入周期分离方式

其中， $\hat{\theta}_m = \theta_m - \hat{\theta}_r$ ， $\bar{V}_{dq}^e = \bar{V}_{FOC} + \bar{V}_i$ ， \bar{V}_{FOC} 是由FOC计算得到的电压矢量， $\bar{V}_i = V_i$ 是一个常值电压矢量，注入在估计的d轴。如图3.2与图3.3所示，注入周期与FOC周期分离，在注入周期，FOC不工作，因此 $\bar{V}_{dq}^e = V_i$ ，将其代入上式可得：

$$\begin{aligned} \Delta \bar{i}_{dq}^e &= c_1 \Delta t V_i + c_2 \Delta t V_i \cos 2\tilde{\theta}_r + j c_2 \Delta t V_i \sin 2\tilde{\theta}_r \\ &= \Delta i_d^e + j \Delta i_q^e \end{aligned} \quad (3.6)$$

上式的虚部 Δi_q^e 含有转子位置信息，且只有一项，不再包含其他分量。因此可

通过 q^e 轴的电流变化量来得到转子位置误差：

$$\text{Im}(\Delta \bar{i}_{dq}^e) = \Delta \bar{i}_d^e = k \cdot \sin(2\tilde{\theta}_r) \propto 2k \cdot \tilde{\theta}_r \quad (3.7)$$

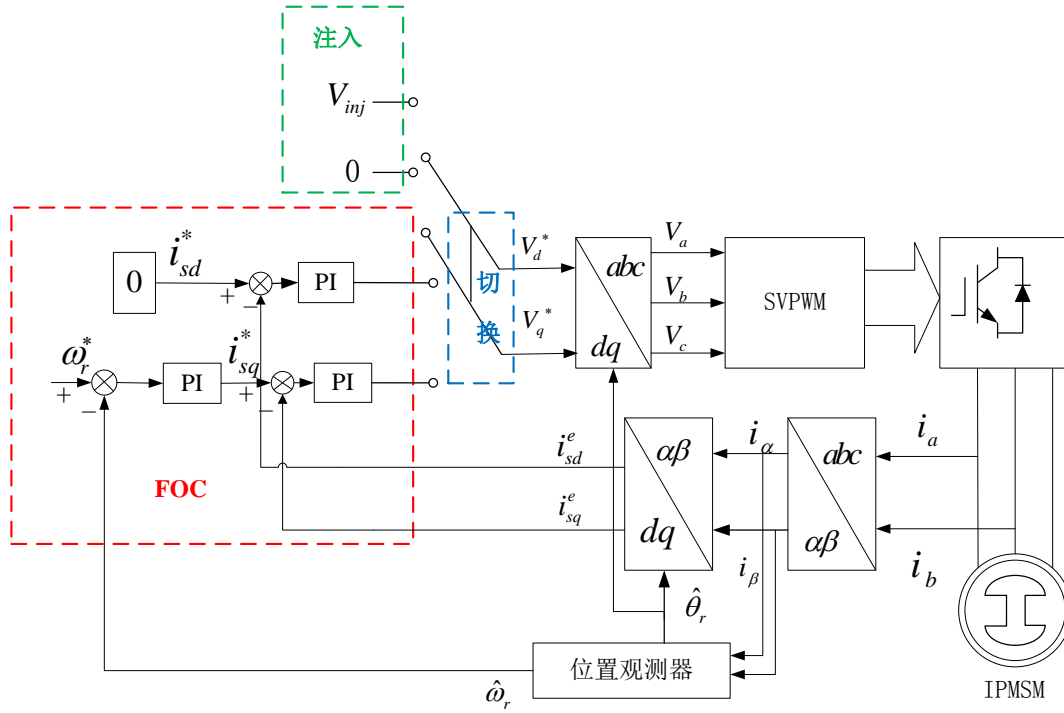


图3.3 控制、注入周期切换控制框图

式中 $k = \Delta t_c V_m$ 为常数。如图3.4所示，转子位置误差经过锁相环处理后可得到转子位置观测值 $\hat{\theta}_r$ 和转速观测值 $\hat{\omega}_r$ 。

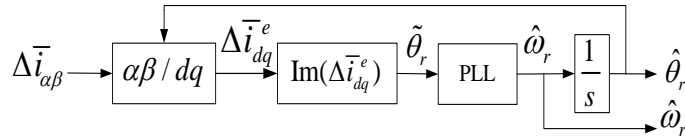


图3.4 提取位置误差信号处理过程

与其他采用连续型高频信号注入方法不同，本文采用每两个开关周期注入一次电压信号的方法。如图3.2与图3.3所示，FOC控制周期与电压注入周期交替进行，在每个开关周期的开始时刻采样电流，即在FOC控制周期开始前就完成了电流提取和转子位置计算，实现了控制周期和注入周期的隔离，避免了BPF和HPF的使用。开关频率以5kHz为例，注入频率为开关频率的一半。同时双闭环中的PI控制器只会对FOC控制周期开始时刻采样到的电流做出响应，因此不需要使用LPF来滤除高频分量而得到基频分量作为电流环反馈值，避免了对电流环带宽的限制。设无信号注入的有位置传感器矢量控制情况下电流环PI参数分别为 K_{p0} 、 K_{i0} ，则采用电压信号注入法的无位置传感器矢量控制时电流环PI参数设定为： $K_p = K_{p0}$ ， $K_i = 2 \cdot K_{i0}$ 。由于电机转速极低（低于10%额定转速）且一个开关周期时间很短，电机状态变化很小，因此PI调节器每两个开关周期作一次积分同时 $K_i = 2 \cdot K_{i0}$ 与每个开关周期作一次积分同时 $K_i = K_{i0}$ 两种情况下电机运行性能基本相同。

3.2 逆变器非线性电压误差

在脉冲宽度调制 (PWM) 控制的电压源逆变器 (voltage source inverter, VSI) 中, 死区、开关延时等非线性开关特性可能会影响输出电压。在大多数无传感器驱动系统中, 没有用于测量电机端电压的电压传感器。当无速度传感器控制算法基于电压注入方案时, 逆变器电压误差可能影响转子位置估计, 特别是在低速运行范围内的无传感器控制电机驱动器。为此, 研究有效的逆变器非线性电压误差补偿方法, 成为提高无传感器驱动器性能的重要环节^[35-36]。

3.2.1 死区电压误差

为避免逆变器同一条桥臂的 IGBT 故障, 驱动 IGBT 的门信号必须设置一个死区。这样, 在打开另一个 IGBT 之前, 同一桥臂上的另一个 IGBT 可以安全地关断。死区时间成为了逆变器电压误差的主要组成部分。

图3.5 显示了单项逆变器的死区效果。如图 3.5(b) 所示, 与电压指令相比, 当开关打开时, 门极信号有延迟, 即称为死区。根据电流方向, 它对输出逆变器电压有不同的影响。当单相电流为正时, 实际机端电压为电压指令减去电压误差 ΔV ; 当电流变为负值时, 实际机端电压为电压指令加上电压误差 ΔV 。

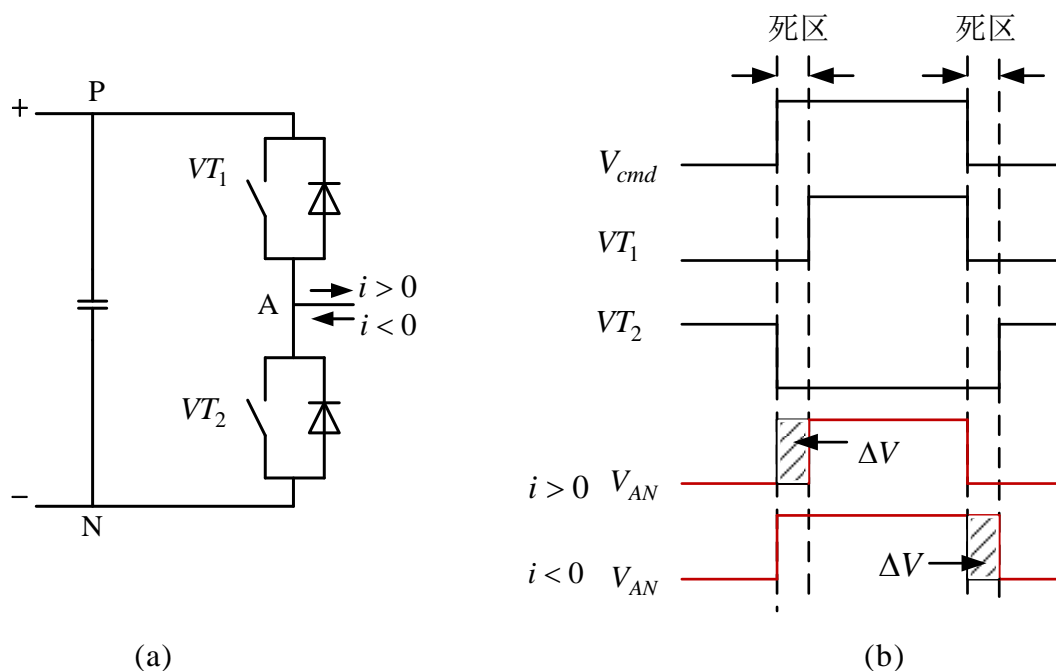


图3.5 单相死区电压误差

3.2.2 非线性电压误差

理论上, 在死区之前和之后相电压开关边缘应该是理想的突升或突降, 如图 3.5(b) 所示。然而, 事实上, 开关的开启和关闭不可能瞬间完成, 相电压也不可能立即改变。由于 IGBT 的特性, 每个 PWM 周期中的实际输出电压都呈斜坡变化, 特

别是当开关器件添加了附加的缓冲电容。当IGBT关断时，理想情况下开关操作将立即改变该桥臂的导通状态，导致输出电压的变化。但由于缓冲电容的存在，即使IGBT关断了，电流将对并联的缓冲电容充电，电压不能阶跃下降，而是会慢慢改变。

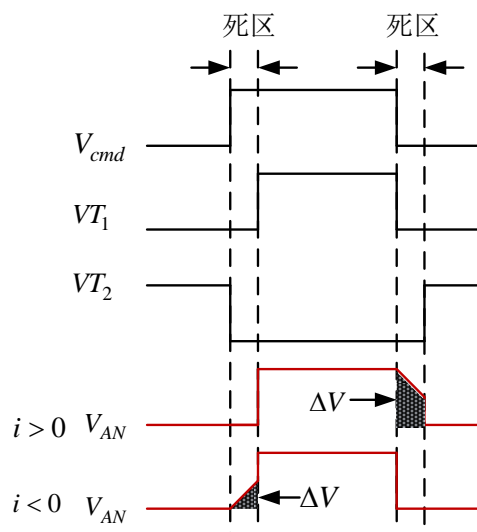


图3.6 考虑寄生电容和缓冲电容的非线性电压误差

图3.6显示了考虑寄生和缓冲电容的非线性电压误差。与图3.5(b)相比,当电流为正时,输出电压不能从直流母线电压突降至零,而是带有斜坡。灰色区域是寄生电容引起的非线性电压误差。当相电流为负时,输出电压不能从零阶跃增加到直流母线电压,输出电压将随斜坡逐渐增加。图3.6中的灰色区域,以 $i > 0$ 为例,实际上会补偿死区造成的电压损失。因此,与图3.6(b)相比,一个开关周期的总电压误差减小,当相电流变小时,在同一时间间隔内,由于这种小充电电流而导致的缓冲电容电压变化将变小,而由于死区造成的电压误差可以很大程度上得到补偿。当电流接近零时,逆变器电压误差也会接近零,即使死区始终存在。

3.2.3 逆变器非线性电压误差传统补偿方法的缺陷

在不同的逆变器中,开关特性可能是不同的,而死区也可能被设置为不同的值。且随着负载增加,电流增大,逆变器电压误差增大。因此,传统的无位置传感器控制算法中,需要先对逆变器的电压误差进行实际测量,然后才能得到良好的补偿。文献[35-36]研究了逆变器非线性电压误差的补偿算法。

在大多数基于DSP或dSPACE的控制系统中,门极驱动信号输出有一个开关周期的延迟的。如图3.7所示,当开关计数器的值等于0(周期1开始)时,将触发PWM中断,并且将当前电流采样为 i_0 。使用此测量电流,将执行矢量控制算法,并在第一个开关周期期间计算得到新的电压指令。当开关计数器的值等于1(周期2开始)时,此电压指令 V_1^* 将被加载到DSP相关寄存器。这意味着电压指令将在周期2执行。同样,根据电流 i_0 得到的电压误差的补偿值将在开关周期1期间计算得到,并

在开关周期2期间使用。然而,在开关周期2,电流可能已经改变为 i_1 。开关周期2期间使用的补偿将是不正确的,因为它是根据 i_0 计算得到的。这可能会给传统采用先计算再补偿方式的电压误差补偿方法带来额外的误差。

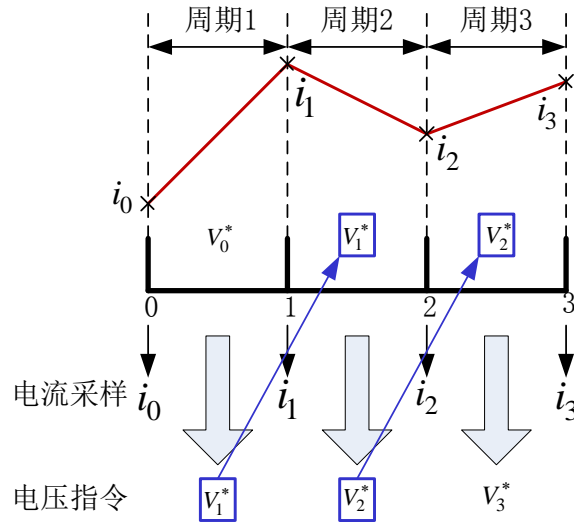


图3.7 电压指令延迟

3.3 考虑逆变器非线性误差的方波脉冲注入法

3.3.1 注入法及位置信息提取分析

3.2节介绍了一种基于控制、注入周期分离的信号注入法,取消了LPF,只用注入单个常值电压信号即可得到转子位置信息。但这种方法没有考虑逆变器非线性误差的影响,传统先计算逆变器非线性误差后补偿的方法效果并不理想,由数字系统造成的延时反而会引入新的误差。因此,在上述注入方法的基础上,研究一种简单、准确的逆变器电压误差补偿方法对提高转子位置估计的精确度和电机控制性能具有重要意义。文献[53]对此方法进行改进,在注入周期采用方波信号注入法,采用电流差值的差值提取转子位置信息,实现了逆变器误差的实时抵消。

根据式(3.4),系数 c_1 远大于 c_2 。在3.1节的单脉冲注入法中,电压矢量注入在d轴,位置误差信号由式(3.6)的虚部得到,而 c_1 仅出现在式(3.6)的实部。由于逆变器电压误差的客观存在,电压矢量无法完全准确注入在目标轴位置,实际注入位置和期望注入位置间总有一个小的角度偏差 $\Delta\theta_{ml}$,则提取转子位置误差时 c_1 所在的项将不能被完全消除,一个微小的电压误差会被 c_1 放大,导致更大的观测位置偏移。

为了实现对逆变器电压误差的有效补偿,可以在注入正的电压矢量的下一开关周期再注入另一个幅值相同方向相反的电压矢量,如图3.8所示。每三个开关周期电流环PI控制器作用并更新一次,因此电流环PI参数设定为: $K_p = K_{p0}$, $K_i = 3 \cdot K_{i0}$ 。

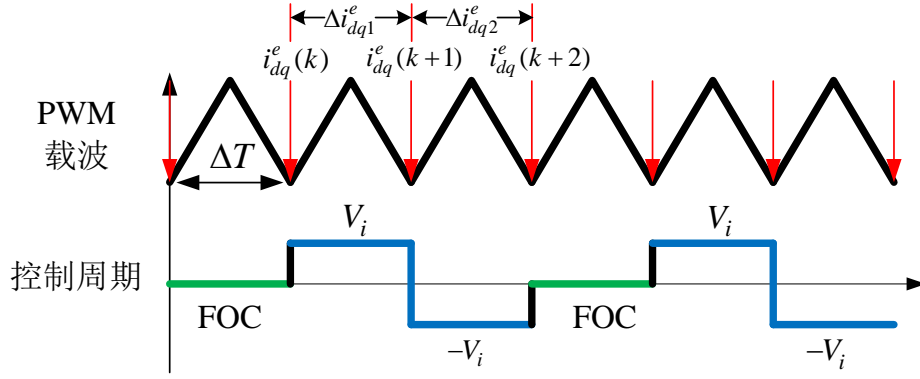


图3.8 考虑逆变器误差的控制、注入周期分离方案

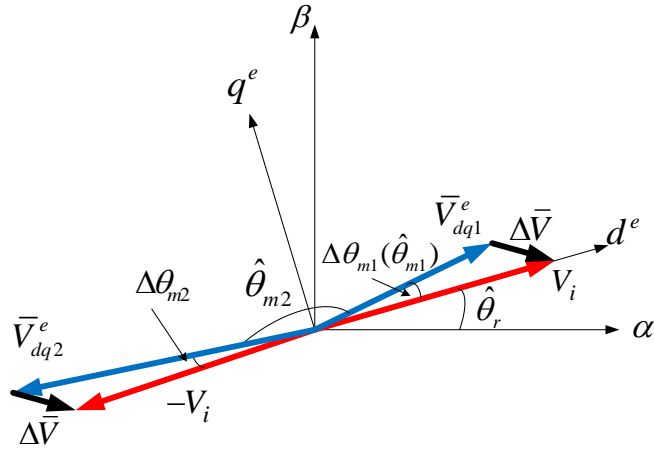


图3.9 考虑逆变器误差的信号注入矢量图

在第一个注入周期，当电压矢量注入在 d^e 轴(V_i)，则在下一开关周期，相同的电压矢量被注入在 d^e 轴反方向($-V_i$)。定义逆变器电压误差为 $\Delta\bar{V}$ ，由于电机转速很低同时开关周期很短，假设在注入周期(两个开关周期)内 $\Delta\bar{V}$ 不会变化，则作用于电机的实际注入电压矢量为：

$$\bar{V}_{dq1}^e = V_i e^{j\hat{\theta}_{m1}} \approx V_i - \Delta\bar{V} \quad (3.8)$$

$$\bar{V}_{dq2}^e = V_i e^{j\hat{\theta}_{m2}} \approx -V_i - \Delta\bar{V} \quad (3.9)$$

其中，下标1,2分别表示前半注入周期和后半注入周期。分别代入(3.6)中得电流变化率为：

$$\Delta\bar{i}_{dq1}^e = (c_1 + c_2 e^{j2(\theta_r - \hat{\theta}_r - \hat{\theta}_{m1})}) \Delta t (V_i - \Delta\bar{V}) \quad (3.10)$$

$$\Delta\bar{i}_{dq2}^e = (c_1 + c_2 e^{j2(\theta_r - \hat{\theta}_r - \hat{\theta}_{m2})}) \Delta t (-V_i - \Delta\bar{V}) \quad (3.11)$$

由矢量图可知， $\hat{\theta}_{m1} = \Delta\theta_{m1}$ ， $\hat{\theta}_{m2} = \pi - \Delta\theta_{m1}$ ，且 $\Delta\theta_{m1} \approx \Delta\theta_{m2}$ 。(3.10) 与 (3.11) 相减得到：

$$\begin{aligned}
 \Delta \bar{i}_{dq1}^e - \Delta \bar{i}_{dq2}^e &= 2c_1 \Delta t V_i + 2c_2 e^{j2(\hat{\theta}_r - \hat{\theta}_{m1})} \Delta t V_i \\
 &= 2c_1 \Delta t V_i + 2c_2 \Delta t V_i (\cos 2\tilde{\theta}_r \cos 2\hat{\theta}_{m1} + j \sin 2\tilde{\theta}_r \cos 2\hat{\theta}_{m1}) \\
 &\quad - \Delta \bar{V} (2c_2 \Delta t V_i \sin 2\tilde{\theta}_r \sin 2\hat{\theta}_{m1} - j 2c_2 \Delta t V_i \cos 2\tilde{\theta}_r \sin 2\hat{\theta}_{m1})
 \end{aligned} \quad (3.12)$$

由于 $\hat{\theta}_{m1}$ 很小接近于0，上式可化简为：

$$\begin{aligned}
 \Delta \bar{i}_{dq1}^e - \Delta \bar{i}_{dq2}^e &= 2c_1 \Delta t V_i + 2c_2 e^{j2(\hat{\theta}_r - \hat{\theta}_{m1})} \Delta t V_i \\
 &= 2c_1 \Delta t V_i + 2c_2 \Delta t V_i (\cos 2\tilde{\theta}_r + j \sin 2\tilde{\theta}_r)
 \end{aligned} \quad (3.13)$$

位置误差可以从上式的虚部提取得到，其中 $k = c_2 \Delta t V_i$ 是一个常数：

$$\text{Im}(\Delta \bar{i}_{dq1}^e - \Delta \bar{i}_{dq2}^e) = 2k \sin(2\hat{\theta}_r) \approx 4k\hat{\theta}_r \quad (3.14)$$

由此可见，逆变器非线性电压误差 $\Delta \bar{V}$ 和系数 c_1 已经被抵消，意味着逆变器非线性误差被实时抵消了，无需再进行额外的补偿。

转子位置和速度可以通过图3.10所示的含锁相环的观测器得到：

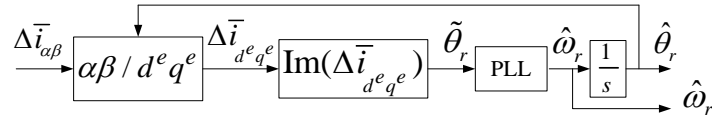


图3.10 位置观测器

3.3.2 实验结果分析

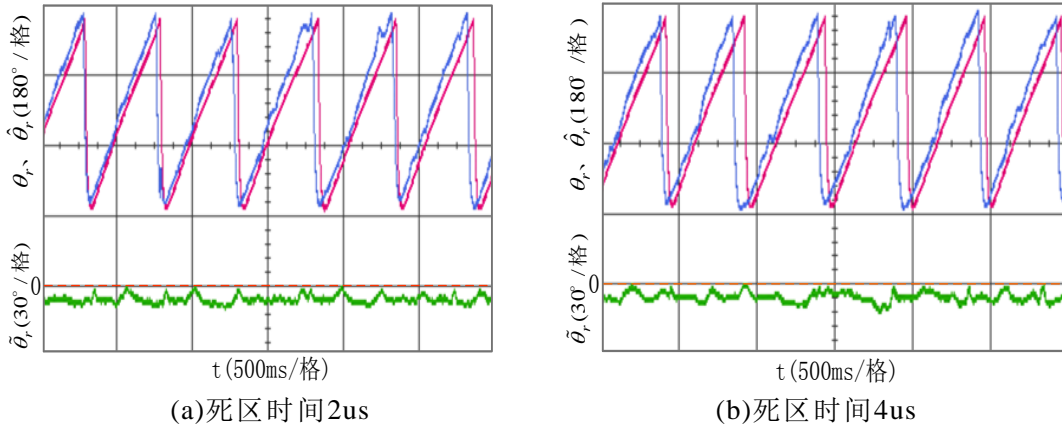


图3.11 单脉冲注入法转子位置

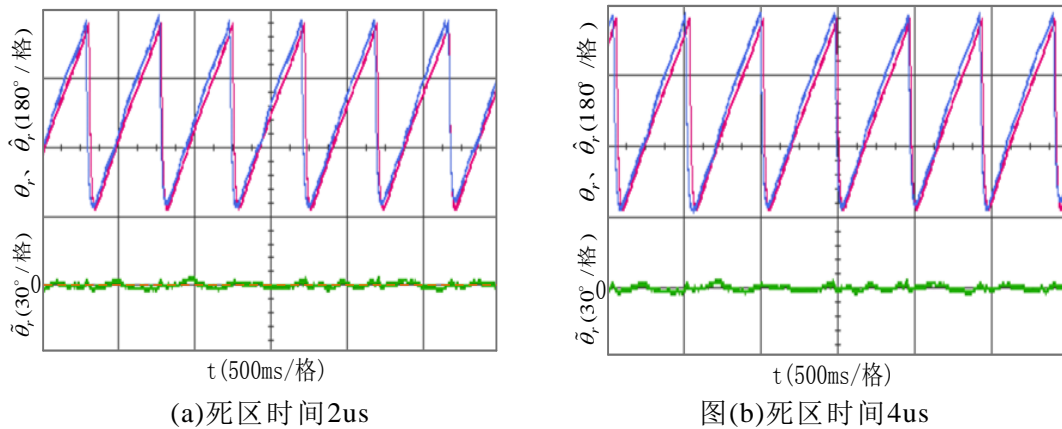


图3.12 方波脉冲注入时转子位置

图3.11为采用3.1节中的FOC、注入周期分离的方法，在d轴只注入正的电压信号时不同死区时间下的实际、估计转子位置及位置误差波形。图3.11（a）为死区时间2us时转子位置跟踪情况，图3.11（b）为死区时间4us时转子位置跟踪情况。由于逆变器非线性误差没有补偿，由图3.11(a)、(b)可看出，随着死区时间的增大，转子位置误差也增大。

图3.12为采用3.3节中的FOC、注入周期分离的方法，在d轴先后注入正、反的电压信号时不同死区时间下的实际、估计转子位置及位置误差波形。3.12（a）为死区时间2us时转子位置跟踪情况，图3.12（b）为死区时间4us时转子位置跟踪情况。由于算法中考虑了逆变器非线性误差的影响，从图3.12(a)、(b)可看出，随着死区时间的增大，转子位置误差几乎不变。由此可以看出，此方法在不同死区电压时都能实现对逆变器非线性误差的有效抵消，不需要另外计算和补偿，减小了位置估计误差，提高了位置估计精度。

3.4 基于伪滤波算法的脉振方波注入法

3.4.1 注入法及位置信息提取分析

将高频电流和基频电流分离，去除电流反馈环和位置误差提取部分的滤波器，除了3.1节和3.3节中将FOC周期、注入周期分离的方式，另一种方案从改造滤波器本身和算法角度出发，研究一种与滤波器效果相似的替代算法。

文献[54]提出一种基于伪滤波算法的脉振方波注入法来计算转子位置。信号注入方式与传统脉振方波注入法相同，在d轴注入高频方波，采用伪滤波算法将信号分离从而解耦位置误差信息，提高双闭环控制系统带宽，改善系统动态性能。值得注意的是，为充分满足伪滤波算法的假设条件及提高位置估计精度，需要采用双采样、双更新模式。

将3.1节中的式（3.3）改写为：

$$\begin{cases} \frac{di_{ah}}{dt} = \frac{(L_{\Sigma} - L_{\Delta} \cos(2\theta_e))u_{ah} - L_{\Delta} \sin(2\theta_e)u_{bh}}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \\ \frac{di_{bh}}{dt} = \frac{-L_{\Delta} \sin(2\theta_e)u_{ah} - (L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos(2\theta_e))u_{bh}}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \end{cases} \quad (3.15)$$

将其变换到同步旋转观测轴系 $d^e q^e$ 轴系：

$$\begin{cases} \frac{di_{dh}^e}{dt} = \frac{(L_{\Sigma} - L_{\Delta} \cos(2\tilde{\theta}_e))u_{dh}^e + L_{\Delta} \sin(2\tilde{\theta}_e)u_{qh}^e}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \\ \frac{di_{qh}^e}{dt} = \frac{L_{\Delta} \sin(2\tilde{\theta}_e)u_{dh}^e - (L_{\Sigma} + L_{\Delta} \cos(2\tilde{\theta}_e))u_{qh}^e}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \end{cases} \quad (3.16)$$

其中 u_{dh}^e 、 u_{qh}^e 分别为 $d^e q^e$ 轴系下的d、q轴高频电压分量， i_{dh}^e 、 i_{qh}^e 分别为 $d^e q^e$ 轴

系下的d、q轴高频电流分量。

图3.13所示为注入的高频方波信号和d-q轴系电流响应，由于采用了双采样双更新模式，方波频率与载波频率相同。由于采样周期很短，在一个采样周期内可以认为基频电流不变。

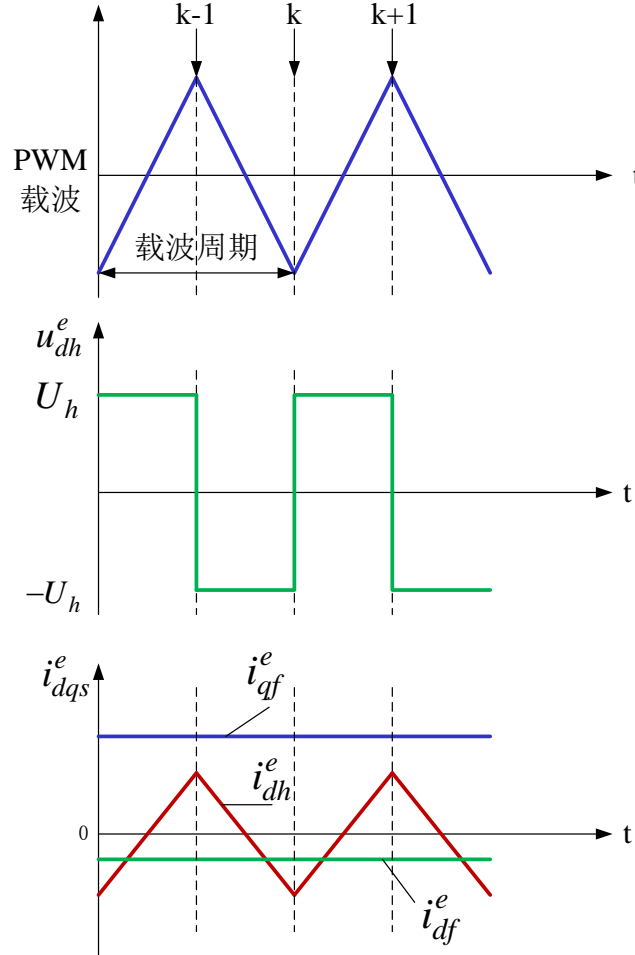


图3.13 高频方波电压注入信号和电流响应波形

由于电流响应中同时包含基频分量和与高频分量，则电流采样值可表示为：

$$i_{dqs} = i_{dqf} + i_{dqh} \quad (3.17)$$

将上式离散化得到：

$$\begin{cases} i_{dqs}(k-1) = i_{dqf}(k-1) + i_{dqh}(k-1) \\ i_{dqs}(k) = i_{dqf}(k) - i_{dqh}(k) \end{cases} \quad (3.18)$$

其中k表示第k次电流采样时刻，s表示电流采样。

在高频情况下作如下理想化假设：

- 1) 在前后相邻采样时刻，基频电流大小可视为常数；
- 2) 在前后相邻采样时刻，高频电流幅值相等，方向相反。

因此基频信号和高频信号可由下式得到：

$$\begin{cases} i_{dqf}(k) = \frac{i_{dqs}(k) + i_{dqs}(k-1)}{2} \\ i_{dqh}(k) = \frac{i_{dqs}(k-1) - i_{dqs}(k)}{2} \end{cases} \quad (3.20)$$

如式(3.20)所示,基频信号可通过两个连续的电流采样值求和得到,高频信号可通过两个连续的电流采样值的半差得到。这种伪滤波算法达到了滤波器的信号分离作用,基于伪滤波算法的脉振方波注入法控制框图如图3.14所示,相比图2.4、2.5去除了LPF、BPF,相比图3.3没有将FOC周期、注入周期分离。

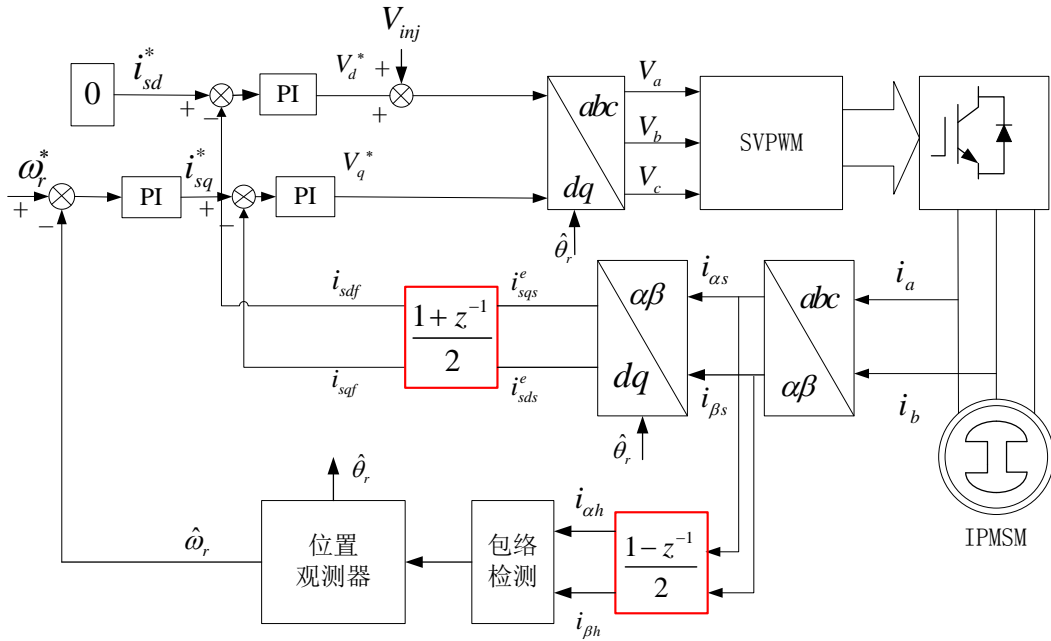


图3.14 基于伪滤波算法的脉振方波注入法控制框图

将式(3.15)改写为高频模型:

$$\begin{cases} u_{dh} = L_{dh} \frac{di_{dh}}{dt} \\ u_{qh} = L_{qh} \frac{di_{qh}}{dt} \end{cases} \quad (3.21)$$

其中下标h表示高频分量, u_{dh} 、 u_{qh} 为转子实际参考轴系电压高频分量, i_{dh} 、 i_{qh} 为转子实际参考轴系电流高频分量, L_{dh} 、 L_{qh} 为转子实际参考轴系电感高频分量。其中;

$$\begin{cases} u_{dh} = u_{dh}^e \cos \tilde{\theta}_e - u_{qh}^e \sin \tilde{\theta}_e \\ u_{qh} = u_{dh}^e \sin \tilde{\theta}_e + u_{qh}^e \cos \tilde{\theta}_e \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} i_{dh} = i_{\alpha h} \cos \theta_e + i_{\beta h} \sin \theta_e \\ i_{qh} = i_{\beta h} \cos \theta_e - i_{\alpha h} \sin \theta_e \end{cases} \quad (3.23)$$

$$\begin{cases} u_{dh}^e = V_h(-1)^k \\ u_{qh}^e = 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

将 (3.22) -- (3.24) 代入 (3.21) 中得:

$$\begin{cases} L_{dh} \cdot d \frac{\cos \theta_e \cdot i_{\alpha h} + \sin \theta_e \cdot i_{\beta h}}{t} = \cos \tilde{\theta}_e \cdot u_{dh}^e - \sin \tilde{\theta}_e \cdot u_{qh}^e \\ L_{qh} \cdot d \frac{-\sin \theta_e \cdot i_{\alpha h} + \cos \theta_e \cdot i_{\beta h}}{t} = \sin \tilde{\theta}_e \cdot u_{dh}^e + \cos \tilde{\theta}_e \cdot u_{qh}^e \end{cases} \quad (3.25)$$

$i_{\alpha h}, i_{\beta h}$ 是正弦波, 将上式通过频域变换得到:

$$\begin{cases} \omega_h L_{dh} (\cos \theta_r \cdot i_{\alpha h} + \sin \theta_r \cdot i_{\beta h}) = \cos \tilde{\theta}_r \cdot u_{dh}^e - \sin \tilde{\theta}_r \cdot u_{qh}^e \\ \omega_h L_{qh} (-\sin \theta_r \cdot i_{\alpha h} + \cos \theta_r \cdot i_{\beta h}) = \sin \tilde{\theta}_r \cdot u_{dh}^e + \cos \tilde{\theta}_r \cdot u_{qh}^e \end{cases} \quad (3.26)$$

其中 ω_h 是高频电流角频率。

提取 $i_{\alpha h}, i_{\beta h}$ 的包络线 I_{\cos}, I_{\sin} 得到:

$$\begin{cases} I_{\cos} = K \cdot (\cos \hat{\theta}_r \cdot \frac{L_{dh} + L_{qh}}{2} - \cos(\hat{\theta}_r - \tilde{\theta}_r) \cdot \frac{L_{dh} - L_{qh}}{2}) \\ I_{\sin} = K \cdot (\sin \hat{\theta}_r \cdot \frac{L_{dh} + L_{qh}}{2} - \sin(\hat{\theta}_r - \tilde{\theta}_r) \cdot \frac{L_{dh} - L_{qh}}{2}) \end{cases} \quad (3.27)$$

$$\text{其中 } K = \frac{U_h}{\omega_h L_{dh} L_{qh}}$$

由于 $\tilde{\theta}_r$ 趋近于0, 上式可简化为:

$$\begin{cases} I_{\cos} = K \cdot \cos \hat{\theta}_r \cdot L_{qh} \\ I_{\sin} = K \cdot \sin \hat{\theta}_r \cdot L_{qh} \end{cases} \quad (3.28)$$

通过包络检测器提取 I_{\cos}, I_{\sin} 后, 可采用反正切函数计算得到 $\hat{\theta}_r$:

$$\hat{\theta}_r = \arctan \frac{I_{\beta h}}{I_{\alpha h}} \quad (3.29)$$

然而, I_{\cos}, I_{\sin} 相除后采用反正切函数计算会成平方倍放大 I_{\cos}, I_{\sin} 中的噪声, 鲁棒性较差。因此采用矢量叉乘方法解耦位置误差信息, 包络检测器和矢量叉乘如图3.15所示:

从上述分析可知, 基于伪滤波算法的脉振方波注入法是从寻求滤波器替代方案的思路入手, 没有破坏FOC周期的完整性, FOC周期在整个控制周期中的比例为100%, 高于3.1节和3.3节中基于FOC周期、注入周期分离的单脉冲注入法和考虑逆变器非线性误差的方波脉冲注入法。但相比3.1、3.3节的方法, 基于伪滤波算法的脉振方波注入法的理想化假设条件更为苛刻, 采用双采样、双更新的控制方式和高频电流包络检测的位置误差提取方式在算法和代码实现上更加复杂, 更重

要的是没有给出逆变器非线性误差的补偿或抵消方案，下文将通过实验对比方波脉冲注入法和基于伪滤波算法的脉振方波注入法的优缺点

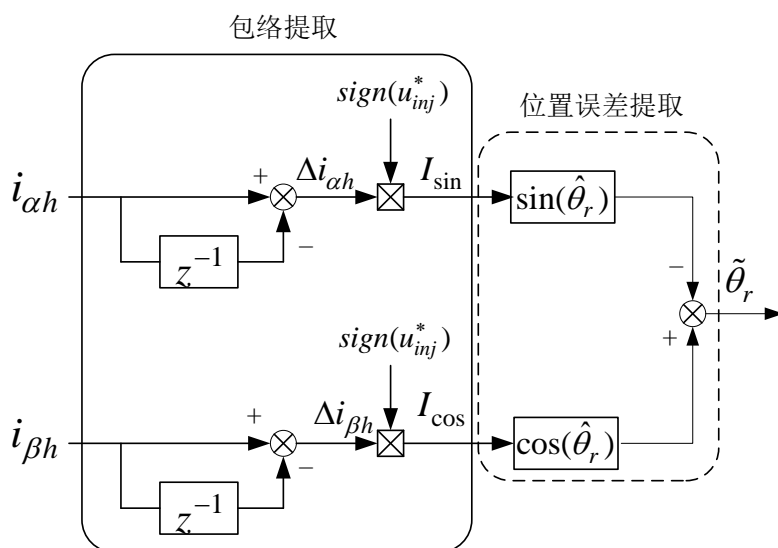
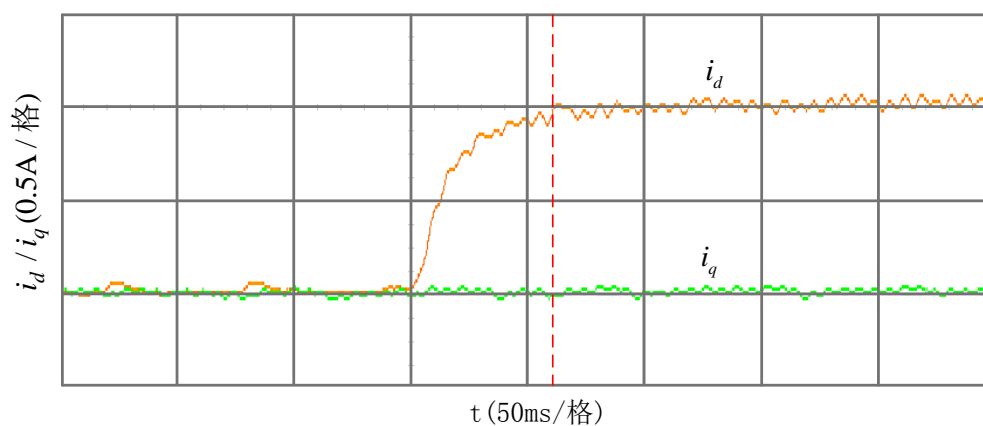
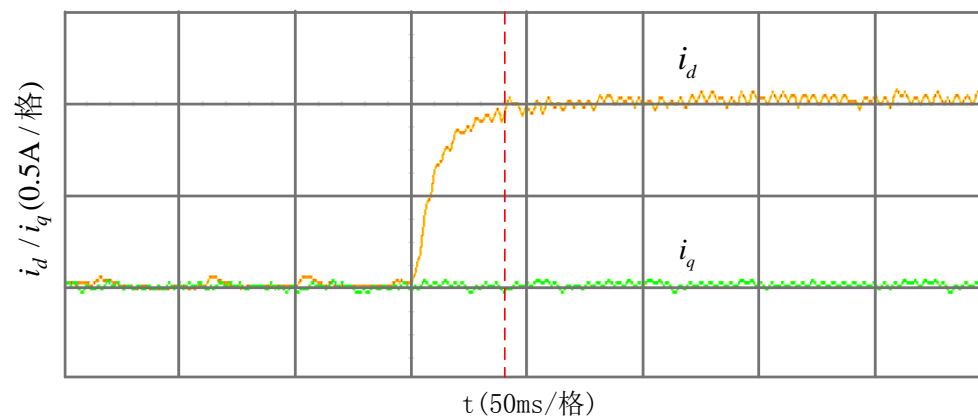


图3.15 转子位置误差提取

3.4.2 实验结果分析



(a)方波脉冲注入法



(b)基于伪滤波算法的脉振方波注入法

图 3.16 电流阶跃响应对比

如图3.16所示为两种IPMSM无位置方法的d轴电流阶跃响应对比实验波形，两种方法开关频率都是5kHz,为使实验结果更具对比性，两种方法都在普通单采样、单更新条件下进行，方波注入周期长度相同，即正负半周期长度与一个开关周期长度相同。从图3.16可看出，基于伪滤波算法的高频方波注入法相比3.3节的方波脉冲注入法有更快的d轴电流阶跃响应，这是由于基于伪滤波算法的脉振方波注入法没有将FOC周期、注入周期分离，FOC的工作频率更高，直流母线能量利用率更高。

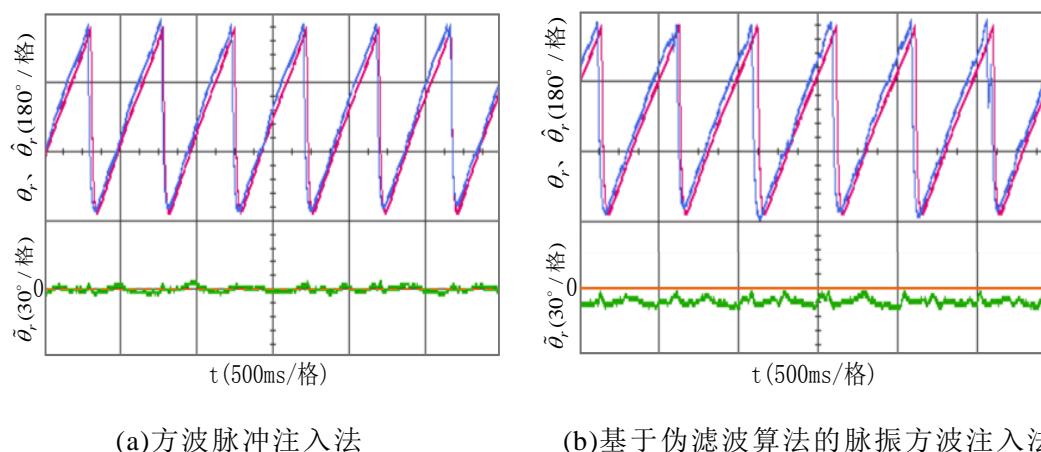


图 3.17 转子位置跟踪及误差对比

如图3.17所示为两种IPMSM无位置方法的转子位置跟踪及位置误差对比实验波形，两种方法开关频率都是5kHz,死区时间2us,带额定负载。从图3.17可以看出，两种方法都能实现转子位置跟踪，位置误差波动为4°左右，但基于伪滤波算法的脉振方波注入法实际位置与估计位置始终存在6°左右的净差，这个净差是由逆变器非线性误差引起，而3.3节的方波脉冲注入法实际位置与估计位置基本不存在净差，这是由于该方法对逆变器非线性误差加入了实时抵消算法，提高了位置估计精度。

对比这两种方法的优缺点，为下文提出新的综合性改进方法给出了理论和实验依据，具有借鉴意义。

3.5 本章小结

本章介绍了两种无滤波器的方波注入法：一种是采用FOC控制周期、注入周期相分离的方式，将基频电流与高频电流相分离，取代了滤波器的作用，只注入一个正的电压矢量即可从注入周期的电流变化量中提取转子位置误差，同时分析了逆变器非线性误差对机端输出电压和转子位置误差的影响，将单脉冲注入改为方波脉冲注入，从正负注入各半周期电流差值的差值提取转子位置误差，实现了对逆变器非线性误差的实时抵消。另外一种是基于伪滤波算法的脉振方波注入法，采用伪滤波算法直接代替滤波器的作用。通过理论分析和实验结果比较了两种方

法的优缺点,前者有效抵消了逆变器非线性误差,但由于周期分离策略降低了FOC周期在整个控制周期中的比重,导致系统动态响应的降低;后者无需周期分离,但没有考虑逆变器非线性误差的影响。

第 4 章 改进的方波注入法及观测器设计

3.3节介绍了一种基于FOC周期、注入周期分离的方波脉冲注入法，取消了滤波器，用正、负注入周期电流差值的差值提取转子位置信息实现了对逆变器非线性电压误差的实时抵消。但这种方法存在的缺陷是在注入周期FOC不工作，电流基频成分为0，FOC周期只占整个控制周期的1/3。这造成了变频器直流母线能量利用率低，可能会影响电机的带负载能力和动态响应速度。另外估计转子位置和速度每三个周期更新一次，相比传统有位置传感器的FOC控制可能存在延迟。

3.4节介绍了一种基于伪滤波算法的脉振方波注入法，同样可以取消滤波器，但此方法没有考虑逆变器非线性误差，且只适用于电流采样频率和注入频率较高的情况，在频率不高的场合由于铁心的饱和效应造成正负注入周期的高频电流无法满足幅值相同，方向相反的条件。

针对上述两种方案的优缺点，研究一种能取消滤波器，能实时抵消逆变器非线性误差，同时FOC周期、注入周期并存的IPMSM无位置传感器控制方法成了亟需解决的问题。对此，本文提出一种改进的高频方波注入法。

4.1 改进的方波注入法原理

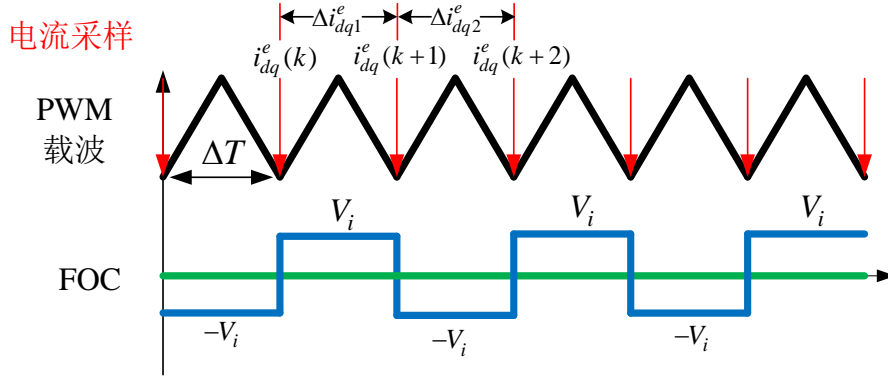


图4.1 改进的方波注入法

在任何一个采样周期，高频电压由三个部分组成：

$$\bar{u}_{dq}^e = \bar{u}_i + \bar{u}_{FOC} - \Delta\bar{u} \quad (4.1)$$

其中， \bar{u}_i 是高频方波注入信号，由于注入在 d^e 轴，因此 $\bar{u}_i = \begin{cases} V_i, & \text{正半周期} \\ -V_i, & \text{负半周期} \end{cases}$ ， \bar{u}_{FOC}

为通过FOC得到的电压分量， $\Delta\bar{u}$ 为逆变器非线性电压误差及电机非理想条件如定子电阻压降造成的综合电压误差。

在正半周期，FOC更新 α 、 β 轴电压参考值 \bar{u}_{FOC+} ，同时根据电流采样计算得到估计的转子位置 $\hat{\theta}_r$ 及估计的转子转速 $\hat{\omega}_r$ ；在负半周期，使 $\bar{u}_{FOC-} = \bar{u}_{FOC+}$ ，即直接采用正半周期FOC得到的 α 、 β 轴电压参考值作为负半周期 α 、 β 轴电压参考值。由于高频方波频率相对基频高很多，假设正负开关周期综合电压误差相同，都为 $\Delta\bar{u}$ 。电流采样周期如图4.1所示。

由于响应电流中同时包含基频分量和高频分量，则电流采样值可表示为：

$$i_{dqs} = i_{dqh} + i_{dqf} \quad (4.2)$$

将上式离散化得到：

$$\begin{cases} i_{dqs}(k-1) = i_{dqf}(k-1) + i_{dqh}(k-1) \\ i_{dqs}(k) = i_{dqf}(k) + i_{dqh}(k) \end{cases} \quad (4.3)$$

其中k表示第k次电流采样时刻，s表示电流采样。

由于正负注入周期中的 $\bar{u}_{FOC-} = \bar{u}_{FOC+}$ ，正负周期的基频电流相等，因此电流高频电流的差值可直接由采样电流的差值得到，不需要滤波器来提取高频分量。以常用的开关频率5kHz为例，方波注入频率一般为2.5kHz，而电流环PI控制器的带宽设计不会超过1kHz，方波注入频率远超电流环带宽，电流环PI控制器就相当于一个LPF，因此电流反馈环节无需再设计另外的LPF。图4.2为本文提出的改进的方波注入法控制框图，相比图2.4、2.5中传统高频注入法，取消了电流反馈环和位置提取过程中的各种滤波器，提升了系统带宽和动态响应；相比图3.3中基于FOC周期、注入周期分离的方案，改进的方波注入法保持了FOC周期和注入周期的叠加。

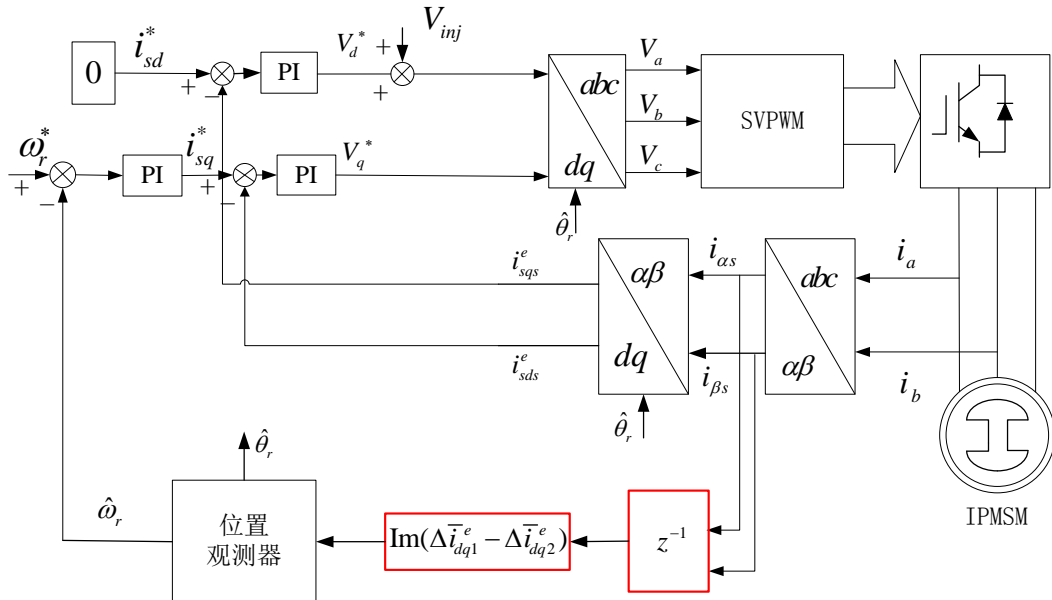


图4.2 改进的方波注入法控制框图

同步旋转实际轴电压矢量方程为：

$$\bar{u}_{dq} = R \cdot \bar{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dq} + j\omega_r \bar{\psi}_{dq} \quad (4.4)$$

$$\bar{\psi}_{dq} = L_{\Sigma} \bar{i}_{dq} + L_{\Delta} \bar{i}_{dq}^* + \bar{\psi}_f \quad (4.5)$$

其中 \bar{i}_{dq}^* 是 \bar{i}_{dq} 的共轭矢量, $\bar{\psi}_f$ 为永磁磁通链。

将式 (4.5) 代入式 (4.4) 中得到同步旋转估计轴系电压矢量方程为:

$$\bar{u}_{dq}^e = R \bullet \bar{i}_{dq}^e + L_{\Sigma} \frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^e + L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bullet \frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^{e*} + j\hat{\omega}_r (L_{\Sigma} \bar{i}_{dq}^e + L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bar{i}_{dq}^{e*} + \bar{\psi}_f) \quad (4.6)$$

其中 $\bar{i}_{dq} = e^{j\tilde{\theta}_r} \bar{i}_{dq}^e$, $\bar{i}_{dq}^* = e^{-j\tilde{\theta}_r} \bar{i}_{dq}^{e*}$ 。可得:

$$\bar{u}_{dq}^e = R \bullet \bar{i}_{dq}^e + L_{\Sigma} \frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^e + L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bullet \frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^{e*} + j\hat{\omega}_r (L_{\Sigma} \bar{i}_{dq}^e + L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bar{i}_{dq}^{e*} + \bar{\psi}_f) \quad (4.7)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^e = \frac{1}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(L_{\Sigma} (\bar{u}_{dq}^e - R \bullet \bar{i}_{dq}^e) - L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} (\bar{u}_{dq}^{e*} - R \bullet \bar{i}_{dq}^{e*}) - j\hat{\omega}_r \left((L_{\Sigma}^2 + L_{\Delta}^2) \bar{i}_{dq}^e + 2L_{\Sigma} L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bar{i}_{dq}^{e*} + L_{\Sigma} \bar{\psi}_f + L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bar{\psi}_f^* \right) \right) \quad (4.8)$$

在低速 (含0速) 下, $\hat{\omega}_r \approx 0$, 且 $R \approx 0$. 将上式化简为:

$$\frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^e = \frac{1}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(L_{\Sigma} \bar{u}_{dq}^e - L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} \bar{u}_{dq}^{e*} \right) \quad (4.9)$$

由于载波频率相对基频高得多, 因此 $\frac{d}{dt} \bar{i}_{dq}^e \approx \frac{\Delta \bar{i}_{dq}^e}{\Delta t}$, 将 $\bar{u}_{dq}^e = \bar{u}_i + \bar{u}_{FOC} - \Delta \bar{u}$ 代入

上式得:

$$\frac{\Delta \bar{i}_{dq1}^e}{\Delta t} = \frac{1}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(L_{\Sigma} (V_i + \bar{u}_{FOC} - \Delta \bar{u}) - L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} (V_i + \bar{u}_{FOC}^* - \Delta \bar{u}^*) \right) \quad (4.10)$$

$$\frac{\Delta \bar{i}_{dq2}^e}{\Delta t} = \frac{1}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(L_{\Sigma} (-V_i + \bar{u}_{FOC} - \Delta \bar{u}) - L_{\Delta} e^{-j2\tilde{\theta}_r} (-V_i + \bar{u}_{FOC}^* - \Delta \bar{u}^*) \right) \quad (4.11)$$

$$\Delta \bar{i}_{dq1}^e - \Delta \bar{i}_{dq2}^e = \frac{\Delta t}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \left(2L_{\Sigma} V_i - 2L_{\Delta} V_i \cos 2\tilde{\theta}_r + 2jL_{\Delta} V_i \sin 2\tilde{\theta}_r \right) \quad (4.12)$$

对上式取虚部得到转子位置误差信息:

$$\text{Im}(\Delta \bar{i}_{dq1}^e - \Delta \bar{i}_{dq2}^e) = \frac{2L_{\Delta} V_i \Delta t}{L_{\Sigma}^2 - L_{\Delta}^2} \sin 2\tilde{\theta}_r \quad (4.13)$$

通过位置观测器可以得到估计的转子位置 $\hat{\theta}_r$ 及估计的转子转速 $\hat{\omega}_r$ 。此处的 $\hat{\theta}_r$ 为正半周期开始时刻计算得到的估计转子位置 $\hat{\theta}_{r1}$, 则负半周开始时刻估计转子位置 $\hat{\theta}_{r2} = \hat{\theta}_{r1} + \hat{\omega}_r \bullet \Delta t$, $\hat{\theta}_{r2}$ 再参与到下一个正半周期的FOC计算中, 如此循环。由式 (4.12) 表示的转子位置误差信息中已经不含电压误差 $\Delta \bar{u}$, 因此逆变器非线性误差已经得到了抵消。

4.2 转子位置观测器设计

得到转子位置误差后, 采用何种位置观测器是本文需要研究的问题之一, 下

文将介绍两种经典的位置观测器：PI和龙贝格观测器；并介绍一种新的观测器——扩展状态观测器（Extended State Observer,ESO）.对这三种观测器进行详细的控制理论分析和参数设计。

（1）基于PI的位置观测器

基于PI的位置观测器如图4.3所示：

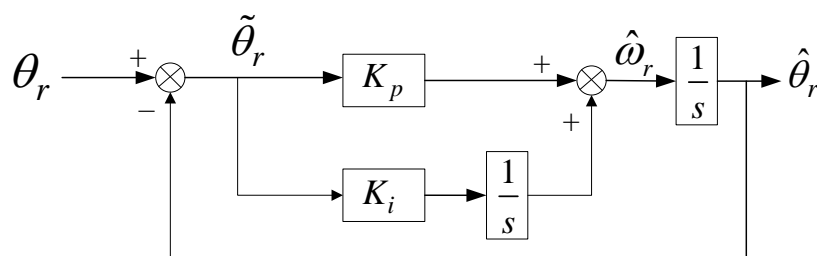


图4.3 基于PI的位置观测器

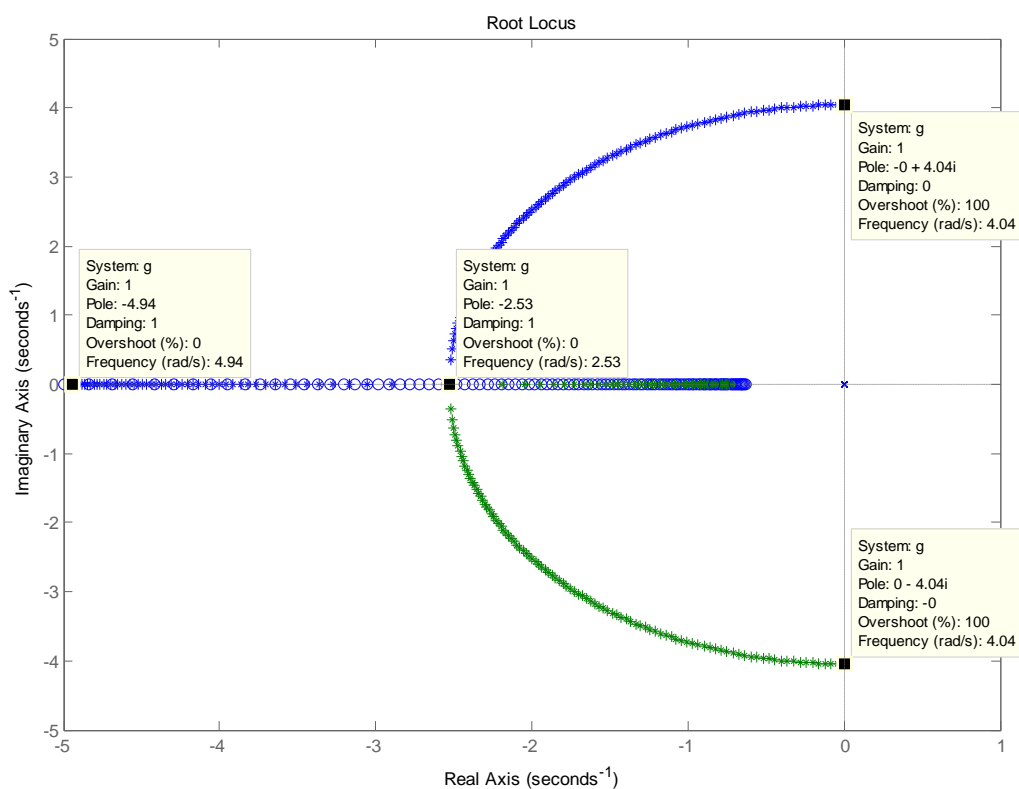


图4.4 基于PI的位置观测器根轨迹

系统闭环传递函数为：

$$G(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (4.14)$$

这是一个典型二阶系统，取

$$k_p = 2\zeta\omega_n, k_i = \omega_n^2 \quad (4.15)$$

其中 ζ 为阻尼系数，常选为大于0.707的常数，设预设系统带宽为 ω_{band} ，则 ω_n

可根据 $|G(s)|_{s=j\omega_{band}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 得到:

$$\omega_n = \omega_{band} \sqrt{\sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1} - (2\zeta^2 + 1)} \quad (4.16)$$

取系统带宽 ω_{band} 为 2π rad/s, 在取不同的阻尼系数 ζ 时基于 PI 的位置观测器的根轨迹如图 4.4 所示, 由图中可见, 当 ζ 大于 0 时, PI 观测器是稳定的。可据此设定 k_p 和 k_i 参数。

(2) 龙贝格位置观测器

得到转子位置误差后, 可以通过基于 PI 和积分环节的锁相环观测器 PLL 得到估计转子位置, 但在 PI 观测器中, 只有位置和速度两个状态变量。对于现实中的电机拖动系统, 负载转矩是必须考虑的一个重要变量。当把负载作为反馈量参与闭环计算, 将会大大提高系统对转矩的动态响应。如图 4.5 为考虑负载转矩的龙贝格观测器。

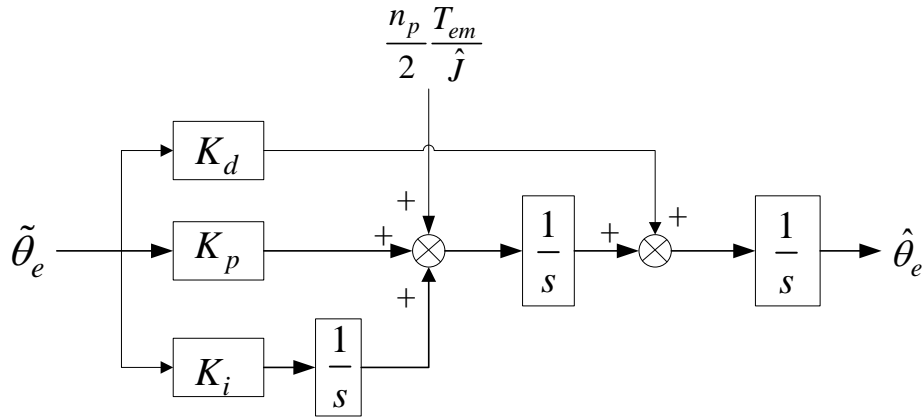


图 4.5 龙贝格观测器

位置传递函数为:

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{K_d s^2 + K_p s + J \frac{\hat{L}_d - \hat{L}_q}{L_d - L_q} s^3 + K_i}{J s^3 + K_d s^2 + K_p s + K_i} \quad (4.17)$$

其中 \hat{L}_d 、 \hat{L}_q 分别为 d、q 轴电感估计值。

得到转子位置误差:

$$\tilde{\theta}_r = \frac{-\frac{\hat{J}}{J} s}{\hat{J} s^3 + K_d s^2 + K_p s + K_i} T_L \quad (4.18)$$

其中 \hat{J} 为转动惯量估计值。

本文电机额定负载转矩为 $4.7 \text{ N}\cdot\text{m}$, 转动惯量为 $0.01 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$. 角度误差大小为:

$$\tilde{\theta}_r = \frac{s}{0.01s^3 + K_d s^2 + K_p s + K_i} \frac{4.7}{s} \quad (4.19)$$

将三个极点重合配置在s域左半平面实轴上，则：

$$\tilde{\theta}_r = \frac{4.7}{0.01(s+p)^3} = \frac{4.7}{0.01s^3 + 0.03ps^2 + 0.03p^2s + 0.01p^3} \quad (4.20)$$

其中p为大于0的实数。则 $K_d = 0.03p, K_p = 0.03p^2, K_i = 0.01p^3$ 。

又 $\tilde{\theta}_r = \frac{4.7}{0.01(s+p)^3}$ 的时域响应为：

$$\tilde{\theta}_r(t) = \frac{4.7}{0.01} \cdot \frac{1}{2} t^2 e^{-pt} = 235t^2 e^{-pt} \quad (4.22)$$

求导得到：

$$\frac{d}{dt} \tilde{\theta}_r = 470te^{-pt} - 235pt^2 e^{-pt} \quad (4.23)$$

令 $\frac{d}{dt} \tilde{\theta}_r$ 为0得到 $t = \frac{2}{p}$ ，因此 $\tilde{\theta}_r(t)$ 在 $t = \frac{2}{p}$ 处取得最大值：

$$\tilde{\theta}_{r_max} = \tilde{\theta}_r\left(\frac{2}{p}\right) = 235\left(\frac{2}{p}\right)^2 e^{-2} = \frac{940}{p^2} e^{-2} \quad (4.24)$$

性能指标取为：位置稳态误 $< 15^\circ$ $\left(\frac{\pi}{12}\right)$ ，暂态误差 $< 30^\circ$ $\left(\frac{\pi}{6}\right)$ ；则有：

$$\frac{940}{p^2} e^{-2} \leq \frac{\pi}{12} \quad (4.25)$$

得到 $p \geq 22.04$ 。

则有： $K_d = 0.03p = 0.66, K_p = 0.03p^2 = 14.57, K_i = 0.01p^3 = 107.06$

(3) 扩展状态观测器 (ESO)

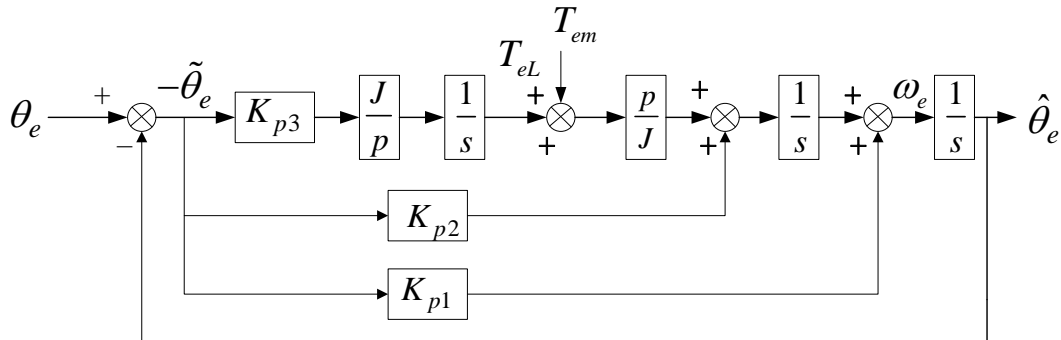


图4.6 扩展状态观测器ESO

龙贝格状态观测器中引入了转矩状态变量，可以提高负载变化下的动态响应。然而，龙贝格观测器相当于一个PID控制器，新增的微分环节会引入噪声，同时整个观测器的参数设计和调整是一个复杂的过程。为了减小系统谐波噪音干扰，

同时减小参数设计难度，本文引入如图4.6所示的扩展状态观测器（ESO）^[55-57]。

在实际的控制系统中，控制周期远小于机械时间常数，负载转矩可视为系统的高阶导数，在一个控制周期中可视为常数，因此其微分为0。在此假设下，观测器可被简写为三阶状态方程：

$$\begin{cases} \varepsilon = \theta_r - \hat{\theta}_r \\ \dot{\hat{\theta}}_r = \hat{\omega}_r - k_{p1}\varepsilon \\ \dot{\hat{\omega}}_r = \frac{p}{J}(T_{em} + T_L) - k_{p2}\varepsilon \\ \dot{T}_L = -\frac{J}{p}k_{p3}\varepsilon \end{cases} \quad (4.26)$$

闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{K_{p1}s^2 + K_{p2}s + K_{p3}}{s^3 + K_{p1}s^2 + K_{p2}s + K_{p3}} \quad (4.27)$$

这是一个典型的三阶系统，取三个系数为：

$$k_{p1} = 3\zeta^2\omega_n, k_{p2} = 3\zeta\omega_n^2, k_{p3} = \omega_n^3 \quad (4.28)$$

ω_n 可根据 $|G(s)|_{s=j\omega_{band}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 得到。

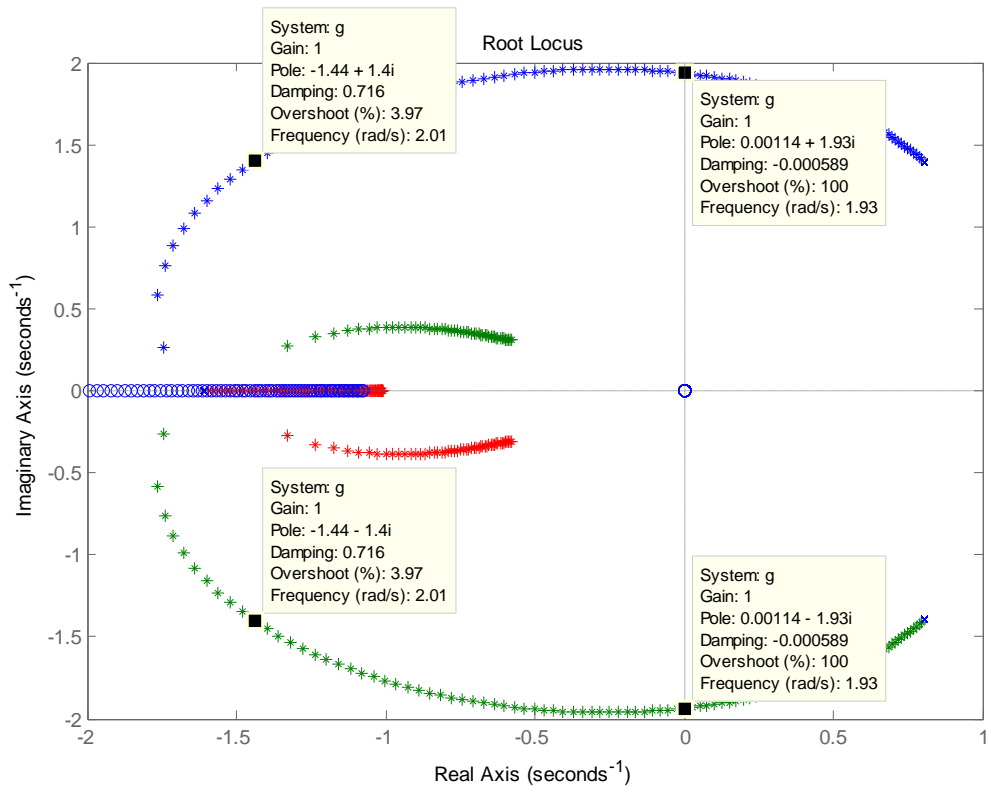


图4.7 基于ESO的位置观测器根轨迹

取系统带宽 ω_{band} 为 2π rad/s,在取不同的阻尼系数 ζ 时基于ESO的位置观测器的根轨迹如图4.7所示，由图中可见，当 ζ 大于0时，基于ESO的位置观测器是稳

定的, ζ 小于0时不稳定。据此可设定 k_{p1} 、 k_{p2} 、 k_{p3} 参数。

如图4.8为阻尼系数 ζ 取1时三种不同位置观测器的波特图。由图4.8可以看出, 基于ESO的位置观测器带宽最大, 可实现更快的位置收敛得到更短的位置估计时间。

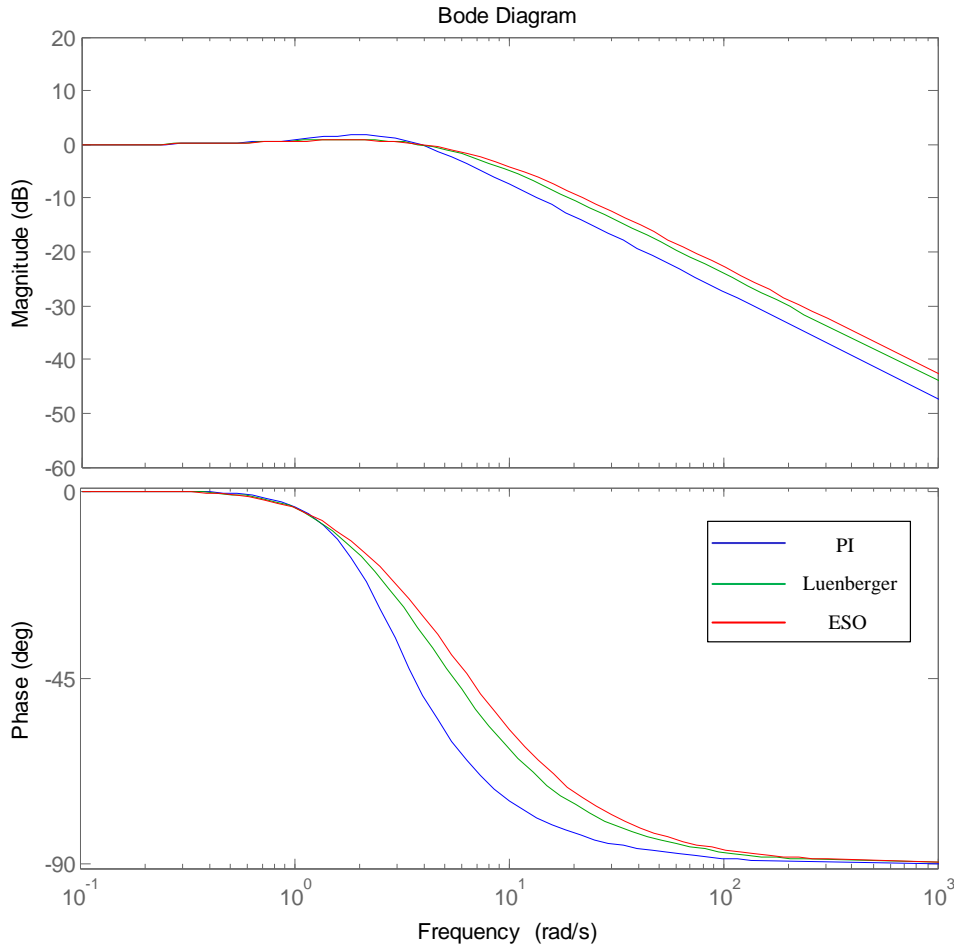


图4.8 三种位置观测器波特图

4.3 基于改进方波注入法的转子初始位置检测

电机静止状态(0速)是电机低速范围内的一种特殊情况, 在电机静止情况下检测到准确的转子初始位置是保证电机准确闭环启动和稳定运行的关键, 同时也是IPMSM无位置传感器低速控制策略中的一个重要环节^[16-17]。在电机静止情况下, 检测到的转子位置 $\hat{\theta}_r$ 可能是位于N极, 也可能是S极, 因此还需额外检测转子磁极极性。如图4.9、图4.10, 基于定子铁心饱和特性, 当定子电流产生的磁场 ψ_s 与转子永磁体产生的磁场 ψ_f 方向一致时, 将对气隙合成磁场 ψ_g 产生助磁作用, 使定子铁心的进入深度饱和, 绕组电感将减小, 绕组电流与电感成反比, 因此绕组电流将增大; 当 ψ_s 与 ψ_f 方向相反时将产生退磁作用, 降低定子铁心的饱和程度, 磁阻电感增大, 绕组电流将减小。

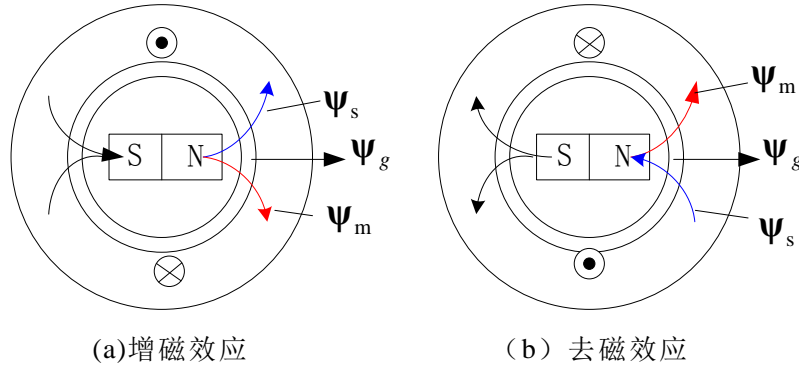


图4.9 气隙合成磁场

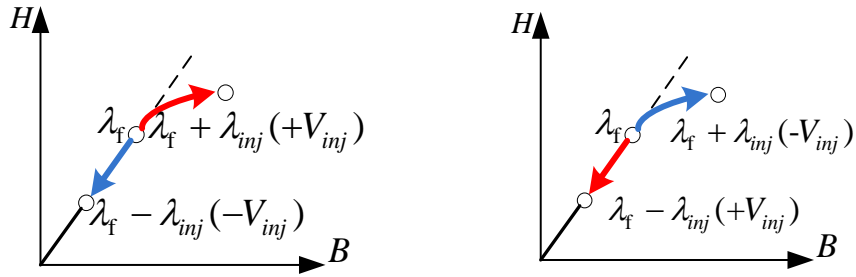


图4.10 短脉冲注入时的定子磁通

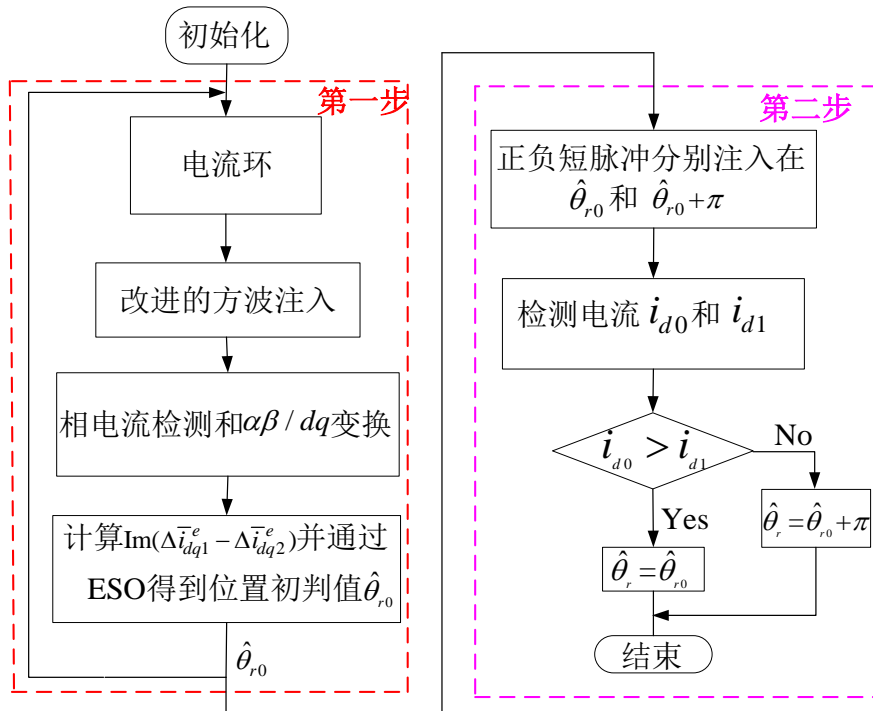


图4.11 两步法检测转子初始位置

本文采用图4.11所示的两步法来检测转子初始位置角：1)基于改进的高频方波注入法检测转子磁极位置得到转子初始位置的初判值 $\hat{\theta}_{r0}$ ；2)向定子绕组延初判值方向依次注入两个大小相同方向相反($\hat{\theta}_{r0}$ 和 $\hat{\theta}_{r0}+\pi$)的电压脉冲矢量对磁极极性进

行判断得到转子初始位置最终值 $\hat{\theta}_r$ 。因此通过比较两个相反($\hat{\theta}_{r0}$ 和 $\hat{\theta}_{r0} + \pi$)脉冲所激励的两个绕组电流幅值的大小,即可判断磁极极性:当 $\hat{\theta}_{r0}$ 方向电压脉冲所激励电流大于 $\hat{\theta}_{r0} + \pi$ 方向电压脉冲所激励电流时, $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{r0}$;当 $\hat{\theta}_{r0}$ 方向电压脉冲所激励电流小于 $\hat{\theta}_{r0} + \pi$ 方向电压脉冲所激励电流时, $\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_{r0} + \pi$ 。

4.4 本章小结

针对第三章介绍的两种方波注入法存在的优缺点,本章取长补短,提出了一种改进的方波注入法,吸收了前两种方法无滤波器的优点且无需将FOC周期、注入周期分离,同时通过计算正反注入前后电流差值的差值得到转子位置误差的方式实现了逆变器非线性误差的实时抵消。给出了基于改进高频方波注入法的初始位置检测方案。另外对传统PI位置观测器、龙贝格位置观测器进行了对比分析,针对其各自的优缺点,提出了一种抗转矩扰动、参数设计简单的ESO位置观测器,形成了一套完整的IPMSM无位置传感器低速(含零速)控制策略。

第5章 IPMSM无位置传感器控制系统实验

本章在前文的理论推导和分析研究的基础上，搭建一台1.5kW IPMSM驱动控制实验平台，进行不同工况下的实验以验证本文所提出的控制策略。

5.1 实验平台结构

图5.1所示实验平台主要包括IPMSM、编码器、变频器、磁粉加载器、张力控制器、示波器。实验平台结构如图5.2所示，变频器采用浙江德玛电气有限公司的一台额定功率4kW的D6系列变频器。负载转矩由一台25N·m/2A的磁粉制动器提供，由张力控制器调节负载转矩大小。

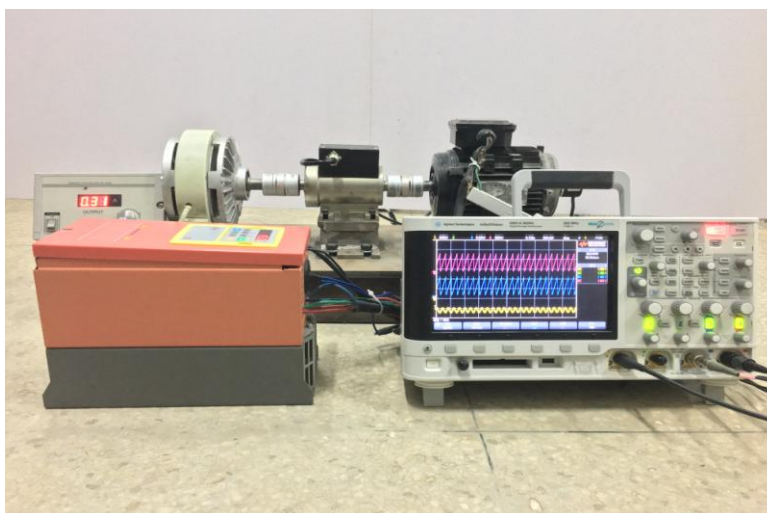


图5.1 IPMSM驱动控制实验平台

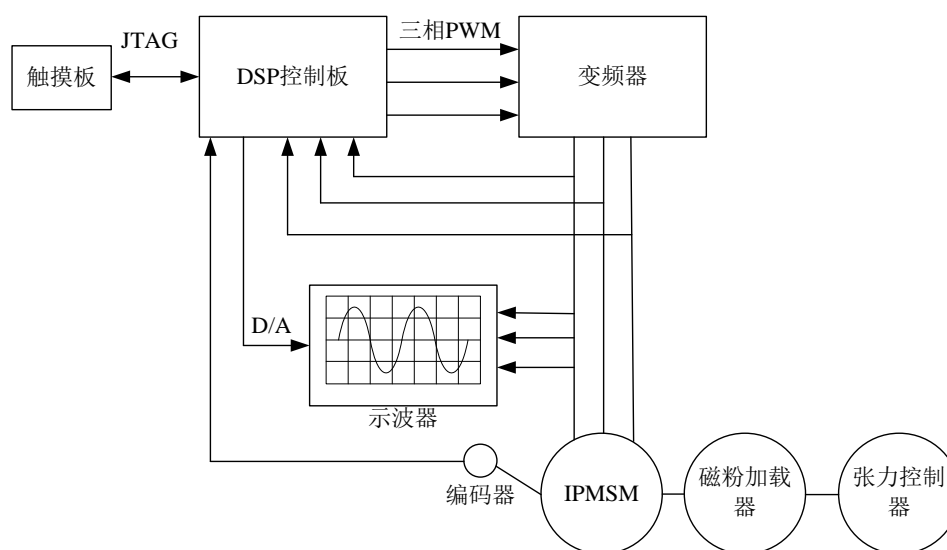


图5.2 实验平台结构

采用4.1节提出的改进方波注入法，在图5,3所示的1.5kW IPMSM上进行实验。电机铭牌如图5.4所示，具体参数如表5.1所示。注入方波电压信号幅值70V，变频器开关频率为5kHz，注入方波频率选为开关频率的一半，为2.5kHz。闭环启动时磁极检测所用脉冲电压幅值为90V，宽度为1ms。



图5. 3 1.5kW内置式永磁同步电机



图5. 4 电机铭牌

表5. 1 实验平台对应IPMSM参数

参数名称	参数值
额定功率 /kW	1.5
额定电压/V	380
额定电流/A	2.7
额定转速 /(r/min)	3000
极对数	2
d-轴电感/mH	45
q-轴电感/mH	60
PWM 开关频率/kHz	5
电流采样频率/kHz	5

采用图5.5所示分辨率为2048线的增量式编码器PENON –K3808G对实际位置和转速进行测量，与估算结果进行对比，不参与闭环控制。采用示波器观测实验

数据。变频器控制板如图5.6所示，主控芯片采用TI的TMS320F2808。TMS320F2808美国TI公司推出的C2000系列的32位定点DSP芯片，具有功耗低、成本低和计算速度快的特点，采用100引脚封装，运行频率高达100MHz，内嵌36KB RAM和128KB Flash。片上集成了丰富的外设，包括16路12位的A/D转换器，16路PWM通道，4路eCAP输入接口，6个32位定时器，4个SPI模块、2个SCI模块、2个CAN模块和1个I2C模块，35个可编程复用的通用输入输出（GPIO）。6路PWM输出通道可生成驱动信号，经放大单元放大后驱动逆变器的三相桥臂，非常适用于数字电机控制等场合。



图5.5 增量式编码器



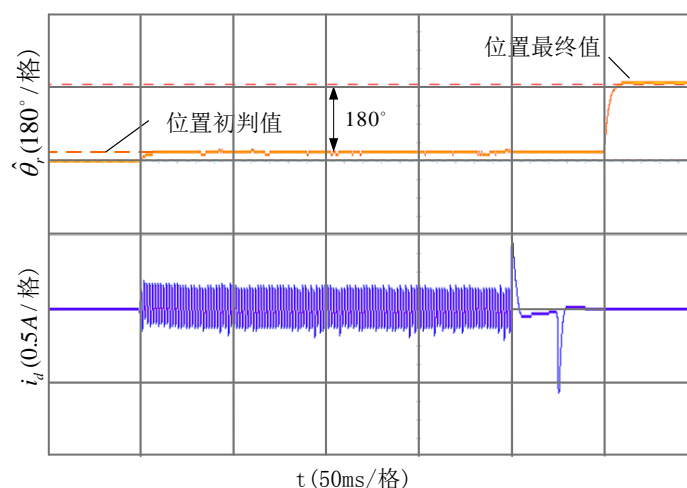
图5.6 变频器控制板

5.2 实验结果

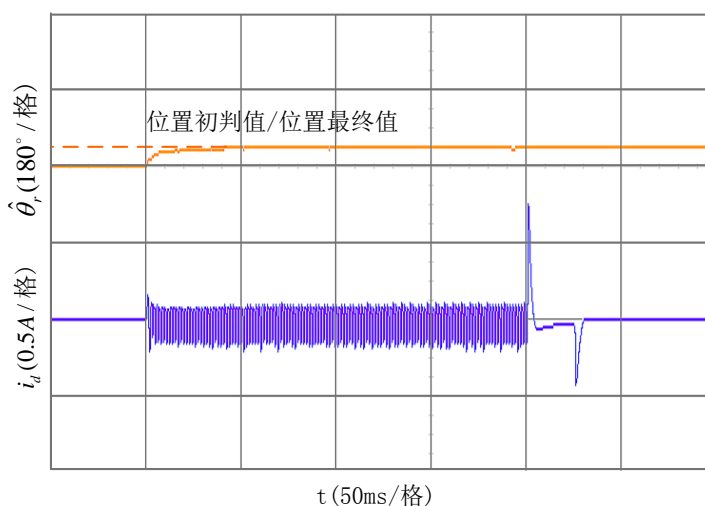
5.2.1 改进的方波注入法实验结果

采用图4.11所示两步法进行转子初始位置检测，图5.7(a)所示为实际转子位置为 216° 时，估计的转子位置波形和d轴电流波形。实验中先采用预定位将转子拉到 216° 位置，然后启动初始位置检测程序。在两步法检测初始位置的第一步，转子位置初判值 $\hat{\theta}_0$ 收敛到 37.1° 。在两步法检测初始位置的第二部开始时刻，向两相静止轴系 37.1° 矢量位置，即第一步中估计到的d轴位置依次注入两个方向相反的短

脉冲，短脉冲幅值为150V，宽度为1ms。图中第一个短脉冲所激励得到的d轴正电流幅值小于第二个短脉冲脉冲所激励的d轴正电流幅值，可见转子极性为S极，因此转子位置初判值需要加上 180° 的补偿值。两步法都完成之后，得到转子初始位置最终值 $\hat{\theta}_r$ 为 217.1° ，观测误差为 1.1° 。图5.8(a)为电机初始位置启动波形，初始位置检测完成后，转子从初始位置最终值处闭环启动到150rpm稳定运行，图中依次为转子实际位置、估计位置、位置误差，图中显示电机实现了平稳的闭环启动并稳定在给定速度150rpm，估计位置可以较好地跟踪实际位置，启动过程没有出现抖动、反转等现象。



(a) 转子极性为S极

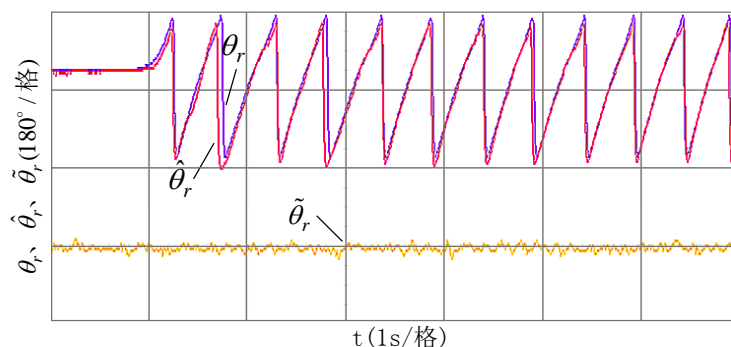


(b) 转子极性为N极

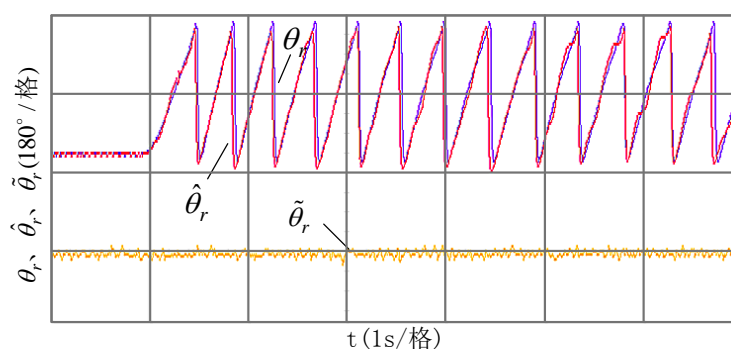
图5.7 初始位置检测波形

图5.7(b)所示为实际转子位置为 54° 时，估计的转子位置波形和d轴电流波形。实验中先采用预定位将转子拉到 54° 位置，然后启动初始位置检测程序。在两步法检测初始位置的第一步，转子位置初判值 $\hat{\theta}_{r0}$ 收敛到 52.6 。在两步法检测初始位置的第二步开始时刻，向两相静止轴系 52.6° 矢量位置，即第一步中估计到的d轴位置依次注入两个方向相反的短脉冲，短脉冲幅值为150V，宽度为1ms。图中

第一个短脉冲所激励得到的d轴正电流幅值大于第二个短脉冲脉冲所激励的d轴正电流幅值，可见转子极性为N极，因此转子位置初判值不需要加上 180° 的补偿值。两步法都完成之后，得到转子初始位置最终值 $\hat{\theta}_r$ 为 52.6° ，观测误差为 1.4° 。图5.8(b)为电机初始位置启动波形，初始位置检测完成后，转子从初始位置最终值处闭环启动到150rpm稳定运行，图中依次为转子实际位置、估计位置、位置误差，图中显示电机实现了平稳的闭环启动并稳定在给定速度150rpm，估计位置可以较好地跟踪实际位置，启动过程没有出现抖动、反转等现象。

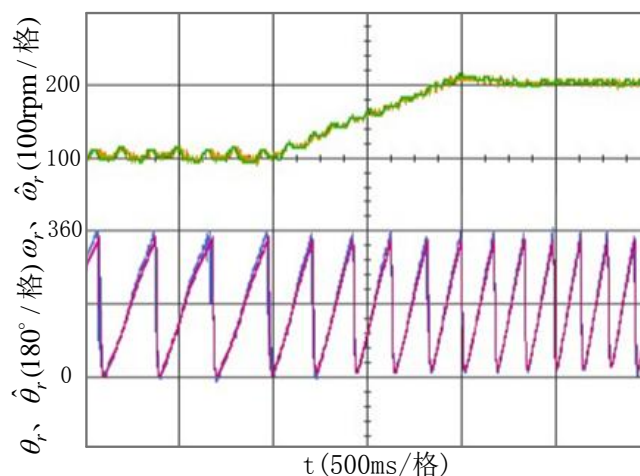


(a)电机起动波形 ($\hat{\theta}_r = 217.1^\circ$)

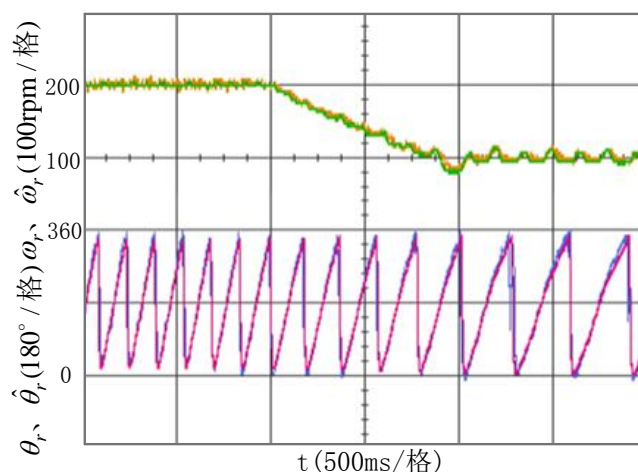


(b)电机起动波形 ($\hat{\theta}_r = 52.6^\circ$)

图5.8 电机起动波形



(a)加速波形

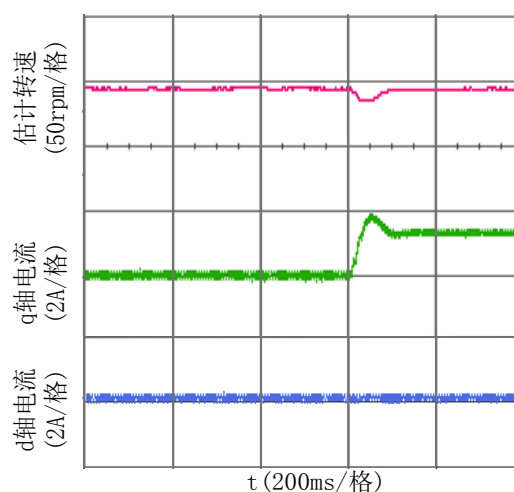


(b) 减速波形

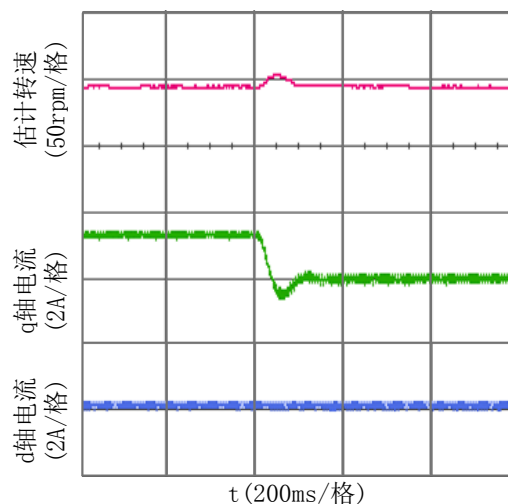
图5.9 电机加、减速波形

图5.9为基于改进方波注入法电机带额定负载情况下，从100rpm加速到200rpm实验波形（图5.9(a)）和从200rpm减速到100rpm实验波形（图5.9(b)）。图中从上到下依次为实际转速和估计转速、转子实际位置和估计位置波形。为防止速度阶跃时产生过流，实验中采用斜坡加速和斜坡减速方式。从图5.9可以看出，电机可以实现平稳加速和减速，在加减速过程中估计转速可以较好地跟踪实际转速，估计位置也可以较好地跟踪实际位置。

图5.10为电机运行于40rpm转速，带额定负载情况下，突加、突卸额定负载的实验结果。图5.10(a)、(b)的波形由上至下依次为：估计速度估计值、q轴电流、d轴电流波形。图5.10(a)、(b)的波形由上至下依次为：三相电流、转速误差、位置误差波形。突加突卸负载时，转速在100ms内就可以恢复到给定速度，转速震荡小于10rpm，q轴电流和三相电流上升过程中没有发生过流且很快恢复平稳，d轴电流保持在0A附近，转速误差在突加突卸负载时都不超过10rpm，位置误差在突加突卸负载时都不超过10°，满足误差范围。可见本文提出的改进方波注入法在突加突卸负载条件下有良好的动态特性和带负载能力，满足性能要求。



(a) 突加负载



(b) 突卸负载

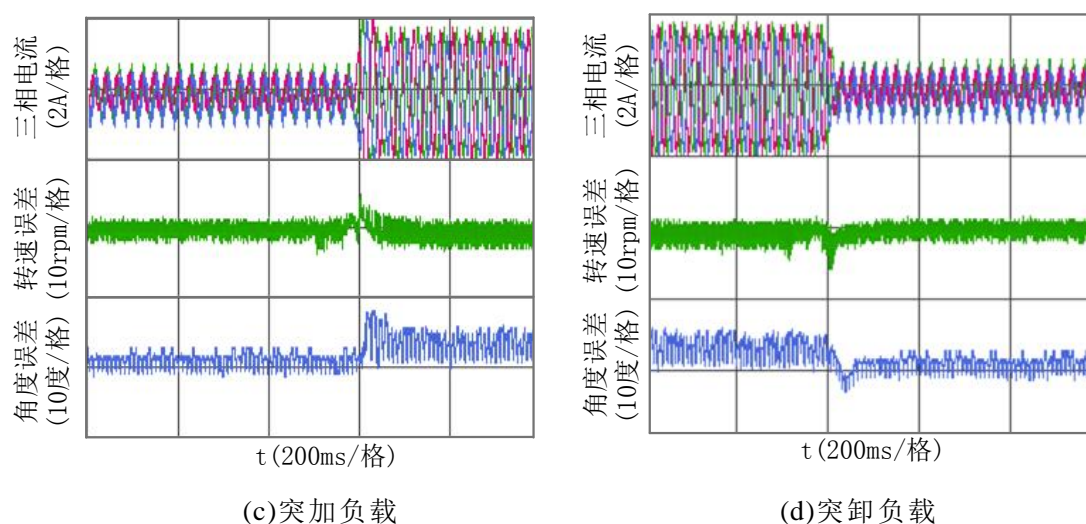
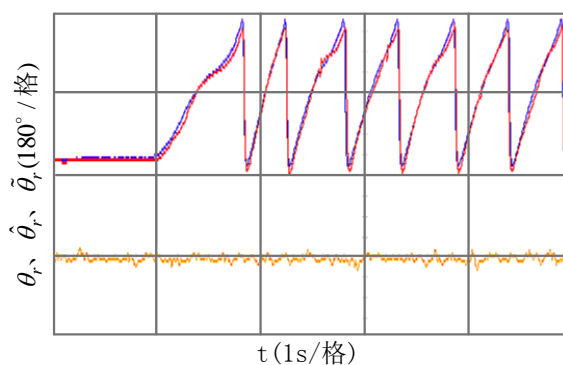


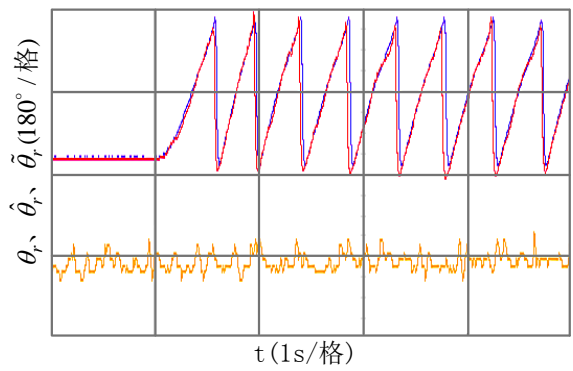
图5.10 电机突加突卸负载波形

5.2.2 对比实验

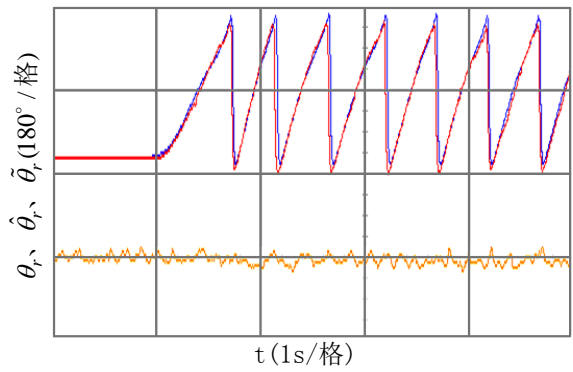
图5.11分别为方波脉冲注入法、基于伪滤波算法的脉振方波注入法、改进的方波注入法带200%负载起动波形，每幅图中依次为实际转子位置、估计转子位置、位置误差波形。其中转子位置锯齿波形表现了实际位置、估计位置的追踪效果，同时锯齿波的疏密程度表现三种方法电机启动过程的速度，越快到达给定速度代表该方法有更好的带载起动性能；位置误差波形表现了三种方法的位置估计精度及对逆变器非线性误差的补偿效果。从图5.11(a)中可以看出，方波脉冲注入法在带重载起动时有更慢的响应速度，这是由于将FOC周期与注入周期分离，FOC周期只占整个控制周期的1/3，FOC更新频率较其它两种方法低。从图5.11(b)中可以看出，基于伪滤波算法的脉振方波注入法的位置误差相比其他两种方法更大且相对0位置有偏置，这是由于此方法没有考虑逆变器非线性误差的影响，算法中没有对逆变器非线性误差进行补偿。图5.11(c)表示的改进的方波注入法克服了其它两种方法的缺陷，没有将注入周期和FOC周期分离且算法中内嵌了对逆变器非线性误差的实时抵消，因此有较好的带重载起动速度和较小的位置误差。表5.2总结了三种无位置注入法的性能差异。



(a) 考虑逆变器误差的周期分离注入法



(b)基于伪滤波算法的脉振方波注入法



(c)改进的高频方波注入法

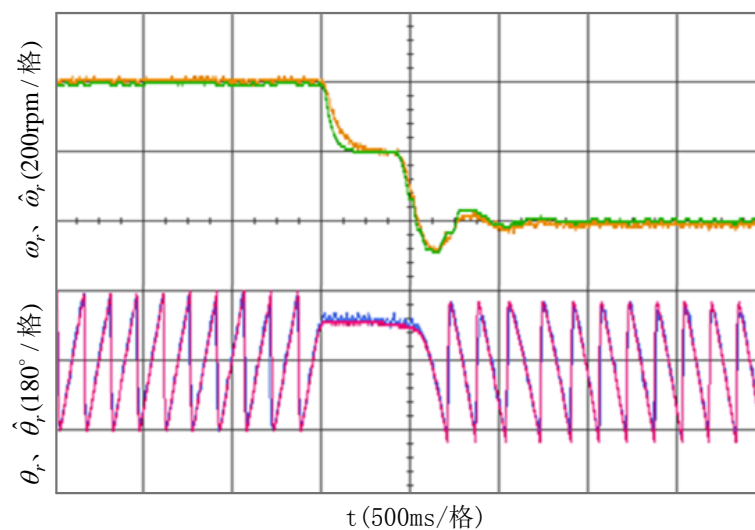
图5.11 三种高频注入法起动对比波形

表5.2 三种无位置传感器注入方法对比

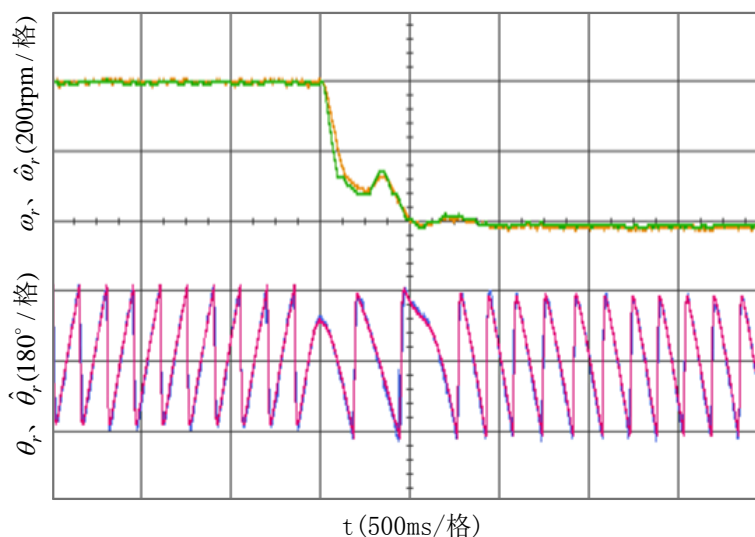
对比量	控制策略	方波脉冲注入法	基于伪滤波算法的 脉振方波注入法	改进的方波注 入法
滤波器影响		无	无	无
FOC周期、注入周期分离		是	否	否
逆变器非线性误差实时抵消		是	否	是
动态响应		一般	快	快
位置信息提取		简单	复杂	简单
位置误差		小	大	小

图5.12为基于改进的方波注入法,电机带额定负载运行于200rpm情况下,分别使用传统PI观测器、龙贝格观测器、ESO观测器情况下的正反转实验波形,图中波形依次为实际转子位置,估计转子位置,实际转速,估计转速。三种方法采用同一套PI参数。由(a)、(b)、(c)三图比较可得,采用传统PI位置观测器的转速动态响应速度最慢,从正转过渡到反转需要约1.1秒的时间,且有70rpm左右的超调量。采用ESO位置观测器情况下转速动态响应速度最快,从正转过渡到反转状态需要约0.6秒的时间,无明显震荡,转子位置波形和转速波形跟踪较好。经比较可得,采用ESO位置观测器能使电机的无位置传感器控制拥有更好的带负载能力和更快

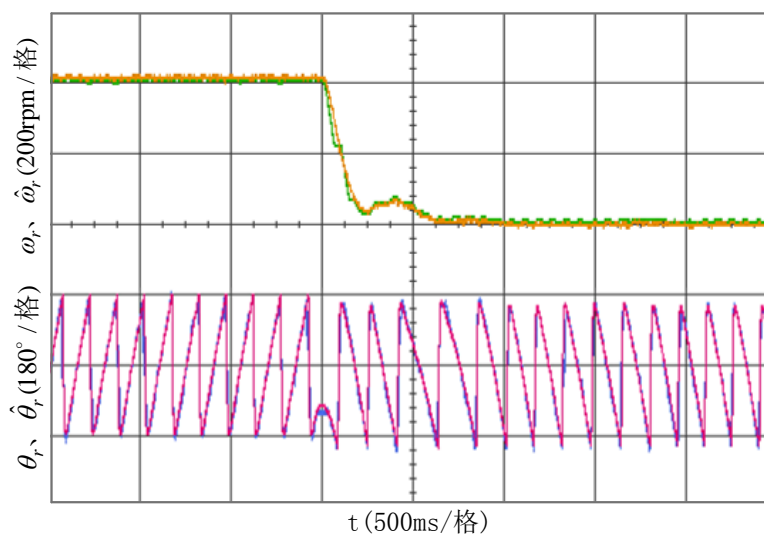
的动态响应。表5.3总结了三种位置观测器的性能差异。



(a) 基于PI位置观测器的转子反转波形



(b) 基于龙贝格观测器的转子反转波形



(c) 基于ESO的转子反转波形

图5.12 采用三种不同位置观测器时转子反转波形

表5.3 三种位置观测器对比

观测器 对比量	PI	龙贝格	ESO
参数设计	简单	复杂	一般
转矩状态变量	无	有	有
抗转矩扰动能力	差	强	强
微分环节	无	有	无
观测器带宽	窄	宽	宽

5.3 本章小结

本章搭建了一套1.5kW IPMSM无位置传感器控制实验平台，介绍了实验平台的硬件构成和关键参数，介绍了软件设计流程。进行了基于改进的高频方波注入法实验，包括初始位置检测、闭环起动、突加突卸负载，实验结果验证了改方法的有效性，可以满足不同工况下的性能指标。然后给出了三种方波注入法电机起动性能对比实验和三种位置观测器电机正反转性能对比实验和结果分析，验证了本文提出的改进的高频方波注入法和ESO位置观测器的优越性。

结 论

本文针对内置式永磁同步电机无位置传感器矢量控制技术,对低速(含零速)范围系统带宽、位置误差影响因素和位置观测器设计方案进行了研究。首先建立了IPMSM数学模型和高频模型,介绍了常用的基于转子凸极性的高频注入法,推导了矢量控制双闭环传递函数,分析了滤波器的使用对传递函数参数和系统带宽的影响。研究了两种无滤波器的方波注入法,分析了逆变器非线性误差对转子位置误差的影响和补偿方案,分析了控制周期、注入周期分离对系统性能的影响。针对上述问题,本文提出了一种改进的方波注入法,无需将控制周期、注入周期分离即可取消电流反馈环和位置误差提取所用的滤波器,同时加入了逆变器非线性误差实时抵消算法,避免了传统先计算后补偿方式的缺陷。另外给出了转子初始位置检测方案,对比了不同位置观测器性能,给出了基于ESO的位置观测器参数设计方案。通过Matlab/Simulink平台验证了系统动态响应和参数设计,通过采用TMS320F2808控制芯片的1.5kW IPMSM实验平台验证了不同工况下基于改进高频方波注入法的无位置传感器控制策略的有效性,并给出了不同方波注入法、不同位置观测器的对比实验,验证了本文提出的改进高频方波注入法和ESO位置观测器的优越性。

本论文的主要研究成果如下:

(1) 建立IPMSM数学模型运动学方程,介绍了IPMSM转子磁场定向矢量控制基本原理,由此引出IPMSM无位置传感器矢量控制技术,介绍了几种常用的高频注入法原理。推导了双闭环控制系统传递函数,分析了电流采样延迟、PWM更新延迟等因素对系统带宽的影响,着重比较了有、无滤波器情况下对系统带宽的影响,并通过Matlab/Simulink平台进行了验证。为研究提高IPMSM无位置传感器矢量控制方法的动态响应提供了理论依据

(2) 介绍了两种无滤波器的方波注入法:一种是方波脉冲注入法,将FOC周期、注入周期分离因此无需用到滤波器来分离基频和高频信号,同时介绍了逆变器非线性误差对注入法位置观测误差的影响并分析了传统误差补偿方式的缺陷,给出了逆变器非线性误差实时补偿方案,但此方法的缺点是FOC周期、注入周期分离的策略使FOC在整个控制周期中的比例减少,且转子位置每三个开关周期更新一次,可能带来另外的延迟;另一种是基于伪滤波算法的脉振方波注入法,通过相邻开关周期电流包络线的差值和均值得到基频、高频电流,代替了滤波器,这种方法的优点是避免了FOC周期、注入周期分离,缺点是相邻开关周期基频电流不变、高频电流反向的假设条件在开关频率不高、电机带负载条件下很难满足,

且算法中没有考虑逆变器非线性误差的影响。在理论分析的基础上进行了不同死区时间时转子位置跟踪实验和电流环阶跃响应实验，根据实验结果对比了两种方法的优缺点，为提出改进方案提供了理论和实验依据。

(3) 针对上述两种无滤波器方波注入法的优缺点，本文取长补短，提出了一套完整的IPMSM无位置传感器低速（含零速）控制策略，主要包含三部分内容：提出了一种改进的方波注入法，取消了滤波器同时无需将FOC周期、注入周期分离，实现了逆变器非线性误差的实时抵消；给出了基于改进方波注入法的转子初始位置检测方案；针对PI观测器、龙贝格观测器各自的优缺点，设计了一种基于ESO的位置观测器。

(4) 搭建了基于TMS320F2808控制芯片的1.5kW IPMSM无位置传感器矢量控制实验平台，介绍了平台硬件结构、参数，介绍了系统软件控制流程，完成了DSP控制算法的编写。对改进的高频方波注入法进行了多种工况下的实验，实验结果验证了理论分析的有效性，证明该方法在零速至低速域有较好的动态性能和带负载能力；并进行了不同方波注入法、不同位置观测器的对比实验，实验结果证明了本文提出的改进的高频方波注入法和ESO位置观测器相较其他注入法和观测器的性能优越性。

本文对低速（含零速）下IPMSM无位置传感器矢量控制的动态性能和影响位置误差的因素进行了相关研究，但仍有一些问题需要进一步研究和探讨：

(1) 本文改进的方波注入法和其它传统的高频注入法同样都存在高频噪音的问题，随着电力电子开关器件的发展，当开关频率超过20kHz时，将改进方波注入法的单采样单更新模式改为双采样双更新可以使注入信号的频率也超过20kHz，超越了人耳听觉的极限，可以有效避免产品中高频噪音带来的影响。

(2) 随着电机负载增加，由交叉饱和效应导致的位置观测误差也会增大，且这部分误差往往与q轴电流呈正相关，采用离线查表法可以在一定程度上补偿交叉饱和效应造成的误差，若要继续提高补偿精度，需要进一步研究实时在线补偿算法。

(3) 改进的方波注入法同其他无位置算法一样，都是根据定子侧电流或电压信号计算得到的转子位置，但这个结果实际上是电磁转子位置，与真正的机械转子位置存在微小的偏差，如何有效补偿这个偏差，需要结合电机本体的知识进行分析，是本文后续研究的重要方向。

参考文献

- [1] Mohamed Y A. Design and Implementation of a Robust Current-Control Scheme for a PMSM Vector Drive With a Simple Adaptive Disturbance Observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1981-1988.
- [2] Genduso F, Miceli R, Rando C, et al. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2092-2100.
- [3] Choi H H, Vu N T, Jung J, et al. Digital Implementation of an Adaptive Speed Regulator for a PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 3-8.
- [4] 张兴, 郭磊磊, 杨淑英等. 永磁同步发电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(021): 3440-3447.
- [5] 王成元, 周美文, 郭庆鼎. 矢量控制交流伺服驱动电动机. 北京: 机械工业出版社, 1993, 201-228
- [6] 唐任远. 现代永磁电机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 245-247.
- [7] 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.
- [8] 王高林, 于泳, 李刚等. 无传感器内置式永磁同步电机低速运行转子位置鲁棒观测器[J]. 中国电机工程学报, 2012,32(15): 84-90.
- [9] Morimoto S, Kawamoto K, Sanada M, et al. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4): 1054-1061.
- [10] Genduso F, Miceli R, Rando C, et al. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2092-2100.
- [11] 周扬忠, 龙世鹏. 基于转子高频脉动电流注入的同步电动机无位置传感器型直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 20(1): 223-230.
- [12] Betin F, Capolino G A, Casadei D, et al. Trends in Electrical Machines Control: Samples for Classical, Sensorless, and Fault-Tolerant Techniques[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(2): 43-55.
- [13] Wang Limei, Guo Qingding, R.D.Lorenz. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. Power Electronic and Motion Control Conference,

2000. Proeeeding IPEMC 2000. TheThixd International, 2000, 1(1): 186-190
- [14] Qiao Z, Shi T, Wang Y, et al. New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [15] 张国强, 王高林, 倪荣刚等. 基于自适应线性神经元滤波的内置式永磁电机转子位置观测器[J]. 电工技术学报, 2016, (6): 47-54.
- [16] Damodharan P, Vasudevan K. Sensorless Brushless DC Motor Drive Based on the Zero-Crossing Detection of Back Electromotive Force (EMF) From the Line Voltage Difference[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(3): 661-668.
- [17] Qiao Z, Shi T, Wang Y, et al. New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [18] Fan Y, Zhang L, Cheng M, et al. Sensorless SVPWM-FADTC of a New Flux-Modulated Permanent-Magnet Wheel Motor Based on a Wide-Speed Sliding Mode Observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3143-3151.
- [19] 王高林, 杨荣峰, 于泳等. 内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法[J]. 电机与控制学报, 2010, (6): 56-60.
- [20] Murakami S, Shiota T, Ohto M, et al. Encoderless Servo Drive With Adequately Designed IPMSM for Pulse-Voltage-Injection-Based Position Detection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 1922-1930.
- [21] Jebai A K, Malrait F, Martin P, et al. Sensorless position estimation and control of permanent-magnet synchronous motors using a saturation model[J]. International Journal of Control, 2016, 89(3): 535-549.
- [22] Choi C, Seok J. Compensation of Zero-Current Clamping Effects in High-Frequency-Signal-Injection-Based Sensorless PM Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5): 1258-1265.
- [23] Kim S, Ha J, Sul S, et al. PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(5): 1576-1587.
- [24] Yoon T, Lee J, Lee K, et al. Rotor position estimation method of IPMSM using HF signal injection and sliding - mode controller[J]. Ieej Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2014.
- [25] Degner M W, Lorenz R D. Using multiple saliencies for the estimation of flux,

- position, and velocity in AC machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 1(5): 760-767.
- [26] 秦峰, 贺益康, 刘毅等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-120
- [27] 张伯泽, 阮毅. 基于高频旋转电压注入的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2016, (7): 12-15,20.
- [28] 刘海东, 周波, 郭鸿浩等. 脉振高频信号注入法误差分析[J]. 电工技术学报, 2015, (6): 38-44.
- [29] Xu P, Zhu Z Q. Novel Square-Wave Signal Injection Method Using Zero-Sequence Voltage for Sensorless Control of PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2053-2061.
- [30] Kim D, Kwon Y, Sul S, et al. Suppression of Injection Voltage Disturbance for High-Frequency Square-Wave Injection Sensorless Drive With Regulation of Induced High-Frequency Current Ripple[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(1): 302-312.
- [31] Yoon Y, Sul S. Sensorless Control for Induction Machines Based on Square-Wave Voltage Injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3637-3645.
- [32] Yoon Y, Sul S, Morimoto S, et al. High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1361-1370.
- [33] Mohamed Y A. Design and Implementation of a Robust Current-Control Scheme for a PMSM Vector Drive With a Simple Adaptive Disturbance Observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1981-1988.
- [34] Accetta A, Cirrincione M, Pucci M, et al. Sensorless Control of PMSM Fractional Horsepower Drives by Signal Injection and Neural Adaptive-Band Filtering[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1355-1366.
- [35] Inoue Y, Yamada K, Morimoto S, et al. Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of IPMSM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 213-221.
- [36] Zhang Z, Xu L. Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 3179-3187
- [37] 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 Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 784-789.
- [38] Jung-Ik Ha, K. Ide, T. Sawa, and Seung-Ki Sul. Sensorless Rotor Position Estimation of an Interior Permanent-Magnet Motor from Initial States [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 761-767.
- [39] Xu P L, Zhu Z Q, Wu D, et al. Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Without the Need of Magnetic Polarity Identification[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 3916-3926.
- [40] Liu J M, Zhu Z Q. Novel Sensorless Control Strategy With Injection of High-Frequency Pulsating Carrier Signal Into Stationary Reference Frame[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4): 2574-2583.
- [41] Yang S, Yang S, Hu J H, et al. Design Consideration on the Square-Wave Voltage Injection for Sensorless Drive of Interior Permanent-Magnet Machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 159-168.
- [42] Yang S. Saliency-Based Position Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Square-Wave Voltage Injection With a Single Current Sensor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1561-1571.
- [43] Yang S, Lorenz R D. Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(3): 977-986.
- [44] Wang G, Yang L, Yuan B, et al. Pseudo-Random High-Frequency Square-Wave Voltage Injection Based Sensorless Control of IPMSM Drives for Audible Noise Reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7423-7433.
- [45] Wang G, Yang L, Zhang G, et al. Comparative Investigation of Pseudorandom High-Frequency Signal Injection Schemes for Sensorless IPMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2123-2132.
- [46] Luo X, Tang Q, Shen A, et al. PMSM Sensorless Control by Injecting HF Pulsating Carrier Signal Into Estimated Fixed-Frequency Rotating Reference Frame[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2294-2303.
- [47] Tang Q, Shen A, Luo X, et al. PMSM Sensorless Control by Injecting HF Pulsating Carrier Signal into ABC Frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3767-3776.

- [48] Schroedl M. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method[C]//Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE. IEEE, 1996, 1: 270-277.
- [49] Zentai A, Daboczi T. Improving INFORM calculation method on permanent magnet synchronous machines[J]. instrumentation and measurement technology conference, 2007: 1-6.
- [50] Robeischl E, Schroedl M. Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(2): 591-598.
- [51] Foo G, Sayeef S, Rahman M F, et al. Low-Speed and Standstill Operation of a Sensorless Direct Torque and Flux Controlled IPM Synchronous Motor Drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(1): 25-33.
- [52] Lagrioui A, Mahmoudi H. Speed and current control for the PMSM using a Luenberger observer[C]. international conference on multimedia computing and systems, 2011: 1-6.
- [53] 陈坤, 王辉, 吴轩等. 一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6083-6091.
- [54] 张国强, 王高林, 徐殿国. 基于无滤波器方波信号注入的永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(13): 162-168.
- [55] Qian J, Xiong A, Ma W, et al. Extended State Observer-Based Sliding Mode Control with New Reaching Law for PMSM Speed Control[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2016: 1-10.
- [56] Gan M, Wang C. An Adaptive Nonlinear Extended State Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2015: 1-14.
- [57] Liu J, Vazquez S, Wu L, et al. Extended State Observer-Based Sliding-Mode Control for Three-Phase Power Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 22-31.

附录A 攻读学位期间发表的学术论文目录

陈坤,王辉,吴轩等.一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J].
中国电机工程学报,2017,37(20):6083-6091.

附录B 攻读学位期间参加的科研项目

2016年3月-2017年6月参与“湖南省重点研发计划（2015GK2004）”。

致 谢

逝者如斯夫，不舍昼夜。转眼三年的硕士求学生涯已接近尾声。论文完成之际，首先要特别感谢我的导师王辉教授对我的悉心指导。王老师学识渊博、兢兢业业，他对学术执著追求，对科研细致严谨，对工作认真负责，是我一生学习的楷模。

在三年的研究生生涯中，我的成长离不开王老师的关心与帮助，在学习上，他耐心的指导让我克服了心中的浮躁，他富有前瞻性的眼光给我指明了学术研究的方向。在生活中，他积极乐观的生活态度和真诚豁达的待人方式对我产生深远的影响。

感谢课题组黄守道老师和罗德荣老师在项目和实验条件上的技术指导和经费支持。同时也要感谢课题组姜燕老师、荣飞老师、高剑老师、黄科元老师、李波老师、李孟秋老师在学习和科研方面的帮助。

感谢师兄吴轩、蔡辉、李伟、何哲文和师姐孙梅迪的帮助；感谢邵俊波、沈士其、潘文丽、吴婷、王文晓、游紫露、邓国发、刘思美、王龙、陈忠强、李旺等同学的支持。

最后，感谢我的父母对我的关爱与支持，感谢母校湖南大学对我的培养。

陈坤

2018年4月于湖南大学