

分类号: TP341

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210310110



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 基于滑模变结构的永磁同步电机

无位置传感器控制研究

论 文 作 者 张彦

指 导 教 师 陆华才

学 科 (专 业) 电气工程

研 究 方 向 电机控制

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TP341

单位代码：10363

密 级：公 开

学 号：2210310110

题 目 基于滑模变结构的永磁同步电机
无位置传感器控制研究

英文并列

题 目 Research on sensorless control of
Permanent Magnet Synchronous Motor based on
sliding mode variable structure

学生姓名： 张彦

导师姓名： 陆华才

专 业： 电气工程

研究方向： 电机控制

论文答辩日期： 2024 年 5 月 12 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：张彦

日期：2024 年 5 月 29 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

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，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程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。

保密 ☐，在 ____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：张彦

指导教师签名：陆华才

日期：2024 年 5 月 29 日

日期：2024 年 5 月 29 日

基于滑模变结构的永磁同步电机无位置传感器控制研究

摘 要

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 因结构简单、无励磁损耗、效率高被应用于伺服控制系统中。然而, PMSM 的可靠运行需获得可靠的转子位置及转速信息, 由机械传感器获取转子位置的方法不仅增大了电机体积、而且限制了电机的应用场合。因此, PMSM 无位置传感器控制技术应运而生, 成为当下的研究热点。本文以表贴式 PMSM 为研究对象, 对零低速段, 从加快转速收敛、降低其超调及增强系统抗干扰能力等方面对无位置传感器控制进行研究。本文主要研究内容如下:

首先, 分析了 PMSM 的结构, 利用坐标变换公式推导了 PMSM 在三种不同坐标系下的数学模型。详细阐述了 PMSM 的矢量控制技术 & 空间矢量脉宽调制技术, 为后续章节奠定了基础。

其次, 改进了 PMSM 矢量控制系统的转速环和 q 轴电流环。针对传统矢量控制系统中存在的转速超调、抖振及抗干扰能力差的问题, 设计了非奇异快速终端滑模控制器 (Non-singular fast terminal sliding mode controller, NFTSMC), NFTSMC 的趋近率函数由主导趋近阶段的开关函数和主导滑动阶段的指数函数组成, NFTSMC 的滑模面为改进的非奇异快速终端滑模面, 将 NFTSMC 用于转速环, 加快转速收敛的同时减弱了转速超调。而为增强 q 轴电流跟踪性能, 设计基于超扭曲算法 (Super-Twisting Algorithm, STA) 的 q 轴电流环控制器 (super-twisting algorithm q -aix, STA q), 其属于二阶滑模控制器, 提高滑模控制器的阶次, 削弱了转速抖振, 增强了转矩跟踪性能, 降低了三相电流的高次谐波, 改善了三相电流畸变问题。

然后, 优化了无位置传感器中的传统脉振高频电压注入法。分析了传统脉振高频电压注入的实现原理, 推导了其在两相旋转坐标系下的数学模型, 该方法存在依赖电机凸极效应及因带通滤波器导致的相位滞后等问题, 设计了从两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 的两个坐标轴分别提取两相静止电流 i_{a^*} 、 i_{β^*} , 并将 i_{a^*} 、 i_{β^*} 与同步电流信号调制后输入位置跟踪观测器, 以估算电机位置及转速信息, 从而实现无位置传感器控制的方法。

最后，分别在 MATLAB/Simulink 软件中和 AISim 半实物仿真实验平台上，将本文的控制策略与转速环 PI 和转速环传统滑模控制器进行仿真与实验对比，结果表明：基于本文所述控制方法实现的系统，不仅改善了无位置传感器控制系统中转速超调和转速的抖振问题，而且增强了无位置传感器控制系统的抗外界干扰能力，减少了相位滞后。

关键词：永磁同步电机；滑模控制；脉振高频电压注入法；无位置传感器。

Research on sensorless control of Permanent Magnet Synchronous Motor based on sliding mode variable structure

Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) whose properties include simple structure, no excitation loss and high efficiency etc. is used greatly in servo control systems. However, reliable rotor position and speed information are guarantees for operation of the PMSM. The method of obtaining the rotor position by mechanical sensors not only increases the size of the motor, but also limits the application of the motor. Therefore, the sensorless control technology of PMSM came into being and has become a research hotspot. The surface-mounted PMSM is focused on in this paper, and then the sensorless control is studied in the zero and low-speed section from the aspects of accelerating the speed convergence, reducing its overshoot and enhancing the anti-interference ability of the system.

Firstly, the structure of PMSM is analyzed, while the mathematical model of PMSM in three different coordinate systems is derived by using the coordinate transformation formula. The vector control technology and space vector pulse width modulation technology of PMSM are elaborated in detail, which lays the foundation for the subsequent chapters.

Secondly, the speed loop and q -axis current loop of the PMSM vector control system were improved. In order to solve the problems of speed overshoot, jitter and poor anti-interference ability in the traditional vector control system. A non-singular fast terminal sliding mode controller (NFTSMC) was designed, in which the approach rate function is composed of the switching function that dominates the approach stage and the exponential function that dominates the sliding stage. And the sliding mode surface is an improved nonsingular fast terminal sliding mode surface, which accelerates the speed convergence and weakens the overshoot. In order to enhance the performance of q -axis current tracking, a q -axis current loop controller STA q (super-

twisting algorithm q-aix, STAQ) based on super-twisting algorithm (STA) was designed, which belongs to the second-order sliding mode controller, which improves the order of the sliding mode controller, weakens the speed jitter, enhances the torque tracking performance, reduces the high-order harmonics of the three-phase current, and improves the problem of three-phase current distortion.

Then, the traditional pulsating high-frequency voltage injection method in sensorless control was optimized. The implementation principle of the injection method is studied. And its mathematical model in the dq coordinate system is derived, which has the problems of relying on the saliency effect of the motor and the phase lag caused by the bandpass filter. And proposes a method of extracting the two-phase stationary current i_α and i_β from the two-phase stationary coordinate system $\alpha\beta$ respectively. And modulating the i_α , i_β and synchronous current signals into the position tracking observer to estimate the motor position and speed information, so as to realize the control method without position sensor.

Finally, the simulation and experimental comparison of the control strategy proposed in this paper with the traditional sliding mode controller of the speed loop PI and the speed loop in MATLAB/Simulink software and the AISim hardware-in-the-loop simulation experiment platform are carried out. The experimental simulation results show that: The proposed control strategy not only reduces the speed overdrive and chattering in sensorless control systems, but also enhances the ability of resisting external interference and reduces the phase lag.

KeyWords: Permanent Magnet Synchronous Motor, Sliding Mode Control, High-Frequency Voltage Injection Method, Sensorless Control.

目录

摘 要.....	I
Abstract.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 永磁同步电机驱动控制技术研究现状.....	2
1.3 永磁同步电机速度控制研究现状.....	3
1.4 永磁同步电机无位置控制技术研究现状.....	5
1.4.1 永磁同步电机中高速无位置控制.....	5
1.4.2 永磁同步电机零低速无位置控制.....	7
1.5 论文主要研究内容.....	8
第 2 章 永磁同步电机建模与矢量控制技术.....	10
2.1 永磁同步电机的结构.....	10
2.2 永磁同步电机的数学模型.....	11
2.2.1 不同坐标系间的坐标变换.....	11
2.2.2 永磁同步电机在 ABC 坐标系下的数学模型	13
2.2.3 永磁同步电机在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型	13
2.2.4 永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型.....	14
2.3 矢量控制技术.....	15
2.3.1 矢量控制系统.....	15
2.3.2 空间矢量脉宽调制技术及其实现.....	17
2.4 本章小节.....	22
第 3 章 基于改进滑模控制器的永磁同步电机矢量控制.....	23
3.1 滑模控制.....	23
3.1.1 基本原理.....	23
3.1.2 滑模面设计.....	25
3.2 滑模控制器设计.....	26
3.2.1 传统滑模控制器.....	26
3.2.2 非奇异快速终端滑模控制器.....	27
3.3 q 轴电流环控制器设计.....	29
3.4 仿真分析.....	30
3.4.1 STAq 控制的矢量控制系统	30
3.4.2 NFTSMC 及 STAq 控制的矢量系统	33
3.5 本章小结.....	36

第 4 章 脉振高频电压注入法的改进.....	37
4.1 脉振高频电压注入法.....	37
4.1.1 基本原理.....	37
4.1.2 永磁同步电机高频信号激励下的数学模型.....	38
4.2 传统脉振高频电压注入法的转子位置估计.....	38
4.3 脉振高频电压注入法的改进方法.....	41
4.3.1 脉振高频电压注入下 $\alpha\beta$ 轴电流响应	41
4.3.2 转子位置锁相环跟踪观测器.....	44
4.4 仿真分析.....	45
4.5 本章小节.....	53
第 5 章 基于滑模控制的 PMSM 无位置传感器实验验证	54
5.1 AISim 半实物仿真平台概述	54
5.1.1 硬件平台构成.....	55
5.1.2 软件平台构成.....	56
5.2 实验结果分析.....	56
5.3 本章小节.....	61
第 6 章 总结与展望.....	62
6.1 总结.....	62
6.2 展望.....	63
参考文献.....	64
攻读硕士期间发表的学术论文.....	71
致谢.....	72

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

由于国家经济与社会的发展需要消耗大量能源,而我国能源分配不均且贫乏,实现节能减排迫在眉睫。电机作为用电量最大的终端耗电设备,提高其能效对加快推进工业节能、绿色发展具有重要意义。按供电方式可将电机区分为直流电机与交流电机。直流电机虽控制简单,但由于电刷及换向器的存在,增加了其维护成本。感应电机动态性能好且成本低,但其调速性能差。随着电力电子技术的发展,新型电力电子器件的发现,现代控制算法的快速更新,交流调速系统的低成本,运行可靠性高、便于维护的优势逐渐凸显出来,使得交流调速系统的控制更简单。而永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因可靠性高,在交流调速系统的应用中具有重要地位。

PMSM 转子使用永磁体,可提供主磁场,无需励磁电流,因而功率密度高。除此之外, PMSM 还具有体积小、损耗低、动态稳定性高等优点被广泛用于交流调速系统^{[1][2]}。而拥有更高性能的新型铁磁材料铷铁硼的出现,进一步降低了 PMSM 的生产制造成本。20 世纪 90 年代, PMSM 广泛应用于工业生产,国防军工,新能源汽车等领域。

PMSM 调速控制系统中,经典的控制算法为矢量控制。在矢量控制方法中, PMSM 内环、外环均采用原理简单的比例积分(Proportional integral control, PI)控制电机运行。然而,在实际的应用中, PI 控制响应速度慢,易受内部参数及外部变化的干扰,因而对系统的控制效果不佳。因此,为提高 PMSM 调速性能以满足系统快速稳定运行,应采用更为先进的控制算法用于系统内外环进行调速。滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)因其运行状态可设计,不因系统内外干扰而改变,动态响应快。同时,滑模控制器的设计,无需知道系统精确的数学模型便可对系统控制方式进行优化与设计^[3],滑模控制器参数简单易调节,有利于实现。因此,滑模控制技术被用于电机控制领域。但是,滑模控制存在的抖振问题,可能影响系统稳定运行,导致其工程应用受限。

不管采用何种方法控制 PMSM 稳定运行,都需得到 PMSM 位置、转速等信息,电机的转速和位置是电机控制过程中最重要的控制环路影响因素。在经典双

闭环控制系统中，通常采用机械式传感器得到位置、转速信息。机械式传感器在满足控制要求的同时存在以下问题^{[4][5]}：

- (1) 会增加电机尺寸，影响电机封装的密闭性。
- (2) 机械式传感器对应用场景敏感，受振动、高温等外界因素影响时易损坏，影响转子位置的检测精度，从而影响系统的稳定运行。
- (3) 对容量小，成本低的控制系统，位置传感器的安装使得系统的成本增高，不利于电机产品低成本化发展。

为克服以上问题，无位置传感器控制系统逐渐出现在大众视野。无位置传感器控制系统通过电压、电流等信号得到转子位置及转速信息。当电机处于中高速运行状态时，普遍采用基波模型法^{[6][7]}，当电机处于零低速运行状态时，使用高频（High Frequency, HF）注入法^{[8][9]}。文献[10]利用饱和函数改进滑模观测器，改进后的系统降低了转速抖振，提高了系统稳定性。文献[11]在两相静止坐标系中注入电流从而获得角度信息，省去了带通滤波器，降低了其对系统带宽的影响。文献[12]设计的基于无差拍预测控制的高频注入法，将代价函数中的电流跟踪误差转化为电压跟踪误差，对参数不匹配具有鲁棒性。

1.2 永磁同步电机驱动控制技术研究现状

若要 PMSM 工作在稳态精度高、抗干扰能力强的控制系统中。需要设计高性能控制算法，来满足 PMSM 高动态性能的需求，而微处理器及新型电力电子元器件为其提供了物质基础。PMSM 具有非线性及强耦合性的特点，为了满足 PMSM 高性能的工作，国内外学者提出了许多控制算法，目前，PMSM 驱动控制最常用的三种控制策略是：恒压频比控制^[13]、矢量控制^[14]、直接转矩控制^[15]，以下简要介绍。

恒压频比控制策略：其控制原理为，固定电机转速与输出电压的比值，使输出电压与电流在不同转速下都是正比关系，可使得电机的有功输出及电机气隙磁通不变。恒压频比控制策略的目标是获得相对理想的转矩-转速特性。该方法无需定子电流信息及转速反馈，属开环控制，成本低，鲁棒性差，难以适应负载扰动较大的场合，主要应用于水泵、风机等控制精度要求较低的场合。

矢量控制策略：又称磁场定向控制，灵感源于直流电机的控制方式，其原理为将定子电流分解为励磁电流和转矩电流。励磁电流产生磁场，转矩电流产生转

矩，这两个电流在任何时刻都相互正交，实现了电流解耦。矢量控制可实现精确的速度控制，从而得到良好的转矩响应，可控制 PMSM 的全速域稳定运行。但矢量控制要进行复杂的坐标变换，因而需要高性能的数字信号处理器、高精度的转速传感器，大大增加了控制系统的成本。而半导体技术及微处理器的进步，使得处理器的成本降低，进而推动了矢量控制的工程应用，如今，矢量控制技术在高性能电机控制系统中具有重要地位。

直接转矩控制策略：将转矩作为被控量，把电机和逆变器当作整体，在定子坐标系下采用空间矢量、定子磁场定向的原理分析电机的数学模型，计算电机磁链和转矩的值。然后，用离散的两点式调节器分别比较磁链和转矩的计算值与参考值，若二者中有一个误差超过允许值，变频器的功率晶体会切换，产生 PWM 信号，控制逆变器的开关状态，快速缩小误差，以获得高动态性能的转矩。直接转矩控制不用解耦定子电流、控制结构简单、信号处理的物理概念明确。但该控制方法当电机在低速段运行时转矩和磁通脉动大。

1.3 永磁同步电机速度控制研究现状

PMSM 矢量控制系统中，速度环采用 PI 控制器，PI 控制器参数少、易于整定及实现，能满足一定的控制需求。然而，由于 PI 控制是基于误差反馈消除误差的原理，易使初始控制量大，常产生超调，导致闭环系统无法平衡快速响应与超调^{[16]-[18]}。另外，PI 控制器动态品质不佳，对增益变化过于敏感，且对变化的扰动抑制能力有限，无法满足高性能电机控制系统的要求。因而，学者们提出将非线性控制算法用于 PMSM 的速度环控制，目前，常用的速度环控制算法有自抗扰控制^{[19][20]}、滑模控制^{[21][22]}、智能控制^{[23][24]}。

自抗扰控制：自抗扰顾名思义就是自发、主动、直接的去抑制扰动。自抗扰技术把由系统的未建模动态和外部扰动组成的扰动当作总扰动进行补偿，其核心理念是误差反馈控制。自抗扰控制器的组成部分有：（1）安排过渡过程、提取输入信号的跟踪微分器（TD），TD 用于解决超调与快速之间的矛盾；（2）估计总扰动并给予反馈的扩张状态观测器（ESO），其具有抗干扰的作用；（3）对总扰动进行补偿的非线性组合控制器（NLSEF）。自抗扰的结构框图如图 1-1 所示。

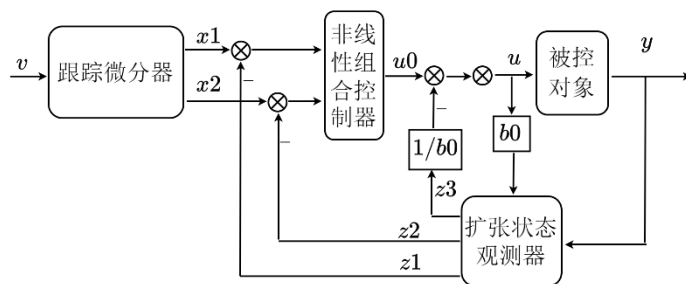


图 1-1 自抗扰的结构框图

自抗扰控制能提高系统的抗干扰能力，适用于非线性和不确定的控制系统。但其参数众多，调整参数过于麻烦、响应速度慢。为优化这些问题，文献[25]对非线性自抗扰控制进行线性化处理，有效优化了转矩曲线特性，使转速曲线更加平滑，但转矩曲线波动较大。文献[26]将二阶自抗扰控制器用于转速环和 q 轴电流环，虽能改善转速及电流性能，但参数极多且相互关联，使得参数调整过于复杂。文献[27]将自抗扰控制器应用于慢扫快回变速扫描成像的永磁同步电机伺服系统中，相比于传统 PI 控制，转速改变时能快速到达新设置的给定转速且无超调，效果较好。

滑模控制：属于非线性控制，非线性表现为控制的不连续性。滑模控制方法的实现基于滑模面，其核心思想是使系统快速、准确地滑动到滑模面上，并保持在滑模面上运动，以实现系统的精确控制。滑模控制对参数变化及扰动不敏感、不需要在线辨识，被广泛用于电机控制系统中。文献[28]分别为电流环和转速环设计了非线性比例终端滑模面及快速终端滑模面，有效改善了转速超调及抗干扰能力。文献[29]分别为直流无刷电机的双环设计了新的趋近率算法取代等速趋近率，趋近过程更快，稳定运行时滑动范围更小，抑制了转速及电流抖振，系统运行更加稳定。另外，滑模控制算法还可以与其它控制算法复合使用。

智能控制：在工程应用中，当被控对象的数学模型无法精确描述时，传统的控制算法不再使用，智能控制应运而生。智能控制能够像人一样学习、分析并给出决定。其研究目标不是被控对象，而是控制器本身。其核心是高层控制，能对复杂系统进行全局控制。智能控制系统有补偿和判断决策能力。智能控制的非线性、变结构等特点能契合交流伺服系统的模型不确定性、非线性，从而提高系统可靠性。常用的智能控制算法有模糊逻辑，神经网络，专家系统等。

1.4 永磁同步电机无位置控制技术研究现状

从 20 世纪 70 年代开始,学者们就对无位置传感器在交流调速中的应用展开了研究,并取得了一定的成果。20 世纪 70 年代后期, M.Ishida 等提出了利用电机转子的磁显特性估算转子位置。在 1983 年,无位置传感技术被 R.Joetten 和 Maeder 成功用在交流伺服控制系统中。国内主要研究无位置传感器控制过程中,高频注入对系统稳态精度和动态性能的影响,找出影响因素,对其进行补偿,从而提高系统的性能。相继提出了高频信号注入法、IF 控制方法等。总之,在国内外学者的不断努力下,无位置传感器控制技术得到了蓬勃发展,中高速运行常采用基波模型法,如滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) [30]-[34]、模型参考自适应 (Model Reference Adaptive System, MRAS) [35]-[37],零低速运行时常采用高频注入法,如旋转高频注入法[38]、脉振高频注入法[39]-[41]。控制方法分类如图 1-2 所示。

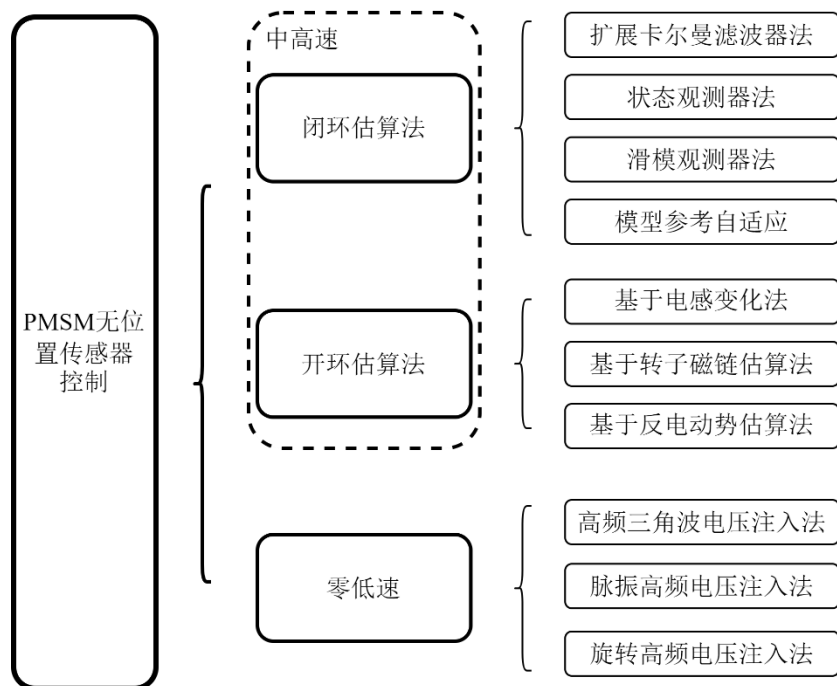


图 1-2 无位置控制技术分类

1.4.1 永磁同步电机中高速无位置控制

PMSM 在运行过程中,当其转速位于中高速段时,永磁极与定子绕组之间相对运动较大,能产生较大的反电动势,可将其观测出来估算转子位置。中高速段常用开环估算法和闭环观测器法估算转子位置。

开环估算法:这种方法基于电机的理想模型,利用电机的定、转子磁链和电

压空间矢量方程估算电机转速。常用的有直接计算法、基于电感变化的估算和基于电流电压的估算法。采用此类方法获取转子位置时虽然简单，但精度较低，且受外界干扰大。由于开环控制系统的动、稳态性能都难以保证，一般在中高速段采用闭环观测器法。

闭环估算法：利用电机的电压电流方程估算转子的转速和位置信息。常用的有 SMO、MRAS、扩展卡尔曼滤波器（EKF）。

（1）SMO 源于滑模控制，是一类动态系统。其主要思想是根据滑模曲线的变化观测系统状态的变化。SMO 不仅能通过测量系统的输入输出推导出系统内部状态估计值，还能采用反馈迫使系统状态始终处于滑模曲线上，使得估计输出约等于测量输出。SMO 主要用于跟踪和控制系统。SMO 在 20 世纪 90 年代被日本学者 T.Furuhashi 提出，并实现了直流无刷电机的无位置传感器闭环控制。SMO 是一种非线性状态观测器、对参数变化不敏感且不依赖系统模型。但因传统 SMO 使用的开关函数，存在零极点问题，易导致电机抖振，影响无位置传感器控制性能。为此，学者们为抑制电机抖振做了工作。文献[42]改进了绝对值幂次趋近率算法，并通过状态观测器观测转子位置信息，以便及时对转子位置进行补偿，有效抑制了转速超调但转速收敛较慢。文献[43]、[44]分别将高阶滑模控制器用于主动磁轴承控制转子悬浮位置以及车辆轮胎在地面摩擦时的状态和位置输入估计，仿真实验结果分别验证了转子位置具有更好的动态特性及轮胎摩擦状态估计和未知输入估计的有效性，共同验证了高阶滑模控制器可有效改善控制系统的抗干扰性能。

（2）MRAS 采用了参考模型，由参考模型规定系统要求的性能。给参考模型和可调模型通入相同的外部信号，观测两个模型的输出值。通过调节可调模型的参数，使两个模型的输出值尽可能相等，从而实时跟踪电机的转速和转子位置。MRAS 始于 20 世纪 50 年代后期，经历了优化局部参数、提高系统稳定性、解决系统状态不可测问题、提高系统鲁棒性四个发展阶段。MRAS 虽然计算方便，但对参数变化敏感，抗干扰能力差，常与滑模观测器结合，提高控制器的自适应及抗干扰能力。

（3）扩展卡尔曼滤波器（EKF）^[45]利用最小方差预测并修正结果，是一种非线性系统的随机观测器。EKF 的优点之一是，当系统出现测量噪声时，仍能正确

的在线估计系统的状态，进而实时控制系统。EKF 的滤波器增益能适应环境变化自动调节，其输出能跟踪系统的状态，具有优化和自适应的功能，能更好地抑制噪声干扰。使用 EKF 获取电机位置时依托电机模型，涉及到的电机矢量方程较多，数据处理复杂，且需要实时计算，所以对硬件要求高。

1.4.2 永磁同步电机零低速无位置控制

永磁同步电机低速运行时，反电动势值小，受传感器检测精度和噪声影响大，利用反电动势估计转子位置误差大，因此，反电动势估计转子位置不适用于电机低速运行。而零速时，电机无反电动势，更无法利用反电动势估计转子位置。目前，PMSM 零低速运行时，利用其凸极特性，常使用高频注入法。另外，预定位法也常用于 PMSM 零低速运行，以下简介这些方法。

(1) 预定位法：向电机的定子绕组注入固定方向的电流，从而产生电磁力拖动电机到预先设置的位置。其优点是若预定位成功，转子的初始角度就是实际角度或相差不大。但若注入电流方向不确定，电机转子会随机转动，可能导致初始角度与实际角度相差较大，预定位失败。

(2) 旋转高频电压注入法：适用于凸极式电机。在电机定子绕组内注入三相对称的高频正弦电压信号，产生高速旋转但幅值不变的空间电压矢量。电压矢量可产生高速旋转磁场，其速度远快于转子旋转速度，致使旋转磁场受到转子凸极周期性的调制，导致定子高频电流成为载波电流，且包含转子位置信息。解调处理定子高频电流获取转子位置信息，实现电机的无位置传感器控制。

旋转高频电压注入法最初由 R.D.Lorenz 和 Mattbew J.Corley 教授在一台凸极式 PMSM 上实现。国内起步较晚，清华大学的李永东教授，使用低频电流信号和观测器实现了 PMSM 的无位置控制，采用磁链观测器法实现了异步电机的无位置控制。沈阳工业大学的王庆鼎教授等成功在内置式 PMSM 的无位置传感器控制中应用旋转高频注入法。旋转高频注入法的主要问题为提取信号复杂，导致转子估计位置误差大。为解决这一问题，学者们分析了影响位置的因素，提出了许多解决方法。文献[46]将高频信号注入虚拟旋转轴中，利用复合磁场旋转轴下的电压模型估计永磁体的磁通链，在一台 2.2kw 的 PMSM 驱动器上进行了实验验证。文献[47]在旋转坐标系中提取高频电流信号、解调位置信息，利用正、负序高频电流相位的关联性，实现控制延时和解调延时的自动补偿，提高了位置解

调的精度。

(3) 脉振高频电压注入法：在电机定子绕组内注入脉振的电压信号，使其直接作用在两相旋转坐标系的 d 轴上，在电机内部产生脉振的电压矢量。电压矢量会导致电机内部形成脉振的交变磁场，且该磁场沿 d 轴与励磁磁场叠加在一起。叠加后的磁场会改变励磁磁路的饱和程度，使励磁磁路具有凸极性，会对注入的电压信号产生调制作用。当注入的脉振电压信号偏离励磁轴线时，响应的高频电流便会成为带有转子位置信息的载波电流信号。提取 q 轴高频电流，通入带通滤波器滤波，再对所得信号解调处理，得到含有位置误差信号的函数，通过锁相环计算得到转速、位置信息。因为该方法能产生饱和凸极效应，使表贴式 PMSM 的交轴电感与直轴电感不再相等，因此也适用于表贴式 PMSM。该方法最初由 S.K.Sul 教授在一台表贴式 PMSM 上成功应用。

近年来，针对电机低速运行时，如何提高估计的转子位置和转速精度，学者们做了很多研究工作，且取得了一定的成果。文献[48]改进了传统脉振高频注入法，加入虚拟高频旋转坐标系，引入载波频率判断转子磁极，解决了部分脉振高频注入法的过零点问题。文献[49]在传统的开环 I/F 中注入脉振高频电压，处理采样到的三相电流，从而获取轴系夹角信息。同时，利用 PI 控制器实现负载变化动态调节电流幅值和电角速度，使 PMSM 运行在最大转矩电流比下。

1.5 论文主要研究内容

本文的研究对象为表贴式 PMSM，结合 $i_d^*=0$ 的矢量控制方法，对 PMSM 无位置传感器控制系统中转速环和高频注入模块进行改进。为消除传统高频注入法中的带通滤波器对系统带宽的影响，在估计的两相旋转坐标系 $\hat{d}\hat{q}$ 的 $\hat{d}$ 轴注入高频电压信号，从两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 分别提取两相静止电流 i_α 、 i_β ，并将 i_α 、 i_β 与同步电流信号调制后输入位置跟踪观测器，以估算电机位置及转速信息，从而实现无位置传感器控制。为改进电机运行时转速超调和抗干扰能力差等问题，在转速环采用滑模控制代替 PI 控制，针对传统滑模控制器（Traditional Sliding Mode Controller, TSMC）的趋近率函数为开关符号函数，其在零点处突变易影响系统稳定性，设计改进的趋近率函数使转速曲线更加平滑。另外为加快转速收敛，将改进的趋近率函数与改进的非奇异快速终端滑模面相结合，设计非奇异快速终端滑模控制器（Non-singular fast terminal sliding mode controller, NFTSMC）。

主要内容如下：

第 1 章阐述了本文的研究背景和意义、PMSM 的驱动控制策略、速度环控制常用的算法、无位置传感器控制技术研究现状、概括了本文的研究内容。

第 2 章研究了 PMSM 的基本结构、数学模型，分析了矢量控制技术和空间矢量脉宽调制（Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM）技术，为后续章节的研究奠定了基础。

第 3 章研究了滑模控制的原理及特性，设计了 NFTSMC 和基于超扭曲算法的 STAq 控制器，在 Matlab/Simulink 搭建仿真模型，先将 STAq 控制器用于 q 轴电流环，通过分析转速、转矩、三相电流性能说明了 STAq 控制器的性能。而后将 NFTSMC 用于转速环，从改善转速超调、增强系统抗外界干扰能力等方面说明了 NFTSMC 的性能。

第 4 章首先研究了脉振高频电压注入法的实现原理，其次推导了传统脉振高频电压注入法的实现过程，并分析出该方法存在依赖电机凸极效应且因使用带通滤波器影响系统幅值及相位等问题，然后对传统脉振高频电压注入法进行优化设计，优化后的方法从两相静止坐标系提取电流从而获得转子位置信息，优化后的脉振高频注入法不依赖于电机凸极效应且未使用带通滤波器，最后在 Matlab/Simulink 中对本文设计的转速环使用 NFTSMC， q 轴电流环使用 STAq 控制器，无位置传感器模块使用从两相静止坐标系间接获得转子位置信息的矢量控制系统进行仿真验证。

第 5 章概述了 AISim 半实物仿真平台的软硬件组成模块，简述了各个模块的功能，然后在不同工况下对本文设计的控制系统进行了实验验证。

第 6 章总结了本文的研究内容，给出了下一步工作方向。

第 2 章 永磁同步电机建模与矢量控制技术

PMSM 因体积小、损耗少、可靠性高被广泛应用于伺服控制系统中。矢量控制是常用的控制策略之一，其主要目标是使励磁磁场与转矩磁场尽可能的独立和正交，通过解耦电机的定子电流可达到这一效果。且 PMSM 的数学模型在定子电流解耦后会被简化，更便于研究。本章研究了 PMSM 的结构和数学模型，分析了矢量控制技术及 SVPWM 技术，为后续研究奠定了基础。

2.1 永磁同步电机的结构

PMSM 主要组成部分是定子和转子，其中定子由电枢铁心和三相对称绕组构成，往定子三相绕组中通入三相交流电，会产生旋转的圆形磁场。转子由永磁体、导磁轭和转轴组成，机械式传感器与转子同轴连接。常用的转子材料有矫顽力大、剩磁密度高的稀土材料和成本低的铁氧体材料。根据永磁体的安装位置，PMSM 被分为表贴式、表嵌式、内置式，如图 2-1。

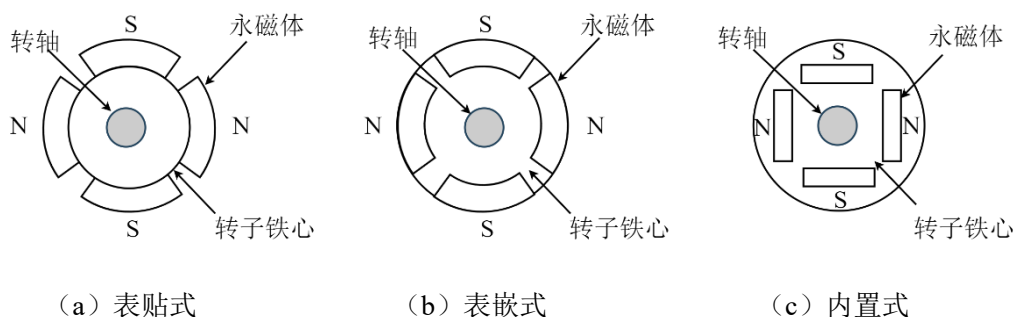


图 2-1 PMSM 基本结构

图 2-1 (a) 为表贴式转子结构，其转子直径较小，永磁体直接配置在转子铁心表面，因空气磁导率与真空磁导率接近，磁气隙很大。会导致沿 d 轴穿过气隙的磁通路径中的磁阻与沿 q 轴穿过气隙的磁通路径中的磁阻相同。因此， d 轴、 q 轴电感近似相等，这类电机属于隐极式电机。隐极式电机转动惯量低、定位转矩小、没有磁阻转矩，有利于优化电机的动态性能。并且隐极式电机安装方便、维护相对简单、维护成本低。图 2-1 (b) (c) 分别为表嵌式、内置式转子结构，这两类电机的交轴磁势与直轴磁势不完全对称，被称为凸极式电机。凸极式电机的永磁体位于转子内部，转子结构简单，表面为硅钢片，表面损耗小。另外，凸极式电机可利用磁阻转矩提高电机的转矩密度和效率，适用于高转速、大转矩、需要弱磁控制的领域。本文主要研究表贴式 PMSM。

2.2 永磁同步电机的数学模型

2.2.1 不同坐标系间的坐标变换

简化 PMSM 控制模型，实现电流解耦控制，进而得到 PMSM 在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下及两相旋转坐标系 dq 下的数学模型。为得到不同坐标下 PMSM 的数学模型，先分析坐标变换的原理。

如图 2-2，自然坐标系 ABC 的三个轴在空间上对称分布，与定子绕组轴线方向一致。 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 轴与 ABC 坐标系的 A 轴重合， β 轴超前 α 轴 90° 。 dq 坐标系的 d 轴与转子位置重合，滞后 q 轴 90° 。 A 轴与 d 轴夹角为 θ_e ，是转子位置角。遵循电机能量守恒中的幅值守恒原则，可得以下坐标变换公式^{[50]-[52]}。

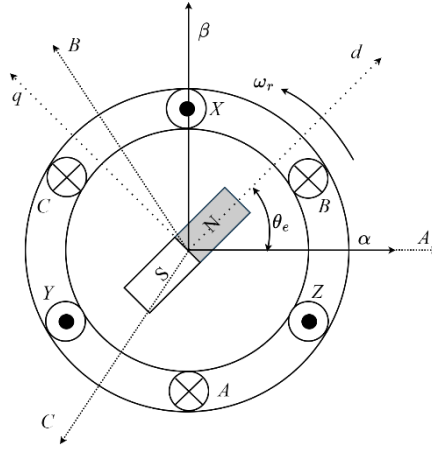


图 2-2 坐标系间的关系

(1) Clark 变换

Clark 是将 ABC 坐标系中 A 、 B 、 C 轴上的分量转换为 $\alpha\beta$ 坐标系中 α 、 β 轴上分量的变换，简称 3s/2s 变换。设 f_a 、 f_b 、 f_c 分别为 ABC 坐标系中 A 、 B 、 C 轴上的分量， f_α 、 f_β 分别为 $\alpha\beta$ 坐标中 α 、 β 轴上的分量，由图 2-2，可推出式 (2-1)。

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

将 $\alpha\beta$ 轴中的分量转换为 ABC 轴中的分量为 Clark 的反变换，简称 2s/3s，如式 (2-2) 所示。

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

可得 Clark 变换矩阵:

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

及其反变换矩阵:

$$T_{2s/3s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

(2) Park 变换

Park 变换是将 $\alpha\beta$ 坐标系中 α 、 β 轴上的分量变换到 dq 坐标系中 d 、 q 轴上分量的变换过程, 简称 2s/2r。同理, 设 f_d 、 f_q 分别为 dq 坐标中 d 、 q 轴上的分量, 由图 2-2 坐标系间的矢量关系得 Park 变换公式 (2-5) 及反 Park 变换公式 (2-6)。

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

可得 Park 变换矩阵:

$$T_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

及其反变换矩阵:

$$T_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

2.2.2 永磁同步电机在 ABC 坐标系下的数学模型

系统的数学模型是依托其物理模型建立起来的,与真实系统在基本结构和功能上相似。数学模型分为静态、动态模型,静态模型用代数方程表示,动态模型也包括微分方程。建立系统的数学模型即通过代数和微分方程将控制系统的参数和变量联系起来。PMSM 是具有许多特性的复杂系统,理想情况下,有些特性可以忽略,以简化电机的结构和性能。在保证电机基本行为准确的前提下,忽略不重要的电机特性,做出如下假设^{[53][54]}:

- (1) 忽略定、转子磁阻、磁滞、涡流等损耗。
- (2) 定子三相绕组呈对称分布,定子各绕组电阻、电感值相等。
- (3) 永磁体电导率为零,磁导率与空气磁导率相同。
- (4) 转子上无阻尼绕组。

以上假设适用于永磁同步电机在任何坐标系下建模。

以上假设成立时,可得到永磁同步电机在 ABC 坐标系下的电压、磁链、转矩方程^[55]。

ABC 坐标系下定子电压方程:

$$\mathbf{u}_s = R\mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2-9)$$

式中, $\mathbf{u}_s = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ 为定子相电压, R 为定子电阻, $\mathbf{i}_s = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ 为定子相电流, $\boldsymbol{\psi}_s = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T$ 为定子磁链。

ABC 坐标系下定子磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

式中, L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} 为定子绕组的自感, L_{ab} 、 L_{ac} 、 L_{ba} 、 L_{bc} 、 L_{ca} 、 L_{cb} 为定子绕组的互感, ψ_f 为转子磁链, θ_e 为转子的电角度。

ABC 坐标系下电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{1}{2} p_n \frac{\partial}{\partial \theta_m} (\mathbf{i}_s^T \boldsymbol{\psi}_s) \quad (2-11)$$

式中, T_e 为电磁转矩, p_n 为转子极对数, θ_m 为转子机械角度。

2.2.3 永磁同步电机在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型

根据 Clark 变换、 ABC 坐标系下 PMSM 的数学模型,可得 $\alpha\beta$ 坐标系下 PMSM 的数学模型^[56]。

$\alpha\beta$ 坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

式中, u_α 、 i_α 、 ψ_α 为 α 轴的定子电压、电流、磁链, u_β 、 i_β 、 ψ_β 为 β 轴的定子电压、电流、磁链, $p=d/dt$ 为微分算子。

$\alpha\beta$ 坐标系下的磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha & 0 \\ 0 & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中, L_α 、 L_β 为 α 、 β 轴的定子电感。

$\alpha\beta$ 坐标系下的电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (2-14)$$

相较于 ABC 坐标系下的永磁同步电机数学模型, $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型被简化了。

2.2.4 永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型

对 PMSM 的数学模型进一步解耦, 根据 Park 变换、 $\alpha\beta$ 坐标系下 PMSM 的数学模型, 可得 dq 坐标系下 PMSM 的数学模型^{[57][58]}。

dq 坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

式中, u_d 、 i_d 为 d 轴电压、电流, u_q 、 i_q 为 q 轴电压、电流, ψ_d 、 ψ_q 为 d 、 q 轴的转子磁链, ω_e 为电角速度。

dq 坐标系下的磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

式中, L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴的电感。

dq 坐标系下的转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2-17)$$

因表贴式 PMSM 的 d 轴电感与 q 轴电感近似相等, 即 $L_d=L_q$, 将式 (2-17) 简化为式 (2-18)。

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (2-18)$$

永磁同步电机的动力学方程为:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r \quad (2-19)$$

式中, T_L 为转矩, J 为转动惯量, ω_r 为机械速度, B_m 为阻尼系数。

2.3 矢量控制技术

2.3.1 矢量控制系统

矢量控制策略的灵感源于直流电机, 基本思想是分解定子电流为相互独立又彼此垂直的励磁电流和转矩电流。采用坐标变换, 对非线性、强耦合的高阶永磁同步电机控制系统, 进行线性化、解耦、降阶处理。由式 (2-18) 可知, 表贴式永磁同步电机输出的电磁转矩仅与 q 轴电流 (转矩电流) 有关, 因此, 只需控制 q 轴电流就能实现对电机电磁转矩的控制。以下介绍几种常用的矢量控制策略。

(1) $i_d^*=0$ 控制: 保持 d 轴方向无电流, 只有磁通, 定子电流只作用在 q 轴方向, 此时电机的电磁转矩仅和 q 轴电流相关, 控制 q 轴电流就能控制电磁转矩。 $i_d^*=0$ 控制策略具有易实现、计算量小, 且定子电流无直轴分量, 不会导致转子永磁体去磁, 提高了电机使用寿命等优点。

(2) $\cos\varphi=1$ 控制: 当 PMSM 在单位功率因数下工作时, 电力电子逆变器的额定值会降低, 逆变器的容量可充分被利用。通过控制 d 、 q 轴电流可实现 $\cos\varphi=1$ 的控制方式。这种方法虽能精确控制功率因数, 但因转子磁场由转子永磁体产生, 调节励磁电流才能保证负载变化时功率因数恒定, 会破坏转矩电流与电磁转矩的线性关系, 限制系统输出最大转矩值。

(3) 弱磁控制: 当永磁同步电机的电枢电压达到极限值时, 电机的转速受到限制, 为使电机转速继续升高, 只能降低电机的励磁电流, 利用电枢反应的去磁效应, 降低励磁磁通以维持电压平衡关系, 实现弱磁控制。弱磁控制的弱磁场消耗能量少、安全性高、能够对微小物体精确控制, 且技术成本低。弱磁控制可使 PMSM 的实际运行转速高于额定转速, 但过高的转速会导致电磁转矩下降, 且下降的幅度较大, 进而导致系统运行效率变差。

(4) 最大转矩电流比控制^[59]：也称单位电流输出最大转矩控制，该控制策略充分利用电机磁阻转矩，提高电流利用率，适用于凸极式永磁同步电机。在输出相同的电磁转矩时，定子电流最小，铜损最低，减少了逆变器损耗，提高了驱动系统的效率。在最大转矩电流比控制中，常用公式法分配 d 、 q 轴电流，下面简要分析。

定子电流幅值：

$$i_s = (i_d^2 + i_q^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2-20)$$

i_s 的约束条件：

$$\begin{cases} \frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_q} = 0 \end{cases} \quad (2-21)$$

得 i_d ：

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 * i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (2-22)$$

由式 (2-17)、式 (2-21) 可得对应的定子电流。

本文采用 $i_d^*=0$ 的控制方法，因 d 轴无电流，无 d 轴电枢反应，不会使永磁体退磁。典型的 $i_d^*=0$ 的控制系统如图 2-3 所示。

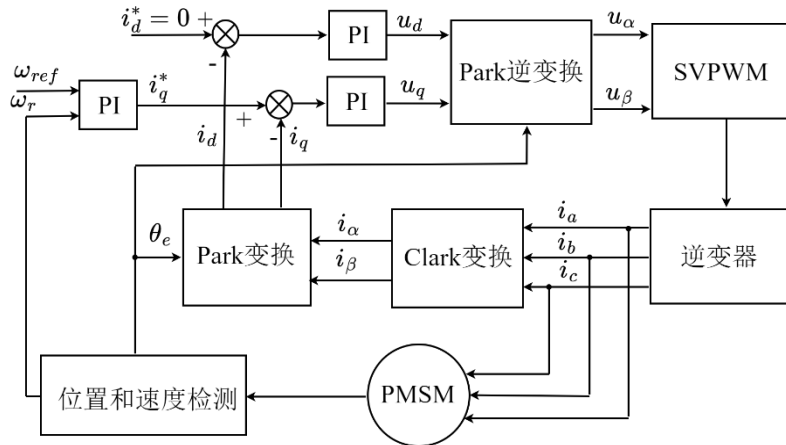


图 2-3 $i_d^*=0$ 的控制系统

典型 $i_d^*=0$ 的矢量控制，外环速度环，内环电流环，均由 PI 控制器控制。当电机正常运行时，通过位置传感器检测到转子机械位置角 θ_m 和机械角速度 ω_r ，将 θ_m 与 p_n 相乘的到转子电角度 θ_e 用于坐标变换。计算 ω_r 得到电机实际运行的

转子转速，将其与转子给定转速比较后的，经 PI 控制器，得到交轴电流参考值 i_q^* 。通过电流传感器采样到电机的三相电流，经坐标换后得到直轴电流 i_d 、交轴电流 i_q ，将直轴参考电流 $i_d^*=0$ 、交轴参考电流 i_q^* 分别于与 i_d 、 i_q 作差，将得到的两个差值分别通入两个 PI 控制后，可得到 u_d 、 u_q 。将控制电压 u_d 、 u_q 坐标变换得 u_α 、 u_β 。计算处理 u_α 、 u_β ，得到一系列脉冲序列，利用这些脉冲序列控制逆变器，实现电机的闭环控制。

2.3.2 空间矢量脉宽调制技术及其实现

空间矢量脉宽调制技术（SVPWM）^{[60]-[63]}是基于旋转空间矢量实现的。SVPWM 通过调制电压矢量产生准圆形旋转磁场，以降低电机转矩脉动。SVPWM 将电压空间分为 6 个扇区，每个扇区的电压矢量都能用两个零电压矢量和这个扇区内的两个边界电压矢量合成。这样，整个电压空间内的电压都可由这些电压矢量合成。因电压矢量的方向连续变化，只需设置合理的采样时间对电压矢量进行计算即可。另外，SVPWM 具有优化谐波程度高、提高电压利用率、动态性能好、实现容易且更利于数字化实现等优点。

图 2-4 为两电平三相电压源逆变器的基本结构图， S_x/S'_x （ x 代表 a 、 b 、 c ）为 1/0 时，其对应器件处于导通/关断状态。因同一桥臂同一时间只能有一个器件导通，则图 2-4 的开关组态一共有 8 种，可得 8 个基本电压矢量，这些电压矢量的合成矢量为^[64]：

$$U_{out} = \frac{2U_{dc}}{3} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2-23)$$

式中， U_{dc} 为直流母线电压。

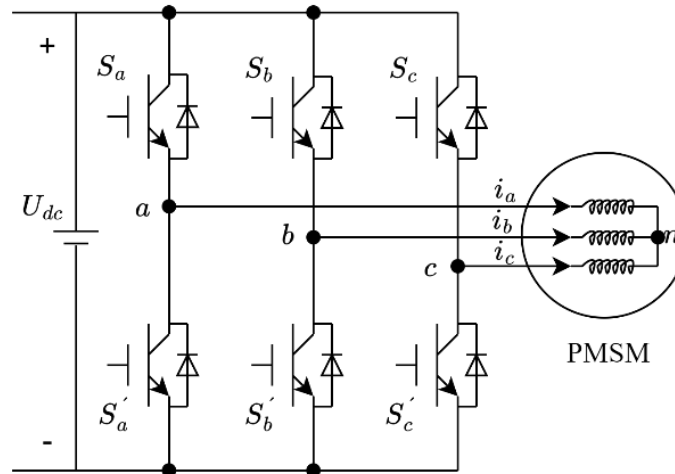


图 2-4 三相电压逆变器

交流侧相电压 U_{an} 、 U_{bn} 、 U_{cn} 与 $S_a S_b S_c$ 的关系为：

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (2-24)$$

将 $S_a S_b S_c$ 的排列组合值代入式 (2-24)，得到 U_{an} 、 U_{bn} 、 U_{cn} 、 U_{ab} 、 U_{bc} 、 U_{ca} 、 U_{out} 与 U_{dc} 的关系，见表 2-1。

表 2-1 开关组合与电压的关系

S_a	S_b	S_c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	U_{out}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
1	1	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

由表 2-1 可知，8 种电压矢量由 6 个非零电压矢量 U_1 (001)、 U_2 (010)、 U_3 (011)、 U_4 (100)、 U_5 (101)、 U_6 (110) 和 2 个零电压矢量 U_0 (000)、 U_7 (111) 组成，映射这些电压矢量至复平面，得到电压空间矢量图，见图 2-5。

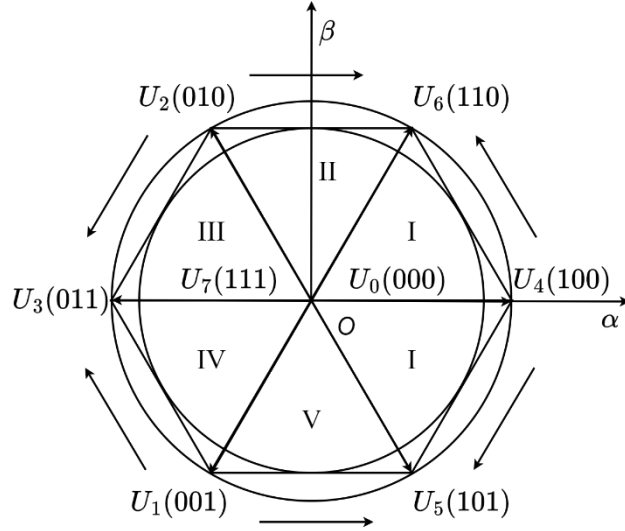


图 2-5 电压空间矢量图

以扇区 I 为例，在一个周期 T_s 内，由平衡等效原理，可得 U_4 、 U_6 合成的参考电压矢量 U_{out} ，如图 2-6 所示，由图 2-6 的几何关系得式 (2-25) 至式 (2-27)：

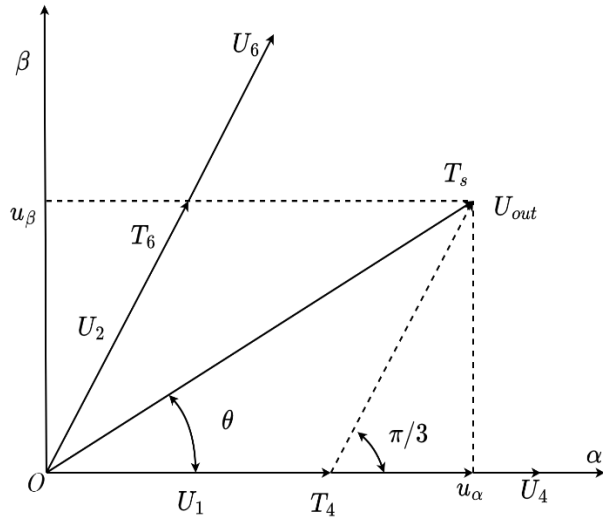


图 2-6 电压空间矢量合成

$$T_s U_{out} = T_4 U_4 + T_6 U_6 + T_0 U_0 (\text{或 } U_7) \quad (2-25)$$

$$T_4 + T_6 + T_0 = T_s \quad (2-26)$$

$$\begin{cases} U_1 = \frac{T_4}{T_s} U_4 \\ U_2 = \frac{T_6}{T_s} U_6 \end{cases} \quad (2-27)$$

式中， T_x (x 为 4、6、0、7) 为电压矢量 U_x 的作用时间， T_s 为开关周期。

计算作用时间 T_x 以获得所需电压矢量，由图 2-6 可得：

$$\frac{|U_{out}|}{\sin(2\pi/3)} = \frac{|U_1|}{\sin(\pi/3-\theta)} = \frac{|U_2|}{\sin\theta} \quad (2-28)$$

式中, θ 为合成矢量与主矢量的夹角。将式 (2-27)、 $|U_4|=|U_6|=2U_{dc}/3$ 、 $|U_{out}|=U_m$ 代入式 (2-28), 可得:

$$\begin{cases} T_4 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_{dc}} T_s \sin\theta \\ T_0 = T_7 = \frac{1}{2}(T_s - T_4 - T_6) \end{cases} \quad (2-29)$$

实现 SVPWM 技术时, 为确定 U_{out} 所在扇区, 利用 u_α 、 u_β 定义 U_{ref1} 、 U_{ref2} 、 U_{ref3} , 令:

$$\begin{cases} U_{ref1} = u_\beta \\ U_{ref2} = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ U_{ref3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (2-30)$$

定义变量 D 、 E 、 F , 通过分析得:

当 $U_{ref1} > 0$ 时, $D = 1$, 否则 $D = 0$;

当 $U_{ref2} > 0$ 时, $E = 1$, 否则 $E = 0$;

当 $U_{ref3} > 0$ 时, $F = 1$, 否则 $F = 0$ 。

由公式 $N = 4F + 2E + D$, 可确定 U_{out} 与扇区间的关系, 见表 2-2。

表 2-2 N 与扇区的对应关系

N	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

结合图 2-6, 可得:

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} \sqrt{3}(u_\alpha - u_\beta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} u_\beta \end{cases} \quad (2-31)$$

为使各扇区矢量作用时间具有统一表达方式, 做如下假设:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{U_{dc}} \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} u_\alpha + \frac{1}{2} u_\beta \right) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} u_\alpha + \frac{1}{2} u_\beta \right) \end{cases} \quad (2-32)$$

各扇区矢量作用时间见表 2-3。

表 2-3 各扇区矢量作用时间

N	1	2	3	4	5	6
T_4	Z	Y	$-Z$	$-X$	X	Y
T_6	Y	$-X$	X	Z	$-Y$	$-Z$
T_0	$T_0(T_7) = (T_s - T_4 - T_6) / 2$					

若 $T_4 + T_6 > T_s$ ，需过调制处理，令：

$$\begin{cases} T_4 = \frac{T_4}{T_4 + T_6} T_s \\ T_6 = \frac{T_6}{T_4 + T_6} T_s \end{cases} \quad (2-33)$$

为确定各扇区矢量切换时间点，做如下定义：

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_4 - T_6) / 4 \\ T_b = T_a + T_4 / 2 \\ T_c = T_b + T_6 / 2 \end{cases} \quad (2-34)$$

结合表 2-3，可得各扇区矢量切换时间点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 与扇区 N 的关系，见表 2-4。

表 2-4 各扇区时间切换点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3}

N	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{cm2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{cm3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

因频繁切换开关会导致系统损耗增加，所以要严格控制电压矢量的切换顺序，在系统运行过程中尽可能减少开关动作。

2.4 本章小节

本章研究了 PMSM 基本结构的组成和坐标变换的原理，推导并分析了 PMSM 多种不同的数学模型，阐述了矢量控制技术及 SVPWM 算法。由于本章研究的矢量控制系统中内环、外环均采用 PI 控制器，存在转速超调及抖振大、抗外界干扰能力差的问题。后续章节将会针对这些问题进行改进。

第3章 基于改进滑模控制器的永磁同步电机矢量控制

为改善传统矢量控制系统中转速超调及抖振大、抗外界干扰能力差的问题，本章将滑模控制引入 PMSM 矢量控制系统中的转速环及 q 轴电流环。滑模控制具有不依赖于系统模型、对参数变化不敏感、抗外界干扰能力强等优点。本章为转速环设计了 NFTSMC，为 q 轴电流环设计了基于超扭曲算法的二阶滑模控制器 STA q 。

3.1 滑模控制

3.1.1 基本原理

滑模控制属于非线性控制，其控制目的是使系统稳定运行，其控制过程不连续。不同于其它的控制技术，滑模控制系统“结构”不固定，其在动态过程中，整个系统会根据当前运行状态按照事先设计的“滑动模态”进行预期运动。因滑动模态可定制，设计独立于对象参数及扰动，使得其拥有对参数变化不敏感、抗干扰能力强且物理实现简单的优点。

考虑一般的非线性系统^[65]：

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad x, u, t \in R \quad (3-1)$$

式中， x 为状态变量， u 为控制量。式（3-1）构成的状态空间被 $s(x) = s(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$ 所构成的切换面分成上空间（ $s > 0$ ）和下空间（ $s < 0$ ）的两部分。上下空间对系统的影响具体如下：当系统状态变量在上空间范围内运动时，系统输出的实际值大于期望值，滑模控制反馈为负，使系统状态变量向下运动直至停留在滑模面上；当系统状态变量位于下空间范围内运动时，系统输出实际值小于期望值，滑模控制反馈为正，使系统状态变量向上运动直至停留在滑模面上，见图 3-1。

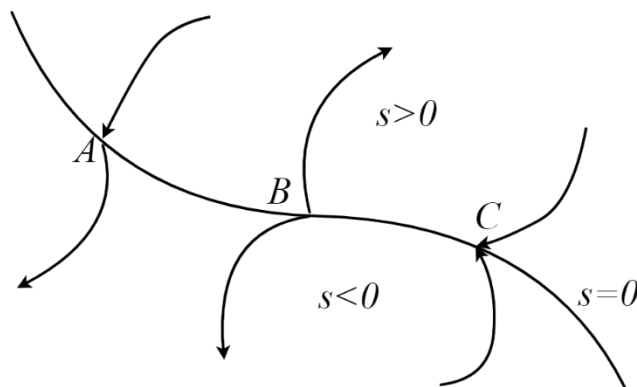


图 3-1 切换面上的三种点

由图 3-1 可分析系统状态在滑模面上的三种运动情况，分别为：

- (1) A 点为通常点，运动点会穿越并远离的点。
- (2) B 点为起始点，运动点向切换面两侧偏离的初始点。
- (3) C 点为终止点，运动点从切换面两侧向该点运行。

在滑模控制中，A、B 两点无研究价值，对于 C 点，若切换面上所有的点都具有 C 点性质，则当系统运动点运动到切换面附近时，就会围绕切换面做滑动运动，符合这种性质的切换面，通常称为滑模面。如果系统运动点所处区域内的所有点，都是滑模切换面的终止点，则为“滑模区”。在滑模区，系统运动点都会向切换面上的终止点靠近，最终将停留在切换面或在切换面上上下往返运动，该过程被称为“滑模运动”。

若要滑模区上的运动点都是终止点，需满足式 (3-2)：

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} s\dot{s} \leq 0 \quad (3-2)$$

相应的控制切换函数为：

$$u(x,t) = \begin{cases} u^+(x,t) & s(x,t) > 0 \\ u^-(x,t) & s(x,t) < 0 \end{cases} \quad (3-3)$$

式中， $u^+(x,t) \neq u^-(x,t)$ 。

为实现滑模控制，控制函数需满足以下条件：

- (1) 存在性，等价于满足公式 (3-3)；
- (2) 可达性，有限时间内，切换面外的点都能运动到切换面；
- (3) 稳定性，系统运动点在切换面上运动或在切换面两侧稳定的进行往返运动；

(4) 滑模运动的动态品质，滑模运动由两部分组成，在控制函数作用下的趋近运动和在切换面附近的滑动运动。当滑模运动处于趋近运动时，希望其响应速度快，即 ds/dt 越大越好，但在切换面附近运动时， ds/dt 过大会导致抖振，若抖振过大可能导致系统震荡，因此，滑模控制系统的动态品质主要取决于 $u(x,t)$ 及其优化控制策略。

为保证系统满足以上四点，通常对趋近律进行设计，常用趋近律如下：

- (1) 等速趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s) \quad (3-4)$$

式中, $\varepsilon > 0$, 等速趋近率趋近滑模面的速度正比于 ε , ε 越大系统初始点能够越快到达滑模面, 但由于系统运动存在惯性, 过大的 ε 会导致系统抖振。

(2) 指数趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s) - qs \quad (3-5)$$

式中, $\varepsilon > 0$, $q > 0$ 。 qs 为指数项, 与 $\varepsilon \cdot \text{sign}(s)$ 共同作用, 使系统运动点趋近滑模面的速度由其与滑模面的距离决定, 当系统运动点远离滑模面时, 以较大的趋近速度趋近滑模面, 而系统运动点与滑模面距离较近时, 以较小趋近速度趋近滑模面, 因此抖振变小。

(3) 幂次趋近律

$$\dot{s} = -q|s|^\alpha \text{sign}(s) \quad (3-6)$$

式中, $s, q > 0$, $0 < \alpha < 1$ 。幂次趋近律与指数趋近律相似, 都是根据系统状态点与滑模面的距离决定趋近速度的大小, 进而达到消抖的目的。

(4) 一般趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \text{sign}(s) - f(s) \quad (3-7)$$

式中, $\varepsilon > 0$, $f(0) = 0$, $sf(s) > 0$ 当 $s \neq 0$ 时, $f(s)$ 的作用类似指数趋近律中的指数项。

3.1.2 滑模面设计

滑模控制器设计过程中, 因滑模面决定滑动模态的渐进稳定性, 所以滑模面的设计是影响控制器性能的关键因素之一。目前, 常用滑模面有线性滑模面、终端滑模面、非奇异终端滑模面。

(1) 线性滑模面

$$s(x) = Cx \quad (3-8)$$

式中, C 为增益系数, x 为状态变量。线性滑模面虽原理简单、易于实现, 但无法通过配置增益系数, 使系统误差在有限时间内收敛到零。

(2) 终端滑模面^[66]

$$s = x_2 + \beta x_1^{q/p} \quad (3-9)$$

式中, p, q 均为正奇数, $\beta > 0$ 。使用终端滑模面设计的滑模控制器, 虽能使系统误差收敛到零, 但因存在 $x_1=0$ 而 $x_2 \neq 0$ 的情况, 会导致设计的控制器存在奇异性

问题。

(3) 非奇异终端滑模面

$$s = x_1 + \beta x_2^{p/q} \quad (3-10)$$

式中, p 、 q 均为正奇数且 $1 < p/q < 2$, $\beta > 0$ 。此滑模面具有终端滑模面优势的同时不存在奇异性问题, 但远离滑模面平衡点的系统运动点趋近滑模面的速度很慢, 甚至相较于同参数的线性滑模面更慢。

(4) 非奇异快速终端滑模面^{[67]-[69]}

$$s = x_1 + \alpha x_1^{l/h} + \beta x_2^{p/q} \quad (3-11)$$

式中, α 、 $\beta \in \mathbb{R}^+$, l 、 h 为正奇数, $1 < p/q < 2$, $l/h > p/q$ 。此滑模面不仅使系统误差在有限时间内快速收敛于零, 且无奇异性问题。

3.2 滑模控制器设计

本文采用的是 $i_d^* = 0$ 的矢量控制策略, 研究对象为表贴式永磁同步电机, 为便于设计, 用式 (3-12) 的形式表达永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型。

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-Ri_q - p_n \psi_f \omega_r + u_q) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (-T_L - B_m \omega_r + \frac{3p_n \psi_f}{2} i_q) \end{cases} \quad (3-12)$$

式中, L_s 为定子电感, $L_s = L_d = L_q$ 。

3.2.1 传统滑模控制器

定义 PMSM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (3-13)$$

式中, ω_{ref} 、 ω_m 为参考转速、实际转速。联立式 (3-12)、(3-13), 可得式 (3-14), 如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (T_L - \frac{3p_n \psi_f}{2} i_q) \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3p_n \psi_f}{2J} \dot{i}_q \end{cases} \quad (3-14)$$

TSMC 的滑模面函数为:

$$s = Cx_1 + x_2 \quad (3-15)$$

式中, $c > 0$ 为待设计参数。

求导式 (3-15), 可得式 (3-16) 如下:

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 + \dot{x}_2 = cx_2 - \frac{3p_n\psi_f}{2J}\dot{i}_q \quad (3-16)$$

采用式 (3-5) 所示的指数趋近律方法, 联立式 (3-16), 可得 q 轴参考电流如式 (3-17) 所示:

$$i_q^* = \frac{2J}{3p_n\psi_f} \int_0^t [cx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + qs] d\tau \quad (3-17)$$

根据所述条件 $s \cdot ds/dt < 0$, 可知: 在式 (3-17) 作用下, 系统是稳定运行的。

3.2.2 非奇异快速终端滑模控制器

使用线性滑模面设计的 TSMC, 其系统误差无法在有限时间内收敛于零, 而趋近律中因开关函数的存在且占主导作用, 导致永磁同步电机在转速调节过程中易出现转速超调、抖振, 且动态响应不够快的问题。为改善转速超调、动态响应过程, 设计了 NFTSMC。

定义永磁同步电机的状态变量 x 为:

$$\begin{cases} x_1 = \int_0^t (\omega_{ref} - \omega_m) d\tau \\ x_2 = \dot{x}_1 = \omega_{ref} - \omega_m \end{cases} \quad (3-18)$$

为进一步增强转速的跟踪及收敛性能, 使电机实际转速尽快收敛到参考转速, 在经典非奇异快速终端滑模面的基础上进行改进, 设计如式 (3-19) 所示的非奇异快速终端滑模面:

$$s = x_1 + \frac{1}{m} |x_1|^\alpha \operatorname{sign}(x_1) + \frac{1}{n} |x_2|^{\beta/\gamma} \operatorname{sign}(x_2) \quad (3-19)$$

式中, $\alpha \in \mathbb{R}^+$ 且 $\alpha > 1$, $m > 0$ 、 $n > 0$, β 、 γ 为正奇数且 $1 < \beta/\gamma < 2$ 。

对式 (3-19) 的滑模面求导:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{x}_1 + \frac{\alpha}{m} |x_1|^{\alpha-1} \dot{x}_1 \operatorname{sign}(x_1) + \frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} \dot{x}_2 \operatorname{sign}(x_2) \\ &= x_2 (1 + \frac{\alpha}{m} |x_1|^{\alpha-1} \operatorname{sign}(x_1)) + \frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} \dot{x}_2 \operatorname{sign}(x_2) \end{aligned} \quad (3-20)$$

另外, 为进一步减弱转速超调、抖振, 增强系统稳定性, 设计式 (3-21) 所示的趋近律函数。

$$\begin{cases} \dot{s} = -\frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} [\lambda(1-\eta)\text{sign}(s) + le^{|s|}s] \\ \eta = \begin{cases} e^{-e|s|} & |s| < 1 \\ 1 - e^{|s|} & |s| \geq 1 \end{cases} \end{cases} \quad (3-21)$$

式中, $\lambda > 0$, $l > 0$, n 、 β 、 γ 与式 (3-19) 定义相同。在由式 (3-21) 决定的滑模控制器中, 当滑模运动处于趋近阶段时, $\lambda \cdot (1-\eta) \cdot \text{sign}(s)$ 起主导作用, 驱使电机实际转速快速收敛到参考转速, 当滑模运动处于滑动阶段时, $l \cdot e^{|s|} \cdot s$ 起主导作用, 使转速抖振减小。

联立式 (3-20)、(3-21), 可得式 (3-22):

$$\begin{aligned} x_2(1 + \frac{\alpha}{m} |x_1|^{\alpha-1} \text{sign}(x_1)) + \frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} \dot{x}_2 \text{sign}(x_2) = \\ -\frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} [\lambda(1-\eta)\text{sign}(s) + le^{|s|}s] \end{aligned} \quad (3-22)$$

由式 (3-22) 解得 $\dot{x}_2$ 的值为:

$$\dot{x}_2 = -\left\{ \frac{n\gamma}{\beta} |x_2|^{2-\beta/\gamma} \text{sign}(x_2) \left[1 + \frac{\alpha}{m} |x_1|^{\alpha-1} \text{sign}(x_1) \right] + [\lambda(1-\eta)\text{sign}(s) + le^{|s|}s] \right\} \quad (3-23)$$

由永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型及式 (3-18)、(3-19)、(3-23), 可得 q 轴参考电流如式 (3-24) 所示:

$$\begin{aligned} i_q^* = \frac{2J}{3p_n \varphi_f} \left[\frac{n\gamma}{\beta} |x_2|^{2-\beta/\gamma} \text{sign}(x_2) \left(1 + \frac{\alpha}{m} |x_1|^{\alpha-1} \text{sign}(x_1) \right) + \right. \\ \left. \lambda(1-\eta)\text{sign}(s) + le^{|s|}s + \frac{B_m}{J} \omega_r + \frac{T_L}{J} \right] \end{aligned} \quad (3-24)$$

稳定性分析: 使用 Lyapunov 函数对所设计的控制器进行稳定性分析, 设函数 $V = 0.5 \cdot s^2$, 对其求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} = s \left\{ -\frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} [\lambda(1-\eta)\text{sign}(s) + le^{|s|}s] \right\} \\ = -\frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} [\lambda(1-\eta)\text{sign}(s)s + le^{|s|}s^2] \end{aligned} \quad (3-25)$$

由式 (3-21) 中 η 的表达式可得知 η 的取值范围为 $0 < \eta < 1$, 而 λ 为大于零的正数, 所以 $\lambda \cdot (1-\eta) > 0$, 而 $s \cdot \text{sign}(s) \geq 0$, 得 $\lambda \cdot (1-\eta) \cdot s \cdot \text{sign}(s) \geq 0$ 。因 $l > 0$, $e^{|s|} > 0$, $s^2 \geq 0$, 所以 $l \cdot e^{|s|} \cdot s^2 \geq 0$ 。又因 $|x_2| \geq 0$ 、 $n > 0$, β 、 γ 为正奇数, 所以 $dV/dt \leq 0$, 即式 (3-26)。

$$\dot{V} = -\frac{\beta}{n\gamma} |x_2|^{\beta/\gamma-1} [\lambda(1-\eta)\text{sign}(s)s + le^{|s|}s^2] \leq 0 \quad (3-26)$$

所以，设计的 NFTSMC 是稳定的，将其用于矢量控制系统的转速环，以改善转速超调及抗外界干扰能力。

3.3 q 轴电流环控制器设计

超扭曲算法 (STA) [70][71] 是典型的二阶滑模控制算法，对滑模抖振具有良好的抑制效果，进一步优化滑模动态性能，其鲁棒性与传统滑模控制相近，因无需运算滑模变量的极值被广泛用于电机控制领域。为改善 q 轴电流的跟踪性能并增强抗反电动势扰动性，设计了基于超扭曲算法的 q 轴电流环控制器 STA $_q$ 。

对一般情况下的动态系统，有式 (3-27) 所示的数学模型：

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \\ z = s(x,t) \end{cases} \quad (3-27)$$

式中， x 为状态变量， u 为控制输入， z 为输出。 f 、 g 、 s 都是未知函数。

对动态系统，在规定时间内找到控制输入 $u = f(z, dz/dt)$ ，同时在有限时间内使系统返回到 $z = dz/dt = 0$ 的点，此时找到的 u 是新的状态变量，将 du/dt 应用在开关控制中。

超扭曲算法的控制律如式 (3-28) 所示：

$$\begin{cases} u = -k_p |z|^r \text{sign}(z) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -k_i \text{sign}(z) \end{cases} \quad (3-28)$$

式中， k_p 、 k_i 均为正数， $r \in [0, 0.5]$ 且为实数， $s = z$ 。

定义 q 轴电流环的滑模面 s_q 为：

$$s_q = i_q^* - i_q \quad (3-29)$$

由超扭曲算法的控制原理可知，此时 q 轴电流环控制器的表达式为：

$$\begin{cases} \dot{i}_q^* = k_{p1} |s_q|^r \text{sign}(s_q) + i_q \\ \dot{i}_q = k_{i1} \text{sign}(s_q) \end{cases} \quad (3-30)$$

式中， $k_{p1} > 0$ ， $k_{i1} > 0$ 。

由永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型及式 (3-29)、(3-30) 可得 q 轴电流环的输出电压 u_q^* 及 SVPWM 模块的输入电压之一 u_q ，分别为：

$$u_q^* = k_p |s_q|^r \text{sign}(s_q) + k_i \int_0^t \text{sign}(s_q) d\tau \quad (3-31)$$

$$u_q = Ri_q + L_s[k_p |s_q|^r \text{sign}(s_q) + k_i \int_0^t \text{sign}(s_q) d\tau] + p_n \omega_r \psi_f \quad (3-32)$$

稳定性分析：同样利用 Lyapunov 函数进行，设 $V_q = 0.5 \cdot s_q^2$ ，对其求导，并联立式 (3-29)、(3-30)，可得式 (3-32)：

$$\dot{V}_q = s_q \dot{s}_q = s_q (-\dot{i}_q) = -k_{i1} s_q \text{sign}(s_q) \leq 0 \quad (3-33)$$

由 $dV_q/dt \leq 0$ 可知，所设计的基于超扭曲算法的 q 轴电流环控制器 STAq 是稳定的，其结构框图如图 3-2 所示。

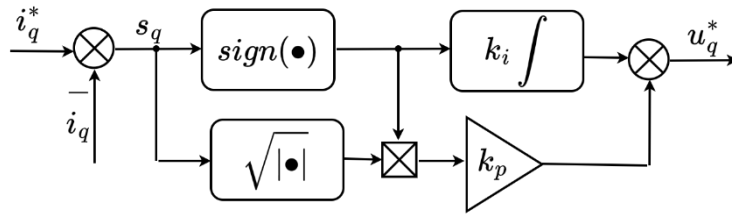


图 3-2 STAq 结构框图

3.4 仿真分析

本节先将设计的基于超扭曲算法的 q 轴电流环控制器 STAq 用于矢量控制系统的 q 轴电流环，在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型，将其与传统矢量控制系统的仿真进行对比，通过分析转速抖振、转矩波动、三相电流畸变说明本章设计的 STAq 的优越性。然后在已优化 q 轴电流环的基础上，将设计的 NFTSMC 用于转速环，将其与未优化转速环但已优化 q 轴电流环的仿真系统进行对比，通过分析转速收敛、抗外界干扰能力来说明所设计的 NFTSMC 的优越性。

3.4.1 STAq 控制的矢量控制系统

图 3-3 为优化 q 轴电流环后的永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型。此仿真模型中电机参数如表 3-1 所示，表 3-1 中的电机参数来源于第 5 章的 AISim 半实物仿真平台上用到的永磁同步电机。本节在矢量控制系统的 q 轴电流环分别使用 PI 与 STAq 控制器，然后对比这两种控制器控制下电机的转速曲线、转矩曲线以及电流波形，从这三个方面说明设计的基于超扭曲算法的 q 轴电流环控制器 STAq 较 PI 控制器的优点。

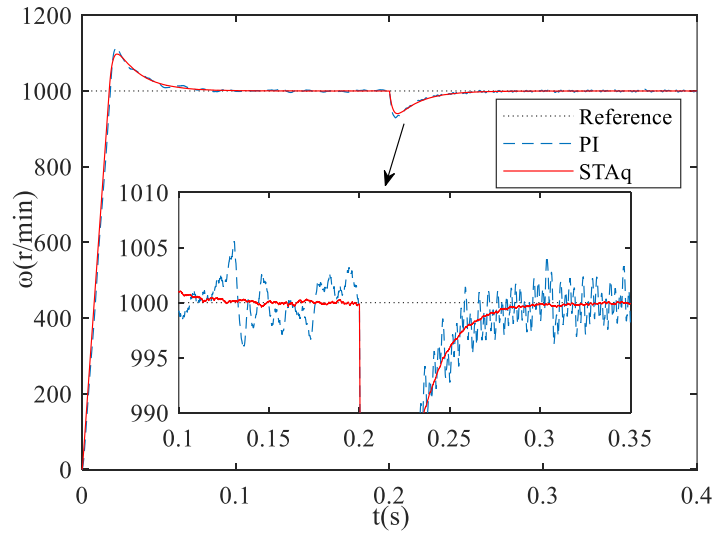


图 3-4 PI 和 STAq 分别控制的转速响应

图 3-5 为当给定参考转速 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ ，在 $t=0.1\text{s}$ 加 $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载时， q 轴电流环分别使用 PI 控制器和 STAq 控制器时电磁转矩响应。从图 3-5 可看出，当电机分别在空载稳定运行时、带 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后稳定运行时，PI 控制的系统电磁转矩误差分别在 $[-1,1]\text{N}\cdot\text{m}$ 、 $[-2,2]\text{N}\cdot\text{m}$ 之间波动，而 STAq 控制的系统无论是在电机空载稳定运行，还是在带 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后稳定运行，电磁转矩的误差均在 $[-0.5,0.5]\text{N}\cdot\text{m}$ 之间波动。从图 3-5 还可看出，STAq 控制的系统启动更加平稳。

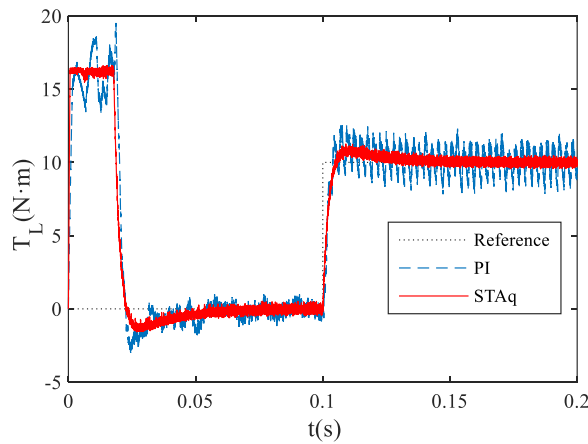
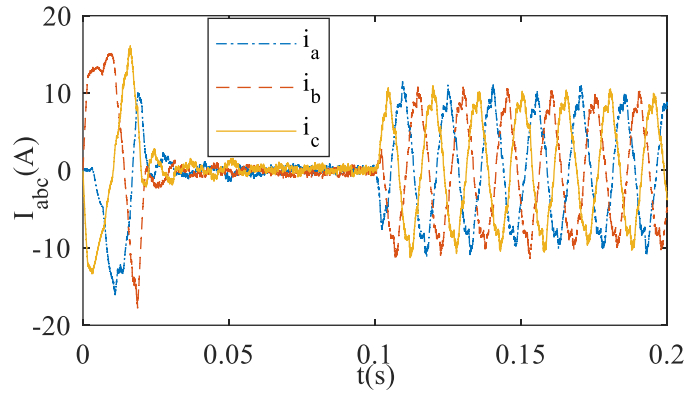
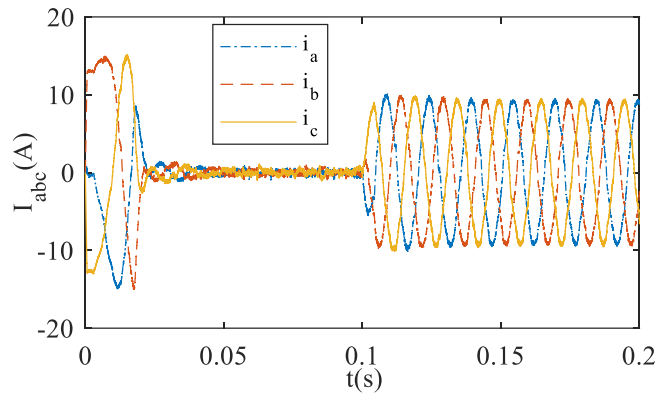


图 3-5 PI 和 STAq 分别控制的转速响应

图 3-6 为当给定参考转速 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ ，在 $t=0.1\text{s}$ 加 $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载时， q 轴电流环分别使用 PI 控制器和 STAq 控制器时三相电流响应。图 3-6 (a) 为 PI 控制器控制，图 3-6 (b) 为 STAq 控制器控制，从图 3-6 可看出，PI 控制的系统三相电流含高次谐波多，畸变率大；STAq 控制的系统三相电流含高次谐波较少，畸变率小。



(a) PI 控制器



(b) STAq 控制器

图 3-6 PI 和 STAq 分别控制的三相电流响应

3.4.2 NFTSMC 及 STAq 控制的矢量系统

图 3-7 为优化转速环及 q 轴电流环后的矢量控制系统的结构框图，此结构框图对应的仿真系统转速环使用 NFTSMC， q 轴电流环使用 STAq 控制器，将此仿真系统与只优化了 q 轴电流环的矢量控制系统进行仿真对比，通过分析转速曲线说明所设计的 NFTSMC 的优势。

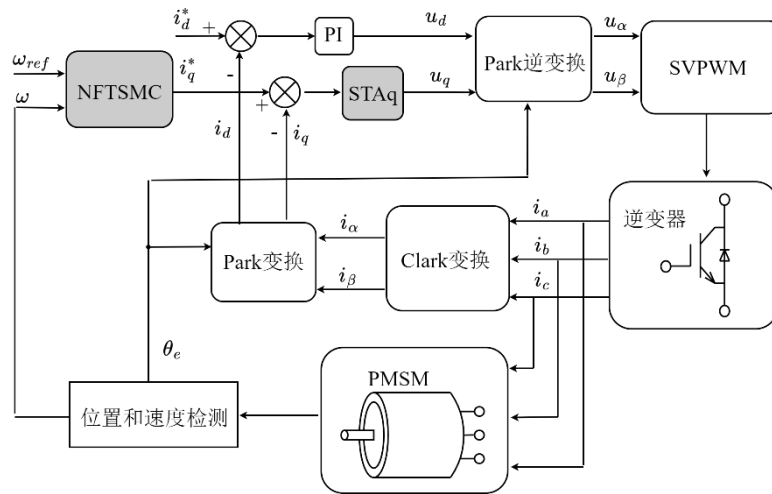


图 3-7 基于 NFTSMC 和 STAq 的矢量控制系统结构框图

图 3-8 为当给定参考转速为 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ ，电机空载运行时， q 轴电流环均使用 STAq 控制器，而转速环分别使用 PI 控制器、TSMC 控制器、NFTSMC 控制器的转速对比，由图 3-8 可知，在 PI、TSMC、NFTSMC 控制下，转速超调分别为 97r/min 、 55r/min 、 8r/min ，收敛到参考转速的时间分别为 0.1s 、 0.1s 、 0.02s 。由此可知空载运行时，NFTSMC 的控制性能优于 SMC 及 PI。为便于对比，将以上分析汇总至表 3-2。

表 3-2 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ 空载分析

控制器	转速超调 (r/min)	收敛至 ω_{ref} 的时间 (s)
PI	97	0.1
TSMC	55	0.1
NFTSMC	8	0.02

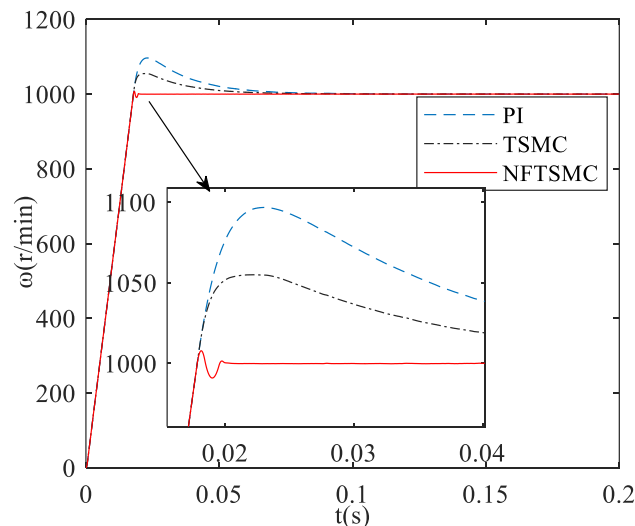
图 3-8 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ 空载，三种控制器转速响应

图 3-9 为当给定参考转速 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ ，在 $t=0.2\text{s}$ 给电机带上 $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载运行时， q 轴电流环均使用 STAq 控制器，转速环分别使用 PI 控制器、TSMC 控制器、NFTSMC 控制器的转速对比。由图 3-9 可知，给电机带上 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后，在 PI、SMC、NFTSMC 控制下，电机转速分别下降了 60r/min 、 30r/min 、 10r/min ，分别在 0.1s 、 0.1s 、 0.02s 后再次达到给定参考转速。对比见表 3-3。

表 3-3 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ 带 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载分析

控制器	带载转速下降 (r/min)	带载后收敛至 ω_{ref} 的时间 (s)
PI	60	0.1
TSMC	30	0.1
NFTSMC	10	0.02

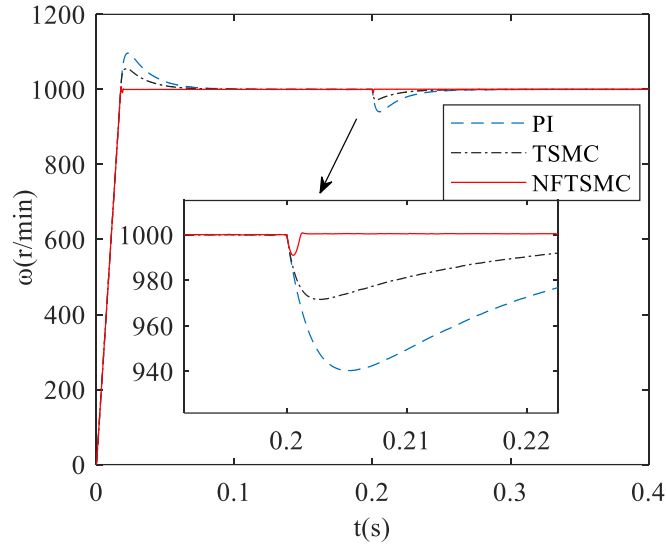


图 3-9 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ 且 $t=0.2\text{s}$ 带 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载，三种控制器转速响应

图 3-10 为当给定参考转速为 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ ，在 $t=0.2\text{s}$ 给电机带上 $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载运行时，在 $t=0.3\text{s}$ 给电机卸去 $T_L=10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载运行时， q 轴电流环均使用 STA q 控制器，转速环分别使用 PI 控制器、TSMC 控制器、NFTSMC 控制器的转速对比。由图 3-10 可知，给电机卸去 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后，在 PI、SMC、NFTSMC 控制下，电机转速分别超调了 60r/min 、 30r/min 、 10r/min ，分别在 0.1s 、 0.1s 、 0.02s 后再次达到给定参考转速。为便于对比，将以上分析汇总至表 3-4。

表 3-4 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ 卸掉负载

控制器	卸载转速超调 (r/min)	带载收敛至 ω_{ref} 的时间 (s)
PI	60	0.1
TSMC	30	0.1
NFTSMC	10	0.02

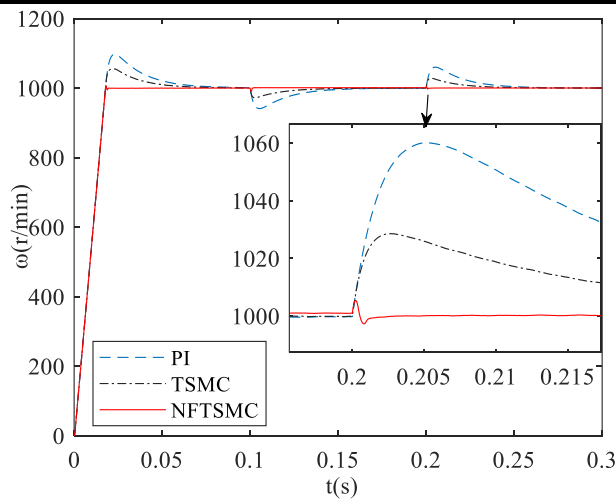


图 3-10 $\omega_{ref}=1000\text{r/min}$ 定速变载，三种控制器转速响应

3.5 本章小结

本章介绍了滑模控制的基本原理、常用趋近律及滑模面，设计了基于改进非奇异快速终端滑模面及改进的趋近律的 NFTSMC 和基于超扭曲算法的 STAq 控制器。将 NFTSMC 用于转速环，改善转速超调、加快转速收敛及增强转速抗外界干扰能力。将 STAq 控制器用于 q 轴电流环，增强电流跟踪能力，优化转速曲线、改善转矩及三相电流特性，最后在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型，通过仿真分析说明了所设计的 NFTSMC 及 STAq 控制器的性能。

第4章 脉振高频电压注入法的改进

永磁同步电机矢量控制系统的闭环运行，需获取转子转速及位置信息。机械式传感器常用在传统矢量控制系统中，以获取转子转速及位置。这类传感器的使用受成本、工作环境的限制，因此，无位置传感器控制技术应运而生。然而，电机零低速运行时有用信噪比低，难以提取，基于基波模型的无位置传感器控制方法失效。而高频信号注入法可在电机零低速运行时获取转子转速及位置信息。高频注入法主要有利用电机自身的凸极性获得转子位置的旋转高频电压注入法，和利用电机的磁饱和效应获取转子位置的脉振高频电压注入法。前者适用于凸极式电机，后者适用于隐极式电机。本章对脉振高频电压注入法进行研究。

4.1 脉振高频电压注入法

4.1.1 基本原理

表贴式永磁同步电机的永磁体安装在转子表面，永磁体的磁导率与真空磁导率近似相等，所以 d 轴电感与 q 轴电感也近似相等，即 $L_d \approx L_q$ ， d 轴磁链与励磁电流的工作曲线如图 4-1 所示。因 d 轴与转子永磁体重合，常将线性区与饱和区的临界点 A 设置为磁化曲线的正常工作点。若给 d 轴通入反向电流，磁化曲线的工作点下移至 B 点，工作在线性区， L_d 值不发生变化。若给 d 轴通入正向电流，磁化曲线的工作点上移至 C 点，工作在饱和区， L_d 值将会减小，即 $L_{d\text{饱和}} < L_{d\text{线性}}$ 。而 q 轴因没有安装永磁体，通常工作在原点， L_q 的值不变，即 $L_q \approx L_{d\text{线性}}$ 。因而当 d 轴磁路饱和时， d 轴电感小于 q 轴电感，即 $L_d < L_q$ ，表贴式 PMSM 出现饱和凸极效应。脉振高频电压注入利用了 d 轴磁链的这种特性，通过注入正向高频电压信号，提取定子侧的响应信号，从该响应信号中分离出估计的转速及位置信息，从而实现永磁同步电机矢量控制系统的无传感器闭环运行。

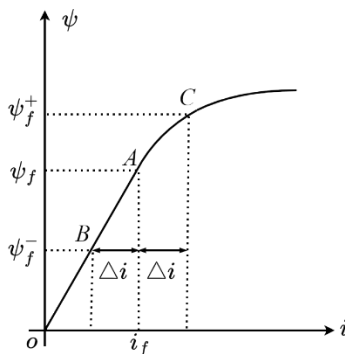


图 4-1 d 轴磁化曲线

4.1.2 永磁同步电机高频信号激励下的数学模型

由 PMSM 在 dq 坐标系下的数学模型，可推导出当给 PMSM 的控制系统通入高频信号时，PMSM 的定子电压方程^{[72][73]}：

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + j\omega_h L_d & -p_n \omega_r L_q \\ p_n \omega_r L_d & R + j\omega_h L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p_n \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

式中， u_{dh} 、 u_{qh} 分别为 d 、 q 轴的高频电压， i_{dh} 、 i_{qh} 分别为 d 、 q 轴的高频电流分量， ω_h 为高频信号的角频率。电机低速运行时，由于 $\omega_h \gg \omega_r$ ， ω_r 为基波频率，可将高频电压模型等效为阻感电路，如图 4-2 所示。

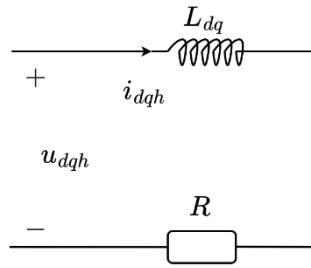


图 4-2 高频激励下的 PMSM 等效电压模型

上图中， u_{dqh} 、 i_{dqh} 、 L_{dq} 分别为 d 、 q 轴的高频电压、高频电流、电感分量。

由以上分析，可将式 (4-1) 化简为式 (4-2)：

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + j\omega_h L_d & 0 \\ 0 & R + j\omega_h L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dh} & 0 \\ 0 & Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

式中， Z_{dh} 、 Z_{qh} 分别为 d 、 q 轴的高频阻抗。

由式 (4-2) 可得高频激励下交直轴电流方程如式 (4-3)：

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_{dh} & 0 \\ 0 & 1/Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

4.2 传统脉振高频电压注入法的转子位置估计

为获取转子位置信息，把高频正弦电压信号注入到估计的坐标轴 $\hat{d}\hat{q}$ 轴中，由于电机存在磁饱和效应，使得电机出现饱和凸极效应。利用电机的饱和凸极效应，在定子侧提取高频电流信号，该电流信号中含转子位置信息。将该电流变换为估计的交轴高频电流和直轴高频电流，交轴高频电流经幅值调制得到转子位置估计误差信号，调节位置估计误差信号令其为零，得到估计的转子速度及位置信息。

为准确估计电机转子位置，建立估计的两相旋转坐标系 $\hat{d}\hat{q}$ ，其与 dq 坐标系及 $\alpha\beta$ 坐标系的关系如图 4-3 所示。

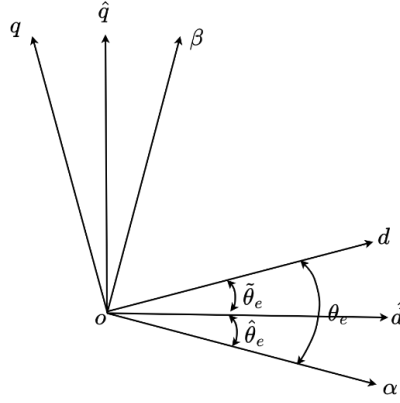

 图 4-3 $\hat{dq}$ 坐标系与 dq 、 $\alpha\beta$ 坐标系之间关系

图 4-3 中, θ_e 、 $\hat{\theta}_e$ 分别为实际的、估计的转子位置, 则转子位置估计误差 $\tilde{\theta}_e$ 为:

$$\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (4-4)$$

由上图可得 $\hat{dq}$ 坐标系与 dq 坐标系间的转换关系, 即坐标变换矩阵, 定义 dq 坐标系变换到 $\hat{dq}$ 坐标系的变换矩阵为 $T_{2r/2\hat{r}}$, 则 $\hat{dq}$ 到 dq 的变换矩阵为 $T_{2\hat{r}/2r}$ 。

$$T_{2r/2\hat{r}} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_e & -\sin \tilde{\theta}_e \\ \sin \tilde{\theta}_e & \cos \tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

$$T_{2\hat{r}/2r} = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_e & \sin \tilde{\theta}_e \\ -\sin \tilde{\theta}_e & \cos \tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

由式 (4-2)、及坐标变换式 (4-5)、(4-6), 可得 $\hat{dq}$ 坐标系下的电流方程为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} &= T_{2r/2\hat{r}} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \\ &= T_{2r/2\hat{r}} \begin{bmatrix} 1/Z_{dh} & 0 \\ 0 & 1/Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = T_{2r/2\hat{r}} \begin{bmatrix} 1/Z_{dh} & 0 \\ 0 & 1/Z_{qh} \end{bmatrix} T_{2\hat{r}/2r} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{Z_{dh}Z_{qh}} \begin{bmatrix} Z_{avg} - Z_{dif} \cos 2\tilde{\theta}_e & Z_{dif} \sin 2\tilde{\theta}_e \\ Z_{dif} \sin 2\tilde{\theta}_e & Z_{avg} - Z_{dif} \cos 2\tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-7)$$

式中, $\hat{i}_{dh}$ 、 $\hat{i}_{qh}$ 分别为 $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$ 轴的高频电流分量, $Z_{avg} = (Z_{dh} + Z_{qh})/2$ 代表平均阻抗,

$Z_{dif} = (Z_{dh} - Z_{qh})/2$ 代表半差阻抗。

向 $\hat{dq}$ 坐标系注入式 (4-8) 所示高频电压信号^{[74]-[77]}:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

式中, $\hat{u}_{dh}$ 、 $\hat{u}_{qh}$ 分别为 $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$ 轴的高频电流分量, U_h 为注入电压的幅值, ω_h 为注入电压的频率。

由式 (4-7)、(4-8) 可得高频响应电流的方程为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \frac{U_h \cos(\omega_h t)}{Z_{dh} Z_{qh}} \begin{bmatrix} Z_{avg} - Z_{dif} \cos 2\tilde{\theta}_e \\ Z_{dif} \sin 2\tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

由式 (4-9) 可知, $\hat{i}_{dh}$ 、 $\hat{i}_{qh}$ 的幅值都与转子位置估计误差角 $\tilde{\theta}_e$ 有关, 但当 $\tilde{\theta}_e$ 为零时, 只有 $\hat{i}_{qh}$ 为零, 因此传统脉振高频电压注入法选择 $\hat{i}_{qh}$ 提取转子位置信息。

因电机定子侧检测的电流既有基频分量又有高频分量, 所以先将检测的交轴电流分量经带通滤波器滤波后, 得到 $\hat{i}_{qh}$ 。为获得转子位置信息, 对 $\hat{i}_{qh}$ 进行幅值调制且低通滤波后, 得到包含转子位置偏差信息的函数 $f(\tilde{\theta}_e)$:

$$f(\tilde{\theta}_e) = LPF(\hat{i}_{qh} \cdot 2 \sin(\omega_h t)) \approx \frac{U_h Z_{dif}}{Z_{dh} Z_{qh}} \sin(2\tilde{\theta}_e) \quad (4-10)$$

当 $\tilde{\theta}_e$ 较小时, $\tilde{\theta}_e$ 约等于 $\sin \tilde{\theta}_e$, $f(\tilde{\theta}_e)$ 与 $\tilde{\theta}_e$ 近似为线性关系, 即:

$$f(\tilde{\theta}_e) \approx k_{err} \tilde{\theta}_e \quad (4-11)$$

式中, $k_{err} = 2 \cdot U_h \cdot Z_{dif} / (Z_{dh} \cdot Z_{qh})$, 将 $f(\tilde{\theta}_e)$ 通入转子位置跟踪观测器对转子位置进行计算, 传统脉振高频注入估计转子信息的结构图如图 4-4 所示。

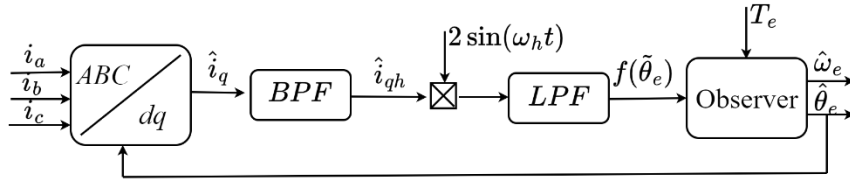


图 4-4 传统脉振高频电压注入法估计转子信息

图 4-4 中, 转子位置跟踪观测器 Observer 的结构框图如图 4-5 所示。

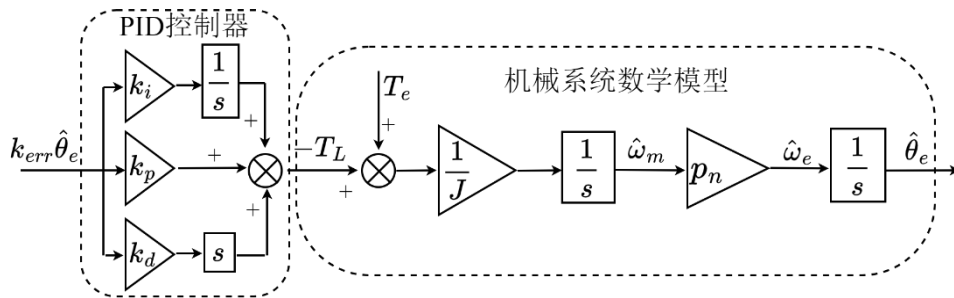


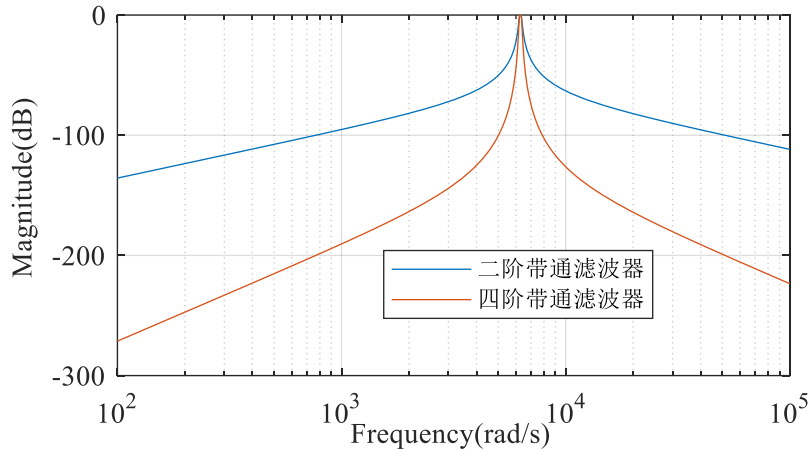
图 4-5 转子位置跟踪观测器 Observer

4.3 脉振高频电压注入法的改进方法

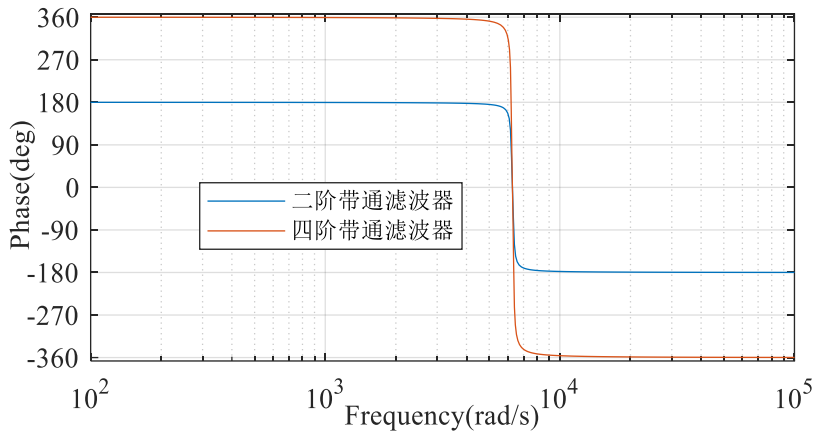
4.3.1 脉振高频电压注入下 $\alpha\beta$ 轴电流响应

传统脉振高频电压注入法获取转子位置信息时,需将得到的交轴电流 i_q 经带通滤波器滤波后,才能获取高频电流信号 $\hat{i}_{qh}$,带通滤波器的使用会对系统的相位和幅值产生影响,且该方法依赖电机的饱和凸极效应。

图 4-6 为二阶和四阶带通滤波器的幅频、相频特性曲线。由图 4-6 (a) 幅频特性曲线可知,二阶、四阶带通滤波器在中心频率两侧幅值都有衰减,且四阶带通滤波器幅值衰减更大,使得高频电流响应中含转子位置信息的有用信号含量更高。但是由图 4-6 (b) 相频特性曲线可知,在中心频率处,四阶带通滤波器相位滞后约 7° ,二阶带通滤波器相位滞后约 4° ,而相位滞后对转子位置估计精度和系统的动态特性均有影响。



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 4-6 二阶和四阶带通滤波器的幅频及相频特性曲线

为解决以上问题,对传统脉振高频电压注入法进行改进,直接从 $\alpha\beta$ 坐标轴

的高频电流响应中获取转子位置信息，该方法不依赖于电机凸极效应，且减少了带通滤波器的使用，消除了其对系统带宽的影响。

由式（4-2）及坐标变换 $T_{2s/2r}$ 可得 dq 坐标下的高频电压分量 u_{dh} 、 u_{qh} 与 $\alpha\beta$ 坐标下的高频电流分量 i_{ah} 、 i_{bh} 之间的关系：

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dh} & 0 \\ 0 & Z_{qh} \end{bmatrix} T_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dh} & 0 \\ 0 & Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

反解可得 i_{ah} 、 i_{bh} 的表达式：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e / Z_{dh} & -\sin \theta_e / Z_{qh} \\ \sin \theta_e / Z_{dh} & \cos \theta_e / Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

由坐标变换 $T_{2\hat{r}/2r}$ 及式（4-13）可得 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标下的高频电压分量 $\hat{u}_{dh}$ 、 $\hat{u}_{qh}$ 与 $\alpha\beta$ 坐标下的高频电流分量 i_{ah} 、 i_{bh} 之间的关系：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_e / Z_{dh} & -\sin \theta_e / Z_{qh} \\ \sin \theta_e / Z_{dh} & \cos \theta_e / Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_e & \sin \tilde{\theta}_e \\ -\sin \tilde{\theta}_e & \cos \tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_{dh}} \cos \theta_e \cos \tilde{\theta}_e + \frac{1}{Z_{qh}} \sin \theta_e \sin \tilde{\theta}_e & \frac{1}{Z_{dh}} \cos \theta_e \sin \tilde{\theta}_e - \frac{1}{Z_{qh}} \sin \theta_e \cos \tilde{\theta}_e \\ \frac{1}{Z_{dh}} \sin \theta_e \cos \tilde{\theta}_e - \frac{1}{Z_{qh}} \cos \theta_e \sin \tilde{\theta}_e & \frac{1}{Z_{dh}} \sin \theta_e \sin \tilde{\theta}_e + \frac{1}{Z_{qh}} \cos \theta_e \cos \tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-14)$$

向 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系注入式（4-8）所示高频电压信号，并且当 $\tilde{\theta}_e$ 足够小时， $\cos \tilde{\theta}_e$ 近似为 1，

$\sin \tilde{\theta}_e$ 近似为零，结合式（4-14），可得式（4-15）：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_e}{Z_{dh}} \\ \frac{\sin \theta_e}{Z_{qh}} \end{bmatrix} U_h \cos(\omega_h t) = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_e}{R + j\omega_h L_d} \\ \frac{\sin \theta_e}{R + j\omega_h L_q} \end{bmatrix} U_h \cos(\omega_h t) \quad (4-15)$$

由于高频信号注入时，感抗 $\omega_h L_{dq}$ 远大于电阻 R ，所以 Z_{dqh} 约等于 $j\omega_h L_{dq}$ ，利用 $1/(j\omega_h)$ 对 $\cos(\omega_h t)$ 积分，可将式（4-15）化简为式（4-16）：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_e}{j\omega_h L_d} \\ \frac{\sin \theta_e}{j\omega_h L_q} \end{bmatrix} U_h \cos(\omega_h t) \approx \frac{U_h}{\omega_h L_d} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \sin(\omega_h t) \quad (4-16)$$

当将脉振高频正弦电压信号注入 PMSM 的控制系统时，可将 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流 $i_{\alpha\beta}$ 分解为三部分，第一部分为基波电流 $i_{\alpha\beta b}$ 、第二部分为高频电流 $i_{\alpha\beta h}$ ，第

三部分为高次谐波电流 $i_{\alpha\beta x}$ ，即：

$$i_{\alpha\beta} = i_{\alpha\beta b} + i_{\alpha\beta h} + i_{\alpha\beta x} \quad (4-17)$$

$$i_{\alpha\beta b} = \begin{bmatrix} i_{\alpha b} \\ i_{\beta b} \end{bmatrix} = I_b \begin{bmatrix} \cos(\omega_m t - \theta_b) \\ \sin(\omega_m t - \theta_b) \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

式中， I_b 和 θ_b 为基波电流的幅值和相位角偏差。

调制处理电流 $i_{\alpha\beta}$ ，与 $2\sin(\omega_h t)$ 相乘，结果经低通滤波器滤波。当电机运行速度很低甚至为零时，转子角速度较小，即不等式 $\omega_m \ll \omega_h$ 和 $\theta = \omega_m t \ll \omega_h t$ 成立。而高次谐波电流 $i_{\alpha\beta x}$ 与信号 $2\sin(\omega_h t)$ 相乘调制后所得结果依旧是高频电流。由以上分析对电流 $i_{\alpha\beta}$ 进行调制并经低通滤波器处理得式 (4-19)：

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta l} &= \begin{bmatrix} i_{\alpha l} \\ i_{\beta l} \end{bmatrix} = LPF \begin{bmatrix} i_{\alpha} \times 2\sin(\omega_h t) \\ i_{\beta} \times 2\sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= LPF \begin{bmatrix} i_{\alpha b} \times 2\sin(\omega_h t) + i_{\alpha h} \times 2\sin(\omega_h t) + i_{\alpha x} \times 2\sin(\omega_h t) \\ i_{\beta b} \times 2\sin(\omega_h t) + i_{\beta h} \times 2\sin(\omega_h t) + i_{\beta x} \times 2\sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= LPF \left(\begin{bmatrix} i_{\alpha b} \\ i_{\beta b} \end{bmatrix} \times 2\sin(\omega_h t) + \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \times 2\sin(\omega_h t) + \begin{bmatrix} i_{\alpha x} \\ i_{\beta x} \end{bmatrix} \times 2\sin(\omega_h t) \right) \end{aligned} \quad (4-19)$$

将式 (4-16)、(4-18) 代入式 (4-19)，并进行三角函数变换，可得式 (4-20)：

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta l} &= \begin{bmatrix} i_{\alpha l} \\ i_{\beta l} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} I_b \begin{bmatrix} \cos(\theta_b) [\sin(\omega_h + \omega_m)t + \sin(\omega_h - \omega_m)t] + \sin(\theta_b) [\cos(\omega_h - \omega_m)t - \cos(\omega_h + \omega_m)t] \\ \cos(\theta_b) [\cos(\omega_h - \omega_m)t - \cos(\omega_h + \omega_m)t] - \sin(\theta_b) [\sin(\omega_h + \omega_m)t + \sin(\omega_h - \omega_m)t] \end{bmatrix} \\ + \frac{U_h}{\omega_h L_d} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} - \frac{U_h}{\omega_h L_d} \begin{bmatrix} 0.5 [\cos(2\omega_h t + \theta_e) + \cos(2\omega_h t - \theta_e)] \\ 0.5 [\sin(2\omega_h t + \theta_e) - \sin(2\omega_h t - \theta_e)] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha x} \\ i_{\beta x} \end{bmatrix} \times 2\sin(\omega_h t) \end{bmatrix} \\ &= \frac{U_h}{\omega_h L_d} \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (4-20)$$

由式 (4-20) 可知，对电流 $i_{\alpha\beta}$ 调制后，通入低通滤波器滤波，可得到含有转子位置信息的电流信号 $i_{\alpha\beta l}$ ，无需使用带通滤波器，改善了系统幅值衰减及相角延迟问题。另外，通过 $i_{\alpha\beta l}$ 获取转子位置信息不依赖电机凸极效应，不仅适用凸极式 PMSM，还适用于隐极式 PMSM。改进后的脉振高频电压注入法估算转子信息过程如图 4-7 所示。

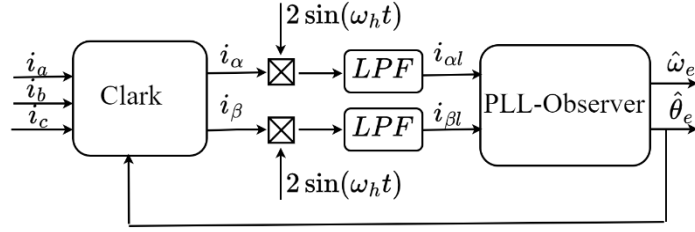


图 4-7 改进后的脉振高频电压注入法估算转子信息

图 4-7 中，PLL-Observer 为转子位置锁相环跟踪观测器。

4.3.2 转子位置锁相环跟踪观测器

本文采用将锁相环与观测器相结合的方法，设计转子位置锁相环跟踪观测器，以获得估计的转子位置信息。该方法可抑制和过滤电流中的高频信号，且因构造观测器时需要机械系统模型的状态变量，所以系统稳定性好，对高频噪声不敏感。

图 4-8 为锁相环跟踪观测器的结构框图。

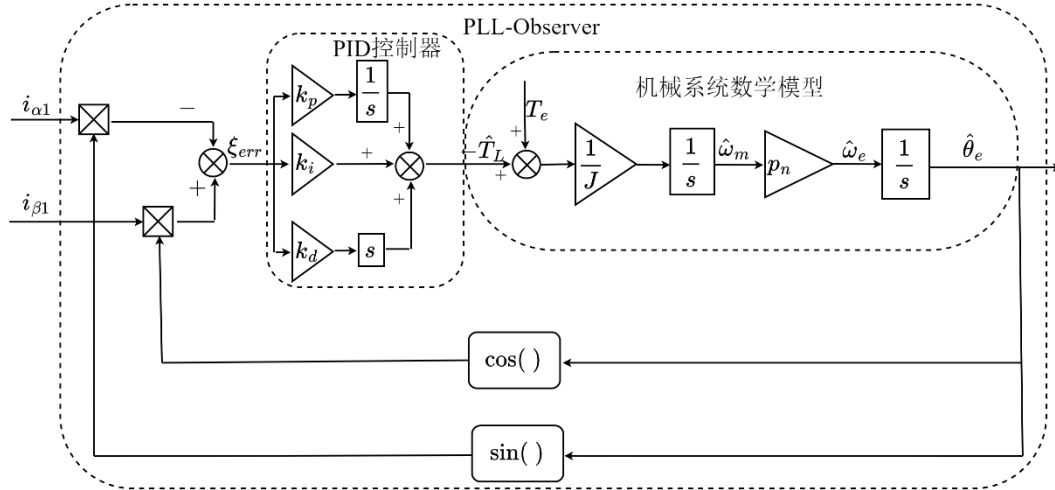


图 4-8 转子位置锁相环跟踪观测器 PLL-Observer

在图 4-8 中，经锁相环反馈回路及误差信号线性化处理，得到含有转子位置估计误差的信号 ξ_{err} ，其表达式为：

$$\xi_{err} = i_{\beta 1} \cos \hat{\theta}_e - i_{\alpha 1} \sin \hat{\theta}_e = \frac{U_h}{\omega_h L_d} \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = \frac{U_h}{\omega_h L_d} \sin \tilde{\theta}_e \quad (4-21)$$

当 $\tilde{\theta}_e$ 足够小时， $\theta_e \approx \hat{\theta}_e$ 且 $\sin \tilde{\theta}_e \approx \tilde{\theta}_e$ ，式 (4-21) 可化简为式 (4-22)：

$$\xi_{err} = \frac{U_h}{\omega_h L_d} \tilde{\theta}_e \quad (4-22)$$

将转子位置估计误差的信号 ξ_{err} 通入 PID 控制器计算估计的负载转矩 $\hat{T}_L$ ：

$$-\hat{T}_L = \xi_{err} \left(k_p + \frac{k_i}{s} + sk_d \right) = \frac{U_h}{\omega_h L_d} \tilde{\theta}_e \left(k_p + \frac{k_i}{s} + sk_d \right) \quad (4-23)$$

忽略阻尼绕组，将第 2 章式 (2-19) 改写为：

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{T_e - \hat{T}_L}{J} \quad (4-24)$$

式中， $\hat{\omega}_r$ 为估计的转子机械角速度。当估计的负载转矩等于实际值时，估计的转子机械角速度也与实际值相等。

4.4 仿真分析

本节搭建了改进后的 PMSM 无位置传感器控制系统的仿真模型，对其进行仿真实验验证，其结构框图如图 4-9 所示。在图 4-9 中，电机的位置及转速信息通过两相静止坐标系下的电流间接获得，未使用带通滤波器，减弱了对系统带宽的影响。另外，因无位置传感器系统中也存在转速超调、抖振及抗干扰能力弱等问题，所以将第 3 章设计的 NFTSMC 和基于超扭曲算法的控制器 STAq 分别用于无位置控制系统的转速环和 q 轴电流环，用于改善转速性能。本章仿真中的电机参数与第 3 章一致，见表 3-1。

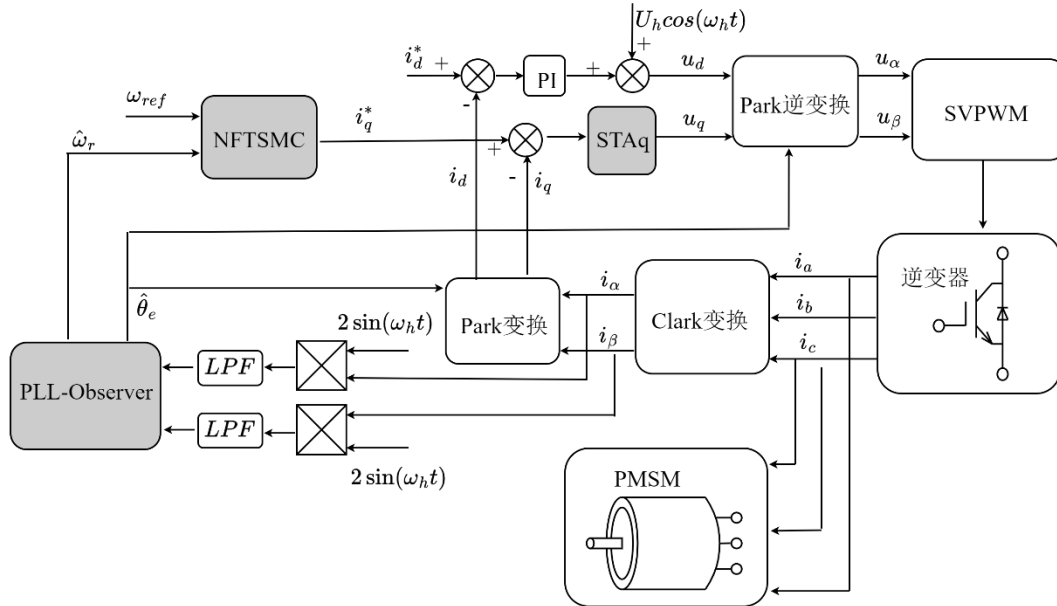
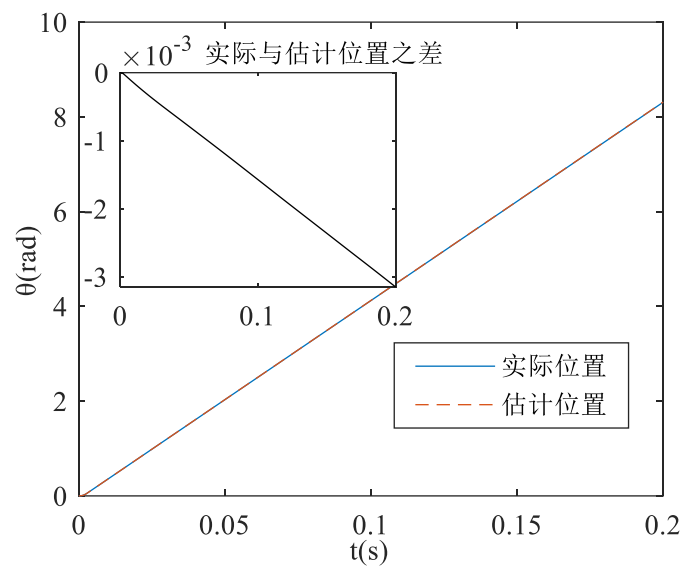


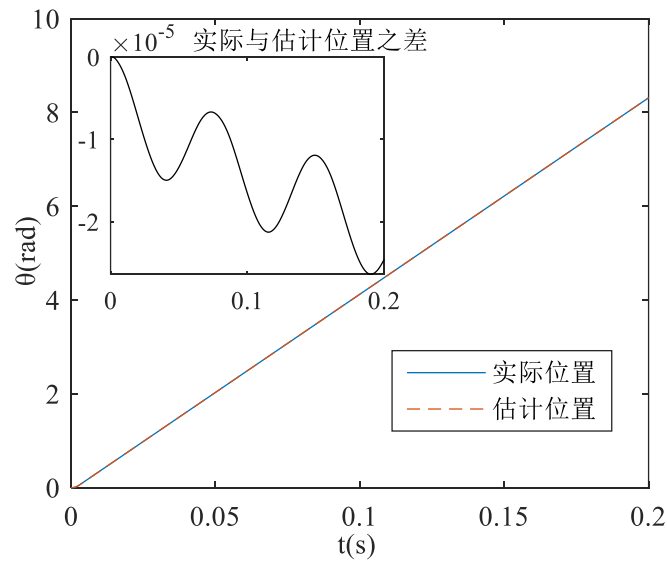
图 4-9 改进后的无位置传感器矢量控制系统结构框图

图 4-10 为给定参考转速 $\omega_{ref}=100\text{r/min}$ ，转速环使用 NFTSMC， q 轴电流环使用 STAq 控制器，无位置模块分别使用传统脉振高频电压注入法和改进的脉振高频电压注入法得到的电机实际位置与估计位置的对比图。其中图 4-10 (a) 为

采用传统脉振高频电压注入法得到的转子实际与估计位置信息及两者之差,图 4-10 (b) 为采用改进的脉振高频电压注入法得到的转子实际与估计位置信息及两者之差。由图 4-10 可知,在 $t=0.2\text{s}$ 的仿真时间内,传统脉振高频注入法估计的转子位置误差最大到 $3\times 10^{-3}\text{rad}$ 左右,且误差一直是增大趋势。而改进的脉振高频注入法估计的位置误差最大到 $3\times 10^{-5}\text{rad}$ 左右。由此可知,改进后的脉振高频注入法减少了相位滞后。改进后的脉振高频电压注入法未使用带通滤波器,不仅减弱了对系统带宽的影响,同时也降低了成本。且改进后的无位置模块不依赖电机的凸极效应。



(a) 传统脉振高频电压注入法



(b) 改进的脉振高频电压注入法

图 4-10 两种脉振高频电压注入法实际位置与估计位置对比

图 4-11 为设置参考转速 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ ，在 $t=0.05\text{s}$ 时加负载 $T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$ 的条件下， q 轴电流环均使用 STAq 控制器，无位置传感器模块均使用优化后的脉振高频注入法，转速环分别使用 PI、TSMC、NFTSMC 控制器的情况下转速响应。由图 4-11 可知，转速环 PI 控制器空载启动后经过 20ms 收敛到 ω_{ref} ，最大超调 23r/min。带 $5\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后经过 10ms 再次收敛至 ω_{ref} ，最大超调-12r/min；TSMC 空载启动后经过 8.5ms 收敛至 ω_{ref} ，超调 6r/min，带 $5\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后经过 2ms 再次收敛至 ω_{ref} ，最大超调-5r/min；而改进后的 NFTSMC 空载启动后经过 6ms 收敛至 ω_{ref} ，超调 1r/min，带 $5\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后经过 1ms 再次收敛至 ω_{ref} ，最大超调-2r/min。由以上分析可知，NFTSMC 的转速收敛性能及抗干扰性都优于 PI 及 TSMC。为方便对比，将以上分析绘制成表 4-1。

表 4-1 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ 时空载启动后带载三种控制器转速对比

控制器	超调(r/min)		收敛时间 (ms)	
	$\omega_{ref}=200\text{r/min}$	$\omega_{ref}=200\text{r/min}$	$\omega_{ref}=200\text{r/min}$	$\omega_{ref}=200\text{r/min}$
	$T_L=0\text{N}\cdot\text{m}$	$T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$	$T_L=0\text{N}\cdot\text{m}$	$T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$
PI	23	-12	20	10
TSMC	6	-5	8.5	2
NFTSMC	1	-2	6	1

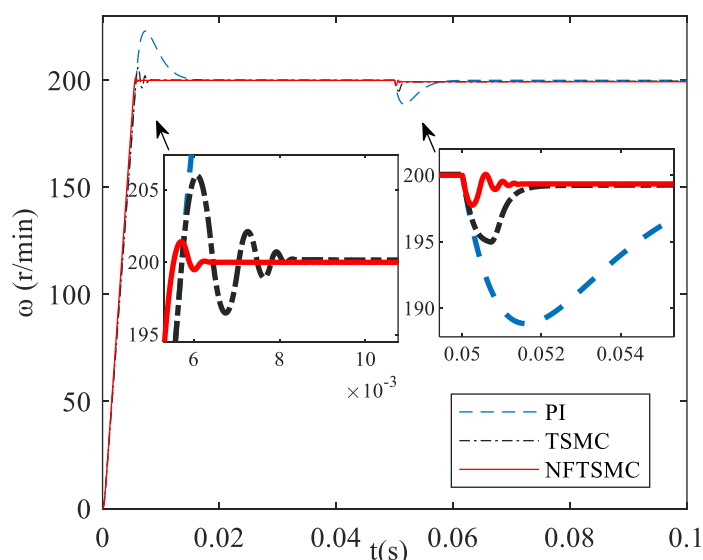
图 4-11 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ 时空载启动后带载三种控制器转速对比

图 4-12 为初始参考转速 $\omega_{ref}=10\text{r/min}$ ，在 $t=0.05\text{s}$ 时设置 $\omega_{ref}=300\text{r/min}$ 的空载条件下， q 轴电流环均使用 STAq 控制器，无位置传感器模块均使用改进的脉

振高频电压注入法,而转速环分别使用 PI、TSMC、NFTSMC 控制器的情况下转速响应。由图 4-12 可知,启动后转速环 PI 控制器经过 12ms 收敛至 $\omega_{ref}=10\text{r/min}$,超调 2r/min,变速后经过 25ms 收敛至 $\omega_{ref}=300\text{r/min}$,超调 30 r/min;转速环 TSMC 控制器启动后经过 1.4ms 收敛至 $\omega_{ref}=10\text{r/min}$,超调 2r/min,变速后经过 11ms 再次达到稳定转速,但比给定参考转速高了 2.5r/min,且始终超调 2.5r/min;而 NFTSMC 启动后经过 0.7ms 收敛至 $\omega_{ref}=10\text{r/min}$,无超调,变速后经过 8ms 收敛至 $\omega_{ref}=300\text{r/min}$,超调 1r/min。由以上分析可知,空载变速条件下,NFTSMC 比 PI 及 SMC 更快收敛至给定转速且超调更小。以上分析对比见表 4-2。

表 4-2 $\omega_{ref}=10\text{r/min}$ 时空载启动后设置 $\omega_{ref}=300\text{r/min}$ 三种控制器转速对比

控制器	超调(r/min)		收敛时间 (ms)	
	$\omega_{ref}=10$	$\omega_{ref}=300$	$\omega_{ref}=10$	$\omega_{ref}=300$
PI	2	30	12	25
TSMC	2	2.5	1.4	∞
NFTSMC	0	1	0.7	8

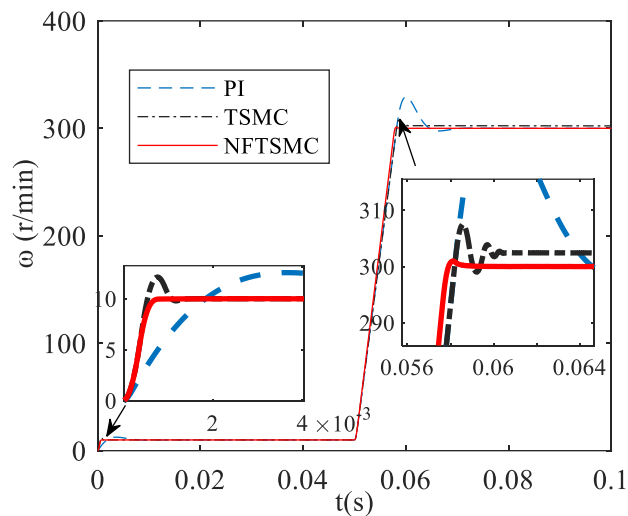
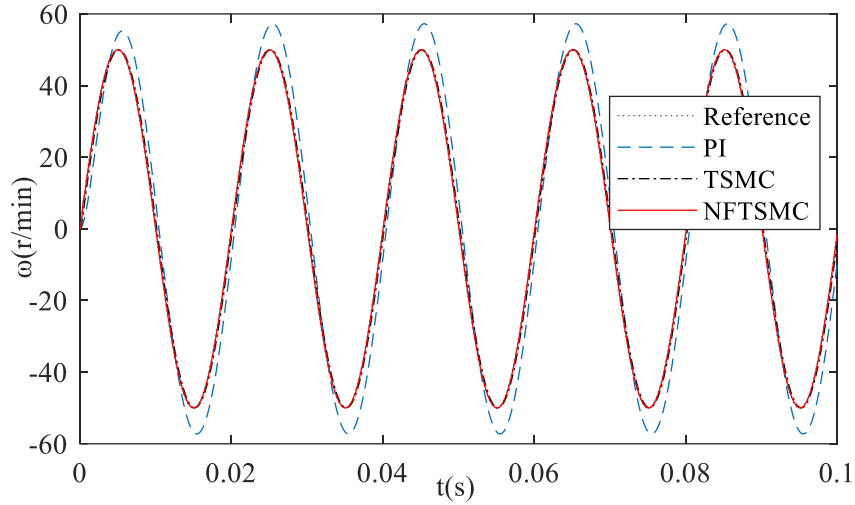


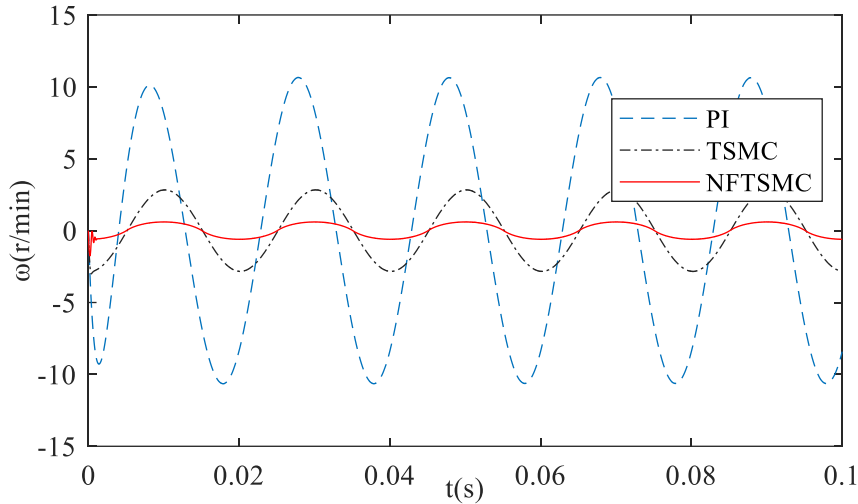
图 4-12 $\omega_{ref}=10\text{r/min}$ 时空载启动后设置 $\omega_{ref}=300\text{r/min}$ 三种控制器转速对比

图 4-13 为设置参考转速 $\omega_{ref}=50\sin(314t)\text{r/min}$ 的空载条件下, q 轴电流环均使用 STAq 控制器,无位置模块均使用改进的脉振高频注入法,而转速环分别使用 PI、TSMC、NFTSMC 控制器的情况下转速响应。其中图 4-13 (a) 和 (b) 分别为三种控制器控制下电机实际转速跟踪参考转速和电机实际转速与参考转速误差图。由图 4-13 (b) 可知,在 PI、TSMC、NFTSMC 控制下,电机的实际转速与参考转速的误差波动范围分别为 $[-11,11]\text{r/min}$ 、 $[-3,3]\text{r/min}$ 、 $[-1,1]\text{r/min}$ 左右,

由此可知，NFTSMC 控制器可有效减小转速抖振。



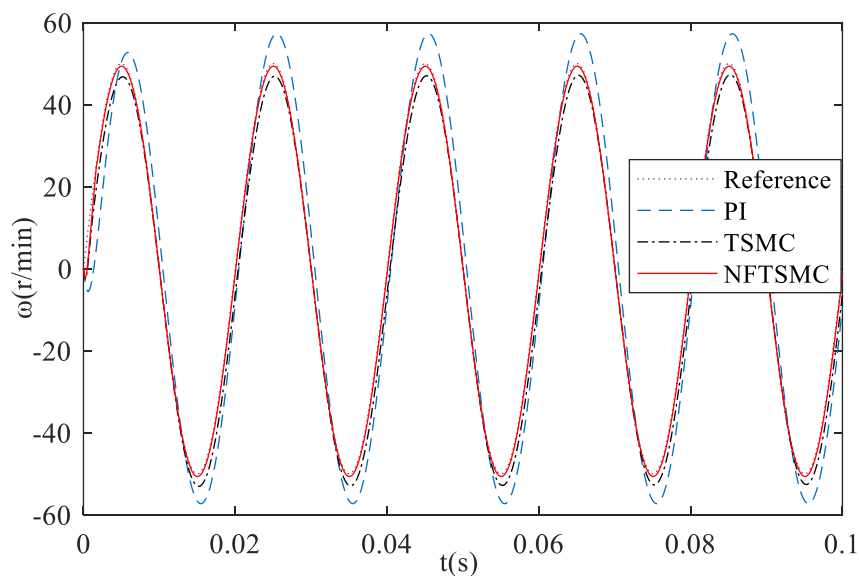
(a) 实际转速跟踪参考转速



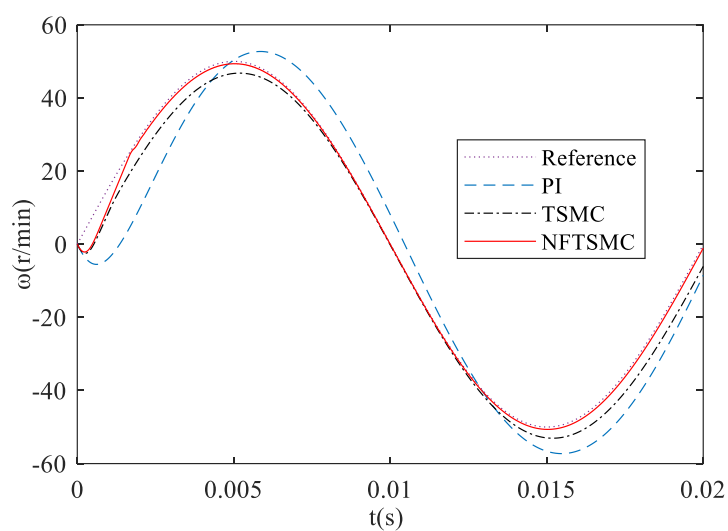
(b) 实际转速与参考转速之差

图 4-13 $\omega_{ref}=50\sin(314t)\text{r/min}$ 三种控制器实际转速与参考转速之间的关系

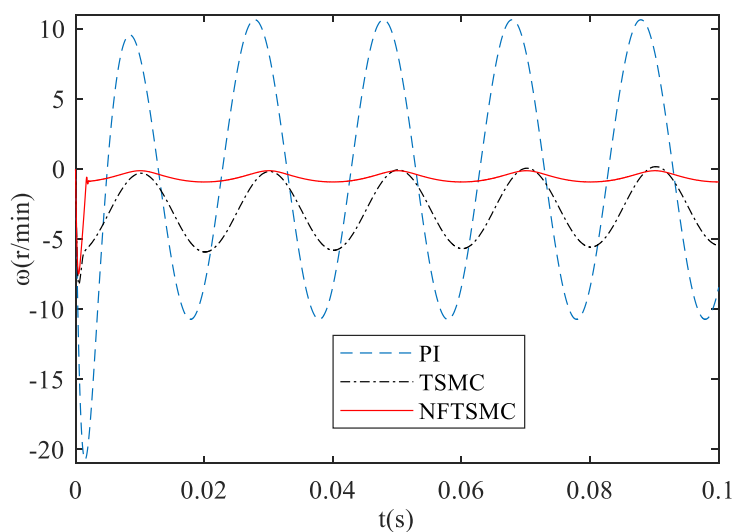
图 4-14 为初始设置参考转速 $\omega_{ref}=50\sin(314t)\text{r/min}$ 带 $T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$ 负载启动， q 轴电流环均使用 STAq 控制器，无位置传感器模块均使用改进后的脉振高频注入法，转速环分别使用 PI、TSMC、NFTSMC 的情况下转速响应。图 4-14 (a)、(b)、(c) 分别为电机在 0.2s 内的转速响应、电机启动时刻的转速跟踪、电机实际转速与参考转速的误差图。由图 4-14(b) 可知，在 PI、TSMC、NFTSMC 控制下，电机带载后 PI 控制器的转速超调最大，NFTSMC 的转速超调最小，且电机启动后，NFTSMC 控制的系统最快跟踪上参考转速。电机带载后达到稳定运行状态时，三种控制器控制下转速误差分别在 $[-11,11]\text{r/min}$ 、 $[-6,0]\text{r/min}$ 、 $[-1,0]\text{r/min}$ 之间波动，由此可知，NFTSMC 控制的系统抗外界干扰能力比 PI、TSMC 强。



(a) 电机在运行的 0.2s 内实际转速跟踪参考转速



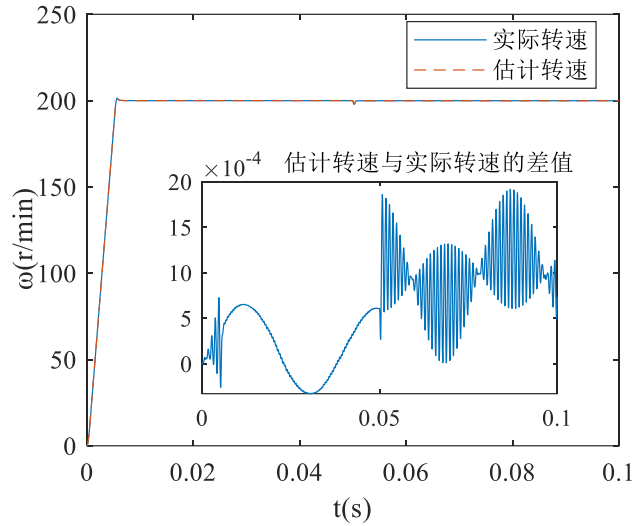
(b) 电机启动时刻实际转速跟踪参考转速



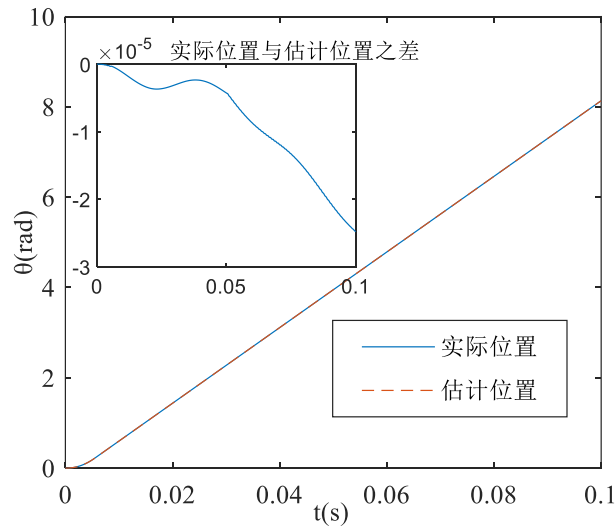
(c) 实际转速与参考转速之差

图 4-14 $\omega_{ref}=50\sin(314t)\text{r/min}$, $T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$ 三种控制器转速响应对比

图 4-15 为设置参考转速 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ ，在 $t=0.05\text{s}$ 时加负载 $T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$ 的条件下，转速环使用 NFTSMC 控制器， q 轴电流环使用 STAq 控制器，无位置传感器模块使用改进后的脉振高频注入法时，获取的电机实际转速及位置与估计转速及位置对比图。图 4-15 (a)、(b) 中小图分别为电机稳定运行时段电机估计转速与实际转速、估计位置与实际位置之差。由图 4-15 (a) 可知，电机启动后转速最大超调 1r/min ，带载后转速经 1ms 再次收敛至 ω_{ref} ，最大超调 -2r/min 。而由图 4-15(a) 小图可知，电机稳定运行时实际转速与估计转速差值最大为 $2\times 10^{-3}\text{r/min}$ 。由图 4-15 (b) 可知电机估计位置与实际位置最大误差为 $2.5\times 10^{-5}\text{rad}$ ，说明本文设计的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统，具有能较好跟踪性能且转速超调小、抗外界干扰能力强。



(a) 估计转速跟踪实际转速



(b) 估计位置跟踪实际位置

图 4-15 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ 定速变载估计转速及位置跟踪实际转速及位置

由于电机位置是电机转速的积分函数，即使电机转速是很小的常数也会随着时间的增大而无限增大，所以通常会对电机位置进行取模运算，使其类似于周期函数存在，图 4-16 是取模后的电机实际位置与估计位置对比图。

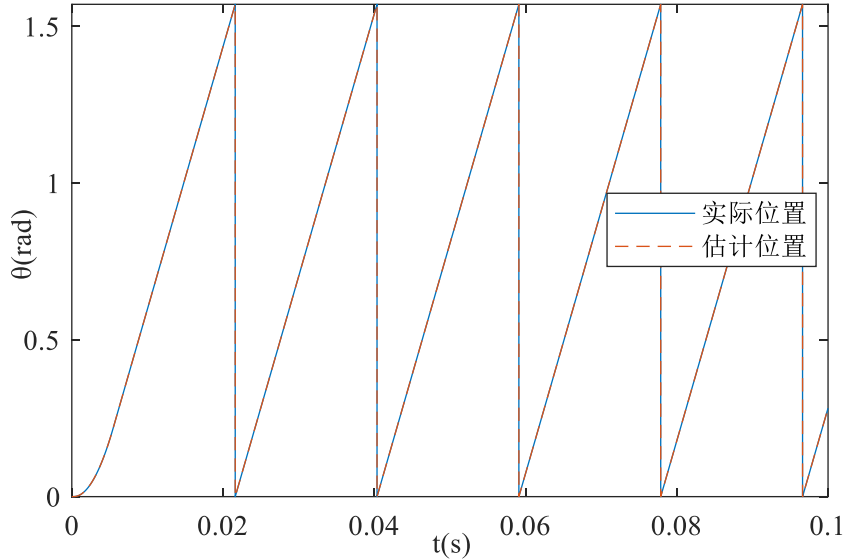


图 4-16 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ 定速变载电机实际位置与估计位置

图 4-17 为初始设置参考转速 $\omega_{ref} = 50\sin(314t)\text{r/min}$ 空载，在 $t=0.05\text{s}$ 时加 $T_L=5\text{N}\cdot\text{m}$ 负载的条件下， q 轴电流环均使用 STAQ 控制器，无位置模块均使用改进后的脉振高频注入法时电机的参考速度、实际速度与估计转速对比图。其中，图 4-17(a) 为全时段电机的参考速度、实际速度与估计转速响应，而图 4-17(b) 为估计转速与参考转速之差，空载稳定运行时在 $[-0.5, 0.5]\text{r/min}$ 之间波动，带载后稳定运行时在 $[-1, 0]\text{r/min}$ 之间波动。图 4-17(c) 为估计转速与实际转速之差，无论是否带载稳定运行时均在 $[-0.05, 0.05]\text{r/min}$ 之间波动，说明观测器估计的转速在转速不固定时也能较好跟踪电机实际转速。

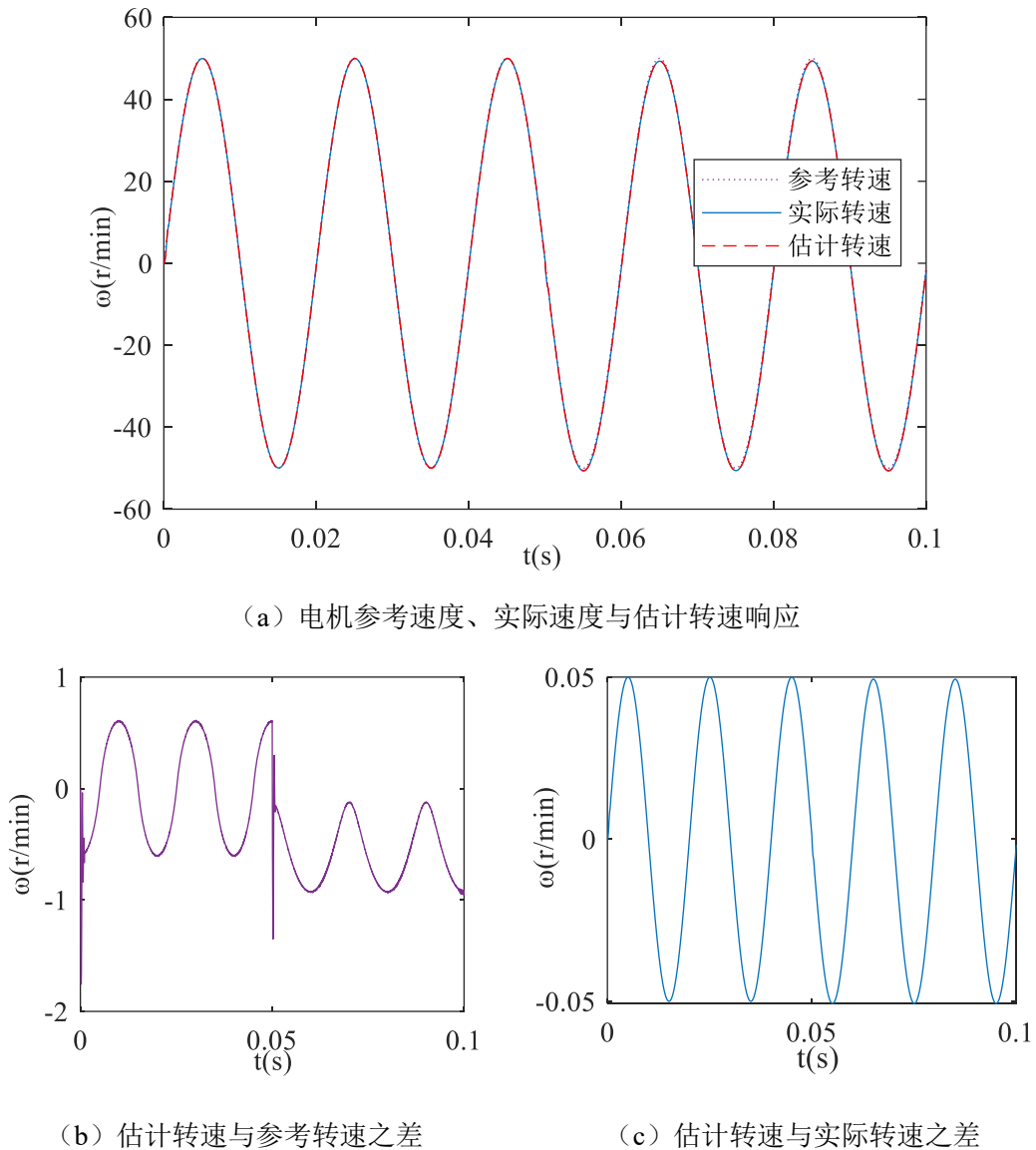


图 4-17 电机参考速度、实际速度与估计转速对比

4.5 本章小节

本章首先介绍了脉振高频电压注入法的实现原理,其次推导了传统脉振高频电压注入法的实现过程,并分析出该方法存在依赖电机凸极效应且因使用带通滤波器影响系统幅值及相位等问题,然后对传统脉振高频电压注入法进行优化,采用了从两相静止坐标系提取电流进而获取转子位置及转速信息的方法,最后联合第 3 章设计的 NFTSMC、STAq 控制器及本章优化后的无位置模块在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型,分别从转速超调、抗外界干扰能力、估计转速及估计位置跟踪电机实际位置及实际转速的性能,验证了本文所述控制方法的优势。

第5章 基于滑模控制的 PMSM 无位置传感器实验验证

本章在 AISim 半实物仿真平台上，对优化后的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统进行实验验证。优化后的系统转速环使用 NFTSMC， q 轴电流环使用基于超扭曲算法的滑模控制器 STA q ，无位置模块使用利用两相静止坐标系下的电流提取转子位置及转速信息。本章阐述了实验平台的构成，在实验平台上搭建了本文所述方法的实验模型，且分析对比了不同工况下的实验结果。

5.1 AISim 半实物仿真平台概述

AISim 半实物仿真平台是强实时性的仿真验证平台，采用主机-目标机的结构。其中，开发主机为 PC 机上的 Windows 系统，用于运行 Matlab/Simulink 软件设计系统模型，并自动生成实验所需的代码。目标机为 VxWork6.9，是实时操作系统，其开发环境可建立在 Windows、Linux 和 Solaris 三个平台上，本文将 VxWork6.9 的开发环境建立在 Windows 平台上。

AISim 半实物仿真平台的主机与目标机通过 PCI/CPCI 总线协议进行通讯，主机运行 AISim 实时仿真软件包，以虚拟仪表、曲线等方式监控实时仿真器，完成对实时目标机的管理，实现运行实验的启动停止、在线监控、数据处理。AISim 半实物仿真平台的结构框图如图 5-1 所示。

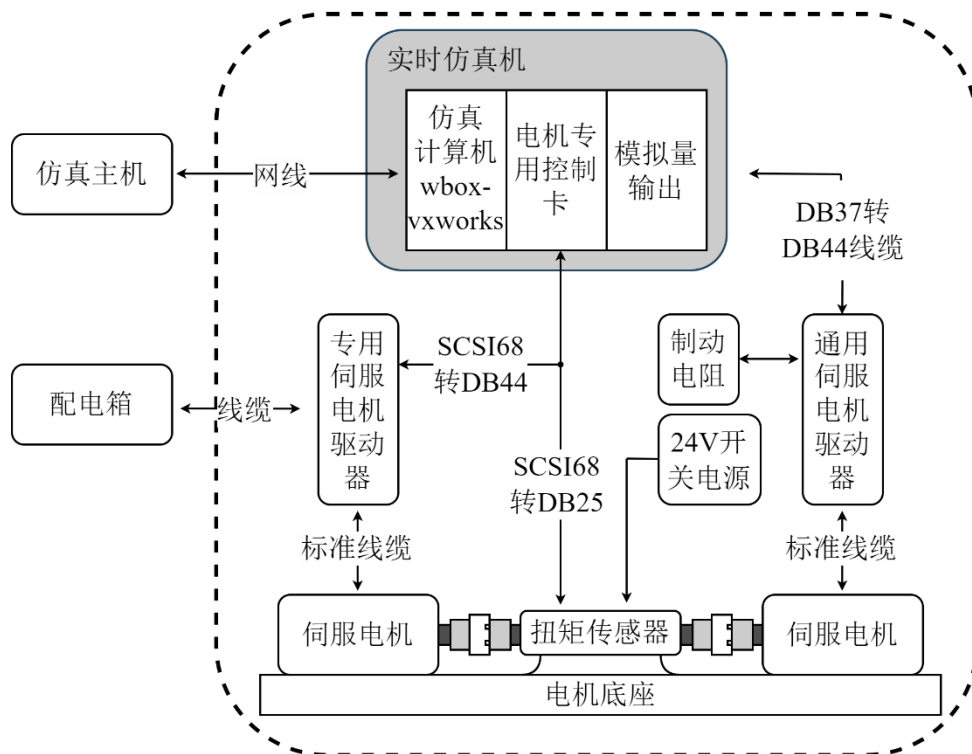


图 5-1 半实物仿真平台结构框图

5.1.1 硬件平台构成

AISim 半实物仿真平台的主要构成有：用于搭建实验模型且读取实验结果的 PC 机、控制仿真实时进行的实时仿真目标机、具有 PWM 调速功能的电机控制卡、伺服电机和测量扭矩的扭矩传感器。AISim 半实物仿真平台主要用于 PMSM 控制算法的研究及验证。VxWork6.9 是整个半实物仿真平台的核心，编译实验模型成目标代码，下载并控制电机专用控制卡，进而完成对电机的控制并采集扭矩传感器上的扭矩^[78]。图 5-2 为 AISim 半实物仿真平台硬件构成框图。

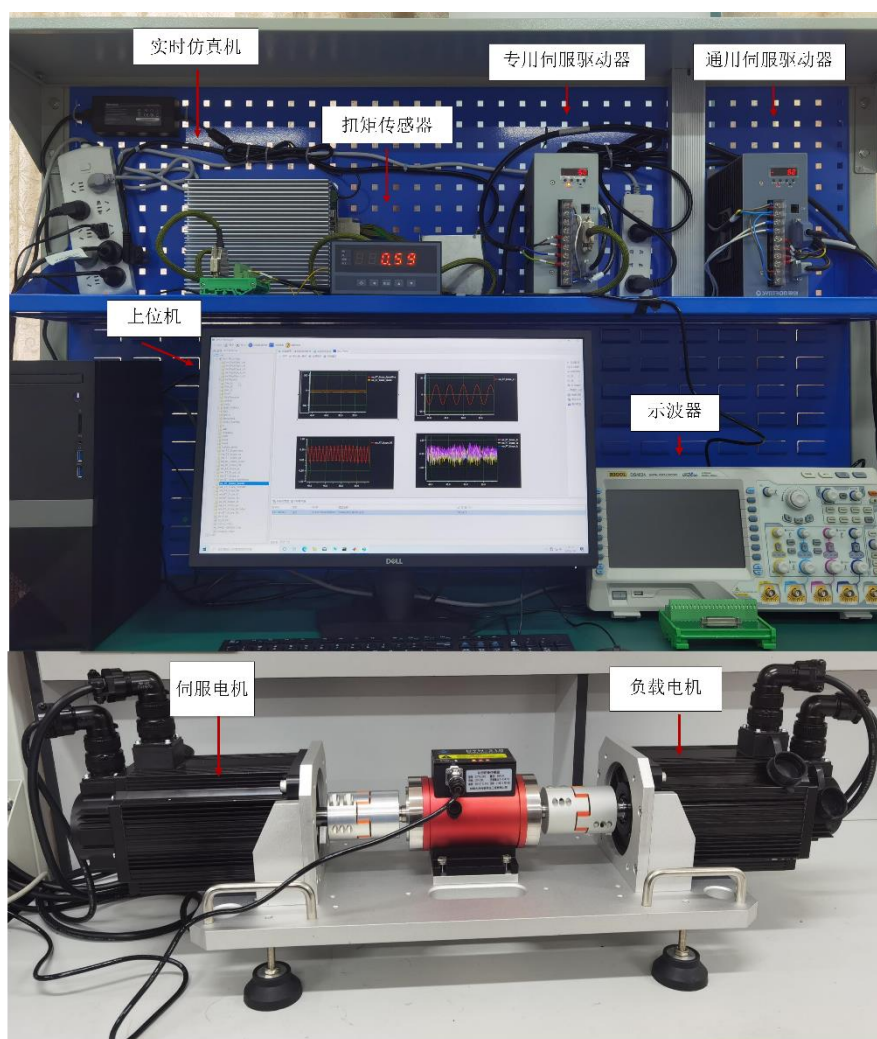


图 5-2 AISim 半实物仿真平台实物

研发型伺服驱动器用于控制伺服电机主机，具有内部转矩、速度环，外部速度、位置环控制功能和外部电流环控制功能。可以通过不同设置满足多种环路的调节需求。

通用型伺服驱动器用于控制负载电机，配置其参数，使负载电机工作在制动

模式。还可将其配置为支持外部模拟量的控制模式，修改外部模拟量的值就能控制负载大小。通用型伺服驱动器需安装保护用断路器，在干扰较大的环境中使用时应接电源滤波器并与功率电源隔离。

电机专用控制卡可直接控制驱动器的 IGBT 导通与关断，支持 3 组带死区设置功能的 PWM 信号输出，既能完成三相电流、直流母线电压、相电压的采集工作，又能完成编码器的信号采集。除此之外，还能检测磁极位置及输出警告信号和使能信号。目标机的控制算法通过控制电机专用控制卡进而控制伺服电机主机的运行状况。

扭矩传感器实时检测电机的负载转矩，其量程为 $50\text{N}\cdot\text{m}$ ，精度为 0.3%，供电电压为 24V，输出采用 TTL 频率信号，当扭矩为 0 时，输出 10KHz 的频率，当扭矩为 $50\text{N}\cdot\text{m}$ ，输出 15KHz 的频率，当扭矩为 $-50\text{N}\cdot\text{m}$ ，输出 5KHz 的频率，扭矩与频率的转换关系如式 (5-1)：

$$T_e = \frac{(f_{req} - 10000) \times 50}{5000} \quad (5-1)$$

式中， f_{req} 为采集频率，10000 为中心点的频率，50 为量程，5000 为带宽。

5.1.2 软件平台构成

AISim 平台的软件组成：

(1) AISim Manager 主控软件：上位机软件，用于发送命令，采集数据，数据处理与显示；

(2) AISimulinkLib 建模环境：是 AISim 系统的功能模块库，可在 Simulink 中调用，将 Simulink 中的仿真模型生成 VxWorks 目标代码，目前支持的 Matlab 版本从 Matlab2014a 到 2020a；

(3) AISim Engine 仿真引擎：在 VxWorks 上运行，为仿真模型提供实时运行环境。

5.2 实验结果分析

本节对由本文设计的控制器及无位置传感器模块组成的矢量系统进行实验验证。本节所有实验的无位置传感器模块均为从静止坐标系取电流从而获取转速的位置信息。本节实验仅对比转速环使用不同的控制器时转速的超调、收敛、抗外界干扰能力。

图 5-3 为 $\omega_{ref} = 50\text{r/min}$ 时，转速环分别使用 PI 控制器、TSMC 控制器、NFTSMC 控制器控制时的转速响应。其小图为三种控制器的转速响应与参考速度的差值部分截取。由图 5-3 可知，三种控制器的转速最大超调分别为 40r/min 、 20r/min 、 0r/min ，分别经过 4s 、 3s 、 1s 左右后在给定转速附近波动，波动范围分别为 $[-6,6]\text{r/min}$ 、 $[-6,6]\text{r/min}$ 、 $[-3,3]\text{r/min}$ ，由此可知，稳态时 NFTSMC 的转速抖振最小。

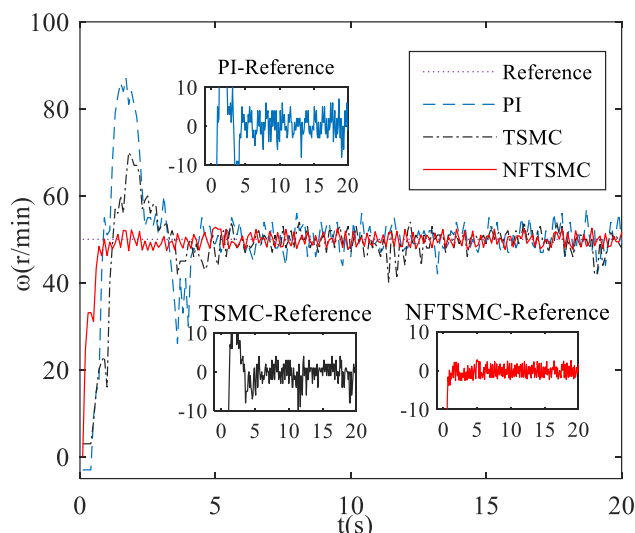


图 5-3 $\omega_{ref} = 50\text{r/min}$ 空载，三种控制器转速响应

图 5-4 为初始给定 $\omega_{ref}=100\text{r/min}$ ，在 $t=10\text{s}$ 时增加 100r/min 使 $\omega_{ref}=200\text{r/min}$ 时，转速环分别使用 PI 控制器、TSMC 控制器、NFTSMC 控制器控制时的转速响应。初始状态下，控制器 PI、TSMC 及 NFTSMC 分别超调 52r/min 、 30r/min 及 0r/min ，分别经过 6s 、 3s 、 1s 左右后在给定转速附近波动。由图 5-4 可知，转速改变后，NFTSMC 比 PI 及 TSMC 更快收敛至给定转速且超调更小。

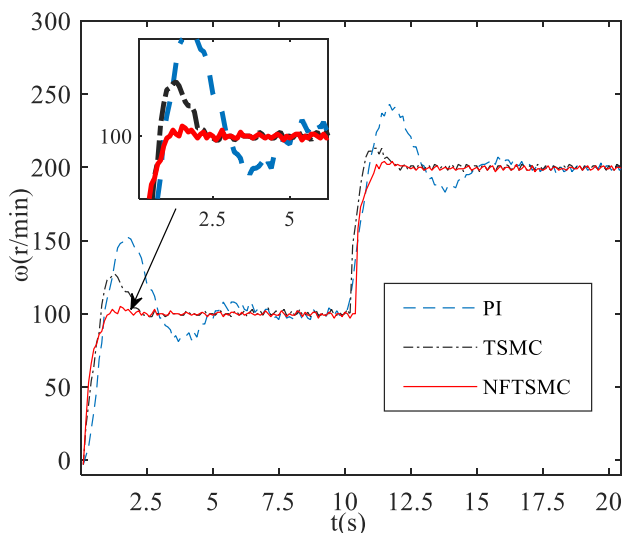


图 5-4 空载变速，三种控制器转速响应

图 5-5 为 $\omega_{ref}=100\text{r/min}$, $t=10\text{s}$ 时加载 $T_L=1\text{N}\cdot\text{m}$, 转速环分别使用 PI、TSMC、NFTSMC 控制器控制时的转速响应, 带载后转速分别超调 -27r/min 、 -22r/min 及 -13r/min , 所以由图 5-5 可知, NFTSMC 的带负载能力比 PI 及 TSMC 强。

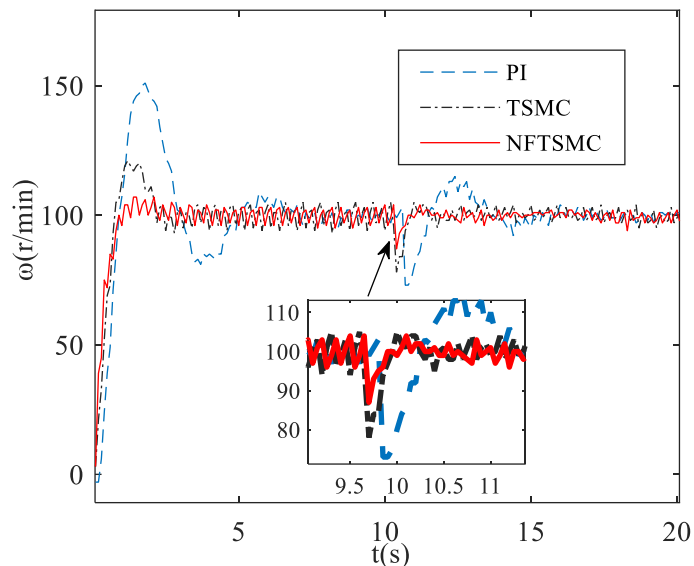
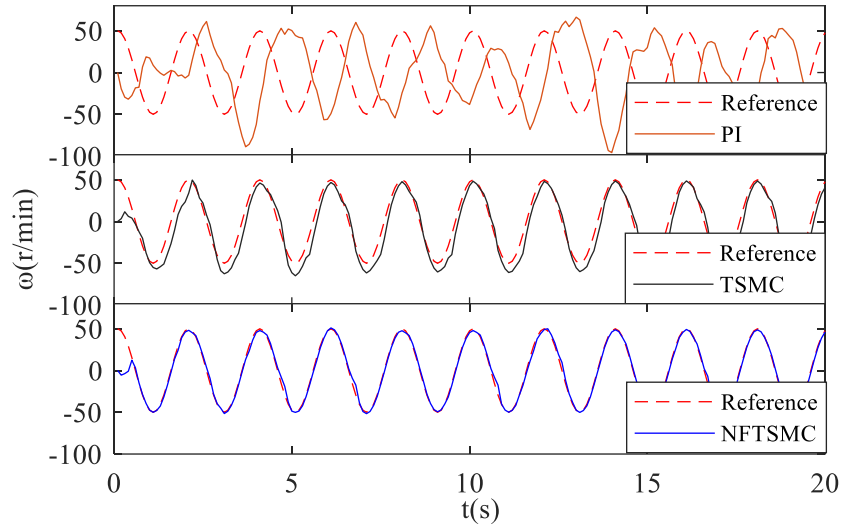


图 5-5 定速变载, 三种控制器转速响应

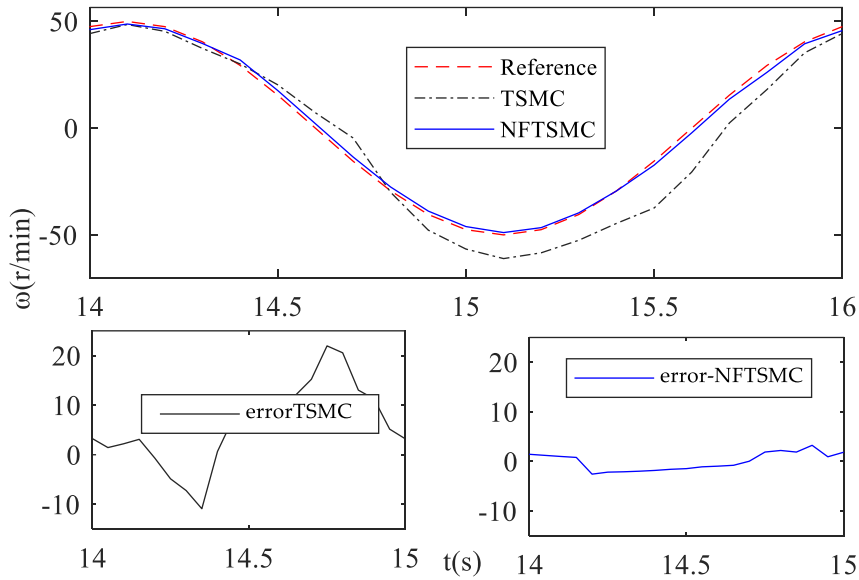
图 5-6 为给定参考转速 $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)\text{r/min}$, $T_L=1\text{N}\cdot\text{m}$ 时, 转子观测器的估计转速跟踪给定参考转速效果图, 其中图 5-6 (a) 展示了转速环分别为 PI、TSMC、NFTSMC 时转速跟踪效果。由图 5-6 (a) 可知, PI 由于使用积分器导致转速跟踪滞后严重, 跟踪效果很差, 跟踪参考转速误差范围为 $[-50, 15]\text{r/min}$ 。因此后续分析不再对比转速环 PI 控制器, 只将转速环使用 TSMC 与本文采用的 NFTSMC 做对比。图 5-6 (b) 为 TSMC、NFTSMC 跟踪参考转速曲线放大图, 稳态时, TSMC 跟踪参考转速误差范围为 $[-10, 20]\text{r/min}$, 而 NFTSMC 跟踪参考转速误差范围为 $[-3, 3]\text{r/min}$ 。综上: $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)\text{r/min}$ 时, NFTSMC 跟踪效果远优于 PI 及 TSMC。为便于对比, 将以上分析汇总至表 5-1。

表 5-1 $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)\text{r/min}$, $T_L=1\text{N}\cdot\text{m}$ 三种控制器转速误差范围

控制器	转速误差范围 (r/min)
PI	-50~15
TSMC	-10~20
NFTSMC	-3~3



(a) 全速范围



(b) 部分放大

图 5-6 定速空载，三种控制器转速响应

图 5-7 为初始给定参考转速 $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)\text{r/min}$, $T_L=1\text{N}\cdot\text{m}$, 运行 $t=10\text{s}$ 左右后加负载使 $T_L=2\text{N}\cdot\text{m}$ 时, TSMC、NFTSMC 跟踪参考转速图。由图 5-7 可知, 增加负载后, TSMC 向下最大超调为 23r/min , 而 NFTSMC 向下最大超调为 2r/min 。由此可得, NFTSMC 的带负载能力比 TSMC 强。

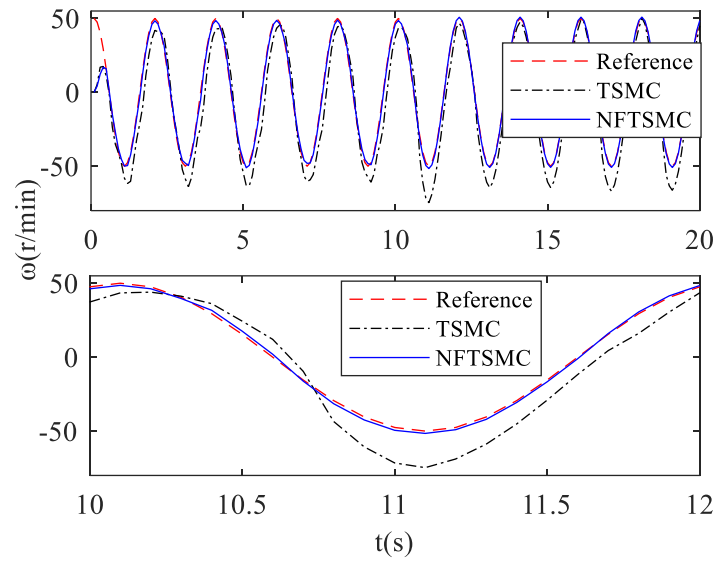
图 5-7 $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)$ r/min 时两种控制器定速变载

图 5-8 为给定参考转速 $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)$ r/min, $T_L=1\text{N}\cdot\text{m}$ 时, 参考转速、电机实际转速及观测器估计转速三者之间的关系图。稳态时, 由图 5-8 可知, 估计转速能较好的跟踪实际转速及参考转速, 跟踪误差在 $[-4,4]$ r/min 之间波动, 偶尔达到 12r/min。

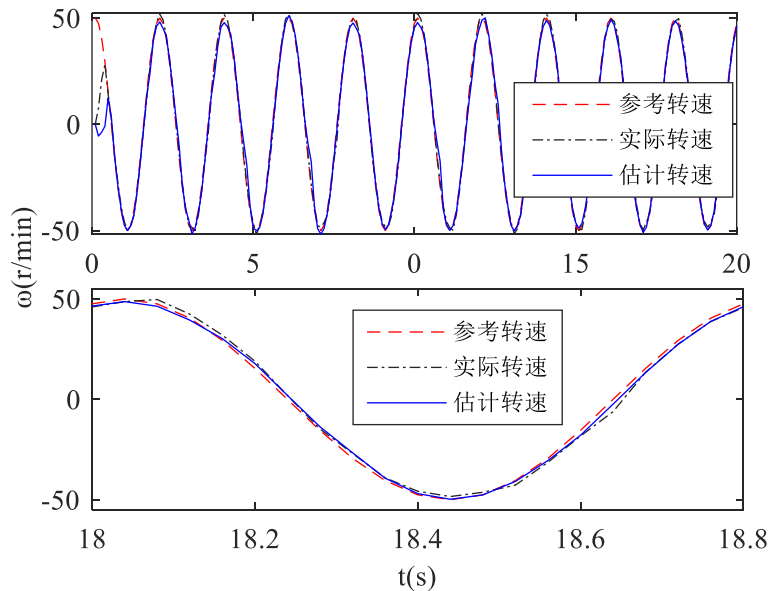
图 5-8 $\omega_{ref}=50\cos(0.5\pi t)$ r/min, $T_L=1\text{N}\cdot\text{m}$ 时, 估计转速跟踪实际转速与参考转速

图 5-9 为给定参考转速 $\omega_{ref}=50\text{r/min}$ 时, 观测器估计转速跟踪参考转速及电机实际转速响应曲线。由图 5-9 可知, 启动时估计转速与实际转速的跟踪最大误差为 20r/min, 而稳定后, 跟踪误差在 $[-3,3]$ r/min 之间波动, 说明估计的转速能有

效跟踪电机实际转速。

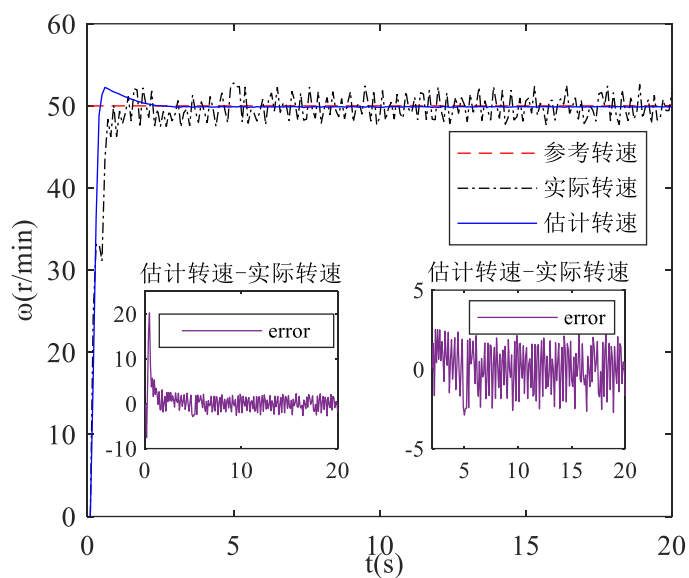


图 5-9 $\omega_{ref}=50\text{r/min}$ 时，估计转速跟踪实际转速与参考转速

5.3 本章小节

本章先概述了 AISim 半实物仿真平台构成，不仅介绍了其硬件模块的主要构成及各个硬件模块的主要功能，还介绍了实验所需的软件系统。然后在半实物仿真平台上验证了本文设计的控制系统在不同工况下均具有较好的运行效果。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

为改善 PMSM 传统矢量控制系统运行时出现的转速超调、抖振大及抗外界干扰能力差等问题。本文对传统矢量控制系统中的转速环控制器及 q 轴电流环控制器进行了改进，并且在改进后的矢量控制系统中应用了无位置传感器技术。在 AISim 半实物仿真平台上研究了控制系统在不同工况下的运动性能。以下对本文研究内容进行概括：

(1) 设计了基于改进的非奇异快速终端滑模面及改进的趋近律函数的 NFTSMC, 将其用于转速环。将基于超扭曲算法的 STAq 控制器用于 q 轴电流环。在 Matlab/Simulink 搭建仿真模型，先用 STAq 控制器替代传统矢量控制系统中的 q 轴电流环的 PI 控制器，通过分析 q 轴电流环分别由 PI、STAq 控制器控制时的转速抖振、转矩抖振及三相电流畸变来说明 STAq 控制器优于 PI 控制器。在此基础上将 NFTSMC 用于转速环，从转速超调、抗外界干扰能力说明了 NFTSMC 控制器优于 TSMC 及 PI 控制器。

(2) 分析出传统脉振高频电压注入法存在依赖电机凸极效应且因使用带通滤波器影响系统幅值及相位等问题，对传统脉振高频电压注入法进行改进设计，改进后的脉振高频电压注入法从两相静止坐标系提取电流 i_α 、 i_β ，将 i_α 、 i_β 通入锁相环观测器处理从而获得转子位置信息，改进后的脉振高频注入法不依赖于电机凸极效应且未使用带通滤波器。在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型，通过对比转子估计位置跟踪实际位置性能说明改进后的脉振高频注入法的优点。然后将第 3 章设计的 NFTSMC、STAq 控制器分别用于改进后无位置控制器系统的转速环及 q 轴电流环，通过仿真分析，说明了二者同样能优化无位置传感器控制系统的性能。

(3) 在 AISim 半实物仿真平台上搭建算法模型，研究本文提出的转速环使用 NFTSMC 控制器， q 轴电流环使用 STAq 控制器，无位置模块使用改进后的脉振高频注入法的控制系统在不同工况下的转速性能，通过将其与改进前的控制器对比分析，说明了改进后的控制系统不仅降低了转速超调、改善了转速抖振、而且增强了系统的抗干扰性能。

6.2 展望

虽然改进后的控制系统降低了转速超调,增强了系统的抗干扰能力,但是在未来工作中仍有需要改进的地方:

(1) 由于本文采用的脉振高频电压注入法在 dq 坐标系下的 d 轴注入高频电压信号 $U_h \cos(\omega_h t)$,而高频信号对三相电流影响较大,使三相电流波形畸变率增加,在下一步工作中,需对电流环进一步改进。

(2) 由于实验平台的局限性,无法获取无位置传感器控制中,中高速段的控制算法需要的三相电压,从而只能研究电机的零低速段运行状况。

参考文献

- [1] Kommuri S K, Defoort M, Karimi H R, et al. A Robust Observer-Based Sensor Fault-Tolerant Control for PMSM in Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7671-7681.
- [2] Ni R G, Xu D G, Wang G L, et al. Efficiency Enhancement of General AC Drive System by Remanufacturing Induction Motor with Interior Permanent-Magnet Rotor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 808-820.
- [3] 赵凯辉, 易金武, 刘文昌等. 一种永磁同步电机无模型超螺旋快速终端滑模控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 88-98.
- [4] 李文涛. 基于高频方波注入永磁同步电机无位置传感器控制技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2020.
- [5] 张副强. 宽转速范围 SPMSM 无位置传感器控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.
- [6] Chen Z, Dawara A, Zhang X X, et al. Adaptive Sliding Mode Observer-Based Sensorless Control for SPMSM Employing a Dual-PLL[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1267-1277.
- [7] Khanh P Q, Anh H P H. Novel Sensorless PMSM Speed Control Using Advanced Fuzzy MRAS Algorithm[J]. Arabian Journal for Science and Engineering, 2022, 47(11): 14531-14542.
- [8] Bi G D, Zhang G Q, Wang Q W, et al. High-Frequency Injection Angle Self-Adjustment Based Online Position Error Suppression Method for Sensorless PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1412-1417.
- [9] Reigosa D, Kang Y G, Martínez M D, et al. Sensorless Control of Wound Rotor Synchronous Motors Based on Rotor High-Frequency Signal Injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(6): 6034-6043.
- [10] Yang H, Tang J W, Chien Y R. Application of New Sliding Mode Control in Vector Control of PMSM[J]. IEICE Electronics Express, 2022, 19(13).

- [11] Wang S, Yang K, Chen K. An Improved Position-Sensorless Control Method at Low Speed for PMSM Based on High-Frequency Signal Injection into a Rotating Reference Frame[J]. IEEE Access, 2019, 7: 86510-86521.
- [12] Wu X M, Zhu Z Q, Freire N M A. High Frequency Signal Injection Sensorless Control of Finite-Control-Set Model Predictive Control With Deadbeat Solution[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3685-3695.
- [13] Dambrauskas K, Vanagas J, Zimnickas T, et al. A Method for Efficiency Determination of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Energies, 2020, 13(4): 1004-1007.
- [14] 王国平, 祝龙记. PMSM 无传感器控制新型滑模观测器设计[J]. 电力电子技术, 2021, 55(4): 12-15.
- [15] 孙丹, 赵琛, 柯伟煌等. 基于重构电压矢量的共直流母线型开绕组永磁同步电机改进直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1644-1653.
- [16] Rahul D, Anwar M N. Design of Fractional Order PI Controller for First Order Plus Dead Time Process Based on Maximum Sensitivity[C]. IEEE 2018 2nd International Conference on Power, Energy and Environment, 2018, 1-6.
- [17] 许文波, 李戡, 姜迪开等. 基于结构重构的 PMSM 速度环 PI 控制器极点配置[J]. 控制工程, 2022, 29(6): 1136-1144.
- [18] 王圣. 基于分数阶控制器的永磁同步电机控制策略研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2016.
- [19] 吴丹, 侯利民, 王巍等. 基于滑模自抗扰控制的开关磁阻电机调速系统[J]. 制造业自动化, 2023, 45(1): 135-139.
- [20] 赵希梅, 陈广国, 金鸿雁. 基于改进灰狼优化算法的 PMSM 滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 132-140.
- [21] Zhang X G, Sun L Z, Zhao K, et al. Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358-1365.
- [22] 孙谷昊, 曾庆双, 蔡中泽. 四旋翼无人机安全轨迹跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1261-1269.
- [23] Mani P, Rajan R, Shanmugam L, et al. Adaptive Fractional Fuzzy Integral Sliding

- Mode Control for PMSM Model [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2019, 27(8): 1674-1686.
- [24] Ahn H, Park H, Kim C, et al. A review of State-of-the-art Techniques for PMSM Parameter Identification[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2020, 15(3): 1177-1187.
- [25] 张臻, 周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 263-271.
- [26] 孙斌, 王海霞, 苏涛等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6715-6726.
- [27] 岳尚武, 季诚胜, 孙德新. 永磁同步电机伺服系统控制中的自抗扰控制策略[J]. 红外技术, 2020, 42(2): 121-126.
- [28] Gao P, Zhang G M. A Novel Hierarchical Nonlinear Proportional-Integral Fast Terminal Sliding Mode Control for PMSM Drives[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2021, 13(4).
- [29] Rath J J, Saha S, Ikkurti H P. Sliding Mode Scheme for Speed and Current Control of Brushless DC (BLDC) Motor[C]. IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management (ICAESM -2012), 2012, 450-455.
- [30] 张立伟, 李行, 宋佩佩等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 70-78.
- [31] 陶彩霞, 赵凯旋, 牛青. 考虑滑模抖振的永磁同步电机模糊超螺旋滑模观测器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 11-18.
- [32] 史婷娜, 肖竹欣, 肖有文等. 基于改进型滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 2043-2051.
- [33] Zhang Y Q, Yin Z G, Liu J, et al. Design and Implementation of an Adaptive Sliding-Mode Observer for Sensorless Vector Controlled Induction Machine Drives [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2018, 13(3): 1304-1316.
- [34] Mu C X, He H B. Dynamic Behavior of Terminal Sliding Mode Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3480-3490.

- [35] 钟臻峰, 金孟加, 沈建新. 基于分段 PI 调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1203-1211+1297.
- [36] 赵湘衡, 杨武, 王敏怀. 基于 MRAS 无速度传感器的 PMSM 直接转矩控制[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2015, 46(10): 3631-3636.
- [37] Demir R. Speed-sensorless Predictive Current Controlled PMSM Drive With Adaptive Filtering-based MRAS Speed Estimators[J]. International Journal Of Control Automation And Systems, 2023, 21(8): 2577-2586.
- [38] 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, 43(7): 12-15+20.
- [39] 李星雨, 杜锦华, 梁得亮等. 基于改进脉振注入法的永磁直线电机无传感器低速控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(12): 30-36.
- [40] 徐铭远. 矿用电机车永磁同步电机无传感器控制研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2021.
- [41] Park N C, Kim S H. Simple Sensorless Algorithm for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Based on High-Frequency Voltage Injection Method[J]. IET Electric Power Applications, 2014, 8(2): 68-75.
- [42] Wang Y Q, Feng Y T, Zhang X G, et al. A New Reaching Law for Antidisturbance Sliding-Mode Control of PMSM Speed Regulation System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.
- [43] Wang X Y, Zhang Y P, Gao P. Design and Analysis of Second-Order Sliding Mode Controller for Active Magnetic Bearing[J]. Energies, 2020, 13(22).
- [44] Rath J J, Veluvolu K C, Defoort M, et al. Higher-order Sliding Mode Observer for Estimation of Tyre Friction in Ground Vehicles[J]. IET Control Theory & Applications, 2014, 8(6): 399-408.
- [45] 何智成, 张振宇, 周兵. 基于 AEKF 的永磁同步电机转速估计算法研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 61-69.
- [46] Liu S B, Wang Q W, Wang G L, et al. S. Virtual-Axis Injection Based Online Parameter Identification of PMSM Considering Cross Coupling and Saturation Effects[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5791-5802.

- [47] 刘善宏, 杨淑英, 李浩源等. 基于旋转坐标系解调的内置式永磁同步电机旋转高频注入法位置观测[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 708-716.
- [48] 洪琨, 刘刚, 毛琨等. 基于新型高频注入法的表贴式永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2914-2922.
- [49] 邱建琪, 周成林, 史涔激. 注入高频脉振电压的永磁同步电机 I/F 控制方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7): 1-8.
- [50] 吴航. 基于滑模观测器的表贴式永磁同步电机无位置传感器控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
- [51] 袁雷. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- [52] 夏阳. 基于高频信号注入的永磁同步电机无位置传感器控制系统设计[D]. 武汉: 华中科技大学, 2020.
- [53] 杜思宸, 全力, 朱孝勇等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3038-3047.
- [54] 陈德海, 曹永康, 邵恒等. 基于新型指数趋近律的 PMSM 滑模控制研究[J]. 传感器与微系统, 2023, 42(10): 32-35.
- [55] 基于无位置传感器的三电平永磁同步电机控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2021.
- [56] 秦铭珠. 具有参数辨识功能的永磁同步电机无位置传感器控制[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- [57] Al-nabi E, Wu B, Zargari N R, et al. Sensorless Control of CSC-Fed IPM Machine for Zero- and Low-Speed Operations Using Pulsating HFI Method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1711-1723.
- [58] 洪俊杰, 何衍东, 黄健钊等. 采用改进复矢量的 PMSM 电流解耦控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(06): 106-115.
- [59] 武玉婷. 基于 STM32 的交流永磁同步电机伺服控制技术的研究[D]. 西安: 西安工程大学, 2012.
- [60] 符梦虎, 张倩, 王群京等. 基于 SVPWM 的 PMSM 模糊 PI-DTC 控制研究[J]. 传感器与微系统, 2023, 42(09): 68-71+76.
- [61] Wang C, Zeng W J, Zeng W J, et al. SVPWM Strategy Based on the 45°

- Coordinates to Suppress Common-Mode Voltage for Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1984-1997.
- [62] 宋春伟, 何金龙, 李刚. 3H 桥开关次数均衡死区消除 SVPWM[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(1): 80-87+109.
- [63] 王子鸣, 郭潇, 李振宇等. 基于电压空间矢量统一方程的调制策略研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(11): 133-137.
- [64] 宋昱霖. 新能源汽车永磁同步电机驱动控制系统设计[D]. 长春: 中国科学院大学(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所), 2021.
- [65] 李天舒. 基于双滑模的永磁同步电机直接转矩控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2020.
- [66] Dong H L, Yang X B, Gao H J, et al. Practical Terminal Sliding-Mode Control and Its Applications in Servo Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 752-761.
- [67] 方馨, 王丽梅, 张康. 基于扰动观测器的永磁直线电机高阶非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 409-421.
- [68] Xu B, Zhang L, Ji W. Improved Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control With Disturbance Observer for PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [69] Jiang C H, Wang Q M, Li Z H, et al. Nonsingular Terminal Sliding Mode Control of PMSM Based on Improved Exponential Reaching Law[J]. Electronics, 2021, 10(15).
- [70] Utkin V. On Convergence Time and Disturbance Rejection of Super-Twisting Control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(8): 2013-2017.
- [71] 张庆超, 马瑞卿, 皇甫宜耿等. 电机转速环节 Super-Twisting 算法二阶滑模控制律设计与研究[J]. 西北工业大学学报, 2016, 34(4): 669-676.
- [72] 张志明. 基于改进高频注入法和滑模观测器的 PMSM 控制算法研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2021.
- [73] 陈亦斌. 基于脉振高频电压注入法的 SPMSM 无位置传感器控制研究[D]. 杭州: 浙江理工大学, 2023.

- [74] Luo X, Tang Q P, Shen A W, 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.
- [75] 李鹏泽. 基于 PMSM 的无位置传感器控制算法研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2020.
- [76] 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, 50(4): 2574-2583.
- [77] 吕晓源, 刘刚, 毛琨等. 基于虚拟脉振高频注入法的永磁电机初始位置检测[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 34-41.
- [78] 李玉浩. 永磁同步电机无速度传感器控制策略的研究[D]. 青岛: 青岛大学, 2019.

攻读硕士期间发表的学术论文

- [1] Zhang Y, Lu H C, Li M H, Liu X. Speed Regulation and Optimization of Sensorless System of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Machines, 2023, 11(6).
- [2] Zhang Y, Lu H C, Xu D. Application of New Sliding Mode Observer in Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor[C]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2477(1).
- [3] 张彦, 陆华才. 基于 DPCC 的永磁同步电机改进自抗扰控制策略研究[J]. 安徽工程大学学报, 2023, 38(04): 21-28+63.

致谢

时光飞逝，岁月如梭，三年的硕士研究生生活即将结束。在安徽工程大学的研究生涯让我受益良多，值此论文完成之际，我要衷心感谢给予我指导、帮助和关心的老师、同学和朋友们。

首先，我要衷心地感谢我的导师陆华才教授。本论文是在我的导师陆华才教授的悉心指导下完成的，陆老师为人谦和、治学严谨、朴实无华、平易近人，在学术研究和生活态度上都对我产生了极大的影响。在三年的硕士生涯中，陆老师在研究方向的选择、小论文的规范写作及毕业论文的写作与修改等方面，都对我进行了详细的指导。借此论文完成之际，我要向陆老师表示最真挚的感谢，愿您身体健康，工作顺利。

其次，我要感谢我的师姐曾秀云、杨冬雪，师兄吕禾丰、李佩阳、苏忠德、沈云畅，在学术研究上对我的帮助，是你们告诉我许多查找论文的网站，并指导我如何筛选论文，愿你们工作顺利，前程似锦！还要感谢我的同门汤祥宇、胡俊，在学习和找工作时对我的帮助，感谢你们的信息共享让我在找工作时不至于焦头烂额，愿此去前程似锦，再相见依旧如故！感谢我的师妹刘祥，师弟李明虎、郑泊文、刘闯、陈新强、邢宏伟，你们的到来为枯燥的科研生活增添了许多欢乐，愿你们成果多多，继续享受你们的研究生生活吧！

然后，我要感谢我的室友李雯婷、茆馨雅、朱雨菲（排名不分先后，按床位来），虽然我们在科研方向上完全不同，无法给彼此提供参考意见，但是我们在生活上彼此陪伴，感谢你们陪我度过难忘的研究生生活，愿你们无论申博、考公、还是找工作都能顺利上岸。

最后，我要特别感谢我的家人，感谢你们在经济上和精神上对我的支持，尤其要感谢我的妈妈，经济支持大多来源于我的妈妈，愿你们身体健康，长命百岁。感谢唐少邱同学，也要感谢其他帮助过我的同学朋友们，篇幅有限，无法一一致谢，愿你们身体健康，工作顺利！

尚德敏学 唯实惟新

