

分类号：TP13

密 级：公开

学校代码：10363

学 号：2220340113



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目

永磁同步电机自适应参

数辨识与控制研究

论 文 作 者

李彤彤

指 导 教 师

陶亮

学 科（专业）

控制科学与工程

研 究 方 向

控制理论及应用

论文提交日期：2025 年 05 月 15 日

分类号：TP13

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2220340113

题 目 永磁同步电机自适应参数辨识与控制研究

题 目 ADAPTIVE PARAMETER IDENTIFICATION
AND CONTROL OF PERMANENT MAGNET
SYNCHRONOUS MOTOR

学 生 姓 名： 李彤彤

指 导 导 师： 陶亮

学 科 专 业： 控制科学与工程

研 究 方 向： 控制理论及应用

论文答辩日期： 2025 年 05 月 06 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：李彤彤

日期：2025年5月15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：李彤彤

指导教师签名：陶亮

日期：2025年5月15日

日期：2025年5月15日

永磁同步电机自适应参数辨识与控制研究

摘 要

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)以其小型化、运行可靠、高功率等优势,在航空航天、机床制造、自动驾驶等诸多控制领域具有重要研究和应用价值,PMSM 系统控制性能要求逐渐转向抗干扰性、高精度、强鲁棒性、快速性等多方面的综合发展,不仅仅是过去所强调的稳定性和可靠性。针对 PMSM 动力学特性易受到系统参数变化和外部负载扰动影响导致系统鲁棒性差及运行效率低等问题,本文以 PMSM 为研究对象,开展自适应参数辨识与滑模控制方法研究,以提高系统稳定性和参数辨识精度。

本文的主要研究工作和成果如下:

(1) 针对存在未知状态和不确定性的系统,在传统自适应参数辨识控制基础上,设计基于线性变参数(Linear Parameter Varying, LPV)观测器自适应动态面滑模控制方法。首先,建立 PMSM 数学模型,将系统模型重构为包含未知扰动参数的状态空间方程,基于重构的系统模型设计 LPV 观测器,在线反映扰动参数的实时变化,准确估计未知扰动参数。其次,研究一种自适应动态面滑模控制技术,引入指数趋近律加快系统的动态特性,减轻系统抖振。最后,选取合适的李雅普诺夫函数(Lyapunov)保证系统整体稳定性,有效提高系统精度和误差收敛速度。

(2) 针对机械磨损和环境变化导致 PMSM 摩擦相关参数发生变

化的问题,设计基于动静态参数辨识的有限时间自适应非奇异滑模控制(Finite-time Adaptive Non-Singular Sliding Mode Control, FANSSC)方法,实现有限时间框架内的快速收敛。首先,建立改进广义麦克斯韦滑动(Generalized Maxwell Slip, GMS)摩擦模型的非线性系统,利用遗传算法确定 GMS 的静摩擦参数,同时,针对动摩擦参数的时变特性,采用自适应参数辨识算法进行在线辨识,确保系统参数辨识的准确性。其次,在传统滑模控制器的基础上设计非奇异滑模面,解决滑模的奇异性问题。在参数不确定性和扰动的情況下, FANSSC 控制器保证了系统在有限时间内沿非奇异滑动面稳定运动,提高了系统的稳定性。最后,应用 Lyapunov 理论分析闭环系统的稳定性,保证了系统在有限时间内实现位置的快速跟踪和稳定运行。

(3) 针对电机伺服系统摩擦模型参数易受设备工况和外部干扰等因素影响而降低系统鲁棒性的问题,提出一种固定时间滑模控制与自适应参数估计律相结合的策略。首先,通过已知系统状态和提取的参数误差信息,构建自适应估计律,实现在线识别系统的未知参数,进而提高参数辨识精度。其次,在自适应律的基础上,设计固定时间滑模控制器,确保系统收敛时间不依赖初始状态,并通过改进的指数趋近律有效抑制滑模控制中的抖振问题,实现系统状态在固定时间内的快速收敛,从而提高了系统的控制性能。最后,利用 Lyapunov 函数证明了系统的固定时间收敛。实验结果表明,与传统滑模控制方法相比,本文提出的控制方案显著提高了系统性能,展现了其优越性。

本文研究了 PMSM 的自适应参数辨识方法与滑模控制策略，使系统的未知参数能够快速收敛到真实值，有效地提高了系统的跟踪控制性能和鲁棒性。

关键词：永磁同步电机，滑模控制，参数辨识，摩擦非线性，有限时间控制，固定时间控制

ADAPTIVE PARAMETER IDENTIFICATION AND CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

ABSTRACT

PMSM has gained significant research and application value in various control fields, including aerospace, machine tool manufacturing, and autonomous driving, owing to its compact size, operational reliability, and high power density. The performance requirements for PMSM systems have evolved from emphasizing stability and reliability to a comprehensive development encompassing anti-interference capability, high precision, strong robustness, and rapid response. This paper addresses the issues of poor robustness and low operational efficiency in the dynamics of PMSM, which are affected by changes in system parameters and external load disturbances. The study focuses on PMSM and conducts research on adaptive parameter identification and sliding mode control methods to improve system stability and the accuracy of parameter identification.

The primary research work and findings of this article are outlined as follows:

(1) For system with unknown states and uncertainties, an adaptive dynamic surface sliding mode control method based on LPV is designed

on the basis of the traditional adaptive parameter identification control. First, the mathematical model of the PMSM is established, and the system model is reconstructed into a state-space equation containing unknown disturbance parameters. An LPV observer is designed based on the reconstructed system model to reflect real-time changes in the disturbance parameters online and to accurately estimate the unknown disturbance parameters. Second, an adaptive dynamic surface sliding mode control technique is investigated, and an exponential reaching law is incorporated to enhance the system's dynamic response characteristics and suppress control-induced chattering phenomena. Finally, an appropriate Lyapunov function candidate is constructed to guarantee global asymptotic stability of the closed-loop system, while simultaneously enhancing tracking accuracy and accelerating error convergence dynamics.

(2) To solve the problem of variations in PMSM friction-related parameters due to mechanical wear and environmental variations, a FANSSC method, incorporating dynamic and static parameter identification, was designed to ensure finite-time convergence. Firstly, a nonlinear system incorporating an improved GMS friction model is established, wherein a genetic algorithm is employed to identify the static friction parameters of the GMS model. Moreover, to capture the time-varying characteristics of dynamic friction parameters, an adaptive parameter identification algorithm is adopted for online estimation, thereby

ensuring the accuracy of system parameter identification. Secondly, a non-singular sliding mode surface is designed based on the traditional sliding mode controller to effectively address the singularity issue inherent in conventional sliding mode control. In the presence of parameter uncertainties and external disturbances, the FANSSC controller guarantees that the system achieves stable motion along the non-singular sliding surface within a finite time, thereby enhancing overall system stability. Finally, Lyapunov theory is applied to analyze the stability of the closed-loop system, ensuring rapid position tracking and stable system operation within a finite time.

(3) To address the issue that friction model parameters in motor servo systems are susceptible to variations in operating conditions and external disturbances, thereby reducing system robustness, this study proposes a control strategy integrating fixed-time sliding mode control with an adaptive parameter estimation law. First, an adaptive estimation law is derived using the known system state and extracted parameter error information, enabling accurate online identification of unknown system parameters. Next, a fixed-time sliding mode controller is designed based on this adaptive law, ensuring convergence time independence from initial conditions. Additionally, an improved exponential approach law is introduced to suppress inherent sliding mode chattering, guaranteeing fixed-time state convergence and enhancing control performance. Finally,

Lyapunov stability theory rigorously proves the system's fixed-time convergence. Experimental results confirm the proposed scheme's superiority over conventional sliding mode control methods, demonstrating significant performance improvements.

In this thesis, the adaptive parameter identification method and sliding mode control strategy for PMSM are investigated, enabling the unknown system parameters to rapidly converge to their true values while effectively enhancing the tracking control performance and robustness of the system.

Li Tongtong (Control Science and Engineering)

Supervised by Tao Liang

KEY WORDS: PMSM, sliding mode control, parameter identification, friction nonlinearity, finite time control, fixed time control

目录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	IV
第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 参数辨识研究现状.....	2
1.3 控制策略研究现状.....	7
1.4 本文主要研究工作.....	10
第 2 章 基于线性参变观测器的自适应动态面滑模控制	12
2.1 PMSM 数学模型	12
2.2 LPV 自适应观测器	14
2.2.1 观测器的设计.....	14
2.2.2 观测器稳定性分析.....	15
2.3 动态面滑模控制.....	16
2.3.1 控制器设计.....	16
2.3.2 稳定性分析.....	21
2.4. 仿真与分析.....	22
2.5 本章小节.....	30
第 3 章 基于改进 GMS 摩擦模型的有限时间自适应非奇异滑模控制	31
3.1 改进 GMS 摩擦模型	31
3.2 静摩擦参数辨识.....	33
3.3 有限时间自适应非奇异滑模控制.....	34
3.3.1 控制器设计.....	34
3.3.2 稳定性分析.....	36
3.4 仿真与分析.....	38
3.5 本章小节.....	43
第 4 章 基于自适应参数辨识的固定时间滑模控制	44
4.1 电机伺服系统模型.....	44
4.2 自适应参数辨识.....	45
4.3 固定时间滑模控制器.....	48
4.3.1 控制器设计.....	48
4.3.2 稳定性分析.....	50

4.4 仿真与分析.....	53
4.5 本章小节.....	58
第 5 章 结论与展望	59
5.1 主要研究工作与创新点.....	59
5.2 后续研究展望.....	60
参考文献	62
攻读硕士期间发表学术成果	69
攻读硕士学位期间参与的科研项目	70
致谢.....	71

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及意义

2021 年全国人大会议将“碳中和、碳达峰”纳入中国政府工作报告重点任务之一。中国领导人提出到 2030 年实现碳达峰、2060 年实现碳中和的目标^[1]。实现碳达峰和碳中和的目标是对国家能源安全、生态文明建设和人民群众美好生活的必然选择，也是中国构建人类命运共同体的责任担当^[2]。二氧化碳的排放主要来自能源活动，在气候变化与环境保护的背景下，能源活动给相关产业带来了前所未有的转型压力，将会极大地推动一些环保产业及其配套设施的快速发展，促进传统能源结构的优化和一系列节能环保产业的壮大。众多新能源相关领域中，驱动产品的研发与应用至关重要，而电机作为新能源驱动系统的核心组件，发挥着不可或缺的关键作用。

在新能源驱动产品领域中，电机控制算法的创新与发展十分重要。电机作为能量转换的关键装置，其动态性能的优劣直接决定系统的效率、可靠性和运行效果。高效的永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)和感应电机的发展使得电动汽车产品的行驶里程及性能大幅提升；直驱式永磁电机的应用使得风力发电效率显著优化；高效节能电机的应用使得工业设备的能源消耗显著降低。这些应用充分体现了电机控制技术在新能源产业中的重要性。

随着新能源产业的蓬勃发展，对电机控制技术提出了新的挑战，工业应用中对高容量、高可靠性电机的需求日益增加，PMSM 位置伺服驱动系统作为工业产品中的重要组件，得到越来越多的关注，并在航空航天、电动汽车、舰船推进等诸多领域得到了应用^[3-5]。PMSM 参数识别与控制的研究、优化，对推动我国国民经济增长、推动产业朝着高质量发展、促进新能源产业积累具有重要的现实意义。驱动控制系统已成为当今学者研究的重点。因此，本文将以 PMSM 作为背景框架，设计高精度的参数辨识算法与控制策略，实现系统的高可靠性、安全性、实用性与稳定性。

大部分的驱动器是以 PMSM 牵引负载进行运作，达到调节转速的作用。与其他类型的电机相比较，PMSM 具有效率高、运行噪音低、转矩波动小及可靠性

强等特点^[6,7]。在 PMSM 驱动系统中，转子的精确定位是电机启动和整个控制系统稳定运行的首要条件^[8]。实际工作条件存在着大量的工况变化，导致系统负载变化、电机额定参数与实际运行时的参数不匹配以及存在未知扰动等问题，这些情况的发生不仅会对系统的运行状态产生严重的负面影响，甚至会导致系统失控，给系统带来重大的安全隐患^[9]。所以，在实际系统运行中，PMSM 对定位精度、响应速度等方面提出了更高的要求。PMSM 作为一个典型的多变量、强耦合、非线性的控制系统，定子电流的动态变化可能会影响电磁转矩的输出；电机参数的时变特性，如绕组电阻和感应在不同温度下也会发生改变，导致系统模型参数不一致；外部负载的波动和噪声干扰因素会进一步加剧系统控制的难度，使得传统控制技术达到预期结果面临困难。这些因素在系统运行过程中往往会导致传统控制方法出现响应速度慢、抗干扰能力弱、参数适应性差等问题，难以满足高精度、高动态性能的控制要求。因此，提升系统控制效果与运行稳定性，需要具有较高鲁棒性的控制方法来实现。常见的控制方法有自适应控制、比例微分积分控制、鲁棒控制、滑模控制等。有些系统不能及时适应不同工况下参数的变化，从而影响系统的整体控制效果。因此，提高参数辨识的准确性，设计能够实时响应外部非线性和机械性能的自适应控制策略，提高跟踪控制性能至关重要。

本文以 PMSM 为研究背景，分析了 PMSM 系统动力学特性下降的主要原因，设计改进的滑模控制与自适应参数辨识算法，提高了系统的动态性能。针对滑模控制中的抖振问题，设计出削弱或消除滑模抖振的方法，优化参数辨识精度，进而提高系统的稳定性。对传统参数辨识算法进行优化，减轻系统参数变化带来的负面影响，提高了参数辨识的准确性、系统的跟踪精度，确保了系统参数收敛到预期值。这种改进有效提升了滑模控制的鲁棒性、PMSM 位置跟踪精度、动态响应能力，提高了系统可靠性和稳定性。

1.2 参数辨识研究现状

参数辨识算法在现代控制策略中发挥着重要的作用，对系统的精确控制离不开参数辨识，参数辨识通过在线或离线收集和处理数据准确估计系统模型中的最优参数，为控制器的设计和优化提供可靠数据。电机控制领域中，电机参数会根据温度、励磁效应、机械磨损等因素而发生变化，传统的特定参数控制方法难以满足高性能电机高精度控制的需求。参数辨识算法用来解决这些技术难题得到了

广泛应用。传统参数辨识算法具有精度低、对复杂系统适应性差、抗干扰能力弱、计算复杂度高等问题，因此，对系统参数辨识算法进行优化和改进，提高参数辨识精度是非常重要的。改进参数识别算法将自适应律引入控制器，实时监测系统参数的变化，有效适应系统的时变特性，大大提高了控制系统的可靠性和动态性能。作为伺服驱动器，PMSM 通过参数辨识算法准确捕获电机参数信息，并将其传递给控制器，这对于提高系统的控制效率至关重要。参数识别是通过分析输入和输出数据来估计系统未知参数，这些数据包括系统的物理、动态相关特性^[10]。

离线辨识是在电机没有运作的情况下对电机系统施加不同的激励信号，选择合适的辨识算法对产生的数据进行分析，以供后续运行。这个过程需要进行大量的数据收集和存储，将辨识的电机参数应用于后续的电机的控制和操作。目前，常见的离线参数辨识算法有遗传算法^[11,12]、萤火虫算法^[13]和粒子群优化算法^[14-16]。离线参数辨识算法在多个应用领域中仍有很多局限性。大多数离线算法依赖于大量历史数据和已知的固定模型，当系统初始条件和模型参数随时间或运行工况发生动态变化时，传统的离线辨识方法缺乏在系统不确定性和外部干扰下实时调整的能力，无法实时更新参数以更有效地监测系统的动态特性，补偿其动态属性变化带来的不利影响。这使得很难将系统控制性能保持在最佳状态，无法精确识别系统的实际物理模型，并且大多数离线参数辨识算法需要较长的处理时间与复杂的优化过程，无法满足对实时性要求较高的应用需求。因此，尽管离线参数辨识算法在一些工业领域取得了初步的应用成果，但在动态复杂的环境中，需要研究和实现具有高可靠性和精确性的参数辨识算法来提高发展中工业对电机的要求。在线参数辨识算法可以在系统运行过程中实时进行参数估计，快速跟踪系统参数的变化，将实时估计的参数输入到控制器中，调整控制策略使系统得到快速调节，提高系统的跟踪控制能力。因此，本文主要研究 PMSM 在线参数辨识算法。

在线辨识算法是一种用于实时识别电机系统中各类参数的技术，特别适用于 PMSM 伺服系统。在电机运行模式下，在线辨识算法能够根据电机的实际运行数据，实时估计和识别诸如转矩、电阻、转速、转子位置等关键参数。这种方法通过利用实时数据并应用于识别算法，快速确定电机参数并向控制器提供反馈，控制器根据获得的电机参数数值调整控制过程，从而达到更精确的控制效果。此外，在线辨识算法还可以有效地应对外部扰动、模型不确定性和系统非线性等问题，

使电机控制系统在复杂环境下仍能保持较高的稳定性和鲁棒性。目前，国内外学者提出了各种在线参数辨识策略，包括模型参考自适应^[17]、最小二乘法^[18]、神经网络法^[19,20]、自适应参数辨识方法^[21,22]以及扩展卡尔曼滤波法^[23,24]等。

(1) 模型参考自适应算法

模型参考自适应控制系统一般由控制对象、参考模型、控制器和自适应控制律这四部分组成，其核心是引入一个理想的参考模型来描述一个期望的系统行为，根据系统实际的输出信息和参考模型输出信息进行比较，跟踪误差用于实时调节控制器参数，使系统本身能够自适应优化运行状态，不断逼近参考模型的行为。在模型参考自适应调节的过程中，系统会实时监测其跟踪误差变化趋势，并按照自适应控制律调节控制器参数值，直到获得最佳控制器参数，使控制系统的输出尽可能逼近期望的参考模型输出，误差逐渐趋近于零附近一个小的阈值，通过反复调整控制器参数来实现自适应控制。该方法具有较强的环境自适应能力，可以对系统不确定性进行补偿，对环境不确定性及噪声的干扰具有较强的自适应性，能保证系统具有较优的控制性能，特别适用于飞行控制、过程控制、机器人控制和电机驱动等复杂的非线性系统。文献[25]设计一种鲁棒模型参考自适应估计器，对权重因子进行自适应微调，减小了电流的跟踪误差，在实现系统鲁棒性的同时增强对不确定性、扰动的补偿能力，并采用无编码器鲁棒模型参考自适应估计器降低系统硬件复杂度，保证系统的稳定性与可靠性。该策略精确进行速度跟踪，保证了电机在各种工况下皆具有较高的精度，并且能够有效地降低电机的转矩及电流的跟踪偏差，使系统的动态响应性能得到提高，在高性能伺服控制驱动及精确控制的应用中有着较高的推广应用价值。

(2) 最小二乘法

最小二乘法是一种回归问题常用的数学算法，广泛应用于线性和非线性方程组的求解，采用最小化的误差平方和，优化数据，进而提高系统模型的预测精确度。由于该方法具有计算简单、快速收敛、抗干扰能力强等优势，在复杂系统的建模及优化中起到重要作用，成为工程应用和科学计算中不可或缺的工具。利用最小二乘法对 PMSM 系统进行参数辨识，通过调节模型参数，可将模型参数的预测结果与实际系统输出信号的误差平方和最小化，并使实际系统输出和预测结果误差最小的模型参数作为实际系统的参数值，从而实现系统参数精确辨识。这

种方法可以保证系统在复杂情况下,经过不断地实时参数调整,估计值与实际输出值更加接近,在辨识的结果上可以达到一个很高的精度。最小二乘法的计算过程较为简单,其可以快速迭代至最优解,有利于 PMSM 系统提高建模精度,为后续高性能的控制律设计提供必要的前提。文献[26]利用最小二乘法对 PMSM 系统的参数进行估计,充分把握该方法计算方便、快速收敛、鲁棒性强的优点,通过对参数不断迭代计算使得系统的估计值与系统的真实值误差趋近于零,达到最佳的估计值,从而在复杂工况下完成系统未知参数的估计。

(3) 神经网络方法

神经网络算法属于智能算法,因其具有良好特征学习能力、优异的泛化能力、并行计算的高效性以及较高的鲁棒性,被广泛地应用于模式识别、语音处理、计算机视觉、自动控制等领域。通过非线性映射关系,神经网络能够从数据中自适应获取更复杂高维度的特征,从而实现学习和推理能力在高维、非线性、不确定环境下的学习与控制,具有很强的智能性。神经网络虽然在理论和应用上有很多优势,但是在实际工程领域,由于参数很难进行调节而具有较大的局限性。神经网络算法的应用面临很大的挑战,这是由于其网络结构非常复杂,超参数的数量多,如学习速率、层数、激活函数、优化算法等,他们之间的调节关系复杂且影响着模型的性能,有时调节不合理,则需要进行多次大量的实验及参数的调整,增大了神经网络模型的训练难度。过拟合也是影响网络泛化能力的一个方面,特别是在样本数据较少且样本分布不均匀的情况下,模型容易产生过拟合现象,导致在实际应用中辨识能力降低。除此之外,计算资源耗费大也是神经网络算法需要解决的问题,尤其是在训练过程中应用深度神经网络和卷积神经网络,对于硬件性能、计算效率及能耗都有极高的要求,其算法的训练过程往往需要更多计算资源的支持。文献[27,28]利用神经网络算法进行参数估计,并通过实验验证其高精度的估计效果。该方法充分利用了神经网络强大的非线性特征学习功能,通过复杂模型准确地获得参数,对未知参数具有一定的自适应估计能力。该方法虽然从结果来看具有较高的估计精度,但是仍需要考虑实际运用的情况,如考虑数据集容量、计算资源花费、模型训练优化等各方面因素。文献[29]提出了一种新的 PMSM 无差拍控制参数辨识方法,引入了可以精确描述参数误差和控制偏移量关系的优化数学模型,通过参数辨识使系统在运行中实时纠正参数偏差,使得系

统具有更强的鲁棒性和更高的控制精度。由于神经网络具有优异的非线性映射特性和自学习功能，在参数辨识方法中结合了神经网络算法解决了 PMSM 系统复杂参数难以辨识的问题。

(4) 自适应参数辨识方法

自适应参数辨识是根据系统自身特点自动调整控制参数的算法，保证了控制系统在事先不明确的情况下，仍能对被控系统的动态过程进行精确建模，做出迅速反应，能够实时监测及辨识系统参数的变化并根据这一变化将系统参数的估计值输入控制器中，实时调控制器参数，使系统的性能最优化。文献[30]提出了一种基于反步法的自适应控制策略，详细分析了电机参数对控制性能的影响，为了解决系统时变参数使系统动力学性能不稳定的问题，在文中引入了自适应的参数辨识算法，实时在线更新电机参数的估计值，显著抑制了时变参数对系统动力学特性不利的影响，从而使得系统的鲁棒性及适应性能得到显著提高，使电机在各种工况下均能够保持较良好的动静态响应特性，显示了优越的控制性能。文献[31]在观测器框架基础上，针对 PMSM 参数进行自适应辨识。将扩展滑模观测器和 Luenberger 观测器组合成一种参数估计综合观测器框架，利用 Luenberger 观测器对负载转矩进行辨识，精确获取负载的变化信息，将辨识结果用于系统控制的扰动补偿上，从而有效地提高了系统对负载变化的鲁棒性和适应性。文献[32]利用自适应参数辨识的方法，根据不同的参数设计合适的参数自适应律，对系统模型参数进行精确调整。该方法结合 Luenberger 观测器对系统的负载转矩进行在线预测，实时监控负载扰动并对其进行补偿，以达到对系统参数高精度辨识的目的。利用这个方法可以使系统能够在动态变化的工况下迅速适应环境，使系统的控制精度、鲁棒性以及适应性得到很大的提高，最终获得良好的控制性能。

通过在线参数辨识方法的研究现状分析，尽管大多数参数辨识算法在抑制与优化系统跟踪误差方面取得了一定进展，但是在保证实时收敛至真实值的鲁棒性和可靠性上仍具有不足之处，参数估计在非线性系统下的收敛分析、精度和稳定性方面仍然存在许多理论和技术挑战。因此，确保系统在复杂条件和外部干扰下的实时收敛，同时提高参数识别的准确性和稳定性，仍然是该领域需要解决的关键问题。为了实现参数的精确收敛，在估计律中加入参数辨识误差是非常重要的。在众多的在线参数辨识算法中，自适应参数辨识算法具有原理简单、容易操作、

易于实现、响应速度快和成本低等优势而备受关注。本文在自适应参数辨识的基础上,设计具有高收敛性能的自适应律和控制器,并将其应用于 PMSM 中,以增强系统的收敛精度和稳定性。

1.3 控制策略研究现状

PMSM 系统的动力学特性除了与参数辨识算法的选取有关,还依赖于参数辨识算法所选择的控制策略。不同的辨识算法和控制策略对系统响应速度、鲁棒性、稳定性等有不同的影响。因此,提升系统整体性能与鲁棒性,须优化辨识算法和控制策略。随着伺服控制技术的不断进步,日益迫切需求高效、精密的伺服控制方法。现代控制理论的不断的发展,新的控制算法不断涌现。为了满足经济发展对高性能电机位置伺服系统的需求,国内外提出了许多种改进的控制策略以提升电机的控制性能,满足日益严峻的工业应用需求。这些控制策略涵盖了多种智能控制算法,包括滑模控制^[33-35]、比例积分微分控制^[36]、自抗扰控制^[37,38]、模糊控制^[39-41]、鲁棒控制^[42]、神经网络^[43,44]等。

(1) 滑模控制

滑模控制的基本思路是构造一个滑动面,驱动被控系统滑向滑动面并保持在滑动面上运动。滑模控制方法在控制方面具有较强的鲁棒性,面对非线性系统表现出良好的控制效果,且算法简单、响应速度快、对外部噪声扰动及系统参数摄动不敏感,因此 PMSM 控制领域中应用滑模控制方法具有一定的优势。文献[45]提出一种基于终端滑模负载观测器的反步控制方法,解决了系统在负载扰动的影响下,控制精度不高的问题。该方法通过对终端滑模控制器与负载观测器的应用,在负载扰动与不确定情况下,对负载变化进行精确估计,并根据负载的变化通过反步控制进行补偿,有效提升了系统的动态性能和控制精度。文献[46]提出了一种带有非线性扰动观测器的自适应滑模控制方法。为提升系统面对未知扰动时的鲁棒性,将具有非线性观测器增益的非线性扰动观测器引入,实时估计系统未知扰动并进行补偿,前馈作用于自适应滑模控制中,可以有效抑制扰动产生的影响,使稳定误差得到了减小,控制性能也有较大的提高。此方法的应用使得系统对非线性和不确定性有良好的适应能力,保证了系统的高精度、高稳定的控制效果。文献[47]把自适应控制和滑模控制相结合,提出了滑模电流调节和自适应反步调速相结合的控制方案。该算法中利用扩展的观测器观测负载转矩,使控制性能得

到了提升。文献[48]表明,连续全阶非奇异滑模末端控制可以将不匹配的扰动转化为匹配的扰动。该方法利用有限时间观测器与全阶非奇异端滑模控制算法相结合来解决集总扰动,确保系统稳定性。文献[49]针对机械臂在参数变化与外部扰动的情况,提出了快速终端滑模控制,利用高阶滑模观测器来估计集总扰动,实现超扭转技术的连续控制,使系统的振荡最小化,这种方法有利于系统在规定的时间内收敛到稳定状态。文献[50]提出一种基于滑模变结构的 PMSM 控制方法,对 PMSM 系统实现直接转矩控制,并通过引入新的趋近律改善其饱和度,降低转矩脉动,达到较好的控制效果。

(2) 比例积分微分控制

比例积分微分控制(Proportional Integral Derivative, PID)以其可靠性高、良好的鲁棒性、算法简单等优点,在实际工业生产中得到了广泛的应用。虽然各种控制器的构成及工作原理上存在差异,但它们大多都遵循三个基本的控制定律:比例(P)控制、积分(I)控制和微分(D)控制。这三类控制律既可以单独进行应用,也可以结合使用。常见的有 P 控制、PI 控制、PID 控制等。PID 控制在工程控制中扮演着重要角色,为实现系统性能优化达到稳定性提供了有效手段。文献[51]提出了一种带有积分项的自适应反步控制方法,该方法结合反步法求解系统控制器和自适应律,通过引入积分器对系统的稳态误差进行补偿,有效地提升了系统的鲁棒性,从而增强了系统对外部扰动和模型不确定性的抵抗能力。文献[52]提出了一种包含积分环节的控制策略,引入积分器对输出的信号进行反馈,很大程度上提高了系统稳定性和精度,保证了系统在长时间运行时产生不稳定的现象。同时,积分环节能消除系统中的偏差和误差积累,从而加强了系统对外部扰动和系统参数变化的适应能力。文献[53]根据 PMSM 伺服系统中存在的问题,采用一种非光滑优化方法,对 PMSM 伺服系统进行优化控制。选取转子转速主工作点的数学模型,通过联合调整来确定最佳参数,以调节 PI 控制参数。针对速度环控制器的积分饱和使控制系统动力学性能下降的问题,文献[54]引入一种基于 PI 控制的抗积分抗饱和算法,运用扰动补偿与抗饱和速度环相结合的 PI 控制算法有效克服系统饱和带来的系统稳定性下降的问题,显著提高了系统鲁棒性和稳定性,动态消除系统的过冲,保证在动态响应过程中性能的优良,使控制系统实现无过冲的控制目标。

(3) 模糊控制

模糊控制是以模糊集合理论、模糊语言变量和模糊逻辑推理为基础的一种微机数字控制,模拟人脑思维建立一种非线性控制系统来解决复杂不确定性过程的控制问题,由于算法简单、适用性强、容易理解和实现的特点,常用来处理模糊性以及不确定性等问题。模糊控制不需精确的数学模型,只需基于经验和专家知识的模糊规则,因此在无法获得良好系统数学模型,需要实时反馈控制的情况更为适用。针对具有多个未知控制方向、强耦合关系的分数阶互联网系统,文献[55]提出了模糊 PID 控制策略,利用 MATLAB 对模糊控制结果进行验证,得到结果验证了模糊控制的有效性。文献[56]提出基于有限时间模糊自适应控制策略,用来解决传统控制在复杂非线性环境下的精度不高和收敛性差的问题。自适应调整机制结合模糊控制的非线性逼近能力,对系统动态特性进行了精确建模和控制优化。提出的有限时间控制理论使控制系统的跟踪误差能够逐步减小、在有限时间内快速收敛到一个接近于零的区域,使系统能够更快速、准确地收敛到期望状态。文献[57]提出了一种模糊控制结合传统 PID 控制的方法,通过自适应调整 PID 参数实现动态优化。仿真实验结果表明,模糊 PID 控制在精度和响应速度上均优于传统的 PID 和模糊控制,具有较好的应用前景。

(4) 鲁棒控制

早期在鲁棒控制系统领域的研究主要关注微扰单变量系统的不确定因素,Zames 提出的微分敏感性分析是一个典型的代表。不过,在工业生产中,系统参数的变化往往呈现有限干扰而非无穷小干扰,所以,现代鲁棒控制着重在有限干扰下保持性能和有效控制。现代鲁棒控制强调控制算法的可靠性,它的设计目标在于精准确定使系统适配现实环境、满足最低安全性要求的条件,确保系统在复杂现实场景中能够实现基础安全运行。鲁棒控制具有鲁棒性强、设计灵活、易于实现等优势,基于简单的数学原理和算法,易于实现和调试,在系统参数变化或外部干扰的情况下能够保持系统的稳定性和动态性能,对系统模型的精确性要求较低,适用于各种不确定性和非线性系统。文献[58]提出了一种新的 PMSM 动态面控制器,该控制器采用观测器获取负载转矩反馈,从而减小了负载变化时的速度波动,实现了 PMSM 伺服系统的精确控制,解决了 PMSM 伺服系统中负载摄动引起的动态性能下降问题。文献[59]提出了一种基于特征结构分配的鲁棒比例

微分方程控制策略。所提出的控制方法使系统对偏置电流的变化不敏感，有效地抑制不平衡振动和不平衡控制电流。文献[60]提出了一种驱动电流控制的鲁棒非线性预测方法，有效地消除稳态运行时参数摄动引起的电流误差，解决了 PMSM 伺服系统中负载摄动引起的动态性能下降问题。文献[61]针对系统中存在的参数不确定及外部干扰的问题，设计了一种具有扩展状态观测器的鲁棒控制方法，这种方法能够有效地克服系统参数的不确定性以及外部干扰带来的影响。

在众多的控制算法中，滑模控制因其对扰动参数和外部干扰具有不敏感、算法简单、快速响应和优异的鲁棒性的特点，广泛应用于众多电机控制中。滑模控制算法重点体现在其强大的应对系统各种不确定因素和外界干扰的能力，使整个系统具备了较好的鲁棒性和稳定性，从而在电机控制、机器人控制等诸多领域得到了广泛使用。但是滑模控制在目前实际工业应用中也存在一些问题，主要体现在滑模抖振和较大的系统电力耗能方面，若不能很好解决这些问题，可能会对整体控制体系的运行和能耗带来不利影响。为此，本文基于滑模控制，从保证其优良的控制性能和鲁棒性入手，对其抖振以及控制系统的电力消耗进行研究改进，并将其应用于 PMSM 的实际工程中。

1.4 本文主要研究工作

PMSM 位置伺服驱动系统的研究现状表明，不同的控制策略和参数辨识方法具有各自的应用领域，而常规的控制方法难以适应某些特定应用环境的要求，要使 PMSM 达到高精度的控制，需要对其使用过程中的某些关键性能指标进行综合考虑。为此，本文重点以 PMSM 控制策略及其驱动系统参数在线辨识为研究对象，为提高电机运行效率和控制性能，建立 PMSM 数学模型，结合自适应辨识理论和滑模控制理论，实现对 PMSM 的快速高精度跟踪控制和准确的参数辨识。本文主要研究内容如下：

第 1 章介绍了选题的研究背景和 PMSM 位置伺服驱动系统控制策略的研究现状，并详细阐述了 PMSM 几种常见的参数辨识方法。介绍了 PMSM 的发展概况，强调了 PMSM 自身优势，同时还提到了传统 PMSM 控制算法的不足之处，而本文研究旨在解决这些问题。首先对国内外的参数辨识和控制理论研究现状进行了综述，然后对当前的研究热点进行了分析，重点阐述了本文的研究思路，最后按照论文各章节的结构，对论文的主要工作进行了简要的介绍。

第 2 章以表贴式 PMSM 为研究对象, 针对常规线性滑模控制方法在稳定状态下收敛性能无法满足不断提高的高精度跟踪要求这一问题, 展开深入研究, 提出了一种基于线性变参数(Linear Parameter Varying, LPV) 观测器的自适应动态面滑模控制策略, 有效应对 PMSM 系统参数摄动带来的挑战。这一章节通过对电机数学模型的建立, 将系统参数划分为标称参数和扰动参数, 设计用于实时估计系统扰动参数的 LPV 观测器, 构建扰动参数的自适应学习律, 并据此设计动态面滑模控制器, 引入指数趋近律, 提高了系统的动态性能, 有效地降低了系统的抖振。此外, 动态面控制还解决了传统反步控制方法存在的微分爆炸问题, 显著提高了系统的跟踪控制性能。

第 3 章提出了一种改进广义麦克斯韦滑动(Generalized Maxwell Slip, GMS)摩擦模型有限时间自适应非奇异滑模控制方法, 以解决与电机参数摄动和动态不稳定相关的问题。首先, 将系统参数划分为静摩擦参数和动态摩擦参数, 利用遗传算法确定改进 GMS 摩擦模型的静摩擦参数, 然后, 针对系统动态参数, 构造了有限时间参数自适应辨识方法, 该方法能在线实时地反应系统的动力学参数变化, 最后以参数辨识为基础, 设计了一种有限时间参数自适应辨识的非奇异滑模控制方法, 利用非奇异滑模面减轻了传统滑模面的奇异性问题。在参数不确定和系统扰动的情况下, 该控制器保证系统在有限时间内沿非线性非奇异滑模面收敛到稳态, 有效地降低了系统的抖振, 表现出良好的动态特性。

第 4 章针对电机伺服系统在实际运行过程中易受电机参数摄动及外部负载扰动的影响, 而严重降低系统控制精度与稳定性的问题, 在第 3 章的基础上, 以 PMSM 位置伺服系统为研究对象, 建立可线性参数化摩擦模型, 设计固定时间自适应学习律, 该学习律基于参数估计与误差的反馈机制, 在固定时间内精准高效地提取参数误差信息。在固定时间条件下, 误差收敛趋近零时, 系统参数将收敛到真实值, 有效克服参数不确定性问题。以此为基础, 设计滑模控制器, 通过自适应调整控制器参数, 有效削弱传统滑模控制的抖振问题, 利用固定时间收敛特性, 加快误差收敛速度, 提高了传统滑模控制算法的稳态精度和误差收敛速度。

第 5 章为总结与展望。归纳了文章的研究工作, 对实验结果进行总结, 说明了本文参数辨识算法与控制策略的优势与不足, 结合目前国内外在该领域的研究进展, 对其未来的研究方向做出展望。

第 2 章 基于线性参变观测器的自适应动态面滑模控制

PMSM 的定子电流、参数扰动及外部干扰等固有属性，会降低系统的动态性能。随着高性能控制系统对转子转速、位置等信息的精度要求日益提高，有些系统不能及时适应系统参数的变化，从而影响系统的控制效果，导致传统的控制技术往往达不到预期的目标。所以，进一步提高 PMSM 参数辨识的准确性，设计能够实时响应外部非线性和机械属性的自适应控制策略，对优化跟踪控制效果、增强系统性能十分关键。为此，本章提出了一种 LPV 观测器的自适应动态面滑模控制策略。通过重构系统模型，设计用于实时估计系统扰动参数的 LPV 观测器，有效实现了 PMSM 系统参数的在线辨识，在滑模控制器中，采用改进的指数趋近律动态面方法有效地降低了系统的抖振，提高了系统控制性能。最后，仿真结果表明，本章所设计的参数辨识算法与控制策略显著提高了系统的动态性能。

2.1 PMSM 数学模型

基于表贴式 PMSM，其交直流电感和电阻近似相等，即满足有 $l_d = l_q = l$ ， $R_d = R_q = R$ 。PMSM 在同步旋转坐标系 $d-q$ 下的数学模型方程可写为式^[62]：

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = -a_1\omega + b_1i_q - c_1 \\ \dot{i}_q = -\frac{1}{l}b_2i_q - c_2\omega i_d - \frac{1}{l}a_2\omega + \frac{1}{l}u_q \\ \dot{i}_d = -\frac{1}{l}b_2i_d + c_2\omega i_q + \frac{1}{l}u_d \end{cases} \quad (2-1)$$

式中， $a_1 = \frac{B}{J}$ ； $b_1 = \frac{3n\lambda}{2J}$ ； $c_1 = \frac{\tau_l}{J}$ ； $a_2 = n\lambda$ ； $b_2 = R$ ； $c_2 = n$ ； u_d 和 u_q 为系统的控制输入，分别表示在 d 轴和 q 轴上的定子电压； θ 表示电机转子角度； ω 为电机角速度； i_d 和 i_q 分别为旋转坐标系 d 轴和 q 轴上的电流； n 为电机极对数； λ 为电机磁链； τ_l 为负载转矩； R 为定子电阻； l 为等效电感； J 是转动惯量； B 为粘性摩擦系数。

为了方便表示出 PMSM 系统的模型，定义了 $x_1 = \theta$ ， $x_2 = \omega$ ， $x_3 = i_q$ ， $x_4 = i_d$ ，并将系统模型重新表述为状态空间形式如下：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_{1n}x_2 + b_{1n}x_3 - c_1 - a_{1m}x_2 + b_{1m}x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{l}a_{2n}x_2 - \frac{1}{l}b_{2n}x_3 + \frac{1}{l}u_q - c_2x_2x_4 - \frac{1}{l}a_{2m}x_2 - \frac{1}{l}b_{2m}x_3 \\ \dot{x}_4 = -\frac{1}{l}b_{2n}x_4 + \frac{1}{l}u_d + c_2x_2x_3 - \frac{1}{l}b_{2m}x_4 \end{cases} \quad (2-2)$$

其中, $a_1 = a_{1n} + a_{1m}$; $b_1 = b_{1n} + b_{1m}$; $a_2 = a_{2n} + a_{2m}$; $b_2 = b_{2n} + b_{2m}$; a_{1n} , b_{1n} , a_{2n} , b_{2n} 为标称参数, a_{1m} , b_{1m} , a_{2m} , b_{2m} , c_1 , c_2 为扰动参数。

选取状态变量 $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$, 控制输入 $u = [u_q \ u_d]^T$, 将 PMSM 系统模型表示成 LPV 形式如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + v(x, \Theta) \\ y = Cx \end{cases} \quad (2-3)$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{1n} & b_{1n} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{l}a_{2n} & -\frac{1}{l}b_{2n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{l}b_{2n} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{l} \end{bmatrix}; \quad C = [0 \ 1 \ 0 \ 0];$$

$$\chi(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -x_2 & x_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -x_2x_4 & -\frac{1}{l}x_2 & -\frac{1}{l}x_3 \\ 0 & 0 & 0 & x_2x_3 & 0 & -\frac{1}{l}x_4 \end{bmatrix}; \quad \Theta = [c_1 \ a_{1m} \ b_{1m} \ c_2 \ a_{2m} \ b_{2m}]^T;$$

$v(x, \Theta) = \chi(x)\Theta$ 表示系统的状态变量矩阵和扰动参数。

PMSM 是一类具有强烈耦合特性的复杂非线性系统, 其准确数学模型的建立面临着巨大的挑战。为了简化这些电机的数学模型, 通常假设电机处于理想状态, 并做出一些特定的假设: 忽略运行过程中磁芯饱和与参数变化, 排除涡流和磁滞损耗, 假设定子绕组的磁动势呈正弦分布, 考虑磁路为线性且不受饱和影响, 忽略温度和频率对绕组的影响, 假设永磁体没有阻尼效应等。这些假设在不影响永磁同步电机基本特性的前提下, 显著简化了其复杂性。

2.2 LPV 自适应观测器

2.2.1 观测器的设计

LPV 自适应观测器是一种有效抑制扰动和观测系统未知项的方法。本节将基于式(2-3)模型设计出 LPV 自适应观测器，然后利用 Lyapunov 理论结合 Lipschitz 性质证明了该算法的渐近收敛性^[63]。

选择一种特定形式的状态观测器对未知参数进行估计是必不可少的，本节选择以下形式的 LPV 观测器估计其状态向量及未知参数：

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + v(\hat{x}, \hat{\Theta}) + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (2-4)$$

其中， $\hat{x}$ 、 $\hat{\Theta}$ 、 $\hat{y}$ 分别为 x 、 Θ 、 y 的估计值， L 是观测器增益矩阵。

利用原始矩阵 A 、 B 、 C ，实现对系统状态信息重构，并通过增益矩阵 L 对输出的差异进行校正，使得观测器与原系统逐步逼近。因此，观测器的设计问题可转化为寻找能够使得系统稳定的参数 L 的问题。为了保证系统状态和参数估计的渐近收敛误差趋于零，如果存在一个对称正定矩阵 P 、矩阵 M 和 Y 满足：

$$A^T P^T + PA - MC - C^T M^T + PQ^{-1}P^T + Y < 0 \quad (2-5)$$

$$M = PL \quad (2-6)$$

可得自适应律为：

$$\dot{\hat{\Theta}} = T\chi^T(\hat{x})P\tilde{x} \quad (2-7)$$

其中， $v(\hat{x}, \hat{\Theta})$ 为系统的状态变量矩阵和扰动参数的估计向量； $\hat{\Theta}$ 为扰动参数的估计向量； $T = \text{diag}(\gamma_{11}, \gamma_{12}, \gamma_{13}, \gamma_{14}, \gamma_{15}, \gamma_{16})$ ； $T^T = T > 0$ ； γ_{11} 、 γ_{12} 、 γ_{13} 、 γ_{14} 、 γ_{15} 、 γ_{16} 为常数； $\chi(\hat{x})$ 为 $\chi(x)$ 的估计向量； $\tilde{x} = x - \hat{x}$ 为状态估计误差向量； $\tilde{\Theta} = \Theta - \hat{\Theta}$ 为参数估计误差向量。设计 $\Omega = A - LC$ ，误差动态计算公式如下：

$$\dot{\tilde{x}} = \Omega\tilde{x} + \tilde{v} + \chi(\hat{x})\tilde{\Theta} \quad (2-8)$$

其中， $\tilde{v} = v(x, \Theta) - v(\hat{x}, \hat{\Theta})$ 。

LPV 观测器主要用于辨识系统扰动参数，而非传统意义上的系统状态观测。在系统状态可测的前提下，通过构建参数估计误差动态方程，间接实现扰动参数的渐进收敛。状态观测器结构能够有效提取状态量中的动态信息，为参数估计提供时域特征，通过观测器建立的虚拟动态系统可以构造参数误差的闭环补偿机制，其特有的误差反馈结构能够显著提升参数估计的收敛速度和抗干扰能力，基

于 Lyapunov 稳定性理论设计的观测器增益矩阵，不仅能够保证参数估计误差的渐进收敛，还能通过调节观测器带宽来平衡估计精度与鲁棒性的关系。

2.2.2 观测器稳定性分析

在分析系统稳定性之前，先给出如下引理：

引理 2.1^[64]：函数 $v(x, \Theta)$ 关于 x 满足 Lipschitz 条件，对于所有 x ，函数 $v(x, \Theta)$ 可以在广义 Lipschitz 条件下重新表述为：

$$v^T Q v \leq x^T Y x \quad (2-9)$$

其中，矩阵 Q 是对称正定矩阵，而矩阵 Y 是半正定矩阵。因此，只要满足 $v(x, \Theta)$ 对 x 连续可微的条件，方程(2-3)形式的任何系统都可以用广义 Lipschitz 形式重新表述。

引理 2.2^[65]：对于每一个对称正定矩阵 R ，下列性质成立：

$$X^T J + J^T X \leq X^T R X + J^T R^{-1} J \quad (2-10)$$

稳定性分析考虑如下二次下 Lyapunov 函数：

$$V = \tilde{x}^T P \tilde{x} + \tilde{\Theta}^T T^{-1} \tilde{\Theta} \quad (2-11)$$

其中 P 和 T 是对称正定矩阵。

对公式(2-11)进行求导，将公式(2-8)代入所得导数表达式，可以得到：

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \dot{\tilde{\Theta}}^T T^{-1} \tilde{\Theta} + \tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \\ &= (\Omega \tilde{x} + \tilde{v} + \chi(\hat{x}) \tilde{\Theta})^T P \tilde{x} + \tilde{x}^T P (\Omega \tilde{x} + \tilde{v} + \chi(\hat{x}) \tilde{\Theta}) \\ &\quad + \dot{\tilde{\Theta}}^T T^{-1} \tilde{\Theta} + \tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \\ &= \tilde{x}^T \Phi \tilde{x} + \tilde{v}^T P^T \tilde{x} + \tilde{x}^T P \tilde{v} + \tilde{\Theta}^T \chi^T(\hat{x}) P \tilde{x} \\ &\quad + \tilde{x}^T P \chi(\hat{x}) \tilde{\Theta} + \dot{\tilde{\Theta}}^T T^{-1} \tilde{\Theta} + \tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \end{aligned} \quad (2-12)$$

其中， $\Phi = \Omega^T P^T + P \Omega$ 。

由引理 2.1 中 Lipschitz 条件和引理 2.2 中的性质，我们可以得到如下不等式：

$$\tilde{v}^T P^T \tilde{x} + \tilde{x}^T P \tilde{v} \leq \tilde{v}^T Q \tilde{v} + \tilde{x}^T P Q^{-1} P^T \tilde{x} \leq x^T Y x + \tilde{x}^T P Q^{-1} P^T \tilde{x} \quad (2-13)$$

则公式(2-12)可简化为：

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \tilde{x}^T (\Phi + Y + P Q^{-1} P^T) \tilde{x} + \tilde{\Theta}^T \chi^T(\hat{x}) P \tilde{x} \\ &\quad + \tilde{x}^T P \chi(\hat{x}) \tilde{\Theta} + \dot{\tilde{\Theta}}^T T^{-1} \tilde{\Theta} + \tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \\ &= \tilde{x}^T (\Phi + Y + P Q^{-1} P^T) \tilde{x} \\ &\quad + 2 \tilde{\Theta}^T \chi^T(\hat{x}) P \tilde{x} + 2 \tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \end{aligned} \quad (2-14)$$

满足系统稳定条件，在这个基础上我们由公式(2-14)可得到：

$$\tilde{\Theta}^T \chi^T(\hat{x}) P \tilde{x} + \tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \leq 0 \quad (2-15)$$

由于未知参数实际变化是非常缓慢的，有 $\dot{\Theta} = 0$ ，因此 $\dot{\tilde{\Theta}} = -\dot{\Theta}$ ，参数自适应律为：

$$\dot{\tilde{\Theta}} = T \chi^T(\hat{x}) P \tilde{x} \quad (2-16)$$

将公式(2-5)和公式(2-16)带入公式(2-14)可得：

$$\dot{V} \leq \tilde{x}^T (A^T P^T + PA - C^T M^T - MC + PQ^{-1}P^T + Y) \tilde{x} \leq 0 \quad (2-17)$$

由 $\dot{V} \leq 0$ ，可知系统稳定，成功地完成了对观测器收敛性的论证。

分析表明，利用 LPV 观测器的参数辨识技术为参数估计误差提供了相关的见解。随着参数估计误差减小，参数会精确地收敛到其真实值，这与传统的参数自适应律形成鲜明对比。传统的参数自适应律大多数只专注于跟踪误差的产生，当跟踪误差趋近于零时，参数会收敛到一个固定值，但这个值不一定是实际的参数值。此外 LPV 观测器具备状态估计功能，可为具有难以观测的系统设计控制器。

控制对象为表贴式 PMSM，其中永磁体安装在转子铁芯的外表面，这种结构使得电机的气隙磁通密度较高，交直流电感相等，使得电机结构简单，转动惯量低。然而，由于负载转矩的变化会显著影响 PMSM 的动态性能，导致该电机的动态性能和鲁棒性相对缺乏。此外，系统的粘性摩擦系数会随着转速和温度的变化而波动，及时识别粘性摩擦系数和负载转矩的这些变化，对于维持系统的鲁棒性至关重要。LPV 参数辨识算法给出一个包含未知扰动参数的状态空间模型，这一模型可将负载转矩和粘性摩擦系数的变化作为未知扰动参数进行实时辨识，有效地减轻负载转矩、温度和转速变化带来的负面影响，提高了系统的鲁棒性。

2.3 动态面滑模控制

与其他控制方法相比，动态面控制具有多重优势，对模型精度的依赖较低，结构简单、收敛速度快、参数调节直观且易于在实际工程中实现，适用于严格反馈系统、非严格反馈系统以及多输入多输出系统等多种复杂场景，是一种兼具理论严谨性和工程实用性的先进控制策略。以上面概述的 LPV 观测器的框架为基础，本节将继续设计一个动态面滑模控制器，旨在提高系统内的跟踪控制性能。

2.3.1 控制器设计

首先，定义系统跟踪误差 z_1 、 z_2 和误差 z_3 如下：

$$z_1 = x_1 - x_r \quad (2-18)$$

$$z_2 = x_2 - \alpha_{d1} \quad (2-19)$$

$$z_3 = x_3 - \alpha_{d2} \quad (2-20)$$

其中， x_r 是期望的跟踪轨迹， α_{d1} 、 α_{d2} 为状态变量。

则 z_1 的时间导数为：

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha_{d1} - \dot{x}_r \quad (2-21)$$

第一步 Lyapunov 函数定义为：

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (2-22)$$

因此，可以得到：

$$\dot{V}_1 = z_1(z_2 + \alpha_{d1} - \dot{x}_r) \quad (2-23)$$

基于反步控制方法和趋近律滑模技术，构建虚拟控制率 α_1 为：

$$\alpha_1 = -\frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1 + \dot{x}_r \quad (2-24)$$

其中， $E(z_i) = \rho + (1 - \rho)e^{-|z_i|}$ ； $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ ， ρ 为常数且 $0 < \rho \leq 1$ ， $k_{1i} > 0$ 是设计参数。

在传统的滑模控制中，增益项通常被设置为固定值，导致滑模控制器内部产生不良的抖振。在公式(2-24)中，我们选择将滑模的增益值定义为 $k_{11}/E(z_1)$ ，使控制增益能够根据跟踪误差 z_1 进行动态调整。当跟踪误差 z_1 明显偏离平衡点位置， $E(z_1)$ 为 ρ ，其中 $0 < \rho \leq 1$ ，滑模控制增益确定为 k_{11}/ρ ，这种配置可以获得更高的增益值，从而增强跟踪误差 z_1 的收敛性。当跟踪误差收敛到平衡点时， $E(z_1)$ 的值在 1 左右，控制增益为 k_{11} ，这种情况的特点是控制增益相对较低，这有助于有效地减轻抖振效应。

根据动态面控制原理，避免对虚拟控制律反复求导，产生“复杂性爆炸”问题，针对状态变量 α_{d1} ，设计一个低通滤波器，便于 α_1 通过一个时间常数为 τ_1 的一阶滤波器渐进收敛到 α_{d1} ，有效传递 α_1 ，从而有效地缓解微分爆炸的问题。低通滤波器的设计如下：

$$\begin{cases} \tau_1 \dot{\alpha}_{d1} + \alpha_{d1} = \alpha_1 \\ \alpha_{d1}(0) = \alpha_1(0) \end{cases} \quad (2-25)$$

其中, $\tau_1 > 0$ 是滤波器的时间常数, 所产生的滤波误差为 $y_1 = \alpha_{d1} - \alpha_1$ 。

过滤后的微分变量可以表示为:

$$\dot{\alpha}_{d1} = (\alpha_1 - \alpha_{d1}) / \tau_1 \quad (2-26)$$

由公式(2-21)、公式(2-24)、公式(2-25)可以得到:

$$\dot{z}_1 = z_2 + y_1 - \frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1 \quad (2-27)$$

将公式(2-27)代入公式(2-23)可得:

$$\dot{V}_1 = z_1(z_2 + y_1) - \frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1^2 \quad (2-28)$$

由公式(2-2)可得:

$$\dot{z}_2 = -a_{1n}x_2 + b_{1n}z_3 + b_{1n}\alpha_2 - c_1 - a_{1m}x_2 + b_{1m}x_3 - \dot{\alpha}_{d1} \quad (2-29)$$

第 2 步 Lyapunov 定义为:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}y_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{\gamma_{11}}\tilde{c}_1^2 + \frac{1}{\gamma_{12}}\tilde{a}_{1m}^2 + \frac{1}{\gamma_{13}}\tilde{b}_{1m}^2 \quad (2-30)$$

其中, $\tilde{\bullet} = \bullet - \hat{\bullet}$, $\bullet$ 表示 c_1 、 a_{1m} 、 b_{1m} 各变量, $\tilde{\bullet}$ 表示 $\bullet$ 的误差, $\hat{\bullet}$ 表示 $\bullet$ 的估计值。

对公式(2-30)求导得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & z_1(z_2 + y_1) - \frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1^2 + y_1\dot{y}_1 \\ & + z_2(-a_{1n}x_2 + b_{1n}z_3 + b_{1n}\alpha_2 - c_1 - a_{1m}x_2 + b_{1m}x_3 - \dot{\alpha}_{d1}) \\ & - 2\left(\frac{1}{\gamma_{11}}\tilde{c}_1\dot{\tilde{c}}_1 + \frac{1}{\gamma_{12}}\tilde{a}_{1m}\dot{\tilde{a}}_{1m} + \frac{1}{\gamma_{13}}\tilde{b}_{1m}\dot{\tilde{b}}_{1m}\right) \end{aligned} \quad (2-31)$$

基于反步控制方法和 Lyapunov 稳定理论, 将第二个虚拟控制律设计如下:

$$\alpha_2 = \frac{1}{b_{1n}}(a_{1n}x_2 + \hat{c}_1 + \hat{a}_{1m}x_2 - \hat{b}_{1m}x_3 + \dot{\alpha}_{d1} - \frac{k_{12}}{E(z_2)}z_2 - z_1) \quad (2-32)$$

与公式(2-24)类似, 避免对虚拟控制律反复求导, 设计低通滤波器如下:

$$\begin{cases} \tau_2 \dot{\alpha}_{d2} + \alpha_{d2} = \alpha_2 \\ \alpha_{d2}(0) = \alpha_2(0) \end{cases} \quad (2-33)$$

其中, $\tau_2 > 0$ 是滤波器的时间常数, 所产生的滤波误差为 $y_2 = \alpha_{d2} - \alpha_2$ 。

则过滤后的微分变量可以表示为:

$$\dot{\alpha}_{d2} = (\alpha_2 - \alpha_{d2}) / \tau_2 \quad (2-34)$$

将公式(2-32)结合公式(2-33)代入公式(2-29)可得：

$$\dot{z}_2 = b_{1n}y_2 - \tilde{c}_1 - \tilde{a}_{1m}x_2 + \tilde{b}_{1m}x_3 - \frac{k_{12}}{E(z_2)}z_2 - z_1 + b_{1n}z_3 \quad (2-35)$$

对公式(2-20)求导得到：

$$\dot{z}_3 = -\frac{1}{l}a_{2n}x_2 - \frac{1}{l}b_{2n}x_3 + \frac{1}{l}u_q - c_2x_2x_4 - \frac{1}{l}a_{2m}x_2 - \frac{1}{l}b_{2m}x_3 - \dot{\alpha}_{d2} \quad (2-36)$$

第三步 Lyapunov 函数定义如下：

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}y_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{\gamma_{14}}\tilde{c}_2^2 + \frac{1}{\gamma_{15}}\tilde{a}_{2m}^2 + \frac{1}{\gamma_{16}}\tilde{b}_{2m}^2 \quad (2-37)$$

其中， $\tilde{c}_2$ 、 $\tilde{a}_{2m}$ 、 $\tilde{b}_{2m}$ 表示 c_2 、 a_{2m} 、 b_{2m} 的估计误差。

对公式(2-37)求导可以得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -\frac{k_{11}}{E(z_1)}z_1^2 - \frac{k_{12}}{E(z_2)}z_2^2 + b_{1n}z_2z_3 - \tilde{c}_1z_2 - \tilde{a}_{1m}x_2z_2 + \tilde{b}_{1m}z_2x_3 \\ & + z_1y_1 + b_{1n}y_2z_2 + y_1\dot{y}_1 + y_2\dot{y}_2 + z_3(-\frac{1}{l}a_{2n}x_2 - \frac{1}{l}b_{2n}x_3 + \frac{1}{l}u_q \\ & - c_2x_2x_4 - \frac{1}{l}a_{2m}x_2 - \frac{1}{l}b_{2m}x_3 - \dot{\alpha}_{d2}) - 2(\frac{1}{\gamma_{11}}\tilde{c}_1\dot{\tilde{c}}_1 + \frac{1}{\gamma_{12}}\tilde{a}_{1m}\dot{\tilde{a}}_{1m} \\ & + \frac{1}{\gamma_{13}}\tilde{b}_{1m}\dot{\tilde{b}}_{1m} + \frac{1}{\gamma_{14}}\tilde{c}_2\dot{\tilde{c}}_2 + \frac{1}{\gamma_{15}}\tilde{a}_{2m}\dot{\tilde{a}}_{2m} + \frac{1}{\gamma_{16}}\tilde{b}_{2m}\dot{\tilde{b}}_{2m}) \end{aligned} \quad (2-38)$$

选取实际控制律 u_q 如下：

$$u_q = a_{2n}x_2 + b_{2n}x_3 + l\hat{c}_2x_2x_4 + \hat{a}_{2m}x_2 + \hat{b}_{2m}x_3 + l\dot{\alpha}_{d2} - \frac{k_{13}}{E(z_3)}lz_3 - lb_{1n}z_2 \quad (2-39)$$

将公式(2-39)代入公式(2-36)，可得：

$$\dot{z}_3 = -\tilde{c}_2x_2x_4 - \frac{1}{l}\tilde{a}_{2m}x_2 - \frac{1}{l}\tilde{b}_{2m}x_3 - \frac{k_{13}}{E(z_3)}z_3 - b_{1n}z_2 \quad (2-40)$$

再次定义误差变量：

$$z_4 = x_4 - \alpha_3 \quad (2-41)$$

其中，由于控制策略不包含弱场控制，故 d 轴电流为 0，则 $\alpha_3 = 0$ 。

联立公式(2-2)并对公式(2-41)求导，可以得到：

$$\dot{z}_4 = -\frac{1}{l}b_{2n}x_4 + \frac{1}{l}u_d + c_2x_2x_3 - \frac{1}{l}b_{2m}x_4 \quad (2-42)$$

第四步 Lyapunov 函数定义如下：

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (2-43)$$

公式(2-43)的导数为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = & -\frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1^2 - \frac{k_{12}}{E(z_2)} z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)} z_3^2 - \tilde{c}_1 z_2 - \tilde{a}_{1m} x_2 z_2 \\ & + \tilde{b}_{1m} z_2 x_3 - \tilde{c}_2 x_2 x_4 z_3 - \frac{1}{l} \tilde{a}_{2m} x_2 z_3 - \frac{1}{l} \tilde{b}_{2m} x_3 z_3 + z_1 y_1 \\ & + b_{1n} y_2 z_2 + y_1 \dot{y}_1 + y_2 \dot{y}_2 - 2\left(\frac{1}{\gamma_{11}} \tilde{c}_1 \dot{\tilde{c}}_1 + \frac{1}{\gamma_{12}} \tilde{a}_{1m} \dot{\tilde{a}}_{1m}\right. \\ & + \frac{1}{\gamma_{13}} \tilde{b}_{1m} \dot{\tilde{b}}_{1m} + \frac{1}{\gamma_{14}} \tilde{c}_2 \dot{\tilde{c}}_2 + \frac{1}{\gamma_{15}} \tilde{a}_{2m} \dot{\tilde{a}}_{2m} + \frac{1}{\gamma_{16}} \tilde{b}_{2m} \dot{\tilde{b}}_{2m}) \\ & \left. + z_4 \left(-\frac{1}{l} b_{2n} x_4 + \frac{1}{l} u_d + c_2 x_2 x_3 - \frac{1}{l} b_{2m} x_4\right) \right) \end{aligned} \quad (2-44)$$

选取实际控制律 u_d 如下:

$$u_d = b_{2n} x_4 - l \hat{c}_2 x_2 x_3 + \hat{b}_{2m} x_4 - \frac{k_{14}}{E(z_4)} l z_4 \quad (2-45)$$

将公式(2-45)代入公式(2-42)有:

$$\dot{z}_4 = \tilde{c}_2 x_2 x_3 - \frac{1}{l} \tilde{b}_{2m} x_4 - \frac{k_{14}}{E(z_4)} z_4 \quad (2-46)$$

参数自适应估计律设计如下:

$$\dot{\hat{\Theta}} = -\frac{1}{2} TH + T \chi(\hat{x})^T P \tilde{x} \quad (2-47)$$

其中, $H = \begin{bmatrix} z_2 & x_2 z_2 & -x_3 z_2 & z_3 x_2 x_4 - z_4 x_2 x_3 & \frac{1}{l} z_3 x_2 & \frac{1}{l} z_3 x_3 + \frac{1}{l} z_4 x_4 \end{bmatrix}^T$ 。

定理 2.1: 受参数摄动的影响, 表示为公式(2-1)的 PMSM 系统, 由控制器公式(2-39)和公式(2-45)结合参数自适应估计律公式(2-47)进行控制, 对于系统跟踪误差, 预期将表现出渐近收敛于一个小的阈值。

对于高阶系统, 传统的动态面控制具有配置简单、易于设计、响应快速等优点, 但在系统抗扰动性能方面缺乏优势, 另一方面, 滑模控制以其卓越的抗干扰能力而闻名, 通过在控制器设计中融合这两种方法, 得到的控制器展现了这两种算法的优势, 从而增强了系统跟踪控制的性能。

定理 2.1 适用于具有公式(2-1)特征的 PMSM 系统, 该系统会受到运行条件和负载的变化而引起参数的摄动, 类似于[30]所描述的系统。任何满足这些条件的系统都可以用本文所推导的参数辨识律公式(2-47)来实时精确地估计摄动参数,

同时利用控制器公式(2-39)和公式(2-45)来保证系统的跟踪误差渐近收敛到一个小的阈值。

2.3.2 稳定性分析

定理 2.1 的证明：总 Lyapunov 函数表示为：

$$V_5 = V_4 + \tilde{x}^T P \tilde{x} \quad (2-48)$$

对公式(2-48)求导得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &= -\frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1^2 - \frac{k_{12}}{E(z_2)} z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)} z_3^2 - \frac{k_{14}}{E(z_4)} z_4^2 + z_1 y_1 \\ &\quad + b_{1n} y_2 z_2 + y_1 \dot{y}_1 + y_2 \dot{y}_2 - \tilde{\Theta}^T H - 2\tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} + 2\tilde{\Theta}^T \chi(\hat{x}) P \tilde{x} \\ &\quad + \tilde{x}^T \Phi \tilde{x} + \tilde{v}^T P^T \tilde{x} + \tilde{x}^T P \tilde{v} \\ &\leq -\frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1^2 - \frac{k_{12}}{E(z_2)} z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)} z_3^2 - \frac{k_{14}}{E(z_4)} z_4^2 + z_1 y_1 \\ &\quad + b_{1n} y_2 z_2 + y_1 \dot{y}_1 + y_2 \dot{y}_2 - \tilde{\Theta}^T H - 2\tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} + 2\tilde{\Theta}^T \chi(\hat{x}) P \tilde{x} \\ &\quad + \tilde{x}^T (A^T P^T + PA - C^T M^T - MC + PQ^{-1} P^T + Y) \tilde{x} \\ &\leq -\frac{k_{11}}{E(z_1)} z_1^2 - \frac{k_{12}}{E(z_2)} z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)} z_3^2 - \frac{k_{14}}{E(z_4)} z_4^2 + z_1 y_1 \\ &\quad + b_{1n} y_2 z_2 + y_1 \dot{y}_1 + y_2 \dot{y}_2 - \tilde{\Theta}^T H - 2\tilde{\Theta}^T T^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} + 2\tilde{\Theta}^T \chi(\hat{x}) P \tilde{x} \end{aligned} \quad (2-49)$$

其中：

$$\dot{y}_1 = -\frac{y_1}{\tau_1} - \dot{\alpha}_1 \quad (2-50)$$

$$\dot{y}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2} - \dot{\alpha}_2 \quad (2-51)$$

设 $B_1 = \dot{\alpha}_1$, $B_2 = \dot{\alpha}_2$, 定义以下紧密集：

$$\Omega_{all} = \{z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2 + y_1^2 + y_2^2 \leq 2q\}$$

其中 $q > 0$ 是一个可确定常数，因此 B_1 和 B_2 在紧密集 Ω_{all} 上是有界的，记为

$$|B_1| \leq B_{1m}, \quad |B_2| \leq B_{2m}^{[66]}.$$

则有以下不等式成立：

$$y_i \dot{y}_i \leq -\frac{y_i^2}{\tau_i} + |y_i| |B_{im}| \leq -\frac{y_i^2}{\tau_i} + \frac{1}{2h_i} B_{im}^2 + \frac{h_i}{2} y_i^2 \quad (2-52)$$

式中 $h_i (i=1,2) > 0$ 为设计参数，同时可以得到：

$$y_1\dot{y}_1 + y_2\dot{y}_2 \leq \left(\frac{h_1}{2} - \frac{1}{\tau_1}\right)y_1^2 + \left(\frac{h_2}{2} - \frac{1}{\tau_2}\right)y_2^2 + \frac{1}{2h_1}B_{1m}^2 + \frac{1}{2h_2}B_{2m}^2 \quad (2-53)$$

将公式(2-53)带入公式(2-49)得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &\leq -\frac{k_{11}}{E(z_1)}z_1^2 - \frac{k_{12}}{E(z_2)}z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)}z_3^2 - \frac{k_{14}}{E(z_4)}z_4^2 \\ &\quad + \frac{1}{2}(z_1^2 + y_1^2) + \frac{1}{2}(z_2^2 + (b_{1n}y_2)^2) + \left(\frac{h_1}{2} - \frac{1}{\tau_1}\right)y_1^2 + \left(\frac{h_2}{2} - \frac{1}{\tau_2}\right)y_2^2 \\ &\quad + \frac{1}{2h_1}B_{1m}^2 + \frac{1}{2h_2}B_{2m}^2 - \tilde{\Theta}^T H - 2\tilde{\Theta}^T T^{-1}\dot{\tilde{\Theta}} + 2\tilde{\Theta}^T \chi(\hat{x})P\tilde{x} \\ &= \left(\frac{1}{2} - \frac{k_{11}}{E(z_1)}\right)z_1^2 + \left(\frac{1}{2} - \frac{k_{12}}{E(z_2)}\right)z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)}z_3^2 - \frac{k_{14}}{E(z_4)}z_4^2 \\ &\quad + \left(\frac{1}{2} + \frac{h_1}{2} - \frac{1}{\tau_1}\right)y_1^2 + \left(\frac{b_{1n}^2}{2} + \frac{h_2}{2} - \frac{1}{\tau_2}\right)y_2^2 + \frac{1}{2h_1}B_{1m}^2 + \frac{1}{2h_2}B_{2m}^2 \\ &\quad - \tilde{\Theta}^T H - 2\tilde{\Theta}^T T^{-1}\dot{\tilde{\Theta}} + 2\tilde{\Theta}^T \chi(\hat{x})P\tilde{x} \end{aligned} \quad (2-54)$$

选择参数 $r > 0$ ，则满足：

$$\begin{cases} \frac{k_{11}}{E(z_1)} \geq \frac{1}{2} + r \\ \frac{k_{12}}{E(z_2)} \geq \frac{1}{2} + r \\ \frac{1}{\tau_1} \geq \frac{h_1}{2} + \frac{1}{2} + r \\ \frac{1}{\tau_2} \geq \frac{h_2}{2} + \frac{b_{1n}^2}{2} + r \\ D = \frac{1}{2h_1}B_{1m}^2 + \frac{1}{2h_2}B_{2m}^2 \end{cases} \quad (2-55)$$

则有：

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &\leq \left(\frac{1}{2} - \frac{k_{11}}{E(z_1)}\right)z_1^2 + \left(\frac{1}{2} - \frac{k_{12}}{E(z_2)}\right)z_2^2 - \frac{k_{13}}{E(z_3)}z_3^2 \\ &\quad - \frac{k_{14}}{E(z_4)}z_4^2 + D - \tilde{\Theta}^T H - 2\tilde{\Theta}^T T^{-1}\dot{\tilde{\Theta}} + 2\tilde{\Theta}^T \chi(\hat{x})P\tilde{x} \end{aligned} \quad (2-56)$$

可以得出，系统跟踪误差最终会收敛到一个小的阈值，得系统渐近稳定。定理 2.1 证明完毕。

2.4. 仿真与分析

为了验证本章所提控制方案的有效性和优越性，本节将进行两种控制方法进行仿真对比：

- (1) 基于传统的参数自适应辨识动态面控制(TPI+ADSC)方法；
- (2) 本章所设计的基于线性变参数观测器和自适应动态面滑模控制(LPV+ADSSMC)方法。

TPI+ADSC 方法的虚拟控制律可设计为：

$$\alpha_1 = -k_{21}z_1 + \dot{x}_r \quad (2-57)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{b_{1n}}(a_{1n}x_2 + \hat{c}_1 + \hat{a}_{1m}x_2 - \hat{b}_{1m}x_3 + \dot{\alpha}_1 - k_{22}z_2 - z_1) \quad (2-58)$$

其控制器给出如下所示：

$$u_q = a_{2n}x_2 + b_{2n}x_3 + l\hat{c}_2x_2x_4 + \hat{a}_{2m}x_2 + \hat{b}_{2m}x_3 + l\dot{\alpha}_2 - lk_{23}z_3 - lb_{1n}z_2 \quad (2-59)$$

$$u_d = b_{2n}x_4 - l\hat{c}_2x_2x_3 + \hat{b}_{2m}x_4 - lk_{24}z_4 \quad (2-60)$$

其自适应律给出如下：

$$\dot{\hat{c}}_1 = -\frac{1}{2}\gamma_{21}z_2 \quad (2-61)$$

$$\dot{\hat{a}}_{1m} = -\frac{1}{2}\gamma_{22}z_2x_2 \quad (2-62)$$

$$\dot{\hat{b}}_{1m} = \frac{1}{2}\gamma_{23}z_2x_3 \quad (2-63)$$

$$\dot{\hat{c}}_2 = -\frac{1}{2}\gamma_{24}(z_3x_2x_4 - z_4x_2x_3) \quad (2-64)$$

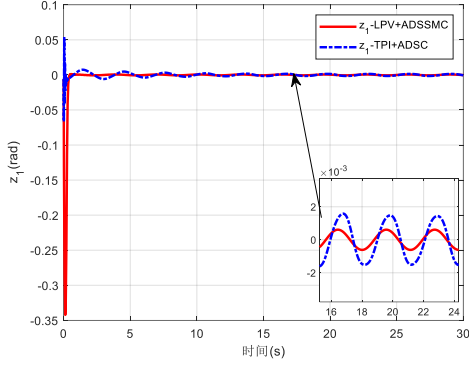
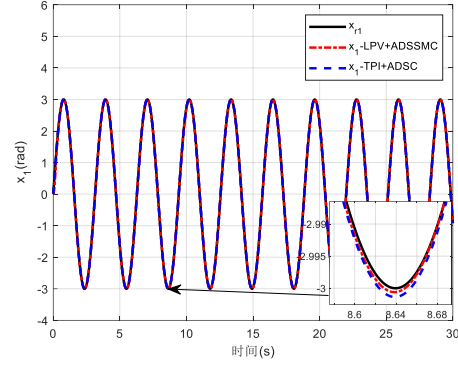
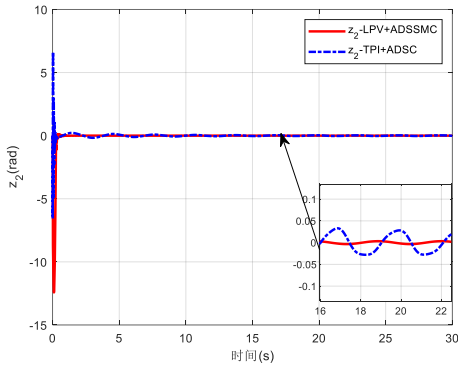
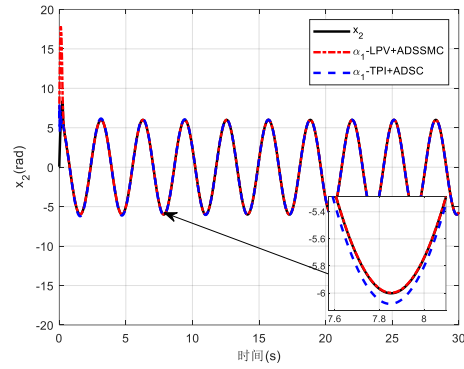
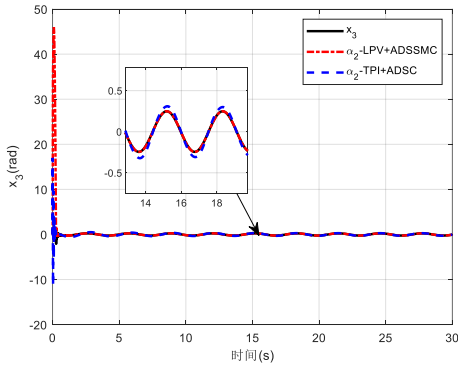
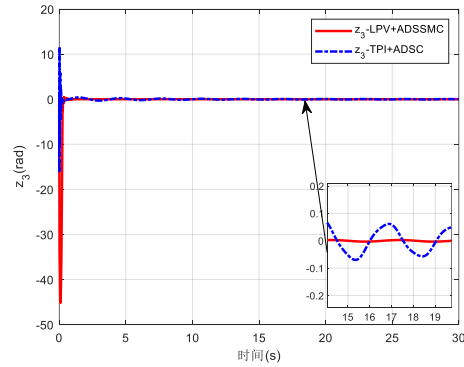
$$\dot{\hat{a}}_{2m} = -\frac{1}{2l}\gamma_{25}z_3x_2 \quad (2-65)$$

$$\dot{\hat{b}}_{2m} = -\frac{1}{2l}\gamma_{26}(z_3x_3 + z_4x_4) \quad (2-66)$$

其中， k_{21} 、 k_{22} 、 k_{23} 、 k_{24} 为调节参数， γ_{21} 、 γ_{22} 、 γ_{23} 、 γ_{24} 、 γ_{25} 、 γ_{26} 为常数。

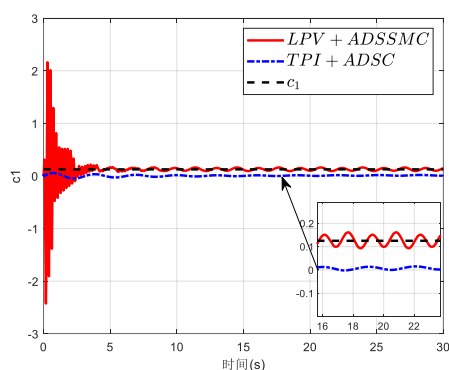
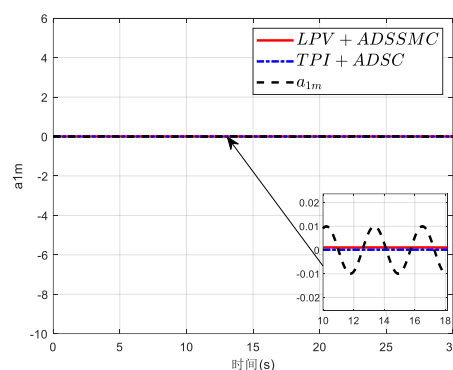
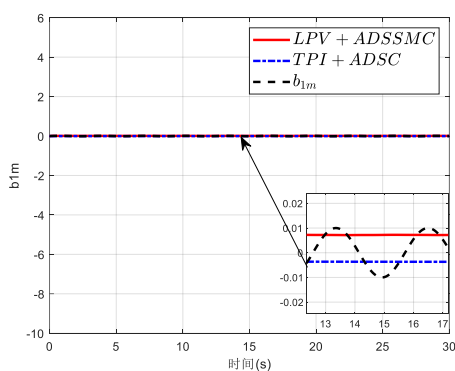
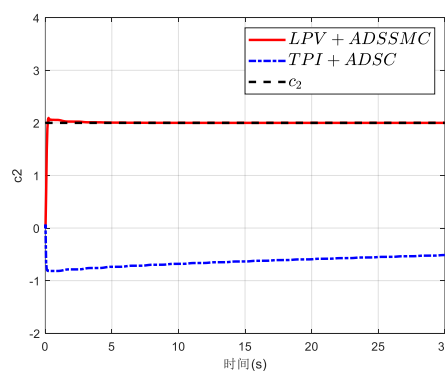
在仿真中，设置系统各种参数初始条件。系统参数如下： $J = 0.008$ ， $B = 0.009$ ， $n = 2$ ， $l = 0.008$ ， $R = 3.1$ ， $\lambda = 0.167$ ， $\tau_l = 0.001$ ；则得到 $a_1 = 1.125$ ， $b_1 = 62.625$ ， $c_1 = 0.125$ ， $a_2 = 0.334$ ， $b_2 = 3.1$ ， $c_2 = 2$ ；LPV+ADSSMC 的控制参数如下： $k_{11} = 30$ ， $k_{12} = 100$ ， $k_{13} = 60$ ， $k_{14} = 20$ ， $\gamma_{11} = 1$ ， $\gamma_{12} = 0.0001$ ， $\gamma_{13} = 0.005$ ， $\gamma_{14} = 0.5$ ， $\gamma_{15} = 0.0001$ ， $\gamma_{16} = 0.001$ ， $\tau_1 = 0.02$ ， $\tau_2 = 0.02$ ；为了公平比较，TPI+ADSC 的参数设为相同的数据： $k_{21} = 30$ ， $k_{22} = 100$ ， $k_{23} = 60$ ， $k_{24} = 20$ ， $\gamma_{21} = 1$ ， $\gamma_{22} = 0.0001$ ， $\gamma_{23} = 0.005$ ， $\gamma_{24} = 0.5$ ， $\gamma_{25} = 0.0001$ ， $\gamma_{26} = 0.001$ ；初始条件为： $a_{1m}(0) = 0$ ，

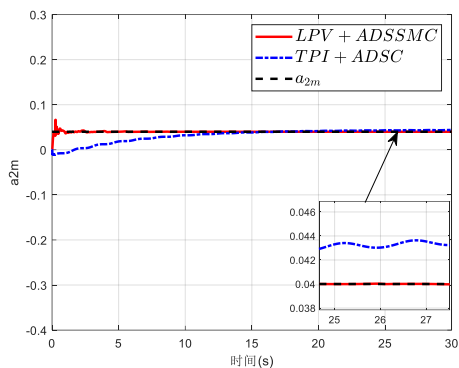
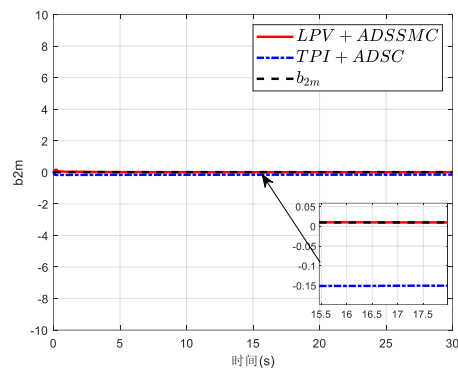
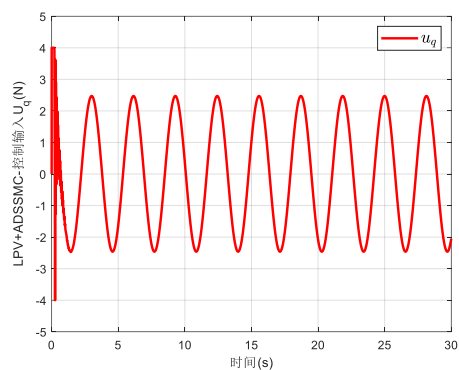
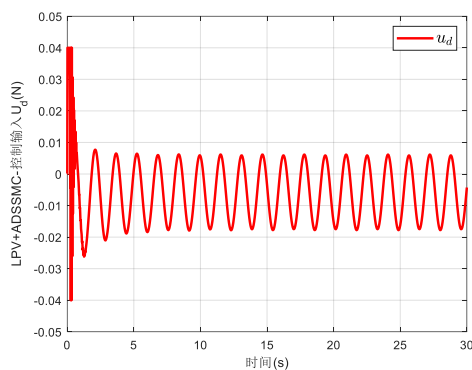
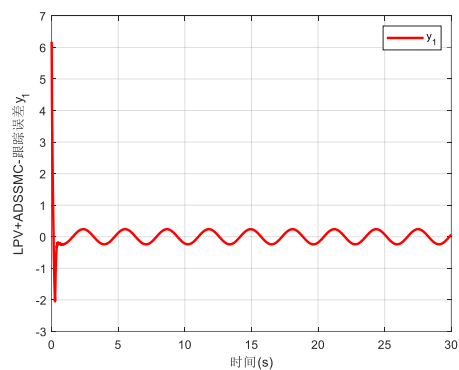
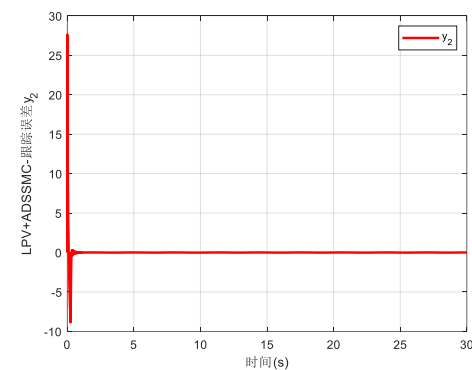
$b_{1m}(0) = 0$, $a_{2m}(0) = 0$, $b_{2m}(0) = 0$, $c_{1m}(0) = c_{2m}(0) = 0$ 。考虑到系统的饱和约束, 将控制输入 u_q 和 u_d 分别限制为 $|u_q| \leq 4$ 和 $|u_d| \leq 0.04$ 。


 图 2-1 参考信号 x_{r1} 跟踪误差 z_1

 图 2-2 参考信号 x_{r1} 跟踪轨迹

 图 2-3 参考信号 x_{r1} 跟踪误差 z_2

 图 2-4 参考信号 x_{r1} 下 α_1 、 x_2 比较

 图 2-5 参考信号 x_{r1} 下 α_2 、 x_3 比较

 图 2-6 参考信号 x_{r1} 跟踪误差 z_3

仿真实例 1: 给出第一个参考信号为 $x_{r1} = 3\sin(2t)$ 。图 2-1 和图 2-2 展示了 LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 系统的跟踪误差和跟踪轨迹。在图 2-1 中, 比较了参考信号为 x_{r1} 时状态变量的跟踪误差。从图中可以明显看出, TPI+ADSC 显示出相当大的跟踪误差, 而 LPV+ADSSMC 显示出较小的跟踪误差, 在稳定状态下误差接近零, 反映出优越的跟踪性能。图 2-2 给出了 TAI+ADSC 与 LPV+ADSSMC

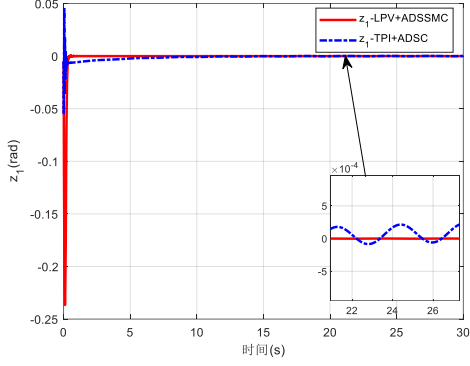
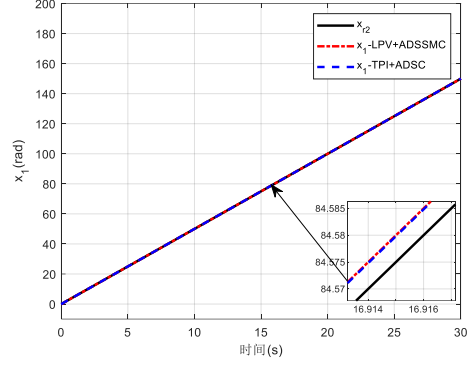
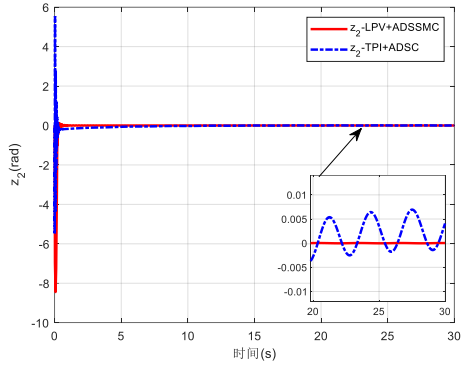
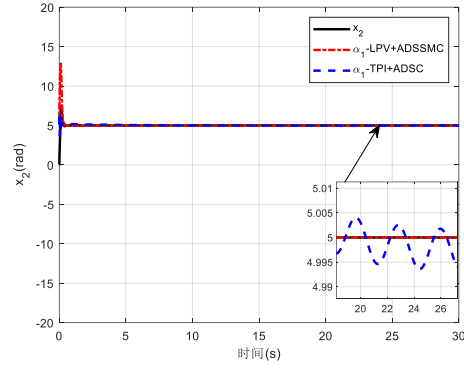
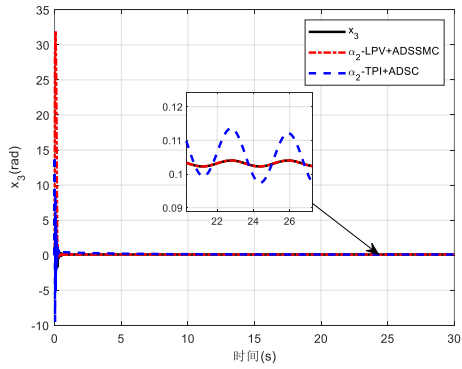
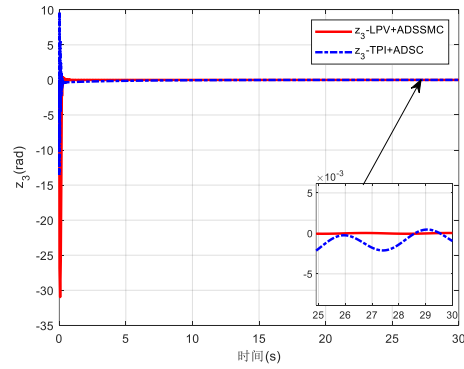
的状态变量跟踪轨迹对比，与 TAI+ADSC 相比，LPV+ADSSMC 的收敛速度更快，跟踪精度更高。这两幅图表明所提方法可以实现较好的跟踪性能，跟踪误差 z_1 可以达到一个非常小的范围，稳态时跟踪误差接近于 0。图 2-3 比较了两种不同方法下状态变量 x_2 和虚拟控制律 α_1 的误差，很明显，TAI+ADSC 收敛具有较大的幅值，而 LPV+ADSSMC 具有更小的误差。此外，图 2-4 对比了 LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 方法下状态变量 x_2 与虚拟控制律 α_1 ，从图中可以看出，本文方法具有优越的跟踪性能。图 2-5 和图 2-6 进一步对比了两种方法下的状态变量 x_3 和虚拟控制律 α_2 ，LPV+ADSSMC 的跟踪效果显著，跟踪误差较小，而 TPI+ADSC 的跟踪误差较大，且有波动。图 2-7 至图 2-12 比较了 LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 方法对未知参数的估计结果，LPV+ADSSMC 的参数收敛效果显著，保证了对系统真实参数值的持续自适应，揭示了 LPV+ADSSMC 方法的有效性。而 TPI+ADSC 则表现出明显的收敛误差和波动。图 2-13 和图 2-14 给出了控制器 u_q 和 u_d ，图 2-15 和 2-16 表示了虚拟控制律 α_1 和 α_2 在低通滤波器中相对于 α_{d1} 和 α_{d2} 的跟踪误差，证实了虚拟控制律的有效性。


 图 2-7 c_1 的辨识结果

 图 2-8 a_{1m} 的辨识结果

 图 2-9 b_{1m} 的辨识结果

 图 2-10 c_2 的辨识结果


 图 2-11 a_{2m} 的辨识结果

 图 2-12 b_{2m} 的辨识结果

 图 2-13 LPV+ADSSMC 的控制输入 u_q

 图 2-14 LPV+ADSSMC 的控制输入 u_d

 图 2-15 x_{r1} 的跟踪误差 y_1

 图 2-16 x_{r1} 的跟踪误差 y_2

仿真实例 2: 为了考察参考信号变化情况下的性能, 将第二个参考信号设为 $x_{r2} = 5t$ 。图 2-17 至图 2-22 表示了使用 LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 方法的状态变量跟踪轨迹和跟踪误差。从图 2-17 至图 2-22 可以看出, 当响应信号发生一些变化时, LPV+ADSSMC 的瞬态性能依然优于 TPI+ADSC, 且表现出更好的跟踪能力。LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 的参数估计结果如图 2-23 至图 2-28 所示。值得注意的是, 图 2-23 至图 2-28 表明, LPV+ADSSMC 参数可以在信号变化时精确收敛到其真实值, 精度很高。相反, TPI+ADSC 参数辨识结果在收敛过

程中表现出不准确和明显的抖动。此外，图 2-29 和图 2-30 给出了控制器 u_q 和 u_d 。图 2-31 和图 2-32 展示了低通滤波器中虚拟控制律 α_1 和 α_2 与 α_{d1} 和 α_{d2} 的跟踪误差。仿真实验结果表明，将 LPV 观测器与动态面滑模控制技术应用于 PMSM 系统，可以准确估计系统参数，实现高效的跟踪控制。


 图 2-17 参考信号 x_{r2} 的跟踪误差 z_1

 图 2-18 参考信号 x_{r2} 的跟踪轨迹

 图 2-19 参考信号 x_{r2} 跟踪误差 z_2

 图 2-20 参考信号 x_{r2} 下 α_1 、 x_2 的比较

 图 2-21 参考信号 x_{r2} 下 α_2 、 x_3 的比较

 图2-22 参考信号 x_{r2} 跟踪误差 z_3

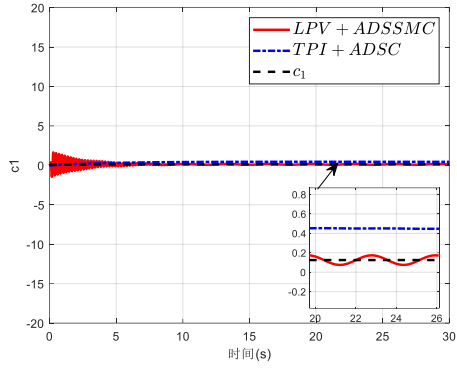


图 2-23 c_1 的辨识结果

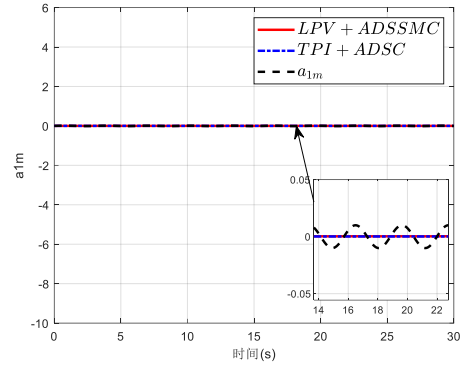


图 2-24 a_{1m} 的辨识结果

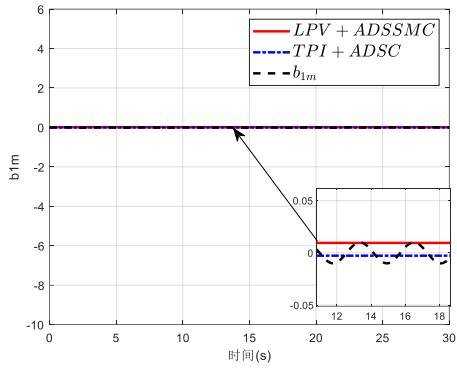


图 2-25 b_{1m} 的辨识结果

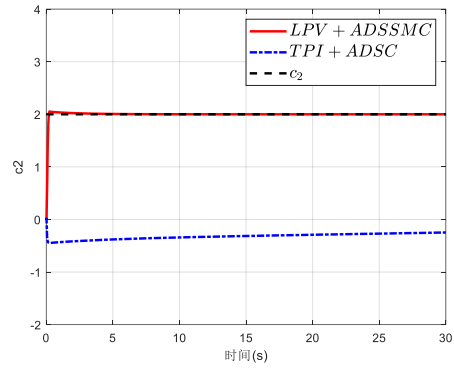


图 2-26 c_2 的辨识结果

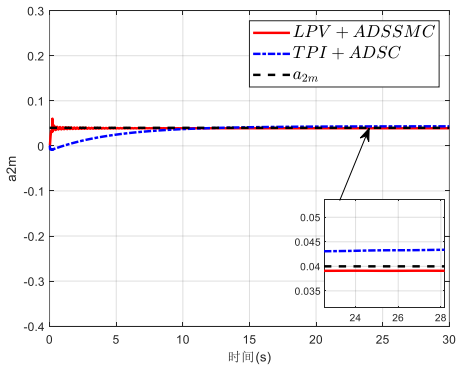


图 2-27 a_{2m} 的辨识结果

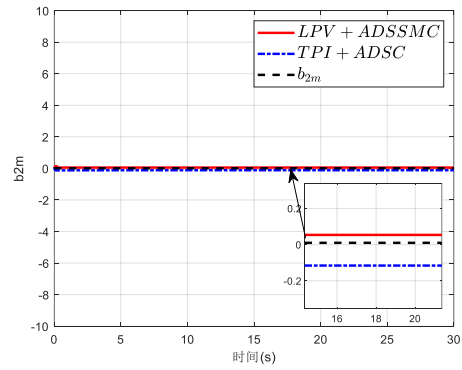


图 2-28 b_{2m} 的辨识结果

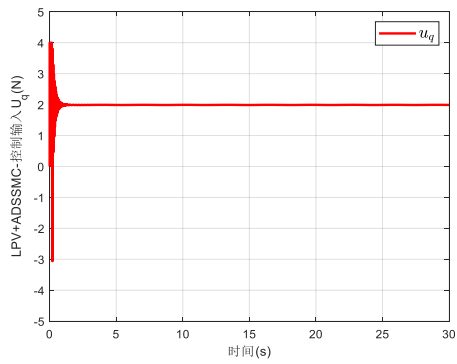


图 2-29 LPV+ADSSMC 的控制输入 u_q

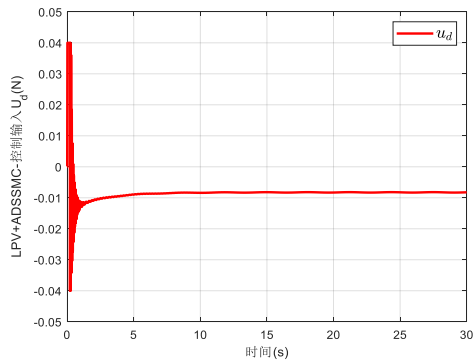


图 2-30 LPV+ADSSMC 的控制输入 u_d

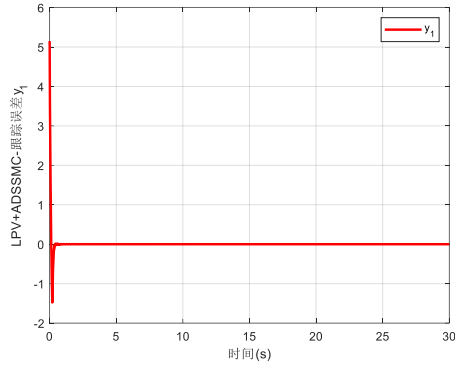


图 2-31 x_{r2} 的跟踪误差 y_1

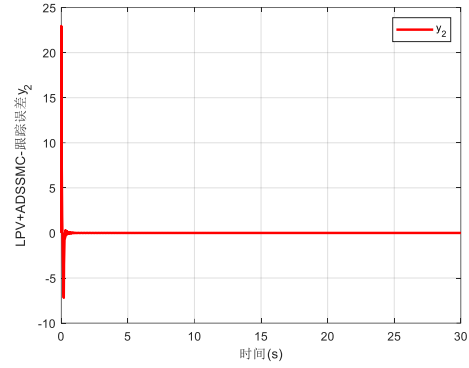


图 2-32 x_{r2} 的跟踪误差 y_2

为了进一步比较 LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 的跟踪误差性能和参数辨识精度，给出了后续的两个标准：

- (1) 绝对积分跟踪误差： $IAZ_i = \int |Z_i(t)| dt$ 作为系统跟踪精度的度量；
- (2) 绝对积分误差参数的估计值和实际值： $IAC_1 = \int |\hat{c}_1 - c_1| dt$,
 $IAA_{1m} = \int |\hat{a}_{1m} - a_{1m}| dt$, $IAB_{1m} = \int |\hat{b}_{1m} - b_{1m}| dt$, $IAC_2 = \int |\hat{c}_2 - c_2| dt$, $IAA_{2m} = \int |\hat{a}_{2m} - a_{2m}| dt$,
 和 $IAB_{2m} = \int |\hat{b}_{2m} - b_{2m}| dt$ 作为衡量参数估计精度。

表 2-1 和表 2-2 中的对比分析说明了 LPV+ADSSMC 和 TPI+ADSC 算法在两种标准下的性能差异。数据表明，LPV+ADSSMC 算法的跟踪误差和参数估计方差均低于 TPI+ADSC 算法。这些结果表明，LPV+ADSSMC 在跟踪精度和参数识别精度方面优于 TPI+ADSC。

表 2-1 仿真实例 1 中两个标准的比较

	IAZ_1	IAZ_2	IAZ_3	IAC_1	IAA_{1m}	IAB_{1m}	IAC_2	IAA_{2m}	IAB_{2m}
LPV+ADSSMC	2.5609 $\times 10^{-7}$	3.2838 $\times 10^{-6}$	2.8937 $\times 10^{-6}$	2.3207 $\times 10^{-5}$	4.1149 $\times 10^{-6}$	1.0343 $\times 10^{-5}$	2.2385 $\times 10^{-8}$	7.9219 $\times 10^{-9}$	3.2192 $\times 10^{-8}$
TPI+ADSC	5.3747 $\times 10^{-7}$	1.4143 $\times 10^{-5}$	1.2502 $\times 10^{-5}$	1.1874 $\times 10^{-4}$	3.2086 $\times 10^{-6}$	1.2878 $\times 10^{-4}$	0.0025	3.9356 $\times 10^{-6}$	1.5670 $\times 10^{-4}$

表 2-2 仿真实例 2 中两个标准的比较

	IAZ_1	IAZ_2	IAZ_3	IAC_1	IAA_{1m}	IAB_{1m}	IAC_2	IAA_{2m}	IAB_{2m}
LPV+ADSSMC	9.297 $\times 10^{-10}$	2.7415 $\times 10^{-8}$	4.6078 $\times 10^{-8}$	1.5567 $\times 10^{-5}$	3.3661 $\times 10^{-6}$	1.2599 $\times 10^{-5}$	2.3239 $\times 10^{-9}$	8.9367 $\times 10^{-7}$	4.3768 $\times 10^{-5}$
TPI+ADSC	1.2691 $\times 10^{-7}$	4.0776 $\times 10^{-6}$	9.4490 $\times 10^{-7}$	3.1766 $\times 10^{-4}$	3.2121 $\times 10^{-6}$	1.2769 $\times 10^{-4}$	0.0022	3.3782 $\times 10^{-6}$	1.2629 $\times 10^{-4}$

2.5 本章小节

本章研究了一种基于LPV观测器的自适应参数辨识方法，并进一步设计了以LPV观测器为基础的动态面滑模控制器。通过建立LPV观测器和引入参数辨识误差，实现了对PMSM系统相关参数的迅速精确辨识，促进向真值收敛。同时在设计动态面滑模控制器时加入了指数趋近律，大大增强系统的跟踪控制性能。从仿真结果可以看出，所提出的参数辨识和控制算法在PMSM系统的辨识精度和跟踪控制效率方面具有良好的性能表现。本章提出的LPV自适应参数辨识算法是专门为线性参数化系统所设计的。针对非线性和耦合参数系统的情况，所设计的算法存在一定的局限性。未来的研究主要围绕提高非线性和耦合参数系统参数识别的准确率及控制性能进行展开。

第3章 基于改进 GMS 摩擦模型的有限时间自适应非奇异滑模控制

随着工业自动化的不断发展,我国对于高精度制造业的需求进一步提升,伺服系统被大量应用于工业控制的各个领域当中。在伺服系统运作过程中,易受到外界干扰、饱和、摩擦等非线性特性的影响,其中摩擦对系统的影响最大。摩擦力矩的干扰导致系统出现低速爬行、稳态误差、粘滞运动等现象,降低了系统的控制精度,最终影响了系统的控制性能。因此,本章致力于设计一种控制策略能够提升参数辨识精度,进而增强系统的控制性能。

基于上述分析,本章提出了一种改进 GMS 摩擦模型有限时间自适应非奇异滑模控制策略来解决电机系统参数摄动、系统动态性能不稳定的问题。针对模型摩擦参数难以辨识的问题,采用遗传算法、自适应律分别对静摩擦参数和动摩擦参数进行辨识,并基于辨识出的摩擦参数,设计出一种有限时间非奇异滑模控制器。非奇异滑模面避免了传统滑模面的奇异性问题,该控制器具有在参数不确定性和扰动的影响下,保证系统状态在有限时间内沿非线性非奇异滑动面运动到稳态的能力,并具有良好的动态特性,进一步提高了系统的动态性能,有效地降低了系统的抖振。仿真结果表明,所提出参数辨识与控制算法具有控制精度高、响应速度快、抗干扰能力强等优点。

3.1 改进 GMS 摩擦模型

在这一部分中详细阐述了改进 GMS 摩擦模型,以阐明电机的非线性摩擦特性。该模型由多个弹性滑动基本块平行连接组成,其中基本块的数量表示为 $m=3$,每个基本块象征着一对具有特定迟滞特性和摩擦状态的凸点,使得所有基本力聚合而成总摩擦力^[67]。考虑到外部扰动和建模不准确的问题,可将电机伺服系统动力学方程写成如下所示:

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \frac{1}{M}(F - F_f - F_d) \end{cases} \quad (3-1)$$

其中 θ 为电机的位置, ω 为电机的速度, M 为电机的质量, F 、 F_f 、 F_d 分别为控制输入、摩擦力和未知外部干扰。

为了方便表示电机伺服系统的模型，定义了 $x_1 = \theta$ ， $x_2 = \omega$ ，并将系统模型重新表述为状态空间形式，表示如下：

$$M\dot{x}_2 = F - F_f - F_d \quad (3-2)$$

考虑粘滞摩擦力的影响，总摩擦力可以表示为：

$$F_f = \sum_{i=1}^m f_f^i + Bx_2 \quad (3-3)$$

其中， m 为平行连接的基本块数， f_f^i 为每个基本块产生的摩擦力， B 为粘性摩擦系数。为了更精确地描述特定基本块的不同状态，每个基本块摩擦力 f_f^i 可以表示为分段函数。

(1) 当基本块为粘滞状态时：

$$\frac{df_f^i}{dt} = \beta_i x_2 \quad (3-4)$$

其中， β_i 为特定基本块的刚度系数。定义各基本块在粘滞状态下的最大摩擦力为 $\mu_i g(x_2)$ ， μ_i 为各基本块的权重系数，满足 $\sum_{i=1}^m \mu_i = 1$ ， $g(x_2)$ 表示 Stribeck 函数，一般表示为：

$$g(x_2) = F_c + (F_s - F_c) e^{-\left(\frac{x_2}{x_s}\right)^\delta} \quad (3-5)$$

其中 F_c 为库仑摩擦， F_s 为静摩擦， x_s 为斯特里贝克速度， δ 为成形因子。

(2) 当不等式满足 $f_f^i \geq \mu_i g(x_2)$ 时，基本块状态变为滑动状态：

$$\frac{df_f^i}{dt} = \xi \left(\text{sgn}(x_2) \mu_i - \frac{f_f^i}{g(x_2)} \right) \quad (3-6)$$

其中 ξ 是用来描述滑动摩擦收敛到斯特里贝克曲线速率的常数项。

基本摩擦块匀速滑动可以表示为：

$$f_f^{is} = \text{sgn}(x_2) \mu_i g(x_2) \quad (3-7)$$

其中， f_f^{is} 为特定基本块的稳态滑动摩擦力。定义滑动状态的动力效应为 σ_i ，则各块的滑动摩擦力为：

$$f_f^i = f_f^{is} + \sigma_i = \text{sgn}(x_2) \mu_i g(x_2) + \sigma_i \quad (3-8)$$

结合公式(3-4)-公式(3-8)，每个基本摩擦块可以综合表示为：

$$f_f^i = \kappa_i^{stick} \beta_i x_1 + \kappa_i^{slip} (\text{sgn}(x_2) \mu_i g(x_2) + \sigma_i) \quad (3-9)$$

其中 κ_i^{stick} 、 κ_i^{slip} 为状态因子，满足 $\kappa_i^* = \begin{cases} 1 & \text{if } * \text{ is true} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, (i=1, 2, \dots, m)$ ，当板块 i 为粘

滞状态时， $\kappa_i^{stick} = 1$ ， $\kappa_i^{slip} = 0$ ，当板块 i 为滑动状态时， $\kappa_i^{stick} = 0$ ， $\kappa_i^{slip} = 1$ 。

因此，将公式(3-9)带入公式(3-3)，公式(3-3)可以重构为：

$$F_f = A_f B_f + B x_2 + \sigma_d \quad (3-10)$$

其中 $A_f = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m, \mu_1 g(x_2), \mu_2 g(x_2), \dots, \mu_m g(x_2)] \in R^{1 \times 2m}$ ， $\sigma_d = \sum_{i=1}^m \kappa_i^{slip} \sigma_i$ ，

$B_f = [\kappa_1^{stick} x_1, \kappa_2^{stick} x_1, \dots, \kappa_m^{stick} x_1, \kappa_1^{slip} \text{sgn}(x_2), \kappa_2^{slip} \text{sgn}(x_2), \dots, \kappa_m^{slip} \text{sgn}(x_2)] \in R^{2m \times 1}$ 。

假设 3.1^[68]： A_f 、 B_f 是有界的，且 $|F_d| \leq \Delta f$ ， $\Delta f \in R$ 。

考虑到 GMS 模型中系统参数的不确定性、系统未知外部扰动，摩擦力估计项为：

$$\hat{F}_f = \hat{A}_f \hat{B}_f + \hat{B} x_2 + \hat{\sigma}_d \quad (3-11)$$

其中 $\hat{A}_f = [\hat{\beta}_1, \hat{\beta}_2, \dots, \hat{\beta}_m, \hat{\mu}_1 \hat{g}(x_2), \hat{\mu}_2 \hat{g}(x_2), \dots, \hat{\mu}_m \hat{g}(x_2)] \in R^{1 \times 2m}$ ， $\hat{\sigma}_d = \sum_{i=1}^m \hat{\kappa}_i^{slip} \sigma_i$ ，

$\hat{B}_f = [\hat{\kappa}_1^{stick} x_1, \hat{\kappa}_2^{stick} x_1, \dots, \hat{\kappa}_m^{stick} x_1, \hat{\kappa}_1^{slip} \text{sgn}(x_2), \hat{\kappa}_2^{slip} \text{sgn}(x_2), \dots, \hat{\kappa}_m^{slip} \text{sgn}(x_2)] \in R^{2m \times 1}$ 。

为了追求精确的系统控制和跟踪，需要对摩擦参数 $\hat{A}_f$ 、 $\hat{B}_f$ 、 $\hat{B}$ 、 $\hat{\sigma}_d$ 进行参数辨识。其中 $\hat{g}(x_2)$ 、 $\hat{B}$ 通过遗传算法进行离线辨识，在 3.2 节进行了详细介绍。改进的 GMS 模型将自适应方法与离线估计参数相结合，通过引入自适应系数对非线性摩擦模型进行线性参数化，这不仅有助于提高模型精度，补偿环境因素带来的不确定性，而且为自适应律的设计提供了便利。

3.2 静摩擦参数辨识

本节讨论了改进的 GMS 摩擦模型的静态参数辨识。使用遗传算法解决由连续函数(如 Stribeck 函数)引起的优化难题，以实现精确的摩擦表征，并强调收敛速度。遗传算法具有算法简单、全局搜索和鲁棒性强、便与其他算法相结合等特点，有效保证参数识别过程的精度。遗传算法的目标是通过迭代处理获取全局最优解。由公式(3-2)、公式(3-3)、公式(3-5)、公式(3-8)可以得力平衡方程为：

$$F_D = B x_2 + \text{sgn}(x_2) \left(F_c + (F_s - F_c) e^{-\left(\frac{x_2}{x_s}\right)^\delta} \right) \quad (3-12)$$

根据公式(3-12)，定义需要识别的静摩擦参数有 $\hat{B}$ 、 $\hat{F}_c$ 、 $\hat{F}_s$ 、 $\hat{x}_s$ 、 $\hat{\delta}$ ，选取合适的适应度函数，可以精确地辨识出参数。适应度函数的作用是计算适应度值，适应度值则是评判个体优劣的依据，因此选择合适的适应度函数，对参数辨识结果的好坏影响甚大。本算法选取的适应度函数为：

$$f = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^k (F_D^n - \hat{F}_D^n)^2 \quad (3-13)$$

其中， F_D^n 和 $\hat{F}_D^n$ 分别为各组实验的真实值和估计值， k 为实验组总数。式中 f 为适应度函数值， f 越小，说明拟合精度越高。

选择 20 个种群进行分析，利用适应度函数(3-13)进行仿真实验，识别出的 Stribeck 参数为 $\hat{B} = 0.1$ 、 $\hat{F}_c = 0.233$ 、 $\hat{F}_s = 0.356$ 、 $\hat{x}_s = 0.191$ 、 $\hat{\delta} = 0.21$ 。如图 3-1 所示，在经过 212 次迭代计算后结果收敛，参数估计值趋近于真实值，误差接近于零，这表明参数辨识是有效的。

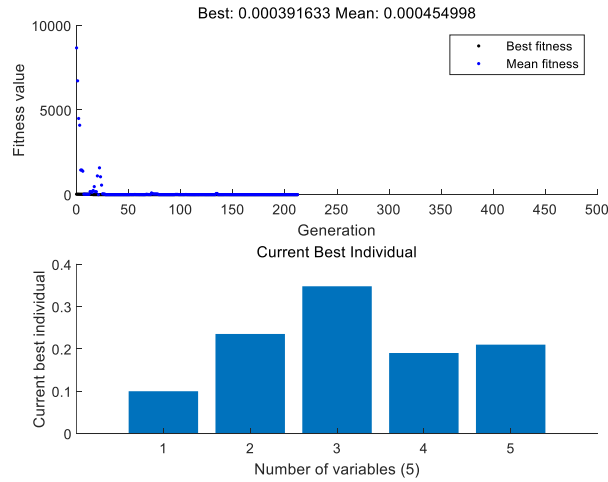


图 3-1 遗传算法辨识过程

3.3 有限时间自适应非奇异滑模控制

3.3.1 控制器设计

为了提高系统的稳定性和鲁棒性，提出了一种非奇异滑模控制算法与改进的 GMS 自适应摩擦模型相结合。在跟踪任务中，目标是生成一个有界的控制输入 F ，使系统轨迹 x_1 尽可能准确地跟踪期望的轨迹 x_r 。针对系统中存在有界外部干扰和不确定状态切换的 GMS 摩擦的情况，采用有限时间自适应非奇异滑模方法消除对系统精度的影响，保证系统的快速响应。首先，定义系统跟踪误差为 e_1 如下：

$$e_1 = x_1 - x_r \quad (3-14)$$

其中 x_r 为 x_1 的期望值。为了保证系统良好的动态性能和较高的稳态精度，避免非奇异性，设计了非奇异滑模面为^[69]：

$$s = e_1 + \frac{1}{\partial} |e_1|^{\lambda+1} \text{sign}(e_1) + \frac{1}{\theta} \dot{e}_1^{\frac{p}{q}} \quad (3-15)$$

其中 ∂ 、 θ 、 $\lambda > 0$ 。 p 、 q 为大于零的实数且满足 $1 < \frac{p}{q} < 2$ 。当系统状态远离平衡状态时， $\frac{1}{\partial} |e_1|^{\lambda+1} \text{sign}(e_1)$ 项起到了主要作用，保证了系统更快的收敛速度。当

系统状态接近平衡状态时， e_1 项起主要作用，可忽略 $\frac{1}{\partial} |e_1|^{\lambda+1} \text{sign}(e_1)$ 这一项，其

收敛速度较快。 $\frac{1}{\theta} \dot{e}_1^{\frac{p}{q}}$ 避免了对 s 求导中出现负指数幂的情况，避免了奇异问题，

保证了系统在有限时间内渐近收敛。

对公式(3-15)求导，得到：

$$\dot{s} = \dot{e}_1 + \frac{\lambda+1}{\partial} |e_1|^{\lambda} \dot{e}_1 + \frac{p}{\theta q} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} \ddot{e}_1 \quad (3-16)$$

定义第一步 Lyapunov 函数为：

$$V_1 = \frac{1}{2} s^2 \quad (3-17)$$

然后，可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s(\dot{e}_1 + \frac{\lambda+1}{\partial} |e_1|^{\lambda} \dot{e}_1 + \frac{p}{\theta q} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} (\dot{x}_2 - \ddot{x}_r)) \\ &= s(\dot{e}_1 + \frac{\lambda+1}{\partial} |e_1|^{\lambda} \dot{e}_1 + \frac{p}{\theta q} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} (\frac{F - F_f - F_d}{M} - \ddot{x}_r)) \end{aligned} \quad (3-18)$$

定义第二步 Lyapunov 函数为：

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \sum_{i=1}^m \tilde{\beta}_i^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i^2 + \frac{1}{2\gamma_3} \sum_{i=1}^m \beta_i \tilde{k}_i^{stick^2} + \frac{1}{2\gamma_4} \sum_{i=1}^m \mu_i \tilde{k}_i^{slip^2} + \frac{1}{2} \tilde{\sigma}_d^2 \quad (3-19)$$

设 $\tilde{\bullet} = \hat{\bullet} - \bullet$ ，其中 $\bullet$ 表示参数变量 β_i 、 μ_i 、 k_i^{stick} 、 k_i^{slip} 、 σ_d 的真实值， $\tilde{\bullet}$ 表示参数变量 $\bullet$ 的误差， $\hat{\bullet}$ 表示参数变量 $\bullet$ 的估计值。

对公式(3-19)求导得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^m \tilde{\beta}_i \dot{\beta}_i + \frac{1}{\gamma_2} \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i \dot{\mu}_i + \frac{1}{\gamma_3} \beta_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{stick} \dot{\hat{k}}_i^{stick} \\ + \frac{1}{\gamma_4} \mu_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{slip} \dot{\hat{k}}_i^{slip} + \tilde{\sigma}_d \dot{\sigma}_d \end{aligned} \quad (3-20)$$

为了补偿摩擦和未知外部扰动所造成的负面影响,采用非奇异滑模控制的滑模面公式(3-15)设计控制器如下:

$$F = F_1 + F_2 + F_3 \quad (3-21)$$

$$F_1 = M\ddot{x}_d - \frac{\theta q M}{p} \dot{e}_1^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\lambda+1}{\partial} |e_1|^\lambda \right) \quad (3-22)$$

$$F_2 = \hat{F}_f \quad (3-23)$$

$$F_3 = -\beta s - s \Delta f \frac{s}{\alpha} \quad (3-24)$$

参数自适应律设计为:

$$\dot{\hat{\beta}} = -\gamma_1 \eta s \hat{k}_i^{stick} x_1 \quad (3-25)$$

$$\dot{\hat{\mu}}_i = -\gamma_2 g(x_2) \hat{k}_i^{slip} \text{sgn}(x_2) \eta s \quad (3-26)$$

$$\dot{\hat{k}}_i^{stick} = -\gamma_3 \eta s x_1 \quad (3-27)$$

$$\dot{\hat{k}}_i^{slip} = -\gamma_4 \eta s g(x_2) \quad (3-28)$$

$$\dot{\hat{\sigma}}_d = -\eta s \quad (3-29)$$

3.3.2 稳定性分析

定理 3.1: 对于满足假设 3.1、参数不确定性和外部扰动有界的非线性摩擦(3-10)组成的力伺服系统(3-2),在控制器(3-21)-(3-24)和自适应律(3-25)-(3-29)的作用下,系统跟踪误差在有限时间内收敛到平衡点的一个小邻域内,其收敛时间为

$$T_r \leq \max \left\{ t_0 + \frac{2}{\zeta B_1} \ln \frac{\zeta B_1 V^{\frac{1}{2}}(t_0) + B_2}{B_2}, t_0 + \frac{2}{B_1} \ln \frac{B_1 V^{\frac{1}{2}}(t_0) + \zeta B_2}{\zeta B_2} \right\}, \text{从而保证了系统的}$$

渐近稳定。

引理 3.1^[70]: 对于非线性系统 $\dot{x} = f(x)$, 如果存在连续函数 $V \geq 0$, 满足 $\dot{V} + B_1 V + B_2 V^\varsigma + \varpi \leq 0$, 其中 $B_1 > 0$, $B_2 > 0$, $0 < \varsigma < 1$ 和 $0 < \varpi < \infty$ 。那么系统

$\dot{x} = f(x)$ 是有限时间稳定的, 且存在残差 $\{\lim_{t \rightarrow T_r} |V| \leq \min\{\frac{\varpi}{B_1(1-\varsigma)}, [\frac{\varpi}{B_2(1-\varsigma)}]^\varsigma\}\}$,

其中 ζ 满足 $0 < \zeta < 1$ 。对于 V 收敛到平衡点的到达时间 T_r 满足

$$T_r \leq \max\{t_0 + \frac{1}{\zeta B_1(1-\zeta)} \ln \frac{\zeta B_1 V^{1-\zeta}(t_0) + B_2}{B_2}, t_0 + \frac{1}{B_1(1-\zeta)} \ln \frac{B_1 V^{1-\zeta}(t_0) + \zeta B_2}{\zeta B_2}\}。$$

将公式(3-18)、公式(3-21)-公式(3-24)带入到公式(3-20)得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s(\dot{e}_1 + \frac{\lambda+1}{\partial} |e_1|^\lambda \dot{e}_1 + \frac{p}{\theta q} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} (\frac{F - F_f - F_d}{M} - \ddot{x}_r)) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^m \tilde{\beta}_i \dot{\beta}_i + \frac{1}{\gamma_2} \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i \dot{\mu}_i + \frac{1}{\gamma_3} \beta_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{stick} \dot{k}_i^{stick} \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_4} \mu_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{slip} \dot{k}_i^{slip} + \tilde{\sigma}_d \dot{\sigma}_d \\ &= \frac{sp}{\theta q M} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} (\hat{F}_f - F_f - \beta s - s \Delta f \frac{s}{\alpha} - F_d) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^m \tilde{\beta}_i \dot{\beta}_i + \frac{1}{\gamma_2} \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i \dot{\mu}_i + \frac{1}{\gamma_3} \beta_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{stick} \dot{k}_i^{stick} \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_4} \mu_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{slip} \dot{k}_i^{slip} + \tilde{\sigma}_d \dot{\sigma}_d \\ &= \frac{sp}{\theta q M} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} (\hat{A}_f \hat{B}_f - A_f B_f + \tilde{\sigma}_d - \beta s - s \Delta f \frac{s}{\alpha} - F_d) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_2} \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i \dot{\mu}_i + \frac{1}{\gamma_3} \beta_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{stick} \dot{k}_i^{stick} + \frac{1}{\gamma_4} \mu_i \sum_{i=1}^m \tilde{k}_i^{slip} \dot{k}_i^{slip} + \tilde{\sigma}_d \dot{\sigma}_d \end{aligned} \quad (3-30)$$

设 $\frac{sp}{\theta q M} \dot{e}_1^{\frac{p-1}{q}} = \eta$ ，则有：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \eta(\tilde{A}_f \hat{B}_f + A_f \tilde{B}_f + \tilde{\sigma}_d - \beta s - s \Delta f \frac{s}{\alpha} - F_d) + \frac{1}{\gamma_1} \sum_{i=1}^m \tilde{\beta}_i \dot{\beta}_i \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_2} \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i \dot{\mu}_i + \frac{1}{\gamma_3} \sum_{i=1}^m \beta_i \tilde{k}_i^{stick} \dot{k}_i^{stick} + \frac{1}{\gamma_4} \sum_{i=1}^m \mu_i \tilde{k}_i^{slip} \dot{k}_i^{slip} + \tilde{\sigma}_d \dot{\sigma}_d \\ &= \sum_{i=1}^m \tilde{\beta}_i (\frac{\dot{\beta}}{\gamma_1} + \eta s \hat{k}_i^{stick} x_1) + \sum_{i=1}^m \tilde{\mu}_i (\frac{\dot{\mu}}{\gamma_2} + g(x_2) \hat{k}_i^{slip} \text{sgn}(x_2) \eta s) \\ &\quad + \sum_{i=1}^m \beta_i \tilde{k}_i^{stick} (\frac{\dot{k}_i^{stick}}{\gamma_3} + \eta s x_1) + \sum_{i=1}^m \mu_i \tilde{k}_i^{slip} (\frac{\dot{k}_i^{slip}}{\gamma_4} + \eta s g(x_2) \text{sgn}(x_2)) \\ &\quad + \tilde{\sigma}_d (\dot{\sigma}_d + \eta s) + \eta s (-\beta s - \beta \Delta f \frac{s}{\alpha} - F_d) \end{aligned} \quad (3-31)$$

将自适应律公式(3-25)-公式(3-29)带入公式(3-31)，可以得到：

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_2 &= -\eta\beta s^2 - \eta\beta\Delta f \frac{s^2}{\alpha} - \eta F_d s \\
 &\leq -\eta\beta s^2 - \eta\left(\frac{\beta\Delta f}{\alpha}|s| - |F_d|\right)|s| \\
 &\leq -2\eta\beta V_2 - \sqrt{2}\eta\left(\frac{\beta\Delta f}{\alpha}|s| - |F_d|\right)V_2^{\frac{1}{2}} + 2\eta\beta\left(\frac{1}{2\gamma_1}\sum_{i=1}^m\tilde{\beta}_i^2\right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2\gamma_2}\sum_{i=1}^m\tilde{\mu}_i^2 + \frac{1}{2\gamma_3}\sum_{i=1}^m\beta_i\tilde{k}_i^{stick^2} + \frac{1}{2\gamma_4}\sum_{i=1}^m\mu_i\tilde{k}_i^{slip^2} + \frac{1}{2}\tilde{\sigma}_d^2\right) \quad (3-32) \\
 &\quad + \eta\left(\frac{\beta\Delta f}{\alpha}|s| - |F_d|\right)\left(\frac{1}{\gamma_1}\sum_{i=1}^m\tilde{\beta}_i^2 + \frac{1}{\gamma_2}\sum_{i=1}^m\tilde{\mu}_i^2\right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{\gamma_3}\sum_{i=1}^m\beta_i\tilde{k}_i^{stick^2} + \frac{1}{\gamma_4}\sum_{i=1}^m\mu_i\tilde{k}_i^{slip^2} + \tilde{\sigma}_d^2\right)^{\frac{1}{2}} \\
 &= -\beta_1 V_2 - \beta_2 V_2^{\frac{1}{2}} + \varpi
 \end{aligned}$$

其中： $\beta_1 = 2\eta\beta$, $\beta_2 = \sqrt{2}\eta\left(\frac{\beta\Delta f}{\alpha}|s| - |F_d|\right)$,

$$\begin{aligned}
 \varpi &= 2\eta\beta\left(\frac{1}{2\gamma_1}\sum_{i=1}^m\tilde{\beta}_i^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\sum_{i=1}^m\tilde{\mu}_i^2 + \frac{1}{2\gamma_3}\sum_{i=1}^m\beta_i\tilde{k}_i^{stick^2} + \frac{1}{2\gamma_4}\sum_{i=1}^m\mu_i\tilde{k}_i^{slip^2} + \frac{1}{2}\tilde{\sigma}_d^2\right) + \eta\left(\frac{\beta\Delta f}{\alpha}|s| \right. \\
 &\quad \left. - |F_d|\right)\left(\frac{1}{\gamma_1}\sum_{i=1}^m\tilde{\beta}_i^2 + \frac{1}{\gamma_2}\sum_{i=1}^m\tilde{\mu}_i^2 + \frac{1}{\gamma_3}\sum_{i=1}^m\beta_i\tilde{k}_i^{stick^2} + \frac{1}{\gamma_4}\sum_{i=1}^m\mu_i\tilde{k}_i^{slip^2} + \tilde{\sigma}_d^2\right)^{\frac{1}{2}} \quad \circ
 \end{aligned}$$

当满足假设 3.1, 且满足 $\frac{\alpha}{\beta} \leq |s|$ 时, $\dot{V}_2 \leq 0$ 。

根据引理 3.1 可知, 系统在有限时间内收敛至残差集

$\{\lim_{t \rightarrow T_r} |V| \leq \min\{\frac{\varpi}{B_1(1-\zeta)}, [\frac{\varpi}{B_2(1-\zeta)}]^\zeta\}\}$ 中, 且收敛时间为:

$$T_r \leq \max\{t_0 + \frac{2}{\zeta B_1} \ln \frac{\zeta B_1 V^{\frac{1}{2}}(t_0) + B_2}{B_2}, t_0 + \frac{2}{B_1} \ln \frac{B_1 V^{\frac{1}{2}}(t_0) + \zeta B_2}{\zeta B_2}\} \quad (3-33)$$

可以得出, 系统跟踪误差最终会收敛到趋近于零的一个区域内。

定理 3.1 证毕。

3.4 仿真与分析

为了验证所提方法的优越性能, 本节将提供三种控制方法用来作为对比:

- (1) 传统的自适应滑模控制(TASC)方法;
- (2) 添加补偿项的自适应滑模控制(CASC)方法;
- (3) 本章所提出的有限时间自适应非奇异滑模控制(FANSSC)方法。

在仿真过程中，为增强测量结果的普遍适用性，本章特采用两种截然不同的参考信号进行对比分析，旨在获取更为直观明了的跟踪结果。为确保对比的公平性与准确性，在对这两种参考信号进行仿真时，严格保持所有控制参数的一致性，以此彻底消除控制参数差异对系统性能可能产生的任何潜在干扰。

TASC 控制器可设计为：

$$f_1 = M\ddot{x}_r - m_1 M e_1 - y_1 s_1 \quad (3-34)$$

定义滑模面为：

$$s_1 = \dot{e}_1 + m_1 e_1 \quad (3-35)$$

CASC 方法控制器给出如下：

$$f_2 = M\ddot{x}_r - m_2 M e_1 - y_2 s_2 - (c_1 + c_2 |e_1| + c_3 |e_1|^2) \text{sign}(s_2) \quad (3-36)$$

定义滑模面为：

$$s_2 = \dot{e}_1 + m_2 e_1 \quad (3-37)$$

补偿项自适应律为：

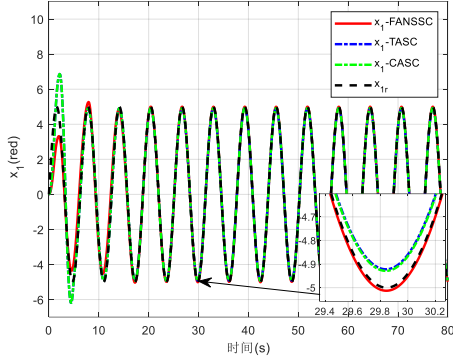
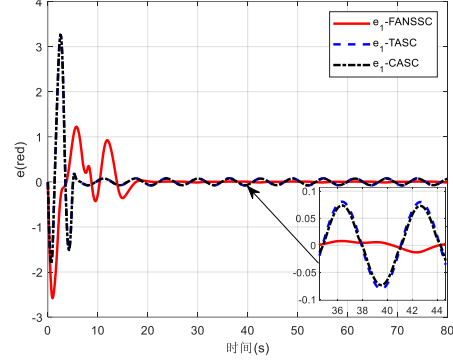
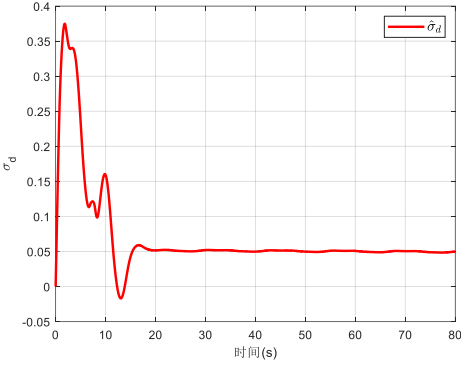
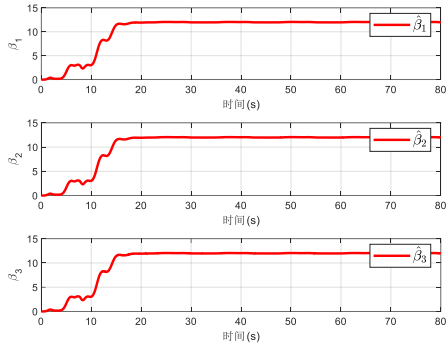
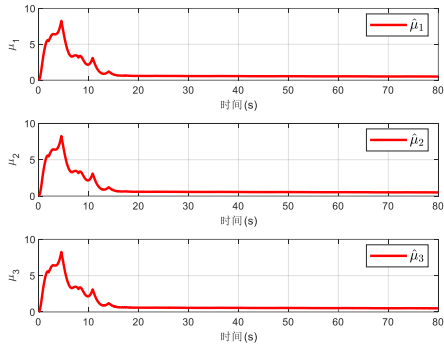
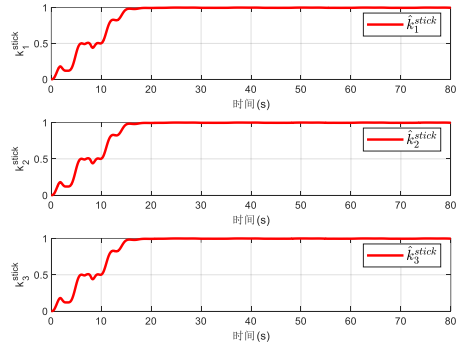
$$\dot{\hat{c}}_1 = p_1 |s_2| \quad (3-38)$$

$$\dot{\hat{c}}_2 = p_2 |s_2| |e_1| \quad (3-39)$$

$$\dot{\hat{c}}_3 = p_3 |s_2| |e_1|^2 \quad (3-40)$$

其中， m_1 、 m_2 、 y_1 、 y_2 为大于零的实数， c_1 、 c_2 、 c_3 是未知的边界变量，它们将用滑动变量 s_2 和跟踪误差 e_1 来估计， p_1 、 p_2 、 p_3 是调优参数。

设置实验的初始参数，系统参数为： $F_c = 0.23$, $F_s = 0.35$, $x_s = 0.2$, $\delta = 0.2$, $M = 45$, $B = 0.1$, $\mu_1 = 0.33$, $\mu_2 = 0.33$, $\mu_3 = 0.34$, $\beta_1 = 12$, $\beta_2 = 12$, $\beta_3 = 12$, $\xi = 4$;
FANSSC 控制参数如下： $\beta = 1$, $\alpha = 0.027$, $\lambda = 0.01$, $\partial = 1$, $\theta = 0.6$, $p = 95$, $q = 93$, $\gamma_1 = 14$, $\gamma_2 = 100$, $\gamma_3 = 0.58$, $\gamma_4 = 12$; 为了公平起见，TASC 控制参数为： $m_1 = 4$, $y_1 = 500$; CASC 控制参数为： $m_2 = 4$, $y_2 = 500$; 调优参数为： $p_1 = 0.4$, $p_2 = 0.002$, $p_3 = 0.002$; 初始条件为： $\kappa_i^{\text{stick}}(0) = 0$, $\kappa_i^{\text{slip}}(0) = 0$, $\mu_i(i) = 0$, $\sigma_d(0) = 0$, $\beta_i(0) = 0$ 。考虑到系统的饱和约束，将控制输入 F 限制为 $|F| \leq 150$, $|f_1| \leq 260$, $|f_2| \leq 260$ 。


 图 3-2 参考信号 x_{1r} 的跟踪轨迹

 图 3-3 参考信号 x_{1r} 的跟踪误差

 图 3-4 σ_d 的参数辨识

 图 3-5 β_1 、 β_2 、 β_3 的参数辨识

 图 3-6 μ_1 、 μ_2 、 μ_3 的参数辨识

 图 3-7 k_1^{stick} 、 k_2^{stick} 、 k_3^{stick} 的参数辨识

仿真实例 1: 设置第一个参考信号为: $x_{1r} = 5\sin(t)$, 图 3-2、图 3-3 分别为有限时间自适 FANSSC、TASC 和 CASC 对 x_{1r} 的跟踪轨迹和跟踪误差。从图 3-2 和图 3-3 可以看出, FANSSC 算法可以在有限时间 $T=18s$ 时精确跟踪到参考信号, 最大偏差为 $0.013rad$, 相比之下, TASC 最大偏差为 $0.078rad$, CASC 最大偏差为 $0.071rad$, 不难看出, FANSSC 跟踪精度优于 TASC 和 CASC, 稳定时跟踪误差趋近于零, 可忽略不计, 且具有的抖震明显减小, 跟踪效果更好。图 3-4 至图 3-8 为 FANSSC 算法自适应参数的估计结果, 展示了估计参数从初始值跟踪

到真实值的全过程，从图中不难看出，当时间到达 $T=18s$ 时，参数稳定收敛到真实值，且具有较小的波动，表明了参数自适应效率高，可以在有限时间内快速收敛到真实值。图 3-9 为 FANSSC 算法对摩擦力真实值与估计摩擦力的跟踪轨迹。从图中可以看出，在有限时间内，摩擦力估计值可以精确跟踪到其真实值，且偏差趋近于零。图 3-10 分别为 FANSSC、TASC 和 CASC 算法的控制输入。图 3-11 为 CASC 算法中未知边界变量的估计结果图。

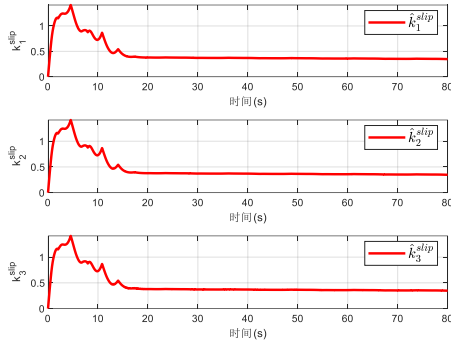


图 3-8 k_1^{slip} 、 k_2^{slip} 、 k_3^{slip} 的参数辨识

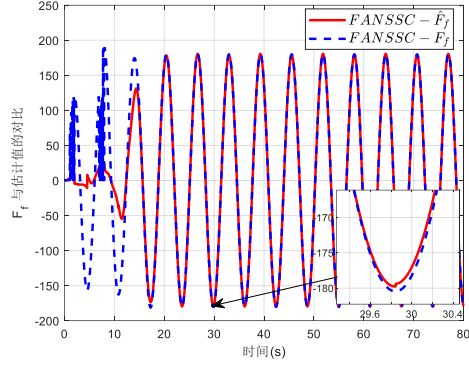


图 3-9 F_f 与 $\hat{F}_f$ 的对比

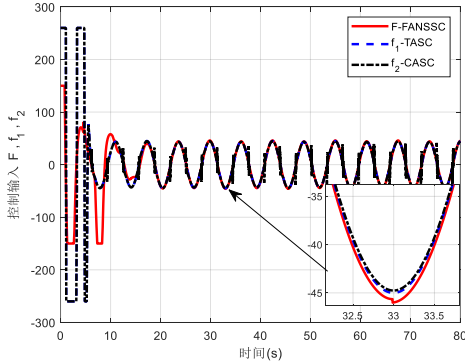


图 3-10 控制输入 F 、 f_1 、 f_2

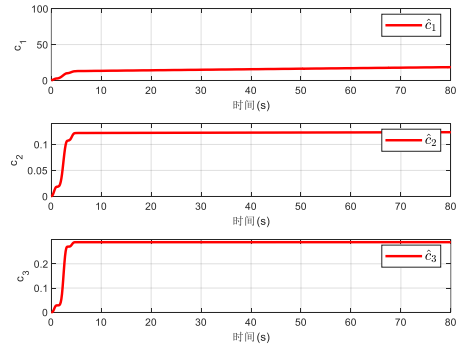
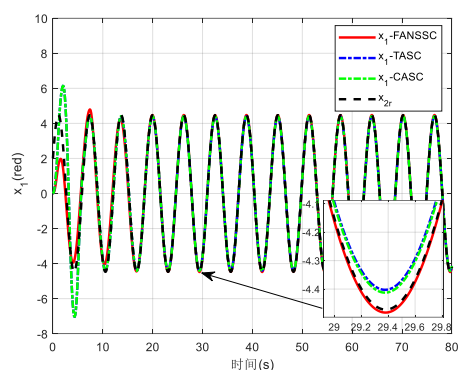
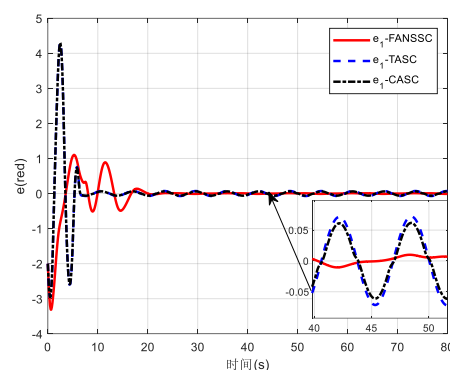
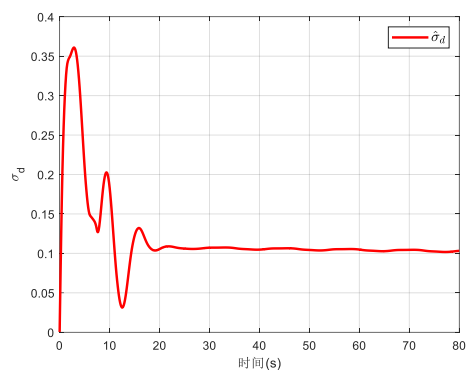
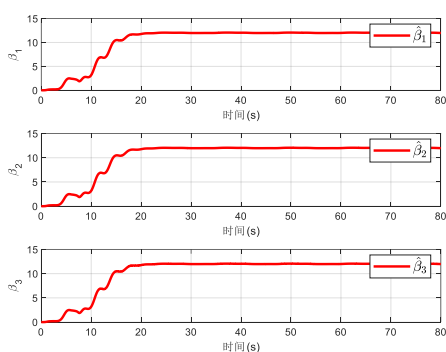
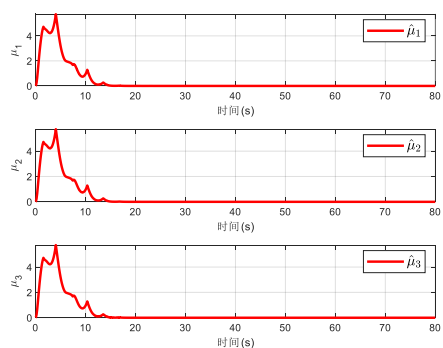
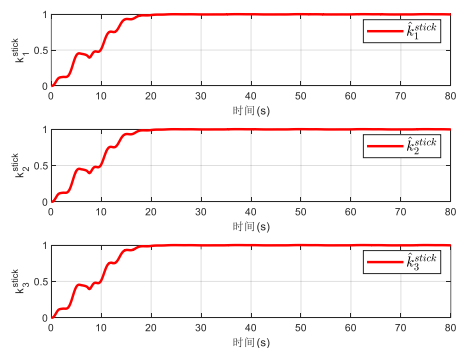
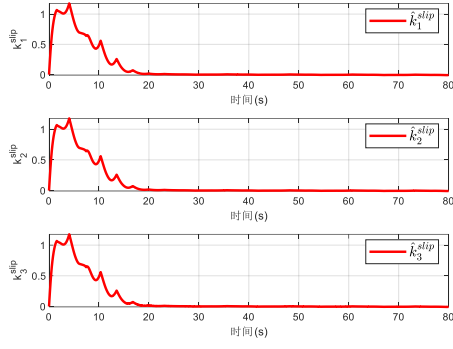
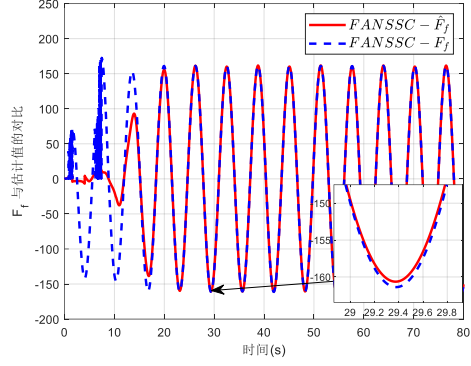
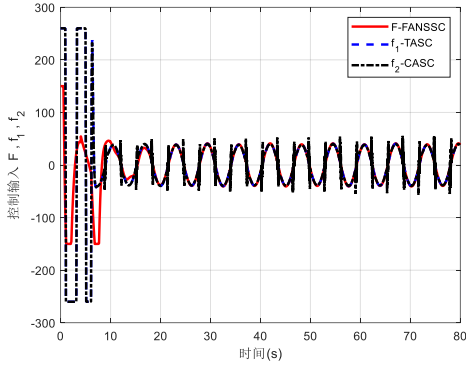
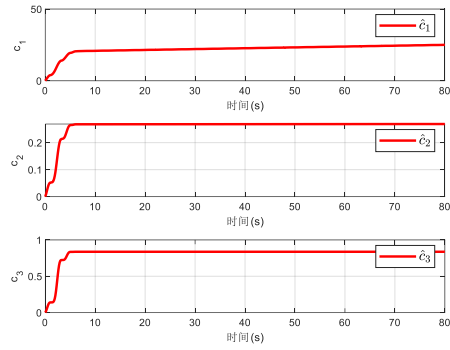


图 3-11 c_1 、 c_2 、 c_3 的参数辨识

仿真实例 2：为了考察基于改进的 GMS 摩擦模型有限时间自适应非奇异滑模控制策略在不同参考信号下的动态性能，将第二个参考信号设置成复合周期信号： $x_{2r} = 4\sin(t) + 2\cos(t)$ ，图 3-12 和图 3-13 描述了 FANSSC、TASC 和 CASC 对 x_{2r} 的跟踪轨迹和跟踪误差。从图 3-12 和图 3-13 可以看出，当信号发生变化时，FANSSC 算法具有令人满意的干扰补偿性能，可以在有限时间内快速跟踪到参考信号轨迹，FANSSC 最大偏差为 $0.011rad$ ，TASC 最大偏差为 $0.072rad$ ，CASC 最大偏差为 $0.061rad$ ，对比发现，FANSSC 的跟踪效果远优于 TASC 和 CASC 跟踪精度，偏差几乎为零，且产生波动更小。图 3-14 至图 3-18 是 FANSSC 策略的

系统参数辨识结果图。可以看出参考信号发生变化时，系统依然能够精确进行参数自适应辨识，突出了 FANSSC 策略在面对信号变化时能够快速适应并准确识别参数。此外，FANSSC 策略摩擦力真实值与摩擦力估计值的比较结果如图 3-19 所示，证明了 FANSSC 策略在有限时间内的准确性。图 3-20 分别为三种控制策略 FANSSC、TASC 和 CASC 的控制输入图。最后，图 3-21 为 CASC 算法的边界变量的估计图。

图 3-12 参考信号 x_{2r} 的跟踪轨迹图 3-13 参考信号 x_{2r} 的跟踪误差图 3-14 σ_d 的参数辨识图 3-15 β_1 、 β_2 、 β_3 的参数辨识图 3-16 μ_1 、 μ_2 、 μ_3 的参数辨识图 3-17 k_1^{stick} 、 k_2^{stick} 、 k_3^{stick} 的参数辨识


 图 3-18 k_1^{slip} 、 k_2^{slip} 、 k_3^{slip} 的参数辨识

 图 3-19 F_f 与 $\hat{F}_f$ 的对比

 图 3-20 控制输入 F 、 f_1 、 f_2

 图 3-21 c_1 、 c_2 、 c_3 的参数辨识

从仿真实例 1 和仿真实例 2 中，可以得出以下结论：

- (1) 与 TASC 方法相比，CASC 和 FANSSC 方法在系统位置跟踪中具有更好的精度；
- (2) 与 CASC 相比，FANSSC 收敛速度更快，跟踪精度更高，稳态误差更小；
- (3) 对于参考信号的改变，FANSSC 比 CASC 鲁棒性更强。

3.5 本章小节

本章提出了一种新颖的非奇异滑模鲁棒控制策略，可使系统在有限时间内实现快速收敛。通过创建改进的GMS模型，利用遗传算法、自适应律确定GMS模型的摩擦参数，同时设计了一种非奇异滑模面来解决滑模的奇异性问题，保证系统状态在短时间内沿非线性非奇异滑模面运动到稳态的能力，并具有良好的动态特性，进一步提高了系统跟踪的准确性和快速性，实现了对系统相关参数的快速精确辨识，促进了向真值的收敛。通过仿真验证了该方法的有效性，提高了GMS模型系统辨识的精度，在跟踪控制效率方面具有良好的性能，使系统能够在有限时间内实现稳定。

第4章 基于自适应参数辨识的固定时间滑模控制

PMSM 是一个非线性系统, 在不同条件下运行时, 由于自身非线性特征、参数的不确定性和外界干扰等因素, 往往会使系统的跟踪精度和速度受损, 导致动态电机响应不足, 甚至产生畸变, 导致失真。其中, 摩擦力作为一种复杂的非线性特征, 往往会引起系统稳态跟踪误差, 严重降低控制效果。因此, 设计适当的补偿控制方法以拟制或消除摩擦对系统性能的影响至关重要。

针对电机存在未知状态和不确定性的问题, 在第2章、第3章的控制算法基础上, 本章提出了一种固定时间滑模控制与在线参数辨识相结合的控制策略, 并将其应用在存在不确定项和外部扰动的电机伺服系统上。首先, 针对可线性化摩擦模型参数难以整定的问题, 通过引入滤波变量和动态变量, 构建参数误差, 设计参数的在线辨识律, 使其能够实时地反映系统中的参数变化。然后, 基于伺服系统参数辨识和线性滑模控制理论, 设计了一种固定时间滑模控制器, 引入改进的指数趋近律, 有效地削弱了滑模控制器带来的抖振问题, 实现系统的固定时间精确跟踪控制。最后, 通过和传统滑模控制方法的仿真对比实验, 验证了该方法具有优越的去抖振效果和跟踪控制性能。

4.1 电机伺服系统模型

电机伺服系统的模型可以描述如下所示^[71]:

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \frac{1}{M}(ku(t) - F_f(t)) \end{cases} \quad (4-1)$$

其中, θ 表示电机输出轴的实际位置; ω 为电机伺服系统的速度; M 表示电机的总质量; k 是电机控制输入扭矩系数; $u(t)$ 是电机的控制输入扭矩; $F_f(t)$ 表示摩擦力矩。

为了表明更多的摩擦特性, 采用可线性参数化摩擦模型, 即:

$$F_f(t) = \text{sign}(\omega)f_c + \omega f_v + |\omega|\omega f_d \quad (4-2)$$

其中, $\text{sign}(\omega)f_c$ 表示库仑摩擦力; ωf_v 表示粘滞摩擦力; $|\omega|\omega f_d$ 为阻力摩擦力。

为了方便表示电机伺服系统的模型, 定义了 $x_1 = \theta$, $x_2 = \omega$, 并将系统模型

(4-1)重新表述为状态空间形式，表示如下：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \theta_1 u(t) - \text{sign}(x_2)\theta_2 - x_2\theta_3 - |x_2|x_2\theta_4 \end{cases} \quad (4-3)$$

其中， $\theta_1 = \frac{k}{M}$ ， $\theta_2 = \frac{f_c}{M}$ ， $\theta_3 = \frac{f_v}{M}$ ， $\theta_4 = \frac{f_d}{M}$ 。

本章节的控制目标是在未知参数辨识的基础上，设计自适应滑模控制器 $u(t)$ ，以实现输出 x_1 对理想参考信号 x_r 的有效跟踪。

4.2 自适应参数辨识

在自适应参数辨识及控制器设计分析之前，先给出以下引理：

引理 4.1^[72]：假设存在 $\dot{y} = f(y)$ ， $y \in \mathbb{R}^n$ ，Lyapunov 函数 $V(y)$ ，且标量 $\zeta_1 > 0$ ， $\zeta_2 > 0$ ， $\tau_1 > 1$ ， $0 < \tau_2 < 1$ 满足 $\dot{V}(y) \leq -\zeta_1 V^{\tau_1}(y) - \zeta_2 V^{\tau_2}(y)$ ，则系统的轨迹是固定时间稳定的。收敛时间为：

$$T \leq \frac{1}{\zeta_1(\tau_1 - 1)} + \frac{1}{\zeta_2(1 - \tau_2)} \quad (4-4)$$

引理 4.2^[73]：由 Hölder 不等式得知，当 $\forall x \in \mathbb{R}^n$ ，且 $0 < \kappa < s$ ，有：

$$\|x\|_s \leq \|x\|_\kappa \leq n^{\frac{1}{\kappa} - \frac{1}{s}} \|x\|_s \quad (4-5)$$

引理 4.3^[74]：存在一个向量场 $f(x)$ ， $x \in \mathbb{R}^n$ 0-(resp., ∞ -)是齐次的，且关联三重极限 $(r_0, \mathcal{G}_0, f_0)$ (resp., $(r_\infty, \mathcal{G}_\infty, f_\infty)$)，其中 r_0 (resp., r_∞) $\in \mathbb{R}_+^n$ 为权值， $\mathcal{G}_0$ (resp., $\mathcal{G}_\infty$)为度， f_0 (resp., f_∞)近似向量场，对于每个 $i \in \{1, \dots, n\}$ ， $d_0 + r_{0i} \geq 0$ (resp., $d_\infty + r_{\infty i} \geq 0$)且函数 f_i 满足对于每一个紧致集 $C \in \mathbb{R}^n \setminus \{0\}$ 且每一个 $\varepsilon > 0$ ，存在 λ_0 (resp., λ_∞)，这样

$$\max_{x \in C} \left| \frac{f_i(\lambda^{r_0} \diamond x)}{\lambda^{d_0}} - f_{0i}(x) \right| \leq \varepsilon, \quad \forall \lambda \in (0, \lambda_0] \quad \text{且 满 足} \quad \lambda^{r_0} \diamond x = [\lambda^{r_{01}} x_1, \dots, \lambda^{r_{0n}} x_n]$$

$$(\text{resp.} \max_{x \in C} \left| \frac{f_i(\lambda^{r_\infty} \diamond x)}{\lambda^{d_\infty}} - f_{\infty i}(x) \right| \leq \varepsilon, \quad \forall \lambda \in [\lambda_\infty, \infty], \quad \lambda^{r_\infty} \diamond x = [\lambda^{r_{\infty 1}} x_1, \dots, \lambda^{r_{\infty n}} x_n])。$$

引理 4.4^[74]：存在一个向量场 $f(x)$ ， $x \in \mathbb{R}^n$ 如果在0极限齐次，在 ∞ 极限齐次，则称其在 ∞ 极限上齐次。

引理 4.5^[75]：对于 $p > 0$ ，使得以下不等式成立，给定 $a_1, a_2, \dots, a_n > 0$ 满足：

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n_1} a_i^{p_1} \geq n_1^{1-p_1} (\sum_{i=1}^{n_1} a_i)^{p_1}, p_1 > 1 \\ \sum_{i=1}^{n_1} a_i^{p_1} \geq (\sum_{i=1}^{n_1} a_i)^{p_1}, 0 < p_1 < 1 \end{cases} \quad (4-6)$$

为了实现参数的在线辨识，设计自适应参数估计律，提取参数误差信息。因此，当参数误差收敛于零时，参数将收敛于它们的真值。从公式(4-3)可以得到：

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{\dot{x}_2}{\theta_1} + \frac{\theta_2}{\theta_1} \text{sign}(x_2) + \frac{\theta_3}{\theta_1} x_2 + \frac{\theta_4}{\theta_1} |x_2| x_2 \\ &= \begin{bmatrix} \dot{x}_2 & \text{sign}(x_2) & x_2 & |x_2| x_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-7)$$

其中， $a_1 = \frac{1}{\theta_1}$ ， $a_2 = \frac{\theta_2}{\theta_1}$ ， $a_3 = \frac{\theta_3}{\theta_1}$ ， $a_4 = \frac{\theta_4}{\theta_1}$ 是模型未知参数，需要通过设计参数辨识方法来估计。

定义 $\psi = [\dot{x}_2 \quad \text{sign}(x_2) \quad x_2 \quad |x_2| x_2]^T$ ， $\Theta = [a_1 \quad a_2 \quad a_3 \quad a_4]^T$ ， $\phi = u(t)$ ，对变量 ϕ 、 ψ 设计一个低通滤波器，便于对滤波后的变量进行近似，有效传递 ϕ 、 ψ ，从而缓解微分爆炸的问题。低通滤波器可设计如下^[76]：

$$\begin{cases} h\dot{\phi}_d + \phi_d = \phi, \phi_d(0) = 0 \\ h\dot{\psi}_d + \psi_d = \psi, \psi_d(0) = 0 \end{cases} \quad (4-8)$$

其中， ϕ_d 、 ψ_d 为 ϕ 、 ψ 的过滤变量； h 为滤波后的调谐参数；其中 $\phi_d(0)$ 和 $\psi_d(0)$ 分别为 ϕ_d 、 ψ_d 的初值。

从公式(4-7)和公式(4-8)，很容易得到：

$$\phi_d = \phi - l\dot{\phi}_d = \psi_d \Theta \quad (4-9)$$

定义两个关于 M 、 A 的动力学方程：

$$\begin{cases} \dot{M} = -lM + \psi_d^T \psi_d, M(0) = 0 \\ \dot{A} = -lA + \psi_d^T \phi_d, A(0) = 0 \end{cases} \quad (4-10)$$

其中， l 为调优参数； $M(0)$ 、 $A(0)$ 分别为 M 和 A 的初值。

由公式(4-10)可以得到：

$$\begin{cases} M(t) = \int_0^t e^{-l(t-r)} \psi_d^T(r) \psi_d(r) dr \\ A(t) = \int_0^t e^{-l(t-r)} \psi_d^T(r) \phi_d(r) dr \end{cases} \quad (4-11)$$

由公式(4-9)和公式(4-11)，可以得到：

$$A = M\Theta \quad (4-12)$$

根据系统状态和系统输入，由公式(4-12)可以得到参数误差信息：
 $M\hat{\Theta} - A = M\hat{\Theta} - M\Theta = M\tilde{\Theta}$ ，利用这一关系设计了控制器的在线参数自适应律如下：

$$\dot{\hat{\Theta}} = -\Gamma[M^T(\lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_1} + \lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_2})] \quad (4-13)$$

其中， $\lfloor \cdot \rfloor^\gamma = |\cdot|^\gamma \text{sign}(\cdot)$ ， $0 \leq \gamma_1 < 1$ ， $\gamma_2 > 1$ ， $\Gamma = \text{diag}(y_1^{-1}, y_2^{-1}, y_3^{-1}, y_4^{-1}) > 0$ 为正定矩阵。

定义第一步 Lyapunov 函数为：

$$V_1 = \frac{1}{2} \tilde{\Theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\Theta} \quad (4-14)$$

由公式(4-14)可以得到：

$$c_1^{-1} \|\tilde{\Theta}\|^2 \leq V_1 \leq c_2^{-1} \|\tilde{\Theta}\|^2 \quad (4-15)$$

其中， $\Gamma = \text{diag}(y_1, y_2, y_3, y_4)$ ； y_1 、 y_2 、 y_3 、 y_4 为常数； $\Gamma > 0$ ； $c_1 = 2\lambda_{\max}(\Gamma)$ ； $c_2 = 2\lambda_{\min}(\Gamma)$ ； $\lambda_{\min}(\bullet)$ 和 $\lambda_{\max}(\bullet)$ 分别表示矩阵 $\bullet$ 的最小特征值和最大特征值。

对公式(4-14)进行求导可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \tilde{\Theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \\ &= -\tilde{\Theta}^T M^T (\lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_1} + \lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_2}) \end{aligned} \quad (4-16)$$

易知：

$$\tilde{\Theta}^T M^T \lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_1} = \sum_{i=1}^n |\tilde{\Theta}^T M^T|^{\gamma_1+1} = \|\tilde{\Theta}^T M^T\|_{\gamma_1+1}^{\gamma_1+1} \quad (4-17)$$

其中， $\|\bullet\|$ 用于表示向量的欧几里得范数。

由引理 4.2 结合公式(4-17)可以得到：

$$\|\tilde{\Theta}^T M^T\| \leq \|\tilde{\Theta}^T M^T\|_{\gamma_1+1} \quad (4-18)$$

由于 $0 < \gamma_1 + 1 < 2 < \gamma_2 + 1$ 成立，由公式(4-17)和公式(4-18)可以得到：

$$-\|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_2+1} \leq -n^{\frac{1-\gamma_2}{2}} \|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_2+1} \quad (4-19)$$

将公式(4-19)带入公式(4-16)，可以得到：

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_1 &= -\|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_1+1} - \|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_2+1} \\
 &\leq -\|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_1+1} - n^{\frac{1-\gamma_2}{2}} \|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_2+1} \\
 &= -\sum_{i=1}^p (\tilde{\Theta}^T M^T M \tilde{\Theta})^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - n^{\frac{1-\gamma_2}{2}} \sum_{i=1}^p (\tilde{\Theta}^T M^T M \tilde{\Theta})^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \\
 &= -\sigma_1 \|\tilde{\Theta}\|^{\gamma_1+1} - \sigma_2 \|\tilde{\Theta}\|^{\gamma_2+1}
 \end{aligned} \tag{4-20}$$

其中, p 为 Θ 的线性无关函数的个数, $\sigma_1 = \lambda_{\min}^{\frac{(\gamma_1+1)}{2}}(\delta) > 0$, $\sigma_2 = n^{\frac{1-\gamma_2}{2}} \lambda_{\min}^{(\gamma_2+1)/2}(\delta) > 0$,

$$\delta = \sum_{i=1}^p M^T M > 0。$$

联立公式(4-15)和(4-20)可以得出:

$$\dot{V}_1 \leq -\sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \tag{4-21}$$

$$\text{则系统参数收敛时间为: } T_1 \leq \frac{1}{\sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} (1 - \frac{\gamma_1+1}{2})} + \frac{1}{\sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} (\frac{\gamma_2+1}{2} - 1)}。$$

4.3 固定时间滑模控制器

在本节中,设计了一种改进的固定时间收敛的滑模控制器,将系统参数估计值用于固定时间收敛的滑模跟踪控制器之中,以抑制参数变化带来的扰动并改善系统的动态响应,高效方便的实现系统的精确跟踪与控制性能。

4.3.1 控制器设计

首先,定义系统跟踪误差 e_1 如下:

$$e_1 = x_1 - x_r \tag{4-22}$$

其中, x_r 是理想的位置参考信号。

非线性固定时间滑模面设计如下:

$$s = \dot{e}_1 + \lambda_1 \text{sign}^{\mu_1}(e_1) + \lambda_2 \text{sign}^{\mu_2}(e_1) \tag{4-23}$$

其中, s 是滑模变量; λ_1 、 λ_2 、 μ_1 、 μ_2 表示正的调节参数,且 $\mu_1 > 1$, $0 < \mu_2 < 1$ 。

对公式(4-23)求导可得:

$$\begin{aligned}
 \dot{s} &= \ddot{e}_1 + \mu_1 \lambda_1 |e_1|^{\mu_1-1} \dot{e}_1 + \mu_2 \lambda_2 |e_1|^{\mu_2-1} \dot{e}_1 \\
 &= \theta_1 u(t) - \theta_2 \text{sign}(x_2) - \theta_3 x_2 - \theta_4 |x_2| x_2 - \ddot{x}_r + \mu_1 \lambda_1 |e_1|^{\mu_1-1} \dot{e}_1 + \mu_2 \lambda_2 |e_1|^{\mu_2-1} \dot{e}_1
 \end{aligned} \tag{4-24}$$

考虑到跟踪误差 e_1 在满足 $s = 0$ 时为固定时间稳定收敛的,并进行证明:

当 $s=0$ 时, 公式(4-24)满足:

$$\dot{e}_1 = -\lambda_1 \text{sign}^{\mu_1}(e_1) - \lambda_2 \text{sign}^{\mu_2}(e_1) \quad (4-25)$$

第二步 Lyapunov 函数定义为:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4-26)$$

对 V_2 进行求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 (-\lambda_1 \text{sign}^{\mu_1}(e_1) - \lambda_2 \text{sign}^{\mu_2}(e_1)) \\ &= -\lambda_1 |e_1|^{\mu_1+1} - \lambda_2 |e_1|^{\mu_2+1} \\ &= -2^{\frac{\mu_1+1}{2}} \lambda_1 V_2^{\frac{\mu_1+1}{2}} - 2^{\frac{\mu_2+1}{2}} \lambda_2 V_2^{\frac{\mu_2+1}{2}} \end{aligned} \quad (4-27)$$

由引理 4.1 可以得出 e_1 在固定时间 $T_2 \leq \frac{1}{2^{\frac{\mu_1+1}{2}} \lambda_1 (\frac{\mu_1+1}{2} - 1)} + \frac{1}{2^{\frac{\mu_2+1}{2}} \lambda_2 (1 - \frac{\mu_2+1}{2})}$

收敛于零。

设计如下固定时间控制器:

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{a}_1 (\ddot{x}_r - \mu_1 \lambda_1 |e_1|^{\mu_1-1} \dot{e}_1 - \mu_2 \lambda_2 |e_1|^{\mu_2-1} \dot{e}_1) + \hat{a}_2 \text{sign}(x_2) \\ &\quad + \hat{a}_3 x_2 + \hat{a}_4 |x_2| x_2 - \frac{1}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^\alpha + \lfloor s \rfloor^\beta) + \varphi_0 \end{aligned} \quad (4-28)$$

$$\dot{\varphi}_0 = -\chi_0 (\lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) \quad (4-29)$$

参数自适应律如下:

$$\dot{\hat{\Theta}} = -\Gamma [M^T (\lfloor M \tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_1} + \lfloor M \tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_2}) + (2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) H] \quad (4-30)$$

其中 $\hat{a}_1$ 、 $\hat{a}_2$ 、 $\hat{a}_3$ 、 $\hat{a}_4$ 为 a_1 、 a_2 、 a_3 、 a_4 的估计值, $Q(s) = \eta + (1-\eta)e^{-\rho|s|}$, $0 < \eta \leq 1$, ρ 为常数。选择将滑模的增益值定义为 $1/Q(s)$, 使控制增益能够根据滑模面 s 进行动态调整。当滑模面 s 明显偏离平衡点时, $Q(s)$ 为 η , 其中 $0 < \eta \leq 1$, 滑模控制增益确定为 $1/\eta$, 这种配置可以获得更高的增益值, 从而达到增强滑模面 s 的收敛性。当跟踪误差收敛到平衡点时, $Q(s)$ 的值在 1 左右, 这种情况的特点是具有相对较低的控制增益, 有助于有效地减轻抖振问题。

将公式(4-28)带入公式(4-24)可以得到如下:

$$\begin{aligned}
 \frac{\dot{s}}{\theta_1} &= \tilde{a}_1(\ddot{x}_r - \mu_1 \lambda_1 |e_1|^{\mu_1-1} \dot{e}_1 - \mu_2 \lambda_2 |e_1|^{\mu_2-1} \dot{e}_1) + \tilde{a}_2 \text{sign}(x_2) \\
 &\quad + \tilde{a}_3 x_2 + \tilde{a}_4 |x_2| x_2 - \frac{1}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^\alpha + \lfloor s \rfloor^\beta) + \varphi_0 \\
 &= \tilde{\Theta} H - \frac{1}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^\alpha + \lfloor s \rfloor^\beta) + \varphi_0
 \end{aligned} \tag{4-31}$$

其中, $\tilde{a}_1 = \hat{a}_1 - a_1$, $\tilde{a}_2 = \hat{a}_2 - a_2$, $\tilde{a}_3 = \hat{a}_3 - a_3$, $\tilde{a}_4 = \hat{a}_4 - a_4$ 分别为 a_1 、 a_2 、 a_3 、 a_4

的估计误差; $\tilde{\Theta} = [\tilde{a}_1 \quad \tilde{a}_2 \quad \tilde{a}_3 \quad \tilde{a}_4]^T$, $H = \begin{bmatrix} \ddot{x}_r - \mu_1 \lambda_1 |e_1|^{\mu_1-1} \dot{e}_1 - \mu_2 \lambda_2 |e_1|^{\mu_2-1} \dot{e}_1 \\ \text{sign}(x_2) \\ x_2 \\ |x_2| x_2 \end{bmatrix}$ 。

4.3.2 稳定性分析

根据以上分析, 可以得到如下定理:

定理 4.1: 针对电机伺服系统(4-1), 通过设计自适应参数估计律(4-30)、固定时间滑模控制器(4-28), 则滑模变量 s 将在固定时间内收敛到零点附近的一个领域内, 进而使得闭环系统在固定时间渐近稳定, 且跟踪误差将会逐渐趋于零。

证明: 引入以下不等式:

$$V^{\gamma_2+1} \leq V^{\gamma_1+1} \leq V, \forall V \leq 1 \tag{4-32}$$

$$V^{\gamma_2+1} > V^{\gamma_1+1} > V, \forall V > 1 \tag{4-33}$$

定义第三步 Lyapunov 函数如下:

$$V_3 = \frac{\chi_0 \beta}{\theta_1} |s|^{2\alpha} + \frac{\chi_0 \alpha}{\theta_1} |s|^{2\beta} + \alpha \beta \varphi_0^2 \tag{4-34}$$

对公式(4-34)求导可得:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_3 &= 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} \frac{\dot{s}}{\theta_1} + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1} \frac{\dot{s}}{\theta_1} + 2\alpha\beta\varphi_0 \dot{\varphi}_0 \\
 &= 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} \left(-\frac{1}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^\alpha + \lfloor s \rfloor^\beta) + \varphi_0 + \tilde{\Theta}^T H \right) \\
 &\quad + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1} \left(-\frac{1}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^\alpha + \lfloor s \rfloor^\beta) + \varphi_0 + \tilde{\Theta}^T H \right) + 2\alpha\beta\varphi_0 \dot{\varphi}_0 \\
 &= -\frac{2\alpha\beta\chi_0}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^{3\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\beta+\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\alpha+\beta-1} + \lfloor s \rfloor^{3\beta-1}) \\
 &\quad + \tilde{\Theta}^T (2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) H
 \end{aligned} \tag{4-35}$$

显然, 当 $s \neq 0$ 时, $\dot{V}_3 < \tilde{\Theta}^T (2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) H$ 。基于 LaSalle 不变性

原理^[77]，当 $t \rightarrow \infty$ 时， s 收敛于零，且 $\dot{x} = f(x)$ 是全局渐近稳定的。

那么，系统 $\dot{x} = f(x)$ 、 $\dot{x} = f_0(x)$ 和 $\dot{x} = f_\infty(x)$ 都是全局渐近稳定的。根据引理 [74]，令 $d_{v_0} = 2\alpha > \max_{i=1,2} r_{0i}$ ，且 $d_{v_\infty} = 2\beta > \max_{i=1,2} r_{\infty i}$ ，存在一个正定的径向无界 Lyapunov 函数 $V : \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}_+$ 与相关三元组 (r_0, d_0, f_0) 是齐次的，其中 $r_0 = [1, \alpha]^T$ ， $d_0 = \alpha - 1$ ；在有关三元组 $(r_\infty, d_\infty, f_\infty)$ 极限内是齐次，其中， $r_\infty = [1, \beta]$ ， $d_\infty = \beta - 1$ ，函数 $\frac{\partial V}{\partial x} f(x)$ 是负定的。因此，由引理 [74] 可知，得到的 V 满足：

$$\frac{\partial V}{\partial x} f(x) \leq -k_v E(V^m, V^q) \quad (4-36)$$

其中， k_v 是正实数， $m = \frac{d_{v_0} + d_0}{d_{v_0}} = \frac{3\alpha - 1}{2\alpha}$ ， $q = \frac{d_{v_\infty} + d_\infty}{d_{v_\infty}} = \frac{3\beta - 1}{2\beta}$ ，

$$E(a, b) = \frac{a}{1+a} (1+b)。$$

有两种情况需要讨论：

(1) 当 $V > 1$ 时， V 的时间导数满足：

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial x} f(x) &\leq -k_v \frac{V^m}{1+V^m} (1+V^q) \\ &\leq -\frac{k_v}{2} (1+V^q) \\ &\leq -\frac{k_v}{2} V^q \end{aligned} \quad (4-37)$$

(2) 当 $V < 1$ 时， V 的时间导数满足：

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial x} f(x) &\leq -k_v \frac{V^m}{1+V^m} (1+V^q) \\ &\leq -k_v \frac{V^m}{1+V^m} \\ &\leq -\frac{k_v}{2} V^m \end{aligned} \quad (4-38)$$

定义第四步 Lyapunov 函数如下：

$$V_4 = \frac{1}{2y_1} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2y_2} \tilde{a}_2^2 + \frac{1}{2y_3} \tilde{a}_3^2 + \frac{1}{2y_4} \tilde{a}_4^2 + V_3 \quad (4-39)$$

联立(4-21)、(4-30)和(4-35)对公式(4-39)求导可得：

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4 &= \frac{1}{y_1} \tilde{a}_1 \dot{a}_1 + \frac{1}{y_2} \tilde{a}_2 \dot{a}_2 + \frac{1}{y_3} \tilde{a}_3 \dot{a}_3 + \frac{1}{y_4} \tilde{a}_4 \dot{a}_4 + \dot{V}_3 \\
 &= \tilde{\Theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} - \frac{2\alpha\beta\chi_0}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^{3\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\beta+\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\alpha+\beta-1} + \lfloor s \rfloor^{3\beta-1}) \\
 &\quad + \tilde{\Theta}^T (2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) H \\
 &= \{-\tilde{\Theta}^T M^T (\lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_1} + \lfloor M\tilde{\Theta} \rfloor^{\gamma_2}) - \tilde{\Theta}^T (2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} \\
 &\quad + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) H\} - \frac{2\alpha\beta\chi_0}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^{3\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\beta+\alpha-1} \\
 &\quad + \lfloor s \rfloor^{2\alpha+\beta-1} + \lfloor s \rfloor^{3\beta-1}) + \tilde{\Theta}^T (2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\alpha-1} + 2\alpha\beta\chi_0 \lfloor s \rfloor^{2\beta-1}) H \\
 &= -\|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_1+1} - \|\tilde{\Theta}^T M^T\|^{\gamma_2+1} \\
 &\quad - \frac{2\alpha\beta\chi_0}{Q(s)} (\lfloor s \rfloor^{3\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\beta+\alpha-1} + \lfloor s \rfloor^{2\alpha+\beta-1} + \lfloor s \rfloor^{3\beta-1}) \\
 &\leq -\sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_2+1}{2}} - k_v \frac{V_3^m}{1+V_3^m} (1+V_3^q)
 \end{aligned} \tag{4-40}$$

结合引理 4.5，对 $\dot{V}_4$ 进行分类讨论：

(1) 结合公式 (4-15)、(4-32)、(4-40) 可知，当 $V_1 > 1$, $V_3 > 1$ 时，令

$$g_1 = \min \left\{ \frac{k_v}{2}, \sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right\}, \quad j_1 = \min \left\{ q, \frac{\gamma_2+1}{2} \right\} \text{ 则有:}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4 &\leq -\sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_2+1}{2}} - \frac{k_v}{2} V_3^q \\
 &\leq -g_1 (V_1^{j_1} + V_3^{j_1}) \\
 &\leq -2^{1-j_1} g_1 (V_1 + V_3)^{j_1} \\
 &= -2^{1-j_1} g_1 V_4^{j_1}
 \end{aligned} \tag{4-41}$$

则系统的轨迹是固定时间稳定的。收敛时间为： $T_{r1} \leq 1/(2^{1-j_1} g_1 (j_1 - 1))$ 。

(2) 结合公式 (4-15)、(4-33)、(4-40) 可知，当 $V_1 \leq 1$, $V_3 \leq 1$ 时，令

$$g_2 = \min \left\{ \frac{k_v}{2}, \sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \right\}, \quad j_2 = \max \left\{ m, \frac{\gamma_1+1}{2} \right\} \text{ 则有:}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4 &\leq -\sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \frac{k_v}{2} V_3^m \\
 &\leq -g_2 (V_1^{j_2} + V_3^{j_2}) \\
 &\leq -g_2 (V_1 + V_3)^{j_2} \\
 &= -g_2 V_4^{j_2}
 \end{aligned} \tag{4-42}$$

则系统的轨迹是固定时间稳定的，收敛时间为： $T_{r2} \leq 1/(g_2 (1 - j_2))$ 。

(3) 结合公式(4-15)、(4-32)、(4-40)可知, 当 $V_1 > 1$, $V_3 \leq 1$ 时, 令

$$g_3 = \min \left\{ \frac{k_v}{2}, \sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} \right\}, \quad j_3 = \min \left\{ m, \frac{\gamma_2+1}{2} \right\} \text{ 则有:}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &\leq -\sigma_2 c_2^{\frac{\gamma_2+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_2+1}{2}} - \frac{k_v}{2} V_3^m \\ &\leq -g_3 (V_1^{j_3} + V_3^{j_3}) \\ &\leq -g_3 (V_1 + V_3)^{j_3} \\ &= -g_3 V_4^{j_3} \end{aligned} \quad (4-43)$$

则系统的轨迹是固定时间稳定的, 收敛时间为: $T_{r3} \leq 1/(g_3(1-j_3))$ 。

(4) 结合公式(4-15)、(4-33)、(4-40)可知, 当 $V_1 \leq 1$, $V_3 > 1$ 时, 令

$$g_4 = \min \left\{ \frac{k_v}{2}, \sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} \right\}, \quad j_4 = \min \left\{ q, \frac{\gamma_1+1}{2} \right\} \text{ 则有:}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &\leq -\sigma_1 c_2^{\frac{\gamma_1+1}{2}} V_1^{\frac{\gamma_1+1}{2}} - \frac{k_v}{2} V_3^q \\ &\leq -g_4 (V_1^{j_4} + V_3^{j_4}) \\ &\leq -g_4 (V_1 + V_3)^{j_4} \\ &= -g_4 V_4^{j_4} \end{aligned} \quad (4-44)$$

则系统的轨迹是固定时间稳定的。收敛时间为: $T_{r4} \leq 1/(g_4(1-j_4))$ 。

将 $V_1 > 1$, $V_3 > 1$ 到 $V_1 \leq 1$, $V_3 \leq 1$ 的不等式积分, 得到系统轨迹在固定时间内收敛到 $T_{r1} + T_{r2}$, 它与初始状态无关; 将 $V_1 \leq 1$, $V_3 > 1$ 到 $V_1 \leq 1$, $V_3 \leq 1$ 的不等式积分, 得到系统轨迹在固定时间内收敛到 $T_{r2} + T_{r4}$, 它与初始状态无关; 将 $V_1 > 1$, $V_3 \leq 1$ 到 $V_1 \leq 1$, $V_3 \leq 1$ 的不等式积分, 得到系统轨迹在固定时间内收敛到 $T_{r2} + T_{r3}$, 它与初始状态无关; 当 $V_1 \leq 1$, $V_3 \leq 1$ 时, 得到系统轨迹在固定时间内收敛到 T_{r2} , 它与初始状态无关。联立公式(4-41)-公式(4-44)可以得知系统最终收敛时间为 $T_{\max} \leq \max \{T_{r1} + T_{r2}, T_{r2} + T_{r4}, T_{r2} + T_{r3}, T_{r2}\}$ 。

4.4 仿真与分析

为了验证所提参数辨识律、滑模控制的效果及系统的跟踪性能, 给出两种不同的控制方法, 即本章所提的自适应参数辨识与固定时间滑模控制(API+FTSC)和传统参数辨识与滑模控制方法(TPI+SC), 其仿真结果用来作为性能对比以体现所提方法的优越性。

TPI+SC 滑模面可设计为:

$$s_r = \dot{e}_r + \lambda_r e_r \quad (4-45)$$

控制器给出如下所示:

$$u_r = \hat{a}_1(\ddot{x}_r - \lambda_r \dot{e}_r) + \hat{a}_2 \text{sign}(x_2) + \hat{a}_3 x_2 + \hat{a}_4 |x_2| x_2 - k_r s \quad (4-46)$$

自适应律给出如下:

$$\dot{\hat{a}}_1 = y_{21} s_r \lambda_r \dot{e}_r - y_{21} s_r \ddot{x}_r \quad (4-47)$$

$$\dot{\hat{a}}_2 = -y_{22} s_r \text{sign}(x_2) \quad (4-48)$$

$$\dot{\hat{a}}_3 = -y_{23} s_r x_2 \quad (4-49)$$

$$\dot{\hat{a}}_4 = -y_{24} s_r |x_2| x_2 \quad (4-50)$$

其中, λ_r 为常数, $k_r > 0$ 为控制器增益, 且 k_r 需要足够大来保证系统稳定性。 y_{21} 、 y_{22} 、 y_{23} 、 y_{24} 为自适应律调节参数。

在仿真中, 系统的参数设置为: $M=4$, $k=3$, $f_c=5$, $f_v=2.5$, $f_d=2$ 。API+FTSC 方法控制参数设置为: $y_1=10$, $y_2=180$, $y_3=50$, $y_4=2$, $\mu_1=1.01$, $\mu_2=0.9$, $\eta=0.1$, $\rho=3$, $\lambda_1=5$, $\lambda_2=5$, $\alpha=0.51$, $\beta=1.3$, $\gamma_1=0.9$, $\gamma_2=1.8$, $h=50$, $l=\text{diag}(0.4, 0.4, 0.4, 0.4)$ 。TPI+SC 方法控制参数设置为: $y_{21}=100$, $y_{22}=2$, $y_{23}=1$, $y_{24}=1$, $\lambda_r=1.5$, $k_r=1000$ 。初始条件设置为: $a_1(0)=0$, $a_2(0)=0$, $a_3(0)=0$, $a_4(0)=0$ 。考虑到系统的饱和约束, 将控制输入 u 、 u_r 限制为 $|u| \leq 40$, $|u_r| \leq 40$ 。

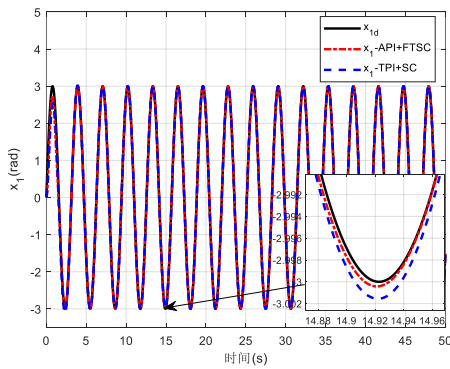


图 4-1 参考信号 x_{1d} 的跟踪轨迹

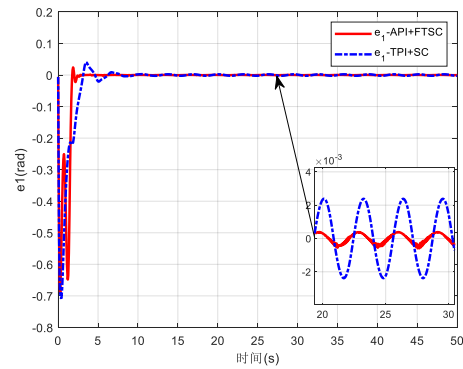
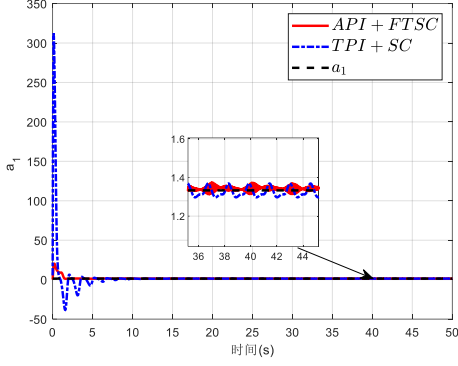
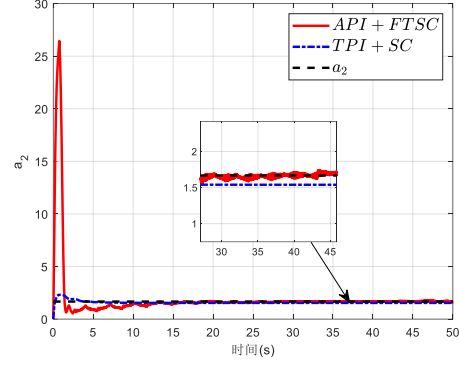
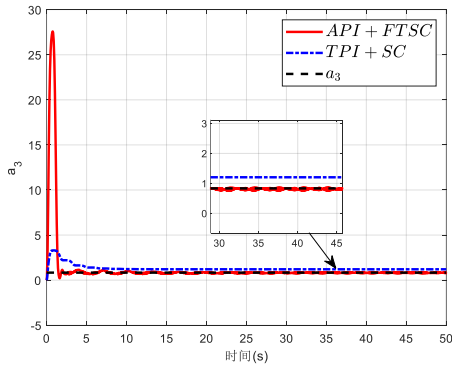
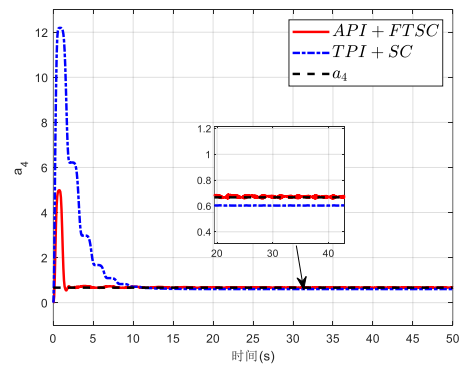


图 4-2 参考信号 x_{1d} 的跟踪误差

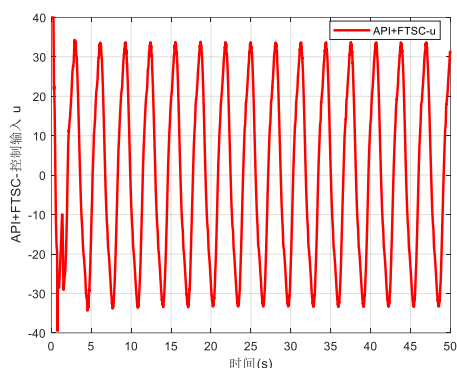
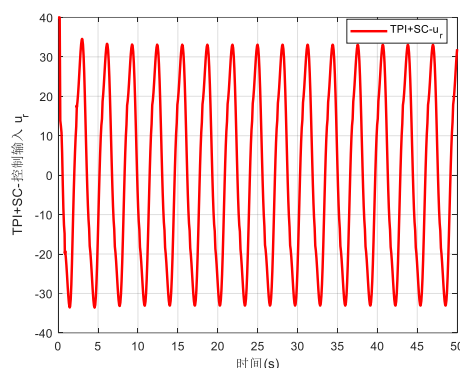

 图 4-3 a_1 的参数辨识

 图 4-4 a_2 的参数辨识

仿真实例 1: 设置第一个参考信号为: $x_{1d} = 3\sin(2t)$ 。图 4-1 和图 4-2 分别为 API+FTSC 和 TPI+SC 的跟踪轨迹和相应的跟踪误差。通过观察可知, 相较于 TPI+SC 控制策略, API+FTSC 在系统跟踪性能方面展现出显著优势。在动态响应特性上, API+FTSC 具有更快的收敛速度和更小的超调量, 其瞬态过程更为平稳。就稳态性能而言, API+FTSC 的跟踪误差明显低于 TPI+SC, 表现出更高的控制精度。特别是在系统启动阶段, API+FTSC 的误差收敛速度更快, 过渡过程更为理想。这些性能优势使得 API+FTSC 在实现快速准确跟踪方面具有更好的综合表现。进一步分析图 4-2, API+FTSC 能在大约 3 秒内达到系统稳态, 稳态误差约为 $4 \times 10^{-4} rad$, 而 TPI+SC 则需要约 8 秒才能达到稳定, 且稳态误差约在 $2.4 \times 10^{-3} rad$ 。


 图 4-5 a_3 的参数辨识

 图 4-6 a_4 的参数辨识

关于参数估计的比较, 图 4-3 至图 4-6 展示了 API+FTSC 与 TPI+SC 的结果, 从收敛精度和收敛速度上看, API+FTSC 要比 TPI+SC 更优越。得益于自适应参数估计方法的应用, API+FTSC 的参数收敛更为迅速, 且参数估计误差显著减小; 而 TPI+SC 控制方法参数辨识在初始阶段估计值呈现较大幅度的振荡, 随着辨识过程的持续, 尽管估计值波动范围有所减小, 但始终未能达到理想的收敛精度,

这种持续性的参数估计偏差直接导致系统控制精度下降，进而影响整体控制效果。最后，图 4-7 与图 4-8 分别展现了 API+FTSC 和 TPI+SC 两种方法的控制输入情况。

图 4-7 API+FTSC-控制输入 u 图 4-8 TPI+SC-控制输入 u_r

仿真实例 2：为确保研究的普适性，设置第二个参考信号为 $x_{2d} = 2.5\sin(2t) + 0.5t$ 。所有控制参数的选择与参考信号 x_{1d} 相同。图 4-9 和图 4-10 分别呈现了 API+FTSC 方法与 TPI+SC 方法的跟踪轨迹以及它们各自的跟踪误差。从图中可以看出，当参考信号发生改变时，API+FTSC 控制策略仍展现出优越的动态响应特性。通过对比分析，API+FTSC 的稳态误差维持在 $3.2 \times 10^{-4} rad$ ，而 TPI+SC 的稳态误差约为 $2.3 \times 10^{-3} rad$ ，约为前者的 10 倍。在动态响应速度方面，API+FTSC 表现出更快的收敛特性，其达到稳定状态所需时间明显短于 TPI+SC。这些对比数据充分证实了 API+FTSC 在动态响应速度和稳态精度方面的双重优势，其控制性能明显优于传统 TPI+SC 方法。系统未知参数的辨识结果如图 4-11 至图 4-14 所示。基于实验曲线的对比分析可以看出，API+FTSC 可以通过所提的参数辨识算法实现精确的参数辨识，且可以在较短时间内辨识到参数真值，相比之下，TPI+SC 的辨识过程呈现出明显的滞后性，其收敛速度较慢，且稳态辨识结果与真实值之间存在较大偏差，尤其是对参数 a_2 的估计，当参考信号发生改变时，TPI+SC 对 a_2 不再能很好的进行辨识，无法精确跟踪到真实值，这表明，TPI+SC 算法在实际应用中，对调节参数的依赖性和针对性尤为显著，使得其在仿真实验时需要更为精细的调整。相比之下，API+FTSC 方法凭借其出色的辨识性能，能够显著减少这种依赖性和针对性，从而在实际应用中展现出更大的优势。图 4-15 和图 4-16 给出了 API+FTSC 和 TPI+SC 两种方法的控制输入图。

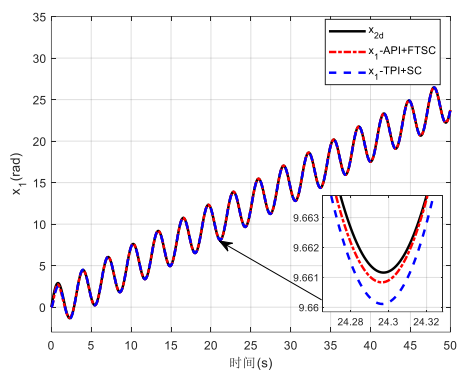


图 4-9 参考信号 x_{2d} 的跟踪轨迹

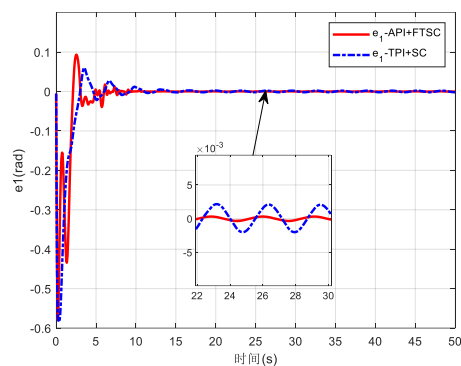


图 4-10 参考信号 x_{2d} 的跟踪误差

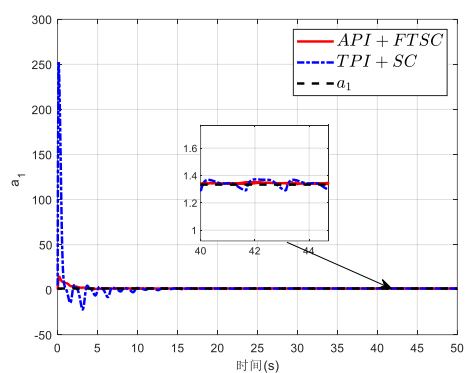


图 4-11 a_1 的参数辨识

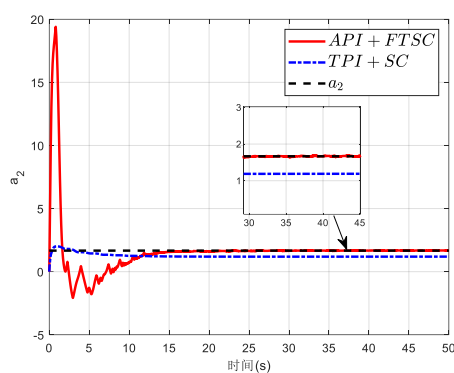


图 4-12 a_2 的参数辨识

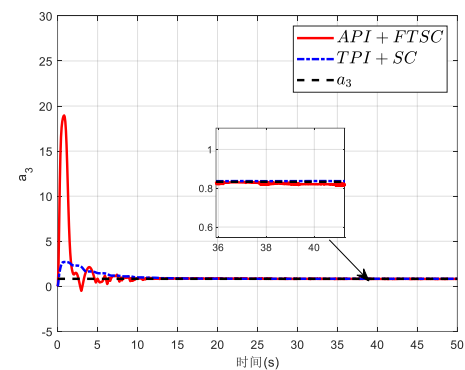


图 4-13 a_3 的参数辨识

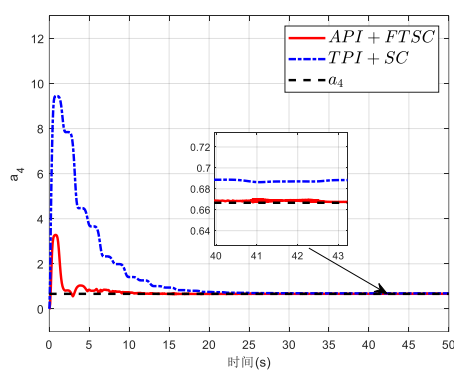


图 4-14 a_4 的参数辨识

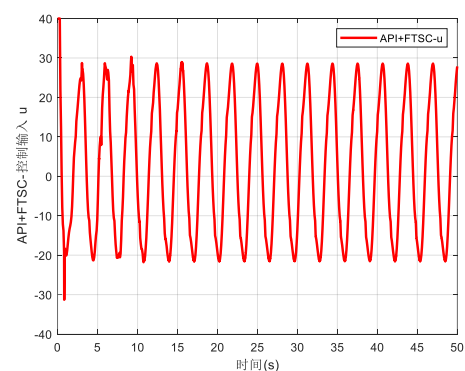


图 4-15 API+FTSC-控制输入 u

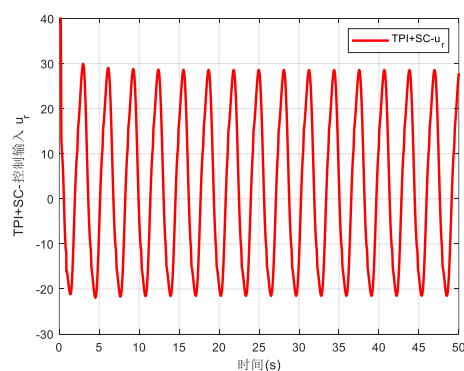


图 4-16 TPI+SC-控制输入 u_r

4.5 本章小节

针对具有未知动力学特性的连续非线性电机伺服系统的摩擦模型,为了实现参数的在线辨识与控制,本章提出了一种改进的滑模面与自适应估计律,实现系统的固定时间收敛,提高了控制性能。在参数辨识的设计中引入了低通滤波器,构建了一种自适应参数辨识算法,利用已知系统状态和输入提取的参数误差信息在线识别系统的未知参数,使得系统未知参数能够快速收敛到真值,改善了系统的稳定性。在传统滑模控制的基础上,设计了固定时间收敛滑模控制器,采用改进指数趋近律弱化抖振滑模控制带来的抖动问题,有效提高了系统的动态响应。仿真实验的结果清晰地表明,所提出的方法能够迅速且准确地辨识出未知参数,从而大幅度地增强了系统稳态的收敛速度与准确性。

第 5 章 结论与展望

5.1 主要研究工作与创新点

随着中国工业自动化的发展,对高精度控制产品的需求越来越大,其中,伺服系统在工业控制领域得到了广泛应用。但是伺服系统在运行过程中,易受到许多因素的干扰,如外部扰动、饱和、摩擦、参数变化及其他非线性特性,这些因素不仅会影响系统的控制精度和稳定性,还可能导致系统性能下降甚至失效。因此,如何有效地抑制各种干扰和不确定性,提高系统参数辨识的速率与精度以实现系统精确的位置跟踪控制,在高性能应用中尤为重要。对高速高精度加工的场景,系统既要克服机械结构的柔性振动及传动间隙这些内因所造成的固有的非线性特性的影响,又要克服由于加工过程中的切削力变化、负载扰动这些外因所产生的干扰作用。这些因素之间相互影响、互相关联、交错耦合,使系统的动态特性表现出强烈的非线性、时变、不确定性,采用传统方法难以进行准确建模和有效控制。因此,本文针对电机系统控制策略及参数辨识方法进行深入研究,主要解决高精度伺服控制中的关键问题,通过理论研究、仿真实验相结合的方式,对提出的算法系统性验证其有效性和实用性。本文的主要研究内容和工作成果阐述如下:

(1) 介绍了本课题研究的背景和意义、控制算法与参数辨识的发展情况,分析了 PMSM 控制算法和参数辨识策略的研究现状,强调了设计高性能控制算法的必要性,以确保高稳定性、高可靠性、快速性、安全性和实用性。另外,对 PMSM 常用的控制方法和参数辨识算法作了全面介绍。

(2) 在实际应用中,电机系统存在着状态未知和参数不确定等问题,往往导致无法精确获得系统参数的情况,这无疑增加了控制器的设计难度,大幅提升了控制器设计的复杂程度与挑战性。为此,本文采用 LPV 观测器设计自适应参数辨识算法,并进一步基于 LPV 观测器设计动态面滑模控制器,有效提升了 PMSM 控制系统在复杂环境下的性能。通过参数辨识误差的引入设计 LPV 观测器,在算法迭代优化下,参数估计值收敛于真实值,实现了对 PMSM 系统各相关参数的快速精确辨识。此外,在动态面控制器设计部分,引入指数趋近律,通过调整

指数趋近律的参数有效消除了传统滑模控制器产生的抖振现象,提高了系统对目标信号的跟踪控制能力,保证系统运行的稳定性和精度。通过仿真结果可以看出,在 PMSM 系统中,本文提出的参数辨识和控制算法均表现出了较好的性能。识别精度方面,系统参数估计值趋近于其真实值,偏差接近于 0,跟踪控制性能层面,系统响应速度迅速且准确,在复杂环境下表现出良好的鲁棒性。

(3) 大多数传统线性控制系统的滑模收敛速率不理想,难以满足系统对高精度跟踪性能和稳定性日益增长的需求,本文提出了一种非奇异滑模控制与遗传算法参数辨识、自适应参数辨识相结合的策略。该方法采用遗传算法确定 GMS 模型的静摩擦参数,提出自适应律辨识 GMS 模型的动摩擦参数,设计非奇异滑模面解决滑模的奇异性问题,确保系统沿非线性非奇异滑动面迅速过渡到稳定状态。所提出的参数辨识与控制算法具有良好的动态特性,有利于系统参数的准确估计、向实际值的快速收敛。通过仿真验证了该方法的有效性,提高了 GMS 模型系统辨识的精度、跟踪控制效率,使系统能够在有限时间内实现稳定。

(4) 针对具有未知动力学特性的连续非线性电机伺服系统中摩擦模型参数难以辨识的问题,提出了一种改进的滑模面与自适应估计律相结合的策略,实现系统的固定时间收敛。引入低通滤波器改进系统辨识算法,应用系统输出状态信息及输入变量实时估计系统的参数误差,实现未知参数快速准确辨识,保证系统稳定。在控制算法设计的过程中,提出一种固定时间收敛的滑模控制和改进的指数趋近律的设计方法,对传统的滑模控制器进行改进,减小控制过程中滑模产生的抖振现象,从而有效提升了系统的控制性能。通过仿真实验验证,该控制方法在参数辨识速度与精度方面均取得显著提升,同时系统稳态性能得到明显改善,展现出优异的收敛特性与控制效果。

5.2 后续研究展望

本文主要是针对自适应参数辨识和滑模控制算法进行的研究分析,特别关注滑模控制中存在的抖振现象,深入分析滑模控制抖振产生的原因,提出良好的方法并设计有效的控制策略消除或者减小抖振。将自适应参数辨识算法进行分析并应用于滑模控制策略,深入研究不同工况下如何优化系统瞬态响应性能和参数识别准确性的问题,实现最佳跟踪控制性能的目标。然而,尽管自适应参数辨识算法及滑模控制策略的使用在工业实践中取得了较好的应用成果,仍存在一些亟待解决的问题。结合本文的研究成果,对后续研究做了进一步计划安排,包括:

(1) 系统控制的鲁棒性和快速收敛性在一定程度上与抖振问题相关联, 虽然提高控制增益可以使系统快速响应及提高鲁棒性, 但过大的增益会使控制信号剧烈波动, 导致系统产生强烈的抖动现象, 尤其在滑模控制中, 抖振问题是限制其实际应用的重要因素。因此, 在满足滑模控制良好鲁棒性的前提下, 适当减小控制增益来消除系统的抖振问题, 是解决这一问题的关键。为此, 须加强控制增益对系统性能影响的研究, 探索合适的增益调节策略, 寻求系统高效性与稳定性之间的最优匹配方案, 确保系统高效运行的同时具备良好的稳定性和控制精度。

(2) 在当前控制技术发展的前沿, 自适应参数辨识及在线学习技术显得尤为重要, 尽管自适应参数辨识在实践中已展现出一些效果, 但是仍具有一定的局限性。自适应参数辨识算法的一个显著特点是它们将控制误差、观测器或者预测误差作为驱动自适应过程的关键因素。随着控制或观测误差逐渐降为零, 参数估计通常仅能收敛到一个不确定的固定值, 或者是徘徊于真实参数值附近的有限范围内。即使学习算法中包含参数误差的信息, 通常也需要借助于观测器的构建或滤波来推导出动态方程, 这种思路大大增加了系统控制和计算的复杂性。因此, 进一步研究如何确保参数辨识精度的条件下有效地减小自适应参数辨识框架中算法的复杂度, 是解决现有参数辨识算法局限性的需要, 也是提升系统整体性能与实用性的关键所在。

(3) 现实电机系统中, 器件和设备常常面临非线性特性、延时现象及死区问题, 使系统参数辨识准确性受到影响, 导致设备稳定性和控制精度降低。非线性特性使得系统的输入与输出不再是简单的线性关系, 这时运用传统的线性系统控制理论无法有效应对; 延迟问题会导致系统在实时控制中不能实时跟踪到理想目标, 产生控制精度下降的问题; 死区问题则使输入与输出之间出现滞后效应, 进而使参数的控制精度和系统的响应速度下降。这些因素不仅降低了系统的稳定性, 同时对参数辨识的准确性产生影响, 导致系统最终无法得到很好的稳态控制。因此, 深入分析非线性、延时和死区因素对系统动态行为的具体影响, 明确其对参数辨识准确性及稳态控制的制约, 是提升控制系统性能的关键所在。在这种背景下, 有必要将理论与实践相结合, 深入研究具有更好收敛性的参数辨识与滑模控制方法, 确保系统即使在复杂的环境下, 依然能够保持高精度的参数识别能力与控制性能。

参考文献

- [1] 高启亮. “双碳”背景下企业高质量发展战略与路径选择分析[J]. 中国集体经济, 2024, (27):29-32.
- [2] 彭雨, 孙飞, 张锋. “双碳”目标下机械行业零碳工厂的创建路径[J]. 质量与认证, 2024, (08):82-85.
- [3] Xu T, Wang X, Xiao D, et al. A Novel Two-Mode Inverter-Based Open-Winding PMSM Drive and Its Modulation Strategies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 8762-8774.
- [4] Zheng B, Zou J, Li B, et al. Analysis and Fault-Tolerant Control for Dual-Three-Phase PMSM Based on Virtual Healthy Model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 15411-15424.
- [5] 李亚鹏, 杨苹, 刘业成, 等. 基于卷尾猴搜索算法的永磁同步电机速度控制系统[J]. 北华大学学报(自然科学版), 2024, 25(04):552-560.
- [6] 高勋凯, 于海生, 孟祥祥, 等. 永磁同步电机驱动的机械臂能量优化与位置控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024, (05):85-90.
- [7] 黄波, 韦敏. 基于新型趋近率的永磁同步电机滑模速度控制研究[J]. 农业装备与车辆工程, 2024, 62(09):133-137.
- [8] Zhao Y F, Yan F W, Du C Q. Fast start-up control method of PMSM based on incremental photoelectric encoder[C]. IET International Conference on Information Science and Control Engineering 2012 (ICISCE 2012). Shenzhen: IET, 2012:1-4.
- [9] 陶亮. 基于参数辨识的非线性伺服系统自适应滑模控制研究[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2019.
- [10] Zhu Z Q, Liang D, Liu K. Online parameter estimation for permanent magnet synchronous machines: An overview[J]. IEEE Access, 2021, 9: 59059-59084.
- [11] Wang H Z, Xu S, Hu H S. PID Controller for PMSM Speed Control Based on Improved Quantum Genetic Algorithm Optimization[J]. IEEE Access, 2023, 11: 61091-61102.
- [12] Garcia M A, Cambero R I, Anieva M J. Modeling and Analysis of speed tuning of a PMSM with presence of crack using genetic algorithms[J]. Revista Iberoamericana de Automática e

Informática Industrial RIAI, 2019, 16(2): 190-199.

- [13] Wang Y, Chen W. A modified firefly algorithm for fuzzy portfolio optimization model[C]. In Proceedings of the 2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Yinchuan, China: IEEE, 2016: 4158-4163.
- [14] 杨华.基于多目标粒子群算法的城市工业区节能减排控制方法研究[J].能源与节能, 2024, (08):111-114.
- [15] 杨荣昆, 朱尤成, 樊瑞.基于自适应粒子群算法优化 PID 的风电机组齿轮箱温度控制系统[J].自动化与仪表, 2024, 39(05): 64-67.
- [16] Deng L B, Song L, Sun G J. A Competitive Particle Swarm Algorithm Based on Vector Angles for Multi-Objective Optimization[J]. IEEE Access 2021, 9: 89741-89756.
- [17] Tian L M, He Y Z, Lu M, et al. Sensorless Speed Control of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor based on Model Reference Adaptive System[C]. 2019 Chinese Control Conference (CCC). Guangzhou, China: IEEE, 2019: 3126-3131.
- [18] Zhu H X, Cai X Y, Chang F Y. Efficient DOA Estimation Algorithm Based on Modified Recursive Least Squares Algorithm[C]. 2023 IEEE 5th International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems (ICPICS). Shenyang, China: IEEE, 2023: 927-932.
- [19] Amorim J P, Abreu P H, Reyes M, et al. Interpretability vs. Complexity: The Friction in Deep Neural Networks[C]. 2020 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN). Glasgow, UK: IEEE, 2020: 1-7.
- [20] Kostyuchenko V K, Kazorin V I. Comparative Analysis of Methods for Training Artificial Neural Networks Used in Diagnosing Coronary Heart Disease[C]. 2024 Conference of Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElCon). Saint Petersburg, Russian Federation: IEEE, 2024: 389-391.
- [21] Zhong H H, Cao Y T, Bai W Y, et al. Adaptive identification control method for aircraft dynamic parameters under passive excitation[C]. 2023 35th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Yichang, China: IEEE, 2023: 1865-1870.
- [22] Li F, Ren L J, Liu Z X, et al. Research on Unbalanced Vibration Suppression of Active Magnetic Bearings Based on Adaptive Parameter Identification[C]. 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Zhuhai, China: IEEE, 2023: 3268-3273.

-
- [23] Tao Y T, Yau S S-T. Outlier-Robust Iterative Extended Kalman Filtering[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2023, 30: 743-747.
 - [24] Zhao J. Dynamic State Estimation With Model Uncertainties Using H_{∞} Extended Kalman Filter[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2018, 33(1): 1099-1100.
 - [25] Xie H T, Wang F X, He Y J, et al. Encoderless Parallel Predictive Torque Control for Induction Machine Using a Robust Model Reference Adaptive System[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(1): 232-242.
 - [26] Mou H D, Huang S D, Cao G Z, et al. Parameter Identification of Permanent Magnet Synchronous Linear Motors Using Multi-Innovation Least Squares Method[C]. In Proceedings of the 2021 13th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA). Wuhan, China: IEEE, 2021: 1-5.
 - [27] Shi T N, Liu H, Chen W, et al. Parameter Identification of Surface Permanent Magnet Synchronous Machines Considering Voltage-Source Inverter Nonlinearity[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(7): 77-83.
 - [28] Liu Y, Liu W S, Zhang H M. Research of Inductance Parameter Identification Based on Neural Network Algorithm in Fieldweakening[J]. Iet Computers And Digital Techniques, 2020, 48: 2505-2511.
 - [29] Wang Z T, Chai J Y, Sun X D. A Novel Online Parameter Identification Algorithm for Deadbeat Control of PMSM Drive[C]. In Proceedings of the 2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS). Jinan, China: IEEE, 2020: 4-6.
 - [30] Liu C X, Zhang W. Adaptive backstepping speed control for IPMSM with uncertain parameters[C]. 2017 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA). Macao, China: IEEE, 2017: 620-625.
 - [31] Liao Z, Liu Z, Chen L, et al. An Integrated Observer Framework Based Mechanical Parameters Identification for Adaptive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Complex System Modeling and Simulation, 2022, 2(4): 354-367.
 - [32] Zhang Y P, Yin Z G, Huang W B, et al. Deadbeat Predictive Current Control Based on Accurate Discrete Luenberger Observer for PMSM under Low Frequency Ratio[C]. 2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Hefei, China: IEEE, 2023: 1785-1790.

-
- [33] 李争, 张道凯, 张云飞, 等. 基于 ESO 的永磁同步电机分数阶超螺旋滑模控制[J]. 控制工程, 2024, 19(2): 1-10.
 - [34] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 工程科学学报, 2017, 39(06): 933-944.
 - [35] 周涛. 基于一种新型趋近律的自适应滑模控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(07): 1335-1338.
 - [36] Son D G, Choi H C. Iterative Feedback Tuning of the Proportional Integral-Differential Control of Flow Over a Circular Cylinder[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(4): 1385-1396.
 - [37] Zhou X S, Zhong W B, Ma Y J, et al. Control Strategy Research of D-STATCOM Using Active Disturbance Rejection Control Based on Total Disturbance Error Compensation[J]. IEEE Access, 2021, 9: 50138-50150.
 - [38] Zhang W, Zhu H Q, Xu Y, et al. Direct Control of Bearingless Permanent Magnet Slice Motor Based on Active Disturbance Rejection Control[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30(4): 1-5.
 - [39] Lu Y K. Adaptive-Fuzzy Control Compensation Design for Direct Adaptive Fuzzy Control[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018, 26(6): 3222-3231.
 - [40] Ma M, Wang T, Qiu J B, et al. Adaptive Fuzzy Decentralized Tracking Control for Large-Scale Interconnected Nonlinear Networked Control Systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 29(10): 3186-3191.
 - [41] Lu Y. Adaptive-Fuzzy Control Compensation Design for Direct Adaptive Fuzzy Control[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018, 26(6): 3222-3231.
 - [42] Chen J X, Lyu L T, Fei Z Y, et al. Event-Triggered Adaptive Robust Control for a Class of Uncertain Nonlinear Systems With Application to Mechatronic System[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(12): 11800-11808.
 - [43] Han H G, Zhang L, Hou Y. Nonlinear Model Predictive Control Based on a Self-Organizing Recurrent Neural Network[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2016, 27(2): 402-415.
 - [44] Kumari D, Agrawal D, Nema A, et al. A study on improving drug-drug interactions prediction using convolutional neural networks[J]. Applied Soft Computing, 2024, 166: 112242-112242.
 - [45] 方一鸣, 李智, 吴洋洋, 等. 基于终端滑模负载观测器的永磁同步电机位置系统反步控

- 制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(9): 105-110.
- [46] Nguyen T H, Nguyen T T, Le K M, et al. An Adaptive Backstepping Sliding-Mode Control for Improving Position Tracking of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With a Nonlinear Disturbance Observer[J]. IEEE Access, 2023, 11: 19173-19185.
- [47] Meng X C, Yu H S, Liu X D. Adaptive backstepping speed control and sliding mode current regulation of permanent magnet synchronous motor[C]. In Proceedings of the 2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC). Shenyang, China: IEEE, 2018: 9-11.
- [48] Du X, Fang X, Liu F. Continuous Full-Order Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Systems With Matched and Mismatched Disturbances[J]. IEEE Access, 2019, 7: 130970-130976.
- [49] Zhai J Y, Li Z Y. Fast-Exponential Sliding Mode Control of Robotic Manipulator With Super-Twisting Method[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(2): 489-493.
- [50] Sun Q G, Zhu X L, Niu F. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on New Sliding Mode Observer with Single Resistor Current Reconstruction[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(4): 378-383.
- [51] 杨启涯, 庄海, 张颖杰. 永磁同步电机积分反步自适应控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(08): 15-18+62.
- [52] Shin D, Kim W, Lee Y, et al. Robust nonlinear position control with conditional reset integrator for permanent magnet stepper motors[C]. 2013 American Control Conference. DC, USA: IEEE, 2013: 1988-1993.
- [53] Pohl L, Buchta L. H^∞ tuning technique for PMSM cascade PI control structure[C]. 2016 6th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE). Penang, Malaysia: IEEE, 2016: 119-124.
- [54] 王慎航, 王云宽, 胡建华, 等. 基于干扰抑制和非线性摩擦力补偿的速度环 PI 控制器抗饱和设计[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2015, (9): 3224-3230.
- [55] 苏明, 陈伦军, 林浩. 模糊 PID 控制及其 MATLAB 仿真[J]. 现代机械, 2004, (04): 51-55.
- [56] 张世杰, 吴翔, 曹毅. 基于非奇异快速终端滑模面的机械臂有限时间收敛的轨迹跟踪鲁棒控制方法[C]//中国自动化学会. 2021 中国自动化大会论文集. 2021: 186-191.
- [57] 窦艳艳, 钱蕾, 冯金龙. 基于 Matlab 的模糊 PID 控制系统设计及仿真[J]. 电子科

- 技, 2015, 28(02): 119-122.
- [58] Zhang G Z, Chen J, Lee Z P. Adaptive robust control for servo mechanism with partially unknown states via dynamic surface control approach[J]. IEEE Transactions on Control Systems and Technology, 2010, 18(3): 723-731.
- [59] Zhou T H, Zhu C S. Robust Proportional-Differential Control via Eigenstructure Assignment for Active Magnetic Bearings-Rigid Rotor Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6572-6585.
- [60] Nguyen T T, Tran H N, Nguyen T H, et al. Recurrent neural network-based robust adaptive model predictive speed control for PMSM with parameter mismatch[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 6219-6228.
- [61] Li F J, Wang S J, Li J F, et al. Adaptive Robust Position Control of Uncertain PMSM Servo System Using Extended State Observer[C]. 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Harbin, China: IEEE, 2019: 1-4.
- [62] Wu J, Zhang J D, Nie B C, et al. Adaptive Control of PMSM Servo System for Steering-by-Wire System With Disturbances Observation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 2015-2028.
- [63] Fouka M, Nehaoua L, Arioui H. Motorcycle State Estimation and Tire Cornering Stiffness Identification Applied to Road Safety: Using Observer-Based Identifiers[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(7): 7017-7027.
- [64] Pertew A M, Marquez H J, Zhao Q. Design of unknown input observers for lipschitz nonlinear systems[C]. Proceedings of the 2005, American Control Conference. Portland, OR, USA: IEEE, 2005: 4198-4203.
- [65] Xie L. Output feedback H^∞ control of systems with parameter uncertainty[J]. International Journal of Control 1996, 63: 741-750.
- [66] 沙逸凡, 夏梅珍. 基于负载转矩观测器的永磁同步电机动态面控制 [J]. 电工技术, 2023, (06): 34-37.
- [67] Kang S, Yan H, Dong L, et al. Finite-time adaptive sliding mode force control for electro-hydraulic load simulator based on improved GMS friction model[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 102: 117-138.
- [68] Tsai W C, Wu C H, Cheng M Y. Tracking Accuracy Improvement Based on Adaptive Nonlinear

- Sliding Mode Control[J]. in IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(1): 179-190.
- [69] Chang Y, Wang A, Gao P. et al. A non-singular terminal sliding mode control of the DC microgrid with constant power loads[C]. 2023 IEEE 2nd Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference (ONCON). SC, USA: IEEE, 2023: 1-6.
- [70] Du M Y, Sun W W, Yu D H. Enter a finite-time sliding mode control for a saturated permanent magnet synchronous wind turbine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 3077-3094.
- [71] Jian H, Xinhua Z, Guan W, et al. Adaptive friction compensation of electromechanical servo system based on LuGre model[C]. 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Wuhan, China: IEEE, 2018: 2596-2600.
- [72] Polyakov A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems[J]. IEEE transactions on automatic control, 2012, 57(8): 2106-2110.
- [73] Tatari F, Mazouchi M, Modares H. Fixed-Time System Identification Using Concurrent Learning[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2023, 34(8): 4892-4902.
- [74] Andrieu V, Praly L, Astolfi A. Homogeneous Approximation, Recursive Observer Design, and Output Feedback[J]. SIAM Journal on Control and Optimization, 2008, 47(4): 1814-1850.
- [75] Tao M L, Chen Q, He X X, et al. Adaptive fixed-time fault-tolerant control for rigid spacecraft using a double power reaching law[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2019, 29: 4022-4040.
- [76] Tao L, Chen Q, Luo Y, et al. Adaptive parameter identification and control for servo system with input saturation[C]. 2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), Kunming, China: IEEE, 2017: 652-657.
- [77] 李健昌, 韦笃取, 张波. 基于拉萨尔不变集定理控制同步磁阻电动机的混沌振荡[J]. 微特电机, 2013, 41(04): 5-6+13.

攻读硕士期间发表学术成果

(1) 公开发表的学术论文

- [1] **Li T T**, Tao L, Xu B Z. Linear Parameter Varying Observer-Based Adaptive Dynamic Surface Sliding Mode Control for PMSM[J]. Mathematics 2024, 12: 1219. (SCI 检索)
- [2] **Li T T**, Tao L, Deng X F, Xu B Z. Adaptive Control of PMSM Based on Nonlinear Disturbance Observe[C]. 2023 5th International Conference on Robotics, Intelligent Control and Artificial Intelligence (RICAI). Hangzhou, China: IEEE, 2023: 560-564. (EI 检索)

(2) 申请的国家发明专利

陶亮, **李彤彤**. 基于 LPV 自适应观测器的永磁同步电机参数辨识与反步控制方法. 中国专利: 实审阶段.

攻读硕士学位期间参与的科研项目

[1] 国家自然科学基金项目（62203011）：基于最优时间辨识的多电机协调驱动系统自适应同步控制研究，参与人

[2] 安徽省自然科学基金项目（2008085QF331）：面向多驱动伺服系统联动建模的固定时间自适应同步控制研究，参与人

致谢

三年的学术之路，白驹过隙，转瞬即逝。从懵懂踏入学术大门，到即将毕业成为一名称职的硕士研究生。研究生的学术生活即将因为学位论文的完成而接近尾声。我非常感谢我的导师陶亮老师，我有幸成为您的学生，从论文选题直到最终结尾都离不开您的谆谆教诲。您的专业面广，学养深厚，治学严谨，在这三年中教给了我诸多专业知识，指导着我在人生之路要懂得学以致用，受益颇多。每当遇到问题和困难的时候总能及时向您请教。导师的言传身教和不厌其烦的教导，指引我在这条学术道路走下去，并指导我继续奋进。在这三年里，导师不仅在学术研究中为我提供了大量的帮助和详细的指导，还在关键时刻给出了重要的建议，帮助我的学习之旅。在导师的悉心指导下，我掌握了众多的学术研究方法、撰写科学论文的规范技巧、理论分析和验证的技巧，这些都显著提高了我的学术能力。勤奋、学术严谨、追求真理和勇于创新是我从导师那里获得的宝贵品质，这些品质促进了我的整体进步，带我达到学术道路上的更高水平。

感谢我的父母和家人的包容和付出，感谢你们的支持和鼓励。平凡的你们给了我不平凡的爱，让我知道，我有一个强大的后盾，哪怕生活中充满了坎坷，我也能坚持下去！感谢我的家人，愿我的家人身体健康、平安喜乐。

感谢实验室的师姐徐莎曼，在入学之初给予我实验上的帮助；感谢师妹师弟杜海蓝、王顺的陪伴和支持；感谢我的室友闫涵、李明、潘淑敏在生活上的陪伴和关心，同窗三载，朝夕相处，一起并肩作战的日子弥足珍贵，感谢我的好友解安康、俞俊勇三年对我的帮助和照顾，感谢相遇，愿我们此去皆前程似锦，再相逢依旧如故！

在课题研究期间，查阅了大量的相关资料，并获得了一些原作者的帮助，在此向你们表示真诚的感谢！

感谢各位评审老师在百忙之中对本论文的评阅，谢谢你们的批评与指正！

尚德敏学 唯实惟新

