

分类号：TM341

密 级：公开

学校代码：10363

学 号：2220320148



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 基于参数优化的永磁同步电机
多滑模控制系统研究

论 文 作 者 邵强强

校 内 导 师 瞿成明

校 外 导 师 柳仕江

专业学位类别 电子信息

研究方向（领域） 电机控制

论文提交日期： 2025 年 05 月 15 日

分类号：TM341

单位代码：10363

密级：公开

学 号：2220320148

安徽工程大学

基于参数优化的永磁同步电机多滑模控制系统研究

Research on Parameter-Optimization-Based Multi-Sliding

Mode Control Systems

学 生 姓 名：邵强强

指 导 教 师：瞿成明（副教授）

校 外 导 师：柳仕江

专 业：电子信息

研 究 方 向：电机控制

论文答辩日期：2025 年 5 月 12 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

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

学位论文作者签名：邵强强

日期：2025 年 5 月 12 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：邵强强

指导教师签名：瞿成明

日期：2025 年 5 月 15 日

日期：2025 年 5 月 15 日

基于参数优化的永磁同步电机多滑模控制系统研究

摘 要

永磁同步电机（PMSM）凭借其高效、精准的控制性能，已成为新能源汽车、工业自动化等领域的关键动力装置。为满足不同场景对电机动态响应、抗干扰能力的更高要求，通过优化控制策略来提升调速系统性能已经成为当下对电机研究的首要方法。而滑模变结构控制技术作为当下典型的非线性控制方法，因其具备鲁棒性强等优势，已成为电机控制研究领域的热点方向。本文针对 PMSM 传统滑模控制系统存在的抖振大、动态响应慢等问题，设计了一种双闭环滑模级联控制方案，结合智能算法整定控制器的关键参数，有效提升滑模系统控制精度与动稳态特性。具体研究内容如下：

首先，针对 PMSM 滑模调速控制系统的性能需求，设计了一种加权性质的积分型指数趋近律，以改进滑模速度控制器（ISMV）。该趋近律可通过调节加权项系数和积分项系数动态平衡系统的趋近速度与稳态精度，并引入非线性光滑函数来替换符号函数，实现系统快速收敛的同时，削弱系统的抖振。仿真结果表明，所提出的新型趋近律能够有效抑制滑模系统的转矩脉动与电流谐波，具有良好的动态响应性能。

其次，针对双闭环矢量控制系统对电流环控制的精度需求，设计了一种融合了比例积分项和超螺旋算法（STA）的二阶滑模控制器。该控制器与转速环构成滑模级联控制（SMCC）系统，通过利用二阶滑模的动态特性有效平滑系统中的高频抖振，同时提高了系统对电流的控制精度。仿真结果表明，所提出的控制策略不仅增强了系统对外部干扰的鲁棒性，也提高了整体运行的稳定性。

然后,针对滑模系统参数设计的需求,设计了一种改进型混合策略的鲸鱼优化算法(MSWOA)。该算法首先采用了 Sobol 序列,对种群初始化分布进行优化,接着为了丰富种群的多样性以提升算法的全局搜索能力,改进了探索阶段位置更新模式并引入了惯性权重策略和随机学习策略;最后结合柯西变异策略提升算法跳出局部最优的能力。通过对基准测试函数的优化实验,验证了 MSWOA 算法在收敛速度和寻优精度方面均优于传统鲸鱼优化算法及其他常见优化算法,为滑模控制系统的参数优化提供了有效的解决方案。

最后,进行混合策略鲸鱼优化算法在滑模级联控制系统的应用研究。通过对滑模系统中设计的速度环与电流环的关键参数进行整定,以优化系统的整体性能。仿真结果表明,经过参数优化后的滑模调速系统在动态响应速度、稳态控制精度和抗干扰能力等方面均得到明显提升。

关键词: 永磁同步电机, 滑模控制, 指数趋近律, 超螺旋算法, 鲸鱼优化算法

RESEARCH ON PARAMETER-OPTIMIZATION-BASED MULTI-SLIDING MODE CONTROL SYSTEMS

ABSTRACT

Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) have emerged as pivotal power units in new energy vehicles and industrial automation, owing to their high efficiency and precise control capabilities. To meet the escalating demands for dynamic response and anti-interference capabilities in various scenarios, optimizing control strategies to enhance the performance of speed regulation systems has become a primary focus in motor research. Sliding Mode Variable Structure Control, as a prominent nonlinear control method, has garnered significant attention in the field of motor control due to its robust characteristics. This paper addresses the issues of significant chattering and slow dynamic response in traditional sliding mode control systems for PMSM by proposing a dual-loop sliding mode cascade control scheme. This approach integrates intelligent algorithms to fine-tune the key parameters of the controller, thereby effectively improving the system's control accuracy and dynamic-steady-state characteristics. The specific research contributions are outlined as follows:

Firstly, to address the performance requirements of the sliding mode speed control system for PMSM, a weighted integral-type exponential reaching law was designed to enhance the sliding mode speed controller (ISMC). This reaching law dynamically balances the system's approaching speed and steady-state precision by adjusting the coefficients of the weighted term and the integral term. Additionally, a nonlinear smooth function was introduced to replace the sign function, enabling rapid system convergence while mitigating chattering. Simulation results demonstrate

that the proposed novel reaching law effectively suppresses torque ripple and current harmonics in the sliding mode system, exhibiting excellent dynamic response performance.

Secondly, to meet the precision requirements of current loop control in the dual-loop vector control system, a second-order sliding mode controller integrating a proportional-integral term and the super-twisting algorithm (STA) was designed. This controller, combined with the speed loop, forms a sliding mode cascade control (SMCC) system. By leveraging the dynamic characteristics of second-order sliding mode, the proposed controller effectively mitigates high-frequency chattering in the system while enhancing the accuracy of current control. Simulation results indicate that the proposed control strategy not only strengthens the system's robustness against external disturbances but also improves the overall operational stability.

Subsequently, to address the parameter design requirements of the sliding mode control system, a mix-strategy-based improved whale optimization algorithm (MSWOA) was proposed. Firstly, the Sobol sequence was employed to optimize the initial population distribution. Secondly, to enhance the population diversity and improve the global search capability of the algorithm, the position update mechanism during the exploration phase was modified, and an inertia weight strategy as well as a random learning strategy were introduced. Finally, the Cauchy mutation strategy was incorporated to enhance the algorithm's ability to escape local optima. Through optimization experiments on benchmark test functions, it was verified that the MSWOA algorithm outperforms the traditional whale optimization algorithm and other common optimization algorithms in terms of convergence speed and optimization accuracy, thereby providing an effective solution for parameter optimization in sliding mode control systems.

Finally, the application of the MSWOA algorithm in the sliding mode cascade control system was investigated. By tuning the key parameters of the speed loop and current loop designed in the sliding mode system, the overall performance of the system was optimized. Simulation results demonstrate that the sliding mode speed regulation system, after parameter optimization, exhibits significant improvements in dynamic response speed, steady-state control accuracy, and anti-interference capability.

Tai Qiangqiang (Electronic Information)

Supervised by Professor Qu Chengming

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor, sliding mode control, exponential reaching law, super-twisting algorithm, whale optimization algorithm

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
第一章 绪论.....	1
1.1 课题背景及研究意义.....	1
1.2 永磁同步电机的发展及其控制技术.....	2
1.2.1 永磁同步电机的发展.....	2
1.2.2 永磁同步电机传统控制策略.....	3
1.2.3 永磁同步电机现代控制策略.....	4
1.3 永磁同步电机滑模控制系统研究现状.....	6
1.3.1 永磁同步电机滑模速度控制.....	6
1.3.2 永磁同步电机高阶滑模控制.....	7
1.3.3 永磁同步电机智能滑模控制.....	8
1.4 本文主要研究内容及章节安排.....	9
第二章 永磁同步电机矢量控制技术	11
2.1 永磁同步电机工作原理.....	11
2.1.1 永磁同步电机基本结构.....	11
2.1.2 永磁同步电机工作原理.....	12
2.2 永磁同步电机数学模型与坐标变换.....	12
2.2.1 永磁同步电机数学模型.....	12
2.2.2 永磁同步电机坐标变换.....	13
2.3 空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术原理及实现	16
2.3.1 空间矢量脉宽调制技术原理.....	16
2.3.2 空间矢量脉宽调制技术的实现.....	18
2.4 基于 PI 方法的 PMSM 矢量控制系统的实现	21
2.4.1 仿真模型.....	21
2.4.2 仿真分析.....	22
2.5 本章小结.....	24
第三章 PMSM 滑模级联控制系统设计	25
3.1 滑模控制技术 (SMC) 原理	25

3.2 基于新型趋近律设计的滑模速度控制器 (ISMCC)	27
3.3 基于超螺旋算法构建的滑模级联控制 (SMCC)	31
3.3.1 二阶滑模控制.....	31
3.3.2 基于超螺旋算法的电流环控制器设计.....	33
3.4 仿真实验及分析.....	35
3.4.1 仿真模型.....	35
3.4.2 实验与分析.....	37
3.5 本章小结.....	40
第四章 基于混合策略的鲸鱼优化算法	41
4.1 传统鲸鱼优化算法 (WOA)	41
4.1.1 鲸鱼优化算法基本原理.....	41
4.1.2 鲸鱼优化算法伪代码及流程图.....	43
4.2 混合策略鲸鱼优化算法 (MSWOA)	44
4.2.1 混合策略鲸鱼优化算法基本原理.....	44
4.2.2 混合策略鲸鱼优化算法伪代码及流程图.....	47
4.3 仿真实验及分析.....	48
4.4 本章小结.....	53
第五章 基于 MSWOA 的滑模控制系统优化.....	54
5.1 误差性能指标.....	54
5.2 基于 ITAE 规则优化系统模型.....	55
5.3 仿真实验及分析.....	57
5.3.1 仿真模型.....	57
5.3.2 实验与分析.....	57
5.4 本章小结.....	59
第六章 总结与展望	60
6.1 总结.....	60
6.2 展望.....	61
参考文献.....	62
攻读硕士学位期间所发表的论文及其它研究成果	69
致谢.....	70

第一章 绪论

1.1 课题背景及研究意义

随着新世纪我国经济高速发展,人口红利消退与劳动力短缺等问题日益凸显,推动着制造业向自动化转型升级。在此背景下,高精度自动化设备已成为企业提升生产效能、增强市场竞争力的关键装备,其中伺服系统作为核心驱动单元,其性能直接决定设备运行的精度与可靠性^[1-2]。尽管我国机电产业近十年取得了长足进步,但伺服系统领域仍面临诸多技术瓶颈:国产产品在动态响应、运行故障率、长期运行稳定性等方面仍存在不足问题^[3],特别是在高动态响应、精密定位等高端应用场景^[4],国产伺服电机在控制精度与使用寿命等核心指标上,与国外仍存在一些差距。

在伺服系统中,驱动电机的性能优劣对整体控制效果具有决定性影响。目前,直流电机与交流电机是市场上最为常见的两种类型。直流电机因其能够分别调节电枢电流和励磁电流,且二者之间不存在相互干扰,加之其出色的速度调节特性,在工业自动化领域占据重要地位^[5]。然而,直流电机采用机械换向装置,这种结构不仅导致换向过程复杂,还容易产生电弧放电现象,从而加速了设备老化并增加运行维护费用。随着现代电力电子器件性能的提升以及控制算法的创新,交流驱动技术取得了突破性进展^[6-7]。特别是在高功率密度和高转速工况下,交流电机的稳定性和可靠性得到了显著改善,这使得其在众多工业应用场景中逐步取代了传统直流电机,成为现代驱动系统的主流选择。特别是永磁同步电机,因其高效率、高精度、宽调速范围和高度集成等优势,占据着汽车^[8-9]、工业、国防医疗^[10]等产业电机应用的重要份额。据市场调研报告,2024 年永磁同步电机市场高达 566.1 亿美元,预测在未来数年内将会以 8.33% 的年增长率快速扩张。所以为了进一步提升永磁同步电机性能以应对飞速增长的市场需求,对永磁材料和控制策略都需要进行更加深入的研究。

但是永磁同步电机控制系统容易受到负载扰动、电机参数变化等不确定性因素的影响,因此,在设计控制策略时,必须确保其具备较强的鲁棒性,以应对这些不确定性并满足高性能电机的控制要求。在众多先进控制技术中,滑模控制因其卓越的鲁棒性,特别是在有效应对系统不确定性和扰动时,展现出了明显的优

势^[11]。但在实际应用中，仍面临一些挑战，包括会给系统带来抖振导致控制效果不理想等问题。因此，通过不断改进滑模变结构控制算法提升控制系统的稳定性和鲁棒性，进而满足高精度控制的需求，使其能够更好地适应各种领域与应用场景，具有重要的理论价值和工程应用潜力。

1.2 永磁同步电机的发展及其控制技术

1.2.1 永磁同步电机的发展

永磁同步电机是一种基于电磁原理实现电能与机械能相互转换的设备。其定子结构与异步电机相似，但在转子设计和励磁机制上具有明显差异。PMSM 的转子嵌入了永磁材料，能够自主产生稳定的励磁磁场，这种设计使得转子能够与定子磁场保持同步运转，从而确保了驱动系统的高效性和控制精度，使得 PMSM 在需要精确速度控制的应用场合具有显著优势。相比之下，异步电机的转子通常采用鼠笼式导电结构，其励磁磁场是通过定子磁场的电磁感应作用产生的，这种机制不可避免地导致转子与定子磁场之间存在转速差，即所谓的异步现象。

作为 PMSM 的核心组件，永磁体的材料性能与电机技术的发展息息相关。20 世纪初，基于铝镍钴 (AlNiCo) 的永磁体成为首个工业级永磁材料，为 PMSM 的发展奠定了基础。然而，AlNiCo 永磁体的性能有限，包括低磁能密度，这限制了其提升电机效率的能力，严重限制了 PMSM 的应用范围。直到高性能稀土永磁体的出现，标志着 PMSM 进入了快速发展阶段。得到改进后的电机随后在工业生产和日常生活中得到了广泛应用^[12]，并成为国家经济中的重要组成部分。稀土资源影响着永磁电机发展的三个阶段：

第一阶段：尽管在上世纪 60 至 70 年代，稀土永磁材料的技术性能已趋于成熟，但其高昂的生产成本严重限制了应用范围。由于稀土元素的市场价格居高不下，永磁电机的制造成本远超传统电机，这一经济因素使得其应用主要局限于航空航天、军事等高科技领域。相比之下，在普通工业生产和民用领域，永磁电机的推广受到了严重制约。

第二阶段：直至 80 年代，钕铁硼稀土永磁材料的出现才显著降低了永磁电机的制造成本。结合同期微电子技术和数字控制理论的快速发展，为永磁电机的广泛应用奠定了基础。随着矢量控制、直接转矩控制等先进策略的提出与优化，永磁电机的动态特性和能效得到显著提升。这些技术突破推动了永磁电机在工业

自动化、新能源汽车、智能家电等领域的广泛应用。

第三阶段：随着 90 年代信息时代的到来，计算机技术的突飞猛进推动了电机控制领域快速发展。在此期间，数字信号处理技术和智能控制算法的突破显著提升了系统性能。得益于这些技术进步，永磁同步电机凭借其高效率、高功率密度和优异的动态响应特性，在工业驱动和新能源领域迅速扩展市场份额。这种发展趋势表明，永磁同步电机已成为现代电驱系统中最具发展潜力的核心部件，为未来电气化技术的发展奠定了重要基础。

1.2.2 永磁同步电机传统控制策略

随着工业和制造业的转型升级以及科技的迅速进步，永磁同步电机的应用逐渐在多个领域得到扩展。同时，电力电子技术的提升和专家学者对 PMSM 控制策略的广泛研究，促进了各种控制技术的出现，拓宽了其调速性能的潜力。其中主要的控制策略可分为三类^[13]：

(1) 恒压频比控制

恒压频比控制是一种通过开环调节转速来实现的控制策略，其核心思想是保持输出频率与逆变器电压之间的比例恒定^[14]。该方法调速简单且成本低。然而，由于缺乏反馈机制，无法实时监控电机状态，导致控制精度较低，存在动态性能较差，启动能力弱和存在明显的转矩脉动等问题。

(2) 矢量控制

矢量控制由 K. Hasse 博士和 F. Blaschke 工程师于上世纪六七十年代提出的。随着微处理器领域的快速进步，源于直流电机控制原理的矢量控制技术在八十年代快速得到发展。该技术通过将电机系统分解成电枢电流和励磁电流这两个正交分量，从而将控制问题转化为解耦控制和定向控制这两个方向。解耦控制通过调节 q 轴电流来调整转矩，而定向控制则通过调节励磁电流来控制转子磁场的定向，这种相互独立的控制方式使得电机系统易于控制^[15-16]。因此，矢量控制技术逐渐成为应用领域最广的控制策略，特别是一些对系统的控制精度和动态响应性能要求较高的应用场景。

(3) 直接转矩控制

直接转矩控制由 M. Depenbrock 和 I. Takahashi 两位学者于 20 世纪 80 年代提出，最初应用于异步电机。相较于矢量控制的实现过程，直接转矩控制省去

了坐标变换以及电流解耦等步骤，可直接控制电机的转矩和磁链。其中，直接转矩控制通过滞环控制机制生成 PWM 波形，并基于此调整逆变器的开关状态，从而实现对电机转矩的精确控制^[17-18]。然而，直接转矩控制存在低速性能差、电磁干扰以及缺乏电流环等问题，因此需要额外的过流保护措施。

1.2.3 永磁同步电机现代控制策略

随着自动化控制技术、电力电子技术突破性的进展，永磁同步电机调速系统的控制算法研究进入了新的发展阶段。在这背景下，诸如自适应控制、模型预测控制、模糊控制、自抗扰控制和滑模变结构控制等先进控制策略相继出现^[19-20]，并不断被优化和完善。这些创新性控制方法不仅突破了传统控制理论框架的局限，更构建出了高精度、高鲁棒性的永磁同步电机驱动系统的技术体系，为现代工业驱动领域开辟了多维度的技术突破路径。下面对这些控制算法进行介绍：

(1) 自适应控制

自适应控制技术作为一种具备自主学习和动态调节能力的智能控制策略，最早由 Li 与 Draper 于 20 世纪 50 年代提出。该技术基于实时监测系统状态参数并与设定参考值动态比对的工作机制，通过自主调节控制器参数实现系统性能优化。当前永磁同步电机控制中主流自适应策略沿三个技术路径发展：1) 自校正控制 (STC)，通过在线辨识技术动态更新模型参数，确保控制系统与实时工况匹配；2) 模型参考自适应控制 (MRAS)，依托理想模型基准，通过输出误差实时修正控制律；3) 参数自适应控制 (PAC)，针对系统时变特性设计鲁棒算法，构建动态稳定控制架构。这些方法协同作用，能够显著提升电机在复杂工况下的动态响应精度，同时系统性解决了参数摄动、负载扰动等工程实践中的关键问题。如文献[21]通过自适应控制对状态反馈参数的不确定性进行评估，实现了对无人机姿态的精确跟踪。

(2) 模型预测控制

模型预测控制 (MPC) 是一种基于动态系统建模的先进控制算法，起源于 20 世纪 70 年代。该算法通过系统动态模型与实时采样数据相结合，运用动态规划算法预测未来输出，并在线求解优化问题以获得最优控制量，最终实现对被控对象的精确控制^[22]。得益于其闭环迭代优化策略，MPC 能够在保证计算效率的同时，显著提升控制精度和动态性能。这种模型驱动与实时优化相结合的特性，使

其成为复杂工业系统中高精度跟踪控制的首选方案。文献[23]通过将模型预测控制应用于转速外环和电流内环构成级联预测控制方法,使得控制系统拥有更快的转速动态响应性能。但模型预测控制在实际应用中需要综合考虑其计算复杂度、模型准确性和实时性等因素,对提高控制系统的稳定性、抗干扰性效果有限。

(3) 模糊控制

模糊控制(Fuzzy Control)是一种基于模糊集理论、模糊语言变量和模糊逻辑推理的智能控制方法,专门用于解决控制对象数学模型不确定性问题。该方法的核心在于模拟人类思维模式,通过模糊推理机制处理系统不确定性,无需依赖精确的数学模型,而是基于专家的经验 and 知识构建模糊规则进行控制决策。典型的模糊控制系统由四个核心模块构成^[24]: 1) 模糊化接口将精确输入转换为模糊量; 2) 知识库存储专家经验转化的模糊规则; 3) 模糊推理机制执行规则推理; 4) 解模糊化接口将模糊输出转换为精确控制量。这种以语言变量替代传统数学建模的创新方法,显著增强了控制系统对非线性、时变等复杂工况的适应能力,为难以建立精确数学模型的工业过程控制提供了有效解决方案。如文献[25]提出了一种基于模糊控制优化恒定滑模系数的改进型超螺旋滑模观测器,通过滤波器进行二次滤波后,对转子位置的跟踪精度得到了提升,系统的超调量得到了明显改善。但模糊控制需谨慎设计模糊规则,根据实际系统不断进行调优,以获得良好的控制效果。

(4) 自抗扰控制

自抗扰控制技术(ADRC)是由韩京清教授于1998年提出的创新型非线性控制策略。该技术的核心在于其独特的动态扰动观测-补偿机制,通过实时估计和补偿系统内外扰动,有效降低了对高精度数学模型的依赖。ADRC的非模型依赖特性和对复杂工况的强适应能力,使其在运动控制、电力电子变换、航空航天等高扰动领域具有显著优势,特别适用于处理模型参数时变和多重不确定性的工业控制系统。文献[26]提出了一种基于分数阶滑模线性自抗扰的转速、电流复合控制器,提高了系统的抗扰性能,并降低了超调量,但自抗扰控制器中涉及的参数较多、参数整定较为复杂,需要较多的计算资源。

(5) 滑模变结构控制

滑模变结构控制(SMC)是一种基于状态空间设计的非线性控制策略,最初应用于单输入单输出线性系统,现已成功扩展至航空航天、电力电子及电机驱动

等多输入多输出复杂非线性系统。该技术的核心在于通过预设滑模面引导系统状态轨迹，利用切换控制策略迫使系统沿滑模面向目标收敛，从而实现对参数摄动和外部扰动的强鲁棒性。与传统 PI 控制相比，SMC 无需精确数学模型，通过高频切换即可快速抑制电流耦合和负载突变等问题，大幅提升动态响应速度和控制精度。然而，该技术仍面临高频抖振、滑模面设计复杂和参数整定敏感等挑战^[27]。针对这些问题，研究者已提出边界层平滑、高阶滑模及混合控制等改进方案。文献[28]设计了一种新型连续终端滑模控制策略，以滑模观测器和连续终端滑模位置控制器协同工作，使系统获得了高精度的位置跟踪性能。文献[29]设计了一种积分削弱型滑模控制结构的控制器，通过对边界层的合理设计柔化电机的趋近运动，与传统积分型滑模控制比，系统的稳定性更好。综上，滑模控制凭借其固有的强鲁棒性和抗干扰特性，能够有效处理永磁同步电机系统中的非线性耦合问题。因此，滑模控制理论的研究与应用已成为现代控制领域的重要方向和研究热点，在电机控制中具有广阔的应用前景。

(6) 人工智能控制

人工智能算法通过模拟人类的认知机制和信息处理模式，能够从海量数据中自主学习并实现智能决策。这类算法主要包括机器学习、深度学习、神经网络^[30]和遗传算法等，其核心优势在于强大的自适应能力和持续学习特性，使系统能够在动态环境中不断优化决策性能。基于这些显著优势，人工智能算法已广泛应用于现代控制领域：一方面与传统控制策略深度融合，另一方面通过智能优化算法提升系统参数整定精度，从而构建出更先进、更智能的控制系统。文献[31]通过模糊神经网络 PID 控制算法，实现了对 PMSM 速度的高精度控制，具有较强的抗扰性能。文献[32]将随机进化灰狼优化算法引入到自抗扰控制器的设计中，通过对控制参数的在线自整定，有效抑制了扰动信息对系统的影响，改善了控制性能。所以在现代控制技术的基础上，引入先进的智能算法对控制领域的发展有着重要的意义。

1.3 永磁同步电机滑模控制系统研究现状

1.3.1 永磁同步电机滑模速度控制

永磁同步电机调速系统的研究是工业自动化领域的重要方向。传统 PI 双闭环矢量控制虽结构简单，但难以应对系统参数变化和外部扰动等不确定性因素。

尽管学者们提出了模糊 PID、神经网络 PI 等改进方法，但仍无法从根本上解决 PI 控制的局限性。相比之下，滑模控制凭借其对参数不敏感和强抗扰特性，在 PMSM 控制中展现出显著优势。近年来，将滑模变结构与矢量控制相结合以提高系统动态性能，已成为研究热点。通过优化趋近律、抑制抖振和改善收敛速度等策略，推动了 PMSM 在高速、高精度控制需求场景的广泛应用。

在设计滑模控制器时,由于模型存在外部扰动等不确定性,设计者常常通过调节符号函数的系数来增强闭环系统的稳定性,但是也会产生抖振从而导致系统误差。为了解决这个问题,文献[33]设计了一种基于新型趋近律构建的滑模控制器,以消除存在未知不确定性时的抖振现象。此外,通过在设计控制器的过程中引入合适的滑模面,抖振得到了显著抑制,系统的收敛速度也得到了明显提升。文献[34]提出了一种自适应终端趋近律,该趋近律由分段函数和状态变量的终端项组成,可根据系统状态与平衡点的距离调整增益。在减小抖振的前提下,保证了较高的趋近速度。为了避免系统出现奇异和抖动现象,文献[35]设计了非奇异快速终端滑模速度控制器。然后基于增益自适应超螺旋滑模扰动观测器,观测扰动和转动惯量,对速度控制器进行补偿,进一步减小系统的稳态误差,提高了系统的控制精度。文献[36]提出了一种快速变速趋近律的设计,以提高滑模控制的品质。构造的趋近率基于变速项、指数项和快速项,保证了快速收敛且无超调。同时,采用高增益干扰观测器进行前馈补偿。针对滑模控制系统存在系统惯性和切换开关的时间滞后会产生抖振的问题,文献[37]使用双曲函数改进趋近律,通过其饱和特性来限制控制信号的幅值,削弱了抖振现象,并引入积分项进一步消除稳态误差,提高系统的抗扰性能。尽管永磁同步电机滑模速度控制系统在应对外部负载干扰或内部参数时变时能够有效提升控制性能,但该系统仍然存在抖振现象。这种抖振会导致系统的不稳定性,并可能使控制性能下降。

1.3.2 永磁同步电机高阶滑模控制

尽管传统滑模控制广泛应用于永磁同步电机调速系统,但其控制信号的不连续性容易引发抖振现象。此外,传统滑模控制中的滑模面通常为一次阶数,这限制了滑模面的设计空间^[38]。因此,为了克服这些问题并提升伺服系统的性能,高阶滑模控制理论应运而生。它在保持系统鲁棒性的基础上,能够有效克服传统滑模控制中阶数限制和抖振问题^[39]。由于其拥有抗干扰能力强和响应速度快等优

势，高阶滑模控制已成为非线性控制领域的研究热点。

高阶滑模的概念是由 Arie Levant 博士于 1987 年提出的^[40]。高阶滑模理论在克服传统滑模控制中的相对阶数限制和抖振问题的同时，保持了传统滑模控制的鲁棒性。随着该领域的不断研究，许多新的高阶滑模控制算法应运而生。文献[41]提出了最早的二阶滑模算法，并对其中的螺旋算法进行了理论分析与证明。在此基础上，文献[42]进一步提出了目前应用最为广泛的超螺旋滑模算法。同时期的 Bartolini 等学者在研究最优控制的过程中，也首次提出了次优算法^[43]。随着高阶滑模控制理论体系的逐步完善，该技术已被广泛应用于各领域的非线性系统中。尤其是进入 21 世纪后，大功率开关器件和脉冲宽度调制技术的快速发展，使得二阶滑模控制在机电伺服控制系统领域成为重要的组成部分。文献[44]基于超螺旋积分滑模控制算法设计了 PMSM 速度控制器，通过积分项减小系统抖振，提升了系统的调速性能。文献[45]提出了一种基于超螺旋滑模观测器的转速估计算法，应用于观察电动势，能够有效提高速度估计精度的同时抑制系统抖振。文献[46]研究了基于超螺旋算法控制的转速环，与模型预测控制的电流环构成完整的 PMSM 驱动系统，提升了系统的整体控制性能。文献[47]提出了一种新型非线性速度控制策略，将滑模扰动观测器与可变增益分数阶超螺旋滑模控制整合到矢量控制系统中。该策略通过引入分数阶理论和可变增益超螺旋滑模面设计，有效减少抖振并提升动态性能，同时利用扰动观测器估计并补偿外部扰动，从而进一步提高控制精度，但高阶滑模观测器的参数整定较为困难，难以达到其最优的控制性能，需要引入智能控制算法进一步提升性能。

1.3.3 永磁同步电机智能滑模控制

早在 20 世纪 90 年代，研究者就开始探索利用智能算法抑制滑模控制的抖振现象。1995 年，美国学者 Kwan 首次将自适应技术与滑模控制结合，成功应用于线性系统^[48]。由于非线性系统的复杂性和不确定性，自适应滑模控制在该领域的应用进展缓慢。近年来，随着智能算法的快速发展，研究者开始聚焦于智能滑模控制的研究与应用。自适应滑模控制、神经网络滑模控制、模糊滑模控制以及智能优化滑模控制等先进技术得到了广泛关注和快速发展，为非线性系统控制提供了新的解决方案。如文献[49]为了提高滑模系统的响应速度和鲁棒性，提出了一种固定时间积分终端滑模控制，然后采用神经网络在线逼近包含外部负载转矩和

模态不确定性的非线性未知总扰动,并将其补偿到终端滑模的控制律中,进一步增强鲁棒性和有效削弱滑模抖振。

在滑模控制系统的设计与实现过程中,参数优化难题往往会导致电流环和速度环的跟踪性能难以达到预期效果。针对这一技术瓶颈,许多学者积极探索智能控制策略在控制器参数整定中的应用。如文献[50]提出了一种基于强化学习的神经网络算法,该算法首先利用神经网络确定永磁同步电机分数阶滑模控制器的初始参数,随后通过强化学习机制对参数进行动态调整,从而显著提升了控制器的收敛速度和控制精度。文献[51]在设计了改进型指数趋近律来优化传统滑模控制抖振和收敛慢等问题后,引入了自适应滑模控制,对控制过程中的不确定参数进行估计,进一步改善了系统的动态特性。文献[52]针对传统控制器在参数变化和外部扰动下的性能局限,提出了一种应用于非线性系统的滑模控制器,采用遗传算法和粒子群算法优化控制器参数,以积分时间绝对误差为优化目标。实验结果表明,控制器在 6 种参数变化情况下均表现出优异的鲁棒性。通过上述文献中引入智能控制技术对滑模系统参数进行优化,提升了系统的动稳态性能,但也同时增加了控制算法的计算量,对运算平台有一定的要求。所以在系统的设计过程中,要根据实际情况选择适合的智能控制算法。

1.4 本文主要研究内容及章节安排

本文的研究重点围绕 PMSM 双闭环滑模级联控制系统与混合型鲸鱼优化算法相结合的控制策略。主要工作分为六章,内容安排如下:

第一章:绪论。1.1 节介绍了本课题的选题背景与研究意义;1.2 节分析了永磁同步电机的控制策略;1.3 节介绍了滑模控制技术应用于 PMSM 的研究现状;1.4 节明确论文的研究内容。

第二章:研究了永磁同步电机数学模型及矢量控制系统。2.1 节阐述了 PMSM 的结构、分类及工作原理;2.2 节推导了不同坐标系下的 PMSM 数学模型;2.3 介绍了 SVPWM 调制技术工作原理;2.4 节实现并分析了

第三章:研究了 PMSM 双闭环滑模级联控制系统。3.1 节阐述了滑模控制原理;3.2 节针对传统滑模控制的局限性,提出了加权性质的积分型指数趋近律,设计速度控制器构建滑模调速环;3.3 节引入了二阶滑模理论设计电流环控制器,提升系统的控制精度;3.4 节基于仿真平台验证了该控制策略的有效性。

第四章：研究了基于混合策略的改进型鲸鱼优化算法。4.1 节阐述了传统鲸鱼优化算法的实现原理及存在的局限性；4.2 节提出改进方法；4.3 基于基准函数，验证算法改进的有效性。

第五章：研究了基于优化算法对滑模控制系统重要参数的整定。5.1 节介绍了误差性能指标；5.2 节使用优化算法实现对控制器参数的整定；5.3 节验证对系统优化的有效性。

第六章：总结了工作内容，并对课题后续工作进行展望。

本文的组织结构框图如下：

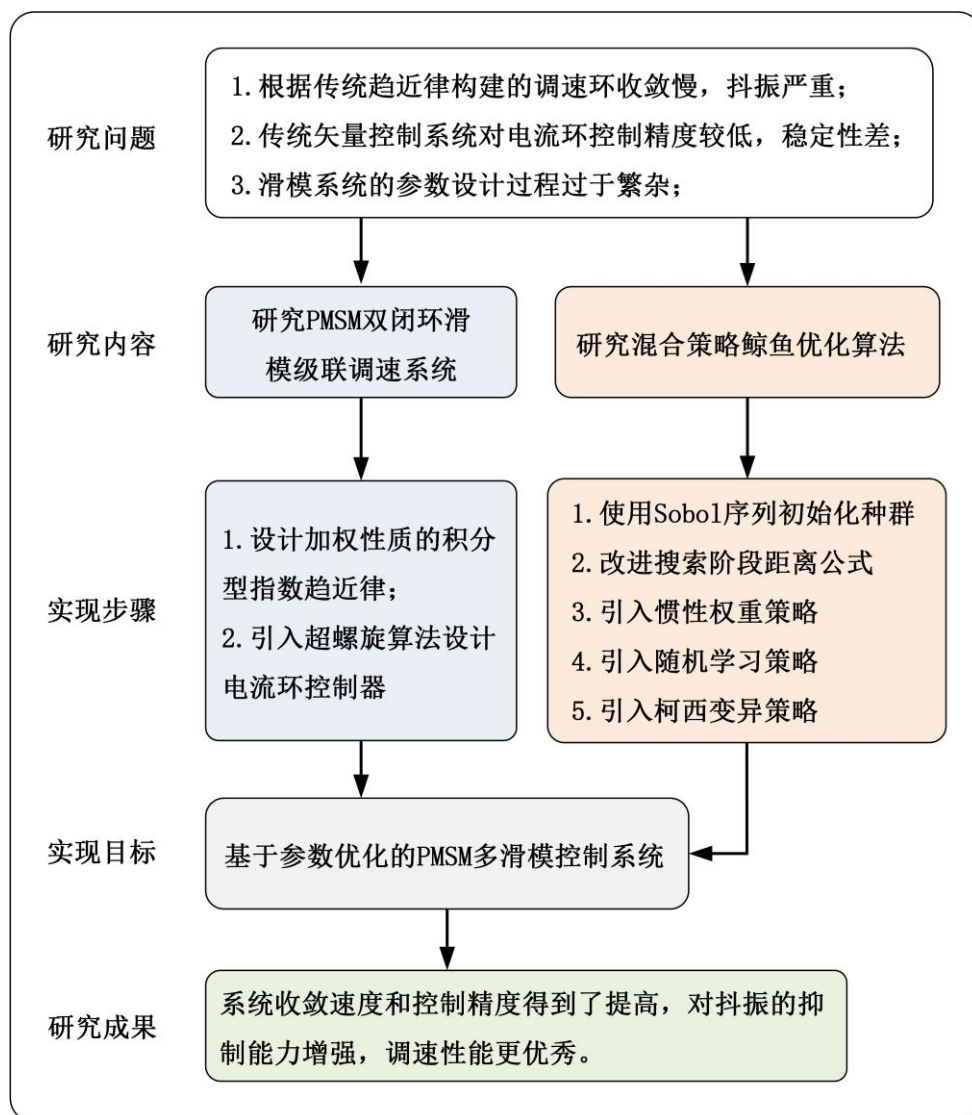


图 1-1 论文组织结构图

第二章 永磁同步电机矢量控制技术

2.1 永磁同步电机工作原理

永磁同步电机驱动系统具有显著的非线性和强耦合特性，因此，在研究控制方法之前，需要先掌握电机的基本结构和工作原理，然后建立完整的数学模型，为后续控制算法的设计提供理论基础。

2.1.1 永磁同步电机基本结构

永磁同步电机的结构主要由定子和转子组成。定子组件包含电磁线圈和由高导磁率硅钢片叠压而成的铁芯，这种层叠结构能够有效减小涡流损耗，同时为磁通提供低磁阻路径。当定子绕组通入三相交流电时，将产生旋转磁场，以驱动转子旋转。转子组件则采用高性能稀土永磁材料和导磁铁芯的组合结构，其中永磁体能够自主建立恒定磁场，无需外部励磁装置。与传统的感应电机相比，其取消了转子励磁损耗，显著提高了能量转换效率，同时实现了更紧凑的结构设计。永磁同步电机的设计结构主要有表贴式与内置式这两种，如图 2-1 所示。表贴式电机将永磁体直接贴附于转子表面，而内置式电机则将永磁体嵌入转子内部。两种结构各具优缺点，根据实际应用需求和性能要求来决定。

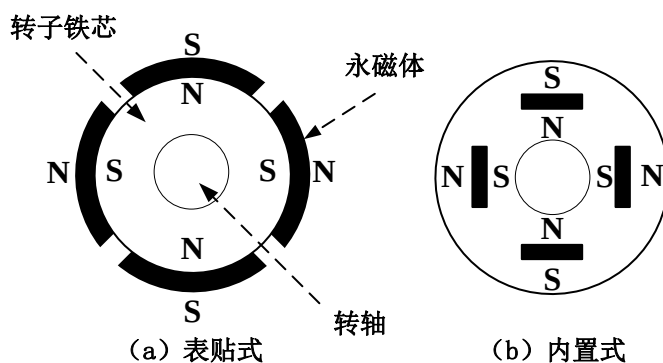


图 2-1 永磁同步电机转子结构图

内置式永磁同步电机的转子结构是将永磁体嵌入转子铁芯内，形成紧密结合的设计。这种结构使得电机具有较高的稳定性，特别是在高速运行时表现较好。然而，内置式电机的转子结构较为复杂，且漏磁系数较高，导致其制造成本过高。此外，内置式电机的转子呈现凸极特征，直轴磁阻大于交轴磁阻，因此交轴电感较大，这一设计虽然提高了功率密度，但也增加了转子制造的复杂性。

相比之下，表贴式永磁同步电机采用永磁体直接贴装于转子表面的结构设计，具有结构简单、转动惯量小和动态响应快的特点。与内置式相比，其转子结构更简洁，磁阻和电感变化较小，且气隙磁场分布更接近理想正弦波，能够提供更高的磁通密度和转矩密度。这些特性使表贴式电机在动态性能和运行效率方面具有显著优势，特别适用于需要快速响应的应用场景。本研究选择表贴式永磁同步电机作为研究对象，主要基于其结构简单性和优异的动态特性，为控制算法的设计与验证提供了理想的实验平台。

2.1.2 永磁同步电机工作原理

永磁同步电机的运行机理基于定转子之间的电磁耦合效应。当电机启动时，转子中的永磁体建立恒定磁场，而定子绕组在通入三相交流电后产生空间旋转磁场。这两个磁场相互作用形成电磁转矩，驱动转子开始旋转。通过这一过程，电机能够高效地将电能转换为机械能，并保持稳定运行。随着转子在电磁转矩作用下逐渐加速，当转子的转速达到永磁体磁场和定子旋转磁场之间相对静止的状态时，电机便开始同步运行，此时电机能够实现电能到机械能的高效转换，同时保持恒定的转速和稳定的输出特性^[53]。这种独特的运行机制使得永磁同步电机在需要精确速度控制的场合具有显著优势。

2.2 永磁同步电机数学模型与坐标变换

2.2.1 永磁同步电机数学模型

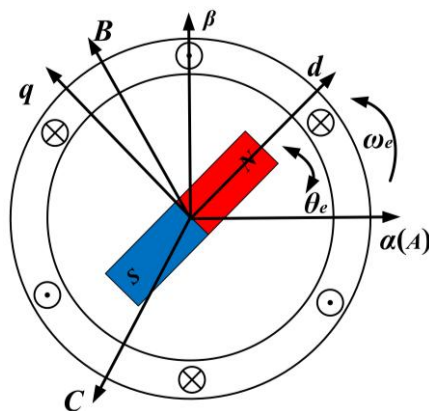


图 2-2 三种坐标系下的 PMSM 示意图

在研究调速系统控制算法之前，首先需要根据永磁同步电机的基本结构和工作原理，建立相应的数学模型。然而，由于永磁同步电机内部各个变量之间高度

耦合,数学模型的构建变得相对复杂。为了简化分析过程,通常在建立模型之前,研究人员会做出一些假设条件,以便于后续推导和计算,这些假设有助于减少变量间的耦合程度,便于后续的控制系统设计:

- (1) 不考虑铁芯材料的磁饱和现象对磁路特性的影响;
- (2) 假定磁通在磁路中呈均匀分布,从而简化磁路计算;
- (3) 忽略转子损耗对系统动态特性的影响;

基于上述条件假设,推导并建立永磁同步电机在三相静止坐标系下的数学模型。其中,永磁同步电机的定子电压方程为:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\psi}_A \\ \dot{\psi}_B \\ \dot{\psi}_C \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

式中: ψ_A , ψ_B , ψ_C 为电机定子绕组磁链; i_A , i_B , i_C 为定子绕组电流; U_A , U_B , U_C 为定子绕组电压; R_s 为定子电阻。

定子绕组的磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

式中: M_{AB} 、 M_{AC} 、 M_{BA} 、 M_{BC} 、 M_{CA} 、 M_{CB} 为各相绕组互感系数; L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 为各相绕组自感系数; θ_e 为转子电角度; ψ_f 为永磁体磁链。

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{P_n}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_m} ([i_A \ i_B \ i_C] \cdot [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T) \quad (2.3)$$

式中: θ_m 为机械角度; P_n 为电机极对数; T_e 为电磁转矩。

永磁同步电机运动方程:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (2.4)$$

式中: J 为转动惯量; T_L 为负载转矩; B 为摩擦系数; ω_m 为机械角速度。

2.2.2 永磁同步电机坐标变换

永磁同步电机通过坐标变换技术,可以将定子电流和电压进行解耦与简化,从而得到三相静止坐标系的简化数学模型。接着,通过将三相静止坐标系转化为二相静止坐标系,可以进一步降低电机控制的复杂性,提高控制精度与效率。通

过这一系列坐标变换，能够有效简化电机的控制过程。

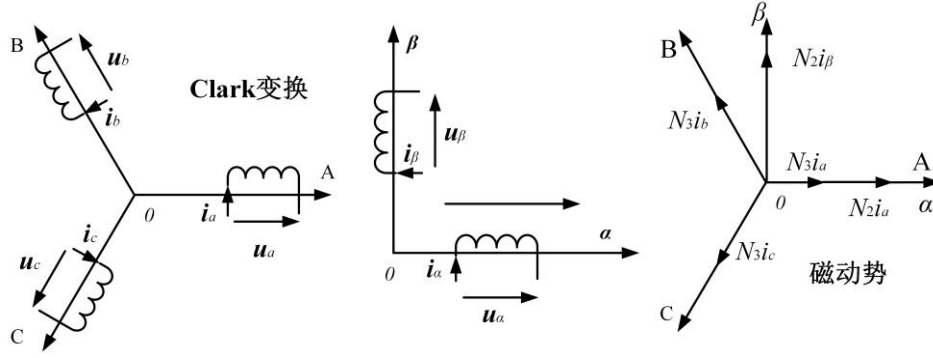


图 2-3 Clark 变换前后及合成磁动势

Clark 变换（又称 3/2 变换）实现了三相静止坐标系与两相静止坐标系之间的转换^[54]。该变换的核心在于保持两个坐标系中合成磁动势的等效性，如图 2-3 所示。假设三相绕组每相匝数为 N_3 ，两相绕组每相匝数为 N_2 ，通过坐标变换后，两个系统的合成磁动势在空间上完全等效。这种等效性体现在 $\alpha\beta$ 坐标系中，三相绕组和两相绕组的磁动势投影具有相同的幅值和相位关系。变换过程中，通过合理的匝数比设定，确保了电磁能量在坐标转换前后的守恒性。故有：

$$\begin{cases} N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos 2\pi/3 - N_3 i_C \cos 2\pi/3 = N_3 (i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C) \\ N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin 2\pi/3 - N_3 i_C \sin 2\pi/3 = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C) \end{cases} \quad (2.5)$$

其中： i_α ， i_β 为两相定子电流。若将上式表示成矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

采用恒幅值坐标变换，可得三相绕组与两相绕组的匝数关系为：

$$\frac{N_3}{N_2} = \frac{2}{3} \quad (2.7)$$

由式(2.6)与式(2.7)，可得三相静止到两相静止坐标系的坐标变换矩阵：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

根据式(2.1)以及 Clark 变换，得到两相静止坐标系下的永磁同步电机定子电压、磁链方程与转矩方程为：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (i_\beta \psi_f - i_\alpha L_s) \quad (2.11)$$

其中： u_α 、 u_β 为 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的两相定子电压； ψ_α 、 ψ_β 为定子磁链分量； L_s 为定子绕组电感。

Park 变换（2s/2r 变换）实现了两相静止坐标系向两相旋转坐标系的转换。该变换的核心在于保持坐标系转换前后合成磁动势的等效性，如图 2-4 所示。在静止参考系下，施加于电机绕组的两相交流电将产生空间旋转磁场；而在同步旋转坐标系中，直流电激励产生的磁势相对于旋转参考系呈现静止特性。这种坐标变换的优势在于将时变交流量转换为直流量，使得电机的控制更加简便，能够有效简化分析过程，优化控制性能。

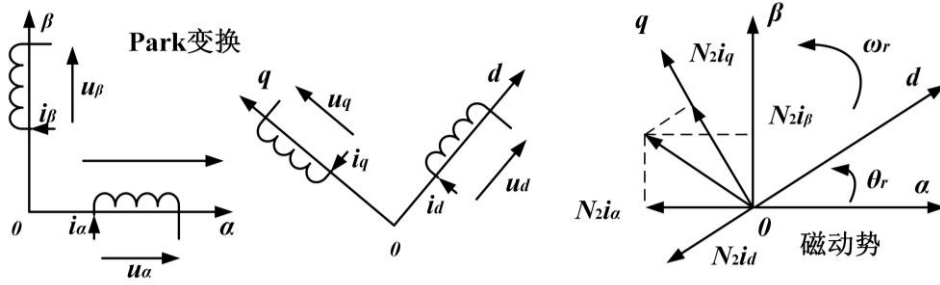


图 2-4 Park 变换前后及合成磁动势

由于两相旋转坐标系以同步角速度旋转，因此在该参考系下产生的磁动势呈现相对静止特性。只要保证变换前后电机磁动势的幅值和相位关系一致，两个坐标系中的磁动势将完全等效。将两个坐标系合并在一起之后可得出以下关系式：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

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

其中 i_d 、 i_q 为 d - q 旋转坐标系的电流分量。由式(2.8)和式(2.12)可得到旋转坐标系的电流分量：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 120^\circ) & \cos(\theta_e + 120^\circ) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 120^\circ) & -\sin(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

上式通过 Park 变换后可得旋转坐标系下电机的电压与磁链方程：

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega_e \psi_q \\ \omega_e \psi_d \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

其中： u_d 、 u_q 为旋转坐标系的电压分量， ψ_d 、 ψ_q 为磁链分量， L_d 、 L_q 是电感分量。

此时表贴式永磁同步电机电磁转矩为^[55-56]：

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} P_n i_q (\psi_f + (L_d - L_q) i_d) = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \quad (2.17)$$

2.3 空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术原理及实现

2.3.1 空间矢量脉宽调制技术原理

空间矢量脉宽调制作为现代电机矢量控制的关键技术，是一种基于空间矢量理论的电力电子调制技术^[57]。该技术通过精确计算逆变器开关器件的导通时序，将离散的电压矢量合成为近似圆形的旋转磁场。在实现过程中，采用优化的开关序列和占空比分配算法，不仅能够提高电压利用率，还能显著降低输出波形的谐波含量。这种调制方法的优势在于改善了电机的转矩特性，减少了电磁噪声，同时提高了系统的动态响应性能。在此基础上，可以将永磁同步电机的三相对称正弦相电压在某一时刻的瞬时值表示为：

$$\begin{cases} u_a = U_m \cos \omega t \\ u_b = U_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_c = U_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2.18)$$

其中： U_m 为相电压幅值； ω 为相电压角频率。三相相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 对应的空间矢量可以表示为：

$$U_{out} = u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c \quad (2.19)$$

其中： U_{out} 为空间电压矢量， α 为旋转因子 e^{j120° ，此时复平面内 U_{out} 实部与虚部可以表示为：

$$\begin{cases} \operatorname{Re} U_{out} = u_a + u_b \cos \frac{2}{3}\pi + u_c \cos(-\frac{2}{3}\pi) = \frac{3}{2} U_m \sin \omega t \\ \operatorname{Im} U_{out} = u_b \sin \frac{2}{3}\pi + u_c \sin(-\frac{2}{3}\pi) = -\frac{3}{2} U_m \cos \omega t \end{cases} \quad (2.20)$$

此时 U_{out} 可表示为:

$$U_{out} = \operatorname{Re} U_{out} + j \operatorname{Im} U_{out} = \frac{3}{2} U_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (2.21)$$

由式(2.21)可知, U_{out} 于复平面下的运动轨迹是以角速度 ω 旋转的圆形, 通过这种方式正弦化三相逆变器输出电压。

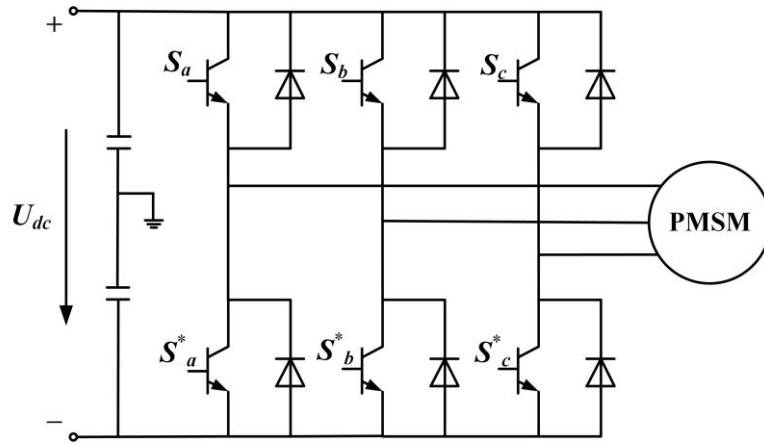


图 2-5 三相逆变器电路

由图 2-5 所示的三相逆变器, 定义 6 个功率开关器件开关状态来实现控制, 上桥臂为 S_a 、 S_b 、 S_c , 下桥臂为 S_a^* 、 S_b^* 、 S_c^* , 当 S_a 、 S_b 或 S_c 为 1 时表示上桥臂导通而下桥臂关断, 当 S_a^* 、 S_b^* 、 S_c^* 为 1 时表示下桥臂导通而上桥臂关断。为了避免出现短路, 不能同时导通避免出现短路^[58-59]。因此 6 个开关器件共有如表 2-1 所示 8 种可能的开关状态组合, 其中 U_0 , U_7 为零电压矢量。

表 2-1 开关状态及对应电压

S_a	S_b	S_c	矢量	U_{aN}	U_{bN}	U_{cN}
0	0	0	U_0	0	0	0
1	0	0	U_1	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
1	1	0	U_2	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$
0	1	0	U_3	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$
0	1	1	U_4	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
0	0	1	U_5	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$
1	0	1	U_6	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$
1	1	1	U_7	0	0	0

表 2-1 中的 8 个空间电压矢量可以映射到复数平面上, 形成不同的空间电压

向量，如图 2-6 所示。通过这些矢量，复数平面被划分为六个扇区，并且能够组合成不同区域的电压向量。在 SVPWM 调制过程中，电机参考电压矢量的合成依据是参考电压在对应区间内的位置，同时考虑该位置所在扇区的零矢量及相邻的两个电压矢量。通过这种方式，SVPWM 信号能够动态调节，从而实现精确的电压控制。

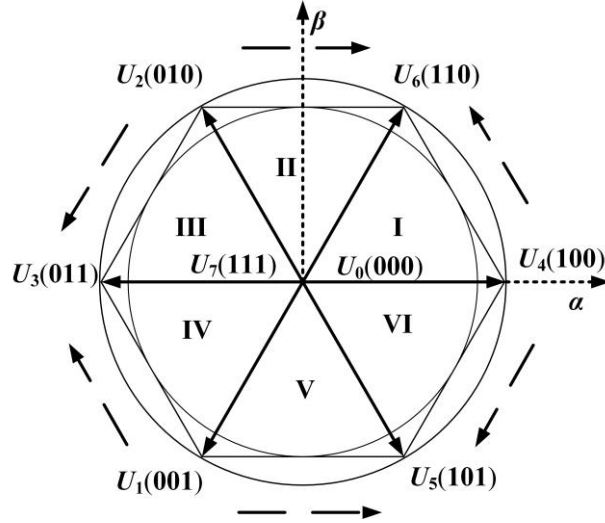


图 2-6 电压矢量扇区位置图

2.3.2 空间矢量脉宽调制技术的实现

SVPWM 算法主要通过以下三个步骤实现：

(1) 电压矢量扇区位置判断

为了确定在开关周期内参与矢量合成的基本电压空间矢量，需要判断电压空间矢量 U_{out} 所在扇区的具体位置。将电压空间矢量 U_{out} 在 $\alpha\beta$ 轴上的分解量定义为 u_α 、 u_β ，并引入变量 U_1 、 U_2 、 U_3 、 A 、 B 、 C ，且变量与矢量关系式为：

$$\begin{cases} U_1 = u_\beta \\ U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ U_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (2.22)$$

其中，若 $U_1 > 0$ ，则有 $A=1$ ，反之则 $A=0$ ；若 $U_2 > 0$ ，则有 $B=1$ ，反之则 $B=0$ ；若 $U_3 > 0$ ，则有 $C=1$ ，反之则 $C=0$ 。令 $M = 4C + 2B + A$ ，由此可以得到如表 2-2 所示的 M 与各扇区之间的对应关系。

表 2-2 扇区对应关系

M	3	1	5	4	6	2
扇区号	I	II	III	IV	V	VI

(2) 电压矢量作用时间计算

在判断出矢量位置之后，对电压矢量作用时间进行计算，以扇区I为例，将 U_{out} 分解到 $\alpha\beta$ 轴上， T_4 和 T_6 分别为 U_4 和 U_6 的作用时间， T_s 为合成矢量作用时间， θ 为合成矢量与主矢量的夹角，其矢量分解如图 2-7 所示。

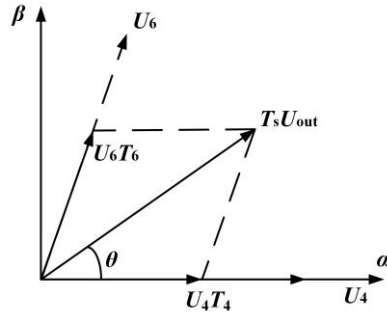


图 2-7 矢量分解图

由图 2.7 可知：

$$\begin{cases} T_s U_{out} = T_4 U_4 + T_6 U_6 \\ U_\alpha = \frac{T_4}{T_s} |U_4| + \frac{T_6}{T_s} |U_6| \cos \theta \\ U_\beta = \frac{T_6}{T_s} |U_6| \sin \theta \end{cases} \quad (2.23)$$

结合式(2.23)可知各矢量作用时间：

$$\begin{cases} T_4 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta) \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} u_\beta \end{cases} \quad (2.24)$$

由此类推，其余扇区作用时间均可计算，定义变量 X 、 Y 、 Z ，令：

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} u_\beta \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta) \end{cases} \quad (2.25)$$

进而可以得到其余扇区的矢量作用时间，如表 2-3 所示：

表 2-3 各扇区作用时间

M	1	2	3	4	5	6
T_4	Z	Y	$-Z$	$-X$	X	$-Y$
T_6	Y	$-X$	X	Z	Y	$-Z$

(3) 扇区矢量切换点确定。

首先假设功率开关器件于扇区内切换导通时间分别为 T_{c1} 、 T_{c2} 、 T_{c3} ，定义：

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_4 - T_6) / 4 \\ T_b = T_a + T_4 / 2 \\ T_c = T_b + T_6 / 2 \end{cases} \quad (2.26)$$

则功率器件切换导通时间 T_{c1} 、 T_{c2} 、 T_{c3} 与 T_a 、 T_b 、 T_c 关系如表 2-4 所示。

表 2-4 扇区切换时间点

M	1	2	3	4	5	6
T_{c1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{c2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{c3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

综上，通过电压矢量扇区位置判断，作用时间计算以及扇区矢量切换点确定等步骤，最后将计算得到的电压矢量具体作用时间与特定频率的载波信号进行比较，从而产生用以驱动电机三相逆变电路的 PWM 信号，最后基于仿真平台搭建的 SVPWM 模型^[60]如图 2-8 所示。

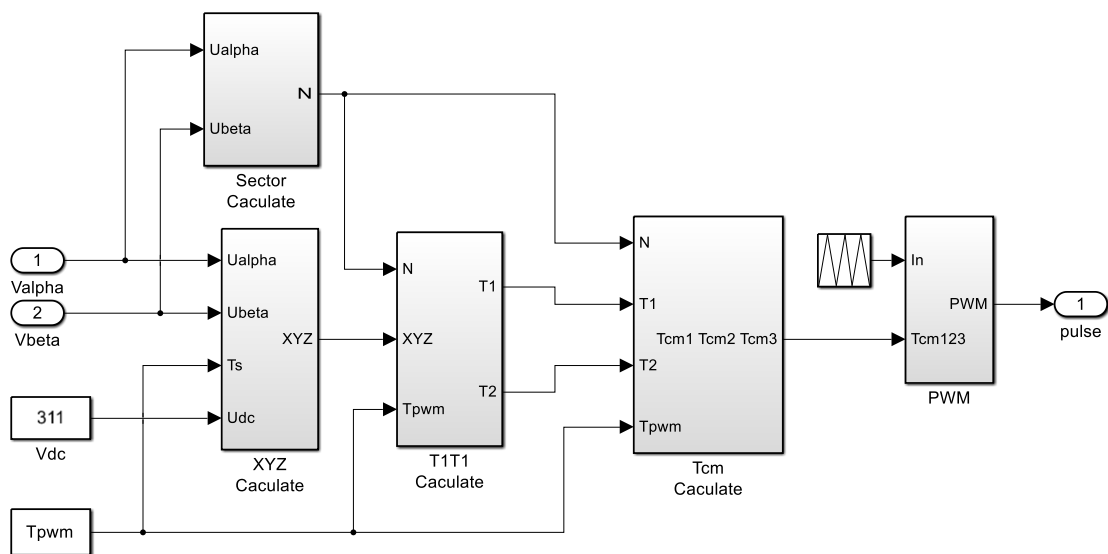


图 2-8 SVPWM 仿真模型

2.4 基于 PI 方法的 PMSM 矢量控制系统的实现

采用 $i_d=0$ 的永磁同步电机双闭环 PI 调速系统控制流程如下^[61]：转速外环通过 PI 控制器处理参考转速 ω_{ref} 与实际转速 ω 的误差，输出 q 轴电流参考值 i_{qref} ；电流内环将三相电流经 Clark/Park 变换得到 $d-q$ 轴分量，对比 i_{qref} 生成误差信号，经 PI 调节后输出 $d-q$ 轴电压；通过 Park 逆变换及 SVPWM 调制生成驱动信号，控制逆变器输出交流电控制永磁同步电机。

2.4.1 仿真模型

永磁同步电机双闭环矢量控制系统结构如图 2-9 所示，主要分为转速外环和电流内环。其中转速环由速度 PI 控制器模块、转子位置/速度计算模块组成；电流内环由电流 PI 控制器模块、Park 变换以及 Park 反变换、Clark 变换模块、SVPWM 模块及三相逆变电路模块组成。这些模块相互合作，构成完整的 PMSM 调速控制系统。

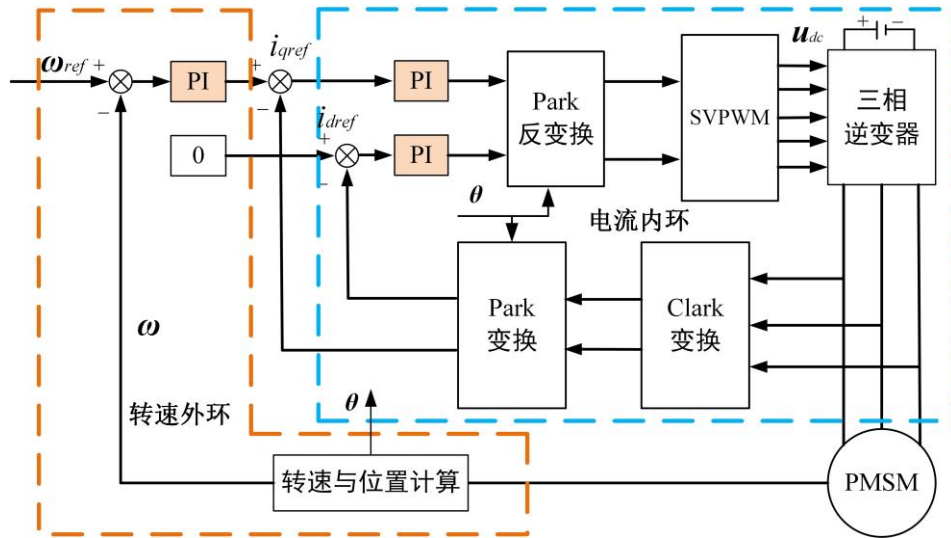


图 2-9 PMSM 双闭环矢量控制结构图

基于该系统结构图，在 Simulink 平台搭建使用 PI 控制方法的 PMSM 双闭环矢量控制系统仿真模型，如图 2-10 所示。根据文献[62]中 PI 控制器的设计方法，可设置：转速环比例系数为 0.14，积分系数为 7；电流控制器的比例系数为： $L_q \times 2000$ ，积分系数为 $R_s \times 2000$ 。仿真时长为 0.6s，初始额定转速为 600 r/min，实验通过观察系统在两次 300 r/min 的增速和负载 10 N·m 力矩的表现来对控制方法的性能进行分析。

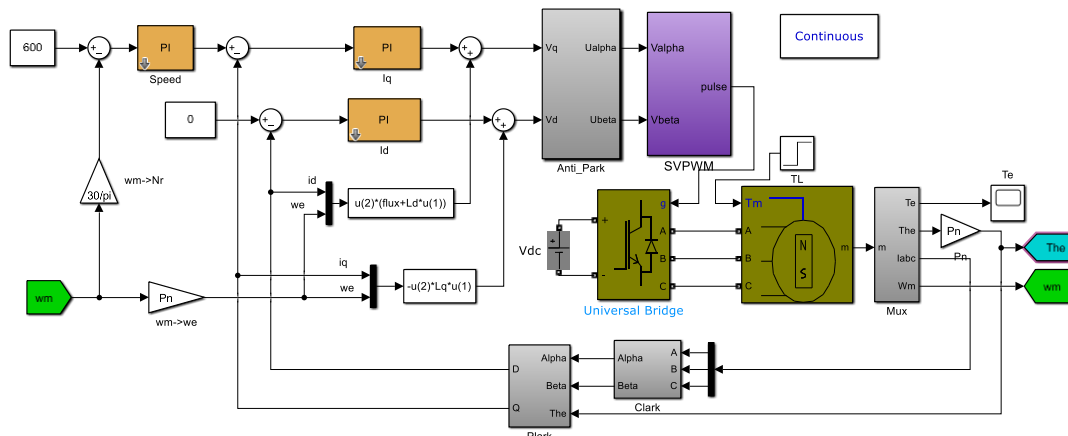


图 2-10 PMSM 双闭环矢量控制仿真模型

电机仿真参数如表 2-5 所示，后文仿真模型均参考此表。

表 2-5 系统仿真参数

名称	数值/单位	单位
额定转速	600	r/min
定子电阻	2.875	Ω
d - q 轴电感	0.0085	H
极对数	4	对
转子磁通	0.175	Wb
转动惯量	0.003	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
阻尼系数	0.008	$\text{N}\cdot\text{m}$
直流侧电压	311	V
SVPWM 频率	10	kHz

2.4.2 仿真分析

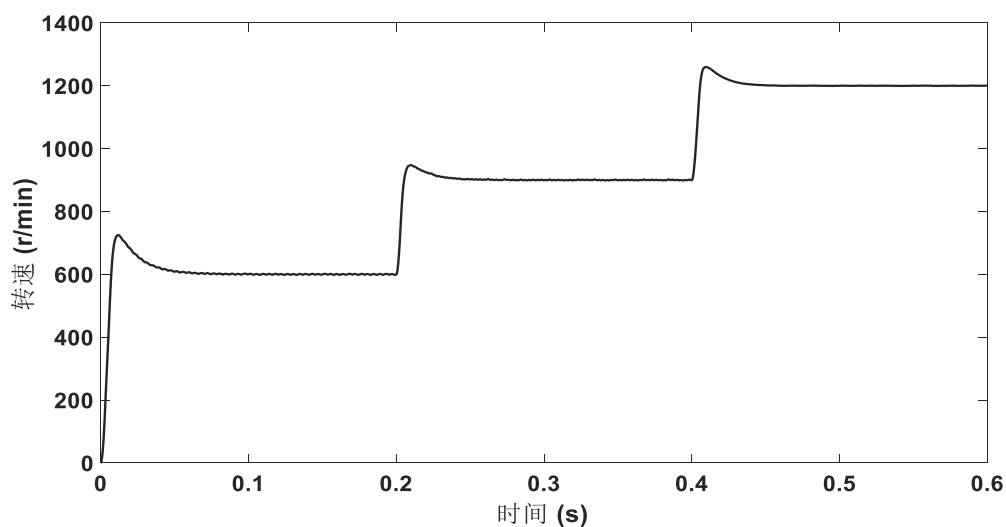


图 2-11 系统加速状态的转速

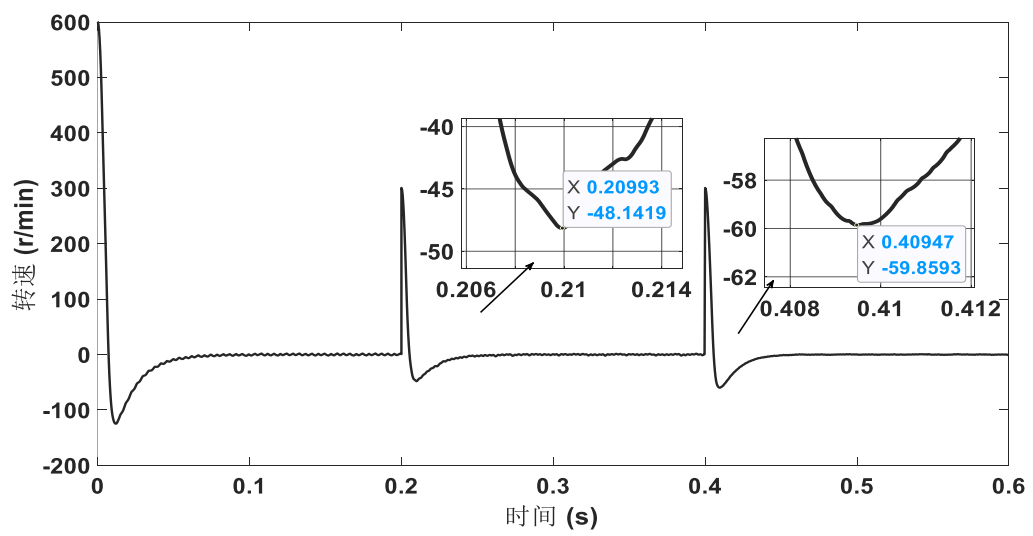


图 2-12 系统加速状态的转速误差

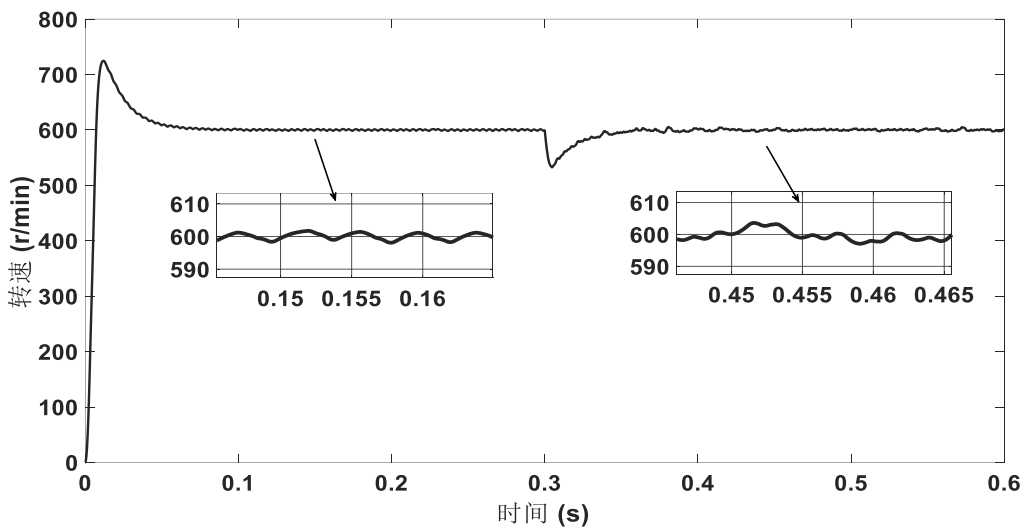


图 2-13 系统负载状态的转速

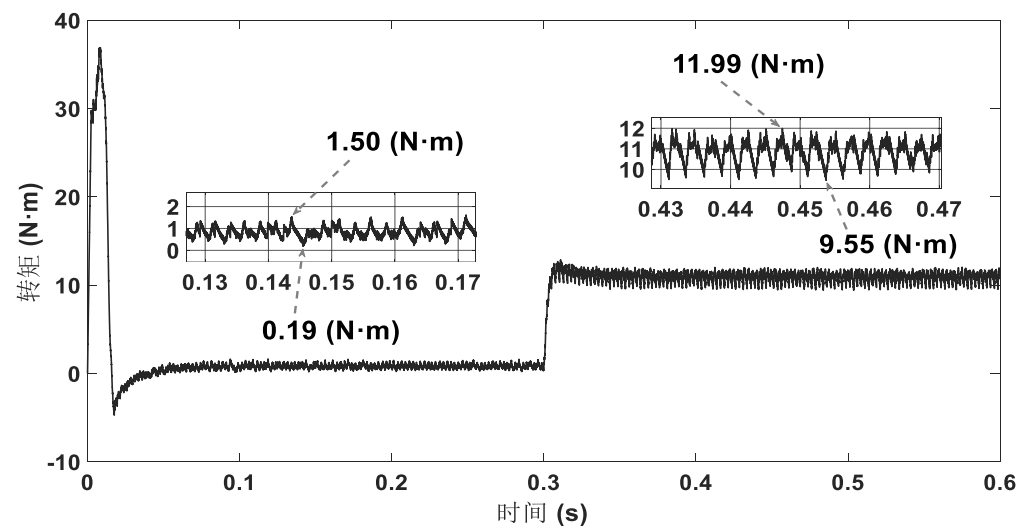


图 2-14 系统负载状态的转速转矩

（1）空载加速状态分析

为评估系统的调速性能，系统首先以空载状态运行，在转速达到初始额定转速后，分别于 0.2s 和 0.4s 进行两次 300 r/min 的提速，转速曲线如图 2-11 所示。通过图 2-12 中转速误差曲线可知，系统在第一次加速时转速误差为 48 r/min 左右，而第二次误差增大至 59 r/min，误差增加了 22.9%。可见系统在不同的转速状态下进行同等加速时，转速误差表现不同，说明了 PI 控制的系统易受系统参数变化影响，导致其控制稳定性较差。

（2）负载状态分析

接下来，通过图 2-13 和图 2-14 对系统在 0.3s 受到负载力矩前后的状态表现进行分析。由转速曲线可知，0.15s 至 0.16s 之间的转速曲线呈近似固定频率的平滑波动，而在 0.45s 至 0.46s 之间，曲线呈无规则波动，即负载前后的转速稳定性存在明显差异。由转矩曲线可知，负载后系统的转矩抖振范围从 0.13s 至 0.17s 内的 1.31 N·m 增加到了 0.43s 至 0.47s 内的 2.44 N·m，转矩的稳定性发生改变，说明了系统的抗干扰能力较差，鲁棒性不足，难以应对负载变化带来的扰动影响。

2.5 本章小结

本章首先介绍了永磁同步电机的基本结构及工作原理。随后，详细阐述了 SVPWM 技术的基本原理及实现过程，并基于此在仿真平台建立了 PMSM 矢量控制系统仿真模型。实验结果表明，基于 PI 控制方法的 PMSM 调速系统存在抗扰性能差、对电机参数变化敏感等问题，无法满足当下对控制技术高精度、强鲁棒性的性能需求。因此，在下一章中，将引入滑模控制理论，并探讨如何通过改进滑模控制技术提高调速系统的性能。

第三章 PMSM 滑模级联控制系统设计

以第二章所述的永磁同步电机双闭环矢量控制结构为基础,本章引入了滑模控制技术,基于系统内外环设计滑模级联控制(Sliding Mode Cascade Control, SMCC)结构。针对传统滑模控制存在收敛慢、抖振严重等问题,设计了新型积分指数趋近律来构建新型滑模速度控制器。接着,通过引入超螺旋算法(ISTA)设计电流环控制器增强对电流的控制精度,进一步提高系统的控制性能。最后,通过仿真平台验证该控制策略的有效性。

3.1 滑模控制技术(SMC)原理

滑模变结构控制的核心在于引导系统状态沿着预设的滑模面进行动态切换。通过设计适当的滑模控制律,可以驱使系统状态从初始状态向期望状态过渡,并最终稳定在滑模面上运动^[63]。当系统状态到达滑模面后,控制量可以产生高频切换,从而实现对不确定性和外部干扰的强鲁棒性,这种特性使得滑模控制在处理非线性系统和不确定系统时具有显著优势。

在滑模过程中,具有一般非线性系统:

$$\dot{x}=f(x,u,t), \quad x \in R^n, u \in R^m, t \in R \quad (3.1)$$

式中: x 是系统状态变量, u 是系统控制变量。

确定切换函数矢量 $s(x)$, $s \in R^m$, 控制函数为:

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

如图 3-1 所示,切换面 $s(x) = 0$ 将状态空间分为 $s(x) > 0$ 和 $s(x) < 0$ 两部分,状态点在切换面附近有三种可能的情况:点 A、点 B 和点 C。

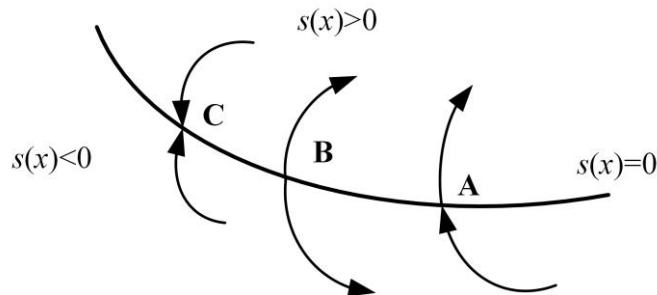


图 3-1 切换面示意图

根据图 3-1 滑模切换面示意图,系统状态轨迹的动态行为可归纳为以下三类: 点 A (穿越行为): 状态点从切换面一侧 ($s(x) > 0$ 区域) 穿越至另一侧 ($s(x) < 0$ 区域), 形成周期性振荡, 无法在切换面附近稳定; 点 B (发散行为): 状态点到达切换面后迅速与两侧区域分离, 呈现非收敛性发散, 导致控制性能恶化; 点 C (趋近行为): 通过设计的滑模控制律, 状态点渐近趋近切换面 ($s(x) = 0$), 最终在其邻域内形成稳定的滑动模态, 此为滑模变结构控制的核心目标。

滑模控制的有效性依赖于可达性条件, 仅点 C 满足该条件, 能够实现高精度跟踪与强抗扰能力。而点 A 和点 B 因无法建立稳定的滑动模态 (状态轨迹持续穿越或发散), 既无法抑制抖振, 也无法保证系统收敛, 故其理论研究与实际应用价值较低。滑动模态的存在性、可达性可根据李雅普诺夫判定条件来证明:

$$\begin{cases} V = \frac{1}{2} s^2 \\ \dot{V} = \lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} \leq 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

其中: s 表示滑模切换面。

李雅普诺夫型到达条件确保了系统状态能够在有限时间内从任意初始位置收敛到切换面, 但未对趋近过程的动态特性进行约束。为优化到达段的动态性能, 需要设计合适的趋近律, 以改善系统响应速度和稳定性。其中有 4 种典型的方法, 包括:

(1) 等速趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s), \quad \varepsilon > 0 \quad (3.4)$$

式中: ε 代表趋近速度; $\operatorname{sgn}(s)$ 是符号函数。

该趋近律结构简单, 且趋近运动速度与 ε 值成正相关, 趋近运动随着 ε 值设计减小而变缓; 随着设计的 ε 值增大而变快, 但会产生高频的抖振。

(2) 幂次趋近律

$$\dot{s} = -k |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s), \quad 0 < \alpha < 1, k > 0 \quad (3.5)$$

式中: α 为指数常量; k 为滑模增益。

幂次趋近律的核心是可依据系统与滑模面之间的距离, 对幂函数进行调节以达到控制系统趋近运动的速度和稳定性的目的。如文献[64]设计了双幂次指数趋近律, 其中指数项可根据状态参数进行调整, 有效改善了抖振带来的影响。

(3) 一般趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - f(s), \quad \varepsilon > 0 \quad (3.6)$$

式中： $f(s)$ 是待设计项，且满足 $f(0)=0$ ，当 $s \neq 0$ 时 $sf(s)>0$ 。通过对其进行合理设计，可构建多种趋近律。

(4) 指数趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \quad \varepsilon > 0, k > 0 \quad (3.7)$$

指数趋近律是由高为炳院士提出的，该方法创新性地将等速趋近律与纯指数趋近律相结合，形成了一种分段趋近机制。当系统状态远离滑模面时，纯指数趋近律主导系统动态，确保系统快速趋近滑模面；当系统接近滑模面时，等速趋近律起主导作用，通过降低穿越频率和冲击强度来抑制抖振^[65]。虽然等速切换项导致的抖振无法完全消除，但通过合理调节等速系数 ε 和指数系数 k ，可以优化系统趋近轨迹，在保证收敛速度的同时有效降低抖振幅度。文献[66]提出了一种改进的指数趋近律，通过引入速度误差累计项自适应调整常速项的大小，有效克服了控制偏差，提高了系统的动稳态性能。

3.2 基于新型趋近律设计的滑模速度控制器（ISMC）

为了增强调速系统的稳定性和动态性能，常设计滑模速度控制器以代替传统PI控制器，能够使电机的速度追踪精度得到提高。控制结构原理图如下所示：

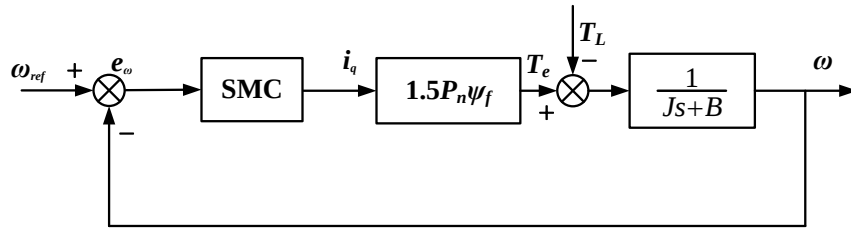


图 3-2 表贴式永磁同步电机速度滑模变结构控制系统原理框图

构建滑模控制器的过程主要分为设计滑模面 and 选择趋近律这两部分。其中，当 x 表示系统状态向量时，滑模面的表达式如下：

$$s(x) = C^T x = \sum_{i=1}^n c_i x_i = \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_i + x_n \quad (3.8)$$

x 满足 $\dot{x}_i = x_{i+1}$, $i=1, \dots, n-1$ 。在滑模控制中 c_i 应满足 Hurwitz 多项式 $P_{n+1}+c_n$ ${}_1P_{n-2}+\dots+c_2P+c_1$ ，其中 P 为 Laplace 算子。通常在 $n=2$ 时， $s(x)=cx_1+x_2$ ，要求满足 $P+c_1$ 是 Hurwitz 多项式，需要 $c_1>0$ 。

由式(2.4)、式(2.15)和式(2.16)得到的 PMSM 数学模型为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P_n \omega_m L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P_n \omega_m L_q i_d + P_n \omega_m \psi_f \\ J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q - T_L - B \omega_m \end{cases} \quad (3.9)$$

定义 $D = \frac{3P_n \psi_f}{2J}$ ，忽略摩擦因素后上式可化简为式：

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} (-R_s i_q - P_n \psi_f \omega_m + u_q) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = D i_q - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (3.10)$$

定义系统的状态变量为：

$$\begin{cases} x_1 = \omega_m^* - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (3.11)$$

式中： ω_m^* 是电机的参考转速； ω_m 是实际转速。

定义 $u_q = \dot{i}_q$ ，根据式(3.10)和式(3.11)得：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 = -\dot{\omega}_m = -D i_q + \frac{T_L}{J} \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3P_n \psi_f}{2} u \end{cases} \quad (3.12)$$

设计滑模面函数：

$$s = c x_1 + x_2 \quad (3.13)$$

式中： $c > 0$ 。对式(3.13)求导，可得：

$$\dot{s} = c \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = c x_2 - D u \quad (3.14)$$

所选的趋近率会直接影响三相永磁同步电机的动态性能。当选择指数趋近率来设计滑模控制器时，可得表达式为：

$$u = \frac{1}{D} [c x_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + k s] \quad (3.15)$$

此时 q 轴的参考电流为：

$$i_q^* = \frac{1}{D} \int_0^t [c x_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + k s] dt \quad (3.16)$$

选取式(3.3)中的李雅普诺夫函数：

$$\dot{V} = s \dot{s} = s(c \dot{x}_1 + \dot{x}_2) = -s \varepsilon \operatorname{sgn}(s) - k s^2 \leq 0 \quad (3.17)$$

在验证系统满足稳定条件后,对传统滑模控制器的表达式进行分析。可知系统主要受到指数趋近律中等速趋近项的影响,该项存在趋近速度较慢的问题,导致系统无法迅速到达切换面。此外,带状切换面的存在使得系统无法精确地趋近于原点,并在其附近引发高频的抖振现象,导致系统的动态响应和稳态性能下降。

为了解决传统指数趋近律在趋近过程中所面临的问题,本文在此基础上引入了带加权性质的积分项补偿,并利用光滑函数对切换项进行优化,进而设计出一种新的指数趋近律,如下所示:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - k_s s - k_\delta |\delta| f(s, \rho) \\ \delta = \int_0^t (s + k_\delta \delta) dt \end{cases} \quad (3.18)$$

式中: δ 是积分函数; k_s 、 k_δ 是待设计参数,其中 $k_s > 0$; $f(s, \rho)$ 为光滑函数。

其中光滑函数 $f(s, \rho)$ 是为了避免传统符号函数的跳变特性增强系统的振荡现象,表达式为:

$$f(x, \rho) = \begin{cases} 1 & x \geq \sqrt{e}\rho \\ \frac{x}{\rho} \exp\left(\frac{x^2}{2e\rho^2}\right) & -\sqrt{e}\rho < x < \sqrt{e}\rho \\ -1 & x \leq -\sqrt{e}\rho \end{cases} \quad (3.19)$$

式中: x 为输入变量, ρ 的取值范围为 $[0.5, 1]$, e 是自然对数的底数。当 ρ 分别取 0.5 和 0.75 和 1 时对应的函数曲线如下图所示。

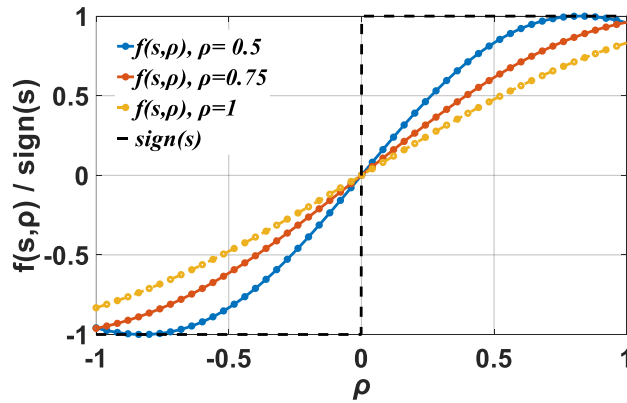


图 3-3 $f(x, \rho)$ 函数与符号函数曲线图

针对传统指数趋近律存在趋近速度较慢的问题,新型趋近律通过引入积分项,能够有效提高系统的趋近速度,更快地收敛到滑模面。并且为了能够有效控制趋近运动过程,防止出现过快的趋近运动带来的系统超调或趋近速度过慢无法到达滑模面的现象,设置了积分项系数 k_δ 和积分项中的加权系数 k_s 。

当系统处于趋近模态时,通过调节系数 k_s 来提升系统的趋近速度,有效缩短

系统的收敛时间；系统处于达滑动模态时，滑模面 s 趋近于零，通过调节加权系数 k_δ 有效控制系统切换项系数，降低切换项对系统稳定性的影响，从而抑制系统进入滑动模态的抖振现象。将该趋近律带入到式(3.20)所示的典型系统中进行研究：

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.20)$$

定义滑模面函数为：

$$s = Cx \quad (3.21)$$

式中 A 、 B 、 C 为控制系统系数矩阵，且 C 满足 $BC > 0$ 。当系统到达滑动模态时，系统在滑动模态区内的等效控制量就是 u 的解 $u_{eq}^{[67]}$ ，此时由式(3.20)和式(3.21)可得：

$$u = u_{eq} + u_s = -(CB)^{-1}CAx + u_s \quad (3.22)$$

u_s 即式(3.18)中的趋近律。为证明系统能够在有限时间达到滑模面，选定李雅普诺夫函数式(3.3)，求导后须满足：

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} = sC(Ax + Bu) < 0 \quad (3.23)$$

根据式(3.18)、(3.22)和(3.23)可得：

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = sC(Ax + Bu) \\ &= sCAx + sCB \left(-(CB)^{-1}CAx - \varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks - k_s |\rho| f(s, \rho) \right) \\ &= -\varepsilon CB |s| - ks^2 CB - k_s CB |\rho| |s| < 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

即系统能够进入滑动模态。

将新型趋近律代入到式(3.14)中可得改进型滑模速度控制器：

$$u = \frac{1}{D} \left[-c\dot{\omega}_m + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks + k_s |\rho| f(s, \rho) \right] \quad (3.25)$$

此时 q 轴的参考电流为：

$$i_q^* = \int_0^t \frac{1}{D} \left[-c\dot{\omega}_m + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks + k_s |\rho| f(s, \rho) \right] dt \quad (3.26)$$

可以看到转换得到的控制器表达式中引入了积分控制，对偏差信号进行积分，使稳态误差进一步减小直到偏差为零，能够加速转速环的收敛并优化系统的抖振问题。此时系统部分控制框图如下所示：

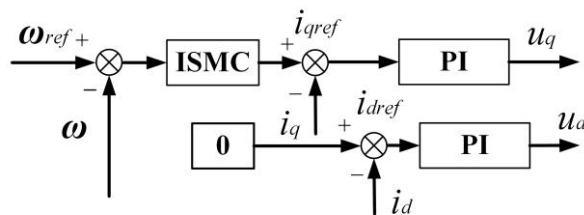


图 3-4 ISMC 调速系统部分控制框图

3.3 基于超螺旋算法构建的滑模级联控制（SMCC）

当前关于矢量控制系统的研究多聚焦于速度控制器与滑模观测器的联合设计，而对电流环控制器的改进相对滞后，导致 $d-q$ 轴电流调节仍普遍依赖 PI 控制器。为增强电流环与转速环的协同控制能力，研究尝试将滑模控制引入电流环，与滑模速度控制器构成滑模级联控制系统。然而，一阶滑模固有的高频抖振现象难以满足电流控制对稳定性和控制精度的需求，故引入了具备二阶动态特性的超螺旋滑模控制算法。该策略通过二阶导数动态实现控制量的平滑过渡，在抑制抖振的同时保持电流稳定性。

3.3.1 二阶滑模控制

随着一阶滑模控制理论不断发展，其研究瓶颈逐渐显露，于是二阶滑模控制理论被提出。为了实现精度更高的控制，二阶滑模理论通过引入 r 阶导数来平滑系统在滑模面 s 内的抖振。 r 阶滑模集描述了系统在滑模面 $s(t, x) = 0$ 上的趋近运动轨迹。

其数学表达式为：

$$s(t, x) = \dot{s}(t, x) = \dots = s^{(r-1)}(x, t) = 0 \quad (3.27)$$

文献[68-69] 提出了几种应用广泛的二阶滑模控制算法，主要有以下几类：

(1) 螺旋（Twisting）算法

作为二阶滑模控制理论中的开创性算法，螺旋算法通过引入独特的几何变换机制，对滑模面进行"扭曲"或"旋转"操作。这种创新性的设计使得系统状态能够在有限时间内以平滑的方式收敛到滑模面，同时避免了传统滑模控制中的高频抖振问题。但随着控制系统的运行，需频繁地调整对应的控制参数^[70]。

其数学表达式为：

$$u = -k_p \operatorname{sgn}(s) - k_i \operatorname{sgn}(\dot{s}) \quad (3.28)$$

有限时间内收敛条件为：

$$\begin{cases} (k_p + k_i)k_m - C > (k_p + k_i)k_M + C \\ (k_p + k_i)k_m > C \end{cases} \quad (3.29)$$

式中： k_p 、 k_i 为滑模增益； k_m 为最小反馈增益； k_M 为系统最大扰动上界； C 为误差阈值，一般为常数；

(2) 次优算法

次优算法起源于二重积分器系统的时间最优控制问题研究。该算法的创新之处在于通过调节系统状态的二次微分动态，实现滑模模式在有限时间内的收敛。这种方法的核心优势在于将优化机制嵌入到控制过程当中，从而在确保系统收敛速度的同时，有效提高了控制效率和精度^[71]。

该算法的具体表现形式为：

$$u = -k_p \operatorname{sgn}(s - s^* / 2) + k_i \operatorname{sgn}(s^*), \quad k_p > k_i > 0 \quad (3.30)$$

式中： s^* 是上一次探测到 $s^* = 0$ 时刻 s 的数值， s^* 的初始状态为0。

有限时间内收敛的充分条件为：

$$\begin{cases} k_p + k_i > \frac{C}{k_M} \\ k_p + k_i > \frac{3C + k_M(k_p - k_i)}{2k_m} \end{cases} \quad (3.31)$$

(3) 给定收敛域算法

S.V. Emelyanov 学者在 1991 年首次提出了给定收敛域算法，其创新性体现在通过动态调整系统状态轨迹来实现滑模系统的有限时间收敛。基于预设的收敛域，算法不仅能有效控制系统状态偏差，还通过滑模相位超前补偿，提升系统的控制精度和抗扰性能。这种设计使得系统能够在有限时间内收敛至目标状态，并在复杂环境下保持较强的鲁棒性。

该算法可表示为：

$$u = -k_p \operatorname{sgn}(\dot{s} + k_i |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)), \quad k_p > 0 \quad (3.32)$$

式中： α 为指数常量。

它在有限时间收敛的充分条件是：

$$k_p k_m - C > k_i^2 / 2 \quad (3.33)$$

(4) 超螺旋（Super-Twisting）算法

超螺旋控制算法通过构建连续控制律实现滑动模态的动态调节，其核心机理在于使系统状态沿滑动流形渐进收敛至平衡点。如图 3-5 所示，相平面轨迹呈现独特的渐缩螺旋特征，这种几何特性源于算法微分方程中非线性项与积分项的协同作用，这也是算法名称的由来。值得注意的是，这种收敛机制不仅消除了传统滑模控制固有的高频抖振问题，还通过二阶动态特性实现了控制量的平滑过渡。这种设计在保证系统快速收敛的同时，有效提高了对外部干扰的鲁棒性。

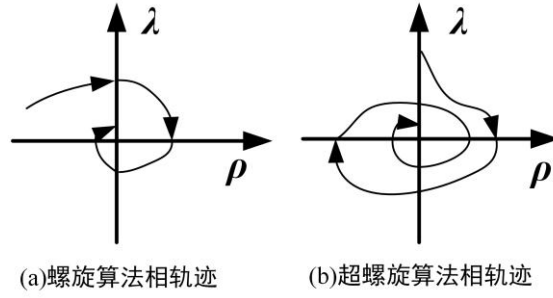


图 3-5 螺旋算法及超螺旋算法轨迹图

作为结构最为简单的二阶滑模控制，超螺旋控制算法只需要已知滑动面的信息即可实现控制，并且具有良好的抗干扰能力，能够有效的提高系统控制性能^[72]。超螺旋算法的形式为：

$$u = -k_p |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) + \int -k_i \operatorname{sgn}(s) dt, \quad k_p > 0, k_i > 0 \quad (3.34)$$

其收敛充分条件为：

$$\begin{cases} k_p > \frac{(k_m + C)k_M(1+q)\sqrt{\frac{2}{k_mk_i - C}}}{k_m^2(1-q)} \\ k_mk_i > C \end{cases} \quad (3.35)$$

3.3.2 基于超螺旋算法的电流环控制器设计

本节采用二阶滑模控制中的超螺旋算法设计电流环控制器。该算法不仅能够有效抑制系统抖振，而且结构简洁，对电流稳定性影响较小。基于式(3.34)可知，超螺旋控制算法设计的控制输入函数由两部分组成：状态误差的符号函数项和状态误差的积分项。进而可推导出滑模面函数及其时间导数表达式，且为了增强对误差幅值的非线性处理能力，提高控制输入的平滑性并达到最大的二阶滑模态，将参数 α 设定为 0.5，最终得到的控制器表达式可表示为：

$$u = -k_p |s|^{0.5} \operatorname{sgn}(s) + \int -k_i \operatorname{sgn}(s) dt \quad (3.36)$$

以 d - q 轴电流误差为对象，定义 d 轴滑模面函数为：

$$s_d = i_d^* - i_d \quad (3.37)$$

式中： s_d 是滑模面函数， i_d^* 是参考电流， i_d 是实际电流。

将滑模面函数 s_d 与光滑函数 $f(x, \rho)$ 带入到超螺旋算法中得到 d 轴的表达式：

$$u_d = -k_p |s_d|^{0.5} f(s_d, \rho) + \int -k_i f(s_d, \rho) dt \quad (3.38)$$

以 q 轴电流误差为对象，定义 q 轴滑模面函数为：

$$s_q = i_q^* - i_q \quad (3.39)$$

式中：\$s_q\$ 是滑模面函数，\$i_q^*\$ 是参考电流，\$i_q\$ 是实际电流。

将滑模面函数 \$s_q\$ 与光滑函数 \$f(x, \rho)\$ 带入到超螺旋算法中得到 \$q\$ 轴的表达式：

$$u_q = -k_p |s_q|^{0.5} f(s_q, \rho) + \int -k_i f(s_q, \rho) dt \quad (3.40)$$

根据 PMSM 数学模型可知：

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R_s i_d}{L_d} + \frac{P_n L_q \omega_m i_q}{L_d} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} u_d + d(t) \quad (3.41)$$

可以简化成一阶非线性动态系统：

$$\dot{x} = ax + bu_d + d(t), \quad y = x \quad (3.42)$$

式中：\$x\$ 是状态变量，\$a\$ 是 \$-\frac{R_s}{L_d}\$，\$b\$ 是 \$\frac{1}{L_d}\$，\$d(t)\$ 为扰动项。

为了证明超螺旋滑模控制器能够满足在有限时间内达到滑模面的条件，将超螺旋算法代入到式(3.37)求导，可得：

$$\begin{aligned} \dot{s}_d &= \dot{i}_d^* - ax - bu_d - d(t) \\ &= -bk_p |s_d|^{0.5} f(s_d, \rho) - bk_i \int f(s_d, \rho) dt + \dot{i}_d^* - ax - d(t) \\ &= -k_1 |s_d|^{0.5} f(s_d, \rho) - k_2 \int f(s_d, \rho) dt + \lambda \end{aligned} \quad (3.43)$$

式中：\$k_1 = bk_p\$，\$k_2 = bk_i\$，\$\lambda = \dot{i}_d^* - ax - d(t)\$。

根据参考文献[73]提出的二阶滑模控制器的李雅普诺夫稳定性判定方法，来定义状态变量 \$\varsigma\$ 为：

$$\varsigma = \begin{bmatrix} \varsigma_1 \\ \varsigma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |s_d|^{0.5} f(s_d, \rho) \\ k_2 \int f(s_d, \rho) dt \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

对其求导可得：

$$\begin{aligned} \dot{\varsigma} &= \begin{bmatrix} |s_d|^{-0.5} \left[-k_1 |s_d|^{0.5} f(s_d) - k_2 \int f(s_d) dt + \lambda \right] / 2 \\ k_2 f(s_d) \end{bmatrix} \\ &= -|s_d|^{-0.5} \begin{bmatrix} (k_1 \varsigma_1 + \varsigma_2 - \lambda) / 2 \\ -k_2 \varsigma_1 \end{bmatrix} = -|s_d|^{-0.5} (A\varsigma - B) \end{aligned} \quad (3.45)$$

式中：\$A = \begin{bmatrix} k_1/2 & 1/2 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}\$，\$B = \begin{bmatrix} \lambda/2 \\ 0 \end{bmatrix}\$。

选用李雅普诺夫函数进行稳定性判定：

$$V = \varsigma^T p \varsigma \quad (3.46)$$

式中: p 为正定矩阵, 这里取 $\begin{bmatrix} k_1^2/2+2k_2 & k_1/2 \\ k_1/2 & 1 \end{bmatrix}$ 。

对其求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\varsigma}^T p \varsigma + \varsigma^T p \dot{\varsigma} \\ &= -|s|^{-0.5} \varsigma^T (A^T p + pA) + |s|^{-0.5} B^T p \varsigma + |s|^{-0.5} \varsigma^T p B \end{aligned} \quad (3.47)$$

假设 B 是有界的, 且 $|B| \leq k|\varsigma_1|$, 这里 k 为正数。

可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -|s|^{-0.5} \varsigma^T (A^T p + pA) + |s|^{-0.5} \varsigma^T \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} p \varsigma + |s|^{-0.5} \varsigma^T p \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} B \\ &= -|s|^{-0.5} \varsigma^T Q \varsigma \end{aligned} \quad (3.48)$$

式中: $Q = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} \gamma & k_1 - k \\ k_1 - k & 1 \end{bmatrix}$, $\gamma = k_1^2 + 2k_2 - 2k(k_1 + 4k_2/k_1)$ 。

而此时 Q 的各阶顺序主子式均为正:

$$\gamma - (k_1 - k)^2 > 0, \quad k_1 > 0 \quad (3.49)$$

将上式化简可得:

$$k_2 > k_1 k^2 / [2(k_1 - 4k)], \quad k_1 > 4k \quad (3.50)$$

所以这里的 Q 是实对称正定矩阵, 即 $\dot{V} \leq -|s|^{-0.5} \varsigma^T Q \varsigma < 0$, 满足稳定性条件, q 轴同理。

在超螺旋算法的基础上, 引入比例与积分控制到控制器中, 可以得到

$$u = -k_p |s|^{0.5} \text{sgn}(s) - k_a s + \int (-k_i \text{sgn}(s) - k_b s) dt \quad (3.51)$$

此时得到 $d-q$ 轴控制器表达式为:

$$\begin{cases} u_d = -k_p |s|^{0.5} f(s_d, \rho) - k_a s + \int (-k_i f(s_d, \rho) - k_b s) dt \\ u_q = -k_p |s|^{0.5} f(s_q, \rho) - k_a s + \int (-k_i f(s_q, \rho) - k_b s) dt \end{cases} \quad (3.52)$$

式中: k_a 和 k_b 为比例项与积分型增益。通过对其合理设计, 可进一步减少系统的过冲和稳态误差, 提高系统的动稳态性能。

3.4 仿真实验及分析

3.4.1 仿真模型

图 3-6 展示了永磁同步电机滑模级联控制系统的整体架构。为验证所提出的滑模调速系统策略的控制性能, 在 2.4.1 节建立的矢量控制系统仿真模型基础上,

采用设计的滑模控制器替代原有的 PI 控制器。在速度环设计中，基于式(3.25)采用改进型指数趋近律构建了滑模速度控制器（ISMCC 模块），其参数经过多次优化确定为：传统指数趋近律参数 $c=60, \varepsilon=200, k=300$ ；新型趋近律参数 $c=50, \varepsilon=300, k=300, k_s=6000, k_\delta=5$ 。在电流环设计中，基于二阶滑模控制理论，根据式(3.52)设计了 d - q 轴电流控制器（ISTA-d、ISTA-q 模块），其中关键参数设置为 k_p 取 1000， k_i 取 200， k_a 取 0.5， k_b 取 0.1。

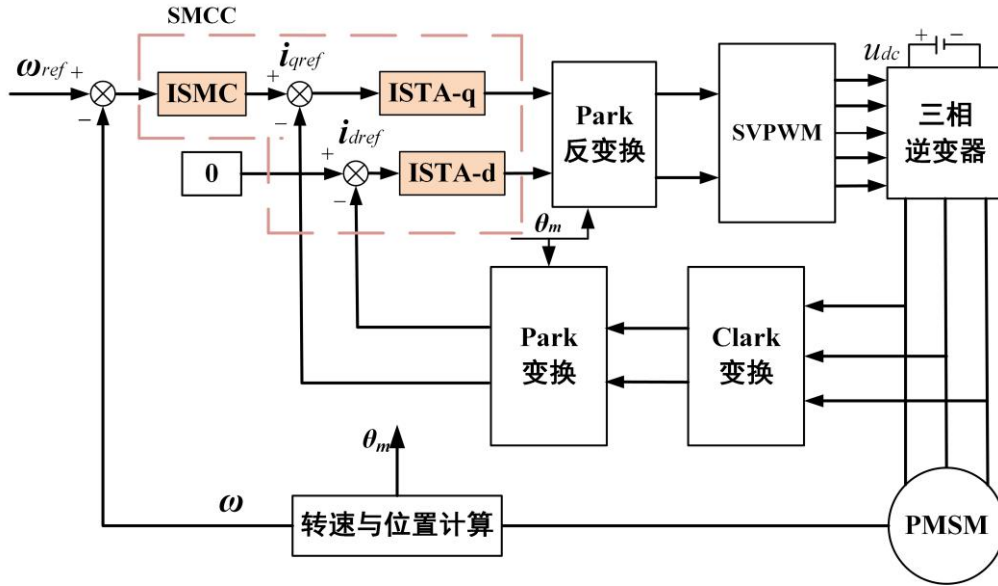


图 3-6 PMSM 滑模级联控制系统框图

实验步骤及电机参数同 2.4.1 节一致，滑模系统的仿真模型如图 3-7 所示。

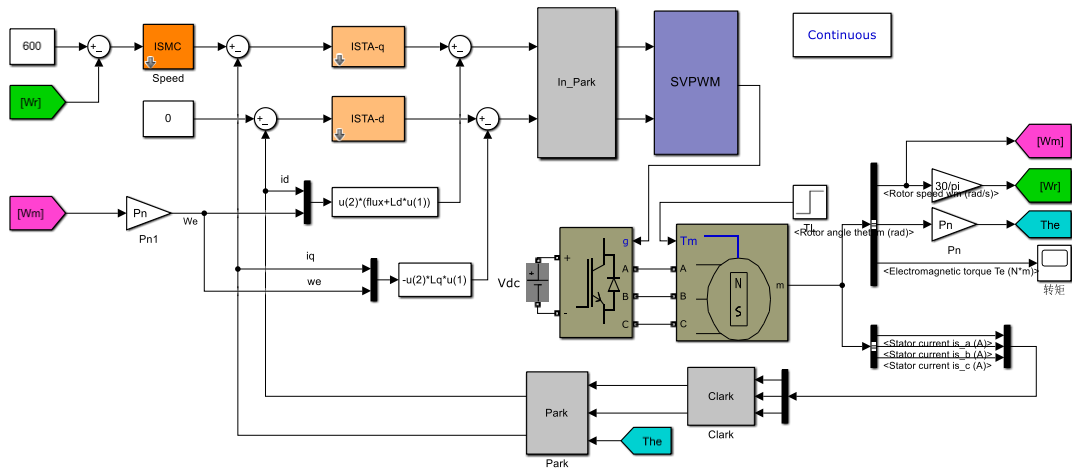


图 3-7 PMSM 滑模控制系统模型

3.4.2 实验与分析

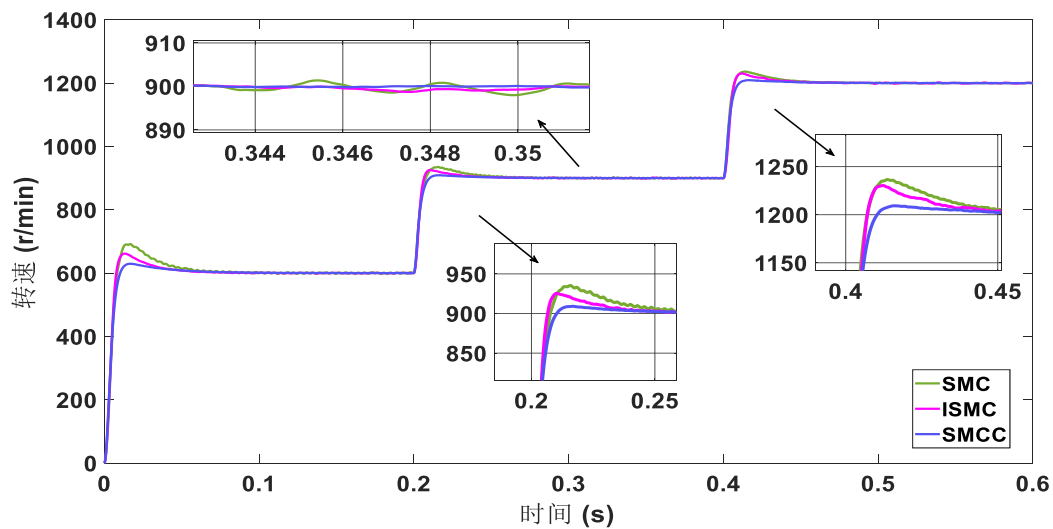


图 3-8 三种控制方法下的加速状态转速

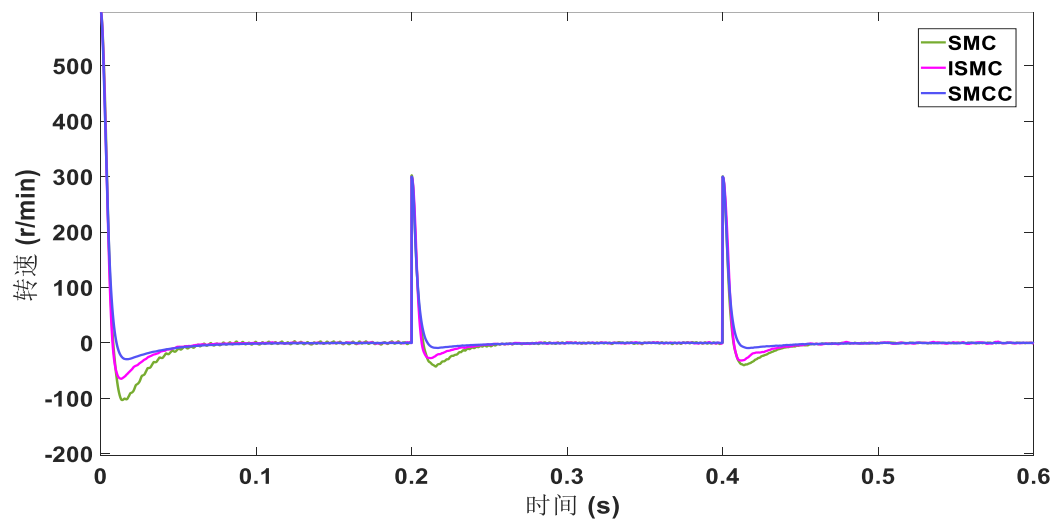


图 3-9 三种控制方法下的加速状态转速误差

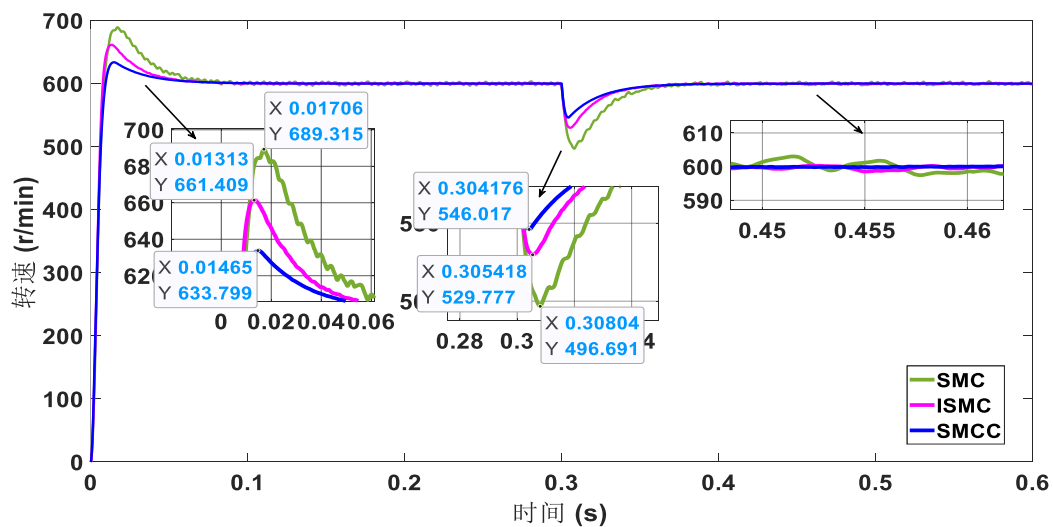


图 3-10 三种控制方法下的负载状态转速

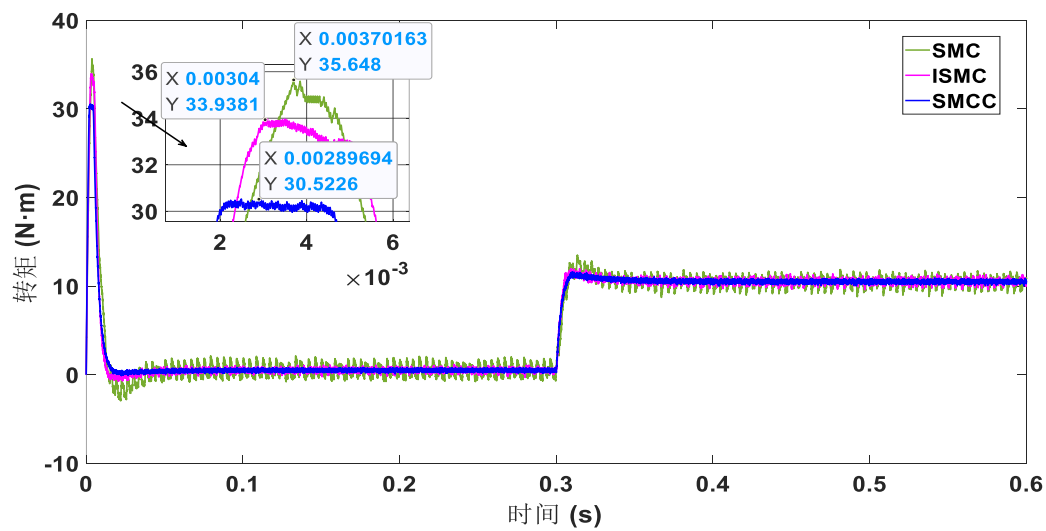


图 3-11 三种控制方法下的负载状态转矩

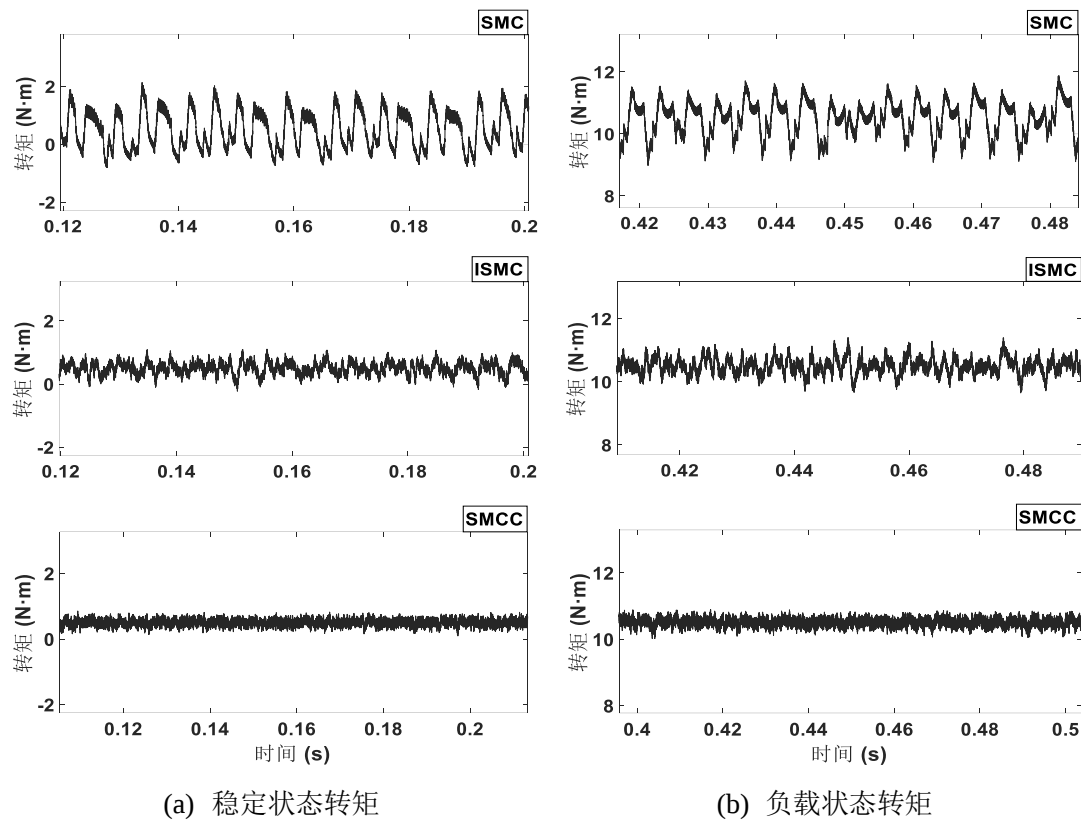
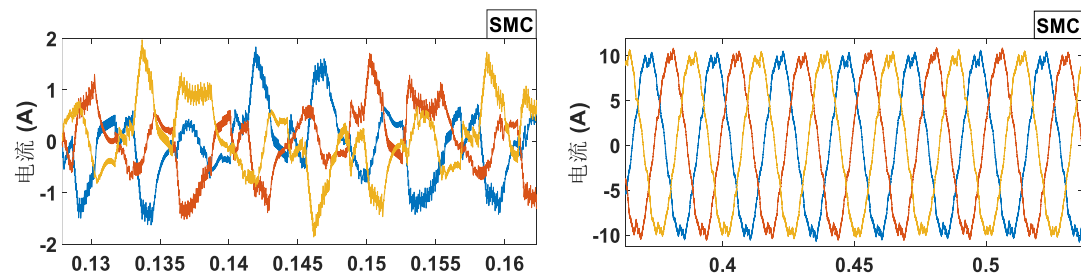


图 3-12 转矩动稳态性能对比



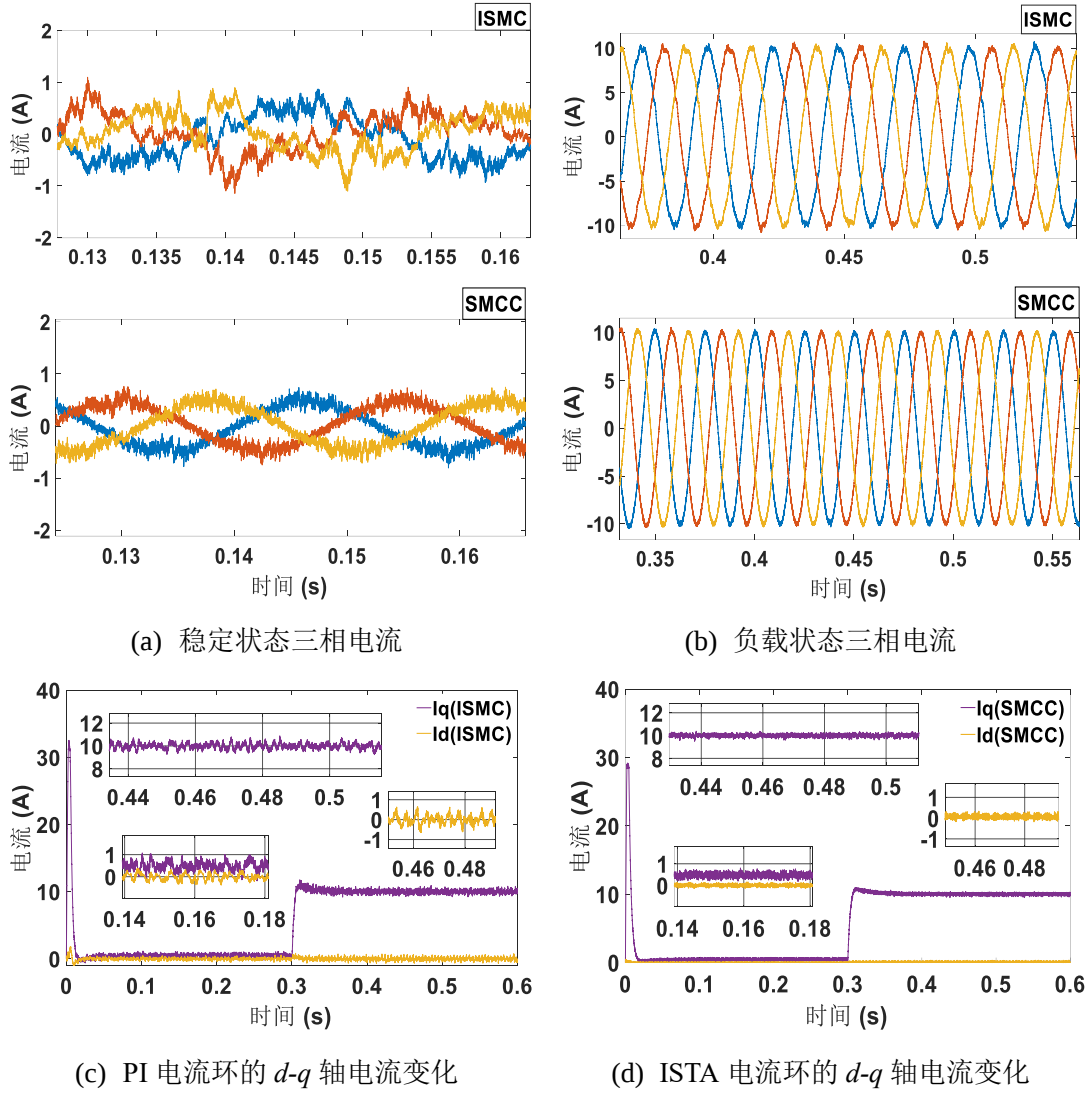


图 3-13 电流动稳态性能对比

(1) 空载加速状态分析

为评估系统的调速性能，系统以空载状态进行加速测试，从 600 r/min 的启动指定转速分别于 0.2s 和 0.4s 提速 300 r/min，直至 1200 r/min 的目标转速。图 3-8 和图 3-9 分别给出了三种滑模控制方法下的系统转速响应曲线和转速误差曲线。通过转速误差曲线可知，两次加速时的误差超调均无明显差距，可见滑模控制方法下的系统没有 2.4.2 节中 PI 方法表现出的控制不稳定现象。通过对启动转速超调量、加速状态超调量进行对比，可知 SMCC 动态响应性能要明显优于 ISMC 和 SMC，即超调量更小，转速误差更低，能够更快恢复至目标转速附近，其中 SMC 性能表现最差。

(2) 负载状态分析

为评估系统的抗扰性能，系统以额定转速 600 r/min 运行，在 0.3s 给予 10

$\text{N}\cdot\text{m}$ 的负载力矩。图 3-10 和图 3-11 分别给出了系统的转速响应和转矩响应曲线，图 3-12 和图 3-13 分别是系统负载状态前后的转矩与电流曲线。通过图 3-12 可知系统转矩在负载前后没有明显的状态差距，稳定性明显优于 PI 方法。

在系统启动状态，由图 3-10 可知，SMC 的启动转速冲击为 689.3 r/min ，ISMC 降低至 661.4 r/min ，而 SMCC 为 633.8 r/min ；由图 3-11 可知，启动转矩从 SMC 的 $35.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 降低到了 ISMC 的 $33.9 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，而 SMCC 低至 $30.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。由此可得，SMCC 系统的启动性能最优。接着观察系统负载状态，其中 SMC 转速突降至 500 r/min 附近，ISMC 凭借趋近律的改进，将转速提升至 529 r/min 附近，而 SMCC 的扰动转速表现更加优秀，提升至 546 r/min 附近，能够更快恢复至额定转速附近，可见系统的鲁棒性提升明显。最后对系统负载稳态进行分析，SMC 具有严重的抖振现象，ISMC 相较之下有明显的改善，而 SMCC 的转速没有表现出明显的波动，可见超螺旋算法的二阶动态对系统的平滑效果显著。

为了进一步观察三种方法对抑制系统抖振的能力差距，图 3-12 和图 3-13 将负载前后的转矩与电流进行详细对比。转矩上，SMC 的最大波动范围约有 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，ISMC 转矩波动约 $1.7 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，而 SMCC 转矩波动稳定在 $0.86 \text{ N}\cdot\text{m}$ 以内。电流上，首先观察三相电流表现可知，SMC 具有明显锯齿状，ISMC 相比之下有明显改善，而 SMCC 无论是电流的波动范围还是曲线平滑度表现均最优。接着通过图 c、图 d 可知，在电流环引入二阶滑模技术后，观察 $0.46\sim 0.48\text{s}$ 时间段中，电流波动范围从 $-0.62\sim 0.63 \text{ N}\cdot\text{m}$ 降低到了 $-0.17\sim 0.32 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，可知 $d-q$ 轴电流表现更加稳定，系统对电流的控制精度明显提升。

3.5 本章小结

本章提出了基于级联结构的滑模控制策略以提升 PMSM 调速性能。首先设计了基于加权积分型指数趋近律的滑模速度控制器，通过调节加权项与积分项系数实现动态响应与稳定性的平衡；接着，将比例积分项融入超螺旋算法构建电流环控制器，利用二阶滑模动态特性进一步平滑系统，形成速度-电流双环协同的滑模级联控制系统。最后在 Matlab/Simulink 平台进行仿真，结果表明，该控制策略下的 PMSM 调速系统能够显著减少转矩脉动，抑制电流谐波，系统的速度跟踪精度和稳定性得到了提升，同时缩短了系统的收敛时间并增强了抗扰性能。

第四章 基于混合策略的鲸鱼优化算法

在上一章节构建 PMSM 滑模级联控制系统的过程中，由于控制器参数复杂且互相联动，导致调参过程漫长且难以找到最优值，限制了系统性能。针对这一问题，本章设计了混合策略鲸鱼优化算法（Mix-Strategy-Based Improved Whale Optimization Algorithm, MSWOA），为控制系统的参数设计提供更有效的方案。

4.1 传统鲸鱼优化算法（WOA）

4.1.1 鲸鱼优化算法基本原理

鲸鱼优化算法是 J.A. Goldbogen 团队通过研究座头鲸的捕猎方式后，对其进行模拟的一种智能优化算法。鲸群捕食主要是通过螺旋上浮形成气泡网来围困猎物进行捕食。算法核心模拟两种捕猎行为：一是收缩包围，首鲸环绕猎物时，其余鲸鱼向最优位置移动缩小包围圈；二是气泡网攻击，通过螺旋路径模拟气泡屏障。在优化算法中，每个候选解对应一个鲸鱼个体。通过迭代更新，种群逐步向最优解收敛。每次迭代时，算法首先确定当前最优个体位置，其余个体根据特定更新策略向该位置移动，从而不断提高解的质量。算法将捕猎行为分成了三步：

(1) WOA 算法的首个步骤是模拟鲸鱼群围捕猎物的过程。在这一过程中，算法中的每一只鲸鱼的当前位置都对应一个潜在的优化解，且位置信息都是共享的。随着迭代的推进，鲸鱼个体的位置信息会根据更新策略进行调整。在算法的初期，在优化算法的初始阶段，种群中的个体通过随机分布在解空间中进行全局探索。为了获得优化问题的全局最优解，算法首先评估群体中每个个体的适应度值，选择当前最优个体作为参考目标。随后，其他个体根据特定的位置更新机制，逐步向该目标个体靠拢。在迭代初期保持较大的搜索范围，随着迭代次数增加逐渐缩小搜索区域^[74]。通过这种动态调整机制，种群最终能够有效收敛到全局最优解附近，实现对最优解的精确逼近，最终形成对猎物的有效包围。将鲸鱼种群的规模设定为 N ，搜索空间维度为 d ，目标函数的全局最优解对应猎物的位置信息 $x_i = (x_i^1, x_i^2, x_i^d)$ ， $i=1, 2, \dots, N$ ，位置更新公式以及物理量含义如下：

$$\begin{cases} X(t+1) = X^*(t) - A \cdot D \\ D = |C \cdot X^*(t) - X(t)| \end{cases} \quad (4.1)$$

其中 D 是当前最优解与搜索个体的距离； X 是当前鲸鱼个体的位置； X^* 是得到的当前全局中最优解的位置； t 是当前迭代次数。此外，式中的 A 和 C 为系数向量，表达式为：

$$A = 2a \cdot r_1 - a \quad (4.2)$$

$$C = 2 \cdot r_2 \quad (4.3)$$

式中： r_1 和 r_2 均为 $[0,1]$ 中均匀分布的随机数； a 是收敛因子，其值随着迭代次数的增加从 2 到 0 线性递减。其中 a 的计算式为：

$$a(t) = 2 \times (1 - \frac{t}{t_{\max}}) \quad (4.4)$$

式中： $t_{\max}$ 为最大迭代次数。

(2) 在鲸鱼优化算法的第二阶段，是螺旋搜索阶段。算法模拟了座头鲸独特的捕食策略，当座头鲸沿螺旋轨迹向上游动时，会持续释放气泡形成屏障。由于气泡上升速率显著低于猎物的游动速度，猎物难以迅速突破气泡区域，从而增加了被困概率。随着气泡不断积聚，最终形成一个封闭的气泡网络，有效限制了猎物的活动范围。为了模拟这一现象，算法在位置更新过程中引入螺旋公式，根据个体与当前最优解之间的距离动态调整搜索路径和步长系数。通过这种算法不仅模拟了座头鲸的螺旋运动，还仿真了气泡对猎物的困捕作用，从而逐步将猎物包围并困住，为最终捕食提供有利条件。基于这一螺旋搜索机制，构建了相应的数学模型，并推导出了相关的表达式及物理量的含义^[74]，如下面所示。

$$\begin{cases} X(t+1) = D_{\text{spiral}} \cdot e^{bl} \cos(2\pi l) + X^*(t) \\ D_{\text{spiral}} = |X^*(t) - X(t)| \end{cases} \quad (4.5)$$

式中： D_{spiral} 是螺旋搜索个体与目标猎物之间的距离向量， b 是限定对数螺旋形状的常数值， l 是 $[-1,1]$ 之间均匀分布的随机数。

座头鲸采用独特的捕食策略，通过螺旋上升路径在逐渐收敛的环形区域内追踪猎物，同时释放气泡屏障限制猎物活动空间。这种捕猎机制包含两个同步进行且概率均等的行为模式：收缩包围和螺旋运动。为了在算法中准确模拟这一自然现象，需要引入概率选择机制来分别描述这两种捕食行为。具体而言，算法以 50% 的概率执行螺旋搜索策略，模拟鲸鱼沿螺旋路径上升的过程；同时以相同的概率实施收缩包围策略，反映捕猎范围的逐步缩小。这种双模式并行机制不仅增强了算法的全局搜索能力，还提高了局部开发效率。基于此，可以建立相应的数学模

型，并通过数学推导明确各物理量的实际意义，如下式所示，其中 p 代表概率。

$$X(t+1) = X^*(t) - A \cdot D, \quad p < 0.5 \quad (4.6)$$

$$X(t+1) = X^*(t) + D_{spiral} \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l), \quad p \geq 0.5 \quad (4.7)$$

(3) 在鲸鱼优化算法的搜索过程中，部分座头鲸会进行随机搜寻，以增加鲸群的搜寻范围。这种随机搜索行为有助于算法在解空间中进行更广泛的探索，从而增强其全局搜索能力。通过这一阶段的随机搜寻，算法能够避免陷入局部最优解，增加找到全局最优解的概率。本阶段的随机搜寻更新公式为：

$$\begin{cases} X(t+1) = X_{rand}(t) - A \cdot D_{rand} \\ D_{rand} = |C \cdot X_{rand}(t) - X(t)| \end{cases} \quad (4.8)$$

式中： $X_{rand}(t)$ 是在进行搜索的种群中随机鲸鱼个体的当前位置信息， D_{rand} 是该种群中个体与被挑选出的参考个体之间的距离。

4.1.2 鲸鱼优化算法伪代码及流程图

标准 WOA 算法伪代码如下所示：

表 2-1 标准 WOA 算法伪代码

输入： 当前迭代次数 t ，最大迭代次数 t_{max} ，种群规模 N	
输出： 输出最优个体 X^*	
Step1	初始化鲸鱼种群 $X_i (i = 1, 2, 3, \dots, N)$
Step2	计算每个鲸鱼个体的适应度
Step3	令 X^* =当前最优个体， $t = 1$ ；
Step4	While $t < t_{max}$:
Step5	For each $X_i \in N$ do:
Step6	更新参数 a, A, C, l ;
Step7	If 1 ($p < 0.5$):
Step8	If 2 ($ A < 1$) then:
Step9	根据公式(4.6)更新当前个体的位置;
Step10	Else if 2 ($ A \geq 1$) then:
Step11	根据公式(4.8)更新当前个体的位置;
Step12	End if 2;
Step13	Else if 1 ($p \geq 0.5$) then:
Step14	根据公式(4.7)更新当前个体的位置;
Step15	End if 1;
Step17	计算适应度函数;
Step18	根据当前最优个体更新 X^* ;
Step19	$t \leftarrow t+1$;
Step20	End while

标准 WOA 算法流程如图 4-1 所示：

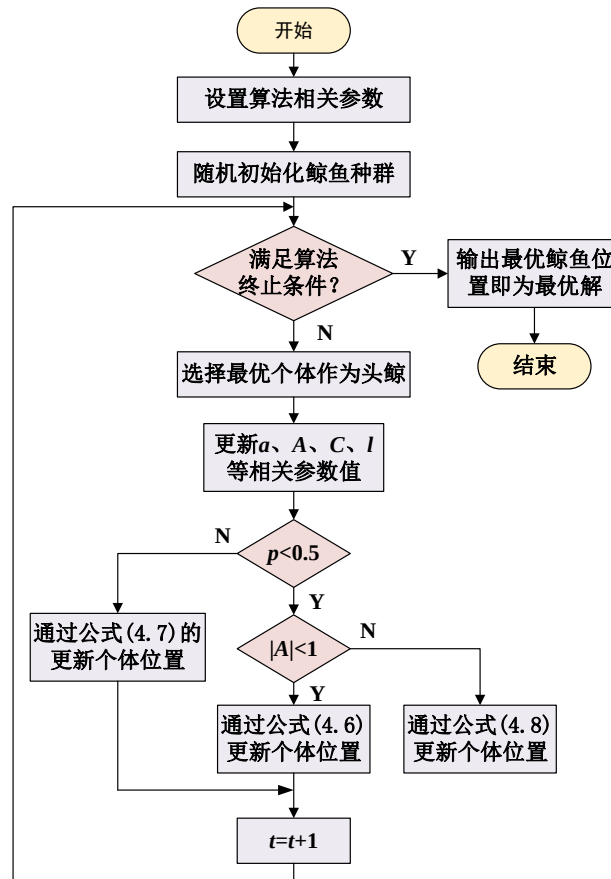


图 4-1 WOA 算法流程图

尽管 WOA 算法具有结构简洁、参数少且易于融合等优势，但仍存在改进空间。其过度依赖随机机制导致种群多样性不足，在处理复杂多峰问题时易陷入局部最优，制约了全局搜索能力。此外，种群个体间缺乏有效的信息交互机制，虽然每个个体携带位置信息，但这些信息未能充分共享，进一步限制了算法的全局探索效率。为解决这些问题，需要对 WOA 算法进一步优化。

4.2 混合策略鲸鱼优化算法（MSWOA）

4.2.1 混合策略鲸鱼优化算法基本原理

针对传统 WOA 算法在寻优精度、收敛速度及容易陷入局部最优解等不足，本文提出一系列改进措施以优化算法的性能。首先，在种群初始化阶段使用 Sobol 序列代替随机序列，以提升初始种群的分布质量；其次，通过调整探索阶段的位置更新规则，并引入自适应权重系数来优化位置更新模式，平衡算法对全局最优解的搜索能力和局部开发能力；然后，通过引入随机性学习策略，增加种群信息

的丰富性，从而进一步提升全局优化性能；最后，通过柯西变异理论，更新个体位置信息以增强算法跳出局部最优解的能力。以下是对改进步骤的详细介绍：

首先，本文对算法的种群初始化策略进行了改进。由于搜索空间中的种群分布直接影响算法的全局搜索能力和收敛性能，其中均匀分布的初始解有助于增强算法的稳定性和有效性。为此，本文引入了 Sobol 序列以代替随机序列来初始化种群。该方法属于低差异序列，相较于传统随机序列初始化，其通过特定规则生成样本点，并在搜索空间的不同维度上采用 Radical Inversion 变换，使得采样点均匀分布且互不重复，增强搜索范围的覆盖性和均衡性。此外，Sobol 序列的良好兼容性使其能够适配多种优化算法。将其引入鲸鱼优化算法后，能够有效增强初始种群的多样性，加快算法的收敛速度。在具体实现过程中，搜索范围设定为 $[0,1]$ ，并对比 Sobol 序列与传统随机方法生成的种群分布，如图 4-2 所示。由图可见，Sobol 序列生成的种群在各个区域分布更加均匀，具有更广泛的遍历性。

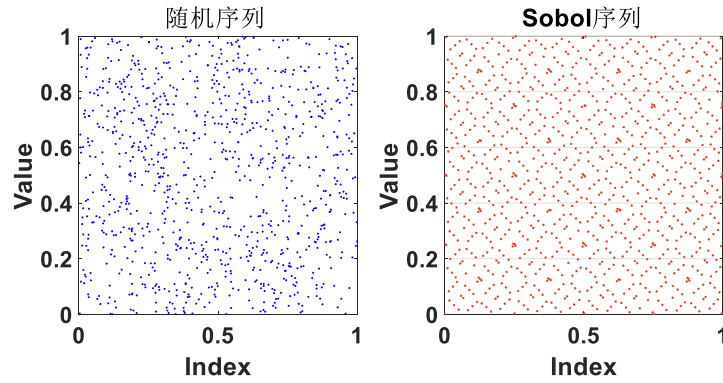


图 4-2 不同序列的分布范围

其次，在传统 WOA 算法中，搜索阶段的位置更新模式是通过随机位置、当前位置和系数 A 共同决定的。然而，随着系数 A 逐渐减小，更新过程最终会变成逐渐失去迭代变化的“随机位置”控制，因为这些所谓的“随机位置”实际上来源于当前迭代的位置，不具有真正意义上的随机性。针对该更新方法未能从全局视角出发进行寻优，所以本文使用一种改进的搜索阶段更新模式，该方法不仅考虑了种群的全局特性，而且具有更简洁的参数设置。公式如下：

$$\begin{cases} X(t+1) = X(t) - AD_{rand} \\ D_{rand} = \frac{\sum_{i=1}^N X(t)}{N} \end{cases} \quad (4.9)$$

并且随着捕猎过程的进行，目标猎物的位置变化会一直影响鲸鱼群位置信息的更新，所以本文引入了自适应权值的概念。该权值在算法的迭代过程中呈现出

非线性增长的趋势影响位置信息。在初期阶段，由于目标不明确，权值较小，对位置更新的影响有限；随着迭代过程的推进，算法逐步确定最优解的位置信息，同时自适应权值系数随迭代次数增加而增大，增强了目标位置对种群个体的引导作用。在全局最优解的指导下，算法局部开发能力得到显著提升，使种群能够快速收敛到高质量解。这种动态平衡机制不仅提高了收敛速度，还增强了算法的稳定性。公式如下：

$$w(t) = \frac{2}{\pi} \tan \frac{t}{t_{\max}} \quad (4.10)$$

将该权值带入到位置更新公式可得：

$$X(t+1) = X_{rand}(t) \times w(t) - A \cdot D_{rand}, \quad p < 0.5, |A| \geq 1 \quad (4.11)$$

$$X(t+1) = X^*(t) \times w(t) - A \cdot D, \quad p < 0.5, |A| < 1 \quad (4.12)$$

$$X(t+1) = X^*(t) \times (1 - w(t)) + D_{spiral} e^{bl} \cos(2\pi l), \quad p \geq 0.5 \quad (4.13)$$

然后，针对 WOA 算法过度依赖随机搜索导致全局寻优能力不足的问题，本文提出了一种种群随机学习策略。该策略通过模拟鲸鱼种群的社会学习行为，建立了个体间的信息交流机制，使普通个体能够借鉴优秀个体的经验，从而优化种群分布，提高种群整体位置信息的质量。具体而言，对于种群中的鲸鱼个体 X ，选择一个比较对象 X_p ，将两者的适应度值 $f(x)$ 进行比较，选择更优的个体作为参考。随后，个体 X 会通过更新自身位置信息向更优秀个体学习，从而增强全局搜索能力。该策略可用此式（4.14）表示：

$$X_{new} = \begin{cases} X + K \times (X - X_p) & f(X_p) < f(X) \\ X + K \times (X_p - X) & f(X_p) > f(X) \end{cases} \quad (4.14)$$

其中， K 为 $[0,1]$ 区间内的随机变量，用于表征个体学习能力的差异性。经过学习对比后，若 $f(X_{new}) < f(X)$ ，则用 X_{new} 替换 X ；否则保留原个体。这种随机学习机制不仅丰富了种群的位置信息多样性，还促进了优秀个体经验的传播。通过建立个体间的信息交流网络，显著增强了种群的全局探索能力，从而有效提高了算法在复杂搜索空间中的优化效率。

最后，为了解决传统 WOA 算法容易陷入局部最优的难题，基于柯西分布理论引入柯西变异算子，对当前最优个体施加柯西扰动。该变异策略的过程为：当个体接近最优解时柯西算子生成较小的步长，增强全局最优解的搜索能力；当个体陷入局部最优时，能够通过增大步长的扰动帮助算法跳出局部最优。综上，通

过式(4.15)中柯西算子来更新最优个体的位置信息:

$$X_{new}^*(t) = X^*(t) \times \eta_{cauchy} \quad (4.15)$$

式中: $X_{new}^*(t)$ 为更新位置信息后的柯西变异个体; η_{cauchy} 为柯西算子。设 x 为随机变量, 则标准柯西分布函数公式如下^[75]:

$$F(x) = \frac{1}{\pi(x^2 + 1)} \quad (4.16)$$

根据柯西分布的数学特性, 其分布尾部较长, 能够生成较为扩散的随机数。这一特性使得对鲸鱼个体的扰动更加剧烈, 增强了个体在遇到局部最优时跳出的能力。相比其他分布函数, 柯西分布的峰值较低, 有助于减少个体困在局部搜索空间中的时间, 使得算法加速收敛。

4.2.2 混合策略鲸鱼优化算法伪代码及流程图

MSWOA 算法伪代码如下所示:

表 4-2 MSWOA 算法伪代码

输入:	当前迭代次数 t , 最大迭代次数 t_{max} , 种群规模 N
输出:	输出最优个体 X^*
Step1	采用 Sobol 序列初始化鲸鱼种群 $X_i (i = 1, 2, 3, \dots, N)$
Step2	令 X^* =当前最优个体, $t = 1$;
Step3	While $t < t_{max}$:
Step4	For each $X_i \in N$ do:
Step5	计算每个鲸鱼个体的适应度;
Step6	连续多代最优适应度未变化时, 根据式(4.15)对最优个体进行变异;
Step7	更新参数 a 、 A 、 $w(t)$;
Step8	If 1 ($p < 0.5$):
Step9	Else if 2 ($ A < 1$) then:
Step10	根据式(4.12)更新个体位置;
Step11	Else if 2 ($ A \geq 1$) then:
Step12	根据式(4.14)个体随机性学习;
Step13	根据式(4.11)更新个体位置;
Step14	End if 2;
Step15	Else if 1 ($p \geq 0.5$) then:
Step16	根据式(4.13)更新个体位置;
Step17	End if 1;
Step18	计算适应度函数;
Step19	根据当前最优个体更新 X^* ;
Step20	$t \leftarrow t + 1$;
Step21	End while

MSWOA 算法流程如图所示：

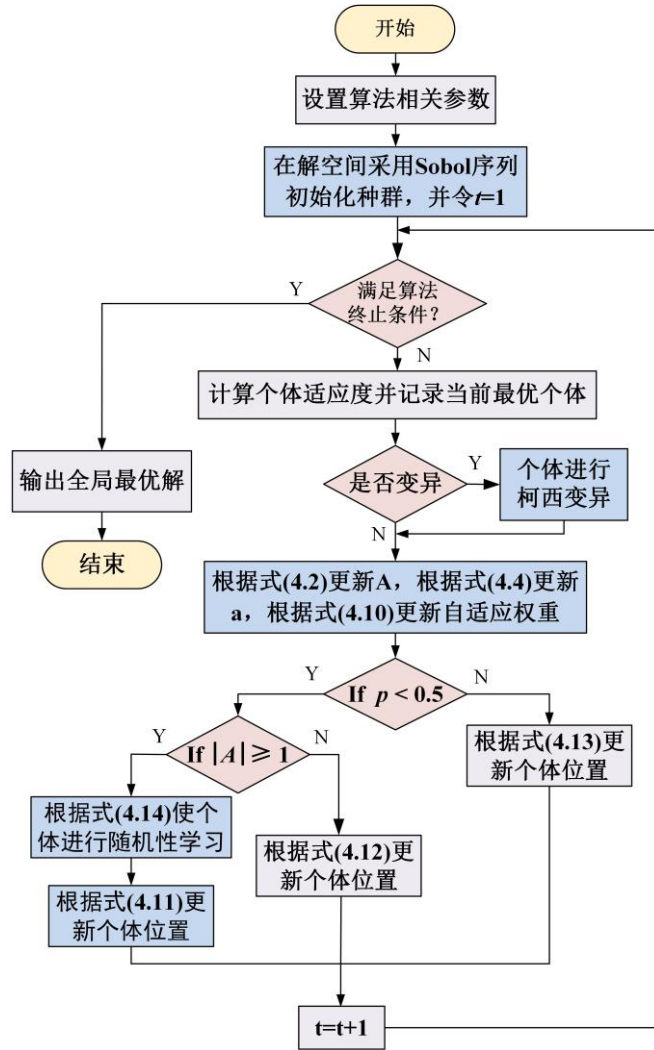


图 4-3 MSWOA 算法流程图

4.3 仿真实验及分析

本研究采用 AMD Ryzen 7845H 处理器（主频 3.80GHz）、16GB 内存容量的硬件平台，在 Windows 11 操作系统环境下，基于 MATLAB R2021a 编程环境对 MSWOA 算法进行仿真验证。为全面评估算法的优化性能，选取了 12 个具有不同特征的基准测试函数进行实验分析^[76]，见表 4-3。其中包括 6 个单峰函数（F1-F6）用于测试算法的开发能力，以及 6 个多峰函数（F7-F12）用于评估算法的探索能力，其中 F11 和 F12 为固定维多峰函数。实验采用统一的参数设置：种群规模 $N=30$ ，最大迭代次数 t_{max} 为 500，独立运行 30 次。将 MSWOA 算法与五种经典优化算法（WOA、蝴蝶优化算法 BOA、灰狼优化算法 GWO、粒子群算法 PSO 和人工蜂群算法 ABC）进行对比研究，通过统计寻优结果的平均值（mean）和

标准差 (Std.dev) 两个指标, 从收敛精度和稳定性两个维度综合评价各算法的优化性能, 客观反映各算法在处理不同类型优化问题时的性能优势。

表 4-3 基准测试函数

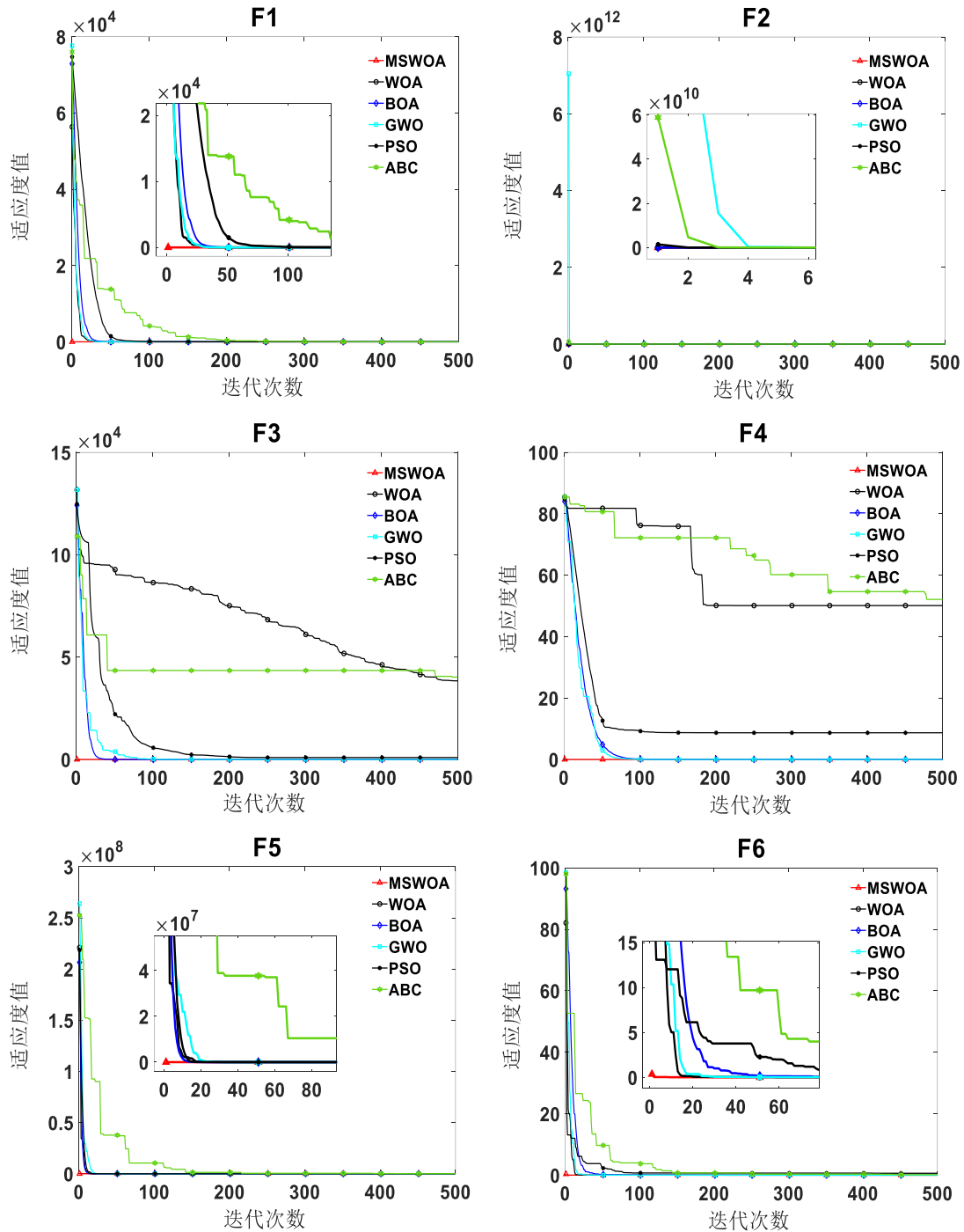
序号	公式	维度	范围	最优值
F1	$f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2$	30	[-100, 100]	0
F2	$f(x) = \sum_{i=1}^n x_i + \prod_{i=1}^n x_i $	30	[-10, 10]	0
F3	$f(x) = \sum_{i=1}^n (\sum_{j=1}^i x_j)^2$	30	[-100, 100]	0
F4	$f(x) = \max_i \{ x_i , 1 \leq i \leq n\}$	30	[-100, 100]	0
F5	$f(x) = \sum_{i=1}^{n-1} (100(x_{i+1} - x_i^2)^2 + (x_i - 1)^2)$	30	[-30, 30]	26.18
F6	$f(x) = \sum_{i=1}^n ix_i^4 + \text{random}[0,1)$	30	[-100, 100]	0
F7	$f(x) = \sum_{i=1}^n (x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i) + 10)$	30	[-5.12, 5.12]	0
F8	$f(x) = -20 \exp(-0.2 \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2}) - \exp(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos(2\pi x_i)) + 20 + e$	30	[-32, 32]	0
F9	$f(x) = \frac{1}{4000} \sum_{i=1}^n x_i^2 - \prod_{i=1}^n \cos(\frac{x_i}{\sqrt{i}}) + 1$	30	[-600, 600]	0
F10	$f(x) = \frac{\pi}{n} \{10 \sin(\pi y_i) + \sum_{i=1}^{n-1} (x_i - 1)^2 [1 + 10 \sin^2(\pi y_{i+1})] + (y_n - 1)^2\} + \sum_{i=1}^n u(x_i, 10, 100, 4),$ $y_i = 1 + \frac{x_i + 1}{4} u(x_i, a, k, m) = \begin{cases} k(x_i - a)^m x_i > a \\ 0 - a < x_i < a \\ k(-x_i - a)^m x_i < -a \end{cases}$	30	[-50, 50]	0
F11	$f(x) = \left(\frac{1}{500} + \sum_{j=1}^{25} \frac{1}{j + \sum_{i=1}^2 (x_i - a_{i,j})^6} \right)^{-1}$	2	[-65, 65]	0
F12	$f(x) = \sum_{i=1}^{11} \left(a_i - \frac{x_i(b_i^2 + b_i x_2)}{b_i^2 + b_i x_3 + x_4} \right)^2$	4	[-5, 5]	0

表 4-4 各优化算法的寻优结果对比

基准 函数	指标	MSWOA	WOA	BOA	GWO	PSO	ABC
F1	mean	0	1.78E-73	1.30E-11	1.15E-27	9.87E-0	3.31E-0
	Std.dev	0	9.48E-73	8.16E-13	1.14E-27	5.41E-0	1.17E-0
F2	mean	0	4.21E-50	4.43E-9	1.18E-16	1.10E+1	1.66E-1
	Std.dev	0	1.27E-49	1.23E-9	1.10E-16	3.05E-0	5.15E-2
F3	mean	0	4.06E-2	1.28E-11	2.00E-5	6.46E+2	3.58E+1
	Std.dev	0	1.43E-2	1.07E-12	4.69E-5	4.09E+1	3.98E+0
F4	mean	0	4.25E+1	6.05E-9	8.79E-7	6.52E-0	5.27E+1
	Std.dev	0	2.94E+1	4.30E-10	8.05E-7	1.65E-0	5.33E-0
F5	mean	2.67E+1	2.79E+1	2.89E+1	2.71E+1	1.34E+3	1.09E+3
	Std.dev	4.34E-2	4.52E-1	4.67E-2	8.58E-1	1.24E+2	6.92E+2
F6	mean	1.00E-4	5.68E-3	1.39E-3	1.99E-3	7.45E-1	2.12E-1
	Std.dev	9.02E-5	7.22E-3	7.04E-4	1.00E-3	3.77E-1	5.72E-2
F7	mean	0	0	2.64E+1	4.32E-0	1.06E+2	2.28E+2
	Std.dev	0	0	6.87E+1	7.92E-0	1.89E+1	1.74E+1
F8	mean	8.88E-16	5.27E-15	5.96E-9	9.73E-14	5.61E-0	1.87E-0
	Std.dev	0	2.41E-15	5.89E-10	1.80E-14	1.51E-0	5.68E-1
F9	mean	0	6.36E-3	4.78E-12	4.52E-3	4.51E-1	1.01E-0
	Std.dev	0	3.49E-2	2.70E-12	8.21E-3	1.33E-1	4.00E-2
F10	mean	1.31E-2	2.28E-2	6.01E-1	4.86E-2	3.90E-0	1.70E+1
	Std.dev	6.31E-3	1.38E-2	1.47E-1	2.58E-2	1.67E-0	8.14E-0
F11	mean	1.73E-0	2.80E-0	1.41E-0	4.59E-0	2.08E-0	9.98E-1
	Std.dev	9.00E-1	2.54E-0	5.38E-1	4.19E-0	1.80E-0	0
F12	mean	3.57E-4	7.15E-4	4.12E-4	6.35E-3	5.10E-4	7.17E-4
	Std.dev	5.65E-5	5.41E-4	1.01E-4	1.24E-2	4.27E-4	4.39E-5

首先，通过对表 4-4 的数据分析可以发现，MSWOA 算法在优化精度和稳定性方面均展现出显著优势。从收敛精度来看，该算法在 12 个基准测试函数中表现出色，仅在固定维多峰函数 F11 的优化结果中略逊于 BOA 算法，但仍优于其他对比算法。值得注意的是，在其余 11 个测试函数的优化结果中，MSWOA 算法均取得了最优的平均值，这充分证明了其优异的全局搜索能力。在稳定性方面，

通过标准差指标的比较可以发现,MSWOA 算法在处理单峰函数和多峰函数(F1-F10) 时均表现出最高的稳定性。虽然在固定维多峰函数的优化中,在 F11 中的稳定性略低于 BOA 算法,对 F12 优化的稳定性略低于 ABC 算法,但整体而言,MSWOA 算法仍然保持了最优的稳定性水平。这种优异的性能表现主要得益于算法中引入的多策略改进机制,有效平衡了全局搜索和跳出局部最优的能力。



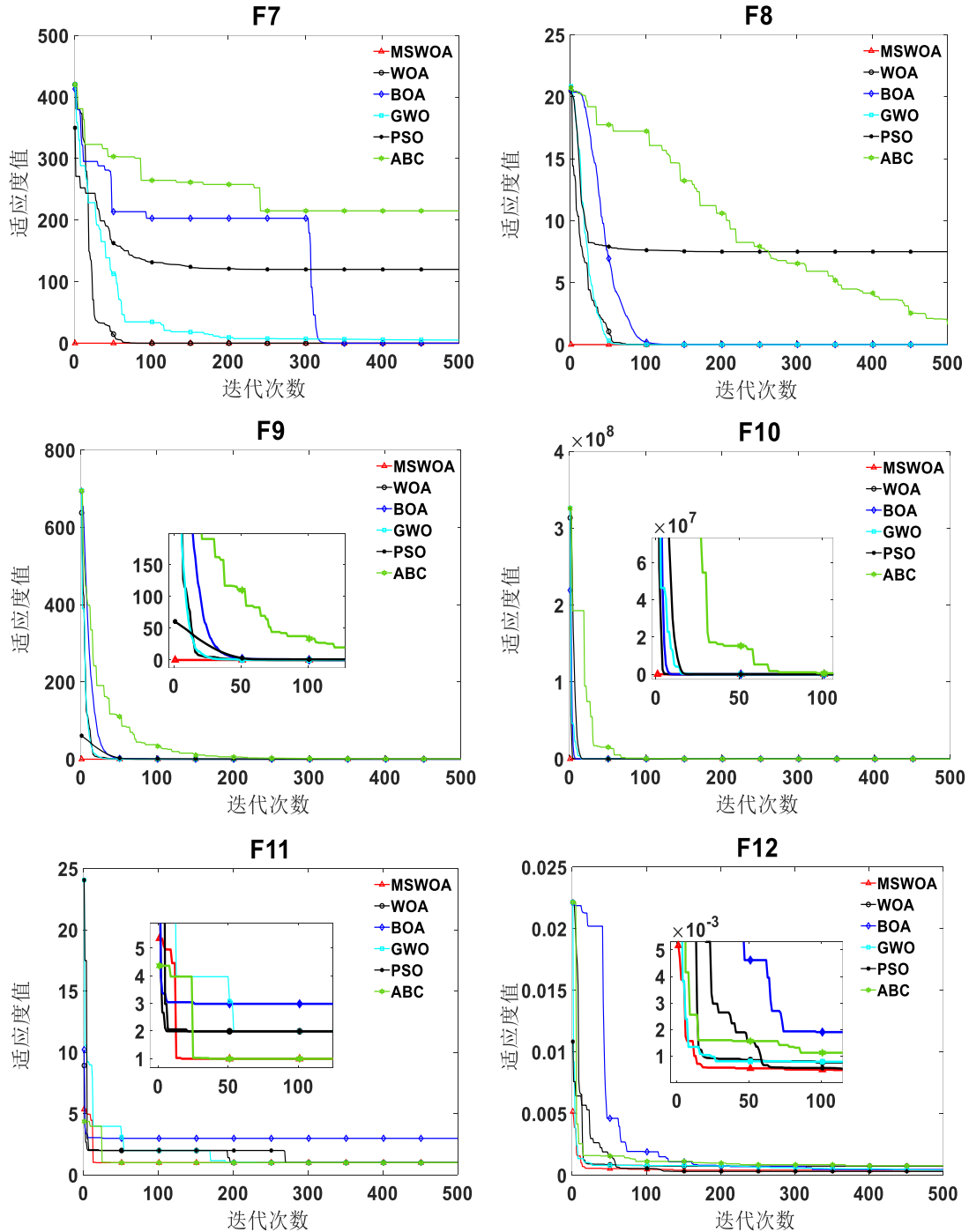


图 4-4 各算法收敛曲线对比

接着，通过观察图 4-4 所示的收敛曲线，对比各算法的收敛速度和处理局部最优问题的能力。首先，根据曲线运动趋势可以看出 MSWOA 算法在 12 个基准函数上的寻优速度明显高于其他算法，在 F1~F10 基准函数中，MSWOA 算法的收敛曲线表现近乎为一条直线，这得益于本文引入了 Sobol 序列，使得有更多种群在初始化阶段就分布在了最优解附近，从而使算法在极少的迭代次数后便找到最优解。其次，在对 F11、F12 函数进行寻优过程的初始阶段就出现了多个拐点，

说明 MSWOA 算法不仅寻优速度快, 且有较强的跳出局部最优的能力。

4.4 本章小结

针对标准 WOA 算法存在的局限性, 本章通过引入 Sobol 序列优化种群初始化分布, 采用改进的距离向量公式和权重系数优化位置更新模式, 引入学习策略和柯西算子来影响位置信息等多种优化方式进行融合, 构成了 MSWOA 算法。通过将 MSWOA 与多个算法对基准函数进行寻优对比, 验证了其具有更高的寻优精度及更快的收敛速度, 拥有较强的跳出局部最优的能力, 为后续优化滑模系统参数的设计过程提供了高效方案。

第五章 基于 MSWOA 的滑模控制系统优化

在第三章设计的 PMSM 滑模控制系统虽然具有良好的鲁棒性和动稳态性能，但其控制器参数较多，调试过程较为复杂，且参数之间存在联动关系，通过试凑法难以找到最优解，从而影响系统的整体性能。为了解决这一问题，本章将采用第四章中提出的 MSWOA 算法对滑模控制系统中的控制器关键变量进行整定。通过这一优化方法，减少控制器参数调节的复杂性，并提升 PMSM 系统的控制性能，从而为伺服系统的高效控制提供一个可靠的方案。

5.1 误差性能指标

在控制系统中，误差性能指标是用来衡量模型或系统预测误差的常见方法。通过这些指标，研究人员能够量化控制系统的性能，评估其预测值与实际值之间的差异，从而为模型的优化和调整提供依据。常用的误差性能指标主要包括以下几类：均方根误差（RMSE），平均百分比误差（MPE），时间加权绝对误差积分（ITAE），以及时间加权平方误差积分（ISTE）。这些指标为系统性能的定量分析提供了多维度的评估依据。以下是对这几种指标的介绍：

RMSE 指标是指预测值与实际值之间差值的平方的平均值的平方根。它是评估模型性能时最常用的误差指标之一，常用于回归问题中，能够较为直观地反映出系统的整体预测精度。特点是对较大误差较为敏感，因为误差平方会放大较大的偏差。

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (5.1)$$

式中： y_i 为真实值， $\hat{y}_i$ 为预测值， n 为数据点的数量。

MPE 指标是预测误差相对于实际值的百分比的平均值。它主要用于衡量相对误差，尤其在需要对不同尺度的数据进行比较时具有优势，但其对零值的敏感性可能导致误差较大，容易产生极值。

$$MPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \times 100\% \quad (5.2)$$

ITAE 指标是误差的绝对值与时间的乘积在一段时间内的积分。它强调对后期误差的加权，能够反映系统在时间进程中误差的累计情况，常用于自动控制系统

统中对系统的快速响应和稳定性的评估^[77]。

$$ITAE = \int_0^T t |e(t)| dt \quad (5.3)$$

式中：\$T\$ 为时间区间，\$e(t)\$ 为系统误差值。

ISTE 指标是误差的平方与时间的乘积在一段时间内的积分。它对于较大的误差（尤其是误差较大的时刻）更为敏感，因此在一些需要强调稳定性和精度较高的控制场景使用较为广泛。

$$ISTE = \int_0^T t |e(t)|^2 dt \quad (5.4)$$

为评估不同误差准则的控制性能，本研究将四种误差标准应用于典型 PID 闭环系统，并以经典的 Ziegler-Nichols（Z-N）方法作为基准进行对比分析。图 5-1 展示了各方法对应的阶跃响应曲线。实验结果表明，基于 ITAE 准则设计的控制器表现出最优的动态特性：其超调量最小，响应过程最为平稳。这主要得益于 ITAE 准则通过对后期误差进行时间加权，有效增强了系统的稳态性能，避免了过度振荡和过快的动态响应。因此，ITAE 准则能够更好地平衡响应速度与稳定性，更符合本研究中滑模闭环调速系统的设计要求。

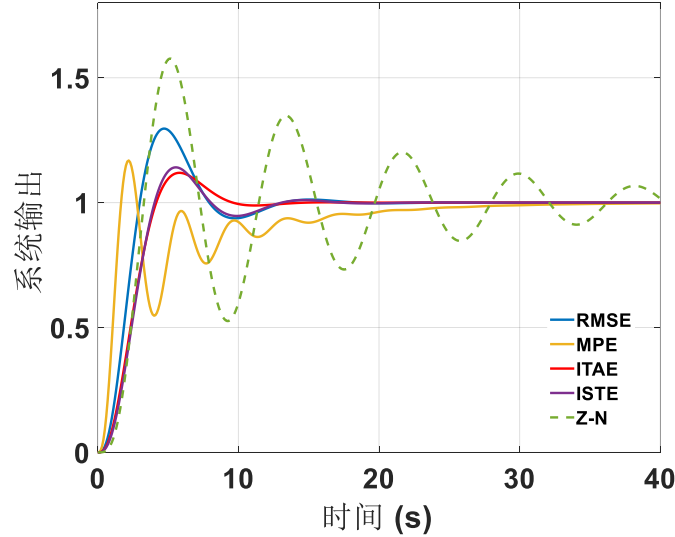


图 5-1 PID 系统响应曲线

5.2 基于 ITAE 规则优化系统模型

本文选用 ITAE 指标，将滑模控制系统的转速误差作为系统变量，通过 MSWOA 算法的迭代确定一组合适的控制器参数，使得系统性能指标达到最优。基于 MSWOA 的控制器参数优化设计 PMSM 控制系统结构如图 5-2 所示。

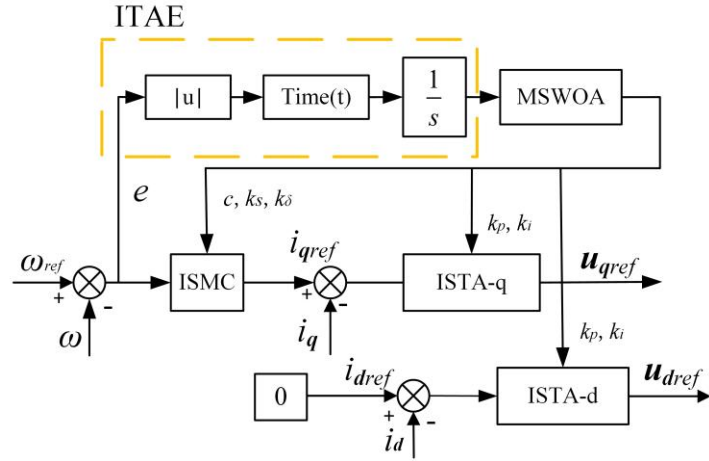


图 5-2 基于 ITAE 指标的 MSWOA 参数优化结构框图

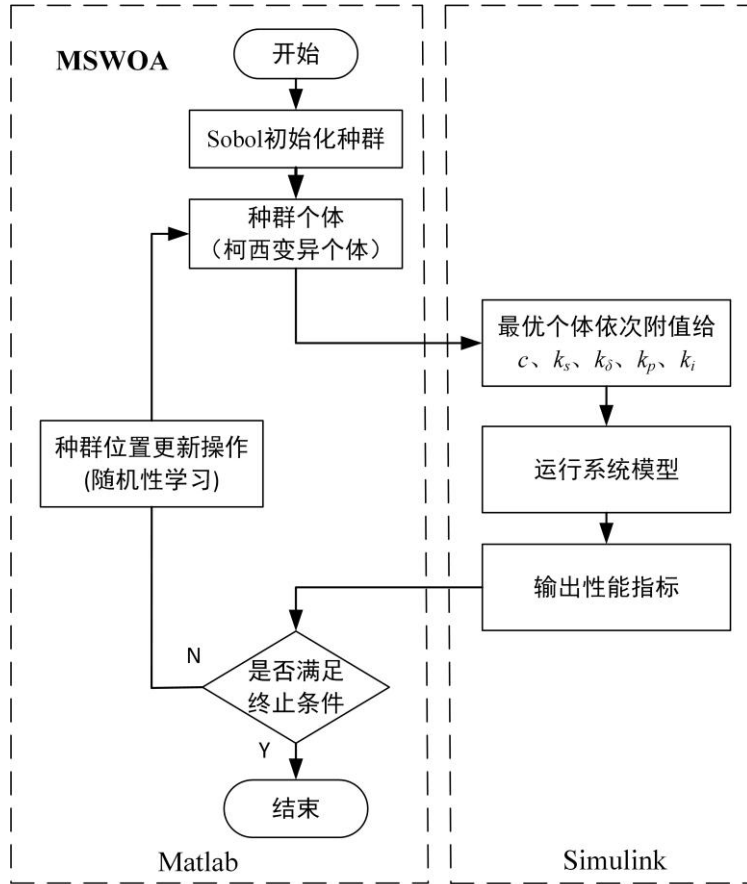


图 5-3 MSWOA 算法优化滑模控制系统参数的过程示意图

对滑模控制器参数的优化采用 MSWOA 算法实现的过程如图 5-3 所示:首先,算法生成初始种群,将每个个体的位置信息映射为速度控制器的 c 、 k_s 、 k_δ 参数以及电流环控制器的 k_p 和 k_i 参数;随后,调用 Simulink 仿真模型进行系统仿真,获得对应的性能指标输出值;最后,将评价函数值反馈至 MSWOA 主程序进行迭代更新。通过比较评价函数值,算法决定是否更新鲸鱼位置或终止优化过程,从而实现控制器参数的自适应优化。

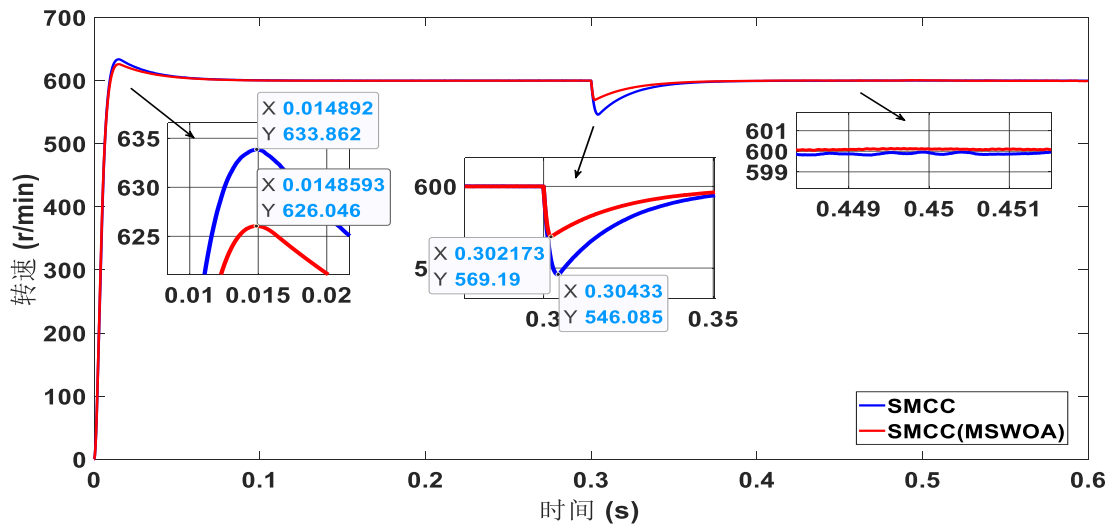


图 5-6 参数优化前后的负载转速

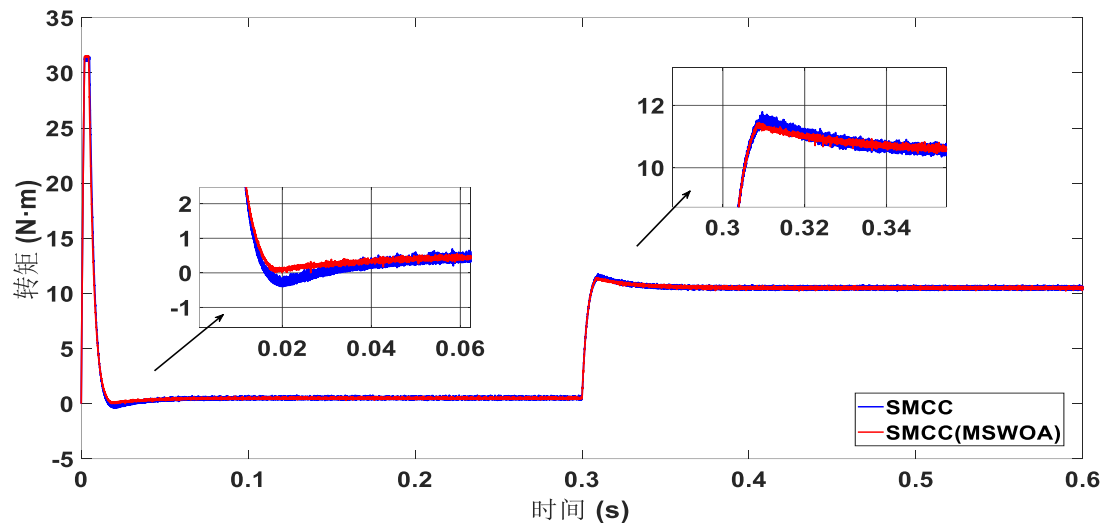


图 5-7 参数优化前后的负载转矩

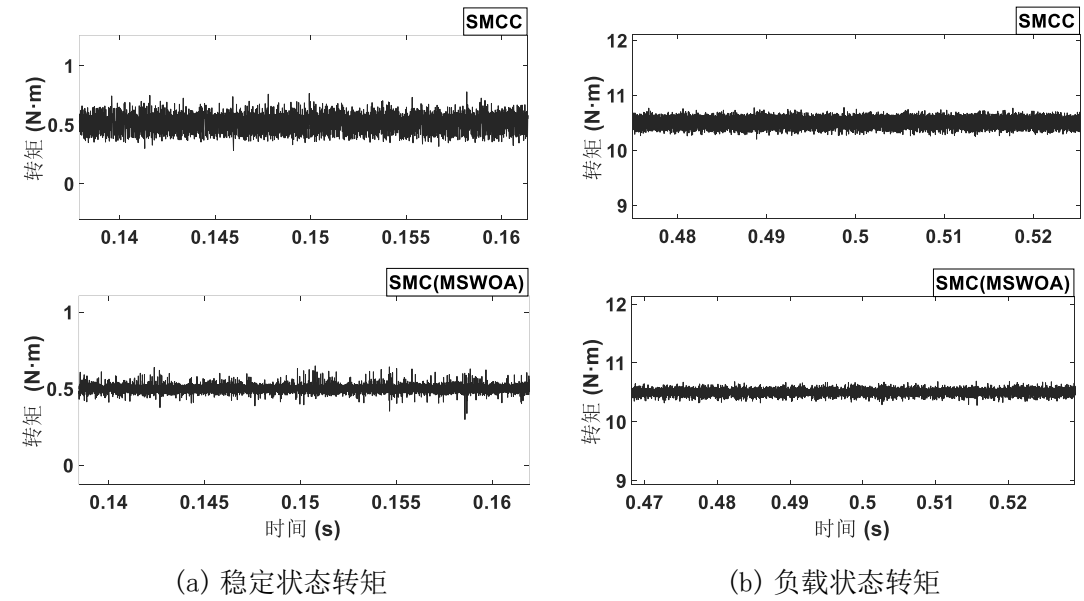


图 5-8 转矩性能动稳态对比

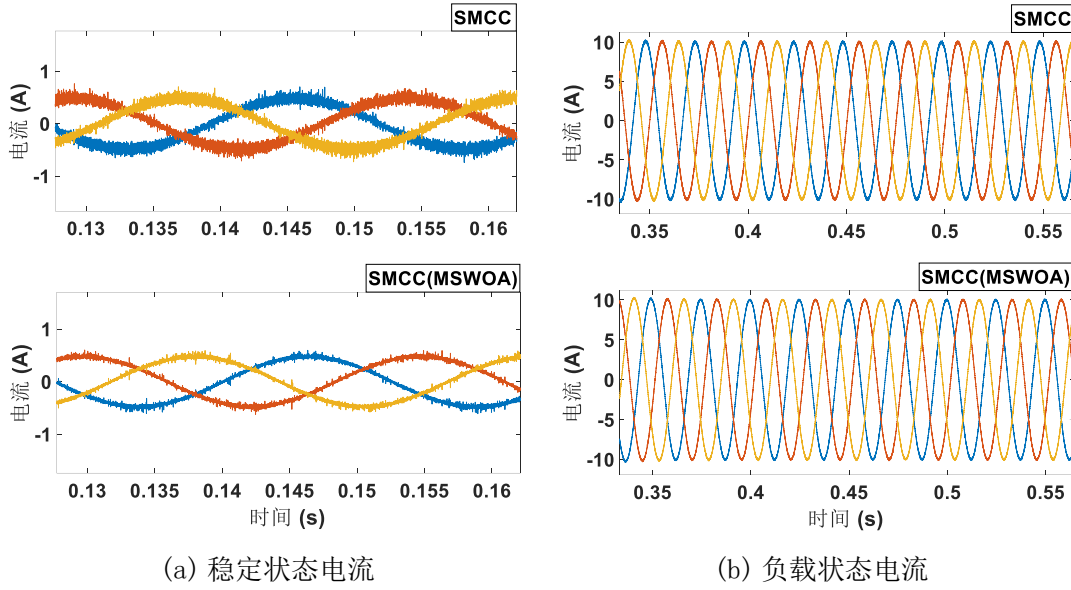


图 5-9 电流性能动稳态对比

(1) 空载加速状态分析

图 5-5 给出了系统参数优化前后空载加速工况下的转速响应曲线对比。观察曲线可知，在动态响应方面，转速曲线几乎无超调现象，且能够更快地接近目标转速；在稳态性能方面，优化后的转速曲线波动明显减小，显示出更强的抖振抑制能力。这些改进充分证明了优化后的系统在速度跟踪精度和动态响应特性方面均得到了有效提升。

(2) 负载状态分析

图 5-6 给出了系统在 0.3s 时突加负载前后的转速响应曲线对比。实验数据显示，在启动阶段，转速超调从 633 r/min 降低至 626 r/min，超调量减少了 21.2%；在负载扰动下，转速降幅从 546 r/min 改善至 569 r/min，抗扰性能提升了 42.6%。图 5-7 的转矩响应曲线与转速变化趋势一致，进一步验证了系统鲁棒性的增强。对稳态转速曲线分析可知，优化后的系统抖振范围明显缩小，响应曲线更加平滑。最后，通过对比图 5-8 和图 5-9 中不同工况下的转矩和电流细节可以发现，优化后的系统在转矩脉动抑制和电流谐波衰减方面均有显著改善。

5.4 本章小结

本章针对 PMSM 滑模控制系统中控制器参数多且难以整定的问题，引入第四章提出的 MSWOA 算法，以优化系统关键参数设计过程。仿真结果表明，优化后的系统在动态响应、鲁棒性和稳定性方面都得到了显著提升。

第六章 总结与展望

6.1 总结

本文以永磁同步电机为研究对象，对滑模调速系统的控制算法进行了研究。针对 PI 控制和传统滑模控制方法难以满足当下对转速输出性能和系统稳定性的需求，基于矢量控制系统的转速环和电流环进行了滑模设计，构建了先进的滑模级联控制系统。并通过设计混合策略的鲸鱼优化算法，以提升系统参数的最优性，达到增强系统性能的设计目的。现将本文研究工作总结如下：

(1) 针对永磁同步电机的基本结构与工作原理进行了分析，推导并建立了 PMSM 数学模型。在阐述了 SVPWM 技术原理后，基于 Simulink 仿真平台搭建了 PMSM 矢量控制系统模型。通过实验与结果分析，提出 PI 控制方法存在的缺陷，为后续引入更先进的滑模控制技术做铺垫。

(2) 针对传统滑模控存在抖振严重及动态响应较慢等问题，首先设计了加权性质的积分型指数趋近律以构建新的滑模速度控制器，提升了调速系统的响应速度，并有效抑制了抖振。并且为了提升系统的电流控制精度，通过引入超螺旋算法重新设计了电流环控制器，与转速环构成滑模级联控制结构，以进一步提升系统的稳定性。通过实验与结果分析，验证了该控制策略下的 PMSM 调速系统具有良好的动稳态性能。

(3) 针对在 PMSM 滑模控制系统设计过程中，控制器参数难以整定的问题，引入了鲸鱼优化算法。基于传统 WOA 算法的基本原理及缺陷，提出改进方法：首先通过 Sobol 序列提升初始化种群质量；接着为了丰富种群的多样性以提升算法的全局搜索能力，改进了探索阶段位置更新模式并引入了惯性权重策略和随机学习策略；最后采用柯西变异策略提升算法跳出局部最优的能力。通过实验与结果分析，MSWOA 相比常见的其他优化算法，拥有更高的寻优精度和更快地收敛速度。

(4) 最后，使用 MSWOA 算法对滑模系统中控制器的关键参数进行优化，快速获得近似最优解，将最优组参数应用于系统仿真模型中。通过实验与结果分析，验证了优化后的系统在响应速度、鲁棒性和超调表现均得到了提升，成功实现了设计目标。

6.2 展望

本研究围绕永磁同步电机调速系统中滑模变结构控制的关键技术问题展开深入探讨，提出了一系列改进策略，为提升系统控制性能提供了新的研究思路和方法。然而，由于研究周期限制及作者理论水平的局限性，部分研究内容仍需进一步完善。基于当前研究成果，后续研究工作可从以下几个方面展开：

1.计算负担。滑模级联控制结构对实时控制的计算量增加，对硬件平台的需求较高，须进一步简化设计来降低计算量。

2.实验平台。尽管本文通过仿真实验验证了所提出的控制方法的有效性，但由于学校实验平台的限制，尚未在实际电机系统中完整验证。

3.优化算法的设计。设计的 MSWOA 虽然有较强的寻优能力，但是面对动态系统模型，做不到线上实时整定。后续应将算法与自适应控制技术相结合，重点实现对控制器可变参数的实时优化，进一步加强系统的参数整定能力。

参考文献

- [1] Xue L, Yang S. Integrated Application and Optimized Design Strategies of Automatic and Servo Control Systems for Industrial Robots[J]. *Applied Mathematics and Nonlinear Sciences*, 2024, 9(1).
- [2] 丁一峰, 朱其新, 朱永红. 基于滤波型并联位置结构的永磁同步电机伺服系统设计[J]. *机床与液压*, 2025, 53(03): 101-108.
- [3] 杨明, 刘铠源, 陈扬洋, 等. 基于 PI-Lead 控制的永磁同步电机双环位置伺服系统[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(08): 2060-2072.
- [4] 阳辉, 伊禹名, 付方圆, 等. 零序电流励磁型电机驱动拓扑及控制技术研究现状与展望[J]. *电工技术学报*, 2025, 40(02): 398-414.
- [5] Wang D, Zhu Y, Wu S, et al. Discrete-time full-order sensorless control of high-speed interior permanent magnet synchronous motor in electric vehicle traction system[J]. *IET Electric Power Applications*, 2024, 18(11): 1540-1553.
- [6] Domenico D G, D'Andrea M, Villani M, et al. Comparison of Permanent Magnet Synchronous Machines for Hybrid Light Aircraft with traditional and additive winding technologies[J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2024, 2716(1).
- [7] 陈晓哲, 刘俊岐, 钟山, 等. 交流电机驱动非理想振动系统的 Sommerfeld 效应[J]. *东北大学学报(自然科学版)*, 2023, 44(05): 660-666.
- [8] Zhang C, Jasni J, Mohd Radzi M A, et al. Research and analysis of electromagnetic interference of a motor drive control system based on PMSM with SiC MOSFET for new energy electric vehicles[J]. *Frontiers in Energy Research*, 2024, 11: 1338212.
- [9] Gao M, Xu M, Yu C, et al. Torque performance analysis of asymmetric magnetic pole permanent magnet synchronous motor for new energy vehicles[J]. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2025, 20(1): 114-126.
- [10] Mosin M E, Popov N S, Domakhin E A, et al. Justification of the application of the sliding mode method for controlling the speed of the PMSM at hydrogen energy units[J]. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2025, 98: 590-593.
- [11] Chen L, Liu H, Cao Z, et al. Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Variable Fractional-Order Fuzzy Sliding Mode Controller[J]. *Actuators*, 2025, 14(1): 38-38.

- [12]崔弘, 李艳东. 永磁同步电机控制策略综述[J]. 防爆电机, 2021, 56(03): 3-7.
- [13]张厚升, 杜钦君, 于兰兰, 等. 发电厂用恒压频比控制的变压变频调速系统研究[J]. 山东电力技术, 2020, 47(07): 53-59.
- [14]Ramanaiah V N, Srihari M. Comparative vector control study on speed of PMSM drive using sensorless and machine learning techniques: review[J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2024, 46(2): 4381-4395.
- [15]王一凡, 石一磬, 孙国强, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究[J]. 微电机, 2024, 57(09): 14-21.
- [16]Moussaoui A, Attous B D, Benbouhenni H, et al. Enhanced direct torque control based on intelligent approach for doubly-fed induction machine fed by three-level inverter[J]. Heliyon, 2024, 10(21): e39738-e39738.
- [17]Nicola M, Nicola I C, Selişteanu D, et al. Improved Performance of the Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Control System Based on Direct Torque Control Strategy and Sliding Mode Control Using Fractional Order and Fractal Dimension Calculus[J]. Applied Sciences, 2024, 14(19): 8816-8816.
- [18]Mastanaiah A, Ramesh T. Experimental Implementation of a TD3 Agent Based Speed Controller for Direct Torque Control of PMSM Drives[J]. IETE Journal of Research, 2025, 71(1): 235-246.
- [19]吕从鑫, 汪波, 陈静波, 等. 永磁同步电机控制策略综述与展望[J]. 电气传动自动化, 2022, 44(04): 1-10.
- [20]邢文俊. 机电控制技术的发展现状与展望[J]. 机械管理开发, 2017, 32(12): 160-161.
- [21]刘金华, 王远, 张智轩, 等. 基于 RBF 网络的四旋翼无人机姿态鲁棒自适应反步滑模控制[J]. 江苏大学学报(自然科学版), 2025, 46(01): 36-42.
- [22]陈荣, 翟凯淼, 舒胡平. 小偏差永磁同步电机双矢量模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(10): 155-165.
- [23]Qu X, Peng C, Lu P, et al. A three-vector model predicting torque control of permanent magnet synchronous motor with a fixed weight coefficient[J]. IET Cyber-Physical Systems: Theory & Applications, 2024, 9(4): 509-520.
- [24]Zhu M, Ni H, Sun H, et al. A cascaded linear active disturbance rejection control-based multi-stage model predictive control for permanent magnet synchronous motor: LETTER[J]. IEICE Electronics Express, 2024, 21(9): 20240137-20240137.

- [25]孙学良,周立,田迎澳,等. 基于模糊变系数超螺旋滑模观测器的无传感器控制[J/OL]. 电源学报, 1-14[2025-03-06].
- [26]任金霞,姚广辉,何明晏,等. 基于改进分数阶滑模的 PMSM 无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2024, (11): 110-115+121.
- [27]Kaihui Z , Wenchang L , Ruirui Z , et al. Model-free fast integral terminal sliding-mode control method based on improved fast terminal sliding-mode observer for PMSM with unknown disturbances[J]. ISA Transactions, 2023, 143572-581.
- [28]王会明,万谦,韦永成,等. 永磁同步电动机位置跟踪系统的连续终端滑模控制优化设计与实验[J]. 实验室研究与探索, 2023, 42(09): 43-47+94.
- [29]沈维,孙磊,司宾强,等. 一种削弱积分型滑模结构的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(09): 22-28.
- [30]黄国凯. 基于 DNN 神经网络的 PMSM 控制策略研究[J]. 佳木斯大学学报(自然科学版), 2022, 40(03): 81-84.
- [31]白国振,马宇航,王双园,等. 基于模糊神经网络 PID 的 PMSM 速度控制算法研究[J]. 电力电子技术, 2024, 58(11): 13-16.
- [32]阮祝鑫,肖玲斐,林聪. 基于随机进化灰狼优化算法的分数阶自抗扰起动控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(12): 10-16.
- [33]Zhang W, Kong J. A novel fast and chattering-free speed control method for PMSM motor drive based on sliding mode control[J]. International Journal of Dynamics and Control, 2024, 12(9): 3332-3338.
- [34]Bo X, Hao S, Wei J, et al. An improved sliding mode speed controller for PMSM based on new terminal reaching law with generalized proportional integral observer[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2024, 46(12): 2355-2366.
- [35]Guo Z, Li J, Yan M, et al. Composite speed control based on an improved gain-adaptive super-twisting sliding mode observer for a permanent magnet synchronous motor[J]. Control Engineering Practice, 2025, 157106241-106241.
- [36]Wang H, Zhang G, Liu X. Speed Control for PMSM with Fast Variable-Speed Sliding Mode Control via High-Gain Disturbance Observer[J]. Mathematics, 2024, 12(13): 2036-2036.
- [37]陈鑫杭,凌晓冬,郎程畅,等. 基于改进趋近律的共轴双旋翼无人机控制研究[J/OL]. 系统仿真学报, 1-13[2025-03-10].

- [38] 苗敬利, 马晨浩. 基于二阶滑模的永磁同步电机抗负载扰动控制研究[J]. 机械工程与自动化, 2022, (02): 14-17.
- [39] 李文俊, 伍彩云, 张凯. 基于高阶滑模观测器的永磁同步电机控制系统研究[J]. 装备制造技术, 2024, (05): 11-13.
- [40] Levant A. Higher order sliding modes and their application for controlling uncertain processes[J]. Institute for System Studies of the USSR Academy of Science, Moskau, Diss, 1987.
- [41] Emel'Yanov S V, Korovin S K, Levantovskij L V. Second order sliding modes in controlling uncertain systems[J]. Soviet journal of computer and systems sciences, 1986, 24(4): 63-68.
- [42] LEVANT, ARIE. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control[J]. Int. Journal of Control, 1993, 58(6): 1247-1263.
- [43] Bartolini G, Ferrara A, Usai E. Output tracking control of uncertain nonlinear second-order systems[J]. Automatica, 1997, 33(12): 2203-2212.
- [44] Zheng Y, Cao Z, Rsetam K, et al. Extreme learning machine-based super-twisting integral terminal sliding mode speed control of permanent magnet synchronous motors[J]. IET Control Theory & Applications, 2024, 18(18).
- [45] Li L, Zhou W, Bi X, et al. Speed estimation of PMSM based on a super-twisting slide mode observer[J]. Machines, 2022, 10(8): 681.
- [46] Shweta B, Sadhana V. Model predictive control and higher order sliding mode control for optimized and robust control of PMSM[J]. IFAC-PapersOnLine, 2022, 55(22): 195-200.
- [47] Ullah A, Pan J, Ullah S, et al. Robust Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Using Sliding-Mode Disturbance Observer-Based Variable-Gain Fractional-Order Super-Twisting Sliding-Mode Control[J]. Fractal and Fractional, 2024, 8(7): 368-368.
- [48] Kwan C M. Sliding mode control of linear systems with mismatched uncertainties[J]. Automatica, 1995, 31(2): 303-307.
- [49] Liu X, Deng Y, Liu J, et al. Fixed-time integral terminal sliding mode control with an adaptive RBF neural network for PMSM speed regulation[J]. Control Engineering Practice, 2025, 156106236-106236.
- [50] Zahraoui Y, Zaihidee F M, Kermadi M, et al. Optimal tuning of fractional order sliding mode controller for PMSM speed using neural network with reinforcement

- learning[J]. *Energies*, 2023, 16(11): 4353.
- [51] Wang J, Jia B X, Wang F G, et al. Research on optimization of PMSM vector control system of electric power bicycle based on fuzzy sliding mode control[J]. *Journal of Physics: Conference Series*, 2024, 2902(1): 012050-012050.
- [52] Ahmed A, Roy K N, Mahmud K. Achieving Robust and Optimal Speed Control of DC Motor through Sliding Mode Control Tuned by Genetic and Particle Swarm Optimization Algorithms[J]. *Smart Grids and Sustainable Energy*, 2024, 9(2): 35.
- [53] 林珂, 高海燕, 陈智超. 永磁同步电机调速系统的复合控制策略研究[J]. *制造技术与机床*, 2024, (08): 120-126+142.
- [54] 纪锋, 高路, 林畅. 三相交流系统动力学及 VSC 接入问题研究[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(06): 2286-2298.
- [55] 杨京东. 带式输送机用永磁同步电机矢量控制系统研究[D]. 山西省: 山西大同大学, 2024.
- [56] Zhang Y, Wu H, Chien Y, et al. Vector control of permanent magnet synchronous motor drive system based on new sliding mode control: LETTER[J]. *IEICE Electronics Express*, 2023, 20(23): 20230263-20230263.
- [57] 王一凡, 石一馨, 孙国强, 等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制方法研究[J]. *微电机*, 2024, 57(09): 14-21.
- [58] Sahoo R, Roy M. Asymmetrical multi-level inverter by using space vector pulse width modulation technique for low and medium power applications[J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2024, 52(10): 5205-5225.
- [59] Tawfiq K B, Sergeant P, Mansour A S. Comparative Analysis of Space Vector Pulse-Width Modulation Techniques of Three-Phase Inverter to Minimize Common Mode Voltage and/or Switching Losses[J]. *Mathematics*, 2024, 12(18): 2832.
- [60] 张玲, 胡赤兵, 杨荣荣. PMSM 调速系统 SVPWM 控制的建模仿真[J]. *科学技术与工程*, 2008, (09): 2435-2438.
- [61] Shen W, Ran Q, Zhao S. Vector control of permanent magnet synchronous motor based on self-disturbance rejection and PI parallel connection[C]//*Journal of Physics: Conference Series*. IOP Publishing, 2024, 2816(1): 012044.
- [62] 袁雷. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.

- [63]胡跃明. 变结构控制理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
- [64]张紫方, 史涛. 改进双幂次指数趋近律的滑模控制设计[J]. 机床与液压, 2024, 52(01): 30-35.
- [65]Chenyang Z, Xin Q, Guochu C. Sliding Mode Control of PMSM Control Based on Novel Exponential Reaching Law[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2503(1): 012085.
- [66]Xinhong Z, Hongchang D, Jinhong L. Sliding mode speed control of permanent magnet synchronous motor based on improved reaching law[J]. COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, 2023, 42(6): 1335-1348.
- [67]刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社有限公司, 2005.
- [68]Levant A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control[J]. International journal of control, 1993, 58(6): 1247-1263.
- [69]Emelyanov S, Korovin S, Levant A. Second order sliding modes in controlling uncertain systems[J]. Soviet Journal of Computing and System Science, 1986, 24(4): 63-68.
- [70]Ramírez S H, Orduña A A M, León G C B. Second order twisting algorithms via singularization of local first order sliding regimes[J]. Journal of the Franklin Institute, 2024, 361(11): 106929.
- [71]冯雷. 新型混联式汽车电泳涂装输送机构的改进积分次优二阶滑模控制[D]. 江苏省: 江苏大学, 2018.
- [72]Chen Y, Liang Z, Zhao Z, et al. Super-twisting nonsingular terminal sliding mode control for cyber physical system under FDI attacks[J]. Nonlinear Dynamics, 2024, 113(3): 1-14.
- [73]Moreno J A, Osorio M. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers[C]//2008 47th IEEE conference on decision and control. IEEE, 2008: 2856-2861.
- [74]Hu P, Han Y, Pan S J. An Improved Image-Denoising Technique Using the Whale Optimization Algorithm[J]. Electronics, 2025, 14(1): 145-145.
- [75]李雪, 丁正生. 混合策略改进的哈里斯鹰优化算法[J]. 云南大学学报(自然科学版), 2025, 47(01): 60-69.
- [76]Mirjalili S, Lewis A. The whale optimization algorithm[J]. Advances in

engineering software, 2016, 95: 51-67.

- [77]衣传宝, 王建国, 邓英. 基于 ITAE 和控制性能指标的风电机组控制器 PI 参数优化[J]. 制造业自动化, 2024, 46(10): 129-135.

攻读硕士学位期间所发表的论文及其它研究成果

学术论文：

- [1] Research on the Sliding Mode Cascade Control System of PMSM Based on Super-Twisting Algorithm (YAC2025 已录用 (EI (CA)))

致谢

时光荏苒，我的硕士学习生涯即将结束。在此，谨向所有帮助和支持我的人表达最诚挚的谢意。

首先，我要深深感谢我的导师。从论文的选题、框架的搭建到内容的修改，每一个环节都凝聚着导师的心血。导师渊博的学识、严谨的治学态度和敏锐的学术洞察力，让我在学术研究的道路上少走了许多弯路。还记得每次与导师讨论论文时，他总能一针见血地指出问题，并给出切实可行的建议，让我茅塞顿开。导师不仅在学术上给予我悉心指导，更在生活中关心我的成长，他的言传身教让我明白，做学问要先做人。在此，向导师致以最崇高的敬意和最衷心的感谢。

感谢电气院的各位老师，在硕士阶段为我们开设了丰富的课程，让我拓宽了学术视野，掌握了扎实的专业知识。无论是课堂上的精彩讲授，还是课后的耐心答疑，都让我受益匪浅。同时，感谢在论文评审和答辩过程中提出宝贵意见的各位专家，你们的建议让我的论文更加完善。

还要感谢一起学习、一起成长的同学们。我们在图书馆里埋头苦读，在课堂上激烈讨论，在实验室里并肩作战，这些美好的回忆将成为我人生中最珍贵的财富。感谢你们在我遇到困难时给予的鼓励和帮助，让我在求学的道路上不再孤单。

此外，我要感谢我的家人。父母多年来的辛勤付出和无条件的支持，是我追求梦想的坚实后盾。

最后，我要感谢自己在这段旅程中的坚持和努力。硕士阶段的学习并非一帆风顺，论文写作过程中也遇到了许多挫折和挑战，但每一次克服困难的过程都是一次成长。这段经历让我更加坚定了对学术的热爱，也让我学会了如何独立思考和解决问题。

“路漫漫其修远兮”，硕士阶段的结束只是人生新的起点。在未来的道路上，我将带着这份感恩之心，继续努力前行，不辜负所有关心和支持我的人。

再次向所有帮助过我的人表示最诚挚的感谢！

尚德敏学 唯实惟新

