

分类号: TP24

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210120147



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目

混联式打磨机器人

结构设计及控制策略研究

论 文 作 者

李帅

校 内 导 师

王海（教授）

校 外 导 师

符荣华（高级工程师）

专业学位类别

机 械

研究方向（领域）

智能机器人

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TP24

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2210120147

混联式打磨机器人结构设计及控制策略研究
RESEARCH ON STRUCTURAL DESIGN AND CONTROL
STRATEGY OF HYBRID POLISHING ROBOT

学生姓名：李帅

指导教师：王海 教授

校外导师：符荣华 高级工程师

专 业：机械

研究方向：智能机器人

论文答辩日期：2024 年 5 月 20 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：李帅

日期：2024 年 5 月 20 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：李帅

日期：2024 年 5 月 20 日

指导教师签名：王海

日期：2024 年 5 月 20 日

混联式打磨机器人结构设计及控制策略研究

摘 要

智能制造是大势所趋，高端自动化先进技术的研究是国家走向科技强国的重要标志。当前针对复杂形状零部件的打磨作业，大多采用人工打磨的方法，存在着诸如打磨效率低、打磨效果较差的问题，因此开展作业姿态灵活调整的高效率打磨机器人的研究显得尤为重要。

本文面向复杂工况下打磨作业需求，设计了一种打磨空间内快速定位，末端打磨姿态灵活调整的混联式打磨机器人结构。针对所设计的结构开展了打磨机器人正逆运动学分析、打磨驱动电机选型、打磨机器人驱动电机速度、电流环控制策略研究及其仿真与实验验证，以及打磨机器人 ADAMS 运动学仿真。

首先，设计了一种混联式打磨机器人构型，给出了构型的各组成部分与其特点，根据打磨作业需求与构型本身选择了驱动电机的型号，最后建立了机器人 D-H 模型，开展了机器人正逆运动学分析，为后续仿真与实验的进行提供理论基础。

其次，在打磨机器人驱动电机控制策略方面，提出了一种电机速度环控制策略——基于新型趋近律与扩张状态观测器的永磁同步电机滑模控制。并基于此进行了永磁同步电机 MATLAB/Simulink 仿真与 dSPACE 半实物实验验证。结果表明，永磁同步电机的转速与转矩性能得到了提高，间接的提

高打磨机器人运动控制精度与效率。在驱动电机电流环控制策略研究方面，设计了一种改进型非线性扩张状态观测器电流解耦控制器，在上述控制器中，提出了一种光滑误差增益函数，解决了误差突变带来的抖振问题，此外，时变增益的设计克服了观测器的微分峰值问题。通过开展电机负载突变、 d 轴电流突变的仿真与实验，验证了所设计电流解耦策略的优越性。永磁同步电机速度环与电流环控制策略的改进，提高了永磁同步电机应对外界干扰的鲁棒性与自身的动态响应能力，使得打磨机器人各个关节的运动控制更为精准，提高打磨的质量与效率。

最后，针对所设计的打磨机器人构型开展 ADAMS 整体仿真研究，得到机器人各关节的位移、速度、加速度、角速度、角加速度的时间变化曲线，分析仿真结果验证理论分析的准确性。

关键词：混联式打磨机器人，运动学分析，新型趋近律，滑模控制，电流环解耦

RESEARCH ON STRUCTURE DESIGN AND CONTROL STRATEGY OF HYBRID GRINDING ROBOT

ABSTRACT

Intelligent manufacturing is the trend of the times, and the research of advanced high-end automation technology is an important symbol of the country's move towards a strong country of science and technology. At present, most of the grinding operations for complex shape parts adopt manual grinding methods, which have problems such as low grinding efficiency and poor grinding effect. Therefore, it is particularly important to carry out research on high-efficiency grinding robots with flexible adjustment of working posture.

Aiming at the requirements of grinding operation under complex working conditions, this paper designs a hybrid grinding robot structure with fast positioning in the grinding space and flexible adjustment of the end grinding attitude. According to the designed structure, the forward and inverse kinematics analysis of the grinding robot, the selection of the grinding drive motor, the speed of the grinding robot drive motor, the current loop control strategy research and its simulation and experimental verification, and the ADAMS kinematics simulation of the grinding robot are carried out.

Firstly, a hybrid grinding robot configuration is designed, and the components and characteristics of the configuration are given. According to the grinding operation requirements and the configuration itself, the model of the driving motor is selected. Finally, the D-H model of the robot is established, and the forward and inverse kinematics analysis of the robot is carried out, which

provides a theoretical basis for the subsequent simulation and experiment.

Secondly, in terms of the control strategy of the driving motor of the grinding robot, a motor speed loop control strategy is proposed-sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on a new reaching law and an extended state observer. Based on this, MATLAB / Simulink simulation and dSPACE semi-physical experiment verification of permanent magnet synchronous motor are carried out. The results show that the speed and torque performance of the permanent magnet synchronous motor are improved, and the motion control accuracy and efficiency of the grinding robot are indirectly improved. In the research of drive motor current loop control strategy, an improved nonlinear extended state observer current decoupling controller is designed. In the above controller, a smooth error gain function is proposed to solve the chattering problem caused by error mutation. In addition, the design of time-varying gain overcomes the differential peak problem of the observer. The superiority of the designed current decoupling strategy is verified by simulation and experiment of motor load mutation and d-axis current mutation. The improvement of the speed loop and current loop control strategy of the permanent magnet synchronous motor improves the robustness of the permanent magnet synchronous motor to deal with external interference and its own dynamic response ability, which makes the motion control of each joint of the grinding robot more accurate and improves the quality and efficiency of grinding.

Finally, the overall simulation research of ADAMS is carried out for the designed grinding robot configuration, and the time variation curves of displacement, velocity, acceleration, angular velocity and angular acceleration of each joint of the robot are obtained. The simulation results verify the accuracy of the theoretical analysis.

KEY WORDS: hybrid grinding robot, kinematics analysis, novel reaching law, sliding mode control, current loop decoupling

目录

第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景及研究意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 打磨机器人研究现状	2
1.2.2 永磁同步电机控制策略研究现状	5
1.2.3 研究现状分析	7
1.3 论文的主要研究内容	8
第 2 章 混联式打磨机器人结构设计及运动学分析	10
2.1 打磨机器人总体方案	10
2.2 水平移动平台	11
2.3 末端执行器	11
2.4 驱动电机选型	11
2.5 打磨机器人运动学建模	13
2.5.1 D-H 模型的建立	13
2.5.2 正运动学分析	14
2.5.3 逆运动学分析	17
2.6 本章小结	18
第 3 章 打磨机器人驱动电机速度环控制策略研究	19
3.1 新型趋近律	19
3.1.1 传统趋近律	19
3.1.2 新型趋近律	19
3.1.3 新型趋近律的性能分析	20
3.2 永磁同步电机的数学模型	23
3.3 基于扩张状态观测器的永磁同步电机滑模控制	24
3.3.1 基于扩张状态观测器的滑模控制器设计	24
3.3.2 控制器参数确定与稳定性分析	26
3.4 基于 MATLAB/Simulink 仿真建模与结果分析	27
3.5 基于 dSPACE 的实验验证	30
3.6 本章小结	33
第 4 章 打磨机器人驱动电机电流环解耦控制策略	34
4.1 传统电流环解耦策略	34
4.1.1 电流反馈解耦控制	34

4.1.2 电流偏差解耦控制	36
4.2 改进 INESO 的电流环解耦控制策略	38
4.2.1 传统 INESO	38
4.2.2 改进 INESO 设计与分析	40
4.2.3 INESO 稳定性分析	41
4.2.4 INESO 观测误差分析	43
4.2.5 系统稳定性判定	44
4.3 基于 MATLAB/Simulink 仿真建模与结果分析	45
4.3.1 负载转矩突变的电流响应	45
4.3.2 d 轴电流突变时的电流响应	46
4.3.3 电流环模式下 q 轴电流突变时的电流响应	47
4.4 基于 dSPACE 的实验验证	49
4.4.1 负载转矩突变实验	49
4.4.2 d 轴电流突变时的电流响应	51
4.5 本章小结	52
第 5 章 基于 ADAMS 的混联式打磨机器人运动学分析	53
5.1 ADAMS 仿真步骤	53
5.2 打磨机器人运动学仿真	53
5.2.1 打磨机器人三维模型建立	54
5.2.2 导入打磨机器人三维模型	54
5.2.3 配置仿真环境与参数	54
5.2.4 添加约束与驱动	55
5.2.5 仿真结果分析	55
5.3 本章小结	60
第 6 章 总结与展望	61
6.1 总结	61
6.2 展望	61
参考文献	63
攻读硕士学位期间取得成果	68
致谢	69

插图清单

图 1-1 SCARA 机器人	2
图 1-2 江苏大学缸体凸面打磨机器人	2
图 1-3 东京理工大学注塑磨具打磨机器人	3
图 1-4 砂带打磨作业系统	3
图 1-5 Exechon 混联机器人	4
图 1-6 6 自由度混合机器人	4
图 1-7 3T2R 型打磨机器人	4
图 1-8 三维模型与运动简图	5
图 2-1 水平运动结构图	10
图 2-2 末端执行器结构示意图	11
图 2-3 D-H 参考坐标系	14
图 3-1 趋近律相轨迹	21
图 3-2 趋近律控制器输出	22
图 3-3 状态变量收敛速度	22
图 3-4 跟踪给定信号能力	23
图 3-5 PMSM 调速系统框图	27
图 3-6 PID、NTSMC、NRLASMC 控制下的永磁同步电机转速曲线	28
图 3-7 NRLASMC 与 PID 控制下的永磁同步电机输出转矩	29
图 3-8 PID 与 NRLASMC 控制下的永磁同步电机三相电流	30
图 3-9 负载转矩观测结果	30
图 3-10 角速度跟踪误差	30
图 3-11 硬件系统框图	31
图 3-12 实物图	31
图 4-1 CFDC 框图	34
图 4-2 CFDC 耦合传递函数 Bode 图	35
图 4-3 CDDC 框图	36
图 4-4 CDDC 等效框图	37
图 4-6 非线性误差校正曲线图	40
图 4-7 q 轴电流环 INESO 解耦原理图	41
图 4-8 INESO 三种解耦控制策略下永磁同步电机电流响应	46
图 4-9 d 轴电流突变时的三种解耦策略下的电流响应	47
图 4-10 q 轴电流突变时三种解耦策略下的电流响应	48

图 4-12 突加负载的电流响应.....	50
图 4-13 d 轴电流突变时的电流波形.....	51
图 5-1 Adams 文件格式设置.....	54
图 5-2 Adams 中简化后的三维模型.....	54
图 5-3 约束与驱动.....	55
图 5-4 仿真时间与步长设置.....	55
图 5-5 关节 3 角加速度随时间变化曲线.....	56
图 5-6 关节 3 角速度随时间变化曲线.....	56
图 5-7 关节 4 角加速度随时间变化曲线.....	57
图 5-8 关节 4 角速度随时间变化曲线.....	57
图 5-9 位移随时间变化曲线.....	58
图 5-10 匀速运动时位移随时间变化曲线.....	58
图 5-11 速度随时间变化曲线.....	58
图 5-12 匀速度随时间变化曲线.....	59
图 5-13 加速度随时间变化曲线.....	59
图 5-14 匀加速度随时间变化曲线.....	59

表格清单

表 1-1 永磁同步电机参数.....	12
表 2-1 打磨机器人 D-H 参数表.....	14
表 3-1 趋近律参数设置.....	21
表 3-2 永磁同步电机参数.....	28
表 3-3 三种控制器的性能比较.....	29
表 3-4 控制器参数.....	31
表 3-5 3 种控制器的性能比较.....	33
表 4-1 永磁同步电机参数.....	45
表 4-2 负载突然变化时 3 种电流解耦方法的仿真结果.....	45
表 4-3 d 轴电流突然变化时 3 种电流解耦方法的仿真结果.....	47
表 4-4 q 轴电流突然变化时 3 种电流解耦方法的仿真结果.....	48
表 4-5 负载突然变化时 3 种电流解耦方法的实验结果.....	50
表 4-6 d 轴电流突然变化时 3 种电流解耦方法的实验结果.....	51
表 5-1 各构件间约束情况.....	55

第 1 章 绪论

1.1 研究背景及研究意义

工业机器人技术具有巨大的附加值，其被广泛用于中国先进工业和信息社会的发展。尤其是在制造业、高科技器件研发等应用领域，工业机器人的研发、设计、制造、应用等都是衡量国家科技创新水平的重要指标之一。

制造业是国民经济的支柱产业，在我国实体经济体系中扮演着关键角色。随着自动化机器人、万物互联、人工智能等新兴技术的不断涌现，制造业正在持续经历着转型升级的过程。智能制造作为第 4 次工业革命的重要组成部分，在许多国家和地区被视为重点发展的方向之一。我国制造业蓬勃发展，目前正处于通过大力发展高端产业迈向制造业强国的关键阶段。《中国制造 2025》纲领将智能制造视为我国制造业未来发展的重中之重，目的是促进我国制造业的升级与发展，提升我国在全球制造业中的地位^{[1][2]}。

在诸如船舶、汽车、航空航天等各个领域，复杂曲面关键零部件有着较为重要与广泛的应用。但是当前这些复杂曲面产品的打磨工序主要依赖人工操作，存在着效率低下、对工人健康不利以及打磨质量受制于工人技术水平等问题。为了优化打磨工件表面质量、提高打磨效率、并提高工人的工作环境水平，国内外专家学者展开了对自动化抛光打磨技术的一系列研究。

目前，打磨机器人多采用串联型与并联型两种。其中，串联机器人每个关节都有独立的驱动单元，具有控制简单和灵活性好的优点，能够胜任多种类型复杂形状零部件的打磨任务。但是，串联机器人由于其开链构型，存在刚度低、承载能力较小等问题，难以实现复杂曲面零部件产品的打磨要求。而并联机器人是由至少两条支链组成的闭环结构，每个支链与一个主动臂连接。并联机器人由于闭环特性，具有刚度大、重复定位精度高、负载能力强等优点。然而，在实际工程应用中，由于受奇异形位的影响，其可达工作空间较小，在打磨行业中并没有串联机器人广泛应用。因此，采用串并联复合式的打磨机器人有望解决上述问题。

总之，在复杂形状零部件打磨领域，需要不断研发创新，提高打磨机器人的性能和适用范围，促进智能制造的发展。

1.2 国内外研究现状

近年来,工业机器人技术飞速发展并在工厂自动化领域广泛应用。目前,大多数工业机器人用于替代人类从事焊接、搬运、喷漆等重复性工作。工业机器人由于其刚度和精度的不足,限制了其在加工领域的推广应用。但工业机器人比数控机床在成本上具有显著的优势,在一些需要低精度、低切削力要求以及大尺寸复杂形状零部件的磨削工作中,或者需要一次夹持多面磨削的场景,工业机器人具有巨大的优势和应用潜力。因此,将机器人与数控系统结合作为磨削工作平台已成为工业机器人的一个快速发展的应用方向。

1.2.1 打磨机器人研究现状

近年来,国内外专家学者针对机器人在打磨领域进行了许多的研究,机器人的发展经历了从串联机器人到并联机器人再到混联机器人的演变^[3]。较早广泛应用的串联机器人有 SCARA、PUMA 机器人^[4]等,图 1-1 所示为 SCARA 串联机器人。随后许多研究人员展开了对串联机器人的研究,江苏大学的姜晓丹^[1]等人设计了用于缸体凸台面打磨的机器人,同时开发了能够提高打磨效率的时间最优 B 样条打磨轨迹规划方法。东京理工大学的学者^{[6][7]}重点研究了用于注塑模具的自动打磨系统与打磨力位智能控制算法。



图 1-1 SCARA 机器人

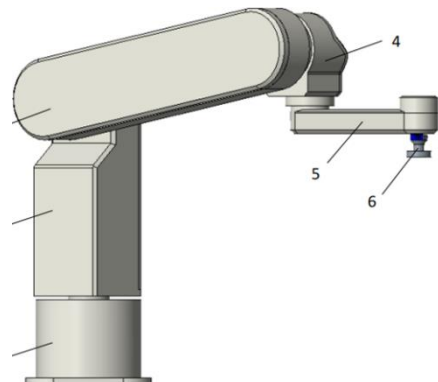
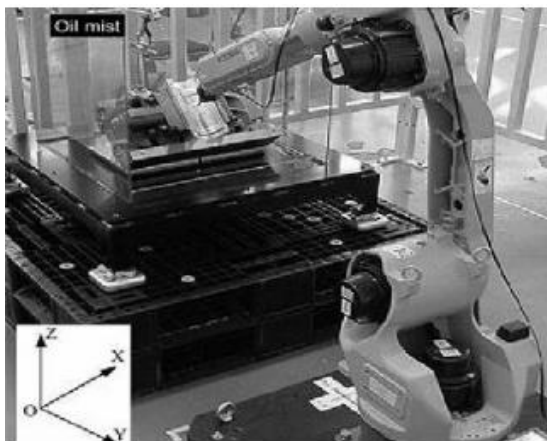


图 1-2 江苏大学缸体凸面打磨机器人^[5]

图 1-3 东京理工大学注塑磨具打磨机器人^[6]

并联机器人的研究最早可以追溯到 1978 年 Stewart 等^[8]提出的，后被 Hunt^[8]称为并联机构，随后 Mc Callion^[10]开发了世界上第一台基于 Stewart 机构的工业装配并联机器人。然而，因其不灵活的结构问题它并不能胜任抛光打磨工作。为此，必须对并联机器人的控制与执行结构进行进一步改进。一种自由曲面打磨 3-RPS 并联机器人由屈健康等人^[11]提出，并对其进行了运动学分析。Guo 等^[12] 根据并联机器人结构复杂、运动耦合的特点，建立了 3 自由度并联结构的关节空间和刚柔耦合的耦合动力学模型。Xu 等^[13]对具有三平移自由度的并联机器人进行了动力学分析。刘斐等^[14]提出了机器人砂带磨削预测模型，开展了深度仿真，探究了砂带张紧的程度对接触轮变形和磨削深度的影响。图 1-4 展示了该机器人砂带打磨作业的磨削试验系统。

图 1-4 砂带打磨作业系统^[14]

随着工业打磨对打磨效率、打磨精度与打磨作业空间要求的不断提高，传统串并联打磨机器人的弊端逐渐显现出来，具有平动与转动的混联机器人应运而生，逐渐成为研究的热点。Nemann^[15]在 1988 年发明了 Tricept 机械手，这标志着混联机构的出现，随后 Neumann 又在 Tricept 基础上解决了其易扭曲变形的缺点，设计了 Exechon 混联机器人

[16], 如图 1-5 所示, 它由 2UPR+SPR 并联机构和两自由度串联机构组成。



图 1-5 Exechon 混联机器人^[16]

此外, 王振泽等^[17]提出了一种 Tricept 复合式机器人, 用以解决铸件磨削过程中的问题。徐鹏等^[18]提出了一种 3 并联+2 串联形式的复合机构, 用于自由曲面的打磨, 其中, 3 并联机构用以实现打磨机器人整体的运动, 两串联结构部分则为末端打磨所需刀具与夹具的旋转部分。Chong 等^[19]研发了由两自由度、三自由度平行四边形模块、自动导引车, 滚珠丝杠驱动的 1T2R 机构等组成的, 用以打磨大型风力机叶片的移动机器人。Xu 等人^[20]提出了一种新的用于抛光自由曲面的 6 自由度混合机器人。如图 1-6 所示, 他们开发了一种应用在自由曲面上的随机刀具路径生成算法。哈尔滨工业大学的郭万金等人^[21]研制一种由 3 个平动加 2 个转动组成的五自由度混联打磨机器人如图 1-7 所示, 并开展了机器人作业轨迹规划与作业灵巧性分析。

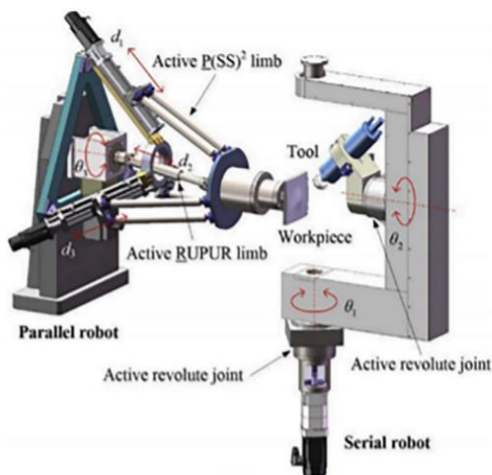
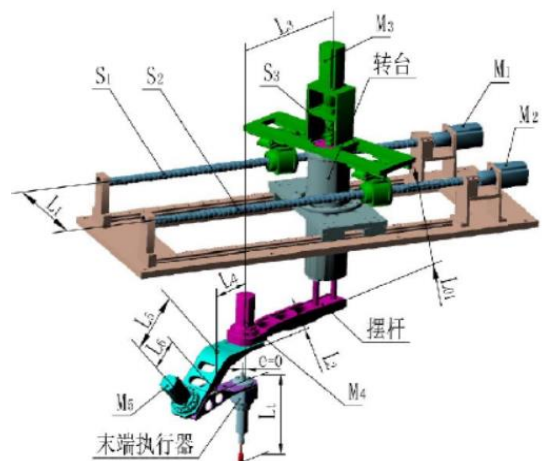


图 1-6 6 自由度混合机器人^[20]



示。秦友蕾等^[24]得出了解耦完全的 2 转动、3 平动型混联式五自由度机器人，它由 1 平动、1 转动型两自由度串联机构和 1 平动、2 转动型三自由度并联机构组成。

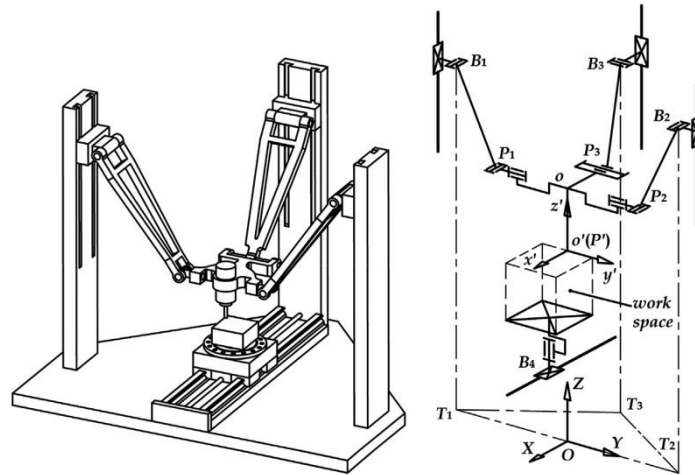


图 1-8 三维模型与运动简图^[22]

1.2.2 永磁同步电机控制策略研究现状

打磨后的工件通常需要满足一定的表面粗糙度和平整度要求，因此打磨机器人需要具备精准的定位和控制能力，以确保打磨效果满足打磨精度要求^[25]。此外，在工业生产中，需要保证打磨机器人具有高效率，能够快速完成打磨任务，提高生产效率。永磁同步电机具有高功率密度、高精度等特点^[26]，使用永磁同步电机驱动打磨机器人作业，可以提高机器人的效率、精度、功率密度、可靠性和低噪声等方面的性能表现，同时也更加适合于工业生产环境中长时间运行。

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)，因其结构简单、功率密度高、动态性能好等优点而被广泛应用于各类工业生产中。但永磁同步电机属于多变量交叉的非线性耦合系统，在电机实际运行中，磁链、 dq 轴电感等参数由于磁饱和而发生变化，这些变化所产生的不确定性对控制性能有很大影响。此外，不同外部环境也会影响驱动系统的稳定性。传统 PID 控制性能主要依赖于被控系统模型自身的准确性，被控系统内部参数变化或系统受到外部扰动时，将难以满足高精度控制系统需求^{[25][28][29]}。因此，有必要采用控制效果更优的方法来解决上述问题。近些年来，为解决上述问题，国内外学者进行了大量探索与研究，提出了一些控制理论与控制策略，如自适应控制^{[30][31]}、自抗扰控制^{[32][33]}、模型预测控制^{[34][35][36]}、滑模控制等^{[37][38][39]}。其中，滑模控制因其鲁棒性强、响应速度快、对系统内部参数摄动及外部扰动不敏感在电机控制领域得到广泛应用。

但传统滑模控制存在的抖振问题制约了滑模控制的性能,因此,学者们从许多不同角度提出了解决办法,Slotine 等^[40]在滑动模态控制的设计中引入了“准滑动模态”和“边界层”的概念,另外采用饱和函数替代切换函数,有效地削弱了抖振。A. Kawamura 等^[41]为消除系统大切换增益带来的抖振,设计了一种新型扰动观测器,通过对外加干扰的前馈补偿,大大降低了切换增益,有效抑制了抖振。高为炳^[42]提出了趋近律的概念,并基于趋近率提出了一种变结构控制系统的抖振消除办法。

在这些抑制抖振方法中,趋近律方法可以保证系统的动态特性和稳定性,但传统的指数、幂次趋近律等无法实现在避免抖振的同时满足快速收敛至滑模面的要求。为此,王要强等^[43]基于传统指数趋近律提出了变指数趋近律,将控制律连续化,在控制量靠近滑模边界时的稳定性有了显著提高;张晓光等^[44]在传统幂次趋近律的基础上引入指数项和系统状态变量,有效解决了幂次趋近律在远离滑模面时趋近速度慢的问题;刘京等^[45]在传统指数趋近律的基础上加入终端吸引子,提高了调速系统的动态品质,但控制器设计复杂,参数调节难度较高。戴鹏等^[46]针对符号函数不可避免带来抖振的问题,提出一种饱和函数代替符号函数,削弱了系统抖振,加快了收敛速度,但边界层选取的好坏直接影响其性能的发挥。Qu 等^[47]设计了一种快速幂次趋近律,以解决传统幂次趋近律在远离滑模面时收敛速度较慢的问题。这种方法实现了系统的全局快速收敛,并通过引入系统状态变量来抑制系统的振荡。

永磁同步电机,由于其独特的优势,逐渐成为工业界的主流驱动电机^{[48][49]}。永磁同步电机有许多控制方法,矢量控制是永磁同步电机控制中的重要方法之一,其原理为通过坐标变换将定子电流分解为 dq 轴电流,以此达到对转矩与磁通的独立控制的目的,然而以此得到的 dq 轴电流间存在着耦合,影响电机的响应速度与稳定性,在电机重载、高速运行时影响更为严重^[50]。

近年来,研究人员开发了几种方法来解决 PMSM 中 d 、 q 轴电流之间的耦合问题,主要可以分为三类^[51]: 对角化解耦^{[52][53]}、逆系统解耦^{[54][55][56]}、抗干扰解耦^{[57][58][59]}。电流反馈解耦控制^[60](Current Feedback Decoupling Control, CFDC)是较早提出的,它通过 PMSM 的电流和转速信息计算出补偿耦合量,在一定条件下可以改善电流耦合问题。然而,当 PMSM 的系统参数发生变化时,很难实现完全解耦。Harnefors 等^[61]提出了一种内部解耦的模型控制方法,与反馈解耦相比具有更好的性能,但在 PMSM 的工作频率

处存在欠阻尼振荡。Zhu 等^[62]提出了一种电流偏差解耦控制(Current Deviation Decoupling Control, CDDC)方法,其本质类似于内模解耦控制,具有相同的局限性。反向系统解耦对电机模型依赖程度低,算法鲁棒性强,但反向系统解耦的实现需要系统的逆系统模型,且建模算法过于复杂,难以实现实际工程应用^[63]。

将 d 、 q 轴的耦合作为扰动进行观测和补偿的抗干扰解耦得到了广泛的研究。李春鹏等^[64]加入了基于 CDDC 的龙伯格观测器,可以解决电感参数变化时解耦不完全的问题。但是,观测器存在稳定性和鲁棒性不足的问题。刘宇博等^[65]引入了滑模观测器和 CDDC 相结合的方法来实现动态解耦。即使当系统电感参数发生变化时,也能保持良好的电流解耦。然而,整个解耦控制系统的设计较为复杂,需要调节的参数较多。曾岳南等^[66]引入非线性扩张状态观测器(NESO)代替 PI 控制器,用于观测和补偿电流环 d 、 q 轴之间的耦合,提高了抗干扰性能。但传统 NESO 的 fal 函数是分段函数,开关点增益的突变容易引起震颤,影响系统的动态性能,且需要调节的参数相对较多。

本文提出了一种基于改进非线性扩张状态观测器(INESO)的 PMSM 抗干扰电流解耦方法,可以提高 d 、 q 轴电流的解耦性能。通过在 INESO 中采用一个光滑且连续可微的反馈非线性函数,实现了误差反馈校正增益的连续变化。此外,在"小误差区间"内获得较大的误差增益以加快误差收敛,而在"大误差区间"内获得较小的误差增益以避免超调。通过引入双曲正切函数,克服了 ESO 状态初始状态与系统初始状态相差较大时普遍存在的微分峰值问题。最后,通过仿真和实验验证了本文提出的抗干扰解耦方法的性能。

1.2.3 研究现状分析

综上所述,能够代替人工打磨,提高打磨效率、打磨精度与打磨稳定性的各种打磨机器人被广泛研究,目前已取得大量相关研究成果,但仍有许多不足之处,需要进一步研究与改进。

(1) 现有串并联型机器人在打磨领域的应用,特别是针对复杂形状零部件的打磨作业,一般存在着打磨效果不佳,打磨精度较低等问题。此外面对一次装夹多面打磨的场合也较难胜任,通常需要多台打磨机器人共同配合得已完成,这需要较大的打磨作业空间。

(2) 目前所设计的混联式打磨机器人结构较为复杂,有的带有冗余驱动关节或是被动关节,有的工作空间比较小,针对复杂形状零部件的多面打磨作业,往往需要复杂结

构的配合来完成，增加了打磨作业控制的难度，影响打磨的效率。

(3) 目前针对交流永磁同步电机控制策略的研究包括矢量控制速度环与电流环方面的研究与改进，通过改善速度环与电流环的控制效果从而提高永磁同步电机的运行性能，如速度环滑模控制，电流环电流解耦控制，前者研究大多存在着在抖振与响应速度不可兼顾的问题，后者在系统参数变化时无法实现完全解耦的问题，这都制约了打磨机器人的打磨效果。

总之，设计空间小，打磨效率高，实现打磨姿态灵活调整的混联式打磨机器人，开展打磨驱动电机先进控制策略研究，有助于提升生产效率和加工质量，还能降低成本、减少风险，推动工业智能化和自动化发展，从而为制造业的可持续发展注入新动力。

1.3 论文的主要研究内容

为解决人工打磨复杂形状零部件存在的效率低、危害大的问题，设计了一种能够快速定位、末端打磨姿态灵活调整的混联式五自由度打磨作业机器人。本文主要研究内容如下：

第一部分，打磨机器人构型设计。为满足不同场合的应用需求，针对传统串并联机器人的不足，设计了混联式打磨机器人，水平面内有两个电机带动两个滚珠丝杠装置能够实现所设 XY 范围内任意点可达，另外两侧则是配合滚珠丝杠运动的滑轨，滑轨的使用可以减少运动摩擦力，通过系统运动精度与效率。

两个转动装置可实现末端打磨的多姿态要求，末端作业姿态调整的转动副呈 45 度夹角布置，两个转动副的转动配合可实现以打磨头顶点为球心，打磨头为半径的上半球体的任意作业姿态可达。这种能够灵活调整的结构设计使打磨机器人具备应对各种复杂曲面打磨的场景的能力。

第二部分，针对所设计的机器人构型结构，基于 D-H 参考坐标系建立了其动力学模型，并进行了正向运动学、逆向运动学分析。利用 D-H 法进行正向运动学分析，推算机器人各坐标系的变换矩阵，和末端执行器的位姿变换矩阵。设计机器人的特定机构构型，提出一种具有唯一解形式的逆向运动学闭式解法。对于系统动力学建模，能对机器人的关节驱动力/力矩、关节速度、关节加速度与关节加加速度的计算求解提供机器人动力学模型。另外，动力学建模研究也可为今后进一步开展与机器人动力学相关的运动控制算

法研究提供机器人动力学基础模型。

第三部分，打磨机器人驱动电机的控制策略研究与基于 ADAMS 的运动学仿真。为保证系统运动的平稳，提高系统的控制性能。设计了基于扩张状态观测器的滑模自抗扰速度环控制器与基于改进非线性扩张状态观测器的电流环电流解耦控制策略形成了具有抗干扰能力的闭环控制器。通过与传统的控制策略进行仿真与实验了比对，验证本文所提控制方法的有效性和优越性。最后，进行了基于 ADAMS 的混联式打磨机器人仿真，验证所设计打磨机器人构型的科学合理性的同时得到运动学方程解的验证。

第2章 混联式打磨机器人结构设计及运动学分析

针对复杂形状零部件表面难以打磨的难题，本章设计了一种混联式打磨机器人，两个平动装置组成的并联机构能够实现打磨作业水平面的定位，满足不同打磨场合与需求，末端执行装置实现打磨姿态的灵活调整。然后针对提出的混联式打磨机器人构型构建了正逆运动学模型，为后续开展打磨机器人仿真与实验提供理论基础。

2.1 打磨机器人总体方案

针对复杂形状零部件打磨作业任务，尤其是满足一次装夹多面打磨作业需求，对所设计的机器人灵巧作业性能提出如下主要构型设计指标：

- (1) 能够实现三维空间打磨位置调整；
- (2) 末端打磨结构具备姿态灵活调整功能，满足复杂曲面打磨位姿调整需求；
- (3) 作业位置与作业姿态调整控制便捷。

针对所设计机器人开展复杂形状零部件多面打磨作业任务需求，结合上述机器人构型设计指标要求，本文在构型复杂度适中与关节布置便捷的前提下，追求灵巧作业性能与作业任务可执行能力，设计了一种混联式打磨机器人结构，如图 2-1 所示。

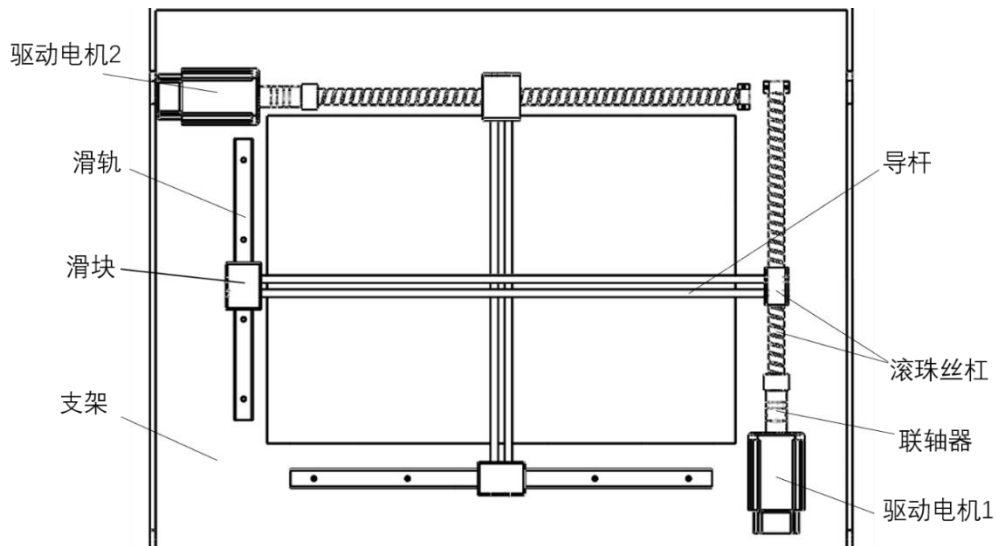


图 2-1 水平运动结构图

具体构型设计方案如下。对于空间三维作业位置的调整，通常可以通过直角坐标构型结构沿着 X 轴、Y 轴和 Z 轴的线性运动实现。本文设计了如图 2-2 所示的一种由电机带

动滚珠丝杠实现水平方向的运动，竖直方向运动由放置被打磨件的台座来实现。两个成 45° 的旋转关节，能够实现以打磨头末端端点为球心，以打磨头长度为半径的上半球形的任意姿态可达，用以完成复杂曲面表面的打磨任务。下面对主要部分进行详细说明。

2.2 水平移动平台

图 2-1 为实现打磨机器人水平运动的组成结构，由驱动电机、联轴器、滚珠丝杠、导杆、滑块、滑轨组成，两对驱动结构分别完成 x 、 y 方向上的移动， x 轴上的运动范围为 $\pm 600\text{mm}$ ， y 轴上的运动范围是 $\pm 450\text{mm}$ 。

2.3 末端执行器

图 2-2 为完成打磨姿态调整的末端执行器部分。竖直轴与连接件形成的连接结构实现打磨水平机构与末端作业姿态调整机构的运动传递，第一旋转组件与第二旋转组件的组合能够实现打磨头的灵活调整，完成以打磨头末端为球形组成的上半个球体空间内任意姿态变换，从而适应不同场合的打磨需求。

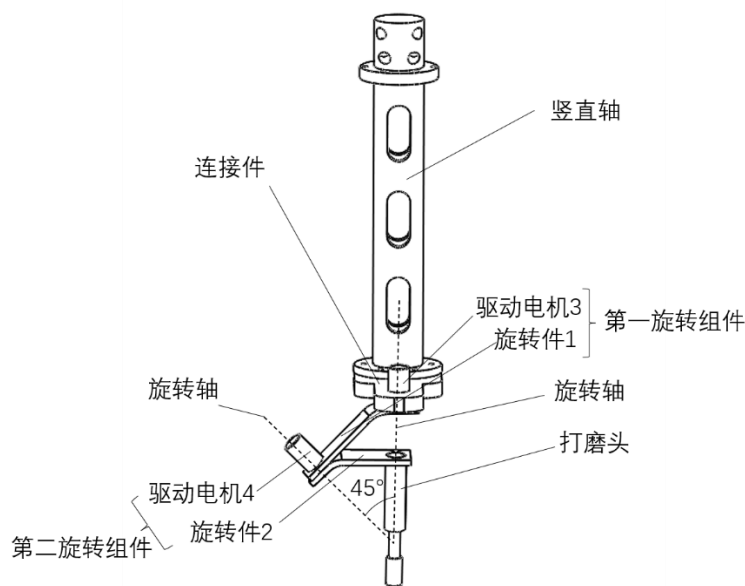


图 2-2 末端执行器结构示意图

2.4 驱动电机选型

要完成打磨机器人打磨需求，需要驱动电机 1 与驱动电机 2 带动滚珠丝杠完成末端执行器水平面内的移动，需要驱动电机 3 与驱动电机 4 完成末端打磨空间内位姿的调整，为了实现这些打磨动作，需要电机提高足够的驱动力矩，所以需对电机进行选型。

本文选用控制精度高、控制效果好的永磁同步电机作为驱动电机。驱动电机 1 带动滚珠丝杠完成如图 2-2 所示的结构의平动，具体型号的选择由末端执行器运动时所需最大的力确定。本文构型所用材料为 5052 铝合金，末端执行器整体体积约为 6000cm^3 ，则质量约为 16kg ，考虑到驱动电机 3、4 的重量，则总质量约为 20kg 。假设需要的移动速度为 1m/s ，永磁同步电机电机的加速时间为 0.25s ，则加速度 $a=4\text{m/s}^2$ ，滑块与滑轨之间的摩擦系数为 0.1，则可计算出移动所需的力的大小：

$$F=ma+\mu mg=20\times 4+20=100\text{N} \quad (2-1)$$

选择额定转速为 3000r/min 的永磁同步电机，根据滚珠丝杠导程计算公式：

$$L=v/R \quad (2-2)$$

v 是移动速度，单位 mm/s ， R 为额定转速，单位 r/s ， L 为滚珠丝杠导程，单位 mm ，则 $L=20\text{mm}$ ，则所需转矩为：

$$T=FL/(2\pi\times n) \quad (2-3)$$

n 为滚珠丝杠传动效率，取 $n=0.9$ 。则 $T=0.353\text{N}\cdot\text{m}$ ，因此选用的永磁同步电机参数如下：

表 1-1 永磁同步电机参数

参数	Value
额定扭矩 $T(\text{N}\cdot\text{m})$	0.64
定子电阻 $R_s(\Omega)$	0.44
电感 $L_d = L_q(\text{H})$	4.5×10^{-4}
永磁体磁链 $\Psi_f(\text{Wb})$	9.8×10^{-3}
转动惯量 $J(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	2.8×10^{-5}
粘滞摩擦系数 $B(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	5×10^{-5}
极对数 p	5

驱动电机 2 的选型同上。驱动电机 3 的选型根据式进行确定：

$$T=P/\omega_{1\max} \quad (2-4)$$

$\omega_{1\max}$ 为第一旋转关节最大转动角速度，本文选取 $\omega_{1\max}=0.8\text{r/s}\times 2\pi = 1.6\pi \text{rad/s}$ ， $P=200\text{W}$ ，则 $T=39.8\text{N}\cdot\text{m}$ ，选择减速比为 80 的行星齿轮减速器，驱动电机的转矩为 $0.64\text{N}\cdot\text{m}$ ，具体参数同表 1-1，驱动电机 4 同上。

2.5 打磨机器人运动学建模

开展打磨机器人的运动学分析是对机器人的结构参数进行优化设计以满足打磨工作的前提条件。机器人运动学分析分为正运动学分析和逆运动学分析，正运动学分析是已知机器人的各个关节变量，求出机器人末端的位姿，而逆运动学分析是已知末端位姿求出机器人的各个关节变量。

机器人模型的构建，对研究机器人的运动将提供不少便利之处，通过对模型的分析和使用相应的专业知识，可以让人们更好的控制机器人来进行运动。本文采用经典 D-H 建模方法对机器人打磨系统进行建模，并在此基础上进行机器人正逆运动学分析。

2.5.1 D-H 模型的建立

建立机器人的运动学方程时，需确定坐标变换关系。简而言之，这涉及在每个连杆的关节处建立坐标系，并使用齐次坐标变换来描述这些坐标系之间的位置和方向关系。常用的方法是 D-H 参数法。1955 年，Denavit 和 Hartenberg 提出了 D-H 坐标系^[67]，该方法简洁有效地对机器人的连杆和关节进行建模。由于机器人运动时各关节均可能运动，因此采用 D-H 建模方法，给每个关节固定一个坐标系，可有效避免运动失控的问题。目前，这一方法已成为机器人运动研究的经典分析方法。D-H 坐标系的建立规则如下：

- (1) 每个关节坐标系必须指明坐标轴的方向。
- (2) 对于旋转关节，坐标系 Z 轴方向与回转轴线重合，对于移动关节，Z 轴与移动方向重合。
- (3) 当前关节的 X 轴规定和相邻坐标系的 Z 轴垂直，若和当前关节相邻的固定坐标系的 Z 轴方向是不规则的曲面，那么 X 轴沿着公垂线的方向指向下一坐标系的原点；如果相邻的坐标系平行，则 X 轴方向与这组平行线所确定的平面垂直，与此同时和上一个坐标系的 X 轴重合或平行。

本文所建立的基于 D-H 的参考坐标系如图 2-3

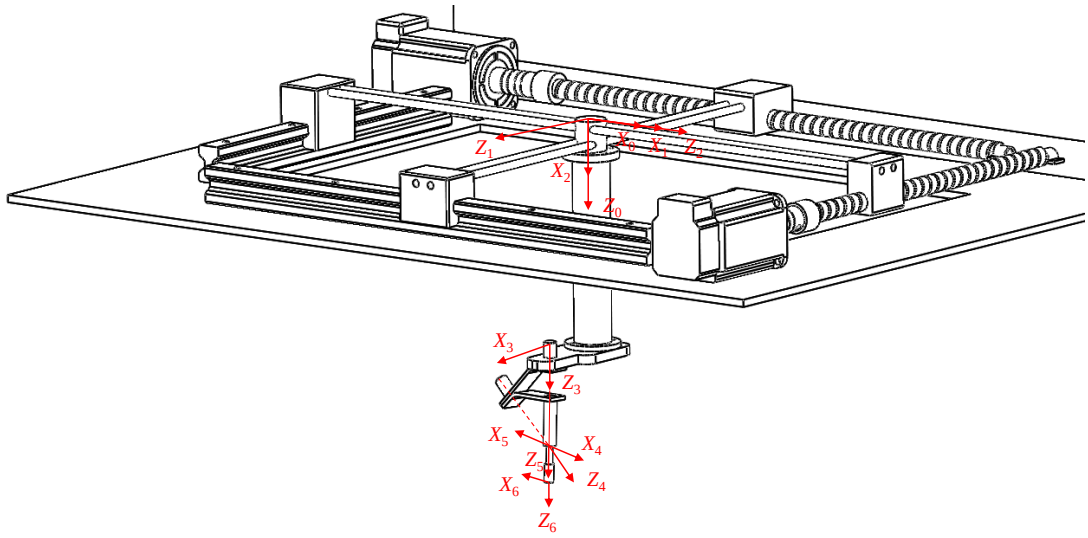


图 2-3 D-H 参考坐标系

表 2-1 打磨机器人 D-H 参数表

连杆/ i	θ_i	α_i	d_i	a_i
1	0	$-\pi/2$	0	0
2	$-\pi/2$	$-\pi/2$	$d_2(-450 < d_2 < 450)$	0
3	$-\pi/2$	$-\pi/2$	$d_3(-600 < d_3 < 600)$	L_2
4	$-\pi/2 + \varphi_1$	$\pi/4$	L_1	0
5	$\pi + \varphi_2$	$\pi/4$	0	0
6	0	0	L_c	0

φ_1 、 φ_2 分别为第一旋转组件与第二旋转组件转动角度， L_1 为连接件到第二旋转组件的竖直距离， L_2 为竖直轴到第一旋转组件的水平距离， L_c 为刀补。

各个连杆的参数定义如下：

- (1) a_i 是沿着 X_{i-1} 轴方向，从 Z_{i-1} 移动到 Z_i 的距离；
- (2) α_i 是绕着 X_{i-1} 轴方向，从 Z_{i-1} 旋转到 Z_i 的角度；
- (3) d_i 是沿着 Z_{i-1} 方向，从 X_{i-1} 移动到 X_i 的距离；
- (4) θ_i 是绕着 Z_{i-1} 轴方向，从 X_{i-1} 移动到 X_i 的距离；

2.5.2 正运动学分析

将打磨机器人 D-H 参数带入到齐次变换矩阵通式可以得到相邻坐标系的齐次变换矩阵。齐次变换矩阵通式如式(2-1)：

$${}^{i-1}T_i = \begin{bmatrix} c_i & -c\alpha_i s_i & s\alpha_i s_i & a_i c_i \\ s_i & c\alpha_i c_i & -s\alpha_i c_i & a_i s_i \\ 0 & s\alpha_i & c\alpha_i & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

其中， $c_i = \cos \theta_i$ ， $s_i = \sin \theta_i$ ， 由式(2-5)并结合表 2-1 可得各连杆间齐次变换矩阵：

$${}^0T_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$${}^1T_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & d_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

$${}^2T_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & -L_2 \\ 0 & -1 & 0 & d_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

$${}^3T_4 = \begin{bmatrix} \sin \varphi_1 & 0 & 0 & 0 \\ -\cos \varphi_1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

$${}^4T_5 = \begin{bmatrix} -\cos \varphi_2 & \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \varphi_2 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \sin \varphi_2 & 0 \\ -\sin \varphi_2 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \cos \varphi_2 & \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \varphi_2 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$${}^5T_6 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & L_c \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

则打磨机器人末端执行器相对于基坐标系 $\{0\}$ 的位姿矩阵为：

$$\begin{aligned} {}^0T_6 &= {}^0T_1 {}^1T_2 {}^2T_3 {}^3T_4 {}^4T_5 {}^5T_6 \\ &= \begin{bmatrix} n_x & o_x & a_x & q_x \\ n_y & o_y & a_y & q_y \\ n_z & o_z & a_z & q_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-12)$$

对式(2-12)求解可得：

$$\mathbf{q} = [q_x, q_y, q_z]^T = [d_3, L_2 + d_2, 0]^T \quad (2-13)$$

$$\mathbf{a} = [a_x, a_y, a_z]^T \quad (2-14)$$

$$a_x = (-\frac{1}{\sqrt{\varphi_2}} \cos \varphi_1 \sin \varphi_2) / 2 \quad (2-15)$$

$$a_y = (-\frac{1}{\sqrt{\varphi_2}} \sin \varphi_1 \sin \varphi_2) / 2 \quad (2-16)$$

$$a_z = (-\frac{1}{\sqrt{2}} \cos \varphi_2) / 2 \quad (2-17)$$

$$\mathbf{o} = [o_x, o_y, o_z]^T \quad (2-18)$$

$$o_x = (\frac{1}{\sqrt{2}} \cos \varphi_1 \sin \varphi_2 - \frac{1}{\sqrt{2}}) / 2 \quad (2-19)$$

$$o_y = (\frac{1}{\sqrt{2}} \sin \varphi_1 \sin \varphi_2) / 2 \quad (2-20)$$

$$o_z = (\frac{1}{\sqrt{2}} \cos \varphi_2) / 2 \quad (2-21)$$

$$\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z]^T \quad (2-22)$$

$$n_x = -\cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \quad (2-23)$$

$$n_y = -\cos \varphi_2 \sin \varphi_1 \quad (2-24)$$

$$n_z = \sin \varphi_2 \quad (2-25)$$

2.5.3 逆运动学分析

在解决机器人逆向运动学问题时，数值法虽然能够适用于各种运动学结构，但其求解速度较慢，有时无法得到所有可能的解。相比之下，闭式解法具有更高的求解精度和速度，并且能够清晰地地区分所有可能的解。因此，闭式解法是解决机器人逆向运动学问题的首选方法，本文提出的混联式打磨机器人结构符合 **Peiper** 准则^[68]，可以直接使用闭式解法求解。

逆向运动学闭式解法具体求解如下：

由式(2-21)和式(2-25)可得：

$$\cos \varphi_2 = 2\sqrt{2}o_z \quad (2-26)$$

$$\sin \varphi_2 = n_z \quad (2-27)$$

由式(2-26)和式(2-27)，可得：

$$\varphi_2 = \arctan 2(n_z, 2\sqrt{2}o_z) \quad (2-28)$$

求解 φ_1 ，由式(2-15)和式(2-16)可得：

$$\varphi_1 = \arctan \frac{a_y}{a_x} \quad (2-29)$$

以上求出的 φ_1 、 φ_2 即为打磨机器人的运动学逆解，求解过程简洁方便，所得的解为唯一解。当已知打磨机器人末端执行器的位姿时，可以通过在控制系统中输入与逆解相同的各关节参数，从而获得理想的位姿。

2.6 本章小结

本章主要介绍了所设计的混联式打磨机器人的结构设计，对其总体结构设计方案行了描述，给出了打磨机器人水平移动平台与末端执行器的具体组成，并针对此结构所需驱动电机就行了选型，最后完成了打磨机器人结构的 D-H 建模，开展了正逆运动学分析，为后面开展控制系统研究提供理论基础。

第3章 打磨机器人驱动电机速度环控制策略研究

永磁同步电机是一种高性能的电机类型，通过使用永磁同步电机，打磨机器人可以实现更快速、更稳定的运动，提高打磨机器人的性能表现，使其在工业生产中能够更加高效地完成打磨任务。因此，永磁同步电机在打磨机器人中扮演着至关重要的角色。

为了提高永磁同步电机调速系统的动态指标和控制性能，提出了一种具有改进趋近律的永磁同步电机滑模控制方法，该方法具有较短的趋近时间和较小的系统抖振。设计了一种基于双曲正切函数的滑模控制器扩张状态观测器(ESO)，实现了对电机机械角速度和负载扰动的实时跟踪，可以减弱内部参数扰动和外部负载扰动的影响。基于MATLAB/Simulink 对新型永磁同步电机滑模控制器的性能进行了仿真。建立了一个基于 dSPACE 的实验平台。仿真和实验结果表明，这种新型永磁同步电机控制器能够有效地抑制系统抖振，提高系统的动态性能和鲁棒性。

3.1 新型趋近律

3.1.1 传统趋近律

在滑模控制中，常引入趋近律来改善滑模控制的动态品质。其中，常用的有指数趋近律和幂次趋近律，如方程(3-1)和(3-2)。

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (3-1)$$

$$\dot{s} = -q|s|^\delta \operatorname{sgn}(s) \quad (3-2)$$

其中 ε 为大于零的常数， s 为系统滑动面， k 为指数系数， $k > 0$ ， q 为大于零的常数， δ 为指数项。对传统指数趋近律和幂次趋近律的分析表明，传统指数趋近律由等速项和指数项组成。当系统远离滑模面($s > 1$)时，两者同时起作用，快速逼近滑模面。当系统接近滑模面($s < 1$)时，等速趋近项起主导作用，从而导致较大的抖振。虽然幂次趋近律会减缓并降低滑模面附近的抖振，但当系统远离滑模面时趋近速度较慢。

3.1.2 新型趋近律

为了结合上述两种趋近律的优点，提出了一种新的趋近律。如式(3-3)所示，新型趋近律由于远离滑模面的衰减率较大而具有较快的收敛速度，由于趋近滑模面的衰减率

较小而削弱了抖振。

$$\begin{cases} \dot{s} = \frac{-\varepsilon |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)}{\lambda + (1 - \lambda + x^{-2})e^{-\beta|x|}} - ks \\ \alpha = 0, |s| \geq 1 \\ 0 < \alpha < 1, |s| < 1 \end{cases} \quad (3-3)$$

其中 x 是系统的状态变量, λ 和 β 是大于零的常数, α 是指数项.如式(3-3)所示, 当系统远离滑模面($|s| \geq 1$)时, $\alpha=0$, 系统状态变量 $|x|$ 较大, $e^{-\beta|x|}$ 趋于 0, 此时系统按照变指数趋近律逼近滑模面, 趋近速度由 λ 快速调节.当系统靠近滑模面($|s| < 1$), $0 < \alpha < 1$, $|x|$ 较小, $e^{-\beta|x|}$ 接近 1, 指数项接近于零, 幂项起主要趋近作用时, 系统在靠近滑模面时趋近速度较慢.状态变量 x 的引入, 减小了系统趋近滑模时的抖振。

3.1.3 新型趋近律的性能分析

构建了一个验证系统来验证新型趋近律的性能, 如方程(3-4)所示。

$$\ddot{\theta}(t) = -f(\theta, t) + hu(t) \quad (3-4)$$

式(3-4)中, $\theta(t)$ 为实际角度信号, $f(\theta, t)=25$, $\dot{\theta}(t)$ 为实际速度信号函数, $h=133$, $u(t)$ 为控制律。

定义跟踪误差为 $e(t)$, 则跟踪误差及其导数表示为:

$$\begin{cases} e(t) = \theta_d - \theta(t) \\ \dot{e}(t) = \dot{\theta}_d - \dot{\theta}(t) \end{cases} \quad (3-5)$$

其中, θ_d 为理想角度信号。

定义滑模面函数为:

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t) \quad (3-6)$$

其中, c 为滑模面系数, $c > 0$ 。

则联立(3-4)-(3-6)三式可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t) = \\ &= c(\dot{\theta}_d(t) - \dot{\theta}(t)) + (\ddot{\theta}_d(t) - \ddot{\theta}(t)) = \\ &= c(\dot{\theta}_d(t) - \dot{\theta}(t)) + (\ddot{\theta}_d(t) + f(\theta, t) - hu(t)) \end{aligned} \quad (3-7)$$

综合(3-3)和(3-7)式，则可以得到基于新型趋近律的滑模控制律 $u(t)$ 为：

$$\begin{cases} u(t) = \frac{1}{h} \left[\frac{\varepsilon |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)}{\lambda + (1 - \lambda + x^{-2})e^{-\beta|x|}} + ks + c(\theta_d - \theta(t)) + (\theta_d(t) + f(\theta, t)) \right] \\ \alpha = 0, |s| \geq 1 \\ 0 < \alpha < 1, |s| < 1 \end{cases} \quad (3-8)$$

在相同参数条件下对三种趋近律进行性能分析，参数设置如表 3-1。

表 3-1 趋近律参数设置

参数 类型	c	ε	k	q	λ	β	α	δ
幂次趋近律	30		/	15	/	/	/	0.9
指数趋近律	30	15	30	/	/	/	/	/
新型趋近律	30	15	30	/	0.0003	2	0.15	/

系统理想位置信号为 $\theta_d(t) = \sin t$ ，被控对象初始状态 $x(0)$ 为 $[x_1, x_2] = [-10, -10]$ 。

图 1 为幂次趋近律、指数趋近律、新型趋近律性能对比图，由图可以看出，新型趋近律无论是在趋近的速度、抑制抖振方面，还是状态变量 x_1 与 x_2 收敛速度、跟踪给定信号能力方面都明显优于幂次趋近律与指数趋近律。由此可见，本文所提新型趋近律具有加快趋近速度同时削弱系统抖振的优点。

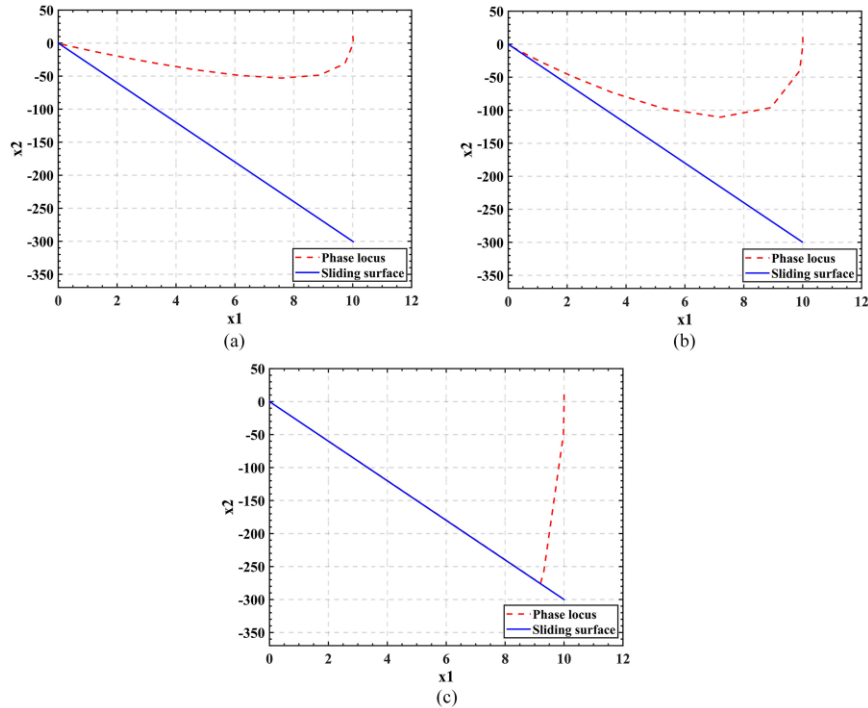


图 3-1 趋近律相轨迹

(a) 幂次趋近律相轨迹 (b) 指数趋近律相轨迹 (c) 新型趋近律相轨迹

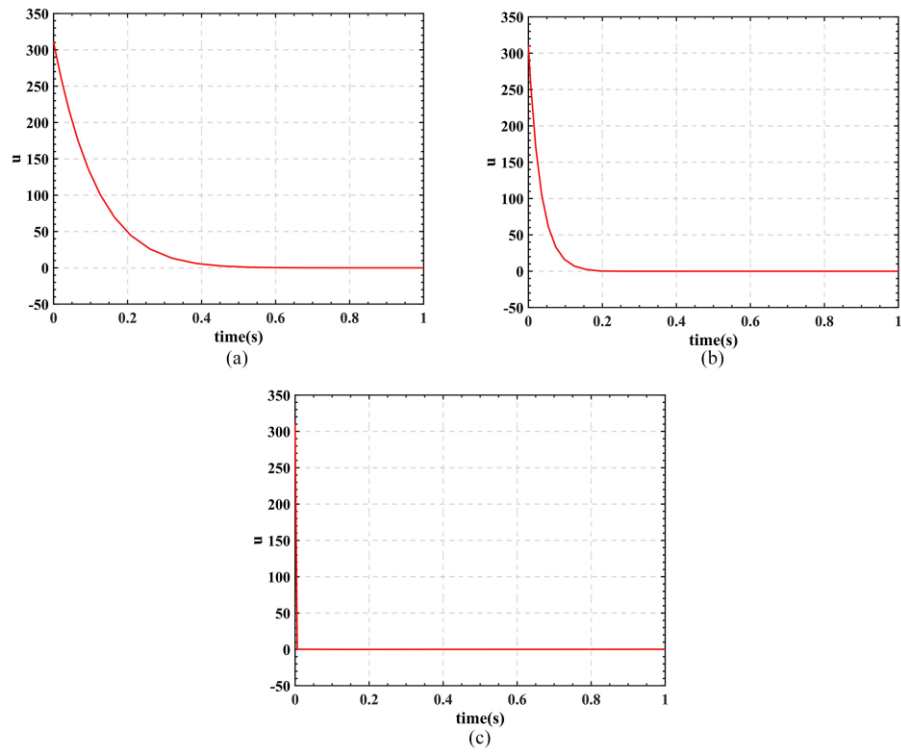


图 3-2 趋近律控制器输出

(a) 幂次趋近律控制器输出 (b) 指数趋近律控制器输出 (c) 新型趋近律控制器输出

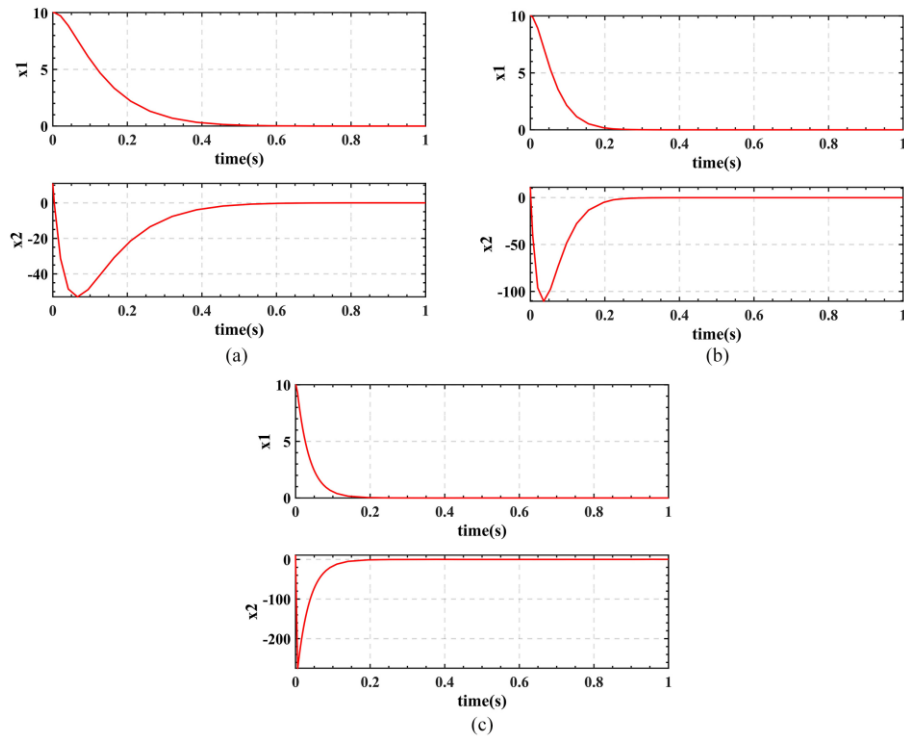


图 3-3 状态变量收敛速度

(a) 幂次趋近律状态变量收敛速度 (b) 指数趋近律状态变量收敛速度 (c) 新型趋近律状态变量收敛速度

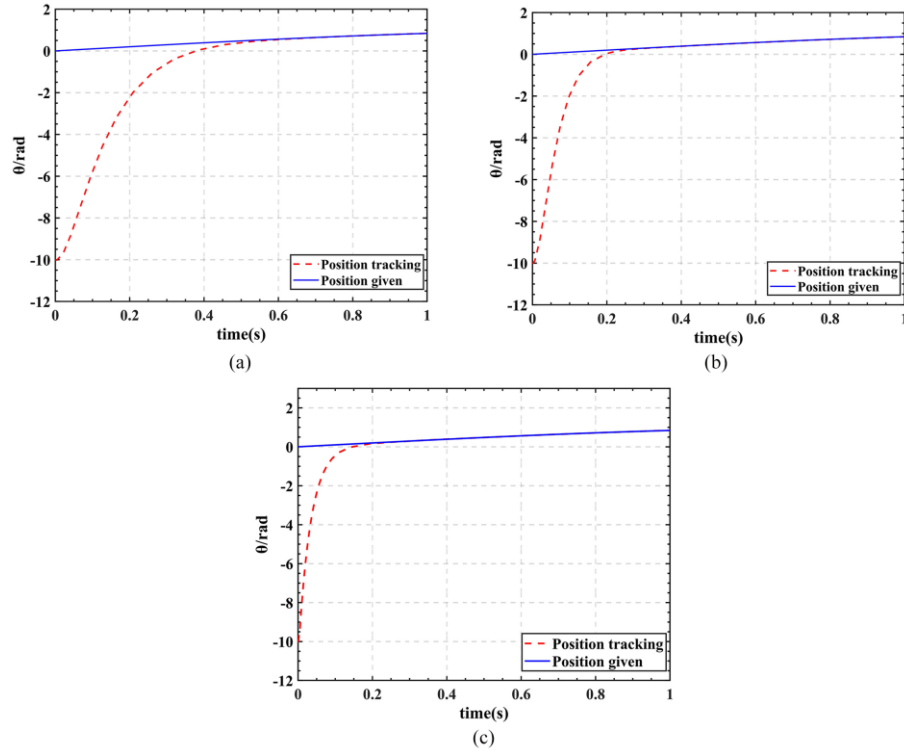


图 3-4 跟踪给定信号能力

(a) 幂次趋近律跟踪给定信号能力 (b) 指数趋近律跟踪给定信号能力 (c) 新型趋近律跟踪给定信号能力

3.2 永磁同步电机的数学模型

建立永磁同步电机在 d - q 轴坐标系下的方程，采用 $i_d=0$ 的控制策略，则 PMSM 电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_q i_q p \omega_m - L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q = R_s i_q + L_d i_d p \omega_m + L_q \frac{di_q}{dt} + p \omega_m \psi_f \end{cases} \quad (3-9)$$

其中， u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴定子电压和电流， L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感， p 为极对数， R_s 为定子电阻， ψ_f 为永磁体磁链， ω_m 为转子机械角速度。

PMSM 转矩方程为：

$$T_e = 1.5 p \psi_f i_q \quad (3-10)$$

PMSM 运动方程：

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3-11)$$

T_e 、 T_L 分别为电磁转矩和负载转矩， J 为转动惯量， B 为粘滞摩擦系数。

3.3 基于扩张状态观测器的永磁同步电机滑模控制

传统滑模控制一般采用符号函数，因此控制具有不连续性，且不可避免带来了抖振，为抑制滑模控制器抖振，提高系统的动态性能，采用抖振小、观测精度高的扩张状态观测器对系统扰动和角速度进行观测，并将观测值前馈补偿至滑模控制器。提出具有抗扰动和补偿能力的新型趋近律与扩张状态观测器的永磁同步电机滑模控制策略 (Novel Reaching Law Anti-disturbance Sliding Mode Control, NRLASMC)。

3.3.1 基于扩张状态观测器的滑模控制器设计

将式(3-10)代入式(3-11),则永磁同步电机的运动方程可写为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3p}{2J} \psi_f i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{1}{J} T_L \quad (3-12)$$

考虑到系统扰动和系统参数变化的影响，则式(3-12)写为:

$$\dot{\omega}_m = A i_q + C \omega_m + D \quad (3-13)$$

显然式中 $A = \frac{3p\psi_f}{2J}$ ， $C = -\frac{B}{J}$ ， D 是系统的综合扰动，涉及到负载扰动，和系统各参数变化的影响，则 $D = \Delta_1 i_q + \Delta_2 \omega_m - (\Delta_3 + \frac{1}{J}) T_L$ ，其中 Δ_1 、 Δ_2 、 Δ_3 为各参数的变化量。

综合扰动 D 未知，需要用 ESO 对扰动进行观测并前馈至滑模控制器，可将 D 扩张为扩张状态观测器的系统状态变量，则其扩张状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_m = A i_q + C \omega_m + D \\ \dot{D} = \zeta(t) \end{cases} \quad (3-14)$$

$\zeta(t)$ 为综合扰动 D 变化率。

$$\begin{cases} e_1(t) = z_1(t) - \omega_m \\ \dot{z}_1(t) = z_2(t) + A i_q - \beta_1 e(t) \\ \dot{z}_2(t) = -\beta_2 e(t) \end{cases} \quad (3-15)$$

其中， $e(t)$ 机械角速度观测值和实际值之间的误差， $z_1(t)$ 为观测机械角速度值， $z_2(t)$ 为观

测总扰动值, β_1 、 β_2 为观测器增益系数。

为提高观测器观测性能, 更加精确观测总扰动 D , 同时提高扩张状态观测器自适应、动态响应能力, 设计一种基于双曲正切函数的新型扩张状态观测器, 结合式(3-14)、(3-15), 观测器方程如下:

$$\begin{cases} e_1(t) = z_1(t) - \omega_m \\ \dot{z}_1(t) = z_2(t) + A i_q + C z_1(t) + \beta_1 \tanh(\beta_3 e_1(t)) \\ \dot{z}_2(t) = -\beta_1 \beta_2 \tanh(\beta_3 e_1(t)) \end{cases} \quad (3-16)$$

$\beta_3 > 0$ 为双曲正切函数调节参数。

由式(3-14)和式(3-16)可得误差状态方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = \dot{z}_1(t) - \dot{\omega}_m \\ = C z_1(t) - C \omega_m + z_2(t) - D + \beta_1 \tanh(\beta_3 e_1(t)) \\ = C e_1 + e_2 + \beta_1 \tanh(\beta_3 e_1(t)) \\ \dot{e}_2(t) = \dot{z}_2(t) - \dot{D} = -\beta_1 \beta_2 \tanh(\beta_3 e_1(t)) - \zeta(t) \end{cases} \quad (3-17)$$

$e_1(t)$ 、 $e_2(t)$ 分别为机械角速度和综合扰动的估计误差。

定义转速跟踪误差为:

$$x = \omega^* - \omega_m \quad (3-18)$$

ω^* 为给定机械角速度参考值。

转速跟踪误差导数为:

$$\dot{x} = -(A i_q + C \omega_m + D) \quad (3-19)$$

为进一步抑制系统抖振, 提高系统调节精度, 故选用滑模面为积分滑模面, 积分滑模面设计为:

$$s = x + c \int_0^t x d\tau \quad c > 0 \quad (3-20)$$

则由式(3-3)、(3-19)、(3-20), 可得控制器 q 轴电流表达式为:

$$\begin{cases} i_q = \frac{1}{A} \left[\frac{\varepsilon |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)}{\lambda + (1 - \lambda + x^{-2})e^{-\beta|x|}} - C\omega_m - D + ks + cx \right] \\ \varepsilon = 0, |s| \geq 1 \\ 0 < \varepsilon < 1, |s| < 1 \end{cases} \quad (3-21)$$

3.3.2 控制器参数确定与稳定性分析

为确定式(3-8)中参数 β_1 、 β_2 ，令

$$s = z_1(t) - \omega_m \quad (3-22)$$

则由到达滑动模态的可达性条件：

$$s\dot{s} < 0 \quad (3-23)$$

结合式(3-17)，式(3-22)可写为：

$$\begin{aligned} & (\dot{z}_1(t) - \dot{\omega}_m)(z_1(t) - \omega_m) \\ & = \dot{e}_1 e_1 = e_1(Ce_1 + e_2 + \beta_1 \tanh(\beta_3 e_1)) < 0 \end{aligned} \quad (3-24)$$

对于 e_1 大于零或小于零，分为两种情况讨论：

$$e_1 \dot{e}_1 \approx \begin{cases} e_1(Ce_1 + e_2 + \beta_1) < 0 (e_1 > 0) \\ e_1(Ce_1 + e_2 - \beta_1) < 0 (e_1 < 0) \end{cases} \quad (3-25)$$

$$\begin{cases} \beta_1 < -(Ce_1 + e_2) (e_1 > 0) \\ \beta_1 < Ce_1 + e_2 (e_1 < 0) \end{cases} \quad (3-26)$$

所以 $\beta_1 < -|Ce_1 + e_2|$ ，也可以写为 $\beta_1 = -a|Ce_1 + e_2|$ ，根据文献^[67]中， $a = 2$ 即可满足条件。

选定了参数 β_1 ，当观测器状态变量到达滑模面进入滑动模态时有：

$$e_1 = \dot{e}_1 = 0 \quad (3-27)$$

联立式(3-27)、(3-17)可得：

$$\begin{cases} e_2 = -\beta_1 \tanh(\beta_3 e_1(t)) \\ \dot{e}_2 = \beta_1 \beta_2 \tanh(\beta_3 e_1(t)) - \zeta(t) \end{cases} \quad (3-28)$$

可得：

$$\dot{e}_2 + \beta_2 e_2 + \zeta(t) = 0 \quad (3-29)$$

由式(3-29)，解微分方程可得：

$$e_2 = e^{-\beta_2 t} (C_1 + \int \zeta(t) e^{\beta_2 t} dt) \quad (3-30)$$

式中 C_1 为常数，为确保扰动估计误差能够收敛至零，则 $\beta_2 > 0$ ，通过调节 β_2 大小可以调节扰动估计误差收敛速度。

用李雅普诺夫函数验证控制系统稳定性，构造李雅普诺夫函数：

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (3-31)$$

对式(3-31)求导，结合式(3-3)、(3-19)、(3-21)可得：

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s(x + cx) \\ &= s(-Ai_q - C\omega_m - D + cx) \\ &= -s \left[\frac{\varepsilon |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)}{\lambda + (1 - \lambda + x^{-2})e^{-\beta|x|}} + ks \right] \end{aligned} \quad (3-32)$$

由李雅普诺夫稳定性判据可知 $\dot{V} \leq 0$ ，控制系统是稳定的。

3.4 基于 MATLAB/Simulink 仿真建模与结果分析

为验证新型趋近律滑模控制器的工作性能，采用图 3-5 所示控制系统方案，基于 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型，并将新型趋近律滑模控制与传统 PID 控制、传统指数滑模控制进行仿真对比。

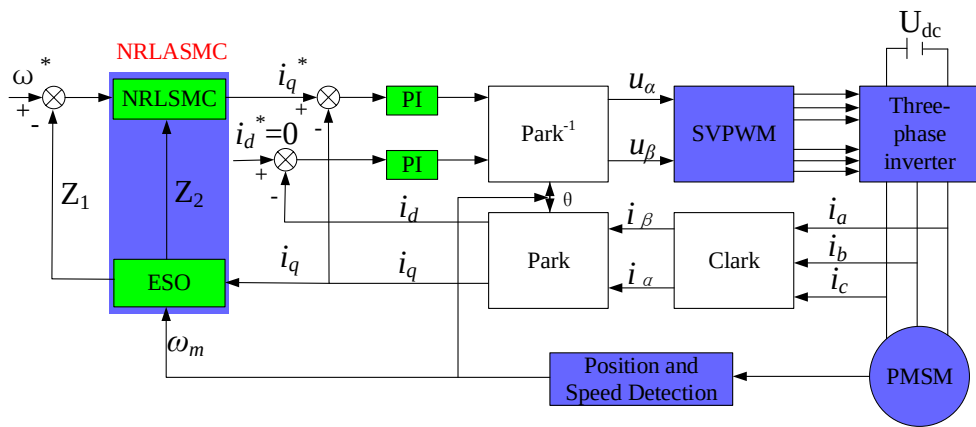


图 3-5 PMSM 调速系统框图

永磁同步电机仿真参数如表 2-2 所示。

表 3-2 永磁同步电机参数

参数	数值
定子电阻 R_s / Ω	0.44
$L_d = L_q / H$	4.5×10^{-4}
永磁磁链 ψ_f / wb	9.8×10^{-3}
转动惯量 $J / kg \cdot m^2$	2.8×10^{-5}
阻尼系数 $B / N \cdot m \cdot s$	5×10^{-5}
极对数 p	5

基于指数趋近律的非奇异终端滑模控制，非奇异终端滑模面为：

$$s = x_3 + \frac{1}{\gamma} x_4^{\frac{p_0}{q_0}} \quad (3-33)$$

所以 NTSMC 参数为： $\gamma > 0$ ，取 $\gamma = 10$ ， $p_0 > q_0$ ，取 $p_0 = 9$ ， $q_0 = 7$ ， $\varepsilon_1 = 100$ ， $q_1 = 90$ 。

PID 控制器参数：速度环 $k_p = 0.8$ ， $k_i = 32$ ， $k_d = 0.0015$ 。NRLASMC 控制器的各个参数为： $c = 0.01$ ， $\varepsilon = 10$ ， $k = 121$ ， $\lambda = 0.1$ ， $\alpha = 0.5$ ， $\beta = 2$ ， $\beta_1 = -2|Ce_1 + e_2|$ ， $\beta_2 = 2000$ ， $\beta_3 = 0.8$ 。

三种控制器具有相同的 d - q 轴电流环参数。 d 轴电流环 PI 控制器参数为 $k_p = 27$ ， $k_i = 40$ ； q 轴电流环 PI 控制器参数为 $k_p = 0.46$ ， $k_i = 80$ 。

图 3-6 为永磁同步电机在 PID、NTSMC、NRLASMC 三种不同控制方式下的转速曲线图。为验证三种控制方式的优劣，分别验证了给定 800r/min 转速空载起动，0.3s 突增负载，0.7s 突增转速到 1000r/min 的三种不同工况下的电机运行情况。

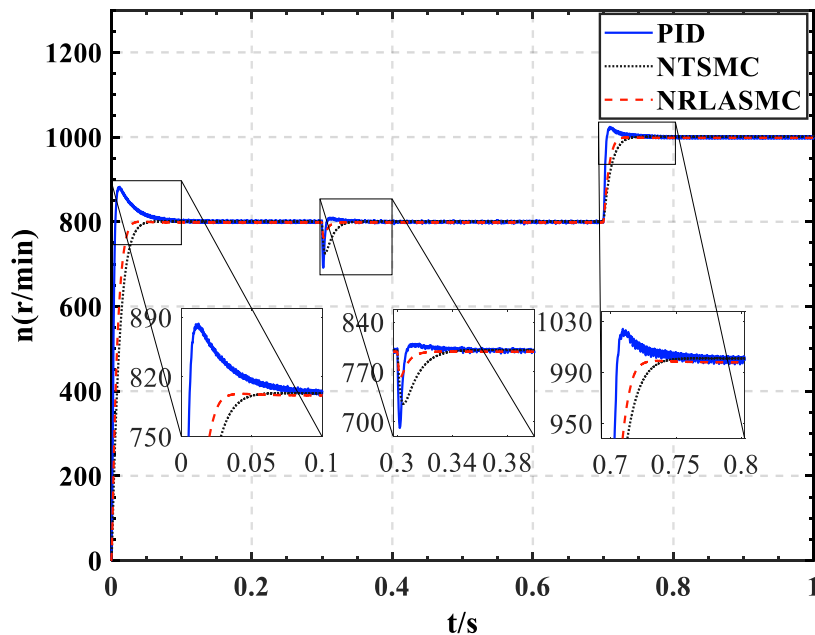


图 3-6 PID、NTSMC、NRLASMC 控制下的永磁同步电机转速曲线

表 3-3 显示了三种控制器的性能比较结果。NRLASMC 控制下的系统在起动响应速度、负载突增时的转速下降幅度和转速突增时的响应速度方面均优于 PID 和 NTSMC 控制下的系统。

表 3-3 三种控制器的性能比较

控制器	起动超调 $\sigma_1\%$	调整时间 t_{s1} (s)	速度下降 (rpm)	加负载时的 调整时间 t_{s2} (s)	突增转速 超调 $\sigma_2\%$	调整时间 t_{s3} (s)
PID	10.25%	0.1	110	0.06	2.9%	0.07
NTSMC	0	0.065	68	0.05	0	0.06
NRLASMC	0	0.037	35	0.02	0	0.02

图 3-7 和图 3-8 分别为永磁同步电机在给定转速 800 rpm 空载启动、突加负载 0.3 s、提速 0.7 s 时，PID 控制和 NRLASMC 控制策略下转矩和三相电流的响应曲线。

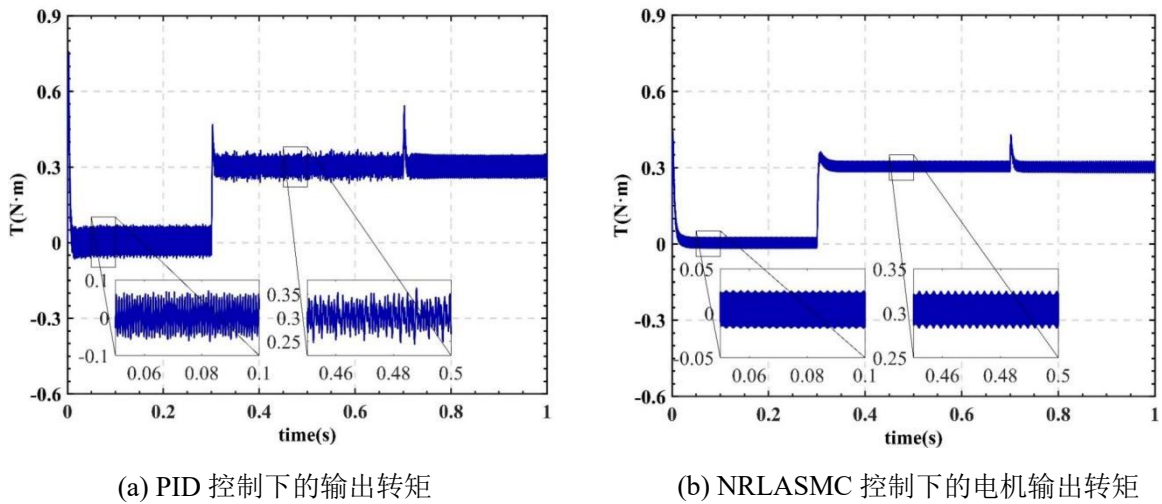


图 3-7 NRLASMC 与 PID 控制下的永磁同步电机输出转矩

由图 3-7 可知，当负载突增至 0.3 Nm 时，PID 控制下系统对负载扰动敏感，电磁转矩波动明显高于 NRLASMC 控制下的系统，且转速突增时前者转矩波动明显高于后者，此外，由于 NRLASMC 控制采用新颖的趋近律来抑制抖振，因此该控制器对转矩脉动的抑制效果明显。

由图 3-8 可知，NRLASMC 控制下的三相电流在空载启动、突加负载、突加转速时

的峰值和振动明显小于 PID 控制。

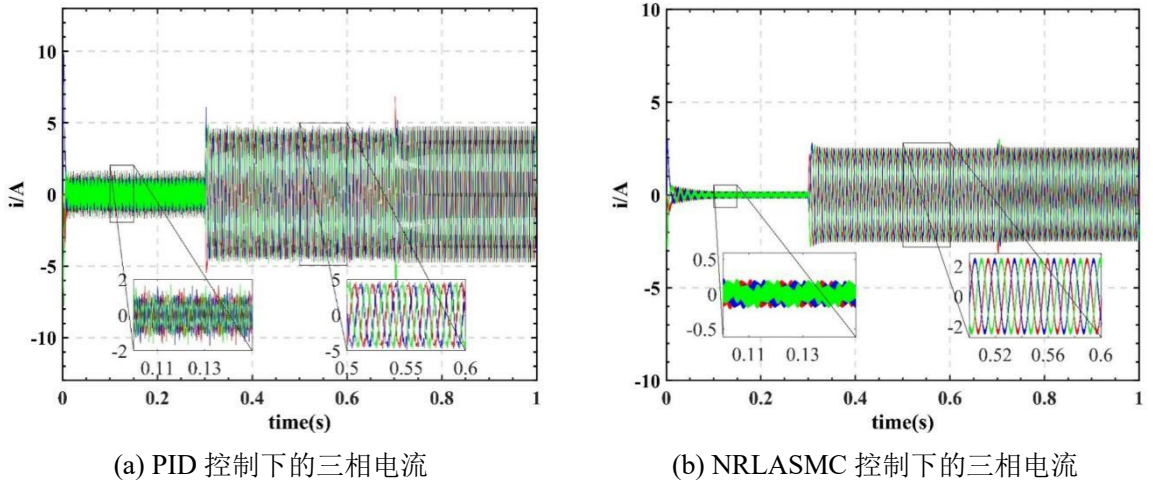


图 3-8 PID 与 NRLASMC 控制下的永磁同步电机三相电流

图 3-9 为实际负载转矩与 ESO 观测负载转矩的对比，图 3-10 为扩张状态观测器观测角速度与实际角速度的差值。

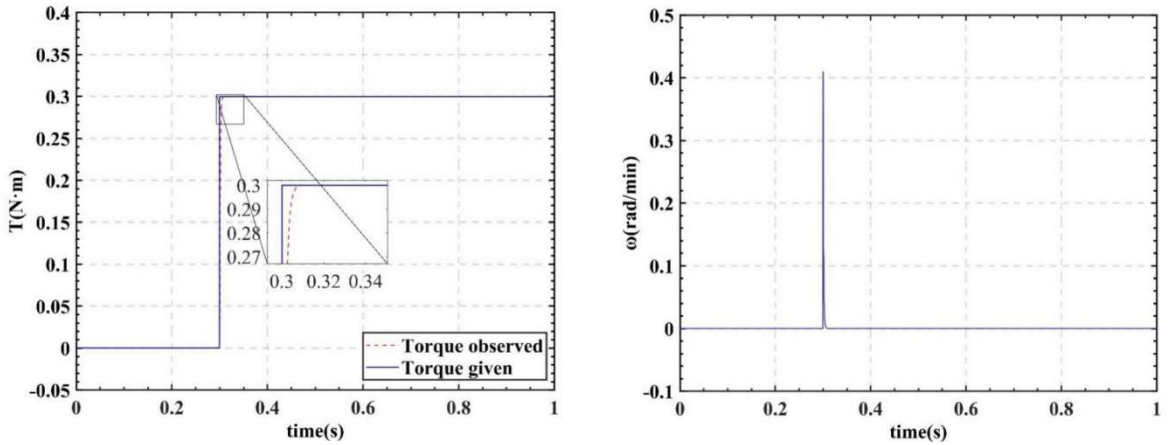


图 3-9 负载转矩观测结果

图 3-10 角速度跟踪误差

由图 3-9 和图 3-10 可以得到，ESO 对给定力矩的观测响应速度快，观测误差小，角速度跟踪误差小，收敛速度快，性能可以满足系统要求。

3.5 基于 dSPACE 的实验验证

为进一步验证所提理论和 NRLASMC 控制策略的有效性，搭建了基于 dSPACE 1202 和 ControlDesk 实时控制的 PMSM 半实物实验平台，如图 3-11 所示。驱动板集成了三相定子电流检测电路、直流侧母线电压检测电路和三相逆变电路，PMSM 自带编码器模块，可以将采集到的转子位置信号传输给 DS1202 控制器。

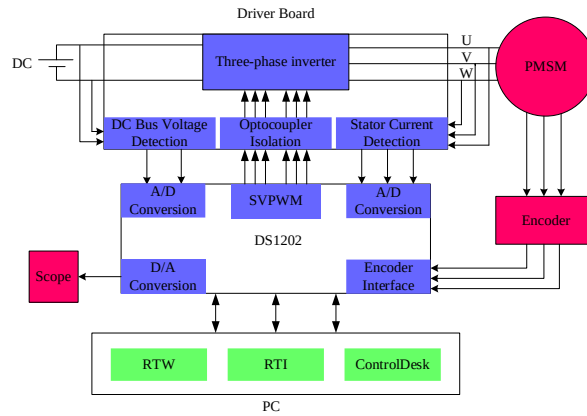


图 3-11 硬件系统框图

如图 3-12 所示，建立了与图 3-11 相对应的实物图。通过上述平台对 PMSM 的 PID 控制器、滑模控制器和 NRLASMC 控制器进行了性能验证实验。

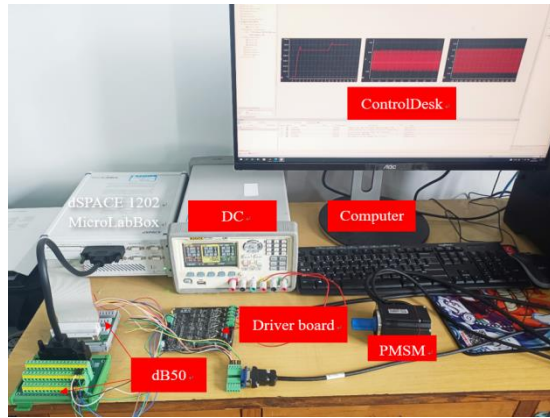


图 3-12 实物图

PMSM 参数与仿真相同，逆变器开关频率为 20 kHz ，控制器采样周期为 $100\text{ }\mu\text{s}$ ，直流侧母线电压为 24 V 。控制器参数设置如表 3-4 所示。

表 3-4 控制器参数

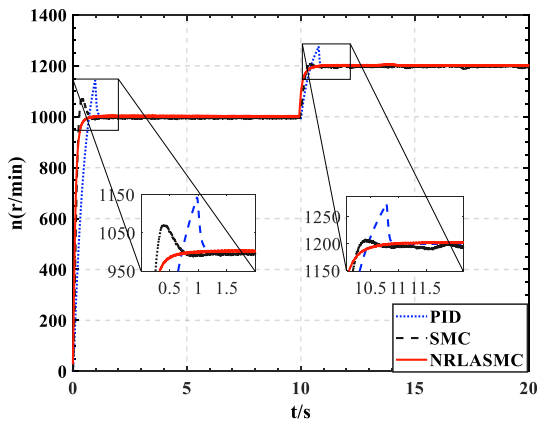
控制方式	参数值
PID	$k_p = 0.8, k_i = 25, k_d = 0.007$
SMC	$\varepsilon = 100, k = 390, c = 170$
NRLASMC	$\varepsilon = 10, k = 115, c = 85, \alpha = 0.7, \lambda = 0.1$
	$\beta = 2, \beta_1 = -2 Ce_1 + e_2 , \beta_2 = 800, \beta_3 = 0.85$

选取 ε 作为响应速度和抖振之间的折衷，过大的 ε 会引起剧烈的抖振，因此取 $\varepsilon=10$ 。滑模参数 k 决定了系统在远离滑模时的收敛速度，可适当选取较大以缩短系统响应时间，取 $k=115$ ，根据方程(3-3)的定义，选取的滑模参数 α 、 λ 、 β 分别为 0.7、0.1 和 2， β_1

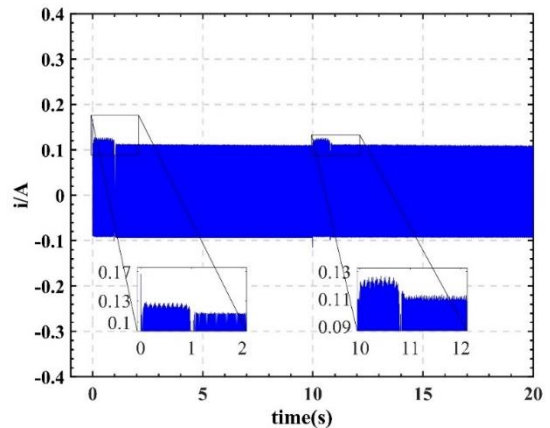
和 β_2 为 ESO 的增益系数, 选取原则为兼顾扰动跟踪性能和抗噪能力, β_3 影响双曲正切函数的光滑性, 过大则 ESO 抖振变大, 过小则降低扰动跟踪性能, 因此折中选择 $\beta_3=0.85$

所有三个控制器的电流环 PI 参数均相同。d 轴电流环参数为: $k_p = 25$, $k_i = 5$, q 轴电流环参数为: $k_p = 0.4$, $k_i = 80$ 。由于使用的控制器是 dSPACE, 因此只需在 Simulink 中用 dSPACE 自带的 RTI 接口替换纯仿真模型中的 PMSM、逆变器、传感器等物理部分, 此外还需将仿真中的连续模块替换为离散模块, 然后在 ControlDesk 中编译成代码进行实时控制。

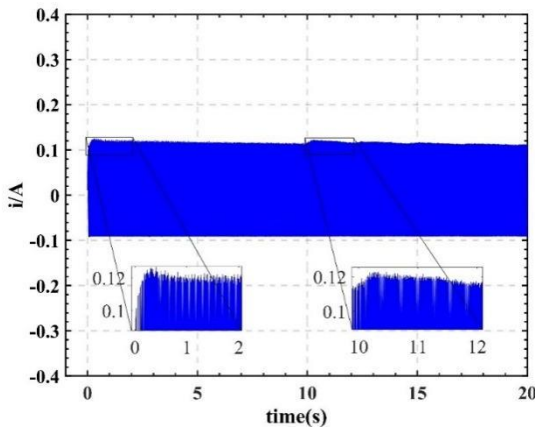
在实验中, PMSM 无负载启动。初始转速为 1000 rpm, 然后在 10 秒内将转速提高到 1200 rpm。比较并分析了三种控制方法下 PMSM 的速度响应和 q 轴电流波形。实验结果如图 3-13 所示:



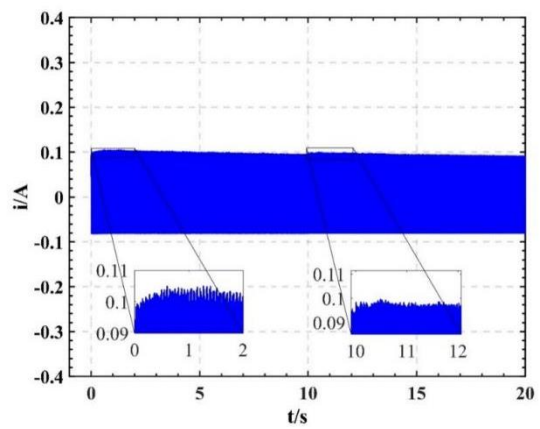
(a) PMSM 在 PID、SMC 和 NRLASMC 控制下启动和增速时的速度响应



(b) PID 控制下 PMSM 在启动和升速时的 q 轴电流响应



(c) SMC 控制下 PMSM 在启动和升速时的 q 轴电流响应



(d) SMC 控制下 PMSM 在启动和升速时的 q 轴电流响应

图 3-13 系统在 PID、SMC、NRLASMC 控制下的动态性能

表 3-5 显示了三种控制方法下系统的性能对比。显然，与 PID 控制和 SMC 控制相比，NRLASMC 控制下系统仅需 0.68 s 即可达到稳态无超调，且启动时 q 轴电流峰值低于前两者。因此，本文提出的 NRLASMC 可以有效提高系统响应速度，降低系统振动，增强系统稳态性能。

表 3-5 3 种控制器的性能比较

控制器	超调量 $\sigma_1\%$	调整时间 $t_{s1}(\text{s})$	超调量 $\sigma_2\%$	调整时间 $t_{s2}(\text{s})$	起动时 q 轴电流峰 值 (A)	突增负载 时 q 轴电 流峰值 (A)
PID	14.2%	1.23	6.25%	0.99	0.168	0.128
SMC	7.2%	0.88	1.25%	0.88	0.125	0.122
NRLASMC	0	0.68	0	0.60	0.105	0.099

3.6 本章小结

针对传统趋近律在滑模控制中收敛速度慢、振动大的缺点，提出了一种新的趋近律，既能加快收敛速度，又能减弱系统振动，所提出的 ESO 能准确地观测系统的综合扰动，提高了系统的快速响应能力，并且明显地抑制了滑模控制器固有的抖振。

对传统幂、指数趋近律和新趋近律的性能进行了比较分析，结果表明，新趋近律在控制律和状态变量的收敛速度以及对给定信号的跟踪能力方面优于前两者。

此外，通过 MATLAB / Simulink 仿真将 NRLASMC 控制与传统 PID 控制进行对比。所提出的 NRLASMC 具有鲁棒性强、响应速度快、抖振小等优点。基于双曲正切函数的 ESO 能够实时准确地估计系统扰动，系统的控制精度大大提高。

为了进一步验证控制器的性能，在 3 种不同的控制方式下进行了基于 dSPACE 的 PMSM 实验。结果表明，所提出的 NRLASMC 能够减小系统的稳态误差，具有响应快、抖振小的优点。

第4章 打磨机器人驱动电机电流环解耦控制策略

永磁同步电机矢量控制需要精确的电流解耦才能获得良好的控制性能，但传统的解耦方法无法解决系统电感参数不匹配时电流解耦效果差的问题。因此，本文提出了一种基于改进的非线性扩张状态观测器（INESO）的永磁同步电机解耦控制方法。首先，用一个光滑的、可微的非线性函数来代替传统的 fal 函数，克服了增益变化不连续的问题。其次，设计了一种时变增益来解决传统 NESO 中由于微分峰值而导致观测器性能下降的问题。最后，通过仿真和实验验证了 INESO 和电流环闭环系统的稳定性。仿真和实验结果表明，该方法有效地观测和补偿了系统的不确定性，包括参数扰动、外部扰动和未建模动力学。该方法实现了 d 轴和 q 轴电流的完全解耦，同时抑制了干扰，提高了永磁同步电机的控制性能。与传统的 CFDC 和 CDDC 解耦方法相比，所提出的 INESO 解耦方法在电机电感参数失配下负载突然变化时可将 d 轴电流波动降低约 96% 和 90%，在 d 轴电流阶跃时可将 q 轴电流波动分别降低约 88% 和 78%。

4.1 传统电流环解耦策略

4.1.1 电流反馈解耦控制

CFDC 框图如图 4-1 所示， $G(s)$ 为 PI 控制器的传递函数， $G(s)=K_p+K_i/s$ ，其中， $\frac{1}{R_s+Ls}$ 为被控对象的实际模型， $L_d=L_q=L$ ， $\hat{L}$ 为实际运行中的电感值，该值可标称电感 L 的值不相等。

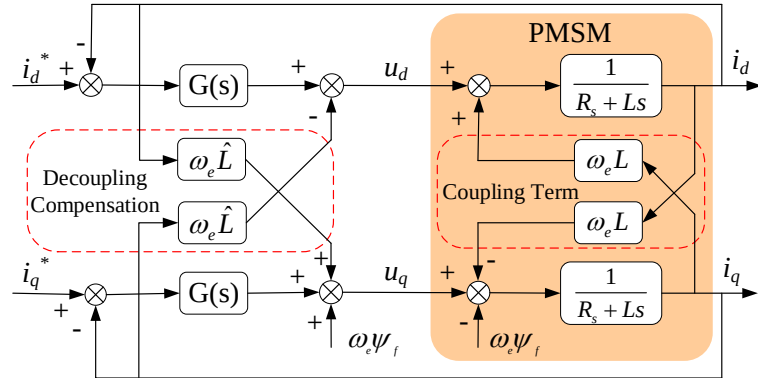


图 4-1 CFDC 框图

根据图 4-1 CFDC 框图可得：

$$\begin{cases} Gi_d^* - \omega_e(L_q - L_q)i_q = (R_s + L_d s + G)i_d \\ Gi_q^* + \omega_e(L_d - L_d)i_d = (R_s + L_q s + G)i_q \end{cases} \quad (4-1)$$

由式(4-1)可得 d、q 轴电流表达式：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_1} \begin{bmatrix} g_{dd1} & g_{dq1} \\ g_{qd1} & g_{qq1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

其中：

$$\begin{cases} \Delta_1 = (G + R_s + Ls)^2 + \omega_e(L - L)^2 \\ g_{dd1} = g_{qq1} = G(G + R_s + Ls) \\ g_{dq1} = -g_{qd1} = \omega_e(L - L)G \end{cases} \quad (4-3)$$

则 g_{dd1} / Δ_1 和 g_{qq1} / Δ_1 分别为 d、q 轴电流控制器的传递函数， g_{dq1} / Δ_1 和 g_{qd1} / Δ_1

分别为两系统间的交叉耦合传递函数。分析两耦合传递函数可得，只有当 $L = L$ 时，该解耦方式才能实现完全解耦，但实际中由于运行条件的变化与存在的测量误差，电感很容易出现失配，即 $L \neq L$ ，此时解耦补偿量不能完全抵消系统实际的耦合量，系统的动态性能会受到不良影响。图 4-2 为电感失配时 CFDC 耦合传递函数的伯德图。测试电机的参数在仿真部分给出，PI 调节器的系数： $K_p=5$ ， $K_i=10$ 。

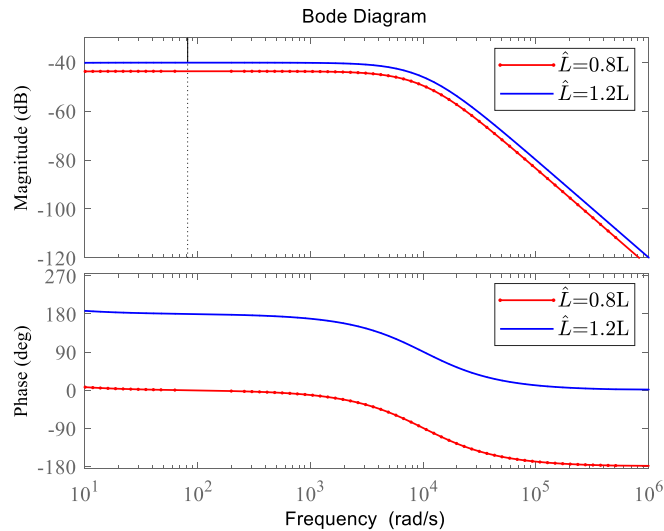


图 4-2 CFDC 耦合传递函数 Bode 图

由图 4-2 可以看出，当电感参数出现失配时，在高频段其幅频增益较低且持续减小，

交直流轴间解耦效果较好，而在中低频段，其幅频增益有着较大的幅值，两子系统间电流耦合较大，表明 CFDC 不能有效解决交直流轴间电流耦合的问题。

4.1.2 电流偏差解耦控制

CDDC 将参考电流和反馈电流的差值作为控制量，与 PI 控制器生成的控制器进行叠加，从而实现电流的解耦控制。CDDC 框图如图 4-3 所示。

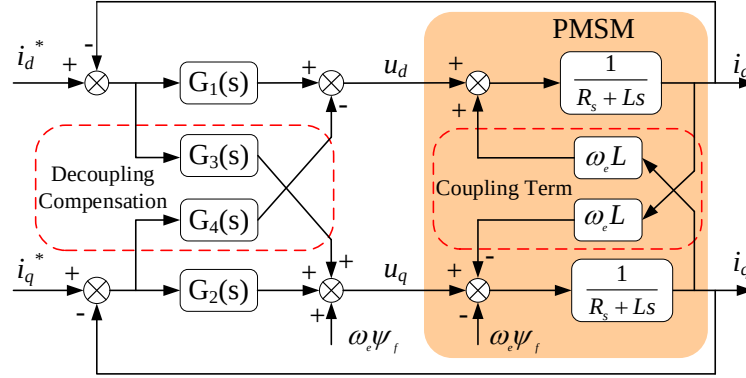


图 4-3 CDDC 框图

由图 4-3 可得：

$$\begin{cases} G i_d^* + G_2 i_q^* - (G_2 - \omega_e L) i_q = i_d (G + R_s + Ls) \\ G i_q^* + G_1 i_d^* - (G_1 + \omega_e L) i_d = i_q (G + R_s + Ls) \end{cases} \quad (4-4)$$

整理可得：

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta_2} \begin{bmatrix} g_{dd2} & g_{dq2} \\ g_{qd2} & g_{qq2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

其中：

$$\begin{cases} g_{dd2} = G(G + R_s + Ls) + \omega_e L G_1 - G_1 G_2 \\ g_{qq2} = G(G + R_s + Ls) - \omega_e L G_2 - G_1 G_2 \\ g_{dq2} = G_2(R_s + Ls) + \omega_e L G \\ g_{qd2} = G_1(R_s + Ls) - \omega_e L G \\ \Delta_2 = (G + R_s + Ls)^2 - (G_1 + \omega_e L)(G_2 - \omega_e L) \end{cases} \quad (4-6)$$

系统完全解耦时， $g_{dq2} = g_{qd2} = 0$ ，可得出：

$$G_1(s) = -G_2(s) = \frac{\omega_e L}{R_s + Ls} G(s) \quad (4-7)$$

用 L 代替式(4-7)中的 L , 将解耦补偿项输入信号点移动到 PI 调节器后, 忽略实际情况中定子电阻变化对解耦实现的影响, 则等效的 CDDC 框图如图 4-4 所示。

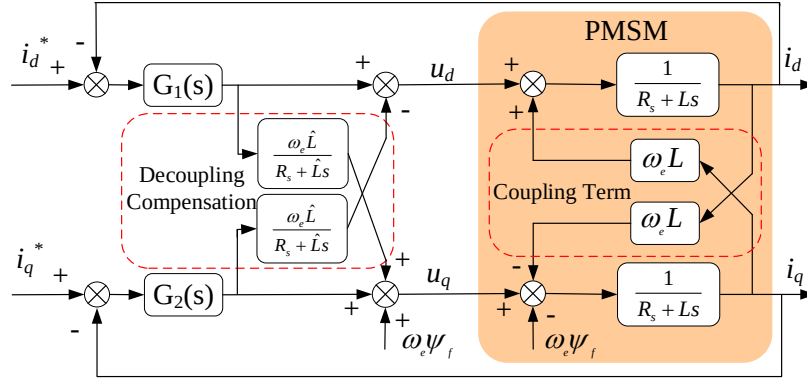


图 4-4 CDDC 等效框图

由图 4-4, 式(4-6)中各项参数可写为:

$$\begin{cases} g_{dd2} = g_{qq2} = G(G + R_s + Ls) + G_1(G_1 + \omega_e L) \\ g_{dq2} = -g_{qd2} = \omega_e R_s G \frac{L - L}{R_s + Ls} \\ G_1 = \frac{\omega_e L}{R_s + Ls} G \\ \Delta_2 = (G + R_s + Ls)^2 + (G_1 + \omega_e L)^2 \end{cases} \quad (4-8)$$

由式(4-8)可得, 只有当 $L = L$ 时, 解耦传递函数为 0, 方能实现两系统间的完全解耦, 当 $L \neq L$ 时, Δ_2 始终大于 Δ_1 , 相对应的 $|g_{dq2} / \Delta_2| < |g_{dq1} / \Delta_1|$, 则偏差解耦相较于电流反馈解耦, 偏差解耦效果对电感参数的变化更不敏感, 前者解耦效果优于后者。图 4-5 为 CDDC 解耦传递函数伯德图。

与图 4-2CFDC 相比, 图 4-5CDDC 解耦效果明显优于前者, 但在电机运行频率处, CDDC 传递函数曲线出现了谐振, 系统的幅频增益快速增大, CDDC 解耦效果变差并出现欠阻尼震荡现象。由此可见, CFDC 和 CDDC 不能很好地解决系统电感失配时交直流间电流耦合严重的问题, 为实现电流的完全解耦, 提高电机的动态性能, 有必要采用解耦效果更好的方案。

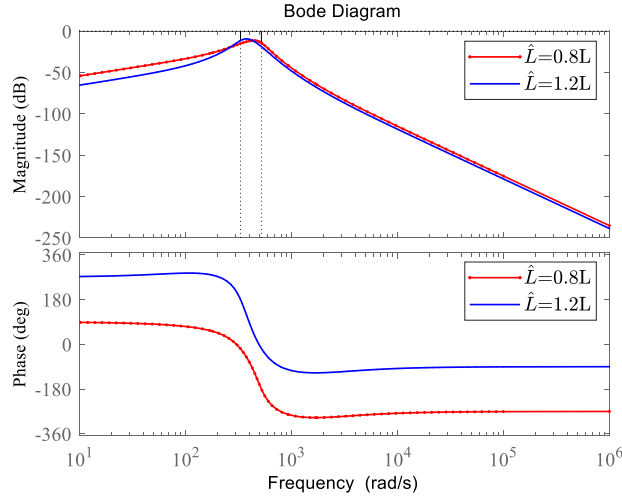


图 4-5 CDDC 耦合传递函数 Bode 图

4.2 改进 INESO 的电流环解耦控制策略

4.2.1 传统 INESO

通过以上分析不难发现，当电机处在理想运行状态下时，传统电流解耦具有良好的解耦效果，但实际上，电机运行过程中难免出现参数摄动，此外系统未建模动态和外界干扰同样会对系统动态响应与鲁棒性造成冲击，传统解耦方法难以有效解决。为进一步改善电流解耦效果，提高永磁同步电机的运行性能，可通过引入非线性扩张状态观测器实现。

考虑参数摄动、外部扰动、未建模动态的情况下，永磁同步电机模型如下：

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q - D_d) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} = (u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f - D_q) / L_q \\ D_d = \Delta R_s i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \Delta L_q \omega_e i_q + d_d \\ D_q = \Delta R_s i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \Delta L_d \omega_e i_d + \Delta \psi_f \omega_e + d_q \end{cases} \quad (4-10)$$

式中 ΔR_s 、 ΔL_d 、 ΔL_q 、 $\Delta \psi_f$ 为系统实际值与标称值的偏差， d_d 、 d_q 为系统未建模动态与外部扰动的和， D_d 、 D_q 为系统未知不确定量的总和。以 q 轴电流环为例设计 NESO， d 轴电流环同理设计即可。

根据式(3-9)， q 轴电流方程为：

$$\frac{di_q}{dt} = b_q u_q + f_q \quad (4-10)$$

式中：

$$\begin{cases} f_q = -\frac{D_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_e L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \\ b = \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad (4-11)$$

将总扰动 f_q 视为系统的扩张状态变量，设置状态变量 $x_1 = i_q$ ， $x_2 = f_q$ ，则

$$\begin{cases} y_q = x_1 \\ \dot{x}_1 = f_q + b_q u_q \\ \dot{x}_2 = \dot{f}_q = \zeta_q \end{cases} \quad (4-12)$$

为获取 x_1 、 x_2 的观测值，则 NESO 可以设计为：

$$\begin{cases} \hat{e} = x_1 - x_1 \\ \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_1 \text{fal}(e, \alpha_1, \delta_1) + b_q u_q \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \quad (4-13)$$

其中，

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, |e| \leq \delta \end{cases} \quad (4-14)$$

$\hat{x}_1$ 为 x_1 的估计值， $\hat{x}_2$ 为 x_2 的估计值， β_1 、 β_2 为观测器的增益系数， α 为非线性因子， δ 为线性段的间隔的长度。

式(4-14)为 NESO 非线性误差反馈函数，根据误差的不同需要在两个表达式之间切换，切换点处不可导的特性使增益出现突变，容易产生抖振问题，影响观测器性能，此外较多的参数，增加了调参的难度。

4.2.2 改进 INESO 设计与分析

NESO 中非线性误差增益函数的选择, 直接影响 NESO 的观测精度, 对解耦性能有着重要影响, 为此设计了 $Lfal$ 函数, 如式(4-15):

$$Lfal = \frac{x}{|x| + K}, K > 0 \quad (4-15)$$

式中 K 为大于 0 的常数, 显然, $Lfal$ 为光滑连续可导的奇函数, 不存在分段点, 不需要在多个表达式之间切换, 误差增益稳定连续, 有且仅有一个参数需要调节, 简化了调参的难度。图 4-6 给出了 $Lfal$ 与 fal 的曲线图。其中 $\alpha=0.25$ 、 $\delta=0.2$, $K=0.1$ 。

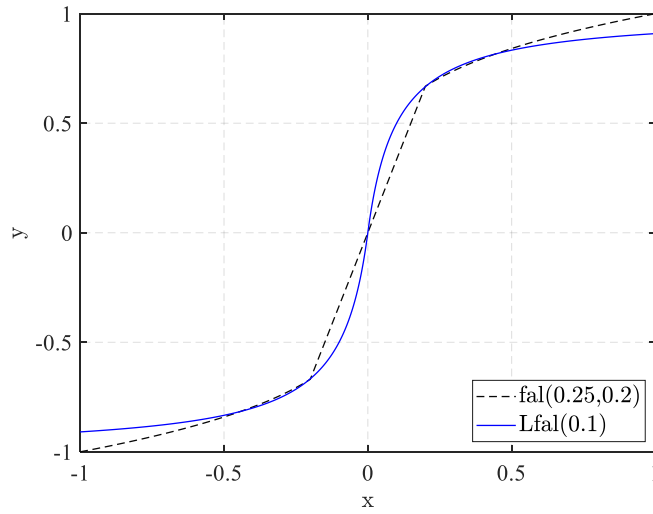


图 4-6 非线性误差校正曲线图

图 4-6 显示, $Lfal$ 相较于 fal 在具有连续增益特性的同时, 在小误差区间有着更大的增益, 在大误差区间有着更小的增益, 符合“大误差小增益”、“小误差大增益”设计思想。

分析式(4-13), 当系统的状态初始值 x_1 和 ESO 的状态初始值 $\hat{x}_1$ 之间的差值较大时, 会出现微分峰值现象。为了克服这个问题, 引入具有饱和特性的双曲正切函数实现变增益, 结合式(4-15), 则 q 轴 INESO 表达式为:

$$\begin{cases} e_q = \hat{i}_q - i_q \\ \dot{\hat{i}}_q = f_q - a_1 Lfal(e_q, K_1) + b u_q \\ \dot{f}_q = -a_2 Lfal(e_q, K_2) \end{cases} \quad (4-16)$$

其中 $\hat{i}_q$ 和 $\hat{f}_q$ 分别是 i_q 和 f_q 的观测值, 时变增益 a_1 、 a_2 为:

$$\begin{cases} a_1 = \beta_1 \tanh(\lambda_1 t) \\ a_2 = \beta_2 \tanh(\lambda_2 t) \end{cases} \quad (4-17)$$

t 表示时间, $t > 0$, λ_1 和 λ_2 是大于 0 的调整因子。由于双曲正切函数的固有特性, 时变增益 a_1 和 a_2 值在初始状态下较小, 目的是抑制观察者的初始状态差分峰值。 a_1 和 a_2 分别在初始状态后逐渐接近 β_1 和 β_2 。 D 轴 INESO 的设计遵循相同的步骤。图 4-7 为 q 轴 INESO 表达式对应的解耦原理图:

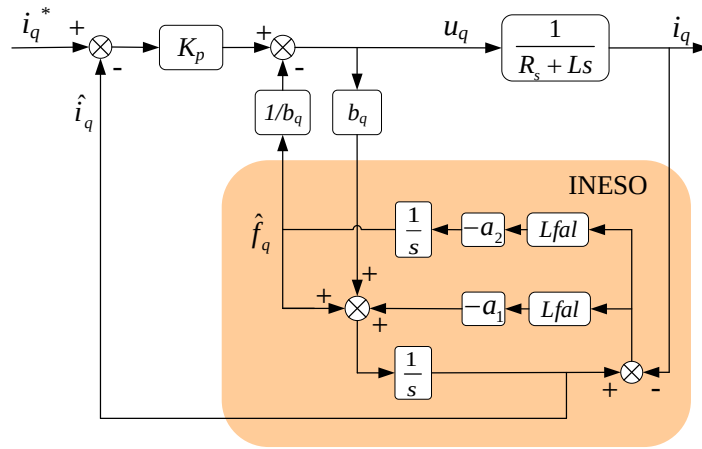


图 4-7 q 轴电流环 INESO 解耦原理图

4.2.3 INESO 稳定性分析

INESO 参数设置如下: 根据带宽法^[70], 足够大的带宽 ω_0 保证了 INESO 的动态响应足够迅速, 能够跟踪扰动变化, 受噪声限制不能过大。 ω_0 的选择需要在系统性能和抗采样噪声之间进行折中, 选择 $\omega_0 = 3000 \text{ rad/s}$, $\beta_1 = 2\omega_0$, $\beta_2 = \omega_0^2$ 。较大的 K 值可以加快误差收敛速度, 提高系统的抗扰性能, 但也会使系统产生抖振。综合抗扰性和抖振影响, 选取 $K_1 = K_2 = 0.1$ 。调节系数 λ 影响系统初始状态值与 INESO 初始状态值的差值, 通过调节 λ 的大小来抑制初始时刻的微分峰值。在本文中, 选取 $\lambda_1 = \lambda_2 = 20$ 。

以 q 轴 INESO 为例进行稳定性分析, d 轴可以用同样的方法进行证明。对方程(4-16)中 $Lfal$ 函数进行等价变换可得:

$$\begin{cases} Lfal(e_q, K_1) = \frac{Lfal(e_q, K_1)}{e_q} e_q = \rho_1(e_q) e_q \\ Lfal(e_q, K_2) = \frac{Lfal(e_q, K_2)}{e_q} e_q = \rho_2(e_q) e_q \end{cases} \quad (4-18)$$

$\rho_1(e_q)$ 、 $\rho_2(e_q)$ 为误差缩放系数。令 $K_1=K_2$ ，则有 $\rho_1(e_q)=\rho_2(e_q)=\rho(e_q)$ ，则式(4-16)可写为：

$$\begin{cases} \dot{e}_q = \hat{i}_q - i_q \\ \dot{\hat{i}}_q = \hat{f}_q - a_1\rho(e_q)e_q + b_q u_q \\ \dot{\hat{f}}_q = -a_2\rho(e_q)e_q \end{cases} \quad (4-19)$$

式(4-19)可以看作是一个可变增益线性系统，可以写成如下：

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_q = -a_1\rho(e_q)\hat{i}_q + \hat{f}_q + a_1\rho(e_q)i_q + b_q u_q \\ \dot{\hat{f}}_q = -a_2\rho(e_q)\hat{i}_q + a_2\rho(e_q)i_q \end{cases} \quad (4-20)$$

将方程(4-20)的两边同时积分，然后对方程(4-20)进行拉普拉斯变换，得到：

$$\begin{cases} \hat{i}_q = \frac{-a_1\rho(e_q)}{s}\hat{i}_q + \frac{\hat{f}_q}{s} + \frac{a_1\rho(e_q)}{s}i_q + \frac{b_q}{s}u_q \\ \hat{f}_q = \frac{-a_2\rho(e_q)}{s}\hat{i}_q + \frac{a_2\rho(e_q)}{s}i_q \end{cases} \quad (4-21)$$

整理出等式(4-21)后，我们可以得到：

$$\begin{cases} \hat{i}_q = \frac{a_1\rho(e_q)s + a_2\rho(e_q)}{s^2 + a_1\rho(e_q)s + a_2\rho(e_q)}i_q \\ \quad + \frac{b_qs}{s^2 + a_1\rho(e_q)s + a_2\rho(e_q)}u_q \\ \hat{f}_q = \frac{a_2\rho(e_q)s}{s^2 + a_1\rho(e_q)s + a_2\rho(e_q)}i_q \\ \quad - \frac{b_qa_2\rho(e_q)}{s^2 + a_1\rho(e_q)s + a_2\rho(e_q)}u_q \end{cases} \quad (4-22)$$

取 $K_1=K_2=0.1$ ，则

$$\rho(e_q) = \frac{1}{|e_q| + 0.1} \quad (4-23)$$

很容易知道 $\rho(e_q)$ 在全局误差范围内有界，那么 $a_1\rho(e_q)$, $a_2\rho(e_q)$ 在一定范围内变化，根据参考文献^[71]，可以用根轨迹法证明其稳定性

由式(4-22)可得其特征方程：

$$s^2 + a_1\rho(e_q)s + a_2\rho(e_q) = 0 \quad (4-24)$$

列出其劳斯表：

$$\begin{array}{ccc} s^2 & 1 & a_2\rho(e_q) \\ s^1 & a_1\rho(e_q) & \\ s^0 & a_2\rho(e_q) & \end{array} \quad (4-25)$$

则根据劳斯判据，系统稳定性条件为：

$$\begin{cases} a_1\rho(e_q) > 0 \\ a_2\rho(e_q) > 0 \end{cases} \quad (4-26)$$

由式(4-23)和式(4-17)可知， $\rho(e_q) > 0$ ，本文中 a_1, a_2 均为正数，因此本文所设计 INESO 是稳定的。

4.2.4 INESO 观测误差分析

首先，式(4-16)减式(4-12)得到 q 轴观测误差方程：

$$\begin{cases} \dot{e}_{q1} = \hat{i}_q - i_q, e_{q2} = \hat{f}_q - f_q \\ \dot{e}_{q1} = e_{q2} - a_1 Lfal(e_{q1}, 0.1) \\ \dot{e}_{q2} = -a_2 Lfal(e_{q1}, 0.1) - \zeta_q \end{cases} \quad (4-27)$$

当系统进入稳态时，式(4-27)中观测误差收敛至零，且 $Lfal(e_{q1}, 0.1) = \frac{e_{q1}}{|e_{q1}| + 0.1}$ 则有：

$$|e_{q1}| = \left| \frac{0.1\zeta_q}{a_2 - \zeta_q} \right| \quad |e_{q2}| = \left| a_1 \frac{\zeta_q}{a_2} \right| \quad (4-28)$$

显然只要 β_2 远大于 ζ ，INESO 观测误差将会足够小，满足观测要求。

4.2.5 系统稳定性判定

由图 4-7 可得 q 轴闭环控制系统表达式:

$$(i_q^* - \hat{i}_q)K_p - \frac{\hat{f}_q}{b_q} = -\frac{f_q}{b_q} + \frac{i_q}{b_q}s \quad (4-29)$$

将式(4-22)代入式(4-29)得 q 轴闭环系统的传递函数:

$$\begin{aligned} i_q &= K_p b_q (s^2 + a_1 \rho s + a_2 \rho) i_q^* / \chi \\ &\quad - (b_q^2 K_p s - b_q a_2 \rho) u_q / \chi \\ &\quad + f_q (s^2 + a_1 \rho s + a_2 \rho) / \chi \end{aligned} \quad (4-30)$$

式中 $\rho = \rho(e_q)$, $\chi = s^3 + \beta_1 \rho s^2 + (2\beta_2 \rho + b\beta_1 \rho K_p)s + b\beta_2 \rho K_p$ 。

由式(4-27)可知系统特征方程为:

$$s^3 + a_1 \rho s^2 + (2a_2 \rho + b_q a_1 \rho K_p)s + b_q a_2 \rho K_p = 0 \quad (4-31)$$

列出其劳斯表:

$$\begin{array}{ccc} s^3 & 1 & 2\beta_2 \rho + b\beta_1 \rho K_p \\ s^2 & \beta_1 \rho & b\beta_2 \rho K_p \\ s^1 & 2\beta_2 \rho + b\beta_1 \rho K_p - (b\beta_2 K_p) / \beta_1 & \\ s^0 & b\beta_2 \rho K_p & \end{array} \quad (4-32)$$

其稳定性条件为:

$$\begin{cases} a_1 \rho > 0 \\ 2a_2 \rho + b_q a_1 \rho K_p - (b_q a_2 K_p) / a_1 > 0 \\ b_q a_2 \rho K_p > 0 \end{cases} \quad (4-33)$$

在本文中, a_1 、 a_2 、 K_p 和 b_q 为正数, 则只需证明

$$2a_2 \rho + b_q a_1 \rho K_p - (b_q a_2 K_p) / a_1 > 0 \quad (4-34)$$

如等式(4-28)所示, 当 $|e_q| < 0.5$, 由式(4-23)得出 $\rho > 1$ 。 $\rho > 1$, $\beta_1 = 2\omega_0$, $\beta_2 = \omega_0^2$, $\omega_0 = 3000$ rad/s, so $\beta_2 < \beta_1^2$ 。 因为 $\lambda_1 = \lambda_2 = 20$, 从等式 (4-17) 中, 我们可以看到 $a_2 < a_1^2$ 。 因此, 可以得出结论:

$$2a_2\rho + b_q a_1 \rho K_p - (b_q a_2 K_p) / a_1 > 0$$

$$2a_2\rho + b_q a_1 K_p - (b_q a_2 K_p) / a_1 = 2a_2\rho + b_q K_p (a_1 - \frac{a_2}{a_1}) > 0 \quad (4-35)$$

根据公式(4-32)和(4-35)， q 轴闭环系统是稳定的， d 轴闭环系统也是稳定的。

4.3 基于 MATLAB/Simulink 仿真建模与结果分析

在 MATLAB/Simulink 搭建 PMSM 仿真模型，验证 PMSM 的 INESO 电流解耦方案效果，并与传统解耦方案进行对比。逆变器直流侧母线电压为 24 V，开关频率为 10 kHz。测试电机参数列于表 4-1。

表 4-1 永磁同步电机参数

参数	数值
定子电阻 $R_s(\Omega)$	0.44
电感 $L_d = L_q(\text{H})$	4.5×10^{-4}
永磁体磁链 $\varphi_f(\text{Wb})$	9.8×10^{-3}
转动惯量 $J(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2.8×10^{-5}
粘滞摩擦系数 $\cdot \text{m} \cdot \text{s})$	5×10^{-5}
极对数 p	5

4.3.1 负载转矩突变的电流响应

为更好对比三种电流解耦方案的效果，速度环都采用传统 PI 控制器，比例积分增益分别为 0.02，0.5。将电机电感参数设置为标称值的 1.2 倍和 0.8 倍，模拟电机电感失配时的情况，图 8(a、b、c)为对电机突增突减 $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载时的电流响应波形。表 4-2 是三种解耦策略下电机电流波动的数值结果。

表 4-2 负载突然变化时 3 种电流解耦方法的仿真结果

解耦方式	当 $L = 1.2L$ 时的 d 轴电流波动(A)	当 $L = 0.8L$ 时的 d 轴电流波动(A)
	动(A)	动(A)
CFDC	0.114	0.135
CDDC	0.064	0.070
INESO	0.033	0.040

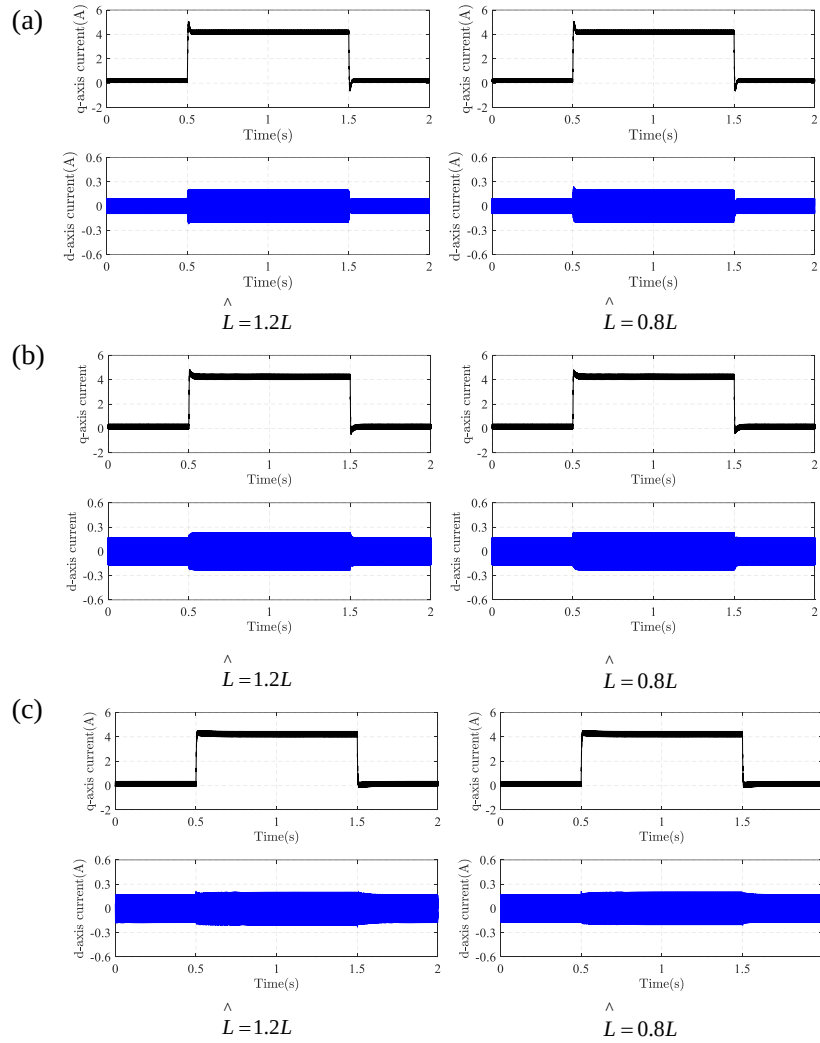


图 4-8 INESO 三种解耦控制策略下永磁同步电机电流响应

(a) CFDC、(b) CDDC、(c) INESO

如图 4-8(a)和 8(b)所示，CFDC 和 CDDC 解耦方案受电感参数影响较大，当负载转矩突变时， q 轴电流阶跃响应出现了较为明显的超调， d 轴电流变化较大。而所提 INESO 解耦策略下， q 轴阶跃响应没有明显超调， d 轴电流并未受到负载突变时 q 轴电流阶跃变化的明显影响，表明 INESO 解耦具有较强的鲁棒性与较好的解耦特性。

从表 4-2 可以看出，在两种工况下，INESO 的解耦效果明显优于 CFDC 和 CDDC。

4.3.2 d 轴电流突变时的电流响应

图 4-9(a、b、c)为 d 轴电流突变时，三种解耦方案下的 q 轴电流波形。图 4-9 中，CFDC 解耦下，电感参数失配时， d 轴电流的突变， q 轴电流产生了较大的瞬时误差，CDD 解耦虽然减小了耦合，但电流存在较大波动，相比较而言，INESO 解耦， d 轴电流突变时， q 轴电流波形平稳，表明 INESO 具有较好的解耦能力。

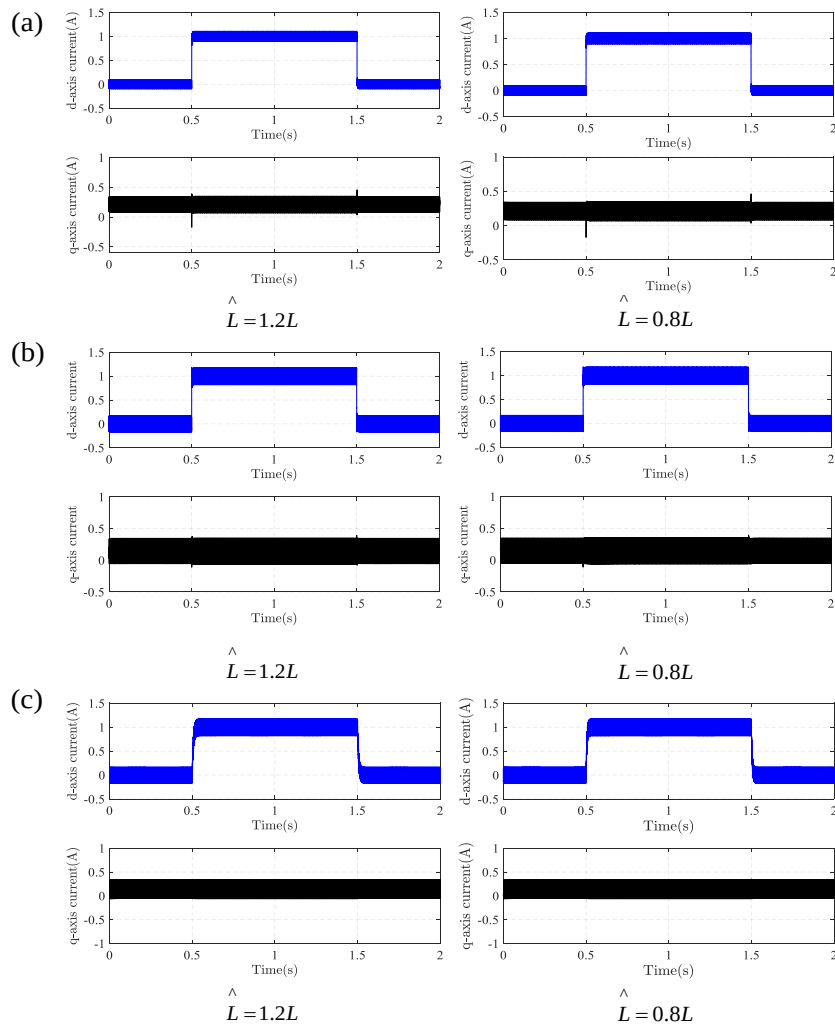


图 4-9 d 轴电流突变时的三种解耦策略下的电流响应

(a)CFDC (b) CDDC (c) INESO

表 4-3 d 轴电流突然变化时 3 种电流解耦方法的仿真结果

解耦方式	当 $L = 1.2L$ 时 q 轴电流波动	当 $L = 0.8L$ 时 q 轴电流波动
	(A)	(A)
CFDC	0.086	0.090
CDDC	0.062	0.053
INESO	0.011	0.010

如表 4-3 所示, 当 d 轴电流突然变化时, INESO 解耦下的 q 轴电流波动分别为 0.011 A 和 0.010 A, 均明显小于 CFDC 解耦和 CDDC 解耦。

4.3.3 电流环模式下 q 轴电流突变时的电流响应

保持 PMSM 以 1000 rpm 的恒定速度运行, 给定值 d 轴电流 $i_d = 0$ 。验证了在 q 轴电

流突然变化的情况下，CFDC、CDDC 和 INESO 下 d 轴电流的响应波形。图 4-10 显示了在 CFDC、CDDC 和 INESO 下，电流环路模式下 q 轴电流突然变化对应的 d 轴电流变化波形。

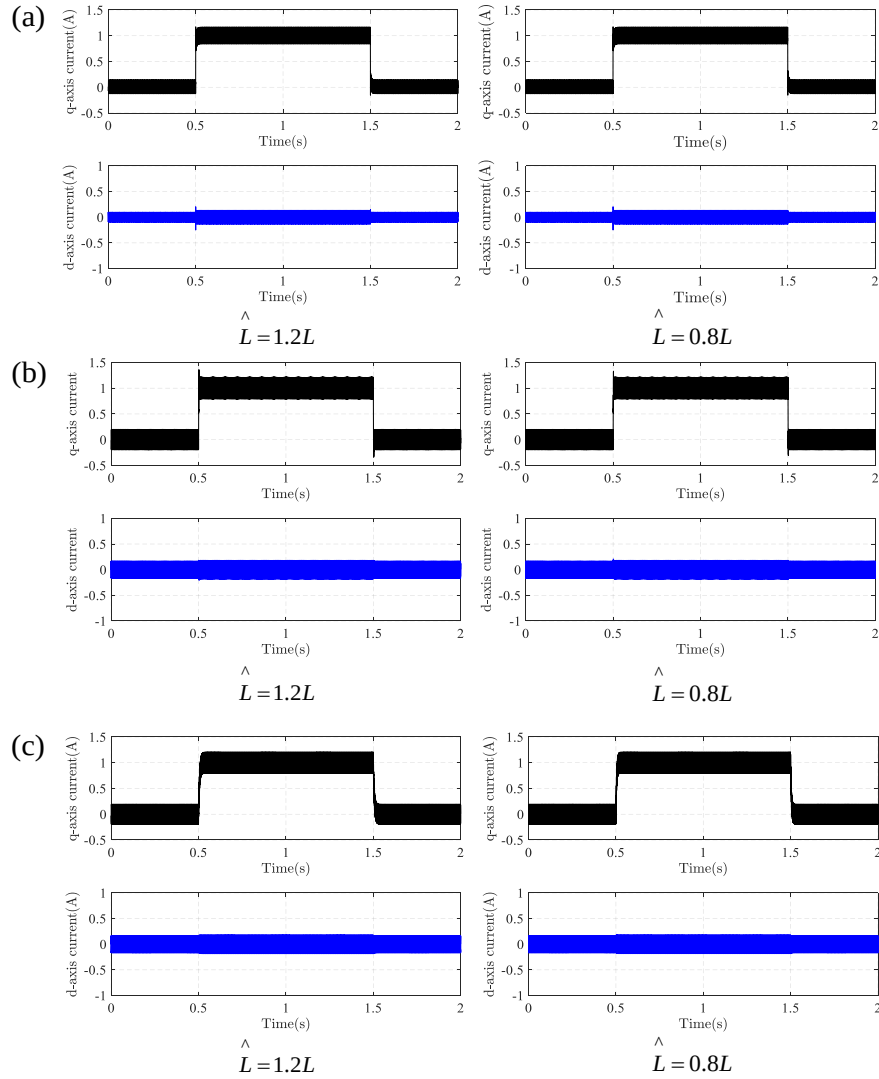


图 4-10 q 轴电流突变时三种解耦策略下的电流响应

(a)CFDC (b)CDDC (c)INESO

表 4-4 q 轴电流突然变化时 3 种电流解耦方法的仿真结果

解耦方法	当 $L=1.2L$ 时的 d 轴电 流波动 (A)	当 $L=0.8L$ 时的 d 轴电 流波动 (A)
CFDC	0.151	0.149
CDDC	0.039	0.041
INESO	0.014	0.013

图 4-10(a)图中， q 轴电流的阶跃，导致 d 轴电流产生大瞬时突变，随后因为耦合的

存在，电流幅值依然大于之前，(b)中，虽然 d 轴电流波动有所减小，但 q 轴电流阶跃后产生了振荡，(c)中，不同电感参数下， q 轴电流的阶跃变化，没有对 d 轴电流产生大的影响，说明两轴间交叉耦合问题得到了妥善解决。

在表 4-4 中，INESO 解耦下的 d 轴电流波动为 0.014 A/0.013 A，分别比 CFDC 和 CDDC 低 91%和 68%。

通过对以上三种不同条件仿真测试结果的分析，不难发现，所提 INESO 解耦能力较强，在面对不同参数条件、不同运行工况下都具有良好的解耦效果， d 、 q 轴电流波形平稳，提升了系统的动态性能。

4.4 基于 dSPACE 的实验验证

为进一步验证 INESO 的解耦效果，搭建了基于 dSPACE1202 的实验平台，图 4-11 为实验平台实物图。实验所用永磁同步电机参数、逆变器开关频率，直流侧母线电压均与仿真相同，电流环与转速环采样时间均为 0.0001s。

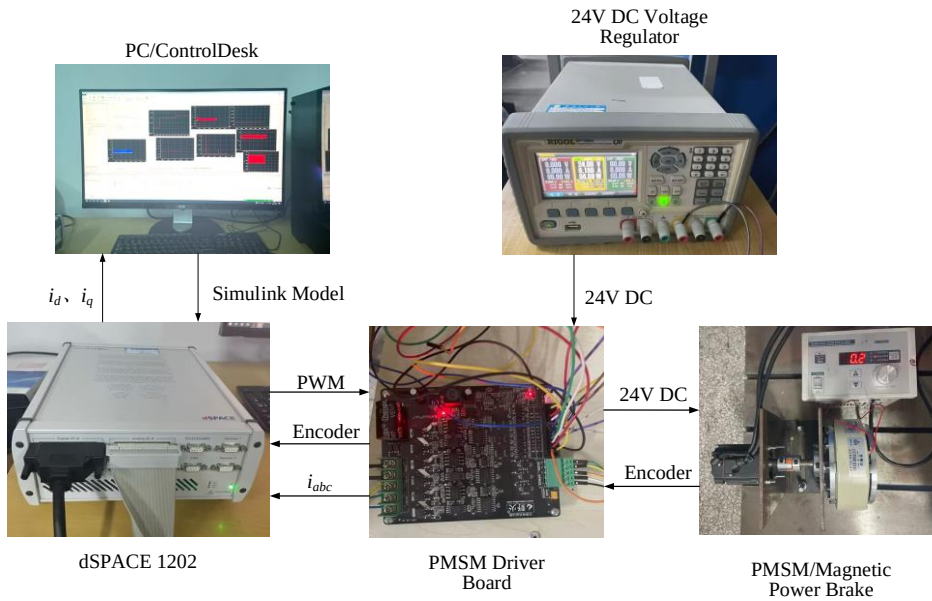


图 4-11 实验平台实物图

4.4.1 负载转矩突变实验

图 4-12(a)中 CFDC， q 轴电流有着较明显的抖振，负载转矩突变时， q 轴电流抖振更为剧烈，同时 d 轴电流也出现了明显变化，(b)中 CDD 抖振与耦合得到改善，但 d 、 q 轴电流仍然有着较为明显的耦合存在。而 INESO 中， q 轴电流波形稳定，无明显抖振，在 q 轴电流突然变化时， d 轴电流几乎没有受到影响。

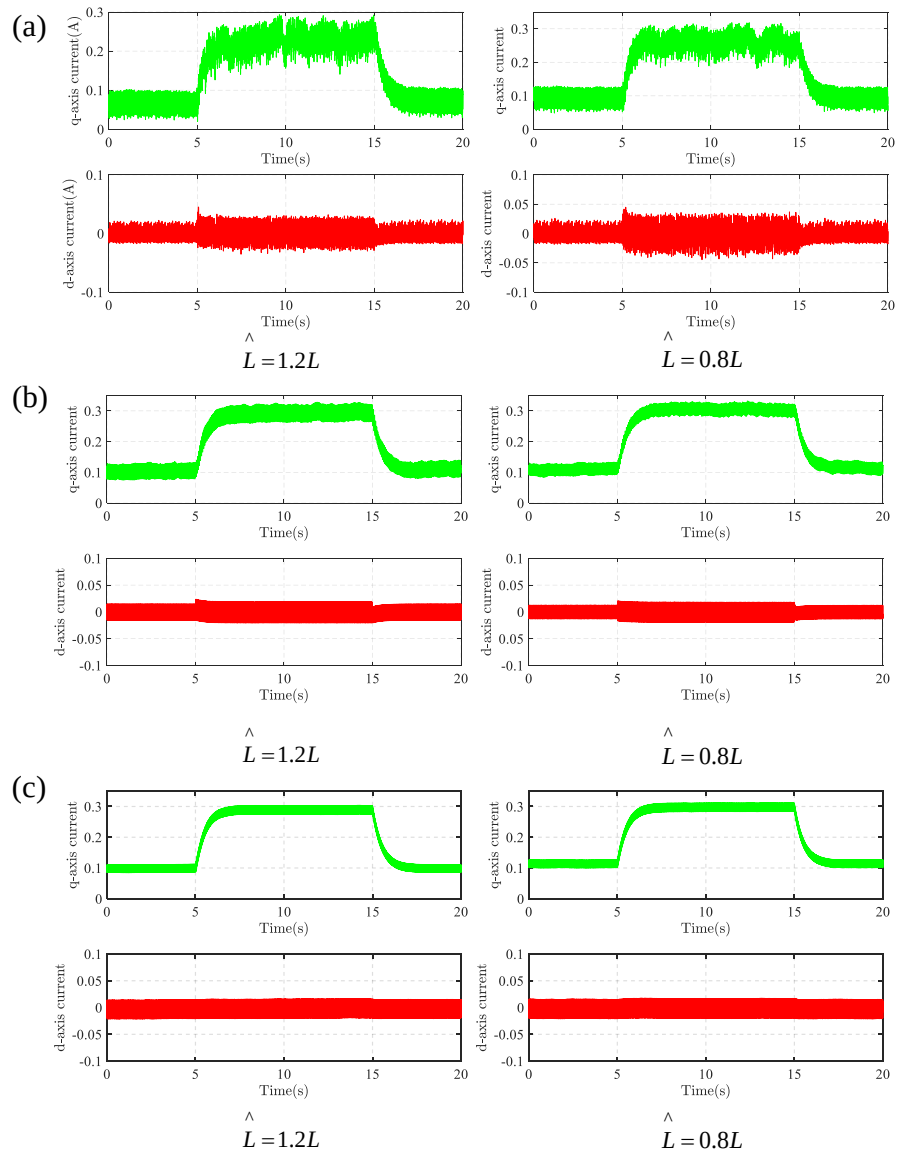


图 4-12 突加负载的电流响应

(a) CFDC (b) CDDC (c) INESO

表 4-5 负载突然变化时 3 种电流解耦方法的实验结果

解耦方式	当 $\hat{L} = 1.2L$ 时的 d 轴电流波	当 $\hat{L} = 0.8L$ 时的 d 轴电流波
	动 (A)	动 (A)
CFDC	0.025	0.023
CDDC	0.010	0.009
INESO	0.001	0.001

从表 4-5 可以清楚地看出，当电机负载突然变化时，两种工况下的 INESO 解耦电流波动几乎为 0，说明 INESO 解耦效果极佳。

4.4.2 d 轴电流突变时的电流响应

图 4-13(a)为 d 轴电流突变时 CFDC 解耦实验结果, 电感参数变化时, d 轴电流的突增与突减, q 轴电流都出现了 0.1A 左右的瞬时误差, d 、 q 轴间仍然存在明显的耦合, 由(b)可知, CDDC 减小了 d 、 q 轴的交叉耦合, 但 d 轴电流的变化引起了 q 轴电流的振荡。

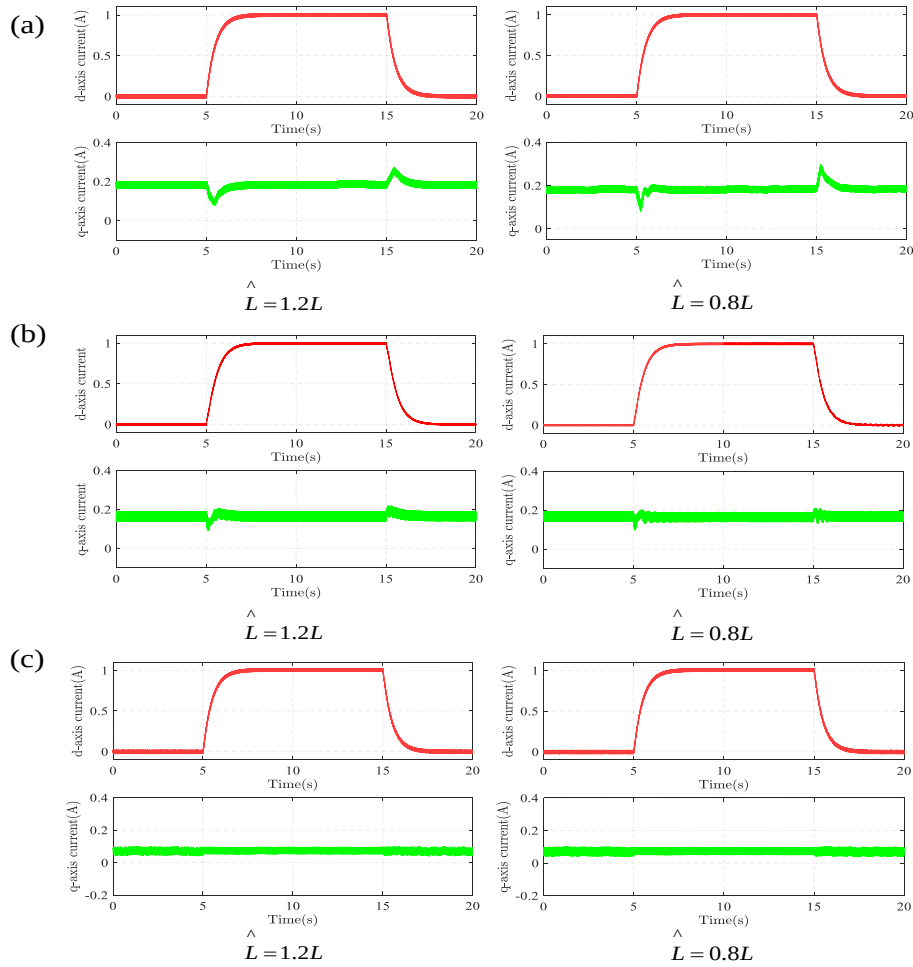


图 4-13 d 轴电流突变时的电流波形

(a) CFDC (b) CDDC (c) INESO

表 4-6 d 轴电流突然变化时 3 种电流解耦方法的实验结果

解耦方法	$\hat{L} = 1.2L$ 时 q 轴电流 波动 (A)	$\hat{L} = 0.8L$ 时 q 轴电流 波动 (A)
CFDC	0.085	0.083
CDDC	0.047	0.045
INESO	0.010	0.010

INESO 解耦策略下,不同电感参数下 d 轴电流的阶跃变化, q 轴电流未有明显地改变,该解耦方法基本能够实现交直流间的完全解耦,抑制永磁同步电机的转矩波动。

从表 4-6 可以看出,在两种工况下,INESO 的解耦效果均明显优于 CFDC 和 CDDC。INESO 解耦下的 q 轴电流波动为 $0.010 A$,分别比 CFDC 和 CDDC 低 88 %和 78 %。

4.5 本章小结

本章提出了一种永磁同步电机的 INESO 解耦控制方法,该方法与 CFDC 和 CDDC 相比具有一些独特的特点,结论总结如下。

(1) CFDC 效应对电感变化敏感,动态解耦性能较差。当电感参数不匹配时,无法实现 d 轴和 q 轴的完全解耦。

(2) CDDC 与 CFDC 类似,并没有摆脱静态解耦的限制。与 CFDC 相比,解耦性能有所提高,但出现了欠阻尼冲击现象。

(3) INESO 可以实现永磁同步电机 d 轴和 q 轴的动态和静态解耦,克服 CFDC 和 CDDC 的缺陷,解决永磁同步电动机矢量控制中的解耦不完全的问题,提高永磁同步电机的动态和稳态性能。

此外,INESO 的解耦效果受到多个参数的影响,需要进一步探索考虑解耦效果和抗干扰的参数设置原则,以简化参数调整的难度,提高电流回路的性能。

第 5 章 基于 ADAMS 的混联式打磨机器人运动学分析

机器人 ADAMS 运动学仿真是验证所设计打磨机器人构型及其运动学特性是否满足打磨需求的重要方法与途径,通过第 2 章所设计的混联式打磨机器人构型,本章开展了虚拟样机运动学仿真分析,得到了各关节的运动特性曲线,通过分析验证了所设计打磨机器人构型的科学性与合理性。

5.1 ADAMS 仿真步骤

1、准备模型:从 SolidWorks 中导入机器人的模型,或者使用 ADAMS 内置的建模工具创建机器人模型。

2、定义运动参数:使用 ADAMS 的 Kinematic Editor 工具定义机器人的关节结构、关节类型、关节限制等运动参数。

3、分析运动学:使用 ADAMS 的 MotionView 工具或者直接在 ADAMS 的模拟环境中进行机器人的运动学分析。这将通过解析机器人的运动学方程,计算机器人在给定关节位置、速度或加速度条件下的末端效应器的位置、速度和加速度。

4、设置运动学仿真参数:为进行运动学仿真,需要设置仿真时间、仿真步长等仿真参数。这些参数将决定仿真的精度和计算时间。

5、运行仿真:执行机器人运动学仿真,ADAMS 将根据设置的仿真参数,计算机器人在给定时间段内的运动学状态。通过 3D 可视化界面,用户可以观察机器人模型的运动。

6、分析运动学结果:对仿真结果进行分析,可以在 ADAMS 中绘制关节位置、速度、加速度随时间的变化曲线,或者查看机器人模型在不同关节状态下的运动。

7、优化机器人运动:根据运动学仿真结果,对机器人进行优化,可以调整关节参数、改变关节结构或优化运动轨迹,以改善机器人的运动性能。

5.2 打磨机器人运动学仿真

直接使用 ADAMS 进行打磨机器人结构建模较为复杂且较为耗时,因此本文采用 SolidWorks 进行三维建模然后导入到 ADAMS/view 中,对仿真模型进行仿真配置、施加

约束与驱动，然后开展关节角、关节角速度与关节角加速度关于时间变化的曲线的仿真分析。

5.2.1 打磨机器人三维模型建立

将第 2 章建立的三维模型在不影响仿真效果的前提下进行简化，保留模型的主体部分，将对仿真结果影响较小的电机、螺纹、螺栓、倒角移除，然后导入到 ADAMS 的 view 环境中配置参数环境，做好仿真的约束、驱动等条件的准备。

5.2.2 导入打磨机器人三维模型

在 SolidWorks 中，打开需要导入的三维模型，并选择“文件”>“导出”>“Parasolid”文件格式，选择“Parasolid”文件格式可以避免出现模型数据丢失的问题，完整地将整个模型导入。将模型保存为 Parasolid 文件格式（.x_t 或 .x_b）。在 ADAMS 仿真软件中，选择“文件”>“导入”>“CAD 模型”，打开导入向导。在导入向导中，选择“Parasolid”格式，然后选择要导入的 Parasolid 文件，并按照向导提示完成导入操作。导入完成后，ADAMS 将自动生成机器人模型，并显示在界面中。图 5-1、5-2 分别为 Parasolid 文件格式设置与简化导入后的三维模型。

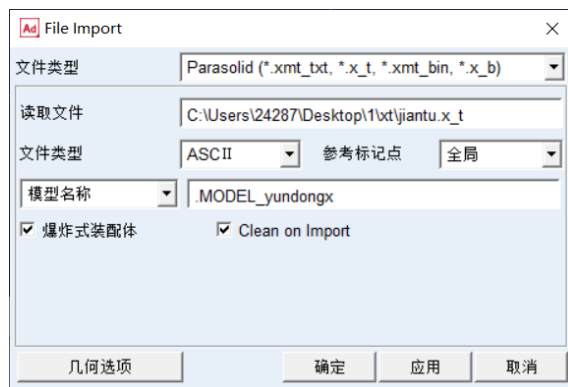


图 5-1 Adams 文件格式设置

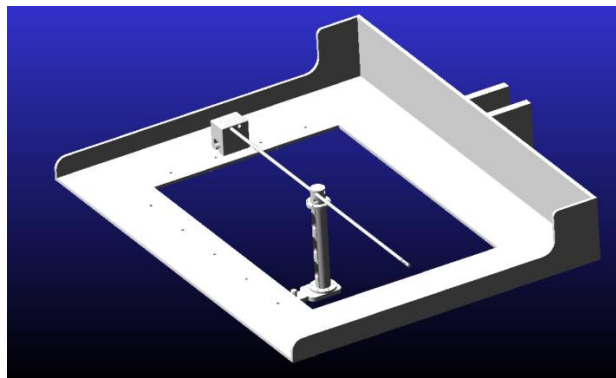


图 5-2 Adams 中简化后的三维模型

5.2.3 配置仿真环境与参数

将导入后的模型进行处理，并进行仿真环境的配置，以下是具体步骤：

- (1) 找到重力设置选项，点击 Gravity，设置重力加速度为默认值，设置方向为 z_0 轴方向一致。
- (2) 为减少系统运算工作量、提高仿真速度，将导入 ADAMS 的模型进行布尔运算，即将能够固连的零部件合并成一个构件。
- (3) 修改模型的颜色。对模型不同构建进行上色，达到区分不同构件的目的，具体

方法为右击需要修改的区域选择 **appearance** 命令进行修改。

5.2.4 添加约束与驱动

在仿真运行之前，需要对模型进行约束与驱动的添加。根据所设计构型的各个部件间的运动关系，实施彼此之间的约束，下表为各个结构间的约束关系：

表 5-1 各构件间约束情况

约束	约束类型	约束对象
关节 1	固定关节	机架与大地
关节 2	移动关节	滑块与机架
关节 3	旋转关节	第一旋转组件与连接件
关节 4	旋转关节	第二旋转组件与第一旋转组件

进行如表 5-1 约束后，对各运动副进行驱动设置，各个驱动函数如下：

关节 2: $2 * \sin(\pi * \text{time} / 2.5)$

关节 3: $45d * \sin(180d * \text{time} - 90d) + 45d$

关节 4: $30d * \sin(45d * \text{time} - 90d) + 30d$

然后设置仿真时间为 5s，仿真步数为 500 步。具体设置如图 5-3、5-4 所示。

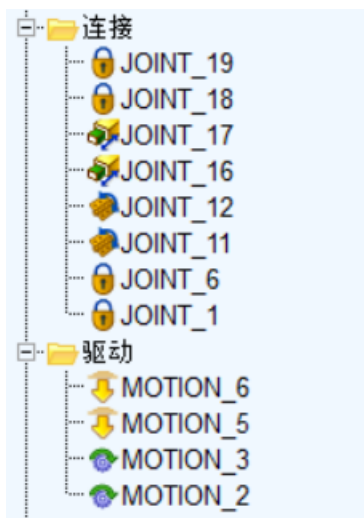


图 5-3 约束与驱动

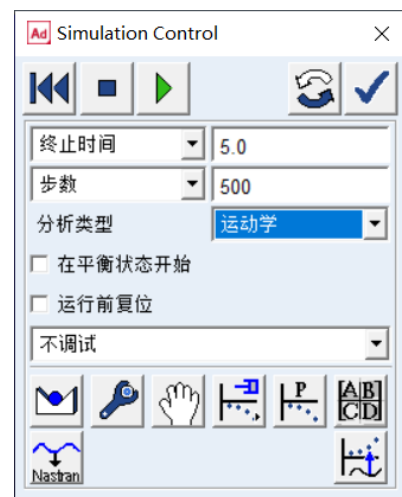


图 5-4 仿真时间与步长设置

5.2.5 仿真结果分析

(1) 关节 3 角加速度与角速度随时间变化曲线

图 5-5、5-6 为模型旋转关节 3 角加速度与角速度随时间的变化曲线图，由图可以看出角加速度和角速度呈正弦变化，角速度度变化平滑稳定，无突变情况出现，表明所设

计机器人构型合理，运动过程平稳无明显抖振情况出现。

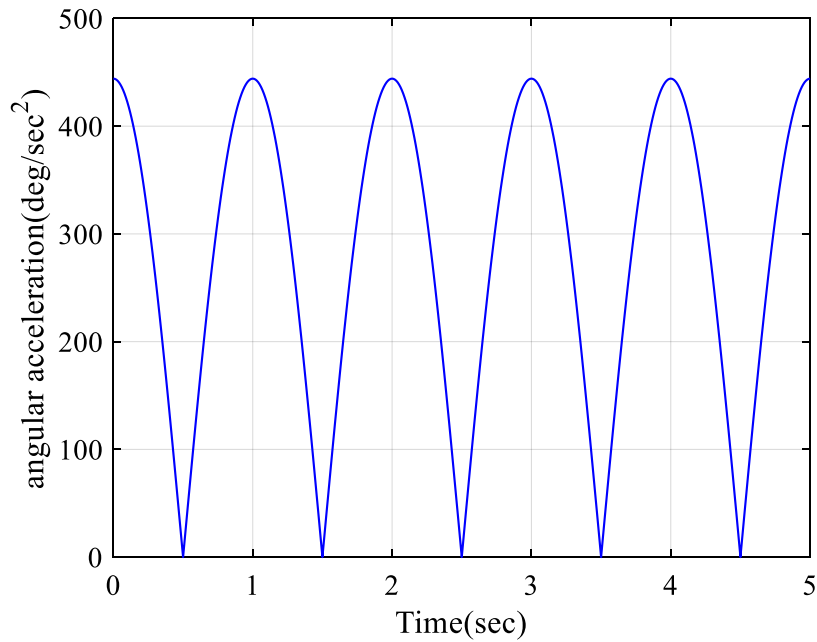


图 5-5 关节 3 角加速度随时间变化曲线

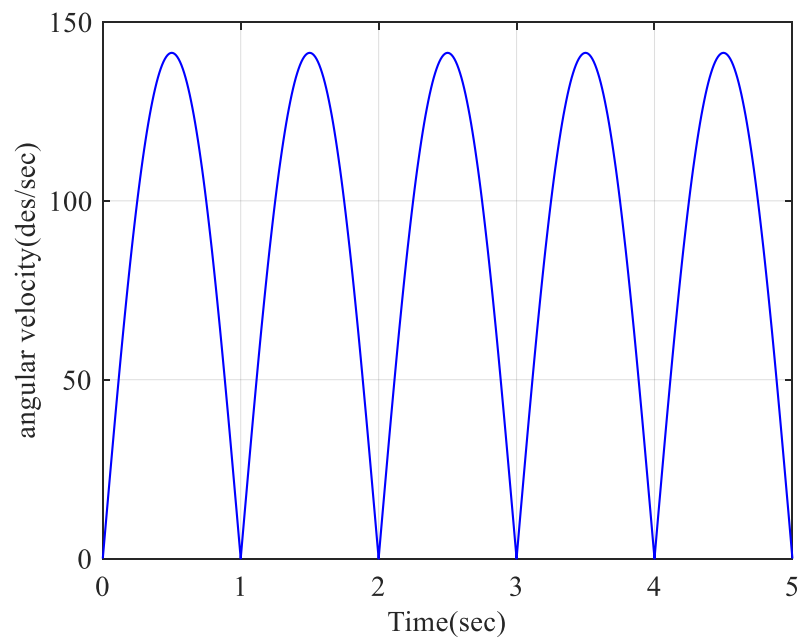


图 5-6 关节 3 角速度随时间变化曲线

(2) 关节 4 角加速度与角速度随时间变化曲线

关节 4 连接末端打磨头，能够实现末端打磨位姿的灵活调整。图 5-7、5-8 显示，关节 4 随时间运动平稳，角加速度与角速度变化平缓，无突然改变情况，表明末端打磨关节能够按照所设定驱动函数运动。

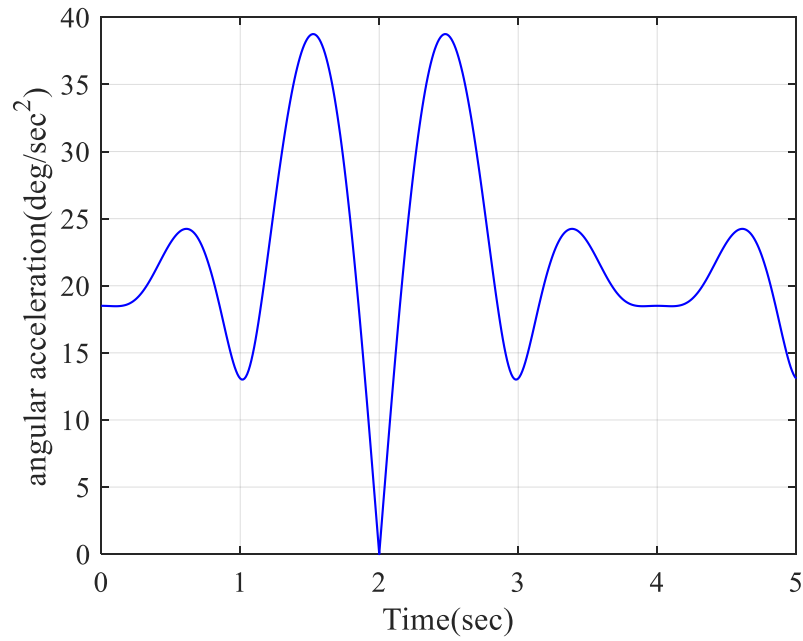


图 5-7 关节 4 角加速度随时间变化曲线

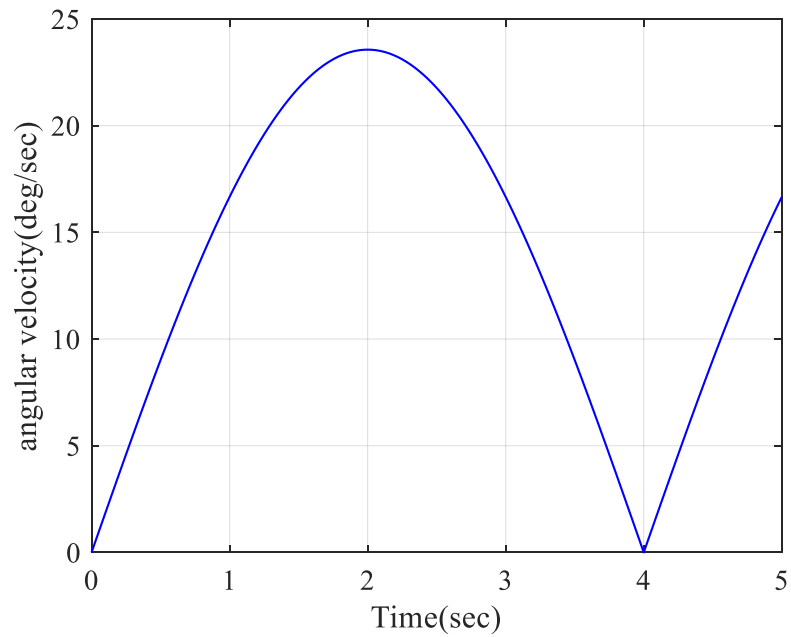


图 5-8 关节 4 角速度随时间变化曲线

(3) 移动关节位移、速度、加速度随时间变化曲线

图 5-9、5-10 为移动关节正弦驱动与匀速位移时的位移随时间变化曲线，图 5-11、5-12 为移动关节的速度与匀速度随时间变化曲线，图 5-13、5-14 为移动关节的加速度与匀加速的随时间变化的曲线。

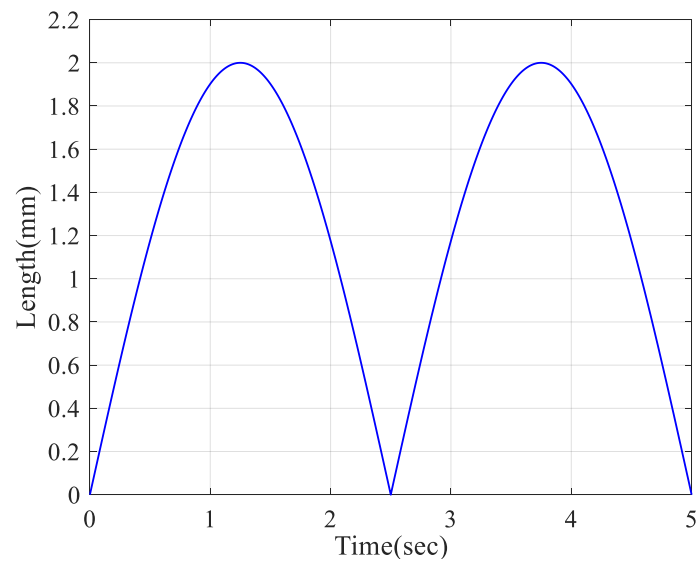


图 5-9 位移随时间变化曲线

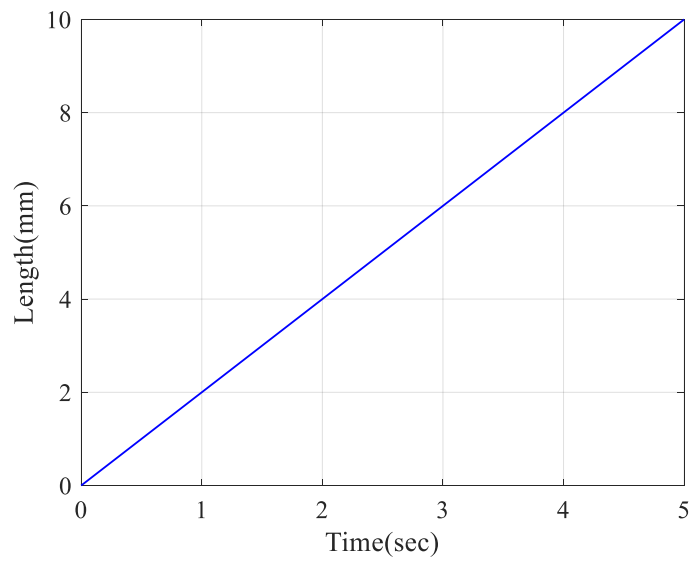


图 5-10 匀速运动时位移随时间变化曲线

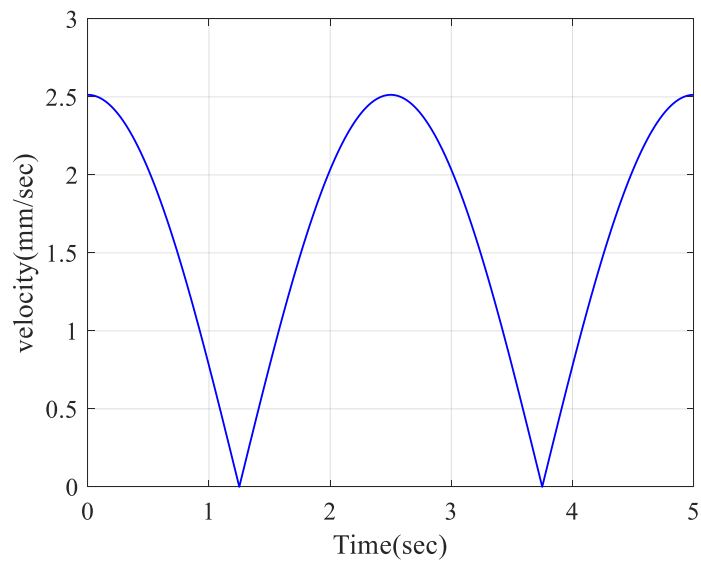


图 5-11 速度随时间变化曲线

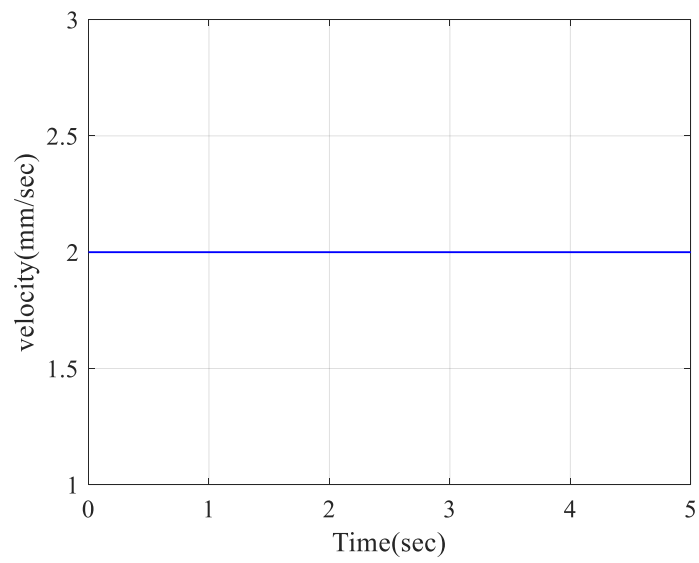


图 5-12 匀速度随时间变化曲线

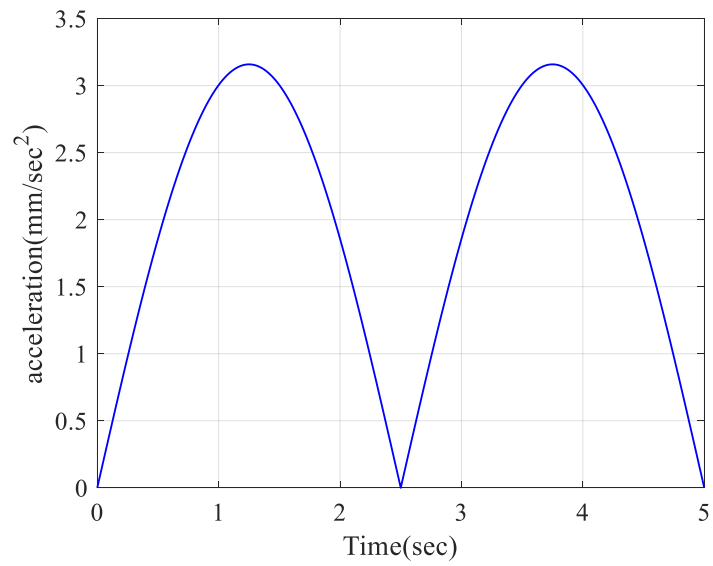


图 5-13 加速度随时间变化曲线

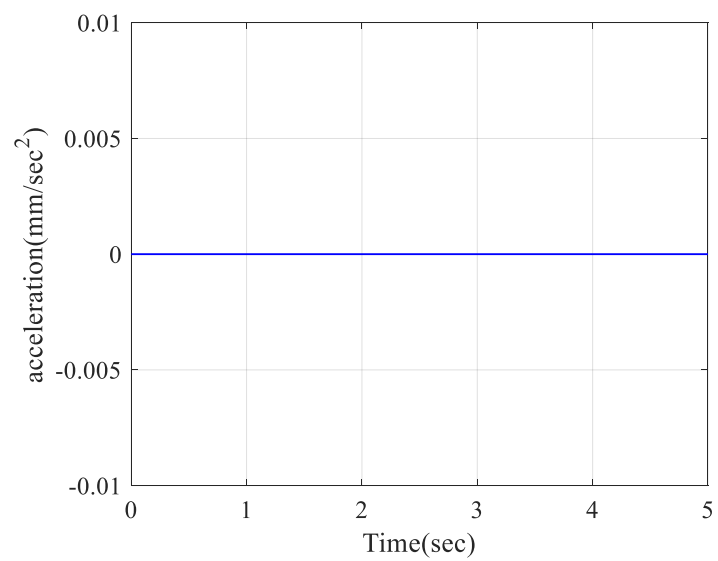


图 5-14 匀加速度随时间变化曲线

从以上移动关节随时间变化的曲线可以看出，整个仿真运动过程中，移动关节都能按照所给正弦驱动运动，运动过程稳定、连续，无抖振与突变情况出现，这表明所设计打磨机器人构型较为科学合理，能够完成基本打磨任务。

5.3 本章小结

本章主要针对所设计的打磨机器人构型进行基于 ADAMS 的运动学仿真。主要包括 ADAMS 仿真的步骤介绍，将 SolidWorks 建好的模型进行简化，减少仿真过程中的运算量，提高仿真的效率，然后将简化后的模型以 Parasolid 格式导入到 ADAMS 中，配置仿真参数与环境、添加打磨机器人仿真约束与驱动，最后进行了运动学仿真，得到了平移关节与旋转关节之于时间的运动曲线，完成了所设计构型的合理性与运动学方程解的验证。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

本文在传统串并联打磨机器人的基础上设计了一种混联式打磨机器人，用以解决人工打磨与传统打磨机器人打磨效率不高、品质较差的问题。该机器人由用以实现工作范围内灵活定位的平动机构与实现末端打磨姿态灵活调整的旋转机构构成，采用永磁同步电机对上述机构进行驱动以实现打磨机器人的打磨运动。永磁同步电机的运行性能直接影响打磨的效率与品质，因此，进行了打磨机器人驱动电机控制策略创新，来提高永磁同步电机的运行效率与快速响应能力，通过仿真与实验验证了所提控制策略的有效性。具体的研究工作如下：

(1) 设计了一种新型混联式打磨机器人，对所设计结构开展了 D-H 建模，基于模型进行了正逆运动学分析，根据实际打磨需求，对各关节驱动电机进行了适当的选型。

(2) 提出了基于新型趋近律的滑模控制器与扩张状态观测器结合的电机转速环控制策略。与传统 PID、滑模控制相比，新型趋近律滑模控制提高了系统动态响应能力，减小了系统抖振，扩张状态观测器实现了扰动的观测与补偿前馈之控制器，提高了系统抗干扰能力。仿真与实验表明，所提控制策略下的电机在超调量、响应速度、鲁棒性等方面具有明显优势。

(3) 针对电机控制中电流环存在的电流耦合问题，提出了一种改进型非线性扩张状态观测器自抗扰解耦方法，解决了传统解耦方法在系统参数变化时解耦效果差、解耦不完全的问题，在电机重载高速运行时，效果尤为明显。不同工况下的仿真与实验结果表明，该方法明显优于传统 CFDC、CDDC 等解耦方法，实现了电流完全解耦，提高了永磁同步电机的转矩、转速性能。

(4) 将所设计的打磨机器人结构进行了简化，导出 Parasolid 格式到 ADAMS 进行了三维运动学仿真，得到了关节位移、速度、角速度、关节角速度与关节角加速度关于时间变化的曲线，为后续进一步改进打磨机器人结构提供理论基础。

6.2 展望

本文设计了一种混联打磨机器人结构，并对驱动电机的控制策略进行了创新与改进，实现永磁同步电机的运行性能提升，但限于实验条件、时间、本人知识储备等因素，仍有很多问题需要改进与进一步完成：

(1) 打磨机器人的结构需要进一步优化与改进，提高机器人的紧凑型与刚度，提升机器人适应多场合的能力。

(2) 未进行混联式打磨机器人实验研究。目前虽完成了打磨机器人基本构型的设计，但并未开展复杂零部件表面打磨实验，未来将开展打磨机器人打磨实验，根据实验结果进一步改进打磨结构、优化驱动电机的控制策略，简化控制调参的难度。

参考文献

- [1] 王耀南, 江一鸣, 姜娇, 等. 机器人感知与控制关键技术及其智能制造应用[J]. 自动化学报, 2023, 49(03): 494-513.
- [2] 周济. 智能制造——“中国制造 2025”的主攻方向[J]. 中国机械工程, 2015, 26(17): 2273-2284.
- [3] 姜铭, 孙钊, 秦康生, 等. 混联机器人的分析与研究[J]. 制造业自动化, 2009, 31(01): 61-65.
- [4] 陈恳, 杨向东, 刘莉, 等. 机器人技术与应用[M]. 清华大学出版社, 2006.
- [5] 姜晓丹. 打磨机器人结构设计及轨迹规划仿真研究[D]. 江苏大学, 2018.
- [6] Nagata F, Kusumoto Y, Watanabe K, et al. Polishing robot for PET bottle molds using a learning-based hybrid position/force controller[C]//2004 5th Asian Control Conference (IEEE Cat. No. 04EX904). IEEE, 2004, 2: 914-921.
- [7] Nagata F, Hase T, Haga Z, et al. CAD/CAM-based position/force controller for a mold polishing robot[J]. Mechatronics, 2007, 17(4-5): 207-216.
- [8] Ismail H, Ishak N, Tajjudin M, et al. Adaptive feedforward zero phase error tracking control with model reference for high precision X-Y table[M]. IEEE, 2012:
- [9] Hunt K H, Kinematic geometry of mechanisms[M]. Oxford: Oxford university press, 1978
- [10] 沈寂. 一种球面并联机构的动力学性能分析及仿真[D]. 华东交通大学, 2013.
- [11] 屈健康, 雷开卓, 秦现生. 自由曲面抛光机器人设计与运动学仿真[J]. 机械科学与技术, 2010, 29(03): 299-302.
- [12] Guo F, Cheng G, Wang S, et al. Rigid-flexible coupling dynamics analysis with joint clearance for a 5-DOF hybrid polishing robot[J]. Robotica, 2022, 40(7): 2168-2188.
- [13] Xu P, Li B, Cheung C F, et al. Stiffness modeling and optimization of a 3-DOF parallel robot in a serial-parallel polishing machine[J]. International journal of precision engineering and manufacturing, 2017, 18: 497-507.
- [14] 刘斐, 王伟, 王雷等. 接触轮变形对机器人砂带磨削深度的影响[J]. 机械工程学报, 2017, 53(05): 86-92.
- [15] Neumann K E. System and method for controlling a robot[P]. US Patent, 6301525, 2001-10-9
- [16] Neumann K E. Parallel-kinematical machine[P]. US Patent, 101155672, 2008-04-02
- [17] 王振泽. 铸造件磨削加工机器人力反馈主从控制方法研究[D]. 天津大学, 2019.

- [18]徐鹏. 基于六自由度串并联机构的自由曲面抛光机床研究[D].哈尔滨工业大学,2018.
- [19]Chong Z ,Xie F ,Liu X , et al. Design of the parallel mechanism for a hybrid mobile robot in wind turbine blades polishing[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2020, 61101857-101857.
- [20]Xu P, Cheung C F, Wang C, et al. Novel hybrid robot and its processes for precision polishing of freeform surfaces[J]. Precision Engineering, 2020, 64: 53-62.
- [21]郭万金. 复杂形状零部件打磨作业机器人研究[D].哈尔滨工业大学,2017.
- [22]Xie F, Liu X J, Wang C. Design of a novel 3-DoF parallel kinematic mechanism: type synthesis and kinematic optimization[J]. Robotica, 2015, 33(3): 622-637.
- [23]Xie F, Liu X J, You Z, et al. Type synthesis of 2T1R-type parallel kinematic mechanisms and the application in manufacturing[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2014, 30(1): 1-10.
- [24]秦友蕾. 解耦并/混联机构型综合及机构分析[D].江南大学,2016.
- [25]姜笑言, 崔国华, 周震, 等. 面向双机器人打磨过程的运动规划研究[J].机床与液压,2023,51(15):68-75.
- [26]刘思源, 刘凌. 面向永磁同步电机无传感器控制的二阶改进扩张状态观测器[J].西安交通大学学报,1-8.
- [27]朱磊, 温旭辉, 赵峰, 等. 永磁同步电机弱磁失控机制及其应对策略研究[J].中国电机工程学报,2011,31(18):67-72.
- [28]符慧, 左月飞, 刘闯, 等. 永磁同步电机转速环的一种变结构 PI 控制器[J].电工技术学报,2015,30(12):237-242.
- [29]王瑞萍, 皮佑国. 基于分数阶 PI 速度控制器的永磁同步电动机控制[J].电工技术学报,2012,27(11):69-75.
- [30]Abo-Khalil A G, Eltamaly A M, Alsaud M S, et al. Sensorless control for PMSM using model reference adaptive system[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2021, 31(2): e12733.
- [31]王伟然, 吴嘉欣, 张懿等. 永磁同步电机模糊自整定自适应积分反步控制[J].电工技术学报,2020,35(04):724-733.
- [32]韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J].控制与决策,1998,(01):19-23.
- [33]Hao Z, Yang Y, Gong Y, et al. Linear/nonlinear active disturbance rejection switching control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9334-9347.
- [34]Sun X, Li T, Yao M, et al. Improved finite-control-set model predictive control with virtual

- p>vectors for PMSHM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(3): 1885-1894.
- [35]Sun X, Li T, Tian X, et al. Fault-tolerant operation of a six-phase permanent magnet synchronous hub motor based on model predictive current control with virtual voltage vectors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(1): 337-346.
- [36]Sun X, Li T, Zhu Z, et al. Speed sensorless model predictive current control based on finite position set for PMSHM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2743-2752.
- [37]Xu W, Junejo A K, Liu Y, et al. Improved continuous fast terminal sliding mode control with extended state observer for speed regulation of PMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(11): 10465-10476.
- [38]Zhang X, Sun L, Zhao K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE transactions on power electronics, 2012, 28(3): 1358-1365.
- [39]Xu W, Junejo A K, Tang Y, et al. Composite speed control of PMSM drive system based on finite time sliding mode observer[J]. IEEE Access, 2021, 9: 151803-151813.
- [40]Slotine J J, Sastry S S. Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces with application to robot manipulators[C]//1983 American Control Conference. IEEE, 1983: 132-135.
- [41]Kawamura A, Itoh H, Sakamoto K. Chattering reduction of disturbance observer based sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(2): 456-461.
- [42]高为炳. 非线性系统的变结构控制[J].自动化学报,1989,(05):408-415.
- [43]王要强, 朱亚昌, 冯玉涛, 等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制策略[J].电力自动化设备,2021,41(01):192-198.
- [44]Zhang XG, Zhao K, Sun L,et al. A PMSM sliding mode control system based on a novel reaching law[C]. 2011 International conference on electrical machines and systems. IEEE, 2011: 1-5.
- [45]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.
- [46]戴鹏, 徐楠, 谢后晴, 等. 永磁同步电机调速系统的快速幂次趋近律控制[J].电机与控制学报,2017,21(11):32-38.
- [47]Qu L, Qiao W, Qu L. An extended-state-observer-based sliding-mode speed control for permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics

- in Power Electronics, 2020, 9(2): 1605-1613.
- [48] Kommuri S K, Defoort M, Karimi H R, et al. A robust observer-based sensor fault-tolerant control for PMSM in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7671-7681.
- [49] NP A, K B. High performance hybrid fuzzy PID controller for permanent magnet synchronous motor drive with minimum rule base[J]. Journal of Vibration and Control, 2015, 21(1): 181-194.
- [50] Yepes A G, Vidal A, Malvar J, et al. Tuning method aimed at optimized settling time and overshoot for synchronous proportional-integral current control in electric machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(6): 3041-3054.
- [51] 付兴贺, 顾胜东, 熊嘉鑫. 永磁同步电机交直流电流解耦控制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 1-19.
- [52] Hussain H A. Tuning and performance evaluation of 2DOF PI current controllers for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 7(3): 1401-1414.
- [53] Xia C, Yan Y, Song P, et al. Voltage Disturbance Rejection for Matrix Converter-Based PMSM Drive System Using Internal Model Control[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics, 2012, 59(1): 361-372.
- [54] Sun X, Shi Z, Chen L, et al. Internal model control for a bearingless permanent magnet synchronous motor based on inverse system method[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(4): 1539-1548.
- [55] Xie MH and Xie LL. Decoupling control of permanent magnet synchronous motor with support vector regression inverse system method[J]. IEEE Access, 2020, 8: 212687-212698.
- [56] Zhang RY, Gong CF, Shi PC, et al. Research on chaos control of permanent magnet synchronous motor based on the synthetical sliding mode control of inverse system decoupling[J]. Journal of Vibration and Control, 2021, 27(9-10): 1009-1019.
- [57] Chen Z, Zhang X, Liu C, et al. Research on Current decoupling and harmonic suppression strategy of permanent magnet synchronous motor by proportional resonance adaptive disturbance rejection control[J]. Proc. CSEE, 2021, 42(24): 9062-9072.
- [58] Xu W, Qu S, Zhang C. Fast terminal sliding mode current control with adaptive extended state disturbance observer for PMSM system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 11(1): 418-431.
- [59] 杨淑英, 王玉柱, 储昭晗, 等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解

- 耦控制[J].中国电机工程学报,2020,40(06):1985-1997.
- [60]Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.
- [61]Harnefors L, Nee H P. Model-based current control of AC machines using the internal model control method[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(1): 133-141.
- [62]Zhu H, Xiao X and Li YD Zhu H. PI type dynamic decoupling control scheme for PMSM high speed operation[C]//2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2010: 1736-1739.
- [63]Li S, Won H, Fu X, et al. Neural-network vector controller for permanent-magnet synchronous motor drives: Simulated and hardware-validated results[J]. IEEE transactions on cybernetics, 2019, 50(7): 3218-3230.
- [64]李春鹏, 贲洪奇, 刘博, 等. 采用扰动观测器的偏差解耦控制方法[J].中国电机工程学报,2015,35(22):5859-5868.
- [65]刘宇博, 王旭东, 周凯. 基于滑模观测器的永磁同步电机电流偏差解耦控制[J].电工技术学报,2020,35(08):1642-1652.
- [66]曾岳南, 曾祥彩, 周斌. 永磁同步电机传动系统电流环非线性自抗扰控制器的设计与稳定性分析[J].电工技术学报,2017,32(17):135-143.
- [67]Denavit, Jacques, and Richard S. Hartenberg. "A kinematic notation for lower-pair mechanisms based on matrices." (1955): 215-221.
- [68]Peiper D L. The Kinematics of Manipulators Under Computer Control[D]. Stanford University CA Department of Computer Science, 1968.
- [69]于永进, 朱昱豪, 周封, 等. 基于模糊滑模与新型扩张状态观测器的 SPMSM 无速度传感器控制[J].电机与控制学报,2022,26(07):133-146.
- [70]Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//ACC. 2003: 4989-4996.
- [71]李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J].自动化学报,2016,42(02):202-212.

攻读硕士学位期间取得成果

论文发表情况：

- (1) Li Shuai, Wang Hai, Li Henian, Yang Chunlai. PMSM sliding mode control based on novel reaching law and extended state observer[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2022, 14(8).
- (2) Li, Shuai, Hai Wang, Chunlai Yang, Henian Li, jingsong Gui, and Ronghua Fu. Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Genetic Algorithm[J]. Actuators, 2023, 12(5).
- (3) Li, Shuai, Hai Wang, Chunlai Yang, Henian Li, jingsong Gui, and Ronghua Fu. Current decoupling control of permanent magnet synchronous motor based on improved nonlinear extended state observer[J]. Journal of Vibration and Control, 2023, 0(0).

专利发表情况：

- (1) 王海, 李帅, 杨春来等. 永磁同步电机电流解耦方法和系统 [P]. 安徽省: CN116388643A, 2023-07-04.
- (2) 王海, 李帅, 杨春来等. 一种永磁同步电机控制方法及系统 [P]. 安徽省: CN115133828A, 2022-09-30.
- (3) 王海, 李鹤年, 杨春来, 李帅等. 一种永磁同步电机复合控制方法 [P]. 安徽省: CN116094384A, 2023-05-09.
- (4) 王海, 李鹤年, 杨春来, 徐曼曼, 陆益敏, 李帅. 扭弦驱动上肢康复机器人 [P]. 安徽省: CN114869694A, 2022-08-09.

致谢

“时光的河入河流，终于我们分头走。”三年时光飞逝，我们还是走到了凤凰花开的岔路口，在此感谢三年来帮助过我的良师益友。

感谢我的导师王海教授。既是老师也是长辈，是我科研学习道路上的领路人。

感谢我的师兄李鹤年对我实验与学习的帮助，使我少走了很多弯路。

感谢读研究生涯中遇到的每一位挚友，生活学习上的困难，因为你们得以迎刃而解。有你们的陪伴与支持，我的读研究生涯更加美好与快乐。一千多个日日夜夜的相伴，这段回忆是我终生的宝贵财富。

“没有那个港口，是永远的停留。”终有万般不舍，也不得不经历离别，我会将这份恩情记在心中，感谢有你，有你们。

尚德敏学 唯实惟新

