

分类号: TP273

单位代码: 10363

密 级: 公 开

学 号: 2210330174

题 目 基于改进型自抗扰控制的六自由度

串联机械臂控制系统研究

题 目 **Research on six degrees of freedom**

series manipulator control system

based on improved active disturbance

rejection control

学生姓名: 章 东 旭

校内导师: 刘丙友 (教授)

校外导师: 朱标 (高级工程师)

专业学位类别: 电子信息 (085400)

研究方向(领域): 控制工程与自动化技术

论文答辩日期: 2024 年 5 月 22 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结果由本人承担。

学位论文作者签名：章东旭

日期：2024 年 5 月 22 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：章东旭

指导教师签名：



日期：2024 年 5 月 22 日

日期：2024 年 5 月 22 日

基于改进型自抗扰控制的六自由度串联机械臂控制系统研究

摘 要

随着制造业的迅速发展,多自由度机械臂已经成为汽车行业、航天工业、军工业等领域必不可少的机械装置。多自由度机械臂的广泛使用,在很大程度上提高了产品的质量、生产效率和降低了人工成本。但多自由度机械臂是一个耦合非线性系统,在实际应用中,还会面临外界各种复杂的变化,使得传统控制算法不能有效的控制机械臂系统,造成系统控制存在响应速度慢、抗干扰性差和控制精度不高的问题。因此,对控制算法的改进一直是多自由度机械臂控制研究的核心。

本文针对传统自抗扰控制方法下的六自由度串联机械臂系统所存在的问题,提出改进型自抗扰控制策略,以提升六自由度串联机械臂系统的响应速度、跟踪性能和抗干扰能力。本文主要的研究内容如下:

(1) 首先,对本文的研究对象六自由度串联机械臂关节组成和传动结构进行分析,通过直流力矩电机的转矩方程和电磁方程计算得到电机数学模型。之后,以机械臂的底座作为整个系统的参考坐标,使用 D-H 参数建模法求出关节间的变换矩阵,从而得到六自由度串联机械臂的运动学方程。再用拉格朗日方法建立六自由度串联机械臂的动力学方程。

(2) 其次,本文为了提高六自由度串联机械臂系统控制性能,在

自抗扰控制方法的基础上进行改进，提出改进型自抗扰控制方法。其中，在跟踪微分器部分引入滑模控制，提高系统的响应速度；在扩张状态观测器部分，设计新型非线性函数，提升系统的观测能力；在非线性和误差反馈部分，结合分数阶微积分和滑模控制设计出分数阶滑模非线性反馈误差控制律，增强系统的稳定性。之后对各部分参数的选择进行仿真分析，选出最优参数，并对改进部分进行稳定性分析。

(3) 最后，基于六自由度串联机械臂系统对改进型自抗扰控制策略进行可行性的验证。在 Matlab/Simulink 软件中建立机械臂关节控制系统的模型，对本文所设计的改进型自抗扰控制器与传统自抗扰控制器、滑模自抗扰控制器进行仿真实验，并根据实验室现有的单关节控制系统实验平台对三种控制策略进行实验验证。通过对三种控制策略下得到的实验结果分析，验证了本文提出的控制方法可以有效提高系统的响应速度、跟踪精度和抗干扰能力，其控制性能优于其它两种控制策略。

关键词：六自由度串联机械臂，新型非线性函数，改进型自抗扰控制，滑模控制，分数阶微积分

RESEARCH ON SIX DEGREE OF FREEDOM SERIES MANIPULATOR CONTROL SYSTEM BASED ON IMPROVED ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROL

ABSTRACT

With the rapid development of the manufacturing industry, the multi-degree of freedom robotic arm has become an indispensable mechanical device in the automotive industry, aerospace industry, military industry and other fields. The wide use of multi-degree-of-freedom robotic arm has greatly improved product quality, production efficiency and reduced labor costs. However, the multi-degree-of-freedom manipulator is a coupled nonlinear system, and in practical applications, it will also face various complex external changes, which makes the traditional control algorithm can not effectively control the manipulator system, resulting in the problems of slow response speed, poor anti-interference and low control accuracy. Therefore, the improvement of control algorithm has always been the core of the control research of multi-degree-of-freedom manipulator.

In order to improve the response speed, tracking performance and anti-interference ability of the six-degree-of-freedom(6-DOF) series manipulator system, an improved auto-disturbance rejection control strategy is proposed to solve the problems existing in the 6-DOF series manipulator system under the traditional auto-disturbance rejection control method. The main research contents of this paper are as follows:

- (1) Firstly, the joint composition and transmission structure of the

six-degree-of-freedom series manipulator, the object of this paper, were analyzed, and the mathematical model of the motor was obtained by calculating the torque equation and electromagnetic equation of the DC torque motor. Then, with the base of the manipulator as the reference coordinate of the whole system, the transformation matrix between the joints is obtained by using D-H parameter modeling method, and the kinematic equation of the 6-DOF series manipulator is obtained. Then, Lagrange method is used to establish the dynamic equation of the 6-DOF series manipulator.

(2) Secondly, in order to improve the control performance of the 6-DOF series manipulator system, this paper improves the active disturbance rejection control method and proposes an improved active disturbance rejection control method. The sliding mode control is introduced in the tracking differentiator to improve the response speed of the system. In the extended state observer part, a new nonlinear function is designed to improve the observing ability of the system. In the nonlinear error feedback part, the fractional-order sliding mode nonlinear feedback error control law is designed by combining fractional-order calculus and sliding mode control to enhance the stability of the system. Then the selection of parameters of each part is simulated and analyzed, the optimal parameters are selected, and the stability of the improved part is analyzed.

(3) Finally, based on the 6-DOF series manipulator system, the feasibility of the improved ADRC control strategy is verified. The joint control system model of the manipulator arm was established in Matlab/Simulink software, and simulation experiments were conducted on the improved active disturbance rejection controller designed in this paper, the traditional active disturbance rejection controller and the sliding mode active disturbance rejection controller, and the three control

strategies were experimentally verified according to the existing single joint control system experimental platform in the laboratory. Through the analysis of the experimental results obtained under the three control strategies, it is verified that the proposed control method can effectively improve the response speed, tracking accuracy and anti-interference ability of the system, and its control performance is better than the other two control strategies.

Zhang Dongxu(Electronic information)

Supervised by Liu Bingyou

KEY WORDS: 6-DOF series manipulator, new nonlinear function, improved active disturbance rejection control, sliding mode control, fractional calculus

目录

第 1 章 绪论	1
1.1 课题的研究背景及意义	1
1.2 机械臂国内外研究现状	3
1.2.1 国外机械臂研究现状	3
1.2.2 国内机械臂研究现状	3
1.3 六自由度串联机械臂控制方法研究现状	5
1.3.1 常规控制策略	5
1.3.2 改进型自抗扰控制策略	6
1.4 论文章节安排	9
第 2 章 六自由度串联机械臂关节结构及建模	11
2.1 前言	11
2.2 机械臂关节结构分析	11
2.2.1 关节电机	11
2.2.2 减速器	12
2.2.3 关节的机械结构	13
2.3 直流力矩电机的数学模型	14
2.4 本章小节	17
第 3 章 六自由度串联机械臂的运动学与动力学分析	18
3.1 前言	18
3.2 六自由度串联机械臂数学基础	18
3.2.1 机械臂在三维空间中的位姿	18
3.2.2 六自由度串联机械臂坐标变换	20
3.3 多自由度串联机械臂的运动学分析	22
3.3.1 机械臂连杆描述	22
3.3.2 六自由度串联机械臂的正向运动学建模	23
3.4 六自由度串联机械臂的动力学模型分析	25
3.4.1 拉格朗日方程	25

3.4.2 六自由度串联机械臂动力学方程	25
3.5 本章小节	27
第 4 章 基于六自由串联机械臂的改进型自抗扰控制器设计	28
4.1 前言	28
4.2 分数阶微积分与滑模控制基础知识	28
4.2.1 分数阶微积分定义与性质	28
4.2.2 滑模控制定义和形式	29
4.2.3 分数阶滑模面和趋近律设计	30
4.3 改进型自抗扰控制器设计	31
4.3.1 滑模跟踪微分器设计及稳定性分析	32
4.3.2 新型非线性函数	35
4.3.3 改进型扩张状态观测器设计及稳定性分析	39
4.3.4 分数阶滑模非线性误差反馈控制律设计及稳定性分析	43
4.4 本章小节	46
第 5 章 基于改进型自抗扰控制的六自由度串联机械臂系统的仿真实验和分析	47
5.1 前言	47
5.2 机械臂单关节控制实验平台介绍	47
5.3 六自由度串联机械臂控制系统参数选取	48
5.3.1 滑模跟踪微分器的参数整定	48
5.3.2 改进型扩张状态观测器参数整定	50
5.3.3 分数阶滑模非线性误差反馈控制律参数整定	52
5.4 六自由度串联机械臂控制系统仿真分析	54
5.4.1 响应速度性能仿真对比	57
5.4.2 跟踪性能仿真对比	58
5.4.3 抗干扰性能仿真对比	61
5.5 六自由度串联机械臂系统实验分析	63
5.5.1 六自由度串联机械臂关节控制系统的响应速度实验	63
5.5.2 六自由度串联机械臂关节控制系统的跟踪性能实验	65
5.5.3 六自由度串联机械臂关节控制系统的抗干扰实验	66

5.6 本章小节	67
第 6 章 总结与展望	68
6.1 总结	68
6.2 展望	69
参考文献	70
攻读学位期间发表的学术成果	76
致谢	77

第 1 章 绪论

1.1 课题的研究背景及意义

机器人是人类科技高度发展的一个产物，它综合了人类和机械的特征，不仅具有人类的反应和判断能力，而且能够从事机械化的工作，在人类不能适应的高压、高温以及高辐射的恶劣环境下进行工作^[1]。机器人技术作为未来新型的产业和高新科技发展的重要基础技术，对一个国家经济的发展与国防的建设都具有重要意义。因此从机器人出现以来，就引起了各个国家的关注和研究，其中美国是最先开始对机器人技术进行研究^[2]。之后，越来越多的国家开始对机器人技术进行研究。我国在 1970 年开始研究机器人，虽然起步时间相比较其它发达国家很晚，但是在几十年的发展与研究，取得了很多成就和技术突破。随着我国经济的发展和科学技术的提升，机器人的控制技术也变得更加先进，更多智能型机器人出现在生产制造、日常生活和军工领域里^[3-4]。目前已有不少国家掌握了机器人研发的先进技术，其中具有代表性的国家有中国、美国、日本、德国和瑞士。

机器人按使用目的一共分为四大类型：军事机器人、服务机器人、探索机器人和工业机器人。其中工业机器人的应用范围十分广泛，在各类的制造业、航空航天、军工业中都能看到它的身影，因此也被称为工业机械臂^[5-6]。如图 1-1 所示的四种类型机器人图形。作为机器人产品中的一类，机械臂因具有灵活的操作性能、使用简单、安全性能好等优点，成为当前应用最为广泛的一种机器人类型。目前已大量应用在高强度和高危险的场合中，用于代替人员完成相关工作，保护工作人员的身体安全^[7]。世界上第一个机械臂是由美国的一所放射性物质研究实验室发明，用于抓取放射性物资，它可以保护研究人员在不直接接触放射性物质的前提下进行科学研究。随着 21 世纪的到来，科学技术发展更为先进，出现了人工智能技术，加速了机器人技术的发展速度。现在的机器人不仅可以从事繁琐重复的流水线等简单操作工作，还可以从事高精度，高密度以及高温高压下的一些工作。比如手术机械臂具有高精度性能，可以辅助医生完成手术；海底探索的机器人可以用于深海的勘探等。

机械臂的系统主要由关节、控制单元与驱动系统组成。其中控制单元扮演着至关重要的角色，它是机械臂的智能中枢，负责整合指令并确保机械臂能够精确

执行各项任务。串联型机械臂通过关节之间串联连接组成,电机为关节提供动力,每个关节能单个运动,也能同时多个关节协同运动,其关节的运动通过调整电机输出转矩大小,控制关节的角位置、速度和加速度根据设定的运动轨迹进行精确移动。所以机械臂可以执行精确的位置调整、物体搬运和进行复杂的路径规划,满足多变的作业需求^[8-9]。

但多自由度串联机械臂是一个耦合非线性系统,关节之间存在相互影响。并且在实际工作中,机械臂抓取物品重量的变化、电机运行存在的摩擦以及工作环境的变化,都会对机械臂的性能造成影响,使得在传统控制方法下系统的响应速度和抗扰性都达不到很好的要求。因此需要设计出更优的控制策略,使得多自由度串联机械臂系统具有更快的响应速度、更好的稳定性、更高的跟踪精度性能,以克服不确定因素和干扰对机械臂控制性能造成的影响^[10-11]。

本文把六自由度串联机械臂作为研究对象展开深入研究和探讨。针对六自由度串联机械臂自身系统具有时变、强耦合、非线性以及关节之间的摩擦、环境的干扰对机械臂控制影响的问题,提出改进型自抗扰控制方法。利用自抗扰控制把关节间的耦合作用和其它不确定因素视作扰动进行观测和补偿,实现系统的解耦。并在传统自抗扰控制的基础上进行改进,从而更好的提升机械臂系统的响应速度、减少跟踪误差和增强抗扰能力。通过实验验证本文所提出的控制方法的可行性,可以给机械臂系统设计提供新的研究思路,具有一定研究意义。



图 1-1 四大类型机器人

1.2 机械臂国内外研究现状

1.2.1 国外机械臂研究现状

现代工业机械臂的发展始于 20 世纪 50 年代，在 1959 年，美国 Unimation 公司的 Joe Engelberger 和 George Devol 两人创造出人类世界上第一台机械臂。这台机械臂的名字为 Unimation，重量达到两万吨，其驱动方式是通过液压执行器提供动力。机械臂先按照人对它的操作进行记录，然后通过伺服技术对机械臂的关节进行控制，完成指定动作，如图 1-2 所示。在 1961 年，美国两大公司 AMF 和 Unimation 宣布合作，开始把工业机械臂应用在汽车制造业上，创造出首台设计为开环运动链结构的机械臂。这样设计可以增加机械臂工作的空间，但此改动也带来了一个缺点，对于机械臂末端定位无法精确。随后，日本川崎公司从美国 Unimation 公司购买到生产工业机械臂的许可证，并开始了对机械臂技术的研究。紧接着，全世界掀起了一股研究机械臂的浪潮。在不断研究下，机械臂的控制变得更为先进，从原来的顺序控制变为反馈控制。其中在 1973 年，德国库卡公司创造出用电机驱动的六轴机械臂，打破了使用液压驱动机械臂的技术局限。之后，美国 Cincinnati Milacron 公司发明出由计算机控制的可跟踪移动物体的机械臂并安装在装配线上进行使用。在 1979 年，美国推出了第一台能够编程的工业机器人，这台机器人的出现标志了工业机器人技术的成熟。在同一时间，日本山梨大学也带来了创新，推出了首台平面工业机器人，如图 1-3 所示。

从 1950 年开始一直对机器人技术进行研究，其技术的发展已经很成熟，并出现了一些技术领先的大型机器人制造公司，如瑞典 ABB、德国库卡、日本安川、日本以发那科、美国 Adept Technology 等。其中，工业机器人销量最高的四家公司分别是 ABB、库卡、安川和以发那科，他们生产制造的机器人销售数量达到世界总量的一半，因此被称作机器人“四大家族”^[12]。而 ABB 公司的机器人产品在运动控制核心技术一直处于领先，现在 ABB 是全球机械臂制造的供应商。目前，全球对机械臂的需求还在不断增加，对机械臂的控制技术也在不断提升。

1.2.2 国内机械臂研究现状

对于机械臂的研究我国是开始于 20 世纪 70 年代，在这一时期主要是向先进

国家学习机械臂的技术。我国在 1985 年启动的“七五”科技发展规划中，首次成功研发了示教型机械臂，之后“863”计划把机械臂的研究作为重要任务^[13]。在 21 世纪到来后，随着经济的蓬勃发展，我国的工业得到快速发展，需要机械臂的地方越来越多，到 2013 年我国的机械臂采购量已位居世界首位。需求量的增加，刺激了国内的企业和研究院加大对机器人的投入和研发，随后出现了一批影响力很大的公司，如南京埃斯顿、沈阳新松机器人、哈工大机器人等。随着研究规模的不断扩大以及资金的大力投入，在机械臂方面取得了很多显著的成绩，目前我国已经具备大规模生产机械臂的能力。其中有新松公司生产的 SR4B 机械臂，属于六轴柔性机械臂，如图 1-4 所示。珞石公司生产的 ROKAE 如图 1-5 所示。同时在校的研究团队中也取得了不错的成果。在 2021 年，浙江大学和之江实验室联合的研究团队创造出仿生深海软体机器人，是首个能在海洋最深处作业的仿生软体机器鱼，实现了在万米深海能够自主游动的自带能源软体人工肌肉驱控的软体机器人。在 2022 年，哈尔滨工业大学机电院所研发的小型机械臂，实现了小型机械臂在梦天实验舱上的爬行、抓取和载荷的操作。在 2023 年，由清华大学机械系现代机构学与机器人装备实验室，共同研发了一种能在亚厘米级管道中高效运动的管道探测机器人，实现了机器人在亚厘米宽度和不断变化的复杂管道中运动，为医疗和工业等领域提供技术支撑。

机械臂技术的发展对国家经济、工业制造和国防建设都具有推动作用。伴随人工智能技术的兴起与发展，出现了智能机械臂。通过把智能算法与机械臂结合，使得机械臂具有自我感知和路径规划的功能，为人们的生活提供更多便利，同时应用在国防建设中可以增强整个国家的军事实力。



图 1-2 世界上第一台机械臂



图 1-3 SCARA 机器人



图 1-4 新松 SR4B 机械臂



图 1-5 珞石 ROKAE 机械臂

1.3 六自由度串联机械臂控制方法研究现状

随着工业自动化和智能制造的快速发展,机械臂控制技术已经成为了机器人领域的关键研究方向之一。控制算法是机械臂系统的核心,通过控制算法来实现机械臂的定位、移动以及抓取物品等任务。目前对多自由度机械臂的控制方法已有很多,并在机械臂上取得了一定效果。但为了应对更加复杂的操作任务和动态变化的工作环境,还需要不断探索更好的控制策略来控制机械臂系统。下面对机械臂的常规控制策略进行介绍。

1.3.1 常规控制策略

对多自由度机械臂的控制算法有:PID(Proportional Integral Differential)控制^[14]、自适应控制^[15]、滑模控制^[16]、神经网络控制^[17]等。

(1) PID 控制:PID 控制具有结构简单、参数容易调节等优点,被广泛应用于机械臂的控制系统。在控制理论开始发展应用时,工业制造中对精度和工艺要求低,PID 控制可以发挥很大作用。如文献[18]在机械臂的位置控制中应用 PID 控制,能够实现机械臂位置定位的准确性,但系统的响应时间比较长,缺乏抗强扰动的能力。因此在对于需要高精度、快响应的控制性能时,经典 PID 控制器很难控制系统达到很好的效果。之后,有学者开始改进 PID 控制,将 PID 控制与其它算法结合,以提高控制系统的性能。在文献[19]为改善机械臂在复杂环境里的轨迹跟踪性能,提出新型自适应 PID 控制。与经典 PID 控制相比,自适应控制的加入,使得系统在受到干扰时,机械臂关节位置和速度误差仍能收敛为零,

提高系统的抗干扰能力,但收敛速度还需要提升。虽然对 PID 控制的改进能改善系统的控制性能,但并不能很好的解决机械臂系统存在的耦合性。

(2) 自适应控制: 自适应控制能够根据输入信号与系统状态比较,通过主动调整参数以应对系统内外所存在的变化,及时做出调整。自适应控制的优点很明显,可以自主的调整参数,使系统能够适应一定扰动的干扰。文献[20]针对复杂环境下的机械臂控制问题,提出自适应控制策略,有效提高了机械臂的跟踪性能。文献[21]针对移动机器人轨迹的跟踪精度问题,结合滑模控制提出自适应滑模控制的方法。利用自适应控制来调节趋于滑模面的速度,实现位置跟踪的平稳与姿态跟踪的快速精准,实验验证该控制策略提高了移动机器人的轨迹跟踪精度。但自适应控制在高精度系统的控制中,对参数辨识的计算量大,耗费时间久。

(3) 滑模控制: 滑模控制是一种变结构的非线性控制器,通过设定滑模面和控制律,控制系统状态向滑模面运动,并且在达到后能够沿滑模面运动到平衡处。滑模控制的特点对扰动的干扰具有不敏感性,因此滑模控制有很好的鲁棒性。但非线性滑模面只能确保系统是渐渐收敛,不能保证收敛时间的长短。所以,通常会对滑模面进行优化设计。文献[22]针对双臂机器人位置精度控制,提出改进型滑模控制算法,有效的抑制关节颤动幅度,实现了双臂机器人高精度的轨迹跟踪效果。文献[23]针对机械臂末端负载振动问题,提出滑模控制算法,通过滑模控制器动态调整参数,可以有效减少末端的抖振频率,消除误差。滑模控制虽然能够改善机械臂的控制性能,但任存在滑模控制下系统抖振问题。

(4) 神经网络控制: 神经网络具有较好的泛化能力,可以逼近连续非线性函数,并且结构是并行分布式,能够快速响应和处理控制过程中遇到的问题。文献[24]针对机械臂跟踪精度提出自适应神经网络算法,实现随时根据环境变化调整参数,提高了机械臂轨迹的跟踪精度,但对系统的稳定性证明还需要进一步研究。文献[25]针对双关节机械臂轨迹控制误差大的问题,提出 RBF 神经网络控制。通过此控制策略可以实时对误差进行调节,并仿真验证了该控制策略能够有效提高机械臂轨迹跟踪精度。虽然神经网络在对机械臂控制能够取得较好的控制性能,但其构建方法很复杂,没有标准,在系统模型训练上非常耗时。

1.3.2 改进型自抗扰控制策略

自抗扰控制技术(Active disturbance rejection control, ADRC)是由韩京清研究

员在 PID 算法的基础上改进而来,为了解决 PID 控制系统存在的超调与快速性之间矛盾^[26]。ADRC 的设计思路是通过把被控对象内外部变化带来的影响统一看作扰动,通过控制器对扰动进行观测,之后再对观测的扰动量进行补偿,实现对系统的控制。因此可以通过 ADRC 把机械臂关节之间的耦合视作扰动,进行观测和补偿,实现关节之间的解耦。并且由于 ADRC 具有结构简单、抗干扰性能好以及不依赖被控对象具体模型的特点,在多自由度机械臂的控制中具有很好的优势,目前 ADRC 已经广泛的运用在各行各业机械控制中^[27-28]。其中,文献[29]针对永磁同步电动机的转速控制问题,提出采用 ADRC 控制策略对电机转速进行控制。通过仿真验证,该控制方法对电机负载和转动惯量的变化有较好的调节能力,解决了转速受干扰影响的问题,提高了系统的稳定性能。文献[30]针对 PID 对直接转矩的速度控制效果不佳的问题,提出用 ADRC 方法对直接转矩进行控制。通过仿真结果得出,在 ADRC 控制下的转矩控制系统具有很好的抗干扰能力,改善了转矩速度控制效果。但随着控制系统越来越复杂,传统 ADRC 也出现一些控制不足,并且 ADRC 结构设计较为复杂,需要调节的控制参数有很多,造成参数不容易调参,同时对于大的扰动抑制效果不是很好。因此有学者提出对 ADRC 算法进行改进,以提升 ADRC 的控制性能。文献[31]在 ADRC 的结构基础上结合萤火虫算法,对非线性误差反馈控制律的参数进行自主整定。通过实验验证,设计的控制系统能够实现对无人潜航器航向的精确控制,具有较强的鲁棒性,实现了 ADRC 部分参数的自整定。文献[32]为了提高飞行器在运动时的稳定性,改进 ESO 中的非线性函数。通过仿真验证出改进非线性函数后控制器能够有效的提高四旋翼飞行器的稳定性。文献[33]针对控制模型变化时,ADRC 控制参数也需要进行调整,引入了改进粒子群算法对控制器进行参数整定。加入改进粒子群算法的线性 ADRC 控制下的系统对信号的跟踪误差更小,实现部分参数自适应调节,增强了系统应用的广泛性。文献[34]针对机械臂轨迹跟踪精度问题,提出一种改进型自抗扰控制器,用姿态估计规划算法得到机械臂的位置来替代 ADRC 的跟踪微分器。通过仿真验证,该控制策略有效的提高了机器人的位置跟踪精度。

研究人员除了对 ADRC 本身算法进行改进外,还通过融入了其它控制算法以提高 ADRC 的控制效果。其中,在文献[35]采取 ADRC 与滑模控制结合,结合滑模控制设计非线性误差反馈控制律,以提高系统的跟踪精度与抗干扰能力。

通过仿真结果验证,该控制方法有效提高了机械臂的轨迹跟踪和抗干扰能力。文献[36]针对电机 ADRC 调速系统参数整定问题,提出利用滑模控制与自抗扰控制结合,设计出 PMSM 调速滑模自抗扰控制系统。此控制策略简化了参数整定,并提升了系统的响应速度和鲁棒性。文献[37]针对机器臂轨迹跟踪问题,提出一种基于机器臂轨迹跟踪的滑模自抗扰控制策略。该控制方法下系统虽具有良好的抗干扰性,但滑模控制给系统带来的抖振问题依然存在,给工程实现带来困难。

针对在自抗扰控制算法中引入滑模控制带来的抖振问题,有学者提出了微积分滑模控制算法,利用分数阶微积分算子在增加的系统自由度的同时能够增强系统的鲁棒性,实现对抖振的抑制^[38],从而改善引入滑模控制带来的抖振问题。如文献[39]针对串联机械臂在轨迹跟踪精度问题,提出分数阶滑模控制算法用于观测系统扰动,从而减少扰动对机械臂跟踪的影响,提高机械臂跟踪精度。文献[40]为了解决双馈风电并网系统容易发生次同步振荡问题,提出分数阶滑模控制策略。经过实验结果发现该控制策略能够有效抑制系统振荡,提高了系统的稳定性。文献[41]针对液压伺服系统存在扰动干扰问题,提出改进型分数阶滑模自抗扰控制方法,通过引入分数阶滑模控制,可以有效提高系统对误差处理的能力。经过实验验证,分数阶的加入能够有效的抑制滑模控制带来的抖振,提高系统鲁棒性。文献[42]针对水下机械臂受到干扰而对轨迹跟踪产生影响的问题,提出分数阶积分滑模控制策略,该控制策略能够对扰动进行补偿并减弱滑模抖振现象,有效的提高了水下机械臂的跟踪性能。通过以上文献的研究结果发现,在滑模控制中加入分数阶因子可以有效改善滑模控制所带来的系统抖振问题,可以借鉴到本文对自抗扰控制算法的改进中。

综上所述,传统自抗扰控制在对结构复杂、具有耦合的非线性多自由度机械臂控制上有独特的优势,可以通过自抗扰控制实现关节间解耦和扰动的补偿,使其更好的控制系统。但随着机械臂需要更高精度和更快响应速度时,传统自抗扰控制下系统不能很好满足要求,并且当面临环境更加复杂、外界干扰更多时,传统自抗扰控制的抗扰动效果不明显。因此需要对传统 ADRC 算法进行改进。本文首先,在跟踪微分器部分结合滑模控制设计出滑模跟踪微分器,以提升系统的响应速度。其次,设计出新型非线性函数改进扩张观测器,提升系统的观测能力。最后,在非线性误差反馈控制律部分,引入滑模控制和分数阶微积分设计出分数阶滑模非线性误差反馈控制律,提高对误差信号的处理。通过对传统 ADRC 的

改进设计出改进型自抗扰控制器，并应用在六自由度串联机械臂的控制中，以提升六自由度串联机械臂的控制性能。

1.4 论文章节安排

本论文基于六自由度串联机械臂控制系统设计出改进型自抗扰控制器，通过ADRC对机械臂关节受到的内外影响视作扰动进行观测，并对其力矩进行补偿，实现对关节的精确控制。首先，对六自由度串联机械臂的组成部分进行详细介绍，并得到直流力矩电机数学模型；其次，对改进型自抗扰控制器的设计进行详细介绍，先提出一种新型非线性函数，保证了函数的连续性，同时结合滑模控制对跟踪微分器进行改进；之后结合分数阶微积分与滑模控制对非线性误差反馈控制律进行改进，并对改进的各部分进行稳定性分析。最后，通过仿真和实验，分析在不同的输入信号下改进型自抗扰控制的六自由度串联机械臂的响应速度、跟踪精度和抗干扰能力。具体安排如图 1-6 所示。

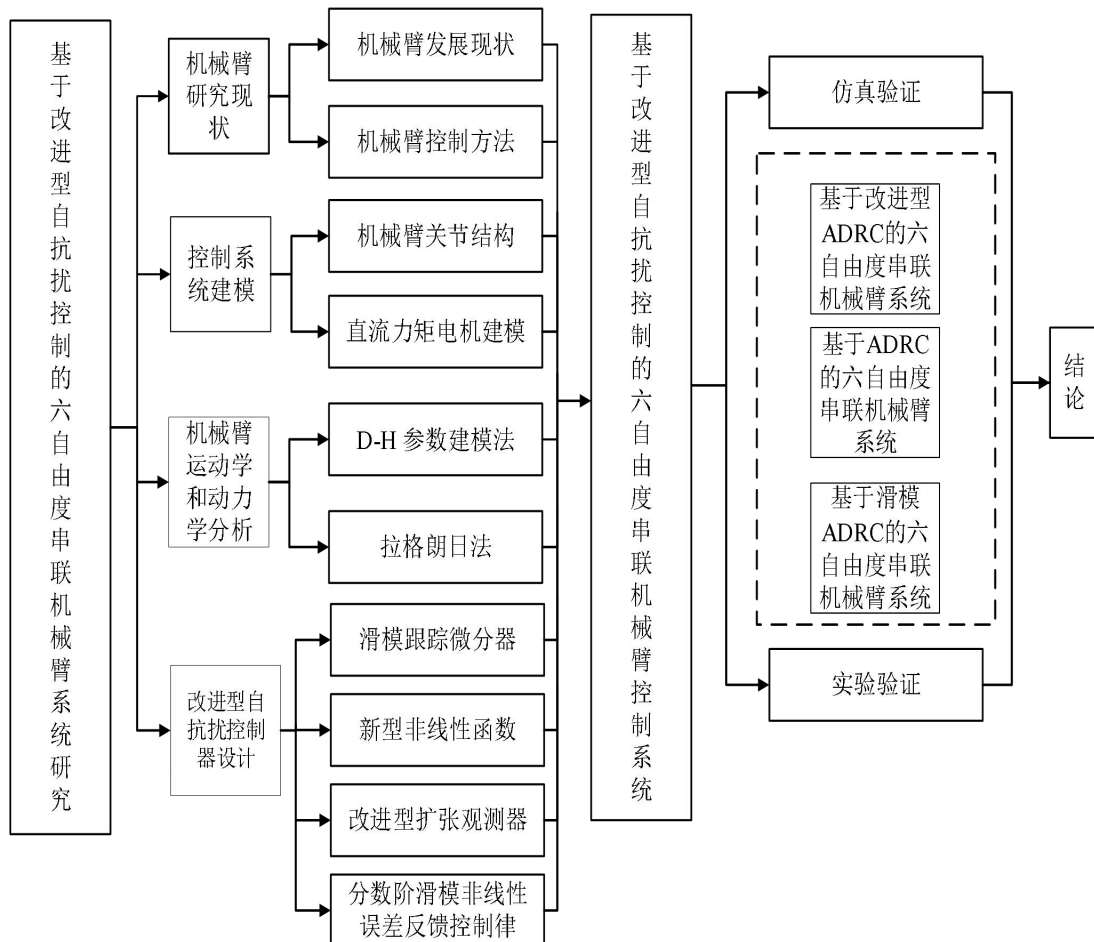


图 1-6 论文研究结构图

第 1 章，绪论。描述了机器人的发展背景和意义，机械臂作为机器人中最重

要的一类，对机械臂的发展历程和技术发展进行了详细的叙述，并对常用的控制方法包括改进型自抗扰控制策略进行详细分析。最后，对论文章节内容进行安排。

第 2 章，对六自由度串联机械臂关节结构进行介绍。首先，对六自由度串联机械臂的结构组成包括关节使用的直流力矩电机和谐波减速器进行分析。其次，对机械臂关节传动结构进行介绍。最后，结合直流力矩电机的转矩方程和电磁方程，得出电机的数学模型，并结合电机的相关参数建立仿真模型进行仿真，对其性能进行分析。

第 3 章，对六自由度串联机械臂的运动学和动力学进行分析。首先，介绍六自由度串联机械臂在空间的位姿描述。之后，以机械臂底座为参考系，用 D-H 方法建立机械臂的运动学方程。最后，用拉格朗日方法建立六自由度串联机械臂的动力学方程，为后面控制器的设计提供理论基础。

第 4 章，改进型 ADRC 的设计。先介绍了分数阶微积分与滑模控制基本原理和性质。之后对改进型 ADRC 的滑模跟踪微分器、改进型扩张观测器和分数阶滑模误差反馈控制律进行详细设计。最后，对改进后各部分进行稳定性分析，并对改进部分进行仿真实验，验证其性能。

第 5 章，本章节先对控制器的各个参数进行仿真选取，得到最优参数后，在建立的六自由度串联机械臂系统模型基础上输入各种信号，对改进型 ADRC 和其它两种控制方法进行对比实验仿真。最后，对三种控制方法下系统性能的仿真和实验结果进行分析，验证改进型 ADRC 的控制性能。

第 6 章，总结与展望。总结全文的研究内容和创新点，对未来的研究内容进行进一步探讨。

第2章 六自由度串联机械臂关节结构及建模

2.1 前言

多自由度串联机械臂通过旋转关节连接多个连杆，利用关节处的直流力矩电机来控制连杆的运动，实现机械臂精确的定位、有效的抓取和物品的搬运。在这一系列运动中，关节有着至关重要的作用，它不仅连接各个连杆，还负责传递动力，关节控制的准确性直接决定了机械臂能否成功完成任务^[43]。因此，关节的尺寸、重量以及使用的材料都会对机械臂的控制性能产生影响。下面对关节结构进行介绍。

2.2 机械臂关节结构分析

2.2.1 关节电机

六自由度串联机械臂实物图如图 2-1 所示，对其进行简化得到的结构图，如图 2-2 所示，其中同心圆代表此时电机轴方向与纸面垂直，菱形代表此时电机轴方向与纸面平行。本文的研究对象属于串联式机械臂，从图 2-1 和图 2-2 可知，底座为整个机械臂的运动提供支撑，并直接与关节 1 相连；关节 1，4，6 工作在 XZ 平面，用来控制关节末端的位置；关节 2，3，5 工作在 XY 平面，用来控制末端的形态，其中通过关节 5、6 的移动实现对物品的抓取任务。



图 2-1 六自由度串联机械臂实物图

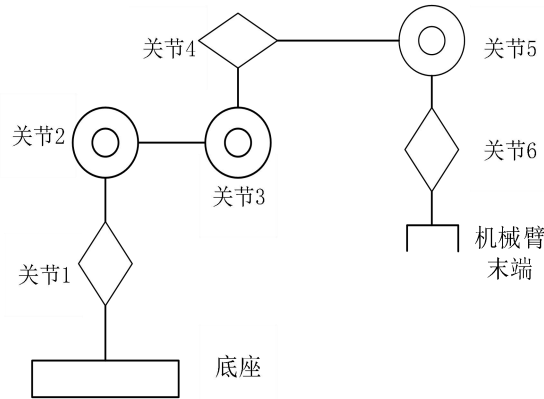


图 2-2 六自由度串联机械臂的结构简化图

驱动物机械臂常用的方式有电动式、气动式和液压式，其中在工业使用中最常使用的是电动式，因为它具有价格低、精度高等优势。对于关节电机的类型有很多种，下面对使用最多的 3 类驱动电机的特点进行归纳比较，如表 2-1 所示。

表 2-1 不同类型电机的优缺点

电机	优点	缺点
步进电机	具有较好的位置精度，可靠性好	力矩很小，容易发生堵转，功耗大
交流伺服电机	速度控制特性良好，运行稳定	控制比较复杂，参数不易调整
直流电机	速度控制精确，原理简单，转矩大	有碳刷，维修不方便

本文所控制的对象是六自由度串联机械臂，需要六个电机进行驱动，这会大大增加整体的重量。考虑到机械臂工作的安全性和成本问题，并结合表 2-1 几种电机类型的特点，采用控制简单、运行稳定、启动转矩大和成本低的直流力矩电机作为六自由度串联机械臂的驱动电机。其各个关节电机的型号选取为：关节 1、2、3 选取的 55LYX01 电机型号，其峰值堵转功率为 16.5W。关节 4、5、6 选取 55LYX02 的电机型号，其峰值堵转功率为 12.6W。

2.2.2 减速器

通常机械臂在运行时其电机以较高的转速运行，而机械臂在执行精确操作时往往需要较低的速度，所以需要减速器进行减速。减速器可以在降低速度的同时，增加输出端的扭矩，使机械臂具有更大的驱动力和搬运能力。本文研究的 6 自由度串联机械臂需要多个减速器，因此减速器的体积、质量、材质都会对机械臂控制产生影响。目前所使用的减速器有很多类型，下面对机械臂中常用的几种减速器特性进行描述，如表 2-2 所示。

表 2-2 不同减速器的优缺点

减速机	优点	缺点
行星减速器	运转稳定，体积小	结构复杂，制造和安装困难
RV 减速器	体积小，适应范围大	传动比较小
谐波减速器	传动效率高、噪声小、质量小	容易受温度影响和过冲
圆柱圆锥齿轮减速器	可以改变力矩的方向、体积小	传动效率低，加工复杂

根据表中 2-2 中各个减速器的特点，结合安装在机械臂关节处需要满足体积小、质量小、传动效率高特点，因此谐波减速器适合作为机械臂关机的减速器。选取电机和减速器类型如图 2-3 所示。

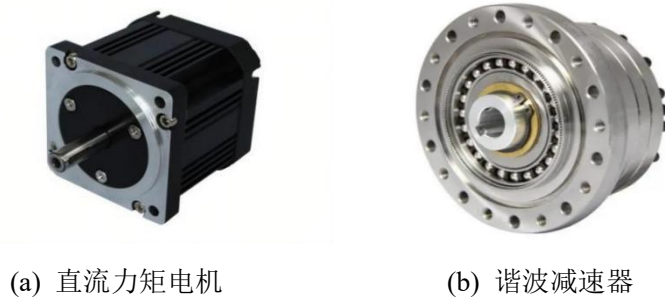


图 2-3 关节电机和减速器图片

2.2.3 关节的机械结构

2.2.1 节和 2.2.2 节是对六自由度串联机械臂关节的驱动电机和减速器进行介绍。其中直流力矩电机由定子、转子和编码器组成；谐波减速器由波发生器、柔轮和钢轮组成，波发生器是由一个专门设计的薄滚珠轴承组成，该轴承安装在椭圆轮毂上，用作高效变矩器并用作齿轮的输入连接到电机轴。对于关节的结构设计，本论文的研究对象六自由度串联机械臂的关节结构为^[44-45]：关节 1 的动力结构是把电机减速器与输出竖着放在一条直线上，这样能够提高传动效率。其余关节结构是把驱动电机通过连接轴与谐波减速器连接，带动齿轮输出力矩控制关节运动，如图 2-4 所示。

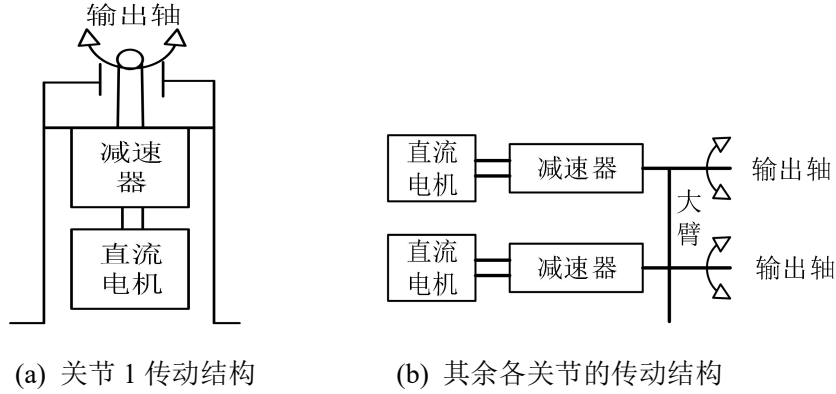


图 2-4 机械臂关节传动结构

机械臂的精确运动依赖各个关节每时刻的位置、速度和加速度大小，因此关节控制是机械臂运动的关键^[46]。在关节控制中需要对直流力矩电机进行控制，通过控制电机输出相应的力矩来控制关节的位置，所以下面对直流力矩电机进行分析。

2.3 直流力矩电机的数学模型

直流力矩电机作为六自由度串联机械臂的执行机构，在运动时的等效电路图如下所示：

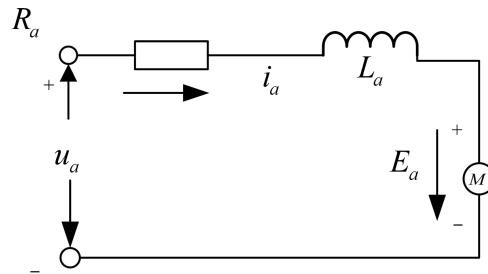


图 2-5 电机运行时的等效电路

1) 电磁转矩方程如下：

$$T_e(t) = C_e \phi i_a = K_e i_a(t) \quad (2-1)$$

2) 在电机在运行中，存在一些摩擦和其它因素的干扰，会使电机有一定的损耗，所以转矩方程为：

$$T_e = T_f + T_d \quad (2-2)$$

六自由度串联机械臂在电机启动、反转以及停转状态之间切换过程中，电机的转速也在时刻发生变动，因此要把电机速度的变动对转矩产生的影响算进去，

所以电机转子与转动惯量产生的惯性转矩为：

$$T_j = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2-3)$$

结合式(2-1)、式(2-2)和式(2-3)，得到电机转矩平衡方程：

$$T_e = T_f + T_d + T_j + B\omega(t) \quad (2-4)$$

3) 对图 2-4 电路分析知，电机在转动时，电流经过电枢绕组会产生电磁转矩，在电磁场作用下，电枢会切割磁感线产生感应电动势，其表达式为：

$$E_a = C_a \phi_n = K_a \omega(t) \quad (2-5)$$

4) 根据基尔霍夫回路定律，得到电枢电流与转子转速的表达式为：

$$i_a = \frac{U_a - C_a \phi_n}{R_a} \quad (2-6)$$

当电机速度不断变化时，电流会在电枢回路中产生一个电抗压降 $L \frac{di_a}{dt}$ ，通

过式(2-5)和式(2-6)得到电机的电磁平衡方程为：

$$L \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + U_a = U_d \quad (2-7)$$

根据转矩平衡方程(2-4)和电磁平衡方程(2-7)得到：

$$T_e = T_f + T_d + T_j + B\omega \quad (2-8)$$

$$L \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + U_a - U_d = 0 \quad (2-9)$$

对上式作拉普拉斯变换，得到直流力矩电机的传递函数：

$$\frac{\Omega_a(s)}{U_a(s)} = \frac{K_e}{(R_a + Ls)(f + Js) + K_e K_a} \quad (2-10)$$

电机的电压 U_a 为传递函数的输入量，角速度 ω 为输出量，根据式(2-10)建立起直流力矩电机的结构图如下所示：

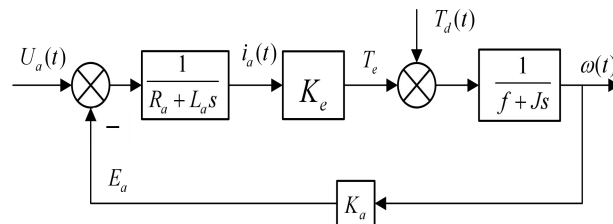


图 2-6 直流力矩电机结构图

上述所提出的公式符号含义如表 2-3 所示：

表 2-3 直流力矩电机公式中符号定义表

符号表示	参数名称
T_e	电磁转矩
E_a	感应电动势
f	粘滞摩擦系数
T_d	负载转矩
ϕ	磁通量
C_e 、 K_a	反电动势系数
ω	电机角速度
n	电机转速
U_a	电枢两端电压
i_a	电流
L	电机转子绕组电感
R_a	电枢电阻
C_a 、 K_e	电机转矩常数

六自由度串联机械臂的每个关节结构相似，所以对本文使用的勇特高科 55LYX02 的直流力矩电机进行分析，电机具体参数值如表 2-4 所示。

表 2-4 直流力矩电机参数表

名称	符号	数值	单位
电压	U_a	27	V
堵转电流	i_a	4.2	A
最大空载转速	n	2000	r/min
转动惯量	J	4.4×10^{-5}	$kg.m^2$
堵转转矩	T_e	0.42	$N.m$
转矩常数	K_e	0.01	$N.m/A$

续表 2-4 直流力矩电机参数表

名称	符号	数值	单位
电枢电阻	R_a	7.5	Ω
电枢电感	L	2.07	mH
反电动势系数	K_a	0.014	$V \cdot \min / rad$

结合直流力矩电机的参数,对式(2-10)传递函数带入相关电机参数建立模型,通过输入幅值为 90, 频率为 1Hz 的正弦信号得到的电机的转速曲线,如图 2-7 所示。从图中可以看出,直流转矩电机速度响应快,可以在低速、停转和高速状态下连续运行,具有好的特性。因此该电机适合作为机械臂的关节驱动装置。

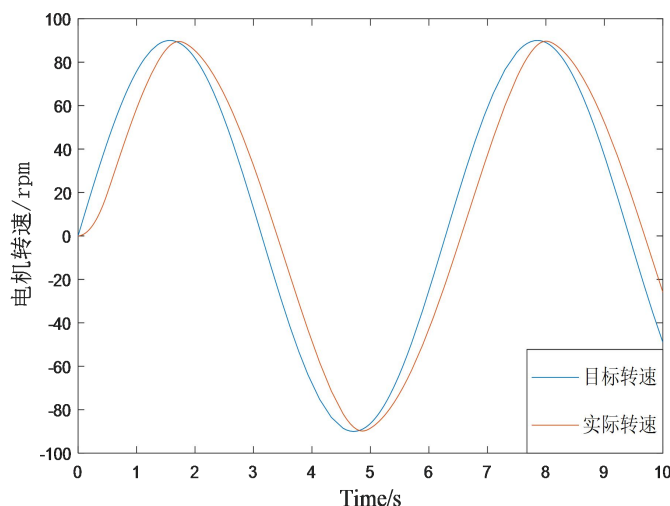


图 2-7 电机转速特性

2.4 本章小节

本章首先,对六自由度串联机械臂关节电机和减速器进行分析,直流力矩电机作为机械臂的执行机构为关节提供动力,谐波减速器能够保护电机的同时为关节提供更大的力矩。其次,对六自由度串联机械臂关节传动结构进行描述,通过对电机分析得到转矩方程和电磁方程。最后,通过建立电机模型进行仿真实验,表明直流力矩电机具有良好的动态性能,为控制方法的设计提供理论基础。

第3章 六自由度串联机械臂的运动学与动力学分析

3.1 前言

在机械臂控制中,对正逆运动学分析的目的是为了实现对机械臂的定位和运动轨迹更好的控制。本章节先对机械臂在空间中位姿描述进行讲解,利用 D-H 参数法得到连杆之间的数学关系,建立机械臂的正运动学方程^[47-48]。再通过拉格朗日方法建立机械臂的动力学方程。通过本章节的理论分析,为机械臂控制方法的设计提供了理论知识。

3.2 六自由度串联机械臂数学基础

3.2.1 机械臂在三维空间中的位姿

机械臂的运动是通过关节间相互协作,控制关节的运动就能完成对机械臂轨迹的控制。如果知道每时刻关节的位姿就能够实现对关节运动的控制,因此为了精准的控制关节运动,必须先确定机械臂的位姿。本文的研究对象是 6 自由度串联机械臂,空间定位和末端姿态都需要 3 个自由度来确定。通过获取各个关节方向和位置就可以对机械臂的运动进行描述^[49-50]。

(1) 位置描述

首先,建立三维空间直角坐标系 $\{A\}$,假设在空间上有一点 P ,则对三维空间上点 P 的位置描述为:

$${}^A P = \begin{bmatrix} p_x \\ p_y \\ p_z \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

式中, p_x 、 p_y 、 p_z 是点 P 在坐标系 $\{A\}$ 中 x 、 y 、 z 轴坐标分量。

(2) 姿态描述

对于控制机械臂运动需要知道各个关节在空间的位置和姿态。在位置描述中用 ${}^A P$ 描述在坐标系 $\{A\}$ 任意 P 点的位置,但还需要确定关节姿态,才可以知道机械臂的具体位置。图 3-1 是机械臂末端姿态的描述。

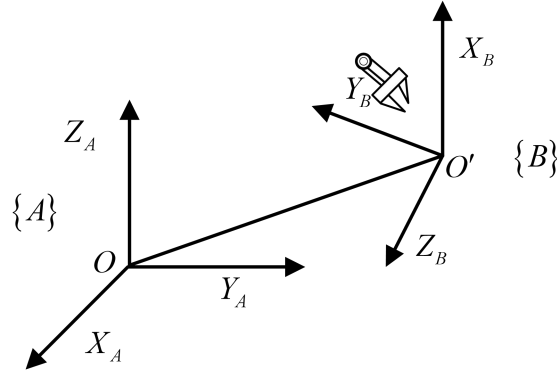


图 3-1 机械臂在空间中的位姿描述

因此机械臂的姿态 ${}^A_B R$ 表示为:

$${}^A_B R = \begin{bmatrix} {}^A X_B & {}^A Y_B & {}^A Z_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

式中, X_B , Y_B , Z_B 和 ${}^A X_B$, ${}^A Y_B$, ${}^A Z_B$ 是坐标系 $\{A\}$ 和 $\{B\}$ 的单位矢量。 ${}^A_B R$ 为正交矩阵, 其中 3 个主矢量相互垂直, 且有 3 个元素满足 ${}^A_B R^{-1} = {}^A_B R^B$ 条件。

对坐标轴旋转 θ 度后的旋转矩阵为:

$$R(x, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$R(y, \theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$R(z, \theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

(3) 位姿描述

位姿描述是描述刚体在三维空间的姿态与位置, 它包含刚体的方向和位置信息。前面介绍姿态和位置的知识后, 用矢量 ${}^A P_B$ 和 ${}^A_B R$ 来描述机械臂位姿。因此机械臂末端在坐标系 $\{B\}$ 中的位姿为:

$$\{{}^A_B T\} = \{{}^A_B R \quad {}^A P_{B0}\} \quad (3-6)$$

式中, ${}^A P_{B0}$ 是坐标系 $\{B\}$ 相对于 $\{A\}$ 的位置, 当式(3-6)表示位置时, ${}^A_B R = I$ (单位

矩阵), 当式(3-6)表示姿态时, ${}^A P_{B0} = 0$ 。

3.2.2 六自由度串联机械臂坐标变换

对机械臂位姿的描述跟对点的描述原理一致, 点在空间上的位置可以用多个坐标系来描述, 因此也可以用多个坐标系对机械臂的位姿进行表示。并且在对关节运动控制时, 会使用到关节在不同坐标系中的位姿描述, 这就需要计算坐标系之间的关系。

(1) 坐标系旋转变换

坐标系 $\{B\}$ 通过以坐标系 $\{A\}$ 原点为中心旋转得到, 其图形如下所示。点 P 在坐标系 $\{A\}$ 和 $\{B\}$ 的位置为 ${}^A P$ 、 ${}^B P$, ${}^A R_B$ 表示旋转后矩阵, 则 ${}^A P$ 和 ${}^B P$ 存在的变换关系为:

$${}^A p = {}^A R_B \cdot {}^B p \quad (3-7)$$

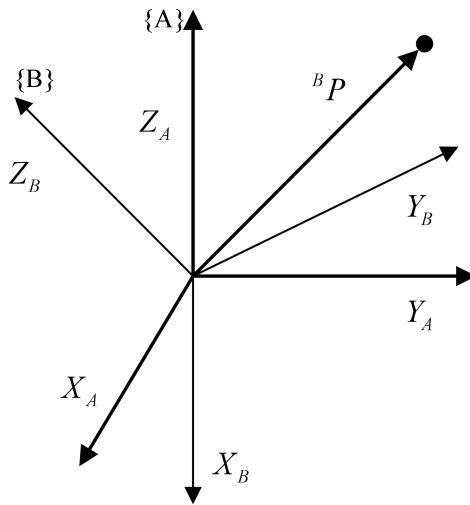


图 3-2 旋转坐标变换

(2) 坐标系平移变换

坐标系 $\{B\}$ 由坐标系 $\{A\}$ 平移得到, 坐标系 $\{A\}$ 和 $\{B\}$ 的方位一致, 如图 3-3 所示。同样用 ${}^A P$ 、 ${}^B P$ 表示点 P 在坐标系 $\{A\}$ 和 $\{B\}$ 的位置, ${}^A P_{B0}$ 表示两坐标系原点间的距离, 则 ${}^A P$ 和 ${}^B P$ 的位置关系为:

$${}^A p = {}^B p + {}^A p_{B0} \quad (3-8)$$

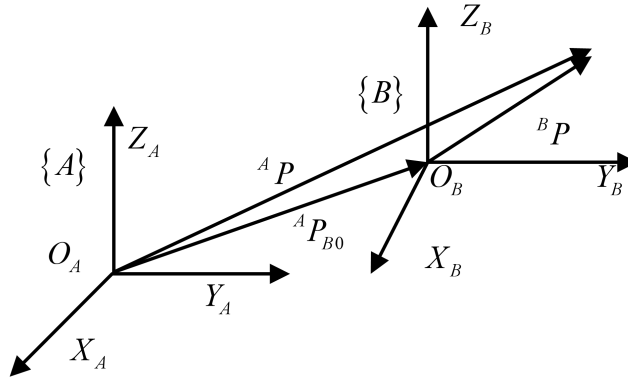


图 3-3 坐标平移变换

用 4 维矩阵 T 表示平移变换矩阵：

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & P_x \\ 0 & 1 & 0 & P_y \\ 0 & 0 & 1 & P_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

式中， p_x 、 p_y 、 p_z 是向量 P 相对于坐标系 $\{A\}$ 的 X, Y, Z 轴分量

(3) 复合坐标和齐次坐标的变换

当坐标系 $\{B\}$ 是由坐标系 $\{A\}$ 平移加旋转得来，如图 3-4 所示。同样用 ${}^A P$ 、 ${}^B P$ 表示点 P 在坐标系 $\{A\}$ 和 $\{B\}$ 的位置，其变换关系如下所示：

$${}^A p = {}^A R_B \cdot {}^B p + {}^A p_{B0} \quad (3-10)$$

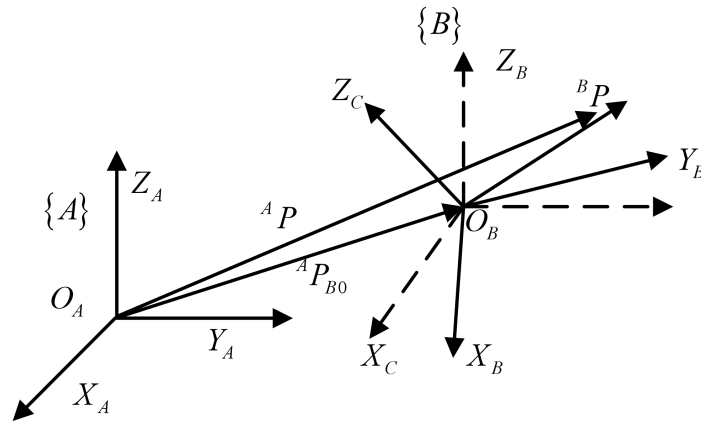


图 3-4 复合坐标变换

通过式(3-10)可以计算出不同坐标系之间的位置关系，但求得的结果形式为非齐次，这会导致在计算机械臂末端与底座间位姿关系时计算复杂，因此为了减少计算的复杂，将式(3-10)变换为如式(3-11)的齐次坐标矩阵：

$$\begin{bmatrix} A_P \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^A_B R & {}^A P_{B0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^B P \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

式中, $\begin{bmatrix} {}^A_B R & {}^A P_{B0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 表示 P 点在空间上的齐次坐标, 用 ${}^A_B T$ 表示转换因子, 则齐次坐标矩阵转化为:

$${}^A p = {}^A_B T {}^B p \quad (3-12)$$

3.3 多自由度串联机械臂的运动学分析

3.3.1 机械臂连杆描述

在 1955 年, Denavit 和 Hartenberg 提出用 D-H 参数法来描述机械臂相邻连杆间的位姿关系, 用于机械臂的建模^[51]。如图 3-5 所示的是 D-H 方法对相邻连杆描述图。用 D-H 参数法需要 4 个参数分别为: 连杆长度 a_i 表示相邻关节轴线之间的距离, 连杆偏移 d_i 表示两条公垂线 X_{i-1} 轴与 X_i 轴之间的距离, 连杆扭角 α_i 表示相邻关节轴线相夹形成的角, 关节角度 θ_i 表示 X_{i-1} 轴围绕 Z_{i-1} 轴转到 X_i 轴的角度^[52]。

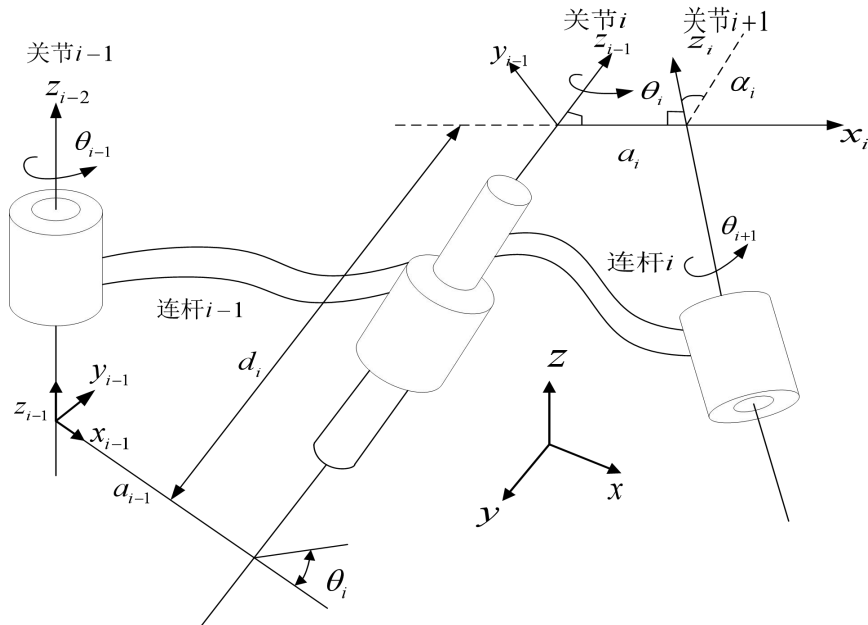


图 3-5 连杆 D-H 坐标示意图

在机械臂运动时, 关节 $i-1$ 到关节 i 的变换过程为: 先旋转 X 轴 α_{i-1} 度, 使 z_{i-1} 轴和 z_i 轴平行; 再平移 d_i 让 z_{i-1} 和 z_i 在同一条直线上; 接着旋转 Z 轴 θ_i 度, 使 x_{i-1}

轴和 x_i 平行；平移 d_i 使 x_{i-1} 轴和 x_i 轴在同一条直线上，通过这一系列的变化得到的变换矩阵 ${}^i_{i-1}T$ 如下：

$${}^i_{i-1}T = R_X(\alpha_{i-1})D_X(\alpha_{i-1})R_Z(\theta_i)D_Z(d_i) \quad (3-13)$$

通过矩阵之间相互乘到一起得到的变换公式为：

$${}^i_{i-1}T = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i & 0 & \alpha_{i-1} \\ \sin \theta_i \cos \alpha_{i-1} & \cos \theta_i \cos \alpha_{i-1} & -\sin \alpha_{i-1} & -d_i \sin \alpha_{i-1} \\ \sin \theta_i \sin \alpha_{i-1} & \cos \theta_i \sin \alpha_{i-1} & \cos \alpha_{i-1} & -d_i \cos \alpha_{i-1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

机械臂每个关节的 D-H 参数值如表 3-1 所示：

表 3-1 机械臂连杆 D-H 参数值表

连杆 i	a_i (mm)	d_i (mm)	α_i (°)	θ_i (°)
1	270	240	90°	θ_1
2	920	0	0°	θ_2
3	850	0	90°	θ_3
4	0	0	90°	θ_4
5	0	0	90°	θ_5
6	0	0	0°	θ_6

3.3.2 六自由度串联机械臂的正向运动学建模

机械臂的正向运动学是通过各个关节的连杆参数和关节角度求得机械臂末端的姿态，为实现机械臂精确控制提供理论依据和方法^[53-54]。机械臂末端相对于基座坐标系的位姿，可以通过 3.2 节得到的关节 i 相较于上一个关节 $i-1$ 的坐标系旋转矩阵求得。根据 D-H 参数法得到相邻连杆的相对位置关系，再经过式(3-13)齐次变换矩阵，得到每个连杆的变换矩阵为：

$${}^0_1T = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^1_2T = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & 0 & a_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \theta_2 & -\cos \theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^2_3T = \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & -\sin \theta_3 & 0 & a_2 \\ \sin \theta_3 & \cos \theta_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^3_4T = \begin{bmatrix} \cos \theta_4 & -\sin \theta_4 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & 1 & d_4 \\ \sin \theta_4 & -\cos \theta_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^4_5T = \begin{bmatrix} \cos \theta_5 & -\sin \theta_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ \sin \theta_5 & \cos \theta_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad {}^5_6T = \begin{bmatrix} \cos \theta_6 & -\sin \theta_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta_6 & -\cos \theta_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

通过对连杆变换矩阵相乘，得到六自由度串联机械臂正运动学方程如下：

$${}^0_NT = {}^0_6T = {}^0_1T {}^1_2T {}^2_3T {}^3_4T {}^4_5T {}^5_6T = \begin{bmatrix} n_x & o_x & a_x & p_x \\ n_x & o_y & a_y & p_y \\ n_x & o_z & a_z & p_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

式中， n, o, a 是末端执行器的姿态向量， P 是位置向量，具体每个表达式分别为：

$$n_x = c_1[c_{23}(c_4c_5c_6 - s_{23}s_5c_6) - s_{23}s_5c_6] + s_1(s_4c_5c_6 + c_4s_6)$$

$$n_y = s_1[c_{23}(c_4c_5c_6 - s_4s_6) - s_{23}s_5c_6] - c_1(s_4c_5c_6 + c_4s_6)$$

$$n_z = -c_{23}(c_4c_5c_6 - s_4s_6) - c_{23}s_5c_6$$

$$o_x = c_1[c_{23}(-c_4c_5c_6 - s_4c_6) + s_{23}s_5c_6] + s_1(s_4c_5c_6 + c_4s_6)$$

$$o_y = s_1[c_{23}(-c_4c_5c_6 - s_4c_6) + s_{23}s_5c_6] - c_1(s_4c_5c_6 + c_4s_6)$$

$$o_z = s_{23}(c_4c_5c_6 - s_4c_6) + c_{23}s_5c_6$$

$$a_x = -c_1(c_{23}c_5c_6 + s_{23}c_5) - s_1s_4s_5 \quad a_y = -s_1(c_{23}c_4c_5 + s_{23}c_5) + c_1s_4c_5 \quad a_z = s_{23}c_5c_6 - c_{23}c_5$$

$$p_x = c_1(a_1 + a_2c_2 + a_3c_{23} - d_4s_{23}) - d_2s_1 \quad p_y = s_1(a_1 + a_3c_{23} + a_2c_2 - d_4s_{23}) - d_2c_1$$

$$p_z = -a_2s_2 - a_3s_{23} - d_4s_{23}$$

式中， $c_i = \cos \theta_i$ ， $s_i = \sin \theta_i$ ， $c_{23} = \cos(\theta_2 + \theta_3)$ ， $s_{23} = \sin(\theta_2 + \theta_3)$ 。

综合上面所建立的机械臂正向运动学过程可以得出，在以机械臂底座为基坐标系的条件下，得到机械臂关节角度 θ_i 的值后，就能够确定机械臂末端在空间上的精确位姿，从而完成正向运动学的建立。

3.4 六自由度串联机械臂的动力学模型分析

六自由度串联机械臂是结构复杂的非线性耦合系统,再加上实际工作环境中的不确定性因素影响下,使得动力学模型变的复杂。目前对机械臂动力学方程建立常用的方法有:牛顿欧拉方程法和拉格朗日方程法。其中,牛顿欧拉方程法计算过程复杂,它要求计算动力学中的加速度值并消除内力的影响。而拉格朗日方程法计算不复杂和不用消除内力,所以选择用拉格朗日法建立动力学模型^[55-56]。

3.4.1 拉格朗日方程

根据拉格朗日方法,定义拉格朗日函数 L ,则有如下方程:

$$L = K - P \quad (3-16)$$

式中: K 是系统的动能, P 是机械臂的总势能

基于拉格朗日函数的 n 自由度机械臂的动态方程如下:

$$\tau_i = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i}, i=1,2,\dots,n \quad (3-17)$$

式中, τ_i 表示机械臂关节力矩, q_i 是机械臂的第 i 个关节角度, $\dot{q}_i$ 是 q_i 的导数,即角速度。

3.4.2 六自由度串联机械臂动力学方程

首先需要计算机械臂在运动过程中每个关节的总动能、总势能和运动速度。

(1) 机械臂某个连杆的动能为:

$$K = \frac{1}{2}mv^2 + \frac{1}{2}I\omega^2 \quad (3-18)$$

式中, I 是连杆对关节转动惯量, v 是质心速度, ω 是连杆角速度。

机械臂连杆相对基础坐标系的速度为:

$$v_i = \frac{d}{dt}({}^0r_i) = \frac{d}{dt}({}_i^0A {}^0r_i) = \left[\sum_{j=1}^i \frac{\partial {}^0A}{\partial q_j} \dot{q}_j \right] {}^i r_i \quad (3-19)$$

其中, ${}^i r_i$ 是连杆 i 在坐标系 $\{i\}$ 中的齐次坐标, ${}^0 r_i$ 是连杆 i 在 ${}^i r_i$ 基础坐标系中对应的齐次坐标, 令 $U_{ij} = \partial {}^0A / \partial q_j$, 则有:

$$v_i = [U_{ij} \dot{q}_j] {}^i r_i \quad (3-20)$$

设 k_i 是第 i 连杆的动能，则单位质量 d_m 的动能为：

$$dk_i = \frac{1}{2} v_i^2 dm \quad (3-21)$$

通过计算得到连杆 i 总动能是：

$$k_{ui} = \int dk_i = \frac{1}{2} T_r \left(\sum_{p=1}^i \sum_{r=1}^i U_{ip} \left(\int {}^i r_i {}^i r_i^T dm \right) U_{ir}^T \dot{q}_p \dot{q}_r \right) \quad (3-22)$$

连杆 i 的伪惯量矩阵是：

$$I_i = \int {}^i r_i {}^i r_i^T dm \quad (3-23)$$

其中：

$$I_i = \begin{bmatrix} \frac{-I_{xx} + I_{yy} + I_{zz}}{2} & -I_{xy} & -I_{xz} & m_i \bar{x}_i \\ -I_{xy} & \frac{-I_{xx} + I_{yy} + I_{zz}}{2} & -I_{yz} & m_i \bar{y}_i \\ -I_{xz} & -I_{yz} & \frac{-I_{xx} + I_{yy} + I_{zz}}{2} & m_i \bar{z}_i \\ m_i \bar{x}_i & m_i \bar{y}_i & m_i \bar{z}_i & m_i \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

通过上面的计算，最终得到多自由度串联机械臂系统的动能是：

$$K = K_U + K_a = \sum_{i=1}^n K_{ui} + \sum_{i=1}^n K_a = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{p=1}^i \sum_{r=1}^i [T_r (U_{ij} I_i U_{ik}^T) \dot{q}_j \dot{q}_k] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n I_{ai} \dot{q}_i^2 \quad (3-25)$$

其中， K_U 是多自由度串联机械臂总动能， K_a 是各个关节总动能。

(2) 机械臂的系统势能

首先，各个连杆的势能和表示为：

$$P = \sum_{i=1}^n P_i = - \sum_{i=1}^n m_i g^T ({}^0 A^i \bar{r}_i) \quad (3-26)$$

式中， $g^T = [g_x \ g_y \ g_z \ 0]$ 是重力矩阵， $\bar{r}_i = [\bar{x}_i \ \bar{y}_i \ \bar{z}_i \ 1]$ 是连杆的质心位置。

(3) 机械臂的拉格朗日方程

结合上面得到的动能和势能方程，计算得到机械臂系统拉格朗日方程为：

$$L = K - P = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^n \sum_{p=1}^i \sum_{r=1}^i [T_r (U_{ij} I_i U_{ik}^T) \dot{q}_j \dot{q}_k] + \sum_{i=1}^n I_{ai} \dot{q}_i^2 \right) + \sum_{i=1}^n m_i g^T ({}^0 A^i \bar{r}_i) \quad (3-27)$$

可以得到多自由度串联机械臂连杆的广义力矩 τ_i 为：

$$\begin{aligned}
 \tau_i &= \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial K}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial K}{\partial q_i} + \frac{\partial P}{\partial q_i} \\
 &= \sum_{k=1}^n D_{ik} \ddot{q}_k + I_{ai} \ddot{q}_i + \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^n H_{ikm} \dot{q}_k \dot{q}_m + G_i \\
 &= D(q) \ddot{q} + H(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q)
 \end{aligned} \tag{3-28}$$

本文的研究对象是六自由度串联机械臂，因此 $n=6$ ，式(3-28)方程变为：

$$\tau_i = \sum_{k=1}^6 D_{ij} \ddot{q}_k + I_{ai} \ddot{q}_i + \sum_{k=1}^6 \sum_{m=1}^6 H_{ikm} \dot{q}_k \dot{q}_m + G_i \tag{3-29}$$

其中， $H_{ikm} = \sum_{j=\max i,k,m}^6 T_r(U_{jkm} I_j U_{ji}^T)$ ， $D_{ik} = \sum_{j=\max i,k}^6 T_r(U_{jk} I_j U_{ji}^T)$ ， $G_i = \sum_{j=1}^6 -m_i g^T U_{ji} {}^j \bar{r}_j$ 。

表 3-2 是上述公式中符号的定义。

表 3-2 符号定义表

符号	定义
D_{ik}	正定对称的惯性
G_i	作用在关节上的重力项
H_{ikm}	离心力与科氏力
τ_i	关节输入转矩
I_{ai}	转动惯量
$q, \dot{q}, \ddot{q}$	关节运动的位置、角速度和加速度

3.5 本章小节

本章首先介绍了机械臂在空间中的位姿和坐标变换的计算过程；其次，以机械臂底座为参考系，通过 D-H 参数法建立机械臂连杆间的数学关系，通过变换矩阵转换得到六自由度串联机械臂的正运动学方程；最后，通过拉格朗日法建立六自由度串联机械臂动力学方程。这些分析为控制器的设计提供理论基础。

第 4 章 基于六自由串联机械臂的改进型自抗扰控制器设计

4.1 前言

基于上章节对六自由度串联机械臂的运动学和动力学模型的建立,本章节开始对机械臂的控制器进行设计。该控制器是在传统自抗扰控制的结构上引入滑模控制和分数阶微积分设计出的改进型自抗扰控制器,以提高机械臂系统的响应速度、跟踪精度和抗干扰能力。本章节首先,对所使用的分数阶微积分和滑模控制定义性质进行介绍,并对分数阶滑模设计进行说明。其次,对改进型 ADRC 各部分进行设计,包括跟踪微分器、扩张观测器和非线性误差反馈控制律。最后对各部分设计进行稳定性分析和仿真对比验证。

4.2 分数阶微积分与滑模控制基础知识

分数阶滑模控制(Fractional Order Sliding Mode Control, FOSMC)在滑模控制的结构上,通过引入分数阶构建分数阶滑模面和分数阶滑模趋近律,相比较滑模控制增加了积分项,提高了滑模面的收敛速度,增强滑模控制对系统误差的控制,使系统具有更好的鲁棒性。

4.2.1 分数阶微积分定义与性质

分数阶微积分(Fractional Order Calculus, FOC)理论经过不断的发展,其理论应用变得十分广泛,在许多数学家和学者对理论的不断研究,出现很多种关于分数阶微积分的定义形式,最为常用的定义形式有 3 种形式分别为:

Grunwald-Letnikov、Riemann-Liouville 和 Caputo^[57]。

(1) Caputo:

$$D^\lambda f(t) = J^{n-\lambda} D^n f(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left[\frac{1}{\Gamma(n-\lambda)} \int_a^t \frac{f(t)}{(t-t)^{\lambda-1}} dt \right] \quad (4-1)$$

式中, $\lambda \in R^+$, $n \in N$, $n-1 \leq \lambda \leq n$ 。

(2) Riemann-Liouville:

根据多重积分的概念和整数阶积分公式得到 Riemann-Liouville:

$${}^{RL}_a J_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(\lambda)} \int_a^t (t-\tau)^{\lambda-1} f(\tau) d\tau \quad (4-2)$$

其中, $\lambda \in R^+$, RL 标记是 Riemann-Liouville 的缩写。

(3) Grunwald-Letnikov:

函数 $f(t)$ 任意 λ 分数阶阶次的定义如下:

$${}^{GL}_a D_t^\lambda f(t) = \lim_{H \rightarrow 0} \frac{1}{H^\lambda} \sum_{j=0}^{[(t-a)/H]} (-1)^j \binom{\lambda}{j} f(t-jH) \quad (4-3)$$

式中, $\lambda \in R^+$, H 是变量 t 的微小增量。

4.2.2 滑模控制定义和形式

滑模控制理论是建立在现代控制理论的基础上, 在滑模控制下, 可以将系统状态变量拉到滑模面上, 使系统沿着滑模面运动。它的优势是无视外部扰动和不确定的参数。当系统进入滑动模态后, 对系统外部扰动和内部参数变化有一定自适应, 因此滑模变结构控制具有结构简单、响应速度快和好的鲁棒性^[58]。滑模控制的设计需要满足两点: 能控制在状态空间里的所有点到达滑模面, 并能维持系统变量在滑模面上。

设系统为:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (4-4)$$

假设有切换函数 $s(x)$, 对其求解得出控制函数为:

$$u = \begin{cases} u^+, s(x) > 0 \\ u^-, s(x) < 0 \end{cases} \quad (4-5)$$

式中, $u^+ \neq u^-$, 对于函数 $s(x)$ 需要保证可微分, 控制函数的设计需要确保系统状态变量能够运动到滑模面。控制函数在函数 $s(x)$ 作用下会出现不连续的现象, 这样使得系统控制也会不连续, 因此会在滑模面上来回穿越造成系统抖振。在滑模控制器设计时, 需要考虑如何减少抖振现象。如图 4-1 所示, 表示系统运动状态的三种情况。滑模控制有以下性质:

- (1) 存在性: 存在滑模状态使式(4-5)的控制函数成立。
- (2) 稳定性: 在被控系统到达滑模面后, 确保系统运动是稳定的。
- (3) 可达性: 除了已在滑模面上的点外, 其余的任何系统变量都会通过控制函数控制下运动到滑模面。

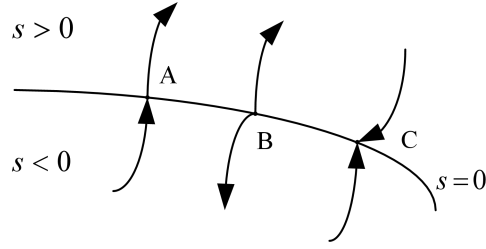


图 4-1 在切换面上的三种情况的运动点

下面是几种典型的滑模趋近律形式：

(1) 等速趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s, \varepsilon > 0 \quad (4-6)$$

其中， ε 是趋近速度， ε 值越大，趋近速度越快。

(2) 指数趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s - ks, \varepsilon > 0, k > 0 \quad (4-7)$$

其中， $\dot{s} = -ks$ 是指数趋近项，其解为 $s = s(0)e^{-kt}$ 。

(3) 幂次趋近律

$$\dot{s} = -k|s|^\alpha \operatorname{sgn} s, k > 0, 0 < \alpha < 1 \quad (4-8)$$

(4) 一般趋近律

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s - f(s), \varepsilon > 0 \quad (4-9)$$

其中， $f(0) = 0$ ，当 $s \neq 0$ 时， $sf(s) > 0$ 。

4.2.3 分数阶滑模面和趋近律设计

为了解决滑模运动时出现的抖振问题，结合分数阶微积分来改变系统到达滑模面的速度，避免造成大的波动带来系统抖振。具体设计如下所示：

(1) 设计的分数阶滑模面为：

$$s = c_2 e_1 + {}_0 D_t^\beta e_2 \quad (4-10)$$

其中， c_2 是常数， $c_2 > 0, 1 > \beta > 0$ ，从式(4-10)可以看出，它比整数阶滑模面多了阶次 β ，可以通过调节 β 的值，使系统达到更优的性能。

(2) 在分数阶滑模趋近律的设计部分，引入了分数阶因子，增加了积分项，通过改变系数 k 和阶次 α 的值，来控制系统状态变量运动到滑模面时的速度，其

表达式如下：

$${}_0D_t^\lambda s = -k_3 \text{sign}(s) - k_4 s \quad (4-11)$$

其中， k_3, k_4 是常值系数， λ 是分数阶积分阶次 $k_3 > 0, k_4 > 0, 0 < \lambda < 1$ 。

4.3 改进型自抗扰控制器设计

由第 3 章通过拉格朗日方程建立的动力学模型如下：

$$\tau_i = D(q)\ddot{q} + H(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) \quad (4-12)$$

从公式(4-12)可以看出，六自由度串联机械臂为耦合系统，对于耦合系统，自抗扰控制方法具有很好的控制优势^[59]。在对六自由度串联机械臂的控制器设计有两种方法：状态集中反馈控制和关节独立分散控制。本文采用独立分散控制策略，即六自由度串联机械臂的 6 个关节看作 6 个并行的控制系统，对其设计相同结构的控制器，将关节间的耦合及其自身的非线性视作一种干扰，用扩展状态观测器进行扰动观测和补偿，从而实现对关节间的解耦^[60-61]。将式(4-12)描述的动力学模型变形为：

$$\ddot{q} = -D^{-1}(q)H(q, \dot{q})\dot{q} - D^{-1}(q)G(q) + D^{-1}(q)\tau_i \quad (4-13)$$

为了实现对其解耦控制，引入虚拟控制量 $U = [u_0, u_1, u_2, u_3, u_4, u_5]^T = D(q)^{-1}\tau$ ，则有 $\tau = D(q) \cdot U$ ，其中 U 是虚拟控制量， $u_i (i \in [0, 5])$ 是实际控制量。利用引入的虚拟控制量，将式(4-13)变换为式(4-14)：

$$\ddot{q} = -D^{-1}(q)H(q, \dot{q})\dot{q} - D^{-1}(q)G(q) + U \quad (4-14)$$

令 $q = \theta$ ， $f(\theta, \dot{\theta}, \omega, t) = -D^{-1}(q)H(q, \dot{q})\dot{q} - D^{-1}(q)G(q)$ ，带入(4-14)变换求得单关节动力学方程为：

$$\ddot{\theta} = -f(\theta, \dot{\theta}, \omega, t) + u_i \quad (4-15)$$

式中， $f(\theta, \dot{\theta}, \omega, t)$ 为被控系统受到的总扰动。

因此结合式(4-15)建立基于单关节系统的改进型 ADRC 控制结构，如图 4-2 所示。

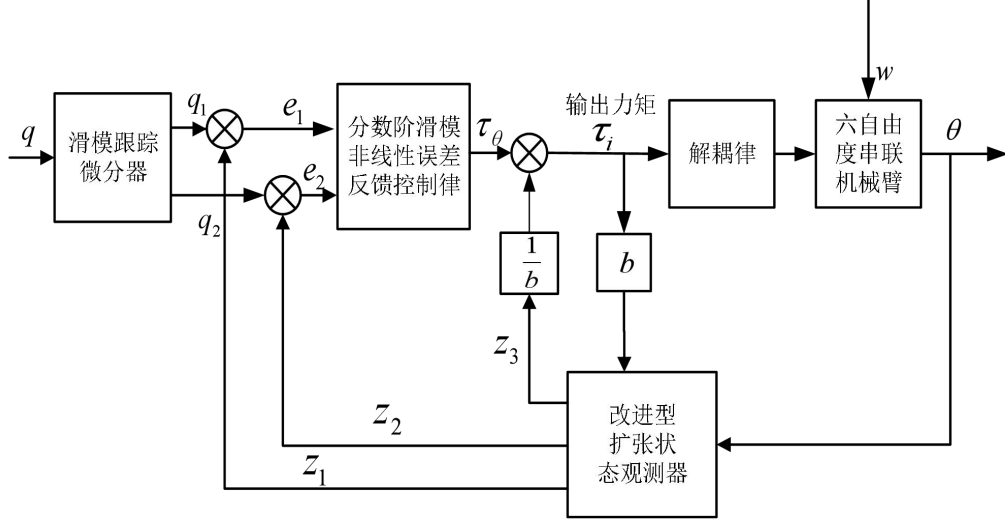


图 4-2 改进型自抗扰控制结构图

图 4-2 中， θ 是输出关节角度， q 是给定关节角， q_1 是对信号 q 的跟踪信号， q_2 是对信号 q 跟踪得到的微分信号； w 是外界的干扰； z_1 ， z_2 是改进型扩张观测器观测系统状态量； z_3 是系统总扰动。

4.3.1 滑模跟踪微分器设计及稳定性分析

跟踪微分器的设计是减少初始信号带来的超调和误差等因素影响，解决超调与快速性间的矛盾，实现对输入信号的提取^[62]。通过跟踪微分器实现过渡过程，得到输入信号的跟踪信号和微分信号，其传统跟踪微分器的算法如下所示：

$$\begin{cases} \varepsilon_0 = X_{11} - q \\ X_{11} = X_{11} + hX_{12} \\ X_{12} = X_{12} + hfhan(\varepsilon_0, X_{12}, r, h_0) \end{cases} \quad (4-16)$$

式中， q 为给定关节角， X_{11} 为 q 的跟踪信号， ε_0 为跟踪误差， X_{12} 为 q 的微分信号， h 为采样信号， r 为速度因子， h_0 为滤波因子， $fhan(\cdot)$ 为最快控制合成函数。

传统跟踪微分器在信号提取时，由于快速性和无超调不能兼具。因此本文为了提高跟踪微分器对信号的跟踪速度同时减少系统超调，采用滑模控制对跟踪微分器结构进行改进，结合滑模控制的快速性，提升跟踪微分器的性能。滑模跟踪微分器设计步骤如下：

(1) 取 TD(Tracking differentiator)的状态变量如下:

$$\begin{cases} x_{11} = q_1 - q \\ x_{12} = \dot{x}_{11} = \dot{q}_2 \end{cases} \quad (4-17)$$

式中, q 是系统输入关节角度, q_1 是期望的关节角, x_{11} 是跟踪误差值, x_{12} 是 q 的微分信号。

(2) 选取整数阶滑模面:

$$s = c_1 x_{11} + x_{12} \quad (4-18)$$

式中, c_1 为滑模面系数, 其数值 $c_1 > 0$ 。

对式(4-18)进行变形, 得到式(4-19):

$$\dot{s} = c_1 \dot{x}_{11} + \dot{x}_{12} = c_1 x_{12} + \dot{x}_{12} \quad (4-19)$$

在经典的滑模控制中, 使用符号函数 $sign(s)$ 作为控制函数来控制速率, 但它是一个连续的分段函数。由 $sign(s)$ 函数的构成可以知道, 在区间 $[-1,1]$ 内的控制增益会有一个阶跃突破, 系统会出现抖振现象。而双曲正切函数 $tanh(s) = \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1}$ 在原点两侧的函数图像近似线性的, 这样可以使得系统状态变量能够快速向滑模面运动, 并能够达到限制作用, 从而减少抖振问题。因此本文选

择用双曲正切函数 $tanh(s) = \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1}$ 代替 $sign(s)$ 函数, 设计的滑模控制律为:

$$\dot{s} = -k_1 \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} - k_2 \quad (4-20)$$

其中, e 是一个自然常数, $k_1 > 0, k_2 > 0$ 。

根据式(4-19)和式(4-20)得:

$$\dot{s} = -k_1 \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} - k_2 = c_1 \dot{x}_{11} + \dot{x}_{12} = c_1 x_{12} + \dot{x}_{12} \quad (4-21)$$

得到微分信号的控制量 x_{12} 算法为:

$$\dot{x}_{12} = (-k_1 \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} - k_2 s) - c_1 x_{12} \quad (4-22)$$

因此滑模跟踪微分器的表达式为：

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = (-k_1 \frac{e^{2s}-1}{e^{2s}+1} - k_2 s) - c_1 x_{12} \end{cases} \quad (4-23)$$

选择 Lyapunov 函数如下：

$$V = s^2/2 \quad (4-24)$$

对式(4-24)求导得式(4-25)。

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(-k_1 \frac{e^{2s}-1}{e^{2s}+1} - k_2 s) \leq 0 \quad (4-25)$$

由式(4-25)可以看出由双曲正切函数 $\tanh(s)$ 构成的指数趋近律满足滑模达到条件，即可以保证系统进入滑模状态。

为了验证滑模跟踪微分器的滤波性能和响应速度，与传统跟踪微分器进行仿真对比，实验结果如下图所示。图 4-3 是在阶跃信号下，传统跟踪微分器与滑模跟踪微分器响应速度的对比图。图 4-4 是滑模跟踪微分器滤波性能的仿真图，其中，图 4-4(a)是带有白噪声的正弦输入信号图，图 4-4(b)是滑模跟踪微分器滤波后的信号图。

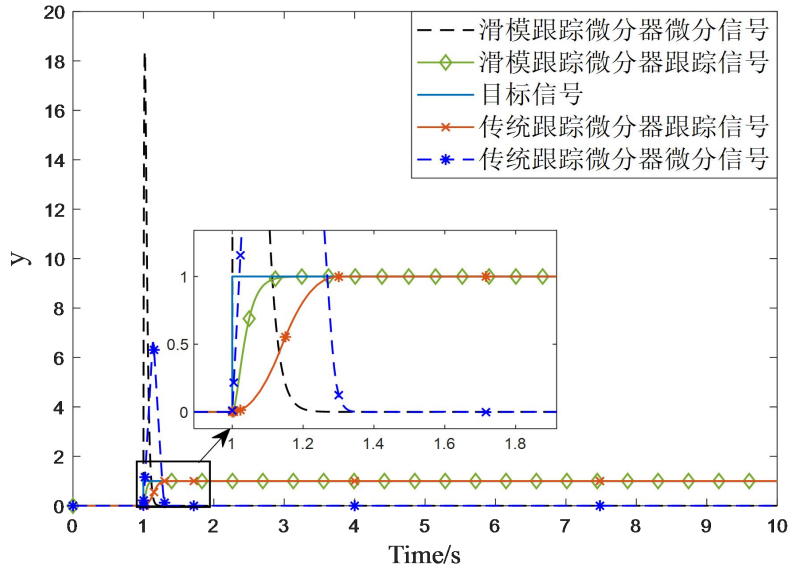


图 4-3 滑模跟踪微分器与传统跟踪微分器的响应速度对比图

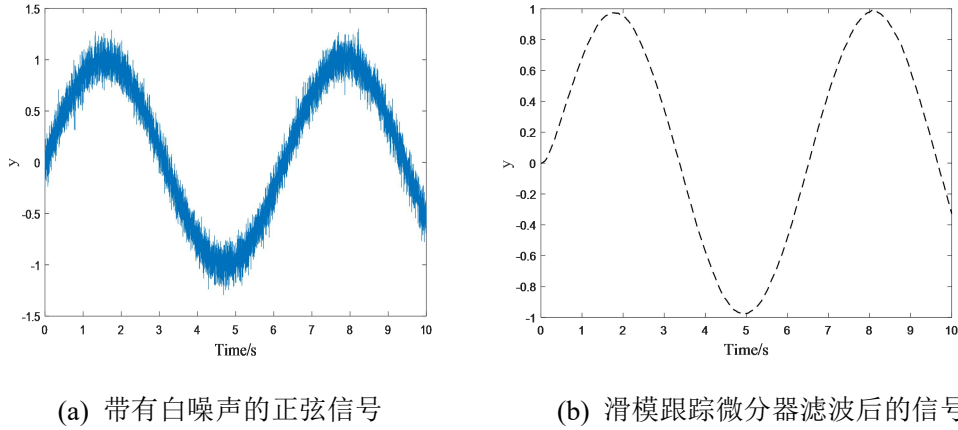


图 4-4 滑模跟踪微分器的滤波仿真图

从图 4-3 结果能够得出,滑模跟踪微分器比传统跟踪微分器的响应速度更快,且没有超调。从图 4-4 可以得出,滑模跟踪微分器依然保留良好的滤波性能。

4.3.2 新型非线性函数

扩张状态观测器是 ADRC 的核心,而非线性函数是扩张状态观测器的重要组成部分,影响系统对抗扰动的观测能力。由于传统非线性函数在原点周围不具备连续和平滑性,所以 $fal(e, a, \delta)$ 函数容易出现高频震荡的现象^[63]。传统 $fal(e, a, \delta)$ 表达式如下所示:

$$fal(e, a, \delta) = \begin{cases} |e|^a \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (4-26)$$

式中, e 为跟踪误差, a 为非线性因子, δ 为滤波因子。

因此本文采用多项式与三角函数相结合的插值方法,重新设计了一种新型非线性函数 $han(e, a, \delta, k)$, 其在原点处和断点处可导且平滑连续,具体设计如下。

$$\text{当 } \delta < |e| < k, \quad han(e, a, \delta, k) = |e|^a \text{sign}(e);$$

$$\text{当 } |e| \leq \delta, \quad han(e, a, \delta, k) = p \tan(e) + qe^2 + r \tan(e);$$

$$\text{当 } k \leq |e|, \quad han(e, a, \delta, k) = k \cdot e。$$

因此可以得到非线性函数表达式为:

$$han(e, a, \delta, k) = \begin{cases} p \tanh(e) + qe^2 + r \tan(e), |e| \leq \delta \\ |e|^a \operatorname{sign}(e), \delta < |e| < k \\ k \cdot e, k \leq |e| \end{cases} \quad (4-27)$$

为满足可导性和连续性的条件，当 $|e| \leq \delta$ 时需要满足式(4-28)。

$$\begin{cases} han(e, a, \delta, k) = \delta^a, e = \delta \\ han(e, a, \delta, k) = -\delta^a, e = -\delta \\ han'(e, a, \delta, k) = a\delta^{a-1}, e = \pm\delta \end{cases} \quad (4-28)$$

结合式(4-27)和式(4-28)可得：

$$\begin{cases} p \tanh(\delta) + q\delta^2 + r \tan(\delta) = \delta^a \\ -p \tanh(\delta) + q\delta^2 - r \tan(\delta) = -\delta^a \\ p \operatorname{sech}^2(\delta) + q\delta^2 + r \sec(\delta) = a\delta^{a-1} \end{cases} \quad (4-29)$$

通过求解式(4-29)，可得 p, q, r 的值为：

$$\begin{cases} p = \frac{\delta^a \sec^2(\delta) - a\delta^{a-1} \tan(\delta)}{\tanh(\delta) \sec^2(\delta)} \\ q = 0 \\ r = \frac{a\delta^{a-1} \tan(\delta) \tanh(\delta) - \delta^a \tan(\delta)(1 - \tanh^2(\delta))}{\tan(\delta) \tanh(\delta) \sec(\delta) - \tan^2(\delta)(1 - \tanh^2(\delta))} \end{cases} \quad (4-30)$$

则新型非线性函数 $han(e, a, \delta, k)$ 的表达式为：

$$han(e, a, \delta, k) = \begin{cases} \frac{\delta^a \sec^2(\delta) - a\delta^{a-1} \tan(\delta)}{\tanh(\delta) \sec^2(\delta)} \tanh(e) + \frac{a\delta^{a-1} \tan(\delta) \tanh(\delta) - \delta^a \tan(\delta)(1 - \tanh^2(\delta))}{\tan(\delta) \tanh(\delta) \sec(\delta) - \tan^2(\delta)(1 - \tanh^2(\delta))} \tan(e), |e| \leq \delta \\ |e|^a \operatorname{sign}(e), \delta < |e| < k \\ k \cdot e, k \leq |e| \end{cases} \quad (4-31)$$

式中， e 为跟踪误差， k 为常数， a 为非线性因子， δ 为滤波因子。

为了验证新型非线性函数的性能，与传统非线性函数进行仿真对比，其结果如图 4-5、图 4-6 和图 4-7 所示(图中用 b 表示 δ)。图 4-5 是传统非线性函数在不同参数值下得到的函数仿真图，其中图 4-5(a)是在 $\delta = 0.01$ 条件下，改变 a 值得到的仿真图；图 4-5(b)是在 $a = 0.25$ 条件下，改变 δ 值得到的仿真图。图 4-6 是新型非线性函数在不同参数值下得到的函数仿真图，其中图 4-6(a)是在 $\delta = 0.01$ 的情

况下, 改变 a 值得到的仿真图; 图 4-6(b) 是在 $a = 0.25$ 的情况下, 改变 δ 值得到的仿真图。图 4-7 是两种非线性函数在参数一样的条件下, 得到的仿真图。

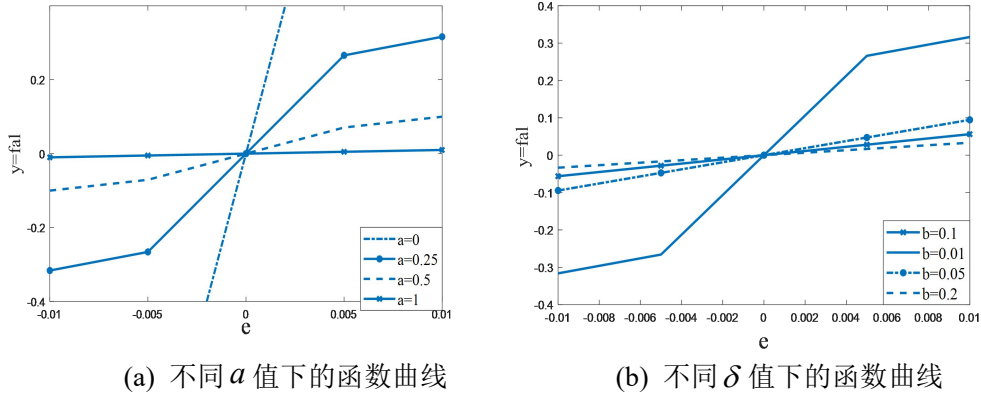


图 4-5 不同参数值下的传统非线性函数仿真图

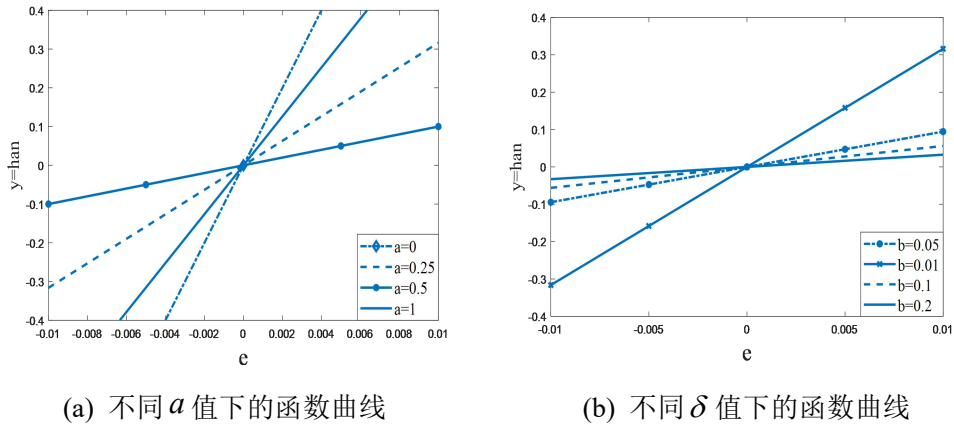


图 4-6 不同参数值下的新型非线性函数仿真图

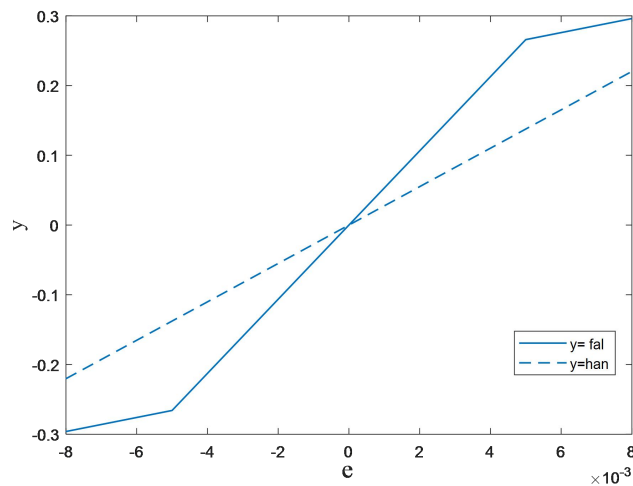


图 4-7 两个非线性函数参数取值相同下的仿真图

从上图关于两个函数在不同参数下对函数性能影响的仿真图可以看出, 新型非线性函数在原点附近具有较好的平滑性和连续性。下面对新型非线性函数的滤

波性能进行仿真验证，在 Matlab/Simulink 中搭建非线性函数滤波器结构，如图 4-8 所示。其中，*newfal* 模块表示非线性函数， v 是一个带有噪声的输入信号， c 为比例系数， a 是滤波因子，输出 y 是带有噪声信号 v 通过滤波后的输出信号。下面对两个非线性函数实验，输入信号 v 是带有白噪声的正弦信号， $v = x_0 + w = \sin(t) + w$ ，其中 w 是白噪声模仿带干扰的信号，其图像如图 4-9(a) 所示。带有干扰的信号作为输入信号，通过非线性函数构成的滤波器后，得到滤波后信号图。参数的选择是： $c = 20$ ， $b = 0.3$ ， $a = 0.01$ ， $k = 0.65$ 。其仿真图如图 4-9(b) 所示：

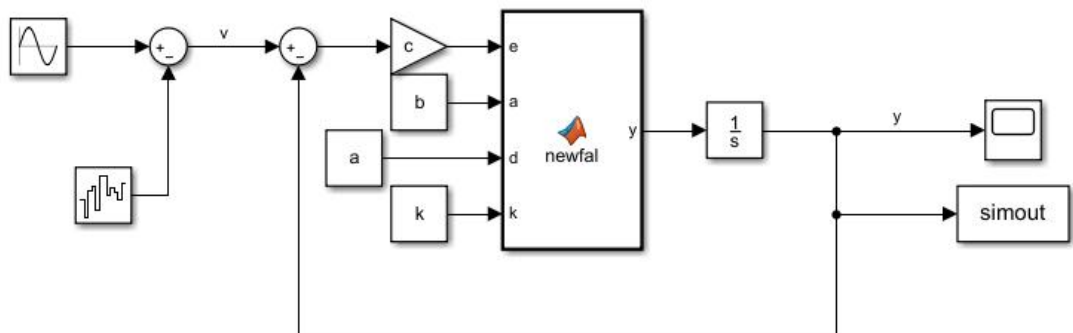
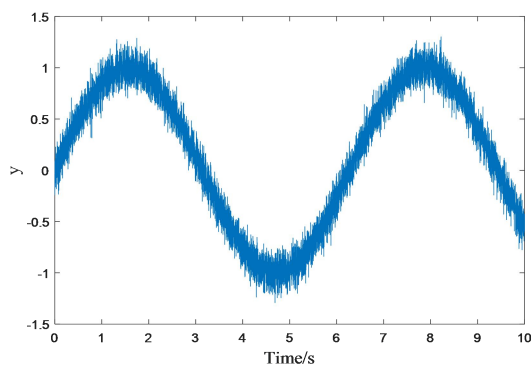
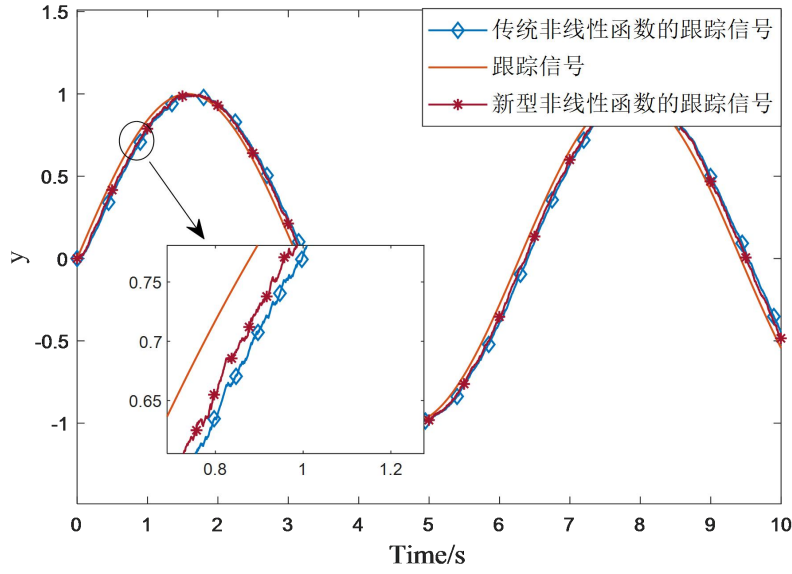


图 4-8 非线性函数滤波结构图



(a) 带有白噪声的正弦信号



(b) 非线性函数滤波图

图 4-9 非线性函数的滤波响应曲线

从图 4-9 非线性函数的滤波响应图可以看出，在未滤波前的信号具有很强的噪音干扰，通过非线性函数滤波后得到图 4-9(b)。从仿真图 4-9(b)中的放大图可以看出新型非线性函数 *han* 的滤波效果优于传统非线性函数 *fal* 滤波效果，并且经过新型非线性函数 *han* 滤波后信号更加靠近目标信号，说明新型非线性函数的跟踪误差更小。

4.3.3 改进型扩张状态观测器设计及稳定性分析

结合 4.3.2 设计的新型非线性函数构造扩张状态观测器，得到改进型扩张状态观测器的表达式为：

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 han(e_1, a_1, \delta_1, k) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 han(e_1, a_2, \delta_2, k) \end{cases} \quad (4-32)$$

其中， e_1 是跟踪误差， z_1 是输出 y 的跟踪信号， z_2 是输出 y 微分信号， z_3 是系统的总扰动观测值。 β_1 ， β_2 ， β_3 是改进型扩张状态观测器增益系数。 a_1 ， a_2 是非线性因子， δ_1 ， δ_2 是滤波因子， k 是非线性函数常数， b_0 为补偿系数的估计值。

扩张状态观测器主要是对输出信号进行观测，经过观测得到系统各个状态和总扰动，因此扩张状态观测器的性能直接影响控制器的控制效果。下面对扩张状态观测器的性能进行仿真分析。图 4-10 和图 4-11 是改进型扩张状态观测器对输出信号的观测图，从图 4-10，4-11 对系统输出的 z_1 、 z_2 以及扰动值 z_3 的观测曲线可知，改进型的扩张状态观测器具有不错的观测性能。

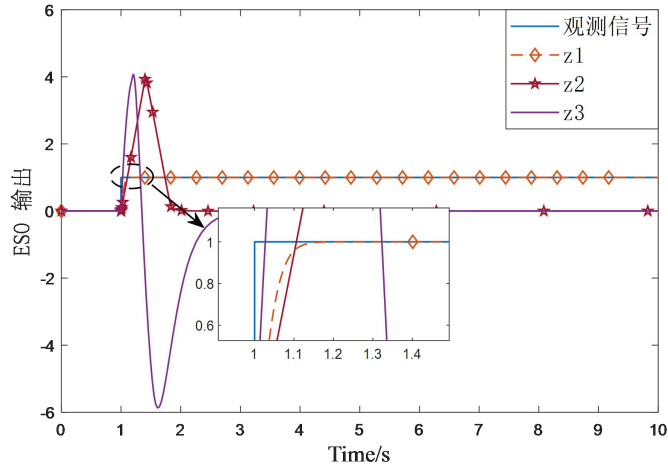


图 4-10 改进型扩张状态观测器对阶跃信号的估计图

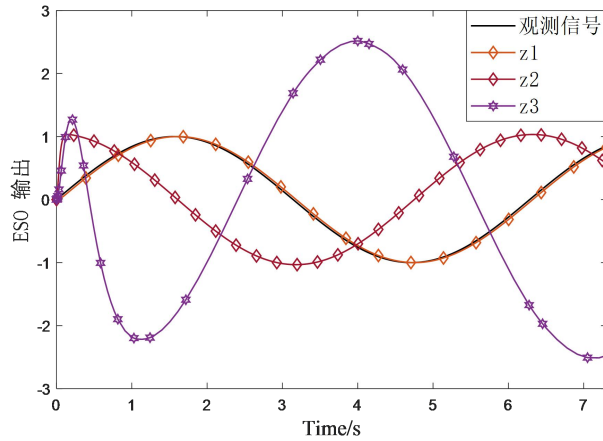


图 4-11 改进型扩张状态观测器对正弦信号的估计图

下面对改进型扩张状态观测器稳定性进行分析。根据式(4-15)的非线性系统可以写为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{x}_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-33)$$

将函数 $f(x_1, x_2)$ 扩充为系统新的状态变量 x_3 ，记 $x_3 = f(x_1, x_2)$ ，并记为：

$$\dot{x}_3(t) = w(t) \quad (4-34)$$

假设式(4-34)中的扩张状态 $\dot{x}_3(t) = w(t)$ 是常值 w_0 ，根据式(4-32)、式(4-33)和式(4-34)得， $e_1 = z_1 - y = z_1 - x_1$ ， $e_2 = z_2 - x_2$ ， $e_3 = z_3 - x_3$ ，假设 $x_3 = w_0$ 是常值数，即 $x_3 = w_0$ ，被控二阶系统与式(4-32)的误差导数方程为：

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = e_3 - \beta_2 \text{han}(e_1) \\ \dot{e}_3 = -\beta_3 \text{han}(e_1) - w_0 \end{cases} \quad (4-35)$$

将公式(4-35)换成为：

$$\dot{e} = -A(e)e \quad (4-36)$$

其中：

$$A(e) = \begin{bmatrix} \beta_1 & -1 & 0 \\ \frac{\beta_2 \text{han}(e_1)}{e_1} & 0 & -1 \\ \frac{\beta_3 \text{han}(e_1)}{e_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-37)$$

引理 1(Lozgachev.1998)^[64]：如果存在一个主对角线上的值均为正数的矩阵 D ，其形式如式(4-38)所示，使得矩阵 $DA(e)$ 是正定对称矩阵，则方程组(4-36)的解是渐近稳定的。

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ -d_{12} & d_{22} & d_{23} \\ -d_{13} & -d_{23} & d_{33} \end{bmatrix} \quad (4-38)$$

通过上述引理可知，如果需要证明式(4-36)方程组的解是稳定的，则需要找到一个符合要求的矩阵 D 。下面进行证明：

对矩阵 $DA(e)$ 进行处理，得到式(4-39)。

$$DA(e) = \begin{bmatrix} D_{11} & -d_{11} & -d_{12} \\ D_{21} & d_{12} & -d_{22} \\ D_{31} & d_{13} & d_{23} \end{bmatrix} \quad (4-39)$$

其中：

$$\begin{cases} D_{11} = d_{11}\beta_1 + d_{12}\beta_2 G + d_{13}\beta_3 G \\ D_{21} = -d_{12}\beta_1 + d_{22}\beta_2 G + d_{23}\beta_3 G \\ D_{31} = -d_{13}\beta_1 - d_{23}\beta_2 G + d_{33}\beta_3 G \\ G = \frac{\text{han}(e_1)}{e_1} \end{cases} \quad (4-40)$$

如果 D 是对称正定的，则需要满足以下 4 个条件：

$$\begin{cases} d_{22} = -d_{13} \\ D_{31} = -d_{12} \\ D_{21} = -d_{11} \end{cases} \quad (4-41)$$

$$D_{11} > 0 \quad (4-42)$$

$$\begin{vmatrix} D_{11} & -d_{11} \\ -d_{11} & d_{12} \end{vmatrix} > 0 \quad (4-43)$$

$$\begin{vmatrix} D_{11} & -d_{11} & -d_{12} \\ -d_{11} & d_{12} & -d_{22} \\ -d_{12} & -d_{22} & d_{23} \end{vmatrix} > 0 \quad (4-44)$$

令 $d_{11} = 1$ ， $d_{22} = \varepsilon$ 和 $d_{33} = \varepsilon$ ，根据上式可得到：

$$d_{12} = -\varepsilon\beta_1 + d_{23}\beta_2 G - \varepsilon\beta_3 G \quad (4-45)$$

$$d_{23} = \frac{1 + \varepsilon\beta_1^2 + \varepsilon\beta_2 G - \varepsilon\beta_3 G}{BG} \quad (4-46)$$

令 $B = \beta_1\beta_2 - \beta_3$ ，则根据式(4-40)可以求得 D_{11} 的值为：

$$D_{11} = \beta_1 - \varepsilon(\beta_1\beta_2 + \beta_3)G - \varepsilon\beta_1\beta_2 G^2 + \frac{\beta_2^2 G}{B} + \frac{\varepsilon(\beta_1^2 + \beta_2 G + \beta_1\beta_3 G)\beta_2^2 G}{B} > 0 \quad (4-47)$$

因为 G 有界， ε 无限接近 0，所以上式可以化简为：

$$D_{11} \approx \beta_1 + \frac{\beta_2^2 G}{B} > 0 \quad (4-48)$$

上式需要满足的充要条件是：

$$B > 0 \quad (4-49)$$

或是：

$$\begin{cases} B < 0 \\ \beta_1 B + \beta_2^2 G < 0 \end{cases} \quad (4-50)$$

因为 $G > 0$, β_1, β_2 都是正数, 根据 ε 无限接近 0, 由式(4-45)和(4-46)得到:

$$\begin{cases} d_{23} \approx \frac{1}{BG} > 0 \\ d_{12} \approx d_{23}\beta_2 G > 0 \end{cases} \quad (4-51)$$

若条件(4-50)成立, 则有 $d_{23} < 0$, $d_{12} < 0$, 这与正定矩阵的性质对角线需要大于零矛盾, 所以条件(4-50)不对。若条件(4-49)成立, 式(4-51)与正定矩阵对角线大于零条件一致, 下一步判断条件(4-49)是否满足式(4-43)条件。

将式(4-43)(4-44)(4-45)和 $d_{11} = 0$ 代入式中可得到:

$$D_{11}d_{12} - 1 = \frac{\beta_1\beta_2 B + \beta_2 G^2}{B^2} - 1 = \frac{B^2 + \beta_2^3 B + \beta_2 B}{B^2} - 1 > 0 \quad (4-52)$$

由式(4-52)可知, 条件(4-49)使得式(4-43)成立。

将式(4-44)行列式展开, 得:

$$D_{11}(d_{12}d_{23} - d_{22}^2) - 2d_{11}d_{12}d_{22} - d_{12}^2 - d_{11}^2 d_{23} > 0 \quad (4-53)$$

将 $d_{11} = d_{22} = d_{33} = \varepsilon (\varepsilon \rightarrow 0^+)$ 代入式(4-53)中得到:

$$D_{11}d_{12}d_{23} - d_{12}^3 - d_{23} > 0 \quad (4-54)$$

将式(4-48)和式(4-51)代入式(4-54)左侧中, 整理得:

$$D_{11}d_{12}d_{23} - d_{12}^3 - d_{23} = \frac{\beta_1\beta_2 - B}{B^2 G} = \frac{\beta_1\beta_2 - (\beta_1\beta_2 - \beta_{13})}{B^2 G} = \frac{\beta_{13}}{B^2 G} > 0 \quad (4-55)$$

因此条件(4-49)可以使得不等式(4-44)成立。

综上所述, 当条件 $\beta_1\beta_2 - \beta_3 > 0$, 能够找到一个矩阵 D 符合引理所要求的条件, 使矩阵 $DA(e)$ 为对称正定, 因此系统的零解满足 Lyapunov 渐进稳定的。

4.3.4 分数阶滑模非线性误差反馈控制律设计及稳定性分析

非线性误差反馈控制律主要是对 TD 提取的信号与 ESO 观测的系统状态间的误差和误差的微分进行处理。在传统自抗扰非线性误差反馈控制律部分是通过非线性函数 fal 来构造控制律, 而本文在此部分的设计是通过结合分数阶微积分和滑模控制来构造控制律, 通过分数阶滑模控制的优点提高整个系统的收敛速度和增强系统的自适应能力。

传统非线性误差反馈控制律表达式如下：

$$\begin{cases} e_{11} = x_1 - z_1 \\ e_{12} = x_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_3 fal(e_{11}, \alpha_1, \delta_0) + \beta_4 fal(e_{12}, \alpha_2, \delta_0) \end{cases} \quad (4-56)$$

其中， e_{11} 、 e_{12} 是 TD 输出信号与 ESO 观测值的误差和误差微分值， β_3 、 β_4 是误差和误差微分的增益系数， α_1 、 α_2 是非线性因子， δ_0 是滤波因子。

根据传统非线性误差反馈控制律算法，设计出分数阶滑模非线性误差反馈控制律，通过滑模控制算法来对误差信号进行非线性的计算，提高控制律的收敛性，并在滑模控制中加入分数阶控制，有效地削弱了系统抖振。结合分数阶微积分理论和滑模控制理论，得到分数阶滑模误差控制律算法表达式如下：

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \\ u_0 = \phi(e) \end{cases} \quad (4-57)$$

其中， e_1 、 e_2 分别是滑模 TD 与 ESO 观测信号的误差信号和误差微分信号， v_1 、 v_2 滑模 TD 的跟踪信号和微分信号， z_1 、 z_2 是 ESO 观测信号， u_0 是扰动补偿控制信号， u 是补偿后的控制信号， $\frac{z_3}{b_0}$ 是单关节机械臂实时总扰动的补偿值。

从 4.3.3 小节中可知，当改进型扩张状态观测器稳定时， z_2 是接近 x_2 ， z_3 是接近 x_3 ，且 $han(e, a, \delta, k)$ 接近 0，因此，假设 $han(e, a, \delta, k)=0$ ，同时 $v_2 = \dot{v}_1$ ， $z_2 = \dot{z}_1$ ，可以得到式(4-58)。

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = v_2 - z_2 = e_2 \\ \dot{e}_2 = v_2 - z_3 - b_0 u \end{cases} \quad (4-58)$$

为了设计最优控制函数 $\phi(e)$ ，基于式(4-58)的误差微分方程，选择在传统滑模面的基础上结合分数阶微积分，设计的分数阶滑模面如式(4-59)所示。

$$s = c_2 e_1 + {}_0 D_t^\beta e_2 \quad (4-59)$$

其中, c_2 是常数, $c_2 > 0, 1 > \beta > 0$, 从式(4-59)可以看出, 它比整数阶滑模面多了个参数 β , 可以通过调节 β 的值, 使系统达到更优的性能。

对式(4-59)进行求导得:

$$\dot{s} = c_2 \dot{e}_2 + {}_0 D_t^\beta \dot{e}_2 \quad (4-60)$$

对于控制律的设计, 通过引入分数阶微积分得到分数阶滑模控制律如式(4-61)所示:

$${}_0 D_t^\gamma s = -k_3 \text{sign}(s) - k_4 s \quad (4-61)$$

其中, k_3, k_4 是常值系数, γ 是分数阶积分阶次, $k_3 > 0, k_4 > 0, 0 < \gamma < 1$ 。

根据微积分定义和性质对式(4-61)进行变形, 得到式(4-62)。

$$\dot{s} = {}_0 D_t^{-\gamma} (-k_3 \text{sign}(s) - k_4 s) \quad (4-62)$$

结合式(4-58)、(4-59)、(4-62)求得控制律为:

$$u = \frac{1}{b} ({}_0 D_t^{1-\beta-\gamma} (-k_3 \text{sign}(s) - k_4 s) + \dot{v}_2 - {}_0 D_t^{1-\beta} c_2 e_2 - z_3) \quad (4-63)$$

定义 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{s^2}{2} \quad (4-64)$$

依据 Lyapunov 稳定性定理可知, 当条件 $\dot{V} = s\dot{s} \leq 0$ 成立, 即满足滑模控制达到条件。因此对式(4-64)进行求导得到式(4-65)。

$$\dot{V} = s\dot{s} = s {}_0 D_t^{1-\gamma} (-k_3 \text{sign}(s) - k_4 s) \quad (4-65)$$

利用 $\text{sign}({}_0 D_t^{1-\alpha} (-k \text{sign}(s))) = -k \text{sign}(s)$ 可得到式(4-66):

$$\begin{aligned} \text{sign}(\dot{V}) &= \text{sign}(s) \text{sign}({}_0 D_t^{1-\gamma} (-k_3 \text{sign}(s) - k_4 s)) \\ &= \text{sign}(s) (-k_3 \text{sign}(s) - k_4 s) = -k_3 - k_4 \text{sign}(s)s \end{aligned} \quad (4-66)$$

由于 $k_2, k_3, \text{sign}(s)$ 的值都大于 0, 因此 $\text{sign}(\dot{V}) \leq 0$, 也就是 $\dot{V} \leq 0$, 所以通过 Lyapunov 稳定性定理, 可知所设计的分数阶滑模趋近律是稳定的。本文为了更好的能减弱滑模控制中的抖振现象, 采用双曲正切函数 $\tanh(s)$ 来代替 $\text{sign}(s)$ 函数, 其分数阶指数趋近律如式(4-67)所示:

$$\dot{s} = {}_0D_t^{1-\lambda} \left(-k_3 \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} - k_4 s \right) \quad (4-67)$$

用上述同样的证明方法可以证明采用 $\tanh(s)$ 满足分数阶滑模控制器的稳定性条件。综合方程(4-58)、(4-59)、(4-67)可得控制函数 $\phi(e)$ 的表达式为式(4-68):

$$\phi(e) = \frac{1}{b} \left({}_0D_t^{1-\beta-\gamma} \left(-k_3 \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} - k_4 s \right) + \dot{v}_2 - {}_0D_t^{1-\beta} c_2 e_2 \right) \quad (4-68)$$

可得 FOSM-NLSEF 的表达式如式(4-69)所示:

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - z_1 \\ e_2 = x_2 - z_2 \\ \hat{s} = c_2 e_1 + {}_0D_t^{\beta} e_2 \\ u = \frac{1}{b} \left({}_0D_t^{1-\beta-\gamma} \left(-k_3 \frac{e^{2s} - 1}{e^{2s} + 1} - k_4 s \right) + \dot{v}_2 - {}_0D_t^{1-\beta} c_2 e_2 - z_3 \right) \end{cases} \quad (4-69)$$

4.4 本章小节

本章主要是对六自由串联机械臂系统提出的改进型 ADRC 控制策略进行详细设计。首先,通过滑模控制设计出滑模跟踪微分器,提高系统的响应速度;其次,设计一种新型非线性函数来改进扩张状态观测器,提升系统的观测性能;之后在非线性误差反馈控制律设计中,引入分数阶滑模控制,提高对误差处理能力,增强系统的稳定性。并对改进部分进行仿真对比,验证改进控制算法的性能。最后,对各部分进行稳定性分析,用数学推导证明改进部分的稳定性

第 5 章 基于改进型自抗扰控制的六自由度串联机械臂系统的仿真实验和分析

5.1 前言

通过前面几章节对机械臂系统数学模型的建立和控制器的设计，分别在 MATLAB 软件中建立机械臂控制系统的仿真模型和单关节控制系统实验平台搭建控制算法。选取合适的参数，对改进型 ADRC、传统 ADRC 和滑模 ADRC 控制下的六自由度串联机械臂系统进行仿真和实验对比。通过对仿真和实验的结果分析，得出在各种输入信号下，改进型 ARDC 控制下机械臂系统具有更好的性能。

5.2 机械臂单关节控制实验平台介绍

实验室的机械臂单关节控制实验平台的组成为：上位机、单关节运动模块、扭矩传感器、磁粉制动器和控制模块。其中，单关节运动模块由直流电机、谐波减速器、角度编码器、驱动器等集成在一个关节中，具有传动效率高，结构紧凑，能实现更大持续转矩和瞬间转矩；扭矩传感器用于输出正反扭矩信号，具有精度高，性能稳定优点；磁粉制动器用于给电机输出端施加负载；控制器用于部署算法和与上位机通讯；使用 cSPACE 上位机软件用于对控制器参数的修改和变量的显示，建模软件使用的是 Matlab2018(a)版本。磁粉制动器的主要参数：转矩 0-25Nm，电流 2.15A，重量 14.5Kg。关节模组的一些性能参数：减速器速比为 100，最大转速 54.4rpm，额定功率为 59W，额定电压 48VDC，额定电流为 2.7A，额定转矩 0.21Nm，关节重量为 1.04Kg，转动精度 1arcmin。扭矩传感器最高转速可达 1800 转/分钟。具体操作在上位机上搭建六自由度串联机械臂单关节控制算法模型并通过 CSPACE 控制器产生控制信号，将控制信号发送到电机驱动器，实现对关节控制目的，同时在上位机中能获得关节的位置角数据。如图 5-1 所示。

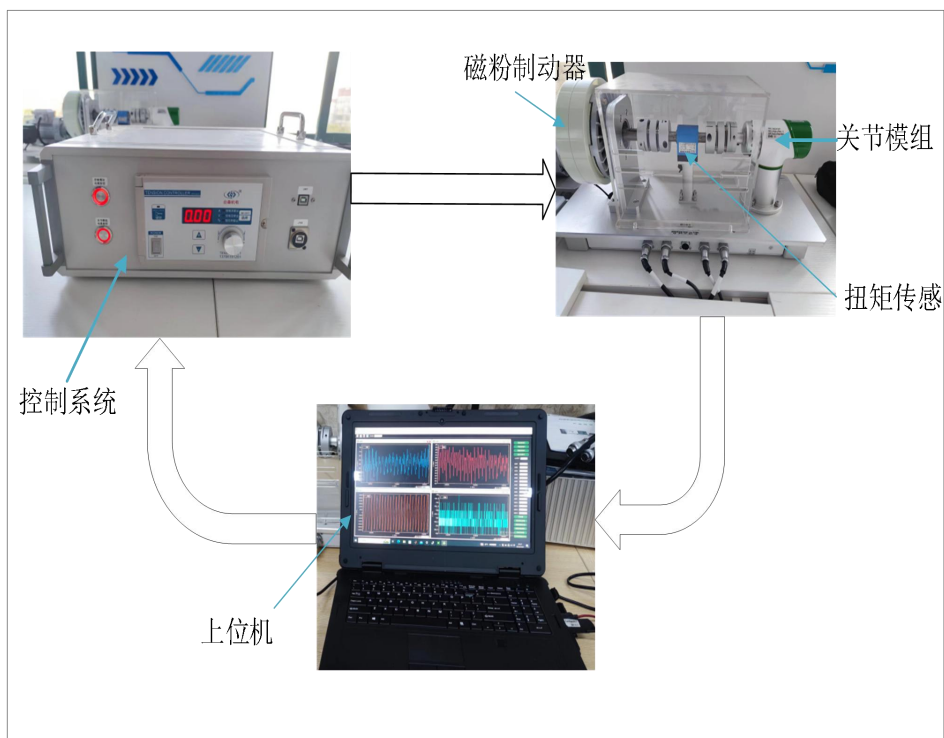


图 5-1 机械臂关节控制系统实验平台

5.3 六自由度串联机械臂控制系统参数选取

5.3.1 滑模跟踪微分器的参数整定

跟踪微分器(TD)是用于对输入信号的提取,其参数 h 、 r 的大小直接关系到提取信号的速度快慢。与传统 TD 结构不同的是本文引入滑模控制,设计的滑模 TD,其需要调节的参数有:滑模趋近律系数 k_1 , k_2 , 滑模面系数 c_1 。其中系数 c_1 值的大小直接影响系统误差趋于 0 的速度,系数 c_1 的值越大,系统趋于 0 的速度越快,但太大会使滤波性能会降低。趋近律系数 k_1 , k_2 是大于 0 的常数。下面对各参数值选取进行仿真分析。图 5-2 所示为当 $k_1 = 0.01$, $k_2 = 100$ 时,取不同 c_1 值得到的滑模 TD 响应曲线。图 5-3 所示为当 $k_2 = 100$, $c_1 = 200$ 时,取不同 k_1 值得到的滑模 TD 响应曲线。图 5-4 所示为当 $k_2 = 100$, $c_1 = 200$ 时,取不同 k_2 值得到的滑模 TD 响应曲线。

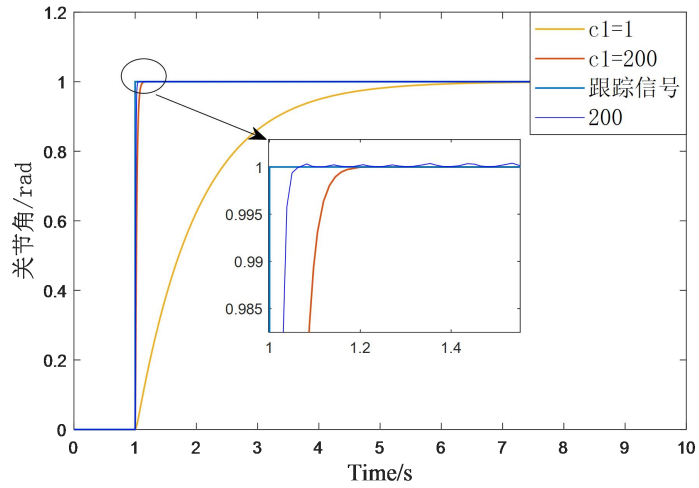


图 5-2 不同 c_1 值下跟踪微分器的响应曲线

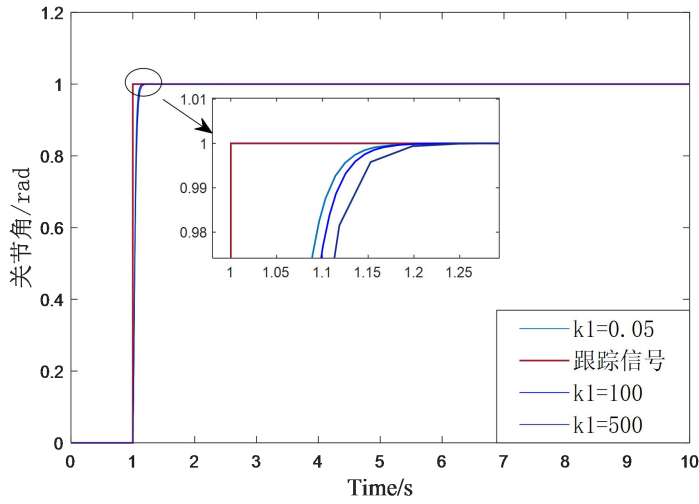


图 5-3 不同 k_1 值下跟踪微分器的响应曲线

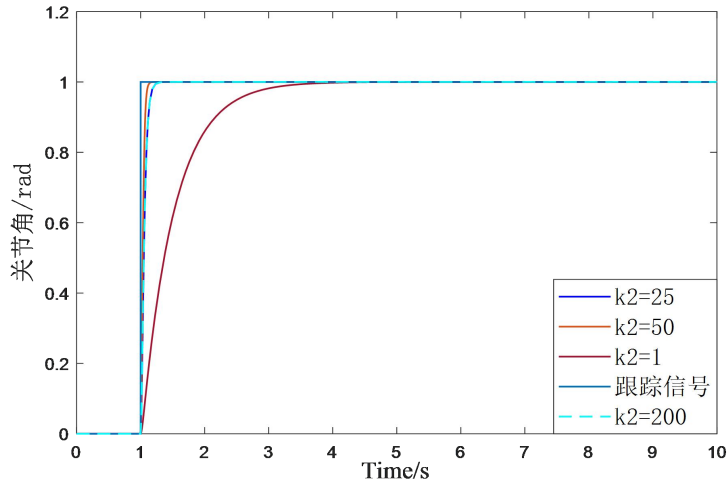


图 5-4 不同 k_2 值下跟踪微分器的响应曲线

通过图 5-2、5-3 和 5-4 的响应曲线可以看出， c_1 取值越大跟踪达到稳定的时

间越短,但是当 c_1 取值超过某个值时,系统会出现抖动, k_1 的值的的变化影响着曲线的光滑, k_2 的大小也影响着跟踪速度。结合仿真结果,选取 $c_1 = 50$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 50$ 。

5.3.2 改进型扩张状态观测器参数整定

扩张观测器是 ADRC 的核心部分,其参数的改变对整个控制效果的影响很大,因此扩张状态观测器参数的整定对于整个控制器是非常重要的。根据公式(4-32)可知 β_1 , β_2 , β_3 , a_1 , a_2 , δ_1 , δ_2 , k , b 是需要整定的参数。下面进行取值:

(1) 式(4-32)中的 a_1 和 a_2 是参数增益,通常对 a 的取值范围是 $0 < a < 1$ 。并结合参考文献[65]对参数选取仿真得出的结论,在本文在实验仿真时取 $a_1 = 0.5$, $a_2 = 0.25$ 。

(2) han 函数是一种非线性函数,拥有好的滤波性能和收敛快速的特点, han 函数中参数 δ 的取值非常重要,值的大小决定函数滤波性能的好坏,通常取值为0.01, k 是 han 函数常数,取值为0.65。

(3) 参数 b 是控制量 u 的补偿扰动因子,其取值得越大,对扰动的抑制越好。

(4) 三个增益参数 β 的值影响着观测器性能,其值越大越能提高系统的跟踪精度但会产生超调,值越小则会降低跟踪精度。通过高志强老师提出的整定方法进行以下推导:

如下所示的一个线性系统:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (5-1)$$

式中, A 、 B 、 C 是变量系数, X 、 Y 、 U 是 n 维、 q 维和 p 维的状态变量。

对上式进行变换把输入 X 和输出 Y 作为新的输入变量得到如下的新系统:

$$\dot{Z} = AZ - L(CZ - Y) + BU = (A - LC)Z + LY + BU \quad (5-2)$$

新的系统和原系统状态变量误差为 $e = Z - X$ 因此得到误差方程为:

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad (5-3)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

由于误差 e 最终会趋向于 0，因此矩阵 $(A-LC)$ 的特征值会小于 0，由上式可得：

$$A-LC = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

由上式可得特征方程为：

$$|\lambda I - (A-LC)| = \begin{vmatrix} \lambda + \beta_1 & -1 & 0 \\ \beta_2 & \lambda & -1 \\ \beta_3 & 0 & \lambda \end{vmatrix} = \lambda^3 + \beta_1 \lambda^2 + \beta_2 \lambda + \beta_3 \quad (5-5)$$

又因为：

$$\lambda^3 + \beta_1 \lambda^2 + \beta_2 \lambda + \beta_3 = (\lambda + \omega_0)^3 = \lambda^3 + 3\omega_0 \lambda^2 + 3\omega_0^2 \lambda + \omega_0^3 \quad (5-6)$$

所以 β_1 ， β_2 ， β_3 的取值为： $\beta_1 = 3\omega_0$ ， $\beta_2 = 3\omega_0^2$ ， $\beta_3 = \omega_0^3$ 。

通过上式结果表明，只需要带宽 ω_0 大于零，特征方程值就会小于 0，观测器才可以收敛。因此采用高志强老师提出的带宽法对参数进行整定，很大程度上减少参数选取的工作量和难度^[66]。图 5-5、5-6 和 5-7 是不同带宽 ω_0 值下改进型 ESO 观测系统 y_1 ， y_2 ， y_3 的响应结果图。

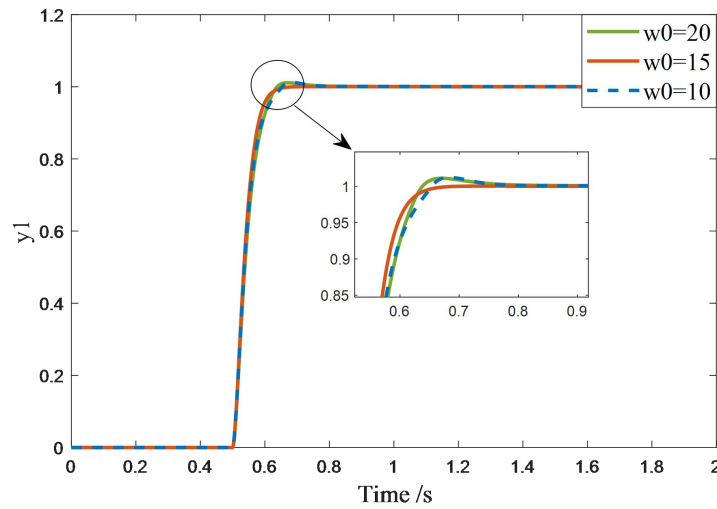
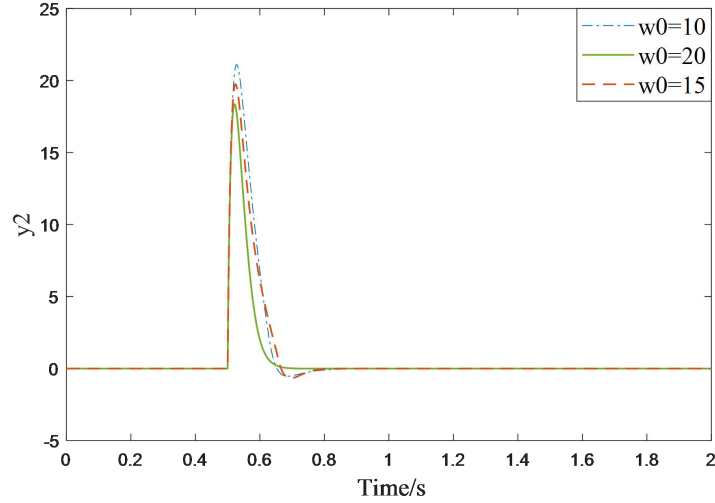
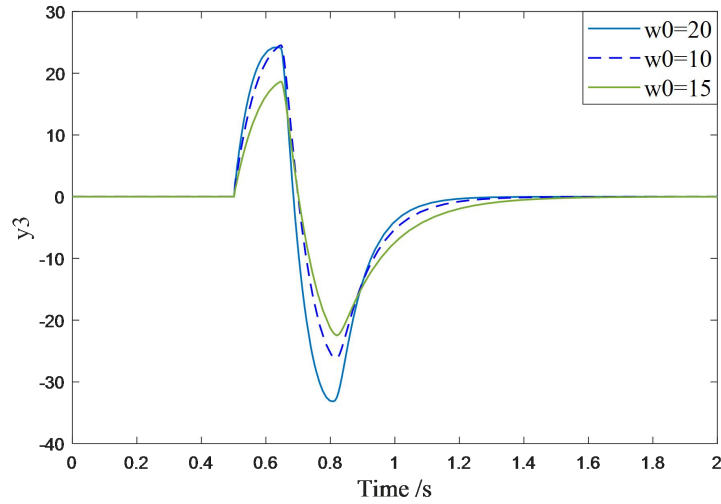


图 5-5 不同 ω_0 值情况下，改进型 ESO 的 y_1 观测能力


 图 5-6 不同 ω_0 值情况下，改进型 ESO 的 y_2 观测能力

 图 5-7 不同 ω_0 值情况下，改进型 ESO 的 y_3 观测能力

由图 5-5、5-6 和 5-7 不同 ω_0 值下的响应图的结果可以得到，当 $\omega_0=15$ 时，扩张状态观测的效果更好，因此 ω_0 取值为 15。

5.3.3 分数阶滑模非线性误差反馈控制律参数整定

从 4.3.4 小节可知分数阶滑模非线性误差反馈控制律需要调节的参数为：分数阶阶次 λ ， β 、滑模趋近律参数 k_3 ， k_4 和滑模面参数 c_2 。其中对于参数 c_2 、 k_3 、 k_4 和 5.3.1 节中的 c_1 、 k_3 、 k_4 取值方法相似，经过多次调节后，选择参数 c_2 值为 200，参数 k_3 ， k_4 值为 0.5 和 1500。对于分数阶阶次 λ ， β 的值选取对于整个系统的性能有着一定的影响，下面通过仿真进行值的选取。图 5-8 所示的是当 $\beta=0.01$ 时，不同 λ 值下的系统响应图(图中用 a 表示 λ)。图 5-9 所示的是当 $\lambda=0.1$

时, 不同 β 值下的系统响应图(图中用 b 表示 β)。

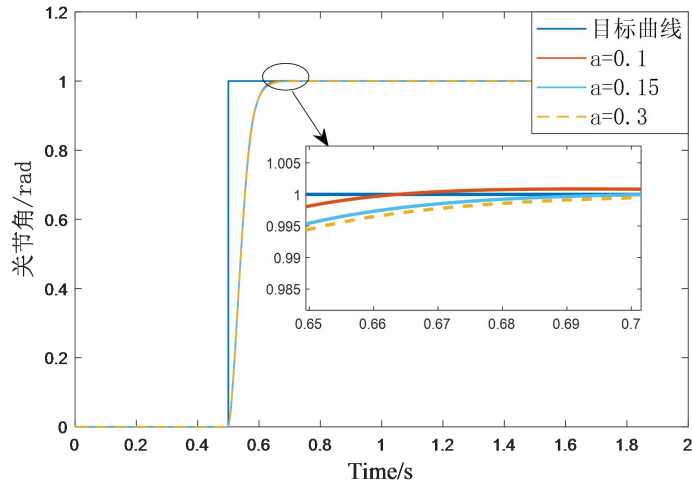


图 5-8 不同 λ 的值下改进型 ADRC 的控制结果

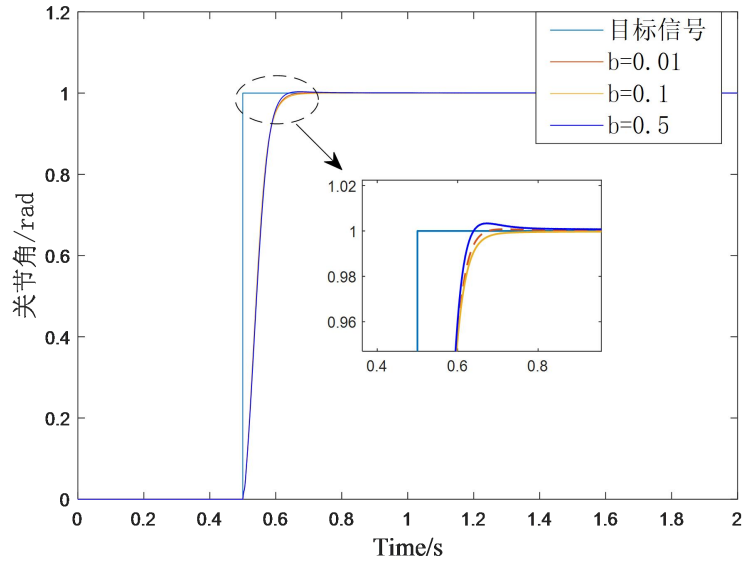


图 5-9 不同 β 的值下改进型 ADRC 的控制结果

通过图 5-8 和图 5-9 所示的 γ 和 β 取不同值下仿真结果得到, 当 γ 取 0.01 和 β 取 0.15 时, 系统的控制效果更好。

综上所述, 对于改进型 ADRC 的参数选取值如表 5-1 所示。

表 5-1 几种控制策略的参数取值表

控制器	各部分名称	参数值
改进型 ADRC	滑模跟踪微分器	$c_1 = 50, k_1 = 0.2, k_2 = 50$
	改进型 ESO	$\omega_0 = 15, a_1 = 0.5, a_2 = 0.25,$ $\delta_1 = 0.01, \delta_2 = 0.01, k = 0.65$

续表 5-1 几种控制策略的参数取值表

控制器	各部分名称	参数值
改进型 ADRC	分数阶滑模非线性误差反馈控制律	$\beta = 0.15, \gamma = 0.01, k_3 = 0.5$ $k_4 = 1500, c_2 = 200, b_0 = 20$
	滑模跟踪微分器	$c_1 = 50, k_1 = 0.2, k_2 = 50$
滑模 ADRC	改进型 ESO	$\omega_0 = 15, a_1 = 0.5, a_2 = 0.25,$ $\delta_1 = 0.01, \delta_2 = 0.01, k = 0.65$
	滑模非线性误差反馈控制律	$k_3 = 0.5, k_4 = 1500$ $c_2 = 200, b_0 = 20$
	跟踪微分器	$r = 200, h = 0.01$
传统 ADRC	ESO	$\omega_0 = 20, a_1 = 0.5, a_2 = 0.25$ $\delta_1 = 0.01, \delta_2 = 0.01$
	非线性误差反馈控制律	$\alpha_1 = 0.5, \alpha = 0.25$ $\delta_0 = 1, b_0 = 20$

5.4 六自由度串联机械臂控制系统仿真分析

本小节结合第 2、3 章中得到的机械臂关节系统的控制模型和第 4 章设计的控制器，分别对改进型 ADRC 控制器、滑模自抗扰控制器和传统自抗扰控制器控制下机械臂系统的性能进行仿真实验。图 5-10 是六自由度串联机械臂的整体控制模型图，图 5-11 是单关节系统控制模型图。图 5-12 是改进型 ADRC 的各部分结构图。考虑到对机械臂控制采用独立分散控制方法，每个关节设计同样的改进型自抗扰控制器且关节电机型号一样，所以对控制方法的验证，选取一个关节进行仿真验证。

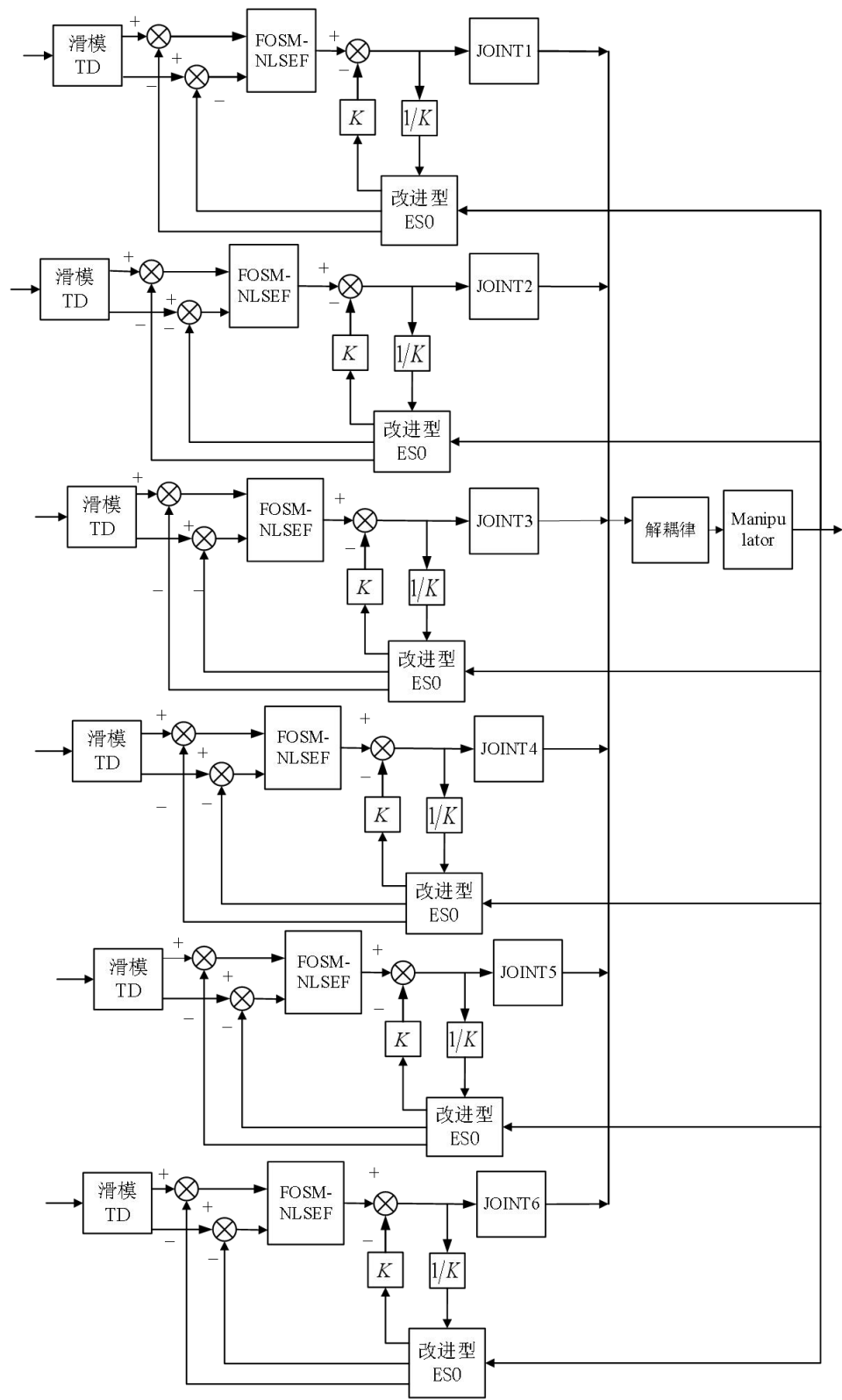


图 5-10 基于改进型 ADRC 的六自由度串联机械臂仿真模型

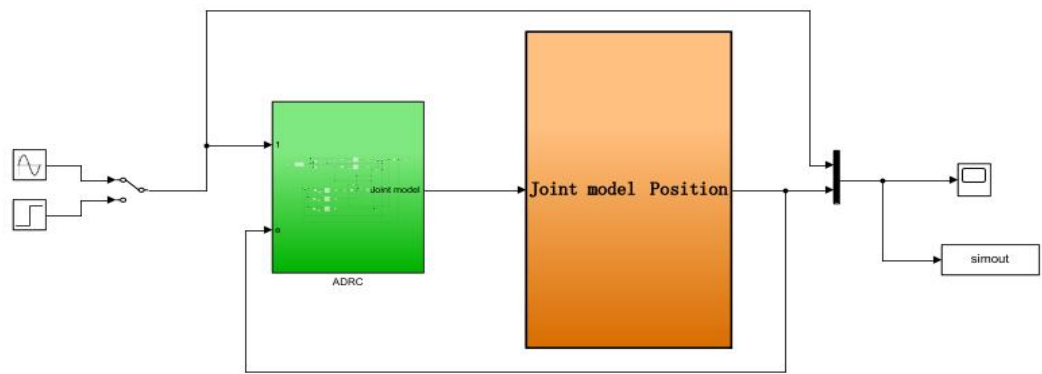
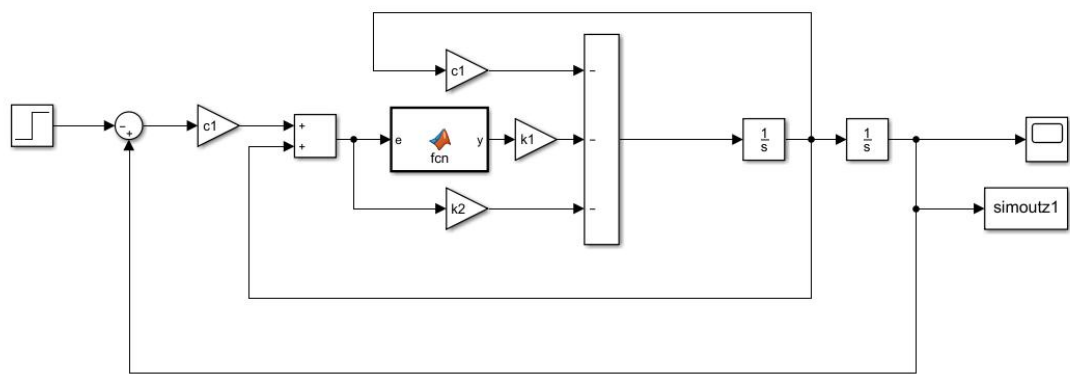
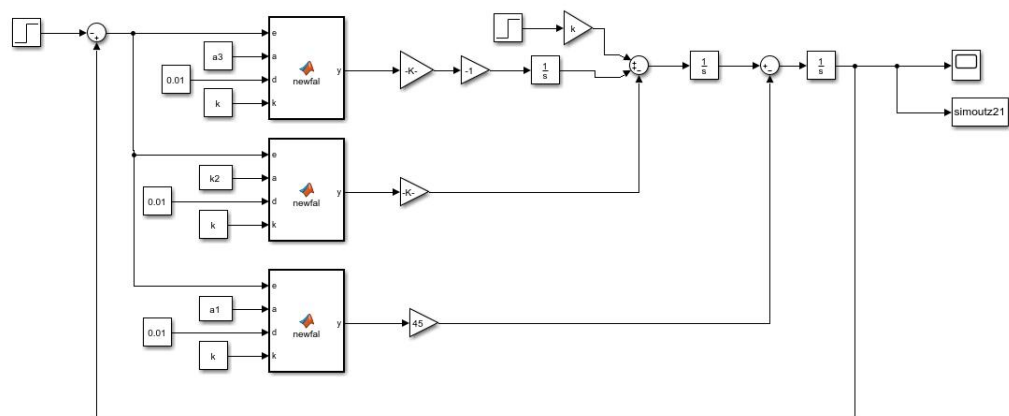


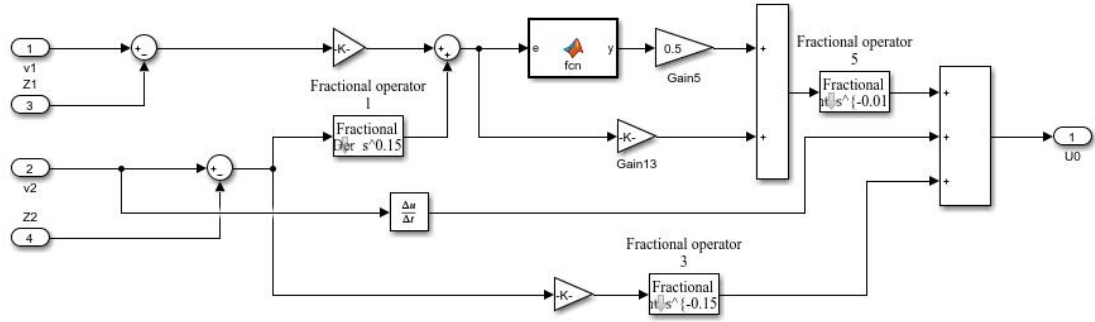
图 5-11 基于改进型 ADRC 的单关节控制系统仿真模型



(a)TD 仿真结构图



(b) 改进型 ESO 仿真结构图



(c) FOSM-NLSEF 仿真结构图

图 5-12 改进型 ADRC 的内部仿真结构图

5.4.1 响应速度性能仿真对比

为了验证在改进型 ADRC 控制下系统的响应速度，对单关节控制系统输入阶跃和正弦信号，得到三种控制策略下系统的响应图.通过对仿真图的分析 and 数据对比，来验证改进型 ADRC 的系统控制在响应速度方面的优势。图 5-13 是三种控制策略下系统对阶跃信号响应仿真图，图 5-14 是三种控制策略下系统对正弦信号响应仿真图。

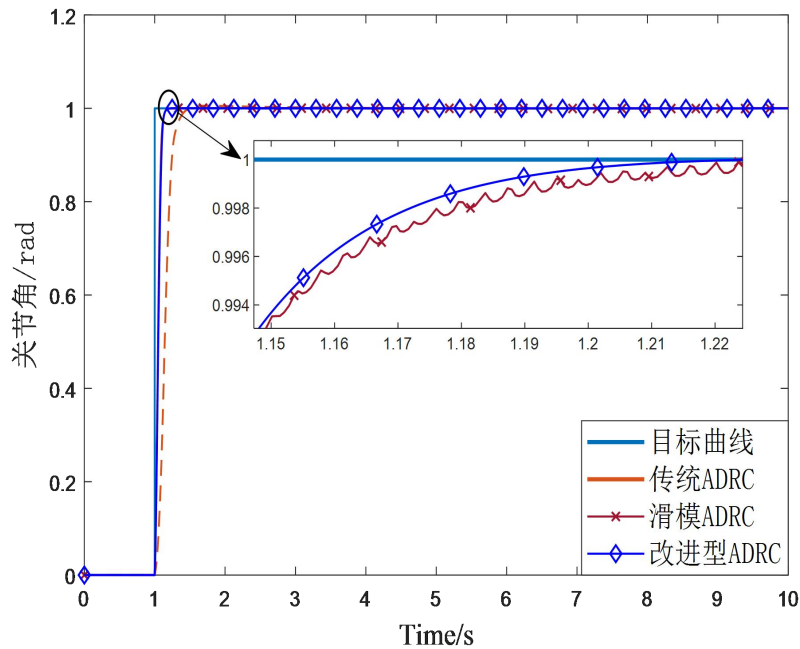


图 5-13 阶跃信号下三种控制策略的系统响应仿真图

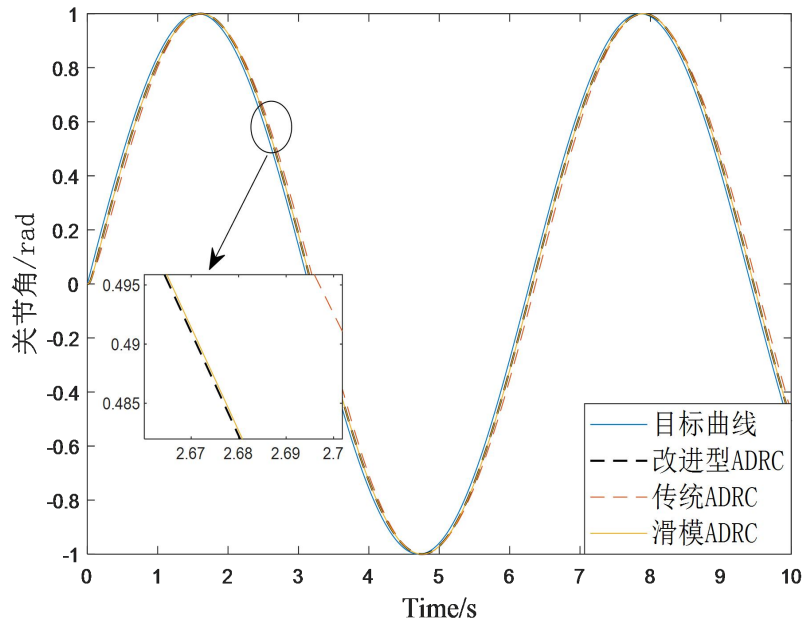


图 5-14 正弦信号下三种控制策略的系统响应仿真图

通过对图 5-13 与图 5-14 的仿真结果数据进行统计，得到不同控制策略下的系统响应时间的数据对比值，如表 5-2 所示。

表 5-2 不同控制策略下系统响应时间

控制器	阶跃信号下 响应时间/s	阶跃信号下 超调量/rad	正弦信号下 响应时间/s	正弦信号下 超调量/rad
改进型 ADRC	0.204	0.000	0.033	0.000
滑模 ADRC	0.255	0.006	0.035	0.000
传统 ADRC	0.490	0.002	0.117	0.000

首先，通过图 5-13、图 5-14 仿真结果对比可以看出，改进型 ADRC 下系统的响应速度快于传统 ADRC 和滑模自抗扰控制。其次，对表 5-2 的数据进行分析得到，在改进型自抗扰控制下系统达到稳定的响应时间是 0.204 秒，传统自抗扰控制下的时间是 0.490 秒，滑模自抗扰控制下的时间是 0.255 秒，验证改进型 ADRC 控制下系统的响应速度明显快于其它两种控制策略。在系统超调部分，传统自抗扰控制和滑模自抗扰控制下，系统都存在小的超调，而加入分数阶的改进型自抗扰控制下系统到达稳定时几乎没有超调。

5.4.2 跟踪性能仿真对比

为了验证改进型 ADRC 控制下系统的跟踪性能，先对单个关节系统输入方

波信号，对三种控制方法进行验证，如图 5-15 所示。再对六自由度串联机械臂系统模型进行仿真，分别给关节 1、关节 2、关节 3、关节 4、关节 5 和关节 6 输入信号为： $y_1 = 0.5 \cos(t) - 0.2 \sin(3t)$ 、 $y_2 = 0.3 \cos(3t) - 0.5 \sin(2t)$ 、 $y_3 = 0.2 \sin(2t) - 0.2 \cos(3t)$ 、 $y_4 = 0.5 \sin(3t) - 0.2 \sin(2t)$ 和阶跃信号。仿真结果如图 5-16 所示。

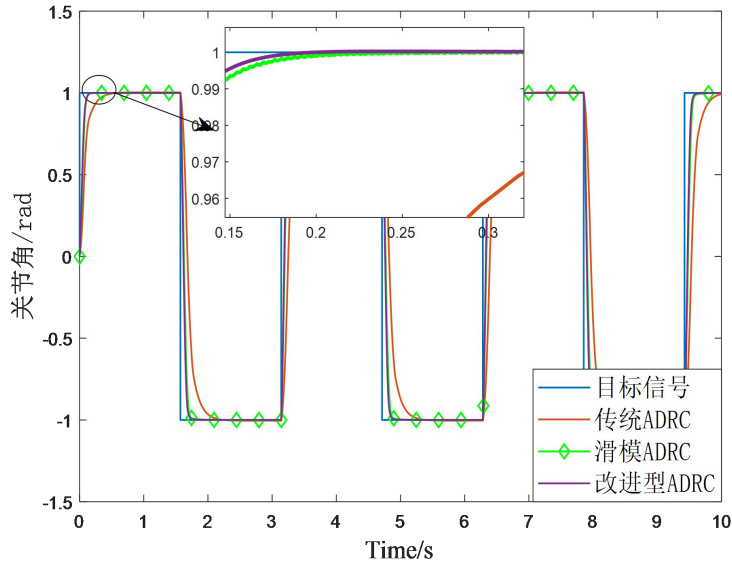
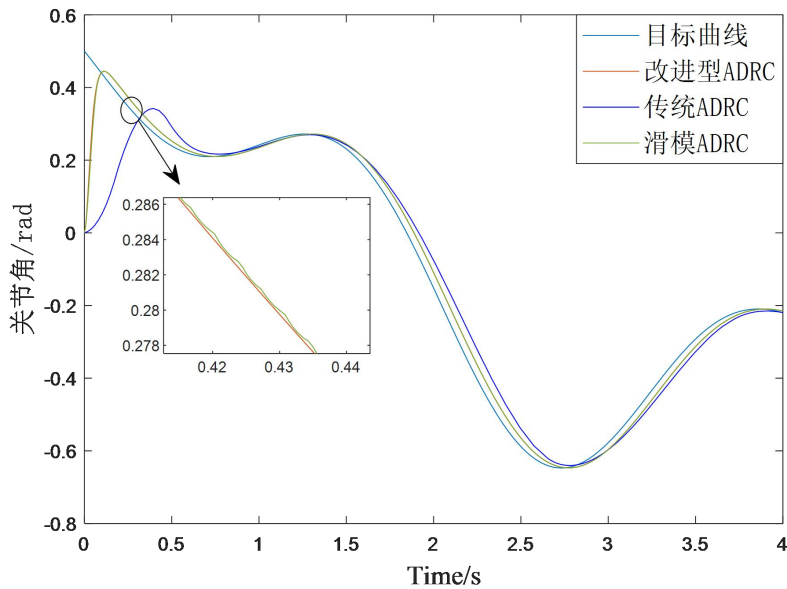
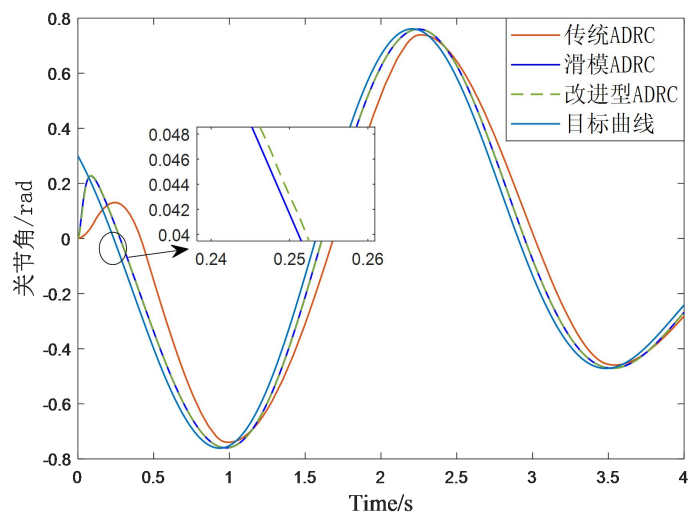


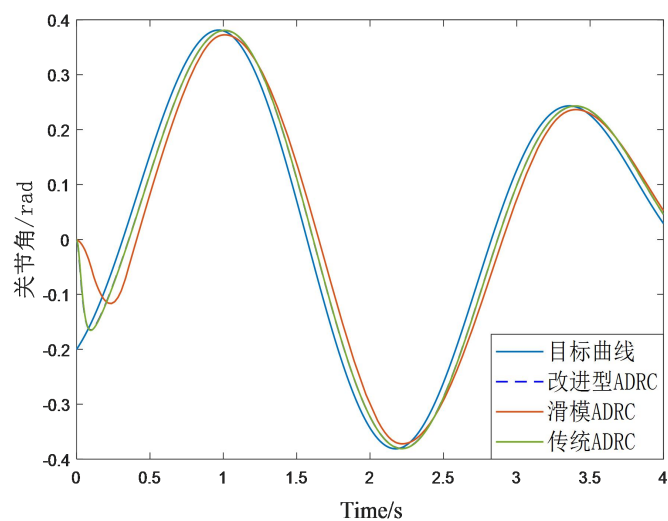
图 5-15 方波信号下各控制系统的仿真图



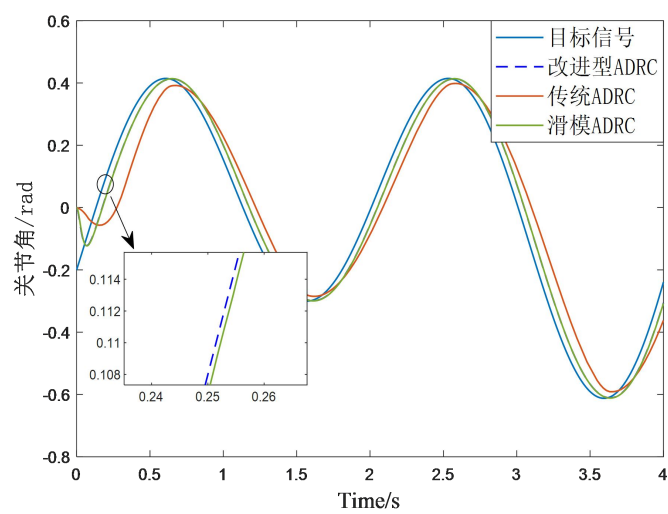
(a) 关节 1 响应图



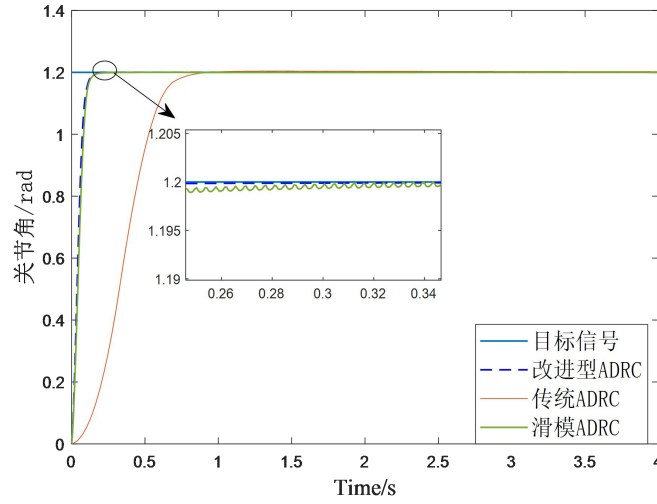
(b) 关节 2 响应图



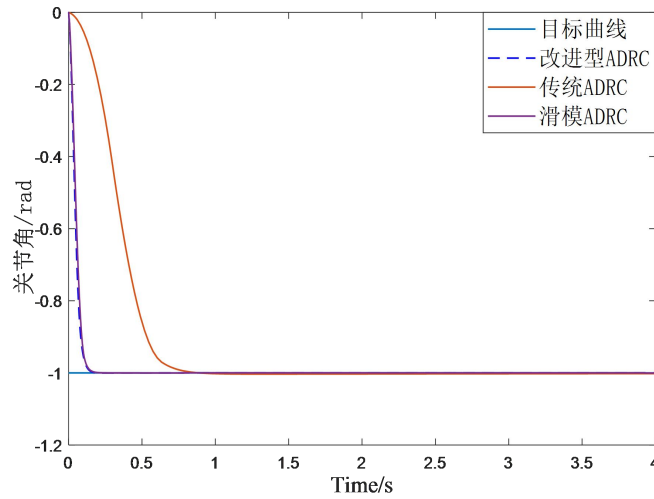
(c) 关节 3 响应图



(d) 关节 4 响应图



(e) 关节 5 响应图



(f) 关节 6 响应图

图 5-16 三种控制策略下各个关节跟踪的响应图

通过图 5-15 的方波跟踪响应图得出，在改进型自抗扰控制下系统的跟踪精度高于传统自抗扰控制器和滑模自抗扰控制器。从图 5-16 六个关节对指定信号的跟踪响应图可以得出，改进型自抗扰控制下能够很好的实现关节解耦并且各个关节的跟踪性能优于其它两种控制策略。

5.4.3 抗干扰性能仿真对比

六自由度串联机械臂系统对整体的抗干扰能力有着较高的要求，本小节为了验证改进型 ADRC 下系统的抗干扰性能，通过如下仿真进行验证。首先，验证系统对于突发的干扰的抗扰能力，在阶跃信号的第 4 秒突然加入值为 90rad 的阶

跃干扰，其系统的响应图如图 5-17 所示。其次，为了验证系统对不间断干扰的抗扰性能，在阶跃信号输入的条件下，不间断加入干扰，其仿真结果如图 5-18 所示。表 5-3 是三种控制器下系统的仿真结果数据。

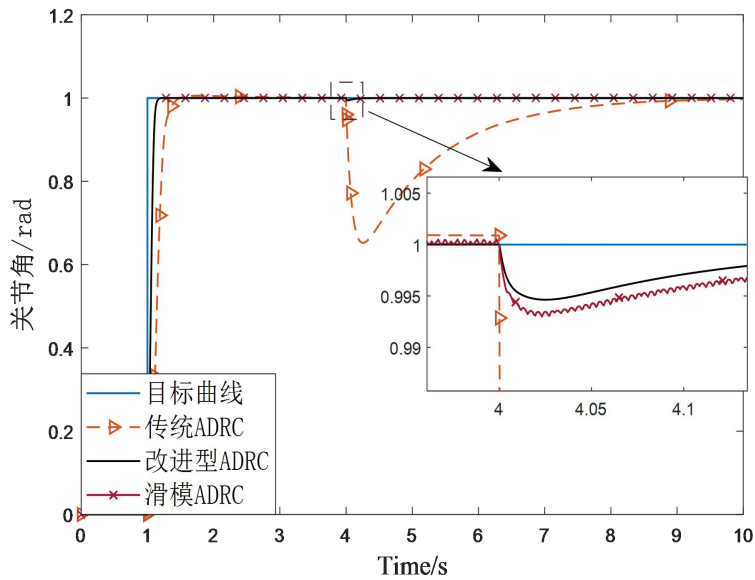


图 5-17 阶跃信号干扰下系统的响应图

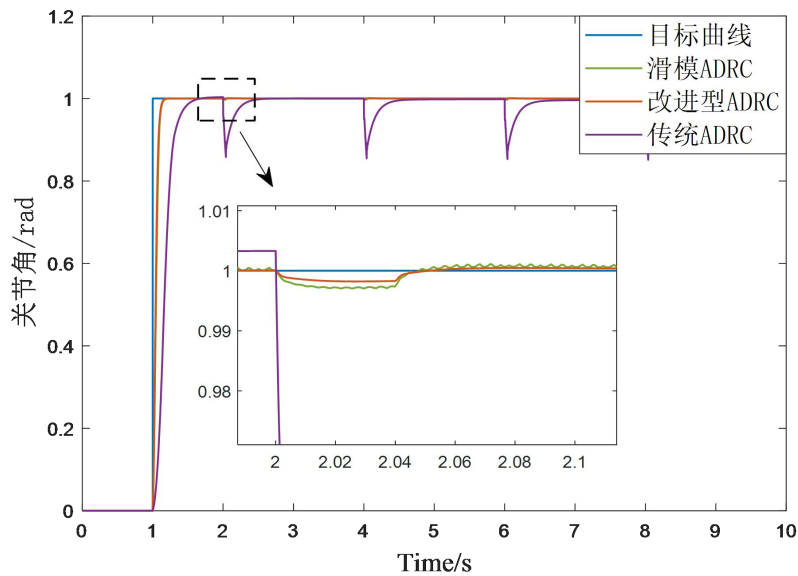


图 5-18 持续干扰下系统的响应图

表 5-3 三种控制策略的仿真数据对比表

阶跃信号	自抗扰控制	滑模自抗扰控制	改进型自抗扰控制
超调量/rad	0.347	0.069	0.056
恢复时间/s	5.514	0.509	0.370

通过对图 5-17, 图 5-18 仿真结果图和表 5-3 的数据分析可以得出, 系统在平稳跟踪到阶跃信号后突然受到干扰, 传统 ADRC 控制下系统的波动幅度比较大, 并且系统的恢复时间很长, 而改进型 ADRC 控制下系统的受到干扰后波动幅度很小, 恢复平稳运行时间也很快; 并且相比较滑模自抗扰控制下系统的抖振很小, 验证了改进型 ADRC 控制下系统的抗干扰能力和恢复时间都优于其它两种控制方法。其次系统在持续不间断的干扰下, 改进型 ADRC 的抗干扰能力也优于传统自抗扰控制器和滑模自抗扰控制器, 具有很好的抗扰动能力。

通过上述从系统性能的三个方面的仿真得到的结果图, 经过对比分析验证了改进型自抗扰控制的六自由度串联机械臂系统相比较另外两种控制器的控制效果, 能有效提高系统的响应速度、跟踪性能和抗干扰能力。

5.5 六自由度串联机械臂系统实验分析

为了验证本文所提出的控制策略在机械臂系统实际运动控制的有效性, 依托实验室现有的单关节系统控制实验平台对三种控制策略进行实验, 通过在上位机中把三种控制器模型分别搭建起来, 仿真到单关节的控制系统中, 进而控制关节电机运动得到实验结果数据。

5.5.1 六自由度串联机械臂关节控制系统的响应速度实验

对机械臂关节系统控制的响应速度实验, 通过上位机给关节模组设定 500 和 1000 阶跃信号, 对三种控制策略进行实验。通过上位机记录各控制方法下关节系统实验数据, 整理得到的三种控制策略下系统的实验图 5-19 和图 5-20 所示。图中纵坐标代表电机分辨率, 实验所用电机的分辨率为 1024, 1024 等于电机 1 转。

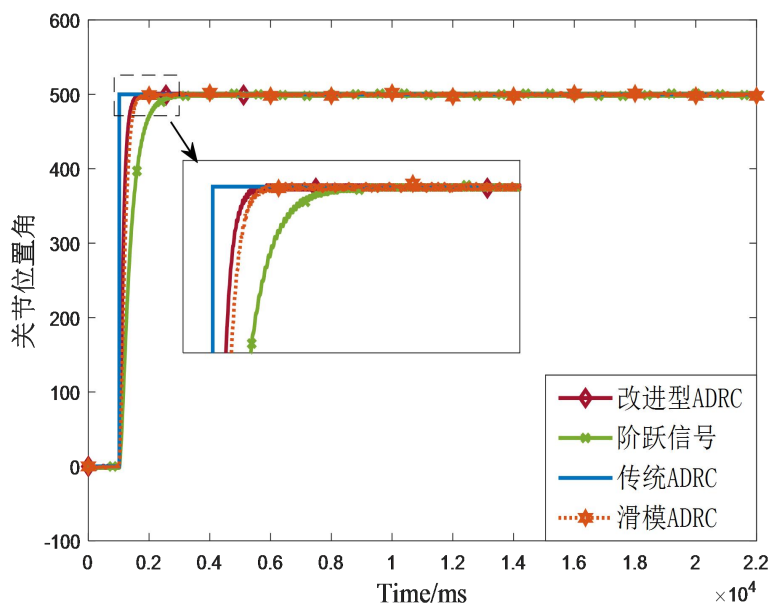


图 5-19 输入为 500 的阶跃信号下关节位置的响应图

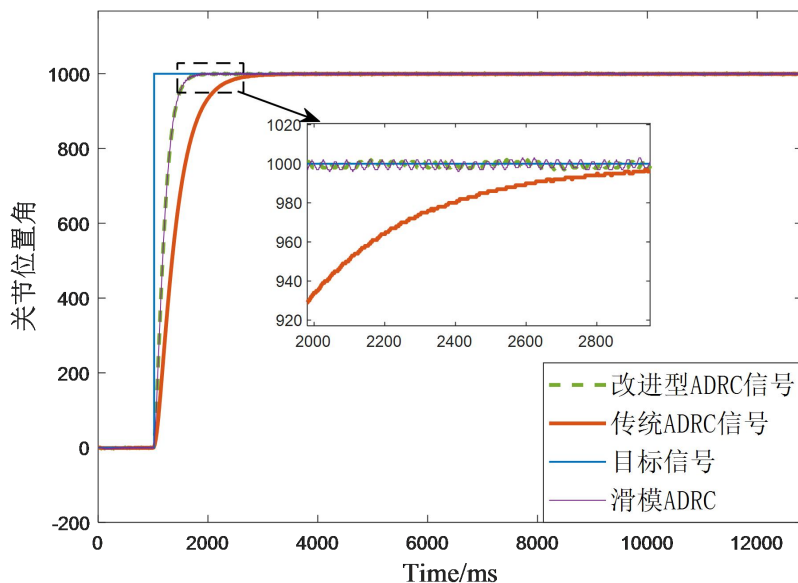


图 5-20 输入为 1000 的阶跃信号下关节位置的响应图

从图 5-19 阶跃信号下单关节系统的响应图可以得到，改进型 ADRC 控制下的关节响应速度快于传统自抗扰控制的响应速度，并且从放大图中可以发现，滑模自抗扰控制下系统在跟踪到信号后会有小幅度的波动，而在滑模自抗扰控制的基础上结合分数阶微积分的改进型 ADRC 比滑模自抗扰控制下系统的抖动小，系统更加稳定。从图 5-20 可知，在机械臂关节转动大的情况下，改进型 ADRC 控制下系统依然可以保持较快的响应速度，具有好的控制性能。

5.5.2 六自由度串联机械臂关节控制系统的跟踪性能实验

对机械臂关节系统在改进型 ADRC 控制下的跟踪性能验证，通过在上位机给系统设定幅值为 200 的正弦信号和方波信号，对三种控制策略进行实验，并对实验得到的数据整理得到实验结果如下所示：

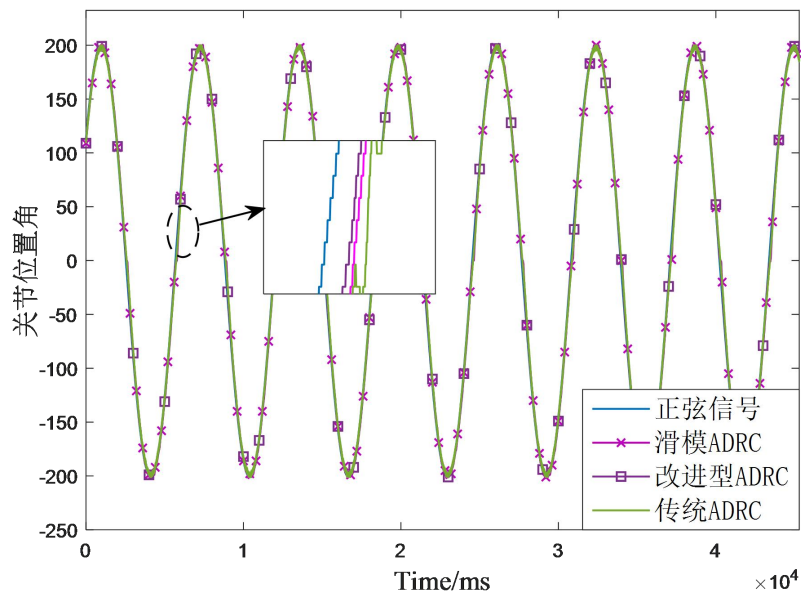


图 5-21 正弦信号下的系统跟踪信号响应图

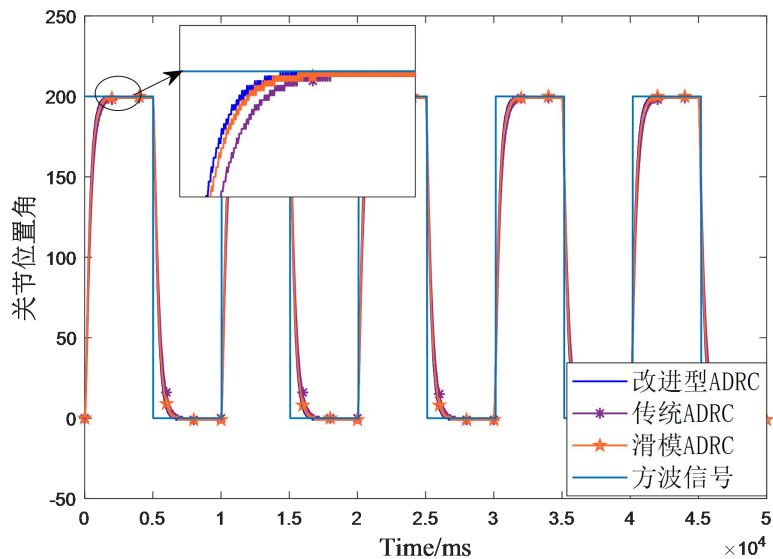


图 5-22 方波信号下的系统跟踪信号响应图

通过图 5-21 和图 5-22，在输入的正弦信号和方波信号下得到的系统实验图可以得出，改进型自抗扰控制下系统更接近信号，跟踪精度优于传统自抗扰控制

和滑模自抗扰控制，验证了改进型自抗扰控制下关节系统具有好的跟踪性能。

5.5.3 六自由度串联机械臂关节控制系统的抗干扰实验

对改进型自抗扰控制下机械臂关节系统的抗干扰性能进行实验，通过上位机给关节系统设置 500 和 1000 的信号值，并在关节运行平稳后某一个时刻突然加入干扰，对三种控制方法下系统的实验数据整理得到的实验图如下所示：

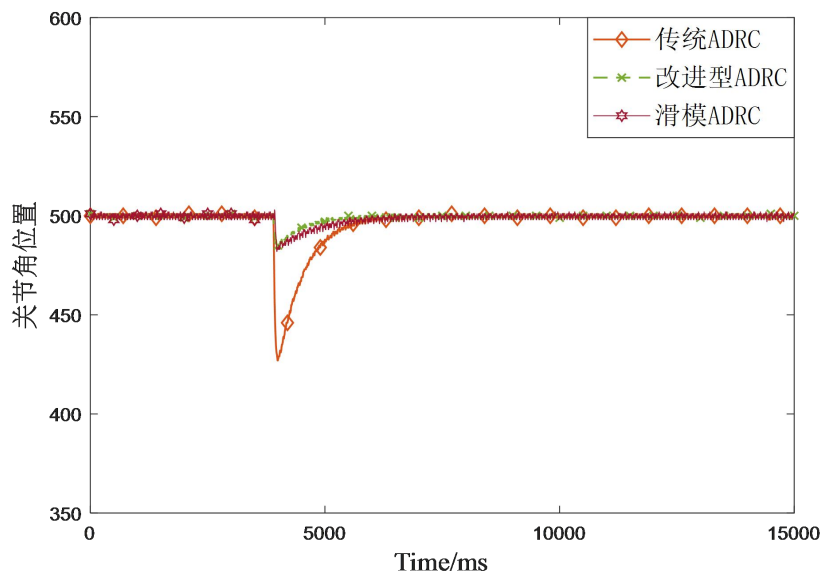


图 5-23 干扰信号下的系统响应图

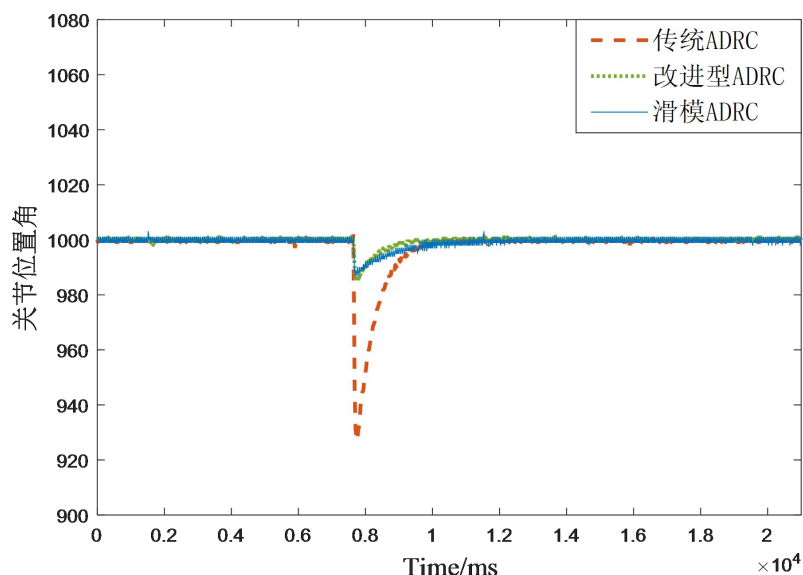


图 5-24 干扰信号下的系统响应图

从图 5-23 可知，在系统突然受到干扰因素的影响时，改进型 ADRC 下系统的波动幅度很小，抗干扰能力明显优于传统 ADRC。滑模自抗扰控制下系统对扰

动的波动和改进 ADRC 下的波动差不多，但从系统的恢复时间可以得到，改进型 ADRC 下系统的恢复时间快于滑模自抗扰控制，并且系统振动小。图 5-24 验证了在关节转动比较大时，改进型自抗扰控制下系统的抗干扰能力也优于传统自抗扰控制和滑模自抗扰控制，系统的恢复时间更快，具有很好的抗干扰能力。

5.6 本章小节

本章先通过在仿真软件中搭建的六自由度串联机械臂关节控制模型，对三种控制策略进行仿真，从控制系统的响应速度、跟踪性能和抗干扰能力方面验证改进型自抗扰控制器的性能。其次，在现有的实验条件下，通过机械臂单关节控制系统实验平台，验证本文设计的改进型 ADRC 方法的可行性。通过对实验结果的分析，验证提出的控制方法能够提高机械臂系统的响应速度、跟踪性能和抗干扰能力，其性能优于传统自抗扰控制和滑模自抗扰控制，证明本文所提出控制策略的可行性。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

多自由度机械臂在现代科技发达的世界,已被广泛的应用在各个行业。机械臂的使用给工作带来更高的效率,并提高了我们的生活质量。但随着多自由度机械臂广泛的应用在军工、医疗手术、深海探测和航天飞行领域中,所面临的外界环境变得越来越复杂,加上多自由度机械臂自身结构的复杂,传统的控制方法已不能很好控制系统达到更好的性能要求。因此,本课题为了改善这一现状,提高机械臂控制的性能,以六自由度串联机械臂为研究对象,提出改进型自抗扰控制策略,实现了机械臂控制系统对各种信号的快速响应、跟踪误差小以及对扰动的抗扰性能强的性能。本文具体的研究内容如下:

(1) 首先,介绍六自由度串联机械臂关节的结构组成,对直流力矩电机和谐波减速器进行分析。通过对关节电机进行分析,得到转矩方程与电磁方程,结合电机的具体参数,建立关节电机的数学模型并进行仿真分析。其次,对机械臂在三维空间的位姿和坐标变换进行描述,结合机械臂的相关参数,用 D-H 方法建立各个连杆间的齐次变换矩阵,实现对机械臂的正向运动的分析。最后,通过拉格朗日方法建立六自由度串联机械臂的动力学方程,为接下来的控制器设计提供理论依据。

(2) 详细阐述本课题所提出的控制方法设计。机械臂的运动是由关节电机提供动力,在此过程关节系统会受到各种因素的干扰。在传统 ADRC 等控制方法下六自由度串联机械臂控制系统存在慢响应、低精度和弱抗干扰问题,因此本文在传统自抗扰控制的基础上,结合滑模控制和分数阶微积分设计出改进型 ADRC。其中,在跟踪微分器部分结合滑模控制进行设计,此设计增强系统对各种信号的响应速度。同时,通过设计的新型非线性函数,改进扩张观测器的观测性能,提高整个系统的抗扰能力。最后,在 NLSEF 部分,结合分数阶微积分和滑模控制,设计出分数阶滑模非线性误差反馈控制律,提高对误差非线性处理,增强系统稳定性,并对改进部分进行稳定性分析和对比仿真实验,验证改进部分的控制性能。

(3) 从仿真对比和实物实验的两个方面,对改进型自抗扰控制的六自由度串

联机械臂关节系统进行实验。首先，对控制器各部分参数进行选取，选出合适参数。其次，在 Matlab 软件和实物实验的控制器中搭建机械臂关节系统控制算法仿真模型。通过输入各种信号，从系统的响应速度、跟踪性能和抗干扰能力三方面进行验证。最后，通过对仿真和实验的结果分析，验证本文所提出的改进型自抗扰控制器性能更优，能够有效提高系统的响应速度、跟踪精度和抗干扰能力。

6.2 展望

本论文以六自由度串联机械臂为控制对象，通过分析控制系统运动所需满足的各种条件，基于系统需要设计一种改进型自抗扰控制器，通过大量实验仿真验证了改进型自抗扰控制器能够提升整个系统的控制性能。虽然进行了大量的调研、研究和实验，但是由于作者经验有限，对控制器的设计还存在一些不足，有待研究和完善，主要有以下几个方面：

(1) 对于改进型自抗扰控制参数的选取方法需要改善。本文对于整个系统实验参数的选取采用的是经验法和实际仿真调参，但调参过程的工作量很大，需要花费许多时间进行筛选，因此找到一种好的选取参数方法来改善这个问题是接下来需要研究的内容。

(2) 本文是在理想的条件下基于电路原理分析，建立起机械臂关节系统和电机的控制模型，会与实际的模型有些差别。同时本文所研究对象是通过 Matlab 软件进行仿真分析，对于研究对象在实际工作环境中会面临的不同干扰，不能全面详细的模拟出来。所以对整个控制系统模型的建模研究需要更加全面，能够把实际工作环境面临的各种问题考虑进去，建立更加准确的数学模型。

(3) 对于改进型自抗扰控制器的设计，本文对设计的各部分稳定性进行了数学证明。但在分数阶滑模非线性误差反馈控制律部分稳定性证明时，只是对设计的函数稳定性进行证明，没有通过从整个控制器的稳定性的角度进行数学证明，所以对于稳定性的分析还需要进一步研究。

(4) 本文的实验仿真是基于单关节控制实验平台进行研究，所以对于六自由度串机械臂系统的实际实验还需要进一步研究，并且在文中没过多对机械臂系统的电流环与速度环进行介绍。接下来在确保机械臂运行稳定的情况下，对机械臂系统的电流环与速度环进行深入研究。

参考文献

- [1] 张珺仪. 机器人驱动的现状与发展趋势[J]. 工业控制计算机, 2023, 36(10): 7-9.
- [2] 陶永. 我国智能机器人技术与产业发展现状及发展趋势浅析[J]. 机器人产业, 2023, (04): 5-8.
- [3] 徐会希, 吕凤天, 石凯, 等. 深海长期驻留自主水下机器人系统研究现状与发展趋势[J]. 机器人, 2023, 45(06): 720-736.
- [4] Xue Zhihui, Liu Jinguo. Review of space manipulator control technologies[J]. Robot, 2022, 44(01): 107-128.
- [5] 王桂芝. 国外人形机器人发展及军事应用分析[J]. 机器人技术与应用, 2023, (03): 6-8.
- [6] 谭民主编. 先进机器人控制[M]. 北京: 高等教育出版社, 2007.
- [7] 陈文强. 工业机器人的研究现状与发展趋势[J]. 设备管理与维修, 2020, (24): 118-120.
- [8] Li, Zhenhui, Wang Zifeng, Wang Weidawid. Constrained Origami Artificial Muscle-Driven Robotic Manipulator Capable of Coordinating Twisting and Grasping Motions for Object Manipulation[J]. ACS Applied Materials and Interfaces, 2024, 16(6): 7850-7859.
- [9] Gai Shengnan, Sun Rui, Chen Shunjun, et al. 6-DOF Robotic Obstacle Avoidance Path Planning Based on Artificial Potential Field Method[J]. 2019 16th International Conference on Ubiquitous Robots, UR 2019, 165-168.
- [10] 李兴. 基于改进型自抗扰控制的多自由度机械臂控制系统研究[D]. 安徽工程大学, 2021.
- [11] 赵翔宇. 六自由度机械臂及其控制系统的研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2019.
- [12] 王喜文主编. 工业机器人 2.0 智能制造时代的主力军(第一版)[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [13] 唐维精, 陈癘泠. 浅析我国工业机器人行业的现状与发展[J]. 企业导报, 2016, (08): 73+110.

- [14]黄烨东, 吴晨曦. 基于改进 PID 的机器人机械臂控制器设计[J]. 机械设计与制造工程, 2023, 52(07): 45-50.
- [15]Yuan Xindi, Li Mengshan, Li Qiusheng. Manipulator Control Based on Adaptive RBF Network Approximation[J]. International Journal of Information Technologies and Systems Approach (IJITSA), 2023, 16(3): 1-16.
- [16]赵莹莹, 杨帆, 马惠雯. 基于干扰观测器的六自由度机械臂滑模控制[J]. 天津城建大学学报, 2021, 27(06): 453-458.
- [17]Li Zhan, Li Shuai. Neural network model-based control for manipulator: An autoencoder perspective[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2023, 4(6), 2854-2868.
- [18]邬合林. PID 在机械臂位置控制中的应用[J]. 冶金管理, 2020, (19): 43-44.
- [19]Qiao Lei, Zhao Min, Wu Chao, et al. Adaptive PID control of robotic manipulators without equality/inequality constraints on control gains[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2022, 32(18): 9742-9760.
- [20]蒙奎全, 秦远田, 蒋祺, 等. 机器人末端复杂环境下力自适应控制[J]. 机床与液压, 2022, 50(17): 12-18.
- [21]张鑫, 秦东晨, 谢远龙, 等. 基于双环自适应滑模的移动机器人轨迹跟踪控制[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2024, 47(01): 13-20.
- [22]Liu Xuefei, Xu Xiangrong, Zhu Zuojun, et al. Dual-arm coordinated control strategy based on modified sliding mode impedance controller[J]. Sensors. 2021, 21(14): 4653.
- [23]宋秦中, 胡华亮. 基于滑模控制的多自由度采摘机械臂振动抑制方法[J]. 山东农业大学学报(自然科学版), 2023, 54(03): 447-453.
- [24]Xu Kun, Wang Zhiliang. The design of a neural network-based adaptive control method for robotic arm trajectory tracking[J]. Neural Computing and Applications, 2023, 35(12): 8785-8795.
- [25]刘凌, 李志成, 张莹. 面向双关节机械臂的参数可调 RBF 神经网络控制[J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(04): 1-7.
- [26]韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, (03): 13-18.

- [27]雷春林, 吴捷, 陈渊睿, 等. 自抗扰控制在永磁直线电机控制中的应用[J]. 控制理论与应用, 2005, (03): 423-428.
- [28]徐乐. 主动磁控小卫星自抗扰姿态控制系统研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2006.
- [29]孙凯, 许镇琳, 邹积勇. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, (03): 18-22.
- [30]万宇宾, 胡婵娟, 赵金, 等. 基于 ADRC 的直接转矩控制系统及其性能[J]. 武汉大学学报(工学版), 2009, 42(01): 114-118+123.
- [31]Hu Junxiang, Ge Yuan, Zhou Xu, et al. Research on the course control of USV based on improved ADRC[J]. Systems Science & Control Engineering, 2021, 9(1): 44-51.
- [32]陈志旺, 张子振, 曹玉洁. 自抗扰 fal 函数改进及在四旋翼姿态控制中的应用[J]. 控制与决策, 2018, 33(10): 1901-1907.
- [33]李真, 王帆, 王冉珺. 永磁同步电机的自抗扰控制器参数自整定[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(05): 92-96.
- [34]Chen Fengjun, Liao Jinqi, Xiong Jun, et al. High-precision trajectory tracking design and simulation for six degree of freedom robot based on improved active disturbance rejection control[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2019, 233(10): 3659-3669.
- [35]朱其新, 孙文鑫, 刘红俐, 等. 基于改进 ESO 的柔性机械臂自抗扰-滑模组合控制[J]. 西安工程大学学报, 2023, 37(01): 103-111.
- [36]侯利民, 任一夫, 王怀震, 等. 永磁同步电机调速系统的滑模自抗扰控制[J]. 控制工程, 2019, 26(08): 1460-1465.
- [37]Mou Fangli, Wu Dan, Dong Yunfei. Disturbance rejection sliding mode control for robots and learning design[J]. Intelligent Service Robotics, 2021, 14(2): 251-269.
- [38]朱呈祥, 邹云. 分数阶控制研究综述[J]. 控制与决策, 2009, 24(02): 161-169.
- [39]马振九, 章悦, 赵彤彤, 等. 基于干扰观测器的机械臂分数阶非奇异终端滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, (08): 98-102+107.

- [40]王智伟, 李鹏瀚, 刘鑫, 等. 基于分数阶滑模控制的双馈风电系统次同步振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报: 1-12.
- [41]李珺, 肖康铭, 朱良宽. 基于改进分数阶积分滑模的 MDF 电液伺服系统自抗扰控制[J]. 林产工业, 2022, 59(04): 34-40.
- [42]Han Lijun, Tang Guoyuan, Xu Ruikun, et al. Tracking control of an underwater manipulator using fractional integral sliding mode and disturbance observer.[J] Transactions of the Canadian Society for Mechanical Engineering. 2020, 45(1):135-46.
- [43]Li Xing, Liu Bingyou, Wang Lichao. Control system of the six-axis serial manipulator based on active disturbance rejection control[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2020, 17(4).
- [44]戚永康. 基于“3+3”六自由度机械臂的运动控制模型研究与程序设计[D]. 江苏科技大学, 2020.
- [45]王超. 基于滑模 ADRC 的多自由度机械臂控制系统研究[D]. 安徽工程大学, 2023.
- [46]Bilal Hazrat, Yin Baoqun, Aslam Muhammad Shamrooz, et al. A practical study of active disturbance rejection control for rotary flexible joint robot manipulator[J]. Soft Computing, 2023, 27(8): 4987-5001.
- [47]梁安阳, 王兰美. 基于 D-H 坐标系法的移动喷漆机器人运动学分析[J]. 机械工程与自动化, 2011, (05): 125-127.
- [48]Song Dalei, Qi Juntong. Dynamics modelling and predictive control for 6-DOF rotorcraft aerial manipulator system[J]. International Journal of Modelling, Identification and Control, 2016, 26(3): 227-237.
- [49]Xu Yicun, Cheng Lei, Yang Jiong, et al. Cartesian space track planning for welding robot with inverse solution multi-objective optimization[J]. Measurement and Control, 2022, 55(7-8): 583-594.
- [50]任洪广, 刘聪, 张检发. 六自由度机械臂的运动规划[J]. 数学的实践与认识, 2008, (14): 71-79.
- [51]Denavit Jacques, Hartenberg RichardS. A kinematic notation for lower-pair mechanisms based on matrices[J]. Journal of Applied Mechanics, 1955, 22(2),

- 215-221.
- [52]田小静,李万军. 六自由度机械臂运动数学模型的建立[J]. 制造业自动化, 2011, 33(05): 101-103+142.
- [53]Zhang Chang, Wu Yuqiang. P-Rob six-degree-of-freedom robot manipulator dynamics modeling and anti-disturbance control[J]. IEEE Access. 2021, 9: 141403-141420.
- [54]毛怡琳, 李悦, 魏铭辰. 六自由度垃圾分拣机器人正逆运动学分析及构建工作空间的研究[J]. 现代机械, 2023, (06): 55-59.
- [55]孔令富, 张世辉, 肖文辉, 等. 基于牛顿—欧拉方法的 6-PUS 并联机构刚体动力学模型[J]. 机器人, 2004, (05): 395-399.
- [56]Brinker Jan, Corves Burkhard. Lagrangian based dynamic analyses of delta robots with serial-parallel architecture[C]. ROMANSY 21-Robot Design, Dynamics and Control: Proceedings of the 21st CISM-IFTOMM Symposium, June 20-23, Udine, Italy. Springer International Publishing, 2016, 6: 133-141.
- [57]薛定宇. 分数阶微积分学与分数阶控制[M]. 北京: 科学出版社, 2018.
- [58]尤文, 赵孔新, 王宏志. 变结构控制系统的发展与展望[J]. 吉林工学院学报, 1993, (01): 37-46.
- [59]林冠楠. 基于 ADRC 的移动机械臂轨迹跟踪控制研究[J]. 控制工程, 2011, 18 (S1): 72-75.
- [60]Zhang Dongxu, Ma Lixiang, Liu Bingyou, et al. Control Strategy of 6-DOF Manipulator based on Improved Active Disturbance Rejection Control[J]. Proceedings of the 35th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2023, 3303-3308.
- [61]胡建元, 王敏, 黄心汉. 柔性关节机器人非线性解耦控制[J]. 控制理论与应用, 1996, (03): 366-370.
- [62]苗华霖. 自抗扰控制在减摇鳍系统中的应用与控制器设计[D]. 哈尔滨工程大学, 2018.
- [63]杨文奇, 卢建华, 姜旭, 等. 基于改进 ESO 的四旋翼姿态自抗扰控制器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(12): 3792-3799.
- [64]Lozgachev Gi. On a method of construcion of Lyapunov functions[J].

Automarion&Remote Control, 1998, 59(10): 1365-1368.

[65]刘丙友, 竺长安, 郭兴众, 等. 基于改进型 ADRC 的永磁同步电机转子位置角控制方法[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 24-33.

[66]Gao Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[J]. In american control conference, Denver, USA 2003, 4989–4996.

攻读学位期间发表的学术成果

论文发表情况：

[1] 以第一作者在 2023 年中国控制与决策会议（CCDC2023）发表论文一篇（EI 已检索）

[2] 以第一作者在动力学与控制学报论文一篇（小修阶段）

申请专利：

[1] 以第二发明人（导师第一）实审中国发明专利一项

参与项目情况：

[1] 参与横向项目《汽车电动门窗智慧开闭系统设计》；

[2] 参与横向项目《基于高速视觉技术的旋转转子特征检测装置研发》；

[3] 参与横向项目《面向可视需求的多功能低功耗搜救系统设计》；

[4] 参与横向项目《一种基于视觉的旋转设备特征非接触式测》

获奖情况：

[1] 2022 年研究生人工智能创新大赛二等奖

[2] 2022 年第十一届芜湖大学生专利创新大赛三等奖

致谢

论文至此，不仅是论文的结尾，更代表着我的研究生生涯也要接近尾声了。时间如梭，仿佛三年前一个帅小伙带着行李拿着研究生录取通知书到学校报道场景发生在昨天一样。内心纵有万般不舍，但还是要给研究生生涯画上一个圆满的句号。回想自己从小学到初中、高中、大学再到研究生，已有 20 年的时间，这一路上充满了艰辛与磨难，但很幸运身边一直有我的家人、老师、朋友和同学的帮助与支持。我也想借这次感谢的机会，用朴素的文字来表达我最诚挚的感谢。

首先，我要感谢我的恩师刘丙友教授。在我迷茫的踏入研究生大门时，是刘老师在学习之路上给我指明方向规划未来。在我的学习科研上，刘老师倾入大量的时间从我论文的选题，开题到中期再到论文的撰写，一直指导着我。在面临工作的选择时，老师也对我提出了宝贵的建议。刘老师知识渊博、教学严谨，乐观豁达，这些深深地感染和激励着我。很荣幸能成为您的学生，谢谢。

求学的一路走来，最应该感谢是我的父母，是他们一直在背后默默的支持我、鼓励我、相信我；是我的父母教导我成为一个有孝心、善良的人，给我树立正确的人生观。妈妈把她最好的年华都花在我的身上，从初中开始妈妈一直陪读，起早贪黑的照顾我的生活，爸爸拼命的干活应酬挣钱供我上学，给我提供最好的条件。对于父母的恩情，我会用我的一生来孝顺陪伴你们，成为你们的依靠。我也非常感谢我的姐姐、姐夫、外甥女和外甥对我的关心与疼爱。还有我的奶奶，谢谢她一直疼爱她的孙子，总是把最好的留给我，希望我的家人身体健健康康，平平安安。

感谢我相识的朋友们，认识你们我非常的幸运。首先感谢我的室友欧阳嘉泰、邢猛和宫家凯一直以来在生活上和学习上的帮助，和你们三年的朝夕相处非常开心，即将分别在这六月真的有很多不舍。其次，感谢实验室 305 赵瑞师兄、罗建师兄、吴贞犇师兄、王超师兄、朱国武师兄、陈海峰师兄和俞苏苏师姐在学习上的耐心指导和生活上的关心照顾，让我在学术上能够走的更远。感谢我的同门陈邱卓、代浩文、周星源和褚冬亭，你们不仅是我学习上的同路人，更是我生活中的最好朋友。感谢师弟林腾飞、包俊涛和曹圣学，在生活和学习上的帮助。感谢严回回，还有很多朋友，感谢遇见认识你们，和你们相见相欢的三年，将在我的

青春永驻，这是我最美好的回忆。我的好朋友们，我们即将分别奔向各个城市，愿我们前程似锦。

最后，想对自己说的一段话，感谢你一直以来的努力，走到这里，你已经很棒了，未来还需继续努力。虽然是你的学生生涯即将接近尾声，但你将要开启你的社会之旅，希望你能永葆勇敢、善心、想象与果断，大步往前走，努力的创造自己的美好生活。

感谢各位评审老师和答辩老师在百忙之中抽出时间对本文的进行评审，谢谢你们！再次感谢所有人，愿我们友情不淡、爱情更坚、祖国安康。