

中国民航大学

硕士学位论文



基于无刷电机的 飞机舵机电动负载模拟器性能优化

研究生姓名：姜梦馨

导师姓名：刘晓琳 副教授

2021 年 6 月 1 日

分类号: TD235 密 级: 公开
UDC : 624.152.5 学 号: 2018022171

基于无刷电机的 飞机舵机电动负载模拟器性能优化

Performance Optimization for Aircraft Rudder Electric Load Simulator Based on Brushless Direct Current Motor

作者姓名: 姜梦馨
导师姓名: 刘晓琳 副教授
校外导师: 李茂云 高级工程师
专业类别: 工程硕士
研究方向(领域): 控制工程

| | | | |
|-------|-----------------|-------|-------------------|
| 答辩日期 | 2021 年 5 月 22 日 | | |
| 答辩委员会 | 姓名 | 职称 | 工作单位 |
| 主席 | 张海凤 | 高级工程师 | 北京飞机维修工程有限公司 |
| 委员 | 吕毅 | 高级工程师 | 北京飞机维修工程有限公司天津分公司 |
| | 王力 | 教授 | 中国民航大学 |
| | 张鹏 | 教授 | 中国民航大学 |
| | 林家泉 | 教授 | 中国民航大学 |
| | 王坤 | 副教授 | 中国民航大学 |
| | 郭晓静 | 副教授 | 中国民航大学 |

中国民航大学电子信息与自动化学院

2021 年 6 月 1 日

Performance Optimization for Aircraft Rudder Electric Load Simulator Based on Brushless Direct Current Motor

A Dissertation Submitted to
Civil Aviation University of China
For the Academic Degree of Master of Engineering

BY
JIANG Mengxin

Supervised by
Associate Prof. LIU Xiaolin

College of Electronic Information and Automation
Civil Aviation University of China

June 2021

中国民航大学学位论文独创性声明

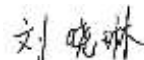
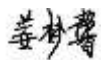
本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国民航大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。



研究生签名：_____日期： 6月1日

中国民航大学学位论文使用授权声明

中国民航大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权中国民航大学研究生部办理。



研究生签名：_____导师签名：_____日期： 6月1日

摘要

飞机舵机电动负载模拟器是一种在实验室条件下模拟舵机在飞机飞行时所受空气铰链力矩的半实物地面仿真测试设备，用于验证空气载荷作用下舵机的静、动态性能指标。作为一种被动式力伺服控制系统，由于舵机会受到位置指令信号控制进行主动运动，从而产生多余力矩，给系统带来强运动扰动，严重影响系统加载性能。此外，传动机构中的摩擦及外部扰动以非线性干扰力矩形式存在，也会对系统输出造成不利影响。因此，如何最大程度地抑制多余力矩、减少摩擦及外部扰动对系统性能的影响，实现对舵机在工作过程中所受真实铰链力矩的模拟任务，已成为急需深入研究的课题。

本文在国内外研究现状的基础上，首先设计了以无刷直流电机为主要执行机构的飞机舵机电动负载模拟器整体结构，并给定了主要系统性能指标。其次，根据元件的电气特性，结合 LuGre 摩擦模型，重建了非线性系统数学模型。并且对系统力矩输出组成成分进行了分析，明确舵机位置、摩擦及外部扰动带来的干扰力矩输出。接着，进行了传统鲸鱼优化算法的改进研究，通过引入 Skew Tent 混沌映射、动态搜索因子，构建小超调时间误差积分函数，设计了改进型鲸鱼优化算法，从而提高了算法的种群多样性、搜索效率以及寻优结果可靠性。然后，提出了一种基于电机速度环和加载力矩环的双环复合控制器设计方法。一方面，在电机速度环控制器中，建立了非线性干扰观测器和摩擦观测器获得扰动控制补偿量，并利用改进型鲸鱼优化算法设计了一种参数自整定的零基准自抗扰控制器，从而有效改善了电机速度环控制品质。另一方面，在加载力矩环控制器中，设计了一种新趋近律，并通过数学推导证明了新趋近律可以改善滑模抖振现象、缩短收敛时间，基于此采用反演法设计了滑模控制器，从而优化了加载力矩环控制品质。最后，在 Matlab/Simulink 平台进行了仿真实验，结果表明双环复合控制器能够有效抑制多余力矩、减轻摩擦及外部扰动影响，对系统加载性能具有显著提升作用。

关键词：飞机舵机电动负载模拟器；无刷直流电机；多余力矩；鲸鱼优化算法；自抗扰控制器；滑模控制

Abstract

The electric load simulator of aircraft rudder is a semi-physical ground simulation equipment that simulates air power torque of rudder during the flying time in the laboratory, in order to verify static and dynamic performance indicators under the air load. As a passive force servo control system, due to the active movement of the rudder subjected to position command signal during the test process, extraneous torque will be generated, which brings strong motion disturbance and seriously affects loading performance. In addition, friction in the transmission mechanism and external disturbance will act on the system in the form of nonlinear disturbance torque, and will also have an adverse effect on the output. Therefore, how to suppress extraneous torque as far as possible, reduce the damage from friction and external disturbance, and realize the real simulation capability to the load torque of the aircraft rudder in the actual working process, has become an urgent research topic.

Firstly, the structure of aircraft rudder electric load simulator is designed with brushless direct current motor as the main execution mechanism, based on the analysis of the situation of research inside and outside China currently. Then, the main performance indicators of the system are given. Secondly, according to the electrical characteristics of the elements, the mathematical model of the nonlinear system is reconstructed in combination with the LuGre friction model. The components of the load torque output are analyzed to clarify the disturbance torque output brought to system by the position of rudder, friction and external disturbance. Thirdly, the improvement of Whale Optimization Algorithm is executed, an improved Whale Optimization Algorithm is designed by introducing Skew Tent Chaos Mapping, constructing the dynamic search factor and building a small over-tune Integrated Time and Absolute Error objective function, which improves the algorithm's population diversity, searching efficiency and reliability of the results. Fourthly, a double loop composite control strategy is proposed, including a motor speed loop controller design and a torque loop controller design. On the one hand, in the design of inner loop controller for motor speed, in order to improve the control quality, a nonlinear disturbance observer and friction observer are established to realize the compensation control of external disturbance, and a zero Active Disturbance Rejection Controller with self-adjustment parameters based on the improved Whale Optimization

Algorithm is designed. On the other hand, in the design of outer loop controller for load torque, in order to optimize the control quality, a new reaching law is designed that is proved mathematically that can address the chattering problem and reduce convergence time, and a sliding mode controller based on the new reaching law is designed by backstepping method. Finally, the experimental results from Matlab/Simulink demonstrate that the double loop composite controller can effectively suppress extraneous torque, reduce the effect of friction and external disturbance, so that significantly improve the loading performance of the system.

Keywords: Aircraft rudder electric load simulator; Brushless direct current motor; Extraneous torque; Whale Optimization Algorithm; Active Disturbance Rejection Controller; Sliding mode control

目 录

| | |
|-------------------------------|----|
| 摘 要..... | I |
| Abstract..... | II |
| 第一章 绪 论..... | 1 |
| 1.1 课题的研究背景及意义 | 1 |
| 1.2 国内外的研究现状与分析 | 3 |
| 1.3 研究的关键点及难点分析 | 4 |
| 1.4 本文的研究内容 | 5 |
| 第二章 飞机舵机电动负载模拟器工作原理研究..... | 7 |
| 2.1 系统结构组成及工作原理 | 7 |
| 2.2 无刷直流电机结构组成及工作原理 | 8 |
| 2.2.1 无刷直流电机结构组成 | 8 |
| 2.2.2 无刷直流电机工作原理 | 10 |
| 2.3 系统性能指标 | 11 |
| 2.3.1 系统评价指标 | 11 |
| 2.3.2 系统技术指标 | 12 |
| 2.4 本章小结 | 12 |
| 第三章 飞机舵机电动负载模拟器数学模型建立..... | 13 |
| 3.1 飞机舵机电动负载模拟器系统数学模型 | 13 |
| 3.1.1 无刷直流电机数学模型 | 13 |
| 3.1.2 电机驱动器数学模型 | 15 |
| 3.1.3 金属橡胶缓冲弹簧数学模型 | 15 |
| 3.1.4 力矩传感器数学模型 | 15 |
| 3.1.5 系统整体数学模型 | 16 |
| 3.2 系统摩擦数学模型 | 17 |
| 3.3 本章小结 | 20 |
| 第四章 鲸鱼优化算法改进设计..... | 21 |
| 4.1 传统鲸鱼优化算法分析 | 21 |
| 4.2 鲸鱼优化算法改进 | 24 |
| 4.2.1 引入 Skew Tent 混沌映射 | 24 |
| 4.2.2 构造动态搜索因子 | 25 |

| | |
|---------------------------------------|-----------|
| 4.2.3 设计小超调 ITAE 目标函数 | 26 |
| 4.2.4 设计改进型鲸鱼优化算法流程 | 26 |
| 4.3 实验验证与结果分析 | 27 |
| 4.4 本章小结 | 29 |
| 第五章 飞机舵机电动负载模拟器双环复合控制器设计 | 30 |
| 5.1 基于改进型鲸鱼优化算法的电机速度环控制器设计 | 30 |
| 5.1.1 非线性干扰观测器设计 | 31 |
| 5.1.2 摩擦观测器设计 | 33 |
| 5.1.3 基于改进型鲸鱼优化算法的零基准自抗扰控制器设计 | 34 |
| 5.2 基于滑模控制的加载力矩环控制器设计 | 36 |
| 5.2.1 新趋近律设计 | 36 |
| 5.2.2 反演滑模控制设计 | 40 |
| 5.3 实验验证与结果分析 | 44 |
| 5.3.1 外部扰动观测实验分析 | 44 |
| 5.3.2 基于不同加载梯度的加载力矩跟踪实验分析 | 46 |
| 5.3.3 基于不同工作频率的加载力矩跟踪实验分析 | 49 |
| 5.3.4 多余力矩抑制实验分析 | 52 |
| 5.4 本章小结 | 53 |
| 第六章 结 论 | 54 |
| 致谢 | 56 |
| 参考文献 | 57 |
| 攻读硕士学位期间的科研成果 | 61 |

第一章 绪 论

1.1 课题的研究背景及意义

舵机是飞行控制系统中操纵飞机舵面运动的执行机构，能够实时调整飞机飞行姿态，从而确保其维持既定航行路线^[1]。在航行过程中，气动力会在舵面上产生相对于舵面转轴的空气铰链力矩，且会随着飞行状态的改变而发生变化。这就要求舵机能够克服不断变化的空气铰链力矩影响，完成规定的工作任务^[2]。由此可见，舵机的负载能力是飞行控制系统工作性能的决定性影响因素之一。因此，有必要对舵机负载能力进行严格测试。

全实物现场实验是最为直接有效的测试方法，但是该方法具有典型的自破坏性特点，会造成被测对象完整性缺失，给测试带来极大财力、物力、人力资源的浪费，并且试验限制条件多、周期长、可重复性差，无法获得可靠实验数据^[3]。随着科学技术的发展，半实物仿真技术应运而生，通过将部分实物与计算机仿真技术相结合，实现实验室条件下的测试研究，不仅克服了全实物实验的诸多缺陷，而且可控程度高、实验难度低，为实际生产研发提供了充分现实与理论依据。

飞机舵机负载模拟器作为飞行控制系统半实物仿真技术的重要设备，其功能是在实验室条件下模拟舵机在工作中所受到的空气铰链力矩，完成舵机测试任务^[4]。按照载荷施加方式的不同，负载模拟器主要分为机械、电液和电动三种类型。

(1)机械负载模拟器

机械负载模拟器通过执行机构之间的机械作用获得加载力矩。20 世纪初，北京航空航天大学孙杏初等人设计了我国第一台飞机舵机机械负载模拟器，填补了我国负载模拟器领域的研究空白，为后续研究带来大量宝贵经验^[5]。以机械方式施加载荷的最大优势是不会产生多余力矩，但此时系统不能实现任意函数的力矩加载，并且被测对象在被加载过程中需要保持静止状态，具有极大使用局限性^[6]。

(2)电液负载模拟器

电液负载模拟器基于高压油源压力差值，通过阀控液压马达获得加载力矩。20 世纪 70 年代日本学者 Ikegami Ikada 开发出世界上第一台电液负载模拟器，此后，各国开始对电液负载模拟器展开研究^[7]。美国、瑞士等相继研制出了 S105、CASL、ADFL-2 等型号的电液负载模拟器^[8]。我国虽然起步较晚，却仍然取得诸多不俗成果，主要由国内研究院所及高校领头。1987 年，国家航空部 303 所设计研发出 3-4FM 导弹舵面仿真电液型

试验台^[9]；1988 年河南 014 所设计研发出一套导弹气动舵机电液负载模拟器^[10]；1997 年哈尔滨工业大学设计研发出一套舰船舵机电液负载模拟器^[11]；2008 年华中科技大学设计研发出一种差动液压缸式电液负载模拟器^[12]。电液负载模拟器具有加载力矩大、加载范围广、可以进行任意函数力矩加载等优点。但是由于其主要依靠油液压差传递力矩，不仅多余力矩大，而且噪声大、易漏液、维护成本高，给实际仿真工作带来诸多不便^[13]。

(3) 电动负载模拟器

电动负载模拟器通过电机输出加载力矩。随着电力生产应用技术的快速发展以及电机性能指标的显著提高，众多国家开始加大对电动负载模拟器的科研投入，并取得诸多成果。2003 年哈尔滨工业大学为国家航空部研制了一台型号为 ET04B 的电动负载模拟器，拉开了我国负载模拟器电动化的序幕。与另外两种负载模拟器相比，电动负载模拟器不仅多余力矩小，而且具有体积小、参数稳定性好、响应快等优势，成为目前使用最为广泛的负载模拟器。

作为一种被动式力伺服控制系统，由于舵机在被测过程中接收位置指令信号进行主动运动会产生多余力矩，则必然给系统带来强非线性干扰^[14]。另外，由于舵机与系统加载电机之间通过弹性元件进行机械连接，一定程度上使得多余力矩干扰通过电机转轴传递至整个系统，因此，加载电机的选择及其控制性能，直接影响到整个负载模拟器加载性能。

现阶段飞机舵机电动负载模拟器多采用传统直流电机作为加载电机，其具有优异的调速能力，却由于存在电刷与换向器，具有发热严重、电磁干扰强、摩擦大等诸多问题，导致其输出受到限制，对工作环境要求较高，已逐渐不满足现代民航系统的高性能要求^[15]。无刷直流电机作为一种新型电机，摒弃了机械换向装置，利用电子换向电路保障电机转子的连续旋转，并且控制简单、响应快，逐渐在各个领域得到推广应用。因此，本课题拟采用基于无刷直流电机的飞机舵机电动负载模拟器作为研究对象。

随着民用航空技术的飞速发展与提高，对于飞机控制性能的要求日益严苛，给负载模拟器带来了更为严格的标准。多余力矩作为系统主要非线性干扰因素，严重影响系统各项性能指标，一直是该领域的重点研究对象。另外，摩擦作为非线性干扰因素之一，普遍存在于传动机构中，同时，在进行力矩加载时也不可避免地存在未知外部扰动，这都限制了系统加载性能的进一步提高，因而必须对其抑制、补偿方法进行深入探索，目前该方面的研究还处于初步阶段，相关学术成果较少。鉴于此，出于对高精度飞机舵机电动负载模拟器的迫切需要，对包括多余力矩、摩擦、外部扰动等在内的非线性干扰因

素进行全面分析和研究并设计合适的控制策略，完成飞机舵机在工作过程中所受真实力载荷的模拟任务，是目前迫切待于解决的问题。

1.2 国内外的研究现状与分析

目前，负载模拟器的电动化是负载模拟器领域一个全新且主流的研究方向，在研制过程中，针对系统中所存在的多余力矩、摩擦以及外部扰动等在内的非线性干扰问题，许多专家和学者进行了大量深入研究，研究方法主要分为机械结构法和控制策略法两种类型。

(1)机械结构法

机械结构法是通过改变或优化负载模拟器固有结构来提高系统加载性能，大多被用来解决多余力矩过大问题。西北工业大学王鑫等人在加载电机和舵机之间增加弹簧杆作为连接缓冲装置，降低连接刚度，滤除高频力矩分量，抑制多余力矩，但由于弹性杆的刚度系数为定常数，无法满足变刚度加载的要求，破坏实验连续性^[16]。燕山大学张学辉等人采用弹簧片进行连接缓冲，抑制多余力矩，并通过标定弹簧片的刚度-位置关系，由计算机输出位置信号来改变弹簧片长度，实现变刚度连续加载，但无法保证刚度复现准确性，并且对机械装配要求过高^[17]。南京航空航天大学孙俊珍等人通过增加额外的跟随电机与舵机保持同步运动，使其对舵机运动进行单独跟踪，而加载电机仅被用于力矩加载，两个电机各司其职，能够直接减少舵机主动运动带来的多余力矩，但两个电机的参数难以匹配，且跟随电机与舵机在实验中很难达到绝对同步运动，使得多余力矩的抑制效果大打折扣^[18]。

(2)控制策略法

控制策略法是结合负载模拟器结构要求和控制需要，基于现有控制理论设计系统控制器，在软件层面解决系统多余力矩、摩擦、外部扰动等非线性干扰问题，实现对指令加载力矩的快速准确跟踪。由于该方法具有通用性好、成本低、易于操作等优势，成为目前的研究主流。根据干扰处理方式，可以将控制策略法分为独立干扰控制法和整体干扰控制法两种类型。

1)独立干扰控制法

独立干扰控制法是通过设计独立干扰补偿控制环节，对干扰进行补偿和抑制。新加坡 Nanyang Technological 大学 Nguyen M N 等人研究了 CMAC 神经网络模型，发现通过调整在线学习网络的结构和参数，可以将该神经网络模型应用于控制系统^[19]。北京航

空航天大学杨波等人采用 CMAC 神经网络控制器对多余力矩进行抑制,使系统能够快速调节输出误差,但是该方法使得输出平滑性变差,降低系统使用寿命^[20]。中北大学李瑞等人以舵机位置信号作为前馈信号设计前馈补偿器,对多余力矩干扰进行主动补偿,但是由于该方法过于依赖系统数学模型使得系统鲁棒性变差^[21]。中国民航大学牛国臣等人设计迭代学习控制器,利用输入输出之间的偏差值调整指令加载力矩幅值和相位,完成迭代学习,并结合舵机前馈多余力矩补偿控制,提高了系统控制精度,但是迭代学习的方法不能够立刻识别系统参数,收敛时间较长,降低了系统及时性^[22]。西安电子科技大学戴志勇等人基于反演思想,充分考虑了未知外部扰动影响后,提出一种滑模终端控制策略,该方法具有较强非线性抑制能力,但是存在系统滑模面收敛速度慢、抖振大的问题^[23]。

2)整体干扰控制法

整体干扰控制法是将负载模拟器和干扰作为一个整体研究对象对控制器进行设计。墨西哥 Cinvesta 大学 Kevin López 等人设计了一种基于时滞控制律的 PI 控制器,不需要额外的测速、滤波装置,简化系统结构,且具有显著抑制超调的优势,但是控制律设计较为繁琐,会降低算法执行效率进而破坏系统响应速度^[24]。西北工业大学税洋等人在基于 Narendra 理论并充分考虑舵机主动运动影响的基础上,建立系统整体参考模型并设计自适应控制器,有效抑制多余力矩,拓宽系统频带,但是由于参考模型构造较为困难,会增加系统复杂性,不利于工程实现^[25]。江南大学李晨晨等人以 T-S 模糊模型表征系统摩擦非线性,建立非线性系统数学模型,并基于 H_∞ 性能准则进行控制器设计,实现了力矩高精度加载,但是 T-S 模型参数较多,各参数间的关系复杂,在实际设计过程中难以确定^[26]。

正是众多学者的刻苦钻研,才有现如今负载模拟器领域的诸多成果,这些成果为接下来该领域的深入研究奠定了坚实基础。与机械结构法相比,控制策略法的实现较为容易,且其成本低、效果显著,受到了更多学者的青睐。通过上述对研究现状的分析可以看出,目前对电动负载模拟器控制方法的研究还处于不断探索阶段,未来仍然有很大研究空间。

1.3 研究的关键点及难点分析

影响飞机舵机电动负载模拟器加载性能的因素主要有三种,一是作为典型被动式力伺服控制系统,舵机与系统间存在强烈耦合,会带来非常大的多余力矩,降低系统跟踪

精度，破坏输出稳定性；二是系统的固有非线性误差，主要来源于传动机构中存在的摩擦非线性，会进一步加大系统跟踪误差，甚至会造成位置跟踪“平顶”现象；三是系统还存在不可避免的未知外部扰动，也会对加载精度产生不良影响。目前，飞机舵机电动负载模拟器的研究仍然面临以下挑战：

(1)目前国内外对于电动负载模拟器的应用研究主要集中在炮控系统、船舶舵机等领域，而在飞机舵机领域的应用还处于起步阶段，相关研究成果较少。因此基于飞机舵机的加载要求以及测试需要设计飞机舵机电动负载模拟器及其控制策略，是实现飞机安全飞行的重要前提之一。

(2)随着时代的进步，迫切需要高精度的飞机舵机电动负载模拟器去完成高精度的舵机测试任务。现阶段，大多数研究人员通常是在忽略摩擦及外部扰动的基础上研究如何抑制多余力矩并实现系统加载性能优化，具有一定局限性。因此，对系统所受非线性干扰因素进行全面分析和研究并找到合适的控制方法是当前的主要任务。。

(3)在现有研究成果中，研究重点往往被放在加载力矩外环控制器的设计上，却忽略了对加载电机内环控制结构与控制策略的设计。而加载电机作为飞机舵机电动负载模拟器的执行机构，其控制性能的提高可以优化内环控制品质，进而显著提高系统加载精度。因此，加载电机的选择及其控制策略的设计是提高电机动、静态性能，进而优化系统加载性能的重要手段。

综上所述，鉴于当前的研究重点及难点，需要对系统结构功能及其所受非线性干扰因素进行全面分析，重新建立数学模型，设计合适控制器，优化加载性能，完成对指令加载力矩的真实模拟任务。

1.4 本文的研究内容

本文针对飞机舵机电动负载模拟器存在多余力矩、摩擦及外部扰动等非线性干扰问题，基于现有研究成果，以满足实际工程应用为出发点、以符合理论性知识为落脚点，设计系统结构并提出一种基于电机速度环和加载力矩环的双环复合控制策略设计方案，从而抑制多余力矩、减轻摩擦及外部扰动影响，有效提高系统跟踪精度。具体研究内容主要包含以下几个方面：

(1)为了减少传统直流电机固有缺陷对飞机舵机电动负载模拟器造成的不良影响，选择采用无刷直流电机作为加载电机，并分析系统结构及工作原理，确定其性能指标，为

后续数学模型搭建以及实验验证提供理论基础和可靠参数。

(2)飞机舵机电动负载模拟器是一个复杂的机电控制非线性系统,为了建立实际数学模型,对其所受非线性干扰因素进行全面分析,结合 LuGre 摩擦模型,建立非线性系统数学模型,为非线性干扰抑制提供可靠研究环境。

(3)为了提高无刷直流电机速度环控制品质,一方面,建立非线性干扰观测器获得外部扰动观测值,通过设计控制补偿规律完成对外部扰动的控制补偿。同时,基于 LuGre 摩擦模型建立摩擦观测器,采用双观测法获得摩擦估计值,为非线性干扰观测器及加载力矩环控制器设计提供有效数据来源。另一方面,以电机速度差为控制对象,设置零为参考值,设计零基准自抗扰控制器,通过扰动观测获得补偿控制量。并通过引入 Skew Tent 混沌映射、建立动态搜索因子 γ 、构造小超 ITAE 目标函数设计改进型鲸鱼优化算法,实现零基准自抗扰控制器参数的在线整定。

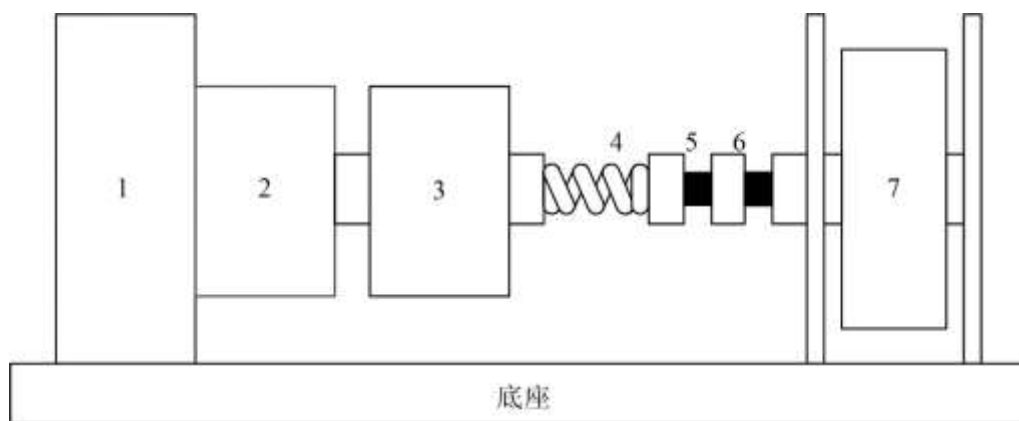
(4)为了提高加载力矩环控制品质,利用反演思想设计了一种滑模控制器,对多余力矩进行抑制,同时实现摩擦观测器参数的在线调整,补偿摩擦干扰。其中,为了减小滑模抖振幅度、缩短系统收敛时间,设计了一种新型趋近律,从而减少系统振荡,保证滑模控制的有效性。

第二章 飞机舵机电动负载模拟器工作原理研究

飞机舵机电动负载模拟器是一种复杂地面半实物仿真测试设备，可以完成实验室环境下对舵机空中所承受真实空气铰链力矩的模拟任务。深入探索系统性能优化途径的前提是充分掌握研究对象结构和工作原理，并明确其性能衡量标准，才能为系统数学模型建立、控制器设计及其仿真参数设定提供强有力的理论支撑。因此，本章对系统整体及其执行机构加载电机的结构和原理进行展开分析，并探寻现有衡量系统性能优劣的主要技术指标，为接下来的章节做好铺垫。

2.1 系统结构组成及工作原理

飞机舵机电动负载模拟器结构如图 2-1 所示，主要由工业控制计算机、电机驱动器、加载电机、金属橡胶缓冲弹簧、力矩传感器、角度传感器、被测舵机组成^[27]。其中，加载电机是系统执行机构。



1-工业控制计算机 2-电机驱动器 3-加载电机 4-金属橡胶缓冲弹簧
5-力矩传感器 6-角度传感器 7-被测舵机

图 2-1 飞机舵机电动负载模拟器系统结构图

飞机舵机电动负载模拟器工作原理如图 2-2 所示。一方面，工业控制计算机为被测舵机设置位置指令 θ_r ，并接收舵机的实时位置信号反馈，从而调整舵机位置指令，实现舵机的主动运动。另一方面，工业控制计算机设置加载梯度，通过和指令加载位置信号 θ_{cmd} 相乘获得指令加载力矩 T_c ，并与舵机所承受的实际加载力矩 T_L 相比较构成加载力矩环反馈控制。此时，力矩差值通过力矩传感器转换成电压信号，控制电机驱动器驱动加载电机输出力矩，并最终经过金属橡胶缓冲弹簧施加到被测舵机上。

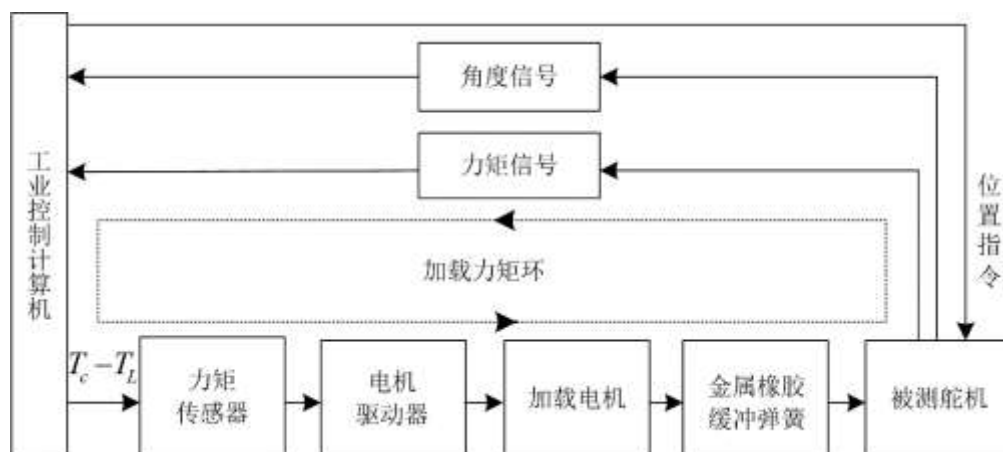


图 2-2 飞机舵机电动负载模拟器工作原理图

2.2 无刷直流电机结构组成及工作原理

现阶段飞机舵机电动负载模拟器大多采用传统直流电机作为加载电机，作为一种有刷电机，其输出范围大、调速性能好、机械结构简单，但是其主要依靠于机械碳刷换向器进行换向^[28]，易产生电火花、噪音污染大、可靠性差。无刷直流电机摒弃了传统机械换向装置，取而代之的是采用电子换向电路进行电枢换流实现电机换向，不仅克服了传统直流电机缺点，而且具有控制电路易于搭建、动态性能优、效率高、寿命长等优势。

2.2.1 无刷直流电机结构组成

无刷直流电机结构如图 2-3 所示，其中，直流电源用来给电机系统供电^[29]。

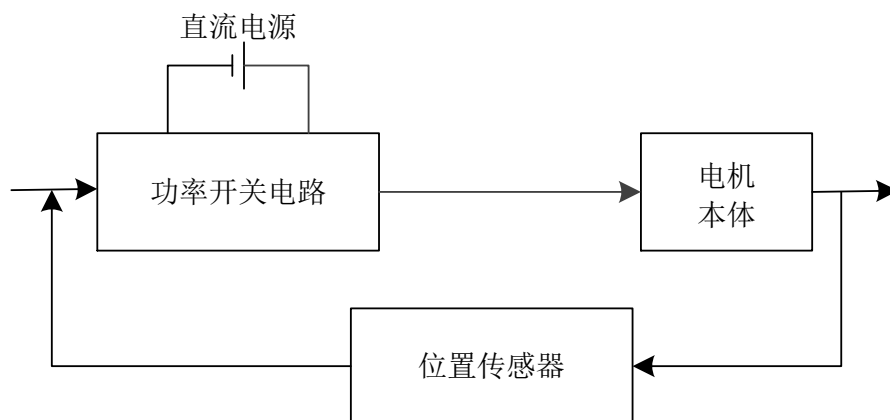


图 2-3 无刷直流电机系统结构图

(1) 电机本体

无刷直流电机促进了机电类产品朝着品质好、能耗低、使用寿命长的方向发展，在工业发展中得到了广泛应用^[30]。电机本体主要由转子和定子两部分组成，其中永磁体位于转子侧，电枢绕组则固定在定子侧，其截面如图 2-4 所示。

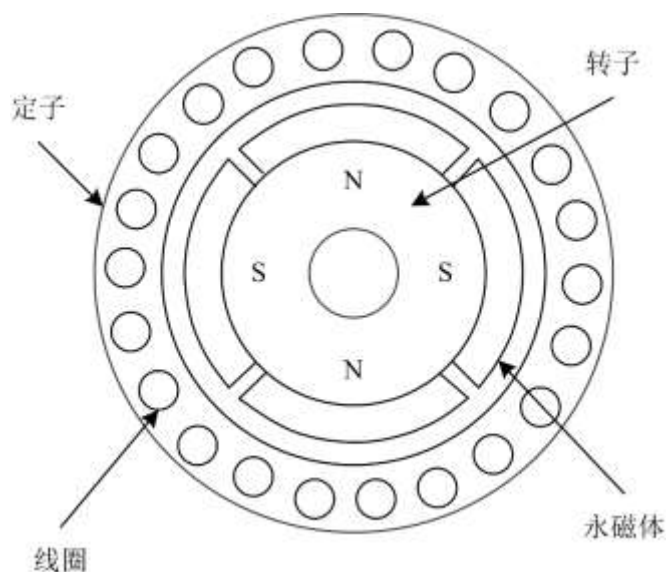


图 2-4 无刷直流电机本体截面图

常见的永磁转子结构形式有三种，一是表面粘贴式磁极，是将瓦片形永磁体粘贴在转子铁心外表面，此时极弧宽度为 120° ，有利于高质量方波形磁通的产生^[31]，是无刷直流电机中应用最为广泛的一种转子结构；二是嵌入式磁极，即将永磁体嵌入转子铁心内部，与单磁极供磁方式相比较，该转子结构下单极距中具有双倍磁通，磁通密度更大，但是漏磁系数大，效率低，需要采取隔磁措施，增加了电机制造工序。三是环形磁极，是将环状永磁体同轴放置在铁心外部，是一种制造方法较为简单的转子结构，适用于小功率电机。

定子铁心中通常被嵌入多相星形接法或是三角形接法的对称绕组，目前基于系统性能要求和低成本需要，多采用星形接法的电枢绕组。值得一提的是，由于电枢绕组被固定在定子侧，其位置更加靠近电机的结构外侧，使得无刷直流电机具有更好的散热性。

(2) 功率开关电路

功率开关电路主要由电力电子开关器件组成。通过电路中各个电力电子开关器件之间的相互配合，使电机定子各相绕组按照某一逻辑顺序有条不紊地进行换相，从而产生旋转磁场，并与转子中的磁场相互吸引，进而使电机输出连续转矩^[32]。

(3) 位置传感器

位置传感器以电信号形式为功率开关电路提供转子磁极位置信息，促使电力电子开关电路按照一定逻辑顺序导通与关断。

按照工作原理的不同，无刷直流电机中位置传感器种类主要可以分为光电式、电磁式、磁敏式等^[33]。光电式位置传感器是一种光敏感式元件，将转子磁极位置以光点形式映射在光敏结构上，转子转动带来光点位置变化，基于光电效应获得转子位置信息，其

输出只与光的能量中心有关，工作稳定性高，但是对工作环境有较为严格的要求，并且存在输出信噪比较高、光源易损坏短等缺陷。电磁式位置传感器是一种无源传感器，基于电磁感应定律，利用感应电势的变化实现对转子磁极位置的测量，其不需要电源供电，电路较为简单，并且对工作环境要求低、工作稳定性高、输出阻抗小，但是通常较为笨重使用不便，只适用于动态测量，且需要对输出进行整流滤波^[34]。磁敏式位置传感器是一种磁敏感式元件，基于磁电作用，利用半导体中两种载流子的运动方向会随磁场规律变化的特点，实现对转子磁极位置的测量。其中，磁敏式传感器类别中的霍尔传感器具有体积小、结构牢固、电磁干扰弱、测量范围广、精度高等诸多优势，成为目前最为常用的无刷直流电机转子磁极位置传感器^[35]。

2.2.2 无刷直流电机工作原理

无刷直流电机相当于倒装的直流电机，将直流电机的电枢绕组和永磁体的安装位置互换，并通过由功率开关电路和位置传感器所构成的电子换向装置实现电机无电刷换向。无刷直流电机通常采用双闭环控制方法，即内环利用电流负反馈进行自动控制调节，外环利用速度负反馈进行自动控制调节，其工作原理如图 2-5 所示。

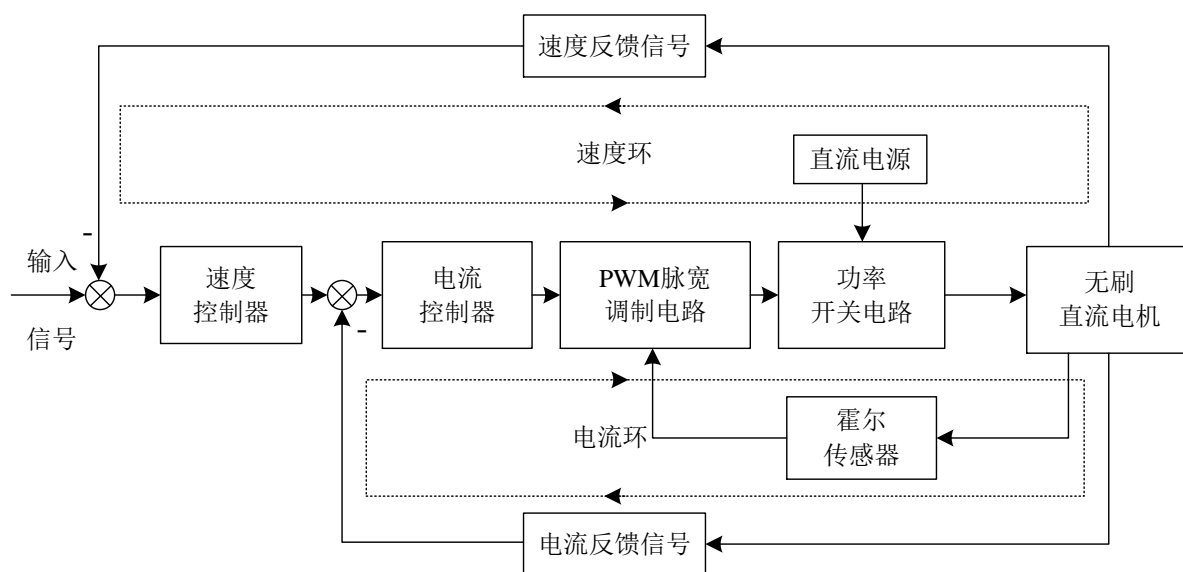


图 2-5 无刷直流电机系统工作原理图

电机工作时，霍尔传感器获得转子磁极位置信息后以电信号形式为功率开关提供通断信号，使得电机定子电枢绕组按照顺序依次导通，实现电子换向，带动电机旋转。同时，速度控制器和电流控制器分别通过各自输入和输出之间的差值依次进行速度、电流闭环调节，并经由 PWM 脉宽调制电路、功率开关电路调整电枢电压大小，从而调节电机转速。

2.3 系统性能指标

飞机舵机电动负载模拟器作为一种被动式力伺服控制系统，可以分为舵机和加载部分。舵机依靠工业控制计算机提供的位置指令信号输出力矩和角速度，完成对舵面的位置控制，从而实现对飞机舵的运动模拟。加载部分则依靠工业控制计算机提供的指令加载力矩完成力矩跟踪，从而模拟舵机所受到的空气铰链力矩。结构使然，系统存在固有跟踪误差，其主要来自于两个方面，一是系统加载部分本身对指令加载力矩跟踪的幅值差和相位差，二是舵机主动运动带来的多余力矩、系统摩擦及外部扰动等非线性干扰。

工程应用中有差是绝对的，而无差是相对的^[36]。对于飞机舵机电动负载模拟器存在的跟踪误差，必须给定统一衡量标准，才能够顺利实现目标系统功能。因此，需要了解实际工程应用中的系统需求，并基于此给出系统评价指标和技术指标。

2.3.1 系统评价指标

负载模拟器评价指标主要通过加载精度、加载稳定性和多余力矩抑制效果三个方面来进行描述。

(1)加载精度

加载精度通过系统实际输出加载力矩与指令加载力矩之间的误差来描述，主要体现在两者的幅值差与相位差，反映了系统对指令加载力矩的复现效果。实验中输入信号通常为正弦信号，以模拟舵机实际工作中的运动情况，并通过设置不同加载梯度来改变指令加载力矩大小。加载精度最基本衡量指标为，实际输出加载力矩与输入指令加载力矩之间的幅值差变化在 $\pm 10\%$ 之内，相位差变化在 $\pm 10^\circ$ 之内，通常被称为“双十指标”，基于该指标可以保证系统具有较为平坦的低频阶段频域指标。有时出于更高精度加载要求也会采用“双二指标”，即幅值差变化在 $\pm 2\%$ 之内，相位差变化在 $\pm 2^\circ$ 之内^[37]。一般情况下，工程应用中常采用“双十指标”。

(2)加载稳定性

加载稳定性是指系统输出能够长时间保持在一定状态而不出现发散情况，反映了实际输出加载力矩对指令加载力矩的长时间跟踪能力，是系统稳定性的重要体现。

(3)多余力矩抑制效果

多余力矩抑制效果通常由多余力矩消除百分比表示，描述了多余力矩减少量的占比，其可以表示为

$$\lambda = \frac{(M_{f_1} - M_{f_2})}{M_{f_1}} \cdot 100\% \quad (2.1)$$

式中

λ ——多余力矩消除百分比；

M_{f_1} ——补偿前系统多余力矩(Nm)；

M_{f_2} ——补偿后系统多余力矩(Nm)。

多余力矩是指当系统输入为零时的力矩输出^[38]，即当舵机主动运动角位移作为唯一系统输入时的力矩输出。该指标是系统消除多余力矩能力的重要指标，体现了多余力矩的消除程度，大小与系统控制方法密切相关，因此通过设计合适控制器能够大幅度减少多余力矩干扰。

2.3.2 系统技术指标

基于系统评价指标，从实际应用出发，为了给控制器设计提供数据参数，本文以某型号的舵机作为参考，设置系统技术指标，如表 2.1 所示。

表 2.1 飞机舵机电动负载模拟器技术指标

| 加载角度范围 | 加载梯度范围 | 工作频率范围 | 幅值差 | 相位差 |
|----------------|-------------------|--------|----------|----------------|
| ($^{\circ}$) | (Nm/ $^{\circ}$) | (Hz) | (%) | ($^{\circ}$) |
| ± 40 | 1-50 | 1-20 | ± 10 | ± 10 |

该指标是后续仿真实验中系统参数设定的重要标准来源，能够帮助系统完成飞机飞行过程中舵机所受真实空气铰链力矩的模拟任务。

2.4 本章小结

本章首先分析了飞机舵机电动负载模拟器整体系统结构，并基于此研究其工作原理；接着在和传统直流电机进行对比后，提出采用无刷直流电机作为系统执行机构，并对其结构和原理进行展开分析；最后给出了系统性能的衡量指标，包括评价指标与技术指标。本章节为后续章节中系统数学模型的建立和控制器的设计提供了可靠理论来源和参数依据。

第三章 飞机舵机电动负载模拟器数学模型建立

在飞机舵机电动负载模拟器工作过程中，舵机主动运动会带来强烈的多余力矩干扰，同时，作为非线性高阶机电控制系统，除了多余力矩以外，还存在传动机构间的摩擦以及外部扰动等非线性干扰，造成建模难度较大。为了给系统控制器的分析和设计奠定基础，并提高实验的可靠性和准确性，需要对系统各部分与整体数学模型进行全面分析。因此，本章在考虑摩擦及外部扰动引起的非线性干扰后，重新建立非线性系统数学模型。

3.1 飞机舵机电动负载模拟器系统数学模型

3.1.1 无刷直流电机数学模型

无刷直流电机作为系统执行机构能够将电能转化成机械能实现对舵机的力矩加载，帮助系统完成负载模拟任务，是系统的重要组成部分之一。本课题选择无刷直流电机取代传统飞机舵机电动负载模拟器中的直流电机，为了便于分析，做出如下假设

- (1)采用三相对称星形无中性线结构；
- (2)忽略电枢反应，气隙磁场为梯形波；
- (3)忽略齿槽效应，电枢绕组导体连续均匀分布在电枢表面；
- (4)磁路不饱和，不计磁滞、涡流、换相等影响。

通过线性化处理获得电机回路电压方程、电磁转矩方程、系统动力学方程。

电机回路电压方程可以表示为

$$\begin{cases} U_m = E + i_m R_m + L_m \frac{di_m}{dt} \\ E = C_e \omega_m \end{cases} \quad (3.1)$$

式中

U_m ——电机电枢电压(V)；

E ——电机反电动势(V)；

i_m ——电机电枢电流(A)；

R_m ——电机电枢电阻(Ω)；

L_m ——电机电枢电感(H)；

C_e ——电机反电动势系数(V·s/rad);

ω_m ——电机旋转角速度(rad/s)。

电机电磁转矩方程可以表示为

$$T_e = C_m i_m \quad (3.2)$$

式中

T_e ——电机电磁转矩(Nm);

C_m ——电机转矩常数(Nm/A)。

为了完善数学模型结构,在考虑系统所受摩擦及外部扰动引起的非线性干扰后,系统动力学方程可以表示为

$$\begin{cases} T_e - T_L - F_f + D = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \\ \omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

式中

T_L ——输出力矩(Nm);

F_f ——摩擦力矩(Nm);

D ——外部扰动力矩(Nm);

J_m ——电机转动惯量(kg·m²);

B_m ——电机阻尼系数(Nm·s/rad);

θ_m ——电机轴角位移(rad)。

根据公式(3.1)至公式(3.3)可以得到无刷直流电机数学模型,如图 3-1 所示。

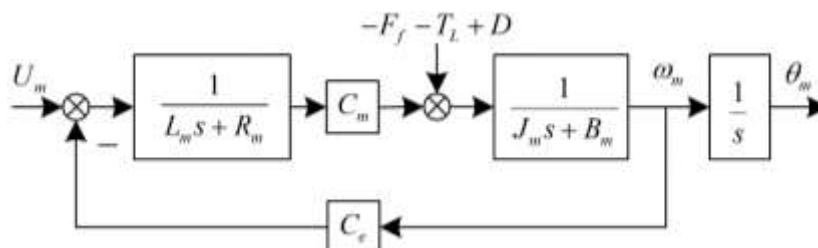


图 3-1 无刷直流电机数学模型图

忽略摩擦、外部扰动和负载,可以得到转子位置和输入线电压之间的传递函数,即

$$\frac{\theta_m}{U_m} = \frac{C_m}{s(L_m J_m s^2 + (L_m B_m + R_m J_m)s + R_m B_m + C_m C_e)} \quad (3.4)$$

3.1.2 电机驱动器数学模型

电机驱动器采用 PWM 驱动方式，通过控制开关通断实现 DC-AC 转换，驱动电机工作。由于开关通断频率很高，可以将电机驱动器视为一个理想的比例环节^[39]。可以得到电机驱动器输出与输入信号之间的传递函数，即

$$\frac{U_m}{u_{in}} = K_{PWM} \quad (3.5)$$

式中

u_{in} ——电机驱动器输入信号(V)；

K_{PWM} ——电机驱动器比例增益系数。

3.1.3 金属橡胶缓冲弹簧数学模型

金属橡胶缓冲弹簧是一种弹性元件，被安装在无刷直流电机和被测舵机之间，能够降低连接刚度，抑制舵机主动运动引起的高频干扰，可以在一定程度上抑制多余力矩，实现系统的变刚度连续加载，提高系统稳定性及加载精度。忽略缓冲弹簧自身质量，在理想工作情况下，可以得到加载力矩与缓冲弹簧两端角位移差之间的传递函数^[40]，即

$$\frac{T_L}{(\theta_m - \theta_r)} = K_L \quad (3.6)$$

式中

K_L ——金属橡胶缓冲弹簧缓冲系数(Nm/rad)；

θ_r ——舵机角位移(rad)。

3.1.4 力矩传感器数学模型

力矩传感器是一种力矩检测元件，在受到力矩作用后会产生形变从而引起阻值变化。它能够实现力矩信号输入到对应电压信号输出的转化。在理想工作条件下通常能够将其视为比例环节，可以得到力矩传感器力矩电压输出与力矩输入之间的传递函数^[41]，即

$$\frac{u_{in}}{(T_c - T_L)} = K_V \quad (3.7)$$

式中

T_c ——指令加载力矩(Nm);

K_v ——力矩传感器放大系数(V/Nm)。

3.1.5 系统整体数学模型

系统指令加载力矩与舵机角位移之间本来存在一种确定关系,但是由于系统内外各种非线性因素的存在,使得两者之间的传递函数难以确定,而舵机角位移可以通过高精度编码器直接观测得到,因此可以将舵机角位移看作系统的扰动输入,并单独为指令加载力矩设置指令加载位置信号,采用加载梯度法获得其值^[42]。

$$T_c = K_g \theta_{\text{cmd}} \quad (3.8)$$

式中

K_g ——加载梯度(Nm/rad);

θ_{cmd} ——指令加载位置信号(rad)。

根据系统结构及其工作原理,结合公式(3.1)至公式(3.8),可以得到其整体数学模型,如图 3-2 所示。

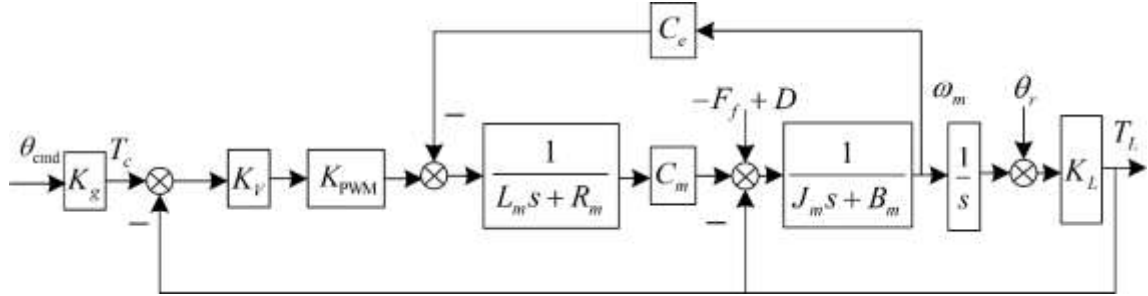


图 3-2 飞机舵机电动负载模拟器数学模型图

由图 3-2 可以推导出系统传递函数, 即

$$T_L = T_1 + T_2 + T_3 = A_1 \theta_{\text{cmd}} + A_2 (D - F_f) - A_3 \theta_r \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} A_1 = \frac{C_m K_L J_m s + C_m B_m}{c_{11} s^4 + c_{12} s^3 + c_{13} s^2 + c_{14} s + K_L} \\ A_2 = \frac{K_L L_m s + R_m K_L}{c_{21} s^3 + c_{22} s^2 + c_{23} s + c_{24}} \\ A_3 = \frac{K_L (c_{31} s^3 + c_{32} s^2 + c_{33} s)}{c_{31} s^3 + c_{32} s^2 + (c_{33} + K_L) s + c_{34}} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases}
c_{11} = L_m J_m^2 \\
c_{12} = 2B_m L_m J_m + R_m J_m^2 \\
c_{13} = L_m J_m K_L B_m^2 L_m + 2B_m R_m J_m + C_m C_e J_m / K_V K_{PWM} \\
c_{14} = B_m K_L + R_m J_m K_L + B_m^2 R_m + C_m C_e B_m / K_V K_{PWM} + C_m J_m K_L \\
c_{15} = C_m C_e / K_V K_{PWM} + B_m R_m + C_m B_m \\
c_{21} = c_{31} = L_m J_m \\
c_{22} = R_m L_m + B_m L_m \\
c_{23} = B_m R_m - C_m \\
c_{24} = C_m K_L \\
c_{32} = C_m C_e J_m / K_V K_{PWM} + R_m J_m + B_m L_m \\
c_{33} = (C_m C_e / K_V K_{PWM} + R_m) B_m \\
c_{34} = K_L (C_m + R_m)
\end{cases} \quad (3.11)$$

由公式(3.9)至公式(3.11)分析可知，系统实际所输出的加载力矩并不是由指令加载位置信号完全决定，而是由 T_1 、 T_2 、 T_3 三部分构成，其各自描述了指令加载位置信号、摩擦及外部扰动和舵机角位移所产生的系统加载力矩输出。理想情况下我们希望加载力矩输出只与 θ_{cmd} 有关，而 T_2 、 T_3 并不是所期待的系统输出，其值相对于加载力矩总输出的占比越大，系统的加载性能就越差。因此，抑制多余力矩、摩擦及外部扰动等非线性干扰的影响是系统控制器的设计关键。

3.2 系统摩擦数学模型

摩擦普遍存在于传统机构中，飞机舵机电动负载模拟器中也无可避免地存在摩擦，它会导致系统出现控制死区，当摩擦较大时还会破坏输出的静、动态性能，对系统加载精度产生不良影响。为了满足系统朝着更高精度、更高可靠性方向发展的要求，在设计复合控制器时必须考虑到摩擦影响，因此有必要在系统数学模型中引入摩擦模型。

摩擦模型主要可以分为静态和动态两种。静态摩擦模型通常假设研究对象之间在静摩擦阶段保持相对静止，将摩擦力矩构造成与速度唯一相关的函数，结构简单但是对摩擦力矩的描述不够精确，导致其使用场合受到诸多限制，常见的静态摩擦模型主要可以分为以下四种^[43]。

(1)经典库伦摩擦模型

该模型由库伦提出，他总结了达芬奇和阿蒙顿摩擦实验后，认为摩擦大小与研究对

象接触面的正向压力有关，其方向与相对运动速度方向有关，其表达式可以表示为

$$F_f = F_c \operatorname{sgn}(v) \quad (3.12)$$

$$\operatorname{sgn}(v) = \begin{cases} -1 & v < 0 \\ 0 & v = 0 \\ 1 & v > 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

式中

F_c ——库仑摩擦力矩(Nm)；

v ——相对运动速度(m/s)。

(2) 库伦+粘滞摩擦模型

随着对摩擦现象的进一步研究，粘滞摩擦这一现象逐渐被大众所知，雷诺提出当研究对象接触面之间存在润滑油时，其粘滞摩擦和物体相对运动速度有关，其表达式可以表示为

$$F_f = bv \quad (3.14)$$

式中

b ——粘滞摩擦系数(Ns)。

结合公式(3.12)和公式(3.14)，得到库伦+粘滞摩擦模型，其表达式可以表示为

$$F_f = bv + F_c \operatorname{sgn}(v) \quad (3.15)$$

(3) 静摩擦+库伦+粘滞摩擦模型

静摩擦力是指研究对象之间在外力作用下即将产生相对位置变化前的最后一刻所受到的阻力，它描述了只存在相对运动趋势时的摩擦特性，即此时静摩擦 F_s 与外力 F_L 之间的关系，其表达式可以表示为

$$F_s = \begin{cases} F_L & v = 0, |F_c| < |F_s| \\ F_s \operatorname{sgn}(F_L) & v = 0, |F_c| \geq |F_s| \end{cases} \quad (3.16)$$

结合公式(3.15)，得到静摩擦+库伦+粘滞摩擦模型，其表达式可以表示为

$$F_f = \begin{cases} F_L & v = 0, |F_c| \leq F_s \\ F_s \operatorname{sgn}(F_L) & v = 0, |F_c| > F_s \\ bv + F_c \operatorname{sgn}(v) & v \neq 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

(4) Stribeck 摩擦模型

上述三种静态摩擦模型中，摩擦总是与接触面相对运动速度成线性关系，然而在实

际情况中，摩擦过程往往是非线性的，stribeck 摩擦模型对这一非线性过程做出了解释，其表达式可以表示为

$$F_f = \begin{cases} \operatorname{sgn}(v)(F_c + (F_s - F_c)e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}) + bv & v \neq 0 \\ F_c & v = 0 \text{ 且 } F_c < F_s \\ F_s \operatorname{sgn}(F_c) & \text{其它} \end{cases} \quad (3.18)$$

式中

v_s ——Stribeck 速度。

静态摩擦模型没有对动态摩擦特性做出合理解释。而动态摩擦模型则是以力学为出发点，提出存在外力时，研究对象之间在切向和法向的接触都是柔性的，利用位移和速度描写摩擦的动静态性能^[44]。因此，与静态摩擦模型相比，动态摩擦模型如 Dahl 摩擦模型、LuGre 摩擦模型更符合实际工程应用。

(1)Dahl 摩擦模型

Dahl 在某次实验过程中发现在静摩擦阶段，接触面之间存在一种类似于弹簧弹性形变的现象，使得接触面之间发生微小的相对位置变化，也就是预滑动位移，基于此，Dahl 通过引入中间状态量 z 来描述该种现象^[45]。其数学表达式可以表示为

$$\begin{cases} \frac{dz}{dt} = -\frac{\sigma_0}{F_c}|v|z + v \\ F_f = \sigma_0 z \end{cases} \quad (3.19)$$

式中

σ_0 ——摩擦刚性系数；

z ——接触面鬃毛的平均形变。

Dahl 摩擦模型描述了预滑动摩擦特性，结构较为简单，但是没有对静摩擦特性以及 Stribeck 摩擦特性做出解释。

(2)LuGre 摩擦模型

LuGre 摩擦模型在构建时，同时考虑了静摩擦、Stribeck 特性以及库伦和粘滞摩擦特性，是目前使用最为广泛的摩擦模型。在 Dahl 摩擦模型基础上，利用鬃毛平均形变量进行建模，其数学表达式可以表示为

$$\begin{cases} F_f = \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + \sigma_2 v \\ \frac{dz}{dt} = -\frac{\sigma_0}{g(v)} |v| z + v \\ g(v) = F_c + (F_s - F_c) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2} \end{cases} \quad (3.20)$$

式中

σ_1 ——摩擦阻尼系数；

σ_2 ——粘性摩擦系数。

飞机舵机电动负载模拟器是一个复杂高阶机电控制非线性系统，摩擦力矩所受影响因素较多。基于上述分析，LuGre 摩擦模型综合考虑了研究对象之间存在的静摩擦与动摩擦，充分反映摩擦原理，是一个符合实际、对摩擦特性考虑较为全面的摩擦模型。因此，本文采用该模型表征系统摩擦力矩，基于系统结构及工作原理，其数学表达式可以表示为

$$\begin{cases} F_f = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \sigma_2 \dot{\theta}_m \\ \dot{z} = \dot{\theta}_m - \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} z \\ \sigma_0 g(\dot{\theta}_m) = F_c + (F_s - F_c) e^{-(\dot{\theta}_m/v_s)^2} \end{cases} \quad (3.21)$$

3.3 本章小结

本章基于飞机舵机电动负载模拟器的结构及工作原理，首先对系统元件进行数学建模；接着基于元件之间的数学关系与电气联系建立系统整体数学模型；然后通过分析系统传递函数获得输出力矩的成分组成，明确控制器设计关键；再通过对现有摩擦模型的详细分析，最终构建 LuGre 摩擦模型来表征系统所受摩擦，从而进一步完善系统数学模型。本章节为后续章节中复合控制器设计提供了准确模型参考。

第四章 鲸鱼优化算法改进设计

飞机舵机电动负载模拟器在工作过程中所受非线性干扰较多,为了保证其能够进行高性能加载,必须对控制器设计提出更高要求。在设计过程中,需要对控制器参数进行确定,恰当的参数值能够使控制器性能发挥到最大化,反之甚至会导致系统无法收敛。通常采用人工整定、数学分析的方式确定控制器参数值,但是这两种方式的整定过程都较为繁琐,数据准确性差,尤其在参数较多且互相之间联系紧密的情况下,上述两种方式的缺陷更为明显。

群智能算法是一种模拟生物群体行为的具有分布特征的新型算法,具有高度随机性、并行性,能够解决多约束型复杂问题,给控制器参数整定提供了新思路,被广泛应用于各领域的优化求解问题。鲸鱼优化算法相较于其它群智能算法最大优势在于不易陷入局部最优,并且对控制要求高、非线性程度大的系统具有很强的适应能力。因此,本章设计一种改进型鲸鱼优化算法为后续章节中控制器参数的在线寻优整定提供有效、可靠渠道,从而完善控制器的设计过程。

4.1 传统鲸鱼优化算法分析

群智能算法来源于群体生态行为, Seyedali Mirjalili 等人在 2017 年提出了一种鲸鱼优化算法理论,并对其计算方法和模型框架做出了详细解释^[46],该算法模拟了海洋中鲸鱼群体的特殊捕猎行为。

(1) 鲸鱼捕食行为

座头鲸是一种群居性哺乳类海洋动物,在复杂的海洋环境中他们有一种特殊的捕猎方式,能够帮助他们高效地寻找到食物,即在捕猎时通过制造出无数气泡围成网状结构进行包围觅食。一开始,研究者基于海面观测猜想座头鲸可能通过在圆形或类似数字“9”形路径上制造独特的气泡来完成其觅食行为,如图 4-1 所示。之后研究者利用标签传感器对座头鲸的这种特殊觅食行为进行了进一步的实验研究,从而验证了之前的推测。他们通过 9 头座头鲸身上近 300 个标签传感器得到了座头鲸气泡网进食事件,发现了两种与气泡有关的捕食策略。一是上升螺旋式捕食策略,座头鲸会在目标猎物四周螺旋游动上升,同时制造气泡包围网;二是双螺旋式捕食策略,主要包括珊瑚循环、用尾叶拍打水面以及捕获循环三个环节^[47]。

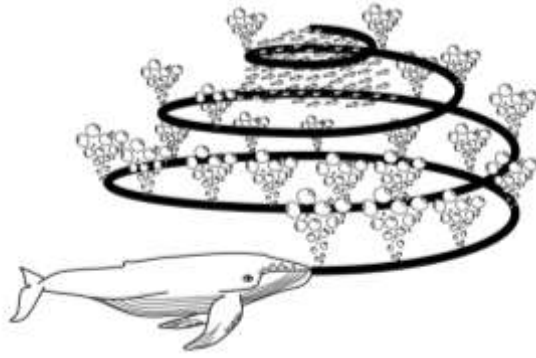


图 4-1 座头鲸气泡网觅食行为

(2) 鲸鱼优化算法原理

鲸鱼优化算法模拟了鲸鱼群体捕猎过程，主要包含三种鲸鱼捕食行为，分别是包围猎物、泡泡网攻击和随机狩猎^[48]。

1) 包围猎物

鲸鱼在进行包围狩猎时，由于最初无法获得准确的目标猎物位置，因此，算法先认为当前候选解是最优解，其它鲸鱼个体继续进行包围搜索尝试向目标猎物方向靠近，并通过位置更新规则对当前最优解进行替换，直至搜寻到全局最优解。这一行为表述为

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - A \cdot \vec{D} \quad (4.1)$$

$$\vec{D} = \left| C \vec{X}^*(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (4.2)$$

式中

t ——当前进化代数；

A 、 C ——向量系数；

\vec{X}^* ——目标猎物位置；

\vec{X} ——当前鲸鱼位置。

其中 A ， C 由公式(4.3)和公式(4.4)确定

$$A = 2ar_1 - a \quad (4.3)$$

$$C = 2r_2 \quad (4.4)$$

式中

a ——迭代过程中以 $a = 2 - t/t_{\max}$ 的形式由 2 线性降到 0；

r_1 、 r_2 —— $[0, 1]$ 中的随机数。

2) 泡泡网攻击

鲸鱼优化算法中设计了两种方法分别是包围狩猎机制和螺旋狩猎机制以模拟鲸鱼泡泡网攻击捕食行为。

a) 包围狩猎机制

该行为通过公式(4.3)中 a 的线性减少实现, 同时 A 跟随 a 在 $[-a, a]$ 进行变化, 当 A 在 $[-1, 1]$ 内变化时, 鲸鱼开始进行小范围局部搜索, 即在当前位置和猎物位置之间进行游动搜索, 并进行位置更新, 这一行为表述为公式(4.1), 其本质就是包围捕食。

b) 螺旋狩猎机制

该行为首先要计算当前位置与猎物位置之间的距离, 然后在两者位置之间构造一个数学方程来表征鲸鱼接近猎物时的螺旋式上升运动过程。这一行为表述为

$$\vec{X}(t+1) = \vec{D}' \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + \vec{X}^*(t) \quad (4.5)$$

$$\vec{D}' = \left| \vec{X}^*(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (4.6)$$

式中

\vec{D} ——鲸鱼与猎物之间的距离;

b ——对数螺旋形状常数;

l —— $[-1, 1]$ 上的随机常数。

鲸鱼的螺旋上升运动过程实质是一边旋转上升一边缩小猎物包围圈, 也就是说, 鲸鱼螺旋狩猎和包围狩猎这两种行为是同步的, 为了模拟这种情况, 令这两种行为发生的概率相等, 即各为二分之一, 则这一综合行为表述为

$$\begin{cases} \vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - A \cdot \vec{D} & p \leq 0.5 \\ \vec{X}(t+1) = \vec{D}' \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + \vec{X}^*(t) & p > 0.5 \end{cases} \quad (4.7)$$

式中

p —— $[0, 1]$ 上的随机数。

3) 随机狩猎

除此之外, 鲸鱼也会进行随机狩猎。当 $|A| > 1$ 时, 鲸鱼在包围圈外进行搜索, 此时

表现出全局搜索能力，这一行为表述为

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_{\text{rand}} - A \cdot \vec{D} \quad (4.8)$$

$$\vec{D} = \left| C \cdot \vec{X}_{\text{rand}} - \vec{X} \right| \quad (4.9)$$

式中

\vec{X}_{rand} ——当前种群中随机一个鲸鱼所在位置。

综上所述，鲸鱼优化算法流程为：首先进行种群初始化获得初始解，接着开始进行迭代。在每次迭代中，选择随机位置或者当前最优位置进行位置更新。当 $|A| > 1$ 时，采用随机搜索方式并进行随机位置更新；当 $|A| \leq 1$ 时，选择当前最优位置进行位置更新，并根据 p 的值，在包围狩猎和螺旋狩猎之间进行切换。当迭代次数达到最大时搜索停止，算法结束并获得最优解。

4.2 鲸鱼优化算法改进

在各种群智能算法中，鲸鱼优化算法以结构简单，不易陷入局部最优，适应力强的独特优势，获得众多研究学者们的青睐，但是在处理复杂情况时也会出现种群多样性差、搜索速度慢、寻优结果精度低的问题，为此分别对算法的种群初始化方法、位置更新机制以及目标函数结构三方面提出改进措施，以提高其算法优势，扩宽应用范围。

4.2.1 引入 Skew Tent 混沌映射

传统鲸鱼优化算法采用随机初始化方法获得初代种群，该方法容易造成初代种群个体分布不均匀，随机性变差。为了用尽初代种群解空间位置信息，引入 Skew Tent 混沌映射，其具有的随机性、遍历性等优势可以提高种初始种群多样性，其原理可以表示为

$$\begin{cases} x_{k+1} = \frac{x_k}{\mu} & 0 \leq x_k < \mu \\ x_{k+1} = \frac{1-x_k}{1-\mu} & \mu < x_k \leq 1 \end{cases} \quad (4.10)$$

式中

μ ——控制参数，当 $\mu \in (0,1)$ 且 $x \in [0,1]$ 时系统处于混沌状态。

利用 Skew Tent 进行种群初始化的步骤如表 4.1 所示。

表 4.1 基于 Skew Tent 混沌映射种群初始化算法

基于 Skew Tent 混沌映射种群初始化算法

设置种群规模为 N ，维度为 D ，最大混沌迭代步数为 K

```

for  $n=1$  to  $N$  do
  for  $d=1$  to  $D$  do
    随机产生一个数  $\mu_{0,d} \in (0,1)$ 
    for  $k=1$  to  $K$  do
      if  $0 < x_{k,d} < \mu_{k-1,d}$  do
         $x_{k,d} = x_{k-1,d} / \mu_{k-1,d}$ 
      else
         $x_{k,d} = (1 - x_{k-1,d}) / (1 - \mu_{k-1,d})$ 
      end if
    end for
     $x_{n,d} = x_{\min,d} + x_{k,d} \cdot (x_{\max,d} - x_{\min,d})$ 
  end for
end for

```

4.2.2 构造动态搜索因子

对于群智能算法来说，其局部搜索能力和全局搜索能力一定程度上来说是相斥的。传统鲸鱼优化算法在搜索时方向是随机的，所以相对来说比较不容易陷入局部最优，而搜索范围的扩大却带来了搜索速度的降低。鲸鱼捕猎过程是一个信息共享的过程，每个鲸鱼在自己的搜索半径内进行搜索，并将信息与该范围内的其他鲸鱼进行交流，以此来最快地找到目标猎物所在之处，由此可见搜索半径在实现快速捕获猎物目标中的重要性。在传统鲸鱼优化算法中，鲸鱼的位置更新机制并未考虑进化代数对位置更新的影响，搜索缺乏效率。实际上，在鲸鱼搜索猎物初期距离目标猎物较远，可以采用较大的搜索半径以此提高搜索效率；进入搜索末期距离目标猎物较近，则可以采用较小的搜索半径以此提高搜索精度。鉴于此，可以构造动态搜索因子 γ ，从而可以根据进化代数动态调整搜索半径。

$$\gamma = \cos(0.5\pi \frac{t}{t_{\max}}) \quad (4.11)$$

式中

t_{\max} ——最大进化代数。

则改进型鲸鱼优化算法位置更新公式可以表示为

(1)包围狩猎

$$\begin{cases} \vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - A \cdot \vec{D} \\ \vec{D} = |C\vec{X}^*(t) - \gamma\vec{X}(t)| \end{cases} \quad (4.12)$$

(2)螺旋狩猎

$$\begin{cases} \vec{X}(t+1) = \vec{D}' \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + \vec{X}^*(t) \\ \vec{D}' = |\vec{X}^*(t) - \gamma\vec{X}(t)| \end{cases} \quad (4.13)$$

(3)随机狩猎

$$\begin{cases} \vec{X}(t+1) = \vec{X}_{\text{rand}} - A \cdot \vec{D} \\ \vec{D} = |C \cdot \vec{X}_{\text{rand}} - \gamma\vec{X}| \end{cases} \quad (4.14)$$

4.2.3 设计小超调 ITAE 目标函数

目标函数的选取直接影响到算法的收敛速度与收敛值。目标函数主要包含两类，分别是特征型和误差型。特征型目标函数只能保证系统的单一性能指标达到最优，却无法协调系统各项性能指标使整体达到最优，不能满足复杂综合系统的控制要求。误差型目标函数则采用输出真实值与期望值之间误差的某种函数作为目标要求，综合考量了系统各项性能指标，因此得到了更多的应用。其中时间误差积分(Integrated Time and Absolute Error, ITAE)准则是目前被普遍用来衡量控制系统性能的误差型目标函数^[49]。常规 ITAE 准则通过时间误差累积量来协调系统控制性能。

在实际控制系统中瞬时超调会导致系统不稳定，为了制止较大瞬时超调，引入超调因子 α ，构造小超调 ITAE 目标函数，可以表示为

$$f(x) = (1 - \alpha) \int_0^\infty t |e(t)| dt + \alpha |e(t)|_{\max} \quad (4.15)$$

4.2.4 设计改进型鲸鱼优化算法流程

改进型鲸鱼优化算法流程如图 4-2 所示，主要有以下四步组成

第一步：设置种群参数，并通过 Skew Tent 混沌映射初始化种群；

第二步：计算每个鲸鱼的目标函数值，获得初代最优解；

第三步：更新参数开始进入搜索过程，根据 A 值选择进行全局搜索或是局部搜索，在局部搜索中，根据 p 值选择包围搜索或是螺旋搜索；

第四步：逐步循环迭代直至算法结束完成搜索，获得最优解。

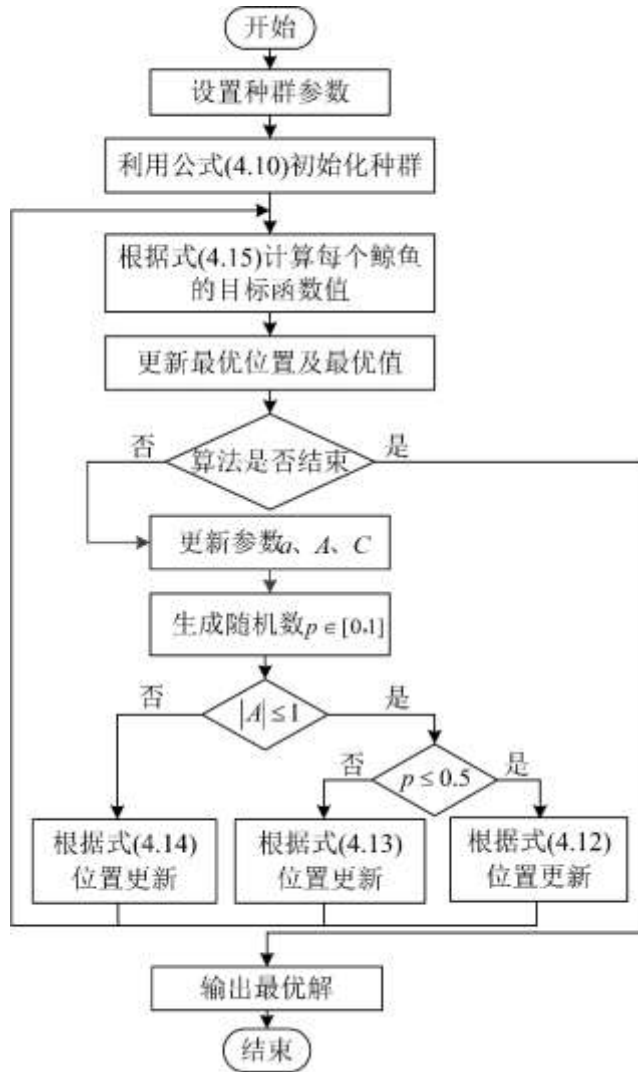


图 4-2 改进型鲸鱼优化算法流程图

4.3 实验验证与结果分析

在 Matlab/Simulink 平台验证改进型鲸鱼优化算法的寻优性能。为了验证算法的搜索速度和寻优精度，采用可变维单模态 Sphere 函数进行测试^[50]，其表达式为

$$f_1(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2 \quad (4.16)$$

为了验证算法的全局寻优能力及其避免局部最优能力，采用可变维多模态 Rastrigin 函数进行测试，其表达式为

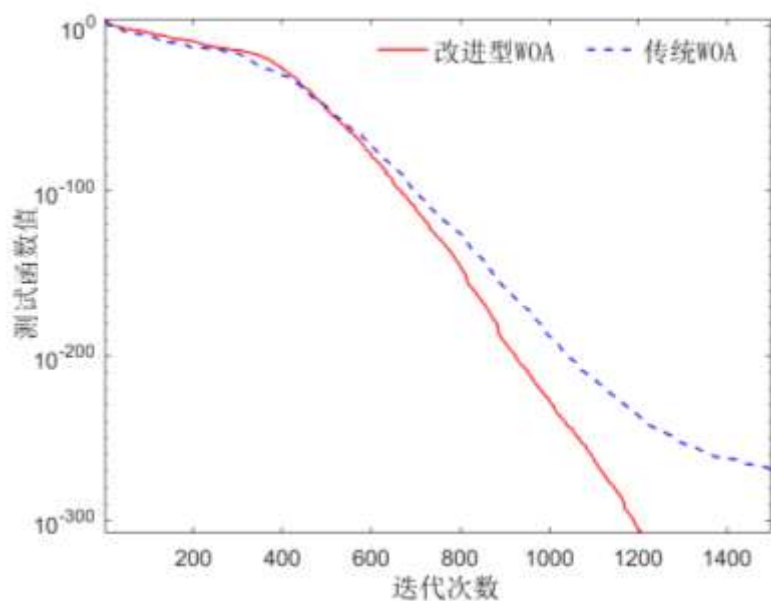
$$f_2(x) = \sum_{i=1}^n [x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i) + 10] \quad (4.17)$$

测试函数的相关参数如表 4.2 所示。

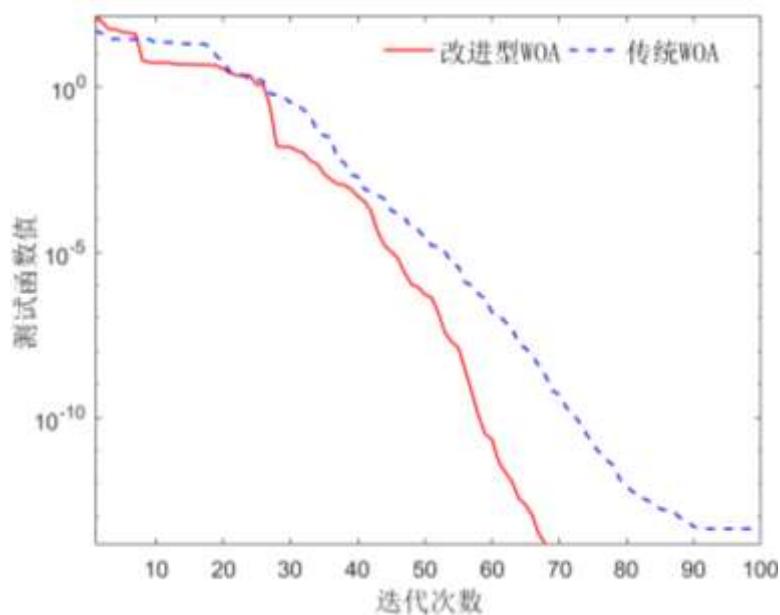
表 4.2 测试函数参数设置

| 函数 | 维数 | 种群数量 | 种群代数 | 寻优空间 | 理论收敛值 |
|-----------|----|------|------|----------------|-------|
| Sphere | 5 | 30 | 1500 | $(-100,100)$ | 0 |
| Rastrigin | 5 | 30 | 100 | $(-5.12,5.12)$ | 0 |

分别采用改进前后鲸鱼优化算法对两个测试函数进行寻优,寻优过程如图 4-3 所示,寻优结果如表 4.3 所示。



(a) Sphere 函数寻优过程对比



(b) Rastrigin 函数寻优过程对比

图 4-3 寻优过程对比

表 4.3 寻优结果对比

| 函数 | 结果类型 | 改进型鲸鱼优化算法 | 传统鲸鱼优化算法 |
|-----------|------|-----------|-------------|
| Sphere | 收敛代数 | 1207 | 1500 |
| | 寻优结果 | 0 | 4.4295e-269 |
| Rastrigin | 收敛代数 | 68 | 100 |
| | 寻优结果 | 0 | 4.2633e-14 |

由表 4.3 分析可知，对于 Sphere 函数，改进型鲸鱼优化算法在第 1 207 代时收敛到理论收敛值，而传统算法在第 1 500 代还没有完全收敛到理论收敛值；对于 Rastrigin 函数，改进型鲸鱼优化算法在第 68 代收敛到理论收敛值，而传统算法在第 100 代还没有完全收敛到理论收敛值。同时结合图 4-3 可以发现，本文所提出的改进型鲸鱼优化算法在收敛迭代次数、收敛速度及全局最优函数值方面皆具有明显优势，其搜索速度更快，搜索精度更高，具有更好的寻优能力。

4.4 本章小结

本章设计了一种改进型鲸鱼优化算法。首先通过对鲸鱼捕食行为的分析引入传统鲸鱼优化算法，并对其算法原理做出详细研究与分析。然后针对传统算法中存在种群多样性差、收敛速度慢、收敛精度低的问题，提出引入 Skew Tent 混沌映射、构造动态搜索因子、设计小超调 ITAE 目标函数三点改进措施，并设计改进型鲸鱼优化算法流程。最后选取 Sphere 函数和 Rastrigin 函数作为算法测试函数，进行改进前后算法的对比试验，结果表明改进后算法的寻优能力具有明显提升，从而验证了改进型鲸鱼优化算法的有效性。本章节为后续章节中控制器的在线参数寻优提供了可靠手段。

第五章 飞机舵机电动负载模拟器双环复合控制器设计

在基于无刷直流电机的飞机舵机电动负载模拟器中，无刷直流电机的速度环是整个系统承前启后的重要环节，其输入是加载力矩环的输出，其输出是电机电流环给定，故无刷直流电机速度环控制品质会对系统整体加载性能产生很大影响。同时，加载力矩环直接根据指令加载力矩与实际输出力矩进行偏差控制，对系统力矩输出起到直接控制作用。鉴于此，本章基于电机速度环和加载力矩环，设计双环复合控制器，其结构如图 5-1 所示。

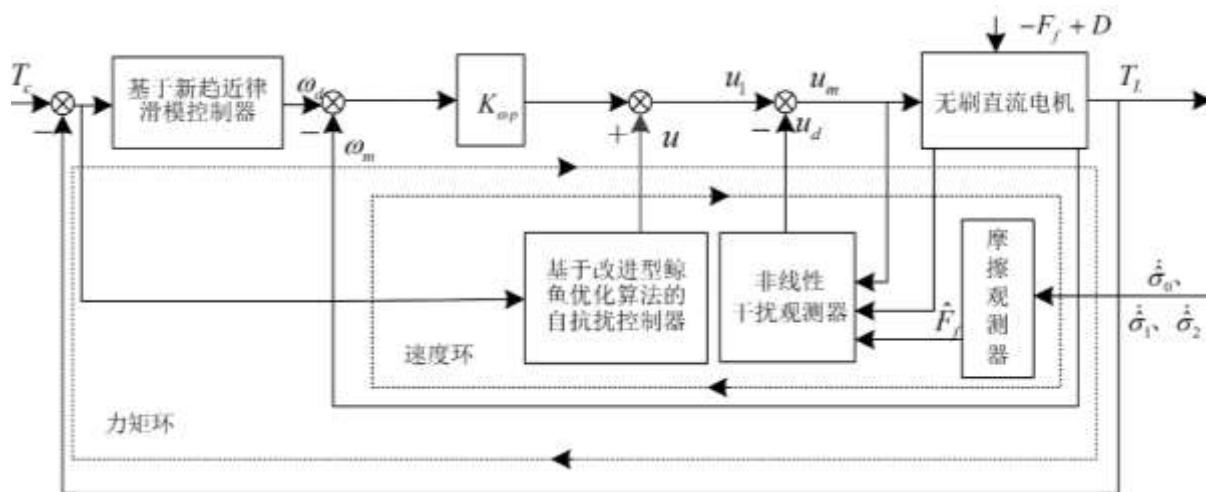


图 5-1 速度—力矩双环复合控制器结构图

在电机速度环控制中，一方面，摩擦观测器估计摩擦阻力矩并获得其估计量 \hat{F}_f ，非线性干扰观测器基于 \hat{F}_f 估计外部扰动力矩，从而获得其估计量 \hat{D} ，经过增益调节后获得补偿控制量 u_d ；另一方面设置零参考值构造零基准自抗扰控制器，通过改进型鲸鱼优化算法对零基准自抗扰控制器进行在线参数寻优，完成整个电机速度环的控制设计。在加载力矩环控制中，首先设计抖振幅度更小、收敛速度更快的新趋近律，然后基于此通过反演法设计滑模控制器获得控制量 ω_d ，完成加载力矩环控制设计，同时为电机速度环中的摩擦观测器参数 $\dot{\sigma}_0, \dot{\sigma}_1, \dot{\sigma}_2$ 提供控制律。至此，完成整个速度—力矩双环复合控制器的设计。

5.1 基于改进型鲸鱼优化算法的电机速度环控制器设计

飞机舵机电动负载模拟器作为一种典型高性能机电控制系统，对其执行机构无刷直

流电机的工作性能有着很高要求。在电机控制中，电机电流环一般采用比例控制，调整比例因子后基本可以满足对给定电流的准确跟踪，而电机速度环若采用一般的 PID 控制，很难满足加载要求，从而破坏系统加载性能，因此必须对电机速度环控制器开展进一步研究。本节就电机速度环控制器提出一种基于改进型鲸鱼优化算法和零基准自抗扰控制器的非线性干扰控制策略。其控制结构如图 5-2 所示，主要设计思路如下：

(1)结合 LuGre 摩擦模型构造摩擦观测器，并将摩擦观测值作为信息来源，设计非线性干扰观测器，完成对外部扰动的补偿控制。

(2)以零为参考值，设计不含跟踪微分器的零基准自抗扰控制器，简化控制器结构，从而达到把存在各种干扰及不确定性的控制对象转化为标准积分串联形式的目的，优化电机速度环控制品质。同时，利用改进型鲸鱼优化算法，实现零基准自抗扰控制器的参数寻优，提高系统自适应性。

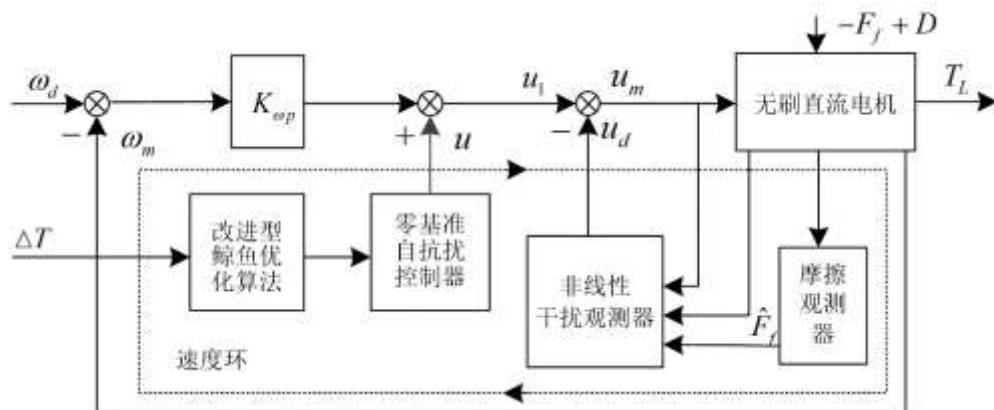


图 5-2 电机速度环控制结构图

5.1.1 非线性干扰观测器设计

非线性干扰观测器是一种解决系统不确定性和外部扰动的有效途径，并且具有结构简单、鲁棒性好的优势，在很多领域得到了广泛应用。其控制思路是：通过设计非线性干扰观测器对系统不确定性及外部扰动进行在线估计，基于估计值设计控制律获得补偿量，从而实现对非线性干扰的完全抑制，消除非线性干扰对系统的影响，提高控制精度。

飞机舵机电动负载模拟器具有非线性、强耦合的特点，多余力矩、摩擦及外部扰动等都会对系统加载精度造成不良影响。其中，外部扰动作为系统外部非线性干扰主要以力矩形式 D 作用于执行机构无刷直流电机的转轴上，因此设计非线性干扰观测器对 D 进行实时观测，并获得补偿量在电机速度环进行控制补偿。

考虑到，电机电磁转矩又可以表示为

$$T_e = K_m u_m \quad (5.1)$$

式中

K_m ——比例系数(Nm/V)，其值可以通过对电机进行辨识实验得到。

结合公式(3.3)，系统动力学方程又可以表示为

$$J_m \ddot{\theta}_m = -B_m \dot{\theta}_m + K_m u_m - T_L + D - F_f \quad (5.2)$$

设计非线性干扰观测器，其数学表达式为

$$\begin{cases} \hat{D} = z_0 + p(\theta_m, \dot{\theta}_m) \\ \dot{z}_0 = -Lz_0 + L(B_m \dot{\theta}_m - K_m u_m + T_L + \hat{F}_f - p(\theta_m, \dot{\theta}_m)) \end{cases} \quad (5.3)$$

$$\frac{dp(\theta_m, \dot{\theta}_m)}{dt} = LJ_m \ddot{\theta}_m \quad (5.4)$$

式中

\hat{D} —— D 的估计值；

z_0 ——辅助变量；

$p(\theta_m, \dot{\theta}_m)$ ——所设计的非线性函数；

L ——非线性干扰观测器增益。

由于与非线性干扰观测器动态特性相比， D 、 F_f 的变化较为缓慢，可以将两者的变化率近似认为是零，因此可以得到

$$\begin{cases} \dot{D} = 0 \\ \dot{F}_f = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

结合公式(5.2)至公式(5.5)，可以建立非线性干扰观测误差的动态方程，即

$$\Delta \dot{D} = \dot{D} - \dot{\hat{D}} = -\dot{\hat{D}} = L(\Delta F - \Delta D) \quad (5.6)$$

式中

ΔD ——非线性干扰观测器观测误差。

结合公式(3.3)、公式(3.6)及公式(5.1)，则系统输出力矩 T_L 可以表示为

$$\ddot{T}_L = \frac{K_L}{J_m} K_m u_m - \frac{K_L}{J_m} B_m \omega_m - K_L \dot{\omega}_r - \frac{K_L}{J_m} T_L - \frac{K_L}{J_m} F_f + \frac{K_L}{J_m} D \quad (5.7)$$

式中

ω_r ——舵机角速度(rad/s)，且 $\omega_r = d\theta_r/dt$ 。

为了对外部扰动进行补偿, 设计 $u_m = u_1 - u_d$, 其中, u_1 为电机电压控制输入量;
 $u_d = \hat{D}/K_m$ 为非线性干扰观测器的补偿控制输出量。则公式(5.7)又可以表示为

$$\ddot{T}_L = \frac{K_L}{J_m} K_m u_1 - \frac{K_L}{J_m} B_m \omega_m - K_L \dot{\omega}_r - \frac{K_L}{J_m} T_L - \frac{K_L}{J_m} F_f + \frac{K_L}{J_m} \Delta D \quad (5.8)$$

由公式(5.7)和公式(5.8)对比分析可知, 采用非线性干扰观测器后, 系统输出加载力矩中的外部扰动力矩由 D 减小至 ΔD 。由此可见, 采用非线性干扰观测器可以有效减少外部扰动对系统的影响。

5.1.2 摩擦观测器设计

上一小节中设计了一种非线性干扰观测器以抑制外部扰动, 由公式(5.8)可知, 非线性干扰观测器的构建还依赖于摩擦, 因此设计一种摩擦观测器作为其可靠信息来源。

由于 LuGre 模型中的鬃毛平均形变量 z 不可测量, 故采用两个状态观测器估计 z 的状态, 并将其替换成估计值, 设估计值为 \hat{z}_1 、 \hat{z}_2 , 则状态观测方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}}_1 = \dot{\theta}_m - \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \hat{z}_1 + l_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 = \dot{\theta}_m - \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \hat{z}_2 + l_2 \end{cases} \quad (5.9)$$

式中

l_1 、 l_2 ——状态观测器补偿量。

则状态观测方程的观测误差为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{z}}_1 = -\frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_1 - l_1 \\ \dot{\tilde{z}}_2 = -\frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_2 - l_2 \end{cases} \quad (5.10)$$

式中

\tilde{z}_1 、 \tilde{z}_2 ——观测误差值, $\tilde{z}_1 = z_1 - \hat{z}_1$, $\tilde{z}_2 = z_2 - \hat{z}_2$ 。

则摩擦力矩观测值 \hat{F}_f 为

$$\hat{F}_f = \hat{\sigma}_0 \hat{z}_1 - \hat{\sigma}_1 \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \hat{z}_2 + \hat{\sigma} \dot{\theta}_m \quad (5.11)$$

$$\sigma = \sigma_1 + \sigma_2 \quad (5.12)$$

式中

$\hat{\sigma}$ 、 $\hat{\sigma}_1$ 、 $\hat{\sigma}_2$ —— σ 、 σ_1 、 σ_2 的观测值。

结合公式(3.21)、公式(5.11)，可以得到摩擦力矩的观测误差 ΔF_f ，可以表示为

$$\Delta F_f = F_f - \hat{F}_f = \sigma_0 \tilde{z}_1 + \tilde{\sigma}_0 \hat{z}_1 - \sigma_1 \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_2 - \tilde{\sigma}_1 \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_2 + \tilde{\sigma} \dot{\theta}_m \quad (5.13)$$

$$\tilde{\sigma}_0 = \sigma_0 - \hat{\sigma}_0 \quad (5.14)$$

$$\tilde{\sigma}_1 = \sigma_1 - \hat{\sigma}_1 \quad (5.15)$$

$$\tilde{\sigma} = \sigma - \hat{\sigma} \quad (5.16)$$

式中

$\tilde{\sigma}$ 、 $\tilde{\sigma}_1$ 、 $\tilde{\sigma}_2$ —— σ 、 σ_1 、 σ_2 的观测误差。

5.1.3 基于改进型鲸鱼优化算法的零基准自抗扰控制器设计

传统自抗扰控制器主要由跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)和非线性组合(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)构成^[51]，其典型二阶结构如图 5-3 所示。

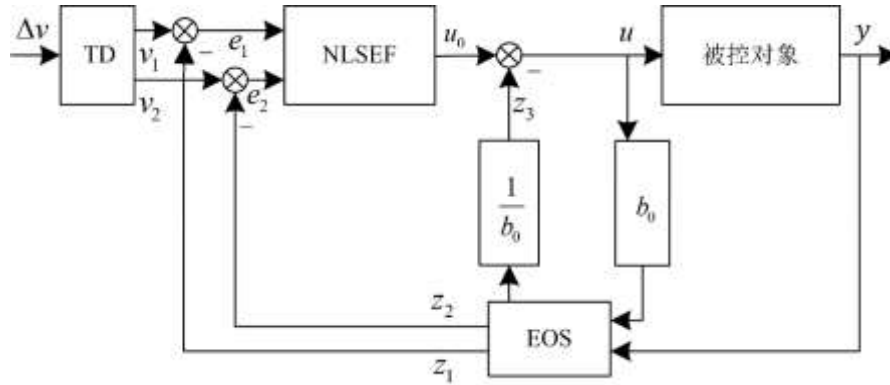


图 5-3 典型二阶自抗扰控制器结构图

在自抗扰控制器中，TD 作用是为输入参考信号安排一个合理过渡过程，所谓“过渡”是指使初始输入值由零过渡至输入参考值；ESO 是控制器最为核心的部分，通过从被控对象中获得状态变量来对系统不确定性及外部扰动进行实时估计；NLSEF 通过对观测状态误差进行非线性规律设计，从而获得控制补偿规律。

为了简化控制器设计步骤，提出以电机速度差为控制目标并设置零为输入参考值，为飞机舵机电动负载模拟器无刷直流电机速度环控制器设计一种不含 TD 的零基准自抗扰控制策略，其设计过程如下

(1) 由于被测舵机与加载电机具有耦合关系, 因此多余力矩必然对电机速度造成干扰, 其作用量必然反应在电机速度差的输出中, ESO 可从速度差输出中提取出该作用量, 即 ESO 能够对被控对象的状态和作用于该对象的总扰动进行估计, 其算法设计为

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{\alpha-1}} & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sgn}(e) & |e| > \delta \end{cases} \quad (5.17)$$

式中

α ——fal 函数的非线性因子;

δ ——滤波因子。

α 、 δ 可以根据经验值预先调整固定下来。

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ z_1 = z_1 + h(z_2 - \beta_{01}e) \\ z_2 = z_2 + h(z_3 - \beta_{02}\text{fal}(e, \alpha_{11}, \delta_1)) \\ z_3 = z_3 + h(-\beta_{03}\text{fal}(e, \alpha_{12}, \delta_2)) \end{cases} \quad (5.18)$$

式中

h 、 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} ——待整定参数。

(2) NLSEF 对 e_1 、 e_2 进行非线性组合, 决定控制对象的初始误差反馈控制规律 u_0 , 其算法设计为

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_1, \alpha_{21}, \delta_1) + \beta_2 \text{fal}(e_2, \alpha_{22}, \delta_2) \end{cases} \quad (5.19)$$

式中

β_1 、 β_2 ——待整定参数。

(3) 最终自抗扰控制器输出控制量 u , 由扰动估计量 z_3 和最初误差反馈控制规律 u_0 来决定, 其算法设计为

$$u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \quad (5.20)$$

式中

b_0 ——决定补偿强弱的“补偿因子”, 为待整定参数。

在系统控制器设计过程中,控制器参数的选择尤为重要,会直接影响系统输出效果。由公式(5.17)至公式(5.20)可知, h 、 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 、 β_1 、 β_2 、 b_0 为待整定参数。其中 h 为步长,各模块设置为一致, b_0 数据分布范围小易于调整,可在其余参数确定后根据控制效果最后调整确定。而 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 、 β_1 、 β_2 这五个参数之间相互影响且数据分布广泛,整定较为困难。常规参数整定的方法有人工试凑法和分析算法,这两种方法在系统简单且待整定参数少的情况下可以基本满足系统控制要求,而对于飞机舵机电动负载模拟器这种非线性、强耦合的复杂系统,常规方法使用起来结构繁琐,步骤繁多,不易寻得准确最优参数值,并且无法根据系统实际工作情况,对参数进行动态调整,使得系统自适应能力变差。因此,针对飞机舵机电动负载模拟器,需要寻找一种新的控制器参数整定办法。

本文在第四章中提出了一种改进型鲸鱼优化算法,鉴于此,这里采用该算法对零基准自抗扰控制器进行参数寻优。令改进型鲸鱼优化算法参数设置为 $N=30$ 、 $K=100$ 、 $\alpha=0.1$,并依照经验设定 $h=1$ 、 $b_0=10$,由此可以得到零基准自抗扰控制器的参数为 $\beta_{01}=2.96$ 、 $\beta_{02}=3.05$ 、 $\beta_{03}=2.98$ 、 $\beta_1=96.65$ 、 $\beta_2=99.68$ 。

5.2 基于滑模控制的加载力矩环控制器设计

经过上文对无刷直流电机速度环控制器的设计,从电机速度环控制角度出发对系统存在的多余力矩及外部扰动进行了补偿控制,从而优化系统内环控制品质。在此基础上,为了进一步抑制多余力矩并完成对系统摩擦的抑制,本节进行加载力矩环控制器设计,和电机速度环控制器协同合作、相辅相成,共同保障系统加载性能。因此,提出一种基于新趋近律的反演滑模控制策略。主要设计思路如下:

(1)改进指数趋近律,设计适用于本系统的非线性新趋近律的形式与参数调整规则,减少滑模面上的抖振幅度,缩短系统收敛时间。

(2)基于 Lyapunov 稳定性理论,利用动态面反演法,通过虚拟量的设置,推导出加载力矩环滑模控制律,设计滑模控制器,保证系统能够精确跟踪指令加载力矩,并实现摩擦观测器参数的动态调整。

5.2.1 新趋近律设计

5.2.1.1 趋近律概述

一个完整的滑模控制包括两个运动过程，分别是趋近运动过程和滑模运动过程^[52]。在趋近过程中，系统状态由初始位置按照趋近律规则运动到达切换函数滑模面，然后开始滑模过程，沿滑模面运动直至系统误差收敛为零。值得注意的是，一旦当滑模运动开始，系统扰动和参数摄动便不会对系统状态产生影响，这就使得滑模控制可以按照需求进行设计，并且在抑制干扰方面具有优异表现。整个运动过程如图 5-4 所示。

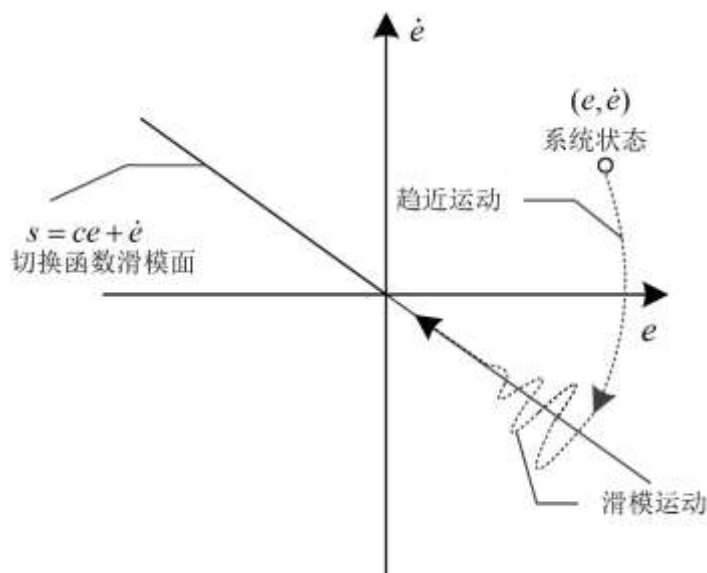


图 5-4 滑模控制系统状态轨迹

在实际滑模控制过程中，由于时间二维与空间三维上存在一定滞后性，两种运动状态无法连续切换，因此运动具有不连续性，导致系统在滑模面附近出现抖振现象。由于运动惯性的存在，当系统状态到达滑模面时，速度无法立刻降至零，会在滑模面附近产生重复往返运动，即为抖振。抖振会消耗系统能量，破坏控制精度，同时导致收敛时间变长，因此，减少抖振可以在一定程度上提高系统控制性能。

抖振的出现往往与系统在趋近运动过程中的运动轨迹有着直接联系。而趋近律函数则是用来描述该段运动轨迹的特定函数。根据实际应用需要，设计适用的趋近律函数，规划趋近运动过程中的运动形态，从而可以有效改善系统动态特性。常用的典型趋近律函数主要有以下几种

(1) 等速趋近律

等速趋近律可以表示为

$$\dot{s} = -k \operatorname{sgn}(s), \quad k > 0 \quad (5.21)$$

式中

s ——切换函数；

k ——等速趋近参数。

在等速趋近律中，系统状态在趋近运动过程中速度不变，大小为 k ，并且通过调节 k 的大小来控制趋近速度。

(2)指数趋近律

指数趋近律可以表示为

$$\dot{s} = -k \operatorname{sgn}(s) - hs, \quad k > 0, h > 0 \quad (5.22)$$

式中

h ——纯指数趋近参数。

在指数趋近律中，通过改变 k 、 h 的大小来改变系统状态的趋近速度。

(3)幂次趋近律

幂次趋近律可以表示为

$$\dot{s} = -k |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s), \quad k > 0, 1 > \alpha > 0 \quad (5.23)$$

在幂次趋近律中，速度与系统状态到滑模面的距离之间成正比。

式中

α ——幂次趋近参数。

5.2.1.2 新趋近律设计

基于指数趋近律提出一种新趋近律函数，使系统状态轨迹在趋近运动过程时间大为缩短，并减少系统抖振幅度。由上一小节分析可知，指数趋近律包含等速趋近项和纯指数趋近项，因此在保留纯指数趋近项的基础上，对等速趋近项部分进行改进，设计一种新趋近律函数。

$$\begin{cases} \dot{s} = -\frac{k_1}{\varphi(s)} \operatorname{sgn}(s) - hs \\ \varphi(s) = \alpha + \beta e^{-\chi|s|} \end{cases} \quad (5.24)$$

式中

$k_1, \beta, \chi > 0; 0 < \alpha < 1$ 。

由公式(5.22)和公式(5.24)对比分析可知，新趋近律函数与指数趋近律函数在纯指数部分是完全相同的，因此，接下来对两者相异之处，也就是改进之处进行详细分析。为了便于分析，令

$$\dot{s}_0 = -k \operatorname{sgn}(s_0) \quad (5.25)$$

$$\dot{s}_1 = -\frac{k_1}{\varphi(s)} \operatorname{sgn}(s_1) \quad (5.26)$$

(1) 抖振分析

1) 改进前抖振分析

根据公式(5.25)，改进前系统状态的动态特征可以表示为如下形式

$$s_{0(k+1)} - s_{0(k)} = -kT \operatorname{sgn}(s_{0(k)}) \quad (5.27)$$

式中

T ——采样周期。

当 s_0 与滑模面的距离足够近时，即 $s_{0(k)} \rightarrow 0^+$ 或者 $s_{0(k)} \rightarrow 0^-$ 时，可以得到

$$\begin{cases} s_{0(k+1)} = -kT, & s_{0(k)} \rightarrow 0^+ \\ s_{0(k+1)} = kT, & s_{0(k)} \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (5.28)$$

此时，在 $\dot{s}_0 = -k \operatorname{sgn}(s_0)$ 的趋近律下，系统抖振区间宽度 ξ_0 可以表示为

$$\xi_0 = 2kT \quad (5.29)$$

2) 改进后抖振分析

根据公式(5.26)，改进后系统状态的动态特征方程可以表示为如下形式

$$s_{1(k+1)} - s_{1(k)} = -\frac{k_1 T}{\alpha + \beta e^{-\lambda|s|}} \operatorname{sgn}(s_{1(k)}) \quad (5.30)$$

当切换函数 s_1 与滑模面距离足够近时， $e^{-\lambda|s|}$ 近似为 1，则公式(5.30)又可以表示为如下形式

$$s_{1(k+1)} - s_{1(k)} = -\frac{k_1 T}{\alpha + \beta} \operatorname{sgn}(s_{1(k)}) \quad (5.31)$$

此时，同样可以认为 $s_{1(k)} \rightarrow 0^+$ 或者 $s_{1(k)} \rightarrow 0^-$ ，则可以得到

$$\begin{cases} s_{1(k+1)} = -\frac{k_1 T}{\alpha + \beta}, & s_{1(k)} \rightarrow 0^+ \\ s_{1(k+1)} = \frac{k_1 T}{\alpha + \beta}, & s_{1(k)} \rightarrow 0^- \end{cases} \quad (5.32)$$

则在 $\dot{s}_1 = -k_1 \operatorname{sgn}(s_1)/\varphi(s_1)$ 趋近律下，系统抖振区间宽度 ξ_1 为

$$\xi_1 = 2 \frac{k_1 T}{\alpha + \beta} \quad (5.33)$$

公式(5.29)和公式(5.33)对比分析可以发现当 $k = k_1$ 时, 只要参数满足以下条件时, 可以保证新趋近律下的抖振幅度较小, 也就是 $\xi_1 < \xi_0$ 。

$$\alpha + \beta > 1 \quad (5.34)$$

并且 $\alpha + \beta$ 的值可以调节抖振幅度大小, 其值越大, 抖振幅度越小。

(2)趋近时间分析

1)改进前趋近时间分析

对公式(5.25)等号两边进行积分, 可以得到改进前系统状态第一次到达滑模面的时间, 也就是改进前趋近时间 t_0 。

$$t_0 = \frac{|s^*|}{k} \quad (5.35)$$

式中

s^* ——切换函数的初始值。

2)改进后趋近时间分析

对公式(5.26)等号两边进行积分, 可以得到改进后系统状态第一次到达滑模面的时间, 也就是改进后趋近时间 t_1 。

$$t_1 = \frac{\alpha |s^*|}{k_1} + \frac{1}{k_1} \cdot \frac{\beta}{\chi} (1 - e^{-\chi |s_1|}) \quad (5.36)$$

由于 $1 - e^{-\chi |s_1|} < 1$, 因此有

$$t_1 < \frac{\alpha |s^*|}{k_1} + \frac{1}{k_1} \cdot \frac{\beta}{\chi} \quad (5.37)$$

由公式(5.35)和公式(5.36)对比分析可知, 只要两式中参数满足以下条件, 则 $t_1 < \alpha |s^*| / k_1 < t_0$ 。

$$k_1 \chi \gg \beta \quad (5.38)$$

通过上述数学分析可以证实, 采用新趋近律时, 只要参数的选择满足公式(5.34)和(5.38)中的条件, 则可以加速系统状态趋近运动过程, 同时保证在滑模面运动时具有更小的抖振幅度。

5.2.2 反演滑模控制设计

5.2.2.1 反演滑模控制概述

反演控制方法最早出现于 18 世纪末, 由 Ioannis Kanellakopoulos 等人首先提出^[53]。作为一种自内向外的非线性系统控制设计方法^[54], 通过虚拟控制律的分步设计与修正, 满足了每一步子系统对稳定性、无源性的要求, 并保证 Lyapunov 函数的既定性能, 从而获得最终的镇定控制器, 保证系统的控制性能, 实现控制目标^[55]。

滑模控制具有非线性、不连续的特点, 这是由于与其它控制方法相比, 其控制结构可以基于当前系统状态进行动态调整, 迫使系统状态按照特定的轨迹做高频、小幅度的切换运动, 也就是滑模运动^[56]。一般情况下, 系统初始状态位于滑模面之外, 其位置具有随机性, 并且需要经过一段时间的趋近运动, 在到达滑模面后才开始滑模运动。值得注意的是, 一旦系统进入滑模运动状态, 就不再受匹配的参数调整与不确定性的影响, 因此, 滑模控制具有响应快速、算法简单、鲁棒性好的优势, 适用于复杂非线性系统的控制。

为了进一步提高系统鲁棒性, 有研究者提出综合考虑反演控制与滑模控制, 定义误差变量型滑动模型, 利用反演法逐步获得各子系统控制律, 实现自适应滑模控制, 提高其鲁棒性。

滑模控制中必然会存在抖振问题, 如果不加以处理, 会对系统控制效果产生极大破坏, 可能造成系统超调过大, 过渡时间增长, 导致系统收敛变慢, 甚至可能使系统产生振荡, 无法收敛。此外, 存在于平衡位置的抖动还会降低系统静态性能, 增加系统耗能。因此, 迫切需要寻求一种方法降低抖振影响, 更好地发挥滑模控制优势, 上文中针对此问题, 已经提出了一种新趋近律, 接下来, 基于该新趋近律进行加载力矩环反演滑模控制设计。

5.2.2.2 反演滑模控制设计

定义飞机舵机电动负载模拟器对指令加载力矩的跟踪误差为 e , 可以表示为

$$e = T_c - T_L \quad (5.39)$$

设计 $\omega_1 = \omega_d - \omega_m$, 其中, $\omega_1 = (u_1 - u)/K_{\omega p}$, $K_{\omega p}$ 为转速环比例系数; ω_d 为滑模控制输出量。

结合公式(5.8)和公式(5.39), 可以得到

$$J_m \ddot{e} = -K_L \left(K_m + \frac{B_m}{K_{\omega p}} \right) (u_1 - u) + K_L B_m \omega_d + K_L (T_L + J_m \dot{\omega}_r + F_f - \Delta D) \quad (5.40)$$

接下来, 采用动态面反演法进行滑模控制设计。

步骤一：定义 Lyapunov 函数 V_1 ，并设计切换函数 s 。

$$V_1 = \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2}J_m s^2 \quad (5.41)$$

$$s = ce + \dot{e} \quad (5.42)$$

式中

c ——滑模面切换面系数，为正常数。

采用上文所设计的新趋近律，即公式(5.24)，结合公式(5.40)和公式(5.42)，可以得到

$$\begin{aligned} \dot{s} &= c\dot{e} + \frac{K_L}{J_m} B_m \omega_d - \frac{K_L}{J_m} (K_m + \frac{B_m}{K_{\omega p}})(u_1 - u) + \frac{K_L}{J_m} (T_L + J_m \dot{\omega}_r + F_f - \Delta D) \\ &= -\frac{k_1}{\varphi(s)} \text{sgn}(s) - hs \end{aligned} \quad (5.43)$$

设计滑模控制输出量 ω_d 控制律为

$$\omega_d = -\frac{cJ_m}{K_L B_m} \dot{e} + (\frac{K_m}{B_m} + \frac{1}{K_{\omega p}})(u_1 - u) - \frac{1}{B_m} (T_L + J_m \dot{\omega}_r + \hat{F}_f - \Delta \hat{D}) - \frac{J_m}{K_L B_m} (\frac{k_1}{\varphi(s)} \text{sgn}(s) + hs) \quad (5.44)$$

结合公式(5.40)至公式(5.44)，可以得到

$$\dot{V}_1 = e\dot{e} + J_m s\dot{s} = e\dot{e} + s(K_L \Delta F_f - K_L \Delta \tilde{D} - \frac{k_1}{\varphi(s)} \text{sgn}(s) - hs) \quad (5.45)$$

$$\Delta \tilde{D} = \Delta D - \Delta \hat{D} \quad (5.46)$$

步骤二：定义 Lyapunov 函数 V_2 ，可以表示为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\tau_d} \Delta \tilde{D}^2 + \frac{1}{2} \Delta D^2 \quad (5.47)$$

结合公式(5.6)、公式(5.46)和公式(5.47)可以得到

$$\dot{V}_2 = e\dot{e} - (\frac{k_1}{\varphi(s)} |s| + hs^2) + (K_L s + L \Delta \hat{D}) \Delta F_f - L \Delta D^2 - \Delta \tilde{D} (K_L s + \frac{1}{\tau_d} \Delta \dot{\tilde{D}} - L \Delta F_f) \quad (5.48)$$

设计 $\Delta \dot{\tilde{D}}$ 控制律为

$$\Delta \dot{\tilde{D}} = \tau_d (L \Delta F_f - K_L s) \quad (5.49)$$

根据公式(5.5)可以得到

$$\Delta \dot{F}_f = \dot{F} - \hat{\dot{F}} = -\hat{\dot{F}} \quad (5.50)$$

步骤三：定义 Lyapunov 函数 V_3 ，可以表示为

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2\tau_0} \tilde{\sigma}_0^2 + \frac{1}{2\tau_1} \tilde{\sigma}_1^2 + \frac{1}{2\tau} \tilde{\sigma}^2 + \frac{1}{2} \sigma_0 \tilde{z}_1^2 + \frac{1}{2} \sigma_1 \tilde{z}_2^2 \quad (5.51)$$

结合公式(5.13)和公式(5.51)可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 - \frac{1}{\tau_0} \tilde{\sigma}_0 \dot{\tilde{\sigma}}_0 - \frac{1}{\tau_1} \tilde{\sigma}_1 \dot{\tilde{\sigma}}_1 - \frac{1}{\tau} \tilde{\sigma} \dot{\tilde{\sigma}} + \sigma_0 \tilde{z}_1 \dot{\tilde{z}}_1 + \sigma_1 \tilde{z}_2 \dot{\tilde{z}}_2 \\ &= e\dot{e} - \left(\frac{k_1}{\varphi(s)}|s| + hs^2\right) - L\Delta D^2 + \sigma_0 \tilde{z}_1 (K_L s + L\Delta \hat{D} + \dot{\tilde{z}}_1) + \\ &\quad \sigma_1 \tilde{z}_2 [-(K_L s + L\Delta \hat{D}) \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} + \dot{\tilde{z}}_2] + \tilde{\sigma}_0 [\hat{z}_1 (K_L s + L\Delta \hat{D}) - \frac{1}{\tau_0} \dot{\tilde{\sigma}}_0] - \\ &\quad \tilde{\sigma}_1 [\hat{z}_2 (K_L s + L\Delta \hat{D}) \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} + \frac{1}{\tau_1} \dot{\tilde{\sigma}}_1] + \tilde{\sigma} [\dot{\theta}_m (K_L s + L\Delta \hat{D}) - \frac{1}{\tau} \dot{\tilde{\sigma}}] \end{aligned} \quad (5.52)$$

分析公式(5.52)，设计摩擦观测器参数控制律

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\sigma}}_0 = \tau_0 \hat{z}_1 (K_L s + L\Delta \hat{D}) \\ \dot{\tilde{\sigma}}_1 = -\tau_1 \hat{z}_2 (K_L s + L\Delta \hat{D}) \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \\ \dot{\tilde{\sigma}} = \tau \dot{\theta}_m (K_L s + L\Delta \hat{D}) \end{cases} \quad (5.53)$$

结合公式(5.10)、公式(5.52)和公式(5.53)可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= e\dot{e} - \left(\frac{k_1}{\varphi(s)}|s| + hs^2\right) - L\Delta D^2 + \sigma_0 \tilde{z}_1 (K_L s + L\Delta \hat{D} - \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_1 - l_1) + \\ &\quad \sigma_1 \tilde{z}_2 [-(K_L s + L\Delta \hat{D}) \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} - \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_2 - l_2] \end{aligned} \quad (5.54)$$

分析公式(5.54)，为摩擦观测器补偿量设计控制律，可以表示为

$$\begin{cases} l_1 = K_L s + L\Delta \hat{D} \\ l_2 = -(K_L s + L\Delta \hat{D}) \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \end{cases} \quad (5.55)$$

根据公式(5.54)和公式(5.55)可以得到

$$\dot{V}_3 = e\dot{e} - hs^2 - \frac{k_1}{\varphi(s)}|s| - L\Delta D^2 - \sigma_0 \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_1^2 - \sigma_1 \frac{|\dot{\theta}_m|}{g(\dot{\theta}_m)} \tilde{z}_2^2 \quad (5.56)$$

由于切换函数 $s = ce + \dot{e}$ ，因此可以得到

$$e\dot{e} - hs^2 = -h(c^2 e^2 + (2c - \frac{1}{h})e\dot{e} + \dot{e}^2) \quad (5.57)$$

考虑到 k_1 、 L 、 σ_0 、 σ_1 、 h 、 $c > 0$ ，故令 $2c - 1/h = -2c$ ，即 $4hc = 1$ ，则此时可以保证 $\dot{V}_3 \leq 0$ 。因此，通过 ω_d 、 $\Delta\dot{D}$ 、 $\dot{\sigma}_0$ 、 $\dot{\sigma}_1$ 、 $\dot{\sigma}$ 、 l_0 、 l_1 控制律的设计，使得系统满足 Lyapunov 稳定性条件，保证输入输出力矩误差值收敛，从而可以实现飞机舵机电动负载模拟器对指令加载力矩的精确加载。

5.3 实验验证与结果分析

为了验证所设计飞机舵机电动负载模拟器双环复合控制器性能，在 Matlab/Simulink 平台搭建系统模型进行仿真实验，并令 K_V 、 K_{PWM} 值为 1，以方便实验分析。系统所受摩擦力矩由 LuGre 模型表征，其摩擦参数设置为： $\sigma_0=140$ 、 $\sigma_1=9.3$ 、 $\sigma_2=37.2$ 、 $F_c=21.9$ 、 $F_s=39.8$ 。滑模控制参数设置为： $h=80$ 、 $k_1=135$ 、 $\alpha=0.1$ 、 $\beta=2$ 、 $\chi=2$ 、 $c=1/320$ 。实验中选用某种型号的无刷直流电机，其主要工作参数如表 5.1 所示。

表 5.1 某型号无刷直流电机主要参数

| 名称 | 单位 | 数值 |
|--------|-------------------|------------|
| 峰值堵转力矩 | Nm | ≥ 300 |
| 连续堵转电压 | V | 28.2 |
| 连续堵转电流 | A | 13 |
| 连续堵转力矩 | Nm | ≥ 140 |
| 电枢电阻 | Ω | 3.2 |
| 电枢电感 | H | 0.007 |
| 反电动势系数 | V·s/rad | 3.19 |
| 转矩常数 | Nm/A | 10.34 |
| 转动惯量 | kg·m ² | 0.08 |
| 阻尼系数 | Nm·s/rad | 0.31 |

为了研究复合控制器的控制效果，基于系统评价指标，分别进行了外部扰动观测实验，不同频率、不同加载梯度的加载力矩跟踪实验以及多余力矩抑制实验。

5.3.1 外部扰动观测实验分析

设置非线性干扰观测器增益 L 为 3.2，由于外部扰动和非线性干扰观测器动态特性

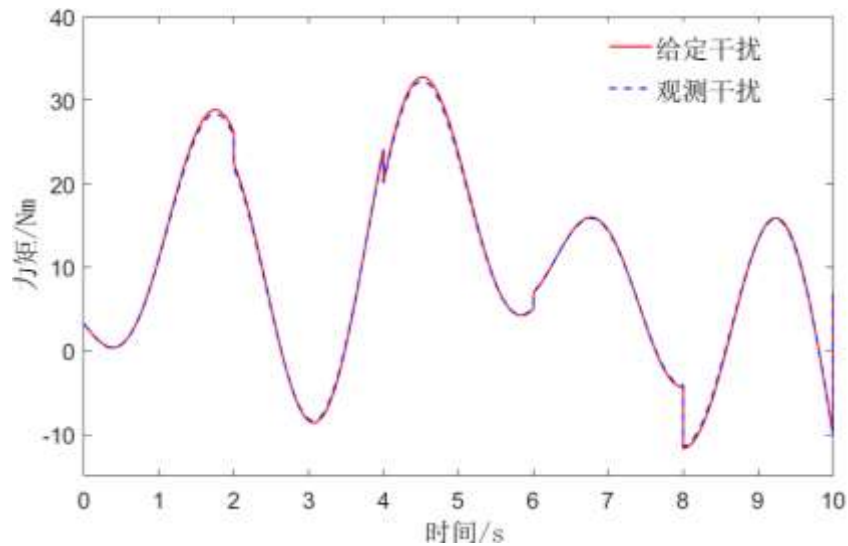
相比变化速度较为缓慢，本实验中设置外部扰动

$$D=10\sin(8\pi t)+18\sin(20\pi t)+13\sin(5\pi t-7\pi/8)+20\text{rand}()-10 \quad (5.58)$$

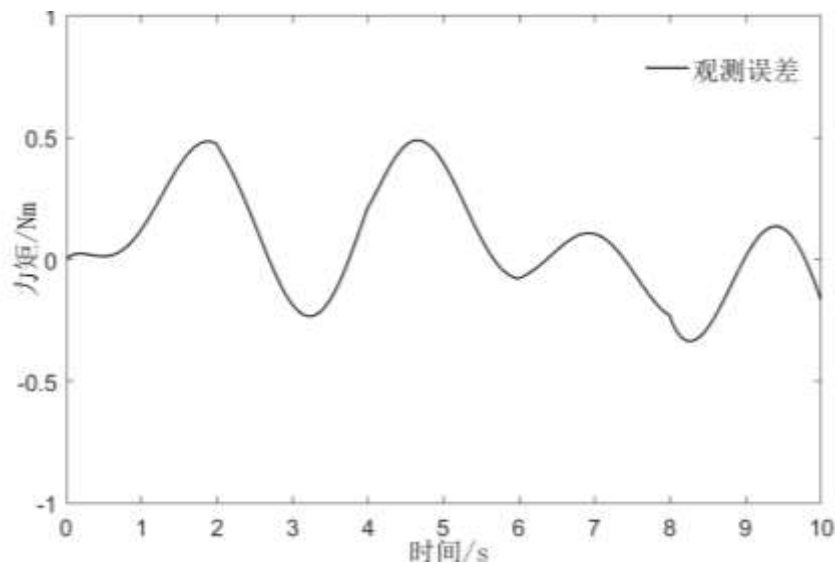
式中

$\text{rand}()$ ——随机数，其频率设定为 0.5 Hz。

非线性干扰观测器观测值及其观测误差，如图 5-5 所示。



(a)干扰跟踪曲线



(b)干扰误差曲线

图 5-5 非线性干扰观测器实验结果图

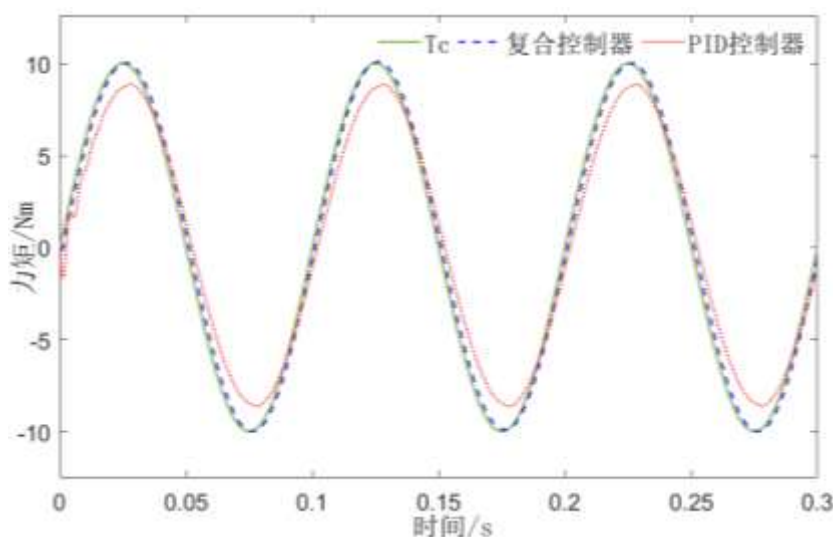
由图 5-5 可以看出，当系统存在外部扰动时，非线性干扰观测器具有较强跟踪能力能够对外部扰动起到良好的观测作用，其观测误差幅值在 0 Nm 上下小范围波动，数值较小，较小的 ΔD 意味着系统输出加载力矩中的外部扰动影响更小。因此，观测器可以

获得较为准确的外部扰动值，为系统控制器设计提供可靠信息来源，同时在电机速度环中为系统提供必要补偿。

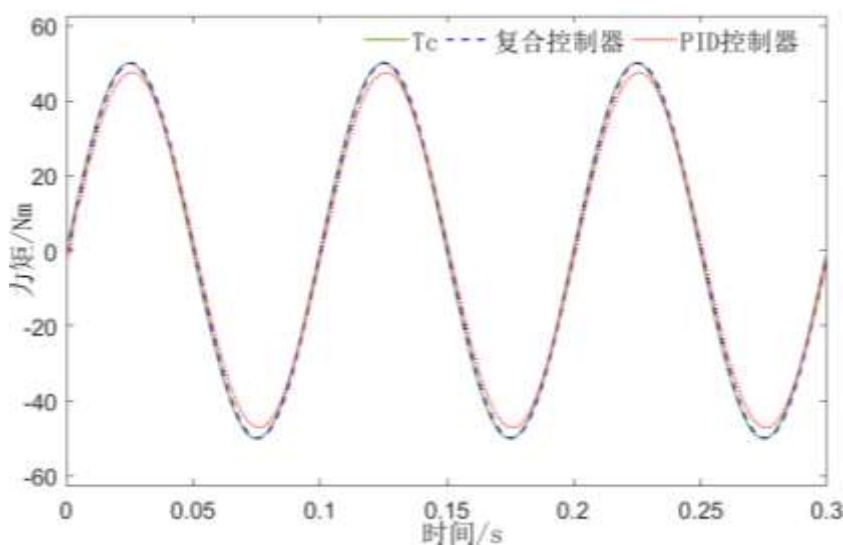
5.3.2 基于不同加载梯度的加载力矩跟踪实验分析

基于飞机舵机电动负载模拟器系统技术指标，实验选定舵机工作频率为 10Hz，改变加载梯度，从而使指令加载力矩做出对应变化，研究不同加载梯度下飞机舵机电动负载模拟器对指令加载力矩的跟踪效果。

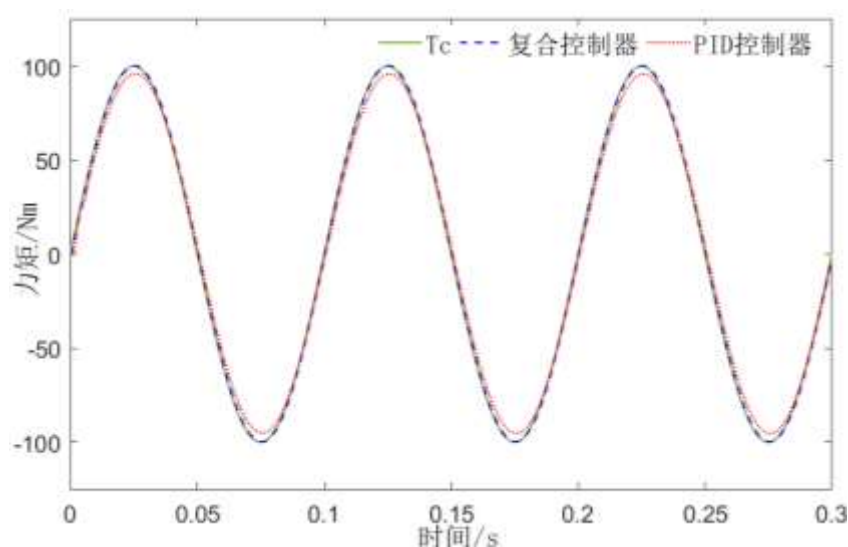
实验设定指令加载力矩为频率 10 Hz, 幅值 2° 的正弦信号, 加载梯度分别为 $5 \text{ Nm}/^\circ$ 、 $25 \text{ Nm}/^\circ$ 、 $50 \text{ Nm}/^\circ$ ，则指令加载力矩为 10 Nm、50 Nm、100 Nm。实验分析当仿真时间为 0.3 s 时，在复合控制器和传统 PID 控制器控制下，系统对指令加载力矩的跟踪效果，实验结果如图 5-6 所示，具体数据如表 5.2 所示。



(a) $5 \text{ Nm}/^\circ$ 加载力矩跟踪曲线



(b) $25 \text{ Nm}/^\circ$ 加载力矩跟踪曲线



(c) 50 Nm/° 加载力矩跟踪曲线

图 5-6 不同加载梯度时 0.3 s 加载力矩跟踪曲线

表 5.2 不同加载梯度时力矩跟踪数据

| 加载梯度(Nm/°) | 控制器 | 幅值差(%) | 相位差(°) |
|-------------|---------|--------|---------|
| 5 | 复合控制器 | 0.2 | 6.3 |
| | PID 控制器 | 11.29 | 10.8 |
| 25 | 复合控制器 | 0.4 | 5.76 |
| | PID 控制器 | 5 | 6.48 |
| 50 | 复合控制器 | 0.5 | 0.72 |
| | PID 控制器 | 4.1 | 3.6 |

由图 5-6 和表 5.2 分析可知，加载梯度为 5 Nm/°、25 Nm/°、50 Nm/°时，复合控制下的力矩跟踪曲线幅值差分别为 0.2%、0.4 %、0.5 %，相位差分别为 6.3° 、5.76° 、0.72° ，不仅满足“双十指标”，且其控制效果远远优于传统 PID 控制，加载精度显著提高。而在采用传统 PID 控制时，力矩跟踪曲线无论是在幅值还是相位方面都具有较大误差，甚至在加载梯度为 5 Nm/° 的情况下，力矩跟踪曲线幅值差达到 11.29%，相位差达到 10.8° ，已经无法满足“双十指标”。

由此可见，在相同工作频率下，处于不同加载梯度时，与传统 PID 控制相比，采用复合控制时系统的力矩跟踪效果具有明显优势，其加载性能更为优异。

将仿真时间延长至 5 s，测试加载梯度为 5 Nm/°、25 Nm/°、50 Nm/°时复合控制器的加载稳定性，实验结果如图 5-7 所示。

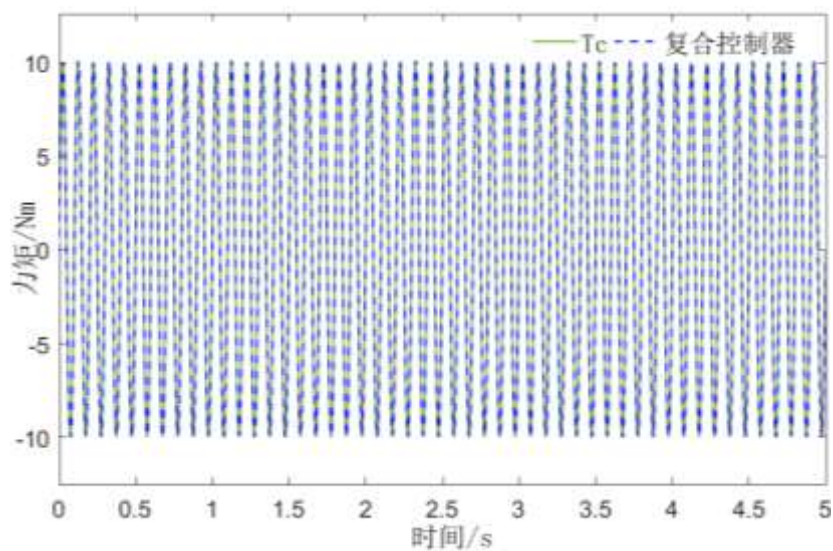
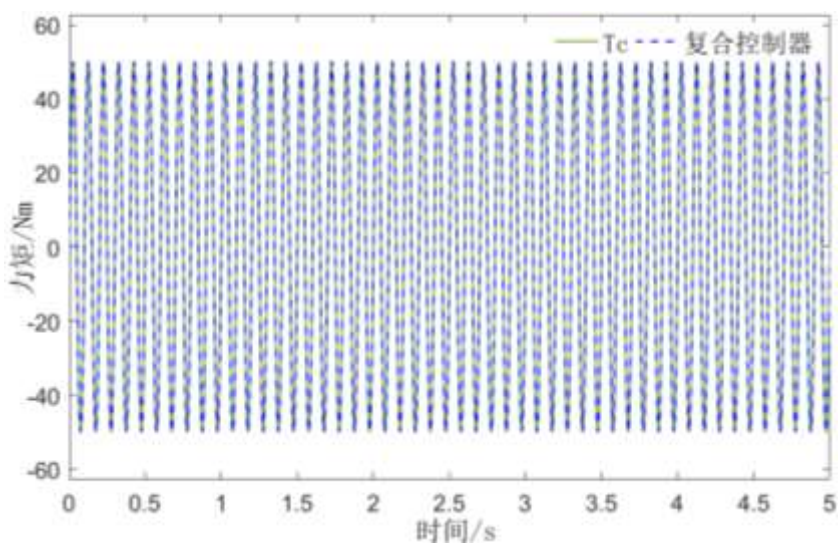
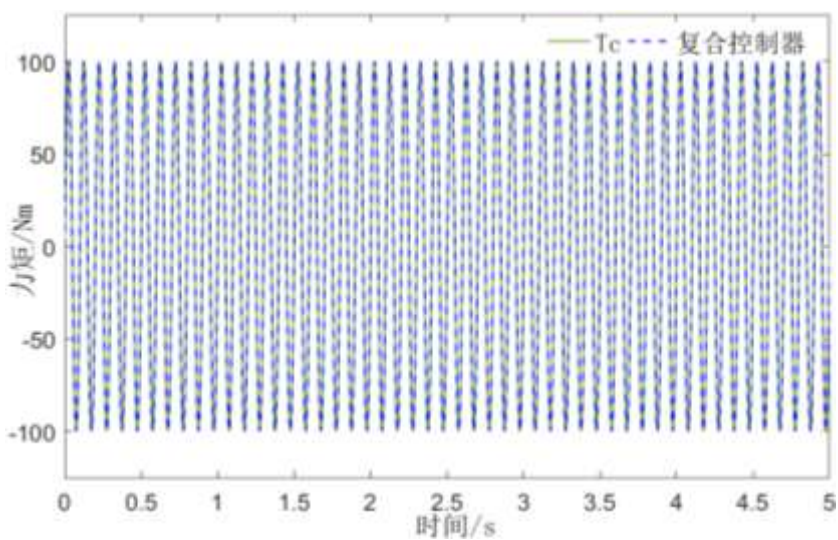
(a) 5 Nm/° 加载力矩跟踪曲线(b) 25 Nm/° 加载力矩跟踪曲线(c) 50 Nm/° 加载力矩跟踪曲线

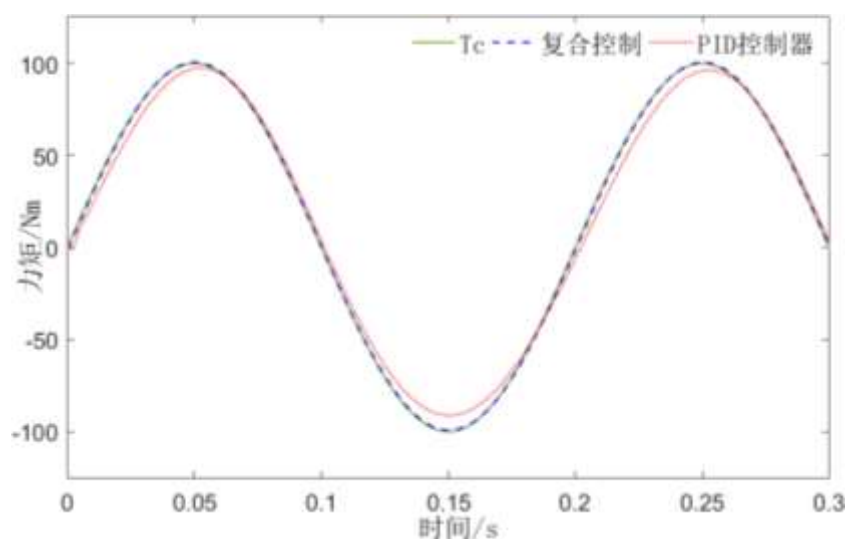
图 5-7 不同加载梯度时 5 s 加载力矩跟踪曲线

由图 5-7 分析可知, 将仿真时间延长至 5 s, 加载梯度为 $5\text{ Nm}/^\circ$ 、 $25\text{ Nm}/^\circ$ 、 $50\text{ Nm}/^\circ$ 时, 复合控制下系统加载力矩输出均没有出现发散现象, 保持较为优异的力矩跟踪能力。

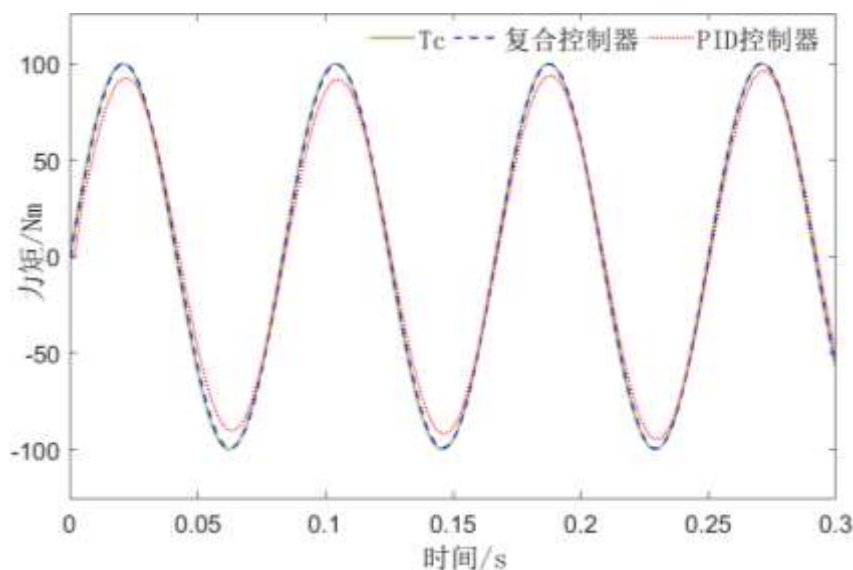
由此可见, 不同加载梯度下, 复合控制器相较于传统 PID 控制器具有更好的控制效果, 并且能够保证系统长时间的加载稳定性。

5.3.3 基于不同工作频率的加载力矩跟踪实验分析

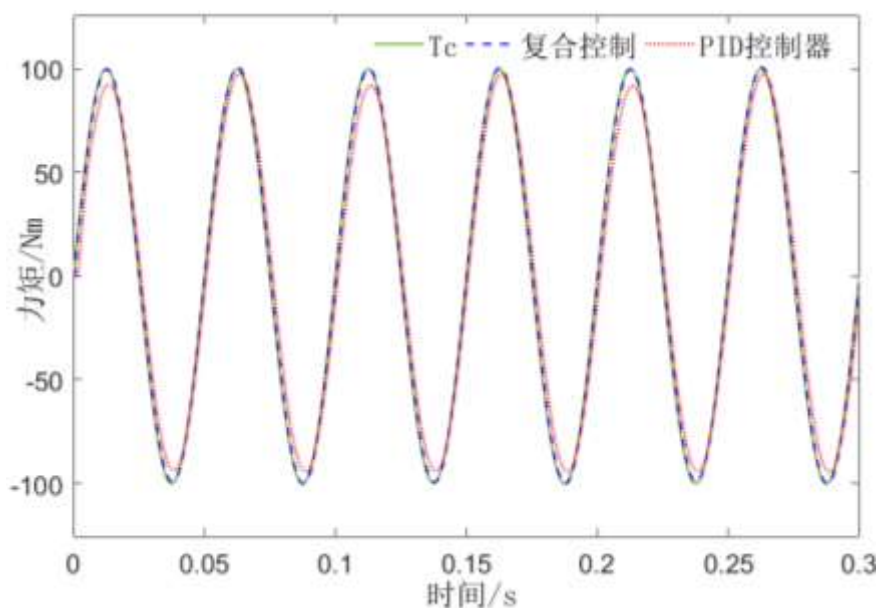
实验选定加载梯度为 $50\text{ Nm}/^\circ$, 改变舵机工作频率, 研究不同工作频率下飞机舵机电动负载模拟器对指令加载力矩的跟踪效果。则实验设定指令加载力矩为幅值 2° , 频率分别为 5 Hz 、 12 Hz 、 20 Hz 的正弦信号。实验分析仿真时间为 0.3 s 时, 在两种控制器控制下, 系统对指令加载力矩的跟踪效果, 实验结果如图 5-8 所示, 具体数据如表 5.3 所示。



(a) 5 Hz 加载力矩跟踪曲线



(b) 12 Hz 加载力矩跟踪曲线



(c) 20 Hz 加载力矩跟踪曲线

图 5-8 不同工作频率时 0.3 s 加载力矩跟踪曲线

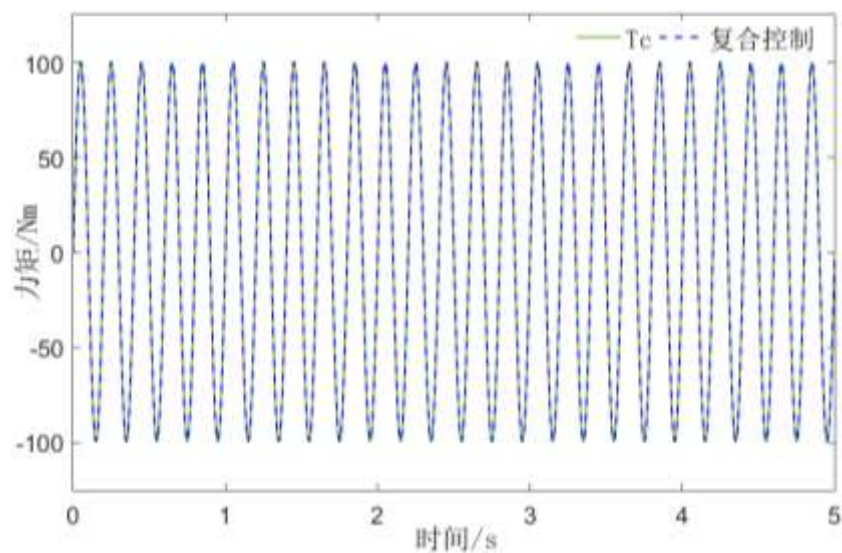
表 5.3 不同工作频率时力矩跟踪数据

| 工作频率(Hz) | 控制器 | 幅值差(%) | 相位差(°) |
|----------|---------|--------|---------|
| 5 | 复合控制器 | 0.6 | 1.44 |
| | PID 控制器 | 2.5 | 14.4 |
| 12 | 复合控制器 | 0.1 | 6.22 |
| | PID 控制器 | 7.6 | 16.2 |
| 20 | 复合控制器 | 0.8 | 0.54 |
| | PID 控制器 | 2.33 | 5.62 |

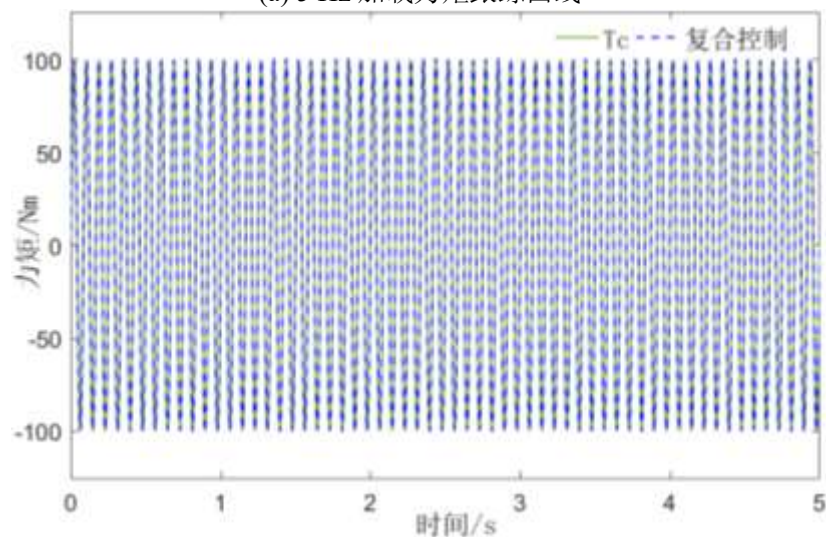
由图 5-8 和表 5.3 分析可知,系统工作频率为 5 Hz、12 Hz、20 Hz 时,复合控制下的力矩跟踪曲线幅值差分别为 0.6%、0.1%、0.8%,相位差分别为 1.44°、6.22°、0.54°,充分满足“双十指标”的要求,并且加载精度同样得到了显著提高。而传统 PID 控制下,力矩跟踪曲线的幅值差和相位差都远远大于复合控制。而且在 5 Hz、12 Hz 工作频率条件下,传统 PID 控制时系统相位差分别达到了 14.4°、16.2°,已无法满足“双十指标”。

由此可见,在相同加载梯度下,处于不同工作频率时,与传统 PID 控制相比复合控制下系统的力矩跟踪效果具有长足进步和明显提高。

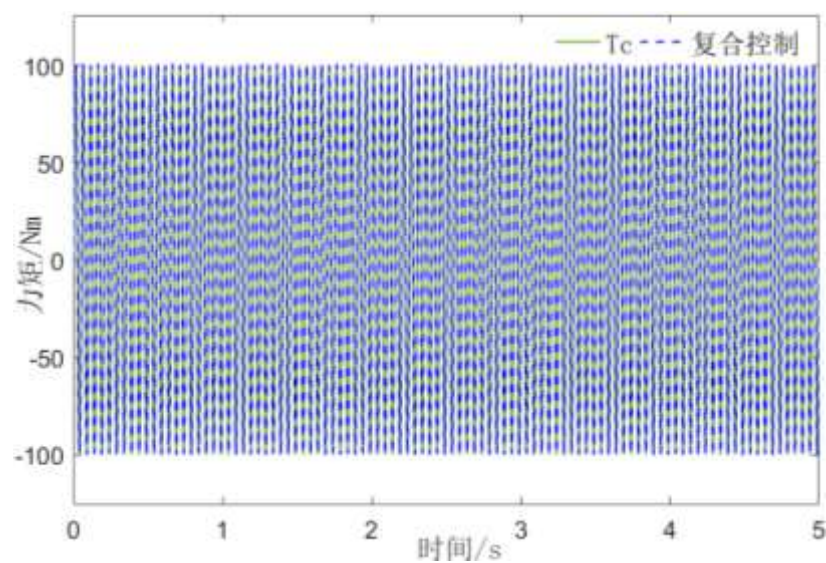
将仿真时间延长至 5 s,测试工作频率为 5 Hz、12 Hz、20 Hz 时复合控制器的加载稳定性,实验结果如图 5-9 所示。



(a) 5 Hz 加载力矩跟踪曲线



(b) 12 Hz 加载力矩跟踪曲线



(c) 20 Hz 加载力矩跟踪曲线

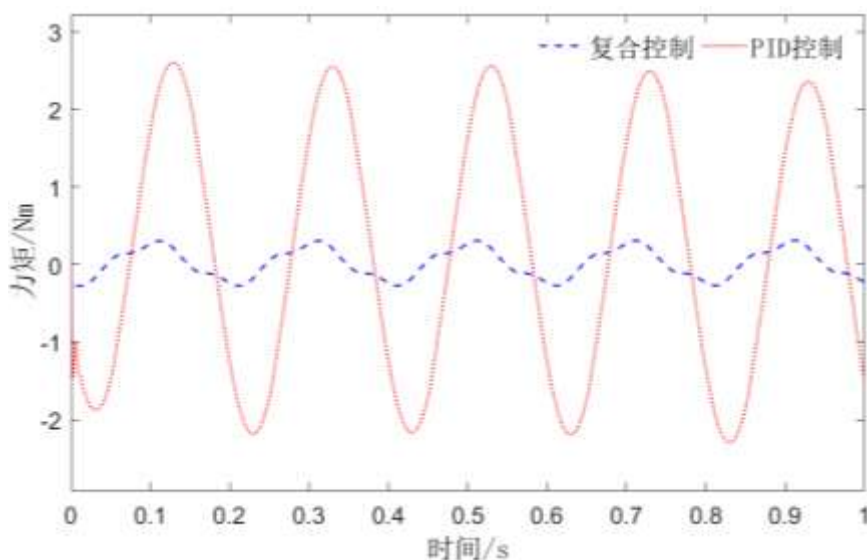
图 5-9 不同工作频率时 5 s 加载力矩跟踪曲线

由图 5-9 分析可知, 将仿真时间延长至 5 s, 工作频率为 5 Hz、12 Hz、20 Hz 时, 复合控制下系统的加载力矩输出同样没有出现发散情况, 保持稳定输出。

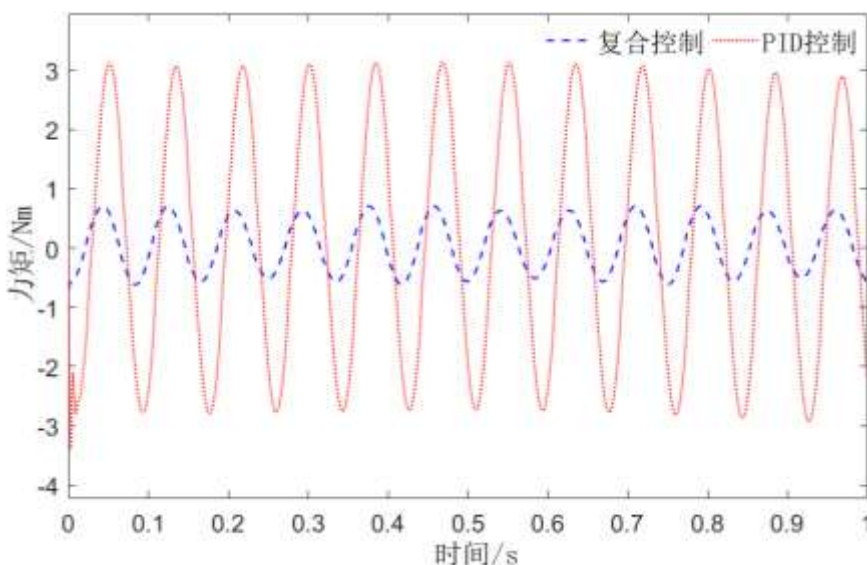
由此可见, 不同工作频率下复合控制器相较于传统 PID 控制器同样具有更好的控制效果, 并且加载过程依旧稳定。

5.3.4 多余力矩抑制实验分析

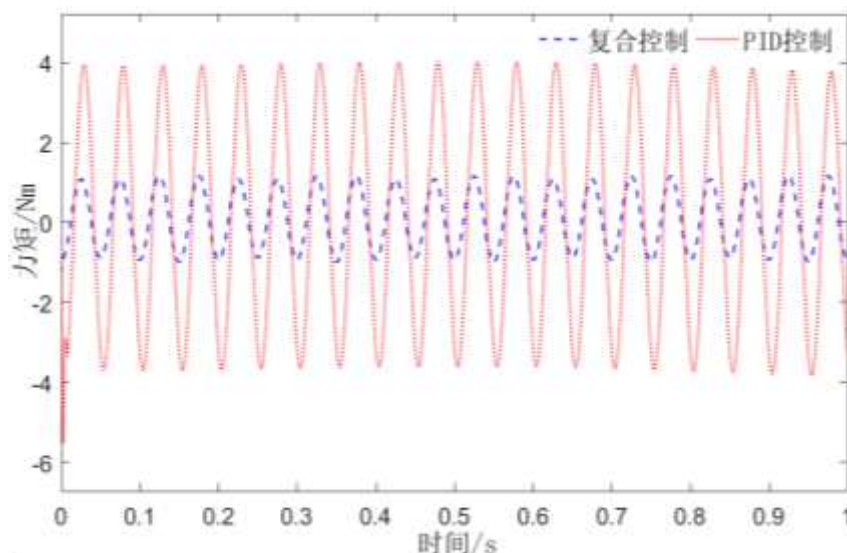
为了研究复合控制器控制下飞机舵机电动负载模拟器的多余力矩产生情况, 实验设定系统加载梯度为 0 Nm° , 同时令摩擦以及外部扰动值为零, 此时, 令系统输入完全由舵机主动运动所带来的角位移提供。实验比较系统在两种控制方式下所产生的多余力矩大小及其抑制效果, 实验结果如图 5-10 所示。



(a) 5 Hz 多余力矩曲线



(b) 12 Hz 多余力矩曲线



(c) 20 Hz 多余力矩曲线

图 5-10 多余力矩曲线

由图 5-10 可以明显看出，工作频率为 5 Hz、12 Hz 和 20 Hz 时，复合控制下系统所产生的多余力矩明显小于传统 PID 控制。并且通过进一步分析可知，在三种工作频率下，与传统 PID 控制器相比，复合控制器使得系统分别消除约 87.5%、75.5%、74.8% 的多余力矩。

由此可见，在不同工作频率下，与传统 PID 控制器相比复合控制器具有更为优异的抑制多余力矩能力，抑制效果显著。

5.4 本章小结

本章首先设计了一种双环复合控制器。一方面为了提高电机速度环控制品质，首先设计了非线性干扰观测器获得外部扰动控制补偿量，从而克服外部扰动影响；接着基于 LuGre 摩擦模型设计摩擦观测器，实时估计摩擦力矩，为非线性干扰观测器及加载力矩环控制器设计提供可靠信息来源；最后以零为输入参考值设计了零基准自抗扰控制器，并采用改进型鲸鱼优化算法对其进行参数在线整定，克服了传统参数整定方法繁琐且精确度差的缺陷，从而完成整个无刷直流电机速度环控制器设计。另一方面，为了提高加载力矩环控制品质，设计了一种新趋近律以缩短滑模运动趋近时间，缓解系统抖振，基于此设计了滑模控制器，从而完成整个加载力矩环控制器设计。最后，在 Matlab/Simulink 平台进行了实验仿真，实验结果表明非线性干扰观测器能够对系统外部扰动进行准确观测与估计；复合控制器能够显著优化系统加载性能，充分满足加载需求。

第六章 结 论

本文针对现阶段飞机舵机电动负载模拟器受到多余力矩、摩擦及外部扰动等非线性干扰严重，导致系统加载性能变差的问题，分析国内外电动负载模拟器领域的现有研究成果，总结前人经验，开展了系统控制策略设计优化的深入研究工作，提出了一种基于电机速度环和加载力矩环的双环复合控制方法。论文的主要研究成果如下：

(1)提出了以无刷直流电机作为执行机构，构建飞机舵机电动负载模拟器，分析了系统结构和原理，并着重分析了无刷直流电机的内部结构和工作过程，给定了系统性能指标，为数学模型的建立奠定了一定的理论基础，同时为控制器设计和实验仿真提供了可靠的数据来源。

(2)建立了非线性系统数学模型，在分析比较现有摩擦模型后，选择 LuGre 摩擦模型表征系统所存在的摩擦干扰，进一步完善数学模型结构，并得到了系统传递函数，通过分析获得了加载力矩输出组成成分，明确了控制器设计方向。

(3)设计了一种改进型鲸鱼优化算法。首先，引入 Skew Tent 混沌映射，优化了鲸鱼种群初始化过程，提高了种群的随机性，解决了初始种群分布不均的问题；接着，通过构造动态搜索因子使算法搜索半径能够随种群进化代数进行动态调整，解决了算法搜索效率低的问题；然后，建立了小超调 ITAE 目标函数，优化了算法寻优结果误差衡量方法。最后，基于 Sphere 和 Rastrigin 算法测试函数，实验对比了改进前后鲸鱼优化算法的寻优过程，验证了改进后算法的有效性，为系统控制器参数整定提供了一种新的有效思路。

(4)研究了飞机舵机电动负载模拟器控制结构中各控制回路作用，通过比较和分析后，提出了一种基于电机速度环与加载力矩环的双环复合控制器设计方案。具体设计方法如下：

1)在电机速度环控制器设计中，首先，构造了非线性干扰观测器，实时观测系统外部扰动，通过设计非线性补偿控制律获得其控制补偿量，达到抑制外部干扰的目的；接着，建立了摩擦观测器，对系统所受摩擦力矩进行实时观测，通过双观测法获得其估计值，为非线性干扰观测器及加载力矩环控制器设计提供可靠数据信息；最后，以零为输入参考值设计了一种零基准自抗扰控制器，并利用改进型鲸鱼优化算法对其进行参数在线整定，从而完成整个电机速度环控制器设计。

2)在加载力矩环控制器设计中,首先,通过改进指数趋近律中的等速趋近项设计了一种新趋近律,并利用数学推导法证明了新趋近律可以有效改善滑模抖振现象,缩短收敛时间;然后,基于新趋近律设计了滑模控制结构,并利用反演后退法获得完整滑模控制律,同时实现摩擦观测器参数的动态调整,至此完成整个加载力矩环控制器设计。

(5)在 Matlab/Simulink 平台进行了实验验证,结果表明,本文所设计的双环复合控制器能够大幅减少多余力矩、摩擦及外部扰动等非线性干扰对系统造成的不良影响,显著提高系统加载性能。

飞机舵机电动负载模拟器的控制设计是一个涉及理论面广且考虑因素多的复杂研究领域,本文虽然完成了以上工作,但是仍然存在诸多问题没有解决,需要在未来科研工作中进行进一步探索:

(1)本文在进行非线性系统数学模型建立时,没有考虑到实际系统中的机械连接部分会存在非线性间隙,而非线性间隙的存在会使加载力矩输出成分更为复杂,致使加载性能降低,因此,如何对非线性间隙进行控制补偿,需要在接下来的工作中进行进一步的研究和解决。

(2)本文在进行实验仿真时,设置系统输入为正弦信号,若改变输入信号波形,是否会影响加载力矩输出尚不可知,因此,接下来需要对多种波形信号输入时的力矩跟踪情况进行实验研究。

(3)本文验证控制器效果时,以仿真实验为主,缺少实物实验验证,因此,本文所设计控制器能否在实际应用中取得如期控制效果有待于进一步验证。

致 谢

时光流转，转眼之间来到了研究生生活的尾声，首先感谢我的导师刘晓琳副教授，在她的无私指导与鞭策下完成了本次课题的研究。无论是在研究方向确定、论文题目选择、关键问题解决，还是具体论文撰写工作等方面刘老师都一直不厌其烦地帮助我。刘老师研究学问严谨认真、一丝不苟、专业精深，为人谦虚幽默、和蔼可亲、乐于助人。在科研中，刘老师以身作则，对待学术始终严谨而又满怀热忱，言传身教，让我不仅学习到了新的专业知识，更领会到了基本的思考方法。在生活中，刘老师又如慈母一般对我关怀备至。研究生期间，刘老师像指南针一样，指引我人生方向；又像园丁一样，孜孜不倦的培养我、呵护我。刘老师的工作态度和治学风范将会作为我最宝贵的财富伴随着我走下去，再一次衷心地感谢刘老师！

感谢同研究组的韩秋旻、马丽霞同学一直以来的对我的陪伴与帮助，以及刘畅、吴佳敏、黄德顺、谢孟岑、郭艾佳、孙晓璐、李晋恺学弟学妹们对我的鼓励与支持，很开心能和大家成为同门，也很开心能与实验室的同学一起走过这三年，祝大家在未来平安喜乐、万事胜意！

感谢我的父母，是您们一直照顾我、关心我、培养我，未来我会继续努力，不辜负您们的期望。希望您们一直健健康康、平平安安、事事顺遂！

感谢本文引用的文献作者和所有帮助和关心过我的人！

参考文献

- [1] 马小勇, 杨瑞峰, 郭晨霞, 等. 电动负载模拟器的自适应终端滑模控制[J]. 机床与液压, 2020, 48(8): 171-174.
- [2] Zhang M, Yang B. A naive method of applying fuzzy logic to CMAC in electric load simulator[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2017, 39(10): 1590-1599.
- [3] 李喜林, 赵士明, 李文雷, 等. 舵机电动伺服加载控制系统的设计与研究[J]. 机床与液压, 2018, 46(4): 104-108.
- [4] Liu C Q, Luo G Z, Chen Z, et al. A linear ADRC-based robust high-dynamic double-loop servo system for aircraft electro-mechanical actuators[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(9): 2174-2187.
- [5] 曹彤, 孙杏初, 欧阳沁, 等. 舵机反操纵负载台设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2003(3): 252-254.
- [6] 荣亮. 伺服作动器新型动态加载系统仿真与研究[D]. 南京航空航天大学, 2017.
- [7] 程校, 金晓宏, 张明伟, 等. 被动式电液力加载系统多余力的研究[J]. 机械设计与制造, 2018(9): 71-75.
- [8] Jkaiser M, Weeks W L. Electro-hydraulic simulator investigations[J]. Mathematics and Computers in Simulation, 1994, 36(3): 221-240.
- [9] 鄂昱村, 陈楸, 李毅. 被动式电液伺服加载系统的多余力抑制[J]. 液压与气动, 2014(5): 52-56.
- [10] 刘伟良. 电动负载模拟器动态特性研究[D]. 中北大学, 2019.
- [11] 黄超群. 船舶舵机负载模拟系统设计与试验研究[D]. 浙江大学, 2019.
- [12] 严军. 舰船舵机力加载系统的研究及实现[D]. 华中科技大学, 2006.
- [13] 张培, 许宏光, 郑大可, 等. 新型电液负载模拟器建模及仿真研究[J]. 液压与气动, 2015(2): 98-102.
- [14] 刘晓琳, 李卓. 飞机舵机电动加载系统多余力矩抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(6): 1366-1373.
- [15] 林凡涌, 符文星, 杭娟. 基于 PMSM 的电动负载模拟器建模与控制[J]. 科学技术与工程, 2012, 12(19): 4681-4685.

- [16]王鑫, 冯冬竹. 引入弹簧杆的电动负载模拟器实验研究[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(9): 91-94.
- [17]张学辉. 舵机变刚度伺服加载系统的研究[D]. 燕山大学, 2009.
- [18]孙俊珍. 双跟踪加载系统研究与实现[D]. 南京航空航天大学, 2016.
- [19]Nguyen M N, Guo J F, Shi D. Evolving self-organizing fuzzy cerebellar model articulation controller[C]. IEEE International Conference on Neural Networks, Vancouver, Canada. 2006: 3694-3699.
- [20]杨波, 王俊奎. 基于改进的 CMAC 的电动加载系统复合控制[J]. 航空学报, 2008(5): 1314-1318.
- [21]李瑞, 王明艳. 电动负载模拟器抑制多余力的结构补偿控制[J]. 机床与液压, 2013, 41(3): 62-64+40.
- [22]牛国臣, 王巍, 宗光华. 基于迭代学习的电动负载模拟器复合控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(12): 1740-1747.
- [23]林辉, 戴志勇, 陈晓雷, 等. 电动负载模拟器反演终端滑模控制[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(12): 1259-1263.
- [24]López K, Garrido R, Mondié S. Cascade proportional integral retarded control of servodrives. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering. 2018, 232(6): 662-671.
- [25]税洋, 尉建利, 闫杰. 基于模型参考自适应控制的舵机加载系统研究[J]. 西北工业大学学报, 2018, 36(2): 246-251.
- [26]Li C C, Pan X D, Wang G L. Torque tracking control of electric load simulator with active motion disturbance and nonlinearity based on T-S fuzzy model[J]. Asian Journal of Control, 2020, 22(3): 1280-1294.
- [27]常波. 基于模糊 PID 算法的无刷直流电机调速研究与实现[D]. 电子科技大学, 2012.
- [28]代明光, 齐蓉. 基于扩展状态观测器的电动负载模拟器反演滑模控制[J]. 航空学报, 2020, 41(5): 280-290.
- [29]Gobinath S, Madheswaran M. Deep perceptron neural network with fuzzy PID controller for speed control and stability analysis of BLDC motor[J]. Soft Computing, 2020, 24(13): 10161-10180.
- [30]刘彦荣. 基于 BP 网络的无刷直流电机无位置传感器控制[D]. 天津大学, 2009.

- [31] Yury N. BLDC motor identification based on optimal control model in the state space[J]. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2020, 1(4): 382-393.
- [32] 段凯原, 胡利民, 陈彦勇, 等. 微小型 UUV 无刷直流电机驱动控制系统[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(4): 35-39.
- [33] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 25-34.
- [34] 易春喜. 基于 DSP 的无刷直流电机控制系统研究[D]. 武汉理工大学, 2006.
- [35] Devendra P, Alice M, Sai B. Experimental implementation of Flower Pollination Algorithm for speed controller of a BLDC motor[J]. Ain Shams Engineering Journal, 2019, 10(2): 580-589.
- [36] 吴梦委. 伺服加载实验系统摩擦力矩加载与控制方法研究[D]. 北京交通大学, 2020.
- [37] 焦宗夏, 华清, 王晓东, 等. 负载模拟器的评价指标体系[J]. 机械工程学报, 2002(11): 26-30.
- [38] 李成成. 舵机电动式加载测试系统多余力矩抑制及其控制策略研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2019.
- [39] 苏杨. 飞机舵机电液伺服系统控制补偿方法研究[D]. 中国民航大学, 2020.
- [40] 刘晓琳, 李卓, 陈立东. 电液负载模拟器神经网络辨识器及控制器设计[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(2): 834-840.
- [41] Wang L, Wang M, Guo B, et al. Analysis and design of a speed controller for electric load simulators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7413-7422.
- [42] 黎青鑫, 陈机林, 侯远龙, 等. 某随动平台模糊 RBF 神经网络终端滑模控制设计[J]. 电光与控制, 2020, 27(12): 90-94+104.
- [43] Wang L, Chang Y, Zhu H T. Internal model control and experimental study of ankle rehabilitation robot[J]. RBOTICA, 2020, 38(5): 940-956.
- [44] 李明, 封航, 李莹月. 基于改进遗传算法的 LuGre 摩擦模型参数辨识及补偿[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2018(11): 38-42.
- [45] Priyang U J, Ramin A, Oluwamayokun B. Analytical friction model for sliding bodies with coupled longitudinal and transverse vibration[J]. Tribology International, 2018, 12(6): 60-75.
- [46] Seyedali M, Andrew L. The Whale Optimization Algorithm[J]. Advances in Engineering Software, 2016, 1(8): 51-67.

- [47]刘亮, 何庆. 一种求解函数优化问题的改进鲸鱼优化算法[J]. 计算机应用研究, 2020, 37(4): 1004-1009.
- [48]Oliva D, Abdel A M, Ella H A. Parameter estimation of photovoltaic cells using an improved chaotic whale optimization algorithm[J]. Applied Energy, 2017, 200: 141-154.
- [49]黄勇, 于云峰, 孙力. 基于遗传算法的电动负载模拟器 ITAE 控制器设计和仿真[J]. 宇航学报, 2008(5): 1521-1525.
- [50]张永, 陈锋. 一种改进的鲸鱼优化算法[J]. 计算机工程, 2018, 44(3): 208-213+219.
- [51]Tan W, Fu C. Linear active disturbance-rejection control: Analysis and tuning via IMC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2350-2359.
- [52]Hoffmann N P. Linear stability of steady sliding in point contacts with velocity dependent and LuGre type friction[J]. Journal of Sound and Vibration, 2006, 301(3): 1023-1034.
- [53]吴文海, 张杨, 胡云安, 张源原. 舰载机着舰非线性反演控制方法研究进展[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(7): 1578-1587.
- [54]Kali Y, Saad M, Doval G J, et al. Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(11): 1660-1671.
- [55]Liny C, Valentina E B, Marius M B, et al. Adaptive Backstepping Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control for Hydro-Turbine Governor Design[J]. Energies, 2019, 13(1): 1005-1019.
- [56]Zhang G Q, Huang C F, Zhang X K. Robust adaptive control for dynamic positioning ships in the presence of input constraints[J]. Journal of Marine Science and Technology, 2019, 24(4): 332-341.

攻读硕士学位期间的科研成果

1、发表论文

- [1] 刘晓琳, 姜梦馨. 基于 WOA 的飞机舵机电动加载系统双环复合控制研究[J]. 振动与冲击, EI 期刊已录用, 稿件编号: 01234.
- [2] 刘晓琳, 姜梦馨. 飞机舵机电动负载模拟器非线性干扰补偿控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 中文核心期刊已录用, 稿件编号: 201836.

2、主要专利

- [1] 刘晓琳, 姜梦馨. 一种飞机维修工具智能管理系统及方法[P]. 2020100134251 2020-01-07. 国家发明专利实审中.
- [2] 刘晓琳, 姜梦馨. 飞机舵机并联双阀结构电液伺服阀加载系统[P]. 201920642488.6 实用新型专利已授权.

3、科研项目

- [1] 天津市自然科学基金项目, 飞机舵机电液伺服系统多余力抑制方法研究, 2017/05-2021/05, 10 万, 在研, 参加.
- [2] 第九期波音基金项目, 永磁同步电机在飞机舵机电动加载系统中的应用, 2019/05-2020/05, 0.6 万, 已结题, 参加.
- [3] 研究生科技创新基金项目, 无刷直流电机在飞机舵机电动负载模拟器中的应用, 2019/05-2020/05, 0.8 万, 已结题, 参加.