主管单位:中华人民共和国工业和信息化部
主办单位:北京航空航天大学

ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V

北京航空航天大學学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

机载系统前沿技术专刊

飞机地面滑行技术研究与应用综述

李 巍 张 昊 刘晓超 谯维智 苏 静
贾俊杰 黄 毅 王壮壮 谢 彦 焦宗夏

8 2026
Vol.52

专刊背景

在航空科技加速迭代的背景下，机载系统正经历数字化、综合化与智能化的深刻变革。现代飞行器对系统集成度、可靠性与能效比的极致追求，催生了机载技术领域的突破性创新：从动力与作动系统的轻量化设计到智能作动控制的动态协同，从航电系统的分布式模块化架构到认知决策系统的范式跃迁，从多源数据驱动的健康监测到智能维护决策的实时响应，从机载能热架构的综合优化到多级协同的智能调控，从飞行器的自主安全控制到空中交通管理的全域融合、机载系统技术演进呈现显著的交叉性与变革性，这些创新不仅重塑了传统机载系统的设计范式，更推动航空工业向更高性能、更低成本、更可持续的方向迈进，为未来空天装备的跨越式发展奠定了关键基础。

鉴于此，为促进该领域的前沿探索与交叉融合，《北京航空航天大学学报》拟推出“机载系统前沿技术”为主题的专刊，征集高质量原创研究成果，推动理论创新、技术落地和应用推广。热忱欢迎相关研究领域的专家学者提交高质量的研究论文，并关注此专刊的出版。

征稿范围

1. 机载液压与作动系统

- 高可靠液压系统
- 高性能作动系统
- 高安全起降系统

2. 机载航电与无线通信系统

- 机载航电系统设计
- 无线电通信与数据链传输
- 卫星定位及 5G 通信应用
- 航空电子适航与试飞验证

3. 机载系统健康管理

- 传感器与故障检测
- 地面检测设备
- 健康管理与维护保障

4. 机载系统能热综合与智能管理

- 架构优化与综合调控
- 能源生成与高效转化
- 新型热沉与热防护

5. 安全增强飞行控制系统

- 性能预测与辅助决策
- 自主航路规划与控制
- 飞行管理与空中交通管理

北京航空航天大学学报

第 52 卷　第 8 期　（总第 402 期）　2026 年 8 月

目　　次

机载系统前沿技术专刊

飞机地面滑行技术研究与应用综述 …… 李巍，张昊，刘晓超，谯维智，苏静，贾俊杰，黄毅，王壮壮，谢彦，焦宗夏（2681）

融合物理信息与参数动量的民机液压系统油液渗漏预测 …… 冯蕴雯，潘维煌，贺延琛，陈东，路成（2696）

民机飞机液压刹车系统动态特性参数灵敏度分析方法 …… 孟庆堂，马新起，杨鹏，白璐，王壮壮，刘晓超，焦宗夏（2708）

基于 PINN 的液压泵油膜厚度求解方法 …… 马仲海，于福林，尹方龙，展召彬，史俊强（2720）

多偏斜量测下异构无人机群 EM 自适应跟踪方法 …… 马天力，李红，石沛灵，陈超波，王可鑫（2729）

随机过程-失效机理模型综合的油滤剩余寿命预测 …… 王伟杰，郭丁珲，耿艺璇（2738）

基于 Copula 相关性建模的机电复合传动装置系统可靠性分析 …… 郭磊，沈鉴彪，李慎龙，李训明，李同辉，张楠，张睦扬，王兴坚（2748）

临近空间飞行器新型非相似余度作动/飞控系统容错控制 …… 王军，王巍，张紫君，王效辉，宋志翌，郝晓宇（2756）

面向民机飞控系统适航性的空中故障注入系统 …… 陈洁，孟杨，刘宏明（2769）

低测量精度限制下的航天器高精度控温方法 …… 乐述文，张晓峰，冯建朝，吴文锋（2780）

基于改进 MADDPG 的多目标航迹规划方法 …… 陈凯，雷一辰，李琰泽，方国宇，胡子卓，杨明实（2788）

基于水滴形人工势函数的航天器动态禁区姿态重定向 …… 刘蕴瑶，李根，叶郅，朱晓威，田奥（2801）

面向飞控系统安全增强的运动非相似惯性数据故障检测 …… 孟杨，刘宏明，李立，齐鹏远，吴慈航，王广峰（2817）

半球谐振陀螺相位不均衡误差快速诊断与补偿方法 …… 陈彤阳，李华，马圣杰，舒航，杨森，王育彬（2828）

高速电磁阀数字液压回路动态流量特性 …… 陈晓明，朱玉川，秦成，李杨民，方园（2836）

基于数据驱动的多元非线性起落架缓冲器数学模型 …… 陈西滢，潘哲，赵树同，董辉立，章鹏（2845）

宽温域下浸油式电静液作动器预设自适应有限时间控制 …… 樊思明，王少萍，王兴坚，王启扬，刘迪（2857）

基于注意力增强 DNN 的航空液压系统直驱电磁阀抗噪故障诊断 …… 崔译文，王兴坚，张育玮，张润芝，王少萍（2869）

边界规避-追踪任务飞行员诱发振荡的触发与检测 …… 夏秋阳，刘猛，吴豪，王中山，赵瑞凯，朱克勇（2876）

L-PBF 飞机液压流道悬垂结构表面粗糙度表征及氧化特性实验研究 …… 李定波，刘晓超，王梦阳，焦宗夏，姚静（2887）
基于模糊推理的飞机着陆距离实时预测 …… 黄希，赵昊罡，薛源，杨弘，刘慧欣，齐鹏远（2899）
基于时变模型预测控制的飞机多执行器协同纠偏控制 …… 党昊，王壮壮，刘晓超，马新起（2912）
压气机主动流量控制压电作动系统设计验证 …… 吴潇，王少萍，张弛，王兴坚（2923）
基于堆叠小波自编码器的可复用液体火箭发动机故障检测 …… 李佳潼，容易，陈士强，王昊（2932）
基于 EMD-LSTM 的开关电源退化预测方法 …… 张润芝，蔡宜伦，王兴坚，贺文博，徐嘉，贾汝钧（2943）
基于 ResNet-LSTM 的开关电源状态识别方法 …… 贺文博，蔡宜伦，张润芝，徐嘉，王兴坚（2953）
基于故障树解构与 Copula 建模的复杂系统可靠性分析 …… 徐嘉，蔡宜伦，贺文博，张润芝，王兴坚（2963）
基于自适应深度置信网络的直升机动力失效非仿射控制 …… 顾致远，冯立岩，杨程，盛守照（2974）

期刊基本参数：CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 306 * zh * P * ￥50.00 * 400 * 28 * 2026-08

（**编　辑**　张　嵘　孙　芳　万玉敏　卞欢欢　王　茜　李亚泰）

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

Vol. 52 No. 8 （Sum 402） August 2026

CONTENTS

Special Issue on Advanced Technologies for Airborne Systems

Review, research and applications of aircraft taxiing technology
…… LI Wei，ZHANG Hao，LIU Xiaochao，QIAO Weizhi，SU Jing，JIA Junjie，HUANG Yi，WANG Zhuangzhuang，XIE Yan，JIAO Zongxia （2681）

Fluid leakage prediction for civil aircraft hydraulic systems by fusing physics-informed and parameter momentum
…… FENG Yunwen，PAN Weihuang，HE Yanchen，CHEN Dong，LU Cheng （2696）

Sensitivity analysis method for dynamic characteristics parameters of hydraulic braking system in civil aircraft
…… MENG Qingtang，MA Xinqi，YANG Peng，BAI Lu，WANG Zhuangzhuang，LIU Xiaochao，JIAO Zongxia （2708）

A PINN-based method for solving oil film thickness in hydraulic pumps
…… MA Zhonghai，YU Fulin，YIN Fanglong，ZHAN Zhaobin，SHI Junqiang （2720）

EM-based adaptive tracking method for heterogeneous UAV swarm with multi-skewed measurements
…… MA Tianli，LI Hong，SHI Peiling，CHEN Chaobo，WANG kexin （2729）

RUL prediction of oil filter based on random process-failure mechanism model integration
…… WANG Weijie，GUO Dinghui，GENG Yixuan （2738）

Reliability analysis of an electromechanical integrated transmission system based on Copula correlation modeling
… GUO Lei，SHEN Jianbiao，LI Shenlong，LI Xunming，LI Tonghui，ZHANG Nan，ZHANG Muyang，WANG Xingjian （2748）

Fault-tolerant control for near space vehicle with new type dissimilar redundant actuation/flight control system
…… WANG Jun，WANG Wei，ZHANG Zijun，WANG Xiaohui，SONG Zhiyi，HAO Xiaoyu （2756）

Airborne fault injection system for airworthiness compliance of civil aircraft flight control systems
…… CHEN Jie，MENG Yang，LIU Hongming （2769）

Precise temperature control method for spacecraft under low measurement accuracy constraints
…… YUE Shuwen，ZHANG Xiaofeng，FENG Jianchao，WU Wenfeng （2780）

Multi-object trajectory planning method based on improved MADDPG
…… CHEN Kai，LEI Yichen，LI Yanze，FANG Guoyu，HU Zizhuo，YANG Mingshi （2788）

Spacecraft attitude reorientation with dynamic forbidden zones based on a teardrop-shaped artificial potential function
…… LIU Yunyao，LI Gen，YE Zhi，ZHU Xiaowei，TIAN Ao （2801）

Kinetic-motion dissimilar monitoring based inertial data fault detection for flight control system safety enhancement
…… MENG Yang，LIU Hongming，LI Li，QI Pengyuan，WU Cihang，WANG Guangfeng （2817）

A rapid diagnostic and compensation method for phase imbalance errors in hemispherical resonator gyroscopes
…… CHEN Tongyang，LI Hua，MA Shengjie，SHU Hang，YANG Sen，WANG Yubin （2828）

Dynamic flow characteristics of digital hydraulic circuit based on high speed solenoid valve
…… CHEN Xiaoming，ZHU Yuchuan，QIN Cheng，LI Yangmin，FANG Yuan （2836）

Data-driven multivariate nonlinear mathematical model of landing gear shock absorbers
…… CHEN Xiying，PAN Zhe，ZHAO Shutong，DONG Huili，ZHANG Peng （2845）

Prescribed adaptive finite-time control of oil-immersed electro-hydrostatic actuators under wide temperature range
…… FAN Siming，WANG Shaoping，WANG Xingjian，WANG Qiyang，LIU Di （2857）

Attention-enhanced DNN for anti-noise fault diagnosis of direct drive solenoid valves in aviation hydraulic systems
…… CUI Yiwen，WANG Xingjian，ZHANG Yuwei，ZHANG Runzhi，WANG Shaoping （2869）

Triggering and detection of pilot-induced oscillations in boundary avoidance-tracking tasks
…… XIA Qiuyang，LIU Meng，WU Hao，WANG Zhongshan，ZHAO Ruikai，ZHU Keyong （2876）

Experimental investigation of overhang structure surface roughness characterization and oxidation characteristic in L-PBF aircraft hydraulic channels …… LI Dingbo，LIU Xiaochao，WANG Mengyang，JIAO Zongxia，YAO Jing （2887）

Real-time landing distance prediction for aircraft based on fuzzy inference
…… HUANG Xi，ZHAO Haogang，XUE Yuan，YANG Hong，LIU Huixin，QI Pengyuan （2899）

Coordinated deviation correction control for aircraft multi-actuators based on time-varying model predictive control
…… DANG Hao，WANG Zhuangzhuang，LIU Xiaochao，MA Xinqi （2912）

Design and verification of piezoelectric actuation system for compressor active flow control system
…… WU Xiao，WANG Shaoping，ZHANG Chi，WANG Xingjian （2923）
Fault detection for reusable liquid rocket engines based on stacked wavelet autoencoder
…… LI Jiatong，RONG Yi，CHEN Shiqiang，WANG Hao （2932）
Degradation prediction method of switching power supply based on EMD-LSTM
…… ZHANG Runzhi，CAI Yilun，WANG Xingjian，HE Wenbo，XU Jia，JIA Rujun （2943）
State recognition method for switching power supplies based on ResNet-LSTM
…… HE Wenbo，CAI Yilun，ZHANG Runzhi，XU Jia，WANG Xingjian （2953）
Reliability analysis of complex systems based on fault tree decomposition and Copula modeling
…… XU Jia，CAI Yilun，HE Wenbo，ZHANG Runzhi，WANG Xingjian （2963）
Nonaffine control of helicopter engine failure based on adaptive deep belief network
…… GU Zhiyuan，FENG Liyan，YANG Cheng，SHENG Shouzhao （2974）

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0672

飞机地面滑行技术研究与应用综述

李巍[1]，张昊[2,☆]，刘晓超[2,*]，谯维智[3]，苏静[1]，贾俊杰[1]，
黄毅[2]，王壮壮[2]，谢彦[1]，焦宗夏[2]

(1. 中国航空工业集团有限公司第一飞机设计研究院，西安 710089；2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，
北京 100191；3. 北京航空航天大学宁波创新研究院，宁波 315832)

摘　　要：飞机地面滑行是航空运输系统中集效率、安全与碳排放关键矛盾于一体的核心环节。面对航班量持续增长带来的运行压力，传统全引擎滑行及调度牵引模式暴露出滑行时间延长、地面碰撞风险高和燃油消耗巨大等问题。为应对这些挑战，系统综述了单引擎滑行、半机器人调度牵引和机载电机/液压驱动滑行3类现代飞机地面滑行技术的研究进展与应用成效，分析了各类技术在提升运行效率、增强安全性和降低燃油排放等方面的潜力与局限，并探讨了适航认证、机场适配等共性瓶颈。在此基础上，进一步提出了分阶段推进的技术路径，建议近期以提高单引擎滑行的运行效率为重点，逐步拓展半机器人调度牵引系统的应用范围，探索零排放机载滑行技术的可行性。该路径可为中国大型机场地面运行优化和行业减排工作提供参考性思路与实践方向。

关 键 词：飞机地面滑行；调度牵引；机载滑行系统；电动滑行；液压滑行
中图分类号：V227; V242; V271
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2681-15

在现代综合交通运输体系中，航空凭借安全、快捷、通达、舒适的独特优势，成为当今社会最主要的交通工具之一。航空科技不断追求技术进步，极大地推动了社会的发展。

机场地面运行是航空运输链中不可或缺的一环，而飞机地面滑行，即飞机依靠自身或外部动力在机场场面进行移动则是其中最为复杂和关键的阶段之一。随着全球航空交通量的持续增长，机场拥堵日益加剧，传统滑行模式的弊端愈发凸显，已成为制约航班正点率、提升安全风险与推高运营成本的关键因素。因此，发展先进的地面滑行系统，全面提升其运行效率、安全性能与能耗表现，已成为全球航空业关注的焦点，是推动民航业迈向高效、安全与绿色未来的核心议题。

在地面运行效率方面，大型枢纽机场高峰时段场面飞机数量众多，滑行路径交叉频繁，飞机往往需要在滑行道或跑道外长时间排队等待，导致地面运行效率低下。据统计，在一些繁忙机场，飞机平均滑行时间可超过30 min，甚至接近60 min，严重占用了航班时刻资源，是造成航班延误的主要原因之一[1]。飞机在地面滑行和等待的时间长，占据了整个飞行任务时长的10%～30%，尤其在中短途航线中，这一占比甚至超过了50%[2]。传统的滑行模式依赖于飞行员在收到空中交通管制指令后，手动操控飞机以主发动机慢车推力行进，该过程不仅速度缓慢，且启停频繁，对管制指令的响应存在延迟，整体流程优化空间有限。此外，推拖操作必须等待拖车就位并与飞机连接，进一步增加了航班的地面周转时间[3-4]。因此，如何利用新技术优化滑行路径、提升滑行速度与连贯性、简化推拖流程，从而

收稿日期：2025-09-24；**录用日期**：2025-10-15；**网络出版时间**：2025-10-27 07:04
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251024.1650.004
*通信作者. E-mail：liuxiaochao2013@buaa.edu.cn
☆ 共同一作. E-mail：1015646571@qq.com

引用格式：李巍，张昊，刘晓超，等. 飞机地面滑行技术研究与应用综述[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2681-2695.
Li W，Zhang H，Liu X C，et al. Review，research and applications of aircraft taxiing technology[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2681-2695 (in Chinese).

压缩关键的地面时间，是提升整个机场运行效率和航班正点率的迫切需求。

在安全性方面，机场是一个动态且高风险的环境，涉及飞机、车辆、人员等多种活动元素的交互。传统滑行模式下的安全风险不容忽视。①飞行员在驾驶舱内的视野受限，存在视觉盲区，在拥挤的机坪区域调度时，与地面服务车辆、设备或其他飞机的碰撞风险始终存在。②发动机在慢车状态下仍产生强大的尾喷流，对后方的人员、车辆和设备构成喷流危害，是地面安全事故的重要诱因之一[5]。③冗长的滑行时间与频繁的低速启停加剧了飞行员的疲劳，可能影响其情景意识和决策质量。从更宏观的角度看，大量飞机使用主发动机滑行，增加了场面交通的复杂性和不可预测性，给空管的指挥调度带来巨大压力[6]。因此，开发能够增强情景感知、减少人为差错、消除地面危害源的新一代滑行系统至关重要。

在能耗方面，航空业已成为全球温室气体排放增长最快的领域之一。飞机起降循环是机场周边局部空气污染和噪声的主要来源，其中，飞机地面滑行阶段因其耗时较长且发动机处于低效工作区间，构成了飞机起降循环中燃油消耗和污染物排放的关键部分[7-8]。研究表明，在大型繁忙机场，如伦敦希思罗机场，其滑行阶段可占整个飞机起降循环氮氧化物排放的50%以上[9]。一架宽体客机进行一次传统滑行消耗的燃油可高达数吨，不仅造成巨大的经济成本，也排放出大量的温室气体[10]。在全球致力于应对气候变化、推动航空业2050年净零碳排放目标，如何实现飞机地面滑行低污染、低能耗是关键的科学问题。

综上，飞机在地面滑行时的运行效率、安全性能与能耗排放三大挑战相互交织，共同构成了推动飞机地面滑行系统技术变革的强劲驱动力。为应对这些挑战，从操作程序优化到技术设备创新，一系列解决方案应运而生，如单引擎滑行(single-engin taxiing, SET)、基于半机器人牵引车的调度牵引(dispatch towing, DT)及电机驱动、液压驱动的机载滑行系统等。这些技术从不同路径切入，旨在不同程度地解决上述问题，或提升滑行连贯性以缩短时间，或将飞行员从驾驶舱解放以提升操控精度与安全性，或彻底关闭主发动机以实现零排放滑行。本文旨在系统梳理这些先进滑行技术的发展现状，深入对比分析其在提升运行效率、增强安全性能与降低能耗排放3个维度的潜力、优势与局限，并探讨其面临的综合挑战与未来发展趋势，以期为中国民航业的地面运行升级转型提供理论参考与实践指导。

1 飞机传统地面滑行技术

1.1 全引擎滑行技术

首先，要明确飞机地面滑行的概念，图1简要说明了飞机的典型地面滑行过程，包括飞机的降落和起飞，以及滑入、后推及滑出。根据国际民航组织的定义，飞机地面滑行是指飞机在机场表面依靠自身动力移动的阶段，不包括起飞和降落[11]。传统的滑行方式主要依赖飞机的主发动机，也被称为全引擎滑行(full engine taxiing, FET)。全引擎滑行技术是指依靠飞机主发动机喷出高速燃气流产生反作用力，驱动飞机移动。全引擎滑行凭借其动力冗余特性和操作简便性，能够有效保障地面操控的运行可靠性，同时符合现行航空法规与机场运营规范，也是目前与航空器设计体系兼容性最高的滑行方案。

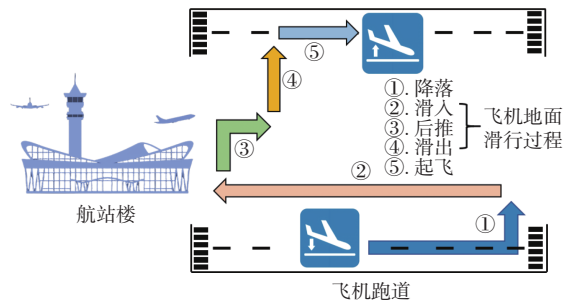


图1 飞机地面阶段示意图

Fig. 1 Schematic diagram of aircraft ground phase

但是，全引擎滑行在燃油经济性、环境影响及安全性等方面均存在明显局限。飞机在全引擎滑行过程中，其主发动机设定的怠速推力为7%[12]。这意味着飞机的发动机在非最佳推力范围内运行，因为飞机发动机设计仅考虑了高空巡航阶段的工况优化，此外，在高度拥挤的机场，滑行时间可能超过30 min[13-14]，从而导致飞机在地面滑行时会产生较大的燃油消耗和高排放率。以空客A320为例计算，A320主发动机每分钟至少消耗12 kg燃油，其燃油消耗速率是飞机牵引车的50倍，而飞机整个地面滑行过程消耗的燃油更是占了整个飞行任务的5%～10%[15]。

飞机在全引擎滑行时，在低速工况还产生大量的CO和氮氧化物等污染物排放[16-17]。据统计，全球的大型机场中，伦敦希思罗机场超过56%的NO_x排放量来自飞机滑行，而瑞士苏黎世机场的这一数值估计约为22%[18-20]。据国际航空运输协会(International Air Transport Association, IATA)预测，2026年的整年预测为140亿美元。

飞机从廊桥推出后，需要开启主发动机产生前

进推力, 才能滑行至起飞点, 这种依赖主发动机的地面滑行方式面临不可忽视的安全隐患, 主发动机工作时吸力巨大, 存在吸入异物的风险, 对地勤人员、机场设备和飞机均构成了威胁。如图 2 所示[21], 机场地面的集装箱被美国达美航空公司的一架波音 757 飞机吸入引擎, 造成引擎报废、飞机停运的严重后果。

图 2　全引擎地面滑行方式带来的安全风险[21]

Fig. 2　Safety risks posed by full engine taxiing[21]

1.2　传统调度牵引滑行技术

传统调度牵引滑行技术属于一类地面保障解决方案, 其核心机制在于利用外部牵引设备对飞机实施牵引, 使其在滑行道范围内移动。在该模式下, 除发动机必要的冷却与预热阶段外, 飞机主发动机在整个滑行过程中保持关闭状态。

在飞机的地面滑行阶段, 除了飞机的地面滑入和滑出, 在飞机地面操作流程中, 飞机的后推需依赖专用牵引设备将飞机推移至指定位置。牵引设备靠拖车杆连接飞机前起落架(nose landing gear, NLG), 或者使用液压装置将飞机前轮抱起, 来实现牵引功能, 如图 3 所示[22]。

图 3　地面牵引设备拖牵飞机[22]

Fig. 3　Ground equipment towing aircraft[22]

研究表明, 后推操作是导致整体地面保障效率下降的关键因素之一[23-24]。其主要瓶颈体现在以下 3 个方面: ①地面管制部门需完成多项安全许可的审批与传达, 流程耗时较长; ②机场可用牵引车辆资源时常不足, 调度压力大; ③牵引装置中机械连接部件(如牵引杆与销钉)存在可靠性限制, 影响操作稳定性。有学者指出, 从提出后推申请至正式开始滑行, 平均需时约 8 min, 尽管 98% 的后推操作可在 20 min 内完成, 仍对航班准点率构成显著压力[25], 造成飞机的地面滑行及等待时间过长。

综上, 飞机传统地面滑行技术主要面临以下 4 个突出问题: ①地面滑行及等待时间过长, 严重影响航班运行效率; ②依赖主发动机提供推力的滑行方式存在显著安全隐患; ③主发动机在低速滑行工况下燃油消耗量巨大, 经济性差; ④全引擎滑行排放水平高, 对环境造成较大污染。

2　飞机现代地面滑行技术

为应对飞机传统地面滑行的突出问题, 学界与工业界已提出多种替代传统滑行模式的方案, 总体可划分为运行方法和技术创新两大类[26], 其分类体系如图 4 所示。

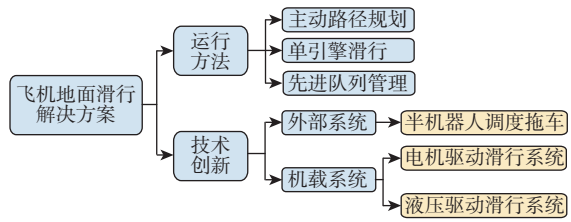


图 4　飞机地面滑行的解决方案

Fig. 4　Aircraft ground taxiing solution diagram

在飞机地面滑行运行方法的优化策略中, 运营层面的改进主要着眼于机场整体运行效率的提升。该类方法因实施难度较低, 已在实际应用中取得较为显著的成效。其中, 最具代表性的为单引擎滑行, 即仅依靠一台发动机提供滑行所需推力。其他操作策略, 如主动滑行路径规划[27-28]与先进队列管理[29-30]等, 目的是通过优化机场地面交通流结构, 有效缩短航空器地面滑行时间。另外, 技术创新方案侧重于引入特定技术设备, 以实现更为智能化与绿色化的滑行模式。与飞机地面滑行运行方法最根本的区别在于: 前者仍依赖飞机主发动机工作作为飞机地面移动的动力来源, 而技术创新方案旨在实现飞机地面滑行无发动机参与。进一步地, 技术创新的解决方案可划分为两大类型, 即机载系统(on-board systems, OS)和外部系统(external systems, ES)。

外部系统的应用依赖于牵引拖车设备来执行飞机的拖曳。区别于传统的调度牵引滑行技术, 半自动调度拖车技术采用更高效、更环保的全电/混电牵引拖车进行拖曳。

机载系统滑行方案是指通过安装于飞机前起落架或主起落架(main landing gear, MLG)上的驱动装置, 为飞机地面滑行提供动力。在该技术方案下, 除发动机必要的冷却与预热阶段外, 全程无需启动主发动机即可完成滑行操作。该系统赋予飞

机自主实施推出及滑行的能力，并由飞行员在驾驶舱内进行全程控制，从而显著减少了主发动机的运行时间。

根据驱动单元安装位置的不同，机载系统滑行技术可进一步划分为前起落架驱动型与主起落架驱动型2类，其驱动装置均由飞机辅助动力装置（auxiliary power unit, APU）提供电力支持[31]。由于无需依赖外部牵引设备，该技术不仅提升了地面操作的灵活性，也省去了传统的挂接与解脱程序。机载系统方案也可分为电机驱动滑行方案及液压驱动滑行方案。电机驱动滑行技术依赖于电气驱动系统的概念，该系统通常由电机、功率转换器、控制系统、减速器和APU组成[32]。而液压驱动滑行技术则通常由液压马达、控制阀组、液压泵和APU组成。机载系统改善了飞机的地面自主机动性能，不需要地勤人员和地面辅助牵引设备[33-34]。

3 飞机外部系统地面滑行技术

近年来，以纯电动和混合动力技术为驱动的新型地面牵引拖车系统逐渐发展成熟，成为传统柴油动力牵引设备的重要替代方案。在外部拖曳系统范畴内，目前主要存在2种技术路径，即电动后推（electric pushback, EP）系统和半机器人拖曳系统。

相较于其他滑行替代技术，外部拖曳系统的主要优势在于其非侵入性特征，即无需对飞机进行结构改装，也不会引入额外的机载重量。然而，该类系统也存在一定的局限性，首要问题在于削弱了飞机的自主机动能力。此外，由于需额外配置专用拖车，其运行可能加剧机场场面交通的复杂程度，导致停机位与跑道之间的区域拥堵概率上升。因此，为保障该类系统的高效运行，需对机场基础设施进行相应优化，如规划拖车专用通道，以改善其作业流程及起飞后的回流路径。

另外，在滑行阶段使用外部拖曳系统还面临地面协同方面的挑战，主要体现为拖车与飞机之间的对接效率问题[35-37]。该过程可能引入额外的地面保障环节，从而潜在延长飞机的滑行时间。尽管存在上述制约，外部拖曳系统因其易于集成、适用现有机队等特点，目前已获得多家航空公司的应用认可，并在全球部分枢纽机场投入实际运行。

3.1 电动后推系统

电动后推系统的设计目标在于以电动拖曳设备替代传统的燃油动力后推设备。该类系统通常运行于极低速度区间，通常为2～6 kn，即3.7～11.1 km/h，因此，其主要适用范围仅限于飞机的后推操作阶段。与传统柴油动力拖曳设备相比，电动后推系统具有显著的环保优势，能够有效降低污染物排放与燃油消耗。电动后推系统目前均采用蓄电池作为动力源，其在后推过程中可实现零排放与较低的噪声水平。此外，电动拖曳设备结构更为紧凑，有利于节省存储空间，并提升在机场机库等受限环境中的机动灵活性。

当前，电动后推系统技术领域的主要设备供应商包括Mototok、Charlatte-America及EagleTugs等企业[38-40]。其中，已实现全球商业化部署的Mototok公司的产品采用无人驾驶操作模式，无需配备持有驾驶执照的专业操作员，这一特性显著降低了运营阶段的人力成本、人员培训复杂度及初期设备投资压力，同时简化了符合航空地面保障要求的认证流程，并且该系统采用远程控制策略，操作员位于车外执行控制指令，从而获得更广阔的视野范围与更优的情境感知能力，极大提升了后推作业过程中的安全性。如图5所示[41]，作为纯电动地面设备，该类系统在运行过程中实现零排放，并显著降低了噪声水平，有助于改善机场区域环境质量。此外，与传统的燃油牵引设备相比，电动后推系统在结构上更为紧凑，不仅有利于节省存储空间，也增强了在机场机库等限制性环境中的机动性与操纵灵活性。

图5 Mototok电动后推设备[41]

Fig. 5 Mototok electric pushback equipment[41]

综上所述，以Mototok为代表的电动后推系统，凭借其无人化、低噪声、零排放及高机动性等特征，在提升操作安全性、降低全生命周期成本及推动地面保障绿色化等方面展现出显著技术优势，已逐渐成为现代智慧机场地面设备升级的重要方向之一。

3.2 半机器人调度牵引系统

Taxibot是由以色列航空航天工业公司（Israel Aircraft Industries, IAI）开发的一种外部滑行牵引系统，其是一种典型的半机器人调度系统，外观如图6所示[42]。该设备属于混合动力电动牵引车，与电动后推系统区别在于：Taxibot不仅负责飞机的后推滑行，还用于执行飞机在地面运行中的所有操作，包括滑行及牵引等流程。出于安全性与系统冗余的

图 6　Taxibot 半机器人牵引设备[42]

Fig. 6　Taxibot semi-robot towing device[42]

考虑，Taxibot 的动力总成整合了 2 台柴油发动机，每台发动机分别驱动一个发电机，驱动分布于 4 个车轮内的 8 个电动机。

Taxibot 在满负荷运行时的最大输出功率为 500 kW，最大牵引扭矩可达 45 kN·m。在此配置下，TaxiBot 能够以 23 kn（42.6 km/h）的速度牵引最大起飞重量状态下的波音 737 飞机[43]。虽然 Taxibot 与常规滑行操作一致，但 TaxiBot 由飞行员通过驾驶舱中的操纵杆进行控制，这一设计在一定程度上恢复了飞机在地面阶段的自主操控能力，从而有助于提升飞机的安全性[44-45]。

Taxibot 与飞机的连接是通过一套独特的无拖杆式前起落架夹持接口机构实现的，如图 7 所示[46]。夹持接口机构上集成的传感器实时检测前起落架的转向角度，并据此控制牵引车所有车轮的转向。

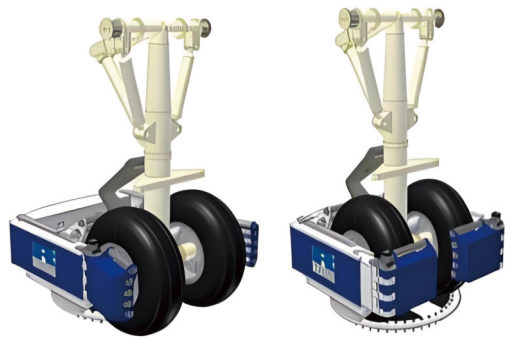


图 7　Taxibot 前起落架拖曳形式[46]

Fig. 7　Taxibot NLG towing form[46]

制动过程则与传统滑行方式相同，飞行员通过踏板操纵主起落架上的制动系统[47-48]。而一名经过培训的 Taxibot 操作员会坐在 Taxibot 的驾驶室内，其主要职责不是直接驾驶，而是分别负责监控系统状态以确保 Taxibot 的动力、液压和控制系统工作正常，在出现任何异常或紧急情况时，操作员可以立即接管控制权，手动操作 Taxibot 停车或采取其他安全措施，负责操作 Taxibot 与飞机前起落架的连接和脱离，在将飞机拖到跑道头并脱开后，操作员需要驾驶 Taxibot 离开跑道区域，返回操作点或前往下一个任务点。

以 Taxibot 为代表的半机器人调度系统与电动后推系统的具体区别如表 1 所示。

表 1　Taxibot 与电动后推系统的主要区别

Table 1　The main difference between Taxibot and EP system

主要系统	主控者	操作阶段	飞机状态	技术本质
Taxibot	飞行员	后推+全滑行	主发全程关闭	可实现无主发滑行的技术创新
电动后推系统	地面驾驶员	仅后推	后推完成需主发滑行	传统地面拖车的升级版，不改变飞机滑行操作流程

至目前，TaxiBot 是唯一获得认证并投入商业应用的替代性滑行解决方案[49]。欧洲航空安全局于 2014 年 11 月首次为其应用于波音 737 机型颁布认证。此后，德国法兰克福国际机场的汉莎航空工程与运营服务公司已将其用于 3 款窄体机型的地面操作。2017 年 5 月，欧洲航空安全局进一步批准 TaxiBot 用于空客 A320 系列机型；同年 10 月，在美国联邦航空管理局也完成对波音 737 系列的认证后，该技术在欧洲及北美均获得应用。2018 年 10 月，TaxiBot 在印度德里机场投入运营，规模约为 40 台，2025 年 7 月，Taxibot 在中国乌鲁木齐天山国际机场进行了运行测试，并取得了良好的效果[50-51]。

4　飞机机载系统地面滑行技术

与飞机滑行的外部系统相比，机载系统可使飞机能够在所有地面运行阶段实现完全自主机动，从而大幅度缩短飞机的地面滑行时间。此外，该技术可极大减少机场道面牵引设备的移动需求，有效降低了场面交通复杂度及潜在冲突。

然而，机载系统面临的主要局限在于其会导致飞机的整体质量增加，使飞机在空中阶段因额外质量而增加燃料消耗。另一项挑战则在于其对飞机整体架构的修改与适配需求，此类改动需在技术开发、适航认证与法规合规方面投入大量资源，因此，并非总能获得飞机制造商的充分支持。典型的机载系统滑行技术主要分为电机驱动滑行技术及液压驱动滑行技术，其差异主要体现在驱动架构、机械传动方案、能源供应形式及所适用的驱动场合等方面。

无论是电机驱动滑行技术，还是液压驱动滑行技术，均要考虑滑行系统的安装位置。目前，机载滑行系统共有 2 种安装方式，分别为前起落架安装形式和主起落架安装形式。前起落架与主起落架布置方案各具优势与局限性，其选择需基于多方面

因素进行系统性考虑。前起落架布置方案的可利用空间大，主起落架布置方案因存在制动系统，布置机载滑行系统空间受限。然而，主起落架承担约90% 的飞机质量，其较高的摩擦力也提供了显著优势[52-53]。

因此，在低摩擦系数运行条件下，如积雪、结冰或降雨等不利气象环境，前起落架的机载滑行系统将面临牵引力显著下降的问题，其驱动性能受到了制约。对于民航应用最广的窄体飞机，主起落架普遍采用四轮构型，从理论上具备集成 4 台独立驱动单元的可行性，这种分布式驱动方案不仅有助于提升系统的整体容错性与运行冗余度，还可显著增强驱动单元在设计阶段的灵活性，从而有利于驱动单元体积、质量的优化。然而，主起落架布局在热管理方面仍存在关键性技术挑战[54-56]。该问题在于飞机的制动系统也在主轮上集成，而飞机在制动时的温度较高，制动系统与滑行系统均属于显著热源，二者共同集中于狭窄的安装空间内，导致飞机在某些工况时主起落架及主轮温度显著升高，必须依赖高效且具备高可靠性的冷却系统以保障运行安全[57-58]。因此，当采用主起落架的机载滑行系统方案时，须进行飞机主起落架有限空间约束下的热管理效能评估及优化工作，或者进行驱动机构、冷却系统与主起落架的一体化集成设计。

4.1 机载电机驱动滑行技术

由于多电飞机 (more electric aircraft, MEA) 和全电飞机 (all electric aircraft, AEA) 代表着未来飞机的一种发展方向，电机驱动滑行技术因其符合 MEA/AEA 的特征，是当前的滑行研究热点，其典型的系统设计如图 8 所示。电动滑行系统通常包括以下组成部分：集成于前或主起落架的轮边电机驱动单元、减速与离合机构、能源供给系统（如 APU、锂电池组或燃料电池）、系统控制模块及驾驶舱操作面板等[59-60]。

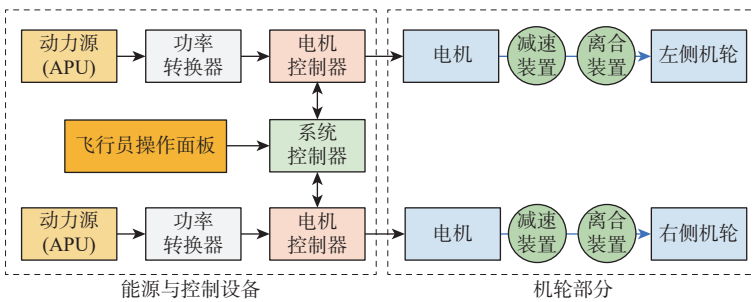


图 8 机载电机驱动滑行技术原理

Fig. 8 Schematic diagram of onboard electric taxiing technology

该系统的工作原理为：在能源与控制设备中，APU 提供电源，功率转换器将 APU 电源转换为电机控制器可用的电源形式用于电机的驱动控制，电机通过减速装置和离合装置实现机轮的牵引；飞行员操作控制面板，通过系统控制器控制电机控制器，进而控制驱动电机的转速和转矩，通过协调控制，实现飞机的前后滑行和转弯。

电动滑行系统的一个主要特征在于驱动电机与机轮之间是机械集成的，其方式主要包括直接驱动与齿轮传动 2 种技术路径。在齿轮传动系统中，驱动电机通过减速齿轮箱与机轮相连，以此增大传递至机轮的输出扭矩。该形式可降低驱动电机本身的扭矩需求，有助于实现更紧凑的电机设计；然而，这一优势是以引入额外的机械结构为代价的，其副作用包括系统部件数量增加、整体可靠性降低，以及潜在的机械卡滞风险[61-63]。

相比之下，直接驱动方案省去了齿轮传动环节，动力传输结构更为简洁，有助于提高系统的整体可靠性，但因驱动电机的功重比有限，采用直接驱动的方式导致电动滑行系统在有限的质量、空间体积下仅能驱动窄体客体吨位的目标。需注意的是，无论采用何种集成方式，传动系统均需承受飞机在起飞与着陆阶段所产生的高额轮速。在该工况下，实际转速可能超出驱动电机的额定或最大允许转速；这一问题在齿轮传动系统中尤为突出，因为变速箱会进一步放大电机轴端的转速。若系统采用永磁电机，超速将成为关键问题。在任何机械构型下，都必须确保永磁体在全速度范围内的结构完整性。通常，可采用保护套筒固定永磁体，并在电机装配阶段提供机械防护，以缓解这一风险[64-66]。

除了飞机的高额轮速带来的机械问题外，飞机在起飞与着陆过程中的高速运行还会对永磁电机的绝缘系统造成电应力影响。此时，电机绕组中将感应出较高的反电动势，必须采取相应的保护策略以防止对电机驱动滑行系统造成损害[62]。例如，可加装机械式或磁力式离合器，实现电机与机轮的物理解耦，使车轮能够自由旋转。电机与机轮之间的附加装置都会增加系统质量并大幅度影响整个系

统的可靠性，但在齿轮传动构型中，离合器可被集成于齿轮箱内部，使得电动滑行系统的可靠性有一定的保障。

在电动滑行系统中，可选择不采用离合器的方式，进而选择电气保护的策略。电气保护策略主要有 2 种：①保持永磁电机绕组处于开路状态；②通过功率转换器中的开关器件使其短路。在第 1 种电气保护策略中，电机绝缘系统需能够承受全部的反电动势电压，而增强绝缘通常会导致电机系统散热能力下降，给电机设计带来不利影响。若采用第 2 种策略，感应电流可能在绕组中循环流通，进而引发过热、永磁体退磁等现象。这些问题均对电动滑行系统可靠性与安全性构成重大挑战[67-69]。因此，对于电动滑行系统来说，驱动电机的设计需全面考虑上述工况，并且着重考虑飞机高速工况所带来的各种问题，并对电动滑行系统的热管理进行分析优化。

在机载电动滑行系统的能源供应架构中，最常见的方案是完全由 APU 为电动滑行系统提供所需的电能。由于电机的功重比有限，这种方式需严格规避系统过载风险。以波音 737 机型为例，其 APU 额定容量为 90 kW，然而当飞机以最大起飞重量 80 t 滑行时，滑行跑道坡度为 1.5%，摩擦系数为 1.5%，电动滑行系统的功率需求预计高达 240 kW，远远超过当前机型的 APU 承载能力。

当前，电动滑行系统作为热门的研究热点，有部分公司、研究所已对电动滑行系统进行了模型构建及实地测试。

4.1.1　WheelTug 电动滑行系统

机载电动滑行系统的概念设计与商业化运营最早在 2005 年由 WheelTug 公司提出，并于当年 6 月与加拿大航空公司进行了合作，在 B767-200 飞机上，用轮毂电机前轮驱动的方案进行了飞机地面滑行测试[70]。2010 年 2 月，该公司对 B737NG 飞机的电源负荷能力进行测试，结果表明，WheelTug 公司研制的动力机轮可用于该机型[71]，11 月，在布拉格机场，该公司对 B737-800 进行了真机滑行测试，如图 9 所示[72]，测试条件包括了干、湿、冰、雪路面，均获得成功，证明了前置式动力机轮完成飞机牵引滑行功能的可行性[73]。

图 9　WheelTug 公司前起落架轮毂电机滑行系统[72]

Fig. 9　WheelTug NLG electric taxiing system[72]

在应用推广方面，WheelTug 公司将其机载系统以“按运行时间计费”的租赁模式向航空公司推广，并提供包括安装、维护及飞行员培训在内的全方位支持。这一创新的商业模式显著增强了该系统的市场吸引力，尽管 WheelTug 公司仍处于适航认证阶段，但已获得来自全球 20 多家航空公司的订单。在认证进展方面，美国联邦航空管理局于 2017 年 1 月批准了 WheelTug 公司针对波音 737 前起落架的安装计划。为进一步优化系统集成、改善电动滑行系统的适配性能，WheelTug 公司已委托英国起落架领域知名企业 Stirling Dynamics 重新设计前轮结构，以形成更适合商用飞机的电动滑行系统[74]。

4.1.2　DLR 电动滑行系统

在 WheelTug 公司成功完成示范性应用后，电动滑行系统的研发工作得到了进一步推进，其中，德国宇航中心与汉莎技术公司的合作即为典型代表，其研发的电动滑行系统项目面向空客 A320 机型，并采用前起落架配置方案，在轮毂中集成 2 台三相、16 极、24 槽永磁无刷直流电机，单台电机可输出最大扭矩 400 N·m，使飞机具备最高 13.5 kn（25 km/h）的地面滑行速度。

该电机驱动滑行系统通过机械传动装置对输出扭矩进行放大。电机经由总传动比为 1:12 的双级行星齿轮与机轮相连，从而在轮端可实现高达 9.6 kN·m 的最大扭矩，能够满足飞机起动及加速过程中的扭矩需求。该行星齿轮系统还集成了离合器功能，使得在起飞与着陆阶段可实现轮毂与电机的脱离，从而保证机轮自由旋转[75]。

与电动滑行系统普遍采用由 APU 供能的方案不同，德国宇航中心开发的电动滑行系统的能量来源于最大功率 50 kW 的燃料电池组，其整体系统结构如图 10 所示[76]，由于燃料电池堆输出电压较低，系统中增设电压转换器，将电压提升至 300 V 以满足驱动需求。德国宇航中心开发的电动滑行系统已于 2011 年在德国汉堡芬肯韦尔德机场的空客 A320 平台上完成测试[77-78]。

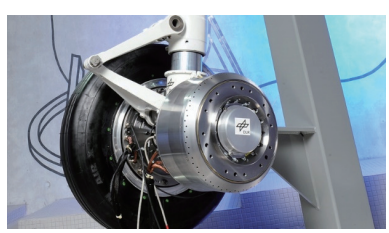


图 10　德国宇航中心基于燃料电池的电动滑行系统[76]

Fig. 10　DLR fuel cell-based electric taxiing system[76]

尽管德国宇航中心开发的电动滑行系统在概念上具有显著优势，其实际应用仍受限于燃料电池技术。目前，燃料电池在移动平台应用中尚未完全成熟，尤其表现在机载储氢方面仍存在质量与安全性的挑战。当前，主流技术采用 70 MPa 高压气态储氢方案，但其质量储氢密度较低，仅约 0.055。对于采用高压容器储存氢气的系统而言，存储的氢气总质量占比仅有 0.055，因此，对飞机质量预算构成额外压力。此外，燃料电池成本高昂、动态响应较慢，往往需要配合辅助储能装置以满足瞬态功率需求，对于滑行时的高功率需求颇具挑战[79]。

4.1.3 Safran 电动滑行系统

2011 年，赛峰集团与霍尼韦尔航空航天集团合资成立 EGTS International，联合推出“电动绿色滑行系统”（electric green taxiing system, EGTS），旨在将电动滑行系统深度集成在飞机上，其采用的配置方案为主起落架形式。

EGTS 在每个主起落架布置一台驱动电机，即每架飞机共配备 2 台电机，所采用的电机为 24 槽 8 极内转子结构，并包含强制风冷冷却风扇，总重 36 kg。其在起动阶段可输出峰值扭矩约 200 N·m，加速阶段持续扭矩为 130 N·m，该扭矩水平相对较低，为齿轮传动系统，每个电机的峰值功率为 60 kW，驱动系统采用矢量控制策略，并引入弱磁控制算法以将电机转速范围扩展至 10 000 r/min[80-81]。EGTS 于 2013 年在法国巴黎国际航空航天展览会上完成首次公开测试，其主要参数如下：①能够在 90 s 内实现 20 kn（37 km/h）的最大滑行速度；②在滑行开始时 20 s 内加速至 10 kn（18.5 km/h）；③飞机能够以最大起飞重量在坡度为 1.5% 的跑道上滑行。

EGTS 在空客 A320 主起落架上的集成布置如图 11 所示[82]。受展会安全规程限制，演示滑行速度仅为 10 kn，后续在法国图卢兹机场的测试中达到了 20 kn。但是，赛峰集团与霍尼韦尔航空航天集团在 2016 年决定终止了 EGTS 项目[82]。

图 11 赛峰集团的 EGTS 电动滑行系统[82]

Fig. 11 Safran EGTS electric taxiing system[82]

4.1.4 电动滑行系统情况对比

电动滑行系统旨在通过新技术替代飞机依赖主发动机进行地面滑行的传统模式。WheelTug 公司、德国宇航中心及赛峰集团的电动滑行系统对比主要如表 2 所示。

表 2 电动滑行系统对比

Table 2 Comparison of electric taxiing systems

单位名称	配置方式	质量/kg	峰值功率/kW	最大速度/kn	牵引重量/t
WheelTug公司	NLG	150	N/A	9	N/A
德国宇航中心	NLG	N/A	50	13.5	80
赛峰集团	MLG	420	120	20	80

注：N/A表示数据未知。

对于上述热门电动滑行系统，其共同优点均为可以实现飞机的完全自主机动，操作灵活，滑行所需时间短，可以不需要地面辅助设备的参与；缺点主要为增加飞机的质量，且需要对飞机进行适应性改装设计。

4.2 机载液压驱动滑行技术

液压驱动滑行技术的主要原理如图 12 所示，其主要由伺服阀、液压马达及机载油箱构成，能源供应方式由 APU 提供能量，机载液压泵进行供能。液压马达直接连接飞机机轮，通过伺服阀控制液压马达的正转和反转，利用飞机机载液压源进行供能。液压驱动滑行系统具有前进滑行工况、倒车滑行工况。

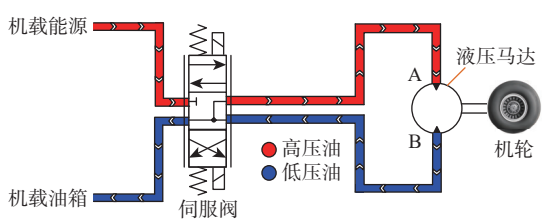


图 12 机载液压驱动滑行技术原理

Fig. 12 Schematic diagram of onboard hydraulic taxiing technology

液压驱动滑行技术是飞机地面调度牵引领域的一种新兴技术方案，其核心特征在于利用液压传动系统替代传统的发动机推力或电动机驱动，以实现飞机在地面上的自主移动。该技术路线的提出

主要建立于液压系统固有的高功重比特性之上，这一物理优势使其特别适合于对质量和空间极为敏感的航空应用场景。

具体而言，该系统通常采用液压马达直接驱动飞机机轮的方式，无需引入额外的机械传动装置（如减速齿轮箱、离合机构等），不仅显著简化了系统结构，也大幅提高了传动链的可靠性与维护性。由于省去了易发热、需复杂热管理的电力电子调速单元及大型传动机构，该技术也有效规避了电机驱动滑行系统中常见的高速运行下热累积问题，提升了系统在持续高负载工况下的稳定性。

在系统集成层面，液压驱动滑行方案表现出较高的适应性与布局灵活性。液压马达结构紧凑、功率密度大，能够较好地嵌入起落架有限的空间内，为总体设计提供了更多的空间裕度与构型选择，尤其适用于对现有机型进行加装改造的场景。

面对飞机起飞和着陆阶段机轮高速旋转的极端工况，液压驱动滑行系统可通过其内部结构设计实现被动式脱离功能。当轮速超过设定阈值时，液压马达可自动进入空转模式，不再吸入和排出液压油，从而避免因超速运转造成的设备损坏与能量损失。该机制无需外部控制介入，也省略了附加离合器或机械解耦装置，进一步提升了系统的安全性与可靠性。相比之下，电机驱动滑行系统在此类高速脱离场景中常面临绕组过压、铁损加剧、永磁体退磁等电磁与热管理问题，而液压驱动滑行系统在这一方面展现出其独特的鲁棒性。

尽管如此，液压驱动滑行系统也存在明显的局限性，其主要劣势集中于液压介质本身所带来的环境与维护挑战。作为一种以液压油为能量传递介质的系统，其不可避免地面临泄漏风险，包括密封件老化、管路振动疲劳、接头松动等导致的跑、冒、滴、漏现象。不仅在长期使用中会因泄漏导致系统性能衰减、效率下降，还可能对机场道面环境造成轻微的油液污染，与全球航空业持续推进的绿色运营和可持续发展目标存在一定矛盾。此外，液压油的泄漏也可能引发滑行区域的地面污染，增加场务维护的复杂性与成本。

综上所述，液压驱动滑行技术凭借其高功重比、高可靠性、良好的空间适应性与高速工况下的自适应能力，成为一种具有独特优势的地面滑行解决方案；然而，其在环境兼容性与系统密封性方面的不足，也制约了大规模推广应用的潜力，仍需在材料技术、密封设计和维护策略等方面开展进一步的研究与优化。

对于机载系统来说，液压驱动滑行与电机驱动滑行的对比如表 3 所示。对于与机轮连接方式、功重比来说，液压驱动滑行更具有显著优势，其可不采用中间传动机构，且功重比远大于电机驱动滑行方案，而电机驱动滑行方案由于存在中间传动机构，其质量、可靠性等方面远不如液压驱动滑行方案。在应用方面，液压驱动滑行的推广适用性较广，在推动大吨位飞机时更具有显著优势，而电机驱动滑行的适用性范围仅在窄体客机或吨位更小的飞机。在环保性方面，由于液压驱动滑行的流体介质存在污染性泄漏的问题，其绿色环保性不如电机驱动滑行。

表 3　机载电机/液压驱动滑行系统对比

Table 3　Comparison between motor taxiing system and hydraulic taxiing system

滑行方式	与机轮连接方式	功重比/（$Nm \cdot kg^{-1}$）	高速脱离形式	应用情况	环保性	可靠性	同等功率消耗下的装置质量/kg
液压驱动滑行	直接驱动	100	液压马达内部脱开	适用性广，尤其对于吨位较大的飞机	存在液压油泄漏	强	100
电机驱动滑行	减速器、离合器	40～50	传动机构脱开或采用电气保护策略	适用于窄体客体(80 t)或更小的飞机	好	存在中间传动机构，可靠性较差	400

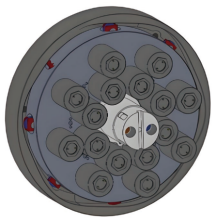
对于同时驱动窄体客体而言，液压驱动滑行系统与电机驱动滑行系统在相同工况下总效率消耗是基本一致的，前提是不考虑 2 种驱动方式的效率。但是，2 种装置的总体质量差距较大，液压驱动滑行的装置总质量约为 100 kg，而电机驱动滑行系统的装置总质量约为 400 kg。

在综合对比液压驱动滑行方案与电机驱动滑行方案的特点后，可发现在特定应用场合下，液压驱动滑行相较于电机驱动滑行更适合驱动飞机实现地面自主机动。

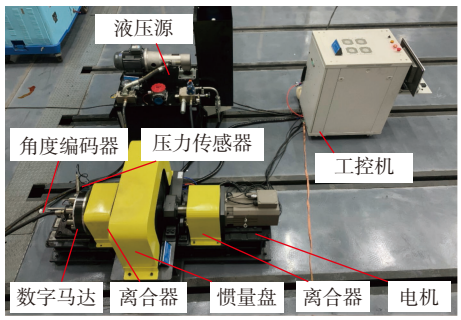
对液压驱动滑行技术的工程应用与系统化研究，北京航空航天大学焦宗夏教授团队开展了深入且具有代表性的工作。该团队研发了一款基于飞机前起落架构型的液压滑行驱动系统，从机理探索、稳定性建模到控制架构设计，完成了一套完整的技术论证与原型验证[22,83-84]。

在研究过程中，该团队首先提出了一种面向飞机地面滑行特性的液压驱动机理模型，该模型综合考虑了液压马达-机轮耦合动力学、油液压缩性、阀控响应特性及地面-轮胎相互作用等因素，为系统性能分析与控制器设计奠定了理论基础。针对前起落架液压驱动这一特殊构型，团队尤其关注其纵

向动力学，系统性地进行了稳定性分析，揭示了不同滑行速度、载荷分配和液压系统参数对滑行稳定性的影响机制[85-87]。在此基础上，团队进一步提出了一种基于深度强化学习的自主高效滑行的分层智能控制架构，全面提升了滑行过程的操控性、经济性与安全性。研制的液压驱动滑行系统的原理样机如图 13 所示，其在试验平台上完成了功能与性能验证，证实了液压驱动技术在实际飞机地面滑行应用中具备良好的可行性与综合优势，为该技术从理论走向工程应用提供了重要支撑[88-89]。



(a) 液压滑行马达



(b) 液压驱动滑行技术试验台

图 13 液压驱动滑行原理样机

Fig. 13 Principle prototype of hydraulic taxiing system

5 飞机驱动滑行技术实际应用

现代飞机驱动滑行技术的发展与应用已在全球范围内形成多元化发展体系。

针对运行方法，单引擎滑行凭借其技术成熟度高、无需附加设备投入的特点，已成为当前应用最广泛的可持续滑行方式，并被纳入多个国际机场的标准运行规范。由于飞机在滑出阶段需执行关闭发动机的重新启动与预热程序，该技术在实际运行中更多应用于滑入阶段。由于其相较于主发滑行更具优势，且不需要对飞机进行改造，目前，飞机单引擎滑行技术在欧洲、北美各大枢纽机场及上海浦东国际机场等均已积极推广该技术[90-92]。

在飞机外部滑行系统领域，以 TaxiBot 为代表的半机器人调度系统已成为技术成熟度最高、应用范围最广的解决方案之一。自 2013 年在德国法兰克福国际机场投入商业运营以来，TaxiBot 系统的节能减排效益表现出众。据 IAI 发布的操作数据显示，使用 TaxiBot 进行滑行操作可减少高达 85% 的滑行阶段燃油消耗。另一项由欧洲航空安全组织开展的实证研究也表明，该类系统在大型枢纽机场的规模化应用对降低机场周边局部污染物（如 NO_x 和 HC）浓度具有明显效果[93]。

目前，该系统已被多家航空公司纳入常态化运行体系。除了早期采用的汉莎航空工程与运营服务公司之外，世界各大运营商也陆续引入该技术，旨在缩短滑行时间，降低燃油成本，并提升环保运营表现。与此同时，德国法兰克福国际机场、荷兰阿姆斯特丹史基浦机场等国际枢纽也已将 TaxiBot 纳入地勤服务标准流程，显示出该类技术在复杂运行环境下的可靠性与适应性。

而电动后推设备，如 Mototok 推出的 Spacer 8600 电动后推牵引车，采用紧凑型设计和高精度控制策略，特别适用于狭窄机位环境下的推拖操作。这些技术的发展共同推动了飞机地面运行模式向低排放、高效率和智能化方向转型[94-95]。

在机载电机驱动滑行技术方面，WheelTug 系统与 EGTS 系统代表了 2 种在技术集成路径与驱动方案上具有显著差异的创新方向。WheelTug 系统采用前起落架集成式电机设计，依赖飞机 APU 进行供电，实现飞机在地面的自主滑行与推回操作，据其开发商公布的发展路线图，该系统计划于 2026 年进入商业应用阶段[96-97]。与之相反，EGTS 系统则由赛峰集团与霍尼韦尔航空航天集团联合开发，其驱动电机安装于主起落架，利用飞机现有电源架构实现动力输出，该系统的原型机已在空客 A320 机型上完成多轮集成测试与效能验证，虽然 EGTS 项目已终止，但赛峰集团仍在进行电机驱动滑行相关的项目研究[98]。在机载电机驱动滑行系统的研发与应用过程中，暴露出诸如高功率电机热管理困难、电力系统架构改造复杂及电池与 APU 功率限制等一系列技术挑战。为应对这些问题，机载液压驱动滑行技术作为一种替代性解决方案，近年来逐渐引起学术界与工业界的关注，并已在特定运行场景中展现出独特的应用潜力。

与电机驱动滑行系统依赖高功率密度电机和复杂电力电子设备不同，液压驱动滑行系统利用液压马达的高扭矩输出特性与直驱特性，能够更好地适应飞机滑行阶段的大载荷、高冲击工况。其系统结构允许在有限空间内实现动力传递，避免了电机系统常面临的高速发热和电磁兼容性问题。尤其在高寒、高温或高湿度等极端环境条件下，液压系统表现出更强的环境适应性与可靠性。

目前，该技术已在部分特种航空器及地面保障设备中得到验证性应用。例如，在军用机场或特殊

构型飞机的地面机动过程中, 液压驱动滑行系统凭借其功率密度高、抗过载能力强等特点, 展现出良好的操控性能与运行稳定性。此外, 在需要频繁启停与精确位置控制的场合, 液压系统也表现出优于纯电系统的低速扭矩控制精度。

尽管液压驱动滑行技术仍面临液压油泄漏风险、系统质量优化及与现役飞机系统的集成适配等挑战, 但其作为一种具有高功率密度和良好环境耐受性的替代技术, 正在成为丰富飞机地面滑行技术路径的重要研究方向, 尤其适用于对电力系统扩容存在困难或运行环境异常苛刻的特殊应用场景。

从地面滑行技术的发展来看, 目前正遵循优先成熟应用, 先发展单引擎滑行, 中长期重点发展机载滑行系统与外部调度牵引系统。在近期阶段, 行业主要通过推广单引擎滑行等操作优化手段, 以较低成本实现减排目标; 而中长期则侧重于推动机载电机驱动滑行系统及智能牵引设备的技术成熟与规模化应用, 以实现地面滑行时间短、地面效率更优及更彻底的绿色环保和自动化运行[99-101]。

未来技术的进一步推广应更加注重以下方面: ①系统集成优化, 包括动力系统、能源管理与飞机平台的深度融合, 以提高整体效能与可靠性; ②运行经济性的全面提升, 通过创新商业模式和全生命周期成本控制, 增强航空公司的采纳意愿; ③强化不同机场运行环境的适配能力, 需充分考虑枢纽机场、区域机场及特殊气候条件机场的差异化需求, 制定模块化、可扩展的技术方案。最终, 应致力于构建能够覆盖多种运行场景、响应多样化需求的一体化解决方案, 通过“技术—运营—策略”的协同创新, 系统推动全球航空业向绿色、低碳、高效方向迈进。

6　结　论

1) 全引擎滑行虽技术成熟、操作简便, 但燃油效率低、排放高, 已难以适应民航业减排降耗的战略需求。单引擎滑行作为低成本过渡方案, 已在全球范围内广泛应用, 尤其适用于滑入阶段, 但其节油潜力有限, 未能根本摆脱对发动机的依赖。

2) 半机器人调度牵引系统(如 TaxiBot)通过“飞行员操控+地面监控”的半机器人模式, 实现了无发动机滑行, 显著降低了燃油消耗与局部排放, 但其推广仍受高成本、机场道面交通复杂度增加及机场基础设施适配性的制约。

3) 机载滑行系统由于会增加飞机整体质量, 且需要对飞机进行适应性改造等原因, 目前并没有大规模应用, 对于未来机载滑行系统的研究, 应更多地面向其可靠性、轻量化、易维护性等方向。

4) 电机驱动滑行系统代表机载电动化的前沿方向, 具备高自主性和灵活性, 尤其适合低能见度与高拥堵场景, 却面临飞机结构改装、质量增加、热管理及高功率电源等技术挑战。

5) 液压驱动滑行系统凭借液压马达高扭矩和直驱特性, 更适应飞机滑行阶段的大载荷、高冲击工况, 结构紧凑, 环境适应性优于电机驱动滑行系统, 无发热和电磁兼容问题。已在部分特种航空器和地面设备中验证, 具备高功率密度、强过载能力和良好低速控制精度。尽管液压驱动滑行系统存在泄漏风险和质量挑战, 但仍是极端环境下有前景的滑行技术方向。

6) 飞机地面滑行技术的推广应推进系统集成优化, 实现动力系统、能源管理与飞机平台的深度融合, 提升整体效能与可靠性, 发展路径需兼顾系统集成、经济性与多机场适配, 以协同创新推动航空业可持续发展。

参考文献（References）

[1] Roling P C, Sillekens P, Curran R, et al. The effects of electric taxi systems on airport surface congestion: AIAA 2015-2592[R]. Reston: AIAA, 2015.

[2] Deonandan I, Balakrishnan H. Evaluation of strategies for reducing taxi-out emissions at airports: AIAA 2010-9370[R]. Reston: AIAA, 2010.

[3] Okwir S, Amouzgar K, Ng A H. Exploring prediction accuracy for optimal taxi times in airport operations using various machine learning models[J]. Journal of Air Transport Management, 2025, 122: 102684.

[4] Jeong M, Eun Y, Jeon D, et al. Unimpeded taxi-time prediction based on the node-link model[J]. Journal of Aerospace Information Systems, 2020, 17(10): 591-602.

[5] Wenner C A, Drury C G. Analyzing human error in aircraft ground damage incidents[J]. International Journal of Industrial Ergonomics, 2000, 26(2): 177-199.

[6] 刘卫东. 牵引飞机的风险分析及对策[J]. 中国民用航空, 2013(11): 98-99.
Liu W D. Risk analysis of pulling aircraft and the countermeasures[J]. China Civil Aviation, 2013(11): 98-99(in Chinese).

[7] Roboam X, Sareni B, De Andrade A. More electricity in the air: toward optimized electrical networks embedded in more-electrical aircraft[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2012, 6(4): 6-17.

[8] 唐铁桥, 曹峰, 王芃, 等. 飞机可持续滑行技术理论进展与应用挑战[J]. 交通运输工程学报, 2026, 26(1): 8-30.
Tang T Q, Cao F, Wang P, et al. Theoretical advances and application challenges of sustainable aircraft taxiing technology [J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2026, 26(1): 8-30(in Chinese).

[9] Khadilkar H, Balakrishnan H. Estimation of aircraft taxi fuel burn using flight data recorder archives[J]. Transportation Research Part

D: Transport and Environment, 2012, 17(7): 532-537.

[10] Dzikus N, Fuchte J, Lau A, et al. Potential for fuel reduction through electric taxiing: AIAA 2011-6931[R]. Reston: AIAA, 2011.

[11] Rao A K. The Elgar companion to the law and practice of the International Civil Aviation Organization[M]. Cheltenham: Edward Elgar Publishing, 2025: 176-194.

[12] Heinrich M T E, Kelch F, Magne P, et al. Investigation of regenerative braking on the energy consumption of an electric taxiing system for a single aisle midsize aircraft[C]//Proceedings of the 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway: IEEE Press, 2015: 3023-3029.

[13] Federal Aviation Administration. New York-John F. Kennedy International Airport[EB/OL]. (2019-07-17)[2025-09-07]. https://www.faa.gov/nextgen/snapshots/airport/locationId=34.

[14] EUROCONTROL. Airport CDM implementation-the manual [EB/OL]. [2025-09-07]. https://www.eurocontrol.int/sites/default/files/publication/files/airport-cdm-manual-2017.PDF.

[15] Zhao W Z. System analysis of towing aircrafts for taxiing out[C]//Proceedings of the International Conference on Information Management, Innovation Management and Industrial Engineering. Piscataway: IEEE Press, 2012: 303-306.

[16] Zhang M, Huang Q W, Liu S H, et al. Multi-objective optimization of aircraft taxiing on the airport surface with consideration to taxiing conflicts and the airport environment[J]. Sustainability, 2019, 11(23): 6728.

[17] Hu R, Zhu J L, Zhang J F, et al. Characteristics and mitigation measures of aircraft pollutant emissions at Nanjing Lukou International Airport (NKG), China[J]. Promet-Traffic & Transportation, 2020, 32(4): 461-474.

[18] Schürmann G, Schäfer K, Jahn C, et al. The impact of NO, CO and VOC emissions on the air quality of Zurich Airport[J]. Atmospheric Environment, 2007, 41(1): 103-118.

[19] Johnson G R, Mazaheri M, Ristovski Z D, et al. A plume capture technique for the remote characterization of aircraft engine emissions[J]. Environmental Science & Technology, 2008, 42(13): 4850-4856.

[20] Fleuti E, Maraini S. Taxi-emissions at Zurich Airport[EB/OL]. (2017-07-17)[2025-09-07]. https://www.zurich-airport.com/thecompany/noise-policy-and-the-environment/air-quality.

[21] Warren J. Introduction and description of the FOD HCF problem[EB/OL]. Semantic Scholar, 2004 [2026-05-07]. https://www.semanticscholar.org/paper/INTRODUCTION-AND-DESCRIPTION-OF-THE-FOD-HCF-PROBLEM-Warren/279017aa0e66d6c82e7bf13129387cc9cca0b2fb.

[22] 张昊. 飞机前轮自主牵引滑行系统关键技术研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2021.
Zhang H. Study on autonomous towing and taxiing system for aircraft using front wheels[D]. Beijing: Beihang University, 2021 (in Chinese).

[23] WheelTug PLC. WheelTug webinar: cheaper, safer, and more comfortable-you can have all three![EB/OL]. (2019-04-20)[2025-09-07]. http://media.wheeltug.com/.

[24] Zhou Q, Zhang Y F, Li Z Y, et al. Cyber-physical energy-saving control for hybrid aircraft-towing tractor based on online swarm intelligent programming[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 4149-4158.

[25] Liu J, Dong X Z, Wang J Y, et al. A novel EPT autonomous motion control framework for an off-axle hitching tractor-trailer system with drawbar[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2021, 6(2): 376-385.

[26] Khammash L, Mantecchini L, Reis V. Micro-simulation of airport taxiing procedures to improve operation sustainability: application of semi-robotic towing tractor[C]//Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Models and Technologies for Intelligent Transportation Systems. Piscataway: IEEE Press, 2017: 616-621.

[27] Xing Z W, Lian G. Cooperative game theoretical research for aircraft deicing operation scheduling[C]//Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2012: 2407-2411.

[28] Norin A, Yuan D, Granberg T A, et al. Scheduling de-icing vehicles within airport logistics: a heuristic algorithm and performance evaluation[J]. Journal of the Operational Research Society, 2012, 63(8): 1116-1125.

[29] Sheibani K. Scheduling aircraft ground handling operations under uncertainty using critical path analysis and Monte Carlo simulation: survey and research directions[J]. International Journal of Business Strategy and Automation, 2020, 1(1): 37-45.

[30] 陶蕾. 考虑不正常航班恢复成本的飞机排班计划的鲁棒性研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
Tao L. Research on robust aircraft scheduling incorporating recovery cost[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017(in Chinese).

[31] 张威, 李开伟, 王伟, 等. 飞机电动机轮设计及电动滑行系统仿真研究[J]. 中国机械工程, 2018, 29(13): 1547-1552.
Zhang W, Li K W, Wang W, et al. Research on design of aircraft electric wheels and simulation for ETS[J]. China Mechanical Engineering, 2018, 29(13): 1547-1552(in Chinese).

[32] Giangrande P, Madonna V, Sala G, et al. Design and testing of PMSM for aerospace EMA applications[C]//Proceedings of the 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway: IEEE Press, 2018: 2038-2043.

[33] Hill C I, Bozhko S, Yang T, et al. More electric aircraft electromechanical actuator regenerated power management[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 337-342.

[34] Cao F, Tang T Q, Gao Y Q, et al. Calculation and analysis of new taxiing methods on aircraft fuel consumption and pollutant emission[J]. Journal of Air Transport Management, 2023, 107: 102335.

[35] Chakraborty I, Levine M J, Hassan M, et al. Assessing taxiing trade spaces from aircraft, airport, and airline perspectives: AIAA 2015-2386[R]. Reston: AIAA, 2015.

[36] 王博, 王剑辉, 彭笑非, 等. 基于机场协同决策系统的机坪牵引车调度方法[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(4): 1667-1673.
Wang B, Wang J H, Peng X F, et al. The method for scheduling towing tractors based on A-CDM system[J]. Science Technology and Engineering, 2021, 21(4): 1667-1673(in Chinese).

[37] Di Mascio P, Corazza M V, Rosa N R, et al. Optimization of aircraft taxiing strategies to reduce the impacts of landing and take-off cycle at airports[J]. Sustainability, 2022, 14(15): 9692.

[38] Šváb P, Korba P, Al-Rabeei S, et al. Innovations in the field of air-

craft ground handling[C]//Proceedings of the New Trends in Aviation Development. Piscataway: IEEE Press, 2022: 159-162.

[39] Price K. Preliminary comparative lifecycle analysis of low sulfur diesel, compressed natural gas, and electric baggage tractors for United Airlines[D]. Chicago: DePaul University, 2017.

[40] Camilleri R, Batra A. Assessing the environmental impact of aircraft taxiing technologies[C]//Proceedings of the 32nd Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences. Bonn: International Council of the Aeronautical Sciences, 2021.

[41] 北京北威航宇科技有限公司. 德国 Mototok 电动遥控抱轮式飞机牵引设备[EB/OL]. [2026-05-07]. http://www.bw-aero.com/home.
Beijing Bowei Aerospace Technology Co. , Ltd. German Mototok electric remote-controlled wheeled aircraft tractor[EB/OL]. [2026-05-07]. http://www.bw-aero.com/home(in Chinese).

[42] Taxibot International. Concept[EB/OL]. (2023-06-07)[2026-05-07]. https://taxibot-international.com/concept/.

[43] Hospodka J. Electric taxiing-taxibot system[J]. MAD-Magazine of Aviation Development, 2014, 2(10): 17.

[44] Beumer R M N. The impact of TaxiBot operations on ground traffic flow at Amsterdam Airport Schiphol: HM24-LBS-01[R]. Amsterdam: Amsterdam University of Applied Sciences, 2024: 23-45.

[45] Van Winkel C, Kotey R K. Tactical taxibot planning at Amsterdam Airport Schiphol under uncertainty: TUD-ATB-2023-01[R]. Delft: Delft University of Technology, 2023: 15-32.

[46] Postorino M N, Mantecchini L, Gualandi E. Integration between aircraft and handling vehicles during taxiing procedures to improve airport sustainability[J]. International Journal of Transport Development and Integration, 2016, 1(1): 28-42.

[47] Kleedorfer F, Suda F, Stolze M, et al. Hailing a taxi on the web of needs[C]//Proceedings of SEMANTiCS (Posters & Demos). Aachen: SEMANTiCS, 2018.

[48] Guo R, Zhang Y, Wang Q. Comparison of emerging ground propulsion systems for electrified aircraft taxi operations[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2014, 44: 98-109.

[49] TaxiBot International. TaxiBot-green revolution in airplane taxiing[EB/OL]. (2019-07-17)[2025-09-07]. http://docs.wixstatic.com/ugd/865bf2_9eb200929c4a42108ecf23d94e5c1379.pdf.

[50] 占新民. 飞机地面滑行/推进系统研究[J]. 航空维修与工程, 2022(1): 88-92.
Zhan X M. Research on aircraft ground propulsion systems[J]. Aviation Maintenance & Engineering, 2022(1): 88-92(in Chinese).

[51] Lukic M, Giangrande P, Hebala A, et al. Review, challenges, and future developments of electric taxiing systems[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(4): 1441-1457.

[52] Tenconi A, Wheeler P W. Introduction to the special section on the more electric aircraft: power electronics, machines, and drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3521-3522.

[53] Nicolas Y. eTaxi-taxiing aircraft with engines stopped[J]. Flight Airworthiness Support Technology (FAST), 2013, 51: 2-10.

[54] Xu Z, Al-Timimy A, Degano M, et al. Thermal management of a permanent magnet motor for an directly coupled pump[C]//Proceedings of the XXII International Conference on Electrical Machines. Piscataway: IEEE Press, 2016: 2738-2744.

[55] Xu Z, Galea M, Tighe C, et al. Mechanical and thermal management design of a motor for an aircraft wheel actuator[C]//Proceedings of the 17th International Conference on Electrical Machines and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2015: 3268-3273.

[56] Xu Z, La Rocca A, Pickering S J, et al. Mechanical and thermal design of an aeroengine starter/generator[C]//Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1607-1613.

[57] Madonna V, Giangrande P, Walker A, et al. On the effects of advanced end-winding cooling on the design and performance of electrical machines[C]//Proceedings of the XIII International Conference on Electrical Machines. Piscataway: IEEE Press, 2018: 311-317.

[58] Madonna V, Walker A, Giangrande P, et al. Improved thermal management and analysis for stator end-windings of electrical machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5057-5069.

[59] Giangrande P, Al-Timimy A, Galassini A, et al. Design of PMSM for EMA employed in secondary flight control systems[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[60] Heinrich M T E, Kelch F, Magne P, et al. Regenerative braking capability analysis of an electric taxiing system for a single aisle midsize aircraft[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 298-307.

[61] 黄鸣阳. 大型民用飞机绿色滑行机轮电驱动系统关键技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018.
Huang M Y. Research on key technologies of electric green taxi system with powered wheel drive for large civil aircraft[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2018 (in Chinese).

[62] 李开伟. 飞机地面电动滑行系统性能研究[D]. 天津: 中国民航大学, 2018.
Li K W. Research on the performance of an aircraft electric ground taxiing system[D]. Tianjin: Civil Aviation University of China, 2018(in Chinese).

[63] Wijekoon T, Empringham L, Wheeler P W, et al. Aircraft electrical landing gear actuation using dual-output power converter with mutual power circuit components[C]//Proceedings of the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1263-1268.

[64] Xu Z, Tighe C, Galea M, et al. Thermal design of a permanent magnetic motor for direct drive wheel actuator[C]//Proceedings of the International Conference on Electrical Machines. Piscataway: IEEE Press, 2014: 2186-2192.

[65] Teo A, Rajashekara K, Hill J, et al. Examination of aircraft electric wheel drive taxiing concept[C]//Proceedings of the Power Systems Conference. Piscataway: IEEE Press, 2008.

[66] Wijnterp C, Roling P C, De Wilde W, et al. Electric taxi systems: an operations and value estimation: AIAA 2014-3266[R]. Reston: AIAA, 2014.

[67] Madonna V, Giangrande P, Zhao W D, et al. On the design of par-

tial discharge-free low voltage electrical machines[C]//Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1837-1842.

[68] Giangrande P, Madonna V, Nuzzo S, et al. Design of fault-tolerant dual three-phase winding PMSM for helicopter landing gear EMA[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.

[69] Madonna V, Giangrande P, Gerada C, et al. Thermal analysis of fault-tolerant electrical machines for aerospace actuators[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(7): 843-852.

[70] Boeing Company. Boeing demonstrates new technology for moving airplanes on the ground[EB/OL]. (2005-08-01)[2025-09-07]. https://boeing.mediaroom.com/2005-08-01-Boeing-Demonstrates-New-Technology-for-Moving-Airplanes-on-the-Ground.

[71] WheelTug PLC. WheelTug successfully tests electric drive system on Boeing 737NG[EB/OL]. (2005-03-05)[2025-09-07]. http://www.defense-aerospace.com/articles-view/release/3/136306/boeing-737-tests-apu-propulsion-on-ground.html.

[72] Wingborn Ltd. Rock 'n' roll: more options for an electric ground taxi system[EB/OL]. (2013-07-25)[2026-05-07]. https://www.wingborn.com/rock-n-roll-more-options-for-an-electric-ground-taxi-system/.

[73] GlobeNewswire. WheelTug(R) tow tests successful in prague [EB/OL]. (2010-12-06)[2025-09-07]. https://www.globenewswire.com/news-release/2010/12/06/1284524/0/en/WheelTug-R-Tow-Tests-Successful-in-Prague.html.

[74] Schier M, Rinderknecht F, Brinner A, et al. High integrated electric machine for aircraft autonomous taxiing: TUD-ES-2011-01[R]. Darmstadt: Technische Universität Darmstadt, 2011: 15-32.

[75] Schier M, Rinderknecht F, Hellstern H. Electric wheel hub motor for aircraft application[J]. International Journal of Renewable Energy Research, 2011, 1(4): 298-305.

[76] DLR. Electric nose wheel drive[EB/OL]. [2026-05-07]. https://www.dlr.de/en/images/2012/1/electric-nose-wheel-drive_4786.

[77] Raminosoa T, Hamiti T, Galea M, et al. Feasibility and electromagnetic design of direct drive wheel actuator for green taxiing [C]//Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Piscataway: IEEE Press, 2011: 2798-2804.

[78] Re F. Viability and state of the art of environmentally friendly aircraft taxiing systems[C]//Proceedings of the Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-6.

[79] Hua T Q, Roh H S, Ahluwalia R K. Performance assessment of 700-bar compressed hydrogen storage for light duty fuel cell vehicles: SAND-2017-2512E[R]. Albuquerque: Sandia National Laboratories, 2017.

[80] Ganev E, Chiang C Y, Fizer L, et al. Electric drives for electric green taxiing systems[J]. SAE International Journal of Aerospace, 2016, 9(1): 62-73.

[81] Ganev E D. Electric drives for electric green taxiing systems: examining and evaluating the electric drive system[J]. IEEE Electrification Magazine, 2017, 5(4): 10-24.

[82] Sillekens P J A. Effect of EGTS on airport taxi movements at AAS[D]. Delft: Delft University of Technology, 2015.

[83] Jiao Z X, Zhang H, Shang Y X, et al. A power-by-wire aircraft brake system based on high-speed on-off valves[J]. Aerospace Science and Technology, 2020, 106: 106177.

[84] Zhang H, Jiao Z X, Shang Y X, et al. Ground maneuver for front-wheel drive aircraft via deep reinforcement learning[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2021, 34(10): 166-176.

[85] Zhang H, Wei W, Wang H, et al. Digital hydraulic motor characteristic analysis for heavy-duty vehicle traction[J]. Actuators, 2025, 14(1): 11.

[86] Liu X C, Qiu Z Y, Qi P Y, et al. Design of an aircraft autonomous traction taxiing system based on hydraulic secondary control[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2024, 37(6): 348-359.

[87] Zhang H, Shang Y X, Jiao Z X, et al. A pressure servo device based on switching valves designed for more-electric aircraft brake system[C]//Proceedings of the CSAA/IET International Conference on Aircraft Utility Systems. London: IET, 2018.

[88] Zhang H, Shang Y, Jiao Z, et al. Position feedback based variable resistance orifice array for variable displacement pump in load-sensing systems[C]//Proceedings of IEEE Global Fluid Power Society PhD Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2020.

[89] Zhang H, Bai N, Shang Y, et al. Modeling and simulation of aircraft ground taxiing based on flightgear visualization[C]//Proceedings of the CSAA/IET International Conference on Aircraft Utility Systems. London: IET, 2021: 336-340.

[90] Clewow R, Balakrishnan H, Reynolds T G. A survey of airline pilots regarding fuel conservation procedures for taxi operations[J]. International Airport Review, 2010, 14(3): 10-13.

[91] Jarry G, Very P, Dalmau R, et al. On the detection of aircraft single engine taxi using deep learning models[EB/OL]. (2024-10-10)[2025-09-01]. https://arxiv.org/abs/2410.07727.

[92] Kameníková I, Kameník M, Capoušek L, et al. Application of the single-engine taxi-out procedure for commercial transport, focusing on the Airbus A320 fleet[J]. Transportation Research Procedia, 2022, 65: 126-132.

[93] 冯明端, 肖雪, 周航. 机场地面保障多车型车辆联合调度模型研究[J]. 武汉理工大学学报 (交通科学与工程版), 2023, 47(1): 67-72.
Feng M D, Xiao X, Zhou H. Research on the multi-type joint scheduling model of airport ground support vehicles[J]. Journal of Wuhan University of Technology (Transportation Science & Engineering), 2023, 47(1): 67-72(in Chinese).

[94] 戴梦娜. A机场地面保障车辆协同调度优化研究[D]. 济南: 山东大学, 2022.
Dai M N. Research on the optimization of collaborative scheduling of ground support vehicles at a airport[D]. Jinan: Shandong University, 2022(in Chinese).

[95] Li Q W, Bi J, Li Z Y. Research on ferry vehicle scheduling problem within airport operations[C]//Proceedings of the 10th International Symposium on Computational Intelligence and Design. Piscataway: IEEE Press, 2018: 248-251.

[96] Montoya Ruaix A. Development of a hybrid propulsion system for fuel-efficient aircraft[D]. Barcelona: Universitat Politècnica de Catalunya, 2025.

[97] Santana E M, García Gómez V. Environmental sustainability in

the aviation sector addendum 2023: COIAE-2024-01[R]. Madrid: COIAE, 2024: 1-52.

[98] 姚烨. 空中客车联手霍尼韦尔和赛峰共同推进 A320 系列飞机电动滑行解决方案[J]. 民航管理, 2013(12): 32.
Yao Y. Airbus teamed up with Honeywell and Safran to jointly promote the electric taxiing solution for A320 series aircraft[J]. Civil Aviation Management, 2013(12): 32(in Chinese).

[99] 朱涛, 刘凤梅, 朱洁, 等. 机场终端航空器路径规划与跑道排队策略研究[J]. 软件导刊, 2025, 24(10): 23-33.
Zhu T, Liu F M, Zhu J, et al. Research on aircraft path planning and runway queuing strategy in airport terminal area[J]. Software Guide, 2025, 24(10): 23-33(in Chinese).

[100] 黄泓毓, 梁永胜, 付胜豪, 等. 基于可扩展强化学习的机场飞机滑行调度方法[J]. 指挥信息系统与技术, 2025, 16(2): 77-83.
Huang H Y, Liang Y S, Fu S H, et al. Scheduling method for airport aircraft taxiing based on scalable reinforcement learning[J]. Command Information System and Technology, 2025, 16(2): 77-83(in Chinese).

[101] 谭悦. 机场净空限制下绕行滑行道运行方案研究: 以虹桥机场绕滑运行方案为例[J]. 民航学报, 2025, 9(4): 27-32.
Tan Y. Research on the operation scheme of end-around taxiway under airport clearance restrictions: taking Hongqiao International Airport as an example[J]. Journal of Civil Aviation, 2025, 9(4): 27-32(in Chinese).

Review, research and applications of aircraft taxiing technology

LI Wei[1], ZHANG Hao[2,☆], LIU Xiaochao[2,*], QIAO Weizhi[3], SU Jing[1], JIA Junjie[1], HUANG Yi[2], WANG Zhuangzhuang[2], XIE Yan[1], JIAO Zongxia[2]

(1. The First Aircraft Institute, Aviation Industry Corporation of China, Xi'an 710089, China;
2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
3. Ningbo Institute of Technology, Beihang University, Ningbo 315832, China)

Abstract: Aircraft taxiing represents a critical phase in air transportation systems, where efficiency, safety, and carbon emissions converge as key challenges. Amid increasing flight volumes and operational pressures, traditional full engine taxiing and dispatch towing taxiing have revealed significant limitations, including prolonged taxi times, elevated risks of ground collisions, and substantial fuel consumption. Three contemporary ground taxiing technologies—single-engine taxiing, semi-robotic dispatch towing, and onboard electric/hydraulic taxiing systems—are thoroughly reviewed in this paper along with their practical applications. The potential and constraints of each technology in enhancing taxiing efficiency, improving safety, and reducing fuel consumption and emissions are analyzed. Additionally covered are typical roadblocks like airport compatibility and airworthiness certification. Based on this review, a phased implementation strategy is proposed: near-term efforts should focus on optimizing single-engine taxiing operations, gradually expanding the application of semi-robotic dispatch towing systems, and exploring the feasibility of zero-emission onboard taxiing technologies. This approach aims to provide actionable insights and practical directions for optimizing ground operations and reducing emissions at major airports in China.

Keywords: aircraft taxiing; dispatch towing; on-board taxiing systems; electric taxiing; hydraulic taxiing

Received: 2025-09-24; **Accepted**: 2025-10-15; **Published Online**: 2025-10-27 07:04
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251024.1650.004
* **Corresponding author**. E-mail: liuxiaochao2013@buaa.edu.cn
☆ **Co-first Author.** E-mail: 1015646571@qq.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0537

融合物理信息与参数动量的民机液压系统油液渗漏预测

冯蕴雯[1,2,*]，潘维煌[1,2]，贺延琛[3]，陈东[3]，路成[1,2]

(1. 西北工业大学 航空学院，西安 710072；2. 飞行器基础布局全国重点实验室，西安 710072；
3. 陆军装备部航空军事代表局驻成都地区航空军事代表室，成都 610036)

摘 要：民机液压系统油液渗漏存在高发性、隐蔽性及潜在的安全风险，需要通过故障预测技术实现视情维修，以达到早期识别和预防的目的。然而，油液渗漏故障预测面临监测参数有限、机载告警粒度粗、航前勤务工作导致油量数据不连续等难题。为此，提出一种融合物理信息与油量参数动量的时序模型，量化油液渗漏发生概率。该模型引入油液热膨胀系数与手册渗漏率作为物理信息约束；通过区分航班内与跨航班模式，构建油量参数动量指标以捕捉因勤务加油而中断的累积趋势；利用时序模型映射油量变化规律，实现对早期微小油液渗漏的预测。以国产民机运行数据开展油液渗漏预测分析，案例表明：所提方法能有效利用机载数据量化油液渗漏在未来一段时间内发生的概率，为液压系统的视情维修与健康管理提供决策支持。

关 键 词：液压油液渗漏；物理信息；参数动量变化；时序预测模型；故障预测
中图分类号：V267
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2696-12

民机技术不断发展和日益复杂，飞机运行维护要求也随之提高。高效的维护技术不仅确保飞机安全运行，还显著提升航空公司运营效率和经济效益。民机健康状态监测、故障检测与隔离、故障预测3项技术是推动智能健康与任务管理的关键[1]。

随着国产民机不断交付，运营机队数量增加对运行维护能力提出更高要求。故障预测旨在确定故障的发生概率，从而指导维修活动的开展，以提升民机的安全性与经济性。液压系统为民机提供操纵动力，因而其故障诊断等健康管理一直是研究的重点[2-3]。实现预测性维修的关键是明确当前的运行状态，并能识别出故障发生的征兆[4-5]。液压系统油液渗漏是一种高发且隐蔽的故障类型，若未能及时发现，可能迅速演变为提供压力功能失效，严重威胁飞行安全。针对液压系统油液渗漏检测问题，国内外学者开展了相关研究。Qiu等[6]针对液压系统压力信号能量分布异常问题，采用多元统计理论分析油液渗漏特征。Wang等[7]针对液压换向阀磨损引起的内部油液泄漏问题，结合设计参数与地面试验开展泄漏机理研究。Ma等[8-9]针对液压系统油液泄漏诊断精度不足的问题，建立AMESim仿真模型并融合小波包变换与支持向量机实现高精度油液泄漏故障识别。Dziubak等[10]针对液压控制器在不同工况下的油液泄漏变化问题，探索温度和磨损对泄漏率的影响规律。Li等[11]针对液压缸内漏检测效率问题，通过仿真与实验验证压力衰减率与泄漏率的线性关系。Tao等[12]探索液压换向阀的内部油液泄漏问题。Kumar等[13]针对液压缸多类型油液渗漏故障识别问题，从传统特征工程到人工智能方法进行系统性研究。Yao等[14]针对液

收稿日期：2025-08-01；录用日期：2025-09-12；网络出版时间：2025-09-28 09:36
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250926.1821.005
*通信作者. E-mail：fengyunwen@nwpu.edu.cn

引用格式：冯蕴雯，潘维煌，贺延琛，等. 融合物理信息与参数动量的民机液压系统油液渗漏预测[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2696-2707. Feng Y W，Pan W H，He Y C，et al. Fluid leakage prediction for civil aircraft hydraulic systems by fusing physics-informed and parameter momentum[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2696-2707 (in Chinese).

压系统保压阶段的内部油液泄漏问题, 利用小波包分解提取压力信号时频特征, 实现油液渗漏的故障识别。

在实验或仿真环境, 利用液压参数高频监测数据, 可采用时域转化手段与小波变化方法识别油液渗漏场景[15-16]。对于民机液压系统监测参数有限(参数种类与频率)、组件及管路复杂、勤务工作影响油量数据连续性等工程实际问题, 现有方法难以直接应用。空客 A320 液压系统油液渗漏依赖油量传感器数值, 以低油量告警的形式进行预警(如黄液压系统油量小于 2.4 L)[17], 而波音 B737 飞机的 2 套液压系统则是在液压油量低于 0 时才在驾驶舱提示“HYD LOW QUANTITY”[18]。自注意力与时序网络融合的方法是故障预测分析有力的工具[19-20]。液压系统油液渗漏故障预测需要基于已有监测数据特点, 捕捉油量趋势, 进而实现油液渗漏的预测。

因此, 本文基于物理信息思想[21], 利用液压系统快速存储记录(quick access recorder, QAR)数据, 通过建立“航班内”与“跨航班”模式的油量参数动量指标解决油量不连续问题, 开发时序注意力物理信息神经网络(time-series attention physics-informed neural network, TA-PINN), 并通过双任务学习框架引入物理信息约束以维持油液渗漏的物理一致性与可解释性, 实现对液压系统早期微小油液渗漏的可靠预测, 为视情维修提供决策支持。

1　液压系统油液渗漏

1.1　民机液压系统概述

一般民机配备多套液压子系统, 以保证飞行控制所需的高度可靠性和冗余性。以某型国产民机为例, 其 2 号液压系统包括 1 个发动机驱动泵(engine driven pump, EDP)、1 个交流电动马达驱动泵(AC motor driven pump, ACMP)、1 个液压系统蓄压器、1 个油箱、油滤和必要的控制阀。部件组成示意图如图 1 所示。

1.2　液压系统监测参数

机载系统对液压系统油量、油压与油温的数值进行了监测, 以 2 号液压系统的监测参数为例, 液压油量参数为 HYDRAULIC SYSTEM QUANTITY 2, 单位为 %, 表示相对油箱体积的百分数; 油温参数为 HYDRAULIC SYSTEM TEMPERATURE 2, 单位为 ℃; 液压压力参数为 HYDRAULIC SYSTEM PRESSURE 2。此外, 为监测液压系统的运行状态, 还有一些布尔值的状态监测参数, 如监测 EDP2 是否压力低的参数 EDP 2A PRS LOW; 监测 ACMP2 是否压力低的参数 ACMP 2B PRESS LOW; 监测 2 号液压系统输出是否低压的参数 HYD 2 LOW PRESSURE。

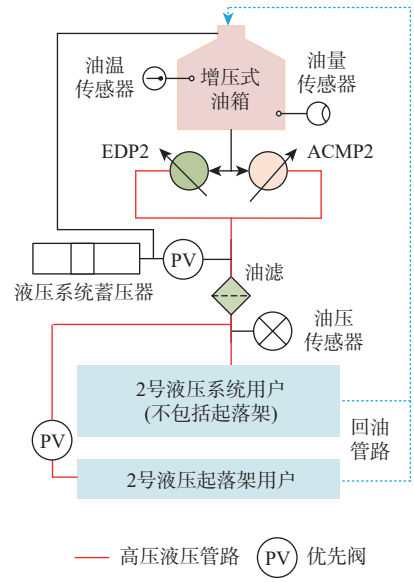


图 1　2 号液压系统示意图

Fig. 1　Schematic of hydraulic system 2

由上述液压系统的记录参数可知, 液压系统与油液渗漏相关的监测参数种类较少, 经常发生油液渗漏的管路接头处没有相应的监测传感器及参数。因此, 开展油液渗漏故障分析, 只能充分挖掘现有参数来开展分析。

1.3　油液渗漏机载告警

飞机发动机指示和机组告警系统(engine indicating and crew alerting system, EICAS)对液压系统的低油量故障进行相关监测。当 2 号液压系统油量低于 11%, EICAS 显示“HYD 2 QTY LO”低油量告警。依据机载监测阈值, 若液压系统油液渗漏超过上述阈值时, 低油量告警才会触发。一般只有液压管路破损较大或组件出现较大缺口时, 才会出现油量如此大量的油液渗漏。液压系统的管路与组件出现小规模的油液渗漏(油量渗漏 10%/航班), 机载监测的判断逻辑便无法识别。目前的机载监测系统中, 油液渗漏识别的颗粒度较大, 需要探索更精细的模型来识别油液渗漏的发生。

1.4　液压系统航前勤务工作

维修手册规定了关于液压系统油液渗漏的目视检查部位, 包括下部机身、前起落架和主起落架、发动机、右机翼、左机翼、水平尾翼、垂直尾翼。航班运行前后, 需要按照规定目视检查液压系统油液渗漏的部件。

此外, 按照运行手册要求, 每次飞行前机务需要检查油箱油量, 如果油位低于最低要求(2 号液压系统 43%), 必须按照相应程序加油, 同时要与 EICAS 显示数据进行对比。如果油液渗漏在目视

检查以外的地方，每次渗漏的量较少（未触发EICAS“QTY LO”告警），每次航班前机务又按照液压系统维修要求增加了液压系统油液，这些隐藏的油液渗漏故障可能一直无法被发现。

现有液压系统的勤务检查虽然覆盖了关键部件，确保大部分常见油液渗漏点能够被及时发现，但其检查范围并未涵盖所有系统组件。这就构成了检查盲区：一旦油液渗漏发生在结构遮挡或难以触及的隐蔽区域，常规目视检查流程无法有效识别故障。

目前，油液补充通常按需执行，但缺乏强制性维修记录规范。已有数据都无法准确追溯航前是否进行过油液补充，也无法获知补充的具体油量。信息缺失为早期微小油液渗漏的识别带来了困难。

1.5 油液渗漏故障识别面临问题

综上所述，液压系统油液渗漏故障的有效预测面临着4个难题：

1）有限的液压系统监测参数，缺乏对故障源的直接表征。

2）机载告警颗粒度粗，无法捕捉早期微小油液渗漏。

3）勤务记录不完善，造成油量累积数据不连续。

4）机务检查存在盲区，对隐蔽性油液渗漏无能为力。

2 油液渗漏油量参数动量趋势的确定

为识别液压系统的油量在航班内、跨航班的动量趋势变化，对液压系统监测参数进行处理，使得油量的动量趋势得到有效量化。

2.1 液压系统油量数据处理

常见的民机液压系统油液为阻燃磷酸酯，油量体积在运行过程中受到温度影响。图2展示了一趟完整航班的油量变化过程。

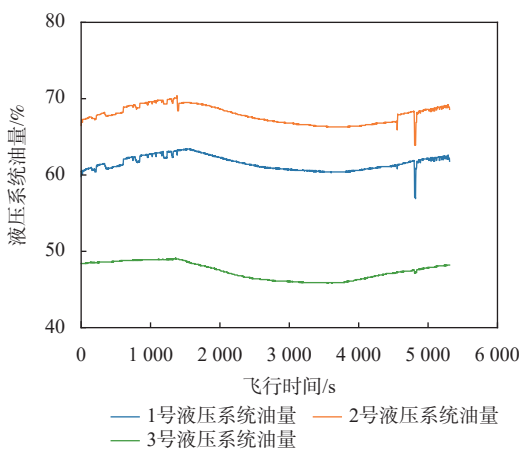


图2 油量在飞行中的变化

Fig. 2 Fuel quantity changes during flight

由图2可知，油量在航班运行过程中整体趋势稍有波动，主要是受到温度的影响。此外，起落架的收放与襟翼的收放过程中，作动筒需要大量的液压提供能源，该过程导致油液暂时离开油箱进入作动筒及管路，油箱油量短暂减小。

受温度影响，直接使用原始油量数据会引入噪声。为消除该影响，考虑阻燃磷酸脂膨胀系数，提出温度修正油量（corrected quantity, CQ）概念，计算公式如下：

$$Q_{\mathrm{C}}=\frac{Q_{\mathrm{raw}}}{1+\alpha_{\mathrm{v}}(T-T_{\mathrm{std}})} \tag{1}$$

式中：Q_{C}为温度修正后油量值，%；Q_{raw}为原始油量值，%；T为对应的实时油液温度，℃；T_{std}为标准参考温度，设定为25℃；α_{v}为液压系统油液的全局热膨胀系数。

为减轻油液在管路或作动筒停留而造成的油量波动变化，平滑液压系统工作过程中油液在油箱与作动筒间流动过程中油量的影响，对于一个航班的油量数据进行以下处理：

1）以10 min为时间长度，将一个完整航班的数据分成若干段，不足10 min的一段舍弃。

2）将每段为10 min的油量数据中，确定每段油量数据的最大值$Q_{\mathrm{C_max}}$、油量最小值$Q_{\mathrm{C_min}}$、油量的均值$Q_{\mathrm{C_mean}}$。

3）将每段为10 min的油量数据中，计算其90%数据分布的值，得到分布的上限值$Q_{\mathrm{C_p95}}$与下限值$Q_{\mathrm{C_p05}}$，目的是消除异常值的影响。

上述油量的数据处理是后续油量参数动量趋势变动分析的基础。特别地，为消除起落架、襟翼的收放对油量的影响，统计相应的10 min航段内是否有收放动作，若有收放动作，起落架收放记录参数LDG EXTEND与襟翼收放记录参数SLAT/FLAP的值记为1，否则为0。

2.2 航班内的油量变化处理

航班内的油量数据变化描述单次飞行过程中的参数动态变化。各指标详述如下：

1）油量净消耗量。为量化单次航班从开始到结束共消耗的油量，计算公式如下：

$$Q_{\mathrm{net}}=Q_{\mathrm{C}}^{\mathrm{start}}-Q_{\mathrm{C}}^{\mathrm{end}} \tag{2}$$

式中：Q_{net}为单次航班的净消耗量；$Q_{\mathrm{C}}^{\mathrm{start}}$为航班开始时的平均修正油量；$Q_{\mathrm{C}}^{\mathrm{end}}$为航班结束时的平均修正油量。

2）航班内油量斜率。计算在单次航班期间，油量随时间变化的平均下降速率。

$$k_{\mathrm{flight}}=\frac{Q_{\mathrm{C_p05}}^{\mathrm{fitst}}-Q_{\mathrm{C_p05}}^{\mathrm{last}}}{N_{\mathrm{points}}-1+\varepsilon} \tag{3}$$

式中: k_{flight} 为航班内油量(使用修正油量的 $Q_{\text{C_p05}}$ 值)的斜率; $Q_{\text{C_p05}}^{\text{fitst}}$ 和 $Q_{\text{C_p05}}^{\text{last}}$ 分别为航班内第 1 个和最后 1 个数据点的修正油量的 5% 分位数; N_{points} 为航班内数据点的总数; ε 为极小值(10^{-6}), 防止分母为零。

3) 改进油量变化率。计算当前时刻的油量相对于本次航班初始油量的百分比。

$$k_{\text{imp}} = \frac{Q_{\text{C_p05}} - Q_{\text{C}}^{\text{start}}}{Q_{\text{C}}^{\text{start}} + \varepsilon} \times 100\% \tag{4}$$

式中: k_{imp} 为衡量当前油量相对于航班初始油量的变化率。

4) 油量消耗速度。计算研究时间内油量消耗速度, 公式如下:

$$v_{\text{cons}} = \frac{\Delta Q_{\text{net}}}{\Delta t} \tag{5}$$

式中: v_{cons} 为净消耗量在短时间内变化速度; ΔQ_{net} 为去除温度影响后的油液体积变化量。

5) 油量箱体波动幅度。计算一个短时间窗口内, 油量相对于其平均值的相对波动幅度。

$$v_{\text{box}} = \frac{Q_{\text{C_p95}} - Q_{\text{C_p05}}}{Q_{\text{C_mean}} + \varepsilon} \tag{6}$$

式中: v_{box} 为油量波动幅度。

6) 油量突增指标。计算当前时刻的油量波动性与其近期平均波动性, 以实现获取油量波动性的突变。

$$I_{\text{surge}} = \frac{v_{\text{box}}^{\text{current}}}{\mu\left(v_{\text{box}}^{\text{rolling}}\right) + \varepsilon} \tag{7}$$

式中: I_{surge} 为时间点 t 的油量突增指数, 无量纲比值; $v_{\text{box}}^{\text{current}}$ 为当前时间点的箱体波动幅度; $\mu\left(v_{\text{box}}^{\text{rolling}}\right)$ 为滚动窗口内历史变异性指标均值。

7) 趋势加速度。通过对平滑后的油量时间序列进行二次差分来计算, 目的是识别油量趋势的转折点或加速点。

步骤 1　计算平滑趋势。对油量的指数移动平均 (exponential moving average, EMA) 进行计算, 得到一条更能代表趋势的平滑曲线, 公式如下:

$$Q_t^{\text{EMA}} = (1-\alpha)\, Q_{\text{C_p05}}^{t} + \alpha Q_{t-1}^{\text{EMA}} \tag{8}$$

式中: Q_t^{EMA} 为时间点 t 的油量的 EMA 值; $Q_{\text{C_p05}}^{t}$ 为时间点 t 的温度修正油量 5% 分位数; α 为平滑因子, 作用是平滑噪声, 并保留关键趋势的变化。

步骤 2　计算趋势速度。

$$V_t = Q_t^{\text{EMA}} - Q_{t-1}^{\text{EMA}} \tag{9}$$

式中: V_t 为时间点 t 的趋势速度, $V_t > 0$ 表示趋势向上, 反之向下。

步骤 3　计算趋势加速度。为衡量趋势速度的变化快慢, 计算平滑趋势曲线的二阶差分。

$$A_t = V_t - V_{t-1} \tag{10}$$

式中: $A_t > 0$ 表示趋势正在加速上升或减速下降, 反之, $A_t < 0$ 表示趋势正在减速上升或加速下降。若油量本就在下降($V_t < 0$), 此时出现一个负的加速度($A_t < 0$), 意味着下降的速度越来越快, 油液渗漏正在急剧恶化。

8) 油量消耗速度。通过油量净消耗量在航班内的短期变化量, 衡量一次飞行过程中, 油液消耗的速率变化。

$$V_{\text{cons}}^{i\prime} = C_{\text{net}}^{t} - C_{\text{net}}^{t-s} \tag{11}$$

式中: $V_{\text{cons}}^{i\prime}$ 为时间点 t 时计算出的消耗速度; C_{net}^{t} 为时间点 t 的净消耗量; C_{net}^{t-s} 为时间点 s 个时间步之前的净消耗量, s 为差分步长, 按照后续分析需求确定。

2.3　跨航班的油量变化处理

通过计算多个航班间的数据, 用于比较和发现跨航班的油量变化关联与短期趋势。

1) 动量变化率 (rate of change, ROC)。旨在量化当前时刻的系统油量状态相较于上一个完整航班的平均状态的变化量, 反映航班间的状态跃迁。

$$R_{\text{ROC}} = \frac{Q_{\text{current}}^{\text{mean}} - Q_{\text{prev}}^{\text{mean}}}{Q_{\text{prev}}^{\text{mean}} + \varepsilon} \times 100\% \tag{12}$$

式中: R_{ROC} 为计算出的动量变化率; $Q_{\text{current}}^{\text{mean}}$ 为当前数据点的平均温度修正油量; $Q_{\text{prev}}^{\text{mean}}$ 为上一个航班所有数据点的平均温度修正油量的均值。

如果 ROC 值为负, 说明当前油量水平显著低于上一个航班的平均水平, 这可能是一个潜在的消耗信号。如果 ROC 值为正, 可能意味着航前进行了油液补充。如果 ROC 值持续为负且绝对值增大, 则表明系统油量在航班间的下降趋势正在加剧, 这是油液渗漏的信号。

2) 消耗能量释放斜率。将单次航班的油量净消耗量进行累积, 形成总消耗能量曲线, 分析该曲线的近期增长速率。

首先, 计算累计净消耗量:

$$C_{\text{cumulative}}^{i} = \sum_{j=1}^{i} C_{\text{net}}^{j} \tag{13}$$

式中: $C_{\text{cumulative}}^{i}$ 为第 i 次航班结束时的累计净消耗量; C_{net}^{j} 为第 j 次航班的净消耗量。

然后, 对最近 s 次航班的累计净消耗量序列进行一阶线性回归, 求其斜率。

$$S_{\text{energy}}^{i} = \text{Slopy}\left(\left\{\left(j, C_{\text{cumulative}}^{i}\right) \mid j = i-s+1, \cdots, i\right\}\right) \tag{14}$$

式中: S_{energy}^{i} 为航班的消耗能量释放斜率; Slope(·) 表

示线性回归斜率计算函数；s 为滑动窗口的大小，后续分析中设定为 5，基于最近 5 次飞行的趋势进行计算；$\left(j, C^{i}_{\text{cumulative}}\right)$ 表示一个数据点，j 为航班序号，$C^{i}_{\text{cumulative}}$ 为对应的累计净消耗量。

在液压系统无油液渗漏情形时，每次航班的净消耗量 C_{net} 应该在一个小的正值附近波动，因此，累计消耗曲线 $C_{\text{cumulative}}$ 的斜率应是一个较小的、相对稳定的正数。如果出现油液渗漏，每次航班的净消耗量 C_{net} 会显著增大，导致累计消耗曲线 $C_{\text{cumulative}}$ 的增长速度加快，计算出的斜率 S_{energy} 会显著增大。如果该斜率持续走高，预示着系统消耗正在失控，是油液渗漏故障的直接量化指标。

2.4 全局历史油量变化处理

从飞机液压系统维修后到当前航班为止的历史数据，衡量的是当前状态与飞机整个生命周期历史的偏离程度。

1）油量消耗。衡量当前航班的油液净消耗量偏离该飞机历史平均消耗水平的标准差倍数。

$$Z_{\text{cons}}=\frac{Q^{\text{current}}_{\text{net}}-\mu\left(Q^{\text{hist}}_{\text{net}}\right)}{\sigma\left(Q^{\text{hist}}_{\text{net}}\right)+\varepsilon} \tag{15}$$

式中：Z_{cons} 为当前航班的净消耗量相较于该飞机历史消耗量的偏离程度；$Q^{\text{current}}_{\text{net}}$ 为当前航班的净消耗量；$\mu\left(Q^{\text{hist}}_{\text{net}}\right)$ 为该飞机历史上所有过去航班净消耗量的扩展平均值；$\sigma\left(Q^{\text{hist}}_{\text{net}}\right)$ 为该飞机过去航班净消耗量的扩展标准差。

2）起始油量偏差。计算当前航班的起始油量与该飞机历史平均起始油量之间的差异。

$$D_{\text{start}}=\mu\left(Q^{\text{start, hist}}_{\text{C}}\right)-Q^{\text{start, current}}_{\text{C}} \tag{16}$$

式中：D_{start} 为当前航班的起始油量与历史平均起始油量的差异，正值可能意味着航前补充了更多的油，或上次消耗较少；$\mu\left(Q^{\text{start, hist}}_{\text{C}}\right)$ 为历史航班起始油量的扩展平均值，$Q^{\text{start, current}}_{\text{C}}$ 为当前航班起始油量。

3）油量恢复能力衰减指数。通过 EMA，追踪起始油量偏离历史基线的长期累积趋势。

$$I^{i}_{\text{decay}}=(1-\beta)\left|D^{i}_{\text{start}}\right|+\beta I^{i-1}_{\text{decay}} \tag{17}$$

式中：I^{i}_{decay} 为第 i 次航班的恢复能力衰减指数；$\left|D^{i}_{\text{start}}\right|$ 为第 i 次航班的起始油量偏差的绝对值；β 为平滑因子，$\beta=1-\dfrac{2}{k_{\text{span}}+1}$，$k_{\text{span}}$ 为回溯数据的长度，需要后续根据分析目的分析确定。

如果液压系统无油液渗漏故障，每次航前油量补充后，起始油量应稳定在一个较小的范围内，因此，$\left|D^{i}_{\text{start}}\right|$ 会很小，I^{i}_{decay} 指数也会保持在一个低位。反之，如果系统存在慢性油液渗漏，即使每次都补充油液，起始油量也可能因为上次渗漏量的不同而产生较大波动，导致 $\left|D^{i}_{\text{start}}\right|$ 增大。如果该指数持续上升，表明系统状态的“恢复”能力正在变差，越来越偏离其历史稳定基线，这是油量渗漏恶化信号。

4）油量历史最低点差值。计算当前油量在相应记录数据中的最低油量的差值：

$$k^{\min}_{\text{hist}}=\Delta\left(Q_{\text{C_p05}}-Q^{\min}_{\text{C_p05}}\right) \tag{18}$$

式中：$k^{\min}_{\text{hist}}$ 为当前航班油量与历史最低的差值。

为实现对液压系统微小油液渗漏的精确预测，本节构建一套多尺度、多维度的特征指标体系。在航班内尺度上，通过消耗速度、趋势加速度及波动性等指标，实时捕捉飞行过程中油量的动态异常与稳定性突变，识别油液渗漏风险。在跨航班及全局历史尺度上，引入油量消耗、恢复能力衰减指数等特征，将单次飞行置于其完整生命周期中进行评估，以发现单次航班内不明显但长期累积的油量渐进式恶化趋势。

3 物理信息约束的时序注意力油液渗漏预测

完成油量数据处理与多尺度渗漏指标的构建后，得到一个高维度特征集。挖掘油量数据时间依赖性规律，是实现精准预测的关键。本节详细介绍 TA-PINN 模型，并阐明其物理信息约束框架的建立，进而实现对油液渗漏概率的量化分析。

3.1 油量渗漏模型背景

有效识别油液渗漏需要模型同时具备识别航班内油量的关键变化、获取航班间油量的时序关系、满足油液渗漏物理信息约束的能力。传统的时序预测模型在处理长序列时可能存在信息遗忘问题，而常规的机器学习模型又难以捕捉数据点之间复杂的时间关联性。更重要的是，这些模型通常作为“黑箱”运行，缺乏对液压系统油量变化这一物理过程的内在理解。

为满足油液渗漏模型在时序渗漏规律的捕捉及物理信息约束的要求，模型需具备以下 3 个核心能力：

1）深度时序理解能力。能够有效捕捉特征在时间维度上的短期动态和长期依赖关系。

2）关键信息聚焦能力。能够自动识别在整个监测序列中对最终判断最为关键的时间点或事件。

3）物理规律遵循能力。模型的内部表征不仅要服务于最终的渗漏故障分类任务，还应与油液消耗的物理规律保持一致。

基于此，设计了一个融合卷积、Transformer[22]和门控循环单元（gated recurrent unit, GRU）[23]的 TA-PINN 模型，并通过双任务学习框架引入物理信

息约束, 开展油液渗漏故障预测分析。

3.2　油量渗漏模型总体架构

物理信息约束的时序注意力模型的核心架构通过一个 4 阶段的精炼过程, 将输入的原始高维特征序列转化为精准的油液渗漏预测。模型结构如图 3 所示, 主要包括以下 4 个模块。

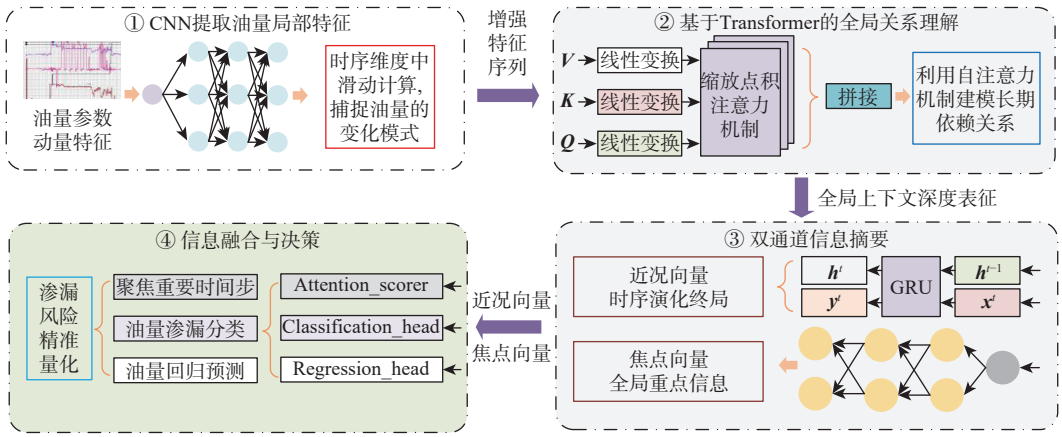


图 3　基于物理信息约束的时序注意力油液渗漏分析架构

Fig. 3　Temporal attention fluid leakage analysis architecture based on physics-informed constrained

1) 初始信息处理: 一维卷积神经网络 (convolutional neural network, CNN)。在初始信息处理阶段, 输入的时间序列被送入一个一维卷积层, 该模块在时间维度上进行局部滑动计算, 旨在捕捉并提炼出特定模式, 如油量下降同时变化速度也为负的组合特征, 从而输出一组更具信息量的增强特征序列。

2) 全局关系理解: Transformer 编码器。在全局关系理解阶段, 这组增强序列进入 Transformer 编码器, 利用其强大的自注意力机制来建模序列中任意 2 个遥远时间点之间的长期依赖关系, 如将数天前的异常操作与当前的油量变化相关联, 最终输出的是每个时间点都融合了全局上下文信息的深度表征。

3) 双通道信息摘要。为融合油量时序数据的关键突变信号及时序变化下的当前状态来开展油液渗漏概率的预测, 实现全局重要信息的识别和局部时序趋势的捕捉, 通过双通道信息摘要进行 2 方面处理: ①通过额外的注意力评分网络, 加权求和生成一个不受时序约束、仅包含最关键信息的核心摘要, 称为焦点向量; ②按顺序通过 GRU, 取其最终隐藏状态作为蕴含了时序演化终局的摘要, 即近况向量。

4) 信息融合与决策。在信息融合与决策阶段, 这 2 个分别代表全局重点与近期状态的向量被拼接融合, 形成一个优势互补、最终的决策依据。该依据被同时送入 2 个独立的决策头, 一个用于输出是否会油液渗漏的最终分类判断, 另一个则输出下一时刻油量变化的物理回归预测, 以此实现对油液渗漏风险的精准量化。

3.3　物理信息约束的学习策略

为使油液渗漏模型不仅能识别数据模式, 还能获取数据背后的物理规律, 设计了一个包含物理信息约束的双任务学习框架。该框架引导模型在学习油液渗漏分类的同时, 必须遵循油液消耗的基本物理规律, 从而提升模型的泛化能力和预测的鲁棒性。

1) 双任务学习框架定义。将模型的学习目标分解为 2 个相互关联且互为补充的任务。主任务是核心的油液渗漏分类, 其目标是预测未来一个指定的时间窗内, 液压系统是否会发生油液渗漏故障。这本质上是一个二元分类问题, 模型需要输出一个代表油液渗漏风险的概率值, 其训练方向是最大化(如精度、F_1 分数等)关键分类性能指标。

与此同时, 模型引入物理量回归作为物理信息约束的辅助任务。该任务要求模型精确预测下一个时间步的温度修正油量的真实变化量。这个回归任务的物理意义在于其强迫模型的内部表征不仅要服务于分类, 还必须能够准确地解释和拟合油液消耗这一实际的物理过程。

2) 复合损失函数的设计。为协同优化上述 2 个任务, 构建了复合损失函数 L_{total}, 其由分类任务的损失和物理回归任务的损失加权求和而成, 引导模型在 2 个目标之间取得平衡。总损失函数公式为

$$L_{\text{total}} = L_{\text{focal}} + \lambda_{\text{reg}} L_{\text{MSE}} \tag{19}$$

式中: L_{total} 为模型在一次前向传播中计算出的总损失值, 用于反向传播更新模型权重; L_{focal} 为分类任务采用的焦点损失; L_{MSE} 为物理回归任务采用的均方误差损失; λ_{reg} 为物理信息约束权重, 用于调节 2 个任务相对重要性的超参数, 控制物理回归损失

在总损失中的贡献度，需要按照预测的步长来调节其值的大小。后续模型设计中，短期 30 min 预测 λ_{reg} 取值为 0.9，明确物理信息约束的同时降低数据噪声；长期 80 min 预测 λ_{reg} 取值为 0.5，降低物理信息约束权重并加深参数的长期趋势对油液渗漏的影响。

考虑到油液渗漏事件在整个数据集中是稀疏的，即渗漏样本远少于健康样本，存在严重的类别不平衡问题。若使用标准交叉熵损失，模型会倾向于将所有样本预测为健康类，从而忽略少数但更重要的故障样本。为解决该问题，采用焦点损失 L_{focal} 加入模型的训练，计算公式如下：

$$L_{\text{focal}}(p_t) = -\alpha_t (1-p_t)^{\gamma} \ln p_t \tag{20}$$

式中：p_t 为模型对真实类别的预测概率；$(1-p_t)^{\gamma}$ 为调制因子，γ 为非负可调的聚焦参数；α_t 为用于处理类别不平衡的系数。

$$p_t = \begin{cases} p & y=1 \\ 1-p & y=0 \end{cases} \tag{21}$$

式中：y 为样本的真实标签，1 代表渗漏，0 代表健康；p 为模型预测该样本为渗漏的概率。

α_t 系数计算公式如下：

$$\alpha_t = \begin{cases} \alpha & y=1 \\ 1-\alpha & y=0 \end{cases} \tag{22}$$

式中：$\alpha \in [0,1]$ 用于直接增加少数渗漏样本的权重，或降低多数健康类的权重。

考虑油液渗漏的业务场景，在模型的验证集上对参数 α 与 γ 开展系统性网格搜索，其中，α_t 候选值为 [0.7,0.8,0.9,0.95]，γ 候选值为 [1,1.5,2,2.5,3]，以模型的性能参数确定最优的 α 与 γ 的取值。

对于物理量回归任务，采用标准的均方误差损失来量化模型预测值与真实值之间的差异。均方误差损失公式为

$$L_{\text{MSE}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(y_i^{\text{reg}} - \hat{y}_i^{\text{reg}}\right)^2 \tag{23}$$

式中：y_i^{reg} 为第 i 个样本的真实修正油量的变化值；$\hat{y}_i^{\text{reg}}$ 为第 i 个样本油量变化值的预测值；N 为模型训练中一个批次的样本数量。

3）油液渗漏概率的计算。油液渗漏概率是指在给定的时间窗口内（如未来 30 min 或 80 min），液压系统发生油液渗漏故障的可能性，用 0～1 之间的连续数值表示。该概率值反映了基于当前和历史运行数据，系统在特定预测时间点发生渗漏的风险程度。其中，建立的 TA-PINN 模型的非线性变换为

$$f_\theta(\boldsymbol{X}) = \boldsymbol{W}_{\text{final}}\boldsymbol{h}_{\text{fused}} + \boldsymbol{b}_{\text{final}} \tag{24}$$

式中：$f_\theta(\boldsymbol{X})$ 表示复杂非线性函数，包含卷积（Conv1D）、自注意力机制、GRU、特征融合和全连接层等操作；$\boldsymbol{X}$ 为原油量数据与参数动量特征组成的矩阵；$\boldsymbol{h}_{\text{fused}}$ 为模型内部特征融合后的高维特征向量；$\boldsymbol{W}_{\text{final}}$ 和 $\boldsymbol{b}_{\text{fused}}$ 分别为最后一个全连接层的权重向量和偏置项。

基于模型的预测结果量化油液渗漏概率，为飞机液压系统视情维修的工程应用提供参考依据。计算公式如下：

$$p = \frac{1}{1+\mathrm{e}^{-f_\theta(\boldsymbol{X})}} \tag{25}$$

式中：p 为最终油液渗漏概率，范围为 (0, 1)。

3.4 模型训练与评估

1）数据集构建与输入表示。每个航班的数据被划分为以 10 min 为长度的样本。为使模型能够捕捉到特征动态演化信息，对输入张量进行维度增强。在每个时间步，输入特征向量由原始油量特征值、一阶差分和二阶差分 3 部分拼接而成。这种表示方法使模型能同时感知参数的瞬时状态及其动态趋势。对于长度不足预设序列长度的样本，在前端进行零值填充，以确保所有输入张量的维度一致性。

2）训练策略与优化方法。模型的参数优化采用了 AdamW 优化器。为提升训练过程的效率和稳定性，采用学习率动态调度策略，以引导模型在参数空间中进行更精细的搜索，从而避免陷入局部最优解。

3）模型性能评估指标。使用曲线下面积（area under the curve, AUC）[24]、F_1 分数[24]、精确率[24]、召回率[24] 指标评价模型的验证效果。此外，记录模型的训练与验证时间，辅助说明模型的效率。

4 油液渗漏案例分析

本节采用 ARJ21 飞机的液压系统机载监测数据与维修记录数据来开展油液渗漏分析。基于采集的液压系统机载监测数据，首先，结合阻燃磷酸脂的物理规律，修正温度对油液体积的影响；其次，按照第 3 节的内容计算液压系统的各项指标来确定油量的动量变化趋势；最后，使用物理信息约束的时序注意力油液渗漏预测模型开展油液渗漏案例分析，讨论模型的性能与结果。

4.1 液压系统数据简述

ARJ21 交付使用后，首家运行航空公司在运行过程中出现过多次油液渗漏。ARJ21 机队自 2016 年至 2023 年的 8 年期间，液压系统机组及机务报告的故障共计 198 次，其中，1 号与 2 号液压系统的

油液渗漏故障 67 次。表 1 列出了液压系统油液渗漏的 8 个典型案例。

表 1　液压系统油液渗漏案例

Table 1　Hydraulic system fluid leakage cases

序号	飞机注册号	日期	事件简述
1	B-3XX7	2021-07-13	12日温州落地检查发现2号液压系统液压油漏光
2	B-3XX8	2020-07-17	空中出现EICAS告警信息“HYD 2 PRESS LO”“HYD 2 QTY LO”
3	B-6XXA	2022-04-06	航后检查右发下部排气格栅有大量疑似液压油
4	B-6XXE	2022-08-01	航前发现右发EDP漏油
5	B-6XXN	2022-08-01	机务检查发现右发EDP漏油
6	B-6XXT	2023-01-04	机务检查发现右发EDP漏油
7	B-6XXD	2023-03-10	机务报告左发EDP漏油
8	B-3XX6	2023-05-30	机务检查发现右发EDP漏油

由表 1 可知, 油液渗漏故障的发现依靠机务例行检查或 EICAS 提示。如果油液渗漏在飞机隐蔽处, 机务例行检查未必能及时发现。此外, 如果出现低油量 EICAS 告警, 说明油液渗漏非常严重, 不能维持液压系统的压力。

采用无渗漏及含有渗漏故障的不同飞机多架航班数据来开展油液渗漏案例分析, 数据概况如表 2 所示。

表 2　ARJ21 液压系统油液渗漏数据概况

Table 2　Overview of ARJ21 hydraulic system fluid leakage data

序号	飞机注册号	航班架次	是否渗漏
1	B-6XXN	256	是
2	B-6XXM	270	否
3	B-3XX6	57	是
4	B-3XX1	30	否
5	B-3XX7	32	是
6	B-6XXA	10	否

4.2　油液渗漏分析对比模型

为展示所提的物理信息约束的时序注意力渗漏预测模型在数据处理及模型建立方面的特点, 使用经典的长短期记忆网络 (long short-term memory, LSTM)[25] 与时间卷积网络 (temporal convolutional network, TCN)[26] 模型替代所提 TA-PINN 模型的时序数据处理部分, 保留油液渗漏概率及标签的预测部分, 开展模型对比分析。

4.3　油液渗漏模型训练

结合表 1 案例, 油液渗漏一般属于突发故障。ARJ21 维修手册规定了每套液压系统, 若油液渗漏速率小于 50 滴/min, 认为是正常的油液渗漏事件, 不影响飞机正常放行。超过该油液渗漏速度则需要维修。因而本文讨论的油液渗漏故障是超过 50 滴/ min 的渗漏情形, 而非机载监测系统的油量小于较低的阈值(2 号系统油量低于 11%)。上述油液渗漏速度作为主要的物理信息约束加入模型的训练中。图 4 展示了 3 步预测模型训练中, 所有模型训练损失值的变化规律。对比 3 个模型, TCN 模型收敛最快。所提 TA-PINN 模型收敛居中, LSTM 模型最慢。

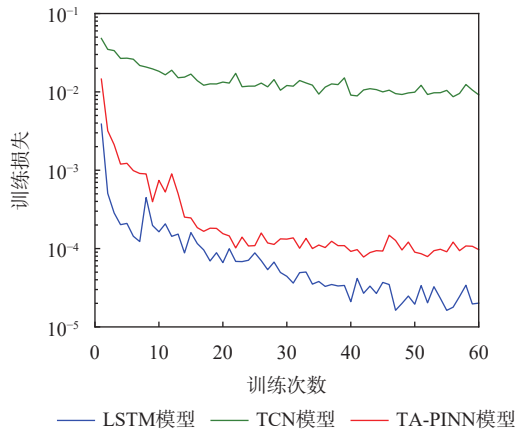


图 4　提前 30 min 渗漏预测的模型训练损失

Fig. 4　Training loss of model for 30-minute early leakage prediction

同理, 图 5 展示了 8 步预测模型训练中, 所有模型训练值快速下降。对比 3 个模型, 所提 TA-PINN 模型收敛最快, LSTM 模型居中, TCN 模型收敛最慢。

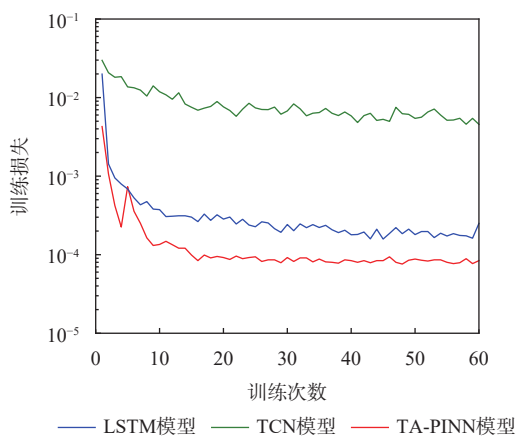


图 5　提前 80 min 渗漏预测的模型训练损失

Fig. 5　Training loss of model for 80-minute early leakage prediction

此外, 在油液渗漏案例分析中, 分别研究两者情形的预测分析。提前半个航班的油液渗漏预测(30 min)及提前一个航班的油液渗漏预测(80 min)。采用 TA-PINN 及对比 LSTM、TCN 模型开展训练。训练数据是表 2 的前 4 架飞机液压系统 QAR 数据及其计算的油量动量参数。通过验证集的数据确定式(20)的参数 α=0.9, γ=2。表 2 的后 2 架飞机

B-3XX7 与 B-6XXA 作为验证数据。提前 30 min(3 步数据)与 80 min(8 步数据)是 2 种分析场景,确定预测的步长后,可对油量消耗速度等需要确定步长的动量变化进行计算,进入模型的训练开展预测分析。训练过程中,不同模型在 2 种预测情形下的损失值分别如图 4 与图 5 所示。

由图 4 可知,随着训练迭代次数的增加,损失值均在下降。但对于提前 30 min 预测的场景,LSTM 模型损失下降最快,TA-PINN 次之,TCN 最慢。

4.4 油液渗漏验证分析

完成模型训练后,开展验证分析,展示渗漏航班及油液渗漏前 2 个航班的数据说明各模型的预测分析效果。提前 30 min 情形适合识别本次航班运行中是否发生油液渗漏,提前 80 min 适合识别下一个航班是否会出现油液渗漏故障。

1) 提前 30 min 的航班内渗漏预测。完成模型训练后,将验证数据代入模型中开展预测分析。对于 B-3XX7 油液渗漏故障,分析其油液渗漏航班及油液渗漏前 2 个航班。提前 30 min 的预测结果如图 6 所示。图中,不同底色区域代表 3 个连续航班的数据,右侧为渗漏航班,其油量在该航班第 2 个 10 min 航段后开始显著下降,柱体表示 10 min 内的油量数据,其实体为 90% 分位区间,引线则对应时段内的最大与最小值。

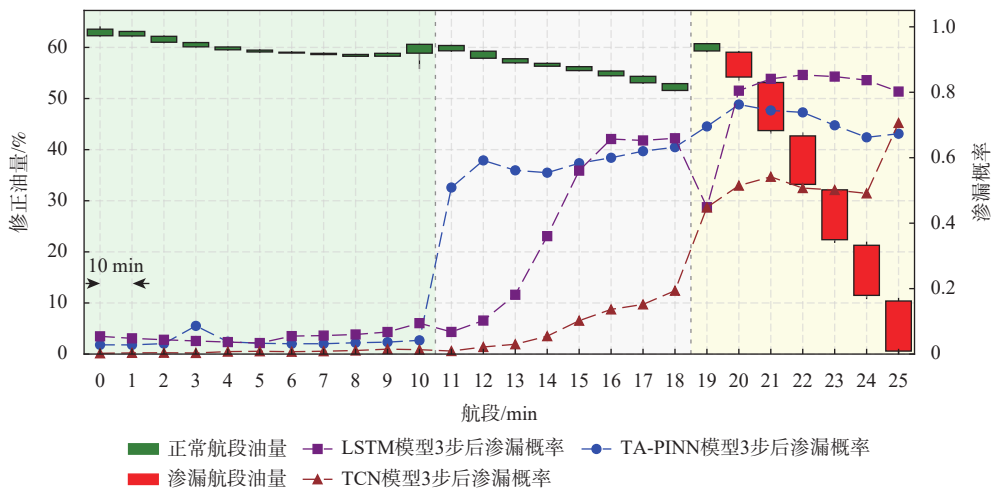


图 6 提前 30 min 油液渗漏预测分析结果

Fig. 6 Analysis results of 30-minute early fluid leakage prediction

由图 6 可知,在故障发生前 30 min(图 6 的 17 航段),TA-PINN 与 LSTM 模型均已能有效预警,其预测的油液渗漏概率分别跃升至 0.62 和 0.65,显著高于正常工况下的概率基线,具备了良好的故障区分能力。相比之下,TCN 模型的预警则明显滞后,仅在故障前 10 min(图 6 的 19 航段)将概率提升至 0.45,预警效果不佳;其概率在油液渗漏实际发生后才攀升至 0.55,表明其对早期微弱故障征兆的捕捉能力不足。

2) 提前 80 min 的下一个航班油液渗漏预测。图 7 对 B-3XX7 的提前 80 min 的油液渗漏预测分析。当预测时域扩展至 80 min 时(图 7 的 12 航段),模型间性能差异愈发显著。在此长时程预测下,LSTM 与 TCN 模型均丧失油液渗漏预警能力,未能捕捉到有效的故障征兆,表明其难以学习和泛化远距离的时间依赖关系。相比之下,TA-PINN 依然表现稳健,在提前 80 min 就将油液渗漏概率提升至 0.65,与无油液渗漏情况(概率<0.2)形成显著区隔,证明其在跨航班长时程预测任务中的优越性。

特别的,如果判断当次航班或下一个航班油液渗漏的概率非常高(概率>0.6),考虑维修记录与维修经验优先检查飞机的以下位置:

1) 右侧发动机 EDP 及其管路接头处。

2) PTU 接头、左副翼作动筒液压管路、油箱主供油管路。

对于中等概率预测结果(0.2～0.6),建议增加液压系统检查巡检频次并重点关注油量变化趋势;对于低概率预测结果(概率<0.2),维持常规检查周期即可。

此外,也可根据故障隔离手册的维修任务(MPP ARJ21-A-29-10-00-25A-364A-A)开展油液渗漏检修,重点排查的部件包括 EDP、油箱、油液管路、油量传感器及线路等。

4.5 各模型验证性能分析

为量化评估 TA-PINN 与对比方法在不同预测时域下的性能,使用 B-3XX7(有渗漏)与 B-6XXA(无油液渗漏)2 架飞机共 435 个航段验证数据进行验证,分析结果如表 3 所示。

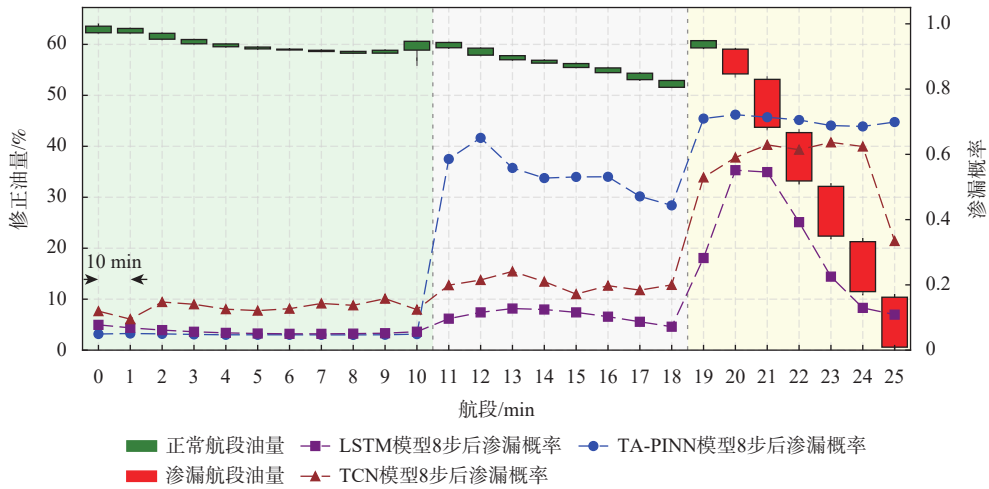


图 7　提前 80 min 油液渗漏预测分析结果

Fig. 7　Analysis results of 80-minute early fluid leakage prediction

表 3　各模型评价指标

Table 3　Evaluation metrics of each model

模型		AUC	F_1分数	精确率	召回率	训练时间/s
提前30 min预测	TA-PINN	0.997 3	0.8	0.625	0.833 3	44.53
	LSTM	0.990 7	0.625	0.444 4	0.666 7	19.66
	TCN	0.995 3	0.8	0.625	0.833 3	55.95
提前80 min预测	TA-PINN	0.963 7	0.370 4	0.190 5	0.8	36.07
	LSTM	0.928 8	0.232 6	0.108 1	0.8	17.5
	TCN	0.965 6	0.312 5	0.153 8	0.8	63.49

由表 3 可知, 在提前 30 min 的短时程油液渗漏预测任务中, 所有模型均表现出较强的故障区分能力, AUC 值均达到了 0.99 以上。TA-PINN 模型展现出优势, AUC 指标以 0.997 3 的最高分领先于所有对比模型, 表明其在区分正负样本能力稳健。TA-PINN 与 TCN 模型在 F_1 分数(0.8)和召回率(0.833 3)上并列第一, 能高效且准确地识别出大多数油液渗漏样本。在计算效率方面, TA-PINN 模型训练时间为 44.53 s, 优于 TCN 模型(55.95 s)。LSTM 模型虽然训练速度最快, 但其各项关键预测指标均处于末位。因此, 综合 AUC、F_1 分数与训练效率, TA-PINN 模型在短时程预测任务中展现了最优的综合性能。

当预测时长扩展至 80 min, 任务难度大幅增加, 模型间的性能差异愈发明显。TA-PINN 模型的综合优势得以充分体现。TCN 模型在 AUC 指标上以 0.965 6 领先, TA-PINN 模型以 0.963 7 紧随其后, 两者均显著优于 LSTM 模型。在 F_1 分数上, TA-PINN 模型取得最高 0.370 4, 优于 TCN(0.312 5)和 LSTM(0.232 6)。特别地, TA-PINN 模型在 80 min 预测的 F_1 分数下降, 由预测不确定性增长、渗漏信号的信噪比恶化、油量数据长期模式稀疏性、注意力机制的长序列衰减效应 4 个因素综合造成。验证结果表明, 尽管所有模型在该长时程任务中均保持了 0.8 的高召回率, 但 TA-PINN 模型通过最高的精确率(0.190 5)实现了对误报的更有效控制, 达到了最佳的精确率-召回率平衡。

综上所述, 尽管 TCN 模型在长时程 AUC 指标上略有领先, 但 TA-PINN 模型在更关键的 F_1 分数、精确率和计算效率上均展现出全面的优越性。考虑到在实际应用中, 综合性能(F_1)和对误报的控制(精确率)至关重要, 因此, 所提模型被证明是长时程故障预警任务中更可靠、更高效的解决方案。

5　结　论

通过建立物理信息约束的时序注意力油液渗漏预测模型, 探索解决 ARJ21 液压系统在数据受限条件下的早期油液渗漏预测问题, 结论如下:

1) 以液压系统的油液温度膨胀规律与维修手册中最大油液渗漏速度为物理信息约束, 加入建立的 TA-PINN 油液渗漏模型中, 并以此约束液压系统运行数据的训练, 辅助确定油液渗漏的概率。

2) 以修正油量构建时序动量趋势指标以增强故障征兆的表征能力, 建立 TA-PINN 模型捕捉不同时间尺度下的故障征兆。这些高质量的输入为后续模型实现高精度预测奠定了坚实的数据基础。

3）为验证 TA-PINN 模型的有效性，通过 LSTM 和 TCN 模型进行性能对比分析。在提前 30 min 的短时预测任务中，TA-PINN 实现了 0.997 3 的 AUC 值与 0.8 的 F_1 分数，综合性能表现最优。在提前 80 min 长时程预测任务中，TA-PINN 模型的优势明显，其 F_1 分数达到了 0.370 4，优于 LSTM（0.232 6）与 TCN（0.312 5）。这些量化指标说明 TA-PINN 模型在捕捉序列数据长期依赖关系方面的优越性，更适用于对早期隐蔽性油液渗漏故障进行可信的预测。

参考文献（References）

[1] Ranasinghe K, Sabatini R, Gardi A, et al. Advances in integrated system health management for mission-essential and safety-critical aerospace applications[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2022, 128: 100758.

[2] 王少萍. 液压系统故障诊断与健康管理技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014.
Wang S P. Fault diagnosis and health management technology of hydraulic system[M]. Beijing: China Machine Press, 2014(in Chinese).

[3] 王少萍, MILETA TOMOVIC, 刘红. 民机液压系统: 英文版[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2015.
Wang S P, Tomovic M, Liu H. Commercial aircraft hydraulic system[M]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University Press, 2015 (in Chinese).

[4] 孙见忠, 王卓健, 闫洪胜, 等. 航空预测性维修研究进展[J]. 航空学报, 2025, 46(7): 6-29.
Sun J Z, Wang Z J, Yan H S, et al. Research advances in aircraft predictive maintenance[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2025, 46(7): 6-29(in Chinese).

[5] 孙明敏, 胡汉纯, 朱昕昀, 等. 基于健康监测的民机系统预测维修任务分析方法[J/OL]. 北京航空航天大学学报, 2024(2024-10-14)[2025-07-01]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0528.
Sun M M, Hu H C, Zhu X Y, et al. A health monitoring-based approach to predictive maintenance task analysis for civil aircraft systems[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024(2024-10-14)[2025-07-01]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0528(in Chinese).

[6] Qiu Z W, Min R, Wang D Z, et al. Energy features fusion based hydraulic cylinder seal wear and internal leakage fault diagnosis method [J]. Measurement, 2022, 195: 111042.

[7] Wang S, Zheng D X, Wu S W, et al. Hydraulic excavator track supporting wheel oil leakage fault analysis[J]. Engineering Failure Analysis, 2024, 164: 108680.

[8] Ma R Q, Zhao H Y, Wang K, et al. Leakage fault diagnosis of lifting and lowering hydraulic system of wing-assisted ships based on WPT-SVM[J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2023, 11(1): 27.

[9] Ma R Q, Zhao H Y, Wang K, et al. A novel wavelet packet transform-fuzzy pattern recognition-based method for leakage fault diagnosis of sail slewing hydraulic system[J]. Machines, 2023, 11(2): 286.

[10] Dziubak T, Szczepaniak P. Modelling internal leakage in the automatic transmission electro-hydraulic controller, taking into account operating conditions[J]. Energies, 2023, 16(22): 7667.

[11] Li W J, Qian X B, Chen X Y, et al. Validation research of pressure decay test method for internal leakage detection of hydraulic cylinder[J]. Eksploatacja i Niezawodnosc-Maintenance and Reliability, 2024, 26(2): 184039.

[12] Tao W F, Ren Y, Tang H S, et al. Lifetime analysis of hydraulic directional valves in a contaminated fluid condition based on internal leakage due to wear[J]. Measurement Science and Technology, 2025, 36(3): 035006.

[13] Kumar P, Park S, Zhang Y L, et al. A review of hydraulic cylinder faults, diagnostics, and prognostics[J]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing-Green Technology, 2024, 11(5): 1637-1661.

[14] Yao H Q, Wu X. Feature analysis and fault diagnosis of internal leakage in dual-cylinder parallel balance oil circuit[J]. Applied Sciences, 2025, 15(2): 972.

[15] Cai B P, Yang C, Liu Y H, et al. A data-driven early micro-leakage detection and localization approach of hydraulic systems[J]. Journal of Central South University, 2021, 28(5): 1390-1401.

[16] 张轩, 张旭, 黄亦翔, 等. 基于时间特征分割和降维谱聚类的液压系统内泄漏故障诊断[J]. 液压与气动, 2021, 45(6): 14-19.
Zhang X, Zhang X, Huang Y X, et al. Fault diagnosis of internal leakage in hydraulic system based on time feature segmentation and dimensionality reduction spectrum clustering[J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2021, 45(6): 14-19(in Chinese).

[17] AIRBUS. A320 ECAM system logic data[Z]. Toulouse: AIRBUS, 2016.

[18] BOEING. 737 flight crew operations manual[Z]. Washington, D. C. : BOEING, 2014.

[19] 彭朝琴, 李奇聪, 陈娟, 等. 基于 GRU 和改进注意力机制的多信息融合的 EMA 故障诊断方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(11): 3734-3744.
Peng Z Q, Li Q C, Chen J, et al. Fault diagnosis method for EMA based on multi-source signal fusion with GRU and improved attention mechanism[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics And Astronautics, 2025, 51(11): 3734-3744(in Chinese).

[20] 张海燕, 吴红兰, 刘豪, 等. 基于改进线性注意力 Transformer 轻量化滚动轴承故障诊断[J/OL]. 北京航空航天大学学报, 2024(2024-09-10)[2025-07-01]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0366.
Zhang H Y, Wu H L, Liu H, et al. Lightweight fault diagnosis of rolling bearings based on improved linear attention transformer[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024(2024-09-10)[2025-07-01]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0366(in Chinese).

[21] He Z Z, Wang S P, Shi J, et al. Physics-informed neural network supported Wiener process for degradation modeling and reliability prediction[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2025, 258: 110906.

[22] Vaswani A, Shazeer N, Parmar N, et al. Attention is all you need[C]//Proceedings of the 31st International Conference on Neural Information Processing Systems. New York: ACM, 2017: 6000-6010.

[23] Cho K, Van Merriënboer B, Gulcehre C, et al. Learning phrase rep-

resentations using RNN encoder-decoder for statistical machine translation[C]//Proceedings of the Conference on Empirical Methods in Natural Language Processing. Kerrville: Association for Computational Linguistics, 2014: 1724-1734.

[24] 李航. 机器学习方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2022: 17-27.
LI H. Machine learning method[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2022: 17-27(in Chinese).

[25] Hochreiter S, Schmidhuber J. Long short-term memory[J]. Neural Computation, 1997, 9(8): 1735-1780.

[26] Bai S J, Kolter J Z, Koltun V. An empirical evaluation of generic convolutional and recurrent networks for sequence modeling [EB/OL]. (2018-04-19)[2025-07-01]. https://arxiv.org/abs/1803.01271.

Fluid leakage prediction for civil aircraft hydraulic systems by fusing physics-informed and parameter momentum

FENG Yunwen[1, 2, *], PAN Weihuang[1, 2], HE Yanchen[3], CHEN Dong[3], LU Cheng[1, 2]

(1. School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
2. National Key Laboratory of Aircraft Configuration Design, Xi'an 710072, China;
3. Chengdu Military Representative Office of the Army Aeronautical Department, Chengdu 610036, China)

Abstract: Due to its high frequency, sneaky nature, and possible safety hazards, hydraulic fluid leakage in civil aircraft systems necessitates fault prognostics technology to enable condition-based maintenance for early identification and avoidance. However, leakage fault prognostics faces challenges such as limited monitoring parameters, coarse granularity of onboard alerts, and discontinuity in fluid quantity data caused by pre-flight servicing. In order to estimate the likelihood of leakage occurring, this research suggests a time-series model that combines physics data with fluid amount momentum. The model first introduces physical constraints such as the fluid's coefficient of thermal expansion and the manual-specified allowable leakage rate. Furthermore, by distinguishing between intra-flight and inter-flight modes, a parameter momentum indicator for fluid quantity is constructed to capture the cumulative trend interrupted by servicing and refueling. Finally, a time-series model is utilized to map the dynamics of the fluid quantity, enabling accurate prediction of early and minor leakages. Leveraging real-world operational data from a domestically produced commercial aircraft, this case study validates the proposed method's capability to effectively predict the probability of incipient leakage. The approach offers valuable decision support for implementing condition-based maintenance and advancing the health management of the hydraulic system.

Keywords: hydraulic fluid leakage; physics-informed; parameter momentum change; time-series prediction model; fault prognostics

Received: 2025-08-01; **Accepted**: 2025-09-12; **Published Online**: 2025-09-28 09:36
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250926.1821.005

* **Corresponding author**. E-mail: fengyunwen@nwpu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0690

民机飞机液压刹车系统动态特性参数灵敏度分析方法

孟庆堂[1,2]，马新起[1]，杨鹏[2]，白璐[2]，王壮壮[1,*]，刘晓超[1]，焦宗夏[1]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；
2. 中国商用飞机有限责任公司上海飞机设计研究院，上海 201210)

摘 要：为进一步提升民用飞机在复杂跑道环境下的液压刹车性能与可靠性，对飞机液压刹车系统动态特性分析开展了系统性的理论与实验研究。针对民用飞机液压刹车系统，建立了包含刹车控制阀、液压管路等关键部件的详细非线性数学模型，在此基础上，针对液压刹车系统多参数问题，引入参数灵敏度分析方法，从众多系统参数中精准定位得到作动器活塞有效面积、作动器复位弹簧刚度及阀的流量-压力系数为影响液压刹车系统较为显著的参数，实现了对影响系统动态响应特性的关键参数的定量化识别。搭建飞机液压刹车系统半实物实验平台，开展刹车系统动态响应的实验验证，明确了影响液压刹车系统动态响应的关键因素，证明了理论分析成果的正确性，为民用飞机液压刹车系统设计与优化明确了方向。

关 键 词：飞机刹车系统；液压动态特性；数学模型；参数灵敏度分析；半实物实验
中图分类号：V221+.3
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2708-12

大型民用飞机是现代工业体系的核心标志，是国家战略能力与综合国力的集中体现。民用飞机刹车系统是飞机减速的主要方式之一，用于飞机起飞和着陆时的减速控制。刹车系统对飞机的起飞和着陆安全起着重要的作用，关系到飞机的安全返航和适应机场的能力。

在飞机液压刹车系统设计研究中，系统动态特性的精准解析是核心挑战，而参数体系的高度复杂性使得关键参数辨识与动态影响机制研究尤为困难，特别是在制动压力精确调控场景下，参数间的非线性关联机制会显著改变系统动态响应特性，传统经验驱动的参数筛选方法往往存在主观性强、量化依据不足等缺陷。在此类复杂机电液耦合系统的设计与优化过程中，如何构建基于数学模型的参数敏感性评价体系，通过量化的灵敏度指标实现关键参数的梯度排序及其对系统稳定性、响应速度等核心性能指标的动态影响解析，已成为提升系统综合性能必须突破的技术瓶颈。为解决这一核心问题，基于参数灵敏度理论的多维度解析方法展现出显著的应用潜力。

参数灵敏度分析方法在飞机液压刹车系统参数优化设计中的理论价值与工程指导作用，可追溯至其理论体系的演化进程。1945年，美国控制理论先驱 Bode 在《网络分析与反馈放大器设计》一书中首次建立参数灵敏度数学定义，为后续研究奠定了数学基础[1]。这一基础理论在20世纪60年代经 Perkins 等深化拓展，通过构建线性时变多变量系统的灵敏度传递矩阵，显著提升了反馈控制系统参数

收稿日期：2025-09-28；**录用日期**：2025-11-03；**网络出版时间**：2025-11-14 15:22
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251114.1414.003
基金项目：国家自然科学基金 (52505050)；中国博士后科学基金 (2025T181117,2024M764076)；流体动力基础件与机电系统全国重点实验室开放基金 (GZKF-202428)
* **通信作者**. E-mail：wangzz@buaa.edu.cn

引用格式：*孟庆堂，马新起，杨鹏，等. 民机飞机液压刹车系统动态特性参数灵敏度分析方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2708-2719. Meng Q T，Ma X Q，Yang P，et al. Sensitivity analysis method for dynamic characteristics parameters of hydraulic braking system in civil aircraft [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2708-2719（in Chinese）.*

设计的理论完备性[2]。值得注意的是, Bode-Perkins 理论体系中, 当参数波动幅度超过线性化假设的适用边界时, 其一阶近似模型的预测精度呈现显著衰减。针对该理论局限, Gibescu 等于 1997 年提出基于二阶泰勒展开的灵敏度分析框架, 通过引入 Hessian 矩阵表征参数二次耦合效应, 在电力系统稳定性分析中验证了该方法处理大范围参数摄动的有效性[3]。这 3 次里程碑式理论突破不仅构建了参数灵敏度分析的数学基础体系, 更推动了该方法在机械动力学建模[4]、水利工程优化[5]、结构可靠性评估[6]、供应链参数管理[7]等跨学科领域的纵深发展, 相关成果已形成系统化的方法论体系[8-12]。

在液压伺服系统领域, 参数灵敏度分析的理论移植与应用研究呈现明显的学科滞后性。早期探索始于 20 世纪末, 芬兰学者 Vilenius 与其合作者 Farahat 针对三级电液位置伺服系统, 创新性地提出改进型 Vilenius 指标与动态性能积分指标等量化评价准则[13-14]。燕山大学孔祥东教授团队在四足机器人液压驱动单元动力学建模中, 系统应用一阶灵敏度分析方法, 揭示了液压缸摩擦系数、伺服阀流量增益等 12 个关键参数对足端轨迹跟踪精度的差异化影响机制[15]。值得关注的是, 该团队同期研究者俞滨进一步拓展了时变工况下的灵敏度分析维度, 通过设计包含阶跃、正弦、扫频等 9 类典型输入信号的对比实验, 构建了参数灵敏度时域分布图谱, 并采用相对灵敏度指数 (relative sensitivity index, RSI) 与综合影响因子 (comprehensive influence factor, CIF) 双指标评价体系, 定量解析了系统位置输出对伺服放大器增益、油液体积弹性模量等参数的动态敏感性特征[16]。这些实证研究充分验证了参数灵敏度方法在非线性液压系统动态特性解析中的独特优势, 为后续的结构参数多目标优化[17]、变工况自适应补偿[18-19]及智能控制参数自整定[20]提供了理论依据与方法论支撑。

针对飞机液压刹车系统领域的相关参数灵敏度分析的理论及应用研究较少, 本文重点开展了基于液压刹车系统关键部件数学模型的参数灵敏度分析的研究, 旨在为液压刹车系统设计与优化明确方向。

1　液压刹车系统关键部件数学模型

飞机典型液压刹车系统组成原理如图 1 所示。其液压回路由单向阀、切断阀、刹车控制阀、刹车作动器、停机刹车阀等关键元件构成。本节对飞机典型液压刹车系统架构下各关键部件建立了详细、准确的数学模型。

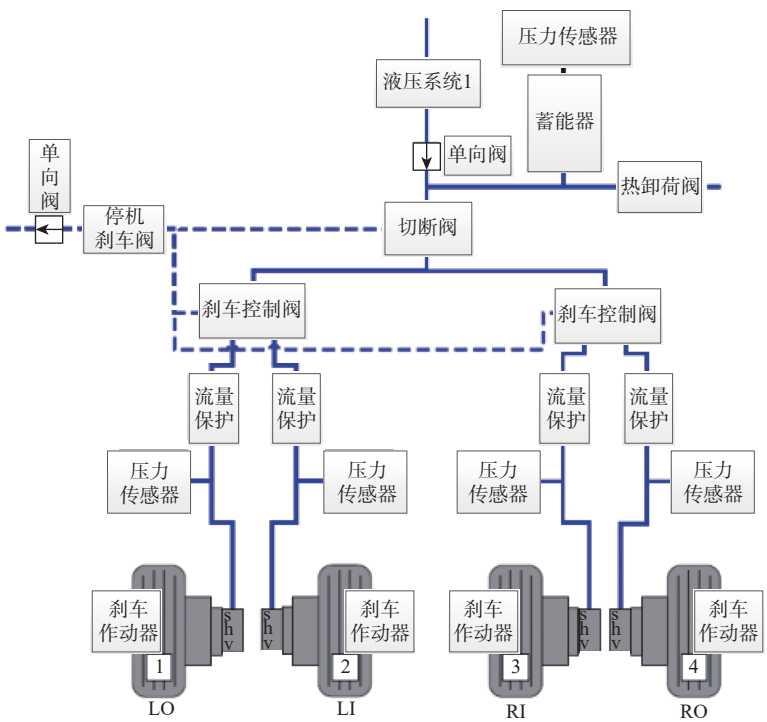


图 1　飞机典型液压刹车系统组成原理

Fig. 1　Schematic of a typical aircraft hydraulic braking system

1.1　刹车控制阀数学模型

目前, 主流飞机液压刹车系统刹车控制阀均采用喷嘴挡板式电液伺服阀, 其原理如图 2 所示。

在电液刹车控制阀中, 先导级采用比例电磁铁作为驱动元件, 通过输入控制电流产生对应的电磁力。该电磁力作用于喷嘴挡板机构, 使其产生轴向

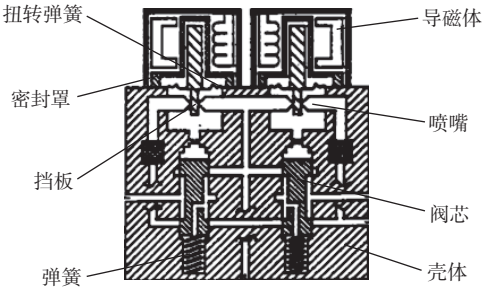


图2 单喷嘴挡板式电液伺服阀

Fig. 2 Single-nozzle flapper electro-hydraulic servo valve

位移,从而改变高压油口(P口)与低压油口(T口)之间的节流面积。这种机械位移会改变上下控制腔的压差分布,当挡板靠近喷嘴时,上腔压力升高;远离时,则压力降低。压差作用在阀芯两端形成驱动力,推动主阀芯轴向运动,进而调节主油路中P口到输出口的可变节流口开度。

刹车控制阀采用2级复合结构设计:第1级为力矩马达驱动的喷嘴挡板式液压放大单元,通过电磁-机械耦合实现信号转换;第2级为滑阀执行机构,其阀芯位移通过内置位移传感器实时反馈,形成压力闭环控制回路,动态调节输出刹车压力的幅值与响应特性。

1.1.1 先导级力矩马达

鉴于力矩马达的气隙长度极小且转子偏转角度受限,其气隙磁场分布可近似为均匀状态,并且考虑到气隙的作用面积也很小,由此推导得气隙处电磁吸力满足:

$$F_x=\frac{U^2\left|\frac{\mathrm{d}K}{\mathrm{d}s}\right|}{2}=\frac{\left|\mathrm{d}\left(\frac{Q_k\tau_0}{k+s}\right)\Big/\mathrm{d}s\right|\left[\frac{\psi(k+x)}{Q_k\tau_0}\right]^2}{2}=\frac{\psi^2}{2Q_k\tau_0} \tag{1}$$

式中:F_x为每次气隙处产生的电磁吸力;Q_k为衔铁有效受力面积;τ_0为真空磁导率;ψ为通过气隙的磁通量;k为气隙长度;x为衔铁端部相对初始中位的机械位移;U为气隙处的磁动势;K为气隙的磁导;s为广义位移变量,用于描述气隙空间维度的变化方向。

在力矩马达未励磁状态下,其4个工作气隙长度保持严格相等。基于其结构对称性,在励磁工作阶段,4个气隙的磁通密度分别呈现对称分布特性。通过上述对称关系,可以进一步得到力矩马达输出力矩的表达式为

$$T=2a(F_1-F_2)=\frac{a}{Q_k\tau_0}\left(\psi_1^2-\psi_2^2\right) \tag{2}$$

式中:a为衔铁中心线到磁极面中心的距离;F_1和F_2分别为衔铁两端气隙处受到的单侧合成电磁吸力。

导磁体与衔铁均采用高导磁率软磁材料,并遵循以下约束条件:①零输入电流状态下,4个工作气隙长度保持严格对称;②导磁组件磁感应强度始终处于非饱和区间;③材料的磁滞效应可忽略,磁化过程呈现准线性特性。对伺服阀力矩马达进行磁路分析,可得

$$\psi_1+\psi_2=\left(\frac{8\gamma R_g x/g}{4\gamma R_g+R_m+4\gamma R_v}\psi_c+2\psi_g\right)\frac{k}{k-(x/g)^2} \tag{3}$$

$$\psi_1-\psi_2=\left(2\psi_c+\frac{4\beta R_g x/g}{2\beta R_g+2\beta R_v+2R_d+\beta R_h}\psi_g\right)\frac{k}{k-(x/g)^2} \tag{4}$$

式中:ψ_1和ψ_2分别为通过气隙1和气隙2的磁通量;ψ_c为衔铁处于中位时,控制电流产生的控制磁通;ψ_g为衔铁处于中位时,永磁体产生的极化磁通;R_g为单个初始工作气隙的磁阻;g为力矩马达未励磁且衔铁处于绝对中位时的初始工作气隙长度;R_m为衔铁本体结构的导磁磁阻;R_v为导磁体部分的导磁磁阻;R_d为永磁体内部的等效磁阻;R_h为磁路中非工作气隙的漏磁磁阻;γ和β为等效磁路的漏磁修正系数。

整理公式可以得到输出力矩的通式为

$$T=\left\{K_t\left[1+\eta\xi^2(x/g)^2\right]i+K_m\left[1+\eta\left(\psi_c/\psi_g\right)^2\right]\theta\right\}\cdot\left(\frac{k}{k-(x/g)^2}\right)^2 \tag{5}$$

式中:

$$\begin{cases}K_t=2N_c\psi_g\left(\dfrac{a}{g}\right)\xi\\ K_m=4\psi_g^2R_g\left(\dfrac{a}{g}\right)^2\xi\end{cases} \tag{6}$$

$$\eta=\frac{N_c i}{M}\cdot\frac{\phi_g}{\phi_c}=\frac{2R_d+2R_v+R_h+2R_g}{R_m/\gamma+2R_v+2R_g} \tag{7}$$

$$\xi=\frac{2R_g}{N_c i}\phi_c=\frac{2R_g}{2R_d+2R_v+R_h+2R_g} \tag{8}$$

其中:K_t为电磁力矩系数;K_m为磁弹簧刚度;ξ和η分别为磁阻和漏磁对力矩马达的影响系数;i为伺服阀先导级力矩马达线圈的控制电流;N_c为力矩马达控制线圈的匝数;M为永磁体本身的磁动势;θ为挡板相对于中位的偏转角;ϕ_g为永磁体在气隙中产生的极化磁通;ϕ_c为由控制电流i励磁产生的控制磁通。

为使输出力矩具有良好的线性度,需保证衔铁的偏转角度θ保持在微小范围内,从而使得相对位移x/g满足:$(x/g)^2=1$的假设条件。

1.1.2 刹车控制阀喷嘴滑阀级

在建模过程中,需重点关注惯性负载的显著影响。当喷嘴挡板机构调节阀芯两端压力时,左右油液产生的压差驱动阀芯运动。挡板动力学方程可表示为

$$J_f\ddot{\theta}=K_t i d_m+(P_s-P_R)A_f d_f-F_{pre}-K_m\theta-\beta_f\dot{\theta} \tag{9}$$

式中：J_f为衔铁-挡板组件绕其旋转轴的转动惯量；d_m为力矩马达气隙处电磁力作用中心到挡板旋转轴的垂直距离；$K_t i d_m$为电磁力矩；P_s为系统的供油压力；P_R为系统的回油压力；A_f为喷嘴内孔油液作用于挡板表面的有效受力面积；d_f为喷嘴中心线到挡板旋转轴的垂直距离；$(P_s-P_R)A_f d_f$为液动力矩；F_{pre}为预紧力；$K_m\theta$为电磁弹簧力矩；β_f为挡板组件运动过程中的黏性阻尼系数；$\beta_f\dot{\theta}$为阻尼力矩，与挡板的偏转角速度成正比。

当挡板在电磁力矩作用下偏转时，其与喷嘴之间的间隙会发生变化，从而改变了节流口的通流面积，控制了流经喷嘴的流量。该过程可以用经典的薄壁小孔流量公式来描述：

$$Q_{fs}=C_d\pi D_f\theta d_f\mathrm{sign}(P_s-P_B)\sqrt{\frac{2}{\rho}|P_s-P_B|} \tag{10}$$

$$Q_{fL}=C_d\pi D_f(L_f-\theta)d_f\mathrm{sign}(P_B-P_R)\sqrt{\frac{2}{\rho}|P_B-P_R|} \tag{11}$$

式中：Q_{fs}为供油口流经一侧节流口到达主阀芯控制腔的流量；Q_{fL}为从主阀芯控制腔流经另一侧节流口到回油口的流量；C_d为喷嘴与挡板环形间隙处的流量系数；D_f为喷嘴的内径；ρ为液压油的密度；P_B为主阀芯一侧的控制腔内的瞬态压力；L_f为挡板处于绝对中位时挡板与喷嘴端面之间的初始空载间隙。

流入主阀芯控制油腔的净流量，决定了控制油腔压力的变化率及主阀芯的运动。根据质量守恒定律(对于不可压缩的液体即为体积守恒)，可以建立(反馈腔)流量连续性方程：

$$Q_B=x_v S_v+\frac{\dot{P}_s V_s}{\beta_c} \tag{12}$$

$$Q_{fs}=Q_{fL}+Q_B \tag{13}$$

式中：Q_B为流入主阀芯一侧控制油腔的净流量；x_v为主阀芯的位移；S_v为主阀芯控制腔端面的有效作用面积；V_s主阀芯控制油腔的等效容积；β_c为液压油的体积弹性模量。

考虑油液对滑阀的液动力，滑阀的运动学方程如下：

$$m_v\ddot{x}_v=(P_B-P_L)A_v-F_{pre_v}-K_v x_v-\beta_v\dot{x}_v \tag{14}$$

式中：m_v为主阀芯的质量；P_L为主阀芯另一侧控制油腔的瞬态压力；A_v为主阀芯的端面有效受力面积；F_{pre_v}主阀芯端部复位弹簧的初始预紧力；K_v为主阀芯复位弹簧的等效刚度系数；β_v为油液黏性阻尼系数。

基于上述方程构建的飞机刹车控制阀数学模型，能够以更高精度描述控制阀的实时工作特性。相较于传统二阶模型，该建模方法考虑了滑阀的动态，通过整合流体动态与机械反馈机制，显著提升了系统带宽参数和瞬态响应特性的表征精度，其解析结果更贴近伺服阀在复杂工况下的真实动态行为。

1.2　液压管路数学模型

建立液压管路模型之前，作以下假设：①管路为等截面直管；②管内流动为一维流动，即忽略径向速度；③流体为轻微可压缩流体，其密度ρ和有效体积弹性模量β_c在模型中视为常数。

基于上述假设，对管路内一个微元流体段应用物理守恒定律，可得到如下 2 个基本控制方程：动量守恒方程与连续性方程。

动量守恒方程述了作用在流体微元上的力(压力、摩擦力)如何改变其动量，其数学表达式为

$$\frac{\partial P\left(x_p,t\right)}{\partial x_p}+\frac{\rho}{A}\cdot\frac{\partial Q\left(x_p,t\right)}{\partial t}+R_f(Q)=0 \tag{15}$$

式中：x_p和t分别为沿液压管路轴向的空间坐标和时间；$P\left(x_p,t\right)$为流体的瞬态压力；$Q\left(x_p,t\right)$为流体的瞬态体积流量；A为液压管路的等效横截面积；$R_f(Q)$为流体的惯性和管壁的摩擦阻力。

连续性方程源于质量守恒定律，描述了流入和流出微元的质量差如何导致该微元内流体密度的变化(即压力的变化)，其数学表达式为

$$\frac{\partial P\left(x_p,t\right)}{\partial t}+\frac{\beta_c}{A}\cdot\frac{\partial Q\left(x_p,t\right)}{\partial x_p}=0 \tag{16}$$

方程(16)表明，流体压力的时间变化率与沿管路长度方向的流量变化率成正比。

这 2 个耦合的非线性偏微分方程组构成了液压管路的完整分布参数动力学模型。

1.3　切断阀数学模型

切断阀阀芯的动态响应是决定阀门开启速度的核心，其运动过程遵循牛顿第二定律。作用在阀芯上的力主要包括电磁驱动力、弹簧力、运动阻尼力和液动力，其动力学方程可表示为

$$m\ddot{x}_v=F_{cm}-k_s(x_0+x_c)-B_v\dot{x}_c-F_h \tag{17}$$

式中：m为阀芯及相连运动部件的总质量；x_c为阀芯相对于其关闭位置的位移；F_{cm}为电磁铁产生的电磁驱动力，该力是关于线圈电流i和阀芯位移x_c的非线性函数；k_s为切断阀内部复位弹簧的刚度系数；x_0为切断阀处于关闭状态时，复位弹簧的初始压缩量；B_v为切断阀阀芯运动过程中的黏性阻尼系数；F_h为油液作用在切断阀阀芯上的液动力。

阀门的液压特性通过其流量方程来描述。当阀芯运动使阀口开启时，通过阀口的流量可由经典的薄壁孔口流量公式进行计算：

$$Q = C_{\mathrm{d}} A_{\mathrm{v}}(x_{\mathrm{v}}) \sqrt{\frac{2\Delta P}{\rho}} \tag{18}$$

式中：ΔP为阀进、出口间的压力降；ρ为液压油的密度；$A_{\mathrm{v}}(x_{\mathrm{c}})$为阀口的有效通流截面积，其是阀芯位移$x_{\mathrm{c}}$的直接函数。

1.4 单向阀数学模型

本文以典型的弹簧加载式单向阀为例进行建模分析。

综合各项力，阀芯的动力学方程可整理为

$$m_{\mathrm{p}}\ddot{x}_{\mathrm{k}} = (A_{\mathrm{in}}P_{\mathrm{in}} - A_{\mathrm{out}}P_{\mathrm{out}}) - \left(F_{\mathrm{pre_k}} + k_{\mathrm{c}}x_{\mathrm{k}}\right) - c_{\mathrm{d}}\dot{x}_{\mathrm{k}} - F_{\mathrm{m}} \tag{19}$$

式中：m_{p}为单向阀阀芯的质量；x_{k}为单向阀阀芯开启时的轴向位移；A_{in}和A_{out}分别为单向阀进油端和出油端的有效受压面积；P_{in}和P_{out}分别为单向阀进油口和出油口的瞬态油液压力；$F_{\mathrm{pre_k}}$为弹簧的预紧力；k_{c}为弹簧的刚度；c_{d}为黏性阻尼系数，该系数与流体黏度、阀芯与阀体间的间隙几何有关；F_{m}为作用在单向阀阀芯上的其他综合作用力。

单向阀模型的关键在于其流量特性。正向流动时，其体积流量与阀两端压差成正比；反向流动时，则被完全截止。流体通过阀芯与阀座之间形成的节流环隙的流量，使用标准的节流孔口公式来描述（见式(15)）。

$A_{\mathrm{k}}(x_{\mathrm{A}})$是模型中的一个关键非线性环节，其是指阀芯与阀座之间形成的、可供流体通过的最小横截面积。对于提升式阀芯，该面积是阀芯锥面侧表面积：

$$A_{\mathrm{k}}(x_{\mathrm{A}}) = \pi d_{\mathrm{sent}} x_{\mathrm{A}} \sin\beta_{\mathrm{k}} \tag{20}$$

式中：$A_{\mathrm{k}}(x_{\mathrm{A}})$为阀芯与阀座之间形成的最小节流横截面积；$d_{\mathrm{sent}}$为阀座的直径；$\beta_{\mathrm{k}}$为阀座的半锥角。

1.5 刹车装置数学模型

刹车装置是实现车辆减速或停止的关键系统，其核心功能部件主要由刹车作动器和刹车副2部分组成。

刹车作动器采用六活塞液压缸组设计，其油路结构呈现双并联支路特性。刹车装置的结构简化图如图3所示。

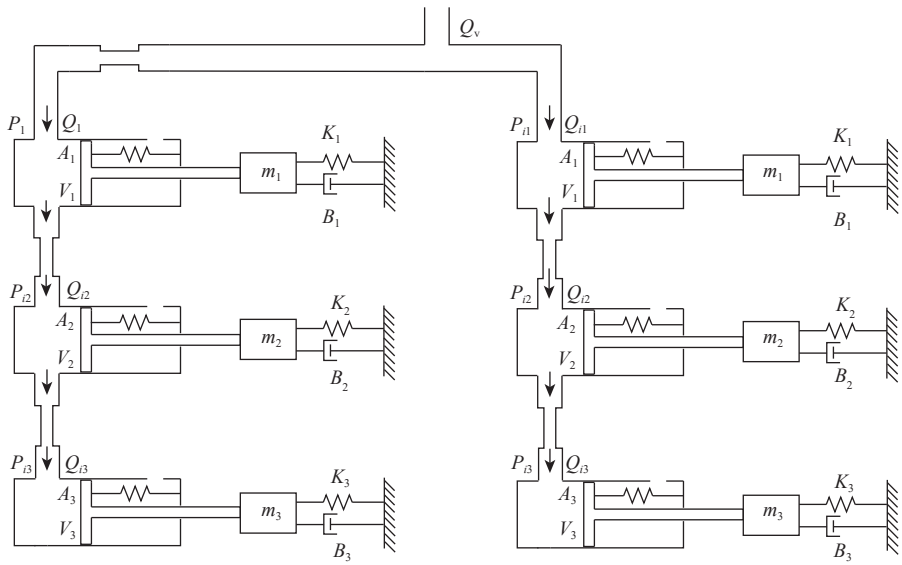


图3 刹车装置简化原理

Fig. 3 Simplified principle of braking device

同时，将刹车副当作一个弹簧阻尼系统，每个刹车副输出力最终作用到相同的弹簧阻尼系统中，接收所有活塞输出力：

$$F_{\mathrm{clamp}} = \sum_{k=1}^{6} \left(k_{\mathrm{pad}}\delta_k + c_{\mathrm{pad}}\dot{\delta}\right) \tag{21}$$

式中：k_{pad}为弹簧刚度；c_{pad}为弹簧阻尼。初始状态满足：$\delta(0)=0$，工作过程涵盖贴盘接触（$\delta_k>0$）与压缩变形阶段。

遵循上述工作过程，按照简化后的形式，建立刹车作动器的数学模型方程如下：

$$\begin{cases} Q_1 = Q_{\mathrm{b}}/2 \\ \dot{P}_1 = \dfrac{\beta_{\mathrm{c}}}{V_0 + A_1 x_1}(Q_1 - A_1\dot{x}_1 - C_{\mathrm{s}}P_1 - Q_{12}) \\ Q_{12} = \dfrac{\pi r^4}{2\rho L_{\mathrm{d}} K_{\mathrm{g}}}(P_1 - P_2) \\ \dot{P}_2 = \dfrac{\beta_{\mathrm{c}}}{V_0 + A_1 x_2}(Q_{12} - A_1\dot{x}_2 - C_{\mathrm{s}}P_2 - Q_{23}) \\ Q_{23} = \dfrac{\pi r^4}{2\rho L_{\mathrm{d}} K_{\mathrm{g}}}(P_2 - P_3) \\ \dot{P}_3 = \dfrac{\beta_{\mathrm{c}}}{V_0 + A_1 x_3}(Q_{23} - A_1\dot{x}_3 - C_{\mathrm{s}}P_3) \end{cases} \tag{22}$$

贴盘阶段时：$M_{\mathrm{g}}\dot{x}_i = P_i A_1 - C_{\mathrm{f}}\dot{x}_i (i=1,2,3)$；防滑阶段时：$M_{\mathrm{g}}\dot{x}_i = P_i A_1 - K_{\mathrm{g}}(x_i - 0.002) - F_{\mathrm{t}} - C_{\mathrm{f}}\dot{x}_i (i=$

1,2,3)。式中: Q_b为刹车作动器腔内的负载流量; $P_i(i=1,2,3)$为刹车作动器左端的油液压力; Q_1为刹车作动器总入口的流量; β_c为液压油液的体积弹性模量; V_0为刹车作动器左端初始体积; A_1为刹车作动器的活塞面积; $x_i(i=1,2,3)$为刹车作动器活塞的位移; M_g为刹车作动器活塞的质量; C_f为液压油液的黏性阻力系数; C_s为总共的漏损系数; K_g为作动器活塞复位弹簧刚度; Q_{12}为刹车作动器 1 和刹车作动器 2 之间的管路流量; Q_{23}为刹车作动器 2 和刹车作动器 3 之间的管路流量; F_t为刹车作动器压缩弹簧的预紧力; r为刹车作动器之间的管路半径; L_d为刹车作动器之间的管路长度。

2　系统关键部件参数灵敏度分析

本节基于建立的液压刹车系统各部件的非线性数学模型开展基于系统特征根的参数灵敏度分析, 分析的核心在于量化系统主导特征值(极点)相对于单个设计参数的变化率, 从而为系统的优化设计提供理论依据与方向指引。

2.1　状态空间模型

本节仅对刹车控制阀与刹车作动器影响系统动态响应的关键参数进行参数灵敏度分析与仿真优化, 以提高液压刹车系统动态响应性能。

经过以上研究, 得到了飞机液压刹车系统关键部件的准确动力学模型, 但由于液压刹车系统的动力学模型中含有非线性因素, 使得基于系统状态空间方程的特征根灵敏度法并不适用, 故本文首先要对系统动力学模型进行线性简化。本文采用的线性化是围绕系统的一个典型稳态工作点进行的。具体而言, 选取系统在某一中等稳态刹车压力及对应流量的平衡点, 该点代表了液压刹车系统执行功能时的一个典型、稳定的工作状态。

1) 刹车控制阀数学模型。考虑力矩马达/衔铁挡板的动态、主阀芯的动态及控制腔的压力动态:

$$\begin{cases} T = K_i i + K_m \theta \\ J_t \ddot{\theta} = K_t i d_m + (P_s - P_R) A_f d_f - F_{pre} - K_m \theta - \beta_f \dot{\theta} \\ Q_{fs} = Q_{fL} + Q_B \\ m_v \ddot{x}_v = (P_B - P_L) A_v - F_{pre_v} - K_v x_v - \beta_v \dot{x}_v \end{cases} \tag{23}$$

2) 液压管路数学模型。对整个管路应用动量守恒, 并线性化摩擦项 (在工作点流量附近), 得到

$$\begin{cases} P_{in} - P_{out} = L\dot{Q}_p + R_p Q_p \\ Q_p - Q_{load} = C\dot{P}_{out} \end{cases} \tag{24}$$

式中: L为液感; Q_p为管路入口处的流量; R_p为线性化后的液阻; C为液容; Q_{load}视为对下一级元件的输出。

3) 切断阀数学模型。

$$\begin{cases} V_{in} = Ri + L_c \dfrac{di}{dt} \\ m\ddot{x}_v + B_v \dot{x}_v + k_s x_v = F_{cm} - k_s x_0 \\ F_{cm} = K_f i \end{cases} \tag{25}$$

式中: V_{in}为电磁铁控制线圈的输入电压; R为电磁铁控制线圈的等效电阻; L_c为电磁铁控制线圈的等效电感; K_f为电磁铁的电磁力常数。

4) 单向阀数学模型。

$$\begin{cases} m_p \ddot{x}_k + C_d \dot{x}_k + k_s x_k = K_p \Delta p - F_{pre_k} \\ F_{net} = K_p \Delta p \end{cases} \tag{26}$$

式中: F_{net}为阀两端压差产生的液压力; Δp为单向阀进油口与出油口之间的瞬态压差; K_p为压差-液动力转换系数。

5) 刹车作动器数学模型。对高度非线性的负载流量方程进行线性化:

$$\begin{cases} \Delta Q_L = K_q \Delta x_a - K_c \Delta P_b \\ Q_L = A_g \dfrac{dy}{dt} + \dfrac{V_{gb}}{\beta_c} \cdot \dfrac{dP_b}{dt} + C_b P_b \\ A_g P_b = M_g \dfrac{d^2 y}{dt^2} + B_g \dfrac{dy}{dt} + K_g y \end{cases} \tag{27}$$

式中: Q_L为流入刹车作动器的负载流量; ΔQ_L为流入刹车作动器的负载流量变化量; K_q为伺服阀的流量增益; Δx_a为主阀芯位移变化量; K_c为伺服阀的流量-压力系数; ΔP_b为刹车压力的变化量; A_g为作动器活塞有效面积; y为作动器活塞的宏观等效位移; V_{gb}为作动器与管路的等效容腔体积; P_b为刹车作动器工作腔内的负载压力; C_b为作动器的综合泄漏系数; M_g为作动器活塞及相关运动部件的等效质量; B_g为作动器活塞运动过程中的黏性阻尼系数; K_g为作动器内部复位弹簧刚度。

由于单向阀及切断阀响应对系统响应的影响有限, 建立系统状态空间模型时可以简化忽略。将刹车控制阀、液压管路与刹车作动器整合成一个完整的、高阶的系统级状态空间模型。

根据系统各部件的模型可知, 液压刹车系统是 8 阶模型。其中, 液压管路模型的输入是其入口压力P_{in}, 但P_{in}本身不是一个独立的外部输入, 其是由上游阀的输出流量和管路自身特性共同决定的。本文需要引入一个关键的耦合关系: 阀的输出流量为$Q_L = K_q x_v - K_c P_{in}$。假设管路入口处的压力$P_{in}$直接由阀的状态决定, 并且管路出口压力$P_{out_pipe}$即为刹车作动器压力$P_b$。为建立一个准确可行的状态空间模型, 采用更严谨的简化耦合模型(6 阶系统), 该模型将管路动态集总到了刹车作动器模型中。

选取变量为$(P_L, x_v, \dot{x}_v, y, \dot{y}, P_b)$, 状态变量定义为$\boldsymbol{x}_{sys} = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T = \left[P_L, x_v, \dot{x}_v, y, \dot{y}, P_b\right]^T$。整体系统的状态空间方程可以整理成矩阵形式: $\dot{\boldsymbol{x}}_{sys} = \boldsymbol{A}_{sys}\boldsymbol{x}_{sys} + \boldsymbol{B}_{sys}\boldsymbol{u}_{sys}$

式中:

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}}=\begin{bmatrix}-\dfrac{4\beta_{\mathrm{c}}K_{\mathrm{pf}}}{V_{\mathrm{t}}} & 0 & -\dfrac{4\beta_{\mathrm{c}}A_{\mathrm{v}}}{V_{\mathrm{t}}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0\\ \dfrac{A_{\mathrm{v}}}{m_{\mathrm{v}}} & -\dfrac{K_{\mathrm{sf}}}{m_{\mathrm{v}}} & -\dfrac{B_{\mathrm{v}}}{m_{\mathrm{v}}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{K_{\mathrm{g}}}{M_{\mathrm{g}}} & -\dfrac{B_{\mathrm{g}}}{M_{\mathrm{g}}} & \dfrac{A_{\mathrm{g}}}{M_{\mathrm{g}}}\\ 0 & \dfrac{\beta_{\mathrm{c}}K_{\mathrm{q}}}{V_{\mathrm{gb}}} & 0 & 0 & -\dfrac{\beta_{\mathrm{A}}A_{\mathrm{g}}}{V_{\mathrm{gb}}} & -\dfrac{\beta_{\mathrm{A}}(K_{\mathrm{c}}+C_{\mathrm{b}})}{V_{\mathrm{gb}}}\end{bmatrix} \tag{28}$$

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{sys}}=\begin{bmatrix}\dfrac{4\beta_{\mathrm{c}}K_{\mathrm{q}}}{V_{\mathrm{t}}}\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\end{bmatrix} \tag{29}$$

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{sys}}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{30}$$

式中：K_{pf}为先导级压力-流量条数；V_{t}为控制阀内容腔体积；K_{sf}为控制阀芯等效弹簧刚度；β_{A}为衔铁挡板运动的黏性阻尼系数。

该模型为后续的灵敏度分析提供了精确的数学描述。

2.2 液压刹车系统特征根灵敏度分析

系统状态矩阵$\boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}}$的特征值$\lambda$决定了系统的动态模态。其中，主导特征值$\lambda_{\mathrm{dom}}$即实部$\sigma_{\mathrm{dom}}$最接近零的特征值对系统的宏观响应时间起决定性作用。参数对特征值的灵敏度定义为其偏导数：

$$S_{ij}=\frac{\partial\lambda_i}{\partial p_j} \tag{31}$$

从矩阵$\boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}}$中可以识别出系统所有可能影响动态响应的参数，并且为表中所有参数赋一组标称值，即基准设计值。选取的可能影响系统动态响应参数如表1所示。

计算基准状态矩阵的全部6个特征值，得到实部最接近零的共轭复数极点，系统极点分布如图4所示。

这个极点就是主导极点$\lambda_{\mathrm{dom}}=\sigma_{\mathrm{dom}}+\mathrm{j}\omega_{\mathrm{dom}}$，本文对参数的灵敏度的分析聚焦于其实部$\sigma_{\mathrm{dom}}$。采用数值差分法计算主导极点实部对每个参数的灵敏度，根据式(32)计算每个参数的灵敏度值S_j，如表2所示。

$$S_j=\frac{\partial\sigma_{\mathrm{dom}}}{\partial p_i}\approx\frac{\sigma'_{\mathrm{dom}}-\sigma_{\mathrm{dom}}}{p'_j-p_j} \tag{32}$$

式中：p'_j为该参数值p'施加微小扰动后得到的新的参数值；σ'_j为新的参数值下更新矩阵的主导极点的实部。

若S_j为正，说明增大该参数p_j会导致σ_{dom}增大，主导极点的实部即向右移动，系统响应变慢。若S_j为负，说明增大该参数p_j会导致σ_{dom}减小，主导极点的实部即向左移动，系统响应变慢。

表1 可能影响系统动态响应的参数

Table 1 Parameters potentially affecting system's dynamic response

参数	初始值
先导级压力-流量系数K_{pf}	1.5×10^{-11}
阀内容腔体积V_{t}/mL	12
主阀芯端面积A_{v}/m^2	7.06×10^{-6}
主阀芯质量m_{v}/kg	3.5×10^{-3}
等效弹簧刚度K_{sf}/(N·m^{-1})	10 000
主阀芯黏性阻尼系数B_{v}	0.05
阀的流量-压力系数K_{c}	1.2×10^{-9}
作动器复位弹簧刚度K_{g}/(N·m^{-1})	222 000
作动器活塞等效质量M_{g}/kg	0.65
作动器活塞黏性阻尼系数B_{g}	0.05
作动器活塞有效面积A_{g}/cm^2	73.66
作动器与管路的等效容腔体积V_{gb}/mL	30
作动器泄漏系数C_{b}	1.0×10^{-12}
阀的流量增益K_{b}	0.1

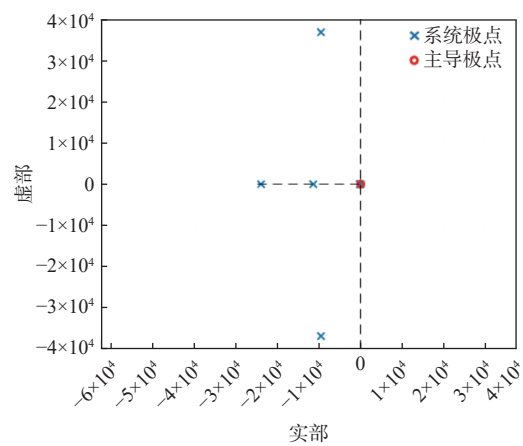


图4 系统极点分布

Fig. 4 System pole distribution

由于原始的灵敏度值p_j单位不同，无法直接比较，进行归一化处理，计算无量纲的相对灵敏度结果如图5所示。

归一化灵敏度绝对值越大，意味着该参数对系统响应速度的“控制力”越强。由图5可明显看出，作动器活塞有效面积、作动器复位弹簧刚度及阀的流量-压力系数对系统响应速度的影响较为显著，

表 2　各参数灵敏度值

Table 2　Sensitivity values of each parameter

参数	灵敏度值	参数	灵敏度值
K_{pf}	0.023 685	K_g	$-2.192\,7\times10^{-5}$
V_t	$1.480\,3\times10^{-8}$	M_g	−0.000 519 71
A_v	$3.774\,1\times10^{-8}$	B_g	0.000 106 75
m_v	$1.268\,8\times10^{-10}$	A_g	1 296.3
K_{sf}	$2.664\,5\times10^{-18}$	V_{gb}	28.196
B_v	$1.421\,1\times10^{-11}$	C_b	$-4.054\,2\times10^{9}$
K_c	$-4.054\,2\times10^{9}$	K_b	0

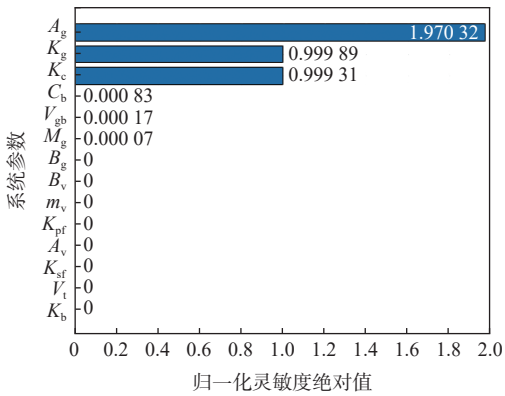


图 5　相对灵敏度结果

Fig. 5　Relative sensitivity results

即为影响系统动态响应性能的关键部件的关键参数。关注这几个参数的原始参数灵敏度值, 作动器活塞有效面积原始参数灵敏度值为正; 作动器复位弹簧刚度和阀的流量-压力系数原始参数灵敏度值为负, 即初始值下, 减小作动器活塞有效面积、增大作动器复位弹簧刚度与阀的流量-压力系数可以显著缩短响应时间。在优化设计时, 应优先关注高灵敏度参数。

可以看出, 这几个参数均为刹车控制阀及刹车装置参数, 由此可以推断, 刹车控制阀与刹车装置均为对系统动态响应特性影响较为显著的关键部件。

3　液压刹车系统动态响应实验验证

3.1　刹车系统半实物实验平台

为验证第 2 节中理论分析结果的准确性, 利用搭建的液压刹车系统半实物实验平台(简称实验平台)开展实验验证。灵敏度分析表明, 作动器活塞有效面积、作动器复位弹簧刚度及阀的流量-压力系数是影响系统动态响应的关键参数。其中, 刹车装置是承载活塞有效面积与复位弹簧刚度的核心部件, 而刹车控制阀则直接决定了阀的流量-压力系数。因此, 实验重点通过对刹车控制阀与刹车装置这 2 个关键部件进行替换和测试实验, 来验证上述理论分析的结论。

液压刹车系统半实物实验平台组成如图 6 所示, 液压刹车系统半实物液压台架如图 7 所示。半

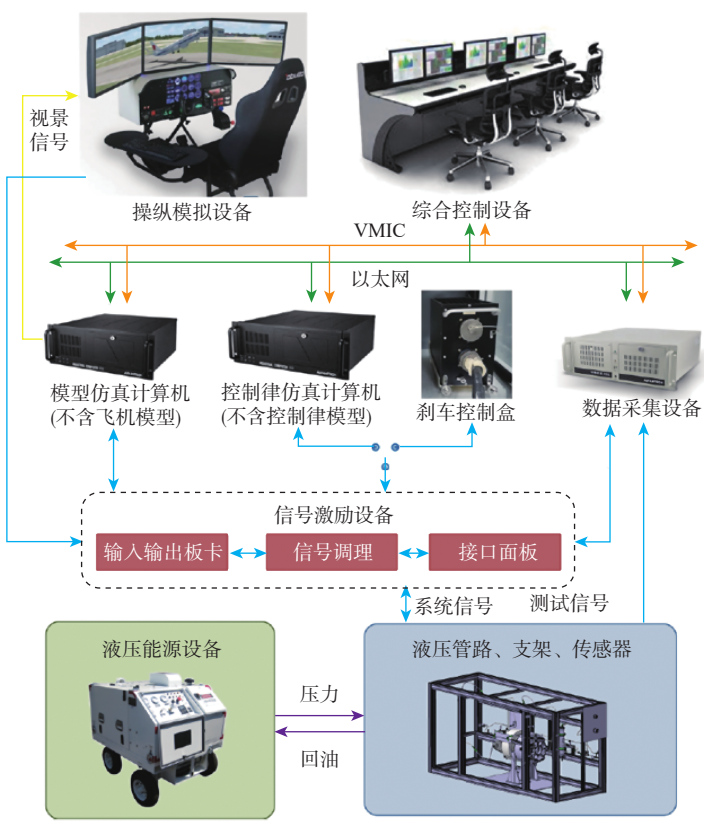


图 6　液压刹车系统半物理仿真平台组成

Fig. 6　Composition of the Braking System Hardware-in-the-Loop Simulation Platform

图 7 液压刹车系统半实物液压台架

Fig. 7 Hydraulic hardware-in-the-loop test bench for hydraulic braking system

实物实验平台中的液压与其他系统级模型的交联采用 NI-PXI 机箱与板卡的形式，能够实现液压元件模拟量信号、刹车控制单元总线信号、加装传感器信号和仿真模型参数的同步采集，且同步精度不大于 100 μs，并对各类型信号进行隔离、调理处理。

实验平台的液压原理如图 8 所示。整个系统可以从上至下分为 3 个主要部分：液压源与控制部分、刹车阀门部分和执行与测量部分。

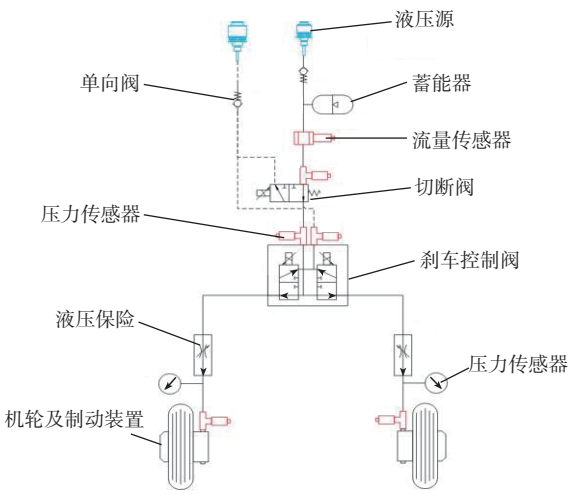


图 8 液压刹车系统半实物实验平台的液压原理

Fig. 8 Schematic of hydraulic for hydraulic braking system hardware-in-the-loop test platform

半实物实验台架中的液压系统与真实飞机刹车液压系统保持一致，包含液压管路、接头、软管组件和功能件的接口、密封及螺纹、支架和刹车阀组件，并加装压力和流量传感器测量液压刹车系统的压力和流量。

3.2 液压刹车系统动态响应实验分析

对于原系统，在供油压力为 21 MPa、回油压力为 0.5 MPa 的条件下，给定幅值为 5 mA(对应液压刹车系统满行程指令)、周期为 8 s 的方波周期指令信号，液压刹车系统的时域响应实验结果如图 9 所示。刹车压力的全行程正负阶跃响应均可以分为

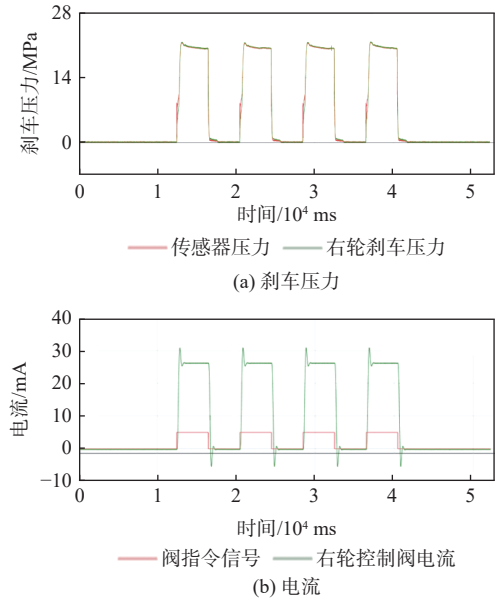


图 9 原系统满行程时域响应实验结果

Fig. 9 Full-stroke time-domain response test results of original system

3 个阶段：即 0 MPa-回油压力段、回油压力-稳态压力段和稳态压力段。响应时间定义为回油压力-稳态压力段的时间。

替换刹车控制阀后，在系统满行程压力的输入条件下进行实验，替换刹车控制阀的液压刹车系统时域响应实验结果如图 10 所示。对比原系统下液压刹车系统时域动态响应曲线可以看出，在完全上压工况下，系统建压、泄压时间都明显缩短，可见刹车控制阀对液压刹车系统动态响应有较大影响，是液压刹车系统动态响应的关键影响因素。

采用软管将刹车控制阀(下文简称 BCV)入口

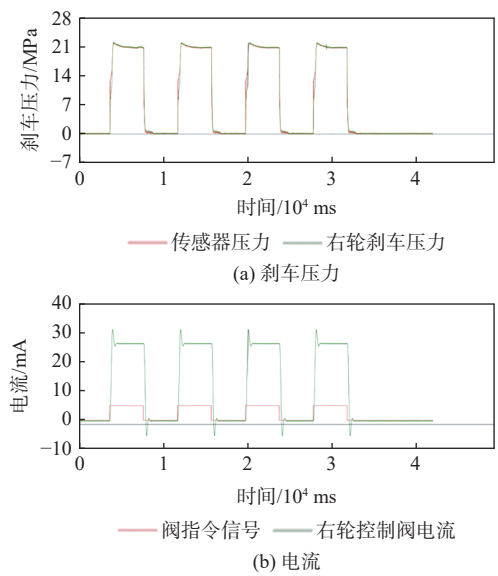


图 10 替换刹车控制阀的系统时域响应实验结果

Fig. 10 Time-domain response test results of system with replaced brake control valve

和出口的液压管路连接, 给定与原系统相同的输入信号, 此时刹车系统时域响应实验结果如图 11 所示。对比原系统下液压刹车系统时域动态响应曲线, BCV 旁通后, 系统的时域动态响应曲线升压响应时间明显缩短, 释压响应时间增加, 可见刹车控制阀本身的特性对于系统的响应时间的影响较为显著。

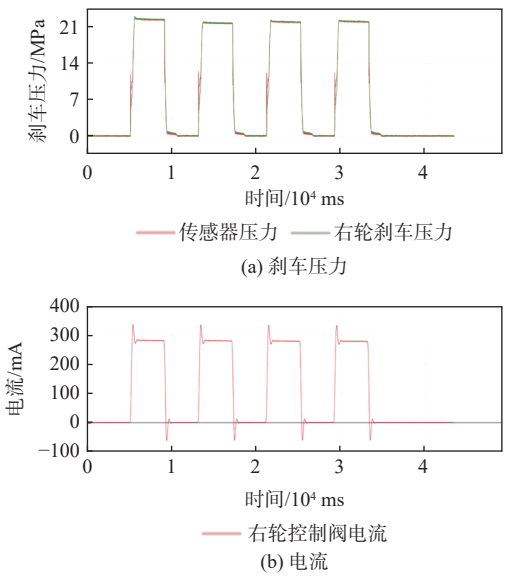


图 11　旁通 BCV 液压刹车系统时域响应实验结果

Fig. 11　Time-domain response test results of hydraulic braking system with BCV bypassed

替换刹车装置下, 在系统满行程压力的输入条件下进行实验, 液压刹车系统的时域响应实验结果如图 12 所示。对比原系统时域动态响应曲线可以看出, 在完全上压工况下, 替换刹车装置的液压刹车系统建压、泄压时间都有所延长, 可见, 刹车装置对系统动态响应有较大影响, 是液压刹车系统动态响应的关键影响因素。

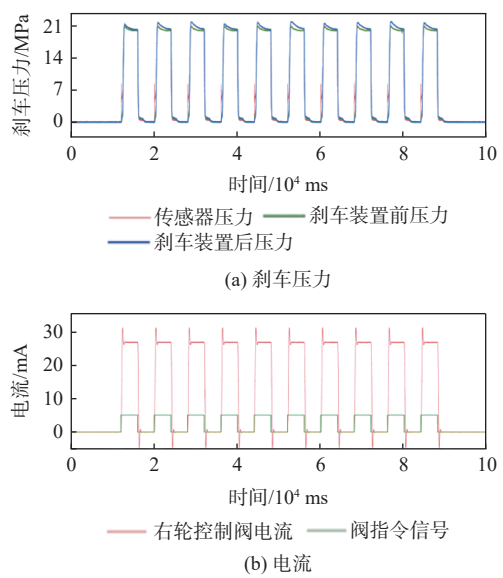


图 12　替换刹车装置时系统时域响应实验结果

Fig. 12　Time-domain response test results of system with replaced braking unit

无刹车装置下, 在系统满行程压力的输入条件下进行实验, 液压刹车系统时域响应实验结果如图 13 所示。对比原系统下液压刹车系统时域动态响应曲线可以看出, 在完全上压工况下, 无刹车装置的系统建压、泄压时间都要缩短一个量级, 因此, 刹车装置是影响液压刹车系统动态响应的关键因素。

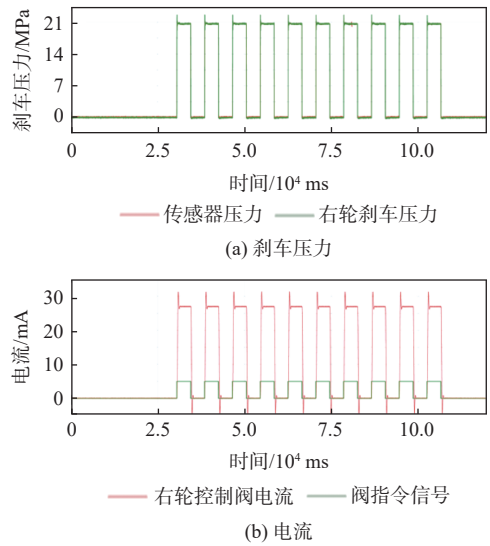


图 13　无刹车装置时系统时域响应实验结果

Fig. 13　Time-domain response test results of system without braking unit

4　结　论

1) 明确了影响大型飞机液压刹车系统动态响应性能的关键部件为刹车控制阀与刹车作动器。

2) 揭示了影响大型飞机液压刹车系统动态响应性能的关键参数为作动器活塞有效面积、作动器复位弹簧刚度与刹车控制阀流量-压力系数。同时, 在设置初始值下, 减小作动器活塞有效面积、增大作动器复位弹簧刚度与阀的流量-压力系数可以显著缩短响应时间。

3) 为同类复杂液压系统的分析与优化提供了一套科学有效的方法论。

参考文献 (References)

[1] Bode H W. Network analysis and feedback amplifier design[J]. New York: Van Nostrand Company, 1945.

[2] Cruz J, Perkins W. A new approach to the sensitivity problem in multivariable feedback system design[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1964, 9(3): 216-223.

[3] Gibescu M, Christie R D. Quadratic sensitivities for power system steady-state control[J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 1997, 144(3): 317-322.

[4] Parente E, De Sousa J B M. Design sensitivity analysis of nonlinear structures subjected to thermal loads[J]. Computers & Structures,

2008, 86(11-12): 1369-1384.

[5] Kamiński M M. Structural sensitivity analysis in nonlinear and transient problems using the local response function technique[J]. Structural and Multidisciplinary Optimization, 2011, 43(2): 261-274.

[6] Jin Y J. Analysis of reliability and reliability sensitivity for machine components by mean-value first order saddle point approximation[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2009, 45(12): 102.

[7] Hall J W, Boyce S A, Wang Y L, et al. Sensitivity analysis for hydraulic models[J]. Journal of Hydraulic Engineering, 2009, 135(11): 959-969.

[8] 王新刚, 张义民, 王宝艳. 机械零部件的动态可靠性灵敏度分析[J]. 机械工程学报, 2010, 46(10): 188-193.
Wang X G, Zhang Y M, Wang B Y. Dynamic reliability sensitivity analysis of mechanical components[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(10): 188-193(in Chinese).

[9] Zhou Y, Zhang Z, Zhong Q P. Improved reliability analysis method based on the failure assessment diagram[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2012, 25(4): 832-837.

[10] 刘伟, 曹刚, 翟红波, 等. 发动机管路卡箍位置动力灵敏度分析与优化设计[J]. 航空动力学报, 2012, 27(12): 2756-2762.
Liu W, Cao G, Zhai H B, et al. Sensitivity analysis and dynamic optimization design of supports' positions for engine pipelines[J]. Journal of Aerospace Power, 2012, 27(12): 2756-2762(in Chinese).

[11] 刘聪. 基于声辐射模态的结构声学研究及其灵敏度分析[D]. 镇江: 江苏大学, 2012.
Liu C. Research on structural acoustics based on sound radiation modes and its sensitivity analysis[D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2012(in Chinese).

[12] 刘金良. 基于灵敏度分析的可调节式产品平台规划方法研究[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2012.
Liu J L. Research on scalable product platform planning method based on sensitivity analysis[D]. Hangzhou: Zhejiang University of Technology, 2012(in Chinese).

[13] Vilenius M J. The application of sensitivity analysis to electro-hydraulic position control servos[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1983, 105(2): 77-82.

[14] Farahat S, Ajam H. Sensitivity analysis of parameter changes in nonlinear hydraulic control systems[J]. International Journal of Engineering, 2005, 18(3): 239-252.

[15] 孔祥东, 俞滨, 权凌霄, 等. 四足机器人对角小跑步态下液压驱动单元位置伺服控制特性参数灵敏度研究[J]. 机器人, 2015, 37(1): 63-73.
Kong X D, Yu B, Quan L X, et al. Characteristic parameters sensitivity of position servo control for hydraulic drive unit of a quadruped robot in trotting gait[J]. Robot, 2015, 37(1): 63-73(in Chinese).

[16] 俞滨. 四足机器人液压驱动单元位置控制性能与灵敏度分析研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2015.
Yu B. Research on position control performance and sensitivity analysis of hydraulic drive unit for quadruped robot[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015(in Chinese).

[17] 贾鹏飞, 刘亚俊, 蒋征学. 基于变频的液压系统溢流结构优化[J]. 液压与气动, 2010, 34(11): 9-12.
Jia P F, Liu Y J, Jiang Z X. The optimization of hydraulic system overflow structure based on frequency conversion pattern[J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2010, 34(11): 9-12(in Chinese).

[18] Yao B, Bu F P, Chiu G T C. Non-linear adaptive robust control of electro-hydraulic systems driven by double-rod actuators[J]. International Journal of Control, 2001, 74(8): 761-775.

[19] Kaddissi C, Kenne J P, Saad M. Indirect adaptive control of an electro-hydraulic servo system based on nonlinear backstepping [J]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2006(4): 3147-3153.

[20] Ito K, Ikeo S. PID control performance of a water hydraulic servomotor system[C]//Proceedings of the 41st SICE Annual Conference. Piscataway: IEEE Press, 2003: 1732-1735.

Sensitivity analysis method for dynamic characteristics parameters of hydraulic braking system in civil aircraft

MENG Qingtang[1, 2], MA Xinqi[1], YANG Peng[2], BAI Lu[2], WANG Zhuangzhuang[1, *], LIU Xiaochao[1], JIAO Zongxia[1]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Shanghai Aircraft Design and Research Institute, Commercial Aircraft Corporation of China, Ltd., Shanghai 201210, China)

Abstract: A thorough theoretical and experimental investigation of the dynamic properties of the aircraft hydraulic braking system was carried out in order to improve the braking performance and dependability of civil aircraft under challenging runway circumstances. A detailed nonlinear mathematical model of the hydraulic braking system was established, incorporating key components such as the brake control valve and hydraulic pipelines. Based on this model, a parameter sensitivity analysis method was introduced to address the system's multi-parameter problem. The analysis quantitatively determined that the most important factors affecting the dynamic response characteristics of the system were the actuator piston's effective area, the actuator return spring's stiffness, and the flow-pressure coefficient of the valve. Finally, a hardware-in-the-loop experimental platform for the aircraft braking system was constructed to carry out experimental validation of the dynamic response. The results clarified the key factors affecting the braking system's dynamic response, confirmed the correctness of the theoretical analysis, and provided a clear direction for the design and optimization of hydraulic braking systems for civil aircraft.

Keywords: aircraft braking system; hydraulic dynamic characteristics; mathematical model; parameter sensitivity analysis; hardware-in-the-loop experiment

Received: 2025-09-28; **Accepted**: 2025-11-03; **Published Online**: 2025-11-14 15:22

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251114.1414.003

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52505050); China Postdoctoral Science Foundation (2025T181117,2024M764076); Open Foundation of the State Key Laboratory of Fluid Power and Mechatronic Systems (GZKF-202428)

* **Corresponding author**. E-mail: wangzz@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0011

基于PINN的液压泵油膜厚度求解方法

马仲海[1]，于福林[1]，尹方龙[1,*]，展召彬[2]，史俊强[2]

(1. 北京工业大学 机械与能源工程学院，北京 100124；
2. 北京机械工业自动化研究所有限公司 流体传动技术工程事业部，北京 100120)

摘 要：液压泵油膜厚度对润滑性能与工作可靠性具有重要影响，传统数值方法在处理复杂润滑模型时常面临计算效率低、对边界条件依赖性强等问题。为此，提出了一种基于物理信息神经网络(PINN)的液压泵流场建模求解方法，并将其应用于轴向柱塞泵转子-配流盘副的油膜厚度及润滑分析。该方法将雷诺方程、能量方程及混合润滑条件嵌入神经网络的损失函数中，实现物理规律与数据驱动的融合求解。研究结果表明：在典型工况下，PINN方法能够在无需大量训练数据的情况下，有效求解油膜厚度分布，与数值方法结果吻合较好，相对误差平均值低于10%，且计算效率显著提高。

关 键 词：物理信息神经网络；液压泵；转子-配流盘副；雷诺方程；油膜厚度
中图分类号：TH137.51
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2720-09

液压泵的失效通常是由于内部摩擦副的磨损，尤其是转子与配流盘之间的磨损。转子-配流盘副是液压泵中的关键摩擦副，其润滑状况对泵的性能具有决定性影响。在液压泵工作过程中，油膜厚度是影响润滑效果和磨损程度的重要因素。当油膜厚度不足时，转子与配流盘之间可能发生金属直接接触，导致严重磨损和失效。因此，精确计算转子-配流盘副的油膜厚度是液压泵性能评估和优化的关键。

传统的液压泵油膜厚度计算方法主要依赖于流体动力学润滑理论和弹性流体动力学润滑理论。流体动力学润滑理论适用于流体润滑条件下的油膜厚度预测，其假设润滑油膜是稳定的，并且流体具有均匀的动力黏度分布。在低负荷、高速和大流量的工况下，该理论能够提供相对准确的油膜厚度估算[1]。然而，随着工况的复杂多变性，流体动力学润滑理论面临着许多局限性，尤其是在高压、低速、非稳态工况下，油膜的动态变化往往不能被传统方法有效计算。

弹性流体动力学润滑理论考虑了固体表面的弹性变形，并引入了接触应力和变形量来修正油膜厚度的计算。该理论适用于转子-配流盘副等表面存在弹性变形的情况，尤其是在接触压力较大时。虽然该理论能够更准确地描述高压条件下的润滑状态，但由于其计算过程涉及的非线性方程复杂性，计算效率较低[2]。

数值方法也是常用的油膜厚度计算手段，如有限元法和计算流体力学。这些方法通过对流体和固体的力学行为进行建模从而获得油膜厚度分布。然而，数值方法计算量庞大，尤其是在处理复杂几何形状和多物理场耦合问题时，计算时间显著增加[3]。轴向柱塞泵配流副在实际工作中面临高压与高频切换的复杂工况，传统数值方法在处理此类问题时存在明显的局限性。一方面，数值方法高度

收稿日期：2026-01-09；**录用日期**：2026-01-22；**网络出版时间**：2026-02-04 14:19
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260204.1057.001
基金项目：国家自然科学基金(52475044)；国家重点实验室开发基金(KFJJ2024-01-01)
*通信作者. E-mail：yfl@bjut.edu.cn

引用格式：马仲海，于福林，尹方龙，等. 基于PINN的液压泵油膜厚度求解方法[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2720-2728.
Ma Z H，Yu F L，Yin F L，et al. A PINN-based method for solving oil film thickness in hydraulic pumps[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2720-2728 (in Chinese).

依赖离散化的空间网格, 针对配流副微米级油膜的建模往往需要大量网格, 导致计算效率低下; 另一方面, 配流副内部受热弹变形的影响, 传统方法在处理随工况动态变化的非线性边界条件时, 往往面临收敛困难和人工干预过多的问题。

物理信息神经网络(physics-informed neural network, PINN)的引入为上述难题提供了新的解决思路。PINN 利用自动微分技术直接在连续域内求解偏微分方程, 无需像传统数值方法那样进行烦琐的网格划分, 从而降低了计算量; 针对复杂边界依赖问题, PINN 将雷诺方程、能量方程等物理准则直接嵌入损失函数中, 通过物理规律的约束, 使网络在稀疏数据或变工况边界下仍能保持较好的预测准确度[4-6]。

PINN 最早由 Raissi 等提出, 并成功应用于流场重建和热传导问题[7]。与传统的数值模拟方法相比, PINN 方法具有以下显著优势: ①能够处理复杂的边界条件和非线性方程, 通过优化神经网络的损失函数, 从数据中学习出符合物理规律的解; ②能够显著提高计算效率, 通过对物理方程的内嵌, 使得神经网络能够在较短的时间内提供准确的预测结果; ③能够灵活应对多物理场耦合问题, 对于液压泵中油膜厚度的动态变化和多变工况, PINN 方法提供了新的解决思路[8]。近年来, PINN 在摩擦学及润滑理论研究中展现出显著优势。在基础流体润滑研究中, Zhao 等[4] 验证了 PINN 在求解雷诺方程及表征流体润滑状态方面的有效性。针对润滑建模常见的强非线性与边界切换问题, Rom[8] 将 PINN 应用于考虑空化效应的雷诺方程求解, 证明了物理约束在处理相变边界时的有效性。Guan 等[9] 针对油膜厚度不连续问题提出改进的 PINN 框架, 提升了非均匀润滑面条件下的计算稳定性与收敛表现。Saleh 等[10] 利用 PINN 实现了滑动轴承压力分布与油膜厚度的预测, 为摩擦副状态监测与多工况扫描提供了新的思路。上述研究表明, PINN 不仅能够在一定程度上缓解传统数值方法对高密度网格与反复迭代的依赖, 也为进一步拓展到热-黏度耦合、结构变形耦合乃至弹性流体动压润滑等耦合润滑问题提供了可能。然而, 现有工作多以典型轴承或标准润滑为主, 针对轴向柱塞泵转子–配流盘端面润滑中高压、强耦合与工程边界复杂等特点, 仍需构建更贴合对象特性的物理约束与求解框架, 以支撑油膜厚度的高效预测与工程应用。

在液压泵的油膜厚度计算中, PINN 相较于传统方法具有显著优势。传统的数值方法, 如有限元法和计算流体力学, 通常需要对整个流体域进行离散化, 这在高维度问题中会导致计算资源的浪费, 进而导致计算效率低下。而 PINN 通过神经网络的结构可以直接从物理方程中获得解, 不需要对整个域进行离散化, 显著提高了计算效率[9]; PINN 方法能够更好地处理复杂的边界条件。在液压泵的工作过程中, 转子和配流盘之间的油膜厚度受多种因素的影响, 如工作压力、转速、油液黏度等。这些因素随时间和空间变化, 传统方法需要不断更新边界条件和网格, 而 PINN 能够在神经网络的训练过程中, 自动适应这些变化, 减少了人为干预[10]; PINN 训练过程中融合了物理方程, 使其具有较强的泛化能力, 不仅能够在给定的训练数据上表现良好, 还能有效应对不同工况下的油膜厚度预测[11]。

本文提出了一种基于 PINN 的液压泵油膜厚度计算方法。具体而言, 针对混合润滑条件下轴向柱塞泵转子-配流盘副的油膜厚度进行预测, 将雷诺方程、能量方程等嵌入 PINN 框架, 并通过与传统数值方法对比在典型工况下的预测精度与计算效率, 证明了该方法对液压泵转子-配流盘副油膜厚度的有效性。

本文的创新点主要体现在: ①不同于前面研究侧重于理想流体或空化建模, 该研究聚焦于航空液压泵转子-配流盘副这一核心摩擦副, 针对其 21 MPa 和 2 000 r/min 工况下油膜易破裂的特性, 进行仿真建模; ②混合润滑状态下, 模型通过 PINN 将雷诺方程、能量方程进行了深度耦合, 并采用“三点膜厚法”为 PINN 提供物理先验初始化, 进一步提高了计算效率。

1　液压泵建模流程

1.1　轴向柱塞泵的工作原理

轴向柱塞泵是一种将机械能转换为液压能的动力元件, 广泛应用于航空航天、工程机械及高压液压系统中, 其典型结构由缸体(转子)、柱塞、配流盘、斜盘及驱动轴等组成。工作时, 配流盘与斜盘保持固定不动, 驱动轴带动缸体旋转, 缸体中的柱塞在转子的旋转作用下绕斜盘做往复运动。柱塞的往复行程由斜盘倾角决定, 调节斜盘倾角即可改变柱塞的行程, 从而实现柱塞泵的排量调节。

在吸油过程中, 柱塞由斜盘的几何倾角驱动向外运动, 腔体容积增大, 液压油在大气压作用下经配流盘吸入柱塞孔内; 当缸体继续旋转进入压油区时, 柱塞在斜盘作用下向内运动, 腔体容积减小, 油液被压入高压油口, 从而完成一个吸排油循环。由于配流盘上分布有吸油区和压油区的卸荷槽结构, 柱塞腔在缸体旋转过程中依次与低压区和高压区

连通，实现周期性的吸排油过程。

在轴向柱塞泵的工作过程中，转子与配流盘之间存在一层极薄的润滑油膜，其厚度一般在数十微米量级。该油膜既有密封作用，又起到润滑和支撑的作用。理想情况下，转子与配流盘之间完全由油膜隔开，属于典型的流体润滑状态。但在泵启动阶段，由于油膜尚未建立，或长期运行后因磨损导致配合间隙变化、转子倾斜及热变形等因素，局部油膜可能变得极薄甚至破裂，从而导致金属直接接触，产生磨损和泄漏，严重时会造成泵失效。

因此，研究转子与配流盘间油膜厚度的形成机理及其动态变化规律，对于揭示轴向柱塞泵摩擦副的润滑特性、预测泵的磨损趋势、提高使用寿命具有重要意义。

1.2 液压泵油膜厚度的估算方法

为对液压泵的油膜厚度进行初步估算，采用三点膜厚法。三点膜厚法是一种用于估算轴向柱塞泵转子与配流盘之间油膜厚度的简化方法。如图1所示，在配流盘上选取间隔120°分布的3个参考点，通过测量或计算这3个点的油膜厚度，利用几何关系推导出整个配流盘表面的油膜厚度分布情况。由于转子与配流盘之间的油膜可近似看作一个平面或楔形面，只需掌握3个点的高度即可唯一确定转子平面的位置，从而快速得到任意位置的油膜厚度。该方法作为初步估算方法，在保证计算精度的同时大幅降低了建模与计算的复杂度，帮助建立油膜厚度的初始分布，用于后续的流体润滑和接触力学模型计算。

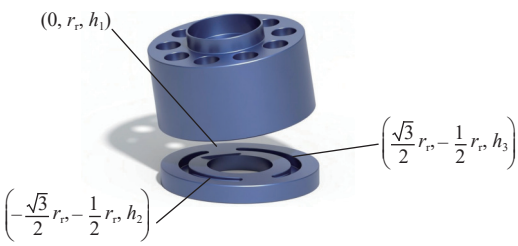


图1 三点膜厚法

Fig. 1 Three-point method for oil film thickness measurement

三点膜厚法计算公式为

$$h(x,y)=\frac{h_3-h_2}{\sqrt{3}r_r}x+\frac{2h_1-h_2-h_3}{3r_r}y+\frac{h_1+h_2+h_3}{3} \tag{1}$$

式中：x、y为配流盘上点的坐标；h_1、h_2、h_3为3个参考点处的油膜厚度；r_r为所选参考点的半径。

1.3 流体润滑模型

在油膜厚度较大、未发生金属接触的区域，油膜厚度由流体润滑产生的压力决定，这一部分压力分布可以通过雷诺方程来求解。根据雷诺方程可知，配流副润滑油膜的厚度、压力与转速满足：

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{\rho h^3}{\mu}\cdot\frac{\partial p_l}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{\rho h^3}{\mu}\cdot\frac{\partial p_l}{\partial y}\right)=6\left[\frac{\partial}{\partial x}(v_x\rho h)+\frac{\partial}{\partial y}(v_y\rho h)+2\rho\frac{\partial h}{\partial t}\right] \tag{2}$$

式中：ρ为润滑介质密度；p_l为由流体润滑产生的油膜压力；h为油膜厚度；μ为润滑介质动力黏度；v_x和v_y分别为流体在x和y方向上的速度分量；$\partial h/\partial t$为油膜厚度的时间变化项。

润滑油的黏度不仅与压力p有关，还与温度T相关。通过如下Arrhenius模型来描述黏度与压力和温度之间的关系：

$$\mu=\mu_0\exp\left[\alpha_p p_l-\alpha_T(T-T_0)\right] \tag{3}$$

式中：μ_0为$p_l=0$且$T=T_0$时油液的动力黏度；a_p和a_T为常数。

由能量方程可以解出油膜温度：

$$c_p\rho\left(\frac{\partial T}{\partial t}+\boldsymbol{v}\cdot\mathrm{grad}T\right)=\lambda\cdot\mathrm{div}\left(\mathrm{grad}T\right)+\mu\Phi_D(\boldsymbol{v}) \tag{4}$$

式中：c_p为流体比热容；$\boldsymbol{v}$为流速向量；λ为流体热导率；Φ_D为能量耗散系数。

油膜在高压和高速下会产生显著的剪切热和压缩热，导致配流盘和转子表面温度升高，从而引起金属表面热膨胀。金属表面的热变形为

$$\varepsilon_T(x,y)=\boldsymbol{H}^{-1}\int_V\boldsymbol{D}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{C}(\boldsymbol{a}_T\cdot T(x,y))\mathrm{d}V \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{H}$为刚度矩阵；$\boldsymbol{D}$为节点形状参数矩阵；$\boldsymbol{C}$为弹性模量矩阵；$\boldsymbol{a}_T$为热膨胀系数矩阵；V为参与热变形计算的固体结构体积。

在高压润滑条件下，配流盘和转子表面会发生微小弹性变形，使得油膜厚度进一步改变。由压力引起的弹性变形为

$$\varepsilon_p(x,y)=\frac{1-\nu^2}{\pi E}\iint_\Omega\frac{p(\xi,\zeta)}{\sqrt{(x-\xi)^2+(y-\zeta)^2}}\mathrm{d}\xi\mathrm{d}\zeta \tag{6}$$

式中：E为弹性模量；ν为泊松比；Ω为压力分布$p(\xi,\zeta)$作用的接触区域。

1.4 混合润滑条件下的油膜厚度计算

转子与配流盘之间的接触本质上是2个具有粗糙表面的端面之间，其粗糙峰相互接触的过程。当油膜变薄时，需要考虑油膜与粗糙峰接触之间的相互影响。这时，流体润滑压力和接触压力需要同时考虑，以得到更准确的油膜厚度。在液压泵配流副的运行过程中，当油膜厚度较大时，润滑界面以流体润滑为主，摩擦副表面之间完全由油膜隔开。在局部油膜厚度较小至与表面粗糙峰高度相当甚至更小时，部分区域发生金属直接接触，此时，摩擦副处于混合润滑状态。

混合润滑状态下的承载能力来源于2部分：

①由流体润滑产生的油膜压力 p_l; ②由粗糙峰接触产生的固体接触压力 p_s。因此, 总的润滑压力可以表示为

$$p_h = p_l + p_s \tag{7}$$

1) 接触面积与接触概率分布。假设转子与配流盘表面的粗糙度服从概率分布函数 $g(z)$, 当油膜厚度 h 小于表面高度 z 时, 局部区域发生接触。真实接触面积 A_r 占名义接触面积 A_0 的比例可表示为

$$A_r = A_0 \int_h^{\infty} g(z)\mathrm{d}z \tag{8}$$

式中: A_r/A_0 表示接触面积比例。油膜越薄, 发生接触的概率越高。

2) 接触压力模型。粗糙峰接触可分为弹性接触和塑性接触 2 种情况。根据赫兹接触理论与塑性硬化规律, 接触压力可写为

$$p_s = p_e + p_p \tag{9}$$

式中: p_e 为弹性接触压力, 当接触应力低于材料屈服极限时, 表面粗糙峰发生弹性变形, 可表示为

$$p_e = \int_h^{h_c} E^* \sqrt{R(z-h)}\, g(z)\mathrm{d}z \tag{10}$$

其中: E^* 为等效弹性模量; R 为粗糙峰曲率半径; h_c 为弹塑性转变高度。

p_p 为塑性接触压力, 当局部应力超过屈服强度时, 粗糙峰进入塑性阶段, 接触压力近似为材料硬度 H 与接触面积比例的乘积:

$$p_p = H\frac{A_r}{A_0} \tag{11}$$

式中: H 为材料硬度。

3) 混合润滑下的油膜厚度表达式。在混合润滑条件下, 油膜厚度除受几何间隙、热变形和弹性变形的影响外, 还应考虑粗糙峰压陷效应的修正。综合考虑后, 实际油膜厚度可表示为

$$h(x,y) = h_g(x,y) + h_l(x,y) + h_e(x,y) - \delta_s(x,y) \tag{12}$$

式中: $h_g(x,y)$ 为理论几何间隙厚度, 即转子与配流盘在未受变形时的几何距离; $h_l(x,y)$ 为表面由于油膜剪切热、压缩热导致的热变形; $h_e(x,y)$ 为受高压油膜作用产生的弹性变形; $\delta_s(x,y)$ 为由于粗糙峰接触产生的等效压陷量, 反映了金属接触区油膜厚度的进一步减小。

4) 力平衡方程。配流副的整体受力由流体压力和接触压力共同承担, 其总支撑力应与外载荷保持平衡:

$$\iint_S (p_l + p_s)\mathrm{d}A = F_{ext} \tag{13}$$

式中: F_{ext} 包括柱塞腔压力、转子惯性力、弹簧力等外部载荷; S 为配流盘端面名义接触区域。

5) 求解过程。混合润滑模型的计算流程如下:

① 初始化几何油膜厚度。由三点膜厚法或几何模型给出 $h_g(x,y)$ 初值。

② 求解流体润滑压力。将油膜厚度 $h(x,y)$ 代入雷诺方程, 计算 $p_l(x,y)$。

③ 求解接触压力。根据表面粗糙度分布及接触条件, 利用式 (9)～式 (11) 计算 $p_s(x,y)$。

④ 修正油膜厚度。将接触压陷量 δ_s 代入式 (12) 更新油膜厚度。

⑤ 力平衡校核。代入式 (13) 检查总受力平衡。

⑥ 收敛判断。本轮迭代对油膜厚度的修正量 $h_l(x,y)+h_e(x,y)-\delta_s(x,y)$ 是否小于阈值 ε_{set}, 若该修正量在整个域内都小于阈值 ε_{set}, 则油膜厚度修正已经足够小, 则油膜厚度已经收敛稳定; 否则, 返回步骤 2)迭代计算, 直至油膜厚度分布稳定。

6) 混合润滑特性。混合润滑模型能够反映液压泵配流副在不同工况下的真实润滑状态。当油膜厚度较大时, 系统以流体润滑为主; 当油膜厚度减小时, 局部区域以粗糙峰接触支撑为主; 在动态工况下, 两者比例不断变化。

2　PINN 原理

在科学计算领域, 许多工程问题本质上由偏微分方程(partial differential equation, PDE)所支配, 如流体力学中的 Navier-Stokes 方程、热传导方程、电磁波方程等。传统的数值求解方法(如有限差分、有限元、有限体积法)虽然成熟, 但往往存在计算量大、网格依赖强、边界复杂性高等问题[12]。当问题维度升高或实验数据稀缺时, 这些方法的计算成本将呈指数级增长[13]。

近年来, 深度学习在图像识别、自然语言处理等领域取得了显著成功, 人们开始尝试将其引入科学计算与工程模拟中[14]。但是, 由于神经网络仅通过数据驱动学习输入输出之间的映射关系, 忽略了支配系统的物理规律, 属于“黑箱式”学习[15], 导致模型虽能拟合样本, 但常缺乏可解释性与稳定性[16]。

为解决这一问题, Raissi 等提出了 PINN 框架, 将物理约束方程直接嵌入神经网络的损失函数中[7]。PINN 不再单纯依赖大量实验数据, 而是借助自动微分技术在网络训练中自动计算各阶偏导数, 并将控制方程残差最小化[17]。这样, 神经网络既能“学习”数据, 又能保持物理规律, 实现了数据驱动与物理建模的统一[18]。

假设待求物理场变量 $u(x,t)$ 满足如下偏微分方程:

$$\partial u/\partial t + N(u,x,t) = 0 \qquad x \in K, t \in [0,t_f] \tag{14}$$

$$\begin{cases} u(x,0) = u_0(x) \\ u(x,t)|_{\partial K} = \psi(x,t) \end{cases} \tag{15}$$

式中：$N(\cdot)$表示非线性微分算子；K为PDE求解的广义空间域；$u_0(x)$和$\psi(x,t)$分别为初始条件与边界条件。

PINN构建一个神经网络$u_\theta(x,t)$，其中，θ为网络参数，通过自动微分求得$\partial u_\theta/\partial t$偏导数并代入控制方程残差项：

$$f_\theta(x,t) = \frac{\partial u_\theta}{\partial t} + N(u_\theta,x,t) \tag{16}$$

为使神经网络在学习数据的同时满足物理约束，PINN的损失函数由3部分组成：

$$L(\theta) = L_d + L_p + L_B \tag{17}$$

式中：L_d为数据损失项，其衡量网络预测值$u_\theta(x_i,t_i)$与真实观测数据u_i^t的差异，类似于传统神经网络中的“拟合误差”，目的是使PINN学习到与实验或数值结果一致的输出[19]，表示为

$$L_d = \frac{1}{N_d}\sum_{i=1}^{N_d}[u_\theta(x_i,t_i) - u_i^t]^2 \tag{18}$$

L_p为物理损失项，其约束网络输出必须满足控制物理过程的偏微分方程，这使模型即使没有大量数据，也能依靠约束推断符合物理的结果，是PINN区别于普通神经网络的关键所在[20]，表示为

$$L_p = \frac{1}{N_f}\sum_{i=1}^{N_f}[f_\theta(x_i,t_i)]^2 \tag{19}$$

L_B为边界/初始条件损失项，保证网络输出在边界处和初始处满足已知条件，确保PINN求解的整体解与真实物理边界一致[21]，表示为

$$L_B = \frac{1}{N_b}\sum_{i=1}^{N_b}\left[u_\theta(x_i,t_i) - \psi(x_i,t_i)\right]^2 \tag{20}$$

式中：N_d、N_f和N_b分别为数据点、物理约束点和边界点数量。

最终的最优化问题可表示为

$$\theta^* = \arg\min_\theta L(\theta) \tag{21}$$

这种约束使神经网络在数据拟合与物理一致性之间达到平衡。当数据量较少时，方程约束项能有效抑制过拟合；当无数据时，PINN退化为方程求解器[22]。

PINN与传统神经网络的主要区别如表1所示。传统神经网络只最小化预测误差，而PINN同时最小化预测误差与物理方程残差。PINN在稀疏数据条件下仍能获得稳定结果，具有更强的泛化能力和可解释性[23]。

表1 PINN与传统神经网络的比较

Table 1 Comparison between PINN and traditional neural networks

网络	目标函数	数据依赖	可解释性	泛化性能	适用场景
传统神经网络	最小化预测误差	需要大量高质量训练数据	黑箱模型，无物理含义	容易过拟合	图像、语音、文本等数据驱动任务
PINN	同时最小化预测误差与物理方程残差	可在稀疏数据条件下训练	内嵌物理约束，具有物理可解释性	泛化能力强	含PDE约束的科学计算与工程建模[24]

PINN一般采用多层感知机结构，每个输入样本点(x,t)经多层线性映射与非线性激活得到输出$u_\theta(x,t)$，为确保训练稳定性，常采用tanh、sin等平滑激活函数，以保证高阶导数连续[25]。训练过程中，利用自动微分框架计算高阶导数，确保物理方程残差可精确求得。PINN的训练采用反向传播算法，但与普通神经网络不同，PINN的梯度传播中包含方程导数项的自动微分。在计算残差$f_\theta(x,t)$时，需要网络对输入的高阶导数，如$\partial^2 u_\theta/\partial t^2$。自动微分可精确计算这些导数，避免数值差分误差[26]。

3 基于PINN的油膜厚度计算

3.1 基于PINN的油膜厚度计算框架

基于PINN的液压泵油膜厚度计算方法将传统的数值求解过程转化为深度学习的优化问题，该框架融合了雷诺方程、混合润滑模型、热效应和弹性变形等多物理场耦合效应，通过神经网络自动学习满足物理约束的油膜厚度分布。

整体计算框架包含以下核心模块：

1）输入模块。将空间坐标(x,y)、时间t及工况参数（如转速ω等）作为神经网络的输入特征。

2）神经网络模块。采用多层全连接网络，隐藏层采用tanh激活函数。

3）物理约束模块。通过自动微分计算各物理量的偏导数，构建雷诺方程、能量方程和边界条件的残差。

4）混合润滑模块。根据油膜厚度动态判断润滑状态，耦合流体润滑压力和接触压力。

5）优化模块。综合数据损失、物理损失和边界损失，通过梯度下降优化网络参数。

基于PINN的油膜厚度计算流程如图2所示。

3.2 损失函数设计

PINN方法的核心在于将控制方程作为约束条件嵌入损失函数，对于液压泵油膜厚度计算问题，

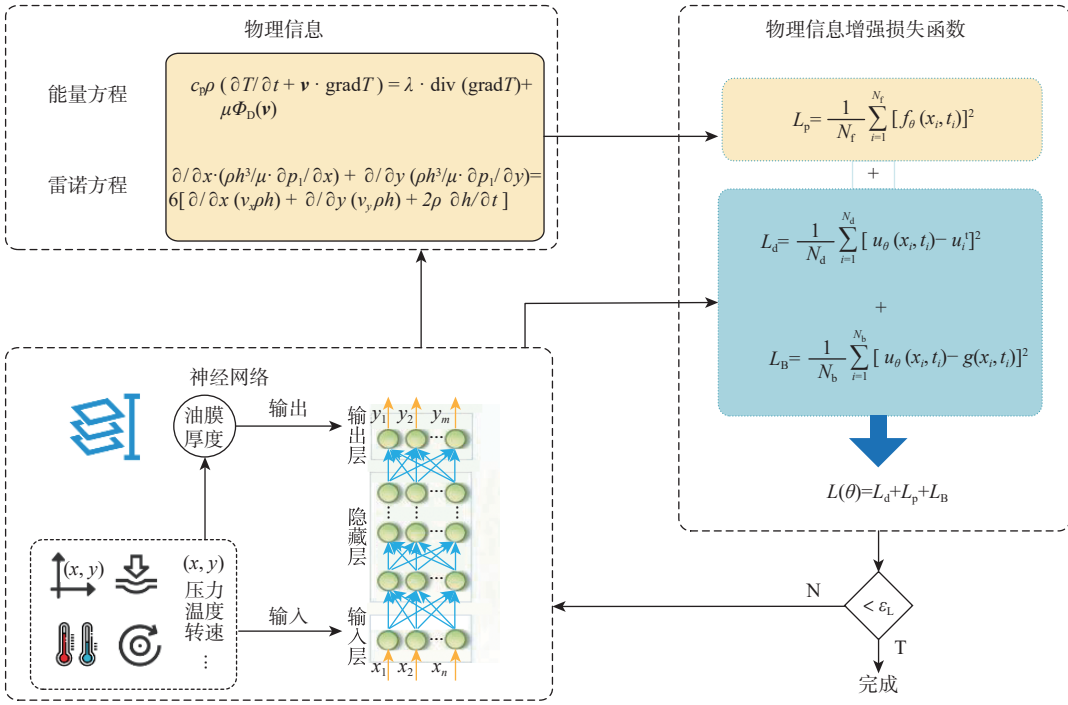


图 2　基于 PINN 的油膜厚度计算流程

Fig. 2　Flowchart of PINN-based method for oil film thickness calculation

需要考虑多个物理方程的约束。

损失函数是基于 PINN 进行油膜厚度计算的关键部分。本文设计了一个复合型损失函数, 其包括以下 3 项:

1) 数据损失。此项衡量网络输出的油膜厚度与实验数据之间的差异, 目的是使神经网络的预测值尽可能接近实验测量结果, 从而提高预测的准确性。

2) 物理损失。物理损失项通过将神经网络的预测值代入流体力学方程(如雷诺方程、摩擦模型等), 计算其物理方程残差。网络训练的目标是最小化该残差, 确保网络输出符合流体力学原理和油膜的实际物理行为。

3) 边界条件损失。由于油膜厚度在某些边界条件下有已知的限制(如转子和配流盘之间的最小距离), 在损失函数中添加边界条件损失项, 确保神经网络的输出能够满足这些已知的边界条件。

本文损失函数由雷诺方程残差项、能量方程残差项及压力/温度边界约束项共同构成, 其权重设定(见表 2)遵循尺度平衡原则, 旨在缓解多物理场耦合训练中的梯度不均衡问题。本文对主要物理变量进行了无量纲化处理, 但不同控制方程残差在数值尺度与梯度幅值上仍存在显著差异。由于 PDE 残差包含高阶导数项(如雷诺方程的散度项与能量方程的拉普拉斯项), 且其系数与油膜厚度、温度等状态量高度耦合, 训练初期, PDE 项的残差平方和往往远大于归一化后的边界误差项。若各项等权相加, 优化过程极易被 PDE 项主导, 导致边界条件满足度下降或收敛震荡。为此, 本文通过预训练阶段观察各分项损失的初始量级, 采用基于物理先验的启发式调节策略。通过赋予 PDE 项较小权重(10^{-5}～10^{-4})以抑制其过大的梯度贡献, 同时赋予边界项较高权重(10^{-2}～10^{-1})以强化边界约束对问题闭合的控制力。结果表明, 该权重组合有效平衡了各损失项的收敛速率, 保证了在 21 MPa 工况下求解结果的物理一致性。

表 2　PINN 模型参数

Table 2　Parameters of PINN model

参数	取值
内部采样点数N_f	12 000
每个边界采样点数N_b	3 000
数据点数量N_d	5 000
隐藏层数及神经元	5层, 每层128个
激活函数	tanh
学习率	10^{-3}
雷诺方程损失权重	10^{-4}
能量方程损失权重	10^{-5}
压力边界损失权重	10^{-1}
温度边界损失权重	10^{-2}

网络训练采用 Adam 优化器进行迭代更新, 当总损失 $L(\theta)$ 低于预设阈值 ε_L 时, 判定网络训练已收敛, 停止迭代并输出油膜厚度预测结果。

油膜厚度的计算通过优化神经网络的损失函数来实现。训练过程中, 神经网络会根据物理参数

和油膜厚度的物理约束不断更新，逐步提高预测精度。每次网络参数的更新是通过计算损失函数的梯度，并使用优化算法来调整网络权重。

训练完成后，PINN能够快速输出对应的油膜厚度。该方法的优势在于：通过嵌入物理方程，不仅能准确预测油膜厚度的分布，还能避免传统方法中存在的计算量过大和边界条件复杂的问题。

4 实验结果分析

为验证本文提出的基于PINN的液压泵油膜厚度计算方法的有效性，选取某型航空轴向柱塞泵作为研究对象，其主要参数如表3所示。

表3 某型航空液压轴向柱塞泵主要参数

Table 3 Main specifications of a specific type of aviation hydraulic axial piston pump

参数	数值
柱塞腔直径/mm	26
斜盘倾角/(°)	15
柱塞长度/mm	150
转速/(r·min^{-1})	2 000
动力黏度/(Pa·s)	0.02
摩擦系数	0.05
弹性模量	2.2×10^{11}
刚度	1×10^{8}
油液密度/(kg·m^{-3})	860

在计算过程中，利用三点膜厚法给出油膜初始分布，并建立混合润滑方程作为PINN训练的物理约束。网络输入为空间坐标与操作参数，输出为油膜厚度，优化方法采用Adam优化器。PINN网络通过在损失函数中同时引入雷诺方程残差、接触压力项及边界条件项，使网络在训练过程中兼顾数据拟合与物理一致性。

PINN网络的损失函数如图3所示。

为量化模型结果的准确性，使用相对误差(relative error, RE)和均方误差(mean squared error, MSE)作为评估指标。相对误差平均值反映了模型预测值与实际值之间的偏差，适用于衡量不同量纲数据的精度；均方误差通过计算误差的平方平均值，有助于突出较大误差，全面评价模型的预测性能。

$$e_{\mathrm{RE}}=\frac{1}{N_{\mathrm{d}}}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{d}}}\left|\frac{u_\theta(x_i,t_i)-u_i^{\mathrm{t}}}{u_i^{\mathrm{t}}}\right|\times100\% \tag{22}$$

$$e_{\mathrm{MSE}}=\frac{1}{N_{\mathrm{d}}}\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{d}}}\left(u_\theta(x_i,t_i)-u_i^{\mathrm{t}}\right)^2 \tag{23}$$

计算得知，与数值方法相比，相对误差平均值为9.21%，小于10%，均方误差为1.23×10^{-11} m，说明PINN模型能够准确得到油膜厚度。图4和图5分别显示了数值方法与PINN的计算结果。结果表明，PINN在油膜厚度预测中具有较高的准确度。

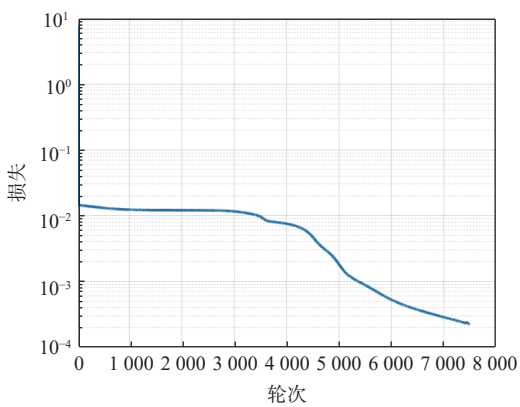


图3 PINN网络损失函数

Fig. 3 Loss function of PINN network

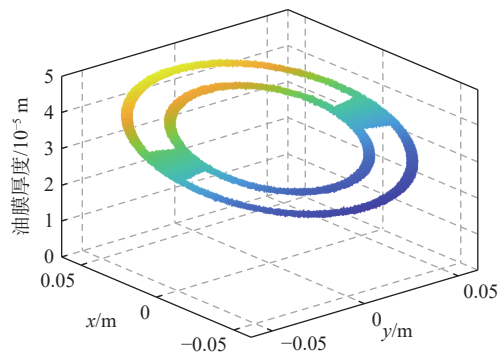


图4 数值方法所求油膜厚度

Fig. 4 Oil film thickness calculated by numerical method

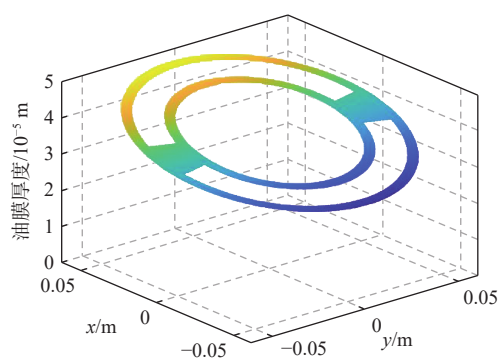


图5 PINN所求油膜厚度

Fig. 5 Oil film thickness calculated by PINN

在计算效率方面，PINN方法相较传统数值方法表现出明显优势。对于400×400规模的计算点阵，传统数值方法单次稳态计算的时间为824 s(约13.7 min)，PINN方法针对单次工况的预测耗时仅需1 s，由十几分钟缩短至1 s，计算量显著减少。

综上所述，基于PINN的油膜厚度预测方法不仅能够在复杂工况下准确求出油膜厚度，还显著提高了计算效率。

5 结　论

本文针对航空液压泵转子-配流盘副润滑状态复杂、油膜厚度难以精确预测的问题, 提出了一种基于 PINN 的油膜厚度计算方法。该方法将雷诺方程、能量方程及边界条件共同嵌入神经网络的损失函数中, 实现了对油膜厚度的求解。研究结果表明:

1) PINN 方法能够有效融合流体动力学与温度的多物理场信息。

2) 在 21 MPa、2 000 r/min 的典型工况下, PINN 预测结果与数值方法的计算结果高度一致, 相对误差平均值小于 10%, 均方误差为 1.23×10^{-11} m, 验证了方法的可靠性。

3) 与传统数值方法相比, PINN 在保证计算精度的同时, 极大地减少了计算时间, 具有较高的计算效率。

综上, 基于 PINN 的油膜厚度建模方法为液压泵摩擦副的建模与性能预测提供了新的思路, 可为航空液压系统的设计优化、状态监测及故障预测提供理论与技术支持。

参考文献（References）

[1] Zhang X, Wu H Y, Chen C C, et al. Oil film lubrication state analysis of piston pair in piston pump based on coupling characteristics of the fluid thermal structure[J]. Engineering Failure Analysis, 2022, 140: 106521.

[2] Wang Z Q, Han B, Sun L T. Analysis of elastohydrodynamic lubrication (EHL) characteristics of port plate pair of a piston pump[J]. Machines, 2022, 10(12): 1109.

[3] Chen J, Ma J M, Li J, et al. Performance optimization of grooved slippers for aero hydraulic pumps[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2016, 29(3): 814-823.

[4] Zhao Y, Guo L, Wong P P L. Application of physics-informed neural network in the analysis of hydrodynamic lubrication[J]. Friction, 2023, 11(7): 1253-1264.

[5] Zhang S X, Liu Z T, Xu Y, et al. A physics-informed hybrid data-driven approach with generative electrode-level features for lithium-ion battery health prognostics[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 4857-4871.

[6] Zhang S X, Liu Z T, Xu Y, et al. A physics-informed hybrid multi-task learning for lithium-ion battery full-life aging estimation at early lifetime[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2025, 21(1): 415-424.

[7] Raissi M, Perdikaris P, Karniadakis G E. Physics-informed neural networks: a deep learning framework for solving forward and inverse problems involving nonlinear partial differential equations[J]. Journal of Computational physics, 2019, 378: 686-707.

[8] Rom M. Physics-informed neural networks for the Reynolds equation with cavitation modeling[J]. Tribology International, 2023, 179: 108141.

[9] Guan B C, He Q, Hu Y, et al. Physics-informed neural network for hydrodynamic lubrication with film thickness discontinuity[J]. Friction, 2025, 13(9): 9441035.

[10] Saleh A, Jacobs G, Katre D, et al. Real-time prediction of pressure and film height distribution in plain bearings using physics-informed neural networks (PINNs)[J]. Lubricants, 2025, 13(8): 360.

[11] Han B, Wang Z Q, Ji H, et al. Analysis of friction characteristics of valve plate pair in an axial piston pump considering cylinder block dynamics[J]. Journal of Tribology, 2024, 146(4): 041702.

[12] Haghighat E, Raissi M, Moure A, et al. A physics-informed deep learning framework for inversion and surrogate modeling in solid mechanics[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2021, 379: 113741.

[13] Wang S F, Yu X L, Perdikaris P. When and why PINNs fail to train: a neural tangent kernel perspective[J]. Journal of Computational Physics, 2022, 449: 110768.

[14] Cuomo S, Di Cola V S, Giampaolo F, et al. Scientific machine learning through physics-informed neural networks: where we are and what's next[J]. Journal of Scientific Computing, 2022, 92(3): 88.

[15] Lu L, Jin P Z, Pang G F, et al. Learning nonlinear operators via DeepONet based on the universal approximation theorem of operators[J]. Nature Machine Intelligence, 2021, 3(3): 218-229.

[16] Sun L N, Wang J X. Physics-constrained Bayesian neural network for fluid flow reconstruction with sparse and noisy data[J]. Theoretical and Applied Mechanics Letters, 2020, 10(3): 161-169.

[17] Jagtap A D, Kawaguchi K, Karniadakis G E. Adaptive activation functions accelerate convergence in deep and physics-informed neural networks[J]. Journal of Computational Physics, 2020, 404: 109136.

[18] Kharazmi E, Zhang Z Q, Karniadakis G E M. *hp*-VPINNs: variational physics-informed neural networks with domain decomposition[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2021, 374: 113547.

[19] Mao Z P, Jagtap A D, Karniadakis G E. Physics-informed neural networks for high-speed flows[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2020, 360: 112789.

[20] Geneva N, Zabaras N. Modeling the dynamics of PDE systems with physics-constrained deep auto-regressive networks[J]. Journal of Computational Physics, 2020, 403: 109056.

[21] Cai S Z, Mao Z P, Wang Z C, et al. Physics-informed neural networks (PINNs) for fluid mechanics: a review[J]. Acta Mechanica Sinica, 2021, 37(12): 1727-1738.

[22] Raissi M, Yazdani A, Karniadakis G E. Hidden fluid mechanics: learning velocity and pressure fields from flow visualizations[J]. Science, 2020, 367(6481): 1026-1030.

[23] De Ryck T, Mishra S. Error analysis for physics-informed neural networks (PINNs) approximating Kolmogorov PDEs[J]. Advances in Computational Mathematics, 2022, 48(6): 79.

[24] Ji W Q, Qiu W L, Shi Z Y, et al. Stiff-PINN: physics-informed neural network for stiff chemical kinetics[J]. The Journal of Physical Chemistry A, 2021, 125(36): 8098-8106.

[25] Raissi M. Deep hidden physics models: deep learning of nonlinear partial differential equations[J]. Journal of Machine Learning Research, 2018, 19(25): 1-24.

[26] Perdikaris P, Raissi M, Damianou A, et al. Nonlinear information fusion algorithms for data-efficient multi-fidelity modelling[J]. Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, 2017, 473(2198): 20160751.

A PINN-based method for solving oil film thickness in hydraulic pumps

MA Zhonghai[1], YU Fulin[1], YIN Fanglong[1,*], ZHAN Zhaobin[2], SHI Junqiang[2]

(1. School of Mechanical and Energy Engineering, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China;
2. Fluid Transmission Technology Engineering Division, Beijing Research Institute of Automation for Machinery Industry Co., Ltd., Beijing 100120, China)

Abstract: The oil film thickness in hydraulic pumps significantly impacts their lubrication performance and operational reliability. Traditional numerical methods often face challenges such as low computational efficiency and strong dependence on boundary conditions when handling complex lubrication models. In order to study the oil film thickness and lubrication of the cylinder block/valve plate pair in axial piston pumps, this research suggests a physics-informed neural network (PINN)-based approach for modeling and solving hydraulic pump flow fields. This approach embeds the Reynolds equation, energy equation, and mixed lubrication conditions into the neural network's loss function, achieving a fusion of physical principles and data-driven solutions. Results demonstrate that under typical operating conditions, the PINN method effectively solves oil film thickness distributions without requiring extensive training data. With an average relative error of less than 10%, it shows high agreement with numerical approach findings while greatly increasing computing efficiency.

Keywords: physics-informed neural network; hydraulic pump; cylinder block/valve plate pair; Reynolds equation; oil film thickness

Received: 2026-01-09; **Accepted**: 2026-01-22; **Published Online**: 2026-02-04 14:19

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260204.1057.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52475044); State Key Laboratory Development Fund (KFJJ2024-01-01)

* **Corresponding author**. E-mail: yfl@bjut.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0645

多偏斜量测下异构无人机群EM自适应跟踪方法

马天力*，李红，石沛灵，陈超波，王可鑫
(西安工业大学 电子信息工程学院，西安 710021)

摘 要：异构无人机(UAV)群凭借功能互补、能力协同的优势，成为对空防御的主要威胁，该类目标群整体轮廓多呈非凸形，且内部子目标在尺寸及结构上存在差异，使得量测呈现多偏斜分布特性，但现有群目标跟踪方法多建立在目标凸形及量测均匀分布假设上，一旦实际场景与假设条件不符，将导致跟踪性能下降甚至出现跟踪失败。因此，针对具有非凸形轮廓与非均匀量测分布下的异构无人机群运动状态与扩展形态的估计问题，提出一种多偏斜量测下异构无人机群期望最大化(EM)自适应跟踪方法。建立多偏斜量测噪声表示模型，利用EM理论对异构群目标中子群数目和量测分布参数进行辨识；对每个异构子群目标运动状态、扩展形态及量测噪声参数运用变分贝叶斯推理策略进行在线估计；通过对多个异构子群目标扩展形态进行并集求解，获得异构群目标的运动状态和非凸扩展形态。实验结果表明：相较于基于随机矩阵模型(RMM)、随机超曲面模型(RHM)、多椭圆模型(MEM)的群目标跟踪策略及基于偏斜正态的变分贝叶斯跟踪方法，所提方法对于具有非凸形轮廓且量测非均匀分布的异构无人机群运动状态与扩展形态具有更高的估计精度。

关 键 词：异构无人机群；多偏斜分布；非凸扩展形态；期望最大化算法；变分贝叶斯推理
中图分类号：TN713; V19
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2729-09

群目标跟踪是利用雷达、相机等传感器对具有密集分布并保持相同运动模式的多个目标进行联合估计的过程，其广泛应用于交通监管、安防监控等领域。异构无人机群作为典型的群目标，具有个体数量多、种类多样、协同机动灵活等特征，其内部可能包含固定翼无人机、多旋翼无人机及小型侦察无人机等不同平台，可执行编队侦察、区域封锁或协同打击等任务。由于子群内量测分布密集，传感器仅可获得各子群整体量测信息，难以对内部个体进行区分。因此，异构无人机群属于不可分辨群目标。

与点目标跟踪不同，不可分辨群目标跟踪不仅需要对目标的状态进行估计，而且需要准确计算群目标的形态，以保证未来对其进行轨迹预测、意图分析时提供有效的指导。

当前的不可分辨群目标跟踪方法将群目标轮廓通过随机矩阵模型(random matrix model, RMM)进行描述，并利用卡尔曼滤波及其衍生算法对群目标的形态与状态进行估计[1-3]。该方法计算过程中需满足2个假设条件：①群目标形态为简单的椭圆形；②量测噪声服从已知的高斯分布。但是，在实际场景中，由于受到传感器热噪声、振动等不确定因素的影响，导致量测方差变化，不准确的量测噪声将导致传统估计方法性能下降。针对群目标凸形轮廓下噪声不确定的跟踪问题，Li等[4]在量测似然函数中引入潜在变量构建增强观测模型，将量测噪声协方差矩阵描述为逆Wishart分布，利用变分贝叶斯推理对运动状态、目标形状及量测协方差进行联合后

收稿日期：2025-09-15；**录用日期**：2025-11-20；**网络出版时间**：2025-12-05 18:06
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251205.1412.003
基金项目：国家自然科学基金(62303368,52572487)；陕西省重点研发计划(2024GX-YBXM-112)；陕西省教育厅科学研究计划青年创新团队项目(24JP081)
* **通信作者**. E-mail：matianli111@xatu.edu.cn

引用格式：马天力，李红，石沛灵，等. 多偏斜量测下异构无人机群EM自适应跟踪方法[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2729-2737. Ma T L，Li H，Shi P L，et al. EM-based adaptive tracking method for heterogeneous UAV swarm with multi-skewed measurements[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2729-2737 (in Chinese).

验估计。文献 [5] 提出了一种基于多目标跟踪框架的凸多面体扩展目标跟踪方法，将扩展目标建模为凸多面体形状，并在多目标跟踪框架下将目标不同边界部分视作多个子目标进行联合估计，从而能够随着可见量测的增加逐步恢复完整的凸形轮廓，实现对群目标凸形外廓的动态跟踪。此外，Yurdakul 等[6]基于蒙特卡罗理论提出基于 Rao-Blackwellized 粒子滤波的群目标跟踪方法，将目标形状建模为超椭圆形，并在 Rao-Blackwellized 粒子滤波框架内结合量测几何约束进行状态估计，该方法在仿真和真实数据中对不同轮廓形状目标均展现出较高的估计性能。然而，粒子滤波在处理高维状态空间时易出现粒子退化问题，且整体计算复杂度相对较高，限制了其在实时系统中的应用能力。对于非凸形态下噪声未知的跟踪问题，文献 [7] 将群目标形状描述为星凸随机超曲面模型 (random hypersurface model, RHM)，利用 student's t 分布对量测噪声进行建模，采用贝叶斯滤波方法，实现了群目标状态与不规则形状的联合估计。此外，文献 [8] 基于 RHM 提出了一种针对不规则扩展目标的跟踪方法，能够在量测噪声协方差未知的条件下同时估计目标状态与形态特征，从而提升了复杂噪声环境下的建模与跟踪精度。2 种方法均通过稳健的量测建模策略结合贝叶斯推理，实现了在非凸及不规则形态下的扩展目标状态与形态的联合估计，增强了对不确定噪声条件的适应能力。文献 [9] 将目标形状表示为多椭圆模型 (multi-ellipsoidal model, MEM)，每个椭圆用独立的随机矩阵建模，并通过变分贝叶斯推断联合估计其状态与数据关联关系，该方法在描述非均匀轮廓时较传统单椭圆模型具有更高的建模能力与估计精度。

虽然上述方法在一定程度上解决了不可分辨群目标的状态与形态的估计问题，但对于异构无人机群而言，其由多个形状大小不同的子群组成，并且不同子目标在雷达散射截面、电磁波反射特性及目标尺寸存在差异，使得传感器接收群目标量测分布呈现非均匀特性。为解决该问题，笔者前期利用高斯混合模型模拟非均匀散射源分布，生成均匀伪量测，运用分层无迹卡尔曼滤波器，实现了简单椭球形群目标的状态与形态估计[10]；随后，文献 [11] 提出基于偏斜正态的变分贝叶斯扩展目标跟踪方法 (variational Bayesian approach to extended object tracking based on skew normal, VB-EOT-SN)，在传统 RMM 的基础上，引入偏斜正态分布来描述量测分布的偏斜，通过引入潜在变量建模量测偏斜程度和方向，建立了同时包含运动状态、扩展形态与偏态分布的联合概率模型。

以上方法仅考虑非均匀量测下简单椭球形异构群目标的状态与形态估计问题，对于整体轮廓常为非凸形态 (即几何边界存在凹陷、缺口或局部突起特征) 的异构无人机群，其量测分布呈现多峰或局部集中的非对称分布，采用单一的偏斜分布难以模拟其复杂的空间分布特性。

因此，为解决非均匀量测分布下非凸形异构无人机群的跟踪问题，本文提出了一种多偏斜量测下异构无人机群期望最大化（expectation maximization, EM）自适应跟踪方法。通过构建多偏斜随机矩阵分布来描述异构群目标中不同子目标的非均匀量测分布，利用 EM 算法对非均匀量测进行偏态分量辨识，结合变分贝叶斯推理实现状态与扩展形态参数的联合优化，最终通过多椭球融合策略生成异构群目标的非凸形扩展形态。

1 问题描述

由于异构群目标由 M 个异构子群目标构成，假设第 i 个异构子群目标的运动状态表示模型为

$$\boldsymbol{x}_k^i = \boldsymbol{F}_k \boldsymbol{x}_{k-1}^i + \boldsymbol{w}_k^i \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{x}_k^i$ 为异构子群目标中心状态；$\boldsymbol{F}_k \in \mathbf{R}^{d\times d}$ 为状态转移矩阵，d 为空间维度；过程噪声 $\boldsymbol{w}_k^i$ 服从均值为 0、协方差为 $\boldsymbol{Q}_k$ 的高斯白噪声。

利用服从 Wishart 分布的 RMM 描述异构子群目标的扩展形态 $\boldsymbol{X}_k^i$，表示如下：

$$p(\boldsymbol{X}_k^i|\boldsymbol{X}_{k-1}^i) = W(\boldsymbol{X}_k^i;\delta_k,\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{X}_{k-1}^i\boldsymbol{A}_k^{\mathrm{T}}) \tag{2}$$

式中：$\delta_k > d-1$ 为自由度；$\boldsymbol{A}_k$ 为描述扩展形态演化的可逆矩阵；$p(\,)$ 表示状态转移概率密度函数；$W(\,)$ 表示 Wishart 分布的概率密度函数。

由于异构子群目标内各目标大小、形态存在差异，使得其量测分布呈多偏斜特性，难以满足传统均匀分布假设。建立异构子群目标多偏斜量测表示模型，如下：

$$\boldsymbol{z}_k^{i,r} = \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{x}_k^i + \boldsymbol{v}_k^{i,r} \qquad r = 1,\cdots,n_k^i \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{z}_k^{i,r}$ 为 k 时刻第 i 个异构子群目标中产生的第 r 个量测；$\boldsymbol{H}_k \in \mathbf{R}^{d\times d}$ 为量测矩阵；n_k^i 为第 i 个异构子群目标量测数目，其服从均值为 $\lambda_{n_k^i}$ 的泊松分布；$\boldsymbol{v}_k^{i,r}$ 为第 i 个异构子群目标量测噪声，$\boldsymbol{v}_k^{i,r} \sim N(\boldsymbol{\beta}_k^i\varphi_k^i, \boldsymbol{B}_k^i\boldsymbol{X}_k^i(\boldsymbol{B}_k^i)^{\mathrm{T}})$，$\boldsymbol{\beta}_k^i$ 为约束向量，$\boldsymbol{B}_k^i \in \mathbf{R}^{d\times d}$ 为模型畸变矩阵，且 $\boldsymbol{B}_k^i = (\lambda\overline{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i + \boldsymbol{R}_k^i)^{1/2}(\overline{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i)^{-1/2}$，$\lambda$ 为模型尺度参数，当 $\lambda = 1/4$ 时，表示散射中心均匀分布在椭圆内[12]，$\boldsymbol{R}_k^i$ 为量测噪声协方差，$\overline{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i \approx \hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i/(\hat{\alpha}_{k|k-1}^i - 2d - 2)$，$\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i$ 和 $\hat{\alpha}_{k|k-1}^i$ 分别为异构子群目标扩展形态的先验估计

和异构子群目标扩展形态估计的自由度先验值[13], φ_k^i为截断的高斯分布随机变量, 其概率密度函数表示为

$$p(\varphi_k^i)=\mathrm{TN}[\varphi_k^i;\xi_k^i,(\eta_k^i)^2,(0,\infty)]=\frac{1}{[1-\phi(-\xi_k^i/\eta_k^i)]\sqrt{2\pi}\eta_k^i}\exp\left[-\frac{(\varphi_k^i-\xi_k^i)^2}{2(\eta_k^i)^2}\right] \tag{4}$$

其中: $\mathrm{TN}(\xi,\eta,(a,b))$为区间$(a,b)$中的截断正态分布; ξ_k^i和$(\eta_k^i)^2$分别为均值和尺度; $\phi(\cdot)$为标准正态分布函数。

对于隐变量φ_k^i, 其在模型传递过程中需满足:

$$\varphi_k^i=\rho_k^i\varphi_{k-1}^i+\psi_k^i \tag{5}$$

式中: ρ_k^i为传递参数; $\psi_k^i\sim\mathrm{TN}(\psi_k^i;0,\kappa_k^2,(0,+\infty))$为过程噪声[11], κ_k^2为尺度参数。

2　多偏态混合模型 EM 辨识

在完成异构群目标多偏斜量测建模的基础上, 为实现对群内异构子群目标数量的有效辨识, 本节采用 EM 算法对混合偏斜分布模型进行参数估计与分量划分, 并将各分量的初始参数作为后续变分贝叶斯跟踪方法的输入, 为第 4 节的运动状态与扩展形态联合估计提供初始化信息。

假设k时刻异构群目标的量测集合为$\boldsymbol{Z}_k=\{\boldsymbol{Z}_k^1,\cdots,\boldsymbol{Z}_k^i,\cdots,\boldsymbol{Z}_k^{M_Z}\},\boldsymbol{Z}_k^i=\{\boldsymbol{z}_k^{i,r}\}_{r=1}^{n_k^i}$, 其是由 M_Z 个偏态分布组成的混合模型, 如下[14]:

$$g(\boldsymbol{Z}_k|\boldsymbol{\Theta}_k)=\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\omega_k^i\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\Phi\left(o_k^i\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right) \tag{6}$$

式中: $\boldsymbol{\Theta}_k$为模型参数集合, $\boldsymbol{\Theta}_k=(\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}},(\boldsymbol{\theta}_k^1)^{\mathrm{T}},\cdots,(\boldsymbol{\theta}_k^i)^{\mathrm{T}},\cdots,(\boldsymbol{\theta}_k^{M_Z})^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{\theta}_k^i$为第i个异构子群模型分量的参数集, $\boldsymbol{\theta}_k^i=(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{P}_k^i,o_k^i)^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{x}_k^i$、$\boldsymbol{P}_k^i$、o_k^i分别为第i个异构子群目标量测分布的均值、协方差、偏斜系数; $\boldsymbol{\omega}=(\omega^1,\cdots,\omega^{M_Z})^{\mathrm{T}}$为混合分布模型的权重, $\sum_{i=1}^{M_Z}\omega_k^i=1$; $\Phi(\cdot)$表示累积分布函数。

由于式 (6) 中模型参数未知, 设计多元偏态混合 EM 算法对其进行辨识, 主要思想是通过最大化参数集$\hat{\boldsymbol{\Theta}}_k$的对数似然函数来估计参数集$\hat{\boldsymbol{\Theta}}_k$, 参数集$\hat{\boldsymbol{\Theta}}_k$的最大化似然函数如下:

$$\hat{\boldsymbol{\Theta}}_k=\arg\max_{\Theta}\sum_{r=1}^{n_k^i}\lg\left(\sum_{i=1}^{M_Z}\omega_k^i\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\cdot\Phi\left(o_k^i\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\right) \tag{7}$$

在多偏斜混合模型中, 由于每个量测的成分标签信息未知, 需引入潜变量$\boldsymbol{Y}_k^i=\{\boldsymbol{y}_k^{i,r}\}_{i=1}^{M_Z}$对缺失生成机制进行表示, $\boldsymbol{y}_k^{i,r}$表示$\boldsymbol{z}_k^{i,r}$所属的成分标签。构成完全数据集$\boldsymbol{C}_k^i=\{\boldsymbol{Z}_k^i,\boldsymbol{Y}_k^i\}$, 概率密度函数为

$$\boldsymbol{P}(\boldsymbol{Z}_k^i,\boldsymbol{Y}_k^i|\boldsymbol{\Theta}_k)=\prod_{i=1}^{M_Z}\prod_{r=1}^{n_k^i}\left[\omega_k^i\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\Phi\left(o_k^i\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\right]^{I(y_k^r=i)} \tag{8}$$

式中: $I(\cdot)$为指示函数。

则完全数据集$\boldsymbol{C}_k^i$的对数似然函数$l(\boldsymbol{\Theta}_k)$为[15]

$$l(\boldsymbol{\Theta}_k)=\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}I\left(y_k^r=i\right)\cdot\left[\lg\omega_k^i+\lg\left[\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\Phi\left(o_k^i\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\right]\right] \tag{9}$$

式中: $I(y_k^r=i)$表示观测值$\boldsymbol{z}_k^{i,r}$属于第i个成分时其值为 1, 否则为 0。

在 E 步中, 首先需要计算式 (9) 中完全数据集对数似然函数$l(\boldsymbol{\Theta}_k)$的条件期望$Q(\boldsymbol{\Theta}|\boldsymbol{\Theta}^{(t)})$, 如下:

$$Q(\boldsymbol{\Theta}_k|\boldsymbol{\Theta}_k^{(t)})=\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left[\lg\omega_k^i+\lg\left[\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\Phi\left(o_k^i\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^i}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\right]\right] \tag{10}$$

式中: t为模型迭代次数。

$$\varsigma_k^{i,r,(t)}=\frac{\omega_k^{i,(t)}\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^{i,(t)}}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)\Phi\left(o_k^i\frac{\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^{i,(t)}}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^i}}\right)}{\sum_{j=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\omega_k^{j,(t)}\frac{2}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^j}}\phi\left(\frac{\boldsymbol{z}_k^{j,r}-\boldsymbol{x}_k^{j,(t)}}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^j}}\right)\Phi\left(o_k^j\frac{\boldsymbol{z}_k^{j,r}-\boldsymbol{x}_k^{j,(t)}}{\sqrt{\boldsymbol{P}_k^j}}\right)}$$

在 M 步中, 将式 (10) 中条件期望$Q(\boldsymbol{\Theta}|\boldsymbol{\Theta}^{(t)})$相对于$\boldsymbol{\Theta}$最大化。递归计算, 直至获得模型的权重$\omega_k^{i,(t+1)}$、均值$\boldsymbol{x}_k^{i,(t+1)}$及协方差$\boldsymbol{P}_k^{i,(t+1)}$。

$$\omega_k^{i,(t+1)}=\frac{1}{M_Z}\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{x}_k^{i,(t+1)}=\frac{\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left(\boldsymbol{z}_k^r-\boldsymbol{c}_k^{i,(t)}\boldsymbol{\gamma}_k^{i,r,(t)}\right)}{\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}} \tag{12}$$

式中: $\boldsymbol{c}_k^{i,(t)}=\sqrt{\boldsymbol{P}_k^{i,(t)}}o_k^{i,(t)}\Big/\sqrt{1+(o_k^{i,(t)})^2}$; 条件期望$\boldsymbol{\gamma}_k^{i,r,(t)}=$

$E[|U|\,|\,\boldsymbol{z}_k^r, y_k^r=i, \boldsymbol{\theta}_k^{i,(t)}]$，隐变量$U$为标准正态随机变量。

$$\boldsymbol{P}_k^{i,(t+1)}=\frac{\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left[\left(1+(o_k^{i,(t)})^2\right)(\boldsymbol{r}_k^{i,r})^2\right]}{\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left(1+(o_k^{i,(t)})^2\boldsymbol{\tau}_k^{i,r,(t)}\right)}-\frac{\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left[2o_k^{i,(t)}\sqrt{\left(1+(o_k^{i,(t)})^2\right)}\boldsymbol{\gamma}_k^{i,r,(t)}\boldsymbol{r}_k^{i,r}\right]}{\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left(1+(o_k^{i,(t)})^2\boldsymbol{\tau}_k^{i,r,(t)}\right)} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{r}_k^{i,r}=\boldsymbol{z}_k^{i,r}-\boldsymbol{x}_k^{i,(t+1)}$；$\boldsymbol{\tau}_k^{i,r,(t)}=E[(U)^2\,|\,\boldsymbol{z}_k^r, y_k^r=i, \boldsymbol{\theta}_k^{i,(t)}]$。

对于偏斜系数，运用牛顿法求解以下方程[16]可得

$$\sum_{i=1}^{M_Z}\sum_{r=1}^{n_k^i}\varsigma_k^{i,r,(t)}\left[\frac{o_k^i}{1+(o_k^i)^2}-\frac{o_k^i(\boldsymbol{r}_k^{i,r})^2}{(\boldsymbol{P}_k^{i,(t+1)})^2}-o_k^i\boldsymbol{\tau}_k^{i,r,(t)}+\frac{(1+2(o_k^i)^2)\boldsymbol{\gamma}_k^{i,r,(t)}\boldsymbol{r}_k^{i,r}}{\sqrt{1+(o_k^i)^2}\boldsymbol{P}_k^{i,(t+1)}}\right]=0 \tag{14}$$

3 基于变分贝叶斯推理的群目标状态自适应估计

通过对异构群目标混合量测进行近似EM辨识后，虽然可以获得异构子群数目及量测分布模型参数，但其量测噪声模型及扩展形态参数仍未知。由于变分贝叶斯推理能够有效处理状态空间中的非高斯、非线性估计问题，并在近似后验分布时保持较低的计算复杂度，采用变分推理策略对量测具有偏斜分布特性的异构子群目标状态与形态进行联合估计，并利用并集边界求解方法对异构子群目标扩展形态进行融合，获得异构群目标扩展形态与运动状态。

对每一偏正态分布扩展子目标进行运动状态与形状的估计。假设$k-1$时刻第i个异构子群目标运动状态、扩展形态及量测噪声参数构成的联合概率密度函数为

$$p(\boldsymbol{x}_{k-1}^i, \boldsymbol{X}_{k-1}^i, \varphi_{k-1}^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)=N(\boldsymbol{x}_{k-1}^i;\hat{\boldsymbol{x}}_{k-1|k-1}^i, \boldsymbol{P}_{k-1|k-1}^i)\cdot \mathrm{IW}(\boldsymbol{X}_{k-1}^i;\hat{\alpha}_{k-1|k-1}^i, \hat{\boldsymbol{X}}_{k-1|k-1}^i)\cdot \mathrm{TN}(\varphi_{k-1}^i;\hat{\xi}_{k-1|k-1}, \hat{\eta}_{k-1|k-1}^2, (0,+\infty)) \tag{15}$$

式中：IW( ) 表示逆Wishart分布的概率密度函数。

3.1 时间更新

结合式(1)、式(2)和式(15)，则第i个异构子群目标预测状态概率密度函数为

$$p(\boldsymbol{x}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)=N(\boldsymbol{x}_k^i;\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i, \boldsymbol{P}_{k|k-1}^i) \tag{16}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i$和$\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i$分别为第$i$个异构子群目标预测的状态和协方差矩阵，表示为

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i=\boldsymbol{F}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i \tag{17}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i=\boldsymbol{F}_k\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}^i\boldsymbol{F}_k^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{Q}_k^i \tag{18}$$

扩展形态的预测概率密度函数为

$$p(\boldsymbol{X}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)=\mathrm{IW}(\boldsymbol{X}_k^i;\hat{\alpha}_{k|k-1}^i, \hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i) \tag{19}$$

式中：$\hat{\alpha}_{k|k-1}^i$和$\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i$分别为第$i$个异构子群目标关于$\boldsymbol{X}_k^i$的预测自由度参数和尺度矩阵，通过矩匹配方法[17]推导可得

$$\hat{\alpha}_{k|k-1}^i=\frac{2\delta_k(\lambda_{k-1}^i+1)(\lambda_{k-1}^i-1)(\lambda_{k-1}^i-2)}{(\lambda_{k-1}^i)^2(\lambda_{k-1}^i+\delta_k)}+2d+4 \tag{20}$$

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i=\frac{\delta_k}{\lambda_{k-1}^i}(\hat{\alpha}_{k|k-1}^i-2d-2)\boldsymbol{A}_k\hat{\boldsymbol{X}}_{k-1|k-1}^i\boldsymbol{A}_k^{\mathrm{T}} \tag{21}$$

$$\lambda_{k-1}^i=\hat{\alpha}_{k-1|k-1}^i-2d-2 \tag{22}$$

隐变量φ_k^i的预测概率密度函数为

$$p(\varphi_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)=\mathrm{TN}(\varphi_k^i;\hat{\xi}_{k|k-1}^i, (\hat{\eta}_{k|k-1}^i)^2, (0,+\infty)) \tag{23}$$

式中：$\xi_{k|k-1}^i$和$(\eta_{k|k-1}^i)^2$分别为第i个子目标关于φ_k^i的预测均值和尺度，其均值和尺度预测如下：

$$\hat{\xi}_{k|k-1}^i=\rho_k\hat{\xi}_{k-1|k-1}^i \tag{24}$$

$$(\hat{\eta}_{k|k-1}^i)^2=\rho_k^2(\hat{\eta}_{k-1|k-1}^i)^2+\kappa_k^2 \tag{25}$$

则系统预测的联合预测密度为

$$p(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k^i\,|\,\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)=N(\boldsymbol{x}_k^i;\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i, \boldsymbol{P}_{k|k-1}^i)\mathrm{IW}(\boldsymbol{X}_k^i;\hat{\alpha}_{k|k-1}^i, \hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i)\cdot \mathrm{TN}(\varphi_k^i;\hat{\xi}_{k|k-1}^i, (\hat{\eta}_{k|k-1}^i)^2, (0,+\infty)) \tag{26}$$

3.2 量测更新

在量测更新阶段，需计算第i个异构子群目标的中心状态$\boldsymbol{x}_k^i$和扩展形态$\boldsymbol{X}_k^i$。由于状态$\boldsymbol{x}_k^i$、形态$\boldsymbol{X}_k^i$及隐变量φ_k^i的联合后验概率$p(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k^i\,|\,\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)$服从多变量非共轭分布，其归一化常数难以计算，导致无法直接得到封闭式解析解。因此，需要构建其近似共轭先验分布，即

$$p(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k^i|\boldsymbol{Z}_k^i)\approx q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_X(\boldsymbol{X}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i) \tag{27}$$

式中：$q_x(\boldsymbol{x}_k^i)$、$q_X(\boldsymbol{X}_k^i)$和$q_\varphi(\varphi_k^i)$分别为状态$\boldsymbol{x}_k^i$、形态$\boldsymbol{X}_k^i$和隐变量φ_k^i的近似后验概率密度函数，其通过最小化近似概率密度函数$q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_X(\boldsymbol{X}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i)$与真实后验密度$p(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k|\boldsymbol{Z}_k^i)$之间的KL散度获得，即

$$D_{\mathrm{KL}}(q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_X(\boldsymbol{X}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i)\|p(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k^i\,|\,\boldsymbol{Z}_k^i))=\int q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_X(\boldsymbol{X}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i)\cdot \ln\left(\frac{q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_X(\boldsymbol{X}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i)}{p(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k^i\,|\,\boldsymbol{Z}_k^i)}\right)\mathrm{d}\boldsymbol{x}_k^i\boldsymbol{X}_k^i\varphi_k^i \tag{28}$$

近似后验概率密度函数如下：

$$q_x(\boldsymbol{x}_k^i)\propto \mathrm{e}^{\int\ln[\boldsymbol{p}(\boldsymbol{x}_k^i, \boldsymbol{X}_k^i, \varphi_k^i, \boldsymbol{Z}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)]q_X(\boldsymbol{X}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i)\mathrm{d}\boldsymbol{X}_k^i\mathrm{d}\varphi_k^i} \tag{29}$$

$$q_X(\boldsymbol{X}_k^i) \propto \mathrm{e}^{\int \ln[p(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i,\boldsymbol{Z}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)]q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_\varphi(\varphi_k^i)\mathrm{d}\boldsymbol{x}_k^i\mathrm{d}\varphi_k^i} \tag{30}$$

$$q_\varphi(\varphi_k^i) \propto \mathrm{e}^{\int \ln[p(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i,\boldsymbol{Z}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)]q_x(\boldsymbol{x}_k^i)q_X(\boldsymbol{X}_k^i)\mathrm{d}\boldsymbol{x}_k^i\mathrm{d}\boldsymbol{X}_k^i} \tag{31}$$

假设 k 时刻第 i 个异构子群目标状态变量 $\boldsymbol{x}_k^i$、扩展形态变量 $\boldsymbol{X}_k^i$ 及隐变量 φ_k^i 之间相互独立, 根据贝叶斯链式法则, 联合概率密度 $p(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i,\boldsymbol{Z}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i)$ 可以被分解为

$$\begin{aligned} &p(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i,\boldsymbol{Z}_k^i \mid \boldsymbol{Z}_{k-1}^i) = \\ &\quad p(\boldsymbol{Z}_k^i \mid \boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i)p(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i \mid \boldsymbol{Z}_{k-1}^i) \end{aligned} \tag{32}$$

式中: $p(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i \mid \boldsymbol{Z}_{k-1}^i)$ 由式 (26) 给出, 并且

$$\begin{aligned} &p(\boldsymbol{Z}_k^i \mid \boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i) \propto N(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i;\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{x}_k^i+\boldsymbol{\beta}_k^i\varphi_k^i,(\boldsymbol{B}_k^i\boldsymbol{X}_k^i(\boldsymbol{B}_k^i)^{\mathrm{T}})/n_k^i)\cdot \\ &\quad W(\overline{\boldsymbol{Z}}_k^i;n_k^i-1,\boldsymbol{B}_k^i\boldsymbol{X}_k^i(\boldsymbol{B}_k^i)^{\mathrm{T}}) \end{aligned} \tag{33}$$

其中: 量测质心 $\overline{\boldsymbol{z}}_k^i$ 和其对应的散射矩阵 $\overline{\boldsymbol{Z}}_k^i$ 为

$$\begin{cases} \overline{\boldsymbol{z}}_k^i = \dfrac{1}{n_k^i}\displaystyle\sum_{r=1}^{n_k^i}\boldsymbol{z}_k^{r,i} \\ \overline{\boldsymbol{Z}}_k^i = \displaystyle\sum_{r=1}^{n_k^i}(\boldsymbol{z}_k^{r,i}-\overline{\boldsymbol{z}}_k^i)(\boldsymbol{z}_k^{r,i}-\overline{\boldsymbol{z}}_k^i)^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{34}$$

则式 (32) 的对数为

$$\begin{aligned} &\ln\left[p\left(\boldsymbol{x}_k^i,\boldsymbol{X}_k^i,\varphi_k^i,\boldsymbol{Z}_k^i|\boldsymbol{Z}_{k-1}^i\right)\right] \propto \\ &\quad -\frac{1}{2}\ln\left[\left|\boldsymbol{X}_k^i\right|+\left(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i-\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{x}_k^i-\boldsymbol{\beta}_k^i\varphi_k^i\right)^{\mathrm{T}}\left(\frac{\boldsymbol{B}_k^i\boldsymbol{X}_k^i\left(\boldsymbol{B}_k^i\right)^{\mathrm{T}}}{n_k^i}\right)^{-1}\cdot\right. \\ &\quad \left.\left(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i-\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{x}_k^i-\boldsymbol{\beta}_k^i\varphi_k^i\right)\right]+\frac{n_k^i-d-1}{2}\ln\left|\overline{\boldsymbol{Z}}_k^i\right|- \\ &\quad \frac{1}{2}\mathrm{tr}\left[\left(\boldsymbol{B}_k^i\right)^{-\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{X}_k^i\right)^{-1}\boldsymbol{B}_k^i\overline{\boldsymbol{Z}}_k^i\right]-\frac{1}{2}\ln\left|\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i\right|+ \\ &\quad \left(\boldsymbol{x}_k^i-\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i\right)^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i\right)^{-1}\left(\boldsymbol{x}_k^i-\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i\right)- \\ &\quad \frac{n_k^i+\hat{\alpha}_{k|k-1}^i+1}{2}\ln\left|\boldsymbol{X}_k^i\right|-\frac{1}{2}\mathrm{tr}\left[\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i\left(\boldsymbol{X}_k^i\right)^{-1}\right]- \\ &\quad \frac{1}{2}\left\{\ln\left(\hat{\eta}_{k|k-1}^i\right)^2+\left(\hat{\eta}_{k|k-1}^i\right)^{-2}\left(\varphi_k^i-\hat{\xi}_{k|k-1}^i\right)^2\right\}I_{(0,+\infty)}\left(\varphi_k^i\right) \end{aligned} \tag{35}$$

式中: $I_{(0,+\infty)}\left(\varphi_k^i\right)$ 表示随机变量 φ_k^i 在截断区间 $(0,+\infty)$ 的指示函数, $\varphi_k^i>0$, 则取值为 1, 否则为 0。

对于第 i 个异构群目标中心状态 $\boldsymbol{x}_k^i$, 将式 (35) 代入式 (29) 中, 可将 $q_x(\boldsymbol{x}_k^i)$ 更新为期望为 $\boldsymbol{x}_{k|k}^i$、协方差为 $\boldsymbol{P}_{k|k}^i$ 的高斯分布, 即

$$q_x(\boldsymbol{x}_k^i) = N(\boldsymbol{x}_k^i;\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i,\boldsymbol{P}_{k|k}^i) \tag{36}$$

式中:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i = \hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i + \boldsymbol{K}_k^i\left(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i-\boldsymbol{H}_k\overline{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i-\boldsymbol{\beta}_k^i\hat{\varphi}_{k|k}^i\right) \tag{37}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k}^i = \boldsymbol{P}_{k|k-1}^i - \boldsymbol{K}_k^i\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i \tag{38}$$

$$\boldsymbol{K}_k^i = \boldsymbol{P}_{k|k-1}^i\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{S}_k^i)^{-1} \tag{39}$$

$$\boldsymbol{S}_k^i = \frac{\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}_k^i\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k}^i(\boldsymbol{B}_k^i)^{\mathrm{T}}}{n_k^i(\hat{\alpha}_{k|k}^i-d-1)} \tag{40}$$

其中: $\boldsymbol{K}_k^i$ 和 $\boldsymbol{S}_k^i$ 分别为第 i 个异构子群目标的增益矩阵和量测噪声协方差。

对于第 i 个异构群目标形态 $\boldsymbol{X}_k^i$, 将式 (35) 代入式 (30) 中, 同理可将 $q_X(\boldsymbol{X}_k^i)$ 更新为自由度参数为 $\hat{\alpha}_{k|k}^i$、逆尺度矩阵为 $\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k}^i$ 的逆 Wishart 分布, 即

$$q_X(\boldsymbol{X}_k^i) = \mathrm{IW}(\boldsymbol{X}_k^i;\hat{\alpha}_{k|k}^i,\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k}^i) \tag{41}$$

式中:

$$\hat{\alpha}_{k|k}^i = \hat{\alpha}_{k|k-1}^i + n_k^i \tag{42}$$

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k}^i = \hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i + (\boldsymbol{B}_k^i)^{-1}(\overline{\boldsymbol{Z}}_k^i + n_k^i\boldsymbol{D}_k^i)(\boldsymbol{B}_k^i)^{-\mathrm{T}} \tag{43}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{D}_k^i = &(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i-\boldsymbol{H}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i-\boldsymbol{\beta}_k^i\hat{\varphi}_{k|k}^i)(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i-\boldsymbol{H}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i-\boldsymbol{\beta}_k^i\hat{\varphi}_{k|k}^i)^{\mathrm{T}}+ \\ &\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{P}_{k|k}^i(\boldsymbol{H}_k^i)^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{\beta}_k^i\hat{V}_{k|k}^i(\boldsymbol{\beta}_k^i)^{\mathrm{T}} \end{aligned} \tag{44}$$

其中: $\hat{V}_{k|k}^i = \mathrm{Var}[\varphi_k^i]$ 为 φ_k^i 的方差。

对于隐变量 φ_k^i, 为获得后验概率密度函数 $q_\varphi(\varphi_k^i)$, 将式 (35) 代入式 (31), 并进行因式分解, 得到截断正态分布:

$$q_\varphi(\varphi_k^i) = \mathrm{TN}(\varphi_k^i;\hat{\xi}_{k|k}^i,(\hat{\eta}_{k|k}^i)^2,(0,+\infty)) \tag{45}$$

式中:

$$\hat{\xi}_{k|k}^i = \frac{\hat{\xi}_{k|k-1}^i+\Delta_k^i(\boldsymbol{\beta}_k^i)^{-1}(\overline{\boldsymbol{z}}_k^i-\boldsymbol{H}_k\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i)}{\Delta_k^i+1} \tag{46}$$

$$(\hat{\eta}_{k|k}^i)^2 = \frac{(\hat{\eta}_{k|k-1}^i)^2}{\Delta_k^i+1} \tag{47}$$

$$\Delta_k^i = n_k^i(\hat{\eta}_{k|k-1}^i)^2(\boldsymbol{\beta}_k^i)^{\mathrm{T}}\left[\boldsymbol{B}_k^i\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k}^i(\boldsymbol{B}_k^i)^{\mathrm{T}}\right]^{-1}\boldsymbol{\beta}_k^i \tag{48}$$

隐变量 φ_k^i 的均值和方差计算如下:

$$\hat{\varphi}_{k|k}^i = \hat{\xi}_{k|k}^i + \hat{\eta}_{k|k}^i\tau_k^i \tag{49}$$

$$\hat{V}_{k|k}^i = (\hat{\eta}_{k|k}^i)^2\left(1-\tau_k^i\hat{\xi}_{k|k}^i/\hat{\eta}_{k|k}^i-(\tau_k^i)^2\right) \tag{50}$$

$$\tau_k^i = \frac{\phi(-\hat{\xi}_{k|k}^i/\hat{\eta}_{k|k}^i)}{1-\Phi(-\hat{\xi}_{k|k}^i/\hat{\eta}_{k|k}^i)} \tag{51}$$

3.3　并集边界求解

基于上述计算获得的 k 时刻 M 个异构子群目标的中心位置 $\hat{\boldsymbol{x}}_k^1,\cdots,\hat{\boldsymbol{x}}_k^M$ 与形态 $\hat{\boldsymbol{X}}_k^1,\cdots,\hat{\boldsymbol{X}}_k^M$, 按照角度区间 $[0,2\pi]$ 对每个子群目标边界进行均匀采样, 得到离散边界点集 $J=\{J_k^1,\cdots,J_k^i,\cdots,J_k^M\}$, 其中, $J_k^i=\{\hat{\boldsymbol{q}}_k^{i,1},\cdots,\hat{\boldsymbol{q}}_k^{i,n_{\hat{\boldsymbol{q}}_k}}\}$。令 $\hat{\boldsymbol{q}}_k^i\in\mathbf{R}^{d\times d}$ 表示在第 i 个异构子群目标边界上的采样点, $n_{\hat{\boldsymbol{q}}_k}$ 为采样点数量, 且该边界点满足: $(\hat{\boldsymbol{q}}_k^i-\hat{\boldsymbol{x}}_k^i)^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{X}}_k^i)^{-1}(\hat{\boldsymbol{q}}_k^i-\hat{\boldsymbol{x}}_k^i)=1$。对于离散边界点集 J 内任一点 $\hat{\boldsymbol{q}}_k^i$, 若存在 $j\neq i$, 使得 $(\hat{\boldsymbol{q}}_k^i-\hat{\boldsymbol{x}}_k^j)^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{X}}_k^j)^{-1}(\hat{\boldsymbol{q}}_k^i-\hat{\boldsymbol{x}}_k^j)\geqslant 1$, 则将其存入异构群目标外边界轮廓点集 $\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)$[18], 否则将其删除。

4　仿真实验

为验证本文方法的有效性, 将其与基于 RMM[3]、基于 RHM[7]、MEM[9] 和 VB-EOT-SN[11] 在量测非均

匀分布下非凸形异构无人机群跟踪性能进行对比验证。

假设 T=0 s 时异构无人机群由 4 个异构子群目标构成，每个异构子群目标包含 2 个大小不同的无人机，每个子群目标运动模型如式 (1) 所示，$\boldsymbol{x}_k^i$ 为第 i 个异构子群目标中心状态，$\boldsymbol{x}_k^i=[\hat{x}_k^i,y_k^i,\hat{\dot{x}}_k^i,\hat{\dot{y}}_k^i]^{\mathrm{T}}$。其中，$\hat{x}_k^i$、$y_k^i$ 和 $\hat{\dot{x}}_k^i$、$\hat{\dot{y}}_k^i$ 分别为第 i 个异构子群目标中心在 x 和 y 轴上的位置和速度向量。过程噪声 $\boldsymbol{w}_k^i$ 服从均值为 0、协方差为 $\boldsymbol{Q}_k^i$ 的正态分布，$\boldsymbol{Q}_k^i=\mathrm{diag}(1,1,0.01,0.01)$。量测方程如式 (3) 所示，$z_k^{i,r}$ 为第 i 个异构子群目标所获得的第 r 个量测。量测噪声服从均值为 $\boldsymbol{\beta}_k^i\varphi_k^i$、方差为 $\boldsymbol{X}_k^i/4+\boldsymbol{R}_k^i$ 的高斯分布，$\boldsymbol{R}_k^i=\mathrm{diag}(0.01,0.01)$，$\varphi_k^i\sim\mathrm{TN}(0,1,(0,\infty))$。4 个异构子群目标的初始位置分别为 $(0,22)$ m、$(-20,20)$ m、$(20,20)$ m 和 $(0,-10)$ m，初始速度均为 (0,10) m/s。异构子群目标初始扩展形态椭圆长短轴为 (40,20) m，其量测数目均服从 $\lambda_{n_k^i}$=25 的泊松分布。初始自由度参数 $\hat{\alpha}_{0|0}=50$，自由度 $\delta_k=20$。扩展形态演化矩阵 $\boldsymbol{A}_k=(1/\sqrt{\delta_k})\boldsymbol{I}_2$。当异构 T=6 s 时，由于任务协同与编队调整，最终形成 2 个新的异构子群目标，每个异构子群目标包含 4 个大小不同的无人机。异构子群目标形态椭圆长短轴变为 (80,40) m。异构无人机群结构变化如图 1 所示。

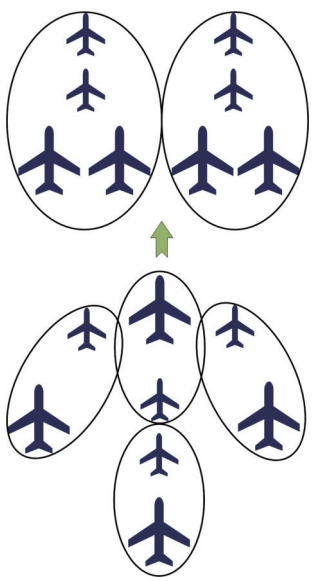


图 1 异构无人机群结构变化

Fig. 1 Structural evolution within heterogeneous UAV swarms

图 2 为 5 种方法一次实验的异构无人机群目标跟踪结果。可以看出，在多偏斜量测分布的条件下，本文方法能够准确估计非凸形异构群目标形态，具有更好的性能。

为验证方法的有效性，分别对 5 种方法进行 100 次蒙特卡罗仿真。图 3、图 4 分别为 5 种方法的位置和速度平均均方根误差(average root mean square error, ARMSE) 对比结果，可以看出，本文方法相比于基于 RMM、MEM、RHM 的方法和 VB-EOT-SN 具有较低均方根误差。

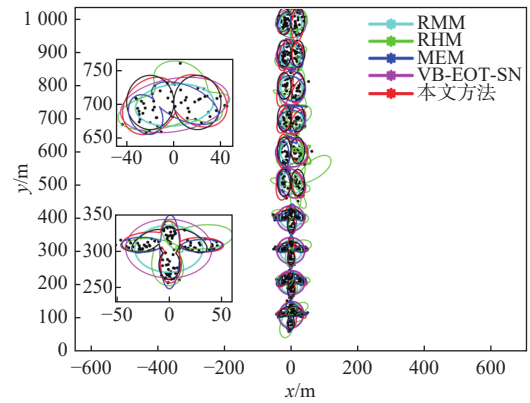


图 2 异构无人机群目标跟踪结果

Fig. 2 Target tracking results of heterogeneous UAV swarms

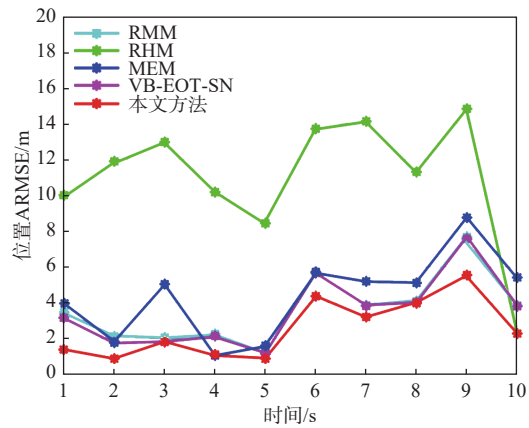


图 3 5 种方法位置 ARMSE 对比结果

Fig. 3 Position ARMSE comparison of five algorithms

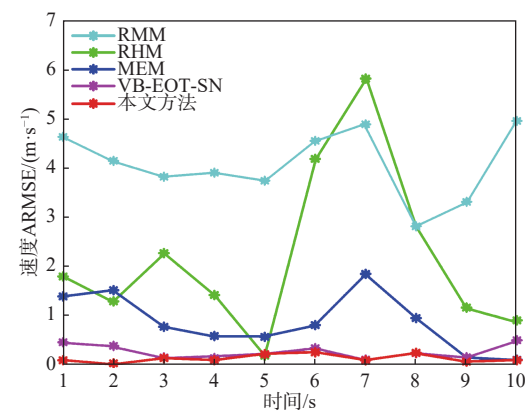


图 4 5 种方法速度 ARMSE 对比结果

Fig. 4 Velocity ARMSE comparison of five algorithms

表 1 为 5 种方法位置与速度 ARMSE。可以看出，本文方法具有相对较低的位置和速度估计 ARMSE。从位置估计结果来看，本文方法位置 ARMSE 值达到 3.25 m，较基于 RMM 方法降低 0.53 m，较基于 RHM 方法减少 7.65 m。在速度估计方面，本文方

表 1　5 种方法的位置与速度 ARMSE 对比

Table 1　ARMSEs comparison for position and velocity across five algorithms

方法	位置ARMSE/m	速度ARMSE/(m·s^{-1})
本文	3.25	0.34
RMM	3.78	4.52
RHM	10.90	3.88
MEM	4.85	1.28
VB-EOT-SN	4.15	0.49

法估计结果优于基于 RMM 和 RHM 的方法, 同时较基于 MEM 的方法和 VB-EOT-SN 方法分别减少 0.94 m/s 和 0.15 m/s。

为评估不同方法对异构群目标形态估计的准确度, 采用改进的 Hausdorff 距离度量方法 (modified Hausdorff distance, MHD) 和交并比 (intersection over union, IoU) 对方法的有效性进行验证。该指标通过计算目标真实轮廓点集与估计轮廓点集之间的空间匹配误差, 实现对目标扩展形状估计精度的客观量化。计算公式如下:

$$d_{\mathrm{H}}(J(\boldsymbol{x}_k),\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k))=\max\left\{d(J(\boldsymbol{x}_k),\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)),d\left(\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k),J(\boldsymbol{x}_k)\right)\right\}$$

式中:

$$d_{\mathrm{H}}\left(J(\boldsymbol{x}_k),\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)\right)=\max_{\boldsymbol{q}_k\in J(\boldsymbol{x}_k)}\{d_{\mathrm{E}}\left(\boldsymbol{q}_k,\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)\right)\}$$

$$d\left(\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k),J(\boldsymbol{x}_k)\right)=\max_{\hat{\boldsymbol{q}}_k\in \hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)}\{d_{\mathrm{E}}(\hat{\boldsymbol{q}}_k,J(\boldsymbol{x}_k))\}$$

其中: $d_{\mathrm{E}}(\boldsymbol{q}_k,J(\hat{\boldsymbol{x}}_k))$为 $J(\boldsymbol{x}_k)$中 $\boldsymbol{q}_k$和 $\hat{\boldsymbol{q}}_k$之间的标准欧几里得距离, $\boldsymbol{q}_k$和 $\hat{\boldsymbol{q}}_k$分别为 $J(\boldsymbol{x}_k)$和 $\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)$点集中的任一点, $\hat{J}(\hat{\boldsymbol{x}}_k)$和 $J(\boldsymbol{x}_k)$表示通过 $\{2\pi i/n,i=1,\cdots,n\}$均匀角度采样得到的离散估计形状轮廓点集和真实轮廓点集, n为采样点数。

IoU 通过计算估计与真实形状的交集与并集面积之比, 能够直观反映形状匹配的几何精度。

$$L_{\mathrm{IoU}}=\frac{S_{\mathrm{e}}\cap S_{\mathrm{t}}}{S_{\mathrm{e}}\cup S_{\mathrm{t}}}$$

式中: S_{e}、S_{t}分别为估计形状、真实形状面积。

图 5、图 6 分别为 5 种方法的 AMHD 和 AIoU 对比, 可以看出, 本文方法具有最小的 AMHD 和最大的 AIoU。

表 2 为 5 种方法的 AMHD 和 AIoU 对比结果, 可以看出, 对于异构群目标形态估计, 所提出的 EMAT-MSM 方法具有较高的估计精度。从 AMHD 指标来看, 本文方法估计误差为 11.11 m, 相比于 RMM 方法和 RHM 方法, 其精度分别提高了 62.03% 和 69.23%。即使与性能次优的 MEM 方法相比, 本文方法也提高了 61.03%。同时, 本文方法的 AIoU 达到 0.66, 相比于 RMM 方法提升了 0.43, 较 RHM 方法和 VB-EOT-SN 方法分别提高了 0.49 和 0.42。可以看出, 本文方法具有更好的性能。

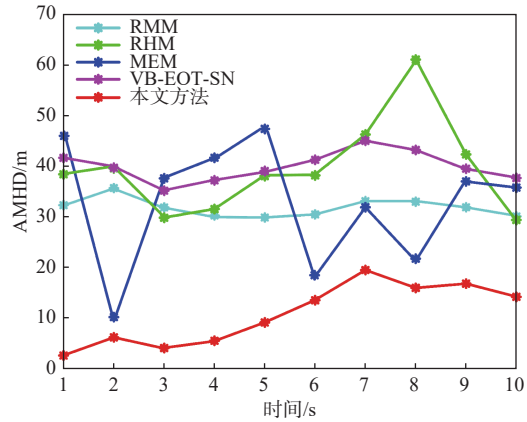


图 5　5 种方法的 AMHD 对比

Fig. 5　AMHD comparison of five algorithms

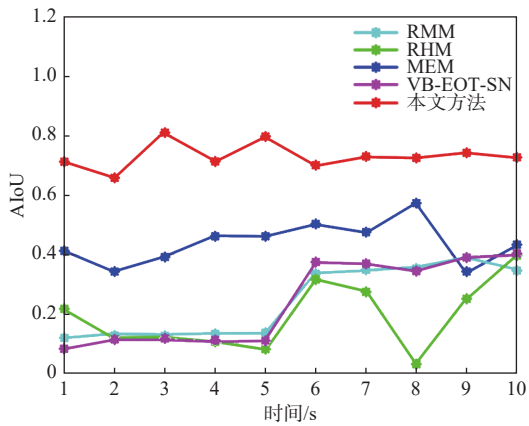


图 6　5 种方法的 AIoU 对比

Fig. 6　AIoU comparison of five algorithms

表 2　5 种方法的 AMHD、AIoU 对比

Table 2　AMHD and AIoU comparison across five algorithms

方法	AMHD/m	AIoU
本文	11.11	0.66
RMM	29.26	0.23
RHM	36.11	0.17
MEM	28.51	0.45
VB-EOT-SN	36.74	0.24

图 7 为不同方法对异构子群目标数量变化的识别结果对比。可以看出, 基于 RMM、RHM、MEM 及 VB-EOT-SN 方法在异构子群目标数量发生变化后均存在识别数量判定错误, 难以准确反映群体结构变化。其中, 基于 RMM、RHM 和 VB-EOT-SN 方法由于初始异构子群目标数量固定, 无法识别子群合并导致的分布变化, 识别结果始终保持恒定。而本文方法在异构子群目标数量变化时能够及时调整

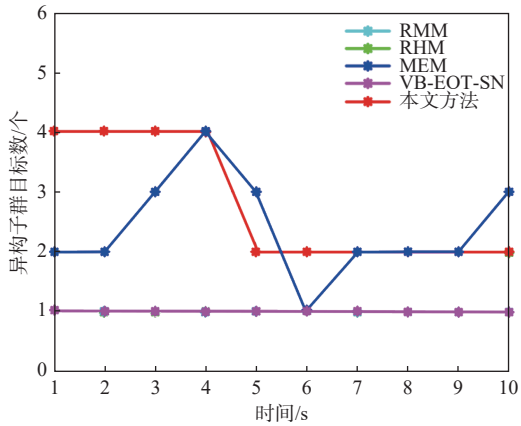


图7 不同方法对异构子群目标数量变化的识别结果对比

Fig. 7 Comparison of identification results of different algorithms for variation in number of heterogeneous subgroup targets

混合分量数目，并自适应更新量测分布参数与状态后验，实现对子群合并过程的准确识别和连续跟踪。

5 结 论

1）对于具有多偏斜混合分布特性的异构无人机群量测数据，本文方法采用EM理论对多偏斜量测参数进行在线辨识，从而实现异构群目标内子群数量的自适应估计。

2）由于量测噪声参数先验信息未知，难以获得准确的异构群目标运动状态与扩展形态，本文方法构建由运动状态、扩展形状参数和偏斜隐变量组成的联合概率密度函数，并利用变分贝叶斯推理对其进行求解。

3）仿真结果表明，本文方法能够较准确估计异构群目标的整体运动状态与扩展形态，在位置与速度平均均方根误差、AMHD及AIoU等指标上均优于对比方法。

未来研究将重点考虑面向三维场景未知乘性噪声条件下的异构无人机群目标状态与扩展形态的估计问题。

参考文献（References）

[1] 杨超群, 徐梦蝶, 梁潇洧, 等. 基于随机有限集滤波器的可分辨群目标跟踪技术研究综述[J]. 信号处理, 2024, 40(10): 1763-1772.
Yang C Q, Xu M D, Liang X W, et al. RFS-filters-based resolvable group target tracking technology: a review[J]. Journal of Signal Processing, 2024, 40(10): 1763-1772(in Chinese).

[2] 甘林海, 王刚, 刘进忙, 等. 群目标跟踪技术综述[J]. 自动化学报, 2020, 46(3): 411-426.
Gan L H, Wang G, Liu J M, et al. An overview of group target tracking[J]. Acta Automatica Sinica, 2020, 46(3): 411-426(in Chinese).

[3] Zhang Z G, Sun J P, Zhou H Y, et al. Group target tracking based on MS-MeMBer filters[J]. Remote Sensing, 2021, 13(10): 1920.

[4] Li Z F, Zhang J Y, Wang J G, et al. Recursive noise adaptive extended object tracking by variational Bayesian approximation[J]. IEEE Access, 2019, 7: 151168-151179.

[5] Mannari P, Tharmarasa R, Kirubarajan T. Extended target tracking under multitarget tracking framework for convex polytope shapes [J]. Signal Processing, 2024, 217: 109321.

[6] Yurdakul O C, Çetinkaya M, Çelebi E, et al. A Rao-Blackwellized particle filter for superelliptical extended target tracking[C]//Proceedings of the 27th International Conference on Information Fusion. Piscataway: IEEE Press, 2024: 1-8.

[7] 陈辉, 张星星, 杨文瑜. 厚尾噪声条件下星凸形扩展目标student's t滤波器[J]. 兰州理工大学学报, 2021, 47(5): 85-92.
Chen H, Zhang X X, Yang W Y. Star-convex extended target student's t filter for heavy tailed noise[J]. Journal of Lanzhou University of Technology, 2021, 47(5): 85-92(in Chinese).

[8] Xu M D, Yang C Q, Cao X M, et al. Irregular extended target tracking with unknown measurement noise covariance[J]. Signal Processing, 2024, 225: 109600.

[9] Tuncer B, Orguner U, Özkan E. Multi-ellipsoidal extended target tracking with variational Bayes inference[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 3921-3934.

[10] 孙航宇, 马天力, 李继超, 等. 非均匀分布量测下的扩展目标跟踪方法[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(6): 2305-2310.
Sun H Y, Ma T L, Li J C, et al. Extended target tracking method under non-uniform distribution measurement[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(6): 2305-2310(in Chinese) .

[11] Zhang L, Lan J. Extended object tracking using random matrix with skewness[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 5107-5121.

[12] Zhou Y, Wang T, Hu R H, et al. Multiple kernelized correlation filters (MKCF) for extended object tracking using X-band marine radar data[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(14): 3676-3688.

[13] Lan J, Li X R. Tracking of extended object or target group using random matrix: new model and approach[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(6): 2973-2989.

[14] Teimouri M. EM algorithm for mixture of skew-normal distributions fitted to grouped data[J]. Journal of Applied Statistics, 2021, 48(7): 1154-1179.

[15] Cabral C R B, Lachos V H, Prates M O. Multivariate mixture modeling using skew-normal independent distributions[J]. Computational Statistics & Data Analysis, 2012, 56(1): 126-142.

[16] Lin T I, Lee J C, Yen S Y. Finite mixture modelling using the skew normal distribution[J]. Statistica Sinica, 2007, 17(3): 909-927.

[17] Koch J W. Bayesian approach to extended object and cluster tracking using random matrices[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(3): 1042-1059.

[18] Du J L, Chen D, Wang R S, et al. A novel framework for 2.5-D building contouring from large-scale residential scenes[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2019, 57(6): 4121-4145.

EM-based adaptive tracking method for heterogeneous UAV swarm with multi-skewed measurements

MA Tianli*，LI Hong，SHI Peiling，CHEN Chaobo，WANG kexin

(College of Electronic Information Engineering，Xi'an Technological University，Xi'an 710021，China)

Abstract：Because of their complementing roles and cooperative skills, heterogeneous unmanned aerial vehicle (UAV) swarms have become a serious threat to air defense systems. The heterogeneous UVA swarms often exhibit a non-convex shape and multi-skewed measurements, which is attributable to variations in the size and spatial distribution of its internal sub-targets. Most existing group target tracking relies upon the hypothesis of convex target shapes and uniform measurement distributions. However, these assumptions could no longer be valid in the real scenario, which may deteriorate the tracking performance. To address the problem of tracking a UAV swarm with non-convex contours and non-uniformly distributed measurements, an expectation maximization (EM)-based adaptive tracking for a heterogeneous UAV swarm with multi-skewed measurements is proposed. Firstly, a multi-skewed measurements noise model is established, and the number of the heterogeneous subgroup targets and the measurements noise parameters are calculated by using an online EM approach. Following the formulation of a joint probability density function for each heterogeneous subgroup target's kinematic state, shape, and skewed noise parameters, online state and shape estimation is accomplished via a variational inference approach. Finally, the shapes of multiple subgroup targets are fused to acquire the extended shape of the heterogeneous UAV swarm. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm significantly outperforms existing approaches, including random matrix model (RMM)-based, random hypersurface model (RHM)-based, multi-ellipsoidal model (MEM)-based, and skew-normal variational Bayes algorithms, in both kinematic state and shape estimation accuracy.

Keywords：heterogeneous unmanned aerial vehicle swarm; multi-skewed distribution; non-convex shape; expectation maximization algorithm; variational Bayes inference

Received：2025-09-15；**Accepted**：2025-11-20；**Published Online**：2025-12-05 18：06

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251205.1412.003

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (62303368,52572487); Key Research and Development Project of Shaanxi Province (2024GX-YBXM-112); Youth Innovation Team Project of Shaanxi Provincial Department of Education Research Plan (24JP081)

* **Corresponding author**. E-mail：matianli111@xatu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0706

随机过程-失效机理模型综合的油滤剩余寿命预测

王伟杰，郭丁珲，耿艺璇*
(太原理工大学 机械工程学院，太原 030024)

摘 要：油滤作为保障液压系统油液清洁的关键部件，在实际运行中，由于颗粒污染物的尺寸与到来时间具有较强随机性，且制造、安装公差与认知不确定性难以避免，其剩余寿命预测面临参数不确定性与模型不确定性带来的双重挑战。基于此，提出一种融合失效机理退化模型与基于数据的随机过程模型的剩余寿命预测方法，基于贝叶斯推断理论结合实时退化观测数据与不同候选模型优势，对油滤的剩余使用寿命进行了有效预测。通过试验验证，所提方法的退化轨迹预测均方根误差 (RMSE) 为 0.003 9 MPa，相较于传统失效机理 Ergun 物理机理模型与 Wiener 随机过程模型分别降低了 79.9% 和 77.5%，表现出良好的预测精度和泛化能力，具有较高工程应用价值。

关 键 词：油滤；剩余寿命预测；贝叶斯模型综合；失效机理；维纳过程
中图分类号：TH17
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2738-10

液压油过滤器 (以下简称油滤) 是液压系统的常用关键部件，其主要功能是阻截颗粒污染物、保障液压系统的清洁与正常运转[1]。在液压系统运行过程中，油液中的颗粒污染物在油滤处持续累积，导致油滤通过性逐渐降低，当通过性下降到某一阈值时，通常认为油滤已经无法正常完成过滤功能，因此，发生失效[2-3]。据统计，在液压系统中因油液污染导致的故障约占总故障的 70%[4]，因此，与油液污染度紧密相关的油滤是影响液压系统性能与可靠性的关键部件之一。为保证液压系统的正常功能，在油滤的整个寿命周期内，需要对其剩余使用寿命 (remaining useful life, RUL) 进行预测，从而实时估计油滤的退化状态及可用时间，为油滤的更换与维护提供指导。

针对液压系统中油滤的健康状态监测与剩余寿命估计，研究人员已经基于失效物理和数据等方法从不同角度开展研究。Eker 等引入有效过滤面积率参数，利用数学模型描述污染物颗粒在油滤处的沉积过程，从失效物理角度刻画了油滤的退化规律[5]。Pan 等基于维纳过程，提出一种新的油液剩余寿命模型，实时更新退化参数与失效阈值，并基于试验数据验证了该方法的有效性[6]。Lee 等定义了一种针对油滤的健康状态指标，利用双向长短期记忆 (long short-term memory, LSTM) 神经网络对全生命周期内油滤的剩余使用寿命进行实时预测[7]。但总体而言，目前针对油滤剩余寿命估计研究仍相对较少。

在对油滤进行剩余寿命预测时，往往面临多种复杂不确定性因素的干扰，主要表现为参数不确定性与模型不确定性两类[8]。一方面，液压系统中油液污染物的颗粒大小和到达油滤附近的时间呈现出较强的随机性，而且由于制造公差无法避免，即使同一批次的油滤，其滤网孔隙率、尺寸等结构参数也会存在微小差异，安装时的拧紧力矩、密封条件等也会对其性能产生一定影响，由此引入的个体差异导致油滤的退化参数存在不确定性。另一方面，无论采

收稿日期：2025-09-30；**录用日期**：2025-10-27；**网络出版时间**：2025-12-22 14:29
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251222.1005.001
基金项目：国家自然科学基金 (52205065)；山西省基础研究计划 (202403011212005)
* **通信作者**. E-mail：gengyixuanbuaa@163.com

引用格式：王伟杰，郭丁珲，耿艺璇. 随机过程-失效机理模型综合的油滤剩余寿命预测 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2738-2747. Wang W J，Guo D H，Geng Y X. RUL prediction of oil filter based on random process-failure mechanism model integration [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2738-2747（in Chinese）.

用基于失效物理[5,9]还是基于数据[6-7,10]的方法对油滤进行剩余寿命预测, 都难以完全避免模型不确定性的不利影响。对于失效物理模型而言, 建模过程中的简化可能会引入一定程度的认知不确定性, 而基于数据的方法往往假设在整个生命周期内, 油滤的退化轨迹均服从某一特定模型 (如退化轨迹模型、随机过程模型等)。然而, 受工况、元件内部缺陷和部件间磨合程度等影响, 在整个生命周期内油滤的退化特性并不完全一致。因此, 仅仅依赖失效机理或初期的退化观测结果选择单一的退化模型, 可能导致模型误判, 降低油滤剩余寿命预测结果的准确性。为提供有效的退化模型选择依据, 现有研究基于不同考量标准, 建立多种模型选择准则, 如最小描述长度 (minimum description length, MDL)[10]准则、赤池信息准则 (Akaike information criterion, AIC)[11], 贝叶斯信息准则 (Bayesian information criterion, BIC)[12]等。但就目前而言, 现有的各种模型选择准则往往在应用于某一具体对象时效果良好, 但在普适性与综合性方面仍存在一定限制。

模型综合为处理模型不确定性提供了另一种解决思路, 其核心在于通过协同融合具有不同特性的候选模型, 构建一种兼具各模型优势, 同时增强其可解释性与鲁棒性的混合框架。因此, 模型综合并非简单的模型组合, 而是旨在实现彼此间的深层互补, 在搭建确定性骨架的同时量化不确定性波动, 提供比单一模型更为全面、更为可靠的概率性预测结果。贝叶斯模型平均 (Bayesian model averaging, BMA) [13-15]是实现模型综合的一种有效方法, 其最大特点是不强烈依赖于任何一个预先假设的“真实”模型, 通过对所有可能的候选模型进行后验加权平均, 最大化利用各个候选模型所包含的有效信息。因此, 与基于单一模型的方法相比, 贝叶斯模型平均可以更全面、更稳健地量化模型不确定性, 通常会产生更为保守的置信与预测区间, 其覆盖概率也更接近名义水平, 因此, 其能够为预测和决策提供更为可靠的依据。在利用贝叶斯模型平均实现寿命预测时, 由于不同退化模型的退化特性存在差异, 各个候选退化模型将对元件的剩余寿命估计结果产生不同的影响。当某一候选模型的退化趋势与当前退化观测结果反应的退化特性越相似时, 该候选模型在计算时获得的权重就越高, 对最终寿命预测结果的影响也就越大。

因此, 本文提出了一种基于随机过程-失效机理模型综合的油滤剩余寿命预测方法, 基于贝叶斯推断实时更新各候选退化模型的最佳权重, 结合实时退化观测数据与不同候选模型的优势, 对油滤的剩余使用寿命进行预测, 并通过试验验证了本文方法在精度与稳定性方面的优势。

1　基于失效物理与维纳过程的油滤退化建模

在各种退化模型中, 失效机理模型从油滤堵塞的物理机理出发, 描述油滤退化过程的内在确定性规律, 具有较好的物理可解释性与外推性。而以维纳过程为代表的随机过程模型, 在描述和量化退化过程中的随机性方面性能较为出色[16], 因此, 考虑到 2 种模型在物理规律确定性与统计随机性方面的互补优势, 本文将一种基于失效物理的退化模型和一种基于维纳过程的退化模型作为贝叶斯模型平均法的候选模型。

1.1　基于失效物理的油滤退化模型

油滤的核心工作机制是利用多孔过滤介质截留油液中的颗粒污染物, 因此, 随着工作时间累积, 污染物不可避免地会在油滤的介质表面及其内部持续聚集, 逐渐形成滤饼或堵塞孔隙。通过监测油滤运行数据发现, 在运行初期, 由于滤网孔径较大, 尺寸相对较小的污染物颗粒可自由通过, 油滤压差通常保持相对稳定; 随着污染物聚集、滤饼逐渐形成, 油滤的流通能力显著下降, 油滤压差迅速增长。因此, 油滤压差是反映其过滤性与通过性的有效参数, 与其过滤性能密切相关。基于扩展 Ergun 方程[5], 可建立油滤压差与其关键参数间的物理关系:

$$P_{\mathrm{f}}(t)=\frac{10AV_{\mathrm{s}}\mu(1-\varepsilon)^2L}{D_{\mathrm{p}}^2\varepsilon^3a}+\frac{B(1-\varepsilon)\rho V_{\mathrm{s}}^2L}{\varepsilon^3D_{\mathrm{p}}a} \tag{1}$$

式中: $P_{\mathrm{f}}(t)$为油滤压差; ε为滤饼的孔隙率; V_{s}为油液流速; μ为油液黏度; D_{p}为油液污染物颗粒直径; ρ为油液密度; A、B分别为模型常数; L为滤饼厚度; a为有效过滤面积率。

在油滤运行过程中, 随着污染物的不断聚集, 滤饼的孔隙率逐渐降低, 其体积也逐渐增大。因此, 滤饼的厚度、孔隙率及有效过滤面积率均是时间t的函数。滤饼厚度L可以表示为

$$L=\begin{cases}b_1\ln\left(b_2(t+c_1)+1\right)+b_3 & t<t_{\mathrm{c}}\\ h_{\max} & t\geqslant t_{\mathrm{c}}\end{cases} \tag{2}$$

式中: b_1、b_2、b_3、c_1、t_{c}为模型常数; $h_{\max}$为油滤内腔深度, 决定了滤饼厚度的上限。

孔隙率ε计算模型可定义为

$$\varepsilon=1-\frac{M/\rho}{LA_{\mathrm{f}}} \tag{3}$$

式中: M 为污染颗粒的总质量; M/ρ为累积污染颗粒体积; A_{f}为滤饼面积。

有效过滤面积率a为油滤中滤饼可通过的过滤

面积与初始值之比，其初始值为1，当滤饼厚度L达到上限$h_{\max}$后逐渐下降，可以表示为

$$a=\begin{cases}1 & t<t_{\mathrm{c}}\\ d_1\mathrm{e}^{-d_2t}+d_3 & t\geqslant t_{\mathrm{c}}\end{cases} \tag{4}$$

式中：d_1、d_2、d_3为模型常数。

在液压系统实际运行过程中，受温度等因素影响，油液中污染物颗粒的尺寸和油液黏度通常具有一定随机性。为刻画这些随机因素对退化过程的作用，进一步对污染物颗粒直径D_{p}和油液黏度μ进行随机化，假设二者均服从正态分布，即$D_{\mathrm{p}}\sim N\left(\mu_{D_{\mathrm{p}}},\sigma^2_{D_{\mathrm{p}}}\right)$，$\mu\sim N\left(\mu_\mu,\sigma^2_\mu\right)$，最终可得到基于失效物理的油滤退化模型：

$$\begin{cases}P_{\mathrm{f}}(t)=\dfrac{10AV_{\mathrm{s}}\mu(1-\varepsilon)^2L}{D_{\mathrm{p}}^2\varepsilon^3a}+\dfrac{B(1-\varepsilon)\rho V_{\mathrm{s}}^2L}{\varepsilon^3D_{\mathrm{p}}a}\\ D_{\mathrm{p}}\sim N\left(\mu_{D_{\mathrm{p}}},\sigma^2_{D_{\mathrm{p}}}\right)\\ \mu\sim N\left(\mu_\mu,\sigma^2_\mu\right)\end{cases} \tag{5}$$

1.2 基于维纳过程的油滤退化模型

目前，用于退化建模的主流随机过程主要包括维纳过程、伽马过程与逆高斯过程等[17-19]。其中，维纳过程适用于单调和非单调退化建模，而伽马过程与逆高斯过程仅适用于严格单调过退化建模。为选择合适的随机过程模型，采用以上3种随机过程对油滤的退化数据进行拟合，通过对比发现，在整个寿命周期内，维纳过程与油滤的退化特性吻合程度较高，因此，本文基于维纳过程建立另一个候选退化模型。

与失效物理模型类似，本节仍然选择油滤压差作为反映油滤退化状态的性能参数，用$P(t)$表示其性能退化量。为方便建模，假设在初始时刻$t=0$时油滤未发生退化，因此，$P(0)=0$。

根据维纳过程假设，在任意时间区间$[t_1,t_2]$和$[t_3,t_4](0<t_1<t_2<t_3<t_4)$内，油滤压差的退化增量$\Delta P_{\mathrm{f}}(t)$相互独立且服从正态分布，即有

$$\Delta P_{\mathrm{f}}(t)\sim N\left(\mu_P\Delta\Lambda(t),\sigma_P^2\Delta\Lambda(t)\right) \tag{6}$$

式中：$\Delta\Lambda(t)=\Lambda(t+\Delta t)-\Lambda(t)$。油滤压差$P(t)$的独立增量意味着，在某一段时间内，污染物颗粒在油滤处累积导致的压差变化与之前时间段内的压差变化统计独立，合理模拟了污染物颗粒到达时间的无记忆性。由于维纳过程具有独立平稳增量，t时刻的累积退化量也服从正态分布，即

$$P_{\mathrm{f}}(t)\sim N\left(\mu_P\Lambda(t),\sigma_P^2\Lambda(t)\right) \tag{7}$$

式中：$N(\cdot)$表示退化增量服从正态分布；μ_P为维纳过程的漂移系数；σ_P^2为扩散系数；$\Lambda(t)$为时间尺度函数，反映了退化与时间的相关性。在t时刻，累积退化量$P_{\mathrm{f}}(t)$的概率密度函数为

$$f(P_{\mathrm{f}}(t))=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_P^2\Lambda(t)}}\exp\left(-\frac{(P_{\mathrm{f}}(t)-\mu_P\Lambda(t))^2}{2\sigma_P^2\Lambda(t)}\right) \tag{8}$$

在维纳过程模型中，当累积退化量$P(t)$首次达到或超过阈值D时油滤发生失效。则在时刻t_k，油滤的剩余使用寿命$L_{\mathrm{f}k}$可以表示为

$$L_{\mathrm{f}k}=\inf\{l:\ P_{\mathrm{f}}(t_k+l)\geqslant D\}-t_k \tag{9}$$

其分布服从逆高斯分布，相应的概率密度函数为

$$f_{L_{\mathrm{f}k}}(l)=\frac{D-P_{\mathrm{f}}(t)}{\sqrt{2\pi\sigma_P^2l^3}}\exp\left(-\frac{(D-P_{\mathrm{f}}(t)-\mu_Pl)^2}{2\sigma_P^2l}\right) \tag{10}$$

由于不同油滤间因制造公差、安装误差而存在个体差异，油滤的退化速率也具有一定随机性。在维纳退化模型中，退化量$P(t)$的均值$E(P_{\mathrm{f}}(t))=\mu_P\Lambda(t)$，参数$\mu_P$可以视作退化速率的直接反映。此外，根据油滤退化数据的拟合结果，选择$\Lambda(t)=\mathrm{e}^{qt}$作为刻画油滤退化过程的时间尺度函数。因此，假设$\mu_P\sim N\left(\mu_{\mu_P},\sigma^2_{\mu_P}\right)$，则最终可得到基于维纳过程的油滤退化模型：

$$\begin{cases}P_{\mathrm{f}}(t)\sim N\left(\mu_P\Lambda(t),\sigma_P^2\Lambda(t)\right)\\ \mu_P\sim N\left(\mu_{\mu_P},\sigma^2_{\mu_P}\right)\end{cases} \tag{11}$$

2 随机过程-失效机理模型综合

为方便表示，将基于失效物理的油滤退化模型记为P，基于维纳过程的油滤退化模型记为W，其对应的退化候选模型参数集合分别为$\Theta_P=\left\{D_{\mathrm{p}},\mu\right\}$，$\Theta_W=\left\{\mu_P,\sigma_P^2,q\right\}$。在此基础上，利用油滤的退化试验数据，基于贝叶斯推理同时对其退化参数与2种候选模型的后验概率进行实时更新。

在此基础上，采用马尔可夫链蒙特卡罗(Markov chain Monte Carlo, MCMC)方法对2种候选模型的退化参数进行估计。MCMC的核心思路是从给定的初始值出发，按照特定的转移规则进行长时间、迭代式的随机抽样，以构造一条马尔可夫链，其收敛后的平稳分布恰好就是目标的后验分布。当这条链收敛后，所产生的样本序列即可视为来自目标后验分布的独立同分布样本的近似。

通过MCMC方法，得到t_k时刻各退化参数的后验概率分布后，先可以基于2种候选模型，分别计算油滤当前时刻的剩余寿命。为进一步处理油滤退化过程中的模型不确定性，还需要实时更新2种候选退化模型的最佳权重，最终基于贝叶斯模型平均实现对油滤剩余使用寿命的预测，如图1所示。

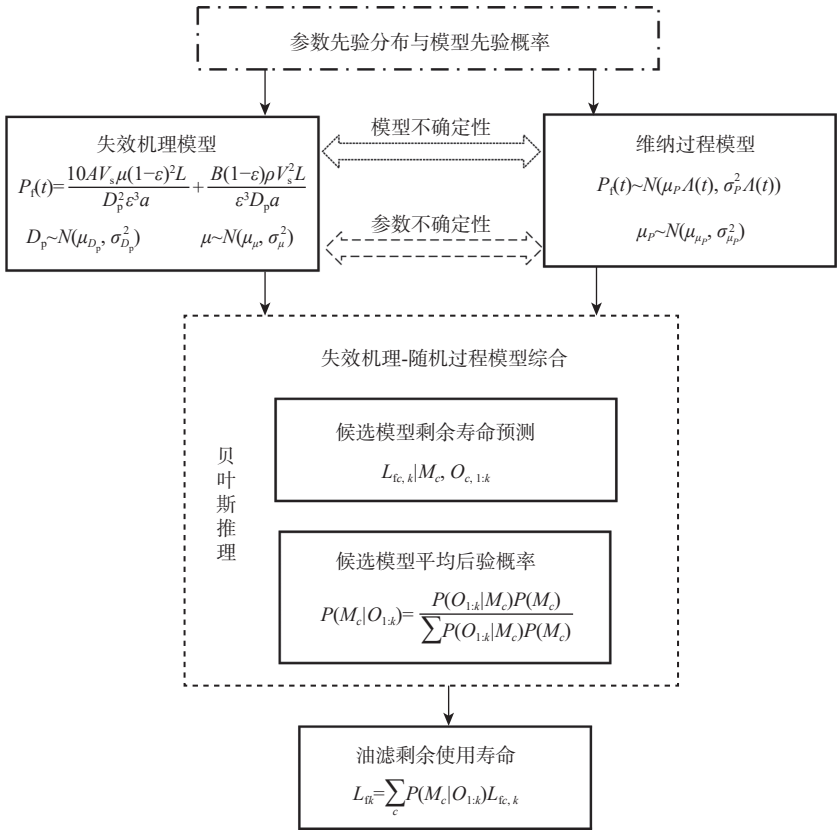


图 1　失效机理-维纳过程综合的油滤剩余寿命预测

Fig. 1　RUL prediction of oil filter based on failure mechanism-Wiener model integration

在这一过程中, 将时刻t_k最终输出的油滤剩余使用寿命预测结果记为L_{fk}, 则基于贝叶斯模型平均法的寿命预测过程可以表示为

$$L_{fk}=\sum_c P(M_c|O_{1:k})L_{fc,k} \tag{12}$$

式中: $c\in\{P,W\}$表示 2 种候选模型; $L_{fc,k}$为t_k时刻 2 种退化候选模型各自的剩余寿命预测结果; $O_{1:k}$为从初始时刻到t_k时刻的油滤退化状态观测值; $P(M_c|O_{1:k})$为t_k时刻各退化候选模型的后验概率, 可表示为

$$P(M_c|O_{1:k})=\frac{P(O_{1:k}|M_c)P(M_c)}{\sum P(O_{1:k}|M_c)P(M_c)} \tag{13}$$

其中: $P(O_{1:k}|M_c)$为候选模型M_c在t_k时刻对应的似然函数值; $P(M_c)$为t_k时刻M_c为真模型的先验概率。

在t_k时刻, 对 2 种候选模型的退化参数进行实时更新, 并分别计算 2 种模型的后验概率与当前时刻油滤的剩余寿命预测值。对于候选模型M_c, 基于退化观测量$O_{1:k}$, 其参数估计值为Θ_c, $c\in\{P,W\}$, 对应的积分似然函数$p(O_{1:k}|M_c)$为

$$p(O_{1:k}|M_c)=\int L(O_{1:k}|\Theta_c,M_c)P(\Theta_c|M_c)\mathrm{d}\Theta_c \tag{14}$$

式中: $L(O_{1:k}|\Theta_c,M_c)$表示模型M_c为真, 且参数估计值为Θ_c时的似然函数值; $P(\Theta_c|M_c)$表示模型M_c为真时, 参数为Θ_c的概率密度。

在引入参数不确定性后, 上述 2 种候选退化模型的概率$P(M_c|O_{1:k})$难以直接解析计算, 因此, 后续采用数值方法对其进行近似求解。整个剩余寿命预测过程的数值仿真算法流程如下。

步骤 1　#初始化参数

#参数先验分布: $P(M_P)=P(M_W)=0.5$, $\mu_{D_p}\sim$ dnorm(0.000 025,10), $\sigma_{D_p}\sim$ dnorm(0.01, 10), $\mu_\mu\sim$ dnorm(0.001 16,0.1), $\sigma_\mu\sim$ dunif(0.001,10), $\mu_{\mu_P}\sim$ dnorm(0.001,10), $\sigma_{\mu_P}\sim$ dunif(0.001,10), $q\sim$ dnorm(0,1), $\sigma_P\sim$ dnorm(0.001,10)

#油滤退化量失效阈值: $D=0.36$

步骤 2　#参数更新

#马尔可夫链数量$n=3$

For i to n_i do

　　For M_i to M_c do

#基于退化观测量$O_{1:k}$计算似然函数

　　$p_i(O_{1:k}|\Theta_c,M_c)$

#计算后验概率

　　$P_i(M_c|O_{1:k}),P_i(\Theta_c|O_{1:k})$

　　End

End

Return $P(M_c|O_{1:k}),P(\Theta_c|O_{1:k})$

步骤 3 #计算 RUL

#蒙特卡罗 (MC) 方法: 样本数$N=1\,000$

#对每一个模型进行 RUL 的计算

For M_i to M_c do

For i to N do

$L_{fi}=L_f(P(\Theta_c|O_{1:k}),D)$

End

End

Return $L_{fc,k}$

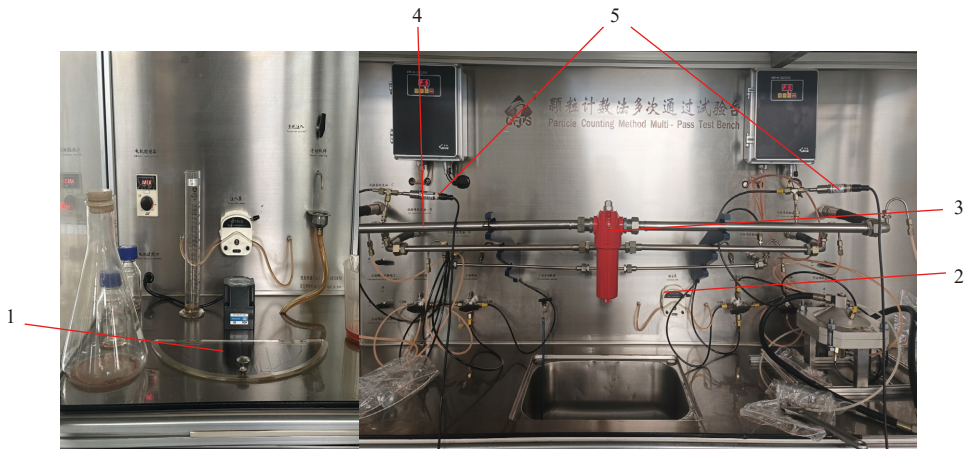
#基于候选退化模型的概率求解 RUL

$$L_{fk}=\sum_c P(M_c|O_{1:k})L_{fc,k}$$

3 试验验证

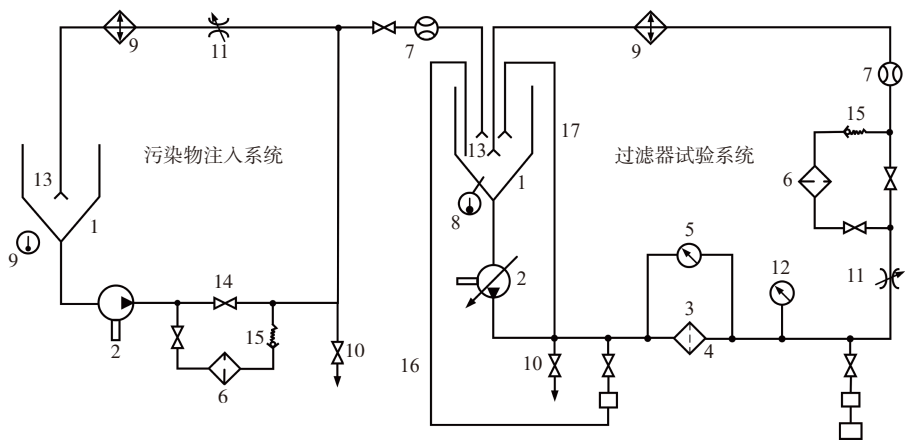
3.1 试验台设计

为测试本文方法对油滤剩余寿命的预测性能，本文设计并搭建油滤堵塞退化试验台，用于模拟油滤的性能退化过程。试验台主要由油滤试验系统与污染物注入系统 2 部分构成，其组成及液压原理图如图 2 所示。



(a1) 污染物注入系统　　(a2) 过滤器试验系统

(a) 油滤试验台



1. 油箱; 2. 泵; 3. 被试过滤器; 4. 测试管管路; 5. 压力传感器; 6. 进化过滤器; 7. 流量计; 8. 温度计; 9. 温度调节器; 10. 取样阀; 11. 节流阀; 12. 压力表; 13. 扩散器; 14. 截止阀; 15. 单向阀; 16. 可选油箱回油路; 17. 可选旁通回路。

(b) 油滤试验台液压原理图

图 2　油滤堵塞退化试验台

Fig. 2　Oil filter clogging degradation test bench

油滤试验系统包含油箱、主油泵、测试段、测试油滤、压力传感器等核心部件。其中，油箱与主油泵用于提供系统所需的油液流量和压力。测试段用于连接油滤并对其进行测试，油滤两侧均通过刚性管道连接，以避免压力积聚导致管道膨胀，对油滤的实际压力变化造成干扰。测试油滤使用型号为 LF-110*15 的金属过滤网滤芯，滤芯已经过结构完整性测试，其参数如表 1 所示。试验过程中采用 Hydrotechnik 3403-15-C3.39 型压力传感器，对压

表 1　油滤参数

Table 1　Oil filter parameters

最大工作流量/(L·min^{-1})	极限压差/MPa	最大工作压力/MPa	工作温度/℃	过滤精度/μm
72	0.6±0.06	2	≥30	15

差这一油滤退化关键参数进行实时监测。

由表 1 可得, 油滤的极限压差为 0.6 MPa, 根据该滤芯的使用标准, 其更换压差通常为极限压差的 80%, 油滤在正常工作状态下的初始压差为 0.12 MPa。因此, 本文的油滤退化量失效阈值设为 0.36 MPa。

污染物注入系统由污染物储罐、搅拌装置、定量注入泵和注入管路构成。其中, 污染物储罐用于存储试验所需的污染悬浮液, 并采用半球形结构设计, 有助于搅拌装置高效运行, 确保污染悬浮液在罐内均匀分布。试验中, 定量注入泵精确控制污染物的注入速率, 并通过注入管路将污染物输送至主油路中, 以实现对滤芯污染负荷的可控加载。

3.2　试验参数设计

为使试验数据真实反映油滤在液压系统实际运行环境下的退化规律, 本文基于某飞机液压系统的飞行剖面进行试验参数设计。根据文献 [20] 对各飞行阶段流量变化的分析, 其巡航阶段的流量为 70 L/min, 这一阶段通常是飞行过程中持续时间最长的阶段。因此, 试验中将流量固定为 70 L/min, 以有效地模拟其在持续稳定工况下的退化过程。

在失效物理退化模型中, 油液黏度和颗粒物尺寸被视为随机变量, 其值服从一定随机分布。考虑到温度对油液黏度具有显著影响, 且颗粒物的尺寸随机性可以通过调整污染度浓度进行模拟, 在试验设计中将温度和污染物浓度作为主要变量设计 6 组试验, 所设置的温度和污染物浓度可视为随机分布的均值。对于温度的设定, 依据文献 [21] 中飞机液压系统温度的典型分布, 选取了 30 ℃、40 ℃ 和 50 ℃ 作为试验温度, 以模拟实际工作环境下的温度波动; 污染物浓度的选择参考了《民用飞机液压油污染度等级》标准[21], 设定了 0.25 mg/L、0.5 mg/L 和 1.5 mg/L 这 3 个浓度, 以涵盖不同污染水平对油滤退化的影响。每组试验持续进行, 直至油滤达到极限压差 (即失效阈值), 以收集油滤在不同工况下, 从初始状态到失效的完整退化数据。具体试验参数配置如表 2 所示。

表 2　试验参数配置

Table 2　Experimental parameter configuration

试验类	试验编号	流量/(L·min^{-1})	温度/℃	浓度/(mg·L^{-1})
温度试验	1	70	40	1
	2	70	30	1
	3	70	50	1
浓度试验	4	70	40	0.25
	5	70	40	0.5
	6	70	40	1.5

获得退化监测数据后, 首先, 对其进行预处理, 去掉压差数据中的异常值, 并将超出油滤极限压差的异常峰值替换为压差信号均值, 以确保数据的可靠性。随后, 采用小波分解对压差数据进行降噪处理, 以提升信号质量。

4　本文方法性能分析

本节首先通过对比油滤的实际退化监测数据与本文方法的预测结果, 验证了本文方法在油滤剩余寿命预测中的有效性。随后, 将本文方法与其他 2 种模型进行性能对比, 从而系统性地分析和论证了本文方法在精度与稳定性方面的优势。

4.1　随机过程-失效机理综合模型寿命预测性能

在 6 种不同工况下对油滤的退化轨迹进行预测, 结果如图 3 所示。由图可知, 本文方法能够较好地捕捉退化趋势, 并在不同工况条件下均表现出较强的适应性与稳定性。

在退化初期, 由于观测到的退化数据有限, 退化参数估计精度相对受限, 预测的退化轨迹与真实退化轨迹存在一定差异。但随着退化数据的不断累积, 综合后的模型能够越来越准确地拟合退化趋势, 预测结果与真实轨迹逐渐接近, 且真实退化量始终保持在预测置信区间以内。这表明本文方法能够通过动态更新不断修正预测偏差, 从而提升模型对退化过程的预测能力。

值得注意的是, 随着预测时长的增加, 模型的 95% 置信区间逐渐变宽。这是因为在贝叶斯框架下, 未来的不确定性会不断累积, 导致方差增加, 从而表现为预测区间随时间而变宽。这一特性符合退化预测的实际规律, 即短期预测更为确定, 而长期预测则需考虑更大的不确定性。

图 4 为本文方法在 6 种不同工况下的 RUL 预测概率分布。其中, 时间从大到小的排列方式与相关领域 RUL 预测研究中图示的学术惯例保持一致, 绿色曲线表示预测结果的概率密度函数 (probability density function, PDF)。可以看到, 随着退化数据的逐渐累积, 剩余寿命的分布范围不断缩小, 在图形上表现为概率密度分布逐渐收窄。这表明, 本文方法在早期预测时不确定性较大, 但在收集更多退化信息后, 预测结果逐渐收敛, 可信度显著提高。尤其在退化后期, 预测分布的峰值位置与真实 RUL 高度一致, 说明本文方法能够有效预测油滤的剩余使用寿命。

图 5 进一步直观展示了本文方法在不同工况下的 RUL 预测曲线与真实 RUL 的对比情况。由图可知, 在 6 组工况下, 预测曲线与真实曲线均呈现较好的一致性, 整体趋势几乎重合。这表明本文方法在对油滤剩余使用寿命进行点估计时也具有较

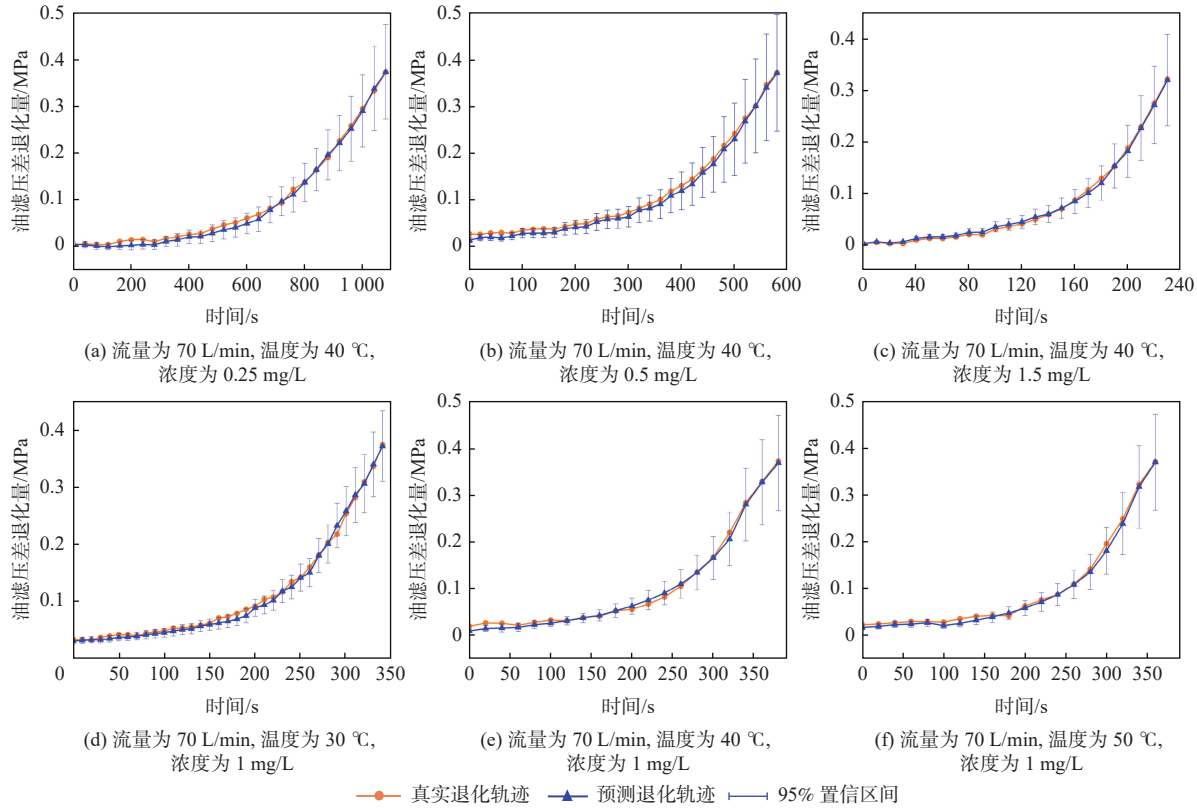


图 3 本文方法在 6 种工况下的油滤退化预测结果

Fig. 3 Prediction results of oil filter degradation by the proposed method under six operating conditions

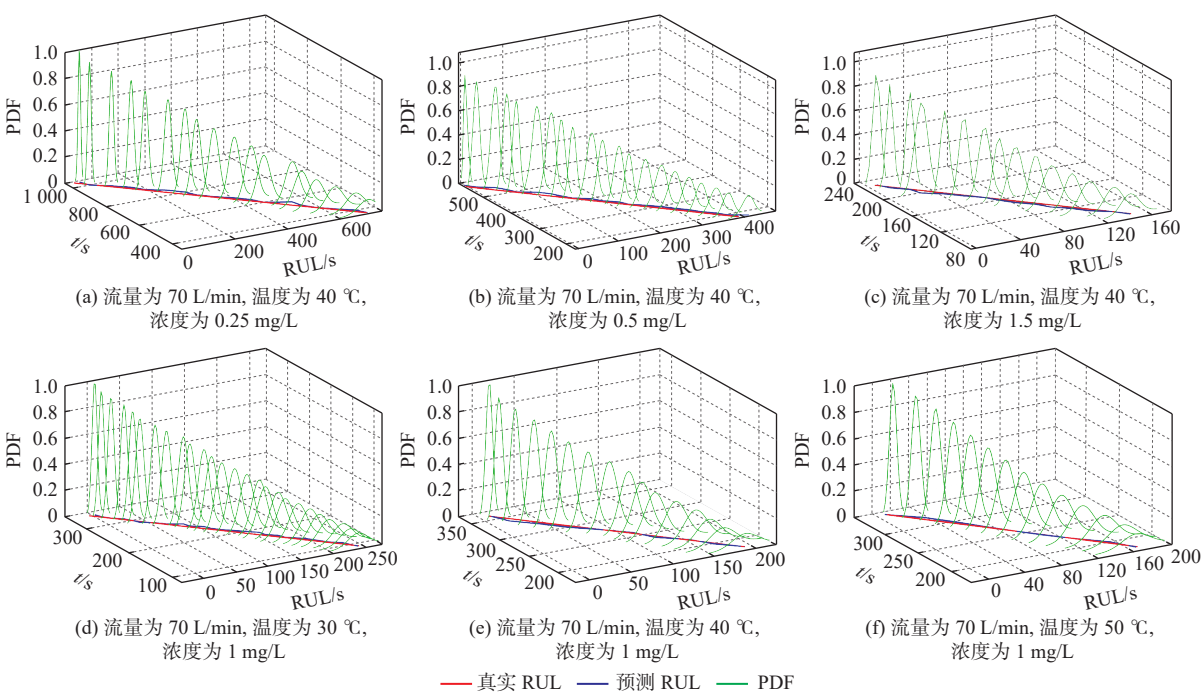


图 4 本文方法在 6 种工况下的剩余寿命预测概率分布

Fig. 4 Probability distribution of remaining useful life prediction by the proposed method under six operating conditions

高的精度和鲁棒性。随着油滤的不断退化，模型能够持续预测真实寿命的下降趋势，验证了其在动态寿命预测中的有效性。

4.2 不同模型寿命预测性能对比分析

本节针对以下 3 类方法的剩余寿命预测性能展开对比分析：① 考虑工况随机性的 Ergun 物理机理模型[5]；② Wiener 随机过程模型[22]；③ 本文方法，以流量为 70 L/min，温度为 40 ℃，浓度为 1.5 mg/L 为例，3 类方法在寿命预测中的性能表现如图 6 所示。

由图 6(a) 可以看出，不同方法在退化轨迹预测

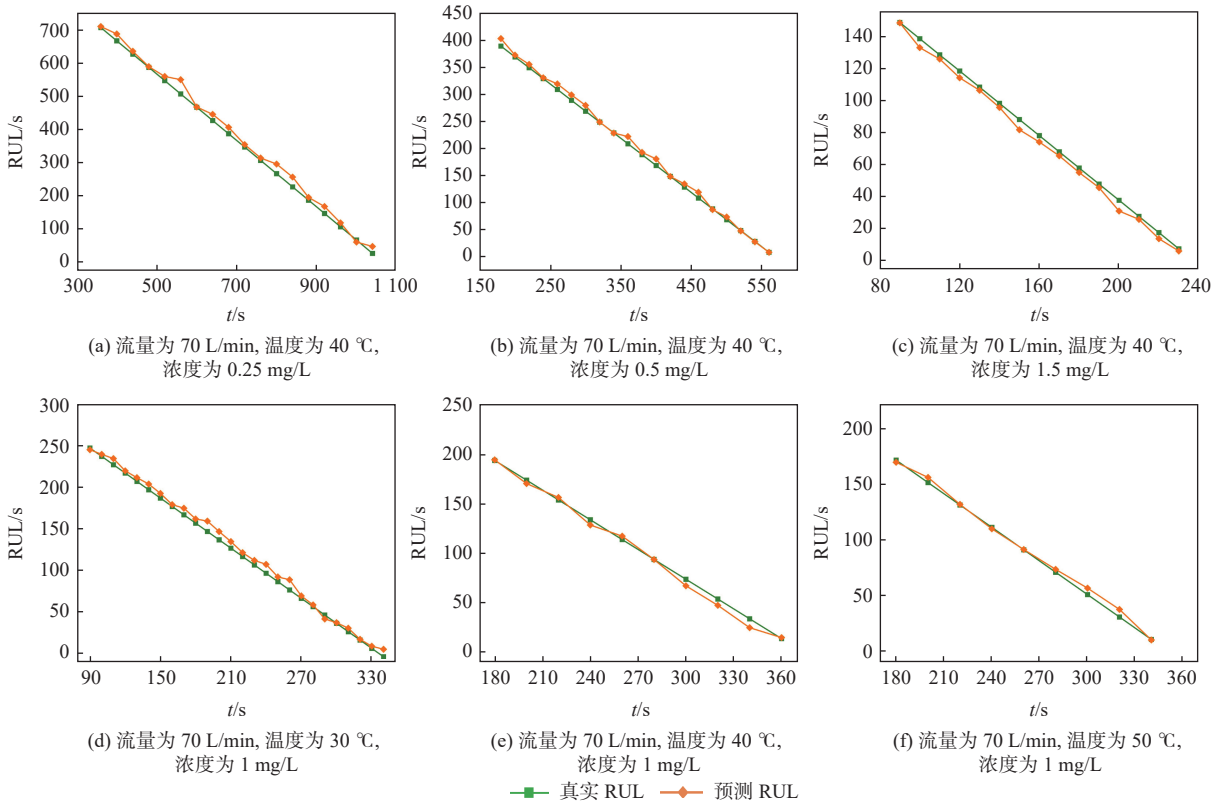


图 5　本文方法在 6 种工况下的剩余寿命预测

Fig. 5　Remaining life prediction of proposed method under six operating conditions

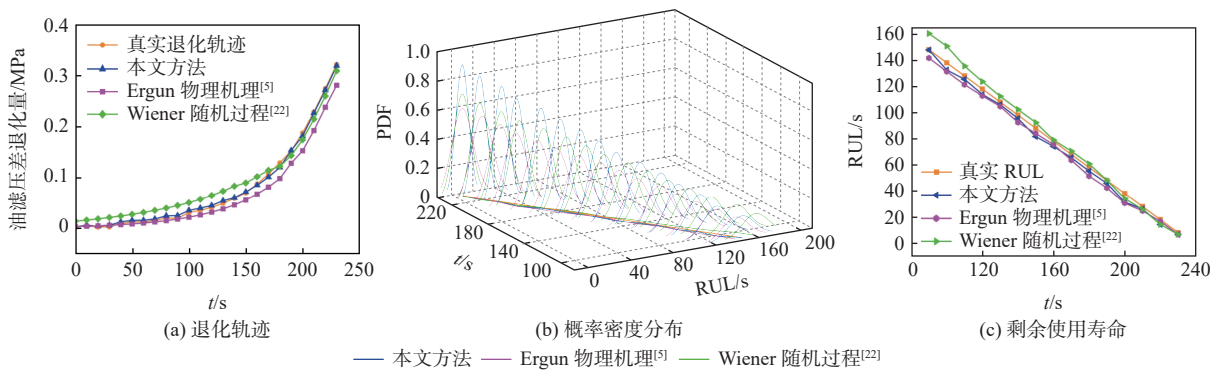


图 6　不同预测方法的预测性能表现

Fig. 6　Predictive performance of different predicting methods

方面的表现存在明显差异。Ergun 物理机理模型在预测前期能够较好地拟合真实退化曲线, 但在预测后期, 其预测结果逐渐偏离真实值。这一现象的根本原因在于物理机理模型难以充分捕捉退化过程中的非线性特征, 导致长期预测中误差不断累积。Wiener 随机过程模型在预测初期表现不佳, 其预测退化轨迹与真实退化轨迹之间存在较大偏差, 但随着退化数据的逐渐积累, 其预测精度逐步提高, 在退化后期能够较为准确地跟踪真实退化趋势。这表明 Wiener 随机过程模型在退化早期受到数据不足的限制, 难以精确预测退化轨迹。相比之下, 本文方法将失效机理与随机过程的动态更新机制有机结合, 在油滤的整个退化过程中均能保持较高的预测精度。

由图 6(b) 可以看出, 随着退化数据的累积, 3 类方法的寿命预测概率密度分布均呈现逐渐收敛的趋势, 分布范围逐步变窄。然而, Ergun 物理机理模型与 Wiener 随机过程模型的概率密度函数相对较宽, 峰值不够突出, 说明其寿命预测的点估计结果不确定性较大, 可信度仍不足。相比之下, 本文方法的概率分布更加集中, 峰值明显, 表明本文方法能够在退化数据积累的过程中持续提升寿命预测的点估计精度, 并显著降低不确定性, 预测结果更具可靠性和工程应用价值。

由图 6(c) 可以看出, 对于剩余使用寿命的预测, 3 类方法均能够反映寿命随时间逐渐减少的总体趋势, 但其精度与稳定性存在差异。Wiener 随机过程模型在预测早期出现明显偏差, 其剩余寿命预

测值高于真实值，Ergun 物理机理模型在预测中会出现波动，其预测结果不够平稳。相比之下，本文方法的预测结果在油滤寿命周期内均与真实寿命高度一致，在寿命预测的精度与鲁棒性方面表现出显著优势。

进一步将 3 类方法的预测精度进行定量对比分析，其结果如表 3 和表 4 所示。由表 3 可以看出，在退化量预测方面，本文方法的均方根误差 (root mean square error, RMSE) 预测误差最低，仅为 0.003 9 MPa，相较于 Ergun 物理机理模型 (0.019 4 MPa) 与 Wiener 随机过程模型 (0.017 3 MPa) 分别降低了 79.9% 和 77.5%。这表明贝叶斯模型综合方法能够更准确地预测退化轨迹。此外，贝叶斯模型综合法的 R^2 达到 0.998 1，显著优于 Ergun 物理机理模型 (0.923 1) 与 Wiener 随机过程模型 (0.934 1)，表明其在退化轨迹预测中具有显著优势。

表 3　不同预测方法的退化量预测误差

Table 3　Degradation prediction errors of different prediction methods

方法	MAE/MPa	RMSE/MPa	R^2
Ergun物理机理[5]	0.014 2	0.019 4	0.923 1
Wiener随机过程[22]	0.016 5	0.017 3	0.934 1
本文方法	0.003 4	0.003 9	0.998 1

表 4　不同预测方法的 RUL 预测误差

Table 4　RUL prediction errors of different prediction methods

方法	MAE/s	RMSE/s	R^2
Ergun物理机理[15]	4.71	5.08	0.92
Wiener随机过程[22]	4.60	5.83	0.93
本文方法	3.23	3.58	0.99

由表 4 可以看出，在剩余寿命预测方面，随机过程-失效机理综合模型同样表现最优，其平均绝对误差 (mean absolute error, MAE) 和 RMSE 分别为 3.23 s 和 3.58 s，均低于 Ergun 物理机理模型 (4.71 s 和 5.08 s) 与 Wiener 随机过程模型 (4.60 s 和 5.83 s)，表明本文方法在寿命预测中能够显著降低误差。同时，本文方法的 R^2 为 0.99，明显优于 Ergun 物理机理模型 (0.92) 和 Wiener 随机过程模型 (0.93)，这表明本文方法在寿命预测的精度、稳定性和可靠性方面均显著优于其他 2 种单一模型，能够更有效地支撑设备的健康管理与维护决策。

5　结　论

本文提出了一种随机过程-失效机理综合模型预测油滤剩余寿命方法，将失效机理与随机过程的动态更新机制有机结合，并基于实际试验数据对其有效性与准确性进行验证，结论如下。

1）本文方法在基于实际退化数据预测油滤退化轨迹与剩余寿命时性能较为优异，在整个寿命周期内，预测曲线与真实曲线均呈现较好的一致性。

2）在油滤退化量预测方面，本文方法 RMSE 仅为 0.003 9 MPa，相较于 Ergun 物理机理模型与 Wiener 随机过程模型分别降低了 79.9% 和 77.5%。本文方法 R^2 达到 0.998 1，显著优于 Ergun 物理机理模型 (0.923 1) 与 Wiener 随机过程模型 (0.934 1)，表明其在退化轨迹预测中具有显著优势。

3）在油滤剩余寿命预测方面，本文方法 MAE 与 RMSE 分别为 3.23 s 和 3.58 s，优于物理机理 Ergun 模型 (4.71 s 和 5.08 s) 与 Wiener 随机过程模型 (4.60 s 和 5.83 s)。本文方法 R^2 为 0.99，明显优于 Ergun 物理机理模型 (0.92) 和 Wiener 随机过程模型 (0.93)，表明其在剩余寿命预测中具有较高精度。

然而，本文仍存在一定局限性：在贝叶斯模型综合的框架中，模型将污染物颗粒直径、油液黏度及退化速率系数等参数随机化，并实时更新两类候选模型的后验权重，这会导致计算复杂度较高、参数收敛速度较慢，在一定程度上增加了计算成本；此外，在试验验证部分，本文将流量设定为固定值。而在实际工况中，流量的变化会导致油滤压差退化速率的动态波动。在未来的工作中，将针对上述问题优化模型计算框架，并将考虑在流量变化条件下开展试验与建模，以进一步提高模型在复杂工况下的适用性与工程推广价值。

参考文献（References）

[1] Sorrentino G, Chellappah K, Biscontin G. Understanding clogging mechanisms in filter media: an integration of laboratory findings and theoretical perspectives[J]. Separation and Purification Technology, 2025, 359: 130602.

[2] Wang Y H, Li J L, Wang G Y, et al. Prediction of diesel particulate filter regeneration conditions and diesel engine performance under regeneration mode using AMSO-BPNN and combined with XGBoost[J]. Applied Energy, 2025, 377: 124341.

[3] Ng F, Harding J A, Glass J. Improving hydraulic excavator performance through in line hydraulic oil contamination monitoring[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 83: 176-193.

[4] 白晨朝, 汪承杰, 王笑天, 等. 基于高梯度磁场结构电感式油液污染物检测传感器研究[J]. 机械工程学报, 2022, 58(23): 98-105.
Bai C Z, Wang C J, Wang X T, et al. Research on inductive oil contaminant detection sensor based on high gradient magnetic field structure[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2022, 58(23): 98-105(in Chinese).

[5] Eker O F, Camci F, Jennions I K. Physics-based prognostic modelling of filter clogging phenomena[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016, 75: 395-412.

[6] Pan Y, Han Z D, Wu T H, et al. Remaining useful life prediction of lubricating oil with small samples[J]. IEEE Transactions on Indus-

trial Electronics, 2023, 70(7): 7373-7381.
[7] Lee S, Lee S, Lee K, et al. Data-driven health condition and RUL prognosis for liquid filtration systems[J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2021, 35(4): 1597-1607.
[8] Pan Y, Jing Y T, Wu T H, et al. An integrated data and knowledge model addressing aleatory and epistemic uncertainty for oil condition monitoring[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2021, 210: 107546.
[9] Skaf Z, Eker O F, Jennions I K. A simple state-based prognostic model for filter clogging[J]. Procedia CIRP, 2015, 38: 177-182.
[10] Kawakita M, Takeuchi J. Minimum description length principle in supervised learning with application to lasso[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2020, 66(7): 4245-4269.
[11] Fuh C D, Kao C M, Pang T X. Kullback-leibler divergence and akaike information criterion in general hidden Markov models[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2024, 70(8): 5888-5909.
[12] Si X S, Li T M, Zhang Q, et al. Prognostics for linear stochastic degrading systems with survival measurements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 3202-3215.
[13] Chu F, Dai B W, Ma X P, et al. A minimum-cost modeling method for nonlinear industrial process based on multimodel migration and Bayesian model averaging method[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2020, 17(2): 947-956.
[14] Sun J W, Zhou S Y, Veeramani D, et al. Prediction of condition monitoring signals using scalable pairwise Gaussian processes and Bayesian model averaging[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2025, 22: 2746-2757.
[15] Dong M M, Cheng Y B, Wan L Q. A novel adaptive Bayesian model averaging-based multiple Kriging method for structural reliability analysis[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2025, 74(1): 2185-2199.
[16] Zhang S Y, Zhai Q Q, Shi X, et al. A Wiener process model with dynamic covariate for degradation modeling and remaining useful life prediction[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2023, 72(1): 214-223.
[17] Chen R T, Zhang C, Wang S P, et al. Reliability estimation of mechanical seals based on bivariate dependence analysis and considering model uncertainty[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2021, 34(5): 554-572.
[18] Zhang F, Du H G, Tian R C, et al. Inverse Gaussian degradation modeling and reliability assessment considering unobservable heterogeneity[J]. IEEE Access, 2024, 12: 94367-94379.
[19] Ling M H, Bae S J, Jin S X, et al. An extended gamma process for accelerated destructive degradation test: modeling and optimal design[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2025, 74(3): 4387-4401.
[20] Adli M A R. Analysis of aircraft hydraulic filter flow: computational fluid dynamics simulation using SimFlow 4.0[J]. Advanced and Sustainable Technologies (ASET), 2024, 3(2): 42-50.
[21] 工业和信息化部. 民用飞机用液压油污染度等级: HB 8461-2014[S]. 北京: 中国标准出版社, 2014: 1-3.
Ministry of Industry and Information Technology of the People's Republic of China. Contamination classification for hydraulic fluid of civil aircraft: HB 8461-2014[S]. Beijing: China Standards Press, 2014: 1-3.
[22] Wang Z J, Zhai Q Q, Shen L J. Degradation modeling and RUL prediction in dynamic environments using a Wiener process with an autoregressive rate[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2024, 73(2): 912-921.

RUL prediction of oil filter based on random process-failure mechanism model integration

WANG Weijie，GUO Dinghui，GENG Yixuan*

(College of Mechanical Engineering，Taiyuan University of Technology，Taiyuan 030024，China)

Abstract：Due to the considerable randomness in contaminant size and arrival, as well as unavoidable epistemic uncertainties and manufacturing/installation variations, both parametric and model uncertainties in practice pose a challenge to the oil filter's remaining useful life prediction. The oil filter is a crucial component in guaranteeing hydraulic fluid cleanliness. This paper introduces a remaining useful life prediction method that fuses a physics-based degradation model with data-driven stochastic process models. Based on Bayesian inference, the method achieves effective RUL prediction for oil filters by synthesizing real-time degradation observations with the respective advantages of different candidate models. In comparison to the Ergun and Wiener models, experimental validation shows that the root mean square error（RMSE）of real-time degradation prediction for oil filter achieves 0.003 9 MPa, resulting in drops of 79.9% and 77.5%, respectively. The results indicate that the proposed method exhibits superior prediction accuracy and strong generalization capability, highlighting its practical value for engineering applications.

Keywords：oil filter; remaining useful life prediction; Bayesian model integration; failure mechanisms; Wiener process

Received：2025-09-30；**Accepted**：2025-10-27；**Published Online**：2025-12-22 14：29

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251222.1005.001

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (52205065); Fundamental Research Program of Shanxi Province (202403011212005)

* **Corresponding author**. E-mail: gengyixuanbuaa@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0098

基于 Copula 相关性建模的机电复合传动装置系统可靠性分析

郭磊[1]，沈鉴彪[1]，李慎龙[1]，李训明[1]，李同辉[1]，张楠[1]，张睦扬[2]，王兴坚[2, 3, *]

(1. 中国北方车辆研究所，北京 100072；2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；
3. 北京航空航天大学宁波创新研究院，宁波 315800)

摘 要：针对机电复合传动装置中多子系统在载荷传递、控制回路和功能协同作用下呈现的相关失效特性，在保持各子系统边缘可靠性模型不变的前提下，引入 Copula 方法对系统内部依赖结构进行建模。该方法通过累积分布函数将子系统寿命数据映射至统一的概率空间，实现边缘分布与相关结构的解耦描述。结合工程失效机理分析不同 Copula 模型的依赖特性，选取 Gaussian Copula 构建系统联合失效模型，并给出失效时间样本的生成流程。通过 Kendall τ 秩相关系数对样本相关性进行验证，结果表明，生成数据与预设依赖结构一致。进一步分析识别出电机驱动子系统与驱动电机控制器之间的强耦合关系，并定位了联合失效的高风险区域。研究结果表明，Copula 建模方法能够有效刻画系统层相关失效特征，为协同监测与维护决策提供可靠依据。

关 键 词：Copula 函数；机电复合传动装置；系统可靠性；依赖结构建模；联合失效分析
中图分类号：TB114.3
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2748-08

机电复合传动装置是新能源汽车、航空推进等高端设备的核心能量转换与传递单元，其可靠性直接关系到整机系统的任务成功与运行安全。此类系统集机械传动、液压驱动、电机控制与综合控制于一体，在动力流传递和控制闭环中形成了多物理场耦合、多层次交互的典型特征。这种多维度的耦合使得子系统间的失效行为呈现显著的相关性，而非传统可靠性分析假设的独立性[1]。由共因载荷、功能联动或状态共享引发的相关失效，可能导致系统风险被低估或误判，已成为高可靠性设计中亟待解决的关键问题[2]。

在系统可靠性建模领域，传统的可靠性框图(reliability block diagram, RBD)[3]和故障树分析(fault tree analysis, FTA)[4]方法已被广泛应用，但这些方法基于部件失效独立的假设，难以有效描述系统中的耦合失效机制。针对这一问题，Copula 函数理论提供了一种新的建模框架，可将多元联合分布分解为边缘分布和描述变量间依赖结构的 Copula 函数，从而实现“边缘-相关”解耦建模[5]。近年来，Copula 方法已被广泛应用于风电、电力电子等领域的相关性分析[6]，但现有研究主要集中于较为简单的系统，针对机电复合传动装置这类机理复杂、耦合多维的集成系统，如何构建一个既具工程可实施性，又能验证结果且具机理可解释性的 Copula 建模全流程，仍然缺乏系统性研究[7]。

Copula 方法中的相关性度量与验证是建模的重要环节，其中，Kendall τ 秩相关系数作为一种基于排序的相关性指标，能够有效反映变量间的依赖强度，并被广泛用于 Copula 参数设定与结果校验[5]，而针对极端工况下的尾部相关问题，t-Copula 等模

收稿日期：2026-02-09；**录用日期**：2026-02-24；**网络出版时间**：2026-03-25 16:41
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260325.1028.001
基金项目：国家自然科学基金 (52275044, 62303030, U2233212)
* **通信作者**. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

引用格式：*郭磊，沈鉴彪，李慎龙，等. 基于 Copula 相关性建模的机电复合传动装置系统可靠性分析 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2748-2755. Guo L，Shen J B，Li S L，et al. Reliability analysis of an electromechanical integrated transmission system based on Copula correlation modeling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2748-2755 （in Chinese）.*

型已被提出用于刻画联合极值失效特征[8], 同时在相关研究中, 相关性变化对系统可靠性评估的影响也已得到深入探讨[9]。

近年来, Copula 方法在复杂系统可靠性建模中的应用逐渐增多。Genest 等[10] 研究了 He 建模过程中的常见误区, 并提出了针对相关性建模的理论框架, Zhou 和 He[11] 基于时变 Copula 模型开展了多失效模式相关系统的可靠性建模, 国内学者不仅在并联系统、冷贮备系统和竞争失效等方面开展了相关研究[12-14], 还进一步将其应用拓展至高维系统和动态可靠性建模[15-17], 此外相关性变量变换时, 相关性变化对可靠度评估的影响也已成为新的研究方向[18]。

基于以上背景, 本文以机电复合传动装置为研究对象, 旨在构建基于 Copula 的系统相关性可靠性建模与分析方法体系。依据功能耦合关系对系统进行解构, 并基于手册预计体系建立各子系统的边缘可靠性模型(通常简化为指数分布)。在此基础上, 选择 Gaussian Copula 为主模型, 利用预设的相关矩阵表征工程经验中的耦合强度, 详细阐述了失效时间样本的生成流程, 包括“相关矩阵输入、多元正态抽样、概率积分变换到逆变换抽样”。为确保建模过程的可追溯性, 本文采用 Kendall τ 秩相关系数对生成样本的依赖结构进行复核验证[5]。通过相关矩阵热力图、联合分布等高线图及 Copula 空间可视化技术, 识别系统内的关键耦合链路和联合失效的高风险区域, 为联动监测、协同维护及验证试验应力组合设计提供工程依据。

1　系统构成与边缘可靠性建模基础

1.1　系统构成与子系统划分

本文以 EMT800 机电复合传动装置为研究对象, 该装置由发电机及其控制器、左右驱动电机及驱动电机控制器、总体结构部件、变速与耦合机构、液压驱动与润滑子系统、传动油泵电机及其控制器、传动综合控制器及传动测试系统和控制软件等多个功能单元构成。为便于开展系统层可靠性分析, 本文依据功能关联关系与结构耦合特性, 将其划分为机械传动子系统、液压驱动与润滑子系统、电机驱动子系统及综合控制子系统。上述划分与装置的动力传递路径和控制闭环结构相一致, 为后续边缘可靠性模型输入及相关性建模提供了变量定义基础。

1.2　系统相关性分析

机电复合传动装置的各子系统在相同的工况与环境下运行, 具体表现为载荷谱共享、热耦合、油液环境共用及控制闭环相互关联。因此, 各子系统退化过程与失效时间之间存在相关性。鉴于寿命数据通常不服从正态分布, 且变量间的依赖关系多呈单调非线性。本文采用非参数的秩相关系数进行度量, 相关性指标 Kendall τ 定义为

$$\tau = P\left\{(T_i-\tilde{T}_i)(T_j-\tilde{T}_j)>0\right\} - P\left\{(T_i-\tilde{T}_i)(T_j-\tilde{T}_j)<0\right\} \tag{1}$$

式中: T_i和T_j分别为第 i 个和第 j 个子系统的失效时间随机变量; $\tilde{T}_i$ 和 $\tilde{T}_j$分别为 T_i和 T_j的独立同分布复制变量; τ为第 i 个与第 j 个子系统的失效时间随机变量的 Kendall τ 秩相关系数; $P\{\cdot\}$为概率算子。

为进一步处理变量间的复杂依赖关系, 本文引入 Copula 方法进行系统建模。各子系统寿命的联合分布函数基于 Sklar 定理可分解为边缘分布与描述相关结构的 Copula 函数:

$$H(t_1,t_2) = C(F_1(t_1),F_2(t_2)) \tag{2}$$

式中: $F_1(t_1)$、$F_2(t_2)$为边缘分布函数; $C(\cdot,\cdot)$为 Copula 函数。

式(2)表明, 在工程应用中, 可先基于手册预计或试验数据建立各子系统的边缘寿命分布, 再通过 Copula 单独刻画依赖结构, 从而在保持边缘特性不变的前提下引入相关性。

2　Copula 可靠性建模方法

2.1　边缘可靠性模型建立

在边缘可靠性建模方面, 为保持与手册预计体系的一致性, 并便于与后续 Copula 联合建模, 本文采用指数分布对各子系统寿命建模。第i个子系统的累积分布函数$F_i(t)$及对应的可靠度函数$R_i(t)$分别为

$$F_i(t) = P(T_i \leqslant t) = 1-\exp(-\lambda_i t) \qquad t \geqslant 0 \tag{3}$$

$$R_i(t) = \exp(-\lambda_i t) \tag{4}$$

式中: λ_i为第 i 个子系统在给定工况下的常值失效率; t为任务时间。

当任务剖面由多个运行工况阶段构成时, 可通过工况占比加权得到对应工况下的等效失效率。针对电类元件, 一般采用系数修正法, 非电类元件一般采用应力修正等方法。

2.2　Copula 理论基础与模型选型

Copula 理论的核心在于将多变量联合分布中的边缘分布特性与变量间依赖结构进行分离描述。根据 Sklar 定理, 其联合分布函数可表示为

$$F(t_1,\cdots,t_d) = C(F_1(t_1),\cdots,F_d(t_d)) \tag{5}$$

式中: $t_1,\cdots,t_d$为任意连续随机变量; $F_i(t_i)$为第i个变

量的边缘分布函数；Copula 函数$C(\cdot)$用于描述变量之间的依赖结构。

不同 Copula 族能够刻画不同类型的依赖结构，在分布尾部对极端并发失效风险的表征能力也存在明显差异，常用 Copula 函数及其特性对比如表 1 所示。表中，各函数的数学形式与尾部相关特性对应不同工程失效场景，Gaussian Copula 源于多元正态分布，依赖结构由相关矩阵决定，尾部相关性较弱，适用于常规工况下依赖关系对称、极端共现失效不显著的场景；其他 Copula 函数则分别在连锁失效、极端尾部相关等场景具备特定适用性。Gaussian Copula 模型形式简洁、参数物理意义明确、仿真实现成熟，因此，本文选取其作为建模主模型，并利用 Kendall τ 对依赖结构进行复核验证。

表 1 常用 Copula 函数特性对比

Table 1 Comparison of common Copula function features

Copula函数	数学表达式(二元形式)	依赖结构	尾部相关性	适用场景
Gaussian Copula	$C_\rho^{\mathrm{Ga}}(u_1,u_2)=\Phi_\rho(\Phi^{-1}(u_1),\Phi^{-1}(u_2))$	对称	零	线性依赖，无显著极端共现
t-Copula	$C_{\rho,\nu}^{t}(u_1,u_2)=t_{\rho,\nu}(t_\nu^{-1}(u_1),t_\nu^{-1}(u_2))$	对称	对称	冲击载荷等引起的极端并发失效
克莱顿 Copula	$C_{\mathrm{Cl}}(u_1,u_2;\theta)=(u_1^{-\theta}+u_2^{-\theta}-1)^{-1/\theta}$	非对称	下尾相关	共同缺陷导致的早期失效
甘力克 Copula	$C_{\mathrm{Gu}}(u_1,u_2;\theta)=\exp(-[(-\ln u_1)^\theta+(-\ln u_2)^\theta]^{1/\theta})$	非对称	上尾相关	共同磨损/老化导致的耗损失效

2.3 Gaussian Copula 建模与样本生成流程

在完成边缘可靠性模型建立与 Copula 选型后，本文采用 Gaussian Copula 对各子系统间依赖结构进行建模。设系统包含d个子系统，其失效时间随机变量记为$\boldsymbol{T}=(T_1,\cdots,T_d)$，各边缘分布$F_i(\cdot)$及参数$\lambda_i$沿用前文结果，以保证生成样本的边缘可靠性特征与预计结果一致。

首先，为明确建模的目标依赖结构，依据载荷传递链路、控制回路耦合与功能协同等工程先验给定预设相关性矩阵。预设相关性矩阵表示公式为

$$\boldsymbol{\rho}=\left[\rho_{ij}\right]_{d\times d}\qquad \rho_{ii}=1 \tag{6}$$

式中：ρ_{ij}为预设相关性矩阵中第i个子系统与第j个子系统的相关强度系数；d为子系统数量；$\rho_{ii}=1$表示对角元为 1。

其次，在给定$\boldsymbol{\rho}$的条件下生成n组d维标准多元正态样本，以在抽样层面引入目标相关结构。多元正态抽样公式为

$$\boldsymbol{Z}^{(k)}\sim N(\boldsymbol{0},\boldsymbol{\rho})\qquad k=1,2,\cdots,n \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{Z}^{(k)}=(Z_1^{(k)},\cdots,Z_d^{(k)})^{\mathrm{T}}$为第$k$组抽样向量；$N(\boldsymbol{0},\boldsymbol{\rho})$表示均值向量为$\boldsymbol{0}$、相关性矩阵为$\boldsymbol{\rho}$的多元正态分布；$n$为样本组数。

再次，为实现不同边缘分布的统一相关性描述，为将相关结构映射到统一概率空间，对$\boldsymbol{Z}^{(k)}$逐维进行概率积分变换，得到 Copula 空间的均匀变量。概率积分变换公式为

$$U_i^{(k)}=\Phi\left(Z_i^{(k)}\right)\qquad i=1,2,\cdots,d;k=1,2,\cdots,n \tag{8}$$

式中：$\Phi(\cdot)$为标准正态分布函数；$U_i^{(k)}$为第 k组样本在第i维的均匀随机变量；$Z_i^{(k)}$为$\boldsymbol{Z}^{(k)}$的第i个分量。

然后，基于前文确定的子系统边缘分布，通过边缘逆变换将$\boldsymbol{U}^{(k)}=(U_1^{(k)},\cdots,U_d^{(k)})$映射回失效时间域，生成相关失效时间样本。边缘逆变换抽样公式为

$$T_i^{(k)}=F_i^{-1}\left(U_i^{(k)}\right)\qquad i=1,2,\cdots,d;k=1,2,\cdots,n \tag{9}$$

式中：$T_i^{(k)}$为第k组样本中第i个子系统的失效时间；$F_i^{-1}(\cdot)$为第i个子系统边缘分布函数的逆函数；$U_i^{(k)}$为 Copula 空间均匀变量。

最后，为验证生成样本是否有效复现工程先验依赖关系，按式 (1) 计算 Kendall τ 秩相关系数矩阵，并与预设相关性矩阵的设定进行对照；算例中生成 2 000 组样本数据、覆盖 7 个子系统失效时间，为后续相关性可视化与联合分布分析提供数据基础。Copula 相关性可靠性建模与验证流程如图 1 所示，文中各建模环节与图中步骤一一对应，从相关矩阵输入、样本生成到验证校验形成完整流程，可清晰反映系统相关失效建模的全过程。该建模流程能够保证生成样本在保持子系统个体可靠性特征一致性的同时，准确反映系统层面的相关依赖关系。

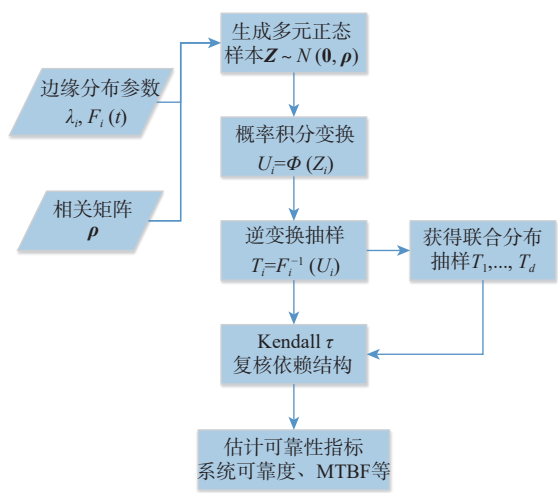


图 1 Copula 相关性可靠性建模与验证流程

Fig. 1 Copula correlation reliability modeling and validation process

3　案例分析

3.1　案例描述

以 1.1 节所述 EMT800 机电复合传动装置为对象开展案例分析, 并沿用前述系统构成及子系统划分。系统级可靠性结构如图 2 所示, 机电复合传动装置原理如图 3 所示。在此基础上, 先在串联独立假设下计算各子系统及系统的基准可靠性指标, 再引入 Copula 模型分析失效相关性对系统可靠性的影响。

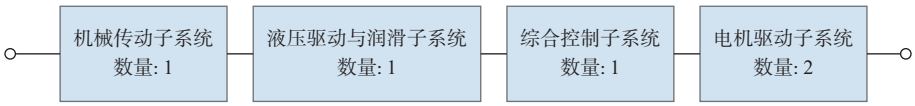


图 2　系统级可靠性结构

Fig. 2　System-level reliability architecture

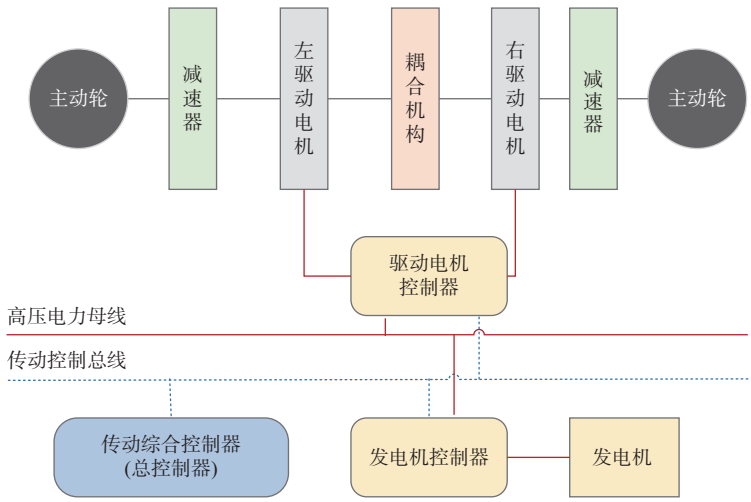


图 3　机电复合传动装置原理

Fig. 3　Schematic diagram of electromechanical integrated transmission device

在没有考虑失效相关性与工况因素下, 各子系统失效率与平均无故障时间的对比结果如图 4 所示。

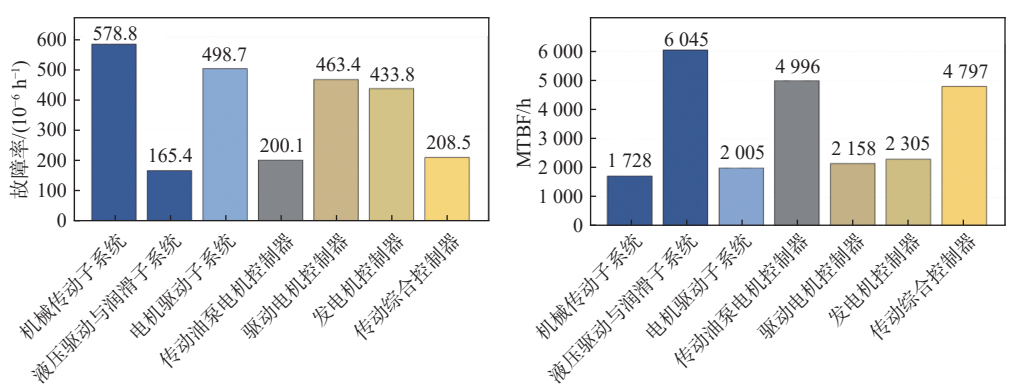
在串联独立假设下, 系统可靠度可表示为各子系统可靠度的乘积, 系统总失效率可近似为各子系统失效率之和, 系统平均故障间隔时间(mean time between failures, MTBF)则为总失效率的倒数。相关计算公式如下:

$$R_{\mathrm{s}}(t)=\prod_{i=1}^{n}R_i(t)=\prod_{i=1}^{n}\mathrm{e}^{-\lambda_{\mathrm{s}}} \tag{10}$$

$$\lambda_{\mathrm{s}}\approx\sum_{i=1}^{n}\lambda_i \tag{11}$$

$$M_{\mathrm{s}}=\frac{1}{\lambda_{\mathrm{s}}} \tag{12}$$

式中: $R_{\mathrm{s}}(t)$为系统可靠度; λ_{s}为系统总失效率; M_{s}为系统平均故障间隔时间。



(a) 各子系统故障率对比　　(b) 各子系统平均故障间隔时间对比

图 4　串联模式下各子系统的失效率与平均无故障时间对比

Fig. 4　Comparison of failure rates and mean time between failures of each subsystem in series configuration

基于该基准模型，系统平均故障间隔时间为 407.4 h，系统可靠度函数曲线如图 5 所示。

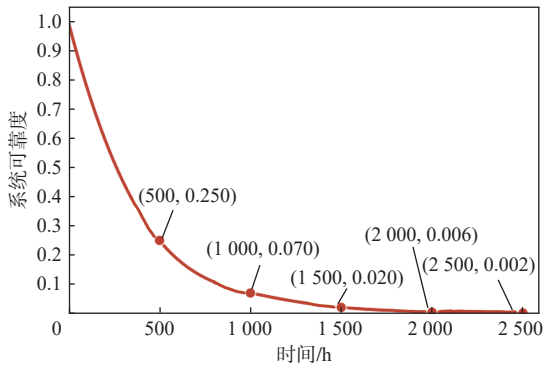


图 5 基于串联模型的系统可靠度函数曲线

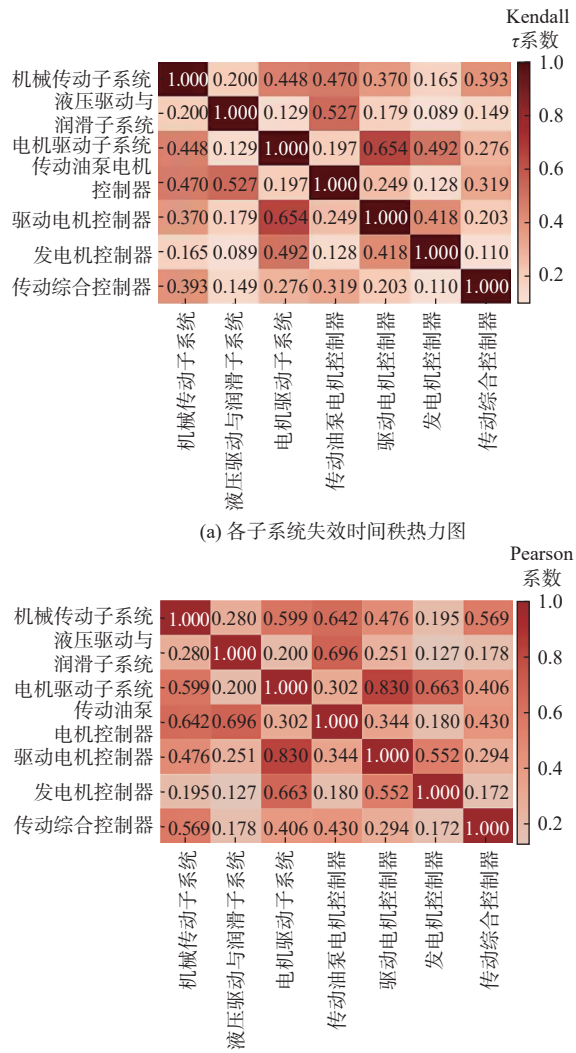
Fig. 5 System reliability function curve based on series model

3.2 相关性建模结果验证

为在保持边缘故障率特性不变的同时刻画子系统间耦合关系，本文基于工程经验给出七维预设相关性矩阵，并将其作为后续 Gaussian Copula 联合建模的相关结构输入。相关性矩阵如下：

$$\boldsymbol{\rho}=\begin{bmatrix}1.00 & 0.20 & 0.50 & 0.30 & 0.25 & 0.10 & 0.35\\ 0.20 & 1.00 & 0.15 & 0.10 & 0.08 & 0.10 & 0.12\\ 0.50 & 0.15 & 1.00 & 0.40 & 0.30 & 0.15 & 0.45\\ 0.30 & 0.10 & 0.40 & 1.00 & 0.70 & 0.20 & 0.60\\ 0.25 & 0.08 & 0.30 & 0.70 & 1.00 & 0.18 & 0.55\\ 0.10 & 0.10 & 0.15 & 0.20 & 0.18 & 1.00 & 0.22\\ 0.35 & 0.12 & 0.45 & 0.60 & 0.55 & 0.22 & 1.00\end{bmatrix} \tag{13}$$

为检验依赖结构复现的准确性，本文对生成样本计算 Kendall τ 秩相关系数矩阵，并与预设相关性矩阵进行对照。图 6(a)、图 6(b) 分别为各子系统失效时间秩热力图和失效时间线性相关热力图。其中，电机驱动子系统与驱动电机控制器之间相关性最强，Kendall τ 系数为 0.654；液压驱动与润滑子系统与传动油泵电机控制器之间为 0.527；机械传动子系统与传动油泵电机控制器之间为 0.470；发电机控制器与电机驱动子系统之间为 0.492；液压驱动与润滑子系统与发电机控制器之间相关性较弱，Kendall τ 系数仅为 0.089。这一相关性差异与工程实际耦合特性高度契合：电机驱动子系统与驱动电机控制器的强相关源于电驱能量链路与控制链路的直接联动，液压驱动与润滑子系统和传动油泵电机控制器的较高相关则是因油液动力传递的功能耦合，而液压驱动与润滑子系统与发电机控制器的弱相关则表明二者失效机理相互独立、无显著共因影响。上述对照结果表明，Gaussian Copula 能够有效复现预设依赖结构，为后续系统级评估提供可信



(a) 各子系统失效时间秩热力图

(b) 各子系统失效时间线性相关热力图

图 6 基于 Copula 空间的子系统依赖结构分析图

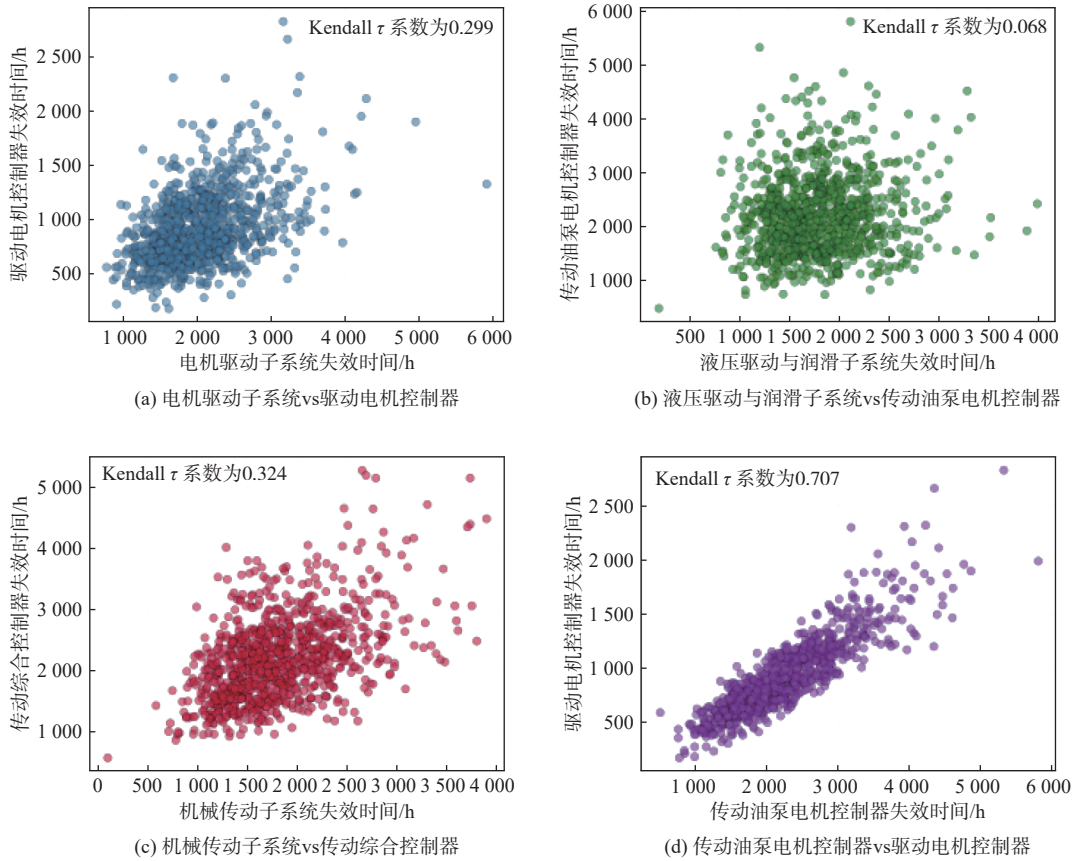
Fig. 6 Dependency structure analysis diagram of subsystems based on Copula space

的数据支撑。

图 7 为失效时间散点图。结果表明，电机驱动子系统与驱动电机控制器数据点明显地沿着一条对角线方向聚集，形成了密集的云带，呈现强正相关（Kendall τ 系数= 0.654）特征。液压驱动与润滑子系统与传动油泵电机控制器也呈现 Kendall τ 系数= 0.527 的相关性。相反，机械传动子系统与传动油泵电机控制器、发电机控制器与电机驱动子系统 2 组的散点云则更为分散，但整体上仍保持着 0.47～0.49 的正相关的分布态势。

3.3 联合失效分析

在分析原始失效时间的相关性后，本文利用 Copula 空间来分析每个子系统自身故障率特性的影响。本文通过概率积分变换，将每个子系统的失效时间数据映射到 [0,1] 区间上的均匀分布。上述 2 组强相关子系统的 Copula 空间分析图如图 8 所示。

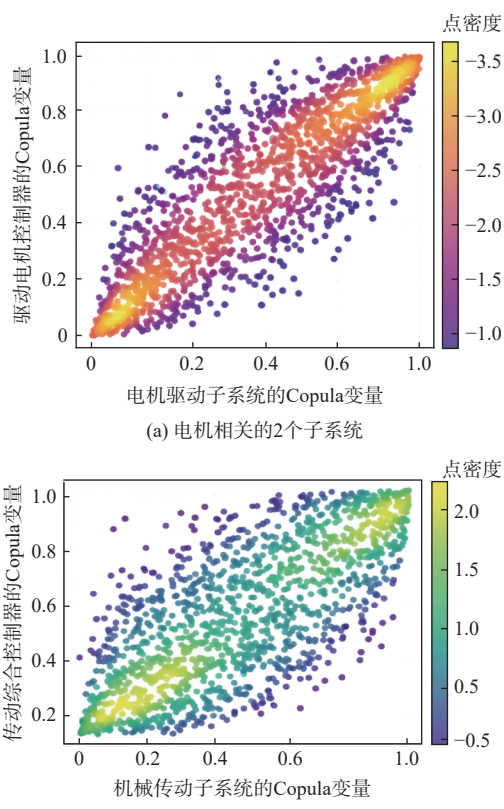


(a) 电机驱动子系统vs驱动电机控制器　(b) 液压驱动与润滑子系统vs传动油泵电机控制器

(c) 机械传动子系统vs传动综合控制器　(d) 传动油泵电机控制器vs驱动电机控制器

图 7　4 组关键子系统失效时间散点图

Fig. 7　Scatter plot of failure times for four key subsystems



(a) 电机相关的2个子系统

(b) 机械相关的2个子系统

图 8　2 组强相关子系统的 Copula 空间分析图

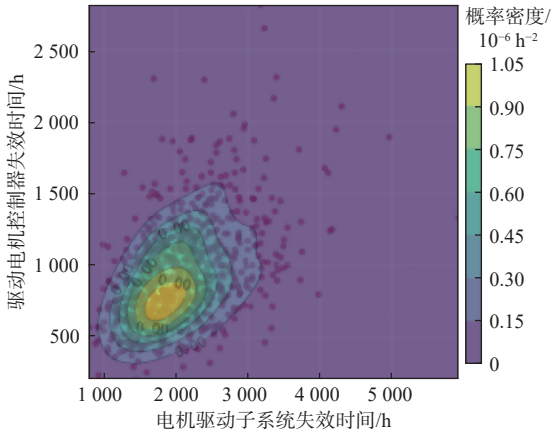
Fig. 8　Copula space analysis diagram for two sets of strongly correlated subsystems

此外, 本文对 2 对关键子系统进行了联合概率分布建模, 并绘制了带有等高线的联合分布图, 如图 9 所示。电机驱动子系统与驱动电机控制器的等高线沿正斜率方向呈狭长分布, 说明二者失效时间具有较强的正相关性, 同时, 其联合分布概率密度高峰集中在坐标系左下区域, 表明二者在装置运行初期的联合失效概率显著偏高; 液压驱动与润滑子系统与传动油泵电机控制器的等高线相对分散, 表明二者同样存在正向依赖, 但相关程度低于前者, 与 Kendall τ=0.527 的结果一致。2 组分布的高密度区域主要位于各自失效时间的中低值范围, 说明较短寿命组合相对集中, 应作为联合监测和协同维护的重点。该结果明确了系统联合失效的高风险区域与特征, 为后续针对性制定协同维护策略提供了量化依据。

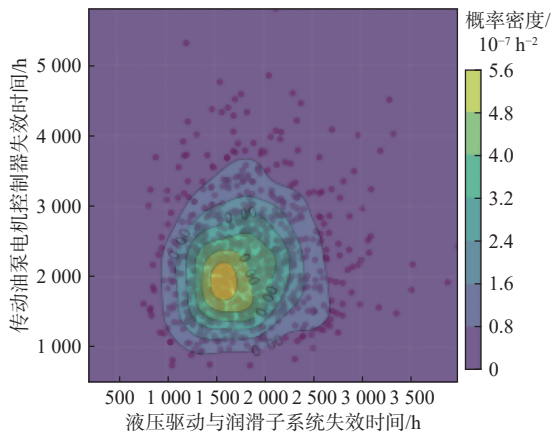
3.4　系统可靠性保障措施与维护策略

根据上述分析, 电机驱动子系统与驱动电机控制器之间的相关性达到 0.654, 液压驱动与润滑子系统与传动油泵电机控制器之间的相关性为 0.527, 说明关键能量链路与控制链路之间存在显著依赖关系。基于上述结果, 针对机电复合传动装置的以下角度提出可靠性保障措施与维护策略:

1) 联动监测排查。强相关子系统任一出现异



(a) 电机驱动子系统与驱动电机控制器的联合分布



(b) 液压驱动与润滑子系统与传动油泵电机控制器的联合分布

图 9 2组强相关子系统的联合分布等高线图

Fig. 9 Contour map of joint distribution for two sets of strongly correlated subsystems

常时，同步开展另一子系统检查，降低连锁故障停机风险。

2）强化关键测量可靠性。针对压力、温度等关键量，提升传感器及采集链路抗干扰与自诊断能力，按需采用冗余测点或交叉校核，减少测量失真隐患。

3）管控共因风险。液压系统聚焦油液清洁度等指标，建立联合监控维护制度，提前识别共因主导的并发失效风险；电驱与控制链路以温升、电流等为核心开展协同巡检。

4 结 论

本文以机电复合传动装置为研究对象，围绕Copula方法在系统相关性可靠性建模中的工程化应用开展研究，主要结论如下：

1）Copula方法为系统层相关失效建模提供了统一框架。通过将子系统寿命变量映射至统一概率空间，实现了边缘分布与依赖结构的分离描述，使得在边缘可靠性预计体系既有的工程条件下，仍可有效刻画系统级耦合关系。

2）以Gaussian Copula为核心的建模与验证流程兼具工程可操作性与可追溯性，经Kendall τ秩相关系数复核，可有效保证依赖结构建模的准确性与可解释性。

3）相关性识别与可视化分析能够揭示系统内部关键耦合链路及联合失效风险。Kendall秩相关矩阵与Copula空间分析表明，电机驱动子系统与驱动电机控制器具有最强相关性，并可进一步定位联合失效概率集中的高风险区域。

4）在工程应用层面，相关性建模结果可为联动监测、协同维护与验证试验设计提供直接依据。将强耦合子系统作为统一监测与维护单元，有助于提升风险处置效率；基于联合分布识别的高风险区域，可用于优化试验应力组合设计。

参考文献（References）

[1] Bai X N, Li Y H, Zhang D X, et al. A structural reliability analysis method considering multiple correlation features[J]. Machines, 2024, 12(3): 210.

[2] 魏晨竹. 不同情形下的机电设备可靠性信息融合[D]. 成都: 电子科技大学, 2021: 1-10.
Wei C Z. Reliability information fusion of electromechanical equipment under different scenarios[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021: 1-10(in Chinese).

[3] 王蕾, 程世娟, 韩雨. 基于时变Copula函数的多部件系统可靠性评估[J]. 计算机应用, 2024, 44(3): 953-959.
Wang L, Cheng S J, Han Y. Reliability evaluation of multi-component systems based on time-varying Copula functions[J]. Journal of Computer Applications, 2024, 44(3): 953-959(in Chinese).

[4] Gu Y K, Fan C J, Liang L Q, et al. Reliability calculation method based on the Copula function for mechanical systems with dependent failure[J]. Annals of Operations Research, 2022, 311(1): 99-116.

[5] Adès M, Provost S B, Zang Y S. Four measures of association and their representations in terms of Copulas[J]. Applied Math, 2024, 4(1): 363-382.

[6] Xia E D, Zhou F P, Kun-Chieh W, et al. A novel reliability analysis methodology based on IPSO-MCopula model for gears with multiple failure modes[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2024, 16(2): 16878132241228194.

[7] 帅志斌, 贺帅, 李国辉, 等. 特种履带车辆机电复合传动装置低温启动过程建模与优化控制[J]. 兵工学报, 2023, 44(1): 117-128.
Shuai Z B, He S, Li G H, et al. Modeling and optimal control of low-temperature start-up process for electromechanical integrated transmission of special tracked vehicles[J]. Acta Armamentarii, 2023, 44(1): 117-128(in Chinese).

[8] 付善强, 王孟夏, 杨明, 等. 架空导线载流量的多时段联合概率密度预测[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(17): 102-108.
Fu S Q, Wang M X, Yang M, et al. Multi-period joint probability density forecasting of ampacity for overhead conductors[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(17): 102-108(in

Chinese).

[9] Arriaza A, Navarro J, Sordo M Á, et al. A variance-based importance index for systems with dependent components[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2023, 467: 108482.

[10] Genest C, Okhrin O, Bodnar T. Copula modeling from Abe Sklar to the present day[J]. Journal of Multivariate Analysis, 2024, 201: 105278.

[11] Zhou L, He Z X. Application research on reliability modeling of multi-failure modes correlation system based on time varying Copula model[J]. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2020, 964(1): 012031.

[12] 周松. 基于 Vine Copula 的机械结构系统失效模式相关可靠性分析及拓扑优化[D]. 重庆: 重庆交通大学, 2018: 1-6.
Zhou S. Correlation reliability analysis and topology optimization of mechanical structural systems with failure-mode dependence based on Vine Copula[D]. Chongqing: Chongqing Jiaotong University, 2018: 1-6(in Chinese).

[13] 张根保, 张定飞, 冉琰, 等. 基于 Gamma 和混合 Copula 的元动作单元性能可靠性分析[J]. 湖南大学学报 (自然科学版), 2021, 48(4): 113-125.
Zhang G B, Zhang D F, Ran Y, et al. Performance reliability analysis of meta-action unit based on Gamma process and hybrid Copula function[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2021, 48(4): 113-125(in Chinese).

[14] Lyu H, Li Z H, Qiao X H, et al. Reliability analysis for multi-component system considering failure propagation and dependent competing failure process[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2025, 259: 110930.

[15] 冯钧, 刘伟, 谭龙, 等. 高维 Copula 函数的动态系统可靠性模型研究[J]. 机械强度, 2022, 44(1): 86-94.
Feng J, Liu W, Tan L, et al. Research on dynamic system reliability model of high-dimensional Copula function[J]. Journal of Mechanical Strength, 2022, 44(1): 86-94(in Chinese) .

[16] Khanthaporn R, Wichitaksorn N. Bayesian estimation of R-Vine Copula with Gaussian-mixture GARCH margins: an MCMC and machine learning comparison[J]. Mathematics, 2025, 13(23): 3886.

[17] Torre E, Marelli S, Embrechts P, et al. A general framework for data-driven uncertainty quantification under complex input dependencies using Vine Copulas[J]. Probabilistic Engineering Mechanics, 2019, 55: 1-16.

[18] Wei W. Copula-based high dimensional dependence modelling[D]. Sydney: University of Technology Sydney, 2014: 1-12.

Reliability analysis of an electromechanical integrated transmission system based on Copula correlation modeling

GUO Lei[1], SHEN Jianbiao[1], LI Shenlong[1], LI Xunming[1], LI Tonghui[1], ZHANG Nan[1], ZHANG Muyang[2], WANG Xingjian[2, 3, *]

(1. China North Vehicle Research Institute, Beijing 100072, China;
2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
3. Ningbo Institute of Technology, Beihang University, Ningbo 315800, China)

Abstract: Considering the correlated failure characteristics of multiple subsystems in an electromechanical integrated transmission system arising from load transfer, control loops, and functional coupling, this study introduces a Copula-based approach to model the internal dependency structure while preserving the marginal reliability models of individual subsystems. By mapping subsystem lifetime data into a unified probability space via cumulative distribution functions, the proposed method achieves decoupled modeling of marginal distributions and dependency structures. The process for creating failure time samples is described, and a Gaussian Copula is chosen to build the system-level joint failure model based on an examination of the dependency characteristics of several Copula families combined with engineering failure mechanisms. The dependency structure of the generated samples is validated using the Kendall τ rank correlation coefficient, and the results show good consistency with the predefined correlation matrix. Additional investigation finds high-risk areas of joint failure and reveals a significant coupling link between the drive motor controller and the motor drive subsystem. The results demonstrate that the Copula-based framework can effectively characterize system-level correlated failures, providing quantitative support for coordinated monitoring and maintenance decision-making.

Keywords: Copula function; electromechanical integrated transmission device; system reliability; dependence structure modeling; joint failure analysis

Received: 2026-02-09; **Accepted**: 2026-02-24; **Published Online**: 2026-03-25 16:41

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260325.1028.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52275044, 62303030, U2233212)

* **Corresponding author**. E-mail: wangxj@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0835

临近空间飞行器新型非相似余度作动/飞控系统容错控制

王军[1]，王巍[2]，张紫君[1]，王效辉[1]，宋志翌[1,*]，郝晓宇[3]

(1. 北京自动化控制设备研究所，北京 100074；2. 中国人民解放军93127部队，北京 100036；
3. 航天科工智能机器人有限责任公司，北京 100071)

摘 要：针对采用新型非相似余度作动系统(NT-DRAS)的临近空间飞行器(NSV)安全控制问题，提出一种基于伴生大模型的多层级容错控制(FTC)方法，该伴生大模型的物理含义为实际飞行器的虚拟系统，其与实际系统伴生存在，用于实时同步模拟和监控实际系统的功能/性能状态。该伴生大模型包含飞控级伴生主模型及作动级的伴生子模型，形成层级架构用于NSV实际系统的智能决策支持需求：当飞行器姿态相关传感器发生故障时，利用由飞控级伴生主模型的理论输出状态与真实系统可用状态共同构成混合输出状态，并基于混合输出状态通过线性二次型调节器(LQR)求解出状态反馈增益。同时，在作动级对配置的NT-DRAS进行基于伴生子模型的状态监控和余度管理，最终将基于伴生子模型推理识别的NT-DRAS通道切换与飞控层基于伴生主模型的LQR控制相结合，应对复杂及逐步恶化的作动器和飞控姿态传感器多故障变工况。基于MATLAB/Simulink平台的数值仿真结果验证了所提方法的有效性和先进性。

关 键 词：临近空间飞行器；飞行控制系统；新型非相似余度作动系统；伴生大模型；逐层容错控制

中图分类号：V423; V19; TP273

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2756-13

高价值临近空间飞行器(near space vehicle, NSV)在临近空间探测等特定应用中具有重要意义，近年来不仅在学术界，而且在工业界也日益受到关注[1-2]。NSV需要具备高功率/质量比、高智能化及高可靠性，其硬件系统应当支持智能控制算法。作为NSV的关键子系统之一，作动系统承担飞行与姿态控制的任务，是重要的飞行安全相关系统[3]。为确保飞行安全并进一步提升可靠性，液压作动器(hydraulic actuator, HA)与电液静作动器(electro-hydrostatic actuator, EHA)通常被集成设计为异构冗余作动系统(dissimilar redundant actuation system, DRAS)用于避免共因失效，这一设计已在大型民航客机中广泛应用[4]。然而，对于具有特定应用需求的NSV，EHA与机电作动器(electro-mechanical actuator, EMA)可以集成为新型非相似余度作动系统(new type dissimilar redundant actuation system, NT-DRAS)，其功率/质量比更高。基于硬件层面的异构冗余，NT-DRAS还能为NSV提供容错控制(fault-tolerant control, FTC)能力[5]，显著提升任务可靠性，因此，其为NSV的优化作动方案。此外，姿态相关传感器的失效会导致NSV状态不可知，使基于状态反馈的控制律无法执行。因此，NT-DRAS故障与传感器故障都是影响NSV飞行安全的重要因素。

作为保障飞行安全的重要技术，FTC可用于应

收稿日期：2025-12-02；录用日期：2025-12-12；网络出版时间：2026-01-05 14:14
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260105.1139.004
基金项目：国家自然科学基金(52105049, 52307041)
*通信作者. E-mail：song_zhi_yi@126.com

引用格式：王军，王巍，张紫君，等. 临近空间飞行器新型非相似余度作动/飞控系统容错控制[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2756-2768. Wang J，Wang W，Zhang Z J，et al. Fault-tolerant control for near space vehicle with new type dissimilar redundant actuation/flight control system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2756-2768 (in Chinese).

对作动器故障。部分研究将这一问题建模为鲁棒可靠的飞行跟踪控制, 仅需基于线性矩阵不等式(linear matrix inequality, LMI)求解控制增益[6]。这种 FTC 控制器属于被动型, 因为其没有控制器重构功能。当被动控制器无法应对严重故障(如多重故障)时, 包含正常、被动与可重构控制器的混合 FTC 机制更为有效, 能够在不断变化的作动器故障条件下仍实现期望的容错性能[7]。然而, 上述研究未考虑飞控系统中的传感器故障。当作动器与传感器同时发生故障时, 由于可控的作动通道有限, 且部分飞行输出状态未知, 因此, 情况更加复杂与严峻。为进一步提升在可能的作动器与传感器同时故障条件下的 FTC 有效性与效率, 类似于 FTC 的分类(被动与主动), 状态估计方法也可分为被动与主动两类, 其中, 一类为基于神经网络的“被动”FTC 设计方法[8], 预训练神经网络支撑的固定被动容错功能控制器能够在先验已知故障情况下, 对传感器失效进行识别并作出响应。“主动”FTC 设计方法主要通过设计观测器进行状态观测。Yu 等提出了一种基于滑模与自适应技术的飞机 FTC 方法, 将滑模观测器(sliding mode observer, SMO)与飞控 FTC 进行集成设计以应对作动器与传感器同时故障[9]。这些研究结果主要针对特定系统的故障。相比神经网络等方法, 观测器方法应用更为广泛。然而此类基于观测器的方法需要更强的灵活性, 以应对包括作动器与传感器同时故障的多故障变工况情形[10]。

针对 NSV 的 FTC 问题, 由于算法执行存在严格的实时性要求, 因此, 必须避免过高的计算复杂度。当前大模型与人工智能(artificial intelligence, AI)技术在各个领域得到了广泛应用, 具备一定的决策推理能力, 在飞行器设计领域, 已有学者开始将神经网络等模型训练技术用于嵌入式大气数据传感冗余系统设计[11]; 智能算法层面, 基于长短期记忆网络深度确定性方法梯度的主动变形决策算法开始应用于变体飞行器的变体控制[12]; 数字孪生作为一种基于系统架构模型的建模技术, 也在系统的健康管理和服役领域得到了应用[13]。然而, 对于系统的综合功能性能建模和动态过程描述与应用方面, AI 技术的相关研究较少, 以 NSV 为例, 无论其本体或作动子系统等, 功能性能是否正常均取决于系统指令执行的动态过程是否满足预期, 若将系统的功能表征信号与性能动态过程建模为一类 NSV 的伴生大模型, 保证其云实际系统运行的实时性, 则可在状态监控与容错设计方面发挥巨大作用。因此, 本文提出了基于伴生大模型的逐层 FTC 方法, 为 NSV 的作动/飞控系统构建基于伴生大模型的推理决策机制, 实现功能和性能监控及权限内自主容错决策。首先, 在正常工作条件下, NSV 采用基准控制器进行飞行控制; 其次, 在没有传感器故障时, 状态反馈控制律直接使用原始 NSV 状态而非模型估计状态。然而, 当传感器发生故障导致部分 NSV 状态未知时, 则利用飞控级伴生主模型模拟因传感器失效而缺失的状态。这样就能通过正常状态与伴生大模型估计状态构成的混合状态反馈, 重构 FTC 控制律。在出现更多传感器故障时, 可通过改变模型维度与结构重新生成 FTC 控制律。FTC 增益调整采用线性二次型调节器(linear quadratic regulator, LQR)技术[14]。在作动级, 为 NT-DRAS 构建伴生子模型, 实现 NT-DRAS 的作动功能与性能监控, 并基于伴生子模型的决策结果进行余度管理及故障工况下的通道切换控制。

与以往研究相比, 本文的创新点在于提出了一种适用于 NSV 复杂且动态变化故障工况的新型智能 FTC 架构, 通过伴生大模型思想提升 NSV 的可靠性和智能化水平: ①在 NSV 输入端引入 NT-DRAS 伴生子模型, 同步设计了具有智能推理决策的故障识别与通道切换容错功能; ②为 NSV 构建了飞控级伴生主模型, 用于实时推理预测飞行器状态输出; ③设计 NSV 逐层 FTC 架构, 用于智能重构 NSV 在多变故障工况下的稳定控制输入/反馈通道。本文的意义主要在于: 为 NSV 引入 NT-DRAS 后充分开发利用了异构冗余资源, 结合伴生大模型设计, 形成了多层级容错机制。借助本文提出的智能 FTC 架构, 当面临 NT-DRAS 与传感器故障并存的复杂变工况时, NSV 能够最大限度地利用软硬件冗余资源实现 NSV 功能通道重构, 进行“永不放弃”的容错控制。

1　NSV 多故障建模

1.1　正常工况下的 NSV 基准系统

如图 1 所示, NSV 拥有分离的控制面, 这在飞控层提供了充足的冗余, 即便在作动器发生故障时也能保证 NSV 的可控性。本文主要研究 NSV 同时遭遇 NT-DRAS 与传感器故障的情况。作为一个控制系统, 采用状态空间方法[15], 可以建立包含 NT-DRAS 的 NSV 模型, 如下:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}_{\text{normal}}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}_{\text{normal}}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{w}(t) \\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}_{\text{normal}}\boldsymbol{x}(t) \end{cases} \tag{1}$$

式中: 状态变量 $\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix}\beta & p & r & \phi\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$, β、p、r和ϕ分别为侧滑角、滚转率、偏航率和滚转角。NSV 中 $\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix}\delta_{\text{ain}}^{\text{NT-DRAS}} & \delta_{\text{aout}}^{\text{NT-DRAS}} & \delta_{\text{sp}}^{\text{NT-DRAS}} & \delta_{\text{rup}}^{\text{NT-DRAS}} & \delta_{\text{rlow}}^{\text{NT-DRAS}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$, 该向量内的 $\delta_{\text{ain}}^{\text{NT-DRAS}}$、$\delta_{\text{aout}}^{\text{NT-DRAS}}$、$\delta_{\text{sp}}^{\text{NT-DRAS}}$、$\delta_{\text{rup}}^{\text{NT-DRAS}}$、$\delta_{\text{rlow}}^{\text{NT-DRAS}}$分别为内外副翼、扰流板、上下方向舵的偏转角; $\boldsymbol{w}(t)$为不可控扰动; $\boldsymbol{y}(t)$为 NSV 输出; $\boldsymbol{A}_{\text{normal}}$、

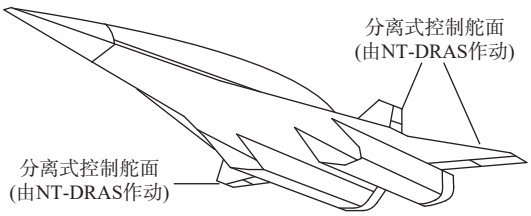


图1 临近空间飞行器概念设计图

Fig. 1 Conceptual design drawing of NSV

$\boldsymbol{B}_{\text{normal}}$、$\boldsymbol{C}_{\text{normal}}$和$\boldsymbol{G}$分别为状态、输入、输出和扰动的系统矩阵。

在对故障情况下的NSV进行FTC方法开发时，做出如下假设：

假设1[7] 考虑NT-DRAS中EHA和EMA通道的正常、性能退化和完全失效3种状态；

假设2[9] 仅考虑NSV侧滑角、滚转角、滚转率和偏航率传感器的正常和完全故障2种状态。

1.2 飞控层级中的NT-DRAS表达与故障建模

1.2.1 飞控输入形式的NT-DRAS表达

如图2所示，NT-DRAS包含2个工作通道，即EHA通道与EMA通道。每个通道均可独立驱动控制面，并为NSV飞控层提供输入，从而形成不同的工作模式。NT-DRAS能通过这2个工作通道为NSV提供控制输入：

$$\delta_*^{\text{NT-DRAS}} = f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}}\delta_*^{\text{EHA}} + (1 - f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}})\delta_*^{\text{EMA}} \tag{2}$$

式中：$\delta_*^{\text{NT-DRAS}}$为NSV控制输入向量$\boldsymbol{u}$的元素通用表达式；$\delta_*^{\text{EHA}}$和$\delta_*^{\text{EMA}}$分别为由EHA和EMA驱动的控制面偏转角；$f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}}$为NT-DRAS通道切换函数，具体定义为

$$f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}} = \begin{cases} 1 \\ 1/2 \\ 0 \end{cases} \tag{3}$$

其中：$f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}} = 1/2$表示文献[16]中提及的工作模式3，即EHA和EMA同时输出。当EHA与EMA均退化但仍具备一定性能时，或者在控制舵面高负载的特定条件下，该模式可作为替代性的FTC选择；$f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}} = 1$表示仅有EHA通道输出的主工作模式；$f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}} = 0$表示EHA通道故障后切换至EMA通道继续输出的容错模式。

1.2.2 飞控级的NT-DRAS故障表达

NSV的控制面由相应的NT-DRAS驱动，其具体状态可通过如下指标矩阵定义：

$$\boldsymbol{H}^{\text{NT-DRAS}} = \text{diag}\left\{h_{\text{ain}}^{\text{NT-DRAS}} \quad h_{\text{aout}}^{\text{NT-DRAS}} \quad \cdots \quad h_{\text{rlow}}^{\text{NT-DRAS}}\right\} \tag{4}$$

式中：矩阵内部各元素分别表示与各NSV控制面通道对应的性能指标。根据假设1，可定义变量$0 \leqslant h_*^{\text{NT-DRAS}} \leqslant 1$，其中，$h_*^{\text{NT-DRAS}} = 1$表示通道正常，$h_*^{\text{NT-DRAS}} = 0$表示完全失效，$0 < h_*^{\text{NT-DRAS}} < 1$用来描述当前NT-DRAS通道的性能退化程度。类似地，可以定义NT-DRAS的健康指数函数：

$$h_*^{\text{NT-DRAS}} = f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}}h_*^{\text{EHA}} + (1 - f_{\text{switch}}^{\text{NT-DRAS}})h_*^{\text{EMA}} \tag{5}$$

式中：h_*^{EHA}和h_*^{EMA}分别为EHA与EMA通道的健康状态指标。

为建模部分作动器故障，NSV飞控模型的输入矩阵需更新如下：

$$\boldsymbol{B}_{\text{fault}} = \boldsymbol{B}_{\text{normal}}\boldsymbol{H}^{\text{NT-DRAS}} \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{B}_{\text{fault}}$为NSV在NT-DRAS故障条件下的输入矩阵。

1.2.3 基于伴生子模型的NT-DRAS状态监控

NT-DRAS的工作状态包括功能状态和性能状态，因此，本文中设计的作动级伴生子模型既采集功能环路的关键信号进行功能是否正常的智能推理，同时又基于实际伴生系统的动态性能模型对作动器进行性能监控，基于该伴生子模型的故障智能推理机制如图3所示，其中，MUC表示微型处理单元。

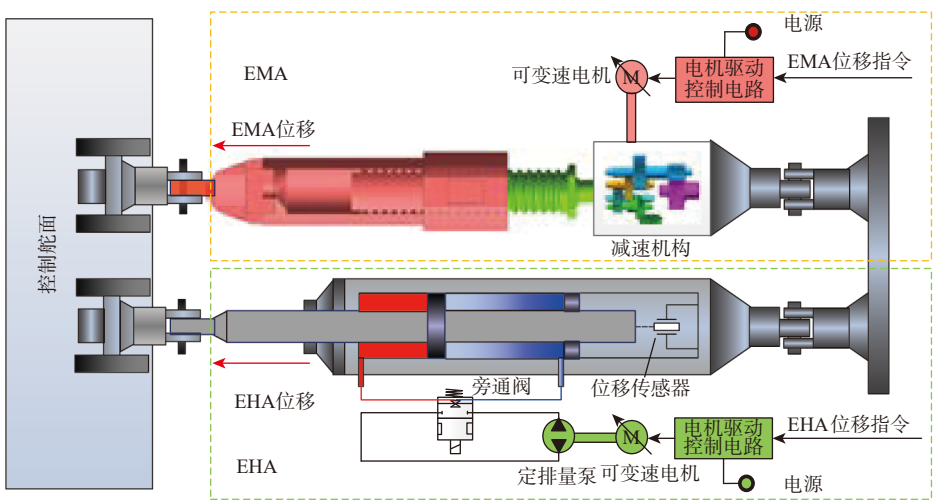


图2 NT-DRAS组成及原理示意图

Fig. 2 Composition and principle of NT-DRAS

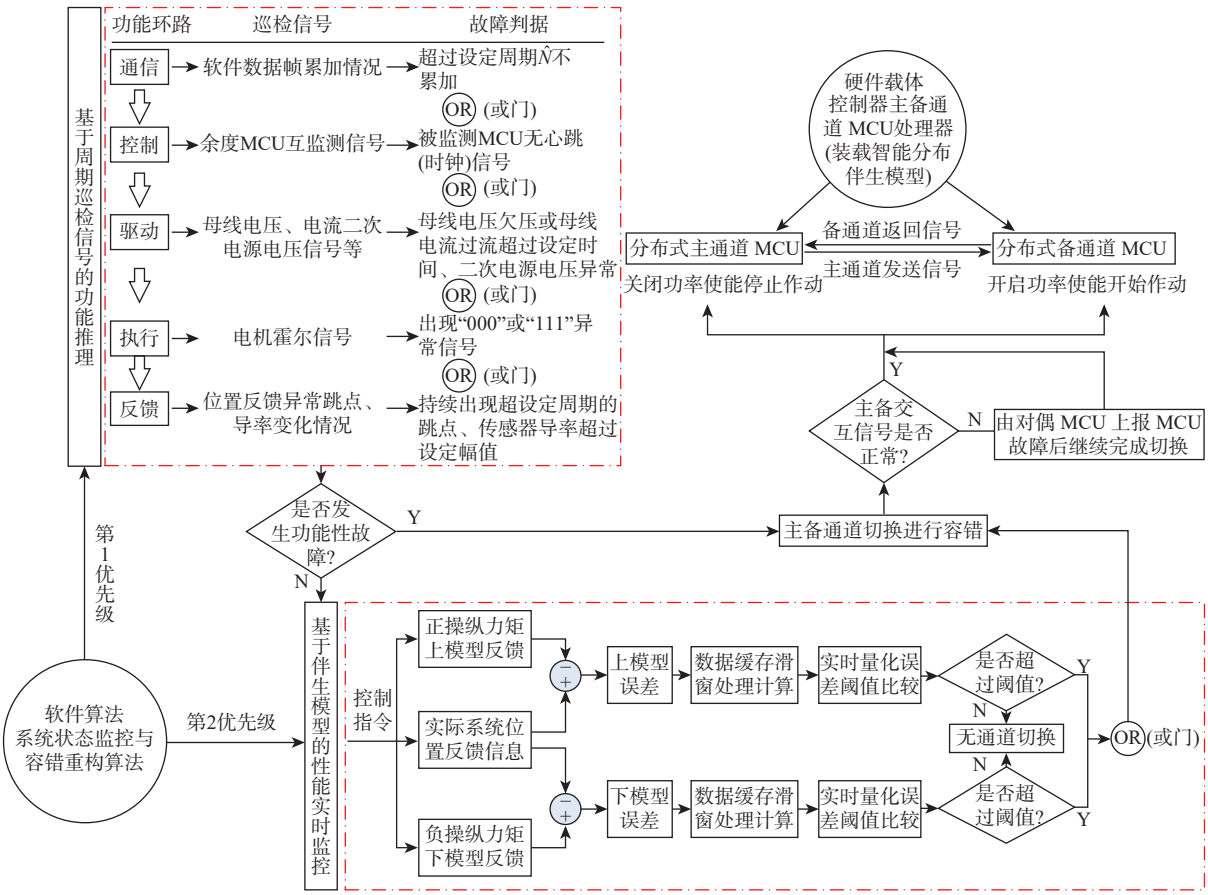


图 3　作动级基于伴生子模型的 NT-DRAS 故障智能推理机制

Fig. 3　Concomitant sub-model based intelligent fault reasoning mechanism of NT-DRAS in actuation level

对于 NT-DRAS 的作动通道, 定义伴生大模型对应的子模型传递函数形式通用表达形式如下:

$$\begin{cases} y_{\mathrm{m}+}^{\mathrm{Act}}(k) = K_{\mathrm{Act}} \Big/ \left(\sum_{i=1}^{n} a_i s^i + a_0 \right) \\ y_{\mathrm{m}-}^{\mathrm{Act}}(k) = K_{\mathrm{Act}} \Big/ \left(\sum_{i=1}^{n} a_i s^i - a_0 \right) \end{cases} \tag{7}$$

式中: K_{Act}为 NT-DRAS 的模型增益; $y_{\mathrm{m}+}^{\mathrm{Act}}(k)$为传递函数形式的正操纵力矩子模型在同步响应给定指令时的k时刻的输出, 传递函数符号a_0为正表征作动系统负载受到正操纵力矩系数的作用; $y_{\mathrm{m}-}^{\mathrm{Act}}(k)$为传递函数形式的负操纵力矩子模型在同步响应给定指令时的k时刻的输出, 该模型传递函数符号a_0为负表征作动系统负载受到负操纵力矩系数的作用; 正负操纵力矩子模型形成了作动系统性能响应包络。式(7)中的作动级伴生子模型建模为三阶或更高阶数以上, 通过参数辨识方法得到初始参数后, 继续采用实际系统的海量数据对模型进行训练, 不断迭代优化模型精度, 实现与实际系统的精准伴生。

定义实际 NT-DRAS 系统在k时刻的输出响应为$\delta_{*}^{\text{NT-DRAS}}(k)$。选取用于模型实时监控的数据处理滑窗步长为$N$, 采用均方根指标进行量化处理并作为性能超差量化阈值判据, 具体形式为

$$\begin{cases} E_{+}^{\mathrm{m}}(k) = \sqrt{\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{i=0}^{N} \left(\delta_{*}^{\text{NT-DRAS}}(k-i) - y_{\mathrm{m}+}^{\mathrm{Act}}(k-i) \right)^2} \\ E_{-}^{\mathrm{m}}(k) = \sqrt{\dfrac{1}{N}\displaystyle\sum_{i=0}^{N} \left(\delta_{*}^{\text{NT-DRAS}}(k-i) - y_{\mathrm{m}-}^{\mathrm{Act}}(k-i) \right)^2} \end{cases} \tag{8}$$

式中: $E_{+}^{\mathrm{m}}(k)$和$E_{-}^{\mathrm{m}}(k)$分别为正负操纵力矩伴生子模型与实际 NT-DRAS 系统在k时刻的均方根量化值, 定义E_{+}^{Pf}和E_{-}^{Pf}分别为$E_{+}^{\mathrm{m}}(k)$和$E_{-}^{\mathrm{m}}(k)$的故障判别最大量化阈值, 当k时刻的 2 个滑窗量化结果满足$E_{+}^{\mathrm{m}}(k) \geqslant E_{+}^{\mathrm{Pf}}$或$E_{-}^{\mathrm{m}}(k) \geqslant E_{-}^{\mathrm{Pf}}$时, 则说明 NT-DRAS 作动通道响应在$k$时刻超出了性能包络, 响应性能已无法满足要求或发生了功能失效, 需进行通道切换, 使用备通道继续作动。

NT-DRAS 通道切换作为能够将健康状态指数更新至最优的最终容错手段, 式(8)中的阈值设置需兼顾快速性与精准性, 以即能快速重构容错又避免虚警率为原则, 因此, 该阈值通常取能够满足 NSV 最低要求飞行品质的最大量化差值, 从而保证飞行品质的同时, 最大限度地避免脉冲干扰因素形

成异常力矩作用导致的虚警。

1.3 飞控层级中的多故障表达

NSV的输出向量$\boldsymbol{y}(t)$由相应传感器获得，可以定义传感器健康状态指标向量如下：

$$\boldsymbol{H}^{\text{sensor}}=\text{diag}\left\{h_{\beta}^{\text{sensor}}\quad h_{p}^{\text{sensor}}\quad h_{r}^{\text{sensor}}\quad h_{\phi}^{\text{sensor}}\right\}\tag{9}$$

式中：$h_{\beta}^{\text{sensor}}$、$h_{p}^{\text{sensor}}$、$h_{r}^{\text{sensor}}$、$h_{\phi}^{\text{sensor}}$分别为4个对应状态的传感器健康指标。

与NT-DRAS不同，根据假设2，可以定义传感器健康指数函数为事件触发形式，其具体表达函数如下：

$$h_{*}^{\text{sensor}}=\begin{cases}1\\0\end{cases}\tag{10}$$

式中：$h_{*}^{\text{sensor}}=1$表示传感器无故障，$h_{*}^{\text{sensor}}=0$表示传感器失效。

类似式(6)所示，NSV的姿态传感器故障状态表达式为

$$\boldsymbol{C}_{\text{fault}}=\boldsymbol{C}_{\text{normal}}\boldsymbol{H}^{\text{sensor}}\tag{11}$$

综合式(1)、式(6)和式(11)，NSV在多故障工况下的最终表达为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}_{\text{normal}}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{w}(t)\\\boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\boldsymbol{x}(t)\end{cases}\tag{12}$$

2 NSV容错控制设计

2.1 NSV容错控制整体架构

如图4所示，NSV的逐层容错架构中，所有驱动控制面的作动器均为NT-DRAS形式。当NSV模型无故障时，采用基准控制器实现飞行控制。然而，一旦NT-DRAS和/或传感器出现故障或性能退化，故障检测与诊断(fault detection and diagnosis, FDD)方案即可检测到具体故障信息，并将其传递至FTC决策机制，从而将当前控制器从基准控制器切换为LQR控制器。在NT-DRAS与传感器故障不断变化的情况下，本文提出的伴生大模型能够估计因传感器失效导致的未知状态，并将这些估计状态与剩余的正常测量输出状态进行融合。该混合状态集成方案可将新的NSV状态向量传递至反馈闭环，确保能够生成新的重构控制律。LQR控制器的FTC增益基于FDD信息获得，并可通过重构算法求解。为维持所需的NSV性能，基于LQR的FTC控制器增益需在线求解与实时调整。当飞控层的LQR型FTC方法无法实现期望的飞行性能时，发生故障的NT-DRAS可切换至备用通道，从而保证足够数量的作动通道支持LQR控制增益的调整。

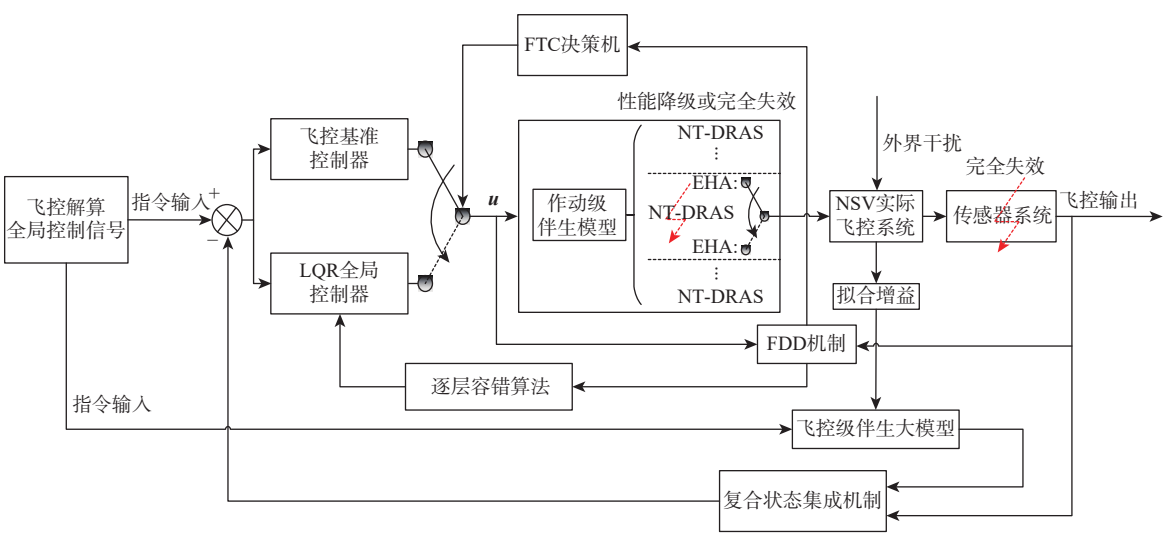


图4 基于伴生大模型的FTC整体架构

Fig. 4 Concomitant model based overall FTC architecture

2.2 NSV基准控制器结构

NSV飞行控制器采用固定结构设计。对于给定的指令$\boldsymbol{r}_{\text{flight}}(t)$和NSV输出状态$\boldsymbol{S}_{\text{out}}\boldsymbol{y}(t)$，其中，$\boldsymbol{S}_{\text{out}}=\text{diag}\{1\quad 0\quad 0\quad 1\}$，控制器必须实现期望性能$\lim\limits_{t\to\infty}\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)=\boldsymbol{0}$，其中$\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)=\boldsymbol{r}_{\text{flight}}(t)-\boldsymbol{S}_{\text{out}}\boldsymbol{y}(t)$。将该期望控制性能与式(1)融合得到增广后的NSV被控系统：

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{aug}}(t)=\boldsymbol{A}_{\text{aug}}\boldsymbol{x}_{\text{aug}}(t)+\boldsymbol{B}_{\text{aug}}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{G}_{\text{aug}}\boldsymbol{w}_{\text{aug}}(t)\\\boldsymbol{y}_{\text{aug}}(t)=\boldsymbol{C}_{\text{aug}}\boldsymbol{x}_{\text{aug}}(t)\end{cases}\tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{x}_{\text{aug}}(t)=\left[\boldsymbol{x}(t)\quad\int\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)\text{d}t\right]^{\text{T}}$为NSV增广状态；$\boldsymbol{y}_{\text{aug}}(t)=\left[\boldsymbol{y}(t)\quad\int\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)\text{d}t\right]^{\text{T}}$为NSV增广输

出矩阵; $\boldsymbol{w}_{\text{aug}}(t)=\left[\boldsymbol{w}(t)\quad \boldsymbol{r}_{\text{flight}}(t)\right]^{\text{T}}$为 NSV 增广干扰向量。其次, NSV 增广系统矩阵形式分别为 $\boldsymbol{A}_{\text{aug}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{\text{normal}} & \boldsymbol{0}\\ -\boldsymbol{S}_{\text{out}}\boldsymbol{C}_{\text{normal}} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{B}_{\text{aug}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{C}_{\text{aug}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_{\text{fault}} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{I}\end{bmatrix}$, $\boldsymbol{G}_{\text{aug}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{G} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{I}\end{bmatrix}$。

设计该控制器具体控制器形式为

$$\boldsymbol{u}(t)=\boldsymbol{K}_{\text{flight}}\boldsymbol{x}_{\text{aug}}(t)=\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{e}}\int_0^{t_{\max}}\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)\,\text{d}t \tag{14}$$

式中: $\boldsymbol{K}_{\text{flight}}=\left[\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}\quad \boldsymbol{K}_{\boldsymbol{e}}\right]$为 NSV 系统求解得到的控制增益矩阵。

为优化 NSV 控制性能, 引入如下线性二次型量化函数J_{LQ}对飞行品质进行评价:

$$J_{\text{LQ}}=\int_0^{t_{\max}}\left(\boldsymbol{x}_{\text{aug}}^{\text{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}_{\text{aug}}(t)+\boldsymbol{u}(t)^{\text{T}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{u}(t)\right)\text{d}t \tag{15}$$

式中: $\boldsymbol{Q}$和$\boldsymbol{R}$分别为对称半正定矩阵与正定加权矩阵。当式 (15) 的指标函数值J_{LQ}更小时, 说明 NSV 的控制性能更优。

2.3　飞控级伴生主模型设计

飞控级伴生大模型作为 NSV 的虚拟伴生系统, 其作用为同步接收飞控指令, 模拟 NSV 的动态行为, 全状态观测器有类似功能, 但由于观测结果反馈至控制器存在时滞过程, 因此, 采用观测状态进行状态反馈控制, 性能无法达到最优。本文基于 NSV 实际系统矩阵进行伴生大模型的参数初始化, 并在伴生增益求解结果中加入加速因子a_{m}用于补偿伴生大模型的用于模拟 NSV 实际动态行为时的滞后效应。NSV 伴生大模型形式如下:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)=\boldsymbol{A}_{\text{normal}}\boldsymbol{x}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}_{\text{m}}^{\text{F}}}\boldsymbol{x}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)+\\ \qquad\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{e}}\int_0^{t_{\max}}\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)\,\text{d}t+\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\left(\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{x}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)\right)\\ \boldsymbol{y}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)=\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\boldsymbol{x}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)\end{cases} \tag{16}$$

式中: $\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}$为飞控级伴生主模型的待求解增益矩阵, $\boldsymbol{x}_{\text{m}}^{\text{F}}=\left[\beta_{\text{m}}\quad p_{\text{m}}\quad r_{\text{m}}\quad \phi_{\text{m}}\right]^{\text{T}}$为伴生主模型的状态向量。当传感器系统无故障时, 控制输入依旧由式 (14) 生成。但若传感器发生故障, 伴生主模型则需模拟因传感器失效造成的未知状态, 从而形成混合状态向量, 用于生成 NSV 的控制律, 如下:

$$\boldsymbol{u}(t)=\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}\boldsymbol{x}_{\text{hybrid}}(t)+\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{e}}\int_0^{t_{\max}}\boldsymbol{e}_{\text{track}}(t)\,\text{d}t \tag{17}$$

为保证飞控级伴生主模型与 NSV 实际系统的同步性, 结合式(1)与式(16), 可得其动态误差过程表达式如下:

$$\dot{\boldsymbol{e}}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)=\dot{\boldsymbol{x}}(t)-\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)=\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)\boldsymbol{e}_{\text{m}}^{\text{F}}(t)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{w}(t) \tag{18}$$

式(18)中的模型拟合增益$\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}$采用 LMI 技术按照如下定理求解。

定理　对于式(12)中所示的输出状态未知的闭环控制系统, 若定义如式(16)所示的初始伴生大模型形式, 对于给定的衰减度水平$Y_{\text{ab}}>0$, 若存在对称正定矩阵$\boldsymbol{P}_{\text{m}}=\boldsymbol{X}_{\text{m}}^{-1}$及其他满足条件的适应性矩阵$\boldsymbol{V}_{\text{m}}$和$\boldsymbol{N}_{\text{m}}$及$\boldsymbol{T}_{\text{m}}$, 使得 LMI 形式(19)成立, 则飞控级伴生主模型的增益矩阵形式可求解为$\boldsymbol{M}_{\text{G-solved}}^{\text{F}}=\boldsymbol{N}_{\text{m}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{-1}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}^{-1}$, 其中, $\boldsymbol{C}_{\text{fault}}^{-1}$为伴生大模型输出矩阵的伪逆形式。结合定义的加速因子, 实际使用的伴生大模型增益可确定为$\boldsymbol{M}_{\text{G-ued}}^{\text{F}}=a_{\text{m}}\boldsymbol{M}_{\text{G-solved}}^{\text{F}}$。

证明　对于式(18)中的动态误差系统, 考虑干扰衰减抑制水平γ_{m}, 则伴生大模型理论输出状态可收敛的充分条件可转换为式(20)形式。

推导及证明过程如下所示: 分别定义矩阵形式$\boldsymbol{\zeta}_{\text{m}}=\boldsymbol{P}_{\text{m}}\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)$和$\boldsymbol{\psi}_{\text{m}}=\left(1/\gamma_{\text{m}}^2\right)\cdot\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{P}_{\text{m}}$, 式(19)可转换为式(21)形式, 定义变换矩阵$\boldsymbol{V}_{\text{m}}=\boldsymbol{S}_{\text{m}}^{-1}$, $\boldsymbol{V}_{\text{ob}}=\boldsymbol{S}_{\text{ob}}^{-1}$, 则式(21)可转换为式(22)形式, 采用舒尔补原理, 式(22)可变形为式(23)形式, 由于式(23)为非线性矩阵, 定义$\boldsymbol{N}_{\text{m}}=\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}$及$\boldsymbol{T}_{\text{m}}=\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}$, 则可得最终的 LMI线性矩阵不等式形式的条件如式(24)所示。基于式(24)可得伴生大模型的全状态增益形式为$\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}=\boldsymbol{N}_{\text{m}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{-1}$, 基于系统模型的输出矩阵, 飞控级伴生主模型在故障工况下的重构增益矩阵形式为$\boldsymbol{M}_{\text{G-solved}}^{\text{F}}=\boldsymbol{N}_{\text{m}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{-1}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}^{-1}$。

$$\begin{bmatrix}-\left(\boldsymbol{V}_{\text{m}}+\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}}\right) & \boldsymbol{X}_{\text{m}}+\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}}\boldsymbol{A}_{\text{normal}}^{\text{T}}+\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}}\left(\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}\right)^{\text{T}}-\boldsymbol{N}_{\text{m}}^{\text{T}} & \boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}} & \boldsymbol{T}_{\text{m}}^{\text{T}}\boldsymbol{G}\\ \boldsymbol{X}_{\text{m}}+\boldsymbol{A}_{\text{normal}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}+\left(\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}\right)\boldsymbol{V}_{\text{m}}-\boldsymbol{N}_{\text{m}} & -\boldsymbol{X}_{\text{m}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}} & \boldsymbol{0} & -\boldsymbol{X}_{\text{m}} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{T}_{\text{m}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\gamma_{\text{m}}^2\boldsymbol{I}\end{bmatrix}<\boldsymbol{0} \tag{19}$$

$$\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)^{\text{T}}\boldsymbol{P}_{\text{m}}+\boldsymbol{P}_{\text{m}}\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)+\left(1/\gamma_{\text{m}}^2\right)\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{P}_{\text{m}}<\boldsymbol{0} \tag{20}$$

$$\begin{bmatrix}\left(1/\gamma_{\text{m}}^2\right)\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{P}_{\text{m}}+\boldsymbol{P}_{\text{m}}-\left(\boldsymbol{S}_{\text{m}}+\boldsymbol{S}_{\text{m}}^{\text{T}}\right) & \boldsymbol{S}_{\text{m}}^{\text{T}}+\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)^{\text{T}}\boldsymbol{P}_{\text{m}}\\ \boldsymbol{S}_{\text{m}}+\boldsymbol{P}_{\text{m}}\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right) & -\boldsymbol{P}_{\text{m}}\end{bmatrix}<\boldsymbol{0} \tag{21}$$

$$\begin{bmatrix}\left(1/\gamma_{\text{m}}^2\right)\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{G}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}+\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\text{m}}\boldsymbol{V}_{\text{m}}-\left(\boldsymbol{V}_{\text{m}}+\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}}\right) & \boldsymbol{X}_{\text{m}}^{\text{T}}+\boldsymbol{V}_{\text{m}}^{\text{T}}\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)^{\text{T}}\\ \boldsymbol{X}_{\text{m}}+\left(\boldsymbol{A}_{\text{normal}}+\boldsymbol{B}_{\text{fault}}\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{x}}-\boldsymbol{M}_{\text{G}}^{\text{F}}\boldsymbol{C}_{\text{fault}}\right)\boldsymbol{V}_{\text{m}} & -\boldsymbol{X}_{\text{m}}\end{bmatrix}<\boldsymbol{0} \tag{22}$$

$$\begin{bmatrix} -(\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}) & \boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}_{\mathrm{fault}}\boldsymbol{K}_{x})^{\mathrm{T}}-\left(\boldsymbol{M}_{\mathrm{G}}^{\mathrm{F}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{fault}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}\right)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{G} \\ \boldsymbol{X}_{\mathrm{m}}+\boldsymbol{A}\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}+(\boldsymbol{B}_{\mathrm{fault}}\boldsymbol{K}_{x})\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}-\boldsymbol{M}_{\mathrm{G}}^{\mathrm{F}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{fault}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}} & -\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\boldsymbol{X}_{\mathrm{m}} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{G}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{V}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{m}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & -\gamma_{\mathrm{m}}^{2}\boldsymbol{I} \end{bmatrix}<\boldsymbol{0} \tag{23}$$

证毕

2.4 飞控级 FTC 增益求解

飞控级伴生主模型的功能为能够实时映射 NSV 实际系统的真实状态，并补偿因传感器失效而缺失的未知状态。因此，即使在传感器故障条件下，FTC 增益仍可以基于飞控级伴生主模型理论输出状态与 NSV 真实系统状态的混合信息来求解。为维持所要求的 FTC 性能，FTC 增益 $\boldsymbol{K}_x$ 和 $\boldsymbol{K}_e$ 可以通过求解如下的 Riccati 方程[17]获得：

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{RE}}\boldsymbol{A}_{\mathrm{aug}}+\boldsymbol{A}_{\mathrm{aug}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{RE}}-\boldsymbol{P}_{\mathrm{RE}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{aug}}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}_{\mathrm{aug}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{RE}}+\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{0} \tag{24}$$

式中：$\boldsymbol{P}_{\mathrm{RE}}$ 为 Riccati 方程的正定对称矩阵。通过 LQR 技术求解该方程，可以得到 FTC 增益的具体形式为 $[\boldsymbol{K}_x,\ \boldsymbol{K}_e]=-\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}_{\mathrm{aug}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{RE}}$。

为实现从基准控制器到 LQR 控制器，或在不同故障工况下 LQR 控制增益平滑切换，可定义 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{now}}(t)=\boldsymbol{K}_{\mathrm{now}}(t_0)+(\boldsymbol{K}_{\mathrm{former}}(t_0)-\boldsymbol{K}_{\mathrm{now}}(t_0))\mathrm{e}^{-\tau(t-t_0)}$ 作为切换函数，其中，$\boldsymbol{K}_{\mathrm{former}}$ 为原有控制增益，$\boldsymbol{K}_{\mathrm{now}}$ 为新的 FTC 增益，切换起始时刻为 t_0，延时参数 τ 取决于 NSV 的动态特性。

2.5 多故障变工况下的重构 FTC 算法

图 5 为基于伴生大模型的逐层 FTC 算法流程图，其包含应对不同故障情形的主要方法与分支。NSV 的飞行品质可通过式 (15) 中的性能指标函数 $J_{\mathrm{LQ}}(t)$ 进行量化。通过设定滑动窗口长度（计算步长）及期望的飞行品质阈值 $J_{\mathrm{LQ}}^{\max}$，可以实现对 NSV 飞行品质的实时监测。一旦监测结果显示 $J_{\mathrm{LQ}}(t)>J_{\mathrm{LQ}}^{\max}$，FTC 机制便会被触发：NT-DRAS 与传感器的故障信息通过 FDD 方案获得。当 NT-DRAS 与传感器均无故障时，使用基准控制器；一旦发生故障，系统会平滑切换至基于伴生大模型的控制器。如 NT-DRAS 主通道（EHA 通道）性能退化或完全失效，而传感器无故障，则先通过 LQR 控制器增益调整来适应当前故障条件；若性能仍无法满足要求，则进行 NT-DRAS 通道切换，改用 EMA 通道以更新健康状态。若 EMA 通道继续退化，则需再次在飞控层执行 LQR 增益调整。若系统同时遭遇传感器故障，则可根据定理求解当前情形下的伴生主模型拟合增益矩阵，从而估计由传感器失效引起的未知状态。通过融合机制，所有重构 FTC 控制律所需的状态均可获得，并进一步确定 FTC 控制律。若故障情况不再变化，NSV 可维持当前 FTC 控制律；若 NT-DRAS 故障情况继续变化，则直接调整 LQR 控制器增益；若传感器故障情况也发生变化，则伴生主模型需切换至新的伴生结构以补偿新的不确定状态。所采取措施与最初确定可重构 FTC 控制律时一致。

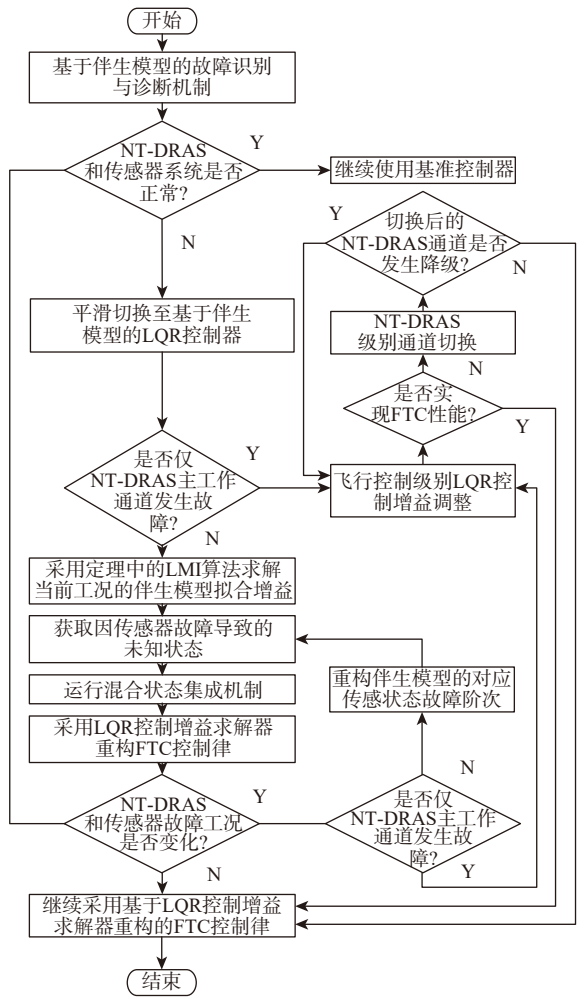


图 5 基于伴生大模型的 NSV 容错控制算法流程

Fig. 5 Flowchart of concomitant model based NSV FTC algorithm

3 仿真验证

3.1 仿真工况设置

本文所用的 NSV 横侧向飞行模型参数参见文献 [18]。为便于描述，主要参数如下。飞行条件为：临近空间飞行高度为 20 km，飞行速度为 600 m/s。将该模型在工作点处进行线性化处理得系统矩阵如下：

$$\begin{cases} \boldsymbol{A}_{\text{normal}} = \begin{bmatrix} -0.055\,8 & 0.080\,2 & -0.996\,8 & 0.041\,5 \\ -3.050\,0 & -0.465\,0 & 0.388\,0 & 0 \\ 0.598\,0 & -0.031\,6 & -0.115\,0 & 0 \\ 0 & 1 & 0.080\,4 & 0 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{B}_{\text{normal}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0.004\,1 & 0.003\,2 \\ 0.268\,0 & 0.357\,5 & 0.446\,9 & 0.126\,0 & 0.027\,0 \\ 0.015\,4 & 0.019\,3 & 0.024\,1 & -0.275\,0 & -0.200\,0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{25}$$

控制面包括内副翼、外副翼、扰流板及上下方向舵; 每个控制面均由一套 EHA 与 EMA 冗余的 NT-DRAS 驱动; 当所有的作动通道均处于健康状态时, NT-DRAS 的健康状态矩阵可表示为 $\boldsymbol{H}_{\text{Case-1}}^{\text{NT-DRAS}} = \text{diag}\{1\quad 1\quad 1\quad 1\quad 1\}$。NSV 姿态传感器系统的健康状态矩阵 $\boldsymbol{H}_{\text{Case-1}}^{\text{semsor}} = \text{diag}\{1\quad 1\quad 1\quad 1\}$ 表示均处于无故障状态。利用本文中的 LQR 求解算法, 可得 NSV 在正常工况下的控制增益如下:

$$\boldsymbol{K}_{\text{Case-1}}^{\text{base}} = \begin{bmatrix} -4.540\,1 & 14.786\,7 & 3.057\,2 & 25.020\,2 & -14.097\,2 & 0.948\,7 \\ -5.687\,3 & 18.483\,6 & 3.828\,0 & 31.276\,3 & -17.622\,2 & 1.190\,6 \\ -7.103\,1 & 23.105\,6 & 4.781\,8 & 39.097\,0 & -22.028\,6 & 1.485\,8 \\ 79.715\,4 & 5.481\,0 & -36.640\,0 & 5.363\,9 & -2.290\,8 & -30.737\,6 \\ 5.884\,5 & 0.065\,8 & -2.693\,4 & -0.168\,3 & 0.147\,9 & -2.251\,1 \end{bmatrix} \tag{26}$$

在仿真过程中, 设定外部扰动为有界随机信号, 以模拟真实飞行环境的不确定性。同时设定故障发生的时刻与类型, 分别考察单一故障与多故障情形下 NSV 的 FTC 性能。

为系统性评估 FTC 方法性能, 本文考虑以下典型故障工况具体如表 1 所示。工况 1 中, 所有 NT-DRAS 及各个姿态传感器均处于无故障状态, 在工况 2～ 工况 4 中, NT-DRAS 和传感器系统均发生了不同程度的性能降级或失效故障。

3.2　基于 LQR 的容错控制器有效性验证

3.2.1　LQR 控制增益求解

当 NSV 的多个 NT-DRAS 发生多故障时, 飞控需进行控制器增益调整切换来保持期望的飞行品质。本文中设定初始的 NT-DRAS 故障工况为工况 2, 该工况中, 用于驱动下方向舵和内副翼的 NT-DRAS 均发生了完全失效, 用于驱动扰流板的 NT-DRAS 主通道性能降级至原正常水平的 60%, 该工况下, 基于 LQR 的容错控制器增益可求解为

$$\boldsymbol{K}_{\text{Case-2}}^{\text{FTC}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -11.421\,1 & 26.990\,7 & 6.868\,9 & 45.180\,0 & -25.189\,3 & 2.341\,9 \\ -8.562\,2 & 20.244\,0 & 5.149\,8 & 33.886\,4 & -18.892\,7 & 1.755\,0 \\ 81.815\,7 & 6.132\,2 & -37.724\,8 & 6.445\,0 & -2.926\,5 & -31.487\,1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{27}$$

工况 2 中用于驱动内副翼和下方向舵的 NT-DRAS 主通道由于完全失效, 因此, 舵面无任何有效偏转。式(27)中所示重构后的容错控制增益增大从而使得相应舵面的偏转角度幅值也增大, 最终补偿了 NT-DRAS 主通道失效无法作动导致的故障。扰流板舵面驱动的 NT-DRAS 虽有性能降级, 但通过重构后的 FTC 增益仍然能够达到期望的控制性能。

表 1　NSV 变工况条件下的健康状态矩阵

Table 1　Health index matrices of NSV under changing cases

工况	作动系统 $\boldsymbol{H}_{\text{Case-}i}^{\text{NT-DRAS}}$	姿态传感器 $\boldsymbol{H}_{\text{Case-}i}^{\text{semsor}}$
1	diag{1　1　1　1　1}	diag{1　1　1　1}
2	diag{0　1　0.6　1　0}	diag{1　0　1　1}
3	diag{0　0.52　0.6　0.43　0}	diag{1　0　0　1}
4	diag{0　0.11　0.23　0.17　0}	diag{1　0　0　0}

3.2.2　NT-DRAS 级别的容错控制有效性仿真验证

图 6 为 NT-DRAS 级别的 FTC 仿真效果分析。NT-DRAS 主工作通道 EHA 出现性能降级或完全失效时, 基于 NT-DRAS 级别的伴生大模型智能推理将 NT-DRAS 的 EHA 通道切换至 EMA 通道进行容错, 从而恢复作动性能。如图 6 所示切换时刻发生在第 40 s, 由飞控级别的滚转和侧滑角响应可知, 进行切换后, 滚转角曲线与正常工况下的响应曲线

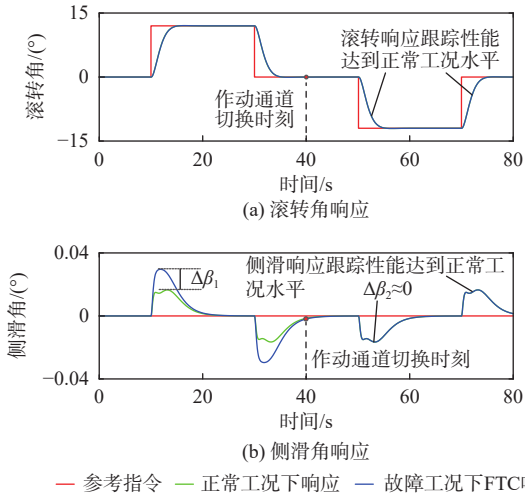


图 6 NT-DRAS 级别的通道切换容错效果分析

Fig. 6 Analysis of channel switching based fault tolerant effect at NT-DRAS level

完全重合，未显示出性能差异，然而测滑角响应上，相比于正常工况，NT-DRAS 主通道故障使得侧滑角增大至$\Delta\beta_1\approx0.02°$，NT-DRAS 在进行通道切换后，由于完全健康状态下的 EMA 完全代替了故障的 EHA 进行作动，使得 NSV 的侧滑角振荡性能得到了补偿，振荡增幅相比于正常工况恢复至$\Delta\beta_2\approx0°$。

3.2.3 飞控级别的容错控制有效性仿真验证

图 7 为飞控级别的 FTC 仿真效果分析。故障发生后，容错控制效果的提升通过飞控级别的 LQR 控制增益综合调整来实现：采用基于 LQR 控制器的容错控制方法，NT-DRAS 不进行通道切换，而飞控级别的综合控制增益矩阵进行重新解算调整，进行控制增益切换，对于对应作动通道性能降级或失效的情形，通过解算增大控制增益系数，实现容错补偿。如图 7 所示，控制增益切换时刻为第

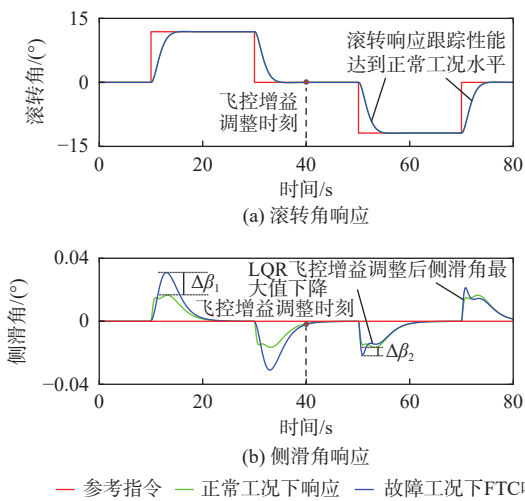


图 7 飞控级别综合控制增益调整容错效果分析

Fig. 7 Analysis of comprehensive control gain adjustment based fault tolerant effect at flight control level

40 s，控制增益切换之前，NSV 模型的滚转角和侧滑角响应由正常工况下的控制增益进行控制，然而由于部分 NT-DRAS 发生了性能降级或失效，NSV 模型的侧滑角最大幅值出现约正常工况下 2 倍的波动；控制增益切换后，虽然 NSV 模型的侧滑角响应仍有所波动，但最大波动幅值可被稳定至正常工况下的等同幅值水平，由于$\Delta\beta_2\ll\Delta\beta_1$，因此，飞控级控制增益切换也可取得显著容错效果。

3.2.4 不同容错控制方法的分析总结

由图 6 和图 7 的仿真结果分析可知，作动系统级和飞控级的 2 种不同 FTC 方法均能实现期望的容错性能，由于作动系统级通过 NT-DRAS 的完全健康通道替换故障通道来继续作动，因此，容错性能上具有更好的效果，其代价是启用了备份的余度通道资源；飞控级别的增益调整方法可节省下作动系统级的容错资源，然而大的增益改变有可能带来更多的能量消耗。为形成统一的 FTC 架构和准则，本文以 NSV 的飞行安全和性能为准则，制定逐层的容错方法：当 NSV 首次发生 NT-DRAS 级别的故障时，NT-DRAS 级别的伴生大模型推理识别主通道尚未到达通道切换门限，则采用飞控级别的 LQR 综合控制增益调整方法进行容错，若该飞控级别的综合控制增益调整无法满足 NSV 的飞行安全和飞行品质要求，同时 NT-DRAS 级别的伴生大模型识别到主通道无法满足飞控安全和品质要求，则在 NT-DRAS 级别进行基于伴生大模型推理的通道切换，将故障通道切换至备份通道继续作动，按照以上原则针对 NSV 的故障变工况形成有序层级的逐层容错控制架构。

3.3 多故障变工况下不同控制方法仿真验证

方法 1（以下简称 S-1）：基准控制器方法（无状态估计设计）；方法 2（以下简称 S-2）：基于固定结构观测器的 LQR 容错增益调整方法；方法 3（以下简称 S-3）：基于伴生大模型的 LQR 容错增益调整方法。

3.3.1 量化评估准则

为量化 NSV 的飞行控制跟踪性能，定义判据函数$e_{\text{perf}}(t)=\left\|\boldsymbol{r}_{\text{flight}}(t)-\boldsymbol{y}(t)\right\|_2$：其中，$\boldsymbol{r}_{\text{flight}}(t)$为给定参考飞行控制指令，$\boldsymbol{y}(t)$为 NSV 的输出响应，同时定义$e_{\text{perf}}(t)$的均值与最大值作为整体性能评价指标，具体如下：

$$\begin{cases}\bar{e}_{\text{perf}}(t)=\dfrac{1}{t_2-t_1}\displaystyle\int_{t_1}^{t_2}e_{\text{perf}}(t)\,\mathrm{d}t\\ e_{\text{perf-max}}=\max\left\{e_{\text{perf}}(t),t\in[t_1,t_2]\right\}\end{cases}\tag{28}$$

3.3.2 S-1 方法与 S-3 方法下 NSV 输出响应仿真对比

如图 8 所示，即使 NT-DRAS 的当前作动通道出现了性能降级或完全失效，加之传感器故障，采用 S-3 方法仍可保证 NSV 滚转角输出具有较好的跟踪性，与伴生大模型的理论输出状态相比，

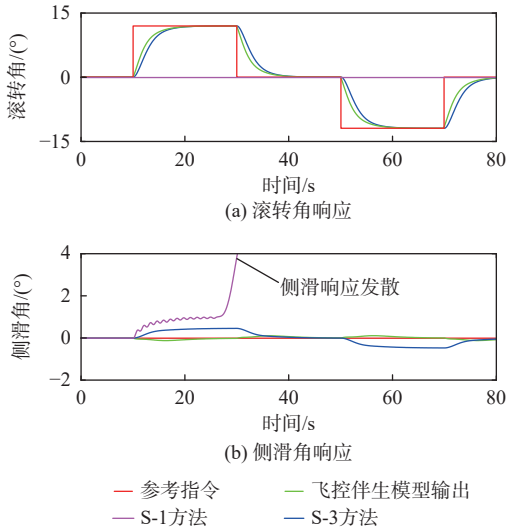


图 8　飞控伴生主模型收敛性及 S-1 方法与 S-3 方法容错效果分析

Fig. 8　Analysis of flight control concomitant main model convergence and FTC effectiveness of S-1 and S-3 method

NSV 的实际输出响应仅有小程度的滞后, 侧滑角仅有小程度的波动; 然而, 采用 S-1 方法, NSV 的滚转动作无法跟踪指令进行响应, 且侧滑角发散, 说明 NSV 的飞行姿态已失稳, 即该工况下 S-1 方法已经无法保证 NSV 的飞行稳定性和安全性。

3.3.3　S-2 方法与 S-3 方法下 NSV 输出响应仿真对比

变工况(工况 2 变至工况 4)的过程中, 采用飞控级别伴生大模型的部分伴生状态来替代 NSV 因传感器失效导致的未知输出状态, 并与 NSV 的剩余有效状态进行整合, 共同生成 NSV 的混合全状态, 并基于该混合全状态进行反馈控制, 实现最终容错控制闭环: 具体变工况中, 飞控级伴生大模型通过灵活改变对应输出维度来拟合 NSV 的故障未知状态。

由定理可求得飞控级伴生主模型在不同工况下的增益矩阵, 工况 2(Case-2)中的伴生主模型增益及全系统混合状态如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{M}_{\text{case-2}}^{\text{FTC}} = \begin{bmatrix} 0.028\,1 & 0.341\,6 & 0.010\,3 & 0.571\,2 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{x}_{\text{hybrid}} = \begin{bmatrix} \beta & p_{\text{m}} & r & \phi \end{bmatrix}^{\text{T}} \end{cases} \tag{29}$$

工况 3(Case-3)中的伴生主模型增益及全系统混合状态如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{M}_{\text{case-3}}^{\text{FTC}} = \begin{bmatrix} 0.028\,1 & 0.341\,6 & 0.010\,3 & 0.571\,2 \\ -0.917\,7 & 0.010\,3 & 0.426\,8 & 0.060\,3 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{x}_{\text{hybrid}} = \begin{bmatrix} \beta & p_{\text{m}} & r_{\text{m}} & \phi \end{bmatrix}^{\text{T}} \end{cases} \tag{30}$$

工况 4(Case-4)中的伴生主模型增益及全系统混合状态如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{M}_{\text{case-4}}^{\text{FTC}} = \begin{bmatrix} 0.028\,1 & 0.341\,6 & 0.010\,3 & 0.571\,2 \\ -0.917\,7 & 0.010\,3 & 0.426\,8 & 0.060\,3 \\ -0.045\,6 & 0.571\,5 & 0.060\,5 & 0.961\,3 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{x}_{\text{hybrid}} = \begin{bmatrix} \beta & p_{\text{m}} & r_{\text{m}} & \phi_{\text{m}} \end{bmatrix}^{\text{T}} \end{cases} \tag{31}$$

由式(29)～式(31)可知: 工况 2 中丢失的滚转角速率伴生状态变量为 p_{m}, 工况 3 中飞控级伴生大模型增加了对偏航角速度 r_{m} 的输出, 工况 4 中又增加了因侧滑角传感器故障引起的侧滑角伴生观测变量 ϕ_{m}, 因此, 伴生大模型是不断改变自身维度来补偿 NSV 因传感器故障而丢失的未知状态从而适应工况的改变。然而 S-2 方法中始终采用固定结构和增益的观测器来生成反馈控制律。

正常工况下, NSV 的飞控级全局控制增益求解为式(26)所示。故障工况 2 下基于伴生混合状态求得的飞控全局控制增益为式(27)所示。同样的, 故障工况 3 下基于改变了的伴生混合状态求得的新的飞控全局控制增益为

$$\boldsymbol{K}_{\text{Case-3}}^{\text{FTC}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -10.107\,2 & 19.917\,1 & 5.103\,6 & 32.792\,1 & -18.051\,4 & 1.860\,5 \\ -8.357\,1 & 28.697\,4 & 6.350\,6 & 47.196\,7 & -25.929\,9 & 0.331\,7 \\ 82.116\,6 & 4.961\,0 & -46.280\,0 & 3.742\,0 & -1.336\,4 & -31.566\,3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{32}$$

在故障工况 4 中, NT-DRAS 的当前工作通道健康状态指数过低, NT-DRAS 级别的智能推理识别出主通道性能降级明显, 基于当前状态求解得到的容错控制增益无法满足期望的控制性能, 飞控级的 LQR 容错控制增益调整方法已无法适应于工况 4。因此, 采用 NT-DRAS 级别基于智能推理识别的通道切换容错方法, 将工况 4 中健康状态矩阵 $\boldsymbol{H}_{\text{Case-4}}^{\text{NT-DRAS}} = \text{diag}\{0 \quad 0.11 \quad 0.23 \quad 0.17 \quad 0\}$ 更新为 $\boldsymbol{H}_{\text{Case-4(FTC)}}^{\text{NT-DRAS}} = \boldsymbol{H}_{\text{Case-1}}^{\text{NT-DRAS}} = \text{diag}\{1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1\}$, 因此, 求解得到的综合控制增益 $\boldsymbol{K}_{\text{Case-4}}^{\text{FTC}} = \boldsymbol{K}_{\text{Case-1}}^{\text{base}}$。基于以上的增益求解结果进行仿真, 当临近空间飞行器在保持特定滚转角度(12°)时先后发生故障工况的改变, 仿真结果如图 9 所示。

由图 9 和表 2 的结果可知, 基于固定增益观测器的 FTC 方法(S-2 方法)及基于“伴生大模型”的 FTC 方法(S-3 方法)均可以使得 NSV 的姿态在保持固

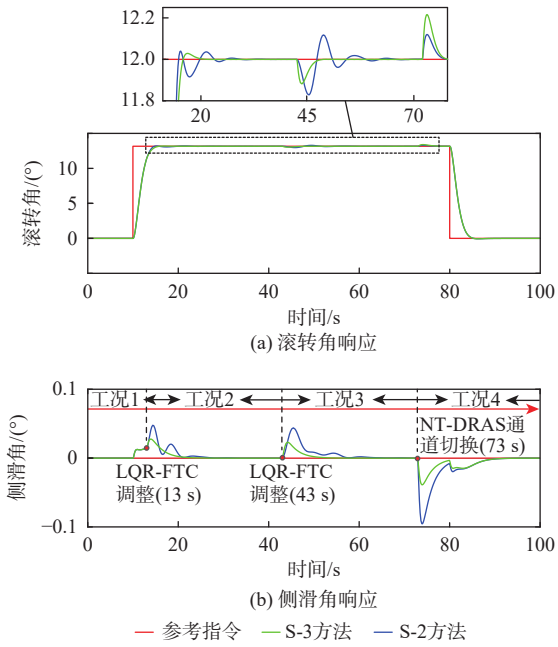


图 9 固定滚转角下故障变工况响应情况仿真曲线

Fig. 9 Response curves under fault changing conditions when given constant roll angle

表 2 特定滚转角条件下容错控制性能量化评估结果

Table 2 FTC performance quantitative evaluation results under specific roll angle conditions

方法	$e_{\text{perf-}\phi}$	$\bar{e}_{\text{perf-}\phi}$	$e^{\max}_{\text{perf-}\phi}$	$e_{\text{perf-}\beta}$	$\bar{e}_{\text{perf-}\beta}$	$e^{\max}_{\text{perf-}\beta}$
S-2	60.462	0.009	12	0.478	0.000 11	0.113
S-3	60.460	0.009	12	0.240	0.000 06	0.045

定滚转角度的故障工况下趋于稳定，然而 S-3 方法可使得 NSV 具有更好的镇定效果，相比于 S-2 方法，侧滑角抖动量化值可降低 50% 以上。

当 NSV 在进行滚转动作过程中先后发生故障工况的改变，仿真结果如图 10 所示。

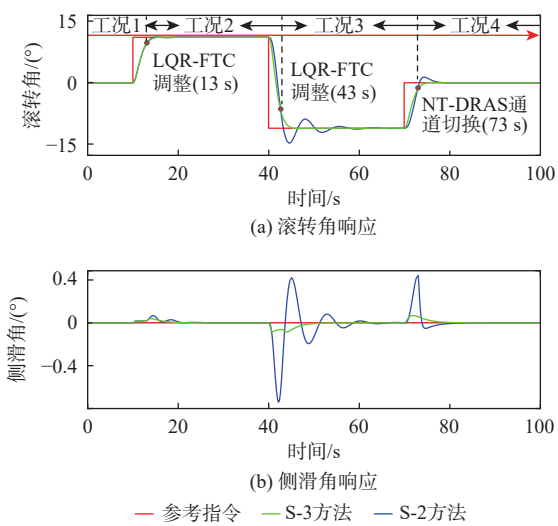


图 10 固定滚转角下故障变工况响应情况仿真曲线

Fig. 10 Response curves under fault changing conditions when given constant roll angle

由图 10 和表 3 的结果可知，基于固定增益观测器的 FTC 方法（S-2 方法）及基于伴生大模型的 FTC 方法（S-3 方法）均可以使得临近空间飞行器的姿态在不同滚转动作过程中发生的故障工况下趋于稳定，然而 S-3 方法同样可使得临近空间飞行器模型具有更好的镇定效果，相比于 S-2 方法，滚转角的跟踪误差量化值可降低约 6.85%，侧滑角的抖动量化值可降低约 81.98%。

表 3 滚转动作过程中容错控制性能量化评估结果

Table 3 FTC performance quantitative evaluation results under rolling dynamic process

方法	$e_{\text{perf-}\phi}$	$\bar{e}_{\text{perf-}\phi}$	$e^{\max}_{\text{perf-}\phi}$	$e_{\text{perf-}\beta}$	$\bar{e}_{\text{perf-}\beta}$	$e^{\max}_{\text{perf-}\beta}$
S-2	121.327	0.021	24	2.582	0.000 47	0.62
S-3	113.010	0.018	24	0.466	0.000 11	0.07

4 结 论

本文针对临近空间飞行器提出了一种基于伴生大模型的逐层容错控制方法，并结合新型非相似余度作动系统进行了研究。主要结论和展望总结如下。

1）伴生大模型架构中的飞控主模型与作动级别的伴生子模型分别在 NSV 的飞控层与作动层进行系统功能/性能状态监控与辅助 FTC 决策，在多故障变工况条件下，本文方法相比于现有方法具有更灵活有效的容错效果。

2）伴生大模型的模型架构和参数精度直接影响其应用效果和容错品质，模型架构中的智能推理逻辑和判据应根据系统故障机制形成完备的专家系统，同时用于模拟实际系统动态过程的动态模型参数应定期采用实际系统数据进行不断训练和优化更新，从而保证模型的伴生精度。

参考文献（References）

[1] 王远卓, 代洪华, 岳晓奎, 等. 基于控制向量参数化的临近空间飞行器轨迹优化[J/OL]. 北京航空航天大学学报, (2025-07-29)[2025-11-24]. https://link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250729.0951.001.
Wang Y Z, Dai H H, Yue X K, et al. Near-space vehicle trajectory optimization based on control vector parameterization[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, (2025-07-05)[2025-07-29]. https://link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250729.0951.001(in Chinese).

[2] Malyuta D, Yu Y, Elango P, et al. Advances in trajectory optimization for space vehicle control[J]. Annual Reviews in Control, 2021, 52: 282-315.

[3] Shen Q K, Jiang B, Cocquempot V. Fuzzy logic system-based adaptive fault-tolerant control for near-space vehicle attitude dynamics with actuator faults[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2013, 21(2): 289-300.

[4] Wang J, Wang S P, Wang X J, et al. Active fault tolerant control for

vertical tail damaged aircraft with dissimilar redundant actuation system[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2016, 29(5): 1313-1325.

[5] Zhang Y M, Jiang J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems[J]. Annual Reviews in Control, 2008, 32(2): 229-252.

[6] Yu X, Zhang Y M. Design of passive fault-tolerant flight controller against actuator failures[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2015, 28(1): 180-190.

[7] Yu X, Jiang J. Hybrid fault-tolerant flight control system design against partial actuator failures[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(4): 871-886.

[8] Alsaade F W, Yao Q J, Al-Zahrani M S, et al. Neural-based fixed-time attitude tracking control for space vehicle subject to constrained outputs[J]. Advances in Space Research, 2023, 71(9): 3588-3599.

[9] Yu X, Fu Y, Zhang Y M. Aircraft fault accommodation with consideration of actuator control authority and gyro availability[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(4): 1285-1299.

[10] Wang X J, Zhang Y W, Wang S P. Fault tolerant control of large civil aircraft[M]. Berlin: Springer, 2024.

[11] 周印佳, 万千, 徐艺哲, 等. 基于神经网络的复杂前缘飞行器 FADS 系统冗余设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(3): 757-764.
Zhou Y J, Wan Q, Xu Y Z, et al. Redundancy design of a FADS system on a complex leading-edge vehicle using neural network-approach[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and-Astronautics, 2024, 50(3): 757-764(in Chinese).

[12] 彭余萧, 何真, 仇靖雯. 基于 LSTM-DDPG 算法的四翼变掠角飞行器主动变形决策[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(10): 3504-3514.
Peng Y X, He Z, Qiu J W. Active deformation decision-making for four-wing variable sweep aircraft based on LSTM-DDPG algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(10): 3504-3514(in Chinese).

[13] 郭浩宇, 王少萍, 石健, 等 . 基于数字孪生的健康服役框架及其在永磁同步电机的应用[J]. 北京航空航天大学学报, (2024-08-01)[2025-11-25]. https://link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20240731.1437.001.
Guo H Y, Wang S P, Shi J, et al. Digital twin-based health service framework and its application in permanent magnet synchronous motors[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, (2024-08-01)[2025-11-25]. https://link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20240731.1437.001(in Chinese).

[14] Cao Y C, Ren W. Optimal linear-consensus algorithms: an LQR perspective[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 2010, 40(3): 819-830.

[15] Tsui C C. Robust control system design: advanced state space techniques[M]. Boca Raton: CRC Press, 2022.

[16] Huang J, Wang J, Li W K, et al. Fault mode analysis and convex optimization-based fault-tolerant control for new type dissimilar redundant actuation system of near space vehicle[J]. Applied Sciences, 2023, 13(23): 12567.

[17] Ferrante A, Ntogramatzidis L. The generalised discrete algebraic Riccati equation in linear-quadratic optimal control[J]. Automatica (Journal of IFAC), 2013, 49(2): 471-478.

[18] Hanke C R, Nordwall D R. The simulation of a jumbo jet transport aircraft. Volume 2: Modeling data: NASA-CR-114494 [R]. Washington, D. C.: National Aeronautics and Space Administration, 1970.

Fault-tolerant control for near space vehicle with new type dissimilar redundant actuation/flight control system

WANG Jun[1], WANG Wei[2], ZHANG Zijun[1], WANG Xiaohui[1], SONG Zhiyi[1,*], HAO Xiaoyu[3]

(1. Beijing Institute of Automatic Control Equipment, Beijing 100074, China;
2. People's Liberation Army Troop 93127, Beijing 100036, China;
3. Aerospace Science and Industry Intelligent Robot Co., Ltd., Beijing 100071, China)

Abstract: The paper presents a concomitant model based multi-level fault-tolerant control (FTC) for near space vehicle (NSV) with a new type of dissimilar redundant actuation system (NT-DRAS). The model, with its physical meaning as a virtual system of the actual vehicle, coexists with the real system to perform real-time synchronous simulation and monitoring of the real system's functions and performance status. In order to meet the intelligent decision-making support requirements of the NSV actual system, the concomitant big model consists of a flight control-level main model and actuation-level sub-models that form a hierarchical architecture. In the event that the vehicle's flight attitude-related sensors fail, a hybrid output state can be reconstructed by combining the theoretical output of the flight control-level concomitant main model with the real system usable state. This hybrid output state is then used to solve the state feedback gains using linear quadratic regulator (LQR) technology. Additionally, this study conducts state monitoring and redundancy management for the configured NT-DRAS system at the actuation level, ultimately combining concomitant sub-model based NT-DRAS channel switching measures by flight control-level concomitant main model based LQR control to address complex and progressively deteriorating fault conditions involving actuators and flight control attitude sensors. Finally, numerical simulations are performed on the MATLAB/Simulink platform to verify the effectiveness and progressiveness of the proposed method.

Keywords: near space vehicle; flight control system; new type dissimilar redundant actuation system; concomitant model; multi-level fault-tolerant control

Received: 2025-12-02; **Accepted**: 2025-12-12; **Published Online**: 2026-01-05 14:14
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260105.1139.004
Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52105049, 52307041)
* **Corresponding author**. E-mail: song_zhi_yi@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0705

面向民机飞控系统适航性的空中故障注入系统

陈洁[1,2]，孟杨[1,2,*]，刘宏明[1,2]

(1. 飞行控制航空科技重点实验室，西安 710065；2. 中国航空工业集团公司西安飞行自动控制研究所，西安 710065)

摘 要：面对民机飞控系统适航符合性对于故障模拟试飞的必要性要求与空中注入故障引起的安全性风险之间的矛盾，提出一种满足民机飞控系统适航符合性验证要求的全部飞控系统故障模式的试飞故障注入系统，该系统经过充分试飞验证，并支持某型民机适航取证。所提故障注入系统的核心是基于简洁化、多模式的人机交互故障注入测试面板、飞行测试设备数据中枢及驻留于飞控计算机的故障注入控制触发程序，其保证了故障模拟的真实性与兼容性；同时，通过多种非相似的故障激励切除方式、故障激励限幅与监控机制，实现异常工况的可靠切断处理，经仿真，所提故障注入系统显著提升了系统安全性和故障容忍能力；此外，提出针对典型飞控系统故障的试飞模拟方案。通过装机试飞验证，对所提方案的可行性进行了验证。

关 键 词：飞控系统；适航符合性；故障模拟；飞行试验；操纵面卡阻；操纵面松浮

中图分类号：V249.01

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2769-11

民机电传飞控(fly-by-wire, FBW)系统[1]是飞机安全关键系统，由于运输类飞机适航标准[2]的强制要求及电传飞控系统相比传统机械操纵飞控系统故障模式的复杂性与隐蔽性，针对电传飞控系统的故障模拟飞行试验是民机适航认证中必要环节，其核心目标是通过“主动制造故障”验证电传飞控系统在故障场景下的安全性，确保飞机在故障发生后仍具有继续安全飞行和着陆的能力。

适航符合性验证[3]是确保航空器安全性和合规性的关键环节，由于地面测试(如实验室试验、机上地面试验等)难以完全复现飞行中的复杂环境(如真实的气动载荷、飞行员在真实飞行压力下的操作反应等)，飞行测试仍是表明适航符合性的首选方式，而故障模拟试飞作为其中的重要手段，在验证飞机系统设计冗余与故障容限、应急响应能力和适航标准符合性方面具有不可替代的必要性。除非经过风险减缓措施后的故障模拟飞行测试风险依然极高、所要求特定的气象条件(风切变、大侧风等)或故障条件难以获得，否则，飞行测试是表明符合性的必然选项。根据适航条款CCAR25.1309[2]符合性方法要求，飞控系统故障情况下可接受的验证方式为：对于III类故障，采用飞行验证；对于I类和II类故障，采用工程模拟器或分析的方式表明符合性。根据国外民机丰富的取证经验，操纵面卡阻、失效、飞控系统降级等故障都将飞行测试作为表明符合性的方式。因此，国内的适航审定中心和工业部门对于以上飞控系统所涉及的故障类型将飞行验证作为表明符合性方法的必选项。所以民用飞机取证过程中，飞控系统空中故障模拟的试验技术至关重要。

故障模拟飞行试验可分为3类。第1类为模拟飞控系统故障的试验，如操纵面卡阻、液压源失效、主飞控系统降级等。故障模拟系统在试飞过程中对此类故障进行注入与模拟，通过飞行试验对飞机故障后的机动能力及操纵品质进行验证，表明系统故障情况下的飞行特性符合性。第2类为传感

收稿日期：2025-09-30；录用日期：2025-10-17；网络出版时间：2025-11-14 15:22
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251114.1409.002
*通信作者. E-mail：mengyang95@qq.com

引用格式：陈洁，孟杨，刘宏明. 面向民机飞控系统适航性的空中故障注入系统[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2769-2779.
Chen J，Meng Y，Liu H M. Airborne fault injection system for airworthiness compliance of civil aircraft flight control systems[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2769-2779 (in Chinese).

器误差模拟试验，主要用于高迎角保护、失速告警和失速识别这3个安全核心与关键功能的试飞验证。这3个安全核心与关键功能所使用的迎角传感器可能由于安装、制造、静态和动态修正等原因导致其与真实值存在一定的测量误差，在飞行试验中将该可预期的误差上限，通过故障模拟系统注入飞控系统中，验证与失速相关功能的性能，确保飞机不会因不同批次的制造和安装原因或不同飞行场景下由于试飞过程中误差考虑不足导致失速。第3类为控制逻辑模拟，其本质是一种试飞风险缓解措施，一些近地面状态下的控制特性对于试飞验证而言风险较大，难以通过试飞表明符合性。因此，通过故障模拟系统对飞控系统中的控制逻辑进行适应性更改，实现飞机在高高度状态下也能进入拉平模式等控制模态，通过该试飞风险减缓措施完成符合性验证。

适航故障模拟飞行试验的要求，既要满足飞控系统真实故障模拟要求，又要保证系统安全，对于机载试飞故障注入系统提出3大技术挑战：①机载试飞故障注入系统能够准确与飞控系统协同工作，模拟真实的故障响应，满足故障仿真度要求；②机载试飞故障注入系统具有高可靠性和故障容忍能力，确保注入系统具备高安全性保证；③机载试飞故障注入系统需要具备兼容多种故障模拟需求的能力，满足试飞机组人机交互要求，降低机组试飞测试的操纵负担。

对于故障模拟的真实性和复杂性问题，必须解决实时性与动态响应技术挑战。飞行测试中，故障注入需精准匹配飞控计算机系统的实时控制需求，延迟或不同步的故障注入可能导致测试结果失真。以舵面卡阻试飞试验为例，目前，针对电传飞控系统，主要采用故障注入系统与飞控系统的电气控制信号综合的方式，模拟舵面处于固定位置的舵面“卡阻”状态。若无法解决故障注入与飞控系统的异步工作引发的动态响应问题，则舵面出现周期振荡现象从而导致试验失败。

对于故障模拟的安全性问题，由于故障注入可能直接影响飞机关键功能（如操纵面控制、迎角信号等），为确保不会对试飞人员、飞机或任务造成不可控风险，必须解决故障注入与主系统的安全隔离技术挑战。目前解决方式主要是在非关键飞行阶段（如地面滑行或低风险空域）进行高风险故障测试，对于故障注入系统自身的隔离措施、多级安全协议机制的研究则较少。

对于故障注入的兼容性问题，核心是要面向多重类别故障模拟飞行试验需求，综合解决兼容多种通信协议、硬件接口和软件逻辑，并提供统一的人机交互接口，精简机载试验系统设备，同时简化机组操作。

由于国内民机起步较晚，工程经验较少，目前取证的国产民机大部分依赖国外成熟供应商提供的技术解决方案实现飞控系统取证。国内对于飞控系统取证过程中所必要的飞行试验故障模拟技术研究基本处于空白，尽管文献[4]提出针对卡阻典型试飞故障注入场景的注入方案，但仍处于试验方法原理论证和地面试验阶段，未能综合考虑安全性与兼容性问题。文献[5]通过切断控制右侧升降舵操纵面的2个伺服控制电子信号传输，使用卡阻控制盒向右侧升降舵作动器发送指令，但该故障注入方式的安全性低，一旦切换装置故障，飞控系统将无法恢复对飞机的控制，且该故障注入类型单一，仅能进行舵面卡阻故障注入。

为综合解决适航故障模拟飞行试验的故障模拟真实性、安全性及兼容性问题，本文提出一种兼容多种飞控系统故障模式的试飞故障注入系统，并提出针对典型飞控系统故障的试飞模拟方案，对该方案的工作原理、安全性保证设计及具体故障模拟方案进行分析说明，并通过系统装机开展了试飞故障模拟验证，根据实际试飞数据分析验证了本文方案的可行性。

本文主要的创新点为：①提出一种支持试飞故障实时注入的飞控系统试验系统，该系统基于简洁化、多模式的人机交互故障注入测试面板、飞行测试设备数据中枢及驻留于飞控计算机的故障注入控制触发程序实现保证了故障模拟的真实性与兼容性；②提出一种试飞故障注入安全性保证方案，该方案通过多种非相似的故障激励切除方式、故障激励限幅与监控机制，实现异常工况下的可靠切断处理，通过仿真定量评估显示，显著提升系统的安全性和故障容忍能力；③提出针对典型飞控系统的故障模拟方案，能够实现将预期故障激励注入飞控系统控制中，输出综合后的飞行控制指令，满足系统响应平滑、无瞬态要求，防止出现激励注入的飞机瞬态过载等异常响应，提升飞机飞行稳定性。

1 适航规章顶层要求

从民用飞机适航认证的角度，飞控系统故障模拟科目试验的核心目标是验证飞机在故障或异常边界条件下的飞机性能指标满足适航规章，如CCAR-25-R4[2]中对操纵能力、稳定性和安全性的要求。

典型的针对飞控系统故障响应能力要求的适航条款主要包括：

1）条款 CS-25 AMC 25.671(c) [6] 提出对飞控系统的“故障-安全”能力要求：“必须用分析、试验或两者兼用来表明，在正常飞行包线内，发生飞行操纵系统和操纵面 (包括配平、升力、阻力和感觉系统) 的下列任何一种失效，包括卡阻后，不要特殊的驾驶技巧或体力，飞机仍能继续安全飞行和着陆。”对于继续安全飞行和着陆的机动能力，如果在故障发生后可以进行以下操纵，则认为已经表明具有继续安全飞行和着陆的能力：

① 向左或向右 30°稳定滚转；

② 在不超过 11 s的时间内，从一个稳定的 30°滚转 60°的坡度到达另一侧稳定的 30°坡度（在这种机动中可以使用方向舵以减小侧滑）；

③ 纵向操纵可以获得 0.8*g*/1.3*g* 的过载机动能力；

④ 在 10 节 90°侧风条件下，保持机翼水平，进行着陆平飘。

2）条款 CS-25 AMC 25.671(f) [7] 提出故障降级情况下的飞控系统操纵指示要求：“如果系统的设计使其具有多种工作模式，则当任何工作模式显著改变或降低飞机的正常操纵特性或品质时，必须向机组提供指示信息。”条款 CS-25 AMC 25.672(a) [8] 提出系统故障情况下对驾驶员故障申报与告警指示要求：“在增稳系统或其他任何自动或带动力的操纵系统中，对于如驾驶员未察觉会导致不安全结果的任何故障，必须设置警告系统，该系统应在预期的飞行条件下无需驾驶员注意即可享驾驶员发出清晰可辨的警告。警告系统不得直接驱动操纵系统。”根据以上条款要求，需通过试飞表明，当飞控系统因自身或外部传感器信息故障导致系统冗余度降低，操纵特性改变时，系统能够及时通过航电显示或语音告警信息提示机组成员。

3）条款 CS-25 AMC 25.672(b) [9] 提出系统故障情况下，系统对于驾驶员故障处置要求：“增稳系统或任何其他自动或带动力的操纵系统的设计，必须使驾驶员对条款 CS-25 AMC 25.671(c) [6] 中规定的各种故障可以采取初步对策而无需特殊的驾驶技巧或体力。”根据以上条款要求，需通过试飞表明，当飞控系统因操纵面卡阻、失效或组合故障时，系统可采用控制故障切除重构、系统降级切换等方式进行故障处置，使飞控系统能够在无需飞行机组驾驶负担显著增大的情况下应对故障状态。

4）条款 CS-25 AMC 25.672(c) [10] 提出单个故障后的操纵性能要求：“在增稳系统或任何其他自动或带动力的操纵系统发生任何单个故障后，符合下列规定：①当故障或功能不正常发生在批准的使用限制内且对于该故障类型是临界的任何速度或高度上时，飞机仍能安全操纵；②在飞机飞行手册中规定的实际使用的飞行包线内，仍能满足本部所规定的操纵性和机动性要求；③飞机的配平、稳定性和失速特性不会降低到继续安全飞行和着陆所必需的水平以下。”需通过试飞表明，当飞控系统因操纵面卡阻、失效或组合故障时，系统的机动性和操纵特性满足安全飞行和着陆的机动性能。

2　兼容多种飞控系统故障模式的试飞故障注入系统

为实现飞行控制系统在试飞过程故障实时注入，以实现在真实试飞环境下验证飞控系统的容错能力的目的，本文提出一种支持飞行中故障注入的飞控系统故障注入系统，解决试飞过程中故障实时注入响应、专用数据链路传输与记录、故障注入触发综合三大问题，并兼顾试飞故障注入的真实性、实时性及可扩展性。

典型电传飞行控制系统由指令采集分系统、主飞行控制电子分系统、主飞行控制作动分系统组成，如图 1 所示，指令采集单元通过将飞行机组的操纵指令转换为电信号，并发送给飞行控制计算机进行控制解算，飞行控制计算机将舵面控制指令发送至伺服控制单元进行伺服闭环控制，驱动作动器和操纵面运动，从而实现飞机姿态的实时电传控制。此外，各分系统通常均采用多余度、自监控的设计特征，以保证系统满足安全性的高完整性和可用性要求。

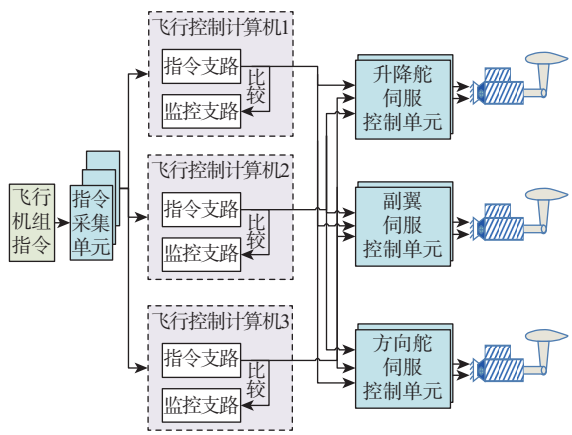


图 1　典型电传飞行控制系统架构示意图

Fig. 1　Typical architecture diagram of a fly-by-wire flight control system

为实现在试飞过程中，根据试飞机组的试验要求注入预设故障模式，观测飞控系统的故障响应，本文提出一种飞控系统故障注入系统，如图 2 所示，主要由故障注入模块、数据交互与采集记录模

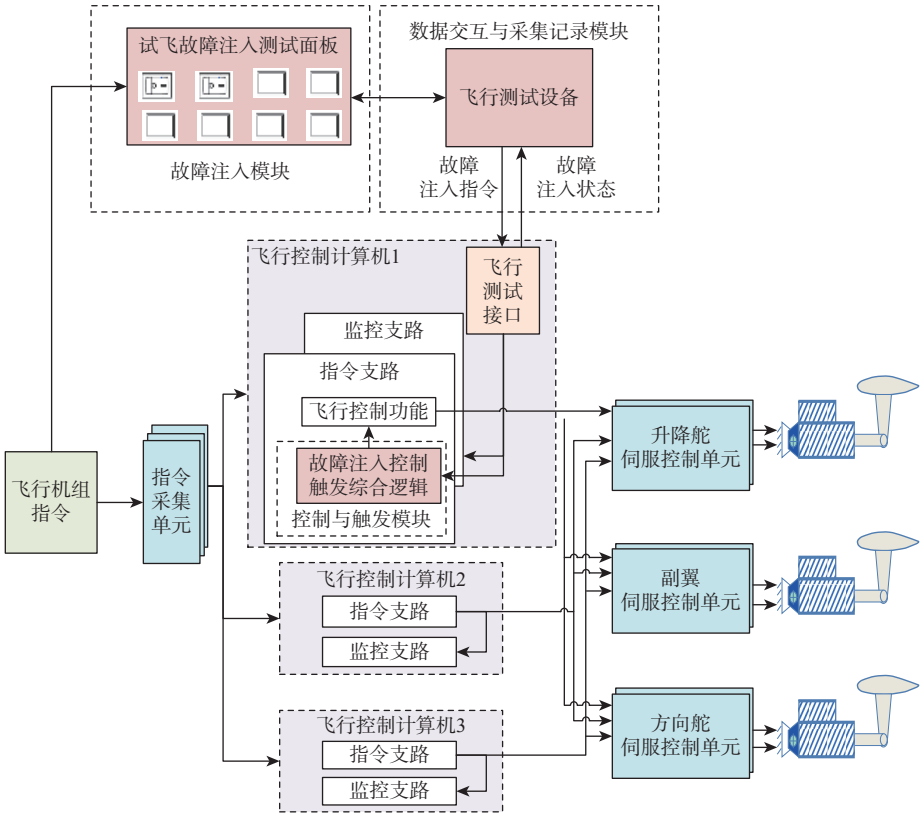


图2 本文飞控系统故障注入系统原理示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the fault injection system principle for flight control systems

块、控制与触发模块3部分组成。

1) 故障注入模块

故障注入模块作为人机交互模块,用于采集飞行机组试飞工程师的故障注入类别和命令,并转换为总线信号发送至下游设备,用于指令下游设备的各类故障响应模拟注入。

本文提出一种通过试飞故障注入测试面板提供兼容多种故障模式的人机交互故障注入方式:

① 支持多种故障模式和参数组合注入功能,通过功能按键选择故障模式,通过数字键盘选择模拟量参数激励,满足多场景、多模式故障模拟注入需求;

② 支持飞控系统故障注入状态反馈显示功能,根据飞控系统状态反馈信息进行故障注入接通状态和故障模拟量激励参数显示,实现与机组的信息交互与状态监控;

③支持当前故障/激励注入指令的确认和撤销功能,通过“功能确认按键”进行确认,通过“功能复位按键”实现当前选中注入指令的撤销,初始化为不使能故障/激励输出状态。

2) 数据交互与采集记录模块

数据交互与采集记录模块用于故障注入人机交互模块与飞行控制计算机之间的信息交互和数据记录。本文提出一种以飞行测试设备为数据中枢的数据交互与采集记录方案:飞行测试设备具备多数据链路处理能力,能够实时可靠采集试飞故障注入测试面板的试飞机组故障注入命令并将指令转化为总线信息传递至飞行控制计算机;同时能够基于总线链路采集飞控系统关键参数响应(如舵面位置、传感器数据、控制指令、故障代码)并进行数据记录,用于试飞测试人员根据故障注入指令及系统记录故障发生时的响应行为,评估故障响应与适航条款要求的故障特征符合性,开展数据后处理工作。

3) 控制与触发模块

控制与触发模块用于提供将故障注入指令与飞行控制系统正常控制与监控工作行为进行综合触发激励的功能。

为解决外部故障注入系统与飞控系统时序匹配问题,本文提出一种将故障注入控制触发程序以软件模块的形式注入飞行控制计算机的控制触发方案:故障注入控制触发程序能够按照预设的故障模式(如舵面卡阻、舵面失效、系统模式降级等)生成故障模拟指令信号,并与飞控系统的指令信号进行故障激励注入综合选择,从而触发故障响应,实现飞控系统在真实飞行环境下的故障状态响应模拟。

通过以上设计,能够有效解决故障注入系统与

飞行控制计算机的时钟周期异步导致指令叠加不匹配的问题，保证在飞控计算机的一个时钟周期内执行故障指令的触发与叠加综合，输出稳定可靠的舵面响应。

3　试飞故障注入系统安全性保证设计

飞控系统试飞故障注入系统的安全性保证设计目的是确保飞行控制系统在测试过程中能够安全、可控地模拟故障场景，同时避免对飞行器和人员造成不可接受的风险。飞控系统作为安全关键系统，其安全性需满足可用性、完整性双 I 类指标要求（即飞控系统控制功能失效和功能错误的发生概率均应飞行时间 1 h 内小于 1×10^{-9}）[11]，为满足该指标技术难题，本文提出一种飞控系统故障注入系统的安全性保证方案，主要由高安全系统架构、故障注入机制、监控与应急处置机制 3 部分组成。

1）高安全系统架构

本文提出的故障注入系统安全性保证方案的核心故障控制触发程序以软件形式驻留飞行控制计算机，因此，该系统的架构安全性由高安全的飞控计算机系统架构保证：

① 飞行控制计算机硬件采用自监控对技术，通过“指令+监控”非相似处理器机制的比较监控技术抑制随机故障和共模故障[12]，确保故障注入系统本身具备高安全性；

② 飞行控制计算机系统采用三余度架构，按照主/备机制独立运行，故障注入系统仅与单个飞控计算机交联并执行触发故障注入程序，当该飞行控制计算机故障时，飞控系统切换至无故障注入的备计算机操纵控制，从而避免单点故障导致整个飞控系统失效；

③采用软件分区隔离技术，使故障控制触发软件与飞控主控软件独立运行在不同的软件分区中，保证软件独立性，防止故障注入逻辑软件程序故障影响飞行控制主控功能；

④采用通信隔离技术，故障注入指令通过专用飞行测试设备，基于独立于飞控系统的以太网总线链路传输至飞控计算机，避免与正常的飞行控制操纵指令冲突；

2）故障注入机制

本文提出基于“故障使能联锁机制”及“故障注入边界控制”的故障注入机制，以保证试飞过程中，故障注入仅在试飞机组预期操作下进行可控的故障注入，预防非指令的故障注入产生。

故障使能联锁机制采用分级注入权限，其中，通过地面机务人员进行基于地面测试设备的硬件密码设置，开放一级权限；通过机组在空中操作硬件故障注入测试面板的多个确认开关，开放二级权限。仅当两级权限均使能时，允许飞控系统响应预定义的故障注入指令。

故障注入边界控制，严格限定故障注入预定义的故障注入指令阈值，确保故障偏置的范围可控，限制其对核心安全功能（如飞行包线保护、操纵面控制）的影响。

3）监控与应急处置机制

本文提出故障注入系统全链路完整性的监控机制及自动/人工应急处置机制，确保故障系统满足故障-安全容忍能力。

全链路完整性监控机制主要包括：总线完整性监控，通过对故障注入测试面板到飞行测试设备再到飞控计算机的总线数据循环冗余校验及更新校验，实现通信异常故障实时申报和应急切断；系统状态完整性监控，通过对飞控系统内部关键传感器、核心计算单元、作动驱动装置的状态和响应监控，实时申报并抑制故障注入使能命令，减缓飞行风险。

自动/人工应急处置机制主要包括：基于完整性监控的自动安全切断逻辑，当识别到故障注入导致飞控系统异常故障申报（如总线监控异常、作动器控制异常等），自动切断故障注入模块并激活备份系统，转为安全可控模态；基于多级非相似切断开关的人工应急切断机制，当通过机载航电系统或地面远程监控数据显示系统工作响应异常（如异常姿态角、异常空速）时，允许机组人员强制通过故障注入系统电源关断开关、故障注入系统总线关断开关多种非相似的硬件开关，强制终止测试并接管飞行。

本文通过安全性故障树分析（fa1lt tree analysis, FTA）仿真方法[13]，验证故障注入系统的安全性指标。以某干线飞机副翼控制为例，假设每架次飞行暴露时间为飞行小时 3 h，平均至每飞行小时（per flight hour, PFH）的概率因子 Q 为 0.333 333 3，系统失效模式概率（failure rate, FR）及系统可用性和完整性 FTA 分析的仿真结果如图 3 和图 4 所示。数据显示，飞控故障注入系统副翼控制可用性（即飞行小时 1 h 内副翼控制丧失概率为 4.868×10^{-10}），完整性（即飞行小时 1 h 内单侧副翼急偏概率为 6.345×10^{-10}），均满足飞行小时 1 h 内低于 1×10^{-9} 指标要求。通过以上安全设计保证措施的综合作用，能够保证试飞故障注入系统满足可用性、完整性双一类指标要求。

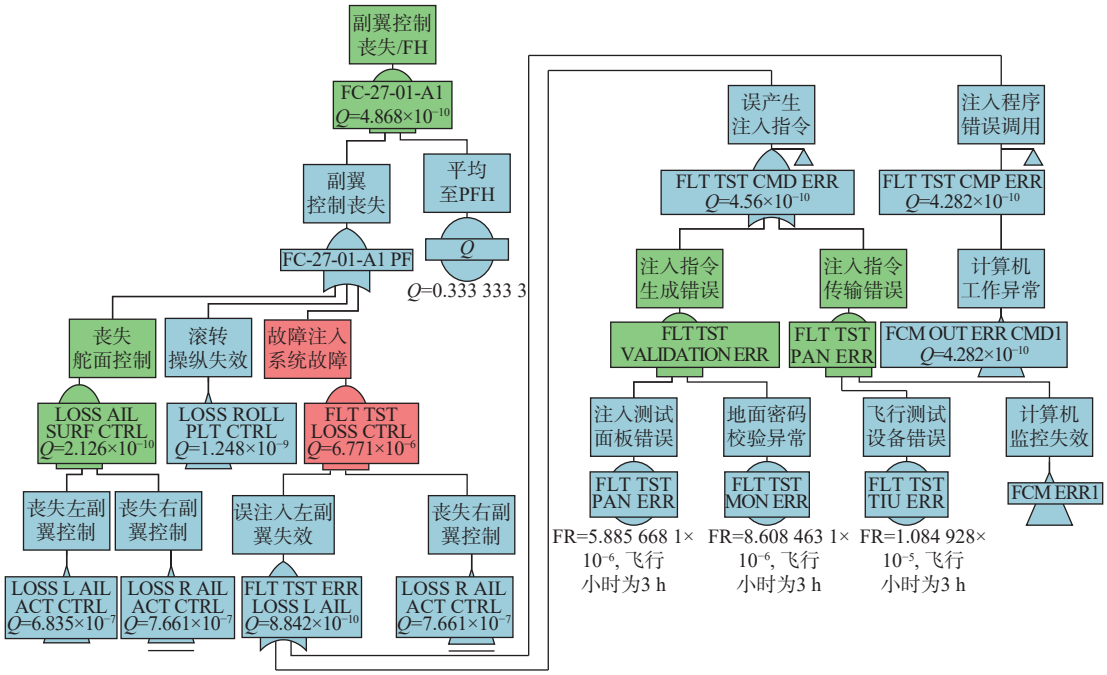


图 3 飞控故障注入系统可用性 FTA 仿真结果 (以副翼控制丧失为例)

Fig. 3 Flight control fault injection system availability FTA simulation results (taking loss of both aileron as an example)

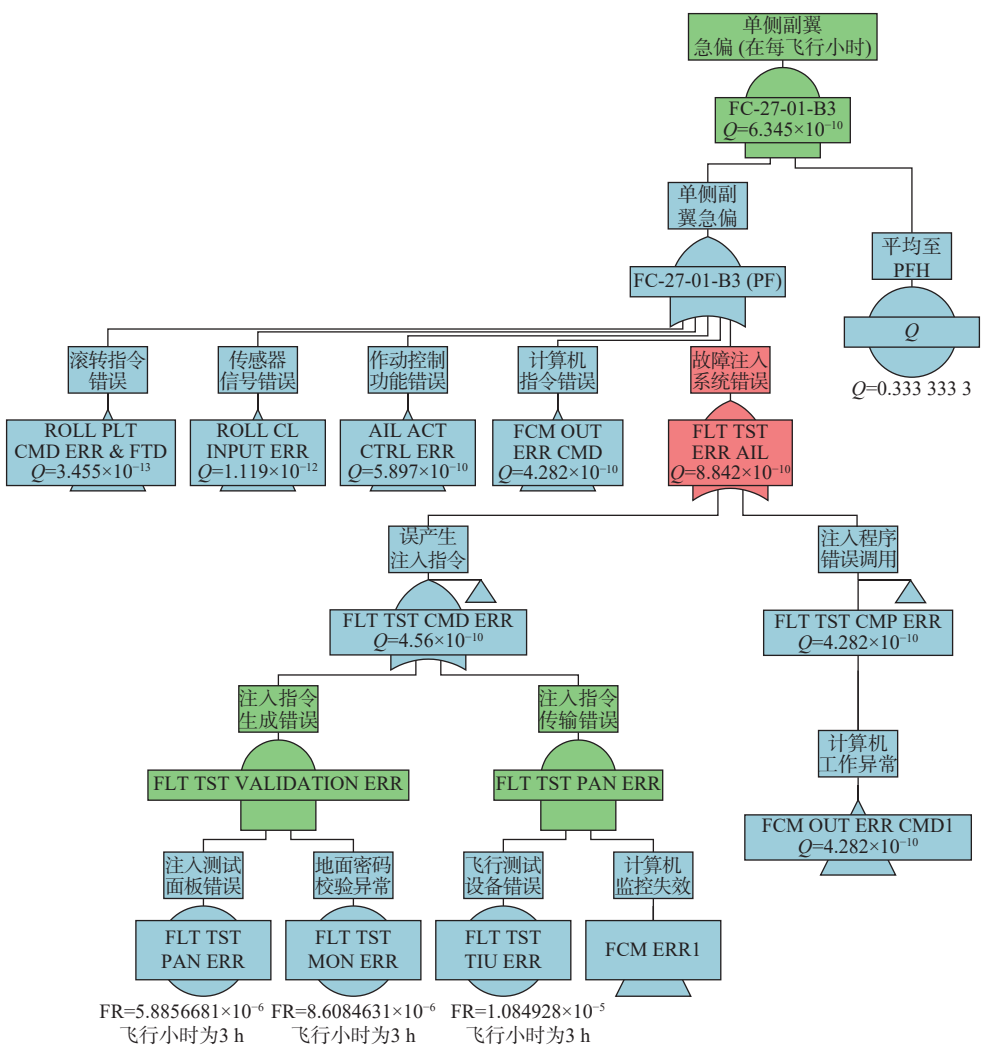


图 4 飞控故障注入系统完整性 FTA 仿真结果 (以单侧副翼急偏为例)

Fig. 4 Flight control fault injection system integrity FTA simulation results(taking single aileron hardover as an example)

4　典型飞控系统试飞故障模拟方案

基于第 2 节所述飞控故障注入系统和第 3 节所述安全性保证方案，根据适航规章[2]要求，需要在试飞过程中触发指定故障模式，本节针对 3 个典型飞控系统故障模拟试飞科目的故障模拟方案进行分析。

4.1　操纵面卡阻故障模拟方案

飞控系统操纵面卡阻飞行试验用于验证当操纵面卡阻后飞机操纵性和稳定性，操纵面卡阻故障模拟的关键问题在于如何使操纵面卡阻在规定位置，并在必要时迅速恢复至正常可控状态。

本文提出一种基于卡阻位置输入的操纵面偏置指令综合故障模拟方案。如图 5 所示，试飞工程师通过故障注入测试面板操作，将卡阻使能指令和卡阻位置指令通过飞行测试设备数据中转发送至一台飞行控制计算机，故障注入系统卡阻故障能综合逻辑综合指令有效性信息及飞控计算机内部的系统状态监控信息，确定是否允许触发卡阻偏置指令。当允许触发卡阻注入时，操纵面卡阻偏置指令解算单元将卡阻目标位置指令与操纵面控制律指令进行偏置指令实时追踪补偿解算，即以卡阻目标位置指令减去实时生成的操纵面控制律指令，得到实时追踪补偿量，确保计算机输出稳定的卡阻位置指令，同时通过卡阻偏置指令综合与淡化模块进行指令综合，最终将指令输出至目标伺服控制单元，实现操纵面平稳过渡至目标卡阻位置的模拟。

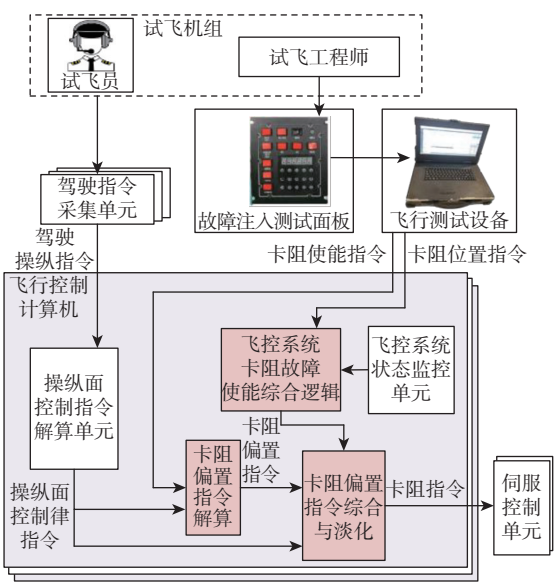


图 5　操纵面卡阻故障模拟方法示意图

Fig. 5　Scheme diagram of control surface jamming fault simulation method

4.2　飞控系统液压源失效组合故障模拟方案

飞控系统液压源失效组合故障飞行试验用于验证当液压系统发生组合故障后，飞机操纵面受液压系统影响进入松浮状态下飞机的操纵性和稳定性，液压源失效故障模拟的关键问题在于如何使操纵面随试飞机组的设置进入失效阻尼模态，并在必要时迅速恢复至正常可控状态。

本文提出一种基于试飞测试系统通信与伺服作动器完整性监控的液压源组合失效引起操纵面松浮故障模拟方案。如图 6 所示，试飞工程师通过故障注入测试面板操作，将液压源失效指令通过飞行测试设备数据中转发送至一台飞行控制计算机，故障注入系统操纵面松浮故障能综合逻辑综合试飞测试系统的飞行测试设备与飞控计算机之间的通讯完整性监控信息及飞控伺服作动系统完整性监控信息，确定组合液压源失效是否满足互斥逻辑，即当飞行测试设备与飞控计算机的通信有效且系统伺服作动均有效时，认为满足故障注入的风险允许概率，进而判断是否允许触发故障注入，当允许触发操纵面松浮故障注入时，将故障注入作动器切断指令与飞控系统内部作动器接通指令进行综合逻辑判断与生成，最终将目标操纵面作动器切断指令输出至目标伺服控制单元，实现指定操纵面松浮状态模拟。

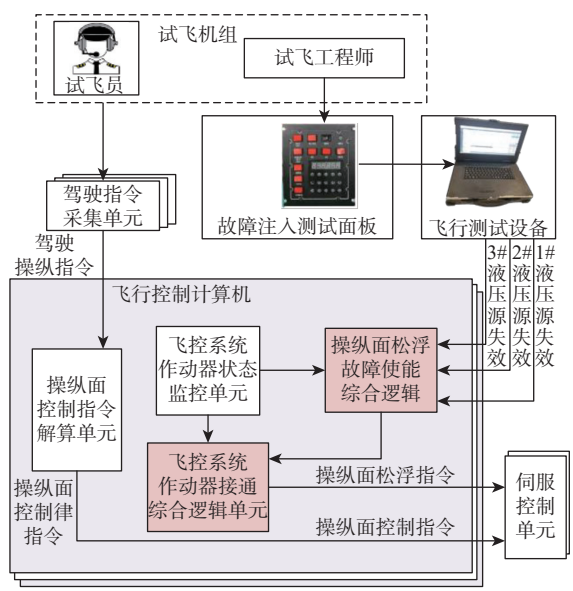


图 6　操纵面松浮故障模拟方案示意图

Fig. 6　Scheme diagram of control surface loss fault simulation

4.3　关键传感器测量误差模拟方案

传感器误差模拟试验用于高迎角保护、失速告警和失速识别这 3 个安全核心关键功能试飞验证，确保飞控系统在迎角传感器测量误差的影响下仍具有充足的安全保护与告警裕量。传感器误差模拟的关键问题在于可靠的在飞行控制计算机进行

控制律解算和失速告警判断时，模拟传感器误差的极限情况，叠加至真实迎角传感器表决结果当中，且在异常情况出现时及时恢复以真实迎角表决值进行包线保护控制。

本文提出一种基于迎角传感器表决值偏置综合的传感器测量误差模拟方案。如图7所示，试飞工程师通过故障注入测试面板操作，将迎角传感器误差注入使能和误差差量通过飞行测试设备数据中转发送至一台飞行控制计算机，故障注入系统将传感器测量人为误差偏置注入至迎角表决综合模块输出，将表决偏置综合的迎角传感器信息输出至失速告警与控制律解算单元，实现迎角包线保护与告警的边界状态模拟。

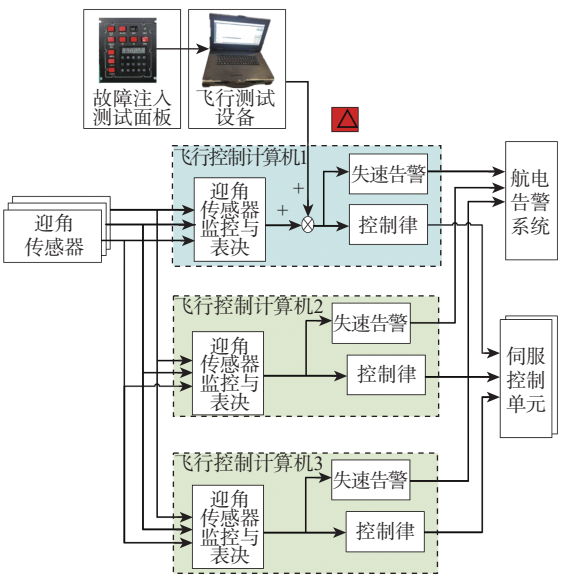


图7 迎角传感器测量误差模拟方案示意图

Fig. 7 Simulation schematic of angle-of-attack sensor measurement error

5 试飞结果分析

本文提出的飞控系统故障模拟系统在某型号适航取证过程中随取证飞机进行试飞验证，并有效支持飞控系统取证工作。本文选取3个典型故障模拟试飞科目的试飞验证结果表明：故障模拟系统在试飞过程中可正常工作，且飞控系统在故障情况下的设计满足条款要求。3个典型故障模拟试飞科目分别为：单侧升降舵卡阻、飞控系统模拟双液压源失效及高空模拟进入拉平模式。根据试飞安排，在以上故障模拟情况下检查飞机是否具有继续安全飞行和着陆的能力及在拉平模式下是否具有良好的高迎角保护效果。

图8为单侧升降舵卡阻故障注入的试飞结果。在故障左升降舵卡阻故障注入前，左右两侧升降舵偏度一致，当注入左升降舵卡阻故障时，左升降

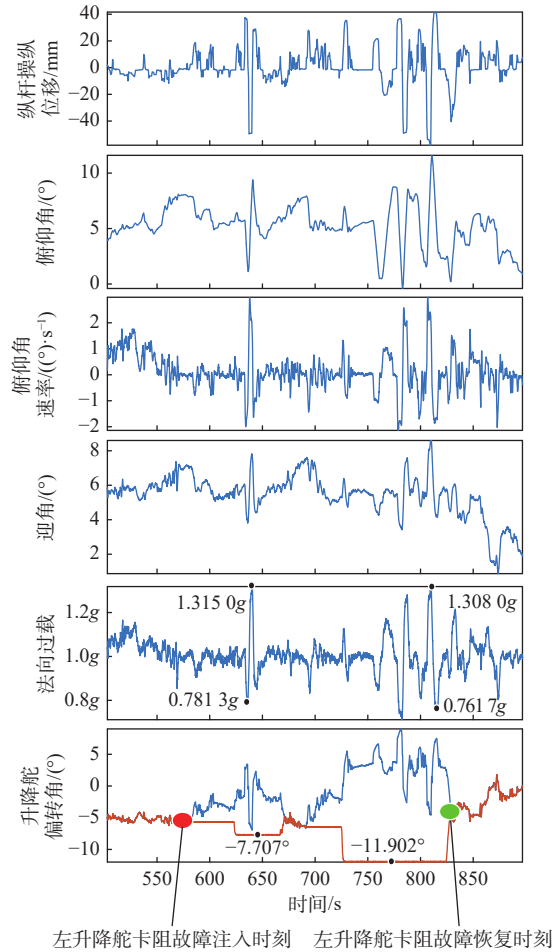


图8 飞控系统单侧升降舵卡阻故障试飞验证结果曲线

Fig. 8 Curves of flight test verification results for flight control system with a single-side elevator jam failure

舵卡阻在当前位置，不再跟随飞控系统发出的控制指令运动。试飞工程师操纵故障注入面板，根据计算的正常遭遇（normally encountered positions, NEP）卡阻位置，调整左升降舵卡阻位置至试飞大纲所要求的卡阻位置。本次试飞过程中，在左升降舵卡阻角度为−7.7°和−11.9°情况下分别进行纵向机动能力检查，由图7可知，2种卡阻位置下，飞行员进行纵向过载阶跃，飞机法向过载可以达到0.8g和1.3g，满足ARAC 25.671条款[14]对于继续安全飞行和着陆所要求的纵向机动能力要求。并且在单侧升降舵卡阻后，自动配平系统依然正常工作，飞行员额外负担较小，基于飞行品质评估方法（handling quality rating methodology, HQRM）[15]的故障后飞行品质评估打分为3分，品质较好。

图9为双液压源失效故障注入情况下的试飞结果。试飞过程中为降解试飞风险，实际关闭一路液压源，通过故障模拟系统将左液压源进行模拟故障，使得左副翼和左升降舵的2个作动器全部失效进入阻尼状态。由图9可知，在双液压源失效故障注入后，左副翼在铰链力矩的驱动下，由初始−0.429 9°

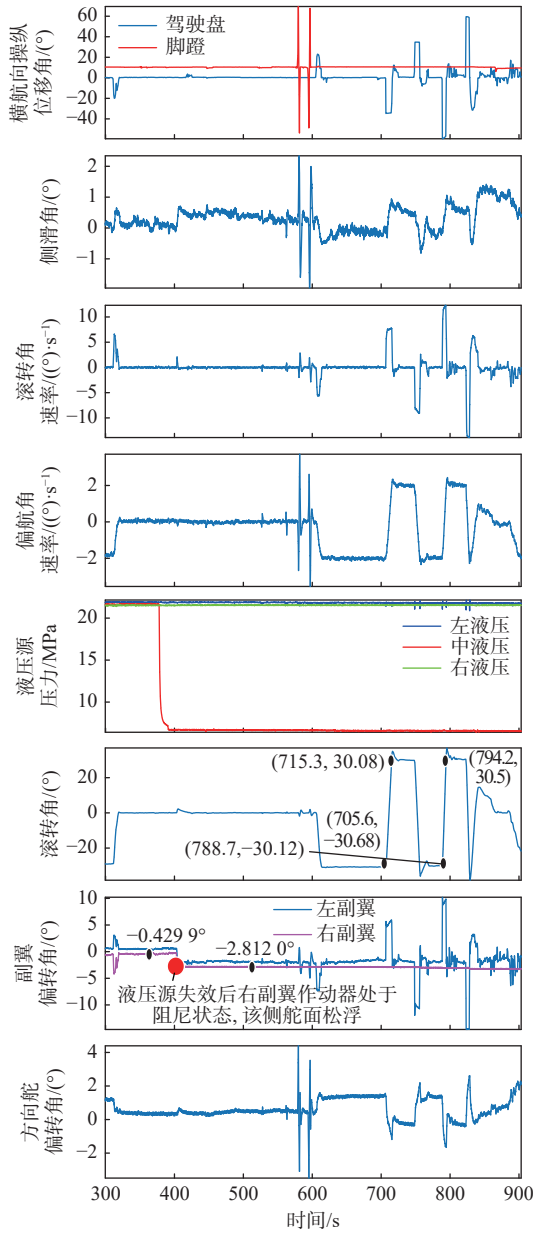


图 9　飞控系统模拟双液压源失效故障试飞验证结果曲线

Fig. 9　Curves of flight test verification results for flight control system with a dual hydraulic failure

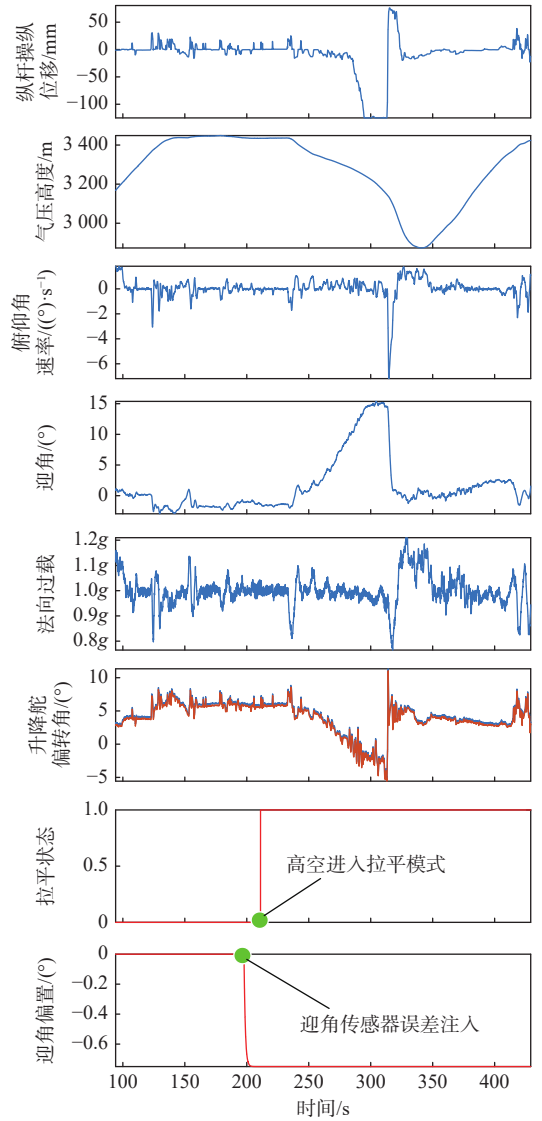


图 10　高空模拟拉平模式迎角传感器误差注入下高迎角保护试飞验证结果曲线

Fig. 10　Curves of flight test verification results of protection with high angle-of-attack sensor error injection under simulated flare mode at high altitude

运动到零铰链力矩的−2.812 0°。在飞控系统横向自动配平功能的计算下，右侧副翼自动调整至处于失效状态的左副翼偏度附近，自动保持飞机稳定，飞行员无额外操纵负担，自动配平工作效果良好。在左副翼和左升降舵失效后，飞行员进行航向倍脉冲和横向坡度动态响应(bank to bank, BTB)检查。通过航向倍脉冲试飞动作可以看出，在双液压源失效情况下，飞机荷兰滚特性良好，依然处于重阻尼状态。横向 BTB 数据显示，飞机从左侧 30°坡度滚转至右侧 30 度坡度的时间为 5.5 s，满足 ARAC 25.671 条款[14]中所要求的 11 s。

图 10 为拉平模式下高迎角保护试飞验证结果曲线。正常情况下拉平模式仅能在近地面时进入，但高迎角保护[16]试飞科目为高一类风险科目，因此，为降低试飞风险，通过故障模拟系统，在 3 400 m 高空对飞控系统进行故障注入模拟，使得飞控系统在高空中进入拉平模式，对拉平模式下的高迎角保护性能进行试飞验证。在对高迎角保护试飞验证时，还需通过故障模拟系统对迎角传感器偏差进行注入，根据理论分析，其可能存在的可预期偏差为 0.75°，因此，使用故障模拟系统对迎角信号注入−0.75°误差，使得控制律计算使用的迎角信号较真实测量值偏小 0.75°，控制律更晚进入高迎角保护，验证更加严苛。根据试飞结果显示，拉平模式下，注入迎角误差后，高迎角保护工作正常，飞机未出现非指令机头下沉、异常机头上仰、非指令横向滚转及制止性抖振等失速特征，试飞验证表明，拉平模式下

的高迎角保护性能满足专用条件中的条件[17]要求。

6 结 论

本文针对民机飞控系统故障模拟试飞面临的技术挑战，提出一种兼容多种飞控系统故障模式的试飞故障注入系统，通过装机试飞验证和适航符合性工作，对该方案的可行性进行了验证，具体结论如下：

1）本文试飞故障注入系统基于驻留于飞控计算机的故障注入中央控制触发程序可实现故障注入激励的空中仿真注入，通过调度时序控制保证了故障注入激励与主系统控制信号的实时综合，故障激励实时性满足小于1个计算机小帧周期，解决了故障注入与飞控系统的异步工作引发的实时性与动态响应问题。

2）本文试飞故障注入系统通过故障激励限幅、联锁监控机制及多种非相似故障激励切除方式实现异常工况的快速识别和可靠切断，解决了故障注入与主系统的安全隔离问题，通过副翼控制为例的FTA仿真定量评估，系统可用性在飞行小时1 h内4.868×10^{-10}，完整性在飞行小时1 h内为6.345×10^{-10}，满足在飞行小时1 h内低于1×10^{-9}的最高等级安全性指标要求，保证了空中注入系统的安全性。

3）本文试飞故障注入系统基于多模式人机交互故障注入测试面板和飞行测试设备数据中枢，通过兼容性动态通信协议和软硬件接口，解决了多类别故障模拟试飞需求与统一化人机交互接口的矛盾，实现了精简机载试验系统设备和简化机组操作的目标。

4）本文试飞故障注入系统可实现将预期故障激励平滑注入至飞控系统，经试飞数据表明，系统响应平滑、无瞬态，解决了激励注入的飞机瞬态过载等异常响应问题，保证了空中故障注入阶段的飞行稳定性。

为面向未来持续增长的试飞故障注入场景需求，后续应进一步提升本文试飞故障注入系统的人机交互的便捷性和动态配置能力，增加故障注入系统的数据后处理功能，更加有效地支撑适航符合性证明工作。

参考文献（References）

[1] 吴森堂. 飞行控制系统[M]. 2版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2013: 272-274.
Wu S T. Flight control system[M]. 2nd ed. Beijing: Beihang University Press, 2013: 272-274(in Chinese).

[2] 中国民用航空局. 运输类飞机适航标准: CCAR-25-R4[S]. 北京: 中国民用航空局, 2011.
Civil Aviation Administration of China. Airworthiness standards of transport category aircraft: CCAR-25-R4[S]. Beijing: Civil Aviation Administration of China, 2011(in Chinese).

[3] 张松, 房峰, 李小光. 电传飞控系统符合性验证工作分析[J]. 科技创新导报, 2021, 18(12): 9-11.
Zhang S, Fang F, Li X G. Analysis of fly-by-wire flight control system compliance verification work[J]. Science and Technology Innovation Herald, 2021, 18(12): 9-11(in Chinese).

[4] Lei M, Xie Q P, Li Y J. Research on method of control surface jamming fault injection in fly test of fly-by-wire aircraft based on multiple control[M]//Cognitive Computation and Systems. Berlin: Springer, 2025: 308-318.

[5] 王婷, 邹泉, 刘艳. 民用飞机飞控系统主舵面卡阻试飞方法研究[J]. 航空工程进展, 2014, 5(3): 343-349.
Wang T, Zou Q, Liu Y. Flight test method study on civil aircraft primary flight control surfaces jamming[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2014, 5(3): 343-349(in Chinese).

[6] European Union Aviation Safety Agency. Certification specifications for large aeroplanes: CS-25 AMC 25.671(c) [S]. Cologne: EASA, 2005.

[7] European Union Aviation Safety Agency. Certification specifications for large aeroplanes: CS-25 AMC 25.671(f) [S]. Cologne: EASA, 2005.

[8] European Union Aviation Safety Agency. Stability augmentation and automatic and power-operated systems, certification specification for large aeroplanes: CS-25 AMC 25.672(a) [S]. Cologne: EASA, 2005.

[9] European Union Aviation Safety Agency. Stability augmentation and automatic and power-operated systems, certification specification for large aeroplanes: CS-25 AMC 25.672(b) [S]. Cologne: EASA, 2005.

[10] European Union Aviation Safety Agency. Stability augmentation and automatic and power-operated systems, certification specification for large aeroplanes: CS-25 AMC 25.672(c) [S]. Cologne: EASA, 2005.

[11] SAE International. SAE International. Guidelines and methods for conducting the safety assessment process on civil airborne systems and equipment: ARP4761[S]. Warrendale: SAE International, 1996.

[12] 石鹏飞, 张航, 陈洁. 先进民机飞控系统安全性设计考虑[J]. 航空科学技术, 2019, 30(12): 52-58.
Shi P F, Zhang H, Chen J. Safety design considerations for advanced civil aircraft flight control system[J]. Aeronautical Science and Technology, 2019, 30(12): 52-58(in Chinese).

[13] 修忠信, 马赞, 王伟, 等. 民用飞机系统安全性设计与评估技术概论[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2013: 123-145.
Xiu Z X, Ma Z, Wang W, et al. System safety design & assessment in civil aircraft[M]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University Press, 2013: 123-145 (in Chinese).

[14] Federal Aviation Administration (FAA). ARAC recommendations: 14 CFR 25.671[R]. Washington, D. C. : FAA, 1998.

[15] Hodgkinson J, Berlin J E. Handling qualities rating methodology[J]. Journal of Aircraft, 1979, 16(8): 537-543.

[16] 袁志鹏, 薛源, 巩磊, 等. 大型飞机迎角保护控制律设计及试飞技术研究[J]. 飞行力学, 2020, 38(1): 90-94.
Yuan Z P, Xue Y, Gong L, et al. Research on design and flight test technologies of large aircraft angle of attack protection control

law[J]. Flight Dynamics, 2020, 38(1): 90-94(in Chinese).

[17] 匡群, 郑晓辉. 高迎角保护适航专用条件分析[C]//中国航空学会总体分会学术年会论文集. 北京: 中国航空学会, 2014: 258-263.
Kuang Q, Zheng X H. Analysis of airworthiness special conditions for high angle of attack protetion[C]//Proceedings of the Academic Annual Conference of the General Branch, Chinese Society of Aeronautics and Astronautics. Beijing: Chinese Society of Aeronautics and Astronautics, 2014: 258-263(in Chinese).

Airborne fault injection system for airworthiness compliance of civil aircraft flight control systems

CHEN Jie[1, 2], MENG Yang[1, 2, *], LIU Hongming[1, 2]

(1. Aviation Key Laboratory of Science and Technology on Flight Control, Xi'an 710065, China;
2. AVIC Xi'an Flight Automatic Control Research Institute, Xi'an 710065, China)

Abstract: To address the contradiction between the necessity of fault simulation flight testing for airworthiness compliance of civil aircraft flight control systems and the safety risks caused by fault injection in flight, this paper proposes a flight test fault injection system capable of covering all flight control system failure modes to meet airworthiness verification requirements. The system has undergone extensive flight validation and supports airworthiness certification for a specific civil aircraft model. A data hub for flight test equipment, a fault injection control trigger program integrated into the flight control computer, and a simplified, multi-mode human-machine interface testing panel comprise the core of the fault injection system, which ensures the compatibility and authenticity of fault simulations. In addition, the system accomplishes dependable handling of abnormal operating situations through a variety of distinct fault excitation cutoff methods, amplitude limiting mechanisms, and monitoring protocols, thereby considerably improving safety and fault tolerance. Furthermore, a flight test simulation strategy targeting typical flight control system failures is presented. The feasibility of the proposed approach is ultimately verified through in-flight testing with onboard implementation.

Keywords: flight control system; airworthiness compliance; fault simulation; flight testing; control surface jamming; control surface floating

Received: 2025-09-30; **Accepted**: 2025-10-17; **Published Online**: 2025-11-14 15:22
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251114.1409.002
* **Corresponding author**. E-mail: mengyang95@qq.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0583

低测量精度限制下的航天器高精度控温方法

乐述文[1]，张晓峰[1,*]，冯建朝[1,2]，吴文锋[1,2]

(1. 中国科学院微小卫星创新研究院，上海 201304；2. 中国科学院大学 星际航行学院，北京 100049)

摘 要：针对低测温分辨力限制下的航天器精密控温需求，提出基于卡尔曼滤波(KF)的高精度控温方法。该方法构建控温对象的热模型，通过卡尔曼滤波方法预估温度状态变化、抑制温度测量噪声，基于滤波数据进行闭环控制实现高精度控温。针对该方法参数整定困难的问题，提出依据滑动均值滤波结果进行持续修正的优化卡尔曼滤波(mKF)方法。通过试验和仿真，分析了参数取值对控温精度的影响规律。结果表明：在测温分辨力低于100 mK的限制条件下，控温系统在应用所提卡尔曼滤波方法后可提升控温精度并增强对大PI参数的适应性，在较宽的参数范围内取得优于10 mK的稳定度。应用所提优化卡尔曼滤波方法后，系统在大PI控制参数下的控温精度进一步提升，且对PI控制参数、滤波参数、热模型参数的敏感度更低，具有更小的参数整定难度和更强的鲁棒性。

关 键 词：测温分辨力；温度控制；卡尔曼滤波；参数整定；鲁棒性
中图分类号：V444.3
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2780-08

航天器服役期间面临复杂、极端的空间外热流环境。为确保各类仪器设备的正常运行，必须采用温度控制技术使其温度水平和稳定度处于适宜范围。以空间引力波探测器为代表的多类航天器对温度稳定度的要求已经达到了mK甚至μK量级[1-4]。

为实现mK级的主动控温稳定度，通常要求测温系统的分辨力达到同一量级甚至更高[5]。当测温系统的温度分辨力不足时，控温系统会在目标温度附近发生错误响应，引发超调和振荡，导致控温稳定度恶化。目前，航天器测温系统的温度分辨力普遍不足0.1 K。当载荷存在更高控制精度需求时，航天器必须搭载昂贵的高精度测温仪器，额外占用质量和空间配给资源。为满足深空探测科学载荷控温需求，韩潇等[6]设计了精度优于3 mK的测温系统，结合PID主动加热、冷板被动降温等措施，实现了载荷接触面上±1 mK的控温稳定度。针对星载定标黑体的精密控温需求，Jiang等[7]研发了测温精度高达30 mK的星载测温仪，采用模糊自适应PID算法实现了20 mK/20 s的控温稳定度。太极1号卫星搭载了分辨力5 mK的高精度测温系统，实现了1 mK@1 000 s的控温稳定度[8-9]。当控温精度需求达到μK级甚至更高时，测温系统的分辨力不足、通道数有限、体积质量过大等问题成为制约控温精度的主要瓶颈[10-12]。因此，探索一种对测温精度依赖性较低的高精度控温方法，对于航天器控温技术发展具有重要意义。

卡尔曼滤波(Kalman filtering, KF)是一种结合模型预测和实际测量的状态估计方法，广泛应用于信号处理领域。相比于均值滤波等常规滤波方法，卡尔曼滤波可以更好地抑制信号噪声并保留信号的真实动态特性。Eleffendi等[13]将卡尔曼滤波应用于绝缘栅双极晶体管(insulate-gate bipolar transistor,

收稿日期：2025-08-20；录用日期：2025-10-11；网络出版时间：2025-11-06 07:01
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251105.1530.004
基金项目：国家重点研发计划(2022YFC2204300)
*通信作者. E-mail：zhangxf@microsate.com

引用格式：乐述文，张晓峰，冯建朝，等. 低测量精度限制下的航天器高精度控温方法[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2780-2787. Yue S W，Zhang X F，Feng J C，et al. Precise temperature control method for spacecraft under low measurement accuracy constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2780-2787 (in Chinese).

IGBT)功率模块结点温度观测, 验证了其预测-校正机制可以有效降低温度测量方式不足带来的噪声。Zhang 等[9] 对太极 1 号卫星在轨测温数据进行了卡尔曼滤波, 在不改变温度数据低频特性的前提下将测温分辨力提升了一个量级以上。文献 [14-15] 表明, 在控温系统中引入卡尔曼滤波还能一定程度改善时滞性和超调问题, 增强控制系统的抗干扰能力。

然而, 基于卡尔曼滤波的控制效果依赖于准确的系统模型及滤波和控制参数取值。在实际工程中, 控温系统模型偏差难以避免和准确表征, 滤波参数和控制参数整定困难。由于各参数的偏离对控温效果的影响规律尚不明确, 控温效果具有较强的不确定性和失控风险。自适应卡尔曼滤波[16]、迭代卡尔曼滤波[17] 及稳健卡尔曼滤波[18] 等方法通过自动调节系统过程噪声大小的方法来限制模型预测值的权重, 从而降低模型误差及滤波参数取值的影响。但是此类方法容易导致噪声抑制效果和计算稳定性减弱, 计算量增加, 在航天工程中难以广泛应用。直到目前为止, 卡尔曼滤波在 mK 级高精度温度控制系统中的工程应用鲜有报道, 应用性能尚待验证。

针对低测温精度下的精密控温难题, 本文提出一种基于卡尔曼滤波的精密控温方法。针对该方法对热模型参数、滤波参数、PI 控制参数敏感度较高、参数整定困难的问题, 提出依据滑动均值滤波结果进行持续修正的优化卡尔曼滤波(modified Kalman filter, mKF)方法。开展试验验证和仿真分析, 研究各类参数取值对测、控温精度的影响规律, 以期为航天器控温技术改进提供参考。

1　卡尔曼滤波方法及其优化

对于线性离散动态系统, 卡尔曼滤波假设 k 时刻的状态测量值 $\boldsymbol{Z}_k$ 是由真实状态 $\boldsymbol{X}_k$ 映射而来:

$$\boldsymbol{Z}_k = \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{X}_k + \boldsymbol{v}_k \tag{1}$$

式中: $\boldsymbol{v}_k$ 为测量噪声; $\boldsymbol{H}_k$ 为观测矩阵。

同时, 卡尔曼滤波假设 k 时刻的真实状态从 k–1 时刻状态演化而来, 演化规律满足:

$$\boldsymbol{X}_k = \boldsymbol{F}_k \boldsymbol{X}_{k-1} + \boldsymbol{B}_k \boldsymbol{u}_{k-1} + \boldsymbol{w}_k \tag{2}$$

式中: $\boldsymbol{F}_k$ 为作用于 $\boldsymbol{X}_{k-1}$ 的状态变换矩阵; $\boldsymbol{B}_k$ 为作用于控制向量 $\boldsymbol{u}_{k-1}$ 的输入控制矩阵; $\boldsymbol{w}_k$ 为过程噪声。

卡尔曼滤波的递归计算分为预测与更新 2 个阶段。在预测阶段, 卡尔曼滤波器根据 k–1 时刻的后验状态估计值 $\boldsymbol{X}^+_{k-1}$ 对 k 时刻的状态 $\boldsymbol{X}_k$ 及估计协方差矩阵 $\boldsymbol{P}_k$ 进行先验估计[13]:

$$\boldsymbol{X}^-_k = \boldsymbol{F}_k \boldsymbol{X}^+_{k-1} + \boldsymbol{B}_k \boldsymbol{u}_{k-1} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{P}^-_k = \boldsymbol{F}_k \boldsymbol{P}^+_{k-1} \boldsymbol{F}^T_k + \boldsymbol{W}_k \tag{4}$$

式中: $\boldsymbol{W}_k$ 为过程噪声协方差矩阵。

在更新阶段, 计算测量误差协方差矩阵 $\boldsymbol{S}_k$ 和卡尔曼增益系数矩阵 $\boldsymbol{K}_k$, 继而完成状态 $\boldsymbol{X}_k$ 和协方差矩阵 $\boldsymbol{P}_k$ 的后验估计[13]:

$$\boldsymbol{S}_k = \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{P}^-_{k-1} \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}_k + \boldsymbol{V}_k \tag{5}$$

$$\boldsymbol{K}_k = \boldsymbol{P}^-_k \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}_k \boldsymbol{S}^{-1}_k \tag{6}$$

$$\boldsymbol{X}^+_k = \boldsymbol{X}^-_k + \boldsymbol{K}_k \left(\boldsymbol{Z}_k - \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{X}^-_k \right) \tag{7}$$

$$\boldsymbol{P}^+_k = (1 - \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{H}_k) \boldsymbol{P}^-_k \tag{8}$$

式中: $\boldsymbol{V}_k$ 为观测噪声协方差矩阵。

当理论预测模型无法准确刻画状态量 $\boldsymbol{X}$ 的真实变化规律时, 如错估控制项 $\boldsymbol{B}_k \boldsymbol{u}_{k-1}$, 则式(3)计算的预估值 $\boldsymbol{X}^-_k$ 将偏离真实值, 并最终通过式(7)导致滤波结果产生偏差。这种偏差通常会随时间变化, 从而导致较低频的滤波噪声, 干扰控制稳定度。通过调节系统过程噪声 $\boldsymbol{W}_k$ 的方法[16–18], 可以抑制模型误差影响, 但会放大测温噪声影响。

本文提出一种简单稳定、可与上述方法并存的方法降低理论模型误差影响。该优化方法根据滑动均值滤波(mean filtering, MF)数据对卡尔曼滤波结果进行持续的微幅修正, 即通过式(9)和式(10)替代式(7):

$$\boldsymbol{X}^{+*}_k = \boldsymbol{X}^-_k + \boldsymbol{K}_k \left(\boldsymbol{Z}_k - \boldsymbol{H}_k \boldsymbol{X}^-_k \right) \tag{9}$$

$$\boldsymbol{X}^+_k = \boldsymbol{X}^{+*}_k - \frac{\beta}{7} \sum_{i=k-6}^{k} \left(\boldsymbol{X}^{+*}_i - \boldsymbol{X}_{\mathrm{MF},i} \right) \tag{10}$$

式中: β 为修正系数, 取定值 0.01; $\boldsymbol{X}_{\mathrm{MF}}$ 为状态量观测值的滑动均值滤波结果, 取为

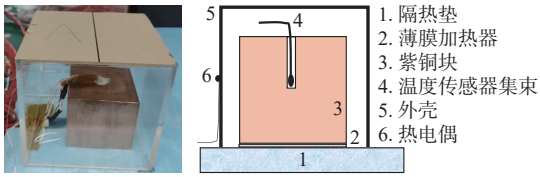
$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{MF},k} = \frac{1}{7} \sum_{i=k-6}^{k} \boldsymbol{H}^{-1}_i \boldsymbol{Z}_i \tag{11}$$

2　试验验证方法

2.1　控温试验系统

为模拟良好隔热条件下的精密控温场景, 试验精密控温对象选为位于有机玻璃外壳内的立方体紫铜块, 如图 1 所示。紫铜块边长为 60 mm, 顶面中心处有深度为 30 mm 的微小孔洞, 总质量为 1.93 kg, 比热容为 385 J/(kg·K), 热导率为 398 W/(m·K)。由 2 个 T 型热电偶、2 个 PT1000 铂电阻和 2 个 MF501 型负温度系数(negative temperature coefficient, NTC)热敏电阻(MF501 NTC Thermistor)组成的温度传感器集束从该孔洞伸入到铜块中心, 并通过导热胶填

充间隙。薄膜加热器安装在控温对象底面与隔热垫之间。外壳上安装有 T 型热电偶，用于监测控温对象的外部环境温度T_w。



(a) 实物图 (b) 示意图

图 1 精密控温对象

Fig. 1 Precise temperature control object

控温试验系统包含该原理样机、Keysight 数据采集器、计算机及脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)可编程电源。如图 2 所示，试验中控温对象内部传感器的温度信号被数据采集器以 1 Hz 的频率采集，然后发送至计算机。计算机内，热电偶测温数据经过滤波程序处理，发送至 PI 控制程序。PI 控制程序基于滤波后的测温信号，以 1 Hz 的频率调节可编程电源的占空比，从而控制薄膜加热器的加热功率，将控温对象调节至目标温度 30 ℃。

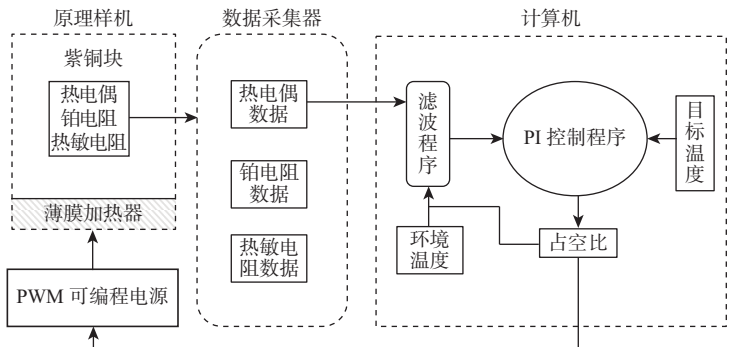


图 2 控温试验系统

Fig. 2 Temperature control experimental system

对于如图 2 所示的控温系统，其卡尔曼滤波算法可降阶为一维模型[19]，系统过程噪声矩阵$\boldsymbol{W}_k$简化为恒定标量W。而状态预测式 (3) 则表征为

$$T_k^- = T_{k-1}^+ + \delta\left(\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t}\right)_{k-1} \tag{12}$$

式中：T为控温对象的温度；t为时间；δ为温度采集周期。

控温对象的温度变化速率为

$$\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t} = \frac{P_\mathrm{i} - P_\mathrm{o}}{C} \tag{13}$$

式中：C为比热容；P_i为加热功率；P_o为控温对象对外壳的散热功率。

加热功率通过回读控温系统参数为

$$P_\mathrm{i} = \alpha U_\mathrm{o}^2 / R_\mathrm{h} \tag{14}$$

式中：R_h为加热器电阻值；U_o为可编程电源的输出电压；α为电源 PWM 占空比。

控温对象与外壳的换热途径包括热传导、空气对流换热及铜块壁面和外壳壁面之间的辐射换热，即

$$P_\mathrm{o} = P_\mathrm{cnd} + P_\mathrm{cnv} + P_\mathrm{rad} \tag{15}$$

式中：热传导项P_cnd与热对流项P_cnv均与温差$T - T_\mathrm{w}$呈近线性关系，而辐射项P_rad经因式分解可表征为

$$P_\mathrm{rad} = f\sigma\left(T^2 + T_\mathrm{w}^2\right)(T + T_\mathrm{w})(T - T_\mathrm{w}) \tag{16}$$

式中：σ为黑体辐射常数；f为由腔体几何构型和表面辐射特性决定的常数。试验环境下外壳温度T_w波动幅度小于 0.3 K，式(16)线性近似带来的相对误差小于 3/1 000。因此，P_o可通过如下线性近似等效模型计算：

$$P_\mathrm{o} = \left(T - T_\mathrm{w}\right)/h \tag{17}$$

式中：h为控温对象和外壳之间的等效热阻，为待定常数，是热模型中的主要不确定参数。

2.2 数据处理方法及误差分析

图 3 为 3 种温度传感器在稳态控温期间的原始测温数据。根据测温信号的 0.5 倍峰峰值定义测温分辨力，分析得到热电偶测温分辨力低于 100 mK，而铂电阻和热敏电阻的温度分辨力分别约为 2.6 mK 和 0.9 mK，提升了近 2 个量级。

本文试验中仅根据热电偶的测温数据进行温度控制。为获得一个近似无噪声的温度真值以评估热电偶的控温性能，本文试验选用热敏电阻作为参考传感器。首先，在 30 ℃ 控温点对其进行了单点标定(测量误差<0.1 ℃)。继而以热敏电阻的测量值T_ref为基准，对热电偶和铂电阻的读数进行修正，最终保证了所有传感器在目标温度点示值的严格一致。

控温试验准稳态期间的控温偏差μ和控温稳定度ε是衡量控温效果的主要参数。各次试验中，

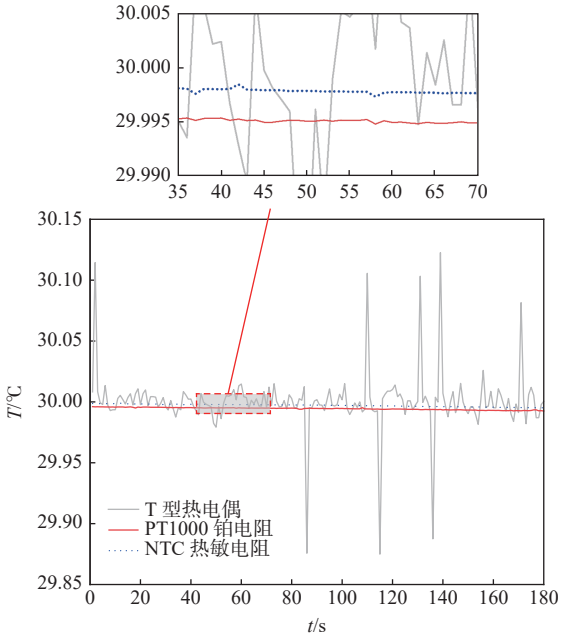


图 3　各类温度传感器的测温数据

Fig. 3　Temperature measurement data from various types of temperature sensors

将温度稳定后 30～90 min 内的测温数据视为稳态控温过程。对于历时N s 的稳态控温过程, 其控温偏差μ的计算式为

$$\mu = |T_{\text{ave}} - T_{\text{tar}}| \tag{18}$$

式中: T_{tar}为控温目标温度, 取 30 ℃; T_{ave}为该段时间内的热敏电阻测温数据的平均值, 即

$$T_{\text{ave}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} T_{\text{ref},i} \tag{19}$$

控温稳定度ε的计算式为

$$\varepsilon = \frac{1}{2}(\max(T_{\text{ref}}) - \min(T_{\text{ref}})) \tag{20}$$

控温偏差μ和稳定度ε的统计不确定度与温度数据的分布特性及样本数量相关。采用 Bootstrap 方法[20] 对各工况下的试验数据进行重采样分析, 得到 95% 置信水准下μ的最大扩展不确定度为 1.2 mK, ε的最大扩展不确定度为 0.3 mK。

3　试验分析

影响控温精度的待整定参数为 PI 控制参数、卡尔曼滤波系统过程噪声W, 以及热模型参数。为分析 PI 控制参数和滤波参数取值对控温精度的影响规律, 在相同热模型参数下进行了系列控温试验。

在无滤波工况下, 基于 Zieglr-Nichols 法调节 PI 控制参数取值, 确定第 1 组试验的 PI 参数取值为K_{p}=0.57, K_{i}=0.002 2。改变滤波方法及系统过程噪声W取值, 不同工况下控温精度如图 4 所示, 其

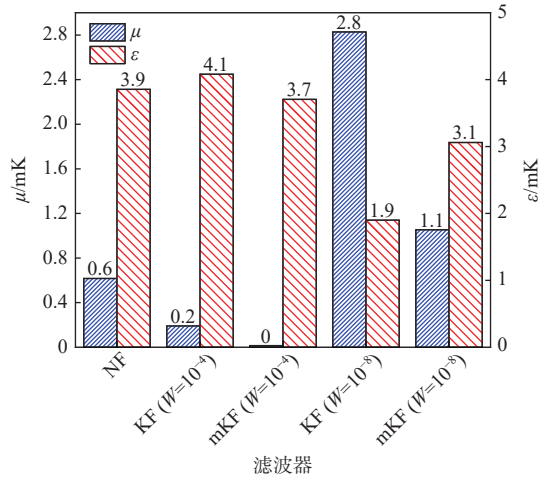


图 4　小 PI 参数组试验的控温精度 (K_{p}=0.57, K_{i}=0.002 2)

Fig. 4　Temperature control accuracy in experiment under small PI parameters (K_{p}=0.57, K_{i}=0.002 2)

中, NF 表示无滤波器。此时, 采用 NF、KF 或 mKF 都能取得优于 5 mK 的温度稳定度。当W取值从1×10^{-4}降至1×10^{-8}时, KF 方法下控温稳定度显著提升、偏差显著恶化, 而 mKF 方法的控温指标变化则并不明显。

第 2 组试验中将 PI 参数取值放大 100 倍(K_{p}=57, K_{i}=0.22), 测试各类滤波方法在快速响应控温系统中的应用性能, 控温精度如图 5 所示。无滤波或滤波参数W取值1×10^{-4}时, 控温稳定度急剧恶化。只有参数W取值1×10^{-8}的 KF 或 mKF 工况能维持 mK 级的温度稳定度。以上试验结果表明, 在合适的滤波参数设置下, KF 和 mKF 都能有效改善控温系统在大 PI 参数下的控温稳定度。

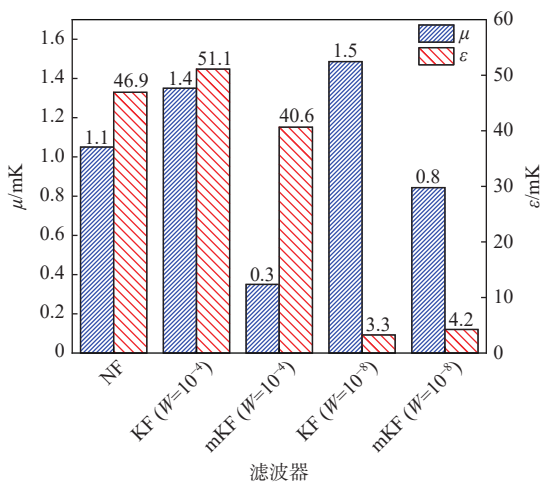


图 5　大 PI 参数组试验的控温精度 (K_{p}=57, K_{i}=0.22)

Fig. 5　Temperature control accuracy in experiment under large PI parameters (K_{p}=57, K_{i}=0.22)

为详细分析热模型误差对控温精度的影响规律, 比较 KF 及 mKF 方法的差异, 本文新增设了一组变热阻试验。该试验中, 先整定控温对象热模型参

数(h = 10.0 W/K),再基于卡尔曼滤波($W = 1\times10^{-8}$)对原理样机进行 PI 控温 (K_p=0.57, K_i=0.002 2)。当温度稳定在 30 ℃ 附近后,撤除外壳使得控温对象直接暴露于室内空气之中,迫使控温对象的换热关系改变。记录改变前后的热敏电阻测温数据,以及热电偶测温数据的滤波结果如图 6 所示。在撤除外壳前,控温系统在准确热模型下的测温与控温偏差都优于 1 mK,控温稳定度优于 2 mK。而在撤除外壳后,热模型真实热阻显著减小,卡尔曼滤波高估了控温对象的温度,最终控温偏差高达 30 mK 以上。

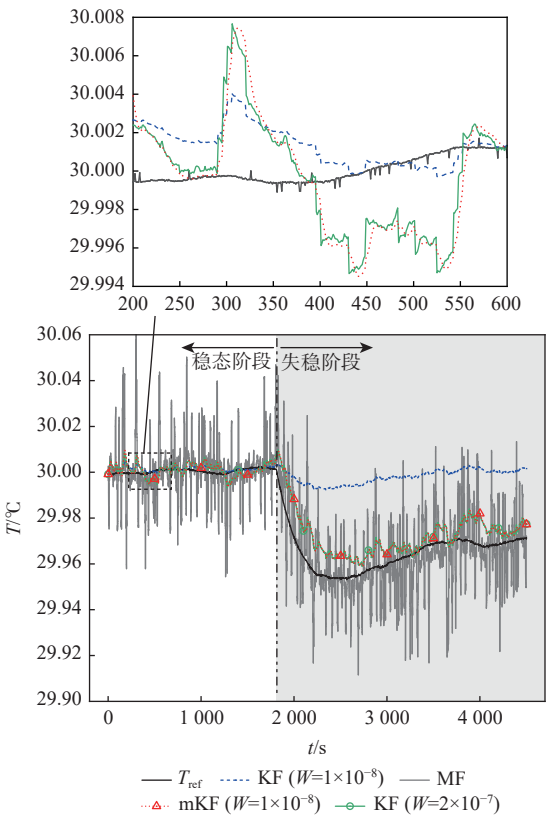


图 6 试验数据及其滤波结果

Fig. 6 Experimental data and its filtering results

将卡尔曼滤波参数 W 从 1×10^{-8} 增加至 2×10^{-7} 后,滤波数据与温度真实值之间的偏差大幅改善,但测温噪声也明显恶化。若维持 W 取值为 1×10^{-8} 不变,并换用基于均值滤波修正的优化卡尔曼滤波方法,则能实现基本一致的偏差改善效果,同时滤波曲线更为平滑。

针对稳态阶段数据,采用 Welch 法绘制测温及滤波数据的幅值谱密度曲线如图 7 所示。相比于不滤波或采用式 (11) 所述的均值滤波,采用卡尔曼滤波可以显著抑制 1 mHz 以上的测温噪声。采用优化卡尔曼滤波后,相同偏差下可进一步抑制 0.05 Hz 以上的高频测温噪声。

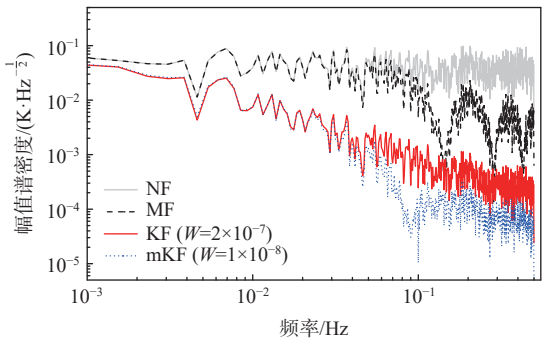


图 7 稳态阶段测温数据的幅值谱密度

Fig. 7 Amplitude spectrum density of temperature measurement data in steady state

4 仿真分析

影响精密控温试验结果的随机因素较多,如测温噪声的随机性、试验环境温度波动的随机性等。在试验工况设置较少,各工况持续时间有限的条件下,无法清晰揭示滤波参数和控制参数对控温精度的影响规律。因此,本节进一步通过模拟仿真对测控温过程展开分析。

4.1 仿真方法及有效性验证

通过热阻-热容 (thermal resistance-capacitance, RC) 一阶模型近似表征控温对象的换热特性。编写仿真程序,模拟试验控温对象的温度变化过程及测温、滤波、控制等过程。仿真程序构架如图 8 所示。其中,控温对象真实热模型由试验数据标定得到,反映了控温对象的真实换热关系。噪声生成器用于模拟生成测温噪声,计算得到温度测量值。滤波器内采用的热模型与真实换热关系存在偏差,因此,可以反映出理论热模型存在误差的影响。

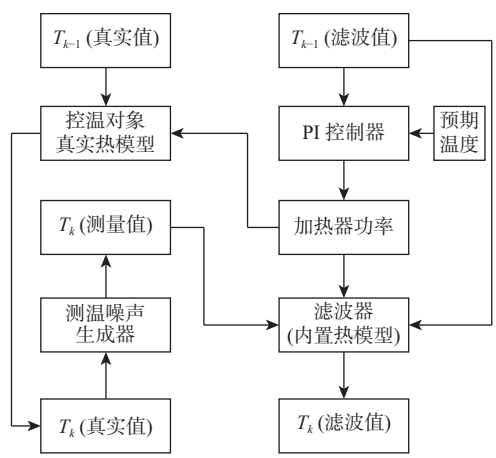


图 8 仿真程序构架

Fig. 8 Structure of simulation program

采用如图 8 所示的程序对图 6 对应的控温试验进行复现。首先,基于热敏电阻测温数据,提取出试验中热电偶的时间-噪声数据。然后,运行仿真

模拟程序, 当模拟控温达到稳态后, 输入试验中的热电偶噪声数据和外壳温度数据, 从而使得仿真的测量噪声特性及热边界条件与试验一致。之后, 继续计算得到控温对象温度变化如图 9 中虚线所示。在 0～300 s 之间, 初值影响逐渐减弱, 模拟结果和实测结果之间的差异不断缩小。在 300～1 800 s 之间, 模拟结果和实测结果最大瞬态偏差小于 0.5 mK, 具有很好的一致性, 证实了仿真的有效性。

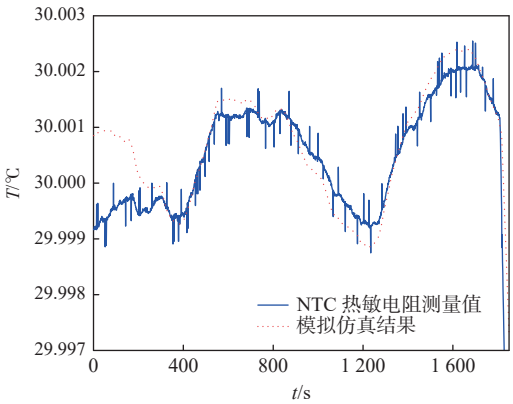


图 9　仿真结果和试验测量值的对比

Fig. 9　Comparison between simulation results and experimental measurements

4.2　仿真结果分析

基于仿真程序对预设热环境条件和预设测温噪声水平下的 PI 控温过程进行仿真分析。外壳温度设为 26 ℃, 并有幅度为±0.2 K, 周期为 1 000 s 的正弦波动。测温噪声设为标准差为 6 mK 的高斯白噪声, 并在每个时间步都有 5% 概率额外叠加一个幅值 100 mK, 方向随机的噪声。控温对象与外壳之间的真实模型中, 热阻设为 10.5 K/W。但在卡尔曼滤波应用的热模型中, 热阻设置为 10.0 K/W, 存在小幅偏差。为降低仿真结果的随机性, 每个工况重复模拟 10 次, 每次的模拟时长为 10 h, 且仅取其后 8 h 为有效数据。

在不同 PI 参数下, 采用卡尔曼滤波($W = 2\times10^{-7}$)和优化卡尔曼滤波($W = 1\times10^{-8}$)时的控温精度变化规律如图 10 所示。图中, 横轴代表 PI 控制参数 K_p、K_i相对基准工况(K_p=0.57, K_i=0.002 2)的放大倍数。当 PI 参数小于基准值 0.1 倍时, 控制系统响应过慢。此时无论是否滤波, 以及采取何种滤波方法, 控温系统都无法抑制静态偏差和振荡, 温度失控。

当 PI 参数在基准值 0.1 倍及以上时, 控温偏差几乎不受 PI 参数的影响, 只受到热模型误差和滤波方法的影响。无滤波时, 控温偏差几乎为 0。其他各仿真工况中热模型误差完全一致, 因此, 控温偏差的大小可以表征控温方法对模型误差的敏感

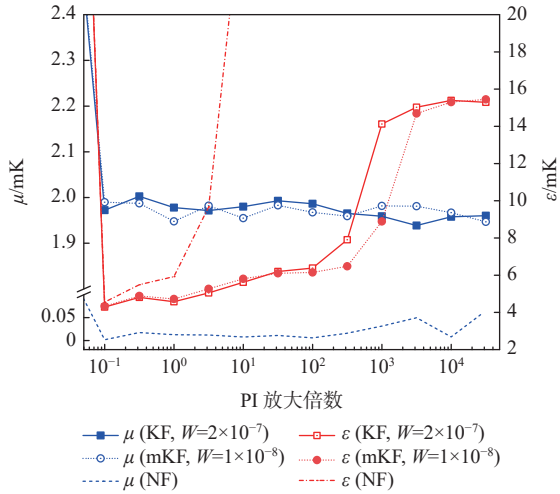


图 10　不同 PI 参数取值下的控温精度

Fig. 10　Temperature control accuracy under different PI parameter

程度。另一方面, 控温稳定度在无滤波时随 PI 参数的少量增加急剧恶化。采用卡尔曼滤波时, PI 参数扩大 2 个数量级以上后仍能维持优于 10 mK 的温度稳定度。采用优化方法后, 控温偏差大小及较小 PI 参数下的控温稳定度与前者几乎一致。然而, 在基准值 100～3 000 倍的 PI 参数范围内, 优化方法具有更好的控温稳定度。这可能是因为控温系统在大 PI 参数下对高频测温噪声的响应更加显著, 而优化卡尔滤波方法可以较好地抑制高频测温噪声, 改善控温超调和振荡现象。

参考第 3 节试验中的 PI 参数取值, 仿真分析控温精度随滤波参数W的变化规律, 结果分别如图 11 和图 12 所示。当无滤波时, 温度感知完全信任测量值, 因此, 表示 W 取值无限大时的卡尔曼滤波工况。此时控温偏差最小, 但在较大的 PI 参数下温度稳定度最差, 无法适应快速响应控温系统。采用卡尔曼滤波方法时, 随着 W 取值的减小, 控温偏差

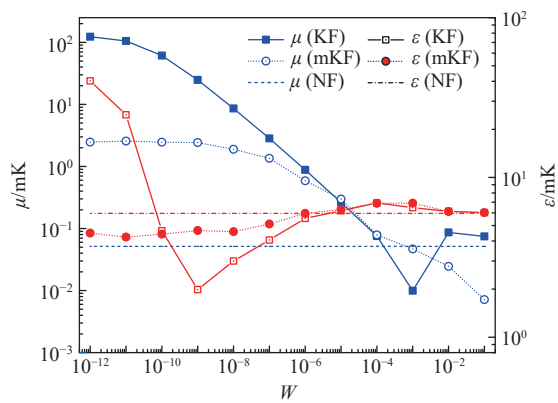


图 11　小 PI 参数条件下仿真的控温精度 (K_p=0.57,K_i=0.002 2)

Fig. 11　Temperature control accuracy in simulation under small PI parameters (K_p=0.57,K_i=0.002 2)

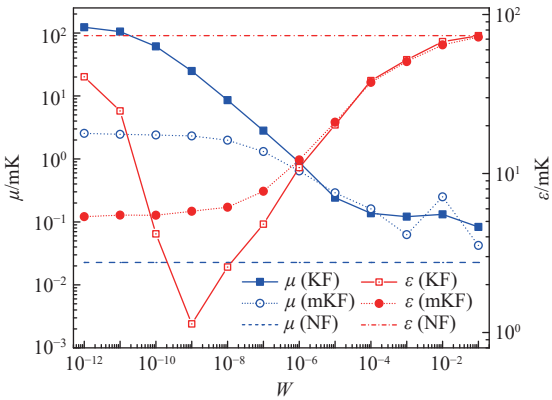


图 12 大 PI 参数条件下仿真的控温效果 (K_p=57,K_i=0.22)

Fig. 12 Temperature control accuracy in simulation under large PI parameters (K_p=57,K_i=0.22)

持续恶化。控温稳定度则随 W 减小持续改善，但在 W 取值低于阈值 10^{-9} 后急剧恶化。以上规律表明，W 取值存在一个最优区间。大于该区间时，卡尔曼滤波对测温噪声抑制效果较弱，无法改善测温精度不足导致的控温稳定度损失。小于该区间时，卡尔曼滤波对热模型误差的敏感度增加，热模型误差成为导致控温失稳的主要因素。

采用 mKF 时，控温偏差和稳定度随 W 的变化规律与 KF 工况基本一致，但是对 W 取值的敏感度显著降低，研究范围内并未观测到 W 取值过小导致控温稳定度显著恶化的现象。当 $W \geqslant 10^{-9}$ 时，相同 W 取值下 mKF 方法的控温偏差较好，稳定度较差。而当 $W < 10^{-10}$ 时，mKF 方法的控温偏差和稳定度均有显著提升。

5 结 论

本文针对低测量精度限制下的航天器精密控温需求，提出了基于卡尔曼滤波的 mK 级控温方法及其优化方法，并进行了试验验证与仿真研究，分析了不同方法下参数取值对测控温精度的影响规律。

1）当卡尔曼滤波参数 W 取值处于合理区间内时，应用本文卡尔曼滤波方法后控温系统可以在较宽的 PI 参数范围内实现优于 10 mK 的控温稳定度。当 W 取值高于该区间时，卡尔曼滤波方法对高频测温噪声抑制效果变差，低于该区间时则无法抑制热模型误差影响，从而导致控温稳定度恶化。

2）通过向滑动均值滤波结果逐渐逼近的方法，可以在热模型误差影响不变的条件下更好地抑制测温高频噪声，进一步提升大 PI 参数下的控温精度。本文基于优化卡尔曼滤波的控温方法对热模型参数、滤波参数、PI 参数的敏感度显著降低，同时具备高精度和强鲁棒性的特点。

参考文献（References）

[1] 冯建朝, 张晓峰, 梁鸿, 等. 太极二号卫星精密热控关键技术及试验验证[J]. 宇航学报, 2023, 44(1): 132-142.
Feng J C, Zhang X F, Liang H, et al. Key technology and experimental verification of precision thermal control of Taiji-2 satellite[J]. Journal of Astronautics, 2023, 44(1): 132-142(in Chinese).

[2] Luo J, Chen L S, Duan H Z, et al. TianQin: a space-borne gravitational wave detector[J]. Classical and Quantum Gravity, 2016, 33(3): 035010.

[3] Brooks T E, Stahl H P. Precision thermal control technology to enable thermally stable telescopes[J]. Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems, 2022, 8(2): 024001.

[4] Torresi P. MICROSCOPE thermal control design and first in-orbit thermal control performance results[C]//Proceedings of the 47th International Conference on Environmental Systems. Reston: AIAA, 2017.

[5] 童叶龙, 李国强, 耿利寅. 航天器精密控温技术研究现状[J]. 航天返回与遥感, 2016, 37(2): 1-8.
Tong Y L, Li G Q, Geng L Y. A review on precise temperature control technology for spacecraft[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2016, 37(2): 1-8(in Chinese).

[6] 韩潇, 周盈, 黄海, 等. 高精度动态温度控制系统设计与验证[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(5): 1539-1547.
Han X, Zhou Y, Huang H, et al. Design and verification of high-precision dynamic temperature control system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(5): 1539-1547(in Chinese).

[7] Jiang L J, Liu C D, Zhu L X, et al. High-precision and wide-range temperature measurement and control system of satellite-borne calibration blackbody[J]. Measurement, 2024, 231: 114591.

[8] 刘红, 张晓峰, 冯建朝, 等. 精密热控技术在太极一号卫星上的应用[J]. 空间科学学报, 2021, 41(2): 337-341.
Liu H, Zhang X F, Feng J C, et al. Application of precision thermal control techniques in Taiji-1 satellite[J]. Chinese Journal of Space Science, 2021, 41(2): 337-341(in Chinese).

[9] Zhang X F, Liang H, Tan H P, et al. Temperature stability of the Taiji-1 satellite in operational orbit[J]. International Journal of Modern Physics A, 2021, 36(11-12): 2140022.

[10] Wudy F E, Moosbauer D J, Multerer M, et al. Fast micro-kelvin resolution thermometer based on NTC thermistors[J]. Journal of Chemical & Engineering Data, 2011, 56(12): 4823-4828.

[11] Zhang B, Zhu X Y, Zhang X F, et al. A temperature measurement system with high resolution and low noise[J]. International Journal of Modern Physics A, 2021, 36(11-12): 2140024.

[12] Armano M, Audley H, Baird J, et al. Temperature stability in the sub-milliHertz band with LISA Pathfinder[J]. Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, 2019, 486(3): 3368-3379.

[13] Eleffendi M A, Johnson C M. Application of Kalman filter to estimate junction temperature in IGBT power modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1576-1587.

[14] 李保强. 基于模糊 PID 的叶腊石烤箱温度控制系统研究[D]. 郑州: 郑州大学, 2010.

Li B Q. Research on temperature control system of pyrophyllite oven based on fuzzy PID[D]. Zhengzhou: Zhengzhou University, 2010(in Chinese).

[15] Dong H, Li X P, He X, et al. A two-degree-of-freedom controller for a high-precision air temperature control system with multiple disturbances[J]. Case Studies in Thermal Engineering, 2023, 50: 103442.

[16] Lee D J, Alfriend K. Adaptive sigma point filtering for state and parameter estimation[C]//Proceedings of the AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2004.

[17] Sakov P, Haussaire J M, Bocquet M. An iterative ensemble Kalman filter in the presence of additive model error[J]. Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society, 2018, 144(713): 1297-1309.

[18] Zorzi M. Robust Kalman filtering under model perturbations[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2017, 62(6): 2902-2907.

[19] Galanis G, Anadranistakis M. A one-dimensional Kalman filter for the correction of near surface temperature forecasts[J]. Meteorological Applications, 2002, 9(4): 437-441.

[20] Tang X S, Hu B, Zang H H, et al. Bootstrap method for characterizing statistical uncertainty in bivariate shear strength parameters and its application to reliability-based design of slopes[J]. Geological Journal, 2024, 59(9): 2416-2425.

Precise temperature control method for spacecraft under low measurement accuracy constraints

YUE Shuwen[1], ZHANG Xiaofeng[1,*], FENG Jianchao[1,2], WU Wenfeng[1,2]

(1. Innovation Academy for Microsatellites, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201304, China;
2. School of Space Exploration, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: To meet the demand for precise temperature control in spacecraft under the constraint of low temperature measurement resolution, this paper proposes a high-precision temperature control method based on Kalman filtering (KF). This method first constructs a thermal model of the controlled object. The Kalman filter algorithm is then utilized to estimate temperature state changes and suppress temperature measurement noise. Finally, closed-loop control based on the filtered data is implemented to achieve high-precision temperature regulation. A modified Kalman filter (mKF) approach that incorporates continuous correction based on moving average filter results is suggested in order to address the problem of parameter adjustment inherent in this method. Through experiments and simulations, the influence of parameter settings on temperature control accuracy was analyzed. The findings demonstrate that the temperature control system using Kalman filtering improves control accuracy and adaptability to larger PI parameter values under the constraint of a temperature measurement resolution lower than 100 mK, achieving a stability better than 10 mK across a wider parameter range. After applying the modified Kalman Filtermethod, the system's temperature control accuracy under large PI control parameters is further improved. Moreover, the system exhibits lower sensitivity to PI control parameters, filtering parameters, and thermal model parameters, resulting in reduced parameter tuning difficulty and enhanced robustness.

Keywords: temperature resolution; temperature control; Kalman filtering; parameter tuning; robustness

Received: 2025-08-20; **Accepted**: 2025-10-11; **Published Online**: 2025-11-06 07:01

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251105.1530.004

Foundation item: National Key Research and Development Program of China (2022YFC2204300)

* **Corresponding author**. E-mail: zhangxf@microsate.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0636

基于改进MADDPG的多目标航迹规划方法

陈凯[1,*]，雷一辰[2]，李琰泽[3]，方国宇[1]，胡子卓[1]，杨明实[1]

(1. 南京航空航天大学 机电学院，南京 210016；2. 西北工业大学 自动化学院，西安 710072；
3. 北京理工大学 徐特立学院，北京 100081)

摘　　要：针对传统多智能体深度确定性策略梯度(MADDPG)算法在多无人机(UAV)航迹规划中存在的探索效率低、价值估计偏差大及训练稳定性不足等问题，提出一种改进的MADDPG算法。该算法引入双延迟深度确定性策略梯度(TD3)的核心机制，包括双价值网络、延迟策略更新及目标策略平滑，并结合探索噪声的指数衰减策略，从而在保持策略多样性的同时提升收敛稳定性。在此基础上，分别设计适用于多无人机协同航迹规划的状态空间与动作空间，构建密集型奖励函数，并实现高效稳定的路径规划策略。通过在三维静态环境下的仿真实验，对比传统MADDPG算法与所提改进MADDPG算法的性能差异。结果表明：所提改进MADDPG算法能够在多种起止位置及障碍分布条件下实现快速收敛与稳定规划，相较于传统MADDPG算法在路径效率、任务完成率及协同控制能力等方面均具有显著优势，验证了其在复杂空域多无人机协同航迹规划任务中的有效性与鲁棒性。

关　键　词：多无人机；多智能体强化学习；深度强化学习；航迹规划；改进MADDPG
中图分类号：V221^{+}.3; TB553
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2788-13

无人机(unmanned aerial vehicle, UAV)是一种结构设计灵活、功能丰富、体积轻巧的无人航天设备[1]。作为一种高效任务平台，无人机凭借其机动性强、部署成本低、可规避人员伤亡风险等显著优势，已在军事侦察、灾害救援、协同作战等复杂场景中发挥关键作用[2]。随着任务环境日益复杂化，单架无人机受限于感知范围与决策能力，难以独立完成高强度、多目标协同任务，而多无人机系统通过分布式感知和智能决策可显著提升任务鲁棒性与成功率，其自主化、集群化工作模式已成为未来应用的核心方向。

航迹规划是多无人机系统协同工作的基础挑战[3]，规划系统需在满足避障及动力学约束的前提下，为每架无人机规划出安全高效的飞行路径，并实现群体目标协同收敛。传统航迹规划算法，如Dijkstra[4]、A*[5]算法等，在应对简单、平稳任务场景时具有一定的优势，但在复杂三维环境中往往缺乏灵活性和适应性，且不适用于多无人机系统。近年来，概率图法[6]和快速探索随机树法[7]等基于采样的航迹规划算法也被广泛研究。该类算法虽能满足航迹规划避障基础需求与简单协同约束，但依赖环境的全局信息，且无人机智能性缺失，缺乏对环境的自主响应能力，易陷入局部最优解，造成航迹冗余[8]。

随着人工智能的快速发展，强化学习在航迹规划中的研究已形成系统化框架[9]，Q-learning[10]算法通过离散状态建模实现基础路径搜索，但难以处理连续动作空间；Mnih等提出的深度Q网络(deep Q-network, DQN)[11]结合深度神经网络拟合Q值函

收稿日期：2025-09-11；录用日期：2025-12-19；网络出版时间：2026-01-04 18:56
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260104.1442.002
基金项目：中央高校基本科研业务费专项资金(NS2024030)；江苏省基础研究计划(BK20252021)；国家自然科学基金(52202417,62573358)；虚拟现实技术与系统全国重点实验室（北京航空航天大学）开放课题基金(VRLAB2023A02)；中国博士后科学基金(2022TQ0155, 2022M721605)；中国科协青年科技人才托举工程(2023QNRC001)

*通信作者. E-mail：chen_kai@nuaa.edu.cn

引用格式：陈凯，雷一辰，李琰泽，等. 基于改进MADDPG的多目标航迹规划方法[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2788-2800.
Chen K，Lei Y C，Li Y Z，et al. Multi-object trajectory planning method based on improved MADDPG[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2788-2800 (in Chinese).

数, 为高维感知提供解决方案; Lillicrap 等进一步设计出深度确定性策略梯度(deep deterministic policy gradient, DDPG)算法[12-13], 支持策略网络输出连续动作, 成为无人机航迹规划的里程碑。针对多无人机航迹规划挑战, OpenAI 团队于 2017 年提出的多智能体深度确定性策略梯度(multi-agent deep deterministic policy gradient, MADDPG)算法[13], 创新性地采用集中式训练-分布式执行(centralized training with decentralized execution, CTDE)框架, 为多无人机系统控制提供了重要解决方案。该算法的核心在于训练阶段通过集中式价值网络整合所有智能体的全局信息来指导策略优化, 从而缓解环境非平稳性问题。

随着多智能体强化学习的发展, 研究者提出了多种针对协同任务的算法, 形成了不同的技术路线。文献 [14] 通过单调性价值函数分解机制, 在协同任务中实现了个体 Q 值与全局 Q 值的有效映射, 但其主要适用于离散动作空间。多智能体近端策略优化(multi-agent proximal policy optimization, MAPPO)[9]将近端策略优化算法扩展至多智能体, 以其出色的训练稳定性在许多协同任务中表现良好, 但在处理连续高维动作空间时面临挑战。MADDPG 的改进算法多智能体双延迟深度确定性策略梯度(multi-agent twin delayed deep deterministic policy gradient, MATD3)[15], 通过引入双 Critic 网络和策略平滑机制, 提高了训练稳定性和策略性能。

尽管上述算法取得了显著进展, 但在三维密集障碍环境中的多无人机航迹规划任务上仍面临多项挑战: 首先, 现有算法多基于通用网络结构与环境假设, 难以充分利用航迹规划的任务特性; 其次, 在局部观测条件下, 如何设计有效的状态表示与奖励函数以精确引导智能体实现协同避障与高效航迹规划, 仍是亟待解决的问题; 最后, 现有研究在复杂三维静态与动态环境中的算法泛化能力与稳定性仍需进一步验证。

针对上述挑战, 本文提出一种改进的 MADDPG 算法。基于此, 提出一种面向三维密集障碍环境的改进多智能体深度强化学习航迹规划算法, 该算法在 MADDPG 的 CTDE 框架基础上, 通过机制融合与任务化增强, 实现了高维空间下协同策略的稳定学习。本文主要创新点如下:

1) 提出一种集成双重削减偏差机制的协同强化学习框架。为解决多智能体环境下价值(Critic)网络普遍存在的价值过度估计问题, 本文深度融合了延迟策略更新、目标策略平滑与截断式双 Q 学习机制。通过在 CTDE 框架中引入针对多机协同任务的评价网络结构优化, 从算法机理层消除了训练中的不稳定性, 为三维动态约束下的航迹演化提供了精确的价值导向。

2) 提出一种基于任务特性引导的经验重采样与信度分配机制。针对三维密集障碍环境下“避障成功”与“协同到达”等关键样本极其稀疏的问题, 本文改进了经验回放机制, 引入了基于 TD 误差的任务敏感型优先采样策略。该机制能自动识别并强化学习具有高探索价值的协同关键时刻, 有效缓解了大规模状态空间下的搜索盲目性, 将算法的样本利用率与收敛效率提升至任务实用水平。

3) 建立融合空间几何约束的多无人机协同评价体系与仿真验证。针对三维空域中的避障与编队约束, 设计具备空间层次感的密集型奖励塑形函数, 将复杂的硬约束转化为可学习的软引导信号。通过在多组三维静态/动态密集障碍场景下开展与 MADDPG、MAPPO 等前沿算法的对比分析, 从收敛一致性、路径演化效率及协同鲁棒性等多个维度验证了本文改进 MADDPG 算法在复杂空域任务中的出色表现。

1　系统建模

基于深度强化学习的多无人机系统航迹规划问题, 可形式化为一个多智能体马尔可夫决策过程(multi-agent Markov decision process, MA-MDP)。本节将详细阐述该问题的数学模型, 包括无人机运动学模型、协同任务架构、环境与约束建模及 MA-MDP 结构组成与机制设计, 明确强化学习在该问题中的建模基础与训练执行流程。

1.1　无人机运动学模型

无人机的实际运动状态一般可用六自由度模型精确描述。然而, 本文主要研究多无人机在三维空间的航迹规划问题, 六自由度模型涉及复杂的非线性耦合运算, 在多无人机场景下会显著增加计算负担。为平衡模型精度与算法实时性, 本文对无人机模型进行合理简化: ①忽略无人机姿态动力学(俯仰、横滚、偏航角变化), 将其视为三维空间中的质点; ②仅考虑无人机平移运动, 将无人机单步运动简化为三轴加速度指令。建立如图 1 所示的空间坐标系, 无人机的运动状态由位置 $\boldsymbol{p}=(x,y,z)$ 和速度 $\boldsymbol{v}=(v_x,v_y,v_z)$ 描述, 其离散时间更新方程为

$$\begin{cases} x_{t+\Delta t}=x_t+v_x(t)\Delta t \\ y_{t+\Delta t}=y_t+v_y(t)\Delta t \\ z_{t+\Delta t}=z_t+v_z(t)\Delta t \\ v_x(t+\Delta t)=v_x(t)+a_x(t)\Delta t \\ v_y(t+\Delta t)=v_y(t)+a_y(t)\Delta t \\ v_z(t+\Delta t)=v_z(t)+a_z(t)\Delta t \end{cases} \tag{1}$$

式中: x_t、y_t、z_t 为无人机在 t 时刻的三轴位置, m;

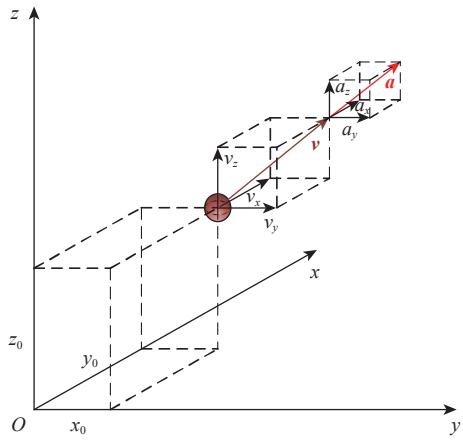


图1 空间坐标系示意图

Fig. 1 Schematic diagram of spatial coordinate system

v_x、v_y、v_z为无人机在t时刻的三轴速度分量，m/s；a_x、a_y、a_z为无人机的三轴单步运动，即控制输出的三轴加速度，m/s^2；Δt为单步运动间隔，s。

1.2 多无人机协同任务架构

多无人机系统作为典型的多智能体系统，其航迹规划任务不仅要求个体自主避障，还需实现无人机群协同收敛目标。在复杂三维环境下，传统中心化控制方法存在通信负担重、故障传播快、系统扩展性差等问题。为提升系统的鲁棒性和任务成功率，本文采用分布式控制架构，结合CTDE机制，构建面向多无人机航迹规划的协同任务框架。

1.2.1 分布式控制模型

本文构建的多无人机系统由3架同构无人机组成，各无人机以质点形式建模，无需角色划分或领导者节点，每架无人机仅依赖局部观测状态独立决策。训练阶段通过价值(Critic)网络融合所有无人机个体的状态-动作信息进行策略评估，执行阶段则仅保留各自的策略(Actor)网络，提升任务灵活性和系统扩展能力。

1.2.2 协同任务目标与约束

本文研究的多无人机航迹规划任务目标为：在不发生碰撞的前提下，使所有无人机从初始位置分别出发，途中规避障碍后安全到达公共目标点。任务协同约束包括以下2方面：①系统需在有限步数内引导所有无人机进入以目标点为中心的小范围区域，空间分布紧凑、方向一致；②任意时刻任意2架无人机间距离需大于安全间距，同时需规避静态三维障碍物(球体、圆柱体与边界)。

1.2.3 三维仿真任务环境建模

本文设定任务环境为100 m×100 m×100 m的三维立方体空域，场内自主布置多个静态球体和圆柱体障碍物，无人机群起点分布式设定，目标点唯一。在局部观测条件下，各无人机需独立完成路径规划，任务在全部个体抵达目标邻域、发生碰撞或达到最大步数时终止，仿真环境示意图如图2所示。

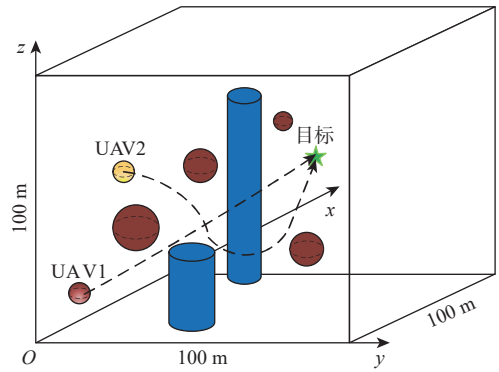


图2 三维任务环境示意图

Fig. 2 Schematic diagram of 3D task environment

1.3 无人机运动约束建模

在多无人机三维航迹规划任务中，合理建模运动约束条件是算法设计与策略学习的基础。本文在构建的立方体仿真空域中，综合考虑障碍物类型、边界条件及无人机间的安全限制，建立了完整的约束体系。

1.3.1 无人机基础运动约束

本文将无人机模型简化为半径为1 m的理想质点，控制Actor网络输出为无人机三轴加速度，最大速度和加速度设置分别为$v_{\max}$(单位：m/s)和$a_{\max}$(单位：m/s^2)，任意时刻均需满足如下约束：

$$\begin{cases} \|\boldsymbol{v}_t\| \leqslant v_{\max} = 5 \\ \|\boldsymbol{a}_t\| \leqslant a_{\max} = 2 \end{cases} \tag{2}$$

1.3.2 空间边界约束

为确保无人机在限定空域内飞行，本文设定三维立方体飞行空域并附加边界碰撞约束机制。定义空域最大边界为$(x_{\max}, y_{\max}, z_{\max})$，无人机半径为$r_{\text{drone}}$，任意$t$时刻无人机位置$\boldsymbol{p}_t = (x_t, y_t, z_t)$应满足：

$$\begin{cases} 0 \leqslant x_t + r_{\text{drone}} \leqslant x_{\max} \\ 0 \leqslant y_t + r_{\text{drone}} \leqslant y_{\max} \\ 0 \leqslant z_t + r_{\text{drone}} \leqslant z_{\max} \end{cases} \tag{3}$$

无人机一旦越界，则视为任务执行失败。

1.3.3 静态障碍物约束建模

本文选择球体障碍和圆柱体障碍作为空间障碍，分别用于模拟多种典型环境下的非凸障碍约束。定义第i个球体障碍物s_i的球心坐标为(x_s, y_s, z_s)，半径为R_s，其约束空间数学模型可表示为

$$s_i = (x - x_s)^2 + (y - y_s)^2 + (z - z_s)^2 \leqslant R_s^2 \tag{4}$$

若某架无人机当前位置为$\boldsymbol{p}_t = (x_t, y_t, z_t)$，其与球心的欧几里得距离满足：

$$\sqrt{(x_t - x_s)^2 + (y_t - y_s)^2 + (y_t - y_s)^2} \leqslant R_s + r_{\text{drone}} \tag{5}$$

则判定为发生碰撞。

同理, 定义第 j 个圆柱体障碍物 c_j 的底面中心坐标为 (x_c,y_c,z_c), 圆柱体半径和高分别为 R_c 和 H_c, 其约束空间数学模型可表示为

$$c_j=\begin{cases}(x-x_c)^2+(y-y_c)^2\leqslant {R_c}^2\\ z_c\leqslant z\leqslant z_c+H_c\end{cases} \tag{6}$$

若无人机在水平方向上满足:

$$\sqrt{(x-x_c)^2+(y-y_c)^2}\leqslant R_c+r_{\text{drone}} \tag{7}$$

且垂直高度落在圆柱体范围内, 则视为与该圆柱体发生碰撞。

1.3.4　安全距离与碰撞检测

在多无人机架构中, 也需要确保无人机之间保持安全距离, 以免在规划航迹过程中发生碰撞事故。对于任意 2 架无人机 i 和 $j(i\neq j)$,其位置坐标 $\boldsymbol{p}_i=(x_i,y_i,z_i)$ 与 $\boldsymbol{p}_j=(x_j,y_j,z_j)$ 需满足:

$$\left\|\boldsymbol{p}_i-\boldsymbol{p}_j\right\|\geqslant 2r_{\text{drone}} \tag{8}$$

1.3.5　终止条件定义

设定无人机群任务目标点 $\boldsymbol{p}_{\text{goal}}$, 每回合任务执行步长上限为 $T_{\max}$, 在以下任意情况发生时, 该回合结束:

1) 所有无人机成功抵达目标点邻域(即 $\left\|\boldsymbol{p}_i-\boldsymbol{p}_{\text{goal}}\right\|<\varepsilon, i=1,2,3$)。

2) 发生任意无人机间或与障碍物的碰撞事件。

3) 执行步数达到 $T_{\max}$, 仍有无人机未达目标。

1.4　马尔可夫决策框架建模

为实现多无人机系统在三维障碍环境中的自主航迹规划与协同控制, 本文将该问题建模为一个 MA-MDP。该建模方式能够有效刻画多智能体系统在分布式观测条件下的学习环境与策略优化机制, 适用于局部感知、协同避障与目标收敛等任务场景。

在该模型下, 系统中每个智能体被定义为五元组: $\langle S,O_i,A_i,R_i,\mu_i\rangle$。其中: S 为全局状态空间集合, 表示所有智能体在 t 时刻感知的局部环境状态, 记为 $\boldsymbol{s}_t\in S$; O_i 为某一智能体 i 的局部状态空间, 表示当前 t 时刻该智能体可感知的局部环境信息, 记为 $\boldsymbol{o}_t^i\in O_i$; A_i 为该智能体的动作空间, t 时刻执行的动作记为 $\boldsymbol{a}_t^i\in A_i$; R_i 为该智能体的局部奖励函数, 该奖励函数根据当前局部环境信息 $\boldsymbol{o}_t^i$, 输出及时回报 r_t^i, 用于引导策略优化; μ_i 为该智能体的策略函数, 定义为在局部观测 $\boldsymbol{o}_t^i$ 下输出的动作决策 $\boldsymbol{a}_t^i=\mu(\boldsymbol{o}_t^i)$, 每个智能体拥有独立的策略网络, 策略网络结构一致仅参数不同。

进一步, 整个 MA-MDP 模型可表示为六元组: $\langle N,S,A,R,\mu,P\rangle$。其中, $N_{\text{s}}=\{1,2,\cdots,N\}$ 表示智能体集合, 本文中为 3 架同构无人机; $A=A_1\times A_2\times\cdots\times A_N$ 表示联合动作空间, 表示所有智能体的动作集合; $R=\sum_{i=1}^{N}R_i$ 为全局奖励函数, 即所有智能体局部奖励的加权和; $P: S\times A\to S$ 表示模型的状态转移函数, 表示系统在当前状态 $\boldsymbol{s}_t$ 执行动作 $\boldsymbol{a}_t$ 后转移到下一状态 $\boldsymbol{s}_{t+1}$ 的概率 $P(\boldsymbol{s}_{t+1}|\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t)$。

该决策模型为强化学习算法的构建提供了理论支撑, 也为后续状态空间、动作空间与奖励函数的具体设计奠定了建模基础。

2　航迹规划方法实现

2.1　改进 MADDPG 算法原理

MADDPG 算法是一种基于演员-评论家(actor–critic, AC)框架的异策略(off-policy)深度强化学习算法, 已被广泛应用于多智能体系统的协同控制与路径规划等任务。其基于 CTDE 机制, 结合确定性策略梯度方法, 能够在多智能体系统中有效学习个体的最优策略。

为寻找第 i 个 Actor 的最优策略 $\mu(O_i;\theta_i)$, MADDPG 以最大化价值网络的值 $Q(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i)$(Critic 网络输出)为目标, 其中, $\boldsymbol{s}_t$ 为所有智能体的全局状态信息, $\boldsymbol{a}_t$ 为所有智能体的动作, w_i 为第 i 个智能体 Critic 网络的参数。具体而言, MADDPG通过策略梯度方法优化策略网络参数 θ_i, 其目标函数可定义为

$$J_i(\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_N)=E_S\left[Q(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i)\right] \tag{9}$$

$$\boldsymbol{a}_t=\left[\mu(O_1;\theta_1),\mu(O_2;\theta_2),\cdots,\mu(O_N;\theta_N)\right] \tag{10}$$

通过链式法则可计算策略梯度为

$$\nabla_{\theta_i}J_i(\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_N)=E_S\left[\nabla_{a_t^i}Q(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i)\nabla_{\theta_i}\mu(O_i;\theta_i)\right] \tag{11}$$

用蒙特卡罗法近似式(11)可得化简后的目标函数策略梯度:

$$g_\theta^i=\nabla\boldsymbol{a}_t^iQ(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i)\nabla\theta_i\mu(O_i;\theta_i) \tag{12}$$

MADDPG 使用经验回放机制(replay buffer)存储智能体与环境交互得到的状态-动作-奖励-下一个状态四元组, 随机抽取小批量数据 B, 以打破数据相关性, 随后做小批量梯度上升更新策略网络参数 θ_i:

$$\theta_i\leftarrow\theta_i+\beta\left(\frac{1}{B}\sum_{b_{\text{atch}}}g_\theta^i\right) \tag{13}$$

式中: β 为学习率; B 为批处理容量。

在 Critic 训练部分, MADDPG 使用集中式价值函数估计, 利用包含所有智能体的状态-动作对进

行训练，从而缓解因环境非平稳性所带来的策略学习困难。每个智能体的Critic网络通过最小化贝尔曼残差更新参数，其损失函数为均方时序差分（temporal difference, TD）误差：

$$L(w_i)=\frac{1}{2}(Q_i(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i)-y_i)^2 \tag{14}$$

式中：TD目标值y_i定义为

$$y_i=r_i+\gamma Q_i'(\boldsymbol{s}_{t+1},\boldsymbol{a}'_{t+1};w_i') \tag{15}$$

其中：γ为折扣因子；Q_i'和$\boldsymbol{a}_i'$分别表示目标Critic和目标Actor网络，用于稳定训练过程。

做小批量梯度下降更新第i个Critic网络参数w_i：

$$\nabla w_i L(w_i)=(Q_i(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i)-y_i)\cdot\nabla w_i Q_i(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t;w_i) \tag{16}$$

$$w_i\leftarrow w_i-\alpha\left(\frac{1}{B}\sum_{b_{\text{atch}}}\nabla w_i L(w_i)\right) \tag{17}$$

最后，利用软更新方法缓慢更新目标网络参数：

$$\theta'\leftarrow\tau\theta+(1-\tau)\theta' \tag{18}$$

$$w'\leftarrow\tau w+(1-\tau)w' \tag{19}$$

式中：τ为软更新系数。

本文在传统MADDPG算法基础上进行了多项结构性优化，引入了TD3的双Critic网络、延迟策略更新机制及目标策略平滑技术，以提升训练过程的稳定性、收敛效率与动作输出的鲁棒性，改进MADDPG算法整体流程如图3所示。本文改进MADDPG算法中，目标Actor网络输出的目标动作定义为

$$\boldsymbol{a}^{i'}_{t+1}=\mu(O^i_{t+1};\theta_{i'}) \tag{20}$$

具体而言，TD3机制体现在以下3个方面：

1）截断双Q学习。本文改进MADDPG算法相较于传统MADDPG算法，为每个智能体新增1个Critic网络及其对应的目标Critic网络，其定义如下：

$$\begin{cases}Q_i(\boldsymbol{s},\boldsymbol{a};w_2^i)\\ Q_i'(\boldsymbol{s},\boldsymbol{a}';w_2^{i'})\end{cases} \tag{21}$$

随后用2个目标Critic网络分别计算目标动作价值，如下：

$$y_{i,1}=r_i+\gamma Q_i'(\boldsymbol{s}_{t+1},\boldsymbol{a}^{i'}_{t+1};w^{i'}) \tag{22}$$

$$y_{i,2}=r_i+\gamma Q_i'(\boldsymbol{s}_{t+1},\boldsymbol{a}^{i'}_{t+1};w_2^{i'}) \tag{23}$$

取较小者作为TD目标$y_i=\min\{y_{i,1},y_{i,2}\}$，可有效抑制Critic网络的高估计问题。

2）延迟策略更新。为使策略网络学习到有效的内容，价值网络更新频率应高于策略网络（本文价值网络更新2次后更新1次策略网络）。

3）目标策略平滑。为避免目标价值网络对局部动作的过拟合，需要在目标策略网络输出动作后加入各分量独立服从$N(\boldsymbol{0},\boldsymbol{I})$的高斯噪声向量$\boldsymbol{\eta}(\boldsymbol{\eta}\sim N(\boldsymbol{0},\boldsymbol{I}))$，如下：

$$\boldsymbol{a}^{i'}_{t+1}=\mu(O^i_{t+1};\theta_{i'})+\boldsymbol{\eta} \tag{24}$$

尽管本文在MADDPG框架中引入了TD3机制，但本文改进MADDPG算法并非MATD3的简单复现。MATD3属于通用型多智能体TD3扩展，其结构设计并未针对特定任务场景进行优化。相比之下，本文面向三维无人机航迹规划任务的特点，对算法架构进行了进一步的任务化增强，使其在功能表达与性能表现上均显著区别于MATD3。具体包括：

1）集中式Critic的空间几何信息重构。MATD3中的Critic多采用简单的状态拼接形式，而本文根据三维路径规划中对障碍相对位置、目标方向、队形几何关系等信息的敏感性，重新设计了集中式Critic的输入结构，使其能够更精确地表征无人机之间的空间交互与协同行动依赖，有效提升价值估计在复杂三维环境下的稳定性。

2）优先经验回放机制。与MATD3的均匀经验回放不同，本文构造了跨智能体TD误差聚合的优先经验回放（prioritized experience replay, PER），重点强化碰撞、急转向、障碍接近等关键稀有事件的学习价值，提高经验利用效率，增强策略在高风险场景中的泛化能力。

3）适配CTDE的轻量化与归一化网络结构。

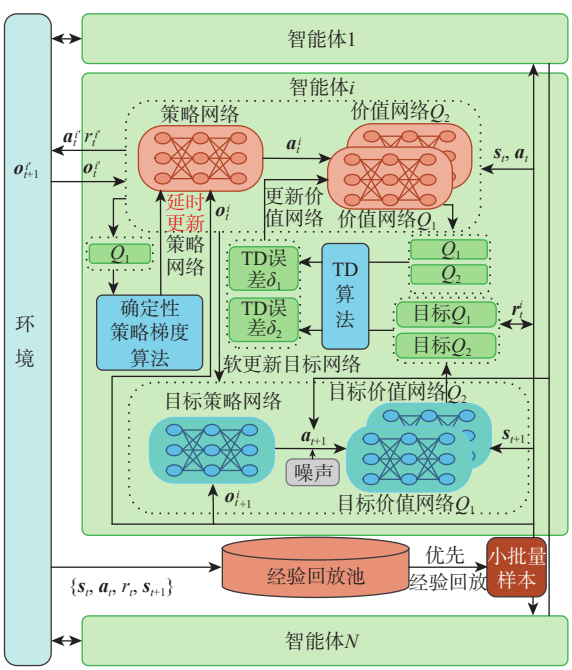


图3 本文改进MADDPG算法框架

Fig. 3 The proposed improved MADDPG algorithm framework

针对局部观测分布差异大、动态范围宽的问题, 本文在 Actor-Critic 中嵌入层归一化模块, 并对网络规模进行轻量化调整, 以缓解梯度振荡, 提高分布式执行阶段的策略鲁棒性。

通过上述任务化改进, 本文改进 MADDPG 算法在结构功能上已不再等同于 MATD3 的通用实现, 而是在三维航迹规划任务中实现了更高的稳定性、更快的收敛速度及更自然的三维避障轨迹表现。

2.2 MA-POMDP 过程设计

根据第 1.4 节的定义, 本节详细设计了智能体的状态空间、动作空间与奖励函数。

2.2.1 状态空间设计

状态空间设计是多无人机强化学习系统建模的关键环节, 在多无人机系统中, 由于每架无人机仅具备局部感知能力, 因此, 其策略学习过程依赖于局部状态信息进行自主决策。本节构建的状态空间融合了无人机自身状态信息、目标点引导信息、障碍物信息与队友相对位置信息, 共同构成维度为 34 维的局部状态向量 $\hat{\boldsymbol{A}}_i$。

1) 无人机自身状态信息(6 维)。无人机自身状态信息包括归一化位置坐标和归一化速度向量, 表达式为

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{N}}=[x_U,y_U,z_U]/L \tag{25}$$

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{N}}=[v_x,v_y,v_z]/v_{\max} \tag{26}$$

式中: $\boldsymbol{p}_{\mathrm{N}}$为无人机归一化位置坐标; L=100 表示地图尺寸; $\boldsymbol{v}_{\mathrm{N}}$为无人机归一化速度向量; $v_{\max}$=5.0 m/s 表示无人机最大速度。

2) 目标点信息(4 维)。目标点信息包括归一化相对目标点位置与相对目标点距离:

$$\boldsymbol{p}_U-\boldsymbol{g}=\left[x_{\text{target}}-x_U,y_{\text{target}}-y_U,z_{\text{target}}-z_U\right] \tag{27}$$

$$\Delta\boldsymbol{p}_U=\|\boldsymbol{p}_{\mathrm{U}}-\boldsymbol{g}\|/L \tag{28}$$

$$\Delta d=\|\Delta\boldsymbol{p}_U\| \tag{29}$$

式中: $\boldsymbol{g}$为目标点位置坐标; $\Delta\boldsymbol{p}_U$为归一化相对目标点位置; Δd为相对目标点距离。

3) 障碍物信息(20 维)。该信息包含与无人机距离最近的 3 个球体障碍物及两根圆柱体障碍物之间的归一化相对位置, 具体计算式为

$$\boldsymbol{\Delta}_{S_i-U}=\left[x_{S_i}-x_U,y_{S_i}-y_U,z_{S_i}-z_U\right]/L\qquad i=1,2,3 \tag{30}$$

$$\boldsymbol{\Delta}_{C_i-U}=\left[x_{C_i}-x_U,y_{C_i}-y_U,z_{C_i}-z_U\right]/L\qquad i=1,2 \tag{31}$$

式中: $\boldsymbol{\Delta}_{S_i-U}$为 3 个球体障碍物与无人机之间的归一化相对位置; $\boldsymbol{\Delta}_{C_i-U}$为 2 个圆柱体障碍物与无人机之间的归一化相对位置。

障碍物信息还包括球体和圆柱体障碍物的归一化半径:

$$R_{S_i}=r_{S_i}/r_{\max}\qquad i=1,2,3 \tag{32}$$

$$R_{C_i}=r_{C_i}/r_{\mathrm{cmax}}\qquad i=1,2 \tag{33}$$

式中: R_{S_i}为 3 个球体障碍物的归一化半径; $r_{\max}$为球体最大半径; R_{C_i}为 2 个圆柱体障碍物的归一化底面半径; r_{cmax}为圆柱体最大底面半径。

4) 无人机相对位置信息(4 维)。该信息包括当前无人机 i 与距离最近无人机 j 的相对位置和距离值, 计算式为

$$\boldsymbol{\Delta}_{U_i-U_j}=\boldsymbol{p}_{U_i}-\boldsymbol{p}_{U_j}\qquad i,j=1,2,3;i\neq j \tag{34}$$

$$\Delta d_{i-j}=\left\|\boldsymbol{\Delta}_{u_i-u_j}\right\|/L \tag{35}$$

式中: $\boldsymbol{\Delta}_{U_i-U_j}$为无人机 i、j 之间的相对位置; Δd_{i-j}为无人机 i、j 之间的归一化距离。

2.2.2 动作空间设计

本节基于 MADDPG 算法采用连续动作空间设计, 实现平滑航迹, 以三轴加速度作为无人机的基础动作, 因此, 无人机动作空间维度为 3。无人机 i动作空间定义如下:

$$\boldsymbol{a}^i=\left[a_x,a_y,a_z\right]\in[-a_{\max},a_{\max}]^3 \tag{36}$$

式中: $a_{\max}$=2 m/s^2 表示最大加速度限制。

2.2.3 密集奖励函数设计

本文设计了多目标融合密集奖励函数, 通过正向激励与负向惩罚的协同作用, 引导无人机在避障、协同、时效等多约束条件下高效学习航迹规划策略。奖励函数由以下 6 类核心组件构成。

1) 目标达成奖励(核心奖励)。当无人机进入目标点判定半径时, 给予其线性衰减式奖励, 距离目标点越近奖励越高, 计算式为

$$r_{\text{success}}=1\,300(1-\Delta d)\qquad\|\boldsymbol{p}_U-\boldsymbol{g}\|\leqslant d_{\text{success}} \tag{37}$$

式中: r_{success}为目标达成奖励; Δd为无人机归一化相对目标距离。

2) 持续接近奖励(基础奖励)。为精确引导无人机向目标点高效移动, 持续接近奖励具有双向调节奖励机制, 计算式为

$$r_{\text{approach}}=1\,000(\Delta d^{\text{prev}}-\Delta d) \tag{38}$$

式中: r_{approach}为持续接近奖励; Δd^{prev}为上一时刻的归一化目标距离。当 $\Delta d^{\text{prev}}<\Delta d$(无人机接近目标点)时, $r_{\text{approach}}>0$, 给予无人机正向奖励, 奖励值随接近程度线性增长。当 $\Delta d^{\text{prev}}>\Delta d$(无人机远离目标点)时, $r_{\text{approach}}<0$, 给予无人机负向惩罚, 惩罚值

随偏离程度递增。

3）群体协同奖励。群体协同奖励鼓励无人机群整体向目标点移动，计算式为

$$r_{\text{coop}} = 100\left(\Delta d_{\text{g}}^{\text{avg_prev}} - \Delta d_{\text{g}}\right) \tag{39}$$

$$\Delta d_{\text{g}}^{\text{avg_prev}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\Delta d_i^{\text{avg_prev}} \qquad N=3 \tag{40}$$

$$\Delta d_{\text{g}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\Delta d_i \qquad N=3 \tag{41}$$

式中：$N=3$为无人机数量；Δd_{g}为无人机群平均归一化目标距离；$\Delta d_{\text{g}}^{\text{avg_prev}}$为无人机群上一时刻的平均归一化距离。

4）航向一致性奖励。航向一致性奖励有助于提升无人机路径效率，当无人机速度方向与目标方向夹角小于90°时，给予奖励，计算式为

$$r_{\text{align}} = 20\max\left(\frac{\boldsymbol{v}\cdot(\boldsymbol{g}-\boldsymbol{p}_U)}{\|\boldsymbol{v}\|\cdot\|\boldsymbol{g}-\boldsymbol{p}_U\|},0\right) \tag{42}$$

式中：r_{align}为航向一致性奖励；无人机速度方向的单位矢量为$\boldsymbol{v}/\|\boldsymbol{v}\|$；无人机目标方向的单位矢量为$(\boldsymbol{g}-\boldsymbol{p}_U)/\|\boldsymbol{g}-\boldsymbol{p}_U\|$。

5）无人机碰撞惩罚。当无人机碰撞障碍物、空域边界及其他无人机时，需施加固定惩罚并终止回合：

$$r_{\text{collision}} = -650 \tag{43}$$

6）时间惩罚。时间惩罚有利于抑制无人机的无效探索，鼓励无人机高效路径规划，公式如下：

$$r_{\text{time}} = -18\frac{t}{T_{\max}} \qquad t\in[0,100] \tag{44}$$

综合式(37)～式(44)，无人机的单步奖励计算表达式为

$$r_t = r_{\text{success}} + r_{\text{approach}} + r_{\text{coop}} + r_{\text{align}} + r_{\text{collision}} + r_{\text{time}} \tag{45}$$

本节设计的奖励函数通过层次化激励设计，将复杂的多约束航迹规划问题转化为可学习的标量优化目标，为MADDPG算法提供明确的行为导向。

奖励函数中各部分权重的设计基于以下原则：首先，通过网格搜索在预实验中对各奖励组件进行初步调参，避免单一奖励在训练中占据主导地位，从而保证策略梯度的稳定性；其次，根据任务的重要性对奖励进行分层加权，其中，目标达成、持续接近和碰撞惩罚等与主任务紧密相关的关键因素赋予较高权重，而航向一致性、协同性和时间惩罚等属于辅助优化项，则采用较低权重以避免过度约束策略搜索空间；最后，结合训练过程中的学习曲线动态微调权重，确保奖励结构既能提供稳定的探索指引，又能实现安全、高效的多无人机航迹规划。

2.3 神经网络结构

本文改进MADDPG算法包含策略网络(Actor network)和双价值网络(double Critic network)2类深度神经网络。为适应三维航迹规划任务中局部观测维度高、空间交互关系复杂的特点，网络结构在设计上融入了第2.1节所述任务化增强机制，包括输入特征的任务化重构、层归一化模块及轻量化的网络深度配置。

双价值网络由2条结构相同但参数独立的评估路径组成，分别用于输出2个不同的Q值函数，以缓解过估计偏差问题。每条价值评估路径均由4个全连接层(全连接神经元数量依次为1 024、512、256和1)构成。输入部分采用任务化重构后的全局状态特征与各智能体联合动作进行拼接(总维度为111)，该特征结构能够突出障碍接近度、目标方向与相对几何关系等关键空间信息。在每层线性变换之后，再接入层归一化操作。线性激活函数采用ReLU。

策略网络包含3层全连接结构。第1层将输入的34维状态向量映射到512维隐藏层空间，后接层归一化与ReLU激活函数。随后，第2层继续将特征压缩至256维，并同样配备归一化与非线性激活操作。第3层输出与动作维度相匹配的向量，并通过双曲正切函数(Tanh)进行归一化处理，以确保动作输出在[−1,1]连续区间内。

通过上述设计，网络结构不仅具备足够表达能力，同时保持轻量化与稳定性，适配CTDE条件下的集中式训练与分布式执行过程。

3 仿真实验分析

为验证本文改进MADDPG算法在多无人机三维航迹规划任务中的有效性，在统一的仿真平台与环境配置下开展了系统实验。实验从任务完成效率、路径质量及训练收敛性能等多个维度对比评估算法表现。为确保分析全面可靠，本文不仅对比了传统MADDPG算法，还引入当前多智能体强化学习领域具有代表性的策略梯度基线算法MAPPO作为参考，对3种算法在相同条件下的性能进行系统性对比分析。

3.1 实验环境与超参数设置

实验环境依托i9-14900HX CPU，RTX 4060 GPU硬件配置，Python 3.9作为编程语言，结合PyTorch 2.5.1深度学习框架与CUDA 12.1加速库，实现了算法的高效训练与并行计算。

为保障对比实验的公正性，所有算法均在相同的网络结构与训练参数下运行，算法超参数设置如表1所示。

表 1　MADDPG 超参数设置

Table 1　Key Hyperparameters for MADDPG-Based Simulation

参数	设置值	作用说明
折扣因子γ	0.99	未来奖励的衰减系数
批量大小(Batch_size)	256	经验回放采样批次大小
学习率(Actor/Critic)	0.001/0.002	Adam优化器参数
经验回放池容量	100 000	存储状态-动作-奖励样本
最大训练回合数	5 000	训练终止条件
单回合最大步数	100	最大步数限制防止无限循环
优化器	Adam	参数更新算法
高斯探索噪声	$N(0,0.6^2)$	控制动作输出的随机性

如 1.2.3 节所述, 实验场景设定为边长为 100 m 的三维立方体空域, 空域中布设了 3 架同构无人机, 1 个目标点, 5 个球体障碍物(红色)与 2 个圆柱体障碍物(蓝色), 环境具有连续的空间和离散的时间。为增强实验的可视化能力, 通过 TkAgg 库构建交互式界面, 动态展示无人机实验环境的建立。

3.2　仿真训练过程对比分析

为全面评估本文改进 MADDPG 算法在训练阶段的性能表现, 本文将其与传统 MADDPG 算法及主流策略梯度类基线 MAPPO 算法在相同环境下进行了系统对比。考虑到单次训练结果可能存在一定随机性, 为增强结果的统计可靠性, 每种算法均独立运行 5 次实验, 并对每回合奖励和平均步数取算术平均值, 最终绘制奖励曲线和任务步数曲线。图 4 为 5 次独立实验结果的平均值。

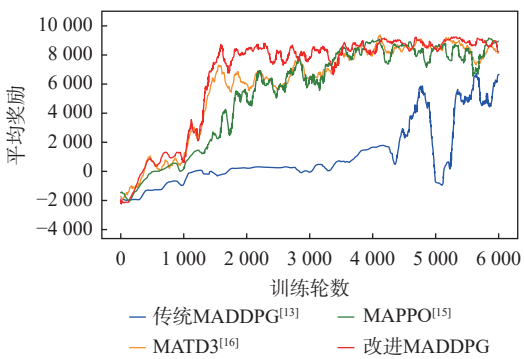


图 4　训练阶段平均奖励函数对比

Fig. 4　Average reward function comparison during training stages

图 4 展示了 4 种算法在训练过程中平均奖励随回合数的变化情况。从整体趋势来看, 本文改进 MADDPG 算法的表现最为突出。在训练初期, 其平均奖励便以较快速度增长, 并在约第 800～1 000 轮次附近出现明显跃升; 随后在 2 000～2 500 轮次左右进入稳定区间, 最终平均奖励长期保持在约 9 000 附近。其奖励曲线整体平滑、波动幅度小, 表明本文改进 MADDPG 算法能在较短训练时间内学习到高质量策略, 并在多次独立训练中均表现出较好的稳定性与收敛性。

传统 MADDPG 算法的训练曲线明显偏弱。其在训练前期平均奖励提升缓慢, 始终在−2 000～3 000 范围内波动; 中后期虽然有一定改善, 但多次独立实验中均表现出较大起伏, 曲线存在多处峰谷变化, 整体训练过程不稳定。即便在后期达到相对平稳状态, 其平均奖励也仅约 6 000～7 000, 显著低于本文算法, 说明传统 MADDPG 算法在该任务中易受价值估计偏差影响, 训练存在陷入局部最优的倾向。

作为基线算法, MAPPO 算法的曲线呈现平稳上升趋势。其平均奖励从初始的约−2 000 逐步提升, 在 1 000～2 000 轮次间保持稳健增长, 并在 2 500 轮次左右收敛至约 8 000 区间。5 次独立实验的平均结果表明: MAPPO 算法具有较好的训练稳定性, 但在收敛速度与最终奖励水平方面仍略逊于本文改进 MADDPG 算法。

图 5 为 4 种算法在训练阶段的平均步数随回合数变化情况, 曲线同样基于 5 次独立实验结果的平均值。从整体趋势来看, 本文改进 MADDPG 算法在任务效率方面依然表现最佳。在训练初期其平均步数迅速下降, 在约 800～1 000 轮次即可形成有效策略, 并在约1 500 轮次后趋于稳定, 最终平均步数约为 20 步, 表明其在多组实验中均能以最少的动作完成任务, 具有最高的执行效率和稳定性。

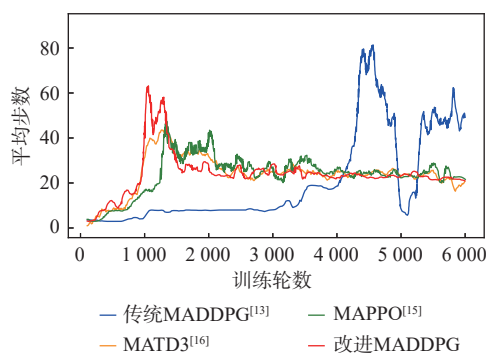


图 5　训练阶段平均步数对比

Fig. 5　Average episode steps per round comparison during training phase

传统 MADDPG 算法的平均步数曲线呈明显波动。在训练前期虽然平均步数偏低, 但主要由频繁碰撞导致的提前结束, 并不能体现真实策略水平; 随着训练推进, 多次实验中均出现大幅振荡, 甚至超过 80 步的峰值, 直至训练末期仍存在明显不稳定, 最终平均步数约为 50～60 步, 远高于本文改进 MADDPG 算法。

MAPPO 算法的平均步数呈现稳定下降趋势。

从约 50 步逐渐下降至 20～30 步之间，说明其最终策略质量优于传统 MADDPG 算法，但在收敛速度和任务效率上仍不及本文改进 MADDPG 算法。

为进一步验证上述定量指标背后的路径规划表现，本文选取训练过程中代表性的若干回合，分别提取 3 种算法在训练状态下的无人机飞行轨迹并进行可视化，如图 6 所示。可以直观观察到，传统 MADDPG 算法在训练初期生成的路径存在明显的不合理性，部分智能体存在航向剧烈偏转或路径迂回的现象；MAPPO 算法在相同训练轮次下生成的轨迹较为保守，避障动作略显生硬；而本文算法所生成的轨迹明显更为平滑，路径更短，障碍规避更自然。至训练后期，本文改进 MADDPG 算法在三维空间中已基本实现近似最优路径的学习，各无人机轨迹紧凑合理，避免了无效动作，表现出良好的路径规划效果与收敛稳定性。

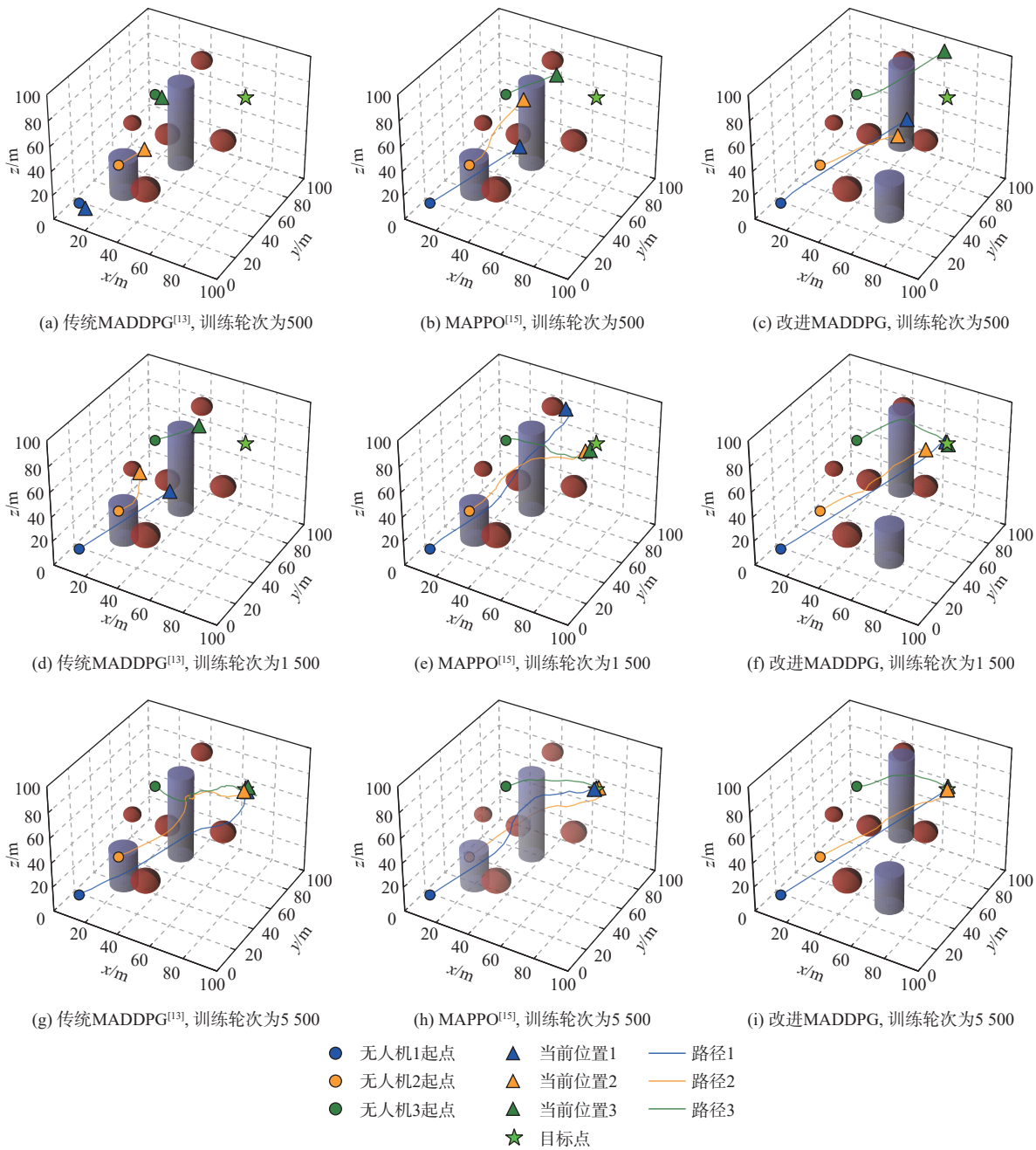


图 6 不同训练轮次下无人机航迹对比

Fig. 6 Trajectory comparison of UAVs in different training episodes

在静态场景实验的基础上，本文进一步构建了包含动态障碍物的扩展环境，用于评估本文改进 MADDPG 算法在环境持续变化条件下的三维航迹规划能力。具体而言，在场景中设置了 2 个以固定速度移动的圆柱体障碍物，其几何尺寸与静态实验保持一致，如图 7所示，其中，训练轮次为 5 140。

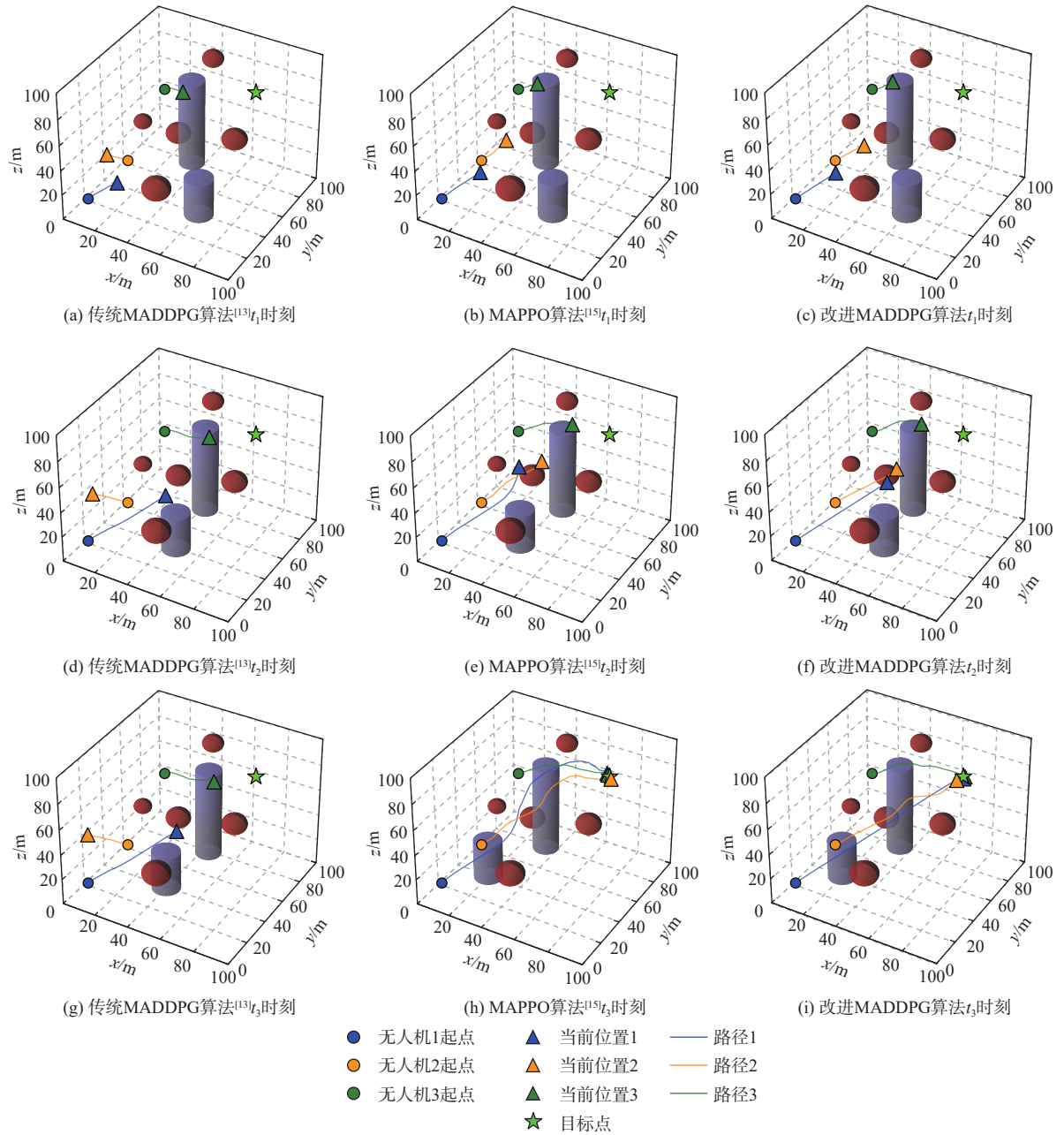


图 7　动态障碍场景下 3 种算法无人机航迹对比

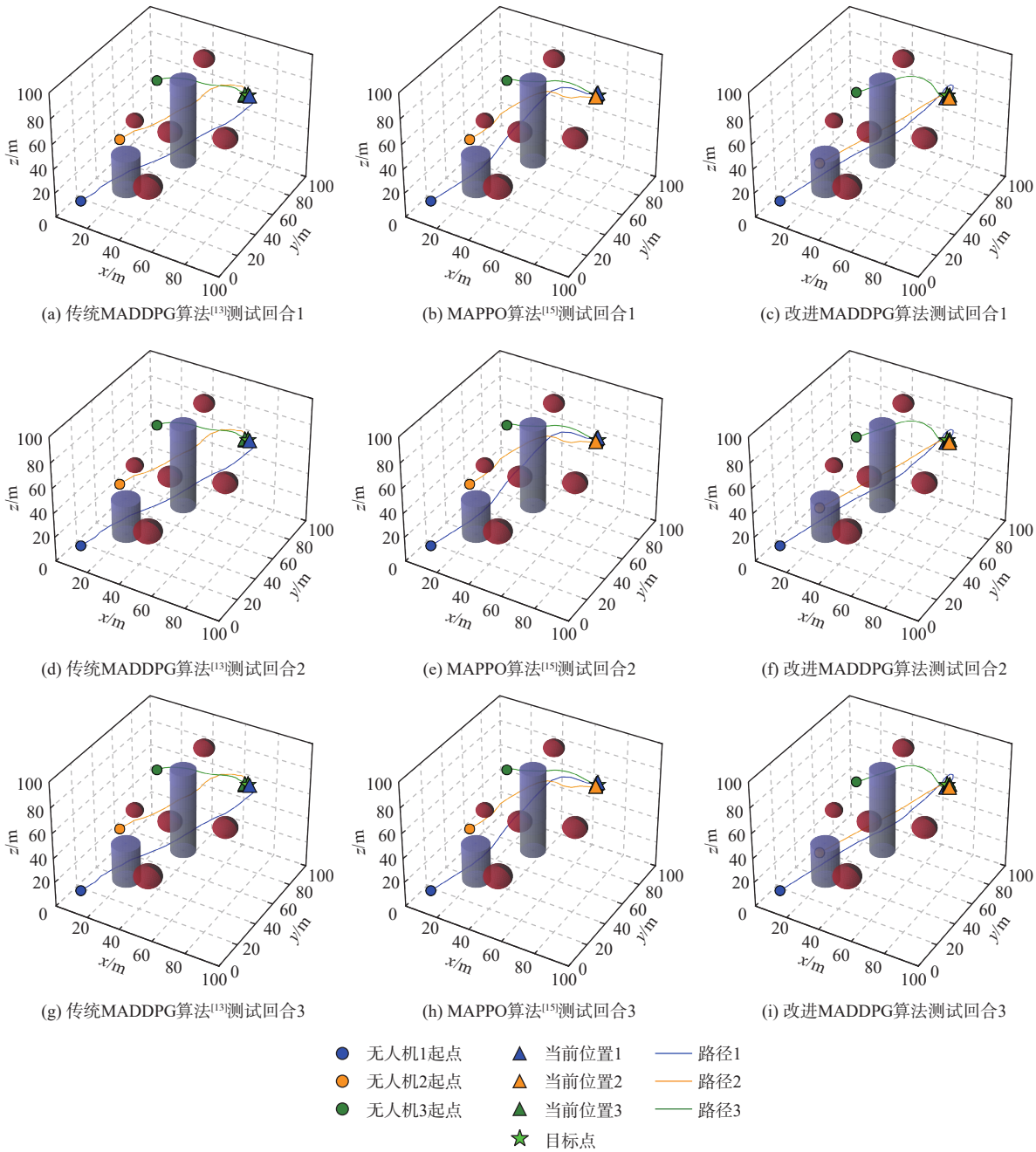
Fig. 7　Trajectory comparison of UAVs under dynamic obstacle scenarios for three algorithms

第 1 个障碍物沿直线从 (60, 40, 0) m 移动至 (20, 40, 0) m(图中前方的圆柱体); 第 2 个障碍物沿 (50, 50, 30) m 移动至 (60, 50, 30) m 后再返回原位置。在该动态场景下选取的 9 组典型轨迹表明: 传统 MADDPG 算法面对障碍物位置变化时, 难以及时做出响应, 常在第 10 步附近出现碰撞; MAPPO 算法能够识别障碍移动并成功避障, 但整体路径偏折、存在较明显绕飞; 相比之下, 本文改进 MADDPG 算法能稳定规避移动障碍并生成更短、更平滑的三维轨迹, 体现出更强的环境扰动适应性与规划效率。

3.3　测试阶段对比分析

为评估各算法在实际测试中的航迹优化能力与任务执行稳定性, 本文在训练完成后对 3 种算法分别进行了 100 轮独立测试试验, 记录并分析了其在复杂三维静态场景下的航迹表现。图 8 为 3 种算法在同一三维任务场景下的路径规划结果。所有算法均面向 3 架同构无人机从不同起点出发, 需在存在多个静态球体与圆柱体障碍物的空域中完成避障飞行, 最终达到同一目标点。

从仿真结果可以看出, 本文改进 MADDPG 算法所生成的航迹整体更为紧凑、平滑, 飞行路径距离更短, 避障动作更合理。各无人机之间在飞行过程中保持良好的间距与一致的航向, 体现出更强的协同规划能力。同时, 所有无人机均成功避开障碍物并顺利抵达目标点, 未发生碰撞, 任务完成率达到 100%。



(a) 传统MADDPG算法[13]测试回合1 (b) MAPPO算法[15]测试回合1 (c) 改进MADDPG算法测试回合1

(d) 传统MADDPG算法[13]测试回合2 (e) MAPPO算法[15]测试回合2 (f) 改进MADDPG算法测试回合2

(g) 传统MADDPG算法[13]测试回合3 (h) MAPPO算法[15]测试回合3 (i) 改进MADDPG算法测试回合3

图 8 测试回合无人机航迹对比

Fig. 8 Trajectory comparison of UAVs in testing episodes

相比之下，传统 MADDPG 算法虽也成功完成全部任务，未发生碰撞或任务失败事件，但其规划路径存在多处冗余绕行现象，飞行距离明显增加。尤其在穿越狭窄障碍区域时，航向角变化幅度较大，轨迹存在一定程度抖动，整体路径效率不及本文改进 MADDPG 算法。

MAPPO 算法在测试阶段展现出基本可用的导航能力，所有无人机最终均能抵达目标区域，但其路径规划表现出明显的保守特性。为规避障碍物，MAPPO 算法智能体倾向于选择更长的绕行路径，导致飞行距离增加。此外，其轨迹平滑性较差，存在多次小幅方向调整，反映出策略网络输出的动作序列不够连贯。尽管如此，MAPPO 算法在本任务中的表现验证了 on-policy 算法在复杂导航任务中的基本可行性，为其在更简单环境或对安全性要求更高的场景中的应用提供了参考。相比之下，本文改进 MADDPG 算法通过结合 off-policy 样本复用与 TD3 稳定化机制，在保持学习效率的同时显著提升了最终性能，为复杂三维航迹规划任务提供了更优解决方案，各种算法性能对比如表 2 所示。本文改进 MADDPG 算法比传统算法平均测试奖励提升 8.99%，平均测试步数提升 67.2%，并且完全避免了碰撞。

由表 2 可知，在测试阶段，本文改进 MADDPG

表 2　测试阶段算法性能对比

Table 2　Algorithms performance comparison in testing stage

算法	平均测试奖励	平均测试步数	任务成功率/%	碰撞次数
传统MADDPG[13]	8 430.6	58	100	0
MAPPO[9]	8 681.1	22	100	0
MATD3[15]	8 873.7	21	100	0
本文改进MADDPG算法	9 189.4	19	100	0

算法的平均测试奖励为 9 189.4, 较传统 MADDPG 算法(8 430.6)提升约 8.99%; 平均完成步数由 58 步缩短至 19 步, 减少约 67.2%, 说明本文改进 MADDPG 算法规划路径更为高效; 4 种对比算法的任务成功率均达到 100%, 碰撞次数均为 0, 表明在所设测试场景中各算法均能安全完成任务。综合来看本文改进 MADDPG 算法在路径规划效率上具有明显优势。综上, 本文改进 MADDPG 算法在训练后展现出更优的路径规划效果与策略稳定性, 能够在复杂环境中实现高效、稳定的多无人机协同航迹规划。其在路径质量、任务成功率与协同控制能力方面均明显优于传统算法, 验证了改进策略在实际应用中的有效性与鲁棒性。

4　结　论

1) 本文构建了三维静态环境下的多无人机自主航迹规划任务模型, 采用全分布式控制架构, 各无人机共享同一价值网络, 在无中心控制和无全局信息的条件下实现自主避障与协同到达, 增强了算法的适应性与系统的扩展性。

2) 针对多无人机系统中的局部感知限制, 设计了面向三维空间的局部状态表示, 结合目标引导信息、障碍物相对位置、队友相对状态等关键因素, 构建了维度为 34 的局部状态空间, 并提出融合协同意识的密集奖励函数体系, 有效引导策略向协同性与效率性收敛。

3) 在传统 MADDPG 算法基础上, 本文引入 TD3 核心机制, 并针对三维航迹规划任务对算法进行了任务化增强, 构建改进 MADDPG 算法。仿真实验结果显示, 本文改进 MADDPG 算法在收敛速度、路径质量与策略稳定性方面均显著优于原算法, 验证了本文改进 MADDPG 算法的有效性与泛化能力。

尽管本文在三维场景中完成了静态环境与障碍物平移条件下的多无人机航迹规划实验, 并验证了本文改进 MADDPG 算法在动态变化情形下的适应性, 但仍存在若干局限性: 当前无人机采用质点模型, 动作空间仅为三维加速度, 尚未融入真实飞行器的动力学约束和控制延迟, 难以完全反映实际平台的机动特性; 环境动态性虽通过障碍物位置平移得到初步验证, 但尚未覆盖复杂动态障碍、多源扰动及环境不确定性; 本文以同构无人机为研究对象, 未考虑异构平台在感知能力、动力学性能与任务分工上的差异, 这在实际多机系统中较为常见。未来将围绕真实动力学建模、复杂动态环境避障、部分可观测条件下的鲁棒规划、异构无人机协同及物理平台实验验证等方向进一步开展研究, 以增强算法的工程适用性与泛化能力。

参考文献（References）

[1] 陈雯琦. 多无人机协同目标追踪的路径规划研究[D]. 西安: 西安工业大学, 2024: 1-69.
Chen W Q. Research on path planning for collaborative target tracking of multiple unmanned aerial vehicles[D]. Xi'an: Xi'an Technological University, 2024: 1-69(in Chinese).

[2] 李升虎. 基于改进深度强化学习算法的多无人机路径规划研究[D]. 曲阜: 曲阜师范大学, 2023: 1-76.
Li S H. Research on multi-UAV path planning based on improved deep reinforcement learning algorithm[D]. Qufu: Qufu Normal University, 2023: 1-76(in Chinese).

[3] Cheng X, Shi H G, Jin Z Q, et al. Energy efficiency aware collaborative multi-UAV deployment for intelligent traffic surveillance[C]//Proceedings of the IEEE Latin-American Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.

[4] Huang S Y, Zhang H B, Huang Z Y. Multi-UAV collision avoidance using multi-agent reinforcement learning with counterfactual credit assignment[EB/OL]. (2025-07-14)[2025-09-02]. https://arxiv.org/abs/2204.08594v1.

[5] Wang Z, Xiang X B. Improved astar algorithm for path planning of marine robot[C]//Proceedings of the 37th Chinese Control Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 5410-5414.

[6] Libby J, Stentz A. Multiclass terrain classification using sound and vibration from mobile robot terrain interaction[C]//Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2021: 2305-2312.

[7] Bolourian N, Hammad A. LiDAR-equipped UAV path planning considering potential locations of defects for bridge inspection[J]. Automation in Construction, 2020, 117: 103250.

[8] 滕菲, 王迎春, 姚永辉, 等. 基于深度强化学习的无人机动态避障规划[J/OL]. 北京航空航天大学学报, (2025-05-23)[2025-09-02]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0084.
Teng F, Wang Y C, Yao Y H, et al. Dynamic obstacle avoidance planning for UAV based on deep reinforcement learning[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, (2025-05-23)[2025-09-02]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0084(in Chinese).

[9] Yu C, Velu A, Vinitsky E, et al. The surprising effectiveness of PPO in cooperative multi-agent games[C]//Proceedings of the 36th International Conference on Neural Information Processing Systems. New York: ACM, 2022: 24611-24624.

[10] Watkins C J C H. Learning from delayed rewards[D]. Cambridge: King's College, 1989.

[11] Mnih V, Kavukcuoglu K, Silver D, et al. Playing atari with deep re-

inforcement learning[EB/OL]. (2013-12-19)[2025-09-02]. https://arxiv.org/abs/1312.5602.

[12] Lillicrap T P, Hunt J J, Pritzel A, et al. Continuous control with deep reinforcement learning[EB/OL]. (2019-07-05)[2025-09-02]. https://arxiv.org/abs/1509.02971.

[13] Lowe R, Wu Y, Tamar A, et al. Multi-agent actor-critic for mixed cooperative-competitive environments[C]//Proceedings of the 31st International Conference on Neural Information Processing Systems. New York: ACM, 2017: 6382-6393.

[14] Rashid T, Samvelyan M, De Witt C S, et al. Monotonic value function factorisation for deep multi-agent reinforcement learning[J]. Journal of Machine Learning Research, 2020, 21(1): 7234-7284.

[15] Fujimoto S, Van Hoof H, Meger D. Addressing function approximation error in actor-critic methods[C]//Proceedings of the International Conference on Machine Learning. Stockholm: PMLR, 2018: 1587-1596.

Multi-object trajectory planning method based on improved MADDPG

CHEN Kai[1,*], LEI Yichen[2], LI Yanze[3], FANG Guoyu[1], HU Zizhuo[1], YANG Mingshi[1]

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
3. School of Xuteli, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: To address the issues of low exploration efficiency, value estimation bias, and insufficient training stability in the traditional multi-agent deep deterministic policy gradient (MADDPG) algorithm for multi- nmanned aerial vehicle(UAV)trajectory planning, this paper proposes an improved MADDPG algorithm. To preserve policy diversity while improving convergence stability, the suggested approach combines an exponentially decaying exploration noise strategy with the fundamental mechanisms of the twin delayed deep deterministic policy gradient (TD3), such as a dual-critic network, delayed policy updates, and target policy smoothing. Furthermore, tailored state and action spaces are designed for multi-UAV cooperative trajectory planning, along with a dense reward function to ensure efficient and stable path generation. A three-dimensional static simulation environment is constructed to train and comparatively evaluate the proposed improved MADDPG method against the traditional MADDPG. Experimental results demonstrate that the proposed improved MADDPG algorithm achieves rapid convergence and stable planning performance under various starting/ending positions and obstacle distributions. It validates its efficacy and robustness for cooperative multi-UAV trajectory planning in complicated airspace scenarios by achieving notable gains in path efficiency, task completion rate, and cooperative control capability when compared to the old technique.

Keywords: multi-unmanned aerial vehicle; multi-agent reinforcement learning; deep reinforcement learning; trajectory planning; improved MADDPG

Received: 2025-09-11; **Accepted**: 2025-12-19; **Published Online**: 2026-01-04 18:56

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260104.1442.002

Foundation items: The Fundamental Research Funds for the Central Universities (NS2024030); Basic Research Program of Jiangsu (BK20252021); National Natural Science Foundation of China (52202417,62573358); Open Project Program of State Key Laboratory of Virtual Reality Technology and Systems, Beihang University(VRLAB2023A02); China Postdoctoral Science Foundation(2022TQ0155, 2022M721605); Young Elite Scientists Sponsorship Program by CAST(2023QNRC001)

* **Corresponding author**. E-mail: chen_kai@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0663

基于水滴形人工势函数的航天器动态禁区姿态重定向

刘蕴瑶[1]，李根[1,2,*]，叶郅[1]，朱晓威[3]，田奥[1]

(1. 重庆交通大学 航空学院，重庆 400074；2. 绿色航空能源动力重庆市重点实验室，重庆 401135；
3. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100191)

摘　　要：针对航天器需实时规避多个动态禁止指向区域的技术难题，提出基于水滴形排斥人工势函数的姿态轨迹规划方法。区别于传统将天体视为静止禁区的假设，聚焦深空探测器规避微流星体撞击和低轨卫星避免高轨卫星光反射干扰等典型场景，通过分析微流星体超高速特性及卫星间相对角速度差异，构建了准确描述禁止指向约束动态演化的数学模型。突破传统圆形均匀排斥势场局限，提出水滴形自适应势函数，根据航天器与禁区的接近角度实时调整势场强度分布，在威胁方向增强排斥、远离方向适当减弱，避免过度保守；引入基于历史状态的运动趋势预测函数，通过分析相对运动特性实现风险预判和主动规避；设计排斥势函数系数正负可调的短路径绕行策略，使航天器能灵活选择远离式避障或贴边绕行模式。通过单/多敏感器和单/多动态禁区等复杂场景仿真验证，结果表明：所提方法在避障成功率、路径优化和能量消耗等关键指标上均优于传统方法，显著提升了航天器在动态环境中的预见性和避障性能。研究成果为解决动态约束下的航天器姿态控制问题提供了新的理论基础和实用化技术方案，对提高航天器自主避障能力具有重要工程应用价值。

关 键 词：航天器姿态控制；动态禁区；水滴形势函数；人工势场法；避障路径规划
中图分类号：V448.2
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2801-16

随着航天技术的快速发展，现代航天器需要执行日益复杂的任务，包括高精度对地观测、深空探测和星间激光通信等。为满足这些多元化任务需求，航天器通常搭载大口径光学相机、高灵敏度红外探测器和激光通信终端等精密且昂贵的敏感载荷[1]。这些设备在工作时对指向精度和稳定性有着极高的要求，同时必须避免受到外部环境的干扰和损害，特别是在深空探测任务中，航天器的敏感表面需要规避微流星体撞击威胁—这些由小行星碰撞或彗星尘埃形成的高速粒子被认为是深空探测器面临的主要风险之一[2]。同样，低轨道卫星在运行过程中也必须避免中高轨卫星的强反射光及月球反照等自然光源对敏感器造成的潜在损害[3]。

传统航天器姿态规划研究主要聚焦于将宏观天体作为静态禁区的简化场景，这种简化具有其合理性：宏观天体距离航天器极其遥远，可以采用无穷远点源和平行光束假设；在典型的姿态机动时间尺度内，天体位置变化可以忽略不计；航天器姿态调整时间远小于其轨道周期，因此，轨道运动引起的相对位置变化影响甚微。基于这些假设，现有研究普遍将禁止指向约束处理为时不变的静态约束[4]。

然而，随着航天任务复杂度的提升和应用场景的拓展，传统的静态约束框架已难以满足实际需求。例如，在针对失效卫星的超近距离交会与捕获

收稿日期：2025-09-19；录用日期：2025-11-29；网络出版时间：2025-12-09 12:15
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251209.1040.002
基金项目：重庆市教委科学技术研究项目 (KJQN202400758)；重庆市科技局自然科学基金 (CSTB2025NSCQ-GPX0898)
*通信作者. E-mail：ligenlglg@cqjtu.edu.cn

引用格式：刘蕴瑶，李根，叶郅，等. 基于水滴形人工势函数的航天器动态禁区姿态重定向 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2801-2816. Liu Y Y，Li G，Ye Z，et al. Spacecraft attitude reorientation with dynamic forbidden zones based on a teardrop-shaped artificial potential function [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2801-2816（in Chinese）.

任务中,追踪航天器与目标之间存在极近的距离约束及显著的相对角速度差异,因此,需要建立姿态与轨道的全耦合动力学建模[5]。在这种情况下,禁止指向约束呈现出明显的时变特性,传统的静态模型已无法准确描述系统的动态行为。因此,发展能够处理动态约束的姿态规划方法成为当前研究的迫切需求,尽管这会在一定程度上压缩航天器姿态机动的可行解空间[6]。

过去十年间,国内外学者从不同角度探索了姿态重定向问题的解决方案。根据轨迹生成机制的差异,现有方法主要可归纳为3类:路径规划法、优化方法和势函数法[7-9]。

路径规划法通过全局搜索策略寻找最优或次优的姿态机动路径。Kjellberg等[10]采用改进的A*算法生成满足角速度和力矩约束的可行路径。Lee等[11]基于李群理论和微分几何方法,构建了变分积分器预测模型,通过求解非线性最优控制问题获得鲁棒性强的控制策略。尽管路径规划法在静态环境下表现良好,但面对动态禁区时,其计算复杂度随问题维度呈指数级增长,容易陷入维数灾难。此外,频繁的路径重规划可能导致控制指令不连续,影响系统的稳定性。

优化方法通过构建性能指标函数,实现多目标的权衡与协调。Sun等[12]将姿态约束转化为四元数形式的不等式约束,采用半正定规划和秩最小化技术求解。Hua等[13]结合强化学习理论,提出基于改进策略梯度的自适应规划方法。金磊等[14]将强化学习与预设性能方法相结合,解决了航天器存在转动惯量不确定和执行机构突发性故障下的姿态稳定控制问题。Xue等[15]通过为每条路径节点分配四元数属性,并以姿态旋转角作为优化目标,解决了航天器重定向在初始与终端阶段控制指令变化剧烈的问题。Xia等[16]针对航天器集群的协同姿态跟踪问题,提出一种将滑模控制与动态辨识器相结合的分布式Actor-Critic强化学习控制算法。优化方法虽然理论完备,但在处理动态非线性约束时计算负担沉重,且对模型精度的依赖性较强,限制了其在复杂动态环境中的应用。

势函数法通过构建人工势场引导系统状态演化,在目标点设置吸引势,在禁区设置排斥势,使系统沿势能梯度下降方向自然演化至期望状态。岳程斐等[17]提出基于旋转矩阵的势函数族设计框架,通过软约束和切换策略实现全局收敛。Li等[18]创新性地引入心形曲线构建排斥势场,并设计了自适应增益调节机制。Hua等[19]针对传统势函数法的保守性和四元数退绕问题,提出修正反比例势函数。Munoz和Zappulla等[20-21]开发了时变权重的自适应势函数方法,提高了系统的灵活性。关涛等[22]提出一种解析有限时间滑模控制器,通过在滑模面中嵌入导航势函数及其梯度,使航天器在有限时间内完成姿态重定向的同时始终满足姿态指向约束。Mancini等[23]给出了显式的人工势场法(artificial potential field, APF)-滑模控制(sliding mode control, SMC)增益计算公式,该公式在干扰和不确定性条件下,既能保证自主卫星姿态机动的鲁棒稳定,又能同时满足指向和执行机构的约束要求。Menegatti等[24]提出一种集成了APF与模型预测控制(model predictive control, MPC)的综合无碰撞编队飞行控制策略。

相较于路径规划法,传统的势函数法无需预先设计完整的姿态规划轨迹,计算开销低,且在动态环境下不需要重新计算路线,可通过连续反馈调整梯度下降趋势,使系统对时变约束做出快速反应。相较于需要数值迭代求解的优化方法,传统的势函数法对初值敏感度较低,且能将各类约束融入控制律设计,使避障的优先级更直观,易于工程实现[25-26]。然而,传统势函数法采用固定参数构建势场,难以适应动态环境的变化。静态或简单线性外推的势场模型会随时间累积误差,可能导致避障失败。更为重要的是缺乏对禁区运动趋势的预测能力,容易出现“过度规避”或“避障不足”等问题。

针对上述挑战,本文创新性地提出一种非线性动态势场调节机制,通过实时感知禁区运动状态并预测其发展趋势,动态调整势场的强度和分布,实现航天器在复杂动态环境下的安全高效姿态机动。首先,构建了基于时间进度因子的动态禁区模型,准确刻画禁止指向矢量的时变演化规律;其次,设计了水滴形自适应势函数,在禁区边界外呈近似屏障特性且一阶、二阶连续,梯度与曲率均受控,通过接近角度调节因子和运动趋势函数实现势场强度的动态调整和碰撞风险的前瞻性预测;同时,提出系数正负可调的短路径绕行策略,使航天器能够灵活选择远离式避障或贴边绕行模式;最后,基于Lyapunov理论构建了类PD控制器,保证系统稳定性的同时满足执行机构物理约束。主要创新点如下:

1)与“心形/圆形/线性调制”等经典势场相比,水滴形势函数在角向权重上连续且平滑,跨象限时不会出现斜率突变;其径向与切向分量随接近角单调响应:靠近禁区时更强调径向远离、弱化切向绕行,远离禁区时则避免过度偏转。直接效果是,在相同安全裕度下可获得更大的最小安全角距、更低的力矩峰值与总变差。

2) 与“切向分量/径向-切向耦合”类方法相比, 传统做法常因固定配比在多禁区或高曲率边界处产生极限环与冗长贴边。本文的短路径绕行以“预测可行性+走廊证据”为开关, 仅当安全与执行器余度充足时才允许沿边贴近并走最短侧。一旦观测到预测不一致或安全裕度趋紧, 立即退回保守模式, 并通过上下滞回抑制频繁切换导致的微振。结果是在密集、多动的场景中明显减少无效贴边长度并加快收敛。

3) 与非势函数类的避障(如 MPC、凸优化、控制障碍函数 (control barrier function, CBF) 的二次规划)相比, 后者在显式硬约束、多步耦合与全局最优性上更强, 但计算与实现成本高、对模型与求解器稳健性敏感。此 2 类方法并非对立, 可将水滴形势场作为优化的代价或温启动, 用缓冲区构造屏障约束, 在高风险时段临时切换到 MPC/CBF 以满足硬约束, 再回退势场以恢复实时性。

综上可知, 本文方法可突破静态约束假设的局限, 无需频繁路径重规划即可实时响应环境变化, 为航天器在深空探测、在轨服务等复杂任务中的自主避障提供了高效可靠的技术方案。

1　理论基础

1.1　姿态运动学与动力学

本节建立了刚体航天器姿态运动学和动力学模型, 为描述航天器在三维空间中的旋转运动, 本文采用单位四元数对姿态进行参数化。该四元数定义了航天器本体坐标系与参考坐标系之间的相对指向关系[27-28], 并具有如下性质:

$$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix}q_1 & q_2 & q_3 & q_0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{q}^{\mathrm{T}} & q_0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{1}$$

式中: $\boldsymbol{q}=\begin{bmatrix}q_1 & q_2 & q_3\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\hat{\boldsymbol{n}}\sin(\phi/2)\in\mathbf{R}^3$为四元数向量部分(对应旋转轴方向), $q_0=\cos(\phi/2)\in\mathbf{R}$为四元数标量部分(对应旋转角的一半余弦), $\hat{\boldsymbol{n}}$为欧拉轴, ϕ为相对于刚体的旋转角度; $\|\cdot\|$表示二范数, 且$\|\boldsymbol{Q}\|=1$, $(\cdot)^*$表示共轭四元数, $\boldsymbol{Q}^*=[-\boldsymbol{q}^{\mathrm{T}}\quad q_0]^{\mathrm{T}}$。本文使用乘积“$\otimes$”计算四元数$\boldsymbol{Q}^*$和$\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix}p_1 & p_2 & p_3 & p_0\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=[\boldsymbol{p}^{\mathrm{T}}\quad p_0]^{\mathrm{T}}$在任意时刻的姿态误差四元数:

$$\boldsymbol{Q}^*\otimes\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix}q_0p_0+\boldsymbol{q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{p}\\ q_0\boldsymbol{p}-p_0\boldsymbol{q}-\boldsymbol{q}\times\boldsymbol{p}\end{bmatrix} \tag{2}$$

因此, 对于任意时刻的误差四元数, 可被描述为

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{e}}=\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}^*\otimes\boldsymbol{Q} \tag{3}$$

式中: $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}$为期望姿态。

根据刚体动量矩定理, 可建立以下基于姿态四元数$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{Q})$的刚体运动学和动力学模型:

$$\dot{\boldsymbol{Q}}=\frac{1}{2}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{Q})\boldsymbol{\omega} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{J}\dot{\boldsymbol{\omega}}=-\boldsymbol{\omega}^{\times}\boldsymbol{J}\boldsymbol{\omega}+\boldsymbol{u} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{Q})=\begin{bmatrix}-\boldsymbol{q}^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{q}^{\times}+q_0\boldsymbol{I}_3\end{bmatrix} \tag{6}$$

式中: $\boldsymbol{\omega}$为航天器的角速度; $\dot{\boldsymbol{\omega}}$为其对时间的导数; $\boldsymbol{J}$为航天器的惯性矩阵, 且为对称矩阵; $\boldsymbol{u}$为控制力矩; $\boldsymbol{I}_3$为三维单位矩阵; $(\cdot)^{\times}$表示叉积运算符号; $\boldsymbol{q}^{\times}$为矩阵$\boldsymbol{q}$的反对称矩阵, 满足如下运算性质:

$$\boldsymbol{q}^{\times}=\begin{bmatrix}0 & -x_3 & x_2\\ x_3 & 0 & -x_1\\ -x_2 & x_1 & 0\end{bmatrix} \tag{7}$$

1.2　姿态状态约束

本节旨在为航天器姿态重定向任务建立一个统一的指向约束模型。这些约束依据其性质可分为强制指向与禁止指向 2 类。为在控制器设计中统一处理这些几何约束, 本文构建了通用的参数化框架, 能够将上述 2 类指向要求高效地转化为一组非线性不等式约束。在后续的建模与推导中, 所涉及的全部物理向量均被规范化为单位向量。

1) 强制指向约束。强制指向约束要求航天器的某一特定本体向量在整个机动过程中, 与目标方向向量保持对准。更精确地, 这 2 个单位向量之间的夹角 θ 必须始终满足 $\theta\leqslant\theta_{\max}$, 其中, $\theta_{\max}$ 为预设的最大允许锥角。这类约束是确保遥感观测、星间链路维持及太阳能帆板高效充电等任务得以执行的关键技术前提, 其几何关系如图 1 所示。

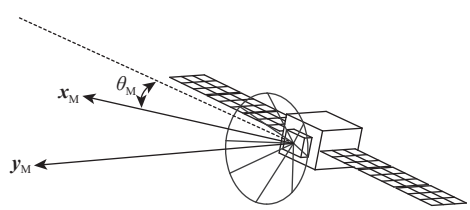


图 1　姿态强制指向区示意图

Fig. 1　Schematic diagram of attitude-mandatory zones

本文采用下角标 M 表示与强制指向约束相关的参数。其中, $\boldsymbol{y}_{\mathrm{M}}$表示航天器的天线主轴矢量在本体系下的投影, $\boldsymbol{y}'_{\mathrm{M}}$为位置向量在惯性系中的表示, 即$\boldsymbol{y}'_{\mathrm{M}}=\boldsymbol{q}\otimes\boldsymbol{y}_{\mathrm{M}}\otimes\boldsymbol{q}^*$。由于$\boldsymbol{y}_{\mathrm{M}}$是一个 3×1 向量, 为便于与四元数$\boldsymbol{q}$进行运算, 将其扩展为 4×1 向量, 表示为$\boldsymbol{y}_{\mathrm{M}}=[\boldsymbol{0};\boldsymbol{y}_1;\boldsymbol{y}_2;\boldsymbol{y}_3]$。此外, $\boldsymbol{x}_{\mathrm{M}}$表示航天器指向合作通信方的矢量在惯性系下的投影, θ_{M}表示预先设定的强制约束角度。尽管该模型的推导基于单一的强制指向约束, 但仍具有普适性, 可推广为多个强制指向约束的交集情况。该约束要求在姿态机动的

任意时刻，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{M}}$与$\boldsymbol{y}'_{\mathrm{M}}$之间的夹角都必须小于$\theta_{\mathrm{M}}$：

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{M}}\cdot\boldsymbol{y}'_{\mathrm{M}}<\cos\theta_{\mathrm{M}} \tag{8}$$

2）禁止指向约束。为避免通信干扰并保护敏感设备，需预先设定的规避特定指向的约束被称为禁止指向约束，如图2所示。在实际运行过程中，航天器通常需要同时满足对多个禁区的规避。

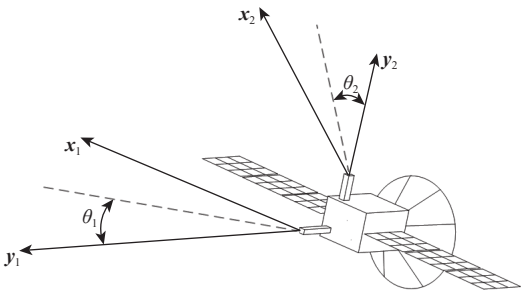


图2 姿态禁止指向区示意图

Fig. 2 Schematic diagram of attitude-forbidden zones

与强制指向约束的规定类似，本文采用下标F表示与禁止指向约束相关的参数。其中，设定第j个传感器的视轴矢量在本体系下的投影为$\boldsymbol{y}_{\mathrm{F}j}$，其在惯性坐标系中对应为$\boldsymbol{y}'_{\mathrm{F}j}=\boldsymbol{q}\otimes\boldsymbol{y}_{\mathrm{F}j}\otimes\boldsymbol{q}^{*}$。光源矢量$\boldsymbol{x}_{\mathrm{F}i}$为第$i$个禁区和航天器的连线矢量，固定值$(\theta_{\mathrm{F}})_i^j$为第$j$个敏感器对应约束$i$的视场大小。为简化书写难度，分别记为$\boldsymbol{y}_j$、$\boldsymbol{y}'_j$、$\boldsymbol{x}_i$和$\theta_i^j$。

在姿态机动的任意时刻，$\boldsymbol{x}_i$和$\boldsymbol{y}'_j$的夹角均必须大于θ_i^j：

$$\boldsymbol{x}_i\cdot\boldsymbol{y}'_j>\cos\theta_i^j \tag{9}$$

式(8)和式(9)中的$\boldsymbol{y}_{\mathrm{M}}$、$\boldsymbol{y}_{\mathrm{F}}$可由如下公式得到：

$$\boldsymbol{y}'_f=\left(q_0^2-\boldsymbol{q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}\right)\boldsymbol{y}_f+2\left(\boldsymbol{q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}_f\right)\boldsymbol{q}+2q_0\left(\boldsymbol{y}_f\times\boldsymbol{q}\right)\qquad f=\mathrm{M},\mathrm{F} \tag{10}$$

与式(9)的处理方式相似，假设j个敏感器有i个与之相对应的约束要求，姿态四元数应满足以下约束[29]：

$$\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S}_{\mathrm{F}i}^j\boldsymbol{Q}<\boldsymbol{0} \tag{11}$$

同理，姿态强制区应满足：

$$\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}<\boldsymbol{0} \tag{12}$$

式中：

$$\boldsymbol{S}_i^j=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_i^j & \boldsymbol{b}_i^j\\ \left(\boldsymbol{b}_i^j\right)^{\mathrm{T}} & d_i^j\end{bmatrix}\qquad i=1,2,\cdots,n;j=1,2,\cdots,m \tag{13}$$

其中：$\boldsymbol{A}_i^j=\boldsymbol{x}_i\boldsymbol{y}_j^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{y}_j\boldsymbol{x}_i^{\mathrm{T}}-(\boldsymbol{x}_i\boldsymbol{y}_j^{\mathrm{T}}+\cos\theta_i^j)\boldsymbol{I}_3$；$\boldsymbol{b}_i^j=\boldsymbol{y}_j\times\boldsymbol{x}_i$；$d_i^j=\boldsymbol{x}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}_j-\cos\theta_i^j$。

当存在多个姿态强制区和禁止区时，需确保至少存在一组满足所有约束的可行解。此外，矩阵$\boldsymbol{S}$定义的姿态约束集为非凸集，这不仅增加了路径规划的计算复杂度，还可能使算法陷入局部极小值，从而无法收敛至期望姿态[25]。因此，对上述不等式约束做凸化处理得到：

$$\tilde{\boldsymbol{Q}}_{\mathrm{M}}=\left\{\boldsymbol{Q}\in\boldsymbol{U}_{\boldsymbol{Q}}|\boldsymbol{0}<\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}<2\boldsymbol{I}_4\right\} \tag{14}$$

$$\left(\tilde{\boldsymbol{Q}}_{\mathrm{F}}\right)_i^j=\left\{\boldsymbol{Q}\in\boldsymbol{U}_{\boldsymbol{Q}}|\boldsymbol{0}<\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{S}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}<2\boldsymbol{I}_4\right\} \tag{15}$$

式中：$\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}=2\boldsymbol{I}_4-\boldsymbol{S}_{\mathrm{M}}$；$\left(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}}\right)_i^j=\boldsymbol{S}_{\mathrm{F}i}^j+2\boldsymbol{I}_4$。

2 动态禁区下水滴形势函数姿控

2.1 动态环境构建

本文构建的动态环境主要体现在禁止指向约束的时变特性上，即

$$\boldsymbol{f}_i(t)=\boldsymbol{f}_i(t_i)+(\boldsymbol{f}_i(t_{\mathrm{f}})-\boldsymbol{f}_i(t_i))\lambda(t) \tag{16}$$

式中：时间进度因子为

$$\lambda(t)=\frac{t-t_i}{t_{\mathrm{f}}-t_i}\qquad t\in[t_i,t_{\mathrm{f}}],\lambda(t)\in[0,1] \tag{17}$$

其中：$\boldsymbol{f}_i(t)$为t时刻下惯性系中的第i个禁止指向向量；$\boldsymbol{f}_i(t_i)$和$\boldsymbol{f}_i(t_{\mathrm{f}})$分别为初始和终止时刻的位置矢量。

为保证约束的物理意义，对式(16)进行归一化处理：

$$\hat{\boldsymbol{f}}_i(t)=\frac{\boldsymbol{f}_i(t)}{\|\boldsymbol{f}_i(t)\|} \tag{18}$$

分析表明，在足够短的时间窗口内，沿探测器飞行轨迹移动的禁区可近似视为匀速线性运动。基于此观测，为在保证功能实现的前提下降低模型复杂度，本文采用线性插值方法对动态禁区进行建模。该方法的有效性通过一个深空探测场景进行验证：图3展示了探测器在一段双曲线转移轨道上与动态禁区之间的相对距离变化，L_1、L_2分别为t_1、t_2时刻航天器到微流星体的连线距离。结果表明，线性模型能够有效捕捉关键的规避动态[30]。

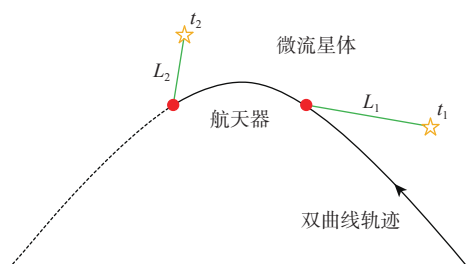


图3 深空探测器和禁区在t_1、t_2时刻的动态演化示意图

Fig. 3 Dynamics of deep space probe and forbidden zone at time t_1 and t_2

在轨道设计时还需综合考虑到如复杂的摄动力对航天器姿态和轨道的干扰，包括太阳光压摄动、气动力矩摄动、第三体引力摄动等。此外，线性插值仅适用于短时间内的近似模拟，若长时间缺

乏对模型的实时更新, 其外推误差将呈指数级放大。由于此类模型误差, 深空探测器可能存在侵入姿态禁区的风险, 导致避障失效。为适应实际需求, 可通过适当扩大缓冲区范围以增大避障能力(详见 2.3 节), 尽管本文中引入的水滴形势函数和运动趋势调节机制具有一定的容错能力, 但在误差较大时, 仍需引入复杂的轨迹预测模型。

尽管该模型是对实际复杂运动的简化, 但其保留了问题的核心规避特性。更为重要的是, 该建模框架具有良好的通用性, 允许研究者在未来根据特定任务需求, 方便地集成更复杂的轨迹模型(如考虑引力扰动或轨道机动)。此外, 为提高在线规划的实时性, 本文将禁区指向向量在短时间窗内按线性方式插值。该近似在下述条件下适用: 禁区与航天器的相对角速度与角加速度在时间窗内缓慢变化; 无突发机动或显著摄动力引发的几何突变; 传感器更新频率较高、可滚动更新模型端点; 且缓冲区-禁区的角裕度 $\Delta\theta_{\mathrm{m}}$(即 $\theta_{\mathrm{Ia}}-\theta_{\mathrm{Fz}}$)留有足够冗余。在此类“温和动态”场景(如深空中远场相对运动、近地编队的稳态段)中, 线性插值对真实测地轨迹的偏差随时间窗长度近似呈二次增长, 能以极低计算代价支撑连续反馈避障。线性模型主要在以下情形下失效或精度显著下降: 近距离强几何非线性导致相对角速度迅速增大(如近近点/近行星段、编队距离骤减); 目标或我方发生姿/轨机动, 或受太阳光压、稀薄大气、第三体摄动等影响使相对角加速度突变; 观测/更新频率不足导致外推; 以及任务对 $\Delta\theta_{\mathrm{m}}$ 设定过小、留给预测误差与执行误差的裕度不足。工程上常见的失效前兆包括: 创新角(预测与测量的夹角差)持续升高、角加速度估计出现尖峰或预测的最小安全角距快速逼近禁区边界。

为在工程上界定适用范围并抑制误差影响, 建议遵循以下策略: 将滚动时间窗限制在按最大相对角速/角加速估计得到的临界上界的一定比例内(如 50%～80%), 并在仅有端点信息时优先采用球面线性插值以保持测地一致性; 在线监测创新角并据此自适应放大缓冲区与斥力权重、压缩下一周期时间窗; 当检测到高动态/高曲率段时, 切换至更高保真度的预测器(如二体/多体相对运动模型、Clohessy-Wiltshire 或数值星历驱动)并提高更新频率。综合而言, 本文的线性动态禁区模型定位于“低计算开销、短窗滚动、配合在线补偿”的快速规划场景; 在强动态与高风险任务阶段, 应按上述准则缩短时间窗或提升模型保真度, 以保证安全性与可达性。

2.2　凸势函数的基本架构

为避免使用势函数时发生经典的陷入局部极小值问题[19, 31], 本文基于式 (14) 和式 (15) 构造了一种基于凸约束的凸势函数:

$$\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}=\ln(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2)\times\left(\frac{k_{\mathrm{a}}}{2\boldsymbol{I}_4-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}}+\sum_{j=1}^{m}\sum_{i=1}^{n}\frac{k_{\mathrm{r}i}^{j}}{2\boldsymbol{I}_4-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}}\right)\tag{19}$$

式中: $\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}$为吸引势函数部分; $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$为排斥势函数部分, 计算如下:

$$\begin{cases}\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}=\dfrac{k_{\mathrm{a}}\ln\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2\right)}{2\boldsymbol{I}_4-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}}\\ \boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}=\displaystyle\sum_{j=1}^{m}\sum_{i=1}^{n}\frac{k_{\mathrm{r}i}^{j}\ln\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2\right)}{2\boldsymbol{I}_4-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}}\end{cases}\tag{20}$$

其中: $k_{\mathrm{a}}\in[0,1]$为吸引势函数权重; $k_{\mathrm{r}i}^{j}$为排斥势函数权重; $\ln(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2)$为针对四元数退绕现象的抗退绕姿态误差函数。凸势函数的性质保证了 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}\geqslant\boldsymbol{0}$, 且在期望姿态 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}$处唯一实现全局最小值 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}=\boldsymbol{0}$。出于简化目的, 后续表达中将省略求和符号。

为确保系统能够收敛到该全局最小值点, 应沿势函数梯度下降方向构建合适的运动轨迹。由式 (19) 得沿 $\boldsymbol{Q}$方向下降的梯度为

$$\nabla\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{Q}}=\frac{2}{\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}}\left[\frac{k_{\mathrm{a}}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}}{2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}}+\frac{k_{\mathrm{r}i}^{j}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}}{(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q})}\right]+2\ln\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2\right)\left[\frac{k_{\mathrm{a}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}}{\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}\right)^2}+\frac{k_{\mathrm{r}_i}^{j}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}}{\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}\right)^2}\right]\tag{21}$$

式中: $\nabla\boldsymbol{V}_{\boldsymbol{Q}}=\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$。

$$\begin{cases}\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}=\dfrac{2k_{\mathrm{a}}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}}{\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}\right)}+\dfrac{2\ln\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2\right)k_{\mathrm{a}}S_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}}{\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{M}}\boldsymbol{Q}\right)^2}\\ \nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}=\dfrac{2k_{\mathrm{r}_i}^{j}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}}{\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}\right)}+\dfrac{2\ln\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2\right)k_{\mathrm{r}_i}^{j}(S_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}}{\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}\right)^2}\end{cases}\tag{22}$$

其中: $\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}$为吸引势函数梯度; $\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$为排斥势函数梯度, 其作用机制符合平行四边形法则, 如图 4 所示。吸引势函数梯度$\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}$驱动航天器向目标点运动, 而排斥势函数梯度$\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}$驱动航天器向远离禁区的方向运动, 二者的矢量叠加决定了系统的实际运动方向。

本文天球仅用于可视化航天器姿态。如图 5 所示, 姿态球以航天器中心为球心, 记为点 O, 从球心指向球面的矢量表示敏感器主轴的方向向量。为便于展示与分析, 姿态球半径经归一化处理。由于指向约束, 航天器姿态受角度限制, 表现为从球心辐射并与球面相交的若干向量, 在天球上形成圆形禁区, 其圆心由敏感器主轴矢量与天球的交点定义, 记为点 O'。如图 5 所示, 蓝色

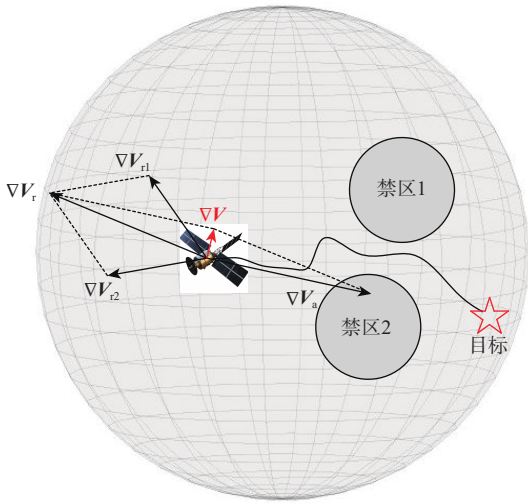


图4 APF的作用机制

Fig. 4 Functional principles of APF

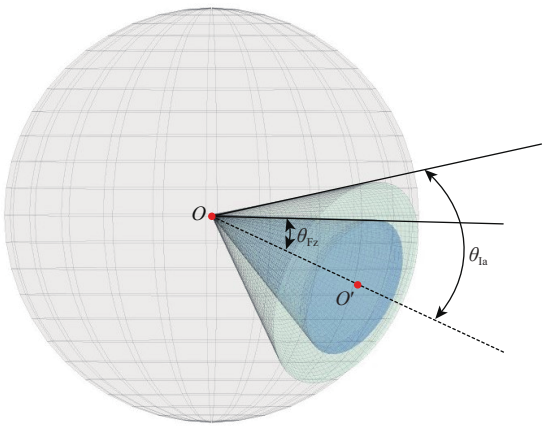


图5 天球的物理含义

Fig. 5 Physical significance of celestial sphere

姿态轨迹描绘了辐射源、航天器旋转中心与姿态天球连线在球面上的交点轨迹，反映航天器在天球上的姿态运动。为简化仿真分析，本文对锥体等元素进行简化，仅保留球面上的姿态轨迹与禁区等核心要素。

2.3 可动态调节的水滴形势函数

本节基于2.2节势函数构型，进一步构建了基于接近方式的水滴形势函数，并引入运动趋势函数，以实现对目标和禁区相对运动状态的实时预判与动态调整。本文假设航天器的执行机构为内部动量交换装置(如飞轮或力矩陀螺)，能够在不消耗推进剂的情况下提供连续可调的控制力矩。

2.3.1 水滴形势函数

由于动态禁区与目标点可能在空间上存在临近关系，需充分考虑禁区在不同方位的斥力效应。若持续施加均匀斥力，可能导致航天器无法接近或稳定于期望姿态。因此，本文设计了一种具有渐进特性的缓冲区域，其半锥角为θ_{Ia}，使排斥场仅在合理范围内生效，相应地，禁区半锥角定义为θ_{Fz}，图5展示了二者在天球上的相对关系。这一缓冲机制既确保了航天器避障的安全性，又避免了过度限制其寻找可行解的空间。

通常情况下，取$\theta_{Ia}/\theta_{Fz}\in[1.25,2]$为宜，可根据具体的任务场景进行选择，若比值过小，缓冲区所提供的调整空间有限，航天器机动时间不足，控制器无法及时响应并生成有效的避障轨迹，从而导致避障失效。若比值过大，可能导致相邻禁区排斥域重叠、相互干扰，增加系统陷入局部极小值的风险；排斥范围扩大导致航天器过早避障，使得实际轨迹偏离最优轨迹，造成不必要的能量消耗；若期望姿态位于缓冲区内部，过大的缓冲区可能使目标姿态被持续排斥，导致航天器无法稳定于期望指向。

如图6所示，通过将天球展开为二维平面，仅保留姿态轨迹、禁区及缓冲区进行分析。根据路径是否穿越缓冲区域或禁区，可将姿态轨迹分为以下3类情形。

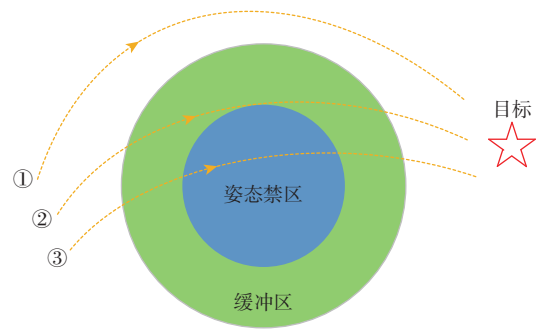


图6 姿态轨迹分析

Fig. 6 Analysis of attitude trajectories

1) 轨迹①：绕过缓冲区，可能因吸引势函数权重不足，尽管实现避障，但轨迹收敛性较差。

2) 轨迹③：直接穿越禁区，可能因吸引与排斥势函数权重比配置不当，或者排斥势函数梯度不足，导致未能在进入禁区前产生足够的避障作用。

3) 轨迹②：穿越缓冲区但与禁区边界保持安全间隔，展现了较优的避障效果。

因此，在基于势函数的姿态轨迹规划中，避障效果很大程度上取决于势函数权重的合理配置。传统势函数法常采用均匀分布的圆形势场，仅依据距离确定斥力，导致航天器在与禁区等距时，系统无法区分其运动状态是趋向还是远离禁区，从而可能引发过于保守或过度机动的控制行为。本文通过水滴形势函数克服这一局限，动态调整斥力分布，提升避障控制的灵活性与效率。

本文进而在改进的势函数中引入了一种基于接近方式的调整因子m_q:

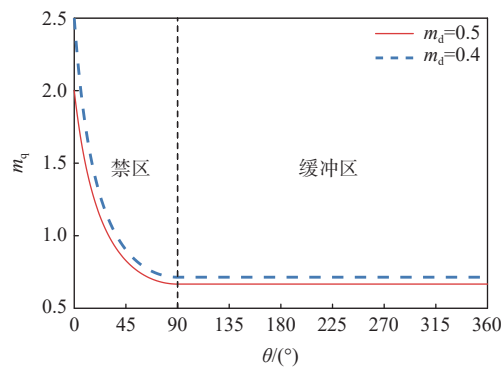
$$m_q=\begin{cases}\dfrac{1}{\sin(\theta_{AD})+m_d} & \theta_{AD}<90^\circ\\ \dfrac{1}{1+m_d} & \theta_{AD}\geqslant 90^\circ\end{cases} \tag{23}$$

式中: θ_{AD}表示 2 个矢量之间的夹角, 即

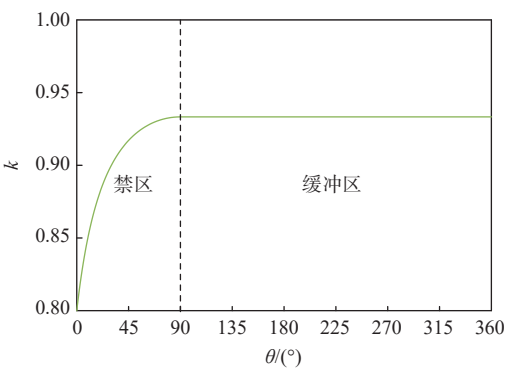
$$\theta_{AD}=\cos^{-1}\left(\frac{\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\cdot\boldsymbol{r}}{|\boldsymbol{v}|\cdot|\boldsymbol{r}|}\right) \tag{24}$$

其中: 固定值$m_d\in(0,1)$为基准调节系数, 本文通过经验选取为 0.5。通过引入三角函数 sin 对 m_d 进行调制, 可保证姿态轨迹的连续可微性。$\boldsymbol{r}$ 为本体系下航天器中心到禁区中心的相对位置矢量, $\boldsymbol{v}$ 为当前时刻下航天器的速度矢量。

本文选取该构造方法是基于在接近禁区时提供稳步放大的排斥力, 而在离开禁区时不至于跳变至无穷小。图 7 给出了当 m_d 分别取 0.4 和 0.5 时 m_d 随 θ_{AD}变化曲线, 以及其相对比值, 即$k=m_q(m_d=0.5)/m_q(m_d=0.4)$。



(a) m_q随θ_{AD}变化曲线



(b) k随θ_{AD}变化曲线

图 7　$m_d=0.4,0.5$相关曲线

Fig. 7　Curves of $m_d=0.4,0.5$

图 7(a) 展示了该方法能够根据 90°的角度阈值分析航天器的运动状态, 并调节避障强度。具体而言, 当$\theta_{AD}<90°$时, 表示航天器姿态轨迹在接近禁区; 而当$\theta_{AD}>90°$时, 则表示姿态轨迹在远离禁区。

如图 7(b) 所示, 在θ_{AD}为 0°时比值为 0.8, 即在其他部分相同时, $m_d=0.5$ 提供的 m_d 增益约为 $m_d=0.4$ 时的 80%; 而在θ_{AD}大于 90°时, 比值收敛至约 0.93, 表明在禁区外 m_d 的取值对排斥强度影响有限, 不会因参数差异而产生不必要的规避。

综上, 若 m_d 取值较小, 虽能实现快速响应, 但易导致轨迹过度避障, 而取值较大虽能保证平滑轨迹, 但可能造成动态响应不足, 因此, 该系数需手动调节以适应具体任务场景。

图 8 展示了m_q的避障特性, 其分布呈现出类水滴状结构。红色轮廓勾勒出水滴形边界, 对应缓冲区的范围, 并定义了产生斥力的最大作用域; 在该边界之外不再施加斥力。从外缘到内部区域的颜色渐变表明, 随着航天器接近禁区且接近角减小, 其所受的斥力效应逐渐增强。

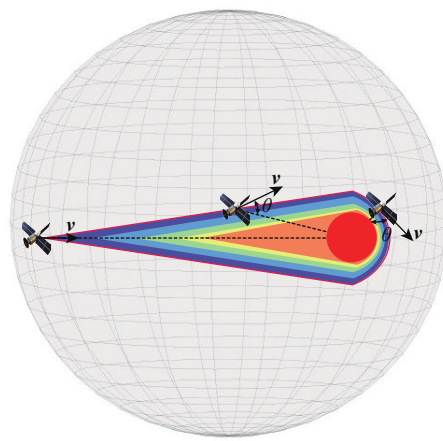


图 8　水滴形斥力势场示意图

Fig. 8　Schematic diagram of water droplet type repulsive potential field

2.3.2　基于运动趋势调节的斥力场

在改进的水滴形斥力势场基础上, 本文进一步引入一种运动趋势函数k_d进行自适应调节, 建立了满足动态禁区需求的斥力场:

$$k_d=\operatorname{sign}\left(\frac{\mathrm{d}\theta_{AR}}{\mathrm{d}t}\right)\left|\frac{\mathrm{d}\theta_{AR}}{\mathrm{d}t}\right|^{\frac{1}{3}}\qquad \theta\in[\theta_{Fz},\theta_{la}] \tag{25}$$

式中:

$$\frac{\mathrm{d}\theta_{AR}}{\mathrm{d}t}=\begin{cases}0 & t=1\\ \theta_{AR}(t)-\theta_{AR}(t-1) & t>1\end{cases} \tag{26}$$

其中: $\theta_{AR}(t)$为时刻t航天器敏感器主轴与禁止指向矢量与卫星连线的夹角; $\mathrm{d}\theta_{AR}/\mathrm{d}t$为其角速度。在初期阶段, 由于尚未积累历史数据, 系统将角速度初始化为 0, 而后续时刻的角速度通过差分计算实时获取, 以实现对角度变化的持续监测。为进一步提升稳定性, 在实际运行过程中还引入了滤波算法,

用于抑制因微小角度波动导致的振荡现象。

当航天器处于缓冲区范围内但未进入禁区时，所提出的基于角加速度的自适应调整因子k_{d}将对势场进行调节。通过实时监测航天器历史与当前角速度的动态特征，预测所需的势场强度并实现动态响应，表现为当航天器远离禁区时调整因子逐渐降低排斥效应，而接近禁区时进一步加强排斥作用强度。这种调节策略能够产生优于传统线性斥力场的避障性能，在动态不确定环境中提供更高的安全余量，有效应对突发避障任务。

此时，排斥势函数权重可表示为

$$k_{ri}^{j}=\begin{cases}m_{\mathrm{q}}(\eta_i^j-k_{\mathrm{d}}) & \eta_i^j>0\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{27}$$

式中：$\eta_i^j\in(0,1)$为待调整的基础斥力项。

前述引入的调整因子均对排斥势函数权重进行调节，为分析其耦合影响机制，本文选取航天器高速“掠过”禁区边缘这一典型场景进行分析，具体可分为以下2类情形。

1）该情境下航天器敏感器主轴的姿态轨迹与禁区边界保持极微小距离且近似平行地高速移动。此时，θ_{AD}稳定维持在90°左右，通过式(23)可知m_{q}取得最小值。由于敏感器主轴与禁区连线的夹角θ_{AR}保持恒定，由式(25)和式(26)可知$\mathrm{d}\theta_{\mathrm{AR}}/\mathrm{d}t=0$，$k_{\mathrm{d}}=0$。基于式(27)，该过程仅有$m_{\mathrm{q}}$对排斥势函数进行调节，不存在二者冲突作用。

2）该情境下航天器敏感器主轴的姿态轨迹经历了从接近到远离禁区两阶段。接近阶段：θ_{AD}由小于90°的初始值（极端情况为0°）逐渐趋近于0°，m_{q}随之增大至最大值。由于敏感器在此阶段逐渐逼近禁区，θ_{AR}持续减小，使得$\mathrm{d}\theta_{\mathrm{AR}}/\mathrm{d}t<0$，$k_{\mathrm{d}}<0$。基于式(27)，该阶段二者共同促使排斥势函数权重提升。远离阶段：θ_{AD}由0°逐渐趋近于180°，m_{q}随之减小至最小值。由于敏感器逐渐远离禁区，θ_{AR}持续增大，使得$\mathrm{d}\theta_{\mathrm{AR}}/\mathrm{d}t>0$，$k_{\mathrm{d}}>0$。该阶段二者共同促使排斥势函数权重衰减。

2.4 控制器结构

在式(19)的基础上，本文选择了一种能够稳定输出姿态信息的类PD控制器，并通过构造合适的Lyapunov函数将姿态误差和角速度误差统一到同一框架下进行分析[32-33]。

Lyapunov函数形式如下：

$$\tilde{V}=k_{\mathrm{q}}\boldsymbol{V}(\boldsymbol{Q})+\frac{1}{2}\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{I}\boldsymbol{\omega} \tag{28}$$

式中：k_{q}为正常数；$\boldsymbol{I}$为航天器的转动惯量矩阵；$\boldsymbol{\omega}$为航天器的角速度向量。求导得

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{V}}=&\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}}k_{\mathrm{q}}\mathrm{Vec}\left[-\nabla\boldsymbol{V}^{*}(\boldsymbol{Q})^{\mathrm{T}}\otimes\frac{1}{2}\boldsymbol{Q}\right]+\\&\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}-\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}\times\boldsymbol{I}\boldsymbol{\omega}=\\&\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}}\left(k_{\mathrm{q}}\mathrm{Vec}\left[-\nabla\boldsymbol{V}^{*}(\boldsymbol{Q})\otimes\frac{1}{2}\boldsymbol{Q}\right]+\boldsymbol{u}\right)\end{aligned} \tag{29}$$

式中：Vec[·]中的表达式是四元数的向量部分[34]。其中，控制力矩$\boldsymbol{u}$的输入为

$$\boldsymbol{u}=\frac{1}{2}k_{\mathrm{q}}\mathrm{Vec}\left[\nabla\boldsymbol{V}^{*}(\boldsymbol{Q})\otimes\boldsymbol{Q}\right]-k_{\omega}\boldsymbol{\omega} \tag{30}$$

式中：k_{ω}为正值，且满足：

$$\nabla\boldsymbol{V}^{*}(\boldsymbol{Q})=\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}^{*}(\boldsymbol{Q})+\sum\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}^{*}(\boldsymbol{Q}) \tag{31}$$

因此，控制力矩可被分解为

$$\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{\mathrm{a}}+\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}+\boldsymbol{u}_{\mathrm{d}} \tag{32}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{\mathrm{a}}$和$\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}$分别为吸引和排斥相关的控制力矩；$\boldsymbol{u}_{\mathrm{d}}=-k_{\omega}\boldsymbol{\omega}$为与角速度相关的阻尼力。尽管存在细微差异，但其稳定性特性并未受到影响。通过将式(29)展开可得

$$\dot{\tilde{V}}=-2\boldsymbol{\omega}^{\mathrm{T}}k_{\omega}\boldsymbol{\omega}+2\boldsymbol{q}_{v}^{\mathrm{T}}\nabla_{Q}U(\overline{\boldsymbol{Q}})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega} \tag{33}$$

式中：U为姿态四元数$\overline{\boldsymbol{Q}}$的函数。

由Cauchy-Schwarz不等式，有

$$\left|2\boldsymbol{q}_{v}^{\mathrm{T}}\nabla_{Q}U(\overline{\boldsymbol{Q}})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}\right|\leqslant2\|\boldsymbol{q}_{v}\|\cdot\left\|\nabla_{Q}U(\overline{\boldsymbol{Q}})\right\|\cdot\|\boldsymbol{\omega}\| \tag{34}$$

因此，当满足以下条件时系统渐近稳定：

$$k_{\omega}>\frac{\|\boldsymbol{q}_{v}\|\cdot\left\|\nabla_{Q}U(\overline{\boldsymbol{Q}})\right\|}{\|\boldsymbol{\omega}\|} \tag{35}$$

考虑到$|\boldsymbol{q}_{v}|\leqslant1$（四元数性质）以及势函数梯度的有界性，定义：

$$\gamma_{\max}=\sup_{Q\in\Gamma}\left\|\nabla_{Q}U(\boldsymbol{Q})\right\| \tag{36}$$

式中：Γ为满足所有约束的姿态集合。则系统渐近稳定的充分条件为

$$k_{\omega}>\gamma_{\max} \tag{37}$$

基于上述Lyapunov稳定性分析，所设计的类PD控制器能够保证系统的渐近稳定性，且本文收敛域是局部的，但在特定条件下可以实现条件全局稳定。这种局部性源于多个因素：首先，动态禁区的存在限制了姿态空间的可达域，势函数在禁区边界处趋于无穷形成天然的势能壁垒；其次，执行机构的物理约束（力矩限制$|\boldsymbol{T}_i|\leqslant T_{\max}$和角速度限制$|\boldsymbol{\omega}|\leqslant\omega_{\max}$）可能导致某些初始条件下航天器无法及时避开快速移动的动态禁区；最后，多个动态禁区可能形成包围态势，某些初始姿态可能不存在可行的避障路径。

尽管收敛域是局部的，但在满足特定条件时系

统可以实现条件全局渐近稳定。当动态禁区的运动有界且控制增益足够大时, 对于所有不在禁区内且存在可行避障路径的初始条件, 系统都能渐近收敛到期望姿态。然而, 这种条件全局稳定性在实际工程中往往难以保证, 因为动态禁区的不确定性和线性插值模型的误差会影响稳定域的实际范围。在实际应用中, 局部稳定性通常是足够的, 可以通过合理的任务规划确保初始条件在收敛域内, 并通过调节缓冲区大小θ_{la}来扩大实际可用的收敛域。

此外, 为适应实际航天器执行机构的物理限制, 有必要对角加速度与控制力矩施加约束:

$$\boldsymbol{\tau}_i=\begin{cases}\boldsymbol{\tau}_{i,\max}\dfrac{\boldsymbol{u}_i}{|\boldsymbol{u}_i|} & |\boldsymbol{u}_i|>\boldsymbol{\tau}_{i,\max};i=x,y,z\\ \boldsymbol{u}_i & |\boldsymbol{u}_i|\leqslant\boldsymbol{\tau}_{i,\max};i=x,y,z\end{cases}\tag{38}$$

式中: $\boldsymbol{\tau}_i$为执行机构各轴实际输出力矩; $\boldsymbol{\tau}_{i,\max}=\boldsymbol{J}_i a_{\max}$为最大允许力矩; $\boldsymbol{J}_i$为对应轴的转动惯量; $a_{\max}$为最大角加速度限制。

本文提出的水滴形势函数和运动趋势预测机制正是为了在局部稳定性的框架下, 通过提供额外的安全裕度和自适应调节能力, 最大程度地扩展有效收敛域, 从而提高系统在动态环境中的实用性和鲁棒性。

2.5　短路径绕行策略

传统势函数法在应对高维姿态空间中的避障问题时, 容易陷入局部极小值或产生冗余绕行轨迹。为提升算法在复杂场景下的全局收敛能力, 本文提出一种排斥势函数系数可调的短路径绕行策略。根据式 (22), 排斥势函数的梯度可作如下分解:

$$\begin{cases}\nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{rr}}=\displaystyle\sum_{j=1}^{m}\sum_{i=1}^{n}\frac{2k_{\mathrm{rr}}^{j}\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}}{\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}\right)}\\ \nabla\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}=\displaystyle\sum_{j=1}^{m}\sum_{i=1}^{n}\frac{2\ln\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{e0}}^2\right)k_{\mathrm{rt}}^{j}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}}{\left(2-\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}}(\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}})_i^j\boldsymbol{Q}\right)^2}\end{cases}\tag{39}$$

式中: $\boldsymbol{V}_{\mathrm{r}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{rr}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}$为径向梯度部分, 产生指向禁区的相关运动, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{rr}}$为切向梯度部分, 与径向部分耦合, 形成稳定的绕行行为, 具体的绕行方向由k_{rt}^{j}和$\tilde{\boldsymbol{S}}_{\mathrm{F}i}^{j}\boldsymbol{Q}$共同决定。

在避障过程中, 系统表现出 2 种不同的行为特征: 当$k_{\mathrm{r}}>0$时, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{rr}}$提供远离禁区的排斥力, 而$\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}$诱导切向运动, 形成常规的避障行为。当$k_{\mathrm{r}}<0$时, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{rr}}$产生指向禁区的初始推力, 并与$\boldsymbol{V}_{\mathrm{rt}}$耦合后形成稳定的贴边绕行。

如图 9 所示, 轨迹 1 为调制后的路径, 轨迹 2 为调制前的路径。为简化分析, 本文对排斥势函数的径向分量进行解耦处理, 并将其切向分量与吸引势函数相结合, 以规避直接确定切向方向的复杂性, 重点探讨径向与切向分量间的耦合作用效果。通

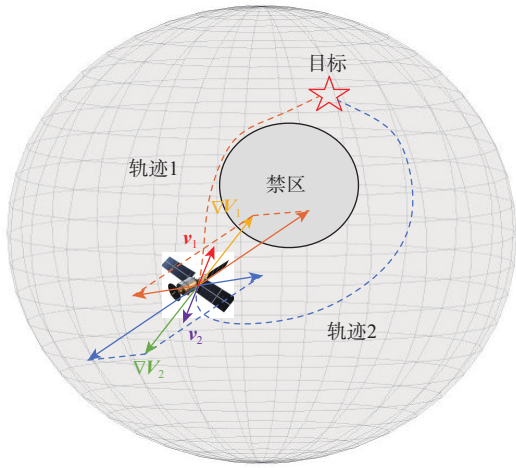


图 9　调制前后姿态轨迹示意图

Fig. 9　Schematic diagram of before and after modulation attitude trajectories

过观察可知, 轨迹 1 采用“非即时避障”策略, 运动轨迹先靠近禁区, 随后通过切向分量诱导的绕行机动, 最终抵达期望姿态。相比之下, 轨迹 2 呈现“即时避障”特性, 导致路径较轨迹 1 略长。此外, 2 条轨迹分别位于禁区对侧, 凸显出不同的拓扑特征。因此有

$$k_{ri}^{j}=\begin{cases}\pm mq(\eta_i^j-k_{\mathrm{d}}) & \eta_i^j>0\\ 0 & \text{其他}\end{cases}\tag{40}$$

式中: 负号成立的条件为$\|\boldsymbol{u}_{\mathrm{r}}\|>\|\boldsymbol{u}_{\mathrm{a}}+\boldsymbol{u}_{\mathrm{d}}\|$, 以确保初始运动方向是由排斥力主导的, 从而创造绕行条件。

3　仿真结果

为验证本文方法的有效性与鲁棒性, 本节设计 4 种典型场景进行数值仿真。所有仿真均基于 MATLAB R2023b 软件环境, 并在一个配备有 64 核处理器和 128 GB 内存的计算平台上执行。

针对深空探测器的姿态重定向问题, 本文设计 4 组仿真场景分别进行分析, 并规定以本体系为基本坐标系, z_{B}指向航天器质心, x_{B}轴位于轨道平面内并垂直于z_{B}轴, 同时指向运动方向, y_{B}轴与x_{B}、z_{B}一起构成右手笛卡儿坐标系。定向天线安装在$-y_{\mathrm{B}}$轴方向, 即$[0,-1,0]$。敏感器主轴在本体系下表示为$\boldsymbol{s}_i$, $(i=1,2,3,4)$。具体仿真工况如表 1 所示, 其中, $\omega_{\max}$值为是角速度向量的模。

3.1　场景 1–动态禁区模拟

本文首轮仿真场景聚焦深空探测器与微流星体之间的动态交互, 重点分析两者沿双曲线轨道进行轨道转移时的角速度差异, 为后续仿真奠定基准条件。该场景要求深空探测器同时满足高精度指向与动态避障的双重需求, 以应对多方向微流星体威胁。微流星体轨道构型简化为与探测器具有相

表 1 4 组场景仿真工况

Table 1 Four sets of scenario simulation conditions

参数	数值
$\boldsymbol{J}/(\mathrm{kg}\cdot\mathrm{m}^2)$	Diag(8, 7, 4)
$\omega_{\max}/(\mathrm{rad}\cdot\mathrm{s}^{-1})$	0.05
$a_{\max}/(\mathrm{rad}\cdot\mathrm{s}^{-2})$	0.01
$\theta_{\mathrm{Fz}}/(°)$	20
$\theta_{\mathrm{Ia}}/(°)$	30
$\theta_{\mathrm{M}}/(°)$	1
k_{q}	0.2
k_{ω}	3
t_i/s	0
t_{f}/s	200

同几何参数，但包含固定横向偏移。两者均以匀速运动，速度分别为 20 km/s 和 30 km/s，总仿真时长为 200 s。

图 10 展示了二者相对运动特性。图 10(a) 为角动量矢量垂直平面的投影，红点为双曲线焦点；图 10(b) 描绘了轴与连接双曲线焦点、深空探测器及微流星体连线夹角θ随时间变化曲线；图 10(c) 呈现二者角速度差值$\Delta\boldsymbol{\omega}$随时间的变化情况。由图 10(b) 和 10(c) 可知，在轨道转移的中期，角度变化表现出明显的非线性特征，这与双曲线轨道的几何性质相符。同时，图 10(c) 呈现出钟形分布，峰值约为 3(°)/s，该差值的有界性验证了本文中动态禁区的设计参数是可确定的。

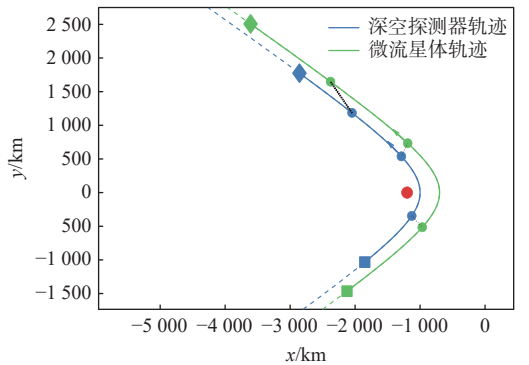
尽管本文在动态模型构建中采用理想化假设，考虑到深空环境中微流星体的随机空间分布与多变运动方向，该模型仍能有效刻画二者的动态耦合关系，并为定量分析角速度差异提供可靠依据。

3.2 场景 2–单敏感器和单动态禁区

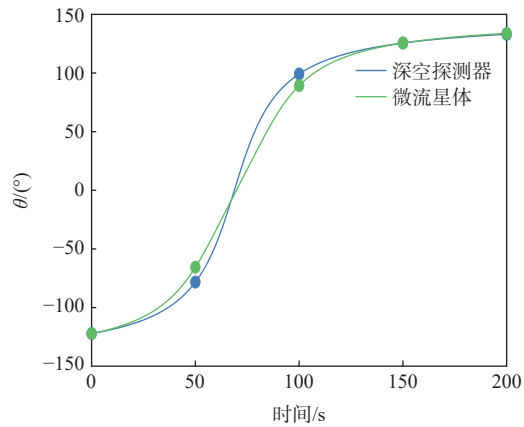
场景 2 设计了一个简化动态禁区模型，航天器搭载敏感器和定向天线，需实现对单一动态禁区的规避。在姿态可行域内随机选取多组数据集，以验证算法基本功能。改进前后的算法仅有水滴形势函数和运动趋势调节的差异，除此之外使用同一吸引势函数、控制器结构、执行机构等，以保证对比的公平性。为凸显改进算法相对于原算法的性能优势，本文选取其中一组典型数据进行对比分析。

初始条件为：航天器初始姿态 $\boldsymbol{Q}_0=[1, 0, 0, 0]$，期望姿态 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}=[0.859\,3, -0.388\,4, 0, -0.332\,9]$，敏感器的主轴 $\boldsymbol{s}_1=[0.557\,1, -0.742\,8, -0.371\,4]$，初始角速度 $\boldsymbol{\omega}_0=[0, 0, 0]$。禁止指向矢量的初始位置 $\boldsymbol{f}_{1i}=[0.650\,9, -0.390\,6, -0.650\,9]$，其终止位置 $\boldsymbol{f}_{1\mathrm{f}}=[0.690\,3, -0.613\,5, -0.383\,7]$。

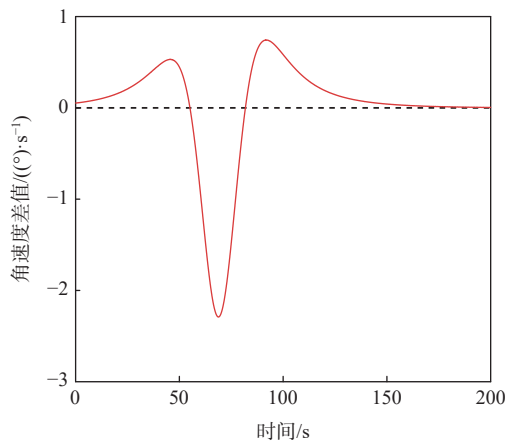
图 11 展示了在无控制力矩作用下航天器的自由姿态轨迹，即 k_{a} 与 k_{ri}^j 的取值均为 0。图中，橙色实线表示动态禁区在本体系下的时序演化，三角形与方形标记分别表示初始与终止位置。嵌套的锥体结构中，内锥体表示姿态禁区，外锥体表示缓冲区。若禁区为静态，此时三角形与方形标记应在始末时刻保持重合，图中不会出现橙色轨迹。而在图 11 所示的动态禁区情形下，橙色轨迹清晰可见，并且由于航天器初始姿态位于缓冲区内，其轨迹最终进入禁区，从而违反了运行约束。需要特别指出的是，图 11 中的橙色轨迹可唯一视为动态禁区的运动轨迹，因为航天器自身姿态保持不变，进入禁区



(a) 角动量矢量垂直平面的投影



(b) 夹角随时间变化曲线



(c) 角速度差值随时间的变化

图 10 深空探测器与微流星体轨迹的比较

Fig. 10 Comparative analysis of deep space probe and micrometeoroid trajectories

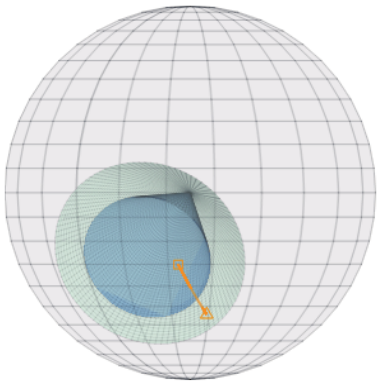
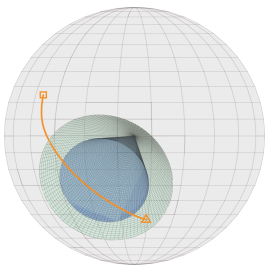


图 11　单动态禁区的可视化

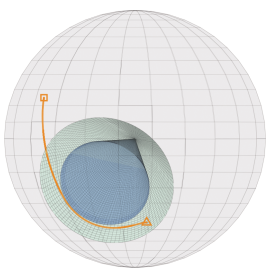
Fig. 11　Visualization of single dynamic forbidden zone

的原因完全归因于禁区的运动。

图 12(a) 展示了基于原始势函数得到的航天器姿态轨迹。结果表明, 由于缺乏动态约束预测机制, 当动态禁区靠近航天器初始姿态时, 即便调整权重系数, 系统仍无法产生有效的避障控制力矩。相比之下, 图 12(b) 显示了改进后的姿态轨迹不仅实现了有效避障, 同时保证了轨迹的平滑性。



(a) 改进前姿态轨迹



(b) 改进后姿态轨迹

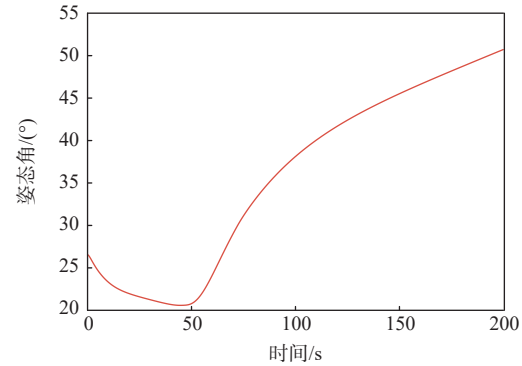
图 12　单动态禁区下改进前后轨迹对比

Fig. 12　Comparative analysis of trajectory with original and enhanced methods under single dynamic forbidden zone

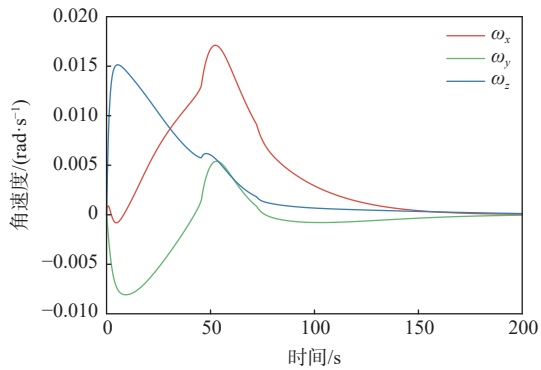
为进一步验证本文方法, 图 13 给出了包括姿态角、角速度、角加速度及误差四元数变化在内的综合性能指标。结果表明, 本文方法在禁区边界能够实现快速调整与平滑过渡, 同时保持角速度与加速度约束, 最终收敛至期望姿态。

3.3　场景 3–多敏感器和多动态禁区

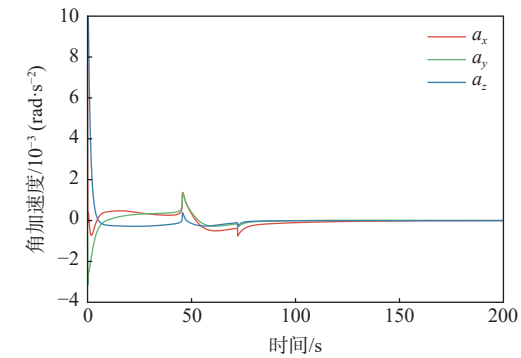
场景 3 中增加了约束复杂度, 航天器将搭载多台功能各异的敏感器, 并要求其同时规避多个动态禁区。由于不同敏感器之间可能存在指向需求冲突, 该规划问题表现出高度耦合的约束特性, 更加接近实际任务需求。本场景可用于评估本文方法在多重高维约束下搜索可行解的能力。



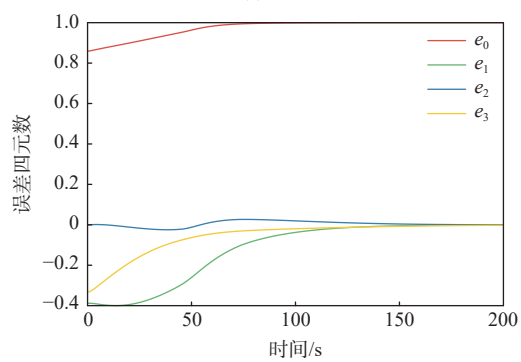
(a) 姿态角



(b) 角速度



(c) 角加速度



(d) 误差四元数

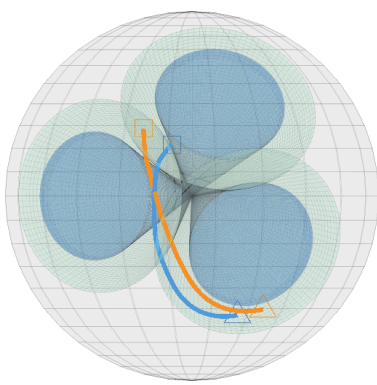
图 13　场景 2 在改进后控制律影响下的仿真结果

Fig. 13　Simulation results of scenario 2 with enhanced control algorithm

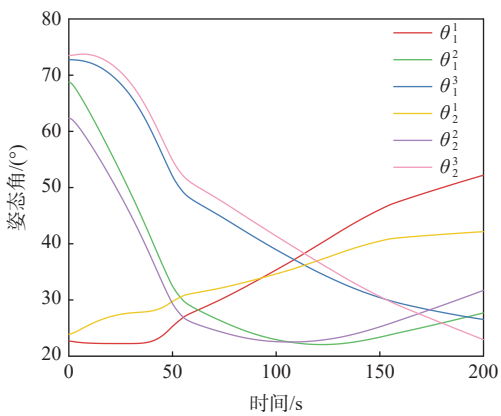
此时, 航天器的初始姿态 $\boldsymbol{Q}_0$= [1, 0, 0, 0], 期望

姿态 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{d}}$= [0.866 8, 0.405 8, –2.78×10^{-17}, –0.289 9], 敏感器主轴 $\boldsymbol{s}_1$= [0.35, –0.37, –0.15]、$\boldsymbol{s}_2$= [–0.12, –0.60, 0]、$\boldsymbol{s}_3$= [0.3, –0.45, 0.35]。初始角速度 $\boldsymbol{\omega}_0$= [0, 0, 0]。第1个禁止指向矢量初始位置为 $\boldsymbol{f}_{1i}$= [0.615 5, –0.492 4, –0.615 5], 其终止位置为 $\boldsymbol{f}_{1\mathrm{f}}$= [0.627 1, –0.696 7, –0.348 4], 第2个禁止指向矢量初始位置为 $\boldsymbol{f}_{2i}$= [0.502 6, –0.574 4, –0.646 2], 其终止位置为 $\boldsymbol{f}_{2\mathrm{f}}$= [0.742 8, –0.557 1, –0.371 4]。其中, 橙色和蓝色曲线分别为本体系下禁止指向矢量1和2相对于卫星的位置矢量。

如图14所示, 场景3控制律设计面临的主要挑战在于多个动态禁区可能导致可行解空间大幅缩减, 甚至出现瞬时无解的情况, 因而对算法的鲁棒性提出了更高要求。尽管如此, 本文方法仍能够有效生成可行的避障轨迹。然而为获得此类理想轨迹, 目前仍需依赖工程经验对部分参数(如力矩与角速度上限)进行离线调节, 此类参数主要取决于具体的航天器平台和任务需求。本文以敏捷航天器为研究对象, 通过调研将角速度上限设为0.05 rad/s, 而对于输出力矩受限的普通深空探测器, 预设上限可能无法实现, 导致极端情况下无法满足避障需求。



(a) 场景3姿态轨迹



(b) 姿态角

图14 场景3在改进后控制律影响下的仿真结果

Fig. 14 Simulation results of scenario 3 with enhanced control algorithm

3.4 场景4–短路径绕行策略

在前述理论分析中, 已探讨了短路径绕行机制对航天器避障策略的影响。为系统验证其效果, 本文设计了对比仿真实验, 以评估航天器在不同配置下的姿态响应行为。表2总结了相关轨道参数。

表2 轨道参数性能指标

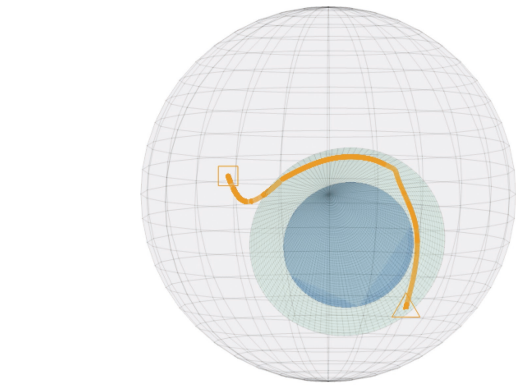
Table 2 Track parameter performance indicators

参数	数值
$\boldsymbol{J}$/(kg·m^2)	Diag(8, 7, 4)
$\omega_{\max}$/(rad·s^{-1})	0.05
$a_{\max}$/(rad·s^{-2})	0.01
θ_{Fz}/(°)	20
θ_{la}/(°)	30
θ_{M}/(°)	1
k_{q}	0.2
k_{ω}	3
t_{i}/s	0
t_{f}/s	500

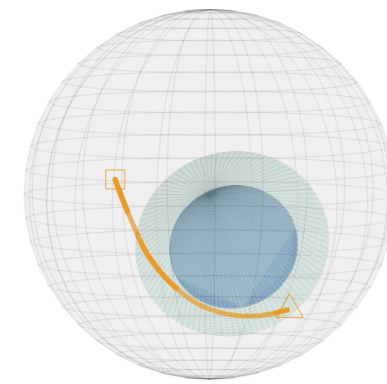
图15给出了调制前后航天器姿态控制的仿真结果。从姿态轨迹来看, 调制后的结果(见图15(b))显示, 航天器初始运动方向一度逼近禁区, 但随后沿着禁区下方绕行, 最终平稳到达目标姿态。与调制前轨迹(见图15(a))相比, 其路径更紧凑、更贴近禁区边界, 整体调整效率显著提升。其根本原因在于, 调制方法通过优化排斥势函数的形态, 削弱了过度远离禁区的趋势, 使轨迹能够在更小的绕行范围内完成避障。

在姿态角响应上(见图15(c)和图15 (d)), 调制前轨迹因选择从禁区上方绕行, 导致姿态角偏离目标方向幅度较大; 同时在脱离禁区约束边界后出现明显拐点, 即姿态方向突然突变。这一突变的机理在于: 为快速远离禁区, 系统施加了较大的控制力矩, 当排斥势场作用骤然减弱时, 控制指令方向发生短暂不连续跳变。而调制后的轨迹避免了大幅度的强制修正, 在绕行过程中保持了平滑连续的姿态演化, 因此, 未出现类似的突变现象。

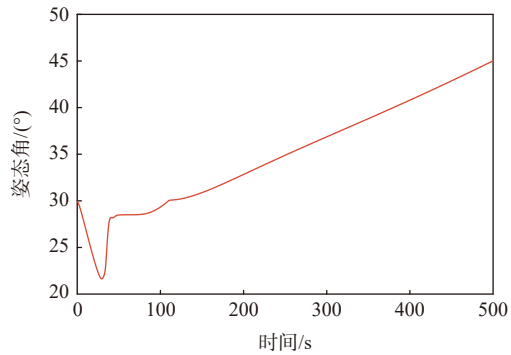
从控制力矩响应(图15(e)和图15 (f))可进一步验证上述结论。调制前的控制力矩曲线存在较大幅度的波动和振荡, 反映出系统在轨迹修正过程中需要频繁施加额外控制, 以克服过度规避带来的不稳定性。相比之下, 调制后的控制力矩响应更加平稳, 几乎未出现高幅度振荡。这表明其在能量使用效率上更具优势, 不仅减少了不必要的能耗, 也降低了执行机构可能承受的疲劳负荷。



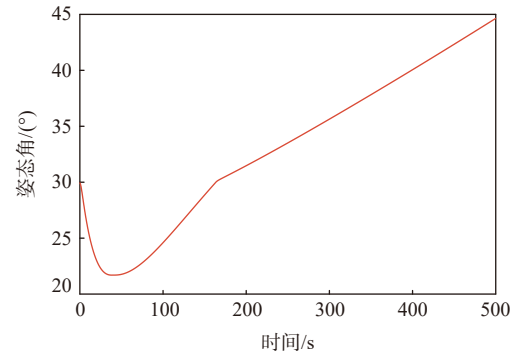
(a) 调制前姿态轨迹



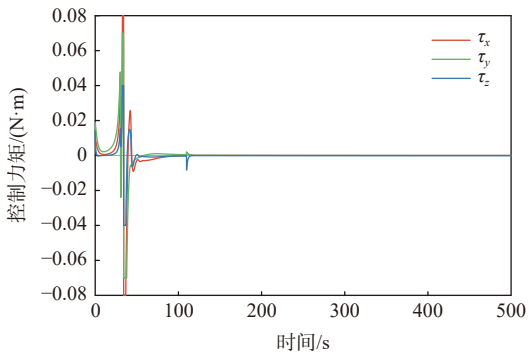
(b) 调制后姿态轨迹



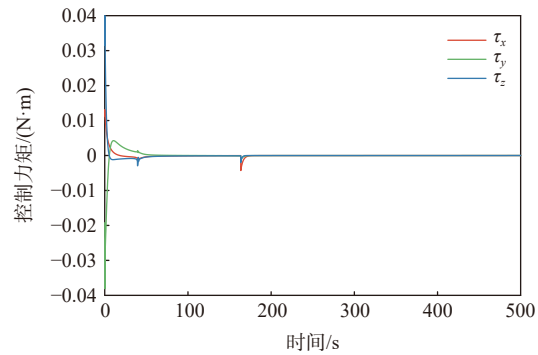
(c) 调制前姿态角



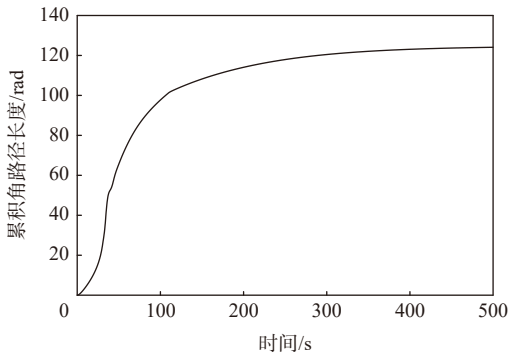
(d) 调制后姿态角



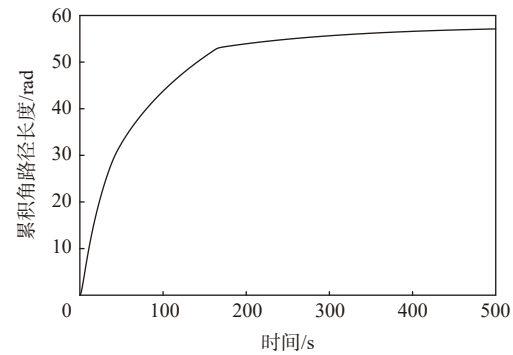
(e) 调制前控制力矩



(f) 调制后控制力矩



(g) 调制前累积角路径长度



(h) 调制后累积角路径长度

图 15　系统性能调制前后对比分析

Fig. 15　Comparative analysis of system performance before and after modulation

在角位移路径长度上(图 15(g) 和 图 15 (h)), 调制前的累积角路径长度约为 124.095 rad, 而调制后的仅为 57.121 rad, 路径长度减少约 54%, 该量化结果可充分证明短路径绕行策略能够实现优化轨迹拓扑结构的目的。

综上, 调制方法通过优化轨迹绕行方式和削弱过度排斥效应, 实现了轨迹紧凑性与控制平滑性的兼顾。在系统层面上, 这种改进提高了姿态调整效率, 降低了控制能耗, 体现了本文方法在复杂约束环境下的有效性与工程适用性。

4 结 论

本文针对动态禁区下航天器姿态重定向的复杂问题，提出一种基于水滴形势函数的轨迹规划方法，主要结论如下：

1）通过分析角速度差异，本文建立了简化的动态禁区模型，并基于深空探测器与微流星体的一般运动特征，揭示了二者的动态交互关系，利用角速度差值的有界性，精确确定了动态禁区的设计参数。该模型为后续避障策略提供了可靠的数学基础。

2）研究发现避障过程中出现的过于保守或过度机动现象，通常源于吸引与排斥势函数权重比的配置不当。为此，本文创新性地提出基于接近方式的水滴形势函数，并引入运动趋势函数动态调整势场梯度，有效解决了传统圆形排斥势函数因均匀分布而导致响应迟钝的问题，实现在避障初始阶段更早的转向，而在末尾阶段更平滑地过渡到原有路径上，提升了系统的自适应性和避障效率。

3）通过提出的一种排斥势函数系数可正负调节的短路径绕行修正策略，利用势函数自身的梯度特性评估双侧路径代价，对势函数作用方向进行有目的的选择，使得系统能够根据具体任务需求灵活调整避障轨迹，实现了轨迹紧凑性与任务适应性的兼顾。

然而，本文仍存在以下局限性需要在后续工作中改进。首先，线性插值模型仅适用于短时间尺度的禁区运动预测，对于长时间任务或禁区运动模式突变的情况，预测精度会显著下降，需要发展基于机器学习或自适应估计的高精度预测方法。其次，当前的稳定性分析基于局部收敛域，虽然通过参数调节可以扩大有效工作范围，但在极端情况下（如多个禁区形成包围态势）可能不存在可行解，需要研究基于可达性分析的全局路径规划策略。最后，仿真验证基于理想化假设，缺乏对测量噪声、执行器延迟、模型不确定性等实际因素的综合考虑，需要进一步优化完善。

基于上述分析，未来研究将从3个层面推进：理论层面将突破势函数参数依赖经验设定的局限，发展基于强化学习的自适应调整机制，并探索考虑测量噪声和环境扰动的鲁棒规划框架，设计具有概率安全保证的避障算法；工程验证层面将在系统中注入非理想因素，构建规划算法与鲁棒控制器的级联架构，开展硬件在环仿真和地面实验，针对引力波探测等具体任务定制化设计参数；应用拓展层面将把避障框架推广至空间机械臂、无人机集群等领域，最终建立完整的动态环境下航天器自主避障理论与技术体系。

参考文献（References）

[1] Cervone A, Topputo F, Speretta S, et al. LUMIO: a CubeSat for observing and characterizing micro-meteoroid impacts on the Lunar far side[J]. Acta Astronautica, 2022, 195: 309-317.

[2] 徐瑞, 李朝玉, 朱圣英, 等. 深空探测器自主规划技术研究进展[J]. 深空探测学报, 2021, 8(2): 111-123.
Xu R, Li Z Y, Zhu S Y, et al. Research progress of autonomous planning technology for deep space probes[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2021, 8(2): 111-123(in Chinese).

[3] Chen R, Dong M N, Bai Y Z, et al. Trajectory planning and control of spacecraft avoiding dynamic debris swarm[J]. Aerospace Science and Technology, 2024, 151: 109273.

[4] 马广富, 柳明旻, 王靓玥, 等. 考虑多禁止指向区域的航天器反步姿态机动控制[J]. 宇航学报, 2020, 41(8): 1042-1048.
Ma G F, Liu M M, Wang L Y, et al. Spacecraft backstepping attitude control considering multiple forbidden pointing regions[J]. Journal of Astronautics, 2020, 41(8): 1042-1048(in Chinese).

[5] Chu X Y, Zhang J R, Lu S, et al. Optimised collision avoidance for an ultra-close rendezvous with a failed satellite based on the Gauss pseudospectral method[J]. Acta Astronautica, 2016, 128: 363-376.

[6] 许丹丹, 张进. 基于改进人工势函数的航天器近距离安全控制方法[J]. 力学学报, 2020, 52(6): 1581-1589.
Xu D D, Zhang J. A collision-avoidance control algorithm for spacecraft proximity operations based on improved artificial potential function[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2020, 52(6): 1581-1589(in Chinese).

[7] 胡庆雷, 邵小东, 杨昊旸, 等. 航天器多约束姿态规划与控制: 进展与展望[J]. 航空学报, 2022, 43(10): 395-423.
Hu Q L, Shao X D, Yang H Y, et al. Spacecraft attitude planning and control under multiple constraints: Review and prospects[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2022, 43(10): 395-423(in Chinese).

[8] 徐瑞, 朱哲, 李朝玉, 等. 航天器姿态机动规划技术研究进展[J]. 宇航学报, 2023, 44(2): 155-167.
Xu R, Zhu Z, Li Z Y, et al. Research progress of spacecraft attitude maneuver planning technology[J]. Journal of Astronautics, 2023, 44(2): 155-167(in Chinese).

[9] Chi B R, Hu Q L. Saturated explicit reference governor for spacecraft constrained attitude reorientation control[J]. Aerospace Science and Technology, 2024, 145: 108874.

[10] Kjellberg H C, Lightsey E G. Discretized constrained attitude pathfinding and control for satellites[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36(5): 1301-1309.

[11] Lee D Y, Gupta R, Kalabić U V, et al. Geometric mechanics based nonlinear model predictive spacecraft attitude control with reaction wheels[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 40(2): 309-319.

[12] Sun C C, Dai R. Spacecraft attitude control under constrained zones via quadratically constrained quadratic programming[C]//Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2015.

[13] Hua B, Sun S G, Wu Y H, et al. A spacecraft attitude manoeuvre planning algorithm based on improved policy gradient reinforcement learning[J]. Journal of Navigation, 2022, 75(3): 662-684.

[14] 金磊, 杨绍龙. 基于强化学习的航天器姿态预设性能容错控制[J].

北京航空航天大学学报, 2024, 50(8): 2404-2412.
Jin L, Yang S L. Fault-tolerant control of spacecraft attitude with prescribed performance based on reinforcement learning[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(8): 2404-2412(in Chinese).

[15] Xue W H, Wang B C, Huang X X, et al. Spacecraft attitude maneuver planning with multi-sensor pointing constraints using improved RRT-star algorithm[J]. Advances in Space Research, 2023, 72(5): 1485-1495.

[16] Xia K W, Wang J N, Zou Y, et al. Data-driven identifier-actor-critic learning for cooperative spacecraft attitude tracking with orientation constraints[J]. Automatica, 2025, 173: 112035.

[17] 岳程斐, 霍涛, 陈雪芹, 等. 航天器姿态受限的协同势函数族设计方法[J]. 自动化学报, 2024, 50(1): 54-65.
Yue C F, Huo T, Chen X Q, et al. Synergistic potential functions for constrained attitude control of rigid spacecraft[J]. Acta Automatica Sinica, 2024, 50(1): 54-65(in Chinese).

[18] Li Q, Yuan J P, Zhang B, et al. Disturbance observer based control for spacecraft proximity operations with path constraint[J]. Aerospace Science and Technology, 2018, 79: 154-163.

[19] Hua B, He J, Zhang H, et al. Spacecraft attitude reorientation control method based on potential function under complex constraints[J]. Aerospace Science and Technology, 2024, 144: 108738.

[20] Munoz J, Boyarko G, Fitz-Coy N. Rapid path-planning options for autonomous proximity operations of spacecraft[C]//Proceedings of the AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference. Reston: AIAA, 2010.

[21] Zappulla R, Park H, Virgili-Llop J, et al. Real-time autonomous spacecraft proximity maneuvers and docking using an adaptive artificial potential field approach[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(6): 2598-2605.

[22] 关涛, 李彬, 武云丽. 指向约束下有限时间航天器姿态重定向控制[J]. 空间控制技术与应用, 2024, 50(3): 52-59.
Guan T, Li B, Wu Y L. Finite-time spacecraft attitude reorientation control under pointing constrains[J]. Aerospace Control and Application, 2024, 50(3): 52-59(in Chinese).

[23] Mancini M, Ruggiero D. Artificial potential field and sliding mode control for spacecraft attitude maneuver with actuation and pointing constraints[J]. Control Engineering Practice, 2025, 162: 106373.

[24] Menegatti D, Giuseppi A, Pietrabissa A. Model predictive control for collision-free spacecraft formation with artificial potential functions[C]//Proceedings of the 30th Mediterranean Conference on Control and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2022: 564-570.

[25] Hughes P C. Spacecraft attitude dynamics[M]. New York: Courier Corporation, 2012.

[26] Wertz J R. Spacecraft attitude determination and control[M]. Dordrecht: Springer Science & Business Media, 2012.

[27] Yang Y. Spacecraft attitude determination and control: quaternion based method[J]. Annual Reviews in Control, 2012, 36(2): 198-219.

[28] Duan C, Hu Q L, Yang H Y, et al. Constrained control of underactuated spacecraft using artificial potentials[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 14803-14812.

[29] Shen Q, Yue C F, Goh C H. Velocity-free attitude reorientation of a flexible spacecraft with attitude constraints[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2017, 40(5): 1293-1299.

[30] Qiu S, Cao X B, Wang F, et al. Deep space exploration orbit design departing from circumlunar orbit of lunar base[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 95: 105505.

[31] Hu Q L, Chi B R, Akella M R. Anti-unwinding attitude control of spacecraft with forbidden pointing constraints[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2018, 42(4): 822-835.

[32] Su Y H, Shen S P, Hu Z K, et al. Practical finite-time attitude reorientation control for rigid spacecraft with forbidden pointing constraints and physical limitations[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2025, 61(2): 3387-3397.

[33] Li B, Wang Y, Zhang K, et al. Constrained feedback control for spacecraft reorientation with an optimal gain[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 57(6): 3916-3926.

[34] Lee U, Mesbahi M. Feedback control for spacecraft reorientation under attitude constraints via convex potentials[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(4): 2578-2592.

Spacecraft attitude reorientation with dynamic forbidden zones based on a teardrop-shaped artificial potential function

LIU Yunyao[1], LI Gen[1, 2, *], YE Zhi[1], ZHU Xiaowei[3], TIAN Ao[1]

(1. School of Aeronautics, Chongqing Jiaotong University, Chongqing 400074, China;
2. Chongqing Key Laboratory of Green Aviation Energy and Power, Chongqing 401135, China;
3. School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: To address the challenge of spacecraft navigating multiple dynamic forbidden-pointing zones, this study proposes an attitude trajectory planning method based on a teardrop-shaped repulsive artificial potential function. This paper examines situations where a low-orbiting satellite must avoid light reflections from a high-orbiting satellite and where the surface of a deep space probe must avoid the direction of micrometeoroid impacts, in contrast to the conventional assumption that celestial bodies are static forbidden zones. Based on the high-speed characteristics of micrometeoroids and the angular velocity differences between satellites, a dynamic forbidden zone model is constructed. Building on the traditional uniform repulsive circle potential function, an innovative teardrop potential function is proposed, enabling the potential field to dynamically adapt to the approach angle between the spacecraft and the forbidden zone. A motion trend function is also introduced to characterize the relative motion characteristics. Furthermore, a short-path detour strategy with adjustable repulsive potential function coefficients is designed, enabling the spacecraft to flexibly switch obstacle avoidance directions based on actual needs. According to simulation results, this approach greatly enhances spacecraft predictability and obstacle avoidance performance in complex and dynamic settings, offering significant theoretical and engineering application value for attitude control under dynamic constraints.

Keywords: spacecraft attitude control; dynamic forbidden zones; teardrop-shaped potential function; artificial potential field method; obstacle avoidance path planning

Received: 2025-09-19; **Accepted**: 2025-11-29; **Published Online**: 2025-12-09 12:15

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251209.1040.002

Foundation items: Science and Technology Research Project of Chongqing Municipal Education Commission(KJQN202400758); Natural Science Foundation of the Chongqing Municipal Science and Technology Bureau (CSTB2025NSCQ-GPX0898)

* **Corresponding author**. E-mail: ligenlglg@cqjtu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0602

面向飞控系统安全增强的运动非相似惯性数据故障检测

孟杨[1,2,*]，刘宏明[1,2]，李立[1,2]，齐鹏远[3]，吴慈航[2]，王广峰[2]

(1. 飞行控制航空科技重点实验室，西安 710065；2. 中国航空工业集团公司西安飞行自动控制研究所，西安 710065；
3. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191)

摘 要：针对飞控系统多余度惯性数据存在的共模风险抑制、奇异故障正确表决及单余度数据可用性三大工程难题，提出一种引入运动非相似监控的故障检测算法及余度管理架构。其核心是通过简化模型的工程化过载软重构计算建立姿态、角速率、过载及体轴线加速度关系，实现对惯性数据的故障检测，达到飞控系统安全增强的目的。使用实际试飞数据构建地面离线试飞验证平台，通过飞机在严苛边界条件下的试飞数据对所提算法进行校验。结果表明：在惯性数据正常情况下通过飞机动力学关系理论计算的体轴过载与飞机实际测量过载高度一致，最大偏差量小于0.1g；当惯性数据中角速率、过载或姿态任一信号故障后，理论计算的体轴过载与实际测量的过载存在明显差异，可在不新增硬件设备的情况下实现对故障的精准识别与隔离，达到飞控系统安全增强的效果。

关 键 词：飞控系统；共模风险抑制；奇异故障；故障检测；试飞数据验证
中图分类号：V241.07
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2817-11

飞行控制系统是影响飞机飞行安全的关键系统，先进民机一般直接采用惯性导航系统实时解算的高精度姿态、角速率、过载等信息经过电传控制律计算，实现飞行器闭环控制、操纵品质改善、飞行包线保护和自动飞行等功能。因此，对于惯性数据的容错和故障检测是构建满足适航要求的高安全飞控系统设计中的关键点[1]。中国民用航空规章25.1309条款明确提出，飞行控制系统作为飞行关键系统，必须满足每飞行小时内为1×10^{-9}的失效概率要求[2-3]。为弥补单套惯性数据单元(inertial reference unit, IRU)的安全可靠性仅能达到每飞行小时内为$10^{-3}\sim2\times10^{-3}$[4]的不足，飞控系统在设计时均采用冗余资源配置。

冗余可以分为2种类型：直接冗余和解析冗余[5]。直接冗余即物理硬件冗余，余度配置简单但系统成本高；解析冗余即系统数学模型产生余度信号，系统成本低但算法复杂工程应用难度大。对于IRU的余度配置，目前最为常见的是采用相同物理硬件的方式，但其无法通过多余度比较监控的方式实现对共模故障的识别。共模存在2种故障方式，即失效和错误。共模失效将导致设备信息不可用，飞控系统可及时切断失效数据，对飞行安全影响较小。共模错误对安全性影响极为严重，其会导致错误且一致的惯性数据信号进入控制律计算使得飞机出现非预期响应，甚至产生载荷超限、异常姿态等情况，严重影响飞行安全。对IRU设备共模风险认识上，在型号实践过程中，随着国内适航审查能力不断提升，以及工业部门对IRU设备产生的安全性影响认识不断深入，局方与工业部门就IRU设备不再作为简单电子器件达成一致意见，适航审定过

收稿日期：2025-08-28；录用日期：2025-11-14；网络出版时间：2025-11-26 13:37
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251126.1107.002
*通信作者. E-mail：mengyang95@qq.com

引用格式：孟杨，刘宏明，李立，等. 面向飞控系统安全增强的运动非相似惯性数据故障检测[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2817-2827. Meng Y，Liu H M，Li L，et al. Kinetic-motion dissimilar monitoring based inertial data fault detection for flight control system safety enhancement[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2817-2827 (in Chinese).

程中明确要求必须采取措施对IRU可能产生的共模风险进行抑制。

飞控系统可用性提升的两大关键难点在于奇异故障正确表决和单余度数据可用。目前只能通过降低可用性的手段保证不输出错误信息,使得飞机任务能力下降及安全性降低。根据空客2025年最新的飞控系统安全性提升技术研究内容,基于解析余度的奇异故障正确表决及大气与惯性单余度数据可用是一项重要的飞控安全性提升技术[6]。

因此,共模故障识别、奇异故障正确表决及单余度数据可用成为飞控系统安全增强面临的三大核心问题。但当前飞控系统中的监控表决机制无法解决惯性数据共模风险的抑制、奇异故障正确表决及单余度数据可用这三大问题。结合民机适航审查强制要求和飞控系统可用性与安全性提升的强烈需求,解决飞控核心关键设备IRU面临的三大余度管理问题,对飞控系统安全增强具有重要意义。

对于IRU共模风险抑制,目前已开展的解决方式有2种:①是IRU设备厂家通过增加自检覆盖率的方式,提升内部自监控能力,如设备内部采用“指令+监控”的架构。但该方式将导致制造成本的上升,并且对于已获得中国民用航空技术标准规定(China Technical Standard Order, CTSO)取证的产品而言,重新获取适航证产生的时间与经济成本也不可忽视;②是飞控系统通过采取使用不同厂家的IRU构建非相似余度的措施避免共模故障,但该方法将引起备件成本的成倍增加,并且该方式并不能解决多余度信号奇异故障问题,反而由于不同厂家IRU测量原理及滤波算法的差异更容易造成奇异故障,或出现少数正确IRU数据被相同厂家多数错误IRU数据错误表决。

对于奇异故障,当多余度的惯性数据出现1:1:1、2:2或1:1时,飞控系统的监控表决算法将无法识别错误信号,只能被迫切除全部惯性数据造成飞行品质降级、飞行包线缩窄及包线保护功能丧失,导致飞控系统的可用性降低,安全性下降。尽管文献[4]提出一种选择最靠近多余度信号中值的信号为表决信号作为解决余度信号奇异故障的一种方法,但该方法是基于概率统计的原理,不能达到百分百的正确性。对于追求具有确定性和高安全的飞控系统而言,该方法在实际应用过程中存在一定的风险。

对于单余度数据可用方面,国内现有飞控系统均无法在单余度可用情况下保证系统继续正常工作。若单余度数据可用的愿景可以实现,则飞控系统的安全性将进一步提升,使得飞控系统对于故障的容忍能力更强,在IRU多次故障仅剩单一余度数据后飞控系统不降级,保证飞机依然具有良好的操纵品质及包线保护功能,有效提升飞机运行的安全性。

因此,为同时解决以上三大问题,必须在余度管理系统中引入解析冗余作为补充,最直观的方法是解析冗余将飞机动力学模型加载至飞控计算机中作为机载动力学模型(on-board model, OBM)[7-8]计算解析冗余信号。因此,基于动力学模型的传感器故障识别与容错方法已经过国内外学者的多年研究逐渐缩减了理论研究到工程应用的差距[9-14]。文献[7]使用六自由度数学模型建立飞行状态参数与飞行控制量之间的非线性函数关系,但该方法过于依赖飞机自身气动数据与建模精度,缺乏通用性,并且对于六自由度数学模型在机载设备部署所面临的实际工程问题缺少研究。文献[9-12]使用多种基于卡尔曼滤波器的优化形式及非线性改进算法对飞机状态进行估计,实现对惯性数据的故障检测。但其使用的算法运算时间偏长缺乏实时性,并且计算量过大难以在飞控计算机中部署应用。文献[13-14]在使用飞机数据进行验证时,仅对单个飞行状态点机翼水平状态下进行小幅值操纵的验证,缺少更为严酷的极端边界条件下基于试飞数据的验证。因此,基于模型解析的惯性数据故障检测距离实际工程应用仍有一定距离。

在上述迫切的工程需求驱动下,本文提出一种引入非相似动力学监控的余度管理架构,在现有飞控系统余度管理架构的有效性综合环节基础上增加基于动力学运动关系约束的比较监控,实现共模风险抑制,奇异故障正确表决及单余度数据可用。非相似动力学比较监控的核心是基于力方程组的重构过载计算。本文使用基于大气数据的体轴速度多源融合算法获取高品质体轴加速度,将其作为桥梁构建飞机角速率、姿态及过载之间的运动学关系,实现重构过载计算。基于实际试飞数据建立地面离线试飞验证平台,使用民机试飞过程中严苛的边界状态对本文提出的核心算法进行验证。

本文主要创新点为:①提出一种引入非相似动力学运动关系约束监控的余度管理架构,该方法不需要机载设备的硬件变更,在不增加任何制造与维护成本的情况下实现共模风险抑制,并且让奇异故障正确表决与单余度数据可用成为现实,有效提升系统可用性;②提出一种基于简化模型的工程化过载软重构算法,该算法通过体轴线速度求导公式推导并结合数据融合的互补滤波实现高品质体轴加速度计算,无需使用复杂滤波器,有效保证算法实时性,计算精度和噪声水平,具有极强工程可达

性。另外, 该算法计算过程中不使用飞机气动数据使其具有高度通用性, 通过在飞控计算中部署通用化软件可快速完成对不同机型飞机的适配。

1　运动非相似监控方案设计

常规的飞控系统惯性数据有效性判定首先根据 IRU 设备发出的自身有效性信号及 ARINC429 总线和飞控系统内的总线有效性信号综合判断数据是否可用于比较。其次, 将剩余有效的多余度惯性数据两两作差检查其差值是否超出比较监控门限。该方法在进行比较监控出现奇异故障时, 将无法表决出正确的惯性数据信号, 并切除其输出, 造成飞行品质和安全性下降。另外针对自检覆盖率不足的 IRU, 当其出现共模故障时, 余度间比较监控无法对其错误信号进行检测, 不准确或不可靠的数据就会被发送至控制系统[15], 从而导致控制律输出错误的控制指令, 飞机可能产生非预期的响应和造成危险。

为解决对惯性数据共模故障和奇异故障的正确监控, 使用 OBM 实时计算飞机理论响应, 将计算的飞机响应与 IRU 测量值进行比较, 实现对惯性数据的监控。文献 [8] 介绍美国 F-35 飞机中的 OBM 可根据飞机实时的舵面偏度、质量重心、构型及飞行状态提供 2 种信息, 一种是飞机的线加速度与角加速度, 另一种是操纵面控制效能。该方法首先需保证飞机动力学模型中气动参数与发动机数据的准确, 这对故障检测算法的通用性带来极大的限制。其次, 还需要准确获得飞机实时的质量与重心数据, 并且还需在一段时间内对飞机模型进行重置, 防止微分方程解算时由于长时的积分导致结果巨大偏离从而产生虚警。飞机六自由度运动学模型的计算量巨大, 其中至少包含 9 个微分方程及大量的气动数据插值表, 对于飞控计算机中软件余量带来巨大挑战。

本文借鉴 OBM 的思想, 通过飞机运动过程中过载、角速率及姿态之间动力学约束关系, 根据角速率和姿态计算可以得到基于动力学计算的重构过载, 将 IRU 输出的实际过载信号与计算得到的重构过载进行比较监控, 若超出监控门限则认为该 IRU 出现故障, 从而实现对单台 IRU 设备的动力学监控。引入非相似动力学比较监控后的飞控系统余度管理架构如图 1 所示。

传统的飞控系统进行余度管理设计时, 在余度间比较监控前, 首先, 综合通信有效性和设备自身有效性的结果, 当二者全部有效时再进入比较监控。本文提出的非相似动力学比较监控的余度管

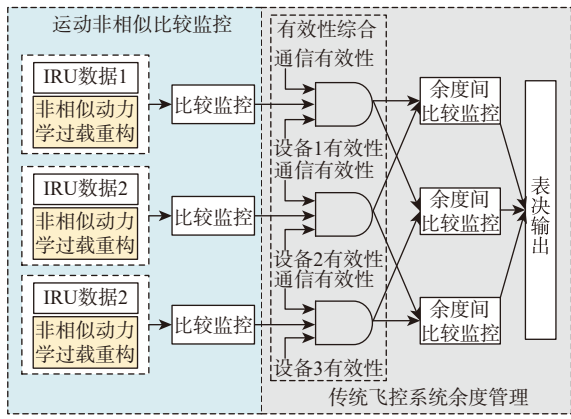


图 1　引入运动非相似比较监控的余度管理架构

Fig. 1　Redundancy management architecture with kinetic-motion dissimilar comparison monitoring introduced

理架构相较于传统飞控系统, 在该余度信号有效性判断条件上除通信有效性和设备自身有效性外增加动力学非相似比较监控结果。通过动力学非相似比较监控, 检查该 IRU 输出的过载、角速率及姿态信息是否满足运动学关系。若满足运动学关系, 则继续综合通信有效性及设备有效性结果, 当三者全部有效时, 再进入后端的常规比较监控。若某一 IRU 设备的运动非相似比较监控报故, 则该设备不再进入后端常规的比较监控, 直接申报该 IRU 故障。当仅剩单个 IRU 时, 只要其运动非相似比较监控, 通信有效性及设备有效性均未申报任何故障, 则飞控继续使用该 IRU 数据。通过该方法可以有效剔除奇异故障中错误的信号, 保证只有满足动力学关系的正常信号进入后端比较监控, 防止粗暴切除奇异故障后的传感信号, 提升系统可用性。由于引入了动力学非相似比较监控, 因此, 该架构在仅剩一个余度信息时通过惯性数据之间的运动学关系校验依然可以保证信号的完整性, 达到单余度可用的状态。另外非相似动力学检验过程的全部运算过程在飞控计算机(flight control module, FCM)中进行, FCM 具有非相似设计, 可以防止复杂电子或软件由于设计错误或元器件的批次问题带来共模故障影响。FCM 使用的计算单元与 IRU 中的计算单元硬件相互独立, 并且在求解力方程中的体轴加速度信息时主要通过大气数据中的真空速及气流角得到, 与 IRU 测量的加速度信号测量原理与敏感元件不同, 相互独立。

因此, 通过对本文提出的运动非相似监控方案中信号完整性、可用性及共模风险抑制的分析, 可得该监控架构可以有效抑制共模风险, 实现对奇异故障的正确表决及单余度数据可用所要求的信号完整性。

2 多源信息融合的过载软重构算法

引入运动非相似惯性数据监控余度管理架构的核心是如何建立IRU输出的惯性数据之间存在动力学约束关系。为提高非相似动力学过载重构的通用性及具备工程应用可达性，该算法需具有不依赖飞机气动数据、计算量小、实时性强的特点。传统解析余度计算通过采集飞机实际舵面位置、质量等信息使用飞机六自由度动力学模型正向计算飞机实时状态，过度依赖模型精度，计算量大，无法满足机载设备的要求。本文选择通过机上所配备的多源传感器对飞机不同维度的状态进行信息融合，并基于简化动力学约束关系逆向进行过载软重构计算，用于IRU设备的故障检测。

2.1 基于软重构的故障检测架构

飞机在实际飞行中必然满足牛顿第二定律。因此，飞机过载、姿态与速度一定存在着动力学约束关系。通过对飞机运动学的12个方程组进行分析可得，飞机的3个力方程组中包含过载、姿态与角速率这3个IRU设备测量的全部要素，基于此，选取飞机力方程组作为惯性数据故障检测的动力学约束条件。

在计算力方程组的过程中通过机上不同传感设备分别从不同维度捕获飞机状态信息。本文将综合利用动力学约束关系和其余设备的多维状态信息，实现不依赖飞机精确的气动参数情况下过载信号软重构。满足动力学关系约束下的过载重构计算方案如图2所示。

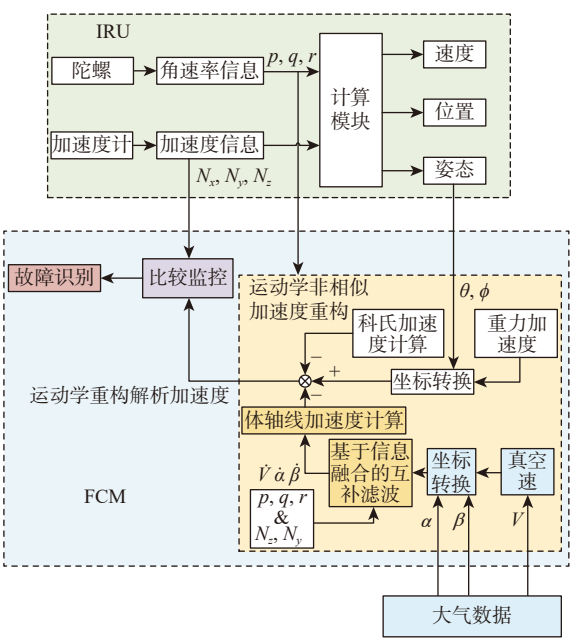


图2 动力学运动关系约束下的过载重构计算方案

Fig. 2 Scheme of load factor reconstruction calculation under kinematic motion relationship constraints

通过大气系统提供的真空速、迎角、侧滑角信号计算飞机体轴线加速度。由惯性数据测量的体轴角速率信号计算科氏加速度，由姿态角信号计算重力加速度在体轴的分量。体轴线加速度与科氏加速度的和为飞机总加速度，将总加速度减去重力加速度在体轴的分量得到飞机除重力外的加速度，该加速度即为IRU测量的过载信号，通过动力学计算得到的过载与IRU测量的过载进行比较，完成对惯性数据的故障检测。若多源传感器中体轴角速率、姿态角或过载任意一个出现故障，则与计算获得的过载信号将产生偏差，使用该偏差对惯性数据的故障进行识别。

2.2 基于动力学约束的软重构算法

已知飞机满足牛顿第二定律在机体坐标系下可表示为

$$\begin{cases} \dot{u}+wq-vr=N_xg-g\sin\theta \\ \dot{v}+ur-wp=N_yg+g\sin\phi\cos\theta \\ \dot{w}+vp-uq=-N_zg+g\cos\phi\cos\theta \end{cases} \tag{1}$$

式中：u、v、w和p、q、r分别为飞机体轴坐标系三轴线位移速度和角位移速度；θ和ϕ分别为飞机俯仰角和滚转角；N_x、N_y、N_z为飞机体轴过载。等式左边在动坐标系下表示绝对坐标系的导数关系，等式右边为飞机在该轴向上所受合外力产生的加速度，由实际飞行中重力在各轴向分量及飞机所受气动力和推力组成，其中，除重力外的受力可用过载进行表示。

飞机实际飞行中三轴线位移速度可根据惯性数据中输出的惯性系下三轴速度经过坐标转换得到。但考虑到故障检测中计算加速度信号需使用非相似传感器，防止出现传感器自身共模影响，因此，采用大气设备测量的真空速和气流角进行计算。将气流坐标系中空速V通过气流角α和β向机体坐标系转换可得到

$$\begin{cases} u=V\cos\alpha\cos\beta \\ v=V\sin\beta \\ w=V\sin\alpha\cos\beta \end{cases} \tag{2}$$

式中：V为真空速信号，由大气系统直接测量总压与静压的差后，通过总温转换得到。α和β分别为迎角和侧滑角信号。目前飞机上基本都配有迎角传感器，因此，迎角信号α可由迎角传感器得到。但目前极少数飞机装有侧滑角传感器，绝大多数飞机的侧滑角信号使用估计算法获得。目前工程上使用较多的有2种侧滑角估计算法，一种是气动力估算法，其通过侧向过载获取飞机所受侧力情况，根据气动力系数进行解算获得侧滑角，如下：

$$\beta=\frac{N_yMg}{Q_cSC_y^{\beta}}-\frac{C_y^{\delta_{\mathrm{dtr}}}\delta_{\mathrm{dtr}}}{C_y^{\beta}} \tag{3}$$

式中: N_y为飞机侧向过载; M为飞机质量; Q_c为飞机当前动压; S为机翼面积; C_y^{β}为侧力系数对侧滑角的偏导数; $C_y^{\delta_{dtr}}$为侧力系数对方向舵偏度的偏导数; δ_{dtr}为飞机方向舵当前偏度。另一种为静压差估算法, 其原理依靠侧滑对于飞机机身产生的气压反映[16], 因此, 可根据飞机左右静压差进行解算获得侧滑角信号, 解算方式如下:

$$\beta = K(P_{sR} - P_{sL})/Q_c \tag{4}$$

式中:P_{sR}为大气系统右侧静压测量值; P_{sL}为大气系统左侧静压测量值; K为静压差至侧滑角的转换系数, 该转换系数需根据风洞吹风数据或计算流体力学(computational fluid dynamics, CFD)计算获得。气动力估算法适用于垂尾面积较大, 产生侧力能力强, 其C_y^{β}值较大的飞机。静压差估算法适用于飞机静压传感器安装位置需对飞机侧滑变化有较大的敏感性, 以使得更加精准估算飞机侧滑角, 否则由于侧滑产生的静压差将淹没在传感器噪声中。本文仿真计算中使用的侧滑计算方式为静压差估算法。

由式 (1) 可知, 除飞机体轴线加速度$\dot{u}$、$\dot{v}$和$\dot{w}$外, 其余参量都由 IRU 直接测量。因此, 获取重构过载的核心在于飞机体轴线加速度$\dot{u}$、$\dot{v}$和$\dot{w}$的计算。然而在实际飞行中真空速、迎角和侧滑角信号由于大气紊流等影响导致其存在一定水平的噪声及在一些大机动或大侧风等飞行场景下, 大气传感器安装位置处的局部气流不稳定等影响导致测量信号失真的情况。因此, 若直接对式 (2) 中所获得的体轴线速度信号进行微分, 将进一步放大噪声, 导致根据动力学关系解算的过载信号品质下降严重, 难以与实际测量值进行比对。并且在传感器测量失真时, 直接对其微分也造成动力学非相似比较监控的误报, 故产生虚警, 造成可用性下降。因此, 为解决以上问题, 首先, 对式 (2) 进行基于复合函数的数学求导得到

$$\begin{cases} \dot{u} = \dot{V}\cos\alpha\cos\beta - \dot{\alpha}V\sin\alpha\cos\beta - \dot{\beta}V\cos\alpha\sin\beta \\ \dot{v} = \dot{V}\sin\beta + \dot{\beta}V\cos\beta \\ \dot{w} = \dot{V}\sin\alpha\cos\hat{\beta} + \dot{\alpha}V\cos\alpha\cos\beta - \dot{\beta}V\sin\alpha\sin\beta \end{cases} \tag{5}$$

式中: 体轴线加速度由$\dot{V}$、$\dot{\alpha}$、$\dot{\beta}$、V、α和β表示。为获取低噪声且精准的$\dot{V}$、$\dot{\alpha}$、$\dot{\beta}$, 首先, 根据气流系下飞机力方程组获得惯性计算的$\dot{V}_{Inertial}$、$\dot{\alpha}_{Inertial}$和$\dot{\beta}_{Inertial}$。在进行气流系下飞机力方程计算时假设飞机侧滑角较小, 忽略侧滑角影响, 得到根据气流系下力方程获得的惯性真空速及气流角变化率$\dot{V}_{Inertial}$、$\dot{\alpha}_{Inertial}$和$\dot{\beta}_{Inertial}$, 其表达式为

$$\dot{V}_{Inertial} = [(\cos\phi\sin\alpha\cos\theta - \cos\alpha\sin\theta) + (N_x\cos\alpha - N_z\sin\alpha)]g \tag{6}$$

$$\dot{\alpha}_{Inertial} = \frac{g}{V}[(\cos\theta\cos\phi\cos\alpha + \sin\theta\sin\alpha) - (N_z\cos\alpha + N_x\sin\alpha)] + q \tag{7}$$

$$\dot{\beta}_{Inertial} = p\sin\alpha - r\cos\alpha + \frac{g}{V}(N_y + \cos\theta\sin\phi) \tag{8}$$

通过对惯性计算的真空速、迎角及侧滑角变化率进行积分, 得到的真空速、迎角及侧滑角其动态特性较好, 但长时积分会导致其稳态产生漂移。大气系统测量的真空速和气流角信号具有一定的高频噪声, 但低频特性良好。因此, 为获得低噪声, 动态特性良好, 且高精度的真空速、迎角、侧滑角及其变化率信号, 在工程上通常对多源信息加以合成[17], 结合 2 种信号的优势, 采用互补滤波的方式对大气数据与惯性数据进行融合。该方式具有计算简单, 适用范围广, 并且可以充分结合大气与惯性 2 种测量数据的优势。为对高频噪声滤波更加彻底, 本文采用二阶互补滤波器, 滤波算法如图 3 所示。

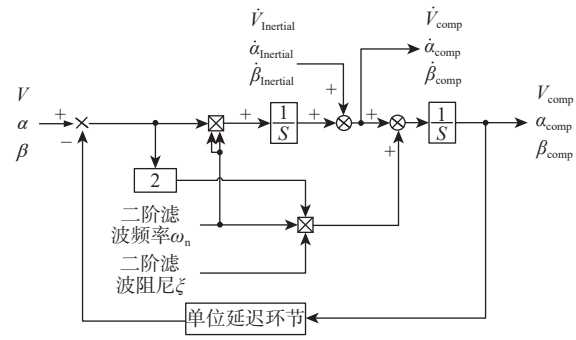


图 3　大气数据二阶互补滤波算法

Fig. 3　Second order complementary filter algorithm for air data

经过互补滤波后, 得到真空速信号V_{comp}、迎角信号α_{comp}、侧滑角信号β_{comp}、真空速变化率$\dot{V}_{comp}$、迎角变化率$\dot{\alpha}_{comp}$和侧滑角变化率$\dot{\beta}_{comp}$。图 3 中ξ和ω_n为二阶互补滤波器的阻尼比和自然频率。二阶互补滤波器的阻尼频率需根据所处理信号的噪声频谱及响应速度进行选择, 本文使用的二阶滤波频率$\omega_n = 1.2$ rad/s, 二阶滤波阻尼$\xi = 0.8$。

通过互补滤波后获得高品质的真空速信号V_{comp}、迎角信号α_{comp}、侧滑角信号β_{comp}、真空速变化率$\dot{V}_{comp}$、迎角变化率$\dot{\alpha}_{comp}$和侧滑角变化率$\dot{\beta}_{comp}$, 将其代入式 (5) 中的$\dot{V}$、$\dot{\alpha}$、$\dot{\beta}$、V、α和β进行飞机体轴加速率的计算, 得到$\dot{u}_{comp}$、$\dot{v}_{comp}$和$\dot{w}_{comp}$。将计算得到的体轴加速度、三轴角速率及姿态角代入式 (1) 即可得到解析重构出的机体坐标系下三轴过载信号$N_{x,comp}$、$N_{y,comp}$和$N_{z,comp}$, 其计算式如下:

$$\begin{cases} N_{x,\mathrm{comp}} = \left(\dot{u}_{\mathrm{comp}} + wq - vr\right)/g + \sin\theta \\ N_{y,\mathrm{comp}} = \left(\dot{v}_{\mathrm{comp}} + ur - wp\right)/g - \sin\phi\cos\theta \\ N_{z,\mathrm{comp}} = \left(\dot{w}_{\mathrm{comp}} + vp - uq\right)/g - \cos\phi\cos\theta \end{cases} \tag{9}$$

将解析重构出的机体坐标系下三轴过载信号与惯性数据测量的飞机三轴过载信号进行比较，实现对飞机惯性数据的故障检测。

3 基于试飞数据的验证

基于桌面仿真数据的验证与飞机真实场景差异较大。因此，为验证本文故障检测算法的有效性，将某民用飞机实际试飞过程中由机上惯导设备所采集的惯性数据及大气系统采集的真空速、气流角信号注入本文构建的地面离线试飞验证平台。基于该平台选取具有典型性的试飞数据对本文提出的非相似动力学过载重构算法进行惯性数据正常情况及故障注入情况下的试飞数据校验。

3.1 地面离线试飞验证平台

本文将某型民机试飞过程中实际试飞数据用于驱动运动非相似惯性数据故障检测模型，形成地面离线试飞验证平台。该验证平台使用真实试飞数据，通过模型驱动验证算法有效性。该方法可最大程度还原飞机真实使用场景中的信号噪声，数字系统的离散化特性及实际飞行中真实的机动动作。地面离线试飞验证平台的架构及原理如图4所示。

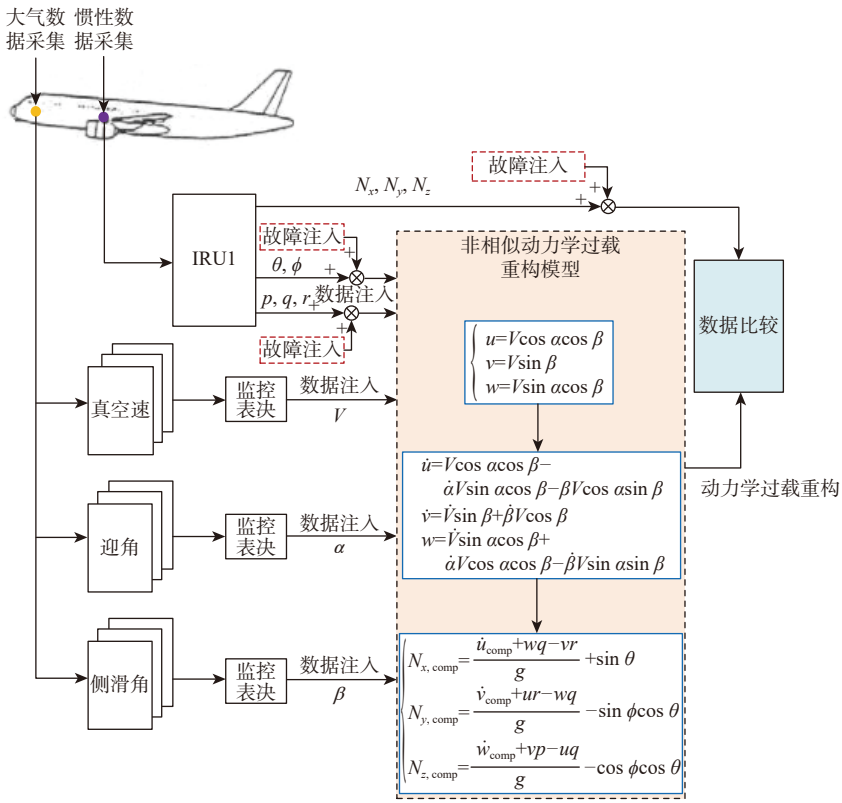


图4 地面离线试飞验证平台示意图

Fig. 4 Schematic diagram of ground offline flight verification platform

地面离线试飞验证平台由试飞过程中机上惯导设备、大气系统及飞控系统采集的试飞数据和运动非相似过载重构模型组成。其中，将惯导采集的姿态、体轴角速率数据输入至运动非相似过载重构模型中。同时，将经过FCM监控表决后的大气数据，包括真空速、迎角及经过解算后的侧滑角信号作为输入至过载重构模型中，保证其使用真实试飞数据进行离线仿真驱动。该平台除支持使用试飞数据对模型进行驱动外，还支持对试飞过程中采集到的惯性数据测量值进行故障注入，验证在惯性数据由于自身故障输出错误信息时，该算法是否能有效对故障进行识别。

3.2 试飞数据选取

民用试飞过程中试飞科目众多，涵盖各种飞行场景。在基于地面离线试飞验证平台进行实际试飞数据离线仿真验证时选取2种典型极端试飞场景进行验证。一种是大迎角状态，另一种是大侧滑状态下的试飞科目。大迎角和大侧滑2种状态对飞机而言都是危险的，这2种状态下飞机处于气动失速的边缘，当超出失速边界时，飞机将进入复杂状态难以改出。选择大迎角和大侧滑这2种危险状态进行验证，一方面是因为这2种飞行状态下飞机已经处于最危险的边界状态，若此时惯性数据出现未被检测出的故障，将导致飞机包线保护控制律

输出错误指令, 留给飞行员改出的安全余量极低, 稍有不慎将产生严重后果。因此, 这 2 种飞行状态下飞控系统对于惯性数据故障检测的需求更为迫切。另一方面, 在第 2 节计算惯性气流角变化率 $\dot{\alpha}_{\text{Inertial}}$ 和 $\dot{\beta}_{\text{Inertial}}$ 时, 为对其计算公式进行工程简化, 做出侧滑角极小的假设。因此, 为验证该简化处理在极端大侧滑情况下对于功能无明显影响, 即验证在惯性数据正常时, 不会产生误报现象; 在惯性数据出现异常时, 可以对其进行准确识别。

民机试飞时, 出现大迎角和大侧滑 2 种飞行状态所涉及的试飞科目分别为高迎角保护和横航向静稳定性科目。高迎角保护是一项重要的边界保护功能, 同时也是一项关键的试飞科目[18]。根据高迎角保护适航专用条件的要求[19], 在高迎角保护功能试飞验证时需完成直线飞机和 30°坡度转弯飞行状态下, 以不大于 1 kn/s 减速率的机动及增加减速率的机动。其中, 在无冰条件下, 要求增加减速率的机动需达到可获得的最大减速率(即飞行员以阶跃方式拉杆到纵向操纵器件后止动位)。本文选择最为严苛的 30°坡度转弯飞行状态下以最大可执行的减速率进入高迎角保护的试飞数据进行验证。

横航向静稳定性是评定飞机操稳特性的重要指标之一[20], 在飞行试验中, 横航静稳定性用协调侧滑特性表示[21]。另外, 在横航向静稳定性试飞科目中, 为保证在各种可预期的场景中均具有足够的稳定性, 在试飞准备时, 需将方向舵最大偏度通过飞控系统作动器调零设备调整到制造公差的最大值, 副翼最大偏度调整到制造公差的最小值。在试飞过程中需通过调整油泵的交输供油阀使得飞机左右油箱产生与最大不平衡燃油告警值相同的不平衡燃油。并且在进行该试飞科目时将发动机功率调整至复飞功率, 通过以上各种极端条件的组合, 对横航向静稳定性进行试飞验证。由此可知, 对于大迎角和大侧滑 2 种状态下的试飞验证均是考虑了各种极端工况的组合。因此, 基于以上严苛条件获取的试飞数据对于本文算法的验证具有非常强的代表性。

3.3　试飞数据校验结果

基于试飞数据选取分析, 本节将选取某型飞机大迎角和大侧滑试飞科目中真实试飞数据, 并针对惯导无故障和有故障 2 种情况, 分别开展算法验证。所选取的试飞数据中, 大迎角试飞科目下飞机迎角最大达到 14.8°, 横航向静稳定性试飞科目中, 飞机侧滑角最大达到 20.7°。考虑到民用飞机飞控系统典型传感器故障特征可分为与原有信号有关和与原有信号无关 2 类[22]。本节在模拟惯导故障时分别注入恒偏差故障和常值故障进行算法验证。

1) 无故障情况校验。为验证本文故障检测算法在实际噪声环境中的性能优势, 选取以体轴速度直接通过微分器计算加速度的算法作为对比。将大迎角与大侧滑试飞科目中的试飞数据分别注入上述 2 种算法中, 基于试飞数据的校验结果如图 5 和图 6 所示。

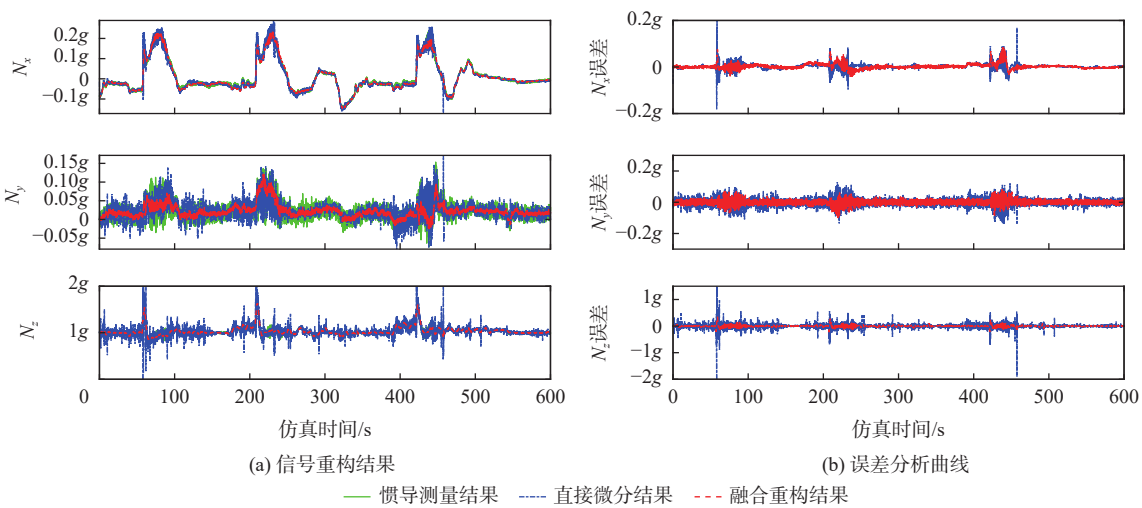
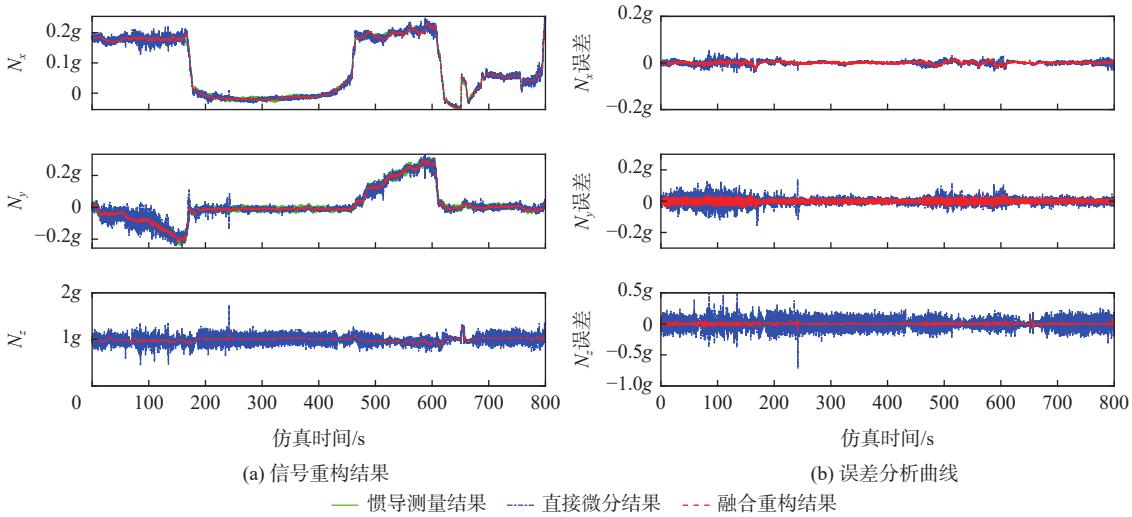


图 5　大迎角试飞数据惯导过载信号重构及误差对比结果

Fig. 5　Overload signal reconstruction and error comparison in IRU using high angle-of-attack flight test data

由图 5 和图 6 可知, 本文故障检测算法在无故障情况下能精确重构出三轴过载信号, 在飞机稳态飞行过载信号平稳及飞行员操纵过载快速变化情况下均具有较高的重构精度, 最大误差小于 0.1g。常规直接微分方法的重构结果具有较大的噪声扰动。其比较结果在大迎角飞行状态下出现超过 1.5g 的误差跳变, 极易引起故障检测系统误报, 导致其可用性降低, 难以工程应用。

2) 故障情况仿真。为分析惯导设备故障对过载重构算法的影响, 在本节试飞数据中分别对过载



(a) 信号重构结果 (b) 误差分析曲线

图 6 大侧滑试飞数据惯导过载信号重构及误差对比结果

Fig. 6 Overload signal reconstruction and error comparison in IRU using large sideslip flight test data

信号、姿态角信号及角速率信号注入故障。对于法向过载和俯仰角信号的故障注入验证基于大迎角试飞数据，滚转角速率故障注入验证基于大侧滑试飞数据。仿真结果如图 7～图 9 所示。

由图 7 可知，在 300～400 s，向试飞数据中的法向过载信号注入 0.5g 恒偏差故障。注入故障后，过载测量值与重构值存在偏差，实现故障检测。

由图 8 可知，对俯仰角信号注入常值故障后，前向过载与侧向过载的实际值与重构值出现明显偏差，能够准确进行故障检测。由图 9 可知，对滚转角速率注入恒偏差故障后，法向过载的实际值与重构值之间出现明显偏差，通过比较监控容易对惯性数据进行准确的故障识别。

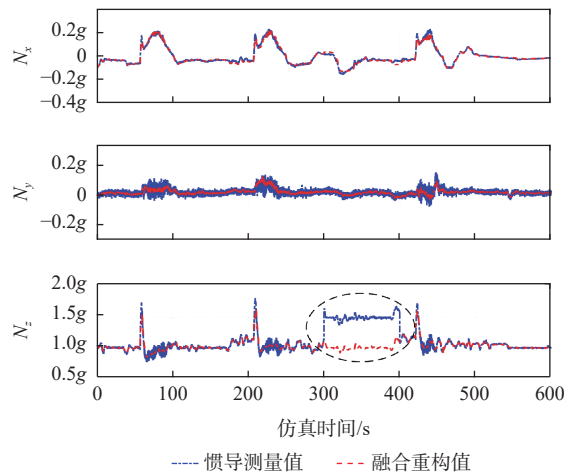
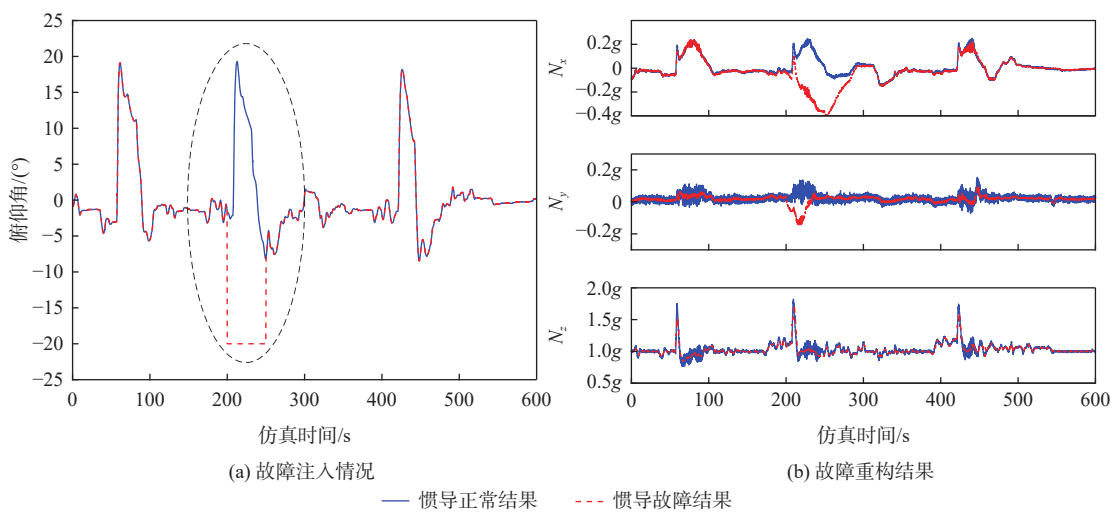


图 7 法向过载信号故障情况下过载信号重构仿真结果

Fig. 7 Simulation results of overload signal reconstruction under normal overload signal fault conditions

3.4 算法运行时间验证

依托该试飞数据验证平台，对本文故障检测算法运行时间进行验证，并与基于无迹卡尔曼滤波器的故障识别算法进行对比。在验证算法运行时间时，将算法部署在民机飞控计算机中常见的 Power PC 755 处理器上，并且加载民机飞控系统其余全



(a) 故障注入情况 (b) 故障重构结果

图 8 俯仰角故障下惯导过载信号重构仿真结果

Fig. 8 Simulation results of overload signal reconstruction in IRU under pitch angle fault

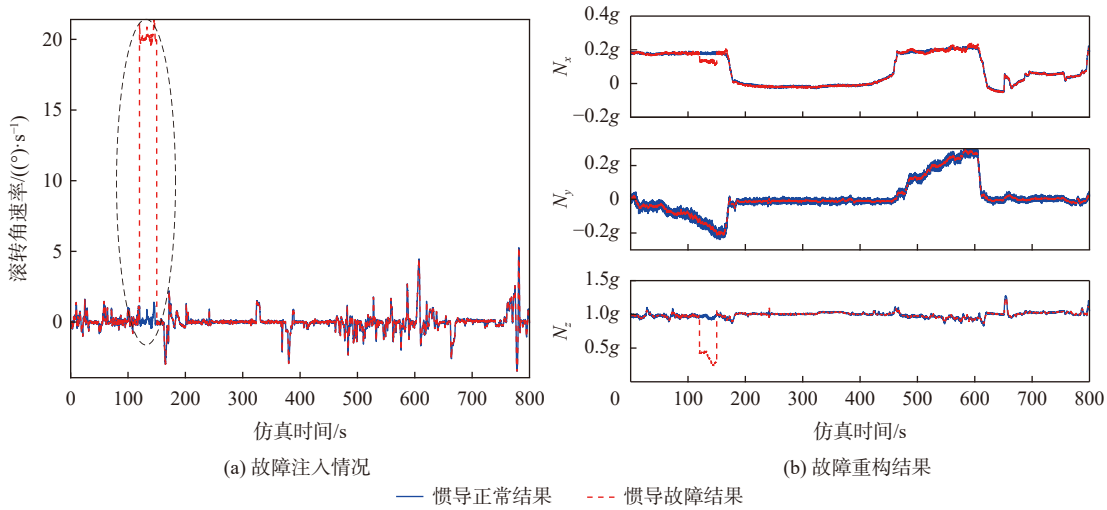


图 9　滚转角速率故障下惯导过载信号重构仿真结果

Fig. 9　Simulation results of overload signal reconstruction in IRU under roll angular velocity fault

部功能, 包含系统维护、信号接收与处理、控制逻辑、监控表决、控制律、故障综合与处理及机组告警等。运行时间的测试方法使用最坏执行时间(worst-case execution time, WCET)测试, 通过在 Power PC 755 处理器上对故障检测算法注入不同数据激励, 确保算法中每条分支都能被覆盖, 选取截止时间戳与进入时间戳的差值中最大值即为最坏执行时间。经过测试, 本文故障检测算法与基于无迹卡尔曼滤波的故障检测算法的 WCET 测试结果如表 1 所示。

表 1　惯性数据故障检测算法运行时间

Table 1　Execution time of inertial data fault detection algorithm

算法	WCET/μs
本文故障检测算法	37
基于无迹卡尔曼滤波的故障检测算法	6 138(**)

注: (**)表示测试过程中不包含飞控系统其他功能。

使用无迹卡尔曼滤波的故障检测算法在测试时由于运算时间过长导致飞控计算机申报超时故障, 无法测量。因此, 在对无迹卡尔曼滤波的故障检测算法的 WCET 测试时, 将飞控计算机中其余功能全部屏蔽, 仅保留该故障检测算法, 对其进行 WCET 测试。民机飞控计算机常见的周期运行时间为 12.5 ms, 但在软件设计时, 考虑到软件模块的存储量、输入输出通道的吞吐能力及处理时间要求, 最少会按照 GJB/Z 102A—2012《军用软件安全性设计指南》中所要求的留有 20% 的软件运行余量[23], 也就意味着最多只有 10 ms 可用于飞控系统全部功能的运算。通过测试使用无迹卡尔曼滤波的故障检测算法需占用约 6 ms, 飞控系统其余功能无法在剩余的 4 ms 时间内完成运算, 然而, 超出运行截止时间也就意味着系统失效。而本文故障检测算法的 WCET 仅为 37 μs, 对飞控系统软件运行时间基本无影响, 可直接部署在飞控计算机中。

4　结　论

本文针对飞控系统惯性数据余度管理过程中所面临的共模风险抑制、奇异故障正确表决及单余度数据可用三大问题, 基于解析余度思想, 设计运动非相似监控的余度管理架构, 通过机上机载设备信息所满足的运动学约束关系, 开展多源信息融合的过载软重构算法设计, 并以某型飞机大迎角和大侧滑等极端工况真实试飞数据为例进行算法验证, 结论如下:

1) 在惯导无故障情况下, 本文故障检测算法在飞机平稳和大机动飞行时过载重构精度较高, 动态与稳态最大误差小于 0.1g, 相较于传统直接微分计算方法, 故障识别过程中产生虚警的概率大大降低, 比较监控的时间门限与幅值门限设计更加容易。

2) 在过载信号故障情况下, 本文故障检测算法重构出的过载信号与包含故障的过载测量值存在明显偏差, 能够作为解析余度用于惯导故障检测。

3) 当惯导姿态角或角速率信号故障情况下, 本文故障检测算法重构出过载在各轴向呈现出程度不等的故障特征, 与实际惯导测量值存在偏差, 极易对故障进行识别与隔离。

4) 通过在 Power PC 755 处理器上对 2 种惯性数据故障检测算法进行测试, 本文故障检测算法运行时间仅为 37 μs, 是传统的基于无迹卡尔曼滤波算法运行时间的 0.6%, 可保证飞控软件安全运行。

通过对基于实际试飞数据进行了多场景、多故障类型的验证, 其结果均表明本文故障检测算法具

有良好的效果。本文故障检测算法将搭载在民机飞控系统中进行充分的飞行试验，验证更全面的飞行场景，以积累更加完善的飞行数据，使其在安全性和可用性之间达到完美的平衡。经过充分的试飞验证后，本文故障检测算法可快速推广至国内运输类飞机，有效增强飞机飞控系统的安全性，对国内运输类飞机飞控系统安全性提升具有重要意义。

本文在面向飞控系统安全增强的惯性数据故障检测工程化应用方面做出一定的研究成果，但也存在一定局限性，后续应在以下2点上开展持续研究，不断提升飞控系统安全性：

1）本文故障检测算法仅能检测出某个IRU单元出现故障，但无法区分是用于测量过载的加速度计故障还是用于测量角速率的陀螺故障亦或是计算姿态角的计算单元出现故障，为进一步提升安全可用的传感器信号，后续可在具体故障模式的识别开展进一步研究工作，实现更加精细的余度管理。

2）本文故障检测算法仅能对惯性数据进行故障检测，其对飞控系统所涉及的外部传感器覆盖面较少。后续应持续开展数字飞机的故障检测算法研究，解决数字飞机实时性与建模精度问题，实现更加全面的故障检测覆盖范围，综合提升飞控系统安全性。

参考文献（References）

[1] Goupil P. AIRBUS state of the art and practices on FDI and FTC in flight control system[J]. Control Engineering Practice, 2011, 19(6): 524-539.

[2] 石鹏飞, 张航, 陈洁. 先进民机飞控系统安全性设计考虑[J]. 航空科学技术, 2019, 30(12): 52-58.
Shi P F, Zhang H, Chen J. Safety design considerations for advanced civil aircraft flight control system[J]. Aeronautical Science and Technology, 2019, 30(12): 52-58(in Chinese).

[3] 中国民用航空局. 运输类飞机适航标准: CCAR-25-R4[S]. 北京: 中国民用航空局, 2011: 129-130.
Civil Aviation Administration of China. Airworthiness standards of transport category aircraft: CCAR-25-R4[S]. Beijing: Civil Aviation Administration of China, 2011: 129-130(in Chinese).

[4] 张永孝. 飞控系统余度信号奇异故障处理策略研究[J]. 航空工程进展, 2023, 14(6): 1-13.
Zhang Y X. Research on singular fault handling strategies of redundant signals in flight control systems[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2023, 14(6): 1-13(in Chinese).

[5] 王兴坚, 杨新宇, 王少萍. 大型民机操纵系统容错控制技术综述[J]. 机械工程学报, 2024, 60(4): 50-65.
Wang X J, Yang X Y, Wang S P. Review of fault-tolerant control for flight control system[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2024, 60(4): 50-65(in Chinese).

[6] Bourret T, Brucy Q, Jeanpierre E, et al. Further preventing loss of control[J]. Airbus Safety First, 2025, 31: 50-67.

[7] 熊亮, 张睿, 许斌, 等. 飞行器大气数据系统构型与解算演变机理[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(6): 2004-2013.
Xiong L, Zhang R, Xu B, et al. Configuration and calculation evolution mechanism of air data system for aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(6): 2004-2013 (in Chinese).

[8] Canin D G, Mcconnell J K, James P W. F-35 high angle of attack flight control development and flight test results[C]//Proceedings of the F-35 Lightning II: From Concept to Cockpit. Reston: AIAA, 2019: 525-573.

[9] 郭鑫, 刘小雄, 何启志, 等. 基于UKF的水下航行器IMU故障检测与诊断方法研究[J]. 计算机测量与控制, 2019, 27(8): 30-34.
Guo X, Liu X X, He Q Z, et al. Research on IMU fault detection and diagnosis method of autonomous underwater vehicle based on UKF[J]. Computer Measurement & Control, 2019, 27(8): 30-34(in Chinese).

[10] Lu P, Van Eykeren L, Van Kampen E J, et al. Adaptive hybrid unscented Kalman filter for aircraft sensor fault detection, isolation and reconstruction[C]//Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2014: 1145.

[11] Van Eykeren L, Chu Q P. Sensor fault detection and isolation for aircraft control systems by kinematic relations[J]. Control Engineering Practice, 2014, 31: 200-210.

[12] Berdjag D, Cieslak J, Zolghadri A. Fault diagnosis and monitoring of oscillatory failure case in aircraft inertial system[J]. Control Engineering Practice, 2012, 20(12): 1410-1425.

[13] Lu P, Van Eykeren L, Van Kampen E, et al. Aircraft inertial measurement unit fault identification with application to real flight data[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2015, 38(12): 2467-2475.

[14] 何启志, 章卫国, 黄得刚, 等. 基于OTSUKF的飞行器惯性测量单元的故障诊断[J]. 西北工业大学学报, 2018, 36(5): 933-941.
He Q Z, Zhang W G, Huang D G, et al. Aircraft inertial measurement unit fault diagnosis based on optimal two-stage UKF[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2018, 36(5): 933-941(in Chinese).

[15] Wang X J, Zhang Y W, Wang S P. Fault tolerant control of large civil aircraft[M]. Singapore: Springer Nature Singapore, 2024: 2-4.

[16] 李永平, 贾慈力. 飞机侧滑角静压差准确测量仿真研究[J]. 计算机仿真, 2016, 33(10): 82-85.
Li Y P, Jia C L. Simulation of static pressure difference measurement method of aircraft sideslip angle[J]. Computer Simulation, 2016, 33(10): 82-85(in Chinese).

[17] 王少萍. 大型飞机机载系统预测与健康管理关键技术[J]. 航空学报, 2014, 35(6): 1459-1472.
Wang S P. Prognostics and health management key technology of aircraft airborne system[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(6): 1459-1472(in Chinese).

[18] 袁志鹏, 薛源, 巩磊, 等. 大型飞机迎角保护控制律设计及试飞技术研究[J]. 飞行力学, 2020, 38(1): 90-94.
Yuan Z P, Xue Y, Gong L, et al. Research on design and flight test technologies of large aircraft angle of attack protection control law[J]. Flight Dynamics, 2020, 38(1): 90-94(in Chinese).

[19] 匡群, 郑晓辉. 高迎角保护适航专用条件分析[C]//第34届飞行力学与飞行试验专业学术交流会论文集. 北京: 中国航空学会,

2014: 258-263.
Kuang Q, Zheng X H. Analysis of airworthiness special conditions for high angle of attack protetion[C]//Proceedings of the 34th Academic Conference on Flight Dynamics and Flight Testing. Beijing: Chinese Society of Aeronautics and Astronautics, 2014: 258-263(in Chinese).

[20] 陈俊平, 王立新. 民机横航向静稳定性适航符合性数学仿真评估[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(2): 301-310.
Chen J P, Wang L X. Mathematical simulation and evaluation for lateral-directional static stability airworthiness compliance of civil aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(2): 301-310(in Chinese).

[21] 孙康宁, 陆正杰, 张景亭. 民机横航向稳定性飞行试验与评定方法研究[J]. 飞行力学, 2016, 34(1): 82-84.
Sun K N, Lu Z J, Zhang J T. Research on the method of flight test and evaluation for lateral and directional stability of civil aircraft[J]. Flight Dynamics, 2016, 34(1): 82-84(in Chinese).

[22] 马立群, 孙晓哲, 杨士斌, 等. 民用飞机飞控系统传感器故障诊断研究综述[J]. 电光与控制, 2022, 29(1): 56-60.
Ma L Q, Sun X Z, Yang S B, et al. Review on sensor fault diagnosis of civil aircraft flight control system[J]. Electronics Optics & Control, 2022, 29(1): 56-60(in Chinese).

[23] 中国人民解放军总装备部. 军用软件安全性设计指南: GJB/Z 102A—2012[S]. 北京: 中国人民解放军总装备部, 2012: 14-15.
The General Armaments Department of the Chinese People's Liberation Army. Guide for military software safety design: GJB/Z 102A—2012[S]. Beijing: The General Armaments Department of the Chinese People's Liberation Army, 2012: 14-15(in Chinese).

Kinetic-motion dissimilar monitoring based inertial data fault detection for flight control system safety enhancement

MENG Yang[1, 2, *], LIU Hongming[1, 2], LI Li[1, 2], QI Pengyuan[3], WU Cihang[2], WANG Guangfeng[2]

(1. Aviation Key Laboratory of Science and Technology on Aircraft Control, Xi'an 710065, China;
2. AVIC Xi'an Flight Automatic Control Research Institute, Xi'an 710065, China;
3. School of Automation and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: There are three major challenges in inertial data redundancy management for flight control systems: common-mode risk suppression, correct voting on singular faults, and single data available. This paper proposes a fault detection algorithm and a redundancy management architecture based on motion dissimilar monitoring. The core of this architecture lies in establishing the relationships among attitude, angular rate, load factor, and body-axis acceleration through engineering-oriented soft-reconfiguration calculations based on simplified motion models. This enables effective fault detection in inertial data and enhances the safety of the flight control system. Real flight test data is used to construct a ground-based offline flight test verification platform, and flight data gathered under boundary flight conditions is used to evaluate the proposed algorithm. The results show that under normal inertial data conditions, the body-axis overload calculated theoretically based on the aircraft dynamics is highly consistent with the actual measured overload, with a maximum deviation of less than 0.1*g*. However, there is a noticeable difference between the measured and theoretically computed body-axis overload when any of the angular rate, overload, or attitude signals in the inertial data are faulty. This allows for precise fault identification and isolation without the addition of new hardware, effectively enhancing the safety of the flight control system.

Keywords: flight control system; common-mode risk suppression; singular faults; fault detection; flight test data validation

Received: 2025-08-28; **Accepted**: 2025-11-14; **Published Online**: 2025-11-26 13:37
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251126.1107.002
* **Corresponding author**. E-mail: mengyang95@qq.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0623

半球谐振陀螺相位不均衡误差快速诊断与补偿方法

陈彤阳[1]，李华[1, 2, *]，马圣杰[1]，舒航[1]，杨森[1]，王育彬[1]

(1. 中国航空工业集团公司西安飞行自动控制研究所，西安 710076；2. 西北工业大学 自动化学院，西安 710072)

摘　　要：针对半球谐振陀螺测控系统中两轴检测回路存在的相位不均衡误差，提出基于驻波自进动的陀螺相位不均衡误差快速诊断与补偿方法。通过观察恒速自进动时的正交控制力常值耦合量，得到共有相位误差补偿值，通过观察不同自进动速率下的正交控制力残差，得到差异相位误差补偿值，调整了两轴检测回路解调量的相位不均衡误差补偿值，消除了检测模态下控制力的相互耦合，使谐振子重新工作于谐振状态，降低了陀螺角度相关性零偏 (ADB) 峰峰值。实验表明：陀螺 ADB 峰峰值由 15.56 (°)/h 减小至 0.71 (°)/h，降低了约 22 倍，验证了所提方法的有效性和正确性。

关　键　词：半球谐振陀螺；相位误差；误差辨识；误差校正；补偿算法

中图分类号：V241.5; TP212

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2828-08

半球谐振陀螺在体积、质量和功耗方面具有明显优势，同时，其具备出色的环境适应性和可靠性，由于结构简单、关键部件数量少，半球谐振陀螺还具有制造成本较低的特点，有助于提升其在多种平台中的应用可行性[1-2]。

在半球谐振陀螺的工作过程中，谐振子振动特性的精准监测是核心需求，这使得控制电路需集成电容传感、信号放大及滤波等模拟功能模块。然而受限于模拟电子元件的物理特性，电路系统必然存在相位延迟偏差，随着陀螺工作时间的增加，系统中的相位误差会受到器件老化等因素影响，所以需要定时检测诊断并抑制相位误差。同时由于不同检测通道间的差异，还会存在相位不均衡误差[3-5]。此类延迟误差会导致锁相环难以维持驱动信号与传感信号的相位同步，进而引发控制通道间的动态耦合干扰，造成系统控制精度衰减[6-7]。文献 [8] 通过调谐电极抑制了相位误差，但是未考虑两轴相位的不均衡影响；文献 [9] 中通过分时复用抑制了相位不均衡误差；文献 [10] 阐述了温度变化对相位延迟的影响。在全角和力平衡共用的混合控制中，双通道方案通常有更高的测量精度，为确保陀螺仪的角运动检测性能，必须探索双通道测控方案，其中，双通道相位不均衡误差诊断和抑制方法已成为提升陀螺测量精度的关键技术环节。本文提出基于驻波自进动[11-13] 的陀螺相位不均衡误差快速诊断与补偿方法，通过观察陀螺正交控制力输出的耦合量，辨识并补偿陀螺中的相位误差，该方法不需要对陀螺进行拆卸，可以便捷实现相位误差的实时诊断与补偿。

1　全角控制方案设计与相位影响分析

1.1　全角控制方案设计

谐振子受到多方向的阻尼和刚度约束，可被等效为 2 对虚拟的正交阻尼约束和刚度约束，因此，半球谐振陀螺的等效动力学模型可写为[14]

$$\begin{cases} \ddot{x}-4K\Omega\dot{y}+[2/\tau+\Delta(1/\tau)\cos 4\theta_\tau]\dot{x}+\Delta(1/\tau)\sin 4\theta_\tau\dot{y}+ \\ \quad\left(\omega^2-\omega\Delta\omega\cos 4\theta_\omega\right)x-\omega\Delta\omega\sin 4\theta_\omega y=f_x \\ \ddot{y}+4K\Omega\dot{x}+\Delta(1/\tau)\sin 4\theta_\tau\dot{x}+[2/\tau-\Delta(1/\tau)\cos 4\theta_\tau]\dot{y}- \\ \quad\omega\Delta\omega\sin 4\theta_\omega x+\left(\omega^2+\omega\Delta\omega\cos 4\theta_\omega\right)y=f_y \end{cases} \tag{1}$$

收稿日期：2025-09-05；录用日期：2025-11-14；网络出版时间：2025-11-26 13:37
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251126.1054.001

*通信作者. E-mail：lih292@avic.com

引用格式：陈彤阳，李华，马圣杰，等. 半球谐振陀螺相位不均衡误差快速诊断与补偿方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2828-2835. Chen T Y，Li H，Ma S J，et al. A rapid diagnostic and compensation method for phase imbalance errors in hemispherical resonator gyroscopes [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2828-2835（in Chinese）.

式中: x和y分别为 X 通道和 Y 通道检测电极上获得的振动位移; f_x和f_y分别为 X 通道和 Y 通道驱动电极上施加的控制力; $-4K\Omega\dot{y}$和$4K\Omega\dot{x}$为哥氏效应产生的哥氏力耦合项, K为进动因子, Ω为激励角速度; τ为振荡衰减时间常数, $2/\tau=1/\tau_x+1/\tau_y$, τ_x和τ_y分别为最大和最小阻尼轴上谐振子的振荡衰减时间常数, $\tau_x<\tau_y$, $\Delta(1/\tau)$为非等阻尼误差幅值, $\Delta(1/\tau)=1/\tau_x-1/\tau_y$, θ_τ为最大阻尼轴与 X 通道检测电极轴的夹角; $\omega^2=\left(\omega_x^2+\omega_y^2\right)/2$, ω_x和ω_y分别为最小和最大刚度轴上谐振子的固有振动角频率, $\omega_x<\omega_y$, $\Delta\omega$为非等弹性误差幅值, $\Delta\omega=\omega_y-\omega_x$, θ_ω为最小刚度轴与 X 通道检测电极轴的夹角。

不同于力平衡模式中驻波的方位锁定, 全角模式中驻波自由进动, 能够遍历谐振子周向所有方位, 为便于对驻波的驱动和检测模态进行分析, 将驻波方位角θ引入式 (1), X 和 Y 通道检测电极上的振动信号可以表示为[15]

$$\begin{cases} x=a\cos\theta\cos(\omega t+\phi)-q\sin\theta\sin(\omega t+\phi) \\ y=a\sin\theta\cos(\omega t+\phi)+q\cos\theta\sin(\omega t+\phi) \end{cases} \tag{2}$$

式中: a 为波腹点幅值; q 为波节点幅值; ϕ为振动信号初相位。

半球谐振陀螺全角控制模型如图 1 所示, 图中, ADC 和 DAC 为模数转换器, C_x、C_y、S_x、S_y为 x、y 路信号解调滤波得到的解调量, E、Q、R、S、L 为解调量组合运算得到的慢变量, E 表示能量, Q 表示正交误差, R、S 为角度相关函数, L 为相位相关函数。根据信号流向, 检测电极上获取到的振动位移 x、y经过模数转换器转换成数字信号进行信号解调滤波, 得到的解调量进一步组合运算, 得到慢变量, 再经过频率、幅值、正交环路计算各环路控制力, 最后, 统一合成两路驱动力作用在驱动电极上实现陀螺控制。

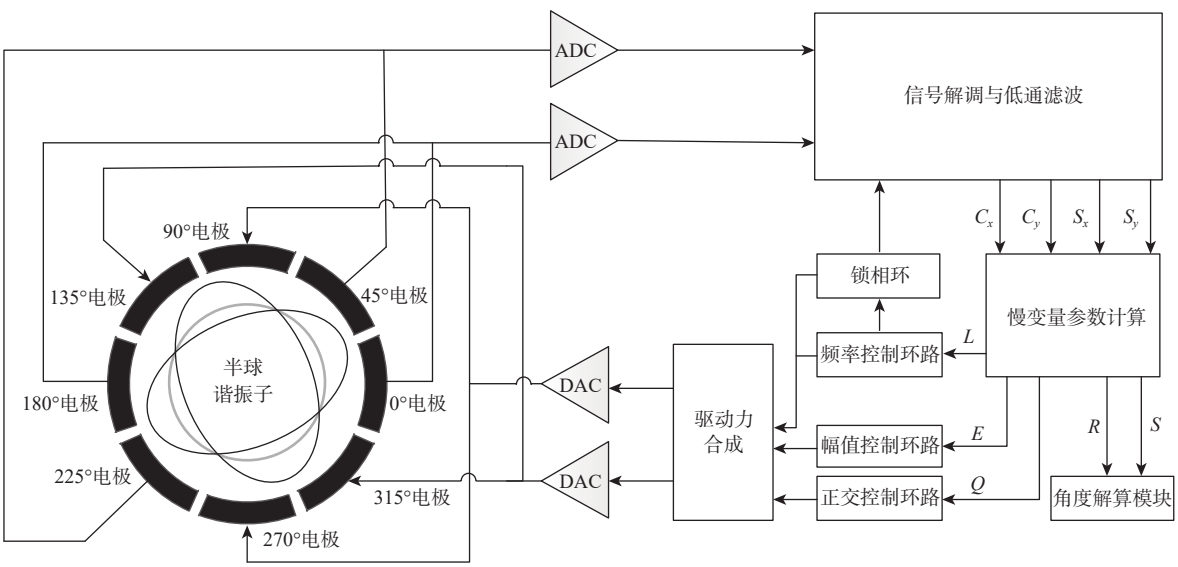


图 1　半球谐振陀螺全角控制模型

Fig. 1　Full-angle control model of hemispherical resonator gyroscope

1.2　相位影响分析

在半球谐振陀螺双回路全角控制方案下, 需要考虑 X、Y 双通道相位误差不均衡的影响。定义 X 和 Y 通道的相位误差分别为δ_x和δ_y, 经过乘法解调和低通滤波得振动位移慢变量为

$$\begin{cases} \hat{C}_x=a\cos2\theta\cos\delta_x+q\sin2\theta\sin\delta_x \\ \hat{S}_x=a\cos2\theta\sin\delta_x-q\sin2\theta\cos\delta_x \\ \hat{C}_y=a\sin2\theta\cos\delta_y-q\cos2\theta\sin\delta_y \\ \hat{S}_y=a\sin2\theta\sin\delta_y+q\cos2\theta\cos\delta_y \end{cases} \tag{3}$$

可知, 系统中的相位误差会耦合到解调量中, 令$\delta\varphi=\left(\delta_x+\delta_y\right)/2$, $\varepsilon_\mathrm{p}=(\delta_y-\delta_x)/2$, 则 X 和 Y 通道的相位误差可以分别表示为$\delta_x=\delta\varphi-\varepsilon_\mathrm{p}$, $\delta_y=\delta\varphi+\varepsilon_\mathrm{p}$, 称$\delta\varphi$为双通道共有相位误差, ε_p为双通道差异相位误差。在存在相位不均衡误差的情况下, 将解调量进行组合运算得到存在相位不均衡误差的慢变量:

$$E=\hat{C}_x^2+\hat{S}_x^2+\hat{C}_y^2+\hat{S}_y^2=a^2+q^2 \tag{4}$$

$$Q=2\left(\hat{C}_x\hat{S}_y-\hat{C}_y\hat{S}_x\right)=2aq\cos2\varepsilon_\mathrm{p}+\left(a^2-q^2\right)\sin4\theta\sin2\varepsilon_\mathrm{p} \tag{5}$$

$$L_\mathrm{s}=2\left(\hat{C}_x\hat{S}_x+\hat{C}_y\hat{S}_y\right)=\left(a^2-q^2\right)\sin2\delta\varphi\cos2\varepsilon_\mathrm{p}-\left(a^2+q^2\right)\cos2\delta\varphi\sin2\varepsilon_\mathrm{p}\cos4\theta \tag{6}$$

$$L_\mathrm{c}=\hat{C}_x^2+\hat{C}_y^2-\hat{S}_x^2-\hat{S}_y^2=\left(a^2-q^2\right)\cos2\delta\varphi\cos2\varepsilon_\mathrm{p}+\left(a^2+q^2\right)\sin2\delta\varphi\sin2\varepsilon_\mathrm{p}\cos4\theta \tag{7}$$

$$S = 2\left(\hat{C}_x\hat{C}_y + \hat{S}_x\hat{S}_y\right) = \left(a^2 - q^2\right)\sin 4\theta\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} - 2aq\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} \tag{8}$$

$$R = \hat{C}_x^2 + \hat{S}_x^2 - \hat{C}_y^2 - \hat{S}_y^2 = \left(a^2 - q^2\right)\cos 4\theta \tag{9}$$

陀螺控制中，设计控制器将E控制为常值，用来保持陀螺的振幅恒定，Q控制为0，从而抑制正交误差，L_{s}和L_{c}用于锁相环实时跟踪谐振频率，R和S用于计算驻波振型角。由式(5)可知，正交环路中引入相位不均衡误差，正交误差解算受到双通道差异误差影响，且误差的大小与振型角位置相关，正交误差抑制效果受到影响。记$\Delta\Phi$为系统中计算得到的存在相位不均衡误差的相位差，则慢变量L_{s}和L_{c}分别为$(a^2-q^2)\sin\Delta\Phi$和$(a^2-q^2)\cos\Delta\Phi$，在陀螺正常工作中$q\approx 0$，且$q \ll a$，所以q可以忽略不计，将用$\Delta\Phi$表示的L_{s}和L_{c}代入式(6)和式(7)，系统相位差可以表示为

$$\sin 2\Delta\Phi = \sin 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} - \cos 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta \tag{10}$$

$$\cos 2\Delta\Phi = \cos 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + \sin 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta \tag{11}$$

$$\Delta\Phi = \frac{1}{2}\arctan\left(\frac{\sin 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} - \cos 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta}{\cos 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + \sin 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta}\right) \tag{12}$$

由式(12)可知，系统相位差由于相位不均衡误差的影响，解算结果受到影响，相位差的解算结果与双通道共有相位误差和双通道差异相位误差都相关，且解算结果与振型角位置也相关，在全角模式下，振型角度自由进动，所以系统相位差也会发生变化，在系统激励端，相位差的变化影响锁相环的输出结果，导致施加控制力的相位也发生变化，控制系统中，幅值控制环路与频率控制环路、正交控制环路与角速率控制环路通过$\pi/2$的相位差保证环路间的正交性，当存在施力相位偏差时，环路间控制力不再正交，即幅值控制环路与频率控制环路、正交控制环路与角速率控制环路的控制力会相互耦合。

由式(8)和式(9)解算得到的振型位置如式(13)所示，可知陀螺角度解算受到双通道差异相位误差影响，陀螺实际解算振型角产生偏差，引入陀螺角估计误差$\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$，使得陀螺角度相关性零偏(angle-dependent bias, ADB)变大。

$$\hat{\theta} = \frac{1}{4}\arctan\left[\frac{\left(a^2-q^2\right)\sin 4\theta\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} - 2aq\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}}{\left(a^2-q^2\right)\cos 4\theta}\right] \tag{13}$$

接下来分析相位不均衡误差对正交误差控制的影响，在正交控制环路中，对式(5)求导，存在相位不均衡误差的环路动态方程可以表示为

$$\begin{aligned} Q' = {} & (2q\dot{a} + 2a\dot{q})\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + (2a\dot{a} - 2q\dot{q})\sin 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + \\ & 4(a^2 - q^2)\cos 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} \end{aligned} \tag{14}$$

根据Lynch控制理论[14]，幅值a、正交误差q的环路动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{a} = {} & \mathrm{Re}\left(\frac{\mathrm{i}}{2\omega}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\Delta\Phi}F_a\right) - \left[1/\tau + \frac{1}{2}\Delta(1/\tau)\cos 2(\theta-\theta_\tau)\right]a + \\ & \frac{1}{2}\Delta\omega\sin 2(\theta-\theta_\omega)q \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} \dot{q} = {} & \mathrm{Re}\left(\frac{1}{2\omega}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\Delta\Phi}F_q\right) - \left[1/\tau - \frac{1}{2}\Delta(1/\tau)\cos 2(\theta-\theta_\tau)\right]q - \\ & \frac{1}{2}\Delta\omega\sin 2(\theta-\theta_\omega)a \end{aligned} \tag{16}$$

式中：Re( )表示取实部。将式(15)和式(16)代入到动态方程式(14)中，又因为陀螺正常工作过程中，由于$q\approx 0$，且$q \ll a$，所以q可以忽略不计，又$E = a^2$，所以环路动态方程可以简化为

$$\begin{aligned} \hat{Q}' = {} & \left[\mathrm{Re}\left(\frac{\sqrt{E}}{\omega}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\Delta\Phi}F_q\right) + \Delta\omega E\sin 2(\theta-\theta_\omega)\right]\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + \\ & \mathrm{Re}\left(\frac{i\sqrt{E}}{\omega}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\Delta\Phi}F_a\right)\sin 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} - 2E\sin 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}/\tau - \\ & \Delta(1/\tau)\cos 2(\theta-\theta_\tau)E\sin 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + 4E\cos 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} \end{aligned} \tag{17}$$

由陀螺控制力合成的关系，可以得到施加在驻波波幅点和波节点的控制力，依据施力相位的不同可以分解为频率控制力f_{ac}，幅值控制力f_{as}，正交控制力f_{qc}，角度控制力f_{qs}，控制力分解关系如下：

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{ac} + \mathrm{i}f_{as} \\ f_{qc} + \mathrm{i}f_{qs} \end{bmatrix} \tag{18}$$

其中，频率控制力f_{ac}在全角模式下为0，将式(18)代入式(17)，并将$\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\Delta\Phi} = \cos\Delta\Phi - \mathrm{i}\sin\Delta\Phi$代入，正交环路的环路动态方程可以写为

$$\begin{aligned} \hat{Q}' = {} & \hat{F}_q + \hat{F}_a + \Delta\omega E\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\sin 2(\theta-\theta_\omega) - \\ & \left[1/\tau + \frac{1}{2}\Delta(1/\tau)\cos 2(\theta-\theta_\tau)\right]2E\sin 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} + \\ & 4E\cos 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}} \end{aligned} \tag{19}$$

$$\hat{F}_q = \frac{\sqrt{E}\cos\varepsilon_{\mathrm{p}}}{\omega}\left(f_{qc}\cos\Delta\Phi + f_{qs}\sin\Delta\Phi\right) \tag{20}$$

$$\hat{F}_a = \frac{-\sqrt{E}\sin 4\theta\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}}{\omega}f_{as}\cos\Delta\Phi \tag{21}$$

$\hat{Q}'$由3部分组成，其中，$\hat{F}_a$表示幅值控制环路通过相位不均衡误差向正交控制环路耦合的控制力；$\hat{F}_q$表示正交控制环路本身的控制力及角速率控

制环路通过相位不均衡误差向正交控制环路耦合的控制力; 式 (19) 等号右侧后 3 项表示不同角度下的正交误差, 在不含相位不均衡误差时, 由谐振子频率裂解值和刚度轴位置决定, 当环路中存在相位不均衡误差后, 阻尼及阻尼差的影响也耦合到了正交控制环路中。

由式 (20) 可知, 正交环路的环路动态方程中包含控制力 f_{qc} 和 f_{qs}, 正交环路控制目标为将 Q' 控制为 0, f_{qs} 通过施力的相位差 $\Delta\Phi$ 耦合到了正交控制环路中, 所以在控制过程中, f_{qs} 的变化会影响正交控制力 f_{qc}。记正交控制环路本身的控制力为 $\hat{f}_{qc}$, 角速率控制环路通过相位不均衡误差向正交控制环路耦合的控制力为 $\hat{f}_{qs}$, 其表达式为

$$\hat{f}_{qc}=\frac{\sqrt{E}\cos\varepsilon_{\mathrm{p}}}{\omega}f_{qc}\cos\Delta\Phi \tag{22}$$

$$\hat{f}_{qs}=\frac{\sqrt{E}\cos\varepsilon_{\mathrm{p}}}{\omega}f_{qs}\sin\Delta\Phi \tag{23}$$

接下来, 求解环路相位差 $\Delta\Phi$, 因为相位差 $\Delta\Phi$ 通过锁相环控制到 0, 所以 $\Delta\Phi\to 0$, 有 $\sin 2\Delta\Phi\approx 2\sin\Delta\Phi$, 可以由式 (10) 得到 $\sin\Delta\Phi$ 表达式, 由式 (11) 并结合倍角公式可以得到 $\cos\Delta\Phi$ 的表达式为

$$\sin\Delta\Phi=\left(\sin 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}}-\cos 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta\right)/2 \tag{24}$$

$$\cos\Delta\Phi=\sqrt{\left[1+\left(\cos 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}}+\sin 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta\right)\right]/2} \tag{25}$$

2　相位误差快速诊断与补偿方法

2.1　共有相位误差补偿

相位不均衡误差的抑制方法为在解调滤波时将存在相位不均衡误差的解调量 $\hat{C}_x$、$\hat{S}_x$、$\hat{C}_y$、$\hat{S}_y$ 乘以矫正矩阵, 恢复成不含相位不均衡误差的解调量 C_x、S_x、C_y、S_y, 恢复过程如下:

$$\begin{cases}C_x=\hat{C}_x\cos\left(\delta_{x_\mathrm{cmp}}\right)-\hat{S}_x\sin\left(\delta_{x_\mathrm{cmp}}\right)\\ S_x=\hat{S}_x\cos\left(\delta_{x_\mathrm{cmp}}\right)+\hat{C}_x\sin\left(\delta_{x_\mathrm{cmp}}\right)\\ C_y=\hat{C}_y\cos\left(\delta_{y_\mathrm{cmp}}\right)-\hat{S}_y\sin\left(\delta_{y_\mathrm{cmp}}\right)\\ S_y=\hat{S}_y\cos\left(\delta_{y_\mathrm{cmp}}\right)+\hat{C}_y\sin\left(\delta_{y_\mathrm{cmp}}\right)\end{cases} \tag{26}$$

式中: x 轴相位误差补偿值 $\delta_{x_\mathrm{cmp}}=-\delta_x$; y 轴相位误差补偿值 $\delta_{y_\mathrm{cmp}}=-\delta_y$。

通过式 (21)～式 (23) 分析各个控制力耦合量在振型角 θ 上的周期性, 由于谐振子存在高阻尼轴和低阻尼轴, 幅值控制力 f_{as} 在高阻尼轴上有最大值, 在低阻尼轴上有最小值, 所以 f_{as} 具有 2θ 角度依赖性, 随驻波方位角以 $\sin(2\theta-2\theta_\tau)$ 的形式呈现, 同样的, 由于谐振子存在高频轴和低频轴, 所以 f_{qc} 具有 2θ 角度依赖性, 随驻波方位角以 $\sin(2\theta-2\theta_o)$ 的形式呈现, 所以式 (21) 和式 (22) 中的控制力仅存在与 θ 相关的交流量, 不存在直流分量。将式 (24) 代入式 (23), 角速率控制环路通过相位不均衡误差向正交控制环路耦合的控制力可以写为

$$\hat{f}_{qs}=\frac{\sqrt{E}\cos\varepsilon_{\mathrm{p}}f_{qs}}{2\omega}\left(\sin 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}}-\cos 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta\right) \tag{27}$$

式 (27) 中的角度控制力耦合量 $\hat{f}_{qs}$ 可以分为与 θ 无关的直流分量 $\hat{f}_{qs\mathrm{d}}$ 和与 θ 相关的交流分量 $\hat{f}_{qs\theta}$:

$$\hat{f}_{qs\mathrm{d}}=\frac{\sqrt{E}\cos\varepsilon_{\mathrm{p}}\sin 2\delta\varphi\cos 2\varepsilon_{\mathrm{p}}}{2\omega}f_{qs} \tag{28}$$

$$\hat{f}_{qs\theta}=\frac{-\sqrt{E}\cos 2\delta\varphi\sin 2\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos\varepsilon_{\mathrm{p}}\cos 4\theta}{2\omega}f_{qs} \tag{29}$$

可知, 当存在直流角度控制力时, 正交控制环路中也会耦合进直流量, 所以, 在角度控制环路施加恒定的控制力, 使得正交控制环路中正交控制力产生直流偏置, 再调节共有相位误差, 通过傅里叶拟合提取直流量误差, 由式 (28) 可知, 当 $\delta\varphi$=0 时, $\sin\delta\varphi$=0, 耦合量直流量为 0, 此时即完成 $\delta\varphi$ 的补偿。

2.2　差异相位误差补偿

在共有相位误差补偿完成后, 系统中仅剩差异相位误差 ε_{p}, 此时正交控制力仅剩交流分量, 受到角度控制力、幅值控制力耦合分量共同影响。在陀螺正常工作时, 本文通过改变角度控制环路中施加的角度控制力, 使陀螺驻波以不同速率进动, 此时由式 (29) 可知, 此时受到 ε_{p} 的影响, 正交控制力也会不同, 即表现为在不同自进动速率下, 正交控制力大小不同。当 ε_{p} 为 0 时, 此时各环路耦合量为 0, 改变角度控制力不再影响正交控制力, 所以, 通过改变角度控制环路中的角度控制力, 采集正交控制力, 通过傅里叶拟合提出正交控制力的幅值及相位参数, 观察正交控制力, 调节 ε_{p}, 使得正交控制力不随角度控制力的变化而变化, 此时 ε_{p}=0, 完成双通道差异误差的抑制。由于正交控制环路中 4θ 角度依赖项由差异相位误差引入, 所以双通道差异相位误差补偿后, 环路中不再存在 4θ 角度依赖项。

3　仿真及试验

3.1　仿真验证

搭建仿真模型, 测量某陀螺的特征参数, 并将其作为仿真参数, 如表 1 所示。

由式 (28) 可知, 在恒定角度控制力激励下, 测控系统共有相位误差将使谐振子工作于非谐振状态、造成检测模态控制电压间的耦合, 角度控制力的引入将导致正交控制力均值的变化。首先,改变

不同的共有相位误差补偿值，拟合计算正交控制力的均值，如图2所示，线性拟合得到使得正交控制力均值为0的相位补偿值$\delta\varphi_{cmp}$为−7.5°，即相位误差$\delta\varphi$为7.5°。

在$\delta\varphi$ = 7.5°的情况下，施加等大反向的角度控制力，使陀螺先正转再反转，此时满足产生2种不同的角度控制力的条件，同时调节双通道差异相位误差补偿量ε_{p_cmp}，观察正转和反转情况下的正交控制力，如图3所示，可以看出，当存在双通道差异相

表1 仿真参数设置

Table 1 Configuration of simulation parameters

参数	数值
高阻尼轴Q值	$1.348\,5\times10^7$
低阻尼轴Q值	$1.365\,1\times10^7$
频率裂解值$\Delta\omega$/ mHz	0.3
谐振频率ω/ Hz	7 630.7
采样率/ Hz	100
x轴相位延迟/(°)	10
y轴相位延迟/(°)	5

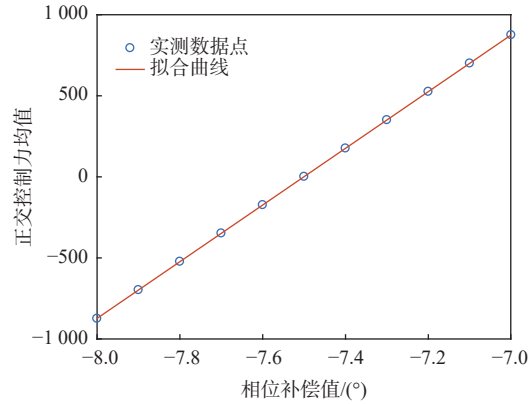


图2 不同$\delta\varphi_{cmp}$下的正交控制力均值

Fig. 2 Mean value of orthogonal control forces under varying $\delta\varphi_{cmp}$

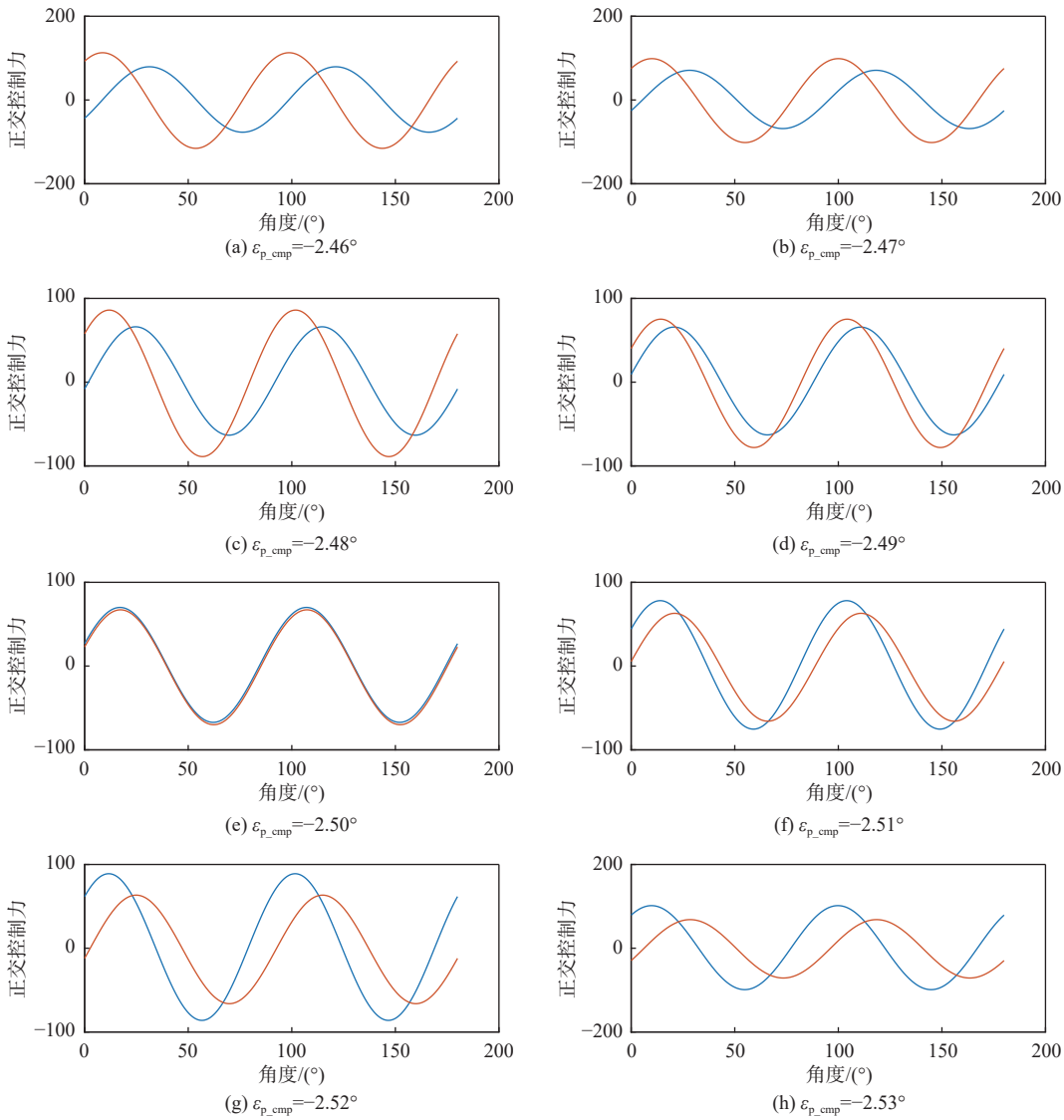


图3 不同ε_{p_cmp}下的正交控制力

Fig. 3 Orthogonal control forces at different ε_{p_cmp}

位误差时, 施加不同控制力使驻波正转和反转时, 正交控制力大小和相位存在差异。

计算不同双通道差异相位误差补偿量ε_{p_cmp}下正转和反转时正交控制力的残差, 残差的计算方法为采集 0°～180°角度处的正交控制力, 采样间隔为 1°, 将正转和反转时相同角度下的正交控制力作差, 并将差值求平方和, 得到残差, 当残差越小时, 表明正转和反转时的正交控制力越相似, 当残差为 0 时, 表明此时的正转和反转的正交控制力相同, 即此时不存在双通道差异相位误差。如图 4 所示, 可知, 当双通道差异相位误差补偿量ε_{p_cmp}为−2.5°时, 残差为 0, 此时正向和反向正交控制力曲线相同, 即双通道差异相位误差ε_p为 2.5°。结合双通道共有相位误差和双通道差异相位误差, 得到 x 轴相位误差为 10°, y 轴相位误差为 5°, 辨识结果与仿真设置结果一致。

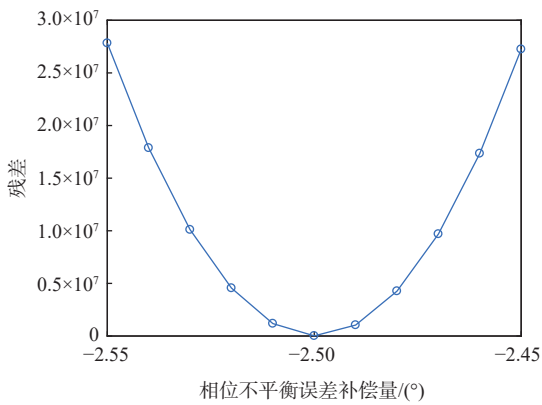


图 4　不同ε_{p_cmp}下的正交控制力残差

Fig. 4　Residuals of orthogonal control forces at different ε_{p_cmp}

3.2　试验验证

选取某表头进行试验验证, 首先, 辨识$\delta\varphi$, 施加恒定角度控制力数字量为 32 767, 使驻波以恒定速率进动, 不断调节$\delta\varphi_{cmp}$, 测量得到正交控制力均值如图 5 所示, 对采样点进行线性拟合, 保留 2 位小数, 得到正交控制力均值在$\delta\varphi_{cmp}$为 0.66°时为 0, 此时$\delta\varphi$为−0.66°。

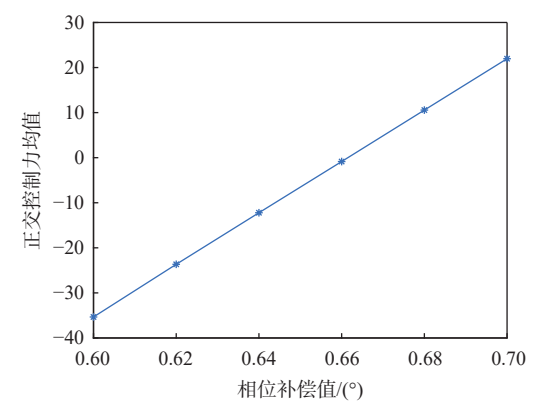


图 5　不同$\delta\varphi_{cmp}$下陀螺的正交控制力均值

Fig. 5　Mean of orthogonal control forces of gyroscope at different $\delta\varphi_{cmp}$

再改变不同角度控制力为数字量为−32 767, 不断调节ε_{p_cmp}, 计算正交控制力残差, 如图 6 所示, 当ε_{p_cmp}为 0.28°时, 此时残差最小, ε_p为−0.28°。综上可得, x 轴相位误差为−0.94°时, y 轴相位误差为−0.38°。

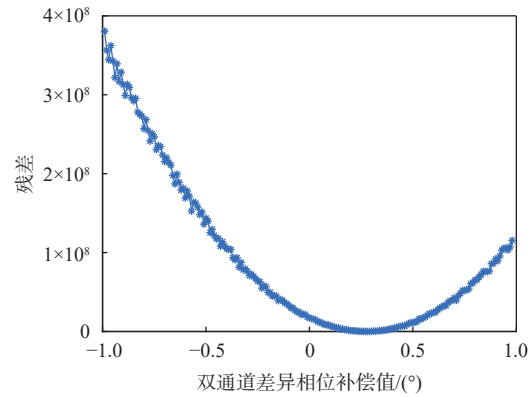


图 6　不同ε_{p_cmp}下陀螺的正交控制力残差

Fig. 6　Residuals of gyroscope's orthogonal control forces at different ε_{p_cmp}

相位不均衡误差补偿后, 陀螺角度解算恢复正常, 角估计误差消失, 陀螺的 ADB 减小, 测量误差补偿前后的 ADB 曲线, 如图 7 所示, 可知, 相位不均衡误差补偿后, 陀螺 ADB 由 15.56 (°)/h 减小到 0.71 (°)/h, 降低了约 22 倍, 此时的 ADB 主要由阻尼不均匀误差及系统中存在的电极误差、安装误差、非线性误差等产生。

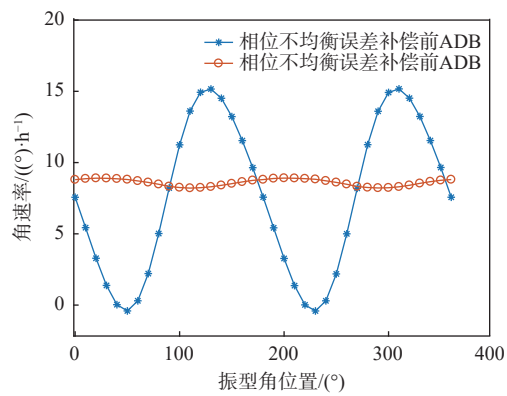


图 7　相位不均衡误差补偿前后 ADB

Fig. 7　Comparison of ADB before and after phase imbalance error compensation

将陀螺置于转台上, 敏感轴指天, 转台输入为 10 (°)/s, 测量高动态环境下的陀螺输出, 减去均值后观察输出的峰峰值, 如图 8 所示, 可知相位不均衡误差补偿后, 陀螺输出 ADB 由 16.98 (°)/h 减小到 1.26 (°)/h。由于系统中还存在电极误差、安装误差等, 使得 ADB 峰峰值相较静态测试时增大。

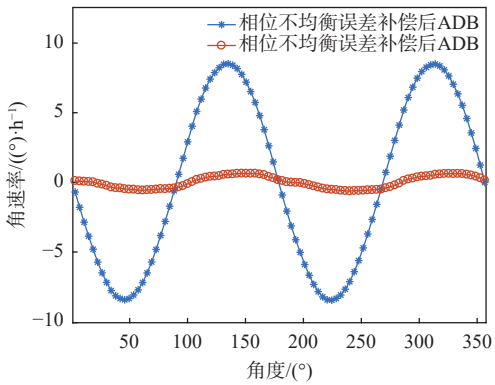


图 8 相位不均衡误差补偿前后高动态环境下 ADB

Fig. 8 ADB in high-dynamic environments before and after phase imbalance error compensation

4 结 论

本文深入分析了半球谐振陀螺在全角模式下由于测控系统相位不均衡误差对精度造成的影响机理，并提出一种基于驻波自进动的快速诊断与抑制方法，有效消除了相位不均衡误差带来的影响。结论如下：

1）基于对相位不均衡误差的作用机理分析，得到不同环路控制力之间会通过相位不均衡误差相互耦合，使得不同回路间的控制相互干扰。

2）正交控制环路中存在常值耦合量与角度依赖性耦合量，可以通过驻波进动过程中调节双通道共有相位误差和差异相位误差，观察正交控制力变化实现误差的辨识与抑制。

3）实验结果表明，本文方法将静态 ADB 峰峰值由 15.56 (°)/h 减小至 0.71 (°)/h，动态 ADB 峰峰值由 16.98 (°)/h 减小到 1.26 (°)/h，提升了陀螺的测量精度与稳定性，且该方法不需要拆卸陀螺及额外的诊断工具，可以实现快捷、高效的误差诊断与抑制，具有良好的工程应用前景。

参考文献（References）

[1] Delhaye F. HRG by SAFRAN: the game-changing technology [C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-4.

[2] Rozelle D M. The hemispherical resonator gyro: from wineglass to the planets[J]. Advances in the Astronautical Sciences, 2013, 134: 1157-1178.

[3] Wang R Q, Yi G X, Xie W N. Virtual precession self-calibration method for hemispherical resonator gyro based on sinusoidal injection[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2025, 74: 9501311.

[4] Tang X Y, Zeng L B, Deng K X, et al. A rate hemispherical resonator gyroscope with bias stability of 0.0056°/h with compensation of phase delay[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2024, 375: 115494.

[5] Tang X, Pan Y, Zeng L, et al. Investigation on influences of phase delay on performance of resonator gyroscopes[C]//Proceedings of the DGON Inertial Sensors and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-16.

[6] Zeng L B, Li J Y, Pan Y, et al. An investigation on influences of the phase delay and the electrode errors on a mode-reversal hemispherical resonator gyroscope[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2025, 74: 9519115.

[7] Ning Y H, Wang C H, Xi B Q, et al. Identification and correction of phase delay errors for hemispherical resonator gyroscopes[J]. Scientific Reports, 2025, 15: 2078.

[8] Sun J K, Liu K, Yu S, et al. Identification and correction of phase error for whole-angle micro-shell resonator gyroscope[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(20): 19228-19236.

[9] Xu R D, Gao Z X, Nan F B, et al. Single-channel control for hemispherical resonator gyro based on time division multiplexing and demultiplexing[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(19): 21342-21348.

[10] Zeng L B, Pan Y, Li J Y, et al. A phase delay suppression method with temperature robustness for hemispherical resonator gyroscopes operating in the force-to-rebalance mode[J]. IEEE Sensors Journal, 2025, 25(15): 28101-28109.

[11] Prikhodko I P, Gregory J A, Judy M W. Virtually rotated MEMS gyroscope with angle output[C]//Proceedings of the IEEE 30th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems. Piscataway: IEEE Press, 2017: 323-326.

[12] Prikhodko I P, Gregory J A, Bugrov D I, et al. Overcoming limitations of Rate Integrating Gyroscopes by virtual rotation[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2016: 5-8.

[13] Zhang J M, He C H, Liu Y X, et al. A novel scale factor calibration method for a MEMS gyroscope based on virtual Coriolis force[C]//Proceedings of the 10th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems. Piscataway: IEEE Press, 2015: 58-62.

[14] Lynch D D, Vibratory gyro analysis by the method of averaging[C]//Proceedings of the 2nd Saint Petersburg International Conference on Gyroscopic Technology and Navigation. Saint Petersburg: Elektropribor, 1995: 26-34.

[15] Sun Y W, Wei Z N, Yi G X, et al. Identification and compensation method of unbalanced error in driving chain for rate-integrating hemispherical resonator gyro[J]. Sensors, 2024, 24(13): 4328.

A rapid diagnostic and compensation method for phase imbalance errors in hemispherical resonator gyroscopes

CHEN Tongyang[1], LI Hua[1, 2, *], MA Shengjie[1], SHU Hang[1], YANG Sen[1], WANG Yubin[1]

(1. AVIC Xi'an Flight Automatic Control Research Institute, Xi'an 710076, China;
2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Based on standing wave precession, a quick diagnosis and compensation method for phase imbalance faults in two-axis detection loops of hemispherical resonator gyroscopes was suggested. The common phase error compensation value was obtained by observing the constant coupling of orthogonal control forces during constant-speed precession. The differential phase error compensation value was derived by analyzing the residual orthogonal control forces at varying precession rates. The mutual coupling of control forces in the detection mode was eliminated by adjusting the phase imbalance error compensation values for the demodulation quantities of the two-axis detection loops. This restored the resonator to its resonant state and reduced the peak-to-peak value of the angle-dependent bias (ADB). Experimental results showed that the ADB peak-to-peak value decreased from 15.56 (°)/h to 0.71 (°)/h, a reduction of approximately 22 times, validating the effectiveness and correctness of the proposed method.

Keywords: hemispherical resonator gyroscope; phase imbalance error; error identification; error correction; compensation algorithm

Received: 2025-09-05; **Accepted**: 2025-11-14; **Published Online**: 2025-11-26 13:37
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251126.1054.001
* **Corresponding author**. E-mail: lih292@avic.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0332

高速电磁阀数字液压回路动态流量特性

陈晓明[1, 2, 3, *]，朱玉川[2]，秦成[1]，李杨民[3]，方园[1]

(1. 中国航空工业集团公司西安飞机设计研究所，西安 710089；2. 南京航空航天大学 机电学院，南京 210016；
3. 香港理工大学 工程学院，香港 999077)

摘　　要：高速电磁阀作为数字液压回路的核心控制元件，其动态特性决定了该液压回路的流量特性表现，为提高数字液压回路流量特性计算精度，提出一种包含可控占空比修正特征的液压回路动态流量计算模型，并通过线性占空比区内的实测流量结果验证了所提模型的准确性。实验结果表明：与理想开关无延迟模型相比，实际开关有延迟动态流量特性模型所求瞬时流量最大相对误差减小20.3%，平均相对误差减小9.3%，平均输出流量最大误差减少73%，计算精度显著提升。当高速电磁阀阀口有效开启时间 t_{se} 处于2～7.43 ms之间，工作频率由50 Hz提升至100 Hz，液压回路平均输出流量高出额定输出流量40%，流体惯性效应对输出流量影响显著。

关 键 词：高速电磁阀；数字液压回路；流量特性；有效占空比；计算误差
中图分类号：TH137
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2836-09

传统液压元件及系统依赖节流耗散实现流量控制，容易造成严重的功率损耗，系统效率低[1]。当前，数字电子技术的成功极大地推动了数字开关技术在液压领域的应用，以高速电磁阀为代表的数字液压元件及回路具有更高能效[2]。在数字液压回路中，通常认为高速电磁阀在数字激励信号下持续高频开关，形成与数字信号相对应的离散流量输出特性[3]。学者们常以脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)控制信号下阀口平均流量与占空比大小之间的线性关系作为高速电磁阀输出性能的评价指标[4]。刘志浩等[5]研究了PWM-脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)模式下的高速电磁阀流量特性，结果发现，在0～100%占空比范围内，阀口流量线性增加；吴进军等[6]对不同压力、阀口开度下高速电磁阀的阀口流量进行了理论计算与实验验证；杨树军等[7]认为占空比在20%～80%范围内，高速电磁阀工作频率对阀口流量及线性度几乎无影响；李玉贵等[4]提出一种占空比线性转换的PWM控制模型，阀口压差一定时，可实现高速电磁阀在0～100%占空比范围内对阀口平均流量进行线性控制。

为提升流量控制精度，高速电磁阀的工作频率随之增加，阀芯启闭过程使得线性占空比区间随之减小，基于线性占空比模型的阀口流量计算误差随之增大。为此，杨家斌等[8]针对高速开关阀死区非线性所致流量建模难度大的问题，提出平均开度比描述法并建立流量-频率-占空比关系，通过设计分段线性化方法实现流量比例控制。为实现可控占空比准确分段，依赖于瞬态压力[9]、电感及其增量[10]、电流及其导数[11-12]等变量的阀芯启闭非线性运动状态识别成为有效的解决方案之一[9-12]。值得注意的是，高强等[12]运用线圈电流导数曲线特征预测高速电磁阀阀芯临界启闭时间点与完全启闭时间点，两者预测误差分别为6%和2%，并在基础上求得高速电磁

收稿日期：2025-05-28；录用日期：2025-09-12；网络出版时间：2025-09-28 08:04
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250926.1648.003
基金项目：国家重点研发计划(2022YFB3206505)
*通信作者. E-mail：xiaominglut@163.com

引用格式：陈晓明，朱玉川，秦成，等. 高速电磁阀数字液压回路动态流量特性[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2836-2844.
Chen X M，Zhu Y C，Qin C，et al. Dynamic flow characteristics of digital hydraulic circuit based on high speed solenoid valve[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2836-2844 (in Chinese).

阀 100 Hz 时的阀口流量计算误差仅为 0.12 L/min[13], 具有较高精度。由此可知, 基于阀芯启闭动态时间识别的可控占空比分段可以有效解决阀口流量解算精度不足的问题。

在数字液压回路中, 受压力脉动特性[14]、寄生流体惯性效应[15]等环境因素影响[16], 上述高速电磁阀阀口流量解算难以准确表征液压回路的流量输出特性, 回路流量特性更为复杂。陈福成等[17]基于压力波传播特性提出六压力传感器测试方法, 其可在 500 Hz 内实现误差<2% 的流量脉动测量; 借鉴数字开关电子回路电感特征建模方法[18], 文献 [19-20] 提出一种集中、分布参数模型, 揭示了理想开关无延迟的高速电磁阀数字液压回路动、静态流量特性, 反映了流体惯性效应对数字液压回路输出流量的影响作用。

基于高速电磁阀理想开关无延迟的假设, 上述数字液压回路动态流量特性涵盖了流体惯性效应的影响, 忽略了可控占空比与 PWM 控制信号之间的迟滞环节, 难以准确反映数字液压回路输出流量特性。为此, 本文将可控占空比分段处理, 提出一种高速电磁阀实际开关有延迟的数字液压回路动态流量特性模型, 以获得更为准确的数字液压回路输出流量特性。

1　高速电磁阀液压回路构型

1.1　数字液压回路构型与工作原理

高速电磁阀数字流量控制液压回路与数字开关电路类似, 高速电磁阀的阀口可视为恒定液阻, 管路层流状态下同样具有线性液阻与液感。结合数字开关电路构型, 为系统解析高、低压供油压力下的高速电磁阀控回路动态流量特性, 建立等效液压回路, 如图 1(a) 所示, 其中, p_{Hs}、p_{Ls} 分别为高、低压供油压力, R_v 为高速电磁阀阀口液阻, R_t 和 L_t 分别为传输管路的液阻和液感, p_d 为阀后等效负载压力。

结合图 1(a) 所示等效液压回路, 可得液压回路供油压力与输出流量特性曲线[19] 如图 1(b) 所示, 其中, τ 为 PWM 控制信号给定占空比, T 为切换周期。供油压力可表示为与高速电磁阀切换周期 T 一致的方波信号, 其瞬时值在 τT 时间段处于高压 p_{Hs}, 在 $(1-\tau T)$ 时间段处于低压 p_{Ls}, 对应动态流量特性曲线中流量上升段的可视为 $\tau=L/(R_v+R_t)$ 的指数函数, 流量下降段类似, 其中, q_a 为单一切换周期内流量特性曲线起点流量, q_b 为单一切换周期内流量特性曲线终点流量, q_{Hs}、q_{Ls} 分别为高、低压供油阶段液压回路输出流量, $q(t)$ 为流量特性曲线上的任意值。由图 1(b) 可知, 在传输管路液阻 R_t 与液感 L_t 作用下, 在高压供油阶段, 输出流量沿指数函数曲线上升, 在低压供油阶段, 输出流量沿指数函数曲线下降。若高速电磁阀理想开关无延迟切换, 高、低压油液瞬间交替, 液压回路输出流量具有上述周期性变化特征。

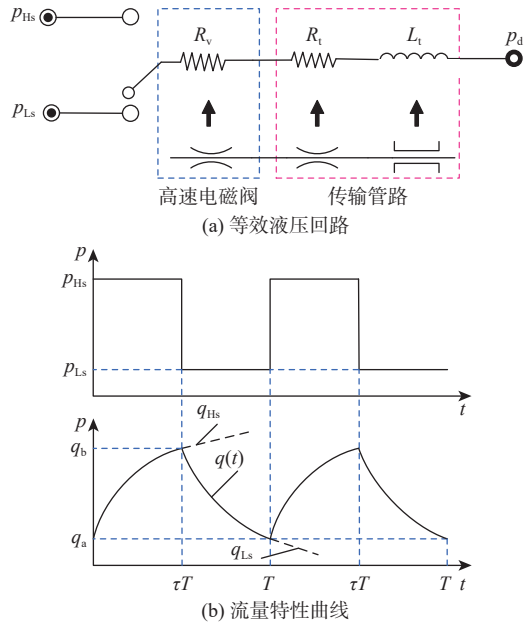


图 1　数字液压回路流量特性示意图

Fig. 1　Schematic diagram of digital hydraulic circuit flow characteristics

1.2　高速电磁阀结构与工作原理

本文所述的两位两通高速电磁阀作为核心控制元件, 其性能优劣直接决定了液压回路的流量特性, 为便于理解, 以下给出其内部结构示意图如图 2 所示。

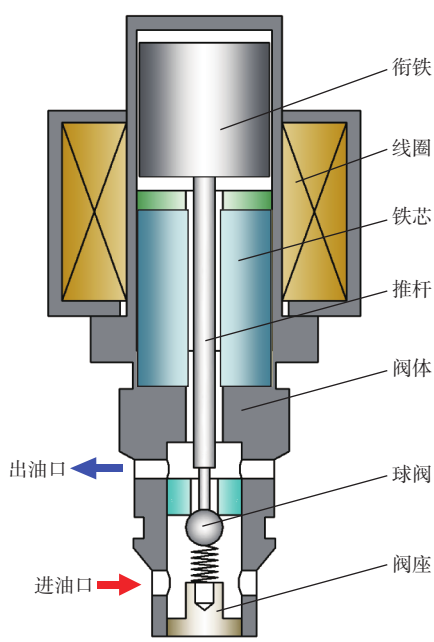


图 2　两位两通高速电磁阀结构示意图

Fig. 2　Schematic diagram of 2 way 2 port high speed solenoid valve

由图2可知，常闭式两位两通高速电磁阀主要由衔铁、铁芯、推杆、线圈、阀体、球阀、复位弹簧及阀座等组成。无驱动电压时，电磁力为0，衔铁、推杆无动作，球阀阀芯在复位弹簧与进油压力油液的共同作用下处于上止点，阀口可靠关闭，进油口与出油口断开，无油液流经阀口；有驱动电压时，电磁力开始增加并大于弹簧力与流体力的合力，衔铁、推杆与球阀阀芯在电磁力作用下一并向下动作，使球阀阀芯运动至下止点，阀口完全开启，进油口与出油口连通，高压油液经阀口流入，满足系统流量需求。

2 高速电磁阀液压回路流量特性理论建模

2.1 理想开关模式下流量特性

在这一过程中液压回路压力损失Δp与输出流量q_t具有如下关系：

$$\Delta p = L_t\frac{\mathrm{d}q_t}{\mathrm{d}t} + R_e q_t \tag{1}$$

$$\Delta p = p_{Hs} - p_d \qquad 0 \leqslant t \leqslant \tau T \tag{2}$$

$$\Delta p = p_{Ls} - p_d \qquad \tau T \leqslant t \leqslant T \tag{3}$$

式中：Δp为供油压力与等效负载压力之间的差值；R_e为等效液阻，R_e=R_v+R_t。高速电磁阀阀口液阻R_v与传输管路液阻R_t可表示为

$$R_v = \Delta p/q_t = \rho_f \bar{q}_s^2/\left(2C_d^2A_{jmax}^2\right) \tag{4}$$

$$R_t = 128\mu_f l_t/\left(\pi d_t^4\right) \tag{5}$$

其中：$\bar{q}_s$为高速电磁阀阀口平均流量；ρ_f为油液密度；C_d为阀口流量系数；A_{jmax}为阀口通流面积；d_t为管路直径。层流条件下，圆管流动中具有抛物线型速度分布，可得传输管路液感L_t为

$$L_t = 16\rho_f l_t/\left(3\pi d_t^2\right) \tag{6}$$

值得注意的是，式(1)与基尔霍夫电压定律类似，可参考Millmann与Taub所提脉冲电压-电流关系式[18]，将液压回路输出流量$q(t)$表示为

$$q_{Hs}(t) = q_{Hs} + (q(0) - q_{Hs})\mathrm{e}^{-t/\kappa_0} \tag{7}$$

$$q_{Hs} = (p_{Hs} - p_d)/R_e \qquad 0 \leqslant t \leqslant \tau T \tag{8}$$

$$q_{Ls}(t) = q_{Ls} + (q(\tau T) - q_{Ls})\mathrm{e}^{-(t-\tau T)/\kappa_0} \tag{9}$$

$$q_{Ls} = (p_{Ls} - p_d)/R_e \qquad \tau T \leqslant t \leqslant T \tag{10}$$

$$\kappa_0 = L_t/R_e \tag{11}$$

式中：κ_0为时间常数；$q_{Hs}(t)$表示流量特性曲线$q(t)$的上升段；$q_{Ls}(t)$表示流量特性曲线$q(t)$的下降段；$q(0)$为高压供油阶段起点流量；$q(\tau T)$为低压供油阶段起点流量，又为高压供油阶段终点流量。两者具有以下关系：

$$q(\tau T) = q_{Hs} + (q(T) - q_{Hs})\mathrm{e}^{-\tau T/\kappa_0} \tag{12}$$

同样，低压阶段终点流量同为高压阶段起点流量，即$q(0)$=$q(T)$，可表示为

$$q(T) = q(0) = q_{Ls} + (q(\tau T) - q_{Ls})\mathrm{e}^{-(T-\tau T)/\kappa_0} \tag{13}$$

结合式(12)和式(13)两者等效变换关系，可得高、低压工作模式下的该液压回路的平均输出流量$\bar{q}_m$如下：

$$\begin{aligned}\bar{q}_m = (V_{Hs} + V_{Ls})/T = &\left[\kappa_0(q_{Hs} - q(T))(\mathrm{e}^{-\tau T/\kappa_0} - 1)\right]/T + \\ &\left[\kappa(1 - \mathrm{e}^{-(T-\tau T)/\kappa_0})(q(\tau T) - q_{Ls})\right]/T + \\ &\left[q_{Hs}\tau T + q_{Ls}(T - \tau T)\right]/T\end{aligned} \tag{14}$$

进一步，高、低压交替工作模式下的平均输出流量$\bar{q}_m$可简化为

$$\bar{q}_m = q_{Hs}\tau + q_{Ls}(1 - \tau) \tag{15}$$

将式(8)和式(10)均代入式(15)中，可得等效负载压力p_d为

$$p_d = p_{Hs}\tau + p_{Ls}(1 - \tau) - \bar{q}_m R_e \tag{16}$$

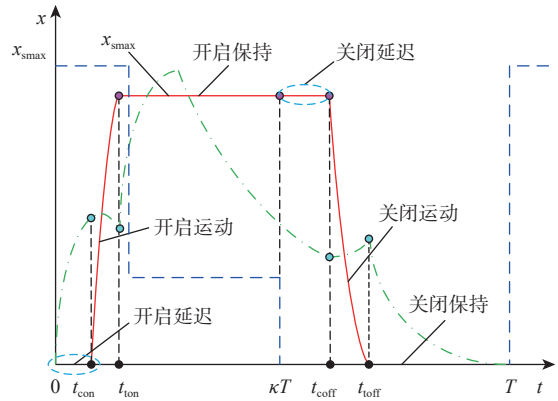
式(16)表明，高、低供油压力与等效负载压力呈线性关系，取决于等效液阻大小。

2.2 实际开关模式下流量特性

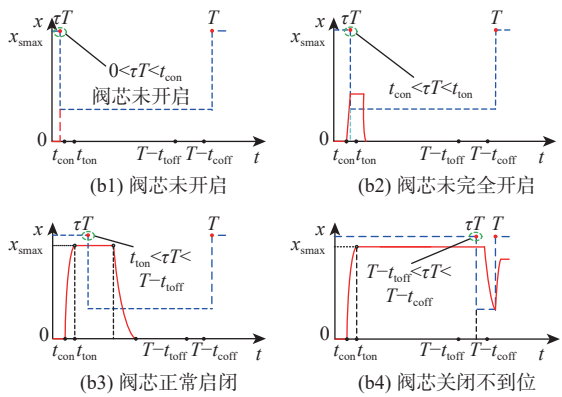
2.1节高速电磁阀控液压回路流量特性是基于高速电磁阀理想开关前提下开展的。实际上，高速电磁阀并非瞬间切换，而是具有一定开启、关闭延迟时间，为求解实际开关有延迟高速电磁阀情形下的高速电磁数字液压回路输出流量特性，通常运用有效占空比表征高速电磁阀实际开启时间与给定PWM占空比之间的映射关系。为此，通过高速电磁阀阀芯运动状态分析，开展有效占空比计算。

2.2.1 有效占空比计算

受制于电磁、机械惯性效应，高速电磁阀球阀阀芯运动轨迹包含了一系列特定的时间段，与PWM控制信号相比，存在临界开启时间0～t_{con}，开启运动时间t_{con}～t_{ton}、开启保持时间t_{ton}～τT、临界关闭时间τT～t_{coff}、关闭运动时间t_{coff}～t_{toff}、关闭保持时间t_{toff}～T，如图3(a)所示。为阐明高速电磁阀芯运动状态变化与PWM控制信号占空比之间的内在联系，结合图3(a)所示的高速电磁阀6个启闭动态时间点，根据高速电磁阀阀芯运动轨迹特征，以下给出阀芯5种典型运动状态，如图3(b)所示。



(a) 动态启闭时间示意图



(b1) 阀芯未开启　(b2) 阀芯未完全开启

(b3) 阀芯正常启闭　(b4) 阀芯关闭不到位

(b5) 阀芯未关闭

PWM信号　阀芯轨迹

(b) 5种典型运动状态示意图

图 3　高速电磁阀动态启闭时间与典型运动状态示意图

Fig. 3　Schematic diagram of dynamic opening and closing time and five typical motion states at high speed solenoid valve

1) 阀芯未开启。当电压激励时间为 $0\leqslant\tau T\leqslant t_{con}$ 时, PWM 控制信号占空比数值过小, 电磁力仍小于液压力与弹簧力之和, 阀芯未开启, 阀芯有效开启时间为 0, 其对应有效占空比 τ_{se} 为

$$\tau_{se}=0 \tag{17}$$

2) 阀芯开启不到位。当电压激励时间为 $t_{con}\leqslant\tau T\leqslant t_{ton}$ 时, PWM 控制信号占空比数值仍小, 电磁力开始大于液压力与电磁力之和, 阀芯短暂开启运动后, 又因激励时间较短电磁力不足而在到达最大阀芯位移前停止运动并关闭。此时, 阀芯的有效开启时间包括开启运动时间、关闭延迟及关闭运动时间 3 个部分, 其对应有效占空比 τ_{se} 可表示为

$$\tau_{se}=(\tau-t_{on}f)/2+t_c(\tau-t_{con}f)/(t_{ton}-t_{con})+\frac{(t_{toff}-t_{coff})(\tau-t_{con}f)}{2(t_{ton}-t_{con})} \tag{18}$$

式中: f 为给定 PWM 工作频率。

3) 阀芯正常启闭。当电压激励时间为 $t_{ton}\leqslant\tau T\leqslant T-t_{toff}$ 时, PWM 控制信号占空比数值适宜, 阀芯正常开启、关闭。此时阀芯有效开启时间包括开启运动时间、开启保持时间、关闭延迟时间及关闭运动时间 4 个部分, 其对应有效占空比 τ_{se} 可表示为

$$\tau_{se}=\tau-t_{con}f-\frac{(t_{ton}-t_{con})}{2}f+t_{coff}f+\frac{t_{toff}-t_{coff}}{2}f \tag{19}$$

4) 阀芯关闭不到位。当电压激励时间为 $T-t_{toff}\leqslant\tau T\leqslant T-t_{coff}$ 时, PWM 控制信号占空比数值偏大, 电压激励信号降至 0 时, 电磁力逐渐减小, 并小于液压力与弹簧力之和, 阀芯开始关闭运动, 在此期间, 由于下一个 PWM 信号重新激励, 导致电磁力重新增加, 当电磁力大于液压力与弹簧力之和, 阀芯再次开启。此时阀芯有效开启时间包括阀芯开启延迟时间、开启运动时间、完全开启保持时间、关闭延迟及未完全关闭运动时间 5 个部分, 其对应的有效占空比 τ_{se} 可表示为

$$\tau_{se}=\tau-\left(t_{con}+\frac{t_{ton}-t_{con}}{2}\right)\frac{1-\tau-t_{coff}f}{t_{toff}-t_{coff}}+t_{coff}f+(1-\tau-t_{coff}f)/2 \tag{20}$$

5) 阀芯未关闭。当电压激励时间为 $T-t_{coff}\leqslant\tau T\leqslant T$ 时, PWM 控制信号占空比数值过大, 电压激励信号降至 0 时, 电磁力虽有所减小, 但仍大于液压力与弹簧力之和, 造成阀芯无法关闭, 此时阀芯的有效开启时间为整个周期 T, 其对应有效占空比 τ_{se} 为

$$\tau_{se}=1/f \tag{21}$$

综合式(17)～式(21), 可得高速电磁阀线性运动状态下的阀芯有效开启占空比 τ_{se} 为

$$\tau_{se}=\begin{cases}0 & 0\leqslant\tau/f\leqslant t_{con}\\ (\tau-t_{con}f)/2+t_{coff}(\tau-t_{con}f)/(t_{ton}-t_{con})+(t_{toff}-t_{coff})(\tau-t_{con})/[2(t_{ton}-t_{con})] & t_{con}\leqslant\tau/f\leqslant t_{ton}\\ \tau-t_{con}f-(t_{ton}-t_{con})f/2+t_{coff}f+(t_{toff}-t_{coff})f2 & t_{ton}\leqslant\tau/f\leqslant 1/f-t_{coff}\\ \tau+t_{coff}f-[t_{con}+(t_{ton}-t_{con})/2]\times(1-\tau-t_{coff}f)/(t_{toff}-t_{coff})+(1-\tau-t_{coff}f)/2 & 1/f-t_{toff}\leqslant\tau/f\leqslant 1/f-t_{coff}\\ 1 & 1/f-t_{coff}\leqslant\tau/f\leqslant 1/f\end{cases} \tag{22}$$

式(22)表明, 有效占空比的准确计算与高速电磁阀给定 PWM 占空比所处时间段密切相关, 且有

效占空比在每个时间段的变化速率并不相同，这就造成了高速电磁阀有效占空比分段函数的计算方法。式(22)归纳了高速电磁阀阀芯5种典型运动状态下的有效占空比τ_{se}计算方法，为较高工作频率下(阀芯运动状态时间占比增加)的高速电磁阀阀口平均流量准确计算提供了依据。基于式(22)可直观阐明PWM控制信号占空比τ与有效占空比τ_{se}及阀口平均流量大小之间的内在联系。

结合几种典型状态下的有效占空比模型，可求得本文所述高速电磁阀的有效占空比变化规律。在测得高速电磁阀启、闭动态时间情况下，可利用理论模型求得高速电磁阀数字液压回路输出流量，并与齿轮流量传感器实测结果对比分析。在基于线圈电流识别高速电磁阀4个动态时间(t_{con}=2 ms, t_{ton}=3.9 ms, t_{coff}=1.9 ms, t_{toff}=3 ms)的基础上，结合式(22)可得2种工作频率下(f=50 Hz、f=100 Hz)有效占空比变化曲线如图4所示。

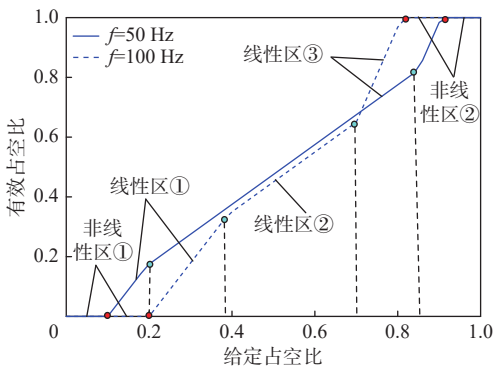


图4 不同给定占空比对应有效占空比

Fig. 4 Effective duty cycle at different given duty cycle

由图4可知，工作频率f=50 Hz时，有效占空比包含3个线性区，其中，线性区①给定占空比τ为[0.1,0.2]，对应有效占空比τ_{se}为[0,0.175]普遍低于给定占空比，线性区②给定占空比τ为[0.2,0.84]，对应有效占空比τ_{se}为[0.175,0.815]较给定占空比τ稍低，线性区③给定占空比τ为[0.84,0.88]，对应有效占空比τ_{se}为[0.815,0.92]，非线性区①与非线性区②给定占空比τ分别为[0,0.1]、[0.92,1]，可得有效占空比τ_{se}线性区间为[0.1,0.88]；工作频率f=100 Hz时，有效占空比线性区①给定占空比τ为[0.2,0.38]，对应有效占空比τ_{se}为[0,0.32]，线性区②给定占空比τ为[0.38,0.7]，对应有效占空比τ_{se}为[0.32,0.65]，线性区③给定占空比τ为[0.7,0.78]，对应有效占空比τ_{se}为[0.65,0.9]，非线性区①与非线性区②给定占空比τ分别为[0,0.2]、[0.9,1]，此时有效占空比τ_{se}线性区间为[0.2,0.78]，相较于f=50 Hz，有效占空比τ_{se}线性区间缩短25%。

2.2.2 回路流量特性计算

在有效占空比计算的基础上，利用给定PWM占空比与有效占空比的作用关系，借鉴理想开关高速电磁阀控液压回路流量特性模型，可将实际开关有延迟高速电磁阀控液压回路流量特性(高、低压供油压力模式下的流量特性曲线)，即式(7)和式(9)变换为

$$q_{Hs}(t)=q_{Hs}+(q(0)-q_{Hs})e^{-t/\kappa_0} \qquad 0\leqslant t\leqslant \tau_{se}T \tag{23}$$

$$q_{Ls}(t)=q_{Ls}+(q(\tau T)-q_{Ls})e^{-(t-\tau_{se}T)/\kappa_0} \qquad \tau_{se}T\leqslant t\leqslant T \tag{24}$$

式(23)和式(24)表明，实际开关有延迟高速电磁阀控液压回路中，输出流量特性曲线状态切换不再遵循给定占空比τ大小，而是受控于有效占空比τ_{se}大小。

为探究有效占空比τ_{se}与平均输出流量$\bar{q}_m$之间的内在联系，运用有效占空比τ_{se}代替PWM控制信号给定占空比τ，可将式(15)变换为

$$\bar{q}_m=q_{Hs}\tau_{se}+q_{Ls}(1-\tau_{se})=\tau_{se}(p_{Hs}-p_d)/R_e+(1-\tau_{se})(p_{Ls}-p_d)/R_{se} \tag{25}$$

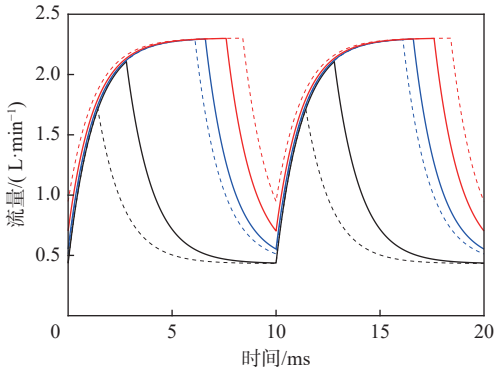
式(25)表明，在高、低压供油压力p_{Hs}、p_{Ls}恒定的情形下，平均输出流量$\bar{q}_m$与有效占空比τ_{se}正相关，因有效占空比τ_{se}存在死区、饱和区及线性区，对应平均输出流量$\bar{q}_m$亦是如此。

为对比有效占空比τ_{se}与给定占空比τ下，高速电磁阀控液压回路输出流量特性差异，结合式(22)～式(25)，求得工作频率100 Hz时，实际开关有延迟高速电磁阀控液压回路流量特性曲线与平均输出流量如图5所示。

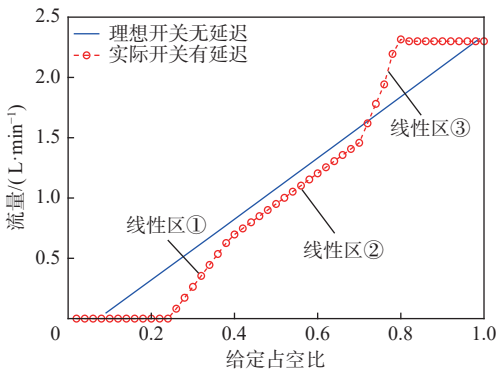
由图5(a)可知，给定占空比τ=0.28时，流量特性曲线上升段峰值为2.1 L/min(持续2.8 ms)，由式(22)所求有效占空比τ_{se}=0.14，流量特性曲线上升段提早结束(持续1.4 ms)，峰值流量为1.7 L/min，两者最大瞬态流量相差0.4 L/min，造成如图5(b)所示的液压回路平均流量相应给定占空比(τ=0.28)降低0.35 L/min。

给定占空比τ=0.66时，流量特性曲线上升段峰值为2.3 L/min(持续6.6 ms)，由式(22)所求有效占空比τ_{se}=0.61，流量特性曲线上升段提早结束(持续6.1 ms)，上升段流量差异很小，可忽略不计，流量特性曲线下降段两者最大瞬时流量相差0.04 L/min，造成如图5(b)所示的液压回路平均流量相应给定占空比(τ=0.66)降低0.13 L/min。

给定占空比τ=0.76时，流量特性曲线上升段峰值为2.3 L/min(持续7.6 ms)，由式(22)所求有效占空比τ_{se}=0.84，流量特性曲线上升段延迟结束(持续9.1 ms)，上升段流量差异很小，可忽略不计，流量特



(a) 动态流量特性



(b) 平均流量特性

图 5　不同有效占空比下动态、平均流量特性

Fig. 5　Dynamic and steady-state flow characteristic at different duty cycle

性曲线下降段两者最大瞬时流量相差 0.25 L/min, 如图 5(b) 所示的液压回路平均流量相应给定占空比(τ=0.76)高出 0.2 L/min。由图 5(b) 可知, 不同给定占空比下的平均输出流量与有效占空比 τ_{se} 变化规律基本一致, 平均输出流量线性区①、线性区③给定占空比分别为 [0.24,0.4]、[0.7,0.8], 平均输出流量线性区②给定占空比为 [0.4,0.7], 平均输出流量线性区①、线性区③具备更大的流量增益, 受高速电磁阀开启延迟影响, 给定占空比 $\tau \leqslant 0.72$, 实际开关有延迟模式下所求平均输出流量始终低于理想开关无延迟模式, 给定占空比 $\tau > 0.72$ 则反之。

为阐明与工作频率相关的流体惯性效应(见式(1))对数字液压回路输出流量大小的影响, 基于有效开启时间 $t_{se}=\tau_{se}/f$ 表达式给出 2 种工作频率下(f=100 Hz、f=50 Hz)仿真计算输出流量结果如图 6 所示。

由图 6 可知, 在有效开启时间 $t_{se} \leqslant 3.8$ ms 时, f=50 Hz 下的平均流量低于 f=100 Hz, 两者最大差值为 0.12 L/min; 在有效开启时间 t_{se}=3.8～8 ms 之间, f=100 Hz 下的平均输出流量高于 f=50 Hz, 两者最大差值 0.1 L/min, 当 $t_{se} \geqslant 8$ ms 后, f=100 Hz 下的平均输出流量已经饱和, 即 1.2 L/min。

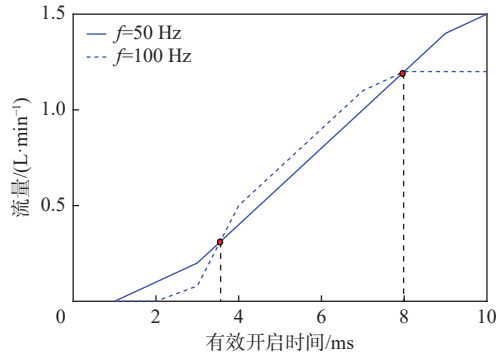


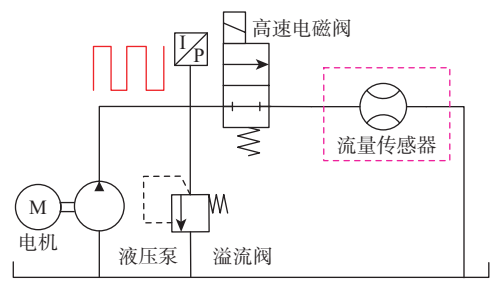
图 6　不同有效开启时间下的液压回路平均输出流量

Fig. 6　Measured mean delivery flow rate of hydraulic circuit at different effective opening time

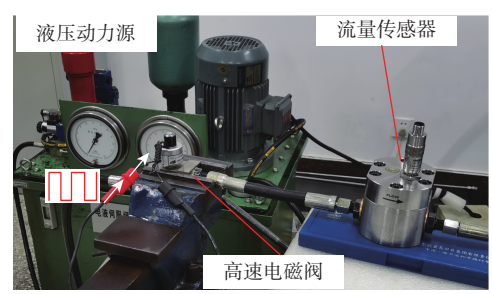
3　液压回路流量特性实验验证

3.1　流量特性测试系统

为实验验证本文实际开关有延迟高速电磁阀控液压回路流量特性模型, 搭建了高速电磁阀控液压回路动态流量特性测试系统, 如图 7 所示。



(a) 测试液压回路



(b) 测试系统照片

图 7　高速电磁阀动态流量特性测试系统

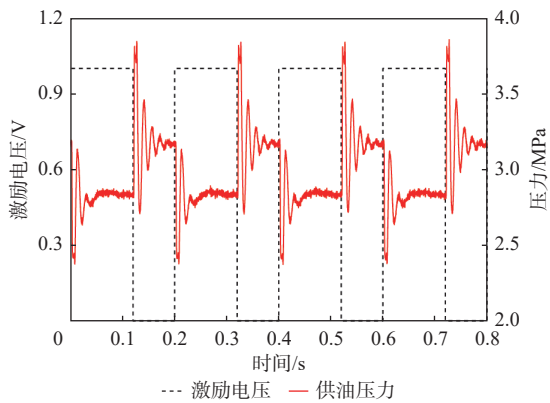
Fig. 7　High-speed solenoid valve dynamic flow characteristics testing system

该测试系统包括液压动力源(额定压力为 10 MPa, 额定流量为 10 L/min)、两位两通高速电磁阀(贵州红林, HSV3103S1, 额定压力为 10 MPa, 额定流量为 8 L/min)、Links-RT 半物理仿真控制平台(信号采样周期: 50 μs, 内置 NI PCI-6259 采集卡, 其单通道模拟输入采样率为 1.25 Ms/s, 数字 I/O 采样率为 10 MHz)、电压功率放大器(南通隆仪, LYB-305D, 额定功率为 30 W)、高动态压力传感器(昆山双桥, CYG401F, 精度为 0.5%, 额定压力为 10 MPa、固有频率为

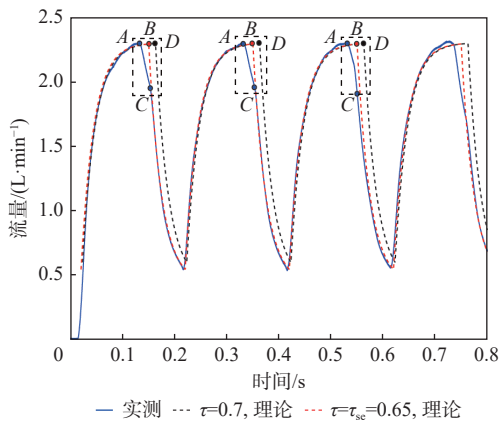
320 kHz)、齿轮流量传感器(上海扬基, NCR3L, 精度为0.1%, 流量范围为0.02～3 L/min, 固有频率为30 Hz)。齿轮流量传感器用以采集高速电磁阀特定工作频率下回路动态流量, 高动态压力传感器用以采集当前供油压力。

3.2 实验结果分析

为验证本文实际开关有延迟高速电磁阀控液压回路流量特性模型, 以工作频率分别为1 Hz、5 Hz PWM控制信号下, 测得液压回路瞬态输出流量为评价指标。压力条件: p_{Hs}=2.8 MPa、p_{Ls}=0, p_d=0.2 MPa, 给定占空比 τ=0.7(根据式(22)可得有效占空比 τ_{se}=0.65)下, 实测瞬时供油压力、瞬时输出流量与本文模型所求对比结果如图8所示。



(a) 实测供油压力曲线



(b) 实测输出流量曲线

图8 实测与理论输送流量对比

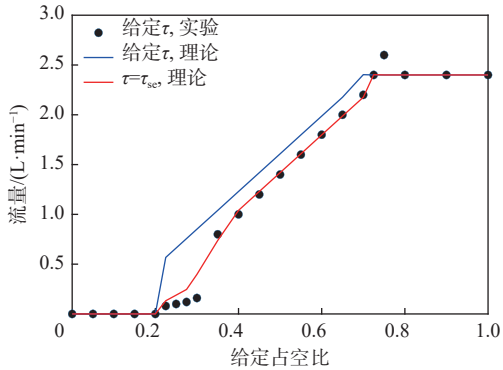
Fig. 8 Comparison measured and theoretical delivery flow rate

由图8(a)可知, 高速电磁阀开启时, 供油压力依次经历一个反向压力波(峰值逼近2.43 MPa)、正向压力波(峰值逼近3.11 MPa), 经历2个周期的压力振动衰减, 压力稳定在2.8 MPa; 高速电磁阀关闭时, 供油压力依次经历正向压力波(峰值逼近3.72 MPa)、反向压力波(峰值逼近2.7 MPa), 经历6个周期的压力幅值振荡衰减过程, 压力稳定在3.17 MPa, 上述分析表明, 在高速电磁阀开启时, 忽略小范围的压力幅值振荡影响, 可提供基本稳定的2.8 MPa高压供油压力。

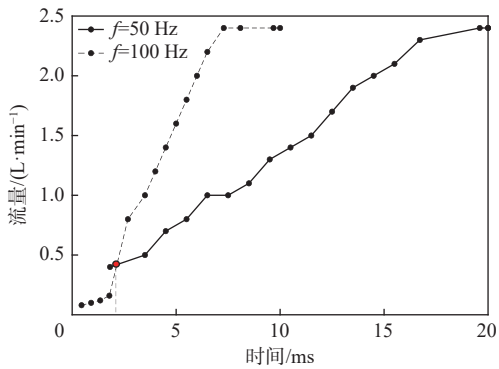
由图8(b)可知, A、B、D分别为实测、实际开关有延迟的理论模型、理想开关无延迟的理论模型的峰值流量点, C点为实测流量曲线的转折点。因流量传感器测试效果不佳, 造成实测动态流量曲线缺失△ABC区域, 实测动态流量曲线由 l_{AB} 到 l_{BC} 变成了 l_{AC}(前3个周期均是)。具体表现为: 在0～T范围内, 实测瞬时流量缓慢升至2.3 L/min(上升段持续13 ms), 实测瞬时流量缓慢降至0.54 L/min(下降段持续7 ms); 理想开关无延迟时, 在0～0.7T范围内, 模型所求流量特性曲线上升段与实测瞬时流量曲线基本吻合, 峰值流量为2.3 L/min, 在大于0.7T时, 理想开关无延迟时, 模型所求流量特性曲线与实测流量曲线差异较大, 且所求流量特性曲线下降段峰值降至0.62 L/min, 与实测结果相比瞬时流量最大误差为0.755 L/min, 最大相对误差为33%, 平均误差、均方根误差分别为0.257 L/min、0.377 L/min, 平均相对误差为11.2%; 实际开关有延迟时, 在0～0.65T范围内, 模型所求流量特性曲线上升段与实测瞬时流量曲线基本吻合, 在大于0.65T时, 模型所求流量特性曲线下降段与实测瞬时流量曲线基本重合, 上升段、下降段峰值流量分别为2.29 L/min、0.55 L/min, 与实测结果相比瞬时流量最大误差为0.29 L/min, 最大相对误差为12.7%, 平均误差、均方根误差分别为0.044 L/min、0.076 L/min, 平均相对误差为1.9%。与理想开关无延迟模型所求相比, 消除了模型所求动态流量与实测动态流量曲线的相位差(0.05T), 最大相对误差减小20.3%, 平均相对误差减小9.3%, 计算精度得以提升, 验证了本文考虑高速电磁阀实际开关有延迟、对有效占空比的修正具有重要意义。

因高频控制下的动态流量测试条件不足, 以下给出工作频率 f=100 Hz时不同给定占空比下液压回路平均输出流量(见图9(a))以验证高频工况下的本文模型计算准确性, 并通过2种高频工况下(f=50 Hz、f=100 Hz)在不同有效开启时间下的实测平均输出流量对比分析验证流体惯性效应对输出流量的影响(见图9(b))。

由图9(a)可知, 与实测平均输出流量结果相比, 理想开关无延迟时, 流量特性模型所求线性区①、线性区②给定占空比分别为[0.2,0.25]、[0.25, 0.65], 平均输出流量线性区①最大误差、平均误差、均方根误差分别为0.69、0.59、0.6; 平均输出流量线性区②最大误差、平均误差、均方根误差分别为0.23、0.21、0.21。实际开关有延迟时, 流量特性模型所求流量特性模型所求线性区①、线性区②给



(a) 平均输出流量验证



(b) 平均输出流量频率相关性验证

图 9　液压回路平均输出流量测试结果对比

Fig. 9　Comparison between measured and theoretical mean delivery flow rate of hydraulic circuit

定占空比分别为 [0.2,0.3]、[0.3,0.7], 平均输出流量线性区①最大误差、平均误差、均方根误差分别为 0.23、0.13、0.14; 平均输出流量线性区②最大误差、平均误差、均方根误差分别为 0.062、0.025、0.03。与前者相比, 实际开关有延迟时, 模型所求平均输出流量线性区①、线性区②最大计算误差分别减少 67%、73%, 计算精度显著提升。由图 9(b) 可知, 在高速电磁阀有效开启时间 t_{se}=2 ms 时, 2 种工作频率(f=50 Hz、f=100 Hz)下的液压回路平均输出流量相等(输出流量约为 0.42 L/min), 当有效开启时间 t_{se} 介于 2～7.43 ms 之间, 工作频率 f=100 Hz 下的液压回路平均输出流量始终高于 f=50 Hz, 最大流量差值为 1.4 L/min(t_{se}=7.3 ms), 平均流量差值约为 0.96 L/min, 约占高速电磁阀最大输出流量的 40%, 这就表明与工作频率有关的流体惯性效应对数字液压回路平均输出流量影响显著。

4　结　论

为提升高速电磁阀数字液压回路流量特性计算精度, 提出一种考虑高速电磁阀有效占空比的数字液压回路流量特性模型, 揭示了高速电磁阀高频开关模式下的数字流量特性规律, 所得主要结论如下:

1) 实验结果表明, 工作频率为 5 Hz, 实际开关有延迟(有效占空比 τ_{se}=0.65), 本文模型所求与实测瞬时流量曲线相比, 最大误差为 0.29 L/min, 相对误差为 12.7%, 平均误差约为0.044 L/min, 均方根误差约为 0.076 L/min, 与理想开关无延迟相比, 最大相对误差减小 20.3%, 平均相对误差减小 9.3%, 计算精度得以提升。

2) 实验结果表明, 工作频率为 100 Hz, 实际开关有延迟时, 流量特性模型所求平均输出流量线性区①最大误差、平均误差、均方根误差分别为 0.23、0.13、0.14; 平均输出流量线性区②最大误差、平均误差、均方根误差分别为 0.062、0.025、0.03, 与理想开关无延迟模型相比, 平均输出流量线性区①、线性区②最大误差分别减少 67%、73%, 计算精度显著提升。

3) 实验结果表明, 当有效开启时间 t_{se} 介于 2～7.43 ms 之间, 工作频率 f=100 Hz 下的液压回路平均输出流量始终高于工作频率 f=50 Hz, 最大流量差值为 1.4 L/min(t_{se}=7.3 ms), 平均流量差值约为 0.96 L/min, 约占高速电磁阀额定输出流量的 40%, 这就表明与工作频率有关的流体惯性效应对数字液压回路平均输出流量影响显著。

参考文献（References）

[1] Rannow M B. Achieving efficient control of hydraulic systems using on/off valves[D]. Minneapolis: University of Minnesota, 2016.

[2] Yang H Y, Pan M. Engineering research in fluid power: a review[J]. Journal of Zhejiang University: Science A, 2015, 16(6): 427-442.

[3] Donkov V H, Andersen T, Linjama M, et al. Digital hydraulic technology for linear actuation: a state of the art review[J]. International Journal of Fluid Power, 2020, 21(2): 263-304.

[4] 李玉贵, 张辽, 申竹茂, 等. 基于占空比线性转换的高速开关阀流量控制[J]. 机床与液压, 2016, 44(11): 104-108.
Li Y G, Zhang L, Shen Z M, et al. Flow control of high-speed on-off valve based on linear transformation of the duty ratio[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2016, 44(11): 104-108(in Chinese).

[5] Liu Z H, Gao Q H, Yu C Q, et al. Collaborative synchronization digital control for double hydraulic cylinders[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2014, 6: 371403.

[6] 吴进军, 焦宗夏, 李晨风, 等. 基于高速开关阀理论模型的阀体流量估算方法研究[J]. 液压与气动, 2017, 41(3): 61-66.
Wu J J, Jiao Z X, Li C F, et al. The research of the estimation method for the valve flux based on the theoretical model of the high speed switch valve[J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2017, 41(3): 61-66(in Chinese).

[7] 杨树军, 王楠, 王青. 高速开关阀流量特性的试验研究[J]. 机床与液压, 2015, 43(23): 1-3.
Yang S J, Wang N, Wang Q. Experimental study of the static characteristics of the high-speed switch valve[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2015, 43(23): 1-3(in Chinese).

[8] Yang J B, Li X N. Study on flow characteristics and linearization of pneumatic high-speed on-off valve[J]. Journal of Physics: Confer-

ence Series, 2020, 1654(1): 012063.
[9] Mahrenholz J, Lumkes J Jr. Analytical coupled modeling and model validation of hydraulic on/off valves[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 2010, 132: 011005.
[10] Tian H, Zhao Y R. Coil inductance model based solenoid on-off valve spool displacement sensing via laser calibration[J]. Sensors, 2018, 18(12): 4492.
[11] Aborobaa A, Ghamry K, Saleh A, et al. Sensorless position estimating and transition time identifying for the spool of a high speed on/off solenoid valve[J]. FME Transactions, 2022, 50(2): 99-108.
[12] Gao Q, Zhu Y C, Wu C W, et al. Identification of critical moving characteristics in high speed on/off valve based on time derivative of the coil current[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2021, 235(7): 1084-1099.
[13] Gao Q, Zhu Y C, Wang Y W. Rapid flow measurement for high speed on/off valve based on coil current derivative[J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2022, 36(6): 2957-2967.
[14] Xu L, Wei L J, Wang L, et al. Research and analysis of high speed on-off valve based on pressure pulsation of valve port[C]// Proceedings of the IEEE 8th International Conference on Fluid Power and Mechatronics. Piscataway: IEEE Press, 2020: 526-532.
[15] 陈晓明, 朱玉川, 高强, 等. 数字开关液压系统中流体惯性效应分析与实验[J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2020, 48(6): 70-76.
Chen X M, Zhu Y C, Gao Q, et al. Analysis and experiment of fluid inertia in digital switched hydraulic system[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science Edition), 2020, 48(6): 70-76(in Chinese).
[16] Zhang J H, Wang D, Xu B, et al. Flow control of a proportional directional valve without the flow meter[J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2019, 67: 131-141.
[17] Chen F L, Huang H, Li Y Z, et al. Measurement and experimental study of flow pulsation in high-speed on-off valve based on six pressure sensors[J]. Measurement, 2026, 257: 118547.
[18] Millman J, Taub H. Pulse, digital, and switching waveforms: devices and circuits for their generation and processing[M]. New York: McGraw-Hill, 1965.
[19] Pan M, Johnston N, Plummer A, et al. Theoretical and experimental studies of a switched inertance hydraulic system[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2014, 228(1): 12-25.
[20] De Negri V J, Nostrani M P, Wang P F, et al. Modelling and analysis of hydraulic step-down switching converters[J]. International Journal of Fluid Power, 2015, 16(2): 111-121.

Dynamic flow characteristics of digital hydraulic circuit based on high speed solenoid valve

CHEN Xiaoming[1, 2, 3, *], ZHU Yuchuan[2], QIN Cheng[1], LI Yangmin[3], FANG Yuan[1]

(1. Aviation Industry Corporation of China Xi'an Aircraft Design Institute, Xi'an 710089, China;
2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
3. Faculty of Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong 999077, China)

Abstract: High-speed solenoid valves are the key control element of digital hydraulic circuits, and their dynamic properties directly affect the circuit's flow performance. To improve the computational accuracy of the flow characteristics in digital hydraulic circuits, a flow calculation model incorporating a controllable duty cycle correction module is proposed in this article. The accuracy of the proposed model was validated using measured flow data within the linear duty cycle region. Experimental results demonstrate that, compared to the ideal switch model without delay, the dynamic flow characteristics model with actual switching delay enables the maximum and average relative error of the instantaneous flow to decrease by 20.3%, 9.3% and the maximum average error of the steady-state flow decreased by 73%, significantly improving computational accuracy. The average output flow rate of the hydraulic circuit at the operating frequency of f = 100 Hz typically increases by 40% of the rated flow in comparison to that at f = 50 Hz when the effective opening time t_{se} is between 2 ms and 7.43 ms. It is confirmed that fluid inertance has a significant impact on the delivery flow of digital hydraulic circuits.

Keywords: high speed solenoid valve; digital hydraulic circuit; flow characteristic; effective duty cycle; calculation error

Received: 2025-05-28; **Accepted**: 2025-09-12; **Published Online**: 2025-09-28 08:04
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250926.1648.003
Foundation item: National Key Research and Development Program of China (2022YFB3206505)
* **Corresponding author**. E-mail: xiaominglut@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0710

基于数据驱动的多元非线性起落架缓冲器数学模型

陈西滢[1,2,*]，潘哲[1,2]，赵树同[3]，董辉立[1,2]，章鹏[1,2]

(1. 北京精密机电控制设备研究所，北京 100071；2. 控制执行机构技术创新中心，北京 100071；
3. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191)

摘 要：针对起落架油气混合缓冲器的非线性动态特性，通过数据驱动方法结合理论分析与落震试验，采用伪线性最小二乘法，建立了以过载值为因变量，综合考虑缓冲器行程、速度和加速度等因素的多元非线性数学模型，并通过多次改进显著提高了模型的拟合精度和预测能力。为解决模型预测值与试验数据之间的时延现象，引入加速度项，模型的均方根误差（RMSE）从0.044 7降低至0.040 1，调整判定系数从0.968提升至0.974。为进一步改善初始阶段（行程为0～50 mm）的拟合偏差问题，在模型中加入了加速度的0.5次方项，模型的RMSE从0.040 1降低至0.034 1，调整判定系数从0.974提升至0.981，模型对系统动态行为的描述能力和预测精度显著增强。研究结果表明：所建模型为起落架缓冲器的非线性动态特性提供了更准确的描述方法，并为整机自动控制系统的设计与优化提供了可靠的理论基础。

关 键 词：起落架油气混合缓冲器；数据驱动；多元非线性模型；伪线性最小二乘法；落震试验

中图分类号：V214.1+3; V226^{+}.2

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2845-12

在飞机着陆过程中，起落架缓冲器作为吸收冲击能量、抑制振动、保障机体结构安全与乘员舒适性的关键部件，其动态性能直接影响整机的姿态稳定性与操纵品质。然而，现有研究中对起落架油气缓冲器的非线性动态特性建模仍存在明显不足：一方面，传统基于纯理论分析的缓冲器模型往往难以准确描述其在实际工况下的复杂非线性行为；另一方面，基于多体动力学的缓冲器仿真虽能较为细致地模拟其动态性能，但在进行整机控制系统的设计与优化时，若采用此类仿真与整机数学模型进行联合仿真，则面临多平台耦合复杂、计算资源需求庞大、集成与调试效率低下等突出劣势。因此，构建一个既能反映系统物理机理，又具备高拟合和预测能力，且便于融入整机控制模型进行高效分析的起落架缓冲器数学模型，对于提升整机控制系统的设计与优化具有重要意义。

近年来，缓冲器的数学模型拟合研究取得了显著进展，学术界从理论分析、试验验证及数据驱动方法等多角度对缓冲器的动态特性进行了深入研究，但对于起落架油气混合式缓冲器的数学模型拟合仍有可研究深度。在理论分析方面，隋福成等[1]对起落架缓冲器建立的数学模型进行了现有计算方法与试验对比，结果有较大的改进，但仍旧需要很多难以测量的参数，且结果存在无法测量的误差。值得注意的是，随着系统非线性特性建模需求的提升及计算技术的发展，基于数据驱动的方法逐渐成为补充乃至推动传统建模途径的重要手段。

收稿日期：2025-09-30；录用日期：2026-01-09；网络出版时间：2026-02-10 09:39
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260210.0926.001
*通信作者. E-mail：chenxiying0420@foxmail.com

引用格式：陈西滢，潘哲，赵树同，等. 基于数据驱动的多元非线性起落架缓冲器数学模型 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2845-2856. Chen X Y，Pan Z，Zhao S T，et al. Data-driven multivariate nonlinear mathematical model of landing gear shock absorbers [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2845-2856（in Chinese）.

在数据驱动方面，随着机器学习技术的进步，相关模型拟合方法逐渐受到关注。Choi等[2]提出并推广使用基于数据驱动的磁流变阻尼器非参数化的多项式力学模型。孔祥东等[3]提出基于磁流变阻尼器的非线性分段多项式力学模型建模方法及基于物理参数的数学模型，结合试验数据和理论分析，成功构建了基于数据驱动的缓冲器的动态模型。

建模过程中，本文基于数据驱动，采用理论分析与试验验证相结合的方式，综合考虑其机械特性、能量损耗机制及非线性动态响应等因素，搭建了起落架油气混合缓冲器非线性数学模型，描述了力(过载)与位移、速度、加速度的关系，达到了较好的拟合效果，表现出较高的拟合精度，使其能够准确描述气压缓冲器的特性。

1 落震试验与数据采集

本文落震试验作为获取真实动态响应数据的核心环节，在建模过程中起着至关重要的作用。通过精确模拟飞机撞击工况，落震试验直接提供了缓冲器在真实受载条件下的行程、过载等关键时序数据，这些数据构成了后续数据驱动建模的根本输入。试验所捕捉到的非线性、时变动态特性，是理论模型难以描述的，也为识别和量化速度、加速度等因素对过载的非线性影响提供了唯一可靠的依据。因此，落震试验不仅是为模型提供训练与验证样本的数据来源，更是连接物理实际与数学描述、确保模型真实性与准确性的基础环节，奠定了整个研究从数据到模型、从分析到验证的逻辑基石。

1.1 落震试验

落震试验设备由试验台架、试验吊篮、提升油缸、锁紧释放装置、测力平台、支托装置、试验件、配重砝码和各种传感器组成。在进行落震试验时，起落架用专用夹具固定在大吊篮下面，缓冲支柱的倾斜角靠夹具设计来改变，吊篮上有配重调节机构，用来模拟飞机着陆撞击时作用在起落架上的当量质量。用机轮带转的方法来模拟飞机着陆进场机轮触地速度，机轮转速 ω 由摩擦轮预转传动。试验原理示意图如图1所示。

投放高度提升至指定位置，当下沉速度 V 满足指定速度，确定下沉速度，机轮转速满足指定速度，后续依据此提升高度、机轮带转速度进行投放，否则增减提升高度或机轮带转速度，直至测得的系统功量与设计要求功量误差在±3%，则确定投放质量；后续依据此投放质量进行投放，否则增减配重，

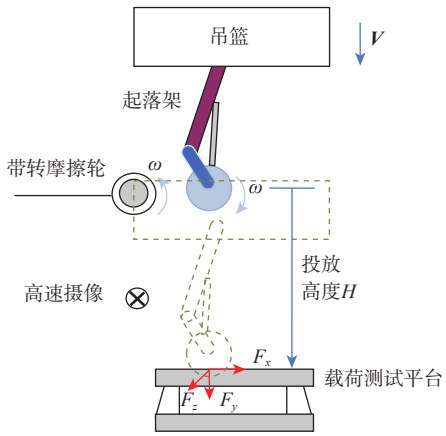


图1 落震试验原理示意图

Fig. 1 Schematic diagram of drop test principle

直至满足功量误差为止，并确定该投放质量。由摩擦轮带转系统驱动机轮，当机轮转速为0 m/s时打开液压锁，投放落体系统，测得起落架缓冲系统的吸收功量、下沉速度和起落架着地时的机轮转速。平台载荷传感器同步采集轮胎接触过程中的垂直载荷、侧向载荷和航向载荷，与此同时通过高速摄像记录下落和撞击过程中的重心位移、缓冲器压缩量、轮胎压缩量和机轮加载载荷等试验数据。

1.2 数据采集

本文落震试验数据采集设备主要包括三分量测力传感器、位移传感器及数据采集系统等核心组件。首先，起落架垂直载荷采用了安装在测力平台下方的三分量测力传感器。该传感器具有高精度特性，能够同时捕捉三方向的力信号。传感器的选择考虑了实验设备的承载能力和测量精度，确保测量结果的可靠性。其次，缓冲器的行程测量采用了安装在起落架上部质量与下部质量中间的高精度拉线位移传感器。该传感器基于非接触式测量原理，具有良好的线性度，能够准确捕捉缓冲器在运动过程中的微小位移变化。在数据采集系统方面，采用了高性能的多通道数据采集仪，其采样频率可达10 kHz，能够满足动态信号采集的需求。输出信号通过电缆连接到数据采集系统，实现对载荷数据的实时采集和存储。所有测量信号均经过A/D转换后存储在计算机中，形成完整的试验数据集。

对采集到的试验数据进行初步处理。缓冲器位移由拉线位移传感器测量数据经时域光滑后得到；垂直载荷由动态测力装置测量数据经时域光滑后得到(后续以起落架过载值方式展示：起落架过载值=起落架载荷/起落架当量质量)。试验采集数据如图2和图3所示。

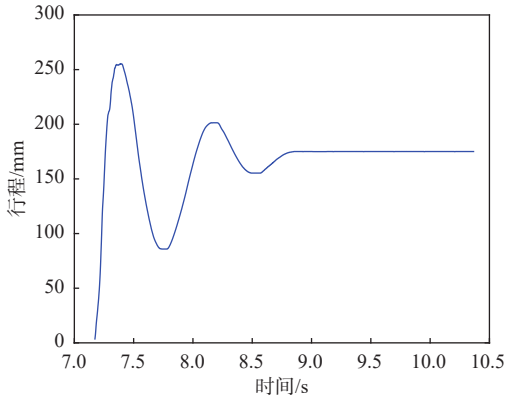


图 2　缓冲器行程随时间变化曲线

Fig. 2　Buffer stroke vs. time curve

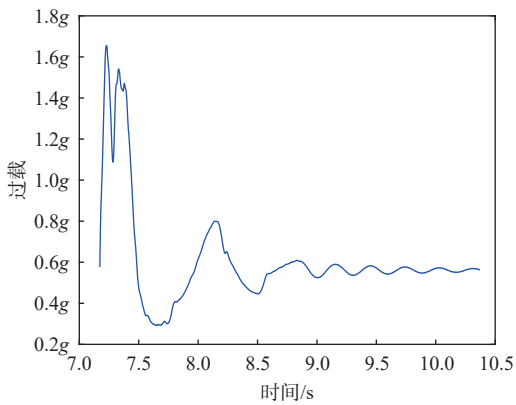


图 3　起落架过载随时间变化曲线

Fig. 3　Landing gear overload vs. time curve

2　试验数据预处理

2.1　基于微分运算的数据处理

在落震研究中，缓冲器相对运动的速度和加速度无法通过直接测量获得，本文通过对已获得的缓冲器位移结果数据进行导数运算间接获得。具体而言，速度是位移对时间的一阶导数，进一步地，加速度是速度对时间的一阶导数。计算式为

$$\boldsymbol{v}=\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{s}_0}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{a}=\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t}=\frac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{s}_0}{\mathrm{d}t^2} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{v}$为速度；$\boldsymbol{s}_0$为位移；t为时间；$\boldsymbol{a}$为加速度。

由于测量到的数据是离散的，直接求导会受到噪声污染的影响。因此，本文采用数值微分方法对数据进行处理。对起始点的数据采取向前差分公式，对末位点的数据采取向后差分公式，其余点的数据采取中心差分公式，从而得到速度和加速度。计算式如下：

$$\boldsymbol{v}=\begin{cases}\dfrac{\boldsymbol{s}_{i+1}-\boldsymbol{s}_i}{h} & i=1\\ \dfrac{\boldsymbol{s}_{i+1}-\boldsymbol{s}_i}{2h} & 1\leqslant i\leqslant i\\ \dfrac{\boldsymbol{s}_i-\boldsymbol{s}_{i-1}}{h} & i=i_{\max}\end{cases} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{a}=\begin{cases}\dfrac{\boldsymbol{v}_{i+1}-\boldsymbol{v}_i}{h} & i=1\\ \dfrac{\boldsymbol{v}_{i+1}-\boldsymbol{v}_i}{2h} & 1\leqslant i\leqslant i_{\max}\\ \dfrac{\boldsymbol{v}_i-\boldsymbol{v}_{i-1}}{h} & i=i_{\max}\end{cases} \tag{4}$$

式中：h为采样间隔；i为采样对象的序号。

通过上述基于微分运算的数据处理方法，得到落震试验中缓冲器相对运动的速度和加速度数据，如图 4 和图 5 所示。

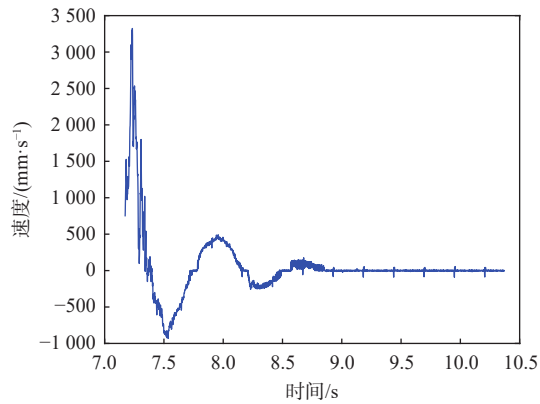


图 4　基于微分运算得到的缓冲器速度曲线

Fig. 4　Buffer velocity curve based on differential operation

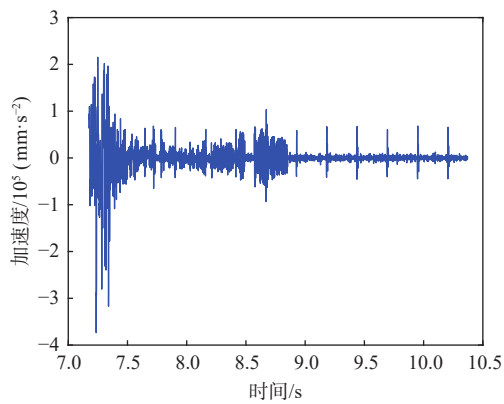


图 5　基于微分运算得到的缓冲器加速度曲线

Fig. 5　Buffer acceleration curve based on differential operation

2.2　Butterworth 滤波和零相位滤波

在试验过程中，噪声信号会混进结果数据中，对后者的真实性产生干扰。而且噪声信号中的随机扰动信号会造成由采集数据绘制的曲线不光滑，有毛刺[4]。同时，2.1 节中基于微分运算的数据处理方法，虽然输入能够有效解决无法直接测量的问题，提高测量精度，扩展测量范围，但是微分运算同样会放大数据的噪声。因此，为降低噪声信号的影响，尽可能还原真实信号，采用 Butterworth 滤波器消除噪声信号[5-6]。

Butterworth 滤波器属于低通滤波器，能够尽量在通过带内实现最大平坦幅度响应，同时在阻止带（即抑制信号的频率范围）内提供足够的衰减，保证

在去除噪声或干扰的同时尽量保留信号的关键特性。Butterworth低通滤波器的幅度平方响应为[7]

$$\left|H(\mathrm{j}w)\right|^2=\frac{1}{1+(w/w_\mathrm{c})^{2n}} \tag{5}$$

式中：n为滤波器的阶数；w_c为低通滤波器的截止频率。

n阶Butterworth滤波器的传递函数为

$$|H(s)|^2=\frac{w_\mathrm{c}^n}{s^n+b_{n-1}w_\mathrm{c}s^{n-1}+\cdots+b_1w_\mathrm{c}^{n-1}+b_0w_\mathrm{c}^n} \tag{6}$$

式中：b_0～b_{n-1}为传递函数的分母多项式系数。

表1[7]给出了1～8阶Butterworth滤波器的传递函数的分母多项式系数。

表1 Butterworth滤波器传递函数的分母多项式系数

Table 1 Denominator polynomial coefficients of the Butterworth filter transfer function

n	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0
1								1.000 0
2							1.414 2	1.000 0
3						2.000 0	2.000 0	1.000 0
4					2.613 1	3.414 2	2.613 1	1.000 0
5				3.236 1	5.236 1	5.236 1	3.236 1	1.000 0
6			3.863 7	7.464 1	9.141 6	7.464 1	3.863 7	1.000 0
7		4.494 0	10.097 8	14.591 8	14.591 8	10.097 8	4.494 0	1.000 0
8	5.125 8	13.137 1	21.846 2	25.688 4	21.846 2	13.137 1	5.125 8	1.000 0

本文根据落震试验结果，设计了一个Butterworth低通滤波器，其通带边界频率ω_p为20 Hz，阻带边界频率ω_n为50 Hz，通带波纹R_p为1 dB，阻带衰减R_s为350 dB。Butterworth低通滤波器最小阶数N和截止频率ω_c计算式如下[8]：

$$N=\frac{\lg[(10^{\frac{R_\mathrm{P}}{10}}-1)/(10^{\frac{R_\mathrm{S}}{10}}-1)]}{2\lg(\omega_\mathrm{p}/\omega_\mathrm{s})} \tag{7}$$

$$\omega_\mathrm{c}=\frac{\omega_\mathrm{p}}{2N\sqrt{(10^{\frac{R_\mathrm{P}}{10}}-1)}} \tag{8}$$

通过式(7)和式(8)计算该低通滤波器的最小阶数N为4，截止频率ω_c为0.04(取整)。

通过上述设计的Butterworth低通滤波器可以将落震试验得到的行程数据、过载数据及2.1节得到的速度数据、加速度数据进行滤波。但是Butterworth滤波器是一种无限冲激响应(IIR)滤波器，其传递函数是有理函数，因此，会导致相位偏移[9]。为避免因Butterworth低通滤波器引起的相位失真，本文对Butterworth低通滤波后得数据进行零相位滤波。零相位滤波是使用一个数字滤波器对信号进行正向滤波(从头到尾)，再对滤波后的信号进行反向滤波(从尾到头)。通过这种双向滤波，能够消除滤波器引起的相位偏移，同时保持滤波器的幅度响应。通过Butterworth低通滤波器和零相位滤波后的行程、过载、速度、加速度对比曲线如图6所示。

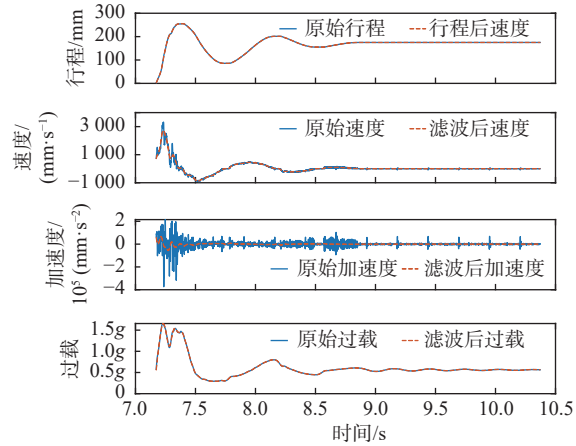


图6 滤波处理后行程、过载、速度、加速度对比曲线

Fig. 6 Comparison curves of stroke, overload, velocity, and acceleration after filtering

3 起落架油气混合缓冲器数学模型拟合

3.1 起落架油气混合缓冲器力学模型

通过经典力学公式[1,10-12]的方法得到的起落架油气混合缓冲器力学模型分为两部分：空气弹簧力和油液阻尼力。

空气弹簧力的计算式为

$$F_\mathrm{a}=A_\mathrm{a}\left[P_0\left(\frac{V_0}{V_0-A_\mathrm{a}|S|}\right)^\gamma-P_\mathrm{atm}\right] \tag{9}$$

式中：A_a为空气腔有效压气面积，m^2；P_0和V_0分别为空气腔初始充气压力和气体容积，m^3；S为缓冲器行程；γ为气体多变指数，值为1.1～1.4；P_atm为当前大气压强，Pa。

油液阻尼力的计算式为

$$F_\mathrm{oil}=\begin{cases}0 & |\dot{S}|=0\\ \dfrac{|\dot{S}|\rho}{2|\dot{S}|}\left(\dfrac{A_\mathrm{h}^3|\dot{S}|^2}{C_\mathrm{d}^2A_\mathrm{d}^2}+\dfrac{A_\mathrm{hs}^3|\dot{S}|^2}{C_\mathrm{ds}^2A_\mathrm{ds}^2}\right) & |\dot{S}|\neq0\end{cases} \tag{10}$$

式中：ρ为油液密度，kg/m^3；A_h和A_hs分别为主油腔和回油腔的压油面积，m^2；C_d和C_ds分别为主油腔和回油腔的油液缩流系数；A_d和A_ds分别为主油孔和回油孔的面积，m^2。

本文采用非参数化方式拟合起落架油气混合缓冲器数学模型，因此，归纳模型基本形式为

$$\boldsymbol{F}_\mathrm{OL}=f(\boldsymbol{S},\dot{\boldsymbol{S}},\ddot{\boldsymbol{S}}) \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{F}_\mathrm{OL}$为起落架过载值=起落架载荷/起落架当量质量；$\boldsymbol{S}$、$\dot{\boldsymbol{S}}$、$\ddot{\boldsymbol{S}}$分别为缓冲器行程、相对速度、相对加速度。

3.2　建立多元非线性起落架缓冲器数学模型

多项式模型具有良好的函数逼近性和广泛的适用性, 能够有效描述复杂的非线性关系, 多项式模型通过引入不同阶数的项, 特别是交互项, 能够更全面地刻画变量间的相互作用机制[13], 因此, 本文选用多项式模型作为建模方法。基于 3.1 节的理论分析, 发现过载指标与速度和行程之间存在显著的二次非线性关系, 过载指标不仅受速度和行程的单独影响, 还受到速度与行程之间的交互作用影响。因此, 本文首先建立了一个以过载为因变量, 以常数项、速度、速度平方、行程、行程平方及速度与行程交互项为自变量的多元非线性二次多项式模型。该模型的计算式如下:

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}=a_0\boldsymbol{Z}_0+a_1\boldsymbol{S}+a_2\dot{\boldsymbol{S}}+a_3\boldsymbol{S}^2+a_4\dot{\boldsymbol{S}}^2+a_5\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}} \tag{12}$$

式中: a_0、a_1、a_2、a_3、a_4、a_5为非线性系数; $\boldsymbol{Z}_0$为单位向量。

为从预处理后的落震试验数据中, 对上述多项式模型可靠的拟合, 构建高精度的预测模型, 本文选用伪线性最小二乘法[14]作为函数拟合的核心技术。该方法巧妙地将原本的非线性函数拟合问题, 转化为可通过成熟稳定的线性最小二乘框架进行高效求解的形式, 这种变换并未改变模型描述非线性动态关系的本质。具体来说, 伪线性最小二乘法函数拟合的原理核心是通过变量变换将非线性关系转化为线性关系, 以最小化预测值和实际值的残差平方和为目标进行参数求解。伪最小二乘法有效规避了直接对复杂非线性模型进行迭代优化时初值敏感、收敛困难乃至陷入局部最优等问题, 保证了稳定性和可靠性。其次, 该方法计算效率高, 具备明确的解析解或稳定的数值解, 非常适合处理由密集采样落震试验产生的大规模数据集。最后, 该方法为基于数据驱动构建了一个坚实的、可解释的理论与计算基础, 是本文实现从试验数据到高精度预测模型转换的关键桥梁。后续所有模型的改进(如引入加速度项和分数次幂项)均是在此方法确立的框架内进行的。

下面介绍具体方法。

原模型(12)是一个多元线性模型的扩展形式, 通过变量替换可直接转化为标准线性模型。

令

$$\begin{cases}\boldsymbol{Z}_0=[1\quad 1\quad \cdots\quad 1]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{Z}_1=\boldsymbol{S}\\ \boldsymbol{Z}_2=\dot{\boldsymbol{S}}\\ \boldsymbol{Z}_3=\boldsymbol{S}^2\\ \boldsymbol{Z}_4=\dot{\boldsymbol{S}}^2\\ \boldsymbol{Z}_5=\boldsymbol{S}\cdot\dot{\boldsymbol{S}}\end{cases} \tag{13}$$

原模型改写为

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}=a_0\boldsymbol{Z}_0+a_1\boldsymbol{Z}_1+a_2\boldsymbol{Z}_2+a_3\boldsymbol{Z}_3+a_4\boldsymbol{Z}_4+a_5\boldsymbol{Z}_5 \tag{14}$$

此时, 模型已转化为关于新变量$\boldsymbol{Z}_1\sim\boldsymbol{Z}_6$的线性回归模型, a_0、a_1、a_2、a_3、a_4、a_5是线性系数。对转化后模型使用线性最小二乘法进行函数拟合。

转化后的线性模型可表示为矩阵形式:

$$\boldsymbol{F}=\boldsymbol{Z}\boldsymbol{\beta}+\boldsymbol{\varepsilon} \tag{15}$$

式中: $\boldsymbol{Z}$为转化后的新变量$\boldsymbol{Z}_1\sim\boldsymbol{Z}_6$的矩阵(每行对应一组观测值); $\boldsymbol{\beta}=[a_0、a_1、a_2、a_3、a_4、a_5]^{\mathrm{T}}$为待求参数向量; $\boldsymbol{\varepsilon}$为误差项。

通过最小化误差平方和$\sum(\boldsymbol{F}-\boldsymbol{Z}\boldsymbol{\beta}+\boldsymbol{\varepsilon})^2$, 可直接用线性最小二乘法求解参数, 解析解为

$$\hat{\boldsymbol{\beta}}=(\boldsymbol{Z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z})^{-1}\boldsymbol{Z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{F} \tag{16}$$

将第 2 节经过预处理的试验数据通过上述方法建立的多元非线性起落架缓冲器数学模型如下:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}=&0.081\,46\boldsymbol{Z}_0-0.009\,1\boldsymbol{S}+0.000\,2\dot{\boldsymbol{S}}+\\&4.390\,2\times10^{-5}\boldsymbol{S}^2+7.847\,9\times10^{-8}\dot{\boldsymbol{S}}^2+\\&4.378\,9\times10^{-7}\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}}\end{aligned} \tag{17}$$

3.3　回归诊断

因为多元非线性起落架缓冲器数学模型(17)是采用伪线性最小二乘法实现参数估计, 然而, 获得参数估计值并未完全完成了建模。为确认所得模型并非偶然拟合的数据噪声, 并科学评估各变量对过载值的真实影响是否显著, 必须对该回归方程进行系统的显著性检验。这既是验证模型有效性与可靠性的关键步骤, 也是判断模型结构是否合理、是否需要简化的根本依据。在回归系数的显著性检验中, 采用以下统计量进行假设检验: ①标准误差(standard error, SE)、用于评估参数估计的精度, SE 越小表示估计越可靠; ②t 统计量, 用于检验单个回归系数是否显著不为 0; ③相伴概率值, 用于判定统计显著性(显著性水平α设为 0.05)。在模型整体拟合优度检验方面, 选取以下诊断指标: ①均方根误差(root mean square error, RMSE), 用于表征模型预测值与实测值的偏差程度, 越小说明拟合效果越好; ②调整判定系数R^2, 用于量化模型对因变量变异的解释能力, 范围 [0,1], 越接近 1 拟合越好; ③F检验统计量及其对应p_{value}, 用于验证回归方程的整体显著性。各统计量的计算式如下。

1) 回归系数的显著性检验——标准误差S_{E}:

$$S_{\mathrm{E}}(\hat{\beta}_j)=\sqrt{\hat{\sigma}^2(\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X})^{-1}_{jj}} \tag{18}$$

式中: $\hat{\beta}_j$为第j个参数估计值; $\hat{\sigma}^2=\dfrac{y_{\mathrm{RSS}}}{n-p-1}$为误差方差; n为样本量; p为自变量个数; $y_{\mathrm{RSS}}=\sum_{i=1}^{n}(y_i-\hat{y}_i)^2$

为残差平方和，$\hat{y}_i$为第i个样本的预测值；$(\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X})_{jj}$为设计矩阵交叉积逆矩阵的第$j$个对角元。

2）回归系数的显著性检验——t统计量：

$$t_j=\frac{\hat{\beta}_j-\beta_{j0}}{S_{\mathrm{E}}(\hat{\beta}_j)} \tag{19}$$

原假设H_0：$\beta_j=\beta_{j0}$默认检验$\beta_{j0}=0$。若$|t_j|>t_{\alpha/2.n-p-1}$（$t_{\alpha/2.n-p-1}$：自由度为$n-p-1$的t分布临界值），则拒绝原假设（系数为0）。

3）回归系数的显著性检验、模型整体拟合优度检验——相伴概率值p_{value}

设检验统计量为T，观测值为t_{obs}，在原假设H_0成立的条件下：

$$p_{\mathrm{value}}=P_{H_0}(|T|>t_{\mathrm{obs}}) \tag{20}$$

式中：P_{H_0}表示在原假设H_0下的概率测度；T表示服从特定分布（t分布/F分布等）的随机变量；t_{obs}为根据样本数据计算的实际统计量值。

若$p_{\mathrm{value}}<\alpha$（$\alpha$：显著性水平，通常取0.05），表明系数显著不为0或模型显著。

4）模型整体拟合优度检验——均方根误差R_{MSE}：

$$R_{\mathrm{MSE}}=\sqrt{\frac{1}{n-p-1}\sum_{i-1}^{n}(y_i-\hat{y}_i)^2} \tag{21}$$

5）模型整体拟合优度检验——调整判定系数R^2：

$$R^2=1-\left(\frac{y_{\mathrm{RSS}}/(n-p-1)}{y_{\mathrm{TSS}}/(n-1)}\right) \tag{22}$$

式中：$y_{\mathrm{TSS}}=\sum_{i-1}^{n}(y_i-\bar{y}_i)^2$为总平方和。

6）模型整体拟合优度检验——F统计量：

$$F=\frac{(y_{\mathrm{TSS}}-y_{\mathrm{RSS}})/p}{y_{\mathrm{RSS}}/(n-p-1)}\sim F(n-p-1) \tag{23}$$

若$F>F_\alpha(p,n-p-1)$，表明模型显著。其中，$F_\alpha(p,n-p-1)$：自由度为$n-p-1$的F分布临界值。

根据上述结论对3.2节建立的起落架缓冲器数学模型进行回归诊断，得到以下对回归系数进行显著性检验的统计量，如表2所示。

表2 对回归系数进行显著性检验的统计量

Table 2 Test statistic for the significance of regression coefficients

系数	估计值	SE	t统计量	p_{value}
a_0	$8.146\,4\times10^{-1}$	$8.970\,4\times10^{-3}$	90.814	0
a_1	$-9.097\,8\times10^{-3}$	$1.083\,4\times10^{-4}$	−83.977	0
a_2	$2.269\,6\times10^{-4}$	$7.623\,8\times10^{-6}$	29.770	$4.420\,2\times10^{-172}$
a_3	$4.390\,2\times10^{-5}$	$3.341\,7\times10^{-7}$	131.380	0
a_4	$7.847\,9\times10^{-8}$	$1.711\,3\times10^{-9}$	45.860	0
a_5	$4.378\,9\times10^{-7}$	$4.179\,2\times10^{-8}$	10.478	$2.791\,8\times10^{-25}$

对于系数a_0：SE为$8.970\,4\times10^{-3}$，衡量系数估计值的抽样波动，值小说明估计较精确。t统计量为90.814，绝对值大说明a_0对y的影响显著。p_{value}为0，远小于常用显著性水平（0.05），说明a_0与$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向线性关联在统计上高度显著。

对于系数a_1：SE为$1.083\,4\times10^{-4}$，数值小，估计精确。t统计量为−83.977，绝对值大，p_{value}为0，说明a_1对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的负向影响高度显著。

对于系数a_2：SE为$7.623\,8\times10^{-6}$（极小），t统计量为29.77，p_{value}为$4.420\,2\times10^{-172}$（几乎为0），说明a_2对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著。

对于系数a_3：SE为$3.341\,7\times10^{-7}$，t统计量为131.38，p_{value}为0，说明a_3对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著。

对于系数a_4：SE为$1.711\,3\times10^{-9}$，t统计量为45.86，p_{value}为0，说明a_4对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著。

对于系数a_5：SE为$4.179\,2\times10^{-8}$，t统计量为10.478，p_{value}为$2.791\,8\times10^{-25}$，远小于0.05，说明a_5对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响显著。

根据上述结论对3.2节建立的起落架缓冲器数学模型进行回归诊断，得到以下对模型整体拟合优度检验方面的诊断指标，如表3所示，具体如下：

表3 对模型整体拟合优度检验方面的诊断指标

Table 3 Diagnostic indicators for overall goodness-of-fit test of the model

RMSE	R^2	F统计量	p_{value}
0.044 7	0.968	1.92×10^4	0

均方根误差RMSE：值为0.044 7，衡量模型预测值与实际值的平均偏差，数值越小拟合精度越高，说明模型对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的预测误差很小；

调整后判定系数R^2：值为0.968，考虑自变量个数和样本量后，模型解释力很强，表示$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的变异中，能被$a_0$、$a_1$、$a_2$、$a_3$、$a_4$、$a_5$共同解释的比例高达96.8%，说明模型整体拟合效果极佳；

F统计量与对应p_{value}：F统计量为1.92×10^4，p_{value}为0，用于检验“所有自变量系数同时为0（模型退化为常数模型）”的原假设，本节强烈拒绝原假设，说明a_0、a_1、a_2、a_3、a_4、a_5至少有一个能显著解释$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的变异，模型整体线性关系显著成立。

3.4 模型预测

基于3.2节所建立的多元非线性起落架缓冲器数学模型，本节对其进行了预测分析。所需输入数据来源于第3节中对试验数据进行的预处理结果。实际值和拟合值的对比如图7和图8所示。

通过对基于3.2节所建立的多元非线性起落架缓冲器数学模型进行预测，可以发现拟合模型能够

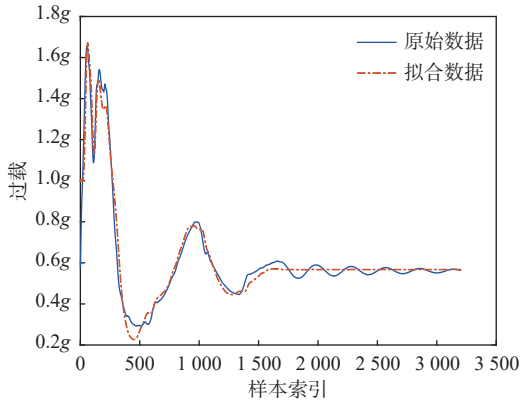


图 7　过载的实际值和拟合值对比

Fig. 7　Comparison of actual and fitted overload values

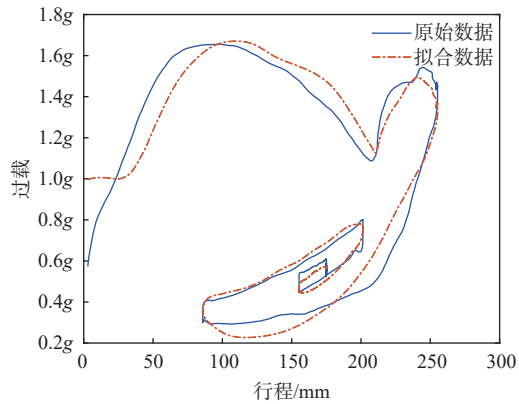


图 8　缓冲器功量图的实际值和拟合值对比

Fig. 8　Comparison of actual and fitted power curves in the buffer power flow diagram

较好地描述起落架缓冲器的非线性特性, 预测结果与试验数据基本吻合, 表明模型的有效性和可靠性。

但是拟合值与实际值存在一定的时延现象, 这表明模型在捕捉系统动态特性方面存在一定的局限性。

4　改善时延的起落架油气混合缓冲器数学模型拟合

4.1　建立改善时延的多元非线性起落架缓冲器数学模型

根据第 3 节可以发现拟合值与实际值存在一定的时延现象, 这是因为在初步模型中仅考虑速度和行程的线性与非线性效应, 说明模型在动态响应特性上存在一定的描述不足。针对这一问题, 本节基于以下理论依据对第 3 节模型进行了改进: 在机械系统中, 加速度是描述物体运动状态变化的重要物理量, 其对系统的动态响应具有直接影响。特别是在起落架缓冲器的非线性特性研究中, 加速度及其平方项可以更全面地反映系统的惯性效应和动态非线性特性。因此, 在模型建立过程中, 本节决定加入加速度项和加速度平方项作为额外的自变量, 以更准确地描述缓冲器的动态响应特性。加入加速度项和加速度平方项的计算式如下:

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}} = c_0\boldsymbol{Z}_0 + c_1\boldsymbol{S} + c_2\dot{\boldsymbol{S}} + c_3\ddot{\boldsymbol{S}} + c_4\boldsymbol{S}^2 + c_5\dot{\boldsymbol{S}}^2 + c_6\ddot{\boldsymbol{S}}^2 + c_7\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}} \tag{24}$$

式中: c_0、c_1、c_2、c_3、c_4、c_5、c_6、c_7为非线性系数。

本节采用 3.1 节所述的伪线性最小二乘法进行函数拟合, 基于第 3 节预处理的试验数据, 建立了多元非线性起落架缓冲器的数学模型如下:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}} = {} & 0.799\,25\boldsymbol{Z}_0 - 0.009\,222\,2\boldsymbol{S} + 0.000\,112\,48\dot{\boldsymbol{S}} + \\ & 3.483\times10^{-6}\ddot{\boldsymbol{S}} + 4.515\,1\times10^{-5}\boldsymbol{S}^2 + 9.186\,1\times10^{-8}\dot{\boldsymbol{S}}^2 + \\ & 4.926\,8\times10^{-12}\ddot{\boldsymbol{S}}^2 + 1.187\,3\times10^{-6}\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}}\end{aligned} \tag{25}$$

4.2　针对改善时延的数学模型的回归诊断

本节采用和 3.3 节同样的方法对 4.1 节拟合的数学模型进行回归诊断, 得到以下对回归系数进行显著性检验的统计量, 如表 4 所示, 具体如下:

表 4　对改善时延的数学模型的回归系数进行显著性检验的统计量

Table 4　Significance test statistics for regression coefficients of time-delay improvement model

系数	估计值	SE	t统计量	p_{value}
c_0	$7.992\,5\times10^{-1}$	$8.215\,2\times10^{-3}$	97.289	0
c_1	$-9.222\,2\times10^{-3}$	$9.997\,0\times10^{-5}$	−92.25	0
c_2	$1.124\,8\times10^{-4}$	$7.999\,1\times10^{-6}$	14.062	$1.271\,4\times10^{-43}$
c_3	$3.483\,0\times10^{-6}$	$1.273\,7\times10^{-7}$	27.346	$4.163\,8\times10^{-148}$
c_4	$4.515\,1\times10^{-5}$	$3.137\,4\times10^{-7}$	143.91	0
c_5	$9.186\,1\times10^{-8}$	$1.656\,2\times10^{-9}$	55.465	0
c_6	$4.926\,8\times10^{-12}$	$2.514\,4\times10^{-12}$	1.959 5	$5.014\,7\times10^{-2}$
c_7	$1.187\,3\times10^{-6}$	$4.638\,1\times10^{-8}$	25.99	$1.300\,8\times10^{-131}$

对于系数c_0: SE 为 $8.215\,2\times10^{-3}$, 数值小说明估计精确。t统计量为 97.289, p_{value}为 0, 远小于常用显著性水平(0.05), 说明c_0与$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向线性关联在统计上高度显著;

对于系数c_1: SE 为 $9.997\,0\times10^{-5}$, 数值小, 估计精确。t统计量为−92.25, 绝对值大, p_{value}为 0, 说明c_1对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的负向影响高度显著;

对于系数c_2: SE 为 $7.999\,1\times10^{-6}$(极小), t统计量为 14.062, p_{value}为 $1.271\,4\times10^{-43}$, 说明c_2对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数c_3: SE 为 $1.273\,7\times10^{-7}$, t统计量为 27.346, p_{value}为 $4.163\,8\times10^{-148}$(几乎为 0), 说明c_3对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数c_4: SE 为 $3.137\,4\times10^{-7}$, t统计量为 143.91, p_{value}为 0, 说明c_4对$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数c_5：SE为$1.656\,2\times10^{-9}$，t统计量为55.465，p_{value}为0，远小于0.05，说明c_5对$\boldsymbol{F}_{OL}$的正向影响显著；

对于系数c_6：SE为$2.514\,4\times10^{-12}$，t统计量为1.959 5，p_{value}为$5.014\,7\times10^{-2}$，与0.05持平，说明c_6对$\boldsymbol{F}_{OL}$的正向影响不显著，可以去除此项；

对于系数c_7：SE为$4.638\,1\times10^{-8}$，t统计量为25.99，p_{value}为$1.300\,8\times10^{-131}$，远小于0.05，说明c_7对$\boldsymbol{F}_{OL}$的正向影响显著。

采用和3.3节同样的方法对4.1节建立的起落架缓冲器数学模型进行回归诊断，得到以下对模型整体拟合优度检验方面的诊断指标，如表5所示，具体如下：

表5 对改善时延的数学模型整体拟合优度检验方面的诊断指标

Table 5 Diagnostic metrics for overall goodness-of-fit testing of time-delay improvement mathematical model

RMSE	R^2	F统计量	p_{value}
0.040 1	0.974	1.71×10^4	0

均方根误差RMSE：值为0.040 1，小于3.3节的结果4.47×10^{-2}，说明模型对$\boldsymbol{F}_{OL}$的预测误差更小，拟合精度更高；

调整后判定系数R^2：值为0.974，大于3.3节的结果9.68×10^{-1}，表示$\boldsymbol{F}_{OL}$的变异中，能被c_0、c_1、c_2、c_3、c_4、c_5、c_6、c_7共同解释的比例高达97.4%，说明模型解释力更强，模型整体拟合效果更好；

F统计量与对应p_{value}：F统计量为1.71×10^4，p_{value}为0，用于检验“所有自变量系数同时为0(模型退化为常数模型)”的原假设，本节强烈拒绝原假设，说明c_0、c_1、c_2、c_3、c_4、c_5、c_6、c_7至少有一个能显著解释$\boldsymbol{F}_{OL}$的变异，模型整体线性关系显著成立。

根据回归诊断分析，得到最终的建立改善时延的多元非线性起落架缓冲器数学模型如下：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}_{OL}=&0.799\,25\boldsymbol{Z}_0-0.009\,222\,2\boldsymbol{S}+0.000\,112\,48\dot{\boldsymbol{S}}+\\&3.483\times10^{-6}\ddot{\boldsymbol{S}}+4.515\,1\times10^{-5}\boldsymbol{S}^2+\\&9.186\,1\times10^{-8}\dot{\boldsymbol{S}}^2+1.187\,3\times10^{-6}\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}}\end{aligned}\tag{26}$$

4.3 改善时延的数学模型预测

基于4.1节和4.2节所建立的改善时延的多元非线性起落架缓冲器数学模型，本节对其进行预测分析。所需输入数据来源于第2节中对试验数据进行的预处理结果。实际值和拟合值的对比如图9和图10所示。

由图9和图10可知，模型预测值与试验数据之间的时延现象得到了显著改善。这表明在模型中引入加速度项能够更好地描述系统的非线性动态特性，显著减小了模型预测值与试验数据之间的偏差，从而显著提高了模型的拟合精度和预测能力。

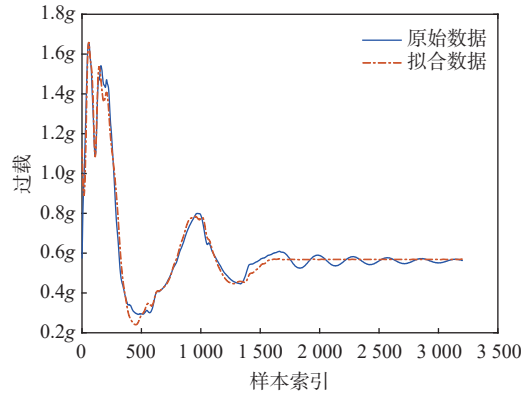


图9 过载的实际值和改善时延的数学模型拟合值对比

Fig. 9 Comparison of actual and fitted overload values of time-delay improvement mathematical model

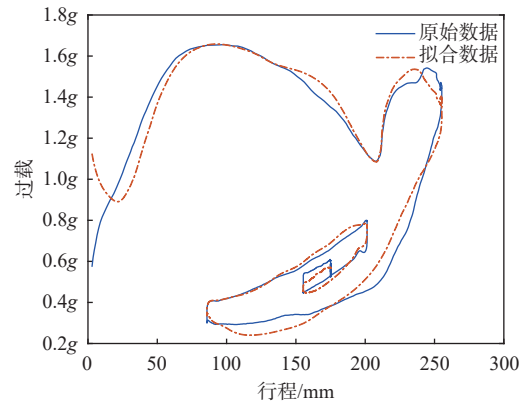


图10 缓冲器功量图的实际值和改善时延的数学模型拟合值对比

Fig. 10 Comparison of actual and fitted power curves in the buffer power diagram of time-delay improvement mathematical model

但是过载的实际值与拟合值在初始阶段(行程s=0～50 mm)存在一定的偏差，这表明模型在起始阶段的预测不够准确。

5 改善初始阶段偏差的起落架油气混合缓冲器数学模型拟合

5.1 建立改善初始阶段偏差的多元非线性起落架缓冲器数学模型

根据第4节可以发现过载的实际值与拟合值在初始阶段(行程s=0～50 mm)存在一定偏差。为解决这一问题，本节在第4节建立的模型中引入了加速度的0.5次方项。此改进基于理论依据：①在非线性动态系统中(尤其涉及复杂阻尼与惯性耦合

时), 加速度的非线性效应可能表现出复杂的幂律特性, 而引入分数次幂项能够更好地捕捉系统在初始阶段的非线性动态响应特性, 从而改善模型的拟合精度和预测能力[15]。②分数次幂相较于整数次幂, 其数学形式能更灵活地刻画系统响应在初始过渡区的连续渐变非线性特性[16-18]。加入加速度的 0.5 次方项的计算式如下:

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}} = d_0\boldsymbol{Z}_0 + d_1\boldsymbol{S} + d_2\dot{\boldsymbol{S}} + d_3\ddot{\boldsymbol{S}} + d_4\boldsymbol{S}^2 + d_5\dot{\boldsymbol{S}}^2 + d_6\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}} + d_7\ddot{\boldsymbol{S}}^{0.5} \tag{27}$$

式中: d_0、d_1、d_2、d_3、d_4、d_5、d_6、d_7为非线性系数。

本节采用 3.2 节所述的伪线性最小二乘法进行函数拟合, 基于第 2 节预处理的试验数据, 建立了多元非线性起落架缓冲器的数学模型如下:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}} = {} & 1.194\boldsymbol{Z}_0 - 0.011\,916\boldsymbol{S} + 0.000\,149\,74\dot{\boldsymbol{S}} + \\ & 3.593\,9\times10^{-6}\ddot{\boldsymbol{S}} + 5.173\,4\times10^{-5}\boldsymbol{S}^2 + \\ & 8.355\,6\times10^{-8}\dot{\boldsymbol{S}}^2 + 1.019\,2\times10^{-6}\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}} - 1.695\,8\ddot{\boldsymbol{S}}^{0.5}\end{aligned} \tag{28}$$

5.2　针对改善初始阶段偏差的数学模型的回归诊断

本节采用和 3.3 节同样的方法对 5.1 节拟合的数学模型进行回归诊断, 得到以下对回归系数进行显著性检验的统计量, 如表 6 所示, 具体如下:

表 6　对改善初始阶段偏差的数学模型的回归系数进行显著性检验的统计量

Table 6　Significance test statistics for regression coefficients of initial-stage deviation improvement model

系数	估计值	SE	t统计量	p_{value}
d_0	1.194	$1.304\,6\times10^{-2}$	91.526	0
d_1	$-1.191\,6\times10^{-2}$	$1.117\,5\times10^{-4}$	−106.630	0
d_2	$1.497\,4\times10^{-4}$	$6.853\,4\times10^{-6}$	21.849	9.713×10^{-99}
d_3	$3.593\,9\times10^{-6}$	$1.076\,7\times10^{-7}$	33.379	$8.513\,1\times10^{-210}$
d_4	$5.173\,4\times10^{-5}$	$3.161\,9\times10^{-7}$	163.620	0
d_5	$8.355\,6\times10^{-8}$	$1.397\,4\times10^{-9}$	59.793	0
d_6	$1.019\,2\times10^{-6}$	$3.964\,2\times10^{-8}$	25.711	$1.192\,7\times10^{-132}$
d_7	−1.695 8	$4.806\,6\times10^{-2}$	−35.281	$1.601\,7\times10^{-230}$

对于系数 d_0: SE 为 $1.304\,6\times10^{-2}$, 数值小说明估计精确, t统计量为 91.526, p_{value}为 0, 远小于常用显著性水平(0.05), 说明 d_0与 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向线性关联在统计上高度显著;

对于系数 d_1: SE 为 $1.117\,5\times10^{-4}$, 数值小, 估计精确, t统计量为−106.630, 绝对值大, p_{value}为 0, 说明 d_1对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的负向影响高度显著;

对于系数 d_2: SE 为 $6.853\,4\times10^{-6}$(极小), t统计量为 21.849, p_{value}为 9.713×10^{-99}(几乎为 0), 说明 d_2对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数 d_3: SE 为 $1.076\,7\times10^{-7}$, t统计量为 33.379, p_{value}为 $8.513\,1\times10^{-210}$(几乎为 0), 说明 d_3对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数 d_4: SE 为 $3.161\,9\times10^{-7}$, t统计量为 163.620, p_{value}为 0, 说明 d_4对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数 d_5: SE 为 $1.397\,4\times10^{-9}$, t统计量为 59.793, p_{value}为 0, 远小于 0.05, 说明 d_5对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响显著;

对于系数 d_6: SE 为 $3.964\,2\times10^{-8}$, t统计量为 25.711, p_{value}为 $1.192\,7\times10^{-132}$(几乎为 0), 说明 d_6对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的正向影响高度显著;

对于系数 d_7: SE 为 $4.806\,6\times10^{-2}$, t统计量为 −35.281, p_{value}为 $1.601\,7\times10^{-230}$(几乎为 0), 远小于 0.05, 说明 d_7对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的负向影响显著。

采用和 3.3 节同样的方法对 5.1 节建立的起落架缓冲器数学模型进行回归诊断, 得到以下对模型整体拟合优度检验方面的诊断指标, 如表 7 所示, 具体如下:

表 7　对改善初始阶段偏差的数学模型的整体拟合优度检验方面的诊断指标

Table 7　Diagnostic metrics for overall goodness-of-fit testing of mathematical model for improving initial-stage deviation

RMSE	R^2	F统计量	p_{value}
0.034 1	0.981	2.39×10^4	0

均方根误差 RMSE: 值为 0.034 1, 小于 5.2 节的结果 4.01×10^{-2}, 说明模型对 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的预测误差更小, 拟合精度更高;

调整后判定系数 R^2: 值为 0.981, 大于 5.2 节的结果 9.74×10^{-1}, 表示 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的变异中, 能被 d_0、d_1、d_2、d_3、d_4、d_5、d_6、d_7共同解释的比例高达 98.1%, 说明模型解释力更强, 模型整体拟合效果更好;

F统计量与对应 p_{value}: F统计量为 2.39×10^4, p_{value}为 0, 用于检验“所有自变量系数同时为 0(模型退化为常数模型)”的原假设, 本节强烈拒绝原假设, 说明 d_0、d_1、d_2、d_3、d_4、d_5、d_6、d_7至少有一个能显著解释 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}}$的变异, 模型整体线性关系显著成立;

根据回归诊断分析, 得到最终的建立改善时延的多元非线性起落架缓冲器数学模型如下:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{F}_{\mathrm{OL}} = {} & 1.194\boldsymbol{Z}_0 - 0.011\,916\boldsymbol{S} + 0.000\,149\,74\dot{\boldsymbol{S}} + \\ & 3.593\,9\times10^{-6}\ddot{\boldsymbol{S}} + 5.173\,4\times10^{-5}\boldsymbol{S}^2 + \\ & 8.355\,6\times10^{-8}\dot{\boldsymbol{S}}^2 + 1.019\,2\times10^{-6}\boldsymbol{S}\dot{\boldsymbol{S}} - 1.695\,8\ddot{\boldsymbol{S}}^{0.5}\end{aligned} \tag{29}$$

5.3　改善初始阶段偏差的数学模型预测

基于 5.1 节和 5.2 节所建立的改善时延的多元非线性起落架缓冲器数学模型, 本节对其进行了预

测分析。所需输入数据来源于第 2 节中对试验数据进行的预处理结果。实际值和拟合值的对比如图 11 和图 12 所示。

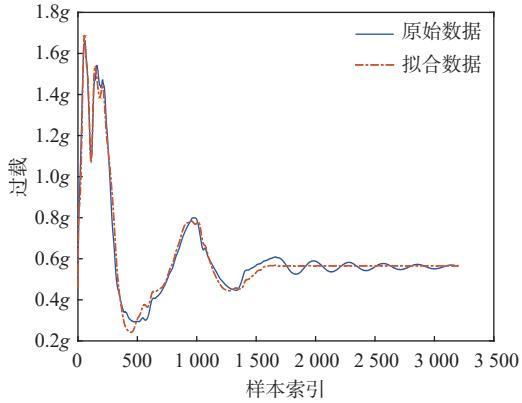


图 11 过载的实际值和改善初始阶段偏差的数学模型拟合值对比

Fig. 11 Comparison of actual and fitted overload values of mathematical model for improving initial-stage deviation

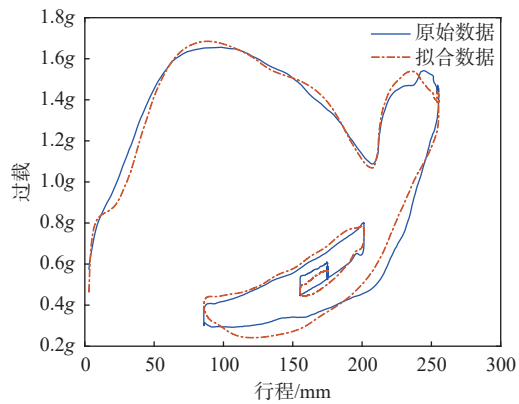


图 12 缓冲器功量图的实际值和改善初始阶段偏差的数学模型拟合值对比

Fig. 12 Comparison of actual and fitted power curves in buffer power diagram of mathematical model for improving initial-stage deviation

由图 11 和图 12 可知，过载的实际值与拟合值在初始阶段（行程 s=0～50 mm）偏差问题得到了显著改善。这表明在模型中引入加速度的 0.5 次方项能够更准确地描述系统的非线性动态特性，从而显著提高了模型在初始阶段的预测拟合精度和预测能力，更加精确地捕捉系统在初始阶段的非线性动态响应特性。这一改进不仅有效提升了模型的拟合精度，还显著增强了模型对系统动态行为的描述能力，为后续的深入分析和预测研究提供了更加可靠的理论基础。

6 结 论

1）本文基于落震试验数据，采用伪线性最小二乘法建立了起落架油气混合缓冲器的多元非线性数学模型。该模型以过载值为因变量，综合考虑了缓冲器的行程、速度及加速度等因素的线性与非线性效应。通过回归诊断与模型验证，结果表明，模型能够较好地描述缓冲器的非线性动态特性，且模型的拟合精度和预测能力在多次改进后得到了显著提升。

2）在初步模型的基础上，针对模型预测值与试验数据之间存在的时延现象，本文引入了加速度项，进一步优化了模型结构。进一步的研究表明，模型在捕捉系统动态响应特性方面仍存在一定局限性，尤其是在初始阶段（行程 s=0～50 mm）存在偏差。为此，本文在模型中引入了加速度的 0.5 次方项，基于非线性动态系统的幂律特性和分数次幂项的数学表达能力，显著改善了模型在初始阶段的拟合精度和预测能力。研究结果表明，通过引入加速度及其分数次幂项，模型的均方根误差 RMSE 从 0.044 7 降低至 0.034 1，调整判定系数 R^2 从 0.968 提升至 0.981。

3）本文基于数据驱动方法建立了起落架油气混合缓冲器的多元非线性模型，其研究意义在于突破了传统纯理论建模在描述复杂非线性动态行为方面的局限，充分利用试验数据所蕴含的真实系统响应信息，实现了复杂缓冲器动态特性的高精度刻画。在工程实践中，该模型可直接嵌入整机控制系统的数学模型中进行联合仿真，显著降低多平台耦合仿真的复杂度和计算成本，为起落架系统及整机的动态性能评估、控制率设计与优化提供了高效、可靠的工具。同时，本文构建的“试验-数据-建模-验证”框架，也为其他具有强非线性特征的工程部件建模提供了可借鉴的方法途径。

尽管本文的研究取得了显著成果，但仍存在一定的局限性。例如，模型在捕捉系统动态响应的时延特性方面仍有改进空间，细化缓冲器内外筒之间库伦摩擦力的影响。未来的研究可以进一步探索其他非线性动态特性描述方法，如引入更多物理机制或结合物理模型与数据驱动方法，进一步提升模型的精度与泛化能力。

综上所述，本文通过多次模型改进，成功构建了一个高精度的多元非线性起落架油气混合缓冲器数学模型，为后续的动态分析与控制优化研究提供了可靠的理论支持，同时也为类似非线性动态系统的建模与分析提供了参考价值。

参考文献（References）

[1] 隋福成, 陆华. 飞机起落架缓冲器数学模型研究[J]. 飞机设计, 2001, 21(2X): 44-51.

Sui F C, Lu H. Mathemetical model research on aircraft landing

gear damper[J]. Aircraft Design, 2001, 21(2X): 44-51(in Chinese).

[2] Choi S B, Lee S K, Park Y P. A hysteresis model for the field-dependent damping force of a magnetorheological damper[J]. Journal of Sound and Vibration, 2001, 245(2): 375-383.

[3] 孔祥东, 李斌, 权凌霄, 等. 磁流变液阻尼器 Bingham-多项式力学模型研究[J]. 机械工程学报, 2017, 53(14): 179-186.
Kong X D, Li B, Quan L X, et al. Study on dynamic Bingham-polynomial model of a MRF damper[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2017, 53(14): 179-186(in Chinese).

[4] Fan G, Li J, Hao H. Vibration signal denoising for structural health monitoring by residual convolutional neural networks[J]. Measurement, 2020, 157: 107651.

[5] 余长青. 基于 Butterworth 函数的滤波器设计[J]. 遵义师范学院学报, 2008, 10(5): 74-76.
Yu C Q. Filter design based on butterworth function[J]. Journal of Zunyi Normal College, 2008, 10(5): 74-76(in Chinese).

[6] 王钢, 梁远升, 李海锋, 等. 基于 PSO 算法和 Butterworth 低通滤波器的参数自适应故障测距时域法[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(3): 4-9.
Wang G, Liang Y S, Li H F, et al. Time domain fault locating with parameter self-adaptation based on PSO algorithm and Butterworth low-pass filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(3): 4-9(in Chinese).

[7] 李钟慎, 郑胜家. 基于 GUIDE 进行 Butterworth 滤波器的分析[J]. 信息技术, 2006(10): 26-29.
Li Z S, Zheng S J. Analyzing butterworth filter based on GUIDE[J]. Information Technology, 2006(10): 26-29(in Chinese).

[8] Selesnick I W, Burrus C S. Generalized digital Butterworth filter design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(6): 1688-1694.

[9] 万永革. 数字信号处理的 MATLAB 实现[M]. 北京: 科学出版社, 2007: 135.
Wan Y G. MATLAB implementation of digital signal processing[M]. Beijing: Science Press, 2007: 135(in Chinese).

[10] 江晟, 许锋, 聂宏. 基于 MATLAB /Simulink 的大型水陆两栖飞机起落架缓冲性能优化[J]. 江苏航空, 2012, 3: 4-7.
Jiang S, Xu F, Nie H. Optimization of buffer performance for large amphibious aircraft landing gear based on MATLAB/Simulink[J]. Jiang Su Aviation, 2012, 3: 4-7(in Chinese).

[11] 朱永健, 陈云, 张万民. 基于 LMS 仿真实现变阻尼缓冲器优化设计[C]//中国航空学会结构强度专业学术交流会论文集. 北京: 中国航空学会, 2013: 240-248.
Zhu Y J, Chen Y, Zhang W M. Optimization design of variable damping shock absorber based on LMS simulation[C]//Proceedings of the Academic Conference on Structural Strength of Chinese Society of Aeronautics and Astronautics. Beijing: Chinese Society of Aeronautics and Astronautics, 2013: 240-248(in Chinese).

[12] 吴晓宇, 聂宏, 张明. 两种不同形式前起落架缓冲与前轮转弯性能对比研究[J]. 航空工程进展, 2015, 6(3): 333-340.
Wu X Y, Nie H, Zhang M. Contrastive analysis of buffering and steering performance for two different types of nose landing gear[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2015, 6(3): 333-340(in Chinese).

[13] 周铁明. 磁流变阻尼器非线性建模及振动模糊控制研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2013: 34.
Zhou T M. Research on the nonlinear modeling of magnetorheological damper and fuzzy control of vibration[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2013: 34(in Chinese).

[14] 张志涌. 精通 MATLAB 6.5 版[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003: 152.
Zhang Z Y. Proficient in MATLAB version 6.5[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics & Astronautics Press, 2003: 152 (in Chinese).

[15] 刘建涛, 杜平安. 考虑过载效应的金属材料疲劳裂纹扩展试验数据拟合及疲劳裂纹扩展速度计算方法研究[J]. 机械工程学报, 2012, 48(4): 85-91.
Liu J T, Du P A. Research on the curve fitting of fatigue test data and computation of fatigue crack growth rates of metals in consideration of the retardation effect[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2012, 48(4): 85-91(in Chinese).

[16] 徐小华, 胡晓飞, 赵艳春. 基于多项式非线性拟合问题的探讨[J]. 赤峰学院学报 (自然科学版), 2014, 30(2): 37-38.
Xu X H, Hu X F, Zhao Y C. Discussion on nonlinear fitting based on polynomials[J]. Journal of Chifeng University (Natural Science Edition), 2014, 30(2): 37-38(in Chinese).

[17] 雷晓波, 文敏, 雷蒂远, 等. 利用 Pearson-Ⅲ分布预测某飞机法向过载极值[J]. 机械强度, 2018, 40(1): 106-110.
Lei X B, Wen M, Lei D Y, et al. Prediction of aircraft normal overload extreme value based on Pearson-ⅲ distribution[J]. Journal of Mechanical Strength, 2018, 40(1): 106-110(in Chinese).

[18] 余欣玺, 朱珠, 赵宇琪, 等. 一种变压器重过载的数学模型统计方法: CN115905357B[P]. 2025-07-18.
Yu X X, Zhu Z, Zhao Y Q, et al. Mathematical model statistical method for heavy overload of transformer: CN115905357B[P]. 2025-07-18(in Chinese).

Data-driven multivariate nonlinear mathematical model of landing gear shock absorbers

CHEN Xiying[1, 2, *], PAN Zhe[1, 2], ZHAO Shutong[3], DONG Huili[1, 2], ZHANG Peng[1, 2]

(1. Beijing Institute of Precision Electromechanical Control, Beijing 100071, China;
2. Innovation Center for Control Actuators, Beijing 100071, China;
3. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: To address the nonlinear dynamic characteristics of the oleo-pneumatic landing gear strut, this study establishes a multivariate nonlinear mathematical model with overload as the dependent variable, through a data-driven approach combined with theoretical analysis and drop-test data. The model comprehensively incorporates factors such as strut stroke, velocity, and acceleration, and is developed using the pseudo-linear least squares method. Through multiple iterative improvements, the model's fitting accuracy and predictive capability have been significantly enhanced. To resolve the time delay phenomenon observed between model predictions and experimental data, an acceleration term was introduced into the model. This adjustment reduced the root mean square error (RMSE) from 0.044 7 to 0.040 1 and increased the adjusted coefficient of determination from 0.968 to 0.974. A square-root acceleration term (acceleration increased to the power of 0.5) was added to the model in order to further address the fitting deviation problem during the first phase (stroke 0 mm to 50 mm). This refinement reduced the RMSE from 0.040 1 to 0.034 1 and increased the adjusted coefficient of determination from 0.974 to 0.981, significantly enhancing the model's ability to describe system dynamics and its predictive accuracy. The study demonstrates that the proposed model provides a more accurate method for describing the nonlinear dynamic characteristics of landing gear shock absorbers and offers a reliable theoretical foundation for the design and optimization of the overall automatic control system.

Keywords: oleo-pneumatic landing gear shock absorber; data-driven; multivariate nonlinear model; pseudo-linear least squares method; drop test

Received: 2025-09-30; **Accepted**: 2026-01-09; **Published Online**: 2026-02-10 09:39
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260210.0926.001
* **Corresponding author**. E-mail: chenxiying0420@foxmail.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0335

宽温域下浸油式电静液作动器预设自适应有限时间控制

樊思明，王少萍，王兴坚*，王启扬，刘迪
(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191)

摘　　要：针对浸油式电静液作动器(OI-EHA)在宽温域下跟踪控制精度低的问题，提出一种考虑油温的预设自适应有限时间控制策略。通过构建动态热耦合模型，实现对不可测油温的实时估计，将温度动态特性嵌入控制器架构，以降低系统复杂度；有限时间观测器(FTO)的设计有效抑制了温度预测误差、参数摄动及外部扰动形成的复合干扰，并通过干扰估计值反馈使系统误差在有限时间内收敛，引入预设性能函数(PPF)对跟踪误差及其动态特性进行约束，确保误差始终处于预设边界内；利用反步法设计整合FTO与PPF，形成兼具温度敏感参数和不确定干扰补偿机制的复合控制器，确保闭环系统的稳定性。实验结果表明：在不同工况下，所设计控制器均表现出优异的控制性能。

关 键 词：浸油式电静液作动器；动态热耦合模型；动态油温；有限时间观测器；预设性能控制
中图分类号：V221+.3; TB553
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2857-12

随着航空技术向多电化与高机动性方向发展，电静液作动器(electro-hydrostatic actuator, EHA)凭借其高动态响应、低维护成本及高集成度优势，已发展成为飞机作动系统与电力推进系统的核心执行机构[1]。

针对飞机宽温度范围运行需求，传统EHA因内部散热难题设计了浸油式电静液作动器(oil-immersed electro-hydrostatic actuator, OI-EHA)[2]。然而，该结构在高动态工况下会引发显著的热积累效应，导致油温骤升，并引发油液黏度剧烈变化，严重威胁系统稳定性[3]，因此，监测油温尤为重要。然而，受限于系统的高度集成和严苛的空间限制，关键组件及油温的实时监测面临显著挑战[4]。油温在系统内无法由传感器测量，建立系统的动态热耦合模型，不仅有助于观察系统性能随油温实时变化的动态特性，而且为开发温度扰动补偿控制策略提供了理论基础。

分析表明，液压油黏度下降会加剧系统内泄漏，显著提升能耗水平[5]。该现象通过延长控制信号与执行器间的动态延迟，导致OI-EHA运行效率及响应速度双重下降，造成系统性能衰减。值得注意的是，温度升高不仅加剧参数时变特性，而且破坏系统稳定性，在双重作用下，严重削弱控制精度和动态稳定性[6]。因此，构建考虑动态温度变化的控制补偿策略，对保障OI-EHA在宽温度范围内实现高动态响应与稳定运行至关重要。

近年来，面向EHA等电液伺服系统的高精度控制需求，自适应控制因能有效应对模型参数不确定性而成为主流方案[7-8]。然而，其面对非匹配干扰(如摩擦滞后、伺服阀流量死区)时[9]，存在参数收敛缓慢且抗干扰性能退化的缺陷。为此，研究人员通过引入鲁棒控制机制对自适应框架进行改进[10]。Ge等[11]开发了一种先进的EHA系统非线性自适

收稿日期：2025-05-28；录用日期：2025-08-01；网络出版时间：2025-08-08 09:12
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250808.0902.001
*通信作者. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

引用格式：樊思明，王少萍，王兴坚，等. 宽温域下浸油式电静液作动器预设自适应有限时间控制[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2857-2868. Fan S M，Wang S P，Wang X J，et al. Prescribed adaptive finite-time control of oil-immersed electro-hydrostatic actuators under wide temperature range[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2857-2868 (in Chinese).

应控制器，旨在应对各种干扰，并实现渐近跟踪。自适应滑模控制技术通过设计时变滑模面，实现了对参数扰动和干扰的同步补偿[12]。Deng 等提出一种自抗扰控制策略，采用扩展状态观测器进行动态前馈补偿，有效抑制块状扰动[13]。此外，自适应积分鲁棒控制[14]和反步法[15]等非线性算法也在液压系统控制中取得进展。

现有控制方法虽显著提升了稳态精度，但在瞬态性能约束和收敛速度优化方面仍存在理论瓶颈[16]。为此，提出预设性能函数(prescribed performance function, PPF)理论，通过设定跟踪误差的收敛边界、速率及超调量等性能指标，将误差约束至预设任意小区域，为控制问题建立了新的性能约束框架。Liu 等[17]针对参考信号不连续问题，基于误差变量转换，设计低复杂度控制器，建立与性能函数匹配的动态调节机制；Xu 等[18]进一步拓展该理论，通过融合收敛率、最大超调及稳态误差特性的性能函数设计，结合输出误差变换策略，实现了非线性液压系统稳态与瞬态性能的协同控制。

然而，现有 PPF 方法基于渐近收敛机制，难以满足 EHA 高动态响应所需的有限时间收敛要求。尤其在航空领域，执行机构对动态响应速度和收敛速率提出了更高标准[19]。有限时间稳定理论为此提供了新路径：相较于渐近稳定性，其通过非线性反馈设计，可实现系统状态或误差在有限时间内快速收敛至平衡点附近[20-21]，有效化解传统方法在快速性与高精度间的矛盾。

为提升 OI-EHA 在高动态、宽温度工况下的抗干扰跟踪控制精度，本文提出考虑油温的预设自适应有限时间控制器。首先，建立系统动力学热耦合模型，实现油温预测，揭示油温与液压参数之间的映射关系；其次，基于反步态框架设计有限时间观测器(finite-time observer, FTO)，补偿预测误差、温度扰动及系统不确定性构成的复合干扰，使误差在有限时间内收敛；然后，结合 PPF 和 FTO 设计控制器，将跟踪误差控制在预设范围内，并分析控制器的稳定性；最后，为验证所设计控制器的有效性，通过大量实验分析了油温变化对系统控制精度的影响，在不同工况下与其他控制器进行比较，以验证所设计控制器的补偿能力和有效性。

1 考虑油温的系统动态模型

OI-EHA 的运行原理如图 1 所示。其中，Q_t、Q_p 分别为吸油口、排油口流量。由浸油式电机泵组件驱动液压缸进行往复直线运动。

基于液压系统运行机理及相关研究，内泄漏量

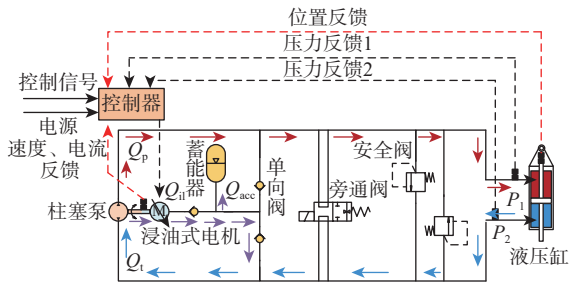


图 1 OI-EHA 的运行原理

Fig. 1 The operating principle for the OI-EHA

显著影响其动态性能。要研究内泄漏量与动态特性之间的相关性，必须根据液压系统的工作原理构建其流量模型。

在 OI-EHA 的运行过程中，泵的总流量分别由实际输出流量 Q_a、内泄漏量 $Q_{il,p}$ 和可压缩流量 Q_c 这 3 部分组成。据此，泵的连续性流量方程为

$$D_p\omega_m = Q_a + Q_{il,p} + Q_c \tag{1}$$

式中：D_p 和 ω_m 分别为泵排量和电机转速。

从式(1)可见，泵的内泄漏量 $Q_{il,p}$ 对 EHA 的动态特性有很大影响。可压缩流量 Q_c 一般在计算时忽略。

忽略液压缸的外泄漏量和阀块管路中的压缩油，液压缸的流量连续性方程为

$$\begin{cases} Q_{1c} = A_p\dot{x}_p + \beta_e^{-1}V_{1c}\dot{P}_1 + Q_{il,c} = D_p\omega_m - Q_{il,p} \\ Q_{2c} = A_p\dot{x}_p - \beta_e^{-1}V_{2c}\dot{P}_2 + Q_{il,c} = D_p\omega_m - Q_{il,p} \end{cases} \tag{2}$$

式中：Q_{1c} 和 Q_{2c} 分别为液压缸 2 个腔体的流量；A_p 为活塞的有效面积；x_p 为活塞的位移；$Q_{il,c}$ 为液压缸内泄漏量；β_e 为油液体积弹性模量；$V_{1c}=V_{10}+A_px_p$ 和 $V_{2c}=V_{20}-A_px_p$ 分别为 2 个腔体的体积，V_{10} 和 V_{20} 分别为前腔和后腔初始腔内体积；P_1 和 P_2 分别为 2 个腔体的压力。

由式(1)和式(2)可得，内泄漏量显著影响系统动态特性。构建热耦合模型可实时表征动态油温环境下的性能演变，为控制器设计提供动态性能补偿依据。

1.1 系统动态热耦合模型

本节基于热耦合分析构建油液-多热源耦合传热模型，实现油温动态预测。OI-EHA 系统由浸油式电机、双向泵、液压缸等核心组件组成，如图 2 所示。系统运行时，内泄漏油液经泵-电机接口渗入腔体，并经后端回流，形成机电与液压系统的热耦合。该耦合作用引发累积加热效应，显著改变液压系统动态特性。

基于文献 [22] 热建模方法构建动态热耦合模型，通过分析绕组、定子、油液及永磁体等热节点的能量损耗交互作用，实现油温动态预测。鉴于电机结构对称性，热源呈均匀温度分布。图 3 所示系

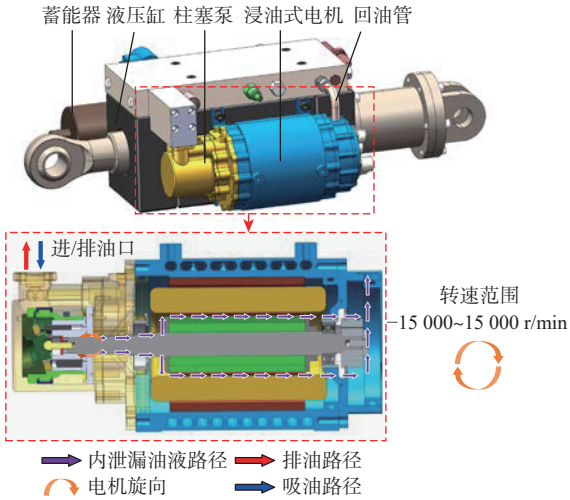


图 2　系统内部的热流耦合路径

Fig. 2　Heat flow coupling paths within the system

统共设置 5 个主要热节点。

本文模型涉及 6 类温度节点: 环境温度 T_{ex}、外壳温度 T_h、定子温度 T_s、绕组温度 T_c、泄漏油温度 T_o 及转子温度 T_m。热源项包括定子铁损 G_s、铜损 G_c、泵泄漏与油摩擦生热 G_{hy}、转子热损 G_m、累积热源 G_{ac}。热容参数涵盖外壳热容 C_h、定子热容 C_s、绕组热容 C_c、泄漏油热容 C_o 及转子热容 C_m。传导热阻包含外壳-定子传导热阻 R_{sh} 和绕组-定子传导热阻 R_{cs}, 对流热阻涉及环境-外壳对流热阻 R_{ah}、气隙油-定子对流热阻 R_{so}、绕组-气隙油对流热阻 R_{co}、转子-气隙油对流热阻 R_{mo} 及油液-壳体对流热阻 R_{oh}。

节点间热阻直接调控热量传递路径, 决定系统热传导特性。针对环境扰动与工况变化引起的温度动态变化, 需综合热容效应与时变热源项构建热模型, 以精准描述温度场时变规律。由此建立的动态热方程可表示为

$$\begin{cases} C_o\dfrac{\mathrm{d}T_o}{\mathrm{d}t}=G_{hy}+\dfrac{T_c-T_o}{R_{co}}+\dfrac{T_s-T_o}{R_{so}}+\dfrac{T_m-T_o}{R_{mo}}-\dfrac{T_o-T_h}{R_{oh}} \\ C_c\dfrac{\mathrm{d}T_c}{\mathrm{d}t}=G_c-\dfrac{T_c-T_o}{R_{co}}-\dfrac{T_c-T_s}{R_{cs}} \\ C_s\dfrac{\mathrm{d}T_s}{\mathrm{d}t}=G_s-\dfrac{T_s-T_o}{R_{so}}+\dfrac{T_c-T_s}{R_{cs}}-\dfrac{T_s-T_h}{R_{sh}} \\ C_m\dfrac{\mathrm{d}T_m}{\mathrm{d}t}=G_m-\dfrac{T_m-T_o}{R_{mo}} \\ C_h\dfrac{\mathrm{d}T_h}{\mathrm{d}t}=\dfrac{T_o-T_h}{R_{oh}}+\dfrac{T_s-T_h}{R_{sh}}-\dfrac{T_h-T_{ex}}{R_{ah}} \end{cases} \tag{3}$$

式中: t 为时间。

式(3)中的状态变量 $\boldsymbol{x}_{heat}$ 和输入矩阵 $\boldsymbol{u}$ 定义为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_{heat}=[T_o,T_c,T_s,T_m,T_h]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{u}=\left[G_{hy},G_c,G_s,G_m,T_{ex}\right]^{\mathrm{T}} \end{cases} \tag{4}$$

对式(3)和式(4)进行积分, 可得表征系统内各热源与油温之间关系的状态空间矩阵为

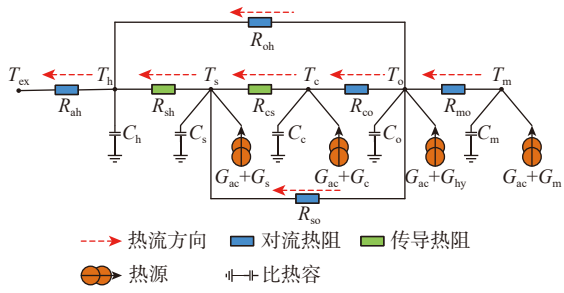


图 3　系统的动态热模型结构

Fig. 3　Dynamic thermal modeling structure of the system

$$\dot{\boldsymbol{T}}_{heat}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_{heat}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \tag{5}$$

式中: 矩阵 $\boldsymbol{A}$ 和 $\boldsymbol{B}$ 的定义为

$$\begin{cases} \boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 & 0 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & 0 & a_{35} \\ a_{41} & 0 & 0 & a_{44} & 0 \\ a_{51} & 0 & a_{53} & 0 & a_{55} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{B}=\mathrm{diag}(b_{11},b_{22},b_{33},b_{44},b_{55}) \end{cases} \tag{6}$$

其中: $a_{11}=-C_o^{-1}\left(R_{co}^{-1}+R_{so}^{-1}+R_{mo}^{-1}+R_{oh}^{-1}\right)$; $a_{12}=C_o^{-1}R_{co}^{-1}$; $a_{13}=C_o^{-1}R_{so}^{-1}$; $a_{14}=C_o^{-1}R_{mo}^{-1}$; $a_{15}=-C_o^{-1}R_{oh}^{-1}$; $a_{21}=C_c^{-1}\cdot R_{co}^{-1}$; $a_{22}=-C_c^{-1}\left(R_{co}^{-1}+R_{cs}^{-1}\right)$; $a_{23}=-C_c^{-1}R_{cs}^{-1}$; $a_{31}=C_s^{-1}\cdot R_{so}^{-1}$; $a_{32}=C_s^{-1}R_{cs}^{-1}$; $a_{33}=-C_s^{-1}\left(R_{so}^{-1}+R_{cs}^{-1}+R_{sh}^{-1}\right)$; $a_{35}=C_s^{-1}\cdot R_{sh}^{-1}$; $a_{41}=C_m^{-1}R_{mo}^{-1}$; $a_{44}=-C_m^{-1}R_{mo}^{-1}$; $a_{51}=-C_h^{-1}R_{oh}^{-1}$; $a_{53}=C_h^{-1}R_{sh}^{-1}$; $a_{55}=-\left(R_{oh}^{-1}+R_{sh}^{-1}+R_{ah}^{-1}\right)$; $b_{11}=C_o^{-1}$; $b_{22}=C_c^{-1}$; $b_{33}=C_s^{-1}$; $b_{44}=C_m^{-1}$; $b_{55}=C_h^{-1}R_{ah}^{-1}$。

以功率损耗和环境温度为输入, 节点温度为输出, 通过联立式(4)～式(6)和热平衡方程, 构建热耦合模型, 表示为

$$T_o=f(T_c,T_s,\cdots,T_{ex},t) \tag{7}$$

式中: T_o 为预测油温。

系统运行时, 油温受工况的影响持续波动, 导致模型预测值 T_o 与实际值 $T_{o,a}$ 之间存在动态误差 $\tilde{T}$。定义油温变化范围为 $T_{o,a}\subseteq[T_{min},T_{max}]$。

注 1　由于 OI-EHA 高度集成化的结构特点和安装空间的严格限制, 无法通过传感器直接实时测量油温, 因此, 本文采用动态热耦合模型实现油温的在线预测, 该模型基于先前研究工作中[22]已验证的热建模方法构建, 涵盖绕组、定子、油液、永磁体等核心热源的耦合传热特性, 通过能量守恒方程和热网络实现对油温动态预测。文献 [22] 中已通过实验验证, 该热耦合模型对绕组、泵壳等关键部件的温度预测平均相对误差小于或等于 3%, 而本文油温预测基于上述部件与油液的热耦合关系建立, 进一步保证了油温预测精度的可靠性。

1.2　油温关联的动态模型

基于文献 [23] 对柱塞泵内泄漏 3 对摩擦副的

机理进行分析，结合内泄漏数学模型，可推导出泵的内泄漏系数 L_1 与油温呈显著关联特性，表示为

$$L_1=\sum_{i=1}^{m}\left(\frac{\pi d_{\mathrm{b}}\delta_{\mathrm{pc}}^3}{12\mu(T_{\mathrm{o,a}})l_{\mathrm{pb}}}\right)+\sum_{i=1}^{m}\left[\frac{\pi\delta_{\mathrm{ss}}^3}{6\mu(T_{\mathrm{o,a}})\ln\left(\dfrac{R_{\mathrm{s1}}}{R_{\mathrm{s0}}}\right)}\right]+\sum_{i=1}^{m}\frac{\pi\varphi_0\delta_{\mathrm{vb}}^3}{12\mu(T_{\mathrm{o,a}})}\left(\frac{1}{\ln\left(\dfrac{R_{\mathrm{v2}}}{R_{\mathrm{v1}}}\right)}+\frac{1}{\ln\left(\dfrac{R_{\mathrm{v4}}}{R_{\mathrm{v3}}}\right)}\right)\tag{8}$$

式中：m 为高压区的柱塞个数；d_{b} 为缸孔直径；δ_{pc} 为柱塞副间隙；l_{pb} 为单个柱塞与缸孔的接触长度；$\mu(T_{\mathrm{o,a}})$ 为与温度相关的油液黏度；δ_{ss} 为滑靴副间隙；R_{s0} 为滑靴半径；R_{s1} 为滑靴底部油室半径；φ_0 为配流盘排油区密封带实际包角；δ_{vb} 为配流副的间隙；R_{v1} 和 R_{v2} 分别为配流盘内密封带的内半径和外半径；R_{v3} 和 R_{v4} 分别为配流盘外密封带的内半径和外半径。

根据液压缸流量方程式(2)可知，$Q_{\mathrm{il,c}}$ 受油温影响，其数学关系为

$$Q_{\mathrm{il,c}}=D_{\mathrm{h}}\delta_{\mathrm{h}}^3\frac{P_1-P_2}{12\mu(T_{\mathrm{o,a}})l_{\mathrm{p}}}\tag{9}$$

式中：D_{h} 为缸筒内径；δ_{h} 为缸筒内壁与活塞之间的单边间隙宽度；l_{p} 为活塞的密封长度。

结合式 (9) 可以将液压缸内泄漏系数 L_2 定义为

$$L_2=\frac{D_{\mathrm{h}}\delta_{\mathrm{h}}^3}{12\mu(T_{\mathrm{oil,a}})l_{\mathrm{p}}}\tag{10}$$

鉴于永磁电机频宽显著高于液压系统，其模型动态可简化为比例增益环节。由式(2)可变化为

$$\begin{cases}\dot{P}_1=\dfrac{\beta_{\mathrm{e}}}{V_{1\mathrm{c}}}\left(D_{\mathrm{p}}K_{\mathrm{s}}U-A_{\mathrm{p}}\dot{x}_{\mathrm{p}}-Q_{\mathrm{il,p}}(T_{\mathrm{o,a}})-Q_{\mathrm{il,c}}(T_{\mathrm{o,a}})+Q_{\mathrm{e1}}\right)\\ \dot{P}_2=\dfrac{\beta_{\mathrm{e}}}{V_{2\mathrm{c}}}\left(-D_{\mathrm{p}}K_{\mathrm{s}}U+A_{\mathrm{p}}\dot{x}_{\mathrm{p}}+Q_{\mathrm{il,p}}(T_{\mathrm{o,a}})+Q_{\mathrm{il,c}}(T_{\mathrm{o,a}})-Q_{\mathrm{e2}}\right)\end{cases}\tag{11}$$

式中：K_{s} 为电机速度的比例增益系数；U 为控制器的输出信号；Q_{e1} 和 Q_{e2} 为未建模动态误差。

根据活塞与负载之间的平衡关系，可得

$$A_{\mathrm{p}}P_{\mathrm{Lc}}=m_{\mathrm{t}}\ddot{x}_{\mathrm{p}}+B_{\mathrm{p}}\dot{x}_{\mathrm{p}}+\Delta_1\tag{12}$$

式中：P_{Lc} 为 2 个腔体的压差；m_{t} 为总质量；$\ddot{x}_{\mathrm{p}}$ 和 $\dot{x}_{\mathrm{p}}$ 分别为活塞杆的加速度和速度；B_{p} 为液压缸及负载的总黏性摩擦系数；$\Delta_1=F_{\mathrm{ex}}+d_{\mathrm{h}}$ 为匹配干扰，F_{ex} 和 d_{h} 分别为外负载和未建模误差。

OI-EHA 系统的参数在工况及环境温度影响下具有时变不确定性。因此，必须建立一组时变参数，记为 $\boldsymbol{\theta}=[\theta_1,\theta_2,\theta_3]^{\mathrm{T}}$，$\theta_1=B_{\mathrm{p}}$、$\theta_2=\beta_{\mathrm{e}}K_{\mathrm{s}}$、$\theta_3=\beta_{\mathrm{e}}$。结合式(2)、式(11)和式(12)，系统状态空间方程定义为 $[x_1,x_2,x_3]^{\mathrm{T}}=\left[x_{\mathrm{p}},\dot{x}_{\mathrm{p}},P_{\mathrm{Lc}}\right]^{\mathrm{T}}$，具体表示为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=k_1x_3+k_2\theta_1x_2+k_2\Delta_1\\ \dot{x}_3=k_3\theta_2U+k_4\theta_3x_2+k_5\theta_3x_3+\Delta_2\end{cases}\tag{13}$$

式中：$k_1=m_{\mathrm{t}}^{-1}A_{\mathrm{p}}$；$k_2=-m_{\mathrm{t}}^{-1}$；$k_3=D_{\mathrm{p}}\left(\dfrac{1}{V_{1\mathrm{c}}}+\dfrac{1}{V_{2\mathrm{c}}}\right)$；$k_4=A_{\mathrm{p}}\left(\dfrac{1}{V_{1\mathrm{c}}}+\dfrac{1}{V_{2\mathrm{c}}}\right)$；$k_5=(L_1+L_2)\left(\dfrac{1}{V_{1\mathrm{c}}}+\dfrac{1}{V_{2\mathrm{c}}}\right)$；$\Delta_2=\beta_{\mathrm{e}}\cdot\left(\dfrac{Q_{\mathrm{e1}}}{V_{1\mathrm{c}}}+\dfrac{Q_{\mathrm{e2}}}{V_{2\mathrm{c}}}\right)$。

为建立考虑温度的控制器，需做出以下假设：

假设 1 其他时变参数是有界的，具体如下：

$$\boldsymbol{\theta}\in\Omega_{\boldsymbol{\theta}}\triangleq\{\boldsymbol{\theta}:\boldsymbol{\theta}_{\min}\leqslant\boldsymbol{\theta}\leqslant\boldsymbol{\theta}_{\max}\}\tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{\theta}_{\max}=[\theta_{1\max},\theta_{2\max},\theta_{3\max}]^{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{\theta}_{\min}=[\theta_{1\min},\theta_{2\min},\theta_{3\min}]^{\mathrm{T}}$ 分别为时变参数 $\boldsymbol{\theta}$ 的未知上界和下界。

注 2 在实际工程中，EHA 系统的关键参数 θ_1、θ_2、θ_3 受工况和环境的影响，存在不确定的变化，但受系统运行工况限制和保护设置约束，参数值变化范围较小，且具有有界性，因此，假设是合理且具有实际工程意义的。文献 [9,11,14] 的相关研究也证实电液系统参数存在固有有界特性，进一步印证了假设对 OI-EHA 系统的工程意义。本文研究的 OI-EHA 系统需适应宽温域工况，受温度梯度、外界扰动等多维因素影响，参数 $\boldsymbol{\theta}$ 呈现出显著的时变不确定特性，其边界值难以通过常规方法精确测定。但在特定宽温域范围及系统设计条件的约束下，参数的边界波动范围可被合理认定为有界。基于工程可行性考量，在控制器设计过程中，本文将参数未知时变项与外界未知扰动统一建模为复合扰动，并通过观测器进行处理。

2 控制器设计与稳定性分析

针对温变与外部扰动，控制器旨在实现 x_{p} 有限时间精确跟踪 $x_{1\mathrm{d}}$ 并满足预设性能约束。通过设计自适应 FTO 抑制温变及干扰导致的参数不确定性，结合 PPF 构建基于自适应有限时间观测器的预设性能控制器(adaptive finite-time observer-based prescribed performance controllor, AFTOPPC)，形成闭环控制系统。控制器结构如图 4 所示，其中，B_{m} 为系统总黏性阻尼，R_{s} 为电机绕组阻值。

2.1 FTO 设计

引理 1[24] 对于系统(13)，如果存在常数 $\lambda>0$，$\alpha\in(0,1)$ 和连续可微的正定函数 $V>0$：$U_1\to\mathbf{R}^+$，其中，$U_0\subset U_1$ 为原点的一个开放邻域，则以下定理成立：

$$\dot{V}(x)\leqslant-\lambda V(x)^{\alpha}\qquad x\subset U_0\tag{15}$$

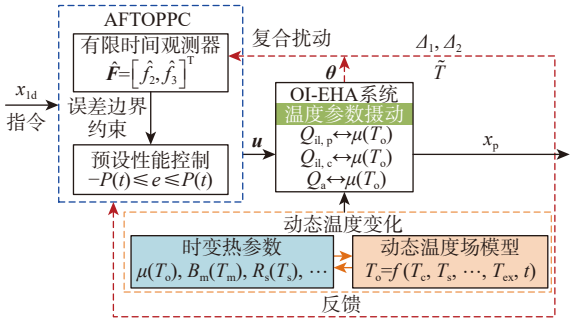


图 4　控制器结构

Fig. 4　Structure of the controller

如果 $U_0=U_1$, 则系统在有限时间内具有全局稳定性, 有限时间 T 可表示为

$$T\leqslant\left(V(x_0)^{1-\alpha}\right)/(\lambda(1-\gamma)) \tag{16}$$

式中: $x_0=x(0)$; $0<\gamma<1$。

针对实际工程中系统参数随工况变化的问题, 对系统(13)进行如下重构:

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=w_2x_3+\psi_2+f_2\\ \dot{x}_3=w_3U+\psi_3+f_3\end{cases} \tag{17}$$

式中: $w_2=m_{\mathrm{t}}^{-1}A_{\mathrm{p}}$; $w_3=k_3\theta_{20}$; $\psi_2=k_2\theta_{10}x_2$ 和 $\psi_3=k_4\theta_{30}x_2+k_{50}\theta_{30}x_3$ 为初始系统模型, k_{50} 为动态热耦合模型预测温度下的系统参数, θ_{10}、θ_{20}、θ_{30} 为已知系统初始参数值; $f_3=(k_3\theta_2-w_3)U+k_4\theta_3x_2-k_4\theta_{30}x_2+k_5\theta_3x_3-k_{50}\theta_{30}x_3+\Delta_2$ 和 $f_2=k_2\theta_1x_2-k_2\theta_{10}x_2+k_2\Delta_1$ 分别为时变参数和预测温度误差造成的未知不确定部分。

设计辅助系统 $\boldsymbol{\chi}=[\chi_2,\chi_3]^{\mathrm{T}}$ 为

$$\begin{cases}\dot{\chi}_2=w_2x_3+\psi_2+z_2\\ \dot{\chi}_3=w_3U+\psi_3+z_3\end{cases} \tag{18}$$

式中: $z_2=x_2-\chi_2$、$z_3=x_3-\chi_3$ 为辅助误差变量。

结合式(17)和式(18), 设计观测器 $\hat{\boldsymbol{F}}=[\hat{f}_2,\hat{f}_3]^{\mathrm{T}}$ 为

$$\begin{cases}\hat{f}_2=\hat{z}_2+\dot{z}_2\\ \hat{f}_3=\hat{z}_3+\dot{z}_3\end{cases} \tag{19}$$

定义观测器的观测误差为 $\tilde{\boldsymbol{F}}=\boldsymbol{F}-\hat{\boldsymbol{F}}$。通过构建 $\hat{\boldsymbol{Z}}=[\hat{z}_2,\hat{z}_3]^{\mathrm{T}}$ 估计辅助系统 $\boldsymbol{Z}=[z_2,z_3]^{\mathrm{T}}$ 的误差, 其估计误差 $\tilde{\boldsymbol{Z}}=[\tilde{z}_2,\tilde{z}_3]^{\mathrm{T}}$ 可表示为 $\tilde{\boldsymbol{Z}}=\boldsymbol{Z}-\hat{\boldsymbol{Z}}$, 以此设计其辅助自适应律为

$$\begin{cases}\dot{\hat{z}}_2=\dot{z}_2+\lambda_1\tilde{z}_2+\lambda_2\mathrm{sign}(\tilde{z}_2)|\tilde{z}_2|^{2\gamma-1}\\ \dot{\hat{z}}_3=\dot{z}_3+\lambda_1\tilde{z}_3+\lambda_2\mathrm{sign}(\tilde{z}_3)|\tilde{z}_3|^{2\gamma-1}\end{cases} \tag{20}$$

式中: $\lambda_1,\lambda_2>0$ 为设计参数。

依据式(20)可推导得误差导数 $\dot{\tilde{\boldsymbol{Z}}}$ 为

$$\begin{cases}\dot{\tilde{z}}_2=-\lambda_1\tilde{z}_2-\lambda_2\mathrm{sign}(\tilde{z}_2)|\tilde{z}_2|^{2\gamma-1}\\ \dot{\tilde{z}}_3=-\lambda_1\tilde{z}_3-\lambda_2\mathrm{sign}(\tilde{z}_3)|\tilde{z}_3|^{2\gamma-1}\end{cases} \tag{21}$$

2.2　控制器设计

本节以 FTO 为核心架构开展控制器设计, 通过结合系统模型(13)完成推导与证明。

设计辅助李雅普诺夫函数为

$$\overline{V}_1=\frac{1}{2}\tilde{z}_2^2 \tag{22}$$

对 $\overline{V}_1$ 进行求导:

$$\dot{\overline{V}}_1=-\lambda_1\tilde{z}_2^2-\lambda_2\tilde{z}_2^{2\gamma}\leqslant-\lambda\overline{V}_1^{\gamma} \tag{23}$$

式中: $\lambda=2^{\gamma}\lambda_2$。

结合有限时间引理 1, 可以说明辅助误差 z_2 在有限时间 T_1 内收敛到零。则观测器估计误差满足:

$$\tilde{f}_2=f_2-\hat{f}_2=f_2-\hat{z}_2-\dot{z}_2=f_2-\hat{z}_2-f_2+z_2=\tilde{z}_2 \tag{24}$$

故观测器估计误差 $\tilde{f}_2$ 在有限时间 T_1 内收敛到 0, 即 $\hat{f}_2$ 在有限时间 T_1 内观测到复合扰动。同理可证 $\hat{f}_3$ 在有限时间 T_1 内观测到复合扰动。则证明所设计的观测器可以在有限时间 T_1 内观测到复合扰动。

由此选取预设性能函数 $P(t)=(P_0-P_\infty)\cdot\exp(-\zeta t)+P_\infty$, 满足 $P(0)=P_0$、$\lim\limits_{t\to\infty}P(t)=P_\infty$、$P_0>P_\infty>0$、$\zeta$ 为正定参数。预定性能控制下误差 $e=x_1-x_{1\mathrm{d}}$ 满足关系 $-P(t)\leqslant e\leqslant P(t)$。

定义变量:

$$e=P(t)\varepsilon(s_1) \tag{25}$$

式中: $\varepsilon(s_1)=\dfrac{e^{s_1}-e^{-s_1}}{e^{s_1}+e^{-s_1}}$; s_1 为转换误差。

根据式(25)可以推导:

$$\begin{cases}e(e^{s_1}+e^{-s_1})=P(e^{s_1}-e^{-s_1})\\ s_1=\dfrac{1}{2}\ln\left(\dfrac{e/P+1}{1-e/P}\right)\end{cases} \tag{26}$$

定义误差:

$$\begin{cases}s_2=x_2-\alpha_1\\ s_3=x_3-\alpha_2\end{cases} \tag{27}$$

式中: α_1、α_2 为虚拟控制率。

结合式(22)～式(27)设计控制器, 设计虚拟控制率 α_1、α_2 和控制器 U 为

$$\begin{cases}\alpha_1=-\phi_1\kappa^{-1}s_1^{2\eta-1}-\varphi_1\kappa^{-1}s_1-0.5\kappa s_1+\dot{x}_{1\mathrm{d}}+e\dot{P}/P\\ \alpha_2=w_2^{-1}\left(-\phi_2s_2^{2\eta-1}-\varphi_2s_2-\hat{f}_2+\dot{\alpha}_1\right)-0.5k_2s_2\\ U=w_3^{-1}\left(-\phi_3s_3^{2\eta-1}-\varphi_3s_3-\hat{f}_3+\dot{\alpha}_2\right)\end{cases} \tag{28}$$

式中: ϕ_1、ϕ_2、$\phi_3>0$ 和 φ_1 为正定设计参数; φ_2、$\varphi_3>0.5$ 为设计参数; $0<\eta<1$ 为幂参数; $\kappa=\dfrac{1}{2P}\left(\dfrac{1}{e/P+1}-\dfrac{1}{e/P-1}\right)$。

2.3　稳定性分析

跟踪误差导数 $\dot{e}$ 为

$$\dot{e}=\dot{x}_1-\dot{x}_{1\mathrm{d}}=x_2-\dot{x}_{1\mathrm{d}}=s_2+\alpha_1-\dot{x}_{1\mathrm{d}} \tag{29}$$

结合式(26),转换误差s_1的导数为

$$\dot{s}_1=\frac{1}{2}\left(\frac{1}{e/P+1}-\frac{1}{e/P-1}\right)\left(\frac{\dot{e}}{P}-\frac{e\dot{P}}{P^2}\right)=\frac{1}{2P}\left(\frac{1}{e/P+1}-\frac{1}{e/P-1}\right)\left(\dot{e}-\frac{e\dot{P}}{P}\right)=\kappa\left(s_2+\alpha_1-\dot{x}_{1\mathrm{d}}-\frac{e\dot{P}}{P}\right)\tag{30}$$

证明 定义李雅普诺夫函数$V_1=\frac{1}{2}s_1^2$,求导:

$$\dot{V}_1=s_1\dot{s}_1=s_1\kappa\left(s_2+\alpha_1-\dot{x}_{1\mathrm{d}}-\frac{e\dot{P}}{P}\right)\tag{31}$$

由杨氏不等式有

$$s_1\kappa s_2\leqslant\frac{s_1^2\kappa^2}{2}+\frac{s_2^2}{2}\tag{32}$$

根据杨氏不等式,并将α_1代入$\dot{V}_1$得

$$\dot{V}_1\leqslant-\phi_1 s_1^{2\eta}+\frac{s_2^2}{2}\tag{33}$$

依次推导动态误差导数$\dot{s}_2$:

$$\dot{s}_2=w_2(s_3+\alpha_2)+f_2-\dot{\alpha}_1\tag{34}$$

设计李雅普诺夫函数$V_2=V_1+\frac{1}{2}s_2^2$,求导得

$$\dot{V}_2=\dot{V}_1+s_2\dot{s}_2=\dot{V}_1+s_2\left[w_2(s_3+\alpha_2)+f_2-\dot{\alpha}_1\right]\leqslant\dot{V}_1+s_2(w_2\alpha_2+f_2-\dot{\alpha}_1)+\frac{s_2^2k_2^2}{2}+\frac{s_3^2}{2}\tag{35}$$

将α_2代入$\dot{V}_2$得

$$\dot{V}_2=\dot{V}_1-\phi_2 s_2^{2\eta}-\varphi_2 s_2^2+\frac{s_3^2}{2}\leqslant-\sum_{i=1}^{2}\left(\phi_i s_i^{2\eta}\right)-(\varphi_2-0.5)s_2^2+\frac{s_3^2}{2}\leqslant-\sum_{i=1}^{2}\left(\phi_i s_i^{2\eta}\right)+\frac{s_3^2}{2}\tag{36}$$

动态误差导数$\dot{s}_3$可以推导为

$$\dot{s}_3=\dot{x}_3-\dot{\alpha}_2=w_3U+f_3-\dot{\alpha}_2\tag{37}$$

根据式(37)设计李雅普诺夫函数$V_3=V_2+\frac{1}{2}s_3^2$,求导得

$$\dot{V}_3=\dot{V}_2+s_3\dot{s}_3=\dot{V}_2+s_3(w_3U+f_3-\dot{\alpha}_2)\tag{38}$$

将式(28)中U代入$\dot{V}_3$得

$$\dot{V}_3\leqslant\dot{V}_2+s_3\left(-\phi_3 s_3^{2\eta-1}-\varphi_3 s_3\right)\leqslant-\sum_{i=1}^{3}\phi_i s_i^{2\eta}-(\varphi_3-0.5)s_3^2\leqslant-\sum_{i=1}^{3}\phi_i s_i^{2\eta}\leqslant-\phi V_3^{\eta}\tag{39}$$

式中:$\phi=\min\{2^{\eta}\phi_i,i=1,2,3\}$。

则控制系统在有限时间T_2内稳定。

基于引理1,控制器的稳定性分析以观测器的有限时间收敛特性为前提。鉴于观测器估计误差在T_1时刻收敛至零,而观测器在T_1时间内稳定,故系统稳定时间的上界为$T=T_1+T_2$。

根据李雅普诺夫函数定义,显然误差有界,根据$\varepsilon(s_1)$定义有$\varepsilon(s_1)=\frac{e^{s_1}-e^{-s_1}}{e^{s_1}+e^{-s_1}}=\frac{e^{2s_1}-1}{e^{2s_1}+1}$,则有

$$-P(t)\leqslant\frac{e^{-2|s_1|}-1}{e^{-2|s_1|}+1}P(t)\leqslant e\leqslant\frac{e^{2|s_1|}-1}{e^{2|s_1|}+1}P(t)\leqslant P(t)\tag{40}$$

即误差满足约束$-P(t)<e<P(t)$,预设性能控制成立。 **证毕**

据上述分析,在观测器设计部分,结合引理1及式(24)可证:本文设计的观测器具有全局稳定性,能够对任意复合干扰实现稳定观测,且其参数选取无需依赖参数边界信息。在控制器设计中,基于规定性能控制框架,利用该观测器估计的复合扰动对控制器输出进行补偿,以抵消扰动影响,提升系统控制精度和鲁棒性。因此,当系统遭遇环境突变、强干扰引发参数超限等工况时,仍可有效抑制参数摄动,并实现有限时间收敛,有效提升了控制器的鲁棒性。

综上,在预设性能约束下,系统所有信号均可实现有限时间收敛,验证了闭环系统的有限时间稳定性。

3 实验验证及分析

3.1 实验台组成

为验证控制方法的有效性,搭建图5所示的实验平台,该平台集成OI-EHA、电机驱动器、实时控制器、冷却油源及高低温实验箱,实验采样周期设为0.5 ms。

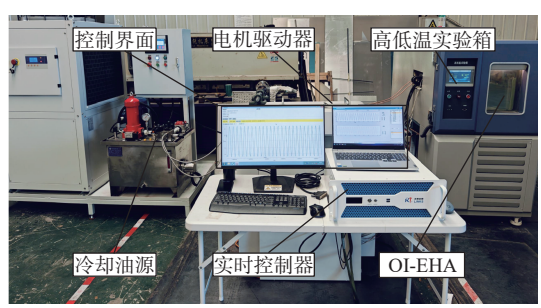


图5 实验台组成

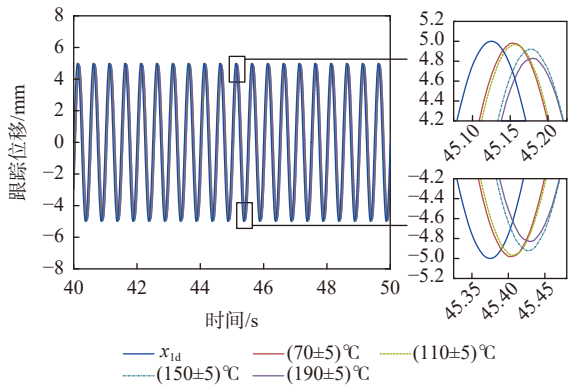
Fig. 5 Component of the test bench

研究分为2个阶段:①分析油温变化对OI-EHA轨迹跟踪精度的影响规律及动态特性演变;②对比实验评估温度复合扰动影响,验证控制策略补偿效果,对比3种控制器以评估本文方法的有效性。

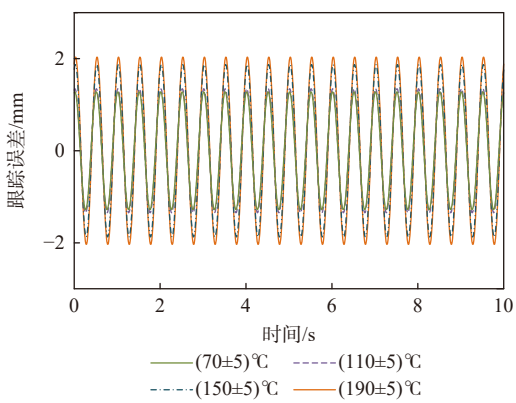
注3 实验前将作动器置于高低温实验箱,设定多组基础温度工况。各工况下施加指令信号,并基于动态热耦合模型实时预测油温变化,同步采集轨迹跟踪响应数据。每次实验后,利用冷却油源对系统强制降温,防止温升累积导致设备不可逆损伤。通过多温度点对比实验,系统分析油温梯度对系统动态特性的影响机制。

3.2　油温梯度下的控制性能

为探究油液热效应对系统的实际影响, 设置 50～170 ℃ 中 4 组环境温度, 基于动态热模型实时监测油温变化, 输入指令信号 x_{1d}=5sin(4πt)、x_{1d}=4sin(10πt) 和 x_{1d}=4sin(20πt) 作为跟踪目标。选取 (70±5)～(190±5) ℃ 中 4 个典型油温节点的轨迹跟踪数据。如图 6～图 8 所示, 通过分析跟踪曲线及误差演变规律, 揭示关键油温节点的性能特征, 为控制器补偿策略验证提供实验依据。



(a) 跟踪位移



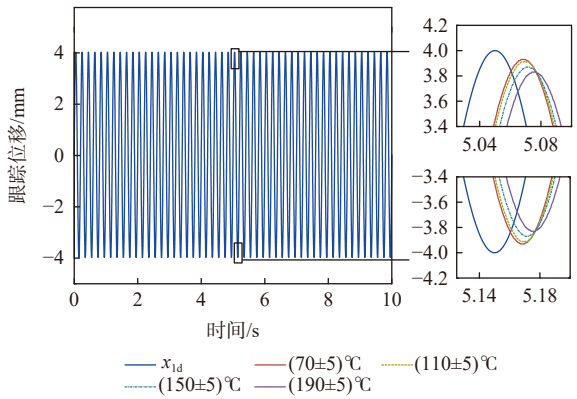
(b) 跟踪误差

图 6　不同温度下 T_B=45 s 时 x_{1d} = 5sin(4πt) 指令的跟踪位移及误差

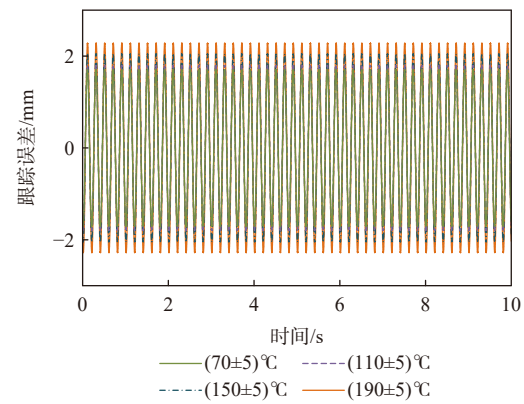
Fig. 6　Piston tracking and errors at x_{1d} = 5sin(4πt) command and T_B=45 s under different temperatures

注 4　为覆盖 OI-EHA 的典型工况, 并兼顾工程实用性和测试全面性, 指令信号的选取需参考航空作动系统实际工作范围特征, 即低频高幅值与高频低幅值组合。考虑到系统全行程为 120 mm, 为验证高动态指令下的跟踪性能, 选取 5%～10% 全行程(6～12 mm)区间作为测试幅值以满足−3 dB 带宽要求。由于不同频率下系统热积累速率不同, 各工况达到目标温度点的时间存在差异。为便于对比分析, 对各工况的测试时间进行归一化处理。针对每个工况设定基准时间 T_B, 后续控制器对比验证过程中, 将给出在各工况指令下所对应的 T_B 实际值。

实验结果表明, 在(70±5)～(190±5) ℃ 油温梯度下施加相同控制指令时, 系统动态响应特性差异显著。表 1数据表明, 油温升高导致相位滞后量和跟踪误差幅值同步增加, 揭示系统动态特性与油温存在强耦合关系。



(a) 跟踪位移



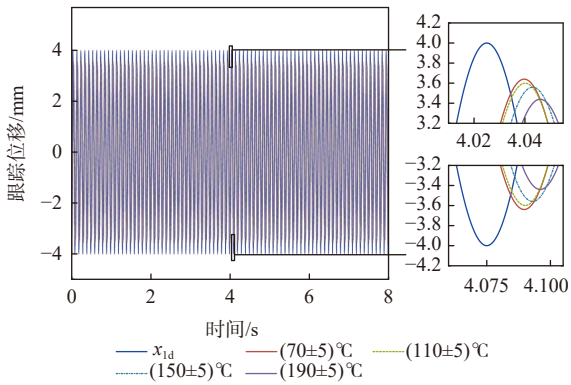
(b) 跟踪误差

图 7　不同温度下 T_B=34 s 时 x_{1d}=4sin(10πt) 指令的跟踪位移及误差

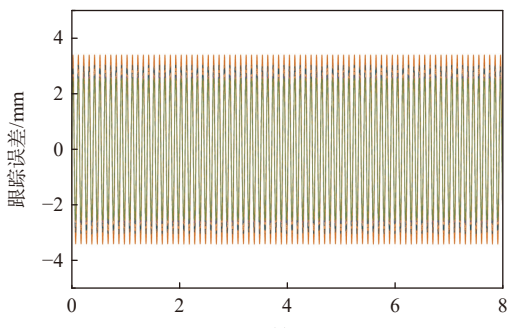
Fig. 7　Piston tracking and errors at x_{1d}=4sin(10πt) command and T_B=34 s under different temperatures

采用最大绝对误差 (maximum error, ME)、平均误差 (average error, AE) 及均方根误差 (root mean square error, RMSE)3 项指标量化评估控制性能, 用于表征不同工况下的动态特性。

表 1 数据表明, 在 70 °C 和 190 °C 工况下, 不同运动指令的跟踪误差呈现明显差异: 当 x_{1d}=5sin(4πt) 时, AE 和 RMSE 分别增加 0.45 mm 和 0.47 mm; x_{1d}=4sin(10πt) 时, 对应误差增幅分别为 0.35 mm 和 0.39 mm; x_{1d}=4sin(20πt) 时, 对应误差增幅分别达到 0.48 mm 和 0.53 mm。分析表明, 油温升高会显著影响系统的轨迹跟踪精度。根据上述典型工况的结果可知, 在同一频率幅值下, 随油温升高, 其衰减趋势一致(油温升高时, 误差均增大)。根据文献 [6] 中的电液作动系统温度敏感性结论可得, 在保持频率不变而仅改变幅值时, 幅值变化不会改变油温对实验结果的影响趋势。



(a) 跟踪位移



(b) 跟踪误差

图 8 不同温度下 T_B=20 s 时 x_{1d}=4sin(20πt) 指令的跟踪位移及误差

Fig. 8 Piston tracking and errors at x_{1d}=4sin(20πt) command and T_B=20 s under different temperatures

表 1 不同工况下的跟踪误差

Table 1 Tracking errors under various operating conditions

指令	温度/℃	ME/mm	AE/mm	RMSE/mm
x_{1d}=5sin(4πt)	70	1.31	0.82	0.84
	110	1.39	0.94	0.97
	150	1.87	1.12	1.22
	190	2.03	1.27	1.31
x_{1d}=4sin(10πt)	70	1.71	1.08	1.20
	110	1.79	1.14	1.26
	150	2.04	1.31	1.46
	190	2.25	1.43	1.59
x_{1d}=4sin(20πt)	70	2.52	1.47	1.63
	110	2.63	1.57	1.78
	150	2.94	1.71	1.93
	190	3.21	1.95	2.16

3.3 控制器验证及对比

为验证控制器的性能，通过对比不同工况中本文控制器与另外 2 种控制器的性能表现，评估其有效性。PPF 函数根据工况动态调整。

1）AFTOPPC。本文提出的考虑动态油温的 AFTOPPC 经实验调试后，控制参数配置为：γ=0.7、λ_1=5、λ_2=0.02、η=0.7、ϕ_1=650、φ_1=30、ϕ_2=850、φ_2=60、ϕ_3=850、φ_3=60。

2）自适应鲁棒控制器 (adaptive robust control, ARC)。采用 ARC 架构，但未引入有限时间扰动补偿机制及 PPF 模块，其控制参数配置为：各阶虚拟控制律比例增益 L_1=90、L_2=65、L_3=65；鲁棒补偿项增益 k_{2s}=3、k_{3s}=3；自适应增益系数Γ_θ = 6.5、Γ_ϑ = 6.5；鲁棒项平滑参数ε_1 = 2、ε_2 = 2。

3）预设性能控制器(prescribed performance controllor, PPC)。基于 PPF 构建控制框架，具备性能约束能力，但缺乏参数自适应估计功能和有限时间收敛的扰动抑制设计，其控制参数配置为：PPF 的收敛速率γ_1 = 1、γ_2 = 1；变换误差的反馈增益H_1 = 150、H_2 = 150、H_3 = 130；鲁棒补偿分项增益k_s = 130、k_{r1} = 1.2、k_{r2} = 1.2。

4）比例-积分-微分(proportional-integral-derivative, PID)控制器。工程样机中使用的 PID 控制器根据控制效果，控制增益最终调试为：比例增益 k_p=200、积分增益 k_i=0.7。

1）工况 1。在 (110±5) ℃ 的油温条件下，设定 PPF：$P(t) = (2-0.8)e^{-4t}+0.8$。发送运动指令 x_{1d} = 4 sin(10πt)，通过实验验证 AFTOPPC 的补偿效果和有效性，T_B = 32 s，其结果如图 9～图 11 及表 2 所示。

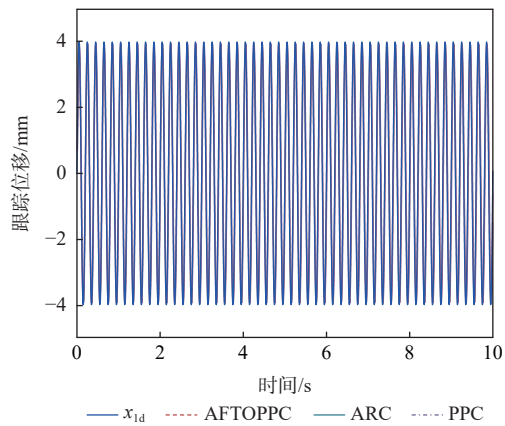


图 9 工况 1 的控制器跟踪曲线

Fig. 9 Tracking curves for controllers at condition 1

从图 9、图 10 及表 2 的性能指标可知，本文提出的 AFTOPPC 在控制性能方面表现更为优越。如图 10 所示，AFTOPPC 相较于 PPC，在 PPF 约束范围内具有更快的收敛速度和更优的性能指标。该优势源于其复合控制策略：通过 PPF 约束抑制跟踪误差，结合 FTO 补偿外界干扰和温度参数不确定性，实现动态性能提升。由图 11 可见，系统运行过程中，本文设计的观测器获取的扰动变化呈现规律性，且其变化范围具有有界性。

2）工况 2。为进一步验证控制器的补偿效

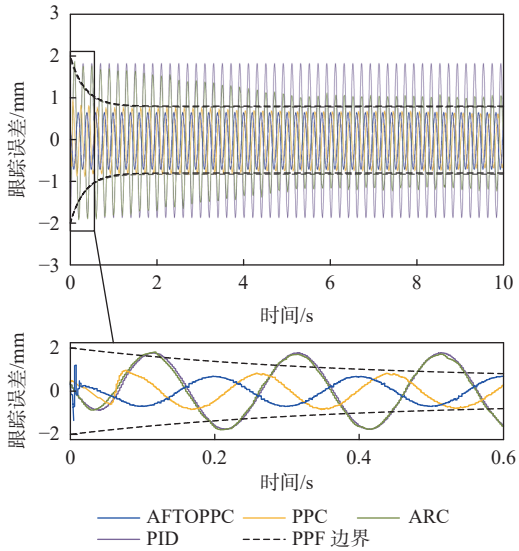


图 10　工况 1 的控制器跟踪误差

Fig. 10　Tracking errors for controllers at condition 1

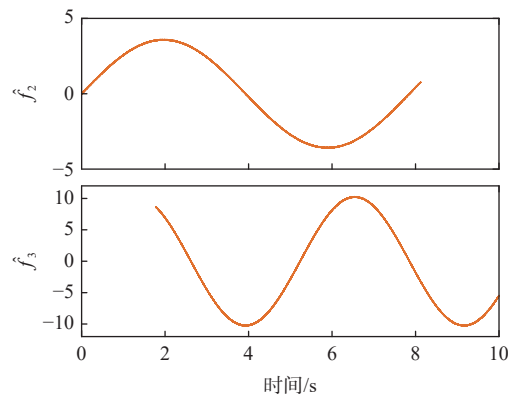


图 11　观测器的扰动观测值

Fig. 11　Perturbed observations of the observer

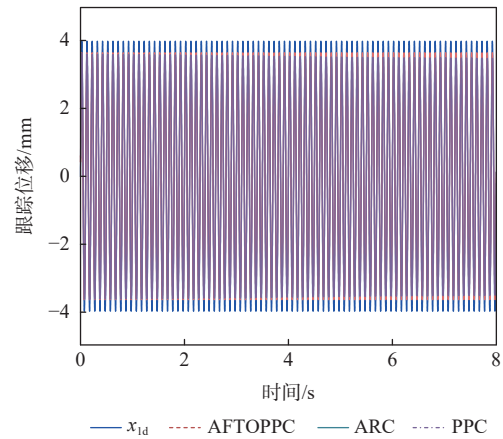


图 12　工况 2 的控制器跟踪曲线

Fig. 12　Tracking curves for controllers at condition 2

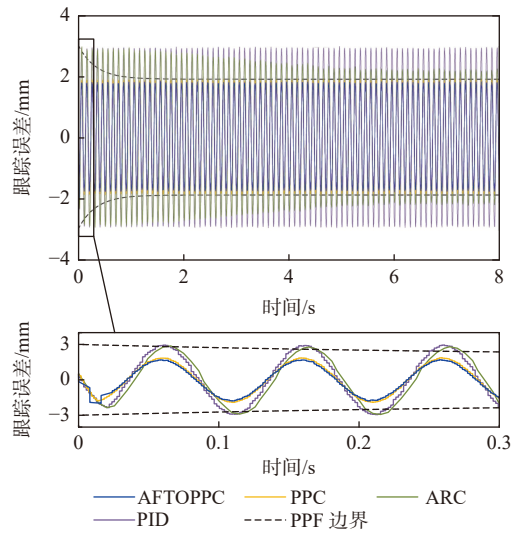


图 13　工况 2 的控制器跟踪误差

Fig. 13　Tracking errors for controllers at condition 2

表 2　工况 1 下不同控制器性能指标对比

Table 2　Performance index comparison of different controllers at condition 1

控制器	ME/mm	AE/mm	RMSE/mm
PID	1.79	1.14	1.26
ARC	1.78	0.97	1.02
PPC	1.23	0.57	0.62
AFTOPPC	1.18	0.52	0.57

表 3　工况 2 下不同控制器性能指标对比

Table 3　Performance index comparison of different controllers at condition 2

控制器	ME/mm	AE/mm	RMSE/mm
PID	2.94	1.71	1.93
ARC	2.91	1.53	1.62
PPC	2.01	1.41	1.48
AFTOPPC	1.97	1.36	1.43

果和有效性, 当油温在 (150±5) ℃ 左右时, PPF 设定为 $P(t)=(3-1.9)e^{-3t}+1.9$, 将轨迹指令设为 $x_{1d}=4\sin(20\pi t)$。$T_B=18$ s, 对比结果如图 12、图 13 和表 3 所示。

如图 13 及表 3 所示, AFTOPPC在 10 Hz 高频指令和温升工况下, 仍能严格满足 PPF 约束。实验数据表明, 本文方法不仅实现了 PPF 边界约束, 且在动态响应速度和稳态精度方面均呈现明显优势, 验证了有限时间温度补偿控制策略的有效性。

3) 工况 3。当油温在 (150±5) ℃ 左右时, PPF 设定为 $P(t)=(8-3.9)e^{-3t}+3.9$, 轨迹指令设置为 $x_{1d}=30\sin(\pi t)\left(1-e^{-0.8t}\right)+60$。$T_B=58$ s, 实验结果如图 14、图 15 和表 4 所示。

如图 14 和图 15 所示, AFTOPPC 能在短时间内精准跟踪所需轨迹, 具有快速的误差收敛特性和极小的初始跟踪误差。表 4 的数据清晰彰显了本文控制器在性能方面的显著优势, 其瞬态和稳态响应表现卓越。

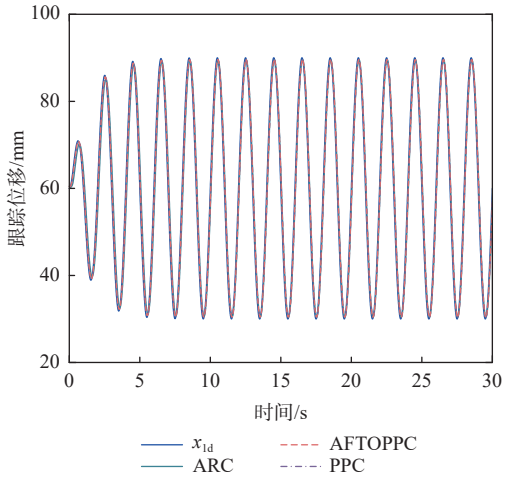


图 14 工况 3 的控制器跟踪曲线

Fig. 14 Tracking curves for controllers at condition 3

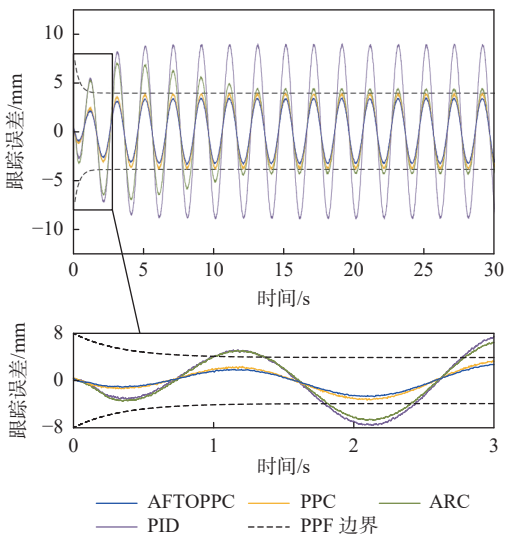


图 15 工况 3 的控制器跟踪误差

Fig. 15 Tracking errors for controllers at condition 3

表 4 工况 3 下不同控制器性能指标对比

Table 4 Performance index comparison of different controllers at condition 3

控制器	ME/mm	AE/mm	RMSE/mm
PID	8.81	5.36	6.01
ARC	6.92	3.14	3.53
PPC	3.78	2.47	2.69
AFTOPPC	3.42	2.25	2.41

上述实验结果表明，AFTOPPC 在不同工况下均表现出优异性能：在工况 1 中，AFTOPPC 的 AE 分别比 PPC、ARC 和 PID 高出 8.8%、46.4% 和 54.4%；在工况 2 中，其 AE 分别提高 3.5%、11.1% 和 20.5%；在工况 3 中，其 AE 分别提升 8.9%、28.3% 和 58%。对比跟踪误差显示，预设性能控制显著抑制下冲与过冲，结合 FTO 后，既能增强宽温域参数波动及未知干扰的补偿能力，又可提升误差收敛速度。

4 结 论

1）本文提出的 AFTOPPC 在 3 种运行工况下可实现优异的控制性能：在工况 1 中，AFTOPPC 的平均控制精度分别比 PPC、ARC 和 PID 高出 8.8%、46.4% 和 54.4%；在工况 2 中，其平均控制精度分别提高了 3.5%、11.1% 和 20.5%；在工况 3 中，其平均控制精度分别提升了 8.9%、28.3% 和 58%。

2）本文提出的 AFTOPPC 在不同工况下可以实现对温度等扰动的估计和补偿，有效缩短跟踪误差的收敛时间，同时，显著抑制初始阶段的最大误差幅值。

3）实验数据表明，通过引入 PPF 机制，AFTOPPC 能够将跟踪误差严格约束于预设边界内，并显著增强系统的快速响应特性。

为进一步强化控制器的抗干扰能力，后续研究需重点探索抗饱和输入控制策略，以规避极端工况下的执行器饱和风险，确保控制器在复杂运行环境下的稳定性和可靠性。

参考文献（References）

[1] Zhou F Q, Liu H, Zhang P F, et al. High-precision control solution for asymmetrical electro-hydrostatic actuators based on the three-port pump and disturbance observers[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2023, 28(1): 396-406.

[2] Jiao Z X, Li Y P, Yu T, et al. Dynamic thermal coupling modeling and analysis of wet electro-hydrostatic actuator[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2022, 35(6): 298-311.

[3] Xu J Q, Jin W B, Guo H, et al. Design and analysis of a high-speed wet-type fault-tolerant permanent magnet motor considering oil frictional loss for aerospace electrohydrostatic actuator application[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(3): 4667-4677.

[4] 王岩, 郭生荣, 杨乐. 电动静液作动器热力学建模方法及油液温升规律[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(8): 1596-1602.
Wang Y, Guo S R, Yang L. A thermodynamic modeling method of electro-hydrostatic actuator and law of oil temperature rise[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(8): 1596-1602(in Chinese).

[5] 韩小霞, 冯永保, 谢建, 等. 考虑油液黏温特性的电静液作动器流量死区动态逆补偿方法[J]. 兵工学报, 2022, 43(2): 316-327.
Han X X, Feng Y B, Xie J, et al. Dynamic inverse compensation method of flow rate dead-zone of electro-hydrostatic actuator considering viscosity-temperature characteristics of oil[J]. Acta Armamentarii, 2022, 43(2): 316-327(in Chinese).

[6] Li A T, Qin D T, Guo Z, et al. Wet clutch pressure hysteresis compensation control under variable oil temperatures for electro-hydraulic actuators[J]. Control Engineering Practice, 2023, 141: 105723.

[7] Gu W W, Yao J Y, Yao Z K, et al. Robust adaptive control of hydraulic system with input saturation and valve dead-zone[J]. IEEE Access, 2018, 6: 53521-53532.

[8] 付永领, 李宇鹏, 王明康, 等. 电动静液作动器的自适应变阻尼滑模控制[J]. 北京理工大学学报, 2021, 41(11): 1171-1178.
Fu Y L, Li Y P, Wang M K, et al. Novel cascade control based on damp variable sliding mode control for electro-hydrostatic actuator [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2021, 41(11): 1171-1178(in Chinese).

[9] Liu J H, Yao J Y, Deng W X. Nonlinear robust adaptive control of electro-hydrostatic actuators with continuous friction compensation[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2024, 22(4): 1225-1237.

[10] Wang S B, Na J, Ren X M. RISE-based asymptotic prescribed performance tracking control of nonlinear servo mechanisms[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2018, 48(12): 2359-2370.

[11] Ge Y W, Yang X W, Deng W X, et al. RISE-based composite adaptive control of electro-hydrostatic actuator with asymptotic stability[J]. Machines, 2021, 9(9): 181.

[12] 杨荣荣, 张玲, 赵家黎, 等. 电动静液作动器的非线性变阻尼积分滑模控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(1): 163-172.
Yang R R, Zhang L, Zhao J L, et al. Nonlinear variable damping integral sliding mode control for electro-hydrostatic actuator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(1): 163-172(in Chinese).

[13] Deng W X, Yao J Y. Extended-state-observer-based adaptive control of electrohydraulic servomechanisms without velocity measurement[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2020, 25(3): 1151-1161.

[14] Deng W X, Yao J Y, Ma D W. Robust adaptive precision motion control of hydraulic actuators with valve dead-zone compensation[J]. ISA Transactions, 2017, 70: 269-278.

[15] 窦振华, 国凯, 黄晓明, 等. 航天电静液伺服系统复合自适应跟踪控制[J]. 航空学报, 2024, 45(15): 26-37.
Dou Z H, Guo K, Huang X M, et al. Composite adaptive tracking control of aerospace electro-hydrostatic actuator servo system [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2024, 45(15): 26-37 (in Chinese).

[16] Yang Y, Tan J, Yue D. Prescribed performance control of one-DOF link manipulator with uncertainties and input saturation constraint[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2019, 6(1): 148-157.

[17] Liu C G, Wang H Q, Liu X P, et al. Adaptive prescribed performance tracking control for strict-feedback nonlinear systems with zero dynamics[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2019, 29(18): 6507-6521.

[18] Xu Z B, Xie N G, Shen H, et al. Extended state observer-based adaptive prescribed performance control for a class of nonlinear systems with full-state constraints and uncertainties[J]. Nonlinear Dynamics, 2021, 105(1): 345-358.

[19] Kumar G, Mandal N P. Position control performance analysis of linear actuator in swashplate-controlled electro hydrostatic actuation system[J]. Engineering Research Express, 2023, 5(4): 045087.

[20] 刘洋, 井元伟, 刘晓平, 等. 非线性系统有限时间控制研究综述[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(1): 1-12.
Liu Y, Jing Y W, Liu X P, et al. Survey on finite-time control for nonlinear systems[J]. Control Theory & Applications, 2020, 37(1): 1-12(in Chinese).

[21] Guo Q, Wang Q, Li X C. Finite-time convergent control of electro-hydraulic velocity servo system under uncertain parameter and external load[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4513-4523.

[22] Fan S M, Wang S P, Wang Q Y, et al. Cumulative thermal coupling modeling and analysis of oil-immersed motor-pump assembly for electro-hydrostatic actuator[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2025, 38(5): 103250.

[23] Zhang J H, Li Y, Xu B, et al. Churning losses analysis on the thermal-hydraulic model of a high-speed electro-hydrostatic actuator pump[J]. International Journal of Heat and Mass Transfer, 2018, 127: 1023-1030.

[24] Wang H Q, Bai W, Zhao X D, et al. Finite-time-prescribed performance-based adaptive fuzzy control for strict-feedback nonlinear systems with dynamic uncertainty and actuator faults[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2022, 52(7): 6959-6971.

Prescribed adaptive finite-time control of oil-immersed electro-hydrostatic actuators under wide temperature range

FAN Siming，WANG Shaoping，WANG Xingjian*，WANG Qiyang，LIU Di

(School of Automation Science and Electrical Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China)

Abstract：This work proposes a prescribed adaptive finite-time control approach that takes the impacts of oil temperature into account in order to address the problem of low tracking control accuracy in oil-immersed electro-hydrostatic actuators (OI-EHAs) under large temperature ranges. Firstly, a dynamic thermal coupling model is established to estimate the unmeasurable oil temperature in real-time, integrating temperature dynamics into the controller architecture to reduce system complexity. Secondly, a finite-time observer (FTO) is designed to effectively suppress composite disturbances arising from temperature prediction bias, parameter perturbations, and external disturbances. By feeding back the estimated disturbance values, the system error converges within a finite time. The tracking error and its dynamic properties are constrained by the introduction of a prescribed performance function (PPF), which guarantees that the error stays within specified bounds. Finally, the backstepping method is employed to integrate the FTO and the PPF, forming a composite controller with temperature-sensitive parameters and mechanisms for compensating uncertainty disturbances. This method ensures the stability of the closed-loop system. Experimental results demonstrate that the proposed controller exhibits excellent performance under various operating conditions.

Keywords：oil-immersed electro-hydrostatic actuator；dynamic thermal coupling model；dynamic oil temperature；finite-time observer；prescribed performance control

Received：2025-05-28；**Accepted**：2025-08-01；**Published Online**：2025-08-08 09：12

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250808.0902.001

* **Corresponding author**. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0027

基于注意力增强 DNN 的航空液压系统直驱电磁阀抗噪故障诊断

崔译文[1]，王兴坚[1,2]，张育玮[1,3,*]，张润芝[1]，王少萍[1,2]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 北京航空航天大学 宁波创新研究院，宁波 315800；
3. 北京航空航天大学 飞行器一体化控制全国重点实验室，北京 100191)

摘 要：直驱电磁阀 (DDSV) 作为航空液压系统的关键执行元件，其故障诊断面临电磁干扰与噪声耦合的挑战，而传统数据驱动方法鲁棒性不足。为此，提出基于注意力感知权重机制的鲁棒故障诊断方法，通过投影梯度下降 (PGD) 法生成贴合实际工况的干扰样本，模拟复杂电磁干扰；深度神经网络 (DNN) 与注意力感知模块 (APM) 协同训练，动态调整样本权重，提升模型鲁棒性。搭建了航空液压系统 DDSV 故障诊断验证实验平台，实验结果显示：所提方法可避免极端权重集中，充分利用原始与干扰样本强化抗干扰能力，在干扰条件下的诊断准确率、收敛稳定性等指标均优于其他传统加权策略。

关 键 词：直驱电磁阀；样本加权；鲁棒性训练；故障诊断；电液系统
中图分类号：V245.1
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2869-07

直驱电磁阀(direct drive solenoid valves, DDSV)作为航空液压系统的关键执行元件，其运行稳定性直接关系到系统的安全性和可靠性[1-2]。电磁阀作为 DDSV 的核心元件，其故障会导致执行机构失灵、压力异常或系统停机，给航空设施与工业生产带来显著风险[3-4]。因此，面向 DDSV 的故障诊断技术研究长期以来受到广泛关注，建立准确、稳定、可泛化的诊断模型对于保障复杂的航空液压系统安全运行具有重要意义[5-6]。

DDSV 的故障诊断方法包含基于结构特性和工作机理推导的机理模型[7]、基于信号统计特征提取的传统故障模式分类模型[8]。近年来，随着传感器技术和数据获取能力的提升，基于数据驱动的深度学习方法逐渐成为主流[9]，其中，卷积神经网络(convolutional neural network, CNN)、循环神经网络及 Transformer 等在特征提取、模式识别及复杂关系建模方面展现出显著优势[10]。文献 [11] 提出层次训练的 CNN，可有效解决复杂设备故障数据不平衡问题。文献 [12] 提出自适应不平衡修正的在线宽度学习系统(adaptive imbalance modified online broad learning system, AIM-OBLS)方法，通过自适应不平衡修正与增量学习显著提升了复杂系统的故障诊断性能。针对旋转机械故障诊断，文献 [13] 提出的多传感器融合 Transformer (multisensor fusion Transformer, MsFT)在强噪声条件下展现了高鲁棒性和准确性。上述方法为电磁阀的故障诊断提供了多种技术路径。文献 [14] 针对无标签旋转机械故障诊断中静态域自适应模型适应性不足的问题，提出一种动态协作对抗域自适应网络，通过设计动态协作生成器与对抗模式，实现了跨域诊断任务中模型架构与决策边界的目标自适应调整。

尽管数据驱动方法在电磁阀故障诊断中取得

收稿日期：2026-01-14；录用日期：2026-01-23；网络出版时间：2026-02-02 18:45
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260202.1507.001
基金项目：国家自然科学基金 (52275044,62303030,U2233212)
*通信作者. E-mail：zhangyuwei@buaa.edu.cn

引用格式：崔译文，王兴坚，张育玮，等. 基于注意力增强 DNN 的航空液压系统直驱电磁阀抗噪故障诊断 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2869-2875. Cui Y W，Wang X J，Zhang Y W，et al. Attention-enhanced DNN for anti-noise fault diagnosis of direct drive solenoid valves in aviation hydraulic systems[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2869-2875 (in Chinese).

了显著进展，但现有研究普遍建立在理想化测量条件下[15]。DDSV 系统中电磁阀所处的真实航空液压环境存在强电磁干扰[16]、压力脉动[17]、机械振动[18]、温度漂移[19]及执行机构耦合扰动[20]等多源噪声影响，导致传感器信号呈现非高斯性、非平稳性和分布动态变化特征。在此条件下，深度学习模型在实际部署中容易出现性能退化甚至误判，显著限制其工程可用性[21-22]。噪声条件给电磁阀的故障诊断带来多项挑战。在复杂工况下，电磁干扰、机械冲击及液压扰动等多源噪声呈现统计未知性和显著时变特征，使依赖噪声先验的深度诊断方法难以适用。不同样本在特征空间中的扰动敏感性存在差异，如果在训练过程中未区分高敏感关键样本与稳定样本，模型则无法在准确的位置进行鲁棒性强化。基于上述因素，准确刻画 DDSV 系统中噪声对电磁阀的影响，识别噪声敏感样本，并对其进行重点学习，成为带噪声电磁阀故障诊断的核心难题。

为应对复杂噪声干扰带来的诊断退化问题，研究者们从噪声建模增强和鲁棒性训练优化 2 个方向展开了探索[23]。噪声建模增强是基于噪声仿真或统计扰动构造扩展训练集以提升模型的抗噪声能力，如高斯噪声注入[24]、工况扰动模拟[25]及分布偏移建模等。鲁棒性训练优化是借鉴对抗训练思想，通过 Carlini & Wagner、投影梯度下降（projected gradient descent, PGD）等方法生成干扰样本，进而提升模型的抗干扰能力[26]。Castejón-Limas 等[27]提出一种处理离群值的新策略，旨在增强模型对异常数据的抵抗能力。Yang 等[28]提出一种基于学生 t 分布和粒子滤波的鲁棒非线性系统辨识方法，可有效处理含离群值和随机缺失的工业过程数据。这些方法在一定程度上提高了模型的鲁棒性，但噪声注入方法难以覆盖真实场景中的多源非高斯扰动[29]。此外，在引入噪声增强和鲁棒性训练以提升抗干扰能力的同时，诊断模型往往不可避免地面临分类精度下降的问题。

然而，大多数鲁棒训练方法采用样本等权处理策略，未能有效区分深度特征空间中对噪声敏感的关键样本。近年来，样本敏感性驱动的权重分配策略被引入鲁棒训练中，如 Gao 等[30]提出的实例重加权对抗训练方法及 Zhang 等[31]基于几何关系的实例加权策略在一定程度上兼顾了鲁棒性和分类精度。Fu 等[32]进一步通过原型贝叶斯元学习提升小样本场景下的权重自适应能力。但上述方法多依赖启发式规则或额外元学习框架，难以在深度网络内部实现基于特征响应的端到端自适应加权。然而，现有方法大多依赖于预设的启发式规则或额外的元学习框架，难以嵌入深度网络内部并基于模型自身特征响应实现自适应权重调节。针对上述问题，本文提出一种用于航空液压系统 DDSV 故障诊断的基于注意力的鲁棒感知深度神经网络 (deep neural network, DNN)，采用 PGD 法生成模拟实际航空液压环境中多源、非高斯干扰的干扰样本，该故障诊断框架集成了注意力感知模块（attention perception module, APM），通过感知特征响应自适应重加权训练样本，增强模型抗干扰能力。此外，搭建 DDSV 实验测试平台，实现了典型故障注入。本文的主要贡献如下：

1）提出了基于 PGD 法的干扰样本生成策略，干扰样本能够反映航空液压 DDSV 系统运行特性，在特征空间中与原始样本具有高度相似性。

2）开发了 APM 和 DNN 协同训练框架，该框架将集成 APM 的 DNN 通过感知特征变化量化样本可靠性，并自适应调整训练权重，有效缓解传统鲁棒训练方案中样本等权处理导致的性能下降问题。

3）搭建模拟航空液压系统工作环境的 DDSV 实验测试平台，支持典型故障注入与实验验证。

1 航空液压系统 DDSV 实验平台搭建

本文搭建了一套用于航空液压系统 DDSV 故障诊断验证的实验平台，重点研究其内部集成的比例电磁阀的运行特性和故障行为，其整体结构如图 1 所示。平台主要由液压缸、DDSV 阀体、截止阀、液压泵、油箱、比例电磁铁、单向阀和液压油冷却器等部件组成。DDSV 内部的比例电磁阀通过电磁力直接驱动阀芯产生轴向位移，从而精确调节阀口开度，实现油液流量与压力的连续控制。在直驱结构中，阀芯位移可由输入电信号直接控制，输入电信号与阀芯运动之间呈可预测的对应关系，便于实验数据采集与故障诊断分析。

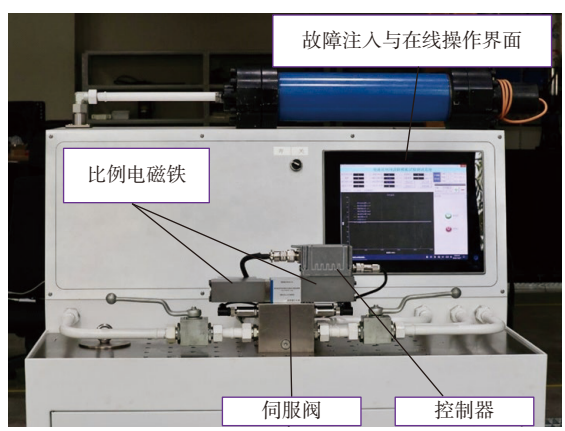


图 1 故障诊断用航空液压系统 DDSV 测试台结构与组装示意图

Fig. 1 Structure and assembly diagram of the aviation hydraulic system DDSV test rig for fault diagnosis

本文采用的实验对象为德国 Rexroth 4WRPEH 系列工业比例伺服滑阀, 其公称通径为 6 mm, 最大工作压力为 31.5 MPa, 额定流量为 40 L/min, 采用比例电磁铁直接驱动阀芯结构。驱动单元额定吸力为 85 N, 额定工作电流为 2.5 A, 线圈采用直径为 0.67 mm 的裸铜电磁线绕制, 匝数为 600 匝。实验过程中, 通过控制器向比例电磁阀施加控制指令, 并对系统运行状态进行多通道同步采集。采集信号包括阀芯给定位移、阀芯实际位移、阀驱动电流反馈等电磁驱动和阀芯状态信号及油箱位置、油箱速度等执行机构运动状态信号。同时, 对液压系统关键压力参数进行监测, 采集 A 口压力、B 口压力和系统压力, 并记录系统运行温度作为辅助工况信息。

为构建完备的故障诊断数据集, 本文系统性地模拟并注入了多种典型故障模式。数据集覆盖 6 类运行状态, 包括正常工况、传感器故障、机械故障、电气故障、磨损故障及复合故障。传感器故障主要体现为线性可变差动变压器(linear variable differential Transformer, LVDT)的零点偏移和增益异常, 机械故障对应阀芯卡滞等运动受限工况, 电气故障表现为比例电磁铁性能退化引起的驱动力不足, 磨损故障用于描述阀芯及相关部件的渐进式磨损过程。复合故障表示多种单一故障在同一工况下的叠加情形。实验分别在阀闭环控制模式和阀控缸控制模式下开展, 并施加不同激励波形(正弦波和三角波)及多种工作频率(1 Hz、5 Hz 和 10 Hz), 以覆盖航空液压系统 DDSV 在实际服役过程中可能经历的多样化运行工况和动态响应特征。

2　基于注意力的鲁棒感知 DNN

2.1　整体框架

本文提出的基于注意力的鲁棒感知 DNN 旨在解决工业环境复杂电磁干扰与传感器噪声下的电磁阀鲁棒故障诊断问题, 框架如图 2 所示。该框架的核心包括数据预处理、基于 PGD 的干扰样本生成器及 DNN-APM 协同训练。

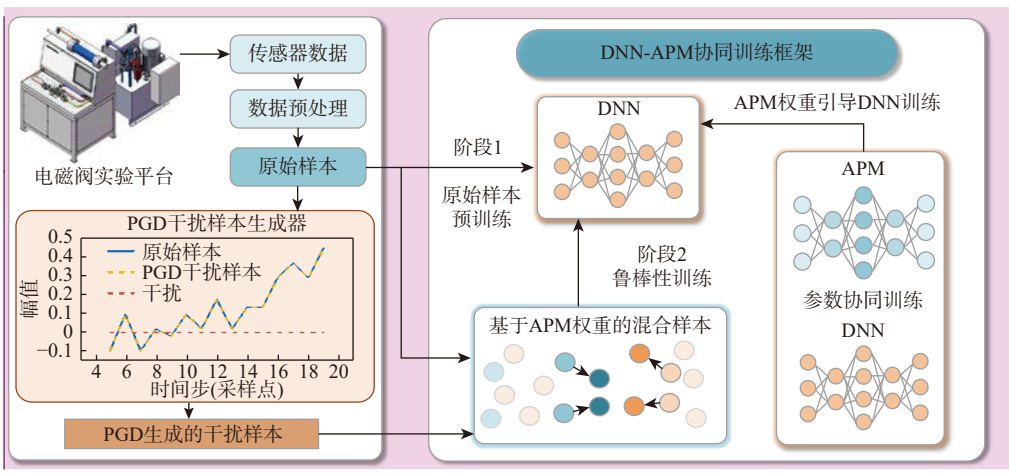


图 2　基于注意力的鲁棒感知 DNN

Fig. 2　Attention-based robust perceptual DNN

数据预处理模块通过标准化与时序重构对原始多变量运行信号进行处理, 以减少不同量纲和工况差异对模型训练的影响, 构建统一的时序输入样本。PGD 干扰样本生成器用于生成模拟真实航空液压环境中电磁干扰的干扰样本。这些干扰样本与原始样本混合后, 构成一个包含复杂电磁干扰因素的混合样本集。在训练阶段, 这些样本显式地引入复杂的环境干扰因素, 提升了模型在复杂工况下的鲁棒性和诊断能力。APM 模块为混合样本动态分配权重, 结合参数共享机制引导 DNN 提取抗干扰的故障特征, 提升模型在实际应用场景中的诊断可靠性。该框架通过协同训练的方式, 确保了 DNN 在面对干扰时能够维持稳定的故障诊断性能。

2.2　数据预处理

为保障后续鲁棒训练的有效性, 需对原始多变量运行信号进行标准化预处理, 流程如图 3 所示。

1) 多变量特征筛选。根据实验台传感器布置及物理意义, 从原始监测信号中选取阀芯位移、驱动电流、油箱位置与速度、A/B 口压力、系统压力

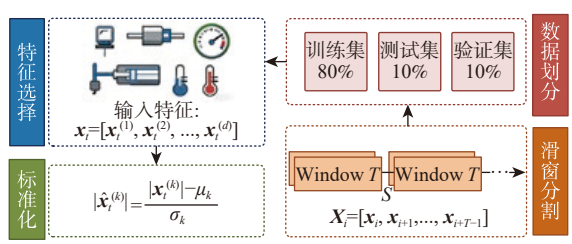


图 3　数据预处理过程

Fig. 3　Data preprocessing procedure

及温度等关键变量，构成原始输入特征向量：

$$\boldsymbol{x}_t = \left[\boldsymbol{x}_t^{(1)}, \boldsymbol{x}_t^{(2)}, \cdots, \boldsymbol{x}_t^{(d)}\right] \tag{1}$$

式中：d为选取的传感器通道数。

2）数据标准化处理。对特征进行标准化建模。对于第k个特征，标准化建模后的形式为

$$\left|\hat{\boldsymbol{x}}_t^{(k)}\right| = \frac{\left|\boldsymbol{x}_t^{(k)}\right| - \mu_k}{\sigma_k} \tag{2}$$

式中：μ_k和σ_k分别为样本在该特征维度上的均值和标准差。

3）滑动时间窗建模。考虑到航空液压系统DDSV运行信号具有显著的时序依赖特性，本文采用滑动时间窗对标准化后的信号进行重构。给定窗口长度T和滑动步长S，并将窗口末端对应的故障标签作为该序列样本的类别标注。时序样本表示为

$$\boldsymbol{X}_i = [\boldsymbol{x}_i, \boldsymbol{x}_{i+1}, \cdots, \boldsymbol{x}_{i+T-1}] \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{X}_i$为第i个时序样本矩阵；$\boldsymbol{x}_{i+j}$为窗口内第$j+1$个时刻的特征向量。

4）数据集划分。在完成时序样本构建后，进行数据集的划分，其中，训练集、验证集和测试集分别占全部样本的80%、10%和10%。

2.3 DNN-APM协同训练

协同训练策略采用两阶段渐进式策略：第1阶段，仅利用原始样本对DNN特征提取器进行预训练，采用网络学习基础故障模式和原始数据分布特征，并获得稳定的初始参数；第2阶段，引入PGD生成的干扰样本，通过冻结或共享特征提取结构，引入APM模块与DNN进行联合训练，在该阶段中，DNN负责提取样本特征，APM基于特征响应生成对应的样本权重，并将权重反馈至损失函数，从而在参数更新过程中动态调节各样本的梯度贡献。

在结构上，DNN特征提取器包含2层全连接层、ReLU激活及输出层全连接分类层。用于特征提取的DNN网络的数学表达式为

$$f(\boldsymbol{x}) = \mathrm{Dense}(\mathrm{ReLU}(F_{C2}(\mathrm{ReLU}(F_{C1}(\boldsymbol{x}))))) \tag{4}$$

式中：F_{C1}、F_{C2}分别为128维、64维的全连接层；ReLU为激活函数；Dense为输出层全连接分类层。

APM为轻量级注意力网络，其输入为DNN提取的特征向量，输出为每个样本的注意力权重。APM数学表达式为

$$\boldsymbol{w} = \mathrm{Sigmoid}(\boldsymbol{W}_2\mathrm{Flatten}(\boldsymbol{W}_1\boldsymbol{z})) \tag{5}$$

式中：Flatten(·)为展平操作；$\boldsymbol{W}_1$和$\boldsymbol{W}_2$为权重矩阵；Sigmoid(·)为激活函数；$\boldsymbol{w}$为输出注意力权重；$\boldsymbol{z}$为DNN提取的特征向量。

通过协同训练，APM生成的权重能够引导DNN在扰动存在时合理分配学习资源，使模型在训练中兼顾原始样本与干扰样本的贡献，从而实现对复杂干扰信号的自适应鲁棒性。对于包含N个样本的数据集，损失函数定义为

$$L_{\mathrm{total}} = \sum_{i=1}^{N} \omega_i \boldsymbol{c}_i L_{\mathrm{ce}}(f(\boldsymbol{x}_i), \boldsymbol{y}_i) \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{c}_i$为用于解决数据不平衡的类别权重；$L_{\mathrm{ce}}(\cdot)$为交叉熵损失函数；$\boldsymbol{y}_i$为第i个样本的真实故障类别标签；ω_i为APM生成的自适应注意力权重，计算如下：

$$\omega_i = \frac{\exp(s_i) + \delta}{\sum_{j=1}^{N}\left(\exp(s_j) + \delta\right)} \tag{7}$$

其中：$\delta = 1.0$为偏移常数，可以防止分母为0，确保权重始终大于0；s_i、s_j分别为APM输出的第i、j个样本注意力得分。

DNN和APM的联合参数优化通过最小化总损失L_{total}实现。DNN-APM协同训练策略通过预训练建立特征基础，并利用APM的自适应注意力机制，在干扰样本存在时调整样本训练贡献，从而提高模型对复杂干扰环境下特征的区分能力。该策略在训练过程中增强了特征提取的稳定性，并促进了模型对不同样本类型的均衡利用，为航空液压系统DDSV故障诊断任务提供了一种可实施的算法框架。

3 实验结果与验证

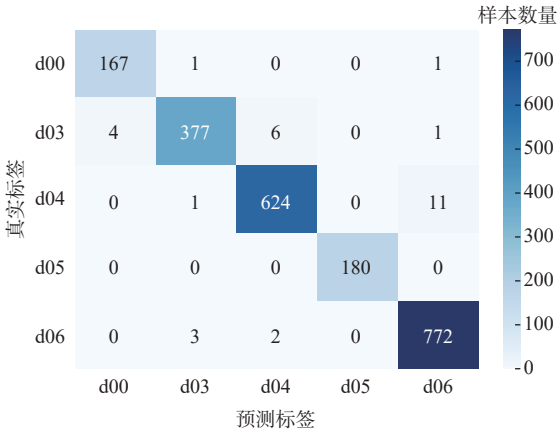
3.1 实验设置与故障诊断性能

所有实验均在配备Intel Core i9-13900HX处理器（2.2 GHz）、16 GB内存和NVIDIA GeForce RTX 4060笔记本GPU的计算机上使用PyCharm 2023.1.1开发环境完成。

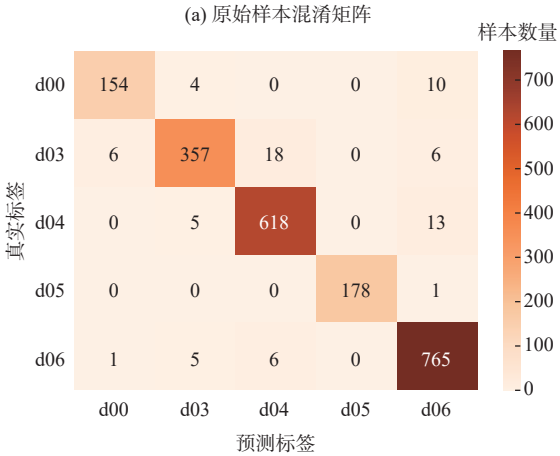
为评估本文方法在故障诊断任务中的性能，本节基于原始样本和PGD干扰样本给出了模型的混淆矩阵及关键指标（精确率、召回率、F_1值）。从图4(a)和图4(b)可以观察到，在PGD干扰引入前后，整体诊断准确率均可达到97%，召回率和F_1值亦均保持在97%～98%。加入PGD干扰后，本文方法在各类故障的识别能力上未出现明显的系统性误判趋势，在干扰条件下，能够保持稳定的类别判别边界，对不同类型故障具有一致的鲁棒识别能力。

3.2 训练性能与收敛情况分析

为评估本文方法在训练过程中的效率和稳定



(a) 原始样本混淆矩阵



(b) PGD 干扰样本混淆矩阵

图 4　本文方法的混淆矩阵

Fig. 4　Confusion matrix of the proposed method

性, 本节基于训练损失曲线进行了分析。如图 5 所示, 本文方法在训练初期表现出快速的损失下降趋势, 在前 20 个训练轮内, 损失迅速降至 0.5 以下。同时, 在训练收敛阶段, 损失曲线的波动范围约为 ±0.08, 显示出更高的训练稳定性和较小的梯度震

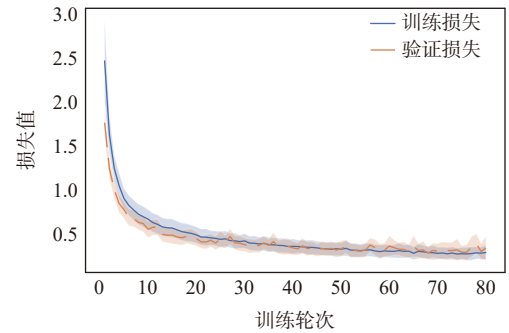


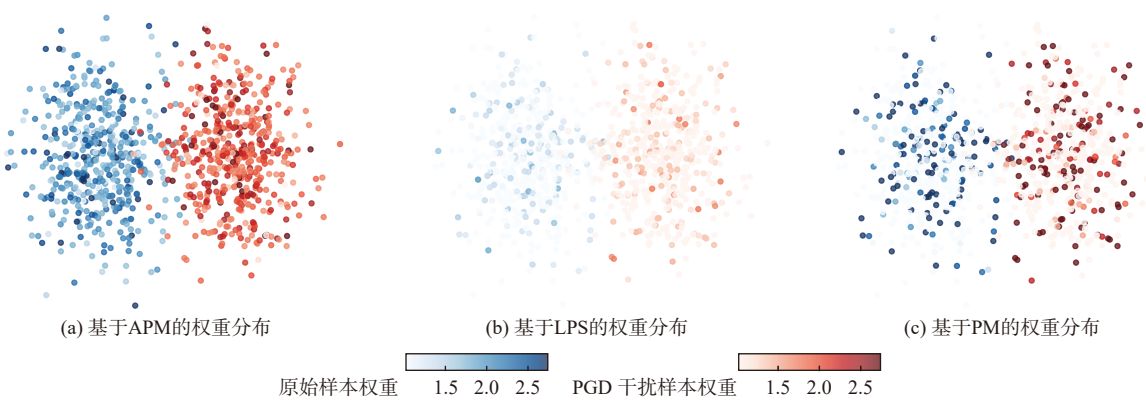
图 5　训练损失曲线

Fig. 5　Training loss curve

荡。综合上述分析可知, 本文方法不仅在故障诊断性能上优于对比方法, 还在训练效率和收敛稳定性方面表现出明显优势, 为模型在实际工业数据上的快速部署提供了可靠保障。

3.3　加权策略分析

为系统评估不同样本加权策略的权重分配特性, 对 3 种策略(线性像素混洗 (linear pixel shuffling, LPS)、感知模块 (perception module, PM)、APM)在原始样本和 PGD 干扰样本上的表现进行对比分析。图 6 中, 权重数值反映各样本在训练过程中的相对贡献大小, 颜色或分布越集中的区域, 表示该策略对相应样本赋予了更高的训练关注度。图 6 展示了 3 种策略在样本空间中的权重可视化分布, 其中, 可以观察到各策略在样本权重分配上的差异性。PM 策略在高权重区域主要集中于少数 PGD 干扰样本, LPS 策略则相对偏向原始样本。相比之下, APM 策略在原始样本与 PGD 干扰样本之间形成了更为连续和平滑的权重分布, 既避免了少量 PGD 干扰样本权重过度放大的风险, 又保证了关键样本在训练中的有效关注。



(a) 基于APM的权重分布　(b) 基于LPS的权重分布　(c) 基于PM的权重分布

图 6　不同加权策略下样本权重的比较

Fig. 6　Comparison of sample weights under different weighting strategies

3.4　结果分析

实验结果表明, 本文方法在复杂电磁干扰下的航空液压系统 DDSV 故障诊断任务中表现优异。通过将 PGD 干扰生成机制与 APM 权重分配策略相结合, 模型在干扰样本上的诊断准确率仍处于较高水平, 表明所引入的干扰在权重引导下有效强化

了模型的判别能力。在训练层面，本文方法表现出更快的收敛速度和更小的损失波动。

此外，PGD生成的干扰样本较好地保持了原始数据的分布特性，使模型能够在不改变原始数据特征的前提下引入复杂电磁干扰因素，从而增强模型在复杂环境中的鲁棒性。APM策略通过自适应地关注关键样本，避免了对少数干扰样本权重的过度集中，同时确保了重要样本在训练中的有效性，这种平衡性使模型在处理干扰样本时能够保持良好的分类性能。

本文方法在面对全新故障类型时仍可能存在一定的鲁棒性下降，表明模型在应对未知故障时的适应能力仍有待提升。为进一步提高模型的泛化能力，未来可以结合跨故障迁移学习方法，将不同类型故障的知识迁移至新故障上，从而减少性能下降。此外，结合多场景泛化策略，也有助于提升模型在不同工业环境中的适应性，使其在复杂的工程场景中表现得更加稳定可靠。

4 结 论

本文提出一种基于注意力增强DNN的航空液压系统DDSV抗噪故障诊断方法，旨在解决强电磁干扰与多源噪声耦合下，传统诊断模型因信号分布偏移而鲁棒性不足的问题。通过搭建实验平台验证，得出如下结论：

1）本文提出的PGD干扰样本生成策略能够有效模拟实际工况下的多源干扰特性，为模型鲁棒训练提供具有代表性的干扰数据。

2）APM与DNN的协同训练机制通过注意力感知实现样本可靠性的自适应量化，在突出关键样本的同时，抑制权重失衡，显著提升了模型在复杂干扰条件下的诊断稳健性。

3）搭建了航空液压系统DDSV实验测试平台支持典型故障注入与多工况采集，为方法验证提供了完备环境。

参考文献（References）

[1] Huang K K, Wu S J, Li F B, et al. Fault diagnosis of hydraulic systems based on deep learning model with multirate data samples[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2022, 33(11): 6789-6801.

[2] Shen W, Zhao H M. Fault tolerant control of nonlinear hydraulic systems with prescribed performance constraint[J]. ISA Transactions, 2022, 131: 1-14.

[3] Ding R Q, Cheng M, Jiang L, et al. Active fault-tolerant control for electro-hydraulic systems with an independent metering valve against valve faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7221-7232.

[4] Pedersen H C, Bak-Jensen T, Jessen R H, et al. Temperature-independent fault detection of solenoid-actuated proportional valve[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2022, 27(6): 4497-4506.

[5] Kong X D, Cai B P, Yu Y L, et al. Intelligent diagnosis method for early faults of electric-hydraulic control system based on residual analysis[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2025, 261: 111142.

[6] Shi J C, Yi J Y, Ren Y, et al. Fault diagnosis in a hydraulic directional valve using a two-stage multi-sensor information fusion[J]. Measurement, 2021, 179: 109460.

[7] Shen S, Lu H, Sadoughi M, et al. A physics-informed deep learning approach for bearing fault detection[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2021, 103: 104295.

[8] Ping Z W, Wang D W, Zhang Y, et al. Few-shot aero-engine bearing fault diagnosis with denoising diffusion based data augmentation[J]. Neurocomputing, 2025, 622: 129327.

[9] Zhang G C, Zhang K, Shen W, et al. Intelligent fault diagnosis of multi-way directional valves in hydraulic systems using digital twin and deep learning approaches[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2025, 230: 112579.

[10] Gao Y P, Gao L, Li X Y, et al. A hierarchical training-convolutional neural network for imbalanced fault diagnosis in complex equipment[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 18(11): 8138-8145.

[11] Men J K, Zhao C M. An adaptive imbalance modified online broad learning system-based fault diagnosis for imbalanced chemical process data stream[J]. Expert Systems with Applications, 2023, 234: 121159.

[12] Liu J Q, Zhao N. Improved fault-tolerant method and control strategy based on reverse charging for the power electronic traction transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2672-2682.

[13] Wang J B, Liu K, Wei D, et al. Multielectrical signal fusion-based method for bearing fault diagnosis in permanent magnet synchronous machines under dynamic conditions[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2025, 30(1): 787-802.

[14] Wang X, Jiang H K, Mu M Z, et al. A dynamic collaborative adversarial domain adaptation network for unsupervised rotating machinery fault diagnosis[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2025, 255: 110662.

[15] Chen J H, Li T, Wang J, et al. Closing the simulation-to-reality gap for fault diagnosis in unknown environment: a Sim2Real knowledge transfer approach with contrastive learning[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2026, 31(1): 663-674.

[16] Lu W C, Duan J D, Cheng L, et al. Electromagnetic interference effect assessment under measuring testability limitation based on physics-informed neural network and Gaussian process regression[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12413-12423.

[17] Lv S S, Tao C Z, Zhai Y F, et al. Research on noise reduction of pressure pulsation signal of axial flow pump based on global optimization parrot algorithm improved variational mode decomposition[J]. Physics of Fluids, 2025, 37(7): 077185.

[18] Stosiak M, Karpenko M, Ivannikova V, et al. The impact of mechanical vibrations on pressure pulsation, considering the nonlinearity

of the hydraulic valve[J]. Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control, 2025, 44(2): 706-719.

[19] Liu X X, Yin Y B, Zheng S W, et al. The modeling and analysis of operating characteristics and temperature drift of deflector jet servo valve under the wide temperature range[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2024, 238(12): 5921-5936.

[20] Xu Y P, Guo K, Li J F, et al. A novel rotational actuator with variable stiffness using S-shaped springs[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(4): 2249-2260.

[21] Zhong Q, Xu E G, Shi Y, et al. Fault diagnosis of the hydraulic valve using a novel semi-supervised learning method based on multi-sensor information fusion[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2023, 189: 110093.

[22] Li K J, Xie Y Z, Chen Y H, et al. Bayesian inference for susceptibility of electronics to transient electromagnetic disturbances with failure mechanism consideration[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(5): 1669-1677.

[23] Song C, Alkhalifah T A. Wavefield reconstruction inversion via physics-informed neural networks[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2022, 60: 5908012.

[24] Qu B G, Wang Z D, Shen B, et al. Adaptive decentralized state estimation for multimachine power grids under measurement noises with unknown statistics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2025, 21(2): 1655-1664.

[25] Dong Z L, Jiang Y H, Jiao W D, et al. Double attention-guided tree-inspired grade decision network: a method for bearing fault diagnosis of unbalanced samples under strong noise conditions[J]. Advanced Engineering Informatics, 2025, 64: 103004.

[26] Moosavi-Dezfooli S M, Fawzi A, Frossard P. DeepFool: a simple and accurate method to fool deep neural networks[EB/OL]. (2016-07-04)[2026-01-10]. https://arxiv.org/abs/1511.04599.

[27] Castejón-Limas M, Alaiz-Moreton H, Fernández-Robles L, et al. Robust weighted regression via PAELLA sample weights[J]. Neurocomputing, 2020, 391: 325-333.

[28] Yang X Q, Liu X, Yin S. Robust identification of nonlinear systems with missing observations: the case of state-space model structure[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(5): 2763-2774.

[29] Chen Y H, Xie Y Z, Ge X Y, et al. Vulnerability assessment of equipment excited by disturbances based on support vector machine and Gaussian process regression[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(1): 103-110.

[30] Gao R Z, Liu F, Zhou K W, et al. Local reweighting for adversarial training[EB/OL]. (2021-06-30)[2026-01-10]. https://arxiv.org/abs/2106.15776.

[31] Zhang J F, Zhu J N, Niu G, et al. Geometry-aware instance-reweighted adversarial training[EB/OL]. (2021-05-31)[2026-01-10]. https://arxiv.org/abs/2010.01736.

[32] Fu M J, Wang X M, Wang J, et al. Prototype Bayesian meta-learning for few-shot image classification[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2025, 36(4): 7010-7024.

Attention-enhanced DNN for anti-noise fault diagnosis of direct drive solenoid valves in aviation hydraulic systems

CUI Yiwen[1], WANG Xingjian[1, 2], ZHANG Yuwei[1, 3, *], ZHANG Runzhi[1], WANG Shaoping[1, 2]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Ningbo Institute of Technology, Beihang University, Ningbo 315800, China;
3. National Key Laboratory of Aircraft Integrated Flight Control, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Direct drive solenoid valves (DDSVs) serve as critical actuators in aviation hydraulic systems, facing challenges in fault diagnosis due to electromagnetic interference and noise coupling, with traditional data-driven methods lacking robustness. In order to solve this issue, this work suggests a reliable defect diagnostic technique based on an attention-aware weighting mechanism: projection gradient descent (PGD) simulates complicated electromagnetic interference by creating perturbation samples that represent actual operating conditions. Deep neural networks (DNN) and an attention perception module (APM) undergo collaborative training, dynamically adjusting sample weights to enhance model robustness. An experimental platform for aviation solenoid valve fault diagnosis validation was established. According to experimental results, this approach outperforms other weighting strategies in metrics like diagnostic accuracy and convergence stability under interference conditions, avoids extreme weight concentration, and fully utilizes both original and perturbed samples to improve interference resistance.

Keywords: direct drive solenoid valve; sample weighting; robust training; fault diagnosis; electro-hydraulic system

Received: 2026-01-14; **Accepted**: 2026-01-23; **Published Online**: 2026-02-02 18:45

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260202.1507.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52275044,62303030,U2233212)

* **Corresponding author**. E-mail: zhangyuwei@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0497

边界规避-追踪任务飞行员诱发振荡的触发与检测

夏秋阳[1,2]，刘猛[1]，吴豪[1]，王中山[1]，赵瑞凯[1]，朱克勇[1,*]

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100191；2. 米兰理工大学 航空航天科学与技术学院，米兰 20156)

摘 要：飞行员诱发振荡(PIO)是导致直升机事故的核心因素之一，其诱发机理与人机耦合系统的动力学特性密切相关。基于边界规避-追踪(BAT)理论模型，构建了创新的多任务飞行模拟实验平台，通过输入配置和边界难度2个关键触发因素的参数化调控，系统分析其对任务绩效及PIO现象的作用。实验结果表明：所设计的触发参数可有效诱发被试者行为的改变，进而影响其任务绩效和PIO特征响应，且改进的能量保持小波变换(PPWT)检测方法相较于传统相位-侵略性准则(PAC)方法和Klyde的小波变换方法具有更优的识别性能。研究结果改进了BAT任务框架下的PIO研究范式，提出的“触发-检测”实验和方法为直升机人机耦合现象的研究提供了新的技术路径。

关 键 词：飞行员诱发振荡；直升机-飞行员人机耦合；边界规避-追踪；飞行模拟；任务绩效；小波变换

中图分类号：V249.4

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2876-11

当前，高性能固定翼飞机或旋翼飞行器的研发旨在满足多样化任务需求的持续增长。在设计、试飞及运行全生命周期中，航空工程师与飞行员需对固定翼飞机/直升机-飞行员人机耦合(aircraft/rotorcraft-pilot coupling, A/RPC)等潜在危险耦合现象进行检测与控制[1]。A/RPC现象源于飞行员与飞行器间非期望的、非预期的耦合相互作用，可能引发刚体运动振荡或气动弹性不稳定性，导致飞行品质恶化、结构载荷增大，并可能最终引发飞行事故[2-3]。在1995年之前，A/RPC现象曾被分类为飞行员诱发振荡(pilot-induced oscillation, PIO)和飞行员辅助振荡(pilot assisted oscillation, PAO)[4-5]。尽管此类命名范式存在局限性，过分强调飞行员作为系统不稳定的首要责任方，且现代研究已明确该现象的核心成因在于飞行器固有特性与飞行员控制输入间的不利耦合[1-2]，但相关术语仍被广泛沿用。基于此，本文参照文献的分类框架，着重揭示其本质属性，并依旧采用PIO代指刚体动力学相关的A/RPC，作为本文的主要研究对象。

边界规避-追踪(boundary avoidance-tracking, BAT)是由Gray提出的一种飞行员行为模型[6-7]，其理论基础在于：在飞行任务执行过程中，飞行员需同时实现保持特定状态(点追踪，正向目标)和规避危险边界(边界规避，负向目标)的双重控制需求。典型规避场景包括避开物理障碍物、远离失速临界点和直升机飞行中的涡环效应区域等安全边界。

文献指出，边界回避行为与前述PIO现象存在显著关联[8-9]。传统点跟踪模型由于仅关注正向目标，而BAT模型能够精确描述飞行员在多重操控目标间的优先级冲突。BAT理论已被广泛应用于多个研究领域，包括飞行员工作负荷评估[10-11]、飞行员行为模型构建[12-14]、飞行安全边界分析[8,15]、飞行品质评价[16]及态势感知量化[17]等方向。现有的基于BAT任务的飞行模拟相关研究多把飞机的俯

收稿日期：2025-07-18；录用日期：2025-09-26；网络出版时间：2025-10-11 16:10
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251011.1250.001
*通信作者. E-mail：zhukeyong@buaa.edu.cn

引用格式：夏秋阳，刘猛，吴豪，等. 边界规避-追踪任务飞行员诱发振荡的触发与检测[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2876-2886. Xia Q Y，Liu M，Wu H，et al. Triggering and detection of pilot-induced oscillations in boundary avoidance-tracking tasks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2876-2886 (in Chinese).

仰角作为边界限制参数, 其适用于部分研究场景, 但忽略了直升机执行任务过程中的其他重要边界因素, 如在城市搜救、森林灭火任务环境下, 边界限制不仅局限于飞行包线, 也包括物理世界的位置限制等因素。

PIO 的诱发机制假说涉及 3 个关键要素: ①不理想的直升机动力学特性; ②飞行员的动态控制行为; ③触发 PIO 的外部扰动或系统异常[1]。本文通过构建 Sikorsky UH-60 黑鹰直升机的六自由度非线性动力学模型, 结合被试者的模拟飞行实验, 系统复现了前 2 个要素的相互作用关系。而第 3 要素(触发事件)通过设计 BAT 任务实现, 其中, 边界难度系数和输入延迟被设定为诱发 PIO 的可控触发参数。

PIO 的实时检测是 A/RPC 研究的核心环节, 对飞行器控制律设计与飞行员培训具有指导意义。当前, 主流的实时检测方法包括相位-侵略性准则(phase aggression criteria, PAC)方法[18-19] 和 Klyde 等提出的小波变换方法[20-21], 其已被应用于多起航空事故的后期分析[22-24]。本文应用该 2 种方法, 并结合其优势, 提出改进的能量保持小波变换(power-preserving wavelet transform, PPWT)-PIO 检测方法。

结合上述研究现状, 本文改进了 BAT 任务, 针对直升机设计了融合点追踪(撞靶任务)和边界规避双重控制目标的模拟飞行平台, 模拟直升机在城市环境中执行搜救任务环境; 设计并执行了 BAT 模拟飞行任务实验, 实验中包含边界难度和输入配置 2 个因素作为 PIO 的触发因素; 通过分析 PIO 触发因素导致的任务绩效改变, 即航迹误差和撞靶得分, 确认触发因素的有效性; 对比现有的 PIO 检测方法(包括 PAC 方法、Klyde 小波变换方法), 提出新的 PPWT-PIO 检测方法, 并与现有方法进行对比。

1　理论方法

1.1　UH-60A 直升机飞行动力学模型搭建

本文采用的飞行模拟软件基于 FlightGear 二次开发和 Simulink 联合仿真, 飞行动力学部分为基于 Simulink 的 UH-60A 仿真模型。该模型基于 NASA 报告[25], 并参考了施引报告[26-28]。直升机数学模型计算流程如图 1 所示。

采用直升机动力学模型计算出直升机的状态参数后, 导航方程和经纬度转换矩阵根据状态参数计算出适用于通用飞行模拟软件的地球坐标系下经度、纬度和海拔坐标。计算过程如图 2 所示。

1.2　BAT 任务

基于 BAT 任务思想, 本文采用的飞行任务设计如下: 被试者需要操纵 UH-60A 直升机向北飞行的同时执行撞靶任务, 同时避免撞击边界。边界间的距离在任务路程的前半段为 W_{wide}=432 m(定义为简单阶段), 后半段为 W_{narrow}=182 m(定义为困难阶段)。飞行任务的北向路程为 D=21.6 km, 直升机的初始平飞速度为 v_0=140 kn(为 UH-60A 直升机的巡航速度, 约为 72 m/s)。标靶出现的北向位置在一个固定值附近一定范围内均匀随机, 东向位置均匀随机, 但不会超过困难阶段的边界范围。图 3 展示了某次飞行任务的标靶位置和边界距离示意图。

1.3　统计学分析指导的人机工效学实验配置设计

为探究 PIO 触发因素对任务绩效和 PIO 现象的影响, 本文探索的任务变量包括任务边界的宽

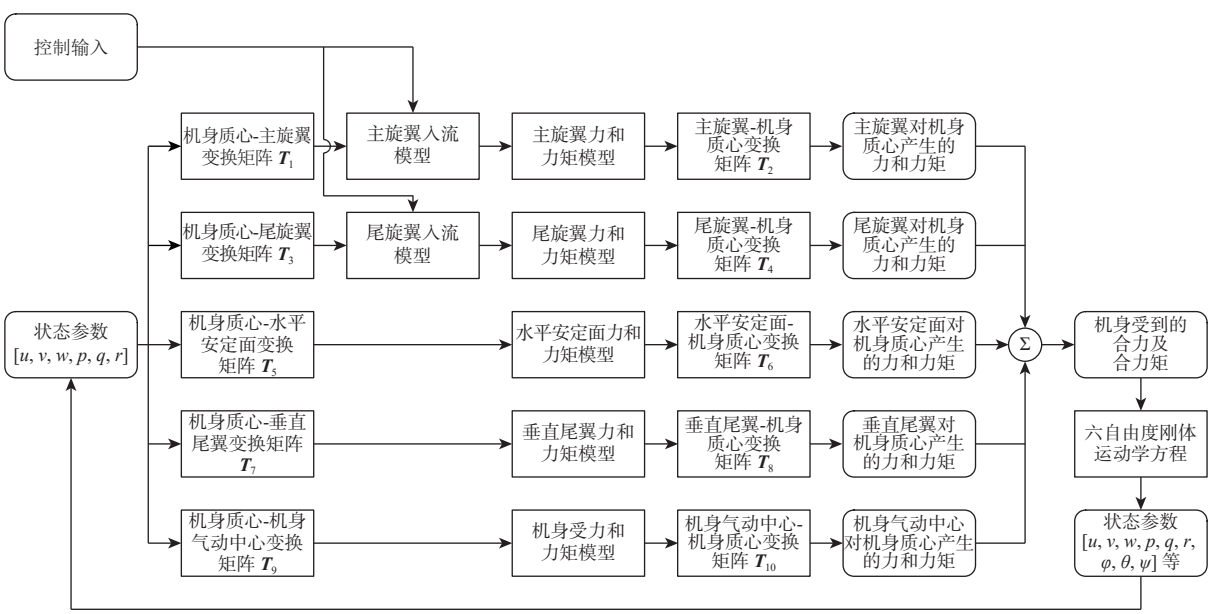


图 1　UH-60A 直升机飞行动力学建模

Fig. 1　UH-60A helicopter flight dynamic modeling

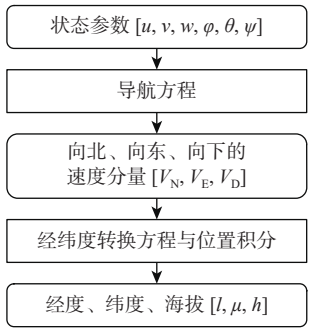


图2 导航方程和经纬度位置方程

Fig. 2 Navigation equations and geodetic position equations

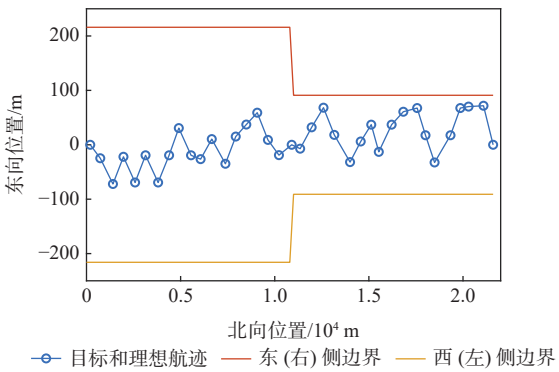


图3 BAT任务示意图

Fig. 3 Demonstration for BAT task

窄、直升机动力学模型输入延迟、直升机的操纵面饱和速率。任务配置如表1所示。

表1 模拟飞行任务配置

Table 1 Flight simulation task configurations

序号	边界难度阶段	输入配置
FT1	简单+困难	
FT2	简单+困难	输入延迟100 ms
FT3	简单+困难	输入延迟200 ms
FT4	简单+困难	输入延迟300 ms
FT5	简单+困难	饱和速率 $\frac{\pi}{18}$ rad/s
FT6	简单+困难	饱和速率 $\frac{\pi}{36}$ rad/s
FT7	简单+困难	输入延迟300 ms+饱和速率 $\frac{\pi}{36}$ rad/s

根据表1，利用G*Power计算样本数量，计算得到样本数量 n^*=14。

为确保数据的可信度，招募 n=30名被试者，且每个任务配置均重复3次，即每名被试者需要进行 N=21次飞行任务。

1.4 任务绩效的统计学分析方法

1.4.1 任务绩效的指标定义

采用2种指标定义被试者的任务绩效。

1）撞靶的精度。如图4所示，规定标靶内圈（绿色）直径 d_3=4 m，撞击内圈得4分，中圈（黄色）直径为 d_2=8 m，撞击中圈得3分，外圈（红色）直径为 d_1=16 m，撞击外圈得2分，脱靶得1分。每次飞行任务会有固定数量的标靶，任务结束后分别统计简单阶段和困难阶段的得分。

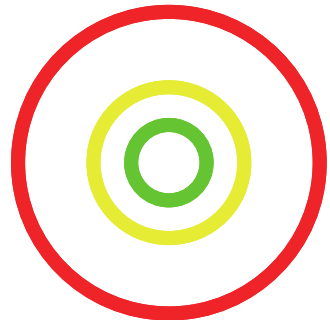


图4 标靶示意图

Fig. 4 Target demonstration

2）航迹偏移量。定义相邻标靶之间的连线为理想航迹，被试者每个位置的实际航迹与理想航迹的均方根差值即定义为航迹误差：

$$e(l)=\sqrt{\left[p_{\mathrm{rx}}(l)-p_{\mathrm{ax}}(l)\right]^2+\left[p_{\mathrm{ry}}(l)-p_{\mathrm{ay}}(l)\right]^2} \tag{1}$$

式中：l为直升机北向位置；$p_{\mathrm{rx}}(l)$和$p_{\mathrm{ry}}(l)$分别为l位置下理想航迹位置的侧向和纵向坐标；$p_{\mathrm{ax}}(l)$和$p_{\mathrm{ay}}(l)$分别为l位置下实际航迹位置的侧向和纵向坐标。

对于每次飞行任务，简单阶段和困难阶段分别统计航迹误差的均方根（root mean square, RMS），即

$$E_i=\sqrt{\frac{1}{l_2-l_1}\int_{l_1}^{l_2}e^2(l)\,\mathrm{d}l} \tag{2}$$

式中：i表示简单阶段或困难阶段；l_1和l_2分别为积分区间的起点和终点，积分区间取决于任务阶段。

1.4.2 统计学分析方法

根据任务配置表和被试者数量及重复实验次数，每个任务配置将产生90个简单阶段数据点和困难阶段数据点，使用双因素方差分析即可检验边界难度和输入配置对任务绩效和操纵策略的影响是否具有显著性。

1.5 实时PIO检测方法

1.5.1 现有的PIO检测方法

本文评估现有PIO检测方法包括文献[18-19, 22]定义的PAC方法和文献[20-21]定义的小波变换方法。

1.5.2 改进的PPWT检测方法

对于文献[20-21]中提出的小波变换方法，在实际计算中，信号和小波函数均为离散值，该种情况下，小波变换不再是正交变换，因此，若在缩放小波时乘以$1/\sqrt{s}$系数，最终会导致得到的能量变为原始信号能量的s倍[29]。

将缩放小波乘以$1/s$系数，使离散小波变换可以保持信号的能量。对小波的缩放和平移为

$$\psi^{(*)}{}_{u,s}(t)=\frac{1}{s}\psi^{(*)}\left(\frac{t-u}{s}\right) \tag{3}$$

式中: $\psi^{(*)}(\cdot)$为小波母函数; u 为小波函数频域变换系数; s 为小波函数时域变换系数; t 为时间。

则原始信号$y(t)$在时频域上的小波变换记为

$$W_y(u,s)=\int_{-\infty}^{+\infty}y(t)\psi^{*}_{u,s}(t)\mathrm{d}t \tag{4}$$

输入信号的能量时频域谱图可通过对$W_y(u,s)$取模得到, 即

$$P(u,s)=\left|W_y(u,s)\right| \tag{5}$$

由于直升机是高度非线性系统, 其相频特性决定了直升机对某些频率范围内的输入信号更敏感。因此, 本文提出相频能量指标:

$$P_\phi(t,\omega)=P(t,\omega)\phi(t,\omega) \tag{6}$$

式中: ϕ为相频; ω为频率。

且 PIO 中的相位差指标所处的频率应当由$P_\phi(t,\omega)$的最小值(负值)确定, 即直升机在该频率的输入下产生了相位差最大的情况, 即

$$\omega_{\min}(t)=\left\{\omega|P_\phi(t,\omega)=\min_{\omega}P_\phi(t,\omega)\right\} \tag{7}$$

$$\phi_{\min}(t)=\phi(\omega_{\min})|_t \tag{8}$$

式中: $\omega_{\min}$为使$P_\phi(t,\omega)$取得最小值时的频率; $\phi_{\min}$为频率$\omega_{\min}$处相频曲线的值。

确定相位差所处频率后, 则可以计算操纵输入的能量。本文认为输入信号的幅值和频率都与输入能量呈正相关, 因此, 本文的操纵输入能量定义为

$$P_\delta(t,\omega)=\omega P(t,\omega) \tag{9}$$

则t时刻最大相位差所处频率的输入能量为

$$P_{\delta,\max}(t)=P_\delta(t,\omega_{\min}) \tag{10}$$

以$\phi_{\min}$为横坐标, $P_{\delta,\max}(t)$为纵坐标, 即可计算改进的输入峰值能量-相位图。

2　BAT 实验

本文中 UH-60A 的飞行动力学模型借助 Simulink 平台实现。FlightGear 飞行模拟软件作为接收 Simulink 仿真数据的可视化图形用户界面(graphical user interface, GUI), 为被试者提供直观的沉浸式模拟飞行任务体验。

Simulink 和 FlightGear 间的通信通过用户数据包协议(user datagram protocol, UDP)实现, 根据本文的需求, UDP 数据包中包含的 Simulink 中仿真数据为直升机状态参数, 地球坐标系的经度、纬度、海拔位置, BAT 相关信号(详见 2.2 节)和其他辅助仿真数据(如操纵杆位置、直升机旋翼转速等)。

图 5 展示了模拟飞行任务的 FlightGear 界面。在模拟飞行任务执行过程中, Simulink 会实时计算直升机位置与边界的距离, 并根据距离的大小向 FlightGear 发送调用不同警告音的信号; 此外, 为让被试者在实验过程中对撞靶的绩效有直观的认识, 撞击标靶后也会根据得分给被试者以音效反馈。若被试者顺利完成飞行任务的全程没有触及边界, 则在任务结束后会有欢呼声的音效作为正向反馈; 若飞行任务过程中撞击边界, 则会有爆炸音效反馈, 且任务立刻终止。

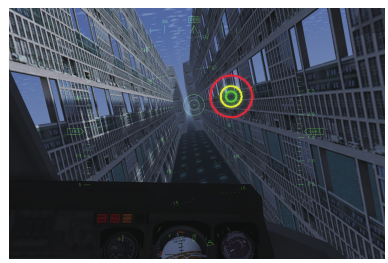


图 5　模拟飞行任务的 FlightGear 界面

Fig. 5　FlightGear interface of the flight simulation tasks

本文共招募 n=30 名志愿者参与了飞行模拟实验, 平均年龄 a=20.56 岁, 均为男性, 平均飞行经验 E_{xp}=41.17 h。图 6 展示了飞行模拟实验现场的照片。

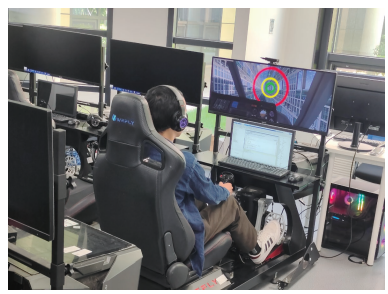


图 6　飞行模拟实验现场照片

Fig. 6　Flight simulation experiment site photo

3　任务绩效分析

3.1　跨被试的任务配置绩效分析

为探究任务配置对飞行员绩效的普遍影响, 对 FT1～FT7 任务下的航迹误差 RMS 和撞靶得分进行统计分析。

如图 7 所示, 所有任务配置中, 困难阶段航迹误差 RMS 值均低于简单阶段, 困难阶段的航迹误差 RMS 值为简单阶段的 74%～83%, 该结果与文献 [30] 研究结论一致。行为观察表明, 该现象可能源于操作策略的阶段性差异: 在简单阶段, 由于边界距离较远, 被试者倾向于最大化标靶撞击成功率, 导致尝试侧向标靶时产生较大航迹偏移; 而在困难阶段, 边界距离收窄时, 操作策略转变为以边界防撞为优先级目标。典型案例如图 8 所示, 该案

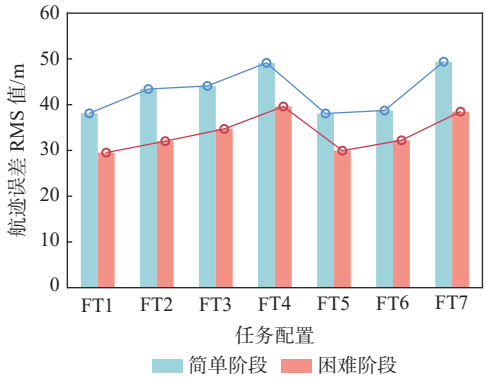


图 7 跨被试航迹误差的 RMS 值

Fig. 7 Cross-subject RMS value for flight path error

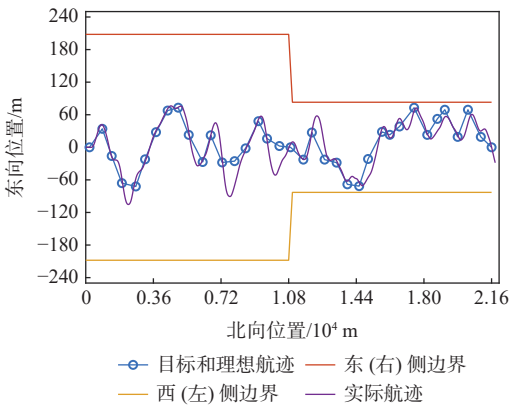


图 8 被试者 11 飞行任务 20 的示意图

Fig. 8 Subject 11, task run 20 presentation

例可代表大部分飞行任务下航迹误差的表现。

任务差异性分析表明(图 7):①输入延迟差异组(FT1～FT4)中,随延迟时间 t 由 0 ms 增至 300 ms,简单阶段航迹误差 RMS 值由 38.104 m 升至 49.134 m,困难阶段由 29.517 m 升至 39.600 m;②饱和速率差异组(FT1/FT5/FT6)在图中未呈现明显差异;③高延迟条件下(FT4 vs FT7),饱和速率参数变化对航迹误差 RMS 值的影响在图中依然不明显。

撞靶得分分析(图 9)与航迹误差具有相似趋势,困难阶段的撞靶得分略低于简单阶段,约为简单阶段的 91%～98%。完整实验数据如表 2 所示。

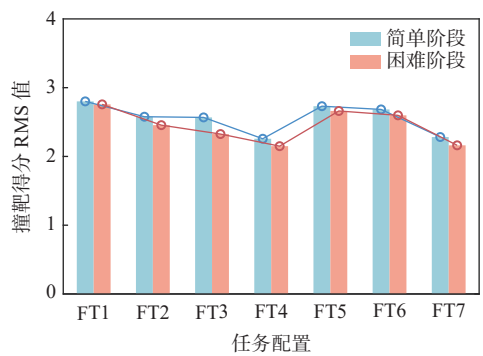


图 9 跨被试撞靶得分的 RMS 值

Fig. 9 Cross-subject target hitting score RMS value

表 2 跨被试航迹误差和撞靶得分的 RMS 值

Table 2 RMS value for cross-subject flight path error and target hitting score

序号	航迹误差RMS值/m		撞靶得分RMS值	
	简单阶段	困难阶段	简单阶段	困难阶段
FT1	38.104	29.517	2.801	2.757
FT2	43.417	32.021	2.578	2.455
FT3	44.092	34.699	2.568	2.326
FT4	49.134	39.600	2.257	2.149
FT5	38.075	29.949	2.731	2.661
FT6	38.732	32.215	2.684	2.598
FT7	49.388	38.480	2.282	2.162

3.2 单任务航迹误差的分布

如图 10 所示,单任务航迹误差分布表明,FT1～FT7 的困难阶段航迹误差中位数均低于简单阶段,且困难阶段的数据散布程度小于简单阶段。该分布特征与前述操作策略假设具有一致性,验证了被试者在不同边界条件下的控制策略差异性。

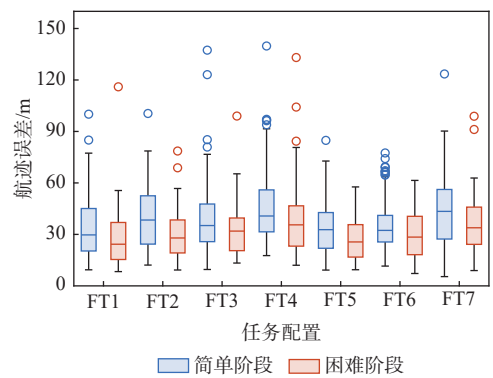


图 10 单任务航迹误差分布

Fig. 10 Flight path error distribution of individual tasks

为量化任务配置和难度阶段对航迹误差的影响显著性,采用 MATLAB 内置 lillietest 函数检验($\alpha = 0.05$)评估数据正态性,结果表明,困难阶段 FT1、FT3、FT5、FT6 任务的航迹误差分布不符合正态性($p>0.05$)。由于并非所有数据组的分布都符合正态分布,采用非参数对齐秩变换方差分析(aligned rank transform analysis of variance, ART-ANOVA)[31],结果如表 3 所示,其中,η^2 为效应量指标,表示自变量对因变量变异的解释程度;F 值为方差分析的检验统计量,衡量不同处理组均值差异的可靠程度;

表 3 单任务航迹误差分布的显著性检验

Table 3 Significance test for flight path error distribution of individual tasks

变异来源	η^2	F	p
任务配置	0.055	11.230	<0.001
边界难度	0.047	56.606	<0.001
交互效应	0.001	0.246	0.961

p 值是判断结果是否具有统计学显著性的依据。

ART-ANOVA 结果显示, 任务配置(F=11.230, p<0.001)与边界难度阶段(F=56.606, p<0.001)主效应均达到显著水平, 表示任务配置或边界难度阶段的变化对被试者的航迹误差有显著影响。两者交互作用不显著(F=0.246, p=0.961), 表示任务配置与边界难度阶段之间不存在显著的相互影响。该结果与图 7、图 10 表现的视觉趋势相同。

综上所述, 输入配置和边界难度的改变均对被试者的行为产生了显著影响, 进而导致其任务绩效的改变, 因此, 上述因素可以作为 PIO 触发因素, 以引导后续对 PIO 实时检测方法的对比探究。

4　PIO 实时检测方法

本节依据 PIO 的定义, 即直升机角速度响应和飞行员操控行为出现明显相位差[1]作为判定 PIO 出现的标志, 选取模拟飞行任务中出现典型 PIO 现象的飞行数据作为研究对象, 比较 PAC 方法、Klyde 小波变换方法及 PPWT 方法对 PIO 检测的效果。典型案例为被试者 01 任务 07(记为 S01T07, 下同)、S21T14、S22T14、S30T07。相应飞行任务的侧向输入和滚转角速率的时域信号如图 11～图 14 所示, 发生 PIO 的时间段如表 4 所示。

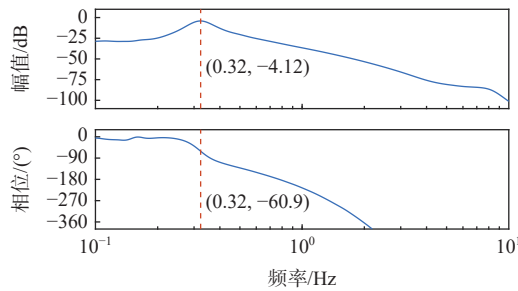


图 11　被控对象的幅频相频特性曲线

Fig. 11　Amplitude-frequency and phase-frequency characteristic curves of the controlled element

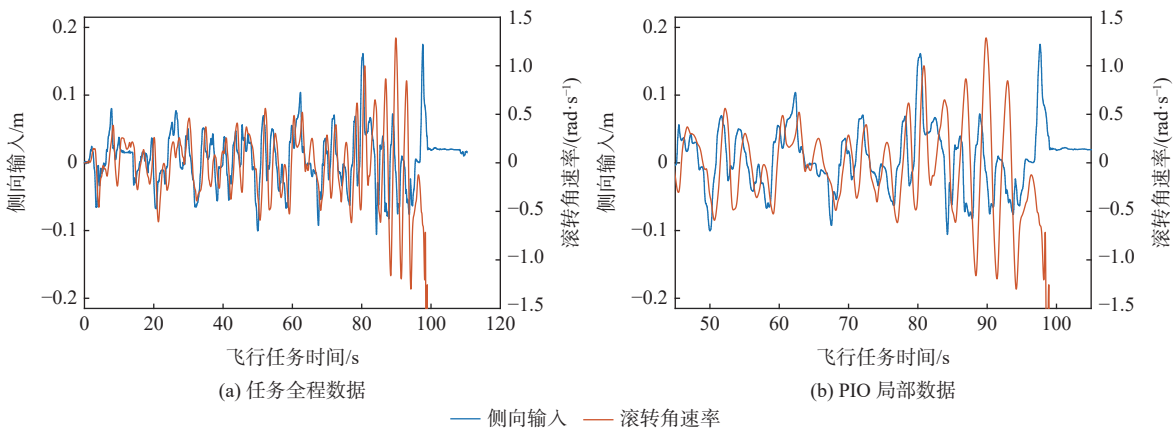


图 12　S01T07 飞行任务、FT4 配置检测结果

Fig. 12　Detection results of flight task S01T07 with task configuration FT4

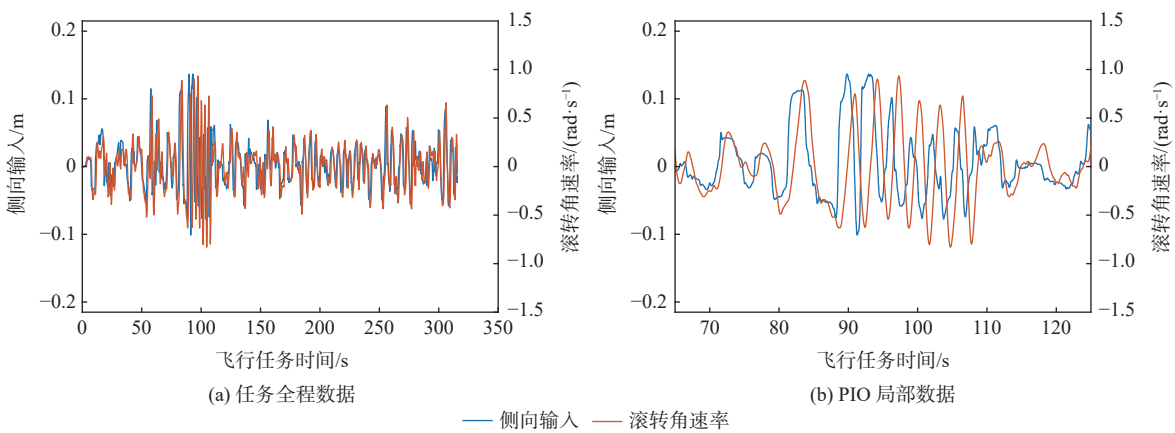


图 13　S21T14 飞行任务、FT7 配置检测结果

Fig. 13　Detection results of flight task S21T14 with task configuration FT7

不同于 PAC 方法[19]及小波变换方法[21]中使用的杆力指标, 本文采用手握端操纵杆位移作为控制输入记录参数, 同时, 保留相位差分析逻辑。

传统检测准则将 PIO 临界相位差设定为−90°。

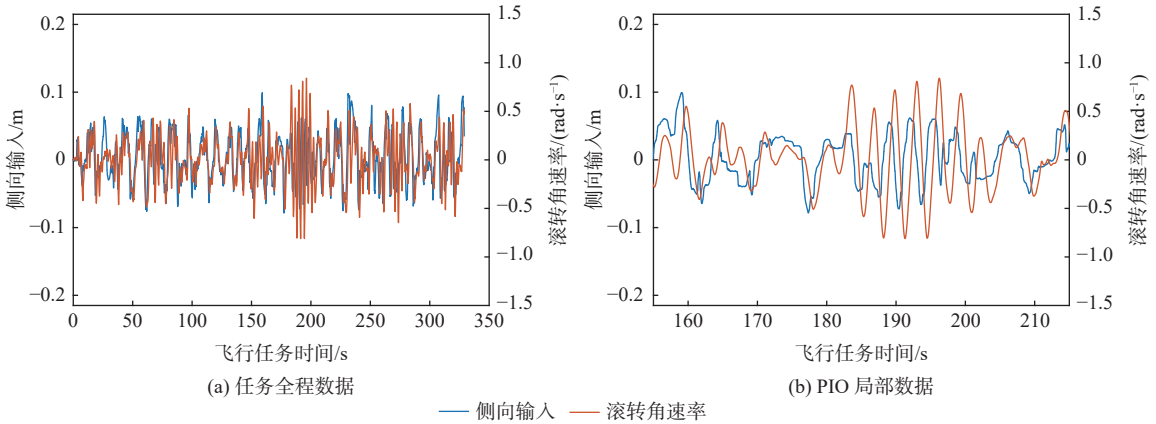


图 14 S22T14 飞行任务、FT7 配置检测结果

Fig. 14 Detection results of flight task S22T14 with task configuration FT7

表 4 发生 PIO 的时间区间

Table 4 Time interval in which PIO occurred

任务编号	发生PIO的时间区间/s
S01T07	[86.92, 92.95]
S21T14	[83.69, 109.28]
S22T14	[186.86, 199.34]
S30T07	[238.25, 248.17]

而本文针对 UH-60A 的被控特性进行参数适配，如图 15 所示，当输入信号频率达到 0.32 Hz 时，系统幅频响应出现最大峰值(−4.12 dB)，对应相位响应为−60.9°，因此，本文将 PIO 临界相位差阈值设定为−60°。关于杆位移能量阈值的确定，由于不同检测方法采用的能量计算公式及量纲存在差异，具体设定标准通过后续实验分析进行量化标定。

4.1 PAC 检测

文献 [18-19,22] 提出的 PAC 方法 PIO 边界划分机制与饱和速率的数值特征直接相关。然而，在本文任务配置中，由于同时存在输入延迟与饱和速率的复合工况，该方法不再适用。本文额外参考文献 [20-21] 的分析框架，确定了改进后的 PAC 方法检测图边界条件：当相位差绝对值超过 60°(即相位差<−60°)且输入信号侵略性高于 0.06 m/s 时，判定存在 PIO 现象。

图 16(a)显示，PAC 方法在该任务的检测性能为：虚警率为 11.76%，漏报率为 0。图 16(b)表明，该任务工况下，PAC 方法的虚警率为 2.35%，漏报率为 14.29%。图 16(c)显示，该任务条件下，PAC 方法的虚警率为 8.16%，漏报率为 20%。图 16(d)显示，该任务配置下，PAC 方法的虚警率和漏报率分别为 3.90% 和 0。值得注意的是，图 16 还展示了虚警或漏报出现的位置并没有一致性，即可能出现在整个任务的任意时段。

4.2 Klyde 小波变换检测

Klyde 小波变换方法在本文框架下的应用效果如图 17 所示。可以看出，Klyde 的小波变换方法在本文中的应用效果较差，在存在明显 PIO 现象的时段中，仅图 17(d)展示的 S30T07 任务稳定检测到了相位差大于−60°的情况。

产生上述现象的原因可以从 Klyde 的算法中得出，该算法在计算相位差时，采用了在频域范围内加权平均的方法，导致当某一时刻下控制信号存在

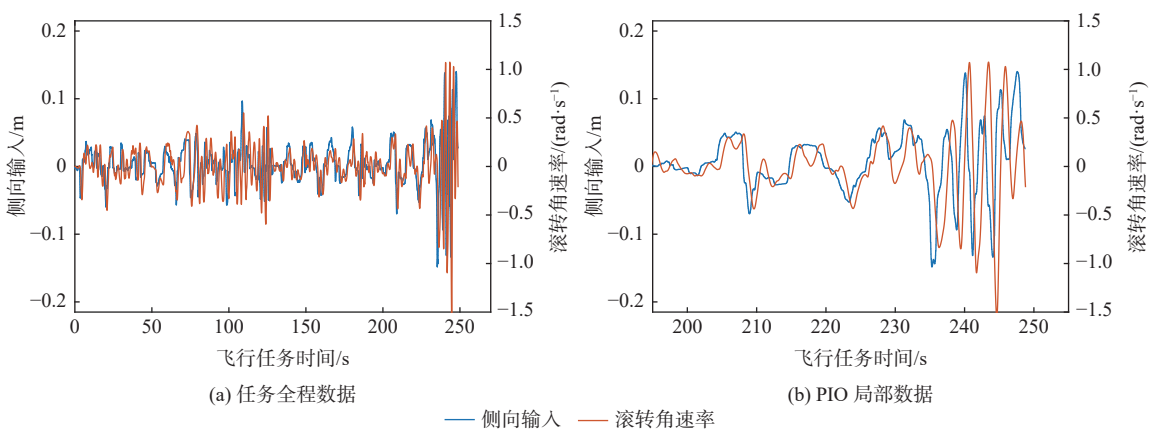
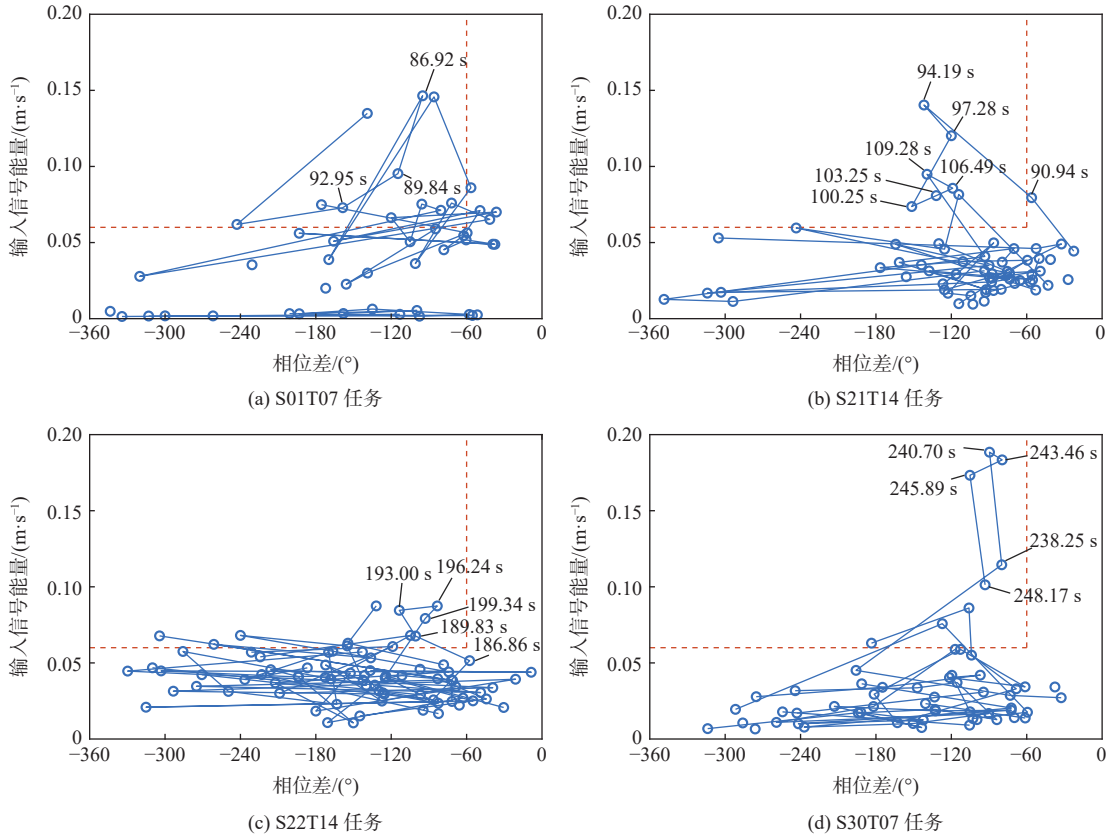


图 15 S30T07 飞行任务、FT4 配置检测结果

Fig. 15 Detection results of flight task S30T07 with task configuration FT4

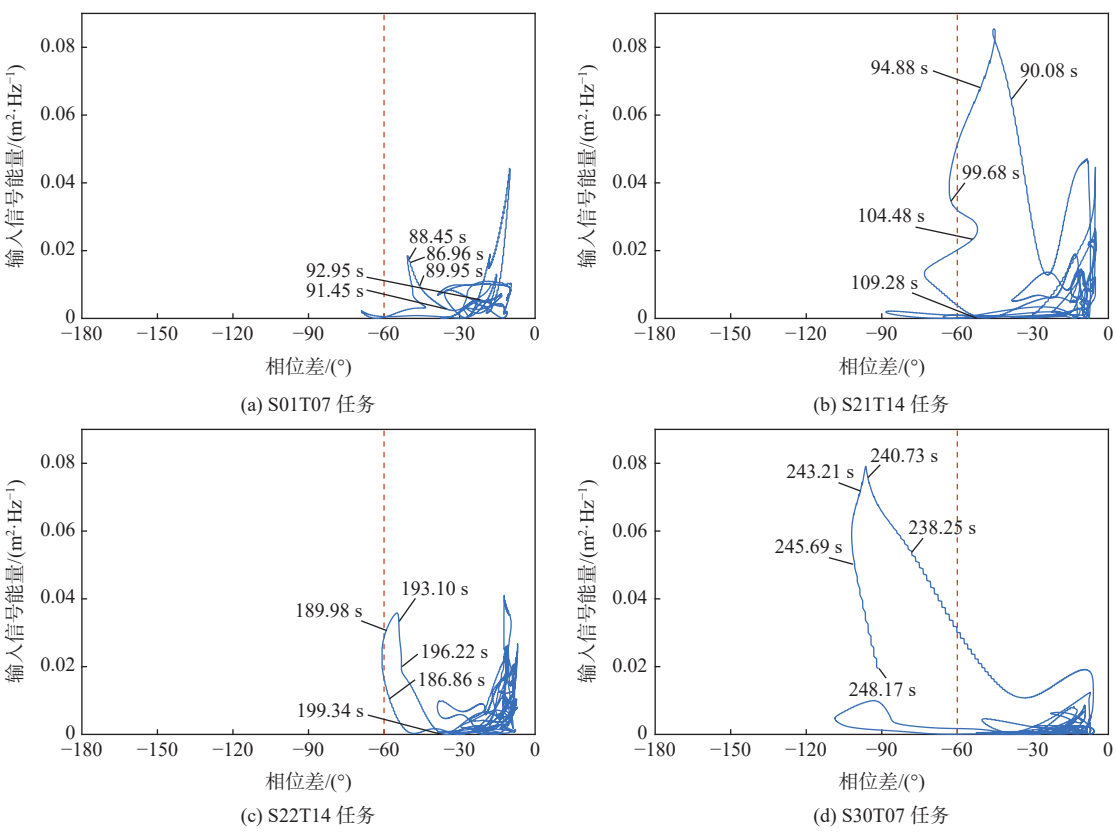


(a) S01T07 任务　(b) S21T14 任务

(c) S22T14 任务　(d) S30T07 任务

图 16　PAC 方法的 PIO 检测

Fig. 16　PIO detection for the PAC method



(a) S01T07 任务　(b) S21T14 任务

(c) S22T14 任务　(d) S30T07 任务

图 17　Klyde 小波变换方法的 PIO 检测

Fig. 17　PIO detection for the Klyde's wavelet transform method

多种频率分量时, 相位差的观测值发生偏移。以 S22T14 任务的 Klyde 小波变换能量谱图为例, 如图 18 所示, 在该任务出现 PIO 现象的时间段内 (186.86～199.34 s, 图中白线间的区域), 控制信号

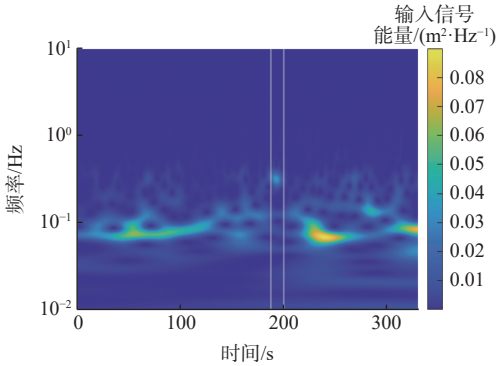


图 18 S22T14 任务输入信号的 Klyde 小波变换能量频谱

Fig. 18 Klyde wavelet transform scalogram of the input signal for task S22T14

的频率为 0.32 Hz、0.12 Hz、0.08 Hz、0.05 Hz 处均出现了信号峰值，而根据 Klyde 的加权平均算法，最终计算得到的加权相位差为−58.64°，未能落在 PIO 检测区域。

4.3 PPWT-PIO 检测

本节根据图 11～图 14 中出现显著 PIO 现象的时刻确定了 PPWT 检测条件：当相位差绝对值超过 60°（即相位差<−60°）且输入信号能量高于 0.3×10^{-7} m²/Hz 时，判定存在 PIO 现象。

图 19 展示了 S01T07 任务的 PIO 趋势。PPTW-PIO 检测方法在该任务下的虚警率为 19.13%，漏报率为 0，虚警率主要集中在 PIO 振荡开始前。

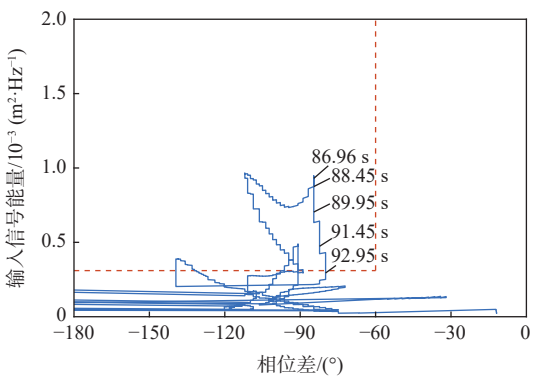


图 19 S01T07 任务的 PPWT-PIO 检测

Fig. 19 PPWT-PIO detection for task S01T07

图 20 为 S21T14 任务的 PIO 趋势示意图。根据图中信息统计出虚警率为 2.63%，漏报率为 2.97%，且该任务下的漏报主要集中在 109.28 s 前后，即 PIO 振荡已经在被试者的控制下接近收敛。

图 21 展示了 S22T14 任务的 PIO 检测结果。结合统计数据表明，该任务下虚警率为 1.73%，漏报率为 12.73%。与上一个任务类似，漏报的情形出现在 199.34 s 之前，同样为 PIO 开始收敛的时间段。

图 22 为 S30T07 任务的 PIO 检测图。统计数据结果显示，该任务下虚警率为 3.58%，漏报率为 0。与

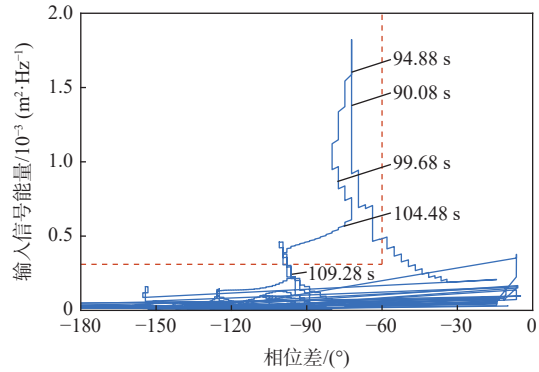


图 20 S21T14 任务的 PPWT-PIO 检测

Fig. 20 PPWT-PIO detection for task S21T14

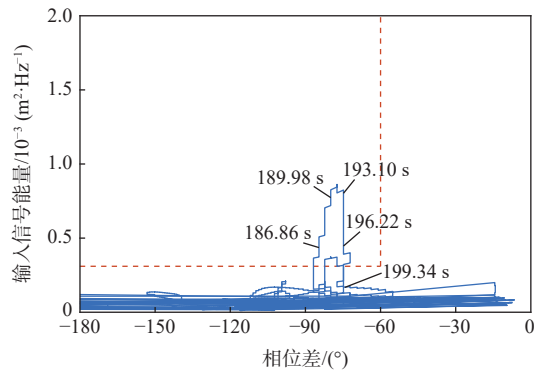


图 21 S22T14 任务的 PPWT-PIO 检测

Fig. 21 PPWT-PIO detection for task S22T14

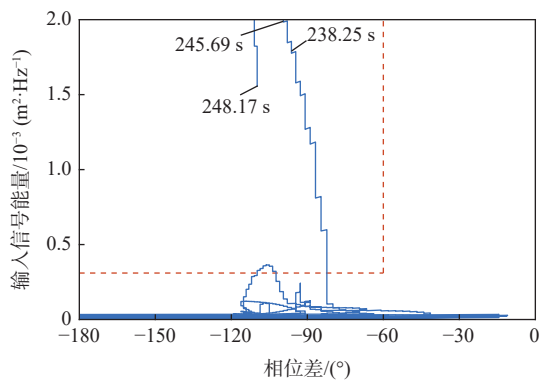


图 22 S30T07 任务的 PPWT-PIO 检测

Fig. 22 PPWT-PIO detection for task S30T07

S01T07 任务类似，虚警主要集中在 PIO 振荡开始之前。

4.4 PAC 方法与 PPWT 方法的对比

由于 Klyde 小波变换方法在本文中无法正常检测出 PIO 现象，本节主要对比 PAC 方法和 PPWT 检测方法，如表 5 所示。可知，以 PAC 方法为标准，PPWT 方法虚警率为 PAC 方法的 103.52%，但漏报率仅为 PAC 方法的 45.86%。在可能产生 PIO 导致直升机振荡发散甚至造成严重事故的情形下，漏报率指标的重要性显然高于虚警率。因此，从虚警率和漏报率指标的角度评估，PPWT 方法显著优于 PAC 方法。

表 5　PAC 方法和 PPWT 检测方法的性能对比

Table 5　Performance comparison of PAC method and PPWT detection methods

任务	虚警率/%		漏报率/%	
	PAC	PPWT	PAC	PPWT
S01T07	11.76	19.13	0	0
S21T14	2.35	2.63	14.29	2.97
S22T14	8.16	1.73	20.00	12.73
S30T07	3.90	3.58	0	0

注: PAC方法和PPWT检测方法的平均虚警率分别为6.54%和6.77%, 平均漏报率分别为8.57%和3.93%。

5　结　论

本文提出了改进的 BAT 任务及用于检测 RPC 的 PPWT-PIO 检测方法。通过 Simulink-FlightGear 联合仿真, 设计了直升机 BAT 实验, 探究了 PIO 触发与检测性能。主要研究结论如下:

1) 边界难度困难的阶段, 被试者的航迹误差较小, 撞靶得分较低。

2) 输入延迟与航迹误差呈正相关, 与撞靶得分呈负相关; 输入饱和速率与航迹误差呈负相关, 与撞靶得分呈正相关; 边界难度和输入配置对航迹误差的影响均具有显著性(p<0.001)。

3) 本文涉及的 PIO 方法中, PAC 方法能够检测到正在进行的 PIO 现象, Klyde 的小波变换方法在本文案例中无法正常检测 PIO 现象; 本文提出的 PPWT 检测方法相对于 PAC 方法和 Klyde 小波变换方法具有更好的检测性能。

本文设计并实现了适用于 BAT 任务的直升机模拟飞行平台, 系统性建立了 PIO 行为的触发和检测研究框架, 并提出了性能更好的 PIO 检测方法, 为后续继续研究 PIO 现象的本质提供了可参考的技术路径。

参考文献（References）

[1] Pavel M D, Jump M, Dang-Vu B, et al. Adverse rotorcraft pilot couplings: past, present and future challenges[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2013, 62: 1-51.

[2] Mcruer D T. Aviation safety and pilot control: understanding and preventing unfavorable pilot-vehicle interactions[M]. Washington, D. C. : National Academies Press, 1997.

[3] Padfield G D, Lu L. The potential impact of adverse aircraft-pilot couplings on the safety of tilt-rotor operations[J]. The Aeronautical Journal, 2022, 126(1304): 1617-1647.

[4] U. S. Department of Defense. Flying qualities of piloted airplanes: MIL-F-8785C[S]. Washington, D. C.: U. S. Department of Defense, 1980.

[5] U. S. Department of Defense. Flying qualities of piloted aircraft: MIL-STD-1797A[S]. Washington, D. C.: U. S. Department of Defense, 1990.

[6] Gray W. Boundary-escape tracking: a new conception of hazardous PIO: PA-04179[R]. Edwards AFB: Air Force Flight Test Center, 2004.

[7] Gray W. Boundary avoidance tracking: a new pilot tracking model[C]//Proceedings of the AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2005: 5810.

[8] Craun R, Acosta D M, Beard S D, et al. Boundary avoidance tracking for instigating pilot induced oscillations[C]//Proceedings of the AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference. Reston: AIAA, 2013: 4688.

[9] Yilmaz D, Lu L H, Pavel M, et al. Comparison of simulator platform and flight tasks on adverse rotorcraft pilot coupling prediction[C]//Proceedings of the Vertical Flight Society 70th Annual Forum. Montréal: The Vertical Flight Society, 2014: 1-17.

[10] Babu M D. Investigation of boundary avoidance tracking theory from ocular parameters through simulator and inflight studies[J]. Aerotecnica Missili & Spazio, 2021, 100(4): 303-319.

[11] Wilson J C, Nair S, Scielzo S, et al. Objective measures of cognitive load using deep multi-modal learning: a use-case in aviation[J]. Proceedings of the ACM on Interactive, Mobile, Wearable and Ubiquitous Technologies, 2021, 5(1): 1-35.

[12] Mitchell D G, Klyde D H. This is pilot gain[C]//Proceedings of the AIAA Scitech 2019 Forum. Reston: AIAA, 2019: 0562.

[13] Lu L, Jump M. Pilot modelling for boundary hazard perception and reaction study[C]//Proceedings of the 43rd European Rotorcraft Forum. Milan: AIDAA, 2017: 640-652.

[14] Ji H L, Lu L H, White M D, et al. Advanced pilot modeling for prediction of rotorcraft handling qualities in turbulent wind[J]. Aerospace Science and Technology, 2022, 123: 107501.

[15] Gratton G B, Bromfield M A. Aspects of general aviation flight safety research[C]//Proceedings of the Royal Aeronautical Society 2008 General Aviation Conference. Cambridge: Royal Aeronautical Society, 2008: 1-12.

[16] Afloare A I. Pilot induced oscillations detection using boundary avoidance tracking procedure[J]. The Scientific Bulletin Series D, 2015, 77(4): 1-8.

[17] Wilson J C. Cognition and context-aware computing: towards a situation-aware system with a case study in aviation[D]. Dallas: Southern Methodist University, 2020.

[18] Jones M, Jump M, Lu L, et al. Using the phase-aggression criterion to identify rotorcraft pilot coupling events[C]//Proceedings of the 38th European Rotorcraft Forum 2012. Amsterdam: NLR, 2012: 1-17.

[19] Jones M, Jump M, Lu L H. Development of the phase-aggression criterion for rotorcraft: pilot coupling detection[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36(1): 35-47.

[20] Klyde D H, Mitchell D G, White M D, et al. Assessment of a scalogram-based PIO metric with flight test data[C]//Proceedings of the AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference. Reston: AIAA, 2017: 1641.

[21] Klyde D H, Schulze P C, De Mello R S F, et al. Assessment of a scalogram-based pilot-induced oscillation metric with flight-test and simulation data[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2020, 43(11): 2058-2072.

[22] Jones M, Jump M. Prediction of rotorcraft pilot-induced oscilla-

tions using the phase-aggression criterion 2013 phoenix arizona[C]//Proceedings of the 69th Annual Forum of the American Helicopter Society. Phoenix: American Helicopter Society, 2013.

[23] Xu S T, Tan W Q, Qu X J, et al. Prediction of nonlinear pilot-induced oscillation using an intelligent human pilot model[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(12): 2592-2611.

[24] Mello R S, Klyde D H, Mitchell D G. Aircraft accident investigation using wavelet scalogram-based metric to identify possible PIO signature[C]//Proceedings of the AIAA SCITECH 2023 Forum. Reston: AIAA, 2023: 1367.

[25] Howlett J J. UH-60A black hawk engineering simulation program. Volume 1: mathematical model: SER-70452[R]. Washington, D. C. : The National Aeronautics and Space Administration, 1981.

[26] Talbot P D, Tinling B E, Decker W A, et al. A mathematical model of a single main rotor helicopter for piloted simulation: NAS 1.15: 84281[R]. Washington, D. C. : The National Aeronautics and Space Administration, 1982.

[27] Hilbert K B. A mathematical model of the UH-60 helicopter: NASA-TM-85890[R]. Washington, D. C. : The National Aeronautics and Space Administration, 1984.

[28] Kaplita T T. UH-60 black hawk engineering simulation model validation and proposed modifications: NAS 1.26: 177360[R]. Washington, D. C. : The National Aeronautics and Space Administration, 1986.

[29] MATLAB. Cwt-continuous 1-D wavelet transform[EB/OL]. (2023-04-12)[2025-07-03]. https://ww2.mathworks.cn/help/wavelet/ref/cwt.html.

[30] Xia Q, Marchesoli D, Masarati P, et al. Preliminary study of tracking vs boundary avoidance task effects on rotorcraft pilot involuntary response[C]//Proceedings of the Aerospace Europe Conference 2023-10th EUCASS-9th CEAS Conference. Lausanne: EUCASS, 2023: 1-12.

[31] Wobbrock J O, Findlater L, Gergle D, et al. The aligned rank transform for nonparametric factorial analyses using only anova procedures[C]//Proceedings of the SIGCHI Conference on Human Factors in Computing Systems. New York: ACM, 2011: 143-146.

Triggering and detection of pilot-induced oscillations in boundary avoidance-tracking tasks

XIA Qiuyang[1, 2], LIU Meng[1], WU Hao[1], WANG Zhongshan[1], ZHAO Ruikai[1], ZHU Keyong[1, *]

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Department of Aerospace Science and Technology, Polytecnic University of Milan, Milan 20156, Italy)

Abstract: Pilot-induced oscillation (PIO) represents a critical human factor contributing to rotorcraft accidents. Its triggering mechanism is intrinsically linked to the dynamic characteristics of the rotorcraft-pilot coupling (RPC) system. An innovative multi-task flight simulation experimental platform was constructed based on the boundary avoidance-tracking (BAT) theoretical model. The impacts of two important triggering factors—input configuration and border difficulty—on task performance and the PIO phenomenon were methodically examined using parametric control. Experimental results demonstrate that the designed triggering parameters effectively induced behavioral changes in subjects, thereby affecting their task performance and PIO characteristic responses. Additionally, compared to conventional techniques like the phase-aggression criteria (PAC) method and the Klyde's wavelet transform approach, the improved power-preserving wavelet transform (PPWT) detection method suggested in this study shown better recognition performance. This research refines the PIO research paradigm under the BAT task framework. The proposed "trigger-detection" experimental approach and methodology provide a novel technological pathway for investigating RPC phenomena.

Keywords: pilot-induced oscillation; rotorcraft-pilot coupling; boundary avoidance-tracking; flight simulation; task performance; wavelet transform

Received: 2025-07-18; **Accepted**: 2025-09-26; **Published Online**: 2025-10-11 16:10

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251011.1250.001

* **Corresponding author**. E-mail: zhukeyong@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0614

L-PBF 飞机液压流道悬垂结构表面粗糙度表征及氧化特性实验研究

李定波[1]，刘晓超[1, 2, *]，王梦阳[3]，焦宗夏[1, 4, 5]，姚静[3, 6]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 北京航空航天大学宁波创新研究院，宁波 315800；
3. 燕山大学 机械工程学院，秦皇岛 066004；4. 北京航空航天大学 飞行器一体化控制全国重点实验室，北京 100191；
5. 北京航空航天大学 先进航空机载机电与飞控系统工业和信息化部重点实验室，北京 100191；
6. 燕山大学 河北省重型机械流体动力传输与控制重点实验室，秦皇岛 066004)

摘　　要：激光粉末床熔融 (L-PBF) 作为一种增材制造技术，已经成为制造复杂几何形状零件最具应用前景的技术之一。L-PBF 技术虽然增加了飞机液压流道设计的自由度，但改善流道悬垂结构的表面质量和氧化行为仍是关键挑战。基于此，通过实验探究了激光功率密度、光斑直径和铺粉厚度等关键工艺参数对流道顶部悬垂结构表面粗糙度和氧化特性的影响规律，揭示了悬垂结构表面未完全熔融颗粒和微裂纹的成形机理。通过扫描电子显微镜 (SEM) 对悬垂结构表面的微观形貌进行表征，利用能量色散 X 射线光谱 (EDS) 表征氧元素在完全熔融和未完全熔融区域的分布，揭示不完全熔融与氧化之间的相关性。实验结果表明：较高的激光功率密度不仅会加剧表面粗糙度，同时会促进未完全熔融区域的氧化；对于直径 10 mm 的流道，光斑直径 130 μm、铺粉厚度 40 μm 可以有效降低其顶部的表面粗糙度；未完全熔融区域的氧元素含量远大于未熔融区域和完全熔融区域；完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量均随着成形层数的增加呈下降趋势；使用新鲜粉末不仅可以降低悬垂结构表面粗糙度，还可以降低氧化物含量。研究成果为 L-PBF 技术在飞机液压流道的应用提供了理论依据和实验指导。

关　键　词：激光粉床熔融；悬垂结构；飞机液压流道；表面粗糙度；氧化反应
中图分类号：V229^{+}.5
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2887-12

激光粉末床熔融(laser powder bed fusion, L-PBF)作为一种金属增材制造技术,以高精度和低材料浪费彻底改变了复杂几何形状的生产。L-PBF 技术能够生产具有复杂内部特征的部件,广泛应用于航空航天[1-2]、汽车[3]和生物医学[4]等领域关键部件的制造。飞机液压流道必须满足严格的表面质量、尺寸精度和力学性能要求,以确保其在苛刻的条件下可靠运行。虽然 L-PBF 增加了设计的自由度,为复杂结构零件的制造开辟了新的途径,但对于具有悬垂结构的飞机液压流道来说,仍然具有很大的挑战。

飞机液压流道的内部尺寸较小,如果增加内部支撑结构会导致支撑结构无法取出,进而造成能量损失较大,因此,L-PBF 飞机液压流道在成形时无

收稿日期：2025-09-03；**录用日期**：2025-10-03；**网络出版时间**：2025-10-14 09:10
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251013.1531.003
基金项目：国家自然科学基金 (52205045)；航空科学基金 (2022Z029051001)；浙江省自然科学基金 (LZ24E050006)；航空航天结构力学及控制全国重点实验室（南京航空航天大学）研究基金 (MCAS-E-0224G01)；北京航空航天大学博士研究生卓越学术基金
* **通信作者**. E-mail：liuxiaochaoustb@163.com

引用格式：*李定波，刘晓超，王梦阳，等. L-PBF 飞机液压流道悬垂结构表面粗糙度表征及氧化特性实验研究 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2887-2898. Li D B，Liu X C，Wang M Y，et al. Experimental investigation of overhang structure surface roughness characterization and oxidation characteristic in L-PBF aircraft hydraulic channels [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2887-2898（in Chinese）.*

内部支撑结构。保证流道顶部悬垂区域的尺寸精度和表面质量对L-PBF技术来说是一大挑战。悬垂区域的表面粗糙度会导致液压系统中摩擦增加、流动效率降低和潜在失效点[5-7]。因此,一些学者通过大量实验探究了影响L-PBF流道尺寸精度和表面质量的因素,并提出了提高流道加工质量的相关措施。Thomas[8]通过实验探究了L-PBF成形圆形流道和方形流道的临界尺寸,并制定出一套L-PBF零件的设计规则。Kamat[9]、Li[10]和Zhu[11]等提出通过轮廓补偿设计方法来提高圆形流道的成形精度。Khan等[12]探究了激光功率、扫描速度和扫描层数等工艺参数对水平打印圆形流道内表面粗糙度的影响,提出在悬垂区域使用较低的入射能量可以防止粉末颗粒的过度熔化。Sarkar等[13]发现,在不添加内部支撑的情况下,通过改变工艺参数可以优化流道悬垂区域的表面质量。Tian等[14]分别探究了悬垂结构上、下表面粗糙度不同的潜在机理,并通过优化工艺参数同时提高了上、下2个面的表面质量。Li等[15]提出通过环形梯度工艺可以制造出表面质量和尺寸精度较高的圆形流道。上述学者主要通过降低激光功率密度和优化扫描策略来降低流道悬垂区域的表面粗糙度。然而,除激光功率密度外,还有其他较为关键的工艺参数有待探究,此外,引起流道悬垂结构表面粗糙度较大的潜在机理有待探究。因此,很有必要探究其他工艺参数对流道悬垂区域表面粗糙度的影响规律,并揭示表面缺陷的成形机理。

L-PBF飞机液压流道顶部悬垂区域在成形时会产生未完全熔融颗粒和粘粉现象,不仅会增大飞机液压流道的表面粗糙度,还会因为脱落造成液压系统发生磨损和堵塞,降低系统的寿命。一些学者针对悬垂结构表面未完全熔融颗粒的成形机理和影响因素开展了研究。King等[16]通过研究发现,悬垂结构表面未熔融颗粒成形的原因主要是熔池冷却速度过快。Bugatti等[17]提出一种用于分析复杂特征构建过程中多缺陷演变的新策略来离线分析缺陷的演变规律。Chen等[18]通过实验发现,气体流动和粉末飞溅会加剧悬垂结构表面未熔融颗粒的成形。Feng等[19]认为悬垂结构表面粗糙度较大是熔池边界轨迹轮廓、粉末附着、翘曲变形和浮渣形成共同作用的结果。同时,一些学者通过改进成形工艺、后处理工艺和设计结构来缓解悬垂结构表面因为未熔融颗粒过多引起表面粗糙度较大的问题。Fox等[20]提出通过重熔工艺可以缓解悬垂结构表面上未完全熔融颗粒过多的现象。Feng等[21]提出一种新型的多相射流抛光技术来去除流道内部黏附的粉末和毛刺。Nagalingam等[22]提出的流体动力空化磨料精加工技术可以在不过多损耗流道内壁的基础上有效降低流道内壁的表面粗糙度。Shafagh等[23]探究了磨料射流微加工技术对微型十字交叉流道的磨损效果。Yang等[24]通过实验探究了激光工艺参数和构建角度对悬垂结构表面粗糙度的影响,并通过调整轮廓扫描速度和激光功率来获得光滑的悬垂结构表面。磨粒流后处理工艺虽然可以降低L-PBF液压流道的内表面粗糙度,但应用的局限性较大,且存在损坏液压流道的风险,因此,通过调整成形工艺是目前减少悬垂结构表面未完全熔融颗粒和粘粉现象最有效的方法之一。

L-PBF技术在制造悬垂结构、薄壁结构和内部流道等复杂几何结构上具有显著优势,但成形中的氧化反应是其面临的重大挑战之一。悬垂结构表面因缺乏底层支撑,熔池在高温下暴露时间更长,易与氧气反应生成氧化物,导致表面粗糙度增加、力学性能下降及耐腐蚀性降低。近年来,许多学者通过实验、数值模拟等技术手段探究了L-PBF成形过程中氧化物形成机制、氧化物组成及其对零件性能的影响,并提出了多种控制策略。Raza等[25]探究了不同气氛对L-PBF成形Ti_6Al_4V(TC4)样品中氧元素含量和氧化物性质的影响规律。Soundarapandiyan等[26]通过使用原位高速同步辐射X射线成像技术,探究了不同氧元素含量的TC4粉末对L-PBF零件缺陷的影响。Eo等[27]探究了L-PBF成形过程中熔池氧化和还原的机制及工艺参数对316L零件中氧元素含量变化的影响。Wang等[28]发现退火热处理能够显著改善L-PBF制造的TC4合金的高温氧化抗力。Zhou等[29]以316L不锈钢粉末为实验材料,研究了重度氧化对粉末特性和L-PBF熔化行为的影响。Afroz等[30]对含氧化物的钛合金悬垂结构进行拉伸测试,发现其屈服强度和延伸率均会降低。上述学者对L-PBF零件氧化物的影响因素和后处理工艺进行了探究。然而,针对悬垂结构成形过程中氧化物含量的变化规律和影响因素尚未完全明确。因此,有必要探究悬垂结构表面氧化物的组成和氧元素含量的影响因素,同时揭示微观表面形貌与氧元素含量之间的关联性。

本文通过实验探究了激光功率密度、光斑直径和铺粉厚度对飞机液压流道顶部表面粗糙度的影响规律,还探究了激光功率密度、成形层数和粉末批次对悬垂结构表面未完全熔融颗粒的表面形貌和氧元素含量的影响规律,揭示了金属粉末在不同熔融状态中氧元素含量的变化规律。本文为L-PBF飞机液压流道成形参数的选择提供了参考,对

提高 L-PBF 制造过程中悬垂结构的表面质量和抗氧化性能具有重要意义。

1　材料与方法

1.1　TC4 合金及加工方案

所有样品均使用 Concept Laser M2 Cusing (美国 GE Additive 公司) 打印机制造。TC4 合金具有高强度、耐腐蚀性和轻便性等特点, 因此, 选取 TC4 合金粉末成形。TC4 球形粉末的直径范围为 15～53 μm, 如图 1 所示, 其粒径分布如图 2 所示, 平均粒径为 29.447 μm, 其化学成分如表 1 所示。本文以飞机液压流道中常用的直径为 10 mm 的流道为研究对象来探究关键工艺参数对悬垂结构表面粗糙度的影响, 其结构如图 3(a) 所示。所有流道样品在加工过程中没有内部支撑, 且沿着水平方向放置。流道样品的加工方案如表 2 所示。为揭示流道顶部悬垂区域未完全熔融颗粒的表面特性和影响因素, 本文设计并加工了悬垂结构样品, 如图 3(b) 所示, 其中, n 为悬垂结构成形层数, t 为铺粉厚度。对于单层悬垂结构样品, 激光仅扫描最上层的粉末, 而样品下方堆积的粉末使悬垂结构表面与基板保持分离。然而, 在多层悬垂结构样品的制备过程中, 为解决粉末分布和结构稳定性的问题, 本文设计了一种拱形支撑结构, 如图 3(b) 所示, 该结构不仅确保了悬垂结构表面下方有足够的粉末填充, 有效隔绝其与基板的直接连接, 还能防止铺粉过程中刮刀对悬垂结构表面造成位移或损坏。通过实验探究激光功率密度和成形层数对悬垂结构表面微观形貌和氧元素含量的影响规律, 加工方案如表 3 所示。

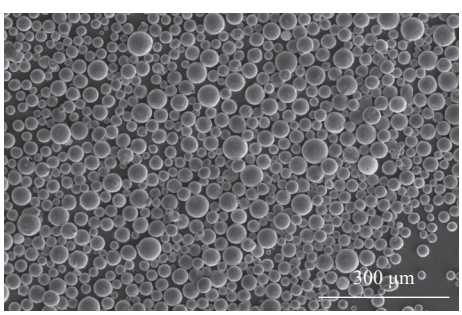


图 1　TC4 粉末的 SEM 图像

Fig. 1　SEM image of TC4 powder

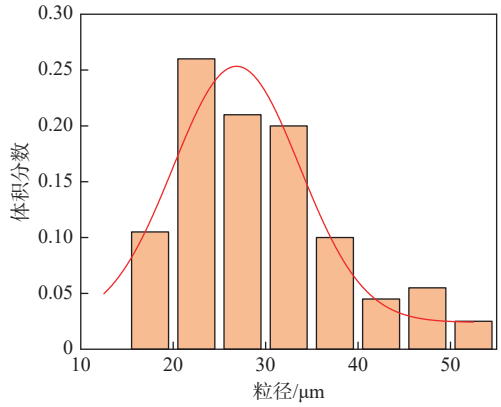


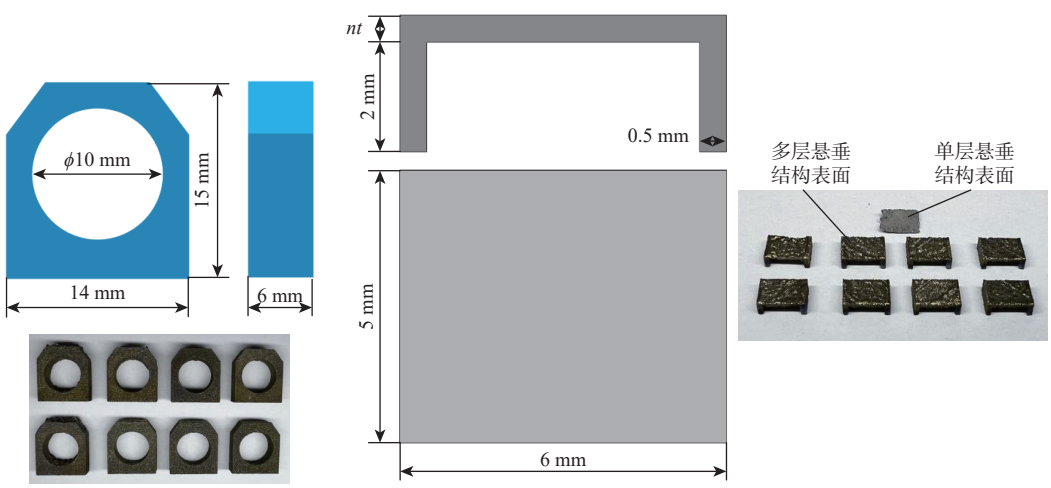
图 2　TC4 粉末粒径分布

Fig. 2　Particle size distribution of TC4 powder

表 1　TC4 粉末化学成分

Table 1　Chemical composition of the TC4 powders

元素	质量分数
Ti	余量
Al	0.055～0.067 5
V	0.035～0.045
Fe	≤0.003 0
Si	≤0.001 5
C	≤0.000 8
N	≤0.000 2
H	≤0.000 05
O	≤0.001 0
其他	≤0.004 0



(a) 圆形流道样品结构　　(b) 悬垂结构样品结构

图 3　圆形流道样品结构及悬垂结构样品结构

Fig. 3　Structures of circular channel sample and overhang structure samples

表 2 圆形流道样品加工参数

Table 2 Processing parameters for circular channel samples

方案	激光功率密度/(J·mm^{-3})	光斑直径/μm	铺粉厚度/μm	点距/μm	扫描间距/μm	扫描策略
1	66、55.5、53.5、48、46、39、35、33、32	130	40	110	110	条带
2	66	90、110、130、150	40	110	110	条带
3	66	130	20、40、60、80	110	110	条带

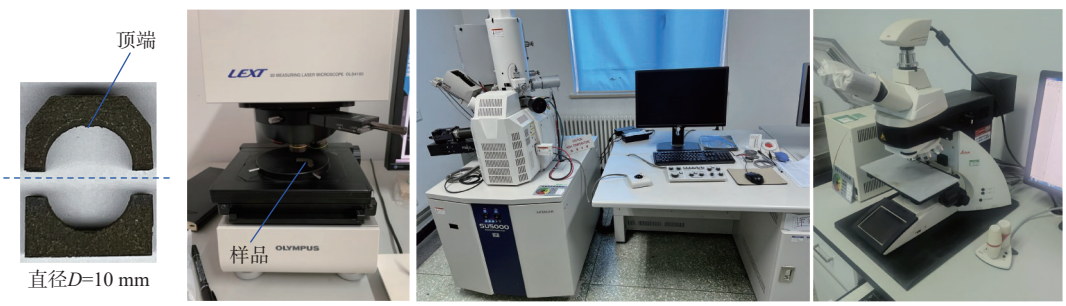
表 3 悬垂结构样品加工参数

Table 3 Processing parameters for overhang structure samples

方案	激光功率/W	扫描速度/(mm·s^{-1})	成形层数	点距/μm	铺粉厚度/μm	扫描间距/μm	光斑直径/μm	扫描策略
1	370	1 700	1	110	40	110	130	条带
2	320	1 800	1	110	40	110	130	条带
3	270	1 900	1	110	40	110	130	条带
4	220	2 000	1	110	40	110	130	条带
5	370	1 700	1、2、3、4、5、6、7、8、9、10	110	40	110	130	条带

1.2 实验和分析方法

L-PBF 飞机液压流道顶部悬垂区域表面受熔池下沉、粘粉和热应力等因素影响会变的很差，因此，以流道顶部的表面粗糙度为标准，如图 4(a) 所示。使用共聚焦激光扫描显微镜 (日本 OLYMPUS 公司，型号为 OLS4100) 测量样品的表面粗糙度，以算术平均粗糙度 R_a 来表征样品的表面粗糙度，如图 4(b) 所示。使用扫描电子显微镜 (scanning electron microscopy, SEM)(日本 HITACHI 公司，型号为 SU5000) 来分析悬垂结构表面的微观形貌，如图 4(c) 所示。利用金相显微镜 (德国 Leica 公司，型号为 DM6000M) 来分析悬垂结构侧边截面的表面形貌，如图 4(d) 所示。



(a) 样品测量位置 (b) 共聚焦激光扫描显微镜 (c) 扫描电子显微镜 (d) 金相显微镜

图 4 样品测量位置及测量仪器

Fig. 4 Measuring position of samples and measuring instrument

2 结果与讨论

2.1 关键工艺参数对悬垂结构表面粗糙度的影响

探究不同激光功率密度对流道顶部表面粗糙度的影响规律，如图 5 所示。可知，流道顶部的表面粗糙度随激光功率密度的增大而增大。过高的激光功率密度会引起金属粉末的过度熔化，导致熔化区域的不均匀和熔池的流动不稳定，冷却固化过程的时间也会较长，进而使表面粗糙度增大。此外，还会导致 L-PBF 成形过程中熔池表面的蒸发和气泡的形成，造成气孔、凹坑等表面缺陷。选取较低的激光功率密度可以有效改善管路内壁的表面质量，但管路的力学性能会降低。因此，工程师需要根据实际需求合理选择工艺参数。

图 6 和图 7 分别展示了不同光斑直径下流道顶部的表面形貌和表面平均粗糙度的测量结果。光斑直径过小或过大都会导致 L-PBF 成形钛合金悬垂结构的表面粗糙度增大，对于直径为10 mm 的流道来说，选择直径为 130 μm 的光斑可以有效降低其顶部的表面粗糙度。当使用直径较小的激光时，其熔化金属粉末产生的熔池过于集中，虽然提高了熔化位置的准确性，但同时会导致局部区域过热的现象，造成熔池边缘固化时不均匀出现颈缩、剥蚀等现象，增加了表面粗糙度。当使用直径较大的激光时，熔池的体积增大，热输入量增加，激光能量的分布较宽，导致熔池流动不稳定。熔池的波动使相变过程的控制更加困难，导致成形表面的平整度下降，增大了表面粗糙度。

综上所述，光斑直径直接影响了熔池的形态和能量分布。直径过小的光斑会导致能量过于集中，

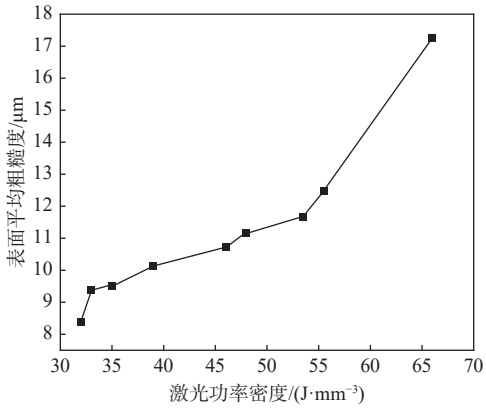
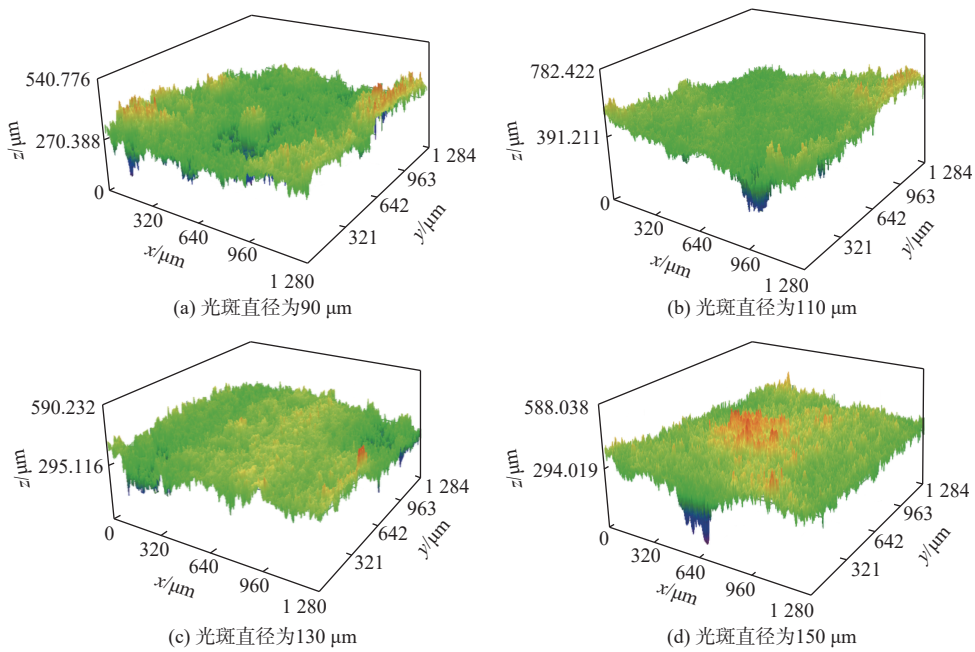


图 5　不同激光功率密度下流道顶部的表面平均粗糙度分布

Fig. 5　Distribution of the surface average roughness at the top of channels for different laser power densities

从而使局部熔化不足，而直径过大的光斑使能量分布不均，导致最终的表面质量下降。因此，合理选择光斑直径对于优化流道的表面质量至关重要，需要在加工过程中找到一个最佳的光斑直径，以实现最佳的熔化效果和表面光洁度。

图 8 和图 9 分别展示了不同铺粉厚度下流道顶部的表面形貌和表面平均粗糙度的测量值。铺粉厚度过小或过大都会导致激光选区熔化 (selective laser melting, SLM) 成形流道顶部的表面粗糙度增大，对于直径 10 mm 的流道来说，选择 40 μm 的铺粉厚度可以有效降低其顶部的表面粗糙度。当激光在粉床上扫描时，较薄的粉床层更容易产生波动，如粉末的飞溅、熔池表面的蒸发和马兰戈尼



(a) 光斑直径为90 μm　(b) 光斑直径为110 μm

(c) 光斑直径为130 μm　(d) 光斑直径为150 μm

图 6　不同光斑直径下流道顶部的表面形貌

Fig. 6　Surface morphology at the top of channels under different spot diameters

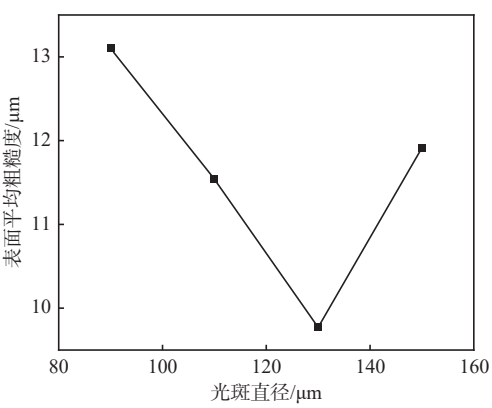


图 7　不同光斑直径下流道顶部的表面平均粗糙度分布

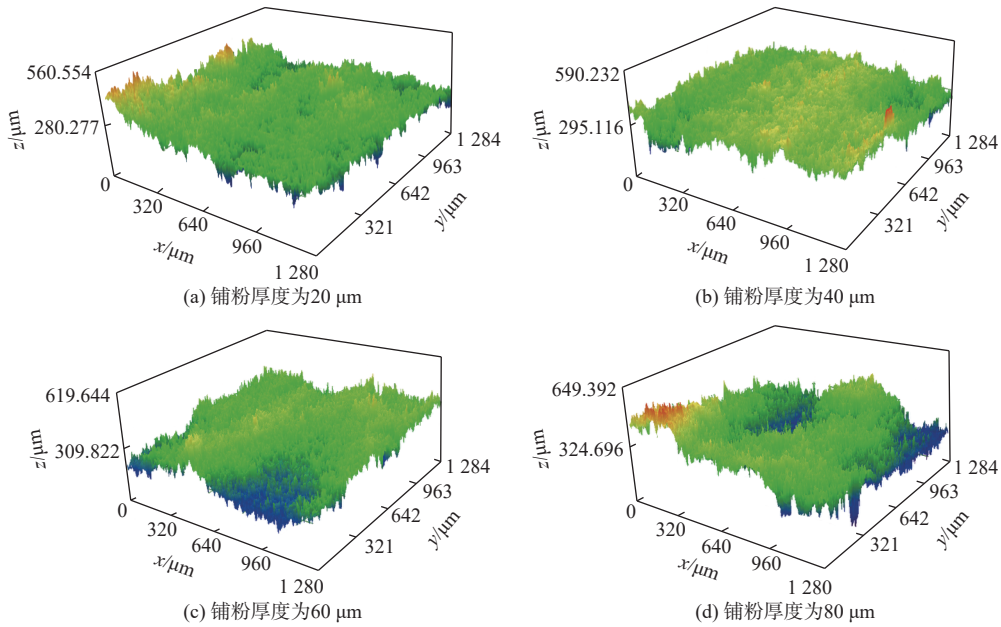
Fig. 7　Distribution of the surface average roughness at the top of channels for different spot diameters

对流等现象，严重影响表面粗糙度。当铺粉厚度较大时，激光能量可能无法穿透粉床，导致熔化深度不足，从而出现局部熔化和过热的现象，其表面附着的未熔融颗粒和粘粉现象会增大表面粗糙度。同时，铺粉厚度过大会增加熔池及周围区域的热积累，使熔池周围很大范围的粉末受热熔化，但其熔化不均的现象增大了表面粗糙度。

综上所述，铺粉厚度无论是过小还是过大，都会影响熔池流动的稳定性和冷却固化速度。铺粉厚度小，冷却固化速度较快，但会导致冷却不均匀，而铺粉厚度大，冷却速度较慢，会引起晶粒粗化、未熔融颗粒成形和粘粉等缺陷。因此，合理选择铺粉厚度对优化流道的内表面质量同样至关重要。

2.2　悬垂结构的微观形貌

图 10 展示了低激光功率密度 (32 J/mm^3) 成形流道悬垂结构样品侧边截面的表面形貌。可知，流道成形时，流道内部存在较多的未熔融孔隙，但顶



(a) 铺粉厚度为20 μm (b) 铺粉厚度为40 μm

(c) 铺粉厚度为60 μm (d) 铺粉厚度为80 μm

图 8 不同铺粉厚度下流道顶部的表面形貌

Fig. 8 Surface morphology at the top of channels under different layer thicknesses

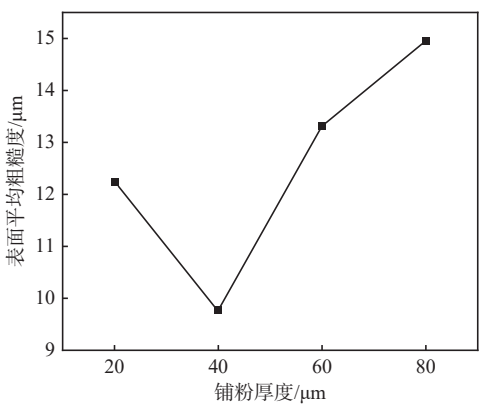
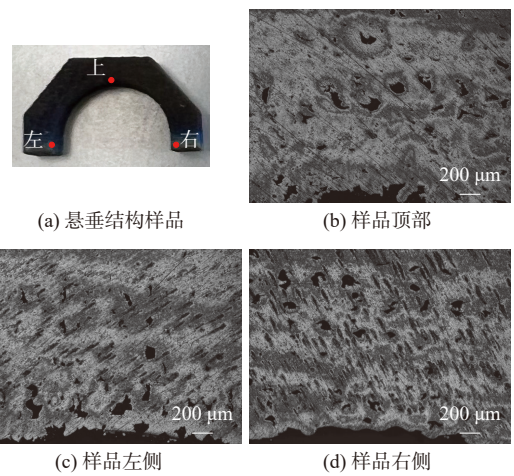


图 9 不同铺粉厚度下流道顶部的表面平均粗糙度分布

Fig. 9 Distribution of the surface average roughness at the top of channels for different layer thicknesses



(a) 悬垂结构样品 (b) 样品顶部

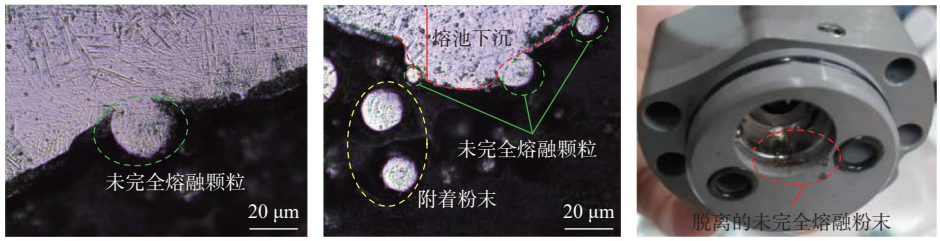
(c) 样品左侧 (d) 样品右侧

图 10 激光功率密度为 32 J/mm^3 时流道悬垂结构侧边截面的表面形貌

Fig. 10 Surface morphology of the side cross section of the channel overhang structure at the laser power density of 32 J/mm^3

部和左、右两侧位置孔隙的大小和位置均不同，说明其影响因素不同。流道顶部在成形时，由于下面没有支撑结构，熔池在重力的影响下会出现下沉，从而填补了部分孔隙，导致流道顶部靠近内壁位置的孔隙较少且尺寸较小，而远离内部的样品内部出现了分布不均匀且尺寸较大的孔隙。此外，受残余应力的影响，流道顶部并没有因为熔池下沉过多导致最终成形塌陷。流道的左侧和右侧在成形时没有悬垂结构，因此，可排除熔池下沉对孔隙和变形的影响。此时，由于金属粉末熔融不完全，导致流道在各个位置出现了分布较为均匀的孔隙，有可能造成其整体力学性能较差。

图 11 展示了单层悬垂结构侧边的表面形貌。可知，当利用 L-PBF 技术成形悬垂结构时，熔池受自身重力影响而出现下沉，此外，熔池底部还存在未完全熔融颗粒和粘粉现象，严重影响了悬垂结构的尺寸精度和表面质量。当利用 L-PBF 技术成形悬垂结构时，熔池下方粉末的支撑力较差，受自身重力的影响而出现了较为严重的下沉现象，如图 11(b)所示。受激光能量分布不均匀、导热不均和熔池流动不稳定等因素的影响，熔池边缘出现了未完全熔融颗粒，如图 11(a) 和图 11(b) 所示。未完全熔融颗粒不仅会导致流道的表面质量下降，还会成为应力集中点而导致流道的力学性能下降。此外，飞机液压流道顶部悬垂区域未完全熔融颗粒与流道基体部分的结合力较差，未完全熔融颗粒在高压液压油的冲击下会脱落，导致液压泵、伺服阀等精密元件发生堵塞，如图 11(c) 所示。熔池底部存在严重的



(a) 未完全熔融颗粒　(b) 熔池下沉　(c) 脱离的未完全熔融粉末

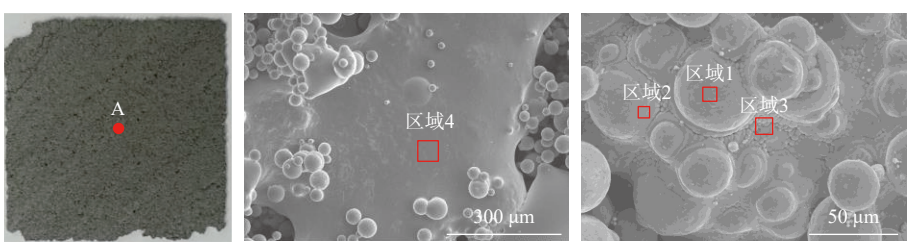
图 11　单层悬垂结构侧边的表面形貌

Fig. 11　Surface morphology of the side edges of single-layer overhanging structures

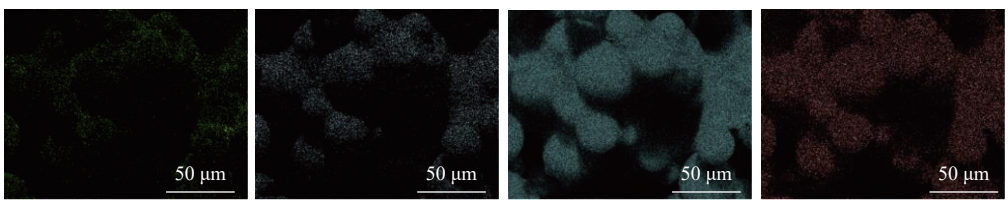
粘粉现象，熔池边缘的粉末颗粒受表面张力的影响被下沉的熔池所吸附，但由于熔池底部区域的流动性较差，导致其不能完全进入熔池，从而在底部形成较为突出的结构。受热的粉末颗粒表面会变湿润而具有黏性，进而吸附下方的粉末颗粒，增大了粘粉的体积。

图 12 展示了单层悬垂结构表面的微观形貌和主要元素分布。为保证实验分析的一致性，仅观察所有悬垂结构样品中心位置 A 的表面形貌，并进行能量色散 X 射线光谱 (energy dispersive spectroscopy, EDS) 测试分析。悬垂结构下表面附着了较多的未熔融颗粒，且在热应力、收缩应力和残余应力等因素的影响下还出现了大量的裂纹，如图 12(b) 所示。在 L-PBF 过程中，高功率密度激光通过聚焦热源快速加热金属粉末颗粒，形成高温熔池。然而，当激光束移除后，熔池迅速冷却，导致极端的温度梯度变化，特别是在悬垂结构的下表面区域，由于冷却速率不均匀，显著的温度差异引发热应力积累，并可能超过材料的抗拉强度极限，从而诱发裂纹的萌生。此外，在熔池凝固阶段，金属材料因体积收缩而产生较大的热收缩应力，这种应力在悬垂结构的下表面尤为明显，进一步增加了裂纹形成的概率。同时，高功率密度激光在逐层扫描过程中，反复施加热循环，加剧了材料内部残余应力的累积效应，这也促进了裂纹的萌生与扩展。飞机液压系统在运行过程中产生的高压载荷会加剧裂纹尖端的应力集中，从而导致裂纹扩展甚至结构失效，这种失效不仅会影响液压流道的密封性和功能性，还可能对整个飞机系统的安全性和可靠性造成严重影响。因此，需严格控制流道悬垂区域的成形质量，通过优化工艺参数及引入后处理技术，减少裂纹萌生和扩展的可能性。

图 12(c) 展示了未熔融颗粒的表面形貌。在高功率密度激光加热过程中，部分粉末颗粒未能完全融入熔池，导致在熔池固化后，其下表面形成了半球形结构。这些未熔融颗粒在表面张力和熔池流动等作用下聚集形成团簇，显著增加了表面的波动性。此外，相邻未熔融颗粒之间的连接区域（波谷处）在内应力的作用下更易产生裂纹，如图 12(c) 中区域 3 所示。进一步分析，对悬垂结构下表面的主要元素分布进行表征，结果如图 12 所示。研究表明，该区域的主要元素包括 Ti、Al、V 和 O，其中，氧元素主要集中在未完全熔融区域。尽管在增材制造过程中通常会充入惰性气体以降低环境中的氧元素含量，但实际操作中，难以完全排除氧气的存在，因此，在高激光能量输入的情况下，氧化反应



(a) 悬垂结构样品　(b) 裂纹　(c) 未熔融颗粒的表面形貌



(d) O　(e) Al　(f) Ti　(g) V

图 12　单层悬垂结构表面形貌及元素分布

Fig. 12　Surface morphology and element distribution of single-layer overhanging structures

仍可能发生。特别是在粉末颗粒未完全熔化或熔池快速冷却时，由于局部温度较高且冷却速率较快，氧化反应更为显著，从而导致氧元素在未熔融区域的富集现象。

通过 EDS 对图 12(b) 和图 12(c) 中标记的 4 个位置的氧元素含量进行表征，如图 13 所示。本文所有通过 EDS 测得的氧元素含量均为质量分数。区域 1 表示未熔融区域，区域 2 和区域 3 均表示未完全熔融区域，但区域 3 存在裂纹，区域 4 表示完全熔融区域。由图 13 可知，未完全熔融区域氧元素含量远大于未熔融区域和完全熔融区域，其中，有大量裂纹的未熔融区域的氧元素含量最高，表明粉末颗粒未完全熔化时的氧化反应最剧烈。为表征悬垂结构表面的氧化物组成，对其进行 X 射线衍射（X-ray diffraction, XRD）测试，如图 14 所示。可知，悬垂结构表面的氧化物主要为 Ti_2O、TiO_2 和 V_7O_3。氧化物的存在会对流道悬垂区域的力学性能产生显著的负面影响，包括降低其强度、延展性和抗疲劳性能等关键指标。此外，由于氧化层本身具有较高的脆性，在外力或热应力的作用下，易成为裂纹萌生和扩展的起源点。因此，由图 12(c) 可以观察到，未完全熔融区域因氧化作用而集中出现了大量裂纹，这些裂纹的存在进一步加剧了飞机液压流道的力学性能退化，可能在实际服役过程中引发早期失效问题。

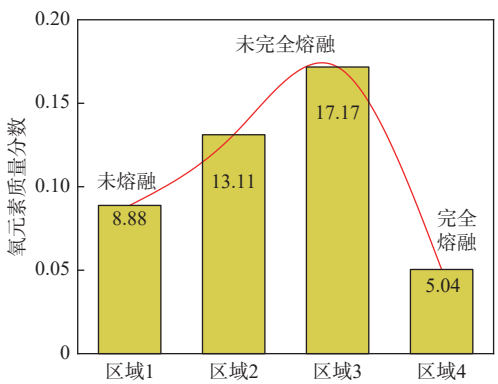


图 13 单层悬垂结构不同区域的氧元素含量

Fig. 13 Oxygen content in different regions of single-layer overhanging structure

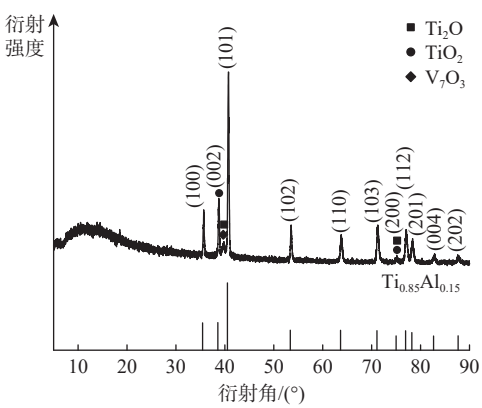


图 14 单层悬垂结构表面的 XRD 测试结果

Fig. 14 XRD test results of single-layer overhanging structure surface

2.3 激光功率密度对氧元素含量的影响

图 15 展示了不同激光功率密度下单层悬垂结构表面的微观形貌。图中的 4 个样品为同一批次成形，所使用的材料为全新 TC4 粉末颗粒。通过 EDS 对图 15 中选定的完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量进行表征分析，其中，区域 1 对应完全熔融区域，区域 2 对应未完全熔融区域。图 16 展示了 4 个样品中完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量分布。可知，未完全熔融区域的氧元素含量随着激光功率密度的增大而增大，表明粉末颗粒的未完全熔融会加剧氧化反应。此外，熔融区域的氧元素含量随着激光功率密度的增大呈先增大后减小的趋势。当激光功率密度增加时，熔池温度逐渐升高，氧化反应增强，导致氧元素含量先增加。然而，随着激光功率密度进一步增大，

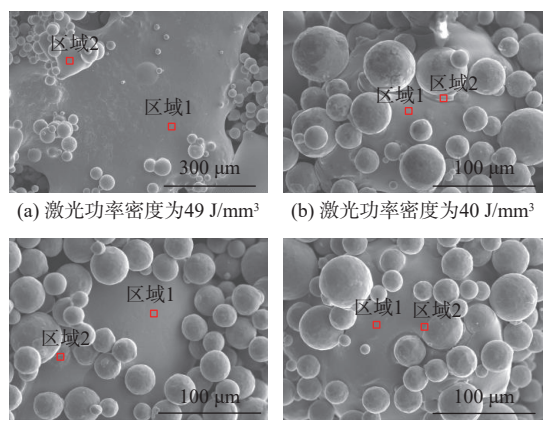


图 15 不同激光功率密度下单层悬垂结构的表面形貌

Fig. 15 Surface morphology of the single-layer overhanging structure at different laser power densities

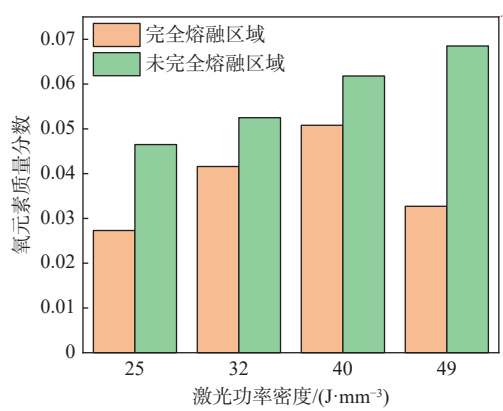


图 16 激光功率密度对不同区域氧元素含量的影响

Fig. 16 Effect of laser power density on oxygen content in different regions

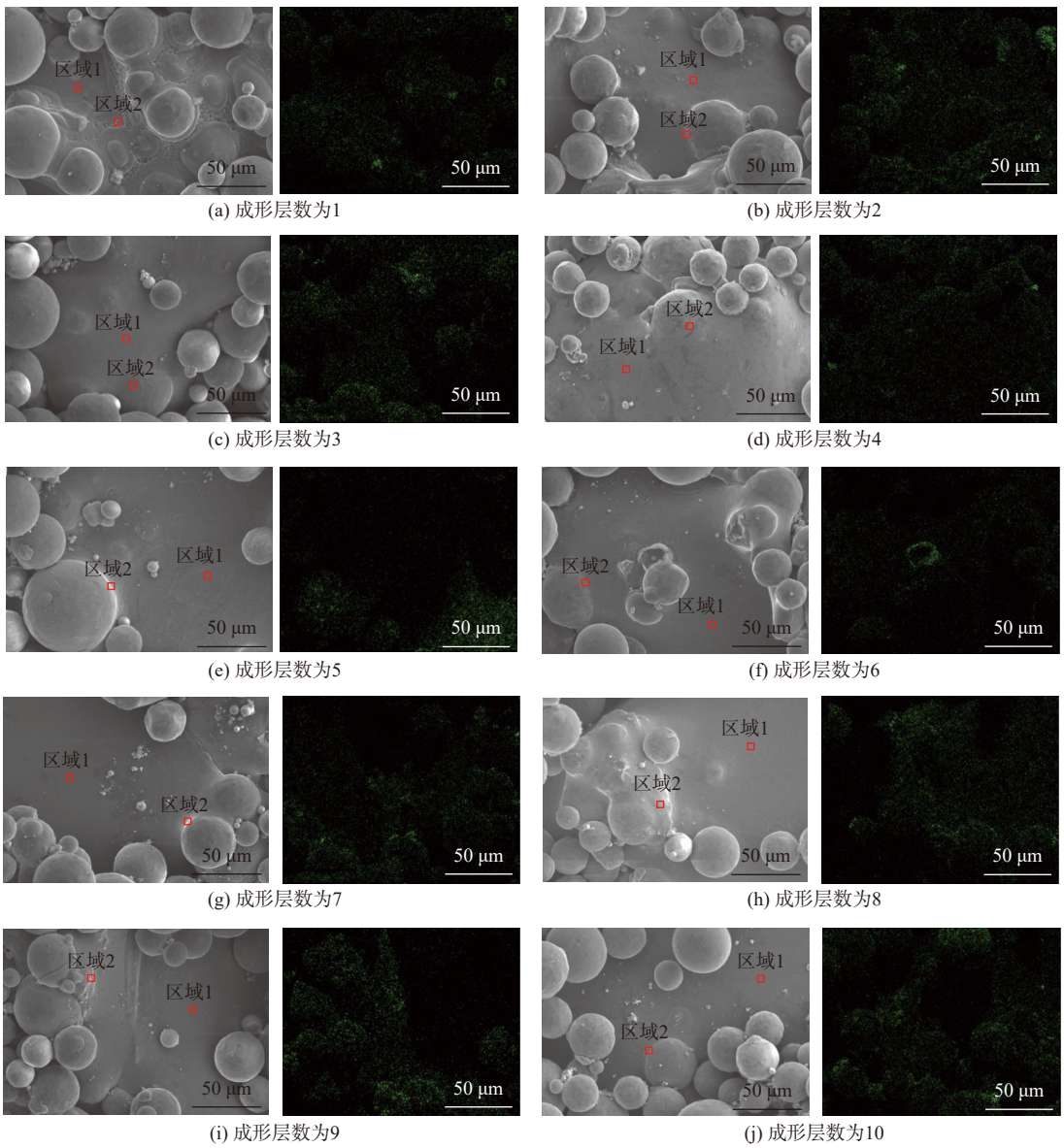
完全熔融区域的氧元素含量呈下降的趋势, 这是因为当熔池温度过高, 一些氧化物可能会被熔池流动或气体流动带走, 导致表面的氧元素含量下降, 还有可能是因为高激光功率密度下, 熔池会经历更快速的冷却过程, 而溶解在液态金属中的氧气在凝固过程中迅速析出, 降低了氧元素的含量。因此, 在加工飞机液压流道的悬垂结构时选择较低的激光功率密度, 不仅可以有效减少悬垂结构表面的氧化物含量, 还能显著改善表面质量, 从而提升流道的整体性能和可靠性。

2.4　成形层数对氧元素含量的影响

图 17 展示了不同成形层数下悬垂结构表面的微观形貌及氧元素含量分布。可知, 随着成形层数的增加, 悬垂结构表面未熔融颗粒的现象逐步得到了缓解。激光在熔化上层粉末时会击穿已固化结构, 重熔下层实体层, 从而使第 1 层悬垂结构表面熔融更加充分, 提高了表面质量。图 17 中的 10 个样品为同一批次成形而成, 使用的是图 15 中 4 个样品剩余的 TC4 粉末, 即第 2 次重复使用的粉末颗粒。利用 EDS 对图中选取的完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量进行表征, 其中, 区域 1 表示完全熔融区域, 区域 2 表示未完全熔融区域, 如图 18 所示。可知, 完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量均随着成形层数的增加呈整体下降趋势。该现象的原因可能是随着成形层数增加, 由于热量积累, 熔池的温度和能量输入逐渐增大, 导致一些已形成的氧化物发生还原反应或被挥发。此外, 成形过程中, 气氛的变化、冷却速率的变化及多层材料的熔化与固化等因素也有可能降低悬垂结构表面氧元素的含量。

2.5　粉末批次对氧元素含量的影响

图 19 展示了不同批次粉末成形单层悬垂结构



(a) 成形层数为1　(b) 成形层数为2

(c) 成形层数为3　(d) 成形层数为4

(e) 成形层数为5　(f) 成形层数为6

(g) 成形层数为7　(h) 成形层数为8

(i) 成形层数为9　(j) 成形层数为10

图 17　不同成形层数下悬垂结构的表面形貌及氧元素含量分布

Fig. 17　Surface morphology and oxygen distribution of overhanging structure with different numbers of fabrication layers

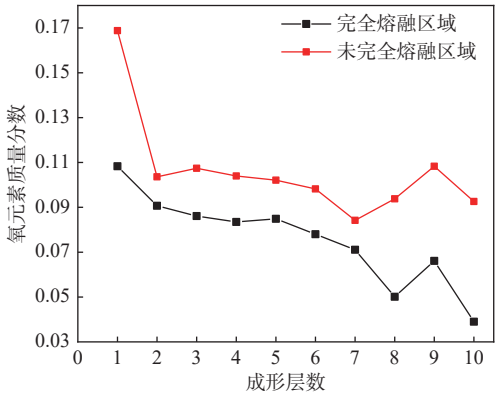
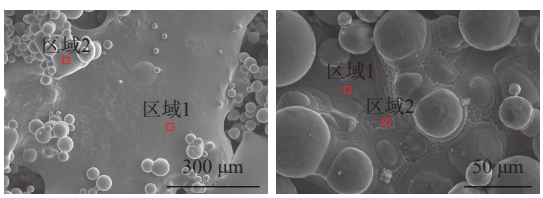


图 18 成形层数对不同区域氧元素含量的影响

Fig. 18 Effect of numbers of fabrication layers on oxygen content in different regions



(a) 新鲜粉末 (b) 回收粉末

图 19 不同批次粉末成形单层悬垂结构的表面形貌

Fig. 19 Surface morphology of the single-layer overhanging structure manufactured by different batches of powder

表面的微观形貌。可知，使用剩余回收的粉末颗粒会加剧悬垂结构表面未熔融颗粒的形成，裂纹的产生和扩展也更加明显，使悬垂结构表面的脆性增加，延展性降低。回收粉末的质量较差，形状不规则的粉末颗粒会导致粉末的流动性较差，影响熔池的稳定性。熔池流动不稳定会导致局部温度梯度过大，引起应力集中，从而引发裂纹的产生。此外，回收粉末的表面已经形成了氧化膜，降低了熔化效率和导热性能，导致悬垂结构表面形成了较多的未完全熔融颗粒。利用 EDS 对图中选取的完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量进行表征，其中，区域 1 表示完全熔融区域，区域 2 表示未完全熔融区域，如图 20 所示。可知，使用回收粉末使单层悬垂结构表面的氧元素含量大幅度提高。相较于首批新鲜粉末，回收粉末经过多次加热和冷却，表面发生了氧化反应，形成了氧化物。图 21 展示了回收粉末的 XRD 测试结果。图谱存在显著的低角度宽化背景峰(约 10°～35°)，表明粉末表面已形成非晶态氧化层，结晶度偏低，峰形宽化且信噪比较差，证明其氧化程度严重。此外，回收粉末表面的氧化膜和形状的不规则导致熔池的传热传质行为发生波动，进一步促进了氧化反应的发生，使悬垂结构表面的氧元素含量较高。因此，在制造飞机液压流道时，应使用新鲜粉末，或优化粉末的回收和处理过程，以提高粉末颗粒的质量和流动性。

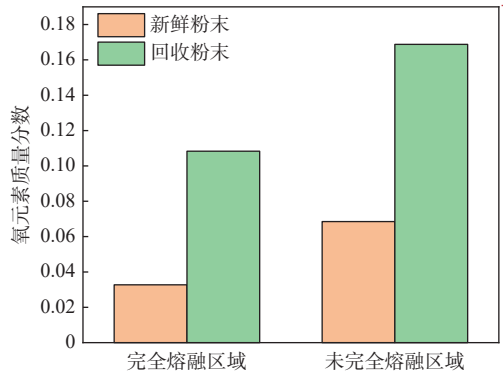


图 20 粉末批次对不同区域氧元素含量的影响

Fig. 20 Effect of powder batches on oxygen content in different regions

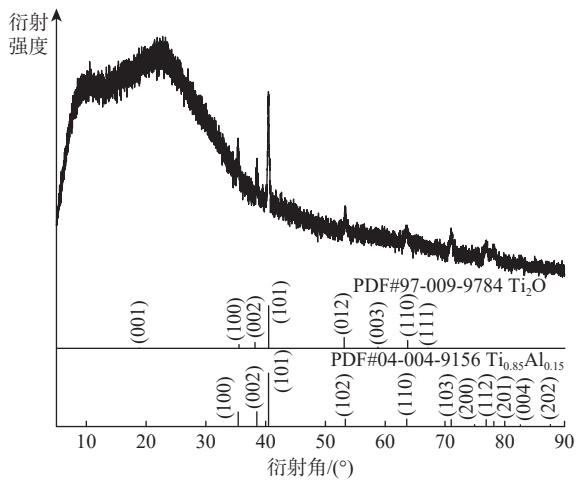


图 21 回收粉末的 XRD 测试结果

Fig. 21 XRD test results of the recycled powder

3 结 论

本文通过实验探究了激光功率密度、光斑直径和铺粉厚度对飞机液压流道顶部表面粗糙度的影响规律。通过 SEM、EDS 和金相显微镜对悬垂结构表面的微观形貌和物相组成进行了表征和分析。此外，通过实验探究了激光功率密度、成形层数和粉末批次对悬垂结构表面未完全熔融颗粒表面形貌和氧元素含量的影响规律，揭示了金属粉末在不同熔融状态中氧元素含量的变化规律。主要结论如下：

1）当激光功率密度过高时，局部热积累和热循环效应会对表面形貌产生负面影响，从而导致表面粗糙度增大，因此，流道顶部的表面粗糙度随激光功率密度的增大而增大。直径过小的光斑会导致能量过于集中，从而使局部熔化不足，而直径过大的光斑会使能量分布不均，导致最终的表面质量下降。此外，铺粉厚度无论是过小还是过大，都会影响熔池流动的稳定性和冷却固化速度。因此，光斑直径和铺粉厚度过小或过大都会导致 SLM 成形流道顶

部的表面粗糙度增大，工程师需要根据其他工艺参数和流道尺寸选择合理的光斑直径和铺粉厚度。

2）受激光能量分布不均匀、导热不均和熔池流动不稳定等因素的影响，悬垂熔池边缘会出现未完全熔融颗粒，同时，受冷却速度和高能激光输入等因素的影响发生氧化反应。根据熔融状态可将悬垂结构下表面分为完全熔融、未完全熔融和未熔融 3 个区域，其中，未完全熔融区域的氧化反应较为剧烈，导致该区域的氧元素含量远大于未熔融区域和完全熔融区域。在氧化层的脆性影响下，未完全熔融区域形成和扩展的局部裂纹最多。

3）合理地选择激光功率、成形层数和粉末批次可以有效降低氧化物含量。选择低激光功率密度加工悬垂结构，不仅可以降低悬垂结构表面的氧化物含量，还可以提高表面质量。完全熔融区域和未完全熔融区域的氧元素含量均随着成形层数的增加呈整体下降趋势。在成形悬垂结构时，使用首批粉末可以有效提高表面质量，并降低氧化物含量。

参考文献（References）

[1] Wang Q, Kong D Y, Zhou S H, et al. Micro-structure evolution, precipitation behavior and strengthening mechanism of Ni-Cr-Mo system steel fabricated via laser powder bed fusion and subsequent quenching control[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2025, 38(3): 103221.

[2] Li F F, Zhu J H, Zhang W H, et al. Combined anisotropic and cyclic constitutive model for laser powder bed fusion fabricated aluminum alloy[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2025, 38(1): 102973.

[3] Yang J, Li B, Liu J, et al. Application of additive manufacturing in the automobile industry: a mini review[J]. Processes, 2024, 12(6): 1101.

[4] Joshua R J N, Raj S A, Sultan M T H, et al. Powder bed fusion 3D printing in precision manufacturing for biomedical applications: a comprehensive review[J]. Materials, 2024, 17(3): 769.

[5] Liu X C, Li D B, Qi P Y, et al. A local resistance coefficient model of aircraft hydraulics bent pipe using laser powder bed fusion additive manufacturing[J]. Experimental Thermal and Fluid Science, 2023, 147: 110961.

[6] Zhou L, Zhu Y, Liu H H, et al. A comprehensive model to predict friction factors of fluid channels fabricated using laser powder bed fusion additive manufacturing[J]. Additive Manufacturing, 2021, 47: 102212.

[7] Bartlett J L, Li X D. An overview of residual stresses in metal powder bed fusion[J]. Additive Manufacturing, 2019, 27: 131-149.

[8] Thomas D. The development of design rules for selective laser melting[D]. Cardiff: Cardiff Metropolitan University, 2009: 160-182.

[9] Kamat A M, Pei Y T. An analytical method to predict and compensate for residual stress-induced deformation in overhanging regions of internal channels fabricated using powder bed fusion[J]. Additive Manufacturing, 2019, 29: 100796.

[10] Li D B, Liu X C, Hou P Y, et al. Deformation prediction and shape compensation model of circular channels using laser powder bed fusion[J]. Journal of Materials Research and Technology, 2023, 27: 3968-3978.

[11] Zhu Y, Zhou L, Wang S, et al. On friction factor of fluid channels fabricated using selective laser melting[J]. Virtual and Physical Prototyping, 2020, 15(4): 496-509.

[12] Khan H M, Dirikolu M H, Koç E. Parameters optimization for horizontally built circular profiles: numerical and experimental investigation[J]. Optik, 2018, 174: 521-529.

[13] Sarkar S, Porwal A, Yaswanth N, et al. A study on effect of different process parameters on the quality of overhang surface produced by selective laser melting[C]//Proceedings of the 2018 13th International Manufacturing Science and Engineering Conference. New York: ASME, 2018: V001T01A006.

[14] Tian Y P, Ren H L, He J, et al. Surface roughness improvement of Ti-6Al-4V alloy overhang structures via process optimization for laser-powder bed fusion[J]. Journal of Manufacturing Processes, 2024, 110: 434-446.

[15] Li D B, Liu X C, Hou P Y, et al. Experimental investigation of the annular gradient process for circular channels using laser powder bed fusion[J]. Optics & Laser Technology, 2024, 179: 111393.

[16] King W E, Anderson A T, Ferencz R M, et al. Laser powder bed fusion additive manufacturing of metals: physics, computational, and materials challenges[J]. Applied Physics Reviews, 2015, 2(4): 041304.

[17] Bugatti M, Semeraro Q, Colosimo B M. Effect of overhanging surfaces on the evolution of substrate topography and internal defects formation in laser powder bed fusion[J]. Journal of Manufacturing Processes, 2022, 77: 588-606.

[18] Chen Z E, Wu X H, Tomus D, et al. Surface roughness of selective laser melted Ti-6Al-4V alloy components[J]. Additive Manufacturing, 2018, 21: 91-103.

[19] Feng S C, Kamat A M, Sabooni S, et al. Experimental and numerical investigation of the origin of surface roughness in laser powder bed fused overhang regions[J]. Virtual and Physical Prototyping, 2021, 16(Sup1): S66-S84.

[20] Fox J C, Moylan S P, Lane B M. Effect of process parameters on the surface roughness of overhanging structures in laser powder bed fusion additive manufacturing[J]. Procedia CIRP, 2016, 45: 131-134.

[21] Feng J Y, Zhang Z Y, Yu S Q, et al. Novel multiphase jet polishing for complicated structured components produced by laser powder bed fusion[J]. Additive Manufacturing, 2023, 72: 103634.

[22] Nagalingam A P, Yuvaraj H K, Santhanam V, et al. Multiphase hydrodynamic flow finishing for surface integrity enhancement of additive manufactured internal channels[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2020, 283: 116692.

[23] Shafagh S, Papini M. The effects of blast lag in abrasive jet machined micro-channel intersections[J]. Precision Engineering, 2020, 62: 162-169.

[24] Yang T, Liu T T, Liao W H, et al. Effect of processing parameters on overhanging surface roughness during laser powder bed fusion of $AlSi_{10}Mg$[J]. Journal of Manufacturing Processes, 2021, 61: 440-453.

[25] Raza A, Pauzon C, Dubiez-Le Goff S, et al. Effect of processing gas

on spatter generation and oxidation of $TiAl_6V_4$ alloy in laser powder bed fusion process[J]. Applied Surface Science, 2023, 613: 156089.

[26] Soundarapandiyan G, Leung C L A, Johnston C, et al. In situ monitoring the effects of Ti_6Al_4V powder oxidation during laser powder bed fusion additive manufacturing[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2023, 190: 104049.

[27] Eo D R, Chung S G, Jeon J M, et al. Melt pool oxidation and reduction in powder bed fusion[J]. Additive Manufacturing, 2021, 41: 101982.

[28] Wang Z, Huang S, Lu H F, et al. The role of annealing heat treatment in high-temperature oxidation resistance of laser powder bed fused Ti_6Al_4V alloy subjected to massive laser shock peening treatment[J]. Corrosion Science, 2022, 209: 110732.

[29] Zhou W W, Takase N, Dong M Q, et al. Elucidating the impact of severe oxidation on the powder properties and laser melting behaviors[J]. Materials & Design, 2022, 221: 110959.

[30] Afroz L, Das R, Qian M, et al. Fatigue behaviour of laser powder bed fusion (L-PBF) Ti-6Al-4V, Al-Si-Mg and stainless steels: a brief overview[J]. International Journal of Fracture, 2022, 235(1): 3-46.

Experimental investigation of overhang structure surface roughness characterization and oxidation characteristic in L-PBF aircraft hydraulic channels

LI Dingbo[1], LIU Xiaochao[1, 2, *], WANG Mengyang[3], JIAO Zongxia[1, 4, 5], YAO Jing[3, 6]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Ningbo Institute of Technology, Beihang University, Ningbo 315800, China;
3. School of Mechanical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China;
4. National Key Laboratory of Aircraft Integrated Flight Control, Beihang University, Beijing 100191, China;
5. Key Laboratory of Advanced Aviation Airborne Electromechanical and Flight Control Systems, Ministry of Industry and Information Technology, Beihang University, Beijing 100191, China;
6. Hebei Provincial Key Laboratory of Heavy Machinery Fluid Power Transmission and Control, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: Laser powder bed fusion (L-PBF), as one of the additive manufacturing technologies, has become one of the most promising techniques for producing components with complex geometries. While L-PBF enhances design freedom for aircraft hydraulic channels, challenges such as improving surface quality and oxidation behavior in overhang structures remain critical issues. This research experimentally investigates the effects of key process parameters, including laser power density, spot diameter, and layer thickness, on the surface roughness and oxidation behavior of the top overhang surfaces of hydraulic channels. The formation mechanisms of incompletely molten particles and microcracks on overhang surfaces are revealed. The microstructure of the overhang surfaces is examined using scanning electron microscopy (SEM), and the distribution of oxygen in fully and partially molten regions is examined using energy dispersive spectroscopy (EDS) to clarify the relationship between incomplete melting and oxidation. Experimental results show that higher laser power densities not only exacerbate surface roughness but also promote oxidation in incompletely molten areas. For hydraulic channels with a diameter of 10 mm, the spot diameter of 130 μm, and layer thickness of 40 μm effectively reduce surface roughness at the top of the channel. Compared to unmelted and fully molten regions, the oxygen level in partially molten regions is much higher. Both the oxygen content in molten and incompletely molten regions decreases with increasing layer count during fabrication. Using fresh powder reduces both the surface roughness of overhang structures and the oxide content. This study provides theoretical insights and practical guidance for the application of L-PBF technology in aircraft hydraulic channels.

Keywords: laser powder bed fusion; overhang structure; aircraft hydraulic channel; surface roughness; oxidation reaction

Received: 2025-09-03; **Accepted**: 2025-10-03; **Published Online**: 2025-10-14 09:10

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251013.1531.003

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52205045); Aeronautical Science Foundation of China (2022Z029051001); Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (LZ24E050006); Research Fund of State Key Laboratory of Mechanics and Control for Aerospace Structures (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics) (MCAS-E-0224G01); Academic Excellence Foundation of BUAA for PhD Students

* **Corresponding author**. E-mail: liuxiaochaoustb@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0683

基于模糊推理的飞机着陆距离实时预测

黄希[1]，赵昊罡[2]，薛源[2]，杨弘[3]，刘慧欣[1]，齐鹏远[1,*]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 中国航空工业集团有限公司第一飞机设计研究院，西安 710089；3. 中国商用飞机有限责任公司上海飞机设计研究院，上海 201210)

摘 要：为有效预防飞机着陆冲出跑道事故，针对现有着陆距离预测方法在实时性和处理非线性动态过程中的局限性，提出一种基于模糊推理的飞机着陆距离混合预测算法。基于着陆过程3个动态特性各异的阶段，融合多种预测策略：在下滑阶段，使用地速矢量映射法预测；在滑跑阶段，使用轨迹解析法预测；在状态变化剧烈、难以精确建模的拉平阶段，使用基于Mamdani型模糊推理法预测。提出多工况、高保真仿真平台验证方法，可在紊流风场动态环境中实现对着陆距离的实时预测，拉平距离预测误差小于35 m，算法单次预测平均耗时小于3 ms，满足实时决策需求，为提升着陆安全裕度提供了一种可行的工程策略方法。

关 键 词：着陆距离；实时预测；模糊推理；安全增强；智能决策

中图分类号：V328; V271

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2899-13

飞机着陆作为飞行过程中对安全要求最高的阶段之一，始终是航空安全领域关注的焦点。据统计，着陆阶段是飞行事故的高发期。根据国际航空运输协会(International Air Transport Association, IATA)报告显示，2005—2023年，着陆阶段事故总数占IATA全球事故数据库总数的53%，共746起[1]。飞机冲出跑道作为着陆阶段所有飞行事故中最为常见且后果严重的事故类型，占着陆阶段事故总数的一半以上，根据IATA报告显示，2005—2023年间，该类事故共造成268人死亡。由此可见，飞机冲出跑道事故严重威胁乘客生命安全，并给航空公司带来巨额的经济损失。

飞机冲出跑道事故具有明显的危险性和复杂性，其发生并非由单一因素造成，而是天气状况、跑道条件、飞机系统状态及飞行员操作等多重因素综合作用的结果[2-3]。飞行员在着陆瞬间需要处理大量信息，并迅速做出精准判断，任何一个环节的疏忽都可能导致灾难性的后果。为有效预防此类事故，提升飞机的着陆安全性，行业内一直在寻求更有效的技术解决方案，开发能够实时、准确预测着陆距离的机载系统，已成为提升航空安全的关键研究方向[4]。该类系统能够在着陆前为飞行员提供关键的决策支持，及时预警潜在的冲出跑道风险，从而显著增强飞行安全裕度。因此，为保障民航飞行安全，开展针对飞机着陆距离预测方法的研究具有重要意义。

针对着陆距离预测这一核心技术问题，国内外学者的研究路径主要分为2类：基于物理模型的机理解析方法和基于数据驱动的机器学习方法。在机理解析方法方面，研究人员致力于通过动力学建模精确描述着陆过程。陈红英等对飞机着陆过程进行了分段建模，并通过求解各阶段的动力学方程预测着陆距离[5]。在此基础上，部分学者进一步细化了模型对复杂条件的适应性，如杨军利等针对湿滑及污染跑道建立了计算模型[6]，Némcthová等深入分析了温度和风等实际环境因素对着陆距离的影

收稿日期：2025-09-26；录用日期：2025-11-14；网络出版时间：2025-11-25 16:02
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251125.1352.003
*通信作者. E-mail：qipengyuan@buaa.edu.cn

引用格式：黄希，赵昊罡，薛源，等. 基于模糊推理的飞机着陆距离实时预测[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2899-2911.
Huang X，Zhao H G，Xue Y，et al. Real-time landing distance prediction for aircraft based on fuzzy inference[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2899-2911 (in Chinese).

响[7]。此外，亦有学者致力于对现有经验模型的修正与完善，如Takahashi指出Roskam经验方程在应用于亚声速客机时的不准确性，提出了一组新的经验方程[8]。与此同时，随着数据科学和人工智能技术的发展，基于数据驱动的预测方法也取得了丰富的研究成果，如经典机器学习算法的研究应用等，温瑞英等将支持向量机应用于该问题[9]，Qian等采用改进的极限学习机进行预测[10]。随着计算机数据处理性能的提升，深度学习模型因其强大的非线性拟合与泛化能力而备受关注。Zhao等利用波音性能软件数据构建了BP神经网络模型[11]，Kong等利用美国国家航空航天局的开源飞行数据，将长短期记忆网络应用于着陆距离计算，并提出多步滚动预测策略，展现了深度学习在该领域的应用潜力[12]。

上述研究方法在理论探索上各有其优势，但在构建实时机载着陆距离预测系统时，存在一定的局限性。一方面，基于物理模型的机理解析方法主要依据飞行手册或民航规章中的标准条件进行计算，使其难以充分考虑飞机在进近着陆过程中瞬息万变的实际状态，限制了其在实时预测场景下的准确性和适用性。另一方面，基于数据驱动的机器学习方法同样面临挑战，其需要海量高质量的数据作为支撑，部分学者使用性能软件生成的模拟数据进行训练，导致其预测结果实质上是对该软件计算逻辑的拟合，而非对真实物理过程的精确建模[9,11]。因此，这类在理想仿真环境中训练的模型在复杂的实际场景部署时，可靠性和稳定性存疑。而基于真实飞行数据(如机载快速存储记录器(quick access recorder, QAR)数据)的机器学习方法特征选择过程多依赖经验，主要考虑飞机自身状态，对着陆过程中的异常情况缺少处置手段，若需要为飞行员在着陆瞬间提供实时、动态的决策支持，还需要进行系统性的验证[10,12]。此外，尽管现代机器学习方法在非线性拟合能力上展现出显著优势，但其“黑箱”特性在航空安全这类对系统行为可解释性要求极高的场景中构成了显著挑战。在着陆距离预测任务中，飞行员和航空监管机构不仅关注预测结果的准确性，更需理解模型做出特定判断的内在逻辑和依据，以建立对系统的信任，并在异常情况下进行有效干预。

目前，对于实时预测飞机着陆距离的机载系统研究在全球范围内尚处于发展初期，实际应用的案例较为有限。其中，空客公司开发的跑道超限预防系统(runway overrun prevention system, ROPS)是该领域最具代表性的成熟技术，并已在多种机型上投入实际装机运用。相较而言，中国在该技术领域的研究仍处于前期的探索与研发阶段。

在上述迫切的民航需求驱动下，针对现有预测方法在实时性和处理未知因素方面的局限性，本文从工程角度出发，提出一种基于Mamdani型模糊推理的着陆距离实时预测算法。该算法的核心优势在于能够将飞行专家的经验知识通过模糊语言变量和“If-Then”推理规则进行形式化表达，从而对飞机在着陆过程中的动态状态进行实时评估，并依据民航飞行规律预测着陆距离。为验证本文算法的有效性，同步设计一个覆盖下滑、拉平至地面滑跑全阶段的混合预测算法，能够为飞行员提供连续、动态的决策支持。

1 着陆距离实时预测算法

1.1 着陆距离实时预测算法架构

着陆距离实时预测算法旨在通过实时预测飞机着陆距离，为飞行员或自动驾驶系统提供防冲出跑道决策支持。整体算法架构由3个核心部分组成：输入信息模块、着陆距离预测模块和防冲出跑道决策模块。

该算法的输入信息来自机载导航系统的动态飞行参数和机场跑道数据库的静态环境信息。整体算法的工作流程如图1所示。具体而言，算法先从导航系统获取飞机实时的高度、速度、姿态及当前的风速和风向数据，将其送入核心的着陆距离预测单元，该单元结合预置的起降性能数据库对飞机实际着陆点相对于标准接地点沿跑道中线方向的偏移量进行预测。为提高预测结果的稳定性和可靠性，预测单元输出的原始偏移值会经过平滑滤波处理。最终防冲出跑道决策模块将滤波后的预测偏移量与从数据库中调取的标准接地点位置及跑道总长度等信息进行比较，综合评估飞机在当前状态下着陆的安全性，从而为飞行员或自动控制系统提供关于是否存在冲出跑道风险的判断依据。

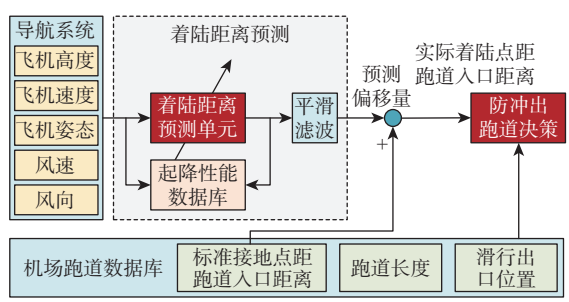


图1 着陆距离实时预测算法整体架构

Fig. 1 Overall architecture of landing distance real-time prediction algorithm

1.2 着陆距离预测单元

民用飞机的进场着陆是包含多个不同阶段的

复杂动态过程，整体可分为空中下滑和地面滑跑2个主要阶段[13]。根据中国民航标准作业流程，空中下滑阶段又可细分为定高减速、标准下滑和拉平接地3个具有不同运动特性和控制策略的子阶段。地面滑跑阶段指飞机主起落架触地后，通过综合运用刹车和反推等系统进行减速，直至能以安全速度由指定出口脱离跑道。由于从下滑阶段的轨迹跟踪、拉平阶段的下降率控制到地面滑跑阶段的刹车能量管理，每一阶段的操纵逻辑与主导动态方程均不相同，因此，采用单一的预测模型难以精确覆盖整个过程。为提高预测的准确性，本文设计了分阶段预测策略，为进近着陆各阶段分别构建了具有针对性的预测模型。

如图2所示，着陆距离预测单元根据飞行高度和状态在不同预测模块间进行自动切换：当飞机高度约小于152.4 m时，着陆距离实时预测系统自动开启；当高度约大于15.24 m时，着陆距离预测单元使用下滑阶段距离预测模块；当高度约低于15.24 m时，自动切换至拉平阶段距离预测模块；待主起落架接地、刹车系统开始工作时，切换为滑跑阶段距离预测模块。

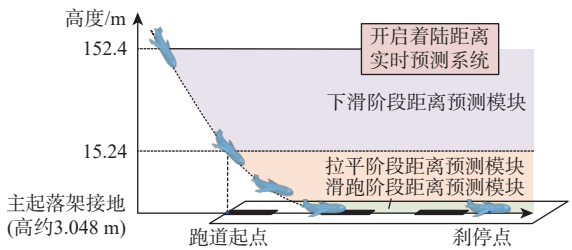


图2　着陆距离预测单元实时切换流程

Fig. 2　Real-time landing distance prediction unit switching process

下滑阶段距离预测模块采用地速矢量映射法，该方法假设飞机将维持当前时刻的速度矢量持续下滑，并依据式(1)、式(2)通过实时的地速分量V_x、V_z和距地面高度H来解算剩余的下滑距离：

$$\tan\theta = \frac{V_z}{V_x} \tag{1}$$

$$D_{\text{glide}} = \frac{H - 15}{\tan\theta} \tag{2}$$

式中：θ为飞机实时下滑角；V_x为飞机沿跑道中线方向地速；V_z为飞机垂直地面方向的下降速度；H为飞机当前高度；D_{glide}为飞机剩余的下滑距离。

在该阶段，终点着陆距离由剩余下滑距离及根据历史数据查表所得的参考拉平和参考滑跑距离共同构成。

拉平阶段距离预测模块采用模糊推理法，该方法是本文算法的核心。拉平过程历时短暂，飞行状态变化剧烈且高度非线性，实现准确预测较为困难。模糊推理法的优势在于其不依赖数学模型，而是基于专家经验和飞行数据建立规则，使其能够有效处理此类不确定性和模糊性问题，实现对拉平距离的动态预测。

滑跑阶段距离预测模块采用轨迹解析法。依据飞机减速规则和牛顿第二定律，通过飞机沿跑道中线方向地速V_x、预设的飞机到达跑道出口速度V_0及通过跑道辨识得到的当前减速率a计算飞机驶离跑道所需的剩余滑跑距离K_{b}，具体计算方法为

$$K_{\text{b}} = \frac{V_x^2 - V_0^2}{2a} \tag{3}$$

减速率a作为表达实时减速性能的动态输入变量，能够综合反映飞机当前刹车状态及跑道道面条件，使滑跑阶段距离预测模型具备应对不同跑道条件的潜力，从而保证了算法在复杂运行环境下的适用性和鲁棒性。

1.3　防冲出跑道决策

为将本文提出的着陆距离预测结果有效转化为对飞行员的决策支持，设计了一套分阶段、递进式的防冲出跑道决策方法和告警逻辑。该逻辑以中国民用航空局于2021年下发的《航空承运人湿跑道和污染跑道运行管理规定》[14]中“经过评估的实际着陆距离的1.15倍不得超过可用着陆距离”这一要求为基本准则，并根据进近和滑跑的不同阶段调整其触发条件和响应策略，具体内容如下：

1）在到达决断高度前的进近阶段，系统将预测着陆距离乘以1.15的安全系数，并与可用着陆距离进行持续比较。若计算结果超出跑道可用长度，系统触发“跑道超限”的告警模式。如果该告警状态持续超过3 s，系统向飞行员发出明确的“建议复飞”语音或视觉提示。为防止瞬时扰动引起的误报，该告警模式在预测结果连续1 s恢复至安全裕度内后即可解除。

2）在到达决断高度后至接地前阶段，越过决断点后，安全裕度收窄，决策的紧迫性急剧增加，因此，复飞决策的触发时间大幅缩短，若“跑道超限”的告警模式持续超过1 s，即发出“建议复飞”的指令。相应的，告警解除的条件也更为敏感，仅需0.5 s的连续安全预测即可复位。

3）地面滑跑阶段，飞机接地后，决策目标转为优先最大化减速率以避免冲出。当系统预测的停止点超出跑道末端时，立即触发告警，同时，系统会并行解算在飞机设计极限刹车性能下的理论最短滑跑距离。若该理论最短距离依然超出跑道可用长度，则系统发出“最大刹车能力不足，冲出跑道风

险极高”的严重警告。反之，若极限刹车性能足以保证安全，系统则会提示飞行员“采取最大反推与最大人工刹车”等紧急减速措施。为提供最终的安全屏障，当飞机位置通过跑道剩余 1/3 的节点时，若系统依然预测超限，无论理论刹车性能如何，都将发出最高优先级的冲出跑道告警。

2 基于模糊推理的距离预测技术

鉴于飞机拉平阶段飞行状态呈现出高度的非线性和时变特性，本文期望通过归纳拉平过程中关键飞行状态参数与拉平距离变化的定性关系，梳理一套可用于描述拉平距离与飞机状态的专家规则，利用模糊推理逻辑，实现拉平过程着陆距离的实时预测。

模糊推理系统 (fuzzy inference system, FIS) 由模糊化处理、模糊规则库、模糊推理机和去模糊化处理 4 部分组成，结构如图 3 所示[14]。

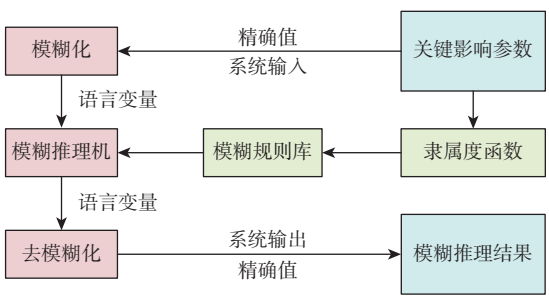


图 3 FIS 整体架构

Fig. 3 Overall architecture of FIS

模糊化处理将来自外部传感器量化的清晰输入值通过预设的隶属度函数转化为模糊语言变量所描述的模糊集合。模糊规则库为“If-Then”的条件语句形式，其中，“If”部分为前提条件，代表输入变量的某种模糊组合状态；“Then”部分为结果，代表输出变量的模糊状态。“If-Then”组成了输入与输出之间的映射关系，这些规则共同构成了一个完整的知识网络，全面描述了系统在所有可能输入状态下的期望响应，是整个模糊推理过程的逻辑基础。模糊推理机负责模拟人类的近似推理过程，接收经过模糊化处理的输入，并依据模糊规则进行逻辑演算，形成一个综合性的模糊输出集合，该集合代表了系统对当前输入状态的总体模糊决策结果。去模糊化处理将模糊推理机输出的模糊输出集合转化为一个精确的数值输出，以便于执行机构直接使用。

本文提出的基于模糊推理的预测算法核心在于依托标准拉平轨迹，通过 FIS 实时量化飞机当前飞行状态与标准状态的偏差，并据此推断拉平距离的变化（如图 4 所示）。该方法由以下步骤组成：①确定拉平阶段关键飞行状态参数与模糊化；②建立飞行状态参数与拉平距离的专家规则库及推理逻辑；③确定合理的去模糊化方法，最终得到拉平距离的精确预测值。

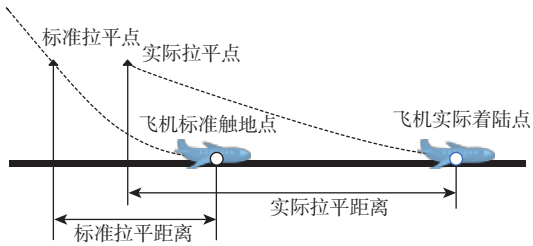


图 4 标准拉平轨迹与动态拉平轨迹对比

Fig. 4 Comparison of standard flare trajectory and dynamic flare trajectory

2.1 关键飞行状态参数与模糊化

2.1.1 关键飞行状态参数

为识别并筛选出与拉平距离具有强相关性的关键飞行状态参数，对拉平阶段的飞行控制律和标准轨迹进行深入分析。在该阶段，飞机控制系统的高度通道与速度通道均为相对独立的闭环控制，旨在使飞机沿一条高度随时间呈指数规律衰减的预设轨迹下降（见式 (4)），同时维持稳定的参考空速：

$$H(t)=h_0\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}+\tau v_0 \tag{4}$$

$$\dot{H}_{\mathrm{g}}(t)=-\frac{1}{\tau}H+v_0 \tag{5}$$

式中：t 为时间；h_0 为拉平初始点高度；τ 为时间常数；v_0 为飞机接地速度；$\dot{H}_{\mathrm{g}}$ 为下降速度指令。

因此，拉平距离可被抽象地理解为飞机前向地速与拉平持续时间的乘积：

$$D_{\mathrm{flare}}=V_x t_{\mathrm{flare}} \tag{6}$$

式中：D_{flare} 为飞机拉平距离；t_{flare} 为飞机拉平时间。

以顺风紊流风场为例，分析拉平阶段着陆距离的变化规律。图 5 展示了顺风紊流风场条件下飞机拉平阶段下降速度变化规律，图 6 展示了顺风紊流风场条件下飞机拉平距离偏移量变化规律。

基于式 (6) 和图 5、图 6，可识别出多个影响拉平距离的物理量，分别如下：

1）初始下降速度。该参数主要影响拉平过程的持续时间。进入拉平阶段，初始下降速度越大，所需的拉平时间越短。

2）风场（方向与强度）。风场直接作用于飞机的前向地速分量，如顺风会增大飞机地速，但其对拉平距离的最终影响取决于地速增加幅度与拉平时间缩短程度之间的复杂权衡关系。

3）轨迹偏离度。为定量描述飞机当前状态与

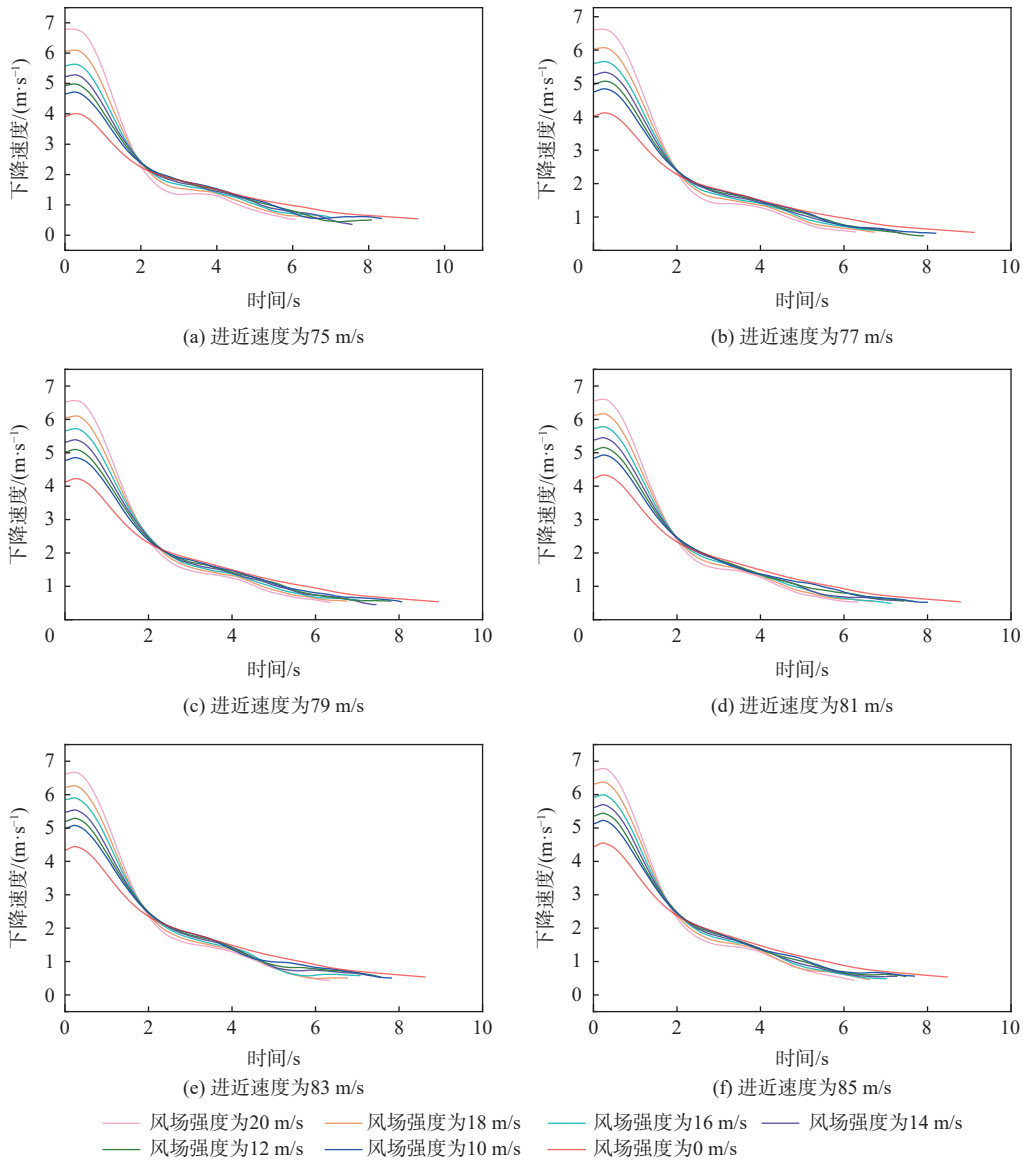


图 5　顺风紊流风场时下降速度在不同进近速度下的变化规律

Fig. 5　Variation law of descent speed under different approach speeds in tailwind conditions

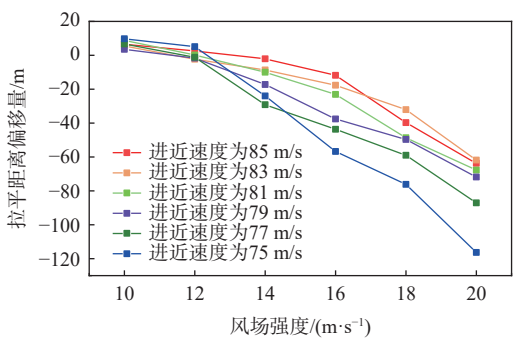


图 6　顺风紊流风场时拉平距离偏移量在不同进近速度下的变化规律

Fig. 6　Variation law of flare distance deviation under different approach speeds in tailwind conditions

标准拉平轨迹的差异，还需引入飞机当前高度及与标准下滑道前进方向的差值。

考虑到 FIS 的规则库规模与输入变量的数量呈正相关，为简化模型复杂度并避免信息冗余，本文对上述初步筛选的物理量进行了精简。具体而言，由于风场的综合影响最终反映在飞机的前向地速上，故地速可作为风场效应的等效输入，同时，鉴于下降速度在拉平阶段是高度的直接函数（如式 (5) 所示），其能更直接地反映飞机在垂直剖面上的运动状态。

综上所述，本文最终采用前向地速差值、下降速度差值及飞机与标准下滑道前进方向的差值（下文用实时距离偏差值表示）3 个关键物理量作为构建专家规则库和驱动整个 FIS 的核心输入变量。FIS 系统的输出变量为飞机拉平距离偏移量。

2.1.2　模 糊 化

通过大量仿真实验获得飞机在不同进近速度和不同风场条件下的拉平轨迹和飞行状态数据，并将其分为顺风紊流风场和逆风紊流风场 2 类，在其

中提取FIS系统的3个输入参数和1个输出参数的精确数值分布。根据输入参数和输出参数的实际分布特征，对其进行模糊化处理，模糊等级的语言变量设置如表1～表3所示。对于输入变量：前向地速差值的模糊等级包括大(B)、小(S)；下降速度差值的模糊等级包括大(B)、小(S)；实时距离偏差值的模糊等级包括向右0级偏移(R0)、向右1级偏移(R1)、向右2级偏移(R2)、向左0级偏移(L0)、向左1级偏移(L1)、向左2级偏移(L2)和向左3级偏移(L3)。输出变量拉平距离偏移量的模糊等级包括向右0级偏移(R0)、向右1级偏移(R1)、向右2级偏移(R2)、向左0级偏移(L0)、向左1级偏移(L1)、向左2级偏移(L2)、向左3级偏移(L3)、向左4级偏移(L4)和向左5级偏移(L5)。

表1 FIS系统输入变量模糊化（顺风紊流风场）

Table 1 Fuzzification of input variables for the FIS system (Tailwind flow field)

类别	模糊等级	隶属度函数
前向地速差值	B	$y=\text{gaussmf}(x,[10,25])$
	S	$y=\text{gaussmf}(x,[10,0])$
下降速度差值	B	$y=\text{gaussmf}(x,[2,5])$
	S	$y=\text{gaussmf}(x,[2,-0.5])$
实时距离偏差值	L3	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-130])$
	L2	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-90])$
	L1	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-60])$
	L0	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-30])$
	R0	$y=\text{gaussmf}(x,[15,20])$

表2 FIS系统输入变量模糊化（逆风紊流风场）

Table 2 Fuzzification of input variables for the FIS system (Headwind flow field)

类别	模糊等级	隶属度函数
前向地速差值	B	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-25])$
	S	$y=\text{gaussmf}(x,[10,0])$
下降速度差值	B	$y=\text{gaussmf}(x,[1,-3])$
	S	$y=\text{gaussmf}(x,[1,0.5])$
实时距离偏差值	L2	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-80])$
	L1	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-50])$
	L0	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-20])$
	R0	$y=\text{gaussmf}(x,[15,20])$
	R1	$y=\text{gaussmf}(x,[15,50])$
	R2	$y=\text{gaussmf}(x,[15,80])$

表3 FIS系统输出变量模糊化

Table 3 Fuzzification of output variables for the FIS system

类别	模糊等级	隶属度函数
拉平距离偏移量（顺风）	L5	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-140])$
	L4	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-120])$
	L3	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-90])$
	L2	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-60])$
	L1	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-40])$
	L0	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-20])$
	R0	$y=\text{gaussmf}(x,[10,20])$
拉平距离偏移量（逆风）	L2	$y=\text{gaussmf}(x,[10,-80])$
	L1	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-50])$
	L0	$y=\text{gaussmf}(x,[15,-20])$
	R0	$y=\text{gaussmf}(x,[15,20])$
	R1	$y=\text{gaussmf}(x,[15,50])$
	R2	$y=\text{gaussmf}(x,[15,80])$

通过隶属度函数法，依据模糊等级将准确的数值参数转化为高斯隶属度函数分布，图7、图8分别为顺风紊流风场和逆风紊流风场条件下的输入变量隶属度函数，图9为输出变量隶属度函数，横坐标均为变量指标的数值定义区间，纵坐标为隶属度函数的定义区间，纵坐标范围为[0,1]，数值越大，表明隶属度越高。

2.2 着陆距离规则库与模糊推理逻辑

模糊规则库用于指导模糊推理机进行决策，常见的模糊规则包括语言式(Mamdani型)和函数式

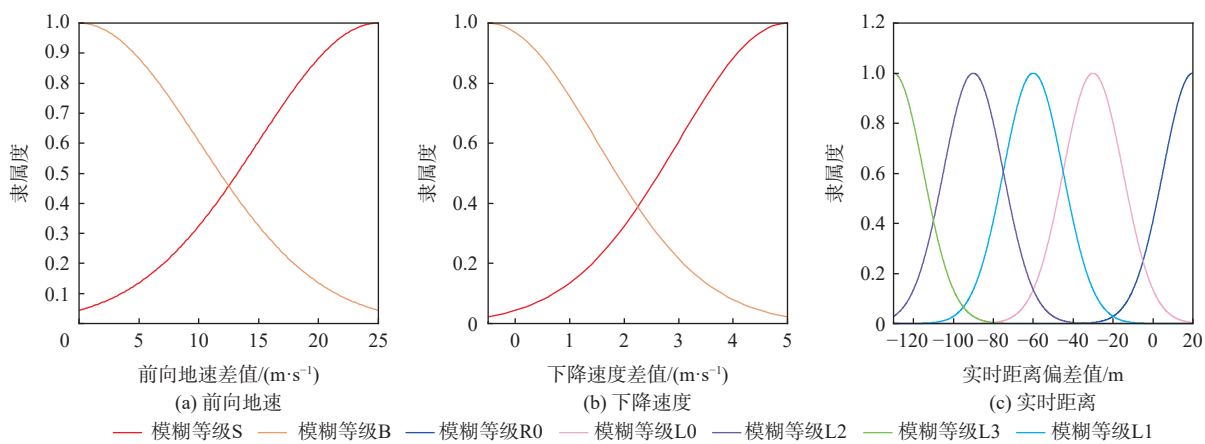


图7 顺风紊流风场时输入变量隶属度函数

Fig. 7 Membership function of input variables in tailwind conditions

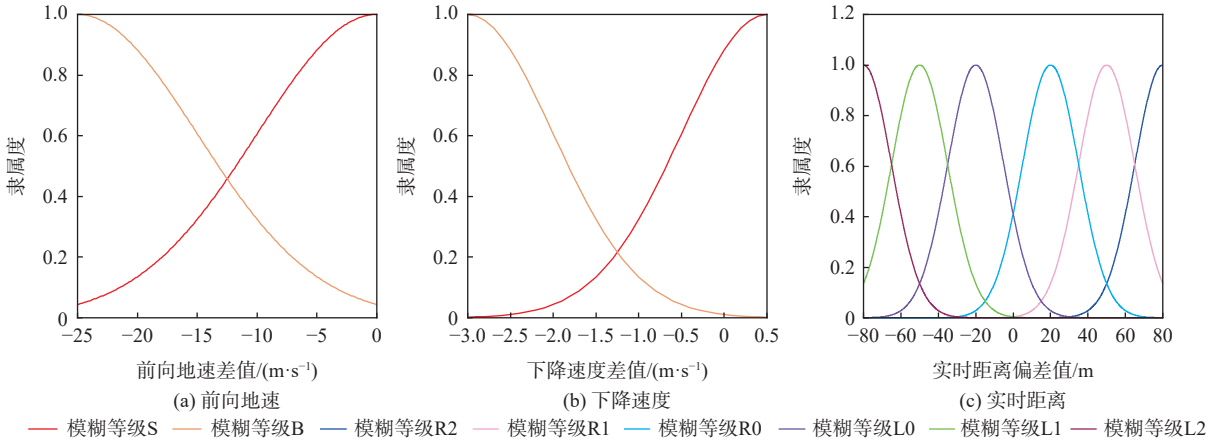
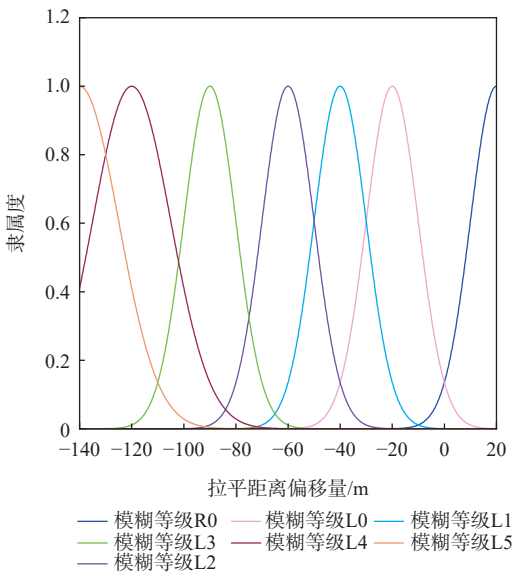
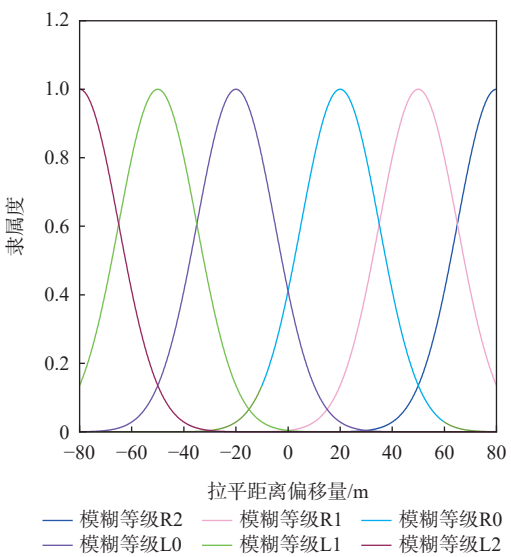


图 8　逆风紊流风场时输入变量隶属度函数

Fig. 8　Membership function of input variables in headwind conditions



(a) 顺风紊流风场



(b) 逆风紊流风场

图 9　输出变量隶属度函数

Fig. 9　Membership function of output variables

(Tsukamoto 型), 由于本文模糊推理对象为拉平距离, 其与影响因素的关系为因果式, 因此, 不适宜使用函数式的模糊规则, 故采用 Mamdani 型模糊规则, 其逻辑为[15]

$$\begin{aligned}&\text{Rule } R_k\text{: if } x_1 \text{ is } A_{1j_1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_{2j_2} \text{ and } \cdots,\\&\quad \text{and } x_i \text{ is } A_{ij_i}, \text{then } y \text{ is } B_n\end{aligned} \tag{7}$$

对于每条规则R_k, $k=1,2,\cdots,r$(r为规则总数), $x_1,x_2,\cdots,x_i$为输入变量, $A_{1j_1},A_{2j_2},\cdots,A_{ij_i}$为输入变量对应的模糊集合, y为输出变量, B_n为输出变量y对应的模糊集合。对于每条规则R_k, 根据模糊逻辑中的“与”运算来计算规则的触发强度ω_k:

$$\omega_k=\min\left(\mu_{A_{1j_1}}\left(x_1^*\right),\mu_{A_{2j_2}}\left(x_2^*\right),\cdots,\mu_{A_{ij_i}}\left(x_i^*\right)\right) \tag{8}$$

式中: μ为隶属度函数; x_i^*为影响飞机着陆距离的飞机状态变量。

根据规则得出的输出模糊集合B_n'的隶属度函数为

$$\mu_{B_n'}(y)=\omega_k\wedge\mu_{B_n}(y) \tag{9}$$

式中: “$\wedge$”表示取小运算, 其将规则的触发强度ω_k与输出模糊集合B_n的隶属度函数$\mu_{B_n}(y)$相结合, 得到受规则触发强度限制后的输出模糊集合隶属度函数。

依据 2.1 节 FIS 系统的 3 个输入参数和 1 个输出参数, 结合彼此之间的影响规律, 可将 3 个输入变量与 1 个输出变量的数值关系转化为一一对应的模糊关系, 形成一系列模糊语句。基于式 (6) 所描述的拉平距离与前向地速、拉平时间的内在物理关系, 结合图 5、图 6 定性分析关键参数(如前向地速差值、下降速度差值)对输出(拉平距离偏移量)的影响方向, 形成顺风紊流风场条件下的 20 条模糊规则和逆风紊流风场条件下的 24 条模糊规则。

表 4 展示了顺风条件下模糊推理规则。例如, “如果前向地速差值为大 (B), 下降速度差值为大 (B), 实时距离偏差值为向右 0 级偏差 (R0), 则拉平

表 4 模糊系统推理规则库

Table 4 Fuzzy system inference rule base

序号	模糊等级			
	前向地速差值	下降速度差值	实时距离偏差值	拉平距离偏移量
1	B	B	R0	L1
2	B	S	R0	L0
3	B	B	R0	L1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
11	S	B	R0	L0
12	S	S	R0	R0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
19	S	B	L3	L4
20	S	S	L3	L3

距离偏移量为向左 1 级偏差 (L1)”为表 4 中第 1 条规则。

2.3 去模糊化处理

经 2.2 节得到的输出模糊集合的隶属度函数需要通过去模糊化方法，才能得到精确的输出变量值。为实现这一转换，需要采用特定的数学方法从输出的模糊集合中计算出一个具有代表性的单值。常用的去模糊策略包括质心法、面积平分法和最大隶属度法等[16]。其中，质心法能够综合考虑输出模糊集合的完整形状信息，从而提供更为平滑和鲁棒的输出特性，更符合本文所面向对象的需求，因此，选择质心法作为去模糊化方法。

3 着陆距离实时预测算法仿真实验

3.1 仿真实验平台

构建一个高保真的桌面仿真平台，用于不同工况下对飞机着陆距离预测算法进行仿真实验。该平台以波音 737-800 机型为研究对象，在 MATLAB/Simulink 环境中开发飞机六自由度非线性动力学模型，并集成进近着陆全过程的飞行控制律和非平静大气环境模型，实现从进近到地面滑跑的全流程模拟。

其中，飞行控制系统包括下滑-拉平控制律和地面滑跑控制律。下滑-拉平控制律引导飞机精确跟踪虚拟仪表着陆系统的下滑信号，并在接近跑道入口（高约为 15.24 m）时执行拉平机动，以确保飞机以合适的姿态和下降速度安全接地。飞机接地后，控制系统自动切换至地面滑跑控制律，该模式下的控制逻辑负责方向舵、前轮转弯、刹车及反推等系统的协同控制，以确保飞机在跑道中线上稳定减速直至停止。

非平静大气环境模型为由连续紊流与离散突风叠加而成的混合风场模型。描述连续随机大气紊流常用的 2 个模型分别为 Von Karman 模型和 Dryden 模型[17]。本文采用在时域上易于实现的 Dryden 紊流模型来生成随机大气扰动[18]，其通过一组有理函数形式的功率谱密度函数来描述大气紊流在空间频率或时间频率上的能量分布。其中，在时间频率上，Dryden 模型在 u、v、w 这 3 个方向上的紊流速度分量频谱函数表达式为

$$\Phi_u(\omega)=\frac{4\sigma_u^2 L_u}{2\pi V}\cdot\frac{1}{1+\left(L_u\frac{\omega}{V}\right)^2} \tag{10}$$

$$\Phi_v(\omega)=\frac{4\sigma_v^2 L_v}{2\pi V}\cdot\frac{1+12\left(L_v\frac{\omega}{V}\right)^2}{\left[1+4\left(L_v\frac{\omega}{V}\right)^2\right]^2} \tag{11}$$

$$\Phi_w(\omega)=\frac{4\sigma_w^2 L_w}{2\pi V}\cdot\frac{1+12\left(L_w\frac{\omega}{V}\right)^2}{\left[1+4\left(L_w\frac{\omega}{V}\right)^2\right]^2} \tag{12}$$

式中：ω为时间频率；V为飞行器真实空速；L_u、L_v、L_w分别为 3 个方向上的紊流尺度分量；σ_u、σ_v、σ_ω分别为 3 个方向上的紊流强度分量；u、v、w方向与大地坐标系方向相同，u方向沿跑道中线方向，在仿真实验中只考虑u方向的紊流风场。

离散突风风场采用经典的“1−cos”型半波长离散突风模型[19]。

3.2 仿真实验结果

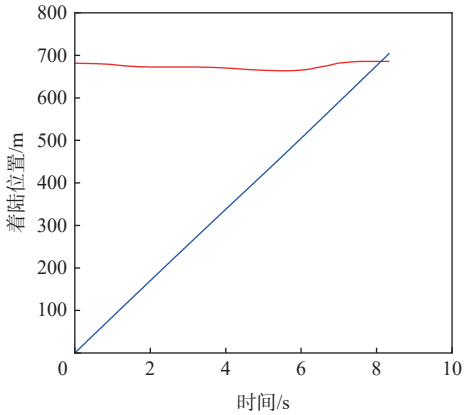
为全面、系统地评估本文构建的着陆距离实时预测算法的准确性和适用性，设计了多层次、多工况的仿真验证方案。验证过程分为 2 个核心阶段：①对关键的拉平阶段模糊推理子系统进行专项测试；②对覆盖进近、拉平至地面滑跑的全过程预测系统进行综合性能评估。

3.2.1 拉平阶段模糊推理算法预测精度仿真验证

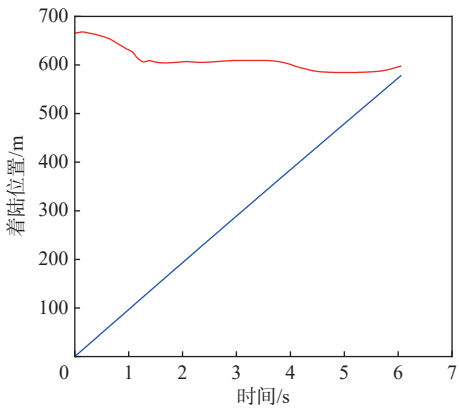
拉平阶段是整个着陆过程中不确定性最强的阶段之一，其控制的优劣直接影响接地点和接地速度，从而影响总着陆距离。因此，首先对负责预测拉平距离的 FIS 进行专项的鲁棒性和精度测试。

仿真测试覆盖了宽范围的飞行与风场条件组合。组合条件包括：进近速度在 75～85 m/s 的区间内以 2 m/s 为步长进行遍历；风场条件在 10～20 m/s 和−10～−20 m/s 的区间内以 2 m/s 为步长进行遍历（正值为顺风，负值为逆风）。由此构成了顺风与逆风紊流风场条件下各 36 组、共计 72 个独立的仿真场景，旨在检验算法在极端边缘条件下的性能表现。

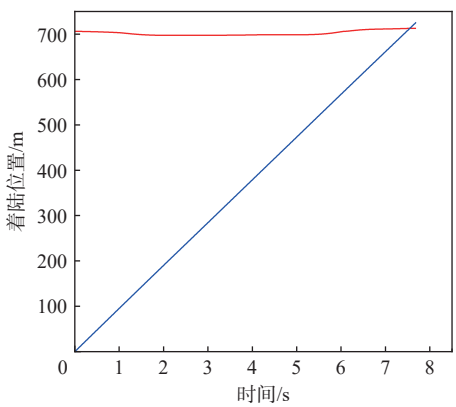
图 10 和图 11 分别展示了部分顺风和逆风紊流风场条件下的仿真结果。仿真起点（坐标原点）定义为飞机进入拉平阶段决策点（高度约为 15.24 m），



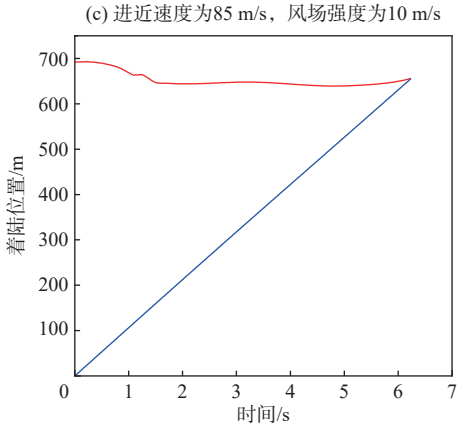
(a) 进近速度为75 m/s，风场强度为10 m/s



(b) 进近速度为75 m/s，风场强度为20 m/s



(c) 进近速度为85 m/s，风场强度为10 m/s

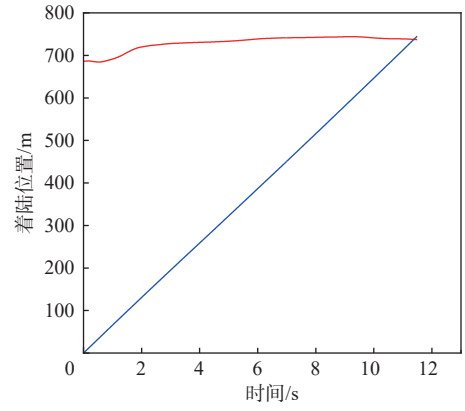


(d) 进近速度为85 m/s，风场强度为20 m/s

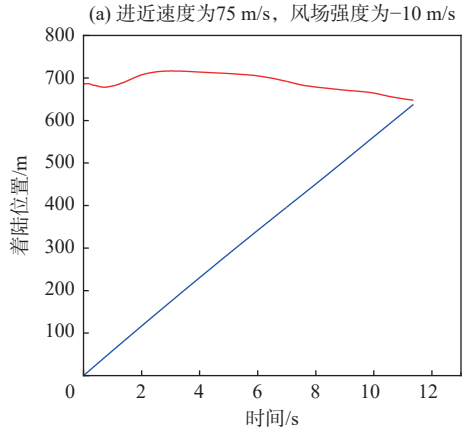
实时预测着陆位置　飞机动态飞行位置

图 10　顺风紊流风场时拉平阶段预测结果

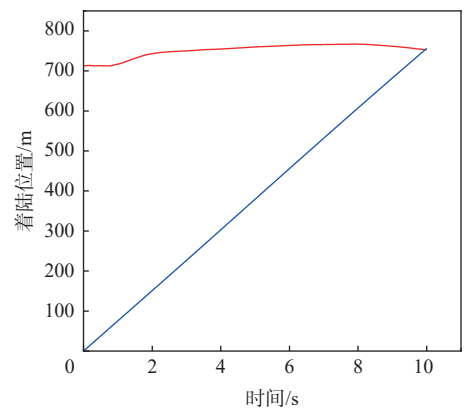
Fig. 10　Prediction results of the flare phase in tailwind conditions



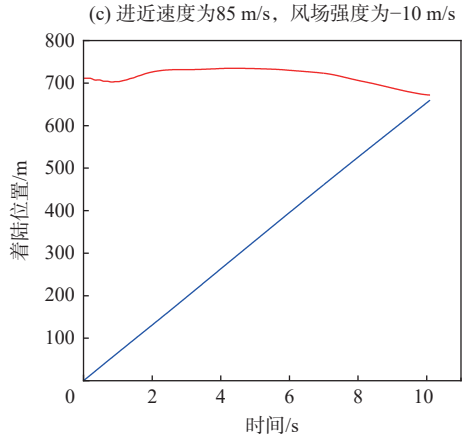
(a) 进近速度为75 m/s，风场强度为−10 m/s



(b) 进近速度为75 m/s，风场强度为−20 m/s



(c) 进近速度为85 m/s，风场强度为−10 m/s



(d) 进近速度为85 m/s，风场强度为−20 m/s

实时预测着陆位置　飞机动态飞行位置

图 11　逆风紊流风场时拉平阶段预测结果

Fig. 11　Prediction results of the flare phase in headwind conditions

此刻拉平预测单元启动并将初始预测着陆距离置零。可见，实时预测着陆位置曲线能够随飞机拉平状态和外部风场变化而实时变化。

为定量评估预测精度，图 12 展示了 72 组工况下 FIS 在拉平阶段的预测误差。可见，在所有测试工况下，拉平距离预测误差稳定在 35 m 内。这一结果证明本文设计的模糊推理算法在不同飞行速度和强风扰动下均具有良好的预测精度和鲁棒性，为全过程预测系统的可靠性奠定了坚实基础。

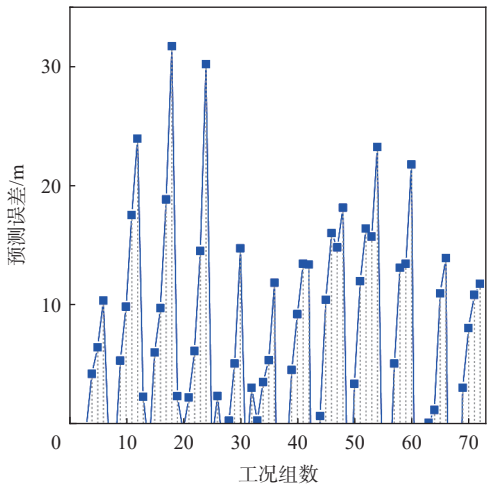


图 12 72 组工况下 FIS 预测误差

Fig. 12 FIS prediction errors under 72 operating conditions

3.2.2 着陆全过程预测系统综合验证

在已完成拉平阶段核心算法的基础上，进一步对集成化的着陆全过程预测系统进行综合测试。仿真条件设定为更为精细和贴近实际运行的范围：进近速度在 75～80 m/s 的区间内以 1 m/s 的步长进行遍历；风场条件在−10～10 m/s 的区间内以 1 m/s 为步长进行遍历。为清晰展示系统性能，选取 8 个具有代表性的案例进行呈现，具体分为 4 种顺风紊流风场条件和 4 种逆风紊流风场条件，详细参数组合如图 13 和图 14 所示。

图 13、图 14 中，仿真起点从高度约为 152.4 m 开始，风场出现在高度约为 109.728 m处。图中，飞机经历下滑—拉平—滑跑 3 个阶段后，减速至脱离速度时仿真停止。图中标记出飞机进入风场的时刻和飞机主起落架触地、刹车系统开始工作的时刻。由于外部条件和飞机自身状态在这 2 个时刻变化较大，预测曲线展示出较明显的波动，说明预测系统能快速响应外部条件变化；当飞机状态趋于平稳后，预测曲线同样趋于平稳，进一步说明预测算法具有较好的动态跟踪性能，能根据飞机实时状态变化，紧密、准确地跟踪最终的实际着陆距离。

此外，该算法还表现出一定的环境适应性。在所有展示案例中，无论是顺风还是逆风紊流风场条件，预测轨迹展现的最终着陆位置都与实际情况较

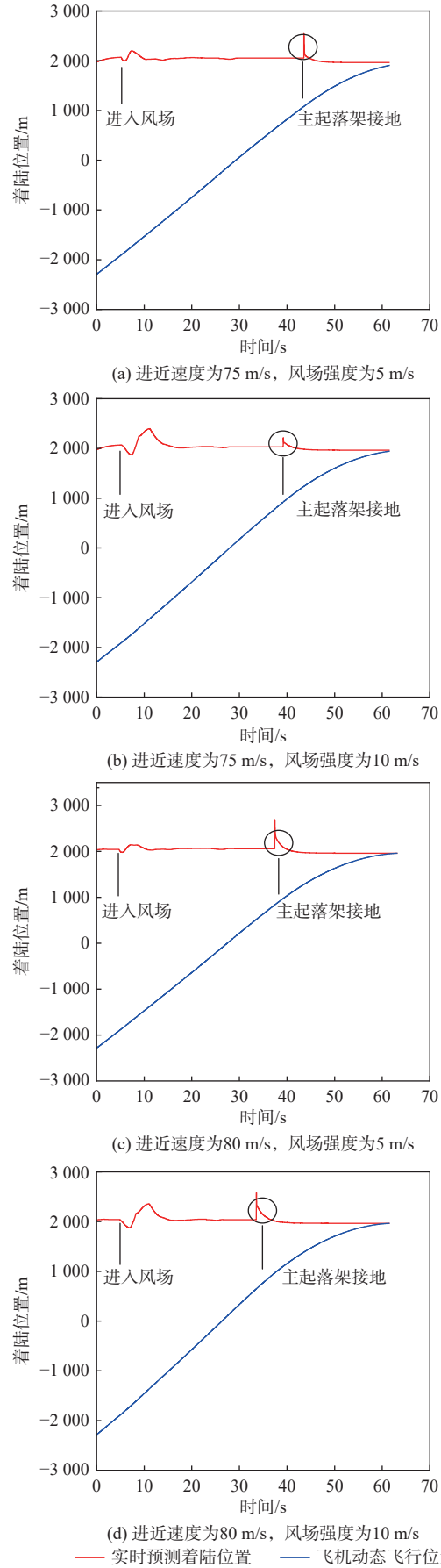
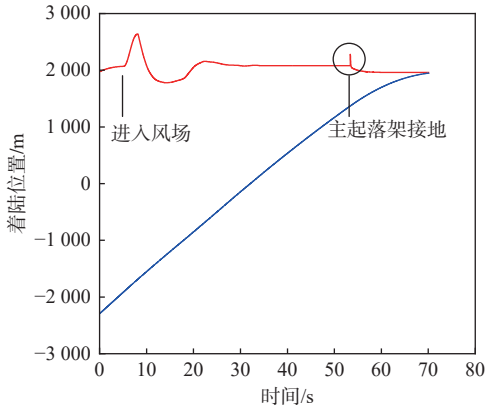
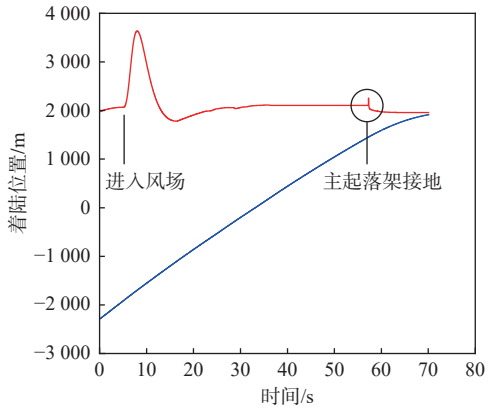


图 13 顺风紊流风场时全流程预测结果

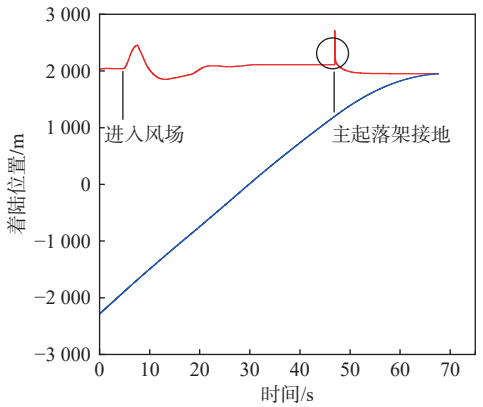
Fig. 13 Full-process prediction results in tailwind conditions



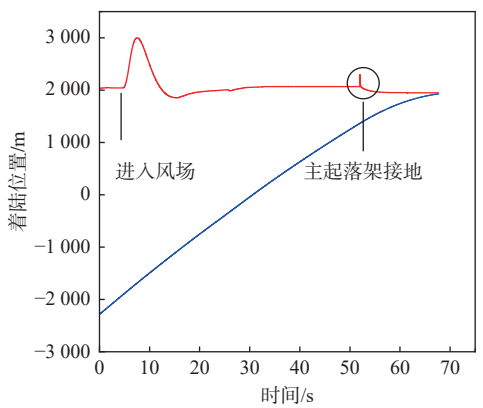
(a) 进近速度为75 m/s，风场强度为−5 m/s



(b) 进近速度为75 m/s，风场强度为−10 m/s



(c) 进近速度为80 m/s，风场强度为−5 m/s



(d) 进近速度为80 m/s，风场强度为−10 m/s

实时预测着陆位置　飞机动态飞行位置

图 14　逆风紊流风场时全流程预测结果

Fig. 14　Full-process prediction results in headwind conditions

为符合，说明系统在具有小幅度随机扰动的动态环境中依然有效且可靠。

3.2.3　拉平阶段模糊推理算法效率仿真验证

除预测精度外，算法的计算效率也是衡量该系统实用价值的另一个关键维度。着陆距离预测系统并非一个用于事后分析的离线工具，而是用于在瞬息万变的着陆阶段，为飞行员提供前瞻性的、可信赖的决策支持，因此，算法的解算速度和更新频率必须满足严苛的实时性要求。为量化本文算法的实时性能，在大规模仿真测试中对计算耗时进行了统计，结果如图 15 所示。

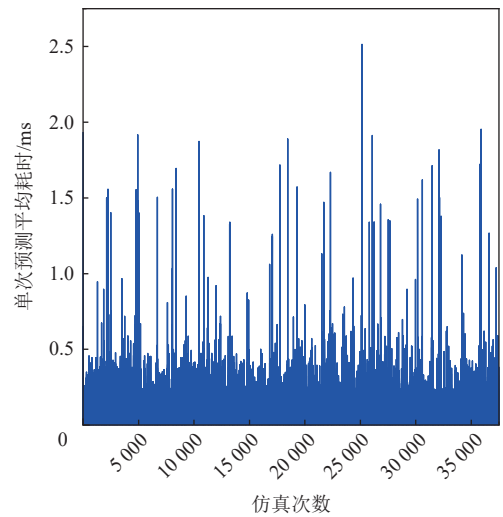


图 15　本文算法单次预测平均耗时

Fig. 15　Single prediction average running time of the proposed algorithm

在累计运行 37 504 次的完整预测周期中，单次预测平均耗时稳定在 0.5～3 ms 之间。这一速度意味着系统在理论上能够以超过 250 Hz 的频率进行更新，远高于驾驶舱显示系统的 30～60 Hz 的刷新率和人类飞行员的感知-反应极限，这确保了预测信息的更新是连续且平滑的，能够为飞行员提供一个实时的着陆点指示。因此，这一计算性能满足商业飞机着陆阶段对决策系统在几十毫秒内快速响应的严苛需求，证明了本文算法具备搭载于机载系统或地面支持系统进行实时运算的潜力。

综上所述，本文设计的着陆距离预测算法在精度上满足需求，计算效率同样满足民用飞机着陆阶段对快速决策支持的响应需求。

4　结　论

针对民航领域预防飞机着陆冲出跑道的迫切需求及现有预测技术在实时性和处理非线性、不确定性因素方面的局限性，本文成功设计、实现并验证了一种基于模糊推理的飞机着陆距离实时预测算法，全面覆盖了从理论构建、系统设

计、仿真平台开发到多工况验证的全过程，主要结论如下：

1）提出一种基于模糊推理的混合预测算法。面对飞机着陆这一多阶段、高动态的复杂过程，本文提出一套分阶段的混合预测架构，该架构将地速矢量映射法（下滑阶段）、基于Mamdani型模糊推理法（拉平阶段）与轨迹解析法（滑跑阶段）有机结合。其中，针对状态变化剧烈、难以精确建模的拉平阶段，引入模糊推理技术，避免了传统解析模型难以处理的非线性和模糊性问题，是本文的核心技术。

2）构建了一套完整的跑道超限预防决策支持系统。本文不仅局限于距离预测，更设计了一套与飞行阶段紧密耦合的、递进式的防冲出跑道决策与告警逻辑。该逻辑严格遵循中国民用航空局的安全规定，能够在从决断高度前进近到地面滑跑的全过程中，为飞行员提供清晰、及时的态势感知和操作建议（如“建议复飞”、“采取最大刹车”），提升了算法的工程实用价值。

3）通过高保真仿真平台验证了算法的有效性和鲁棒性。为科学评估算法性能，本文通过覆盖宽范围进近速度和风场条件，从预测精度和计算效率2个维度进行了仿真验证。其中，拉平距离预测误差小于35 m，算法单次预测平均耗时稳定在0.5～3 ms内，均满足工程应用需求。

综上所述，本文提出的着陆距离实时预测算法在仿真平台上取得了较好的结果，但要实现实际装机应用，还需进行进一步的系统验证和完善。

参考文献（References）

[1] IATA. IATA annual safety report-2023[EB/OL]. [2025-08-30]. https://www.iata.org/contentassets/95e933e1ad794068812f073cf883cb08/recommendations-for-accident-prevention---2023.pdf.

[2] Alogdianakis G, Katsidimas I, Kotzakolios A, et al. Runway safety assistant foreseeing excursions: calculating means[J]. Aerospace, 2024, 11(9): 705.

[3] Reiser C, Villani E, Cardoso-Junior M M. A novel approach to runway overrun risk assessment using FRAM and flight data monitoring[J]. The Aeronautical Journal, 2024, 128(1327): 2054-2072.

[4] Flight Safety Foundation. Reducing the risk of runway excursions[EB/OL]. [2025-08-30]. https://skybrary.aero/sites/default/files/bookshelf/900.pdf.

[5] 陈红英, 向小军. 民用飞机实际着陆距离计算方法研究[J]. 计算机仿真, 2013, 30(9): 66-69.
Chen H Y, Xiang X J. Discussion of civil aircrafts operating landing distance calculation method[J]. Computer Simulation, 2013, 30(9): 66-69(in Chinese).

[6] 杨军利, 曹旭辉, 王可. 民用飞机湿和污染道面所需着陆距离计算方法研究[J]. 民航学报, 2019, 3(3): 14-16.
Yang J L, Cao X H, Wang K. Study of required landing distance calculation method on wet and contaminated runway for civil aircraft[J]. Journal of Civil Aviation, 2019, 3(3): 14-16(in Chinese).

[7] Némcthová H, Ncštrák D, Fábry L, et al. The C560 XLS+ aircrafts landing distance variability according to temperature and wind component effect[C]//Proceedings of the 2019 New Trends in Aviation Development. Piscataway: IEEE Press, 2019: 130-134.

[8] Takahashi T T. Revisiting Roskam's empirical predictions for landing distance[C]//Proceedings of the AIAA Aviation 2021 Forum. Reston: AIAA, 2021: 2447.

[9] 温瑞英, 吴博, 褚双磊, 等. 民用飞机着陆距离预测研究[J]. 中国安全科学学报, 2017, 27(1): 77-81.
Wen R Y, Wu B, Chu S L, et al. Prediction of landing distance for civil aircraft[J]. China Safety Science Journal, 2017, 27(1): 77-81(in Chinese).

[10] Qian S L, Zhou S H, Chang W B, et al. An improved aircraft landing distance prediction model based on particle swarm optimization: extreme learning machine method[C]//Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Industrial Engineering and Engineering Management. Piscataway: IEEE Press, 2018: 2326-2330.

[11] Zhao N N, Zhang J C. Research on the prediction of aircraft landing distance[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2022, 2022: 1436144.

[12] Kong Y X, Mahadevan S. Aircraft landing distance prediction: a multistep long short-term memory approach[J]. Journal of Aerospace Information Systems, 2022, 19(5): 344-354.

[13] 陈宗基, 张平. 民机飞行控制系统设计的理论与方法[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2015: 295.
Chen Z J, Zhang P. Flight control system design for civil aircraft[M]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University Press, 2015: 295(in Chinese).

[14] 中国民用航空局. 航空承运人湿跑道和污染跑道运行管理规定[EB/OL]. (2021-11-17)[2025-08-30]. https://occ.hk/pdf/P020211126493030986286.pdf.
Civil Aviation Administration of China. Operational management rules for air carriers on wet and contaminated runways[EB/OL]. (2021-11-17)[2025-08-30]. https://occ.hk/pdf/P020211126493030986286.pdf(in Chinese).

[15] Pourjavad E, Mayorga R V. A comparative study and measuring performance of manufacturing systems with Mamdani fuzzy inference system[J]. Journal of Intelligent Manufacturing, 2019, 30(3): 1085-1097.

[16] Mitsuishi T. Definition of centroid method as defuzzification[J]. Formalized Mathematics, 2022, 30(2): 125-134.

[17] Beal T R. Digital simulation of atmospheric turbulence for Dryden and von Karman models[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1993, 16(1): 132-138.

[18] Mehmood K, Ali Shah S I, Ali Shams T, et al. Flight dynamic characteristics of wide-body aircraft with wind gust and turbulence[J]. Fluids, 2023, 8(12): 320.

[19] Ghoreyshi M, Greisz I, Jirasek A, et al. Simulation and modeling of rigid aircraft aerodynamic responses to arbitrary gust distributions[J]. Aerospace, 2018, 5(2): 43.

Real-time landing distance prediction for aircraft based on fuzzy inference

HUANG Xi[1]，ZHAO Haogang[2]，XUE Yuan[2]，YANG Hong[3]，LIU Huixin[1]，QI Pengyuan[1,*]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China；
2. The First Aircraft Institute，Aviation Industry Corporation of China，Ltd.，Xi'an 710089，China；
3. Shanghai Aircraft Design and Research Institute，Commercial Aircraft Corporation of China，Ltd.，Shanghai 201210，China)

Abstract：A hybrid landing distance prediction algorithm based on fuzzy inference is suggested to overcome the shortcomings of current approaches in real-time performance and handling nonlinear dynamics in order to successfully prevent runway excursion incidents during aircraft landings. The method integrates multiple prediction strategies based on the three distinct dynamic phases of the landing process: during the glide phase, a ground speed vector mapping method is used for prediction; during the rollout phase, a trajectory analysis method is employed; and during the flare phase, which involves significant state changes and is difficult to model accurately, a Mamdani-type fuzzy inference method is applied. A high-fidelity simulation platform for multi-condition validation is also proposed. With a prediction inaccuracy of fewer than 35 meters during the flare phase and a computation time of less than 3 milliseconds per calculation, this platform can deliver real-time landing distance forecasts in turbulent wind environments. The proposed method meets real-time decision-making requirements and offers a feasible engineering strategy to enhance landing safety margins.

Keywords：landing distance；real-time prediction；fuzzy inference；safety enhancement；intelligent decision

Received：2025-09-26；**Accepted**：2025-11-14；**Published Online**：2025-11-25 16：02
URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251125.1352.003

* **Corresponding author**. E-mail：qipengyuan@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0697

基于时变模型预测控制的飞机多执行器协同纠偏控制

党昊[1,3]，王壮壮[1,2,3,*]，刘晓超[1,3]，马新起[1,3]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 浙江大学 流体动力基础件与机电系统全国重点实验室，杭州 310027；3. 北京航空航天大学 飞行器一体化控制全国重点实验室，北京 100191)

摘 要：针对现有飞机无法高效地利用多个纠偏执行器进行协同纠偏，导致冲偏出跑道事故频发的问题，提出一种基于时变模型预测控制(MPC)的多执行器协同纠偏控制方法。建立精细的飞机地面滑跑动力学模型，并提出一种内外环分层控制方法架构；外环采用动态虚拟目标点导引律，将飞机与跑道中线的横向位置偏差转化为内环的偏航角指令；内环基于MPC方法，通过设计随滑跑速度动态调整的控制权重矩阵，在线优化求解方向舵、前轮转弯及主轮差动刹车的控制量，实现多执行器的协同控制。搭建了六自由度飞机动态仿真平台，并在多种工况下进行了验证，仿真结果表明：所提控制策略能够快速稳定地跟踪跑道中线，有效应对复杂工况，实现全速域内各纠偏执行器的平滑切换与高效协同。

关 键 词：模型预测控制；飞机滑跑；纠偏控制；多执行器；分层控制

中图分类号：V221+.3; TB553

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2912-11

飞机的着陆滑跑阶段受侧风干扰、机场跑道不一致等因素的影响会偏离跑道中线，因此在滑跑阶段需要操纵方向舵、前轮转弯、差动刹车等执行器，进行滑跑纠偏，以保持飞机的航向稳定，并尽可能地靠近跑道中线。飞机地面滑跑的纠偏控制系统是保障飞机滑跑安全的必要、关键系统，虽然着陆滑跑时间在整个任务周期占比通常为10%～30%，但发生在滑跑阶段的事故比例却达到50%以上，其中最常见的事故有冲偏出跑道等[1]。

目前，绝大多数有人/无人飞行器仍然依靠飞行员目视手动进行滑跑纠偏控制，极度依赖飞行员的驾驶经验和对飞机特性的熟悉程度。随着各种高速有人/无人飞行器的发展，飞机着陆速度逐渐增大，高速滑跑时横向速度分量更大，对纠偏控制系统的精度和效率要求越来越高，人工手动操纵难以满足控制需求，需要对飞机的自主滑跑纠偏控制技术展开研究。飞机地面滑跑阶段速度跨度较大，且受到不确定气动力及非线性地面摩擦力等影响，不同的纠偏执行器在不同速度下的纠偏效果也不同。

目前，国内外针对单一纠偏执行器的控制技术展开了大量的研究。Duprez等[2]对轮胎横向力进行线性化饱和处理，使用简化的二自由度飞机地面动力学模型，利用反馈线性化技术将偏航率动态线性化，设计比例控制器来实现纠偏控制，干跑道条件的仿真取得了较好的偏航率控制效果，但湿滑路面条件下的偏航率响应时间增大，且存在一定的稳态误差。Son等[3]提出一种基于飞机与跑道中心线

收稿日期：2025-09-29；**录用日期**：2025-10-27；**网络出版时间**：2025-11-06 16:28

网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251106.1438.001

基金项目：国家自然科学基金(52505050)；中国博士后科学基金(2025T181117, 2024M764076)；流体动力基础件与机电系统全国重点实验室开放基金(GZKF-202428)

* **通信作者**. E-mail：wangzz@buaa.edu.cn

引用格式：党昊，王壮壮，刘晓超，等. 基于时变模型预测控制的飞机多执行器协同纠偏控制[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2912-2922. Dang H，Wang Z Z，Liu X C，et al. Coordinated deviation correction control for aircraft multi-actuators based on time-varying model predictive control[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2912-2922 (in Chinese).

之间的距离和方向误差的比例-微分纠偏控制方法, 所用的纠偏执行器为方向舵, 并使用 F-16 飞机的空气动力学参数在强风条件下完成 2 种场景的滑跑测试, 验证了所提方法的有效性。段镇等[4] 设计了三回路增益调节器实现前轮转向纠偏控制, 并完成了外场滑跑试验, 试验结果表明, 设计的控制器易于工程实现, 鲁棒性也较好。综合以上研究, 可以发现单一执行器纠偏控制适用于控制精度要求不高、系统简单的场景, 其优点是系统简单、响应速度快、可靠性高, 缺点是纠偏能力有限、对地面条件敏感、难以实现最优控制。

为提高滑跑纠偏的控制性能, 要尽可能地将 3 个执行器相互配合使用, 国内外针对多执行器的联合纠偏控制也有一些研究成果。德国宇航中心的 Re[5] 综合了纵向刹车和横向纠偏提出一种基于滑模控制的地面滑跑控制律, 在中低速阶段人为基于滑跑速度设置了分配函数, 控制主轮差动刹车和前轮转弯实现飞机偏航率跟踪。Latif 等[6] 提出一种基于线性参数变化的数学模型和参数变化的 H_∞整形控制器, 该控制器利用 H_∞环形整形控制器的观测器加状态反馈结构。Roos 等[7] 设计了一个基于参数变化的抗饱和控制器, 用于改善民航飞机在地面滑行时的偏航率和航向控制性能, 并提出一种地面力的在线估计方法, 以根据跑道状态动态调整抗饱和控制器的性能水平。贾彩娟[8] 提出一种多重模糊的纠偏控制方法, 通过主轮差动刹车和阻力方向舵进行联合纠偏, 解决了飞翼布局无人机在地面滑跑阶段的航迹纠偏问题。此外, 还有多种基于改进比例-积分-微分 (proportional-integral-derivative, PID) 控制算法的纠偏控制方法[9-11]。综合以上研究, 可以发现目前多数纠偏控制采用的是不基于模型的控制方法(如 PID), 这类控制方法具有设计简单, 、工程容易实现的优点, 但面对较复杂的工况场景难以满足控制需求, 少数基于模型的控制方法大多忽略了较为复杂的受力特性, 如气动力、轮胎的侧偏角等, 导致设计的控制器难以满足实际情况。

飞机地面滑跑多执行器协同纠偏控制本质上是一个过驱动系统的控制分配问题, 模型预测控制 (model predictive control, MPC) 是处理这一问题的有效方法之一。MPC 是一种基于模型的先进控制策略, 其两大核心是在线预测和滚动优化, 能够有效处理多变量和约束问题[12]。MPC 已经被大量应用在飞行控制[13-15] 和自动驾驶[16-17] 领域。一般来说, MPC 使用系统的模型来预测后续状态, 并通过优化由后续状态与目标状态间偏差构成的代价函数来获得控制输入[18]。针对飞机地面滑跑的纠偏控制而言, 需要将位置偏差转化为可以直接控制的飞机姿态指令。需要合理地分配各执行器的控制权值, 力求各执行器既能相互配合发挥最大的纠偏能力, 又能满足安全性的实际需求。

为此, 本文主要开展了以下研究: ①通过对飞机滑跑过程的受力分析, 建立了较为精细的飞机滑跑动力学模型; ②利用生成动态虚拟目标点的 L_1 导引方法将飞机的位置偏差转化为偏航角指令, 并与 MPC 建立了飞机滑跑位置-姿态的分层控制律与控制架构; ③根据执行器的纠偏特性, 在 MPC 控制律中的控制量权值矩阵中引入速度因子, 根据飞机滑跑速度实时调节各执行器的控制权值, 实现多执行器的协同纠偏; ④建立完整的六自由度飞机滑跑动力学 Simulink/MATLAB 模型, 对设计的控制律在多工况下进行仿真验证, 验证了方案的可行性和有效性。

1　飞机地面滑跑动力学模型

1.1　飞机机体地面滑跑模型

飞机滑跑过程中会受到地面的横纵向摩擦力、气动操纵力等, 各个力之间相互作用, 彼此耦合。在建立常规布局前三轮式起落架固定翼飞机的地面滑跑动力学模型前, 给出以下合理假设:

1) 飞机机体和起落架视为理想刚体, 不考虑飞机机体出现的弹性形变。

2) 飞机滑跑过程中, 飞机发动机通常处于慢车状态, 其产生的残余推力远小于该阶段的气动阻力与主轮刹车力, 因此, 不考虑发动机的残余推力。

3) 飞机滑跑过程中, 相对空中段速度较慢, 气动力较弱, 将机体的气动作用点与飞机质心视为重合, 且侧风干扰作用于飞机质心, 垂直于机体。

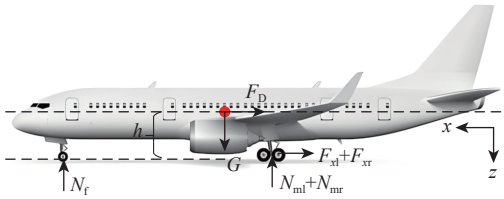
4) 飞机滑跑阶段滚转角和俯仰角变化较缓慢, 可忽略。

5) 忽略飞机滑跑阶段前轮滚阻。

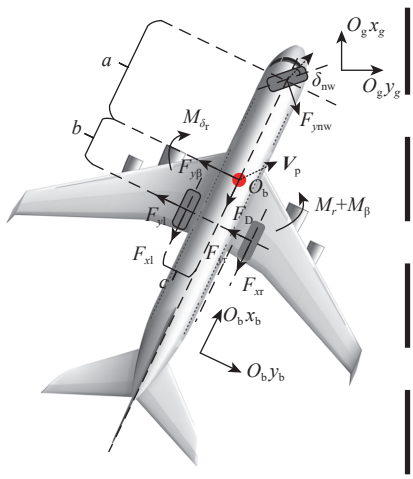
基于以上假设, 综合考虑飞机滑跑过程中的地面力与力矩、方向舵气动操纵力及气动偏航阻尼力矩等, 其受力情况如图 1 所示。坐标系定义采用美式坐标系, 原点为飞机质心, x 轴与飞机对称纵轴重合, y 轴垂直于 x 轴指向右侧, z 轴指向地面。

根据牛顿第二定律与刚体转动定律可以得到飞机机体地面滑跑动力学方程如下:

$$\begin{cases}(N_{\mathrm{ml}}-N_{\mathrm{mr}})c-\left(F_{\mathrm{yl}}+F_{\mathrm{yr}}\right)h-hF_{\mathrm{ynw}}\cos\delta_{\mathrm{nw}}=0\\ N_{\mathrm{f}}a-(N_{\mathrm{ml}}+N_{\mathrm{mr}})b-(F_{x\mathrm{l}}+F_{x\mathrm{r}})h-F_{\mathrm{ynw}}h\sin\delta_{\mathrm{nw}}=0\\ M_{\delta_{\mathrm{r}}}-M_r-M_\beta-\left(F_{\mathrm{yl}}+F_{\mathrm{yr}}\right)b+F_{\mathrm{ynw}}\cos\delta_{\mathrm{nw}}a+\\ (F_{x\mathrm{r}}-F_{x\mathrm{l}})c=I_z\dot{r}\end{cases}\tag{1}$$



(a) 侧视



(b) 俯视

图1 飞机地面滑跑受力分析示意

Fig. 1 Schematic diagram of forces acting on an aircraft during ground taxiing

$$\begin{cases} m(\dot{v}_{bx}-rv_{by})=-F_{xl}-F_{xr}-F_D-F_{ynw}\sin\delta_{nw} \\ m(\dot{v}_{by}+rv_{bx})=F_{ynw}\cos\delta_{nw}+F_{yl}+F_{yr}-F_{y\beta} \\ G-N_f-N_{ml}-N_{mr}=0 \end{cases} \tag{2}$$

式中：N_f、N_{ml}、N_{mr}分别为前轮、左右主轮受到的垂直支持力；F_{ynw}、F_{yl}、F_{yr}分别为前轮、左右主轮受到的地面侧向摩擦力；F_{xl}、F_{xr}分别为左右主轮受到的纵向摩擦力；δ_{nw}为前轮转角；M_{δ_r}为方向舵提供的航向控制力矩值；M_r为偏航角速度引起的航向阻尼力矩；M_β为飞机侧滑角引起的航向静稳定力矩；F_D为纵向气动阻力；$F_{y\beta}$为侧滑角引起的气动侧力；G为飞机所受重力；a、b、c分别为前轮到飞机质心的纵向距离、主轮到飞机质心的纵向距离、主轮距的一半；I_z为飞机对z轴的惯性矩；v_{bx}为飞机纵向速度；v_{by}为飞机侧向速度；$\dot{v}_{bx}$为飞机纵向加速度；$\dot{v}_{by}$为飞机侧向加速度；V_p为飞机质心速度；r为飞机偏航角速度；h为飞机质心高度；m为飞机总质量。

气动力和气动力矩为

$$\begin{cases} M_\beta=\dfrac{1}{2}\rho V_{air}^2 S_w l_b C_\beta \beta_v \\ M_{\delta_r}=\dfrac{1}{2}\rho V_{air}^2 S_r l_r C_{\delta_r}\delta_r \\ M_r=\dfrac{1}{2}\rho V_{air}^2 S_w l_b C_r \dfrac{r l_b}{2V_{air}} \\ F_{y\beta}=\dfrac{1}{2}\rho V_{air}^2 S_w C_{y\beta}\beta_v \\ F_D=\dfrac{1}{2}\rho V_{air}^2 S_w C_D \end{cases} \tag{3}$$

式中：ρ为空气密度；V_{air}为飞机空速；S_w为飞机机翼面积；S_r为方向舵面积；l_b为机翼展长；l_r为方向舵展长；C_β为航向静稳定导数；C_{δ_r}为航向操纵导数；C_r为航向阻尼导数；C_D为气动阻力系数；$C_{y\beta}$为气动侧力系数；δ_r为方向舵转角大小；β_v为飞机质心速度V_p与机体纵轴之间的侧滑角。

1.2 摩擦力模型

机轮的横纵向摩擦力与机轮的侧偏角成非线性关系，常见的摩擦力模型有亚利桑那大学轮胎模型、魔术公式等。在机轮的侧偏角较小时，可以将侧偏角与横纵向摩擦力简化为线性关系，2个主轮的纵向摩擦力计算如下：

$$\begin{cases} F_{xl}=\mu_x\lambda_l \\ F_{xr}=\mu_x\lambda_r \end{cases} \tag{4}$$

式中：μ_x为机轮的纵向刚度；λ_l为左机轮的滑移率；λ_r为右机轮的滑移率。

滑移率是用来表征机轮滑移状态的物理量，计算公式为

$$\lambda_l=\lambda_r=\frac{v_{wx}-w_{wheel}}{v_{wx}} \tag{5}$$

式中：v_{wx}为机轮的纵向线速度；w_{wheel}为机轮的转动角速度。

前轮、左右主轮的侧向摩擦力计算如下：

$$\begin{cases} F_{ynw}=\mu_{ynw}\beta_{nw} \\ F_{yl}=\mu_{yml}\beta_{wl} \\ F_{yr}=\mu_{ymr}\beta_{wr} \end{cases} \tag{6}$$

式中：μ_{ynw}、μ_{yml}、μ_{ymr}分别为前轮、左主轮和右主轮的侧偏刚度；β_{nw}为前轮的侧偏角；β_{wl}为左主轮侧偏角；β_{wr}为右主轮侧偏角。

侧偏角指机轮纵向平面方向与机轮实际运动速度方向之间的夹角。该角度是由于轮胎的弹性形变产生的，是产生地面侧向摩擦力的直接原因。即使没有转角的主轮，在飞机发生转弯时也会产生侧偏角。侧偏角计算如下：

$$\begin{cases} \beta_{nw}=\delta_{nw}-\arctan\left(\dfrac{v_{by}}{v_{bx}}\right) \\ \beta_{wl}=\beta_{wr}=\arctan\left(\dfrac{v_{by}}{v_{bx}}\right) \end{cases} \tag{7}$$

由于$v_{bx}\gg v_{by}$，因此$\dfrac{v_{by}}{v_{bx}}$较小，可以将$\arctan\left(\dfrac{v_{by}}{v_{bx}}\right)$近似线性化处理为$\dfrac{v_{by}}{v_{bx}}$，同时前轮的侧偏角也可以近似认为$\beta_{nw}=\delta_{nw}$。

1.3 起落架与机轮模型

对于主轮而言，会受到刹车对其的制动力矩与地面对其的摩擦力。主轮的机轮旋转动力学方程为

$$J\dot{w}_{\text{wheel}} = F_{\text{xm}}R_{\text{wheel}} - T_{\text{b}} \tag{8}$$

式中: J为机轮的转动惯量; F_{xm}为地面对机轮的纵向摩擦力; R_{wheel}为机轮半径; T_{b}为刹车对机轮的制动力矩; $\dot{w}_{\text{wheel}}$为机轮的转动角加速度。对于前轮而言, 忽略了滚阻后, 仅会受到地面对其的纵向摩擦力。

飞机前三点式起落架布局模型可以简化为如图 2 所示的 3 个多质量弹簧阻尼系统, 以前起落架为例, 缓冲支柱等效为刚度系数k_{s}的弹簧和阻尼系数为b_{s}的阻尼器。轮胎可以等效为一个弹性体, 其刚度系数为k_{t}, 其相互作用受力如图 2 所示。

$$m_{\text{un}}\ddot{z}_{\text{un}} + F_{\text{ks}} + F_{\text{b}} + F_{\text{kt}} = m_{\text{un}}g \tag{9}$$

式中:

$$\begin{cases} F_{\text{ks}} = k_{\text{s}}(z_{\text{un}} - z_{\text{ac}}) \\ F_{\text{b}} = b_{\text{s}}(\dot{z}_{\text{un}} - \dot{z}_{\text{ac}}) \\ F_{\text{kt}} = k_{\text{t}}z_{\text{un}} \end{cases} \tag{10}$$

其中: m_{un}为轮胎质量; z_{un}为轮胎质心的z轴坐标; $\dot{z}_{\text{un}}$为轮胎质心的z轴速度; $\ddot{z}_{\text{un}}$为轮胎质心的z轴加速度; z_{ac}为飞机质心的z轴坐标; $\dot{z}_{\text{ac}}$为飞机质心的z轴速度; g为重力加速度。

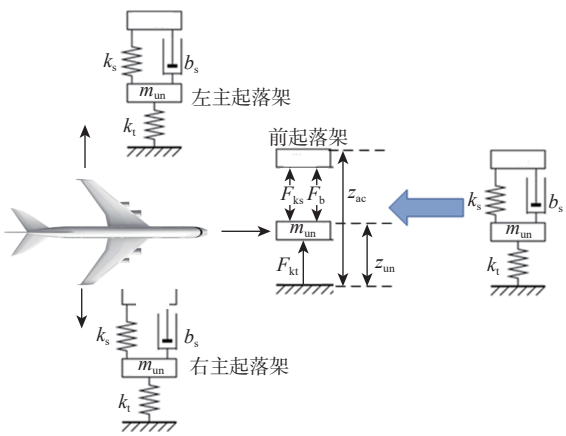


图 2　起落架模型示意

Fig. 2　Schematic diagram of landing gear

2　飞机多执行器协同纠偏控制律设计

本文提出的飞机多执行器协同纠偏控制律采用内外环的分层控制框架, 外环导引律输入的是飞机与跑道中线的位置偏差, 输出飞机的偏航角指令ψ_{r}。内环输入的是偏航角指令ψ_{r}, 输出的是前轮转角、方向舵转角及差动刹车压力值。最后作用在六自由度飞机动态系统上, 将实际的偏航角再反馈至内环控制器。整体的分层纠偏控制系统架构如图 3 所示。

2.1　状态空间方程

选取与飞机航向状态有关的变量, 即飞机横向速度v_{by}、飞机偏航角速度r与飞机偏航角ψ作为状态变量, $\boldsymbol{X} = [x_1, x_2, x_3]^{\text{T}} = [\psi, r, v_{\text{by}}]^{\text{T}}$。为简化计算, 输入控制变量为前轮侧向力在机体$y$轴的分力(即$F_{\text{ynw}}\cos\delta_{\text{nw}}$)、方向舵提供的航向控制力矩$M_{\delta_{\text{r}}}$、两侧差动刹车产生的对机体的偏航力矩(即$(F_{\text{xr}} - F_{\text{xl}})c$)。

输入控制变量矩阵为

$$\boldsymbol{U} = [u_1, u_2, u_3]^{\text{T}} = [F_{\text{ynw}}\cos\delta_{\text{nw}}, M_{\delta_{\text{r}}}, (F_{\text{xr}} - F_{\text{xl}})c]^{\text{T}} \tag{11}$$

选取飞机滑跑动力学模型中与飞机横向状态有关的方程, 并将状态变量和输入控制变量代入, 令$C_{\text{r}}' = \dfrac{M_r}{r}$, 联立式 (1)～式 (8) 可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \dfrac{-b\mu_{\text{ym}}}{I_z v_{\text{bx}}}x_2 - \dfrac{C_{\text{r}}'}{I_z}x_3 + \dfrac{a}{I_z}u_1 + \dfrac{1}{I_z}u_2 + \dfrac{1}{I_z}u_3 - \dfrac{M_\beta}{I_z} \\ \dot{x}_3 = -v_{\text{bx}}x_2 + \dfrac{2\mu_{\text{ym}}}{mv_{\text{bx}}}x_3 + \dfrac{1}{m}u_1 - \dfrac{F_{\text{y}\beta}}{m} \end{cases} \tag{12}$$

式中: μ_{ym}为侧偏刚度。

写成状态空间方程的标准形式为

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{D} \tag{13}$$

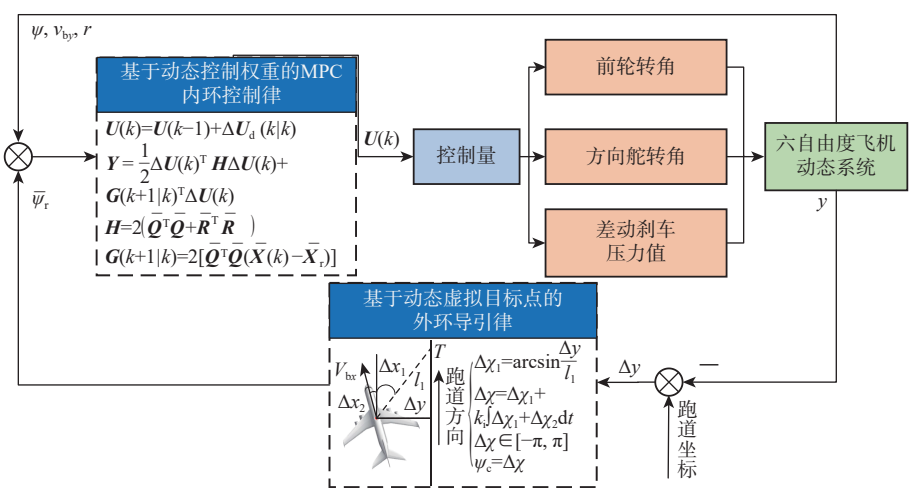


图 3　纠偏控制系统架构示意

Fig. 3　Schematic diagram of taxiing correction control system architecture

式中：

$$\begin{cases}\boldsymbol{X}=[x_1,x_2,x_3]^{\mathrm{T}}=[\psi,r,v_{\mathrm{by}}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{U}=[u_1,u_2,u_3]^{\mathrm{T}}=[F_{\mathrm{ynw}}\cos\delta_{\mathrm{nw}},M_{\delta_{\mathrm{r}}},(F_{x\mathrm{r}}-F_{x\mathrm{l}})c]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & \dfrac{-C'_{\mathrm{r}}}{I_z} & \dfrac{-b\mu_{\mathrm{ym}}}{v_{\mathrm{b}x}I_z}\\ 0 & -v_{\mathrm{b}x} & \dfrac{2\mu_{\mathrm{ym}}}{mv_{\mathrm{b}x}}\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ \dfrac{a}{I_z} & \dfrac{1}{I_z} & \dfrac{1}{I_z}\\ \dfrac{1}{m} & 0 & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{D}=\begin{bmatrix}0 & -\dfrac{M_\beta}{I_z} & -\dfrac{F_{y\beta}}{m}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\end{cases}\tag{14}$$

由于飞机速度不断变化，因此，该系统为时变系统。

2.2 基于动态虚拟目标点的外环导引律设计

已知飞机跑道的经纬度坐标信息，飞机位置可以由机载导航得知，通过两者即可实时得到飞机与跑道中线的横向偏差。外环控制器的目标是将飞机与跑道中线的横向距离偏差转化为与飞机机体有关的偏航角偏差。本文采用生成动态虚拟目标点导引律的方法将飞机与跑道中线的横向距离偏差转化为飞机的偏航角指令，具体原理如图4所示。

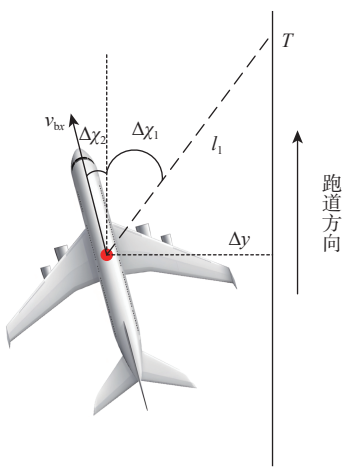


图4 外环导引律示意

Fig. 4 Schematic diagram of outer-loop guidance law

在跑道中线上设置一个虚拟目标点，该点与飞机的距离为l_1，即以飞机质心为圆心、过虚拟目标点、半径为l_1的圆。飞机与跑道中线的距离偏差通过l_1转化为方向偏差$\Delta\chi_1$，$\Delta\chi_2$为当前飞机速度方向与跑道方向的夹角。

外环控制器的输出为总的方向误差，即$\Delta\chi_1$与$\Delta\chi_2$的总和。方向误差的物理意义为飞机当前运动方向与追踪虚拟目标点方向之间的误差。同时，为抵消外部扰动对控制器性能的影响，在控制器中加入对$\Delta\chi_1$的积分项，提高控制性能。具体计算方法为

$$\begin{cases}\Delta\chi_1=\arcsin\dfrac{\Delta y}{l_1}\\ \Delta\chi=\Delta\chi_1+k_{\mathrm{i}}\displaystyle\int\Delta\chi_1+\Delta\chi_2\mathrm{d}t\\ \Delta\chi\in[-\pi,\pi]\\ \psi_{\mathrm{c}}=\Delta\chi\end{cases}\tag{15}$$

式中：k_{i}为积分项参数。

此外，为保证飞机在纠偏过程中不发生侧翻，同样的侧偏距，针对滑跑高速段的偏航角指令应该小于低速段的偏航角指令，因此，可以设置动态l_1策略，高速时l_1较大，低速时l_1较小，即

$$l_1=k_1v_{\mathrm{b}x}+l_0\tag{16}$$

式中：$k_1>0$；l_0为l_1基准值，必须大于飞机与跑道中线的侧偏距离Δy。

2.3 时变MPC的内环纠偏控制律

对2.2节中建立的飞机地面滑跑状态空间方程进行离散化处理，令T_{s}为采样周期，当前时刻用k表示，可以得到离散时间状态空间模型为

$$\boldsymbol{X}(k+1)=\boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{X}(k)+\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{U}(k)+\boldsymbol{D}_{\mathrm{d}}(k)\tag{17}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}=(\boldsymbol{A}T_{\mathrm{s}}+\boldsymbol{I})$，$\boldsymbol{I}$为二阶单位矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}}=\boldsymbol{B}T_{\mathrm{s}}$；$\boldsymbol{D}_{\mathrm{d}}=\boldsymbol{D}T_{\mathrm{s}}$。

需要注意的是，式(17)描述的状态空间方程在每个采样周期都更新，但在每个预测区间内是不变的。为便于后续控制系统的设计，并减少静态误差，式(17)可以转换为控制输入增量的形式：

$$\Delta\boldsymbol{X}(k+1)=\boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{X}(k)+\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{U}(k)\tag{18}$$

式中：

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{X}(k)=\boldsymbol{X}(k)-\boldsymbol{X}(k-1)\\ \Delta\boldsymbol{U}(k)=\boldsymbol{U}(k)-\boldsymbol{U}(k-1)\end{cases}\tag{19}$$

定义MPC控制器的预测时域和控制时域分别为P和N。预测时域P决定了控制器预测未来系统动态的时间长度。P值越大，控制器对系统未来行为的预测越长，有利于提升控制的稳定性。然而，过大的P值会急剧增加计算量。控制时域N定义了在当前时刻需要优化的未来控制输入的数量。较大的N值能提供更多的优化自由度，但同样会增加计算成本。考虑到飞机滑跑是一个快速动态过程，P应足够长以覆盖纠偏动作的主要动态响应阶段。同时，为保证控制算法的实时性，采用$1\leqslant N\leqslant P$的策略，即在较长的预测范围内优化较少次数的控制动作。定义第k个采样周期的第i个预测步的控制增量为$\Delta\boldsymbol{U}(k+i|k)$，由此可得整个预测区间内的控制输入为

$$\begin{bmatrix} u(k|k) \\ u(k+1|k) \\ \vdots \\ u(k+P-1|k) \end{bmatrix}_{P\times 1} = \begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \end{bmatrix} u(k-1)+ \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & 0 \\ I & I & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ I & I & I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k|k) \\ \Delta u(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta u(k+P-1|k) \end{bmatrix}_{P\times 1} \tag{20}$$

式中: $\Delta u(k+i|k)=0, i=N,N+1,N+2,\cdots,P-1$。

在预测区间内的状态变量和系统输出为

$$\begin{bmatrix} \Delta x(k+1|k) \\ \Delta x(k+2|k) \\ \vdots \\ \Delta x(k+P|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}} \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}^2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}^P \end{bmatrix} \Delta x(k)+ \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} & 0 & \cdots & 0 \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} & \boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}^{P-1}\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} & \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}^{P-2}\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} & \cdots & \boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(k|k) \\ \Delta u(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta u(k+P-1|k) \end{bmatrix} \tag{21}$$

式中: $\Delta \boldsymbol{U}(k)=\begin{bmatrix} \Delta u(k|k) \\ \Delta u(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta u(k+P-1|k) \end{bmatrix}$。

2.3.1　代价函数设计

内环纠偏控制器主要设计目标是通过控制前轮、方向舵和差动刹车来实现偏航角指令的跟踪, 同时, 还需要尽可能地让飞机的横向速度v_{by}和偏航角速度r趋近 0, 保证飞机姿态的平滑变化, 因此, 定义 MPC 控制器的参考指令为$\boldsymbol{X}_{\mathrm{r}}=[\psi_{\mathrm{c}},0,0]^{\mathrm{T}}$。除此之外, 还需要对控制量和控制增量进行限制, 因为 3 个执行器均存在物理限制。因此, 本节设计的 MPC 控制器的代价函数为

$$\boldsymbol{Y}=\sum_{i=1}^{P}\|x_{\mathrm{r}}(k+i|k)-x(k+i|k)\|_{\boldsymbol{Q}}^2+\sum_{i=0}^{N-1}\|\Delta u(k+i|k)\|_{\boldsymbol{R}}^2 \tag{22}$$

满足: $u_{\min}\leqslant u(k+i|k)\leqslant u_{\max}, i=1,2,\cdots,N-1; \Delta u_{\min}\leqslant \Delta u(k+i|k)\leqslant \Delta u_{\max}, i=1,2,\cdots,N-1$。

式中: $\boldsymbol{Q}$和$\boldsymbol{R}$分别为跟踪指令和控制增量的权重矩阵; $u_{\min}$和$u_{\max}$分别为控制输入的下边界和上边界; $\Delta u_{\min}$和$\Delta u_{\max}$分别为控制输入增量的上边界和下边界。

矩阵$\boldsymbol{Q}$用于惩罚状态量与参考指令之间的偏差。根据本文的控制目标, 即精确跟踪外环给出的偏航角指令, 并抑制过大的偏航角速度和横向速度, 以保证滑跑的平顺性与稳定性。为突出对偏航角跟踪的优先度, 其对应的权重应远大于另外 2 项。

经过整理, 式(19)的多目标优化问题可以转化为一个二次规划问题:

$$\begin{cases} \boldsymbol{Y}=\dfrac{1}{2}\Delta \boldsymbol{U}(k)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}\Delta \boldsymbol{U}(k)+\boldsymbol{G}(k+1|k)^{\mathrm{T}}\Delta \boldsymbol{U}(k) \\ \boldsymbol{H}=2\left(\overline{\boldsymbol{Q}}^{\mathrm{T}}\overline{\boldsymbol{Q}}+\overline{\boldsymbol{R}}^{\mathrm{T}}\overline{\boldsymbol{R}}\right) \\ \boldsymbol{G}(k+1|k)=2\left[\overline{\boldsymbol{Q}}^{\mathrm{T}}\overline{\boldsymbol{Q}}(\overline{\boldsymbol{X}}(k)-\overline{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}})\right] \end{cases} \tag{23}$$

$$\begin{cases} \overline{\boldsymbol{X}}(k)=[\overbrace{\boldsymbol{X}(k) \quad \boldsymbol{X}(k) \quad \cdots \quad \boldsymbol{X}(k)}^{P}]^{\mathrm{T}} \\ \overline{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}=[\overbrace{\boldsymbol{X}_{\mathrm{r}}, \quad \boldsymbol{X}_{\mathrm{r}}, \quad \cdots, \quad \boldsymbol{X}_{\mathrm{r}}}^{P}]^{\mathrm{T}} \\ \overline{\boldsymbol{Q}}=\mathrm{diag}(\overbrace{\boldsymbol{Q},\boldsymbol{Q},\cdots,\boldsymbol{Q}}^{P}) \\ \overline{\boldsymbol{R}}=\mathrm{diag}(\overbrace{\boldsymbol{R},\boldsymbol{R},\cdots,\boldsymbol{R}}^{P}) \end{cases} \tag{24}$$

式中: $\boldsymbol{H}$和$\boldsymbol{G}(k+1|k)$分别为 Hessian 矩阵和梯度向量。

2.3.2　动态控制权重矩阵设计与优化问题

3 个执行器在不同的速度下有不同的控制性能。方向舵在滑跑高速段产生的纠偏能力最大, 而前轮在高速段应谨慎使用, 如果前轮转角过大, 则会导致飞机侧滑甚至侧翻的危险。在中速段和低速段, 由于动压较低, 方向舵产生的纠偏效果较弱, 因此, 应多使用前轮和差动刹车进行纠偏。除此之外, 刹车的主要任务仍是纵向减速, 因此, 在使用差动刹车时, 应设置好差动刹车压力值的上下限, 既要满足刹车在相应工况下不打滑, 也不能减小太多刹车压力值, 从而影响纵向减速效果。

针对控制增量的权重矩阵$\boldsymbol{R}$, 需要根据 3 个执行器在不同速度下的特性设置动态权重。引入速度因子ζ, 计算如下:

$$\zeta=\frac{v_{\mathrm{b}x}}{v_{\mathrm{b}x0}} \tag{25}$$

式中: $v_{\mathrm{b}x0}$为飞机滑跑时的初速度; ζ随着速度不断降低而从 1 减小至 0。

$\boldsymbol{R}$的对角项越小, 对控制器产生的代价越小, 则对应的控制增量的权重越大, 因此, 设置$\boldsymbol{R}$为

$$\boldsymbol{R}=\mathrm{diag}(R_1,R_2,R_3)=\mathrm{diag}(\zeta/3,1-\zeta,2\zeta/3) \tag{26}$$

随着滑跑速度降低, ζ越小, R_1和R_3越小, R_2越大, 则相应地前轮和差动刹车的控制权重越大, 方向舵的权重越小。此外, R_1小于R_3, 即尽可能地使用前轮, 少用差动刹车影响纵向减速, 从而实现动态调整 3 个执行器的控制权重。

求解上述的二次规划问题, 可以得到控制增量序列为

$$\Delta \boldsymbol{U}(k)=[\Delta u(k|k),\Delta u(k+1|k),\Delta u(k+P-1|k)]^{\mathrm{T}} \tag{27}$$

选取控制增量序列$\Delta \boldsymbol{U}(k)$的第 1 个元素确定当前时刻(k时刻)的控制量, 最终可以得到控制量为

$$\boldsymbol{U}(k)=\boldsymbol{U}(k-1)+\Delta\boldsymbol{U}(k|k) \tag{28}$$

由于选取的控制量为$\boldsymbol{U}=[F_{\text{ynw}}\cos\delta_{\text{nw}},M_{\delta_{\text{t}}},(F_{\text{xr}}-F_{\text{xl}})c]^{\text{T}}$，因此，还需要将 3 个控制量进行解算，得到前轮转角、方向舵转角及左右两侧刹车压力的差动值。

3 基于 Simulink/MATLAB 的仿真验证

3.1 模型与控制器参数设置

为验证方案的可行性与有效性，在 Simulink/MATLAB 中建立完整的六自由度飞机动态系统模型，其中，包含动力学与运动学解算模块、气动力与力矩模块、起落架模块、轮胎横纵向摩擦力模块、刹车模块、作动器模块等，可以对飞机的姿态与位置信息进行观测，飞机的刹车控制律采用工程中较多使用的压力偏置调制 (pressure-bias-modulated, PBM) 控制律[19]。机轮与跑道的横纵向摩擦力模型采用魔术公式[20]，并通过修改魔术公式的参数实现跑道条件的设置。飞机的相关参数如表 1 所示。

设置的控制器参数如表 2 所示。

3.2 多工况仿真结果

设置初始条件如表 3 所示。

表 1 六自由度飞机动态系统模型参数

Table 1 Parameters of the 6-degree-of-freedom aircraft dynamic system model

飞机质量/kg	飞机对x轴的惯性矩/(kg·m^{-2})	飞机对y轴的惯性矩/(kg·m^{-2})	飞机对z轴的惯性矩/(kg·m^{-2})	主轮到质心纵向距离/m	前轮到质心纵向距离/m	2个主轮间距/m	飞机质心高度/m	机翼面积/m^2	翼展/m	方向舵面积/m^2	方向舵展长/m	前轮质量/kg	前轮半径/m	主轮质量/kg	主轮半径/m
15 119	31 184	205 125	230 414	1.048 98	15.451 02	3	3	37.16	11.41	8	5	98	0.35	117	0.4

表 2 控制器参数

Table 2 Parameters of the controller

k_{i}	l_0/m	T_{s}/s	P	N	$\boldsymbol{Q}$	μ_{ym}	μ_{ynw}	最大前轮转角/(°)	最大方向舵转角/(°)	最大差动刹车压力值/MPa
1.5	15	0.001	200	20	$[100,0.01,0.01]^{\text{T}}$	1 567 748	200 000	15	30	7

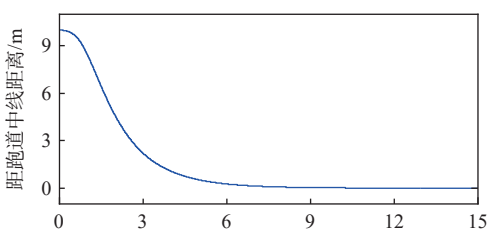
表 3 仿真初始参数

Table 3 Simulation initial parameters

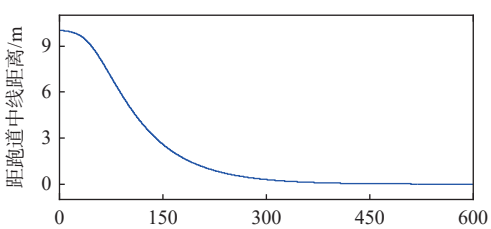
滑跑初始速度/(km·h^{-1})	初始距跑道中线距离/m	初始前轮转角/(°)	初始方向舵转角/(°)	初始左右刹车压力/MPa	初始侧向速度/(km·h^{-1})
200	10	0	0	3	0

针对滑跑场景中的 3 个场景进行仿真验证。

1）干跑道，无侧风，仿真结果如图 5～图 7 所示。



(a) 飞机距跑道中线的距离偏差



(b) 飞机滑跑轨迹

图 5 飞机距位置情况曲线(场景 1)

Fig. 5 Aircraft distance-to-position curve (scenario 1)

场景 1 的仿真结果表明，在较理想的情况下，控制器响应迅速，在 6 s 左右便将飞机控制至跑道中线附近，并在此后保持零偏差的稳定滑跑，滑跑轨迹平滑，无超调和振荡。此外，飞机的横向速度和偏航角速度在纠偏动作开始后也被迅速抑制，表现了控制器良好的动态品质。方向舵和差动刹车压力并未到达限值，3 个执行器协同配合，切换平滑。

2）湿跑道，5 节侧风，仿真结果如图 8～图 10 所示。

场景 2 的仿真结果表明，在侧风干扰且跑道湿滑的情况下，飞机依然能够被有效地控制在跑道中线附近，收敛时间略有增加至约 7.5 s。为抵抗持续侧风，飞机最终以微小的迎风偏航角进行滑跑，飞机的横向速度和偏航角速度在纠偏完成后也未完全归零，维持在一个较小的范围，表明控制器具有良好的扰动抑制能力。方向舵转角和差动刹车压力值明显大于场景 1，3 个执行器协同纠偏，保证了在复杂工况下的控制性能。

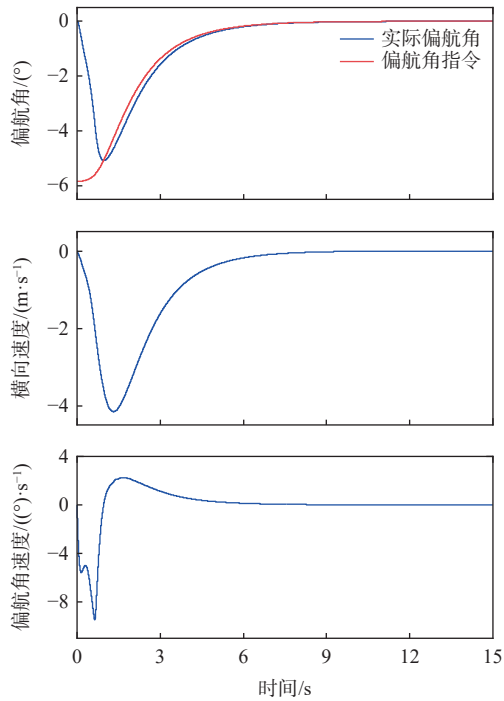


图 6　飞机状态量变化曲线(场景 1)

Fig. 6　Aircraft status variation curve (scenario 1)

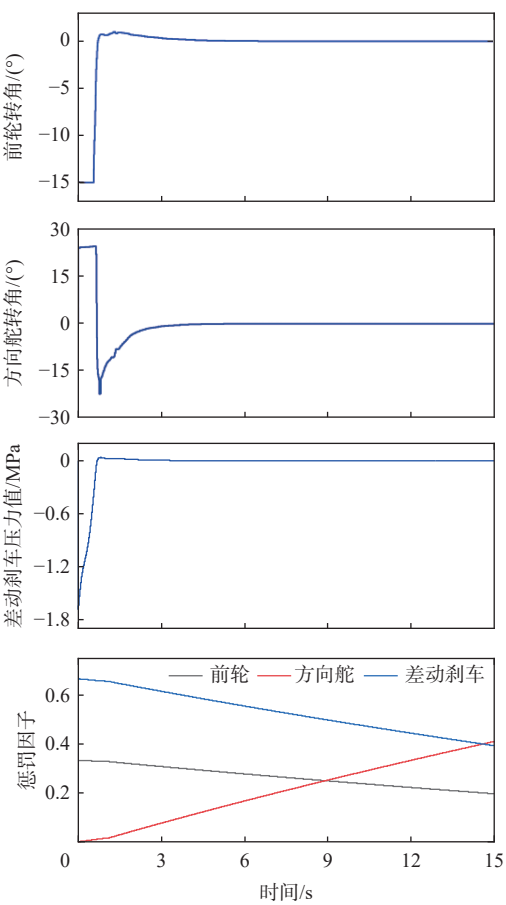


图 7　飞机纠偏执行器变化曲线(场景 1)

Fig. 7　Aircraft yaw actuator variation curve (scenario 1)

3) 初始着陆偏航角 5°, 湿跑道, 5 节侧风, 仿真结果如图 11～图 13 所示。

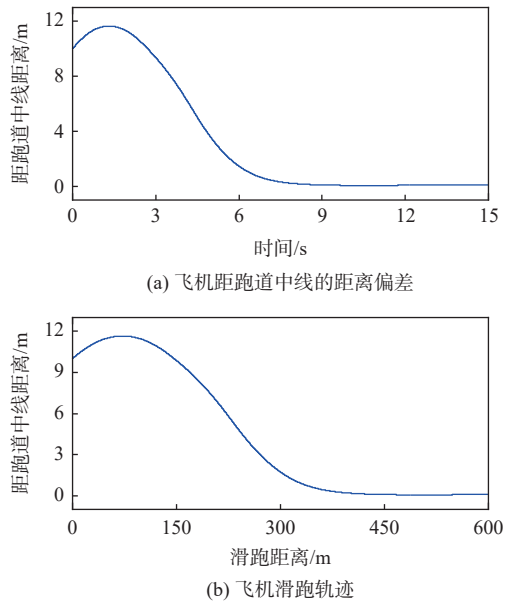


图 8　飞机距位置情况曲线(场景 2)

Fig. 8　Aircraft distance-to-position curve (scenario 2)

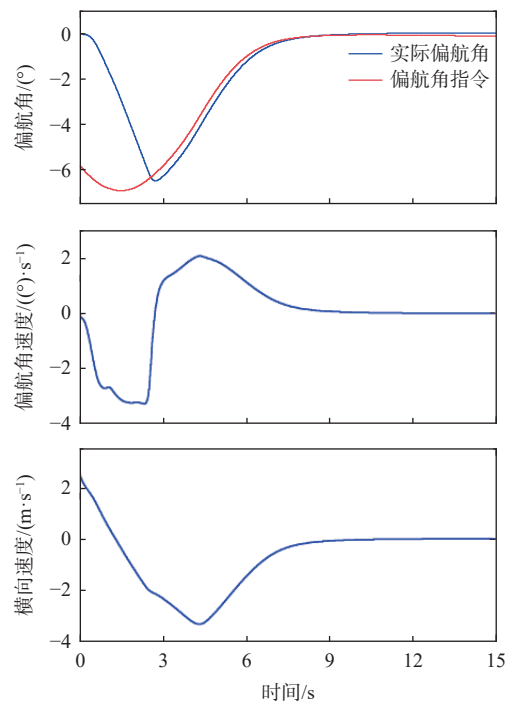


图 9　飞机状态量变化曲线(场景 2)

Fig. 9　Aircraft status variation curve (scenario 2)

场景 3 的仿真结果表明, 在侧风干扰、跑道湿滑且存在初始着陆偏航角的情况下, 由于速度较高, 飞机先向反方向运动约 15 m, 此时的方向舵和前轮转角均达到极限值, 差动刹车由于高速段的控制权值较小, 差动压力值并未达到最大值, 主轮刹车主要承担纵向减速任务。当飞机在 5 s 后朝着跑道中线滑跑后, 3 个执行器的控制量均逐渐变小, 避免了产生较大超调和振荡, 最后在 20 s 左右稳定滑跑在跑道中线附近, 控制过程无超调和振荡。

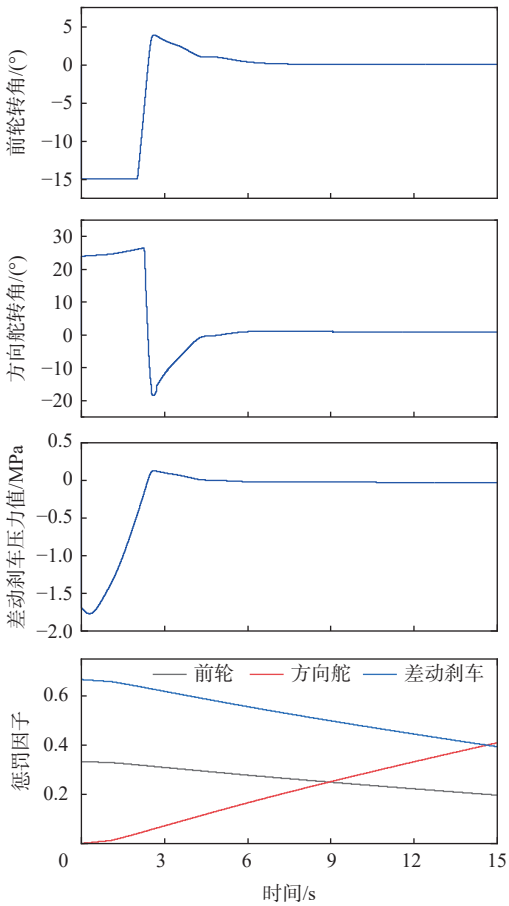
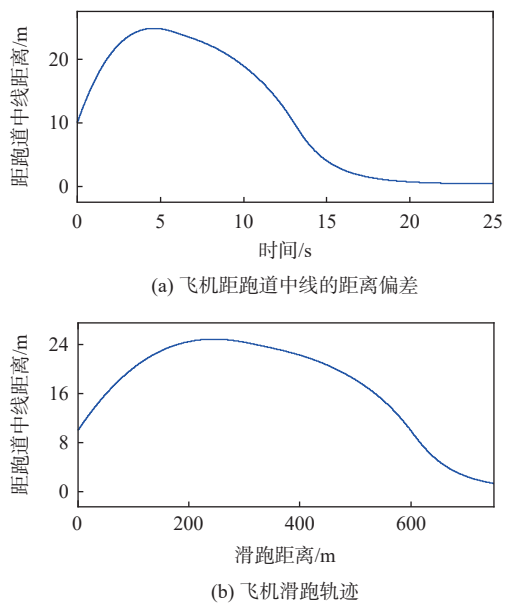


图 10 飞机纠偏执行器变化曲线(场景 2)

Fig. 10 Aircraft yaw actuator variation curve (scenario 2)



(a) 飞机距跑道中线的距离偏差

(b) 飞机滑跑轨迹

图 11 飞机距位置情况曲线(场景 3)

Fig. 11 Aircraft distance-to-position curve (scenario 3)

以上仿真结果清晰地展示了本文提出的分层协同纠偏控制策略在不同工况下的有效性与鲁棒性。外环控制器生成的偏航角指令能够被内环 MPC 控制器精确跟踪,同时,飞机的横向速度与偏

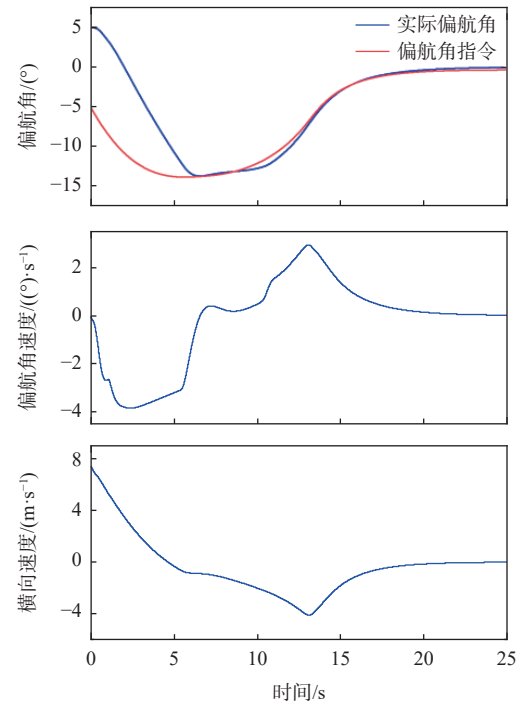


图 12 飞机状态量变化曲线(场景 3)

Fig. 12 Aircraft status variation curve (scenario 3)

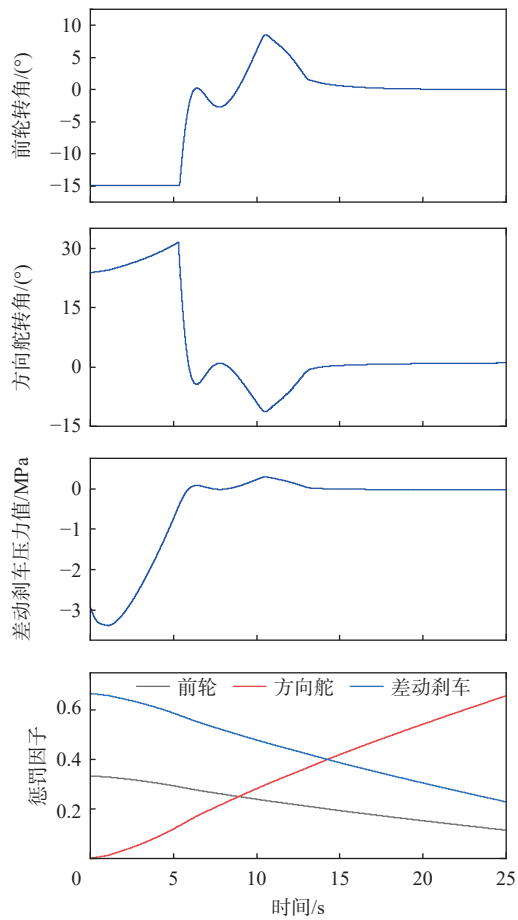


图 13 飞机纠偏执行器变化曲线(场景 3)

Fig. 13 Aircraft yaw actuator variation curve (scenario 3)

航角速度被迅速抑制并保持在零值附近,保证了纠偏过程的平顺性和稳定性。在滑跑初始的高速阶

段, 方向舵作为主要纠偏执行器; 随着速度降低, 方向舵的控制作用减弱, 而前轮转角和主轮差动刹车的控制量逐渐增大, 成为中低速阶段的主要控制手段。这种基于速度的控制权重动态分配, 符合不同执行器在不同速域下的气动/地面动力学特性, 实现了各执行器在整个滑跑过程中的高效协同与平滑切换, 验证了本文方法的有效性。

4 结　论

1) 本文针对现有仅用单执行器进行纠偏控制效率低的问题, 提出一种基于时变 MPC 的多执行器协同控制方法。通过建立精细化的飞机地面滑跑动力学模型与状态空间方程, 设计了内外环分层控制律与架构, 外环控制器利用动态虚拟目标点导引律的方法将飞机位置偏差转化为偏航角指令作为内环 MPC 控制器输入, 并在内环 MPC 控制器中引入速度因子动态调整各执行器的控制权重。基于六自由度飞机动态模型的仿真结果表明, 该方法能够实现全速域范围内的精确、稳定纠偏控制。

2) 本文建立了考虑轮胎侧偏特性、气动特性和地面摩擦力的精细化地面滑跑动力学模型, 为 MPC 控制器提供模型预测基础。

3) 所设计的位置-姿态分层控制架构将位置偏差转化为机体姿态偏差。其中, 基于动态预瞄距离的外环导引律能够根据侧向偏差和速度信息, 实时生成相应的偏航角指令。

4) 内环 MPC 控制器基于时变模型矩阵在线预测和优化控制量, 通过引入随速度动态调整的控制权重矩阵, 实现了方向舵、前轮转弯和差动刹车 3 个执行器在不同速度区间的无缝切换与协同配合。充分发挥不同执行器的控制优势, 确保了全速域内的控制效率与安全性。

5) 多工况仿真结果验证了无论是在理想工况, 还是在湿滑跑道、侧风干扰及较大初始接地偏差等恶劣条件下, 该系统均能实现快速响应和稳定收敛。

6) 此外, 本文提出的分层协同纠偏控制框架具有良好的通用性与可扩展性。该框架的特点在于其基于模型的设计思想。模型中的各项参数均可根据不同机型的具体数值进行替换。

参考文献（References）

[1] 赵丁仪, 齐心歌, 汪磊. 冲偏出跑道事件风险评估研究进展[J]. 航空工程进展, 2025, 16(1): 1-8.
Zhao D Y, Qi X G, Wang L. Research progress analysis on risk assessment of runway excursion[J]. Advances in Aeronautical Science and Engineering, 2025, 16(1): 1-8(in Chinese).

[2] Duprez J, Mora-Camino F, Villaumé F. Aircraft-on-ground lateral control for low speed maneuvers[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2004, 37(6): 475-480.

[3] Son T N, Dat N T. Preview control of aircraft in ground operation[C]//Proceedings of the 2018 5th International Conference on Control, Decision and Information Technologies. Piscataway: IEEE Press, 2018: 550-554.

[4] 段镇, 高九州, 贾宏光, 等. 无人机滑跑线性化建模与增益调节纠偏控制[J]. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1507-1516.
Duan Z, Gao J Z, Jia H G, et al. Linearized modeling and gain scheduling control for UAV taxiing[J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22(6): 1507-1516(in Chinese).

[5] Re F. Modelica landing gear modelling and on-ground trajectory tracking with sliding mode control[C]//Proceedings of the Advances in Aerospace Guidance, Navigation and Control. Berlin: Springer, 2011: 103-115.

[6] Latif Z, Shahzad A, Samar R, et al. Lateral parameter-varying modelling and control of a UAV on-ground[J]. IFAC-PapersOnLine, 2021, 54(8): 130-135.

[7] Roos C, Biannic J M, Tarbouriech S, et al. On-ground aircraft control design using a parameter-varying anti-windup approach[J]. Aerospace Science and Technology, Elsevier, 2010, 14(7): 459-471.

[8] 贾彩娟. 飞翼布局无人机地面滑跑纠偏控制系统设计与仿真[J]. 自动化应用, 2018, 59(7): 59-63.
Jia C J. Design and simulation of deviation correction control system for UAV with flying wing layout on the ground[J]. Automation Application, 2018, 59(7): 59-63(in Chinese).

[9] 郭杰, 李震, 陈天悦, 等. 小型无人机滑跑航向纠偏及增稳控制设计[J]. 北京理工大学学报, 2017, 37(12): 1287-1294.
Guo J, Li Z, Chen T Y, et al. Heading deviation correction and stability augmentation control for small UAV taxiing[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2017, 37(12): 1287-1294(in Chinese).

[10] 乔定定. 无人飞行器地面滑跑纠偏复合控制与仿真[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
Qiao D D. Compound control and simulation of ground taxi deviation correction for unmanned aerial vehicle[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2022(in Chinese).

[11] 贾伟, 孙哲芃, 吴玉生, 等. 基于 L1 方法的某型无人机滑跑纠偏控制[J]. 弹箭与制导学报, 2021, 41(1): 48-52.
Jia W, Sun Z W, Wu Y S, et al. Deviation control of unmanned aerial vehicles based on L1 method[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2021, 41(1): 48-52(in Chinese).

[12] Richalet J, Rault A, Testud J L, et al. Model predictive heuristic control: application to industrial process[J]. Automatica, 1978, 14(5): 413-428.

[13] 卜瑞宇, 王彪, 李宏成, 等. 基于 MPC 的地形跟随航迹跟踪控制方案设计[J]. 控制工程, 2025, 32(3): 518-526.
Bu R Y, Wang B, Li H C, et al. MPC based design of trajectory tracking control for terrain following[J]. Control Engineering of China, 2025, 32(3): 518-526(in Chinese).

[14] 叶大鹏, 陈书达, 张之得. 基于在线高斯模型驱动 MPC 的四旋翼轨迹跟踪控制[J]. 飞行力学, 2025, 43(1): 56-62.
Ye D P, Chen S D, Zhang Z D. Trajectory tracking control for a quadrotor based on online Gaussian model-driven MPC[J]. Flight Dynamics, 2025, 43(1): 56-62(in Chinese).

[15] 张庆新, 郝晨乐, 朱金旭. 基于 MPC 和 ESO 的无人直升机姿态控制[J]. 飞行力学, 2022, 40(5): 53-58.
Zhang Q X, Hao C L, Zhu J X. Attitude control for unmanned helicopter based on model predictive control and extended state observe[J]. Flight Dynamics, 2022, 40(5): 53-58(in Chinese).

[16] 何德峰, 侍宇洁. 四驱电动汽车驱动力分配阶梯式模型预测控制[J]. 浙江工业大学学报, 2020, 48(1): 7-12.
He D F, Shi Y J. Stair-like model predictive control for driving force allocation of four-wheel driven electric vehicles[J]. Journal of Zhejiang University of Technology, 2020, 48(1): 7-12(in Chinese).

[17] 黄益绍, 王博, 李晨艳, 等. 自适应 MPC 智能车轨迹跟踪控制[J]. 中国测试, 2025, 51(2): 169-175.
Huang Y S, Wang B, Li C Y, et al. Intelligent vehicle trajectory tracking control based on adaptive MPC[J]. China Measurement & Testing Technology, 2025, 51(2): 169-175(in Chinese).

[18] 张啸天, 廖飞, 何德峰. 基于快速 MPC 的固定翼无人机空中着陆抗扰控制[J]. 高技术通讯, 2025, 35(5): 535-547.
Zhang X T, Liao F, He D F. Fast MPC based disturbance rejection control for aerial landing of a fixed-wing UAV[J]. Chinese High Technology Letters, 2025, 35(5): 535-547(in Chinese).

[19] 陈希远, 王浩天, 严小双, 等. 考虑非线性因素的飞机防滑刹车系统控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(5): 950-958.
Chen X Y, Wang H T, Yan X S, et al. Control of aircraft anti-skid braking system considering nonlinear factors[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(5): 950-958(in Chinese).

[20] Zhu J, Chu L, Tang X. Modeling and simulation of tire-water-road interaction using finite element analysis[J]. International Journal of Automotive Technology, 2017, 18(5): 761-770.

Coordinated deviation correction control for aircraft multi-actuators based on time-varying model predictive control

DANG Hao[1, 3], WANG Zhuangzhuang[1, 2, 3, *], LIU Xiaochao[1, 3], MA Xinqi[1, 3]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. State Key Laboratory of Fluid Power and Mechatronic Systems, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;
3. National Key Laboratory of Aircraft Integrated Flight Control, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Runway excursions represent a significant percentage of aviation incidents, highlighting the critical limitations of current ground control methods, often restricted to a single actuator. This impedes the safe and synergistic use of multiple control surfaces for deviation correction of aircraft taxiing. To address the question, this paper proposes a novel coordinated multi-actuator control method based on a time-varying model predictive control (MPC) framework. The comprehensive methodology begins with a high-fidelity dynamic model of the aircraft's ground taxiing phase, precisely considering complex nonlinear phenomena such as aerodynamic forces, ground friction dynamics, and tire side-slip characteristics. This model is then formulated as a linear time-varying state-space representation, which is suitable for the MPC framework. Building upon this model, a robust hierarchical inner-outer loop control architecture is designed for the systematic deviation correction task. Using a dynamic virtual target point guiding law, the outer loop converts the aircraft's lateral position divergence from the runway centerline into an exact yaw angle instruction for the inner loop. The inner loop forms the core of the strategy, utilizing MPC for robust, coordinated control of the three primary actuators: rudder, nose wheel steering, and differential braking. A key innovation is a control weight matrix in the MPC cost function that adjusts dynamically with real-time taxiing speed. This adaptive weighting mechanism optimizes control inputs online, intelligently allocating authority across the full speed range. At high speeds, it gives priority to the rudder; at lower speeds, it smoothly switches to nose wheel steering and differential braking. For validation, a comprehensive 6-degree-of-freedom dynamic simulation platform was developed in MATLAB/Simulink. The strategy was rigorously tested under challenging conditions, including wet runways, crosswinds, and significant initial landing deviations. Simulation results consistently demonstrate that the controller enables fast, stable tracking of the runway centerline. The system effectively manages these complex scenarios, realizing smooth, efficient coordination among the actuators.

Keywords: model predictive control; aircraft taxiing; deviation correction control; multiple actuators; layered control

Received: 2025-09-29; **Accepted**: 2025-10-27; **Published Online**: 2025-11-06 16:28

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251106.1438.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52505050); China Postdoctoral Science Foundation (2025T181117, 2024M764076); Open Foundation of the State Key Laboratory of Fluid Power and Mechatronic Systems (GZKF-202428)

* **Corresponding author**. E-mail: wangzz@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0707

压气机主动流量控制压电作动系统设计验证

吴潇[1,3]，王少萍[2]，张弛[3]，王兴坚[2,*]

(1. 中国航天科技体系与创新研究院，北京 100048；2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；
3. 北京航空航天大学 航空发动机研究院 100191)

摘　　要：为提升航空发动机压气机主动流量控制(AFC)系统的执行性能，设计了可在压气机匣部署的双叠堆放大式压电作动器，基于热压电本构方程和广义哈密顿原理，建立了考虑工况条件和预紧力的多场耦合动力学模型，并配套设计了完整功能的作动器上下游装置，搭建了作动系统样机和硬件在环性能验证平台。搭建的试验平台可模拟0.1～0.5 MPa、最高80 ℃的压气机引气环境。通过性能验证平台测试，压电作动器在0.3 MPa、55 ℃和0.5 MPa、80 ℃工况下，1～200 Hz混频信号作动试验数据与模型数据的平均误差分别为2.5%和4.1%，最大误差分别为4.3%和7.1%，验证了模型准确性。在AFC喷射气流测试中，系统最快可在2.5 ms内达到峰值流量59.6 g/s，同时验证了压电作动系统的高频响特性及AFC系统在提升压气机性能方面的实用价值。

关 键 词：压气机主动流量控制；压电作动系统；多场耦合；高频响作动；半物理仿真
中图分类号：V233.95; V233.7+55
文献标志码：A　　**文章编号：**1001-5965(2026)08-2923-09

为达到下一代先进发动机的整体性能指标，对于压气机而言，需要有更高的总压比和效率、更少的级数和更宽的工作包线。而在实际工况中，失稳(旋转失速和喘振)限制了其性能上限，影响运行可靠性，并经常在过渡态或非设计工况运行中导致灾难性事故[1-2]。压气机主动流量控制(active flow control, AFC)是发动机控制领域的前沿技术，目前，国内开始部分理论研究，应用方面还较少；国外部分技术已进入型号验证阶段。在中国未来航空发动机研发计划中，包括多项先进控制技术的高推重比、变循环发动机，主动控制技术亦是重要的研究与发展方向[3-4]。

系统的核心目标是实现对压气机气动失稳过程的实时、主动调控。当系统检测到失稳的早期征兆时，能够在失稳完全发展之前，通过快速执行控制措施(如动态调节放气量、燃油流量或导叶开度等)来有效抑制或消除潜在风险。自Epstein等[5]首次提出压气机失稳的主动控制理论以来，主动控制在航空推进领域逐渐成为研究热点。国外学者围绕不同类型压气机的特性和失稳机理，构建了多种理论模型与控制方法，例如，De Jager通过调节进口导流叶片的安装角，实现了对压气机旋转失速的有效控制[6]；Willems和De Jager利用进口喷气技术，在失速与喘振的双重抑制方面取得了显著效果[7]。这些研究为压气机主动控制理论的发展奠定了坚实基础，也验证了流场调控在扩展稳定工作范围方面的重要作用。

相比之下，国内在压气机主动控制领域的系统性研究起步较晚，但随着航空发动机性能与可靠性要求的不断提升，该方向已受到越来越多科研机构和学者的关注。近年来，国内研究者针对复杂工况下的失稳预警与控制，提出了一系列具有创新性的方案，例如，聂超群和陈静宜通过对喘振先兆信号的捕捉与特征识别，设计了基于实时反馈的作动机

收稿日期：2025-09-30；录用日期：2025-11-05；网络出版时间：2025-11-17 09:20
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251114.1434.004
*通信作者. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

引用格式：吴潇，王少萍，张弛，等. 压气机主动流量控制压电作动系统设计验证[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2923-2931.
Wu X，Wang S P，Zhang C，et al. Design and verification of piezoelectric actuation system for compressor active flow control system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2923-2931 (in Chinese).

构，实现了对喘振的主动抑制，显著扩展了压气机的稳定运行范围[8]。此外，王健等将压气机压比作关键反馈信号，以节流阀开度为控制输入，建立了闭环控制结构，并通过仿真验证其控制算法能够有效消除旋转失速迟滞环，提高系统的动态响应性能与稳定裕度[9]。

总体而言，AFC系统的研究正从早期的理论探索逐步过渡到面向工程应用的系统化设计阶段。随着高频快速响应执行机构（如压电作动器）的引入及控制算法的智能化与预测化发展，未来压气机主动控制将有望实现更高精度、更强鲁棒性和更优的能效特性，为航空发动机的安全与高性能运行提供坚实的技术支撑。

执行机构作为AFC系统中的重要一环，其响应速度及作动精度等参数直接影响AFC系统对于压气机边界的提升效果，从而影响发动机的最终性能[10]。过去受机械液压结构及频响的限制，实机部署性价比不高，现在随着智能材料及智能控制相关学科的发展，为AFC系统更大提升发动机的稳定工作范围奠定了基础[11]。

压电作动器作为一种智能材料作动器，因其具有频响快、精度高、体积小、输出载荷大等优势[12-14]，已在精密加工[15-16]、生物医工[17-18]、能源动力[19-20]和航空航天[21-22]等领域广泛应用。压电作动器形式和种类繁多，国内外针对不同类型与功能的压电作动器也开展了大量相关设计研究，其中，应用于航空发动机场景的多为主控振动控制研究[23-24]，少有应用于AFC的压电作动器的相关研究及试验，也缺乏针对性的改进设计与测试研究。

针对AFC系统的实际工况及主要性能参数要求，本文设计了一种可完全适配的带柔性放大结构的双叠堆压电作动器，并进行了作动器多场耦合动力学建模，同时，设计了模拟AFC系统半实物平台，可模拟和验证作动器在真实工况下的性能特性，并在验证平台上对作动器动态特性进行了试验验证。

1 AFC系统设计

1.1 压气机匹配部署策略

主动控制系统的工作原理及其与发动机/系统层面的耦合关系如图1所示。AFC的首要接口位于高压引气歧管与AFC端口之间：通过放气活门（引气活门）将压气机后级高压空气按需分流至AFC的控制通道。该通道内设置可快速响应的调节阀/喷射单元，用于形成喷射气流，并对压气机进口/中间级周向若干位置实施射流控制。

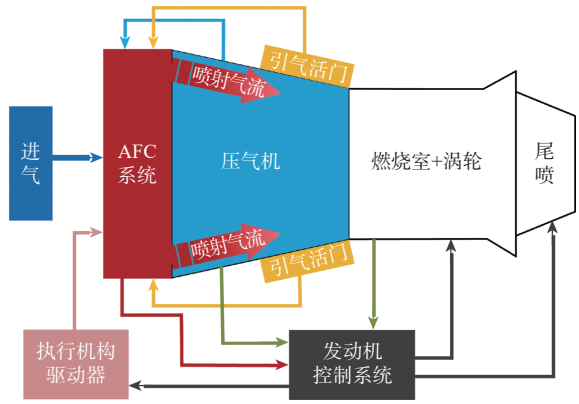


图1 AFC系统工作原理

Fig. 1 AFC system operation diagram

压气机段交互影响体现在2个方向：①压气机后级的背压与流道压比决定了引气歧管的可用压差，从而影响AFC可实现的喷射动量与引气质量流率上限；②AFC通过调节喷射强度、占空比与方位分配，将部分引气再导入压气机选定位置，以修正近失速工况下环量分布与流量-压比特性斜率，从而推迟拐点，扩大喘振裕度，并抑制旋涡/旋转失速先导结构的成长。对装有可变几何的压气机，AFC与可变导向器共同构成联合匹配：前者提供高带宽、小幅度的快速稳定化调节，后者承担低频、大范围的工作点迁移与效率优化。

作动器与驱动系统负责将发动机提供的电源与控制指令转换为执行机构等效推力与喷口节流面积变化。驱动系统需满足高频宽、抗高温与抗电磁干扰等要求，并通过功率限幅、温升监测与健康管理确保在最大引气比例、最大阀门占空比等边界内运行。为避免故障放大，驱动链路设置失效安全位形（如断电回零/关闭、弹簧复位）与旁通保护，保证在AFC退化或失效时，发动机仍能以降额模式稳定工作。

在发动机控制系统（如全权限数字发动机控制器（full authority digital engine control, FADEC）层面，AFC被纳入统一的监控与协调：控制系统实时采集AFC阀位/喷口状态、引气歧管压力与温度、压气机多站压力比、转速、燃烧室出口温度、尾喷口工况等关键量，并与燃油控制、可调喷口、变几何机构协同。其控制逻辑包括：①按飞行与发动机工作状态（启动、加速、稳态、快速给油）选择AFC工作模式；②基于喘振裕度估计/失稳先兆识别（来自压力阵列或旋转失速探测）的闭环指令生成；③基于引气对整机推力与热效率影响的代价约束（引气上限、涡轮进口温度与压比约束）进行优化分配；④异常与极限保护（如引气过压、喷口卡滞、传感

器越界），触发降级策略或退出 AFC。

在测量与数据监控方面，AFC 与压气机段布置的压力/温度/加速度/阀位/电流等多源传感信号经数据总线上传至发动机控制系统，用于状态估计与健康管理，同时，回传至地面或上位监控接口，实现事件记录与算法自适应整定。由此形成“进气-压气机-引气歧管-AFC-控制系统-燃烧/涡轮/喷口”的闭环耦合链路：AFC 以高带宽局部流动控制为手段，在满足引气与能量约束的前提下，配合整机控制实现稳定性提升、动态响应改进与安全冗余的系统级目标。

配备高频作动器的 AFC 装置应尽可能靠近低压压气机进气前缘布置。作动器驱动阀芯位于集气室与喷嘴之间，其整体结构如图 2 所示，图中，黄色部分为周向对称部署的 AFC 系统。其需利用发动机引气运行，引气取自高压压气机第 4 级，通过一系列管道及安全阀和质量流量计引导至集气室。喷嘴位于作动器下游，高压气通过喷嘴直接注入压气机前端。

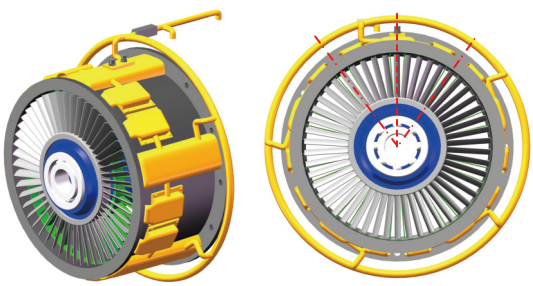


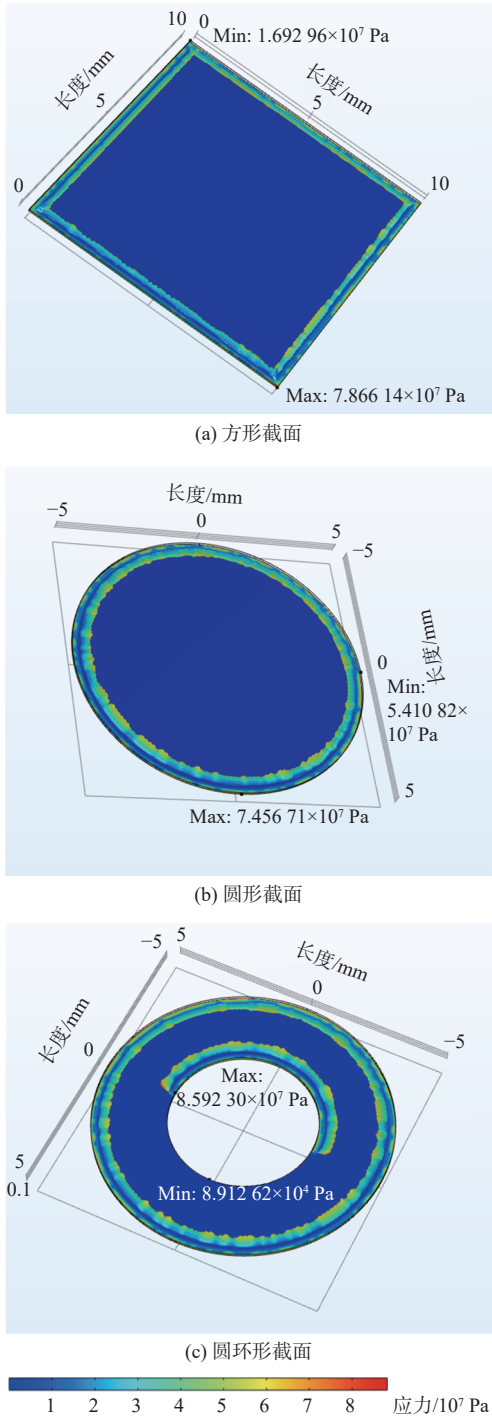
图 2　压气机进气端 AFC 部署示意

Fig. 2　Schematic diagram of AFC deployment at the compressor inlet end

1.2　压电作动系统设计

根据对国内外相关工作的调研及计算分析，为保证 AFC 有效工作，执行机构需在满足高频响的同时，具有一定的负载能力和输出行程。这对压电材料自身特性及外部柔性结构均提出了要求。

为保证在相同位移下有更大的负载能力，对不同截面的压电材料进行仿真分析。压电片的常见形状有方形、圆形和圆环形。为验证压电片的不同形状对输出力的影响，利用软件仿真对各形状压电片分别进行有限元分析，结果如图 3 所示。可以看出，方形、圆形和圆环形单片截面在最大工作电场强度下，最大应力输出分别为 78.7 MPa、74.6 MPa 和 85.9 MPa，根据截面积计算各自输出力分别为



(a) 方形截面

(b) 圆形截面

(c) 圆环形截面

图 3　不同截面压电片输出应力分析

Fig. 3　Output stress analysis of piezoelectric sheets with different cross sections

7 870 N、5 856 N 和 5 057 N，因此，驱动结构选择方形压电叠堆。其他主要参数如表 1 所示。

由于堆栈直接输入位移较小，在 AFC 系统中难以适用，因此，还需设计柔性机构作为二级放大。

表 1　压电堆栈主要参数

Table 1　Main parameters of piezoelectric stack

尺寸/(mm×mm×mm)	质量/g	标称行程/μm	静电容量(室温)/μF	刚度/(N·μm⁻¹)	谐振频率/kHz	推力/N	工作电压/V
10×10×54	44.4	59.9	58.5	80	15	3 500	0～150

为满足高频响要求，柔性机构应结构简单，柔性环节尽量少，且具备一定整体刚度，因此，选用菱形放大结构，其原理如图 4 所示，因其为对称结构，图中仅表示菱形单臂。可以看出，菱形放大可实现将x轴向的行程及力输出通过臂与x轴夹角θ变换放大至y轴。该结构非常适用于单一轴向空间有限的作动环境。放大效果由菱形单臂长L和夹角θ共同确定。根据增强放大模型[25]，其理论放大比可表示为

$$R=\frac{(K_1L^2-12K_\theta)\sin\theta\cos\theta}{12K_\theta\cos^2\theta+K_1L^2\sin^2\theta} \tag{1}$$

式中：K_1为菱形机构的平移刚度；K_θ为扭转刚度。

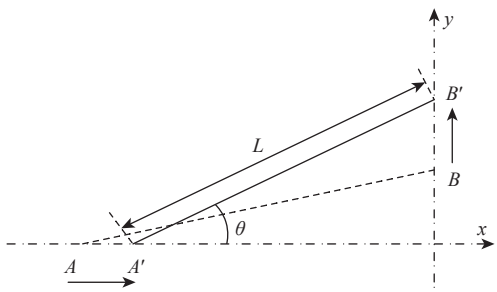


图 4 菱形放大单臂原理

Fig. 4 Schematic diagram of diamond-shaped enlarged single arm

压电材料作为电驱动智能材料，在复杂工况环境下有各种失效可能，如被瞬时电压击穿、异常发热导致逆压电效应衰退等，因此，本文设计了对称双叠堆压电结构作为驱动核心。双叠堆正常工作时可同步控制，在某一叠堆发生输出异常或失效后，可快速切换为独立控制，并利用未失效叠堆进行临时超载工作，以补偿 AFC 保持部分功能，直至当前工况结束。其结构如图 5 所示。

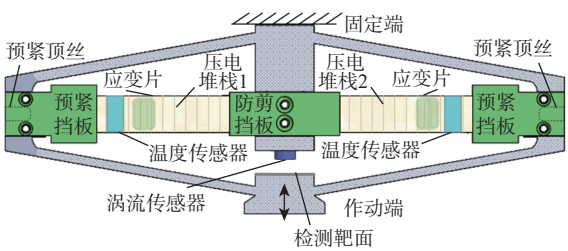


图 5 双叠堆菱形放大压电作动器结构示意

Fig. 5 Double-stacked diamond-shaped amplified piezoelectric actuator structure diagram

其中，固定端用螺栓固定于作动器外壳上，作动端连接执行器末端负载。由于需要高频下采集作动器输出行程，传统作动器接触回弹式传感器频响无法满足要求，故采用涡流传感器进行非接触测量。而在复杂工况环境下非接触测量又会产生较多噪声，给闭环控制带来过大误差和计算压力，因此，采用应变片直接检测叠堆的实时应变，数据用以进行涡流传感器位移数据的过滤，以使得到的反馈数据更精确纯净。2 个温度传感器分别用于监控叠堆当前自身温度，从而在控制器中以补偿压电材料因长时间高频工作发热和发动机外界温度变化造成的扰动。

菱形放大机构由 7075 铝合金制成，厚度为 2.3 mm；铰链臂长度为 14 mm，夹角为 10°，输入端与输出端的距离为 18 mm；理论放大倍率约为 7.2，与仿真验证结果误差小于 3%；柔性铰链处的等效刚度经有限元校核后约为 1.2×10^6 N/m，该参数已用于动力学模型中力学耦合项的计算。

2 压电作动系统耦合动力学建模

2.1 压电层热耦合动力学模型

对所设计压电作动器进行动力学建模，考虑到真实工况影响产生热效应，绝热条件下由自由能导出的压电本构方程需改写为

$$\begin{cases}\sigma=cS-hD-\gamma\mathrm{d}Q\\ E=-hS+\beta D-q\mathrm{d}Q\\ |\Delta T|=\theta=-\theta\gamma S-\theta qD-\dfrac{1}{\rho v_V^D}\mathrm{d}Q\end{cases} \tag{2}$$

式中：σ为压电叠堆内应力；E为工作电场强度；ΔT为温度变化量；S为叠堆应变；D为电位移量；$\mathrm{d}Q$为单位体积热量；c为恒定电位移和熵条件下的弹性系数；h为压电常数；γ为恒定电位移下的热弹性系数；β为恒定应力和熵条件下的逆介电常数；q为恒应变下的热电系数；ρ为材料密度；v_V^D为恒定电位移下的比热容。

根据热量公式可将式 (2) 化简为

$$\begin{cases}\sigma=cS-hD-\gamma_\mathrm{e}\theta\\ E=-hS+\beta D-q_\mathrm{e}\theta\end{cases} \tag{3}$$

式中：γ_e为等效热压系数；q_e为等效热电系数。

根据变形体的应力-应变关系及麦克斯韦方程，单层压电片在预应力作用下的总势能可表述为

$$\delta U=\int_V(\sigma\delta(S,\theta)+E\delta(D,\theta))\mathrm{d}V+\frac{1}{2}K_\mathrm{p}\left(u_i-u_\mathrm{p}\right) \tag{4}$$

式中：K_p为压电片等效刚度；V表示单位体积；$u_i=u(l,t)$为堆叠中第i层片的边界位移，l为压电片的轴向厚度，t表示时间；$u_\mathrm{p}=F_\mathrm{p}/K_\mathrm{p}$为预紧力$F_\mathrm{p}$作用下产生的变形。

根据变分性质，将方程 (3) 代入方程 (4) 可得

$$\begin{aligned}\delta U=\int_V\big[&(cS-hD-\gamma_\mathrm{e}\theta)\delta S-(hS-\beta D+q_\mathrm{e}\theta)\delta D+\\&(cS-hD-\gamma_\mathrm{e}\theta-hS+\beta D-q_\mathrm{e}\theta)\delta\theta\big]\mathrm{d}V+\\&K_\mathrm{p}\left(u_i-u_\mathrm{p}\right)^2/2\end{aligned} \tag{5}$$

由于高频电场中的动能与机械动能相比非常

微小，在忽略电场动能后，压电层动能的变化可表述为

$$\delta E_{\mathrm{k}}=\int_{l}\left(\rho(x)\frac{\partial u}{\partial x}\delta\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)\right)\mathrm{d}x \tag{6}$$

式中：u为压电叠堆中x点在t时刻的位置。

作用于单层压电片的外部虚功可分为 3 个部分：①由机械力引起的虚功δW_{m}，包括外部非保守力及材料阻尼；②电场导致的电虚功δW_{e}；③热负荷产生的虚功δW_{t}，分别表示为

$$\delta W_{\mathrm{m}}=-\int_{l}\left(C\left(\frac{\partial u}{\partial t}\right)\delta u\right)\mathrm{d}x-F_{\mathrm{p}}u_i \tag{7}$$

$$\delta W_{\mathrm{e}}=AV_{\mathrm{in}}\int_{l}\delta D\mathrm{d}x \tag{8}$$

$$\delta W_{\mathrm{t}}=\int_{l}\gamma\theta\delta S\,\mathrm{d}x \tag{9}$$

式中：C为由材料特性决定的材料等效内部阻尼；A为压电片的轴向横截面积；V_{in}为施加在压电层 2 个电极之间的电压。

总外部虚功被定义为$\delta W=\delta(W_{\mathrm{m}}+W_{\mathrm{e}}+W_{\mathrm{t}})$，根据广义哈密顿原理可得

$$\int_{t_1}^{t_2}(\delta E_{\mathrm{k}}-\delta U+\delta W)\mathrm{d}t=0 \tag{10}$$

将式 (5)～式 (9) 和$S=\partial u/\partial x$代入式 (10) 并交换积分顺序后合并同类项，化简后可得

$$\begin{aligned}\int_{t_1}^{t_2}\int_{0}^{l}\Bigg[&\left(-\rho\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}+c\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}-h\frac{\partial D}{\partial x}-\gamma_{\mathrm{e}}\frac{\partial\theta}{\partial x}-C\frac{\partial u}{\partial t}\right)A\delta u+\\&\left(h\frac{\partial u}{\partial x}-\beta D+q_{\mathrm{e}}\theta+V_{\mathrm{in}}\right)A\delta D-\frac{1}{2}K_{\mathrm{p}}\left(u_l-u_{\mathrm{p}}\right)^2+\\&\left(c\frac{\partial u}{\partial x}-hD-h\frac{\partial u}{\partial x}+\beta D-\gamma_{\mathrm{e}}\theta-q_{\mathrm{e}}\theta\right)A\delta\theta-F_{\mathrm{p}}u_i+\\&\left(\gamma_{\mathrm{e}}\theta+hD-c\frac{\partial u}{\partial x}+\gamma\theta\right)A\delta u\Big|_{0}^{l}\Bigg]\,\mathrm{d}x\mathrm{d}t=0\end{aligned} \tag{11}$$

式中：u_l表示单压电片输出位移。

通过分析方程 (11)，若要求积分结果为零，则必须使所有变分前的系数项均为零。通过分析压电层的驱动输出端并结合实际工况可得

$$C\frac{\partial u_l}{\partial t}+K_{\mathrm{p}}u_l=-F_{\mathrm{p}} \tag{12}$$

$$\left(c\frac{\partial u_i}{\partial x}-hD-\gamma_{\mathrm{e}}\theta\right)\delta u_i=0 \tag{13}$$

联立式 (11) 所有变分前系数项等于零，可以解得关于D和θ的表达式，将 2 个解代入，可得特定响应下单个压电层的热耦合动态方程及边界条件：

$$\rho\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}+\left(\frac{hq_{\mathrm{e}}\beta c+\gamma_{\mathrm{e}}\beta c}{hq_{\mathrm{e}}+\beta\gamma_{\mathrm{e}}}+h^2-c\right)A\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}+C\frac{\partial u}{\partial t}=dEAV_{\mathrm{in}} \tag{14}$$

$$\left(c\frac{\partial u_i}{\partial x}-hD_l-\gamma_{\mathrm{e}}\theta_l\right)\delta u_i=0 \tag{15}$$

$$K_{\mathrm{e}}u_i+ES\frac{\partial u_i}{\partial x}=dEAV_{\mathrm{in}} \tag{16}$$

式中：d表示压电层电极板间距；D_l表示单压电片电位移量；θ_l表示单压电片温变量；K_{e}表示压电叠堆等效刚度。

2.2　压电作动系统动力学模型

在构建预紧力作用下叠堆的动态模型时，如图 6 所示，叠堆内的电极黏附层被等效为一个刚度随当前叠堆温度变化的弹簧，其中，M_{f}表示等效放大机构质量，c_{f}表示机构阻尼，K_{f}表示机构刚度，F_0表示外力，$u(L,t)$表示长度L的叠堆顶端位移量。根据上文建立的压电单层热电偶动力学模型，可得到叠堆中每一压电层的动态输出。将整个叠堆简化为一维无阻尼多自由度系统，其整体输出由最外层压电层的输出代表。

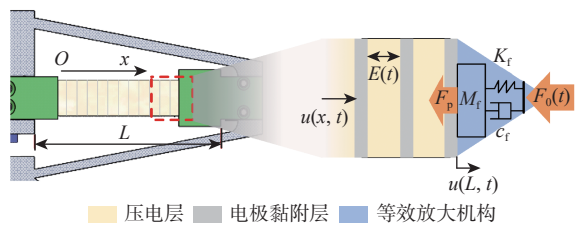


图 6　压电叠堆与外部机构等效力分析

Fig. 6　Equivalent force diagram of piezoelectric stack and external mechanism

基于建立的热效应动态模型，可以求解不同位置（在不同边界条件下）各压电层的动态输出，并将其表示为空间位移的变化。当施加预紧力时，压电陶瓷的输出位移与输出力之间的关系可表述为

$$F_{\mathrm{PZT}}=\frac{F_{\max}\left[F_{\mathrm{p}}\left(K_{\mathrm{f}}(\theta)+F_{\max}/\Delta L_0\right)+\Delta L_0\right]}{K_{\mathrm{f}}(\theta)+\Delta L_0} \tag{17}$$

式中：K_{f}为柔性机构刚度；$F_{\max}$为零位移下的压电输出力；ΔL_0为叠堆零负载时的稳态最大位移。

将每个压电层的位移和输出力代入式 (17) 中的相应位置并化简为

$$F_i=F_{\max}-\kappa_i u_i\qquad 1\leqslant i\leqslant n \tag{18}$$

式中：κ_i为负载因子；F_i表示第i个压电片的输出力。

对于堆叠中不同位置的压电层，其负载因子的表示方式各异，具体表述为

$$\kappa_i=\frac{AEF_{\max}K_{\mathrm{e}}K_{\mathrm{f}}}{\Delta L_0\left(AEK_{\mathrm{e}}+AEK_{\mathrm{f}}(n-i)+K_{\mathrm{e}}K_{\mathrm{f}}d(n-i)\right)} \tag{19}$$

最终得到叠堆的整体动态方程为

$$\begin{bmatrix} m_e & & \\ & \ddots & \\ & & m_e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \ddot{u}_1 \\ \vdots \\ \ddot{u}_n \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} K_e & -K_e & & & \\ -K_e & 2K_e & \ddots & & \\ & -K_e & \ddots & -K_e & \\ & & \ddots & 2K_e & -K_e \\ & & & -K_e & K_e+K_f \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_n \end{bmatrix} \tag{20}$$

式中：m_e为压电单层的等效质量。

写为矩阵形式为

$$\boldsymbol{M}_e\ddot{\boldsymbol{U}}(t,\theta)+\boldsymbol{K}'_e\boldsymbol{U}(t,\theta)=\boldsymbol{F}(t,\theta) \tag{21}$$

3 主动控制半物理平台设计

3.1 主体结构设计

为验证作动系统整体性能，需搭建功能性完整的验证平台。考虑搭建周期及缩小试验成本等因素，且由于AFC在压气机的部署成周向对称，设计搭建的半物理模拟验证平台仅部署一套作动器。

平台集成了压电作动系统、控制系统、驱动系统等主要系统。为方便装配调试及试验操作，将主要的作动系统和压气机结构直接设计在平台上部，可直接观察作动器的工作情况及气流控制情况。虽然作动器下游的气流喷嘴设计也直接影响AFC系统的应用效果，但其中涉及原理复杂，且不在本文研究范围内，因此，在作动系统的布局上仅采用基础的条形出气喷口。压气机模拟部分在设计中也进行了一定简化，只放置了一级转子，目的是直观看出作动系统在压气机匣的部署策略，目前，暂未提供动力模拟其真实工作状态，计划在后续测试中配备高速电机提供轴和叶盘转动扭矩，其主体结构模型及作动系统部署细节如图7所示。

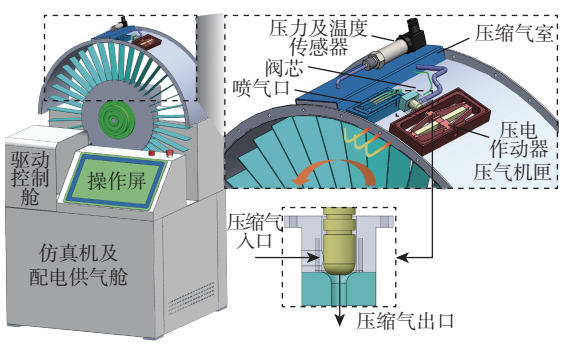


图7 AFC半物理仿真及性能验证平台三维图

Fig. 7 AFC semi-physical simulation and performance verification platform structure model

作动器驱动作为电能的直接来源，与底层供气环节分舱设计，同时，将工控机与数据采集集成进驱动控制舱，方便试验过程中的信号调试与外接通信。考虑舱内均为功率电气设备，在对向舱壁设计了散热口和风扇，确保内部设备不会因过热而产生故障。平台最底部为供气与整体配电舱，由一台变频压缩机提供压缩气源模拟从高压压气机引气，同时，进行了减震与隔噪处理。供气与配电采用隔离设计，为各系统正常工作提供结构保障。

3.2 功能系统设计

供气系统核心是一台专用的工业压缩机，可提供最高1 MPa压缩空气，其供气管路如图8所示。高压空气通过过滤器和气阀被储存在一个缓冲罐中，随后通过加热装置、压力调节器和流量计分配到作动系统的集气室内，集气室有压力和温度传感器，用于记录喷射气流的生成条件。旁路气路配有安全阀，以确保下游器件安全。设计的供气系统经过调节最终提供0.1～0.5 MPa可控气源，控制精度为0.01 MPa。同时，提供最高80 ℃气路加热，精度为0.1 ℃。配备硬件在环仿真系统（hardware in the loop, HIL）工控机，支持高频响作动系统控制模型及算法、发动机压气机负载模拟算法、发动机压气机喘振模型及补偿算法的在线加载与运行。提供与控制器上位机软件的通信功能，支持半物理仿真系统运行状态显示与监控功能。可在上位机显示界面中运行视景仿真软件，提供三维部件、模拟气流、系统当前状态等的实时显示功能。

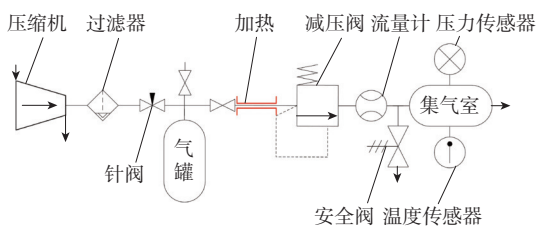


图8 供气系统气路

Fig. 8 Gas circuit diagram of gas supply system

4 系统动态特性验证

在图9所示的验证平台对压电作动器性能与流量控制效果进行验证。

4.1 压电作动器动态特性验证

在单一频率信号下测试压电作动器开环非线性特性，结果如图10所示。可以看出，在单一频率下，作动器存在明显非线性迟滞，这对高频混频信号下的动态性能有直接影响，需在控制器中进行对应补偿。

图 9　作动器及验证平台实体样机

Fig. 9　Actuator and verification platform prototype

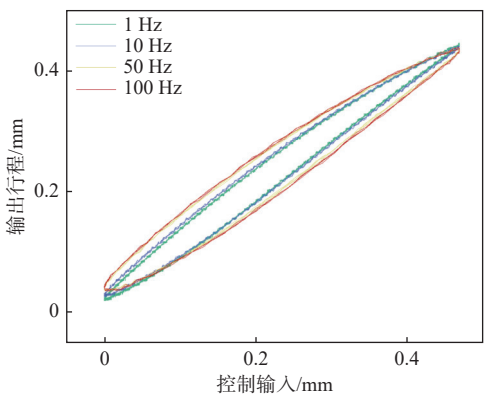


图 10　单频信号下作动器开环迟滞特性

Fig. 10　Open-loop hysteresis characteristics of actuator under single-frequency signal

对非线性补偿后，针对 2.1 节建立的动态模型进行验证，选取工况 1(0.3 MPa、55 ℃)和工况 2(0.5 MPa、80℃)2 个典型工况进行 1～200 Hz 混频信号下的作动测试，结果如图 11 所示。数据分析表明，在工况 1 条件下，模型输出与试验数据在连续驱动 300 s 内的平均误差为 2.5%，最大误差为 4.3%。而在工况 2 条件下，连续驱动 300 s 的平均误差为 4.1%，最大误差达 7.1%。由此可见，该模型能准确描述复杂工况下压电驱动器的驱动行为。

4.2　喷射气流控制验证

在发动机实际应用中，AFC 系统的喷口性能取决于压缩气流的速度与质量流量，两者共同决定了系统对压气机性能提升的幅度与响应特性。对于本文设计的半物理验证平台，由于喷口出口流速难以通过直接测量获得，因此，采用计算流体力学(computational fluid dynamics, CFD)仿真方法建立了阀芯作动位移与出口流速之间的定量关系。仿真结

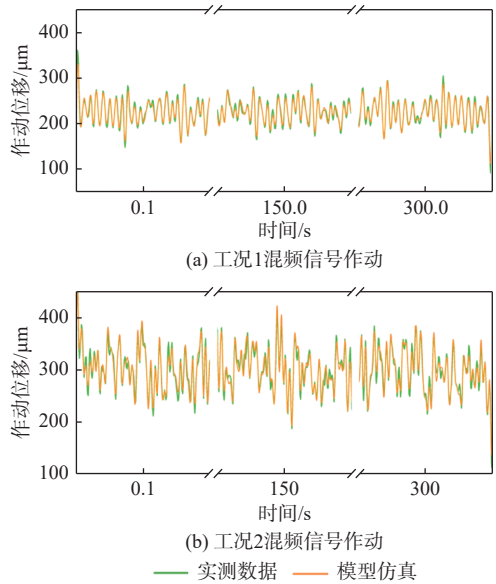


图 11　典型工况下 1～200 Hz 混频信号作动输出

Fig. 11　1-200 Hz mixed frequency signal actuation output under typical working conditions

果如图 12 所示。可以发现，当阀芯位移接近 0.3 mm 时，喷口出口流速达到峰值，此时气动通道处于最优开启状态，流体能量传递效率最高。该结论为阀芯位移的选取与控制策略设计提供了依据。

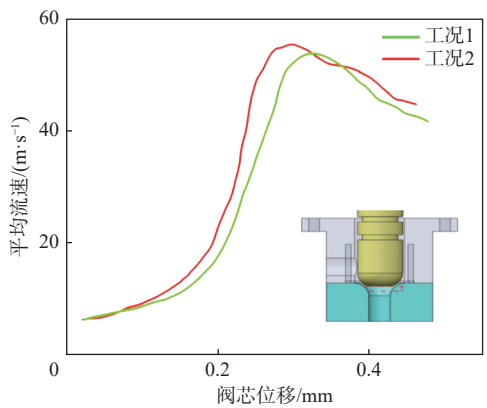


图 12　2 种工况喷口平均流速与阀芯位移仿真曲线

Fig. 12　Simulation curves of average nozzle flow rate and valve core displacement under two working conditions

进一步地，试验验证了作动器在高频控制信号下的动态喷射特性。将作动器输入信号频率设为 200 Hz，对喷口质量流量进行时域测试，结果如图 13 所示。测试表明，在激励信号作用后约 2.5 ms 内，喷口流量迅速上升并达到峰值 59.6 g/s，随后进入稳态区间。该快速响应能力说明作动系统具备高频宽带激励条件下的有效气动调制性能，能够满足压气机主动控制系统在失稳早期进行实时干预的动态需求。

综合仿真与试验结果可见，本文设计的 AFC 系统不仅实现了喷口气动特性的精确可控，还通过高频

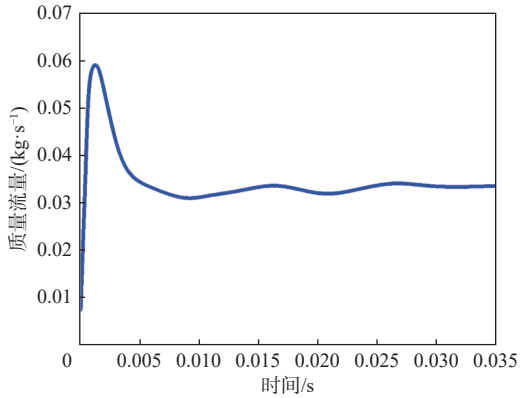


图 13 200 Hz 作动下喷口流量时域曲线

Fig. 13 Time domain curve of nozzle flow rate under 200 Hz actuation

驱动作动器验证了流量调制的快速性与稳定性，为压气机稳定裕度的主动扩展提供了坚实的试验基础。

5 结 论

本文针对航空发动机 AFC 系统，设计了一种双叠堆放大式压电作动器，建立了考虑作动器真实工况的多场耦合动力学模型。同时，设计了作动器的上下游配合装置，使其组成了完整作动系统。搭建了作动系统样机和模拟其真实部署环境的性能验证平台，并在平台上进行了作动器动态性能验证与 AFC 系统性能半物理试验。具体如下：

1）基于热压电本构方程与广义哈密顿方程，建立了考虑热效应和负载下的压电作动器多场耦合动态方程。同时，在 2 个典型工况（0.3 MPa、55 ℃ 和 0.5 MPa、80℃）下对动态模型进行了验证。模型输出与测试数据在 300 s 连续驱动下平均误差分别为 2.5% 和 4.1%，最大误差分别为 4.3% 和 7.1%。

2）设计了可实现 AFC 基本功能的试验平台，可提供 0.1～0.5 MPa 可控气源，控制精度为 0.01 MPa，同时，提供最高 80 ℃ 气路加热功能，精度为 0.1 ℃，并可配合喘振模型进行 HIL 测试。

3）在模拟工况下进行了 AFC 系统喷射气流试验，作动器正常工作时，喷射流速可达 55.8 m/s。喷口流量可在 2.5 ms 内达到 59.6 g/s，验证了 AFC 系统的有效性。

综上所述，本文在压电作动器件与 AFC 系统层面形成了从“结构-模型-平台-实证”的闭环验证链条，证明了高频压电作动系统服务于压气机主动稳定性控制的可行性与有效性，为后续面向工程应用的规模化验证与整机集成奠定了坚实基础。

参考文献（References）

[1] Jaddivada R, Ilić M D, Abed E H. Energy modeling and control for improved engine stability and efficiency in air vehicles[J]. Annual Reviews in Control, 2021, 52: 358-371.

[2] Alsuwian T, Amin A A, Iqbal M S, et al. A review of anti-surge control systems of compressors and advanced fault-tolerant control techniques for integration perspective[J]. Heliyon, 2023, 9(9): e19557.

[3] 甄真, 李玉芳, 徐涛. 航空发动机控制技术发展与应用[J]. 装备制造技术, 2023(9): 169-173.
Zhen Z, Li Y F, Xu T. Development and application of aero-engine control technology[J]. Equipment Manufacturing Technology, 2023(9): 169-173(in Chinese).

[4] 张天宏, 方鋆, 崔轶博. 多电航空发动机控制技术发展综述[J]. 推进技术, 2025, 46(8): 6-19.
Zhang T H, Fang J, Cui Y B. Review of development of control technology for muti-electric aeroengine[J]. Journal of Propulsion Technology, 2025, 46(8): 6-19(in Chinese).

[5] Epstein A H, Ffowcs Williams J E, Greitzer E M. Active suppression of compressor instabilities[C]//Proceedings of the AIAA/ASME/SAE/ASEE 22nd Joint Propulsion Conference. Reston: AIAA, 1986.

[6] De Jager B. Rotating stall and surge control: a survey[C]//Proceedings of the 1995 34th IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway: IEEE Press, 2002: 1857-1862.

[7] Willems F, De Jager B. Modeling and control of rotating stall and surge: an overview[C]//Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications. Piscataway: IEEE Press, 2002: 331-335.

[8] 聂超群, 陈静宜. 喘振主动控制模式的研究[J]. 工程热物理学报, 1996(4): 423-427.
Nie C Q, Chen J Y. Investigation on the active control model of surce[J]. Journal of Engineering Thermophysics, 1996(4): 423-427 (in Chinese).

[9] 王健, 李应红, 张东方, 等. 基于分岔理论的轴流式压气机旋转失速主动控制技术[J]. 航空动力学报, 2007, 22(7): 1179-1183.
Wang J, Li Y H, Zhang D F, et al. Investigation on active control of rotating stall in axial flow compressors via bifurcation theory[J]. Journal of Aerospace Power, 2007, 22(7): 1179-1183(in Chinese).

[10] 苗禾状, 袁长波, 李宁坤. 航空智能发动机发展需求及关键控制技术[J]. 航空科学技术, 2015, 26(5): 11-17.
Miao H Z, Yuan C B, Li N K. The development demand and key control technologies of intelligent aeroengine[J]. Aeronautical Science & Technology, 2015, 26(5): 11-17(in Chinese).

[11] 王勃, 刘美山. 智能航空发动机综合优化控制的应用及发展[J]. 电子测试, 2022, 36(14): 126-128.
Wang B, Liu M S. Application and development of comprehensive optimal control of intelligent aero-engine[J]. Electronic Test, 2022, 36(14): 126-128(in Chinese).

[12] Gao X Y, Yang J K, Wu J G, et al. Piezoelectric actuators and motors: materials, designs, and applications[J]. Advanced Materials Technologies, 2020, 5(1): 1900716.

[13] Jin H N, Gao X Y, Ren K L, et al. Review on piezoelectric actuators based on high-performance piezoelectric materials[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2022, 69(11): 3057-3069.

[14] Wang L, Chen W S, Liu J K, et al. A review of recent studies on

non-resonant piezoelectric actuators[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 133: 106254.

[15] Wang H F, Yang S Y. Design and control of a fast tool servo used in noncircular piston turning process[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2013, 36(1): 87-94.

[16] Zhang Y Y, Bin G F, Lu X L, et al. Piezoelectric driven split pad squeeze film damper for the suppression of sudden unbalanced vibrations in rotor system[J]. Journal of Sound and Vibration, 2024, 578: 118331.

[17] Suzuki M, Iida Y, Tsukui Y, et al. Automatic holonomic mobile micromanipulator for submillimeter objects inspired by the rhinoceros beetle[J]. Advanced Intelligent Systems, 2024, 6(4): 2300517.

[18] Xing J C, Jin W, Yang K, et al. A bionic piezoelectric robotic jellyfish with a large deformation flexure hinge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12596-12605.

[19] Platt S R, Farritor S, Haider H. On low-frequency electric power generation with PZT ceramics[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2005, 10(2): 240-252.

[20] Cao Y S, Zhang F, Sha A M, et al. Energy conversion models and characteristics under various inner connections of a novel packaged piezoelectric transducer for pavements[J]. Energy Conversion and Management, 2021, 245: 114563.

[21] Jomaa M, Lévy P E, Vasic D, et al. Low-energy avionic piezoelectric deicing system[J]. Smart Materials and Structures, 2024, 33(5): 055043.

[22] Zhang Y, Bin G, Xu Y, et al. Study on vibration suppression of an aero-engine rotor system with adjustable oil film thickness driven by piezoelectric actuator through critical speed[J]. Tribology International, 2024, 193: 109447.

[23] 王程阳, 王四季, 林大方, 等. 航空发动机转子系统振动主动控制优化与试验研究[J]. 振动工程学报, 2026, 39(5): 1427-1438.
Wang C Y, Wang S J, Lin D F, et al. Optimization and experimental research on active vibration control[J]. Journal of Vibration Engineering, 2026, 39(5): 1427-1438(in Chinese).

[24] Gao Z Y, Xu T X, Yu R C, et al. Piezoelectric-based smart structures for aero-engine blade: piezoelectric layout optimization and vibration suppression tests[J]. Aerospace Science and Technology, 2024, 153: 109455.

[25] Ling M X, Cao J Y, Zeng M H, et al. Enhanced mathematical modeling of the displacement amplification ratio for piezoelectric compliant mechanisms[J]. Smart Materials and Structures, 2016, 25(7): 075022.

Design and verification of piezoelectric actuation system for compressor active flow control system

WU Xiao[1, 3], WANG Shaoping[2], ZHANG Chi[3], WANG Xingjian[2, *]

(1. China Academy of Aerospace Science and Innovation, Beijing 100048, China;
2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
3. Research Institute of Aero-Engine, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: A dual-stack amplified piezoelectric actuator that can be deployed inside the compressor casing was devised to improve the performance of the active flow control (AFC) system for aero-engine compressors. A multi-field coupled dynamic model accounting for operational conditions and preload forces was established based on the thermopiezoelectric constitutive equations and the generalized Hamilton's principle. Supporting upstream and downstream components for the actuator were designed, culminating in the fabrication of a functional actuator prototype and a hardware-in-the-loop (HIL) performance verification platform. The test platform simulated compressor bleed environments with pressures of 0.1-0.5 MPa and temperatures up to 80 °C. The accuracy of the model was validated by experimental results showing that, under 1-200 Hz mixed-frequency signals, the average tracking errors between the test data and model predictions for the piezoelectric actuator were 2.5% and 4.1% at working conditions of 0.3 MPa, 55 °C and 0.5 MPa, 80 °C, respectively, with maximum errors of 4.3% and 7.1%. In AFC injection flow tests, the system achieved a peak flow rate of 59.6 g/s within 2.5 ms, confirming the high-frequency response characteristics of the piezoelectric actuation system and demonstrating the practical value of the AFC system in enhancing compressor performance.

Keywords: compressor active flow control; piezoelectric actuation system; multi-field coupling; high-frequency response actuation; semi-physical simulation

Received: 2025-09-30; **Accepted**: 2025-11-05; **Published Online**: 2025-11-17 09:20
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20251114.1434.004

* **Corresponding author**. E-mail: wangxj@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0818

基于堆叠小波自编码器的可复用液体火箭发动机故障检测

李佳潼[1]，容易[2,*]，陈士强[1]，王昊[1]

(1. 北京宇航系统工程研究所，北京 100076；2. 中国运载火箭技术研究院，北京 100076)

摘 要：可重复使用液体火箭发动机的安全运行直接影响火箭飞行安全与复用效率，研究其故障检测技术具有重要意义。为此，提出一种结合堆叠小波自编码器 (SWAE) 与孤立森林 (IF) 的无监督故障检测方法。该方法仅使用正常工况数据训练，利用 SWAE 融合小波变换的时频分析能力与自编码器 (AE) 的特征学习优势，逐层提取抗噪时序特征；并引入 IF 算法，利用其对异常样本的快速孤立特性，实现无监督故障检测。在 3 类典型工程案例中，所提方法在多类型故障识别、跨工况泛化及渐变故障的早期检测中表现优异，与自适应阈值等传统方法相比，该方法的检测准确率、召回率及 F_1 分数均为最优。

关 键 词：可重复使用液体火箭发动机；故障检测；堆叠小波自编码器；孤立森林；无监督学习

中图分类号：V434

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2932-11

液体火箭发动机作为运载火箭的“心脏”，其工作环境恶劣且运行工况复杂，是全箭故障率最高的子系统[1]。尤其对于可重复使用火箭，发动机需要承受多次启动、关机及循环工作过程，部件疲劳损耗会持续累积，隐蔽故障的诱发概率显著增加[2]。这对故障早期预警能力与隐蔽性故障识别精度提出了更为严苛的要求。因此，发展高效、精准的故障检测技术，对于保障发射安全、提高任务可靠性具有重要意义[3]。

目前，故障诊断方法主要可分为基于物理模型和数据驱动 2 类。由于液体火箭发动机结构复杂、非线性强，建立精确的机理模型十分困难，而数据驱动方法因仅依赖运行数据即可实现故障识别，成为研究热点[4-5]。工程上，美国航天飞机主发动机上应用的异常与故障检测系统 (system for anomaly and failure detection, SAFD)[6] 和飞行加速度计安全截止系统 (flight accelerometer safety cutoff system, FASCOS)[7] 是典型代表。这些基于红线法、自适应阈值法的传统数据驱动系统已在试车台和运载火箭中广泛应用，提升了发动机的运行可靠性[8]。其优势在于实现简单、响应迅速，适用于突发性致命故障的快速判别。但其本质依赖正常数据的统计包络建模，对噪声敏感，虚警率高[9]；且其设计目标主要针对突变型、全局性异常，对未突破阈值的局部、渐变性异常响应迟钝，难以满足可重复使用火箭发动机对早期隐蔽性故障的检测需求[10]。

近年来，人工智能技术的发展推动了机器学习在火箭发动机故障检测中的应用。Nie 等[11] 结合云模型与反向传播神经网络 (back-propagation neural network, BPNN)，Xu 等[12] 利用量子遗传算法优化 BPNN，Park 等[13] 融合长短期记忆网络和卷积神经网络 (convolutional neural network, CNN)，并基于仿

收稿日期：2025-11-26；**录用日期**：2025-12-29；**网络出版时间**：2026-01-30 15:45
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260130.1326.001
基金项目：国家自然科学基金 (L2424313)
*通信作者. E-mail：rongyi781030@126.com

引用格式：李佳潼，容易，陈士强，等. 基于堆叠小波自编码器的可复用液体火箭发动机故障检测 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2932-2942. Li J T，Rong Y，Chen S Q，et al. Fault detection for reusable liquid rocket engines based on stacked wavelet autoencoder [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2932-2942（in Chinese）.

真数据实现起动过程故障诊断, 滕天祥等[14] 提出可解释的循环卷积网络, 均在一定程度上促进了液体火箭发动机故障诊断的智能化。然而, 这些方法大多基于监督学习范式, 严重依赖大量标注的故障样本进行模型训练[15]。而在实际工程应用中, 发动机的真实故障数据极为稀缺, 热试车和飞行试验成本高昂, 难以获取充足的故障样本, 导致正负样本严重失衡, 制约了监督学习模型的工程应用[16]。

在此背景下, 无监督学习方法因其仅需正常数据即可建模, 成为解决故障样本稀缺问题的有效途径, 其中, 自编码器 (auto-encoder, AE) 凭借其无监督特征提取与数据重构能力, 被广泛应用于故障检测任务[17]。Feng 等[18] 融合 AE 与生成对抗网络, 实现了液体火箭发动机的故障识别; Zhu 等[19] 利用卷积 AE 从试车数据中提取深层特征, 并联合单分类支持向量机 (one-class support vector machine, OCSVM) 实现发动机故障检测; 刘莘等[20] 提出基于多源数据密度估计的 AE 框架, 提升复杂工况下的检测鲁棒性。然而, 现有基于 AE 的故障检测方法在实际应用中仍面临较大挑战: 一方面, 传统全连接 AE 依赖全局特征重构, 难以捕捉信号的局部动态与多尺度变化; 另一方面, 在高噪声、非平稳的运行环境下, AE 易受干扰, 重构过程可能混淆噪声与关键特征, 导致漏警与虚警, 限制了其在强干扰场景中的稳定性。

针对上述挑战, 本文聚焦于可重复使用液体火箭发动机中隐蔽性、缓变型故障的检测难题, 提出一种基于堆叠小波自编码器 (stacked wavelet autoencoder, SWAE)-孤立森林 (isolation forest, IF) 的无监督故障检测方法, 该方法具有以下优势:

1) 相较于传统 AE 与 CNN 模型, SWAE 将离散小波变换融入网络结构, 无需卷积操作即可有效分离信号中的趋势变化与瞬态波动, 在保留关键动态信息的同时抑制高频噪声, 提升模型在复杂环境下的泛化能力。

2) 采用堆叠结构实现深度非线性映射, 相比浅层 AE 具有更强的特征抽象能力, 可更准确地学习正常数据流形结构。

3) 完全基于无监督范式训练, 仅需正常工况数据, 适应实际工程中故障样本稀缺、标签缺失的约束, 具备良好的工程可部署性。

1　理论基础

1.1　堆叠小波自编码器

SWAE 是一种基于深度神经网络的非线性特征提取模型, 通过结合小波分析的时频局部化能力与 AE 的表示学习机制, 能够有效捕捉复杂信号中的多层次特征结构[21]。

SWAE 的基本单元为小波自编码器 (wavelet autoencoder, WAE), 其核心在于采用具有时频局部化特性的 Morlet 小波函数作为隐含层的激活函数, Morlet 小波形式如下:

$$\omega(t)=\frac{1}{\sqrt{f_{\mathrm{b}}\pi}}\cos(2\pi f_{\mathrm{c}}t)\exp(-t^2/f_{\mathrm{b}}) \tag{1}$$

式中: f_{b}为带宽参数, 控制小波基的时间局部化程度; f_{c}为中心频率, 决定其振荡频率特性。

Morlet 小波函数在时域具有良好的集中性, 适用于表征信号可能出现的局部突变和趋势漂移等异常征兆。基于式 (1), 隐藏层的输出表达式可推导为

$$h_j=\frac{1}{\sqrt{f_{\mathrm{b}}\pi}}\cos(2\pi f_{\mathrm{c}}u_j)\exp\left(-\frac{u_j^2}{f_{\mathrm{b}}}\right) \tag{2}$$

$$u_j=\frac{\sum_{k=1}^{n}W_{jk}x_k-c_j}{d_j} \tag{3}$$

式中: h_j为隐藏层输出向量$\boldsymbol{h}=[h_1,h_2,\cdots,h_p]$的第$j$个元素; u_j为计算h_j的中间特征变量; x_k为输入向量$\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_n]$的第$k$个元素; W_{jk}为隐藏节点j与输入节点k的连接权重; d_j和c_j分别为尺度因子和平移因子。

选择 Sigmoid 作为激活函数以逼近输入输出关系, 模型的总体代价函数E由 3 部分构成: 重构误差项、权重衰减项与稀疏正则项, 针对T个输入样本$\{\boldsymbol{x}^1,\boldsymbol{x}^2,\cdots,\boldsymbol{x}^T\}$的代价函数表示为

$$E=-\frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\sum_{i=1}^{n}\left[x_t^i\ln z_t^i+(1-x_t^i)\ln(1-z_t^i)\right]+\frac{\lambda}{2}\sum_{L=1}^{2}\sum_{J=1}^{s_L}\sum_{I=1}^{s_{L+1}}\left(W_{JI}^{(L)}\right)^2+\beta\sum_{j=1}^{p}\left[r\ln\frac{r}{\hat{r}_j}+(1-r)\ln\frac{1-r}{1-\hat{r}_j}\right] \tag{4}$$

式中: 第 1 项衡量所有T个样本的平均平方重建误差, 目标是最小化该误差以实现高保真重构, $\boldsymbol{z}=[z_1,z_2,\cdots,z_n]$为$\boldsymbol{x}$的重构形式; 第 2 项为$L_2$正则化项, L为 SWAE 的网络层数, s_L为第L层的节点数, λ为正则化系数, 用于抑制过拟合; 第 3 项为稀疏约束, β为稀疏惩罚系数, 采用 K-L 散度鼓励隐含层节点的平均激活值$\hat{r}_j$接近预设稀疏常数r, 从而促使模型学习到更紧凑、更具判别性的特征表达[22]。

通过堆叠多个 WAE 模块, 构建深层网络结构: 前一层 WAE 的隐含输出作为下一层的输入, 逐层预训练后进行整体微调, 最终形成 SWAE 模型, 如图 1 所示。

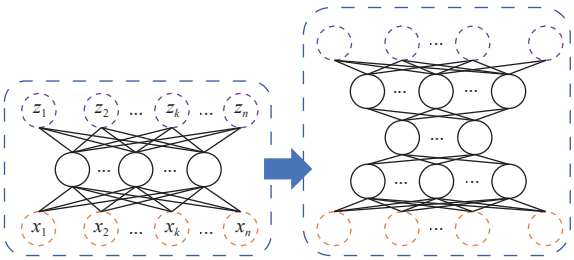


图1 SWAE模型的构建过程

Fig. 1 The construction process of SWAE model

SWAE的模型参数$\theta=\{W_{JI}^{(1)},W_{JI}^{(2)},d_j,c_j\}$通过结合Adam自适应矩估计算法进行优化，参数更新公式为

$$\Delta\theta_q=-\frac{\eta}{\sqrt{\hat{v}_q}+\varepsilon}\left[\beta_1 m_{q-1}+(1-\beta_1)\frac{\partial E_q}{\partial\theta_q}\right] \tag{5}$$

式中：∂E_q和$\partial\theta_q$分别为第q次迭代时，代价函数E和参数θ的更新量；η为学习率，用于控制参数更新步长；ε为数值稳定性参数；动量项m_q与自适应学习率项v_q按以下方式更新：

$$\begin{cases}\hat{m}_q=\dfrac{m_q}{1-\beta_1^q}\\ \hat{v}_q=\dfrac{v_q}{1-\beta_2^q}\end{cases} \tag{6}$$

其中：β_1和β_2为动量参数，用于平滑梯度更新。

1.2 孤立森林

IF是一种高效的无监督异常检测算法，具有检测精度高、计算速度快的优点[23]，通过构建多棵孤立树来实现异常检测。每棵树通过随机选择特征和分割点，递归地将数据点分离，直到数据点被“孤立”[24]。生成单棵孤立树的算法步骤如下：

1）从训练数据中随机采样一个子集作为当前样本，置于根节点。

2）随机选择一个特征维度，并在该特征的最大值与最小值之间随机选取一个分割点，将样本划分为左右子节点。

3）重复步骤2），直到每个节点只包含一个样本，或树的深度达到预设上限。

重复上述过程生成K棵孤立树，构成IF。对于每个输入样本$\boldsymbol{x}$，其异常得分通过综合所有树中的平均路径长度计算得到。设$l(\boldsymbol{x})$为样本$\boldsymbol{x}$在某棵树中的路径长度，$\bar{l}(\boldsymbol{x})$为整个森林中所有树的平均路径长度：

$$\bar{l}(\boldsymbol{x})=\frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}l_i(\boldsymbol{x}) \tag{7}$$

式中：K为IF中树的总数。在理想情况下，正常样本需要更多次划分才能被隔离，路径较长；而异常样本路径较短。进一步引入归一化机制，归一化因子$c(N)$表示在N个样本下构建的二叉搜索树的平均路径长度，定义为

$$c(N)=2\left(\ln N+\gamma-\frac{N-1}{N}\right) \tag{8}$$

式中：γ为欧拉常数。

最终的异常得分score($\boldsymbol{x}$)计算如下：

$$\text{score}(\boldsymbol{x})=2^{-\frac{\bar{l}(\boldsymbol{x})}{c(N)}} \tag{9}$$

score($\boldsymbol{x}$)越高，表示样本越可能是异常点。

2 基于SWAE-IF的故障检测方法

为实现无监督条件下的故障检测，本文提出一种基于SWAE-IF的故障检测方法（图2）：首先，利用SWAE提取传感器数据的深度特征，捕捉信号的时频局部细节特征，同时降低噪声干扰；然后，将提取的特征输入IF模型，识别出偏离正常模式的异常样本，实现故障检测。

2.1 故障检测流程

基于SWAE-IF的故障检测流程如图3所示，整体分为数据预处理、模型构建与训练、异常判别、报警决策4个阶段。

2.1.1 数据预处理

对传感器采集的地面热试车及飞行遥测数据进行标准化处理，消除不同参数量级差异对模型训练的干扰，标准化公式为

$$\tilde{T}_j=\frac{T_j-\min(T_j)}{\max(T_j)-\min(T_j)} \tag{10}$$

式中：$\tilde{T}_j$为标准化后的数据；T_j为第j个传感器的数据。

采用滑动窗口法构建训练与测试样本，设定窗口长度与步长均为24，每个窗口包含多传感器的时序数据，构成1个样本。本文所选参数均为发动机缓变参数，热试车数据采样频率为100 Hz，每个窗口对应0.24 s，飞行数据采样频率为50 Hz，每个窗口对应0.48 s。该窗口长度能提供足够的时序信息用于特征提取，同时保持较好的实时性。

2.1.2 SWAE模型构建与训练

为提取传感器数据的深层潜在特征，将标准化后的训练样本输入SWAE模型进行特征学习，具体流程如下：

1）确定SWAE超参数配置，如表1所示。

2）将训练样本输入第1个WAE中，以更新模型参数。

3）将当前WAE输出的潜在特征作为下一WAE的输入，进行逐层训练。

4）重复步骤2）和步骤3），直至完成整个网络的构建。

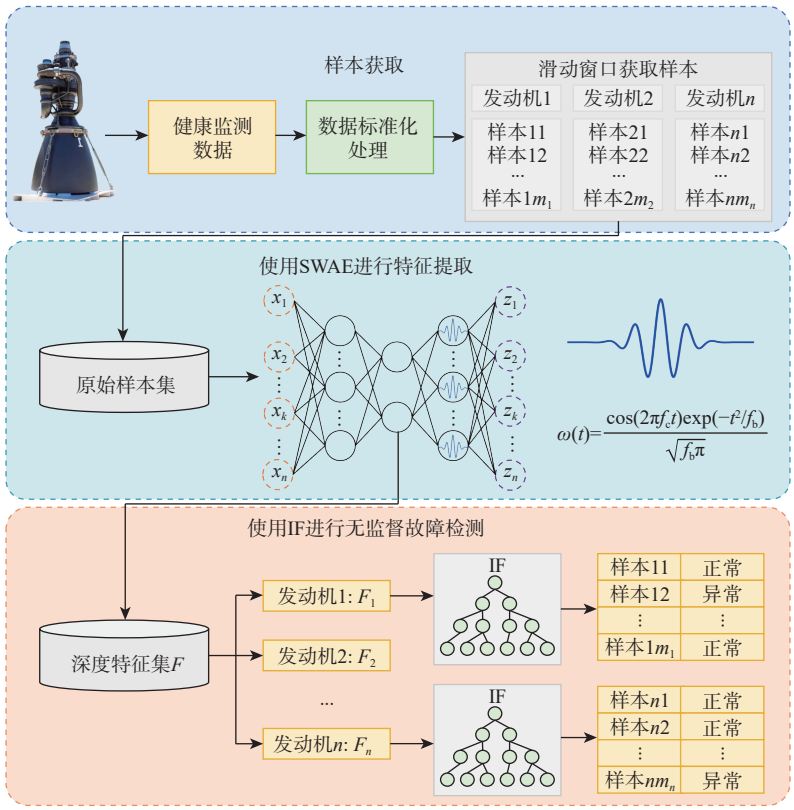


图 2　基于 SWAE-IF 故障检测原理

Fig. 2　Fault detection principle based on the SWAE-IF

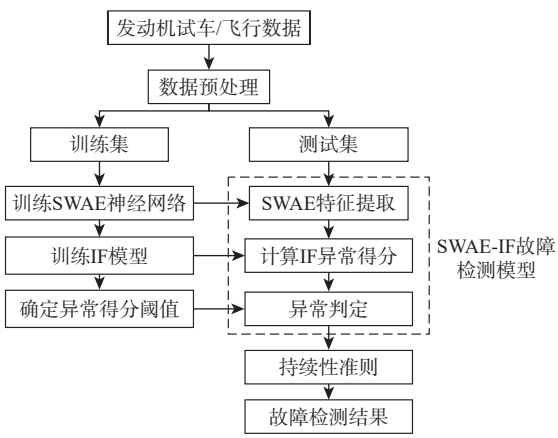


图 3　基于 SWAE-IF 的故障检测流程

Fig. 3　Fault detection process based on SWAE-IF

2.1.3　IF 模型训练与阈值确定

SWAE 训练完成后, 固定其超参数, 利用仅包含正常样本的训练集进行特征提取。将提取到的特征作为 IF 模型的输入, 训练 IF 模型并输出每个样本的异常得分。

IF 模型的超参数设置如下: 构建 200 棵孤立树, 每棵树在训练时从样本中随机采样子集, 最大采样大小为 256。

为确定判别阈值τ, 采用基于正常样本异常分数分布的3σ准则[25], 将阈值设为

$$\tau=\mu+3\sigma \tag{11}$$

式中: μ和σ分别为正常训练样本异常分数的均值和标准差。

2.1.4　故障检测与报警判据

在测试阶段, 先将样本按训练集同一变换作标准化, 再送入 SWAE 编码器得到深度特征, 随后由训练完成的 IF 模型计算异常得分, 得分高于阈值即初步判为异常。

为降低虚警率, 引入“持续性准则”: 仅当连续 3 个样本均被判定为异常时, 才触发有效报警, 从而滤除孤立离群点, 提升检测可靠性。

2.2　故障检测性能评价指标

为全面评估本文方法的性能, 选取准确率K_{ACC}、精确率K_{PRE}、召回率K_{REC}和F_1分数作为分类

表 1　SWAE 超参数设定

Table 1　SWAE hyperparameter settings

隐藏层节点数	dropout配置	带宽参数f_b	中心频率f_c	稀疏惩罚系数β	数值稳定性参数ε	动量参数β_1	动量参数β_2	早停条件	批次大小	训练轮数	学习率
第1层128, 第2层64, 第3层32	各隐藏层均启用, dropout率0.2	1.0	0.5	0.1	10^{-8}	0.9	0.999	重构误差连续10轮无下降停止	64	200	0.001

性能的评估指标，综合衡量模型对正常与异常样本的识别能力。

1）准确率，表示被正确分类的样本占总样本的比例，反映整体分类正确性，计算如下：

$$K_{\mathrm{ACC}}=\frac{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{TN}}}{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{TN}}+N_{\mathrm{FP}}+N_{\mathrm{FN}}} \tag{12}$$

式中：N_{TP}、N_{TN}、N_{FP}、N_{FN}分别为真阳性、真阴性、假阳性和假阴性样本数。

2）精确率，反映模型在判定异常时的准确性，即被识别为异常的样本中实际为异常的比例，用于衡量虚警水平，计算如下：

$$K_{\mathrm{PRE}}=\frac{N_{\mathrm{TP}}}{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{FP}}} \tag{13}$$

3）召回率，反映模型对真实异常的检出能力，即被正确识别的异常样本占比，体现漏检情况，计算如下：

$$K_{\mathrm{REC}}=\frac{N_{\mathrm{TP}}}{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{FN}}} \tag{14}$$

4）F_1分数，为精确率与召回率的调和平均值，取值越接近1，综合性能越优，计算如下：

$$F_1=\frac{2K_{\mathrm{PRE}}K_{\mathrm{REC}}}{K_{\mathrm{PRE}}+K_{\mathrm{REC}}} \tag{15}$$

需要说明的是，上述指标在计算时未考虑“持续性准则”，以客观评估模型本身的判别能力，避免后处理策略对性能评价的干扰。

3 实例分析与验证

为系统验证本文提出的基于SWAE-IF的故障检测方法在复杂工程环境下的有效性，分析了3项典型工程案例，分别从多类型故障识别能力、跨工况泛化性能及渐变型故障敏感性3个维度对模型进行全面评估。所有案例均基于真实液体火箭发动机运行数据，涵盖地面热试车与飞行遥测等不同类型任务。

3.1 案例一：某氢氧火箭发动机热试车数据分析

本案例分析了某泵压式氢氧火箭发动机的9次地面热试车数据，评估模型在复杂工况下对多类故障模式的识别有效性。根据试后检查报告及参数异常分析，将发动机运行状态划分为正常工况、非致命故障和致命故障3类，具体如表2所示。

选取编号1-1～1-5的5组正常试车数据作为训练集，测试集由1-6～1-9这4组含故障数据构成。由于发动机压力传感器和转速传感器精度好，可靠性高，选取燃气发生器室压、推力室室压、氧泵出口压力、氢泵出口压力、氧泵转速和氢泵转速共6个缓变参数作为输入变量。

表2 某氢氧发动机数据集

Table 2 A hydrogen-oxygen engine dataset

运行情况	编号	故障情况
正常	1-1、1-2、1-3、1-4、1-5	
非致命故障	1-6	氧泵密封环脱落
	1-7	氧泵转子碰磨
	1-8	异常燃烧，压力参数凸台
致命故障	1-9	氧涡轮叶片烧蚀

经滑动窗口分割与归一化处理，获得训练样本7 136个，测试样本3 913个，图4展示了训练集编号1-1正常数据和测试集中4组故障数据的归一化氧泵出口压力曲线。

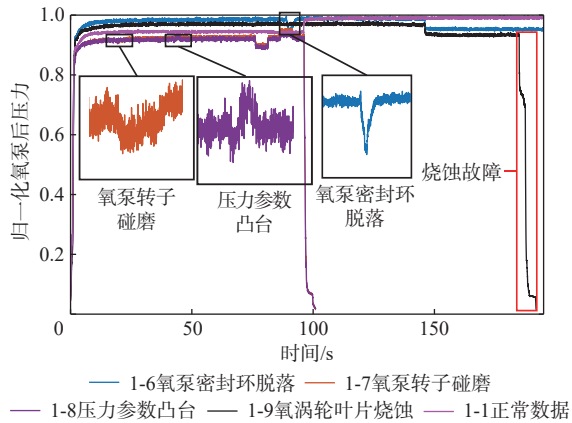


图4 测试集氧泵出口压力曲线

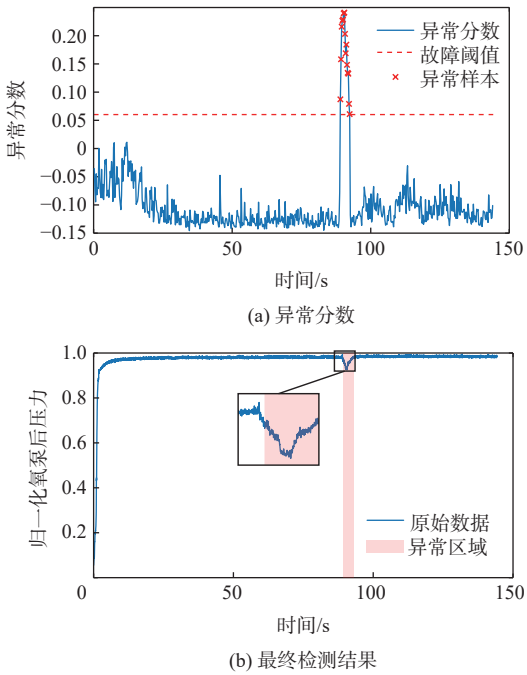
Fig. 4 Test set oxygen pump outlet pressure curve

基于训练集的异常分数，由式(11)求得故障检测阈值为0.060 2，同时，在最终检测结果中引入“持续性准则”以减少虚警。图5～图8为编号1-6～1-9数据的检测结果。结果显示，SWAE-IF模型能够有效识别包括密封失效、转子碰磨、燃烧异常及部件烧蚀在内的多种典型故障，异常得分在故障发生后迅速上升，并在故障持续期间保持高位，表明模型具备良好的故障判别能力。

进一步对检测结果进行定量分析，准确率、精确率、召回率与F_1分数结果如表3所示。3组非致命故障的检测准确率均超过0.99，致命故障(1-9)准确率达0.998。测试集平均F_1分数达0.908，表明模型在多类故障场景下性能优异。

值得注意的是，虚警主要出现在发动机启动过渡阶段及变工况调节过程，如图7(a)中第11 s和第83 s所示，表现为孤立的异常得分尖峰。通过“持续性准则”过滤后，这些瞬态扰动未被误判为故障(图7(b))，验证了“持续性准则”的有效性。对于1-6、1-7等可自恢复的故障，模型在系统回归正常后未持续报警，体现出良好的鲁棒性。

为验证SWAE-IF的优越性，将其与AE-IF、IF、

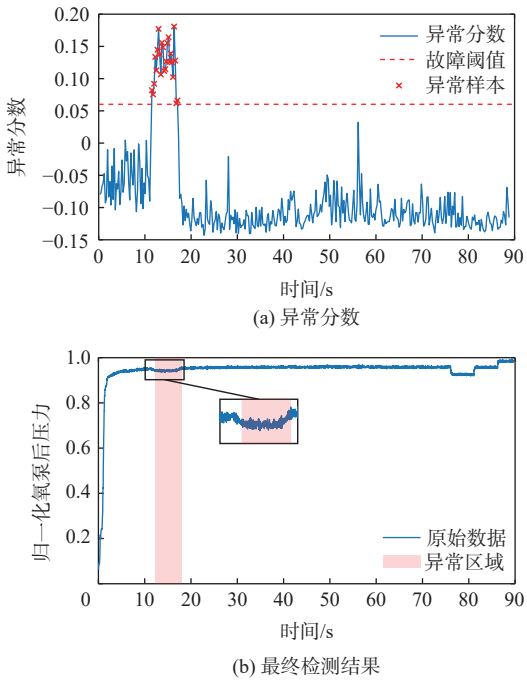


(a) 异常分数

(b) 最终检测结果

图 5　1-6 号试车氧泵密封环脱落故障检测结果

Fig. 5　Test results of the seal ring detachment fault of oxygen pumps during test runs from No. 1-6

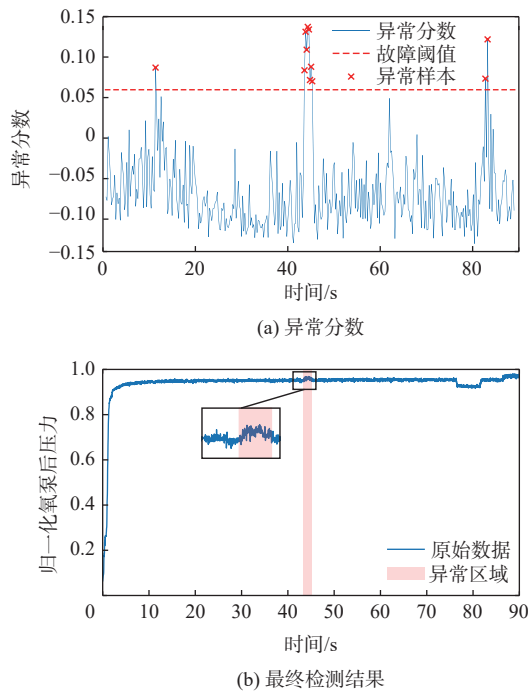


(a) 异常分数

(b) 最终检测结果

图 6　1-7 号试车氧泵转子碰磨故障检测结果

Fig. 6　Test results of rotor rubbing fault detection for oxygen pumps during test runs from No. 1-7

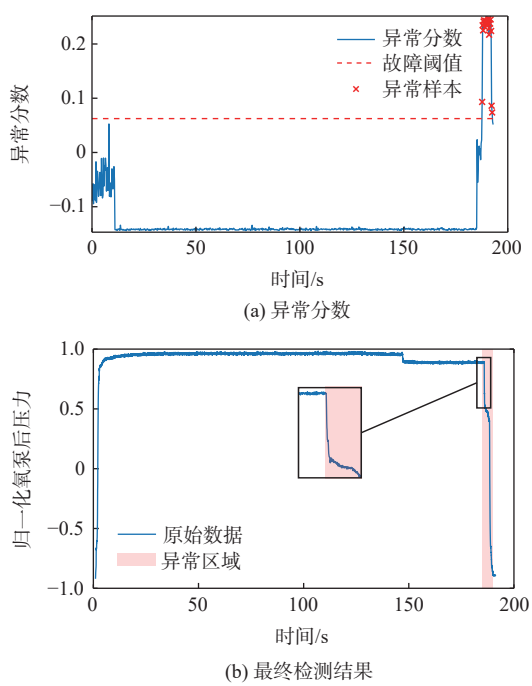


(a) 异常分数

(b) 最终检测结果

图 7　1-8 号试车压力参数凸台故障检测结果

Fig. 7　Test results of pressure parameter boss fault detection for test vehicles No. 1-8



(a) 异常分数

(b) 最终检测结果

图 8　1-9 号试车氧涡轮叶片烧蚀故障检测结果

Fig. 8　Test results of ablation failure of oxygen turbine blades during test runs from No. 1-9

OCSVM[26] 及自适应阈值法[6] 进行对比。各方法的参数配置如表 4 所示, 所有模型均在相同训练集与测试集上进行训练与评估, 确保对比结果的公平性。

各方法的平均性能如表 5 所示。结果表明, 本文方法在各项指标上均优于对比方法, 这一优势主要得益于 Morlet 小波的时频局部化特性与堆叠结构对高阶特征的提取能力, 模型在捕捉微弱异常和复杂模式方面表现更优。

3.2　案例二: 某液氧煤油火箭发动机热试车和飞行数据分析

本案例基于某补燃循环液氧煤油火箭发动机

表3 不同编号样本的模型性能评价结果

Table 3 Performance evaluation results for samples with different identification numbers

编号	准确率	精确率	召回率	F_1分数
1-6	0.993	0.933	0.824	0.875
1-7	0.995	1.000	0.923	0.960
1-8	0.992	0.727	1.000	0.842
1-9	0.998	1.000	0.913	0.955

注: 准确率、精确率、召回率、F_1分数的平均值分别为0.995、0.915、0.915、0.908。

表4 对比方法的超参数配置

Table 4 Hyperparameter settings of comparison methods

对比方法	参数配置
AE-IF	AE: 3个隐藏层, 节点数分别为128、64、32; 激活函数为Sigmoid; 批次大小为64; 学习率为0.001; 训练轮数为200; IF参数与SWAE-IF一致
IF	树的数量为200; 最大采样大小为256
OCSVM	采用RBF核, 惩罚系数和核宽度取值范围为$[10^{-3},10^{3}]$, 参数经网络搜索优化以准确率最大取最优值
自适应阈值	带宽系数n=2; 滑动窗口长度为24

表5 不同故障检测方法性能对比（案例一）

Table 5 Property comparison of different fault detection methods (Case 1)

方法	准确率	精确率	召回率	F_1分数
本文	**0.995**	**0.915**	**0.915**	**0.908**
AE-IF	0.974	0.797	0.637	0.704
IF	0.987	0.669	0.722	0.69
OCSVM	0.981	0.6	0.673	0.617
自适应阈值	0.972	0.427	0.493	0.435

注: 加黑数字表示最优值。

的地面热试车与飞行遥测数据, 重点考察模型在不同运行环境下的跨工况泛化能力。选取4次地面热试车的正常工况数据(编号2-1～2-4)作为训练集, 1次飞行任务中的气蚀故障数据(编号2-5)作为测试集, 具体数据构成如表6所示。

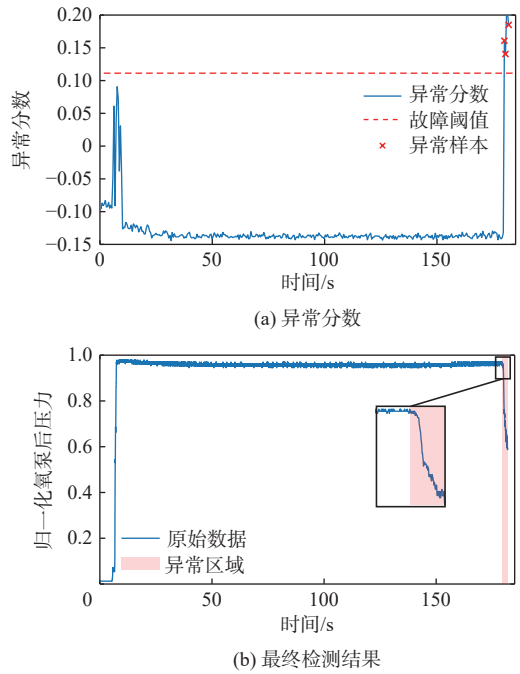
表6 某液氧煤油发动机数据集

Table 6 A liquid oxygen-kerosene engine dataset

运行情况	编号	数据类型	故障情况
正常	2-1、2-2、2-3、2-4	地面热试车	
故障	2-5	飞行遥测	气蚀

编号2-5故障由氧入口压力异常下降引发, 导致氧涡轮泵发生气蚀并出现“飞转”现象。选取推力室点火路压力、氧入口压力和涡轮泵转速3个参数作为诊断变量, 并采用式(10)进行标准化处理, 以消除地面与飞行环境下因测量系统和环境条件差异引起的分布偏移。训练集包含3 296个样本, 测试集包含378个样本。

基于训练集的异常得分, 由3σ准则求得故障阈值为0.111 3, 检测结果如图9所示。SWAE-IF模型在故障发生初期即产生异常响应, 异常得分迅速攀升并在故障持续期间维持高位。



(a) 异常分数

(b) 最终检测结果

图9 2-5飞行任务气蚀故障检测结果

Fig. 9 Cavitation fault detection results of flight missions 2-5

对比方法的超参数配置同表4, 故障检测性能对比结果如表7所示。本文提出的SWAE-IF方法准确率达到0.997, 召回率为1.000, F_1分数为0.909, 各项指标均优于其他对比方法, 表明该方法在跨工况条件下具有优异的性能。

表7 不同故障检测方法性能对比（案例二）

Table 7 Property comparison of different fault detection methods (Case 2)

方法	准确率	精确率	召回率	F_1分数
本文	**0.997**	**0.833**	**1.000**	**0.909**
AE-IF	0.989	0.556	1.000	0.714
IF	0.990	0.571	0.800	0.667
OCSVM	0.987	0.444	0.800	0.571
自适应阈值	0.987	0.500	1.000	0.667

注: 加黑数字表示最优值。

该结果表明, SWAE-IF在数据分布偏移下具有良好的泛化能力。其优势在于: SWAE利用小波基函数提取的特征具有较强的平移不变性和抗噪能力, 能稳定表征不同工况下的健康状态; 而IF作为无监督方法, 不依赖标签, 提升了模型在未知环境中的适应性。

3.3　案例三：某液体火箭发动机单向阀泄漏故障分析

本案例聚焦于缓变故障的早期检测问题, 研究对象为某液体火箭发动机低压吹除系统的单向阀, 其功能是防止高压介质倒流。若发生密封泄漏, 将导致吹除气路压力缓慢上升, 属于典型缓变故障。实验数据来自 4 次地面热试车: 3-1～3-3 为正常状态, 3-4 为泄漏故障状态, 详细信息如表 8 所示。训练集包含 3-1～3-3 共 1 200 个正常样本, 测试集为 3-4 的 400 个故障样本。

表 8　单向阀数据集

Table 8　Data of a check valve

运行情况	编号	数据类型	故障情况
正常	3-1、3-2、3-3	地面热试车	
故障	3-4	地面热试车	泄漏

单向阀入口压力直接反映泄漏程度, 且受干扰少, 故作为唯一诊断参数。图 10 展示了 4 次试车的阀入口压力曲线。可见, 3-4 号试车压力呈现缓慢上升趋势, 变化幅度小, 发展周期长。

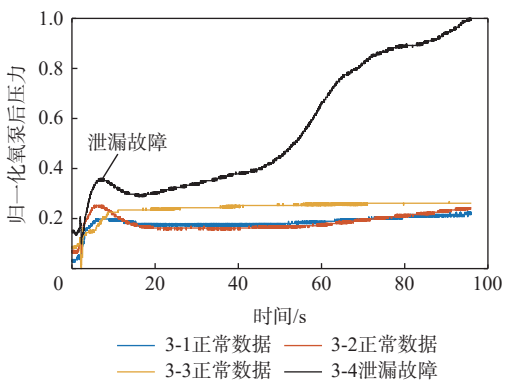


图 10　4 次试车阀入口压力曲线

Fig. 10　Pressure curve at the inlet of the valve during four test runs

基于训练集的异常分数, 由 3σ准则求出故障阈值为−0.007 2, 检测结果如图 11 所示。可以看出, 尽管故障演化缓慢, SWAE-IF 仍能在故障初期检测到异常趋势, 并随泄漏加剧持续输出高异常分数, 最终实现完整识别。

对比方法的超参数配置同表 4, 检测性能对比结果如表 9 所示, 本文方法准确率为 0.943, 召回率高达 0.971, F_1 分数达 0.970, 优于对比模型。

SWAE-IF 在召回率与 F_1 分数上表现最优, 表明其对早期异常具有更强的捕捉能力。这得益于 WAE 对信号局部变化的高敏感性, 能从缓慢漂移中提取有效特征; 而传统方法(如 IF、OCSVM)因缺乏深层建模能力, 对此类低幅、慢变异常的识别效果不佳。

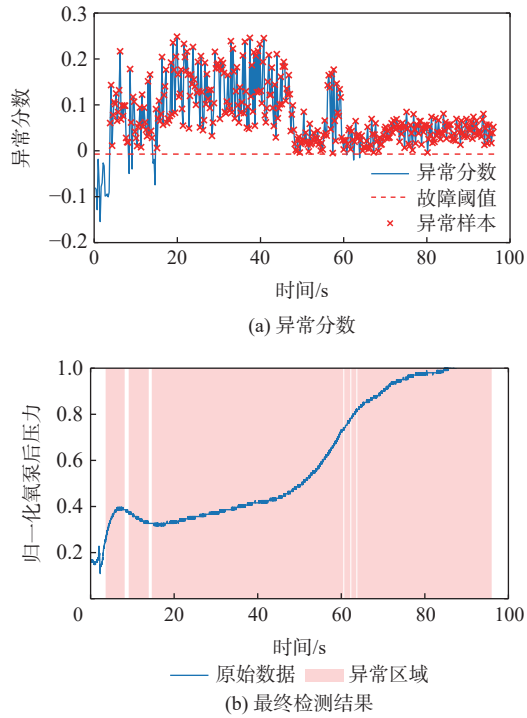


图 11　3-4 号试车单向阀泄漏故障检测结果

Fig. 11　Test results of leakage fault of check valve No. 3-4 during test run

表 9　不同故障检测方法性能对比（案例三）

Table 9　Property comparison of different fault detection methods (Case 3)

方法	准确率	精确率	召回率	F_1分数
本文	**0.943**	**0.969**	**0.971**	**0.970**
AE-IF	0.898	0.950	0.942	0.946
IF	0.865	0.963	0.892	0.926
OCSVM	0.803	0.969	0.818	0.887
自适应阈值	0.743	0.983	0.742	0.846

注: 加黑数字表示最优值。

3.4　故障检测阈值分析与验证

本文采用基于正常样本异常分数分布的 3σ准则确定故障检测阈值 τ。在正态分布假设下, 3σ范围可覆盖约 99.73% 的正常样本。

值得注意的是, 3 个案例中所确定的故障检测阈值存在差异: 案例一为 0.060 2, 案例二为 0.111 3, 案例三为−0.007 2。产生这一现象的主要原因是各案例在数据来源、故障类型及输入参数维度等方面存在不同。不同工况下的数据采集环境和系统运行特性导致正常样本的异常得分分布呈现差异。由于3σ阈值基于实际数据分布进行自适应计算, 阈值的差异反映了方法对不同工程场景的适应能力, 属合理现象。

为进一步验证3σ准则在阈值选取上的合理性, 以案例一为例, 选取$\mu+\sigma$、$\mu+2\sigma$、$\mu+3\sigma$和$\mu+4\sigma$这 4 个典型阈值进行性能对比, 对应的异常判别阈

值分别为−0.028 8、0.015 7、0.060 2和0.104 7，对比结果如表10所示。

表10 不同故障检测阈值下模型性能对比

Table 10 Comparison of model performance under different fault detection thresholds

阈值大小	准确率	精确率	召回率	F_1分数
$\mu+\sigma$	0.945	0.452	**0.947**	0.583
$\mu+2\sigma$	0.989	0.806	0.937	0.843
$\mu+3\sigma$	**0.995**	0.915	0.915	**0.908**
$\mu+4\sigma$	0.988	**0.950**	0.670	0.785

注：加黑数字表示最优值。

从表10结果可以看出，随着阈值从$\mu+\sigma$提高到$\mu+3\sigma$，精确率提升，虚警率下降，说明更高的阈值有效减少了虚警；而当阈值进一步增至$\mu+4\sigma$时，召回率大幅降低至0.670，漏警率显著上升，尽管此时精确率达到最高。相比之下，$\mu+3\sigma$阈值在各项指标间达到最佳平衡：准确率为0.995，F_1分数为0.908，均为所有阈值中的最高值，同时，召回率保持在0.915的较高水平。结果表明，3σ准则在控制虚警与漏警之间取得了良好折中，验证了其作为故障检测阈值的合理性。

4 结 论

本文提出一种基于SWAE-IF的液体火箭发动机无监督故障检测方法，融合SWAE的特征提取能力与IF的异常识别机制，实现了对多类型故障的高灵敏度、高鲁棒性检测，主要结论如下：

1）通过引入Morlet小波作为激活函数，SWAE具备良好的时频局部化能力，能有效从强噪声中捕捉微弱、渐变的异常特征；结合IF在低维特征空间中的无监督判别能力，模型无需故障标签即可实现对复杂非线性模式的敏感响应。

2）在3类典型案例中，本文方法性能优于自适应阈值、AE-IF和OCSVM等主流方法：氢氧发动机多故障检测平均准确率达0.995、F_1分数为0.908；液氧煤油发动机跨工况测试中准确率为0.997、召回率为1.000；单向阀泄漏检测召回率为0.971、F_1分数为0.970，验证了其在不同工况与故障类型下的稳定性和泛化能力。

3）本文方法完全基于正常样本训练，具备良好的工程适用性，不仅可识别严重故障，还能早期发现非致命渐变故障，为发动机全生命周期健康管理提供了可行的技术路径。

在未来的研究中，将拓展数据覆盖范围，提升模型对多型号发动机的适应能力，并推动其在地面测控系统及箭载健康管理系统中的集成与应用，通过实际任务中的使用实现迭代优化。

参考文献（References）

[1] 包为民. 可重复使用运载火箭技术发展综述[J]. 航空学报, 2023, 44(23): 629555.
Bao W M. A review of reusable launch vehicle technology development[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2023, 44(23): 629555(in Chinese).

[2] 杨永强, 何江, 吕发正, 等. 130吨级重复使用液氧煤油发动机维护维修技术分析[J]. 载人航天, 2025, 31(1): 104-110 .
Yang Y Q, He J, Lyu F Z, et al. Analysis on maintenance technology of 130-ton reusable LOX/kerosene rocket engine[J]. Manned Spaceflight, 2025, 31(1): 104-110(in Chinese).

[3] 容易, 牟宇, 陈士强. 液体运载火箭动力冗余技术工程设计与实践[M]. 北京: 中国宇航出版社, 2021: 25-48.
Rong Y, Mou Y, Chen S Q. Engineering design and practice of power redundancy technology for liquid launch vehicles[M]. Beijing: China Astronautic Publishing House, 2021: 25-48(in Chinese).

[4] 杨述明, 吴建军, 谢昌霖, 等. 数据驱动智能故障诊断技术在液体火箭发动机的应用与展望[J]. 航空学报, 2025, 46(15): 1-20.
Yang S M, Wu J J, Xie C L, et al. Application issues of data-driven intelligent fault diagnosis technologies for liquid rocket engines[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2025, 46(15): 1-20(in Chinese).

[5] 吴建军, 程玉强, 杨述明. 液体火箭发动机健康监控[M]. 北京: 科学出版社, 2021: 102-126.
Wu J J, Cheng Y Q, Yang S M. Health monitoring of liquid rocket engine[M]. Beijing: Science Press, 2021: 102-126(in Chinese).

[6] Oreilly D. System for anomaly and failure detection(SAFD) system development, NASA 1.26: 193907[R]. Los Angeles: Marshall Space Flight Center, 1992.

[7] Biggs R. A probabilistic risk assessment for the Space Shuttle Main Engine with a turbomachinery vibration monitor cutoff system [C]//Proceedings of the 26th Joint Propulsion Conference. Reston: AIAA, 1990: 2712.

[8] 王冠, 王婧雨, 刘巧珍, 等. 数据驱动的运载火箭氧涡轮泵异常分析方法[J]. 宇航学报, 2022, 43(7): 964-973.
Wang G, Wang J Y, Liu Q Z, et al. Data-driven anomaly analysis method of launch vehicle oxygen turbopump[J]. Journal of Astronautics, 2022, 43(7): 964-973(in Chinese).

[9] 陈泽灏, 陈晖, 高玉闪, 等. 基于模型的液体火箭发动机故障诊断技术回顾与展望[J]. 航空学报, 2023, 44(23): 629016.
Chen Z H, Chen H, Gao Y S, et al. Review and prospect of model-based fault diagnosis technology for liquid rocket engines[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2023, 44(23): 629016(in Chinese).

[10] 张万旋, 卢哲, 张箭, 等. 基于注意力机制循环神经网络的液体火箭发动机故障检测[J]. 导弹与航天运载技术 (中英文), 2024(2): 25-31.
Zhang W X, Lu Z, Zhang J, et al. Rocket engine fault detection with attention based recurrent neural networks[J]. Missiles and Space Vehicles, 2024(2): 25-31(in Chinese).

[11] Nie Y, Cheng Y Q, Wu J J. Dynamic cloud back-propagation networks and its application in fault diagnostic for liquid-propellant rocket engines[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical En-

gineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2018, 232(3): 583-594.

[12] Xu L, Zhao S B, LI N N, et al. Application of QGA-BP for fault detection of liquid rocket engines[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(5): 2464-2472.

[13] Park S Y, Ahn J. Deep neural network approach for fault detection and diagnosis during startup transient of liquid-propellant rocket engine[J]. Acta Astronautica, 2020, 177: 714-730.

[14] 滕天祥, 宋春, 朱俊杰, 等. 用于液体火箭发动机故障诊断的深度特征可解释方法[J/OL]. 机械科学与技术, (2024-06-20)[2025-11-25]. https://doi.org/10.13433/j.cnki.1003-8728.20240093.
Teng T X, Song C, Zhu J J, et al. A deep feature interpretable method for fault diagnosis of liquid rocket engine[J/OL]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, (2024-06-20)[2025-11-25]. https://doi.org/10.13433/j.cnki.1003-8728.20240093 (in Chinese).

[15] 程玉强, 邓凌志. Wasserstein 距离在液体火箭发动机故障检测中的应用[J]. 国防科技大学学报, 2023, 45(4): 20-27.
Cheng Y Q, Deng L Z. Application of Wasserstein distance in fault detection for liquid-propellant rocket engines[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2023, 45(4): 20-27(in Chinese).

[16] 张振臻, 陈晖, 高玉闪, 等. 液体火箭发动机故障诊断技术综述[J]. 推进技术, 2022, 43(6): 20-38.
Zhang Z Z, Chen H, Gao Y S, et al. Review on fault diagnosis technology of liquid rocket engine[J]. Journal of Propulsion Technology, 2022, 43(6): 20-38(in Chinese).

[17] 刘鹤, 魏承, 张泽旭, 等. 基于滤波自编码包络分析的航天器异常检测方法[J/OL]. 北京航空航天大学学报, (2025-03-19)[2025-11-25]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0832.
Liu H, Wei C, Zhang Z X, et al. Spacecraft anomaly detection based on filtered autoencoder envelope analysis[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, (2025-03-19)[2025-11-25]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024.0832(in Chinese).

[18] Feng Y, Liu Z J, Chen J L, et al. Make the rocket intelligent at IoT edge: stepwise GAN for anomaly detection of LRE with multi-source fusion[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 9(4): 3135-3149.

[19] Zhu X B, Cheng Y Q, Wu J J, et al. Steady-state process fault detection for liquid rocket engines based on convolutional auto-encoder and one-class support vector machine[J]. IEEE Access, 2020, 8: 3144-3158.

[20] 刘莘, 王珺, 陈景龙, 等. 基于多源数据密度估计自编码器的液体火箭发动机无监督异常检测[J]. 机械工程学报, 2025, 61(2): 36-45.
Liu S, Wang J, Chen J L, et al. Unsupervised anomaly detection for liquid rocket engines with multi-source data density estimation autoencoder[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2025, 61(2): 36-45(in Chinese).

[21] Shao H D, Lin J, Zhang L W, et al. A novel approach of multisensory fusion to collaborative fault diagnosis in maintenance[J]. Information Fusion, 2021, 74: 65-76.

[22] Längkvist M, Karlsson L, Loutfi A. A review of unsupervised feature learning and deep learning for time-series modeling[J]. Pattern Recognition Letters, 2014, 42: 11-24.

[23] Fu S , Zhong S S, Lin L , et al. A re-optimized deep auto-encoder for gas turbine unsupervised anomaly detection[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2021, 101(12): 104199.

[24] 唐立, 郝鹏, 任沛阁, 等. 基于改进孤立森林算法的无人机异常行为检测[J]. 航空学报, 2022, 43(8): 578-587.
Tang L, Hao P, Ren P G, et al. UAV abnormal behavior detection based on improved iForest algorithm[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2022, 43(8): 578-587(in Chinese).

[25] Meire M , Van Baelen Q, Ooijevaar T, et al. Constraint guided autoencoders for joint optimization of condition indicator estimation and anomaly detection in machine condition monitoring[J]. Machine Learning, 2025, 114(7): 153.

[26] 洪涛, 黄志奇, 杨畅. 涡轮泵实时故障检测的快速支持向量机算法[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(8): 1786-1792.
Hong T, Huang Z Q, Yang C. Fast support vector machine algorithm for turbopump real-time fault detection[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(8): 1786-1792(in Chinese).

Fault detection for reusable liquid rocket engines based on stacked wavelet autoencoder

LI Jiatong[1], RONG Yi[2,*], CHEN Shiqiang[1], WANG Hao[1]

(1. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China;
2. China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China)

Abstract: Research on fault detection methods is crucial because the safe operation of reusable liquid rocket engines directly impacts rocket flight safety and reusability efficiency. This paper proposes an unsupervised fault detection method that combines a stacked wavelet autoencoder (SWAE) with an isolation forest (IF). The method is trained solely on normal operational data and leverages SWAE to integrate the time-frequency analysis capability of wavelet transform with the feature learning advantages of autoencoders (AE), enabling hierarchical extraction of noise-robust temporal features. Additionally, IF is introduced to exploit its ability to rapidly isolate anomalous samples, thereby achieving effective unsupervised fault detection. The suggested approach performs better in cross-operating-condition generalization, multi-type fault identification, and early gradual failure detection in three common engineering case studies. Compared with traditional approaches such as adaptive thresholding, the proposed method achieves the highest accuracy, recall rate, and F_1 score.

Keywords: reusable liquid rocket engine; fault detection; stacked wavelet autoencoder; isolation forest; unsupervised learning

Received: 2025-11-26; **Accepted**: 2025-12-29; **Published Online**: 2026-01-30 15:45

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260130.1326.001

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (L2424313)

* **Corresponding author**. E-mail: rongyi781030@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0872

基于 EMD-LSTM 的开关电源退化预测方法

张润芝[1]，蔡宜伦[2]，王兴坚[1,3,*]，贺文博[1]，徐嘉[1]，贾汝钧[1]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 北京宇航系统工程研究所 总体设计部，北京 101160；3. 天目山实验室，杭州 310023)

摘　　要：开关电源作为现代机电设备中重要的提供能量设备，对其健康状态进行实时的监测与评估，是保障系统高效运行的关键。针对传统基于物理模型和基于机器学习方法在复杂非平稳退化信号预测中的局限性，提出一种结合经验模态分解 (EMD) 与长短时记忆网络 (LSTM) 的混合模型对开关电源的退化信号展开预测的方法。该方法通过 EMD 对开关电源退化信号进行多尺度分解，通过对提取各个有效特征分量继续进行处理与筛选，利用 LSTM 捕捉时间序列中的长期依赖与非线性演化规律，从而实现对开关电源性能退化趋势的高精度预测，为寿命评估与可靠性保障提供了有效途径。为验证所提方法的有效性，设计并开发了开关电源退化模拟试验台，通过设计故障注入电路模拟开关电源中滤波模块中电容退化情况、完成开关电源关键元件退化的模拟。在退化实验中完成了对所提方法有效性的验证。

关 键 词：开关电源；退化预测；经验模态分解；长短时记忆网络；故障注入

中图分类号：V438+.4; TP802+.1

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2943-10

开关电源作为高效的电能传输设备，在智能工程机械、航空航天[1]等均有应用，是各类电子设备中不可或缺的组成部分[2]。作为航空电子系统中的关键能量变换与供电单元，开关电源被广泛应用于飞控计算机、执行机构驱动、电传系统及机载传感与通信设备等关键子系统中。其主要功能是在复杂工况下实现高效、稳定的电能变换与分配，为航空系统的正常运行提供可靠的电力保障。其作为各类机电设备的“心脏”，故障后往往会造成整个电子设备的异常，甚至是系统的完全瘫痪，造成巨大的经济损失甚至是灾难性的事故[3]。开关电源的性能退化将直接影响下游负载的供电稳定性与控制精度，进而对飞行控制系统的安全性和可靠性产生显著影响。开关电源内部元件易发生老化失效，其退化过程通常呈现缓慢演化特征，具有隐蔽性强、早期难以察觉等特点。各种硬件平台对于开关电源的可靠性要求越来越高，确保开关电源高可靠性，对开关电源退化行为进行有效建模与评估，对于实现航空电源系统的状态感知与预测性维护、降低突发性供电失效风险、为设备提供全寿命周期的可靠性管理与维修保障，可以有效降低人力物力损失，提升电子产品的附加值[4]，保障航空系统长期安全运行具有重要工程意义。

开关电源的退化过程通常由其内部元器件性能衰减所导致，其内部分离元器件失效引起电子产品故障占比超 60%[5]。开关电源驱动信号、金属氧化物半导体场效应晶体管(metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET)端电压和整流端电压均为高频方波信号，全桥式转换器中的电容与电感网络在高频方波信号脉冲作用下容易产生谐振。当全桥式转换器的工作模式发生变化时，MOSFET 和整流二极管附近会产生电压尖峰和电

收稿日期：2025-12-23；录用日期：2026-03-08；网络出版时间：2026-04-13 16:20
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260411.1824.002
*通信作者. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

引用格式：张润芝，蔡宜伦，王兴坚，等. 基于 EMD-LSTM 的开关电源退化预测方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2026，52（8）：2943-2952. Zhang R Z，Cai Y L，Wang X J，et al. Degradation prediction method of switching power supply based on EMD-LSTM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52（8）：2943-2952 （in Chinese）.

流尖峰，这一退化过程直接导致电源输出电压的纹波增加[6]。其中，整流滤波电容在长期运行过程中会因电解液挥发、等效串联电阻（equivalent series resistance, ESR）增大而逐渐失效，表现为电容值下降和损耗增大[7]，进一步加剧输出端的电压纹波，进而影响系统的稳定性与可靠性[8]。如何有效捕捉电容退化引起的纹波特征，并将其作为电源健康状态评估与寿命预测的重要依据，成为电源剩余使用寿命预测研究中的关键问题。

目前已经有很多工作对开关电源健康状态进行监测与预测，这些可以分为两大类，包括基于特定模型的方法和基于数据的方法[9]。

基于模型的方法，大多以物理先验知识构建元器件的退化模型，并进一步分析更换件、元器件退化对于电路性能的影响。在构建退化模型后，使用卡尔曼滤波[10]、粒子滤波[11]及无迹卡尔曼滤波[12]等方法，捕捉电路中退化模型的动态变化，结合传感器数据对其展开预测。但是电子设备输入输出之间的结构十分复杂，难以准确地刻画负载工况与性能退化关系，构造精确的物理退化过程十分困难[13]。同时，大多数基于物理模型的研究仅针对特定负载与特定型号下的电路模型，很难泛化[14]。

与基于模型的预测方法不同，基于数据的方法不考虑内部的物理模型，而是基于历史退化数据实现预测。小波变换[15]、经验模态分解（empirical mode decomposition, EMD）、变分模态分解[8]等方法可以从复杂、非平稳的数据中提取退化量。这些方法本质上仍属于信号预处理与特征提取手段，虽然能够提高退化特征的可观测性，却无法充分利用时间序列中的长期依赖关系，在面对高度非线性和复杂退化规律时预测精度有限。

基于机器学习的方法在处理长期依赖数据方面具有很大优势。Wang等通过构建Buck转换电路的状态时间序列，利用支持向量回归并结合改进的灰狼优化算法实现了剩余寿命预测[16]。Wu等基于最小二乘、灰色系统及最小二乘、支持向量机3种算法实现故障特征参数时间序列预测[17]。然而，机器学习方法往往依赖人工设计特征，预测性能受限于特征提取的准确性和退化模型的选取。当电源处于复杂工况或非平稳运行环境下时，传统机器学习难以捕捉退化信号中的非线性与长期依赖特性，预测精度和鲁棒性受到限制。

随着深度学习的发展，基于循环神经网络（recurrent neural network, RNN）是一种提取和更新顺序数据相关性的有效方法，因为其结构通过增强与隐藏神经元的循环链接，处理长期时间依赖的数据很有效[18]。Yang等提出一种基于特征重建-递归神经网络（feature reconstruction - recurrent neural network, FR-RNN）的模块化多电平转换器多开路故障诊断策略[19]。然而，传统RNN在处理长序列时容易出现梯度消失或梯度爆炸问题，导致其难以有效捕捉退化过程中的长期依赖关系[20]。长短时记忆网络（long short-term memory, LSTM）等模型的方法逐渐应用于寿命预测任务，能够自动挖掘时间序列中的非线性演化规律，在处理复杂退化过程时展现出更强的建模与预测能力[21]。然而，面对非平稳的时间序列仍难以处理。结合EMD可以有效处理非平稳数据，将预处理技术与单一预测模型相结合的混合模型相较于单一模型更具有潜力。

开关电源的退化预测主要聚焦于其核心失效元器件——铝电解电容器的剩余使用寿命评估。目前的预测算法研究主要涵盖基于物理模型、数据驱动方法及混合融合策略3个方向。

早期的研究多依赖于物理失效模型。针对铝电解电容，Arrhenius定律常用于描述温度和电压应力导致的电解液挥发与寿命衰减[22]。虽然物理模型具有明确的可解释性，但在处理复杂动态负载和非线性退化过程时，其预测精度往往受限[23]。

随着计算能力的提升，数据驱动方法逐渐占据主导地位。相比于传统的支持向量机（support vector machine, SVM）方法[24]，深度学习模型如LSTM能够更有效地捕捉长期的退化时间序列特征，显著提高了剩余使用寿命预测的准确性[25]。此外，基于注意力机制的Transformer架构因其并行计算能力和对全局依赖关系的捕捉能力，也被引入用于解决复杂的电池和电源退化问题[26]。

针对开关电源输出信号中存在的非平稳性和多尺度特征问题，采用EMD对退化信号进行自适应分解，将原始信号分解为若干本征模态函数（intrinsic mode functions, IMF）及残余项，从而有效提取不同频带下的退化特征并抑制噪声干扰。随后，将各IMF分量及残余项输入LSTM，通过其门控机制捕捉时间序列中的长期依赖和非线性演化规律，实现对退化趋势的预测，同时本文开展开关电源的退化模拟，通过对关键部件的退化注入，获取开关电源不同条件下的退化数据，进一步验证了本文方法的有效性。

1 开关电源模型及退化原理分析

1.1 开关电源

图1为基于全桥变换器的开关电源系统结构，主要包括桥式整流电路、全桥变换器、反馈补偿网络和保护电路。图中，EMI表示电磁干扰，LC表示电感电容，PWMV表示电压型脉冲宽度调制器。

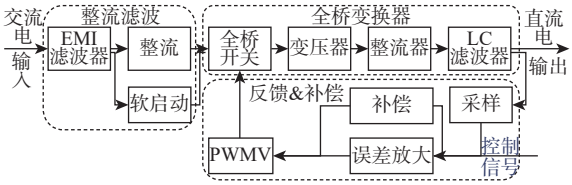


图 1　开关电源系统结构

Fig. 1　Structure of switch-mode power supply system

开关电源的输入为 220 V 交流电。整流桥将交流信号转换为 100 Hz 纹波脉动直流信号。全桥式变换器由全桥式开关阵列、高频变压器、整流电路和滤波电路组成。全桥式整流器的核心功能是根据反馈补偿网络的输出，将脉动直流信号转换为特定幅度的直流电压信号。反馈补偿网络与全桥式整流器共同构成闭环系统，通过精准调控整流器输出电压，有效提升开关电源系统的运行稳定性。

全桥式转换器是开关电源的核心部件。开关电源中存在大量电感和电容元件，以及各种寄生电容和电感。当施加高频开关信号时，全桥电路容易产生高频谐振。一方面，高频谐振会耦合到开关电源输出端，导致输出纹波增大、精度下降；另一方面，高频谐振还会引发开关电源内部电路的振荡，使整个系统运行不稳定。因此，系统稳定性和输出电压纹波是开关电源设计中的关键问题。

1.2　开关电源退化分析

一般，在开关电源模块的输出端使用铝电容较多，铝电容由铝壳、电芯、橡胶密封和引线端子组成，如图 2 所示。其中，电芯是电容器件的主要组成部分，其由阳极铝箔、电解纸和负极铝箔绕制而成。铝电容在使用过程中的失效主要是由于温度效应造成电解纸中电解液的蒸发，从而在电容器内部产生气体，使其性能逐渐下降并失效。电解液的蒸发会造成器件参数发生变化，主要包括电容值和等效电阻值。随着电容器性能的下降，电容值会逐渐降低，而等效电阻值则会逐渐增大。过压直接作用于电容介质，使其承受过高的电场应力。当工作电压超过额定或安全范围时，容易引发介质局部击穿、局部放电及漏电流增加等现象。这不仅会对介质结构造成不可逆损伤，还会引入额外的自发热效应，形成电-热耦合的退化机制，从而显著加速电容性能劣化甚至导致失效。

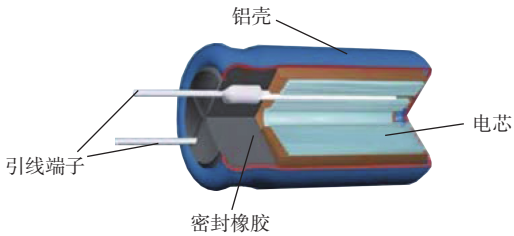


图 2　电容器件结构组成

Fig. 2　Structural composition of capacitor device

通过对铝电容的结构组成进行分析，电容器件的等效电路模型可以由理想电容 C_{out}、理想电感 L_{esl} 和电阻 R_{esl} 串并联组成，如图 3 所示。

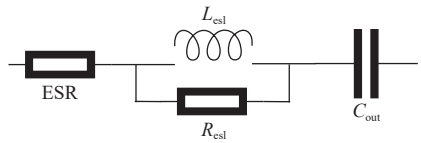


图 3　电容器件等效模型

Fig. 3　Equivalent circuit model of capacitor device

根据电容器的结构特点建立其等理想终端电容 C_{out} 的退化模型，其随时间和温度的变化关系分别如下：

$$C_{\text{out}}(T,V_C,t)=C_{\text{out}}(0)\exp(-At) \tag{1}$$

$$A=A_0\cdot\exp(-E_{\text{a}}/(KT_C))\exp\left(\beta\left(V_C/V_{C_{\text{rated}}}\right)^M\right) \tag{2}$$

式中：T 为温度；$C_{\text{out}}(0)$ 为常温下的初始参数；A 为退化参数；A_0 为退化率系数；E_{a} 为活化能参数；K 为玻尔兹曼常数（约为 8.62×10^{-5} eV/K）；β 为电压加速系数；V_C 为实际运行电压；$V_{C_{\text{rated}}}$ 为额定电压；M 为电压应力系数；T_C 为电容温度。根据上述分析可知，在电容器退化的过程中，可以将 $C_{\text{out}}(T,t)$ 作为电容器的性能退化特征，通过改变电气参数，模拟电容性能退化特征参数的变化过程，构造电容器的退化状况。

2　本文方法

2.1　本文方法框架

电源输出时间序列是一种非线性和非平稳性的复杂数据信号，由不同的振荡尺度组成。不同的混合振荡尺度给 LSTM 模型预测带来了困难。EMD 和 LSTM 模型的结合为预测非线性和非平稳波提供了一种有效的方法。使用本文方法进行预测的过程包括 3 个步骤。首先，基于 EMD 算法，将得到的电源退化实验中的交流纹波数据分解为包含不同特征的 IMF 分量和残差。然后，对分解特征信号分析，根据分解特征分析退化趋势，选择与退化特征最匹配的分量，对分量特征进行预测，使用 LSTM 模型分别预测。最后，对分量的预测结果进行汇总，得到最终的电源退化预测结果，确定电源最终失效时间。其中，本文方法流程如图 4 所示。

2.2　基于 EMD 的纹波分解

经验模态分解是一种用于分析非线性和非平稳信号的时频分析方法，本质上是一种二进制滤波器，能够将非平稳、非线性的复杂信号分解为若干个本征模态函数（intrinsic mode functions, IMF）及一

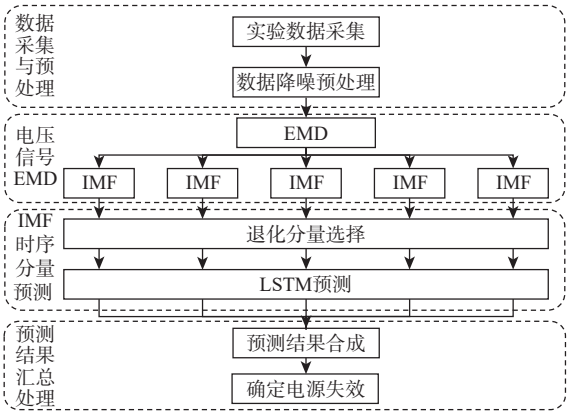


图4 本文方法流程

Fig. 4 Flow of the proposed method

个残余分量，揭示信号的局部特性。EMD中，一个IMF被表示为一个时变振幅和瞬时频率的信号。瞬时频率的提取通常通过希尔伯特变换实现，这将允许本文获得信号的瞬时相位信息，进而计算瞬时频率。瞬时频率是指信号在不同时间点的局部频率，其表征了信号变化的快慢。

实验中所采集的数据是电源退化趋势的低频信号与局部高频波动的叠加，因而可以将原始退化数据集分解为多个IMF和一个参数，具体表示为

$$x(t)=\sum_{i=1}^{n}M_i(t)+t_x(t) \tag{3}$$

式中：$M_i(t)$为第i个IMF分量；$t_x(t)$为残余项。每个IMF满足2个条件：在整个信号范围内，极值点数与过零点数之差不超过1；在任意时刻，局部均值为0。对于给定的电源纹波信号，EMD的主要过程如图5所示。

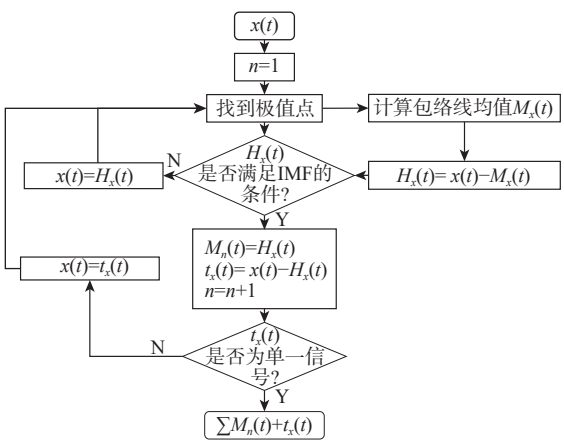


图5 EMD流程图

Fig. 5 Flowchart of EMD

2.3 基于LSTM的纹波分量预测

RNN是专门针对时间序列问题的深度学习网络。与传统的深度神经网络相比，其在非线性时间序列预测方面具有显著优势。RNN中的内存层过多会在一定程度上影响网络训练的速度，并会导致梯度消失和梯度爆炸。消失或爆炸的梯度会导致浅层权重无法更新，这使得RNN缺乏记忆长期输入时间信息的能力。关于这一现象，Hochreiter等[27]提出LSTM结构模型。该模型是基于RNN的新型网络模型。LSTM设置有输入门、遗忘门和输出门，结构如图6所示。通过门的连接，在输入和反馈之间建立了滞后连接，并且强制在循环神经元内维持连续的流动误差。最后，缓解了导数乘法导致的梯度消失或爆炸，有效提高了深度学习网络的记忆能力。其中，输入门为

$$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{i}}^{t}=\sigma\left(\boldsymbol{W}_{\mathrm{i}}\cdot\left[\boldsymbol{h}^{t-1},\boldsymbol{x}^{t}\right]+\boldsymbol{b}_{\mathrm{i}}\right) \tag{4}$$

式中：t为当前时间步；$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{i}}^{t}$为输入门激活值；$\sigma(\cdot)$为Sigmoid函数；$\boldsymbol{W}_{\mathrm{i}}$为输入权重矩阵；$\boldsymbol{x}^{t}$为当前时间步的输入向量；$\boldsymbol{h}^{t-1}$为上一时间步的隐藏状态；$\boldsymbol{b}_{\mathrm{i}}$为输入门偏置向量。遗忘门为

$$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{f}}^{t}=\sigma\left(\boldsymbol{W}_{\mathrm{f}}\cdot\left[\boldsymbol{h}^{t-1},\boldsymbol{x}^{t}\right]+\boldsymbol{b}_{\mathrm{f}}\right) \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{f}}^{t}$为遗忘门激活值；$\boldsymbol{W}_{\mathrm{f}}$为遗忘门权重矩阵；$\boldsymbol{b}_{\mathrm{f}}$为遗忘门偏置向量。输出门为

$$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{o}}^{t}=\sigma\left(\boldsymbol{W}_{\mathrm{o}}\cdot\left[\boldsymbol{h}^{t-1},\boldsymbol{x}^{t}\right]+\boldsymbol{b}_{\mathrm{o}}\right) \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{o}}^{t}$为输出门激活值；$\boldsymbol{W}_{\mathrm{o}}$为输出门权重矩阵；$\boldsymbol{b}_{\mathrm{o}}$为输出门偏置向量。候选神经元的状态为

$$\tilde{\boldsymbol{C}}^{t}=\tanh\left(\boldsymbol{W}_{\mathrm{C}}\cdot\left[\boldsymbol{h}^{t-1},\boldsymbol{x}^{t}\right]+\boldsymbol{b}_{\mathrm{C}}\right) \tag{7}$$

式中：$\tilde{\boldsymbol{C}}^{t}$为候选记忆单元状态；$\boldsymbol{W}_{\mathrm{C}}$为候选记忆单元的权重矩阵；$\boldsymbol{b}_{\mathrm{C}}$为候选记忆单元的偏置向量。LSTM模型神经元的输出更新为

$$\boldsymbol{C}^{t}=\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{f}}^{t}\cdot\boldsymbol{C}^{t-1}+\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{i}}^{t}\cdot\tilde{\boldsymbol{C}}^{t} \tag{8}$$

其中，隐藏状态更新为

$$\boldsymbol{h}^{t}=\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{o}}^{t}\cdot\tanh(\boldsymbol{C}^{t}) \tag{9}$$

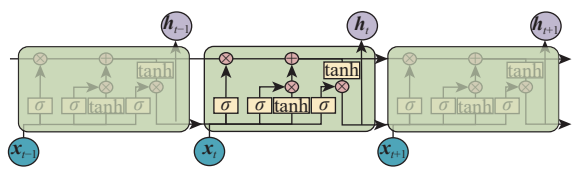


图6 LSTM基本单元

Fig. 6 Basic unit of LSTM

3 退化实验设计

3.1 开关电源退化实验台设计

硬件模拟通过可编程直流电源退化实验台实现，硬件部分主要包括可编程直流电源、故障和退化模拟装置、电压及电流采集模块组成，测量参数包括：输出电压、输出电流。实验台整体结构如图7所示。

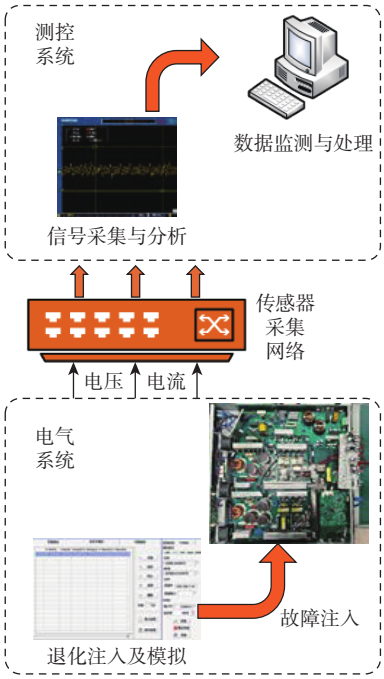


图 7　实验台结构

Fig. 7　Structure of experimental test bench

实验台中，主要通过改变 EMI 滤波模块的整流滤波电容及 LC 滤波器中 LC 滤波电容的电容值注入退化，电路设计修改如图 8 所示，通过实验，设定不同退化条件下的模型参数，设置电容器终端电容值的退化数据，改变实验台中的数据，获取电源退化数据。

为评估本文方法预测的准确性、特别是不同工作条件下引起的输出差异变化，针对开关电源的退化本文开发了实验台。在实验用的开关电源退化实验台中，为实现对电源中 2 个滤波电容退化的连续模拟，将整流滤波部分的关键电容更换为可调数字电容器。该数字电容器可通过控制信号连续调整容量，调整按照设定的退化工况进行电容值退化注入，从而实现对电源电容器退化过程的精确模拟。实验过程中，通过调节数字电容器容量，监测电源输出电压波纹及波形变化，并采集纹波数据进行分析。

退化实验中采用可编程直流电源作为供电设备，其输出电压范围为 0～40 V，输出电流最大可达 38 A。实验中采用恒压工作模式，采集纹波分量。同时，正常无退化工况下，其输出纹波水平低于 8 mV，

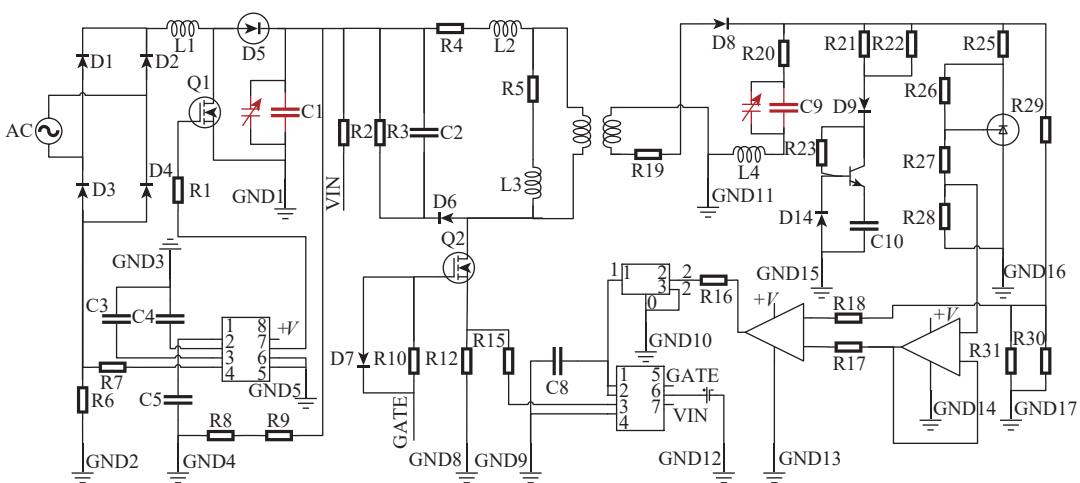


图 8　故障注入电路设计

Fig. 8　Design of fault injection circuit

为退化特性分析提供稳定可靠的电源条件。

3.2　实验数据采集

为研究不同电容退化对于纹波变化的影响，实验中，设置不同的退化条件对电容进行退化注入，采集退化实验数据，实验中，多次采集退化注入数据。实验中条件设置如表 1 所示。

针对不同的滤波电容注入退化后所采集的部分实验数据，如图 9 所示，其中，频率为 20 kHz，采

表 1　退化注入实验条件

Table 1　Experimental conditions for degradation injection

电源故障电容种类	初始容值/μF	组别	额定电压/ V	退化注入电压/ V	设置温度/℃
整流滤波电容	1 000	正常	28	28	25
		过压	28	35	25
		高温	28	28	75
LC滤波电容	470	正常	28	28	25
		过压	28	35	25
		高温	28	28	75

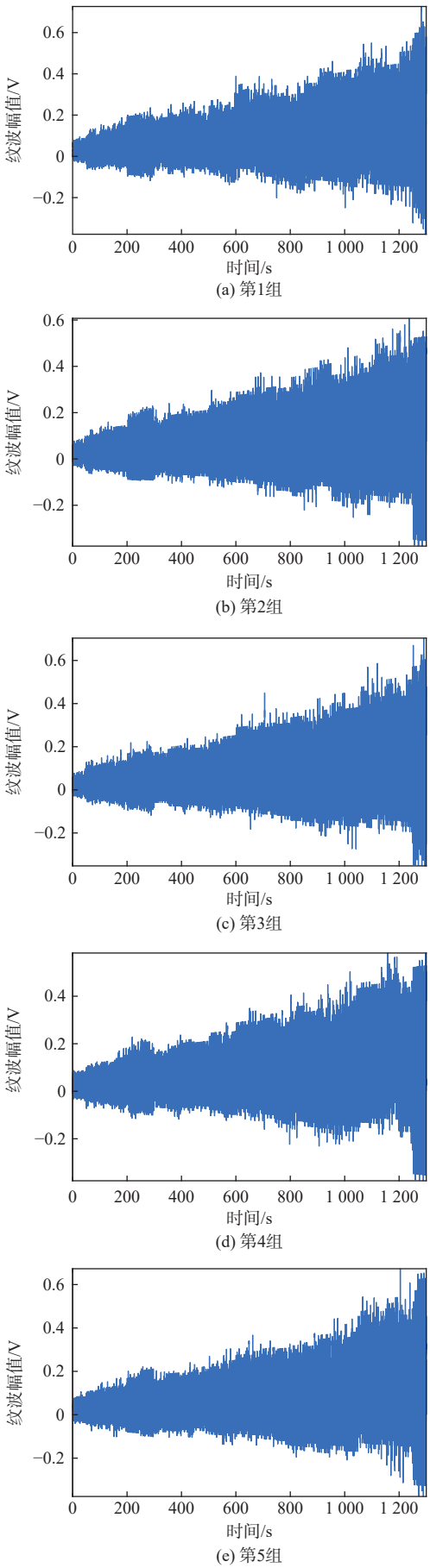


图9 整流滤波电容正常退化实验数据

Fig. 9 Degradation experiment of rectifier filter capacitor

集获得的交流分量中纹波进行数据分析。

为验证本文方法的鲁棒性，本文针对上述6种情况下每组采集了5次退化实验结果，进行预测方法的测试。其中，整流滤波电容正常情况下退化注入纹波采集分量结果如图9所示。

4 实验结果分析

4.1 EMD结果

采集得到的电源纹波数据是一种非线性非平稳的复杂数据信号，是由不同分量造成的。针对采集的实验数据，针对每组数据进行EMD，将退化实验中所采集数据分解为10个IMF及一个残差项，整流滤波电容法正常退化下5组数据EMD结果如图10所示。对于噪声主导的能量占比低的高频IMF分量，作为噪声被舍弃。

4.2 预测结果

在对电源纹波信号进行EMD后，可以发现各IMF反映了信号中的不同频率成分，而最终得到的残差部分则保留了信号的整体演变特征。通过分析残差可以看出其呈现出明显的退化趋势，能够较好地表征系统随时间推移的健康状态。因此，将残差序列作为后续建模的重点对象，利用LSTM对其退化趋势进行拟合与预测，能够更有效地捕捉长期依赖关系，实现对系统退化过程的精准建模。

本文为每个IMF分量相同结构的LSTM回归模型进行逐分量预测。模型输入为长度为150的IMF片段，第1层LSTM设置64个隐藏单元，用于表征序列中较低层级的时序依赖关系，并输出完整序列特征。第2层LSTM设置32个隐藏单元，用于进一步提取高层语义特征，并输出最终时间步的隐状态向量。随后，通过线性激活的全连接层实现对下一时刻IMF值的回归预测。LSTM内部使用tanh作为状态变换函数，并使用Sigmoid函数完成输入门、遗忘门及输出门的门控调节。模型采用Adam优化器进行训练，学习率设为0.01，损失函数为均方误差，以确保模型在预测精度与收敛速度之间取得良好平衡。其中，每组数据进行了5次实验。

为验证本文方法的有效性，将本文方法进行的预测结果与仅基于LSTM模型预测及仅基于Transformer模型的预测结果进行比较，以说明本文方法的有效性。3种方法在上述退化实验条件下采集得到的部分预测结果如图11所示。其中，图中紫色实线为纹波实际采集信号，橙色虚线为仅基于LSTM预测结果，黄色虚线为基于Transformer预测结果，蓝色虚线为本文方法预测结果。

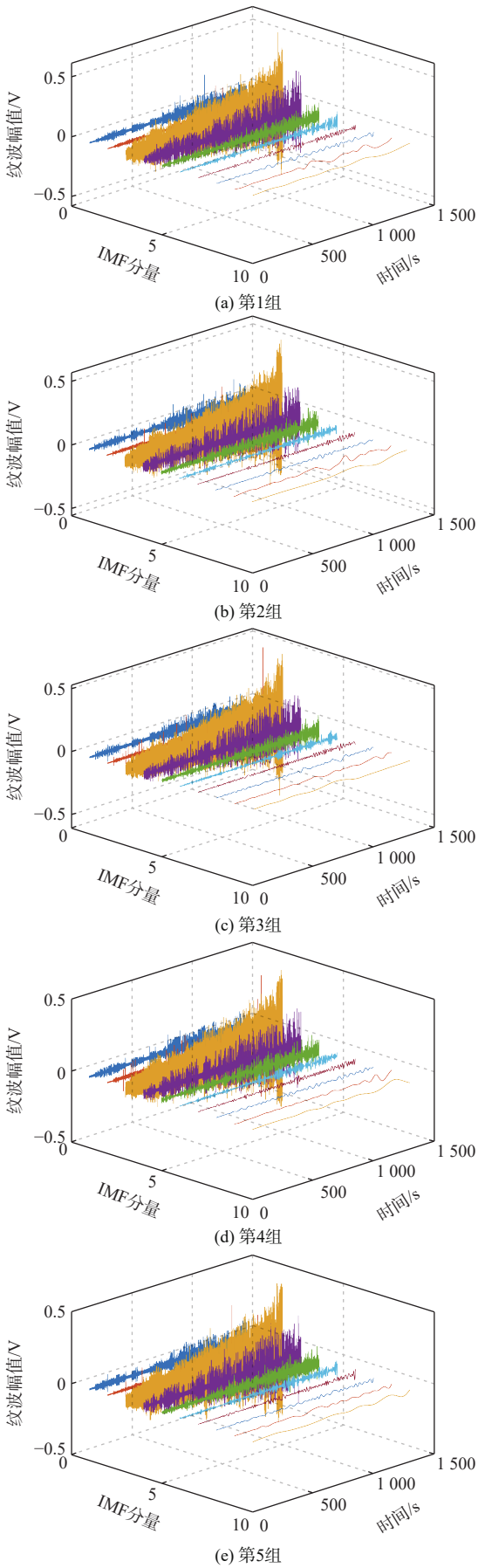


图 10　整流滤波电容退化实验 EMD 结果

Fig. 10　EMD results of rectifier filter capacitor degradation experiment

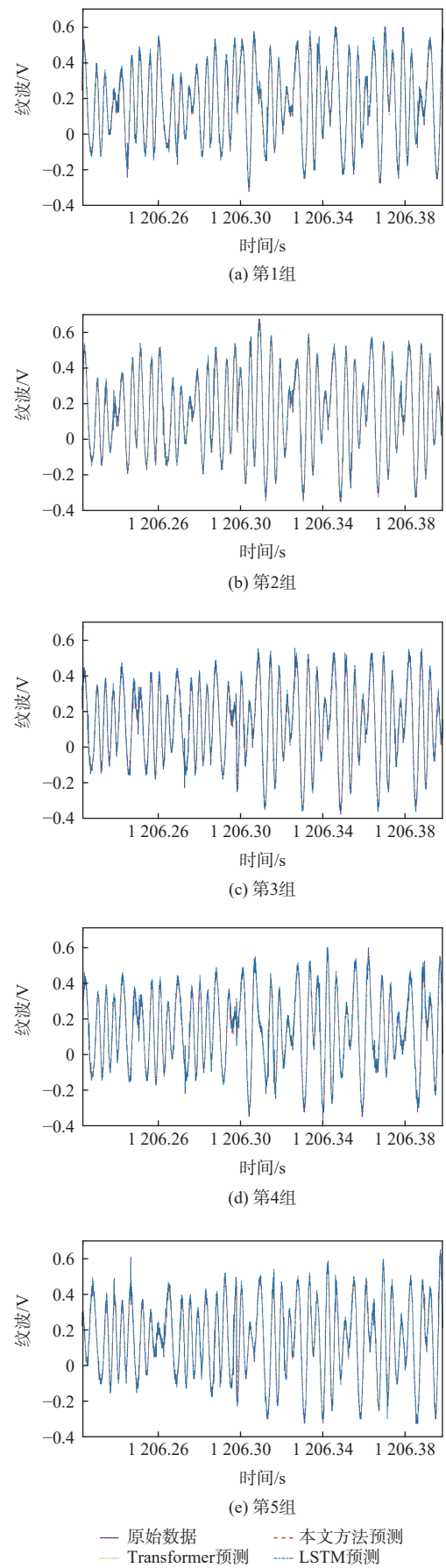


图 11　整流滤波电容退化实验预测结果

Fig. 11　Prediction results of rectifier filter capacitor degradation experiment

4.3 预测结果分析

本文各个预测模型性能通过均方误差E_{RMSE}、平均绝对误差E_{MAE}及决定系数R^2衡量，计算式分别为

$$E_{\mathrm{RMSE}}=\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(y_i-\hat{y}_i)^2} \tag{10}$$

$$E_{\mathrm{MAE}}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}|y_i-\hat{y}_i| \tag{11}$$

$$R^2=1-\sum_{i=1}^{n}(y_i-\hat{y}_i)^2\Big/\sum_{i=1}^{n}(y_i-\bar{y})^2 \tag{12}$$

式中：y_i为归一化后的实际电容退化指标值；$\hat{y}_i$为预测值。

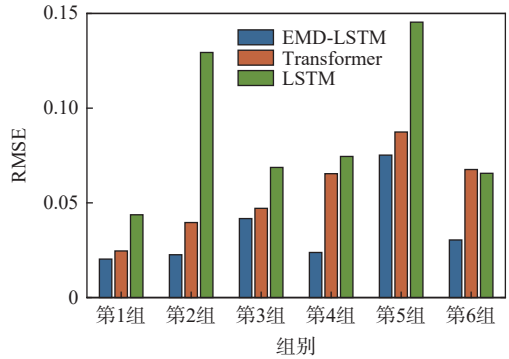
表2中给出3种预测方法在全部6组多次实验下E_{RMSE}、E_{MAE}及R^2性能指标，用于评估预测值与实际值之间的偏差，衡量各个预测模型对退化趋势预测的准确性。其中，各个指标对比结果如图12所示。

表2 预测结果对比结果统计

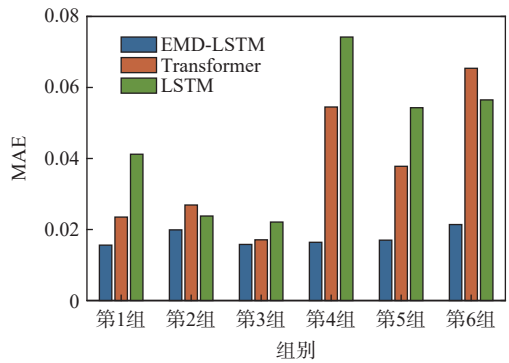
Table 2 Statistical comparison of prediction and actual results

实验组别	方法	E_{RMSE}	E_{MAE}	R^2
第1组	EMD-LSTM	0.020 3	0.015 6	0.988 2
	Transformer	0.024 6	0.023 5	0.927 8
	LSTM	0.043 7	0.041 2	0.921 7
第2组	EMD-LSTM	0.022 6	0.019 9	0.987 5
	Transformer	0.039 6	0.026 9	0.937 3
	LSTM	0.129 4	0.023 8	0.934 8
第3组	EMD-LSTM	0.041 7	0.015 8	0.989 6
	Transformer	0.047 1	0.017 1	0.959 2
	LSTM	0.068 7	0.022 1	0.921 8
第4组	EMD-LSTM	0.023 8	0.016 4	0.985 1
	Transformer	0.065 4	0.054 5	0.955 9
	LSTM	0.074 5	0.074 2	0.976 5
第5组	EMD-LSTM	0.075 2	0.017	0.985 2
	Transformer	0.087 4	0.037 8	0.965 0
	LSTM	0.145 4	0.054 3	0.956 2
第6组	EMD-LSTM	0.030 4	0.021 4	0.975 3
	Transformer	0.067 6	0.065 4	0.971 3
	LSTM	0.065 6	0.056 5	0.950 4

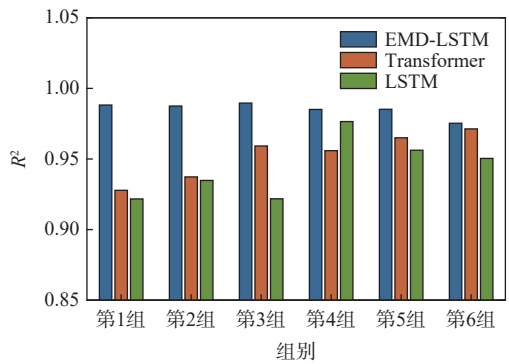
基于6组退化预测实验结果可以看到，本文方法在性能上明显优于Transformer和LSTM模型：与Transformer相比，本文方法在E_{RMSE}、E_{MAE}及R^2指标上平均分别提升约0.354、0.528和0.034；与LSTM相比，提升幅度更为显著，E_{RMSE}、E_{MAE}及R^2平均分别提高约0.594、0.610和0.044 1。结果表明，本文方法能更准确地捕捉电容退化过程中纹波信号的非平稳特性和关键特征，具有更高的预测精度与稳定性。



(a) E_{RMSE}对比结果



(b) E_{MAE}对比结果



(c) R^2对比结果

图12 3种结果在6组实验下对比结果

Fig. 12 Comparison results of three results across six experimental groups

基于6组退化预测实验结果可以看出，本文方法在所有退化工况下均取得了优于Transformer和传统LSTM的预测性能，表明本文方法在处理开关电源退化信号时具有更强的泛化能力与稳定性。本文方法的性能优势主要体现在以下几个方面。

1）通过EMD，原始电容纹波信号被自适应地分解为多个不同时间尺度的IMF分量，使高频噪声成分与低频退化趋势得以有效分离。高能量IMF分量及残差项能够更准确地表征电容参数缓慢变化所引起的退化趋势，从而为后续LSTM建模提供

更加清晰、稳定的输入特征。

2）在不同退化工况下，纹波信号的统计特性和非平稳程度存在明显差异。传统 LSTM 和 Transformer 直接对原始信号建模时，容易受到高频波动和局部扰动的影响，导致预测误差累积。而本文方法通过多尺度分解降低了信号非平稳性，使得 LSTM 能够更加专注于长期退化动态的建模，从而在不同实验组之间表现出更稳定的预测性能。

3）本文方法将复杂非线性退化过程拆分为若干相对简单的子序列进行建模，有效降低了单一模型直接拟合复杂退化信号的难度。这种“分而治之”的建模方式在降低 E_{RMSE} 和 E_{MAE} 的同时，使 R^2 指标更加接近 1，表明模型对退化趋势具有更强的拟合能力和预测可靠性。

5　结　论

开关电源的退化预测是保障其安全运行的有效手段。本文将 EMD 与 LSTM 应用于开关电源退化的预测中，并设计退化实验数据对本文方法进行验证。

1）通过搭建可调数字电容退化实验台，对整流滤波电容和 LC 滤波电容在正常、过压和高温条件下进行退化注入实验，采集输出电压纹波信号并进行重复实验，为退化预测提供高频和低频混合特征的数据基础。

2）采用本文方法对采集的电源纹波信号进行分解与建模，通过选取 IMF 分量和残差序列，利用 LSTM 对退化趋势进行预测。在 6 组实验中，本文方法在 E_{RMSE}、E_{MAE} 和 R^2 指标上均优于单独 LSTM 和 Transformer，显示了对不同退化条件下电容性能退化的高精度预测能力。

参考文献（References）

[1] Mattos E, Santos Spencer Andrade A M, Hollweg G V, et al. A review of boost converter analysis and design in aerospace applications[J]. IEEE Latin America Transactions, 2018, 16(2): 305-313.

[2] Shan Y, Xu Z W, Dong J Q. Analysis of electrolytic capacitor life prediction in switching power supply[J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(6): 87-92,121.

[3] Wang H R, Davari P, Wang H, et al. Lifetime estimation of DC-link capacitors in adjustable speed drives under grid voltage unbalances[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4064-4078.

[4] Yang S Y, Xiang D W, Bryant A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2734-2752.

[5] Sun B, Fan X J, Qian C, et al. PoF-simulation-assisted reliability prediction for electrolytic capacitor in LED drivers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6726-6735.

[6] Liu M, Lu Y S, Bian X Y, et al. Low ripple switching power supply for thermoelectric driving based on resonance analysis[C]//Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments. Piscataway: IEEE Press, 2020: 698-704.

[7] Duan X X, Zou J, Li B, et al. An online monitoring scheme of output capacitor's equivalent series resistance for buck converters without current sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 10107-10117.

[8] Zhang Y N, Lian Z, Fu W L, et al. An ESR quasi-online identification method for the fractional-order capacitor of forward converters based on variational mode decomposition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3685-3690.

[9] Liu K L, Shang Y L, Ouyang Q, et al. A data-driven approach with uncertainty quantification for predicting future capacities and remaining useful life of lithium-ion battery[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 3170-3180.

[10] Chang Y, Fang H J, Zhang Y. A new hybrid method for the prediction of the remaining useful life of a lithium-ion battery[J]. Applied Energy, 2017, 206: 1564-1578.

[11] Jia Z, Liu Z B, Vong C M, et al. Real-time response-based fault analysis and prognostics techniques of nonisolated DC-DC converters[J]. IEEE Access, 2019, 7: 67996-68009.

[12] Quan S, Wang Y R, Wu Y, et al. Remaining useful life prediction method for power converters based on unscented particle filter[J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(5): 197-202.

[13] Cheng W, Xie S S, Xing J, et al. Interactive hybrid model for remaining useful life prediction with uncertainty quantification of bearing in nuclear circulating water pump[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2024, 20(2): 2154-2166.

[14] Chen Z H, Wu M, Zhao R, et al. Machine remaining useful life prediction via an attention-based deep learning approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 2521-2531.

[15] Lu W G, Lu X M, Han J X, et al. Online estimation of ESR for DC-link capacitor of boost PFC converter using wavelet transform based time-frequency analysis method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 7755-7764.

[16] Wang L, Yue J G, Su Y Q, et al. A novel remaining useful life prediction approach for superbuck converter circuits based on modified grey wolf optimizer-support vector regression[J]. Energies, 2017, 10(4): 459.

[17] Wu Y, Wang Y R, Jiang Y Y, et al. Fault prediction method of DC/DC converter based on characteristic parameter degradation[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(4): 111-119.

[18] Ilhan F, Karaahmetoglu O, Balaban I, et al. Markovian RNN: an adaptive time series prediction network with HMM-based switching for nonstationary environments[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2023, 34(2): 715-728.

[19] Yang X W, Lu Y, Wang J, et al. Multiple IGBT open-circuit fault diagnosis strategy for MMC using feature reconstruction-based recurrent neural network[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(6): 5625-5637.

[20] Ma W, Tan L, Feng H, et al. A data-driven LSTM soft sensor model based on Bayesian optimization for hydraulic pressure measurement of excavator[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(21): 25749-25759.

[21] Xiang S, Qin Y, Luo J, et al. Multicellular LSTM-based deep learning model for aero-engine remaining useful life prediction[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2021, 216: 107927.

[22] Amaral A M R, Cardoso A J M. Use of ESR to predict failure of output filtering capacitors in boost converters[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Piscataway: IEEE Press, 2006: 1309-1314.

[23] Kwon J E, Shifat T A, Kareem A B, et al. RUL prediction of switched mode power supply using a Kalman filter assisted deep neural network[J]. Processes, 2022, 10(1): 55.

[24] Karmiani D, Kazi R, Nambisan A, et al. Comparison of predictive algorithms: backpropagation, SVM, LSTM and Kalman filter for stock market[C]//Proceedings of the Amity International Conference on Artificial Intelligence. Piscataway: IEEE Press, 2019: 228-234.

[25] 勾玄, 肖先勇. 基于经验模式分解与 LSTM 神经网络的短期电价预测模型[J]. 西安理工大学学报, 2020, 36(1): 129-134.
Gou X, Xiao X Y. Short-term electricity price forecasting model based on empirical mode decomposition and LSTM neural network[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2020, 36(1): 129-134(in Chinese).

[26] Chen D Q, Hong W C, Zhou X Z. Transformer network for remaining useful life prediction of lithium-ion batteries[J]. IEEE Access, 2022, 10: 19621-19628.

[27] Hochreiter S, Schmidhuber J. Long short-term memory[J]. Neural Computation, 1997, 9(8): 1735-1780.

Degradation prediction method of switching power supply based on EMD-LSTM

ZHANG Runzhi[1], CAI Yilun[2], WANG Xingjian[1, 3, *], HE Wenbo[1], XU Jia[1], JIA Rujun[1]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. General Design Department, Beijing Institute of Aerospace Systems Engineering, Beijing 101160, China;
3. Tianmushan Laboratory, Hangzhou 310023, China)

Abstract: As a crucial energy provider in electronic systems, accurate monitoring and assessment of the health status of switching power supplies are crucial for ensuring efficient system operation. This research suggests a hybrid strategy that combines empirical mode decomposition (EMD) with a long short-term memory (LSTM) network to overcome the shortcomings of both data-driven and classic physics model-based methods in predicting complicated, non-stationary degradation signals. In the proposed method, EMD is employed to decompose degradation signals into multi-scale intrinsic mode functions. The relevant components are then selected and further processed, while the LSTM network captures long-term dependencies and nonlinear temporal dynamics in the time series. This approach enables accurate prediction of degradation trends in switch-mode power supplies. To verify the effectiveness of the proposed algorithm, a degradation simulation test platform for a switch-mode power supply is designed, and the fault injection method is developed. In order to simulate component-level degradation processes realistically, a fault-injection circuit is expressly made to mimic the degradation behavior of important components, especially capacitor degradation within the filtering module of the switch-mode power supply. Based on the constructed degradation experimental setup, experiments are conducted under degradation conditions to systematically validate the effectiveness of the proposed method.

Keywords: switching power supply; degradation prediction; empirical mode decomposition; long short-term memory network; fault injection

Received: 2025-12-23; **Accepted**: 2026-03-08; **Published Online**: 2026-04-13 16:20
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260411.1824.002
* **Corresponding author**. E-mail: wangxj@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0698

基于 ResNet-LSTM 的开关电源状态识别方法

贺文博[1]，蔡宜伦[2]，张润芝[1]，徐嘉[1]，王兴坚[1,*]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 北京宇航系统工程研究所，北京 100076)

摘 要：为实现开关电源的状态识别与退化监测，根据电容值相对于初始电容退化程度，划分为4个状态区间，为后续状态识别任务提供了明确的标签依据。提出一种基于纹波信号特征提取与深度学习分类模型相结合的方法，以实现对当前状态的快速识别。通过小波变换对纹波信号进行多尺度分解，提取其时频域特征图，从而捕捉电容退化过程中的微弱动态特征。在特征提取的基础上，构建了一个基于残差网络(ResNet)的深度卷积神经网络模型，利用其强大的特征表达能力与残差学习机制对不同状态特征图进行分类识别。采用ResNet-LSTM模型预测电源退化趋势，结果表明，其能实现较为准确的预测。

关 键 词：开关电源；电压纹波；小波变换；残差网络ResNet；长短期记忆神经网络

中图分类号：TP206+.3

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2026)08-2953-10

在航空航天领域中，电源是电力域的核心单元，主要负责向整个系统持续提供稳定电能。其性能衰退或发生故障不仅会造成电力域局部功能瘫痪，还可能通过多种耦合机制向控制域和通信域扩散，形成连锁反应，最终导致系统层面的级联崩溃。作为系统中唯一的电能来源，电源子系统的失效将直接引起电力域中断，并波及所有依赖电能的功能域；其故障还会通过中断控制信号或瓦解通信网络等方式实现跨域传播。该类故障通常伴随硬件损坏或能量输送中断，修复过程复杂且耗时，显著增加了系统整体失效的潜在风险。为提高系统鲁棒性，需构建电源子系统的退化模型、实施退化预测分析，并以此为基础开展系统可靠性与可用性评估。

针对电源内部存在的复杂退化机制，本文研究了开关电源输出纹波的产生机理，并划分了预设的多个可靠性区间。通过采集运行过程中的纹波信号作为状态指标，应用小波变换提取其多尺度特征图谱，以表征电源处于不同退化阶段的动态行为。在此基础上，借助深度残差网络(residual network, ResNet)对特征图进行模式识别与分类，从而判定电源的实时健康状态。结合实际数据采集条件，按运行时间窗口提取样本，并基于处理后的数据，采用长短期记忆(long short-term memory, LSTM)神经网络算法实现剩余寿命预测。

在识别电源当前状态的基础上，本文进一步引入时间序列建模方法，拟合并推演电源性能退化趋势曲线，以预测其未来一段时期内的可靠性变化路径。该曲线既可反映电源模块自身的寿命演进规律，也可作为评估系统中其他电子元件可靠性的关键输入变量。

1 开关电源机理

开关电源模块将输入220 V交流转化成28 V直流输出，来给系统进行供电，基本结构如图1所示，包括输入端滤波电容、实现电路导通与关断的金属氧化物半导体场效应晶体管(metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET)、实现续流的电感和二极管及输出端的滤波电容和负载，其中，C_c为储能电容，R_c为泄放电容，D_c为钳位二

收稿日期：2025-09-29；录用日期：2026-01-04；网络出版时间：2026-01-28 17:51
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260128.1339.001
*通信作者. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

引用格式：贺文博，蔡宜伦，张润芝，等. 基于ResNet-LSTM的开关电源状态识别方法[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2953-2962. He W B，Cai Y L，Zhang R Z，et al. State recognition method for switching power supplies based on ResNet-LSTM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2953-2962 (in Chinese).

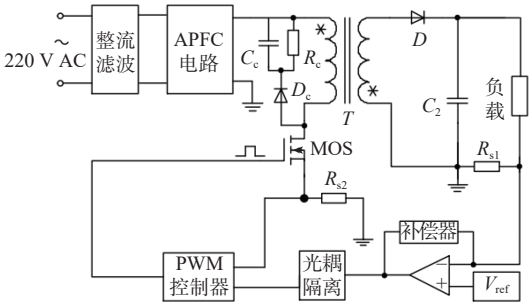


图1 开关电源模块基本结构

Fig. 1 Switch-mode power supply module basic structure

极管，三者组成RCD尖峰吸收网络，T为高频隔离变压器 R_{s1} 为输出采样电阻，R_{s2} 为原边电流采样电阻，C_2 为输出滤波电容。

开关电源模块通过控制开关管的开通和关断来实现输出电压的调节[1]。

该电源经整流滤波变为310 V高压直流电后，经过有源功率因数校正(active power factor correction, APFC)电路，AC-DC与DC-DC的一个最大的不同点在于需进行功率因数校正(power factor correction, PFC)(尤其是＞75 W)，否则谐波超标[2]。APFC是一种通过主动控制输入电流波形，使其与输入电压波形同相，从而提高功率因数(power factor, PF)的技术。其通常由Boost电感(储能并控制电流斜率)、MOSFET(高频开关(通常为50～100 kHz))、快恢复二极管(防止反向电流)、输出电容(稳定高压DC(如210 V))、PFC控制集成电路(integrated circuit, IC)。310 V高压直流电通过高频开关电路，即MOSFET在脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)控制器(NCP1230)控制下高频开关(数量级为10^4～10^6 Hz)，通过变压器变为高频低压电流。由于整流二极管D的存在，输出为低压直流电，在电路右边还有一个发光二极管，将输出的低压直流电大小以光耦形式传递给PWM控制器，调节PWM占空比以稳定输出电压，V_{ref}为基准电压，进行反馈调节[3]。综上所述，AC-DC开关电源通过芯片控制MOSFET开关管将低频交流电转化为高频交流电，大大减小了变压器的功率损耗，再将其转变为直流电。

当开关管处于导通状态时，电流经由开关管流过电感，并供给负载，最终返回输入端；受电感阻碍电流变化的特性影响，电流呈缓慢上升趋势。而当开关管进入关断状态时，输入通路被切断，此时电感发挥维持电流的作用，阻止电流瞬间中断，并通过二极管形成续流回路，从而保障负载电流的相对平稳，因此，开关管在整个工作周期中的电流波形通常呈现为如图2所示的形态[4]，其中，$i_{L_{max}}$为流经电感的最大电流，$i_{L_{min}}$为流经电感的最小电流。实现其功能的关键元器件有电容器件、MOSFET器件、电感器件和二极管器件，其中，电容器件最容易发生退化，当其电容变小，滤波效果降低，纹波峰值变大，最终影响电源性能[5]。

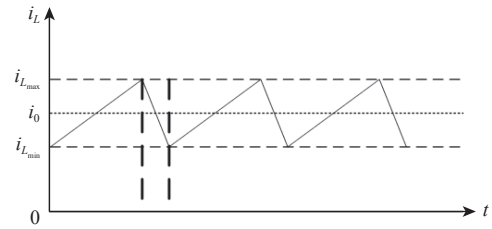


图2 电源模块的工作电流

Fig. 2 Operating current of a power module

输出纹波幅值的增加会直接降低供电质量，加速下游敏感元器件的电应力疲劳。

2 基于小波变换的输出电压纹波特征量提取

针对连续信号，常用的特征提取手段包括傅里叶变换、短时傅里叶变换和小波变换等[6]。

小波变换通过对原始信号在不同尺度参数和平移参数下进行遍历分析，从而提取每个时刻对应的频率成分。连续小波变换的数学定义为

$$W(\alpha,\beta)=\left\langle x(t),\psi_{\alpha,\beta}\right\rangle=\int x(t)\overline{\psi}_{\alpha,\beta}(t)=\frac{1}{\sqrt{\alpha}}\int_{-\infty}^{\infty}x(t)\overline{\psi}\left(\frac{t-\beta}{\alpha}\right)\mathrm{d}t \tag{1}$$

式中：$x(t)$为待分析的原始连续时间信号；α为尺度参数，控制小波函数长度的伸缩变化；β为平移量，控制小波函数平移的量级大小；$\psi_{\alpha,\beta}$为小波母函数，表示为

$$\psi_{\alpha,\beta}(t)=\frac{1}{\sqrt{\alpha}}\psi\left(\frac{t-\beta}{\alpha}\right) \tag{2}$$

尺度参数与频率变化两两对应，平移量与时间变化两两对应。因此，通过小波变换后，可以从原始的一维信号中得到二维的特征，将频率与时间的关系对应起来。由于连续小波变换中的尺度参数和平移量是连续变化的，直接使用需要做积分处理，比较麻烦，因此，一般采用离散的小波变换来做特征处理，其定义为

$$W(\alpha,\beta)=\left\langle x(t),\psi_{\alpha,\beta}\right\rangle=\int x(t)\overline{\psi}_{m,n}(t)=|\alpha_0|^{-\frac{m}{2}}\int_{-\infty}^{\infty}x(t)\overline{\psi}(\alpha_0^{-m}t-n\beta_0)\mathrm{d}t \tag{3}$$

式中：m为控制尺度的缩放级别；n控制时间的平移

步数; α_0为尺度离散化的底数; β_0为平移离散化的基础步长; $\psi_{m,n}(t)$为离散化的小波函数, 表示为

$$\psi_{m,n}(t)=|\alpha_0|^{-\frac{m}{2}}\psi(\alpha_0^{-m}t-n\beta_0)\qquad m、n\in Z \tag{4}$$

按幂级数对尺度参数做离散化处理, 对平移量做均匀离散的取值。相较于傅里叶变换, 小波变换通过多尺度分解, 能同时捕捉纹波在时域和频域的非平稳突变特征, 更适用于识别电容退化初期微弱的跨频段扰动。

3　基于 ResNet 卷积神经网络的状态识别

人工神经网络是一种受大脑结构启发的计算模型, 其设计模拟了由生物神经元相互连接所形成的网络机制。在生物神经系统中, 当神经元通过突触接收到的电信号强度超过其激活阈值时, 该神经元便会向与其相连的其他神经元传递信号, 从而实现信息的级联处理。类似地, 在人工神经网络中, 每个神经元也模仿了这一信息传递原理: 其对所有输入信号进行加权求和, 并通过激活函数判断是否达到输出条件, 以此完成信息的处理与转发。单个神经元的结构如图 3 所示, 其中, $Z(w,x)$为激活函数, w为权值, x为输入信息。通过权值对输入的信息进行加权求和与激活函数的处理, 实现单个神经元对信息的传递。

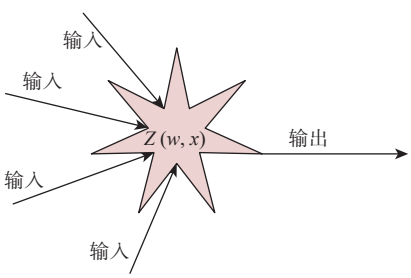


图 3　单个神经元结构组成

Fig. 3　The structural components of a single neuron

将多个神经元相互连接, 即可构建基本的人工神经网络模型, 其结构通常包含输入层、一个或多个中间隐藏层及输出层, 如图 4 所示[7]。

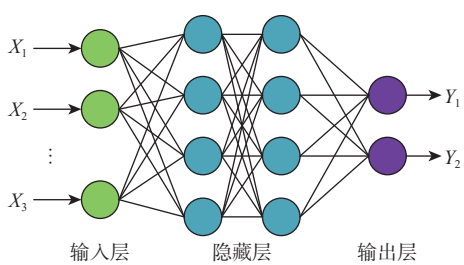


图 4　人工神经网络结构组成

Fig. 4　Artificial neural network architectural composition

卷积神经网络是深度学习中的一类重要模型, 在图像特征识别与分类任务中表现出卓越的性能[8]。一个典型的卷积神经网络结构如图 5 所示。

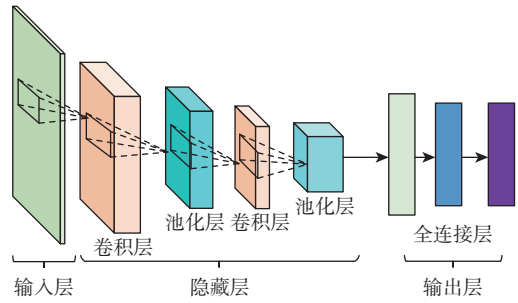


图 5　卷积神经网络的结构组成

Fig. 5　Convolutional neural network architectural composition

在传统卷积神经网络或全连接网络中, 信息在逐层传递过程中容易出现丢失或损耗, 同时, 可能引发梯度消失或梯度爆炸等问题, 导致网络达到一定深度后难以有效训练。ResNet 在一定程度上解决了上述局限性。该模型在传统卷积神经网络结构的基础上引入了跨层直连通道, 使前一层的原始输出能够直接传递至后续网络层, 其基本结构如图 6 所示。

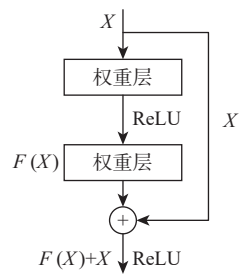


图 6　ResNet 的残差学习模块

Fig. 6　Residual learning block of ResNet

在使用 ResNet 学习模型时, 输入与输出直接连接通常存在 2 种情形: ①输入与输出的特征图维度一致, 此时可直接将 2 个通道的特征图进行相加; ②两者的特征图维度不同, 无法直接相加。在维度不匹配的情况下, 需对输入特征 X 进行卷积运算(以 W_s 表示), 调整其维度后再与输出特征相加, 如下:

$$\begin{cases} y=F(X)+X \\ y=F(X)+W_sX \end{cases} \tag{5}$$

ResNet 的典型结构如图 7 所示, 其主要由输入层、多个堆叠的残差模块及输出层构成, 最终可用于完成分类或回归任务。

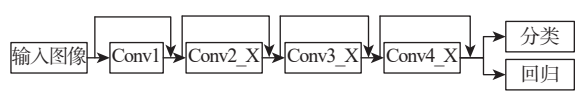


图 7　ResNet 通用模型

Fig. 7　ResNet universal model

不同的 ResNet 学习模型组成如表 1 所示。

表 1 ResNet 结构组成

Table 1 Composition of ResNet structure

Layer	18-layer	34-layer	50-layer	101-layer
Conv1	7×7, 64, stride2	7×7, 64, stride2	7×7, 64, stride2	7×7, 64, stride2
	3×3 max pool, stride2	3×3 max pool, stride2	3×3 max pool, stride2	3×3 max pool, stride2
Conv2_X	$\begin{bmatrix}3\times3 & 64\\ 3\times3 & 64\end{bmatrix}\times2$	$\begin{bmatrix}3\times3 & 64\\ 3\times3 & 64\end{bmatrix}\times3$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 64\\ 3\times3 & 64\\ 1\times1 & 256\end{bmatrix}\times3$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 64\\ 3\times3 & 64\\ 1\times1 & 256\end{bmatrix}\times3$
Conv3_X	$\begin{bmatrix}3\times3 & 128\\ 3\times3 & 128\end{bmatrix}\times2$	$\begin{bmatrix}3\times3 & 128\\ 3\times3 & 128\end{bmatrix}\times4$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 128\\ 3\times3 & 128\\ 1\times1 & 512\end{bmatrix}\times4$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 128\\ 3\times3 & 128\\ 1\times1 & 512\end{bmatrix}\times4$
Conv4_X	$\begin{bmatrix}3\times3 & 256\\ 3\times3 & 256\end{bmatrix}\times2$	$\begin{bmatrix}3\times3 & 256\\ 3\times3 & 256\end{bmatrix}\times6$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 256\\ 3\times3 & 256\\ 1\times1 & 1024\end{bmatrix}\times6$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 256\\ 3\times3 & 256\\ 1\times1 & 1024\end{bmatrix}\times23$
Conv5_X	$\begin{bmatrix}3\times3 & 512\\ 3\times3 & 512\end{bmatrix}\times2$	$\begin{bmatrix}3\times3 & 512\\ 3\times3 & 512\end{bmatrix}\times3$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 512\\ 3\times3 & 512\\ 1\times1 & 2048\end{bmatrix}\times3$	$\begin{bmatrix}1\times1 & 512\\ 3\times3 & 512\\ 1\times1 & 2048\end{bmatrix}\times3$

4 基于 LSTM 神经网络的寿命预测

LSTM 是一种在循环神经网络(recurrent neural network, RNN)基础上改进的深度学习模型[9], 通过结构创新显著提升了性能。RNN 能够捕捉时间关联特性, 适用于处理时间序列数据, 弥补了传统神经网络在时序建模方面的不足。

LSTM 在 RNN 结构中引入了 3 个门控机制: 输入门、遗忘门和输出门。前一时刻的隐藏状态被传递至这 3 个门控单元, 使模型能够有选择地记忆或忽略输入信息, 从而高效学习数据中的时间依赖关系。

LSTM 凭借其独特的结构设计, 在多个领域得到广泛应用。其记忆细胞与门控机制有效缓解了梯度消失问题, 使模型能够较好地学习数据的长时间依赖关系。LSTM 天然具备记忆早期信息的能力, 无需额外计算代价。在一个典型的 LSTM 网络中, 模型通过逐时间步处理序列数据进行训练。多个 LSTM 神经元单元按时间步连接而成, 当前时刻的输出不仅依赖于当前输入, 还受到之前所有时间步所积累信息的影响, 如图 8 所示。

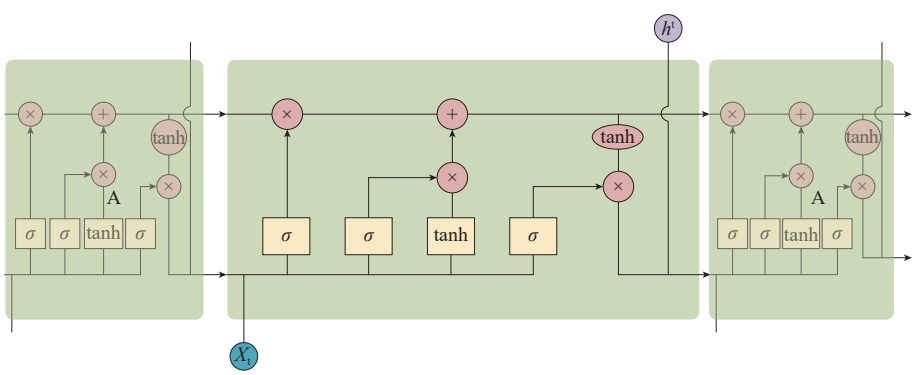


图 8 LSTM 神经网络链式模型示意

Fig. 8 Schematic diagram of the LSTM neural network chain model

输入门、遗忘门和输出门构成了 LSTM 中每个神经元单元的核心结构。与原始 RNN 的隐藏层相比, LSTM 额外引入了一个细胞状态。这些门控机制共同调控时间序列信息在当前单元中的保留与传递, 并决定其如何影响下一时刻的细胞状态。具体而言, 输入门负责筛选当前输入信息中有价值的部分, 并存入细胞状态; 遗忘门决定哪些历史信息应被丢弃; 输出门控制当前单元状态中哪些信息传递至后续单元。每个 LSTM 神经元单元的具体结构如图 9 所示。

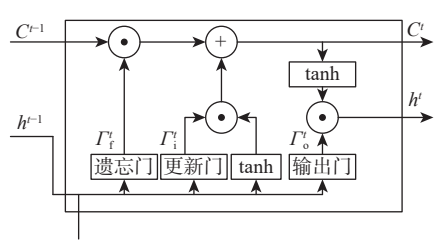


图 9 LSTM 神经单元结构构成

Fig. 9 LSTM neural unit structural composition

图 9 展示了 LSTM 网络中各个门控结构的组成及其之间的相互作用关系。LSTM 作为一种特

殊的 RNN, 通过堆叠多个单层 LSTM 神经元单元沿时间步连接而成, 每个单元包含 3 个关键门控机制: 输入门、遗忘门和输出门[10]。具体而言, 输入门负责筛选当前输入信息中有价值的部分, 并纳入单元状态; 遗忘门用于控制历史信息的保留与丢弃; 输出门调节当前单元状态中对后续单元有用信息的输出。该结构使 LSTM 能够有效捕捉时间序列中的长期依赖关系。

LSTM 神经元单元在 t 时刻的工作原理可描述[11]为

$$\Gamma_{\mathrm{f}}^{t}=\sigma\left(W_{\mathrm{f}}\left[h^{t-1},x^{t}\right]+b_{\mathrm{f}}\right) \tag{6}$$

$$\Gamma_{\mathrm{i}}^{t}=\sigma\left(W_{\mathrm{i}}\left[h^{t-1},x^{t}\right]+b_{\mathrm{i}}\right) \tag{7}$$

$$\tilde{C}^{t}=\tanh\left(W_{\mathrm{c}}\left[h^{t-1},x^{t}\right]+b_{\mathrm{c}}\right) \tag{8}$$

$$C^{t}=\Gamma_{\mathrm{f}}^{t}\odot C^{t-1}+\Gamma_{\mathrm{i}}^{t}\odot\tilde{C}^{t} \tag{9}$$

$$\Gamma_{\mathrm{o}}^{t}=\sigma\left(W_{\mathrm{o}}\left[h^{t-1},x^{t}\right]+b_{\mathrm{o}}\right) \tag{10}$$

$$h^{t}=\Gamma_{0}^{t}\odot\tanh C^{t} \tag{11}$$

式中: σ为产生 0～1 之间输出的激活函数: tanh为产生−1 和 1 之间输出的激活函数; W_{f}、W_{i}、W_{c}和W_{o}为权重; b_{f}、b_{i}、b_{c}和b_{o}分别为遗忘门函数Γ_{f}^{t}、输入门函数Γ_{i}^{t}、状态候选C^{t}和输出门函数Γ_{o}^{t}中的偏置[12]。

LSTM 通过引入门控机制和新的记忆单元结构, 能够有选择地保留与当前时刻相距较远的历史信息。输入门根据信息的重要性将短期记忆与长期记忆进行融合; 遗忘门通过舍弃部分长期记忆, 并按一定比例补充当前时刻的新信息; 输出门综合 LSTM 内容, 决定最终输出的信息。这一机制显著增强了 LSTM 对长时序数据的建模与分析能力, 使其在实际应用中表现出卓越的性能。

5　实验数据

开关电源中的电容变化是引起电源退化和纹波变化的主要原因。为研究不同滤波电容对开关电源输出电压纹波特性及稳定性的影响, 进一步理解滤波电容在电源系统稳压与噪声抑制中的作用, 设计图 10 电源试验台对电容的退化进行模拟观察。由于开关电源在高频转换过程中易引入电压纹波与瞬态波动, 合理选择滤波电容是提升电源性能的关键环节, 因此, 实验中通过更换不同类型与容量的滤波电容进行对比分析[13]。

实验共采集 27 组数据点。每组数据是在更换预设组合的滤波电容并待电源输出稳定后, 通过示波器在 100 MHz 带宽下连续采样 50 ms 获得的稳态纹波序列。这种离散的电容值组合模拟了连续退化过程中的关键状态节点。实验采用标准开关电源作为测试平台, 并配备带有足够带宽(≥100 MHz)的数字示波器用于观测输出电压波形。实验过程中, 按表 2 所列顺序依次更换 6 种滤波电容。

图 10　电源试验台

Fig. 10　Power test bench

表 2　实验滤波电容设置

Table 2　Experimental filter capacitor configuration　μF

数据类型	滤波电容1	滤波电容2	滤波电容3	滤波电容4	滤波电容5	滤波电容6
正常数据	1 000	1 000	1 000	470	470	470
故障数据	1 000	1 000	680	470	470	470
故障数据	1 000	680	680	470	470	470
故障数据	680	680	680	470	470	470
故障数据	680	680	470	470	470	470
故障数据	680	470	470	470	470	470
故障数据	470	470	470	470	470	470
故障数据	470	470	470	470	470	330
故障数据	470	470	470	470	330	330
故障数据	470	470	470	330	330	330
故障数据	470	470	330	330	330	330
故障数据	470	330	330	330	330	330
故障数据	330	330	330	330	330	330
故障数据	330	330	330	330	330	220
故障数据	330	330	330	330	220	220
故障数据	330	330	330	220	220	220
故障数据	330	330	220	220	220	220
故障数据	330	220	220	220	220	220
故障数据	220	220	220	220	220	220
故障数据	220	220	220	220	220	100
故障数据	220	220	220	220	100	100
故障数据	220	220	220	100	100	100
故障数据	220	220	100	100	100	100
故障数据	220	100	100	100	100	100
故障数据	100	100	100	100	100	100
彻底故障数据	100	100	100	100	100	0
彻底故障数据	100	100	100	0	0	0

每次更换电容后，启动电源并等待输出电压稳定，在此基础上使用示波器采集输出端电压波形。观测指标包括：①输出电压纹波，记录峰-峰值，用于衡量滤波效果；②电压稳定性，评估在稳态负载下，输出电压是否存在周期性或非周期性波动，以及幅度变化范围。

更换试验台中滤波电容，得到不同滤波电容下的输出电压纹波数据，如图 11 所示。图 12 能更明显地看出幅值大小差异。

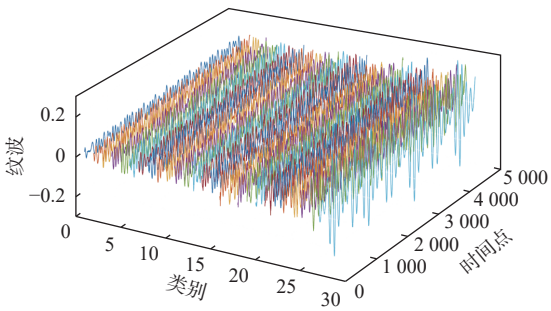


图 11 不同滤波电容滤波效果

Fig. 11 Filtering effects of different filter capacitors

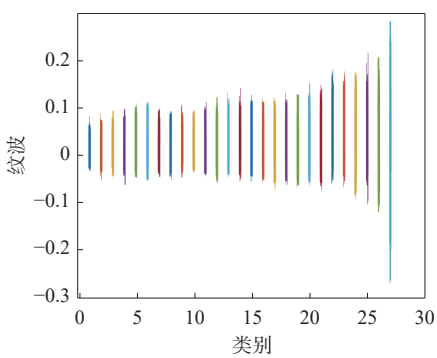


图 12 纹波幅值展示

Fig. 12 Ripple amplitude display

基于电容器性能随时间退化的行为特征，可靠度被划分为 4 个典型阶段，以更准确地反映器件的寿命演化过程：①初始健康期，退化缓慢，属于器件的稳定运行期；②缓慢退化期，电容性能开始缓慢下降，可靠度逐步降低，但仍处于高位，表征器件内部开始出现轻微老化；③快速退化期，电容值出现明显衰减，输出性能指标快速恶化，可靠度下降加速，表明器件进入故障高发阶段；④失效阶段，电容退化至阈值以下，功能严重丧失，可靠度趋近于零[14]。通过对这 4 个阶段的划分，可以更系统地分析电容器的寿命状态及其可靠性演化机制，为预测退化趋势和制定维护策略提供理论依据。为更清晰地刻画电容器在实际服役过程中的可靠性演化规律，本文依据电容值的退化比例，对器件可靠度 $R(t)$ 的变化过程进行了阶段性划分。电容器的退化被视为可靠度变化的驱动因素，因此，将其剩余容量百分比 $C(t)/C_0$ 作为划分基础[15]。具体如下：

阶段 1：初始稳定阶段（0%～20% 退化），在该阶段，电容值退化不超过 20%，即器件处于正常工作状态，性能指标波动微小，退化过程缓慢，可靠度维持在高水平。该阶段通常对应产品的“健康期”，电气性能稳定，失效率极低。

阶段 2：缓慢退化阶段（21%～50% 退化），当电容值下降至 50%～80% 范围内，器件进入性能缓慢下降区间。虽然器件尚能维持功能，但其可靠度显著下降，退化趋势趋于明显。该阶段多由电介质老化、离子迁移等机制引起。

阶段 3：快速退化阶段（51%～80% 退化），该阶段对应电容性能快速恶化，退化曲线斜率陡增，可靠度急剧下降，可能低于 50%。通常为器件失效的前兆阶段，器件功能已严重受损，存在较高的失效风险。

阶段 4：失效阶段（81%～100% 退化），当电容退化超过 80%，即电容器基本丧失功能，表现为高漏电、击穿或无法正常储能，可靠度趋近于零。该阶段为不可逆损伤阶段，需及时替换或报废。

然而，传统的电容值测量在实际工况下存在不可实时性与局限性，因此，本文提出一种基于纹波信号特征提取与深度学习分类模型相结合的方法，以实现对当前状态的快速识别。通过小波变换对纹波信号进行多尺度分解，提取其时频域特征图，从而捕捉电容退化过程中的微弱动态特征。小波变换具有良好的局部时频分辨能力，能够有效保留纹波信号在不同退化阶段的关键变化模式。

如图 13 所示，通过小波变换方法将一维的输出电压纹波信号转换为时频谱。原始的输出电压纹波信号并没有明显的变化特征，但从时频谱上可以发现，随着性能的退化，电压纹波的高频特征越来越明显，小波变换的频谱越来越杂乱，频率特征逐渐发生变化。

通过小波变换后得到的时频谱中包含输出电压纹波的时频域性能退化特征。其中，图 13 横轴表示时域特征的变化，纵轴表示频率特征的变化，颜色的深浅变化表示幅值能量大小的变化。一般在识别性能退化状态的过程中，会经过一系列的处理，选取最主要的特征来做状态识别的标志，但经过大量的处理后会造成原始特征的丢失。因此，通过简单的小波变换后，直接用得到的时频谱图作为性能退化的可观测特征，通过训练卷积神经网络得到一个性能退化的可观测状态的识别模型，从而实现对可观测状态的识别。

在特征提取的基础上，本文构建了一个基于

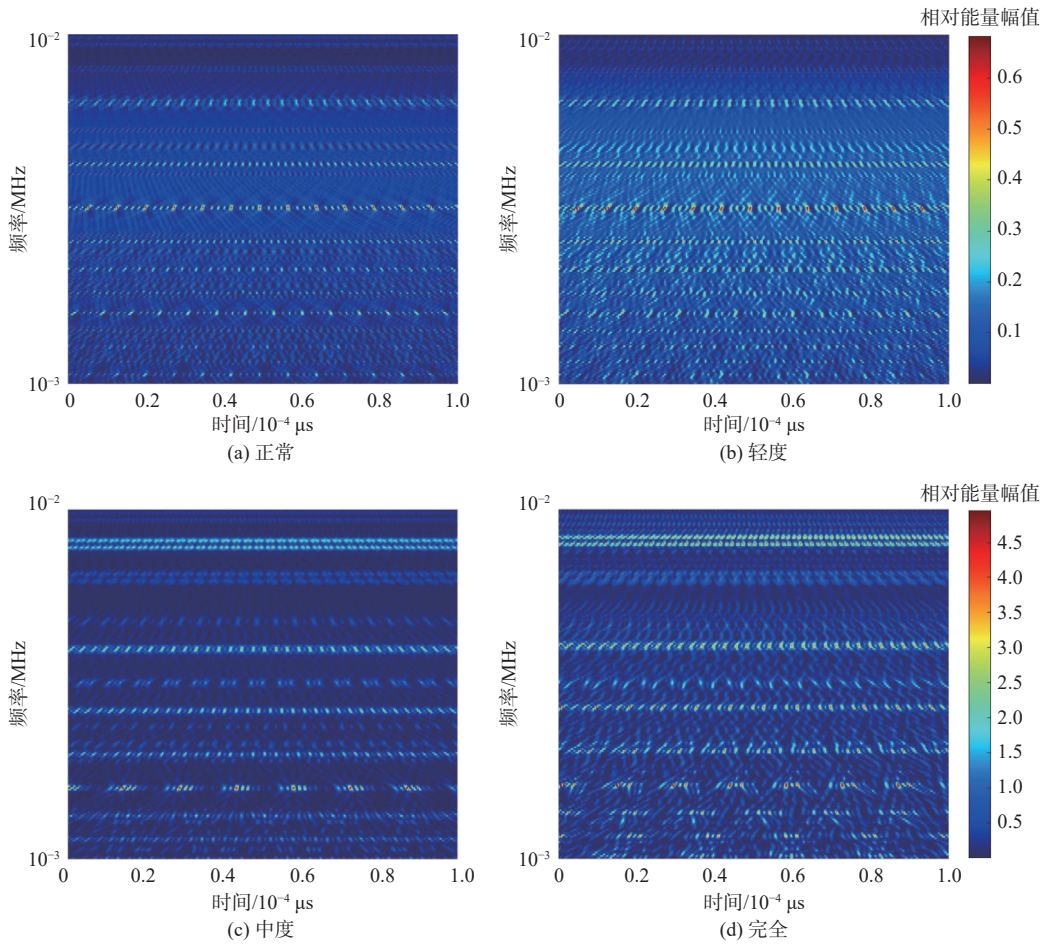


图 13　小波变换提取输出纹波电压特征

Fig. 13　Wavelet transform for output ripple voltage feature extraction

ResNet 的深度卷积神经网络模型, 利用其强大的特征表达能力与残差学习机制对不同状态特征图进行分类识别。该模型能够学习退化状态下纹波信号的高阶特征, 并将其准确映射到预定义的 4 个可靠度阶段中, 实现了从退化信号感知到状态判断的分析。

使用一个 50 层深度的 ResNet 学习模型进行训练, 对输出的电压纹波进行状态的识别。由图 14 展示的训练过程可知, 模型的训练过程中, 模型的准确率随着损失函数的下降逐渐提升, 最终稳定在 80% 以上。

训练之后的 ResNet 学习模型对测试集的数据进行分类, 如图 15 所示, 结果表明, 可以对 4 个不同的观测状态进行分类。从测试集测试的结果来看, 模型可以在一定的准确率范围实现不同的状态的识别, 整体的识别趋势正确。将数据划分为多个阶段, 从而减小数据之间的差异性, 提高了模型训练的难度, 但验证了模型在识别微弱特征变换上的能力。因此, 可以通过该模型来实现对不同阶段输出电压纹波特征的识别。

ResNet 从数据中提取图像特征并转化为 128 维的矢量值, 作为输入传递给 LSTM 网络, 采用具有单个隐藏层的 LSTM 模型对提取的特征进行

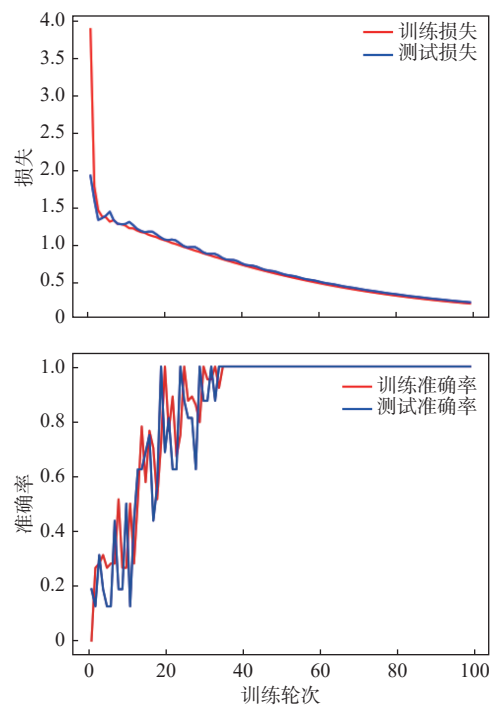


图 14　ResNet 训练过程

Fig. 14　ResNet training process

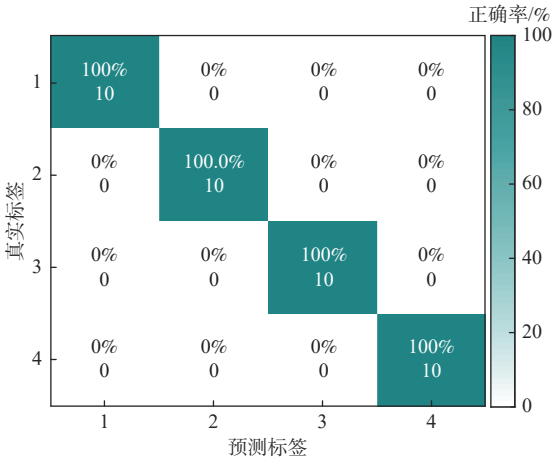


图 15 模型训练结果

Fig. 15 Model training results

深入的时间序列分析。通过输出层中 Dropout 和 ReLU 层，结合线性分类器，实现对特征的有效分类。混合模型的设计充分利用 ResNet 在图像特征提取方面的优势及 LSTM 在处理时间序列数据方面的特长。由图 16 的训练进度可知，模型的损失函数下降。

如图 17 所示，将其放入 LSTM 神经网络中进行训练，将前 900 个数据作为训练集，向后预测 901～1 050 试验周期的电压数据，将 901～1 000 试验周期的预测电压数据与实际电压数据做对比，可以发现，随着训练次数的增加，均方根误差 (root mean square error, RMSE) 逐渐降低，最终降低至 0.001 4。将神经网络预测数据与真实数据进行对

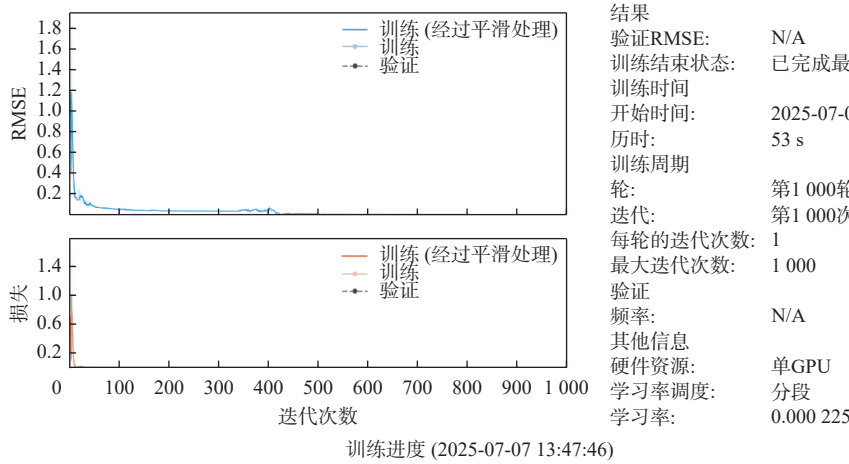


图 16 训练进度

Fig. 16 Training progress

比，并向后预测 150 个试验周期的数据。

如图 18 所示，将前 800 个数据作为训练集，向后预测 801～1 050 试验周期的电压数据，将 801～1 000 试验周期的预测电压数据与实际电压数据做对比，可以发现，随着训练次数的增加，RMSE 逐渐降低，最终降低至 0.003 5。将神经网络预测数据与

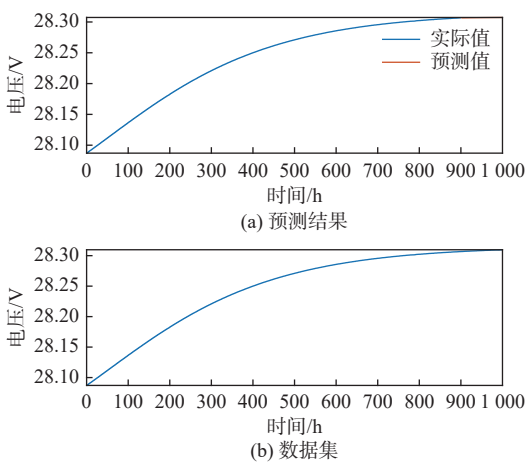


图 17 预测数据与实际对比(900 个样本)

Fig. 17 Predicted data vs. actual data (900 samples)

真实数据进行对比，并向后预测 250 个试验周期的数据。

由图 19 可知，将前 700 个数据作为训练集，向后预测 701～1 050 试验周期的电压数据，将 701～1 000 试验周期的预测电压数据与实际电压数据做对比，可以发现，随着训练次数的增加，RMSE 逐渐

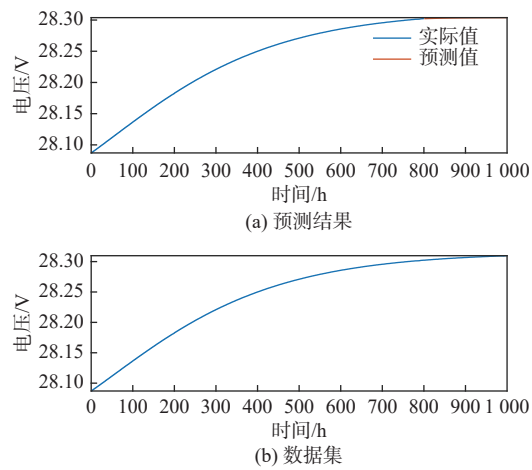


图 18 预测数据与实际对比(800 个样本)

Fig. 18 Predicted data vs. actual data (800 samples)

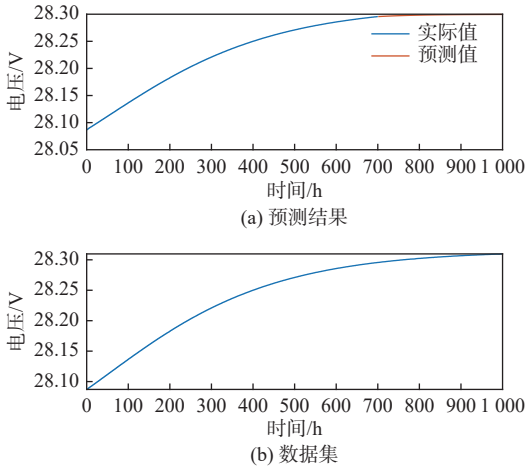


图 19　预测数据与实际对比(700 个样本)

Fig. 19　Predicted data vs. actual data (700 samples)

降低, 最终降低至 0.006 2。将神经网络预测数据与真实数据进行对比, 并向后预测 350 个试验周期的数据。

由图 20 可知, 将前 600 个数据作为训练集, 向后预测 601～1 050 试验周期的电压数据, 将 601～1 000 试验周期的预测电压数据与实际电压数据做对比, 可以发现, 随着训练次数的增加, RMSE 逐渐降低, 最终降低至 0.010 5。将神经网络预测数据与真实数据进行对比, 并向后预测 450 个试验周期的数据。试验结果表明, 训练集个数减少对于预测的精度影响不大, 预测数据仍能很好地跟踪真实数据, 具体的训练集个数对应的 RMSE 如表 3 所示。

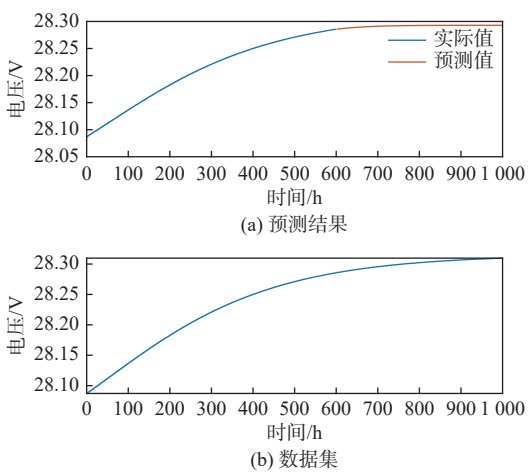


图 20　预测数据与实际对比(600 个样本)

Fig. 20　Predicted data vs. actual data (600 samples)

表 3　电源电压 RMSE 对比

Table 3　Comparison of power supply voltage RMSE

神经网络类型	训练集占比/%	RMSE
LSTM	90	0.001 4
	80	0.003 5
	70	0.006 2
	60	0.010 5

可以使用该神经网络进行电压大小的预测, 得到电源电压达到阈值的时刻, 最终实现剩余使用寿命的预测。

6　结　论

1) 建立了基于物理特性的微弱信号特征库。通过系统性实验捕获了器件退化过程中电压纹波的变化规律, 明确了元件老化与纹波频谱特征之间的映射关系。利用小波变换的多尺度分解能力, 成功从高噪声背景中提取并增强了退化初期的微弱信号趋势, 为状态识别奠定了可靠的数据基础。

2) 实现了高敏感度的电源运行状态分类。提出了基于深度 ResNet 的状态识别模型。该模型能够稳定区分电源的 4 类不同退化阶段, 验证了残差结构在处理复杂纹波特征时的高敏感性。实验表明, 即使在退化阶段界限模糊的情况下, 模型依然展现出优秀的泛化能力与鲁棒性。

3) 构建了时序依赖的健康状态预测模型。通过提取与退化演变密切相关的低频最大值时间序列特征, 结合 LSTM 网络捕捉数据中的长期依赖性。该方法实现了对电源健康状态演变趋势的有效建模, 为从“状态感知”过渡到“寿命预测”提供了有效的算法支撑。

相较于传统的阈值监测法, 本文方法无需依赖高精度的电容物理模型, 通过端到端的深度学习, 能够提前感知纹波频谱的变化趋势。该模型在边缘计算终端部署时, 仅需毫秒级的时频谱处理时间, 为航空电源的在线健康监测提供了高效的算法参考。

参考文献 (References)

[1] 郭庆. 列车控制系统电源模块性能退化与寿命预测研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2010.
Guo Q. Research on performance degradation and life prediction of power module in train control system[D]. Beijing: Beihang University, 2010(in Chinese).

[2] 周月阁. 开关电源多元质量稳健优化设计技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
Zhou Y G. Mutli-quality robust optimization design for switching mode power supply[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015(in Chinese).

[3] 王浩, 周月阁, 刘守文, 等. 基于多元性能加速退化的航天器 DC/DC 电源寿命评估方法研究[J]. 航天器环境工程, 2017, 34(4): 439-445.
Wang H, Zhou Y G, Liu S W, et al. The life estimation method for spacecraft DC/DC power supply based on multivariable accelerated performance degradation data[J]. Spacecraft Environment Engineering, 2017, 34(4): 439-445(in Chinese).

[4] 刘郑辉, 席自强. 基于 Buck 电路的开关电源纹波的计算和抑制[J]. 湖北工业大学学报, 2007, 22(5): 22-24.

Liu Z H, Xi Z Q. On Calculation of switch ripple current based on buck circuit[J]. Journal of Hubei University of Technology, 2007, 22(5): 22-24(in Chinese).

[5] 李享, 李岱霖, 叶雪荣, 等. LED 开关电源中铝电解电容性能退化模型的研究[J]. 电源学报, 2012, 10(6): 51-54.
Li X, Li D L, Ye X R, et al. Research on the degradation model of aluminum electrolytic capacitors in LED SMPS[J]. Journal of Power Supply, 2012, 10(6): 51-54(in Chinese).

[6] 徐方维, 杨洪耕, 叶茂清, 等. 基于改进 S 变换的电能质量扰动分类[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(4): 77-84.
Xu F W, Yang H G, Ye M Q, et al. Classification for power quality short duration disturbances based on generalized S-transform[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(4): 77-84(in Chinese).

[7] 孟朔. 基于卷积神经网络的机织物结构参数识别研究[D]. 无锡: 江南大学, 2021.
Meng S. Research on recognition of woven fabric structural parameters based on convolutional neural networks[D]. Wuxi: Jiangnan University, 2021(in Chinese).

[8] 陈妮亚, 阮佳阳, 黄金苗, 等. 结合深度学习与生物特征识别在冷链拣选中的算法研究[J]. 智能科学与技术学报, 2019, 1(1): 88-95.
Chen N Y, Ruan J Y, Huang J M, et al. Algorithm design for food-picking combining deep learning and biometrics recognition [J]. Chinese Journal of Intelligent Science and Technology, 2019, 1(1): 88-95(in Chinese).

[9] 陈国威. 基于多视角的业务流程预测及异常检测研究[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2024.
Chen G W. Research on business process prediction and anomaly detection based on multiple perspectives[D]. Huainan: Anhui University of Science & Technology, 2024(in Chinese).

[10] 田贵双, 王少萍, 石健, 等. 模型与数据混合驱动的 IGBT 寿命预测方法[J]. 航空学报, 2024, 45(15): 38-49.
Tian G S, Wang S P, Shi J, et al. IGBT life prediction method driven by model and data[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2024, 45(15): 38-49(in Chinese).

[11] 田贵双. 轨道车辆牵引系统关键部件性能退化与寿命预测研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2024.
Tian G S. Research on performance degradation and life prediction of key components in rail vehicle traction system[D]. Beijing: Beihang University, 2024(in Chinese).

[12] He W B, Zhang R Z, Wang X J, et al. Lithium battery health state prediction based on LSTM[C]//Proceedings of the 2025 IEEE 20th Conference on Industrial Electronics and Applications. Piscataway: IEEE Press, 2025: 1-6.

[13] He W B, Li S S, Zhang Y W, et al. Fault model and effect analysis of nuclear power plant networked feed water control system[C]//Proceedings of the CSAA/IET International Conference on Aircraft Utility Systems. London: IET, 2025: 1596-1601.

[14] 姜斌, 吴云凯, 陆宁云, 等. 高速列车牵引系统故障诊断与预测技术综述[J]. 控制与决策, 2018(5): 841-855.
Jiang B, Wu Y K, Lu N Y, et al. Review of fault diagnosis and prognosis techniques for high-speed railway traction system[J]. Control and Decision, 2018(5): 841-855(in Chinese).

[15] Huang H, Boyer A, Ben Dhia S. Analysis and modeling of passive device degradation for a long-term electromagnetic emission study of a DC-DC converter[J]. Microelectronics Reliability, 2015, 55(9-10): 2061-2066.

State recognition method for switching power supplies based on ResNet-LSTM

HE Wenbo[1], CAI Yilun[2], ZHANG Runzhi[1], XU Jia[1], WANG Xingjian[1,*]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China)

Abstract: The capacitance value's degradation level in relation to its original value is first split into four state intervals in order to accomplish state recognition and degradation monitoring of switching power supply. This gives following state recognition jobs a clear labeling basis. A method combining ripple signal feature extraction with a deep learning classification model is proposed to enable rapid identification of the current state. The wavelet transform is applied to decompose the ripple signal at multiple scales, extracting its time-frequency domain feature maps to capture subtle dynamic characteristics during capacitor degradation. In order to categorize and identify feature maps of various states, a deep convolutional neural network model based on feature extraction is built using a residual network (ResNet) with its potent feature representation capabilities and residual learning mechanism. Finally, a ResNet-LSTM model is employed to predict the power supply's degradation trend, with results demonstrating relatively accurate prediction performance.

Keywords: switching power supplies; voltage ripple; wavelet transform; ResNet; long short-term memory neural network

Received: 2025-09-29; **Accepted**: 2026-01-04; **Published Online**: 2026-01-28 17:51
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260128.1339.001

* **Corresponding author**. E-mail: wangxj@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0701

基于故障树解构与Copula建模的复杂系统可靠性分析

徐嘉[1]，蔡宜伦[2]，贺文博[1]，张润芝[1]，王兴坚[1,*]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；2. 北京宇航系统工程研究所，北京 100076)

摘　　要：针对复杂控制系统在多个子系统之间的强耦合特性展开研究，发现传统基于独立性假设的可靠性建模方法易导致系统可靠性高估问题。针对该问题，提出一种基于故障树解构与Copula建模的可靠性分析方法：通过故障树对复杂控制系统进行结构解构，识别关键失效模式及最小割集；利用Copula函数刻画子系统间的非独立相关关系，推导系统整体可靠度表达式；以某型复杂控制系统为案例，对比独立假设与Copula建模下的可靠性结果。研究表明：考虑耦合效应后，该型复杂控制系统在任务执行期间，可靠度下降幅度较传统计算方法扩大得更大，证实传统基于独立性假设的建模方法存在显著高估风险。所提方法为复杂控制系统的可靠性评估与优化设计提供有效的理论支撑。

关 键 词：复杂控制系统；强耦合关系；故障树；Copula函数；可靠性分析
中图分类号：V221+.3; TB553
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2963-11

在航空航天任务执行、智能制造生产线运行及控制设备稳定供电等场景中，复杂控制系统作为核心支撑单元，其可靠性水平直接决定任务成功率与运行安全性。随着技术迭代，这类系统的子系统数量持续增加，通信、控制、执行与供电等子系统间的交互频次与依赖程度显著提升，强耦合特性成为系统结构的典型特征，也使系统失效不再是单一部件故障的孤立事件，而是呈现多源故障耦合触发、失效风险级联传播的复杂机理，传统可靠性分析方法面临严峻挑战。

在复杂系统可靠性分析领域，国内外学者已开展大量研究，并形成诸多经典方法。可靠性框图(reliability block diagram, RBD)通过部件与系统功能的逻辑映射构建模型，在简单串联、并联系统分析中应用广泛[1]；故障树分析(fault tree analysis, FTA)以顶事件为核心反向追溯失效路径，能有效识别关键失效环节[2]；马尔可夫过程则通过状态转移概率描述系统动态可靠性，适用于可修复系统分析[3]。这些方法凭借建模逻辑清晰、计算过程规范的优势，在机械设备、电子设备等领域的可靠性评估中发挥重要作用，但均存在一个共性假设：子系统或部件失效相互独立[4]。

近年来，为突破独立性假设的局限，Copula函数因具备灵活刻画多变量非线性、非对称相关性的能力，被逐步引入可靠性分析领域。国外学者Hagspiel等[5]将Copula函数用于风电设备的多部件相关性建模，证实其在描述部件间尾部相关关系上的优势；国内学者杨程凯[6]将Gamma-Wiener过程、Gumbel Copula函数与马尔可夫决策过程结合，提出了考虑外部冲击与组件依赖性的系统最优维修决策方法；随着现代系统耦合在一起，Buldyrev等提出一种数学模型来证实耦合复杂系统的可靠性[7]。然而，现有基于Copula的可靠性研究多聚焦于单一设备(如风机、变压器)或单一类型子系统(如电力

收稿日期：2025-09-29；录用日期：2025-11-14；网络出版时间：2026-01-04 17:53
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260104.1120.001
*通信作者. E-mail：wangxj@buaa.edu.cn

引用格式：徐嘉，蔡宜伦，贺文博，等. 基于故障树解构与Copula建模的复杂系统可靠性分析[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2963-2973. Xu J，Cai Y L，He W B，et al. Reliability analysis of complex systems based on fault tree decomposition and Copula modeling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2963-2973 (in Chinese).

系统中的配电单元),针对包含通信、控制、执行、供电等多维子系统的复杂控制系统,如何整合结构解构与相关性建模,实现多层次耦合关系的精准刻画,相关研究仍有研究空间;同时,多数研究仅验证Copula方法在可靠性计算上的有效性,对于耦合效应对系统可靠度随时间变化的影响机理,尚未形成系统的分析框架。

鉴于此,本文结合FTA的结构解构优势与Copula函数[8]的相关性建模能力,构建适用于强耦合复杂控制系统的可靠性分析方法。研究旨在:①通过故障树拆解系统层级结构,精准识别关键失效模式与最小割集,为后续相关性建模提供明确对象;②利用Copula函数量化子系统间的耦合关系,突破传统独立性假设的限制,提升系统可靠度计算的准确性;③通过案例验证,揭示不同任务阶段耦合效应对系统可靠性的影响规律,为复杂控制系统的前期设计优化与后期运行保障提供更具针对性的理论支持。

1 系统结构与强耦合特性分析

复杂控制系统因子系统的强耦合特性,导致传统基于独立性假设的可靠性分析方法存在局限,且现有研究在多维子系统耦合建模与机理分析上仍有不足。要构建适用于此类系统的可靠性分析方法,需先清晰界定系统的层级结构与功能模块,精准识别子系统间的耦合关系类型及表现形式,这既是突破传统建模假设的前提,也是后续通过Copula函数量化耦合效应、推导系统可靠度表达式的核心基础。因此,本节以典型复杂控制系统为研究对象,拆解其物理与功能结构,明确各子系统的核心功能与交互路径;在此基础上,进一步分析子系统间耦合关系的形成机理、表现特征及对系统失效的影响路径,为后续可靠性建模提供清晰的结构框架与耦合特性依据。

1.1 系统总体结构

复杂控制系统通常由通信系统、控制系统、供电系统、执行系统及辅助单元构成,各子系统在功能上既相对独立,又通过多种机制形成紧密耦合关系,设备通常需要完成各种功能要求和由多阶段组成的复杂任务[9]。其典型运行逻辑为:供电系统为各子模块提供电力支撑,通信系统实现数据交互与信息传输,控制系统完成指令解析与任务分配,执行系统则直接承担任务功能。由于各子系统间存在显著的依赖性和互动性,一旦某一关键子系统发生故障,可能导致多个子系统协同失效,甚至引发系统整体瘫痪。为便于后文分析,本文将系统解构为5个功能子系统,其功能与编号如表1所示。

表1 系统解构

Table 1 System Deconstruction

子系统	编号	功能
通信组合子系统	A	负责数据传输与外部信息交互等
综合控制子系统	B	实现指令生成、分配与反馈调控等
集控装置子系统1	C	完成任务操作与物理动作输出等
集控装置子系统2	D	包括传感、散热、冗余模块等,提升系统整体适应性与容错性等
配电子系统	E	为各子系统提供持续稳定的能源支持

1.2 强耦合特性分类

在系统运行过程中,子系统之间的耦合关系主要体现在以下4个方面:

1)电源依赖耦合。供电系统是整个控制系统运行的基础,其故障不仅会导致供电中断,还会通过失效链路影响所有依赖电力的通信与控制模块。这种耦合呈现“单点失效→多点级联”的特征,具有较强的放大效应。

2)信息流耦合。通信系统负责信息的采集、传输与共享。如果通信链路中断,将导致控制系统无法及时获得外部环境状态,进而使执行系统指令失真或滞后,表现为“信息失真→控制失效”的耦合模式。

3)控制指令耦合。控制系统在生成任务指令时往往依赖多模块协同。若某关键控制模块故障,其影响不仅局限于本模块,还可能通过指令链路扩散至多个执行单元,形成典型的“集中式→分布式”耦合传播。

4)功能协同耦合。复杂任务往往需要通信、控制与执行环节协同完成,例如,在精确制导场景下,通信系统提供目标信息,控制系统生成控制律,执行系统实施动作。任一环节性能下降均会导致整体功能受损,这种耦合关系表现为多环节相互制约的“弱链效应”。

复杂控制系统的运行依赖通信、控制、执行与供电等子系统的协同交互,子系统间形成多类型强耦合关系。但整个系统能够运行的基础是能够正常被供电,因此,本文聚焦于电源依赖耦合,重点剖析电源依赖耦合的作用机理与影响特征。为精准分析复杂控制系统的结构特性与可靠性水平,从系统功能、层级结构及耦合关系3个方面展开梳理,明确系统组成与关联逻辑;再依次运用FTA法构建系统故障模型,并开展定性与定量分析,结合Copula函数理论构建耦合系统可靠性模型并推导表达式;通过具体实例系统,完成数据收集处理、FTA及Copula函数可靠性评估,验证本文方法的有效性,为系统优化提供支撑。

1.3　耦合特性对可靠性建模的影响

复杂控制系统中通信、控制、执行与供电等子系统间存在的电源依赖耦合关系, 极大改变了系统失效行为与可靠性特征, 使传统可靠性评估方法面临严峻挑战, 主要体现在以下 3 个方面:

1) 失效模式的复杂性。由于存在多源依赖关系, 系统失效不再是单一部件的结果, 而可能是多个部件协同作用的产物。例如, 供电系统退化引起电压波动, 不仅可能导致通信模块过载失效, 还可能触发控制模块错误, 从而表现为复杂的耦合失效模式。

2) 相关性的非线性与非对称性。在不同运行条件下, 子系统之间的依赖关系可能呈现非线性特征, 甚至表现出尾部相关性, 例如, 通信与控制在正常状态下相互独立, 但在极端环境下可能出现同时失效的情况, 这种非对称相关性难以用传统独立假设建模。

3) 可靠性函数表达的复杂性。传统故障树和 RBD 基于串并联系统结构, 假设部件独立。面对强耦合特性, 这种独立假设显然不成立, 导致可靠性函数无法准确反映实际运行规律。因此, 亟需引入更为灵活的统计方法, 对多维相关性进行刻画。

2　基于故障树的系统结构建模与解构方法

2.1　故障树建模原理

2.1.1　故障树分析

FTA 是一种以顶事件为目标, 逐层分解系统故障原因的逻辑建模方法。通过逻辑门(与门、或门、投票门等)将部件故障与系统顶事件联系起来, 能够清晰反映系统的层级关系和失效逻辑[10]。其核心思想如下:

1) 顶事件, 系统级失效, 例如“复杂控制系统任务失效”。

2) 中间事件, 子系统级失效, 例如“供电系统故障”或“通信链路中断”。

3) 基本事件, 部件或模块级失效, 如“电源模块损坏”“信号放大器失效”。

故障树模型通过逻辑门连接这些事件, 能够表达系统的串并联系统结构与逻辑依赖关系。

2.1.2　系统解构与顶事件定义

根据对本文所研究的系统结构分析, 复杂控制系统的顶事件可定义为: T: Complex system functional failure event, T=A∨B∨C∨D∨E, 其中, 符号 ∨ 表示逻辑“或”关系。

当任一关键子系统发生故障时, 复杂控制系统整体将失效。

2.2　系统故障树建模

鉴于系统组成结构复杂且存在多种耦合关系, 为实现对系统性能与行为更加清晰、系统化的分析, 本文采用逐层剖析与递进展开的方法。具体而言, 通过分层次划分系统功能模块, 逐步深入剖析各子系统及其相互耦合机制, 从宏观到微观递进式展开分析, 以提高模型的可理解性和分析的针对性。该方法不仅有助于揭示复杂耦合结构下的系统动态特性, 也为后续的可靠性评估与故障诊断提供了清晰的分析路径和逻辑框架, 如图 1 所示。

各子系统内部的部件通常由串联、并联或冗余结构构成, 其整体可用性高度依赖于关键部件的运行状态。为深入说明部件间结构特性与系统可靠性之间的关系, 采用自底向上逐层分析的方法, 对

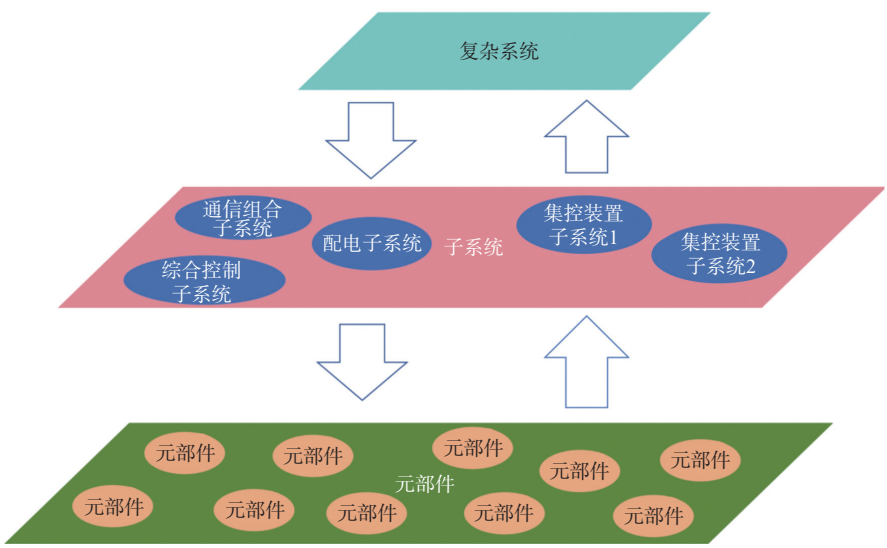


图 1　系统递进式展开分析

Fig. 1　Systematic progressive analysis

复杂系统进行拆解分析。在建模过程中，采用二状态模型对系统部件进行描述，即将各部件状态简化为“可工作”与“失效”2种状态，以便进行系统层面的可靠性建模与分析。

2.2.1 子系统故障树建模

为更好地分析系统并进行结构建模，以通信组合子系统为例进行基于故障树的可靠性建模分析，根据如表2所示的通信组合子系统的结构特性及其功能逻辑关系，构建了如图2所示的该子系统的故障树模型，以识别其潜在的失效路径与关键故障因素。

表2 通信组合子系统组成结构

Table 2 The structure of the communication combinatorial subsystem

部件	编号
电源模块	AA
⋮	⋮
网络安全接入模块	AM

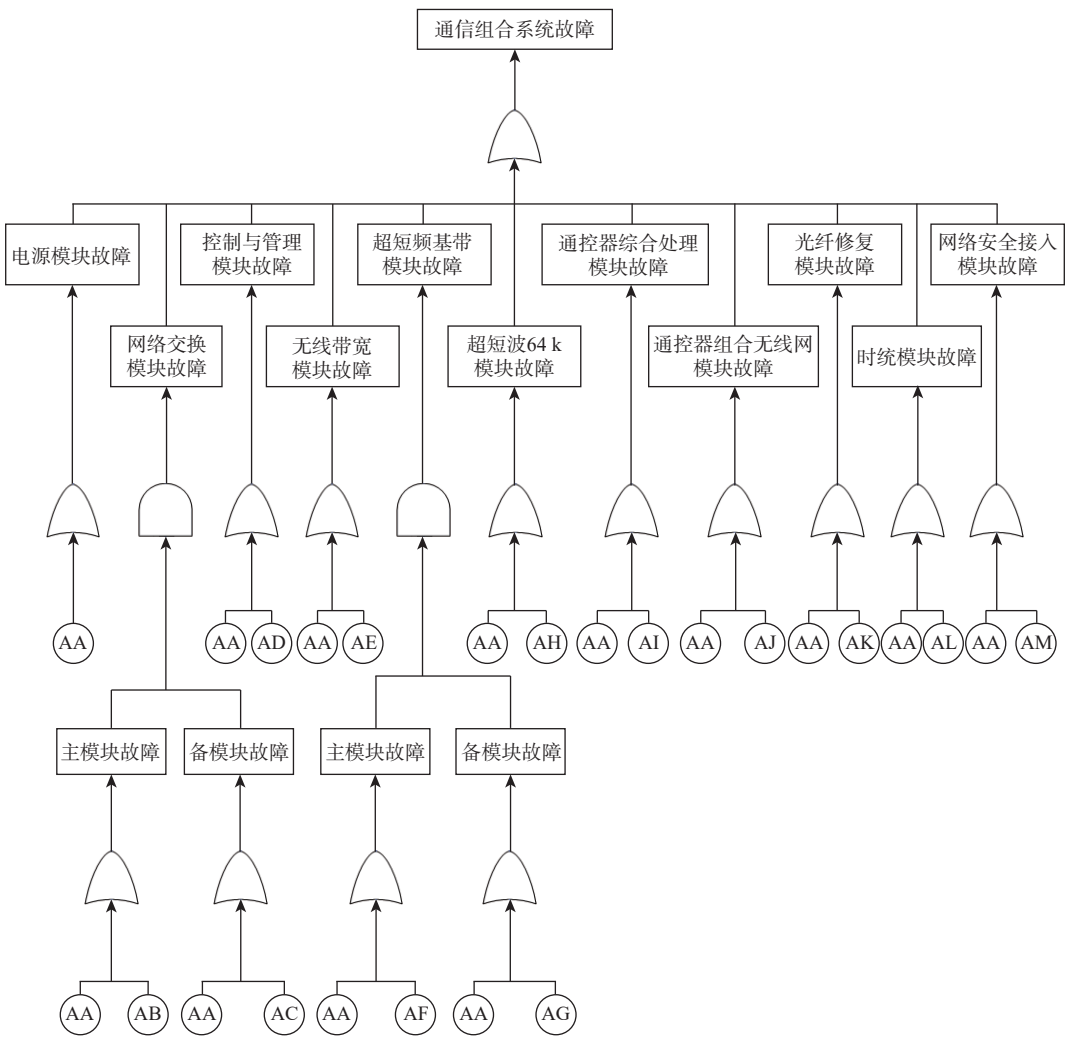


图2 通信组合子系统故障树

Fig. 2 Communication combination integrated system fault tree

由图2可知，通信组合子系统采用串并联混合结构。根据各模块间的逻辑关联，分别对并联模块与串联模块展开分析。为进一步简化系统故障分析，引入Sematic算法[11]：对给定故障树，从最下一级中间事件开始逐层运算：若中间事件通过逻辑“与门”连接底事件，则采用与门结构函数进行计算；若中间事件通过逻辑“或门”连接底事件，则采用或门结构函数运算；依此规则逐层向上迭代，直至运算覆盖顶事件后终止。对上述运算结果采用布尔代数进行简化处理，可得到如图3所示的等价简化故障树。由简化故障树可识别系统最小割集[12]，具体包括：{AA}、{AB,AC}、{AD}、{AE}、{AF,AG}、{AH}、{AI}、{AJ}、{AK}、{AL}、{AM}，即系统最小割集集合可表示为{AA, (AB∩AC), AD, AE, (AF∩AG), AH, AI, AJ, AK, AL, AM}。

在完成对通信组合子系统中典型子系统的特性分析后，明确了例如Y_1、Y_2并联冗余系统因主备单元结构一致性而存在共因失效风险等特性。其

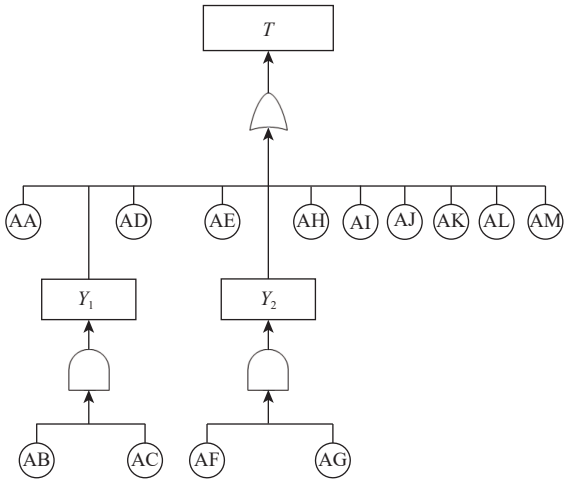


图 3　通信组合子系统等价故障树

Fig. 3　Equivalent fault tree for communication combined subsystem

余子系统的分析逻辑与上述过程保持一致, 具体细节不再逐一展开。

2.2.2　整体系统故障树建模

在 2.2.1 节的研究基础上, 通过分析整合, 可以得到如图 4 所示的整体系统等价故障树。

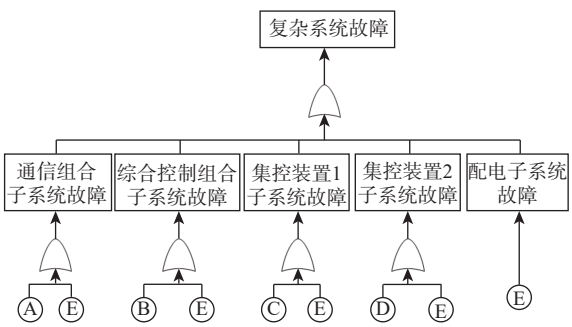


图 4　整体系统等价故障树

Fig. 4　Equivalence fault tree of the overall system

子系统 A、B、C、D 和 E 分别具有 2 种状态, 即 1 和 0(1 代表工作状态, 0 代表失效状态)。且在典型模式下, 内部所有元件的状态转移分布服从指数分布。由于 5 个系统间具有相关性, 当一个系统失效时, 剩余系统失效率也将增大。

3　基于 Copula 的耦合关系建模与可靠性分析

3.1　Copula 函数原理

Copula 函数最初由 Sklar 在 1959 年提出, 其核心思想是将多维联合分布函数分解为边缘分布与描述其相关性的函数部分[13]。Sklar 定理表明: 对于任意一个 d 维联合分布函数 $F(x_1,x_2,\cdots,x_d)$, 若其边缘分布分别为 $F_1(x_1)$, $F_2(x_2)$,$\cdots$, $F_d(x_d)$, 则存在一个 d 维 Copula 函数 C: $[0,1]^d\rightarrow[0,1]$, 使

$$F(x_1,x_2,\cdots,x_d)=C\left(F_1(x_1),F_2(x_2),\cdots,F_d(x_d)\right) \tag{1}$$

反之, 给定任意一组边缘分布 $F_i(x_i)$ 及一个 Copula 函数 C, 即可唯一确定其联合分布。若边缘分布连续, 则该 Copula 函数是唯一的。该定理奠定了 Copula 方法在可靠性建模中的理论基础。

Copula 的优势在于能够灵活地将边缘分布与相关性结构分离, 从而突破传统多元分布模型在边缘一致性与相关性刻画上的限制。通过引入不同形式的 Copula 函数, 研究者可以刻画不同类型的依赖关系。这一特性使其特别适合用于复杂控制系统中存在的多维耦合关系建模。

在本文所研究的可靠性分析中, 部件或子系统的寿命分布往往存在相关性, 传统独立假设可能低估或高估系统风险。借助 Copula 函数, 可以在保持边缘分布合理性的前提下, 灵活引入不同耦合结构, 从而获得更符合工程实际的系统可靠性表达式, 更准确地刻画系统的联合失效行为。

3.2　Kendall 秩相关系数

在 Copula 函数相关性度量中, Kendall 秩相关系数是最常用的非参数统计量之一[14], 广泛应用于可靠性建模与依赖性分析, 其不依赖于变量的具体分布, 而是基于样本的秩次关系来度量随机变量之间的单调相关性, 定义为

$$\tau=P[(X_1-X_2)(Y_1-Y_2)>0]-P[(X_1-X_2)(Y_1-Y_2)<0] \tag{2}$$

式中: P 表示为概率; (X_1,Y_1) 与 (X_2,Y_2) 分别为独立同分布的 2 对样本点。直观上, Kendall 秩相关系数表示 2 个变量之间成对一致性与不一致性的差异, 其取值范围为 [−1,1], 值越大表示正相关性越强, 值越小表明负相关性越强。

在 Copula 理论中, Kendall 秩相关系数与 Copula 函数之间存在紧密联系。对于任意一个二元 Copula$C(u,v)$, 其 Kendall 秩相关系数可表示为

$$\tau=4\int_0^1\int_0^1 C(u,v)\mathrm{d}C(u,v)-1 \tag{3}$$

式中: u、v 分别为一维随机变量 X、Y 的边缘累积分布。

在多维情形下, Kendall 秩相关系数可通过以下积分形式推广:

$$\tau_d=\frac{d+1}{2^d-d-1}\left(2^d\int_{[0,1]^d}C(u_1,u_2,\cdots,u_d)\cdot \mathrm{d}C(u_1,u_2,\cdots,u_d)-1\right) \tag{4}$$

式中: $\tau_d\in[-1,1]$, 用于反映多维变量整体的秩相关性。

式(4)表明, τ 仅依赖于 Copula 函数本身, 而与

边缘分布无关，因此，非常适合用于可靠性建模中耦合关系的度量。不同 Copula 函数的 Kendall 秩相关系数与参数之间存在明确的函数关系。

3.3 常见的 Copula 函数

在工程应用中，不同类型的 Copula 函数能够刻画各异的依赖结构，合理选择 Copula 形式不仅有助于准确反映系统内部的耦合特性，也对复杂控制系统的可靠性建模与评估具有关键意义[15]。

3.3.1 典型二维 Copula 函数

表 3 给出了 5 种典型二维 Copula 函数的表达式及其秩相关系数，其中，θ为相关参数，控制变量间相关，R 表示相关矩阵；$D_1(\theta)$ 为 Debye 函数，Φ 为标准正态分布函数；t_ν 表示自由度为 ν 的 Student-t 分布函数。

表 3 典型二维 Copula 函数

Table 3 Typical two-dimensional Copula function

Copula函数类型	表达式	Kendall秩相关系数
Clayton	$C_\theta(u,v)=\left(u^{-\theta}+v^{-\theta}-1\right)^{-1/\theta}$	$\tau=\theta/(2+\theta)$
Gumbel	$C_\theta(u,v)=\exp\left\{-\left[(-\ln u)^\theta+(-\ln v)^\theta\right]^{1/\theta}\right\},\quad \theta\geqslant 1$	$\tau=1-1/\theta$
Frank	$C_\theta(u,v)=-\frac{1}{\theta}\ln\left(1+\frac{(\mathrm{e}^{-\theta u}-1)(\mathrm{e}^{-\theta v}-1)}{\mathrm{e}^{-\theta}-1}\right),\theta\neq 0$	$\tau=1-\frac{4}{\theta}\left(1-\frac{D_1(\theta)}{\theta}\right)$
Gaussian	$C_R(u_1,u_2)=\Phi_R\left(\Phi^{-1}(u_1),\Phi^{-1}(u_2)\right)$	$\tau=\frac{2}{\pi}\arcsin R$
t	$C_{R,\nu}(u_1,u_2)=t_{R,\nu}\left(t_\nu^{-1}(u_1),t_\nu^{-1}(u_2)\right)$	$\tau=\frac{2}{\pi}\arcsin R$

图 5(a)～5(d) 分别为 5 种典型二维 Copula 函数密度函数图，图中 u、v 分别为一维随机变量 x、y 的边缘累积分布。

1）Clayton Copula，适合刻画下尾相关性，即在系统性能恶化或部件失效时，多个部件倾向于同时发生故障。在可靠性研究中常用于建模“共同失效”风险。

2）Gumbel Copula，主要用于描述上尾相关性，即在极端高负荷或环境恶劣情况下，部件的联合失效概率升高。当 θ=1 时退化为独立分布。θ 越大，部件在上尾的相关性越强。

3）Frank Copula，能够刻画对称相关性，不存在明显的尾部优势，适用于描述一般性依赖关系。其具有灵活的对称相关性调节能力，常用于部件相关性中等的场景。

4）Gaussian Copula，通过高斯分布相关矩阵刻画相关性，适合对称依赖建模，但无法反映尾部相关性。

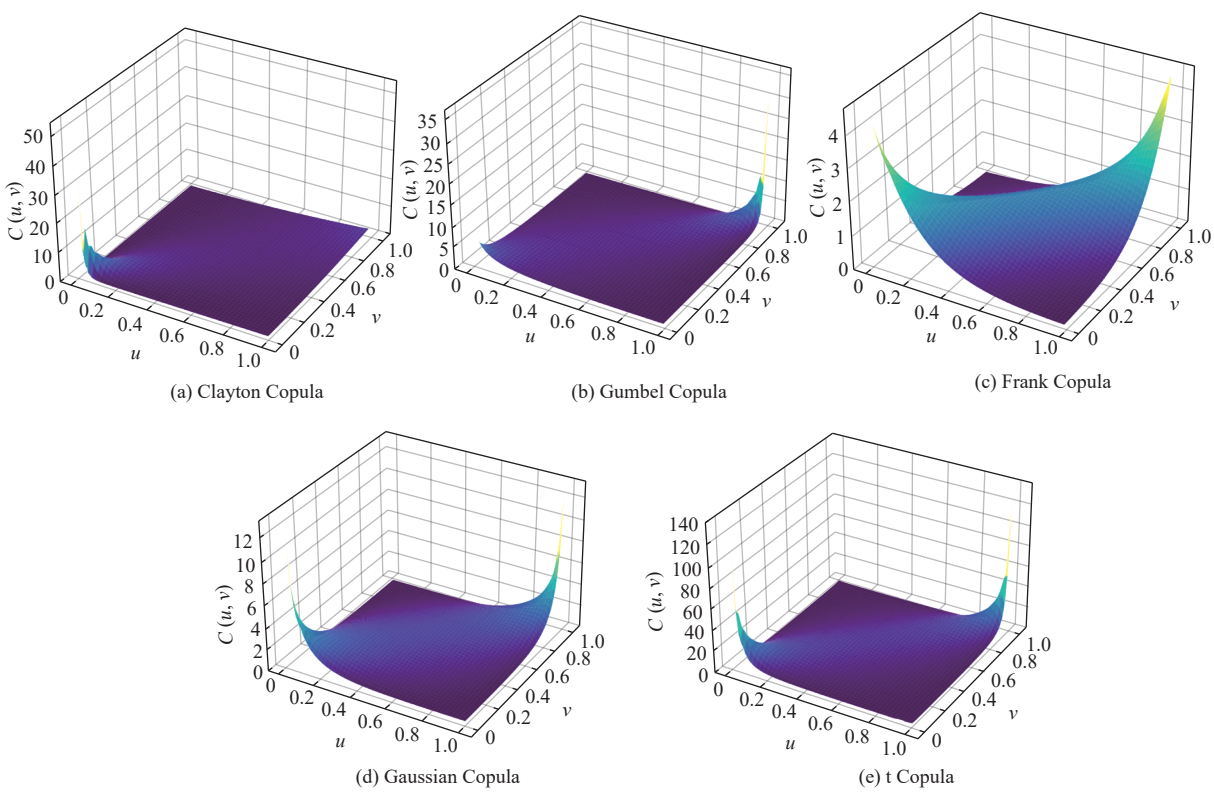


图 5 5 种典型二维 Copula 函数概率密度特征

Fig. 5 Five typical two-dimensional Copula function probability density characteristics

5）t Copula, 与 Gaussian Copula 相似, 但基于 t 分布, 能够捕捉尾部相关性。t Copula 能够更真实地刻画极端条件下的依赖性。

3.3.2　典型多维 Copula 函数

1）椭圆 Copula 函数, 包括多维 Gaussian Copula 和多维 t Copula, 依赖结构由相关矩阵$\boldsymbol{\Sigma}$描述。多维 Gaussian Copula 函数表达式为

$$C_{\boldsymbol{\Sigma}}(u_1,u_2,\cdots,u_d)=\Phi_{\boldsymbol{\Sigma}}\left(\Phi^{-1}(u_1),\Phi^{-1}(u_2),\cdots,\Phi^{-1}(u_d)\right) \tag{5}$$

其 Kendall 秩相关系数对应于相关矩阵中各元素 ρ_{ij}, $\tau_{ij}=\frac{2}{\pi}\arcsin\rho_{ij}$。

2）阿基米德 Copula 函数, 在二维情形下易于使用, 但直接扩展到多维时需满足“完全单调性”条件。典型代表如 Clayton Copula、Gumbel Copula、Frank Copula。多维 Clayton Copula 函数表达式为

$$C_\theta(u_1,u_2,\cdots,u_d)=\left(\sum_{i=1}^{d}u_i^{-\theta}-d+1\right)^{-1/\theta}\quad\theta>0 \tag{6}$$

对应的 Kendall 秩相关系数 $\tau=\theta/(2+\theta)$。

多维 Copula 通过不同的函数族能够灵活刻画复杂控制系统中多个子系统之间的联合依赖关系[16]。其 Kendall 秩相关系数可以通过整体定义或成对平均的方式度量高维相关性。椭圆 Copula 更适合描述对称依赖结构, 而阿基米德 Copula 更适合描述尾部相关性。

3.4　基于 Copula 函数的单元耦合子系统可靠性分析

各子系统内部的部件通常由串联、并联或冗余结构构成, 其整体可用性高度依赖于关键部件的运行状态。为深入说明部件间结构特性与系统可靠性之间的关系, 本文采用自底向上逐层分析的方法对复杂系统进行拆解分析。本文在建模过程中采用二状态模型对系统部件进行描述, 即将各部件状态简化为“可工作”与“失效”2 种状态, 以便进行系统层面的可靠性建模与分析。

以通信组合子系统为例, 进行基于 Copula 函数的可靠性分析: 根据通信组合子系统的结构特性及其功能逻辑关系, 构建如图 3 所示的该子系统的等价故障树模型, 以识别其潜在的失效路径与关键故障因素。在通信组合子系统中, Y_1 与 Y_2 分别是由冗余系统构成的并联事件, 因主备系统是完全相同的组成, 两者具备共因失效的风险。可以得到其 Copula 函数表达式:

$$F_{Y_1}=C(F_{\mathrm{AB}},F_{\mathrm{AC}}) \tag{7}$$

$$F_{Y_2}=C(F_{\mathrm{AF}},F_{\mathrm{AG}}) \tag{8}$$

则 Y_1 与 Y_2 的可靠度为

$$R_{Y_1}=1-F_{Y_1}=1-C(F_{\mathrm{AB}},F_{\mathrm{AC}}) \tag{9}$$

$$R_{Y_2}=1-F_{Y_2}=1-C(F_{\mathrm{AF}},F_{\mathrm{AG}}) \tag{10}$$

$$R_{\mathrm{B}}=C(R_{\mathrm{AA}},R_{Y_1},R_{\mathrm{AD}},R_{\mathrm{AE}},R_{Y_2},R_{\mathrm{AH}},R_{\mathrm{AL}},R_{\mathrm{AJ}},R_{\mathrm{AK}},R_{\mathrm{AL}},R_{\mathrm{AM}}) \tag{11}$$

在本文所研究的对象当中, 单个子部件的可靠度服从指数分布, 在给定的参数条件下, 系统基于 5 种不同 Copual 函数的曲线如图 6 所示。

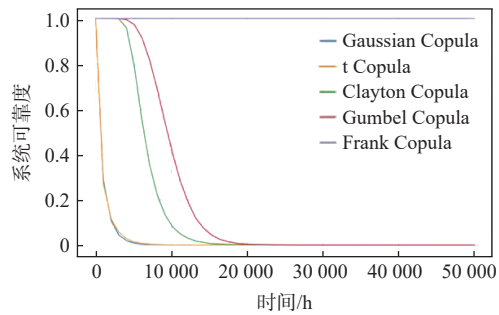


图 6　典型情况下基于 5 种不同 Copula 函数下通信组合子系统可靠度曲线

Fig. 6　Reliability curves of communication integrated subsystem under five typical Copula functions in typical cases

在图 6 所示的典型情况下, 基于 5 种 Copula 函数的系统可靠度曲线对比, 可以观察到: Frank Copula 函数因可靠度曲线长期恒定于近似 1 的水平, 且不具备上尾相关性, 既违背工业系统可靠度随时间动态退化的客观规律, 也无法捕捉组件在高可靠度区间的关键相依特性, 故完全不适用于本文研究; Gaussian Copula 函数上尾相关性较弱, 难以精准刻画系统接近失效时的组件相依关系; t Copula 函数虽在厚尾分布描述上有一定优势, 但对本系统可靠度变化的解释能力有限; Clayton Copula 函数仅能反映低可靠度区间的组件相依性, 无法满足工业系统对高可靠度区间分析的核心需求; Gumbel Copula 函数不仅具备上尾正相关性, 可精准捕捉系统在高可靠度区间的组件相依特征, 其可靠度曲线随时间缓慢下降的趋势也与工业系统受组件老化、环境应力影响的可靠度退化过程高度契合, 能全面且准确地刻画本研究工业系统的可靠度演化规律。因此, Gumbel Copula 函数是最适合本文研究系统可靠度分析的 Copula 函数。

在完成对通信组合子系统的结构建模与 FTA 后, 进一步对其余各子系统的可靠性进行系统性分析。由于整个系统内部各子系统之间存在电源依赖、控制协同及信息交互等多种耦合关系, 各子系统的运行状态对系统整体可靠性具有重要影响, 图 7 为各子系统典型情况下基于 5 种不同 Copula 函数下各子系统的可靠度曲线。

综上所述, 基于系统分层结构, 本文依次构建并分析了通信组合子系统、综合控制子系统、集控

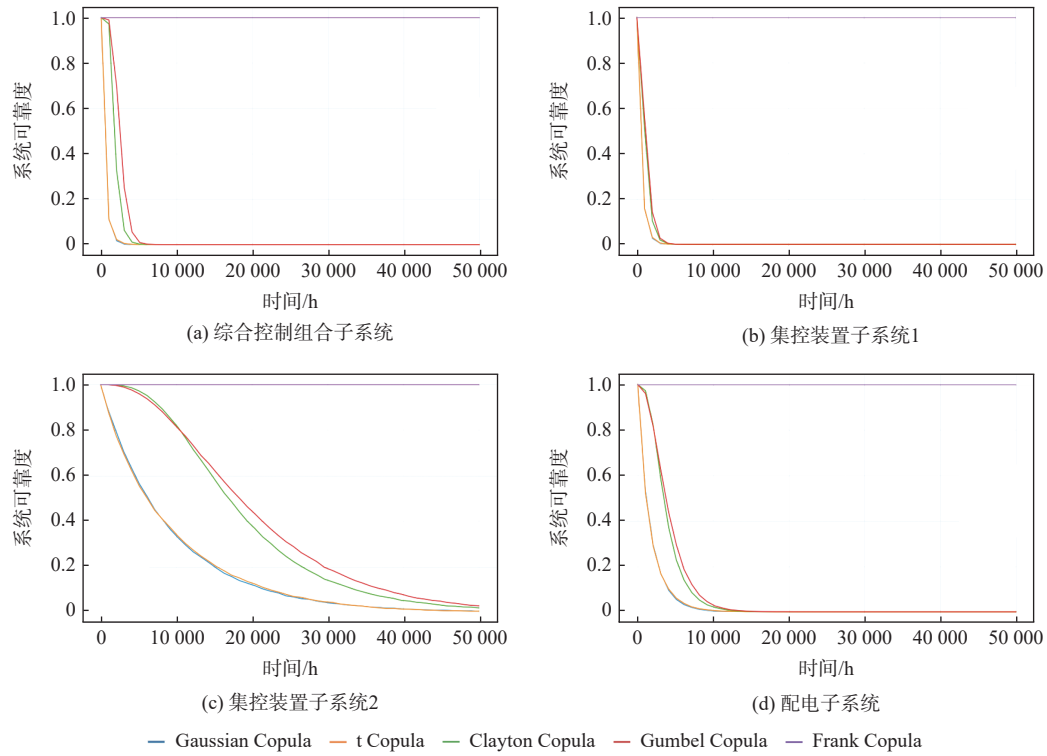


图 7 典型情况下基于 5 种不同 Copula 函数下各子系统可靠度曲线

Fig. 7 Reliability curves of each subsystem based on five different Copula functions in typical cases

装置子系统 1、集控装置子系统 2 及配电子系统的故障树模型及可靠性函数，并通过在典型情况下对比 5 种不同 Copula 函数，选择每个子系统所适合的最优 Copula 函数，为后续进行系统级的可靠性评估与风险传播分析奠定基础。

3.5 基于 Copula 函数的单元耦合子系统可靠性分析

本节在对通信组合子系统、综合控制子系统、集控装置子系统 1、集控装置子系统 2 及配电子系统 5 个子系统完成独立可靠性建模的基础上，进一步开展系统级可靠性分析。该复杂系统具有明显的层次化结构与供电依赖特性：配电子系统作为底层支撑模块，为其余 4 个功能子系统提供连续电能支持，其可靠性对通信、控制与集控类子系统的可用性具有直接且显著的影响。因此，在构建系统级可靠性模型时，必须将配电子系统的支撑作用和其失效对上层子系统所导致的连锁失效显式纳入模型。

为精确刻画子系统间的功能耦合与供电依赖关系，本文提出采用嵌套式建模框架与条件可用性分析方法，计算流程如图 8 所示。具体而言，基于 3.4 节得到的各子系统可靠度函数，结合系统整体结构与耦合模式，构建系统可靠性表达式；在此基础上，引入多状态任务/运行工况下的子系统选用规则与关键部件重要度权重，形成面向多工况、多目标的系统可靠性综合模型。建模过程中将以功能路径为出发点，逐层推导系统级可靠度函数，特别关注配电子系统故障通过供电中断或降级路径对上层子系统产生的影响机制。该建模与推导为随后开展故障传播分析、尾部风险评估及风险分摊及

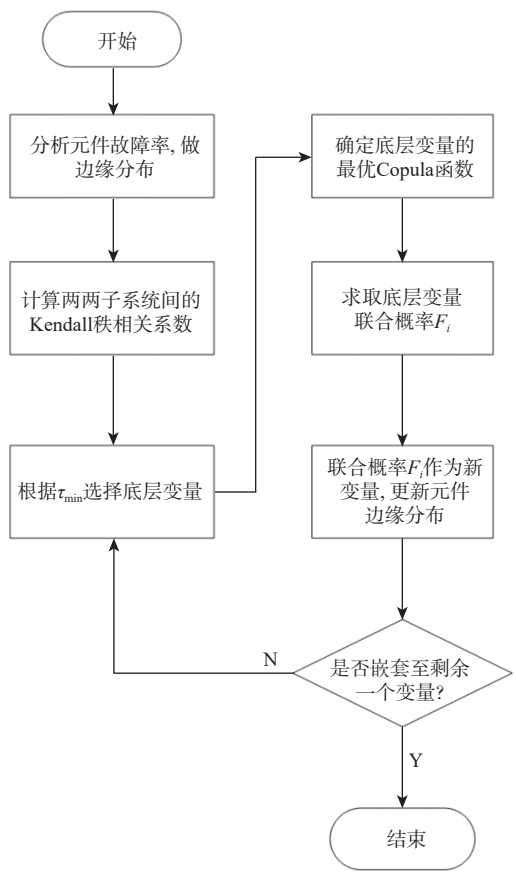


图 8 分层 Copula 的嵌套过程

Fig. 8 The nested process of layered Copula

余优化提供必要的数学基础与结构依据。

1) 分析系统中 5 个子系统的故障概率, 并作其边缘分布, 记为

$$\begin{cases} u_1 = F(x_{\mathrm{A}}) \\ u_2 = F(x_{\mathrm{B}}) \\ u_3 = F(x_{\mathrm{C}}) \\ u_4 = F(x_{\mathrm{D}}) \\ u_5 = F(x_{\mathrm{E}}) \end{cases} \tag{12}$$

2) 分析子系统之间的故障相关性, 计算两两元件间的 Kendall 秩相关系数 τ_1, $\tau_{\mathrm{AE}} = 0.252\,6$为最小值, 元件 B 和元件 C 作为底层变量。

本文所研究的复杂嵌套过程计算如表 4～表 8 所示。

表 4　第 1 次嵌套子系统间的 Kendall 秩相关系数

Table 4　The Kendall rank correlation coefficient between the first nested subsystems

τ	A	B	C	D	E
A	1.000 0	0.750 0	0.600 0	0.800 0	0.550 0
B	0.750 0	1.000 0	0.650 0	0.700 0	0.500 0
C	0.600 0	0.650 0	1.000 0	0.620 0	**0.450 0**
D	0.800 0	0.700 0	0.620 0	1.000 0	0.580 0
E	0.550 0	0.500 0	**0.450 0**	0.580 0	1.000 0

表 5　第 2 次嵌套子系统间的 Kendall 秩相关系数

Table 5　The Kendall rank correlation coefficient between the second nested subsystems

τ	A	B	C	DE
A	1.000 0	0.720 0	0.580 0	0.650 0
B	0.720 0	1.000 0	0.630 0	0.520 0
C	0.580 0	0.630 0	1.000 0	**0.450 0**
DE	0.650 0	0.520 0	**0.450 0**	1.000 0

表 6　第 3 次嵌套子系统间的 Kendall 秩相关系数

Table 6　Kendall rank correlation coefficient between the third nested subsystems

τ	A	B	CDE
A	1.000 0	0.580 0	**0.532 0**
B	0.580 0	1.000 0	0.763 0
CDE	**0.532 0**	0.763 0	1.000 0

表 7　第 4 次嵌套子系统间的 Kendall 秩相关系数

Table 7　Kendall rank correlation coefficient between the forth nested subsystems

τ	B	ACDE
B	1.000 0	0.363 0
ACDE	0.363 0	1.000 0

表 8　每次嵌套子系统间的 Kendall 秩相关系数

Table 8　The Kendall rank correlation coefficient between nested subsystems each time

AIC(102)	Clayton	Gumbel	Frank	Gaussian	t
D-E	−2.84	**−3.31**	−3.30	−3.18	−2.85
C-DE	−3.54	−4.10	**−4.25**	−3.52	−3.75
A-CDE	−4.15	−5.25	−5.55	−4.01	**−5.53**
B-ACDE	−6.36	**−6.96**	−5.86	−5.26	−6.16

3) 对底层的 2 个子系统做 Copula 的参数估计, 对 2 个变量构造联合分布, 并基于 AIC 准则进行拟合优度检验, 确定最优 Copula 函数为 Gumbel Copula。

4) 将优选出的最底层 Copula 记作 C1, 根据 Copula 可靠性模型求元件 D 和 E 实际联合概率 F_1, 实现最底层变量边缘分布的更新, 并将 F_1 作为新变量, 与剩余变量计算两两之间的 Kendall 秩相关系数, 为最小值, 联合分布 DE 和元件 C 作为倒数第 2 层变量。

5) 重复上述步骤, 嵌套 C 的最优 Copula 函数为 Gumbel Copula。再嵌套元件 A, 最后嵌套元 B, 最优 Copula 函数为 t Copula 和 Gumbel Copula。

6) 嵌套结构构建完毕, 共有 4 个 Copula 函数, 即可得系统可靠度 R:

$$\begin{aligned} R &= 1 - C(u_{\mathrm{A}}, u_{\mathrm{B}}, u_{\mathrm{C}}, u_{\mathrm{D}}, u_{\mathrm{E}}) = \\ &\quad 1 - C(C_1(u_{\mathrm{D}}, u_{\mathrm{E}}), u_{\mathrm{A}}, u_{\mathrm{B}}, u_{\mathrm{C}}) = \\ &\quad 1 - C(C_2(C_1(u_{\mathrm{D}}, u_{\mathrm{E}}), u_{\mathrm{C}}), u_{\mathrm{A}}, u_{\mathrm{B}}) = \\ &\quad 1 - C(C_3(C_2(C_1(u_{\mathrm{D}}, u_{\mathrm{E}}), u_{\mathrm{C}}), u_{\mathrm{A}}), u_{\mathrm{B}}) = \\ &\quad 1 - C_4(C_3(C_2(C_1(u_{\mathrm{D}}, u_{\mathrm{E}}), u_{\mathrm{C}}), u_{\mathrm{A}}), u_{\mathrm{B}}) \end{aligned} \tag{13}$$

图 9 为系统可靠度曲线, 表 9 为数据对比。由于五维相关系统中各变量之间的相关关系并不相同, 不同随机变量之间的关系应该存在不同的特性, 也应该由不同类型甚至是不同族的 Copula 进行刻画, 因此, 高维 Copula 模型不适用于描述多维相关系统中各变量之间的依赖关系。分层嵌套 Copula 方法通过分层建模、嵌套模型等方式, 可以

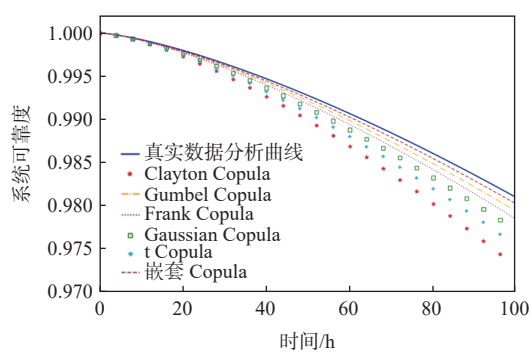


图 9　可靠度对比

Fig. 9　Reliability comparison

表9 五维相关系统可靠度

Table 9 Reliability of 5-dimensional related systems

分析方法	可靠度
理论值	0.982 1
嵌套Copula	0.980 6
Clayton Copula	0.973 8
Frank Copula	0.979 1
Gaussian Copula	0.977 5
t Copula	0.971 8
Gumbel Copula	0.979 5

更好地处理高维数据、捕捉变量之间的依赖关系、降低系统复杂度等问题,从而提高模型的准确性和可靠性,比高维 Copula 更加接近真实值,验证了分层嵌套 Copula 的正确性。

4 结 论

1)本文构建的多层嵌套 Copula 函数技术体系解决了传统高维 Copula 建模的核心痛点:传统单一 Copula 函数难以差异化刻画复杂高维系统中不同组件间的异质依赖关系,而本技术体系通过分层嵌套的结构设计,实现了对系统内多类型、多层级依赖关系的精细化描述,为复杂高维系统的可靠性建模提供了可落地的新范式。

2)本研究明确了复杂高维工业系统中各子系统最优 Copula 函数的筛选方法及系统级可靠性建模的标准化流程,该成果可直接应用于同类工业系统的可靠性定量评估、故障传播路径分析及尾部风险预测,能够为冗余配置优化、关键部件更换周期确定等运维策略制定提供可量化的决策依据。

基于本文已验证的多层嵌套 Copula 技术体系,后续研究可进一步深化与拓展:①将建模边界从二状态部件拓展至多状态部件的可靠性分析场景,弥补当前单状态假设对复杂工业系统表征的局限性;②融合工业系统实时运维数据构建 Copula 参数动态更新模型,通过参数的实时迭代,提升模型对实际工程场景的适配性与时效性。

参考文献(References)

[1] Liu Y J, Wu W. Research on the system of reliability block diagram design and reliability prediction[C]//Proceedings of the 2011 International Conference on System Science, Engineering Design and Manufacturing Informatization. Piscataway: IEEE Press, 2011: 35-38.

[2] Mo Y C, Liu H W, Yang X Z. Efficient fault tree analysis of complex fault tolerant multiple-phased systems[J]. Tsinghua Science & Technology, 2007, 12: 122-127.

[3] Takaragi K, Sasaki R , Shingai S. A method of rapid Markov reliability calculation[J]. IEEE Transactions on Reliability, 1985, R-34(3): 262-268.

[4] Billinton R. Reliability evaluation of engineering systems[M]. Boston: Pitman Advanced Pub. Program, 1983.

[5] Hagspiel S, Papaemannouil A, Schmid M, et al. Copula-based modeling of stochastic wind power in Europe and implications for the Swiss power grid[J]. Applied Energy, 2012, 96: 33-44.

[6] 杨程凯. 基于 Copula 函数考虑组件依赖性的系统维修决策方法[D]. 南昌: 南昌大学, 2024.
Yang C K. System maintenance decision method considering component dependency based on copula function[D]. Nanchang: Nanchang University, 2024(in Chinese).

[7] Buldyrev S V, Parshani R, Paul G, et al. Catastrophic cascade of failures in interdependent networks[J]. Nature, 2010, 464(7291): 1025-1028.

[8] Nelsen R B. An introduction to Copulas[M]. 2nd ed. New York: Springer, 2006.

[9] Xing L, Dugan J B. Reliability importance analysis of generalized phased-mission systems[J]. International Journal of Performability Engineering, 2007, 3: 303.

[10] Liu B, Jiang L F, Ma Y, et al. Optical transmission system board fault diagnosis based on fault tree[C]//Proceedings of the 2016 15th International Conference on Optical Communications and Networks. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-3.

[11] Tao J, Liu Y L, Wen Y P, et al. The expert system of locomotive running gear based on sematic network[C]//Proceedings of the 2016 10th International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing. Piscataway: IEEE Press, 2016: 349-354.

[12] 李旭, 张仁斌, 樊玉琦. 一种故障树预处理和最小割集的嵌套求解方法[J]. 核安全, 2024, 23(5): 48-56.
Li X, Zhang R B, Fan Y Q. A method for fault tree preprocessing and minimum cut-set nesting[J]. Nuclear Safety, 2024, 23(5): 48-56(in Chinese).

[13] 张旺. 基于 Copula 函数的结构可靠性分析[D]. 长沙: 湖南大学, 2015.
Zhang W. Structural reliability analysis based on Copula function[D]. Changsha: Hunan University, 2015(in Chinese).

[14] 韩丽娟. 基于 Kendall 秩相关系数的高维数据独立性自适应检验[D]. 开封: 河南大学, 2023.
Han L J. An adaptive test of the independence of high-dimensional data based on Kendall rank correlation coefficient[D]. Kaifeng: Henan University, 2023(in Chinese).

[15] 王蕾, 程世娟, 韩雨. 基于时变 Copula 函数的多部件系统可靠性评估[J]. 计算机应用, 2024, 44(3): 953-959.
Wang L, Cheng S J, Han Y. Reliability evaluation of multi-component system based on time-varying Copula function[J]. Journal of Computer Applications, 2024, 44(3): 953-959(in Chinese).

[16] 李琼芳, 方凯悦, 韩幸烨, 等. 基于多维 Copula 函数的澜沧江-湄公河流域气象干旱特征分析[J]. 水资源保护, 2024, 40(1): 52-59.
Li Q F, Fang K Y, Han X Y, et al. Analysis of meteorological drought characteristics in the Lancang-Mekong River Basin based on multi-dimensional Copula function[J]. Water Resources Protection, 2024, 40(1): 52-59(in Chinese).

Reliability analysis of complex systems based on fault tree decomposition and Copula modeling

XU Jia[1], CAI Yilun[2], HE Wenbo[1], ZHANG Runzhi[1], WANG Xingjian[1,*]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China)

Abstract: Traditional reliability modeling techniques based on the independence assumption tend to overstate system reliability, according to this study, which examines the strong coupling characteristics among several subsystems in complex control systems. To address this issue, a reliability analysis method combining fault tree decomposition and Copula modeling is proposed. Firstly, the complex control system is structurally decomposed using a fault tree to identify key failure modes and minimal cut sets. Secondly, the Copula function is employed to characterize the non-independent correlation among subsystems, and the expression for the overall system reliability is derived. Finally, a specific type of complex control system is taken as a case study, and the reliability results under the independence assumption and Copula modeling are compared. The study confirms that the traditional modeling approach based on the independence assumption has a significant overestimation risk by demonstrating that the reliability decline of this kind of complex control system during task execution is more significant after taking the coupling effect into account than that calculated by traditional methods. This method provides effective theoretical support for the reliability assessment and optimal design of complex control systems.

Keywords: complex control system; strong coupling relationships; fault tree; Copula function; reliability analysis

Received: 2025-09-29; **Accepted**: 2025-11-14; **Published Online**: 2026-01-04 17:53
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260104.1120.001
* **Corresponding author**. E-mail: wangxj@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2025.0639

基于自适应深度置信网络的直升机动力失效非仿射控制

顾致远，冯立岩，杨程，盛守照*
(南京航空航天大学 自动化学院，南京 210016)

摘　　要：针对直升机在动力失效条件下表现出的强非线性、非仿射特性及参数不确定性问题，提出基于自适应深度置信网络(ADBN)的非仿射智能控制方法。建立直升机六自由度刚体标称模型，并推导动力失效情况下的非仿射动力学模型；设计状态观测器以实现状态估计与调节，并利用ADBN逼近未知非线性项，从而增强模型的表达能力和泛化性能；在此基础上，结合自适应律构造非仿射控制器，以提升系统在不确定性和外部扰动下的鲁棒性。通过仿真验证了所提方法的有效性和优越性，结果表明：所提方法能够在参数未知和环境扰动存在的情况下保持较高的姿态稳定性、速度稳定性和轨迹跟踪精度。研究结果为直升机在极端工况下的安全控制提供了一种新的思路和技术途径。

关 键 词：直升机动力失效；自适应深度置信网络；输出反馈；非仿射控制；自适应控制
中图分类号：V249.1
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2026)08-2974-13

直升机在遭遇动力失效故障时，其姿态稳定性、旋翼转速及轨迹保持能力均面临严峻挑战。为应对该问题，学者们主要从直升机动力失效建模与控制、非仿射系统控制及智能控制方法等方面开展了系统研究。

在自转下滑建模与控制方面，已有诸多成果。Chen等[1]提出基于级联控制的自转控制方法，实现了轨迹跟踪与鲁棒控制；屈天祥等[2]构建自转动力学模型，并分阶段设计控制策略，实现了安全着陆；张辽等[3]基于叶素理论建立自转数学模型，重点研究发动机停车后的过渡阶段；韦康瑞等[4]通过配平计算与比例-积分(proportional-integral, PI)控制器设计，实现了旋翼转速稳定；Zhao等[5-6]基于通用直升机-60A(utility helicopter-60A, UH-60A)点质量模型，提出了故障工况下的最优轨迹规划方法，考虑了推力限制、地面效应及余能分配，为多工况应急响应提供了理论依据；Matlala等[7]针对无人直升机提出差分动态规划控制算法，实现了动力失效情况下的自转安全着陆。然而，上述研究在复杂干扰与强非线性条件下的控制策略仍有待深入。

直升机动力学通常表现为非仿射形式，传统控制方法难以直接应用。为解决该问题，Sanci等[8]通过非线性自回归滑动平均(第二级)(nonlinear autoregressive moving average-level 2, NARMA-L2)与支持向量回归实现结构重构，便于控制器设计优化；文献[9-12]采用模糊逻辑、滑模补偿、自适应反步等策略，增强了系统在不确定性与执行器故障条件下的控制性能；Zhang等[13]引入H_∞方法处理跳变与滞后问题。尽管这些方法在仿真中表现良好，但依赖于精确模型结构，限制了工程应用。

近年来，强化学习因其模型无关性和最优性逼近能力的优势，被广泛应用于非仿射系统的智能控制。Yang等[14]提出基于哈密顿-雅可比-贝尔曼(Hamilton-Jacobi-Bellman, HJB)方程偏导构造正定

收稿日期：2025-09-11；录用日期：2026-02-06；网络出版时间：2026-03-09 12:43
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260307.1942.001
*通信作者. E-mail：shengsz@nuaa.edu.cn

引用格式：顾致远，冯立岩，杨程，等. 基于自适应深度置信网络的直升机动力失效非仿射控制[J]. 北京航空航天大学学报，2026，52(8)：2974-2986. Gu Z Y，Feng L Y，Yang C，et al. Nonaffine control of helicopter engine failure based on adaptive deep belief network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2026，52(8)：2974-2986 (in Chinese).

函数的 actor-critic 方法, 提高了训练效率和稳定性; Wen 等[15-16] 结合反步控制与强化学习机制, 提出优化的反步控制策略, 在高阶系统中取得了性能提升; 文献 [17-18] 利用模糊神经网络(fuzzy neural network, FNN)及数据驱动方法, 改善了多输入多输出系统中的收敛效率和抗干扰性能。

在此背景下, 自适应深度置信网络(adaptive deep belief network, ADBN)作为一种深层概率图模型, 具备强特征提取与策略泛化能力, 尤其适合建模复杂的非仿射系统。直升机在动力失效故障下, 控制效能显著下降, 系统非线性与不确定性明显增强, 控制输入对系统状态的作用关系发生改变, 使动力学模型呈现出明显的非仿射特性。然而, ADBN 在飞行器控制中的研究仍较少, 在直升机动力失效控制场景中的系统应用较少。为此, 本文将 ADBN 引入强化学习框架, 通过其强表达能力实现策略自适应演化, 构建鲁棒的非仿射智能控制器, 以提升直升机在动力失效条件下的控制精度和抗干扰性能。

1　直升机飞行力学建模

本节建立直升机六自由度标称动力学模型, 涵盖位置、姿态及主旋翼转速特性; 针对动力失效情形, 引入诱导速度与拉力系数公式, 构建非仿射动力学模型。

1.1　直升机标称动力学建模

在将直升机视为理想刚体并忽略结构弹性形变影响的前提下, 建立其六自由度刚体动力学模型:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{P}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}\\ \dot{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{e}}=g\boldsymbol{e}_3+\boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{e}_3(-g+Z_{\Omega}\Omega+Z_{\mathrm{col}}\delta_{\mathrm{col}})+\boldsymbol{f}_{V_{\mathrm{e}}}\\ \dot{\boldsymbol{\Phi}}=\boldsymbol{\Pi}(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{\Lambda}\\ \dot{\boldsymbol{\Lambda}}=-\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{S}(\boldsymbol{\Lambda})\boldsymbol{J}\boldsymbol{\Lambda}+\boldsymbol{A}_{\Lambda}\boldsymbol{\Lambda}+\boldsymbol{B}_{\Lambda}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{f}_{\Lambda}\end{cases}\tag{1}$$

式中: $\boldsymbol{P}=[x,y,z]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{3\times1}$, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}=[v_x,v_y,v_z]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{3\times1}$, $\boldsymbol{\Phi}=[\varphi,\theta,\psi]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{3\times1}$, $\boldsymbol{\Lambda}=[p,q,r]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{3\times1}$分别为直升机的位置向量、地面坐标系下的线速度向量、姿态角向量、姿态角速率向量, x、y、z为三轴位置, v_x、v_y、v_z为三轴地速, φ、θ、ψ为三轴姿态角, p、q、r为三轴角速率; g为重力加速度; $\boldsymbol{e}_3=[0,0,1]^{\mathrm{T}}$; $\boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})$为旋转矩阵; $\boldsymbol{\Pi}(\boldsymbol{\Phi})$为姿态运动学矩阵; $\boldsymbol{S}(\boldsymbol{\Lambda})$为斜对称矩阵; $\boldsymbol{A}_{\Lambda}$、$\boldsymbol{B}_{\Lambda}$为角速率系统矩阵; Z_{Ω}和Z_{col}分别为与主旋翼转速有关的常数和与主旋翼总距角有关的常数; Ω为主旋翼转速; $\boldsymbol{J}=\mathrm{diag}\{J_{xx},J_{yy},J_{zz}\}\in\mathbf{R}^{3\times3}$为对角惯量矩阵, J_{xx}、J_{yy}、J_{zz}为三轴惯量; $\boldsymbol{u}=[\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}},\delta_{\mathrm{lat}},\delta_{\mathrm{ped}}]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{4\times1}$为控制向量, 由总距$\delta_{\mathrm{col}}=\boldsymbol{e}_{41}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}$、纵向周期变距$\delta_{\mathrm{lon}}=\boldsymbol{e}_{42}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}$、横向周期变距$\delta_{\mathrm{lat}}=\boldsymbol{e}_{43}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}$及尾桨距$\delta_{\mathrm{ped}}=\boldsymbol{e}_{44}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}$组成, $\boldsymbol{e}_4=[\boldsymbol{e}_{41},\boldsymbol{e}_{42},\boldsymbol{e}_{43},\boldsymbol{e}_{44}]$为 4 阶单位矩阵, $\boldsymbol{e}_{41}$、$\boldsymbol{e}_{42}$、$\boldsymbol{e}_{43}$、$\boldsymbol{e}_{44}$为 4 维单位向量; $\boldsymbol{f}_{V_{\mathrm{e}}}=[f_{v_x},f_{v_y},f_{v_z}]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{3\times1}$和$\boldsymbol{f}_{\Lambda}=[f_p,f_q,f_r]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{3\times1}$分别为速度通道和姿态角速率通道扰动向量。

旋转矩阵$\boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})\in\mathbf{R}^{3\times3}$、姿态运动学矩阵$\boldsymbol{\Pi}(\boldsymbol{\Phi})\in\mathbf{R}^{3\times3}$、斜对称矩阵$\boldsymbol{S}(\boldsymbol{\Lambda})\in\mathbf{R}^{3\times3}$及 2 个参数矩阵$\boldsymbol{A}_{\Lambda},\boldsymbol{B}_{\Lambda}\in\mathbf{R}^{3\times3}$的数学定义为

$$\boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})=\begin{bmatrix}\cos\theta\cos\psi & \sin\varphi\sin\theta\cos\psi-\cos\varphi\sin\psi & \cos\varphi\sin\theta\cos\psi+\sin\varphi\sin\psi\\ \cos\theta\sin\psi & \sin\varphi\sin\theta\sin\psi+\cos\varphi\cos\psi & \cos\varphi\sin\theta\sin\psi-\sin\varphi\cos\psi\\ -\sin\theta & \sin\varphi\cos\theta & \cos\varphi\cos\theta\end{bmatrix}\tag{2}$$

$$\boldsymbol{\Pi}(\boldsymbol{\Phi})=\begin{bmatrix}1 & \sin\varphi\tan\theta & \cos\varphi\tan\theta\\ 0 & \cos\varphi & -\sin\varphi\\ 0 & \sin\varphi\arccos\theta & \cos\varphi\arccos\theta\end{bmatrix}\tag{3}$$

$$\boldsymbol{S}(\boldsymbol{\Lambda})=\begin{bmatrix}0 & -r & q\\ r & 0 & -p\\ -q & p & 0\end{bmatrix}\tag{4}$$

$$\boldsymbol{A}_{\Lambda}=\begin{bmatrix}-\tau_{\mathrm{m}}L_{\mathrm{b}} & -\tau_{\mathrm{m}}L_{\mathrm{a}} & 0\\ -\tau_{\mathrm{m}}M_{\mathrm{b}} & -\tau_{\mathrm{m}}M_{\mathrm{a}} & 0\\ 0 & 0 & N_{\mathrm{r}}\end{bmatrix}\tag{5}$$

$$\boldsymbol{B}_{\Lambda}=\begin{bmatrix}0 & L_{\mathrm{lon}} & L_{\mathrm{lat}} & 0\\ 0 & M_{\mathrm{lon}} & M_{\mathrm{lat}} & 0\\ N_{\mathrm{col}} & 0 & 0 & N_{\mathrm{ped}}\end{bmatrix}\tag{6}$$

式中: $L_{\mathrm{lon}}=L_{\mathrm{a}}A_{\mathrm{lon}}+L_{\mathrm{b}}B_{\mathrm{lon}}$; $L_{\mathrm{lat}}=L_{\mathrm{a}}A_{\mathrm{lat}}+L_{\mathrm{b}}B_{\mathrm{lat}}$; $M_{\mathrm{lon}}=M_{\mathrm{a}}A_{\mathrm{lon}}+M_{\mathrm{b}}B_{\mathrm{lon}}$; $M_{\mathrm{lat}}=M_{\mathrm{a}}A_{\mathrm{lat}}+M_{\mathrm{b}}B_{\mathrm{lat}}$; τ_{m}为主旋翼的时间常数; N_{r}为偏航通道的阻尼系数; L_{a}、M_{a}为主旋翼的纵向波动系数; L_{b}、M_{b}为主旋翼的横向波动系数; A_{lon}、A_{lat}、B_{lon}、B_{lat}为交叉驱动系数; N_{col}为主旋翼总耦合系数; N_{ped}为与尾旋翼转速有关的常数。

1.2　直升机动力失效非仿射动力学建模

直升机前进比μ和入流比λ的数学定义为[19]

$$\mu=(\Omega R)^{-1}\|\boldsymbol{V}_0\|\cos\alpha_{\mathrm{S}}\tag{7}$$

$$\lambda=(\Omega R)^{-1}(\|\boldsymbol{V}_0\|\sin\alpha_{\mathrm{S}}-\|\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}}\|)\tag{8}$$

式中: R为旋翼半径; α_{S}为旋翼桨盘迎角; $\boldsymbol{V}_0$为直升机空速向量, $\boldsymbol{V}_0=\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}+\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}$, $\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}$为环境风速向量; $\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}}$为主旋翼诱导速度向量, 其正方向为垂直于桨盘平面向下。

当直升机出现动力失效故障时, 发动机输出功率为 0, 气流自下而上穿过桨盘平面维持旋翼旋转。假设当直升机悬停时, 主旋翼拉力T等于直升

机重力G,则此时主旋翼诱导速度$\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}0}$的数学定义为

$$\|\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}0}\|=\sqrt{\frac{G}{2\rho A_{\Omega}}} \tag{9}$$

式中:ρ为空气密度;$A_{\Omega}=\pi R^2$为旋翼面积。

则直升机出现动力失效故障时主旋翼诱导速度$\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{fault}}$的数学定义为

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{fault}}=\begin{cases}-\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}0} & |V_0|\leqslant|\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}0}|\\ -\dfrac{G}{2\rho A_{\Omega}V_0} & |V_0|>|\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}0}|\end{cases} \tag{10}$$

主旋翼拉力T的数学定义为

$$T=\frac{1}{2}C_T\rho A_{\Omega}(\Omega R)^2 \tag{11}$$

式中:C_T为主旋翼拉力系数,其数学定义为[19]

$$C_T=\kappa\frac{N}{\pi}a_{\infty}\bar{c}_{0.7}\left[(\delta_{0.7}+\delta_{\mathrm{col}})\left(\frac{1}{3}+\frac{1}{2}\mu^2\right)+\frac{1}{2}\lambda+\delta_{\Delta}\left(0.017-0.1\mu^2\right)+\frac{1}{2}\mu\delta_{\mathrm{lon}}\right] \tag{12}$$

其中:κ为桨叶叶端损失系数;N为桨叶个数;a_{∞}为二维翼型升力线斜率;$\bar{c}_{0.7}$为0.7R处的桨叶弦长;δ_{Δ}为桨叶几何扭转角;$\delta_{0.7}=\delta_{\mathrm{col}}+\delta_{\Delta}^{0.7}$为0.7$R$处的总距,$\delta_{\Delta}^{0.7}$为0.7$R$处的桨叶几何扭转角。

则直升机动力失效故障下主旋翼入流功率P_{flow}的数学定义为

$$P_{\mathrm{flow}}(\Omega,\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}})=-T\left\|\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{fault}}\right\| \tag{13}$$

为方便后续计算,定义主旋翼转速维持功率P_{hold},其值为主旋翼入流功率P_{flow}的相反数,从而实现与直升机需用功率P_{req}具有一致的转换关系。可以得到主旋翼转速维持功率P_{hold}的数学定义为

$$P_{\mathrm{hold}}(\Omega,\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}})=-P_{\mathrm{flow}}(\Omega,\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}})=T\left\|\boldsymbol{v}_{\mathrm{i}}^{\mathrm{fault}}\right\| \tag{14}$$

直升机需用功率P_{req}由旋翼的诱导功率P_{i}、型阻功率P_{c}、废阻功率P_{p}、尾桨需用功率P_{t}及发动机、冷却系统、传动系统损耗等其他功率P_{else}组成,其数学定义为

$$P_{\mathrm{req}}(\Omega)=\frac{1}{2}C_P\rho A_{\Omega}(\Omega R)^3 \tag{15}$$

式中:C_P为直升机需用功率系数,其由各部分功率系数叠加得到,即

$$C_P=C_{P_{\mathrm{i}}}+C_{P_{\mathrm{c}}}+C_{P_{\mathrm{p}}}+C_{P_{\mathrm{t}}}+C_{P_{\mathrm{else}}} \tag{16}$$

$$\begin{cases}C_{P_{\mathrm{i}}}=\iint\lambda\sigma_1 a_{\infty}c_{F_z}\mathrm{d}r\mathrm{d}\psi\\ C_{P_{\mathrm{c}}}=\iint\dfrac{\sigma_1 c_d}{2}u_2^3\mathrm{d}r\mathrm{d}\psi\\ C_{P_{\mathrm{p}}}=\dfrac{1}{2}\mu^3\dfrac{c_{f_x}A_{\mathrm{f}}}{A_{\Omega}}\\ C_{P_{\mathrm{t}}}=C_{P_{\mathrm{t,c}}}+C_{P_{\mathrm{t,i}}}\\ C_{P_{\mathrm{else}}}\approx 0.05\left(C_{P_{\mathrm{i}}}+C_{P_{\mathrm{c}}}+C_{P_{\mathrm{p}}}+C_{P_{\mathrm{t}}}\right)\end{cases} \tag{17}$$

其中:σ_1为转子坚固比;c_{F_z}为桨叶剖面拉力系数;c_d为桨叶型阻系数;c_{f_x}为机身/桨毂阻力系数;u_2为剖面无因次合速度;A_{f}为机身参考面积;$C_{P_{\mathrm{t,c}}}$为尾桨型阻功率系数;$C_{P_{\mathrm{t,i}}}$为尾桨诱导功率系数。

基于转速维持功率与需用功率的能量守恒关系,建立直升机动力失效故障下的主旋翼转速模型,其数学表达为

$$\dot{\Omega}=(J_{\mathrm{R}}\Omega)^{-1}\left(P_{\mathrm{hold}}(\Omega,\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}})-P_{\mathrm{req}}(\Omega)\right) \tag{18}$$

式中:J_{R}为主旋翼转动惯量。

综合直升机标称动力学模型,得到完整的直升机动力失效故障综合模型为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{P}}=\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}\\ \dot{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{e}}=g\boldsymbol{e}_3+\boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{e}_3(-g+Z_{\Omega}\Omega+Z_{\mathrm{col}}\delta_{\mathrm{col}})+\boldsymbol{f}_{V_{\mathrm{e}}}\\ \dot{\boldsymbol{\Phi}}=\boldsymbol{\Pi}(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{\Lambda}\\ \dot{\boldsymbol{\Lambda}}=-\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{S}(\boldsymbol{\Lambda})\boldsymbol{J}\boldsymbol{\Lambda}+\boldsymbol{A}_{\Lambda}\boldsymbol{\Lambda}+\boldsymbol{B}_{\Lambda}\boldsymbol{u}+\boldsymbol{f}_{\Lambda}\\ \dot{\Omega}=(J_{\mathrm{R}}\Omega)^{-1}\left(P_{\mathrm{hold}}(\Omega,\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}})-P_{\mathrm{req}}(\Omega)\right)\end{cases} \tag{19}$$

考虑直升机动力失效下的配平点$(\boldsymbol{x}^*,\boldsymbol{u}^*)$,控制向量$\boldsymbol{u}=\left[\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}},\delta_{\mathrm{lat}},\delta_{\mathrm{ped}}\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{4\times1}$,状态向量$\boldsymbol{x}=\left[x,y,z,v_x,v_y,v_z,\varphi,\theta,\psi,p,q,r,\Omega\right]^{\mathrm{T}}\in\mathbf{R}^{13\times1}$,利用小扰动线性化原理,式(19)建立的动力学模型可简化为

$$\dot{\boldsymbol{x}}\approx\boldsymbol{A}(\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}^*)+\boldsymbol{B}(\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})-\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}^*,\boldsymbol{u}^*))+\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x}^*,\boldsymbol{u}^*) \tag{20}$$

式中:$\boldsymbol{A}=\left.\dfrac{\partial\boldsymbol{G}'}{\partial\boldsymbol{x}}\right|_{(\boldsymbol{x}^*,\boldsymbol{u}^*)}$;$\boldsymbol{B}=\left.\dfrac{\partial\boldsymbol{F}}{\partial\boldsymbol{u}}\right|_{(\boldsymbol{x}^*,\boldsymbol{u}^*)}$;非仿射项$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})$和仿射项$\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})$的数学定义为

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}_{3\times1}\\ \boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{e}_3Z_{\mathrm{col}}\boldsymbol{e}_{41}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}\\ \boldsymbol{0}_{3\times1}\\ \boldsymbol{B}_{\Lambda}\boldsymbol{u}\\ (J_{\mathrm{R}}\Omega)^{-1}P_{\mathrm{hold}}(\Omega,\delta_{\mathrm{col}},\delta_{\mathrm{lon}})\end{bmatrix} \tag{21}$$

$$\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})=\begin{bmatrix}\boldsymbol{V}_{\mathrm{e}}\\ g\boldsymbol{e}_3+\boldsymbol{R}'(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{e}_3(-g+Z_{\Omega}\Omega)\\ \boldsymbol{\Pi}(\boldsymbol{\Phi})\boldsymbol{\Lambda}\\ -\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{S}(\boldsymbol{\Lambda})\boldsymbol{J}\boldsymbol{\Lambda}+\boldsymbol{A}_{\Lambda}\boldsymbol{\Lambda}\\ -(J_{\mathrm{R}}\Omega)^{-1}P_{\mathrm{req}}(\Omega)\end{bmatrix} \tag{22}$$

包含系统不确定性、内部扰动及外部扰动的总扰动项$\boldsymbol{f}$的数学定义为

$$\boldsymbol{f}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}_{3\times1}\\ \boldsymbol{f}_{V_{\mathrm{e}}}\\ \boldsymbol{0}_{3\times1}\\ \boldsymbol{f}_{\Lambda}\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix} \tag{23}$$

式中:$\boldsymbol{f}\triangleq\boldsymbol{d}_1+\boldsymbol{\alpha}_1$,$\boldsymbol{d}_1$为系统扰动向量,$\boldsymbol{\alpha}_1$为系统不确定非线性向量。

由于在配平点附近$\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x}^*,\boldsymbol{u}^*)=\boldsymbol{0}$,并考虑模型输出,则上述线性化模型可以表示为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}(\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})+\boldsymbol{f})\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}\end{cases}\tag{24}$$

式中: $\boldsymbol{A}$为状态矩阵; $\boldsymbol{B}$为非仿射控制矩阵; $\boldsymbol{C}$为输出矩阵; $\boldsymbol{y}$为模型输出向量。

为便于设计控制器, 可在频域中基于 Laplace 变换将式 (24) 写为如下输入-输出形式:

$$\boldsymbol{Y}(s)=\boldsymbol{G}'(s)\left[\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})+\boldsymbol{f}\right](s)\tag{25}$$

式中: s 为拉普拉斯域变量; $\boldsymbol{G}'(s)=\boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{B}$; $\boldsymbol{Y}(s)=\mathcal{L}\left[\boldsymbol{y}(t)\right]$, t 为时域变量; $\left[\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})+\boldsymbol{f}\right](s)=\mathcal{L}\left[\left[\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})+\boldsymbol{f}\right](t)\right]$。

2　基于 ADBN 的直升机动力失效控制系统设计

针对直升机动力失效条件下动力学呈现出的强非线性、非仿射特性及不确定性问题, 本文构建了基于 ADBN 的非仿射自适应控制框架。引入参考模型对期望闭环动态进行统一描述, 将指令信号 $\boldsymbol{r}_+$映射为理想输出响应$\boldsymbol{y}_{\mathrm{m}}$, 为控制系统提供明确的跟踪目标。在此基础上, 考虑到系统状态难以完全测量, 设计状态观测器对不可测状态进行在线估计, 从而在输出反馈条件下为控制器提供必要的状态信息$\hat{\boldsymbol{x}}$。针对动力失效模型中未知的非仿射非线性项及扰动影响, 利用 ADBN 的多层特征提取能力构造线性参数化逼近器, 将复杂未知非线性转化为由可调权值与已知回归量组成的形式$\overline{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{u}^*)$、$\overline{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}})$, 并将其引入非仿射自适应控制器中, 实现对未知项的在线补偿。与此同时, 基于系统跟踪误差$\boldsymbol{e}=\boldsymbol{y}-\boldsymbol{y}_{\mathrm{m}}$构造自适应律, 对控制参数及 ADBN 相关权值$\hat{\boldsymbol{\omega}}$、$\hat{\boldsymbol{\Theta}}$、$\hat{\boldsymbol{\theta}}_F$、$\hat{\boldsymbol{\theta}}_f$进行实时更新, 使权值调整方向与误差变化保持一致, 从而保证参数有界性, 并提升逼近精度。针对非仿射系统中等效控制输入$\boldsymbol{u}_0$符号未知的问题, 在控制输入通道中引入 Nussbaum 增益模块, 通过其特殊的非线性调制机制避免控制方向失配, 增强系统在参数不确定条件下的稳定性。设计的控制器结构如图 1 所示。

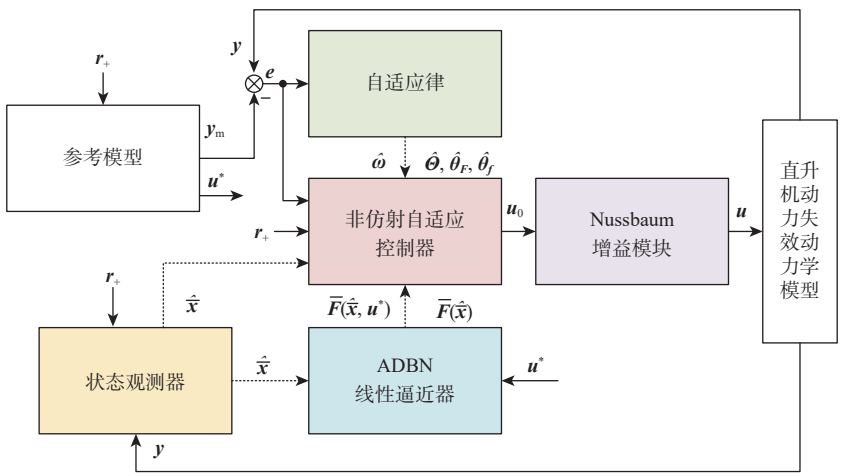


图 1　控制结构示意图

Fig. 1　Schematic framework of control

2.1　基于 ADBN 的仿射动力学模型线性化

在控制实现过程中, 基于自适应学习算法与数据驱动策略, 利用 ADBN 对仿射动力学模型$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})$进行线性化处理。本文提出的 ADBN 由输入层、具备自适应连接机制的隐藏层和输出层组成。构建的 ADBN 模型如图 2 所示。

ADBN 的自适应学习通过自增量结构实现。在图 2 所示的一步自增量过程中, 权值矩阵为

$$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a2}}(i,j)=\frac{1}{\{z\mid z\in p(j)\}}\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a1}}(i,p(j))\tag{26}$$

式中: $\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a1}}$和$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a2}}$分别为预训练和增量权值矩阵; $p(j)$为$\{1,2,\cdots,n,\cdots,3n\}\to\{1,2,\cdots,n\}$的映射函数, 遵循以下规则:

$$p(j)=\begin{cases}j & j\leqslant n\\ \text{从}\{1,2,\cdots,n\}\text{随机取样} & j>n\end{cases}\tag{27}$$

根据式 (26) 和式 (27), 通过重复一步自增量过程并用反向传播 (back propagation, BP) 算法微调初始权重, 可以获得整个权值向量$\boldsymbol{\Theta}_{\mathrm{a}}=\{\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a1}},\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a2}},\cdots,\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}L}\}$, 其中, L为 ADBN 的隐藏层层数。在这种情况下, ADBN 中隐藏层的特征向量为

$$\begin{cases}\boldsymbol{h}_L=\sigma(\boldsymbol{b}_L+\boldsymbol{h}_{L-1}\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}L})\\ \quad\vdots\\ \boldsymbol{h}_2=\sigma(\boldsymbol{b}_2+\boldsymbol{h}_1\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a2}})\\ \boldsymbol{h}_1=\sigma(\boldsymbol{b}_1+\boldsymbol{x}\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a1}})\end{cases}\tag{28}$$

式中: $\sigma(\cdot)$为 Sigmoid 函数; $\boldsymbol{b}=[\boldsymbol{b}_1,\boldsymbol{b}_2,\cdots,\boldsymbol{b}_L]$为 ADBN 的偏置向量; 特征向量$\boldsymbol{h}_L$被描述为

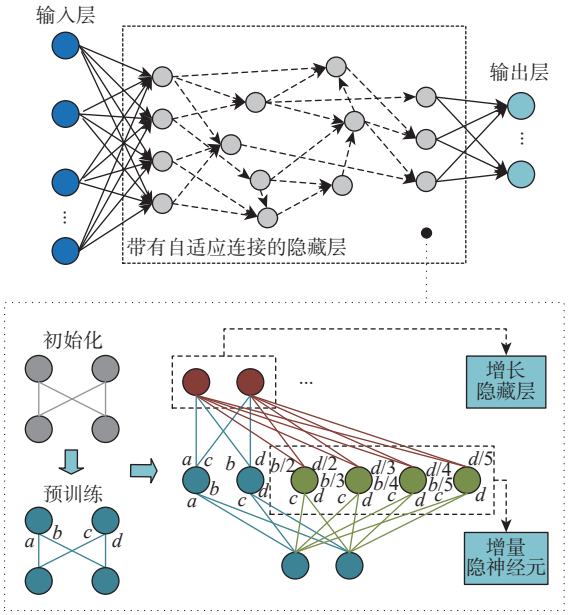


图2 ADBN示意图

Fig. 2 Illustration of ADBN

$$\boldsymbol{h}_L = \xi_{\mathrm{a}}(\boldsymbol{x}) \tag{29}$$

其中：$\xi_{\mathrm{a}}(\cdot)$为ADBN中隐藏层的近似函数。

因此，可以得到最优权值矩阵$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}}^{*}$，将$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})$线性化表示为

$$\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}}^{*\mathrm{T}} \|\xi_{\mathrm{a}}(\boldsymbol{x})\| + \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{a}}(\boldsymbol{x}) \tag{30}$$

式中：$\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{a}}(\boldsymbol{x})$为估计误差向量，表示为

$$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}}^{*\mathrm{T}} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}} \in \Omega_{\mathrm{a}}} \left(\sup_{\boldsymbol{x} \in U_{\mathrm{a}}} \left| \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}} \|\xi_{\mathrm{a}}(\boldsymbol{x})\| - \boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x}) \right| \right) \tag{31}$$

其中：Ω_{a}、U_{a}分别为权值矩阵$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}}$、$\boldsymbol{x}$构成的紧集。

通过上述分析，设计ADBN算法伪代码如下：

for 每个训练样本 do

for 第j个隐藏神经元 do

根据已知的$\boldsymbol{x}$计算$p\left(h_j^{*}=1\right)$

提取隐藏层状态变量$h^{*} \in (0,1]$

end

for 第i个可见神经元 do

根据已知的h计算$p\left(\hat{v}_i^{*}=1\right)$

提取重构可见层状态变量$\hat{v}^{*} \in (0,1]$

end

for 第j个隐藏神经元 do

根据已知的$\hat{v}$计算$p\left(\hat{h}_j^{*}=1\right)$

提取重构隐藏层状态变量$\hat{h}^{*} \in (0,1]$

end

for 每个网络层神经元 do

决定$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}1}$//使用对比散度(contrastive divergence, CD)算法[20-22]

计算$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}2}$//使用式(26)和式(27)

end

计算$\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{a}}$//使用BP算法

计算$\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x})$//使用式(30)

end

2.2 基于输出反馈的状态观测器设计

定义直升机动力失效参考模型$W_{\mathrm{m}}(s)$，则参考模型输入-输出关系可以表示为

$$Y_{\mathrm{m}}(s) = W_{\mathrm{m}}(s) R_{+}(s) \tag{32}$$

式中：$Y_{\mathrm{m}}(s) = \mathcal{L}\left[\boldsymbol{y}_{\mathrm{m}}(t)\right]$为参考模型输出；$R_{+}(s) = \mathcal{L}[\boldsymbol{r}_{+}(t)]$为控制指令输入。

考虑以下模型输出匹配条件：

$$\begin{cases} W_{\mathrm{m}}(s) = \boldsymbol{C}\left(s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K}_1^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{K}_2^{*} \\ \boldsymbol{K}_2^{*-1} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}} \end{cases} \tag{33}$$

式中：$\boldsymbol{K}_1^{*}$和$\boldsymbol{K}_2^{*}$为理想反馈增益；$\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$为等效增益矩阵。

该输出匹配条件本质上规定了在已知线性模型$(\boldsymbol{A},\boldsymbol{B},\boldsymbol{C})$的前提下，与参考模型$W_{\mathrm{m}}(s)$之间应满足的严格输出匹配关系。为便于后续控制器设计，将参考模型表示为如下状态空间形式：

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{m}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{r}_{+} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{m}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} \end{cases} \tag{34}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}$为参考模型状态矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}$为参考模型控制矩阵；$\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}$为参考模型输出矩阵；$\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}}$为参考模型状态变量；$\boldsymbol{y}_{\mathrm{m}}$为参考模型输出。

基于理想反馈增益$\boldsymbol{K}_1^{*}$、$\boldsymbol{K}_2^{*}$矩阵设计理想输出反馈控制器[23]，其数学定义为

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^{*}) = \boldsymbol{K}_1^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{K}_2^{*}\boldsymbol{r}_{+}(t) - \boldsymbol{f}^{*}(t) \tag{35}$$

式中：$\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^{*})$为参考模型的理想非仿射反馈输入；$\boldsymbol{x}(t)$为直升机真实状态；$\boldsymbol{r}_{+}(t)$为指令输入；$\boldsymbol{f}^{*}(t)$为不确定性和扰动补偿项。

一旦存在一组理想反馈增益矩阵$\boldsymbol{K}_1^{*}$、$\boldsymbol{K}_2^{*}$，理想输出反馈控制器便能够使系统在无不确定性和扰动条件下实现完美的输出跟踪。

为将式(35)转化为可实现的输出反馈形式，需要引入状态观测器来估计不可观测的状态变量，则输出反馈控制器可以表示为

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{u}^{*}) = \boldsymbol{K}_1^{*\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{x}}(t) + \boldsymbol{K}_2^{*}\boldsymbol{r}_{+}(t) - \boldsymbol{f}^{*}(t) \tag{36}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{x}}(t)$为状态观测器对$\boldsymbol{x}(t)$的实时状态估计。

基于$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)$形式，考虑使用龙伯格观测器对状态进行观测。引入相似变换矩阵$\boldsymbol{P}_1 \in \mathbf{R}^{n\times n}$，使$\overline{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{P}_1^{-1} = \left[\boldsymbol{I}_{n_0}, \boldsymbol{0}\right]$，且$n_0 = \mathrm{rank}\left[\overline{\boldsymbol{C}}\right]$，令$\overline{\boldsymbol{A}} = \boldsymbol{P}_1\boldsymbol{A}\boldsymbol{P}_1^{-1} = \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{A}}_{11} & \overline{\boldsymbol{A}}_{12} \\ \overline{\boldsymbol{A}}_{21} & \overline{\boldsymbol{A}}_{22} \end{bmatrix}$，$\overline{\boldsymbol{B}} = \boldsymbol{P}_1\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{B}}_1 \\ \overline{\boldsymbol{B}}_2 \end{bmatrix}$，则系统的状态方程可以改写为

$$\begin{bmatrix} \dot{\overline{\boldsymbol{x}}}_1(t) \\ \dot{\overline{\boldsymbol{x}}}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{A}}_{11} & \overline{\boldsymbol{A}}_{12} \\ \overline{\boldsymbol{A}}_{21} & \overline{\boldsymbol{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{x}}_1(t) \\ \overline{\boldsymbol{x}}_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{B}}_1 \\ \overline{\boldsymbol{B}}_2 \end{bmatrix} (\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}(\overline{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{u}^{*}) + \boldsymbol{f})(t) \tag{37}$$

式中: $\overline{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{P}_1\boldsymbol{x}(t)=\left[\overline{\boldsymbol{x}}_1^{\mathrm{T}}(t),\overline{\boldsymbol{x}}_2^{\mathrm{T}}(t)\right]^{\mathrm{T}}$。

基于 2.1 节的 ADBN 方法对非仿射控制项 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}(\overline{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{u}^*)$进行线性化逼近, 并表示为如下线性参数化形式:

$$\overline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{e}}(\overline{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{u}^*)=\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{*\mathrm{T}}\|\xi_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)\|+\boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)\tag{38}$$

式中: $\boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)$为估计误差向量; 最优权值 $\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{*\mathrm{T}}=\arg\min\limits_{\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}\in\Omega_{\boldsymbol{F}}}\left(\sup\limits_{\overline{\boldsymbol{x}}_0\in\overline{U}}\left|\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{T}}\|\xi_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)\|-\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\right|\right)$, $\Omega_{\boldsymbol{F}}$、$\overline{U}$分别为 $\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}$、$\overline{\boldsymbol{x}}_0$构成的紧集; $\overline{\boldsymbol{x}}_0$为扩展状态-控制输入变量, $\overline{\boldsymbol{x}}_0=\left[\overline{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{u}^{*\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}$。

基于以上分析, 将状态观测器表示为

$$\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}(t)=\begin{bmatrix}\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_1\\ \hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{y}(t)\\ \boldsymbol{w}(t)+\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\boldsymbol{y}(t)\end{bmatrix}\tag{39}$$

式中: $\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_1(t)$、$\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_2(t)$为各状态的观测值; $\boldsymbol{w}(t)\in\mathbf{R}^{n-n_0}$为不可直接观测子空间的状态估计输出向量; $\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\in\mathbf{R}^{(n-n_0)\times n_0}$为恒定增益矩阵, 用于保证特征值矩阵 $\overline{\boldsymbol{A}}_{22}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}$稳定。

则非仿射控制项 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{e}}(\overline{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{u}^*)$可进一步表示为

$$\overline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{e}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}},\boldsymbol{u}^*\right)=\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{*\mathrm{T}}\left\|\xi_{\boldsymbol{F}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_0\right)\right\|+\boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{F}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_0\right)\tag{40}$$

$\boldsymbol{w}(t)$可求解如下:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{w}}(t)=&\left(\overline{\boldsymbol{A}}_{22}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)\boldsymbol{w}(t)+\\&\left(\overline{\boldsymbol{B}}_2-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{B}}_1\right)\left(\overline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{e}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}},\boldsymbol{u}^*\right)+\boldsymbol{f}\right)(t)+\\&\left[\left(\overline{\boldsymbol{A}}_{22}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}+\overline{\boldsymbol{A}}_{21}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{11}\right]\boldsymbol{y}(t)\end{aligned}\tag{41}$$

得到$\boldsymbol{w}(t)$的求解结果:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{w}(t)=&\boldsymbol{\varepsilon}_0(t)+\frac{\boldsymbol{N}_1(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}\left[\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{*\mathrm{T}}\|\xi_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)\|+\boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)+\boldsymbol{f}\right](t)+\\&\frac{\boldsymbol{N}_2(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}[\boldsymbol{y}](t)\end{aligned}\tag{42}$$

$$\frac{\boldsymbol{N}_1(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}=\left(s\boldsymbol{I}-\overline{\boldsymbol{A}}_{22}+\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)^{-1}\left(\overline{\boldsymbol{B}}_2-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{B}}_1\right)\tag{43}$$

$$\begin{aligned}\frac{\boldsymbol{N}_2(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}=&\left(s\boldsymbol{I}-\overline{\boldsymbol{A}}_{22}+\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)^{-1}\cdot\\&\left[\left(\overline{\boldsymbol{A}}_{22}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}+\overline{\boldsymbol{A}}_{21}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{11}\right]\end{aligned}\tag{44}$$

$$\boldsymbol{\Lambda}_+(s)=\det\left(s\boldsymbol{I}-\overline{\boldsymbol{A}}_{22}+\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)\tag{45}$$

式中: $\boldsymbol{\varepsilon}_0(t)=\mathrm{e}^{\left(\overline{\boldsymbol{A}}_{22}-\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}\overline{\boldsymbol{A}}_{12}\right)t}\boldsymbol{w}(0)$为初值指数衰减项。

为便于后续设计自适应控制器, 对式 (38) 的形式进行理想参数化展开, 得到理想控制律形式为

$$\begin{aligned}\overline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{e}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}},\boldsymbol{u}^*\right)=&\boldsymbol{\Theta}_1^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_1(t)+\boldsymbol{\Theta}_2^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_2(t)+\boldsymbol{\Theta}_{20}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{y}(t)+\\&\boldsymbol{\Theta}_3^*\boldsymbol{r}_+(t)+\boldsymbol{\Theta}_4^*(t)\end{aligned}\tag{46}$$

式中: $\boldsymbol{\omega}_1(t)=\frac{\boldsymbol{A}_1(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}\left[\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{*\mathrm{T}}\|\xi_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)\|+\boldsymbol{\omega}_{\boldsymbol{F}}(\overline{\boldsymbol{x}}_0)\right](t)$; $\boldsymbol{\omega}_2(t)=\frac{\boldsymbol{A}_2(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}[\boldsymbol{y}](t)$; $\boldsymbol{\Theta}_3^*=\boldsymbol{K}_2^*$; $\boldsymbol{\Theta}_{20}^{*\mathrm{T}}=\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}1}^*+\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}2}^*\boldsymbol{L}_{\boldsymbol{r}}$, $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}2}^*\boldsymbol{N}_1(s)=\boldsymbol{\Theta}_1^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_1(s)$, $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}2}^*\boldsymbol{N}_2(s)=\boldsymbol{\Theta}_2^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_2(s)$; $\boldsymbol{\Theta}_4^*(t)=\frac{\boldsymbol{A}_1(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}\boldsymbol{\Theta}_1^{*\mathrm{T}}\left[\boldsymbol{f}\right](t)$, $\boldsymbol{K}_1^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{P}_1^{-1}=\left[\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}1}^*,\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}2}^*\right]$, $\boldsymbol{A}_1(s)=\left[\boldsymbol{I}_M,s\boldsymbol{I}_M,\cdots,s^{n-n_0-1}\boldsymbol{I}_M\right]^{\mathrm{T}}$, M为 ADBN 估计输出维数; $\boldsymbol{A}_2(s)=\left[\boldsymbol{I}_{n_0},s\boldsymbol{I}_{n_0},\cdots,s^{n-n_0-1}\boldsymbol{I}_{n_0}\right]^{\mathrm{T}}$。

定义 $\boldsymbol{\omega}(t)=\left[\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\omega}_2^{\mathrm{T}},\boldsymbol{y}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{r}_+^{\mathrm{T}},\boldsymbol{I}\right]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{\Theta}^{*\mathrm{T}}=\left[\boldsymbol{\Theta}_1^{*\mathrm{T}},\boldsymbol{\Theta}_2^{*\mathrm{T}},\boldsymbol{\Theta}_{20}^{*\mathrm{T}},\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}},\boldsymbol{\Theta}_4^{*\mathrm{T}}\right]$, 则可以得到状态估计输出反馈理想控制律为

$$\overline{\boldsymbol{F}}_{\mathrm{e}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}},\boldsymbol{u}^*\right)=\boldsymbol{\Theta}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}(t)\tag{47}$$

2.3　基于自适应的非仿射控制器设计

由于参考模型存在时变特性, 且在配平点附近难以获得精确的线性化表达, 使系统状态矩阵 $(\boldsymbol{A},\boldsymbol{B})$难以直接获取, 从而无法构建理想的输出反馈控制器。针对该问题, 自适应控制可利用自适应律及系统输出信息对输出反馈增益进行在线估计[24], 因而成为直升机动力失效故障下的一种有效控制策略。

基于式 (47), 用动态估计参数 $\hat{\boldsymbol{\Theta}}$替代理想控制律的未知参数 $\boldsymbol{\Theta}^*$, 用动态估计回归向量 $\hat{\boldsymbol{\omega}}(t)$替代理想回归向量 $\boldsymbol{\omega}(t)$, 得到完全可实时计算的控制输入形式:

$$\boldsymbol{u}_0(t)=\hat{\overline{\boldsymbol{F}}}_{\mathrm{e}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}},\boldsymbol{u}^*\right)=\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}(t)\tag{48}$$

式中: $\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}=\left[\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1,\hat{\boldsymbol{\Theta}}_2,\hat{\boldsymbol{\Theta}}_{20},\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3,\hat{\boldsymbol{\Theta}}_4\right]^{\mathrm{T}}$为$\boldsymbol{\Theta}^{*\mathrm{T}}$的估计; $\hat{\boldsymbol{\omega}}^{\mathrm{T}}(t)=\left[\hat{\boldsymbol{\omega}}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\omega}_2^{\mathrm{T}},\boldsymbol{y}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{r}_+^{\mathrm{T}},\boldsymbol{I}\right]$, $\hat{\boldsymbol{\omega}}_1=\frac{\boldsymbol{A}_1(s)}{\boldsymbol{\Lambda}_+(s)}\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{T}}\left\|\xi_{\boldsymbol{F}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_0\right)\right\|(t)$, $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}$为 $\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^*$的估计。

对于直升机系统的实际非仿射输入 $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})$, 利用中值定理改写为如下形式:

$$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u})=\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\overline{\boldsymbol{u}})\boldsymbol{u}\tag{49}$$

式中: $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},0)$; $\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\overline{\boldsymbol{u}})=\partial\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x},\overline{\boldsymbol{u}})/\partial\boldsymbol{u}$为非仿射项相对于$\boldsymbol{u}$的等效控制增益; $\overline{\boldsymbol{u}}$为直升机在给定飞行状态下维持力矩平衡所需的操作点输入。

利用已分解的非仿射输入形式, 将参考模型代入误差状态方程, 定义输出跟踪误差 $\boldsymbol{e}(t)=\boldsymbol{y}(t)-\boldsymbol{y}_{\mathrm{m}}(t)$, 推导得到

$$\begin{aligned}\boldsymbol{e}(t)=&W_{\mathrm{m}}(s)\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\left[-\boldsymbol{\Theta}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}+\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\overline{\boldsymbol{u}})\boldsymbol{u}\right](t)+\\&\boldsymbol{\eta}(t)+\boldsymbol{\Delta}(t)\end{aligned}\tag{50}$$

式中: $\boldsymbol{\eta}(t)$为可设计的动态缩放误差向量; $\boldsymbol{\Delta}(t)$为未知非仿射项的残差向量。

基于 ADBN 方法对非仿射项 $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})$进行线性化逼近, 并表示为如下线性参数化形式:

$$\overline{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x})=\boldsymbol{\theta}_f^{*\mathrm{T}}\left\|\xi_f(\boldsymbol{x})\right\|+\boldsymbol{\omega}_f(\boldsymbol{x})\tag{51}$$

式中: $\boldsymbol{\omega}_f(\boldsymbol{x})$为估计误差向量; 最优权值 $\boldsymbol{\theta}_f^*$定义为 $\boldsymbol{\theta}_f^{*\mathrm{T}}=\arg\min\limits_{\boldsymbol{\theta}_f\in\Omega_f}\left(\sup\limits_{\boldsymbol{x}\in U}\left|\boldsymbol{\theta}_f^{\mathrm{T}}\left\|\xi_f(\boldsymbol{x})\right\|-\boldsymbol{F}_1(\boldsymbol{x})\right|\right)$, Ω_f、U分别为$\boldsymbol{\theta}_f$、$\boldsymbol{x}$构成的紧集。

将 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_f$作为$\boldsymbol{\theta}_f^*$的估计, $\boldsymbol{x}$替换为观测值$\hat{\boldsymbol{x}}$, 则有

$$\hat{\overline{\boldsymbol{F}}}(\hat{\boldsymbol{x}})=\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\left\|\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\right\|\tag{52}$$

式中：$\hat{\overline{\boldsymbol{F}}}(\hat{\boldsymbol{x}})$为$\overline{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}})$的估计。

建立一个包含参数估计误差的集总误差变量$\boldsymbol{\epsilon}(t)$，使

$$\boldsymbol{\epsilon}(t)=\boldsymbol{e}(t)+\left(\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}\right)^{-1}\beta(t) \tag{53}$$

式中：$\beta=\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}W_{\mathrm{m0}}(s)[\hat{\boldsymbol{\omega}}](t)-W_{\mathrm{m0}}(s)\left[\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}\right](t)$，$W_{\mathrm{m0}}(s)$为稳定滤波算子，用以保证误差信号的有界性。

则经过滤波之后的集总误差信号$\boldsymbol{\epsilon}_f(t)$表示为

$$\boldsymbol{\epsilon}_f(t)=W_{\mathrm{m0}}(s)\boldsymbol{\epsilon}(t) \tag{54}$$

综合以上分析，将直升机系统的控制输入设计为

$$\boldsymbol{u}(t)=-\frac{\lambda_0}{m^2}N(\zeta)\gamma^2\boldsymbol{\epsilon}_f(t) \tag{55}$$

式中：$\dot{\zeta}=\lambda_0\left\|\dfrac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right\|^2\gamma^2$；$N(\zeta)$为$\zeta$的 Nussbaum 函数，其作用在于当等效输入增益$\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\overline{\boldsymbol{u}})$符号未知时，引入 Nussbaum 机制使控制器自适应调整到正确的符号方向；λ_0为可调整的参数；γ定义为

$$\begin{aligned}\gamma=&\frac{1}{2}\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right\|\left\|\boldsymbol{\Theta}_1^{\mathrm{T}}\right\|^2+\frac{1}{2}\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right\|+\\&\frac{1}{2}\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right\|\left\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\right\|^2+\frac{1}{2}\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right\|\|\boldsymbol{u}_0\|^2\end{aligned} \tag{56}$$

式中：$\boldsymbol{u}_0(t)=\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}(t)$；$m^2=1+m_s$，$\dot{m}_s=-\delta_0 m_s+\boldsymbol{y}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{y}+\boldsymbol{u}_0{}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_0$，初值$m_s(0)=0$，$\delta_0$为正常数。

给出自适应律：

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}=-\frac{1}{m^2}\mathrm{sgn}\left(\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\right)\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}\boldsymbol{\epsilon}_f\hat{\boldsymbol{\omega}}^{\mathrm{T}}-f_{\boldsymbol{\Theta}}\hat{\boldsymbol{\Theta}} \tag{57}$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}_3=-\frac{1}{m^2}\boldsymbol{\epsilon}_f\boldsymbol{\Gamma}_3\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}-f_{\boldsymbol{\Theta}_3}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3 \tag{58}$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_{\boldsymbol{F}}=-\frac{1}{m^2}\left(\mathrm{sgn}\left(\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\right)\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{F}}\boldsymbol{\epsilon}_f\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1\right)\left\|\xi_{\boldsymbol{F}}\left(\hat{\overline{\boldsymbol{x}}}_0\right)\right\|-f_{\theta_{\boldsymbol{F}}}\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}} \tag{59}$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_f=-\frac{1}{m^2}\left(\mathrm{sgn}\left(\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\right)\boldsymbol{\Gamma}_f\boldsymbol{\epsilon}_f\right)\left\|\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\right\|-f_{\theta_f}\hat{\boldsymbol{\theta}}_f \tag{60}$$

式中：$\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}$、$\boldsymbol{\Gamma}_3$、$\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{F}}$、$\boldsymbol{\Gamma}_f$为自适应增益，$\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}=\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}>0$，$\boldsymbol{\Gamma}_3=\boldsymbol{\Gamma}_3^{\mathrm{T}}>0$，$\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{F}}=\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{T}}>0$，$\boldsymbol{\Gamma}_f=\boldsymbol{\Gamma}_f^{\mathrm{T}}>0$；$f_{\boldsymbol{\Theta}}$、$f_{\boldsymbol{\Theta}_3}$、$f_{\theta_{\boldsymbol{F}}}$、$f_{\theta_f}>0$为自适应校正增益。

2.4 稳定性分析

为分析闭环系统的稳定性，定义包含跟踪误差与参数估计误差的 Lyapunov 函数为

$$\begin{aligned}V=&\frac{1}{2}\left(\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\epsilon}_f+\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1}\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3+\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\Theta}}+\right.\\&\left.\tilde{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}S_{3f}\boldsymbol{H}(s)\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{F}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}+\tilde{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1}\tilde{\boldsymbol{\theta}}_f\right)\end{aligned} \tag{61}$$

式中：$S_3\triangleq\mathrm{sgn}\left(\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\right)$；$S_{3f}\triangleq\mathrm{sgn}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\right)$；$\boldsymbol{H}(s)\triangleq\boldsymbol{\Lambda}_1(s)/\boldsymbol{\Lambda}_+(s)$；参数误差$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}=\hat{\boldsymbol{\Theta}}-\boldsymbol{\Theta}^*$，$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3=\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3-\boldsymbol{\Theta}_3^*$，$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}=\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}-\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^*$，$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_f=\hat{\boldsymbol{\theta}}_f-\boldsymbol{\theta}_f^*$。

推导出V的一阶微分为

$$\begin{aligned}\dot{V}=&-\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^2}{m^2}+\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}}{m^2}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}+\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\boldsymbol{u}\right)+\\&\tilde{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_f+\tilde{\boldsymbol{\theta}}_{\boldsymbol{F}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}S_{3f}\boldsymbol{H}(s)\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{F}}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}}_{\boldsymbol{F}}+\\&\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}+\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}_3-\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}}{m^2}(\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\Delta})\end{aligned} \tag{62}$$

单独考虑如下分项：

$$\dot{V}_1=\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}}{m^2}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}+\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\boldsymbol{u}\right) \tag{63}$$

令$\overline{\boldsymbol{G}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)=\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)=\boldsymbol{G}_1+\boldsymbol{G}_2$，其中，非仿射共轭子系统为

$$\begin{cases}\boldsymbol{G}_1=\dfrac{1}{2}\left(\overline{\boldsymbol{G}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)+\overline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\right)\\\boldsymbol{G}_2=\dfrac{1}{2}\left(\overline{\boldsymbol{G}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)-\overline{\boldsymbol{G}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\right)\end{cases} \tag{64}$$

因为$\left(\dfrac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{G}_2\left(\dfrac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)$的值为 0，令 Nussbaum 函数产生的标量辅助控制增益$u_1(t)=-\lambda_0N(\zeta)\gamma^2(t)$，则$\dot{V}_1$可以改写为

$$\dot{V}_1=\left(\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}+\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x})\right)+\left(\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{G}_1\left(\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)u_1 \tag{65}$$

假设$\dfrac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\neq\boldsymbol{0}$，那么对于任意的$\boldsymbol{\epsilon}_f$，均满足：

$$\left(\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)\boldsymbol{G}_1\left(\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)^{\mathrm{T}}=\alpha(t)\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right\|^2 \tag{66}$$

式中：子系统归一化系数$\alpha(t)=\boldsymbol{R}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{G}_1\boldsymbol{R}_1/\|\boldsymbol{R}_1\|^2\in\left[v_1^-,v_1^+\right]\triangleq\boldsymbol{I}_{v_1}$且$\boldsymbol{0}\notin\boldsymbol{I}_{v_1}$，子系统归一化向量$\boldsymbol{R}_1=\boldsymbol{\epsilon}_f/m^2$。

结合以上分析及式 (38) 和式 (51)，可以将$\dot{V}_1$改写为

$$\begin{aligned}\dot{V}_1=&\boldsymbol{R}_1\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}+\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})-\right.\\&\left.\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1^{\mathrm{T}}\Omega_{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}}_0,\boldsymbol{x})+\Omega_f(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{x})\right)+\alpha\|\boldsymbol{R}_1\|^2u_1\end{aligned} \tag{67}$$

$$\begin{cases}\Omega_{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}}_0,\boldsymbol{x})=-\boldsymbol{H}(s)\left[\boldsymbol{w}_{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}}_0,\boldsymbol{x})+\boldsymbol{\theta}_{\boldsymbol{F}}^{*\mathrm{T}}\left(\xi_{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}}_0)-\xi_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}_0)\right)\right]\\\Omega_f(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{x})=\boldsymbol{\theta}_f^{*\mathrm{T}}\left(\xi_f(\boldsymbol{x})-\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\right)+\boldsymbol{w}_f(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{x})\end{cases} \tag{68}$$

基于杨氏不等式可得

$$-\boldsymbol{R}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}\leqslant\frac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\|^2\left\|\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}\right\|^2+\frac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\right\|^2 \tag{69}$$

$$\boldsymbol{R}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\leqslant\frac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\|^2\left\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\right\|^2+\frac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\right\|^2 \tag{70}$$

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{R}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1^{\mathrm{T}}\Omega_{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}}_0,\boldsymbol{x})+\Omega_f(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{x})\right)\leqslant\\&\frac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\|^2\left(\left\|\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1^{\mathrm{T}}\right\|^2+1\right)+\frac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\Omega_{\boldsymbol{F}}(\hat{\boldsymbol{x}}_0,\boldsymbol{x})\right\|^2+\\&\frac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\Omega_f(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{x})\right\|^2\end{aligned} \tag{71}$$

则有

$$\dot{V}_1 \leqslant \|\boldsymbol{R}_1\|\gamma + \Omega_0 + \alpha\|\boldsymbol{R}_1\|^2 u_1 \tag{72}$$

式中:

$$\begin{cases} \gamma = \dfrac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\|\left\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_1^{\mathrm{T}}\right\|^2 + \dfrac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\| + \dfrac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\|\left\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\xi_f(\hat{\boldsymbol{x}})\right\|^2 + \\ \qquad \dfrac{1}{2}\|\boldsymbol{R}_1\|\left\|\hat{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{\omega}}\right\|^2 \\ \Omega_0 = \dfrac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\Omega_F(\hat{\boldsymbol{x}}_0,\boldsymbol{x})\right\|^2 + \dfrac{1}{2}\left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\Omega_f(\hat{\boldsymbol{x}},\boldsymbol{x})\right\|^2 + \\ \qquad \left\|\boldsymbol{\Theta}_3^{*-1}\right\|^2 \end{cases} \tag{73}$$

将式 (55) 代入式 (72) 可得

$$\dot{V}_1 \leqslant \frac{1}{2}\left(\lambda_0\|\boldsymbol{R}_1\|^2\gamma^2 + \frac{1}{\lambda_0} + \lambda_0\alpha N(\boldsymbol{\zeta})\|\boldsymbol{R}_1\|^2\gamma^2 + 2\Omega_0\right) = \frac{1}{2}\left[(1+\alpha N(\boldsymbol{\zeta}))\dot{\boldsymbol{\zeta}} + \frac{1}{\lambda_0} + 2\Omega_0\right] \tag{74}$$

将自适应律代入$\dot{V}$, 并基于$\dot{V}_1$的不等式关系可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leqslant{}& \frac{1}{2}\left[(1+\alpha N(\boldsymbol{\zeta}))\dot{\boldsymbol{\zeta}} + \frac{1}{\lambda_0} + 2\Omega_0\right] - \\ & \tilde{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1} f_{\theta_f}\hat{\boldsymbol{\theta}}_f - \tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}}\hat{\boldsymbol{\Theta}} - \\ & \tilde{\boldsymbol{\theta}}_F^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{H}(s)\boldsymbol{\Gamma}_F^{-1} f_{\theta_F}\hat{\boldsymbol{\theta}}_F - \tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}_3}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3 - \\ & \frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}}{m^2}(\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\Delta}) \end{aligned} \tag{75}$$

继续利用杨氏不等式可得

$$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}_3}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3 \geqslant \frac{1}{2}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}_3}\hat{\boldsymbol{\Theta}}_3 - \frac{1}{2}\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}_3}\boldsymbol{\Theta}_3^* \tag{76}$$

$$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}}\hat{\boldsymbol{\Theta}} \geqslant \frac{1}{2}\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}}\hat{\boldsymbol{\Theta}} - \frac{1}{2}\boldsymbol{\Theta}^{*\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}}\boldsymbol{\Theta}^* \tag{77}$$

$$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1} f_{\theta_f}\hat{\boldsymbol{\theta}}_f \geqslant \frac{1}{2}\hat{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1} f_{\theta_f}\hat{\boldsymbol{\theta}}_f - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_f^{*\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1} f_{\theta_f}\boldsymbol{\theta}_f^* \tag{78}$$

$$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_F^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_F^{-1} f_{\theta_F}\hat{\boldsymbol{\theta}}_F \geqslant \frac{1}{2}\hat{\boldsymbol{\theta}}_F^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_F^{-1} f_{\theta_F}\hat{\boldsymbol{\theta}}_F - \frac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_F^{*\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_F^{-1} f_{\theta_F}\boldsymbol{\theta}_F^* \tag{79}$$

则有

$$\dot{V} \leqslant -cV + \frac{1}{2}(1+\alpha N(\boldsymbol{\zeta}))\dot{\boldsymbol{\zeta}} + \beta - \frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^2}{m^2} - \frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}}{m^2}(\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\Delta}) \tag{80}$$

式中:

$$\begin{cases} c = \min\left\{f_{\boldsymbol{\Theta}}, f_{\boldsymbol{\Theta}_3}, f_{\theta_f}, f_{\theta_F}\right\} \\ \beta = \dfrac{1}{2\lambda_0} + \Omega_0 + \dfrac{1}{2}\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1}\boldsymbol{f}_{\boldsymbol{\Theta}_3}\boldsymbol{\Theta}_3^* + \\ \qquad \dfrac{1}{2}\boldsymbol{\Theta}^{*\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1} f_{\boldsymbol{\Theta}}\boldsymbol{\Theta}^* + \\ \qquad \dfrac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_f^{*\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_f^{-1} f_{\theta_f}\boldsymbol{\theta}_f^* + \\ \qquad \dfrac{1}{2}\boldsymbol{\theta}_F^{*\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_{3f}\boldsymbol{\Gamma}_F^{-1} f_{\theta_F}\boldsymbol{\theta}_F^* \end{cases} \tag{81}$$

对$\dot{V}$左右两边积分, 可得

$$V_2 \leqslant \frac{\beta}{c} + \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-ct}\int_0^t (1+\alpha N(\boldsymbol{\zeta}))\dot{\boldsymbol{\zeta}}\mathrm{e}^{c\tau}\mathrm{d}\tau - \int_0^t \frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\mathrm{d}t + \boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}\int_0^t \frac{\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\Delta}}{m^2}\mathrm{d}t + V(0) \tag{82}$$

由于观测器给出的$\boldsymbol{H}(s) = \boldsymbol{\Lambda}_1(s)/\boldsymbol{\Lambda}_+(s)$通过稳定动态过程得到, 则可以认为$\Omega_0$有界。同时, 由于$\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\Delta} \in S(\mu_1)$, 确保了$V$在$[0,t_{\mathrm{f}})$的时间间隔内有界, 则可以判定参数估计误差$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3^{\mathrm{T}}$、$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}$、$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_f^{\mathrm{T}}$、$\tilde{\boldsymbol{\theta}}_F^{\mathrm{T}}$及集总误差变量$\boldsymbol{\epsilon}_f/m$一致最终有界[25-27]。

继续推导其余闭环信号的有界性。定义

$$V_3 = \tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3{}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_3^{-1}\tilde{\boldsymbol{\Theta}}_3 + \tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1} S_3\boldsymbol{\Gamma}_{\boldsymbol{\Theta}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\Theta}} \tag{83}$$

考虑到$V_3 \leqslant V$, 则认为$V_3(t)$在$[0,t_{\mathrm{f}})$上有界。事实上, 由于

$$\dot{V}_3 = -\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m}\right\|^2 + \frac{\boldsymbol{\epsilon}_f^{\mathrm{T}}}{m^2}(\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\Delta}) + \left(\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m^2}\right)\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\boldsymbol{u}\right) \tag{84}$$

则非仿射输出分向量$\boldsymbol{\psi}_+ = W_{\mathrm{m0}}(s)\left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\left(-\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{G}'(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}^*)\boldsymbol{u}\right)$也有界。在$[0,t_{\mathrm{f}})$内, 将输出信号整理为

$$\boldsymbol{y}(t) = W_{\mathrm{m0}}(s)\left(\boldsymbol{r}_+ + \left(\boldsymbol{\Theta}_3^{*\mathrm{T}}\right)^{-1}\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}\right)(t) + \boldsymbol{\psi}_+(t) \tag{85}$$

定义虚拟标称变量m_{f}^2, 其数学表达式为

$$m_{\mathrm{f}}^2 = \mathrm{e}^{-\delta_1(t-t_{\mathrm{f}})}m(t_{\mathrm{f}}) + \|\boldsymbol{y}\|^2 \leqslant q_+ + q_+\mathrm{e}^{-\delta_1(t-t_{\mathrm{f}})}m^2(t_{\mathrm{f}}) + q_+\left\|\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}\right\|^2 \tag{86}$$

式中: $q_+ > 0$为正常数; $\delta_1 \in (0,\delta_0]$。

为得到$\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}$的有界性, 利用交换引理可得

$$\left\|\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}\right\| \leqslant \mathrm{e}^{-\delta_1(t-t_{\mathrm{f}})}m^2(t_{\mathrm{f}}) + \frac{q_+}{\alpha_0}\left(m_{\mathrm{f}} + m_{\mathrm{f}}\left\|\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}\right\|\right) + q_+\alpha_0^{n^*}\left(\|\boldsymbol{\epsilon}_{\mathrm{f}}\| + m_{\mathrm{f}}\left\|\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}\right\| + \|\boldsymbol{\psi}_+\|\right) \tag{87}$$

式中: $\alpha_0 > 0$; $n^* > 0$。

注意到$m < m_{\mathrm{f}}$, 则有

$$\left\|\tilde{\boldsymbol{\Theta}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}\right\| \leqslant q_+\mathrm{e}^{-\delta_1(t-t_{\mathrm{f}})}m^2(t_{\mathrm{f}}) + \frac{q_+}{\alpha_0}\left(m_{\mathrm{f}} + m_{\mathrm{f}}\left\|\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}\right\|\right) + q_+\alpha_0^{n^*}m_{\mathrm{f}}\left(\left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m}\right\| + \|\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}\| + \|\boldsymbol{\psi}_+\|\right) \tag{88}$$

选取较大的α_0, 并定义$\boldsymbol{g}_+^2 = \left\|\frac{\boldsymbol{\epsilon}_f}{m}\right\|^2 + \|\dot{\hat{\boldsymbol{\Theta}}}\|^2 + \|\boldsymbol{\psi}_+\|^2$, 满足:

$$m_{\mathrm{f}}^2 \leqslant q_1 + q_1\mathrm{e}^{-\delta_1(t-t_{\mathrm{f}})}m^2(t_{\mathrm{f}}) + q_+\alpha_0^{2n^*}m_{\mathrm{f}}^2\|\boldsymbol{g}_+\|^2 \tag{89}$$

式中: $q_1 > 0$为正常数。

在时间间隔$[0,t_{\mathrm{f}})$内, m_{f}^2满足:

$$m_{\mathrm{f}}^2 \leqslant c_1 + c_1\mathrm{e}^{-\delta_1 t_{\mathrm{f}}}m^2 + c_1\int_0^{t_{\mathrm{f}}}\mathrm{e}^{-\delta_1(t-\tau)}g_+^2(\tau)m_{\mathrm{f}}^2(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{90}$$

进一步地, 根据 Bellman-Gronwall 引理[28-30] 可得

$$m_{\mathrm{f}}^2 \leqslant c_1\mathrm{e}^{-\delta_1 t_{\mathrm{f}}}\left(1+m^2\right)\mathrm{e}^{c_1\int_0^{t_{\mathrm{f}}}g_+^2(\tau)\mathrm{d}\tau} + c_1\delta_1\int_0^{t_{\mathrm{f}}}\mathrm{e}^{-\delta_1(t-\tau_0)}\mathrm{e}^{c_1\int_{\tau_0}^{\mathrm{T}}g_+^2(\tau)\mathrm{d}\tau}\mathrm{d}\tau_0 \tag{91}$$

基于式(91)可以得到m_{f}^2的有界性，并可以进一步判定$\boldsymbol{y}$、$\boldsymbol{\omega}$、m一致最终有界。

继续推导输出跟踪误差信号的有界性。由于$\boldsymbol{\epsilon}_f/m$一致最终有界，且$m$也有界，则$\boldsymbol{\epsilon}_f$一致最终有界。将跟踪误差重新表示为

$$\boldsymbol{e}=\boldsymbol{\epsilon}_f-\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_3^{\mathrm{T}}\right)^{-1}\boldsymbol{\zeta} \tag{92}$$

考虑到$\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_3^{\mathrm{T}}\right)^{-1}\boldsymbol{\zeta}$的有界性及$\boldsymbol{\epsilon}_f\in S(\mu_2)$，可判定输出跟踪误差$\boldsymbol{e}$一致最终有界。

3 仿真结果与分析

本节将建立的模型进行配平，并与实际的配平数据进行对比分析；将直升机动力失效飞行科目分为直线下降和航线跟踪，并将本文提出的ADBN线性化方法与FNN线性化方法进行对比，验证本文方法对控制性能的改善效果。

3.1 模型配平

为验证本文建立的直升机动力失效故障非仿射动力学模型在典型飞行工况下的物理一致性和工程合理性，在零偏航角、零位置偏移及零角速度条件下，令直升机的合力和合力距为0，对不同前飞速度工作点进行稳态配平计算。前飞速度由0 m/s逐步增加至60 m/s，以覆盖典型低速至中速前飞工况。将配平结果与某型直升机真实飞行配平数据进行对比，得到配平对比曲线如图3和图4所示。

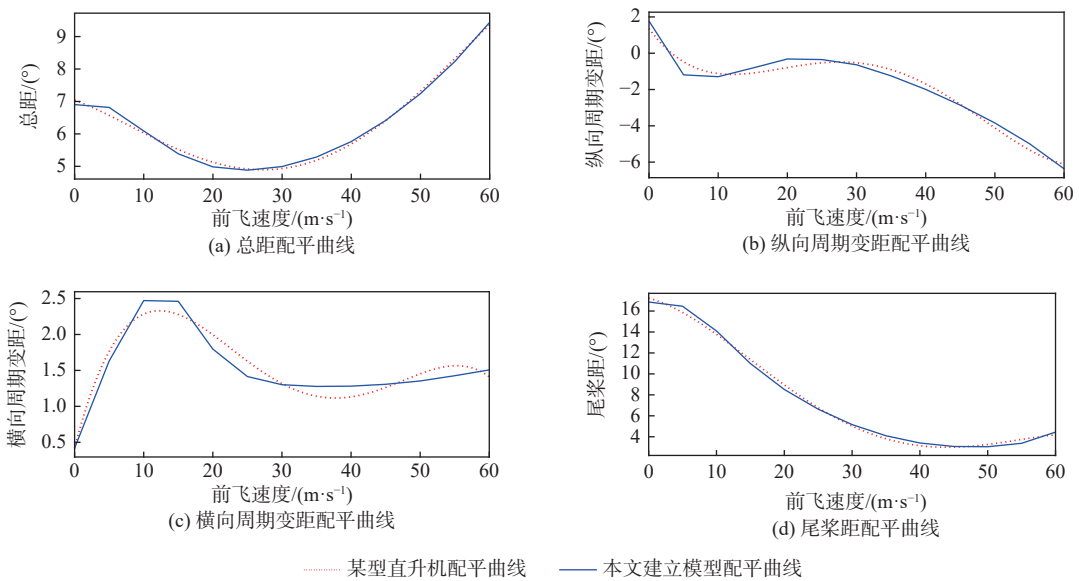


图3 控制变量配平对比曲线

Fig. 3 Balance comparison curves of control variables

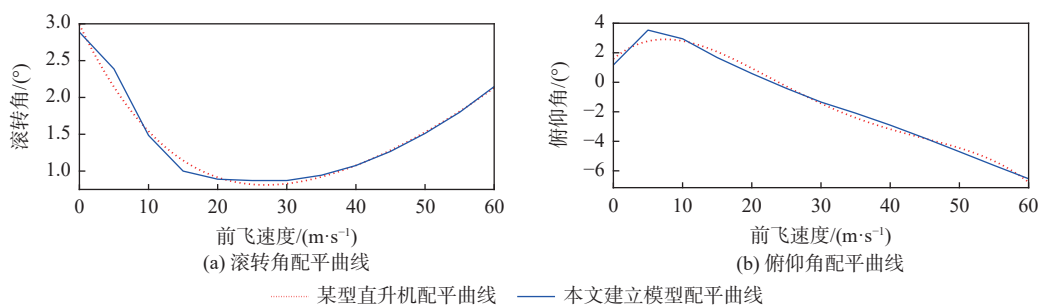


图4 状态变量配平对比曲线

Fig. 4 Balance comparison curves of state variables

配平结果表明，随着前飞速度增大，总距指令整体呈先缓慢下降再逐步上升趋势；纵向周期变距在低速时先减小后有所增加，在中速时单调变化以平衡俯仰力矩；横向周期变距与尾桨距变化幅度较小，符合对称前飞条件下的操纵特性。对于状态变量，滚转角始终保持在较小范围内；俯仰角在低速时小幅增大，但随着速度的增加，俯仰角逐渐减小，反映了由悬停向前飞过渡过程中机身迎角降低及气动升力占比提高的典型规律。

将模型配平结果与某型直升机配平数据对比可知，各控制量及姿态变量的变化趋势保持一致，未出现明显的非物理突变或不合理饱和现

象, 验证了本文模型在动力失效稳态工况下的可信度。

3.2　无扰动直线下降飞行

假设直升机在 0 s 时刻立刻发生动力失效故障, 为验证本文提出的基于 ADBN 的非仿射自适应控制器的稳态性能, 令直升机执行直线下降飞行任务, 并与基于 FNN 的控制器进行对比, 得到的飞行状态曲线如图 5 所示。

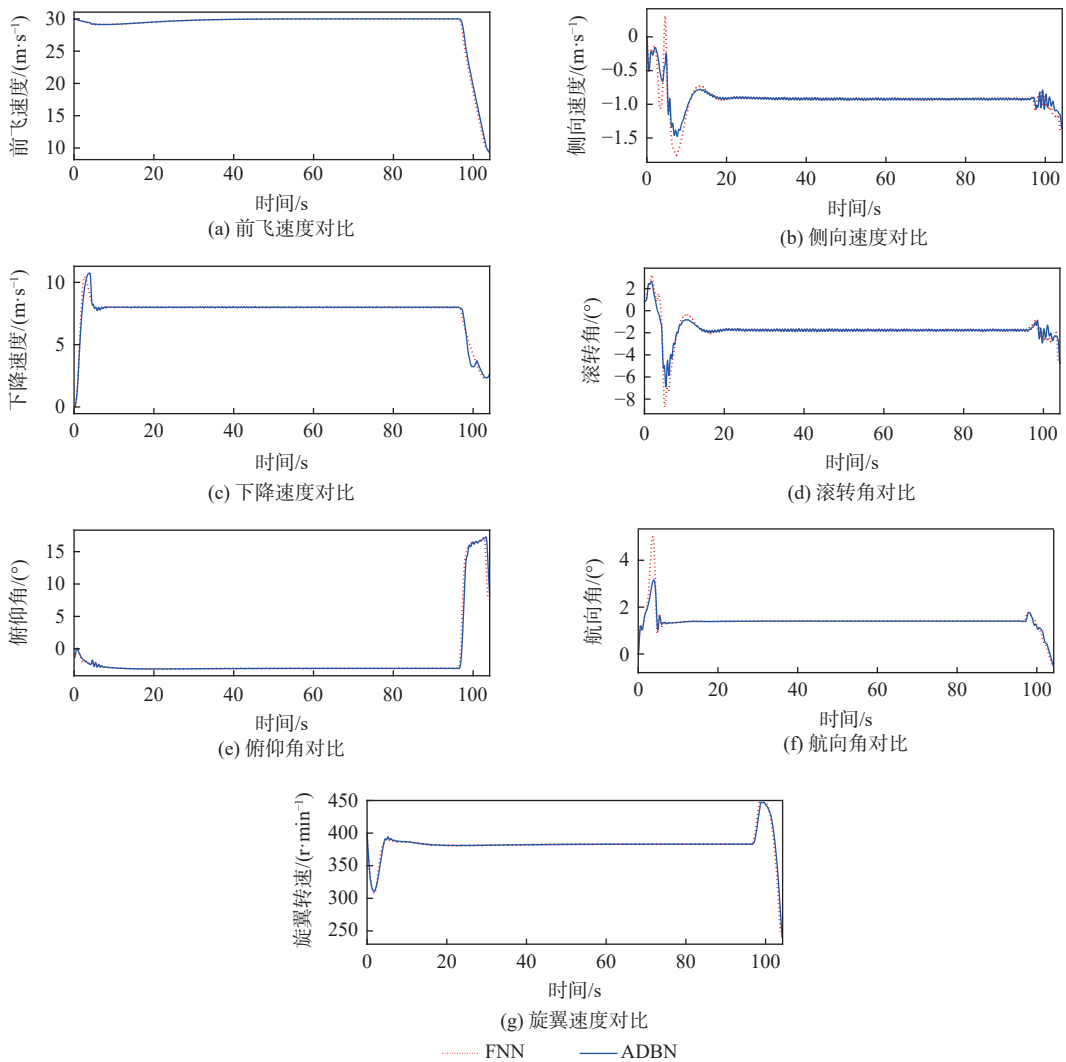


图 5　无扰动直线下降飞行仿真结果

Fig. 5　Simulation results of undisturbed straight-line descent flight

仿真结果表明, 2 种方法均能够实现系统状态向参考模型的稳态收敛, 但 ADBN 方法在稳态建立阶段表现出更优的抑制能力。

从侧向速度、滚转角及航向角的响应可以看出, 在 0～20 s 的稳态建立过程中, ADBN 控制下各变量的响应幅值明显小于 FNN 方法, 侧向运动与姿态偏差得到有效抑制, 表明其对非仿射耦合项及未建模动态具有更强的补偿能力。相比之下, FNN 方法在稳态初期仍存在一定幅值波动, 反映出其对复杂非线性关系逼近精度的不足。

进入稳态阶段后, ADBN 方法能够维持较小的姿态与速度偏差, 系统输出保持平稳, 无明显振荡与漂移现象, 体现了本文方法在动力失效条件下良好的稳态稳定性和鲁棒性。

3.3　风扰动下航线跟踪飞行

为验证本文提出的基于 ADBN 的非仿射自适应控制器的动态性能, 规划具有一定转弯弧度的航线, 并在 60～80 s 引入三轴风扰动, 如图 6 所示。

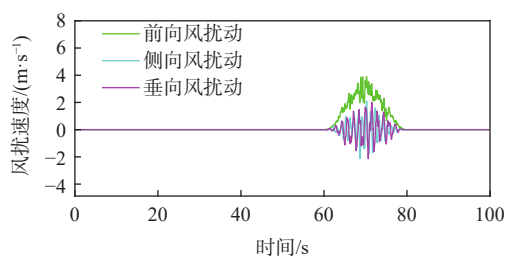


图 6　风扰动曲线

Fig. 6　Wind disturbance curve

令直升机执行航线跟踪飞行任务，并与基于FNN的控制器进行对比，得到的飞行状态曲线如图7所示。

1）在整个飞行过程中，ADBN方法能够较为准确地跟踪期望航线，位置误差始终保持在较小范围内。相比之下，FNN方法在状态变化较快阶段表现

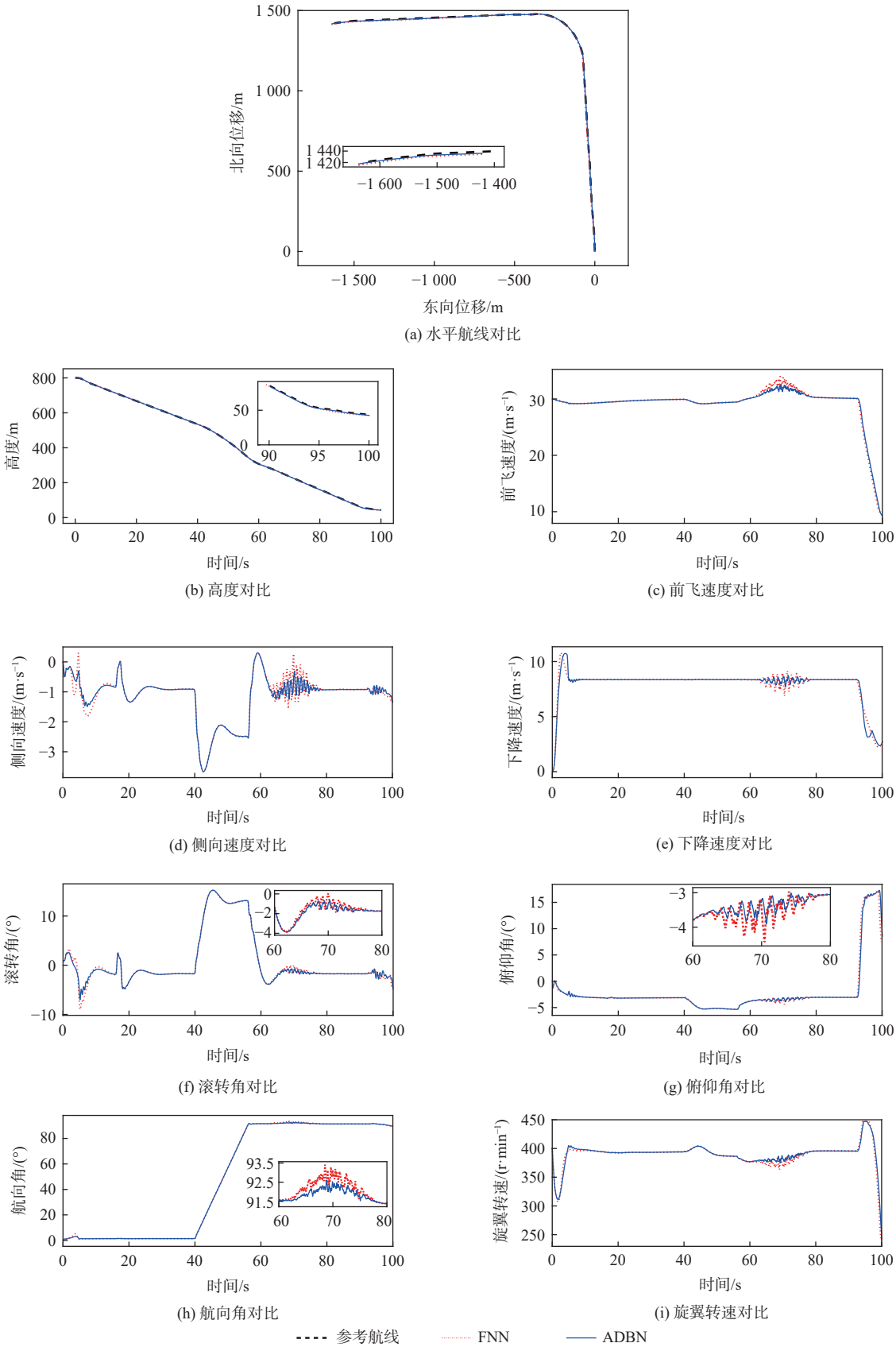


图7 风扰动下航线跟踪仿真结果

Fig. 7 Simulation results of route tracking under wind disturbance

出一定的跟踪滞后, 侧向偏差与航向角误差略有放大, 表明 ADBN 对非仿射动力学耦合关系的逼近精度更高, 有利于提升整体轨迹跟踪一致性。

2) 从侧向速度、滚转角及航向角响应可以看出, 在 0～15 s, ADBN 控制下, 各变量的瞬态幅值明显小于 FNN 方法, 系统能够更快抑制初始扰动并建立稳定飞行状态; 而 FNN 方法在该阶段仍存在一定幅值振荡, 反映出其对初始非线性与参数不确定性的适应能力相对有限。结果表明, ADBN 方法在稳态建立阶段能够更好地保持姿态和速度的稳定性。

3) 在 60～80 s, 当系统受到外部扰动作用时, ADBN 方法能够有效限制姿态与速度波动幅值, 并保持主旋翼转速在期望范围内平稳变化, 未出现明显的转速衰减现象; 相比之下, FNN 方法在扰动作用下, 旋翼转速和姿态变量的波动幅度相对较大, 恢复过程较慢。结果表明, ADBN 方法在扰动抑制能力及旋翼转速维持性能方面具有明显优势。

4　结　论

1) 在六自由度刚体动力学模型基础上, 引入旋翼诱导速度及功率关系, 构建了包含旋翼转速动力学的动力失效综合模型, 为动力失效飞行控制研究提供了统一建模基础。

2) 通过 ADBN 对未知非线性项进行线性参数化逼近, 并结合自适应律实现控制参数和网络权值的在线更新, 提高了系统对模型不确定性和外部扰动的适应能力。

3) 构建了输出反馈控制框架, 并设计状态观测器和非仿射自适应控制器, 同时, 引入 Nussbaum 模块解决控制增益符号未知的问题。Lyapunov 稳定性分析表明, 闭环系统所有信号一致最终有界。

4) 仿真结果表明, 本文控制方法能够在参数不确定性和外部扰动条件下保持良好的姿态稳定性、旋翼转速维持性能及轨迹跟踪性能, 验证了本文方法的有效性和鲁棒性。

参考文献 (References)

[1] Chen H Z, Tian J, Nie S C, et al. Research on autorotation flight control technology of unmanned helicopters[C]//Proceedings of the 2023 International Conference on Computer Science and Automation Technology. Piscataway: IEEE Press, 2024: 488-492.

[2] 屈天祥, 滕飞, 傅春啸, 等. 小型无人直升机自转建模与控制策略研究[J]. 机械与电子, 2022, 40(2): 45-49.
Qu T X, Teng F, Fu C X, et al. Autorotation modeling of small unmanned helicopter and control strategy research[J]. Machinery & Electronics, 2022, 40(2): 45-49(in Chinese).

[3] 张辽, 张允昌, 李威, 等. 直升机旋翼自转状态飞行仿真建模研究[J]. 系统仿真学报, 2013, 25(增刊 1): 17-20.
Zhang L, Zhang Y C, Li W, et al. Study on simulation modeling for flight process of helicopter with rotor autorotation[J]. Journal of System Simulation, 2013, 25(Sup 1): 17-20(in Chinese).

[4] 韦康瑞, 周旭, 招启军, 等. 直升机自转下滑飞行力学建模与控制器设计[J]. 飞行力学, 2024, 42(4): 35-40.
Wei K R, Zhou X, Zhao Q J, et al. Helicopter flight dynamic modeling and controller design during autorotation glide[J]. Flight Dynamics, 2024, 42(4): 35-40(in Chinese).

[5] Zhao Y Y, Jhemi A A, Chen R T N. Optimal vertical takeoff and landing helicopter operation in one engine failure[J]. Journal of Aircraft, 1996, 33(2): 337-346.

[6] Zhao Y Y, Chen R T N. Critical considerations for helicopters during runway takeoffs[J]. Journal of Aircraft, 1995, 32(4): 773-781.

[7] Matlala P, Pedro J O. Design of DDP controller for autonomous autorotative landing of RWUAV following an engine failure[C]//Proceedings of the 2016 IEEE Conference on Control Applications. Piscataway: IEEE Press, 2016: 9-14.

[8] Sanci M E, Uçak K, Günel G Ö. A novel adaptive LSSVR-based inverse optimal controller with integrator for nonlinear non-affine systems[J]. IEEE Access, 2023, 11: 137548-137576.

[9] Liu W, Zhao J R. Fuzzy adaptive control for a class of uncertain nonlinear pure-feedback systems with full state constraints[C]//Proceedings of the 2018 Chinese Automation Congress. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[10] Wang X, Guedes Soares C. Direct adaptive neural network control for ship manoeuvring modelling group model-based uncertain nonlinear systems in non-affine pure-feedback form[J]. IEEE Access, 2020, 8: 3272-3284.

[11] Mishra P K, Dhar N K, Verma N K. Adaptive neural-network control of MIMO nonaffine nonlinear systems with asymmetric time-varying state constraints[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2021, 51(4): 2042-2054.

[12] Wang D, Hu L Z, Li X L, et al. Online fault-tolerant tracking control with adaptive critic for nonaffine nonlinear systems[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2025, 12(1): 215-227.

[13] Zhang E Z, Huang Q N, Wei Z Q, et al. H_∞ robust fault-tolerant control of a six-rotor UAV containing sensor faults and actuator non-affine faults[J]. IEEE Access, 2023, 11: 138773-138787.

[14] Yang X, Li B, Wen G X. Adaptive neural network optimized control using reinforcement learning of critic-actor architecture for a class of non-affine nonlinear systems[J]. IEEE Access, 2021, 9: 141758-141765.

[15] Wen G X, Ge S S, Tu F W. Optimized backstepping for tracking control of strict-feedback systems[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2018, 29(8): 3850-3862.

[16] Wen G X, Chen C L P, Ge S S. Simplified optimized backstepping control for a class of nonlinear strict-feedback systems with unknown dynamic functions[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2021, 51(9): 4567-4580.

[17] Hu Y F, Zhang C, Wang B, et al. Noise-tolerant ZNN-based data-driven iterative learning control for discrete nonaffine nonlinear MIMO repetitive systems[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2024, 11(2): 344-361.

[18] Yu Q X, Hou Z S, Bu X H, et al. RBFNN-based data-driven predictive iterative learning control for nonaffine nonlinear systems[J].

IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2020, 31(4): 1170-1182.

[19] 招启军, 徐国华, 王博. 直升机空气动力学[M]. 北京: 科学出版社, 2024.
Zhao Q J, Xu G H, Wang B. Helicopter aerodynamics[M]. Beijing: Science Press, 2024(in Chinese).

[20] Hinton G E, Osindero S, Teh Y W. A fast learning algorithm for deep belief nets[J]. Neural Computation, 2006, 18(7): 1527-1554.

[21] Bengio Y, Delalleau O. Justifying and generalizing contrastive divergence[J]. Neural Computation, 2009, 21(6): 1601-1621.

[22] Wang G M, Qiao J F, Bi J, et al. An adaptive deep belief network with sparse restricted Boltzmann machines[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2020, 31(10): 4217-4228.

[23] Song G, Tao G. Partial-state feedback multivariable MRAC and reduced-order designs[J]. Automatica, 2021, 129: 109622.

[24] 孙笑云, 吴树范, 沈强. 包含有界切换增益的空间惯性传感器输出调节积分模型参考自适应控制[J]. 中国科学: 技术科学, 2024, 54(3): 490-500.
Sun X Y, Wu S F, Shen Q. Output regulation based integral model reference adaptive control with bounded switching gain for space inertial sensor[J]. SCIENTIA SINICA Technologica, 2024, 54(3): 490-500(in Chinese).

[25] Cui D, Ahn C K, Xiang Z R. Fault-tolerant fuzzy observer-based fixed-time tracking control for nonlinear switched systems[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2023, 31(12): 4410-4420.

[26] Li Z J, Yue D, Ma Y J, et al. Neural-networks-based prescribed tracking for nonaffine switched nonlinear time-delay systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2022, 52(7): 6579-6590.

[27] Xue M Q, Tang Y, Ren W, et al. Practical consensus tracking of asynchronously switched multiagent systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(11): 7758-7772.

[28] Hua C C, Tian W, Li Q D. Switching event-triggered fixed-time control for uncertain high-order nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(7): 4742-4749.

[29] Meng X Z, Mei J, Miao Z B, et al. Fully distributed consensus of multiple Euler-Lagrange systems under switching directed graphs using only position measurements[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(3): 1781-1788.

[30] Tan C, Tao G, Qi R Y, et al. A direct MRAC based multivariable multiple-model switching control scheme[J]. Automatica, 2017, 84: 190-198.

Nonaffine control of helicopter engine failure based on adaptive deep belief network

GU Zhiyuan，FENG Liyan，YANG Cheng，SHENG Shouzhao*

(College of Automation Engineering，Nanjing University of Aeronautics and Astronautics，Nanjing 210016，China)

Abstract：This research presents a nonaffine intelligent control approach based on an adaptive deep belief network (ADBN) to solve the significant nonlinearity, nonaffine features, and parameter uncertainties displayed by helicopters during power-failure scenarios. First, a nominal six-degree-of-freedom rigid-body model of the helicopter is established, and the corresponding nonaffine dynamic model under power failure is derived. The model representation capacity and generalization performance are then improved by using the ADBN to approximate unknown nonlinear factors and a state observer to do state estimation and control. On this basis, a nonaffine controller is constructed in conjunction with adaptive laws to improve the robustness of the system against uncertainties and external disturbances. Finally, simulation results are provided to verify the effectiveness and superiority of the proposed method. The results demonstrate that the proposed control scheme is capable of maintaining satisfactory attitude stability, velocity regulation, and trajectory tracking accuracy in the presence of unknown parameters and environmental disturbances. The proposed approach offers a new technical solution for the safe control of helicopters operating under extreme conditions.

Keywords：helicopter engine failure; adaptive deep belief network; output feedback; nonaffine control; adaptive control

Received：2025-09-11；**Accepted**：2026-02-06；**Published Online**：2026-03-09 12:43

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20260307.1942.001

* **Corresponding author**. E-mail：shengsz@nuaa.edu.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,公式符号标准规范,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码(作者顺序始终不得更改),中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5 ~ 8 个),中图分类号,引言,正文,参考文献,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词。首、末页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投其他刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址:100191 北京市海淀区学院路 37 号 《北京航空航天大学学报》编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼西配楼412~416房间

电　　话:(010)82316698,82316981,82315499,82317448

E-mail: jbuaa@ buaa. edu. cn

http://bhxb. buaa. edu. cn

http://www. buaa. edu. cn

IISTJA 工信科技期刊集群 集群成员期刊

《北京航空航天大学学报》第五届编辑委员会

主　任（主　编）：赵沁平

（以下按姓氏笔画为序）

副主任（副主编）：丁希仑　王少萍　孙志梅　李秋实　李焕喜　杨嘉陵　苗俊刚　相　艳　徐立军　钱德沛　曹晋滨

编　委：马殿富　王　琪　王　聪　邓小燕　王青云　王荣明　刘　宇　刘　红　江　洁　刘　强　闫　鹏　朱天乐　刘铁钢　齐铂金　陈万春　邹正平　苏东林　杨世春　沈成平　邱志平　宋知人　杨树斌　张晓林　杨晓奕　杨继萍　李惠峰　吴新开　张瑞丰　杨照华　宋凝芳　周　锐　林宇震　林贵平　战　强　姚仰平　胡庆雷　赵秋红　段海滨　赵巍胜　席　平　郭　宏　徐　洁　徐世杰　郭洪波　康　锐　翟　锦　熊华钢

编辑部主任：张　嵘

编　　辑：孙　芳　万玉敏　王　茜　卞欢欢　李亚泰

北京航空航天大学学报

Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao

（原《北京航空学院学报》）

（月刊　1956年创刊）

第52卷　第8期　2026年8月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUAA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.52 No.8　August 2026

主管单位　中华人民共和国工业和信息化部
主办单位　北京航空航天大学
主　　编　赵沁平
编辑出版　《北京航空航天大学学报》编辑部
邮　　编　100191
地　　址　北京市海淀区学院路37号
印　　刷　北京科信印刷有限公司
发　　行　《北京航空航天大学学报》编辑部
发行范围　国内外发行
联系电话　(010) 82316698 82316981
　　82315499 82317448
电子信箱　jbuaa@buaa.edu.cn

Administrated by Ministry of Industry and Information Technology of the People's Republic of China
Sponsored by Beijing University of Aeronautics and Astronautics (BUAA)
(Beijing 100191, P. R. China)
Chief Editor ZHAO Qinping
Edited and Published by Editorial Board of JBUAA
Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.
Distributed by Editorial Board of JBUAA
Telephone (010) 82316698 82316981
82315499 82317448
E-mail jbuaa@buaa.edu.cn
http://bhxb.buaa.edu.cn

中国标准连续出版物号：ISSN 1001-5965 / CN 11-2625/V

ISSN 1001-5965

9 771001 596267 08

国内定价：50.00元／期

微信公众号　超星电子书