

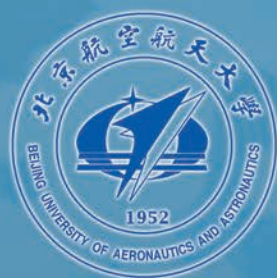


北航学报
赠阅

ISSN 1001-5965
CODEN BHHDE8

北京航空航天大学 学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS



2017-10

Vol.43 No.10

目 次

- 电动静液作动器设计方法综述 付永领, 韩旭, 杨荣荣, 齐海涛, 付剑 (1939)
- 超音频复合脉冲 GMAW 电源设计 王强, 齐铂金, 王义朋, 郑敏信 (1953)
- 基于 RQPSO-DMPC 的多无人机编队自主重构控制方法
..... 周绍磊, 康宇航, 史贤俊, 戴邵武, 周超 (1960)
- 考虑等待时间约束的不完美生产系统的产出优化 周炳海, 刘玉旺 (1972)
- 基于速度预测的导引律剩余时间估计 张友安, 梁勇, 刘京茂, 孙玉梅 (1980)
- 飞机蒙皮铝合金超声辅助搅拌摩擦焊试验分析 杨坤玉, 贺地求 (1987)
- 基于混合遗传算法的直升机前推/后拉配平 王巍, 刘春, 李东升 (1994)
- 变速器齿轮振动机理及修形减振降噪方法 岳会军, 张尧, 李洪彪, 张敬, 单红波 (2003)
- 新型 2-2PRUR 并联机构运动学分析及工作空间优化 李典, 郭盛, 黄冠宇, 赵福群 (2011)
- 伞衣透气性对翼伞气动特性的影响 汪龙芳, 贺卫亮, 王世超 (2021)
- 航天器受迫绕飞构型设计与控制 张冉, 殷建丰, 韩潮 (2030)
- 低秩条件下双星 TDOA 和 FDOA 无源定位算法 周龙健, 罗景青 (2040)
- 共轴刚性旋翼直升机旋翼控制相位角问题分析 袁野, 陈仁良, 李攀, 鲁可 (2047)
- 基于跟踪微分器的高超声速飞行器减步控制 张伸, 王青, 董朝阳, 侯砚泽 (2054)
- 高超声速热化学非平衡对气动热环境影响 杨建龙, 刘猛, 阿嵘 (2063)
- 非仿射参数依赖 LPV 模型的变体飞行器 H_∞ 控制 温暖, 刘正华, 祝令谱, 李罗川, 周锐 (2073)
- 基于多普勒频率差的拖曳式诱饵干扰检测 付孝龙, 白渭雄, 李欣, 原慧, 陈津津 (2081)
- 基于稀疏核增量超限学习机的机载设备在线状态预测 张伟, 许爱强, 高明哲 (2089)
- 一种腿臂融合四足机器人设计与分析 王思远, 唐玲, 王耀兵, 陈佳伟, 徐坤, 丁希仑 (2099)
- 基于 CS 的正则化稀疏度变步长自适应匹配追踪算法 刘浩强, 赵洪博, 冯文全 (2109)
- 蜻蜓爬升过程间歇性拍动飞行现象的数值研究 刘佳佳, 郑孟宗, 潘天宇, 李秋实 (2118)
- 基于 4 + 2 轴机床的叶轮加工技术 石一琨, 朱燊, 陈志同 (2127)
- 基于小波变换的多方位角 SAR 图像融合方法 石泉, 李景文, 杨威, 曾虹程, 张豪杰 (2135)
- 基于在线约束限制的飞行器预测校正制导 程阳, 程林, 张庆振, 倪昆, 储培 (2143)
- 电磁航天器编队位置跟踪自适应协同控制 连克非, 董云峰 (2154)
- 调频多普勒引信抗调幅干扰性能分析 左环宇, 郝新红, 岳凯 (2163)
- 基于 HMM 的雷达状态转移估计方法 陈维高, 贾鑫, 朱卫纲, 唐晓婧 (2171)

期刊基本参数: CN11-2625/V * 1956 * m * A4 * 242 * zh * P * ¥ 50.00 * 900 * 27 * 2017-10

(编辑 姜嘉 张嵘 赵海容 李晶 张欣蔚 孙芳)

CONTENTS

Review on design method of electro-hydrostatic actuator
..... FU Yongling, HAN Xu, YANG Rongrong, QI Haitao, FU Jian (1939)

Design of hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW power source
..... WANG Qiang, QI Bojin, WANG Yipeng, ZHENG Minxin (1953)

Autonomous reconfiguration control method for multi-UAV formation based on RQPSO-DMPC
..... ZHOU Shaolei, KANG Yuhang, SHI Xianjun, DAI Shaowu, ZHOU Chao (1960)

Throughput optimization for an imperfect production system with queue time constraints
..... ZHOU Binghai, LIU Yuwang (1972)

Time-to-go estimation for guidance laws based on velocity prediction
..... ZHANG Youan, LIANG Yong, LIU Jingmao, SUN Yumei (1980)

Test analysis for ultrasonic assisted friction stir welding of aircraft skin aluminium alloy
..... YANG Kunyu, HE Diqu (1987)

Push-forward/pull-backward trim for helicopter based on hybrid genetic algorithm
..... WANG Wei, LIU Chun, LI Dongsheng (1994)

Transmission gear vibration mechanism and modification method for vibration and noise reduction
..... YUE Huijun, ZHANG Yao, LI Hongbiao, ZHANG Jing, SHAN Hongbo (2003)

Kinematic analysis and workspace optimization of a novel 2-2PRUR parallel mechanism
..... LI Dian, GUO Sheng, HUANG Guanyu, ZHAO Fuqun (2011)

Effects of canopy's air permeability on parafoil aerodynamic performance
..... WANG Longfang, HE Weiliang, WANG Shichao (2021)

Spacecraft forced fly-around formation design and control
..... ZHANG Ran, YIN Jianfeng, HAN Chao (2030)

A passive location algorithm based on TDOA and FDOA of dual-satellite in the condition of unfiled rank
..... ZHOU Longjian, LUO Jingqing (2040)

Rotor control phase angle analysis for coaxial rigid rotor helicopter
..... YUAN Ye, CHEN Renliang, LI Pan, LU Ke (2047)

Reduced step control of hypersonic vehicle based on tracking differentiator
..... ZHANG Shen, WANG Qing, DONG Chaoyang, HOU Yanze (2054)

Influence of hypersonic thermo-chemical non-equilibrium on aerodynamic thermal environments
..... YANG Jianlong, LIU Meng, A Rong (2063)

H_{∞} control for morphing aircraft via non-affine parameter dependent LPV model
..... WEN Nuan, LIU Zhenghua, ZHU Lingpu, LI Luochuan, ZHOU Rui (2073)

Towed radar active decoy jamming detection based on Doppler frequency difference
..... FU Xiaolong, BAI Weixiong, LI Xin, YUAN Hui, CHEN jinjin (2081)

Online condition prediction of avionic devices based on sparse kernel incremental extreme learning machine
..... ZHANG Wei, XU Aiqiang, GAO Mingzhe (2089)

Design and analysis of an integrated leg-arm quadruped robot
..... WANG Siyuan, TANG Ling, WANG Yaobing, CHEN Jiawei, XU Kun, DING Xilun (2099)

Regularized sparsity variable step-size adaptive matching pursuit algorithm for compressed sensing
..... LIU Haoqiang, ZHAO Hongbo, FENG Wenquan (2109)

Numerical study on intermittent flapping flight performance of dragonfly during climbing
..... LIU Jiajia, ZHENG Mengzong, PAN Tianyu, LI Qiushi (2118)

Impeller machining technology based on 4 + 2-axis machine tool
..... SHI Yikun, ZHU Yu, CHEN Zhitong (2127)

Multi-aspect SAR image fusion method based on wavelet transform
..... SHI Quan, LI Jingwen, YANG Wei, ZENG Hongcheng, ZHANG Haojie (2135)

Aircraft predictor-corrector guidance based on online constraint limit enforcement
..... CHENG Yang, CHENG Lin, ZHANG Qingzhen, NI Kun, CHU Pei (2143)

Adaptive cooperative control for electromagnetic spacecraft formation flight position tracking
..... LIAN Kefei, DONG Yunfeng (2154)

Anti-AM jamming performance analysis of FM Doppler fuze
..... ZUO Huanyu, HAO Xinhong, YUE Kai (2163)

Radar state transfer estimation method based on HMM
..... CHEN Weigao, JIA Xin, ZHU Weigang, TANG Xiaojing (2171)

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2017.0195



电动静液作动器设计方法综述

付永领¹, 韩旭¹, 杨荣荣¹, 齐海涛², 付剑^{1,*}

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 工程训练中心, 北京 100083)

摘 要: 电动静液作动器(EHA)是一种起源于航空领域的新型高性能伺服作动装置,正逐渐成为各类大型装备的通用基础元部件,鉴于其机电液控热多学科耦合较大且要达到的综合指标又高,所以迫切需要一套高效科学的设计方法。从EHA完整设计过程的角度,综述其中的设计方法,为今后EHA产品的设计开发流程提供了基本支撑和多样化的技术手段。总结出基于自动化系统设计和多学科联合详细设计的EHA设计方法,并对其中的综合指标建立、建模仿真、优化设计、控制设计等关键技术进行了分析,给出适合不同设计任务特点的各步骤实现途径。展望了自动化详细设计、基于模型系统工程、3D打印等最新技术在EHA设计中的应用,为后续进一步提升EHA设计水平提供了参考。

关键词: EHA设计; 自动化设计; 多学科优化; 建模仿真; EHA控制; 鲁棒设计

中图分类号: TH122; V245.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-1939-14

电动静液作动器(Electro-Hydrostatic Actuator, EHA)是一种新型伺服作动器,由于其集成度高、功重比大、可靠性高、效率高、安装维护性好等优点,可替代传统集中油源阀控液压作动系统,被广泛应用于飞机、舰艇、机器人等移动平台的重载场合。20世纪80年代,美国空军、海军和NASA认可了全电/多电飞机的概念^[1],其中电作动器是全电/多电飞机必不可少的组成部分^[2],所以随着全电/多电飞机的研究也快速发展起来^[3]。EHA是最早被研究开发的一种电作动器,另外一种电作动器——机电作动器(Electro-Mechanical Actuator, EMA)也在快速发展之中。先是美国空军、NASA、霍尼韦尔分别资助AiResearch、Johnson空间中心等进行了电作动器的实验室研究,之后洛克希德公司在C141和C130运输机上对电作动器进行了飞行测试,包括多种功率级别和原理架构的EHA和EMA^[4]。到了20世纪90年代,

美国在积累了多种电作动器研究经验之后,重点在F-18上测试了定排量变转速EHA和双电机-减速器-滚珠丝杠式EMA,取得了良好的效果^[5-7]。欧洲也开展了电作动器研发项目,将EHA装在A321副翼上进行了飞行测试^[8]。到了21世纪初,欧美最新服役的飞机都不同程度正式应用了电作动技术,美国F35战斗机主飞控舵面全部采用EHA作动,B787民机在次飞控舵面应用了EMA^[9]。欧洲的A400M和A380在主飞控舵面都采用了EHA作为备份舵机^[2]。

目前,EHA已经成功应用于飞机主飞控舵面,并且相对常规液压作动有明显的优势,在今后还将继续快速发展。空客公司提出将致力于与飞机同寿的EHA研发,使其能作为主飞控的主作动器,而不仅作为备份,其重点在于延长泵的寿命^[10-11]。东京大学学者提出将EHA用于可穿戴助力机器人中,且其具有刚性作动器不具备的优

收稿日期: 2017-04-05; 录用日期: 2017-05-05; 网络出版时间: 2017-07-11 11:46

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170711.1146.001.html

基金项目: 航空科学基金(20152851020)

* 通讯作者: E-mail: fujianbuaa@126.com

引用格式: 付永领, 韩旭, 杨荣荣, 等. 电动静液作动器设计方法综述[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1939-1952.

FU Y L, HAN X, YANG R R, et al. Review on design method of electro-hydrostatic actuator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1939-1952 (in Chinese).

势^[12]。另外还有专家和学者提出将 EHA 用于潜艇、汽车主动悬挂、轨道列车倾摆控制、建筑机械等装备。ISO 组织在 2005 年就公布了第 1 版航空 EHA 需求规范标准(ISO 22072),2011 年又修订了第 2 版,给出 EHA 典型架构。标准中指出,EHA 为双向变速电机驱动双向定排量液压泵的形式,并且电机、泵、电子模块可以组装成为一个标准的集成电液模块,航空 EHA 一般作为位置伺服系统^[13]。

美国、欧洲、日本等发达国家或地区对于 EHA 的研究与发展起步较早,目前已将 EHA 正式应用于航空航天、军工和机器人等领域。中国前期进行了 EHA 的理论和技术研究,当前已开始正式产品的研制。EHA 正在促进液压伺服作动领域的更新换代,有望成为大型装备的一项通用技术,所以有必要从 EHA 完整设计过程的角度对设计方法进行综述,为同行尤其是各工业部门开展 EHA 设计开发提供理论和方法指导。

EHA 属于机电液控一体化设备,众多学者和科研人员对这种多学科设备的设计方法和技术展开了研究,有自动化设计、基于模型设计方法、设计流程、多学科优化设计、建模仿真等。闻邦椿院士提出产品系统化设计应该包括 3I(Investigation)调研、7D(Design)规划、1+3+X 综合设计、3A(Assessment)设计质量检验等 4 个设计阶段^[14],是一种顶层方法论的研究成果,可为 EHA 的设计提供指导。李少波等^[15]提出一种基于功率键合图和遗传编程的机电一体化系统自动优化设计方法,可以进行开放式结构搜索和实现创新设计,在滤波器单目标优化设计中进行了应用,但对于不同的设计对象和实际设计中的多目标问题还需要更进一步研究。Gavel 等^[16-17]以燃油输送系统为例,提出一种飞机子系统的概念阶段优化设计方法,可以自动选取方案,缩短设计周期,但主要针对概念设计阶段,且只考虑质量等少数性能指标。Nilsson 等^[18]提出一种基于建模仿真的 EHA 设计方法,该方法采用了非梯度优化算法,并且用统计学方法进行了鲁棒性设计,用设计结构矩阵和关系矩阵确定优化参数和目标函数,再分成优化和仿真 2 个步骤进行设计计算,实现优化的同时还实现了鲁棒性设计,但主要研究的是系统设计阶段的方法,没有包含热特性等重要因素,也没有给出具体的建模方法。Gagne 等^[19]提出分阶段的机电产品的设计流程,将设计分为功能、系统、网络、几何 4 个阶段,主要研究的是各阶段的建模分析软件和方法。Roos^[20]提出了

重点考虑传动比的机电伺服系统的设计方法,将设计分为静态和动态 2 个阶段,静态阶段主要实现体积质量等机械特性的优化设计,动态阶段则主要实现控制的优化设计,但只考虑了体积质量指标,没有考虑设计的鲁棒性。

Arriola 等^[21]提出了一种 EMA 的概念阶段和早期阶段的设计流程,该方法基于知识工程,实现了高度自动化。Halabi 等^[22]以起落架舱门作动系统为例,提出了考虑 EMA 及相应的负载、连接机构的全局自动优化设计方法,设计中涵盖了更大的设计范围,使设计结果在主机层面更优。Liscouet 等^[23]提出了 EMA 早期设计阶段的设计流程和相应的技术手段,包括简化模型和方程的方法,可靠性、寿命、体积质量评估方法,模型库建立,自动化设计方法等。由于 EMA 和 EHA 均为电作动器,且功率电子和电机部分十分相似,所以可在这些 EMA 设计研究成果的基础上进一步开展 EHA 的设计方法研究。

Safavi 等^[24-25]提出了集成 CATIA、Dymola、Excel 的飞机子系统概念设计平台,可以建立设计对象的外形和结构模型、动态模型及相应的代理模型,并进行自动化优化设计。佐治亚理工学院 Chakraborty 等^[26-32]一直专注电作动器 EHA、EMA 的优化设计研究,主要侧重在飞机整体和飞行任务层面,包括翼身融合体飞机的作动系统架构优化设计,集成飞行动力、飞控系统、舵面铰链力矩计算、舵面驱动机构、舵机动力学与热力学模型、质量估算等的实时仿真优化设计平台,设计参数与外界扰动影响分析,EHA 与 EMA 作动系统对比分析等。虽然这些研究均是在主机层面对 EHA 进行设计的方法,主要针对全机作动系统架构和对主机影响明显的一小部分参数的设计,但仍在 EHA 概念设计和系统设计阶段十分值得考虑的方法。

上述 EHA 以及其他机电一体化产品设计方法的研究成果对实现和改善 EHA 设计过程提供了有力支撑,包括顶层方法论、系统级设计优化、建模仿真方法、设计平台搭建等,但均是整个设计过程中某特定问题的解决方案,本文归纳总结前人成果,结合当前前沿理论、技术、方法,包括系统工程方法、分层建模、多物理场、多学科综合、多软件平台联合迭代和虚拟环境的试验验证闭环设计方法等,从用户需求输入到可交付制造商的设计输出的设计全过程角度综述 EHA 相关设计方法。

1 EHA 设计流程

产品设计的任务是指给出可用于生产部门直接执行且执行完后可制造出满足用户需求产品的全面表述。对于 EHA 设计,需要设计人员采用多种学科知识,从整体考虑,使 EHA 的综合指标满足要求并且达到更优。设计过程可分为 2 个阶段:生产前和生产中。生产前需要完成机械液压测控的硬件结构设计和初步控制设计,生产中主要完成控制设计和软件设计。迭代设计是当下一种主流的设计方式,是验证上轮设计和优化设计可行且有效的方法,每个子步骤内部需要迭代设计,上下衔接的 2 个步骤需要迭代,有时甚至需要把多步甚至完整的设计过程进行迭代。设计流程目前采用正向逆向相结合的方式,一般的设计流程可参照德国 VDI 2206 标准。如图 1 所示的 V 型产品开发流程,该模型中将左侧作为产品的设计阶段,右侧作为产品的集成制造阶段。但现代设计中还要求在设计阶段加入虚拟集成环节,正式投产前对设计成果进行全面验证,如验证环境因素使参数变化后系统的性能,如图 2 所示^[33]。机电产品设计有 3 个比较明显的阶段:概念设计、系统设计、详细设计。一般在概念设计和系统设计阶段可借助多学科建模仿真平台辅助设计,

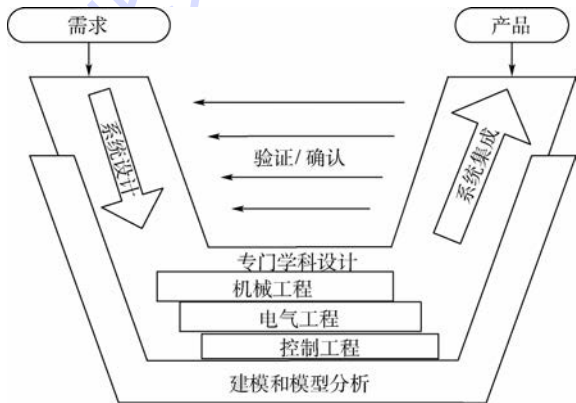


图 1 机电产品一般开发流程

Fig. 1 General development process of mechatronic product

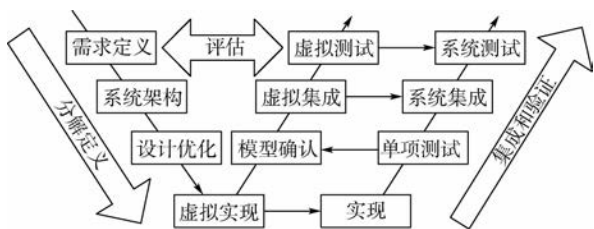


图 2 加入虚拟性能验证的产品设计流程^[33]

Fig. 2 Product design process with virtual performance evaluation^[33]

现有商业软件有 Dymola、AMESim 等。但详细设计阶段时,则需要联合多个专业 CAD 工具来同步设计产品,且要求各个 CAD 产品共享同一个产品模型库^[20]。这是因为概念设计和系统设计阶段需要快速进行大量方案的对比和优化设计,所以多学科设计平台更为高效,但详细设计时需要表达出产品各部分的每个细节,多学科设计平台是难以胜任的,所以一般使用专业设计软件和工具。

1.1 EHA 设计流程框架

EHA 属于多学科产品,参数指标要求和外部边界因素较多,是一个较为复杂的系统。对于复杂系统的设计开发流程,可以用系统工程的方法来指导,如设计步骤和环节的制定、设计工具的选用等^[34]。本文提出一套 EHA 基本设计流程,如图 3 所示。为了缩短设计周期,可将软件和控制算法的详细设计推迟到制造开始之后。首先进行需求分析,并将上一级系统的需求转换为 EHA 的设计要求。EHA 经过国内外多年深入研究,功能原理基本确定,所以概念设计阶段任务较少,一般只是在有新的特殊需求出现时,才考虑在功能原理上进行新的设计,绝大部分使用场合使用 ISO 22072 标准^[13]推荐的原理架构即可满足要求。系统设计需要站在整个系统角度对整个 EHA 的主要参数指标进行设计,详细设计要对 EHA 各个部分进行全面细化的设计和 EHA 的集成设计。概念设计和系统设计一般由系统设计工程师来完成,并且一般采用智能优化算法自动迭代设计,详细设计根据 EHA 各部分学科特点由各专业工程师设计,但仍需要用各专业设计软件搭建起整体的设计平台进行联合仿真优化。每个设计阶段都采用迭代优化设计方法,不断形成设计参数并仿真虚拟验证,直到满足指标和优化的要求为止。

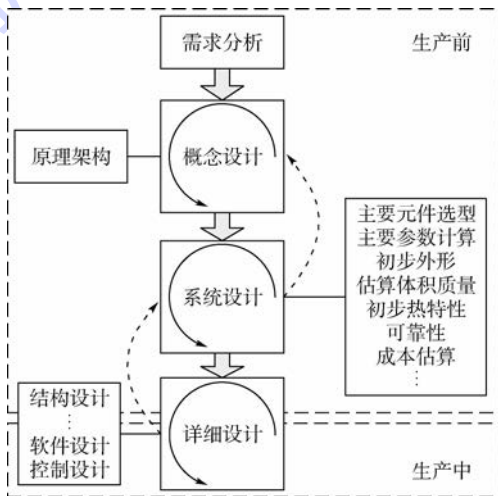


图 3 EHA 设计流程框架

Fig. 3 EHA design process overview

由于设计越早期对产品最终特性了解的越少,因此有可能由于早期估算不准确导致后续设计不能收敛,此时则需要返回上一步修正。

1.2 各环节实现途径

以 EHA 作为飞机主飞控舵面的舵机为例对需求分析进行说明。舵机职责是在所有飞行剖面下,按照飞控指令驱动舵面,一般舵机需求方会将飞行剖面要求转化为舵机设计要求。舵机在位置伺服方面的设计要求会以负载包线、时域特性、频域特性等形式给出,一般是给出一些代表性的工作点,满足这几个点也就代表基本满足全部飞行剖面,另外还会有可靠性、寿命、体积质量、接口等设计要求。这些指标的获得需要多种技术手段,如负载包线是 EHA 进行热设计、寿命设计等的重要输入条件,可以参照波音公司 Blanding 等^[35]给出的统计学置信区间的方法求得。又如,在民机方向舵设计时,应以适航性为主要依据,对飞机级及系统级各方面需求进行综合^[36]。此外,ISO 22072 标准^[13]已给出了 EHA 作为飞机舵机的详细需求规范,对于其他应用场合同样可以参照。

开始设计之前,有必要先对设计对象进行理论分析。EHA 从 20 世纪末有报道之后,很多学者开展了理论研究,首先是通过简化线性模型进行基本特性分析^[37],然后开始考虑非线性因素,一般需要借助建模仿真来分析。到目前为止,产品本身理论基础已比较完善,EHA 主要参数指标与设计参数的关联和设计参数应遵循的准则基本已摸清^[38]。所以对于新型号设计来说,一般可以参照之前的分析结果,而把重点放在产品优化和设计流程本身的完善上。

对于多学科多变量复杂产品,难以用设计参数解析表达产品的指标,所以也就难以实现通过公式直接求出设计参数的方法进行设计,一般只能通过更改设计参数迭代设计的方法来优化产品性能。自动化、参数化设计是当前设计技术的一大发展趋势,首先给定指标参数、边界条件等输入,再通过计算机建模仿真和智能算法自动化设计产品,中间过程几乎不需要人的参与,即可直接输出设计结果,适用于完成有规律的重复性工作。自动化的迭代优化设计利于降低设计成本和提高设计质量,但还需考虑技术水平的限制。EHA 用于大型装备的重载运动部件作动,需要根据装备的具体结构进行定制设计,对创造性思想要求很高,所以在详细设计环节,自动化设计短期内还难以实现。如阀块结构设计,单通道 EHA 阀块至少需要集成十余个阀件和传感器,结构设计变量包

括成件型号、阀块油路轨迹、阀孔位置等。这些变量数量多,变化范围很大,耦合又很严重,自动化设计需要十分复杂的智能算法。若要上升到 EHA 整体结构设计,变量会指数倍增加,当面临不同的安装空间、工作环境时,边界条件、用于描述变量的数据结构都很难定义,自动求解十分困难。而系统级设计变量基本是一维的,通过经验公式可将变量范围缩小到可操作程度,规律性较强,所以可先行开发系统级的自动化设计方法。

自动化系统设计可完成从整体角度确定少数几个详细设计方案的任务。系统设计结果首先应是整体最优的,即包括了伺服特性、体积质量、寿命成本、热特性等绝大部分指标;另外由于详细设计阶段需要人工完成,成本高,周期长,所以需要系统设计的结果将设计边界限定到最小,为后续设计减少工作量,应至少包括电机、泵、液压缸等关键部件规格参数确定,绝大部分元器件选型。系统设计阶段确定更多的产品要素乃至三维要素的设计方法也在快速发展当中, Hospital 等^[39]提出了在系统设计阶段壳体的设计方法,并且已考虑了强度和振动的要求,这样便可在系统设计阶段就确定元器件布局和作动器大致外形。由于设计阶段某些参数的不确定性,系统设计时进行参数敏感性分析是十分重要的,即给出不确定参数的上下界并分析在此区域内变化时对系统的影响^[40-41]。Persson 和 Ölvander^[42]对比了系统进行不确定参数影响分析的 4 种采样方法,给出了各自的特点和适用范围。对于敏感的参数,则需要提出相应的把控方法,这样被称作鲁棒设计。

详细设计被划分为生产前和生产中 2 部分。生产前是在系统设计基础上,逐步细化几个方案,并在每级细化后进行对比,直至确定唯一最优方案,最终再将最终方案细化至工程可实现程度,而且需要对最终设计结果完成校核,主要包括机械液压三维结构校核、三维热仿真校核等。这些步骤需要采用各专业设计软件和工具,如机械液压结构设计需要三维 CAD 软件、ANSYS 分析软件等,电控设计需要电路设计软件、编程软件等,之后再基于各专业设计结果开展联合仿真进行验证和优化。接下来开始投产,软件设计与生产同步进行,另外,在某些部件制造完成后需要进行测试和参数辨识,以获得系统设计时经验参数的实际值,实际值足够之后,需要完善模型,用于控制算法的设计。详细设计一直持续到生产结束,甚至 EHA 全面制造完设计人员才能得到完整的设计输入,接着完成完整的设计,其中主要是控制设

计,其他还有根据生产部门反馈的完善和更改设计。

2 关键技术

EHA 的设计属于多学科多目标设计,涉及的专业领域多,相互耦合严重,设计过程复杂,整体权衡难度大,且市场对产品的性能和成本要求越来越高,所以 EHA 设计需要广泛采用先进的设计技术。本节对各项关键技术进行了总结分析,并给出了不同方法的特点,为不同设计任务的选用提供了参考。

2.1 综合指标的建立

需求分析的最终结果便是建立产品的综合指标要求,综合指标包含产品全部性能功能的衡量标准,能完全代表产品的优劣水平,设计中可完全以综合指标作为评判依据,所以,综合指标最主要的来源是相应应用场合对此产品的全部需求。当用于飞机舵机时,应从全寿命周期成本、供货周期、适航取证方法、能耗、体积质量、伺服特性、寿命、可靠性、使用维护性、环境适应性和友好性等所有对使用效果造成影响的数据中进行总结整理,进而再建立在舵机设计中可以依照的一种形式。首先是分项指标的确定,如先根据总体设计或使用方的飞行数据整理出负载包线,再从负载包线抽象出几个主要工作点,既包括动态的又包括静态的,既有速度出力要求,又有伺服特性(频响、稳态误差等)要求,作为设计舵机的单项指标要求,然后将分项指标整合成综合指标。定量与定性矩阵是一种综合指标的表达式,比较易于操作,可作为架构选择的工具,如表 1 所示^[43]。但不同设计结果的对比仍需要人工来完成,对经验依赖较大,且不能实现自动优化设计。

表 1 用于架构选择的定量与定性矩阵^[43]

Table 1 Quantitative and qualitative matrix for concept selection^[43]

	评价指标	指标值	单位
定量指标	质量		kg
	可靠性/平均故障间隔时间		flight hour
	一次性成本		\$或€
	重复性成本		\$或€
	维护费用		\$或€
定性指标	评价指标	满足或不满足	
	安装要求		
	功能要求		
	安全要求		
	性能要求		
	技术风险		

综合指标还可以以单项指标加权求和的方式体现,先要对各单项指标进行统一量化处理,加权公式和权重的建立可以采用统计学、概率、模糊等方法。如 Pettersson 和 Krus^[44]提出一种以效率和液压元件排量为目标函数的 CVT 变速箱自动优化设计方法,先推导出效率和液压元件排量的量化表达式,再通过加权求和方式定义目标函数,最终基于定义好的目标函数得到优化设计结果。EHA 正式产品设计时需要同时考虑更多的指标。Andersson 等^[45]提出一种同时考虑控制精度、能耗、质量、成本 4 方面的目标函数表达方式,对于实际产品设计更有指导意义。

但当前技术条件下,仍然不能建立全面包含产品特性的综合指标表达式,可行的方法是选取对产品影响大且可量化的因素列入综合指标函数并量化表示,影响不大和不可量化的因素仍然是依靠设计师经验和参照相关标准定性加以考虑。闻邦椿院士提出的产品综合性能定义,即结构性能、工作性能和工艺性能三大方面,和产品设计阶段理论方法或专家系统的评价方法,可作为今后建立综合指标研究理论指导^[46]。

2.2 建模仿真技术

建模仿真是精准全面设计的基础,与建模仿真设计相对应的是经验公式设计法。经验公式设计较建模仿真精确度低,为了保证产品功能性能可靠,一般采用加大余量方法,这样导致设计不是最优的。另外,经验公式设计一般只针对一些典型的工作状态,涵盖的产品特性不全面,尤其难以覆盖产品非线性和动态特性,导致设计考虑不完整^[47]。所以建模仿真需要贯穿 EHA 的全部设计过程,且模型应当具有扩展性,使得前一阶段的模型可以在后一阶段细化后继续使用。可以通过分析 EHA 性能指标和物理特性的关系,并借助功率键合图工具先建立模型架构,之后再用增量式的建模来满足不同设计阶段的模型需求^[48-49]。另外,基于建模仿真的设计既需要建立产品本身的模型,还需要建立与产品工作相关因素的模型,如环境模型包括最大高度、大气环境、温度、湿度、污染级别等^[50]。EHA 由于是功率电传作动器,采用飞机电网供能,所以设计时需要进行专门的电源特性仿真。

2.2.1 系统设计阶段建模仿真技术

系统级设计一般采用一维建模仿真优化,周期短,效率高,容易实现自动化,所以在此阶段通过指标评定来确定详细设计方案是最理想的。但一维建模仿真不能直接得出体积质量等三维指标

结果,全面对比指标困难。这时可采用比例法则得到三维指标,比如通过一维仿真的出力、行程等指标估算液压缸的体积质量^[51]。Krus等^[52]提出液压马达、电机、减速器、液压管路、电缆的体积、质量、转动惯量的比例法则估算方法,可用于概念设计阶段或早期设计阶段对比优化方案。还可以在概念设计阶段和系统设计阶段使用参数化建模方法建立产品的三维模型,便可直接获得产品的三维指标参数,使设计更为准确可信^[53]。另外,由于系统设计时能够获得的准确参数和条件有限,所以希望通过较少的参数输入来实现系统设计,这时同样可采用比例法则的方式,只通过元器件最核心参数估算出其余参数,再进行后续的设计和验证,这种方式还能够提高设计效率。Budinger等^[54]提出一种基于回归方法的比例法则,可以打破之前必须针对同种材料和同种结构形式元件的限制,拓展了方法的适用范围,提高了可行性。还有些仿真参数在设计阶段是不能获得准确值的,可先采用经验系数和制造商数据。

热特性是设计 EHA 时要重点关注的,所以也应作为系统设计阶段要优化指标的一项。一维热特性仿真需要采用集总参数法,可以用物理模型,也可以用电路等效模型,将 EHA 分成几个热节点,每个节点采用平均温度代替整体温度。生热特性采用一维建模即可,散热和传热特性是与三维参数息息相关的,此阶段同样需要采用比例法则来给传热散热建模提供参数输入。Lenoble等^[55]提出一种考虑机翼结构和 EHA 安装空间的基于模型系统工程热分析方法,采用的是 AMES-im 软件平台,并与 CFD 计算结果进行了对比,可用于 EHA 系统设计阶段,由于可以仿真整个飞行任务,所以能对 EHA 进行更直接和深入的热优化设计。

可靠性指标建模可以参照 Liscouët 等^[56]的 EMA 建模与优化设计方法,其中给出了疲劳、磨损、热老化 3 种类型故障预测模型,并将其加入到 EMA 优化设计流程当中,并最终用软件实现。EHA 用于航空的高频响舵机时,摩擦对其性能影响很大,所以准确的摩擦模型是设计阶段十分必要的。Mare^[57]提出了系统设计阶段摩擦的实用建模方法,将摩擦模型分为静态无质量、动态无质量和动态有质量 3 类,可以适用于不同设计目的的建模。

总的来说,系统设计的建模应当包含 EHA 的静动态特性、体积质量初步估算、热特性、可靠性、摩擦等,比例法则是系统设计完善和简化模型的

重要工具。另外还应注重开发适用于系统设计的三维简化模型,对提高系统设计质量有很大帮助。由于非因果建模简便性和正逆向仿真的优势,其在系统设计阶段得到了越来越多的应用^[58]。

2.2.2 详细设计阶段建模仿真技术

详细设计时需要建立三维模型和精确的一维模型,三维模型除了辅助结构设计和用于生成制造图纸,还需用于分布式热仿真,如 Padies-Rubert 等^[59]提出一种 Simulink 和 IDEAS 联合热仿真方法,可以较精确评估所设计产品的热特性。三维模型还可用于较精确估计一些参数,用于评估或者仿真分析,如在有限元软件中可通过三维模型计算出换热系数等参数。在制造中通过参数辨识建立精准的一维模型,是设计适应非线性、不确定性、时变特性 EHA 的精确控制算法必备的,但通过物理定律建立精确模型很困难,可通过基于自适应神经模糊推理系统(ANFIS)的参数辨识建模方法,实现 EHA 较为精确的非线性建模,该方法仍然借助 EHA 物理模型来确定模型的输入量,然后通过 ANFIS 来训练模型^[60]。

详细设计阶段建模要采用各专业软件和工具,除了上述必备模型,还应根据具体要求建立电路模型、电磁兼容模型、软件模型等,最终应搭建起联合仿真平台和共用数据库,用于验证评价详细设计的结果。

2.2.3 其他建模仿真技术

EHA 设计过程中应特别注意,新开发的模型应当经过评估和验证。Carlsson 等^[61]提出的多用途模型评估验证的流程,可作为建立新模型的参照方法。建立 EHA 嵌入主机的模型是一个重要发展方向,这种建模方法在概念设计阶段应用前景较广。如同步建立飞机结构、飞行动力和飞控系统的模型,进而仿真整个飞行任务下飞控系统的能量消耗,这样可以从中来评价飞控系统的设计效果,但应注重简化模型和优化仿真速度。建立整机模型的另一个优势是可以更准确获得舵机的负载特性,而准确的负载特性对于舵机优化设计是有帮助的^[62]。又如,由于 EHA 相对机器人现有关节驱动器在反向驱动特性上优势明显,所以机器人行业也在逐渐扩大 EHA 的应用,可以将机器人动力学和 EHA 联合建模来开展设计,以更精准评估 EHA 的指标特性^[63]。

随着对 EHA 精细化设计的要求越来越高,模型必然会越来越复杂,代理模型是解决复杂模型仿真效率问题的一个重要方法。朱德全博士^[64]发现二次响应面近似模型和 Kriging 模型应用于

机电液一体化系统的优化设计中,可在保证精度的前提下,缩短优化计算时间,提高优化计算效率。Hegde 等^[65]也提出了用等效模型来提高仿真效率的方法。

2.3 优化设计技术

由于市场环境对低成本、高性能、安全、环境友好、快速供货的要求越来越高,自动优化技术越来越多被应用到产品设计开发过程当中。Rao 和 Waghmare^[66]在对热沉进行优化设计时,对比了多种优化设计算法,结果表明,在该优化问题上教与学优化算法(TLBO)效果最佳。朱德全博士^[64]以液压驱动重物举升系统的多学科设计优化为例,构建了基于多学科可行法(MDF)和协同优化法(CO)的系统多学科优化模型,并利用不同优化算法或算法组合进行了优化分析,结果表明,对于复杂的机电液一体化系统优化,数值优化算法和智能优化算法组成的混合算法优化效果明显优于单一算法的优化效果。

为了缩短优化设计时间,提高设计效率,一般确定一些影响大的参数作为设计变量,影响不大的参数先固定不变。另外由于优化设计需要先定义好约束条件和参数范围,所以为了实现自动优化,需要开发专门的设计工具来自动确定设计变量初值和区间,这个设计工具基于静态经验公式即可,这样后续的优化便可基于模型和优化算法自动实现^[67]。优化算法分为梯度和非梯度优化,EHA 设计这种非线性优化问题需采用非梯度优化^[64,68-69],且由于设计阶段模型和参数的不确定性,优化算法必须考虑鲁棒性。如基于 6σ 设计(DFSS),并采用多级优化技术,可实现设计的鲁棒性,解决批量生产中材料特性和制造水平波动对产品质量影响的问题^[70]。其他提高优化设计鲁棒性的研究成果如:Ouyang 等^[71]考虑了模型的不确定性,给出了相应的基于损失函数的优化算法;Sun 等^[72]在设计空间机械臂的六自由度力传感器时,采用了基于响应面的优化设计算法,并进行了优化参数敏感性分析;王晓慧等^[73]在优化设计空间飞网时,得到优化结果后设计了正交试验,验证了优化结果的稳定性;Ölvander^[74]提供了一种优化设计结果鲁棒性分析方法,可以评估出不同优化结果下各参数的影响效果。

优化设计可以以综合指标作为目标函数,也可以通过多目标优化算法先得到 Pareto 最优解集,再根据综合指标最终确定最优解。开发一种经过优化的 EHA 专用的优化方法也是未来的发展方向,Krus 等^[75-76]基于信息理论提出了综合计

算开销、求解成功率、计算误差的优化算法性能指标,并通过多个算例验证了优化出来的优化算法的效果。

2.4 核心元部件设计与选型

EHA 以飞机电网作为能源,先通过电机将电能转换为机械能,再通过液压泵把机械能转化为液压能,最终再通过液压缸将液压能转化为机械能输出,所以电机、泵和液压缸是影响 EHA 性能的 3 个关键元件,其他辅助元件对伺服性能影响较小。不同工作点对元件参数要求不完全一致,需要全面考虑 EHA 负载包线要求来确定,所以电机、泵、液压缸设计或选型是 EHA 设计的一个重点。

可以根据静态公式初步确定元件的参数范围,比如电机的最大扭矩、连续扭矩、转矩-转速曲线应分别满足舵面的最大铰链力矩、平稳状态力矩、负载包线要求^[77],之后在系统设计和详细设计阶段对 3 个元件进行具体的设计或选型。液压缸不仅是 EHA 的最终输出元件,同时也是 EHA 的结构主体,所以每款 EHA 液压缸均需针对具体需求进行针对性设计。首先是在系统设计阶段确定缸径、行程、压力、速度等主要参数,之后在详细设计阶段进行详细的结构设计。电机和泵目前一般由专业厂商提供,所以 EHA 设计者主要是解决选型问题。在确定参数范围要求之后,可以用自动化优化选型方法来进行最终选型,如 Bradley 和 Agogino^[78]提出了考虑早期设计阶段信息不完善不确定时的元件选型方法,其中将时间开销也作为一个优化目标。优化的设计和选型可为后续控制设计和产品整体性能的提高打下良好的基础。

2.5 EHA 控制设计

EHA 主要用于伺服驱动重型负载,控制算法往往对 EHA 最终性能有重要的影响,因此研究高性能控制算法是 EHA 设计的重要一环。

2.5.1 参数辨识

虽然现在众多先进控制算法具有鲁棒性和自适应性,但仍然需要确定 EHA 的大致参数范围,一部分由设计人员确定的参数可作为已知,但另外一部分与具体制造条件相关的参数需要通过辨识来获得,所以参数辨识是 EHA 高性能控制设计必不可少的一步。

摩擦、泄漏、弹性模量等参数是 EHA 参数辨识的重点,为了简化实验设施,缩短研制周期,基于状态观测或者黑箱的间接辨识方法更为实用。Pastrakuljic^[79]通过参数辨识实验确定了 EHA 的未知参数,进而优化了模型,并将模型与实验进行

了对比。McCullough^[80]给出了较为详细的实验方法,用于识别出EHA的泄漏系数、阻尼系数、弹性模量等重要参数。Chinniah等^[81-82]提出用扩展卡尔曼滤波(EKF)算法,通过观测液压缸两腔压差和位移估计黏性摩擦系数和等效弹性模量,并且进行了故障注入实验,以验证方法的有效性。Lee等^[83]在进行EHA鲁棒控制算法设计过程中,用信号压缩法(SMC)对EHA中的线性环节参数进行了辨识,进而作为控制算法设计的基础。在机器人领域,Kaminaga等^[12]也提出了检测密封摩擦的方法,用于EHA的精确设计。本课题组采用遗传算法进行了EHA的线性模型辨识,辨识出的模型频率响应与实验系统一致,为后续EHA的控制器设计奠定了良好的基础^[84]。

2.5.2 控制算法设计

船舶、建筑机械等对EHA动态特性要求不高,一般简单的电流环、电机速度环、位置环三环控制即可满足要求。电流环是单独电机层面考虑的,传统上都采用脉宽调制(PWM)的电流控制原理。电机速度环、EHA位置环则需要在EHA整个系统层面上进行设计,如电机速度环控制不单只是考虑电机自身特性,还需要考虑其拖动的液压泵及液压缸传递回的负载特性^[37]。

航空航天领域往往对EHA的性能要求较高,例如高频响、高精度和强鲁棒性,因此电机具有其特殊性,例如超高速、超低电感等,这些都对其控制造成了很大的难度,需要更高性能的控制算法。针对EHA电机超低电感特点,本课题组提出了一种新型定频数字滞环电流控制策略,电流环频响不低于1 kHz,具有低延时、定频、高响应、安全可靠和功率开关器件损耗低等优点,能满足绝大部分EHA控制要求^[85]。在EHA系统层面的控制策略上,众多学者开展了深入研究,目前已有很多经试验验证的算法。Alle等^[86]对EHA控制算法进行了调研分析,总结了EHA由非线性、死区、传感器噪声、时变特性带来的控制难点,以及学者针对这些问题的相关研究和解决方案。Quan等^[87]也对泵直驱控制液压系统的控制方法研究成果进行了概述。代表性的成果如下:Zhang等^[88]提出了解决参数时变、传感器噪声、外扰动多项难点的滑模控制方法,通过建立系统和各项干扰因素的模型,仿真验证了算法的有效性。Yang^[89]研究了 H_2 -optimal、 H_∞ PI、RSMC 3种控制算法应用于EHA的效果,综合来看,RSMC效果最佳, H_∞ PI可以使EHA达到最大带宽。由于摩擦特性对EHA精度和可重复性的显著影响,Yang等^[90]又提出

将摩擦特性作为EHA系统的不确定因素,在模型中用有界范数来表示,再设计相应的鲁棒离散滑模控制算法来实现EHA的高精度控制,很好地解决了摩擦特性在速度、加速度变化时相应变化,难以建立精确模型的问题。传感器老化或者故障会导致传感器出现噪声的现象,噪声主要有随机噪声和偏置2种。为了在控制算法中解决传感器噪声的问题,有简单的减小系统增益的方法,但牺牲了系统的一部分性能。Pachter等^[91]提出应用定量反馈理论(QFT)来设计控制算法以解决传感器噪声的问题,既能保持系统的高增益,还能完全消除传感器噪声干扰。

观测器的设计也是EHA控制设计必不可少的,如可同时实现扰动观测和时变参数适应的扰动观测器设计^[92],并且应注意在设计基于扰动观测的鲁棒控制器时,需要对观测器的鲁棒性和稳定性效果进行权衡,并考虑相应的约束条件^[93]。

3 发展趋势与展望

EHA若要在各类大型装备中广泛应用,还应不断完善设计方法,提高产品品质,缩短研发周期,特别是在定制化设计、自动化设计、应用3D打印等方面继续发展。

基于模型的系统工程正在航空领域快速发展,其中设计阶段需要建立整个设计流程的模型,而各个环节也都要建立一个通用模型,如需求模型等,以实现整个流程的设计语言标准化,大大减少前后步骤衔接和不同单位之间沟通的工作,从而提高设计效率和质量,缩短研发周期。

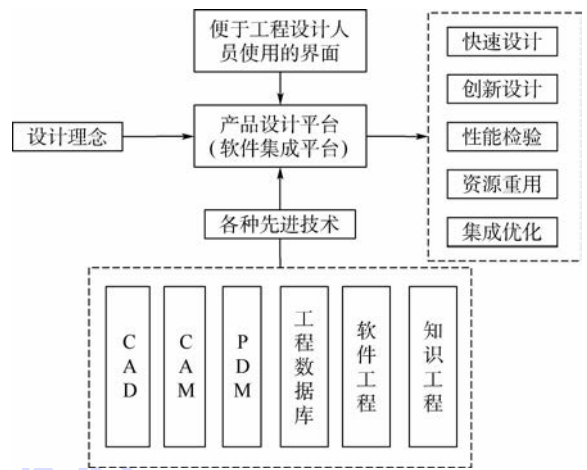
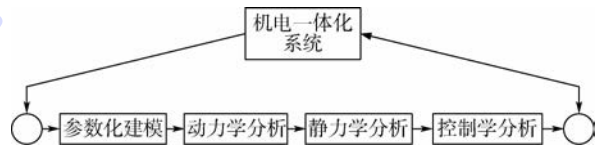
目前,电机和泵一般需要专门设计和提供,使得EHA设计人员只能在系列化成品中选型。今后定制化设计和制造将越来越普及,所以EHA的设计和优化可以考虑将电机和泵的参数作为自主设定变量,而不是系列产品中的少数离散值,这样可以将EHA的综合性能进一步提高。Kim等^[94]提出了内置式永磁同步电机(IPMSM)的多目标优化设计方法,可嵌入到EHA的设计流程当中,以实现包含电机设计的EHA整体设计。

自动化设计是未来设计的发展趋势,目前急需攻克详细设计阶段自动化设计技术,包括自动化设计建模、分析优化2个步骤。当前自动设计建模有2个发展方向:从基本单元逐渐增殖形成完整设计或基于知识工程方法形成三维结构。基于知识工程的三维结构设计效率高,目前已有学者在概念设计或系统设计时就采用,后续可进一

步发展用于详细设计。山东大学陈洪武等^[95]提出功能表面以及基于功能表面的功能传递链,并利用广义定位原理对功能表面进行表述,建立了基于功能表面分解重构的产品设计过程模型,并进行了软件系统的实现,可实现自动化产品三维结构设计,这种方法可满足功能设计要求,兼顾装配与制造等并行工程问题,且支持创新设计。Amadori 等^[96]提出基于知识工程的自动化自顶向下三维建模方法,模型可用于概念设计和早期设计阶段,进行 CFD、有限元或动力学分析,进而实现优化设计,还量化评估了模型的柔性和鲁棒性。Rocca 和 Tooren^[67]提出了基于知识工程的自动化生成三维模型和相应有限元模型的方法,为多学科设计提供了有力支撑。另一方面, Pollack 等^[97-98]提出了仿细胞增殖的自动化设计机器人机构与结构的方法,并且根据这种方法的设计结果进行了实际机器人制造,制造的实物与设计结果十分相近。详细设计阶段分析优化仍以综合指标为依据,再借助软件迭代仿真的方法来实现,直至详细设计到最优后定型,所以融合各专业工具的联合仿真优化平台和统一数据库的开发是一个重点。

自动化设计以综合指标为依据,所以科学完善的综合指标是成功设计的前提,但其建立方法仍待进一步研究。如用户需求飞行包线、负载包线等转换为伺服作动的等效设计指标,还需要专门深入研究,另外负载包线还应关联上环境特性等因素。Blanding^[9]已提出了将负载包线转换成舵机寿命、热特性、功率消耗等设计指标的方法,但与全面的综合指标建立还有很大距离。还可考虑通过建立包含主机的快速仿真模型,直接仿真全部工作状态来评估设计结果。

EHA 设计方法最终要通过设计软件平台来实现,所以基于软件技术的适应不同装备和作动系统架构的 EHA 设计平台开发是一个重要研究方向。闻邦椿院士团队提出可按照产品综合设计法的相关理论创建产品的设计平台,并指出这是一个工作量巨大的系统工程,需要大量的技术、方法、软件作为支撑,产品设计平台内涵框图如图 4 所示^[99]。朱德全博士^[64]提出利用接口技术,将 CATIA、ADAMS、ANSYS、MATLAB/Simulink 集成于 ISIGHT 平台,建立基于仿真的机电液一体化系统集成优化平台,如图 5 所示。欧洲 FOKKER 公司以方向舵设计开发为例提出了自动化设计流程的设想,目标使现在 2 年的开发周期压缩至 1 个月的时间,但需要将知识工程、多学科优化设计、

图 4 产品设计平台内涵框图^[99]Fig. 4 Block diagram of product design platform^[99]图 5 集成于 ISIGHT 的机电一体化系统优化设计平台^[64]Fig. 5 Optimal design platform for mechatronic system integrated in ISIGHT^[64]

虚拟样机、数据库等众多先进设计技术完善和融合,技术上仍有很多难题需要解决^[100]。Persson 等^[101]提出了一种用于优化设计机械臂平衡机构的平台架构,其适用于机械、气动、液压 3 种不同的平衡机构的优化设计,所以还可用于不同设计方案的对比较分析。完善的设计平台开发需要循序渐进、长期积累,所以建立之初应当以模块化的架构来设计。

随着 3D 打印制造技术的不断成熟,三维结构设计可考虑采用 3D 打印制造技术后新的设计标准和方法。2016 年,美国 MOOG 公司公布了 3D 打印作动器的研究成果,证明了该技术的可行性和突出的优势^[102]。Safavi 博士^[53]提出可以用 3D 打印制造所设计的缩比样机,对设计进行初步的验证,进一步提高设计的可信度和可行性。所以,3D 打印无论是作为最终产品制造手段,还是设计过程的辅助工具,都可对 EHA 的设计产生重大影响。

为了完善设计流程和方法,可以进行设计流程建模和优化。识别设计过程的可重复性后,可建立设计过程的模型,然后可以对设计流程进行仿真。这样可以发现设计过程中对时间消耗和成本影响最大的环节,然后重点进行优化改进^[65]。

制造业新一轮变革正在如火如荼的展开,智能制造成为全世界一致发展潮流,其中传统设计

朝着上述方向发展,是实现智能制造必不可少的一环。只有实现优化设计、自动设计、基于模型的设计、虚拟仿真设计,才能与物联网、大数据、云计算的智能制造模式相对接,满足未来小批量定制化生产需求。

4 结论

1) 从 EHA 完整设计过程的角度对 EHA 的设计方法进行了综述,并阐述了各设计环节的实现方法和其中的关键技术。EHA 是一种机电液控多学科产品,可广泛采用目前机电产品新的设计方法成果,整体设计流程基本分为需求分析、概念设计、系统设计、详细设计 4 步。

2) 需求分析和综合指标建立以 ISO 22072 标准和相关文献资料为参考,可满足当前 EHA 设计的要求。但随着市场对产品要求的不断提高,仍需要更深入完善的需求分析和综合指标建立,尤其是主机层面要求向 EHA 指标等效转换和单项指标向综合指标整合方面。

3) 概念设计和系统设计阶段一般采用多学科仿真软件,需要大量的迭代寻优,所以简化模型和代理模型、自动化设计技术是研究的重点。

4) 详细设计阶段需要各专业领域工程师进行各部分全面细化设计,但仍需要系统工程师对各专业设计结果进行联合仿真优化,所以不同专业间模型与数据的接口和通用的产品数据库研究十分重要。另外详细设计阶段的自动化设计技术是进一步大幅提高设计水平的重要突破口。

EHA 设计与智能制造大趋势的融合是后续的长远发展方向,3D 打印等新的制造技术会为 EHA 设计带来更为颠覆性的影响。

参考文献 (References)

- [1] JONES R. The more electric aircraft-assessing the benefits [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2002, 216 (5) : 259-269.
- [2] BOSSCHE D. The A380 flight control electro-hydrostatic actuators, achievements and lessons learnt [C] // Proceedings of 25th International Congress of the Aeronautical Science. Hamburg: The German Society for Aeronautics and Astronautics, 2006: 1-8.
- [3] THOMPSON K. Note on "the electric control of large aeroplanes" [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2002, 3 (2) : 19-24.
- [4] ALDEN R. C-141 and C-130 power-by-wire flight control systems [C] // Proceedings of the IEEE 1991 National Aerospace and Electronics Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1991: 535-539.
- [5] NAVAROO R. Performance of an electro-hydrostatic actuator on the F-18 systems research aircraft; NASA/TM-97-206224 [R]. Lancaster: Dryden Flight Research Center, 1997: 1-32.
- [6] JENSEN S, JENNEY G, RAYMOND B, et al. Flight test experience with an electromechanical actuator on the F-18 systems research aircraft [C] // The 19th Digital Avionics Systems Conference Proceedings. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000: 1-10.
- [7] KOPOLA D, DOELL C. High performance electromechanical actuation for primary flight surfaces (EPAD program results) [C] // Proceedings of the 1st International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2001: 135-139.
- [8] BILDSTEIN M. EHA for flight testing on airbus A321 power losses of fixed pump EHA versus variable pump EHA [C] // Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Aerospace Hydraulics, 1998: 101-103.
- [9] BLANDING D. Subsystem design and integration for the more electric aircraft [C] // Proceedings of 5th International Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2007: 1-8.
- [10] TODESCHI M. Airbus-EMAs for flight controls actuation system-perspectives [C] // Proceedings of the 4th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2010: 1-8.
- [11] TODESCHI M. Airbus-EMAs for flight controls actuation system 2012 status and perspectives [C] // Proceedings of the 5th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2012: 1-10.
- [12] KAMINAGA H, AMARI T, NIWA Y, et al. Electro-hydrostatic actuators with series dissipative property and their application to power assist devices [C] // Proceedings of the 2010 3rd IEEE RAS & EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechanics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 76-81.
- [13] ISO. Aerospace — electrohydrostatic actuator (EHA) — characteristics to be defined in procurement specifications: ISO22072 [S]. Geneva: ISO, 2011.
- [14] 闻邦椿, 李小彭. 科学发展观指导下的产品系统化设计的理论与方法 [J]. 机械工程学报, 2013, 49 (19) : 77-86.
WEN B C, LI X P. Systematized design theory and method of products based on scientific development outlook [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2013, 49 (19) : 77-86 (in Chinese).
- [15] 李少波, 胡建军, 谢庆生, 等. 基于遗传编程与键合图的机电系统自动设计 [J]. 系统仿真学报, 2002, 14 (11) : 1513-1516.
LI S B, HU J J, XIE Q S, et al. Automated design of mechatronic system based on genetic programming & bond graphs [J]. Journal of System Simulation, 2002, 14 (11) : 1513-1516 (in Chinese).
- [16] GAVEL H, ÖLVANDER J, KRUS P. Optimal conceptual design of aircraft fuel transfer systems [J]. Journal of Aircraft, 2006: 43 (5) : 1334-1340.
- [17] GAVEL H, ÖLVANDER J, JOHANSSON B. Aircraft fuel system synthesis aided by interactive morphology and optimization [C] // Proceedings of 45th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 2011: 1-13.

- [18] NILSSON K, ANDERSSON J, KRUS P. Method for integrated systems design - A study of EHA systems[C] // Proceedings of International Conference on Recent Advances in Aerospace Hydraulics, 1998; 7-14.
- [19] GAGNE D, SELLIER F, ROMAN C. Simulation and design process of mechatronics systems[C] // Proceedings of the 1st International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2001; 99-105.
- [20] ROOS F. Towards a methodology for integrated design of mechatronic servo systems[D]. Stockholm: KTH Royal Institute of Technology, 2007.
- [21] ARRIOLA D, SCHÄFER A, THIELECKE F, et al. A model-based method to assist the architecture selection and preliminary design of flight control electro-mechanical actuators[C] // Proceedings of the 7th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2016; 166-174.
- [22] HALABI T, BUDINGER M, MARE J. Optimal geometrical integration of electromechanical actuators[C] // Proceedings of the 4th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2010; 35-41.
- [23] LISCOUET J, BUDINGER M, MARE J, et al. Modelling approach for the simulation-based preliminary design of power transmissions[J]. Mechanism and Machine Theory, 2011, 46(3): 276-289.
- [24] SAFAVI E, CHAITANYA R, OLVANDER J, et al. Multidisciplinary optimization of aircraft vehicle system for conceptual analysis[C] // Proceedings of 51st AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston; AIAA, 2013; 1-9.
- [25] SAFAVI E, GOPINATHY V, OLVANDER J. A collaborative tool for conceptual aircraft systems design[C] // Proceedings of AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference. Reston; AIAA, 2012; 1-10.
- [26] GARMENDIA D, CHAKRABORTY I, MAVRIS D. Method for evaluating electrically actuated hybrid wing-body control surface layouts[J]. Journal of Aircraft, 2015, 52(6): 1780-1790.
- [27] CHAKRABORTY I, TRAWICK D, HEGDE C, et al. Development of a modeling and simulation environment for real-time performance analysis of electric actuators in maneuvering flight[C] // Proceedings of 51st AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aero-space Exposition. Reston; AIAA, 2013; 1-17.
- [28] CHAKRABORTY I, JACKSON D, TRAWICK D, et al. Development of a sizing and analysis tool for electro-hydrostatic and electromechanical actuators for the more electric aircraft[C] // Proceedings of 2013 Aviation Technology, Integration, and Operations Conference. Reston; AIAA, 2013; 1-17.
- [29] CHAKRABORTY I, TRAWICK D, JACKSON D, et al. Electric control surface actuator design optimization and allocation for the more electric aircraft[C] // Proceedings of 2013 Aviation Technology, Integration, and Operations Conference. Reston; AIAA, 2013; 1-17.
- [30] GARMENDIA D, CHAKRABORTY I, TRAWICK D, et al. Assessment of electrically actuated redundant control surface layouts for a hybrid wing body concept[C] // Proceedings of 14th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations Conference. Reston; AIAA, 2014; 1-23.
- [31] GARMENDIA D, CHAKRABORTY I, MAVRIS D. Uncertainty quantification for the actuation power requirements of a hybrid wing body configuration with electrically actuated flight control surfaces[C] // Proceedings of 53rd AIAA Aerospace Sciences Meeting. Reston; AIAA, 2015; 1-22.
- [32] CHAKRABORTY I, MAVRIS D, EMENETH M, et al. A system and mission level analysis of electrically actuated flight control surfaces using Pacelab SysArc[C] // Proceedings of 52nd Aerospace Sciences Meeting. Reston; AIAA, 2014; 1-22.
- [33] KREITZ T, ARRIOLA D, THIELECKE F. Virtual performance evaluation for electro-mechanical actuators considering parameter uncertainties[C] // Proceedings of the 6th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2014; 136-143.
- [34] 黄晨东, 范军. 系统工程指导下的产品开发[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2014.
- HUANG C D, FAN J. System engineering approach to products development[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2014 (in Chinese).
- [35] BLANDING D, SEXTON M, SEGAL M, et al. The application of confidence interval in the evaluation of electric actuation duty cycle[C] // Proceedings of 27th International Congress of the Aeronautical Sciences. Bonn; ICAS Presst, 2010; 1-6.
- [36] 沈磊. 民用飞机电传飞控作动系统设计及工程运用[D]. 上海: 上海交通大学, 2012.
- SHEN L. Civil aircraft fly by wire flight control actuation system design and engineering application[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2012 (in Chinese).
- [37] HABIBI S, GOLDENBERG A. Design of a new high-performance electrohydraulic actuator[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2000, 5(2): 158-164.
- [38] HABIBI S, SINGH G. Derivation of design requirements for optimization of a high performance hydrostatic actuation system[J]. International Journal of Fluid Power, 2000, 1(2): 11-27.
- [39] HOSPITAL F, BUDINGER M, REYSSET A, et al. Preliminary design of aerospace linear actuator housings[J]. Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 2015, 87(3): 224-237.
- [40] 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).
- [41] 孔祥东, 俞滨, 权凌霄, 等. 四足仿生机器人液压驱动单元轨迹灵敏度分析[J]. 机械工程学报, 2013, 49(14): 170-175.
- KONG X D, YU B, QUAN L X, et al. Trajectory sensitivity analysis of hydraulic drive unit of quadruped bionic robot[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2013, 49(14): 170-175 (in Chinese).
- [42] PERSSON J, ÖLVANDER J. Comparison of sampling methods for a dynamic pressure regulator[C] // AIAA Aerospace Sci-

- ences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2011: 1-11.
- [43] KIRCHMANN I, ROTTACH M, SCHNEIDER T. Application of EMA and EHA in aircraft systems [C] // The 7th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2016: 10-14.
- [44] PETTERSSON K, KRUS P. Design optimization of complex hydromechanical transmissions [J]. Journal of Mechanical Design, 2013, 135(9): 091005.
- [45] ANDERSSON J, KRUS P, NILSSON K. Optimization as a support for selection and design of aircraft actuation systems: AIAA-1998-4887 [R]. Reston: AIAA, 1998.
- [46] 朱士强. 现代产品设计总体规划与管理的研究 [D]. 沈阳: 东北大学, 2010.
ZHU S Q. Study on theory of modern product design planning and management [D]. Shenyang: Northeastern University, 2010 (in Chinese).
- [47] JULIE M. Hydraulic system definition and simulation [C] // The 7th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2001: 113-117.
- [48] FU J, MARE J, FU Y, et al. Incremental modelling and simulation of power drive electronics and motor for flight control electromechanical actuators application [C] // IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015: 1319-1325.
- [49] FU J, MARÉ J, FU Y. Modelling and simulation of flight control electromechanical actuators with special focus on model architecting, multidisciplinary effects and power flows [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2017, 30(1): 47-65.
- [50] CASCIO D, STRONG C, RICHARDS M. HV management process, from design to verification testing, applied to HV electronic assemblies [C] // The 5th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2012: 152-161.
- [51] FRISCHEMEIER S. Electrohydrostatic actuators for aircraft primary flight control-types, modelling and evaluation [C] // 5th Scandinavian International Conference on Fluid Power. Linköping: Linköping University Electronic Press, 1997: 1-16.
- [52] KRUS P, JOHANSSON B, AUSTRIN L. Concept optimization of aircraft systems using scaling models [C] // The 2th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2004: 1-7.
- [53] SAFAVI E. Collaborative multidisciplinary design optimization: A framework applied on aircraft systems and industrial Robots [D]. Linköping: Linköping University, 2013.
- [54] BUDINGER M, PASSIEUX J, GOGU C, et al. Scaling-law-based metamodels for the sizing of mechatronic systems [J]. Mechatronics, 2013, 24(7): 775-787.
- [55] LENOBLE G, OLIVIER M, STEBLINKIN A, et al. Elevator actuator housing bay flight mission thermal integrated analysis [C] // The 7th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2016: 118-126.
- [56] LISCOUËT J, BUDINGER M, MARÉ J. Design for reliability of electromechanical actuators [C] // The 4th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2010: 174-182.
- [57] MARE J. Friction modelling and simulation at system level: A practical view for the designer [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems & Control Engineering, 2012, 226(6): 728-741.
- [58] BUDINGER M, LISCOUËT J, YU C, et al. Simulation based design of electromechanical actuators with Modelica [C] // ASME 2009 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference. New York: ASME, 2009: 231-240.
- [59] PASIES-RUBERT O, MUR C, GARAY M, et al. Benefits of multiphysics models integration through cosimulation. case study: Heat monitoring on a primary flight control EMA [C] // The 6th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2014: 144-149.
- [60] LING T, RAHMAT M, HUSAIN A. ANFIS modeling of electrohydraulic actuator system through physical modeling and FCM gap statistic in initial FIS determination [J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems Applications in Engineering & Technology, 2014, 27(4): 1743-1755.
- [61] CARLSSON M, ANDERSSON H, GAVEL H, et al. Methodology for development and validation of multipurpose simulation models [C] // AIAA Aerospace Sciences Meeting Online Proceedings Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2013: 1-13.
- [62] COOPER M. Simulating actuator energy demands of an aircraft in flight [D]. Cranfield: Cranfield University, 2014.
- [63] KAMINAGA H, ONO J, NAKASHIMA Y, et al. Development of backdrivable hydraulic joint mechanism for knee joint of humanoid robots [C] // IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1577-1582.
- [64] 朱德全. 基于联合仿真的机电液一体化系统优化设计方法研究 [D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2012.
ZHU D Q. Study on optimization design method for mechanical-electrical-hydraulic integrated system based on collaborative simulation [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2012 (in Chinese).
- [65] HEGDE C, CHAKRABORTY I, TRAWICK D, et al. A surrogate model based constrained optimization architecture for the optimal design of electrohydrostatic actuators for aircraft flight control surfaces [C] // AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2013: 1488-1489.
- [66] RAO R, WAGHMARE G. Multi-objective design optimization of a plate-fin heat sink using a teaching-learning-based optimization algorithm [J]. Applied Thermal Engineering, 2015, 76: 521-529.
- [67] ROCCA G, TOOREN M. A knowledge based engineering approach to support automatic generation of FE models in aircraft design [C] // 45th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 2007: 1-12.
- [68] KRUS P. Complete aircraft simulation for distributed system design [C] // The 1st International Conference on Recent Ad-

- vances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2001: 20-24.
- [69] ANDERSSON J. Multiobjective optimization in engineering design applications to fluid power systems [D]. Linköping: Linköping University, 2001.
- [70] LEI G, WANG T, ZHU J, et al. System-level design optimization method for electrical drive systems-robust approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (8): 4702-4713.
- [71] OUYANG L, MA Y, BYUN J. An integrative loss function approach to multi-response optimization [J]. Quality & Reliability Engineering, 2013, 31 (2): 193-204.
- [72] SUN Y, LIU Y, ZOU T, et al. Design and optimization of a novel six-axis force/torque sensor for space robot [J]. Measurement, 2015, 65: 135-148.
- [73] 王晓慧, 万长焯, 夏人伟. 一种复杂空间飞网系统参数优化设计方法 [J]. 航空学报, 2016, 37 (10): 3064-3073.
WANG X H, WAN C H, XIA R W. Parameter optimization design method of complex space-web system [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37 (10): 3064-3073 (in Chinese).
- [74] ÖLVANDER J. Robustness considerations in multi-objective optimal design [J]. Journal of Engineering Design, 2005, 16 (5): 511-523.
- [75] KRUS P, ANDERSSON J. Optimizing optimization for design optimization [C] // Proceedings of DETC 03/ASME 2003 Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference. New York: ASME, 2003: 1-10.
- [76] ÖLVANDER J, KRUS P. Optimizing the optimization-A method for comparison of optimization algorithms [C] // Aiaa Multidisciplinary Design Optimization Specialists Conference. Reston: AIAA, 2013: 1-13.
- [77] CHAKRABORTY I, MAVRIS D N, EMENETH M, et al. A methodology for vehicle and mission level comparison of more electric aircraft subsystem solutions: Application to the flight control actuation system [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2015, 229 (6): 1088-1102.
- [78] BRADLEY S, AGOGINO A. An intelligent real time design methodology for component selection: An approach to managing uncertainty [J]. Journal of Mechanical Design, 1994, 116 (4): 980-988.
- [79] PASTRAKULJIC V. Design and modeling of a new electro hydraulic actuator [D]. Toronto: University of Toronto, 1995.
- [80] MCCULLOUGH K. Design and characterization of a dual electro-hydrostatic actuator [D]. Hamilton: McMaster University, 2011.
- [81] CHINNIAH Y, BURTON R, HABIBI S. Failure monitoring in a high performance hydrostatic actuation system using the extended Kalman filter [J]. Mechatronics, 2006, 16 (10): 643-653.
- [82] CHINNIAH Y. Fault detection in the electrohydraulic actuator using extended Kalman filter [D]. Saskatoon: University of Saskatchewan, 2004.
- [83] LEE J, PARK S, KIM J. Design and experimental evaluation of a robust position controller for an electrohydrostatic actuator using adaptive antiwindup sliding mode scheme [J]. Scientific World Journal, 2013, 2013 (2): 1-17.
- [84] 周国哲, 付永领, 杨荣荣, 等. 基于遗传算法的电动静液作动器模型参数辨识 [J]. 液压与气动, 2016 (4): 92-96.
ZHOU G Z, FU Y L, YANG R R, et al. Parameter identification of electro-hydrostatic actuator based on genetic algorithm [J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2016 (4): 92-96 (in Chinese).
- [85] 邵云滨, 付永领, 郭建文, 等. 一种改进的定频数字滞环电流控制策略 [J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43 (1): 26-35.
SHAO Y B, FU Y L, GUO J W, et al. An improved constant-frequency digital hysteresis current control strategy [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43 (1): 26-35 (in Chinese).
- [86] ALLE N, HIREMATH S, MAKARAM S, et al. Review on electro hydrostatic actuator for flight control [J]. International Journal of Fluid Power, 2016, 17 (2): 1-21.
- [87] QUAN Z, QUAN L, ZHANG J. Review of energy efficient direct pump controlled cylinder electro-hydraulic technology [J]. Renewable & Sustainable Energy Reviews, 2014, 35: 336-346.
- [88] ZHANG H, LIU X, WANG J, et al. Robust H_∞ sliding mode control with pole placement for a fluid power electrohydraulic actuator (EHA) system [J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2014, 73 (5): 1095-1104.
- [89] YANG L. Controller design for hydraulic position control systems [D]. Saskatoon: University of Saskatchewan, 2011.
- [90] YANG L, SHI Y, BURTON R. Modeling and robust discrete-time sliding-mode control design for a fluid power electrohydraulic actuator (EHA) system [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2009, 18 (1): 1-10.
- [91] PACHTER M, HOUPIS C, KANG K. Modelling and control of an electro-hydrostatic actuator [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 1995, 7 (6): 591-608.
- [92] GUO K, WEI J, FANG J, et al. Position tracking control of electro-hydraulic single-rod actuator based on an extended disturbance observer [J]. Mechatronics, 2015, 27: 47-56.
- [93] SARIYILDIZ E, OHNISHI K. Stability and robustness of disturbance-observer-based motion control systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (1): 414-422.
- [94] KIM K, JU L, KIM H, et al. Multiobjective optimal design for interior permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45 (3): 1780-1783.
- [95] 陈洪武, 黄克正, 杨波. 基于功能表面的产品结构自动化设计与实现 [J]. 机械设计与研究, 2004, 20 (3): 24-27.
CHEN H W, HUANG K Z, YANG B. Research and implementation on product design automation based on function [J]. Machine Design and Research, 2004, 20 (3): 24-27 (in Chinese).
- [96] AMADORI K, TARKIAN M, ÖLVANDER J, et al. Flexible and robust CAD models for design automation [J]. Advanced Engineering Informatics, 2012, 26 (2): 180-195.
- [97] CUSSAT-BLANC S, POLLACK J. Cracking the egg: Virtual embryogenesis of real robots [J]. Artificial Life, 2014, 20 (3): 361-383.
- [98] POLLACK J, HORNBY G, LIPSON H, et al. Computer creativity in the automatic design of robots [J]. Leonardo, 2006, 36

(2):115-121.

- [99] 孙伟,现代机械产品设计规划及可视优化设计方法研究[D].沈阳:东北大学,2007.
SUN W. Study on product design planning and visual optimization design method of modern machinery[D]. Shenyang: Northeastern University, 2007 (in Chinese).
- [100] LAAN A, BERG T, HOOTSMANS L. Integrated multidisciplinary engineering solutions at Fokker aerostructures[C] // 5th Ceas Air & Space Conference. Belgium: CEAS Press, 2015: 1-14.
- [101] PERSSON J, FENG X, WAPPLING D, et al. A framework for multidisciplinary optimization of a balancing mechanism for an industrial robot[J]. Journal of Robotics, 2015, 2015(2): 1-8.
- [102] GUERRIER P, ZAZYNSKI T, GILSON E, et al. Additive manufacturing for next generation actuation[C] // The 7th International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation Systems and Components, 2016: 42-47.

作者简介:

付永领 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:新型集成一体化功率电传作动技术、液压伺服系统理论与试验研究、特种机器人等。

付剑 男,博士。主要研究方向:新型集成一体化功率电传作动技术、复杂机电系统建模与仿真等。

Review on design method of electro-hydrostatic actuator

FU Yongling¹, HAN Xu¹, YANG Rongrong¹, QI Haitao², FU Jian^{1,*}

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Engineering Training Center, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Electro-hydrostatic actuator (EHA) is a novel high-performance servo actuator originating in the field of aviation and is becoming a common basic component of major equipment. Research is ongoing to develop an efficient and scientific design method of EHA due to its multidisciplinary coupling and high comprehensive indicator. A review on EHA design method is put forward with special consideration to the complete design process, providing a basic support and diverse technical means for the EHA product development process. Key technologies such as comprehensive index establishment, modeling and simulation, optimization design and control design are listed and analyzed. Focusing on automation-based preliminary design and multidisciplinary optimization-based detailed design, this paper suggests the implements of each step for different design needs. Applications of newly developed technologies such as automated detailed design, model based system engineering and 3D printing to EHA design are introduced.

Keywords: EHA design; automated design; multidisciplinary optimization; modeling and simulation; EHA control; robust design

Received: 2017-04-05; Accepted: 2017-05-05; Published online: 2017-07-11 11:46

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170711.1146.001.html

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China (20152851020)

* Corresponding author. E-mail: fujianbuaa@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0813

超音频复合脉冲 GMAW 电源设计



王强, 齐铂金*, 王义朋, 郑敏信

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 提出了一种全新的脉冲熔化极气体保护焊(GMAW)方法,并研制出新型超音频复合脉冲 GMAW 电源,即在传统脉冲 GMAW 电流基础上复合叠加频率为 20~80 kHz、电流幅值为 0~100 A、占空比为 0%~100% 的连续可调的超音频脉冲电流。设计了并联结构的主电路拓扑及 MCU+DSP 双处理器数字化控制系统,通过软件编程实现了电流给定信号与 PWM 信号的同步输出及不同逻辑组合,可实现不同工作模式的焊接电流波形输出。对电源输出电流波形的测试结果表明:本文所设计的超音频复合脉冲 GMAW 电源输出电流波形满足不同工作模式的设计目标,超音频脉冲电流频率在 80 kHz 时,仍保持较快的电流上升沿与下降沿变化速率。初步进行了铝合金平板堆焊试验,焊缝成形良好。

关键词: 脉冲 GMAW; 超音频脉冲; 焊接电源; 并联拓扑; 双处理器

中图分类号: TG434.5

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-1953-07

脉冲熔化极气体保护焊(Gas Metal Arc Welding, GMAW)可在平均焊接电流小于临界电流的条件下实现喷射过渡,具有较宽的电流调节范围^[1-2],同时,由于其焊接飞溅少、生产效率高、熔透性好、焊接热输入小、适合全位置焊接等优点,广泛应用于工业生产。但是,与其他电弧焊类似,脉冲 GMAW 同样存在易产生气孔缺陷、焊缝组织粗大、接头力学性能与母材相比衰减严重等问题,尤其是脉冲焊维弧期间电流小,电弧易受干扰,稳定性较差^[3],在实际应用中有一定的局限性。

随着超声技术和设备的发展,功率超声越来越多地应用于焊接领域。电弧焊中,超声波的引入能改善母材熔化和熔池金属凝固结晶行为,进而使焊缝组织得到细化,接头性能得到提高^[4]。清华大学吴敏生等^[5]提出了电弧超声方法,通过隔离、耦合方式由超声激励源在焊接过程中激发出超声振动,通过电弧超声作用使焊缝晶粒细化,

改善焊缝应力分布,提高焊缝接头冲击韧度和疲劳寿命。哈尔滨工业大学孙清洁等^[6]通过超声振动装置与焊枪机械耦合的方式,实现了超声振动与焊接电弧的复合,并成功应用于非熔化极和熔化极气体保护焊^[7],研究表明,超声电弧复合焊接方法在提高焊接效率、改善熔滴过渡过程、增强焊接稳定性、细化接头组织、减少气孔等方面存在一定优势^[8-9]。但是,外部激励源耦合超音频脉冲的方式所激发的超音频脉冲电流上升沿、下降沿变化率低,致使脉冲电流幅值较低,作用效果较弱。采用超声振动装置与焊枪机械耦合时,需要设计特殊结构的专用焊枪,其结构复杂,应用场合受到限制,笔者团队^[10-11]发明了脉冲快速切换电路,并研制出复合超音频脉冲 TIG 焊接电源,在此基础上对超音频脉冲电弧及熔池流动行为开展了大量研究工作。

本文提出了一种全新的 GMAW 方法,并开发

收稿日期: 2016-10-19; 录用日期: 2016-11-18; 网络出版时间: 2016-12-06 16:31

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161206.1631.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(51675031)

* 通讯作者: E-mail: qbj@buaa.edu.cn

引用格式: 王强, 齐铂金, 王义朋, 等. 超音频复合脉冲 GMAW 电源设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1953-1959.
WANG Q, QI B J, WANG Y P, et al. Design of hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW power source[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1953-1959 (in Chinese).

了一套超音频复合脉冲 GMAW 电源^[12],即在传统脉冲 GMAW 电流基础上复合叠加频率为 20 ~ 80 kHz、电流幅值为 0 ~ 100 A、占空比为 0% ~ 100% 的连续可调的超音频脉冲电流,利用大功率超音频脉冲电流产生的高频效应^[13],以期改善脉冲 GMAW 电弧及熔滴过渡行为,提高焊接过程的稳定性。这种超音频复合脉冲 GMAW 焊接方法为脉冲 GMAW 新工艺探索提供了一种有效途径,对该技术的推广应用及深入研究具有重要的指导意义。

1 电源主电路拓扑

传统脉冲 GMAW 电流波形的主要参数有基值电流 I_b 、峰值电流 I_p 、基值时间 T_b 、峰值时间 T_p ,其脉冲频率一般为几十至几百赫兹^[14]。超音频复合脉冲 GMAW 在此基础上叠加频率 20 kHz 以上的超音频脉冲电流,波形示意图如图 1 所示。与传统脉冲 GMAW 波形相比,其增加的电流波形参数有超音频脉冲电流幅值 I_{pp} 、频率 $f(1/t)$ 、占空比 $D(t_{pp}/t)$ 。

为实现图 1 所示的焊接电流波形,设计了图 2 所示并联结构的超音频复合脉冲 GMAW 电源主电路拓扑^[12]。三相 AC 380V 工业电经整流滤波电路输出约 540 V 直流电压,分别为 2 套相对独立的恒压源及恒流源供电。恒压源输出电

压约为 80 V;开关管 VT1、电感 L_b 、续流二极管 D1 共同构成 BUCK 变换器,控制电源输出外特性,输出基础电流 I_A 可为直流或脉冲形式,最大值为 500 A;恒流源输出 0 ~ 100 A 直流电流 I_B ,为超音频脉冲电流切换电路提供能量输入;开关管 VT2、VT3 及快恢复二极管 D2 共同构成超音频脉冲电流切换电路,VT2、VT3 以 20 ~ 80 kHz 的频率交替开通或关断,形成超音频脉冲电流序列 I_C 。具体工作原理为:当 VT2 开通,VT3 关断时, I_C 为 0;当 VT2 关断,VT3 开通时, $I_C = I_B$,由于恒流源输出端串联较大滤波电感 L_p ,使得当 VT2、VT3 快速开通及关断时, I_B 值波动较小。尖峰电压吸收电路用于吸收 VT2、VT3 快速开通关断时产生的电压尖峰,起到对主电路的保护作用。根据电流叠加原理,电源总输出电流 I_D 等于 I_A 与 I_C 之和。

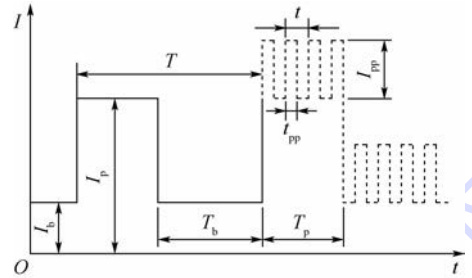
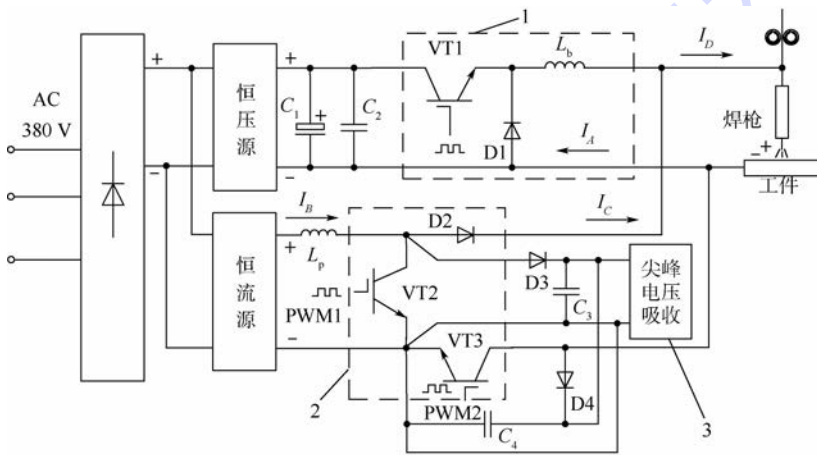


图 1 超音频复合脉冲 GMAW 波形示意图
Fig. 1 Schematic of waveform of hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW



1—BUCK 变换器; 2—超音频脉冲电流切换电路; 3—尖峰电压吸收电路。

图 2 电源主电路拓扑^[12]

Fig. 2 Main circuit topology of power source^[12]

2 MCU + DSP 数字化控制

随着信号处理技术及计算机控制技术的发展,高性能的微机控制单元(MCU)、数字信号处理器(DSP)为焊接电源数字化控制提供了技术保障^[15]。本文设计了 MCU + DSP 双处理器的控制

系统,如图 3 所示。MCU 选用 16 位 Freescale MC9S12XEP100MAL,片上接口丰富^[16],DSP 选用 32 位处理器 MC56F84789,具有较高的运算及数据处理能力。

系统采用触摸屏作为人机交互界面,代替传统的旋钮及按键式的操作面板,不但可以实时

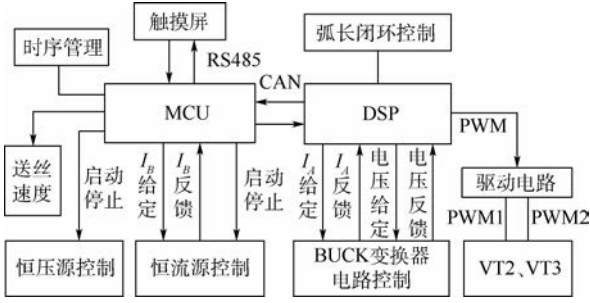


图 3 MCU + DSP 双处理器控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of MCU + DSP dual-processor control system

显示焊接电流、电压、送丝速度、脉冲频率、占空比等焊接参数,而且可对各焊接工艺参数进行实时在线调整,同时,触摸屏人机界面的开发较为简单,后续产品更新时无需更换系统硬件,改变触摸屏界面及通信程序即可。触摸屏与 MCU 通过 RS485 方式进行通信,触摸屏为上位机,MCU 为下位机。MCU 主要实现对电源主回路中前级恒压源、恒流源的控制,送丝速度设定及焊接工艺时序管理等功能。DSP 主要实现对电源主回路后级 BUCK 变换器及超声频脉冲电流切换电路的控制,根据电流给定波形的不同,BUCK 变换器输出电流可为直流或脉冲形式。DSP 与 MCU 之间通过 CAN 总线进行数据及命令的传输,根据所设定的超声频脉冲频率及占空比,由 DSP 输出 1 路 PWM 信号,经驱动电路后输出 2 路互补的驱动信号 PWM1 与 PWM2,分别控制 VT2、VT3 的开通或关断,从而将恒流源输出电流 I_B 切换成超声频脉冲电流序列 I_C 。DSP 采集电弧电压信号,并对该信号进行处理,以此作为弧长闭环控制的信号。

DSP 输出 PWM 信号与电流 I_A 给定信号严格同步控制,可得到不同形式的焊接电流波形。各工作模式及信号输出逻辑由软件编程实现,采用 C 语言编写,控制流程如图 4 所示,具体工作模式如下。

1) 工作模式 1:超声频直流脉冲 GMAW。

I_A 输出直流, I_B 输出直流,按照设定的频率及占空比输出 PWM 信号,实现在传统直流 GMAW 基础上复合叠加超声频脉冲电流,输出电流如图 5(a) 所示。

2) 工作模式 2:传统脉冲 GMAW。

关闭恒流源或禁止 PWM 信号输出,则电源输出电流 I_D 仅为 BUCK 变换器输出电流 I_A ,当电流 I_A 给定信号为脉冲时,可实现传统脉冲 GMAW 波形输出,如图 5(b) 所示。

3) 工作模式 3:脉冲 GMAW 基值复合超声频脉冲电流。

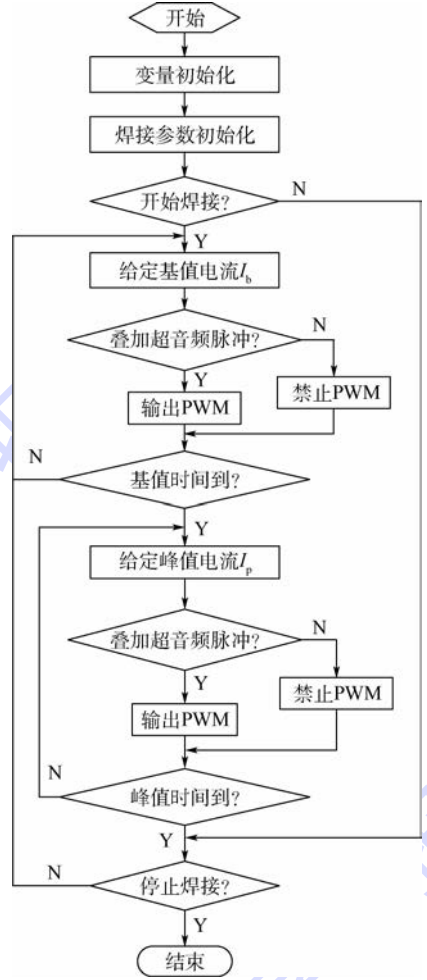


图 4 控制软件流程图

Fig. 4 Flowchart of control software

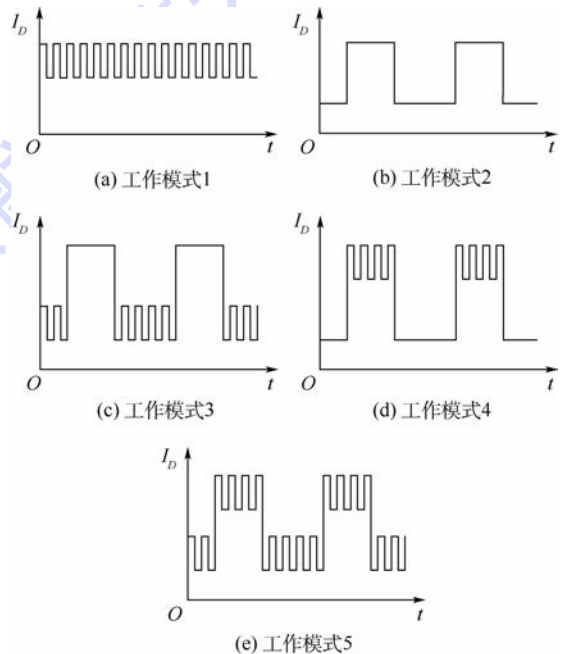


图 5 不同工作模式下的焊接电流波形示意图

Fig. 5 Schematic of welding current waveforms under different work modes

I_A 输出为脉冲电流,恒流源输出直流 I_B , I_A 脉冲基值期间, DSP 输出 PWM 信号, VT2、VT3 按照设定的频率和占空比交替开通或关断, I_C 输出超音频脉冲电流,幅值等于 I_B ; 脉冲峰值期间, DSP 禁止 PWM 信号输出, PWM1 为高电平, PWM2 为低电平, VT2 开通, VT3 关断, I_C 输出电流为 0。特别说明: I_A 脉冲峰值期间恒流源并未关闭, I_B 值保持不变, 因此当下一个超音频脉冲电流序列到来时, I_C 电流幅值能快速达到设定值。电源输出电流 I_D 如图 5(c) 所示。

4) 工作模式 4: 脉冲 GMAW 峰值复合超音频脉冲电流。

I_A 输出为脉冲电流,恒流源输出直流 I_B , I_A 脉冲峰值期间, DSP 输出 PWM 信号, VT2、VT3 按照设定的频率和占空比交替开通或关断, I_C 输出超音频脉冲电流,幅值等于 I_B ; I_A 脉冲基值期间, DSP 禁止 PWM 信号输出, PWM1 为高电平, PWM2 为低电平, VT2 开通, VT3 关断, I_C 输出电流为 0。电源输出电流 I_D 如图 5(d) 所示。

5) 工作模式 5: 脉冲 GMAW 基值和峰值复合超音频脉冲电流。

I_A 输出为脉冲电流,恒流源输出直流 I_B , 整个脉冲周期内, DSP 始终输出 PWM 信号, VT2、VT3 按照设定的频率和占空比交替开通或关断, I_C 输出连续的超音频脉冲电流,其幅值等于 I_B 。电源输出电流 I_D 如图 5(e) 所示。

3 电源输出电流波形测试

3.1 电阻负载测试

电源输出端接电阻箱,用 TPS2014 示波器及霍尔电流传感器 LT508 测量电源输出电流,测试结果如图 6 所示,分别对应第 2 节中 5 种不同工作模式下的输出电流波形。

3.2 电弧负载测试

为避免熔滴过渡对焊接电流波形的影响,测试了 TIG 电弧负载下的超音频脉冲电流波形,设置超音频脉冲电流幅值为 100 A,频率分别为 20、40、60、80 kHz,占空比为 50%,测得实际焊接过程中的超音频脉冲电流 I_C 波形如图 7 所示。可以看出,频率变化时,脉冲电流幅值维持 100 A 左右,电流上升沿及下降沿仍保持较高的变化速率 ($\geq 50 \text{ A}/\mu\text{s}$)。

以 6 mm 厚 2A14 高强铝合金为母材,采用 1.2 mm ER2319 铝合金焊丝,初步进行了平板堆焊试验,保护气为纯度 99.99% 的氩气,气流量

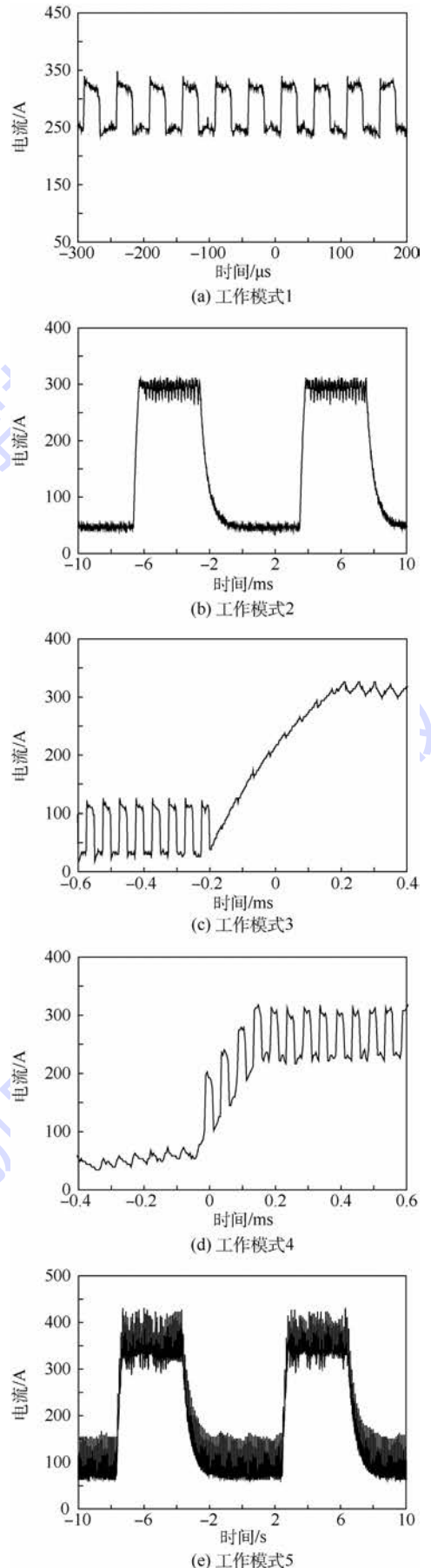


图 6 电阻负载下的输出电流波形

Fig. 6 Output current waveform with resistive load

为 15 L/min,焊接速度为 400 mm/min,送丝速度为 8 m/min,喷嘴到工件距离为 15 mm。焊接电流参数如表 1 所示,焊接电流波形及焊后焊缝外观如图 8 所示。

表 1 焊接电流参数

Table 1 Welding current parameters

参数	I_p/A	I_b/A	T_p/ms	T_b/ms	I_{pp}/A	f/kHz	$D/\%$
数值	325	60	1.5	5.8	50	20	50

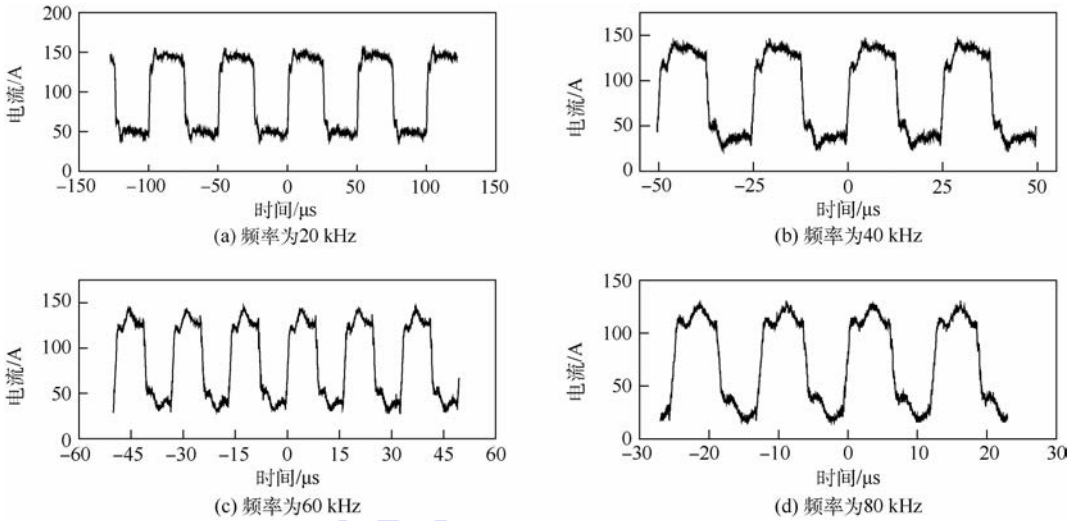


图 7 不同频率下的超音频脉冲电流波形

Fig. 7 Ultrasonic frequency pulsed current waveform with different frequencies

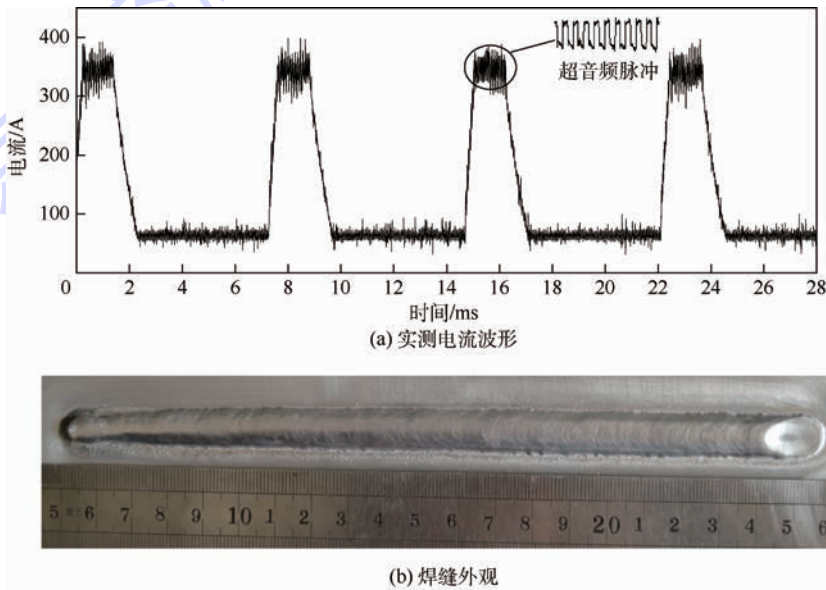


图 8 铝合金超音频复合脉冲 GMAW 电流波形及焊缝外观

Fig. 8 Current waveform and weld bead appearance of aluminium alloy hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW

4 结 论

1) 本文提出一种全新脉冲 GMAW 焊接方法,研制开发出新型并联结构超音频复合脉冲 GMAW 焊接电源,设计了 MCU + DSP 双处理器控制系统,可输出不同工作模式的焊接电流波形。

2) 超音频脉冲电流幅值高达 100 A,脉冲频率为 20 ~ 80 kHz,电流上升沿(下降沿)变化率大于等于 50 A/μs。

3) 利用该电源进行了初步焊接试验,焊缝外观良好。

后续将进一步针对超音频脉冲电流参数、叠加方式展开试验研究,探究超音频脉冲电流的加入对脉冲 GMAW 电弧行为、熔滴过渡状态及焊接接头性能的影响。

参考文献 (References)

[1] KAH P, SUORANTA R, MARTIKAINEN J. Advanced gas metal arc welding processes [J]. International Journal of Advanced

- Manufacturing Technology, 2013, 67(1-4):655-674.
- [2] PRAVEEN P, YARLAGADDA P K D V, KANG M J. Advancements in pulse gas metal arc welding[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2005, 164-165:1113-1119.
- [3] GHOSH P K, DORN L, HÜBNER M, et al. Arc characteristics and behaviour of metal transfer in pulsed current GMA welding of aluminium alloy[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2007, 194(1-3):163-175.
- [4] 袁鹤然, 杨春利, 谢伟峰, 等. 功率超声在电弧焊接领域中的应用[J]. 热加工工艺, 2015, 44(9):6-10.
YUAN H R, YANG C L, XIE W F, et al. Application of power ultrasonic in arc welding[J]. Hot Working Technology, 2015, 44(9):6-10(in Chinese).
- [5] 吴敏生, 何龙标, 李路明, 等. 电弧超声焊接技术[J]. 焊接学报, 2005, 26(6):40-44.
WU M S, HE L B, LI L M, et al. Arc ultrasonic welding technology[J]. Transactions of the China Welding Institution, 2005, 26(6):40-44(in Chinese).
- [6] 孙清洁, 林三宝, 杨春利, 等. 超声 TIG 复合焊接装置的研制与应用[J]. 焊接学报, 2010, 31(2):79-82.
SUN Q J, LIN S B, YANG C L, et al. Investigation and application of ultrasonic-TIG hybrid welding equipment[J]. Transactions of the China Welding Institution, 2010, 31(2):79-82(in Chinese).
- [7] FAN Y Y, FAN C L, YANG C L, et al. Research on short circuiting transfer mode of ultrasonic assisted GMAW method[J]. Science and Technology of Welding and Joining, 2012, 17(3):186-190.
- [8] YUAN H R, LIN S B, YANG C L, et al. Microstructure and porosity analysis in ultrasonic assisted TIG welding of 2014 aluminium alloy[J]. China Welding, 2011, 20(1):39-43.
- [9] WEN T, LIU S Y, CHEN S, et al. Influence of high frequency vibration on microstructure and mechanical properties of TIG welding joints of AZ31 magnesium alloy[J]. Transactions of Nonferrous Metals Society of China, 2015, 25(2):397-404.
- [10] 齐铂金, 许海鹰, 黄松涛, 等. 超音脉冲 TIG 焊电源拓扑及电弧焊适用性[J]. 北京航空航天大学学报, 2009, 35(1):61-64.
QI B J, XU H Y, HUANG S T, et al. Ultrasonic frequency pulse tungsten inert gas welding power source topology and welding applicability[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2009, 35(1):61-64(in Chinese).
- [11] 齐铂金, 从保强. 新型超快变换复合脉冲变极性弧焊电源拓扑[J]. 焊接学报, 2008, 29(11):57-60.
QI B J, CONG B Q. A novel ultrafast-convert complex-pulse variable-polarity arc welding power topology[J]. Transactions of the China Welding Institution, 2008, 29(11):57-60(in Chinese).
- [12] 齐铂金, 王强. 一种超音频复合脉冲 GMAW 焊接电源装置: CN105880802A[P]. 2016-08-24.
QI B J, WANG Q. An apparatus of pulsed GMAW power source with hybrid ultrasonic frequency pulse current: CN105880802A[P]. 2016-08-24(in Chinese).
- [13] 赵家瑞, 李义丹. 高频脉冲 TIG 焊的电弧控制及高频效应[J]. 天津大学学报, 1989(3):25-32.
ZHAO J R, LI Y D. Control over arc of pulsed high frequency TIG welding and high frequency effect[J]. Journal of Tianjin University, 1989(3):25-32(in Chinese).
- [14] PALANI P K, MURUGAN N. Selection of parameters of pulsed current gas metal arc welding[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2006, 172(1):1-10.
- [15] 黄石生. 弧焊电源及其数字化控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2011.
HUANG S S. Arc welding power source and its digital control[M]. Beijing:Mechanical Industry Press, 2011(in Chinese).
- [16] 任勇, 王永东, 何伟. 单片机原理及应用:使用 Freescale S12X 构建嵌入式系统[M]. 北京:清华大学出版社, 2012.
REN Y, WANG Y D, HE W. Fundamentals of mono-chip computers & applications: Establish embedded system with Freescale S12X[M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2012(in Chinese).

作者简介:

王强 男, 博士研究生。主要研究方向: 高频脉冲焊接技术。

齐铂金 男, 博士, 教授。主要研究方向: 焊接设备与工艺、先进电源技术及应用。

Design of hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW power source

WANG Qiang, QI Bojin*, WANG Yipeng, ZHENG Minxin

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: A new type of gas metal arc welding (GMAW) method was proposed and a novel hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW power source was developed. In this method, an ultrasonic frequency pulse current was superposed upon the conventional pulsed GMAW current with frequency from 20 to 80 kHz, current amplitude from 0 to 100 A, and duty cycle from 0% to 100%. Main circuit topology in parallel structure and dual-processor digital control system consisting of MCU and DSP were designed. Synchronized output and different logical combinations of current given signal and PWM signal were realized through software programming, resulting in several output current waveforms for different work modes. Testing results of the output current indicate that output current waveforms of the designed hybrid ultrasonic frequency pulsed GMAW power source satisfy the requirement of different work modes with a fast current rising and falling rate even at ultrasonic frequency pulse current frequency of 80 kHz. Aluminium alloy bead-on-plate experiment was conducted with this power source and a good weld bead appearance was obtained.

Keywords: pulsed GMAW; ultrasonic frequency pulse; welding power source; parallel topology; dual-processor

Received: 2016-10-19; **Accepted:** 2016-11-18; **Published online:** 2016-12-06 16:31

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161206.1631.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51675031)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0777

基于 RQPSO-DMPC 的多无人机编队 自主重构控制方法



周绍磊^{1,*}, 康宇航², 史贤俊¹, 戴邵武¹, 周超³

(1. 海军航空工程学院 控制工程系, 烟台 264000; 2. 91899 部队, 葫芦岛 125000; 3. 92857 部队, 北京 100161)

摘 要: 针对敌方防御区域内各种威胁, 为了实现隐蔽突防并实施对敌有效打击, 在突防过程中多无人机(UAV)编队需要进行重构控制, 并且编队内的相互避碰问题与通信约束问题也需考虑。通过建立无人机虚拟领航编队模型并引入邻居集, 采用分布式模型预测控制(DMPC)同时构建多无人机编队的重构代价函数, 提出采用改进量子粒子群优化(RQPSO)算法进行求解, 并将求解结果与采用粒子群优化算法的结果进行对比。仿真结果表明, 本文算法能够有效控制多无人机编队完成自主重构, 实现安全隐蔽突防任务。

关键词: 无人机(UAV); 编队重构; 邻居集; 分布式模型预测控制(DMPC); 量子粒子群

中图分类号: V249.122; TP391

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-1960-12

近年来, 多无人机(UAV)编队控制已经发展成为无人机控制领域的重要研究方向^[1-6], 无论是在军事应用还是民事应用上, 其都吸引了大量的关注。与单机执行任务相比, 多无人机编队执行任务在时间消耗、方案选择、任务完成率等方面具有显著优势。但是, 当战场态势环境或者编队任务改变时, 需要变换多无人机编队队形或者调整编队的松散程度, 即编队重构, 因此研究一种快速、安全和实用的多无人机编队重构控制方法非常重要^[7-8]。

当前, 国内外对于多无人机编队重构进行了广泛的研究。针对战场威胁环境条件与机载不同载荷的无人机编队重构问题, 文献[9]设计了一种基于纳什议价的分分布式模型预测控制(DMPC)方法, 能够使编队无人机协同躲避各种威胁以完成战术战略任务, 但是整个飞行过程不考虑无人机编队的通信距离。在考虑各种约束条件(终端

状态、安全防撞距离、通信距离等)的前提下, 文献[10]采用控制作用参数化与时间离散化方法将寻找连续控制输入和终端时刻的无人机编队重构时间最优问题近似为寻找最优常数参数几何和分段问题求解, 但是并没有涵盖障碍环境。通过使用编队中无人机与障碍的视角以及无人机之间的相对速度, 文献[11]提出了一种基于微分几何的控制律以实现无人机编队的避障与重构, 但是这种方法很可能会产生过多的输入控制量从而使得结果不是很理想。文献[12]提出了一种用于四旋翼无人机编队重构的控制律, 以使无人机编队稳定快速实现各种编队构型重构切换, 但是没有涉及避障问题。文献[13]将监控容错机制引入无人机编队控制律以实现重构, 但是存在与文献[12]同样的问题。

在考虑各种约束条件以及队形切换的情况下, 针对无人机数学模型、编队模型及碰撞环境威

收稿日期: 2016-10-07; 录用日期: 2016-11-04; 网络出版时间: 2016-12-26 17:08

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161226.1708.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61102167); 航空科学基金(20135184007)

* 通讯作者: E-mail: 492292699@qq.com

引用格式: 周绍磊, 康宇航, 史贤俊, 等. 基于 RQPSO-DMPC 的多无人机编队自主重构控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1960-1971. ZHOU S L, KANG Y H, SHI X J, et al. Autonomous reconfiguration control method for multi-UAV formation based on RQPSO-DMPC[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1960-1971 (in Chinese).

约束,本文首先通过引入邻居集这一概念并结合分布式协同策略构建多无人机编队的重构代价函数,进而提出了改进量子粒子群优化(RQPSO)算法对其进行求解,并与采用粒子群优化(PSO)算法求解的结果进行了对比。仿真结果表明,本文算法能安全、有效地完成无人机编队自主重构,实现隐蔽突防。

1 预备知识

1.1 模型预测控制

模型预测控制(MPC)主要包括 3 个方面,即预测模型、滚动优化与反馈校正。预测模型是指通过被控对象的过去信息和未来输入状态预测未来输出状态;滚动优化是指通过在线改变具有固定形式的优化性能指标的时间区域以实现优化;反馈校正用于修正模型失配。由于 MPC 采用的是一种有限时域优化,而不是全局优化策略,因此其抗干扰性能与鲁棒性能都非常强^[13-15]。

依据图 1 所示,典型的 MPC 算法可以简单描述如下:

- 1) k 时刻系统状态 $x(k)$,使用系统过去的输入信息预测其未来的输出状态。
- 2) 选取某个性能指标进行在线优化计算,得到预测时域 N 内系统开环最优控制输入序列 $u^*(k) = [u^*(k|k), u^*(k+1|k), \dots, u^*(k+N-1|k)]$ 。
- 3) 取 $u^*(k)$ 的第 1 项 $u^*(k|k)$ 作为 k 时刻的输入控制。
- 4) $k+1$ 时刻在新的时域上重复上述步骤。

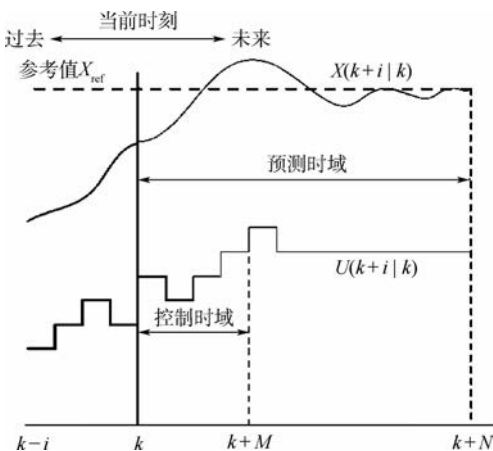


图 1 模型预测控制原理图

Fig. 1 Schematic of model predictive control

1.2 量子粒子群优化算法

PSO 算法自诞生以来就一直被用于求解各种复杂的优化问题^[16-17],然而 PSO 算法本身具有搜

索速度有限这一缺陷使得其不可能以概率 1 搜索全局最优解。科研人员经过研究发现,粒子在量子空间中具有聚集性的性质,通过将这一性质应用到 PSO 算法中就可以克服其存在的固有缺陷,这就是量子粒子群优化(QPSO)算法^[18]。在 QPSO 算法中,可以通过波函数 $\psi(X, t)$ 来对粒子的运动状态进行描述^[19-20]:

$$|\psi|^2 dx dy dz = Q dx dy dz \quad (1)$$

式中: Q 为概率密度函数,其满足如下条件:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi|^2 dx dy dz = \int_{-\infty}^{+\infty} Q dx dy dz = 1 \quad (2)$$

在量子空间中,粒子的运动能够满足如下方程:

$$i\hbar \frac{\partial}{\partial t} \psi(X, t) = \hat{H} \psi(X, t) \quad (3)$$

式中: \hbar 为普朗克常数; \hat{H} 为哈密顿算子,可以描述为如下形式:

$$\hat{H} = -\frac{\hbar^2}{2m} \nabla^2 + V(X) \quad (4)$$

其中: m 为粒子质量; $V(X)$ 为粒子所在的势能; ∇ 为拉普拉斯算子。该模型称为 δ 势阱模型。QPSO 算法就是基于 δ 势阱模型被提出来的:假设在 N 维的目标搜索空间中存在 M 个粒子,种群中粒子组成的群体 $\mathbf{XL}(t) = [\mathbf{XL}_1(t), \mathbf{XL}_2(t), \dots, \mathbf{XL}_M(t)]$ 为问题解,在 t 时刻, $\mathbf{XL}_i(t) = [XL_{i,1}(t), XL_{i,2}(t), \dots, XL_{i,N}(t)]$ ($i=1, 2, \dots, M$) 表示第 i 个粒子的位置。整个种群中个体最好位置可以表示为: $\mathbf{P}_i(t) = [P_{i,1}^1(t), P_{i,2}^1(t), \dots, P_{i,N}^1(t)]$, 全局最好位置可以表示为: $\mathbf{P}^g = (P_1^g, P_2^g, \dots, P_N^g)$ 。在 QPSO 算法中,每个粒子收敛于一点,即吸引子, $\mathbf{p}_i = (p_{i,1}, p_{i,2}, \dots, p_{i,N})$ 。

$$p_{i,j}(t) = \frac{c_1 r_{1,j}(t) P_{i,j}^1(t) + c_2 r_{2,j}(t) P_j^g(t)}{c_1 r_{1,j}(t) + c_2 r_{2,j}(t)} \quad (5)$$

式中: $r_{1,j}$ 和 $r_{2,j}$ 为 $[0, 1]$ 之间随机数; c_1 和 c_2 分别为自身因子和全局因子。

QPSO 算法中构建了平均最好位置这一概念,其定义为种群中所有粒子个体最好位置的平均值,即

$$M_{\text{best}} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathbf{P}_i(t) = \left(\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_{i,1}^1(t), \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_{i,2}^1(t), \dots, \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_{i,N}^1(t) \right) \quad (6)$$

式中: M 为种群规模。

QPSO 算法的进化方程为

$$XL_{i,1}(t+1) = p_i \pm b |M_{\text{best}} - XL_{i,1}(t)| \ln \frac{1}{u} \quad (7)$$

式中： u 为 $[0, 1]$ 之间随机数； b 为收缩-膨胀因子，一般， b 取值为从 1.0 线性减小到 0.5 时，可以达到比较好的效果，即

$$b = 1 - 0.5 \frac{t_d}{T} \quad (8)$$

其中： T 为最大迭代次数； t_d 为当前迭代次数。与 PSO 算法相比，在 QPSO 算法中，对于聚集在 P^s 附近的粒子，由于吸引子 p_i 点是在 $P_{i,j}^l$ 和 P_j^s 之间，所以粒子以很大的概率在 P^s 附近出现^[20-25]。

2 无人机编队重构模型

2.1 无人机运动模型

假设无人机编队中共有 N_v 架无人机，则无人机编队集合可表示为 $V_c = \{uv_i | i = 1, 2, \dots, N_v\}$ ，无人机自身能够实现速度与滚转角的相互解耦，能够始终保持飞行高度不变，则无人机近似离散化后的质心运动模型可以描述为^[26-27]

$$\begin{cases} x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k)\tau \cos \chi_i(k) \\ y_i(k+1) = y_i(k) + v_i(k)\tau \sin \chi_i(k) \\ \chi_i(k+1) = \chi_i(k) + g \tan \gamma_i(k) / v_i(k) \\ v_i(k+1) = v_i(k) + (v_i^c(k) - v_i(k)) / \alpha_v \\ \gamma_i(k+1) = \gamma_i(k) + (\gamma_i^c(k) - \gamma_i(k)) / \alpha_\gamma \end{cases} \quad (9)$$

式中： x_i, y_i 和 v_i 分别为无人机的坐标和速度； χ_i 和 γ_i 分别为无人机的航迹方位角和航迹倾斜角； v_i^c 和 γ_i^c 分别为速度指令和航迹倾斜角指令； α_v 和 α_γ 分别为速度时间常数和航迹倾斜角时间常数； g 为重力加速度； τ 为采样周期。

取编队第 i 架无人机 uv_i 在 k 时刻状态变量为： $X_i(k) = [x_i(k), y_i(k), v_i(k), \chi_i(k), \gamma_i(k)]^T$ ，第 i 架无人机 uv_i 在 k 时刻的控制变量为： $U_i(k) = [v_i^c(k), \gamma_i^c(k)]^T$ ，这样可将无人机速度 v_i 运动方程简化为式(10)，并可得到约束条件如式(11)所示。

$$X_i(k+1) = f_i(X_i(k), U_i(k)) \quad (10)$$

$$\begin{cases} 0 < v_{\min} \leq v_i \leq v_{\max} \\ \gamma_{\min} \leq \gamma_i \leq \gamma_{\max} \\ (v_i(k+1) - v_i(k)) / \tau \leq \Delta v_{\max} \\ (\gamma_i(k+1) - \gamma_i(k)) / \tau \leq \Delta \gamma_{\max} \end{cases} \quad (11)$$

通常存在一条已知参考轨迹以使无人机编队跟踪飞行，假设参考轨迹满足如下方程^[28]：

$$\begin{cases} x_r(k+1) = x_r(k) + v_r(k)\tau \cos \chi_r(k) \\ y_r(k+1) = y_r(k) + v_r(k)\tau \sin \chi_r(k) \\ \chi_r(k+1) = \chi_r(k) + \omega_r(k)\tau \end{cases} \quad (12)$$

式中： x_r, y_r 和 χ_r 分别为参考轨迹在地面坐标系的

坐标和方位角； v_r 和 ω_r 分别为参考轨迹的速度和角速度， v_r 与 ω_r 满足分段连续且一直有界，满足如下约束方程：

$$\begin{cases} 0 < v_{\min} < v_r < v_{\max} \\ \omega_{\min} < \omega_r < \omega_{\max} \end{cases} \quad (13)$$

2.2 编队模型

多无人机编队控制策略主要包括以下 3 种：领航-跟随法、虚拟领航法以及行为控制法^[29-30]。由于领航-跟随法具有误差传导等问题，而行为控制法具有数学模型不易建立等缺点，所以本文选用虚拟领航法。假设存在一无人机跟随轨迹的参考点，编队中的无人机能够提前或者通过无线通信实时获取参考点的轨迹，并且时刻保持与参考点的相对距离和角度，无人机之间不存在参考误差。轨迹参考点坐标系 $X_r O_r Y_r$ 固连于参考点 O_r (见图 2)，可以得到编队中所有无人机的期望位置：

$$\begin{bmatrix} x_i^d(k) \\ y_i^d(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_r(k) \\ y_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \chi_r(k) & \sin \chi_r(k) \\ -\sin \chi_r(k) & \cos \chi_r(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i^{dr}(k) \\ y_i^{dr}(k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中： x_i^{dr} 和 $y_i^{dr}(k)$ 分别为 k 时刻无人机 uv_i 期望位置与虚拟轨迹参考点位置之间的相对距离。

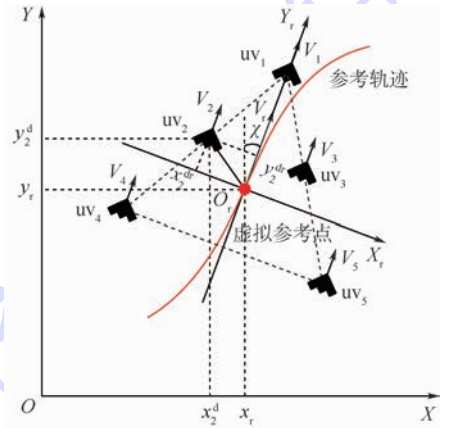


图 2 虚拟领航编队控制模型

Fig. 2 Virtual leader formation control model

3 编队重构问题描述

3.1 威胁描述

战争中敌方的重要目标一般处于各种保护之中，为了实施战略战术纵深打击，多无人机编队需要隐蔽突防敌方防御区域，到达指定区域才能完成这一任务。在突防的过程中，多无人机编队会面临多种威胁，本文考虑预警雷达、防空雷达、禁飞区(包括固定障碍物、固定威胁以及移动威胁) 3 种威胁，假设编队中的无人机都能够探测到敌

方预警雷达和防空雷达,且无人机携带干扰设备,能够对预警雷达与防空雷达实施一定程度的干扰。

1) 预警雷达威胁

如图 3 所示,假设预警雷达位置为 (x_{ewr}, y_{ewr}) ,干扰设备位置为 (x_{je}, y_{je}) ,干扰设备的有效干扰距离为 R_{ewr} ,预警雷达最大探测半径为 R_{max} ,当无人机对预警雷达进行干扰时,其探测半径 R 可以描述为^[9,31]

$$R = \begin{cases} R_{max} & \rho_{je} \geq R_{max} \\ \rho_{je} & \rho_{je} < R_{max} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $\rho_{je} = [(x_{ewr} - x_{je})^2 + (y_{ewr} - y_{je})^2]^{\frac{1}{2}} - R_{ewr}$ 。

2) 防空雷达威胁

如图 4 所示,假设防空雷达位置为 (x_{adr}, y_{adr}) ,干扰设备的位置为 (x_{je}, y_{je}) ,无人机 uv_i 位置为 (x_i, y_i) ,干扰设备的有效干扰距离为 R_{adr} ,防空雷达最大探测半径和最大探测角度分别为 R_{max} 和 β ,则无人机处于安全区域的条件为^[9,31]

$$\begin{cases} d_s = \rho_{ia} - \rho_{ja} - R_{adr} > 0 \\ cs_s = (\rho_{ia}^2 + \rho_{ja}^2 - \rho_{ij}^2) / (2\rho_{ia}\rho_{ja}) \geq \cos(\beta/2) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\rho_{ia} = [(x_{adr} - x_i)^2 + (y_{adr} - y_i)^2]^{\frac{1}{2}}$; $\rho_{ja} = [(x_{adr} - x_{je})^2 + (y_{adr} - y_{je})^2]^{\frac{1}{2}}$; $\rho_{ij} = [(x_{je} - x_i)^2 + (y_{je} - y_i)^2]^{\frac{1}{2}}$ 。

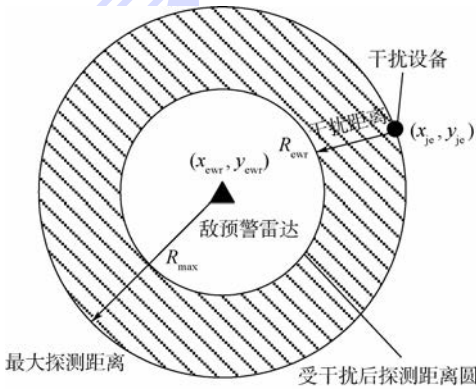


图 3 预警雷达与干扰示意图

Fig. 3 Schematic of early warning radar and interference

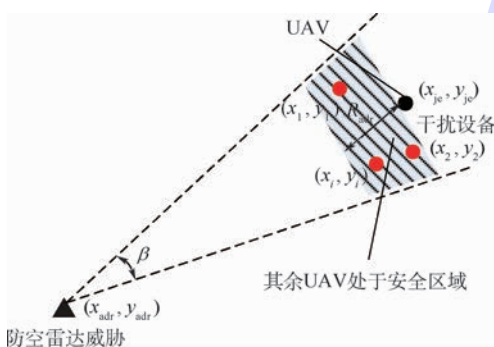


图 4 防空雷达与干扰示意图

Fig. 4 Schematic of air-defense radar and interference

3) 禁飞区威胁

如图 5 所示,多无人机编队一旦遇到禁飞区或者障碍物只能够绕行避开,为了简化问题,本文统一将上述不规则图形或者矩形的最小外接圆作为禁飞区或者障碍物来讨论。假设禁飞区最小外接圆圆心位置和半径分别为 (x_{irc}, y_{irc}) 和 R_{irc} ,则无人机编队处于安全区域的条件为

$$d_{inz} = [(x_i - x_{irc})^2 + (y_i - y_{irc})^2]^{\frac{1}{2}} - R_{irc} > 0 \quad (17)$$

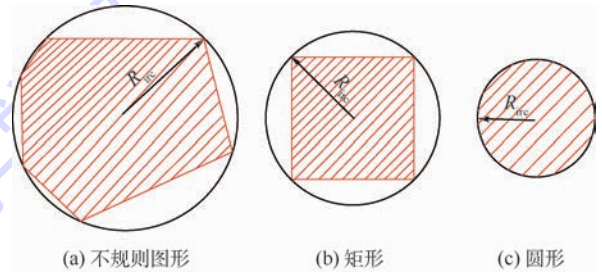


图 5 禁飞区或障碍威胁示意图

Fig. 5 Schematic of non-fly zone or obstacle threat

3.2 编队无人机约束条件构造

一方面,由于无人机编队面临各种威胁(预警雷达威胁、防空雷达威胁、禁飞区或障碍威胁),只有躲避这些威胁,无人机编队实现隐蔽突防飞抵指定区域才能实施对敌方目标的有效打击;另一方面,在无人机编队执行战略战术任务的过程中,需要避免编队内部的碰撞以及保持正常的实时通信。针对上述情况,可以构造如下约束条件:

1) 预警雷达威胁约束

假设 k 时刻编队内无人机探测到 N_{ewr} 个敌预警雷达 $ewr_j (j=1, 2, \dots, N_{ewr})$,预警雷达的位置为 (x_{ewr_j}, y_{ewr_j}) ,被干扰后的探测半径为 R_j ,根据图 3 可知,编队内的无人机只有处于被干扰后预警雷达探测距离之外时才能保证其不被预警雷达发现,由此可以构造第 i 架无人机 uv_i 面临第 j 个预警雷达的威胁约束条件为

$$h_i^{ewr}(x_i(k), u_i(k)) = R_j + R_{ewr} - [(x_i - x_{ewr_j})^2 + (y_i - y_{ewr_j})^2]^{\frac{1}{2}} > 0 \quad (18)$$

2) 防空雷达威胁约束

假设在 k 时刻编队内无人机探测到 N_{adr} 个敌防空雷达 $adr_j (j=1, 2, \dots, N_{adr})$,防空雷达的位置为 (x_{adr_j}, y_{adr_j}) ,被干扰后的安全距离和安全角余弦分别为 d_{sj} 和 cs_{sj} ,根据图 4 可知,编队内的无人机只有处于安全区域内时才能保证其不被防空雷达发现,由此可以构造第 i 架无人机 uv_i 面临第 j 个防空雷达的威胁约束条件为

$$h_i^{adr1}(x_i(k), u_i(k)) = d_{s_j} + R_{adr} - [(x_i - x_{adr_j})^2 + (y_i - y_{adr_j})^2]^{\frac{1}{2}} > 0 \quad (19)$$

$$h_i^{adr2}(x_i(k), u_i(k)) = c s_{s_j}(k) - \cos(\beta/2) \leq 0 \quad (20)$$

3) 禁飞区威胁约束

假设在 k 时刻编队内无人机探测到 N_{nfz} 个敌防空雷达 $nfz_j(j = 1, 2, \dots, N_{nfz})$, 禁飞区最小外接圆圆心的位置为 (x_{irc_j}, y_{irc_j}) , 根据图 5 可知, 编队内的无人机只有不飞抵禁飞区时才能保证安全飞行, 由此可以构造第 i 架无人机 uv_i 飞临第 j 个禁飞区的威胁约束条件为

$$h_i^{irc1}(x_i(k), u_i(k)) = d_{inz_j} - [(x_i - x_{irc_j})^2 + (y_i - y_{irc_j})^2]^{\frac{1}{2}} > 0 \quad (21)$$

4) 无人机防撞约束

为了防止编队内无人机发生碰撞, 无人机之间的距离一定要大于防撞安全距离 D_{safe} , 由此可以构造 k 时刻 uv_i 与 uv_j 之间的防撞距离约束条件为

$$d^{i,j}(k) \geq D_{safe} \quad \forall i \neq j, j \in \{1, 2, \dots, N_v\} \quad (22)$$

式中: $d^{i,j}(k) = [(x_i(k) - x_j(k))^2 + (y_i(k) - y_j(k))^2]^{\frac{1}{2}}$.

5) 无人机通信距离约束

多无人机编队执行任务期间需要接收各种指令及信息, 如上层发送的改变任务指令或者编队无人机各自的状态信息等, 所以无人机之间必须进行正常实时的通信, 由于通信设备的通信距离有限, 所以需要保证编队内无人机之间的距离小于通信保障距离 D_{com} , 由此可以构造 k 时刻 uv_i 与 uv_j 之间的通信距离约束条件为

$$d^{i,j}(k) \leq D_{com} \quad \forall i \neq j, j \in \{1, 2, \dots, N_v\} \quad (23)$$

3.3 编队重构过程

在参照虚拟参考轨迹的情况下, 编队中所有无人机在各自预定的相对位置飞行。当探测并定位出敌方预警雷达或者防空雷达威胁后, 编队可以选择靠近威胁的某个无人机采用干扰, 其余无人机进行队形调整, 位于进行干扰无人机所产生的安全区域内, 从而实现隐蔽突防。自动形成期望队形, 根据威胁进行自动变换, 以提高编队的安全性以及协同突防的有效性。

假设无人机编队可以对进行干扰任务的无人机自动分配, 本文不进行研究。无人机编队能够根据环境威胁以及飞行过程中需要执行的任务进行构型自动选择。由于预警雷达和防空雷达系统 2 类威胁的作战能力和行为不同, 因此针对这 2 类威胁应该选择不同的构型。

4 无人机编队重构控制问题的求解

4.1 邻居集定义

定义 1 无人机 uv_i 的邻居集定义为与其具有耦合约束关系的所有无人机的集合。如用 $\kappa(i)$ 表示无人机 uv_i 的邻居集, 则无人机 uv_i 与无人机 $uv_j \in \kappa(i)$ 存在耦合约束关系。另外, $\zeta(i)$ 表示与无人机 uv_i 存在紧约束的无人机集合。显然不是所有的耦合约束都是紧约束。

结合编队重构控制的特点以及 MPC 的预测特性, 将邻居集内的无人机再进行分类, 将在 MPC 预测时域内会违背最小间距约束的无人机视为紧约束邻居, 在进行在线滚动优化时将紧约束邻居无人机的代价一起进行优化。这样做的好处是: 不仅与邻居无人机进行了协同, 而且避免了集中式优化问题中考虑邻居无人机内所有无人机的代价, 降低了决策空间的维数, 求解时间将缩短。如图 6 所示, 无人机 uv_i 的邻居集内拥有 j_1 、 j_2 、 j_3 、 j_4 和 j_5 架无人机, 但只有 j_1 和 j_2 属于紧约束邻居(图 6 中标红色), 无人机 uv_i 在进行轨迹优化时, 将考虑这 2 架无人机的代价, 可以看出这一集合是时变的, 这里假设每个时刻所有无人机能得到一致的紧约束邻居集合。

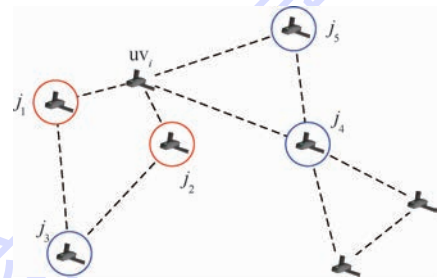


图 6 无人机 uv_i 的紧约束邻居示意图

Fig. 6 Schematic of close constraint neighbor of UAV uv_i

4.2 基于分布式模型预测控制的协同策略

在传统的集中式编队队形重构控制方法中, 重构控制器需要在线优化所有无人机的控制输入, 计算量非常大, 不具有扩展性^[32]。

本文提出的分布式编队重构控制方法原理框图如图 7 所示。无人机 uv_i 和无人机 uv_j 之间相互传递协同信息, 并以某种性能指标最小为控制目标。常见的一种协同策略是重构完成时刻的协调, 即相互协同确定重构完成时刻 T_r , 每个无人机的主要任务就是规划一条轨迹使得 T_r 时刻编队重构任务是可以保证完成的, 并且还要保证自身的安全性。 T_r 是协调变量, 每个无人机必须将

其作为航迹生成的约束^[7-9]。

当耦合约束不是紧约束时,每个无人机“冻结”其他无人机的决策行为,然后求解自身的局部优化问题。当存在紧耦合约束时,每个无人机将考虑存在紧约束邻居无人机的局部代价以及编队总体代价,以在必要时需要牺牲自身性能来满足整体编队的性能指标。

当无人机 uv_i 在无人机 uv_j 之后求解优化问题时,对耦合约束进行修改,如果是紧约束,有

$$d_{i,j}(k+s|k) \geq D_{\min} - s\eta$$

$$i \neq j, j \in \zeta(i); s=0,1,\dots,N \quad (24)$$

显然,当参数 $\eta > 0$ 时松弛了耦合约束,可能会使得局部性能变差,但对整个编队的代价有利。这样,无人机 uv_i 在求解自身优化问题时也考虑到了其他无人机的性能指标,即对整个编队的性能指标也有利。

利用无人机之间耦合约束的稀疏特性,决策空间将明显减小,计算量不会太大,这种协同优化策略的优点在于:①存在紧耦合约束时不“冻结”其他无人机的行为;②缩小了决策空间,局部优化问题求解的复杂性大大降低。

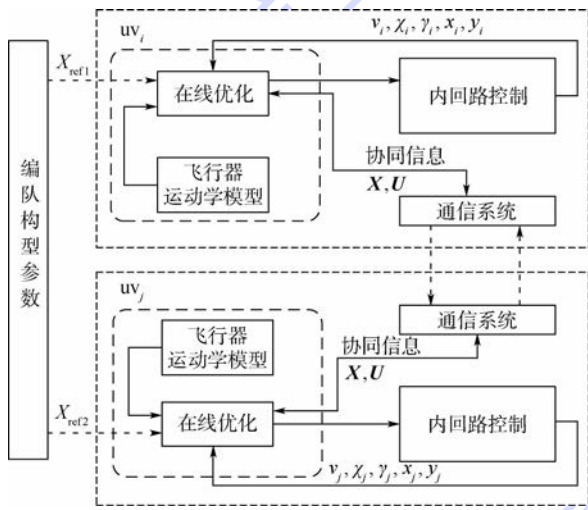


图 7 分布式协同编队构型重构原理框图

Fig.7 Principle block diagram of distributed cooperating formation reconfiguration

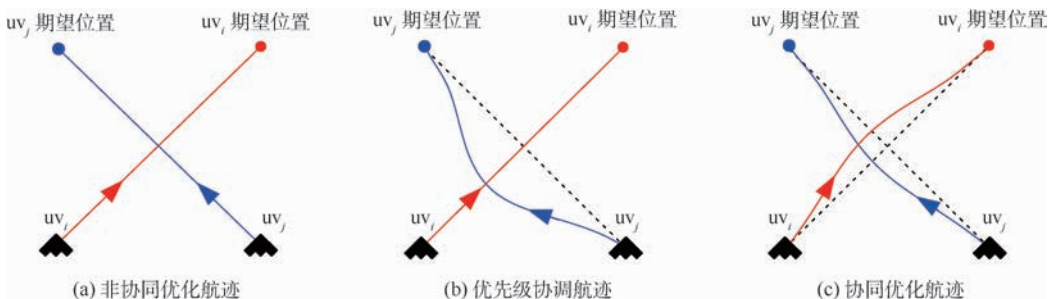


图 8 3 种优化航迹示意图

Fig. 8 Schematic of three types of optimized trajectory

图 8 所示为 3 种不同在线优化形成的航迹。图 8(a)所示为非协同优化航迹,无人机 uv_i 和无人机 uv_j 均优化自身的局部代价,则很容易违背最小间距约束;图 8(b)所示为基于优先级的协调航迹,无人机 uv_j 将无人机 uv_i 视为移动的障碍物进行规避,但由于进行了非协同的规避机动,无人机 uv_j 到达自身期望位置的时间较长,从而编队总体代价较大;图 8(c)所示为进行协同优化的航迹,无人机 uv_i 和无人机 uv_j 以编队总体代价为优化目标,无人机 uv_i 牺牲自身局部代价获得了编队总体代价最优。

编队重构分布式协同优化的步骤如下:

1) k 时刻,无人机 uv_i 优化的目标函数中增加紧约束邻居无人机的局部代价以及编队总体代价。

$$J(k, \mathbf{U}_i, \mathbf{U}_j) = \sum_{s=1}^{N-1} \|\mathbf{e}_i(k+s|k)\|_Q^2 + \|\mathbf{e}_i(k+N|k)\|_{Q'}^2 + \alpha \left[\sum_{j \in \zeta(i)} \sum_{s=0}^{N-1} \|\mathbf{e}_i(k+s|k)\|_Q^2 + \sum_{j \in \zeta(i)} \|\mathbf{e}_i(k+N|k)\|_{Q'}^2 \right] \quad (25)$$

$$\mathbf{e}_i(k+s|k) = \mathbf{X}_i(k+s|k) - \mathbf{X}_{id}(k+s|k) \quad s=1,2,\dots,N \quad (26)$$

式中: $\alpha > 0$; $\sum_{j \in \zeta(i)} \|\mathbf{e}_j(k+N|k)\|_{Q'}^2$ 和 $\|\mathbf{e}_i(k+N|k)\|_{Q'}^2$ 可以体现出整个编队重构时间代价,即要求每个无人机不要偏离最终期望位置太远,尽快完成重构控制任务^[31]。

2) 根据预测时域对无人机最小间距约束进行单调性松弛(松弛因子为 η)。

3) 优化求解得到 \mathbf{U}_i^* 和 $\mathbf{U}_{j \in \zeta(i)}^*$, 实施 \mathbf{U}_i^* 的第 1 项 $\mathbf{U}_i^*(k|k)$, 并将预测状态向量 \mathbf{X}_i^* 发送给无人机 uv_j 。

4) $k+1$ 时刻,再根据新的状态和新的邻居集 $j \in \zeta(i)$ 重复上面过程,得到 $k+1$ 时刻的控制输入。

综上,可得无人机编队的整体重构优化模型为

$$\begin{aligned}
 J(k, \mathbf{X}, \mathbf{U}) &= \sum_{i=1, i \neq j}^{N_p} \min_{\mathbf{U}_i^*} \delta_i J(k, \mathbf{X}_i, \mathbf{X}_j, \mathbf{U}_i, \mathbf{U}_j) \\
 \text{s. t. } & \left\{ \begin{aligned}
 & \mathbf{X}_i(k+s+1|k) = f(\mathbf{X}_i(k+s|k), \\
 & \quad \mathbf{U}_i(k+s|k)) \\
 & \mathbf{X}_i(k|k) = \mathbf{X}_i(k) \\
 & \mathbf{U}_i(k|k) = \mathbf{U}_i(k) \\
 & v_i(k+s|k) \in [v_{\min}, v_{\max}] \\
 & \gamma_i(k+s|k) \in [\gamma_{\min}, \gamma_{\max}] \\
 & v_i^c(k+s|k) \in [v_{\min}, v_{\max}] \\
 & \gamma_i^c(k+s|k) \in [\gamma_{\min}, \gamma_{\max}] \\
 & |v_i(k+s+1|k) - v_i(k+s|k)| / \\
 & \quad \tau \in [0, \Delta v_{\max}] \\
 & |\gamma_i(k+s+1|k) - \gamma_i(k+s|k)| / \\
 & \quad \tau \in [0, \Delta \gamma_{\max}] \\
 & h_i^{\text{avr}}(x_i(k), u_i(k)) > 0 \\
 & h_i^{\text{adr1}}(x_i(k), u_i(k)) > 0 \\
 & h_i^{\text{adr2}}(x_i(k), u_i(k)) \leq 0 \\
 & h_i^{\text{ircl}}(x_i(k), u_i(k)) > 0 \\
 & d^{i,j}(k) \geq D_{\text{safe}} \quad \forall_{i \neq j, i, j \in \{1, 2, \dots, N_p\}} \\
 & d^{i,j}(k) \leq D_{\text{com}} \quad \forall_{i \neq j, i, j \in \{1, 2, \dots, N_p\}} \\
 & d_{ij}(k+s|k) \geq D_{\min} - s\eta \\
 & i \neq j, j \in \zeta(i), s = 0, 1, \dots, N
 \end{aligned} \right. \quad (27)
 \end{aligned}$$

4.3 RQPSO-DMPC 算法求解编队重构问题

2002年, Riget等^[32-33]将多样性引导策略引入PSO算法中,提出吸引-排斥PSO算法。多样性的能够改变搜索模式(即是进行全局搜索还是进行局部搜索)。其中吸引对应的是收敛阶段,而排斥则对应的是发散阶段。

本文选用粒子与中心点之间的平均欧几里得距离表示多样性,分别将粒子当前位置组成的种群和个体最好位置组成的种群表示为

$$\mathbf{S}_{\text{XL}} = (\mathbf{XL}_1, \mathbf{XL}_2, \dots, \mathbf{XL}_M) \quad (28)$$

$$\mathbf{S}_p = (\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \dots, \mathbf{P}_M) \quad (29)$$

这样可以得到QPSO算法的多样性度量为

$$\begin{cases}
 \text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}}) = \frac{1}{M|A|} \sum_{i=1}^M \sqrt{\sum_{j=1}^N (\text{XL}_{i,j} - \overline{\text{XL}}_j)^2} \\
 \overline{\text{XL}}_j = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \text{XL}_{i,j}
 \end{cases} \quad (30)$$

$$\begin{cases}
 \text{diversity}(\mathbf{S}_p) = \frac{1}{M|A|} \sum_{i=1}^M \sqrt{\sum_{j=1}^N (P_{i,j} - \overline{P}_j)^2} \\
 \overline{P}_j = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_{i,j} = C_j
 \end{cases} \quad (31)$$

式中: $|A|$ 为种群搜索空间中粒子最大值与最小值之间的一种关系表示; N 为求解问题的空间维数。

$$|A| = (\text{XL}_{\max} - \text{XL}_{\min}) \sqrt{N} \quad (32)$$

时间对于战场来说至关重要,然而在QPSO算法中,种群多样性将随着搜索时间而下降,因此当进入搜索后期时,粒子多样性降低,全局搜索能力也将随之大大减弱,为了有效避免早熟现象,在文献[21]的基础上,设置多样性的下限 d_{low} , 本文将多样性引导的QPSO算法应用于多无人机编队重构控制。

多样性控制的量子粒子群优化(DCQPSO)算法中, $\text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}})$ 被用于引导算法搜索方向(即收敛方向还是发散方向)。一旦预先设定的下限 d_{low} 大于 $\text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}})$, 整个粒子群将由收敛状态进入到发散状态,此时多样性将会出现暂时性增加的情况,直到多样性 $\text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}})$ 再次大于 d_{low} 。

当 $\text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}})$ 或 $\text{diversity}(\mathbf{S}_p)$ 降低到 d_{low} 以下时,进行如下变异操作:

$$\mathbf{P}_j^s = \mathbf{P}_j^s + \ell |A| \boldsymbol{\varepsilon} \quad \boldsymbol{\varepsilon} \sim N(0, 1); j = 1, 2, \dots, N \quad (33)$$

式中: \mathbf{P}_j^s 为处于最好位置的粒子; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为服从标准正态分布的随机数; ℓ 为变异参数。

通过施加变异操作,可以使得 $\mathbf{P}_i(t)$ 与 M_{best} 之间距离增加,从而增大 $\text{diversity}(\mathbf{S}_p)$ 。与此同时,由于 $\mathbf{P}^s(t)$ 的变动导致 M_{best} 改变,这样粒子当前位置与 M_{best} 之间距离也会增大,势必引起粒子产生一定程度的发散,从而增大 $\text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}})$ 。因此可以通过增加2种多样性($\text{diversity}(\mathbf{S}_p)$ 或者 $\text{diversity}(\mathbf{S}_{\text{XL}})$)而进行变异,前一种方法称为DCQPSO_p,后一种方法称为DCQPSO_x。

除了对粒子群进行变异操作以增加种群多样性,本文还通过在群体全局最好位置 \mathbf{P}^s 上施加选择操作以丰富种群的多样性,从而避免种群过早陷入局部最优解。即 \mathbf{p}_i 不再通过 $\mathbf{P}^s(t)$ 和 \mathbf{P}_i^1 决定,而是由 \mathbf{P}_i^1 和某个随机选择出的其他粒子的个体最好位置(其目标函数值要比 \mathbf{P}_i^1 好)决定。在从粒子群中随机选择某个其他粒子 $\mathbf{P}_k^1(t)$ 后,可以进行如下操作:

$$\mathbf{P}^g = \begin{cases} \mathbf{P}_k^l(t) & f(\mathbf{P}_k^l(t)) < f(\mathbf{P}_i^l(t)) \\ \mathbf{P}_i^l(t) & f(\mathbf{P}_k^l(t)) \geq f(\mathbf{P}_i^l(t)) \end{cases} \quad (34)$$

当选择出来的 $\mathbf{P}_k^l(t)$ 的目标函数值好于 $\mathbf{P}_i^l(t)$, 则 p_i 由 $\mathbf{P}_k^l(t)$ 和 $\mathbf{P}_i^l(t)$ 决定, 否则 $\mathbf{P}_i^l(t)$ 仍由 $\mathbf{P}^g(t)$ 和 $\mathbf{P}_i^l(t)$ 决定。因此, 通过上述选择操作选出 \mathbf{P}^g 后, $\mathbf{P}_i^l(t)$ 的坐标为

$$p_{i,j}(t) = \zeta P_{i,j}(t) + (1 - \zeta) G_j(t) \quad \zeta \sim U(0,1) \quad (35)$$

引入多样性与选择策略可以得到改进的 QPSO 算法, 即 RQPSO 算法, 其流程描述如下^[34-35]:

步骤 1 对粒子进行编码(见图 9), 设置算法基本参数, 随机初始化粒子群。

构建无人机编队重构问题与 RQPSO 算法粒子之间的映射关系, 即粒子编码。本文采用的非线性模型中控制输入指令为速度和航向, 每个时刻无人机 uv_i 优化的变量维数并不一样, 因为邻居集是时变的, 所以粒子群的维数也是时变的。如图 9 所示, 如果无人机 uv_i 只优化自身局部代价, 粒子群的维数为 $M \times 2N$, 即 M 个粒子, 每个粒子包含 $2N$ 个变量。考虑紧耦合约束无人机后, 无人机 uv_i 在线优化的变量个数为 $2(n+1)N$ (n 为 $\zeta(i)$ 内元素的个数), 此时粒子群的维数为 $M \times 2(n+1)N$ 。

步骤 2 当迭代次数小于 T 时, 执行以下步骤。

步骤 3 计算粒子群的平均最好位置 M_{best} 。

步骤 4 计算粒子的当前适应值, 并与前一次迭代的适应值比较, 如果 $f(\mathbf{X}\mathbf{L}_i(t+1)) < f(\mathbf{P}_i(t))$, 则 $\mathbf{P}_i(t+1) = \mathbf{X}\mathbf{L}_i(t+1)$ 。

步骤 5 计算群体当前的全局最优位置 \mathbf{P}^g 。

步骤 6 将当前时刻全局最优位置与前一次迭代的全局最优位置进行比较, 选择更优值作为群体的全局最优位置。

步骤 7 对每一个粒子, 选择点 \mathbf{P}^g 。对粒子的每一维, 根据式(35)计算 $p_{i,j}$ 。

步骤 8 根据式(7)计算粒子的新的位置。

步骤 9 计算粒子群的多样性 $\text{diversity}(S_{XL})$ (DCQPSO_X) 或 $\text{diversity}(S_p)$ (DCQPSO_p)。

步骤 10 通过式(8)计算收缩-扩张因子(收

敛模式)。

步骤 11 判断 $\text{diversity}(S_{XL})$ 或 $\text{diversity}(S_p)$, 如果小于 d_{low} , 则进行变异操作(发散模式)。

步骤 12 按照 QPSO 算法进化方程对种群中所有粒子进行位置更新。

步骤 13 返回步骤 2。

5 仿真与分析

为了验证本文所提算法的有效性, 使用 MATLAB 编译环境进行仿真验证, 分别选用 PSO、RQPSO 2 种算法对无人机编队重构控制进行仿真实验, 粒子群规模都设置为 20。对于 PSO 算法, $c_1 = c_2 = 2$, $w = 0.5$, $T = 800$; 对于 RQPSO 算法, b 的值将随着算法的运行从 1.0 线性减小到 0.5, $d_{low} = 0.0004$, $\ell = 0.000012$ 。

假设编队中的无人机之间不存在通信时延; 无人机的速度、航向不受任何其他因素干扰影响。各无人机的初始运动以及参考轨迹参数如表 1 和表 2 所示, 各无人机与参考轨迹相对距离如表 3 所示, 预警雷达、防空雷达、禁飞区坐标及作用距离如表 4 所示。

仿真结果如图 10 ~ 图 15 所示。

从图 10 可以看出, 无人机编队在整个飞行过程中基本没有偏离虚拟参考轨迹, 当发现敌方

表 1 无人机初始运动参数

Table 1 Initial kinematic parameters of UAVs

无人机	(x, y)/km	v/(m · s ⁻¹)	χ/(°)
uv ₁	(3.8, 8.2)	152	90
uv ₂	(2.8, 7.7)	152	90
uv ₃	(2.8, 8.7)	152	90
uv ₄	(1.8, 7.2)	152	90
uv ₅	(1.8, 9.2)	152	90

表 2 参考轨迹参数

Table 2 Parameters of reference trajectory

参数	时间/s	数值
初始位置	0	(2.8, 8.2) km
速度	[0, 200]	152 m/s
航向	[0, 200]	90°

表 3 编队初始构型参数

Table 3 Parameters of Initial formation configuration

初始坐标	数值
(x _{1r} ^d , y _{1r} ^d)	(0, 1/sin(π/3))
(x _{2r} ^d , y _{2r} ^d)	(0.5, 0.5/sin(π/6))
(x _{3r} ^d , y _{3r} ^d)	(-0.5, 0.5/sin(π/6))
(x _{4r} ^d , y _{4r} ^d)	(1, -0.5/cos(π/6))
(x _{5r} ^d , y _{5r} ^d)	(-1, -0.5/cos(π/6))

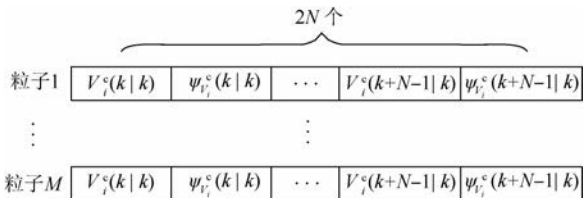


图 9 粒子编码

Fig. 9 Particle coding

表4 敌方威胁参数

Table 4 Parameters of enemy threat

参数	数值
预警雷达坐标/km	(30,20)
预警雷达作用距离/km	20
防空雷达坐标/km	(32,18)
防空雷达作用距离/km	12
防空雷达角度/(°)	10
禁飞区1区间范围/km [(12,12),(18,12),(18,18),(12,5)]	
禁飞区2区间范围/km [(25,25),(35,25),(35,5),(25,5)]	
机间防撞距离/km	0.5
最大通信距离/km	2

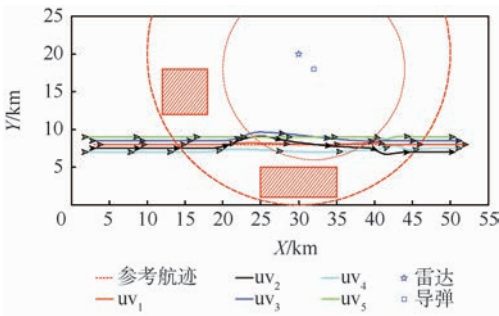


图10 威胁环境下无人机编队自动构型变换轨迹
Fig. 10 Automatic configuration transforming flight trajectory of UAV formation in threatened environment

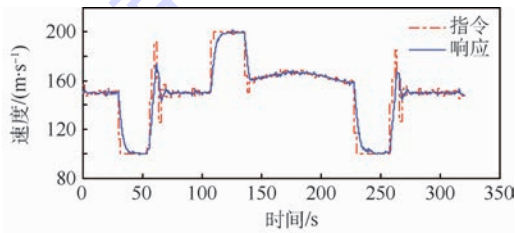


图11 无人机 uv₁ 速度指令及响应曲线

Fig. 11 Velocity instruction and response curves of uv₁

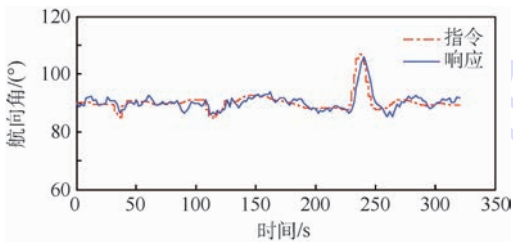


图12 无人机 uv₁ 航向角指令及响应曲线

Fig. 12 Course angle instruction and response curves of uv₁

搜索雷达,需要进行突防时,无人机编队中的 uv₅ 被选择对敌搜索雷达进行干扰,其余无人机能够以 uv₅ 与虚拟参考轨迹为参考自动进行编队构型重构,以实施安全突防;当发现敌方防空导弹跟踪

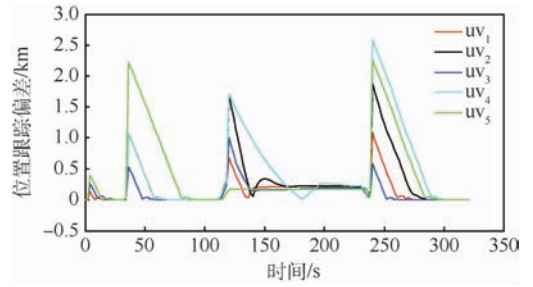


图13 无人机期望位置跟踪偏差曲线

Fig. 13 Desired location tracking deviation curves of UAVs

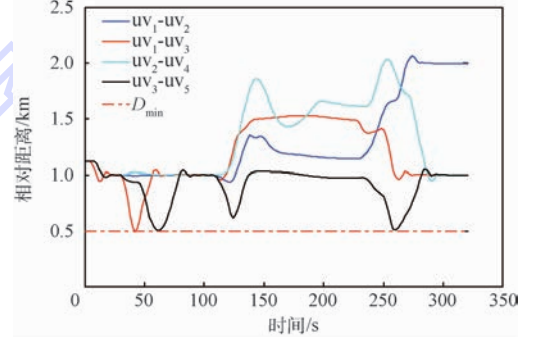


图14 无人机之间相对距离

Fig. 14 Relative distance between UAVs

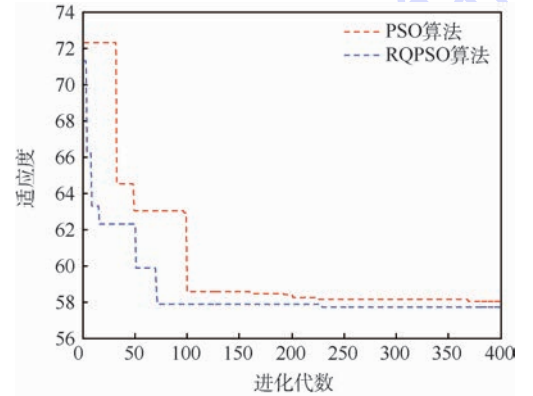


图15 RQPSO 算法与 PSO 算法收敛速度比较

Fig. 15 Comparison of convergence speed between RQPSO and PSO algorithms

雷达时,无人机编队中的 uv₃ 被选择对敌跟踪雷达进行干扰,此时编队中的 uv₃ 与 uv₅ 相互协作,同时还要参考虚拟参考轨迹以便选择出最佳干扰位置,其余无人机也自动进行编队构型重构,以实现安全突防;当整个编队突防成功后,需要根据此时的位置和期望的编队构型在此进行编队重构。从图 11 和图 12 可以看出,uv₁ 的速度和航向控制输入满足控制约束。从图 14 可以看出,无人机之间的相对距离也满足约束条件,从而验证了所设计的编队构型控制算法是有效的。图 15 表明,RQPSO 算法进行编队重构的效果要明显优于 PSO 算法。

6 结 论

本文提出了一种基于 RQPSO 算法的多无人机编队重构控制算法,并验证了其有效性与安全性。

1) 相比传统的 PSO 算法,RQPSO 算法的变异操作和选择操作使得整个算法的搜索能力更大,且不易于陷入局部最优值,而使得到的解不是最优的。

2) 通过引入邻居集降低编队重构代价问题的复杂性,提高了优化求解的效率,更有利于对实时性要求高的多无人机编队自主重构。

3) 与以往的各种多无人机编队重构约束条件相比,本文考虑的约束条件更加全面具体,具有更多的现实意义。

参考文献 (References)

- [1] 王祥科,李迅,郑志强.多智能体系统编队控制相关问题研究综述[J].控制与决策,2013,28(11):1601-1613.
WANG X K, LI X, ZHENG Z Q. Survey of delvelopmrrnts on multi-agent formation control related problems[J]. Control and Decision, 2013, 28(11):1601-1613 (in Chinese).
- [2] SCHIANO F, FRANCHI A, DAN Z, et al. A rigidity-based decentralized bearing formation controller for groups of quadrotor UAVs[C]//IEEE/RJS International Conference on Intelligent Robots and System, 2016:1109-1118.
- [3] 陈宗基,张汝麟,张平,等.飞行器控制面临的机遇与挑战[J].自动化学报,2013,39(6):703-710.
CHEN Z J, ZHANG R L, ZHANG P, et al. Flight control: Challenges and opportunities[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(6):703-710 (in Chinese).
- [4] 段海滨,刘森琪.空中/地面机器人异构协同技术研究:现状和展望[J].中国科学:技术科学,2010,40(9):1029-1036.
DUAN H B, LIU S Q. Unmanned air/ground vehicles heterogeneous cooperative techniques: Current status and prospects[J]. Scientia Sinica Technologica, 2010, 40(9):1029-1036 (in Chinese).
- [5] 朱华勇,牛轶峰,沈林成,等.无人机系统自主控制技术现状与发展趋势[J].国防科技大学学报,2010,32(3):115-120.
ZHU H Y, NIU Y F, SHEN L C, et al. State of the art and trends of autonomous control of UAV systems[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(3):115-120 (in Chinese).
- [6] BRUST M R, STRIMBU B M. A networked swarm model for UAV deployment in the assessment of forest environments [C]//2015 IEEE 10th International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, 2015.
- [7] 吕明海,魏瑞轩,许卓凡.基于改进微分进化的无人机编队重构安全控制[J].光电与控制,2014,21(9):65-70.
LU M H, WEI R X, XU Z F. Safety control for UAV formation reconfiguration based on modified differential evolution [J]. Electronics Optics & Control, 2014, 21(9):65-70 (in Chinese).
- [8] 吴清坡,周绍磊,周超.基于粒子群优化的无人飞行器编队分布式协同构型重构控制[C]//2012 导航、制导与控制会议,2012.
WU Q P, ZHOU S L, ZHOU C. Distributed cooperative configuration control for UAV based on particle swarm optimization [C]//5th International Congress of Navigation, Guidance and Control, 2012 (in Chinese).
- [9] 茹常剑,魏瑞轩,戴静,等.基于纳什议价的多无人机编队自主重构控制方法[J].自动化学报,2013,39(8):1349-1360.
RU C J, WEI R X, DAI J, et al. Autonomous reconfiguration control method for UAV's formation based on Nash bargain[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(8):1349-1360 (in Chinese).
- [10] 熊伟,陈宗基,周锐.运用混合遗传算法的多机编队重构优化方法[J].航空学报,2008,29(增刊):S209-S214.
XIONG W, CHEN Z J, ZHOU R. Optimization of multiple flight vehicle formation reconfiguration using hybrid genetic algorithm [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2008, 29(Suppl.):S209-S214 (in Chinese).
- [11] SEO J, KIM Y, TSOURDOS A, et al. Multiple UAV formation reconfiguration with collision avoidance guidance via different geometry concept [C]//28th International Congress of the Aeronautical Sciences, 2016.
- [12] FERNÁNDEZ-CABALLERO A, BELMONTE L M, MORALES R, et al. Generalized proportional integral control for an unmanned quadrotor system[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2015, 12(1):1-7.
- [13] MAYNE D Q, RAWLINGS J B, RAO C V, et al. Constrained model predictive control: Stability and optimality[J]. Automatica, 2000, 36(6):789-814.
- [14] PENI T, VANEK B, SZABO Z, et al. Supervisory fault tolerant control of the GTM UAV using LPV methods[C]//IEEE Control and Fault-Tolerant Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013:655-660.
- [15] 席裕庚,李德伟,林殊.模型预测控制——现状与挑战[J].自动化学报,2013,39(3):222-236.
XI Y G, LI D W, LIN S. Model predictive control: Status and challenges[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(3):222-236 (in Chinese).
- [16] 黄海滨,马广富,庄宇飞,等.基于协同进化粒子群和 Pareto 最优解的卫星编队队形重构方法[J].航空学报,2011,32(11):2073-2082.
HUANG H B, MA G F, ZHUANG Y F, et al. Satellite formation reconfiguration using co-evolutionary particle swarm optimization and Pareto optimal solution[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(11):2073-2082 (in Chinese).
- [17] 金久才,张杰,官晟,等.自推进粒子群的空间同步并行编队控制[J].控制理论与应用,2011,28(4):587-590.
JIN J C, ZHANG J, GUAN S, et al. Control for spatial synchronized parallel formation of self-propelled particles[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(4):587-590 (in Chinese).
- [18] 李盼池,王海英,宋考平,等.量子势阱粒子群优化算法的改

- 进研究[J]. 物理学报, 2012, 61(6): 060302-1-060302-6.
- LI P C, WANG H Y, SONG K P, et al. Research on the improvement of quantum potential well-based particle swarm optimization algorithm [J]. Acta Physica Sinica, 2012, 61(6): 060302-1-060302-6 (in Chinese).
- [19] 刘朝华, 张英杰, 章兢, 等. 基于免疫双态微粒群的混沌系统自抗扰控制[J]. 物理学报, 2011, 60(1): 019501-1-019501-9.
- LIU C H, ZHANG Y J, ZHANG J, et al. Active disturbance rejection control of a chaotic system based on immune binary-state particle swarm optimization algorithm [J]. Acta Physica Sinica, 2011, 60(1): 019501-1-019501-9 (in Chinese).
- [20] 张宏立, 宋莉莉. 基于量子粒子群算法的混沌系统参数辨识[J]. 物理学报, 2013, 62(19): 190508-1-190508-6.
- ZHANG H L, SONG L L. Parameter identification in chaotic systems by means of quantum particle swarm optimization [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(19): 190508-1-190508-6 (in Chinese).
- [21] 孙俊. 量子行为粒子群优化算法研究[D]. 无锡: 江南大学, 2009.
- SUN J. Particle swarm optimization with particles having quantum behavior [D]. Wuxi: Southern Yangtze University, 2009 (in Chinese).
- [22] 方伟, 孙俊, 谢振平, 等. 量子粒子群优化算法的收敛性分析及控制参数研究[J]. 物理学报, 2010, 59(6): 3686-3692.
- FANG W, SUN J, XIE Z P, et al. Convergence analysis of quantum-behaved particle swarm optimization algorithm and study on its control parameter [J]. Acta Physica Sinica, 2010, 59(6): 3686-3692 (in Chinese).
- [23] 施展, 陈庆伟. 基于改进的多目标量子行为粒子群优化算法的多无人机协同任务分配[J]. 南京理工大学学报, 2012, 36(6): 945-951.
- SHI Z, CHEN Q W. Cooperative task allocation for multiple UAVs based on improved multi-objective quantum-behaved particle swarm optimization algorithm [J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2012, 36(6): 945-951 (in Chinese).
- [24] 施展, 陈庆伟. 基于量子行为特性粒子群和自适应网格的多目标优化算法[J]. 信息与控制, 2011, 40(2): 214-220.
- SHI Z, CHEN Q W. Multi-objective optimization algorithm based on quantum-behaved particle swarm and adaptive grid [J]. Information and Control, 2011, 40(2): 214-220 (in Chinese).
- [25] 吴祥兴, 陈忠. 混沌学导论[M]. 上海: 上海科学技术文献出版社, 1997.
- WU X X, CHEN Z. Introduction to chaos theory [M]. Shanghai: Shanghai Scientific and Technical Literature Press, 1997 (in Chinese).
- [26] REN W. Trajectory tracking control for a mininature fixed-wing unmanned air vehicle [J]. International Journal of Systems Science, 2007, 38(4): 361-368.
- [27] 叶水跟. 某型无人机空中阶段控制律设计与仿真[D]. 成都: 电子科技大学, 2011.
- YE S G. Design and simulation of the control law for a certain UAV in the air phase [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2011 (in Chinese).
- [28] REN W. On constrained nonlinear tracking control of a small fixed-wing UAV [J]. Journal of Intelligent and Robotic Systems, 2007, 48(4): 525-537.
- [29] REN W, BEARD R W. 多航行体协同控制中的分布式一致性理论与应用[M]. 吴晓锋, 译. 北京: 电子工业出版社, 2014.
- REN W, BEARD R W. Distributed consensus in multi-vehicle cooperative control: Theory and applications [M]. WU X F, translated. Beijing: Electronic Industry Press, 2014 (in Chinese).
- [30] 周绍磊, 康宇航, 万兵, 等. 多无人机构协同编队控制的研究现状与发展前景[J]. 飞航导弹, 2016(1): 78-82.
- ZHOU S L, KANG Y H, WAN B, et al. Research status and development prospect of cooperative control for multiple UAVs [J]. Aerodynamic Missile Journal, 2016(1): 78-82 (in Chinese).
- [31] 周超, 王亚峰, 周绍磊, 等. 输入状态稳定的鲁棒预测控制[J]. 控制与决策, 2013, 28(7): 58-62.
- ZHOU C, WANG Y F, ZHOU S L, et al. Robust model predictive control with input-to-state stability [J]. Control and Decision, 2013, 28(7): 58-62 (in Chinese).
- [32] TRODDEN P, RICHARDS A. Multi-vehicle cooperative search using distributed model predictive control [C] // Proceedings of the AIAA Conference on Guidance, Navigation and Control. Reston: AIAA, 2008: 1-11.
- [33] RIGET J, VESTERSTROEM J. A diversity-guided particle swarm optimizer —The ARPSO; 2002-02 [R]. EVALife Technical Report, 2002.
- [34] 董娜, 陈增强, 孙青林, 等. 基于粒子群优化的有约束模型预测控制器[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(9): 965-969.
- DONG N, CHEN Z Q, SUN Q L, et al. Particle-swarm optimization algorithm for model predictive control with constrains [J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(9): 965-969 (in Chinese).
- [35] 张雷, 王道波, 高宇辉, 等. 基于粒子群优化的无人战斗机编队任务协调方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(2): 439-442.
- ZHANG L, WANG D B, GAO Y H, et al. Study on uninhabited combat air vehicle formation tasks scheduling method based on particle swarm optimization algorithm [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(2): 439-442 (in Chinese).

作者简介:

周绍磊 男, 博士, 教授。主要研究方向: 多无人机编队控制、故障诊断。

康宇航 男, 博士研究生。主要研究方向: 多无人机编队控制。

Autonomous reconfiguration control method for multi-UAV formation based on RQPSO-DMPC

ZHOU Shaolei^{1,*}, KANG Yuhang², SHI Xianjun¹, DAI Shaowu¹, ZHOU Chao³

(1. Department of Control Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264000, China;

2. The Troop of 91899, Huludao 125000, China; 3. The Troop of 92857, Beijing 100161, China)

Abstract: For various threats in the enemy defense area, in order to achieve covert penetration and implement effective combat against enemy, the unmanned aerial vehicle (UAV) formation needs to be reconfigured in the process of penetration, and the multi-UAV collision avoidance problem and communication constraint problem within the formation also need be considered. By establishing the virtual leader formation model and introducing the neighbor set, this paper adopts distributed model predictive control (DMPC), reconstructs the cost function of multi-UAV formation reconfiguration, and proposes that the cost function is solved by adopting the revised quantum-behaved particle swarm algorithm. The solving result is compared with the result obtained by particle swarm algorithm. Simulation result shows that this algorithm can control multi-UAV formation' autonomous reconfiguration effectively and achieve covert penetration safely.

Keywords: unmanned aerial vehicle (UAV); formation reconfiguration; neighbor set; distributed model predictive control (DMPC); quantum-behaved particle swarm

Received: 2016-10-07; **Accepted:** 2016-11-04; **Published online:** 2016-12-26 17:08

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161226.1708.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61102167); Aeronautical Science Foundation of China (20135184007)

* **Corresponding author.** E-mail: 492292699@qq.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0824

考虑等待时间约束的不完美生产系统的产出优化



周炳海*, 刘玉旺

(同济大学 机械与能源工程学院, 上海 201804)

摘 要: 针对某些生产系统存在等待时间约束及设备劣化引起产品质量损失这2个问题,构建了系统的缓冲区控制和预防性维护的联合优化模型。首先,利用伽马过程对下游瓶颈工作站的劣化过程进行建模,并考虑由于其状态劣化引起的产品质量损失;其次,在此基础上,将工件的到达、中间缓冲区及下游工作站的加工过程视为一排队系统,引入M/G/1/K排队模型分别求解了在制品(WIP)被阻塞和超出等待时间约束的概率;最后,以最大化系统的“有效产出”为目标,对系统的预防性维护和缓冲区控制作了联合优化。数值实例表明:本文所提模型是切实、有效的,对带等待时间约束的生产系统的缓冲区控制、预防性维护以及产出提高具有一定的指导意义。

关键词: 设备劣化;伽马过程;质量损失;等待时间约束;缓冲

中图分类号: TP391

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-1972-08

在半导体、钢铁、化工等实际生产系统中,在制品(Work In Process, WIP)在进行某些工序加工之前的等待时间往往不能超过设定的阈值,即存在等待时间约束(queue time constraints)。若超出该约束,则产品直接废弃或需要返工,这将降低生产效率。此外,设备劣化程度的加剧将会导致产品缺陷率的增大,从而进一步降低系统的有效产出。如何设置合理的生产控制策略以提高系统产出已成为制造企业面临的一项难题。

考虑实际生产中的等待时间约束正成为学术界和工业界的研究热点。Tu和Chen^[1]将设备的平均失效时间(Mean Time Between Failure, MTBF)和平均修复时间(Mean Time To Repair, MTTR)整合进GI/G/m排队模型,为带等待时间约束的串行工作站作了能力规划,并研究了不同控制策略下各工作站能力规划水平的变化。Ono等^[2]基于M/M/1模型和利特尔法则(Little's

law),根据缓冲区WIP的阈值大小,建立了一种基于风险的评估方法。更多关于排队模型在这类问题上的应用可参见文献[3]。Wu等^[4]基于马尔可夫决策过程,通过最小化持有成本和废弃成本之和,为一个等待时间约束(含加工时间)呈指数分布的串行系统建立了最优控制策略;之后又将模型扩展至工作站内含多台并行机的情形^[5]。Shi和Gershwin^[6]假设上下游设备的MTBF和MTTR均服从几何分布,基于离散时间马尔可夫链推导出了WIP等待时间的概率分布。文献[7]同样考虑设备的随机故障,借鉴经济订货批量(Economic Order Quantity, EOQ)思想,通过权衡WIP的返工成本和下游瓶颈工作站的能力损失,推导出了缓冲区容量的最优控制限。上述文献从多种角度对带等待时间约束的生产系统进行了分析研究,如能力规划、风险、缓冲区控制等,并且大都考虑了设备的随机故障。但是,仍存在2个问

收稿日期: 2016-10-26; 录用日期: 2016-12-09; 网络出版时间: 2016-12-28 14:48

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161228.1448.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(71471135)

* 通讯作者: E-mail: bhzhou@tongji.edu.cn

引用格式: 周炳海, 刘玉旺. 考虑等待时间约束的不完美生产系统的产出优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1972-1979. ZHOU B H, LIU Y W. Throughput optimization for an imperfect production system with queue time constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1972-1979 (in Chinese).

题:一是仅选用 MTBF 和 MTTR 2 个参数对设备的劣化过程及修复进行刻画,与实际偏差较大;二是就其维护方式而言,属于事后维修,这一假设在自动化程度较高的行业里并不合理,如半导体制造。

关于生产设备的退化和可靠性问题一直是学术界研究的热点。Peng 等^[8]综合考虑系统的连续劣化过程和受到的突发性外界冲击,建立了可靠性和维护模型。王严等^[9]分析保障设备故障对装备保障活动的影响,建立了保障设备站点内的保障过程模型。张卓琦等^[10]则考虑了系统中部件间存在的故障相关性,提出了一种年龄预防性维修与机会维修相结合的维修策略。上述文献从设备故障的不同内在机理出发,建立故障模型,但并未将设备的退化过程与实际生产活动(如引起的产品质量问题)相联系起来。

综合以上 2 点,本文针对一个带等待时间约束的生产系统,用更为准确的劣化模型来刻画其劣化过程,并考虑其劣化过程引起的质量损失问题,通过引入预防性维护(Preventive Maintenance, PM)策略和 M/G/1/K 排队模型对预防性维护阈值和中间缓冲区容量作联合优化,以最大化系统的有效产出。

1 问题描述

考虑如图 1 所示的一个由 2 个工作站串联的带缓冲区的生产系统。其中,上游工作站 1 为非能力约束资源(Non-Capacity Constraint Resources, NCCR),下游工作站 2 为能力约束资源(Capacity Constraint Resources, CCR),即瓶颈工作站。每一工作站前面都有一定数量的 WIP,分别组成队列 Q_1 、 Q_2 ,由工作站 1 加工后的 WIP 在 Q_2 中的等待时间不得超过某一设定的时间上限,即存在“等待时间约束 T_c ”。

定义 1 有效产出:以图 1 所示的生产系统为研究对象,将总期望产出去除质量损失、被阻塞未进入 Q_2 的潜在工件以及因超出 T_c 被废弃的 WIP 后剩余的产出,如图 2 所示。

为进一步描述研究问题域,作如下假设:①工作站 1 和 2 一次均只能加工一个工件。工作站 1 前面的缓冲区容量为无限大,为方便后文计算,工

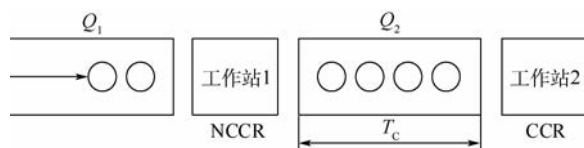


图 1 带等待时间约束的串行生产系统

Fig. 1 A serial production system with queue time constraints

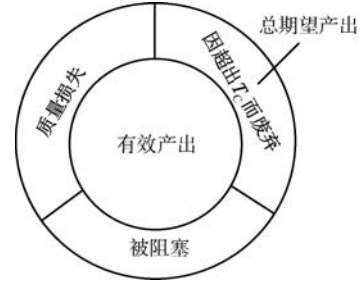


图 2 “有效产出”示意图

Fig. 2 Schematic diagram of “effective throughput”

作站 2 前面的缓冲区容量设为 $K-1$;②工件到达工作站 1 的时间间隔服从指数分布,经工作站 1 加工后进入缓冲区 Q_2 ,当 Q_2 已满时,则关停工作站 1 以阻止新的 WIP 加入队列,直至 Q_2 中 WIP 数量小于 $K-1$;③若 Q_2 中 WIP 的等待时间超过“等待时间约束 T_c ”,则直接废弃;④随着生产活动的进行,工作站 1 和 2 都不可避免地发生劣化。对非瓶颈工作站 1 采取事后维修(替换)策略,替换后恢复至全新状态,并且替换时间忽略不计;瓶颈工作站 2 服从连续的劣化过程,并对其状态进行连续监测,在其劣化量达到失效阈值 D_F 之前对其进行 PM,并且每次 PM 均不能使其恢复至初始全新状态;⑤经工作站 2 加工出的产品并非全都是完美的,存在质量损失,并且质量损失随着其劣化量的增大而增大。

基于以上假设,本文的决策目标是:在瓶颈工作站 2 的预期寿命范围 T_L 内,综合决策工作站 2 的 PM 阈值 D_p 和缓冲区 Q_2 容量的控制上限 $K-1$,以最大化系统的有效产出。

2 模型构建

2.1 生产系统的劣化过程及维护建模

考虑到工作站 1 为 NCCR,仅对到达的工件进行初步的预处理,因此对其进行事后维修(替换),该工作站内一般均为通用型设备,较易获得,忽略其替换时间。

基于约束理论(Theory of Constraints, TOC),瓶颈决定系统产能,为此选用更为准确的劣化模型对工作站 2 的劣化过程进行刻画。伽马过程具有非负的独立增量特性,被广泛应用于模拟单调累积增长的渐变式退化过程,如磨损、疲劳、腐蚀、裂纹生长、蠕变等^[11]。更多关于伽马过程在设备劣化及维护领域的应用可参见文献[12]。文献[11]对金属表面点蚀生长过程的研究表明:点蚀坑深的增量与时间呈非线性关系。为此本文选取非定态伽马过程来对工作站 2 的连续劣化过程进行建模,假设其形状参数 $\alpha(t) = \alpha t^q$ ($q > 0$),尺度

参数 $\beta > 0$ 。设工作站 2 在初始时刻为全新状态, 即 $X(0) = 0$, 则其 t 时刻劣化量 $X(t)$ 的概率密度函数 (PDF) 为

$$f_{\alpha(t), \beta}(x) = \frac{1}{\beta \alpha^q \Gamma(\alpha^q)} x^{\alpha^q - 1} e^{-x/\beta} \quad (1)$$

式中: $\Gamma(\alpha) = \int_0^\infty z^{\alpha-1} e^{-z} dz (\alpha > 0)$ 为 α 的伽马函数。设服役时间为 T_L , 则对于给定的失效阈值 D_F , 相应的失效时间的分布函数为

$$F_{\alpha(t), \beta}(t) = P(T_L < t) = P(X(t) > D_F) = \int_{D_F}^\infty f_{\alpha(t), \beta}(x) dx = \frac{\Gamma(\alpha^q, D_F/\beta)}{\Gamma(\alpha^q)} \quad (2)$$

式中: $\Gamma(t, x)$ 为上不完全伽马函数, $\Gamma(t, z) = \int_x^\infty z^{t-1} e^{-z} dz (t > 0, x > 0)$ 。

定理 1 如果某设备(系统)的劣化过程服从伽马过程, 并存在一个失效阈值(上界), 则其失效率函数是关于时间的增函数。

证明 不失一般性, 考虑如下伽马过程 $X(t)$: 初始状态 $X(0) = 0$, 形状参数 $\alpha(t) > 0$, 尺度参数 $\beta > 0$, 失效阈值为 D_F 。根据定义, 失效率函数可表示为

$$h(t) = \frac{f(t)}{\bar{F}(t)} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \cdot \frac{f(t) \Delta t}{\bar{F}(t)} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \cdot \frac{P(X(t) < D_F, X(t + \Delta t) \geq D_F)}{P(X(t) < D_F)}$$

式中: $f(t)$ 为失效时间的概率密度函数; $\bar{F}(t)$ 为可靠度函数。

令 $\Delta X = X(t + \Delta t) - X(t)$ 表示在区间 $[t, t + \Delta t]$ 内的劣化增量, 设其概率密度函数为 $g(y, \Delta t)$, $y \in (0, D_F)$ 。于是有

$$\begin{aligned} h(t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \cdot \frac{P(D_F - \Delta X \leq X(t) < D_F)}{P(X(t) < D_F)} = \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \cdot \frac{P(X(t) < D_F) - P(X(t) < D_F - \Delta X)}{P(X(t) < D_F)} = \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \left(1 - \frac{P(X(t) < D_F - \Delta X)}{P(X(t) < D_F)} \right) = \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \left(1 - \int_0^{D_F} \frac{P(X(t) < D_F - y)}{P(X(t) < D_F)} g(y, \Delta t) dy \right) = \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \left(1 - \int_0^{D_F} \frac{1 - \frac{\Gamma(\alpha(t), (D_F - y)/\beta)}{\Gamma(\alpha(t))}}{1 - \frac{\Gamma(\alpha(t), D_F/\beta)}{\Gamma(\alpha(t))}} g(y, \Delta t) dy \right) = \\ &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \left(1 - \int_0^{D_F} \frac{\gamma(\alpha(t), (D_F - y)/\beta)}{\gamma(\alpha(t), D_F/\beta)} g(y, \Delta t) dy \right) \end{aligned}$$

式中: $\gamma(t, x) = \int_0^x z^{t-1} e^{-z} dz (t > 0, x > 0)$ 为下不完

全伽马函数, 且 $\gamma(t, x) + \Gamma(t, x) = \Gamma(t)$ 。设

$$G(x, y, t) = \frac{\gamma(t, x+y)}{\gamma(t, x)} = \frac{\int_0^{x+y} u^{t-1} e^{-u} du}{\int_0^x v^{t-1} e^{-v} dv} = 1 + \frac{\int_x^{x+y} u^{t-1} e^{-u} du}{\int_0^x v^{t-1} e^{-v} dv} = 1 + \int_x^{x+y} \frac{u^{t-1} e^{-u} du}{\int_0^x v^{t-1} e^{-v} dv} du$$

$x, y, t > 0$

对 t 求偏导, 可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial G(x, y, t)}{\partial t} &= \int_x^{x+y} \frac{u^{t-1} e^{-u} \ln u \int_0^x v^{t-1} e^{-v} dv - u^{t-1} e^{-u} \int_0^x v^{t-1} e^{-v} \ln v dv}{\left(\int_0^x v^{t-1} e^{-v} dv \right)^2} du = \\ &= \int_x^{x+y} \frac{u^{t-1} e^{-u} \int_0^x (\ln u - \ln v) v^{t-1} e^{-v} dv}{\left(\int_0^x v^{t-1} e^{-v} dv \right)^2} du > 0 \end{aligned}$$

$u > x > v > 0$

于是, $G(x, y, t)$ 是关于 t 的增函数, 那么 $\frac{\gamma(\alpha(t), (D_F - y)/\beta)}{\gamma(\alpha(t), D_F/\beta)}$, $y \in (0, D_F)$ 是关于 t 的减函数, 而 $h(t)$ 是关于 t 的增函数。证毕

定义 2 设 X, Y 是 2 个随机变量, 若对任意正数 a , 有 $P(X > a) \geq P(Y > a)$, 则称 X 随机的大于 Y , 记作 $X \geq_{st} Y$ [13]。

进一步地, 设 $\{X_n, n = 1, 2, \dots\}$ 表示某一随机过程, 若对所有的 $n = 1, 2, \dots$, 均满足 $X_n \geq_{st} X_{n+1}$, 则称 $\{X_n, n = 1, 2, \dots\}$ 是随机递减(递增)的。

定理 2 设 $X(M_i)$ 表示第 i 次 PM 后, 系统劣化量恢复至的中间某一水平。假设对 $\forall j > i$, 均有 $X(M_j) \geq_{st} X(M_i)$, 并且 $h_k(t) | x, k \in \{1, 2, \dots, i, i+1, \dots, j, j+1, \dots\}$ 是关于 x 的增函数。那么, 在任意时刻 t , 都有 $h_j(t) \geq h_i(t)$, 并且期望长度 $E(T_{j+1}) \leq E(T_{i+1})$ 。

证明 由文献 [11] 可知, 若 $X \leq_{st} Y, \varphi(u)$ 是一个单调增函数并且 $\varphi(u) \geq 0$, 则有 $E[\varphi(X)] \leq E[\varphi(Y)]$ 。根据定理 2 中的前提条件, 易得 $h_j(t) = E[h_j(t) | X(M_j)] \geq E[h_i(t) | X(M_i)] = h_i(t)$ 其中: $h_k(t) | x$ 显然恒为正数。设 $F_{i+1}(t)$ 为系统第 $i+1$ 个运行周期 T_{i+1} 的寿命分布函数, $R_{i+1}(t)$ 为其可靠度函数, 则

$$R_{j+1}(t) = \bar{F}_{j+1}(t) = e^{-\int_0^t h_j(t') dt'} \leq e^{-\int_0^t h_i(t') dt'} = \bar{F}_{i+1}(t)$$

$$E(T_{j+1}) = \int_0^\infty \bar{F}_{j+1}(u) du \leq \int_0^\infty \bar{F}_{i+1}(u) du = E(T_{i+1})$$

证毕

工作站 2 从初始全新状态第 1 次运行达到 PM 阈值所经历时间的期望值为

$$E(T_1) = \int_0^\infty (1 - F_{\alpha(t), \beta}(t)) dt = \int_0^\infty \left(1 - \frac{\Gamma(\alpha t^q, D_p/\beta)}{\Gamma(\alpha t^q)}\right) dt \quad (3)$$

第 i 次 PM 后 ($i=1, 2, \dots, N-1$), 第 $i+1$ 个运行周期的期望长度为

$$E(T_{i+1}) = \int_0^{D_p} \int_0^\infty (1 - F_{\alpha(t), \beta}(t)) f_{X(M_i)}(x) dt dx = \int_0^{D_p} \int_0^\infty \left(1 - \frac{\Gamma(\alpha t^q, (D_p - x)/\beta)}{\Gamma(\alpha t^q)}\right) f_{X(M_i)}(x) dt dx \quad (4)$$

式中: $f_{X(M_i)}$ 为第 i 次 PM 后, 工作站 2 的劣化量恢复至 $X(M_i)$ ($0 < X(M_i) < D_p$) 的概率密度函数。

假设第 i 次 PM 时间 M_i ($i=1, 2, \dots, N-1$) 是关于维护阈值和维护次数的增函数, M_i 服从参数为 λ_i 的指数分布 (其期望 $1/\lambda_i = \gamma_1 D_p e^{\gamma_2 D_p}$, γ_1, γ_2 为比例系数), 其概率密度函数 $f_{M_i}(t) = \lambda_i e^{-\lambda_i t}$ 。

由以上分析可知, 将工作站 2 的整个预期寿命 T_L 划分为 N 个维护周期。随着 N 的增大, 运行周期的期望长度越来越短, 而每个运行周期结束后进行 PM 所花费的时间越来越长, 直至达到预期寿命对其进行更新 (替换)。

2.2 质量损失建模

由第 1 节假设⑤, 随着工作站 2 劣化程度的加剧, 其所生产出产品的质量性能也随之下降, 即存在质量损失。根据文献 [14], 可以用田口质量损失函数 (二次损失函数) 衡量质量损失的相关成本:

$$L(X) = C(X - X_0)^2 = CX^2 \quad (5)$$

式中: $L(X)$ 为质量损失函数; X_0 为系统全新状态时的劣化量 (本文 $X_0 = 0$); C 为相关的成本系数。

在工作站 2 的整个寿命周期内, 总质量损失为

$$E[L(X)]_{\text{Total}} = C \sum_{i=1}^N E(X_i^2) = C \sum_{i=1}^N \int_0^\infty x^2 \frac{x^{\alpha T_i^q - 1} e^{-x/\beta}}{\beta^{\alpha T_i^q} \Gamma(\alpha T_i^q)} dx \quad (6)$$

为描述产品质量损失与产出损失 $L(O)$ 间的关系, 在文献 [15] 基础上, 构造两者间函数关系如下:

$$L(O) = k_1 (1 - e^{-k_2 L(X)}) \quad (7)$$

式中: k_1, k_2 为比例系数。于是, 在工作站 2 的整个寿命周期内, 由质量损失引起的总产出损失为

$$L(O)_{\text{Total}} = \sum_{i=1}^N k_1 (1 - e^{-k_2 L(X_i)}) \quad (8)$$

2.3 基于 M/G/1/K 排队模型的缓冲区建模

如图 1 所示, 工件经工作站 1 加工后进入队列 Q_2 , 按照到达的先后顺序依次在工作站 2 进行加工, 可以视为一排队系统。设 $\alpha(n)$ 表示在工作站 2 加工某工件期间, 有 n 个新工件进入 Q_2 的概率, 则

$$\alpha(n) = \int_0^\infty \frac{(\lambda t)^n}{n!} e^{-\lambda t} g(t) dt \quad (9)$$

式中: λ 为工件的到达率; $g(t)$ 为工作站 2 加工单位产品所需时间 s_2 的概率密度函数。由第 1 节假设②, 工作站 1 和 2 之间的缓冲区最多可容纳 $K-1$ 个 WIP。设缓冲区的状态 i 表示在工作站 2 加工完某一工件的瞬间, 队列中恰好存在 i 个 WIP ($i=0, 1, \dots, K-1$)。 $p_{i,j}$ 表示图 3 所示马尔可夫链从状态到状态的转移概率, $p_{i,j}$ 定义为

$$p_{i,j} = \begin{cases} \alpha(j) & 0 \leq j \leq K-2, i=0 \\ \sum_{k=K-1}^{\infty} \alpha(k) & j=K-1, i=0 \\ \alpha(j-i+1) & i-1 \leq j \leq K-2, 1 \leq i \leq K-1 \\ \sum_{k=K-i}^{\infty} \alpha(k) & j=K-1, 1 \leq i \leq K-1 \end{cases}$$

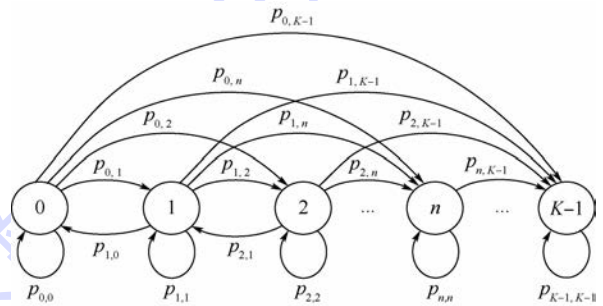


图 3 排队系统的状态转移示意图

Fig. 3 Schematic diagram of state transition for queuing systems

设 p_n ($n=0, 1, \dots, K-1$) 表示当系统处于稳态时, 在工作站 2 加工完某工件的瞬间 Q_2 中恰好有 n 个工件的稳态概率。 p_n 可以通过式 (10) 求解:

$$\begin{cases} p_n = \sum_{k=0}^{K-1} p_k p_{k,n} & n=0, 1, \dots, K-1 \\ \sum_{n=0}^{K-1} p_n = 1 \end{cases} \quad (10)$$

式(10)中2个公式分别表示状态平衡方程和归一化等式。在工作站2加工完工件的瞬间,系统有 $0, 1, \dots, K-1$ 共 K 种可能状态,即共有 K 个独立变量。但式(10)中平衡方程只有 $K-1$ 个是相互独立的,因此必须加入归一化等式才能求解。选取前 $K-1$ 个平衡方程以及归一化等式,并改写成以下形式:

$$\begin{cases} (\alpha(0) - 1)p_0 + \alpha(0)p_1 = 0 & n = 0 \\ \alpha(n)p_0 + \sum_{k=1}^{n-1} \alpha(n-k+1)p_k + (\alpha(1) - 1)p_n + \alpha(0)p_{n+1} = 0 & n = 1, 2, \dots, K-2 \\ p_0 + p_1 + \dots + p_{K-1} = 1 \end{cases}$$

设向量 $\mathbf{p} = [p_0, p_1, \dots, p_{K-1}]^T$, $\mathbf{b} = [0, 0, \dots, 1]^T$, \mathbf{A} 为一个 $K \times K$ 的矩阵:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \alpha(0) - 1 & \alpha(0) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \alpha(1) & \alpha(1) - 1 & \alpha(0) & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \alpha(2) & \alpha(2) & \alpha(1) - 1 & \alpha(0) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha(K-2) & \alpha(K-2) & \alpha(K-3) & \alpha(K-4) & \dots & \alpha(1) - 1 & \alpha(0) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

根据式(10)中 K 个相互独立的线性方程组,可将问题转化为求解线性方程组 $\mathbf{A}\mathbf{p} = \mathbf{b}$,其解为 $\mathbf{p} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$ 。注意到此时的 $p_n (n=0, 1, \dots, K)$ 表示在工作站2加工完某工件的瞬间, Q_2 中存在 n 个WIP的稳态概率,而非任意时刻系统中存在 n 个WIP的概率。根据泊松过程的PASTA性质,任意时刻系统中恰好有 n 个WIP的稳态概率 $\bar{p}_n (n=0, 1, \dots, K)$ 可通过式(11)计算:

$$L(\alpha, \beta, q) = \prod_{j=1}^n \frac{x_j^{\alpha_j^q - 1} e^{-x_j/\beta}}{\beta^{\alpha_j^q} \Gamma(\alpha_j^q)} \quad (14)$$

对式(14)取对数,得

$$\ln L \propto \sum_{j=1}^n [(\alpha_j^q - 1) \ln x_j - \ln \Gamma(\alpha_j^q) - \alpha_j^q \ln \beta - x_j/\beta] \quad (15)$$

$$\bar{p}_n = \begin{cases} \bar{p}_n / (p_0 + \lambda \bar{s}_2) & 0 \leq n \leq K-1 \\ 1 - 1 / (p_0 + \lambda \bar{s}_2) & n = K \end{cases} \quad (11)$$

式中: \bar{s}_2 为工作站2加工单位产品所需时间的期望值。工件因超出缓冲区容量限制被阻塞的概率即为

最大化式(15),利用MATLAB编程得到各参数的估计值: $\alpha = 3.2, \beta = 4.3, q = 0.5$ 。选取PM阈值 $D_p = 120 \mu\text{m}$, 工作站2劣化量达到PM阈值所经历时间的累积概率函数(CDF)和概率密度函数如图4所示。可以看到:在160h以后,工作站2劣化量达到PM阈值的概率将稳定趋近于1。

$$P_B = \bar{p}_K = 1 - 1 / (p_0 + \lambda \bar{s}_2) \quad (12)$$

缓冲区WIP超出 T_c 而废弃的概率为

根据第2节构建的劣化及维护模型,当 $D_p = 120 \mu\text{m}$ 时,工作站2在前5个维护周期 ($N = 1 \sim 5$) 内失效率函数的变化如图5所示,可以得出以下结论:①在任一维护周期内,其失效率函数是关于时间的增函数;②随着维护周期的增大,同一时刻工作站2的失效率越来越大。图5验证了定理2的正确性,并且可以得出推论:随着维护周

$$P_S = \sum_{k=1}^{K-1} \bar{p}_k \int_{T_c}^{\infty} g_k(t) dt \quad (13)$$

式中: $g_k(t)$ 为工作站2加工完 k 个WIP所需时间的概率密度函数,可由其加工单个WIP时间的概率密度函数 $g(t)$ 求得。

3 数值实例

本节通过一个数值实例来对所提模型进行演示。工作站2的预期寿命 $T_L = 650 \text{ h}$, 失效阈值 $D_F = 150 \mu\text{m}$, 工件的到达率服从参数 $\lambda = 5.5$ 的指数分布,工作站2的加工单位产品的时间 s_2 服从 $[0.1, 0.2]$ 的均匀分布,中间缓冲区WIP的等待时间约束 $T_c = 1.2 \text{ h}$ 。参考文献[11]中对点蚀生长过程所服从非定态伽马过程的参数估计方法,用最大似然法对参数 α, β 和 q 进行估计。假设进行了 n 次不同时间段的观测,似然函数为

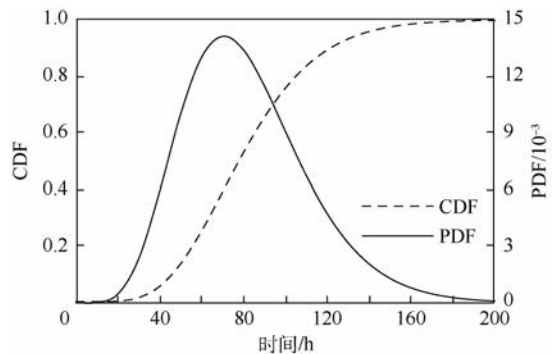


图4 工作站2达到 D_p 经历时间的 CDF 和 PDF

Fig.4 CDF and PDF of service time of station 2 until D_p

期个数的增大,工作站 2 的期望运行时间越来越短。

图 6 验证了上述推论的正确性,并且可以看到:当 PM 阈值 D_p 分别取为 [110, 115, 120, 125, 130] μm 时,对应工作站 2 在寿命范围内的维护周期个数分别为 [12, 11, 10, 10, 9],这是由于 D_p 值设置的越大,则对应的运行时间和 PM 时间均越长,则在有限的寿命范围内总维护周期个数越少。图中, $D_p = 125 \mu\text{m}$ 和 $130 \mu\text{m}$ 对应的 2 条曲线在最后一个维护周期快速下降的原因是最后一个维护周期是不完整的,分别运行了 5.4 h 和 22.2 h 便达到了预期寿命 T_L (更新点)。

图 7 表明了理想情况下(即不考虑质量损失、阻塞及 WIP 等待时间超出 T_C),不同的 PM 阈值对应的总期望产出及质量损失。可以看到:随着 PM 阈值的增大,系统在理想情况下的总期望产出也越大,原因在于总运行时间相对变长,总 PM 时间相对变短;但是引起的质量损失成本也随之增大,这是因为系统在进行 PM 前的劣化程度加剧,而 2.2 节的质量损失模型表明:质量损失成本与劣化量的二次方成正比关系。

工件的阻塞概率(P_B)及因超出 T_C 而废弃的概率(P_S)随缓冲区容量 $K-1$ 的变化情况如图 8 所示。随着 K 值的增大,工件的阻塞概率变小,

但缓冲区内 WIP 超出 T_C 约束的概率变大。容易理解:将缓冲区容量设置的越大,则经工作站 1 加工后的工件有更大的概率加入队列 Q_2 ;但同时意味着 Q_2 中 WIP 在被工作站 2 加工前的等待时间更长,则超出 T_C 的概率越大。

D_p 及 K 的变化均会影响系统的有效产出,但是难以将两者整合进一个数学模型中,以寻求最大化目标函数对应的最优组合。为此采用数值迭代算法寻找两者的最优组合 [D_p^*, K^*],见表 1。

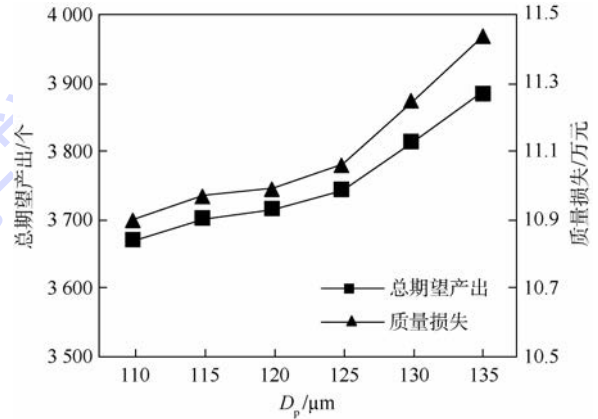


图 7 不同 D_p 对应的的总期望产出及质量损失

Fig. 7 Expected total throughput and quality loss under different D_p

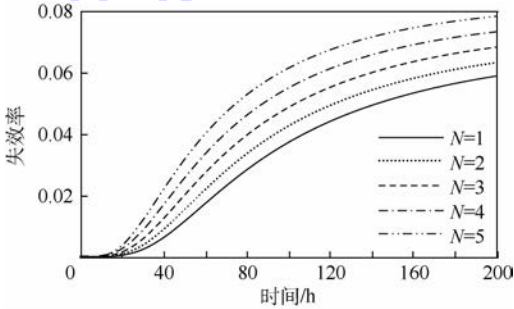


图 5 不同维护周期里失效率函数随时间的变化

Fig. 5 Variation of failure rate function with time in different maintenance periods

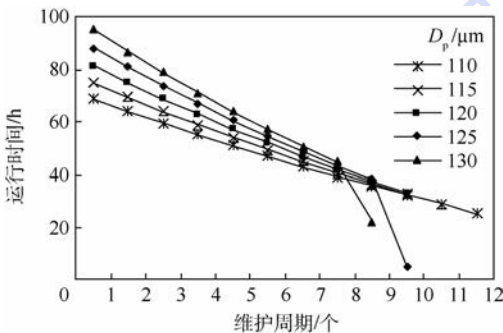


图 6 不同 D_p 下各维护周期的期望运行时间

Fig. 6 Expected service time of each maintenance period under different D_p

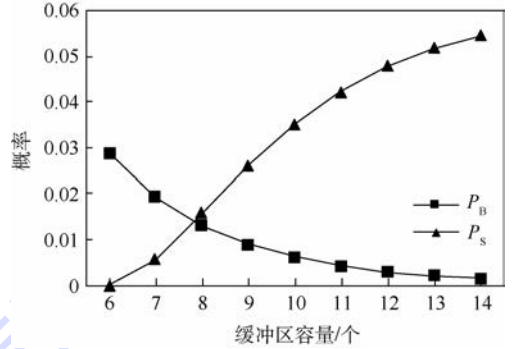


图 8 P_B 、 P_S 随缓冲区容量的变化

Fig. 8 Variation of P_B and P_S with buffer capacity

表 1 不同的 [D_p, K] 对应的系统有效产出

Table 1 Effective throughput of systems under different combinations of [D_p, K]

K /个	有效产出/个					
	$D_p = 110 \mu\text{m}$	$D_p = 115 \mu\text{m}$	$D_p = 120 \mu\text{m}$	$D_p = 125 \mu\text{m}$	$D_p = 130 \mu\text{m}$	$D_p = 135 \mu\text{m}$
6	3365	3378	3386	3393	3400	3393
7	3378	3390	3398	3405	3412	3406
8	3365	3377	3386	3393	3399	3392
9	3346	3358	3367	3373	3380	3372
10	3328	3340	3348	3355	3361	3353
11	3312	3324	3332	3338	3344	3336
12	3299	3311	3319	3325	3331	3323
13	3290	3301	3309	3316	3321	3313
14	3283	3295	3303	3309	3314	3306

可以看到:当 $[D_p, K]$ 取值为 $[130, 7]$ 时,对应的系统有效产出最大,为3 412个。

4 结 论

1) 定义“有效产出”这一概念,使制造企业关注实际生产过程中由于设备劣化引起的质量损失、缓冲区的阻塞以及由于WIP等待时间过长而废弃等问题,避免盲目追求生产率。

2) 对工作站2全寿命周期内劣化过程及预防性维护的建模,能较好地符合生产实际,为制造企业开展维护活动提供参考。

3) 在结论2)的基础上考虑由于设备劣化引起的质量损失,进而提出了一种基于状态的预防性维护策略,减少系统因产品质量而损失的产出。

4) 引入M/G/1/K排队模型求解缓冲区WIP的阻塞及超出等待时间约束的概率,为存在等待时间约束的实际生产系统的缓冲区控制提供了一种新的优化思路,进而提高系统的有效产出。

数值实例表明:本文所提模型是切实、有效的,对于制造企业的设备维护、缓冲区控制以及产出提高有一定的指导意义。为使模型更符合实际生产情况,可进一步考虑实际生产成本、维护成本等。

参考文献 (References)

- [1] TU Y M, CHEN H N. Capacity planning with sequential time constraints under various control policies in the back-end of wafer fabrications[J]. Journal of the Operational Research Society, 2010, 61(8): 1258-1264.
- [2] ONO A, KITAMURA S, MORI K. Risk based capacity planning method for semiconductor fab with queue time constraints [C]// Proceedings of IEEE International Symposium on Semiconductor Manufacturing, 2006. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 49-52.
- [3] WU K. Classification of queuing models for a workstation with interruptions: A review[J]. International Journal of Production Research, 2014, 52(3): 902-917.
- [4] WU C H, LIN J T, CHIEN W C. Dynamic production control in a serial line with process queue time constraint[J]. International Journal of Production Research, 2010, 48(13): 3823-3843.
- [5] WU C H, LIN J T, CHIEN W C. Dynamic production control in parallel processing systems under process queue time constraints[J]. Computers & Industrial Engineering, 2012, 63(1): 192-203.

- [6] SHI C, GERSHWIN S B. Part waiting time distribution in a two-machine line[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2012, 45(6): 457-462.
- [7] WU K, ZHAO N, GAO L, et al. Production control policy for tandem workstations with constant service times and queue time constraints[J]. International Journal of Production Research, 2016, 54(21): 6302-6316.
- [8] PENG H, FENG Q, COIT D W. Reliability and maintenance modeling for systems subject to multiple dependent competing failure processes[J]. IIE Transactions, 2010, 43(1): 12-22.
- [9] 王严, 马麟, 文佳, 等. 考虑保障设备故障的装备维修保障模型[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(1): 123-127.
- WANG Y, MA L, WEN J, et al. Maintenance-support model of materiel considering support equipment failure[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(1): 123-127 (in Chinese).
- [10] 张卓琦, 吴甦, 李斌锋. 考虑故障相关的两部件系统机会维修策略[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2012, 52(1): 122-127.
- ZHANG Z Q, WU S, LI B F. Opportunistic maintenance policy for a two-unit system with failure interactions[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2012, 52(1): 122-127 (in Chinese).
- [11] 翟子青. 基于随机过程的蒸汽发生器传热管腐蚀失效寿命分析[D]. 上海: 上海交通大学, 2011: 34-38.
- ZHAI Z Q. Stochastic modeling for the degradation of steam generator tubes due to pitting corrosion [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2011: 34-38 (in Chinese).
- [12] VAN NOORTWIJK J M. A survey of the application of gamma processes in maintenance[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2009, 94(1): 2-21.
- [13] CHENG G, ZHOU B, LI L. Joint optimisation of buffer size and preventive maintenance for a deteriorating upstream machine [J]. International Journal of Systems Science: Operations & Logistics, 2015, 2(4): 199-210.
- [14] SUN J W, XI L F, DU S C, et al. Tool maintenance optimization for multi-station machining systems with economic consideration of quality loss and obsolescence[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2010, 26(2): 145-155.
- [15] ZHOU B, LIU Z. Optimizing preventive maintenance: A deteriorating system with buffers [J]. Industrial Management & Data Systems, 2016, 116(8): 1719-1740.

作者简介:

周炳海 男, 博士, 教授。主要研究方向: 制造系统调度、建模与仿真评价, 设备可靠性与预防性维护建模。

刘玉旺 男, 硕士研究生。主要研究方向: 设备可靠性与预防性维护建模。

Throughput optimization for an imperfect production system with queue time constraints

ZHOU Binghai^{*}, LIU Yuwang

(School of Mechanical and Energy Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: To efficiently solve the problems of queue time constraints and quality loss caused by machine degradation during production activities, a joint optimization mathematical model considering both preventive maintenance and the control of the buffer capacity was constructed in this paper. First, gamma process was introduced to model the degradation of the downstream bottleneck station, and the quality loss caused by its degradation was also considered. Second, based on the model mentioned above, we treated the arrival of workpieces, the intermediate buffer and the working process of downstream station as a queuing system and obtained the probability of work in process (WIP) blocking and exceeding the queue time constraints using M/G/1/K queuing model. Finally, with the objective function of maximizing the “effective throughput”, we jointly explored the optimization of the threshold of preventive maintenance and the capacity of the intermediate buffer. Numerical example shows that the proposed model is practical and effective, which has certain instructive significance to the buffer capacity control, preventive maintenance and throughput improvement for those imperfect production systems with queue time constraints.

Keywords: machine degradation; gamma process; quality loss; queue time constraints; buffer

Received: 2016-10-26; **Accepted:** 2016-12-09; **Published online:** 2016-12-28 14:48

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161228.1448.002.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (71471135)

*** Corresponding author.** E-mail: bhzhou@tongji.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0782



基于速度预测的导引律剩余时间估计

张友安¹, 梁勇^{2,*}, 刘京茂³, 孙玉梅¹

(1. 烟台南山学院 电气与电子工程系, 烟台 265713; 2. 海军航空工程学院 控制工程系, 烟台 264001;

3. 山东南山国际飞行有限公司, 烟台 265713)

摘 要: 将分段线性逼近与迭代求解的思想扩展到对导弹的时变速度进行分段预测, 给出了适用于反舰导弹速度时变情况的大前置角下比例导引律和偏置比例导引律的剩余时间估计算法。该算法在现有分段迭代算法的基础上, 依据闭环形式的反舰导弹速度微分方程, 分转弯平飞段和近似直线飞行段 2 种情况, 对导弹未来速度的大小进行分段迭代预测并对剩余时间估计进行修正。算法中还给出了偏置比例导引律作用下近似直线飞行段剩余飞行航程的估计公式。仿真结果验证了本文算法的有效性。

关键词: 比例导引; 偏置比例导引; 剩余时间估计; 前置角; 攻击时间控制; 反舰导弹; 速度时变; 速度预测

中图分类号: V448.13; TJ765

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-1980-07

近年来, 协同制导问题引起了越来越多学者的研究兴趣。文献[1-2]研究了多枚反舰导弹的协同制导问题, 以期有效突破近程防御武器系统。李新三等^[3]针对带有末端攻击角度约束的多导弹协同制导问题, 运用模型预测扩展控制和协同比例制导, 设计了一种满足末端攻击角度约束的多导弹协同次优制导律。孙雪娇等^[4]针对多枚导弹三维空间协同攻击机动目标问题, 提出了一种多导弹分布式协同制导与控制算法。赵启伦等^[5]针对多导弹协同拦截高超声速目标问题, 设计了一种具有领弹—从弹拓扑结构的异类导弹协同制导律。为了实现导弹的同时到达导引, 必须精确估计剩余飞行时间(time-to-go), 已有学者提出了一些可以借鉴的算法。

Tahk 等^[6]提出了一种递推的剩余时间预测算法, 但其剩余时间估计误差较大。Lam^[7]推导出了 2 种计算剩余时间的闭环解析解, 但其假设

条件比较理想。Ryoo 等^[8]针对最优导引律/攻击角度控制-0 型(OGL/IAC-0)导引律, 提出了一种估计剩余时间的算法, 但难以满足时间控制的精度要求。Whang 和 Ra^[9-10]对比例导引律情况, 提出了一种基于 Kalman 滤波的剩余时间估计算法; 另外, 对偏置比例导引律情况, 推导出了一种剩余时间估计滤波器, 但该算法不适用于初始前置角较大的情况。Shin 等^[11]应用导引指令历史数据提出了一种剩余时间估计算法, 但其计算量较大。Cho 和 Ryoo^[12]针对速度变化规律具有一定不确定性的导弹, 推导出了一类加权能量最优导引律, 对导弹未来速度曲线进行了预测, 对剩余时间进行了估计, 但其估计精度难以满足时间控制要求。李轶等^[13]分别针对顺轨与逆轨拦截飞行轨迹的特点, 基于预测碰撞点设计了相应的剩余飞行时间估计算法。但上述算法在导弹前置角较大时估计精度都不高。

收稿日期: 2016-10-10; 录用日期: 2016-12-23; 网络出版时间: 2017-01-11 14:14

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170111.1414.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61273058); 中国博士后科学基金(20100471796)

* 通讯作者: E-mail: ytliangyong@sina.com

引用格式: 张友安, 梁勇, 刘京茂, 等. 基于速度预测的导引律剩余时间估计[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1980-1986. ZHANG Y A, LIANG Y, LIU J M, et al. Time-to-go estimation for guidance laws based on velocity prediction[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1980-1986 (in Chinese).

针对现有剩余时间估计算法在导弹前置角较大时估计精度不高的问题,笔者课题组^[14]提出了一种采用分段求解的比例导引剩余时间估计算法,该算法首先对比例导引的闭环运动方程进行变形,得到弹目距离和飞行时间关于前置角的一阶非线性微分方程,然后对前置角的变化区间适当分段,在每段区间内保证前置角的增量为小角度,从而利用一阶泰勒展开求解每段区间内的微分方程,最后通过分段迭代求解,得到大前置角下的剩余时间估计。另外,笔者课题组^[15]构造了一种带攻击角度约束项并考虑前置角约束的偏置比例导引律,并且采用分段求解的思想给出了对应的剩余时间估计算法。

文献[14-15]中提出的剩余时间估计算法,虽然适合于解决大前置角情况下的剩余时间估计问题,但其算法假设导弹飞行速度大小为已知常值,而这与实际情况并不相符合,因为实际导弹的飞行速度根本就不进行控制,在导弹速度时变情况下,如何解决大前置角情况下的剩余时间估计问题目前还没有解决。本文针对该问题给出了一种解决算法。相比于文献[14-15],本文的主要贡献在于增加了对导弹时变速度的预测,并基于此,给出了在导弹速度时变且考虑大前置角的情况下比例导引律和偏置比例导引律的剩余时间估计算法。

1 问题描述

考虑如图 1 所示的寻的制导, XOY 为地面坐标系,目标静止,导弹速度大小 $V(t)$ 时变, M 为导弹, T 为目标。 R 、 q 、 θ 与 φ 分别为惯性系下的弹目距离、目标视线角、导弹的航向角与前置角。导引方程可表示为

$$\begin{cases} dR/dt = -V \cos \varphi \\ dq/dt = V \sin \varphi / R \\ d\theta/dt = a_n / V \\ q = \theta + \varphi \end{cases} \quad (1)$$

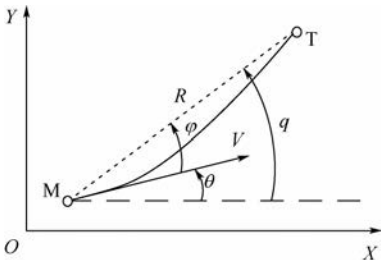


图 1 寻的制导示意图

Fig. 1 Schematic diagram of homing guidance

式中: a_n 为导引指令。初始条件为 $R(t_0) = R_0$, $\varphi(t_0) = \varphi_0$, $q(t_0) = q_0$, $\theta(t_0) = \theta_0$ 。

要解决的问题是:在考虑导弹的飞行速度大小时变的情况下,如何采用分段迭代的思想估计出大前置角下采用比例导引律和偏置比例导引律的剩余时间。

2 比例导引律的剩余时间估计

2.1 闭环形式的反舰导弹速度方程

文献[14]在假定导弹速度大小恒定的情况下,采用分段求解算法,依据 t_0 时刻的初始条件,通过求解式(1),得到了 $t_0 + \Delta t$ 时刻的分段解为

$$R = R_0 (\sin \varphi / \sin \varphi_0)^{\frac{1}{N-1}} \quad (2)$$

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta \varphi_1 \quad (3)$$

$$\Delta t = \frac{R_0}{V \cos \varphi_0} \left[1 - \left(1 + \frac{\Delta \varphi_1}{\tan \varphi_0} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right] \quad (4)$$

式中: N 为比例导引系数; $\Delta \varphi_1 = \Delta \varphi(t_0 + \Delta t)$ 。

依据文献[14]的分段迭代算法,假定当前被处理的分割段 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 内导弹速度大小恒定,由分割段起点处的 $\varphi(t_0)$ 、 $R(t_0)$,可得到分割段末端处的 $\varphi(t_0 + \Delta t)$ 、 $R(t_0 + \Delta t)$ 以及导弹飞过该分割段所需时间 Δt 。由比例导引律有 $a_n = NV\dot{q} = (NV^2/R) \sin \varphi$,若考虑侧滑转弯控制方式,根据气动力与侧滑角 β 的关系,又有 $a_n = 0.5\rho V^2(t) \cdot Sc_c^\beta \beta / m_d(t)$, $0.5\rho V^2$ 为动压, ρ 为海平面标准大气密度, S 为参考面积, c_c^β 为侧力系数对侧滑角 β 的偏导数, $m_d(t)$ 为导弹质量,其变化规律为 $m_d(t) = M_0 - \mu t$, M_0 为导弹的初始质量, μ 为燃料的消耗率。因此有 $\beta = [2Nm_d(t) / (\rho Sc_c^\beta R)] \sin \varphi$,进一步可得到与当前被处理的分割段的起点处的 $\varphi(t_0)$ 、 $R(t_0)$ 和分割段末端处的 $\varphi(t_0 + \Delta t)$ 、 $R(t_0 + \Delta t)$ 对应的 β 的预测指令值分别为

$$\begin{cases} \hat{\beta}_{\text{cmd}}(t_0) = \frac{2Nm_d(t_0)}{\rho Sc_c^\beta R(t_0)} \sin \varphi(t_0) \\ \hat{\beta}_{\text{cmd}}(t_0 + \Delta t) = \frac{2Nm_d(t_0 + \Delta t)}{\rho Sc_c^\beta R(t_0 + \Delta t)} \sin \varphi(t_0 + \Delta t) \end{cases} \quad (5)$$

式中:下标“cmd”表示指令。

考虑到平飞是反舰导弹的典型飞行状态,其速度方程可描述为

$$\dot{V}(t) = \frac{1}{m_d(t)} \left(P(t) \cos \alpha_{\text{ph}} \cos \beta - \frac{1}{2} \rho V^2(t) SC_x \right) \quad (6)$$

式中: $P(t)$ 为推力; $\alpha_{\text{ph}} = 2m_d(t)g / (\rho SV^2(t)c_y^\alpha)$ 为平飞迎角, c_y^α 为升力系数对迎角 α 的偏导数, g 为

重力加速度; C_x 为阻力系数, $C_x \approx C_{x,0} + c_x^\alpha |\alpha| + c_x^\beta |\beta|$, c_x^α 和 c_x^β 分别为 C_x 关于 α 和 β 的偏导数。

将式(5)代入式(6),即得闭环形式的反舰导弹速度方程。

2.2 剩余时间估计算法

结合文献[14]的分段迭代算法和闭环形式的反舰导弹速度方程,对导弹速度大小进行分段迭代预测,并对剩余时间进行估计与更新,步骤如A1)~G1)所示:

A1) 将当前时刻测得的 R, q, θ 作为估算当前时刻剩余时间 t_{go} 的估计值 \hat{t}_{go} 的初始条件, $\varphi = q - \theta$, 令 $\hat{t}_{go} = 0$, 定义 $p = \lfloor |\varphi_0| / \Omega \rfloor$, 意为向下取整, 即舍去任何小数部分取整, Ω 为取定的小角度, 例如取 10° , 表示每一分割段前置角的变化量。

B1) 当 $|\varphi_0| > \Omega$ 时, 转 C1); 否则, 转 F1)。

C1) 当 $|\varphi_0| > p\Omega$ 时, 若 $\varphi_0 > p\Omega$, 则取 $\Delta\varphi_1 = -(|\varphi_0| - p\Omega)$, 否则取 $\Delta\varphi_1 = |\varphi_0| - p\Omega$; 当 $|\varphi_0| = p\Omega$ 时, 若 $\varphi_0 = p\Omega$, 则取 $\Delta\varphi_1 = -\Omega$, 否则取 $\Delta\varphi_1 = \Omega, p \leftarrow p - 1$ 。

D1) 以当前被处理的分割段的起点处导弹的飞行速度作为该分割段的飞行速度(即认为该分割段飞行速度的大小为已知常值), 求出该分割段末端处的对应状态变量, 即由式(4)解算 Δt , 由式(3)解算 $\varphi(t_0 + \Delta t)$, 由式(2)解算 $R(t_0 + \Delta t)$, 转 A2)。

E1) $\hat{t}_{go} \leftarrow \hat{t}_{go} + \Delta t, \varphi_0 \leftarrow \varphi(t_0 + \Delta t), R_0 \leftarrow R(t_0 + \Delta t)$, 转 B1)。

F1) 转 A3)。

G1) $\hat{t}_{go} \leftarrow \hat{t}_{go} + \Delta t$ 。当前时刻的剩余时间估计结束。

在转弯平飞段对导弹未来速度的大小进行预测及对剩余时间进行修正的计算步骤如 A2)~C2)所示:

A2) 假设在当前被处理的分割段 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 内, 导弹的速度是匀加速或者匀减速变化的。由 $V(t_0)$ 和 $\hat{\beta}_{cmd}(t_0)$, 根据式(6)计算 $\dot{V}(t_0)$, 暂时认为区间 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 内导弹的加速度恒为 $\dot{V}(t_0)$, 计算出 $t_0 + \Delta t$ 时刻导弹速度的初始预测值 $V_p(t_0 + \Delta t) = V(t_0) + \dot{V}(t_0)\Delta t$; 由 $V_p(t_0 + \Delta t)$ 和 $\hat{\beta}_{cmd}(t_0 + \Delta t)$, 再根据式(6)计算出对应的 $\dot{V}_p(t_0 + \Delta t)$; 取 $\bar{V} = 0.5(\dot{V}(t_0) + \dot{V}_p(t_0 + \Delta t))$ 作为 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 内的平均加速度, 计算出 $t_0 + \Delta t$ 时刻导弹速度的一个校正预测值 $V(t_0 + \Delta t) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t$ 。

B2) 计算分割段 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 内的平均速度

$\bar{V} = 0.5(V(t_0) + V(t_0 + \Delta t))$, 根据平均速度 \bar{V} 和式(4)对 Δt 进行更新, 根据更新后的 Δt 再次按照 A2)的过程计算出 $V(t_0 + \Delta t)$ 。

C2) $V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t)$, 迭代次数更新 $c_k \leftarrow c_k + 1$, 转 E1)。

在近似直线飞行段对导弹未来速度的大小进行预测及对剩余时间进行修正的计算步骤如 A3)~E3)所示:

A3) 当 $|\varphi_0| \leq \Omega$ 时, 表明导引转弯平飞段基本结束, 开始转入近似直线飞行的时刻, 通过前面导引转弯平飞段的计算, 已经得到了这时的 $t_0, V(t_0), \varphi(t_0)$ 和 $R(t_0)$, 根据式(5)可算出 $\hat{\beta}_{cmd}(t_0)$, $\hat{\beta}_{cmd0} \leftarrow \hat{\beta}_{cmd}(t_0)$ 。以此为初始条件, 考虑弯曲航程的影响, 可估算出近似直线飞行段的剩余飞行航程 $L(t_0) = R(t_0)[1 + \varphi^2(t_0)/(4N - 2)]$, $L \leftarrow L(t_0)$ 。

B3) 根据选定的航程长度 ΔL 对 $L(t_0)$ 进行分割, 计算 $n = \lfloor L(t_0) / \Delta L \rfloor$ 。

C3) 如果 $n = 1$, 转 E3); 否则, 计算 $\hat{\beta}_{cmd} = (L/L_0)\hat{\beta}_{cmd0}$, 假设在当前被处理的剩余飞行航程分割段 $[L, L - \Delta L]$ 内(与其对应的的时间区间用 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 表示), 导弹的速度是匀加速或者匀减速变化的。由 $V(t_0)$ 和 $\hat{\beta}_{cmd}$, 根据式(6)计算 $\dot{V}(t_0)$, 初步预测导弹飞过分割段区间 $[L, L - \Delta L]$ 所需要的时间 $\Delta t_p = \Delta L / V(t_0)$, 假设区间 $[t_0, t_0 + \Delta t_p]$ 内反舰导弹的加速度恒为 $\dot{V}(t_0)$, 计算出 $t_0 + \Delta t_p$ 时刻导弹速度的一个初始预测值 $V(t_0 + \Delta t_p) = V(t_0) + \dot{V}(t_0)\Delta t_p$; 由 $V(t_0 + \Delta t_p)$ 和 $\hat{\beta}_{cmd}$, 再根据式(6)计算出对应的 $\dot{V}(t_0 + \Delta t_p)$; 取 $\bar{V} = 0.5(\dot{V}(t_0) + \dot{V}(t_0 + \Delta t_p))$ 作为 $[t_0, t_0 + \Delta t_p]$ 内的平均加速度, 计算出 $t_0 + \Delta t_p$ 时刻导弹速度的一个校正预测值 $V(t_0 + \Delta t_p) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t_p$ 。将 Δt_p 更新为 $\Delta t = \Delta L / [0.5(V(t_0) + V(t_0 + \Delta t_p))]$ 。计算出 $t_0 + \Delta t$ 时刻导弹速度的校正预测值 $V(t_0 + \Delta t) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t$ 。

D3) $\hat{t}_{go} \leftarrow \hat{t}_{go} + \Delta t, V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t)$, 迭代次数(即分段数) $c_k \leftarrow c_k + 1, n \leftarrow n - 1, L \leftarrow L - \Delta L$, 转 C3)。

E3) 这一步对应于近似直线飞行段的最后一个分割段 $[L, 0]$ 。计算 $\hat{\beta}_{cmd} = (L/L_0)\hat{\beta}_{cmd0}$, 由 $V(t_0)$ 和 $\hat{\beta}_{cmd}$, 根据式(6)计算 $\dot{V}(t_0)$, 初步预测导弹飞过分割段 $[L, 0]$ 所需时间 $\Delta t_p = L / V(t_0)$, 假设该区间 $[t_0, t_0 + \Delta t_p]$ 内导弹加速度恒为 $\dot{V}(t_0)$, 计算出 $t_0 + \Delta t_p$ 时刻导弹速度的一个初始预测值 $V(t_0 + \Delta t_p) = V(t_0) + \dot{V}(t_0)\Delta t_p$; 由 $V(t_0 + \Delta t_p)$ 和 $\hat{\beta}_{cmd} =$

0,再根据式(6)计算出对应的 $\dot{V}(t_0 + \Delta t_p)$;取 $\bar{V} = 0.5(\dot{V}(t_0) + \dot{V}(t_0 + \Delta t_p))$ 作为 $[t_0, t_0 + \Delta t_p]$ 内的平均加速度,计算出 $t_0 + \Delta t_p$ 时刻导弹速度的校正预测值 $V(t_0 + \Delta t_p) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t_p$ 。将 Δt_p 更新为 $\Delta t = L/[0.5(V(t_0) + V(t_0 + \Delta t_p))]$ 。计算出 $t_0 + \Delta t$ 时刻导弹速度的校正预测值 $V(t_0 + \Delta t) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t$ 。迭代次数(即分段数)更新 $c_k \leftarrow c_k + 1$,转 G1)。

3 偏置比例导引律的剩余时间估计

采用文献[15]构造的带攻击角度约束项并考虑前置角约束的偏置比例导引律

$$a_n = NV\dot{q} - KV^2[\theta - Nq + (N-1)\theta_d] \cos \varphi / R \quad (7)$$

式中: θ_d 为期望的攻击角度;为节省篇幅,其他有关公式与符号说明可参见文献[15]。

类似于比例导引律的情况,可得当前分割段偏置比例导引律(式(7))对应的 β 的预测值为

$$\hat{\beta}_{\text{cmd}}(t_0) = \frac{2m_d(t_0)}{\rho S C_L^2 R(t_0)} (N \sin \varphi(t_0) - K \alpha_s(t_0) \cos \varphi(t_0)) \quad (8)$$

式中: $\alpha_s = \theta - Nq + (N-1)\theta_d$ 为文献[15]为了表述简洁而定义的一个组合角度,为了避免与前面提到的导弹迎角 α 混淆,特加入下标s。

类似地可写出 $\hat{\beta}_{\text{cmd}}(t_0 + \Delta t)$ 的表达式。

结合文献[15]的分段迭代算法,考虑导弹速度的时变特性,对导弹速度大小进行预测,并对剩余时间进行估计与更新的算法如 a1) ~ g1) 所示:

a1) 令 $\hat{i}_{\text{go}} = 0$,将测得的 R, q, θ 作为 \hat{i}_{go} 估计算法的初始值,注意 $\alpha_{s,0} = \theta_0 - Nq_0 + (N-1)\theta_d$, $\varphi_0 = q_0 - \theta_0$ 。

b1) 若 $\alpha_{s,0} \neq 0$,转 c1);否则,算法结束。

c1) 按文献[15]中的公式确定 $\bar{\alpha}_1$ 和 Δt 。

d1) 按文献[15]中的公式分别计算 $\Delta\varphi(\bar{\alpha})|_{\bar{\alpha}=\bar{\alpha}_1}, R(\bar{\alpha})|_{\bar{\alpha}=\bar{\alpha}_1}$,计算 $\alpha_s(t_0 + \Delta t) = \bar{\alpha}_1(t_0 + \Delta t)\alpha_{s,0}$ 。

e1) 若 $\bar{\alpha}_1 \neq 0$,转 a2);否则,转 a3)。

f1) $\hat{i}_{\text{go}} \leftarrow \hat{i}_{\text{go}} + \Delta t, V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t), \alpha_{s,0} \leftarrow \alpha_s(t_0 + \Delta t), \varphi_0 \leftarrow \varphi_0 + \Delta\varphi(\bar{\alpha})|_{\bar{\alpha}=\bar{\alpha}_1}, R_0 \leftarrow R(\bar{\alpha})|_{\bar{\alpha}=\bar{\alpha}_1}$,迭代次数更新 $c_k \leftarrow c_k + 1$;转 b1)。

g1) $\hat{i}_{\text{go}} \leftarrow \hat{i}_{\text{go}} + \Delta t, V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t), \alpha_{s,0} \leftarrow \alpha_s(t_0 + \Delta t)$,迭代次数更新 $c_k \leftarrow c_k + 1$;转 b1)。

在转弯平飞段,对导弹未来速度的大小进行预测及对剩余时间进行修正的步骤如 a2) ~ b2)

所示:

a2) 与比例导引情况下通过分段迭代算法对导弹未来速度的大小进行预测的计算步骤基本相同,不同之处在于计算 $\hat{\beta}_{\text{cmd}}$ 时要用式(8)。

b2) 计算分割段 $[t_0, t_0 + \Delta t]$ 内的平均速度 $\bar{V} = 0.5(V(t_0) + V(t_0 + \Delta t))$;由于文献[15]确定 Δt 的式中只有 $B_6 = R_0/(KV \cos \varphi_0)$ 与速度有关,因此,时间更新为 $\Delta t \leftarrow (\bar{V}/V(t_0))\Delta t$;更新 Δt 后,按照 a2) 的过程计算 $V(t_0 + \Delta t), \hat{i}_{\text{go}} \leftarrow \hat{i}_{\text{go}} + \Delta t, V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t), \alpha_{s,0} \leftarrow \alpha_s(t_0 + \Delta t), \varphi_0 \leftarrow \varphi_0 + \Delta\varphi(\bar{\alpha})|_{\bar{\alpha}=\bar{\alpha}_1}, R_0 \leftarrow R(\bar{\alpha})|_{\bar{\alpha}=\bar{\alpha}_1}$,迭代次数更新 $c_k \leftarrow c_k + 1$;转 f1)。

在近似直线飞行段,对导弹未来速度的大小进行预测及对剩余时间进行修正的步骤如 a3) ~ e3) 所示:

a3) 当分段迭代算法中的 $\bar{\alpha}_1 = 0$ 时,表示转弯平飞段基本结束,开始转入近似直线飞行段,通过转弯平飞段的计算,已经得到了这时的 $t_0, V(t_0), \varphi(t_0), R(t_0)$ 和 $\alpha_s(t_0)$ 。进一步由式(8)可算出 $\hat{\beta}_{\text{cmd}}(t_0)$,假设 β 在近似直线飞行段由 $\hat{\beta}_{\text{cmd}}(t_0)$ 线性地趋于零,依此利用式(6)可对导弹未来速度的大小进行预测。以 $\varphi(t_0), R(t_0)$ 和 $\alpha_s(t_0)$ 为初始条件,可推导出在偏置比例导引律(式(7))作用下近似直线飞行段的剩余飞行航程的估计公式为

$$L(t_0) = R(1 + C_1\varphi^2 + C_2\varphi\alpha_s + C_3\alpha_s^2)$$

式中: $C_1 = 1/[2(2N-1)]$; $C_2 = K/[(N+K)(2N-1)]$; $C_3 = K^2/[(2N-1)(1+2K)(N+K)]$; $L_0 \leftarrow L(t_0)$ 。

b3) 根据选定的用于分段的一个固定的航程长度 ΔL 对 $L(t_0)$ 进行分割,计算 $n = \lfloor L(t_0)/\Delta L \rfloor$ 。

c3) 如果 $n = 1$,转 e3),否则,可仿照比例导引律情况下的步骤 C3),计算出 $t_0 + \Delta t$ 时刻导弹速度的一个校正预测值 $V(t_0 + \Delta t) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t$ 。

d3) $\hat{i}_{\text{go}} \leftarrow \hat{i}_{\text{go}} + \Delta t, V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t)$,迭代次数(即分段数)更新 $c_k \leftarrow c_k + 1, n \leftarrow n - 1, L \leftarrow L - \Delta L$,转 c3)。

e3) 这一步对应于近似直线飞行段的最后一个分割段 $[L, 0]$,可仿照比例导引律情况下的步骤 E3),计算出 $t_0 + \Delta t$ 时刻导弹速度的一个校正预测值 $V(t_0 + \Delta t) = V(t_0) + \bar{V}\Delta t, \hat{i}_{\text{go}} \leftarrow \hat{i}_{\text{go}} + \Delta t, V(t_0) \leftarrow V(t_0 + \Delta t), \alpha_{s,0} \leftarrow \alpha_s(t_0 + \Delta t)$,进行迭代次数更新;转 g1)。

4 仿真结果

假设导弹的初始坐标为 $(-10\ 000, 0)$ m,初

始航向角为 $\theta(t_0) = \theta_0 = -85^\circ$, 初始速度为 $V = 300 \text{ m/s}$ 。目标静止, 坐标为 $(0, 0) \text{ m}$ 。取 $N = 3$, $\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$, $S = 0.25 \text{ m}^2$, 升力系数对迎角的偏导数为 $c_y^\alpha = 30.5 \text{ rad}^{-1}$, 侧力系数对侧滑角的偏导数为 $c_z^\beta = 15.2 \text{ rad}^{-1}$, 重力加速度 $g = 9.8 \text{ m/s}^2$ 。以末制导开始时刻 $t_0 = 0$ 为计时起点, 取导弹在末制导开始时的初始质量为 $M_0 = 1500 \text{ kg}$, 燃料的消耗率为 $\mu = 0.5 \text{ kg/s}$, 取阻力系数 $C_x \approx 0.33 + 3.8|\alpha| + 1.5|\beta|$ (迎角和侧滑角的单位为 rad), 推力 $P(t) = 6500 \text{ N}$ 。

对于比例导引律情况, 取对大前置角进行分割的角度 $\Omega = 10^\circ$, 取对近似直线飞行段进行分割的长度 $\Delta L = 1000 \text{ m}$ 。取仿真步长为 0.01 s , 仿真结束条件为 $R < 2.5 \text{ m}$ 。仿真结果见图 2, \hat{V} 为初始时刻预测的导弹速度。

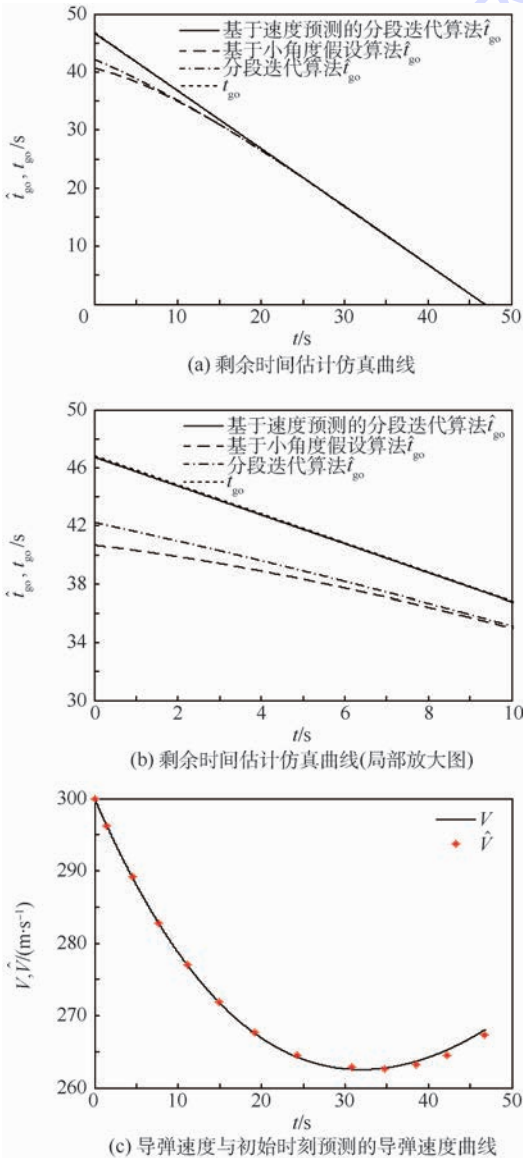


图 2 比例导引律情况仿真结果

Fig. 2 Simulation results for proportional navigation guidance law

对带攻击角度约束项并考虑前置角约束的偏置比例导引律情况, 仿真条件与仿真过程与比例导引律下的基本相同, 只是增加了终端落角约束条件 $\theta(t_f) = \theta_d = 120^\circ$, t_f 为指定的攻击时间。仿真结果见图 3。

图 2(a)、图 3(a) 中还给出了常用的基于小角度假设算法^[1-2]和现有的分段迭代算法^[14-15]的仿真结果, 以便于对剩余时间估计精度进行比较。

从图 2(a)、图 3(a) 可以看出, 实际的剩余时间 t_{go} 是斜率为 -1 的直线 (即图 2(a)、图 3(a) 中处于最上面的虚划线), 基于速度预测的分段迭代算法的剩余时间估计曲线几乎与实际的剩余时间曲线重合, 图 2(a) 的局部放大图如图 2(b) 所示, 其剩余时间估计误差的最大绝对值不超过 0.1 s (最大估计误差出现在 $t=0$ 处), 显示出非常高的估计精度, 而现有分段迭代算法的剩余时间估计误差却明显偏大。由于图 3(a) 的局部放大图与图 2(a) 的局部放大图情况类似, 为简洁起见, 在此从略。

仿真结果表明, 在导弹飞行速度大小为时变的情况下, 在典型仿真背景下, 不管是采用比例导引律, 还是采用带角度控制的偏置比例导引律,

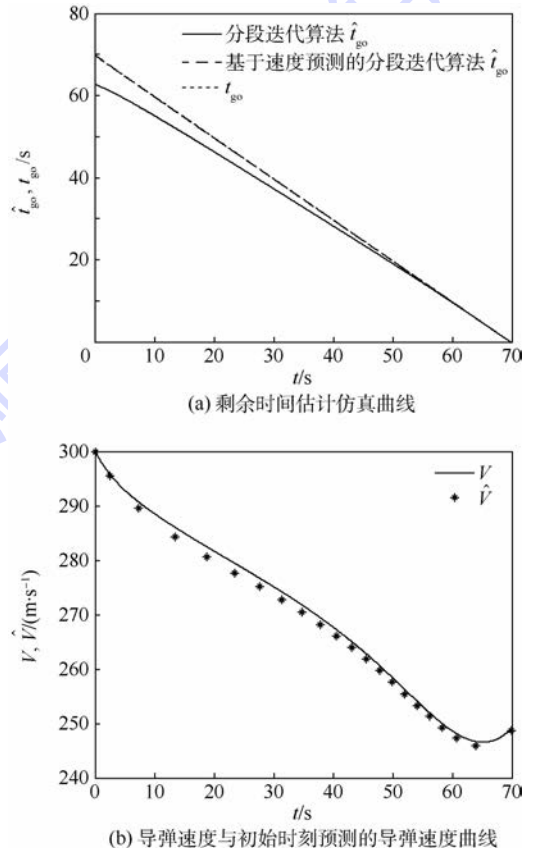


图 3 偏置比例导引律情况仿真结果

Fig. 3 Simulation results for biased proportional navigation guidance law

采用本文提出的基于速度预测的分段迭代剩余时间估计算法的估计精度相对于现有的分段迭代剩余时间估计算法的估计精度都有非常显著提高。

5 结 论

1) 将分段迭代求解的思想扩展到对导弹的时变速度进行分段预测。

2) 分别给出了适用于导弹速度时变情况的大前置角下比例导引律和偏置比例导引律的剩余时间估计算法。

3) 该算法以现有分段迭代算法为基础,依据闭环形式的反舰导弹速度微分方程,分转弯平飞段和近似直线飞行段2种情况,分别对导弹未来速度的大小进行预测并对剩余时间进行修正。

4) 算法中给出了偏置比例导引律作用下近似直线飞行段剩余飞行航程的估计公式。

5) 计算结果表明,在导弹飞行速度大小为时变的情况下,不管是采用比例导引律,还是采用带角度控制的偏置比例导引律,该算法得到的剩余时间估计精度相对于现有分段迭代剩余时间估计算法的估计精度都有非常明显的提高。

参考文献 (References)

- [1] JEON I S, LEE J I, TAHK M J. Impact-time-control guidance law for anti-ship missiles [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2006, 14(2): 260-266.
- [2] JEON I S, LEE J I, TAHK M J. Homing guidance law for cooperative attack of multiple missiles [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2010, 33(1): 275-280.
- [3] 李新三, 汪立新, 王明建, 等. 基于 MPSC 和 CPN 制导方法的协同制导律 [J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(9): 1857-1863.
- LI X S, WANG L X, WANG M J, et al. Cooperative guidance law based on MPSC and CPN guidance method [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(9): 1857-1863 (in Chinese).
- [4] 孙雪娇, 周锐, 吴江, 等. 多导弹分布式协同制导与控制方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(1): 120-124.
- SUN X J, ZHOU R, WU J, et al. Distributed cooperative guidance and control for multiple missiles [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(1): 120-124 (in Chinese).
- [5] 赵启伦, 陈建, 董希旺, 等. 拦截高超声速目标的异类导弹协同制导律 [J]. 航空学报, 2016, 37(3): 936-948.
- ZHAO Q L, CHEN J, DONG X W, et al. Cooperative guidance

law for heterogeneous missiles intercepting hypersonic weapon [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(3): 936-948 (in Chinese).

- [6] TAHK M J, RYOO C K, CHO H J. Recursive time-to-go estimation for homing guidance missiles [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(1): 13-24.
- [7] LAM V C. Time-to-go estimate for missile guidance: AIAA-2005-6459 [R]. Reston: AIAA, 2005.
- [8] RYOO C K, CHO H J, TAHK M J. Time-to-go weighted optimal guidance with impact angle constraints [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2006, 14(3): 483-492.
- [9] WHANG I H, RA W S. Time-to-go estimation filter for anti-ship missile application [C] // SICE Annual Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 247-250.
- [10] WHANG I H, RA W S. Time-to-go estimator for missiles guided by BPNG [C] // International Conference on Control, Automation and Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 463-467.
- [11] SHIN H S, CHO H S, TSOURDOS A. Time-to-go estimation using guidance command history [C] // Proceedings of the 18th IFAC World Congress. Laxenburg: IFAC Secretariat, 2011: 5531-5536.
- [12] CHO H J, RYOO C K. Implementation of optimal guidance laws using predicted missile velocity profiles [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1999, 22(4): 579-588.
- [13] 李轶, 赵继广, 白国玉, 等. 基于预测碰撞点的剩余飞行时间估计方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(8): 1667-1674.
- LI Y, ZHAO J G, BAI G Y, et al. Method of time-to-go estimation based on predicted crack point [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1667-1674 (in Chinese).
- [14] 张友安, 马国欣. 大前置角下比例导引律的剩余时间估计算法 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2013, 34(11): 1409-1414.
- ZHANG Y A, MA G X. Time-to-go estimation algorithm for the proportional navigation guidance law with a large lead angle [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2013, 34(11): 1409-1414 (in Chinese).
- [15] ZHANG Y A, MA G X, WU H L. A biased proportional navigation guidance law with large impact angle constraint and the time-to-go estimation [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2014, 228(10): 1725-1734.

作者简介:

张友安 男, 博士, 教授。主要研究方向: 先进控制理论与应用, 飞行器导航、制导与控制。

梁勇 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 先进滤波理论与应用, 飞行器导航、制导与控制。

Time-to-go estimation for guidance laws based on velocity prediction

ZHANG Youan¹, LIANG Yong^{2,*}, LIU Jingmao³, SUN Yumei¹

(1. Department of Electrical and Electronic Engineering, Yantai Nanshan University, Yantai 265713, China;

2. Department of Control Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;

3. Shandong Nanshan International Flight Co., Ltd., Yantai 265713, China)

Abstract: The idea of piecewise linear approximation and piecewise iterations is extended to the anti-ship missile's piecewise velocity prediction. Time-to-go estimation algorithms suitable for anti-ship missiles with time varying velocity are designed for proportional navigation guidance law and a biased proportional navigation guidance law with impact angle control both in the case of large lead angle. The proposed time-to-go estimation algorithms, which are based on the anti-ship missiles' differential equation of velocity in closed form and the current piecewise-iterative time-to-go estimation algorithms for the above mentioned guidance laws, perform piecewise-iterative prediction to the future velocity of anti-ship missiles for two flight cases: one for turning flight on level, the other for nearly straight flight on level, and then make corrections to the current time-to-go estimation algorithms. A range-to-go estimation formula is also given for the biased proportional navigation guidance law with impact angle control in the case of nearly straight flight on level. Numerical simulations are provided to illustrate the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: proportional navigation guidance; biased proportional navigation guidance; time-to-go estimation; lead angle; impact time control; anti-ship missiles; time varying velocity; velocity prediction

Received: 2016-10-10; **Accepted:** 2016-12-23; **Published online:** 2017-01-11 14:14

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170111.1414.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61273058); China Postdoctoral Science Foundation (20100471796)

* **Corresponding author.** E-mail: yliangyong@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0796

飞机蒙皮铝合金超声辅助搅拌摩擦焊试验分析

杨坤玉^{1,2}, 贺地求^{1,*}

(1. 中南大学 高性能复杂制造国家重点实验室, 长沙 410083; 2. 空军航空维修技术学院 航空机械制造学院, 长沙 410124)

摘 要: 针对飞机蒙皮对接时, 因搅拌摩擦焊(FSW)工艺窗口狭容易致底部虚焊、弱连接等缺陷问题, 为了探索更适合大飞机蒙皮长程稳定焊接的新方法, 设计了超声辅助搅拌摩擦焊(UAFSW)与FSW的蒙皮连接对比试验, 采用1.8 mm厚度的2524-T3铝合金进行了同种工艺条件下的UAFSW与FSW焊接, 对表面成形良好、内部无缺陷的FSW与UAFSW焊缝, 进行了拉伸、金相、扫描电镜观察等对比分析试验。结果表明, 与FSW焊缝相比, UAFSW焊缝缺陷率明显降低, 工艺窗口扩大; UAFSW焊缝表面纹理更细密, 层叠现象消失; UAFSW焊缝的平均抗拉强度略高于FSW焊缝, 达到母材强度的90.7%; UAFSW焊缝的平均延伸率则比FSW焊缝高20%左右。研究发现, 超声的加入使UAFSW焊缝微观组织更细更均匀, 晶粒尺寸变细小, 且晶粒沿轧制方向的规律性被打乱, 呈现无明显方向的杂序排列。

关键词: 飞机蒙皮; 2524-T3 铝合金; 超声辅助搅拌摩擦焊(UAFSW); 力学性能; 微观组织; 焊缝表面纹理

中图分类号: TG453.9

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-1987-07



在大飞机制造中, 飞机蒙皮的焊接质量对飞机整体安全性影响极大。飞机蒙皮选材多采用2000系铝合金, 从第1代航空铝合金2024, 已经发展到第4代航空铝合金2524。在连接方法上, 因铝合金焊接性不良, 蒙皮最初多用铆接方式连接, 后来经历了TIG/MIG焊、激光焊、电子束焊等, 一直到搅拌摩擦焊(Friction Stir Welding, FSW)出现^[1-3]。FSW是英国焊接研究所1991年公布的固态焊接技术专利^[4], 因其在焊接过程中温度未达到被焊金属的熔点, 避免了熔焊缺陷, 特别适合低熔点轻金属的焊接, 在大飞机制造领域, FSW是目前飞机蒙皮焊接的优选方法^[5-7]。

随着FSW在蒙皮焊接制造中应用的不断深入, 发现由于FSW特殊的产热机制, 其焊接区存在上高下低“浅漏斗状”温度场, 即焊接区表层温

度最高, 随着深度的增加, 温度急剧下降, 且飞机蒙皮属于铝合金薄板, 焊接区因空间小而热惯性小, 散热极快, 使FSW工艺窗口变得很窄, 在蒙皮焊接过程中, 易出现弱连接、疏松等特有缺陷^[8]。超声辅助搅拌摩擦焊(Ultrasonic Assisted Friction Stir Welding, UAFSW)是中南大学贺地求和梁建章于2006年提出的发明专利^[9], 其主要创新思路是在FSW过程中, 给搅拌头添加一个纵向超声振动, 利用超声能场效应, 来改变焊接区金属的塑性流动行为和能量状态, 以获得综合性能更好的焊缝。

国内外也有学者尝试将超声加入FSW过程, 来改善焊缝的性能, 如Park在焊接过程中导入超声波的水平横向振动, 发现加入超声后焊接力降低6%~12.5%, 焊缝延伸率和屈服强度提高, 焊

收稿日期: 2016-10-14; 录用日期: 2016-11-25; 网络出版时间: 2016-12-28 14:48

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161228.1448.001.html

基金项目: 国家“973”计划(2014CB046605)

* 通讯作者: E-mail: ZNFSWmail@163.com

引用格式: 杨坤玉, 贺地求. 飞机蒙皮铝合金超声辅助搅拌摩擦焊试验分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1987-1993. YANG K Y, HE D Q. Test analysis for ultrasonic assisted friction stir welding of aircraft skin aluminium alloy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1987-1993 (in Chinese).

接缺陷率降低,但是搅拌头寿命也明显缩短^[10]。刘小超等将超声加在工件前进侧,发现可以改善6061铝合金焊缝的表面成形、内部微观组织和性能^[11]。相比于这些方法,UAFSW的特点是可以将超声振动能量通过搅拌头沿纵深方向直接加入到焊接区,有利于改善焊底成型。Amini和Amiri^[12]及赖瑞林等^[13]曾对铝合金UAFSW过程进行了数值模拟和初步试验研究,发现超声的加入,对焊接区温度场和焊缝底部成形有明显的影响。笔者课题组^[14-16]在2219、2024-T4等航空铝合金上进行了系列UAFSW试验,发现超声能的加入,使焊接过程更加稳定,焊缝缺陷率大幅降低,焊接工艺窗口明显扩大,且焊缝区微观组织得到均匀和细化,焊缝的残余应力峰值降低,分布更均匀。

因此,针对飞机蒙皮FSW焊接中存在的工艺窗口狭窄、在长行程焊缝中易因外界因素波动而致弱连接、疏松等特有缺陷的问题,本文采用1.8 mm厚2524-T3飞机蒙皮铝合金,在同等工艺条件下进行了UAFSW与FSW的焊接对比试验,并对2种焊缝进行了拉伸、金相和扫描电镜观察等对比分析,通过比较焊缝表面纹理成形、微观组织和力学性能的差异,来探索更适合大飞机蒙皮长程稳定焊接的新方法和思路。

1 试验方法

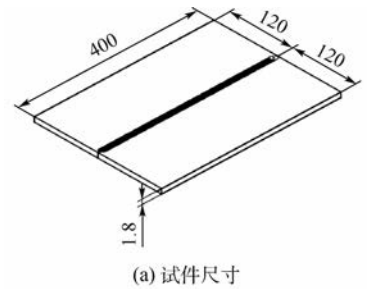
试验总体设计思路是在相同工艺条件下完成标准试件的FSW与UAFSW焊接,然后对焊缝进行X射线无损检测,对表面成形良好、内部无缺陷的FSW与UAFSW焊缝进行了拉伸、金相和扫描电镜观察对比试验,通过对比试验结果,来分析FSW与UAFSW焊缝的焊缝表面成形、力学性能、微观组织等的差异。

对接试件尺寸与焊缝横截面设计如图1所示,焊缝宽度 B 取6~7 mm,焊底宽 b 取2~2.5 mm,透焊深度取0.15~0.20 mm。试验材料采用1.8 mm厚度的2524-T3铝合金,其化学成分(质量分数)与力学性能如表1和表2所示。

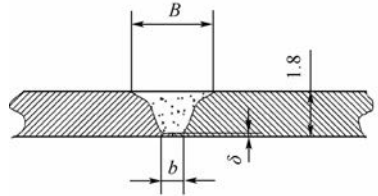
试验设备是在FSW试验平台上,加装由超声波电源、超声换能器、变幅杆、搅拌工具等部分组成的超声辅助振动装置,形成UAFSW试验系统。图2(a)为超声变幅杆与搅拌工具的设计,图2(b)为UAFSW试验系统安装结构。

焊件尺寸为400 mm × 120 mm × 1.8 mm,进行平板单道对焊。所用搅拌头轴肩直径6 mm,搅拌

针直径1.8 mm,搅拌针长度1.6 mm。工艺参数为:搅拌头转速1600 r/min,焊接速度120 mm/min(参考值),工艺倾角约为3°,采用位移方式控制搅拌头下压,搅拌头下压量约为1.7 mm,轴肩压入量约为0.1~0.2 mm。在相同工艺条件下,进行FSW与UAFSW焊接对比试验。超声波电源与UAFSW试验系统实物图如图3(a)、(b)所示。在UAFSW过程中所加超声振动频率为20 kHz(上下浮动5%),超声振动的振幅约为50~70 μm,从轴向施加到搅拌头的振动能量有一定程度的衰减,有效施加到搅拌头的超声功率约为70%。焊接完成后,对FSW与UAFSW焊缝进行X射线无损检测、拉伸、金相试验以及扫描电镜观察等试验,分析2种焊缝的连接效果差异。



(a) 试件尺寸



(b) 对接焊缝横截面设计

单位: mm

图1 试件尺寸与焊缝横截面设计

Fig. 1 Specimen size and weld joint cross-sectional design

表1 2524-T3 铝合金主要化学成分
Table 1 Main chemical components of 2524-T3 aluminium alloy

元素	Cu	Mg	Mn	Fe	Si	Cr	Ti	Zn	Al
质量分数/%	4.8	1.4	1.3	0.08	0.06	<0.005	<0.005	<0.005	其余

表2 2524-T3 铝合金母材力学性能
Table 2 Mechanical properties of base material of 2524-T3 aluminium alloy

力学性能	抗拉强度/MPa	屈服强度/MPa	延伸率/%
数值	439.4	360	13

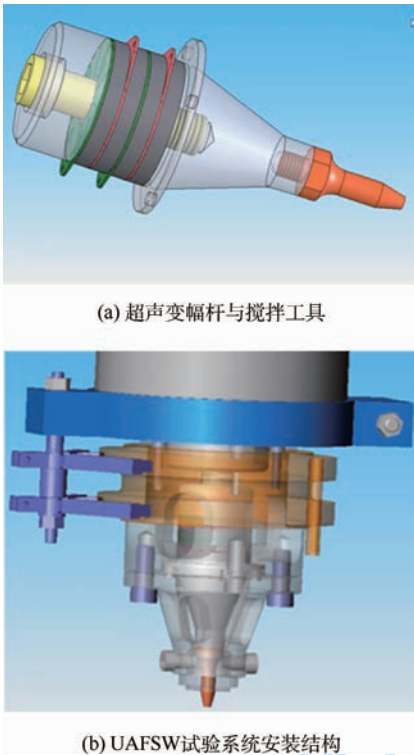


图 2 UAFSW 系统设计原理图

Fig. 2 Schematic diagram of UAFSW system design

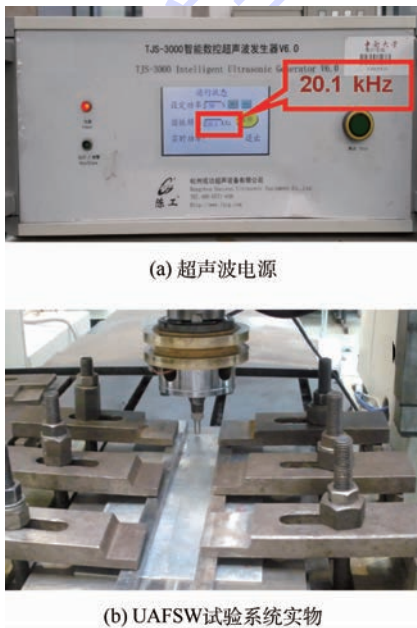


图 3 UAFSW 试验系统

Fig. 3 UAFSW test system

2 试验结果分析

2.1 外观质量与焊缝无损检测

大量焊接试验结果表明,在可获得成功 FSW 焊缝的工艺窗口(搅拌头转速为 1 600 r/min,焊接速度在 120 mm/min 左右)内,均可获得外表成型良好、内部无缺陷的 UAFSW 焊缝。当搅拌头转

速和焊接速度的变量超出 FSW 工艺窗口,缺陷率大幅增加,蒙皮 FSW 焊缝中常见的缺陷形态如图 4(a)所示。分析原因认为,FSW 焊接区存在上高下低“浅漏斗状”温度场,且飞机蒙皮属于铝合金薄板,焊接区热惯性小,散热快,使工艺窗口变得很窄,在蒙皮的长程焊接过程中,因各种因素使工艺条件发生波动时,焊缝易出现弱连接、疏松、焊底咬接等特有缺陷。加入超声后,获得表面和内部成形良好 UAFSW 焊缝的工艺窗口明显扩大至搅拌头转速 1 400 ~ 1 700 r/min,焊接速度 100 ~ 130 mm/min(参考值)。图 4(b)所示为在 FSW 工艺窗口外获得的 UAFSW 长焊缝起始段、

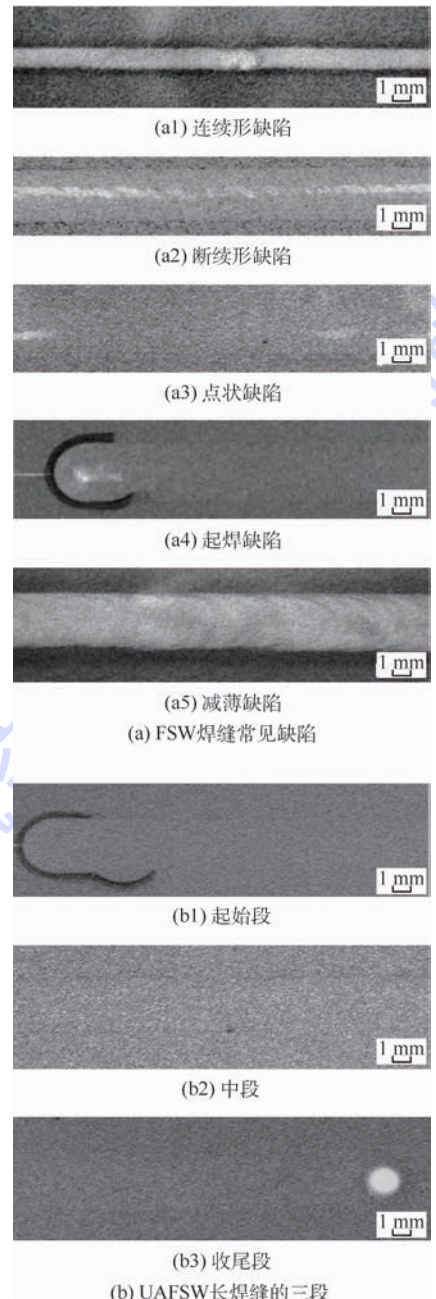


图 4 FSW 与 UAFSW 焊缝的 X 射线无损检测照片

Fig. 4 X-ray nondestructive testing radiograms of FSW and UAFSW weld joints

中段、收尾段的 X 射线无损检测照片。说明对于蒙皮的长程焊接工况来说,与 FSW 相比,UAFSW 对焊接过程中各种波动因素的敏感性大幅降低。

为更好地分析 UAFSW 焊缝与 FSW 焊缝的差异,在同一对焊件上,采用前半段进行 FSW 焊接,在中点开启超声电源,后半段进行 UAFSW 焊接试验。图 5 是在最佳参数组合-搅拌头转速为 1 600 r/min,焊接速度为 120 mm/min 的工艺条件下,获得的表面成型良好、内部均无缺陷的 FSW 和 UAFSW 焊缝外观对比照片。观察发现,FSW 焊缝表面纹理整齐,呈现新鲜的金属色泽,而 UAFSW 焊缝表面纹理比 FSW 更为细密,但色泽比 FSW 偏暗,呈现亚光色。图 6 为 FSW 焊缝及 UAFSW 焊缝的 X 射线无损检测照片。观察发现,FSW 焊缝及 UAFSW 焊缝内部均未发现缺陷,是成功的焊缝。

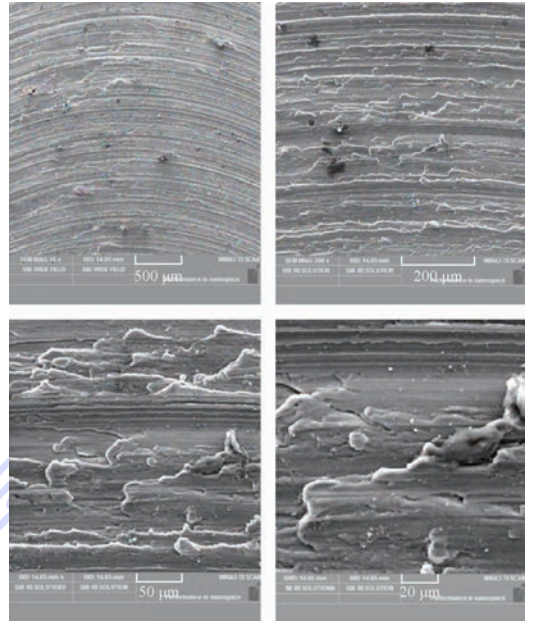


图 7 FSW 表面纹理扫描电镜照片
Fig. 7 SEM photographs showing surface texture of an FSW weld

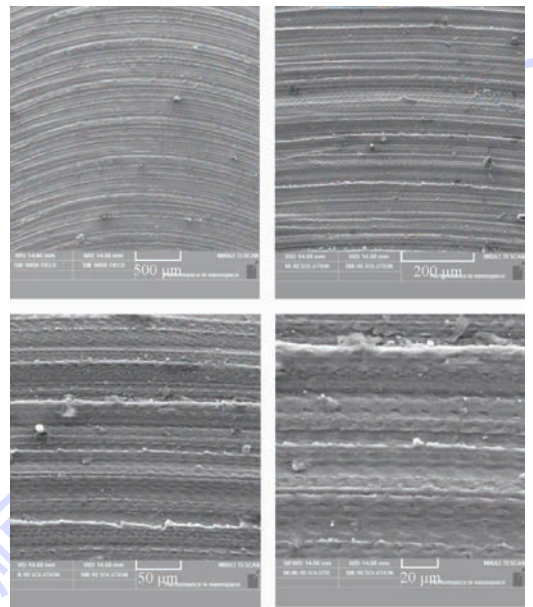


图 8 UAFSW 表面纹理扫描电镜照片
Fig. 8 SEM photographs showing surface texture of a UAFSW weld

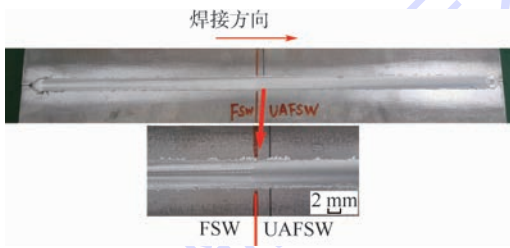


图 5 FSW 与 UAFSW 焊缝外观对比
Fig. 5 Comparison of appearance of FSW and UAFSW weld joints



图 6 FSW 与 UAFSW 焊缝的 X 射线无损检测照片对比
Fig. 6 Comparison of X-ray nondestructive radiograms of FSW and UAFSW weld joints

2.2 焊缝的扫描电镜观察

为进一步分析 UAFSW 焊缝与 FSW 焊缝的差异,采用 FEI QUANTA2000 扫描电镜,对 FSW 及 UAFSW 焊缝的表面纹理成形进行了观察。图 7 为 FSW 焊缝表面纹理不同放大倍数的放大照片,图 8 为 UAFSW 焊缝的表面纹理不同放大倍数的放大照片。对比观察发现,FSW 焊缝的表面纹理成形,有明显的层叠和局部剥离现象。而 UAFSW 焊缝表面纹理清晰整齐,没有层叠和局部剥离现象,这种表面成形对焊缝的疲劳强度更有利。分析认为,超声的加入,增强了轴肩下材料的流动能力,使焊缝表面的纹理成形更加整齐、细密。这对提高焊缝的疲劳强度有利。

2.3 焊缝拉伸性能对比测试

因铝合金有自然时效现象,焊缝强度会随着

时间的推移而上升,并渐趋稳定。在焊缝完成后 24 h 内制作试样并拉伸发现,FSW 焊缝平均抗拉强度值约为 375.44 MPa 左右,UAFSW 焊缝平均抗拉强度值约为 388.67 MPa 左右。焊后将焊件在常温下放置 10 d 后,再进行拉伸试验,FSW 焊缝及 UAFSW 焊缝平均抗拉强度均有上升。其中,经过 10 d 自然时效的 FSW 焊缝平均抗拉强度为 385.24 MPa,上升了 9.80 MPa,达到母材强度的 87.7%;UAFSW 焊缝平均抗拉强度为 398.64 MPa,

上升了 9.97 MPa,达到母材强度的 90.7%。考虑到与实际工况接近程度,一般采用时效后的强度试验结果。在延伸率方面,FSW 焊缝平均延伸率为 4.33%;达到母材延伸率的 33.31%,UAFSW 焊缝平均延伸率 7.18%,达到母材延伸率的 55.23%。FSW 与 UAFSW 焊缝抗拉强度对比如图 9(a)所示,延伸率对比如图 9(b)所示。在断口形貌方面,FSW 与 UAFSW 区别不大。研究发现,UAFSW 焊缝不仅平均抗拉强度明显高于 FSW 焊缝,平均延伸率也几乎达到 FSW 的 2 倍,且波动性比 FSW 小。分析认为,超声加入焊接过程,作用于 FSW 焊接区金属的连续再结晶过程,使在相同时间内生成的再结晶晶核数更多,获得更多的晶粒数,故晶粒尺寸更细小,因此抗拉强度提高的同时,延伸率也明显提升。

的旋转带动下,参与塑性流动的金属更多,因此与 FSW 相比,UAFSW 焊缝中的金属流变区域略有增大。

2) 在 FSW 焊缝根部处出现“涡旋”现象,而在 UAFSW 焊缝中,沿焊缝深度方向被“拉缓”,使焊缝根部焊核区与热机区的过渡变得平顺。说明超声能沿焊缝深度方向导入焊接区后,不仅降低了金属塑性流变应力,减小流变阻力,而且明显沿焊深方向推动了焊接区材料的塑性流动,强化了焊缝底部成形。超声能对焊缝纵深区域影响最大,这有利于消除焊底缺陷,降低长程焊缝的焊底缺陷率。

此外,观察发现 FSW 焊核区底部组织与上部组织有细微差别,UAFSW 焊核区的底层组织,与上、中层组织几乎一样细致均匀。分析认为,在 FSW 焊缝中,底部组织成形的温度和流动性与焊核区上部差异明显,因此导致差别;而 UAFSW 焊缝中的一致性,说明超声振动能量沿焊缝纵深方向贯穿到达焊缝底部,解决了 FSW 焊缝底部温度低,材料流动不充分的问题,强化了底部组织的成型,夯实了 UAFSW 焊缝底部组织,有利于提高焊缝组织的稳定性和综合力学性能。

分析认为,加入超声能后,焊接区金属软化程度更高,流动性更强,超声能量的作用使张应力下降,加剧了焊核区(NZ)与热机影响区(TMZ)金属原子的运动,因超声能场辐射力 F 的作用,使焊核区与热机区组织趋同,热机区的金属原子大量“插入”到热影响区(HAZ)去,使金属流变区域呈明显的辐射型增大。而母材区因温度较低,变形量小,故热影响区则变窄,其影响如图 11 所示。

为了分析 FSW 焊缝与 UAFSW 焊缝内部微观组织的差异,采用 FEI QUANTA2000 扫描电镜,

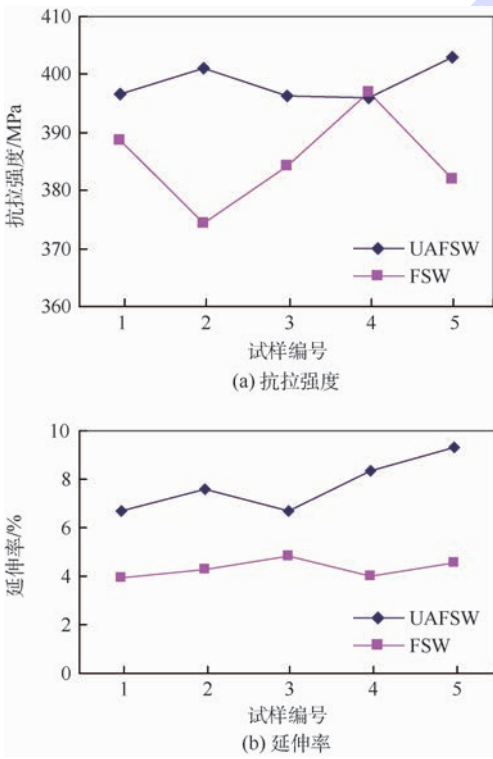


图 9 FSW 与 UAFSW 焊缝拉伸性能对比
Fig.9 Comparison of tensile property between FSW and UAFSW weld joints

2.4 焊缝金相组织分析与 EBSD 观察

图 10 为 FSW 与 UAFSW 焊缝横截面宏观金相相对比。观察发现,与 FSW 焊缝相比,UAFSW 焊缝主要有 2 个方面的不同:

1) UAFSW 焊缝中,搅拌针旋转产生的金属流变区域呈明显的辐射型增大,且焊缝底部宽度明显增加,焊核区的“洋葱环现象”更明显。分析认为,超声能加入后,使焊接区金属的临界流变应力下降,软化程度更高,流动性更强,故在搅拌针

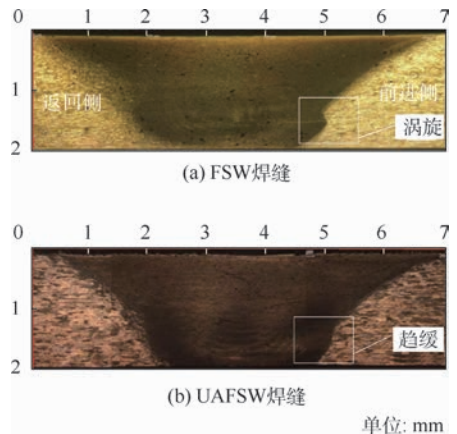


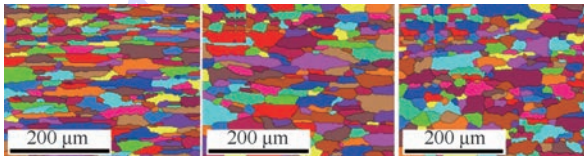
图 10 FSW 与 UAFSW 焊缝横截面宏观金相
Fig.10 Macroscopic metallographs of FSW and UAFSW weld joint cross-sections

对焊核区进行了电子背散射衍射(Electron Back-scattered Diffraction, EBSD)观察,发现 UAFSW 焊缝与 FSW 焊缝中,焊核区差异最为明显,其他各区的晶粒尺寸情况则区别不大。图 12 为母材、FSW 及 UAFSW 焊核区的晶粒尺寸照片。对比观察发现,2524-T3 铝合金母材晶粒较细,且沿轧制方向呈现长条状。FSW 焊核区晶粒主要为连续动态再结晶生成的等轴细晶粒,晶粒沿轧制方向的排列规律性有所减弱,但仍可见明显的排列趋势。UAFSW 焊核区晶粒明显比 FSW 更细碎,且没有明显的排列趋势。分析认为,二者之间的差别原因在于超声能的加入。加入超声能后,热机影响区软化程度更高,流动性更强,超声能量的作用使张应力下降,使晶粒被拉得更细长,并使晶枝破断,晶粒得到细化。而且,在 UAFSW 过程中,焊接区的连续动态再结晶过程受到超声能量的高频振动作用,不仅细化了晶粒,而且打乱了晶粒沿轧制方向的排列规律性,从而呈现几乎无明显方向的杂序排列。



图 11 超声能对焊缝整体流变区域的影响示意图

Fig. 11 Influences of ultrasonic energy on weld joint flow area



(a) 母材 (b) FSW 焊核区 (c) UAFSW 焊核区

图 12 EBSD 晶粒尺寸

Fig. 12 EBSD grain size

3 结 论

通过设计对比焊接试验,研究 UAFSW 和 FSW 2 种方法对 2524-T3 航空铝合金蒙皮连接焊缝,得到以下结论:

- 1) 相比于 FSW 焊缝,UAFSW 工艺窗口扩大,焊缝缺陷率明显降低。
- 2) 在焊缝表面成形上,FSW 焊缝表面纹理呈现层叠和局部剥离现象;而超声能的加入,使 UAFSW 焊缝表面纹理更清晰、整齐,层叠现象消失。
- 3) 而且 FSW 焊缝的平均抗拉强度达到母材强度的 87.7%,UAFSW 焊缝的平均抗拉强度达到母材强度的 90.7%,略高于 FSW;UAFSW 焊缝

延伸率则明显超过于 FSW 焊缝 20% 左右,达到母材延伸率的 55.23%。

4) 与 FSW 相比,超声的加入,不仅降低了金属塑性流变应力,减小流变阻力,使 UAFSW 焊缝横截面中搅拌针旋转产生的金属流变区域明显增大,而且沿纵深方向推动了焊接区材料的塑性流动,强化了焊缝底部成型,细化了晶粒,使 UAFSW 焊缝组织更细致均匀。

5) 超声能作用于搅拌摩擦焊焊接区金属的连续动态再结晶过程,不仅使 UAFSW 焊缝各区的微观组织比 FSW 更细致均匀,晶粒尺寸更小,而且打乱了晶粒沿轧制方向的排列规律性,使焊核区晶粒呈现几乎无明显方向的杂序排列。

综上所述,对于 1.8 mm 厚度的 2524-T3 铝合金飞机蒙皮的长程焊接,在降低缺陷率,提高焊缝综合力学性能,UAFSW 具有更大的潜力。

参考文献 (References)

- [1] 党晓民,庞丽萍,林贵平. 基于地面实验的蒙皮换热器高空换热性能分析[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(4): 474-477.
DANG X M, PANG L P, LIN G P. High-altitude heat transfer performance analysis for skin heat exchanger based on ground experiment[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(4): 474-477 (in Chinese).
- [2] 刘兵,彭超群,王日初,等. 大飞机用铝合金的研究现状及展望[J]. 中国有色金属学报,2010,20(9): 1705-1713.
LIU B, PENG C Q, WANG R C, et al. Recent development and prospects for giant plane aluminum alloys[J]. The Chinese Journal of Nonferrous Metals, 2010, 20(9): 1705-1713 (in Chinese).
- [3] HE D, YANG K, LI M, et al. Comparison of single and double pass friction stir welding of skin-stringer aviation aluminium alloy[J]. Science and Technology of Welding and Joining, 2013, 8(7): 610-615.
- [4] THOMAS W M. Friction stir butt welding: PCT/GB92/02203 [P]. 1991-12-08.
- [5] 张丹丹,曲文卿,杨模聪,等. Al-Li 合金搅拌摩擦焊搭接接头的疲劳性能[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(5): 674-678.
ZHANG D D, QU W Q, YANG M C, et al. Fatigue property of Al-Li alloy friction stir welded lap joints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(5): 674-678 (in Chinese).
- [6] YAN J H, SUTTON M A, REYNOLDS A P. Process-structure-property relationships for nugget and heat affected zone regions of AA2524-T351 friction stir welds[J]. Science and Technology of Welding and Joining, 2005, 10(6): 725-736.
- [7] LIU H J, ZHANG H J. Repair welding process of friction stir welding groove defect[J]. Transactions Nonferrous Metal Society China, 2009, 19(3): 563-567.

- [8] WU C S, ZHANG W B, SHI L, et al. Visualization and simulation of plastic material flow in friction stir welding of 2024 aluminium alloy plates [J]. Transactions of Nonferrous Metals Society of China, 2012, 22 (6) : 1445-1451.
- [9] 贺地求, 梁建章. 超声搅拌焊接方法及其装置: 200610004059. 3 [P]. 2006-01-26.
HE D Q, LIANG J Z. The method and method and apparatus of ultrasonic-assisted friction-stir welding: 200610004059. 3 [P]. 2006-01-26 (in Chinese).
- [10] PARK K. Development and analysis of ultrasonic assisted friction stir welding process [D]. Michigan: The University of Michigan, 2009: 15-20.
- [11] LIU X C, WU C S, MICHAEL R, et al. Mechanical properties of 2024-T4 aluminum alloy joints in ultrasonic vibration enhanced friction stir welding [J]. China Welding, 2013, 22 (4) : 8-13.
- [12] AMINI S, AMIRI M R. Study of ultrasonic vibrations' effect on friction stir welding [J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2014, 73 (1-4) : 127-135.
- [13] LAI R L, HE D Q, LIU L C. A study of the temperature field during ultrasonic-assisted friction-stir welding [J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2014, 73 (1-4) : 321-327.
- [14] 贺地求, 李剑, 李东辉, 等. 铝合金超声搅拌复合焊接 [J]. 焊接学报, 2011, 32 (12) : 70-72.
HE D Q, LI J, LI D H, et al. Study on ultrasonic stir hybrid welding of aluminum alloy [J]. Transactions of the China Welding Institution, 2011, 32 (12) : 70-72 (In Chinese).
- [15] 贺地求, 彭建红, 杨坤玉, 等. 铝合金超声搅拌复合焊工艺及机理研究 [J]. 中国有色金属学报, 2012, 22 (10) : 2743-2748.
HE D Q, PENG J H, YANG K Y, et al. Technology and mechanism of ultrasonic stir compound welding of aeronautical aluminum alloy [J]. The Chinese Journal of Nonferrous Metals, 2012, 22 (10) : 2743-2748 (in Chinese).
- [16] YANG K Y, HE D Q, GAN H. Comparison of 2A12 aluminium alloy joint in ultrasonic assisted friction stir welding and friction stir welding [J]. China Welding, 2014, 23 (3) : 53-57.

作者简介:

杨坤玉 女, 博士研究生, 教授。主要研究方向: 航空铝合金构件的焊接与修复。

贺地求 男, 教授。主要研究方向: 搅拌摩擦焊及金属固态焊接方法、工艺与装备。

Test analysis for ultrasonic assisted friction stir welding of aircraft skin aluminium alloy

YANG Kunyu^{1,2}, HE Diqui^{1,*}

(1. State Key Laboratory of High Performance Complex Manufacturing, Central South University, Changsha 410083, China;
2. Aviation Machinery Manufacturing Institute, Air Force Aviation Maintenance Technical College, Changsha 410124, China)

Abstract: For the bottom of the weld, weak connection and other defects in the friction stir welding (FSW) of aircraft skin, due to the narrowing of the FSW process window, in order to explore a new method that is more suitable for long-range stable welding of large aircraft skin, skinned contrast test between ultrasonic assisted friction stir welding (UAFSW) and FSW were performed, UAFSW and FSW welding were carried out under the same process conditions using 2524-T3 aluminum alloy with thickness of 1.8 mm. Tensile test, metallographic test, and scanning electron microscopy were implemented for perfect UAFSW and FSW weld joints without internal defects. The results show that, compared with FSW weld joints, the UAFSW weld joint defect rate is significantly reduced, and the process window is expanded; the UAFSW weld surface texture is finer and free from laminations; the average tensile strength of UAFSW weld joints reaches 90.7% of strength of the base material, slightly higher than that of FSW weld joints; the average elongation of UAFSW weld joints is higher than FSW weld joints by about 20%. The study found that, compared with FSW, the addition of ultrasonic makes finer and more uniform microstructure for UAFSW weld joints, reduces grain size, and disrupts the regularity of the grains along the rolling direction, which makes the grain sequence show no clear direction.

Keywords: aircraft skin; 2524-T3 aluminium alloy; ultrasonic assisted friction stir welding (UAFSW); mechanical properties; microstructure; weld surface texture

Received: 2016-10-14; Accepted: 2016-11-25; Published online: 2016-12-28 14:48

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161228.1448.001.html

Foundation item: National Basic Research Program of China (2014CB046605)

* Corresponding author. E-mail: ZNF5Wmail@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0834

基于混合遗传算法的直升机前推/后拉配平

王巍^{1,*}, 刘春¹, 李东升²

(1. 沈阳航空航天大学 航空制造工艺数字化国防重点学科实验室, 沈阳 110136;

2. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)



摘 要: 针对直升机配平模型为多元且初始值难以确定的非线性方程组, 以及全局最优解不唯一等问题, 发展了一种基于遗传算法/拟牛顿法的高效混合迭代算法。介绍了直升机各个模块动力学方程。其中在旋翼建模中, 考虑实际飞行环境下桨叶的运动和操纵特性, 以动态入流和叶素法为理论基础, 建立了具有配平特性的旋翼气动力模型。基于直升机飞行仿真动力学模型, 详细推导了前推/后拉的配平变量和约束方程。通过构造目标函数, 将全机配平问题转化为优化问题。通过计算 UH-60A 直升机在前推/后拉的配平解, 并与飞行测试数据进行比较验证。结果表明, 前推配平结果与飞行数据有偏差, 后拉配平结果与飞行数据吻合。旋翼非定常气动特性是引起总距和脚蹬配平计算误差的主要原因。建立的配平算法适用于直升机不同稳定飞行条件下的仿真。

关键词: 直升机; 飞行仿真; 配平; 混合遗传算法; 前推/后拉

中图分类号: V211.52; V212.12

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-1994-09

配平是直升机飞行仿真的重要组成部分。配平是根据稳定飞行条件下来确定直升机的配平状态量, 为直升机控制提供初始值, 并使沿着机体坐标系每个轴的力和力矩之和达到零, 同时观察独立变量的所有边界以及因变量的全部约束。直升机配平模型是初始值难以确定的且多次多变量非线性方程组, 配平计算中需要同时求解的未知量数目很大, 其配平算法和求解非常复杂。在飞行仿真中, 这些精确的初始值可以为直升机操纵和飞行性能提供数据参考^[1]。在飞行过程中保持直升机平衡对驾驶员来说并不困难, 但是利用数值计算方法对高非线性方程组进行求解, 结果可能不唯一, 且仅有一个符合实际情况的最优解是配平飞行仿真数学模型的难题。针对直升机配平难题, 需要寻求一种快速且大范围收敛的数学方

法将直升机动力学微分方程转换为代数方程, 进而得到稳定飞行状态下的配平结果。

飞行动力学模型传统的配平一般都着眼于研究飞机的操控品质。根据配平状态量构造目标函数代数式, 求出目标函数对配平控制量的偏微分, 基于梯度优化的方法找到目标函数的极小值, 此时的控制量即为待求配平控制量^[2]。由于直升机飞行动力学模型由机身、旋翼、尾桨、起落架和发动机/传动动力等多系统组成, 这些系统模型由复杂的数学方程构成, 并且各系统间相互耦合, 显然, 用传统解析方法求出目标函数对配平控制量的偏微分是非常困难的。国内外很多学者和工程技术人员从传统的数值方法中发展出很多配平算法, 这些配平算法采用连续修正法^[3-4]、梯度优化法^[5-7]和拟牛顿法^[8-10]。在求解过程中, 连续修正

收稿日期: 2016-10-27; 录用日期: 2017-02-06; 网络出版时间: 2017-03-24 10:25

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170324.1025.001.html

基金项目: 沈阳航空航天大学国防重点学科实验室开放基金 (SHSYS2015004)

* 通讯作者: E-mail: wangwei7832@163.com

引用格式: 王巍, 刘春, 李东升. 基于混合遗传算法的直升机前推/后拉配平[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 1994-2002. WANG W, LIU C, LI D S. Push-forward/pull-backward trim for helicopter based on hybrid genetic algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 1994-2002 (in Chinese).

法存在着独立的控制量会遇到非对角项的问题,需要很长时间才能收敛甚至不收敛。而梯度优化法为局部优化算法,收敛速度快,初始值的选取对于能否求得全局最优解至关重要。拟牛顿法是求解非线性方程组最常用的方法,局部收敛速度非常快,但该算法涉及大量的偏导数计算,计算效率低,同样依赖于初始值的设置。显然,这些算法并不适用于实时飞行仿真的配平计算,因为实时飞行仿真系统由飞行仿真数学模型、虚拟场景和操纵输入等复杂系统组成,求解状态量对操纵量的偏导数计算速度跟不上飞行状态。Subramanian等^[11]将梯度优化法和拟牛顿法结合,综合两者的优点,形成一种对大范围内偏离精确解的任意初值均能收敛、且有一定收敛速度的组合迭代法。但该算法涉及大量多元多次函数的偏导数,计算效率较低。Burden和Faires^[12]对牛顿法进行各种改进,降低了初始值的依赖,局部收敛速度很快,但很难实现大范围收敛。这些算法都存在大量偏导数计算且精度较低的缺陷,不适合实时飞行仿真,也有学者将几种算法结合使用但计算效率较低,弥补这些缺陷将是今后的研究重点。

近年迅速兴起的遗传算法(Genetic Algorithm, GA)已广泛应用于优化设计领域,为解决直升机非线性问题提供了新的思路。GA是基于生物遗传学和适者生存发展起来的一种进化算法,具有并行、高效、全局搜索的能力,并自适应地控制搜索过程,可以克服梯度优化方法的不足^[13]。该算法以种群中的个体为操作对象,但如果种群较大时,此算法仍存在后续寻优速度较慢且精度较低的缺陷,鉴于此,大量学者将其算法与其他方法相结合应用在飞机配平计算中,并取得了很大成功。Zhang等^[14]发展了将模式搜索与GA相结合的混合遗传算法,使用模式搜索对种群中精英个体进行再优化,并成功验证在倾斜跑道上的配平。文献^[15]将GA与单纯形法相结合,通过分析飞机平衡状态的基本特性,提出了一种求解不同类型飞机多种平衡状态的通用方法。文献^[16]在分析了定常状态的基本特性和相应约束条件的基础上,提出了基于“学习潜能”的混合遗传算法,利用状态参数进行计算,求解了定常水平/直飞和协调转弯状态下的配平结果。文献^[17]将浮点GA和拟牛顿法相结合,计算了直升机定常直飞状态的最优配平解,该方法虽不依赖初始值,但容易收敛到非物理解。文献^[18]将GA计算的全局较优解作为LM(Levenberg-Marquardt)算法的初值,计算了直升机平飞和协调转

弯状态的配平解,但该方法在解算过程中可能出现矩阵不可逆现象,需增加系数阻尼矩阵,计算复杂。文献^[19]建立了基于GA/拟牛顿法的高效混合迭代算法,计算了旋翼操纵配平控制量,为模拟地面效应作用下的旋翼拉力增益、功率变化奠定基础。以上研究都是对地面、平飞和协调转弯飞行状态进行配平,而对前推/后拉飞行配平计算却少有研究。

本文针对复杂的直升机动力学微分方程,介绍了一种可以用于任何稳态飞行状态的直升机飞行仿真配平算法,使目标函数达到极小值而得到最佳配平解。首先,引入直升机各系统动力学数学模型以及全机动力学模型,其中旋翼配平模型考虑了实际飞行条件下桨叶的挥舞运动、旋翼流场和非定常气动特性三者之间的动态平衡。然后,详细推导了直升机在前推/后拉情况下的约束方程和配平控制量,构造目标函数,将GA和拟牛顿法相结合,建立出了一种具有全局和局部快速收敛特点的混合遗传优化配平算法。最后,通过对UH-60A直升机在前推/后拉飞行仿真进行配平计算,计算结果与飞行试验结果进行对比分析,验证了配平算法的可行性和有效性,弥补了直升机在前推/后拉飞行状态的配平。

1 数学模型

1.1 坐标系

为了描述直升机的6个自由度运动,本文涉及4个坐标系:地球惯性坐标系(NED)、机体坐标系、速度坐标系和稳定坐标系,这4个坐标系原点都位于直升机质心上,如图1所示为前推/后拉状态的部分坐标系。NED坐标系 X_e 轴指向正北(north)方向, Y_e 轴指向正东(east)方向, Z_e 轴指向地心(down)方向。机体坐标系 X_b 轴沿着机身指向机头前方(纵轴方向), Y_b 轴指向机头方向的右侧(横轴方向),垂直于直升机纵剖面, Z_b 轴在直升机纵剖面上垂直于 X_b 轴并指向下方。机体坐标系与NED坐标系之间的关系用Euler角来确定。速度坐标系 X_a 轴沿直升机空速矢量方向, Z_a 轴在其对称平面内并指向机体下方, Y_a 轴垂直于 $X_a Z_a$ 平面指向右方。稳定坐标系由机体坐标系绕其 Y_b 轴旋转迎角 α 得到, X_s 轴在空速矢量 \bar{V} 和 Y_b 确定的平面内且在直升机的对称平面内, X_s 轴和空速矢量 \bar{V} 的夹角为侧滑角 β 。 L 为 Z_s 方向总的气动力, m 为机身质量, g 为重力加速度, θ 为俯仰角。

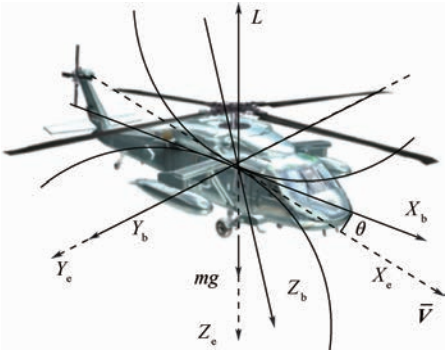


图1 前推/后拉的配平状态

Fig.1 Trim attitude of push-forward/pull-backward

1.2 旋翼模型

旋翼模型包括桨叶气动载荷计算模型和桨叶挥舞动力学模型。前者由于操纵、非定常来流以及旋翼诱导速度,使桨叶气动载荷具有非定常特性。后者由于机体和旋翼的耦合运动,引起桨叶的挥舞运动。本文建立旋翼气动力数学模型的过程中,做出一些假设:①空气是无黏、不可压的理想气体;②桨叶为刚性且无后掠,线性扭转,桨叶弦长和质量特性沿展向不变;③不考虑桨叶的摆振运动,仅考虑挥舞和变距运动,且挥舞和变距铰位置重合,旋翼挥舞运动只取一次谐波量;④桨叶剖面的气动力和力矩计算基于剖面气动中心处的入流速度。

由挥舞铰力矩平衡得到旋翼挥舞动力学方程^[20]:

$$\ddot{\mathbf{a}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{a}} + \mathbf{K}\mathbf{a} = \mathbf{f} \quad (1)$$

式中: \mathbf{D} 和 \mathbf{K} 分别为阻尼和刚度矩阵; \mathbf{a} 为挥舞运动一阶向量; \mathbf{f} 为桨叶气动力向量,同时又是机体角速度 $\boldsymbol{\omega}_b$ 、角加速度 $\dot{\boldsymbol{\omega}}_b$ 、前进比 μ 、入流比 λ 、总距 θ_0 、横向周期变距 θ_{1c} 和纵向周期变距 θ_{1s} 的函数,见式(2):

$$\mathbf{f} = f_i(\mu, \lambda, \boldsymbol{\omega}_b, \dot{\boldsymbol{\omega}}_b, \theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}) \quad i = 1, 2, 3 \quad (2)$$

关于桨叶气动模型,本文采用叶素法。计算每一叶素上的气动力和力矩,沿翼展方向和方位角进行积分,得到旋翼空气动力在机体坐标系下的力和力矩:

$$\mathbf{F}_{MR}, \mathbf{M}_{MR} = f_i(\mathbf{a}, \theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}, \mu, \lambda, \mathbf{v}_1) \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (3)$$

式中: \mathbf{v}_1 为旋翼诱导速度。入流比 λ 和旋翼诱导速度 \mathbf{v}_1 又是操纵输入的函数:

$$\lambda, \mathbf{v}_1 = f(\theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}) \quad (4)$$

本文诱导速度模型采用 Pitt-Peters 动态入流模型,采用一阶谐波形式表示成旋翼径向位置 \bar{r} 和方位角 Ψ 的函数^[21]:

$$\mathbf{v}_1(\bar{r}, \Psi) = v_{10} + \bar{r}(v_{1s} \sin \Psi + v_{1c} \cos \Psi) \quad (5)$$

式中: v_{10} 、 v_{1s} 和 v_{1c} 分别为时均、一阶纵向和横向入

流分量,具体计算方法参见文献[21]。

1.3 尾桨模型

尾桨模型计算方法与旋翼类似,没有周期变距操纵,尾桨入流模型采用均匀入流模型。机体坐标系下尾桨的气动力和力矩表示为

$$\mathbf{F}_{TR}, \mathbf{M}_{TR} = f_i(\mathbf{a}_{TR}, \theta_{OTR}, \mu_{TR}, \lambda_{TR}, \mathbf{v}_{ITR}) \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (6)$$

式中: \mathbf{a}_{TR} 、 θ_{OTR} 、 μ_{TR} 、 λ_{TR} 和 \mathbf{v}_{ITR} 分别为尾桨挥舞运动向量、脚蹬、尾桨前进比、入流比和尾桨诱导速度。 λ_{TR} 和 \mathbf{v}_{ITR} 是 θ_{OTR} 的函数:

$$\lambda_{TR}, \mathbf{v}_{ITR} = f(\theta_{OTR}) \quad (7)$$

1.4 机身、平尾及垂尾模型

机身、平尾及垂尾模型采用估算公式得到。计入旋翼诱导速度的影响确定气动参考点处的入流速度,然后根据入流速度确定气动参考点迎角 α 、侧滑角 β 和动压 q 后通过数值插值方法得到气动载荷系数,最后根据估算公式计算各气动部件气动力和力矩。

1.5 起落架模型

起落架的轮胎模型等效于弹簧-阻尼系统,直升机在与地面接触时计算起落架对机身的力和力矩表示为

$$\mathbf{F}_{LG}, \mathbf{M}_{LG} = f_i(\delta_{LG}, k, c, \mu_{LG}, \eta, \mathbf{V}_b) \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (8)$$

式中: δ_{LG} 为弹簧压缩量; k 和 c 分别为弹簧刚度系数和阻尼系数; μ_{LG} 为轮胎滑动摩擦系数; η 为刹车效率; $\mathbf{V}_b = [u, v, w]^T$ 为线速度, u 、 v 、 w 分别为3个机体轴分线速度。

1.6 全机重力模型

全机重力作用点本身就是质心,不存在力矩。将全机重力投影到机体坐标系下可得全机重力为

$$\mathbf{F}_G = \begin{bmatrix} -mg \sin \theta \\ mg \cos \theta \sin \phi \\ mg \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: ϕ 为滚转角。

1.7 全机动力学模型

机体坐标系下的全机动力学方程为

$$m\dot{\mathbf{V}}_b + \boldsymbol{\omega}_b \times (m\mathbf{V}_b) = \mathbf{F}_{ext} \quad (10)$$

$$\mathbf{I}\dot{\boldsymbol{\omega}}_b + \boldsymbol{\omega}_b \times (\mathbf{I}\boldsymbol{\omega}_b) = \mathbf{M}_{ext} \quad (11)$$

式中: $\boldsymbol{\omega}_b = [p, q, r]^T$ 为角速度, p 、 q 、 r 分别为3个机体轴分角速度; \mathbf{F}_{ext} 和 \mathbf{M}_{ext} 分别为机体所受的合外力和合外力矩; \mathbf{I} 为惯性矩阵。

全机运动学方程为

$$\dot{\boldsymbol{\alpha}}_e = \mathbf{E}(\phi, \theta) \boldsymbol{\omega}_b \quad (12)$$

式中:Euler角 $\boldsymbol{\alpha}_e = [\phi, \theta, \psi]^T$, ψ 为偏航角; $\mathbf{E}(\phi,$

θ)为机体角速度到Euler速度的转换矩阵,其表达式为

$$E(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi \cos \theta & \cos \phi / \cos \theta \end{bmatrix} \quad (13)$$

将式(10)~式(12)非线性方程表示为隐式方程形式:

$$\dot{\mathbf{X}} = f(\dot{\mathbf{X}}, \mathbf{X}, \mathbf{U}) = \mathbf{0} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_d^T, \mathbf{X}_k^T]^T$ 为状态向量, $\mathbf{X}_d = [u, v, w, p, q, r]^T$ 为动力学向量, $\mathbf{X}_k = [x, y, z, \phi, \theta, \psi]^T$ 为运动学向量; $\mathbf{U} = [\theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}, \theta_{0TR}]^T$ 为操纵输入。在飞行仿真配平中,稳态拉起/推倒时的动力学向量 \mathbf{X}_d 需为常数或 $\mathbf{0}$,运动学向量 \mathbf{X}_k 则不需满足此条件,而所有加速度都为 $\mathbf{0}$ 。隐式方程(14)包含12个非线性方程,而待求变量包含16个变量(12个状态量和4个操纵量),配平问题必须规定足够的约束和可用的配平控制变量,以便得到唯一确定物理解,需给定4个已知约束条件或附加4个约束方程。

2 配平算法

2.1 配平过程

在无风的情况下,速度坐标系相对于NED坐标系的姿态由姿态角 ϕ_s, θ_s, ψ_s 表示。在NED坐标系中唯一的非零偏航角 ψ 作为可自由调整的参数,假设某时刻 $\psi = \psi_s = 0, \theta = \theta_s = 0, \phi = \phi_s = 0$,此时机体坐标系、速度坐标系与稳定坐标系三者重合。在稳定坐标系 Z_s 方向定义载荷系数为

$$n = \frac{L}{mg} \quad (15)$$

式中: $n > 1$ 为拉起操纵, $n < 1$ 为推倒操纵。由稳定坐标系 Z_s 轴力的边界条件:

$$L = mg + q |\bar{\mathbf{V}}| m \cos \beta \quad (16)$$

其中: $\bar{\mathbf{V}}$ 为空速矢量。

可得到附加约束方程:

$$q = \frac{g(n-1)}{|\bar{\mathbf{V}}| \cos \beta} \quad (17)$$

对于直升机稳态拉起/推倒的配平问题,当 n 为某一确定值,侧滑角 β 为定值或0,约束条件:

$$\dot{\mathbf{V}}_b = \mathbf{0}, \dot{\omega}_b = \mathbf{0} \quad (18)$$

配平控制变量为

$$\delta = [\phi, \psi, \theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}, \theta_{0TR}] \quad (19)$$

在飞行仿真配平计算中,计算机在配平算法的控制下,依据配平初始值和约束方程重复进行计算,直到得到满足所给飞行条件下的配平结果。如图2所示为配平过程。

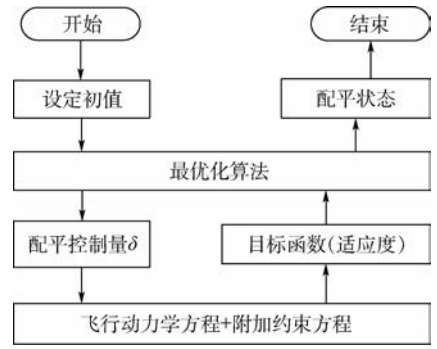


图2 配平过程

Fig. 2 Trim process

2.2 最优化算法

前推/后拉配平计算中步骤如下:①飞行状态量 $\bar{\mathbf{V}}, n, \beta$ 和4个控制量赋初值;②根据式(14)和式(17)满足约束条件式(18);③求解式(17)中的未知量。

为了寻找配平控制量,通过已知飞行条件和某些状态量,使用最优化算法使目标函数最小化。对式(14)构造目标函数:

$$g(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{16} |f_i(\mathbf{X})| \quad (20)$$

当 $g(\mathbf{X}) = 0$ 时, $\{\mathbf{X}\}$ 为式(14)的精确解。

目标函数与飞行状态和操纵输入相关,由于一部分飞行状态量在配平过程中是常值,而变化的只有配平控制量 δ ,在不同飞行情况下配平控制量是不同的,约束条件也不同。最优化算法调整控制变量 δ ,使目标函数值为零,当满足条件之后,仿真运算结束并输出最优结果。本文提供的配平计算程序中通过判断不同的飞行条件,提供不同的边界条件和约束方程。

与传统的数值算法不同,GA是模拟生物在自然环境中的遗传和进化过程而形成的一种自适应全局优化概率搜索算法。进化过程中,利用编码方法通过有限个被称为染色体随机群体中所有个体为操作对象,通过个体之间的交叉和变异来完成搜索操作,以找到群体中的最优个体,最优个体所对应的适应度值就是该问题的最优解。虽然随着群体的进化过程会产生越来越多的优良个体,但由于选择、交叉、变异等遗传操作的随机性,可能会破坏当前群体中适应度最好的个体,为了让适应度最好的个体尽可能地保留在下一代群体中,本文使用最先保存策略进化模型(elitist model)进行优胜劣汰操作。提高运算效率,本文在求解非线性方程组过程中,采用浮点编码形式,即将个体的染色体基因值用一个浮点数表示。GA的交叉操作采用算术交叉(arithmetic crossover)技术

通过序列 $\{X\}$ 中 2 个个体 x_1 和 x_2 之间的线性组合产生出 2 个新的个体:

$$\begin{cases} x_1^* = (1 - k)x_1 + kx_2 \\ x_2^* = (1 - k)x_2 + kx_1 \end{cases} \quad (21)$$

参数 k 为

$$k = \frac{g(x_1)}{g(x_1) + g(x_2)} \quad (22)$$

k 越小,新个体 x_1^* 就越接近旧个体 x_1 ,适应度低的个体既是最优个体,适应度高的个体遗传到下一代继续进行迭代计算。变异操作采用均匀变异 (uniform mutation) 来完成个体基因值的变异。

在优化算法中,拟牛顿法属于局部收敛算法,依赖于初值,在远离精确解的时候,它是发散的,而在越接近精确解的时候,其收敛速度越快^[22]。对多变量多约束的直升机非线性方程来说,这种依赖初始值的单一算法无法满足计算要求。本文结合拟牛顿法在收敛域内收敛速度快和 GA 全局搜索优点,发展了一种混合遗传算法。具体计算流程如图 3 所示。

首先,给直升机飞行状态量和控制量赋初值并初始化动力学模型和约束方程,配平算法向计算机飞行仿真系统随机产生 N 个种群个体所代表的配平控制量进行迭代计算,将式(20)作为适用度函数,采用轮盘算法选择适应度值,计算当前种群平均适应度 ξ_{avg} 及最佳适应度 ξ_{bes} ,本文既是目标函数值。当满足 $\xi_{avg} \leq \xi \xi_{bes}$ 条件, ξ 为系数,

则结束 GA 迭代,记录寻优结果,将适应度优的个体作为拟牛顿法的初值,得到方程组的最优解。若不满足给定条件,则对 GA 的选择、交叉、变异等算法进行迭代,在迭代的新种群中找出 30 个最优个体注入原种群,新种群的平均适应度 ξ_{avg} 将会得到提升。最后,在达到 GA 的终止条件后,输出最佳配平解。

3 实例验证

前推/后拉是直升机比较特殊的配平问题。文献[23]描述 UH-60A 前推/后拉时的配平操纵和飞行姿态。为了验证本文提出的配平算法,选用 UH-60A 直升机作为研究对象,在前推/后拉状态下进行配平计算。桨叶翼型以 SC-1095 翼型为主,转速为 27 rad/s,全机、旋翼、尾桨和尾翼的气动数据取自文献[23]。为了避免收敛到非物理配平解并提高收敛速度,本文缩小配平初始值范围^[24]:

$$\begin{cases} 9.9^\circ \leq \theta_0 \leq 25.9^\circ \\ -12.5^\circ \leq \theta_{1c} \leq 16.3^\circ \\ -8^\circ \leq \theta_{1s} \leq 8^\circ \\ 4.5^\circ \leq \theta_{0TR} \leq 36.5^\circ \\ -90^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \\ -90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \\ -180^\circ \leq \psi \leq 180^\circ \end{cases} \quad (23)$$

根据本文建立的全机数学模型,在飞行仿真平台中,将整个配平算法封装为一个函数类,在装有 Intel(R) Xeon(R) CPU E5-1607 的 Del 工作站上完成飞行仿真配平计算。将 4 个操纵量转换为操纵杆位置^[24],以 51.44 m/s 速度前飞的 UH-60A 为例,瞬间以 3×10^{-3} ft/min 爬升率稳定拉起(1 ft = 0.304 8 m),设置 $\alpha = \beta = 0^\circ$ 。设定种群数 $N = 100$,交叉概率 $\eta_1 = 0.9$,变异概率 $\eta_2 = 0.1$,遗传迭代次数为 100,设定适应度比值 $\xi = 1.1$ 。配平操纵量和 Euler 角的初始值为:①总距操纵杆在最低位置;②周期变距杆和脚蹬在中间位置;③滚转角和偏航角为 0° ^[25]。在俯仰角为 0° 时设置操纵量和 Euler 角初始值为 $\delta = [0^\circ, 0^\circ, 10.4^\circ, 2.1^\circ, 0^\circ, 20.5^\circ]$

由表达式(14)、式(17)和式(18)得到配平解:

$$\delta' = [0.2^\circ, -0.5^\circ, 8.5^\circ, 1.9^\circ, -0.64^\circ, 22.06^\circ]$$

图 4 为随机一次混合遗传算法的快速收敛迭代曲线。在初始迭代阶段寻优速度非常高,当其平均适应度 ξ_{avg} 快接近最佳适应度 ξ_{bes} 的时候,其

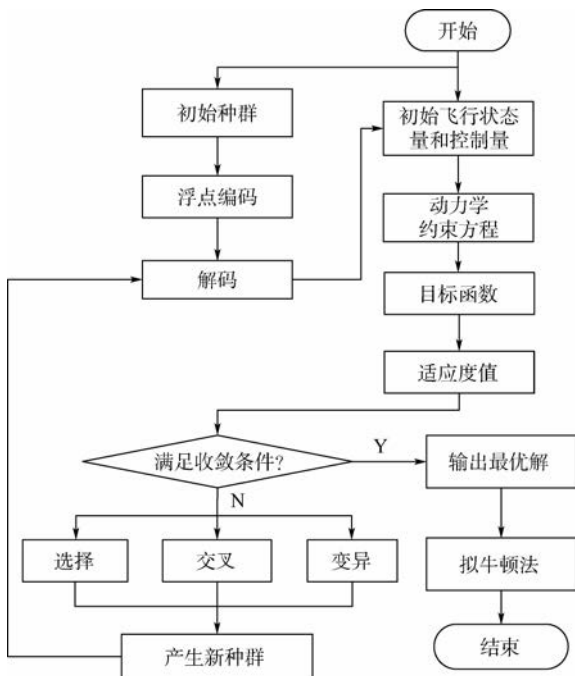


图 3 混合遗传算法流程图

Fig. 3 Flowchart of hybrid genetic algorithm

寻优速度逐渐变慢,但寻优精度较高,此时适应度值为 0.034。每次迭代计算时间在 0.214 ~ 0.219 s 之间,满足实时飞行仿真要求。

直升机由平飞状态瞬间转换为拉起飞行,总距和纵向周期变距操纵瞬间变化致使旋翼气动非定常特性增大,旋翼对机体的力和力矩不平衡导致线加速度和角加速度的微小波动,配平算法程序启动及时平衡飞行状态,配平后的线加速度和角加速度如图 5 所示。加速度微小波动对飞行仿真影响不大,20 ms 后加速度趋于稳定并等于 0,满足约束条件式(18)。

调整总距杆和纵向周期变距杆位置,驱动垂直方向(Z_b 轴)力为零,同时,调整脚踏位置尽量保持直升机的 0° 角航向姿态,使 UH-60A 直升机以 51.44 m/s 速度尽量保持平飞,小幅度操纵纵向周期变距杆分别以 $\pm 3 \times 10^{-3}$ 、 $\pm 2 \times 10^{-3}$ 、 $\pm 1 \times 10^{-3}$ 和 0 ft/min 保持恒定爬升率作前推/后

拉配平仿真,在某一恒定爬升率情况下,配平计算记录 5 次,取平均值。

由于没有公开旋翼载荷系数 n_z 实测值可对比,本算例中以已有可对比的旋翼功率形式输出。从图 6 中的旋翼功率(1 hp = 745.6999 W)对比可知,旋翼输出功率线性增加,即 n_z 在恒定爬升率情况下仍能保持稳定,且随爬升率增大而线性增大,与飞行数据^[22]基本一致。在整个配平过程中,Euler 配平结果如图 7 所示。滚转角 ϕ 和偏航角 ψ 趋于平稳,俯仰角 θ 线性增大且对称,配平结果满足稳定前推/后拉飞行条件。

控制变量配平结果如图 8 所示。为了进一步研究配平计算值和飞行数据之间的相关性,分析误差产生的原因,将操纵动作分为 2 个阶段:前推(爬升率小于 0)和后拉(爬升率大于 0)。在稳定前推阶段,机体做低头运动,俯仰角及俯仰角速度由正值变成负值,桨叶迎角减小,桨叶失速范围增大,旋翼气动速度迅速减小,旋翼拉力随之快速减小,旋翼非定常特性增大,此时虽然增加总距,但来不及抵消旋翼拉力减小值,导致总距(见图 8(a))配平结果与飞行测试结果存在误差,爬升率越大,误差越大;而此时旋翼扭矩在急速增大,导致偏航力矩增大,脚踏来不及补偿偏航力矩,造成脚踏(见图 8(d))配平值与飞行数据存在误差。在稳定拉起阶段,机体做抬头运动,桨叶迎角增大,桨叶部分区域会失速但范围不大,旋

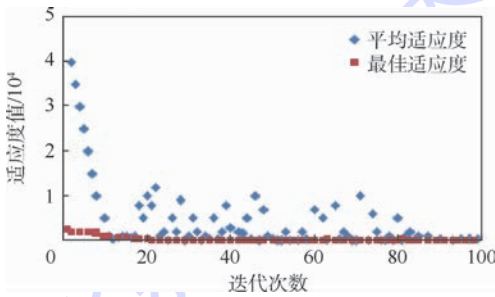
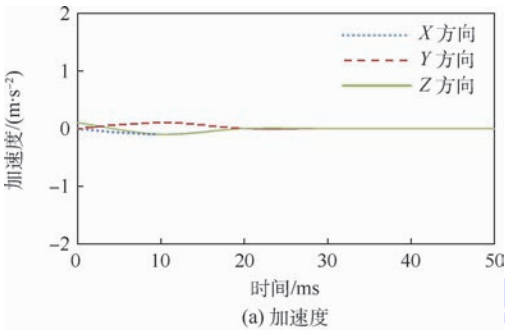
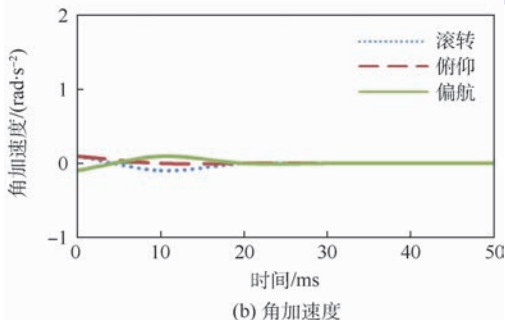


图 4 目标函数迭代曲线

Fig. 4 Iterative curves of objective function



(a) 加速度



(b) 角加速度

图 5 加速度和角加速度配平结果(机体坐标系)

Fig. 5 Trim results of acceleration and angular acceleration in body coordinate system

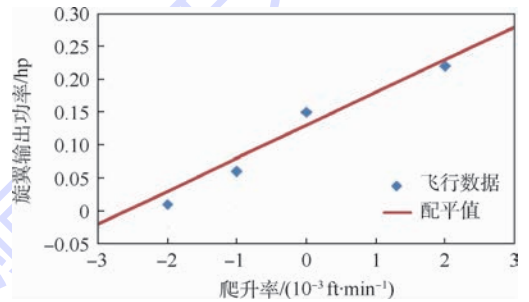


图 6 旋翼功率配平结果

Fig. 6 Trim results of rotor power

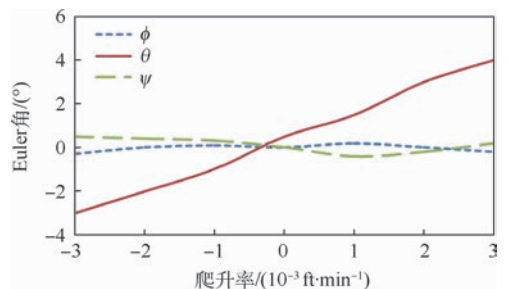


图 7 Euler 配平结果(地球惯性坐标系)

Fig. 7 Trim results of Euler angles in earth inertial coordinate system

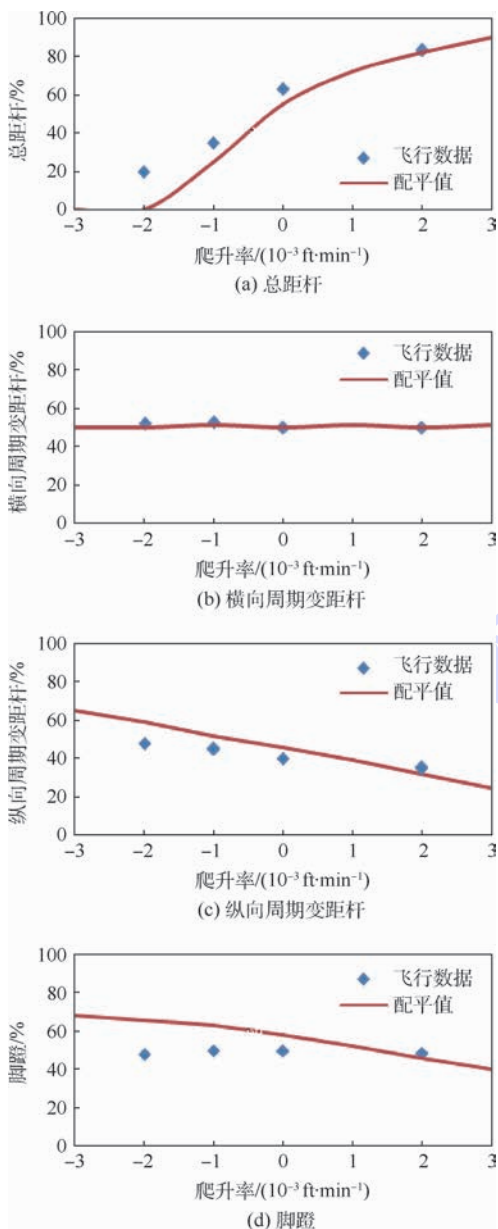


图8 总距杆、横向周期变距杆、纵向周期变距杆及脚蹬配平结果

Fig.8 Trim results of collective stick, lateral cycle stick, longitudinal cycle stick and pedal

翼气动速度增大,旋翼拉力逐渐增大而扭矩逐渐减小,旋翼非定常特性变化不突出,此时调整脚蹬位置平衡直升机航向并使偏航角保持为 0° ,配平计算的4个操纵量与飞行测试值吻合较好。在前推和后拉阶段,脚蹬也会产生滚转力矩,本文设置横向周期变距杆为自动调整滚转力矩使直升机重新回到平衡状态。由于实际飞行测试中很难保证机身迎角 α 和侧滑角 β 初始值同时都为 0° ,尤其是在俯仰过程中受迎角影响最大,因此在受迎角影响明显的纵向方向上,纵向操纵变距杆(见图8(c))配平结果与飞行测试结果存在较小偏差。本文设置风速为0,而实际飞行实测数据很

难保证无风,这也是引起误差的原因。总体而言,本文配平结果与飞行数据吻合较好,变化趋势一致,能够真实反映前推/后拉飞行条件下的飞行姿态和配平控制量。

4 结论

本文在直升机动力学方程基础上,详细推导了前推/后拉状态的附加约束方程,得出配平控制量,应用混合遗传算法得出了UH-60A直升机前推/后拉配平计算并与飞行数据对比分析,得到以下结论:

1) 建立的混合遗传算法能够快速、准确捕捉到直升机全机的配平最优解,满足直升机稳定前推/后拉飞行的约束条件。

2) 在前推阶段,突出的旋翼非定常特性是引起总距和脚蹬配平计算误差的主要原因;在后拉阶段,配平结果与飞行数据吻合较好。

3) 本文的配平算法通用性强,只要改变边界条件、约束方程和配平控制量,能够适用于不同飞行条件下的直升机配平仿真工作。

参考文献 (References)

- [1] DE MARCO A, DUKE E L, BERNDT J S. A general solution to the aircraft trim problem[C]// AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2007: 3.
- [2] 张镭. 飞行模拟器飞行仿真系统建模与软件实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2009: 62-69.
ZHANG L. Flight simulation modeling and software development for flight simulator[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2009: 62-69 (in Chinese).
- [3] PADFIELD G D. Helicopter flight dynamics: The theory and application of flying qualities and simulation modeling[M]. Oxford: Blackwell Publishing Ltd., 2007: 192-204.
- [4] SEKULA M K, GANDHI F. Effects of auxiliary lift and propulsion on helicopter vibration reduction and trim[J]. Journal of Aircraft, 2004, 41(3): 645-656.
- [5] STEIJL R, BARAKOS G, BADCOCK K. A framework for CFD analysis of helicopter rotors in hover and flight[J]. International Journal of Numerical Methods in Fluids, 2006, 51(8): 819-847.
- [6] 杨超, 洪冠新. 求解非线性代数方程组的一种建议方法[J]. 飞行力学, 1997, 15(2): 42-46.
YANG C, HONG G X. A suggested method of solving the nonlinear algebraic equations[J]. Flight Dynamics, 1997, 15(2): 42-46 (in Chinese).
- [7] SUBRAMANIAN S, VENKATARATNAM S, GAON-KAR G H. Parallel fast-floquet analysis of trim and stability for large helicopter models[J]. Mathematical and Computer Modeling, 2001, 33(10-11): 1155-1176.
- [8] SCHANK T C. Optimal aeroelastic trim for rotorcraft with con-

- strained non-unique trim solutions [D]. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 2008: 87-90.
- [9] YAMASHITA N, FUKUSHIMA M. Modified Newton methods for solving a semi smooth reformulation of mono-tone complementarity problems [J]. Math Program, 1997, 76(3): 469-491.
- [10] 孙传伟, 黄一敏, 高正. 直升机飞行品质评估数学建模研究 [J]. 飞行力学, 2001, 19(1): 10-12.
SUN C W, HUANG Y M, GAO Z. Investigation of helicopter mathematical model appropriate for flying quality evaluation [J]. Flight Dynamics, 2001, 19(1): 10-12 (in Chinese).
- [11] SUBRAMANIAN S, GAONKAR G H, MAIER T H. A theoretical and experimental investigation of hingeless-rotor stability and trim [C] // Twenty-Third European Rotorcraft Forum. Dresden; ERF, 1997: 10-18.
- [12] BURDEN R L, FAIRES J D. Numerical analysis [M]. 7th ed. Boston: Prindle, Weber & Schmidt, 2001: 851-865.
- [13] 刘国强. 基于遗传算法的直升机旋翼桨叶气动外形优化设计 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011: 11-12.
LIU G Q. Aerodynamic shape optimization design for helicopter rotor blades based on the genetic algorithm [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011: 11-12 (in Chinese).
- [14] ZHANG L, HUANG Q T, JIANG H Z. Trimming aircraft on the ground based on the hybrid genetic algorithm [J]. The Japan Society for Aeronautical and Space Sciences, 2009, 52(177): 117-224.
- [15] 王海涛, 高金源. 基于混合遗传算法求解飞机平衡状态 [J]. 航空学报, 2005, 26(4): 470-475.
WANG H T, GAO J Y. Solving the equilibrium states of aircraft based on mixture genetic algorithm [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2005, 26(4): 470-475 (in Chinese).
- [16] 栾志博, 郑淑涛, 李洪人. 基于混合遗传算法求解飞机定常状态 [J]. 吉林大学学报(工学版), 2011, 41(1): 165-170.
LUAN Z B, ZHENG S T, LI H R. Solution of steady state of aircraft based on mixture genetic algorithm [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2011, 41(1): 165-170 (in Chinese).
- [17] DAI J Y. Robust flight controller design for helicopters based on genetic algorithms [C] // Proceedings of 15th Triennial World Congress of IFAC. Barcelona: IFAC, 2002: 68-75.
- [18] 吴超, 谭剑锋, 王浩文, 等. 基于 GA/LM 混合优化的直升机全机配平算法 [J]. 飞行力学, 2014, 32(1): 5-9.
WU C, TAN J F, WANG H W, et al. Optimal trim for helicopter based on GA and LM hybrid algorithm [J]. Flight Dynamics, 2014, 32(1): 5-9 (in Chinese).
- [19] 朱明勇, 招启军, 王博. 基于 CFD 和混合配平算法的直升机旋翼地面效应模拟 [J]. 航空学报, 2016, 37(8): 2539-2551.
ZHU M Y, ZHAO Q J, WANG B. The simulation of helicopter rotor in-ground-effect based on CFD method and hybrid trim algorithm [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(8): 2539-2551 (in Chinese).
- [20] TALBOT P D, TINLING B E, DECKER W A, et al. Mathematical model of a single main rotor helicopter for piloted simulation; NASA-TM-84281 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1982.
- [21] PITT D M, PETERS D A. Theoretical prediction of dynamic inflow derivatives [J]. Vertica, 1981, 5(1): 21-34.
- [22] 代冀阳, 吴国辉, 朱国民. 适于直升机配平计算的混合遗传算法 [J]. 飞行力学, 2010, 28(1): 24-27.
DAI J Y, WU G H, ZHU G M. Equilibrium computation of helicopters used by hybrid genetic algorithm [J]. Flight Dynamics, 2010, 28(1): 24-27 (in Chinese).
- [23] BALLINM G. Validation of a real-time engineering simulation of the UH-60A helicopter; NASA-TM-88360 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1987.
- [24] HOWLETT J J. UH-60A black hawk engineering simulation program; Volume I -Mathematical model; NASA CR-166309 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1981.
- [25] DREIER M E. Introduction to helicopter and tiltrotor flight simulation [M]. Reston; AIAA, 2007: 328.

作者简介:

王巍 女, 博士研究生, 讲师。主要研究方向: 直升机飞行仿真建模技术。

刘春 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 飞行器仿真建模技术、虚拟现实。

Push-forward/pull-backward trim for helicopter based on hybrid genetic algorithm

WANG Wei^{1,*}, LIU Chun¹, LI Dongsheng²

(1. Key Laboratory of Fundamental Science for National Defense of Aeronautical Digital Manufacturing Process,

Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China;

2. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: To solve the problems that helicopter trim model has multivariate nonlinear equations, it is difficult to determine its initial value and the global optimal solution is non-unique, an efficient hybrid iteration algorithm is presented in this paper, which combines the genetic algorithm and the quasi-Newton method. The dynamic equations of the different modules of the helicopter are introduced. In modeling the rotor, considering characteristics of the motion and control of the rotor in the actual flight environment, an aerodynamic model of rotor based on dynamic inflow and the blade element theory with the rotor trim is established. The trim control vector and the constraint equations for push-forward/pull-backward are deduced in detail based on helicopter flight dynamic model. Since the objective function is constructed, trim problems are transformed into optimal computation. UH-60A helicopter in the push-forward/pull-backward flight is trimmed, and the trim results are compared with flight test data. It is shown that the pull-backward results agree well with flight data, and there is the discrepancy between the push-forward results and flight data. The primary contribution to the discrepancy of the trim of collective and pedal comes from inaccurate prediction of the unsteady aerodynamic characteristics of the rotor. It is a universal method that can be applied to helicopter trim simulation of different stable flight conditions.

Keywords: helicopter; flight simulation; trim; hybrid genetic algorithm; push-forward/pull-backward

Received: 2016-10-27; **Accepted:** 2017-02-06; **Published online:** 2017-03-24 10:25

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170324.1025.001.html

Foundation item: Key Laboratory of National Defense Open Foundation of Shenyang Aerospace University (SHSYS2015004)

* **Corresponding author.** E-mail: wangwei7832@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0814

变速器齿轮振动机理及修形减振降噪方法

岳会军^{1,2,*}, 张尧, 李洪彪, 张敬, 单红波

(1. 北京航天发射技术研究所, 北京 100076; 2. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 以某款自动变速器为研究对象, 对齿轮振动机理和斜齿轮修形减振降噪方法开展深入研究。采用 SimulationX 仿真和试验方法, 确定对系统振动贡献量最大的齿轮对; 采用有限元法进行内部激励详细分析, 包含传递误差、接触斑点、啮合冲击和轮齿的热变形; 在考虑齿轮温度场影响前提下, 以传递误差波动小、消除啮合冲击和齿面接触状态良好为优选目标, 经大量仿真结果对比, 确定修形方案。修形后试验结果表明, 齿轮修形方案可行, 改善了齿轮传动状态, 有效地减小了变速器的振动噪声。

关键词: 变速器; 斜齿轮; 振动机理; 温度场; 齿轮修形减振

中图分类号: TH132.413; U463.212

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2003-08

变速器是车辆传递动力的主要装置, 变速器振动和噪声水平对车辆的舒适度有着重要的影响。齿轮的振动和噪声是决定变速器振动和噪声的关键因素。齿轮传动的激励主要包括两类: 一类是由原动机和负载引起的外部激励, 另一类是由时变啮合刚度、时变传递误差和啮合冲击等引起的内部激励。对齿轮运转过程进行深入分析, 改善齿轮的啮合状态是前沿课题之一^[1-4]。齿轮修形是降低齿轮传动系统振动和噪声的有效手段, 深入研究齿轮传动过程, 分析其内部激励引起的振动和噪声机理, 提出最优齿轮修形方案对变速器减振降噪有着重要的理论意义和工程应用价值^[5-6]。

国内外学者对齿轮振动特性和齿轮修形方法开展了持续研究。齿轮振动机理方面, Harris^[7]提出了静态传递误差的概念, 并给出静态传递误差的计算函数, 在考虑摩擦的基础上建立了精确分析模型, 研究了齿轮的几何误差、受载变形和传递误差的关系; Smith^[8]通过分析得出, 齿轮传递

误差与齿轮的齿距误差等多个因素相关, 传递误差曲线可以分析大部分轮齿误差, 但无法计算螺旋线导程和螺旋角误差。轮齿温度场方面, 具有代表性的有: Kiracofe 和 Parker^[9]研究了两物体接触会摩擦生热并且热会传导的原理, 最早提出本体温度和闪现温度的概念; Blok 等^[10-12]提出了 2 个物体滑动摩擦生热的模型, 建立了求解方程并推导出闪现温度的经验公式, 为计算齿轮抗胶合能力提供了理论基础。齿轮修形方面, 国内外多采用经验公式, 具有代表性的是 Terauchi 和 Nagamura^[13]采用保角映射法求取齿轮在载荷点的变形, 确定齿轮齿廓的修形量。随着计算机技术的发展和应用, 将优化算法与齿轮有限元模型结合确定渐开线齿轮最优修形参数的方法已经被学者所关注, 修形曲线的确定、修形量的大小及修形部位的选择等仍是需要深入研究的内容^[14-15]。

本文针对一款 8 挡自动变速器的振动和噪声问题, 以改善变速器内的齿轮啮合状态、减小振动和降低噪声为研究目标, 以 SimulationX 仿真和试

收稿日期: 2016-10-19; 录用日期: 2016-11-11; 网络出版时间: 2016-11-30 18:23

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161130.1823.002.html

基金项目: 国家科技支撑计划 (2011BAG09B00)

* 通讯作者: E-mail: yuehuijun87@sina.com

引用格式: 岳会军, 张尧, 李洪彪, 等. 变速器齿轮振动机理及修形减振降噪方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2003-2010. YUE H J, ZHANG Y, LI H B, et al. Transmission gear vibration mechanism and modification method for vibration and noise reduction [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2003-2010 (in Chinese).

验相结合的方法寻找出影响系统振动的关键齿轮对,对齿轮传动的振动机理和热变形开展深入分析,提出齿轮修形减振方案,有效地减小了变速器的振动和噪声。

1 问题的定位

分析对象为国内首款自主研发的前置前驱8挡自动变速器(简称8AT),结构简图如图1所示,C为离合器,B为制动器,B、C后的数字为其编号,1~11为齿轮编号。主观评价,3挡工况振动和噪声问题严重。分析影响振动和噪声的关键因素尤为重要,一般情况下,系统运转过程中相对能量损失大的部件振动严重。

建立8AT的SimulationX模型,如图2所示,部件编号如表1所示,3挡工况各部件相对能量损失如图3所示。仿真结果表明,系统能量损失较大的齿轮对为齿轮6与齿轮10啮合,初步确定齿轮6与齿轮10啮合为关键部件。

为验证仿真结果正确性,作者与盛瑞传动股份有限公司和浙江双环传动机械股份有限公司合作,分别进行整车3挡缓慢加速试验和台架加载试验,试验如图4所示,Mic1#~Mic3#为测量用麦克风,Tacho为转速传感器。整车试验转速信号直接在发动机曲轴上测取,声学传感器分别布置在车内司机耳旁和变速箱附近,振动传感器采用PCB三向传感器,应用后处理软件LMS进行分析。台架试验测试设备包含3560C数据采集

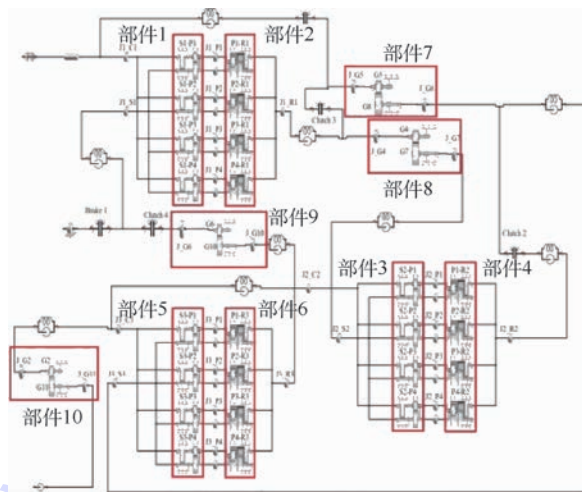


图2 8AT仿真模型

Fig.2 8AT simulation model

表1 部件编号

Table 1 Serial number of components

部件编号	部件
1	太阳轮-行星轮啮合(行星排1)
2	齿圈-行星轮啮合(行星排1)
3	太阳轮-行星轮啮合(行星排2)
4	齿圈-行星轮啮合(行星排2)
5	太阳轮-行星轮啮合(行星排3)
6	齿圈-行星轮啮合(行星排3)
7	齿轮5-齿轮8啮合
8	齿轮4-齿轮7啮合
9	齿轮6-齿轮10啮合
10	齿轮2-齿轮11啮合

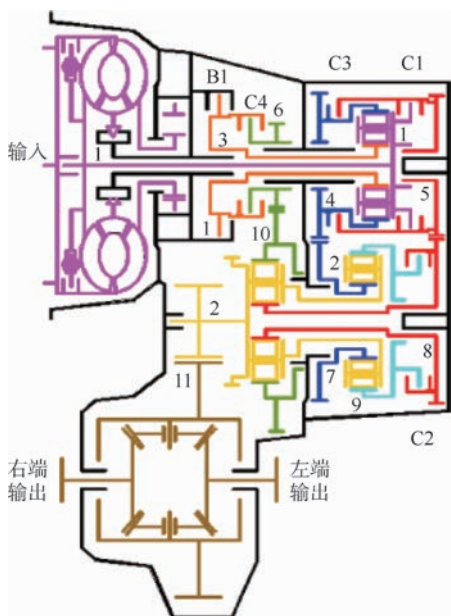


图1 8AT结构图

Fig.1 8AT structure diagram

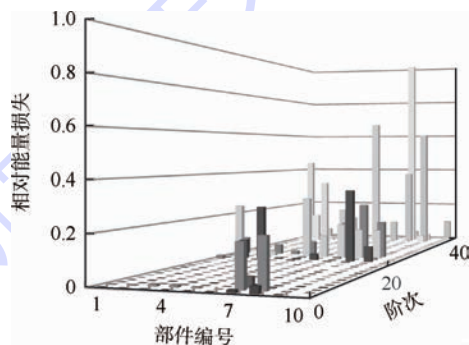


图3 3挡相对能量损失

Fig.3 Relative energy loss of Gear 3

前端、Dell PC机、PULSE 14.0软件系统界面、B&K传声器、B&K加速度传感器。

整车试验结果如图5所示,台架试验结果如图6所示。采用阶次追踪法^[16]对齿轮的振动进行分析,图5(a)中61阶对应齿轮6与齿轮10啮合,118阶对应齿轮5与齿轮8啮合。由图5和图6分析出齿轮6与齿轮10啮合对噪声的贡献量最大,是影响振动和噪声的关键因素。

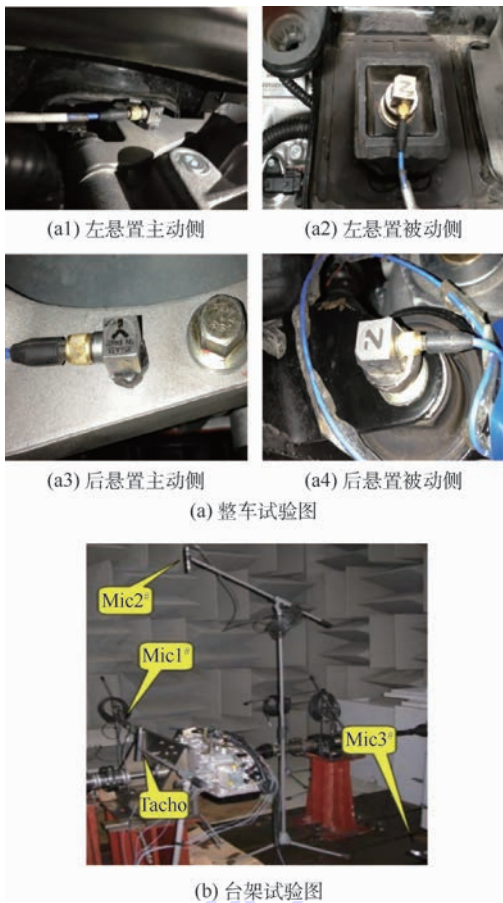


图 4 整车试验和台架试验
Fig. 4 Vehicle test and bench test

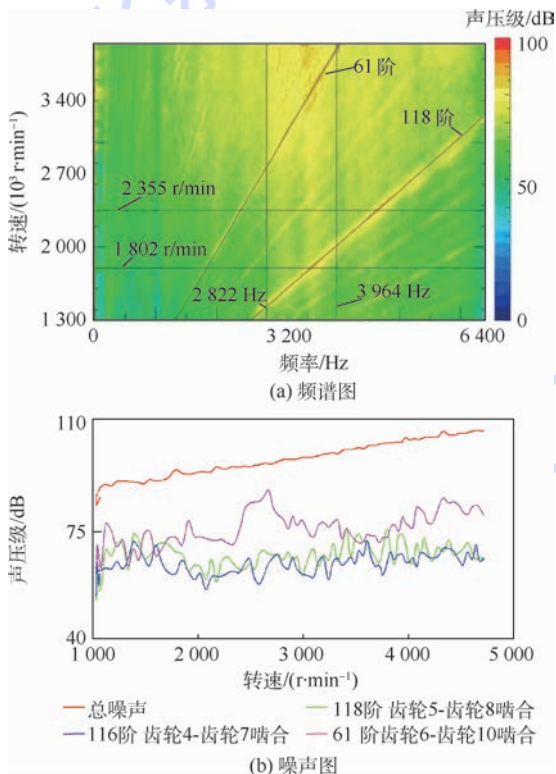


图 5 3 挡振动信号频谱图和缓慢加速噪声
Fig. 5 Vibration signal spectrogram and slow acceleration noise of Gear 3

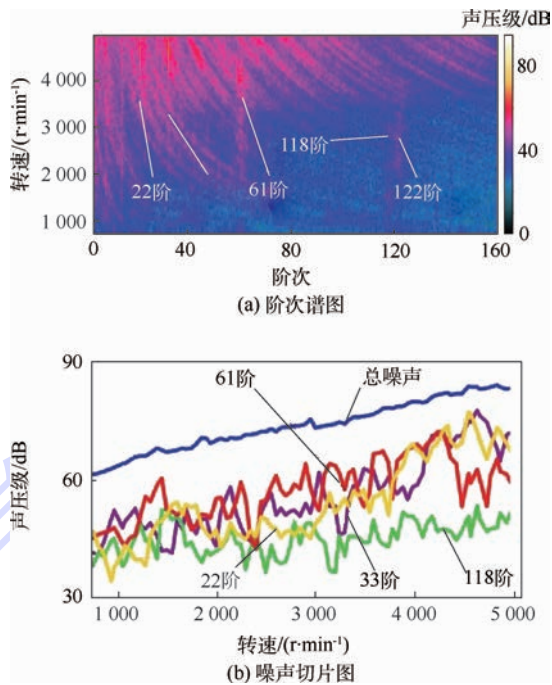


图 6 3 挡加载 20 N·m 阶次谱图和噪声切片图
Fig. 6 Order spectrum and noise slice image of Gear 3 with 20 N·m load

2 斜齿轮振动机理分析

齿轮 6 与齿轮 10 参数如表 2 所示。

表 2 齿轮参数

Table 2 Parameters of gears

参数	齿轮 6 (主动轮)	齿轮 10 (从动轮)
模数/mm	1.3	1.3
齿数	61	132
压力角/(°)	17.5	17.5
螺旋角/(°)	18 (左旋)	18 (右旋)
齿侧间隙	0.075	0.075
变位系数	-0.077	0.150
齿顶圆直径/mm	86.3	184.38
齿根圆直径/mm	77.72	176.8
齿宽/mm	15	14
齿轮内径/mm	67.5	63
中心距/mm	132	132
扭矩/(N·mm)	178 000	178 000

齿轮传动振动机理分析主要包含传递误差、接触斑点和啮合冲击 3 个部分。采用有限元模型,传递误差和接触斑点需要齿面网格密集以提高计算精度;啮合冲击需要齿根网格密集以提高计算精度。有限元网格如图 7 所示。

2.1 传递误差分析

传递误差(静态传递误差)指从动轮实际啮合位置与理论啮合位置在啮合作用线上的差值,其表达式为

$$TE = R_{b2}\theta_2 - R_{b1}\theta_1 \quad (1)$$

经推导:

$$TE = E - \delta \quad (2)$$

式中: R_{b1} 、 R_{b2} 分别为主、从动轮的基圆半径; θ_1 、 θ_2 分别为主、从动轮在单位时间 Δt 内转过的角度; E 为轮齿综合偏差; δ 为轮齿综合变形量。

在一个啮合周期内,将主、从动轮旋转的角度等距30等分,统计所有等分位置的变形,经式(2)计算得到传递误差如图8所示。

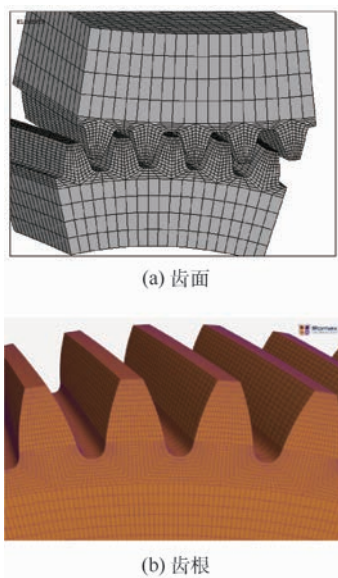


图7 齿面和齿根网格划分细密图

Fig.7 Network partition of tooth surface and tooth root

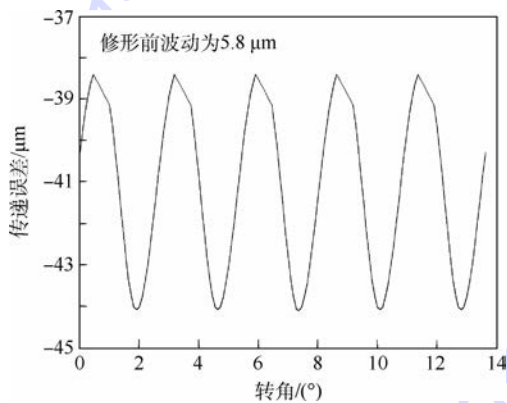


图8 修形前传递误差曲线

Fig.8 Curve of transmission errors before modification

2.2 接触斑点分析

主动轮求得接触斑点如图9所示。

由修形前齿面的接触斑点可以看出,该齿轮的齿面应力集中现象明显,并且齿面存在严重的偏载情况,载荷最大值达到197 N/mm,是最小值的2倍以上,啮合状态不佳,啮合区域有待优化。

2.3 啮合冲击分析

啮合冲击对齿轮传动平稳性有非常大的影

响,啮合基节误差为负值时,轮齿存在啮入冲击;啮合基节误差为正值时,轮齿存在啮出冲击。应用有限元模型得到主动轮和从动轮齿根应力如图10所示。

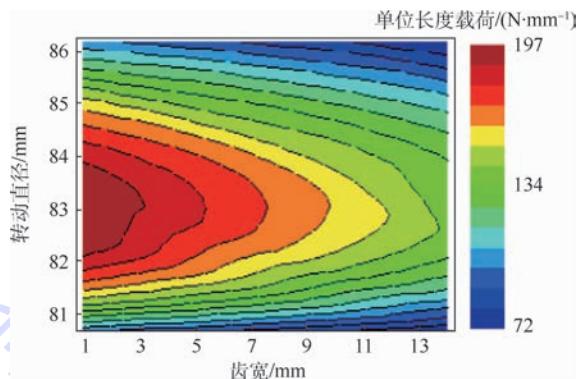


图9 修形前主动轮接触斑点图

Fig.9 Contact spot for driver before modification

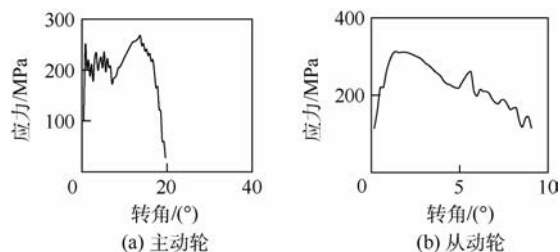


图10 修形前齿根应力变化图

Fig.10 Variation diagram of tooth root stress before modification

可以看出,主动轮啮入时存在冲击,从动轮啮出时存在冲击,应采用齿顶和齿根修形予以优化。

3 斜齿轮温度场分析

针对变速器常用90℃温度工况进行计算,齿轮温度场计算参数如表3所示。

表3 齿轮温度场计算参数

Table 3 Parameters for calculating gear temperature field

参数	数值
黏度/($m^2 \cdot s^{-1}$)	1.00×10^{-5}
热传导系数/($W \cdot (m \cdot K)^{-1}$)	0.1322
比热/($J \cdot (kg \cdot K)^{-1}$)	2100
密度/($kg \cdot m^{-3}$)	845
动力黏度/($MPa \cdot s$)	8.45
导温系数	7.450×10^{-8}
Prandtl 数	134.23
弹性模量/Pa	2.06×10^{11}
综合弹性模量/Pa	2.25×10^{11}
齿面粗糙度/ μm	0.8
粗糙度因子	6.698
热膨胀系数/ $^{\circ}C^{-1}$	1.2×10^{-5}

3.1 稳定条件下轮齿本体温度场的热平衡方程和边界条件

轮齿的本体温度 T_B 不随时间变化,而瞬时温度 T_s 呈周期性变化,轮齿热平衡方程可表示为

$$\frac{\partial^2 T_B}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_B}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_B}{\partial z^2} = 0 \quad (3)$$

轮齿本体温度场的各个边界条件如下所示:

1) 啮合工作齿面

$$-\lambda \frac{\partial T_B}{\partial n} = \overline{\alpha}_i (T_B - T_F) - \overline{q}$$

2) 非啮合工作齿面及齿根、齿顶

$$-\lambda \frac{\partial T_B}{\partial n} = \overline{\alpha}_t (T_B - T_F)$$

3) 齿轮端面

$$-\lambda \frac{\partial T_B}{\partial n} = \alpha_s (T_B - T_F)$$

4) 轮齿底面

$$\frac{\partial T_B}{\partial n} = 0$$

式中: λ 为齿轮导热系数; $\overline{\alpha}_i$ 为齿面的平均换热系数, $W/(m^2 \cdot K)$; α_s 为端面的换热系数, $W/(m^2 \cdot K)$; T_B 为本体温度, K ; T_F 为环境温度, K ; \overline{q} 为沿齿轮的啮合工作面输入的摩擦热流密度, W/m^2 。

3.2 斜齿轮温度场有限元模型

计算温度场的热载荷,包括相对滑动速度、啮合点接触载荷、滑动摩擦系数、滑动摩擦热、导热系数、摩擦热流量分配系数和换热系数。

针对单个轮齿进行分析,网格见图 11,对流换热系数作为边界条件,以面载荷的形式施加于轮齿的外表面;轮齿底面对流换热系数为 0,同时施加固定约束。热流密度是面载荷,选用 SURF152 单元覆盖在体单元表面来施加热流密度。轮齿齿面上不同半径处的热流密度不同,将齿面划分为 15 个离散的面来施加不同的热流密度值,每个面直接加载其半径所在的平均热流密度值。轮齿的温度场分布、应变和变形见图 12。

1) 温度峰值在沿齿高方向节圆的两端,最高

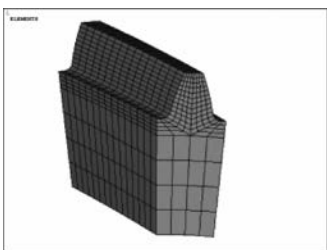


图 11 温度场分析有限元网格

Fig. 11 Finite element meshes for temperature field analysis

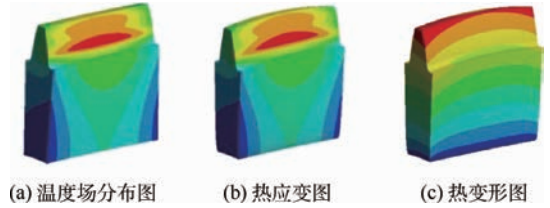


图 12 温度场分析结果

Fig. 12 Results of temperature field analysis

温度偏向轮齿的啮出端,温度最大提升了 $6.14^\circ C$,最大的变形有 $6.49 \times 10^{-7} m$ 。

2) 沿齿高方向,轮齿的应变趋势和温度场的分布类似,但热变形趋势不同,热变形从齿根到齿顶逐渐变大,在齿顶处最大,这是因为约束齿底,齿顶是整个轮齿热变形的叠加。

3) 沿齿宽方向,轮齿的应变趋势和温度场的分布类似,但总体热变形趋势则也不同,沿齿宽方向温度和应变都是两端小中间大,而热变形则正好相反。

4 考虑温度场影响齿轮修形方案优选

齿向修形方面,鼓形齿向修形量 C_a 普通齿轮满足 $C_a \leq 40 \mu m$,高精度齿轮满足 $C_a \leq 20 \mu m$ 。

倾斜修形量 C_h 的计算公式为

$$C_h = F_{\beta y} - \frac{F_m}{Cb} \quad (4)$$

式中: C 为啮合综合刚度; b 为齿宽; F_m 为圆周力; $F_{\beta y}$ 为啮合齿向误差。

齿廓修形方面,圆柱齿轮最大修形量 $\Delta_{max} = 0.02 m_n$, m_n 为模数。

不考虑热变形影响,理论计算得最大鼓形修形量为 $20 \mu m$,最大倾斜修形量为 $6 \mu m$,最大齿廓修形量为 $26 \mu m$ 。实际修形过程中考虑热变形影响,轮齿齿面最大热变形小于 $1 \mu m$,因此鼓形量修形范围为 $0 \sim 21 \mu m$,倾斜修形量范围为 $0 \sim 7 \mu m$,齿廓修形量范围为 $0 \sim 27 \mu m$ 。在滚转角 $11.3^\circ \sim 15.3^\circ$ 范围内进行修形,修形精度为 $1 \mu m$,滚转角精度为 1° ,具体方案种类见表 4 和表 5。

表 4 齿向修形方案

Table 4 Modification scheme of tooth trace

倾斜量/ μm	鼓形量/ μm			
	0	1	...	21
0	0-0	0-1	...	0-21
1	1-0	1-1	...	1-21
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
7	7-0	7-1	...	7-21

采用 Romax 建立详细模型,壳体及行星架部分采用有限元模型,其他部分直接参数建模,模型如图 13 所示。采用此参数化模型,通过部分参数调整对表 4 和表 5 中的所有方案进行仿真分析。

对比分析所有方案的仿真结果,综合考虑传递误差、接触斑点状况和啮合冲击因素,以传递误差波动小、接触斑点状况良好和消除啮合冲击为优选目标,同时保证不引起其他挡位啮合状态的恶化。进行优选后得到,齿向修形:鼓形量 $9\mu\text{m}$,倾斜量 $1\mu\text{m}$;齿廓修形:滚转角 13.3° ,修形量 $12\mu\text{m}$ 为最优修形参数。修形后传递误差、接触斑点和齿根应力情况如图 14 ~ 图 16 所示,传递误差波动值减小了 78%,单位长度最大载荷下降了 6%。

修形后,经台架试验,3 挡噪声切片图和总噪声图见图 17。接触情况试验结果如图 18 所示。

由图 17 可以看出,修形有效地改善了齿轮 6 与齿轮 10 的噪声水平,由图 18 可以看出,修形

表 5 齿廓修形方案

Table 5 Modification scheme of tooth profile

滚转角/ $^\circ$	修形量/ μm			
	1	2	...	27
11.3	11.3-1	11.3-2	...	11.3-27
12.3	12.3-1	12.3-2	...	12.3-27
13.3	13.3-1	13.3-2	...	13.3-27
14.3	14.3-1	14.3-2	...	14.3-27
15.3	15.3-1	15.3-2	...	15.3-27

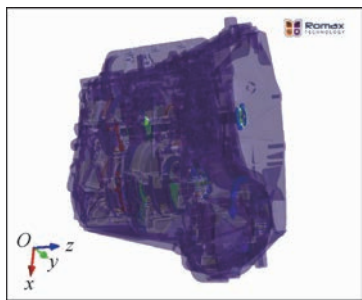


图 13 8AT 模型

Fig. 13 8AT model

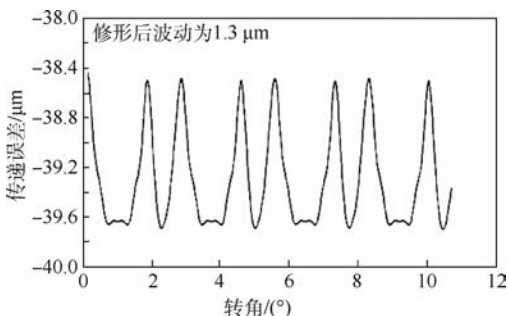


图 14 修形后传递误差曲线

Fig. 14 Curve of transmission errors after modification

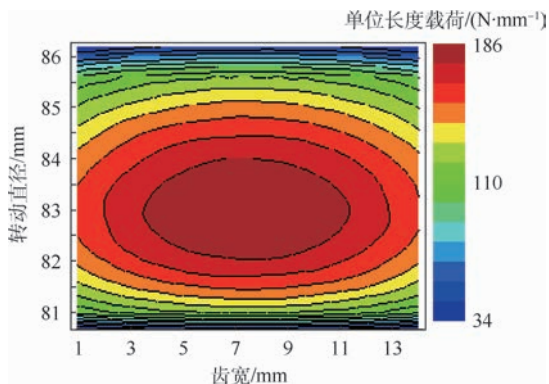


图 15 修形后主动轮接触斑点图

Fig. 15 Contact spot for driver after modification

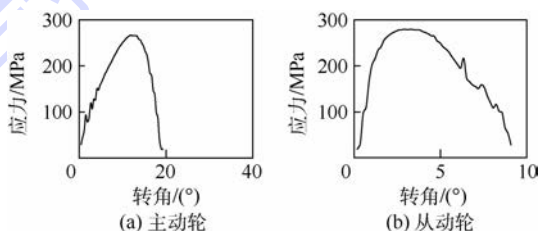
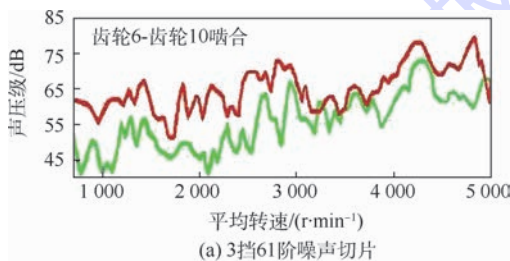
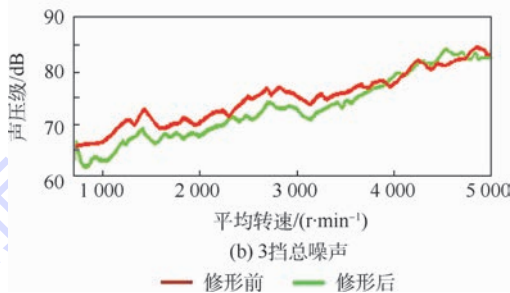


图 16 修形后齿根应力变化图

Fig. 16 Variation diagram of tooth root stress after modification



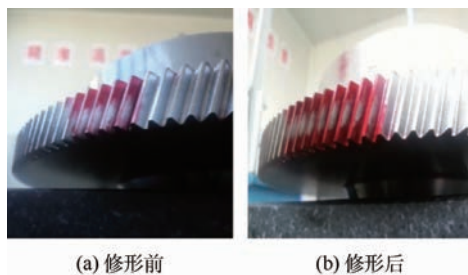
(a) 3挡61阶噪声切片



(b) 3挡总噪声

图 17 修形前后噪声水平对比

Fig. 17 Comparison of noise level before and after modification



(a) 修形前 (b) 修形后

图 18 齿轮 10 接触情况试验结果

Fig. 18 Test results of contact status for Gear 10

后的接触斑点有了明显改善,此修形方法降低了 8AT 的振动水平,减小了噪声。

5 结 论

1) 采用 SimulationX 分析模型,以各部件相对能量损失为依据,得到了影响振动的关键部件,综合分析仿真和试验结果,确定了详细分析对象。

2) 采用有限元法,通过对齿轮传递误差、接触斑点和啮合冲击的分析,研究了齿轮的传动过程和振动机理。

3) 采用有限元法,分析轮齿本体温度场,得到轮齿温度场分布及热变形情况,为齿轮修形奠定基础。

4) 考虑齿轮本体温度场影响,综合分析静态传递误差、接触斑点和啮合冲击 3 种因素,通过枚举法进行优选,得到了最优修形方案,达到了减振降噪的目的,有效地指导了实际产品的加工制造。

参考文献 (References)

[1] KAHRAMAN A. Free torsional vibration characteristics of compound planetary gear sets[J]. Mechanism and Machine Theory, 2001, 36(8) :953-971.

[2] 方源,章桐,于蓬,等. 电动车动力总成内部激励的研究分析[J]. 振动、测试与诊断, 2014, 34(3) :496-502.

FANG Y, ZHANG T, YU P, et al. Research and analysis of the internal excitations of electric powertrain[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2014, 34(3) :496-502 (in Chinese).

[3] 刘辉,蔡仲昌,项昌乐. 发动机激励下行星传动非线性啮合力特性[J]. 振动、测试与诊断, 2014, 34(1) :83-89.

LIU H, CAI Z C, XIANG C L. Study on nonlinear meshing force dynamic behavior of planetary gears on engine excitation[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2014, 34(1) :83-89 (in Chinese).

[4] DUDLEY D W. Gear handbook [M]. New York: McGraw-Hill Co., 1962:6-22.

[5] 周延泽,吴继泽. 直齿锥齿轮齿根应力的有限元分析[J]. 北京航空航天大学学报, 1996, 22(1) :88-93.

ZHOU Y Z, WU J Z. Finite element analysis of tooth root stress

of straight bevel gear[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1996, 22(1) :88-93 (in Chinese).

[6] PARK S J, YOO W S. Deformation overlap in the design of spur and helical gear pair[J]. Finite Elements in Analysis and Design, 2004, 40(11) :1361-1378.

[7] HARRIS S L. Dynamic loads on the teeth of spur gears[J]. Proceedings of Institution of Mechanical Engineers, 1958, 172(1) :87-112.

[8] SMITH R E. Single-flank testing of gears[J]. Gear Technology, 2004, 21(3) :18-21.

[9] KIRACOFÉ D R, PARKER R G. Structured vibration modes of general compound gear systems[J]. Journal of Vibration and Acoustics Transactions of the ASME, 2007, 129(1) :1-16.

[10] BLOK H. The dissipation of frictional heat[J]. Applied Scientific Research, 1955, 5(2-3) :151-181.

[11] BLOK H. The thermal-network method for predicting bulk temperature in gear transmission [M]. New York: Wiley, 1969: 11-30.

[12] VAN HEIJNINGEN G J J, BLOK H. Continuous as against intermittent fling-off cooling of gear teeth[J]. ASME Journal of Lubrication Technology, 1974, 96(4) :529-538.

[13] TERAUCHI Y, NAGAMURA K. 圆柱直齿齿轮齿的变形计算和齿廓修形[J]. 李德滋,译. 齿轮, 1984, 8(3) :42-48.

TERAUCHI Y, NAGAMURA K. On tooth deflection calculation and profile modification of spur gear tooth[J]. LI D Z, translated. Journal of Mechanical Transmission, 1984, 8(3) :42-48 (in Chinese).

[14] SIGGN. Tooth profile modification of high speed duty gear [C]// Proceedings of International Conference on Gearing. New York: McGraw-Hill Co., 1958:313-316.

[15] DUDLEY D W. Hand book of practical gear design [M]. New York: McGraw-Hill Co., 1984:193-235.

[16] 高维金,王亮,刘永光. 箱式动力结构的振动传递特性分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(3) :509-516.

GAO W J, WANG L, LIU Y G. Analysis on vibration transmission characteristics of box-like power structure [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(3) :509-516 (in Chinese).

作者简介:

岳会军 男,博士。主要研究方向:机械传动、传动系统的振动与噪声分析。

Transmission gear vibration mechanism and modification method for vibration and noise reduction

YUE Huijun^{1,2,*}, ZHANG Yao, LI Hongbiao, ZHANG Jing, SHAN Hongbo

(1. Beijing Institute of Space Launch Technology, Beijing 100076, China; 2. School of Transportation Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: This paper discusses the vibration mechanism of gear transmission and modification methods to reduce vibration and noise with a specific automatic transmission as the research object. Using SimulationX and test methods, the gears that have the most contribution to system vibration can be found. The internal excitation of the helical gear was analyzed with the method of finite element simulation, including transmission errors, contact spots, meshing impact and thermo-elastic deformation. Considering the minimum fluctuation amplitude of the transmission errors, meshing impact elimination and the optimal contact status as a comprehensive objective, the optimal gear modification was obtained after comparison with plenty of simulation results. Based on the test results after modification, it is verified that the proposed modification scheme can optimize the transmission status and further effectively reduce the vibration and noise of transmission.

Keywords: transmission; helical gear; vibration mechanism; temperature field; gear modification for vibration reduction

Received: 2016-10-19; **Accepted:** 2016-11-11; **Published online:** 2016-11-30 18:23

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161130.1823.002.html

Foundation item: National Key Technology Research and Development Program of China (2011BAG09B00)

* **Corresponding author.** E-mail: yuehuijun87@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0816

新型 2-2PRUR 并联机构运动学分析及 工作空间优化



李典, 郭盛*, 黄冠宇, 赵福群

(北京交通大学 机械与电子控制工程学院 机器人研究所, 北京 100044)

摘 要: 基于工业生产线实际需求, 设计了新型 2-2PRUR 并联机构, 进行运动学分析的同时基于散点图对工作空间进行了优化。提出了通过拆分动平台为两部分并加装行星轮系以解决四自由度并联机构过约束及增大转动自由度转角的方法; 运用坐标法写出机构约束方程并求解位置正反解; 利用位置反解方程解的散点画出机构工作空间, 同时以散点数最大为原则运用遗传算法对工作空间进行优化, 获得了合理的结构参数。为此类并联机构的研究和应用奠定了基础。

关键词: 并联机构; 非过约束; 自由度; 运动学分析; 工作空间优化

中图分类号: TH112

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2011-10

在对并联机构的研究中, 以六自由度 (Stewart) 和三自由度 (Delta) 机构为主, 并出现了较多的衍生机构, 而对四自由度这样的少自由度机构研究较少。且在工业生产中, 通常需要机器人完成的是抓取-放置动作, 需要机器人能够在空间自由移动并加上一定方向和角度的转动, 而这样的运动无须六自由度也可完成, 但三自由度又不能满足使用需要, 这样, 四自由度机器人的地位就得凸显。一些学者基于不同理论提出了一些四自由度并联机器人^[1-3], Angeles^[4] Kong 和 Gosse-lin^[5] Gogu^[6] Salgado 等^[7] 对这些机构进行了系统的分类。但其中大多数都存在过约束, 不能满足 Grübler/Kutzbach 公式, 且由于过约束机构对装配条件的苛刻要求, 使得这类机构在运动形式和精度实现方面都受到限制。

由此, Pierrot 和 Company 等提出了一种被称为 H-4 的四自由度并联机构^[8-10], 这也是第 1 种

非过约束的四自由度并联机构, 能够实现三平动一转动的运动形式。Rolland 提出了 2 种被用于物料输送的四自由度并联机构, 分别名为 Kanuk 和 Manta^[11]。Krut 等提出了基于 H-4 设计的 I-4 机构^[12-14]。以上几种都是非过约束的四自由度并联机构, 但是这些机构在支链形式上都与 Delta 机构相类似。

Guo 等提出了一种设计非过约束四自由度 (3T1R) 并联机构的构型综合方法^[15], 解决了驱动和约束的冲突, 实现了三平动一转动机构的设计综合方法, 但机构所输出的转动运动十分有限, 不能充分满足工业生产的需要。

本文提出了一种新型 2-2PRUR 并联机构, 在诸如 Delta 机构等传统少自由度机构实现三平动自由度的基础上增加了转动自由度, 更好地适应了实际生产线的需要。在动平台部分加入行星轮系以增大机构转动自由度的转角, 解决四自由度

收稿日期: 2016-10-19; 录用日期: 2016-12-16; 网络出版时间: 2017-01-10 15:04

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170110.1504.001.html

基金项目: 国家自然科学基金 (51475035)

* 通讯作者: E-mail: shguo@bjtu.edu.cn

引用格式: 李典, 郭盛, 黄冠宇, 等. 新型 2-2PRUR 并联机构运动学分析及工作空间优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2011-2020. LI D, GUO S, HUANG G Y, et al. Kinematic analysis and workspace optimization of a novel 2-2PRUR parallel mechanism[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2011-2020 (in Chinese).

(3T1R)机构转角过小的问题,并同时消除过约束。采用非对称构型增大工作空间体积以适应工业生产线抓取-放置操作需求,并进行了自由度、运动学正反解、工作空间分析求解及体积优化,对推动此类机器人的应用起重要作用。

1 机构的提出及自由度分析

1.1 新型并联机构动平台的构建

设一可实现三平动自由度的刚性动平台如图1(a)所示,此时该动平台处于过约束状态。如图1(b)把动平台分为I和II两部分,并命名为副动平台,则这2个副动平台就分别拥有3个方向的平动自由度,且通过副动平台的相对移动可以获得1个转动自由度。Pierrot等^[8]把这2个平台的连接方式总结为3种:双转动副连接、齿轮齿条连接、滑轮带轮连接,以此来输出两平台之间的转动自由

度。本文以齿轮齿条和移动副结合的方法连接两副动平台,并称连接副动平台的齿轮为中心齿轮,如图1所示,其中 θ 为中心齿轮转动角度。至此,整个动平台成为了一个拥有三平动自由度的整体,同时拥有轴线与自身平面垂直的转动自由度。

由于动平台整体的转动自由度是由副动平台之间相对移动得来,因而转动速度较小,且转动幅度也受到很大限制。本文在副动平台齿轮齿条连接处下方加入一组行星轮系机构,轮系结构如图2所示,中心齿轮作为输入齿轮,由2个副动平台上的齿条相对移动来驱动,恒星齿轮1固结在中心齿轮上,恒星齿轮3固结在中心齿轮转动轴上,以恒星轮和行星轮转动中心的连接行架作为输出端,称为主动平台。这样整个机构即可输出包括3个平动自由度、1个高速大转角转动自由度的四自由度运动。最终动平台结构如图3所示。

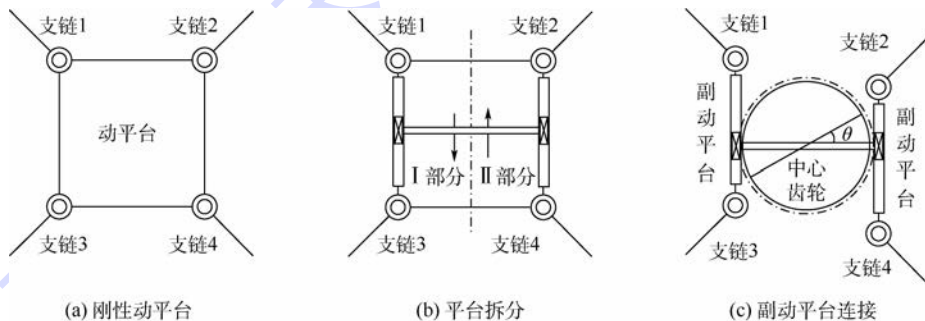


图1 动平台拆分过程

Fig. 1 Moving platform split process

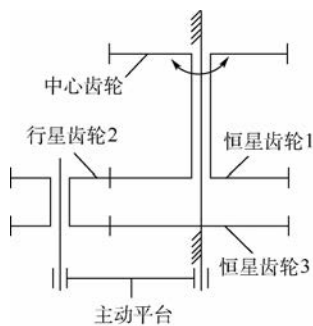


图2 行星轮系结构示意图

Fig. 2 Schematic diagram of planetary gear train structure

1.2 具新型动平台结构并联机构的提出

根据上述思想,提出2-2PRUR并联机构构型如图4所示。2-2PRUR并联机构含4条支链,每条支链由4个运动副组成,从定平台到动平台的运动副分别为P-R-U-R,定平台4组滑轨顶点组成1个正四边形,并设其边长为 a ,滑轨轴线呈铅垂布置。各滑块与支链连接的转动副轴线分别与

各自所在滑轨轴线垂直。设 h_{ij} 表示第 i 支链中的第 j 根杆,其中 h_{11} 和 h_{41} 的转动面分别在滑轨1、2和2、4所组成的平面内。 h_{21} 和 h_{31} 的转动面在滑轨2、3所组成的平面内。 h_{12} 和 h_{42} 与动平台连接的转动副轴线都垂直于动平台所在平面。 h_{22} 与 h_{32} 和动平台连接的转动副轴线互相平行,且都平行于支链所在滑轨所组成的正四边形对角平面。设定坐标系 $O-xyz$ 原点固结于滑轨1的顶点, z 轴方向与滑轨轴线方向平行, x 、 y 轴方向与滑轨顶点所组成的正四边形边长方向平行。点 A_i 为支链中P副与第1个R副所在点, B_i 为支链中U副所在点, C_i 为支链中第2个R副所在点, $i=1,2,3,4$,故 $\overline{C_1C_3}$ 与 $\overline{C_2C_4}$ 为副动平台。设支链中杆长 $\overline{A_1B_1} = \overline{A_4B_4} = k_{11}$, $\overline{B_1C_1} = \overline{B_4C_4} = k_{12}$, $\overline{A_2B_2} = \overline{A_3B_3} = k_{21}$, $\overline{B_2C_2} = \overline{B_3C_3} = k_{22}$ 。P点为中心齿轮圆心点, P_1 、 P_2 分别为两副动平台中点,设中心齿轮半径为 r , $\overline{C_1C_3} = \overline{C_2C_4} = 2l$ 。 θ_2 、 θ_3 分别为杆 A_2B_2 、

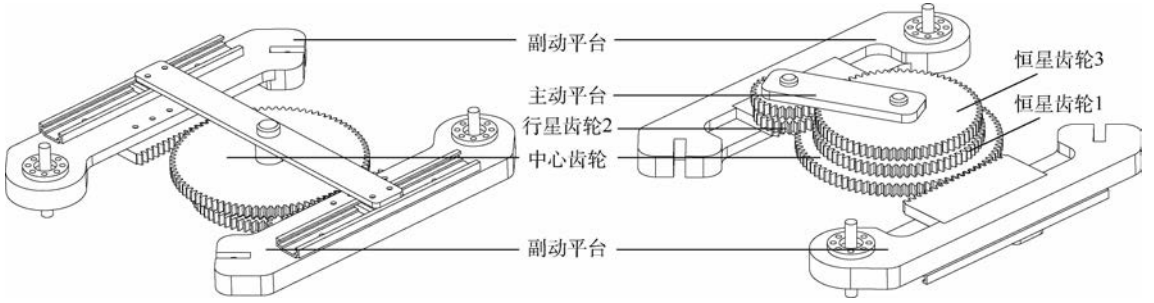


图 3 动平台结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of moving platform structure

A_3B_3 与水平面的夹角; θ_1, θ_4 分别为当视线从 z 轴正方向看去时, B_1C_1 与 C_1C_3, B_4C_4 与 C_2C_4 的夹角, 沿顺时针方向为正, l_i 为驱动, $i=1, 2, 3, 4$ 。

1.3 新型并联机构自由度分析

黄真等^[16-17]给出了基于反螺旋的通用自由度计算公式:

$$M = d(n - g - 1) + \sum_{i=1}^g f_i + v - \zeta \quad (1)$$

式中: $d=6-\lambda$ 为机构的阶数, λ 为机构的公共约束数; n 为机构总构件数; g 为机构总运动副数; f_i 为第 i 个运动副的自由度数; ζ 为机构中可能存在的局部自由度数; $v=t-k$ 为除去机构公共约束后的独立冗余约束数目, t 为除去公共约束后剩余的约束螺旋数, k 为除去公共约束后剩余约束螺旋所构成螺旋系的秩。

这里, 将机构运动副表示为螺旋 $\$ = (\mathbf{S}; \mathbf{S}_0)$, \mathbf{S} 为运动副轴线的单位矢量, $\mathbf{S}_0 = \mathbf{n} \times \mathbf{S}$ 为从原点到轴线的矢径 \mathbf{n} 与 \mathbf{S} 的叉乘积。在三维空间中, 线性无关的螺旋数为 6, 当螺旋系的线性无关螺旋数 $n' < 6$ 时, 就存在 $6 - n'$ 个反螺旋, 与所有运动螺旋相逆, 使反螺旋 $\r 与运动螺旋 $\$$ 的互易积为零, $\r 为作用在构件上的力螺旋, 这时, $\r 对运动不做功, 是约束反力。

本节通过对比分析 4PRUR 并联机构与 2-2PRUR 并联机构的自由度, 对本文所提出的 2-2PRUR 并联机构自由度和非过约束特性进行了验证。

1.3.1 4PRUR 并联机构自由度分析

当把 2-2PRUR 并联机构的 2 个副动平台看作一体时, 即 4 条运动支链带动一个刚性动平台, 构型示意如图 5(a) 所示, 根据结构可命名为 4PRUR 并联机构。第 1~4 分支中从定平台到动平台的 5 个运动副的运动螺旋在基坐标系中可分别描述为式(2)~式(5), 其中: $i=1, 2, 3, 4$ 。

$$\begin{cases} \$_{11} = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1) \\ \$_{12} = (0 \ 1 \ 0; l_1 \ 0 \ 1) \\ \$_{13} = (0 \ 1 \ 0; k_{12} \sin \theta_1 + l_1 \ 0 \ k_{12} \cos \theta_1) \\ \$_{14} = (0 \ 0 \ 1; 0 \ -k_{12} \cos \theta_1 \ 0) \\ \$_{15} = (0 \ 0 \ 1; y_1 - l \ -x + r \ 0) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \$_{21} = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1) \\ \$_{22} = (1 \ 1 \ 0; l_2 \ -l_2 \ a) \\ \$_{23} = (1 \ 1 \ 0; k_{21} \sin \theta_2 + l_2 \\ \quad -k_{21} \sin \theta_2 - l_2 \ a - \sqrt{2} k_{21} \cos \theta_2) \\ \$_{24} = (-1 \ 1 \ 0; k_{21} \sin \theta_2 + l_2 \ k_{21} \sin \theta_2 + l_2 \ a) \\ \$_{25} = (-1 \ 1 \ 0; -z \ -z \ x + r + y_2 - l) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \$_{31} = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1) \\ \$_{32} = (1 \ 1 \ 0; l_3 \ -l_3 \ -a) \\ \$_{33} = (1 \ 1 \ 0; k_{31} \sin \theta_3 + l_3 \\ \quad -k_{31} \sin \theta_3 - l_3 \ -a + \sqrt{2} k_{31} \cos \theta_3) \\ \$_{34} = (1 \ -1 \ 0; -k_{31} \sin \theta_3 - l_3 \\ \quad -k_{31} \sin \theta_3 - l_3 \ -a) \\ \$_{35} = (1 \ -1 \ 0; z \ z \ -x + r - y_1 - l) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \$_{41} = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1) \\ \$_{42} = (1 \ 0 \ 0; 0 \ -l_4 \ -a) \\ \$_{43} = (1 \ 0 \ 0; 0 \ -k_{12} \sin \theta_4 - l_4 \\ \quad -a + k_{12} \cos \theta_4) \\ \$_{44} = (0 \ 0 \ 1; a - k_{12} \cos \theta_4 \ -a \ 0) \\ \$_{45} = (0 \ 0 \ 1; y_2 + l \ -x - r \ 0) \end{cases} \quad (5)$$

求解式(2)~式(5)的反螺旋, 则这 4 条支链螺旋系的约束螺旋分别为

$$\begin{cases} \$_1^r = (0 \ 0 \ 0; 1 \ 0 \ 0) \\ \$_2^r = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1) \\ \$_3^r = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 1) \\ \$_4^r = (0 \ 0 \ 0; 0 \ 1 \ 0) \end{cases} \quad (6)$$

由此可见这 4 条运动支链分别对所假设的刚

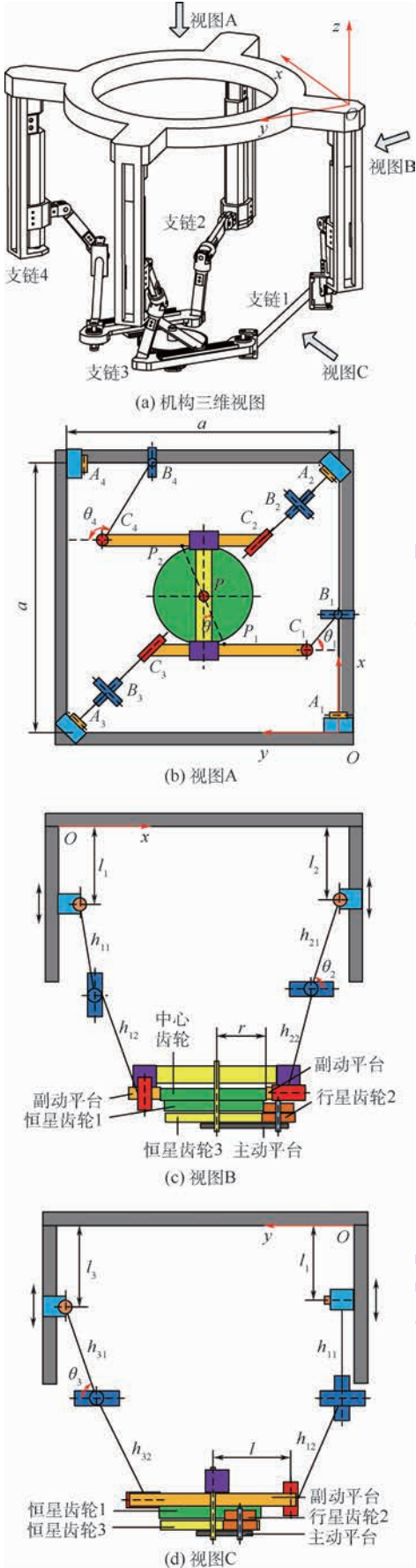


图4 2-2PRUR 机构及其简图

Fig.4 2-2PRUR mechanism and its diagrams

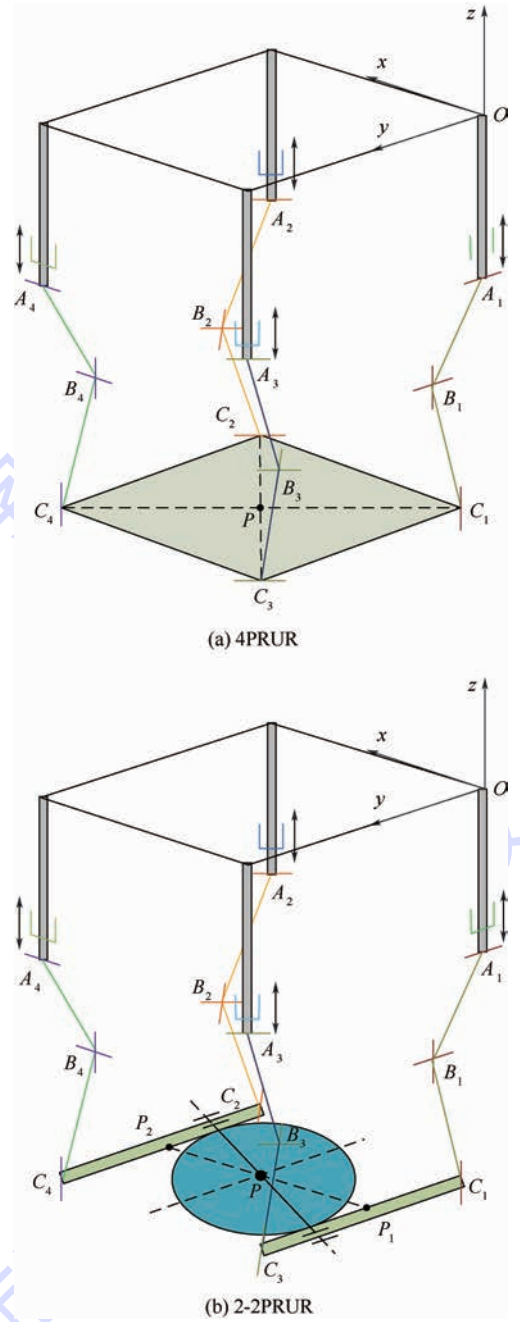


图5 4PRUR 与 2-2PRUR 机构构型简图

Fig.5 4PRUR and 2-2PRUR mechanism configurations' diagrams

性动平台施加了沿 x 、 y 、 z 轴的约束力偶,且约束螺旋数为4,约束螺旋系的秩为3。代入自由度计算公式(1),则有 $d=6$, $t=4$, $k=3$, $\zeta=0$, 4PRUR 并联机构的自由度 $M_a=6 \times (14 - 16 - 1) + 20 + 4 - 3 - 0 = 3$ 。故所假设的刚性动平台存在一个冗余约束,4PRUR 并联机构为过约束机构,能实现沿 x 、 y 、 z 轴3个方向的平动。

1.3.2 2-2PRUR 并联机构自由度分析

如图1所示拆分动平台为2个副动平台,并用齿轮齿条和移动副连接,此时的机构结构简

图如图 5(b) 所示,2 个副动平台 P_1 、 P_2 (为便于分析,这里使用副动平台中点指代对应的副动平台) 分别连接支链 1、3 和支链 2、4,故命名此时的机构为 2-2PRUR 并联机构。支链 1~4 的运动螺旋及反螺旋仍如式(2)~式(6)所示,当不考虑 2 个副动平台之间的连接时, P_1 和 P_2 的运动螺旋可分别由求解 $\$1^r$ 与 $\$3^r$ 、 $\$2^r$ 与 $\$4^r$ 的反螺旋得到,如式(7)、式(8)所示。

$$\begin{cases} \$_{P11} = (0 & 0 & 0; 1 & 0 & 0) \\ \$_{P12} = (0 & 0 & 0; 0 & 1 & 0) \\ \$_{P13} = (0 & 0 & 0; 0 & 0 & 1) \\ \$_{P14} = (0 & 1 & 0; 0 & 0 & 0) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \$_{P21} = (0 & 0 & 0; 1 & 0 & 0) \\ \$_{P22} = (0 & 0 & 0; 0 & 1 & 0) \\ \$_{P23} = (0 & 0 & 0; 0 & 0 & 1) \\ \$_{P24} = (1 & 0 & 0; 0 & 0 & 0) \end{cases} \quad (8)$$

$\$_{Pab}$ ($a=1,2; b=1,2,3,4$) 的形式说明当副动平台被拆分且未连接时,在支链的作用下,副动平台 P_1 可实现沿 x 、 y 、 z 轴的移动和沿 y 轴的转动,副动平台 P_2 可实现沿 x 、 y 、 z 轴的移动和沿 x 轴的转动。

当考虑副动平台之间的连接时,由于连接方式采用了齿轮齿条和移动副结合的形式,连接部分的运动副可以等效为旋向沿中心齿轮转动轴线方向,节距方向沿齿条节线方向、大小为 H 的螺旋副,则 2 个副动平台上等效螺旋副的运动螺旋可写为

$$\begin{cases} \$_{C1} = (0 & 0 & 1; 0 & H & 0) \\ \$_{C2} = (0 & 0 & 1; 0 & -H & 0) \end{cases} \quad (9)$$

通过求解式(7)与 $\$_{C1}$ 、式(8)与 $\$_{C2}$ 的反螺旋,可得到新型动平台的约束螺旋:

$$\begin{cases} \$_p^r = (0 & 0 & 0; 1 & 0 & 0) \\ \$_p^r = (0 & 0 & 0; 0 & 1 & 0) \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)的形式可知,4 条支链和副动平台之间的齿轮齿条/移动副组合对新型动平台施加了 2 个约束力偶,分别与 x 轴和 y 轴同向,约束了副动平台沿 x 轴与 y 轴的转动。新型动平台约束螺旋数为 2,约束螺旋系的秩也为 2,代入自由度计算公式(1),有: $d=6$, $t=2$, $k=2$, $\zeta=0$, 则 2-2PRUR 并联机构输出端的自由度 $M_b = 6 \times (16 - 18 - 1) + 22 + 2 - 2 - 0 = 4$ 。故所提出的 2-2PRUR 并联机构不存在公共约束和冗余约束,为非过约束机构,可实现沿 x 、 y 、 z 轴的平动和沿 z 轴的转动。

2 机构运动学分析

2.1 2-2PRUR 并联机构分析模型建立

根据 1.2 节内容,写出 P 、 P_1 、 P_2 点坐标 $P(x, y, z)$, $P_1(x-r, y_1, z)$, $P_2(x+r, y_2, z)$, 其中: x 、 y 、 z 为 P 点沿 3 个方向的坐标值, y_1 、 y_2 分别为 P_1 、 P_2 的纵坐标值。当 2 个副动平台在 y 方向产生相对位移时,中心齿轮可以得到一个角度为 θ 的转动,则有

$$y = \frac{y_1 + y_2}{2} \quad (11)$$

写出各支链 A、C 点坐标:

$$\begin{cases} A_1(0, 0, -l_1) \\ A_2(a, 0, -l_2) \\ A_3(0, a, -l_3) \\ A_4(a, a, -l_4) \end{cases}$$

$$\begin{cases} C_1(x-r, y_1-l, z) \\ C_2(x+r, y_2-l, z) \\ C_3(x-r, y_1+l, z) \\ C_4(x+r, y_2+l, z) \end{cases}$$

设 D 为中心齿轮的齿距,则中心齿轮转过的齿数为: $Z' = Y/D$, 其中:

$$Y = |y_1 - y_2| = |y - y_2| = \frac{|y_1 - y_2|}{2} \quad (12)$$

设中心齿轮总齿数为 Z , 则副动平台姿态角 θ 可表示为

$$\theta = \frac{Z'}{Z} 2\pi = \frac{|y_1 - y_2| \pi}{DZ} \quad (13)$$

2.2 机构杆长约束方程

首先分析杆 2、3, 写出 B_2 、 B_3 点坐标:

$$B_2 \left(a - \frac{\sqrt{2}}{2} k_{21} \cos \theta_2, \frac{\sqrt{2}}{2} k_{21} \cos \theta_2, -k_{21} \sin \theta_2 - l_2 \right)$$

$$B_3 \left(\frac{\sqrt{2}}{2} k_{21} \cos \theta_3, a - \frac{\sqrt{2}}{2} k_{21} \cos \theta_3, -k_{21} \sin \theta_3 - l_3 \right)$$

其中: θ_2 、 θ_3 的三角函数值可通过联立式(14)、式(15)求得。对于支链 2、3, 有

$$(x_B - x_C)^2 = (y_B - y_C)^2 \quad (14)$$

$$k_{22}^2 = (x_B - x_C)^2 + (y_B - y_C)^2 + (z_B - z_C)^2 \quad (15)$$

对于杆 1、4, 写出 B_1 、 B_4 点坐标:

$$B_1 \left(x - r - \frac{k_{12} \sin \theta_1}{\sqrt{2}}, 0, z + \frac{k_{12}}{\sqrt{2}} \right)$$

$$B_4 \left(a, y_2 + l + \frac{k_{12} \cos \theta_4}{\sqrt{2}}, z + \frac{k_{12}}{\sqrt{2}} \right)$$

其中: θ_1 、 θ_4 的三角函数值可根据位置关系写出。

对于支链1、4,有

$$k_{11}^2 = (x_A - x_B)^2 + (y_A - y_B)^2 + (z_A - z_B)^2 \quad (16)$$

式(14)~式(16)中, x_M, y_M, z_M 表示 M 点在3个方向上的坐标值, $M = A, B, C$ 。

将各点坐标代入式(15)、式(16)并同时代入所求得的三角函数值,可得出2-2PRUR机构杆长约束方程,其中 $i = 2, 3; j = 1, 4$:

$$\begin{cases} k_{22}^2 = (x_{B_i} - x_{C_i})^2 + (y_{B_i} - y_{C_i})^2 + (z_{B_i} - z_{C_i})^2 \\ k_{11}^2 = (x_{A_j} - x_{B_j})^2 + (y_{A_j} - y_{B_j})^2 + (z_{A_j} - z_{B_j})^2 \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} l_1 = -z - \sqrt{k_{11}^2 - \left(x - r - \sqrt{\frac{k_{12}^2}{2} - (y_1 - l)^2}\right)^2} - \frac{k_{12}}{\sqrt{2}} \\ l_2 = -\sqrt{k_{22}^2 - \frac{(y_2 - l + x + r - a)^2}{2}} - z - \sqrt{k_{21}^2 - \frac{(y_2 - l - x - r + a)^2}{2}} \\ l_3 = -\sqrt{k_{22}^2 - \frac{(x - r + y_1 + l - a)^2}{2}} - z - \sqrt{k_{21}^2 - \frac{(x - r - y_1 - l + a)^2}{2}} \\ l_4 = -z - \sqrt{k_{11}^2 - \left(y_2 + l - a + \sqrt{\frac{k_{12}^2}{2} - (a - x - r)^2}\right)^2} - \frac{k_{12}}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (18)$$

式(18)即为4个驱动变化规律的表达式。

2.4 运动学位置正解

该2-2PRUR机构的运动学正解问题可描述为:已知主动件驱动 (l_1, l_2, l_3, l_4) , 求动平台的位置 (x, y_1, y_2, z) 。由位置反解表达式可以得到有关 (x, y_1, y_2, z) 4个未知数的方程组:

$$f_i(x, y_1, y_2, z) = 0 \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (19)$$

式(19)即为该并联机构的运动学正解模型。

2.3 运动学位置反解

已知输出件的位姿,求解输入件的位置称为机构的反解^[18]。对于2-2PRUR机构来说,求位置反解的过程即为已知动平台中心点坐标 $P(x, y, z)$ 和动平台姿态角 θ 求输入 (l_1, l_2, l_3, l_4) 的过程,其中 $y = \frac{y_1 + y_2}{2}$, $\theta = \frac{|y_1 - y_2| \pi}{2Z}$, 则求解位置反解的过程即为已知 (x, y_1, y_2, z) 求 l_1, l_2, l_3, l_4 的过程。

通过机构杆长约束方程(17)可得

联立式(19)中的4个方程,得到关于 (x, y_1, y_2, z) 4个未知数的高次非线性方程组。

2.5 位置正反解计算实例

先假设机构各杆长150 mm,滑轨顶点所组成的正方形边长300 mm,副动平台长(即 C_1C_3, C_2C_4)200 mm,中心齿轮分度圆半径50 mm,利用软件编程求解,则对应于动平台上参考点 P 的位置反解计算结果实例见表1,位置正解见表2。

表1 2-2PRUR 并联机构位置反解结果

Table 1 Inverse kinematic solutions of 2-2PRUR parallel mechanism

mm

x	y_1	y_2	z	l_1	l_2	l_3	l_4
160	100	200	-150	106.0144	66.5415	21.0464	95.1702
140	100	200	-150	105.2031	21.0464	66.5415	108.8730
150	90	190	-150	105.9616	66.5415	21.0464	103.9075
150	110	210	-150	105.9616	21.0464	66.5415	99.04466
160	110	210	-120	136.0012	79.3318	79.3318	120.7044
140	100	200	-120	135.2031	51.0464	96.5415	138.8730

表2 2-2PRUR 并联机构位置正解结果

Table 2 Forward kinematic solutions of 2-2PRUR parallel mechanism

mm

l_1	l_2	l_3	l_4	x	y_1	y_2	z
106	66	21	95	160.0099	100.0035	200.3694	-150.0141
105	21	66	108	146.8173	107.2413	206.5883	-148.6636
105	66	21	103	149.9972	90.1848	189.6942	-150.9609
105	21	66	99	149.3046	109.5547	209.1319	-150.9323
136	79	79	120	160.5072	110.3637	210.6410	-119.9843
135	51	96	138	146.8173	107.2413	206.5883	-178.6636

3 机构工作空间分析

影响 2-2PRUR 机构工作空间的因素主要包括杆长的限制、外部整体机架尺寸的限制、杆件的干涉、运动副转动范围的限制。由于 2-2PRUR 并联机构实现的运动是 3 个方向的平动和相对于 z 轴的转动,因此该机构没有灵活工作空间,下面就该并联机构的定姿态工作空间进行研究。

在综合考虑以上影响工作空间的几个因素之后,使用数学软件编程,首先按 2.5 节内容设定初始值,并确定主动平台中心 P 点和驱动 l_i 的运动范围,具体数值见表 3。

根据初始设定绘制主动平台中心点 P 可达位置的散点图,并用散点图绘制相应的工作空间三维立体图,当动平台姿态角 θ 为 0° 时,绘制结果如图 6 所示。

表 3 2-2PRUR 并联机构初始参数值

Table 3 Initial parameter values of 2-2PRUR parallel mechanism

参数	初始值
k_{ij}/mm	150
a/mm	300
L/mm	100
r/mm	50
l_i/mm	$0 \leq l_i \leq 100$
$P(x, y, z)$ 运动范围/mm	$50 \leq x \leq 250$ $50 \leq y \leq 250$ $-400 \leq z \leq -100$

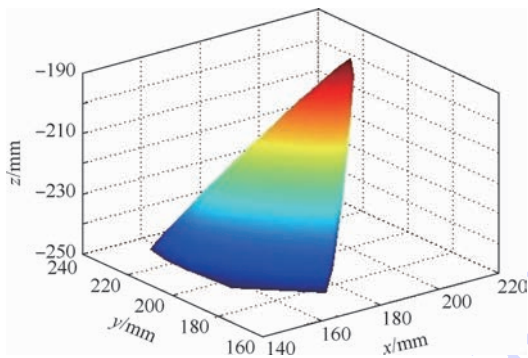


图 6 姿态角为 0° 时的工作空间

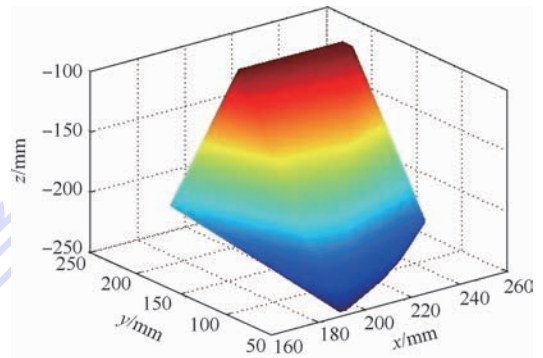
Fig. 6 Workspace with posture angle values 0°

如图 6 所示,由于 2-2PRUR 机构的整体构型为非对称结构,因此工作空间也成非对称图形。可以看出,2-2PRUR 机构的工作空间没有因为结构的不对称性而产生畸变,整体相对平滑而且内部没有产生空洞。

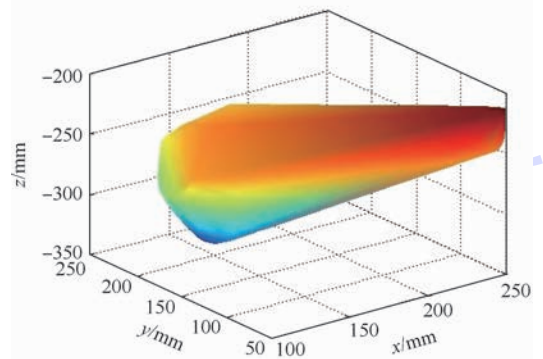
当 2 个副动平台产生相对移动时,再次依据上面的步骤绘制机构的散点图和三维工作空间视图,动平台姿态角 θ 为 45° 和 -45° 时,即 $y_1 - y_2 =$

100 mm 和 -100 mm 时,绘制结果分别如图 7(a)、图 7(b) 所示。

上述分析可看出,在 2 个副动平台的偏角方向不同时,机构工作空间也会产生很大差别,这是由于机构整体的不对称性产生的。工作空间整体相对平滑无空洞。



(a) 姿态角为 45°



(b) 姿态角为 -45°

图 7 姿态角为 $\pm 45^\circ$ 时的工作空间

Fig. 7 Workspace with posture angle values $\pm 45^\circ$

4 基于遗传算法的工作空间优化

在第 3 节的分析中,虽然在姿态角不同时机构工作空间都相对平滑无空洞,但从图 6 和图 7 中可看出工作空间体积较小,尤其当姿态角为 0° 时,3 个方向上的运动范围均小于 100 mm 。为更大程度满足工业生产线机器人的抓取-放置任务要求,需对机构工作空间体积进行优化。

使用遗传算法对 2-2PRUR 机构工作空间体积进行优化计算。将 2-2PRUR 机构工作空间体积值等效为散点个数,工作空间的具体体积值即为以每个散点为球心的小球体积和。由此,2-2PRUR 机构工作空间体积优化过程就变成了优化 2-2PRUR 机构杆长使工作空间散点个数最大的过程,不但避免了繁杂的表达式推导过程,又达到了优化的目的。

优化问题由目标函数和约束条件两部分组

成^[19-20]。约束条件有:4个驱动移动副的行程、转动副与U副转角范围、副动平台齿轮齿条的行程、杆件之间的干涉。写出目标函数如下:

$$f(X) = \max(m)$$

$$m = \text{splashes}(\text{workspace})$$

其中: X 为优化变量; m 为优化目标;splashes为散点;workspace为机构工作空间。

结合约束条件,给出所优化杆长的尺寸约束范围(单位均为mm):

$$\begin{cases} 50 \leq l \leq 200 \\ 100 \leq a \leq 500 \\ 50 \leq k_{ij} \leq 300 \\ 10 \leq r \leq 150 \end{cases}$$

图8展示了从0~50代的遗传运算过程,其中,每隔一个单位取一个点。可以看出从第15代开始进化趋于平稳,此时 m 值最大,即散点数目最大,工作空间体积最大。

根据尺寸优选的一组结构参数初值和通过遗传算法优化计算得出的优化结构参数数据如表4所示。

优化前的工作空间三维图如图6、图7所示。优化后的工作空间三维图如图9所示。

优化前后的工作空间截面边界图如图10所示。

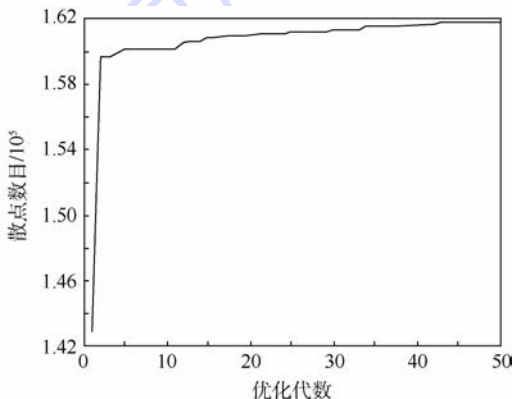


图8 各代适应度函数 m 值

Fig. 8 m values of each generation of fitness function

表4 2-2PRUR 并联机构参数及散点数目值

Table 4 Parameters of 2-2PRUR parallel mechanism and scatter number

参数	初始值	优化值
k_{11}/mm	150	58.213 561 51
k_{12}/mm	150	128.478 305 5
k_{21}/mm	150	57.128 486 77
k_{22}/mm	150	116.095 125 5
a/mm	300	226.607 768 9
l/mm	100	148.178 042 4
r/mm	50	149.866 756 2
m	37 852 × 3	161 928 × 3

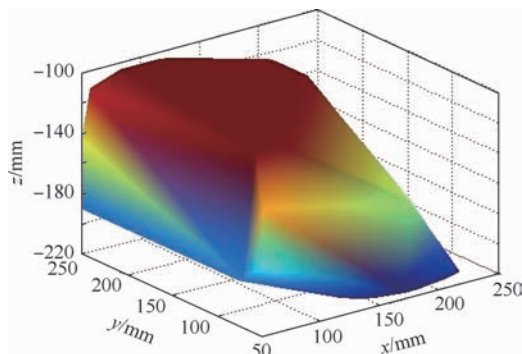
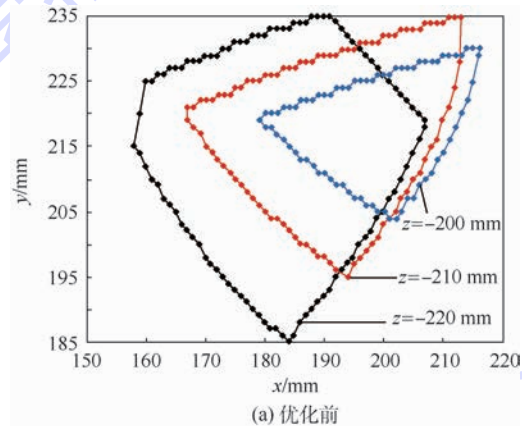
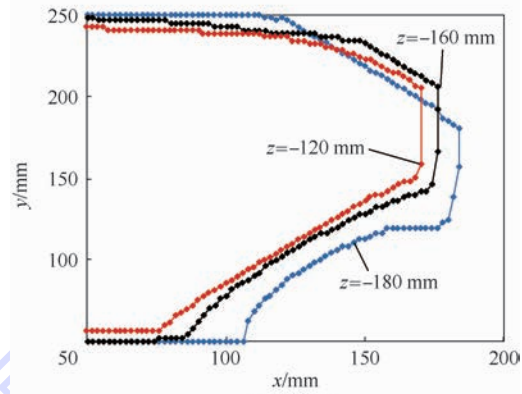


图9 优化后的工作空间视图

Fig. 9 Optimized workspace view



(a) 优化前



(b) 优化后

图10 优化前后的工作空间截面边界图

Fig. 10 Cross section boundary of workspace before and after optimization

示。从三维图与截面边界图的坐标上下限和图像形状可以看出优化后的工作空间覆盖面积更大,相反,优化前的工作空间只覆盖到了工作区域右侧的一部分。优化后的工作空间散点总数为优化前的427.79%,工作空间体积显著增大。

优化后的工作空间整体不仅仅局限在工作区域的一小部分,可以更好地满足工业生产需要。由表4优化数据可看出,机构整体尺寸在优化后较优化前体积更小,而机构工作空间体积反而比优化前更大,故达到了优化的目的。

5 结 论

1) 提出了新型四自由度并联机构与消除过约束、增大转动自由度角度的方法,确定四自由度的运动性质为三平动一绕 z 轴的转动。

2) 建立了新型四自由度并联机构约束方程,计算位置正反解,并以位置反解为基础绘制机构工作空间。

3) 提出以散点数目代替体积表达式优化工作空间体积的新方法,基于遗传算法优化机构工作空间,给出优化机构尺寸。对此类机构进一步研究和发展应用有重要意义。

参考文献 (References)

- [1] 房海蓉,方跃法,郭胜. 四自由度对称并联机器人结构综合方法[J]. 北京航空航天大学学报,2005,31(3):346-350.
FANG H R, FANG Y F, GUO S. Structural synthesis method for 4-degrees-of-freedom symmetrical parallel manipulators[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2005, 31(3):346-350 (in Chinese).
- [2] 郭江真,王丹,樊锐,等. 3PRS/UPS 冗余驱动并联机器人刚度特性分布[J]. 北京航空航天大学学报,2014,40(4):500-506.
GUO J Z, WANG D, FAN R, et al. Stiffness characteristics distribution of 3PRS/UPS parallel manipulator with actuation redundancy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(4):500-506 (in Chinese).
- [3] CLAVEL R. Delta, a fast robot with parallel geometry[C]// Proceedings of the 18th International Symposium on Industrial Robots. Bedford: IFS Publications, 1988:91-100.
- [4] ANGELES J. The qualitative synthesis of parallel manipulators[J]. Journal of Mechanical Design, 2004, 126(4):617-624.
- [5] KONG X, GOSSELIN C. Type synthesis of 3T1R 4-DOF parallel manipulators based on screw theory[J]. Journal of Robotic Systems, 2005, 22(10):535-547.
- [6] GOGU G. Structural synthesis of fully-isotropic parallel robots with Schönflies motions via theory of linear transformations and evolutionary morphology[J]. European Journal of Mechanics-A/Solids, 2007, 26(2):242-269.
- [7] SALGADO O, ALTUZARRA O, PETUYA V, et al. Type synthesis of a novel 3T1R fully-parallel manipulator[J]. Journal of Mechanical Design, 2008, 130(4):042305-1-042305-8.
- [8] PIERROT F, NABAT V, COMPANY O, et al. Optimal design of a 4-DOF parallel manipulator: From academia to industry[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2009, 25(2):213-224.
- [9] PIERROT F, COMPANY O. H4: A new family of 4-DOF parallel robots[C]// Proceedings of IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1999:508-513.
- [10] COMPANY O, KRUT S, PIERROT F. Internal singularity analysis of a class of lower mobility parallel manipulators with articulated traveling plate[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2006, 22(1):1-11.
- [11] ROLLAND L. The Manta and the Kanuk: Novel 4-DOF parallel mechanisms for industrial handling[C]// Proceedings of International Mechanical Engineering Congress and Exposition. New York, NY: ASME, 1999:831-844.
- [12] KRUT S, COMPANY O, BENOIT M, et al. I4: A new parallel mechanism for Scara motions[C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics & Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003:1875-1880.
- [13] KRUT S, NABAT V, COMPANY O, et al. A high-speed parallel robot for Scara motions[C]// Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004:4109-4115.
- [14] CORADINI C, FAUROUX J C, KRUT S, et al. Evaluation of a 4 degree of freedom parallel manipulator stiffness[C]// Proceedings of the 11th World Congress in Mechanism and Machine Science. Beijing: China Machinery Press, 2004:1857-1861.
- [15] GUO S, FANG Y, QU H. Type synthesis of 4-DOF non-overconstrained parallel mechanisms based on screw theory[J]. Robotica, 2012, 30(1):31-37.
- [16] 黄真,刘婧芳,李艳文. 论机构自由度[M]. 北京:科学出版社,2011:90-103.
HUANG Z, LIU J F, LI Y W. Mobility of mechanisms[M]. Beijing: Science Press, 2011: 90-103 (in Chinese).
- [17] 黄真,孔令富,方跃法. 并联机器人机构学理论与控制[M]. 北京:机械工业出版社,1997:18-29.
HUANG Z, KONG L F, FANG Y F. Mechanism theory and control of parallel manipulator[M]. Beijing: China Machine Press, 1997: 18-29 (in Chinese).
- [18] 郭宗和,段建国,郝秀清,等. 4-PTT 并联机构位置正反解与工作空间分析[J]. 农业机械学报,2008,39(7):144-148.
GUO Z H, DUAN J G, HAO X Q, et al. Analysis on position and workspace of 4-PTT parallel mechanism[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Machinery, 2008, 39(7): 144-148 (in Chinese).
- [19] 鄢昌峰. 6-SPS 并联机器人工作空间研究及其优化设计[D]. 合肥:合肥工业大学,2003.
WU C F. 6-SPS parallel mechanism workspace research and optimization[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2003 (in Chinese).
- [20] 陈海真,邹忠月,宋宏鹏. 基于遗传算法 3-RCR 并联机器人的结构参数优化设计[J]. 机械设计与制造, 2012(7):49-51.
CHEN H Z, ZOU Z Y, SONG H P. Parameters optimization design of 3-RCR parallel robot mechanism based on genetic algorithm[J]. Machinery Design & Manufacture, 2012(7):49-51 (in Chinese).

作者简介:

李典 男,博士研究生。主要研究方向:并联机器人机构学。

郭盛 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:并联机器人机构学、工厂过程自动化控制及装备、环保节能装备设计、运动控制学、机电一体化。

Kinematic analysis and workspace optimization of a novel 2-2PRUR parallel mechanism

LI Dian, GUO Sheng*, HUANG Guanyu, ZHAO Fuqun

(Robotics Institute, School of Mechanical, Electronic and Control Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: A novel 2-2PRUR parallel mechanism is proposed to fit the actual demand of industrial production line. Kinematics analysis and workspace optimization are performed based on scatter plot. A method is presented by splitting the moving platform into two parts and adding planetary gear train, which could solve the over-constraints of four degrees of freedom parallel mechanism and increase the turning angle. The constraint equations are obtained using the coordinate method. The inverse-forward solutions of the mechanism are worked out. And the workspace is obtained by using the scatter plot of inverse kinematic solutions. Meanwhile, reasonable structural parameters are obtained by optimizing workspace with the principle of maximizing scattered points based on genetic algorithm. This work would lay the foundation for the future research and application of this type of parallel mechanism.

Keywords: parallel mechanism; non-overconstrained; degree of freedom; kinematic analysis; workspace optimization

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0764

伞衣透气性对翼伞气动特性的影响



汪龙芳, 贺卫亮*, 王世超

(北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083)

摘 要: 为了提高翼伞的飞行性能, 需要研究伞衣织物透气性对翼伞气动特性的影响。使用不可压雷诺时均 Navier-Stokes (RANS) 方程模拟伞衣外部流场, 建立了包含附加动量源项的多孔介质域控制方程模拟伞衣, 对 2 种透气性材料模型和无透气性影响传统模型的气动特性和流场分布进行了二维和三维定常数值模拟。数值结果表明, 求解多孔介质域控制方程可以得到较准确的伞衣透气速度, 伞衣表面的湍流度急剧增加; 使用较大透气量材料制作伞衣时, 升力系数大幅下降, 阻力系数大幅上升, 同时会造成内腔泄压影响翼伞的外形保持; 使用微透气量材料制作伞衣时, 升力系数在小迎角时小于不透气模型, 在大迎角时大于不透气模型, 较小的透气速度能在大迎角时延缓边界层分离。

关键词: 翼伞; 透气性; 多孔介质域; 数值模拟; 气动性能

中图分类号: V221.3

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2021-09

与降落伞利用空气阻力减小回收物的下落速度不同, 翼伞通过前缘切口充入空气保持气动外形产生升力来减缓下落速度, 由于翼伞具有水平速度分量, 可以通过伞绳的操纵进行转弯, 提高回收物的落点精度。翼伞具有飞翼形式的气动布局, 在施加推力以后可以实现可控飞行, 同时具有结构质量轻、携带方便、成本低等优点, 在低空飞行中得到了广泛的应用。为了提高翼伞飞行器的性能, 有必要对翼伞的气动特性进行分析和计算。

文献[1-2]使用小展弦比近似升力线理论分析翼伞的气动特性; 张顺玉等^[3]使用曲面涡格法对翼伞的气动力进行了计算。除了理论分析以外, 国内外进行了一些风洞试验测量了翼伞的气动参数^[4-6]。随着计算机硬件工业的发展和数值算法的完善, 数值模拟逐渐成为分析翼伞气动特性的主要手段。Balaji 等^[7]和李健^[8]对二维翼伞翼型的切口模型进行了数值模拟, 研究切口角度

和切口高度对翼型气动特性的影响; 李扬^[9]分析了二维非定常情况下后缘下拉时翼伞气动特性; Mohammadi 和 Johari^[10]计算了一个高飞行性能翼伞翼型的气动参数; 文献[11-13]在三维定常情况下研究了刚性翼伞平面形状、翼型、弧面下反角和前缘切口对气动性能的影响, 对比后发现椭圆形翼伞模型获得最小阻力系数, 前缘后掠的翼伞模型获得最大升阻比; 张春等^[14]仿真了翼伞的非定常气动特性以及航向操纵气动特性; 文献[15-16]使用流固耦合算法仿真了翼伞柔性结构的变形以及变形后的气动特性。

工程实践中发现, 伞衣材料的透气性对翼伞的气动性能有一定的影响。目前, 国内外在研究翼伞的气动特性时基本采用不透气性伞衣假设, 对伞衣透气性问题没有进行专门研究。本文建立了伞衣的透气性数学模型, 在定常环境下对不同透气量模型的二维开口翼型和三维翼伞进行了数

收稿日期: 2016-09-28; 录用日期: 2016-12-30; 网络出版时间: 2017-01-18 18:10

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170118.1810.003.html

* 通讯作者: E-mail: heweilang@buaa.edu.cn

引用格式: 汪龙芳, 贺卫亮, 王世超. 伞衣透气性对翼伞气动特性的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2021-2029.
WANG L F, HE W L, WANG S C. Effects of canopy's air permeability on parafoil aerodynamic performance [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2021-2029 (in Chinese).

值模拟,考察了透气量对气动特性的影响,分析了透气性伞衣绕流场的特点,得到的相关结论对工程设计具有一定的参考意义。

1 数学模型

1.1 控制方程

绕翼伞流动问题的控制方程为不可压雷诺时均 Navier-Stokes 方程,可写成如下的通用形式:

$$\frac{\partial(\rho\phi)}{\partial t} + \text{div}(\rho\mathbf{u}\phi) = \text{div}(\Gamma\text{grad}\phi) + S \quad (1)$$

式中: ϕ 为广义变量,可以是速度等一些待求的物理量; ρ 为密度; Γ 为相应于 ϕ 的广义扩散系数; S 为广义源项; \mathbf{u} 为速度矢量; div 为散度; grad 为梯度。因翼伞的飞行速度较低,在本文的计算中把空气看作不可压流体,即密度 ρ 为常量。

湍流模型选用 k - ε 模型,其涡黏系数以及控制方程如下^[17]:

$$\begin{cases} \mu_t = \rho C_\mu \frac{k^2}{\varepsilon} \\ \frac{D\rho k}{Dt} = \frac{\partial}{\partial x_i} \left[\left(\mu + \frac{\mu_t}{\sigma_k} \right) \frac{\partial k}{\partial x_i} \right] + G_k + G_b - \rho\varepsilon \\ \frac{D\rho\varepsilon}{Dt} = \frac{\partial}{\partial x_i} \left[\left(\mu + \frac{\mu_t}{\sigma_\varepsilon} \right) \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_i} \right] + C_{1\varepsilon} \frac{\varepsilon}{k} (G_k + C_{3\varepsilon} G_b) - C_{2\varepsilon} \rho \frac{\varepsilon^2}{k} \end{cases} \quad (2)$$

式中: μ_t 为湍流黏度; k 和 ε 分别为湍动能和湍流耗散率;其余参数参见文献[17]。

1.2 透气性数学模型

翼伞伞衣由带有微孔的织物材料制成,织物的横截面微观结构如图 1 所示,空气可以由交织孔隙流过伞衣。织物透气性是伞衣材料的重要物理特性,它对翼伞的气动特性有着明显的影响。为了衡量这一特性,将在一定的压差下单位时间内通过单位面积织物的空气体积称为织物透气量^[18]。

织物透气量目前主要由试验测得,大量试验表明,透气量和压差的关系为抛物线函数关系,一般可以表示为 Ergun 公式^[19]:

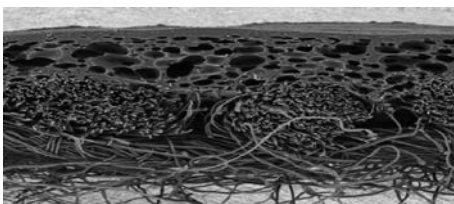


图 1 织物的横截面微观结构

Fig. 1 Cross-section microstructure of fabric

$$\Delta p = av_q + bv_q^2 \quad (3)$$

式中: Δp 为试验压差; a 和 b 分别为织物的黏性系数和惯性系数,由材料本身的特性决定; v_q 为织物透气量,也是透过织物的气流平均速度。

图 2 为文献[20]中降落伞材料小压差试验测得的 411 蚕丝绸压差和平均透气速度的关系,根据该数据拟合得黏性系数和惯性系数如表 1 所示。表中: C_1 为多孔介质的渗透系数; C_2 为多孔介质的内部阻力因子。

与降落伞不同,翼伞伞衣由微透气量锦丝纺织材料制成,文献[21]中风洞试验使用的伞衣材料为 F111 织物,其透气量测得为 $0.01 \text{ m}^3/(\text{m}^2 \cdot \text{s})$ 左右,翼伞常见工况下的伞衣两侧压差一般在 100 Pa 左右,对比图 2 可知,100 Pa 压差附近时其透气量为 411 蚕丝绸的 1/20,因此将 F111 织物的黏性系数和惯性系数取为 411 蚕丝绸的 20 倍,这种选取方式可以使得正常飞行状态下透气量仿真值和透气量测量值相吻合。

为了模拟伞衣的透气性,将计算域划分为多孔介质域(伞衣)和自由流动域 2 部分,自由流动域内的流动为正常扰流,多孔介质域内的流体速度用表观速度来描述,在建立多孔介质域的控制方程时需要增加动量源项,表达式如下^[22]:

$$S_i = - \left(\frac{\mu}{C_1} v_i + C_2 \frac{1}{2} \rho |v| v_i \right) \quad (4)$$

式中:右边分别为黏性损失项和惯性损失项; S_i 为 i 方向 (x, y, z) 动量方程的源项; μ 为动力黏

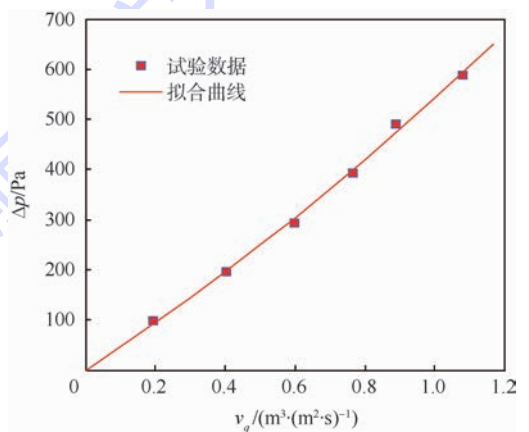


图 2 411 蚕丝绸的试验数据和拟合曲线^[20]

Fig. 2 Test data and fitted curve of 411 silk^[20]

表 1 2 种材料的透气性参数

Table 1 Air permeability parameters of two materials

材料	$a/(\text{kg} \cdot (\text{m}^2 \cdot \text{s})^{-1})$	$b/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	C_1/m^2	C_2/m^{-1}
411 蚕丝绸	451.8	90.69	7.9×10^{-12}	7.4×10^5
F111 织物	9036	1813.8	3.95×10^{-13}	1.48×10^7

度; $|v|$ 为速度的大小; v_i 为 i 方向 (x, y, z) 速度。

加入的动量源项使得多孔介质域产生了附加的压力梯度,对于较薄的织物材料而言,动量源项乘以织物厚度就是织物两面的压差,即

$$\Delta p = \left(\frac{\mu}{C_1} v_q + C_2 \frac{1}{2} \rho v_q^2 \right) e \quad (5)$$

式中: e 为织物厚度。

对比式(3)和式(5),可以得到织物材料在建立数学模型时使用的渗透系数和内部阻力因子的计算方法:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{\mu e}{a} \\ C_2 = \frac{2b}{\rho e} \end{cases} \quad (6)$$

根据得到的 a, b 以及织物厚度 0.2 mm , 由式(6)计算得到的 2 种材料的渗透系数和内部阻力因子如表 1 所示。

2 透气性对翼型气动性能的影响

二维翼型的气动特性是翼伞气动设计的基础,有必要在考虑透气性的情况下对其进行分析。选择翼伞设计中常用的开口 Clark-Y18 翼型作为分析对象,仿真其定常气动特性,计算域设定为矩形,尾部边界距翼型 10 倍弦长,其余边界距翼型 5 倍弦长,划分为 121 699 个结构网格,翼型周围网格如图 3 所示。局部放大视图后,网格中的多孔介质域(伞衣)和自由流动域如图 4 所示,伞衣划分为 5 层网格。

为了验证透气性数学模型的正确性,单独对多孔介质域上下表面施加 100 Pa 的压差,多孔介质材料选为 411 蚕丝绢,仿真得到的平均透气速度 v 为 0.21 m/s ,如图 5 所示。图 2 中, 100 Pa 压差时的透气速度为 0.212 m/s ,误差为 0.95% ,由此可知本文透气性算法基本可行。

矩形计算域右侧取为压力出口边界条件,其

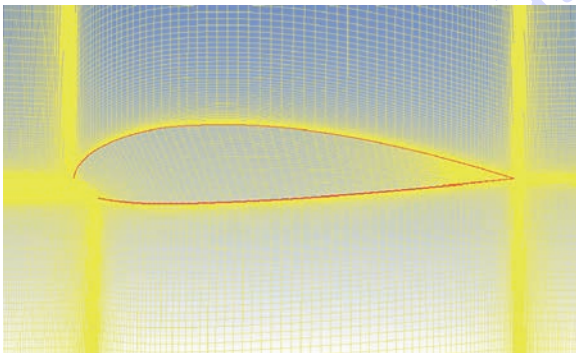


图 3 翼型周围网格

Fig. 3 Grid around airfoil

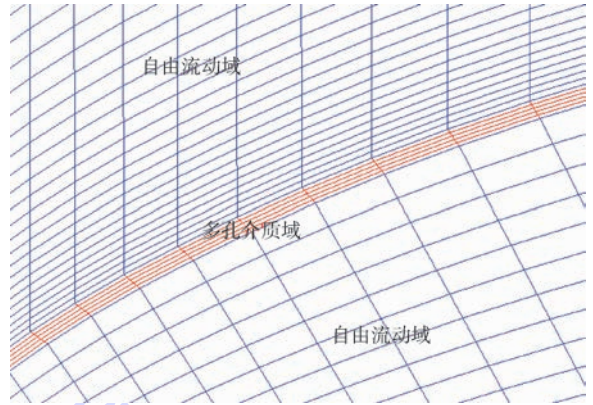


图 4 多孔介质域和自由流动域

Fig. 4 Porous medium domain and unrestricted flow domain

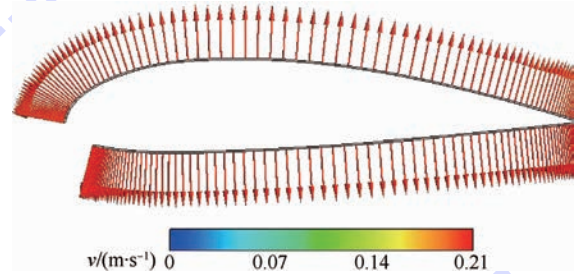


图 5 100 Pa 压差下的透气速度矢量图

Fig. 5 Vectorgraph of air seepage velocity under 100 Pa differential pressure

余为速度入口边界条件,来流速度为海平面 10 m/s ,选用 $k-\epsilon$ 湍流模型,对流项使用二阶迎风格式离散,扩散项使用二阶中心格式离散。透气性模拟时,伞衣和流场之间通过 interface 边界交换数据;非透气性模拟时,伞衣设定为固体材料,流场和伞衣的交界面设置为滑移壁面条件,仿真了迎角 $\alpha = -3^\circ \sim 15^\circ$ 时 2 种透气性材料和非透气性算例的气动系数以及流场特性。

仿真得到的 3 种透气性模型的翼型升力系数 C_L 和阻力系数 C_D 如图 6 所示。可以看出,3 种模型下翼型的阻力系数都随着迎角的增加而增加,零透气量和低透气量下的升力系数先随着迎角增加而增加,达到失速迎角以后开始减小,高透气量时失速迎角变大。随着透气量增大,翼型的升力系数减小,阻力系数增大。降落伞用材料 411 蚕丝绢制作翼伞时,升力系数大幅下降,阻力系数大幅上升,气动性能很差;伞衣材料为 F111 织物时,阻力系数和零透气量材料相差不大,升力系数下降了 20% 。为了尽可能提高翼伞的气动性能,需要通过添加涂层等方式来降低伞衣材料的透气量。

为了考察翼型绕流流场的压力 P 和流线分布情况,在常用飞行迎角 6° 下生成了 3 种透气性

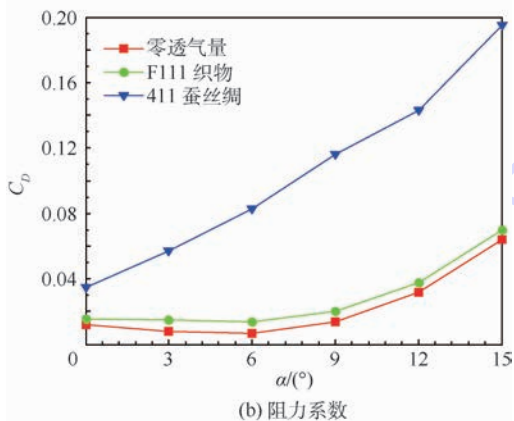
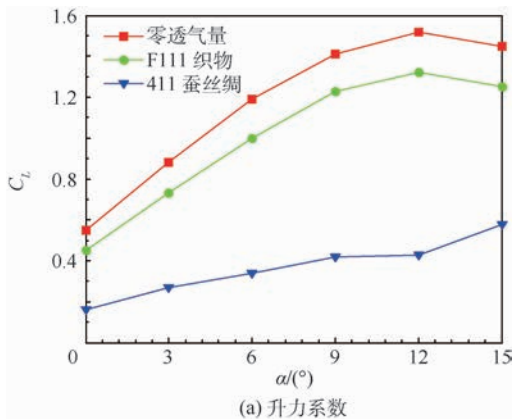


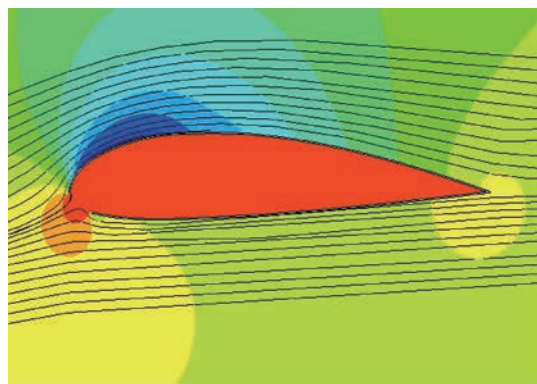
图6 不同透气参数下的翼型升力系数和阻力系数

Fig. 6 Lift and drag coefficients of airfoil with different air permeability parameters

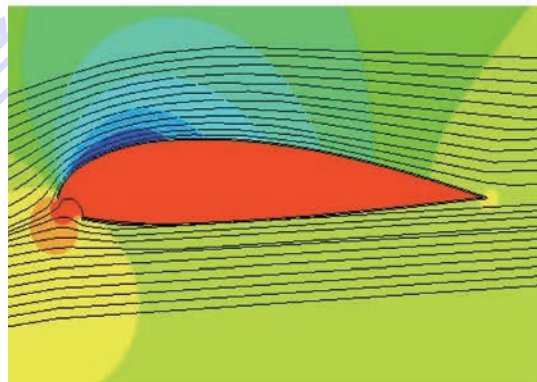
模型的翼型周边压力云图和流线图,如图7所示。可以看出,驻点位于切口上,使得内腔保持滞止压力以维持伞衣的外形。气体从驻点沿切口往下流动到达切口和下翼面的交界点时,需要越过一个钝角才能到达下翼面,因此在下翼面前部产生一个小的流动分离区形成下翼面的低压区,该区域虽然会降低翼型的升力系数,但是对柔性伞衣前部的成形应有着积极作用。

对比3种透气性模型可以发现,随着透气量的增加,上翼面前部负压区的面积和数值减小,直接导致了升力系数的下降;随着透气量的增加,伞衣内腔的压力降低,这是由于气流可以透过伞衣从内腔流出,使得内腔气体存在随平均透气速度增加而增加的流动速度,内腔压力不再保持为滞止压力,透气速度越大内腔压力越低,因此使用透气量较大的材料制作伞衣不仅会降低翼伞系统的气动性能,而且会影响翼伞的充气成型,增加了气室塌陷的风险。

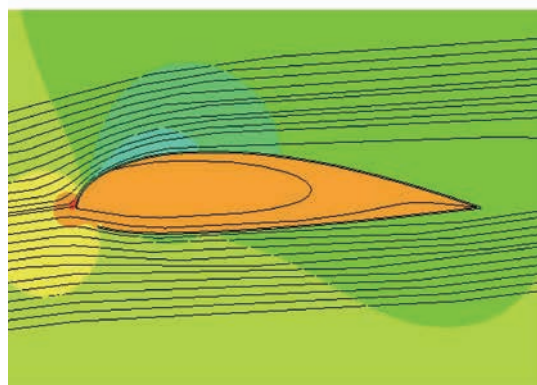
观察流线图发现,伞衣材料为411蚕丝绸时,上翼面后部产生了比较严重的流动分离现象,使得其升力系数和阻力系数大幅下降。考虑伞衣的透气性以后,除了大迎角下逆压梯度引起的翼型



(a) 零透气量



(b) F111 织物



(c) 411 蚕丝绸

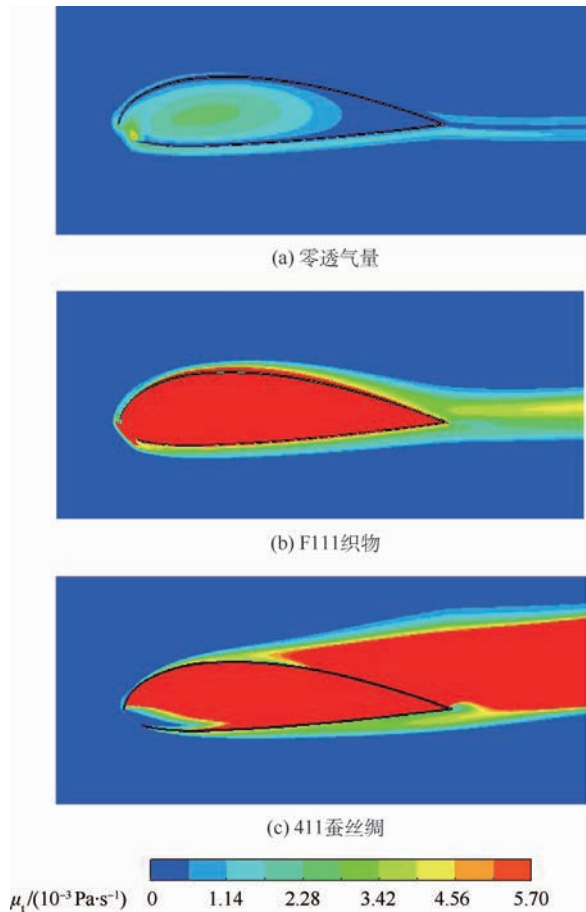


图7 迎角6°时翼型的压力云图与流线图

Fig. 7 Pressure contours and streamlines of airfoil at angle of attack 6°

后缘分离以外,气体从内腔透过伞衣往外较大速度的流动也会引起后缘的边界层分离。使用411蚕丝绸材料时,逆压梯度对流动分离已经不起主要作用,所以12°迎角以后升力系数并没有下降。

为了考察翼型周围湍流分布情况,在常用飞行迎角6°下生成了3种透气性模型的湍流黏度云图,如图8所示。在不透气模型中,内腔的漩涡运动形成了湍流区,切口附近的分离区也造成了湍流。考虑伞衣的透气性以后,内腔形成了一个比较剧烈的湍流区,同时伞衣上下翼面处的湍

图 8 迎角 6° 时翼型的湍流黏度云图Fig. 8 Turbulent viscosity contours of airfoil at angle of attack 6°

流黏度急剧增加,形成了湍流区。透气量增加到 411 蚕丝绸量级时,后缘处的附着流动已被破坏,后缘出现了流动分离现象,死水区的湍流黏度较高。

3 透气性对翼伞气动性能的影响

选择的仿真对象为经过飞行试验的矩形翼伞,翼型为 Clark-Y18,几何参数为:展长 2.4 m,弦长 0.8 m,伞衣的前缘从正面看设计为圆弧形,半径为 1.6 m,展向划分为 15 个气室,如图 9 所示。由于伞绳很细,所受阻力较小,在 CFD 计算时不考虑伞绳的影响,主要分析定常状态下透气性伞衣的气动特性和表面压强分布。

计算域设定为立方体,与二维情况类似,将计算域分为多孔介质域(伞衣)和自由流动域(内腔和外部流场)。内腔和伞衣划分为结构网格,伞衣划分为 5 层网格,外部流场划分为非结构网格,出口边界距翼伞 10 倍弦长,其余边界距翼伞 5 倍弦长。在距离翼伞比较近的区域进行了网格加密,网格数目为 220 万,计算域网格划分如图 10

所示。

计算域右侧取为压力出口边界条件,其余为速度入口边界条件,来流速度为海平面 10 m/s,选用湍流模型,对流项使用二阶迎风格式离散,扩散项使用二阶中心格式离散。透气性模拟时不考虑翼肋的透气性,只考虑伞衣的透气性,透气性算法设置与二维情况下相同。

仿真得到的 3 种透气性模型下的翼伞升力系数 C_L 和阻力系数 C_D 如图 11 所示。在附加三维效应引起的展向流动后,411 蚕丝绸的升力系数相比于不透风模型下降了 40% 左右,但 F111 织物的升力系数在小迎角时稍小于不透风模型,在大迎角时稍大于不透风模型。这应该是由于小迎角时透气速度对正常附着边界层造成了破坏,使得升力系数下降;大迎角时,类似于机翼表面安装的涡流发生器,透气性产生的射流注入边界层,增加了处于逆压梯度中吸力面边界层低能流团的动能,边界层流场获得附加能量后能够继续贴附在翼伞表面,提高附面层气流抗分离能力,进而造成大迎角时升力系数高于不透风模型和失速迎角大于不透风模型。

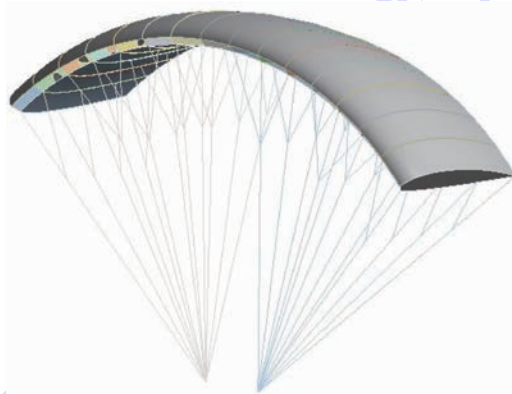


图 9 仿真对象

Fig. 9 Simulation object

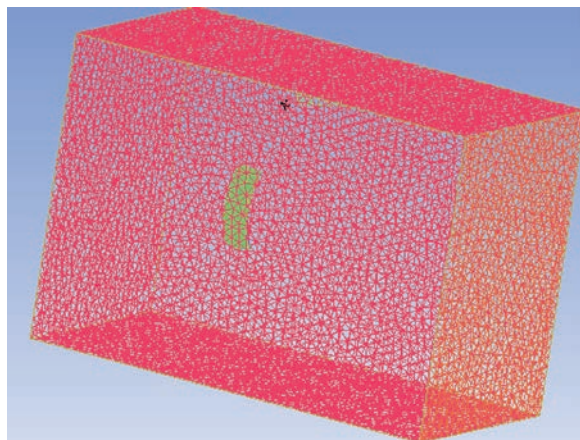


图 10 计算域网格划分

Fig. 10 Grid partition of computational domain

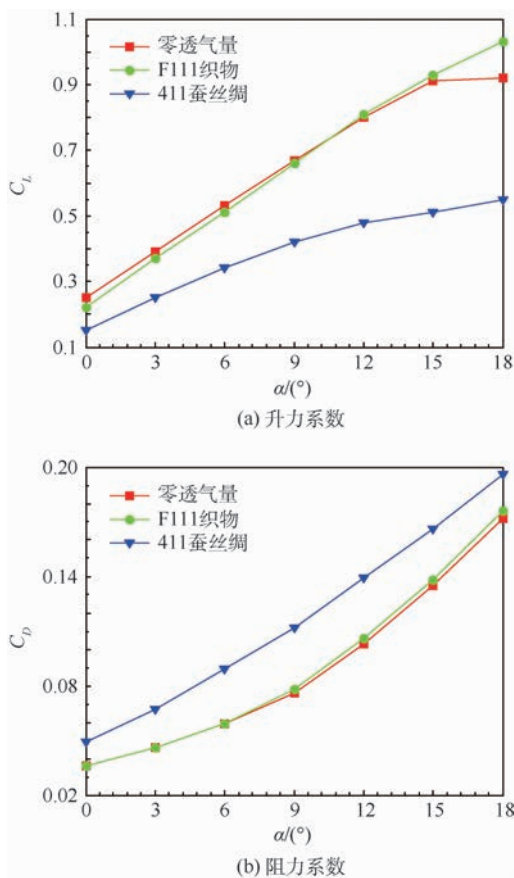


图 11 不同透气参数下的翼伞升力系数和阻力系数

Fig. 11 Lift and drag coefficients of parafoil with different air permeability parameters

3种透气性模型的阻力系数都随着迎角增加而增加,随着透气量增加,阻力系数增加,F111织物的阻力系数稍大于不透气模型,411蚕丝绸的阻力系数相比于不透气模型增加了约50%。与二维翼型结果(见图6)对比发现,考虑展向流动后不透气模型和F111织物的升力系数大幅下降,阻力系数大幅增加,这是由于三维效应引起的诱导迎角和诱导阻力引起的。除12°迎角外,411蚕丝绸的升力系数下降较少,阻力系数增加较少,有可能是由于411蚕丝绸伞衣附近的正常流动已经遭到严重破坏,展向流动的规模和影响都较小。总体上,随着透气量增大,翼伞的升力系数减小、阻力系数增大,与文献[21]中通过风洞试验得到的结论相同。

翼伞弦向压强分布与图7类似,在此不再赘述。常用飞行迎角6°下3种透气性模型的上翼面展向压力云图如图12所示。3种模型下,翼伞前缘都有吸力峰,从吸力峰向后压强逐渐增加,前缘两侧压强较大中部压强较小,后缘两侧压强较小中部压强较大。考虑透气性以后,上表面的压强分布过渡不再光滑,有可能是透气性造成的流

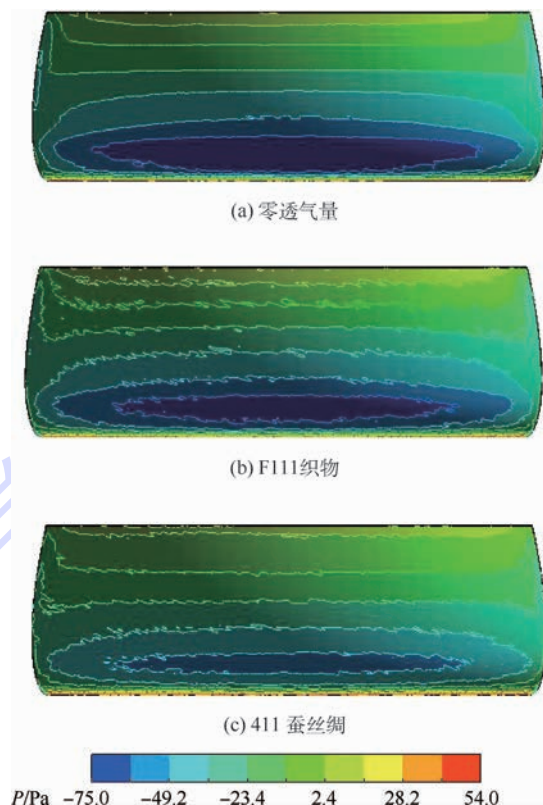


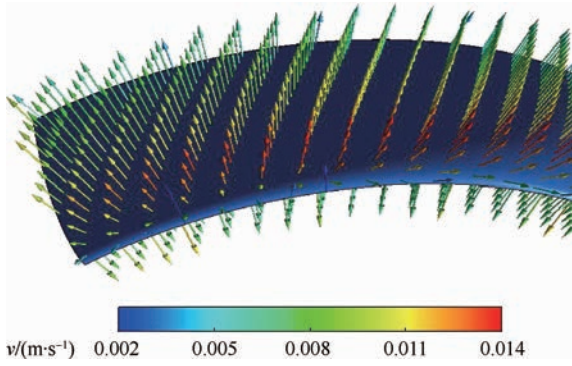
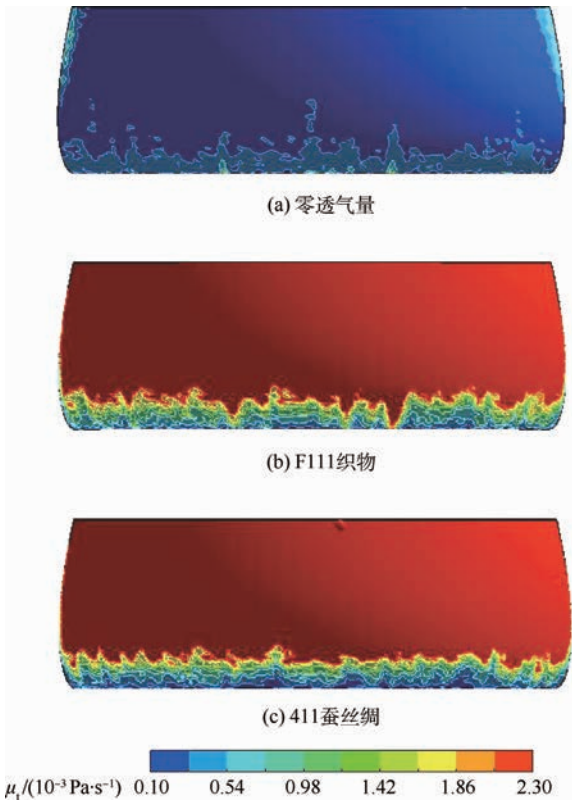
图 12 迎角6°时上翼面压力云图

Fig. 12 Pressure contour of upper surface at angle of attack 6°

场脉动引起的。随着透气量的增加,前缘吸力峰的区域变小,上表面的压强整体增高。这再次说明了6°迎角下,随着透气量增加,翼伞的升力系数减小。

为了考察伞衣外表面透气速度的大小和方向,在常用飞行迎角6°下生成了F111织物伞衣的透气速度矢量图,如图13所示。可以看出,透气方向主要为内腔气体透过上下翼面向外透气,且速度矢量基本垂直于伞衣表面。在上翼面前端的中部透气速度最大,越接近后缘透气速度越小,透气速度的大小具有与图12压强分布类似的分布情况。仿真得到内腔压力54 Pa,与驻点压力61.25 Pa相比下降了约12%,与翼型仿真结果相同,透气性会造成内腔泄压,不利于翼伞的外形保持,增加气室塌陷的风险。根据最大透气速度0.014 m/s和式(3)算得最大压差126.85 Pa,而内腔压力和图12的最小压强相减得到最大压差为129 Pa,误差为1.7%,这说明该透气性仿真具有一定的可信度。

图14为常用飞行迎角6°下3种透气性模型的上翼面展向湍流黏度云图。在不考虑透气性时,前缘附近和尾部两侧的湍流度较高,前缘的湍流应由流体微团快速加速引起,尾部两侧的湍

图 13 迎角 6° 时 F111 织物伞衣的透气速度矢量图Fig. 13 Vectograph of air seepage velocity of F111 fabric canopy at angle of attack 6° 图 14 迎角 6° 时上翼面湍流黏度云图Fig. 14 Turbulent viscosity contours of upper surface at angle of attack 6°

流应由翼尖涡引起。在考虑透气性以后,上翼面的大部分区域湍流黏度急剧增加,透气量不同时外表面的湍流黏度分布差别不大,但弦向剖面的湍流黏度分布类似于图 8,这说明只要伞衣外表面有透气速度,伞衣外表面处的湍流黏度会大大增加,透气量的大小只影响伞衣外部湍流区距离伞衣的厚度,对伞衣表面的湍流区分布位置分布影响不大。

4 结 论

通过对稳态飞行状态下翼伞的二维和三维数

值模拟,分析了透气量对翼伞气动性能的影响,主要得到了以下结论:

1) 使用制作降落伞的材料 411 蚕丝绢制作翼伞时,升力系数大幅下降了 40% 左右,阻力系数大幅上升了约 50%,气动性能较差,应使用透气量很小的材料制作翼伞。

2) 伞衣材料为 411 蚕丝绢时,内腔压力相比于驻点压力下降了约 12%,使用透气量较大的材料制作伞衣不仅会降低翼伞系统的气动性能,而且会造成内腔泄压影响翼伞的充气成型,提高了气室塌陷的风险。

3) 100 Pa 下透气量约为 $0.01 \text{ m}^3/(\text{m}^2 \cdot \text{s})$ 的 F111 织物,升力系数在小迎角时稍小于不透气模型,在大迎角时稍大于不透气模型,较小的透气速度能在大迎角时延缓边界层分离。

4) 考虑伞衣的透气性以后,内腔形成了一个比较剧烈的湍流区,同时伞衣外表面的湍流黏度急剧增加。透气量达到 $0.21 \text{ m}^3/(\text{m}^2 \cdot \text{s})$ 量级时,后缘处的附着流动已被破坏,对翼伞的气动性能造成不利影响。透气量的大小只影响伞衣外部湍流区距离伞衣的厚度,对伞衣表面的湍流区分布位置分布影响不大。

参考文献 (References)

- [1] LINGARD J. The aerodynamics of gliding parachutes: A88-11201 [R]. London: RAS, 1986.
- [2] JANN T. Aerodynamic coefficients for a parafoil wing with arc anhedral-theoretical and experimental results: AIAA-2003-2106 [R]. Reston: AIAA, 2003.
- [3] 张顺玉,秦子增,张晓今.可控翼伞气动力及雀降操纵力仿真计算[J].国防科技大学学报,1999,21(3):21-24.
ZHANG S Y, QIN Z Z, ZHANG X J. The calculation of aerodynamics and flare control force for controlled parafoil [J]. Journal of National University of Defense Technology, 1999, 21(3): 21-24 (in Chinese).
- [4] MATOS C, MAHALINGAM R, OTTINGER G, et al. Wind tunnel measurements of parafoil geometry and aerodynamics [C] // 36th AIAA Aerospace Sciences Meeting. Reston: AIAA, 1998: 1-11.
- [5] 贺卫亮.利用风洞试验研究冲压翼伞的升阻特性[J].航空学报,1999,20(增刊):75-77.
HE W L. Study on lift-drag characteristic of ram air parachute in wind tunnel [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1999, 20(Sup.): 75-77 (in Chinese).
- [6] 战培国.翼型伞风洞测力技术及工程估算方法研究[D].成都:四川大学,2004.
ZHAN P G. The wind tunnel test technique and aerodynamic characteristics evaluation research on ram air parawings [D]. Chengdu: Sichuan University, 2004 (in Chinese).
- [7] BALAJI R, MITTAL S, RAI A K. Effect of leading edge cut on

- the aerodynamics of ram-air parachutes[J]. *International Journal for Numerical Methods in Fluids*, 2005, 47(1):1-17.
- [8] 李健. 前缘切口对冲压式翼伞的气动力影响[J]. *航天返回与遥感*, 2005, 26(1):36-41.
- LI J. The aerodynamic influence of the cutter of the front edge of parafoil[J]. *Spacecraft Recovery & Remote Sensing*, 2005, 26(1):36-41 (in Chinese).
- [9] 李扬. 冲压式翼伞后缘下拉气动特性的数值研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2004.
- LI Y. Numerical simulation of ram-air parachutes with flap deflection[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004 (in Chinese).
- [10] MOHAMMADI M A, JOHARI H. Computation of flow over a high-performance parafoil canopy[J]. *Journal of Aircraft*, 2010, 47(4):1338-1345.
- [11] 朱旭, 曹义华. 翼伞平面形状对翼伞气动性能的影响[J]. *航空学报*, 2011, 32(11):1998-2007.
- ZHU X, CAO Y H. Numerical simulation of platform geometry effect on parafoil aerodynamic performance[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2011, 32(11):1998-2007 (in Chinese).
- [12] CAO Y H, ZHU X. Effects of characteristic geometric parameters on parafoil lift and drag[J]. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 2013, 85(4):280-292.
- [13] 朱旭, 曹义华. 翼伞弧面下反角、翼型和前缘切口对翼伞气动性能的影响[J]. *航空学报*, 2012, 33(7):1189-1200.
- ZHU X, CAO Y H. Effects of arc-anhedral angle, airfoil and leading edge cut on parafoil aerodynamic performance[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2012, 33(7):1189-1200 (in Chinese).
- [14] 张春, 杨倩, 袁蒙, 等. 冲压翼伞流场与气动操纵特性的数值模拟[J]. *航空动力学报*, 2013, 28(9):2037-2043.
- ZHANG C, YANG Q, YUAN M, et al. Numerical simulation of flow field and handling aerodynamic characteristics of ram-air parachute[J]. *Journal of Aerospace Power*, 2013, 28(9):2037-2043 (in Chinese).
- [15] KALRO V, TEZDUYAR T. A parallel 3D computational method for fluid-structure interactions in parachute systems[J]. *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, 2000, 190(3-4):321-332.
- [16] 汪龙芳, 贺卫亮. 基于索膜有限元模型的翼伞气动变形仿真[J]. *北京航空航天大学学报*, 2017, 43(1):47-52.
- WANG L F, HE W L. Parafoil aerodynamic deformation simulation based on cable-membrane finite element model[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2017, 43(1):47-52 (in Chinese).
- [17] 李万平. 计算流体力学[M]. 武汉:华中科技大学出版社, 2004.
- LI W P. Computational fluid mechanics[M]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology Press, 2004 (in Chinese).
- [18] 王利荣. 降落伞理论与应用[M]. 北京:宇航出版社, 1997.
- WANG L R. The theory and application of parachutes[M]. Beijing: China Astronautic Publishing House, 1997 (in Chinese).
- [19] HAN Y H, WANG Y W, YANG C X. Numerical methods for analyzing the aerodynamic characteristics of cross parachute with permeability[C]// *Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conference*. Reston: AIAA, 2013:1-14.
- [20] 马衍富. 降落伞织物的透气性[J]. *产业用纺织品*, 1987, 5(1):26-30.
- MA Y F. Permeability of parachute fabric[J]. *Industrial Fabric*, 1987, 5(1):26-30 (in Chinese).
- [21] DESABRAIS K J, BERGERON K, NYREN D, et al. Aerodynamic investigations of a ram-air parachute canopy and an air-drop system[C]// *23rd AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conferences*. Reston: AIAA, 2015:1-17.
- [22] 杨雪, 余莉, 李允伟, 等. 环帆伞稳降阶段织物透气性影响数值模拟[J]. *空气动力学学报*, 2015, 33(5):714-719.
- YANG X, YU L, LI Y W, et al. Numerical simulation of the effect of the permeability on the ringsail parachute in terminal descent stage[J]. *Acta Aerodynamica Sinica*, 2015, 33(5):714-719 (in Chinese).

作者简介:

汪龙芳 男, 博士研究生. 主要研究方向: 飞行器设计。

贺卫亮 男, 博士, 教授, 博士生导师. 主要研究方向: 飞行器设计。

Effects of canopy's air permeability on parafoil aerodynamic performance

WANG Longfang, HE Weiliang*, WANG Shichao

(School of Astronautics, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to enhance the flight performance of parafoil, the effects of canopy fabric's air permeability on parafoil aerodynamic performance were studied. The canopy external flow field was modeled by the incompressible Reynolds-averaged Navier-Stokes (RANS) equations, and the governing equations for porous medium domain with an additional momentum source term were established to model the canopy. For two material models with air permeability and one traditional model without air permeability, the aerodynamic characteristics and distribution of the two-dimensional and three-dimensional flow field were numerically simulated under steady condition. The results indicate that the canopy seepage velocity is available by solving the governing equations of porous medium domain, and the canopy external turbulivity increases sharply. The lift coefficient decreases and drag coefficient increases significantly when the canopy is made of large air permeability fabric, and furthermore the inner cavity pressure dropping affects the aerodynamic shape maintaining of parafoil. The lift coefficient is less than that in impermeable case at small angle of attack, and is greater than that in impermeable case at large angle of attack when the canopy is made of slight air permeability fabric because mild seepage velocity can delay the boundary layer separation at large angle of attack.

Keywords: parafoil; air permeability; porous medium domain; numerical simulation; aerodynamic performance

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0768

航天器受迫绕飞构型设计与控制

张冉¹, 殷建丰², 韩潮^{1,*}

(1. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083; 2. 北京空间飞行器总体设计部, 北京 100194)



摘 要: 针对航天器在轨服务任务对绕飞技术的要求,研究了航天器受迫绕飞构型设计和控制问题。基于 C-W (Clohessy-Wiltshire) 方程的解析解,提出了双水滴拼接绕飞构型,并将单脉冲或双脉冲受迫绕飞延展至多脉冲绕飞构型设计;推导了伴随航天器初始状态变量与绕飞构型形状参数的关系,得到了4种构型的解析表达式和脉冲控制策略。通过数值仿真算例验证了设计的4种绕飞构型能够实现伴随航天器的慢速绕飞和快速绕飞,比较了不同绕飞构型的燃料消耗和绕飞距离误差。数值结果表明,双水滴拼接绕飞构型总脉冲最小。研究成果完善了航天器受迫绕飞构型设计与控制的相关理论,为工程应用提供参考。

关键词: 在轨服务; 受迫绕飞; C-W 方程; 脉冲控制; 构型设计

中图分类号: V412.4

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2030-10

随着空间技术的发展,航天器在轨服务技术逐渐成为研究热点^[1-2]。在航天器在轨检查与监视、空间目标识别、航天员舱外活动、航天器编队飞行及空间交会对接等任务中,经常会使用“绕飞”技术^[3]。航天器绕飞是指一个航天器(本文称为伴随航天器)在一定距离范围内围绕另一目标航天器(本文称为参考航天器)的周期性相对运动,在航天器近距离在轨服务任务中具有重要作用。根据是否对伴随航天器施加脉冲或连续推力控制,将绕飞运动分为自然绕飞^[4]和受迫绕飞。考虑参考航天器运行在理想圆轨道上,通过 C-W (Clohessy-Wiltshire) 方程所描述的相对运动模型^[5]可知,自然绕飞构型的周期等于参考航天器的轨道周期,绕飞轨迹在轨道平面内投影是长半轴与短半轴比例为 2:1 的椭圆形状,在轨道平面外是简谐振动。对伴随航天器施加主动推力控制,可以改变绕飞周期,如果绕飞周期小于参考航天器轨道周期则称为“快速绕飞”,反之则称为“慢速绕飞”。在轨航天器遇到紧急特殊状况,如

航天器外部故障、受到空间碎片撞击等,需要在轨故障检测,短时间内了解和掌握参考航天器的系统特征和工作状态,要求伴随航天器的绕飞周期远小于参考航天器围绕地球运行的周期;对于需要对参考航天器表面进行详细观测的任务,则需要采用慢速绕飞模式。

Masutani 等^[6]基于 C-W 解析解提出了一种双椭圆拼接绕飞构型,并设计了反馈控制策略进行构型维持;赵书阁和张景瑞^[7]在此基础上研究了快速绕飞问题。罗建军等^[8-9]研究了利用多脉冲控制进入和退出绕飞构型的方法。朱彦伟^[10]进行了单脉冲“水滴”形、多脉冲受限圆形和“田径场”形等多种绕飞构型的设计,并分析了能量消耗。Straight^[11]提出了一种在圆形标称轨迹上设置导航点的多脉冲绕飞策略,并进行了优化。Hope 和 Trask^[12]提出一种“水滴”形脉冲轨迹实现航天器悬停任务;Lovell 和 Tollefson^[13]利用一组轨道要素参数进一步对“水滴”构型几何描述进行了研究。饶殷睿等^[14]利用相对轨道要素法

收稿日期: 2016-09-29; 录用日期: 2016-12-16; 网络出版时间: 2017-05-27 16:08

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170527.1608.003.html

* 通讯作者: E-mail: hanchao@buaa.edu.cn

引用格式: 张冉, 殷建丰, 韩潮. 航天器受迫绕飞构型设计与控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2030-2039.

ZHANG R, YIN J F, HAN C. Spacecraft forced fly-around formation design and control[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2030-2039 (in Chinese).

研究了“水滴”形悬停构型描述和控制问题;悬停任务设计方法可拓展至绕飞构型设计中。王功波等^[15]基于连续推力技术,推导了满足快速绕飞条件的空间圆编队动力学模型。朱小龙等^[16]利用基于同伦法思想的推力幅值延拓方法,得到了有限推力以及脉冲推力绕飞的燃料最优绕飞轨迹。

上面提到的方法可以实现航天器相对运动的受迫绕飞,但大多关注快速绕飞问题,未验证慢速绕飞的适用性问题;缺乏对绕飞构型的设计与参数描述研究。针对上述情况,本文设计了伴随航天器相对近圆轨道参考航天器轨道平面内的 4 种绕飞构型:双椭圆拼接绕飞、单水滴绕飞、双水滴拼接绕飞和基于标称轨迹的多脉冲绕飞构型,推导了伴随航天器初始状态变量与绕飞构型形状参数的关系,给出了不同绕飞构型的解析表达式和脉冲控制策略。数值仿真显示 4 种受迫绕飞构型可同时解决快速绕飞和慢速绕飞问题。

1 绕飞运动研究基础

1.1 坐标系及运动方程

参考航天器为近圆轨道,伴随航天器的相对运动模型采用 C-W 方程(也称为 Hill 方程)。首先建立以参考航天器质心为坐标原点的 LVLH (当地水平当地垂直)坐标系 $OXYZ$,如图 1 所示。 XY 平面为参考航天器轨道平面, X 轴由地心指向参考航天器质心, Z 轴沿参考航天器角动量方向, Y 轴由右手法则确定, n 为参考航天器轨道角速度。

当参考航天器运行于圆或近圆轨道,且伴随航天器与参考航天器距离很近时,两航天器之间的引力差可线性化处理,得到伴随航天器在参考航天器 LVLH 坐标系中的相对运动方程为

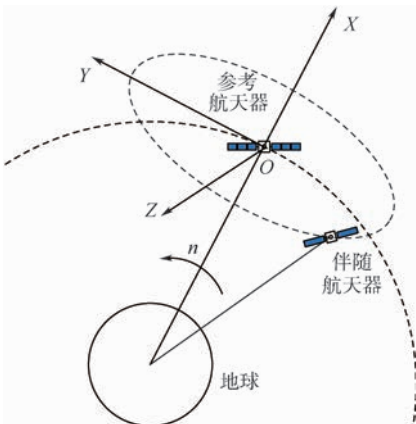


图 1 参考航天器 LVLH 坐标系

Fig. 1 Reference spacecraft LVLH coordinate system

$$\begin{cases} \ddot{x} - 2n\dot{y} - 3n^2x = a_x \\ \ddot{y} + 2n\dot{x} = a_y \\ \ddot{z} + n^2z = a_z \end{cases} \quad (1)$$

式中: x, y, z 为伴随航天器的质心在 LVLH 坐标系中的位置; a_x, a_y, a_z 分别为伴随航天器在 X, Y, Z 轴 3 个方向的控制加速度。

将 $\mathbf{X} = [x, y, z, \dot{x}, \dot{y}, \dot{z}]^T$ 作为系统的状态量,伴随航天器状态量在无控情况下有以下解析形式:

$$\mathbf{X} = \Phi(t, t_0)\mathbf{X}_0 \quad (2)$$

式中: $\Phi(t, t_0)$ 为状态转移矩阵,具体形式见式(3); \mathbf{X}_0 为 t_0 时刻的状态量。

注意到平面内变量 x, y 和平面外变量 z 的运动是解耦的,本文主要研究在参考航天器轨道平面内的相对运动。

$$\Phi = \begin{bmatrix} 4-3c & 0 & 0 & \frac{s}{n} & \frac{2(1-c)}{n} & 0 \\ 6(s-nt) & 1 & 0 & \frac{2(c-1)}{n} & \frac{4s-3nt}{n} & 0 \\ 0 & 0 & c & 0 & 0 & \frac{s}{n} \\ 3ns & 0 & 0 & c & 2s & 0 \\ 6n(c-1) & 0 & 0 & -2s & 4c-3 & 0 \\ 0 & 0 & -ns & 0 & 0 & c \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $s = \sin(nt)$; $c = \cos(nt)$ 。

1.2 自然绕飞构型

当伴随航天器的初始状态满足 $\dot{y}_0 = -2nx_0$ 时,伴随航天器相对于参考航天器的运动在轨道平面内的投影为长半轴与短半轴比例为 2:1 的椭圆轨迹。当绕飞椭圆的中心位于相对运动坐标系原点时,形成的轨迹即为自然绕飞构型,自然绕飞的周期为参考航天器绕地球的轨道周期^[3]。

自然绕飞构型如图 2 所示,将 OA 的距离 l 作为描述自然绕飞构型的几何参数。

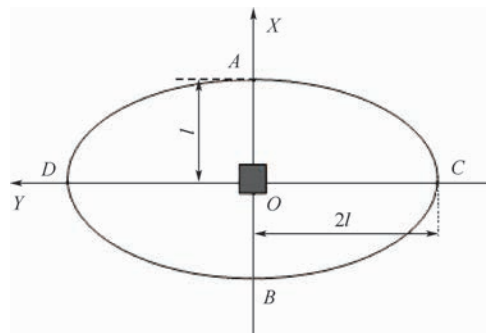


图 2 自然绕飞构型示意图

Fig. 2 Schematic diagram of natural fly-around formation

A点作为初始点,伴随航天器的初始状态变量为

$$[x_0, y_0, \dot{x}_0, \dot{y}_0]^T = [l, 0, 0, -2nl]^T \quad (4)$$

自然绕飞构型相对位置的解析表达式为

$$\begin{bmatrix} x(t') \\ y(t') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l \cos(nt') \\ -2l \sin(nt') \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $t' = \text{mod}(t, T)$, mod 为时间 t 对绕飞周期 T 进行取余操作。

1.3 双椭圆拼接绕飞构型

一些学者在自然绕飞构型基础上提出了双椭圆拼接受迫绕飞构型^[5-6]。双椭圆拼接绕飞构型是由关于 X 轴对称的 2 个镜面对称的自然绕飞椭圆的部分轨迹拼接形成的封闭轨迹,如图 3 所示。伴随航天器按照粗实线箭头方向围绕参考航天器绕飞,根据 2 个椭圆的对称性,只要在 A、B 两点施加径向(X 轴方向)脉冲,就能形成拼接绕飞构型。

双椭圆拼接绕飞构型可用 l 、 w 和 T 等参数描述, w 为 \overline{OD} 的长度, T 为伴随航天器绕飞周期。3 个变量中,只有 2 个是独立变量,选取 l 和 T 来描述绕飞轨迹, w 可表示为

$$w = \frac{2l}{\sin(nT/4)} (1 - \cos(nT/4)) \quad (6)$$

A 点作为初始点,伴随航天器的初始状态变量为

$$[x_0, y_0, \dot{x}_0, \dot{y}_0]^T = \left[l, 0, -\frac{nl \cos(nT/4)}{\sin(nT/4)}, -2nl \right]^T \quad (7)$$

双椭圆拼接绕飞构型的解析式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x(t') \\ y(t') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\sin(nt' - nT/4)}{\sin(nT/4)} l \\ 2 \frac{\cos(nT/4) - \cos(nt' - nT/4)}{\sin(nT/4)} l \end{bmatrix} \\ 0 \leq t' < T/2 \\ \begin{bmatrix} x(t') \\ y(t') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sin(nt' - 3nT/4)}{\sin(nT/4)} l \\ 2 \frac{\cos(nt' - 3nT/4) - \cos(nT/4)}{\sin(nT/4)} l \end{bmatrix} \\ T/2 \leq t' < T \end{cases} \quad (8)$$

双椭圆拼接绕飞构型中伴随航天器在 A 点和 B 点施加的脉冲为

$$\Delta v_x = \mp \frac{2nl \cos(nT/4)}{\sin(nT/4)} \quad (9)$$

两次脉冲均沿径向方向,脉冲施加时刻分别为 $t' = 0$ 和 $t' = T/2$ 。

参考航天器的轨道周期为 T_0 , 绕飞周期 $T =$

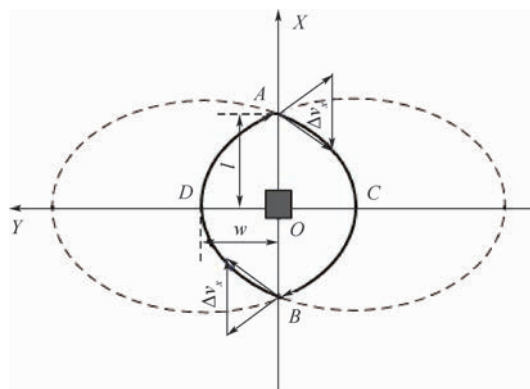


图3 双椭圆拼接绕飞构型示意图

Fig. 3 Schematic diagram of bi-elliptic joint fly-around formation

kT_0 , k 为绕飞周期系数,对于双椭圆拼接绕飞构型, k 的取值范围为 $(0, 2)$ 。当 k 逼近 0 或 2 时,式(6)和式(7)中分母逼近零,出现奇点情况,此时绕飞脉冲趋于无穷。后文若不加特殊说明,本文研究的绕飞构型绕飞周期系数取值范围为 $(0, 2)$ 。

2 水滴受迫绕飞构型设计

水滴形状的相对运动构型最早应用于航天器悬停任务中,通过调整控制周期还可扩展至绕飞运动中。本节首先描述了一种单水滴绕飞构型,接着设计了一种双水滴拼接绕飞构型。

2.1 单水滴绕飞构型

当伴随航天器的半长轴与参考航天器不同时,即 $\dot{y}_0 \neq -2nx_0$ 时,伴随航天器 Y 轴方向的位置含随时间变化的漂移项,若不加控制,相对距离会越来越大。若在漂移轨迹自相交点施加径向控制,则形成水滴形状的封闭绕飞构型,如图 4 所示。

用 l 、 h 和 T 来描述水滴绕飞构型, h 为 \overline{OB} 的长度,同样只有 2 个变量是独立的。选取 l 和 T 为独立变量,则 h 可表示为

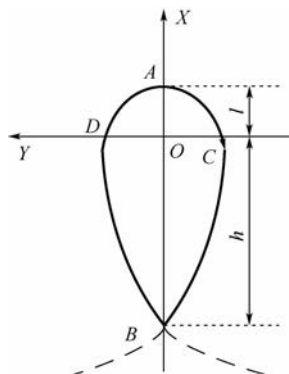


图4 水滴绕飞构型示意图

Fig. 4 Schematic diagram of teardrop fly-around formation

$$h = \frac{3nTl\cos(nT/2) - 8l\sin(nT/2)}{3nT - 8\sin(nT/2)} \quad (10)$$

选 A 点为初始点,伴随航天器的初始状态变量为

$$[x_0, y_0, \dot{x}_0, \dot{y}_0]^T = \left[l, 0, 0, \frac{6nl(2\sin(nT/2) - nT)}{3nT - 8\sin(nT/2)} \right]^T \quad (11)$$

水滴绕飞构型的解析式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x(t') \\ y(t') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3nT\cos(nt') - 8\sin(nT/2)}{3nT - 8\sin(nT/2)}l \\ \frac{12nt'\sin(nT/2) - 6nT\sin(nt')}{3nT - 8\sin(nT/2)}l \end{bmatrix} \\ 0 \leq t' < T/2 \\ \begin{bmatrix} x(t') \\ y(t') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3nT\cos[n(t' - T)] - 8\sin(nT/2)}{3nT - 8\sin(nT/2)}l \\ \frac{12n(t' - T)\sin(nT/2) - 6nT\sin[n(t' - T)]}{3nT - 8\sin(nT/2)}l \end{bmatrix} \\ T/2 \leq t' < T \end{cases} \quad (12)$$

伴随航天器在水滴尖点 B 处需要施加的径向脉冲为

$$\Delta v_x = \frac{6n^2Tl\sin(nT/2)}{8\sin(nT/2) - 3nT} \quad (13)$$

脉冲施加时刻为 $t' = T/2$ 。

对于水滴绕飞,当 k 取值较小时, A、B 两点位于 Y 轴同侧,要形成绕飞构型,要求 A、B 位于 Y 轴两侧,即 l 与 h 异号,计算可得 k 的取值范围为 (0.406, 1.4067)。当 $k < 0.406$, A、B 点位于 Y 轴同侧,形成文献[12-14]提到的悬停构型。当 k 逼近 0.406 时,式(10)和式(13)中分母逼近零,出现奇点,绕飞构型半径和脉冲特别大。注意到,对于慢速绕飞 ($1.4067 > k > 1$),水滴绕飞构型的形状与图 4 形状不同,呈现出倒立的“心”形,见图 5;随着 k 的不断增大,水滴尖点 B 不断上移,直至逼近甚至超越 Y 轴。当 $k > 1.4067$ 时, A、B 两点再次同侧,绕飞构型形状比较复杂,如图 5 点划线所示,一个完整的构型中伴随航天器实际上绕参考航天器飞行了 2 周,不符合慢速绕飞要求。

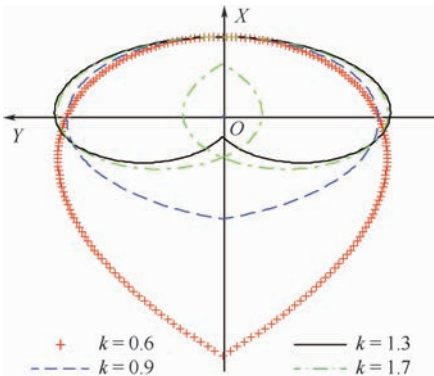


图 5 不同绕飞周期系数的水滴绕飞形状

Fig.5 Teardrop fly-around shapes with different fly-around period coefficients

2.2 双水滴拼接绕飞构型

借鉴双椭圆拼接绕飞构型的设计思路,由关于 Y 轴镜面对称的 2 个单水滴轨迹拼接可以形成双水滴拼接绕飞构型,如图 6 所示。2 个水滴构型与 Y 轴各有 2 个相同的交点 C、D,在这两点施加脉冲可实现周期性绕飞轨迹。

用 l, w 和 T 来描述双水滴拼接绕飞构型,只有 2 个变量是独立的。选取 l 和 T 来描述绕飞构型,则 w 可表示为

$$w = \frac{16\sin(nT/4) - 3nT\cos(nT/4)}{8(1 - \cos(nT/4))}l \quad (14)$$

A 点作为初始点,伴随航天器的初始状态变量为

$$[x_0, y_0, \dot{x}_0, \dot{y}_0]^T = \left[l, 0, 0, \frac{nl(3\cos(nT/4) - 4)}{2(1 - \cos(nT/4))} \right]^T \quad (15)$$

双水滴拼接绕飞构型解析式为

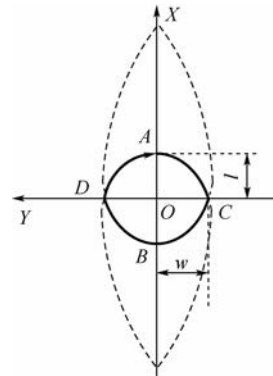


图 6 双水滴拼接绕飞构型示意图

Fig.6 Schematic diagram of bi-teardrop joint fly-around formation

$$\left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\cos(nt') - \cos(nT/4)}{1 - \cos(nT/4)} l \\ -2\sin(nt') + \frac{3}{2}nt' \cos(nT/4) \\ \frac{1 - \cos(nT/4)}{1 - \cos(nT/4)} l \end{bmatrix} \\ &0 \leq t' < T/4 \text{ 或 } -T/4 < t' \leq 0 \\ \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\cos(nT/4) - \cos[n(t' - T/2)]}{1 - \cos(nT/4)} l \\ 2\sin[n(t' - T/2)] - \frac{3}{2}n(t' - T/2) \cos(nT/4) \\ \frac{1 - \cos(nT/4)}{1 - \cos(nT/4)} l \end{bmatrix} \\ &T/4 \leq t' < 3T/4 \end{aligned} \right. \quad (16)$$

根据双水滴绕飞构型的对称性,在 C 和 D 点需要施加加速(Y轴方向)脉冲为

$$\Delta v_y = \pm \frac{nl \cos(nT/4)}{1 - \cos(nT/4)} \quad (17)$$

脉冲施加时刻为 $t' = T/4$ 和 $t' = 3T/4$ 。

双水滴拼接绕飞构型中 k 的取值范围为 (0, 2), 绕飞构型形状随 k 的变化不大。

3 基于标称轨迹的多脉冲绕飞构型

1.3 节和第 2 节提出的 3 种受迫绕飞构型利用了相对运动的规律,用单次或两次脉冲控制实现受迫绕飞,本节研究用三脉冲以及以上的多脉冲策略实现受迫绕飞任务。在圆形标称轨迹上设置导航点,如图 7 所示,在每个导航点施加脉冲,使伴随航天器依次经过每个导航点。根据相邻两个导航点的相对位置,可以计算每次变轨脉冲的大小和方向。用绕飞半径 ρ 、绕飞周期 T 和总变轨次数 b (整数) 等参数来描述多脉冲绕飞构型。图 7 中: A、B、C 分别为 3 个导航点; θ_1 、 θ_2 和 θ_3 分别为相邻 2 个导航点 AB、BC、CA 之间的圆心夹角; σ 为初始点 A 的初始相位角; Δv_1 、 Δv_2 和 Δv_3 分别为 A、B、C 3 点的脉冲矢量; Δt_1 、 Δt_2 和 Δt_3

分别为相邻 2 个导航点 AB、BC、CA 之间的变轨时间间隔。

3.1 EAET 方法

首先采用导航点等角度等时间(EAET)分布的假设,即脉冲位置在标称圆轨迹上等间隔分布。相邻 2 个导航点的圆心夹角为 $\theta_i = 2\pi/b$, 相邻 2 个导航点的时间间隔为 $\Delta t_i = T/b$ 。

各导航点的相对位置为

$$[x_i, y_i]^T = \left[\rho \sin\left(\sigma + \frac{2\pi i}{b}\right), \rho \cos\left(\sigma + \frac{2\pi i}{b}\right) \right]^T \quad (18)$$

式中: $i \in [0, b-1]$ 且为整数。

当 $\sigma = 0^\circ$, 利用文献[17]中相对运动 Lambert 问题的解析解,可以计算第 i 个导航点的脉冲为

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta v_{xi} &= \frac{2nx_i}{8 - 3n\Delta t S - 8\Psi} \left[(-4S + 3n\Delta t \Psi) + (4S - 3n\Delta t) \cos\left(\frac{2\pi}{b}\right) + (2 - 2\Psi) \sin\left(\frac{2\pi}{b}\right) \right] \\ \Delta v_{yi} &= \frac{2ny_i}{8 - 3n\Delta t S - 8\Psi} \left[-S + (2 - 2\Psi) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{b}\right) + S \cos\left(\frac{2\pi}{b}\right) \right] \end{aligned} \right. \quad (19)$$

式中: Δt 为 2 次脉冲的时间间隔; $S = \sin(n\Delta t)$; $\Psi = \cos(n\Delta t)$ 。

基于标称轨迹的多脉冲绕飞构型每个周期所需总脉冲为

$$\Delta v = \sum_{i=0}^{b-1} \sqrt{\Delta v_{xi}^2 + \Delta v_{yi}^2} \quad (20)$$

各脉冲的施加时刻为 $t' = iT/b, i \in [0, b-1]$ 。影响多脉冲绕飞构型总脉冲大小的因素包括脉冲次数 b 和 A 点初始相位角 σ 等变量。

3.2 燃料最优多脉冲绕飞

以导航点的位置和脉冲时刻为优化变量,可以研究基于圆标称轨迹的燃料最优多脉冲绕飞构型。以三脉冲绕飞为例,待优化变量为

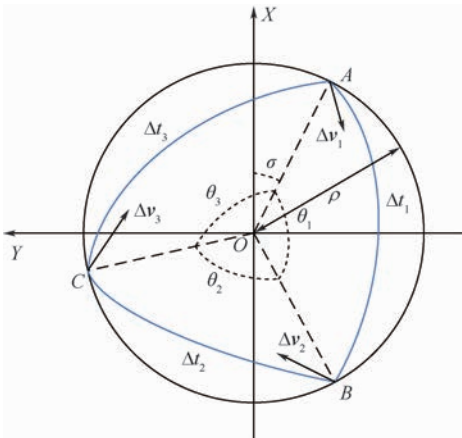


图 7 多脉冲绕飞构型示意图

Fig. 7 Schematic diagram of multi-impulse fly-around formation

$$\mathbf{x} = [\sigma, \theta_1, \theta_2, \Delta t_1, \Delta t_2] \quad (21)$$

优化目标函数为

$$J = |\Delta v_1| + |\Delta v_2| + |\Delta v_3| \quad (22)$$

优化变量 \mathbf{x} 要满足的约束条件包括:

$$\begin{cases} 0 \leq \sigma \leq \frac{\pi}{3} \\ 0 \leq \theta_1, \theta_2 \leq 2\pi, \theta_1 + \theta_2 \leq 2\pi \\ 0 \leq \Delta t_1, \Delta t_2 \leq T, \Delta t_1 + \Delta t_2 \leq T \end{cases} \quad (23)$$

以 EAET 方法的结果作为优化变量的初值, 基于圆标称轨迹的燃料最优多脉冲绕飞问题本质是一个参数优化问题。

4 数值仿真

设参考航天器轨道为绕地球运行的 1 000 km 圆轨道, 轨道周期约为 6 307 s。在初始时刻, 伴随航天器位于参考航天器径向上方 1 km 处。

4.1 多脉冲绕飞数值仿真与分析

基于圆标称轨迹的多脉冲绕飞构型设计中, 脉冲次数 b 对绕飞构型形状和总脉冲大小有影响。对于伴随航天器的慢速绕飞运动, 设定绕飞周期为 8 200 s, 即 $k = 1.3$ 。脉冲次数对于脉冲大小和构型形状的影响如图 8 和图 9 所示。当脉冲次数为 3 时, 总脉冲消耗最小; 随着脉冲次数增大, 总脉冲变大, 最终趋于连续推力控制的总脉冲值。随着脉冲次数增加, 绕飞轨迹与标称圆轨迹相比的偏差减小。

对于伴随航天器的快速绕飞运动, 设定绕飞周期为 3 800 s, 即 $k = 0.6$ 。同样分析快速绕飞脉冲次数 b 对于绕飞构型形状和总脉冲的影响。如图 8 所示, 脉冲次数为 3~4 时, 总脉冲大小接近, 为最小值; 随着脉冲次数增多, 总脉冲逐渐增大, 并渐渐接近连续推力总脉冲值。图 10 为脉冲次数对于快速绕飞轨迹形状的影响, 四脉冲绕飞

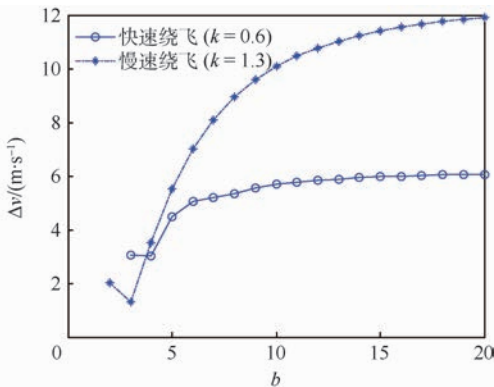


图 8 受迫绕飞总脉冲随脉冲次数曲线

Fig. 8 Curves of forced fly-around total impulse with numbers of impulse

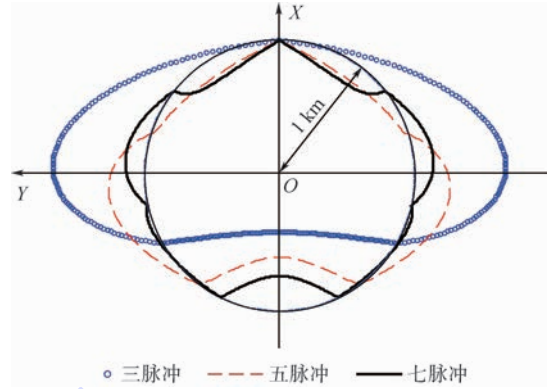


图 9 不同脉冲次数慢速绕飞构型形状示意图

Fig. 9 Schematic diagram of slow fly-around shape with different numbers of impulse

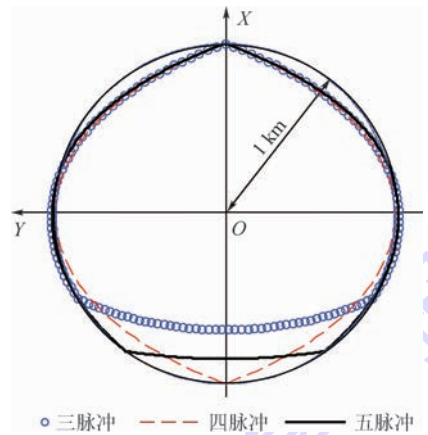


图 10 不同脉冲次数快速绕飞构型形状示意图

Fig. 10 Schematic diagram of fast fly-around shape with different numbers of impulse

构型与双椭圆拼接绕飞构型形状非常接近。

无论是快速绕飞还是慢速绕飞, 三脉冲消耗的总脉冲较小, 因此燃料最优多脉冲绕飞研究中脉冲次数选为 3。采用 MATLAB 的优化工具箱, 得到优化变量的取值为

$$\begin{cases} \sigma = \frac{\pi}{2} \\ \theta_1 = 0 \\ \theta_2 = \pi \\ \Delta t_1 = 0 \\ \Delta t_2 = T/2 \end{cases} \quad (24)$$

三脉冲退化为两脉冲绕飞, 根据优化变量的取值可得到以下结论: 燃料最优三脉冲受迫绕飞的优化结果为两脉冲的双水滴拼接绕飞构型。

4.2 慢速绕飞构型比较

研究伴随航天器的慢速绕飞, 设定绕飞周期为 8 200 s, 即 $k = 1.3$ 。对于基于标称轨迹的多脉冲绕飞构型, 采用 EAET 方法, 选取脉冲次数 $b = 3$ 。

4 种慢速绕飞构型如图 11(a) 所示, 其中细

实线表示的是半径为 1 km 的标称圆。算例中,水滴绕飞构型的形状近似翻转的“心”形。注意到,图 11(a)中,不同绕飞构型中伴随航天器离参考航天器的平均距离不同,其中双椭圆拼接绕飞距离最大,三脉冲绕飞距离最小。由式(9)、式(13)、式(17)可知,总脉冲与距离成正比。在比较各种绕飞构型的燃料消耗时,绕飞距离不应成为影响权衡的因素。定义一个新变量

$$\bar{\Delta v} = \frac{\Delta v}{d} \quad (25)$$

式中: \bar{d} 为一个绕飞周期的平均绕飞距离; $\bar{\Delta v}$ 为单位化脉冲,表示每单位平均绕飞距离需要的脉冲总量, $\text{m}/(\text{s} \cdot \text{km})^{-1}$ 。

图 11(b)为平均绕飞距离为 1 km 的 4 种慢速绕飞构型形状。4 种慢速绕飞构型的脉冲消耗情况如表 1 所示,第 4 列总脉冲大小为图 11(a)所示由相同初始点出发每个周期所需脉冲大小,第 5 列单位化脉冲为平均绕飞距离为 1 km 每个周期所需脉冲。双椭圆拼接绕飞需要 2 次径向脉冲,2 次脉冲大小相同,方向相反;单水滴绕飞构型每个绕飞周期仅需 1 次径向脉冲;双水滴拼接绕飞需要 2 次迹向脉冲,大小相同,方向相反;基于标称轨迹的多脉冲绕飞构型中,每 1 次脉冲均包含径向和迹向分量。慢速绕飞算例中,双水滴拼接绕飞构型总脉冲最小;双椭圆拼接绕飞构型和单水滴绕飞构型单位化总脉冲非常接近。

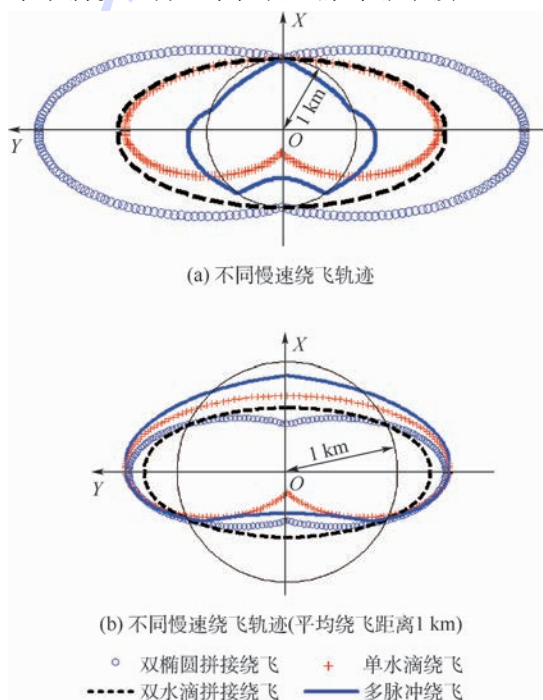


图 11 不同慢速绕飞构型示意图

Fig. 11 Schematic diagram of different slow fly-around formations

表 1 慢速绕飞总脉冲比较

Table 1 Comparison of slow fly-around total impulse

绕飞构型	次数	方向	总脉冲大小/ ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	单位化脉冲/ ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$)
双椭圆拼接绕飞	2	径向	2.03	0.893
单水滴绕飞	1	径向	1.275	0.891
双水滴拼接绕飞	2	迹向	0.622	0.366
多脉冲绕飞	3	混合	1.299	1.145

4.3 快速绕飞构型比较

快速绕飞仿真中,设定伴随航天器的绕飞周期为 3800 s,即 $k=0.6$ 。对于基于标称轨迹的多脉冲绕飞构型,采用 EAET 方法,选取脉冲次数 $b=3$ 。

4 种快速绕飞构型如图 12 所示,图 12(a)为伴随航天器由相同的初始点出发形成的 4 种不同绕飞构型,图 12(b)为平均绕飞距离为 1 km 的绕飞轨迹。

4 种快速绕飞构型的脉冲消耗情况如表 2 所示。快速绕飞算例中,双水滴拼接绕飞构型单位化脉冲最小;双椭圆拼接绕飞构型和单水滴绕飞构型单位化脉冲非常接近。三脉冲绕飞所需总脉冲最大。

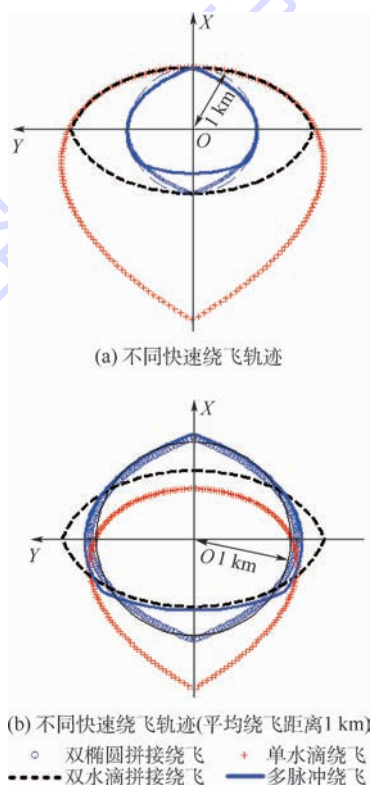


图 12 不同快速绕飞构型示意图

Fig. 12 Schematic diagram of different fast fly-around formations

表 2 快速绕飞总脉冲比较

Table 2 Comparison of fast fly-around total impulse

冲绕飞构型	次数	方向	总脉冲大小/ ($m \cdot s^{-1}$)	单位化脉冲/ ($m \cdot s^{-1} \cdot km^{-1}$)
双椭圆拼接绕飞	2	径向	2.895	3.019
单水滴绕飞	1	径向	5.79	2.997
双水滴拼接绕飞	2	迹向	2.841	2.00
多脉冲绕飞	3	混合	3.049	3.315

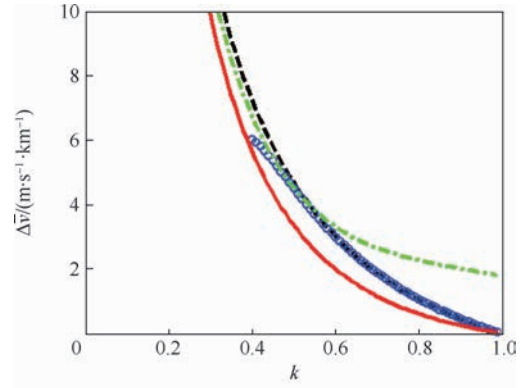
4.4 不同周期绕飞构型比较

本节主要从燃料消耗和绕飞距离误差 2 个角度分析不同绕飞构型的优缺点。燃料消耗指数用伴随航天器绕飞一个周期需要的总脉冲来考量;绕飞距离误差的定义为 $\delta_{error} = (d - d_0) / d_0$, d_0 为期望绕飞距离, d 为实际绕飞距离,绕飞距离误差反映了绕飞构型的形状,对于一些近距离观测任务,绕飞距离误差不能太大。

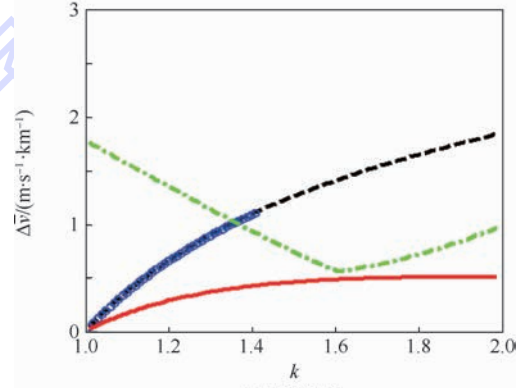
绕飞周期是影响不同绕飞构型总脉冲的重要因素,图 13 以绕飞周期系数 k 为横轴,分析了不同绕飞构型单位化脉冲随绕飞周期的变化情况。本文研究的绕飞周期系数变化范围为 $(0, 2)$,单水滴绕飞构型仅适合绕飞周期系数在 $(0.406, 1.4067)$ 的情况,另外 3 种绕飞构型满足 $(0, 2)$ 的变化范围。

图 13 结果显示,双水滴拼接绕飞构型的燃料消耗总体处于较低的水平;单水滴绕飞和双椭圆拼接绕飞构型具有比较接近的燃料消耗。当 $k = 1$ 时,对应自然绕飞构型;只有多脉冲绕飞(此处选择三脉冲)燃料消耗不是零,这是因为圆标称轨迹的要求改变了绕飞轨迹形状,需要消耗额外的燃料。当快速绕飞周期较短时,保持受迫快速绕飞所需的总脉冲较大;随着绕飞周期逐渐增大,总脉冲值迅速减小。

图 14 反映了一个绕飞周期内绕飞距离误差 δ_{error} 随绕飞周期系数的变化曲线,其中多脉冲绕飞的脉冲次数为 4。从曲线中可以得到以下结论:多脉冲绕飞构型的绕飞距离误差比较小,总体上低于 10%,适合对绕飞观测距离有严格限制的任务;快速绕飞模式中,当绕飞周期系数较小时,双椭圆拼接构型和双水滴拼接构型均为狭长的封闭曲线,绕飞距离误差比较大,随着绕飞周期系数的增大,平均距离误差逐渐减小,在 $k = 0.5$ 附近达到最小值;此后,随着绕飞周期继续增大,双椭圆拼接绕飞构型距离误差迅速增大,而双水滴



(a) 快速绕飞



(b) 慢速绕飞

— 双椭圆拼接绕飞 — 双水滴拼接绕飞
○ 单水滴绕飞 - - - 多脉冲绕飞

图 13 绕飞单位化脉冲随绕飞周期变化曲线
Fig. 13 Curves of fly-around unitized impulse with different fly-around periods

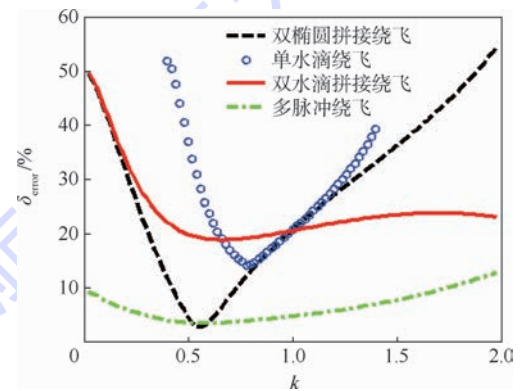


图 14 绕飞距离误差随绕飞周期变化曲线
Fig. 14 Curves of fly-around distance errors with different fly-around periods

拼接构型距离误差保持平缓,变化不大。单水滴绕飞构型的距离误差比较大。

从燃料消耗的角度分析,双水滴拼接构型所需脉冲最小,每个绕飞周期内采用 2 次切向脉冲,变轨效率最高;当绕飞周期比较小时 ($k < 0.3$),双椭圆拼接绕飞、双水滴拼接绕飞、多脉冲绕飞构型的燃料消耗差距并不大,相对差距不超过

12%。当绕飞周期逐渐增大,双水滴拼接绕飞构型燃料消耗小的优势体现出来。从绕飞距离误差的角度分析,多脉冲绕飞构型误差最小,适合对观测绕飞距离有严格限制的场景,其次是双水滴拼接构型,总体上误差变化较为平缓;单水滴绕飞构型误差最大。这些结论对于工程应用有很强的指导意义,在选择绕飞构型时需要综合权衡燃料消耗和绕飞距离误差2个因素。

5 结论

基于C-W方程对航天器受迫绕飞问题进行了研究,提出了受迫绕飞设计方法和脉冲控制策略,得到:

1) 设计了双水滴拼接绕飞等4种受迫绕飞构型,给出伴随航天器初始变量与轨迹形状参数的关系,推导了绕飞构型的解析表达式。

2) 提出的双水滴拼接绕飞构型使用2次迹向脉冲实现“慢速”或“快速”绕飞,燃料消耗较其他3种绕飞构型小。

3) 采用脉冲式控制策略,可以实现伴随航天器相对于参考航天器的慢速绕飞和快速绕飞,控制策略简单,工程上易于实现。

参考文献 (References)

[1] WALTZ D M. On-orbit servicing of space systems[M]. Malabar: Krieger Publishing Company, 1993: 193-227.

[2] 崔乃刚,王平,郭继峰,等. 空间在轨服务技术发展综述[J]. 宇航学报, 2007, 28(4): 805-811.

CUI N G, WANG P, GUO J F, et al. A review of on-orbit servicing[J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(4): 805-811 (in Chinese).

[3] 陈小前,袁建平,姚雯,等. 航天器在轨服务技术[M]. 北京: 中国宇航出版社, 2009: 153-168.

CHEN X Q, YUAN J P, YAO W, et al. Spacecraft on orbit service technology[M]. Beijing: China Aerospace Press, 2009: 153-168 (in Chinese).

[4] SABOL C, BURNS R, MCLAUGHLIN C A. Satellite formation flying design and evolution[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2001, 38(2): 270-278.

[5] CLOHESSY W H, WILTSHIRE R S. Terminal guidance system for satellite rendezvous[J]. Journal of the Aerospace Sciences, 1960, 27(9): 653-658.

[6] MASUTANI Y, MATSUSHITA M, MIYAZAKI F. Flyaround maneuvers on a satellite orbit by impulsive thrust control[C]// IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001: 421-426.

[7] 赵书阁,张景瑞. 航天器共面圆型快速绕飞控制研究[J].

航天控制, 2014, 32(1): 68-72.

ZHAO S G, ZHANG J R. A study on trajectory control of spacecraft in-plane circular fast fly-around [J]. Aerospace Control, 2014, 32(1): 68-72 (in Chinese).

[8] 罗建军,周文勇,袁建平. 卫星快速绕飞轨迹设计与制导[J]. 宇航学报, 2007, 28(3): 628-632.

LUO J J, ZHOU W Y, YUAN J P. A general method of trajectory design and guidance for fast satellite circumnavigation [J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(3): 628-632 (in Chinese).

[9] 罗建军,杨宇和,袁建平. 共面快速受控绕飞轨迹设计与控制[J]. 宇航学报, 2006, 27(6): 1389-1392.

LUO J J, YANG Y H, YUAN J P. Trajectory design and control of in-plane fast controlled flyaround [J]. Journal of Astronautics, 2006, 27(6): 1389-1392 (in Chinese).

[10] 朱彦伟. 航天器近距离相对运动轨迹规划与控制研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2009.

ZHU Y W. Trajectory planning and control for spacecraft proximity relative motion [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009 (in Chinese).

[11] STRAIGHT S D. Maneuver design for fast satellite circumnavigation [D]. Dayton: Air Force Institute of Technology, 2004.

[12] HOPE A S, TRASK A J. Pulsed thrust method for hover formation flying [J]. Advances in the Astronautical Sciences Series, 2003, 116: 2423-2434.

[13] LOVELL T A, TOLLEFSON M V. Calculation of impulsive hovering trajectories via relative orbit elements [J]. Advances in the Astronautical Sciences, 2006, 123(3): 2533-2548.

[14] RAO Y R, YIN J F, HAN C. Hovering formation design and control based on relative orbit elements [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 39(2): 360-371.

[15] 王功波,孟云鹤,郑伟,等. 快速绕飞卫星空间圆编队设计方法[J]. 宇航学报, 2010, 31(11): 2465-2470.

WANG G B, MENG Y H, ZHENG W, et al. Fast fly around satellite space circle formation design [J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(11): 2465-2470 (in Chinese).

[16] 朱小龙,刘迎春,高扬. 航天器最优受控绕飞轨迹推力幅值延拓设计方法[J]. 力学学报, 2014, 46(5): 756-769.

ZHU X L, LIU Y C, GAO Y. Thrust-amplitude continuation design approach for solving spacecraft optimal controlled fly-around trajectory [J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2014, 46(5): 756-769 (in Chinese).

[17] MULLINS L D. Initial value and two point boundary value solutions to the Clohessy-Wiltshire equations [J]. Journal of the Astronautical Sciences, 1992, 40(4): 487-501.

作者简介:

张冉 男,博士研究生。主要研究方向:航天器编队飞行动力学与控制。

韩潮 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航天器动力学与控制、航天器导航、制导与控制、航天系统动力学仿真等。

Spacecraft forced fly-around formation design and control

ZHANG Ran¹, YIN Jianfeng², HAN Chao^{1,*}

(1. School of Astronautics, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering, Beijing 100194, China)

Abstract: In order to meet the requirements of spacecraft fly-around technology in on-orbit service mission, spacecraft forced fly-around formation design and control scheme was investigated. Based on the analytic solution of the C-W (Clohessy-Wiltshire) equations, bi-teardrop formation was proposed. Then multi-impulse fly-around formations were developed after single- or double-impulse formations. The formula between the initial states of following spacecraft and the shape of fly-around formation was derived, and the analytic expressions of four fly-around formations and the impulse control scheme were proposed. Simulation results verify that four designed formations could be used in spacecraft slow fly-around and fast fly-around scenarios. The total fuel consumptions and distance errors of different formations were compared. Numerical results show that bi-teardrop formation has the smallest total impulse. The theory of spacecraft forced fly-around formation design and control is improved, and the results provide reference for engineering application.

Keywords: on-orbit service; forced fly-around; C-W equations; impulse control; formation design

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0811

低秩条件下双星 TDOA 和 FDOA 无源定位算法



周龙健, 罗景青*

(解放军电子工程学院, 合肥 230037)

摘 要: 针对双星对地面已知高度目标辐射源到达时间差(TDOA)和到达频率差(FDOA)无源定位过程中存在卫星1位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面问题,提出了一种获得目标位置三维解析解的算法,并指出当且仅当两卫星位置矢量和速度矢量四者共线时才无解。分析了共面但不共线和共线2种情况,给出了不同情况下的解析解,并且当两卫星位置矢量共线时可以将定位问题简化为简单的一元二次方程求解问题,可以有效降低求解复杂度和减少虚根数量。此外,当三矢量共面时还可以改善星下点区域的定位精度。仿真实验验证了所提算法的有效性。

关键词: 到达时间差(TDOA); 到达频率差(FDOA); 无源定位; 解析解; 双星

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2040-07

无源定位具有探测距离远、电磁隐蔽性好等优点,已成为各国研究的热点^[1]。以卫星为平台的无源定位系统不受地理位置和气候条件的限制,还可以进行远距离隐蔽侦察,可以及时、准确地发现目标,在民用和军事领域均具有广阔的应用前景^[2-3]。

双星无源定位较单星无源定位而言具有系统简单、易于实现特点。常见的双星无源定位体制有测角交叉定位^[4]、测向和时差^[5-6]、测向和频差^[7]以及时差和频差^[8]等定位体制。在空间电子侦察中应用较为广泛的是双星时差频差定位体制。由于双星定位中的时差、频差和地球球面方程都是关于未知辐射源位置的非线性函数,求解目标辐射源位置时需要解三元高次非线性方程组,但是非线性方程组求解还存在许多问题。常见的求解方法有泰勒系数展开法(Taylor-Series, TS)^[9-10]、多维标度定位法(Multidimensional Scaling, MDS)^[11]、半正定松弛(Semidefinite Re-

laxation, SDR)^[12]以及约束总体最小二乘法(Constrained Total Least Square, CTLS)^[13]等方法。文献[14]给出了在已知辐射源位置高度前提下的双站到达时间差(Time Difference of Arrival, TDDA)和到达频率差(Frequency Difference of Arrival, FDOA)联合定位的解析解,通过求解一元六次方程得到侦察站与辐射源的距离,并且认为当卫星1位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面时无解。文献[15]对其进行简化,提出了在两卫星运动速度矢量近似相等时将其简化为求解一元四次方程问题,可以简化计算,同时减少虚根数量。

双星 TDOA 和 FDOA 无源定位通常是以低轨卫星和地球同步卫星组合,构成双星时频差条件,实现对目标辐射源的定位技术,这样可以增加基线长度,有效提高定位精度^[16]。但是双星无源定位过程中会存在卫星1位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面甚至共线情

收稿日期: 2016-10-18; 录用日期: 2017-01-07; 网络出版时间: 2017-01-19 15:11

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170119.1511.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(60801044); 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2013JQ8020)

* 通讯作者: E-mail: luojingqing001@126.com

引用格式: 周龙健, 罗景青. 低秩条件下双星 TDOA 和 FDOA 无源定位算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2040-2046.
ZHOU L J, LUO J Q. A passive location algorithm based on TDOA and FDOA of dual-satellite in the condition of unfiled rank [J].
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2040-2046 (in Chinese).

况,文献[14]在对三元高次非线性方程组进行线性转化过程中丢掉了部分信息,造成无法观测定位。本文在文献[14-15]基础上进行了深入的研究,针对卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面情况进行了详细理论分析和推导,给出了一般情况下矩阵非满秩时的目标位置的解析解,并且给出了双星 TDOA 和 FDOA 无法观测定位条件,进行了仿真实验并与理论误差对比。

1 双星时频差定位原理

双星时频差无源定位系统原理构成如图 1 所示,假定地球为一个正球面,地球半径为 R ,已知高度为 h_T 的地面固定目标辐射源位置坐标为 $\mathbf{X}_T = [x_T \ y_T \ z_T]^T$,则

$$\mathbf{X}_T^T \mathbf{X}_T = (R + h_T)^2 \quad (1)$$

某时刻两卫星位置矢量为 $\mathbf{X}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$,速度矢量为 $\mathbf{V}_i = [v_{xi} \ v_{yi} \ v_{zi}]^T$ 。两卫星与目标辐射源距离为

$$r_i = \|\mathbf{X}_T - \mathbf{X}_i\| \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

设目标辐射源信号到达两卫星的时间差为 τ ,则

$$\tau = (r_1 - r_2)/c \quad (3)$$

式中: c 为电磁波传播速度。

目标辐射源信号到达两卫星的多普勒频率为

$$f_{di} = \frac{(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_T)^T \mathbf{V}_i}{\lambda r_i} \quad i = 1, 2 \quad (4)$$

式中: λ 为信号波长。

到达两卫星的多普勒频差为 Δf_d ,则

$$\Delta f_d = f_{d1} - f_{d2} = \frac{(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_T)^T \mathbf{V}_1}{\lambda r_1} - \frac{(\mathbf{X}_2 - \mathbf{X}_T)^T \mathbf{V}_2}{\lambda r_2} \quad (5)$$

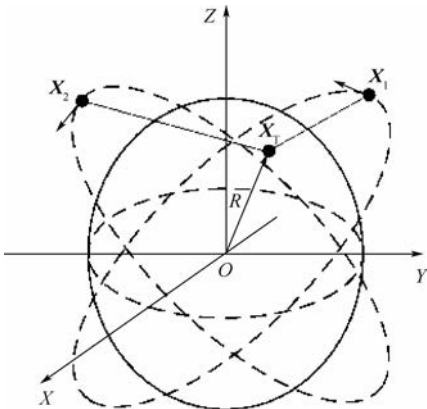


图 1 双星时频差无源定位示意图

Fig.1 Schematic of dual-satellite passive location using TDOA and FDOA

2 定位解析解

本节此推导地球为正球面情况下,双星 TDOA 和 FDOA 无源定位空间位置解析解。为了表示方便,令:

$$\Delta v_r = \Delta f_d \lambda \quad (6)$$

$$\Delta r = c\tau \quad (7)$$

由时差、频差公式,可以得到

$$v_{ri} = \frac{(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_T)^T \mathbf{V}_i}{r_i} \quad i = 1, 2 \quad (8)$$

$$\Delta v_r = v_{r1} - v_{r2} \quad (9)$$

$$\Delta r = r_1 - r_2 \quad (10)$$

联立方程,得到方程组为

$$2\mathbf{X}_T^T \mathbf{X}_T = \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 - r_1^2 \quad (11)$$

$$2(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)^T \mathbf{X}_T = (\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2 - 2\Delta r r_1 \quad (12)$$

$$(\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2)^T \mathbf{X}_T = \mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r - v_{r1} \Delta r \quad (13)$$

采用矩阵形式表示,令:

$$\mathbf{A}_1 = [2\mathbf{X}_T \quad 2(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2) \quad \mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2]^T$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 - r_1^2 \\ (\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2 - 2\Delta r r_1 \\ \mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r - v_{r1} \Delta r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 & 0 & -1 \\ (\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2 & -2\Delta r & 0 \\ \mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r & -\Delta v_r & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_1 = [1 \quad r_1 \quad r_1^2]^T$$

$$\mathbf{a}_1 = [0 \quad 0 \quad -\Delta r]^T$$

则可以得到

$$\mathbf{A}_1 \mathbf{X}_T = \mathbf{D} = \mathbf{A}_2 \mathbf{r}_1 - \mathbf{a}_1 v_{r1} \quad (14)$$

为了描述方便,定义矩阵 \mathbf{A}_1 为伪观测矩阵,描述目标位置状态经过其作用,变成可观测的含有未知数 r_1 、 v_{r1} 的矩阵。从矩阵 \mathbf{A}_1 可以看出,其包含卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差。文献[14]给出了伪观测矩阵 \mathbf{A}_1 可逆情况下的双星 TDOA 和 FDOA 无源定位解析解,本文重点推导伪观测矩阵 \mathbf{A}_1 不可逆(即卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差共面)情况下的双星 TDOA 和 FDOA 无源定位解析解。

2.1 共面但不共线

当卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面但不共线时,伪观测矩阵 \mathbf{A}_1 秩为 2。当 $\text{Rank}(\mathbf{A}_1) = 2$ 时,此时

$\det(\mathbf{A}_1) = 0$, 即 $\det(\mathbf{A}_1^T) = 0$, 则 0 是 \mathbf{A}_1 和 \mathbf{A}_1^T 的特征值。对矩阵 \mathbf{A}_1^T 进行特征分解, 其中向量 $\mathbf{q} = [q_1 \ q_2 \ q_3]^T$ 是矩阵 \mathbf{A}_1^T 的 0 特征值对应的特征向量, 则

$$q_1 d_1 + q_2 d_2 + q_3 d_3 = 0 \quad (15)$$

式中:

$$\begin{cases} d_1 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 - r_1^2 \\ d_2 = (\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2 - 2\Delta r r_1 \\ d_3 = \mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r - v_{r1} \Delta r \end{cases}$$

对式(15)进行整理化简得到

$$q_1 r_1^2 + k_1 r_1 + q_3 \Delta r v_{r1} - k_2 = 0 \quad (16)$$

式中:

$$\mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} 2x_1 & 2y_1 \\ \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{z1} - v_{z2} & \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{y1} - v_{y2} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 - r_1^2 - 2z_1 z_T \\ \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)\mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r - \left[\left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{z1} - v_{z2}\right]z_T \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 - r_1^2 & -2z_1 \\ \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)\mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r & -\left[\left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{z1} - v_{z2}\right] \end{bmatrix}$$

因为矩阵 \mathbf{A}_1 的秩为 2, 即矩阵 \mathbf{F}_1 的秩也为 2, 则

$$\mathbf{F}_1 \begin{bmatrix} x_T \\ y_T \end{bmatrix} = \mathbf{D}_1 = \mathbf{D}_2 \begin{bmatrix} 1 \\ z_T \end{bmatrix} \quad (18)$$

可以得到

$$\begin{bmatrix} x_T \\ y_T \end{bmatrix} = \mathbf{F}_1^{-1} \mathbf{D}_2 \begin{bmatrix} 1 \\ z_T \end{bmatrix} \quad (19)$$

将式(19)代入式(1), 即可得到关于 z_T 的一元二次方程, 通过求解一元二次方程即可得到 z_T 值。再将 z_T 代入式(19), 即可得到目标位置。

2) 若 $q_3 \neq 0$, 联立式(8)和式(16), 可得

$$q_3 \Delta r \mathbf{V}_1^T \mathbf{X}_T = q_1 r_1^3 + k_1 r_1^2 - k_2 r_1 + q_3 \Delta r \mathbf{V}_1^T \mathbf{X}_1 \quad (20)$$

构造新的伪观测矩阵 \mathbf{B}_1 , 则

$$\mathbf{B}_1 = [2\mathbf{X}_1 \quad 2(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2) \quad q_3 \Delta r \mathbf{V}_1^T]^T$$

$$\mathbf{D}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 - r_1^2 \\ (\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2 - 2\Delta r r_1 \\ q_1 r_1^3 + k_1 r_1^2 - k_2 r_1 + q_3 \Delta r \mathbf{V}_1^T \mathbf{X}_1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2 & 0 & -1 & 0 \\ (\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2 & -2\Delta r & 0 & 0 \\ q_3 \Delta r \mathbf{V}_1^T \mathbf{X}_1 & -k_2 & k_1 & q_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} k_1 = 2q_2 \Delta r + q_3 \Delta v_r \\ k_2 = q_1 (\mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2) + q_2 ((\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2) + q_3 (\mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r) \end{cases}$$

1) 若 $q_3 = 0$, 即两卫星的位置矢量 $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$ 共线, 则可以直接利用式(16), 通过求解一元二次方程得到 r_1 的值。

然后将式(8)代入式(13), 可以得到

$$\left[\left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)\mathbf{V}_1 - \mathbf{V}_2\right]^T \mathbf{X}_T = \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)\mathbf{X}_1^T \mathbf{V}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{V}_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r \quad (17)$$

令:

$$\mathbf{r}'_1 = [1 \quad r_1 \quad r_1^2 \quad r_1^3]^T$$

若矩阵 \mathbf{B}_1 为满秩可逆, 则

$$\mathbf{X}_T = \mathbf{B}_1^{-1} \mathbf{D}_3 = \mathbf{B}_1^{-1} \mathbf{B}_2 \mathbf{r}'_1 \quad (21)$$

此时, 将式(21)代入式(1), 得到关于 r_1 的一元六次方程, 通过求解方程即可得到 r_1 的值。

将得到的 r_1 值代入式(21)即可得到目标位置 \mathbf{X}_T 值。

需要说明的是, 当两卫星速度矢量相同时, 此时 $q_1 = q_2 = 0$, 式(21)就可以简化成一个一元四次方程, 与文献[15]所述情况相同。因此, 可以认为文献[15]是上述情况下的一个特例。

若矩阵 \mathbf{B}_1 为不可逆, 对矩阵 \mathbf{B}_1^T 进行特征分解, 其中向量 $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T$ 是矩阵 \mathbf{B}_1^T 的 0 特征值对应的特征向量, 则

$$p_3 q_1 r_1^3 + (p_3 k_1 - p_1) r_1^2 - (2p_2 \Delta r + p_3 k_2) r_1 + k_3 = 0 \quad (22)$$

式中:

$$k_3 = p_1 (\mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 + R^2) + p_2 [(\Delta r)^2 + \mathbf{X}_1^T \mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2^T \mathbf{X}_2] + p_3 q_3 \Delta r \mathbf{V}_1^T \mathbf{X}_1$$

通过求解上述一元三次方程, 即可得到 r_1 的值。

令:

$$F_2 = \begin{bmatrix} 2x_1 & 2y_1 \\ 2(x_1 - x_2) & 2(y_1 - y_2) \\ q_3 \Delta r v_{x1} & q_3 \Delta r v_{y1} \\ \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{x1} - v_{x2} & \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{y1} - v_{y2} \end{bmatrix}$$

$$D_4 = \begin{bmatrix} X_1^T X_1 + R^2 - r_1^2 - 2z_1 z_T \\ (\Delta r)^2 + X_1^T X_1 - X_2^T X_2 - 2\Delta r r_1 - 2(z_1 - z_2)z_T \\ q_1 r_1^3 + k_1 r_1^2 - k_2 r_1 + q_3 \Delta r V_1^T X_1 - q_3 \Delta r v_{z1} z_T \\ \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)X_1^T V_1 - X_2^T V_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r - \left[\left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{y1} - v_{y2}\right]z_T \end{bmatrix}$$

$$D_5 = \begin{bmatrix} X_1^T X_1 + R^2 - r_1^2 & -2z_1 \\ (\Delta r)^2 + X_1^T X_1 - X_2^T X_2 - 2\Delta r r_1 & -2(z_1 - z_2) \\ q_1 r_1^3 + k_1 r_1^2 - k_2 r_1 + q_3 \Delta r V_1^T X_1 & -q_3 \Delta r v_{z1} \\ \left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)X_1^T V_1 - X_2^T V_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r & -\left[\left(1 - \frac{\Delta r}{r_1}\right)v_{z1} - v_{z2}\right] \end{bmatrix}$$

则

$$F_2 \begin{bmatrix} x_T \\ y_T \end{bmatrix} = D_4 = D_5 \begin{bmatrix} 1 \\ z_T \end{bmatrix} \quad (23)$$

此时,可以得到

$$\begin{bmatrix} x_T \\ y_T \end{bmatrix} = (F_2^H F_2)^{-1} F_2^H D_5 \begin{bmatrix} 1 \\ z_T \end{bmatrix} \quad (24)$$

同理,将式(24)代入式(1),即可得到 z_T 的一元二次方程,通过求解一元二次方程即可得到 z_T 值。再将 z_T 代入式(24),即可得到目标位置。

2.2 共线

当卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共线时,伪观测矩阵 A_1 的秩为 1。此时有 2 种情况:

1) 若矢量 X_1, X_2, V_1 和 V_2 在同一直线上,此时无法观测。

2) 矢量 X_1, X_2 和 $V_1 - V_2$ 在同一直线上,而 X_1, X_2 和 V_1, V_2 不在同一直线上。

令:

$$\frac{x_1}{x_1 - x_2} = \frac{y_1}{y_1 - y_2} = \frac{z_1}{z_1 - z_2} = h_1 \quad (25)$$

$$\frac{2x_1}{v_{x1} - v_{x2}} = \frac{2y_1}{v_{y1} - v_{y2}} = \frac{2z_1}{v_{z1} - v_{z2}} = h_2 \quad (26)$$

则

$$(X_1^T X_1 + R^2 - r_1^2) = h_1 [(\Delta r)^2 + X_1^T X_1 - X_2^T X_2 - 2\Delta r r_1] \quad (27)$$

$$X_1^T X_1 + R^2 - r_1^2 = h_2 (X_1^T V_1 - X_2^T V_2 + \Delta v_r \Delta r - r_1 \Delta v_r - v_{r1} \Delta r) \quad (28)$$

利用式(27)、式(28)即可得到 r_1, v_{r1} 值,并将

其代入式(8),可以得到

$$V_1^T X_T = V_1^T X_1 - v_{r1} r_1 \quad (29)$$

$$V_2^T X_T = V_2^T X_2 - (v_{r1} - \Delta v_r)(r_1 - \Delta r) \quad (30)$$

构造新的伪观测矩阵 C_1 , 则

$$\begin{cases} C_1 = [2X_1 & V_1 & V_2]^T \\ D_6 = \begin{bmatrix} X_1^T X_1 + R^2 - r_1^2 & -2z_1 \\ V_1^T X_1 - v_{r1} r_1 & -v_{z1} \\ V_2^T X_2 - (v_{r1} - \Delta v_r)(r_1 - \Delta r) & -v_{z2} \end{bmatrix} \end{cases}$$

由于矩阵 C_1 的秩为 2 不可逆,联立方程式(11)、式(29)、式(30)构成方程组,可以通过求解方程组用 z_T 表示 x_T, y_T :

$$[x_T \ y_T]^T = (C_1^H C_1)^{-1} C_1^H D_6 \begin{bmatrix} 1 \\ z_T \end{bmatrix} \quad (31)$$

将式(31)代入式(1),通过求解一元二次方程得到 z_T 值,再代入式(31)得到最终 X_T 值。

3 性能分析

3.1 误差理论分析

文献[15]给出了已知高度双星 TDOA 和 FDOA 无源定位的定位误差为

$$G_{GDOP}(x_T, y_T, z_T) = \sqrt{\text{tr}(P_{dX_T})} \quad (32)$$

式中:

$$P_{dX_T} = C^{-1} R_z (C^{-1})^T$$

$$C = \begin{bmatrix} c_{x1} - c_{x2} & c_{y1} - c_{y2} & c_{z1} - c_{z2} \\ g_{x1} - g_{x2} & g_{y1} - g_{y2} & g_{z1} - g_{z2} \\ x_T & y_T & z_T \end{bmatrix}$$

$$c_{si} = [v_{si} r_i - v_{ri}(s_T - s_i)] / r_i^2 \quad s = x, y, z; i = 1, 2$$

$$g_{si} = (s_T - s_i) / r_i \quad s = x, y, z; i = 1, 2$$

$$dz = [d\Delta v_r \quad d\Delta r \quad dh_T]^T$$

$$R_z = E[dz \quad dz^T]$$

3.2 仿真分析

为研究不同情况下两星 TDOA 和 FDOA 联合定位算法的定位性能,分别针对几种不同情况下的定位性能进行仿真分析。在仿真过程中,假定两卫星时差测量误差的均方根 $\sigma_{\tau} = 10 \text{ ns}$,频差测量误差的均方根 $\sigma_{\Delta f_i} = 5 \text{ Hz}$,辐射源信号载频 $f_c = 10 \text{ GHz}$ 。

仿真条件 1 考虑两卫星位置矢量共线情况,两卫星经纬度坐标均为 $[45^\circ \ 45^\circ]$,速度矢量均为 $[50\ 000 \ -3\ 504.5] \text{ m/s}$,高度相距 100 km ,其中卫星 1 距地面高度为 600 km ,卫星 2 距地面高度为 700 km ,定位误差分布的仿真结果如图 2 所示,图中等值线为定位误差值,单位为 km 。

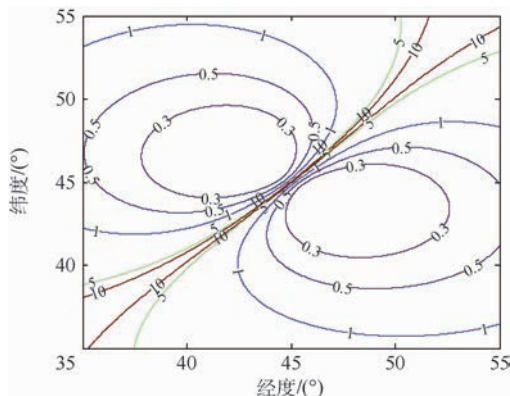
仿真条件 2 考虑两卫星位置矢量不共线,但速度相同时情况。两卫星经度坐标分别为 $[44.42^\circ \ 45^\circ]$ 和 $[45.58^\circ \ 45^\circ]$,速度矢量均为 $[50\ 000 \ -3\ 504.5] \text{ m/s}$,两卫星距地面高度均为 650 km ,定位误差分布的仿真结果如图 3 所示,图中等值线为定位误差值,单位为 km 。

仿真条件 3 考虑两卫星位置矢量不共线,速度也不相同时情况。两卫星经纬度坐标分别为 $[44.42^\circ \ 45^\circ]$ 和 $[45.58^\circ \ 45^\circ]$,速度矢量分别为 $[50\ 000 \ -3\ 504.5] \text{ m/s}$ 和 $[5\ 000 \ -97.14 \ -3\ 503.2] \text{ m/s}$,两卫星距地面高度均为 650 km ,定位误差分布的仿真结果如图 4 所示,图中等值线为定位误差值,单位为 km 。

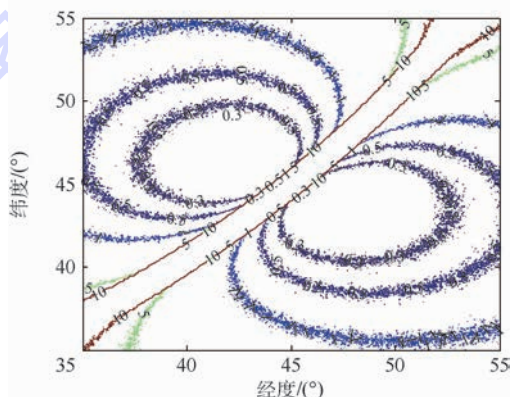
从图 2(a) 和图 2(b) 对比可以发现,在两卫星位置矢量共线情况下, Monte Carlo 仿真统计误差与理论计算误差的 GDOP (Geometrical Dilution of Precision) 分布基本一致,从而验证了本文所提算法的正确性。

从图 2 可以看出,当两卫星位置矢量共线时,在卫星所在位置的星下点有一条不可定位的线性区域带,其大致方向为平行于速度矢量,且与两卫星连线方向垂直。其主要原因是等时差线与等多普勒差线几乎相切,导致定位误差急剧增大。图 3、图 4 同样存在一不可定位区域带,其原因与图 2 相同,但是由于其两卫星连线面或者速度运动方向相对较复杂,所以呈现出一条弯曲的曲线带。

从图 2 ~ 图 4 对比可以发现,虽然两卫星位置矢量共线时不可定位区域要大于两卫星位置矢量不共线情况,但是在星下点附近两卫星共线



(a) 理论计算的GDOP分布



(b) Monte Carlo仿真统计的GDOP分布

图 2 两卫星位置矢量共线时定位误差分布

Fig. 2 Location error distribution when position vectors of dual satellites are collinear

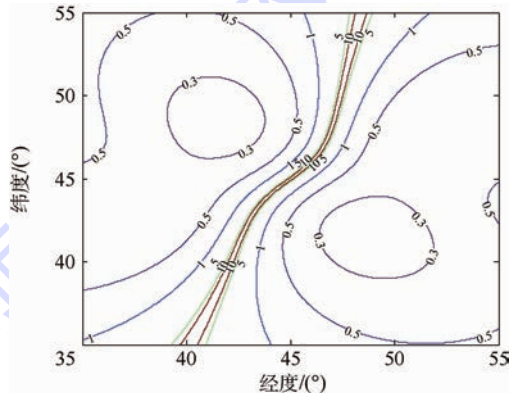


图 3 三矢量共面但不共线时定位误差分布

Fig. 3 Location error distribution when three vectors are co-planar but non-collinear

时定位误差小于 0.3 km 的区域要明显大于两卫星位置矢量不共线情况。此外,当三矢量共面但不共线时,其定位误差小于 0.3 km 和 0.5 km 的区域要明显大于三矢量不共面情况。因此,卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面时在一定情况下可以改善星下点区域的定位精度。

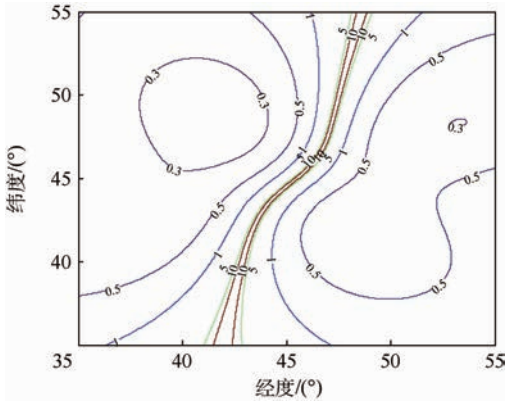


图 4 三矢量不共面时定位误差分布

Fig. 4 Location error distribution when three vectors are not co-planar

4 结 论

本文针对低秩条件下双星无源定位问题进行研究,主要包括:

1) 给出了卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面情况下的解析解,解决了三元高次非线性方程组在线性转化过程中由于信息丢失造成无法观测的问题。

2) 指出了双星 TDOA 和 FDOA 无源定位过程中无法观测情况,即当且仅当两卫星位置矢量和速度矢量四者共线时无法观测。

3) 当两卫星位置矢量共线时,可以将复杂的一元六次方程求解问题简化为一元二次方程求解,减小虚根数量,降低求解复杂度。

4) 双星无源定位时当卫星 1 位置矢量、两卫星位置矢量差以及两卫星速度矢量差三者共面时可以提高星下点某些特定区域定位精度。

通过仿真实验与理论误差进行对比,验证了本文所提算法的有效性。

参考文献 (References)

[1] 常啸鸣,张晓林,张强. 基于加权矩阵的 TDOA 多站无源定位算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(11): 1378-1383.
CHANG X M, ZHANG X L, ZHANG Q. Method of TDOA multistation passive location based on weighted matrix[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics, 2011, 37(11): 1378-1383 (in Chinese).

[2] 杨宇翔,张汇川. 同步三星目标运动状态快速检测方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(10): 1392-1398.
YANG Y X, ZHANG H C. Fast algorithm of motion state detection based on tri geo-satellites[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics, 2014, 40(10): 1392-1398 (in Chinese).

[3] 狄慧,刘渝,杨健. 基于径向加速度精估计的 PSO 单星无源定位[J]. 宇航学报, 2014, 35(9): 1036-1043.
DI H, LIU Y, YANG J. PSO single satellite passive localization based on radial acceleration accurate estimation[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(9): 1036-1043 (in Chinese).

[4] 白晶,王国宏,王娜,等. 测向交叉定位系统中的最优交会角研究[J]. 航空学报, 2009, 30(2): 298-304.
BAI J, WANG G H, WANG N, et al. Study on optimum cut angles in bearing-only location systems[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(2): 298-304 (in Chinese).

[5] 曲长文,徐征,李炳荣,等. 一种新的基于角度和时差的稳健定位跟踪算法[J]. 信号处理, 2011, 27(2): 230-235.
QU C W, XU Z, LI B R, et al. A novel robust algorithm for passive location and tracking with angles and time difference of arrival measurements[J]. Signal Processing, 2011, 27(2): 230-235 (in Chinese).

[6] YIN J H, WAN Q, YANG S W, et al. A simple and accurate TDOA-AOA localization method using two stations[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(1): 144-148.

[7] 贾兴江,周一宇,郭福成. 双/多机测角频差定位算法研究[J]. 信号处理, 2011, 27(1): 37-42.
JIA X J, ZHOU Y Y, GUO F C. Research on hybrid DOA and FDOA passive localization using dual/multiple aircrafts[J]. Signal Processing, 2011, 27(1): 37-42 (in Chinese).

[8] CAO Y L, PENG L, LI J Z, et al. A new iterative algorithm for geolocating a known altitude target using TDOA and FDOA measurements in the presence of satellite location uncertainty[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2015, 28(5): 1510-1518.

[9] FOY W H. Position location solutions by Taylor-series estimation[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1976, AES-12(2): 187-194.

[10] TPRRIERI D J. Statistical theory of passive location systems[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1984, AES-20(2): 183-198.

[11] WEI H, PENG R, WAN Q, et al. Multidimensional scaling analysis for passive moving target localization with TDOA and FDOA measurements[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2010, 58(3): 1677-1688.

[12] WANG G, LI Y, ANSARI N. A semidefinite relaxation method for source localization using TDOA and FDOA measurements[J]. IEEE Transaction on Vehicle Technology, 2013, 62(2): 853-862.

[13] YU H, HUANG G, GAO J. Constrained total least-squares localization algorithm using time difference of arrival and frequency difference of arrival measurements with sensor location uncertainties[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2012, 6(9): 891-899.

[14] HO K C, CHAN Y T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1997, 33(3): 770-783.

[15] 郭福成,樊响. 双星时差频差联合定位方法及其误差分析[J]. 宇航学报, 2008, 29(4): 1381-1386.
GUO F C, FAN Y. A method of dual-satellites geolocation using TDOA and FDOA and its precision analysis[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(4): 1381-1386 (in Chinese).

- [16] 杨宇翔,夏畅雄,同武勤. 高低轨双星定位中的时变时频差参数估计[J]. 信号处理, 2012, 28(10): 1465-1474.
YANG Y X, XIA C X, TONG W Q. Estimation of the time varying TDOA and FDOA in the GEO-LEO dual-satellites location system [J]. Signal Processing, 2012, 28(10): 1465-1474 (in Chinese).

作者简介:

周龙健 男, 博士研究生。主要研究方向: 阵列信号处理、无源定位。

罗景青 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 雷达对抗、无源定位、阵列信号处理等。

A passive location algorithm based on TDOA and FDOA of dual-satellite in the condition of unfiled rank

ZHOU Longjian, LUO Jingqing*

(Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei 230037, China)

Abstract: To solve the problem that the position vector of the first satellite, the position difference vector between dual satellites and the speed difference vector between dual satellites are coplanar when the fixed emitter with known altitude is located by dual satellites using time difference of arrival (TDOA) and frequency difference of arrival (FDOA), an analytic solution in three-dimensional spaces was proposed. The condition for no solution is only that the two position vectors and two speed vectors of dual satellites are collinear. The paper analyzes the two conditions of both coplanar but non-collinear and collinear. The analytic solutions of different conditions are given. The problem of location can be simplified into solving quadratic equation with one unknown when the position vectors of dual satellites are collinear, which alleviates the complexity of the problem solving and reduces the computational complexity. Besides, the positioning accuracy is enhanced in nadir point of dual satellites when the three vectors are coplanar. The algorithm was proved useful by simulation experiments.

Keywords: time difference of arrival (TDOA); frequency difference of arrival (FDOA); passive location; analytic solution; dual-satellite

Received: 2016-10-18; **Accepted:** 2017-01-07; **Published online:** 2017-01-19 15:11

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170119.1511.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (60801044); Natural Science Fundamental Research Project of Shanxi Province of China (2013JQ8020)

* **Corresponding author.** E-mail: luojingqing001@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0812

共轴刚性旋翼直升机旋翼控制相位角问题分析



袁野¹, 陈仁良^{1,*}, 李攀¹, 鲁可²

(1. 南京航空航天大学 直升机旋翼动力学国家级重点实验室, 南京 210016;

2. 中国直升机设计研究所 直升机旋翼动力学重点实验室, 景德镇 333001)

摘 要: 利用共轴刚性旋翼直升机飞行动力学模型, 以 XH-59A 共轴刚性旋翼直升机为研究对象, 分析了旋翼控制相位角对纵向配平特性、需用功率以及上、下旋翼桨毂弯矩的影响。基于分析结果, 提出了一种针对共轴刚性旋翼直升机的旋翼控制相位角的配置方法。该配置方法以降低直升机需用功率为目标, 并保证上、下旋翼桨毂弯矩和配平特性满足要求。通过该方法能使 XH-59A 直升机在 0~80 m/s 的飞行速度范围内满足上、下旋翼最大桨毂弯矩和纵向操纵限幅的要求, 并且能最多降低 8% 的直升机需用功率, 为共轴刚性旋翼直升机的设计提供了参考依据。

关键词: 双旋翼共轴式直升机; 需用功率; 旋翼控制相位角; 配平特性; 桨毂弯矩

中图分类号: V212.4

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2047-07

共轴刚性旋翼直升机采用前行桨叶概念旋翼, 能在不同飞行速度下保持良好的旋翼效率, 提高飞行包线内的性能^[1-4]。由于共轴刚性旋翼具有挥舞刚度大, 挥舞频率高, 挥舞响应滞后角(20°~40°)明显小于常规旋翼(接近 90°)的特点, 因此对旋翼的操纵系统, 尤其是旋翼控制相位角的设计提出了更高的要求。对于常规单旋翼带尾桨直升机和共轴直升机(Kamov 系列)而言, 旋翼控制相位角一般与挥舞响应滞后角近似相等^[5-6]。但共轴刚性旋翼直升机若按照挥舞响应滞后角确定旋翼控制相位角, 会明显增加上、下旋翼桨毂弯矩^[7]。因此采用常规单旋翼带尾桨直升机和共轴直升机的固定旋翼控制相位角设计不适合共轴刚性旋翼直升机。

自 20 世纪 70 年代以来, 研究者一直对共轴刚性旋翼直升机的旋翼控制相位角问题进行研究^[8-13], Halley^[9]通过风洞试验, 分析了共轴刚性

旋翼直升机在前进比为 0~0.1 范围内时旋翼控制相位角为 40°(与挥舞响应滞后角近似相等)和 70°(明显高于挥舞响应滞后角)2 种情况下的配平特性与操纵功效。分析发现旋翼控制相位角为 40°时, 相比于旋翼控制相位角 70°能够提高周期变距的操纵功效, 降低不同速度下的配平纵向周期变距。Ruddell 和 Macrino^[10-11]通过风洞和飞行试验研究了共轴刚性旋翼直升机以前进比在 0~0.4 之间时不同旋翼控制相位角对桨毂处弯矩和配平特性的影响。发现当旋翼控制相位角为 40°时, 上、下旋翼桨毂弯矩都随着前飞速度的增加而增加, 当前进比大于 0.25 时, 上、下旋翼桨毂弯矩已经超过了结构强度限制。但当旋翼控制相位角为 60°时, 该速度范围内的上、下旋翼桨毂弯矩明显降低, 且改善了直升机俯仰姿态。上述研究表明, 若利用挥舞响应滞后角来确定共轴刚性旋翼直升机的旋翼控制相位角, 虽然能够保证周

收稿日期: 2016-10-19; 录用日期: 2016-11-25; 网络出版时间: 2016-12-15 17:51

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161215.1751.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(51405227); 航空科学基金(20145752034); 江苏高校优势学科建设工程资助项目

* 通讯作者: E-mail: crlae@nuaa.edu.cn

引用格式: 袁野, 陈仁良, 李攀, 等. 共轴刚性旋翼直升机旋翼控制相位角问题分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2047-2053. YUAN Y, CHEN R L, LI P, et al. Rotor control phase angle analysis for coaxial rigid rotor helicopter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2047-2053 (in Chinese).

期变距的操纵功效,但随着飞行速度的增加,上、下旋翼桨毂处弯矩明显增大,影响桨毂的结构强度。若比照常规旋翼将旋翼控制相位角设定为接近 90° ,虽然能通过操纵抑制上、下旋翼桨毂处弯矩,但也降低了全机的纵向操纵功效,增大配平所需的纵向配平操纵量,甚至超出限幅值。

到目前为止,人们对旋翼控制相位角的研究主要局限于上、下旋翼桨毂弯矩及纵向配平特性,但对旋翼控制相位角影响俯仰姿态导致的直升机废阻功率变化以及旋翼控制相位角对需用功率的影响尚未开展实质性研究。通过旋翼控制相位角对纵向配平特性,上、下旋翼桨毂弯矩和直升机需用功率影响进行分析,并进行旋翼控制相位角合理配置,有助于提高共轴刚性旋翼直升机的设计技术。

针对以上问题,本文利用课题组建立的XH-59A共轴刚性旋翼直升机飞行动力学模型^[14],研究旋翼控制相位角对纵向配平特性、需用功率以及上、下旋翼桨毂弯矩的影响。基于上述分析,本文以直升机需用功率最小为目标,以上、下旋翼最大桨毂弯矩限制和配平纵向周期变距限幅为约束条件,提出一种共轴刚性旋翼控制相位角配置方法。

1 飞行动力学模型概述

本文利用课题组建立的飞行动力学模型对旋翼控制相位角问题进行分析,模型所选用的机型为XH-59A共轴刚性旋翼直升机,基本参数见表1^[15],其中: Ω 为旋翼转速。

XH-59A共轴刚性旋翼直升机飞行动力学

表1 XH-59A共轴刚性旋翼直升机参数^[15]

Table 1 Parameters of XH-59A coaxial rigid rotor helicopter^[15]

参数	数值
旋翼半径/m	5.5
桨叶片数	3 × 2
预扭角/(°)	-10
旋翼速度/(rad · s ⁻¹)	36.1
桨叶根梢比	2
一阶挥舞固有频率	1.4Ω
上、下旋翼轴间距/m	0.77
平尾面积/m ²	5.57
垂尾面积/m ²	2.79
起飞重量/kg	5 500
下旋翼坐标/m	(0, 0, -0.89)
重心坐标/m	(0, 0, 0)
平尾坐标/m	(-6.80, 0, 0.20)
垂尾坐标/m	(-6.80, 0, -0.50)

模型包含18个运动自由度。分别为机身的6个刚体运动自由度,上、下旋翼挥舞运动的6个自由度以及上、下旋翼动态入流的6个自由度。模型的状态空间形式如下:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x} = [\mathbf{E}, \mathbf{F}, \mathbf{G}]^T$, $\mathbf{E} = [u, v, w, p, q, r, \Phi, \Theta, \psi]$, u, v, w 为机身运动速度, p, q, r 为机身运动的角速度, Φ, Θ, ψ 为机身运动的欧拉角, $\mathbf{F} = [\beta_{L0}, \beta_{Lc}, \beta_{Ls}, \beta_{U0}, \beta_{Uc}, \beta_{Us}, \beta_{L0}, \beta_{Lc}, \beta_{Ls}, \beta_{U0}, \beta_{Uc}, \beta_{Us}]$, $\beta_{L0}, \beta_{U0}, \beta_{Lc}, \beta_{Uc}$ 和 β_{Ls}, β_{Us} 分别为上、下旋翼锥度角,后倒角和侧倒角的角速度, $\beta_{L0}, \beta_{U0}, \beta_{Lc}, \beta_{Uc}$ 和 β_{Ls}, β_{Us} 分别为上、下旋翼锥度角,后倒角和侧倒角的角度, $\mathbf{G} = [v_{U0}, v_{Uc}, v_{Us}, v_{L0}, v_{Lc}, v_{Ls}]$, $v_{U0}, v_{Uc}, v_{Us}, v_{L0}, v_{Lc}, v_{Ls}$ 为上、下旋翼的旋翼动态入流状态量; $\mathbf{u} = [\theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}, \theta_{01}]^T$ 为控制输入, $\theta_0, \theta_{1c}, \theta_{1s}$ 和 θ_{01} 分别为旋翼的总距、纵向周期变距、横向周期变距和总距差动; t 为时间。

旋翼控制相位角是旋翼设计中的重要参数。旋翼控制相位角确定了旋翼周期变距所产生桨毂力矩的方向。因此,对于单旋翼常规直升机而言,为了降低周期变距操纵耦合,旋翼控制相位角一般与挥舞响应滞后角相等。对于共轴刚性旋翼直升机,如图1所示(以纵向周期变距为例)。图中A与A'点分别为施加纵向周期变距后的变距最高点和最低点;B和B'点分别为施加纵向周期变距后的桨叶挥舞最高点和最低点; M_B 为纵向周期变距所产生的桨毂力矩方向; Ψ 为旋翼方位角。根据图1,当旋翼控制相位角 Γ 与挥舞响应滞后角 θ_{sp} 不同时,周期变距操纵所产生的上、下旋翼耦合桨毂力矩 M_{BX} 可以相互抵消。

根据图1,对于共轴刚性旋翼直升机来说,旋翼控制相位角的改变不会引起过大的操纵耦合。但共轴刚性旋翼直升机的旋翼控制相位角会对包括纵向配平特性、需用功率和桨毂弯矩等产生

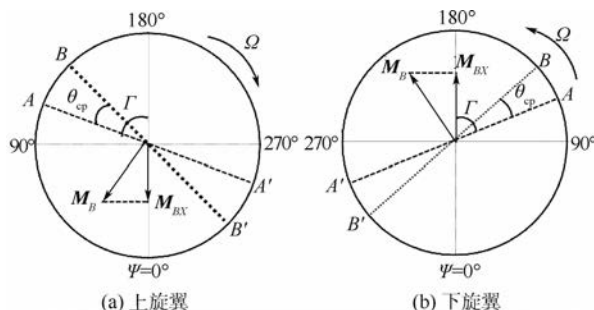


图1 共轴刚性旋翼纵向周期变距操纵挥舞

Fig. 1 Control flapping of longitudinal cyclic pitch on coaxial rigid rotor

较大影响。因此本文根据 XH-59A 直升机飞行动力学模型,通过对 0 ~ 80 m/s 速度范围内的配平研究稳定飞行状态旋翼控制相位角对纵向配平特性、需用功率以及上、下旋翼桨毂弯矩的影响。

2 旋翼控制相位角对纵向配平特性的影响

2.1 对纵向周期变距的影响

根据共轴刚性旋翼直升机的操纵原理,其上、下旋翼的变距可分别表示为

$$\theta_{p,L}(\Psi) = \theta_0 + \bar{r}\theta_1 - \theta_{01} - \theta_{1c}\cos(\Psi + \Gamma) - \theta_{1s}\sin(\Psi + \Gamma) \quad (2)$$

$$\theta_{p,U}(\Psi) = \theta_0 + \bar{r}\theta_1 + \theta_{01} - \theta_{1c}\cos(\Psi + \Gamma) + \theta_{1s}\sin(\Psi + \Gamma) \quad (3)$$

式中: \bar{r} 为无量纲桨叶剖面距桨毂中心的位置; θ_1 为桨叶扭度。

图 2 给出了 XH-59A 共轴刚性旋翼直升机旋翼控制相位角 Γ 分别为 20°、40°、60°和 80°时,配平纵向周期变距 θ_{1c} 随前飞速度 v 的变化。

从图 2 可以看出,当旋翼控制相位角 Γ 为 20°、40°及 60°时,纵向周期变距随飞行速度的变化趋势和量值大小基本一致,其中 40°对应的纵向周期变距在整个飞行包线内均为最小,该旋翼控制相位角与 XH-59A 所采用刚性旋翼的挥舞响应滞后角近似相等。当旋翼控制相位角为 80°时,纵向周期变距急剧增加,甚至超出其限幅。这表明,采用旋翼挥舞响应滞后角作为旋翼控制相位角可降低纵向周期变距操纵。

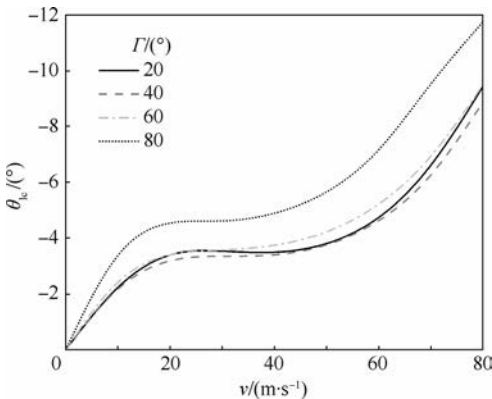


图 2 稳定平飞时的纵向周期变距

Fig. 2 Longitudinal cyclic pitch in steady level flight

2.2 对俯仰姿态的影响

图 3 给出了 XH-59A 共轴刚性旋翼直升机旋翼控制相位角 Γ 分别为 20°、40°、60°和 80°时,俯仰姿态 θ 随前飞速度 v 的变化。

由图 3 可以看出,随着旋翼控制相位角的增

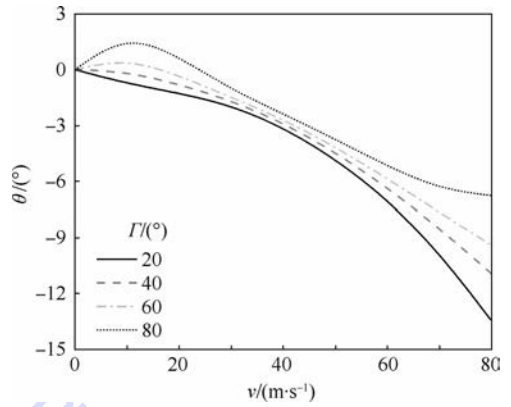


图 3 稳定平飞时的俯仰姿态

Fig. 3 Pitch attitude in steady level flight

加,直升机的低头姿态随前飞速度的变化逐渐趋缓。这表明,过小的旋翼控制相位角会显著增加直升机的低头姿态,进而增加直升机废阻功率。有关旋翼控制相位角对需用功率的影响,将在第 3 节中分析。

3 旋翼控制相位角对需用功率的影响

图 4 给出了旋翼控制相位角 Γ 分别为 20°、40°、60°和 80°时 XH-59A 共轴刚性旋翼直升机需用功率 P_{total} 随前飞速度 v 的变化。

由图 4 可以看出,在悬停附近,旋翼控制相位角对直升机的需用功率影响不大,但随着前飞速度的增加,旋翼控制相位角越小,直升机需用功率随前飞速度的变化越剧烈,需用功率马鞍形曲线的凹点值越小,随着前飞速度的进一步增加,需用功率显著增加,当前飞速度达到 75 m/s 时,旋翼控制相位角越小 ($\Gamma = 20^\circ$) 所对应的需用功率反超其他旋翼控制相位角所对应的需用功率。由图 4 可知,悬停小速度附近的需用功率不随旋翼控制相位角的变化而变化,较低的旋翼控制相位角对降低巡航速度的需用功率是有利的,但增

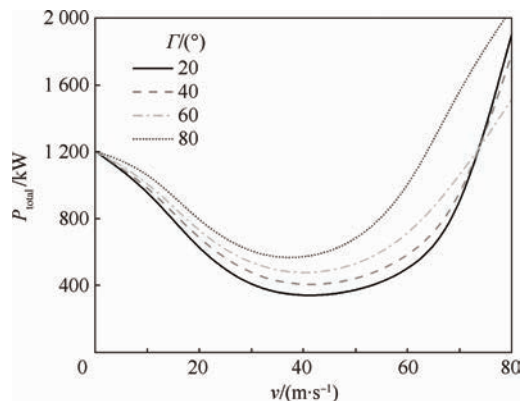


图 4 稳定平飞时的需用功率

Fig. 4 Power required in steady level flight

加了大速度飞行时的需用功率。

为了分析旋翼控制相位角对直升机需用功率的影响原因,可利用需用功率系数 m_k 估算公式^[16],其表达式如下:

$$m_k = \frac{1}{4} C_{x7} \sigma K_p (1 + 5\mu^2) + C_T \bar{v}_{dx} J_0 (1 + 3\mu^2) + C_Q \bar{V}_0 \quad (4)$$

式中: μ 为前进比; C_{x7} 为桨叶特征剖面阻力系数; σ 为旋翼实度; K_p 为旋翼型阻功率修正系数; C_T 为旋翼拉力系数; \bar{v}_{dx} 为等效桨盘处的轴向诱导速度; J_0 为桨尖损失修正系数; C_Q 为废阻系数; \bar{V}_0 为无量纲前飞速度。

当共轴刚性旋翼直升机前飞时,前行桨叶处动压大于后行桨叶处。此时较低的旋翼控制相位角会增加前行桨叶处的桨距,充分发挥前行桨叶处的升力潜力,提高旋翼的气动效率,降低 C_{x7} ^[17],减小需用功率。随着前飞速度的提高,废阻功率 $C_Q \bar{V}_0$ 占总功率的比重逐渐增大。较低的旋翼控制相位角会降低直升机俯仰姿态角(见图3),增加机身迎风面积,增大 C_Q ,导致需用功率提高。因此在图4中,在直升机处于小速度前飞时,选择较低的旋翼控制相位角有利于降低需用功率。在高速前飞时,为降低需用功率,应适当提高旋翼控制相位角。

4 旋翼控制相位角对桨毂弯矩的影响

根据旋翼挥舞运动方程^[18],可得共轴刚性旋翼的上、下旋翼在稳定飞行时俯仰和滚转桨毂力矩分别为

$$M_{hub,U/L} = \frac{N_b}{16} \Omega^2 I_\beta \gamma \left\{ \frac{S_\beta}{S_\beta^2 + 1} \left(\frac{8}{3} \mu \theta_0 + 2\mu \theta_1 + 2\mu \lambda_{i,U/L} \right) + \frac{S_\beta}{\sqrt{S_\beta^2 + 1}} \left[\pm \sin(\Gamma - \theta_{cp}) \theta_{1s} + \cos(\Gamma - \theta_{cp}) \theta_{1c} \right] \right\} \quad (5)$$

$$L_{hub,U/L} = -\frac{N_b}{16} \Omega^2 I_\beta \gamma \left\{ \frac{S_\beta^2}{S_\beta^2 + 1} \left(\frac{8}{3} \mu \theta_0 + 2\mu \theta_1 + 2\mu \lambda_{i,U/L} \right) - \frac{S_\beta}{\sqrt{S_\beta^2 + 1}} \left[\mp \sin(\Gamma - \theta_{cp}) \theta_{1c} + \cos(\Gamma - \theta_{cp}) \theta_{1s} \right] \right\} \quad (6)$$

上、下旋翼的桨毂处最大弯矩为

$$W_{max} = \max \left(\sqrt{M_{hub,U}^2 + L_{hub,U}^2}, \sqrt{M_{hub,L}^2 + L_{hub,L}^2} \right) \quad (7)$$

式中: I_β 为桨叶挥舞惯性矩; γ 为桨叶洛克数; $\lambda_{i,U/L}$ 为上、下旋翼的无量纲垂向速度; S_β 为旋翼的刚度数; N_b 为桨叶片数。对 XH-59A 共轴刚性旋翼直升机, $S_\beta \approx 0.8 \sim 1.4$ (常规单旋翼带尾桨直升机 $S_\beta \approx 0 \sim 0.2$)。

图5给出了旋翼控制相位角 Γ 为 20° 、 40° 、 60° 和 80° 时,上、下旋翼的最大桨毂弯矩 W_{max} 随前飞速度 v 的变化。

由图5可以看出,当旋翼控制相位角为 20° 和 40° 时,上、下旋翼最大桨毂弯矩随速度的增加而增加,但此时旋翼控制相位角越小,上、下旋翼最大桨毂弯矩的幅值越大。当旋翼控制相位角为 60° 和 80° 时,上、下旋翼最大桨毂弯矩随速度的变化呈现先增大、后减小、再增大的过程。在小速度时,采用与挥舞响应滞后角近似相等的旋翼控制相位角($\Gamma = 40^\circ$)时,对应的上、下旋翼最大桨毂弯矩最小。随着前飞速度的增加,在 20 m/s 以后,采用与挥舞响应滞后角近似相等的旋翼控制相位角的上、下旋翼最大桨毂弯矩明显增大。此时采用较高的旋翼控制相位角($\Gamma = 60^\circ, 80^\circ$)有利于降低上、下旋翼最大桨毂弯矩。综合上述分析可以发现,随着前飞速度逐渐增加旋翼控制相位角有利于降低上、下旋翼最大翼桨毂弯矩。

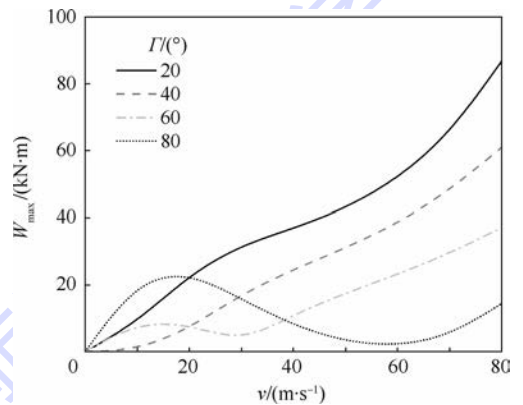


图5 稳定平飞时的上、下旋翼最大桨毂弯矩
Fig.5 Maximum hub bending moment of upper and lower rotor in steady level flight

5 旋翼控制相位角配置

通过第2~4节的研究发现,为避免纵向周期变距超出其限幅,在大速度前飞时,降低旋翼控制相位角使其接近旋翼挥舞响应滞后角有利于降低配平纵向周期变距,但过小的旋翼控制相位角会增加直升机的低头俯仰姿态,增加大速度飞行时直升机的废阻功率;为减小需用功率和上、下旋翼的桨毂弯矩,旋翼控制相位角应在小速度时相对

较小,在大速度情况下随着前飞速度的提高而增加。由此可见,旋翼控制相位角直接影响共轴刚性旋翼直升机的性能、配平及载荷。需通过合理配置旋翼控制相位角随飞行速度的变化关系,使共轴刚性旋翼直升机的性能、配平及载荷随飞行速度在合理的范围内变化。

为了综合考虑旋翼控制相位角对共轴刚性旋翼直升机的性能、配平及载荷的影响,本文提出了一种合理配置旋翼控制相位角的方法,该方法以直升机需用功率最小为目标,以纵向周期变距处于限幅内,上、下旋翼的桨毂弯矩小于结构所能够长时间承受的最大值为约束条件,即

$$\min J_p = P_{\text{total}} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \theta_{1c,\min} \leq \theta_{1c} \leq \theta_{1c,\max} \\ W_{\max} \leq W_{\text{limit}} \end{cases} \quad (9)$$

式中: J_p 为配置目标函数; $\theta_{1c,\min}$ 和 $\theta_{1c,\max}$ 分别为纵向操纵的最低和最高限幅值; W_{limit} 为结构所能够长时间承受的最大桨毂弯矩值。图 6 为 XH-59A 共轴刚性直升机旋翼控制相位角配置流程图, v_{\max} 为直升机的最大平飞速度; med 表示三者取中间值。

XH-59A 共轴刚性直升机旋翼能够长时间承受桨毂弯矩大小为 $W_{\text{limit}} = 39\ 170\ \text{N} \cdot \text{m}^{[19]}$,纵向周期变距的限幅值为 $\theta_{1c,\min/\max} = \pm 9.6^\circ^{[11]}$ 。根据这些条件可得 XH-59A 共轴刚性旋翼直升机在 $0 \sim 80\ \text{m/s}$ 速度范围内旋翼控制相位角 Γ 随速度的变化关系,以及对应的纵向周期变距 θ_{1c} 、俯仰姿态角 θ 、直升机需用功率 P_{total} 和上、下旋翼桨毂最大弯矩 W_{\max} 随前飞速度 v 的变化趋势,如图 7

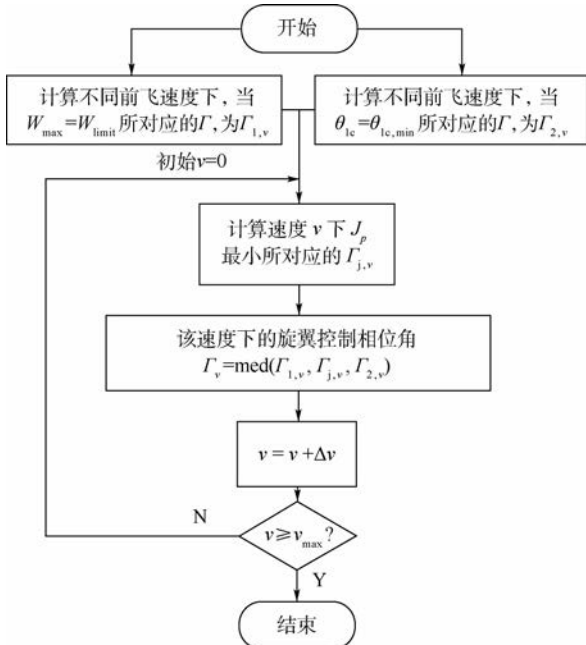


图 6 旋翼控制相位角配置流程图

Fig. 6 Flowchart of rotor control phase angle allocation

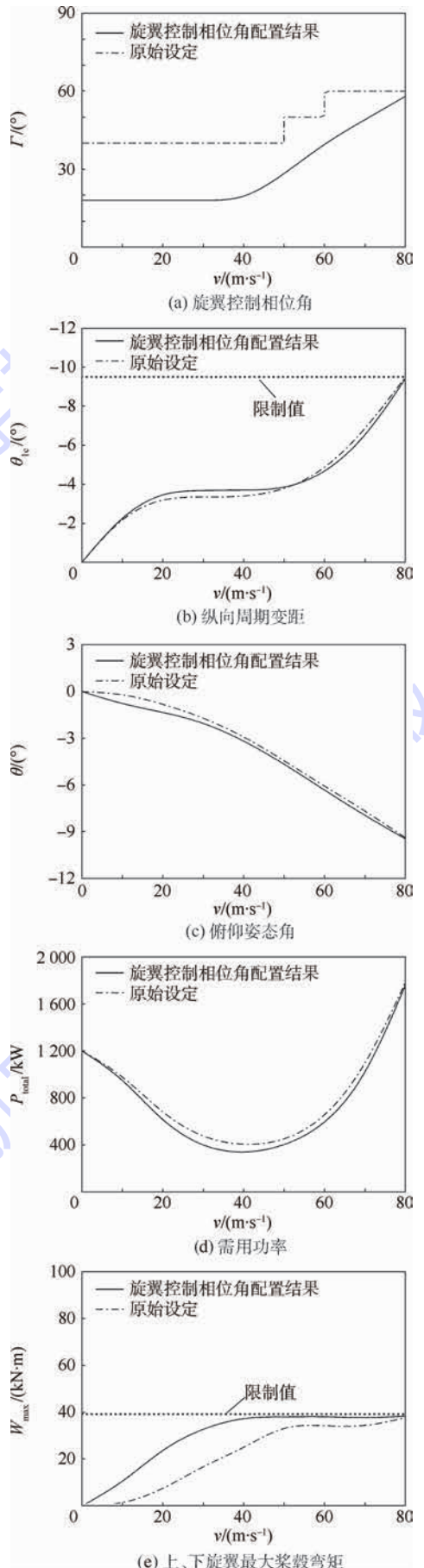


图 7 旋翼控制相位角配置结果

Fig. 7 Results of rotor control phase angle allocation

所示。并加入了 XH-59A 在飞行试验中的旋翼控制相位角设定作为比对。

由图 7 可以看出,通过旋翼控制相位角配置,能够使纵向周期变距和上、下旋翼桨毂弯矩满足对应的限幅要求。在 $0 \sim 80 \text{ m/s}$ 飞行速度范围内,能够有效降低需用功率,与文献[11]结果相比,需用功率最大可降低 8% 左右。

6 结 论

本文研究了共轴刚性旋翼的旋翼控制相位角对纵向配平特性、需用功率以及上、下旋翼桨毂弯矩配平结果的影响。在此基础上,提出了一种旋翼控制相位角的配置方法。通过上述研究,得到:

1) 旋翼控制相位角直接影响共轴刚性旋翼直升机的性能、配平及载荷。为避免纵向周期变距超出其限幅,取旋翼挥舞响应滞后角作为旋翼控制相位角能获得最佳的纵向周期变距随飞行速度的变化关系。为了改善俯仰姿态角,降低大速度飞行时需用功率,旋翼控制相位角不应在高速时过小。在小速度飞行时,为减小久航速度附近区域的需用功率,旋翼控制相位角不宜过大;为降低上、下旋翼桨毂弯矩,旋翼控制相位角应随着前飞速度而逐渐提高。

2) 提出的合理配置旋翼控制相位角的方法以直升机需用功率最小为目标,以纵向周期变距处于限幅内,上、下旋翼的最大桨毂弯矩小于结构所能长时间承受的最大值为约束条件。该方法能够使纵向周期变距和上、下旋翼的最大桨毂弯矩满足对应的限幅要求。同时,在 $0 \sim 80 \text{ m/s}$ 的飞行速度范围内,能够有效降低需用功率,与文献[11]结果相比,需用功率最大可降低 8% 左右。

参考文献 (References)

- [1] YEO H, JOHNSON W. Investigation of maximum blade loading capability of lift-offset rotors [J]. Journal of the American Helicopter Society, 2014, 59 (1) : 1-12.
- [2] JOHNSON W, MOODIE A M, YEO H. Design and performance of lift-offset rotorcraft for short-haul missions: ARC-E-DAA-TN4611 [R]. Moffett Field: NASA AMES Research Center, 2012.
- [3] JOHNSON W. NDARC-NASA design and analysis of rotorcraft—Theoretical basis and architecture: NASA/TP-2009-215402 [R]. Washington, D. C. : NASA, 2010.
- [4] WALSH D, WEINER S, ARIFIAN K, et al. High airspeed testing of the Sikorsky X2 technology demonstrator [C] // Proceedings of the 67th American Helicopter Society Annual Forum. Washington, D. C. : American Helicopter Society, 2011: 2057-2066.
- [5] 高正, 陈仁良. 直升机飞行动力学 [M]. 北京: 科学出版社, 2003: 31-32.
- GAO Z, CHEN R L. Helicopter flight dynamics [M]. Beijing: Science Press, 2003: 31-32 (in Chinese).
- [6] LEISHMAN G J. Principles of helicopter aerodynamics with CD extra [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2006: 142-144.
- [7] BURGESS R K. The ABC rotor: A historical perspective [C] // Proceedings of the 60th Annual Forum of American Helicopter Society. Washington, D. C. : American Helicopter Society, 2004: 7-10.
- [8] FERGUSON K M. Towards a better understanding of the flight mechanics of compound helicopter configurations [D]. Glasgow: University of Glasgow, 2015.
- [9] HALLEY D H. ABC helicopter stability, control, and vibration evaluation on the Princeton dynamic model track [C] // Proceedings of the 29th Annual National Forum of American Helicopter Society. Washington, D. C. : American Helicopter Society, 1973: 740-752.
- [10] RUDDELL A J. Advancing blade concept (ABCTM) development [J]. Journal of the American Helicopter Society, 1977, 22 (1) : 13-23.
- [11] RUDDELL A J, MACRINO J A. Advancing blade concept (ABC) high speed development [C] // Proceedings of the 36th Annual Forum of American Helicopter Society. Washington, D. C. : American Helicopter Society, 1980: 274-283.
- [12] COLEMAN C P. A survey of theoretical and experimental coaxial rotor aerodynamic research: NASA TP-3675 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1997.
- [13] CHI Z, TODD R Q, HOSSEIN S, et al. Aeromechanics of the coaxial compound helicopter [C] // Proceedings of the 56th AIAA/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference. Reston: AIAA, 2015: 1-19.
- [14] 袁野, 陈仁良, 李攀. 共轴刚性旋翼飞行器配平特性及验证 [J] 南京航空航天大学学报, 2016, 48 (2) : 186-193.
- YUAN Y, CHEN R L, LI P. Trim characteristics and verification of coaxial rigid rotor aircraft [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2016, 48 (2) : 186-193 (in Chinese).
- [15] PHELPS A E, MINECK R E. Aerodynamic characteristics of a counter-rotating, coaxial, hingeless rotor helicopter model with auxiliary propulsion: NASA-TM-78705 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1978.
- [16] 王适存. 直升机空气动力学 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1985: 123-124.
- WANG S C. Helicopter aerodynamics [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1985: 123-124 (in Chinese).
- [17] BAGAI A. Aerodynamic design of the X2 technology demonstratorTM main rotor blade [C] // Proceedings of the 64th Annual Forum of American Helicopter Society. Washington, D. C. : American Helicopter Society, 2008: 1565-1580.
- [18] PADFIELD G D. Helicopter flight dynamics: The theory and application of flying qualities and simulation modelling [M]. 2nd ed. London: Blackwell Science Ltd., 1996: 93-108.

[19] ABBE J T L, BLACKWELL R H, JENNEY D S. Advancing blade concept (ABC)TM dynamics[C]//33rd American Helicopter Society Annual Forum. Washington, D. C.: American Helicopter Society, 1977:692-701.

作者简介:

袁野 男,博士研究生。主要研究方向:直升机飞行动力学。

陈仁良 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:直升机飞行动力学、直升机空气动力学。

Rotor control phase angle analysis for coaxial rigid rotor helicopter

YUAN Ye¹, CHEN Renliang^{1,*}, LI Pan¹, LU Ke²

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Rotorcraft Aeromechanics, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. Science and Technology on Rotorcraft Aeromechanics Laboratory, Chinese Helicopter Research & Development Institute, Jingdezhen 333001, China)

Abstract: Adopting the flight dynamic model of coaxial rigid rotor helicopter, this paper sets the XH-59A coaxial rigid rotor helicopter as research object and analyzes the influence of rotor control phase angle on longitudinal trim characteristics, helicopter power required and hub bending moment of upper and lower rotor. Based on the analysis results, this paper proposes the allocation method of coaxial rigid rotor helicopter's rotor control phase angle. It aims to decrease the helicopter power required and make upper and lower rotor's hub bending moment and trim characteristics meet the requirement. The method can make the XH-59A helicopter satisfy the requirements of hub bending moment of upper and lower rotor and longitudinal cyclic pitch limitation within the flight speed scope of 0–80 m/s, and can minimize up to 8% power required. This method provides reference for design of coaxial rigid rotor helicopter.

Keywords: coaxial twin helicopter; power required; rotor control phase angle; trim characteristics; hub bending moment

Received: 2016-10-19; **Accepted:** 2016-11-25; **Published online:** 2016-12-15 17:51

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161215.1751.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51405227); Aeronautical Science Foundation of China (20145752034); the Project Funded by the Priority Academic Program Development of Jiangsu Higher Education Institutions

* **Corresponding author.** E-mail: crlae@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0791

基于跟踪微分器的高超声速飞行器减步控制

张伸¹, 王青^{1,*}, 董朝阳², 侯砚泽³

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083;
3. 北京空间技术研制试验中心, 北京 100094)

摘 要: 针对高超声速飞行器强非线性, 强耦合与高度不确定性的特点, 提出一种基于高阶跟踪微分器的减步控制方案。将高超声速飞行器纵向模型表达为严反馈形式。在反步法设计框架中, 引入跟踪微分器, 利用其对给定信号任意阶导数精确估计的能力, 计算第 1 步设计中产生的虚拟控制量的导数, 并直接获得第 2 步实际控制量, 从而将设计步骤从 3 步减少为 2 步。且在每步设计中将参数不确定性与外部扰动建模为等效干扰, 设计扩张状态观测器获得等效干扰估计值, 继而在控制器设计中进行补偿。利用 Lyapunov 方法证明闭环系统稳定性。仿真结果验证了所提控制方案对不确定及干扰的抑制作用, 且跟踪精度优于传统动态面方法。

关键词: 高超声速飞行器; 跟踪控制; 减步控制; 跟踪微分器; 扩张状态观测器

中图分类号: V249.1; TP273

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2054-09



高超声速飞行器具有可靠的快速运输和全球到达能力, 使其在商业和军事领域均具有重要意义, 世界各国广泛开展了高超声速飞行器的研制工作^[1-2]。受其飞行环境与特殊气动构型影响, 高超声速飞行器模型呈现强非线性, 气动参数强不确定性, 推力与气动耦合等特点^[3-4]。因此, 控制系统设计对实现其安全可靠飞行, 完成设定任务起到十分关键的作用^[5-6]。

由于基于线性系统理论的设计方法存在建模与实际被控对象差距较大的缺点, 尤其对于高超声速飞行器这一类具有强非线性特点的被控对象, 线性系统方法已不再适用。因此, 近年来在高超声速飞行器控制系统设计方面国内外文献大多采用非线性控制方法。文献[7]利用非线性动态逆方法设计鲁棒控制器, 并利用随机鲁棒性分析其稳定性。文献[8]将自适应方法应用于动态逆

控制器设计。文献[9]将滑模方法应用于高超声速飞行器控制, 并利用有限时间积分方法证明稳定性。文献[10]将反步法引入高超声速飞行器控制系统设计, 文献[11]在其基础上, 设计在线自适应律, 提出了高超声速飞行器的自适应反步法。文献[12-13]将反步法结合自适应神经网络, 进一步提高系统鲁棒性。

在以上针对高超声速飞行器的控制系统设计方案中, 反步法不仅对系统不确定性具有较强鲁棒性, 且对系统非线性项不需附加约束、适应性强, 因此得到了更为广泛的应用。

为解决传统反步法所带来的“微分爆炸”问题, 文献[14]中提出了一种动态面控制方法, 该方法通过引入若干一阶低通滤波器避免了对虚拟控制指令的直接微分, 并在高超声速飞行器控制中得到广泛应用^[15-16]。文献[15]运用动态面方

收稿日期: 2016-10-11; 录用日期: 2017-01-06; 网络出版时间: 2017-02-13 10:18

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170213.1018.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61374012, 61403028)

* 通讯作者: E-mail: wangqing@buaa.edu.cn

引用格式: 张伸, 王青, 董朝阳, 等. 基于跟踪微分器的高超声速飞行器减步控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2054-2062. ZHANG S, WANG Q, DONG C Y, et al. Reduced step control of hypersonic vehicle based on tracking differentiator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2054-2062 (in Chinese).

法,并考虑执行机构饱和问题,设计高超声速飞行器控制器。文献[16]提出一种带有积分项的动态面控制器。

然而动态面方法中一阶滤波器的引入同样带来一些问题。首先,高超声速飞行器高度子系统相对阶为 3,在运用反步法框架下的动态面方法时,需要 3 个设计步骤,且需设计 2 个低通滤波器。这在很大程度上增加了控制器复杂度。其次,动态面方法中一阶滤波器的引入不可避免的改变名义虚拟控制指令,因此会带来一定误差。本文利用高阶跟踪微分器能够精确估计给定信号任意阶导数的能力^[17],完成反步法中第 1 步虚拟控制量导数及二阶导数的精确计算,同时根据俯仰角与俯仰角速率之间简单的导数关系,可以直接在第 2 步中得到实际控制量的指令值。相比于传统动态面方法,将设计步骤从 3 步减少为 2 步。且省略了 2 个一阶滤波器的设计,在简化设计复杂度的同时,消除了滤波器所带来的误差,跟踪精度高于传统动态面方法。另外,在每一步设计中,将参数不确定和外部扰动带来的系统偏差视作等效干扰。采用扩张状态观测器对每一步等效干扰进行估计,并在控制器设计过程中进行干扰补偿。通过对比仿真,说明了本文所提方法的优越性。

1 模型建立及问题描述

1.1 飞行器动力学模型

考虑文献[18]中提出的面向控制的吸气式高超声速飞行器纵向动力学模型为

$$\begin{cases} \dot{h} = V \sin \gamma \\ \dot{V} = \frac{T \cos \alpha - D}{m} - g \sin \gamma \\ \dot{\gamma} = \frac{L + T \sin \alpha}{mV} - \frac{g}{V} \cos \gamma \\ \dot{\alpha} = -\frac{L + T \sin \alpha}{mV} + q + \frac{g}{V} \cos \gamma \\ \dot{\theta} = q \\ \dot{q} = \frac{M}{I_{yy}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: m 、 I_{yy} 、 g 分别为飞行器质量、绕机体系 y 轴转动惯量、重力加速度。高超声速飞行器纵向运动模型包含 6 个状态:高度(h)、速度(V)、弹道倾角(γ)、迎角(α)、俯仰角(θ)、俯仰角速率(q); 2 个控制输入:燃料当量比(Φ)、升降舵偏角(δ_e)。 T 、 D 、 L 、 M 分别为高超声速飞行器发动机推力、气动阻力、升力、俯仰力矩,且具有以下形式:

$$\begin{cases} T \approx \bar{q} S (C_{T,\phi}(\alpha) \Phi + C_T(\alpha)) \\ D = \bar{q} S C_D(\alpha, \delta_e) \\ L = \bar{q} S C_L(\alpha, \delta_e) \\ M = z_T T + \bar{q} S \bar{c} C_M(\alpha, \delta_e) \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\bar{q} = 0.5\rho V^2$ 为动压, ρ 为大气密度; S 为飞行器参考面积; \bar{c} 为平均气动弦长; z_T 为推力对俯仰力矩的耦合系数; $C_{T,\phi}$ 、 C_T 、 C_L 、 C_D 及 C_M 为推力及气动力相关系数,其定义如下:

$$\begin{cases} C_{T,\phi}(\alpha) = C_T^{\phi\alpha^3} \alpha^3 + C_T^{\phi\alpha^2} \alpha^2 + C_T^{\phi\alpha} \alpha + C_T^{\phi} \\ C_T(\alpha) = C_T^3 \alpha^3 + C_T^2 \alpha^2 + C_T^1 \alpha + C_T^0 \\ C_L(\alpha, \delta_e) = C_L^\alpha \alpha + C_L^0 \\ C_D(\alpha, \delta_e) = C_D^{\alpha^2} \alpha^2 + C_D^\alpha \alpha + C_D^0 \\ C_M(\alpha, \delta_e) = C_M^{\alpha^2} \alpha^2 + C_M^\alpha \alpha + C_M^{\delta_e} \delta_e + C_M^0 \end{cases} \quad (3)$$

式中:带上标的各变量为曲线拟合系数,其取值可参考文献[18]。

1.2 控制问题描述

高超声速飞行器的控制目标为跟踪给定的高度指令(h_d)与速度指令(V_d)。现有文献中,通常将飞行器纵向动力学模型划分为高度子系统与速度子系统^[8,19],并分别以升降舵偏角(δ_e)及燃料当量比(Φ)为控制输入。这样,将问题转化为 2 个单输入单输出非线性系统的跟踪控制问题。

在高度子系统设计中,以弹道倾角指令 γ_d 代替高度指令 h_d 作为高度子系统的跟踪信号^[20]。定义高度跟踪误差为 $z_h = h - h_d$,对其求导可得 $\dot{z}_h = \dot{h} - \dot{h}_d = V \sin \gamma - \dot{h}_d$,则弹道倾角指令 γ_d 可设计为

$$\gamma_d = \arcsin\left(\frac{-k_h z_h + \dot{h}_d}{V}\right) \quad (4)$$

式中: $k_h > 0$ 为控制增益。

在下面的设计中,均以弹道倾角指令代替高度指令。为了将高度子系统变换为严反馈形式,对模型作以下假设:

假设 1 弹道倾角方程和俯仰角速率方程中的推力项的影响均视作干扰考虑。

针对高度子系统,将状态变量定义为 $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [\gamma, \theta, q]^T$ 。基于上述假设,建立如下严反馈形式的高度子系统模型:

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1, V) + g_1(V)x_2 + d_1 \quad (5)$$

$$\dot{x}_2 = f_2 + g_2 x_3 \quad (6)$$

$$\dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, V) + g_3(V)u + d_2 \quad (7)$$

式中: $f_1 = (C_L^0 \bar{q} S - mg \cos x_1)/(mV) - x_1 C_L^0 \bar{q} S/(mV)$; $g_1 = C_L^0 \bar{q} S/(mV)$; $f_2 = 0$; $g_2 = 1$; $g_3 = \bar{q} S \bar{c} C_M^{\delta_e}/I_{yy}$; $f_3 = \bar{q} S \bar{c} [C_M^{\alpha^2} (x_2 - x_1)^2 + C_M^\alpha (x_2 - x_1) + C_M^0]/$

$I_{yy}; u = \delta_e$ 为高度子系统的控制输入; d_1 和 d_2 分别为对应方程中的等效干扰项。

针对速度子系统, 建立如下模型:

$$\dot{V} = f_4(x_1, x_2, x_3, V) + g_4(x_1, x_2, x_3, V)\Phi \quad (8)$$

式中: $f_4 = \bar{q}SC_T \cos(x_2 - x_1)/m - \bar{q}SC_D/m - g \sin x_1$; $g_4 = \bar{q}SC_{T,\phi} \cos(x_2 - x_1)/m$ 。

从式(8)给出的整理后的速度子系统模型可以看出, 该子系统相对阶为 1, 本文中采用动态逆方法设计控制器。从式(5)~式(7)给出的整理后的高度子系统可以看出, 该子系统相对阶为 3, 通常的动态面控制方法, 需要分 3 步设计。本文提出一种基于跟踪微分器的减步控制方案, 可有效减少控制器的设计步骤, 并提高跟踪精度。

2 高阶跟踪微分器设计

设计如下跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD):

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \dot{v}_3 = -R^2 \left[a_1(v_1 - \phi) + a_2 \frac{v_2}{R} + a_3 \frac{v_3}{R} \right] \end{cases} \quad (9)$$

式中: R, a_1, a_2, a_3 为待设计的正常数; ϕ 为 TD 的输入信号; v_1, v_2, v_3 为 TD 的状态变量, 且分别为 $\phi, \dot{\phi}, \ddot{\phi}$ 的估计值。TD 的收敛性由引理 1 给出。

引理 1^[21] 对于式(9)中给出的线性高阶跟踪微分器, 若矩阵

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix}$$

为正定矩阵, 且输入信号 $\varphi: [0, \infty) \rightarrow \mathbf{R}$ 满足 $\sup_{t \in [0, T]} |\dot{\phi}(t)| = M < \infty, T, M$ 为任意正常数。则对于任意 $0 < a < T$, 当 $R \rightarrow \infty$ 时, v_1, v_2, v_3 在区间 $[a, T]$ 内一致收敛于 $\phi, \dot{\phi}$ 及 $\ddot{\phi}$, TD 的初值 (v_{10}, v_{20}, v_{30}) 任意给定。

根据引理 1, 对于有界输入信号 ϕ , 式(9)中所设计的 TD 在保证矩阵 A 正定前提下, 满足:

$$\begin{cases} \lim_{R \rightarrow \infty} v_1 = \phi \\ \lim_{R \rightarrow \infty} v_2 = \dot{\phi} \\ \lim_{R \rightarrow \infty} v_3 = \ddot{\phi} \end{cases} \quad (10)$$

3 控制器设计

3.1 高度子系统干扰抑制减步控制方案

在 1.2 节中, 已经通过变换将高度子系统表

达为相对阶为 3 的严反馈形式, 跟踪信号为弹道倾角。本节采用基于高阶跟踪微分器的减步方案, 设计控制器。

步骤 1 为了实现对弹道倾角指令的跟踪, 定义该步的动态面为 $S_1 = x_1 - \gamma_d$, 由式(5)可得

$$\dot{S}_1 = f_1(x_1, V) + g_1(V)x_2 + d_1(t) - \dot{\gamma}_d \quad (11)$$

以 x_2 为该步的虚拟控制输入, 设计名义虚拟控制指令 x_{2d} 为

$$x_{2d} = g_1^{-1}(-k_1 z_1 - f_1 - \hat{d}_1 - T_1 e + \dot{\gamma}_d) \quad (12)$$

式中: $k_1 > 0$ 为待设计增益常数; $z_1 = S_1 - e, \dot{e} = -T_1 e + g_1 \delta_1, \delta_1$ 为跟踪微分器对名义虚拟控制指令的估计误差, 即第 2 步中实际采用的虚拟控制指令信号与名义值 x_{2d} 的差, 将在下文中给出。在实际问题中, 干扰信号 d_1 为不可测量, 引入扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)获得对未知干扰的估计值 \hat{d}_1 。ESO 设计如下:

$$\begin{cases} \dot{E}_{11} = Z_{11} - x_1 \\ \dot{Z}_{11} = Z_{12} + f_1(x_1, V) - \beta_{11} E_{11} + g_1(V)x_2 \\ \dot{Z}_{12} = -\beta_{12} \text{fal}_1(E_{11}, \lambda_1, \varepsilon_1) \end{cases} \quad (13)$$

式中: Z_{11} 和 Z_{12} 为 ESO 状态; $\hat{d}_1 = Z_{12}; \beta_{11}$ 及 β_{12} 为 ESO 增益。函数 fal_1 定义为

$$\text{fal}_1(E_{11}, \lambda_1, \varepsilon_1) = \begin{cases} E_{11} |\lambda_1 \text{sgn}(E_{11})| & |E_{11}| > \varepsilon_1 \\ E_{11} / \varepsilon_1^{1-\lambda_1} & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

将步骤 1 中的名义虚拟控制指令 x_{2d} 通过式(9)中设计的跟踪微分器, 即

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \dot{v}_3 = -R^2 \left[a_1(v_1 - x_{2d}) + a_2 \frac{v_2}{R} + a_3 \frac{v_3}{R} \right] \end{cases} \quad (15)$$

在后续设计中, 采用 v_1 作为实际虚拟控制指令, 因此 $\delta_1 = v_1 - x_{2d}$ 。跟踪微分器的收敛性由引理 1 保证, 因此 δ_1 能在很短时间内趋近于 0。

步骤 2 本步的设计目标为实现对实际虚拟控制指令 v_1 的跟踪。定义该步的动态面为 $S_2 = x_2 - v_1$, 由式(6)可得

$$\dot{S}_2 = x_3 - \dot{v}_1 = x_3 - v_2 \quad (16)$$

以 x_3 为该步的虚拟控制输入, 设计名义虚拟控制指令 x_{3d} 为

$$x_{3d} = -k_2 S_2 + v_2 \quad (17)$$

式中: $k_2 > 0$ 为待设计增益常数。对 x_{3d} 直接求导可得

$$\dot{x}_{3d} = -k_2 \dot{S}_2 + \dot{v}_2 = -k_2(x_3 - v_2) + v_3 \quad (18)$$

从式(18)可以看出,借助微分器的作用, x_{3d} 的导数可以精确获得,而不需要重新设计一个微分器或滤波器去获得该步名义虚拟控制律的导数,这给控制设计带来了较大便利。

在得到 \dot{x}_{3d} 之后,定义俯仰角速率的跟踪误差为 $S_3 = x_3 - x_{3d}$,则由式(7)可得 S_3 的导数为

$$\dot{S}_3 = f_3(x_1, x_2, V) + g_3(V)u + d_2 - \dot{x}_{3d} \quad (19)$$

与步骤 1 中类似,采用 ESO 获得对未知干扰的估计值 \hat{d}_2 。ESO 设计如下:

$$\begin{cases} \dot{E}_{21} = Z_{21} - x_3 \\ \dot{Z}_{21} = Z_{22} + f_3(x_1, x_2, V) - \beta_{21}E_{21} + g_3(V)u \\ \dot{Z}_{22} = -\beta_{22}\text{fal}_2(E_{21}, \lambda_2, \varepsilon_2) \end{cases} \quad (20)$$

式中: Z_{21} 和 Z_{22} 为 ESO 状态; $\hat{d}_2 = Z_{22}$; β_{21} 、 β_{22} 为 ESO 增益。函数 fal_2 定义如下:

$$\text{fal}_2(E_{21}, \lambda_2, \varepsilon_2) = \begin{cases} |E_{21}|^{\lambda_2} \text{sgn}(E_{21}) & |E_{21}| > \varepsilon_2 \\ E_{21}/\varepsilon_2^{1-\lambda_2} & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

由上述 ESO 获得等效干扰估计值 \hat{d}_2 后,实际控制输入即升降舵偏角的指令设计如下:

$$\begin{aligned} \delta_e = g_3^{-1} [& -k_3 S_3 - k_2(x_3 - v_2) - \\ & f_3 - \hat{d}_2 + v_3] = g_3^{-1} [-k_3 k_2 S_2 - \\ & (k_2 + k_3)(x_3 - v_2) - f_3 - \hat{d}_2 + v_3] \end{aligned} \quad (22)$$

式中: $k_3 > 0$ 为控制器增益。

显然本节中所给出的减步控制方案从设计步骤上对传统动态面方法进行了简化。进一步分析,传统动态面方法通常在每个设计步骤最后,将各名义虚拟控制指令通过一阶惯性环节,获得实际虚拟控制指令及其一阶导数。此方法虽然解决了反步法中的“微分爆炸”问题,然而一阶惯性环节的加入使得实际虚拟控制指令与名义虚拟控制指令间存在一定误差,因此动态面方法在一定程度上牺牲了收敛速度与控制精度。本文中的减步控制方案采用跟踪微分器跟踪名义控制指令,并获得其精确导数值,因此在收敛速度与跟踪精度上优于动态面方法。

3.2 速度子系统动态逆控制器设计方案

速度子系统控制器采用动态逆设计方法。定义速度跟踪误差为 $z_v = V - V_d$ 。考虑式(8),则速度跟踪误差的导数为

$$\dot{z}_v = \dot{V} - \dot{V}_d = f_4 + g_4 \Phi - \dot{V}_d \quad (23)$$

设计速度子系统控制律如下:

$$\Phi = g_4^{-1}(-k_v z_v - f_4 + \dot{V}_d) \quad (24)$$

式中: $k_v > 0$ 为控制器增益。

4 稳定性证明

4.1 高度子系统稳定性证明

在 3.1 节中,采用干扰抑制减步方案设计高度子系统控制器,本小节对该方法进行稳定性证明。

定义 Lyapunov 函数为

$$W_h = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}S_2^2 + \frac{1}{2}S_3^2 \quad (25)$$

对其求导可得

$$\dot{W}_h = z_1 \dot{z}_1 + S_2 \dot{S}_2 + S_3 \dot{S}_3 \quad (26)$$

实际的系统状态 x_2 和 x_3 可以表示为

$$\begin{aligned} x_2 = S_2 + v_1 = S_2 + x_{2d} + \delta_1 = \\ S_2 + \delta_1 + g_1^{-1}(-k_1 z_1 - f_1 - \hat{d}_1 - T_1 e - \dot{\gamma}_d) \end{aligned} \quad (27)$$

$$x_3 = S_3 + x_{3d} = S_3 - k_2 S_2 + v_2 \quad (28)$$

依据式(27)和式(28)计算得到 z_1 、 S_2 和 S_3 的导数分别为

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 = \dot{S}_1 - \dot{e} = \dot{x}_1 - \dot{\gamma}_d - \dot{e} = \\ f_1 + g_1 x_2 + d_1 - \dot{\gamma}_d - \dot{e} = \\ f_1 + g_1(S_2 + \delta_1) - k_1 z_1 - \\ f_1 + d_1 - \hat{d}_1 - T_1 e - \dot{e} = \\ g_1 S_2 - k_1 z_1 + d_1 - \hat{d}_1 \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_2 = \dot{x}_3 - \dot{v}_2 = \\ S_3 - k_2 S_2 + v_2 - \dot{v}_2 = S_3 - k_2 S_2 \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = \\ f_3 + g_3 u + d_2 - \dot{x}_{3d} = f_3 - k_3 S_3 - k_3(x_3 - v_2) - \\ f_3 - \hat{d}_2 + v_3 + d_2 - \dot{x}_{3d} = -k_3 S_3 + d_2 - \hat{d}_2 \end{aligned} \quad (31)$$

将式(29)~式(31)代入式(26),得到沿着系统轨迹的 Lyapunov 函数的导数如下:

$$\begin{aligned} \dot{W}_h = z_1 \dot{z}_1 + S_2 \dot{S}_2 + S_3 \dot{S}_3 = \\ z_1(g_1 S_2 - k_1 z_1 + d_1 - \hat{d}_1) + \\ S_2(S_3 - k_2 S_2) + S_3(-k_3 S_3 + d_2 - \hat{d}_2) = \\ -k_1 z_1^2 - k_2 S_2^2 - k_3 S_3^2 + g_1 z_1 S_2 + \\ S_2 S_3 + z_1(d_1 - \hat{d}_1) + S_3(d_2 - \hat{d}_2) \end{aligned} \quad (32)$$

利用 Young 不等式,可以得到以下不等式关系:

$$\begin{cases} z_1 g_1 S_2 \leq \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} g_1^2 S_2^2 \\ S_2 S_3 \leq \frac{1}{2} S_2^2 + \frac{1}{2} S_3^2 \\ z_1 (d_1 - \hat{d}_1) \leq \frac{1}{2} \left[b_{11} z_1^2 + \frac{1}{b_{11}} (d_1 - \hat{d}_1)^2 \right] \\ S_3 (d_2 - \hat{d}_2) \leq \frac{1}{2} \left[b_{12} S_3^2 + \frac{1}{b_{12}} (d_2 - \hat{d}_2)^2 \right] \end{cases}$$

式中: $b_{11} > 0$ 和 $b_{12} > 0$ 均为可设计的常数。将上述不等式关系代入式(32)可以得到

$$\begin{aligned} \dot{W}_h \leq & - \left(k_1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} b_{11} \right) z_1^2 - \\ & \left(k_2 - \frac{1}{2} g_1^2 - \frac{1}{2} \right) S_2^2 - \left(k_3 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} b_{12} \right) S_3^2 + \\ & \frac{1}{2b_{11}} (d_1 - \hat{d}_1)^2 + \frac{1}{2b_{12}} (d_2 - \hat{d}_2)^2 \end{aligned} \quad (33)$$

选择 $k_1 > \frac{1}{2} + \frac{1}{2} b_{11}, k_2 > \frac{1}{2} + \frac{1}{2} g_1^2, k_3 > \frac{1}{2} + \frac{1}{2} b_{12}$, 则式(33)中 Lyapunov 函数的导数可以表达为

$$\dot{W}_h \leq -2\omega_0 V + \varepsilon_0 \quad (34)$$

式中: $\omega_0 = \min \left\{ \left(k_1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} b_{11} \right), \left(k_2 - \frac{1}{2} g_1^2 - \frac{1}{2} \right), \left(k_3 - 1/2 - b_{12}/2 \right) \right\}; \varepsilon_0 = \frac{1}{2b_{11}} (d_1 - \hat{d}_1)^2 + \frac{1}{2b_{12}} (d_2 - \hat{d}_2)^2$ 。

通过合理选择 2 个扩张状态观测器的参数, 可以实现对 γ 回路及 q 回路等效干扰的快速精确估计, 从而使得 ε_0 在很短时间内收敛到原点附近的很小邻域内。控制增益 $k_i (i=1,2,3)$ 的设计保证了 $\omega_0 > 0, \omega_0$ 越大, 对于干扰的抑制效果越好, 跟踪精度越高。由以上关于 ω_0 和 ε_0 的分析结果可知, z_1, S_2 和 S_3 一致毕竟有界稳定。又由引理 1, 在参数选择合理的情况下, 高阶跟踪微分器所带来的第 1 步虚拟控制指令的改变 δ_1 有限时间收敛到 0, 因此 S_1 也是一致毕竟有界稳定的。从上面分析可以看出, 闭环系统所有信号稳定, 且通过选择参数, 能快速收敛到原点的领域内。

4.2 速度子系统稳定性证明

在 3.2 节中, 采用动态逆方法设计了速度子系统控制器, 本小节对该方法进行稳定性证明。

定义如下 Lyapunov 函数:

$$W_v = \frac{1}{2} z_v^2 \quad (35)$$

对其求导可得

$$\dot{W}_v = z_v \dot{z}_v \quad (36)$$

将式(23)及式(24)代入式(36), 可得

$$\begin{aligned} \dot{W}_v &= z_v (f_4 + g_4 \Phi - \dot{V}_d) = \\ z_v (f_4 - k_v z_v - f_4 + \dot{V}_d - \dot{V}_d) &= -k_v z_v^2 \end{aligned} \quad (37)$$

因此, 速度子系统一致渐进稳定。

5 仿真实验

为了验证所提控制方案, 本节对该方案开展数值仿真实验。仿真模型采用式(1)及式(2)给出的全量非线性模型。控制目标是实现对给定速度和高度信号的跟踪, 其中高度指令信号为通过 2 个二阶指令滤波器的两次阶跃信号, 2 个指令滤波器的自然频率和阻尼比分别为 $\omega_{th} = 0.3, \xi_{th} = 0.95$ 。速度指令为通过 2 个二阶指令滤波器的一次阶跃信号, 2 个指令滤波器的自然频率和阻尼比分别为 $\omega_{tv} = 0.1, \xi_{tv} = 0.95$ 。飞行器初始状态为 $V_0 = 2347.6 \text{ m/s}, h_0 = 25908 \text{ m}, \gamma_0 = 0^\circ$ 。在此状态进行配平计算可得 $\alpha_0 = 0.92^\circ, \theta_0 = 0.92^\circ, q_0 = 0 (\text{ }^\circ)/\text{s}, \delta_e = 3.36^\circ, \Phi = 0.08$ 。

选择控制器增益为 $k_1 = 0.8, k_2 = 2.5, k_3 = 2.8, k_v = 1.1$; 选择跟踪微分器增益为 $a_1 = 0.5, a_2 = 0.2, a_3 = 0.3, R = 0.05$; 选择扩张状态观测器参数为 $\beta_{11} = \beta_{12} = 30, \beta_{21} = \beta_{22} = 10, \lambda_1 = \lambda_2 = 0.8, \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0.001$ 。仿真中考虑系统参数不确定性为等效干扰, 假设实际气动参数 $C_L^\alpha, C_T^\alpha, C_T^3, C_T^1, C_T^0, C_T^{\phi\alpha^3}, C_T^{\phi\alpha^2}, C_T^{\phi\alpha}, C_T^\phi$ 各自与其名义值之间相差 25%, 实际气动参数 $C_M^\alpha, C_M^{\alpha^2}, C_M^{\delta_e}$ 各自与其名义值之间相差 30%, 并加入 0.5° 的风干扰附加迎角。仿真结果如图 1~图 5 所示。

图 1 给出了弹道倾角跟踪曲线, 可以看出本文提出的减步控制方案实现了闭环系统对弹道倾角指令的精确跟踪。对弹道倾角跟踪精度影响较大的因素主要包括 2 个: 一是将步骤 1 名义指令通过微分器计算导数所带来的步骤 2 名义指令

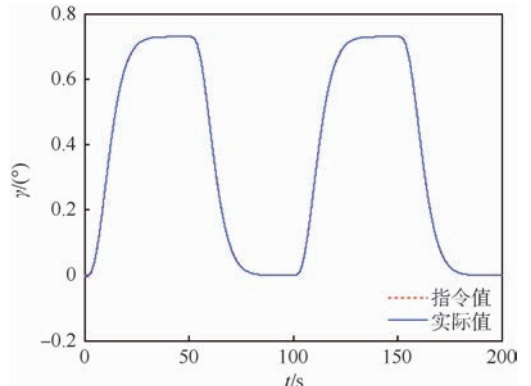


图 1 减步控制方案弹道倾角跟踪曲线

Fig. 1 Flight path angle tracking curves with reduced step control scheme

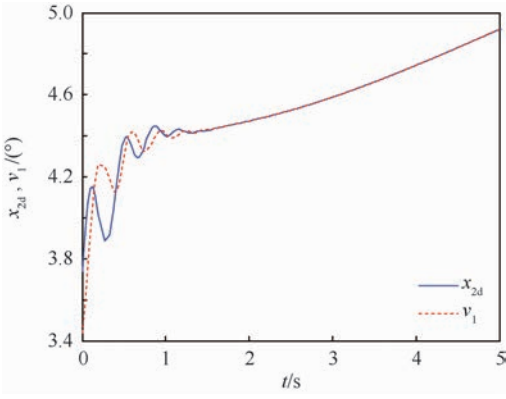


图 2 减步控制方案虚拟控制指令曲线
Fig.2 Virtual control signal curves with reduced step control scheme

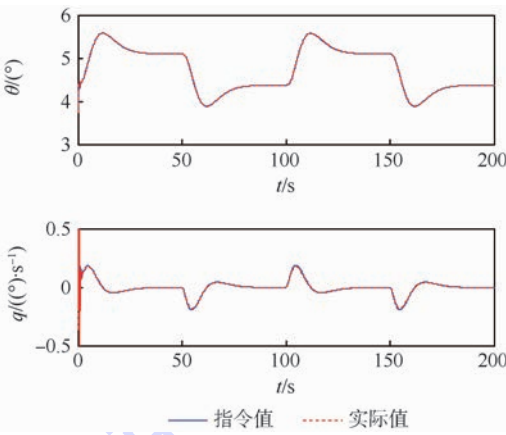


图 3 减步控制方案俯仰角与俯仰角速率跟踪曲线
Fig.3 Pitch angle and pitch angle rate tracking curves with reduced step control scheme

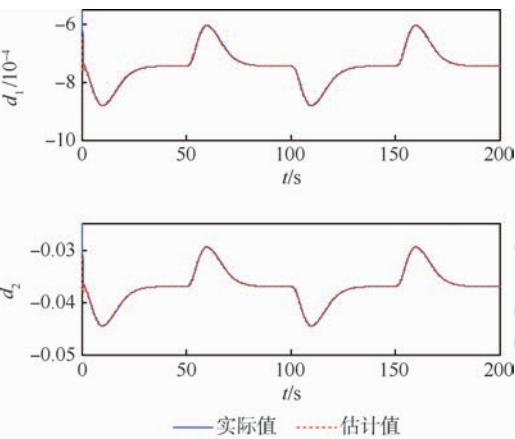


图 4 等效干扰观测曲线

Fig.4 Observed curves of equivalent disturbances

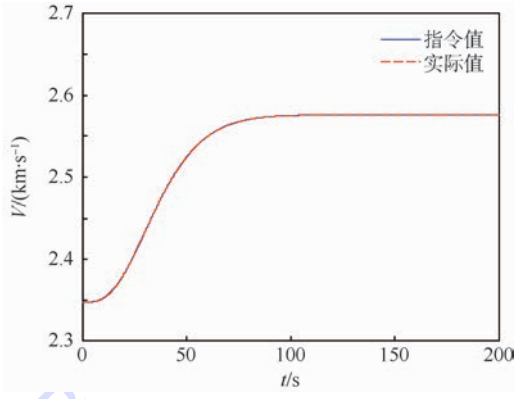


图 5 速度跟踪曲线

Fig.5 Velocity tracking curves

指令的精确跟踪。图 2 给出了步骤 1 虚拟控制指令名义值和实际值(即 x_{2d} 和 v_1)的对比曲线。可以看出,微分器状态 v_1 在很短时间内就精确收敛到 x_{2d} 上,从而验证了跟踪微分器的效果。图 3 给出了俯仰角与俯仰角速率跟踪曲线,仿真结果说明这 2 个变量均实现了对指令信号的精确跟踪。图 4 给出了等效干扰 d_1 和 d_2 的估计曲线,通过扩张状态观测器,实现了对等效干扰的精确估计。图 5 为速度跟踪曲线,可以看出速度回路对参考信号具有很快的响应能力,实现了对速度参考指令的精确跟踪。

通过上述数值仿真,验证了本文所提减步控制方案完成了预设的控制目标,实现了对给定指令信号的精确跟踪。为了对比本文所提方法与基于一阶滤波器的传统动态面控制方法的性能,下面开展对比仿真验证。在对比仿真验证中,步骤 1 与步骤 2 的名义虚拟控制指令分别为 x_{2d} 和 x_{3d} ,实际虚拟控制指令 \hat{x}_{2d} 和 \hat{x}_{3d} 可由以下一阶滤波器获得:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{2d} = -T_2(\hat{x}_{2d} - x_{2d}) \\ \dot{\hat{x}}_{3d} = -T_3(\hat{x}_{3d} - x_{3d}) \end{cases} \quad (38)$$

式中: T_2 、 T_3 分别为滤波器时间常数,仿真中选取 $T_2 = T_3 = 8$ 。对比仿真中考虑的动力学模型不确定性与上一步仿真中相同。在传统动态面控制方案中,同样采用扩张状态观测器实现对不确定、干扰以及忽略项所组成的等效干扰的估计并在每一步控制器设计中消除等效干扰的影响。另外传统动态面仿真中每一步所采用的控制增益与减步控制仿真方案中相同。

图 6~图 8 给出了减步控制方案与传统动态面控制方案的对比仿真结果。

图 6 给出了弹道倾角跟踪的对比曲线,图 7 为弹道倾角、俯仰角与俯仰角速率跟踪误差对

信号的改变;二是不确定及干扰带来的影响。从图 1 结合图 2 及图 4 可以看出,由于跟踪微分器对名义指令信号及其导数的精确估计,以及扩张状态观测器对干扰信号的精确估计,这两方面影响都得到了很好的抑制,从而实现了对弹道倾角

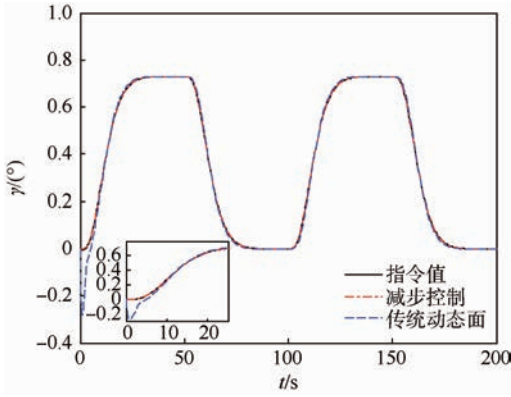


图6 弹道倾角跟踪对比

Fig. 6 Comparison of flight path angle tracking

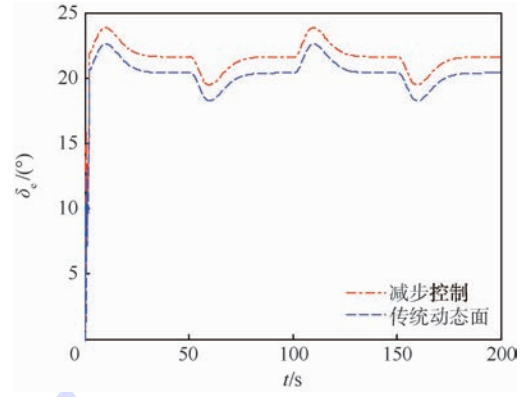
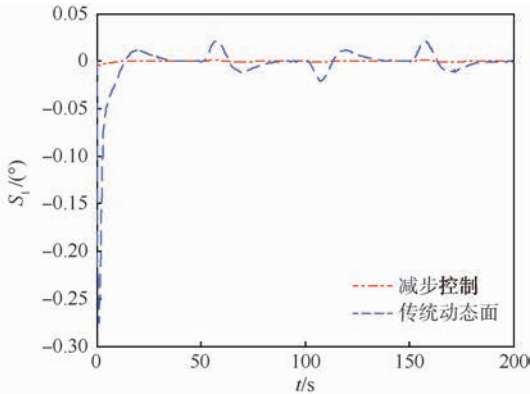
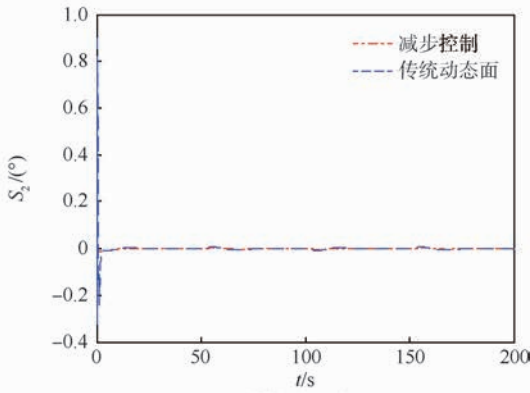


图8 升降舵偏角对比

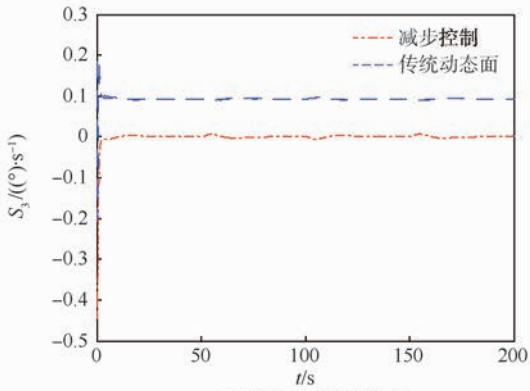
Fig. 8 Comparison of elevator deflection



(a) 弹道倾角跟踪误差



(b) 俯仰角跟踪误差



(c) 俯仰角速率跟踪误差

图7 弹道倾角、俯仰角与俯仰角速率跟踪误差对比
Fig. 7 Comparison of flight path angle, pitch angle and pitch angle rate tracking error

比曲线。图8给出了2种方案下升降舵偏角的对比曲线。从对比仿真结果可以看出,由于减步控制方案中跟踪微分器对名义指令信号及其导数的精确估计,使得该方案的收敛速度和跟踪精度均高于传统动态面控制方案。另外从图8中可以看出,采用减步控制方案所需的升降舵偏角略大于传统动态面控制,但均处于最大舵偏允许范围之内。

6 结论

1) 通过在传统动态面方法中加入高阶跟踪微分器,避免每一步都需要计算上一步名义虚拟控制变量导数的问题,将设计步骤从3步减小为2步,有效降低了控制系统复杂度。

2) 所提控制方案避免引入传统动态面控制中的低通滤波器。从而避免了实际虚拟控制量与名义虚拟控制量改变所带来的误差,提高了跟踪精度。

3) 将气动参数不确定性,外部扰动以及忽略项视作等效干扰,利用扩张状态观测器对其进行精确估计,并在控制中进行补偿。有效提高了控制器对不确定与干扰抑制能力。

4) 利用 Lyapunov 理论给出了闭环系统一致毕竟有界稳定的证明,并通过数值仿真说明了所提方案的优越性。

参考文献 (References)

[1] RODRIGUEZ A A, DICKESON J J, CIFDALOZ O, et al. Modeling and control of scramjet-powered hypersonic vehicles; Challenges, trends, & tradeoffs; AIAA-2008-6793 [R]. Reston: AIAA, 2008.

[2] LAMORTE N, FRIEDMANN P P, DALLE D J, et al. Uncertainty propagation in integrated airframe-propulsion system analysis for hypersonic vehicle [J]. Journal of Propulsion and Power, 2015, 31 (1) : 54-68.

- [3] DICKESON J J, RODRIGUEZ A A, SRIDHARAN S, et al. Control-relevant modeling, analysis, and design for seramjet-powered hypersonic vehicle; AIAA-2009-7287 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [4] KARLGARD C D, MARTIN J G, TARTABINI P V, et al. Hyper-X Mach 10 trajectory reconstruction: AIAA-2005-5920 [R]. Reston: AIAA, 2005.
- [5] MORELLI E A. Flight test experiment design for characterizing stability and control of hypersonic vehicles [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2009, 32 (3): 949-959.
- [6] 孙长银, 穆朝絮, 余瑶. 近空间高超声速飞行器控制的几个科学问题研究 [J]. 自动化学报, 2013, 39 (11): 1901-1913.
SUN C Y, MU Z X, YU Y. Some control problem for near space hypersonic vehicles [J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39 (11): 1901-1913 (in Chinese).
- [7] WANG Q, STENGEL R F. Robust nonlinear control of a hypersonic aircraft [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2000, 23 (4): 577-585.
- [8] FIORENTINI L, SERRANI A, BOLENDER M A, et al. Nonlinear robust adaptive control of flexible air-breathing hypersonic vehicles [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2009, 32 (2): 401-416.
- [9] SUN H B, LI S H, SUN C Y. Finite time integral sliding model control of hypersonic vehicles [J]. Nonlinear Dynamics, 2013, 73 (1/2): 229-244.
- [10] 刘燕斌, 陆宇平. 基于反步法的高超音速飞机纵向往飞行控制 [J]. 控制与决策, 2007, 22 (3): 313-317.
LIU Y B, LU Y P. Longitudinal inversion flight control based on backstepping for hypersonic vehicle [J]. Control and Decision, 2007, 22 (3): 313-317 (in Chinese).
- [11] 黄喜元, 王青, 董朝阳. 基于 Backstepping 的高超声速飞行器鲁棒自适应控制 [J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33 (6): 1321-1326.
HUANG X Y, WANG Q, DONG C Y. Robust adaptive control of hypersonic vehicles via Backstepping method [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33 (6): 1321-1326 (in Chinese).
- [12] XU B, GAO D X, WANG S X. Adaptive neural control based on HGO for hypersonic flight vehicles [J]. Science China Information Sciences, 2011, 54 (3): 511-520.
- [13] XU B, FAN Y H, ZHANG S M. Minimal-learning-parameter technique based adaptive neural control of hypersonic flight dynamics without back-stepping [J]. Neurocomputing, 2015, 164 (C): 201-209.
- [14] SWAROOP D, HEDRICK J K, YIP P P, et al. Dynamic surface control for a class of nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45 (10): 1893-1899.
- [15] XU B, HUANG X Y, WANG D W, et al. Dynamic surface control of constrained hypersonic flight models with parameter estimation and actuator compensation [J]. Asian Journal of Control, 2014, 16 (1): 162-174.
- [16] WASEEM A B, LIN Y, KENDRICK A S. Adaptive integral dynamic surface control of a hypersonic flight vehicle [J]. International Journal of Systems Science, 2015, 46 (10): 1717-1728.
- [17] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪微分器 [J]. 系统科学与数学, 1994, 14 (2): 177-183.
HAN J Q, WANG W. Nonlinear tracking-differentiator [J]. Journal of Systems Science and Mathematical Science, 1994, 14 (2): 177-183 (in Chinese).
- [18] PARKER J T, SERRANI A, YURKOVICH S, et al. Control-oriented modeling of an air-breathing hypersonic vehicle [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2007, 30 (3): 856-869.
- [19] XU B, SHI Z K. An overview on flight dynamic and control approaches for hypersonic vehicles [J]. Science China Information Sciences, 2015, 58 (7): 1-19.
- [20] FIORENTINI L, SERRANI A. Adaptive restricted trajectory tracking for a non-minimum phase hypersonic vehicle model [J]. Automatic, 2012, 48 (7): 1248-1261.
- [21] GUO B Z, ZHAO Z L. On convergence of tracking differentiator [J]. International Journal of Control, 2001, 84 (4): 693-701.

作者简介:

张伸 男, 博士研究生。主要研究方向: 高超声速飞行器制导与控制、切换控制。

王青 女, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 导航制导与控制、智能控制、鲁棒控制、切换控制。

Reduced step control of hypersonic vehicle based on tracking differentiator

ZHANG Shen¹, WANG Qing^{1,*}, DONG Chaoyang², HOU Yanze³

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

3. Beijing Research and Test Center of Space Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: Aimed at the strong nonlinearity, complicated couplings and high uncertainties of hypersonic vehicle, a reduced step control scheme based on high-order tracking differentiator is put forward. The longitudinal model of hypersonic vehicle is transformed as strict-feedback form. A tracking differentiator is imported in the backstepping frame. The derivative of virtual control signal in the first step is obtained using the tracking differentiator with its ability of estimating any derivative for a given signal. Also, the actual control signal in the second step is obtained according to the second-order derivative estimation of the tracking differentiator. Thus, the three design steps are reduced into two steps. Moreover, the parameter uncertainties and external disturbances are modeled as equivalent disturbances in each step. Extended state observers are designed to estimate the equivalent disturbances. Then, the equivalent disturbances are compensated in the controller. The Lyapunov theory is used to prove the stability of the closed-loop system. The numerical simulation results show the inhibiting ability of the proposed control scheme against uncertainties and disturbances. And its tracking precision is superior to that of the traditional dynamic surface control method.

Keywords: hypersonic vehicle; tracking control; reduced step control; tracking differentiator; extended state observer

Received: 2016-10-11; **Accepted:** 2017-01-06; **Published online:** 2017-02-13 10:18

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170213.1018.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61374012,61403028)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0952

高超声速热化学非平衡对气动热环境影响



杨建龙, 刘猛*, 阿嵘

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 高超声速气动加热严重, 考虑热化学非平衡对气动热环境影响, 可以为热防护系统设计提供有效保障。采用 Park 和 Gupta 热化学非平衡模型, 数值计算研究 5 组元(N_2 , O_2 , N , O , NO), 17 组化学反应的热化学非平衡效应对高超声速飞行器气动热环境影响, 并与完全气体和热化学平衡模型进行对比分析。热化学非平衡模型流场温度及激波距离均比完全气体模型小。激波后气体密度因离解、化学反应而增大, 且气体密度越大, 激波距离越小, 热化学平衡模型激波距离最小。完全气体和热化学平衡模型热流载荷计算值均比实验值偏大。Park 和 Gupta 热化学非平衡模型数值计算激波距离及气动力载荷差别小。Park 模型热流载荷计算值偏大, Gupta 模型与实验结果相符, 它可对气动热环境可靠预测。

关键词: 热化学非平衡; 数值计算; 高超声速; 气动热环境; 热流载荷

中图分类号: V221+.3; TB553

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2063-10

飞行器高超声速飞行时, 因气体黏性滞止与激波压缩作用, 周围气体温度急剧升高形成高温流场^[1]。气体分子在气动加热高温环境中出现振动激发, 并伴随离解、化学反应、电离等一系列复杂物理化学过程, 绕流呈现出热化学非平衡效应特征^[2-3], 使得高超声速飞行器的气动热环境变得复杂。气体分子因振动激发以及化学反应而消耗大量内能, 完全气体模型热力学参数为常数的假设不再成立^[4], 气动热环境有效预测更加困难。

目前, 数值方法研究热化学非平衡效应对高超声速气动热环境影响在国内外均得到广泛应用。Yumusak 和 Eyi^[5] 对高超声速飞行器气动外形优化设计时, 研究不同飞行马赫数下热化学非平衡效应的影响, 马赫数越大, 热化学非平衡效应越明显, 主要对驻点区域气动热特性影响大, 而远离驻点区域因流场温度迅速减小而影响较弱。Bhutta 和 Lewis^[6] 构建新的热化学非平衡离散方

法研究三维钝锥在高马赫数大迎角下的气动热环境, 因背风比迎风高温流场区域要厚, O_2 和 N_2 在背风区域离解较多, NO^+ 浓度较大。随着来流流速增大, 电子密度在背风区域也会大量增加。Zoby 等^[7] 研究并分析热化学非平衡效应对不同锥角和钝头半径的细长钝锥体壁面热流载荷影响, 指出钝头半径对壁面最大热流载荷的影响要比锥角小。Pezzella 和 Votta^[8] 数值研究返回舱在不同飞行高度环境下的壁面热流载荷特性, 随着飞行高度增加, 绕流气体稀薄, 激波层内的气体压强和密度变低, 气体分子发生热化学反应数量减少, 壁面热流载荷受热化学非平衡效应的影响逐渐减弱。柳军等^[9] 采用三维热化学非平衡计算程序对 Apollo 飞船返回舱再入流场进行模拟, 指出热化学非平衡效应可能是造成返回舱飞行试验与风洞试验数据不一致的重要原因。董维中等^[10] 开展了空气组分下不同化学反应模型和热力学模型

收稿日期: 2016-12-19; 录用日期: 2017-03-17; 网络出版时间: 2017-04-13 15:11

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170413.1511.004.html

* 通讯作者: E-mail: liumeng@buaa.edu.cn

引用格式: 杨建龙, 刘猛, 阿嵘. 高超声速热化学非平衡对气动热环境影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2063-2072.
YANG J L, LIU M, A R. Influence of hypersonic thermo-chemical non-equilibrium on aerodynamic thermal environments[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2063-2072 (in Chinese).

对气动热环境数值计算影响研究,对比分析了球头在不同计算模型下的壁面热流分布特性。李康等^[11]研究了热化学非平衡效应中热化学反应对HB2模型边界层温度、密度和组分浓度变化与壁面压强之间的关系,得出流场组分浓度变化对压强影响小,而因热化学反应中离解及复合过程所造成的温度改变对压强影响较大的结论。此外,周禹^[12]和周印佳^[13]等也对热化学非平衡效应进行了相关研究。

本文采用CFD-FASTRAN软件,数值计算研究空气来流下5组元(N₂,O₂,N,O,NO),17组化学反应的热化学非平衡效应对高超声速飞行器气动热环境影响。首先,通过与未考虑离解及热化学反应的完全气体模型流场激波距离、流场温度、壁面气动力和气动热载荷比较,研究分析热化学非平衡效应下的气动热环境特性。其次,将热化学非平衡与热化学平衡模型的气动热特性进行对比,分析不同热化学反应程度下的气动热环境之间的区别。通过对Gupta和Park热化学非平衡模型对比研究,为高超声速飞行器在热化学非平衡效应下的气动热环境可靠预测提供参考。

1 控制方程与数值方法

直角坐标系,高温热化学非平衡二维控制方程形式如下:

$$\frac{\partial \mathbf{Q}}{\partial t} + \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial y} - \left(\frac{\partial \mathbf{E}_v}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{F}_v}{\partial y} \right) = \mathbf{S} \quad (1)$$

$$\mathbf{Q} = [\rho c_1, \rho c_2, \dots, \rho c_{ns}, \rho u, \rho v, E_1, \rho e_v]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{S} = [\dot{w}_1, \dot{w}_2, \dots, \dot{w}_{ns}, 0, 0, 0, w_v]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \rho_1 u \\ \rho_2 u \\ \vdots \\ \rho_{ns} u \\ \rho u^2 + p \\ \rho uv \\ (E_1 + p)u \\ \rho e_v u \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \rho_1 v \\ \rho_2 v \\ \vdots \\ \rho_{ns} v \\ \rho v^2 + p \\ \rho vu \\ (E_1 + p)v \\ \rho e_v v \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{E}_v = \begin{bmatrix} \rho D_1 \frac{\partial c_1}{\partial x} \\ \rho D_2 \frac{\partial c_2}{\partial x} \\ \vdots \\ \rho D_{ns} \frac{\partial c_{ns}}{\partial x} \\ \tau_{xx} \\ \tau_{xy} \\ u\tau_{xx} + v\tau_{xy} + q_x + q_{vx} + \sum_{s=1}^{ns} \rho D_s h_s \frac{\partial c_s}{\partial x} \\ q_{vx} + \sum_{s=1}^{nd} \rho D_s e_{v,s} \frac{\partial c_s}{\partial x} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{F}_v = \begin{bmatrix} \rho D_1 \frac{\partial c_1}{\partial y} \\ \rho D_2 \frac{\partial c_2}{\partial y} \\ \vdots \\ \rho D_{ns} \frac{\partial c_{ns}}{\partial y} \\ \tau_{yx} \\ \tau_{yy} \\ u\tau_{yx} + v\tau_{yy} + q_y + q_{vy} + \sum_{s=1}^{ns} \rho D_s h_s \frac{\partial c_s}{\partial y} \\ q_{vy} + \sum_{s=1}^{nd} \rho D_s e_{v,s} \frac{\partial c_s}{\partial y} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: \mathbf{Q} 为守恒向量; \mathbf{E} 、 \mathbf{F} 、 \mathbf{E}_v 和 \mathbf{F}_v 分别为 x 、 y 方向上的无黏矢通量和黏性矢通量; \mathbf{S} 为热化学反应源项; ns 为混合气体组元总数; nd 为混合气体中分子组元总数; u 、 v 为速度分量; τ_{xx} 、 τ_{xy} 、 τ_{yy} 为切应力分量; E_1 为混合气体总焓; e_v 为单位质量混合气体振动能(原子组元没有振动能); $e_{v,s}$ 为混合气体中组元 s 单位质量振动能; ρ 、 p 和 w_v 分别为混合气体密度、压强和振动能源项; D_s 、 ρ_s 、 h_s 、 \dot{w}_s 和 c_s 分别为混合气体中组元 s 的扩散系数、密度、单位质量焓、质量生成率和质量分数; q_x 、 q_y 、 q_{vx} 和 q_{vy} 分别为平动-转动热流和振动能热流在 x 、 y 坐标方向的分量。

有限体积法对控制方程进行离散。无黏通量离散选用Roe的FDS(Flux Difference Splitting)上差分风格式,黏性通量采用二阶中心差分风格式进行离散,限制器选综合性能良好的二阶min mod,时间方向推进采用隐式欧拉格式。

2 热化学非平衡

2.1 热化学非平衡模型

高超声速来流混合气体组元数为 ns ,组元所

发生化学反应式数为 nr,其通用化学反应式形式如下:

$$\sum_{s=1}^{ns} a_{s,r} Z_s \rightleftharpoons \sum_{k_b,r}^{ns} b_{s,r} Z_s \quad r = 1, 2, \dots, nr \quad (8)$$

式中: $a_{s,r}$ 和 $b_{s,r}$ 分别为组元 s 在第 r 反应式中为反应物和生成物时的化学反应计量系数; $k_{f,r}$ 和 $k_{b,r}$ 分别为第 r 反应式的正向和逆向化学反应速率。对于混合气体中的组元 Z_s , 其质量生成率 \dot{w}_s 如下:

$$\dot{w}_s = M_s \sum_{r=1}^{nr} (b_{s,r} - a_{s,r}) (R_{f,r} - R_{b,r}) \quad (9)$$

$$\begin{cases} R_{f,r} = k_{f,r} \prod_{s=1}^{ns} \left(\frac{\rho_s}{M_s} \right)^{a_{s,r}} \\ R_{b,r} = k_{b,r} \prod_{s=1}^{ns} \left(\frac{\rho_s}{M_s} \right)^{b_{s,r}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: M_s 为组元 s 的摩尔质量。

化学反应速率可以由 Arrhenius 公式^[14] 求取:

$$\begin{cases} k_f = A_f T^{B_f} \exp(-C_f/T) \\ k_b = A_b T^{B_b} \exp(-C_b/T) \end{cases} \quad (11)$$

$$K_c = \frac{k_f}{k_b} \quad (12)$$

式中: T 为温度; A 为频率因子; B 为温度指数; C 为组元反应活化温度; K_c 为化学反应平衡常数; A_f, B_f, C_f, A_b, B_b 和 C_b 均为与各化学反应式相关的常数。

对于空气绕流下的高超声速热化学非平衡气动热环境特性, 根据本文所选验证模型的来流条件, 研究 5 组元 (N_2, O_2, N, O, NO), 17 组热化学反应问题。根据化学反应速率公式中各常数取值不同, Gupta^[15] 和 Park^[16] 模型是目前 2 种应用较广泛的高温空气化学反应模型, 分别如表 1 和表 2 所示。热力学非平衡模型采用 Park 双温度模型^[17], 且不考虑壁面催化作用。

表 1 Gupta 化学反应模型

Table 1 Gupta's chemical reaction model

化学反应式	$A_f / (\text{cm}^3 \cdot (\text{mol} \cdot \text{s})^{-1})$	B_f	C_f / K
$N_2 + M_1 \rightleftharpoons 2N + M_1$	1.92×10^{17}	-0.5	113 100
$N_2 + N \rightleftharpoons 2N + N$	4.15×10^{22}	-1.5	113 100
$O_2 + M_2 \rightleftharpoons 2O + M_2$	3.61×10^{18}	-1	59 400
$NO + M_2 \rightleftharpoons N + O + M_2$	3.97×10^{20}	-1.5	75 600
$N_2 + O \rightleftharpoons NO + N$	6.75×10^{13}	0	37 500
$NO + O \rightleftharpoons O_2 + N$	3.18×10^9	1	19 700

注: $M_1 = N_2, O_2, O, NO; M_2 = N_2, O_2, N, O, NO$ 。

2.2 气体输运参数

混合气体中组元 s 的黏性系数 μ_s :

$$\mu_s = 2.6693 \times 10^{-6} \sqrt{M_s T} / (\sigma^2 \Omega_\mu) \quad (13)$$

式中: σ 为分子特征直径; Ω_μ 为黏性碰撞积分。

表 2 Park 化学反应模型

Table 2 Park's chemical reaction model

化学反应式	$A_f / (\text{cm}^3 \cdot (\text{mol} \cdot \text{s})^{-1})$	B_f	C_f / K
$N_2 + M_1 \rightleftharpoons 2N + M_1$	3.0×10^{22}	-1.6	113 200
$N_2 + M_2 \rightleftharpoons 2N + M_2$	7.0×10^{21}	-1.6	113 200
$O_2 + M_1 \rightleftharpoons 2O + M_1$	1.0×10^{22}	-1.5	59 360
$O_2 + M_2 \rightleftharpoons 2O + M_2$	2.0×10^{21}	-1.5	59 360
$NO + M_3 \rightleftharpoons N + O + M_3$	1.1×10^{17}	0	75 500
$NO + M_4 \rightleftharpoons N + O + M_4$	5.0×10^{15}	0	75 500
$N_2 + O \rightleftharpoons NO + N$	5.7×10^{12}	0.42	42 938
$NO + O \rightleftharpoons O_2 + N$	8.4×10^{12}	0	19 400

注: $M_1 = N, O; M_2 = N_2, O_2, NO; M_3 = N, O, NO; M_4 = N_2, O_2$ 。

Eucken 半经验公式^[18] 求解混合气体中组元 s 的热传导系数 κ_s 和振动热传导系数 $\kappa_{v,s}$:

$$\kappa_s = \mu_s \left(\frac{5}{2} c_{v, \text{tran}, s} + c_{v, \text{rot}, s} \right) \quad (14)$$

$$\kappa_{v,s} = \mu_s c_{v, \text{vib}, s} \quad (15)$$

式中:

$$c_{v, \text{tran}, s} = \frac{3R}{2M_s}$$

$$c_{v, \text{rot}, s} = \frac{\varepsilon R}{2M_s} \quad \varepsilon = 0, 2, 3$$

$$c_{v, \text{vib}, s} = \sum_{s=1}^{nd} g_s \left(\frac{\theta_{vs}}{T_v} \right)^2 \frac{\exp(\theta_{vs}/T_v)}{\exp(\theta_{vs}/T_v) - 1} \cdot \frac{R}{M_s}$$

式中: $c_{v, \text{tran}, s}, c_{v, \text{rot}, s}$ 和 $c_{v, \text{vib}, s}$ 分别为混合气体中组元 s 的平动定容比热、旋转定容比热和振动定容比热; ε 为分子旋转自由度, 其中, 单原子 $\varepsilon = 0$, 双原子分子或线性多原子分子 $\varepsilon = 2$, 非线性多原子分子 $\varepsilon = 3$; R 为摩尔气体常数; g_s, θ_{vs} 和 T_v 分别为混合气体中分子组元的简并因子、振动特征温度和振动温度。

混合气体的黏性系数 μ 、热传导系数 κ 和振动热传导系数 κ_v 可以由 Wilke 半经验公式^[19], 通过混合气体中各组元的黏性和导热系数确定:

$$\mu = \sum_{s=1}^{ns} \frac{\mu_s X_s}{\sum_{j=1}^{ns} X_j \phi_{sj}} \quad (16)$$

$$\kappa = \sum_{s=1}^{ns} \frac{\kappa_s X_s}{\sum_{j=1}^{ns} X_j \phi_{sj}} \quad (17)$$

$$\kappa_v = \sum_{s=1}^{nd} \frac{\kappa_{v,s} X_s}{\sum_{j=1}^{nd} X_j \phi_{sj}} \quad (18)$$

$$X_s = \frac{c_s M}{M_s} \quad (19)$$

$$\phi_{sj} = \left[1 + \left(\frac{\mu_s}{\mu_j} \right)^{1/2} \left(\frac{M_j}{M_s} \right)^{1/4} \right]^2 \left[\sqrt{8} \left(1 + \frac{M_s}{M_j} \right)^{1/2} \right]^{-1} \quad (20)$$

式中: X_s 为组元 s 的摩尔分数; M 为混合气体平均摩尔质量。

Fick 定理^[20]认为混合气体中各组元的扩散系数 D_s 相同,并通过以下公式求取:

$$D_s = \frac{\mu}{\rho S_c} \quad (21)$$

式中: S_c 为施密特数,且对中性气体组元 $S_c = 0.5$ 。

3 数值计算与分析

3.1 完全气体与热化学非平衡气动热环境对比分析

选用文献[21]中的高超声速绕流实验圆柱,对其在完全气体模型与考虑热化学非平衡效应下的气动热环境进行数值计算对比分析。圆柱直径 $d = 89 \text{ mm}$ 。自由来流参数:马赫数 $Ma_\infty = 17.9$,静温 $T_\infty = 156 \text{ K}$,静压 $P_\infty = 40.3 \text{ Pa}$,单位雷诺数 $Re = 3.4 \times 10^5/\text{m}$;壁面条件为非催化等温壁面 $T_w = 300 \text{ K}$ 。空气来流组元为 N_2 和 O_2 ,质量分数分别为 $c_{\text{N}_2} = 0.79$, $c_{\text{O}_2} = 0.21$ 。二维圆柱网格模型结点数分布为 120×135 (流向 \times 法向)。

3.1.1 激波距离

图1给出了高超声速绕流在完全气体模型和 Gupta 热化学非平衡气体模型下流场马赫数分布特性。完全气体模型下的激波距离相比热化学非平衡气体模型的要大。

圆柱体的激波距离 Δ 可以通过如下公式来计算^[22]:

$$\Delta = r_{\text{sh}} \frac{\rho_\infty}{\rho_{\text{sh}}} \quad (22)$$

式中: r_{sh} 为激波曲率半径; ρ_∞ 和 ρ_{sh} 分别为自由来流气体密度和激波后气体密度。考虑到激波曲率半径 r_{sh} 与圆柱半径 r 相差较小,可以假设 $r_{\text{sh}} = r$,因此有如下关系:

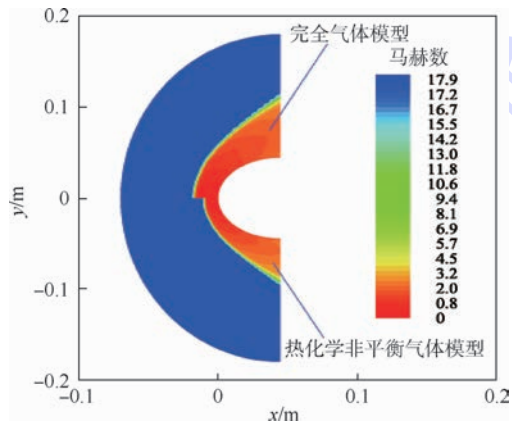


图1 完全气体与热化学非平衡气体模型马赫数

Fig. 1 Mach numbers of perfect gas and thermo-chemical non-equilibrium gas models

$$\Delta = r \frac{\rho_\infty}{\rho_{\text{sh}}} \quad (23)$$

由式(23)可知,激波距离 Δ 与激波后气体密度 ρ_{sh} 密切相关,而且两者成反比关系。

图2给出了不同气体模型下,沿驻点线的气体密度 ρ 与自由来流气体密度 ρ_∞ 比值变化特性,可体现出气体受激波压缩程度。

图2显示,考虑高超声速飞行热化学非平衡效应对气动热环境影响时,通过 Park 和 Gupta 2种热化学非平衡气体模型数值计算所获得的激波后气体密度均要比采用完全气体模型的气体密度明显增大,几乎大一倍,由式(23)可知,热化学非平衡气体模型下的激波距离必然要比完全气体模型下的小很多。因此,热化学非平衡效应使得激波对气体压缩作用增强,激波距离减小。

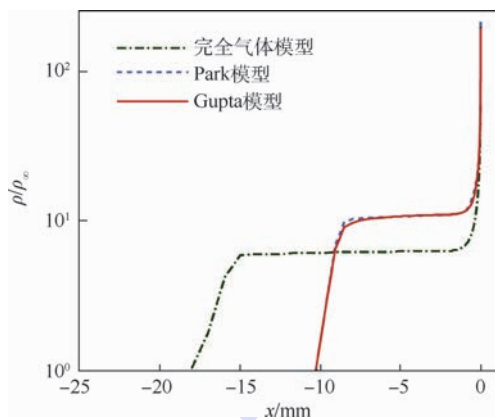


图2 驻点线气体密度比

Fig. 2 Gas density ratios along stagnation point line

3.1.2 气动热环境特性

完全气体模型流场静温和 Gupta 热化学非平衡气体模型下的流场平动-转动温度分布特性如图3所示。图4给出了不同气体模型下,不同气体温度 T 沿驻点线分布特性。

高超声速飞行时,激波压缩作用使得激波后气体温度急剧增加。图3显示,完全气体模型流场静温高温区域范围及最大温度均要比热化学非平衡气体模型下的流场平动-转动温度要大。图4中,气动热环境数值计算采用完全气体模型所获得的流场最大静温为 $T = 10136 \text{ K}$,比 Park 和 Gupta 热化学非平衡气体模型中气体最大平动-转动温度分别大 48.3% 和 40.7%。由于热化学非平衡效应的存在,气体分子在激波后的高温环境中出现离解,化学反应等现象,消耗了大量能量,从而使得激波后气体温度明显减小。

图5中所示为圆柱壁面压强 P 及热流密度 q 沿圆柱周角 θ 分布特性。图5(a)显示, Park 和

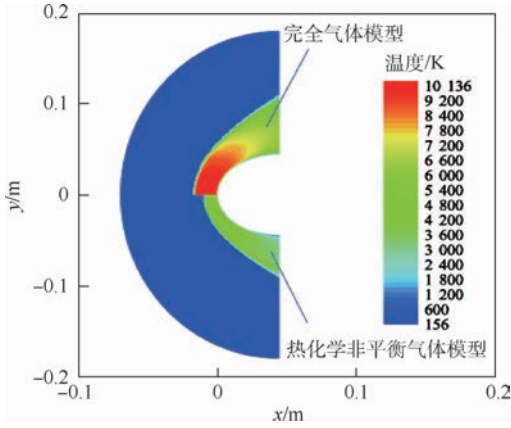


图 3 完全气体模型静温与热化学非平衡气体模型平动-转动温度

Fig. 3 Static temperatures of perfect gas model and translational-rotational temperatures of thermo-chemical non-equilibrium gas model

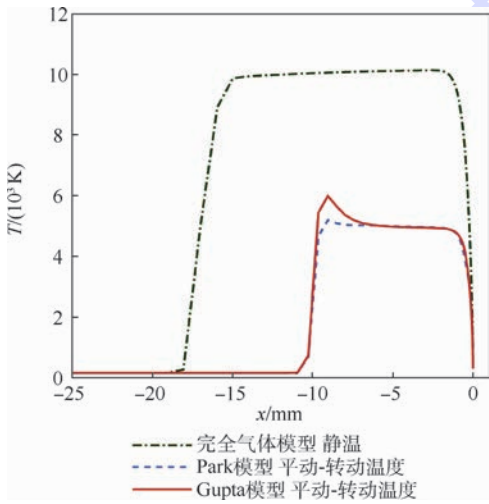
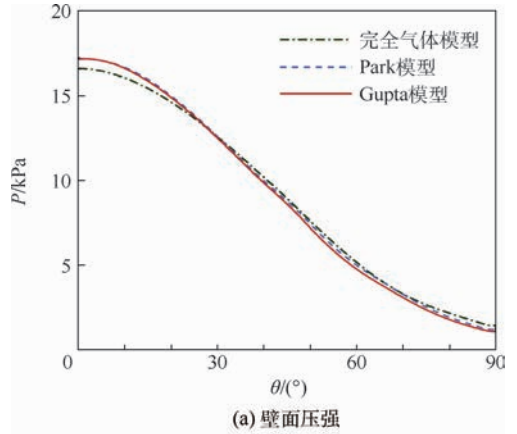


图 4 驻点线不同温度分布

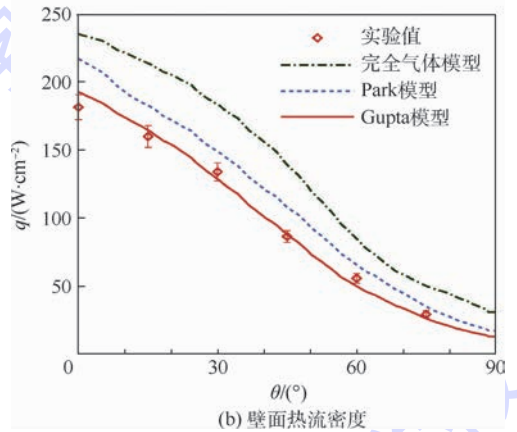
Fig. 4 Different temperature distributions along stagnation point line

Gupta 2 种热化学非平衡气体模型所获得的壁面压强分布曲线几乎重合,驻点最大压强均比完全气体模型的略大,这是由于热化学非平衡效应使得激波更贴近壁面,从而引起驻点压强增大。

图 5(b)中,完全气体模型下的圆柱壁面热流密度整体上要比实验值偏大,而采用热化学非平衡气体模型的壁面热流密度值与实验结果符合的要相对好些,这是因为考虑热化学非平衡效应时,因激波后热化学反应吸收能量,气体温度减小,导致壁面热流密度降低。通过实验测量的驻点最大热流密度值约为 181.5 W/cm^2 ,采用完全气体模型, Park 和 Gupta 2 种热化学非平衡气体模型数值计算所获得的最大热流密度与实验值的相对误差分别为 30%、20% 和 6.4%。Gupta 模型和 Park 模型数值计算的最大热流密度及壁面热流密度分



(a) 壁面压强



(b) 壁面热流密度

图 5 完全气体模型与热化学非平衡气体模型壁面压强和热流密度

Fig. 5 Wall pressures and heat fluxes of perfect gas and thermo-chemical non-equilibrium gas models

布与实验值相比, Gupta 模型均要符合得更好些。因此,考虑高温热化学非平衡效应时,数值计算所获得的壁面热载荷更能反应出高超声速飞行器实际的气动热环境特性。

3.2 热化学非平衡与平衡气动热环境对比分析

选用文献[23]中的钝圆锥体实验验证模型。模型前缘半径 $r_n = 38.1 \text{ mm}$,前半锥角 $\beta = 70^\circ$,后半锥角 $\beta = -40^\circ$,基圆半径 $r_b = 76 \text{ mm}$,肩部圆角半径 $r_c = 1.087 \text{ mm}$ 。自由来流参数:马赫数 $Ma_\infty = 14.9$,静温 $T_\infty = 190 \text{ K}$,静压 $P_\infty = 18.24 \text{ Pa}$,单位雷诺数 $Re = 9.9 \times 10^4/\text{m}$,迎角 $\alpha = 0^\circ$;壁面条件为非催化等温壁面 $T_w = 300 \text{ K}$ 。空气来流组元为 N_2 和 O_2 ,它们的质量分数分别取为 $c_{\text{N}_2} = 0.79, c_{\text{O}_2} = 0.21$ 。二维钝圆锥体半模网格结点分布为 120×140 (流向 \times 法向),如图 6 所示。

图 7 所示为分别采用热化学平衡气体模型和 Gupta 热化学非平衡气体模型所获得的二维钝圆锥体绕流流场平动-转动温度分布特性。热化学非平衡状态下,激波后的气体分子因在高温环境下出现的离解,化学反应等现象未能够得到充

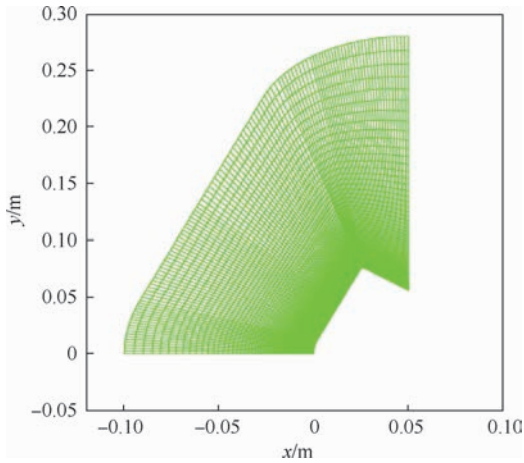


图6 数值计算网格模型

Fig. 6 Grid model for numerical calculation

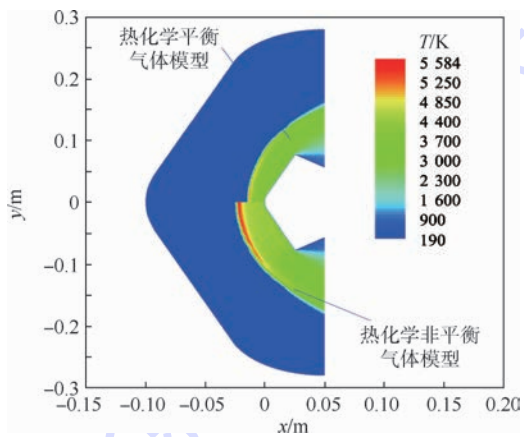


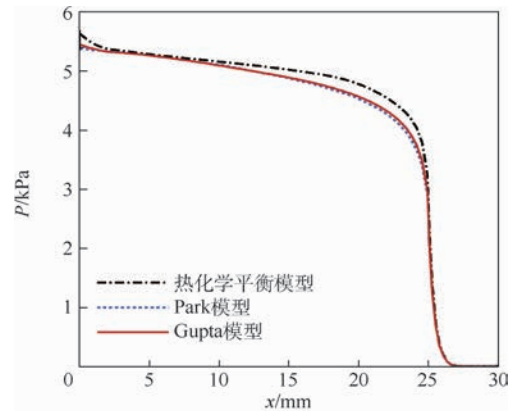
图7 热化学平衡与非平衡气体模型流场平动-转动温度

Fig. 7 Flow field translational-rotational temperatures of thermo-chemical equilibrium and non-equilibrium gas models

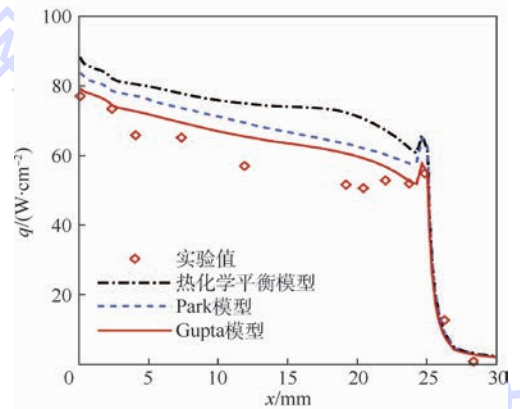
分有效的完成,相比热化学平衡状态下所消耗的能量减少,因而其激波后的气体最大温度要比热化学平衡状态下的要高一些。同时,热化学非平衡气体模型相比于热化学平衡气体模型,其激波后的气体分子离解量少,气体密度增量相对较小,使得热化学非平衡气体模型下的激波距离要大一些。

图8(a)所示为采用热化学平衡气体模型、Park和Gupta热化学非平衡气体模型分别数值计算,获得的壁面压强分布特性。Park和Gupta模型获得的壁面压强分布曲线几乎重合,且驻点处最大压强均比采用热化学平衡气体模型计算值要略小些。因后半锥角 $\beta = -40^\circ$,气流绕过肩部圆角后膨胀,使得壁面压强在肩部圆角后迅速减小。

图8(b)中,热化学非平衡气体模型及平衡气体模型下的壁面热流密度与实验值变化趋势相同,肩部圆角处热流密度出现第二峰值。热化学平衡气体模型的壁面热流密度总体比实验值偏大,其驻点处最大热流密度计算值与实验值分别



(a) 壁面压强



(b) 壁面热流密度

图8 热化学平衡与非平衡气体模型壁面压强和热流密度

Fig. 8 Wall pressures and heat fluxes of thermo-chemical equilibrium and non-equilibrium gas models

为 88.2 W/cm^2 和 77 W/cm^2 ,相对误差为14.5%,选用热化学平衡气体模型不能对壁面热流密度进行可靠预测。Gupta和Park热化学非平衡气体模型驻点最大热流密度与实验值相对误差分别为3%和8.7%,Gupta模型壁面热流密度分布与实验符合得也要更好些。因此,气动热环境数值计算时,合理选取热化学反应模型,对高超声速飞行器气动热环境可靠预测非常重要。

Gupta和Park模型数值计算获得混合气体各组元的质量分数沿驻点线变化特性如图9所示。由于氧气分子 O_2 比氮气分子 N_2 发生离解的温度要低很多,氧气分子在激波后高温环境下几乎全部离解为氧原子 O ,而氮气分子 N_2 离解量很少,低温壁面附近氧气分子质量分数逐渐增加。由于Gupta模型激波距离略小,激波后流场温度比Park模型高,一氧化氮 NO 质量分数增量及驻点 $x = 0 \text{ mm}$ 近壁面区域氧原子 O 质量分数均较大。

3.3 热化学非平衡气体模型对比

对比Park和Gupta 2种热化学非平衡气体模型,选用文献[23]中的钝圆锥体实验模型进行气动热环境数值计算。实验模型前缘半径 $r_n =$

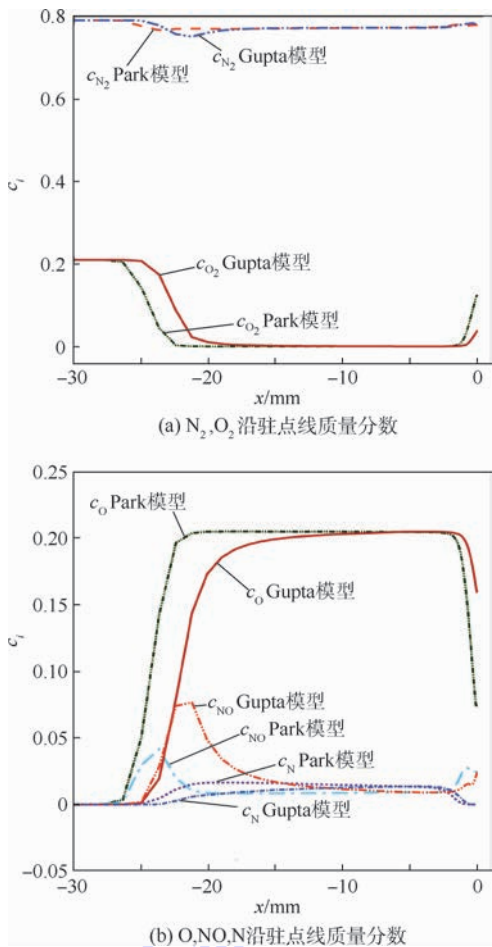


图 9 气体组元沿驻点线质量分数

Fig. 9 Gas species' mass fraction along stagnation point line

38.1 mm,前半锥角 $\beta = 70^\circ$,后半锥角 $\beta = -40^\circ$,基圆半径 $r_b = 69.5$ mm,肩部圆角半径 $r_c = 10.925$ mm。自由来流参数:马赫数 $Ma_\infty = 14.9$,静温 $T_\infty = 190$ K,静压 $P_\infty = 18.24$ Pa,单位雷诺数 $Re = 9.9 \times 10^4/m$,迎角 $\alpha = 10^\circ$;壁面条件为非催化等温壁面 $T_w = 300$ K。空气来流组元为 N_2 和 O_2 ,它们的质量分数分别取为 $c_{N_2} = 0.79$, $c_{O_2} = 0.21$ 。三维钝圆锥体半网格结点数分布为 $75 \times 90 \times 70$ (流向 \times 周向 \times 法向)。

图 10 所示为分别采用 Park 和 Gupta 2 种热化学非平衡气体模型数值计算,获得的三维钝圆锥体壁面热流密度分布特性。沿来流方向,随着气动加热作用逐渐减弱,壁面热流密度不断减小,壁面热流密度值较大区域分布在前锥壁面,后锥壁面上的热流密度值较小。由于迎角 $\alpha = 10^\circ$ 影响,前锥壁面迎风区热流密度要比背风区上的热流密度值大。采用 Park 模型数值计算获得的壁面最大热流密度值比 Gupta 模型热流密度大。

图 11 给出了分别采用 Park 和 Gupta 2 种热化学非平衡气体模型数值计算,所获得的壁面压强沿背风($\varphi = 0^\circ$)与迎风($\varphi = 180^\circ$)线上的分

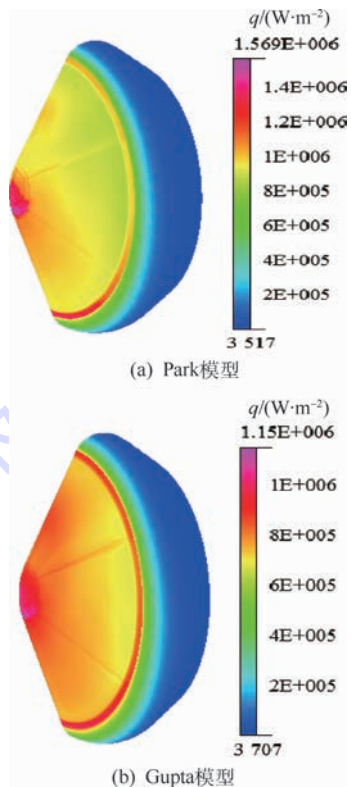


图 10 Park 与 Gupta 模型壁面热流密度分布
Fig. 10 Wall heat flux distributions of Park's and Gupta's model

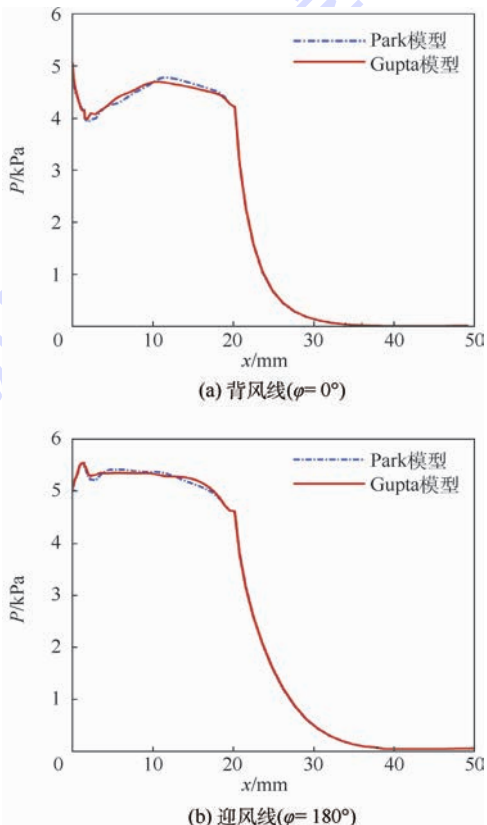


图 11 壁面压强沿背风与迎风线分布
Fig. 11 Distribution of wall pressures along leeward and windward lines

布特性。因气流绕过肩部圆角后膨胀,后锥壁面上的压强迅速减小。图 11(a)所示背风线与图 11(b)所示迎风线上的壁面压强分布曲线各自几乎重合。因此, Park 与 Gupta 2 种热化学非平衡气体模型对气动力载荷数值计算区别不大。

图 12(a)中,分别采用 Park 和 Gupta 模型数值计算,前锥壁面背风线($\varphi = 0^\circ$)热流密度计算值均比实验结果偏大,而后锥壁面上的热流密度计算值要小,主要因较大迎角下,实际绕流流动特性在后锥体区域较复杂造成。Gupta 模型获得的背风线上最大热流密度计算值与实验值误差要比 Park 模型的误差小。图 12(b)所示为迎风线($\varphi = 180^\circ$)壁面热流密度分布特性,驻点和肩部区域出现 2 个热流密度峰值。实验最大热流密度测量值为 99 W/cm^2 , Gupta 和 Park 热化学非平衡气体模型数值计算的最大热流密度值与实验值相对误差分别为 16.2% 和 58.5%。迎风线上的壁面热流密度分布, Park 模型整体偏大, Gupta 模型与实验结果符合得要更好些。因此,壁面热流数值计算时, Park 和 Gupta 2 种热化学非平衡气体模型差别较大,采用 Gupta 模型比 Park 模型能

更好地对高超声速飞行器气动热载特性进行可靠预测。

4 结论

数值计算研究了热化学非平衡效应对高超声速气动热环境的影响,结论如下:

1) 热化学非平衡效应使得完全气体假设失效。高温环境下出现离解,化学反应等热化学非平衡现象,消耗了大量能量,激波后的流场温度明显降低。考虑热化学非平衡效应时,激波后气体密度增量比完全气体模型大,激波离体距离变小。

2) 热化学非平衡状态因离解、化学反应等未能充分完成,消耗的能量相对较少,激波后气体温度比热化学平衡状态下的要大。热化学状态对壁面气动热载荷的影响比气动力载荷大。热化学平衡模型壁面热载荷计算值偏大,采用热化学非平衡模型能更好地体现实际气动热载荷特性。

3) Park 和 Gupta 2 种热化学非平衡模型,对高超声速飞行器热化学非平衡效应下的激波离体距离及壁面气动力载荷数值计算差别很小。Gupta 模型激波后流场温度比 Park 模型略大。Park 模型壁面热载荷计算值偏大, Gupta 模型与实际气动热载特性要符合得更好。因此,数值计算采用 Gupta 模型,可以对高超声速飞行器热化学非平衡效应下的气动热环境进行有效预测。

参考文献 (References)

- [1] SCALABRIN L C, BOYD I D. Numerical simulation of weakly ionized hypersonic flow for reentry configurations: AIAA-2006-3773 [R]. Reston: AIAA, 2006.
- [2] PANDOLFI M, ARINA R, BOTTA N. Nonequilibrium hypersonic flows over corners [J]. AIAA Journal, 1991, 29 (2): 235-241.
- [3] FREDERICKSON K, LEONOV S, NISHIHARA M, et al. Energy conversion in high enthalpy flows and non-equilibrium plasmas [J]. Progress in Aerospace Sciences, 2015, 72: 49-65.
- [4] AIT-ALI-YAHIA D, HABASHI W G. Finite element adaptive method for hypersonic thermochemical nonequilibrium flows [J]. AIAA Journal, 1997, 35 (8): 1294-1302.
- [5] YUMUSAK M, EYI S. Aerothermodynamic shape optimization of hypersonic blunt bodies: AIAA-2013-2693 [R]. Reston: AIAA, 2013.
- [6] BHUTTA B A, LEWIS C H. Three-dimensional hypersonic non-equilibrium flows at large angles of attack [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1989, 26 (3): 158-166.
- [7] ZOBY E V, LEE K P, GUPTA R N, et al. Viscous shock-layer solutions with nonequilibrium chemistry for hypersonic flows past slender bodies [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1989, 26 (4): 221-228.

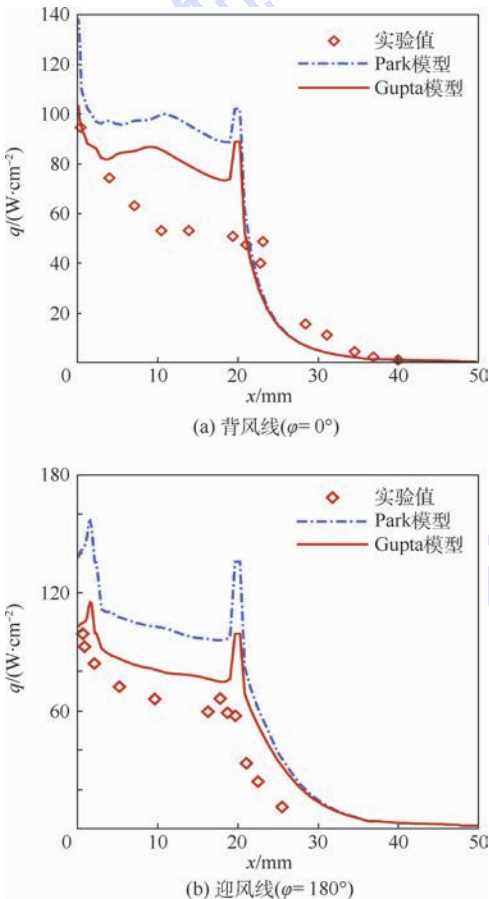


图 12 壁面热流密度沿背风与迎风线分布

Fig. 12 Distribution of wall heat fluxes along leeward and windward lines

- [8] PEZZELLA G, VOTTA R. Finite rate of chemistry effects on the high altitude aerodynamics of an Apollo-shaped reentry capsule; AIAA-2009-7306 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [9] 柳军, 刘伟, 曾明, 等. 高超声速三维化学非平衡流场的数值模拟 [J]. 力学学报, 2003, 35 (6): 730-734.
LIU J, LIU W, ZENG M, et al. Numerical simulation of 3D hypersonic thermochemical nonequilibrium flow [J]. Acta Mechanica Sinica, 2003, 35 (6): 730-734 (in Chinese).
- [10] 董维中, 丁明松, 高铁锁, 等. 热化学非平衡模型和表面温度对气动热计算影响分析 [J]. 空气动力学学报, 2013, 31 (6): 692-698.
DONG W Z, DING M S, GAO T S, et al. The influence of thermo-chemical non-equilibrium model and surface temperature on heat transfer rate [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2013, 31 (6): 692-698 (in Chinese).
- [11] 李康, 胡宗民, 姜宗林. 热化学非平衡流动中粘性干扰和化学反应对 HB2 气动力的影响 [J]. 中国科学: 物理学, 力学和天文学, 2015, 45 (4): 044702.
LI K, HU Z M, JIANG Z L. Effect of viscosity and chemical reactions on aerodynamic force in chemical nonequilibrium flow [J]. Scientia Sinica: Physica, Mechanica & Astronomica, 2015, 45 (4): 044702 (in Chinese).
- [12] 周禹, 阎超. 高超声速热化学非平衡空间格式的扩展与改进 [J]. 北京航空航天大学学报, 2010, 36 (2): 193-197.
ZHOU Y, YAN C. Extension and improvement for schemes in hypersonic thermal and chemical non-equilibrium flows [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36 (2): 193-197 (in Chinese).
- [13] 周印佳, 孟松鹤, 解维华, 等. 高超声速飞行器热环境与结构传热的多场耦合数值研究 [J]. 航空学报, 2016, 37 (9): 2739-2748.
ZHOU Y J, MENG S H, XIE W H, et al. Multi-field coupling numerical analysis of aerothermal environment and structural heat transfer of hypersonic vehicles [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37 (9): 2739-2748 (in Chinese).
- [14] FORD D I, JOHNSON R E. Dependence of rate constants on vibrational temperatures: An arrhenius description; AIAA-1988-0461 [R]. Reston: AIAA, 1988.
- [15] GUPTA R N, YOS J M, THOMPSON R A, et al. A review of reaction rates and thermodynamic and transport properties for an 11-species air model for chemical and thermal nonequilibrium calculations to 30000K: NASA RP-1232 [R]. Washington, D. C. : NASA, 1990.
- [16] PARK C. On convergence of computation of chemical reacting flows; AIAA-1985-0247 [R]. Reston: AIAA, 1985.
- [17] PARK C. Problems of rate chemistry in the flight regimes of aeroassisted orbital transfer vehicles; AIAA-1984-1730 [R]. Reston: AIAA, 1984.
- [18] CANDLER G V, MACCORMACK R W. The computation of hypersonic ionized flows in chemical and thermal nonequilibrium; AIAA-1988-0511 [R]. Reston: AIAA, 1988.
- [19] WILKE C R. A viscosity equation for gas mixtures [J]. Journal of Chemical Physics, 1950, 18 (4): 517-519.
- [20] YOON B, RASMUSSEN M L. Diffusion effects in hypersonic flows with a ternary mixture [J]. KSME International Journal, 1999, 13 (5): 432-442.
- [21] MACLEAN M, MARINEAU E, PARKER R, et al. Effect of surface catalysis on measured heat transfer in expansion tunnel facility [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2013, 50 (2): 470-474.
- [22] HORNUNG H G, WEN C Y. Nonequilibrium dissociation flow over spheres; AIAA-1995-0091 [R]. Reston: AIAA, 1995.
- [23] STEWART D A, CHEN Y K. Hypersonic convective heat transfer over 140-deg blunt cones in different gases [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1994, 31 (5): 735-743.

作者简介:

杨建龙 男, 博士研究生。主要研究方向: 高超声速飞行器气动/热数值计算、结构热防护设计、流-固-热耦合。

刘猛 男, 博士, 教授, 硕士生导师。主要研究方向: 飞行器环境控制、结构热防护设计。

阿嵘 女, 博士研究生。主要研究方向: 飞行器环境控制、热系统优化设计。

Influence of hypersonic thermo-chemical non-equilibrium on aerodynamic thermal environments

YANG Jianlong, LIU Meng*, A Rong

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Severe aerodynamic heating phenomenon occurs in hypersonic flight. Thermal protection system design can be effectively guided by considering the influence of hypersonic thermo-chemical non-equilibrium on aerodynamic thermal environment. Park and Gupta's thermo-chemical non-equilibrium models were used to numerically calculate the 5 species (N_2 , O_2 , N , O , NO) and 17 groups of chemical reactions, and the influence of their thermo-chemical non-equilibrium on hypersonic vehicles' aerodynamic thermal environments was compared with that obtained from perfect gas and thermo-chemical equilibrium models. In the thermo-chemical non-equilibrium model, flow field temperatures are lower and shock standoff distances are smaller than those of the perfect gas model. The larger the gas density after shock wave is, the smaller the shock standoff distance is. Therefore, the shock standoff distance of thermo-chemical equilibrium model is the smallest due to the larger gas density caused by molecular dissociation and chemical reaction effects. The numerical heat flux loads of perfect gas and thermo-chemical equilibrium models are larger than the experimental data. There are small differences between Park's and Gupta's thermo-chemical non-equilibrium model when they are used to numerically calculate the shock standoff distance and aerodynamic load. The calculated values of heat flux load of Park's model are larger, while those of Gupta's model are in good agreement with the experiments. Therefore, Gupta's model is more reliable to predict hypersonic vehicles' aerodynamic thermal environments.

Keywords: thermo-chemical non-equilibrium; numerical calculation; hypersonic; aerodynamic thermal environment; heat flux load

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0793

非仿射参数依赖 LPV 模型的变体飞行器 H_∞ 控制



温暖, 刘正华*, 祝令谱, 李罗川, 周锐

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)

摘 要: 变体飞行器可以在不同的飞行环境及飞行任务下自适应地进行结构变形, 从而确保飞行过程中具有最优的气动性能。以一类翼展可变的飞行器模型为对象, 研究了一种针对非仿射参数依赖结构的线性变参数 (LPV) 系统的控制问题。在 Jacobian 线性化基础上, 将变体过程中的非线性模型精确拟合为以翼展变形率为时变参数的 LPV 系统。与大多数 LPV 控制不同的是, 此系统为多项式参数依赖结构, 不具有仿射参数依赖形式。利用线性分式表示 (LFR) 将具有非仿射参数依赖结构的 LPV 模型转换为等价的线性时不变 (LTI) 系统。为保证变体过程的稳定, 针对此 LFR 形式的变体模型, 在满足二次 Lyapunov 稳定的线性矩阵不等式 (LMI) 条件基础上, 设计了一类基于状态反馈的 H_∞ 控制器。仿真结果表明, 上述控制器在外部存在干扰的情况下, 能够保证变体过程的全局稳定性。因此基于 LFR 转换的控制器设计方法不再局限于仿射参数依赖形式, 对于广泛 LPV 系统具有普遍适用性。

关键词: 变体飞行器; 线性变参数 (LPV); 非仿射参数依赖; 线性分式表示 (LFR); H_∞ 控制

中图分类号: V249.1

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2073-08

变体飞行器是一种可以大尺度改变自身气动外形的飞行器, 这种能够改变外部结构的能力使其可以替代多种不同型号的飞机, 因此能够实现全范围大包线下的最优气动外形飞行, 而不只局限于单一的飞行作战任务。这种既能解决前期合理优化配置的气动外形, 又能与后期多任务执行相悖的新概念飞行器成为了当今世界各国竞相研究的对象^[1-3]。

但是在变形机构为飞行系统提供额外自由度的同时, 会对飞行器的稳定性和操纵性产生很大影响。变体过程会使飞行器的展长、弦长、质心和转动惯量等固有结构参数发生变化, 从而加剧了飞行器建模的复杂性^[4]。同时, 气动特性的不规则变化与附加的干扰力矩对飞行控制系统的控制

性能提出了更高的要求。如何在不同的气动外形转换时避免飞行器出现剧烈的姿态变化, 而导致航迹精度差、飞行品质不佳甚或失稳等问题成为当前研究领域亟待解决的关键。

目前, 针对变体飞行器线性变参数 (Linear Parameter Varying, LPV) 模型的稳定性分析与控制器设计已较为成熟。文献[5]利用拟合出的气动参数函数建立了纵向 LPV 模型, 并采用增益调度的控制方法设计了全局稳定控制器。文献[6-10]将切换系统与变体 LPV 模型相结合, 设计了连续且平滑的切换型控制器。文献[11-12]针对折叠翼飞行器的 LPV 模型, 设计内外环鲁棒自整定控制器, 以保证翼型变化过程中的稳定性。文献[13]基于速度线性化的 LPV 建模, 设计了鲁

收稿日期: 2016-10-12; 录用日期: 2016-12-30; 网络出版时间: 2017-02-13 10:26

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170213.1026.002.html

基金项目: 国家自然科学基金 (61305132, 61563041); 航空科学基金 (20135751040)

* 通讯作者: E-mail: lzh@buaa.edu.cn

引用格式: 温暖, 刘正华, 祝令谱, 等. 非仿射参数依赖 LPV 模型的变体飞行器 H_∞ 控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2073-2080. WEN N, LIU Z H, ZHU L P, et al. H_∞ control for morphing aircraft via non-affine parameter dependent LPV model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2073-2080 (in Chinese).

棒 H_∞ 状态反馈控制器。然而,现有针对变体 LPV 模型的研究存在以下局限:为了应用多胞型 LPV 系统的设计方法,使得后期控制器设计摆脱无穷多的限制条件,LPV 模型的系数矩阵等必须写成仿射参数依赖形式,如 $\tilde{A}(\tilde{\theta}) = A_0 + \theta_1 A_1 + \theta_2 A_2 + \dots + \theta_m A_m$, m 为 $\tilde{\theta}$ 中的变量个数。但当精确拟合多个平衡点以得到 LPV 模型时,其系数矩阵中的元素不一定是一次形式,并且当变体飞行器含有多个调度参数(翼展、后掠角、高度和马赫数等)时,系数矩阵中的元素有可能出现变量相乘的情况。这都限制了已有的仿射参数依赖形式的 LPV 模型设计方法。

本文以一种翼展可变飞行器的非仿射参数依赖 LPV 模型为研究对象,将非仿射结构经数学变换后变为等价线性分式表示(Linear Fractional Representation, LFR)系统^[14-16],并给出此系统的状态反馈 H_∞ 控制器设计方法。本文的创新点在于:①以 LFR 模型设计控制器,研究非仿射参数依赖 LPV 变体飞行器模型控制方法;②推导出一种可直接应用于控制器设计的二次稳定性线性矩阵不等式(Linear Matrix Inequality, LMI)条件,并进行了详细数学证明。

1 变体飞行器的 LFR 建模

对于现有的多种变体方式^[17-18],本文以轻型飞机 Navion L-17^[5,8,19]作为本体进行变翼展的研究。翼展变形方式是左右机翼对称的沿翼展方向水平伸缩,从而快速地影响到飞机的总体气动力和气动矩,其可达到的最大翼展是本体翼展的 2 倍,如图 1 所示。定义翼展变形率 $\xi = \Delta b/b$, Δb 为翼展变形量, b 为本体翼展,可知 $\xi \in [0, 1]$ 。本文只考虑飞行器纵向运动,选取飞行器在高度 $h = 1524 \text{ m}$,以马赫数 $Ma = 0.1$ 做水平无侧滑匀速平飞时的运动过程为待研究的目标。

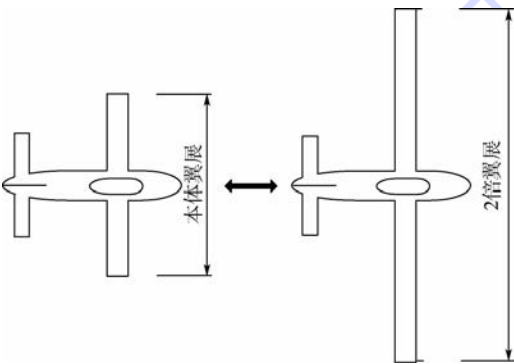


图 1 变体形态示意图

Fig. 1 Schematic of morphing configuration

1.1 变体模型描述

在气流坐标系中,建立此变体飞行器纵向运动的非线性模型:

$$\begin{cases} \dot{V} = \frac{T}{m} \cos \alpha - \frac{1}{m} D(\xi) - g \sin(\phi - \alpha) \\ \dot{\alpha} = -\frac{T}{mV} \sin \alpha - \frac{1}{mV} L(\xi) + q + \frac{g}{V} \cos(\phi - \alpha) \\ \dot{\phi} = q \\ \dot{q} = \frac{1}{I_y} M_y(\xi) \\ \dot{h} = V \sin(\phi - \alpha) \end{cases} \quad (1)$$

式中: V 和 h 分别为飞行速度和高度; ϕ 和 q 分别为俯仰角和俯仰角速度; α 为迎角; m 和 I_y 分别为飞行器的质量和绕 y 轴的转动惯量; g 为重力加速度; 推力 $T = T_{\delta_i} \delta_i$, T_{δ_i} 为推力系数, δ_i 为油门开度; L 为升力; D 为阻力; M_y 为纵向俯仰力矩。

升力 L 、阻力 D 、俯仰力矩 M_y 分别为

$$\begin{cases} L(\xi) = \frac{1}{2} \rho V^2 S_w C_L(\xi) \\ D(\xi) = \frac{1}{2} \rho V^2 S_w C_D(\xi) \\ M_y(\xi) = \frac{1}{2} \rho V^2 S_w c_A C_m(\xi) \end{cases} \quad (2)$$

式中: S_w 为机翼面积; c_A 为平均气动弦长; ρ 为大气密度; C_L 为升力系数; C_D 为阻力系数; C_m 为俯仰力矩系数。

各气动系数与迎角 α 、升降舵偏角 δ_e 关系的近似表达式为

$$\begin{cases} C_L(\xi) = C_{L_{\alpha=0}}(\xi) + C_{L_\alpha}(\xi) \alpha + C_{L_{\delta_e}} \delta_e \\ C_D(\xi) = C_{D_{\alpha=0}}(\xi) + C_{D_\alpha}(\xi) \alpha \\ C_m(\xi) = C_{m_{\alpha=0}}(\xi) + C_{m_\alpha}(\xi) \alpha + C_{m_{\delta_e}} \delta_e \end{cases} \quad (3)$$

式中: $C_{L_{\delta_e}}$ 和 $C_{m_{\delta_e}}$ 分别为升降舵引起的升力系数和俯仰力矩系数; $\alpha \in [0^\circ, 10^\circ]$; $\delta_e \in [-40^\circ, 40^\circ]$ 。通过 Datcom 软件计算不同翼展变形率 ξ 下的气动参数,利用 MATLAB 分析、拟合相关数据,得到各气动系数及零迎角时的气动系数分别是 ξ 的函数^[5]。

$$\begin{cases} C_{L_{\alpha=0}}(\xi) = 0.4948\xi + 0.3337 \\ C_{L_\alpha}(\xi) = 0.1009\xi + 0.1012 \\ C_{L_{\delta_e}}(\xi) = 0.0056 \\ C_{D_{\alpha=0}}(\xi) = 0.0165\xi + 0.0113 \\ C_{D_\alpha}(\xi) = 0.015\xi + 0.0111 \\ C_{m_{\alpha=0}}(\xi) = -0.2523\xi + 0.0188 \\ C_{m_\alpha}(\xi) = -0.0235\xi - 0.0311 \\ C_{m_{\delta_e}}(\xi) = -0.0178 \end{cases} \quad (4)$$

式中:各气动系数的单位为 $1/(\circ)$ 。

可见,机翼伸缩能直接改变飞行器的气动参数,从而影响整体的气动性能,这正是变形对于飞行器的本质作用^[19]。

1.2 LFR 建模

考虑到平衡点的迎角都很小,根据 Jacobian 线性化方法可构建出变体飞行器纵向运动 LPV 模型。为了更精确地描述变体过程中系统变换模型,平衡点选取为 $\xi = 0, 0.1, 0.2, \dots, 1.0$ 。此变体飞行器的 LPV 模型可表示为 H_∞ 控制的标准形式^[20]:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_\xi(\xi)x + B_1(\xi)w + B_2(\xi)u \\ z = C_1(\xi)x + D_{11}(\xi)w + D_{12}(\xi)u \end{cases} \quad (5)$$

式中: $z = [e_v \ e_h]^T$ 为被控量,分别为速度与高度相对于指令的偏差; $x = [\Delta V \ \Delta \alpha \ \Delta \phi \ \Delta q \ \Delta h \ I_v \ I_h]^T$ 为状态变量, $I_v = \int e_v dt$, $I_h = \int e_h dt$; $u = [\delta_e \ \delta_r]^T$ 为升降舵控制量和油门控制量; w 为外部输入干扰,主要为式(1)中 3 个动力学方程中的不确定性部分和干扰,包括由变体运动引起的惯性附加力、附加力矩、空气动力的不确定性、建模误差及其他不确定性和干扰; $A_\xi(\xi)$ 、 $B_1(\xi)$ 、 $B_2(\xi)$ 、 $C_1(\xi)$ 、 $D_{11}(\xi)$ 和 $D_{12}(\xi)$ 为系数矩阵。

不局限于系数矩阵的参数依赖仿射形式,从而更精确地拟合其中的各个离散平衡点,得到 LPV 系数矩阵为

$$A_\xi(\xi) = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & -9.8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_{21} & A_{22} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{42} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -33.4 & 33.4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = -0.0176\xi^2 + 0.0342\xi - 0.0552$$

$$A_{12} = -0.1416\xi^2 - 1.1236\xi + 4.5183$$

$$A_{21} = 0.007\xi^2 - 0.0177\xi - 0.0175$$

$$A_{22} = -0.0105\xi^2 - 2.7712\xi - 1.4291$$

$$A_{42} = -11.5775\xi - 7.6608$$

$$B_1(\xi) = [1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$B_2(\xi) = \begin{bmatrix} 0 & -0.07760 & -4.3847 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0331 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

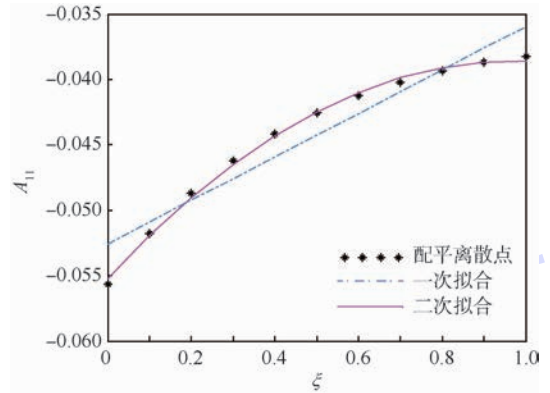
$$D_{11} = \mathbf{0}_{2 \times 1}$$

$$D_{12} = \mathbf{0}_{2 \times 2}$$

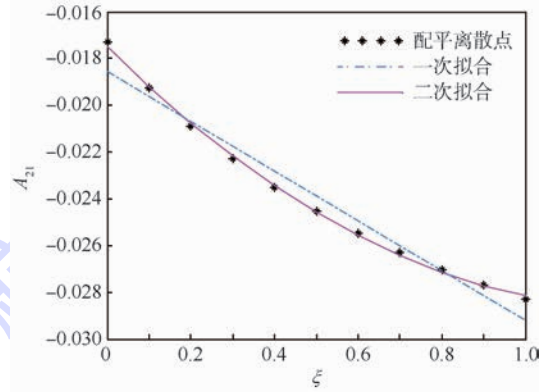
选取 $A(\xi)$ 矩阵中最具代表性的 2 个元素 A_{11} 与 A_{21} 进行高次系数拟合,并与常规的一次系数拟合作对比可知,高次拟合能够使得到的 LPV 模型更准确地描述原非线性方程的动态特性,如图 2 所示,进而为后续的控制器的设计提供了有力基础。

对于状态方程式(5),于 $A(\xi)$ 不是仿射参数依赖形式,不能采用传统基于多胞体方法^[21]对其进行 H_∞ 控制器设计。在此采用 LFR 转换方法^[14],将原本的 LPV 系统转化为线性时不变 (Linear Time-Invariant, LTI) 系统,并且构建虚拟的输入输出项将包含原时变参数的对角矩阵作为此 LTI 系统的反馈回路,如图 3 所示。

对于状态方程式(5),由于其时变系数矩阵中的所有元素都为 ξ 的实函数,故有



(a) A_{11} 拟合效果对比



(b) A_{21} 拟合效果对比

图 2 系数矩阵拟合对比

Fig. 2 Comparison of coefficient matrix fitting

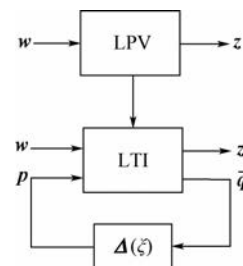


图 3 系统等效图

Fig. 3 Equivalent systems

$$\begin{bmatrix} A(\xi) & B_1(\xi) & B_2(\xi) \\ \hline C_1(\xi) & D_{11}(\xi) & D_{12}(\xi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_w & B_u \\ \hline C_z & D_{zw} & D_{zu} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_q \\ \hline D_{zq} \end{bmatrix} \times \Delta(\xi) (I - D_{pq} \Delta(\xi))^{-1} [C_p \quad D_{pw} \quad D_{pu}] \quad (6)$$

式中: $\Delta(\xi) = \xi I_{n_q \times n_p}$; $A, B_q, B_w, B_u, C_p, D_{pq}, D_{pw}, D_{pu}, C_z, D_{zq}, D_{zw}$ 和 D_{zu} 为常值矩阵。因此, 系统方程式(5)的等效 LFR 形式可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = \bar{A}x + B_q \bar{q} + B_w w + B_u u \\ p = C_p x + D_{pq} \bar{q} + D_{pw} w + D_{pu} u \\ z = C_z x + D_{zq} \bar{q} + D_{zw} w + D_{zu} u \\ \bar{q} = \Delta(\xi) p \\ \Delta(\xi) = \xi I_{n_q \times n_p} \end{cases} \quad (7)$$

式中:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -0.0552 & 4.5183 & -9.800 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0175 & -1.4291 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -7.6609 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -33.4 & 33.4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_w = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

$$B_u = \begin{bmatrix} 0 & -0.0776 & 0 & -4.3847 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0331 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_p = \begin{bmatrix} -1.0056 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.6815 & -0.0013 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4015 & -0.0043 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0002 & -2.4495 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_{pw} = \mathbf{0}_{4 \times 1}$$

$$D_{pu} = \mathbf{0}_{4 \times 2}$$

$$D_{pq} = \begin{bmatrix} 0.3072 & -0.5137 & 0.1226 & -0.0187 \\ 0.1713 & -0.2864 & 0.0681 & -0.1747 \\ -0.0521 & 0.0868 & -0.0220 & -0.6849 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0013 \end{bmatrix}$$

$$B_q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0004 & -0.0107 & 0 & 0.0025 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0836 & -0.0013 & 0 & 0.0084 & 0 & 0 & 0 \\ 0.4588 & 1.1313 & 0 & 4.7265 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_{zw} = \mathbf{0}_{2 \times 1}$$

$$D_{zu} = \mathbf{0}_{2 \times 2}$$

$$D_{zq} = \mathbf{0}_{2 \times 4}$$

至此, 式(7)以一种特殊的 LTI 形式完整地描述了此变体飞行器在变体过程中的动态模型, 可以基于此形式设计 H_∞ 控制器。

2 LFR 的状态反馈 H_∞ 控制器设计

2.1 LFR 模型的状态反馈 LMI 条件

考虑如下形式的 LPV 系统模型:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\theta(t))x + B(\theta(t))w \\ z = C(\theta(t))x + D(\theta(t))w \end{cases} \quad (8)$$

式中: 时变参数向量 $\theta(t) = [\theta_1(t), \theta_2(t), \dots, \theta_m(t)]^T \in \mathbf{R}^m$, 并且 $\theta(t)$ 在由 2^m 个顶点组成多胞型 Θ 中取值。

当式(8)中系数矩阵为 $\theta(t)$ 的有理实数形式时, 其可以等效地表示为 LFR 形式^[16]:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_q \bar{q} + B_w w \\ p = C_p x + D_{pq} \bar{q} + D_{pw} w \\ z = C_z x + D_{zq} \bar{q} + D_{zw} w \\ \bar{q} = \Delta(\theta) p \\ \Delta(\theta) = \text{diag}(\theta_1 I_{s_1}, \theta_2 I_{s_2}, \dots, \theta_m I_{s_m}) \end{cases} \quad (9)$$

假定对于所有的 $\theta(t) \in \Theta$, 有 $\det(I - D_{pq} \Delta(\theta)) \neq 0$ 。同时定义 $\Delta = \Delta(\theta)$, $\theta(t) \in \Theta$ 。由于 Θ 是多胞型结构, 使得 Δ 也是多胞型。 $\Delta_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 表示 Δ 的顶点。定义矩阵 $B_{q,i}, D_{pq,i}$ 和 $D_{zq,i}$ 分别为 $B_{q,i} = B_q \Delta_i, D_{pq,i} = D_{pq} \Delta_i$ 与 $D_{zq,i} = D_{zq} \Delta_i$ 。

定理 1 设常数 $\gamma > 0$, LFR 系统式(9)是二次稳定的, 且从 w 至 z 的传递函数 $T_{zw}(s)$ 满足 $\|T_{zw}(s)\|_\infty < \gamma$ (即系统的诱导 L_2 增益小于 γ), 当且仅当存在实矩阵 $P = P^T > 0$ 和实矩阵 $M = M^T$ 满足下述 LMI 约束条件:

$$\Omega_{P,i} + U_{P,i}^T M W_{P,i} + W_{P,i}^T M U_{P,i} < 0 \quad (10)$$

式中:

$$\Omega_{P,i} = \begin{bmatrix} A^T P + PA & P B_{q,i} & P B_w & C_z^T \\ (P B_{q,i})^T & \mathbf{0} & \mathbf{0} & (D_{zq,i})^T \\ (P B_w)^T & \mathbf{0} & -\gamma I & D_{zw}^T \\ C_z & D_{zq,i} & D_{zw} & -\gamma I \end{bmatrix}$$

$$W_{P,i} = \frac{1}{2} [C_p \quad D_{pq,i} + I \quad D_{pw} \quad 0]$$

$$U_{P,i} = [C_p \quad -I + D_{pq,i} \quad D_{pw} \quad 0]$$

证明 此定理证明与文献[16]中的定理 1 证明相似, 只是将其中的 H, G 与 J 取为

$$H = \frac{1}{2} M (D_{pq} \Delta + I)$$

$$G = \frac{1}{2} C_p^T M$$

$$J = \frac{1}{2} M D_{pw}$$

证毕

然而, 应用此定理设计状态反馈控制器会导致未知矩阵相乘的情况出现, 从而使 MATLAB 中的 LMI 工具箱无法直接使用。鉴于这种情况, 给出以下推论。

推论 1 设常数 $\gamma > 0$, LFR 系统式(9)是二次稳定的, 且从 w 至 z 的传递函数 $T_{zw}(s)$ 满足

$\|T_{zw}(s)\|_\infty < \gamma$, 当且仅当存在实矩阵 $Q = Q^T > 0$

和实矩阵 $M = M^T$ 满足下述 LMI 约束条件:

$$\Omega_Q + U_{Q,i}^T M W_{Q,i} + W_{Q,i}^T M U_{Q,i} < 0 \quad (11)$$

式中:

$$\Omega_Q = \begin{bmatrix} QA^T + AQ & QC_p^T & QC_z^T & B_w \\ C_p Q & 0 & 0 & D_{pw} \\ C_z Q & 0 & -\gamma I & D_{zw} \\ B_w^T & D_{pw}^T & D_{zw}^T & -\gamma I \end{bmatrix}$$

$$U_{Q,i} = [B_{q,i}^T \quad -I + D_{pq,i}^T \quad D_{zq,i}^T \quad 0]$$

$$W_{Q,i} = \frac{1}{2} [C_p \quad D_{pq,i} + I \quad D_{pw} \quad 0]$$

下面给出此推论的详细证明,其在文献[16]中没有给出。

证明 根据界实定理^[21],系统式(8)是二次稳定的,且其诱导 L_2 增益小于 γ ,当且仅当存在实矩阵 $P = P^T > 0$ 满足下述 LMI 约束:

$$\begin{bmatrix} PA(\theta) + A^T(\theta)P & PB(\theta) & C^T(\theta) \\ B^T(\theta)P & -\gamma I & D^T(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (12)$$

用对角矩阵 $\text{diag}(P^{-1}, I, I)$ 分别左乘和右乘式(12),并记 $Q = P^{-1}$ 得

$$\begin{bmatrix} A(\theta)Q + QA^T(\theta) & B(\theta) & QC^T(\theta) \\ B^T(\theta) & -\gamma I & D^T(\theta) \\ C(\theta)Q & D(\theta) & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

根据 Schur 补定理可知,式(13)等价于

$$\begin{bmatrix} A(\theta)Q + QA^T(\theta) & QC^T(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta)Q & -\gamma I & D(\theta) \\ B^T(\theta) & D^T(\theta) & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (14)$$

根据式(14)推得系统式(8)的对偶系统式(15)满足界实定理:

$$\begin{cases} \dot{x} = A^T(\theta)x + C^T(\theta)w \\ z = B^T(\theta)x + D^T(\theta)w \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} A(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_w \\ C_z & D_{zw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_q \\ D_{zq} \end{bmatrix} \times \Delta(\theta) [I - D_{pq} \Delta(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} C_p & D_{pw} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$[I - \Delta(\theta) D_{pq}^T]^{-1} \Delta(\theta) = \Delta(\theta) [I - D_{pq}^T \Delta(\theta)]^{-1} \quad (17)$$

由式(16)和式(17)可推得等式(18):

$$\begin{bmatrix} A^T(\theta) & C^T(\theta) \\ B^T(\theta) & D^T(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^T & C_z^T \\ B_w^T & D_{zw}^T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_p^T \\ D_{pw}^T \end{bmatrix} \times \Delta(\theta) [I - D_{pq}^T \Delta(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} B_q^T & D_{zq}^T \end{bmatrix} \quad (18)$$

根据式(18)可以写出对偶系统式(15)的等

价 LFR 形式为

$$\begin{cases} \dot{x} = A^T x + C_p^T \bar{q} + C_z^T w \\ p = B_q^T x + D_{pq}^T \bar{q} + D_{zq}^T w \\ z = B_w^T x + D_{pw}^T \bar{q} + D_{zw}^T w \\ \bar{q} = \Delta(\theta) p \\ \Delta(\theta) = \text{diag}(\theta_1 I_{s_1}, \theta_2 I_{s_2}, \dots, \theta_m I_{s_m}) \end{cases} \quad (19)$$

系统式(15)等价形式的系统式(19)满足二次 H_∞ 性能,应用定理 1 即可得到推论。证毕

2.2 状态反馈 H_∞ 控制器设计

考虑系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_q \bar{q} + B_w w + B_u u \\ p = C_p x + D_{pq} \bar{q} + D_{pw} w + D_{pu} u \\ z = C_z x + D_{zq} \bar{q} + D_{zw} w + D_{zu} u \\ \bar{q} = \Delta(\theta) p \\ \Delta(\theta) = \text{diag}(\theta_1 I_{s_1}, \theta_2 I_{s_2}, \dots, \theta_m I_{s_m}) \end{cases} \quad (20)$$

假设系统状态是可以测量的,将 $u = Kx$ 代入式(20)中得到式(8)的形式,直接应用推论 1 可得式(11)中各项为

$$U_{Q,i} = [B_{q,i}^T \quad -I + D_{pq,i}^T \quad D_{zq,i}^T \quad 0]$$

$$\Omega_Q = \begin{bmatrix} \Omega_Q(1,1) & \Omega_Q(1,2) & \Omega_Q(1,3) & B_w \\ C_p Q + D_{pu} R & 0 & 0 & D_{pw} \\ C_z Q + D_{zu} R & 0 & -\gamma I & D_{zw} \\ B_w^T & D_{pw}^T & D_{zw}^T & -\gamma I \end{bmatrix}$$

$$\Omega_Q(1,1) = QA^T + AQ + B_u R + R^T B_u^T$$

$$\Omega_Q(1,2) = QC_p^T + R^T D_{pu}^T$$

$$\Omega_Q(1,3) = QC_z^T + R^T D_{zu}^T$$

$$W_{Q,i} = \frac{1}{2} [C_p + D_{zu} R Q^{-1} \quad D_{pq,i} + I \quad D_{pw} \quad 0]$$

则控制器增益矩阵为 $K = RQ^{-1}$,其中 R 为 LMI 式(11)中待求的矩阵变量。

3 仿真分析与验证

为验证本文基于 LFR 模型所设计的 H_∞ 控制器的有效性,对式(1)所示的翼展可变飞行器非线性模型进行仿真。变体飞行器的基本参数及大气参数与文献[5]一致。根据推论 1,利用 MATLAB 中的 LMI 工具箱对已知的 LFR 模型式(7)设计静态的状态反馈控制器,设计过程依照 2.2 节内容。为了避免状态反馈矩阵中的元素数值过大引起控制器饱和,取 $\gamma = 10$ 。最终得到如下控制器增益矩阵:

$$K = \begin{bmatrix} 0.7314 & -106.1688 & 143.0723 & 6.6128 & 7.2446 & -0.0829 & 5.2629 \\ -102.1837 & -119.6670 & 249.3131 & 17.0666 & -7.5623 & -68.1 & -6.6704 \end{bmatrix}$$

将控制器引入变体飞行器原始非线性模型式(1)中,利用 MATLAB 仿真目标运动过程。令变体飞行器从第 5 s 开始变形,并在 10 s 内从本体翼展匀速伸长至 2 倍翼展。飞行器在变体过程中还会受到外加干扰力与力矩的作用。在非线形模型式(1)中的力与力矩方程中引入高斯白噪声信号,模拟随机力矩与力对飞行器变体过程中控制性能的影响,以此验证该控制器在干扰作用下的稳定性以及对干扰的抑制作用。这些干扰的幅值分别为翼展未变化前的配平状态下静态阻力最大

值的 6%、静态升力最大值的 0.72% 和变体过程中最大俯仰力矩的 2.4%。

仿真结果如图 4 所示。可以看出,在变形过程中,所设计的控制器在外部存在干扰的情况下依然能很好地使飞行器在高度和速度上保持稳定。为了保持变体过程中的平衡,升降舵偏角随迎角的减小而逐渐减小,同时油门大小由于所受阻力的减小也成减小趋势。由于在状态变量中引入了高度和速度的误差积分项,在 15 s 变体结束进入新的平衡态后,飞行器与之前状态的高度和速度一致,无静差存在。

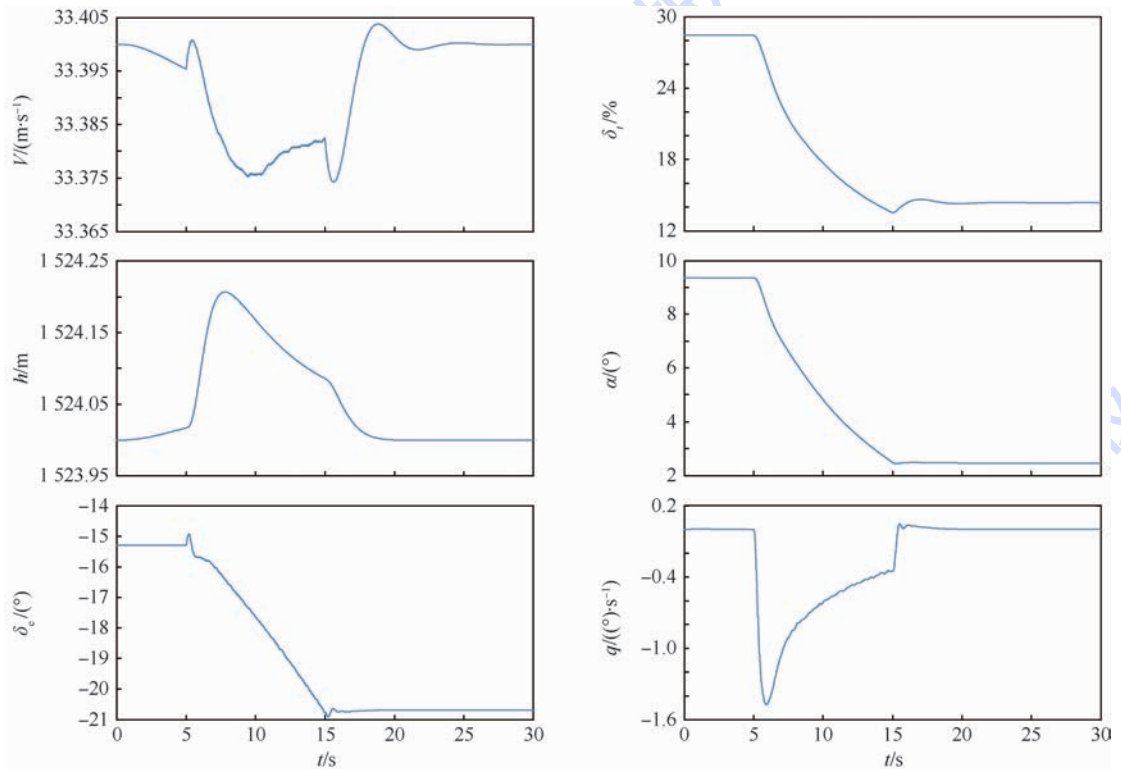


图 4 控制效果图

Fig. 4 Effectiveness of controller

4 结 论

1) 在 Jacobian 线性化基础上,利用多个平衡点推导出变体过程中的精确 LPV 模型,所得的 LPV 模型中系数矩阵是非仿射参数依赖的。

2) 采用 LFR 转换方法将系统转化为特殊形式下的等价 LTI 模型,原时变参数作为对角矩阵存在于此 LTI 系统的反馈回路中。针对此 LFR 模型,设计了一种可直接应用的二次稳定性 LMI 条件,从而推导出基于状态反馈形式的 H_{∞} 控制器设计方法。

3) 非线性仿真结果表明,运用所设计的控制器,当翼展变化时,变体飞行器状态稳定,在外部存在干扰力与干扰力矩情况下,控制性能良好。

4) 本文所研究的基于 LFR 转化的 LPV 控制方法可以广泛地应用到有实数形式的 LPV 系统中,如飞行器的大包线 LPV 控制、高超声速飞行器和涡轮风扇发动机等。并且对于仿射参数依赖和非仿射参数依赖的 LPV 系统,此设计过程基本一致,具有普遍的适用性。

参考文献 (References)

- [1] BONNEMA K L, STEPHEN B S. AFTI/F-111 mission adaptive wing flight research program [C] // 4th Flight Test Conference, 2006:155-161.
- [2] PENDLETON E W, BESSETTE D, FIELD P B, et al. Active aeroelastic wing flight research program: Technical program and model analytical development [J]. Journal of Aircraft, 2000, 37 (4):554-561.
- [3] KUDVA J N. Overview of the DARPA smart wing project [J].

- Journal of Intelligent Material Systems & Structures, 2004, 15 (4): 261-267.
- [4] 杨贯通,唐胜景,赵林东,等. 变后掠变展长飞行器动力学建模与动态响应分析[J]. 兵工学报, 2014, 35(1): 102-107.
YANG G T, TANG S J, ZHAO L D, et al. Dynamic modeling and response of a morphing UAV with variable sweep and variable span [J]. Acta Armamentarii, 2014, 35(1): 102-107 (in Chinese).
- [5] 殷明,陆宇平,何真. 变体飞行器 LPV 建模与鲁棒增益调度控制[J]. 南京航空航天大学学报, 2013, 45(2): 202-208.
YIN M, LU Y P, HE Z. LPV modeling and robust gain scheduling control of morphing aircraft [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 45(2): 202-208 (in Chinese).
- [6] JIANG W L, DONG C Y, WANG Q. A systematic method of smooth switching LPV controllers design for a morphing aircraft [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2015, 28(6): 1640-1649.
- [7] 李玮,王青,董朝阳. 一类非理想切换系统的 H_∞ 控制器设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(10): 1405-1410.
LI W, WANG Q, DONG C Y. H_∞ controller design for a class of nonideal switched systems [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(10): 1405-1410 (in Chinese).
- [8] 江未来,董朝阳,王通,等. 变体飞行器连续平滑切换 LPV 控制[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(6): 1347-1353.
JIANG W L, DONG C Y, WANG T, et al. Continuous smooth switching LPV control for morphing aircraft [J]. Systems Engineering & Electronics, 2015, 37(6): 1347-1353 (in Chinese).
- [9] 王通,王青,江未来,等. 基于切换多胞模型的变体飞行器增益调参控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(1): 75-79.
WANG T, WANG Q, JIANG W L, et al. Gain schedule control of morphing vehicle based on switched polytopic system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(1): 75-79 (in Chinese).
- [10] 何墟,章卫国,王敏文,等. 基于多目标控制的变体飞行器切换线性变参数控制器[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(11): 1518-1525.
HE Y, ZHANG W G, WANG M W, et al. Switching linear-parameter-varying controller for morphing aircraft based on multi-objective [J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(11): 1518-1525 (in Chinese).
- [11] YUE T, WANG L, AI J. Gain self-scheduled H_∞ control for morphing aircraft in the wing transition process based on an LPV model [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2013, 26(4): 909-917.
- [12] BALDELLI D H, LEE D H, PEÑA R S S, et al. Modeling and control of an aeroelastic morphing vehicle [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2008, 31(6): 1687-1699.
- [13] 王青,王通,后德龙,等. 基于速度线性化的变体飞行器鲁棒 LPV 控制[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(6): 1130-1136.
WANG Q, WANG T, HOU D L, et al. Robust LPV control for morphing vehicles via velocity-based linearization [J]. Systems Engineering & Electronics, 2014, 36(6): 1130-1136 (in Chinese).
- [14] HECKER S, VARGA A, MAGNI J F. Enhanced LFR-toolbox for MATLAB [J]. Aerospace Science and Technology, 2005, 9(2): 173-180.
- [15] WANG F, BALAKRISHNAN V. Improved stability analysis and gain-scheduled controller synthesis for parameter-dependent systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(5): 720-734.
- [16] PREMPAIN E, POSTLETHWAITE I. Brief paper: L_2 and H_2 performance analysis and gain-scheduling synthesis for parameter-dependent systems [J]. Automatica, 2008, 44(8): 2081-2089.
- [17] YUE T, WANG L, AI J. Longitudinal linear parameter varying modeling and simulation of morphing aircraft [J]. Journal of Aircraft, 2013, 50(6): 1673-1681.
- [18] 张杰,吴森堂. 一种变体飞行器的动力学建模与动态特性分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(1): 58-64.
ZHANG J, WU S T. Dynamic modeling for a morphing aircraft and dynamic characteristics analysis [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(1): 58-64 (in Chinese).
- [19] 殷明,陆宇平,何真,等. 变体飞行器变形辅助机动的建模与滑模控制[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(1): 128-134.
YIN M, LU Y P, HE Z, et al. Modeling and sliding mode control of morphing aircraft for morphing-aided maneuver [J]. Systems Engineering & Electronics, 2015, 37(1): 128-134 (in Chinese).
- [20] 贾英民. 鲁棒 H_∞ 控制 [M]. 北京: 科学出版社, 2007.
JIA Y M. Robust H_∞ control [M]. Beijing: Science Press, 2007 (in Chinese).
- [21] APKARIAN P, GAHINET P. A convex characterization of gain-scheduled H_∞ controllers [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(5): 853-864.

作者简介:

温暖 男,博士研究生。主要研究方向:先进飞行器控制、高精度伺服系统。

刘正华 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:先进飞行器控制、高精度伺服系统。

祝令谱 男,硕士研究生。主要研究方向:先进飞行器控制、高精度伺服系统。

H_∞ control for morphing aircraft via non-affine parameter dependent LPV model

WEN Nuan, LIU Zhenghua*, ZHU Lingpu, LI Luochuan, ZHOU Rui

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Morphing aircraft can adaptively alter configuration according to the different flight conditions or a variety of missions to ensure the optimal aerodynamic performance in flight. A class of variable-span morphing aircraft were considered, and the controller design synthesis for linear parameter varying (LPV) systems with non-affine parameter dependent configuration was researched. Jacobian linearization approach, as well as exact fitting method, was used on multiple balance points to transform the nonlinear model of morphing process into the LPV structure which regards the ratio of variable-span as the varying parameter. In contrast to most LPV systems, the obtained structure was polynomial instead of affine parameter dependent. An equivalent linear time-invariant (LTI) system for the non-affine LPV structure can be obtained by linear fractional representation (LFR). On basis of the sufficient condition of linear matrix inequality (LMI) for quadratic Lyapunov stability, a design methodology of the state feedback H_∞ controller was presented to guarantee the stability of morphing process. Its effectiveness for the globally stable performance was illustrated with simulation results, even when the external disturbance was taken into account. Therefore, the controller synthesis based on LFR transformation is no longer limited to the affine parameter dependent form, and can be widely applied to universal LPV system.

Keywords: morphing aircraft; linear parameter varying (LPV); non-affine parameter dependent; linear fractional representation (LFR); H_∞ control

Received: 2016-10-12; **Accepted:** 2016-12-30; **Published online:** 2017-02-13 10:26

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170213.1026.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61305132, 61563041); Aeronautical Science Foundation of China (20135751040)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0797

基于多普勒频率差的拖曳式诱饵干扰检测

付孝龙¹, 白渭雄^{1,*}, 李欣¹, 原慧¹, 陈津津²

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 中国人民解放军 94921 部队, 晋江 362200)



摘 要: 诱饵的检测是拖曳式诱饵(TRAD)干扰对抗的基础。对单脉冲雷达有无拖曳式诱饵干扰下平衡鉴相器(BPD)输出角误差信号进行了推导,根据平衡鉴相器的原理,得出了目标和诱饵干扰信号间的多普勒频率差会影响角误差信号的结论。当不存在拖曳式诱饵干扰时,经低通滤波器处理后角误差信号无变化;当存在拖曳式诱饵干扰时,经低通滤波器处理后角误差信号交流部分被滤除,角误差信号发生变化。根据诱饵存在与否时角误差信号的这一差异,利用门限检测实现对诱饵干扰的检测。仿真分析了不同干扰场景下的检测性能,验证了本文方法的有效性。

关键词: 电子对抗; 拖曳式诱饵(TRAD); 存在性检测; 多普勒频率差; 门限检测

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2081-08

拖曳式诱饵干扰是一种针对采用单脉冲测角技术雷达的有效干扰方法,被保护飞机通过拖曳线将动力和调制信号传送到诱饵。诱饵与目标均处于雷达探测主波束内,形成双点源非相干干扰^[1],实现对单脉冲雷达的角度欺骗干扰。诱饵通过拖曳线与飞机相连,能够逼真模拟目标的飞行及散射特征,且与目标同处于雷达分辨单元内,使得雷达通过常规处理手段无法在时域、频域及空域进行分辨^[2]。

针对拖曳式诱饵干扰的对抗研究,主要分为诱饵与目标的分辨^[3-5]和诱饵干扰检测^[6-7]2个方面。目前,关于拖曳式诱饵干扰的检测研究主要从诱饵存在与否时单脉冲雷达接收回波幅度特征、极化特性^[8-11]等方面进行了分析。宋志勇等^[6-7]借鉴 Blair 和 Brandt-Pearce^[12-15]在群目标检测中利用目标回波幅度变化的特点,提出了基于回波幅度特征及回波单脉冲比特征的拖曳式诱饵干扰检测方法。上述基于回波幅度特征的检测方

法,均需多个探测脉冲相互独立,对于不满足探测脉冲独立的相参雷达,并没有探讨相应的处理方法。文献[8-11]以诱饵干扰信号极化特性与目标间的差异为前提,研究利用极化域特征差异对诱饵进行检测,但该方法不能鉴别具有目标极化散射矩阵模拟能力的全极化复杂调制假目标。

本文根据诱饵与目标信号间的多普勒频率差异,在平衡鉴相器输出端增加低通滤波器(LPF),利用减法器提取出误差信号中包含多普勒频率差的部分,进而利用这一信号通过门限判别实现对拖曳式诱饵干扰的检测。首先,分析了有无拖曳式诱饵干扰时,平衡鉴相器输出角误差信号的表达式;其次,分析了拖曳式诱饵干扰下,单脉冲雷达导引头接收到的载机回波与诱饵干扰信号间的多普勒频率差;然后,推导了诱饵干扰条件下误差信号中包含多普勒频率差部分的表达式,并提出了目标检测方法;最后,仿真验证了本文方法的有效性。

收稿日期: 2016-10-14; 录用日期: 2016-11-18; 网络出版时间: 2016-11-30 15:02

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161130.1502.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61501500)

* 通讯作者: E-mail: wxb369@126.com

引用格式: 付孝龙, 白渭雄, 李欣, 等. 基于多普勒频率差的拖曳式诱饵干扰检测[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2081-2088. FU X L, BAI W X, LI X, et al. Towed radar active decoy jamming detection based on Doppler frequency difference [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2081-2088 (in Chinese).

1 单脉冲雷达测角分析

1.1 单点源情况

如图1所示为一维单脉冲雷达测角系统框图。图中:AGC为自动增益控制;1、2分别表示经混频处理后得到的中频和信号 y_1 、差信号 y_2 ;3、4分别表示经AGC处理后得到的和信号 y_3 、差信号 y_4 ;5表示平衡鉴相器输出信号 y_5 。

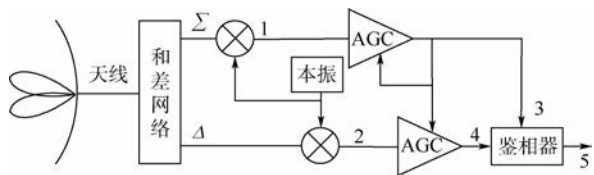


图1 单脉冲雷达测角系统框图

Fig.1 Angle measure block diagram of monopulse radar system

单点源情况下,单脉冲雷达收到的和差信号为

$$\Sigma = E_m [F(\theta_1 - \theta_0) + F(\theta_1 + \theta_0)] \cos(\omega t + \phi_1) \quad (1)$$

$$\Delta = E_m [F(\theta_1 - \theta_0) - F(\theta_1 + \theta_0)] \cos(\omega t + \phi_1) \quad (2)$$

式中: $F(\theta - \theta_0)$ 和 $F(\theta + \theta_0)$ 分别为2个与天线等信号轴偏离 $\pm\theta_0$ 的天线波束方向图; E_m 为信号振幅; θ_1 为点源相对天线等信号轴的角位置; ϕ_1 为点源在雷达天线口面处的相位; ω 为接收信号高频频率。

经混频后

$$y_1 = E_m [F(\theta_1 - \theta_0) + F(\theta_1 + \theta_0)] \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) \quad (3)$$

$$y_2 = E_m [F(\theta_1 - \theta_0) - F(\theta_1 + \theta_0)] \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) \quad (4)$$

式中: ω_{IF} 为混频后中频信号频率。

令

$$S_1 = E_m [F(\theta_1 - \theta_0) + F(\theta_1 + \theta_0)]$$

$$D = \frac{F(\theta_1 - \theta_0) - F(\theta_1 + \theta_0)}{F(\theta_1 - \theta_0) + F(\theta_1 + \theta_0)}$$

式中: S_1 为和波束接收信号的幅度; D 为和差波束接收信号的比,在主波束范围内, D 的大小与目标偏离等信号轴的大小成正比。

经增益为 $G = V_0/S_1$ (V_0 为AGC自身的增益控制电压)的AGC处理后:

$$y_3 = V_0 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) \quad (5)$$

$$y_4 = V_0 D \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) \quad (6)$$

经平衡鉴相器处理,输出角误差信号为

$$y_5 = \frac{V_0^2 D}{2} \quad (7)$$

经低通滤波器处理后:

$$y_6 = y_5 = \frac{V_0^2 D}{2} \quad (8)$$

由式(7)可知,角误差信号与目标偏离等信号轴的大小成正比,即目标角位置与等信号轴重合时, $D=0$,输出角误差信号亦为0;若目标偏离等信号轴越大,则 D 越大,输出角误差亦越大。由式(8)可知,单点源情况下,角误差信号经低通滤波器处理后,其值无变化。

1.2 拖曳式诱饵干扰情况

拖曳式诱饵干扰下,接收信号为

$$y_1 = S_1 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) + S_2 \cos(\omega_{IF} t + \phi_2(t)) = S_1 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) + S_2 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1 + \psi(t)) = B(t) \cos(\omega_{IF} t + \phi_1 + \delta(t)) \quad (9)$$

$$y_2 = S_1 D_1 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) + S_2 D_2 \cos(\omega_{IF} t + \phi_2(t)) \quad (10)$$

式中: S_2 为诱饵干扰信号幅度; D_1 为和差波束接收目标信号的比; D_2 为和差波束接收诱饵干扰信号的比; $\phi_2(t) = \phi_1 + \psi(t)$ 为诱饵信号在天线口面处的相位; $\psi(t) = \Delta\phi(t) + 2\pi\Delta Ft$ 为由快变量诱饵转发相位不稳定 $\Delta\phi(t)$ 与慢变量两点源多普勒频率差 ΔF 引起的诱饵与目标回波相位差异。

$$B(t) = S_1 \sqrt{1 + (S_2/S_1)^2 + 2\cos(2\pi\Delta Ft) S_2/S_1}$$

$$\delta(t) = \arctan \left[\frac{\sin(\psi(t)) S_2/S_1}{1 + \cos(\psi(t)) S_2/S_1} \right]$$

y_1 信号矢量合成如图2所示。

拖曳式诱饵干扰情况下,AGC的增益 $G = V_0/B(t)$,则

$$y_3 = V_0 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) \quad (11)$$

$$y_4 = [V_0 D_1 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1) + V_0 R D_2 \cos(\omega_{IF} t + \phi_1 + \psi(t))] / (1 + R^2 + 2R\cos(\psi(t)))^{1/2} \quad (12)$$

式中: $R = S_2/S_1$ 为诱饵与目标信号的幅度比。

经平衡鉴相器处理后,输出角误差信号为

$$y_5 = \frac{V_0^2}{2} \cdot \frac{D_1 \cos(\delta(t)) + R D_2 \cos(2\pi\Delta Ft - \delta(t))}{\sqrt{1 + R^2 + 2R\cos(2\pi\Delta Ft)}} \quad (13)$$

由式(13)可知,当存在拖曳式诱饵干扰时,

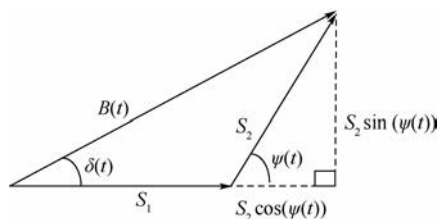


图2 信号矢量合成图

Fig.2 Diagram of phasor summation analysis of signals

输出角误差信号受目标与诱饵的角位置、能量比、相位差、多普勒频率差等影响,此时单脉冲雷达获得的为受欺骗的角度,使得天线等信号轴指向目标与诱饵连线的能量中心处。

式(13)所示平衡鉴相器输出角误差信号表达式含有两点源多普勒频率差部分,与现有文献^[1-2]分析存在差异。这主要是由于现有文献^[1-2]在分析平衡鉴相器输出时,将多普勒频率差等效为影响两点源相位差的一个因素,从而在平衡鉴相器输出端消除了多普勒频率差。而实际上两点源多普勒频率差远小于平衡鉴相器输入端中频信号频率,相对于两点源初始相位差异、路程差等引起的快变相位差,多普勒频率差引起的相位变化是一个慢变量,而这一慢变量经平衡鉴相器处理后不会被转换为直流电压输出,而是保留其交流特性^[16-17]。

2 载机回波与拖曳式诱饵干扰信号多普勒频率差分析

当载机检测到来袭导弹时,可以选择释放拖曳式诱饵干扰欺骗雷达导引头。虽然在较远的距离上探测载机和诱饵信号,其多普勒频率差会很小,但随着导引头与目标越来越接近,其多普勒频率差会不断增大,这将会给识别目标信号和诱饵信号带来机会。

图 3 为计算多普勒频率差的示意图,其中载机在 A 点、诱饵在 B 点、导弹在 C 点,拖曳线长度为 L (AB 之间的线段长度),导弹距离载机为 R_0 ,

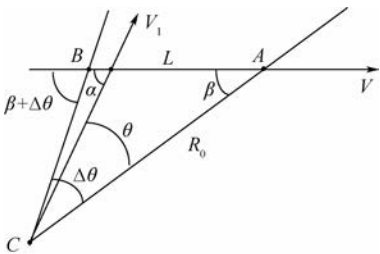


图 3 多普勒频率差计算示意图

Fig. 3 Schematic of derivation of Doppler frequency difference

导弹飞行速度为 V_1 , 载机飞行速度为 V , 导弹与载机连线方向与载机飞行方向的夹角为 β , 攻击角为 α , $\alpha = \beta + \theta$, $\Delta\theta$ 为载机和诱饵对导弹形成的张角。

根据图 3 可得,导弹和载机相对运动产生的多普勒频率为

$$f_{dt} = 2(V_1 \cos \theta - V \cos \beta) / \lambda \quad (14)$$

式中: λ 为雷达波长。

由于诱饵被拖曳飞行,且质量较轻,加之载机速度快,远距离时诱饵的速度大小和运动方向近似与载机相同,则导弹和诱饵相对运动产生的多普勒频率为

$$f_{dj} = 2[V_1 \cos(\Delta\theta - \theta) - V \cos(\beta + \Delta\theta)] / \lambda \quad (15)$$

则载机与诱饵之间的多普勒频率差为

$$\Delta F = f_{dj} - f_{dt} = \frac{2}{\lambda} [V_1 (\cos(\Delta\theta - \theta) - \cos \theta) - V (\cos(\beta + \Delta\theta) - \cos \beta)] \quad (16)$$

3 拖曳式诱饵干扰检测

分析比较式(7)和式(13)2种情况下平衡鉴相器输出角误差信号,在拖曳式诱饵干扰下,角误差信号受目标与诱饵干扰信号间多普勒频率差的调制,设计能够滤除这一多普勒频率差的低通滤波器,则拖曳式诱饵干扰下,经滤波处理前后的角误差电压会发生变化;而在单点源情况下,由式(8)知滤波前后角误差信号无变化。如图 4 所示,通过设立门限来实现对这一误差电压变化情况的检测,则可实现对拖曳式诱饵干扰的告警。

下面推导出拖曳式诱饵干扰下平衡鉴相器输出角误差信号经低通滤波器后的表达式,并给出拖曳式诱饵干扰检测的表达式。

由信号矢量图 2 可知:

$$\cos(\delta(t)) = \frac{1 + R \cos(2\pi\Delta Ft)}{\sqrt{1 + R^2 + 2R \cos(2\pi\Delta Ft)}} \quad (17)$$

$$\sin(\delta(t)) = \frac{R \sin(2\pi\Delta Ft)}{\sqrt{1 + R^2 + 2R \cos(2\pi\Delta Ft)}} \quad (18)$$

将式(17)、式(18)以及三角恒等式 $\cos(M -$

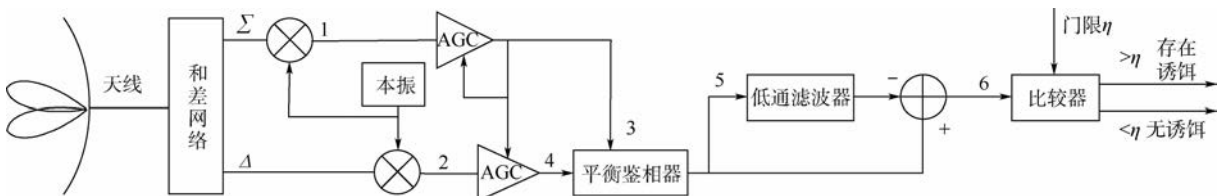


图 4 拖曳式诱饵干扰检测框图

Fig. 4 Block diagram of towed radar active decoy jamming detection

$N) = \cos M \cos N + \sin M \sin N$ 代入式(13)得

$$y_3 = \frac{V_0^2}{2} [D_1(1 + R \cos(2\pi \Delta Ft)) + RD_2(R + \cos(2\pi \Delta Ft))] / (1 + R^2 + 2R \cos(2\pi \Delta Ft)) \quad (19)$$

误差电压 y_3 经低通滤波器处理后,其直流分量被提取出来,等效于保留式(19)进行傅里叶级数展开时的第1项。对于一个周期为 T 的周期函数 $f(t)$,其直流分量可表示为

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (20)$$

则式(19)的直流分量可表示为

$$A_0 = \frac{gD_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1 + R \cos \vartheta}{1 + R^2 + 2R \cos \vartheta} d\vartheta + \frac{gD_2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R(R + \cos \vartheta)}{1 + R^2 + 2R \cos \vartheta} d\vartheta \quad (21)$$

式中: $g = V_0^2/2$; $\vartheta = 2\pi \Delta Ft$ 。

式(21)中,令

$$I_1 = \frac{gD_1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} \frac{1}{a + b \cos \vartheta} d\vartheta + R \int_0^{2\pi} \frac{\cos \vartheta}{a + b \cos \vartheta} d\vartheta \right) = \frac{gD_1}{2\pi a} \left(\int_0^{2\pi} \frac{1}{1 + \frac{b}{a} \cos \vartheta} d\vartheta + R \int_0^{2\pi} \frac{\cos \vartheta}{1 + \frac{b}{a} \cos \vartheta} d\vartheta \right) = \frac{gD_1}{2\pi a} (I_{1a} + RI_{1b}) \quad (22)$$

$$I_2 = \frac{gD_2}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} \frac{1}{a + b \cos \vartheta} d\vartheta + R \int_0^{2\pi} \frac{\cos \vartheta}{a + b \cos \vartheta} d\vartheta \right) = \frac{gD_2 R}{2\pi a} \left(R \int_0^{2\pi} \frac{1}{1 + \frac{b}{a} \cos \vartheta} d\vartheta + \int_0^{2\pi} \frac{\cos \vartheta}{1 + \frac{b}{a} \cos \vartheta} d\vartheta \right) \quad (23)$$

又由三角函数积分式

$$\int_0^{2\pi} \frac{1}{1 + c \cos \vartheta} d\vartheta = \frac{2\pi}{\sqrt{1 - c^2}} \quad c^2 < 1 \quad (24)$$

$$\int_0^{2\pi} \frac{\cos \vartheta}{1 + c \cos \vartheta} d\vartheta = \frac{1}{c} \int_0^{2\pi} \left(1 - \frac{1}{1 + c \cos \vartheta} \right) d\vartheta = \frac{2\pi}{c} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 - c^2}} \right) \quad c^2 < 1 \quad (25)$$

对于任意 $R > 0 (R \neq 1)$, 有 $1 + R^2 > 2R$, 即

$0 < \frac{b}{a} < 1$, 则

$$I_{1a} = \int_0^{2\pi} \frac{1}{1 + \frac{b}{a} \cos \vartheta} d\vartheta = \frac{2\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}} =$$

$$\frac{2\pi(1 + R^2)}{\sqrt{(1 - R^2)^2}} \quad (26)$$

$$I_{1b} = \int_0^{2\pi} \frac{\cos \vartheta}{1 + \frac{b}{a} \cos \vartheta} d\vartheta = \frac{2\pi a}{b} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2}} \right] =$$

$$\frac{2\pi(1 + R^2)}{2R} \cdot \frac{\sqrt{(1 - R^2)^2} - (1 - R^2)}{\sqrt{(1 - R^2)^2}} \quad (27)$$

当 $R > 1$ 时,

$$I_{1a} = \frac{2\pi(1 + R^2)}{R^2 - 1} \quad (28)$$

$$I_{1b} = \frac{-2\pi R(1 + R^2)}{1 - R^2} \quad (29)$$

当 $R < 1$ 时,

$$I_{1a} = \frac{2\pi(1 + R^2)}{1 - R^2} \quad (30)$$

$$I_{1b} = \frac{-2\pi R(1 + R^2)}{1 - R^2} \quad (31)$$

综上所述:

$$I_1 = \frac{gD_1}{2\pi a} (I_{1a} + RI_{1b}) = \begin{cases} gD_1 & R < 1 \\ 0 & R > 1 \end{cases} \quad (32)$$

对于式(23),同理可得如下结论:

当 $R > 1$ 时,

$$I_2 = \frac{gD_2 R}{2\pi R} \left[\frac{R}{1 + R^2} \cdot \frac{2\pi(1 + R^2)}{R^2 - 1} - \frac{1}{1 + R^2} \cdot \frac{2\pi(1 + R^2)}{R(R^2 - 1)} \right] = gD_2 \quad (33)$$

当 $R < 1$ 时,

$$I_2 = \frac{gD_2 R}{2\pi R} \left[\frac{R}{1 + R^2} \cdot \frac{2\pi(1 + R^2)}{1 - R^2} - \frac{1}{1 + R^2} \cdot \frac{2\pi R(1 + R^2)}{1 - R^2} \right] = 0 \quad (34)$$

即

$$I_2 = \frac{gD_2}{2\pi a} (I_{2a} + RI_{2b}) = \begin{cases} 0 & R < 1 \\ gD_2 & R > 1 \end{cases} \quad (35)$$

当 $R = 1$ 时,式(21)为

$$A_0 = \frac{gD_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1 + \cos \vartheta}{2 + 2\cos \vartheta} d\vartheta + \frac{gD_2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1 + \cos \vartheta}{2 + 2\cos \vartheta} d\vartheta = \frac{g}{2} (D_1 + D_2) \quad (36)$$

将式(32)、式(35)、式(36)代入式(21)得

$$A_0 = I_1 + I_2 = \begin{cases} gD_1 & R < 1 \\ gD_2 & R > 1 \\ \frac{g}{2}(D_1 + D_2) & R = 1 \end{cases} \quad (37)$$

拖曳式诱饵干扰下,诱饵干扰信号强于目标回波信号^[1],即 $S_2 > S_1$ ($R = S_2/S_1 > 1$),经低通滤波器处理后,减法器输出信号为

$$y_6 = y_5 - A_0 = g[D_1(1 + R\cos(2\pi\Delta Ft)) + RD_2(R + \cos(2\pi\Delta Ft))]/(1 + R^2 + 2R\cos(2\pi\Delta Ft)) - gD_2 = g(D_1 - D_2)(1 + R\cos(2\pi\Delta Ft))/(1 + R^2 + 2R\cos(2\pi\Delta Ft)) \quad (38)$$

由式(38)可知,拖曳式诱饵干扰检测信号 y_6 为经 AGC 处理后的角误差信号滤除直流后的部分,其值主要受两点源间张角、能量比及多普勒频率差的影响,而回波信号振幅起伏不会对检测信号形成影响。因此,根据适当的条件,设定一定检测概率下的门限值 η ,可实现对诱饵干扰的检测。拖曳式诱饵干扰门限检测的表达式为

$$\begin{cases} y_6 > \eta & \text{干扰存在} \\ y_6 < \eta & \text{干扰不存在} \end{cases} \quad (39)$$

式中: η 为干扰检测门限,其值主要由单点源情况下目标回波信噪比及和差通道的幅相不一致性确定。

4 仿真分析

4.1 多普勒频率差仿真分析

根据式(16)对拖曳式诱饵干扰下导弹攻击过程中载机与诱饵的多普勒频率差进行仿真分析,通过设定不同的攻击角、导弹速度、载机速度、拖曳线长度以及载机与诱饵信号的功率比,仿真分析载机与诱饵多普勒频率差的变化曲线。仿真参数设置如下:诱饵干扰功率为目标回波功率的 2 倍,拖曳线长度为 100 m 载机从 10 km 远处向导弹靠近,载机速度为 300 m/s,导弹速度为 800 m/s,导弹攻击角范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$,对应图 5,假定 $0^\circ \sim 90^\circ$ 范围为尾追攻击, $90^\circ \sim 180^\circ$ 范围为迎头攻击。

从图 5 可以看出,导弹从不同角度攻击时,载机与诱饵的多普勒频率差不同。由图 5 可知,典型参数下,在不考虑方向时迎头攻击和尾追攻击情况类似,导弹攻击方向与载机飞行方向夹角越小,载机与诱饵的多普勒频率差越小,反之越大;特别是当攻击角为 90° 时,此时多普勒频率差最大,从仿真结果可以看出,在 10 km 距离时,多普勒频率差为 250 Hz 左右。当攻击角较小时(30°)

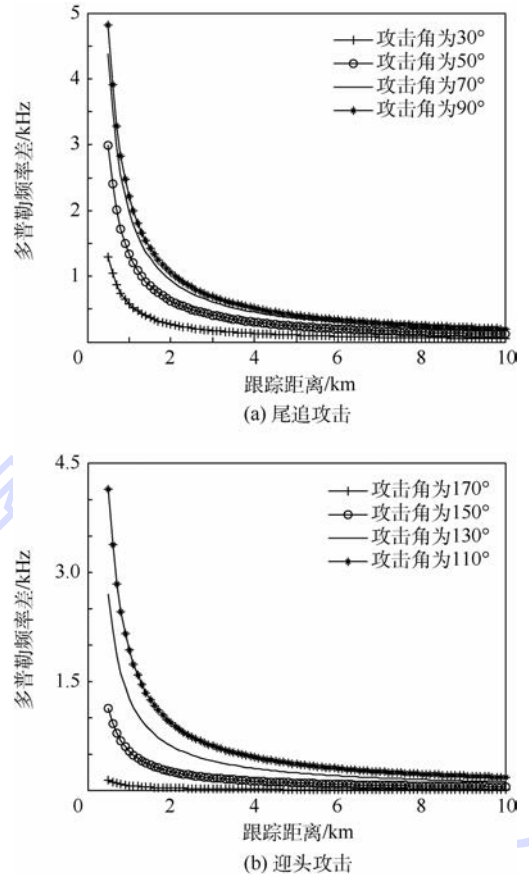


图 5 典型参数下多普勒频率差

Fig. 5 Doppler frequency difference under typical parameters

时,多普勒频率差较小,但也达到 50 Hz 左右。

4.2 拖曳式诱饵干扰检测仿真分析

雷达对拖曳式诱饵干扰的检测是一个时变、动态的过程,影响检测因素较多。下面根据式(38)、式(39)仿真分析典型干扰条件下检测电压 y_6 及诱饵检测概率随目标与诱饵间两点源张角 $\Delta\theta$ 、功率比 ISR 及多普勒频率差 ΔF 的变化情况。设 $g = 20$,信噪比 $SNR = 5$ dB,雷达波束宽度 $\theta_{\text{BW}} = 1.6^\circ$,对振幅和差单脉冲天线方向图作线性化近似,单脉冲误差斜率 $k_m = 1.3$ 。门限 η 为单点源情况下,信噪比 $SNR = 5$ dB,和差通道幅相不一致性为 5% 时,平衡鉴相器的输出值。图 6 ~ 图 8 为不同条件下进行 1 000 次 Monte Carlo 仿真的结果。

由图 6(a)可知,检测电压随着两点源张角的增大而增大。这是由于当两点源间功率比、多普勒频率差固定后,在主波束范围内,随着两点源张角增大,两点源间差波束增益差亦增大,故检测电压增大。当两点源张角继续增大到超出主瓣范围后,主波束内只有一个信源,此时检测电压会迅速减小。同时从图 6(b)可以看出,检测概率亦随着

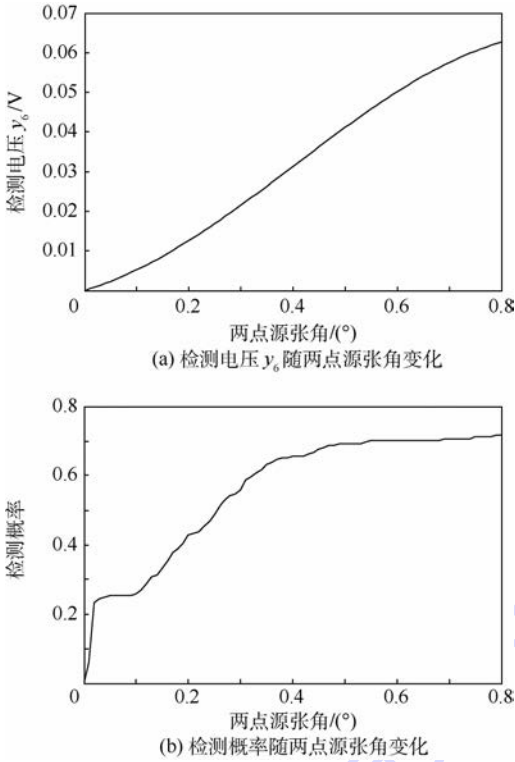


图6 两点源张角变化 ($ISR = 30 \text{ dB}, \Delta F = 250 \text{ Hz}$)
Fig. 6 Variation of dual-source field angle ($ISR = 30 \text{ dB}, \Delta F = 250 \text{ Hz}$)

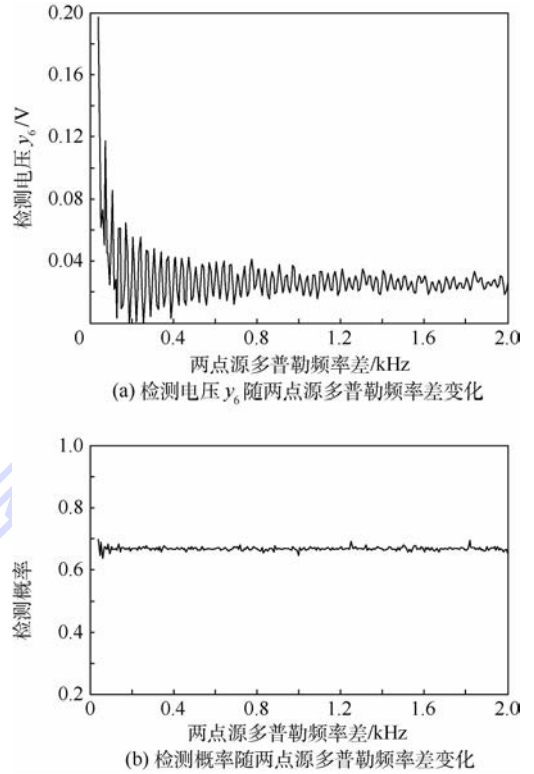


图8 两点源多普勒频率差变化 ($ISR = 30 \text{ dB}, \Delta\theta = 0.4^\circ$)
Fig. 8 Variation of dual-source Doppler frequency difference ($ISR = 30 \text{ dB}, \Delta\theta = 0.4^\circ$)

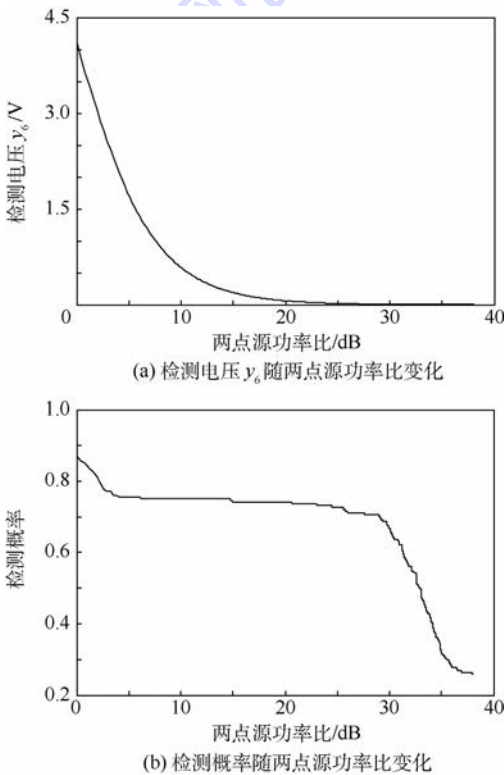


图7 两点源功率比变化 ($\Delta\theta = 0.4^\circ, \Delta F = 250 \text{ Hz}$)
Fig. 7 Variation of dual-source jam-to-signal ratio ($\Delta\theta = 0.4^\circ, \Delta F = 250 \text{ Hz}$)

图7表明,随着两点源功率比的增加,检测电压逐渐减小。这是由于随着两点源中干扰功率的增大,AGC的增益逐渐减小,其输出角误差信号中由两点源多普勒频率差引起的交流分量亦逐渐减小,故检测电压减小。随着两点源功率比的增大,检测概率亦减小,当两点源功率比小于30 dB时,检测概率不小于0.67。当两点源功率比大于30 dB时,检测概率急剧下降,可通过在接收机前端增加限幅器来降低两点源功率比,从而提高强干扰下诱饵检测概率。

图8表明,随着多普勒频率差的增大,检测电压在一定范围内波动。这是由于在不同的多普勒频率差下,AGC的增益会有起伏变化,使得平衡鉴相器输出误差电压发生变化波动,从而使得检测电压发生波动。随着多普勒频率的变化,检测概率亦在一定范围内波动,其平均检测概率在0.67左右。

5 结论

拖曳式诱饵干扰情况下,单脉冲平衡鉴相器输出信号中包含由诱饵和目标多普勒频率差异引起的交流分量。基于这一差异,本文得出以下结论:

- 1) 推导了拖曳式诱饵干扰下经平衡鉴相器

张角的增大而增大,当张角增大超过一定角度后,检测概率不再增大。

处理后输出角误差信号交流分量的表达式。

2) 根据有无拖曳式诱饵干扰时,平衡鉴相器输出角误差交流分量的大小,利用门限检测实现了对转发式拖曳式诱饵干扰的检测。

3) 多种条件下的仿真分析表明,通过这一差异,能够实现对拖曳式诱饵干扰较高的检测概率。

参考文献 (References)

- [1] 白渭雄,唐宏,陶建峰. 拖曳式诱饵对单脉冲雷达的干扰分析[J]. 电子信息对抗技术, 2007, 22(6): 39-42.
BAI W X, TANG H, TAO J F. Analysis of towed decoy jamming on monopulse radar[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2007, 22(6): 39-42 (in Chinese).
- [2] 白渭雄, 焦光龙, 付红卫. 拖曳式诱饵对抗技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(3): 579-582.
BAI W X, JIAO G L, FU H W. Study on antagonistic technology of towed decoys[J]. Systems Engineering and Electronic, 2009, 31(3): 579-582 (in Chinese).
- [3] 宋志勇, 肖怀铁, 付强, 等. 一种波束内目标与诱饵 DOA 联合估计新方法[J]. 国防科技大学学报, 2012, 34(5): 96-101.
SONG Z Y, XIAO H T, FU Q, et al. A novel approach to jointly estimate the DOA of the target and decoy within the radar beam [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2012, 34(5): 96-101 (in Chinese).
- [4] 宋志勇, 肖怀铁, 祝依龙, 等. 基于改进 MCMC 的波束内目标与诱饵联合参数估计[J]. 宇航学报, 2012, 33(4): 451-459.
SONG Z Y, XIAO H T, ZHU Y L, et al. Joint parameter estimation of the target and decoy within the radar beam based on improved MCMC[J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(4): 451-459 (in Chinese).
- [5] 宋志勇, 肖怀铁, 祝依龙, 等. 未制导雷达目标与诱饵的联合参数估计和辨识[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(4): 644-651.
SONG Z Y, XIAO H T, ZHU Y L, et al. Joint parameter estimation and identity recognition of targets and decoys in terminal guidance[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(4): 644-651 (in Chinese).
- [6] 宋志勇, 肖怀铁. 基于回波幅度特征的拖曳式诱饵存在性检测[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(6): 1515-1519.
SONG Z Y, XIAO H T. Detection of presence of towed radar active decoy based on amplitude characteristic [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(6): 1515-1519 (in Chinese).
- [7] 宋志勇, 肖怀铁, 祝依龙, 等. 基于扩展单脉冲比的拖曳式诱饵存在性检测[J]. 航空学报, 2011, 32(9): 1656-1668.
SONG Z Y, XIAO H T, ZHU Y L, et al. Detection of presence of towed radar active decoy based on extended monopulse ratio [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(9): 1656-1668 (in Chinese).
- [8] 李永祯, 王雪松, 王涛, 等. 有源诱饵的极化鉴别研究[J]. 国防科技大学学报, 2004, 26(3): 83-88.
LI Y Z, WANG X S, WANG T, et al. Polarization discrimination algorithm of active decoy and radar target [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2004, 26(3): 83-88 (in Chinese).
- [9] 李永祯, 王雪松, 肖顺平, 等. 基于 IPPV 的真假目标极化鉴别算法[J]. 现代雷达, 2004, 26(9): 38-42.
LI Y Z, WANG X S, XIAO S P, et al. A new polarization discrimination algorithm for active decoy and radar target based on IPPV [J]. Modern Radar, 2004, 26(9): 38-42 (in Chinese).
- [10] 王涛, 王雪松, 肖顺平. 随机调制单极化有源假目标的极化鉴别研究[J]. 自然科学进展, 2006, 26(5): 611-617.
WANG T, WANG X S, XIAO S P. Study on discrimination of random modulated single polarization decoy [J]. Progress in Nature Science, 2006, 26(5): 611-617 (in Chinese).
- [11] 宋立众, 乔晓林, 孟宪德. 脉冲多普勒雷达导引头角欺骗干扰的极化抑制[J]. 电波科学学报, 2005, 20(3): 353-357.
SONG L Z, QIAO X L, MENG X D. Polarization suppression of angle cheating interference in pulse Doppler radar seeker [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(3): 353-357 (in Chinese).
- [12] BLAIR W D, BRANDT-PEARCE M. Unresolved Rayleigh target detection using monopulse measurements [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(2): 543-552.
- [13] BLAIR W D, BRANDT-PEARCE M. Discrimination of targets and RGPO echoes using frequency diversity [C] // Proceeding of the 28th Southeastern Symposium on System Theory, 1996: 280-284.
- [14] BLAIR W D, BRANDT-PEARCE M. Estimation and discrimination for swerling targets [C] // Proceeding of the 29th Southeastern Symposium on System Theory, 1997: 509-513.
- [15] BLAIR W D, BRANDT-PEARCE M. Monopulse processing for tracking unresolved targets: DINSWCDD/TR-A655033 [R]. Dahlgren: Naval Surface Warfare Center, 1997.
- [16] 列昂诺夫 A A. 单脉冲雷达 [M]. 黄虹, 译. 北京: 国防工业出版社, 1974: 55-58.
LEONOV A A. Monopulse radar [M]. HUANG H, translated. Beijing: National Defense Industry Press, 1974: 55-58 (in Chinese).
- [17] 栾华东, 李道清. 高频电子线路 [M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2013: 137-139.
LUAN H D, LI D Q. High frequency electronic circuits [M]. Wuhang: Huang Zhong University of Science and Technology Press, 2013: 137-139 (in Chinese).

作者简介:

付孝龙 男, 博士研究生. 主要研究方向: 雷达电子战。

白渭雄 男, 博士, 教授, 博士生导师. 主要研究方向: 雷达电子战。

李欣 男, 博士研究生. 主要研究方向: 雷达抗干扰新技术。

原慧 女, 博士研究生. 主要研究方向: 盲信号处理。

陈津津 男, 助理工程师. 主要研究方向: 雷达电子战。

Towed radar active decoy jamming detection based on Doppler frequency difference

FU Xiaolong¹, BAI Weixiong^{1,*}, LI Xin¹, YUAN Hui¹, CHEN Jinjin²

(1. School of Air and Missile Defense, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Unit 94921 of the PLA, Jinjiang 362200, China)

Abstract: The foundation of countering the towed radar active decoy (TRAD) is the presence detection of decoy. Derivation of monopulse radar angle error output of balanced phase discriminator (BPD) with and without towed radar active decoy was demonstrated. According to the principle of BPD, the conclusion can be obtained that the Doppler frequency difference between target and decoy would affect the angle error. There was no variation when the angle error passed through the low pass filter without the decoy jamming; there was a change under the condition of decoy jamming. The alternating part of the angle error was filtered out by the low pass filter. Based on the variation of angle error with and without decoy, threshold detection was used to detect the towed radar active decoy. Simulation analysis under different jamming conditions was performed on the detection performance of the proposed method, and its effectiveness was validated.

Keywords: electronic countermeasure; towed radar active decoy (TRAD); detection of presence; Doppler frequency difference; threshold detection

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0802

基于稀疏核增量超限学习机的机载 设备在线状态预测



张伟, 许爱强*, 高明哲

(海军航空工程学院 科研部, 烟台 264001)

摘 要: 为实现对机载设备工作状态的在线状态预测, 提出了一种稀疏核增量超限学习机(ELM)算法。针对核在线学习中核矩阵膨胀问题, 基于瞬时信息测量提出了一个融合构造与修剪策略的两步稀疏化方法。通过在构造阶段最小化字典冗余, 在修剪阶段最大化字典元素的瞬时条件自信息量, 选择一个具有固定记忆规模的稀疏字典。针对基于核的增量超限学习机核权重更新问题, 提出改进的减样学习算法, 其可以实现字典中任一个核函数删除后剩余核函数 Gram 矩阵的逆矩阵的前向递推更新。通过对某型飞机发动机的状态预测, 在预测数据长度等于 20 的条件下, 本文提出的算法将预测的整体平均误差率下降到 2.18%, 相比于 3 种流形的核超限学习机在线算法, 预测精度分别提升了 0.72%、0.14% 和 0.13%。

关键词: 状态预测; 核在线学习; 稀疏测量; 超限学习机(ELM); 有效集

中图分类号: V243; TP181

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2089-10

对飞机关键部件工作状态进行准确预测, 对提升故障的早期识别能力、提高系统的可靠性、增加飞行的安全性具有重要意义^[1-2]。

在机载设备状态监测中, 由于采集信号的传感器种类繁多, 采集的数据表现出类别多、信息结构各异、强非线性等特点, 致使一些传统的预测方法出现单步预测不精确、多步预测无效的问题。在这种情况下, 核方法^[3-5]体现出了潜在的优势。核方法通过 Mercer 核的使用, 可以将低维空间中的特征向量映射到一个高维甚至是无穷维的再生核 Hilbert 空间(Reproducing Kernel Hilbert Space, RKHS)中, 以至于许多非线性问题在其中可以找到线性解。2011 年, Huang 等^[6-7]提出了核超限学习机(Extreme Learning Machine with Kernel, KELM), 并通过理论分析与实验证明, 相比于支

持向量积和最小二乘支持向量积, 在回归任务中, 其具有更好的稳定性, 并且可以在一个更快的速度下实现与前者相似的泛化性能。

然而在实际应用中, 状态监测数据通常是序贯产生的。为了满足在线应用的需要, 文献[8]提出了基于核的增量 ELM(Kernel-based Incremental ELM, KB-IELM), 它与其他核在线学习算法^[9-13]一样, 随着学习过程的进行, 模型阶数将随着训练样本的增加而线性增长, 致使算法存在过学习的风险, 模型每次更新需要花费大量的时间^[9], 在非平稳环境中, 不利于跟踪系统的时变动态特征^[11]。为此, 引入稀疏化过程成为了普遍的共识^[14]。稀疏化的难点在于如何判断一个新的观测样本属于冗余信息还是可以学习的信息。针对这一问题, 科研人员提出了一些有效的稀疏

收稿日期: 2016-10-17; 录用日期: 2016-10-28; 网络出版时间: 2016-11-29 08:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161129.0856.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61571454)

* 通讯作者: E-mail: hjhyautotest@sina.com

引用格式: 张伟, 许爱强, 高明哲. 基于稀疏核增量超限学习机的机载设备在线状态预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2089-2098. ZHANG W, XU A Q, GAO M Z. Online condition prediction of avionic devices based on sparse kernel incremental extreme learning machine[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2089-2098 (in Chinese).

测量方法。例如,一致性准则^[10]、积累一致性准则^[12]、近似线性独立(Approximate Linear Dependency, ALD)准则^[15]和 Surprise 测量^[16]等。

科研人员也设计出了针对 KB-IELM 的在线稀疏化方法。文献[17]基于传统滑动时间窗,提出了带有遗忘机理的在线 KELM (Online KELM with Forgetting mechanism, FOKELM)。文献[18]在文献[17]的基础上,将 Cholesky 因式分解引入在线学习,有效提升了算法效率。一般来说,样本的重要性通常由隐藏在时间序列中的内在结构决定^[19],因此滑动时间窗方法并不能保证新添加的样本对现阶段模型的贡献最大。文献[20]提出了基于 ALD 的核在线序贯 ELM (ALD based Kernel Online Sequential ELM, ALD-KOS-ELM),在该算法中,一个新的输入样本仅仅当在一个预设的误差阈值下无法被当前字典元素线性表示时才被插入字典中。文献[21]提出了在线 KELM (Online KELM, OKELM),该算法采用快速留一交叉验证实现对训练样本有区别的取舍。

上面提到的大多数稀疏化方法,稀疏效果的好坏完全依赖于稀疏参数,而稀疏参数的确定通常基于经验选择,缺乏理论性指导。为此,本文针对机载设备在线状态预测,提出了一种稀疏核增量超限学习机(Sparse Kernel Incremental ELM, SKIELM)算法。对于字典选择,在 RKHS 中基于瞬时信息测量提出了一种构造与修剪策略相结合的稀疏化方法。通过在构造阶段在线最小化字典冗余,在修剪阶段最大化字典元素的瞬时条件自信息量,选择具有预定规模的稀疏字典。本文提出的稀疏化方法不用预先定义稀疏参数,不依赖于训练样本的先验信息,是一种无监督的稀疏化方法。对于 KB-IELM 的核权重更新问题,提出改进的减样学习算法,其可以实现字典中任一个核函数删除后剩余核函数 Gram 矩阵的逆矩阵的前向递推更新。通过实例分析表明,本文所提算法适用于机载设备在线状态预测,并且可以实现更高的预测精度。

1 问题描述

假设有一数据流 $S = \{(\mathbf{u}_1, d_1), (\mathbf{u}_2, d_2), \dots\}$, $\mathbf{u}_i \in \mathbf{R}^n, d_i \in \mathbf{R}$ 。一个多输入单输出的 ELM 模型可以表示为^[7]

$$f_i(\mathbf{u}_i) = \sum_{j=1}^L \beta_j G(\mathbf{w}_j \cdot \mathbf{u}_i + b_j) = \mathbf{h}(\mathbf{u}_i) \boldsymbol{\beta} \quad (1)$$

式中: \mathbf{w}_j 和 b_j 为隐层神经元的学习参数; $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1,$

$\beta_2, \dots, \beta_L]^T$ 为输出权重向量; $G(\mathbf{w}_j \cdot \mathbf{u}_i + b_j)$ 表示第 j 个隐层神经元对应输入 \mathbf{u}_i 的输出; $\mathbf{h}(\mathbf{u}_i)$ 为从 n 维输入空间到 L 维隐层特征空间的特征映射,即 $\mathbf{h}(\mathbf{u}_i) = [G(\mathbf{w}_1 \cdot \mathbf{u}_i + b_1), G(\mathbf{w}_2 \cdot \mathbf{u}_i + b_2), \dots, G(\mathbf{w}_L \cdot \mathbf{u}_i + b_L)]$ 。

ELM 在保证训练误差 $\sum \|\mathbf{h}(\mathbf{u}_i) \boldsymbol{\beta} - d_i\|^2$ 最小的同时,使输出权重的范数 $\|\boldsymbol{\beta}\|$ 最小。通过解优化方程可以得到输出权重为

$$\boldsymbol{\beta} = \mathbf{H}^T (\boldsymbol{\gamma}^{-1} \mathbf{I} + \mathbf{H} \mathbf{H}^T)^{-1} \mathbf{d} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{H} = [\mathbf{h}^T(\mathbf{u}_1), \mathbf{h}^T(\mathbf{u}_2), \dots, \mathbf{h}^T(\mathbf{u}_t)]^T$ 为所有输入的映射矩阵; $\mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_t]^T$ 为输入对应的目标值; $\boldsymbol{\gamma}$ 为正则化参数。应用 Mercer 条件定义核矩阵 $\mathbf{G} = \mathbf{H} \mathbf{H}^T$ 。令 $k(\cdot, \cdot)$ 为一个核函数,则有 $\mathbf{G}(i, j) = \mathbf{h}(\mathbf{u}_i) \cdot \mathbf{h}^T(\mathbf{u}_j) = k(\mathbf{u}_i, \mathbf{u}_j)$, 因此得到 ELM 的核化形式为

$$f_t(\cdot) = \mathbf{h}(\cdot) \mathbf{H}^T (\boldsymbol{\gamma}^{-1} \mathbf{I} + \mathbf{H} \mathbf{H}^T)^{-1} \mathbf{d} = [k(\mathbf{u}_1, \cdot), k(\mathbf{u}_2, \cdot), \dots, k(\mathbf{u}_t, \cdot)] \boldsymbol{\alpha} = \sum_{i=1}^t \alpha_i k(\mathbf{u}_i, \cdot)$$

式中: $\boldsymbol{\alpha} = (\boldsymbol{\gamma}^{-1} \mathbf{I} + \mathbf{H} \mathbf{H}^T)^{-1} \mathbf{d}$ 为核函数的权重向量。

显然当 $t \rightarrow \infty$ 时,算法的计算负担将无法承受。为此构造字典 $D_t = \{k(\mathbf{c}_1, \cdot), k(\mathbf{c}_2, \cdot), \dots, k(\mathbf{c}_{m_t}, \cdot)\}$, 则在时刻 t , 有 $\hat{f}_t(\cdot) = \sum_{i=1}^{m_t} \alpha_{i,t} k(\mathbf{c}_i, \cdot)$, \mathbf{c}_i 为第 i 个核函数的中心, $\{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_{m_t}\} \subset \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_t\}$, $\alpha_{i,t}$ 为 t 时刻第 i 个核函数的系数, m_t 为当前模型的阶数,且 $m_t \ll t$ 。所以对于时刻 $t+1$ 的输入 \mathbf{u}_{t+1} , 对应的输出可以表示为

$$\hat{f}_t(\mathbf{u}_{t+1}) = \sum_{i=1}^{m_t} \alpha_{i,t} k(\mathbf{c}_i, \mathbf{u}_{t+1}) \quad (3)$$

在式(3)中有 2 个关键问题要处理: ① 稀疏字典的选择; ② 核权重向量的更新。下面将对这 2 个问题进行详细研究。

2 基于瞬时信息测量的字典选择

时刻 t 的学习系统记作 $T(f_i, D_t, \boldsymbol{\alpha}_t)$, f_i 为系统函数, D_t 为字典, $\boldsymbol{\alpha}_t$ 为核函数权重, 为了表示方便, 将其简记为 T_t 。在时刻 $t+1$, 当一个新的训练样本 $(\mathbf{u}_{t+1}, d_{t+1})$ 获得时, 得到一个新的核函数 $k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)$ 。此时, 潜在的字典记作 $\bar{D}_t = \{D_t, k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)\}$ 。为判断是否接受 $k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)$, 基于信息理论首先给出下面 2 个定义。

定义 1 假设在 T_t 下, 观测样本 \mathbf{u}_{t+1} 的瞬时后验概率为 $p_t(\mathbf{u}_{t+1} | T_t)$, 则 \mathbf{u}_{t+1} 中包含的可以转

移到字典 D_t 的信息量定义为 \mathbf{u}_{t+1} 在时刻 t 的瞬时条件自信息量,即 $I(\mathbf{u}_{t+1} | T_t) = -\ln p_t(\mathbf{u}_{t+1} | T_t)$, 其中,对数的底为 e ,在下文中如无特殊说明对数均以 e 为底。

定义 2 假设在 T_t 下,字典 D_t 的元素个数为 m_t ,核中心 \mathbf{c}_i ($1 \leq i \leq m_t$) 的瞬时后验概率为 $p_t(\mathbf{c}_i | T_t)$,则字典 D_t 在时刻 t 所具有的平均自信息量定义为 D_t 的瞬时条件熵,即

$$H(D_t | T_t) = -\sum_{i=1}^{m_t} p_t(\mathbf{c}_i | T_t) \ln p_t(\mathbf{c}_i | T_t)$$

在实际问题中,没有先验知识或假设,数据的概率分布函数 (Probability Distribution Function, PDF) 是很难得到的。一种合理的方法就是通过给定的样本去估计 PDF。给定一个数据序列 $\mathbf{U} = \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_N\} \in \mathbf{R}^n$,通过核密度估计 (Kernel Density Estimator, KDE) 得到的 PDF 可以表示为 $p(\mathbf{u} | \theta, \mathbf{w}) = \sum_{i=1}^N w_i k_\theta(\mathbf{u}, \mathbf{u}_i)$, θ 为核宽度, w_i 为权重系数,并且有 $\sum_{i=1}^N w_i = 1$ 。当采用最大近邻估计准则计算核系数时,可得到 $\forall \mathbf{u}_i \in \mathbf{U}$, $w_i = 1/N$ 。所以字典 D_t 在 KDE 下核中心的瞬时条件 PDF 表示为

$$p_t(\mathbf{c} | \theta, T_t) = \frac{1}{m_t} \sum_{i=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{c}, \mathbf{c}_i) \quad (4)$$

因此,观测样本 \mathbf{u}_{t+1} 的瞬时条件自信息量和字典 D_t 的瞬时条件熵分别表示为

$$\begin{cases} I(\mathbf{u}_{t+1} | \theta, T_t) = -\ln \frac{1}{m_t} \sum_{i=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{u}_{t+1}, \mathbf{c}_i) \\ H(D_t | \theta, T_t) = -\sum_{i=1}^{m_t} \left\{ \left[\frac{1}{m_t} \sum_{j=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j) \right] \cdot \ln \left[\frac{1}{m_t} \sum_{j=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j) \right] \right\} \end{cases}$$

在线字典选择策略包括 2 个阶段:构造阶段和修剪阶段。整个字典选择过程如图 1 所示。在

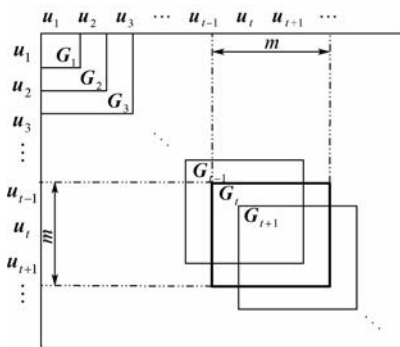


图 1 核矩阵 G_t 的变化过程

Fig. 1 Growing size of kernel matrices G_t

下文中规定采用的核函数均为单位范数核,即 $\forall \mathbf{u} \in \mathbf{U}, k(\mathbf{u}, \mathbf{u}) = 1$ 。

2.1 构造策略

记 $\mathbf{e}_t = [1, 1, \dots, 1]^T \in \mathbf{R}^{m_t \times 1}$,字典 D_t 的 Gram 矩阵为 \mathbf{G}_t ,计算矩阵 $\mathbf{S}_t = \mathbf{G}_t \times \mathbf{e}_t$,即

$$\mathbf{S}_t = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_j) \\ \sum_{i=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{c}_2, \mathbf{c}_j) \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^{m_t} k_\theta(\mathbf{c}_{m_t}, \mathbf{c}_j) \end{bmatrix} \quad (5)$$

根据 KDE,字典 D_t 中第 i 个核中心在学习系统 T_t 下的瞬时条件概率为 $p_t(\mathbf{c}_i | \theta, T_t) = \mathbf{S}_t(i) / m_t$ 。所以,字典 D_t 的瞬时条件熵为

$$H(D_t | \theta, T_t) = -\left(\frac{\mathbf{S}_t^T}{m_t}\right) \ln \left(\frac{\mathbf{S}_t}{m_t}\right) \quad (6)$$

在 $t+1$ 时刻,由所有核函数构成的潜在字典 $\bar{D}_t = \{D_t, k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)\}$ 的 Gram 矩阵记为 $\bar{\mathbf{G}}_t$,且有

$$\bar{\mathbf{G}}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_t & \mathbf{k}_t \\ \mathbf{k}_t^T & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

记 $\bar{\mathbf{e}}_t = [1, 1, \dots, 1]^T \in \mathbf{R}^{(m_t+1) \times 1}$,令 $\bar{\mathbf{S}}_t = \bar{\mathbf{G}}_t \times \bar{\mathbf{e}}_t$,有

$$\bar{\mathbf{S}}_t = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_t & \mathbf{k}_t \\ \mathbf{k}_t^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_t \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_t + \mathbf{k}_t \\ 1 + \sum \mathbf{k}_t \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{k}_t = [k_\theta(\mathbf{c}_1, \mathbf{u}_{t+1}), k_\theta(\mathbf{c}_2, \mathbf{u}_{t+1}), \dots, k_\theta(\mathbf{c}_{m_t}, \mathbf{u}_{t+1})]^T \in \mathbf{R}^{m_t \times 1}$; $\sum \mathbf{k}_t$ 为 \mathbf{k}_t 中所有元素之和。将 \mathbf{S}_t 和 \mathbf{k}_t 代入式(8),可得到 $\bar{\mathbf{S}}_t$ 。

在潜在字典 \bar{D}_t 中,第 i 个核中心的瞬时条件概率为 $p_t(\mathbf{c}_i | \theta, \bar{T}_t) = \bar{\mathbf{S}}_t(i) / (m_t + 1)$ 。所以,潜在字典 \bar{D}_t 的瞬时条件熵为

$$H(\bar{D}_t | \theta, \bar{T}_t) = -\left(\frac{\bar{\mathbf{S}}_t^T}{m_t + 1}\right) \ln \left(\frac{\bar{\mathbf{S}}_t}{m_t + 1}\right) \quad (9)$$

按照相关定义,字典 D_t 和 \bar{D}_t 的冗余分别为

$$R_t = 1 - \frac{H(D_t | \theta, T_t)}{\ln |D_t|} = 1 - \frac{H(D_t | \theta, T_t)}{\ln m_t} \quad (10)$$

$$\bar{R}_t = 1 - \frac{H(\bar{D}_t | \theta, \bar{T}_t)}{\ln |\bar{D}_t|} = 1 - \frac{H(\bar{D}_t | \theta, \bar{T}_t)}{\ln (m_t + 1)} \quad (11)$$

如果 $\bar{R}_t < R_t$,说明新的核函数的加入降低了字典的冗余,也就是说提高了字典的平均自信息量,所以新的训练样本被纳入学习模型,并且有 $D_{t+1} = \{D_t, k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)\}$, $m_{t+1} = m_t + 1$, $R_{t+1} = \bar{R}_t$, $\mathbf{S}_{t+1} = \bar{\mathbf{S}}_t$, $\mathbf{G}_{t+1} = \bar{\mathbf{G}}_t$, $H(D_{t+1} | \theta, T_t) = H(\bar{D}_t | \theta, \bar{T}_t)$;

否则,新的训练样本被视作冗余直接删除,且各参数保持不变。

2.2 修剪策略

当字典的大小满足 $m_t = m$ 时,则在下一时刻将执行修剪策略。目的是要从 $m + 1$ 个潜在元素中选择 m 个元素。

定义矩阵 $\bar{\mathbf{E}}_t = (\bar{\mathbf{e}}_t \times \bar{\mathbf{e}}_t^T - \mathbf{I}_1) \in \mathbf{R}^{(m+1) \times (m+1)}$, $\bar{\mathbf{e}}_t = [1, 1, \dots, 1]^T \in \mathbf{R}^{(m+1) \times 1}$, \mathbf{I}_1 为 $m + 1$ 阶单位阵。矩阵 $\bar{\mathbf{G}}_t$ 乘以 $\bar{\mathbf{E}}_t$, 得到

$$\bar{\mathbf{F}}_t = \bar{\mathbf{G}}_t \times \bar{\mathbf{E}}_t = \bar{\mathbf{G}}_t \times (\bar{\mathbf{e}}_t \times \bar{\mathbf{e}}_t^T) - \bar{\mathbf{G}}_t =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}_t & \mathbf{k}_t \\ \mathbf{k}_t^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_t & \dots & \mathbf{e}_t \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} - \bar{\mathbf{G}}_t =$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{S}}_t & \dots & \bar{\mathbf{S}}_t \end{bmatrix}}_{m+1} - \bar{\mathbf{G}}_t$$

当潜在字典 \bar{D}_t 中第 $i (1 \leq i \leq m + 1)$ 个元素被删除后,第 $l (l \neq i)$ 个元素的瞬时条件概率为

$$p_t(\mathbf{c}_l | \theta, \bar{T}_t^{-i}) = \frac{1}{m} \sum_{1 \leq j \leq m+1}^{j \neq i} k_\theta(\mathbf{c}_l, \mathbf{c}_j) \quad (12)$$

根据矩阵 $\bar{\mathbf{F}}_t$ 可以得到

$$p_t(\mathbf{c}_l | \theta, \bar{T}_t^{-i}) = \frac{1}{m} \bar{\mathbf{F}}_t(l, i) = \frac{1}{m} (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(l) \quad (13)$$

由此,删除第 i 个元素之后剩余元素构成的新字典 \bar{D}_t^{-i} 中,元素的瞬时条件自信息量矩阵为

$$\mathbf{I}(\mathbf{c} | \theta, \bar{T}_t^{-i}) = -\ln \frac{1}{m} \begin{bmatrix} (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(1) \\ \vdots \\ (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(i-1) \\ (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(i+1) \\ \vdots \\ (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(m+1) \end{bmatrix}$$

找出 \bar{D}_t^{-i} 的元素中具有的最小瞬时条件自信息量,记为

$$\mu_t^{-i} = \min \mathbf{I}(\mathbf{c} | \theta, \bar{T}_t^{-i}) \quad (14)$$

本文目的是为了最大化学字典中每个元素的瞬时条件自信息量,因为每个元素具有的瞬时条件自信息量越大,说明彼此之间越不相似,字典所包含的信息量也越大^[16]。因此,要删除的元素的标可以通过式(15)确定:

$$i = \arg \max_{1 \leq i \leq m+1} (\mu_t^{-1}, \mu_t^{-2}, \dots, \mu_t^{-(m+1)}) \quad (15)$$

如果 $i = m + 1$,则字典与各参数保持不变,因为新的核函数 $k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)$ 被从潜在字典中移除;否则,用 $k(\mathbf{u}_{t+1}, \cdot)$ 取代第 i 个核函数 $k(\mathbf{c}_i, \cdot)$,

并且有 $D_{t+1} = \bar{D}_t^{-i}$, $\mathbf{S}_{t+1} = \bar{\mathbf{S}}_t^{-i}$, $\bar{\mathbf{S}}_t^{-i}$ 由式(16)计算得到。 \mathbf{G}_{t+1} 由后续算法得到。

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{S}}_t^{-i}(1:i-1) = (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(1:i-1) \\ \bar{\mathbf{S}}_t^{-i}(i:m) = (\bar{\mathbf{S}}_t - \bar{\mathbf{G}}_t(:, i))(i+1:m+1) \end{cases} \quad (16)$$

2.3 字典特性分析

假设在每次修剪过程后得到的 $\mu_t^{-i} = \delta$, $0 < \delta \leq \ln m$ 。下面对字典的约束等距特性和线性独立作简要分析。

定理 1 假设基于瞬时信息测量得到的稀疏字典为 $D_t = \{k(\mathbf{c}_i, \cdot)\}_{i=1}^m$, 则其 Gram 矩阵的特征值是有界的。如果用 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$ 表示 Gram 矩阵的 m 个特征值,并按降序排列,则有 $2 - me^{-\delta} \leq \lambda_m \leq \dots \leq \lambda_1 \leq me^{-\delta}$ 。

证明 在 $D_t = \{k(\mathbf{c}_i, \cdot)\}_{i=1}^m$ 中,对于任一个核中心 $\mathbf{c}_i (i = 1, 2, \dots, m)$, 其瞬时条件自信息量必满足:

$$I(\mathbf{c}_i | \theta, T_t) = -\ln \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j) \geq \delta$$

因为对数运算以 e 为底,则有

$$\sum_{1 \leq j \leq m}^{j \neq i} k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j) \leq me^{-\delta} - k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_i)$$

由 Gersgorin 圆盘定理,对于一个 $m \times m$ 的 Gram 矩阵 \mathbf{G} , 其每个特征值都位于由 m 个圆盘所构成的联通区域内。圆盘的中心对应于矩阵 \mathbf{G} 的对角线元素,圆盘的半径为其中心所在行的其余元素绝对值之和。换句话说,对于每一个特征值 λ_k , 至少存在一个 $i \in \{1, 2, \dots, m\}$ 使得

$$|\lambda_k - k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_i)| \leq \sum_{1 \leq j \leq m}^{j \neq i} k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j)$$

所以有

$$|\lambda_k - k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_i)| \leq me^{-\delta} - k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_i)$$

进一步有

$$2k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_i) - me^{-\delta} \leq \lambda_k \leq me^{-\delta}$$

由于 $\delta > 0$, 有 $0 < e^{-\delta} < 1$, 即 $e^{-\delta}$ 是有界的。因此,特征值 λ_k 也是有界的,并且对于单位范数核有 $2 - me^{-\delta} \leq \lambda_m \leq \dots \leq \lambda_1 \leq me^{-\delta}$ 。证毕

定理 2 假设基于瞬时信息测量得到的稀疏字典为 $D_t = \{k(\mathbf{c}_i, \cdot)\}_{i=1}^m$, 当满足 $\delta > \ln(m/2)$ 时,字典满足约束等距特性 (Restricted Isometry Property, RIP), 并且存在一个约束等距常数 τ , 使得 $\tau = me^{-\delta} - 1$ 。

证明 对于 $f_i(\cdot) = [k_\theta(\mathbf{c}_1, \cdot), k_\theta(\mathbf{c}_2, \cdot), \dots, k_\theta(\mathbf{c}_m, \cdot)]^\top \boldsymbol{\alpha}$, 有

$$\|f_i(\cdot)\|^2 = \boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{G} \boldsymbol{\alpha}$$

应用 Courant-Fischer 极大极小定理^[12,14], 可

以得到 $\lambda_m \|\boldsymbol{\alpha}\|^2 \leq \|f_t(\cdot)\|^2 \leq \lambda_1 \|\boldsymbol{\alpha}\|^2$, λ_m 和 λ_1 分别为 Gram 矩阵 \mathbf{G} 的最小和最大特征值。根据定理 1, 有 $2 - me^{-\delta} \leq \lambda_m, \lambda_1 \leq me^{-\delta}$, 所以有

$$1 - \tau \leq \frac{\|f_t(\cdot)\|^2}{\|\boldsymbol{\alpha}\|^2} \leq 1 + \tau$$

式中: $\tau = me^{-\delta} - 1$ 。当满足 $\delta > \ln(m/2)$ 时, 有 $0 < me^{-\delta} - 1 < 1$ 。所以字典满足 RIP, 并且约束等距常数为 $\tau = me^{-\delta} - 1$ 。证毕

定理 3 假设基于瞬时信息测量得到的稀疏字典为 $D_t = \{k(\mathbf{c}_i, \cdot)\}_{i=1}^m$, 当满足 $\delta > \ln(m/2)$ 时, 字典元素是线性独立的。

证明 对于字典元素之间的任意线性组合

$$\sum_{j=1}^m \alpha_j k(\mathbf{c}_j, \cdot) = 0, \text{ 因为有}$$

$$\left\| \sum_{j=1}^m \alpha_j k(\mathbf{c}_j, \cdot) \right\|^2 = \boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{G} \boldsymbol{\alpha} \geq \lambda_m \|\boldsymbol{\alpha}\|^2$$

根据定理 1 有, $2 - me^{-\delta} \leq \lambda_m$, 所以

$$(2 - me^{-\delta}) \|\boldsymbol{\alpha}\|^2 \leq 0$$

由于 $\delta > \ln(m/2)$, 即 $2 - me^{-\delta} > 0$, 因此当

$$\sum_{j=1}^m \alpha_j k(\mathbf{c}_j, \cdot) = 0 \text{ 成立时, 必有 } \|\boldsymbol{\alpha}\|^2 = 0. \text{ 证毕}$$

定理 3 表明, 当字典中元素的最小瞬时条件自信息量大于 $\ln(m/2)$ 时, 元素之间是线性独立的。从另一个角度看, 当上述条件满足时, 字典的 Gram 矩阵是对角占优的。

3 KB-IELM 的核权重更新

3.1 增样学习算法

当字典规模小于 m 时, 如果新的训练样本满足 2.1 节中的条件, 则被用来扩展字典。在 KB-IELM 中, 核权重向量 $\boldsymbol{\alpha} = (\boldsymbol{\gamma}^{-1} \mathbf{I} + \mathbf{G})^{-1} \mathbf{d}$ 。在时刻 t , 不妨记 $\mathbf{A}_t = \boldsymbol{\gamma}^{-1} \mathbf{I} + \mathbf{G}_t$ 。

在时刻 $t+1$, 对于训练样本 $(\mathbf{u}_{t+1}, d_{t+1})$:

$$\mathbf{A}_{t+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_t & \mathbf{k}_t \\ \mathbf{k}_t^T & v_t \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: $v_t = \boldsymbol{\gamma}^{-1} + 1$; $\mathbf{k}_t = [k_\theta(\mathbf{c}_1, \mathbf{u}_{t+1}), k_\theta(\mathbf{c}_2, \mathbf{u}_{t+1}), \dots, k_\theta(\mathbf{c}_m, \mathbf{u}_{t+1})]^T$ 。

利用块矩阵逆公式, 可以得到 \mathbf{A}_{t+1} 的逆矩阵, 即

$$\mathbf{A}_{t+1}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_t^{-1} + \mathbf{A}_t^{-1} \mathbf{k}_t \boldsymbol{\rho}_t^{-1} \mathbf{k}_t^T \mathbf{A}_t^{-1} & -\mathbf{A}_t^{-1} \mathbf{k}_t \boldsymbol{\rho}_t^{-1} \\ -\boldsymbol{\rho}_t^{-1} \mathbf{k}_t^T \mathbf{A}_t^{-1} & \boldsymbol{\rho}_t^{-1} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: $\boldsymbol{\rho}_t = v_t - \mathbf{k}_t^T \mathbf{A}_t^{-1} \mathbf{k}_t$ 。

此时, 核权重向量更新为 $\boldsymbol{\alpha}_{t+1} = \mathbf{A}_{t+1}^{-1} \mathbf{d}_{t+1}$, $\mathbf{d}_{t+1} = [\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_{m_t}, d_{t+1}]^T$, \hat{d}_i 为核中心 \mathbf{c}_i 对应

的目标值。

3.2 改进的减样学习算法

在 2.2 节情况下, 为实现模型递推更新, 先将 \mathbf{A}_t 中的第 i 行移到第 1 行, 第 i 列移到第 1 列。其中, i 是通过式 (15) 搜索得到的元素下标。这个过程可以表示成 $\tilde{\mathbf{A}}_t = \mathbf{P} \mathbf{A}_t \mathbf{Q}$, \mathbf{P} 和 \mathbf{Q} 为 2 个 m 阶的初等矩阵, 并且有

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \leftarrow \text{第 } i \text{ 行} \quad (19)$$

第 i 列

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

显然, $\mathbf{P} \mathbf{P}^T = \mathbf{E}, \mathbf{Q} \mathbf{Q}^T = \mathbf{E}$, \mathbf{E} 为 m 阶单位矩阵, 所以 \mathbf{P} 和 \mathbf{Q} 均为正交矩阵。根据正交矩阵的性质, 有 $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^T, \mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}^T$ 。进一步, 考虑到 $\mathbf{P} = \mathbf{Q}^T$, 可以得到结论: $\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{P}, \mathbf{P}^{-1} = \mathbf{Q}$ 。对 $\tilde{\mathbf{A}}_t$ 求逆, 得到

$$\tilde{\mathbf{A}}_t^{-1} = (\mathbf{P} \mathbf{A}_t \mathbf{Q})^{-1} = \mathbf{P} \mathbf{A}_t^{-1} \mathbf{Q} \quad (21)$$

使 $\tilde{\mathbf{A}}_t^{-1} = \mathbf{W}_t$, 将 $\tilde{\mathbf{A}}_t^{-1}$ 进一步写成如下形式:

$$\tilde{\mathbf{A}}_t^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_t^{(1,1)} & \mathbf{W}_t^{(1,2;\text{end})} \\ \mathbf{W}_t^{(2;\text{end},1)} & \mathbf{W}_t^{(2;\text{end},2;\text{end})} \end{bmatrix} \quad (22)$$

再将 $\tilde{\mathbf{A}}_t$ 写成块矩阵的形式, 即

$$\tilde{\mathbf{A}}_t = \begin{bmatrix} v_t & \hat{\mathbf{k}}_t \\ \hat{\mathbf{k}}_t^T & \mathbf{A}_t^{-i} \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中: $\hat{\mathbf{k}}_t = [k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_1), \dots, k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_{i-1}), k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_{i+1}), \dots, k_\theta(\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_m)]$; \mathbf{A}_t^{-i} 为 \mathbf{A}_t 中删除第 i 行和第 i 列后的矩阵。

使用块矩阵逆公式有

$$\tilde{\mathbf{A}}_t^{-1} = \beta_i^{-1} \begin{bmatrix} 1 & -\hat{\mathbf{k}}_t (\mathbf{A}_t^{-i})^{-1} \\ -(\mathbf{A}_t^{-i})^{-1} \hat{\mathbf{k}}_t^T & (\mathbf{A}_t^{-i})^{-1} \hat{\mathbf{k}}_t^T \hat{\mathbf{k}}_t (\mathbf{A}_t^{-i})^{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & (\mathbf{A}_t^{-i})^{-1} \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: $\beta_t = v_t - \hat{k}_t (A_t^{-i})^{-1} \hat{k}_t^T$.

进一步有

$$W_t^{(2;end,2;end)} - (A_t^{-i})^{-1} = (A_t^{-i})^{-1} \hat{k}_t^T \beta_t^{-1} \hat{k}_t (A_t^{-i})^{-1} = \frac{[-(A_t^{-i})^{-1} \hat{k}_t^T \beta_t^{-1}] [-\beta_t^{-1} \hat{k}_t (A_t^{-i})^{-1}]}{\beta_t^{-1}} = \frac{W_t^{(2;end,1)} W_t^{(1,2;end)}}{W_t^{(1,1)}} \quad (25)$$

因此, $(A_t^{-i})^{-1}$ 可以通过 W_t 直接求得。在时刻 $t+1$, 对于训练样本 (u_{t+1}, d_{t+1}) :

$$A_{t+1} = \begin{bmatrix} A_t^{-i} & \bar{k}_t \\ \bar{k}_t^T & v_t \end{bmatrix} \quad (26)$$

通过块矩阵逆公式可得到 A_{t+1}^{-1} , 即

$$A_{t+1}^{-1} = \bar{\rho}_t^{-1} \begin{bmatrix} (A_t^{-i})^{-1} \bar{k}_t \bar{k}_t^T (A_t^{-i})^{-1} & - (A_t^{-i})^{-1} \bar{k}_t \\ - \bar{k}_t^T (A_t^{-i})^{-1} & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (A_t^{-i})^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中: $\bar{\rho}_t = v_t - \bar{k}_t^T (A_t^{-i})^{-1} \bar{k}_t$; $\bar{k}_t = [k_\theta(c_1, u_{t+1}), \dots, k_\theta(c_{i-1}, u_{t+1}), k_\theta(c_{i+1}, u_{t+1}), \dots, k_\theta(c_m, u_{t+1})]^T$.

此时, 核权重向量更新为 $\alpha_{t+1} = A_{t+1}^{-1} d_{t+1}$,

$$d_{t+1} = [\hat{d}_1, \dots, \hat{d}_{i-1}, \hat{d}_{i+1}, \dots, \hat{d}_m, d_{t+1}]^T.$$

一般采用固定记忆规模策略的方法, 在加入新样本前删除最旧的样本^[17,21]。本文提出的方法在加入新样本前删除重要性最小的样本, 它可能是最旧的, 也可能是其他任意一个。所以, 改进的算法在保证计算复杂度有限的情况下, 可以实现字典中任意一个样本删除后剩余样本的前向递推更新, 相比于文献[17,21]中提出的方法更加灵活。

4 算法流程与复杂性分析

4.1 算法流程

本文提出的 SKIELM 算法计算流程如下。

步骤 1 初始化。设置 γ, m 和 θ , 令 $m_t = 1, D_t = \{k(u_1, \cdot)\}$ 。计算 $G_t, A_t^{-1}, S_t, H(D_t | \theta, T_t)$ 和 R_t 。

步骤 2 当新的训练样本 (u_{t+1}, d_{t+1}) 到达时, 如果 $m_t < m$, 计算 k_t , 由式(7)、式(8)分别计算 \bar{G}_t, \bar{S}_t , 由式(9)计算 $H(\bar{D}_t | \theta, \bar{T}_t)$, 由式(11)计算 \bar{R}_t ; 否则, 进入步骤 4。

步骤 3 如果 $\bar{R}_t < R_t$, 由式(18)计算 A_{t+1}^{-1} , 更新 $\alpha_{t+1}, R_{t+1}, S_{t+1}$ 和 $H(D_{t+1} | \theta, T_t)$, 令 $m_{t+1} = m_t + 1, D_{t+1} = \{D_t, k(u_{t+1}, \cdot)\}$; 否则, 返回步骤 2。

步骤 4 计算 k_t , 由式(7)、式(8)分别计算 \bar{G}_t, \bar{S}_t ; 计算 \bar{D}_t^{-i} 元素中最小的瞬时条件自信息量

μ_t^{-i} ; 根据式(15)寻找可以删除的元素下标 i 。

步骤 5 如果 $i = m + 1$, 则 $D_{t+1} = D_t$, 参数 α_{t+1}, S_{t+1} 和 G_{t+1} 保持不变, 返回步骤 2; 否则, 由式(21)、式(25)计算 $\bar{A}_{t+1}^{-1}, (A_{t+1}^{-i})^{-1}$, 计算 \bar{k}_t , 由式(27)计算 A_{t+1}^{-1} 。 $D_{t+1} = \{\bar{D}_t^{-i}, k(u_{t+1}, \cdot)\}$, 更新 α_{t+1}, S_{t+1} 和 G_{t+1} 。

步骤 6 输出 D_{t+1} 和 α_{t+1} ; 返回步骤 2。

4.2 复杂性分析

在字典构造阶段, 每一次训练过程中, \bar{S}_t 的时间复杂度为 $O(m_t)$, $H(\bar{D}_t | \theta, \bar{T}_t)$ 的时间复杂度为 $O(m_t + 1)$ 。在字典修剪阶段, 计算 \bar{G}_t 和 \bar{S}_t 的时间复杂度均为 $O(m)$; 计算 \bar{D}_t^{-i} 对应的 μ_t^{-i} 的时间复杂度为 $O(m)$; 确定可以删除的元素下标的时间复杂度为 $O(m)$ 。所以, 字典选择过程的时间复杂度为 $O(m)$ 。

在核权重更新过程中, 对于增量学习, 计算 k_t 的时间复杂度为 $O(m_t)$, 而计算 A_{t+1}^{-1} 的时间复杂度为 $O(m_t^2)$ 。对于减样学习, 计算 \bar{A}_{t+1}^{-1} 和 $(A_{t+1}^{-i})^{-1}$ 的时间复杂度分别为 $O(m^2)$ 和 $O((m-1)^2)$, 计算 \bar{k}_t 的时间复杂度为 $O(m-1)$, 而计算 A_{t+1}^{-1} 的时间复杂度为 $O((m-1)^2)$ 。所以, 总的复杂度为 $O(m^2)$ 。

通常 m 的选择不会太大, 因此所提方法满足在线应用的需求。

5 实验分析

仿真实验从训练时间和预测精度 2 个方面进行设计。预测精度通过均方根误差 (Root Mean Square Error, RMSE)、最大预测误差 (Maximal Prediction Error, MPE) 和平均误差率 (Average Error Rate, AER) 3 个指标来衡量, 并且有

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\hat{y}_i - y_i|^2}$$

$$MPE = \max_{i=1,2,\dots,n} |\hat{y}_i - y_i|$$

$$AER = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{|\hat{y}_i - y_i|}{y_i} \right) \times 100\%$$

在实验中, 所有方法均采用高斯核作为核函数, 即 $k(u_i, u_j) = \exp(-\|u_i - u_j\|^2 / 2\theta^2)$; 核参数 θ 与正则化参数 γ 通过网格搜索法获得。实验运行环境为: MATLAB2010a, Windows XP 操作系统, Intel Core i3 处理器, 3.30 GHz 主频和 2 GB RAM。

5.1 非平稳 Mackey-Glass 混沌时间序列预测

采用 Mackey-Glass 混沌时间序列验证本文所提算法的有效性。通过如下时延差分方程得到:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{ax(t - \tau)}{1 + x(t - \tau)^{10}} - bx(t)$$

初始条件设为: $a = 0.2, b = 0.1, \tau = 17$, $x(0) = 1.2$, 当 $t < 0$ 时, $x(t) = 0$, 时间步长 $\Delta = 0.1$, 利用四阶 Runge-Kutta 方法求解上述差分方程。此外, 一个正弦曲线 $0.3\sin(2\pi t/3000)$ 被添加到原始的时间序列上创建一个非平稳混沌时间序列。采样间隔设为 $T_s = 10\Delta$, 共得到 1201 个样本点。实验中令嵌入维数为 10, 则共有 1191 组样本, 前 991 组作为训练样本, 后 200 组作为测试样本。分别用 SKIELM、KB-IELM 和 ReOS-ELM^[22] 估计非线性模型。其中, ReOS-ELM 采用 Sigmoid 函数作为激活函数, 即 $G(\mathbf{w}, b, \mathbf{u}) = 1/[1 + \exp(-(\mathbf{w} \cdot \mathbf{u} + b))]$ 。

实验中 3 种算法的参数设置如表 1 所示, 预测结果如表 2 所示。

由表 2 可以看到, 基于核的方法在预测精度上明显优于 ReOS-ELM。本文算法在与 KB-IELM 具有相当的 RMSE 的同时, 大大缩短了算法的训练时间。由图 2 可以看到, 在整个学习过程中, 991 组训练样本只有近 1/3 参与了 SKIELM 模型的更新, 这也是训练时间大大缩减的原因所在。

图 3 表示对 Mackey-Glass 混沌时间序列的预测曲线。由图 3(a) 可以看到, 3 种算法在整体上都匹配目标序列, 但由图 3(b) 的局部图可以看到, 本文算法与 KB-IELM 匹配效果更好, 并且可以将预测误差限定在一个很小的范围之内, 如图 3(c) 所示。因此, 本文算法用于时间序列预测是有效的。

表 1 实验 1 选择的参数设置

Table 1 Selected parameter setting in Experiment 1

算法	正则化参数 γ	核参数 θ	其他参数
ReOS-ELM	2×10^3		$L = 80$
KB-IELM	2×10^3	2×10^2	
SKIELM	2×10^3	2×10^2	$m = 80$

注: L 为 ReOS-ELM 中隐层神经元个数。

表 2 Mackey-Glass 时间序列预测结果

Table 2 Prediction results for Mackey-Glass time series

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE	RMSE	MPE	AER/%
ReOS-ELM	1.0625	0.0393	0.0368	0.0897	1.38
KB-IELM	38.9350	0.0126	0.0117	0.0276	0.98
SKIELM	0.5020	0.0153	0.0145	0.0312	1.14

5.2 基于飞参数据的飞机发动机状态预测

本节以某型直升机的发动机为例进行状态预测, 主要监测数据有发动机扭矩、发动机转速、排气温度、滑油压力、滑油温度和燃油瞬时流量等。

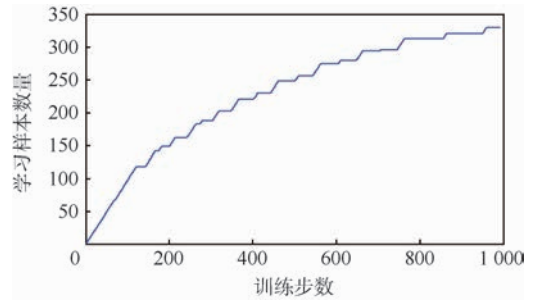


图 2 Mackey-Glass 时间序列学习的样本数量

Fig. 2 Number of learned samples for Mackey-Glass time series

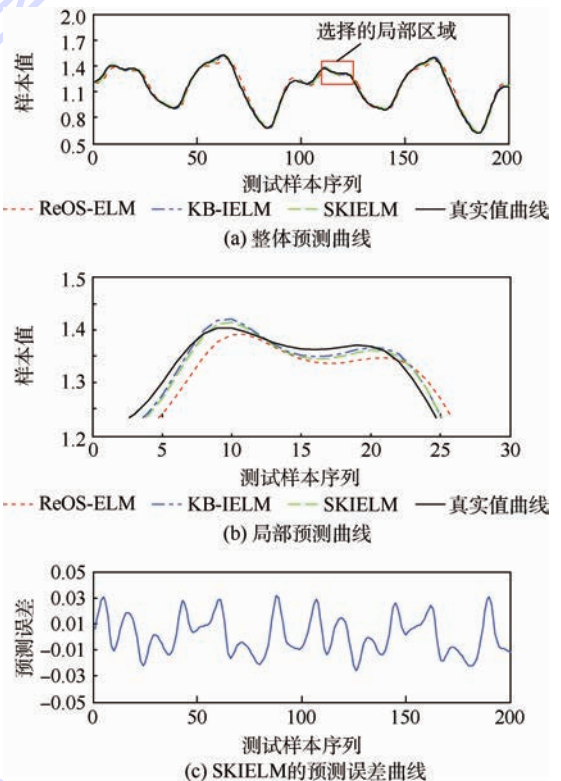


图 3 Mackey-Glass 时间序列预测曲线

Fig. 3 Prediction curves for Mackey-Glass time series

所有数据来源于该型机的飞参数据系统。

实验中通过飞参系统共得到 100 组样本, 采样间隔为 1 s。规定时间嵌入维数为 3, 即每个参数的输入样本定义为 $u(t+1) = \{u(t), u(t-1), u(t-2)\}$ 。这样每个参数就得到 97 组新样本, 其中前 67 组作为训练样本, 后 30 组作为测试样本。为证明本文算法的优势, 将其分别与 ALD-KOS-ELM、FOKELM 以及 OKELM 3 种算法进行比较。实验中各算法的正则化参数均设置为 $\gamma = 2 \times 10^4$, 针对不同测试项目其余参数设置如表 3 所示。

表 4 ~ 表 9 为 4 种算法分别对 6 个参数在预

测数据长度等于 20 条件下的预测结果。可以看到,相比于其他 3 种算法,本文算法对于不同的参数均取得了更高的预测精度,并且具有相近或者更短的训练时间。

表 3 实验 2 选择的参数设置

Table 3 Selected parameter settings in Experiment 2

项目	FOKELM		ALD-KOS-ELM		OKELM		SKIELM	
	θ	m	θ	σ	θ	m	θ	m
发动机扭矩	5×10^4	30	5×10^4	2×10^{-5}	5×10^4	30	5×10^4	30
发动机转速	1×10^9	30	1×10^9	2×10^{-8}	1×10^9	30	1×10^9	30
排气温度	1×10^7	30	1×10^7	2×10^{-9}	1×10^7	30	1×10^7	30
滑油温度	2×10^5	30	2×10^5	2×10^{-9}	2×10^5	30	2×10^5	30
滑油压力	2×10^4	30	2×10^4	2×10^{-9}	2×10^4	30	2×10^4	30
燃油瞬时流量	2×10^5	30	2×10^5	2×10^{-6}	2×10^5	30	2×10^5	30

注: σ 为 ALD-KOS-ELM 的阈值参数; m 为其他 3 种算法的时间窗宽度。

表 4 飞机发动机扭矩状态预测结果

Table 4 Condition prediction results for torque of aeroengine

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE/(N·m)	RMSE/(N·m)	MPE/(N·m)	AER/%
FOKELM	0.0340	1.0167	0.9496	2.0444	10.87
ALD-KOS-ELM	0.0345	0.8392	0.9554	2.5814	9.84
OKELM	0.0344	0.7822	0.9629	2.6556	10.09
SKIELM	0.0380	0.7528	0.9292	2.5785	9.76

表 5 飞机发动机转速状态预测结果

Table 5 Condition prediction results for rotational speed of aeroengine

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE/(r·min ⁻¹)	RMSE/(r·min ⁻¹)	MPE/(r·min ⁻¹)	AER/%
FOKELM	0.0366	98.9196	68.6210	157.50	0.22
ALD-KOS-ELM	0.0307	92.5160	77.0500	173.71	0.22
OKELM	0.0329	94.8461	66.9274	149.73	0.27
SKIELM	0.0359	88.5338	64.2821	149.02	0.19

表 6 飞机发动机排气温度状态预测结果

Table 6 Condition prediction results for exhaust gas temperature of aeroengine

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE/K	RMSE/K	MPE/K	AER/%
FOKELM	0.0349	5.2736	2.6321	4.8608	0.49
ALD-KOS-ELM	0.0652	3.6264	2.8406	5.6646	0.49
OKELM	0.0388	3.9290	3.1315	7.2749	0.55
SKIELM	0.0276	3.4817	2.4953	5.2869	0.47

以发动机排气温度为为例,在预测数据长度等于 30 的条件下,4 种算法的预测曲线如图 4 所示。由图 4 可以看到,本文算法可以更好地匹配目标序列。同时,不同算法对排气温度的预测误差曲线如图 5 所示,显然本文算法在整个预测数

表 7 飞机发动机滑油温度状态预测结果

Table 7 Condition prediction results for oil temperature of aeroengine

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE/°C	RMSE/°C	MPE/°C	AER/%
FOKELM	0.0236	0.1676	0.2038	0.3106	0.52
ALD-KOS-ELM	0.0721	0.0319	0.0863	0.1382	0.21
OKELM	0.0315	0.0253	0.0593	0.1003	0.14
SKIELM	0.0313	0.0260	0.0592	0.1000	0.14

表 8 飞机发动机滑油压力状态预测结果

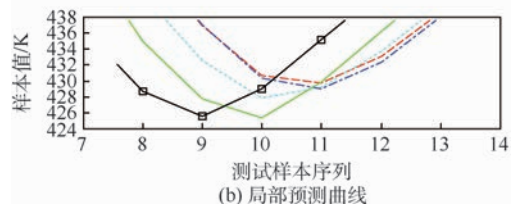
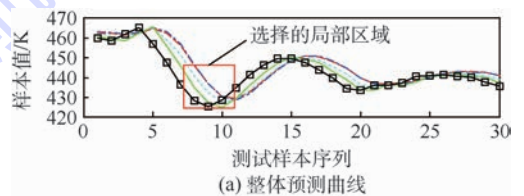
Table 8 Condition prediction results for oil pressure of aeroengine

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE/N	RMSE/N	MPE/N	AER/%
FOKELM	0.0275	0.0970	0.1088	0.1271	3.51
ALD-KOS-ELM	0.0637	0.0396	0.0337	0.0436	1.05
OKELM	0.0330	0.0361	0.0297	0.0386	0.92
SKIELM	0.0263	0.0343	0.0248	0.0332	0.75

表 9 飞机发动机燃油瞬时流量状态预测结果

Table 9 Condition prediction results for fuel instantaneous flux of aeroengine

算法	训练		测试		
	训练时间/s	RMSE/(L·min ⁻¹)	RMSE/(L·min ⁻¹)	MPE/(L·min ⁻¹)	AER/%
FOKELM	0.0285	2.6358	6.5232	22.7297	1.89
ALD-KOS-ELM	0.0196	3.1183	6.5642	18.4512	2.13
OKELM	0.0314	2.7072	6.5478	22.6886	1.94
SKIELM	0.0276	2.5672	6.1005	22.3279	1.82



Legend: FOKELM (dashed red), ALD-KOS-ELM (dotted blue), OKELM (dashed black), SKIELM (solid green), True Value Curve (solid black with squares)

图 4 排气温度预测曲线

Fig. 4 Prediction curves of exhaust gas temperature

据长度内具有更小的预测误差。

对于排气温度,在整个训练过程中,本文算法总共学习的样本数量如图 6 所示。对于 67 个训练样本,最终只有 25 个样本被用于模型的更新,这样有效删除了冗余样本,提升了计算效率。

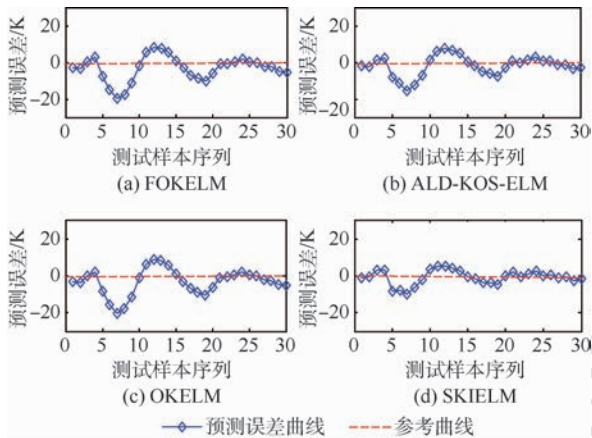


图 5 排气温度预测误差曲线

Fig. 5 Prediction error curves of exhaust gas temperature

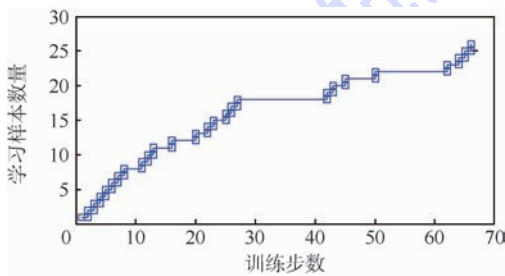


图 6 排气温度学习的样本数量

Fig. 6 Number of learned samples for exhaust gas temperature

6 结论

本文在 KB-IELM 的基础上,针对其模型膨胀和模型更新问题,提出了一种新的在线学习算法,并用于机载设备状态预测,经实验验证表明:

1) 相比于 KB-IELM,通过稀疏化策略的应用,本文算法在保证预测精度损失很小的情况下,大幅缩短了训练时间。

2) 相比于 3 种采用不同稀疏化策略的 KELM 在线学习算法,本文算法在具有相似训练时间的情况下,有效提升了预测精度。在预测数据长度等于 20 的条件下,对发动机 6 个性能参数预测的整体平均误差率为 2.18%,相对 FOKELM、ADL-KOS-ELM 和 OKELM 预测精度分别提升了 0.72%、0.14% 和 0.13%。

3) 提出的稀疏化方法从信息理论的角度出发,在实现有价值的样本学习的同时,可以删除冗

余信息,保证了模型的简洁。在 2 个实验中,对训练样本的约减都超过了 50%。

参考文献 (References)

- [1] TIAN Z, QIAN C, GU B, et al. Electric vehicle air conditioning system performance prediction based on artificial neural network [J]. Applied Thermal Engineering, 2015, 89: 101-104.
- [2] 孙伟超,李文海,李文峰. 融合粗糙集与 D-S 证据理论的航空装备故障诊断[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(10): 1902-1909.
SUN W C, LI W H, LI W F. Avionic devices fault diagnosis based on fusion method of rough set and D-S theory [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(10): 1902-1909 (in Chinese).
- [3] YE F M, ZHANG Z B, CHAKRABARTY K, et al. Board-level functional fault diagnosis using multikernel support vector machines and incremental learning [J]. IEEE Transactions on Computer-aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2014, 33(2): 279-290.
- [4] JIE Y. A nonlinear kernel Gaussian mixture model based inferential monitoring approach for fault detection and diagnosis of chemical processes [J]. Chemical Engineering Science, 2012, 68(1): 506-519.
- [5] ZHAO X Q, XUE Y F, WANG T. Fault detection of batch process based on multi-way kernel T-PLS [J]. Journal of Chemical and Pharmaceutical Research, 2014, 6(7): 338-346.
- [6] HUANG G B, ZHOU H, DING X, et al. Extreme learning machine for regression and multiclass classification [J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics-Part B: Cybernetics, 2011, 42(2): 513-529.
- [7] HUANG G B, ZHU Q Y, SIEW C K. Extreme learning machine: Theory and application [J]. Neurocomputing, 2006, 70(1-3): 489-501.
- [8] GUO L, HAO J H, LIU M. An incremental extreme learning machine for online sequential learning problems [J]. Neurocomputing, 2014, 128: 50-58.
- [9] ZHAO S L, CHEN B D, ZHU P P, et al. Fixed budget quantized kernel least-mean-square algorithm [J]. Signal Processing, 2013, 93(9): 2759-2770.
- [10] RICHARD C, BERMUDEZ M, HONEINE P. Online prediction of time series data with kernels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(3): 1058-1067.
- [11] GAO W, CHEN J, RICHARD C, et al. Online dictionary learning for kernel LMS [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(11): 2765-2777.
- [12] FAN H J, SONG Q, XU Z. Online learning with kernel regularized least mean square algorithms [J]. Knowledge-Based Systems, 2014, 59: 21-32.
- [13] DIETHE T, GIROLAMI M. Online learning with (multiple) kernels: A review [J]. Neural Computation, 2013, 25(3): 567-625.
- [14] HONEINE P. Analyzing sparse dictionaries for online learning with kernels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(23): 6343-6353.

- [15] ENGEL Y, MANNOR S, MEIR R. The kernel recursive least-squares algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(8):2275-2285.
- [16] LIU W F, PARK I, PRINCIPE J C. An information theoretic approach of designing sparse kernel adaptive filters [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2009, 20(12):1950-1961.
- [17] ZHOU X R, LIU Z J, ZHU C X. Online regularized and kernelized extreme learning machines with forgetting mechanism[J]. Mathematical problems in engineering, 2014, 2014:1-11.
- [18] ZHOU X R, WANG C H. Cholesky factorization based online regularized and kernelized extreme learning machines with forgetting mechanism [J]. Neurocomputing, 2016, 174: 1147-1155.
- [19] GU Y, LIU J F, CHEN Y Q, et al. TOSELM: Timeliness online sequential extreme learning machine[J]. Neurocomputing, 2014, 128:119-127.
- [20] SIMONE S, DANILO C, MICHELE S, et al. Online sequential extreme learning machine with kernel [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(9): 2214-2220.
- [21] 张英堂, 马超, 李志宁, 等. 基于快速留一交叉验证的核极限学习机在线建模[J]. 上海交通大学学报, 2014, 48(5): 641-646.
ZHANG Y T, MA C, LI Z N, et al. Online modeling of kernel extreme learning machine based on fast leave-one-out cross-validation[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2014, 48(5):641-646(in Chinese).
- [22] HUYNH H T, WON Y. Regularized online sequential learning algorithm for single-hidden layer feedforward neural networks [J]. Pattern Recognition Letters, 2011, 32(14):1930-1935.

作者简介:

张伟 男, 博士研究生。主要研究方向: 机载电子设备状态监测与故障诊断。

许爱强 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 复杂电子系统自动测试与诊断技术。

Online condition prediction of avionic devices based on sparse kernel incremental extreme learning machine

ZHANG Wei, XU Aiqiang*, GAO Mingzhe

(Office of Research & Development, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: In order to achieve the online condition prediction for avionic devices, a sparse kernel incremental extreme learning machine (ELM) algorithm is presented. For the problem of Gram matrix expansion in kernel online learning algorithms, a novel sparsification rule is presented by measuring the instantaneous learnable information contained on a data sample for dictionary selection. The proposed sparsification method combines the constructive strategy and the pruning strategy in two stages. By minimizing the redundancy of dictionary in the constructive phase and maximizing the instantaneous conditional self-information of dictionary atoms in the pruning phase, a compact dictionary with predefined size can be selected adaptively. For the kernel weight updating of kernel based incremental ELM, an improved decremental learning algorithm is proposed by using matrix elementary transformation and block matrix inversion formula, which effectively moderate the computational complexity at each iteration. In proposed algorithm, the inverse matrix of Gram matrix of the other samples can be directly updated after one sample is deleted from previous dictionary. The experimental results of the aero-engine condition prediction show that the proposed method can make the whole average error rate reduce to 2.18% when the prediction step is equal to 20. Compared with three well-known kernel ELM online learning algorithms, the prediction accuracy is improved by 0.72%, 0.14% and 0.13% respectively.

Keywords: condition prediction; kernel online learning; sparsity measure; extreme learning machine (ELM); active set

Received: 2016-10-17; Accepted: 2016-10-28; Published online: 2016-11-29 08:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161129.0856.003.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61571454)

* Corresponding author. E-mail: hjhyautotest@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0810

一种腿臂融合四足机器人设计与分析

王思远¹, 唐玲², 王耀兵², 陈佳伟¹, 徐坤^{1,*}, 丁希仑¹

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083;

2. 北京空间飞行器总体设计部 空间智能机器人系统技术与应用北京市重点实验室, 北京 100094)



摘 要: 设计了一种腿臂融合的四足机器人, 其具有腿臂功能复用的分支, 不仅可以实现行走, 还可以进行操作。对该机器人的行走模式和操作模式进行了研究, 首先, 建立了机器人单腿运动学模型, 推导出机身整体的逆运动学; 其次, 对腿臂功能复用分支的 5 自由度操作臂模型进行了运动学分析, 提出了欠自由度操作臂保证末端位置和末端姿态 2 种情况下的逆运动学最优求解方法, 并分别给出了位置或姿态偏差; 然后, 建立了支撑面、支撑腿、本体、操作臂所组成的串并混联机构的运动学模型, 利用本体位移补偿操作臂末端位置偏差, 从而实现操作臂末端精确操作; 最后, 对机器人本体、操作臂以及串并混联机构的工作空间进行了仿真, 并利用实验验证了该机器人腿行走和臂操作的功能。

关键词: 腿臂融合; 四足机器人; 运动学模型; 5 自由度操作臂; 串并混联

中图分类号: TP242.6

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2099-10

长期以来, 多足步行机器人是国内外机器人领域研究的热点之一。相对于轮式机器人和履带式机器人, 多足步行机器人由于其非连续支撑的特点, 具有极强的地形适应性和运动灵活性^[1]。相对于双足机器人, 四足机器人具有更好的承载能力和稳定性, 且比六足机器人结构简单, 易于控制^[2]。从工程角度, 综合研发成本、制作难易度、控制方法和系统稳定性等各个方面, 四足机器人是最好的足式机器人形式^[3], 从而受到了国内外研究人员的广泛重视。

当今足式机器人的研究多偏重于实际应用, 与运动特性相比, 可操作性也越来越多地受到研究人员的关注。为了实现可操作性, 一方面, 可采用在机器人机身上安装操作臂的方法。最早的移动操作臂^[4-5]是由一个可移动的基座和与之连接的一个操作臂组成, 基座可以利用轮子、轨道或机

械腿进行移动, 而操作臂可以实现快速和精准的操作。波士顿动力公司研发的带有操作臂的 Big-Dog^[6] 和 SpotMini 机器人^[7], 在机身上安装了 2 或 3 自由度的操作臂, 但操作臂增加了机身质量, 且对机身运动的稳定性造成了影响。另一方面, 多足步行机器人的其中的 1 条、2 条或 3 条腿可充当操作臂, 进行操作。东京工业大学的 Kato 和 Hirose^[8] 研制了四足机器人 TITAN-IX, 该机器人不仅可以正常行走, 还可以使用足端进行操作, 并可自动更换足端工具。NASA 研发的六足地外探测机器人 ATHLETE^[9-10], 在每一个足端轮子的侧方均可快速安装和更换不同的工具, 实现不同的操作功能。

5 自由度的操作臂, 由于其本身的欠自由度结构, 很难保证末端执行器同时达到期望的位置和姿态, 而且由于机构构型的不同, 也无法得到一

收稿日期: 2016-10-18; 录用日期: 2016-12-02; 网络出版时间: 2017-01-05 11:27

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170105.1127.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(51305009); 机器人技术与系统国家重点实验室开放研究基金; CAST 创新基金

* 通讯作者: E-mail: xk007@buaa.edu.cn

引用格式: 王思远, 唐玲, 王耀兵, 等. 一种腿臂融合四足机器人设计与分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2099-2108. WANG S Y, TANG L, WANG Y B, et al. Design and analysis of an integrated leg-arm quadruped robot[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2099-2108 (in Chinese).

个统一的逆运动学建模方法。Essex 大学的 Gan 等^[11]针对 5 自由度 Pioneer2 机器人提出了一种逆运动学模型,该方法能给出任何可达到位置和姿态的逆运动学解,而且对 99% 以上不可达位姿也能给出近似解。随后针对该机器人,Xu 等^[12]又提出了一种在保证期望位置的同时,保持其中一轴姿态正确逆运动学模型。国内,为了解决 5 自由度采摘机械手的轨迹规划问题,卢君宜等^[13]利用 D-H 参数法得到了该机器人的正运动学模型,并综合利用解析法和几何图解法得到了逆运动学解析解。

本文针对移动操作任务设计了一种腿臂融合四足机器人,对其中 1 条腿分支进行腿臂融合的特殊设计,实现腿臂功能复用。该分支在折叠时为普通腿分支实现行走功能,展开后变成 5 自由度的操作臂,可实现操作功能。首先,利用指数积公式建立了机器人的单腿运动学模型和整体逆运动学模型;其次,针对所设计的腿臂融合机器人操作臂构型,提出了保证位置和姿态的 2 种逆运动学最优求解方法;然后,在此基础上建立了本体与操作臂组成的串并混联机构的运动学模型,利用本体位移补偿操作臂末端位置偏差,使操作臂末端可同时达到期望的位置和姿态,实现精确操作;最后,对机器人本体、操作臂和串并混联机构的工作空间进行了仿真,并利用实验验证了机器人的腿行走和臂操作功能。

1 腿臂融合四足机器人机构与结构设计

四足机器人一般由机器人本体和 4 条串联机械腿组成。机械腿按照关节布置方式可分为仿爬行动物式和仿哺乳动物式 2 种。为了提高机器人在不平整地面的灵活性和稳定性,同时为了使得机器人在操作臂模式时有更高的稳定性和更大的活动范围,本文设计的四足机器人采用仿爬行动物式腿部结构^[14-15]。图 1 为机器人整体机构简图。图 2 为机器人样机整体结构图。机器人 4 个髋关节舵机在机器人本体上对称布置,髋关节、大腿关节、小腿关节采用单自由度铰链连接,足部采用球铰连接。其中 1 条腿被设计为腿臂融合分支,包含有 5 个转动关节,如图 3 所示。当机器人行走时,腿臂融合分支折叠,实现正常的腿部功能,进行行走;当使用手臂末端执行器进行操作时,利用其他 3 条腿支撑本体,腿臂融合分支展开后成为以机器人本体为基座的 5 自由度操作臂,进行相应操作。

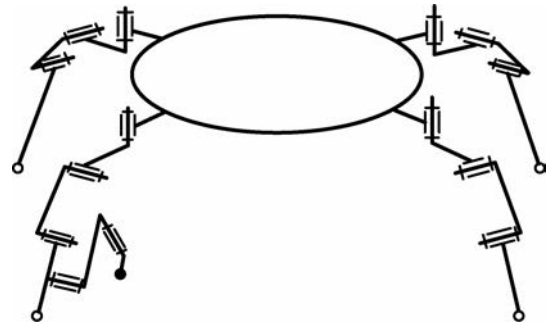


图 1 腿臂融合四足机器人机构简图

Fig. 1 Mechanism sketch of integrated leg-arm quadruped robot



图 2 腿臂融合四足机器人结构

Fig. 2 Structure of integrated leg-arm quadruped robot

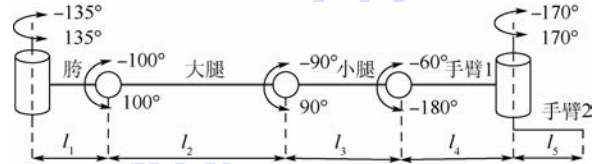


图 3 含手臂的腿部机构简图

Fig. 3 Mechanism sketch of leg with arm

2 行走模式运动学模型分析

2.1 单腿运动学

在行走模式下,机器人腿部等价于一个三关节串联机构,本文采用指数积公式^[16]方法对机器人进行运动学建模。

图 4 为行走模式下的单腿机构简图。为求解单腿的正向运动学,首先建立 4 个坐标系:全局坐标系 $\{O\}$ 、本体坐标系 $\{C\}$ 、髋关节坐标系 $\{B_i\}$ 以及足端坐标系 $\{A_i\}$ 。全局坐标系 $\{O\}$ 建立在地面上;本体坐标系 $\{C\}$ 建立在机器人本体的几何中心,如图 5 所示;髋关节坐标系 $\{B_i\}$ 的 z 轴与髋关节旋转轴线重合, x 轴沿 l_1 方向;足端坐标系 $\{A_i\}$ 与髋关节坐标系 $\{B_i\}$ 平行且原点位于足末端,取机器人腿完全展开时为初始位形。

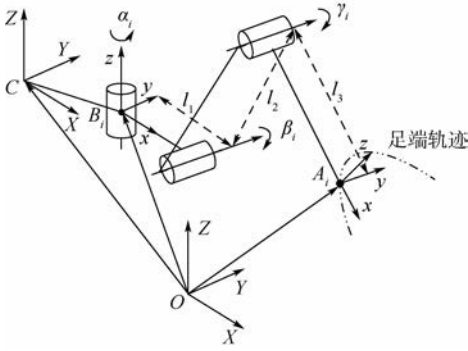


图 4 腿部机构简图

Fig.4 Mechanism sketch of leg

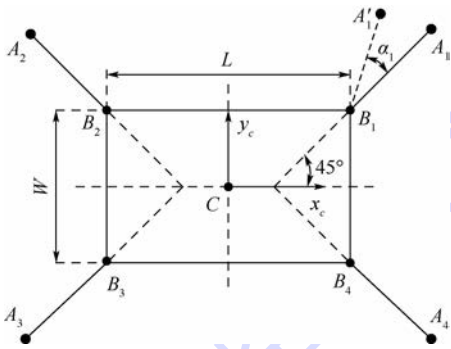


图 5 机器人本体平面投影图

Fig.5 Plane projection drawing of robot body

本体坐标系 $\{C\}$ 和髌关节坐标系 $\{B_i\}$ 都固连在机器人本体上,故本体坐标系 $\{C\}$ 到髌关节坐标系 $\{B_i\}$ 的变换矩阵固定不变,可以描述为

$$g_{CB_i} = \begin{bmatrix} {}^cR_{B_i} & {}^cP_{B_i} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

式中: ${}^cR_{B_i}$ 为 3×3 的旋转矩阵; ${}^cP_{B_i}$ 为 3×1 的位置向量。

$${}^cR_{B_i} = e^{[(i-1)\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4}]\hat{\omega}_c} =$$

$$\begin{bmatrix} \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right] & -\sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right] & 0 \\ \sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right] & \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4}\right] & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^cP_{B_i} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2}L\cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right] \\ \frac{\sqrt{2}}{2}W\sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right] \\ 0 \end{bmatrix}$$

对于机器人的第 i 条腿来说,初始位形下,髌关节坐标系 $\{B_i\}$ 到足端坐标系 $\{A_i\}$ 的变换为

$$g_{B_iA_i}(0) = \begin{bmatrix} I_3 & \begin{bmatrix} l_1 + l_2 + l_3 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

运动旋量 ξ_{ij} 描述的是第 i 条腿的第 j 个关节的旋量运动,根据旋量理论^[17],对于转动关节,运动旋量可以表示为

$$\xi_{ij} = \begin{pmatrix} -\omega_{ij} \times q_{ij} \\ \omega_{ij} \end{pmatrix}$$

式中: $\omega_{ij} \in \mathbf{R}^3$ 为运动旋量运动轴线上的单位矢量; $q_{ij} \in \mathbf{R}^3$ 为轴线上任意一点。

各个关节的运动旋量计算如下:

$$\omega_{i1} = (0 \ 0 \ 1)^T$$

$$\omega_{i2} = \omega_{i3} = (0 \ 1 \ 0)^T$$

$$q_{i1} = (0 \ 0 \ 0)^T$$

$$q_{i2} = (l_1 \ 0 \ 0)^T$$

$$q_{i3} = (l_1 + l_2 \ 0 \ 0)^T$$

因此

$$\xi_{i1} = \begin{pmatrix} -\omega_{i1} \times q_{i1} \\ \omega_{i1} \end{pmatrix} = (0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1)^T$$

$$\xi_{i2} = \begin{pmatrix} -\omega_{i2} \times q_{i2} \\ \omega_{i2} \end{pmatrix} = (0 \ 0 \ l_1 \ 0 \ 1 \ 0)^T$$

$$\xi_{i3} = \begin{pmatrix} -\omega_{i3} \times q_{i3} \\ \omega_{i3} \end{pmatrix} = (0 \ 0 \ l_1 + l_2 \ 0 \ 1 \ 0)^T$$

单腿的正运动学用指数积公式表示为

$$g_{OA_i}(\theta) = g_{OC}g_{CB_i}e^{\alpha_i\hat{\xi}_{i1}}e^{\beta_i\hat{\xi}_{i2}}e^{\gamma_i\hat{\xi}_{i3}}g_{B_iA_i}(0) \quad (1)$$

式中: α_i 为髌关节变量; β_i 为大腿关节变量; γ_i 为小腿关节变量; g_{OC} 为从全局坐标系 $\{O\}$ 到本体坐标系 $\{C\}$ 的变换矩阵,即

$$g_{OC} = \begin{bmatrix} {}^OR_C & {}^OP_C \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

其中: OR_C 为旋转矩阵,表示机器人本体在全局坐标系中的姿态; OP_C 为位置矢量,表示机器人本体在全局坐标系中的位置。

单腿的逆运动学问题是给定足端的位置后,求解各个关节变量,即在 $g_{OA_i}(\theta)$ 已知的情况下求解 α_i 、 β_i 和 γ_i 。

由式(1)可以得到

$$g_{B_iA_i}(\theta) = e^{\alpha_i\hat{\xi}_{i1}}e^{\beta_i\hat{\xi}_{i2}}e^{\gamma_i\hat{\xi}_{i3}}g_{B_iA_i}(0) = g_{CB_i}^{-1}g_{OC}^{-1}g_{OA_i}(\theta)$$

而且

$$g_{B_iA_i}(\theta) = \begin{bmatrix} {}^bR_{A_i} & {}^bP_{A_i} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^bR_{A_i} & \begin{bmatrix} {}^bx_{A_i} \\ {}^by_{A_i} \\ {}^bz_{A_i} \end{bmatrix} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

由前述正运动学可以得到

$$\begin{cases} {}^b x_{A_i} = [l_1 + l_2 \cos \beta_i + l_3 \cos(\beta_i + \gamma_i)] \cos \alpha_i \\ {}^b y_{A_i} = [l_1 + l_2 \cos \beta_i + l_3 \cos(\beta_i + \gamma_i)] \sin \alpha_i \\ {}^b z_{A_i} = l_2 \sin \beta_i + l_3 \sin(\beta_i + \gamma_i) \end{cases} \quad (2)$$

方程组(2)的求解方法可参考文献[18-19],从而可以得到 α_i 、 β_i 和 γ_i 。具体结果如下:

$$\begin{cases} \alpha_i = \arctan 2({}^b y_{A_i}, {}^b x_{A_i}) - \frac{\pi}{2} \\ \beta_i = 2 \arctan t_1 \\ \gamma_i = 2 \arctan t_2 - 2 \arctan t_1 \end{cases} \quad \alpha_i \geq 0$$

$$\begin{cases} \alpha_i = \arctan 2({}^b y_{A_i}, {}^b x_{A_i}) + \pi \\ \beta_i = 2 \arctan t_1 \\ \gamma_i = 2 \arctan t_2 - 2 \arctan t_1 \end{cases} \quad \alpha_i < 0$$

式中:

$$t_1 = \frac{a_{i1} \pm \sqrt{a_{i1}^2 + a_{i2}^3 - a_{i3}^4}}{a_{i2} + a_{i3}}$$

$$t_2 = \frac{b_{i1} \pm \sqrt{b_{i1}^2 + b_{i2}^3 - b_{i3}^4}}{b_{i2} + b_{i3}}$$

$$a_{i1} = -2l_2 {}^b z_{A_i}$$

$$a_{i2} = 2l_2 (\sqrt{{}^b x_{A_i}^2 + {}^b y_{A_i}^2} - l_1)$$

$$a_{i3} = {}^b z_{A_i} + (\sqrt{{}^b x_{A_i}^2 + {}^b y_{A_i}^2} - l_1)^2 + l_2^2 + l_3^2$$

$$b_{i1} = -2l_3 {}^b z_{A_i}$$

$$b_{i2} = 2l_3 (\sqrt{{}^b x_{A_i}^2 + {}^b y_{A_i}^2} - l_1)$$

$$b_{i3} = {}^b z_{A_i} + (\sqrt{{}^b x_{A_i}^2 + {}^b y_{A_i}^2} - l_1)^2 - l_2^2 + l_3^2$$

通常方程组求得的解有2个,几何意义如图6所示(情形I: t_1 取负号, t_2 取正号;情形II: t_1 取正号, t_2 取负号)。

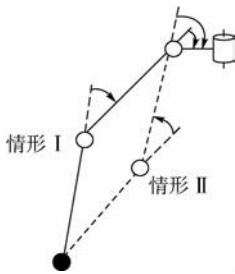


图6 不同解的几何意义

Fig. 6 Geometric meaning for different solutions

2.2 整体逆运动学

四足机器人整体可看作一个并联机构,本体是该并联机构的动平台,4条腿是该并联机构的串联支链。对于并联机构而言,由于各支链的运动参数互相耦合,其正运动学问题求解非常复杂且结果不唯一,目前尚未有求解并联机构正运动学问题的一般方法。并联机构逆运动学问题的求解则相对简单,可根据机器人本体的位姿和各足端点的位置,通过求解逆运动学问题来获得相应

的关节转角值,以实现期望的运动。

按照图4的方式建立参考坐标系,本体的位姿用 $g_{oc} \in SE(3)$ 表示,第 i ($i=1,2,3,4$) 条腿足端在全局坐标系 $\{O\}$ 中的坐标用 ${}^o P_{A_i} \in \mathbf{R}^3$ 表示,第 i 条腿足端在髋关节坐标系 $\{B_i\}$ 中的坐标用 ${}^b P_{A_i} \in \mathbf{R}^3$ 表示。

由式(1)可得到

$$\begin{bmatrix} {}^b P_{A_i} \\ 1 \end{bmatrix} = g_{CB_i}^{-1} g_{OC}^{-1} \begin{bmatrix} {}^o P_{A_i} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

如果给定 ${}^o P_{A_i}$ 和 g_{oc} ,可通过式(3)求出 ${}^b P_{A_i}$ 。再根据2.1节求解方程组(2),即可得到第 i 条腿的关节转角向量 $\theta_i = (\alpha_i \ \beta_i \ \gamma_i)^T$ 。

3 操作模式运动学模型分析

机器人在操作模式时,腿臂融合分支展开成为5自由度操作臂,其余3条腿支撑机器人本体。本节先对操作臂进行正运动学建模,在此基础上分析逆运动学求解方法。由于机器人操作臂只有5自由度,而空间刚体运动包含6个自由度,因而对于给定的期望位置和姿态,操作臂不能保证同时完全满足。这里针对足式机器人本体位置比姿态更容易调整的特点,将位置和姿态的影响分开,提出2种逆解方法:保证位置和保证姿态,并给出每种方法下的姿态或位置偏差。在保证操作臂达到期望姿态的前提下,利用本体位移补偿位置偏差,这样可以使操作臂同时达到期望的位置和姿态,实现精确操作。最后对操作臂与与本体联合的操作臂工作空间进行仿真和分析。

3.1 操作臂的正运动学

操作臂的机构简图如图7所示。使用指数积方法,取 $\theta=0$ 对应于机构完全展开时的位形,并建立基础坐标系 $\{S\}$ 和工具坐标系 $\{T\}$ 。其中,基础坐标系 $\{S\}$ 的 z 轴与手臂关节1的转轴重合, x 轴沿 l_1 方向,工具坐标系 $\{T\}$ 与基础坐标系 $\{S\}$ 平行且原点位于操作臂末端。

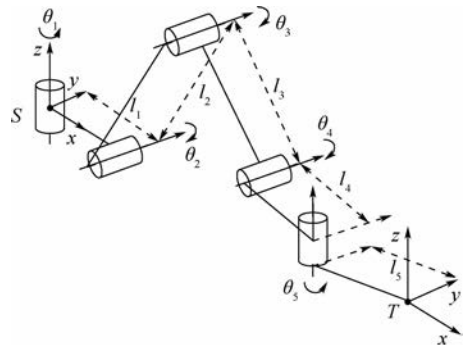


图7 操作臂机构简图

Fig. 7 Mechanism sketch of operating arm

$\theta = \mathbf{0}$ 时, 基础坐标系与工具坐标系的变换为

$$g_{st}(0) = \begin{bmatrix} I_3 & \begin{bmatrix} l_1 + l_2 + l_3 + l_4 + l_5 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{0} & \end{bmatrix}$$

为了构造转动关节的旋量, 注意到

$$\omega_1 = \omega_5 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

$$\omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

操作臂正解的指数映射具有如下形式:

$$g_{st}(\theta) = e^{\hat{\xi}_1 \theta_1} e^{\hat{\xi}_2 \theta_2} e^{\hat{\xi}_3 \theta_3} e^{\hat{\xi}_4 \theta_4} e^{\hat{\xi}_5 \theta_5} g_{st}(0)$$

用指数积公式展开得

$$g_{st}(\theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(\theta) & \mathbf{P}(\theta) \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & p_x \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & p_y \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & p_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

该矩阵描述了末端工具坐标系在基础坐标系中的位置和姿态, 其中:

$$r_{11} = \cos \theta_1 \cos \theta_5 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) - \sin \theta_1 \sin \theta_5$$

$$r_{21} = \cos \theta_1 \sin \theta_5 + \cos \theta_3 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \sin \theta_1$$

$$r_{31} = -\cos \theta_5 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4)$$

$$r_{12} = -\cos \theta_5 \sin \theta_1 - \cos \theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \sin \theta_5$$

$$r_{22} = \cos \theta_1 \cos \theta_5 - \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \sin \theta_1 \sin \theta_5$$

$$r_{32} = \sin \theta_5 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4)$$

$$r_{13} = \cos \theta_1 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4)$$

$$r_{23} = \sin \theta_1 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4)$$

$$r_{33} = \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4)$$

$$p_x = -l_5(\sin \theta_1 \sin \theta_5 - \cos \theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \cos \theta_5) + \cos \theta_1(l_1 + l_2 \cos \theta_2 + l_3 \cos(\theta_2 + \theta_3) + l_4 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4))$$

$$p_y = l_5(\cos \theta_1 \sin \theta_5 + \sin \theta_1 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \cos \theta_5) + \sin \theta_1(l_1 + l_2 \cos \theta_2 + l_3 \cos(\theta_2 + \theta_3) + l_4 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4))$$

$$p_z = l_2 \sin \theta_2 + l_3 \sin(\theta_2 + \theta_3) + l_4 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) - l_5 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \cos \theta_5$$

3.2 操作臂的逆运动学

为了求解方便, 通过观察, 令

$$\begin{cases} \theta_a = l_1 + l_2 \cos \theta_2 + l_3 \cos(\theta_2 + \theta_3) + l_4 \cos(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \\ \theta_b = l_2 \sin \theta_2 + l_3 \sin(\theta_2 + \theta_3) + l_4 \sin(\theta_2 + \theta_3 + \theta_4) \\ \theta_y = \theta_2 + \theta_3 + \theta_4 \end{cases} \quad (4)$$

并代入 $g_{st}(\theta)$ 得到

$$r_{11} = \cos \theta_1 \cos \theta_5 \cos \theta_y - \sin \theta_1 \sin \theta_5 \quad (5)$$

$$r_{21} = \cos \theta_1 \sin \theta_5 + \cos \theta_5 \cos \theta_y \sin \theta_1 \quad (6)$$

$$r_{31} = -\cos \theta_5 \sin \theta_y \quad (7)$$

$$r_{12} = -\cos \theta_5 \sin \theta_1 - \cos \theta_1 \cos \theta_y \sin \theta_5 \quad (8)$$

$$r_{22} = \cos \theta_1 \cos \theta_5 - \cos \theta_y \sin \theta_1 \sin \theta_5 \quad (9)$$

$$r_{32} = \sin \theta_5 \sin \theta_y \quad (10)$$

$$r_{13} = \cos \theta_1 \sin \theta_y \quad (11)$$

$$r_{23} = \sin \theta_1 \sin \theta_y \quad (12)$$

$$r_{33} = \cos \theta_y \quad (13)$$

$$p_x = \theta_a \cos \theta_1 + l_5(\cos \theta_1 \cos \theta_5 \cos \theta_y - \sin \theta_1 \sin \theta_5) \quad (14)$$

$$p_y = \theta_a \sin \theta_1 + l_5(\cos \theta_1 \sin \theta_5 + \cos \theta_5 \cos \theta_y \sin \theta_1) \quad (15)$$

$$p_z = \theta_b - l_5 \cos \theta_5 \sin \theta_y \quad (16)$$

进一步, 将式(5)代入式(14), 并将式(6)代入式(15), 得到

$$p_x = \theta_a \cos \theta_1 + l_5 r_{11} \quad (17)$$

$$p_y = \theta_a \sin \theta_1 + l_5 r_{21} \quad (18)$$

通过观察可知, $\mathbf{R}(\theta)$ 与 $\theta_1, \theta_5, \theta_y$ 相关, $\mathbf{P}(\theta)$ 与 $\theta_1, \theta_a, \theta_b$ 相关。为了保证位置, 需要由 $\mathbf{P}(\theta)$ 求解 θ_1 , 而为了保证姿态, θ_1 则需要由 $\mathbf{R}(\theta)$ 求解。

3.2.1 保证位置的逆解方法

1) 求解 θ_a

由式(17)、式(18)得

$$\theta_a = \sqrt{(p_x - l_5 r_{11})^2 + (p_y - l_5 r_{21})^2}$$

2) 求解 θ_b

由式(16)得

$$\theta_b = p_z - l_5 r_{31}$$

3) 求解 θ_1

由式(17)和式(18)得

$$\cos \theta_1 = \frac{p_x - l_5 r_{11}}{a}$$

$$\sin \theta_1 = \frac{p_y - l_5 r_{21}}{a}$$

从而

$$\theta_1 = \arctan2(p_y - l_5 r_{21}, p_x - l_5 r_{11})$$

4) 求解 θ_5

由式(5)、式(6)得

$$\sin \theta_5 = r_{21} \cos \theta_1 - r_{11} \sin \theta_1$$

从而

$$\theta_5 = \arcsin(r_{21} \cos \theta_1 - r_{11} \sin \theta_1)$$

5) 求解 θ_y

由式(5)、式(6)得

$$\cos \theta_y = \frac{r_{21} \sin \theta_1 + r_{11} \cos \theta_1}{\cos \theta_5}$$

又由式(7)得到

$$\sin \theta_y = -\frac{r_{31}}{\cos \theta_5}$$

从而

$$\theta_y = \arctan 2(-r_{31}, r_{21} \sin \theta_1 + r_{11} \cos \theta_1)$$

6) 求解 $\theta_2, \theta_3, \theta_4$

解方程组(4), 得到

$$\begin{cases} \theta_2 = \arctan \frac{v}{u} + \arccos \frac{s^2 + l_2^2 - l_3^2}{2sl_2} \\ \theta_3 = \arccos \frac{l_2^2 + l_3^2 - s^2}{2l_2l_3} \\ \theta_4 = \theta_y - \theta_2 - \theta_3 \end{cases}$$

式中:

$$\begin{cases} u = \theta_a - l_1 - l_4 \sin \theta_y \\ v = \theta_b - l_4 \sin \theta_y \\ s = \sqrt{u^2 + v^2} \end{cases}$$

7) 姿态偏差计算

将 $\theta_1, \theta_3, \theta_y$ 代入 $\mathbf{R}(\theta)$, 得到实际的姿态为 $\mathbf{R}_a(\theta)$ 。定义旋转矩阵 $\mathbf{R}_e(\theta)$ 为姿态偏差, 则 $\mathbf{R}(\theta) = \mathbf{R}_e(\theta) \mathbf{R}_a(\theta)$, 从而得到

$$\mathbf{R}_e(\theta) = \mathbf{R}(\theta) \mathbf{R}_a^{-1}(\theta) = \mathbf{R}(\theta) \mathbf{R}_a^T(\theta)$$

此即是在保证位置逆解方法下的姿态偏差。

3.2.2 保证姿态的逆解方法

1) 求解 θ_1

由式(11)、式(12)可得

$$\cos \theta_1 = \frac{r_{13}}{\sin \theta_y}$$

$$\sin \theta_1 = \frac{r_{23}}{\sin \theta_y}$$

从而

$$\theta_1 = \arctan 2(r_{23}, r_{13})$$

2) 求解 θ_y

由式(13)直接可得

$$\theta_y = \arccos r_{33}$$

3) 求解 θ_5

由式(7)、式(10)可得

$$\cos \theta_5 = -\frac{r_{31}}{\sin \theta_y}$$

$$\sin \theta_1 = \frac{r_{32}}{\sin \theta_y}$$

从而

$$\theta_5 = \arctan 2(-r_{32}, r_{31})$$

4) 求解 θ_a

观察 $\mathbf{P}(\theta)$ 可知, p_x, p_y 与 θ_a, θ_1 相关, 而 θ_1 已经由 $\mathbf{R}(\theta)$ 求出。由于在机器人手臂操作时, 位置精度有着更重要的意义, 而且误差也很容易通过机身的位移来补偿, 故虽然不能保证 p_x, p_y 与期望值相同, 但可以通过优化 θ_a 来使得 p_x, p_y 的误差达到最小。这里提出目标函数

$$\min f(\theta_a) = \sqrt{(\Delta p_x)^2 + (\Delta p_y)^2}$$

由式(17)、式(18), 令 $f_{11} = \cos \theta_1, f_{12} = l_5 r_{11}$,

$f_{21} = \sin \theta_1, f_{22} = l_5 r_{21}$, 则

$$f(\theta_a) = \{ [p_x - (f_{11}\theta_a + f_{12})]^2 + [p_y - (f_{21}\theta_a + f_{22})]^2 \}^{\frac{1}{2}}$$

展开上式得

$$f(\theta_a) = \sqrt{A\theta_a^2 + B\theta_a + C}$$

式中:

$$A = (f_{11} + f_{21})^2$$

$$B = 2f_{11}(f_{12} - p_x) + 2f_{21}(f_{22} - p_y)$$

$$C = p_x^2 + p_y^2 + f_{12}^2 + f_{22}^2 + p_x f_{12} + p_y f_{22}$$

易知, 该目标函数在 $\theta_a = B/(2A)$ 时取得最小值。将 A, B, C 及 $f_{11}, f_{12}, f_{21}, f_{22}$ 代入得

$$\theta_a = (p_x - l_5 r_{11}) \cos \theta_1 + (p_y - l_5 r_{21}) \sin \theta_1$$

5) 求解 θ_b

由式(16)得

$$\theta_b = p_z - l_5 r_{31}$$

6) 求解 $\theta_2, \theta_3, \theta_4$

解方程组(4)得

$$\theta_2 = \arctan \frac{v}{u} + \arccos \frac{s^2 + l_2^2 - l_3^2}{2sl_2}$$

$$\theta_3 = \arccos \frac{l_2^2 + l_3^2 - s^2}{2l_2l_3}$$

$$\theta_4 = \theta_y - \theta_2 - \theta_3$$

式中:

$$u = \theta_a - l_1 - l_4 \sin \theta_y$$

$$v = \theta_b - l_4 \sin \theta_y$$

$$s = \sqrt{u^2 + v^2}$$

7) 位置偏差计算

将 $\theta_1, \theta_a, \theta_b$ 代入 $\mathbf{P}(\theta)$, 得到实际的位置齐次坐标 $\mathbf{P}_a(\theta)$ 。定义 $\mathbf{P}_e(\theta)$ 为位置偏差, 且 $\mathbf{P}(\theta) = \mathbf{P}_e(\theta) + \mathbf{P}_a(\theta)$, 则

$$\mathbf{P}_e(\theta) = \mathbf{P}(\theta) - \mathbf{P}_a(\theta) \quad (19)$$

此即是在保证姿态逆解方法下的位置偏差。

3.3 串并混联机构逆运动学

当机器人操作臂联合本体运动时, 两者可等效为一个冗余自由度串并混联机构, 按照传统方法, 其逆运动学求解较为复杂。这里利用机器人本体位置可移动范围较大的特点, 使用操作臂保证姿态的逆解方法求得位置误差, 然后使用机身补偿位置误差, 从而可实现腿臂融合分支的位姿精确控制。

给定腿臂融合分支期望位置和姿态后, 由式(19)可得到位置偏差 $\mathbf{P}_e(\theta)$ 。根据 2.2 节, 将 $\mathbf{P}_e(\theta)$ 代入式(3), 可得到 ${}^b\mathbf{P}_{A_i}$, 令

$$\mathbf{g}_{oc} = \begin{bmatrix} I_3 & \mathbf{P}_e(\theta) \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix}$$

再根据 2.1 节, 求解方程组(2), 即可得到每

条腿的关节转角 $\theta_i = (\alpha_i \ \beta_i \ \gamma_i)^T$ 。

3.4 本体固定时操作臂工作空间分析

操作臂的主要尺寸和关节活动范围如表 1 所示。根据 3.1 节建立的操作臂正运动学,可以得到本体固定时操作臂的工作空间,如图 8 和图 9 所示。

表 1 腿臂融合四足机器人主要参数

Table 1 Basic parameters for integrated leg-arm quadruped robot

参数	数值
l_1/mm	48
l_2/mm	190
l_3/mm	166
l_4/mm	110
l_5/mm	65
$\theta_1/(\circ)$	(-135, 135)
$\theta_2/(\circ)$	(-100, 100)
$\theta_3/(\circ)$	(-170, 170)
$\theta_4/(\circ)$	(-60, -180)
$\theta_5/(\circ)$	(-170, 170)

以联合本体运动,从而可以拓展操作臂的工作空间。为此首先分析本体的工作空间。如图 10 所示, A_2 、 A_3 、 A_4 为机器人支撑足的立足点,此时机器人本体的可移动范围位于直角支撑三角形 $\triangle A_2A_3A_4$ 内。利用机器人整体逆运动学结合边界法仿真出本体姿态固定下的工作空间,如图 11 所示。

结合操作臂单独的工作空间,最终可以得到联合本体操作臂工作空间,如图 12 和图 13 所示。

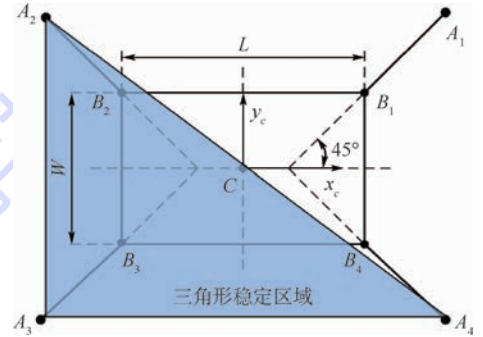


图 10 3 条腿支撑时机器人本体稳定区域

Fig. 10 Stability zone of robot body supported by three legs

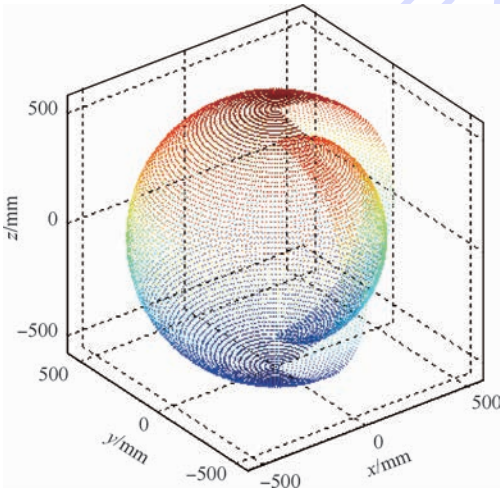


图 8 本体固定时操作臂工作空间

Fig. 8 Workspace of operating arm with body fixed

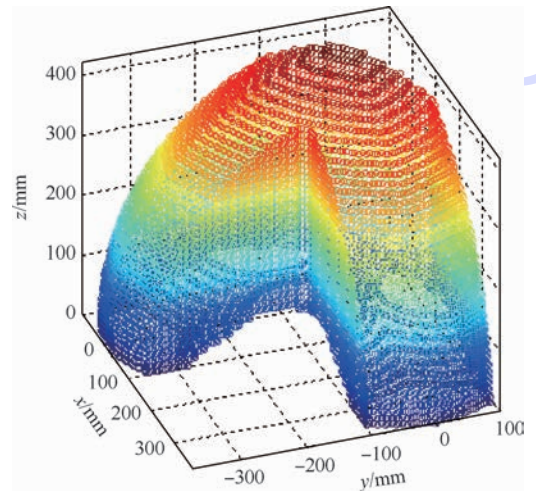


图 11 姿态固定下的机器人本体工作空间

Fig. 11 Workspace of robot body when gesture is fixed

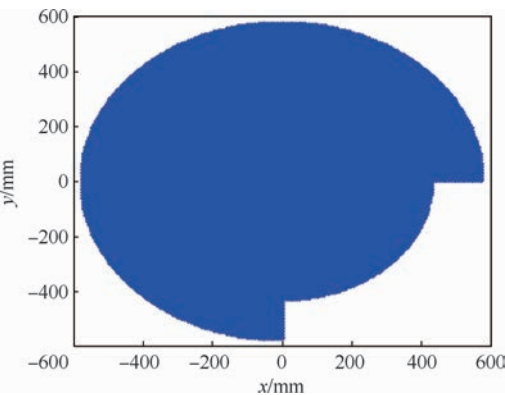


图 9 本体固定时操作臂 XOY 平面的工作空间

Fig. 9 Workspace of operating arm in XOY plane with body fixed

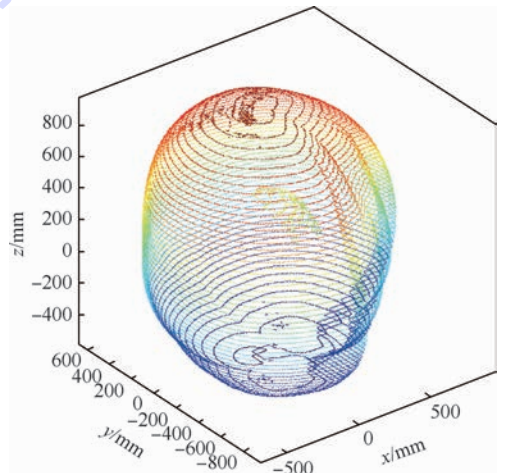


图 12 本体可移动时操作臂工作空间

Fig. 12 Workspace of operating arm with body mobile

3.5 本体可移动时操作臂工作空间分析

当机器人处于操作模式时,其中 1 条腿伸出作为操作臂,其他 3 条腿作为支撑腿。此时操作臂可

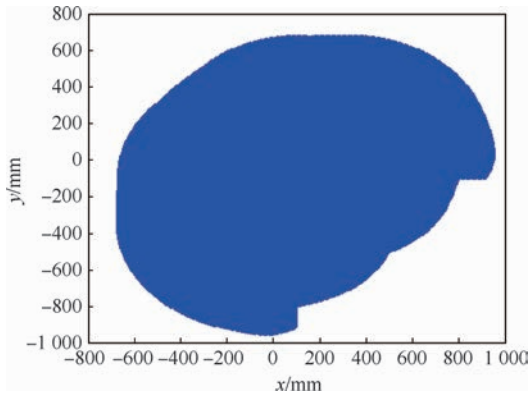


图 13 本体可移动时操作臂 XOY 平面的工作空间

Fig. 13 Workspace of operating arm in XOY plane with body mobile

对比图 8 与图 12 可以看到,当与本体联合运动时,可以很大程度上拓展操作臂的工作空间。

4 实验验证

对腿臂融合四足机器人的腿行走和臂操作功能分别进行实验验证。图 14 为机器人行走模式实验。

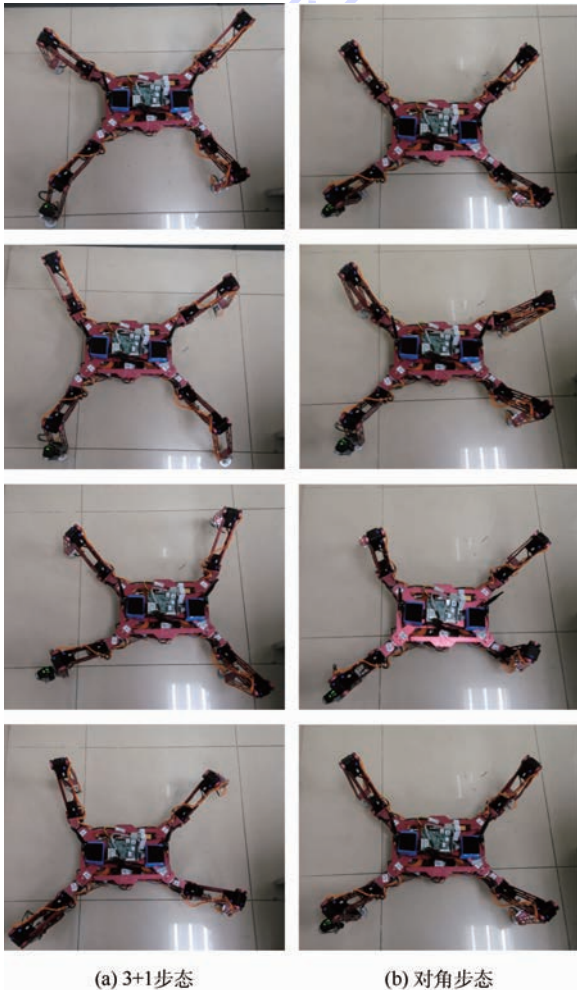
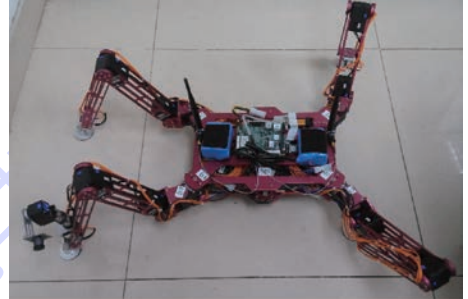


图 14 机器人行走模式

Fig. 14 Walking mode of robot

图 15 为机器人操作模式实验。以图 7 中基础坐标系 $\{S\}$ 为参考系,分别控制机器人操作臂末端摄像头达到不同的期望位置和姿态,其中姿态以 ZYZ 顺序的欧拉角表示。从图 15 可见,为了保持操作臂末端达到期望位置,机器人本体会不断移动来补偿位置偏差。



(a) 位置(120,200,110) mm, 姿态(110°,90°,145°)



(b) 位置(130,250,220) mm, 姿态(125°,90°,145°)



(c) 位置(200,200,50) mm, 姿态(100°,90°,170°)

图 15 机器人操作模式

Fig. 15 Operating mode of robot

5 结论

本文设计了一种腿臂融合的四足机器人,其腿臂融合分支具有腿行走和臂操作 2 种功能。

1) 对机器人腿行走和操作臂 2 种模式分别进行了正运动学和逆运动学分析,在欠自由度机构的基础上给出了 5 自由度操作臂保证位置和保证姿态的 2 种逆运动学求解方法,并给出了相应的姿态误差和位置误差。

2) 提出了一种串并混联机构的逆解方法,可以实现操作臂末端位姿的精确控制。

3) 进行相应的仿真和实验,验证了机器人行

走和操作功能。

研究结果为下一步机器人和操作臂的轨迹规划及运动控制研究奠定了基础。

参考文献 (References)

- [1] HIROSE S. Three basic types of locomotions in mobile robots [C]//Proceedings of the 5th International Conference on Advanced Robotics 1991. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1991, 1: 12-17.
- [2] 徐轶群,万隆君. 四足步行机器人腿机构及其稳定性步态控制[J]. 机械科学与技术, 2003, 22(1): 86-91.
XU Y Q, WAN L J. Leg mechanism of a quadruped walking robot and its stability gait control [J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, 2003, 22(1): 86-91 (in Chinese).
- [3] HIROSE S, KATO K. Study on quadruped walking robot in Tokyo institute of technology-past, present and future [C]//Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Robotics & Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000, 1(7): 414-419.
- [4] YAMAMOTO Y, YUN X. Coordinating locomotion and manipulation of a mobile manipulator[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1994, 39(6): 1326-1332.
- [5] KHATIB O, YOKOI K, CHANG K, et al. Vehicle/arm coordination and multiple mobile manipulator decentralized cooperation [C]//Proceedings of the 1996 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems(IROS 96). Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996, 4-8: 546-553.
- [6] ACKERMAN E. BigDog throws cinder blocks with huge robotic face-arm [EB/OL]. [2013-03-01]. <http://spectrum.ieee.org/automaton/robotics/military-robots/bigdog-throws-cinder-blocks-with-huge-robotic-facearm>.
- [7] ACKERMAN E. Boston dynamics' SpotMini is all electric, agile, and has a capable face-arm [EB/OL]. [2016-06-23]. <http://spectrum.ieee.org/automaton/robotics/home-robots/boston-dynamics-spotmini>.
- [8] KATO K, HIROSE S. Development of the quadruped walking robot, TITAN-IX-Mechanical design concept and application for the humanitarian demining robot [J]. Advanced Robotics, 2001, 15(2): 191-204.
- [9] WILCOX B H. ATHLETE: A cargo and habitat transporter for the moon [C]//Proceedings of the 2009 IEEE Conference on Aerospace. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009, 7-14: 1-7.
- [10] WILCOX B H, LITWIN T, BIESIADECKI J, et al. ATHLETE: A cargo handling and manipulation robot for the moon [J]. Journal of Field Robotics, 2007, 24(5): 421-434.
- [11] GAN J Q, OYAMA E, ROSALES E M, et al. A complete analytical solution to the inverse kinematics of the Pioneer2 robotic arm [J]. Journal of Robotica, 2005, 23(1): 123-129.
- [12] XU D, CARLOS A, ACOSTA C, et al. An analysis of the inverse kinematics for a 5-DOF manipulator [J]. International Journal of Automation and Computing, 2005, 2(2): 114-124.
- [13] 卢君宜, 杨庆华, 高峰, 等. 五自由度农业采摘机器人轨迹规划 [J]. 机电工程学报, 2010, 27(12): 1-6.
LU J Y, YANG Q H, GAO F, et al. Trajectory planning of a 5-DOF agricultural picking robot [J]. Journal of Mechanical Electrical Engineering, 2010, 27(12): 1-6 (in Chinese).
- [14] 丁希仑, 徐坤. 一种新型变结构轮腿式机器人的设计与分析 [J]. 中南大学学报, 2009, 40(S1): 91-101.
DING X L, XU K. Design and analysis of a novel metamorphic wheel-legged rover mechanism [J]. Journal of Central South University, 2009, 40(S1): 91-101 (in Chinese).
- [15] 陈浩, 丁希仑. 四足变结构机器人的运动学分析 [J]. 北京科技大学学报, 2012, 34(1): 53-58.
CHEN H, DING X L. Kinematics analysis of a quadruped robot with variable structure [J]. Journal of University of Science and Technology Beijing, 2012, 34(1): 53-58 (in Chinese).
- [16] BROCKETT R W. Mathematical theory of networks and systems [M]. Berlin: Springer, 1984: 120-129.
- [17] 于靖军, 刘辛军, 丁希仑, 等. 机器人机构学的数学基础 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 60-78.
YU J J, LIU X J, DING X L, et al. Mathematic foundation of mechanisms and robotics [M]. Beijing: China Machine Press, 2008: 60-78 (in Chinese).
- [18] 陈学东, 郭鸿勋. 四足机器人爬行步态的正运动学分析 [J]. 机械工程学报, 2003, 39(2): 8-12.
CHEN X D, GUO H X. Direct kinematics analysis of crawl gait for a quadruped robot [J]. Chinese Journal of Mechanic Engineering, 2003, 39(2): 8-12 (in Chinese).
- [19] 陈学东, 孙翊, 贾文川. 多足步行机器人运动规划与控制 [M]. 武汉: 华中科技大学出版, 2006: 31-35.
CHEN X D, SUN Y, JIA W C. Motion planning and control of multilegged walking robots [M]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology Press, 2006: 31-35 (in Chinese).

作者简介:

王思远 男, 硕士研究生。主要研究方向: 四足机器人。

徐坤 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 足式机器人。

Design and analysis of an integrated leg-arm quadruped robot

WANG Siyuan¹, TANG Ling², WANG Yaobing², CHEN Jiawei¹, XU Kun^{1,*}, DING Xilun¹

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Beijing Key Laboratory of Intelligent Space Robotic Systems Technology and Applications, Beijing Institute of Spacecraft System Engineering, Beijing 100094, China)

Abstract: An integrated leg-arm quadruped robot with a function multiplexing limb is presented in this paper, and it can realize both walking and operating. The walking mode and the operating mode of the robot are studied. First, a positive kinematic model of a single leg is established and inverse kinematics of the robot is derived. Then the forward kinematic model of the 5-DOF function multiplexing limb is built, based on which an optimal inverse kinematics method either to satisfy position or gesture for insufficient DOF operation arm is offered. And position deviation and gesture deviation corresponding to each situation are given. The kinematic model of a hybrid serial-parallel mechanism composed of supporting ground, standing legs, body and operating arm is established. The body displacement can compensate the position deviation of the tip of manipulator to ensure the accuracy of manipulation. Finally, the workspace of body, operating arm and hybrid serial-parallel mechanism is simulated. The functions of walking and operating of the robot are verified experimentally.

Keywords: integrated leg-arm; quadruped robot; kinematic model; 5-DOF operating arm; hybrid serial-parallel mechanism

Received: 2016-10-18; **Accepted:** 2016-12-02; **Published online:** 2017-01-05 11:27

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170105.1127.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51305009); State Key Laboratory of Robotics and System (HIT); CAST Innovation Fund

* **Corresponding author.** E-mail: xk007@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0830

基于 CS 的正则化稀疏度变步长自适应 匹配追踪算法



刘浩强¹, 赵洪博^{2,*}, 冯文全²

(1. 北京航空航天大学 大型飞机高级人才培训班, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘要: 压缩感知(CS)能够突破 Nyquist 采样定理的瓶颈,使得高分辨率信号采集成为可能。重构算法是压缩感知中最为关键的部分,迭代贪婪算法是其中比较重要的研究方向。对压缩感知理论进行了详细分析,并在现有重构算法的基础上提出了一种新的迭代贪婪算法——正则化稀疏度变步长自适应匹配追踪(RSVssAMP)算法,可在信号稀疏度未知的情况下,结合正则化和步长自适应变化思想,快速精确地进行重构。相比于传统迭代贪婪算法,本文算法不依赖于信号稀疏度,并且应用正则化以确保选取支撑集的正确性。此外,应用自适应变化步长代替固定步长,能够提高重构速率,而且达到更高的精度。为了验证本文算法的正确性,选取高斯稀疏信号和离散稀疏信号分别进行仿真,并与现有算法进行比较。仿真结果表明,本文算法相比于现有算法可以实现更加精确快速的重构。

关键词: 压缩感知(CS); 自适应; 正则化; 变步长; 匹配追踪

中图分类号: TN919.1

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2109-09

传统信号采样过程需要遵循 Nyquist 采样定理才能精确得到信号,即采样速率需达到信号带宽 2 倍以上。高采样速率的要求使得硬件成本高昂,随着信号所占带宽的急剧增加,将导致硬件系统面临巨大压力,而且这种高速采样再压缩的方式容易造成计算和存储资源的大量浪费,甚至导致信号恢复错误。

2004 年,Donoho^[1]提出压缩感知(Compressed Sensing, CS)理论,该理论指出,若信号在某一变换域是稀疏的,那么可选取与稀疏基不相关的矩阵对信号进行低维投影,经过凸优化方法或者匹配追踪方法可以较高精度地还原出信号。

与传统的信号获取和处理过程相比较,压缩感知将采样过程和压缩过程合并进行,利用信号

的稀疏特性,可以突破 Nyquist 采样定理,采集高分辨信号^[2-3],这使其在信号处理领域有着广阔的应用前景,已经被广泛应用于信源编码、机器学习等领域。

重构是指从低维观测信号中恢复出原始信号的过程,是压缩感知中最为关键的部分。重构算法的优劣将直接影响重构效果。

稀疏重构算法主要分为凸优化算法和迭代贪婪算法 2 种^[4]。凸优化算法是针对 L_1 范数最小化提出的,如基追踪(BP)法、内点法等,该类算法的重构精度较高,但其计算复杂度也很高,如基追踪法的复杂度为 $O(N^3)$ (N 为信号长度),不适合应用于大规模问题。迭代贪婪算法是针对 L_0 范数最小化提出的,具备重构复杂度低、重构速率

收稿日期: 2016-10-27; 录用日期: 2016-12-23; 网络出版时间: 2017-01-19 16:50

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170119.1650.005.html

基金项目: 国家自然科学基金(91438116); 中国航天科技创新基金(2016-1-107)

* 通讯作者: E-mail: bhzhb@126.com

引用格式: 刘浩强, 赵洪博, 冯文全. 基于 CS 的正则化稀疏度变步长自适应匹配追踪算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2109-2117. LIU H Q, ZHAO H B, FENG W Q. Regularized sparsity variable step-size adaptive matching pursuit algorithm for compressed sensing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2109-2117 (in Chinese).

快等优点,在实际中应用广泛。Mallat 和 Zhang^[5]首次提出匹配追踪(MP),即每次迭代获得支撑集的一个原子,但是不能保证残差值与该原子正交。正交匹配追踪(OMP)算法弥补了上述算法的不足,不会重复选择相同的原子,但是该算法在每次迭代中仅选取一个原子,使得重构速率较慢^[6]。为了在一次迭代过程中可以选取多个原子,学者们提出了采用阈值原则的分段正交匹配追踪(StOMP)算法和采用正则化思想的正则化正交匹配追踪(ROMP)算法^[7-8]。这些算法的时间复杂度约为 $O(KMN)$ (K 为信号稀疏度, M 为观测值长度),远低于基追踪算法,但需观测值较大时才能获得较好的重构效果^[9]。因此,有学者引入了具有回溯思想的压缩采样匹配追踪(CoSaMP)算法和子空间追踪(SP)算法,该类算法最大的创新是对选取的支撑集原子进行回溯以剔除错误的原子,达到更高的重构精度^[10-11]。以上算法均需建立在对稀疏度 K 具备先验信息的基础上,但在实际应用中 K 通常是未知的。因此,有学者提出了稀疏度自适应匹配追踪(SAMP)算法^[12],该算法不依赖于信号稀疏度,通过倍增固定步长 S 逐步逼近信号真实稀疏度进行重构,如果步长 S 远小于稀疏度 K ,则需要大量迭代过程,如果 S 较大,将导致稀疏度估计值与实际值相差较大,重构误差较大^[13-14]。此外,由于在每次迭代中初始选取原子时没有进行二次筛选,容易导致选取出错误的原子,降低重构精度。

本文在研究现有压缩感知重构算法的基础上提出了一种新的迭代贪婪算法——正则化稀疏度变步长自适应匹配追踪(Regularized Sparsity Variable step-size Adaptive Matching Pursuit, RSVss-AMP)算法,可在对信号稀疏度无先验知识的情况下,结合正则化和步长自适应变化思想,通过可变步长及新旧残差值比较来控制重构精度和重构次数,实现对信号快速精确的重构。

1 压缩感知理论

1.1 信号的稀疏表示

假设采样信号 $x(x \in \mathbf{R}^N)$,长度为 N , $\psi \in \mathbf{R}^{N \times N}$ 为正交矩阵,称为稀疏基, x 在该变换域下可稀疏表示。基向量为 $\psi_i(i=1,2,\dots,N)$, x 可以表示为

$$x = \sum_{i=1}^N \theta_i \psi_i = \psi \theta \quad (1)$$

式中: θ 为信号 x 在 ψ 域的表示,若 θ 中非零元素个数为 $K(K \ll N)$,则信号是 K -稀疏的。选取信号

的最佳稀疏域是压缩感知技术的基础。常用的稀疏基包括离散余弦基、傅里叶变换基等。

1.2 信号的低维观测

选取与稀疏基不相关的观测矩阵 $\varphi \in \mathbf{R}^{M \times N}$ ($M < N$)信号进行低维投影,得到观测值 y 。 y 是 M 维向量,观测过程可表示为

$$y = \varphi \cdot x = \varphi \cdot \psi \cdot \theta = A \cdot \theta \quad (2)$$

式中: $A \in \mathbf{R}^{M \times N}$ 为传感矩阵,满足 $M \geq K \lg(N/K)$ 。由于信号稀疏,若式(2)中的 A 满足有限等距性质(RIP),即对于任意 K -稀疏信号 x 和常数 $\delta_k \in (0,1)$,满足:

$$1 - \delta_k \leq \frac{\|Ax\|_2^2}{\|x\|_2^2} \leq 1 + \delta_k \quad (3)$$

则稀疏信号中 K 个系数能够通过测量值 y 精确获得。观测矩阵直接影响信号的压缩,同时也影响信号能否被精确重构。常用的观测矩阵主要包括高斯矩阵、伯努利矩阵等。

1.3 信号的重构

得到观测值 y 之后,根据稀疏重构关系,通过合适的重构算法可以实现信号 x 的重构。通过求解 L_0 范数下最优化问题,从观测值 y 中恢复稀疏系数 θ ,从而得到未知信号的精确估计。

$$\begin{cases} \min \|\theta\|_{L_0} \\ \text{s. t. } y = \varphi \cdot \psi \cdot \theta \end{cases} \quad (4)$$

L_0 范数最小使得结果尽可能得稀疏,但是求解 L_0 范数最小是一个NP-Hard问题。有文献表明,在一定条件下, L_1 与 L_0 范数问题可以互相转换。于是,式(4)可转化为 L_1 范数下的凸优化问题求解,有

$$\begin{cases} \min \|\theta\|_{L_1} \\ \text{s. t. } y = \varphi \cdot \psi \cdot \theta \end{cases} \quad (5)$$

重构算法在引言已经进行了详细的描述。当前,重构算法的研究主要集中在如何构造稳定的、适用于信号稀疏度未知、计算复杂度较低的算法来精确恢复信号。本文提出的RSVssAMP算法是一种在稀疏度无先验知识情况下,通过步长自适应变化及新旧残差值比较来控制重构精度和重构次数的迭代贪婪算法,与现有重构算法相比,可以达到更高的重构精度和重构速率。

2 算法描述及其应用

迭代贪婪算法是重构算法中比较重要的研究方向,其基本思想是:在每一次迭代过程中,从传感矩阵里选取一组与信号最为匹配的原子组成支撑集,重构得到信号,并计算出相应残差值,根据

残差值对支撑集进行更新。通过多次迭代过程,可以实现信号的精确重构。

根据信号稀疏度是否已知,迭代贪婪算法可以分为 2 类:第 1 类以 OMP 算法为代表,需将稀疏度作为先验信息来控制算法的迭代次数;第 2 类算法则不需要稀疏度先验信息,通过调整步长估计出真实稀疏度来重构。

实际中,信号稀疏度通常是未知的,因此第 2 类算法应用更加广泛,SAMP 算法是其中最具代表性的。该算法将重构过程分为多个阶段,在每个阶段中,重构所需支撑集 F 的长度 W 不发生改变并进行多次迭代,当该支撑集不能满足重构要求时,则增加步长 S 以进入下一个阶段,随着 W 不断增大,可以在未知稀疏度下逐步逼近 K 。其中,步长 S 需要根据信号特点进行合理选取。但是该算法也有一些明显的缺点。SAMP 算法在形成支撑集时没有对原子进行二次筛选,这在一定程度上会限制信号重构精度。此外,由于信号稀疏度 K 未知,重构过程中采用固定步长策略将带来一些问题,如当步长 S 取较小的值时是稳妥的,但这使得重构阶段次数增加;当步长 S 取较大值时,可能出现重构误差较大的问题。为了更加精确地重构信号,同时保证较高的重构速率,本文采取改变步长的思想以自适应地逐步逼近稀疏度 K 进行重构。而且为了保证在每次迭代的支撑集剔除错误原子,使得选取的原子更加准确,获得更高的重构精度,对选取原子进行正则化处理^[15-17]。

本文将正则化思想与稀疏度变步长自适应思想相结合,提出 RSVssAMP 算法。

正则化:选取传感矩阵各列向量与残差内积绝对值的最大值不能比最小值大 2 倍以上且能量最大的一组原子。正则化实现了对原子的二次筛选,使得选取原子的准确率得到极大的提高,重构误差明显降低。

稀疏度变步长自适应:变步长思想可以弥补固定步长的不足。在初始重构阶段,由于估计稀疏度与真实值相差较大,可以用大步长快速接近;当精度达到一定时,调整为小步长进行精确逼近。应用变步长进行处理,可以用较少的迭代次数获得更高的重构精度。自适应体现在对于小步长设定上,可以根据信号特点对其进行自适应调整。

RSVssAMP 算法即是在每次重构过程中先通过正则化选取部分原子添加到支撑集中,再比较相邻重构过程获得的残差值大小,设定相对阈值调整步长,通过大步长快速接近、小步长精确逼近的思想,实现信号快速并精确的重构。根据新旧

残差值的比较设计了判别条件。当相邻阶段新旧残差值之比大于相对阈值时,增加整数倍步长,算法通过大步长快速重构信号,减少重构时间;当相邻阶段新旧残差值之比小于相对阈值时,减小步长增加量,算法通过小步长逐步逼近重构信号,提高重构精度。

2.1 算法描述

假设 $\mathbf{y}(M \times 1)$ 为观测向量, $\mathbf{x}(N \times 1)$, 有 $M \ll N$ 为原信号,压缩感知观测过程如式(2)所示。

定义 \mathbf{r}_t 表示残差, t 表示迭代次数, \emptyset 表示空集, Λ_t 表示 t 次迭代的索引(列序号)集合(元素个数为 L , L 等于步长 S 的整数倍), \mathbf{a}_j 表示矩阵 \mathbf{A} 的第 j 列, $\mathbf{A}_t = \{\mathbf{a}_j\}$ 表示按照索引集合选出的矩阵 \mathbf{A} 的列所组成的矩阵(设列数为 L_t), $\boldsymbol{\theta}_t$ 为 $L_t \times 1$ 的列向量。算法步骤描述如下:

步骤 1 初始化 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{y}$, $\Lambda_0 = \emptyset$, $L = S$, $t = 1$ 。

步骤 2 计算 $u = \text{abs}[\mathbf{A}^T \mathbf{r}_{t-1}]$ (即计算 $\langle \mathbf{r}_{t-1}, \mathbf{a}_j \rangle$, $1 \leq j \leq N$), 选择 u 中 L 个最大值进行正则化, 将这些值对应 \mathbf{A} 的列序号 j 构成集合 S_k (列序号集合)。

步骤 3 令 $C_k = \Lambda_{t-1} \cup S_k$, $\mathbf{A}_t = \{\mathbf{a}_j\}$ (下标 $j \in C_k$)。

步骤 4 求 $\mathbf{y} = \mathbf{A}_t \boldsymbol{\theta}_t$ 的最小二乘解:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_t = \underset{\boldsymbol{\theta}_t}{\text{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{A}_t \boldsymbol{\theta}_t\| = (\mathbf{A}_t^T \mathbf{A}_t)^{-1} \mathbf{A}_t^T \mathbf{y}$$

步骤 5 从 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_t$ 中选出绝对值最大的 L 项记为 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{tL}$, 对应的 \mathbf{A}_t 中的 L 列记为 \mathbf{A}_{tL} , 对应的 \mathbf{A} 的列序号记为 Λ_{tL} , 记集合 $F = \Lambda_{tL}$ 。

步骤 6 更新残差 $\mathbf{r}_{\text{new}} = \mathbf{y} - \mathbf{A}_{tL} (\mathbf{A}_{tL}^T \mathbf{A}_{tL})^{-1} \mathbf{A}_{tL}^T \mathbf{y}$ 。

步骤 7 若 $\|\mathbf{r}_{\text{new}}\|_2 < \|\mathbf{r}_{t-1}\|_2$, 如果残差 $\mathbf{r}_{\text{new}} = \mathbf{0}$ 或 $\|\mathbf{r}_{\text{new}}\|_2 \leq \alpha$ (α 是一个很小的值), 则停止迭代, 进入步骤 9; 如果 $\|\mathbf{r}_{\text{new}}\|_2 > \alpha$, 则 $\Lambda_t = F$, $\mathbf{r}_t = \mathbf{r}_{\text{new}}$, $t = t + 1$, 当 $t = M$ 时, 停止迭代, 进入步骤 9。

步骤 8 若 $\|\mathbf{r}_{\text{new}}\|_2 \geq \|\mathbf{r}_{t-1}\|_2$, 如果 $\|\mathbf{r}_{\text{new}}\|_2 / \|\mathbf{r}_{t-1}\|_2 \geq \beta$, 更新步长: $L = L + S$, $t = t + 1$, 返回步骤 2, 当 $t = M$ 时, 停止迭代, 进入步骤 9; 如果 $\beta > \|\mathbf{r}_{\text{new}}\|_2 / \|\mathbf{r}_{t-1}\|_2 \geq 1$, 更新步长: $L = L + aS$, $t = t + 1$, 返回步骤 2, 其中自适应参数 $a \in (0, 1)$, 当 $t = M$ 时, 停止迭代, 进入步骤 9。

步骤 9 重构所得 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 在 Λ_{tM} 处有非零项, 其值分别为最后一次迭代所得 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{tM}$ 。

2.2 算法流程

根据 2.1 节算法步骤, 可以得到 RSVssAMP 算法的流程, 如图 1 所示。

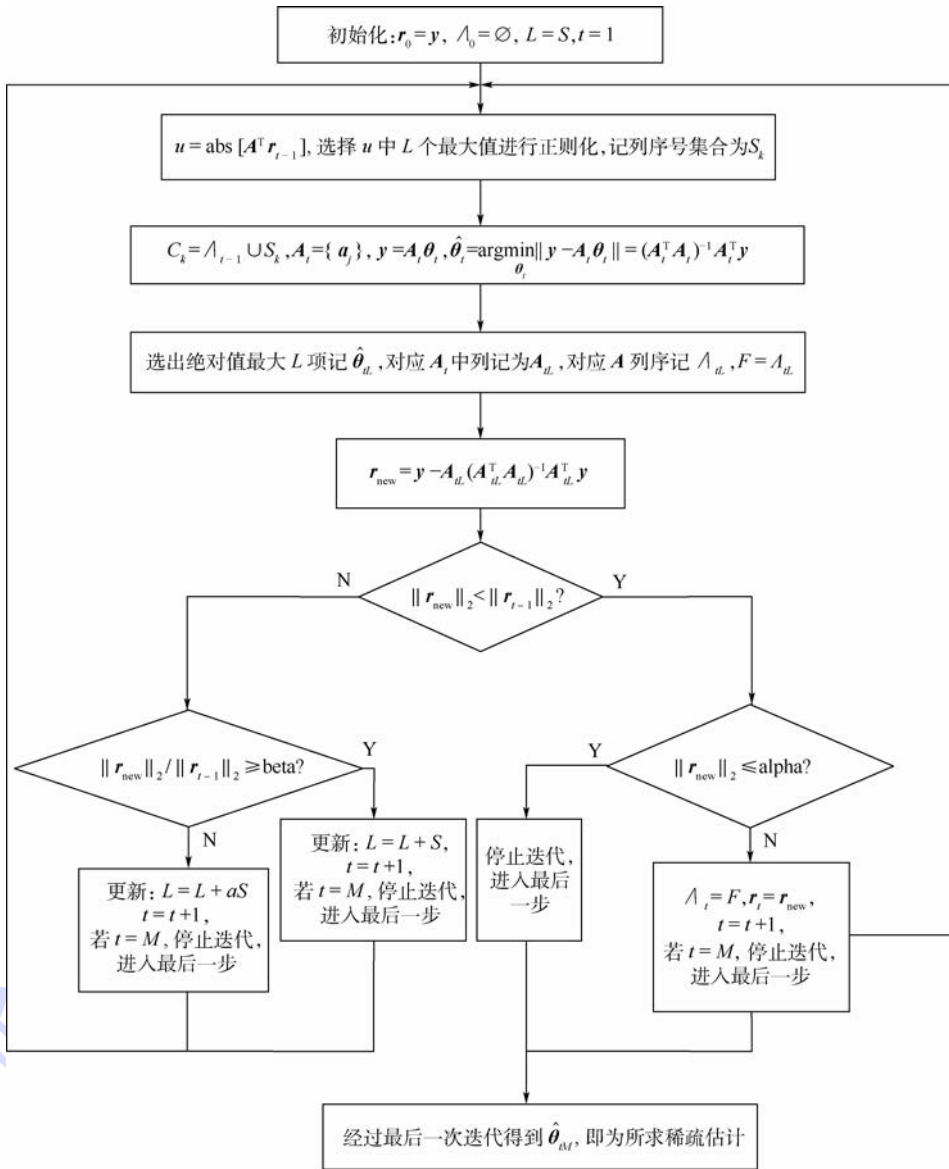


图1 正则化稀疏度变步长自适应匹配追踪算法流程图

Fig. 1 Flowchart of regularized sparsity variable step-size adaptive matching pursuit algorithm

在重构过程中一共存在4个参数,分别是步长 S 、迭代停止条件参数 α 、步长变换条件参数 β 、步长自适应参数 a 。这些参数值的设定将直接影响重构精度和重构迭代次数。步长 S 在仿真初始阶段设定,可以适当选取较大值,实现大步长快速逼近; α 应用于判断迭代过程是否停止,通常取 10^{-6} ; β 应用于比较新旧残差值,以进行步长变换;自适应参数 a 可以根据信号特征进行步长的调整,实现小步长精确逼近。

2.3 算法应用

RSVssAMP算法具有非常重要的应用价值,特别适用于对重构精度和重构效率要求较高的场景,如应用于卫星遥测数据实时监控过程中。

卫星遥测数据反映了卫星有效载荷的状态和卫星运行情况。由于遥测参数种类繁多,对信号

的采集又是一个持续而长期的过程,因此,大量数据需要采集和存储。可采用压缩感知技术,在信号采集端对其进行有效地采样和压缩。随着卫星运行状态实时分析和监控概念的提出,压缩后的遥测数据通过无线电通信实时地传输给地面中心进行重构和信息交互,这对于重构精度和重构效率的要求非常高。因此,非常有必要应用RSVssAMP算法进行数据重构,在保证较高重构精度的条件下,使得所需重构时间尽可能少。

3 仿真与讨论

3.1 压缩感知重构算法评价指标

压缩感知重构算法的评价指标主要包括2类:重构效率和重构成功率。

重构效率包括迭代重构次数和迭代效率,可

以通过重构时间来衡量。对于不同算法,可以通过比较相同条件下重构所需平均时间 T 来比较重构效率。所需重构时间越少,说明重构效率越高。

重构相对误差代表重构信号保真度信息,记离散采样信号为 s , \hat{s} 为重构信号, s_i 和 \hat{s}_i 表示对应信号的第 i 维幅值,信号长度为 N ,则均方根相对误差 PRD 定义如下:

$$\text{PRD} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} (s_i - \hat{s}_i)^2}{\sum_{i=0}^{N-1} s_i^2}} \times 100\% \quad (6)$$

重构成功率指一次实验重构均方根相对误差在既定阈值 γ 内的概率。重构成功率越高,说明算法越精确。

需要说明的是,本文仿真是在 Dell Optiplex 9020 (i7-4790, 6GB DDR3 内存) 和 MATLAB 2010 环境下进行。

3.2 不同稀疏度下的重构算法性能比较

对于目标信号,由于不同信号段的真实稀疏度可能不同,优秀的重构算法应当保证对于不同信号稀疏度均可以获得较好的重构效果,因此,有必要考察和比较在不同稀疏度下算法的重构性能。

在本次实验中,选取典型的时域稀疏信号——高斯稀疏信号和离散稀疏信号作为目标信号,比较重构算法在不同稀疏度下的重构效果。

在目标高斯稀疏信号中,非零元素呈高斯分布,选取信号段长度 $N = 256$,观测信号长度 $M = 128$;在目标离散稀疏信号中,非零元素具有随机性,选取的信号段长度和观测信号长度与上述一致。

3.2.1 不同稀疏度下重构成功率比较

本次实验将 RSV_{ss}AMP 算法与 OMP、ROMP、StOMP、SP、CoSaMP、SAMP 算法在不同稀疏度下的重构成功率进行比较。对于稀疏度 K 的每一个值,均进行 1 000 次实验,既定阈值 γ 取值为 10^{-6} 。通过大量实验仿真,设定 RSV_{ss}AMP 算法中的自适应参数 $\alpha = 0.5$,步长 $S = 5$,迭代停止条件参数 $\text{alpha} = 10^{-6}$,步长变换条件参数 $\text{beta} = 1.2$ 。

图 2 为不同稀疏度 K 下高斯稀疏信号和离散稀疏信号的重构成功率。

可以看出,对于迭代贪婪算法,当信号长度和观测值保持不变时,随着稀疏度增大,重构成功率降低,这是由于原始信号不确定性越来越高,但是能获取的信息非常有限导致的。而且,无论对高斯稀疏信号,还是离散稀疏信号,RSV_{ss}AMP 算法重构效果明显优于 OMP、ROMP、StOMP、SP、CoSaMP 等第 1 类贪婪迭代算法;与 SAMP 算法相比,重构成功率仍有一定提高。

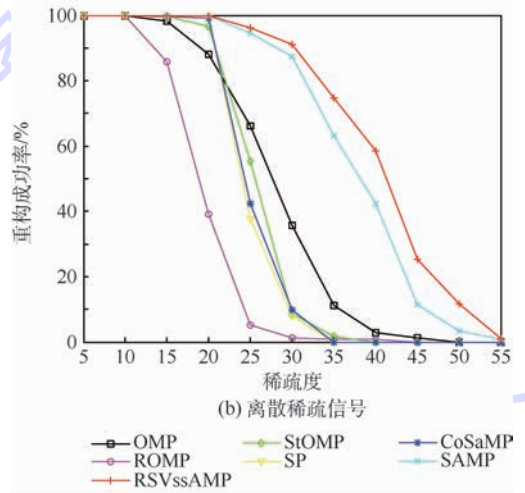
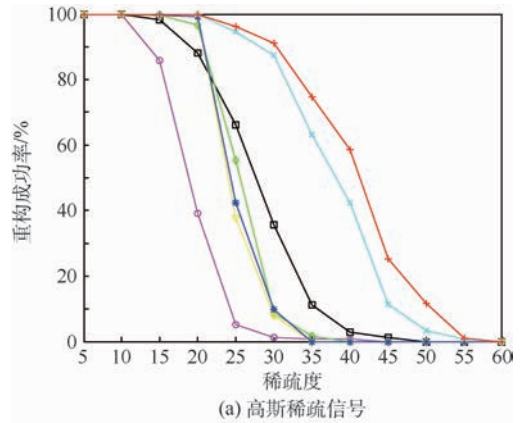


图 2 不同稀疏度下重构成功率比较

Fig. 2 Comparison of reconstruction success rate under different sparsity

3.2.2 不同稀疏度下重构时间比较

考察 RSV_{ss}AMP 算法和 SAMP 算法的重构时间。图 3 为高斯稀疏信号和离散稀疏信号的重构时间,选取若干稀疏度值 K 进行比较。图中纵轴重构时间取为 1 000 次实验的平均重构时间。实验中,为了保证一定的重构精度,SAMP 算法步长设置为 5,RSV_{ss}AMP 算法步长设置为 10。

从图 3 可以看出,对于高斯稀疏信号和离散稀疏信号,RSV_{ss}AMP 算法平均重构时间比 SAMP 算法所需重构时间少,说明对于不同信号稀疏度情况,RSV_{ss}AMP 算法效率更高。

3.3 不同观测值下的重构算法性能比较

对于目标信号,由于传感器数量和信道容量有限,应用压缩感知进行低维投影得到的观测信号长度将受到限制。即使对于同一目标信号段,在不同条件下的观测信号长度可能不同,优秀的重构算法应当保证对于不同观测值均可以获得较好的重构效果,因此,有必要考察和比较在不同观测信号长度下算法的重构性能。

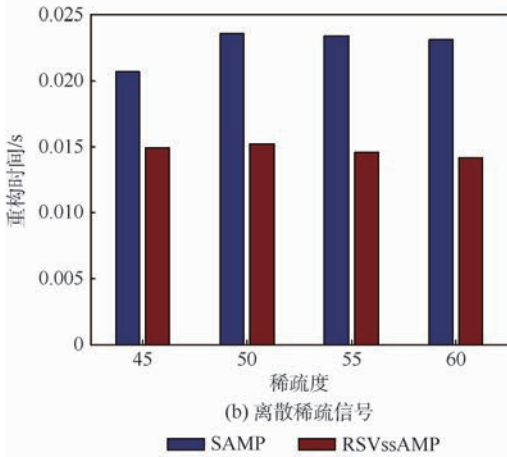
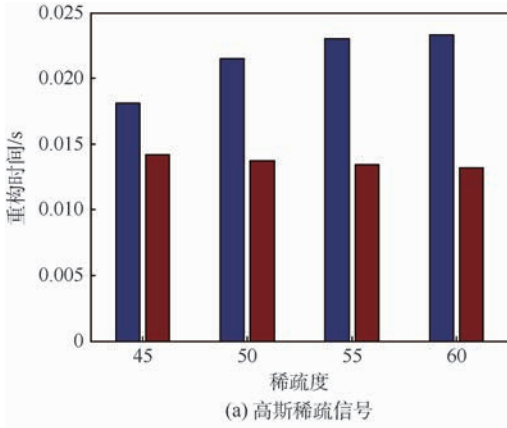


图3 不同稀疏度下重构时间比较

Fig. 3 Comparison of reconstruction time under different sparsity

在本次实验中,同样选取高斯稀疏信号和离散稀疏信号作为目标信号,比较重构算法在不同观测值下的重构效果。选取目标信号段长度 $N = 1024$,稀疏度 $K = 20$ 。

3.3.1 不同观测值下重构成功率比较

考察不同重构算法在不同观测值下的重构成功率。对于观测值 M 的每一个值,均进行1000次实验。RSVssAMP算法中步长取为8,其他参数设置同3.2.1节。

图4为不同观测值 M 下高斯稀疏信号和离散稀疏信号的重构成功率。对于不同信号,不同观测值下重构成功率差别较大,为了更好地比较重构性能,对高斯稀疏信号观测值范围取为 $[75, 120]$,对于离散稀疏信号观测值范围取为 $[90, 140]$ 。

从图4可以看出,对于迭代贪婪算法,当信号长度和稀疏度保持不变时,随着观测值数量增大,重构成功率增大,这是因为获取原始信号的信息越来越多,估计出的稀疏信号也越加精确。对高斯稀疏信号和离散稀疏信号,RSVssAMP算法和SAMP算法重构效果明显优于OMP、ROMP、

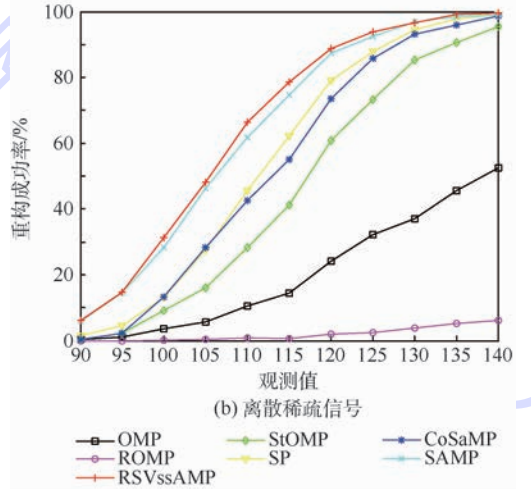
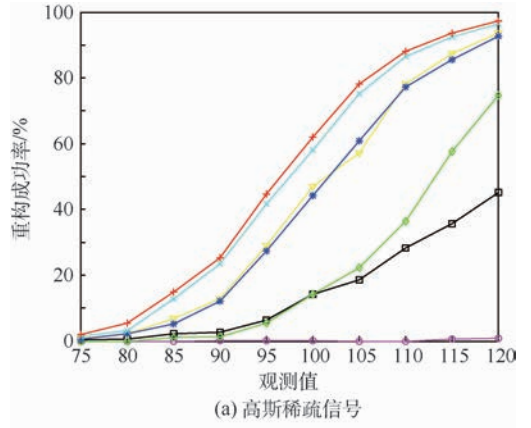


图4 不同观测值下重构成功率比较

Fig. 4 Comparison of reconstruction success rate under different observed values

StOMP、SP、CoSaMP等第1类迭代贪婪算法;并且RSVssAMP算法重构效果稍优于SAMP算法。

3.3.2 不同观测值下重构时间比较

考察RSVssAMP算法和SAMP算法的重构时间。图5为高斯稀疏信号和离散稀疏信号的重构时间。图中纵轴重构时间取为1000次实验的平均重构时间。在实验中,为了保证一定的重构精度,SAMP算法步长设置为4,RSVssAMP算法步长设置为8。

从图5可以看出,RSVssAMP算法平均重构时间比SAMP算法所需重构时间更少,说明对于不同观测值情况,RSVssAMP算法效率更高。

3.3.3 不同步长情况下重构性能比较

考察RSVssAMP算法和SAMP算法在不同步长情况下的重构性能,主要比较步长 S 为2和8的情况。图6为高斯稀疏信号和离散稀疏信号在不同步长时的重构成功率。

从图6可以看出,步长减小,重构成功率具有增大的趋势,这是因为步长越小越容易逼近真实稀疏度。在相同步长情况下,RSVssAMP算法和

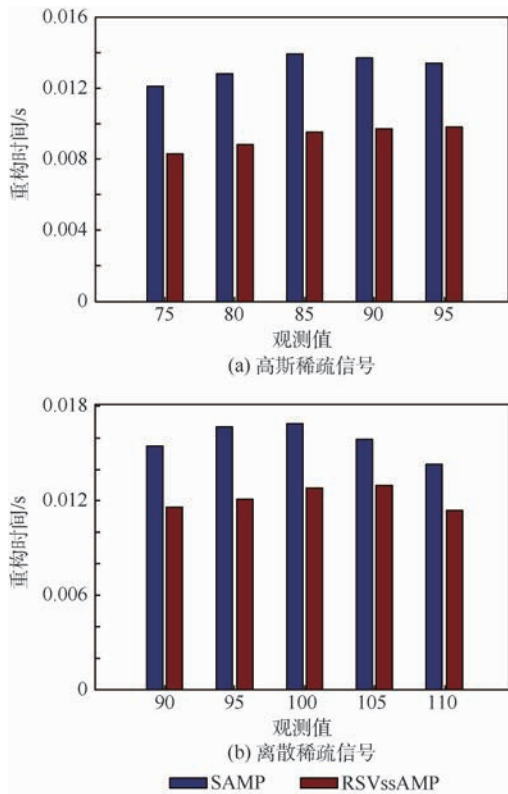


图 5 不同观测值下重构时间比较

Fig. 5 Comparison of reconstruction time under different observed values

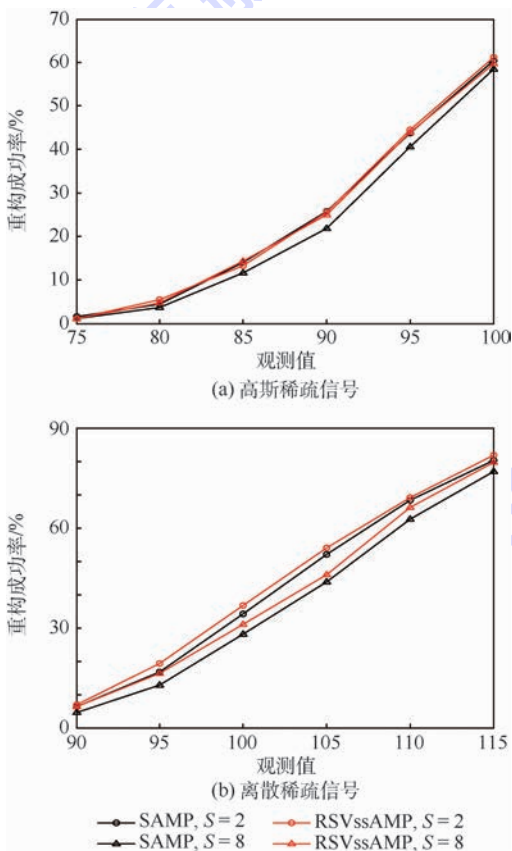


图 6 不同步长下重构成功率比较

Fig. 6 Comparison of reconstruction success rate under different step-sizes

SAMP 算法重构成功率很接近,当步长为 2 时,前者稍微优于后者;而当步长为 8 时,RSVssAMP 算法具有更明显的优势。

4 结 论

本文针对当前迭代贪婪算法对数据稀疏度依赖较大以及重构所需时间较长的问题,将正则化和步长自适应变化思想相结合,提出一种改进的迭代贪婪算法——正则化稀疏度变步长自适应匹配追踪 (RSVssAMP) 算法。

1) 与稀疏度自适应匹配追踪 (SAMP) 算法相比,本文算法应用正则化对原子进行二次筛选,确保选取支撑集的正确性以提高重构精度。

2) 应用双重阈值实现步长的自适应变化,以达到大步长快速接近、小步长精确逼近的思想,不仅提高重构速率,而且使得估计出的信号稀疏度与真实值更加接近,达到更高的重构精度。

3) 仿真结果表明,本文算法在不同观测值、不同信号稀疏度情况下,重构性能均明显优于 OMP 等第 1 类迭代贪婪算法;相比第 2 类迭代贪婪算法,如 SAMP 算法,本文算法获得重构成功率略高,所需重构时间降低。并且当步长减小时,本文算法重构成功率具有增大的趋势。

4) 本文算法中,步长参数、步长变换条件参数、步长自适应参数等将直接影响到重构性能,如何针对信号特点进行科学地设定是下一步需要研究的方向。

参考文献 (References)

- [1] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [2] WANG X, ZHAO Z, ZHAO N, et al. On the application of compressed sensing in communication networks[C] // 2010 5th International ICST Conference on Communications and Networking. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 1-7.
- [3] WEI T C, WANG H Y. Research on application of compressed sensing based on signal decomposition[C] // Communication Problem-Solving (ICCP). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 326-331.
- [4] 李博. 压缩感知理论的重构算法研究[D]. 长春: 吉林大学, 2013.
- [5] LI B. Study on the reconstruction algorithms of the compressed sensing[D]. Changchun: Jilin University, 2013 (in Chinese).
- [6] MALLAT S G, ZHANG Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 41(12): 3397-3415.
- [7] TROPPE J A, GILBERT A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(12): 4655-4666.

- [7] DONOHO D L, TSAIG Y, DRORI I, et al. Sparse solution of underdetermined systems of linear equations by stagewise orthogonal matching pursuit [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58 (2) : 1094-1121.
- [8] NEEDELL D, VERSHYNIN R. Signal recovery from incomplete and inaccurate measurements via regularized orthogonal matching pursuit [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2010, 4 (2) : 310-316.
- [9] 杨真真, 杨震, 孙林慧. 信号压缩重构的正交匹配追踪类算法综述 [J]. 信号处理, 2013, 29 (4) : 486-496.
YANG Z Z, YANG Z, SUN L H. A survey on orthogonal matching pursuit type algorithms for signal compression and reconstruction [J]. Journal of Signal Processing, 2013, 29 (4) : 486-496 (in Chinese).
- [10] NEEDELL D, TROPP J A. CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples [J]. Applied & Computational Harmonic Analysis, 2008, 26 (3) : 301-321.
- [11] WEI D, MILENKOVIC O. Subspace pursuit for compressive sensing signal reconstruction [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55 (5) : 2230-2249.
- [12] DO T T, GAN L, NGUYEN N, et al. Sparsity adaptive matching pursuit algorithm for practical compressed sensing [C] // Conference on Signals. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 581-587.
- [13] 高睿, 赵瑞珍, 胡绍海. 基于压缩感知的变步长自适应匹配追踪重建算法 [J]. 光学学报, 2010, 30 (6) : 1639-1644.
GAO R, ZHAO R Z, HU S H. Variable step size adaptive matching pursuit algorithm for image reconstruction based on compressive sensing [J]. Acta Optica Sinica, 2010, 30 (6) : 1639-1644 (in Chinese).
- [14] SUN H, NI L. Compressed sensing data reconstruction using adaptive generalized orthogonal matching pursuit algorithm [C] // Computer Science and Network Technology (ICCSNT), 2013 3rd International Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 1102-1106.
- [15] HUANG W Q, ZHAO J L, LV Z Q, et al. Sparsity and step-size adaptive regularized matching pursuit algorithm for compressed sensing [C] // Information Technology and Artificial Intelligence Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 536-540.
- [16] YU Z. Variable step-size compressed sensing-based sparsity adaptive matching pursuit algorithm for speech reconstruction [C] // Chinese Control Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 7344-7349.
- [17] LI J, WU Z, FENG H, et al. Greedy orthogonal matching pursuit algorithm for sparse signal recovery in compressive sensing [C] // Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 1355-1358.

作者简介:

刘浩强 男, 硕士研究生。主要研究方向: 信号处理、压缩感知、室内定位和信息融合技术。

赵洪博 男, 博士, 讲师, 硕士生导师。主要研究方向: 卫星导航、飞行器通信与测控等相关理论和关键技术。

冯文全 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 卫星通信与测控、卫星综合测试与仿真、卫星导航。

Regularized sparsity variable step-size adaptive matching pursuit algorithm for compressed sensing

LIU Haoqiang¹, ZHAO Hongbo^{2,*}, FENG Wenquan²

(1. Large Aircraft Advanced Training Class, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Compressed sensing (CS), which could break through the bottleneck of the Nyquist sampling theorem, makes the high resolution signal acquisition possible. Reconstruction algorithm is the key part of compressed sensing, and the iterative greedy algorithm is one of highly significant research directions. A novel iterative greedy algorithm for compressed sensing, named regularized sparsity variable step-size adaptive matching pursuit (RSVssAMP) algorithm, was proposed in this paper. The regularized idea and the variable step-size adaptive idea were utilized in the new algorithm to achieve a quick and accurate reconstruction under the condition that the sparsity of a signal was unknown. Compared with traditional greedy algorithms, RSVssAMP could reconstruct the signal without prior information of the sparsity, and it could accelerate the reconstruction speed obviously and achieve better performance by acquiring a better candidate set. The Gaussian sparse signal and discrete sparse signal were taken as trial signals, and the comparisons of reconstruction probability and time were demonstrated in this paper. The simulation results indicate that the proposed algorithm could achieve a higher reconstruction precision and take shorter time when compared with the existing greedy algorithms.

Keywords: compressed sensing (CS); adaptive; regularized; variable step-size; matching pursuit

Received: 2016-10-27; **Accepted:** 2016-12-23; **Published online:** 2017-01-19 16:50

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170119.1650.005.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (91438116); China Aerospace Science and Technology Innovation Fund (2016-1-107)

* **Corresponding author.** E-mail: bhzhb@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0766

蜻蜓爬升过程间歇性拍动飞行现象的数值研究



刘佳佳, 郑孟宗, 潘天宇*, 李秋实

(北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083)

摘 要: 采用数值模拟方法研究了蜻蜓双翼做间歇性拍动运动时的气动特征。计算结果表明,在所研究的雷诺数工况下($Re = 157$),模型翼的平均升力系数和平均推力系数随着间歇占比的增大而减小,前段下降较快,中段下降平缓,后段下降至零。其中平均推力系数受到的影响相对平均升力系数更大,当连续飞行转变为间歇性飞行时,短暂滑翔初期和短暂滑翔稳定阶段均大幅削弱推力系数,共占42.7%;而对于升力系数,短暂滑翔稳定期对升力系数的削弱作用很大,占41.4%,但短暂滑翔初期却对平均升力系数的提高贡献8%。间歇拍动飞行能够提高蜻蜓飞行的升推比,当滑翔时长占间歇飞行周期之比为0.3时,平均升推比接近为1。

关键词: 蜻蜓; 间歇性拍动; 异步拍动; 推力系数; 升力系数

中图分类号: V211.7

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2118-09

20世纪末以来,随着微型飞行器(MAV)的发展,昆虫高超飞行能力的研究为人们广泛关注^[1]。作为仿生机械力学,其涉及复杂的空气动力学问题。目前,学者对昆虫飞行的空气动力学原理的研究主要分为实验和数值计算研究,通过大量研究揭示昆虫的升力产生原理。最早 Weis-Fogh^[2]通过观察台湾小黄蜂,他提出了“合拢/打开”机制。随后 Ellington 等^[3]通过制作鹰蛾的自动拍动模型并分析流场,发现翅膀上方一个螺旋形涡,该涡不随着运动脱落,这个机制被命名为“不失速机制”。Dickinson 等^[4]以果蝇模型翼的拍动运动为对象,发现翅膀拍动过程中产生的升力持续保持较高值,与 Ellington 等^[3]的不失速机制所推测相符,此外,他们解释了升力中的2个峰值,并提出“转动环量”机制和“尾迹捕获”机制。Sun 和 Tang^[5]对果蝇翅膀的拍动运动进行了数值计算研究,对升力峰值提出不同的解释,他们认为

拍动起始阶段和结束阶段中的2个升力峰值分别是由于翅的快速加速运动和翅的快速上仰产生的。

与前面提到的昆虫不同,蜻蜓有2对翅膀,而且蜻蜓翅的拍动频率不高,约有30 Hz左右(果蝇约为250 Hz);另外翅的展弦比较大,一般在7.9左右(果蝇约为3.0)。这些特点也许蕴含着新的气动机制。Azuma^[6]、Ellington^[7-9]、Russell^[10]及 Dong^[11]等曾对多种蜻蜓的飞行作过观测研究,但是对于蜻蜓飞行时非定常运动气动力特性的研究工作却很少,人们对于蜻蜓飞行的空气动力学原理还不是很了解。

本课题组使用高速摄影技术对一种蜻蜓-黄蜻的自由飞行进行观测实验^[12]。实验观测发现蜻蜓匀速爬升过程中出现一种特殊的现象:蜻蜓扑翼时出现周期性停止拍动的飞行状况,而停止拍动时身体质心的位移与加速度均未受影响。间

收稿日期: 2016-09-29; 录用日期: 2016-12-16; 网络出版时间: 2016-12-20 14:39

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161220.1439.002.html

基金项目: 北京航空航天大学研究生创新实践基金(YCSJ-01-2016-06)

* 通讯作者: E-mail: pantianyu@buaa.edu.cn

引用格式: 刘佳佳, 郑孟宗, 潘天宇, 等. 蜻蜓爬升过程间歇性拍动飞行现象的数值研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2118-2126. LIU J J, ZHENG M Z, PAN T Y, et al. Numerical study on intermittent flapping flight performance of dragonfly during climbing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2118-2126 (in Chinese).

歇性拍动飞行不仅不影响爬升飞行,由于扑翼次数更少,还可能节省飞行能耗。蜻蜓的间歇性飞行是否具有特殊的意义。由于实验中无法获得流场细节,亟需通过计算进一步探究间歇性拍动飞行的机理。

本文采用浸入式边界法非定常计算程序对间歇性拍动运动流场进行模拟,并围绕蜻蜓爬升状态下间歇性飞行的气动特征展开研究。文中系统地对比分析了推力系数和升力系数的结果,并对不同间歇时长下的气动特性进行分析,从而初步揭示了蜻蜓间歇性拍动飞行的机理。

1 数值方法

1.1 方法简述

本文采用的浸入式边界法非定常计算程序为课题组编程。程序采用 Fadlun 等^[13]在 Mohd-Yusof^[14]的基础上发展的方法,用于昆虫扑翼飞行的数值模拟。方程建立在完全正交的笛卡儿坐标中,计算过程中不需要进行坐标变换。

昆虫扑翼飞行二维非定常流动控制方程,即二维不可压 Navier-Stokes 方程为

$$\begin{cases} \frac{\partial u}{\partial t} + (u \cdot \nabla) u = -\nabla p + \frac{1}{Re} \nabla^2 u \\ \nabla \cdot u = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: t 为时间; u 为流体速度,速度在 x 方向和 y 方向的分量分别记为 u 和 v ; p 为流体压力; Re 为雷诺数。

给定计算域条件为:大小为 20×20 的正方形网格作为计算域,网格数为 $176\,400$,雷诺数为 157 ,进口边界条件为均匀来流,上下边界给定无剪切边界条件,出口边界给定第二类边界条件。

1.2 方法验证

静止圆柱绕流是二维流动中的经典问题。本文选定计算域为 30×15 的矩形区域,雷诺数较低时采用均匀网格,网格数为 300×150 ,随着雷诺数的提高,需要在圆柱附近局部加密网格,本文在计算 $Re = 300$ 时将网格数相应增加至 315×165 。圆柱在计算域中的相对位置如图 1 所示,圆柱直径 $D = 1$ 。计算域左侧边界为入口边界,设置远前方来流速度 $U_\infty = 1, V_\infty = 0$;右侧边界为出口边界,出口压力 $p = 1$;上下边界采用无剪切边界条件,即边界上有

$$\frac{\partial u}{\partial y} = 0 \quad v = 0 \quad (2)$$

本文的数值模拟计算获得了与前人数值(Gresho^[15], Saiki^[16])和实验研究(Coutanceau^[17])基本相同的结果。

取 $Re = 25$ 的圆柱绕流的流场细节与文献[15-17]中的数据进行对比,其结果如表 1 所示。

阻力系数 C_D 是衡量圆柱绕流的关键参数,将本文计算得到的阻力系数 C_D 随雷诺数 Re 的变化曲线与前人数值(Silva^[18], Park^[19])或实验研究(Wieselsberger^[20], Relf^[21])的结果进行对比,吻合度较高,如图 2 所示。

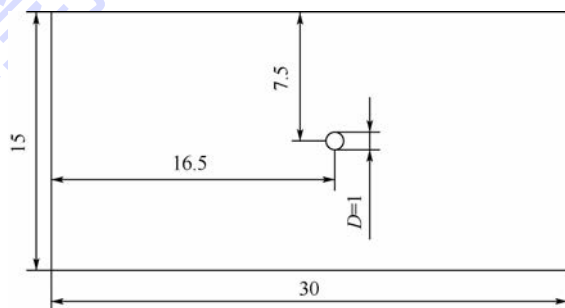


图 1 圆柱在计算域中的相对位置

Fig. 1 Relative position of circular cylinder in computational domain

表 1 $Re = 25$ 圆柱绕流流场细节对比

Table 1 Comparison of flow field details around a circular cylinder at $Re = 25$

结果来源	尾迹长度	尾迹最宽处 x 轴坐标	尾涡中心 x 轴坐标	两尾涡中心点的 y 方向距离
本文	1.20	0.89	1.04	0.42
Gresho ^[15]	1.15	0.81	0.88	0.47
Saiki ^[16]	1.41		1.03	0.50
Coutanceau ^[17]	1.22	0.85	0.94	0.51

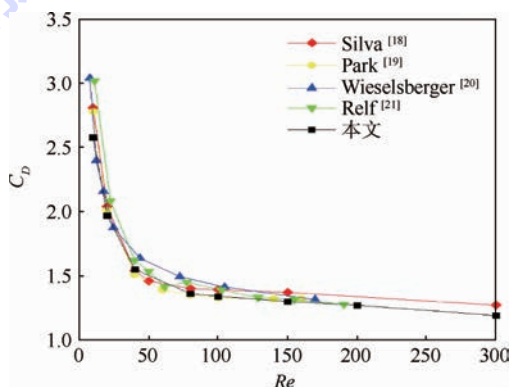


图 2 圆柱绕流阻力系数对比

Fig. 2 Comparison of drag coefficient of flow around a circular cylinder

2 运动规律的数理模型

2.1 翅膀模型

蜻蜓通过上下拍动的叠加完成飞行。一个下挥行程和一个上拍行程组成一个完整的拍动周期。

昆虫扑翼飞行时,可近似认为翅膀是在同一平面内,拍动平面与身体轴向的夹角成为拍动平面倾斜角 β 。图3展示了一个椭圆翼型横截面沿拍动平面的“8字形”运动^[22]。该运动可以转化为有2个方向的自由度,一个是翼型剖面中心点沿拍动平面的周期性平动,另一个是翅膀弦长绕弦中心的转动(转角记为 α)。

本文选用的椭圆模型翼如图3所示。选用

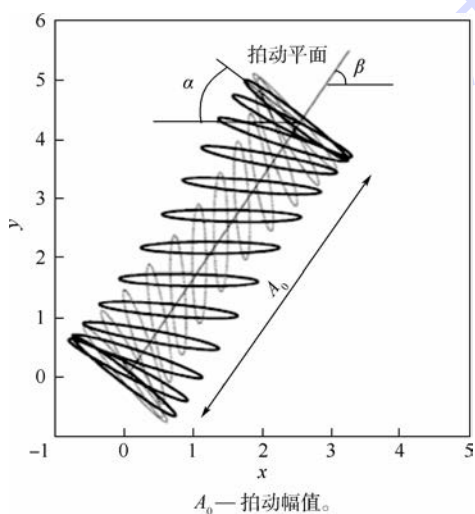


图3 单翼在一个周期内的扑翼规律

Fig.3 Wing flapping law of single wing in a stroke

2个长短轴之比为10的椭圆来模拟蜻蜓的前后翅展向中间位置的翼型剖面。椭圆的长轴即翅膀的弦长,尺寸为 $2a=1$ 。

2.2 运动方程

2.2.1 平动运动方程

翼型中心点沿拍动平面的平动与实际飞行中蜻蜓的拍动角对应,平动速度用 $\dot{\Phi}$ 表示,如图4所示,定义为

$$\dot{\Phi} = \pi f \Phi \sin(2\pi ft) \quad (3)$$

式中: f 为拍动频率; Φ 为拍动幅度。实际计算时,程序通过给定拍动幅度 Φ 来控制翼型剖面的运动规律。根据实验结果发现蜻蜓爬升过程中前后翅的连续周期性平动运动规律近似正弦规律,定义如下:

$$\begin{cases} \dot{\Phi}_f = \frac{A_0}{2} \cos(2\pi ft) \\ \dot{\Phi}_h = \frac{A_0}{2} \cos(2\pi ft + \phi) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\dot{\Phi}_f$ 和 $\dot{\Phi}_h$ 分别为前翅和后翅的拍动幅度; ϕ 为前后翅相位差。

2.2.2 转动运动方程

根据拍摄实验得到的真实蜻蜓翅膀攻角变化规律,发现实际蜻蜓扑翼过程中,翅膀弦线在拍动的开始和结束进行快速翻转,而在上下拍动的中间位置有一段稳定值。翼型的转动运动规律用 α 来描述, α 的大小为翼型长轴与水平面的夹角。对于 α 随时间变化的规律,以翅膀在一个拍动周期内翻转为例描述如下:

$$\alpha_f(t) = \begin{cases} \alpha_0 + \alpha_m \sin(4\pi ft + \varphi) & t \in \left(0, \frac{T}{8}\right) \cup \left(\frac{3T}{8}, \frac{5T}{8}\right) \cup \left(\frac{7T}{8}, T\right) \\ \alpha_0 + \alpha_m & t \in \left(\frac{T}{8}, \frac{3T}{8}\right) \\ \alpha_0 - \alpha_m & t \in \left(\frac{5T}{8}, \frac{7T}{8}\right) \end{cases} \quad (5)$$

$$\alpha_h(t) = \begin{cases} \alpha_0 + \alpha_m \sin(4\pi ft + \varphi + \phi) & t \in \left(0, \frac{T}{8}\right) \cup \left(\frac{3T}{8}, \frac{5T}{8}\right) \cup \left(\frac{7T}{8}, T\right) \\ \alpha_0 + \alpha_m & t \in \left(\frac{T}{8}, \frac{3T}{8}\right) \\ \alpha_0 - \alpha_m & t \in \left(\frac{5T}{8}, \frac{7T}{8}\right) \end{cases} \quad (6)$$

式中: α_f 和 α_h 分别为前翅和后翅的翻转角; α_0 为初始转动角; $\alpha_0 + \alpha_m$ 和 $\alpha_0 - \alpha_m$ 分别为下拍和上拍时中间段的稳定迎角值, α_m 为翻转角极小值; T 为拍动周期; φ 为前翅转动运动和平动运动的相位差, 如图 4 所示。

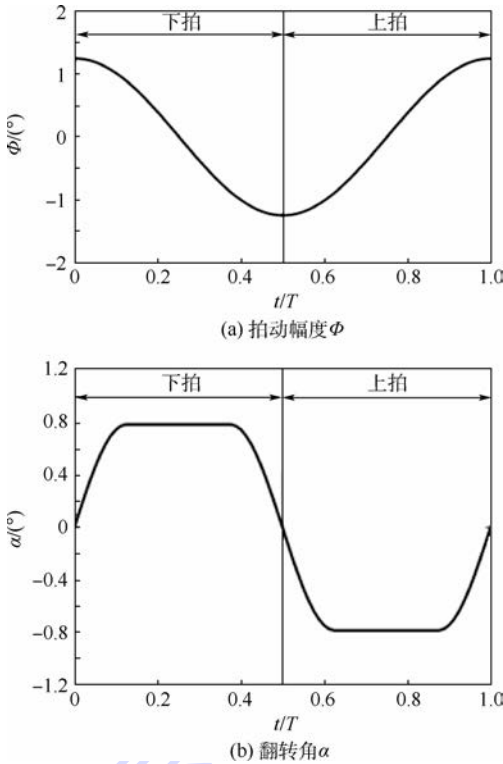


图 4 φ 为 0° 时拍动幅度 Φ 和翻转角 α 在一个周期内随时间变化运动函数

Fig. 4 Time-dependent motion function of flapping amplitude Φ and pitching angle α in a stroke ($\varphi = 0^\circ$)

3 间歇性拍动飞行的机理分析

3.1 间歇性拍动飞行的实验观测

间歇性拍动飞行在蜻蜓的匀速爬升过程中普遍存在。在蜻蜓观测实验中, 发现 243 组蜻蜓观测实验中存在 28 组间歇性飞行现象, 占比 12%, 且几乎所有的间歇性飞行都出现在匀速爬升过程中。

图 5 为蜻蜓某次实际飞行中前后翅的拍动角随时间变化曲线图, 后翅拍动角超前于前翅。通过分析可知前后翅相位差范围在 $70^\circ \sim 100^\circ$, 该结果与其他组实验中测量的结果都一致。

观察图 5 发现: 翅膀每拍动 2~4 个周期就短暂滑翔一段时间, 滑翔时翅膀微微抖动。这种飞行称之为“间歇性拍动飞行”。短暂滑翔过程定义为: 起始于后翅拍动角停止上拍节点, 终止于后翅拍动角开始正常下拍节点, 如图 5 黑框所示。短暂滑翔时长参数与拍动周期时长之比, 用 τ 表示。

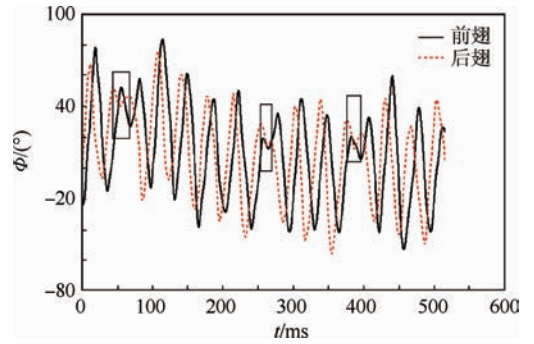


图 5 蜻蜓爬升过程中翼面拍动幅度随时间变化曲线
Fig. 5 Time-dependent flapping amplitude of dragonfly wings during climbing

分析实验得到的蜻蜓间歇性拍动飞行数据, 发现蜻蜓在间歇性拍动飞行时短暂滑翔的时间长度并不一致。针对 8 组图像清晰完整的实验测量进行分析发现间歇性拍动飞行主要有 3 种滑翔时长: 1 倍拍动周期出现 6 例, 占 75%; 1.5 倍拍动周期出现 1 例, 占 12.5%; 2 倍拍动周期也出现 1 例, 占 12.5%。

根据实验观察结果, 本文通过模拟双翅拍动规律, 使翅膀每 2 个拍动周期后进行一次间歇滑翔, 这个过程定义为一个“间歇飞行周期”。则滑翔时长占间歇飞行周期比为 $\tau / (2 + \tau)$, 简称间歇占比, 用 λ 表示。本文设置 τ 分别为: 0, 0.5, 1, 1.5, 2, 3, 则对应的 λ 分别为: 0, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6。

一个间歇飞行周期内的平动规律定义如下:

$$\dot{\Phi}_f(t) = \begin{cases} \frac{A_0}{2} \sin(2\pi ft) & t \in (0, 2T) \\ 0 & t \in (2T, 2T + \tau) \end{cases} \quad (7)$$

$$\dot{\Phi}_h(t) = \begin{cases} \frac{A_0}{2} \sin(2\pi ft + \phi) & t \in (0, 2T) \\ 0 & t \in (2T, 2T + \tau) \end{cases} \quad (8)$$

间歇性飞行上下拍动时的转动规律同 2.2.2 节所述, 翅膀停止拍动时的转动角定义如下:

$$\alpha_i(t) = \alpha_0 - \alpha_m \quad t \in \left(\frac{7T}{4}, \frac{7T}{4} + \tau\right) \quad (9)$$

3.2 间歇性拍动飞行的气动特性分析

3.2.1 不同间歇占比对平均力系数的影响

首先, 取连续拍动算例与间歇占比不同的 5 个间歇拍动算例为对象做对比分析。

对于扑翼飞行来说, 由于一个拍动周期中翅膀运动规律呈周期性变化, 翅膀拍动产生的推力和升力也会随之进行周期性变化, 因此对于翅膀气动力的研究, 通常关注一个间歇飞行周期中产

生气动力的平均值。

如图6为计算出的前后翅平均推力系数和平均升力系数随间歇占比变化的折线图。前后翅平均推力系数和平均升力系数定义如下:

$$\begin{cases} \bar{C}_D = \frac{\int_0^{nT} C_{Df} + C_{Dh} dt}{nT} \\ \bar{C}_L = \frac{\int_0^{nT} C_{Lf} + C_{Lh} dt}{nT} \end{cases} \quad n = 1, 2, \dots \quad (10)$$

式中: C_{Df} 、 C_{Dh} 和 C_{Lf} 、 C_{Lh} 分别为前后翅的推力系数和前后翅的升力系数。

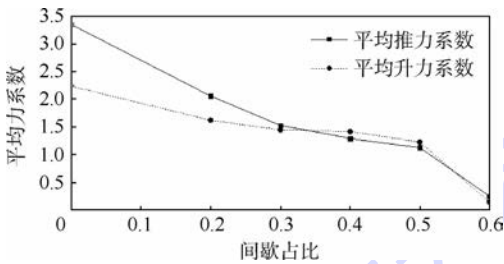


图6 平均力系数随间歇占比的变化

Fig. 6 Variation of average force coefficient with different gliding time proportions

从图6中可以看出:平均推力系数和平均升力系数随着间歇时长占间歇飞行周期比例的增大而减小。总体趋势为前段下降较快,中段下降平缓,末端快速下降为接近0。当间歇占比从0转变为0.2时,平均推力系数与平均升力系数均出现大坡度下滑现象。随后,当间歇占比为0.2~0.5时,平均推力系数随间歇占比的增大而缓慢减小。升力系数的变化规律与推力系数相类似,但在间歇占比为0.2~0.5时,平均升力系数下降的斜率绝对值比推力系数小。当间歇占比增大至0.6时,平均推力系数与升力系数均下降至接近0。这说明蜻蜓在进行间歇占比为0.6的间歇性飞行时,升力与推力均不足以支持蜻蜓的飞行。因此以间歇占比为0.6进行的间歇性飞行是不合理的,这也与实验统计结果吻合。

综上所述,间歇性拍动飞行会导致平均推力系数和平均升力系数的减小,且对平均推力系数的影响相对平均升力系数更大。

3.2.2 不同间歇占比对推力系数的影响

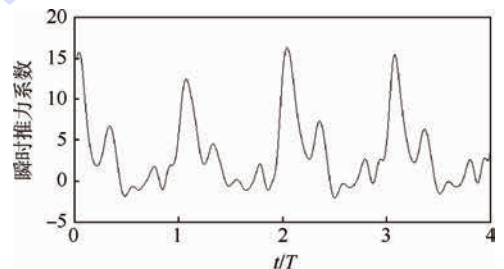
为了探究间歇性拍动飞行为什么对平均推力系数的影响相对平均升力系数更大,本文对瞬时推力系数和升力系数进行分析。

图7为计算结果稳定后截取的4个拍动周期内瞬时推力系数随时间变化的曲线图。图7(a)~图7(d)分别是连续拍动,以及间歇占比 λ 分别为

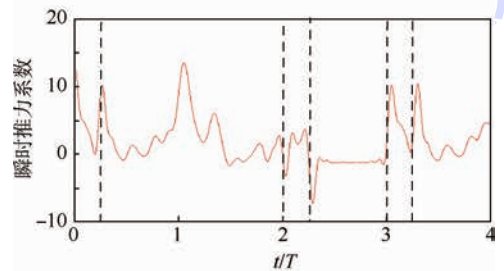
0.3、0.4和0.5的间歇性拍动飞行。令截取点的飞行时间为0,横坐标所示是飞行时间与拍动周期之比,用 t/T 表示;纵坐标表示瞬时推力系数。

在图7(b)虚线分段中可以看到,模型翼在一个间歇飞行周期内的运动过程可以分为4个阶段,按时间发展顺序分别为:启动拍动阶段($t/T \in (0, 0.25)$),稳定拍动阶段($t/T \in (0.25, 2)$),短暂滑翔初期($t/T \in (2, 2.25)$),短暂滑翔稳定期($t/T \in (2.25, 2.25 + \tau)$)。短暂滑翔稳定期之后,进入下一个拍动周期的启动拍动阶段,形成一个周期性循环运动。

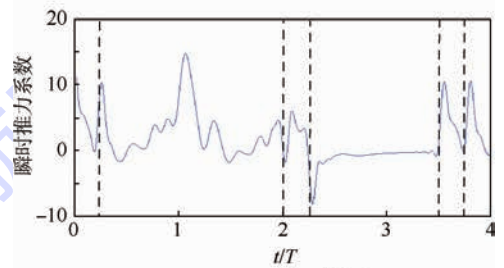
对比图7(a)~图7(d)可见,在稳定拍动阶段和短暂滑翔稳定期,连续拍动与间歇占比为



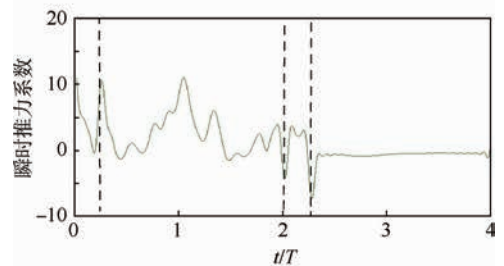
(a) 连续拍动



(b) $\lambda = 0.3$ 的间歇拍动



(c) $\lambda = 0.4$ 的间歇拍动



(d) $\lambda = 0.5$ 的间歇拍动

图7 不同间歇占比的间歇拍动飞行的瞬时推力系数
Fig. 7 Time-dependent thrust coefficient with different gliding time proportions of intermittent flapping flight

0.3、0.4 和 0.5 的间歇性拍动飞行的推力系数曲线差别不大;而在启动拍动阶段和短暂滑翔初期,连续拍动和间歇性拍动的推力系数存在较大差异。

首先,为了分析启动拍动阶段的推力系数特征,图 8 展示了几种不同飞行方式的推力系数在 $t/T \in (0, 1)$ 期间随时间的变化规律。

在 $t/T \in (0, 0.25)$ 期间,启动拍动阶段的模型翼运动规律为:后翅先开始向上拍动,前翅从中点位置滞后 $\pi/4$ 相位差随之上拍。在此期间的推力系数变化特征为:连续拍动飞行的推力系数存在一个峰值,随后降至约为 0。间歇性飞行的推力峰值与连续飞行的峰值相当,但是前者的推力系数迅速下降,在 $t/T = 0.25$ 处又产生一个峰值。图 8 中标注的阴影区面积表示推力系数之和削弱的值。对于间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行,该阶段对平均推力系数的削弱作用占 8.7%。

其次,为了分析短暂滑翔初期的推力系数特征,图 9 展示了几种不同飞行方式的推力系数在 $t/T \in (2, 3)$ 期间随时间的变化规律。在 $t/T \in (2, 2.25)$ 期间,短暂滑翔初期的模型翼运动规律为:后翅已经停止拍动,前翅从最低位置上拍到最高位置后也停止拍动。在此期间的力系数变化特征为:连续拍动飞行的推力系数存在一个峰值,

随后降至 0;间歇性拍动飞行的推力系数线下降后上升,其峰值仅约为连续飞行的峰值的 1/4,且不同间歇占比的间歇性飞行的推力峰值几乎相等。图 9 中标注的阴影区面积表示推力系数之和削弱的值。对于间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行,该阶段对平均推力系数的削弱作用占 20.2%。

最后,在短暂滑翔稳定阶段,即图 9 所示 $t/T \in (2.25, 3)$ 期间,间歇拍动飞行的推力系数保持约为 0,连续拍动的推力系数值也在 0 附近波动。对于间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行,该阶段对平均推力系数的削弱作用占 22.5%。

可以认为,连续飞行转变为间歇拍动飞行时,短暂滑翔初期和短暂滑翔稳定阶段对平均推力系数的减小影响重大,而启动拍动阶段对推力系数的影响相对较小。

3.2.3 不同间歇占比对升力系数的影响

图 10 分别是连续拍动与间歇占比 λ 为 0.3、0.4 和 0.5 的间歇拍动飞行在一个间歇飞行周期内的瞬时升力系数随时间的变化曲线图。

从图 10 可以看到,在稳定拍动阶段 $t/T \in (0.25, 2)$ 和短暂滑翔稳定阶段 $t/T \in (2.25, 3)$,不同间歇占比的间歇拍动飞行的升力系数曲线波动趋势相似。在短暂滑翔稳定阶段,间歇性拍动飞行的升力系数保持约为 0。对于间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行,该阶段对平均升力系数的削弱作用占 41.4%。

首先,分析启动拍动阶段的升力系数。图 11 为不同间歇占比的推力系数在 $t/T \in (0, 1)$ 期间随时间的变化规律。在 $t/T \in (0, 0.25)$ 期间,连续拍动飞行和间歇性拍动飞行的升力系数具有相同的谷值,且均为负值并随着时间的增大而增大,约在 $t/T = 0.25$ 时相交。图 11 中标注的阴影区面积表示升力系数之和削弱的值。对于间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行,该阶段对平均升力系数的提高作用占 8.1%。

随后,分析短暂滑翔初期的升力系数。图 12 为不同间歇占比的推力系数在 $t/T \in (2, 3)$ 期间随时间的变化规律。在 $t/T \in (2, 2.25)$ 期间,连续拍动飞行和间歇性拍动飞行的升力系数均为负值并随着时间的增大而增大,约在 $t/T = 2.25$ 时相交,但是前者的升力系数谷值与后者相比减小了 2/3。图 12 中标注的阴影区面积表示升力系数之和增加的值。对于间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行,该阶段提高了平均升力系数,对平均升力系数的提高贡献 8%。

综上所述,稳定短暂滑翔期间双翅停止拍动

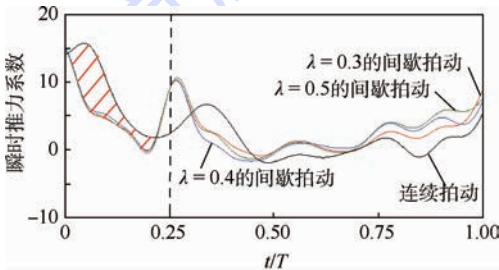


图 8 不同间歇占比的间歇拍动飞行的瞬时推力系数在 $t/T \in (0, 1)$ 期间的变化规律对比

Fig. 8 Comparison of change laws of time-dependent thrust coefficient with different gliding time proportions of intermittent flapping flight during $t/T \in (0, 1)$

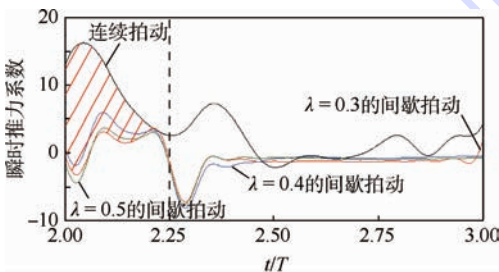


图 9 不同间歇占比的间歇拍动飞行的瞬时推力系数在 $t/T \in (2, 3)$ 期间的变化规律对比

Fig. 9 Comparison of change laws of time-dependent thrust coefficient with different gliding time proportions of intermittent flapping flight during $t/T \in (2, 3)$

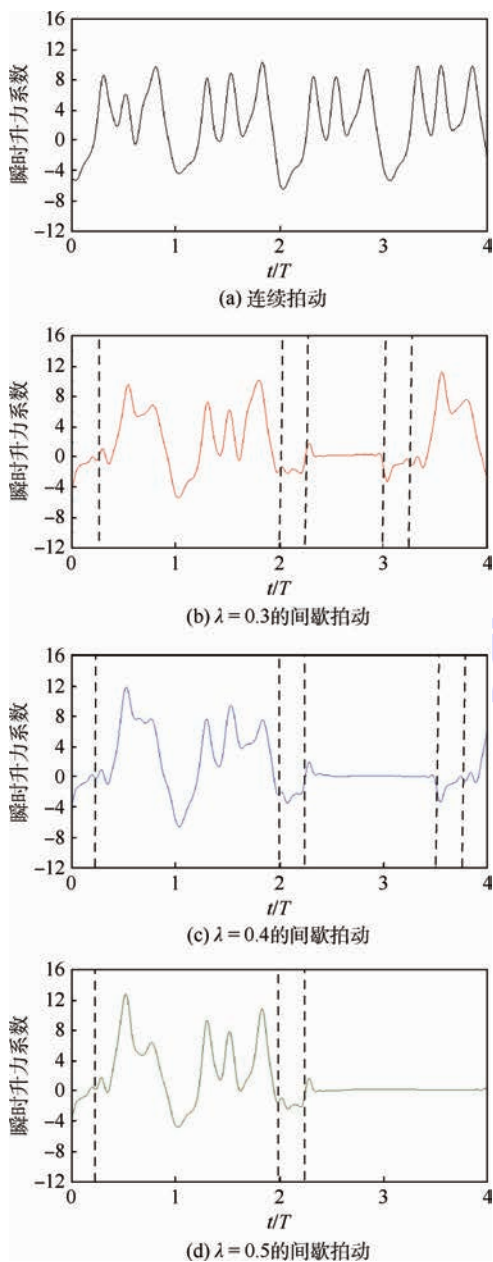


图 10 不同间歇占比的间歇拍动飞行的瞬时升力系数
 Fig. 10 Time-dependent lift coefficient with different gliding time proportions of intermittent flapping flight

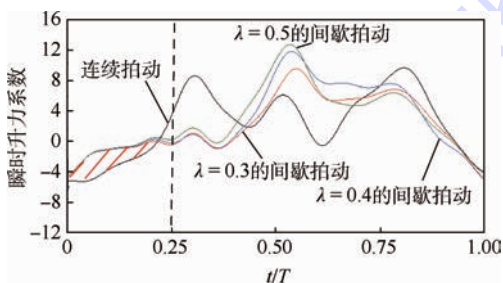


图 11 不同间歇占比的间歇拍动飞行的瞬时升力系数在 $t/T \in (0, 1)$ 期间的变化规律对比
 Fig. 11 Comparison of change laws of time-dependent lift coefficient with different gliding time proportions of intermittent flapping flight during $t/T \in (0, 1)$

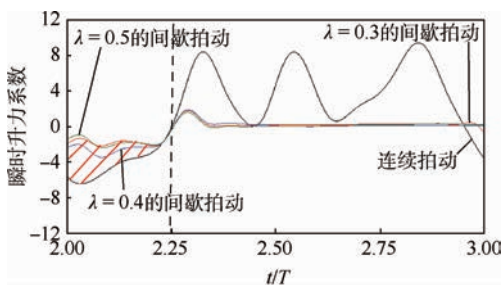


图 12 不同间歇占比的间歇拍动飞行的瞬时升力系数在 $t/T \in (2, 3)$ 期间的变化规律对比
 Fig. 12 Comparison of change laws of time-dependent lift coefficient with different gliding time proportions of intermittent flapping flight during $t/T \in (2, 3)$

对平均升力系数的影响最大, 而启动拍动阶段对其影响较小, 然而, 短暂滑翔初期却在一定程度上对平均升力系数的提高产生贡献。

3.3 不同间歇占比对间歇性拍动飞行的影响

通过以上分析, 发现由于间歇性飞行对平均推力系数的影响相对平均升力系数更大, 直接产生的结果为: 间歇性飞行提高了蜻蜓飞行的升推比。

图 13 为间歇占比为 0.2 ~ 0.5 的间歇拍动飞行和连续拍动飞行的平均升推比。

从图 13 中可以看出: 平均升推比随着间歇占比的增大先增大后趋于稳定。当间歇占比为 0.3 时, 平均升推比接近为 1。

结合图 6 所示的平均推力系数和平均升力系数, 可以得知: 蜻蜓在间歇性拍动飞行时短暂滑翔时间长间歇占比为 0.3、0.4、0.5 的间歇性拍动飞行有助于提高升推比, 实现了对升力、推力的重新分配, 同时保持一定的推力系数和升力系数。

并且, 间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行在保证大升推比的同时, 与间歇占比为 0.4、0.5 的飞行方式相比, 具有更高的平均推力和升力, 这可以解释为何实验中观测到的间歇占比为 0.3 的间歇性拍动飞行情况占了 75%。

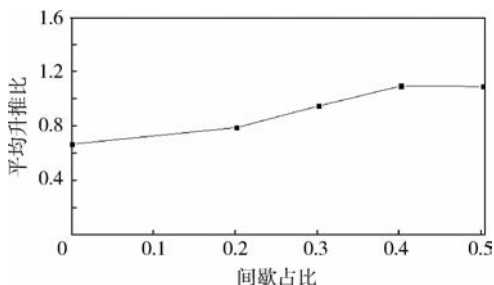


图 13 平均升推比随间歇占比的变化
 Fig. 13 Variation of average lift-thrust ratio with different gliding time proportions

4 结 论

本文采用二维浸入式边界法非定常计算程序,以间歇飞行的间歇占比为变量,围绕蜻蜓爬升状态下连续飞行和间歇性飞行的气动特征展开研究,得到如下结论:

1) 通过统计蜻蜓观测实验中的间歇性飞行规律,发现间歇性拍动飞行在蜻蜓的爬升过程中普遍存在,出现概率约占总实验数的 12%。

2) 揭示了间歇性飞行对平均推力系数和平均升力系数都有重要影响,但对平均推力系数的影响更大。在连续飞行转变为间歇性飞行时,短暂滑翔初期和短暂滑翔稳定阶段均大幅度减小了推力系数;而对于升力系数,短暂滑翔初期却在一定程度上对平均升力系数的提高产生贡献。

3) 揭示了间歇占比为 0.3 的间歇拍动飞行能够在保证大升推比的情况下,具有更高的推力和升力。从而说明了蜻蜓实际飞行中多发生间歇占比为 0.3 间歇拍动飞行的原因。

本文的工作是基于对间歇性飞行的二维计算。为了分析三维不同翅膀翼型的影响和径向涡的影响,将会开展三维工作,进一步解释其中的机制。

参考文献 (References)

- [1] SUN M. Insect flight dynamics; Stability and control[J]. *Reviews of Modern Physics*, 2014, 86(2) : 615-646.
- [2] WEIS-FOGH T. Quick estimates of flight fitness in hovering animals, including novel mechanism for lift production[J]. *Journal of Experimental Biology*, 1973, 59(1) : 169-230.
- [3] ELLINGTON C P, VAN DEN BERG C, WILLMOTT A P. Leading edge vortices in insect flight [J]. *Nature*, 1996, 384(6610) : 626-630.
- [4] DICKINSON M H, LEHMANN F O, SANE S P. Wing rotation and the aerodynamic basis of insect flight[J]. *Science*, 1999, 284(5422) : 1954-1960.
- [5] SUN M, TANG J. Unsteady aerodynamic force generation by a model fruit flywing in flapping motion[J]. *Journal of Experimental Biology*, 2002, 205(1) : 55-70.
- [6] AZUMA A, WATANABE T. Flight performance of a dragonfly [J]. *Journal of Experimental Biology*, 1988, 137(1) : 221-252.
- [7] WAKELING J M, ELLINGTON C P. Dragonfly flight. II. Velocities, accelerations and kinematics of flapping flight[J]. *Journal of Experimental Biology*, 1997, 200(3) : 557-582.
- [8] WAKELING J M, ELLINGTON C P. Dragonfly flight. I. Gliding flight and steady-state aerodynamic forces[J]. *Journal of Experimental Biology*, 1997, 200(3) : 543-556.
- [9] WAKELING J, ELLINGTON C. Dragonfly flight. III. Lift and

power requirements [J]. *Journal of Experimental Biology*, 1997, 200(3) : 583-600.

- [10] WANG Z J, RUSSELL D. Effect of forewing and hindwing interactions on aerodynamic forces and power in hovering dragonfly flight [J]. *Physical Review Letters*, 2007, 99(14) : 12243-12254.
- [11] DONG H, KOEHLER C, LIANG Z, et al. An integrated analysis of a dragonfly in free flight; AIAA-2010-4390 [R]. Reston: AIAA, 2010.
- [12] 高倩, 郑孟宗, 李志平, 等. 蜻蜓爬升过程飞行特征实验研究 [J]. *北京航空航天大学学报*, 2016, 42(6) : 1271-1278.
- GAO Q, ZHENG M Z, LI Z P, et al. Experimental study on flight performance of dragonfly during climbing [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2016, 42(6) : 1271-1278 (in Chinese).
- [13] FADLUN E A, VERZICCO R, ORLANDI P, et al. Combined immersed-boundary finite-difference methods for three-dimensional complex flow simulations [J]. *Journal of Computational Physics*, 2000, 161(1) : 35-60.
- [14] MOHD-YUSOF J. Combined immersed-boundary/B-spline methods for simulations of flow in complex geometries [C] // *Annual Research Briefs*, 1997 : 317-327.
- [15] GRESHO P M, CHAN S T, LEE R L, et al. A modified finite element method for solving the time-dependent, incompressible Navier-Stokes equations. Part 2: Applications [J]. *International Journal for Numerical Methods in Fluids*, 1984, 4(7) : 619-640.
- [16] SAIKI E M, BIRINGEN S. Numerical simulation of a cylinder in uniform flow: Application of a virtual boundary method [J]. *Journal of Computational Physics*, 1996, 123(2) : 450-465.
- [17] COUTANCEAU M, BOUARD R. Experimental determination of the main features of the viscous flow in the wake of a circular cylinder in uniform translation. Part 2. Unsteady flow [J]. *Journal of Fluid Mechanics*, 1977, 79(2) : 257-272.
- [18] SILVA L E, SILVEIRA-NETO A, DAMASCENO J J R. Numerical simulation of two-dimensional flows over a circular cylinder using the immersed boundary method [J]. *Journal of Computational Physics*, 2003, 189(2) : 351-370.
- [19] PARK J, KWON K, CHOI H. Numerical solutions of flow past a circular cylinder at Reynolds numbers up to 160 [J]. *KSME International Journal*, 1998, 12(6) : 1200-1205.
- [20] WIESELSBERGER C. New data on the laws of fluid resistance [J]. *Physikalische Zeitschrift*, 1921, 22 : 321-328.
- [21] RELF E F. An electrical method for tracing stream lines in the two-dimensional motion of a perfect fluid [J]. *Philosophical Magazine*, 1924, 29(285) : 535-539.
- [22] JANE W Z. Two dimensional mechanism for insect hovering [J]. *Physical Review Letters*, 2000, 85(10) : 2216-2219.

作者简介:

刘佳佳 女, 硕士研究生。主要研究方向: 非定常气体动力学。

潘天宇 男, 博士。主要研究方向: 流动稳定性。

Numerical study on intermittent flapping flight performance of dragonfly during climbing

LIU Jiajia, ZHENG Mengzong, PAN Tianyu*, LI Qiushi

(School of Energy and Power Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Aerodynamic force generation in a dragonfly intermittent flapping flight with modeled wings was studied using the method of numerical simulation. The computational results show that the average lift coefficient and average thrust coefficient of the modeled wing decrease with the increase of the intermittent proportion at the Reynolds number of 157. They descend faster in the frontal part, while gently in the middle part, and decrease to zero in the latter part. The average thrust coefficient is affected greater than the average lift coefficient. When the continuous flight turns into intermittent flight, the thrust coefficient during the early phase and stable phase of short gliding is significantly weakened with totally 42.7%; For the lift coefficient, it is mainly weakened during the stable phase of short gliding, accounting for 41.4%, but the early phase of short gliding has a contribution of 8% to the increase of average lift coefficient. Intermittent flapping flight is possible to improve the lift-thrust ratio in dragonfly flight. When the the proportion of gliding time to intermittent flight cycle is 0.3, the average lift-thrust ratio is close to 1.

Keywords: dragonfly; intermittent flapping; asynchronous flapping; thrust coefficient; lift coefficient

Received: 2016-09-29; **Accepted:** 2016-12-16; **Published online:** 2016-12-20 14:39

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161220.1439.002.html

Foundation item: Innovation and Practice Fund for Graduate Student of Beihang University (YCSJ-01-2016-06)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0773



基于4+2轴机床的叶轮加工技术

石一琨, 朱燊, 陈志同*

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 为扩展4轴机床的加工能力,使4轴机床具有使用鼓形刀具加工叶轮类零件的能力,将4轴机床扩展至4+2轴机床。从机构学角度对4+2轴机床进行运动学分析,证明了4+2轴加工方法的刀具姿态具有一个可优化的角度。根据机床运动链模型,推导了机床半联动轴参数与刀具姿态角度、联动轴运动参数之间的运动变换关系,得到了求解切触点处刀位信息的方法。根据对复杂曲面的几何分析、刀具干涉和机床运动范围,给出了一种4+2轴加工叶片的2个半联动轴参数选择方法。推导了4+2轴加工方法的刀轨生成算法。通过4+2轴叶轮加工实验,验证了4+2轴加工方法的可行性。实验结果表明,4+2轴加工方法生成的刀轨可用,使用4+2轴加工方法加工叶轮叶片的方案是可行的,具有生产应用价值。

关键词: 4+2轴机床; 半联动轴; 刀轴矢量; 可达锥面; 刀轨生成; 叶轮加工

中图分类号: V232.3; TP319

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2127-08

目前复杂曲面类零件的数控加工可在3轴、4轴、5轴机床上进行^[1-4],3、4轴机床加工成本低、刚性好,但通常无法使用复杂母线刀具进行高效加工,效率和加工质量相对较低,在实际加工过程中,可能需要多次装夹。相比3、4轴机床,5轴机床柔性好,控制更加灵活,可使用鼓形刀^[5]、环面刀^[6-7]等高效加工工具,加工质量和效率有明显的提升,但加工成本和控制难度大大增加。事实上,并非所有复杂曲面类零件的加工都必须在5轴联动数控机床上进行,如果采取适当方法调整主轴或转台姿态,可以充分发挥3、4轴机床的加工能力。

为结合3、5轴机床经济、技术优势,韩国Suh等提出了3+2轴的加工方式^[8-9]。该加工方式采用3个线性联动轴和2个旋转半联动轴组成运动机构,2个半联动轴在加工中不参与运动。在加工前将主轴姿态或工件姿态调整到合适位置,并

锁死2个旋转半联动轴,然后使用3个线性轴联动加工零件表面。此方法由于存在可旋转的半联动轴,在保持3轴加工的高刚性优势的同时,可根据加工需要调整刀轴方向^[10-11]。

然而由于刀轴与工件之间的干涉,3+2轴机床无法高效加工叶轮等回转类零件。为了加工这类零件,在4轴机床上通常只能采用球头刀进行精加工,或使用玉米铣刀进行开粗。相比5轴机床可使用高效加工刀具精加工叶轮,4轴机床的加工效率较低。现在国内叶轮制造厂拥有大量4轴机床,为了高效地使用4轴机床加工这类零件,扩展4轴机床的加工能力,将2个半联动轴分配给4轴联动机床,组成4+2轴机床。相比3+2轴机床,该机床多一个旋转联动轴,更适合整体叶轮等回转零件的加工;在优化刀轴姿态时增加了1个可优化参数,可使用高性能刀具加工,如圆环面刀、鼓形刀等;通过半联动轴改变主轴方向或

收稿日期: 2016-10-06; 录用日期: 2016-12-09; 网络出版时间: 2017-01-05 11:38

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170105.1138.004.html

基金项目: 国家科技重大专项(2013ZX04011031)

* 通讯作者: E-mail: ztchen@buaa.edu.cn

引用格式: 石一琨, 朱燊, 陈志同. 基于4+2轴机床的叶轮加工技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2127-2134.

SHI Y K, ZHU Y, CHEN Z T. Impeller machining technology based on 4+2-axis machine tool[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2127-2134 (in Chinese).

零件安装姿态,增大了叶轮在加工时的刀矢可行域,减少了刀杆伸出的长度,为解决刀具干涉和提高加工效率、质量提供了基础;经济性上,4轴联动机床成本相比5轴联动机床大大降低^[12]。所以4+2轴机床可以兼得4轴和5轴机床的经济和技术优势。

4+2轴机床的2个半联动轴可以以多种形式分配到4轴联动机床上:①两半联动轴同时分配到刀具主轴上,例如将万向头安装在主轴上,在调整好主轴姿态后,锁死主轴方向,实现4+2轴加工;②两半联动轴同时分配在转台上,例如在旋转联动轴上安装角度分度转台,将旋转联动轴固定在空间某方向后,实现4+2轴加工;③2个半联动轴分别安装在主轴和转台上。

本文以第1种4+2轴机床结构作为研究对象,研究4+2轴叶轮加工的相关问题。首先从机构学角度建立机床运动模型,得到机床运动链和运动变化关系,推导出机床运动的求解公式。并在此基础上,研究半联动轴参数对于刀轴姿态的影响,给出半联动轴参数的优选方法。然后根据切触点轨迹,干涉约束条件优化刀轴姿态^[13],最终生成4+2轴加工刀轨。通过对某一叶轮的仿真与加工,验证本文提出的基于4+2轴机床的叶轮加工方法及相应算法。

1 4+2轴机床机构运动学建模

为研究4+2轴加工过程中,半联动轴、联动轴运动参数和刀具姿态参数之间的运动变换关系,以及为选择半联动轴、优化刀轴矢量与生成刀具轨迹提供理论模型,需构建机床的运动学模型,即建立机床各运动部件对应的坐标系及其组成的运动链。根据模型求得半联动轴参数与刀具姿态的关系,并推导机床4个联动轴的运动参数求解公式。

1.1 机床运动链建模

本文在XYZ+A式4轴机床模型的基础上,配合带B、C两旋转轴的万向铣头^[14]实现4+2轴加工,如图1所示。机床运动链由刀具、半联动B轴、半联动C轴、Z轴、床身、XY平动工作台、A轴回转工作台和工件组成。

为描述机床各轴之间运动,建立图2所示机床坐标各部件的坐标系。其中 $O_M X_M Y_M Z_M$ 为机床坐标系(MCS); $O_W X_W Y_W Z_W$ 为与工件固连的工件坐标系(WCS); $O_T X_T Y_T Z_T$ 为与刀具固连的刀具坐标系(TCS),原点 O_T 在万向铣头B、C轴交点处。初始时,工件坐标系(WCS)、刀具坐标系

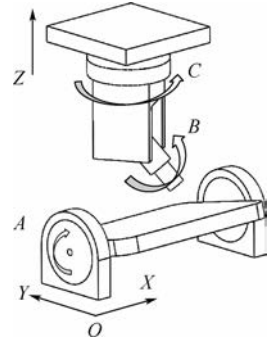


图1 4+2轴机床模型

Fig. 1 4+2-axis machine tool model

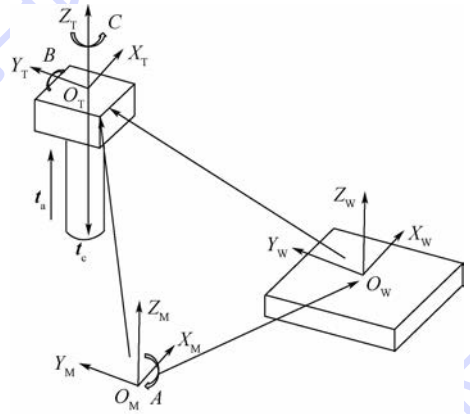


图2 4+2轴机床坐标系

Fig. 2 Coordinate systems of 4+2-axis machine tool

(TCS)与机床坐标系(MCS)的对应轴相互平行。假设刀具摆长为 l ,则在刀具坐标系(TCS)下,刀心点的位置矢量 t_c 和刀轴的方向矢量 t_a 分别为 $[0 \ 0 \ -l]^T$ 、 $[0 \ 0 \ 1]^T$ 。

1.2 机床运动求解

通过坐标变换关系,将不同坐标系下描述的刀轴矢量、刀心坐标变换到同一坐标系下,以确定各运动构件的相对运动。本文通过建立“刀具坐标系(TCS)—机床坐标系(MCS)—工件坐标系(WCS)”和“局部坐标系(LCS)—工件坐标系(WCS)”的坐标变换关系,将刀轴矢量和刀心坐标转换到工件坐标系(WCS)内进行比较,从而在工件坐标系(WCS)下建立机床运动坐标与刀具姿态参数的方程。

1.2.1 TCS到WCS的坐标变换关系

从刀具坐标系(TCS)经机床坐标系(MCS)到工件坐标系(WCS),刀具先通过B、C轴固定方向,再沿Z、Y、X轴做平移运动,最后绕A轴进行旋转运动。对应的运动变换矩阵为 $T_W^T = R(A) \cdot T(X)T(Y)T(Z)R(C)R(B)$, T_W^T 的上下角标对应变换前后的坐标系, $R(A)$ 、 $R(B)$ 、 $R(C)$ 、 $T(X)$ 、 $T(Y)$ 、 $T(Z)$ 对应绕A、B、C轴的旋转变换

矩阵和沿 X, Y, Z 轴的平移变换矩阵。由式(1)、式(2)求得工件坐标系(WCS)下,机床坐标表示的 t_a 和 t_c 表达式为

$$t_a = T_W^T \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin b \cos c \\ \sin b \sin c \cos a - \sin a \cos b \\ \sin a \sin b \sin c + \cos a \cos b \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$t_c = T_W^T \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -l \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \\ 0 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} x - l \sin b \cos c - x_0 \\ (y - l \sin b \cos c) \cos a - (z - l \cos b) \sin a - y_0 \\ (y - l \sin b \cos c) \sin a + (z - l \cos b) \cos a - z_0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: a, b, c 对应 A, B, C 轴旋转坐标; x, y, z 对应 X, Y, Z 轴移动坐标; $[x_0 \ y_0 \ z_0]$ 为工件坐标系原点在机床坐标系中的位置。

1.2.2 LCS 到 WCS 的坐标变换关系

在切触点 P_{cc} 上建立图3所示局部坐标系(LCS, 进给坐标系)。

设 e_1, e_2, e_3 为局部坐标系(LCS)坐标轴的单位方向向量, e_1, e_2, e_3 分别平行于切触点 P_{cc} 的进给方向 f 、法矢方向 n 和 $n \times f$ 。在局部坐标系(LCS)中,满足相应切触条件的刀具姿态由前倾角 λ 和侧偏角 θ 来表示。局部坐标系(LCS)下刀轴矢量 t_a 由式(3)求得

$$t_a = R(\theta, e_3) R(\lambda, e_2) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \lambda \cos \theta \\ \sin \lambda \sin \theta \\ \cos \lambda \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

局部坐标系(LCS)下刀心矢径 r_c 由刀具与曲面的切触位置和姿态决定。

为了在工件坐标系(WCS)表达满足切触条件的刀心矢径 t_c 和刀轴矢量 t_a , 建立“局部坐

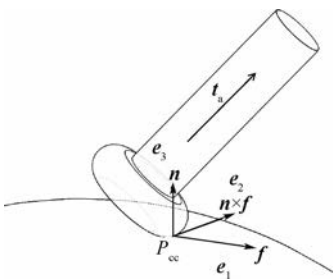


图3 局部坐标系

Fig. 3 Local coordinate system

标系(LCS)—工件坐标系(WCS)”的坐标变换关系。设在工件坐标系(WCS)内,局部坐标系(LCS)的坐标轴方向向量 $e_1 = [i_x \ j_x \ k_x]^T, e_2 = [i_y \ j_y \ k_y]^T, e_3 = [i_z \ j_z \ k_z]^T$ 。根据空间解析几何,从局部坐标系(LCS)到工件坐标系(WCS)的坐标变换矩阵为

$$T_W^L = \begin{bmatrix} i_x & i_y & i_z & 0 \\ j_x & j_y & j_z & 0 \\ k_x & k_y & k_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

T_W^L 的上下角标对应变换前后的坐标系。故得到在工件坐标系(WCS)中,由刀具姿态参数表示的刀轴矢量 t_a 和刀心矢径 t_c 的表达形式:

$$t_a = T_W^L \begin{bmatrix} \sin \lambda \cos \theta \\ \sin \lambda \sin \theta \\ \cos \lambda \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_x \sin \lambda \cos \theta + i_y \sin \lambda \sin \theta + i_z \cos \lambda \\ j_x \sin \lambda \cos \theta + j_y \sin \lambda \sin \theta + j_z \cos \lambda \\ k_x \sin \lambda \cos \theta + k_y \sin \lambda \sin \theta + k_z \cos \lambda \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$t_c = T_W^L r_c = [\alpha(\lambda, \theta) \ \beta(\lambda, \theta) \ \gamma(\lambda, \theta)]^T \quad (5)$$

式(5)中 T_W^L 和 r_c 对于确定的刀具轮廓、切触点和切触条件已知,为前倾角 λ 和侧偏角 θ 的函数,为方便描述,记

$$t_c = [\alpha(\lambda, \theta) \ \beta(\lambda, \theta) \ \gamma(\lambda, \theta)]^T$$

1.2.3 半联动轴与刀具姿态的关系

根据刀轴矢量 t_a 在工件坐标系(WCS)中的2种表达形式(式(1)和式(4)),求解机床运动轴参数与刀具姿态角之间的运动关系。联立式(1)和(4)的第1分量,得到 $\sin b \cos c = (i_x \cos \theta + i_y \sin \theta) \sin \lambda + i_z \cos \lambda$, 求解可得

$$\lambda = \begin{cases} \arccos \frac{1}{\sqrt{m^2 + n^2}} + \arccos \frac{n}{\sqrt{m^2 + n^2}} & \sin b \cos c \neq 0 \\ \arctan -\frac{i_z}{i_x \cos \theta + i_y \sin \theta} & \sin b \cos c = 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{式中: } m = \frac{i_x \cos \theta + i_y \sin \theta}{\sin b \cos c}; n = \frac{i_z}{\sin b \cos c}。$$

式(6)得到两半联动轴的运动参数(b, c)和刀具姿态参数(前倾角 λ 、侧偏角 θ)的函数关系,即已知 B, C 和侧偏角 θ , 可求解前倾角 $\lambda, \lambda = f(b, c, \theta)$ 。故得到结论,4+2轴加工在设定好半

联动轴参数后(b, c),可以对侧偏角 θ 进行优化。

1.2.4 联动轴运动参数求解

根据已知的刀具姿态(刀心矢径 t_c 、刀轴矢量 t_a)和半联动轴参数(b, c),求解机床的4个联动轴运动参数(a, x, y, z)。联立式(1)和式(4)的第2、第3分量推导出式(7)。式(7)在已知半联动轴参数和刀轴姿态的情况下,可求解切触点处机床A轴的运动参数。

$$a = \arccos \frac{p \sin b \sin c + q \cos b}{\sin^2 b \sin^2 c + \cos^2 b} \quad (7)$$

式中: $p = j_x \sin \lambda \cos \theta + j_y \sin \lambda \sin \theta + j_z \cos \lambda$; $q = k_x \sin \lambda \cos \theta + k_y \sin \lambda \sin \theta + k_z \cos \lambda$ 。联立式(2)和式(5)推导出式(8)。式(8)用于求解机床平移轴(X, Y, Z)的运动参数

$$\begin{cases} x = l \sin b \cos c + x_0 + \alpha(\lambda, \theta) \\ y = l \sin b \sin c + (y_0 + \beta(\lambda, \theta)) \cos a + (z_0 + \gamma(\lambda, \theta)) \sin a \\ z = l \cos b + (z_0 + \gamma(\lambda, \theta)) \cos a - (y_0 + \alpha(\lambda, \theta)) \sin a \end{cases} \quad (8)$$

至此,由式(6)~式(8)得出在选定半联动轴参数和给定优化切触条件的情况下,任意切触点对应的机床运动坐标求解方法。

2 半联动轴参数选择

2.1 刀轴矢量的可达锥面

刀轴矢量的可达方向是指初始主轴经机床旋转运动变换后可以达到的刀轴方向。

在机床坐标系(MCS)下,4+2轴机床的Z轴方向固定不变,如图1所示。由于加工时旋转联动轴(A轴)的运动,使得在工件坐标系(WCS)下,刀轴矢量可以到达以A轴为轴线的锥面上的任意母线方向,即刀轴矢量的可达方向,该锥面称为刀轴矢量的可达锥面。设半联动轴(B、C)参数分别为 b, c ,求出可达锥面的半锥角 Ψ 与 b, c 关系为

$$\cos \Psi = \sin b \cos c \quad (9)$$

由式(9)可知,一组 b, c 对应一个可达锥面。对于一个确定的可达锥面,所有满足式(9)的 b, c 皆可使刀轴矢量平行于该可达锥面。图4所示为一组 b, c 对应的可达锥面,设锥面半锥角为 Ψ ,刀具可达方向为 (I, J, K) ,则各参数间满足式(10)。

$$\begin{cases} I = \sin b \cos c = \cos \Psi \\ J^2 + K^2 = 1 - \sin^2 b \cos^2 c = 1 - \cos^2 \Psi \end{cases} \quad (10)$$

2.2 求解半联动轴参数

为避免干涉并减少机床各轴的运动,需对两个半联动轴的姿态进行优化。尤其对整体叶轮来

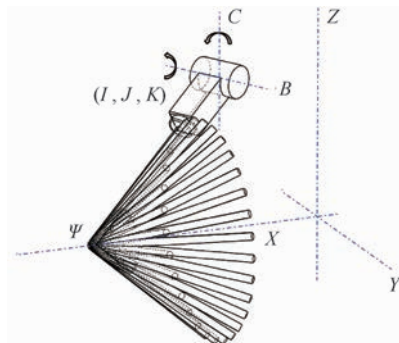


图4 刀轴矢量的可达锥面

Fig. 4 An accessible cone of tool axis vector

说,其扭曲度大、叶展长,叶片间的通道深而窄、开敞性很差,刀杆与相邻或待加工叶片间易发生干涉,更应选择合适的主轴方向。

2.2.1 刀具可达锥面的选择

本文采用鼓形刀侧铣加工叶轮叶片。设切触点 $P_m (m=1, 2, \dots, n)$ 的最小主曲率方向为 $t_m = [i_m \ j_m \ k_m]^T$,因为最小主曲率方向反映了曲面切触点附近的局部特性。对于切触点 P_m ,沿此方向曲率最小,使用鼓形刀侧铣加工时,易避免局部干涉的发生。本文初步选取此方向作为半联动轴参数的几何依据。将 t_m 代入式(10)求解对应的 Ψ_m ,由式(10)知,只要刀轴矢量的可达锥面的半锥角为 Ψ_m ,即可满足目标刀轴方向 t_m 。图5为主轴方向 t 绕机床A轴旋转 Δa 后与目标刀轴矢量 $(i \ j \ k)$ 重合的重合过程。

由于一组半联动轴参数(b, c)对应唯一刀轴矢量的可达锥面,不能与所有切触点的理想刀轴方向平行,故根据通过 t_m ,应用最小二乘法初选可达锥面的半锥角 ψ ,使 ψ 靠近所有点的 Ψ_m :

$$\begin{cases} f_m(\psi) = \Psi_m - \psi \\ \min S(\psi) = \sum_{m=1}^n f_m^2(\psi) \end{cases} \quad (11)$$

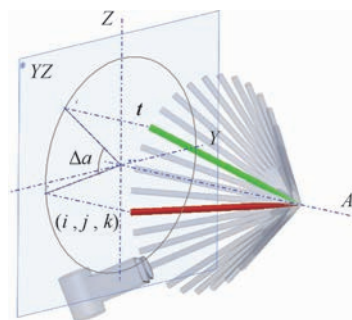


图5 锥面上的任意主轴方向经A轴运动皆可目标刀轴方向重合

Fig. 5 Every tool axis direction in a cone coinciding with target tool axis direction by rotating around A axis

2.2.2 半联动轴参数初选

由可达锥面的性质(见图 5)可知:同一个的可达锥面,选取 A 轴相差转角为 $\Delta\alpha$ 的两条母线分别作为主轴固定方向,对于同一模型的同一个切触点的相同刀轴矢量方向,为达到目标刀轴方向, A 轴旋转运动将会相差相同转角 $\Delta\alpha$ 。若分别以两主轴方向生成各自的加工刀轨, A 轴旋转坐标将会整体相差 A 轴转角 $\Delta\alpha$ 。实际加工过程中,由于夹具、工件等干涉体,机床 A 轴实际行程无法达到 360° ,且万向铣头的行程范围(B 轴 $\pm 90^\circ$, C 轴 $0^\circ \sim 360^\circ$,最小分度 1°)进一步限制了 A 轴的实际行程范围。

为使最终生成的刀轨能满足 A 轴实际行程范围,设切触点 $P_m (m = 1, 2, \dots, n)$ 的最小主曲率方向为 $t_m = [i_m \ j_m \ k_m]^T$,在 2.2.1 节中求解的可达锥面的半锥角为 ψ 。将 t_m 投影到 YOZ 平面上,如图 5 所示,计算使得 $\Delta\alpha = \max_{1 \leq s, t \leq n} (\angle p_s, p_t)$, $s, t \in \mathbf{Z}$, 成立的 p_s, p_t 。根据 p_s, p_t 求平均,得向量 p_{st} 。若 $\Delta\alpha > 180^\circ$,将 p_{st} 反向;若 $\Delta\alpha \leq 180^\circ$, p_{st} 不变。以此时 p_{st} 作为实际主轴方向在 YOZ 平面的投影,设 $p_{st} = [0 \ J \ K]^T$ 。由式(10)求得,机床坐标系(MCS)下的实际主轴方向为 $[\cos \psi \ J \ K]^T$ 。该主轴方向可以使得最大 A 轴运动距离最小。

然后由式(9)和几何关系,求解半联动轴参数(b, c):

$$\begin{cases} b = \arccos K \\ c = \arccos(\cos \psi / \sin b) \end{cases} \quad b \neq 0 \quad (12)$$

$b = 0$ 时,4+2 轴加工等同于 4 轴加工的情况。

至此,由式(11)和式(12)求得 4+2 轴加工叶轮的初选半联动轴参数。

2.2.3 半联动轴参数优选及加工刀轨生成

在生成刀轨的过程中,对初选的半联动轴参数(b, c)进行干涉检查,并光顺 A 轴运动。流程(如图 6 所示)如下:

- 1) 将初选 b, c 代入式(9)反解半锥角 ψ ,得到刀轴矢量的可达锥面。
- 2) 判断对于所有切触点 $P_m (m = 1, 2, \dots, n)$ 的可达方向上是否存在不干涉方向。若 $\exists P_m$ 的所有刀轴可达方向均干涉,转到步骤 3)。若对于 $\forall P_m$ 均存在不干涉方向,则转到步骤 4)。
- 3) 在给定的 B、C 轴搜索范围内,以初选半锥角 ψ 为中心搜索使所有 P_m 均存在不干涉方向的半锥角 ψ ,并重新计算 b, c 。若 b, c 未超出范

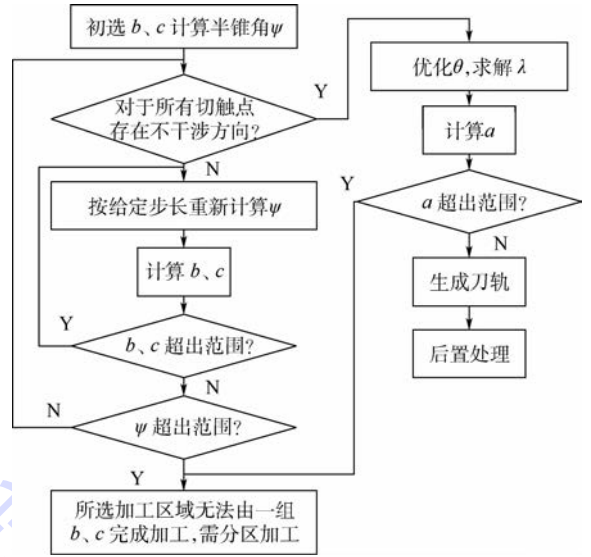


图 6 刀轨生成算法流程图

Fig. 6 Flowchart of tool path generation algorithm

围,则重复步骤 1)、2),直到步骤 2)判断成功;若超出,则算法结束,返回该曲面无法只使用一组半联动轴参数(b, c)完成加工,需分区加工。

4) 遵循切触条件及行宽最大化原则^[15-17],优化 θ 。并根据式(7)计算 A 轴运动角度范围,根据机床碰撞判断其是否超出 A 轴实际运动范围。若未超出,则转步骤 5);若超出,则算法结束,返回该加工曲面无法使用 4+2 轴一次成型加工,需多次分区加工。

5) 生成刀轨,得到半联动轴参数。根据式(8),完成机床运动坐标的计算。

6) 根据实际加工摆长,对 4+2 轴刀轨进行后置处理,完成实际加工。

3 实验验证与分析

本文提出的 4+2 轴加工方法已经在 UG 二次开发模块^[18]下进行了较完善的开发。本节通过试算、加工某一叶轮叶片来验证本文算法的可行性。

实验叶轮半径 98 mm,叶片长 45 mm,叶片个数 10 片,流道间最小宽度 20 mm,最大宽度 28 mm,如图 7 所示。使用半对称鼓形刀生成刀轨,半对称鼓形刀的鼓型半径 50 mm,圆心偏离轴线 44.5 mm,距端面 17.0 mm,刃长 10 mm,刀杆直径 10 mm,如图 8 所示。

设置叶盆、叶背每行各离散 80 个采样点,残留高度 0.02 mm,以等参数的方式进行刀轨规划。算法求得半联动轴 B、C 角度分别为 -20° 和 57° ,刀轨行数共 17 行。其中叶背加工刀轨的刀轴矢量端点的空间分布如图 9 所示,从图中可看出所

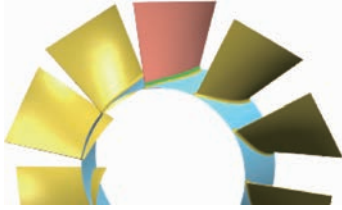


图7 叶轮模型

Fig. 7 Impeller model

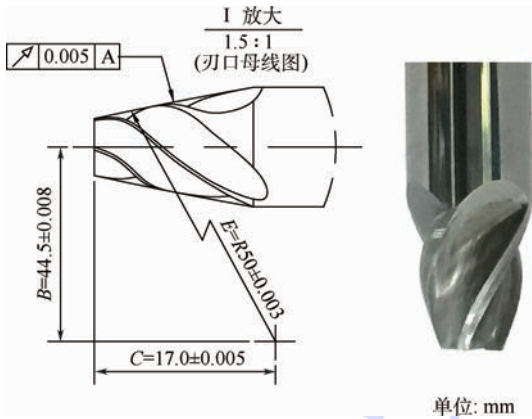


图8 半对称鼓形刀刃口母线尺寸

Fig. 8 Generatrix dimensions of semi-symmetric drum-like cutting edge

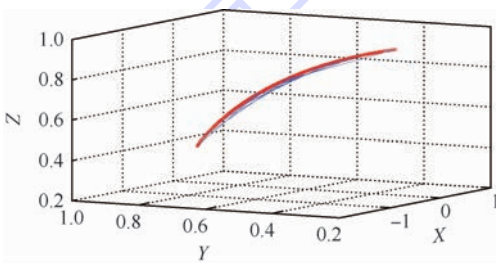


图9 叶背刀轴矢量端点分布

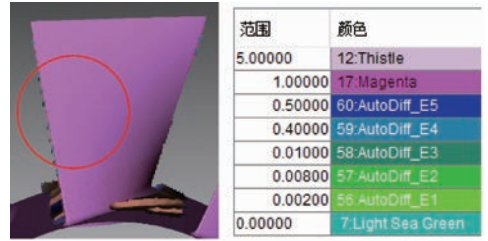
Fig. 9 Distribution of tool axis vector endpoints on suction surface

有的刀轴矢量端点落在与 X 轴垂直的平面上,该矢量范围证明了所有的刀轴矢量皆在同一个锥面上。

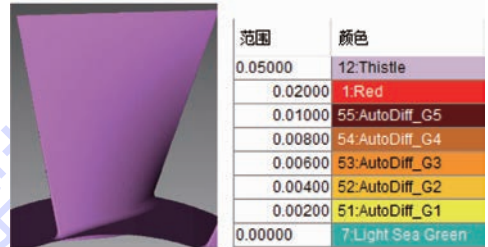
使用 VERICUT 软件进行仿真验证,图 10 为使用 VERICUT 软件的仿真结果。仿真后发现无过切现象、无干涉发生,欠切量全部在公差范围以内,图 11 为局部欠切仿真放大视图。

实际加工实验中,将万向铣头安装在 4 轴机床上,测得实际刀具摆长,将万向铣头按计算出的 B 、 C 参数进行调整,最后用 4+2 轴后置处理算法对刀轨进行后置处理。叶轮的 actual 加工过程和结果照片如图 12 所示。仿真和加工结果说明,4+2 轴加工刀轨正确、可用,使用 4+2 轴加工方法加工叶轮叶片的方案是可行的。

目前本文的重点在于实现 4+2 轴加工方法,



(a) 欠切



(b) 过切

图10 VERICUT 切削仿真结果

Fig. 10 Cutting simulation result with VERICUT

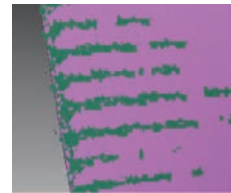


图11 欠切仿真局部放大视图

Fig. 11 Partial enlarged view of undercut simulation

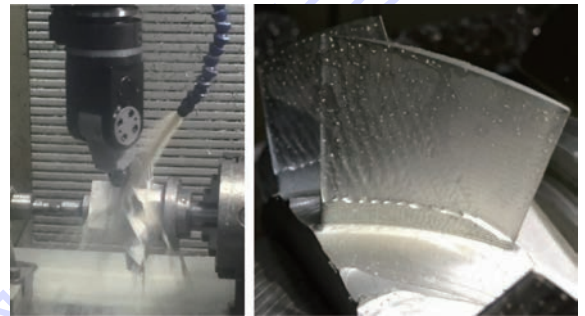


图12 加工过程和实验结果

Fig. 12 Machining process and experimental results

论证其可行性。在未来的研究中,须对 4+2 轴加工中的 A 轴光顺问题和分区加工问题进行优化和研究。通过可行域分析的方法可对 A 轴运动进行光顺处理。通过优化加工参数和刀轨生成策略,未来零件的加工质量和效率可以有更好的提升。

4 结论

1) 提出一种新的多轴数控加工方法。该方法通过在 4 轴机床的基础上添加 2 个半联动轴实现,并根据实际机床模型构建了机床的理论结构,

并分析了其运动模型,推导出了机床运动求解公式。

2) 提出2个半联动轴姿态的确定方法,并使用4+2轴加工方法对某叶轮进行加工。仿真及实际加工结果表明,由4+2轴加工方法生成的刀轨正确可用,使用4+2轴加工方法加工叶轮叶片的方案是可行的。

3) 本文的刀轴矢量有一定的局限性,未来可求每一个切触点处的刀轴矢量可行域,并根据可行域进行半联动轴参数的优化寻找。另外对于4+2轴加工的刀轨光滑、4+2轴分区加工方法、4+2轴加工叶轮工艺参数优化等问题,尚有待进一步的研究。

参考文献 (References)

- [1] 宋春华. 数控技术的现状及发展趋势[J]. 装备制造技术, 2011(3):114-117.
SONG C H. Status and developing trend of NC technology[J]. Equipment Manufacturing Technology, 2011(3):114-117 (in Chinese).
- [2] 程奎. 四轴数控机床运动分析及加工应用研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2010.
CHENG K. Motion analysis and processing application research of four-axis numerical control machine tool[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2010 (in Chinese).
- [3] 曾志迎. 复杂曲面的五坐标数控加工关键技术研究[D]. 太原: 太原科技大学, 2012.
ZENG Z Y. The key research on five-axis NC machining technology of complex curved surface[D]. Taiyuan: Taiyuan University of Science & Technology, 2012 (in Chinese).
- [4] 王晶, 张定华, 罗明, 等. 复杂曲面零件五轴加工刀轴整体优化方法[J]. 航空学报, 2013, 34(6):1452-1462.
WANG J, ZHANG D H, LUO M, et al. A global tool orientation optimization method for five-axis CNC machining of sculptured surfaces[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(6):1452-1462 (in Chinese).
- [5] 修春松, 安鲁陵, 戚家亮. 整体叶轮鼓形刀五坐标数控加工刀位轨迹生成[J]. 机械制造与自动化, 2011, 40(4):165-168.
XIU C S, AN L L, QI J L. Tool path strategy for integrated impeller using barrel cutter in 5-axis NC system[J]. Machine Building & Automation, 2011, 40(4):165-168 (in Chinese).
- [6] 金曼, 张俐, 陈志同. 圆环面刀具五坐标加工端点误差控制刀位优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(9):1125-1128.
JIN M, ZHANG L, CHEN Z T. End-points error controlling method for torus tool position optimization in five-axis NC machining[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(9):1125-1128 (in Chinese).
- [7] 石巍, 宁涛, 陈志同. 环面工具加工叶根过渡曲面的刀位可行域[J]. 航空学报, 2014, 35(12):3470-3479.
SHI W, NING T, CHEN Z T. Research on feasible area of torus tool position in machining of blade root area and its application[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(12):3470-3479 (in Chinese).
- [8] SUH H S, LEE J. Five-axis part machining with three-axis CNC machine and indexing table[J]. Journal of Manufacturing Science and Engineering, 1998, 120(1):120-128.
- [9] SUH S H, LEE J J, KIM S K. Multiaxis machining with additional-axis NC system: Theory and development[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 1998, 14(12):865-875.
- [10] 朱燊, 宁涛, 陈志同. 圆柱坐标数控机床加工整体叶轮的的运动学分析[J]. 航空学报, 2014, 35(8):2364-2374.
ZHU Y, NING T, CHEN Z T. Kinematic analysis of cylindrical coordinate CNC machine in integral impeller machining[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(8):2364-2374 (in Chinese).
- [11] 韩飞燕, 张定华, 吴宝海, 等. 高缠绕叶轮流道4+1轴高效分段开槽方法[J]. 航空学报, 2015, 36(5):1684-1694.
HAN F Y, ZHANG D H, WU B H, et al. High-efficiency section-by-section method for 4+1-axis NC machining of high-wrap impeller channel[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(5):1684-1694 (in Chinese).
- [12] 吴宝海, 王尚锦. 自由曲面叶轮的四坐标数控加工研究[J]. 航空学报, 2007, 28(4):993-998.
WU B H, WANG S J. Research on 4-axis numerical control machining of free form surface impellers[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2007, 28(4):993-998 (in Chinese).
- [13] ZHU Y, CHEN Z T, NING T, et al. Tool orientation optimization for 3+2-axis CNC machining of sculptured surface[J]. Computer-Aided Design, 2016, 77(C):60-72.
- [14] 陈东祥, 肖延萍, 沈兆光, 等. 万向转头机构的旋转定位算法[J]. 机械设计, 2004, 21(11):55-56.
CHEN D X, XIAO Y P, SHEN Z G, et al. Rotating positioning algorithm of universal head mechanism[J]. Machine Design, 2004, 21(11):55-56 (in Chinese).
- [15] 李正强, 陈志同, 肖俊. 鼓形刀宽行刀位优化纬线分割算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2007, 33(6):731-735.
LI Z Q, CHEN Z T, XIAO J. Latitude distribution algorithm of cutter position optimization on drum-like cutter for strip-maximization[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2007, 33(6):731-735 (in Chinese).
- [16] 孟凡军, 陈志同, 宁涛, 等. 基于纬线法的鼓形刀具刀位误差分布计算[J]. 航空学报, 2015, 36(12):4014-4024.
MENG F J, CHEN Z T, NING T, et al. Calculation of tool position error distribution of barrel cutter based on latitude approach[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(12):4014-4024 (in Chinese).
- [17] 陈果, 陈志同. 复杂母线鼓形刀具宽行侧铣加工算法[J]. 航空精密制造技术, 2010, 46(5):34-38.
CHEN G, CHEN Z T. Flank milling with complex generatrix barrel cutter[J]. Aviation Precision Manufacturing Technology, 2010, 46(5):34-38 (in Chinese).
- [18] 杨志强. 基于UG二次开发的数控加工刀具轨迹生成系统的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2007.
YANG Z Q. Tool-path programming research based on UG re-

velopment in NC machining[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2007 (in Chinese).

作者简介:

石一琨 男, 硕士研究生。主要研究方向: CAD/CAM 技术、数控加工编程技术。

朱燊 男, 博士研究生。主要研究方向: CAD/CAM 技术、数控加工编程技术。

陈志同 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 五坐标数控加工编程技术、数控加工过程参数优化。

Impeller machining technology based on 4 + 2-axis machine tool

SHI Yikun, ZHU Yu, CHEN Zhitong*

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The purpose of this study is to enhance the machine tool's processing capability by improving the machine tool from 4-axis to 4 + 2-axis, which endows the machine tool the ability to process impeller using the barrel cutter. We first analyzed the dynamic performance of the 4 + 2-axis machine tool with theory of mechanism, which demonstrates that the tool position has one optimizable parameter. Then, we derived the relationship among the half-linkage axis parameters, the tool position, and the linkage axis movement parameters, and obtained a method for solving the position at the cutter contact point. Based on the geometrical analysis of the complex surface, mechanical interference and the movement range of the machine tool, we provided a method to choose the parameters of two half-linkage axes when processing the impeller by using 4 + 2-axis, and deduced an algorithm for generating the tool path. We finally tested the tool path by experiments. The results show that the proposed 4 + 2-axis machining method for processing impeller blade is feasible and has promising production and application value.

Keywords: 4 + 2-axis machine tool; half-linkage axis; tool axis vector; accessible cone; tool path generation; impeller machining

Received: 2016-10-06; **Accepted:** 2016-12-09; **Published online:** 2017-01-05 11:38

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170105.1138.004.html

Foundation item: National Science and Technology Major Project (2013ZX04011031)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0823

基于小波变换的多方位角 SAR 图像融合方法

石泉¹, 李景文¹, 杨威^{1,*}, 曾虹程¹, 张豪杰²

(1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083; 2. 北京电子工程总体研究所, 北京 100854)



摘 要: 针对目标散射特性空变效应以及多方位角图像信息冗余的问题, 提出了一种基于小波变换和边缘检测的多方位角 SAR 图像融合方法。首先, 将图像进行小波变换, 完成低频信息和高频信息的分离, 实现图像的多分辨表征及序贯图像多方位角信息的融合; 然后, 利用改进的 Robinson 算子增强图像的轮廓特征; 最后, 融合实验和定量评估结果证明了本文所提融合方法的有效性。

关键词: 星载 SAR; 多方位角图像; 小波变换; 边缘检测; 图像融合

中图分类号: TN975

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2135-08

近年来, 随着量化应用及精细判读的需求, 高分辨率技术成为星载合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 技术发展的重要方向之一^[1-4], 德国、日本、以色列等国近年来都相继发射了多颗高分辨率 SAR 卫星。为获得高分辨率 SAR 图像, 需要增加方位角范围和发射信号带宽, 但由此而带来的目标散射特性变化对图像的影响也越来越明显。目标的雷达散射截面积 (Radar Cross Section, RCS) 是方位角和雷达工作频率相关的函数^[5-6]。在中低分辨率条件下, 由于方位角观测范围小、发射信号带宽窄, 可以认为目标散射特性为常数, 但在高分辨率条件下, 这种变化的影响不可忽略。

近年来, 国内外研究人员逐渐认识到通过增大方位角^[7-8], 并利用先进的信号处理技术能够显著提升 SAR 图像质量, 因此, 多方位角观测代表未来星载 SAR 技术发展的趋势之一。单方位角观测一次过境仅能获取单幅图像, 得到目标信息相对有限, 不利于目标的精细判读解译; 多方位角观测可获取多幅序贯图像, 利用序贯图像信息的冗余性和互补性, 不仅能降低图像斑点噪声, 还

可显著增强目标特征, 减少判图工作中目标的误判或遗漏。

1979年, Daily等^[9]首先将雷达图像与 Landsat-MSS 卫星图像的复合图像用于地质解释, 开创了遥感图像融合的先河。自此之后, 图像融合技术快速发展, 被广泛应用于可见光、红外、多光谱、SAR 图像处理中。图像融合技术充分利用待融合图像中所包含的冗余信息和互补信息, 对处理序贯图像非常有效。针对多方位角 SAR 图像融合, 文献[10-11]提出基于小波分解和贝叶斯分类的决策级融合方法, 通过主成分分析提取特征向量并分类, 以实现类别决策。文献[12]首先提取目标特征, 然后假设目标模型, 通过评估假设模型与目标特征的匹配程度衡量融合效果。上述决策级融合需要一定的先验知识, 相比更加精细的像素级融合方法, 对场景原始信息保留较少。文献[13]介绍了均值融合和加权融合方法, 这2种融合方法的优点是简单易行, 但融合效果有限, 得到的图像较为模糊, 难以体现多方位角观测融合图像的优势。文献[14]综合利用小波变换和方向模板加强方向信息, 但使用的方向模板不能覆

收稿日期: 2016-10-26; 录用日期: 2017-04-24; 网络出版时间: 2017-06-22 16:50

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170622.1650.001.html

基金项目: 装备预研基金 (A210301HK01043)

* 通讯作者: E-mail: yangweigigi@sina.com

引用格式: 石泉, 李景文, 杨威, 等. 基于小波变换的多方位角 SAR 图像融合方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2135-2142. SHI Q, LI J W, YANG W, et al. Multi-aspect SAR image fusion method based on wavelet transform[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2135-2142 (in Chinese).

盖所有边缘种类,难以解决多方位角观测目标散射特性的差异性问题的。

针对目标散射特性随方位角变化对图像融合效果的影响,本文提出了一种基于小波变换和边缘检测的图像融合方法。小波变换具有良好的时频特性^[15],可以有效分离图像的低频近似部分和高频细节部分,通过对低频和高频部分分别进行融合处理,建立新的多分辨表征,整合多方位角序贯图像中目标的多方位信息;同时利用边缘检测针对性地加强高频能量,增强目标与背景的对比度,并采用一定的融合方法提取和完善目标轮廓^[16-17]。文献[18]介绍了常用的6种边缘检测算子及优缺点,其中Prewitt算子及Robinson算子均考虑了8个方向的边缘种类,且能够有效地抑制噪声,边缘定位精度较高,而Robinson算子计算效率更高,因而本文提出的融合方法中采用Robinson算子进行边缘检测。之后为了兼顾融合效果和抑制噪声,使用改进的Robinson算子进行边缘增强。

本文首先分析多方位角观测图像的特性,并对多方位角图像进行预处理。在此基础上,提出了基于小波变换和边缘检测的多方位角SAR图像融合方法,利用小波变换完成低频信息和高频信息的分离,实现图像的多分辨表征及序贯图像多方位角信息的融合,并利用改进的Robinson算子增强图像的轮廓特征。最后利用TerraSAR-X真实图像展开实验,定量化的评估结果验证了本文方法可有效地完成图像的融合,有利于图像判读解译。

1 多方位角序贯图像特性分析及预处理

星载SAR系统的发射信号具有一定的带宽,且合成孔径时间内载荷具有一定的位移,在观测时间内,目标的散射特性随信号频率与空间角度变化。图1为多方位角观测系统示意图。

通过调整雷达的波束指向,可以获得目标在不同方位角的散射特性,即对目标进行多方位角观测得到序贯图像。与传统单方位角一次过境观测图像相比,多方位角观测SAR系统的主要优势在于:在观测各向同性目标时,可以获得比条带模式更大的多普勒带宽,从而具有更好的分辨率和信噪比;当目标在方位向存在多个散射中心时,多方位角观测可以获取目标非各向同性散射信息,反映目标的散射特征变化。

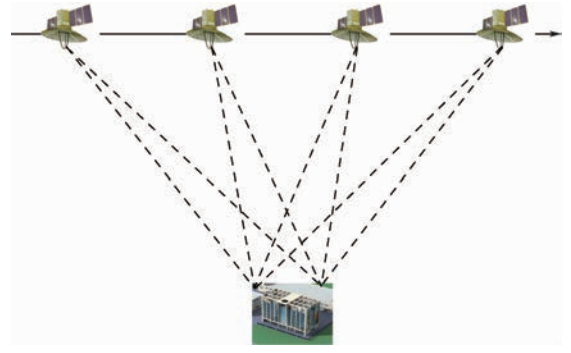


图1 多方位角观测示意图

Fig. 1 Schematic of multi-aspect observation

本文方法的核心是融合序贯图像中随方位角变化的信息。因此,为提高处理效率,需首先确认图像中随方位角散射特性变化显著的区域。多方位角星载SAR系统中,在不同观测条件下获取的关于同一目标的SAR图像可认为是相互独立的,则SAR图像间的几何距离定义为^[19]

$$d(a_{B_s}, a_{B_t}) = (2L - 1) \sum_k \log_2 \left(\frac{a_{B_s}(k)}{a_{B_t}(k)} + \frac{a_{B_t}(k)}{a_{B_s}(k)} \right) \quad (1)$$

式中: B_s 和 B_t 分别为2幅不同方位角观测得到的图像; L 为等效视数; $a_{B_s}(k)$ 和 $a_{B_t}(k)$ 为 k 处的像素值。

多方位角图像由于量化、作用距离等原因导致灰度分布特性存在差异,使图像融合失去意义。因此,在确认散射特性变化区域之前,先对配准后的多方位角序贯图像进行标准差和均值均衡,使均衡后的图像灰度值具有一致的标准值和方差,保证图像的亮度在同一等级。

$$I'_{i,j} = (I_{i,j} - \mu_j) \sigma_0 / \sigma_j + \mu_0 \quad (2)$$

调整后所有 N 幅图像的均值和标准差分别为

$$\mu_0 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \mu_j \quad (3)$$

$$\sigma_0 = \left(\sqrt{\prod_{j=1}^N \sigma_j} \right)^{\frac{1}{N}} \quad (4)$$

式中: $I_{i,j}$ 和 $I'_{i,j}$ 分别为第 j 幅图像第 i 个像素调整前和调整后的灰度值; μ_j 和 σ_j 分别为第 j 幅图像的像素均值和标准差。

为验证处理效果,以TerraSAR图像数据为例,图2给出了校正和配准后的一景图像及经过差异提取得到的差异程度,图2(b)中图例表示差异程度值的大小。

从图2(b)可知,红框选中区域为目标散射特性变化显著的区域。图3展示了6幅序贯图像中

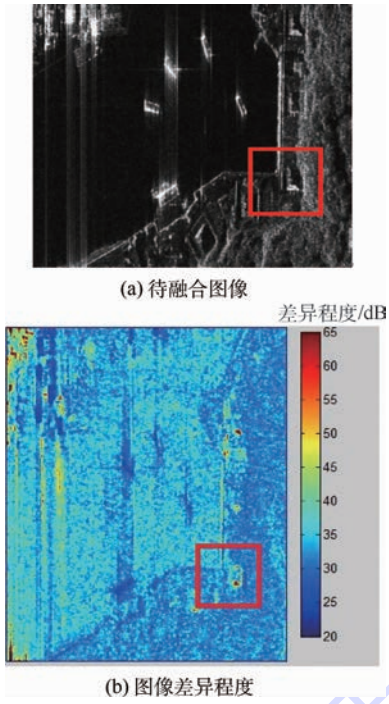


图 2 待融合图像及图像差异程度

Fig. 2 Image to be fused and degree of image discrepancy

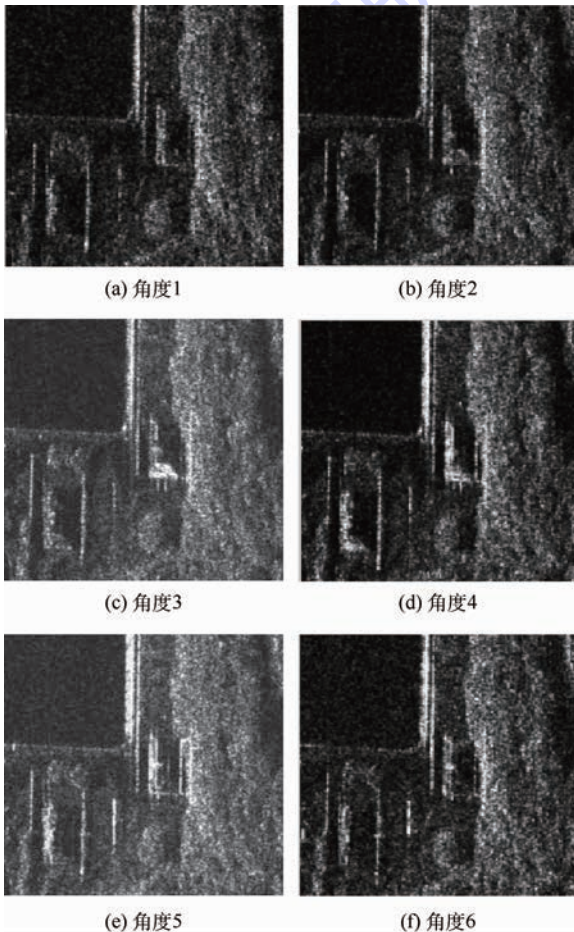


图 3 提取出的差异区域

Fig. 3 Extracted zone of difference

该区域对应的图像。可以看出,目标在多方位角序贯图像中的非各向同性特征表现较为明显。例

如,第 3 景图像目标下部散射单元呈现较强的散射特性,而第 5 景的同一目标左侧散射单元呈现较强的散射特性,完成这种差异性的融合可显著提高目标的轮廓特征。

为验证图像均衡的效果,图 4 给出了图像均衡后角度 3 和角度 5 图像的直方图,横坐标表示图像像素点的灰度值,范围为 0 ~ 255,纵坐标表示每个灰度值对应像素点个数。从结果可看出,均衡后的图像直方图分布基本相同,保证了后续图像融合的效果。

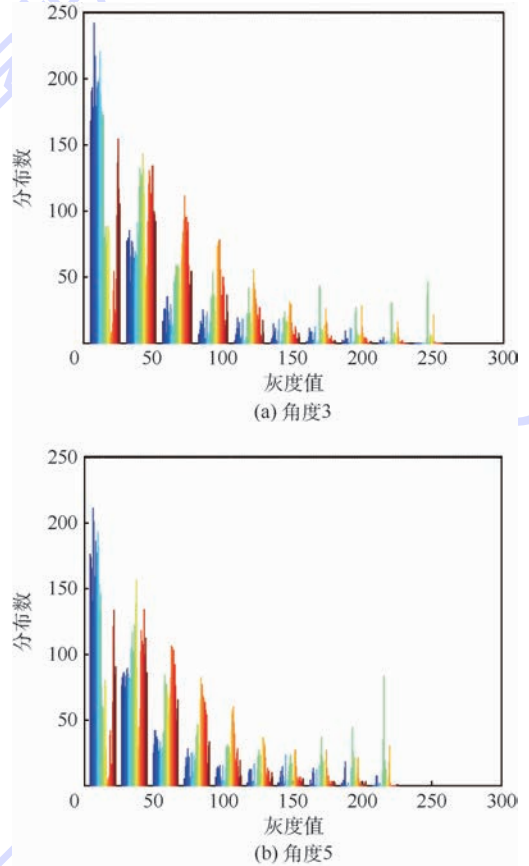


图 4 灰度分布直方图

Fig. 4 Gray level distribution histogram

2 多方位角 SAR 图像融合

目标的边缘及散射特征是目标识别的重要依据,小波变换的高低频分离、多尺度变换特点既能保留图像的低频近似部分,又能对图像高频部分进行边缘增强处理。因此,本文所提方法的基本思想是:对多方位角图像进行小波变换,按照特定的融合规则,建立新的多分辨表征,即融合后图像的小波域表示。同时,依据边缘融合规则判断出的边缘种类增强边缘信息,对复合的多分辨表征反变换,即可得到融合图像。图 5 给出了本文方法的流程示意图。

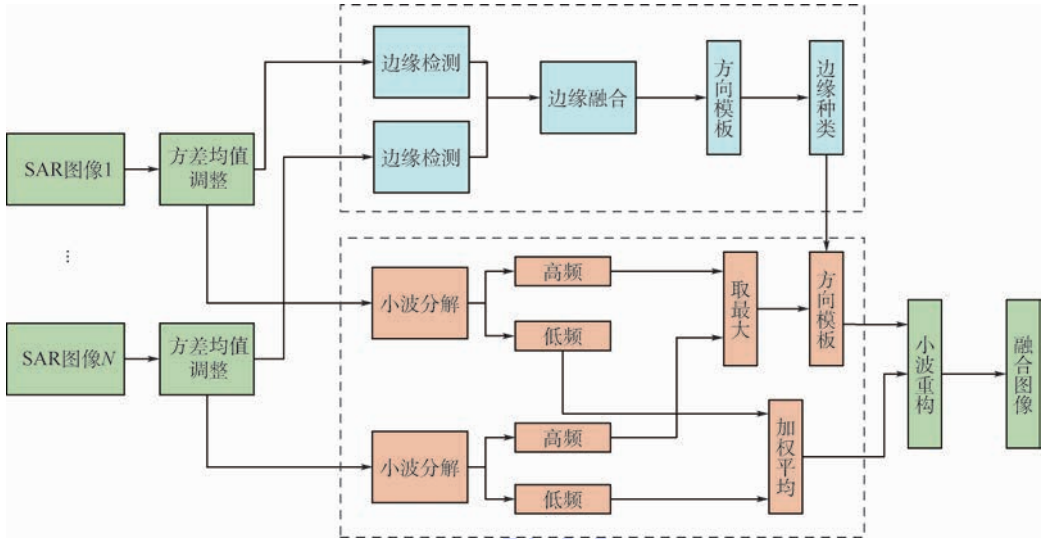


图5 融合流程示意图

Fig. 5 Flowchart of fusion method

2.1 图像的小波变换

小波变换基(小波函数)主要有 Haar 小波^[20]、Daubechies 小波系^[21]、Biorthogonal(biorNr. Nd)小波系^[22]、SymletsA(symN)小波系^[23]等,其中 Daubechies 小波系应用较多。Daubechies 小波系是由著名的小波分析学者 Daubechies 构造的小波函数,记作 dbN, N 为小波阶数。Daubechies 小波系支撑区为 $2N-1$, 小波函数 $\Psi(t)$ 的消失矩阶数为 N, 其特点是消失矩阶数随着阶数 N 的增大而增大, 此外 dbN 小波具有较好的正则性, 使得信号重构过程比较光滑^[21]。使用 Daubechies 小波系对同等分辨率 SAR 图像进行紧支集正交小波变换, 具体公式为

$$\begin{cases} C_k(i, j) = \sum_m \sum_n C_{k-1}(m, n) h(2m-i) h(2n-j) \\ d_k^H(i, j) = \sum_m \sum_n C_{k-1}(m, n) h(2m-i) g(2n-j) \\ d_k^V(i, j) = \sum_m \sum_n C_{k-1}(m, n) g(2m-i) h(2n-j) \\ d_k^D(i, j) = \sum_m \sum_n C_{k-1}(m, n) g(2m-i) g(2n-j) \end{cases} \quad (5)$$

式中: C_k 、 d_k^H 、 d_k^V 和 d_k^D 分别对应源图像在该分辨率下的低频近似分量、水平高频分量、垂直高频分量和对角高频分量, 3 个高频分量体现了源图像的边缘或区域边界, 为后续进行边界锐化提供有利条件; k 为分解级数; h 和 g 分别为尺度方程和小波方程的系数序列, 分别为低通滤波器和高通滤波器。

基于上述小波变换对信号分解的分析可知, 小波变换的高频部分对应图像中变化剧烈的边缘等特征, 人眼对于这些特征较为敏感, 而低频部分

反映图像整体灰度值分布概况。融合规则需要遵循既保留目标尽可能多的方向边缘信息和细节信息, 又保留图像整体轮廓的原则, 基于上述融合处理原则, 制定在小波域的融合规则如下^[13-14]:

1) 针对水平、垂直、对角 3 个方向高频部分, 为了保留目标尽可能多的方向边缘信息, 取对应方向的 6 个高频部分最大绝对值作为融合后图像的相应方向高频部分值, 即

$$\begin{cases} W_{i,p} = W_{i,J,p} \\ D_{i,J,p} = \max_{j=1}^N \{ |W_{i,j,p}| \} \end{cases} \quad p = 1, 2, 3 \quad (6)$$

式中: j 为源图像序号; p 为方向序号; $W_{i,p}$ 为 p 方向矩阵中第 i 个值; J 为高频矩阵最大值对应的图像序号。

2) 针对低频部分, 既要保留整体特征, 又要体现融合处理的原则, 按照均值加权处理, 即

$$\begin{cases} S_i = m_j S_{i,j} \\ m_j = \rho_j / \sum_{j=1}^N \rho_j \end{cases} \quad (7)$$

式中: S_i 为低频矩阵第 i 个像素值; ρ_j 为低频矩阵均值; m_j 为加权系数。

2.2 边缘检测加强方向信息

小波变换得到的 3 个高频矩阵具有方向性, 即 d_k^H 、 d_k^V 和 d_k^D 分别对应图像的水平高频分量、垂直高频分量以及对角高频分量, 这就为边缘检测和锐化处理提供了有利条件^[24]。经过上述对高频和低频部分进行融合处理后得到的矩阵视为融合图像的高频和低频矩阵, 为了增强图像中感兴趣的目标的高频信息, 本文对融合得到的高频矩阵进行边缘增强, 提升图像可读性。图 6 给出了图像边缘检测的流程。本文使用 Robinson 算子

进行边缘检测,Robinson 算子使用如图 7 及表 1 所示的 8 个方向模板顺次检测图像^[25],输出最大值由与被检测区域最为相似的模板决定。Robinson 算子不仅可以得到图像的边缘信息,同时给出了边缘的方向,有利于后续图像边缘增强操作及噪声的平滑。

利用 Robinson 算子对图 3 调整灰度值后的 6 幅待融合图像分别进行边缘检测。为了保留较多的边缘信息,按照某一像素处有 2 个或以上边界时,认定此像素为融合图像边界的原则。图 8 给出了角度 3 和角度 5 的边界提取结果及 6 幅图像的边界融合结果。可以看出,边界融合后图像的轮廓特征显著提升,有利于图像的判读及典

型目标的判定。

进一步对 Robinson 算子判断出的边界方向对应的高频矩阵进行锐化处理。锐化处理通过增强图像的高频分量增加图像锐度和边缘信息实现,其核心是锐化倍数的设置,太小效果不明显,太大则引入的噪声也随之增大。锐化处理时,既要突出目标的边界,又不能破坏图像整体的灰度分布规律,因此表 2 给出了改进的 Robinson 算子锐化矩阵及相应的锐化目标。实验表明,使用此锐化算子进行图像锐化,能兼顾增强高频信息和抑制低频区域的噪声。

上述融合规则使用小波变换在小波域进行融合处理,并使用改进的 Robinson 算子进行边缘增强,以提高目标的可辨识度。此后,将融合及增强处理后的高频部分和加权处理后的低频部分进行小波重构,经过基于最小均方误差准则的维纳线性降噪处理后即得到融合后的图像,与式(5)对应的重构公式为

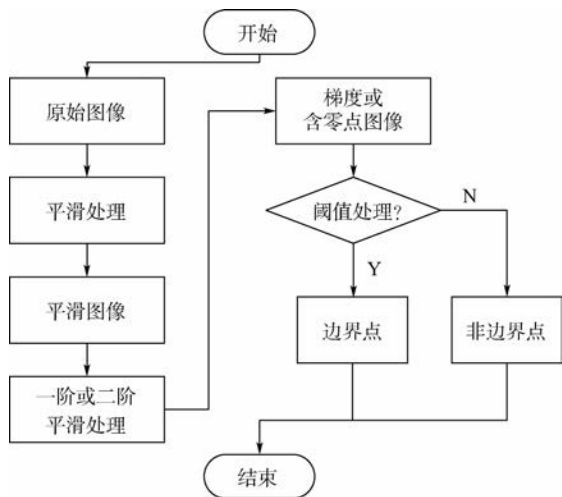


图 6 图像边缘检测流程图

Fig. 6 Flowchart of image edge detection

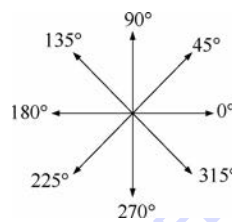


图 7 8 个方向模板

Fig. 7 Direction of 8 templates

表 1 8 个方向模板对应的矩阵

Table 1 Corresponding matrixes of direction of 8 templates

方向模板	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°
对应矩阵	$\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \\ -2 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & -2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 2 & 0 & -2 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 & -2 \\ 1 & 0 & -1 \\ 2 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -2 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \end{bmatrix}$

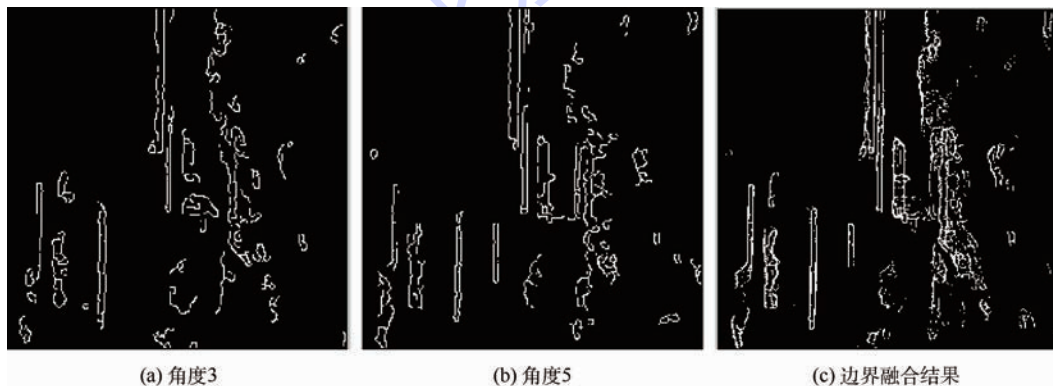


图 8 边缘检测及融合结果

Fig. 8 Edge detection and fusion result

表 2 锐化处理规则

Table 2 Sharpening processing rule

方向模板	锐化矩阵	锐化目标
0°	$\begin{bmatrix} -0.25 & 0 & 0.25 \\ -0.25 & 1 & 0.25 \\ -0.25 & 0 & 0.25 \end{bmatrix}$	垂直方向
45°	$\begin{bmatrix} 0 & 0.25 & 0.25 \\ -0.25 & 1 & 0.25 \\ -0.25 & -0.25 & 0 \end{bmatrix}$	对角方向
90°	$\begin{bmatrix} 0.25 & 0.25 & 0.25 \\ 0 & 1 & 0 \\ -0.25 & -0.25 & -0.25 \end{bmatrix}$	水平方向
135°	$\begin{bmatrix} 0.25 & 0.25 & 0 \\ 0.25 & 1 & -0.25 \\ 0 & -0.25 & -0.25 \end{bmatrix}$	对角方向
180°	$\begin{bmatrix} 0.25 & 0 & -0.25 \\ 0.25 & 1 & -0.25 \\ 0.25 & 0 & -0.25 \end{bmatrix}$	垂直方向
225°	$\begin{bmatrix} 0 & -0.25 & -0.25 \\ 0.25 & 1 & -0.25 \\ 0.25 & 0.25 & 0 \end{bmatrix}$	对角方向
270°	$\begin{bmatrix} -0.25 & -0.25 & -0.25 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0.25 & 0.25 & 0.25 \end{bmatrix}$	水平方向
315°	$\begin{bmatrix} -0.25 & -0.25 & 0 \\ -0.25 & 1 & 0.25 \\ 0 & 0.25 & 0.25 \end{bmatrix}$	对角方向

表 3 实验参数

Table 3 Experiment parameters

参数	数值
分辨率/(m × m)	1 × 1
距离向入射角/(°)	40.69
方位向角度范围/(°)	±2.2
波段	X 波段
成像模式	聚束模式
小波函数	Daubechies
小波阶数	1
融合图像数	6

$$C_{k-1}(m, n) = \sum_i \sum_j C_k(i, j)h(2m - i)h(2n - j) + \sum_i \sum_j d_k^h(i, j)h(2m - i)g(2n - j) + \sum_i \sum_j d_k^v(i, j)g(2m - i)h(2n - j) + \sum_i \sum_j d_k^d(i, j)g(2m - i)g(2n - j) \quad (8)$$

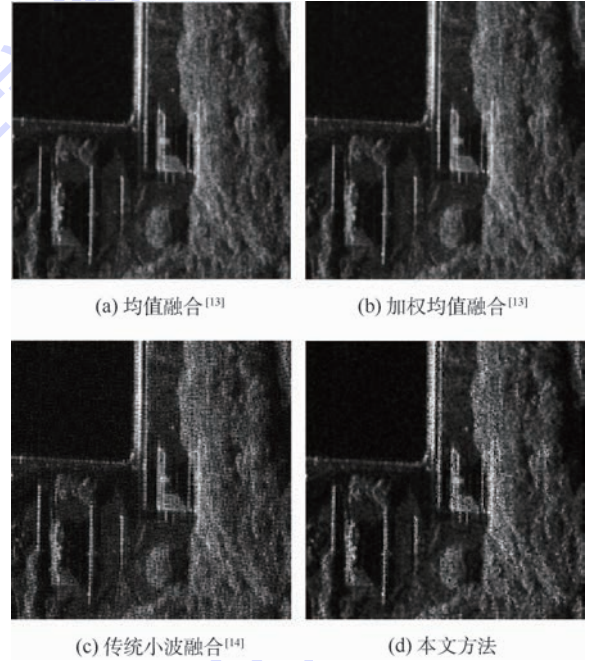


图 9 融合结果

Fig. 9 Fusion results

3 融合实验及图像评估

为了验证第 2 节分析的正确性,在图像预处理并制定融合规则的基础上,本节给出了融合实验结果及对比实验,并对本文方法和对比实验结果进行了定量化评估。

3.1 融合实验

基于本文所提的小波变换和边缘检测的多方位角 SAR 图像融合方法,表 3 给出了实验的相关参数。

使用 6 幅多方位角观测 TerraSAR 图像进行融合实验,并使用文献[13]中提出的均值融合、加权均值融合及传统的小波融合方法作为对比实验以验证本文所提方法的有效性。

图 9 给出了 4 种融合方法得到的融合结果。可以看出,均值融合和加权均值融合均使图

像产生了明显的模糊,这对于目标识别十分不利;相比于传统的小波融合方法,本文方法得到的图像边界更加清晰,细节部分保留更为完整。

3.2 图像评估

融合图像的评估方法主要分为两大类:主观评估方法和客观评估方法。主观评估方法由判图人员通过目测图像进行评价,其结果与判图人员的相关知识水平、判读经验、心态等主观因素有较大关系,重复性差且带有片面性;客观评估方法使用图像统计特征、信息量特征等量化指标评估图像质量,独立性好且有较强的说服力^[26]。文献[27]指出,融合图像的评估包含对融合图像的评估和融合图像对源图像的信息反映的评估;文献[13]给出了基于统计特性的评价、基于清晰度的评价、基于信息量的评价等指标的定义式。

本文采用基于信息量的评价指标^[13]:信息熵、平均交叉熵及均方根交叉熵,这 3 种图像质量

量化指标理论性强,物理意义明确,评价效果易于判断,同时使用信噪比评估融合图像的噪声。表 4 给出了 4 种融合方法得到的融合图像的评估结果。

从表 4 可以得出,本文方法得到的融合图像具有较高的信息熵,说明此图像包含的信息更为丰富;另外,本文方法得到的融合图像的平均交叉熵和均方根交叉熵均较小,说明此融合图像更接近待融合图像,即更好地保留了待融合图像的信息。本文方法的融合图像信噪比优于传统小波融合方法;均值融合和加权均值融合方法信噪比较高,但其造成的图像模糊不利于目标判别。

表 4 评估结果

Table 4 Evaluation results

融合方法	信息熵	平均交叉熵	均方根交叉熵	信噪比/dB
均值融合 ^[13]	6.6723	0.1265	0.1419	9.2642
加权均值融合 ^[13]	6.6840	0.1194	0.1349	9.2062
传统小波融合 ^[14]	6.6042	0.3910	0.4287	8.5440
本文方法	6.7341	0.0837	0.0938	8.9305

4 结 论

1) 本文针对多方位角观测的 SAR 图像中目标散射信息提取问题,提出了一种基于小波变换和边缘检测的多方位角 SAR 图像融合处理的新方法。

2) 利用小波变换将多幅图像的细节部分进行优势互补,既保留了图像的整体轮廓信息,又融合了多方位角图像提供的目标多方位信息。在此基础上,基于目标边缘判断和多方位信息获取的需求,进行边缘提取及融合处理。

3) 融合实验表明,融合处理后的图像与融合前的源图像相比,目标边缘轮廓信息更加清晰,信息熵、平均交叉熵、均方根交叉熵等量化评估结果也证明了本文方法的有效性。

参考文献 (References)

[1] KIM J H, HEER C, SCHAEFER C. Astrium technology development for next generation SAR [C] // 2013 IEEE International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), 2013: 24-26.

[2] GANTERT S, KERN A, DÜRING R, et al. The future of X-band SAR: Terra-SAR-X next generation and WorldSAR constellation [C] // 2013 IEEE International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), 2013: 20-23.

[3] PAPON S. The exploitation of multi-look synthetic aperture radar and inverse synthetic aperture radar images for non-coopera-

tive target recognition [D]. State College: The Pennsylvania State University, 2007: 1-20.

[4] RUNKLE P, NGUYEN L H, MCCLELLAN J H, et al. Multi-aspect target detection for SAR imagery using hidden Markov models [J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing, 2001, 39(1): 46-55.

[5] 张豪杰, 陈杰, 杨威, 等. 基于 FDTD 的高保真 SAR 回波信号仿真方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(1): 45-52. ZHANG H J, CHEN J, YANG W, et al. High-precision simulation of SAR echo using FDTD method [J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(1): 45-52 (in Chinese).

[6] WANG K, CHEN J, YANG W, et al. High accuracy SAR echo generation approach using space-time-variant backscattering characteristics [C] // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposim. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014, 30: 656-659.

[7] DAVIDSON G W, CUMMING I G, ITO M R. A chirp scaling approach for processing squint mode SAR data [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronics Systems, 1996, 32(1): 121-133.

[8] 李悦丽, 梁佃农, 黎向阳. 一种改进方位向非线性 CS 大斜视角 SAR 成像算法 [J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(5): 62-67. LI Y L, LIANG D N, LI X Y. A refined azimuth nonlinear chirp scaling algorithm for high squint SAR imaging [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2008, 30(5): 62-67 (in Chinese).

[9] DAILY M, FARR T, ELACHI C. Geologic interpretation from composited radar and Landsat imagery [J]. Photogrammetric Engineering and Remote Sensing, 1979, 45(8): 1109-1116.

[10] 宦若虹, 杨汝良. 多方位角图像决策融合的 SAR 目标识别 [J]. 遥感学报, 2010, 14(2): 252-261. HUAN R H, YANG R L. SAR target recognition using multiple views decision fusion [J]. Journal of Remote Sensing, 2010, 14(2): 252-261 (in Chinese).

[11] BROWN M Z. Analysis of multiple-view Bayesian classification for S-SAR ATR [J]. Proceedings of SPIE—The International Society for Optical Engineering, 2003, 5095: 265-274.

[12] SNYDER W C. Model-based fusion of multilook SAR for ATR [J]. Proceedings of SPIE—The International Society for Optical Engineering, 2002, 4727: 277-289.

[13] 郭雷, 李晖晖, 鲍永生. 图像融合 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2008. GUO L, LI H H, BAO Y S. Image fusion [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008 (in Chinese).

[14] 李卫斌, 张顺利, 解争龙, 等. 基于小波分析与方向模板的 SAR 图像融合技术研究 [J]. 计算机应用研究, 2007, 24(3): 280-282. LI W B, ZHANG S L, XIE Z L, et al. Application of SAR image fusion based on wavelet and directional template [J]. Application Research of Computers, 2007, 24(3): 280-282 (in Chinese).

[15] MALLAT S G. Multiresolution approximations and wavelet orthonormal bases of $L^2(R)$ [J]. Transactions of the American Mathematical Society, 1989, 315(1): 69-87.

- [16] 韦春桃,吕健刚,杨先武,等.一种利用方向模板的遥感影像道路提取方法[J].桂林理工大学学报,2010,30(3):378-383.
WEI C T, LV J G, YANG X W, et al. Road extraction method in remote sensing image based on direction template[J]. Journal of Guilin University of Technology, 2010, 30(3):378-383 (in Chinese).
- [17] 秦宣云,卜英勇.多方向模板的构造及匹配的快速算法[J].计算机工程与设计,2003,24(6):91-92.
QIN X Y, BU Y Y. Construction of multi-direction template and fast algorithm for template matching[J]. Computer Engineering and Design, 2003, 24(6):91-92 (in Chinese).
- [18] 张洁.数字图像边缘检测技术的研究[D].合肥:合肥工业大学,2009.
ZHANG J. Research on the techniques of digital image edge detection[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2009 (in Chinese).
- [19] DELEDALLE C A, DENIS L, TUPIN F. Iterative weighted maximum likelihood denoising with probabilistic patch-based weights[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2009, 18(12):2661-2672.
- [20] 杨静,田金文.整数 Haar 小波变换及其在无失真图像压缩中的应用[J].贵州大学学报(自然科学版),1999,16(3):161-167.
YANG J, TIAN J W. Integer Haar wavelet transforms and lossless image compression[J]. Journal of Guizhou University (National Science), 1999, 16(3):161-167 (in Chinese).
- [21] GOUD P A, BINULAL G S. Simplified method of designing daubechies wavelets in class room[J]. International Journal of Recent Trends in Engineering, 2009, 1(4):52-54.
- [22] COHEN A, DAUBECHIES I, FEAUVEAU J. Biorthogonal bases of compactly supported wavelets[J]. Communications on Pure & Applied Mathematics, 1988, 41(7):909-996.
- [23] DAUBECHIES I, HEIL C. Ten lectures on wavelets[J]. Computers in Physics, 1992, 6(6):697.
- [24] HERIC D, ZAZULA D. Combined edge detection using wavelet transform and signal registration[J]. Image & Vision Computing, 2007, 25(5):652-662.
- [25] 贺国旗,凌凤彩,林晓.基于 Canny 思想的 Robinson 边缘检测算法[J].计算机工程与科学,2016,38(4):755-760.
HE G Q, LING F C, LIN X. A Robinson edge detection algorithm based on Canny idea[J]. Computer Engineering and Science, 2016, 38(4):755-760 (in Chinese).
- [26] 韩瑜,蔡云泽,曾清.图像融合的客观质量评估[J].指挥控制与仿真,2013,35(4):1-7.
HAN Y, CAI Y Z, ZENG Q. Objective image fusion performance assessment[J]. Command Control & Simulation, 2013, 35(4):1-7 (in Chinese).
- [27] 周芳,王鹏波,李春升.遥感图像融合效果评估方法[J].现代雷达,2013,35(3):19-23.
ZHOU F, WANG P B, LI C S. Evaluation method of remote sensing image fusion effect[J]. Modern Radar, 2013, 35(3):19-23 (in Chinese).

作者简介:

石泉 男,硕士研究生。主要研究方向:SAR 信号仿真与处理。

杨威 男,博士,副教授。主要研究方向:SAR 系统仿真与成像处理。

Multi-aspect SAR image fusion method based on wavelet transform

SHI Quan¹, LI Jingwen¹, YANG Wei^{1,*}, ZENG Hongcheng¹, ZHANG Haojie²

(1. School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;

2. Beijing Institute of Electronic System Engineering, Beijing 100854, China)

Abstract: Considering the diversity of target scattering characteristics with different observation angle and information redundancy of multi-aspect images, this paper proposes a novel multi-aspect SAR image fusion method based on wavelet transform and edge detection. First, wavelet transform was performed to multi-aspect space-borne SAR image processing. The images were separated to different parts of frequency so that the multi-resolution representation and multi-aspect information of sequential images can be conveniently fused. Second, the improved Robinson edge detection algorithm was used to strengthen the energy of contour feature. Finally, fusion experiment and quantitative evaluation method were used to verify the effectiveness of this fusion imaging method.

Keywords: space-borne SAR; multi-aspect images; wavelet transform; edge detection; image fusion

Received: 2016-10-26; Accepted: 2017-04-24; Published online: 2017-06-22 16:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170622.1650.001.html

Foundation item: Equipment Pre-Research Foundation (A210301HK01043)

* Corresponding author. E-mail: yangweigigi@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0833

基于在线约束限制的飞行器预测校正制导



程阳*, 程林, 张庆振, 倪昆, 储培

(北京航空航天大学 电气科学与自动化工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对传统预测校正算法在再入过程中弹道性能与约束无法保障等问题, 提出了一种基于倾侧角参数化的离线弹道优化与在线预测校正相结合的再入制导方法。基于平衡滑翔条件对过程约束进行分析, 并证明了倾侧角剖面对射程的单调性。离线部分通过控制量参数化(CVP)方法构建控制模型, 并使用序列二次规划(SQP)方法对弹道进行优化, 从而大幅度提高弹道性能。在线部分利用 Gauss-Newton 法实时对弹道进行迭代求解, 得出满足终端约束的倾侧角剖面, 引导飞行器平稳、精确地飞向末端能量段并满足射程约束, Gauss-Newton 法求解弹道具有收敛速度快、精度高的特点。针对高升阻比飞行器导致平衡滑翔条件难以成立以及飞行过程中的强干扰使约束超出的问题, 提出了一种约束限制方法, 对再入时的过程约束进行了有效的保障。仿真结果表明, 本文方法对投放偏差、飞行器参数与大气模型等不确定因素具有良好的鲁棒性, 对弹道性能的保障具有工程应用价值。

关键词: 再入制导; 轨迹优化; 实时预测校正; 约束预测校正; 蒙特卡罗仿真

中图分类号: V412.4

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2017)10-2143-11

再入制导是指飞行器从空间投放点遵循一定的制导规律, 精确地飞向目标点的过程。制导律的设计必须要始终满足过程约束且达到预定的终端状态^[1]。再入飞行的大气环境复杂, 气动模型难以确定, 而现役飞行器一般采用预定迎角、调节倾侧角的方案^[2], 制导过程要求高精度、自主化、低成本。因此, 利用有限的调节手段对制导律进行设计是再入问题的难点。

当前的再入制导方法一般分为标称轨迹制导法和预测校正制导法^[3]。标称轨迹制导法是指利用飞行器运动方程离线生成一条标准弹道, 并在实际飞行过程中利用制导律进行在线误差修正, 该方法计算量低, 因而在工程上易于实现。随着飞行空域不断拓展、任务的可操作性不断增强, 标称轨迹制导法的自主性与鲁棒性难以满足任务需求。与此同时, 预测校正制导法以实时修正预

测射程与理想射程的偏差为目标, 可以达到比标称轨迹制导法更高的落点精度, 且不依赖投放条件, 作为近年来备受瞩目的再入制导方法而得到迅速发展。

预测校正制导法实时预测轨迹, 因而自主性可达新一代可重复运载飞行器的任务需求, 但对机载芯片的计算速度和存储量要求较高。20世纪90年代以来, 随着高性能计算机出现, 导航手段的不断丰富, 在新一代可重复使用运载飞行器的需求牵引下^[2], 美国启动了先进制导与控制(AG&C)计划^[4], 使再入制导技术的研究进入了新的阶段。在此期间, 国内外学者对预测校正制导法进行了较为深入的研究, 并开始应用至飞行器中, 其中文献[5-6]为火星探测器与 Kistler K-1 轨道飞行器分别设计了预测校正制导律, 成功使飞行器进行轨迹在线调整, 且体现了一定的

收稿日期: 2016-10-27; 录用日期: 2017-02-06; 网络出版时间: 2017-02-27 09:36

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170227.0936.002.html

* 通讯作者: E-mail: chengyang1104@163.com

引用格式: 程阳, 程林, 张庆振, 等. 基于在线约束限制的飞行器预测校正制导[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2143-2153. CHENG Y, CHENG L, ZHANG Q Z, et al. Aircraft predictor-corrector guidance based on online constraint limit enforcement[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2143-2153 (in Chinese).

抗干扰能力,但实时性难以满足当前制导需求。文献[7-9]提出了控制量参数化(CVP)模型,在此基础上研究了低升阻比飞行器的再入预测校正方法,引入了时标分离方法避免轨迹震荡,而外界干扰较大时会导致平衡滑翔条件不成立并产生约束超出现象。文献[10]引入高斯伪谱法将预测校正转化为非线性规划问题,再对轨迹进行分段优化,达到了实时最优的效果,但算法本身结构较为复杂。文献[11]基于轨迹线性化(TLC)理论设计了制导律,减少了制导指令的解算时间,提高了实时性。文献[12]基于导航信息的误差分析将轨迹设计分为轨迹跟踪段和预测校正段,目的是预防黑障区导致的轨迹跳变。文献[13]建立了基于能量的三自由度模型,并使用模糊校正器得到满足射程的倾侧角真值,满足了制导的精度要求,但是对弹道性能影响较大。文献[14]引入了禁飞区规避机制,提升了飞行器横向机动能力,且满足了制导的精度要求。

综上所述,在新一代可重复使用飞行器的发展背景下,预测校正制导法具有广阔的前景并呈现了良好的发展趋势,但是当前的预测校正算法仍然面临着挑战。具体表现为:①求解实时性问题。算法的求解速度必须满足当前再入需求。②算法收敛性问题。模型确定的前提下,算法具有收敛性。③多约束处理问题。在轨迹设计阶段要综合考虑飞行过程的各种约束,同时在实际飞行时对约束要二次保障。④鲁棒性。算法对飞行器参数和环境的不确定性应具有较强的抗干扰能力,并能满足制导要求。

本文针对以上问题,提出了一套适用于不同升阻比飞行器的多约束预测制导方法。研究工作主要集中于以下几点:①满足多约束的离线轨迹优化;②基于 Gauss-Newton 法的预测校正制导律设计;③实时约束预测限制技术。本文提出的方法创新点如下:①离线部分生成满足过程约束与终端约束的最优轨迹,实际飞行时通过射程约束对轨迹进行预测校正,在不断修正落点误差的同时有效地保证了离线轨迹设计的弹道性能。此外,将轨迹优化部分通过离线完成,有效地减少了在线轨迹的计算量,在满足制导精度的同时提升了实时性。②传统控制约束的建立往往依赖于平衡滑翔条件,导致实际飞行时会有约束超出现象,因此提出一种约束实时预测校正方法,基于飞行器状态反馈构建闭环控制律,可以为过程约束提供有效的保障。

1 再入问题

1.1 再入运动方程组

本文以无动力式高超声速再入飞行器为研究对象,考虑地球自转因素,运动方程如下:

$$\begin{cases} \dot{r} = v \sin \theta \\ \dot{\lambda} = v \cos \theta \sin \psi / (r \cos \phi) \\ \dot{\phi} = v \cos \theta \cos \psi / r \\ \dot{S}_e = v \cos \theta / r \\ \dot{v} = -\frac{D}{m} - g \sin \theta - \omega_e^2 r \cos \phi \cdot \\ \quad (\sin \theta \cos \phi - \cos \theta \sin \phi \cos \psi) \\ \dot{\theta} = \frac{1}{v} \left[\frac{L \cos \sigma}{m} + \left(\frac{v^2}{r} - g \right) \cos \theta + \right. \\ \quad \left. 2\omega_e v \cos \phi \sin \psi + \omega_e^2 r \cos \phi (\cos \theta \cos \psi + \right. \\ \quad \left. \sin \theta \sin \phi \cos \psi) \right] \\ \dot{\psi} = \frac{1}{v} \left[\frac{L \sin \sigma}{m \cos \theta} + \frac{v^2}{r} \cos \theta \sin \psi \tan \phi + \right. \\ \quad \left. \frac{\omega_e^2 r}{\cos \theta} \cos \psi \sin \phi \cos \phi + \right. \\ \quad \left. 2\omega_e v (\cos \phi \cos \psi \tan \theta - \sin \phi) \right] \end{cases} \quad (1)$$

式中: r 为飞行器与地心的距离; λ 和 ϕ 分别为地球经度和纬度; S_e 为射程角; v 为相对地球速度; θ 为速度倾斜角,向上为正; ψ 为速度航向角,正北顺时针偏转为正; σ 为飞行器倾侧角,向右偏转为正; ω_e 为地球自转角速度; m 为飞行器质量; g 为重力加速度; L 和 D 分别为升力和阻力,具体表达式为

$$\begin{cases} L = \frac{1}{2} \rho v^2 C_L S_{\text{ref}} \\ D = \frac{1}{2} \rho v^2 C_D S_{\text{ref}} \end{cases} \quad (2)$$

其中: C_L 和 C_D 分别为升力和阻力系数,它们为迎角和马赫数的函数; S_{ref} 为参考机翼面积; ρ 为大气密度,大气模型采用指数模型。

在整个再入段,迎角预设 α_{ref} 幅值由以下三段式得出:

$$\alpha_{\text{ref}} = \begin{cases} \alpha_1 & v > v_1 \\ \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{v_1 - v_2} (v - v_2) & v_2 < v < v_1 \\ \alpha_2 & v < v_2 \end{cases} \quad (3)$$

式中: $v_1 = 4500 \text{ m/s}$; $v_2 = 3000 \text{ m/s}$; $\alpha_1 = 20^\circ$; $\alpha_2 = 8.5^\circ$ 。

1.2 再入约束

1.2.1 过程约束

再入过程考虑始终满足的过程约束为热流率 \dot{Q} 、过载 n 、动压 q 约束^[15],其中热流率约束使用常规热峰值公式:

$$\dot{Q}_{(t)} = k_0 \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^{0.5} \left(\frac{v}{V_c} \right)^{3.15} \leq \dot{Q}_{\max} \quad (4)$$

$$n_{(t)} = \frac{\sqrt{L^2 + D^2}}{m_0 g_0} \leq n_{\max} \quad (5)$$

$$q_{(t)} = \frac{1}{2} \rho v^2 \leq q_{\max} \quad (6)$$

式中: k_0 为常值系数; $V_c = \sqrt{g_0 R_0}$ 为航天器最大运行速度, $R_0 = 6\,378\text{ km}$ 为地球半径; $g_0 = 9.8\text{ m/s}^2$; ρ_0 为标准大气密度; m_0 为飞行器质量。

1.2.2 终端约束

终端约束为飞行器到达既定目标点的能量约束,具体包括高度、速度约束,表达式如下:

$$\begin{cases} h_{(t_f)} = h_f \\ v_{(t_f)} = v_f \end{cases} \quad (7)$$

式中: $h = r - R_0$ 为飞行器与地球表面距离。

此外,为了满足飞行任务需求与制导精度,终端约束应包括经纬度约束:

$$\begin{cases} \lambda_{(t_f)} = \lambda_f \\ \phi_{(t_f)} = \phi_f \end{cases} \quad (8)$$

1.2.3 控制约束和时间约束

考虑飞行器姿控系统能力,本文对制导指令施加限幅,具体为:倾侧角幅值 $0^\circ < \sigma < 90^\circ$,调节速度小于 $8^\circ/\text{s}$,制导周期为 0.1 s 。

1.3 仿真对象和环境

本文仿真在 2.50 GHz 处理器下,使用 MATLAB 代码编译模型,采用波音公司设计锥形体再入飞行器 CAV-L,气动参数详见文献[16-17],仿真条件如表 1 所示。

表 1 仿真条件

Table 1 Simulation conditions

参数	数值	
初始点	高度/km	100
	经度/(°)	160
	纬度/(°)	5
	速度/(m·s ⁻¹)	7 200
	速度倾侧角/(°)	-2
	速度航向角/(°)	55
终端约束	高度/km	20
	速度/(m·s ⁻¹)	1 800
	目标经度/(°)	225
过程约束	目标纬度/(°)	25
	热流率/(kW·m ⁻²)	≤1 200
	动压/kPa	≤200
	过载/g ₀	≤4

2 弹道优化设计

2.1 总体方案

按照文献[18],再入轨迹分为初始下滑段和平衡滑翔段,制导律采用纵向与横向分开设计的方法。初始下滑段由于气动力不足,倾侧角对弹道调节能力有限,一般以满足热流率约束的恒定倾侧角飞行^[18],末段根据平衡滑翔条件可求得满足终端约束的倾侧角,因此,可规划区域为平衡滑翔段。

本文的预测校正制导方案如图 1 所示。图中,纵向制导律的设计分为离线轨迹设计与在线预测校正 2 部分:离线部分对约束进行分析,建立了倾侧角走廊,在此基础上根据飞行任务进行弹道设计,采用预定迎角加倾侧角寻优的方法,对轨迹进行优化以提高弹道性能,优化结果载入控制指令生成器。在线部分通过在走廊内调整倾侧角,对轨迹进行实时校正,使预测落点与既定落点偏差最小。此外,本文提出一种约束限制方法,在不影响主体制导方法的前提下对过程约束进

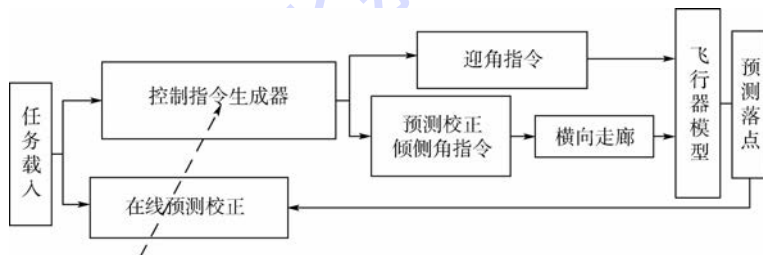


图 1 制导总体方案

Fig. 1 General guidance scheme

行二次保障。横向制导采用目标视线角横向走廊限制速度航向角与视线角偏差的方法,保证飞行器飞向目标点。

2.2 再入约束分析

由式(4)~式(6)可知,热流率、动压以及过载约束均是高度与速度的函数,参考文献[19]

可求出 HV 走廊,如图 2 所示。

假设速度倾斜角很小,且其变化率为零,即 $\cos \theta = 1$ 且 $\dot{\theta} = 0$,由式(1),忽略地球自转效果,可推出平衡滑翔假设:

$$L \cos \sigma_{EQ} + m \left(\frac{v^2}{r} - g \right) = 0 \quad (9)$$

式中: σ_{EQ} 为平衡滑翔假设下的飞行器倾侧角。

按照文献[19],可通过式(9)将 HV 走廊转化为倾侧角走廊,即

$$\sigma_{\max} = \arccos \left(m \left(\frac{v^2}{r} - g \right) / L \right) \quad (10)$$

此外,在整个再入过程中,应始终满足:

$$\sigma_{\min} < \sigma < \sigma_{\max} \quad (11)$$

式中: $\sigma_{\min} = 0^\circ$ 。

具体走廊如图 3 所示。通过式(10)即可将代表过程约束的 HV 走廊(见图 2)转化为倾侧角的可行域(见图 3)。此外,滑翔要求满足高度与速度约束,因此将式(7)代入式(10)可得出末端的平衡滑翔倾侧角 σ_{EQ} ,若再入终点前满足 $\sigma_{\text{equil}} = \sigma_{EQ}$,在飞行跨度一定的前提下,再入过程理论上可以满足高度与速度约束。

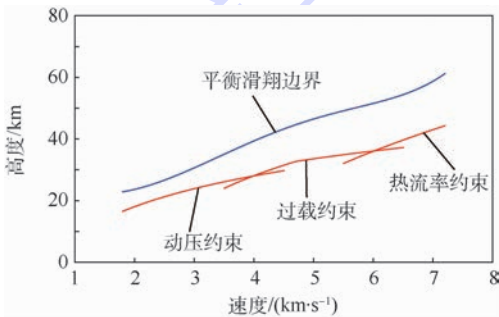


图 2 常规 HV 走廊^[19]

Fig. 2 General HV corridor^[19]

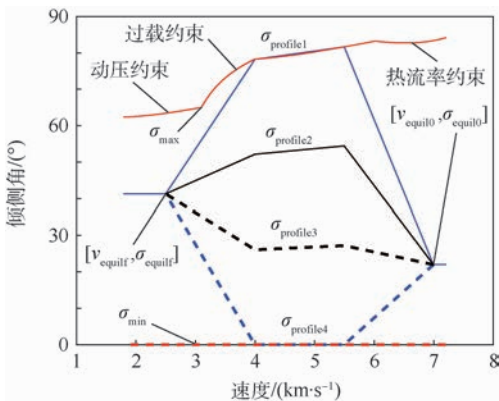


图 3 速度-倾侧角剖面

Fig. 3 Velocity-bank angle profile

2.3 基于倾侧角剖面的多约束飞行区域包络

飞行器再入终点一般为既定目标点,设计纵

向轨迹时,将经纬度转化为射程约束:

$$S(t_f) = S_f \quad (12)$$

式中: $S = S_e / R_0$,即射程角与射程成比例关系,因此可以用射程角对射程进行衡量。

由式(1)可得射程角对速度的偏导数为

$$\frac{dS_e}{dv} = \frac{v \cos \theta / r}{-D/m_0 - g \sin \theta} \quad (13)$$

在平衡滑翔假设下,式(13)可以简化为

$$\frac{dS_e}{dv} = \frac{m_0}{-\frac{1}{2} \rho v C_D S_{\text{ref}}} \quad (14)$$

式中: C_D 为迎角和马赫数的函数,则 S_e 关于 v 的导数仅与高度有关,且随着高度的递增而递增,平衡滑翔时,飞行器纵向受升力与重力影响而作振荡运动。在平衡点处,升力的纵向分量与重力相抵消,在空域变化范围不大的前提下,重力加速度的影响可以不作考虑,此时可以认为

$$L \cos \sigma_{EQ} = mg \quad (15)$$

由式(2)可得升力 L 随着 h 的增大而减小,同时从式(15)可推出较大的倾侧角 σ_{EQ} 要求较大的总升力 L 以保证纵向平衡,故可得出以下结论。

在飞行器滑翔时,其稳定状态有以下规律:速度相同时,飞行器以大倾侧角飞行时对应的平衡滑翔高度较低,当以小倾侧角飞行时,则结论相反。综合式(14)与式(15)推论可以得出,倾侧角剖面越小,飞行器射程能力越大,即射程为倾侧角剖面的单调函数。

综上所述,在弹道规划时,若保证倾侧角剖面的单调性,则可在倾侧角走廊内规划出一条满足既定射程的倾侧角剖面以满足飞行任务需求。考虑预测校正时弹道求解的收敛性。定义倾侧角剖面的单调性如下:若在倾侧角剖面内某一段速度区间有

$$\begin{cases} \sigma_2(v) \geq \sigma_1(v) \\ \sigma_2(v) \neq \sigma_1(v) \end{cases} \quad (16)$$

成立,则认为倾侧角剖面 2 大于倾侧角剖面 1。

由此可推出,以式(11)表示的倾侧角走廊 σ_{\min} 与 σ_{\max} 参数化的倾侧角剖面应为最大与最小航程规划能力。倾侧角剖面与射程的对应关系如图 3 与图 4 所示。

由式(16)中对倾侧角剖面的定义可得,图 3 中倾侧角剖面的关系为 $4 < 3 < 2 < 1$ 。分析倾侧角剖面与图 4 的射程曲线的对应关系分析得出:①可行倾侧角剖面对应的射程介于最大射程与最小射程之间;②倾侧角剖面越大的剖面对应射程能力越小。

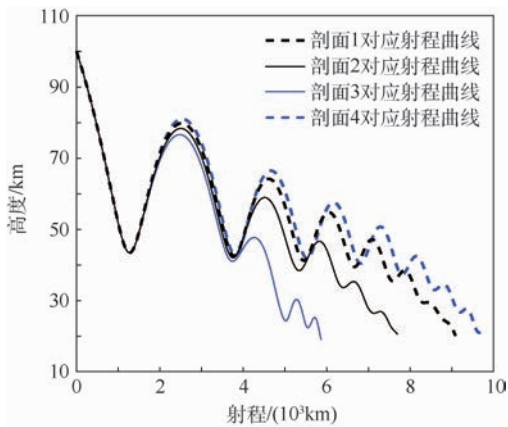


图 4 射程-高度曲线

Fig. 4 Range-height curves

2.4 控制量参数化建模

再入过程中,飞行轨迹被限制在基于过程约束的狭窄走廊内,离线轨迹设计时一般使用控制量参数化方法构建模型,引入参数优化维度 N ,将平衡滑翔区间 $[v_{equi0}, v_{equif}]$ 划分为 $N + 1$ 个子区间,考虑到轨迹快速规划能力,若倾侧角参数数量理想值为 $N = 1$,会大幅减小射程规划与弹道优化能力。本文以轨迹快速规划为前提,尽量保证飞行器射程,采用倾侧角参数为 $N = 2$,将最优控制问题转化为非线性规划(NLP)问题^[20]。在每个子区间 $[v_i, v_{i+1}]$ 内,速度对应倾侧角为

$$\sigma(v) = \sigma_i + \frac{v - v_i}{v_{i+1} - v_i} (\sigma_{i+1} - \sigma_i) \quad (17)$$

由式(17)可得倾侧角参数化模型,如图5所示。

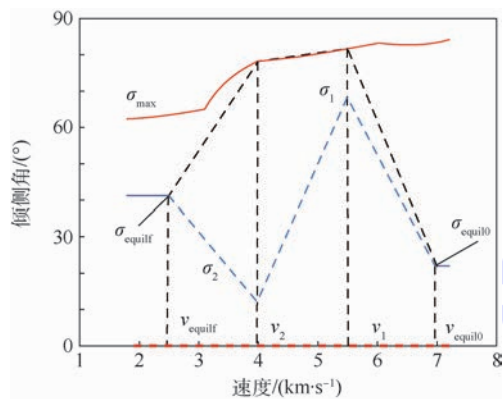


图 5 倾侧角参数化模型

Fig. 5 Bank angle parametric model

图5中: v_{equi0} 为初始下滑段与平衡滑翔段交点,参考文献[1]方法求出, v_{equif} 为弹道优化段与末端滑翔段交点,由式(10)与终端条件求出,优化参数为 σ_1, σ_2 。

2.5 离线弹道优化

优化性能指标一般由飞行任务需求决定,因

本文重点为预测校正部分,故离线弹道优化采用常规的总气动热 $J_1 = \int_{t_0}^{t_f} \dot{Q}_{(t)} dt$ 为指标,以减小飞行器热防护系统的负担。在基于表1的仿真条件下,使用序列二次规划(SQP)方法优化的倾侧角剖面与弹道如图6与图7所示。

参数寻优的结果为: $\sigma_1 = 78.2243^\circ, \sigma_2 = 48.6060^\circ, J_1 = 5.1709 \times 10^5$ kJ。弹道优化采用离线设计,故不需要考虑实时性。由式(4)可知,优化后的弹道在速度较大时,较小的倾侧角导致升力纵向分力较大,飞行器高空滑翔,气动热较小;速度较小时,飞行器低空滑翔,导致总气动热减小且满足射程,符合物理定律。

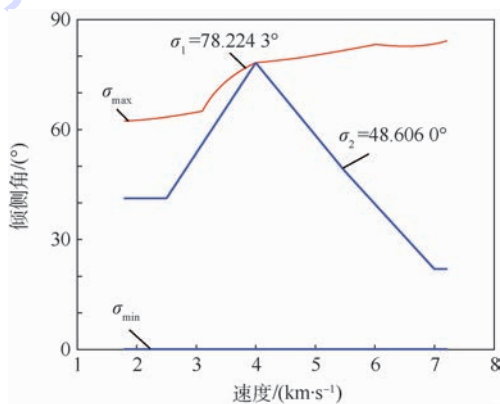


图 6 优化倾侧角剖面

Fig. 6 Optimized bank angle profile

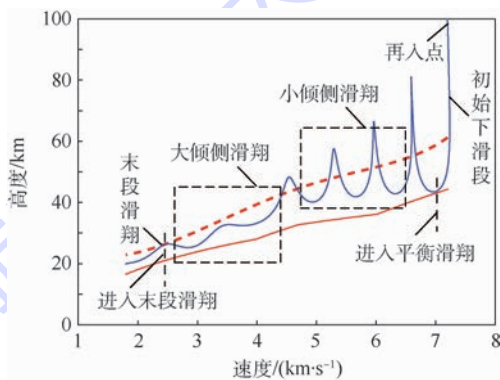


图 7 纵向飞行轨迹

Fig. 7 Longitudinal flight trajectory

2.6 横向走廊

在纵向设计满足射程与过程约束的前提下,通过横向走廊改变倾侧角符号使飞行器朝目标点飞行。本文横向走廊采用经典的航向视线角走廊,具体反转策略如下:

$$\text{sgn}(\sigma^i(v)) = \begin{cases} -1 & \Delta\psi \geq \Delta\psi_{\text{down}}(v) \\ 1 & \Delta\psi \leq \Delta\psi_{\text{up}}(v) \\ \text{sgn}(\sigma^{i-1}(v)) & \Delta\psi_{\text{down}}(v) < \Delta\psi < \Delta\psi_{\text{up}}(v) \end{cases} \quad (18)$$

走廊边界如图 8 所示。图 8 中为保证横向制导精度且尽量减少倾侧角反转次数, 设置 $\Delta\psi_1 = 10^\circ$, $\Delta\psi_2 = 5^\circ$, $\Delta\psi_3 = 1^\circ$, v_0 为初始速度, v_f 为终端速度, $v_{th1} = 6000$ m/s 和 $v_{th2} = 3000$ m/s 为 2 个分段点速度。

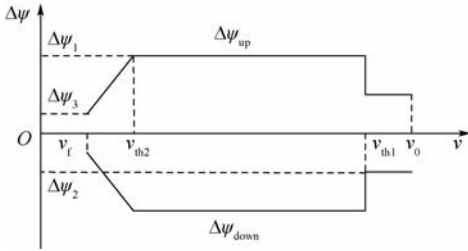


图 8 横向走廊

Fig. 8 Horizontal corridor

3 实时预测校正

实际飞行时, 计算机指令的延迟, 复杂的大气环境, 气动布局的不确定性, 以及执行机构误差均会导致实际弹道与理论弹道存在一定的偏差。预测校正方法首先要具有一定的实时性, 考虑机载芯片的计算能力, 方法本身不能过于复杂, 弹道校正时间要达到实际飞行需求; 同时方法要具有可靠性, 即在不同的飞行状态下均可规划出一条有效的弹道。因此, 本文提出在倾侧角走廊内基于剩余射程对离线规划的倾侧角剖面进行调整的方法, 使用 Gauss-Newton 法对弹道进行快速求解, 具体如下:

$$\sigma_{\text{ref}}(v_{i+1}) = w_v \sigma_{\text{min}}(v_{i+1}) + (1 - w_v) \sigma_{\text{max}}(v_{i+1}) \quad (19)$$

式中: w_v 为当前速度下的权重系数。

将离线控制变量模型式 (17) 分割得速度调整区间, 目的是增加轨迹预测校正的次数, 既可以提高射程精度, 也可以减小每次的调整量, 满足倾侧角的调整速度约束。速度 v_{i+1} 为飞行器当前速度 v 所在子区间 $[v_i, v_{i+1}]$ 的右边界值, 选取距离当前速度最近的校正速度节点可以使轨迹校正效果最快, 最大程度满足方法的实时性, 并减少后续的校正量。具体调整方案如图 9 所示。

由图 9 可知, 单参数倾侧角的调节方法满足每次校正时倾侧角剖面的单调性, 由 2.3 节结论可得, 此时 w_v 与射程是单调的。Gauss-Newton 法对于单调问题的求解具有收敛速度快、精度高且方法可靠等优点, 故可以快速求解出满足当前射程的倾侧角剖面, 最大程度满足了实时求解弹道的需求。具体求解过程如下:

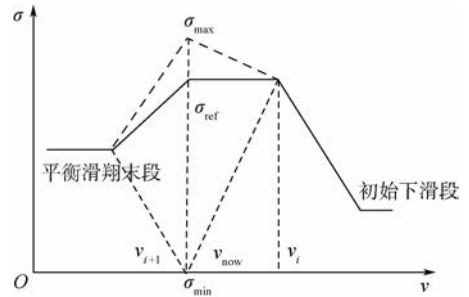


图 9 倾侧角调节方案

Fig. 9 Bank angle adjustment scheme

1) 将可调整的倾侧角剖面作为控制输入, 则可求出当前状态下, 以式 (5) 作为控制输入下的剩余射程为

$$S_{\text{pre}} = \Gamma(w_v) \quad (20)$$

目标函数为

$$z(w_v) = \Gamma(w_v) - S_{\text{go}} \quad (21)$$

式中: S_{go} 为理想剩余射程, 由当前点与终止点的经纬度求出。

2) 使用 Gauss-Newton 法求解目标函数 $z(w_v) = 0$ 。第 k 次迭代公式为

$$w_v^{(k+1)} = w_v^{(k)} - \lambda_k \frac{\partial f(w_v^{(k)}) / \partial w_v}{[\partial z(\sigma_0^{(k)}) / \partial w_v]^2} \quad k = 1, 2, \dots \quad (22)$$

式中: $f(w_v) = z^2/2$ 为评价函数; $\lambda_k = 1/2^i$, $i \geq 0$ 为使得 $f(w_v^{(k+1)}) < f(w_v^{(k)})$ 的最小值。

3) 迭代终止条件如下, 若不满足则继续第 2) 步迭代:

$$\left| \frac{\partial f(w^{(k+1)})}{\partial w} \right| = \left| z(w^{(k+1)}) \frac{\partial z(w^{(k+1)})}{\partial w} \right| \leq \varepsilon \quad (23)$$

取 $\varepsilon = 0.1$ km 为允许射程偏差, 用以保证制导精度。此时校正结束, 并更新倾侧角剖面。此外, 当飞行器遇到强干扰导致迭代过程不成立时, 应停止轨迹校正行为, 并以最后一次成功校正后的控制指令飞行直至新的迭代过程完成。同时, 应设定控制指令过渡过程: $\sigma_{i+1} = k_t \sigma_{\text{ref}}(v_{i+1}) + (1 - k_t) \sigma_i$ 以保证轨迹的平缓性 (k_t 为常值系数)。为验证 Gauss-Newton 法弹道求解的精度, 以不同的剩余射程为输入, 对弹道进行求解。结果如表 2 所示。

从表 2 可以得出, 参数未拉偏情况下, Gauss-Newton 法求解出的弹道射程与剩余射程的偏差均在 0.1 km 以内, 满足方法设定精度 ε 。同时, 为验证方法的实时性, 给出弹道的预测校正时间如表 3 所示。

由表 3 可得, 弹道求解速度随着射程的增加而减小, 且最大求解时间在 MATLAB 环境下能控

制在 1 s 以内,说明终止条件 $\varepsilon = 0.1 \text{ km}$ 可以满足实时性要求。此外,使用 Gauss-Newton 法在实际飞行过程中对弹道进行校正时,应尽量减少对离线优化弹道性能的影响。为验证校正方法的这一特点,在 2.3 节的射程包络基础上,给出不同飞行任务下离线轨迹与实际轨迹对比效果如图 10 所示。

图 10 所示的离线轨迹(红色实线)与实际轨迹(蓝色实线)的偏差均较小,这是因为离线优化出的弹道已满足射程约束,最大程度地减小每次校正的目标函数值 $z(w_v)$,因此可以有效地减小每次轨迹的校正量。在此基础上,可以减少 Gauss-Newton 法的迭代次数,提高实时性,同时轨迹小幅度的调整也会最大程度地保障弹道性能。实际弹道与离线弹道的总气动热对比情况如表 4 所示。

由表 4 可以得出,在线校正对弹道总气动热影响幅度均小于 1%,因此可以得出结论:预测校正方法对离线设计弹道的性能影响较小,同时对于以其他优化目标建立的离线轨迹应具有同样的工程意义。

表 2 弹道求解精度

Table 2 Accuracy of trajectory solving km

剩余射程 S_{go}	求解弹道射程 S_{pre}	射程偏差 $S_{go} - S_{pre}$
6210.56272	6210.56478	-0.0021
6500.00000	6499.96792	0.0321
7000.00000	6999.99780	0.0022
7500.00000	7499.97133	0.0287
8000.00000	7999.99806	0.0019
8462.52364	8462.51951	0.0041

表 3 弹道求解时间

Table 3 Time of trajectory solving

参数	次数	最大时间/s	最小时间/s	平均时间/s	时间标准差/s
数值	27	0.7964	0.0961	0.4771	0.2271

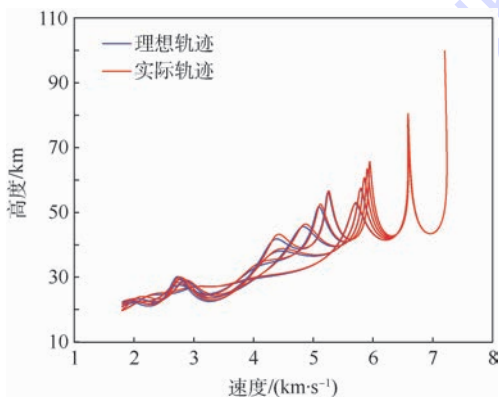


图 10 纵向轨迹对比

Fig. 10 Comparison of longitudinal trajectory

表 4 总气动热对比

Table 4 Comparison of total aerodynamic heat

射程/km	离线气动热/kJ	在线气动热/kJ	偏差/%
5775.8	419771	422666	0.69
6267.9	439710	442212	0.57
6764.7	459646	462756	0.68
7264.8	476898	480360	0.73
7767.2	493759	496492	0.55
8270.9	505929	509214	0.65
8775.2	524966	528531	0.68
9279.5	545929	550088	0.76
9782.9	560820	566370	0.99

4 约束实时预测校正

再入过程中,飞行器要求满足复杂的过程约束,而代表约束的倾侧角走廊是在平衡滑翔假设下成立,而通常高升阻比飞行器的飞行轨迹振荡幅度较大,通常不能严格满足平衡滑翔假设^[21]。而且实际飞行时,大气环境的不确定因素与飞行器内部的干扰使优化的轨迹的过载与热流率容易超过约束的最大边界,故需要在保证已有制导方法可靠性的前提下,对过程约束施加一个更加严格的限制以达到二次保障的效果。由式(1)可得出高度变化率与速度倾斜角的关系如下:

$$\dot{r} = v \sin \theta \quad (24)$$

由式(24)可得,轨迹振荡程度受速度倾斜角影响较大,故可基于过程约束对速度倾斜角施加一个通用有效的控制律来避免轨迹过度振荡。以动压约束为例,当动压接近最大约束值时,设计控制律如下:

$$\dot{q}_{(t)} = -k_q (q_{(t)} - q_{\max}) \quad (25)$$

式中: $k_q = 0.1$ 为动压反馈系数,由式(6)微分可得

$$\dot{q}_{(t)} = q_{(t)} \left(\frac{2\dot{v}}{v} - \frac{\dot{h}}{h_0} \right) \quad (26)$$

式中: $h_0 = 7200$ 为大气密度常数。

综合式(24)~式(26)即可得速度倾斜角的反馈值如下:

$$\sin \theta_q = -h_0 \left[-k_q (q_{(t)} - q_{\max}) - 2q_{(t)} \frac{\dot{v}}{v} \right] / (q_{(t)} v) \quad (27)$$

同理,对于热流率与动压约束也有相同的推论:

$$\sin \theta_n = -h_0 \left[-k_n (n_{(t)} - n_{\max}) - 2n_{(t)} \frac{\dot{v}}{v} \right] / (n_{(t)} v) \quad (28)$$

$$\sin \theta_{\dot{q}} = -2h_0 \left[-k_{\dot{q}} (\dot{Q}_{(t)} - \dot{Q}_{\max}) - \right]$$

$$3.15 \dot{Q}_{(t)} \frac{\dot{v}}{v} \Big] / (\dot{Q}_{(t)} v) \tag{29}$$

式中： $k_n = 0.1$ 和 $k_{\dot{Q}} = 0.2$ 分别为过载、热流率反馈系数； θ_q 、 θ_n 和 $\theta_{\dot{Q}}$ 分别为动压、过载和热流率对应的速度倾斜角反馈值。

在每个制导周期中，倾侧角参考值 σ_{ref} 决定了飞行器纵向的升力为 $L \cos \sigma_{ref}$ ，当实际速度倾斜角小于校正速度倾斜角幅值时，此时飞行器下降更快，则气动力增强并会导致约束超出，即

$$\theta_{ref} < \theta_{max} \tag{30}$$

此时弹道将超出最大约束，应进行校正。根据式(1)可得，倾侧角变化较快而速度倾斜角变化较慢，此时基于时标分离理论^[22]可得约束预测校正方法通过式(2)的速度倾斜角对倾侧角进行反馈，具体如下：

$$L \cos \sigma = L \cos \sigma_{ref} - k_0 m_0 v (\sin \theta_{max} - \sin \theta_{ref}) \tag{31}$$

使 $\sin \theta_{max} = \max(\sin \theta_q, \sin \theta_n, \sin \theta_{\dot{Q}})$ ，即可同时满足 3 种过程约束。约束预测校正效果如图 11 ~ 图 13 所示(g_0 为标准重力加速度)。

由图 11 ~ 图 13 可以看出：①在三维飞行时，约束未经校正会超过上限值；②未校正的约束

值完全大于或等于校正后的约束值；③校正的效果非常明显；④校正后的约束均满足最大约束限制，具有良好的鲁棒性。此外，约束预测校正方法不仅要求在飞行时对过程约束进行有效的保障，且不能影响总体算法的精度与鲁棒性。

从图 14 中可以看出，整个过程仅对速度倾斜角进行一次校正。结合图 7 可知，在轨迹趋近 HV 走廊下界时，方法才会对约束产生校正效果，且校正时间远小于总体制导时间。在此分析基础上可以得出结论：对于实际飞行的不稳定因素，约束实时预测校正可以对约束产生有效的二次保障效果，同时不影响整体制导方法的性能。

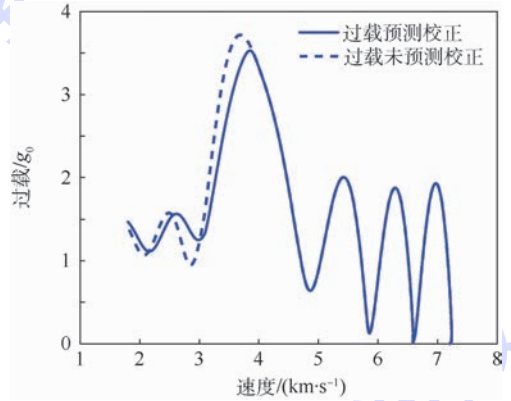


图 13 过载曲线对比

Fig. 13 Comparison of load curves

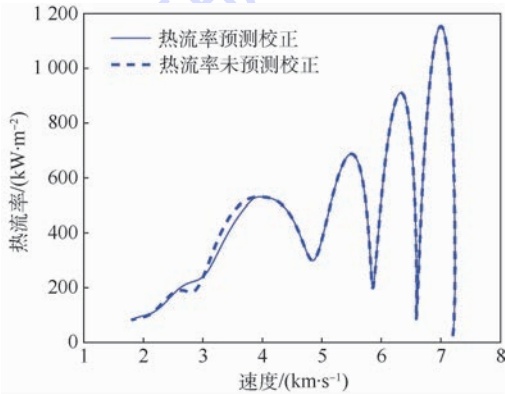


图 11 热流率曲线对比

Fig. 11 Comparison of heat flow curves

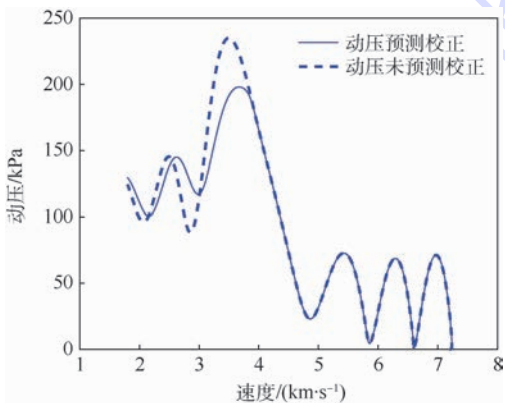


图 12 动压曲线对比

Fig. 12 Comparison of dynamic pressure curves

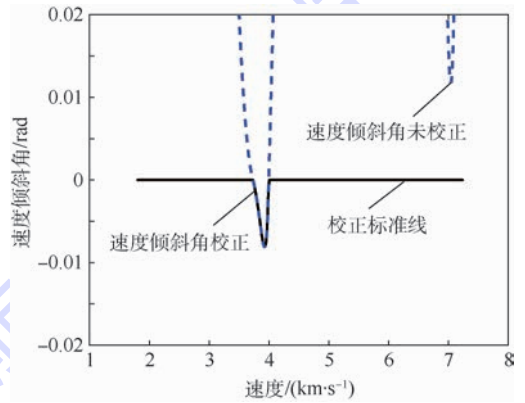


图 14 速度-倾斜角校正曲线

Fig. 14 Velocity-flight path angle corrected curves

5 仿真实验

实际飞行时，再入轨迹的影响因素主要有：①再入点偏差；②气动布局的误差；③大气环境不确定性。针对这些影响因素，本文使用蒙特卡罗方法对其进行综合拉偏仿真，以验证制导方法的精度与鲁棒性。具体拉偏情况如表 5 所示。

表 5 中所有拉偏均采用正态分布，拉偏值为正态分布的标准差。进行 100 次仿真，结果如图 15 ~ 图 17 所示。

表 5 参数拉偏表

Table 5 Parameter deviation table

参数	拉偏值
高度/km	5
速度/($m \cdot s^{-1}$)	30
速度航向角/($^{\circ}$)	1
质量/%	10
大气密度/%	10
经度/($^{\circ}$)	5
纬度/($^{\circ}$)	5
速度倾斜角/($^{\circ}$)	0.1
升力系数/%	10
阻力系数/%	10

分析图 15 ~ 图 17 可得,在整个飞行过程中,约束预测校正方法始终将热流率、过载、动压限制在最大范围内,实现了对约束的限制作用,分析图 18 ~ 图 21 可知,当飞行高度有超过 HV 走廊下界的趋势时,方法对倾侧角有校正作用,因此并不影响总体制导效果。

分析图 15 ~ 图 21 可得出以下结论:

1) 落点经纬度误差可以有效控制在 0.05° 以内,50% 左右的落点精度达到 0.01° ,高度和速度均能满足要求,因此,预测校正方法能够满足再入

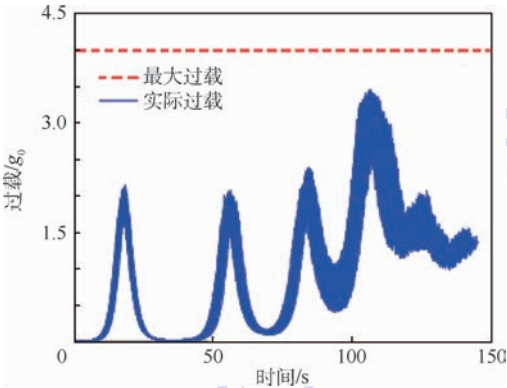


图 15 过载曲线

Fig. 15 Load curves

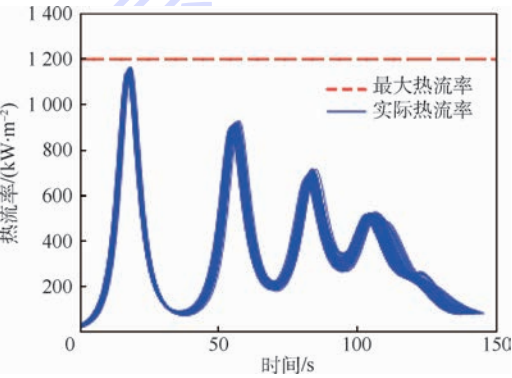


图 16 热流率曲线

Fig. 16 Heat flux curves

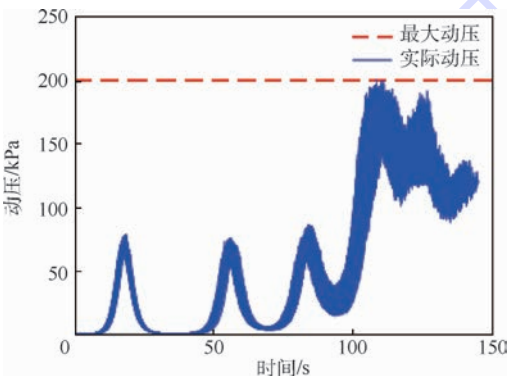


图 17 动压曲线

Fig. 17 Dynamic pressure curves

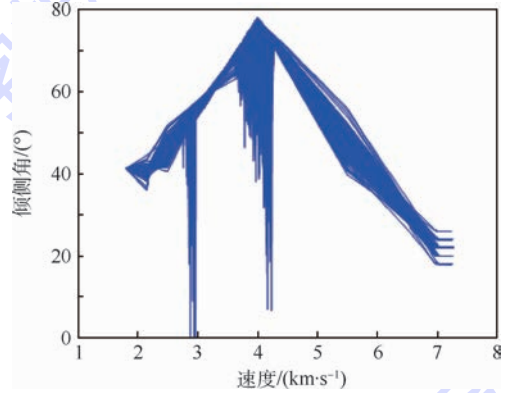


图 18 倾侧角剖面

Fig. 18 Bank angle profile

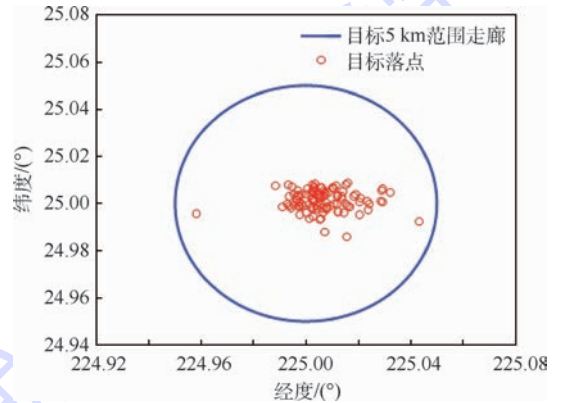


图 19 落点分布

Fig. 19 Droppoint distribution diagram

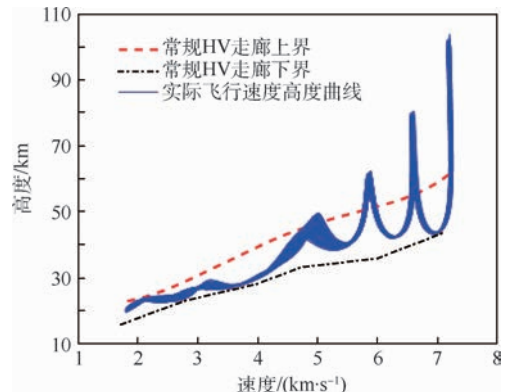


图 20 纵向轨迹分布

Fig. 20 Composition of longitudinal trajectory

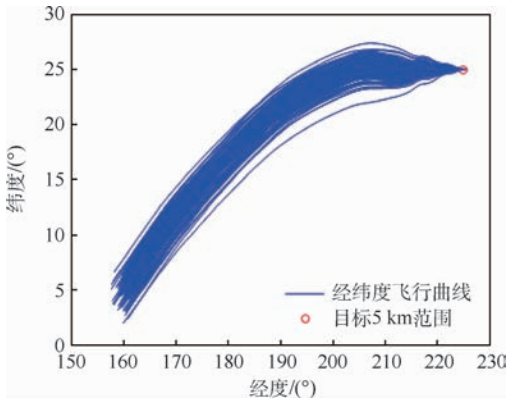


图 21 横向轨迹分布

Fig. 21 Composition of horizontal trajectory

制导的要求。速度倾斜角对于拉偏仿真的影响较为明显,故再入点应尽量保证这一参数的准确度。

2) 约束限制主要在 $4\,000\text{ m/s}$ 对速度倾斜角进行修正,从图 20 得出末端高度分布在 20 km 左右,满足终端约束。结合结论 1) 与过程约束图可知,在参数拉偏下经约束校正的轨迹满足再入制导要求。

3) 对于不同的投放偏差与飞行器自身参数的不确定性等因素,尤其是升阻力系数对射程的产生较大影响时,方法仍能够在满足约束的前提下保证制导的精度,故具有一定的鲁棒性。

6 结 论

本文基于再入运动的特点,设计了离线弹道优化与在线预测校正相结合的制导方法,并针对使用离线优化弹道生成的控制指令进行实际飞行时,过程约束容易超出现象,设计了基于速度倾斜角修正的约束实时校正方法。理论研究仿真验证表明:

1) 在线预测校正是对经优化的弹道进行调整,满足高度、速度、射程等终端约束,落点精度能够满足再入制导的需求,仿真表明,预测校正对弹道性能的影响不超过 1% 。故实际飞行弹道比一般预测校正的弹道较为经济、实用。

2) 拉偏仿真的结果表明,在初始条件、飞行器参数存在误差以及大气环境不确定时,方法都能够有效地自主调整弹道并达到较高的落点精度,能够适应飞行误差与飞行任务调整,具有良好的鲁棒性。

3) 整个方法对约束有 2 层保障,即以过程约束为前提的离线弹道设计与在线调整的实时约束预测校正,仿真结果表明,预测校正方法对约束具有良好的二次保障效果。

4) 本文提出的预测校正方法结构简单,对机载计算机要求不高,且计算时间随着已飞射程的增加而递减。MATLAB 环境下,校正次数为 27

次,每次校正时间约为 $90 \sim 800\text{ ms}$,因此,该方法具有工程运用的潜力。

综上,本文提出的制导方法能够离线对弹道进行优化,预测校正能够对约束进行有效的保障,制导精度与实时性能够满足再入制导的要求,面对复杂环境的鲁棒性较好,具有一定的工程价值。此外,本文内容重点为轨迹实时预测校正,而实际飞行任务需求多样,故离线弹道优化方法仍需改进。

参考文献 (References)

- [1] LU P. Entry guidance: A unified method [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37 (3): 713-728.
- [2] 李惠峰,张冉. 再入飞行器标称迎角优化设计 [J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38 (8): 996-1000.
LI H F, ZHANG R. Optimal design of nominal attack of angle for re-entry vehicle [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38 (8): 996-1000 (in Chinese).
- [3] 李惠峰. 高超声速飞行器制导与控制技术 [M]. 北京: 中国宇航出版社, 2012: 320-325.
LI H F. Guidance and control technology for hypersonic vehicle [M]. Beijing: China Aerospace Publishing House, 2012: 320-325 (in Chinese).
- [4] HANSON J. Advanced guidance and control project for reusable launch vehicles: AIAA-2000-3957 [R]. Reston: AIAA, 2000.
- [5] POWELL R W. Six-degree-of-freedom guidance and control entry analysis of the HL-20 [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1993, 30 (5): 537-542.
- [6] FUHRY D P. Adaptive atmospheric reentry guidance for the Kistler K-1 orbital vehicle: AIAA-1999-4211 [R]. Reston: AIAA, 1999.
- [7] LU P. Regulation about time-varying trajectories: Precision entry guidance illustrated: AIAA-1999-4070 [R]. Reston: AIAA, 1999.
- [8] LU P. An integrated approach for entry mission design and flight simulations: AIAA-2004-702 [R]. Reston: AIAA, 2004.
- [9] LU P. Predictor-corrector entry guidance for low-lifting vehicles [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2008, 31 (4): 1067-1075.
- [10] 水尊师,周军. 基于高斯伪谱方法的再入飞行器预测校正制导方法研究 [J]. 宇航学报, 2011, 32 (6): 1249-1255.
SHUI Z S, ZHOU J. On-line predictor-corrector reentry guidance law based on gauss pseudospectral method [J]. Journal of Astronautics, 2011, 32 (6): 1249-1255 (in Chinese).
- [11] 朱国栋,沈作军. 基于轨迹线性化控制的再入轨迹跟踪制导 [J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41 (11): 1975-1982.
ZHU G D, SHEN Z J. Trajectory linearization control based tracking guidance design for entry flight [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41 (11): 1975-1982 (in Chinese).
- [12] 赵颀,沈作军. 基于在线轨迹迭代的自适应再入制导 [J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42 (7): 1526-1535.
ZHAO D, SHEN Z J. Adaptive reentry guidance based on on-board trajectory iterations [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42 (7): 1526-1535 (in

- Chinese).
- [13] 王青,冉茂鹏. 基于预测校正法的高超声速飞行器再入制导[J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39(12): 1563-1567.
WANG Q, RAN M P. Reentry guidance for hypersonic vehicle based on predictor-corrector method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(12): 1563-1567 (in Chinese).
- [14] 赵江,周锐,张超. 考虑禁飞区规避的预测校正再入制导[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(5): 864-870.
ZHAO J, ZHOU R, ZHANG C. Predictor-corrector reentry guidance satisfying no-fly zone constraints [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(5): 864-870 (in Chinese).
- [15] LU P. Entry guidance and trajectory control for reusable launch vehicle[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1997, 20(1): 143-149.
- [16] 雍恩米,唐国金. 高超声速滑翔式再入飞行器轨迹优化与制导方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2008.
YONG E M, TANG G J. Trajectory optimization and guidance method for hypersonic glide reentry vehicle[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2008 (in Chinese).
- [17] PHILLIPS T H. A common aero vehicle (CAV) model, description, and employment guide[R]. Schafer Corporation for AFRL and AFSPC, 2003.
- [18] XUE S, LU P. Constrained predictor-corrector entry guidance [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2010, 33(4): 1273-1280.
- [19] SHEN Z J, LU P. Onboard generation of three-dimensional constrained entry trajectories[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2003, 26(1): 111-121.
- [20] LZMAILOV A F, SOLODOV M V. Stabilized SQP revisited [J]. Mathematical Programming, 2012, 133(1-2): 93-120.
- [21] LU P, FORBES S, BALDWIN M. Gliding guidance of high L/D hypersonic vehicles [C] // AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2013: 1-22.
- [22] LU P. Entry guidance using time-scale separation in gliding dynamics[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2015, 52(4): 1253-1258.

作者简介:

程阳 男, 硕士研究生。主要研究方向: 再入制导。

程林 男, 博士研究生。主要研究方向: 再入制导、自适应控制、智能优化算法。

张庆振 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 制导、控制与故障诊断。

Aircraft predictor-corrector guidance based on online constraint limit enforcement

CHENG Yang*, CHENG Lin, ZHANG Qingzhen, NI Kun, CHU Pei

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: In view of current research situation that the ballistic performance and constraints are unable to be guaranteed by traditional prediction correction algorithm in the reentry process, a new reentry guidance method was proposed, which combines the offline trajectory optimization based on simple parameterization of bank angle profile and the online prediction and correction. Process constraints were analyzed through equilibrium glide condition and the monotonic property of range to bank angle profile was proved. For offline section, control model was built through control variable parameterization (CVP) and the trajectory was optimized through sequence quadratic program (SQP) to improve the ballistic performance greatly. For online section, the solution of bank angle profile was obtained in real time, which satisfied terminal constraints through trajectory iteration based on Gauss-Newton method. Gauss-Newton method has fast convergence speed and high precision for solving trajectory. Finally, a constraint limit method was proposed to cope with the problems that high L/D aircraft would make equilibrium glide condition hard to be established and that strong interference would make constraints be violated, which provided powerful protection to process constraints in reentry. The simulation results show that this method is adaptable to uncertain factors such as throwing deviation, aircraft parameters and atmospheric model, and is of engineering application value for trajectory performance guarantee.

Keywords: reentry guidance; trajectory optimization; real-time predictor-corrector; constraint predictor-corrector; Monte Carlo simulation

Received: 2016-10-27; Accepted: 2017-02-06; Published online: 2017-02-27 09:36

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170227.0936.002.html

* Corresponding author. E-mail: chengyang1104@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0809

电磁航天器编队位置跟踪自适应协同控制



连克非, 董云峰*

(北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083)

摘 要: 通过引入一致性理论针对电磁航天器编队相对位置协同控制问题设计了自适应协同控制器。分析了电磁航天器编队的基本原理,建立了电磁航天器编队相对运动精确的非线性动力学方程。基于电磁力远场计算模型的不确定性,对相对运动动力学模型进行了修正。在电磁力计算模型不确定和航天器间存在通信时延的条件下,对位置跟踪控制的目标设计了自适应协同控制器。考虑到电磁航天器磁矩产生能力的不同,给出了通过优化进行磁矩分配的方案。通过仿真表明:所设计的自适应协同控制器不仅实现了对期望轨迹的准确跟踪,而且相比人工势函数法,暂态维持编队构型的能力提高了4.9倍,并且所给出的磁矩分配方案实现了磁矩的合理分配。

关键词: 电磁航天器; 编队飞行; 协同控制; 自适应; 位置跟踪

中图分类号: V412.4

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2154-09

卫星编队利用成员卫星间的协同工作可以实现传统单颗卫星难以完成的任务^[1]。由于基于冲量原理的推力器在进行卫星编队轨道控制时具有存在光学污染和寿命有限等诸多问题^[2],利用卫星之间的电磁力实现相对轨道的控制受到了众多学者的关注^[2-12]。电磁航天器编队通过改变各成员卫星电磁线圈的电流可以改变电磁力的大小和方向^[3],与用于编队控制的绳系力和电荷力只能沿径向方向相比,电磁力则可以沿任意方向^[4]。为了实现逐渐复杂化和多样化的编队飞行任务,往往需要基于卫星间的信息交互对成员卫星进行有效地协同控制^[13],并且对于电磁航天器编队,成员卫星间的距离一般只有几十米,卫星碰撞的可能性较大^[5],因此提高编队控制的协同性和精度对电磁航天器编队更加高效地完成空间任务具有重要意义。

电磁线圈用于航天器相对运动控制首先由麻

省理工学院空间实验室的 Kong 和 Miller 等提出^[3-4]。Elias^[6]针对2颗电磁航天器的相对运动利用 Kane 方法建立了非线性动力学模型,并提出固定自由偶极子的磁矩求解方法。Ahsun 等^[5,7]和 Elias^[6]分别采用自适应控制方法和人工势函数法研究了电磁卫星编队的构型控制,并将两者的控制结果进行了比较。苏建敏和董云峰^[8]在 Ahsun 研究的基础上将人工势函数法和 C-W 方程结合研究了电磁航天器编队的构型重构控制,并建立非线性方程组求解磁矩,但是该磁矩求解方法不能根据编队卫星的差异进行磁矩分配。徐增文等^[9]针对双电磁航天器编队的构型维持问题设计了自适应控制律,并给出了基于能量均衡原则进行双星磁矩分配的磁矩解析表达式。邵龙飞等^[10]研究了电磁航天器编队的绳系动力学模型与运动规划方法,提出通过序列控制实现多颗电磁航天器的编队构型控制。但目前电磁航天器

收稿日期: 2016-10-18; 录用日期: 2016-12-23; 网络出版时间: 2017-01-19 11:06

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170119.1106.002.html

* 通讯作者: E-mail: sinosat@buaa.edu.cn

引用格式: 连克非, 董云峰. 电磁航天器编队位置跟踪自适应协同控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2154-2162.
LIAN K F, DONG Y F. Adaptive cooperative control for electromagnetic spacecraft formation flight position tracking[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2154-2162 (in Chinese).

编队控制研究基本上都采取主从式的控制策略,并未考虑成员卫星之间的信息交互,导致编队的协同能力较差,而且在求解磁矩时没有充分考虑各成员卫星的差异。为了增强电磁航天器编队的协同性,有必要引入信息一致性理论描述卫星间的信息拓扑关系,并且结合电磁航天器编队特殊的飞行原理和受力特点,分析相应的协同控制方法。

在基于一致性理论研究卫星编队的协同控制方面,毕鹏等^[14]考虑了通信拓扑变换的情况,基于 C-W 方程给出了卫星编队非线性协同控制律。马广富和梅杰^[15]基于非线性相对运动动力学方程,考虑了卫星质量的不确定性,提出了能够有效补偿卫星质量不确定性的自适应协同控制律。张保群等^[13]综合考虑了存在通信时延、拓扑结构切换、质量不确定和外部扰动等情况下的编队卫星协同控制问题,分别设计了鲁棒位置和姿态协同控制器。郑重和宋申民^[16]基于势函数法考虑了卫星质量的不确定性,对无期望轨迹和有期望轨迹 2 种情况研究了编队卫星避免碰撞的自适应协同控制。Su 和 Dong^[17]通过模仿鱼群的运动规则研究了分布式电磁卫星集群的协同控制,但是该方法只适用于无期望轨迹的情况。由于电磁航天器编队卫星所受到的电磁力真实值通常不能精确计算,并且大多数空间任务对卫星的相对位置是有要求的,所以电磁航天器编队在一般情况下的位置跟踪协同控制不能采取以上的方法。

本文重点研究了多个电磁航天器编队飞行的相对位置协同控制问题。首先,对电磁航天器编队协同控制问题进行建模,分析了电磁航天器编队飞行的基本原理,考虑电磁力模型的不确定性,建立了相对运动动力学模型。然后,采用自适应方法和一致性理论针对电磁航天器编队设计了自适应协同控制器。进一步结合工程实际情况,将磁矩求解问题转化为优化问题,给出了一种考虑成员卫星差异的磁矩求解方法。最后,通过数值仿真验证了控制方法和磁矩求解方法的有效性。

1 电磁航天器编队控制问题描述

1.1 电磁航天器编队基本原理

电磁航天器编队中各成员卫星上都安装有 3 个正交的超导线圈,利用线圈通电后产生的电磁力可以实现电磁航天器编队构型的建立、保持或重构。对由 n 颗成员卫星组成的电磁航天器编队,规定其编号依次为 $0 \sim n-1$ 。忽略地球磁场对电磁航天器编队的作用力,则整个编队所受到

的电磁力合力为 $\mathbf{0}^{[7]}$,即如果第 i 颗卫星所受到的电磁力为 f_{mi} ,则有

$$\sum_{i=0}^{n-1} f_{mi} = \mathbf{0} \quad (1)$$

为了实现电磁航天器编队的控制,可以采用毕奥-萨伐尔定律对电流微元进行积分精确计算 2 个卫星间的电磁力和电磁力矩,但在实际工程中由于计算过于复杂往往采用近似的远场模型^[11]。当 2 个圆形线圈之间的距离大于半径的 8 倍时,每个线圈可以假设为偶极子,其大小方向用磁矩 $\boldsymbol{\mu}$ 描述,计算公式为

$$\boldsymbol{\mu} = NI\pi R^2 \boldsymbol{l} \quad (2)$$

式中: N 为线圈匝数; I 为线圈电流大小; R 为线圈半径; \boldsymbol{l} 为磁偶极子的方向,与电流方向符合右手定则。

第 i 颗卫星的磁矩 $\boldsymbol{\mu}_i$ 为 3 个正交方向线圈磁矩之和,由远场偶极子模型可计算卫星 i 对卫星 j 的电磁力和电磁力矩分别为

$$F_{ij} = \frac{3\mu_0}{4\pi} \left[\frac{\boldsymbol{\mu}_i \cdot \boldsymbol{\mu}_j}{r_{ij}^5} \boldsymbol{r}_{ij} + \frac{\boldsymbol{\mu}_i \cdot \boldsymbol{r}_{ij}}{r_{ij}^5} \boldsymbol{\mu}_j + \frac{\boldsymbol{\mu}_j \cdot \boldsymbol{r}_{ij}}{r_{ij}^5} \boldsymbol{\mu}_i - 5 \frac{(\boldsymbol{\mu}_i \cdot \boldsymbol{r}_{ij})(\boldsymbol{\mu}_j \cdot \boldsymbol{r}_{ij})}{r_{ij}^7} \boldsymbol{r}_{ij} \right] \quad (3)$$

$$T_{ij} = \boldsymbol{\mu}_j \times \frac{\mu_0}{4\pi} \left(-\frac{\boldsymbol{\mu}_i}{r_{ij}^3} + 3 \frac{\boldsymbol{\mu}_i \cdot \boldsymbol{r}_{ij}}{r_{ij}^5} \boldsymbol{r}_{ij} \right) \quad (4)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; $\boldsymbol{\mu}_j$ 为第 j 颗卫星的磁矩; r_{ij} 为卫星 i 到卫星 j 的距离; \boldsymbol{r}_{ij} 为位置矢量,由卫星 i 指向卫星 j ,并且电磁力矩通常作为干扰力矩需要被其他姿态控制执行机构抵消。远场偶极子模型只是近似的电磁力计算模型,相对于电磁力真实值存在一定偏差^[7]。

1.2 相对运动动力学模型

选取卫星 0 为参考卫星,定义 $OXYZ$ 为参考卫星的轨道坐标系,记为 F_0 ,其原点 O 位于参考卫星的质心, X 轴沿参考卫星运动方向, Z 轴由参考卫星质心指向地心, Y 轴方向由右手定则确定。在惯性坐标系下第 i 颗卫星的位置矢量为 \boldsymbol{r}_i ,大小为 r_i 。则第 $i(i=1,2,\dots,n-1)$ 颗卫星相对参考卫星的动力学方程为^[18]

$$\ddot{\boldsymbol{\rho}}_i + \boldsymbol{C}(\dot{\boldsymbol{\theta}}) \dot{\boldsymbol{\rho}}_i + \boldsymbol{D}_i(\ddot{\boldsymbol{\theta}}, \dot{\boldsymbol{\theta}}, \boldsymbol{r}_i) \boldsymbol{\rho}_i + \boldsymbol{n}_i(r_0, \boldsymbol{r}_i) = \boldsymbol{F}_{di} + \boldsymbol{U}_i \quad (5)$$

式中:

$$\boldsymbol{C}(\dot{\boldsymbol{\theta}}) = 2 \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\dot{\theta} \\ 0 & 0 & 0 \\ \dot{\theta} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$D_i(\dot{\theta}, \ddot{\theta}, r_i) = \begin{bmatrix} \frac{\mu_e}{r_i^3} - \dot{\theta}^2 & 0 & -\ddot{\theta} \\ 0 & \frac{\mu_e}{r_i^3} & 0 \\ \ddot{\theta} & 0 & \frac{\mu_e}{r_i^3} - \dot{\theta}^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$n_i(r_0, r_i) = \mu_e \left[0 \quad 0 \quad \frac{1}{r_0^2} - \frac{r_0}{r_i^3} \right]^T \quad (8)$$

$$F_{di} = \frac{f_{di}}{m_i} - \frac{f_{d0}}{m_0} \quad (9)$$

$$U_i = \frac{f_{mi}}{m_i} - \frac{f_{m0}}{m_0} \quad (10)$$

式中: r_0 为参考星在惯性坐标系下位置的大小; ρ_i 为第 i 颗卫星在参考卫星轨道坐标系的相对位置; θ 为参考卫星的真近角; μ_e 为地球引力常数; F_{di} 和 U_i 分别为相对摄动加速度和相对控制加速度; m_i 和 f_{di} 分别为第 i 颗卫星的质量和受到的空间摄动力。

需要说明的是, 本文与相对运动有关的变量下标 i 均为从 $1 \sim n-1$, 其他情况如描述各个卫星的磁矩、质量等参数, 下标 i 均为从 $0 \sim n-1$ 。

以上相对运动动力学方程对参考卫星的轨道没有限制条件, 可以精确地描述 n 颗电磁航天器间的相对运动。在进行电磁航天器编队的控制时需要计算出 U_i , 然后求出 f_{mi} , 求解时联立式(1)和式(10)可得 n 阶线性方程组, 该方程组具有唯一解。由于电磁力计算采用的模型是远场近似模型, 计算出的电磁力与真实值存在不确定偏差。假定偶极子模型计算出的电磁力为 \hat{f}_{mi} , 则相对控制加速度也有近似值 \hat{U}_i, \hat{f}_{mi} 与 \hat{U}_i 之间同样有式(1)和式(10)决定的对应关系。电磁力计算值和真实值之间的不确定偏差作为干扰会影响系统的稳定性, 为了对不确定偏差进行补偿, 引入修正系数 δ_i , 对近似相对控制加速度修正得到其精确值 U_i , 计算公式为

$$U_i = \begin{bmatrix} \hat{U}_{ix} \\ \hat{U}_{iy} \\ \hat{U}_{iz} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{U}_{ix} & 0 & 0 \\ 0 & \hat{U}_{iy} & 0 \\ 0 & 0 & \hat{U}_{iz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{ix} \\ \delta_{iy} \\ \delta_{iz} \end{bmatrix} = \hat{U}_i + Y_i \delta_i \quad (11)$$

式中: $Y_i = \text{diag}(\hat{U}_i)$; $\delta_i = [\delta_{ix} \quad \delta_{iy} \quad \delta_{iz}]^T$ 为电磁力计算模型不确定性修正系数。通过引入修正系数, 相对运动动力学方程变为

$$\ddot{\rho}_i + C \dot{\rho}_i + D_i \rho_i + n_i = F_{di} + \hat{U}_i + Y_i \delta_i \quad (12)$$

1.3 图论

采用加权无向图描述电磁航天器编队各成员卫星间的信息交互。一个加权无向图 $G = (V, E, A)$ 由节点集 $V = \{0, 1, \dots, n-1\}$, 边集 $E \subseteq V \times V$ 和加权邻接矩阵 $A = [a_{ij}] \in \mathbf{R}^{n \times n}$ 组成^[13-15]。节点 $i (i=0, 1, \dots, n-1)$ 代表第 i 颗卫星, 边 $(i, j) \in E$ 代表卫星 i 与卫星 j 有通信, 加权邻接矩阵 A 表示整个编队的通信拓扑结构和通信性能^[13]。无向图中, 如果节点 i 和节点 j 有信息传递, 则有 $(i, j) \in E$ 且 $(j, i) \in E$ 。如果 $i \neq j$ 且 $(i, j) \in E$, 则 $a_{ij} = a_{ji} > 0$, 否则 $a_{ij} = 0$ 。通常认为卫星自身没有通信, 即 $a_{ii} = 0$ 。如果无向图任意两节点都有通信, 则称该无向图是连通的^[13]。

2 自适应协同控制器设计

为实现电磁航天器编队的协同控制, 即要求卫星 i 相对参考卫星 0 跟踪期望相对位置 ρ_i^d 和期望相对速度 v_i^d 的同时电磁编队整体也能暂态保持一定的编队构型。卫星 i 的位置跟踪误差和速度跟踪误差分别为

$$\tilde{\rho}_i = \rho_i - \rho_i^d \quad (13)$$

$$\tilde{v}_i = v_i - v_i^d \quad (14)$$

式中: $v_i = \dot{\rho}_i$ 为实际相对速度。为方便研究, 参考文献[15], 定义辅助变量为

$$\dot{q}_i^p = v_i^d - \alpha \tilde{\rho}_i \quad (15)$$

其中: $\alpha > 0$ 为正常数, 采用滑模变结构控制律, 则卫星 i 的切换函数为

$$s_i = v_i - \dot{q}_i^p = \tilde{v}_i + \alpha \tilde{\rho}_i \quad (16)$$

由式(12)和式(16)得

$$\dot{s}_i = -\Phi_i - Cs_i + \hat{U}_i + Y_i \delta_i \quad (17)$$

式中:

$$\Phi_i = \ddot{q}_i^p + C \dot{q}_i^p + D_i \rho_i + n_i - F_{di} \quad (18)$$

1.2 节对电磁力模型的不确定性进行了分析, 此外卫星在进行信息交互时, 由于传输距离和传输设备的限制, 传输过程不可避免地存在时间延迟, 假定延迟时间为常值并记为 τ_{ij} 。借鉴文献[13-16]基于一致性理论的协同控制算法, 对电磁航天器编队设计相应的位置跟踪协同控制器为

$$\hat{U}_i = \Phi_i - \eta_i \gamma_i(s_i) - k_i s_i - \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} [s_i - s_j(t - \tau_{ij})] - Y_i \hat{\delta}_i \quad (19)$$

$$\gamma_i(s_i) = \frac{s_i}{|s_i| + \varepsilon} \quad (20)$$

$$\dot{\hat{\delta}}_i = \lambda_i \mathbf{Y}_i \mathbf{s}_i \quad (21)$$

式中: η_i, k_i 和 λ_i 均为正常数; ε 为很小的正数; $\hat{\delta}_i$ 为 δ_i 的估计值, $\tilde{\delta}_i = \delta_i - \hat{\delta}_i$ 为估计误差, 则有

$$\dot{\tilde{\delta}}_i = -\dot{\hat{\delta}}_i = -\lambda_i \mathbf{Y}_i \mathbf{s}_i \quad (22)$$

控制律式(19)共有 5 项, 其中前 3 项为位置与速度跟踪项, 采用趋近律为指数趋近律的滑模变结构控制; 第 4 项为协同控制项, 用于实现位置跟踪时暂态构型的保持; 最后一项为相对控制加速度补偿项。

电磁航天器的线圈会产生电磁干扰力矩, 由式(4)可知电磁力矩大小和相对位置有关, 而传统的滑模控制存在抖振现象, 如果位置控制的结果存在较大误差或抖振现象, 会严重影响卫星的姿态控制, 所以第 2 项主要是为了削弱抖振, 提高控制精度。从协同控制项可看出, 为了实现编队的协同, 成员卫星需要通过通信获得其他卫星的位置跟踪误差和速度跟踪误差, 从而使各卫星的相对状态趋于一致, 并且还可注意到, 电磁航天器编队中参考卫星 0 和其他卫星有无通信并不影响编队的协同, 这是因为式(1)充当了参考卫星和其他卫星之间的信息交换。

定理 对动力学方程式(12)描述的电磁航天器编队, 采用控制律式(19)~式(21), 有以下结论成立: 对 $\forall i, j$, 有 $\tilde{\rho}_i, \tilde{v}_i$ 和 $\hat{\delta}_i$ 全局一致有界, 且当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有 $\tilde{\rho}_i \rightarrow \tilde{\rho}_j \rightarrow \mathbf{0}, \tilde{v}_i \rightarrow \tilde{v}_j \rightarrow \mathbf{0}$ 。

证明 选取 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \tilde{\delta}_i^T \lambda_i^{-1} \tilde{\delta}_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \int_{t-\tau_{ij}}^t \mathbf{s}_j^T(x) \mathbf{s}_j(x) dx \quad (23)$$

对时间求导得

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T \dot{\mathbf{s}}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \tilde{\delta}_i^T \lambda_i^{-1} \dot{\tilde{\delta}}_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} [\mathbf{s}_j^T \mathbf{s}_j - \mathbf{s}_j^T(t-\tau_{ij}) \mathbf{s}_j(t-\tau_{ij})] \quad (24)$$

结合式(17)和式(19)有

$$\dot{\mathbf{s}}_i = -\mathbf{C} \mathbf{s}_i - \eta_i \boldsymbol{\gamma}_i(\mathbf{s}_i) - k_i \mathbf{s}_i - \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} [\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_j(t-\tau_{ij})] + \mathbf{Y}_i \tilde{\delta}_i \quad (25)$$

注意到 \mathbf{C} 是反对称阵, 且 $a_{ij} = a_{ji}$, 则有

$$\sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T \mathbf{C} \mathbf{s}_i = 0 \quad (26)$$

$$\sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_i = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_j^T \mathbf{s}_j \quad (27)$$

将式(22)和式(25)代入式(24), 可得

$$\dot{V} = - \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T \eta_i \boldsymbol{\gamma}_i(\mathbf{s}_i) - \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T k_i \mathbf{s}_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_j(t-\tau_{ij}) - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_j^T(t-\tau_{ij}) \mathbf{s}_j(t-\tau_{ij}) \quad (28)$$

根据如下不等式:

$$- \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_i^T \mathbf{s}_j(t-\tau_{ij}) - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} a_{ij} \mathbf{s}_j^T(t-\tau_{ij}) \mathbf{s}_j(t-\tau_{ij}) \leq 0 \quad (29)$$

可得

$$\dot{V} \leq - \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T \eta_i \boldsymbol{\gamma}_i(\mathbf{s}_i) - \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{s}_i^T k_i \mathbf{s}_i \leq 0 \quad (30)$$

因为 $V > 0$ 且 $\dot{V} \leq 0$, 可得 $(\mathbf{s}_i, \delta_i - \hat{\delta}_i) \in L_\infty$, 考虑到 $\mathbf{s}_i = \hat{\mathbf{v}}_i + \alpha \tilde{\rho}_i$ 且实际修正系数 δ_i 有界, 所以可得 $\tilde{\rho}_i, \tilde{v}_i$ 和 $\hat{\delta}_i$ 全局一致有界。根据式(19)~式(21)和式(25)可得 $\dot{\mathbf{s}}_i \in L_\infty$, 由 Barbalat 引理推论^[19]可知, 当 $t \rightarrow \infty$, 有 $\mathbf{s}_i \rightarrow \mathbf{0}$, 进而有 $\tilde{\rho}_i \rightarrow \tilde{\rho}_j \rightarrow \mathbf{0}$ 且 $\tilde{v}_i \rightarrow \tilde{v}_j \rightarrow \mathbf{0}$ 。

证毕

3 考虑卫星差异的磁矩求解

在电磁航天器编队的控制中通常需要根据已知的电磁力反解控制磁矩。为了求解磁矩, 在轨道坐标系 F 。下由式(3)求解每颗卫星受到的电磁力可得非线性方程组:

$$\mathbf{F}_i(\boldsymbol{\mu}_0, \boldsymbol{\mu}_1, \dots, \boldsymbol{\mu}_{n-1}, \boldsymbol{\rho}_1, \boldsymbol{\rho}_2, \dots, \boldsymbol{\rho}_{n-1}) = \mathbf{f}_{mi} \quad (31)$$

注意到有式(1)的限制, 导致该非线性方程组有效的方程只有 $3(n-1)$ 个, 但未知量 $\boldsymbol{\mu}_i$ 共有 $3n$ 个, 所以该方程组具有无穷多解^[8]。在利用超导线圈进行编队控制时, 工程上往往有很多约束, 例如为了节省能量磁矩要求尽量小, 为了使控制过程容易实现磁矩改变量也要尽量小, 为了减轻姿态控制的压力电磁干扰力矩也要尽量小, 所以引入目标函数

$$\min \left[\sum_{i=0}^{n-1} \boldsymbol{\mu}_i^T(t) \mathbf{W}_{mi} \boldsymbol{\mu}_i(t) + \sum_{i=0}^{n-1} \Delta \boldsymbol{\mu}_i^T \mathbf{W}_{di} \Delta \boldsymbol{\mu}_i + \sum_{i=0}^{n-1} w_{ti} \|\mathbf{T}_i(t)\|_2 \right] \quad (32)$$

式中: \mathbf{W}_{mi} 与 \mathbf{W}_{di} 为权重矩阵; $\Delta \boldsymbol{\mu}_i$ 为卫星 i 磁矩相对上一时刻的改变量; w_{ti} 为电磁力矩加权系数; $\|\mathbf{T}_i(t)\|_2$ 为卫星 i 受到的电磁干扰力矩大小, 由

于在量级上远小于磁矩,需要通过权重 w_i 增加比重。

对于 n 颗成员卫星组成的编队,如果卫星的功能、组成或尺寸存在不同,则电磁线圈产生磁矩的能力或卫星姿态控制的能力会存在差异,为了实现资源的高效利用,就需要根据卫星的差异进行磁矩的分配。在计算磁矩时,可以根据卫星能力的差异设定磁矩分配目标,通过对卫星设置不同的加权系数使式(32)在设定的分配目标处有最优解,另外也可以根据对不同能力的重视程度整体调整3个部分各自所占的比重。在式(31)的约束下,对目标函数式(32)进行寻优,可以得到一组控制效果较好的磁矩。对此类优化问题,一般可采用数值方法迭代求解,具体可采用“MATLAB”的“fmincon”函数。

4 数值仿真

4.1 仿真工况设定

为验证控制律的有效性,对4颗卫星组成的电磁航天器编队进行仿真。初始时刻4颗卫星位于半径为5m的空间圆上,组成正四边形编队,卫星0的轨道根数为(7000 km, 0.09, $\pi/4$, $\pi/6$, $\pi/3$, 0)。现要求编队尽量维持正四边形构型的前提下重构到不同平面的另一个半径为10m的空间圆上。初始时刻4颗卫星的位置和速度由相对于中心的轨迹决定:

$$\begin{cases} x_{i0}(t) = 4\sin(\omega t + 0.5\pi i) \\ y_{i0}(t) = 5\cos(\omega t + 0.5\pi i) \\ z_{i0}(t) = -3\sin(\omega t + 0.5\pi i) \end{cases} \quad i = 0, 1, 2, 3 \quad (33)$$

式中: ω 为卫星0的轨道角速度。目标构型4颗卫星相对中心的轨迹为

$$\begin{cases} x_{id}(t) = 5\sin(\omega t + 0.5\pi i) \\ y_{id}(t) = 10\cos(\omega t + 0.5\pi i) \\ z_{id}(t) = 5\sqrt{3}\sin(\omega t + 0.5\pi i) \end{cases} \quad i = 0, 1, 2, 3 \quad (34)$$

卫星质量均为100 kg,卫星0线圈半径为0.8 m,其他卫星线圈半径均为0.5 m,4颗卫星线圈的匝数和材料均相同,由式(2)可知卫星0每个方向上的最大磁矩为其他卫星的2.56倍,选择与文献[8]相同的材料,则4颗卫星单个方向上的最大磁矩分别为 $81250 \times (2.56, 1, 1, 1) \text{ A} \cdot \text{m}^2$ 。

计算摄动干扰时主要计算地球 J_2 项摄动力,其具体形式及参数见文献[20]。因卫星0与其他卫星有无通信不影响编队的协同控制,所以只考虑卫星1、卫星2和卫星3的通信拓扑结构为三角环形拓扑结构,通信时延为3 s。

考虑到卫星的磁矩有最大值的限制,自适应控制律的参数设置为: $\|f_{mi}\|_{\infty} \leq 1 \text{ N}$, $\alpha = 0.01$, $\eta_i = 0.00001$, $\varepsilon = 0.00001$, $k_i = 0.01$, $\lambda_i = 0.1$, $\hat{\delta}_i(0) = \mathbf{0}$, $a_{ij} = 0.02 (i, j = 1, 2, 3 \text{ 且 } i \neq j)$ 。

由于卫星0的电磁线圈具有更强的产生磁矩的能力,磁矩求解的目标是在小于最大磁矩的前提下,让卫星0的磁矩平均值大约为其他卫星的2.56倍,所以设置磁矩求解的有关参数为: $W_{m0} = 0.07I_{3 \times 3}$, $W_{mi} = 0.31I_{3 \times 3} (i = 1, 2, 3; I_{3 \times 3}$ 为单位矩阵), $W_{di} = 0.1I_{3 \times 3}$, $w_{ii} = 10^3$ 。

4.2 仿真结果

图1给出了4颗卫星相对运动的三维立体图,可以看出4颗卫星均达到了期望的编队构型。图2和图3为卫星1、卫星2和卫星3相对卫星0的位置跟踪误差曲线和速度跟踪误差曲线,从图中可看出位置跟踪误差和速度跟踪误差一致收敛到零,并且位置跟踪稳态误差在 10^{-3} 量级,而速度跟踪稳态误差在 10^{-5} 量级。仿真结果表明,所设计的自适应协同控制律实现了对期望轨迹的准确跟踪,并且位置和速度收敛具有一定的同步性。

图4为4颗卫星的电磁控制力曲线。图4中

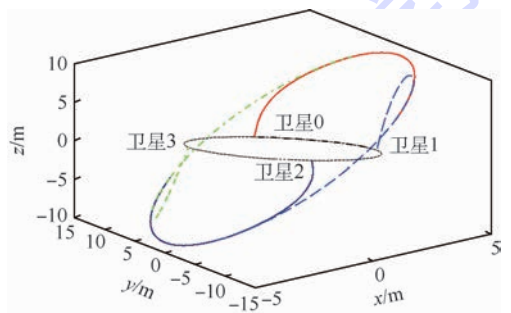


图1 编队卫星相对运动轨迹

Fig. 1 Relative motion trajectories of formation satellites

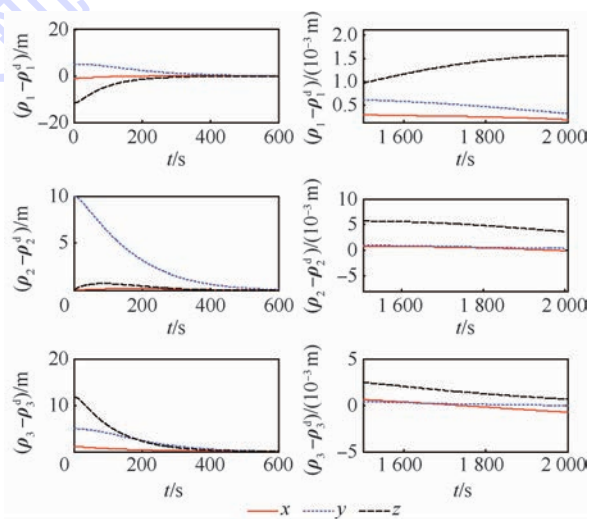


图2 相对位置跟踪误差曲线 ($\eta_i > 0$)

Fig. 2 Curves of relative position tracking errors ($\eta_i > 0$)

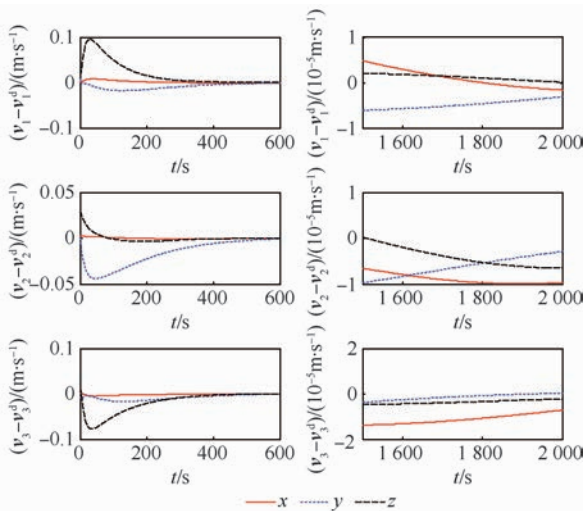


图 3 相对速度跟踪误差曲线

Fig. 3 Curves of relative velocity tracking errors

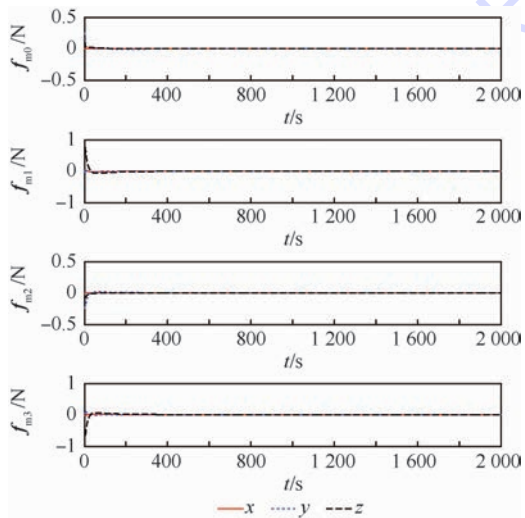


图 4 电磁控制力曲线

Fig. 4 Curves of electromagnetic control force

稳态时刻的电磁力不为零,主要由控制律式(19)的第 1 项前馈补偿项和最后一项电磁力不确定补偿项引起。

图 5 为 4 颗卫星所需的控制磁矩曲线。从图 5 可看出,4 颗卫星的磁矩均在最大磁矩的范围内,并且卫星 0 的磁矩大约为其他卫星的 2 倍,4 颗卫星根据产生磁矩能力的不同实现了磁矩的合理分配。

图 6 为电磁力不确定性修正系数估计值变化曲线。从图 6 可看出修正系数大小为 10^{-4} 量级并且有界,这与第 2 节中证明的 $\hat{\delta}_i$ ($i = 1, 2, \dots, n - 1$) 全局一致有界的结论是相符的。

为了说明本文所设计的控制律具有较高的控制精度,令式(19)中 $\eta_i = 0$,可得位置跟踪误差曲线如图 7 所示,可看出稳态误差较大。实际上增大 k_i 也可提高精度,但会显著增加电磁力使磁矩

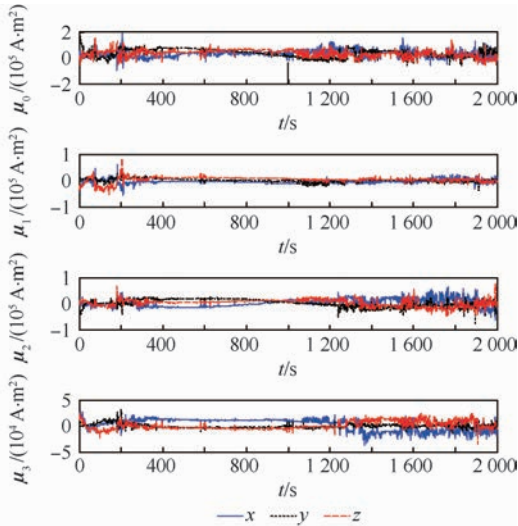


图 5 控制磁矩曲线

Fig. 5 Curves of control magnetic moments

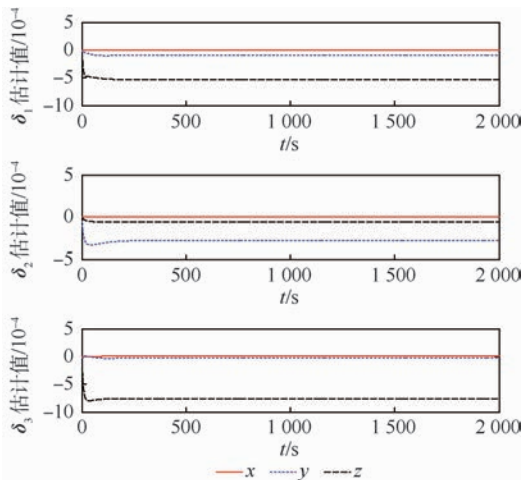


图 6 修正系数变化曲线

Fig. 6 Curves of adjustment coefficients

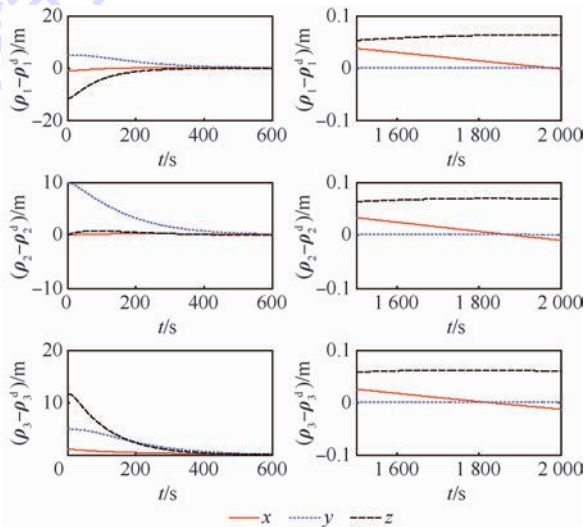


图 7 相对位置跟踪误差曲线 ($\eta_i = 0$)

Fig. 7 Curves of relative position tracking errors ($\eta_i = 0$)

超过最大值,而 η_i 对电磁力影响很小,可见式(19)中第2项主要在稳态时刻起作用提高控制精度。

4.3 与人工势函数法的比较

人工势函数法是一种分布式控制方法,特点是在避免碰撞的前提下实现对期望轨迹的有效跟踪^[8],但是避免碰撞也可以通过选择合理的标称轨迹来实现^[7]。为了分析本文协同控制方法的有效性,在同样工况下利用人工势函数法进行仿真,并引入编队暂态构型维持误差 σ 作为评价指标,其计算公式为^[21]

$$\sigma = \left| \|\rho_1\|_2 - \|\rho_3\|_2 \right| + \left| \|\rho_1\|_2 - \|\rho_1 - \rho_2\|_2 \right| + \left| \|\rho_1 - \rho_2\|_2 - \|\rho_2 - \rho_3\|_2 \right| + \left| \|\rho_2\|_2 - \|\rho_1 - \rho_3\|_2 \right| \quad (35)$$

其中 σ 值越小,表明构型重构过程中暂态维持构型的能力越强,编队的协同性越强^[21],同时计算 σ 平均值的倒数用来直观地表征暂态构型维持能力。当控制律式(19)中不含协同项时,成员卫星间没有信息交互,是主从式编队控制。图8为无协同项、有协同项和采用人工势函数法3种情况下的编队暂态构型维持误差曲线图。图中0.71, 1.52和4.17为 σ 平均值的倒数。从图8可看出,初始阶段有协同项时反而暂态构型维持误差最大,这是由通信延迟造成的。经过多次仿真发现,当通信时延减少时,有协同项情况下的暂态构型维持误差可逐渐减小,可见通信时延对编队的协同控制造成了一定影响。但从整体来看,有协同控制项时电磁航天器编队的协同性获得了明显提高,相比人工势函数法,暂态构型维持能力提高了4.9倍,与无协同项的主从式控制相比,稳态时刻的暂态构型维持能力也提高了近1倍。人工势函数法稳态时刻的暂态构型维持误差较大,且变化周期大约为1/4轨道周期,这是由于人工势函数法有避免碰撞项的存在且采用的

是近似的C-W方程^[18]。

通过仿真说明了本文所设计的自适应协同控制器在实现电磁航天器编队对期望轨迹准确跟踪的同时能更好地保持编队构型的不变性。进一步仿真发现,协同控制项也可提高电磁编队的稳态跟踪精度,这是由于编队成员之间有信息交互能使控制精度更高。

5 结论

本文基于一致性理论提出了电磁航天器编队的协同控制方法,可得出以下结论:

1) 针对 n 颗电磁航天器编队飞行的协同控制问题,在考虑了电磁力计算模型不确定性和成员卫星信息交互的情况下给出的自适应协同控制器可以有效地实现电磁航天器编队的协同控制。该控制器不仅具有较高的位置跟踪精度,而且相比其他主从式控制方法,可使编队的协同性获得明显提高。

2) 给出的磁矩求解方法,充分考虑了成员卫星的差异性和工程应用的限制,能够根据卫星的能力实现磁矩的合理分配,为电磁航天器编队资源的高效利用提供了一种有效途径。

本文所提出的电磁航天器编队自适应协同控制方法可有助于航天器利用电磁力完成空间干涉仪、合成孔径雷达以及交会对接等协同性要求较高的空间任务,并且在一定程度上通过提高编队的协同性也可减小电磁编队成员卫星间碰撞的概率。

参考文献 (References)

- [1] 张博,罗建军,袁建平.一种基于信息一致性的卫星编队协同控制策略[J].航空学报,2010,31(5):1004-1013.
ZHANG B, LUO J J, YUAN J P. A satellite formation cooperative control strategy based on information consensus[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2010, 31(5): 1004-1013 (in Chinese).
- [2] 王龙,杨乐平,许军校.电磁编队飞行与电磁交会对接关键技术及进展[J].装备指挥技术学院学报,2009,20(1):74-78.
WANG L, YANG L P, XU J X. The key technology and development of electromagnetic formation flight and electromagnetic rendezvous docking[J]. Journal of Academy of Equipment Command & Technology, 2009, 20(1): 74-78 (in Chinese).
- [3] KONG E M C, KWON D W, SCHWEIGHART S A, et al. Electromagnetic formation flight for multisatellite arrays[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2004, 41(4): 659-666.
- [4] MILLER D W, SEDWICK R J. Electromagnetic formation flight phase I report[R]. Boston: Massachusetts Institute of Technolo-

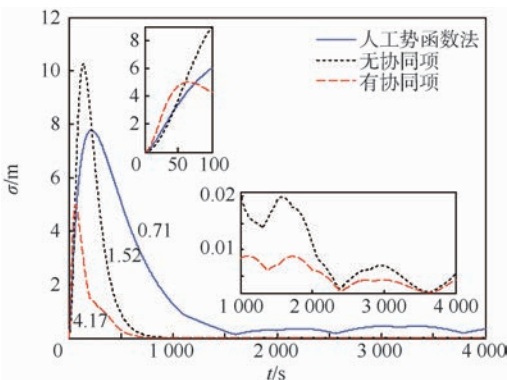


图8 编队暂态构型维持误差曲线

Fig. 8 Curves of formation instantaneous configuration position keeping error

- gy,2003.
- [5] AHSUN U, MILLER D W, RAMIREZ J L. Control of electromagnetic satellite formations in near-earth orbits[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2010, 33(6):1883-1891.
- [6] ELIAS L M. Dynamics of multi-body space interferometers including reaction wheel gyroscopic stiffening effects: Structurally connected and electromagnetic formation flying architectures[D]. Boston: Massachusetts Institute of Technology, 2004.
- [7] AHSUN U. Dynamics and control of electromagnetic satellite formations[D]. Boston: Massachusetts Institute of Technology, 2007.
- [8] 苏建敏,董云峰. 利用人工势函数法的卫星电磁编队控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(2):213-217.
SU J M, DONG Y F. Artificial potential function method for satellite electromagnetic formation control[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(2):213-217(in Chinese).
- [9] 徐增文,师鹏,赵育善. 双电磁航天器编队构型保持自适应控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(12):2302-2308.
XU Z W, SHI P, ZHAO Y S. Adaptive control for two-spacecraft electromagnetic formation keeping[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(12):2302-2308(in Chinese).
- [10] 邵龙飞,师鹏,赵育善. 电磁航天器编队动力学建模与运动规划方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(4):737-743.
SHAO L F, SHI P, ZHAO Y S. Dynamics modeling and motion programming for electromagnetic formation flight[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(4):737-743(in Chinese).
- [11] SCHWEIGHART S A. Electromagnetic formation flight dipole solution planning[D]. Boston: Massachusetts Institute of Technology, 2005.
- [12] 黄涣,杨乐平,朱彦伟,等. 双星电磁编队的动力学平衡态稳定性与控制[J]. 国防科技大学学报, 2013, 35(3):12-17.
HUANG H, YANG L P, ZHU Y W, et al. Stability and control of dynamics equilibrium for two-spacecraft electromagnetic formation[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2013, 35(3):12-17(in Chinese).
- [13] 张保群,宋申民,陈兴林. 带时延和拓扑切换的编队卫星鲁棒协同控制[J]. 宇航学报, 2012, 33(7):910-919.
ZHANG B Q, SONG S M, CHEN X L. Robust coordinated control for formation flying satellites with time delays and switching topologies[J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(7):910-919(in Chinese).
- [14] 毕鹏,罗建军,张博. 一种基于一致性理论的航天器编队飞行协同控制方法[J]. 宇航学报, 2010, 31(1):70-74.
BI P, LUO J J, ZHANG B. Cooperate control algorithm for spacecraft formation flying based on consensus theory[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(1):70-74(in Chinese).
- [15] 马广富,梅杰. 多星系统相对轨道的自适应协同控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(6):781-787.
MA G F, MEI J. Adaptive cooperative control for relative orbits of multi-satellite systems[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(6):781-787(in Chinese).
- [16] 郑重,宋申民. 考虑避免碰撞的编队卫星自适应协同控制[J]. 航空学报, 2013, 34(8):1934-1943.
ZHENG Z, SONG S M. Adaptive coordination control of satellites within formation considering collision avoidance[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(8):1934-1943(in Chinese).
- [17] SU J M, DONG Y F. Gathering the fractionated electromagnetic satellites cluster by simulating fish school[J]. Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 2012, 84(2):115-119.
- [18] KRISTIENSEN R, NICKLASSON P J, GRAVDHAHL J T. Formation modelling and 6DOF spacecraft coordination control[C]// Proceedings of the 2007 American Control Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007:4690-4696.
- [19] KRSTIC M, KANELLAKOPOULOS I, KOKOTOVIC P. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995:490-491.
- [20] 章仁伟. 卫星轨道姿态动力学与控制[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 1998:50-51.
ZHANG R W. Orbit and attitude dynamics and control of satellite[M]. Beijing: Beihang University Press, 1998:50-51(in Chinese).
- [21] ZHANG B Q, SONG S M. Decentralized coordinated control for multiple spacecraft formation maneuver[J]. Acta Astronautica, 2012, 74:79-97.

作者简介:

连克非 男, 硕士研究生。主要研究方向: 卫星编队控制。

董云峰 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 航天器总体设计技术、航天器动力学与控制技术、飞行器动态模拟技术。

Adaptive cooperative control for electromagnetic spacecraft formation flight position tracking

LIAN Kefei, DONG Yunfeng*

(School of Astronautics, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Aimed at the relative position cooperative control problem of electromagnetic spacecraft formation flight, an adaptive cooperative controller was designed based on the consensus theory. Firstly, primary principles and accurate nonlinear dynamics equation of the relative motion of electromagnetic spacecraft formation were discussed. The relative motion dynamics model was then amended considering the uncertainties of the electromagnetic distant field calculation model. Secondly, nonlinear adaptive cooperative control laws for formation station tracking were designed under the condition of electromagnetic model uncertainty and communication delay among spacecraft. Solutions of magnetic moment allocation by utilizing optimization method were developed according to the difference of the maximum magnetic moments that electromagnetic spacecraft can produce. Finally, simulation shows that the adaptive cooperative controller is effective, and compared with artificial potential function method, the ability of maintaining the instantaneous stability of formation shape is improved by 4.9 times. The allocation method of magnetic moments has also achieved reasonable results.

Keywords: electromagnetic spacecraft; formation flight; cooperative control; adaptive; position tracking

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0829

调频多普勒引信抗调幅干扰性能分析



左环宇, 郝新红*, 岳凯

(北京理工大学 机电学院, 北京 100081)

摘 要: 为提高调频多普勒引信抗调幅干扰性能, 定量研究了调幅干扰对其作用机理, 以信干比(SJR)增益作为表征参量定量研究了不同调幅干扰作用下调频多普勒引信的抗干扰性能。详细推导了正弦波调幅、方波调幅和三角波调幅干扰作用下调频多普勒引信的信干比增益, 并对其进行了仿真验证。定量分析、仿真与引信实验测试结果表明: 在调幅干扰下调频多普勒引信总信干比增益在 10 dB 量级; 调频多普勒引信抗各种调制样式调幅干扰能力相当, 对调幅干扰调制样式不敏感; 调幅指数对调频多普勒引信抗干扰性能基本无影响; 减小多普勒滤波器带宽可以一定程度提高调频多普勒引信系统抗干扰性能。

关键词: 调频多普勒引信; 调幅干扰; 抗干扰; 信干比(SJR)增益; 多普勒滤波器; 仿真

中图分类号: TJ434.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2163-08

战场复杂电磁环境对无线电引信的抗干扰能力提出了更高的要求, 要求无线电引信必须能够对压制式与欺骗式干扰。研究调频引信的抗干扰性能对这类体制引信的发展都具有重要的意义。

目前国内外文献中, 有很多关于无线电引信及其抗干扰性能的研究^[1-10]。文献[11]利用模糊函数来研究调频连续波引信的抗干扰性能, 文献[12-13]提出了采用处理增益方法分析伪码体制以及伪码复合体制引信的抗干扰性能, 文献[14-15]采用信干比(SJR)增益方法定量分析了超宽带引信和脉冲多普勒引信的抗干扰性能。信干比增益是基于干扰波形的表征参量, 可以方便对比不同干扰样式信号的干扰效果, 从而为抗干扰设计提供理论依据。目前大多数文献都是针对噪声干扰下引信的抗干扰性能研究, 而对调幅干扰环境下调频多普勒引信抗干扰性能量化分析还未提及。并且较之其他样式干扰调频多普勒引

信对调幅式干扰敏感, 因此研究调幅干扰环境下调频多普勒引信抗干扰性能有很大意义。

本文以谐波定距三角波调频多普勒引信为例, 以信干比增益作为衡量标准, 详细推导了调频多普勒引信在正弦波调幅干扰、方波调幅干扰和三角波调幅干扰条件下接收机至检波端各级的时域信号表达式, 得到了检波端输出信号与接收机输入信号之间的总信干比增益, 建立了相应模型, 并对其进行了仿真验证。定量研究了调频多普勒引信抗 3 种干扰的性能, 获取了不同干扰下调频多普勒引信处理增益的量化表达式, 仿真并对比分析了调频多普勒引信抗调幅干扰的性能。

1 调频多普勒引信时域分析

调频多普勒引信的工作原理如图 1 所示。首先, 载波振荡器产生三角波调频信号, 经功率放大器放大后, 由天线发射出去。发射信号碰到探测

收稿日期: 2016-10-26; 录用日期: 2017-01-20; 网络出版时间: 2017-02-03 14:48

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170203.1448.001.html

基金项目: 国防“973”计划(613196)

* 通讯作者: E-mail: haoxinhong@bit.edu.cn

引用格式: 左环宇, 郝新红, 岳凯. 调频多普勒引信抗调幅干扰性能分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2163-2170.
ZUO H Y, HAO X H, YUE K. Anti-AM jamming performance analysis of FM Doppler fuze[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2163-2170 (in Chinese).

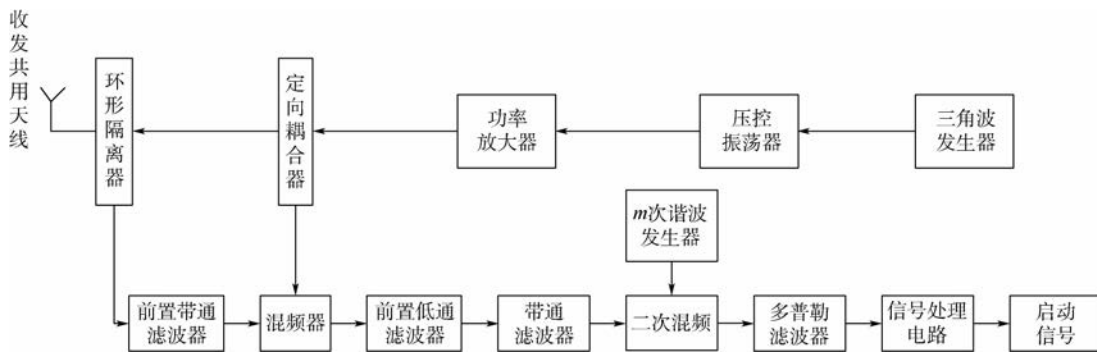


图1 调频多普勒引信原理框图

Fig.1 Principle diagram of FM Doppler fuze

目标之后被反射,形成回波信号。回波信号经收发共用天线接收后,与本振线性调频信号经混频、放大,并经前置低通滤波器后,输出中频信号。中频信号被送入带通滤波器,得到的信号与 m 次谐波进行二次混频,并经多普勒滤波器后,输出检波信号(即多普勒信号)。此多普勒信号被送入信号处理电路,最后根据门限判决产生启动信号来引爆战斗部。

没有干扰的情况下,三角波调频多普勒引信目标回波信号可表示为

$$S_r(t) =$$

$$\begin{cases} KA \cos \{ 2\pi [f_c + (4n+1)\Delta F](t-\tau) - \pi\beta(t-\tau)^2 - 2\pi\Delta FT(2n^2+n) \} \\ nT + \tau \leq t < nT + \frac{T}{2} + \tau \\ KA \cos \{ 2\pi [f_c - (4n+3)\Delta F](t-\tau) + \pi\beta(t-\tau)^2 + 2\pi\Delta FT(2n^2+3n+1) \} \\ nT + \frac{T}{2} + \tau \leq t \leq (n+1)T + \tau \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\tau = 2(R_0 - v_r t)/c$ 为动态延迟, R_0 为初始弹目距离, v_r 为弹与目标的径向速度, c 为光速; K 为信号从天线发射到接收过程中的衰减系数,它与探测目标的反射能力、方位和弹目距离有关; A 为发射信号的振幅; f_c 为载波频率; ΔF 为调制频偏; T 为三角波调制周期; $\beta = 4\Delta F/T$ 为调频率; n 为周期数。

由其功率谱密度可知,回波信号 $S_r(t)$ 的平均功率(即输入功率)为

$$P_{si} = \frac{(KA)^2}{2} \quad (2)$$

接收到的回波信号 $S_r(t)$ 经过前置带通滤波器后,与发射信号混频,再送入前置低通滤波器,得到中频信号 $S_i(t)$ 。令 $t_n = t - nT$, 则 $S_i(t)$ 可表示为

$$S_i(t) =$$

$$\begin{cases} \frac{KA^2 A_{B1} A_{L1}}{2} \cos [2\pi (4\Delta F + \beta\tau) t_n - 2\pi\beta t_n^2 - 2\pi(f_c + 3\Delta F)\tau - \pi\beta\tau^2 - 2\pi(f_c + \Delta F)T] \\ 0 \leq t_n < \tau \\ \frac{KA^2 A_{B1} A_{L1}}{2} \cos [2\pi\beta\tau t_n + 2\pi(f_c - \Delta F)\tau - \pi\beta\tau^2] \\ \tau \leq t_n < \frac{T}{2} \\ \frac{KA^2 A_{B1} A_{L1}}{2} \cos [2\pi(4\Delta F + \beta\tau) t_n - 2\pi\beta t_n^2 + 2\pi(f_c - \Delta F)\tau - \pi\beta\tau^2 - 2\pi\Delta FT] \\ \frac{T}{2} \leq t_n < \frac{T}{2} + \tau \\ \frac{KA^2 A_{B1} A_{L1}}{2} \cos [2\pi\beta\tau t_n - 2\pi(f_c + 3\Delta F)\tau - \pi\beta\tau^2] \\ \frac{T}{2} + \tau \leq t_n < T \end{cases} \quad (3)$$

式中: A_{B1} 和 A_{L1} 分别为前置带通滤波器和前置低通滤波器的增益。因为 $\tau \ll t$, 可以忽略间隔为 τ 的两段,中频信号可以近似为调制周期为 T 的周期信号。这样,中频信号 $S_i(t)$ 可以表示成调制频率 f_m 的傅里叶级数的形式,有

$$S_i(t) = \frac{1}{2} KA^2 A_{B1} A_{L1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} k(l, \tau) \cdot \cos [2\pi (lf_m \pm f_d) t] \quad (4)$$

$$k(l, \tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{2\tau}{T} \right) \left\{ \operatorname{sinc} \left[(2\pi\beta\tau - 2\pi lf_m) \left(\frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] + \operatorname{sinc} \left[(2\pi\beta\tau + 2\pi lf_m) \left(\frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \\ \cos(2\pi f_c \tau) \quad l \text{ 为偶数} \\ \left(1 - \frac{2\tau}{T} \right) \left\{ \operatorname{sinc} \left[(2\pi\beta\tau - 2\pi lf_m) \left(\frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] - \operatorname{sinc} \left[(2\pi\beta\tau + 2\pi lf_m) \left(\frac{T}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \\ \sin(2\pi f_c \tau) \quad l \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $f_m = 1/T$ 为调制频率; $f_d = 2f_c v_r/c$ 为多普勒频率; $k(l, \tau)$ 为中频信号的傅里叶系数。

带通滤波后的中频信号与谐波发生器产生的 m 次谐波 $\cos(2\pi m f_m t)$ 进行二次混频,并送入多普勒滤波器,输出 m 次谐波的多普勒信号 $S_d(t)$ 为

$$S_d(t) = \frac{1}{4} K A^2 A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} k(m, \tau) \cos(2\pi f_d t) \quad (6)$$

式中: A_{B2} 和 A_{L2} 分别为带通滤波器和多普勒滤波器的增益。

由式(6)可知,接收机输出的多普勒信号 $S_d(t)$ 的平均功率(即回波信号的输出功率)为

$$P_{S_d} = \frac{(K A^2 A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2})^2 \overline{k^2}(m, \tau)}{32} \quad (7)$$

式中: $\overline{k^2}(m, \tau)$ 为 m 次谐波系数 $k(m, \tau)$ 的关于参数 τ 的均方根值的平方。

2 抗调幅干扰理论分析

将三角波调频发射信号 $S_l(t)$ 表示成傅里叶级数的形式,可表示为

$$S_l(t) = A \cos(2\pi f_c t) \sum_{l=-\infty}^{+\infty} a_l e^{j2\pi l f_m t} \quad (8)$$

$$a_l = \left\{ \cos\left[\frac{\pi(\mu + l)^2}{4\mu}\right] (C(a) + C(b)) - \sin\left[\frac{\pi(\mu + l)^2}{4\mu}\right] (S(a) + S(b)) \right\} / (2\mu)^{0.5} \quad (9)$$

式中: l 为谐波次数; a_l 为发射信号的傅里叶系数; $\mu = \Delta F/f_m$ 为调频指数; $a = (\mu - l)/(2\mu)^{0.5}$; $b = (\mu + l)/(2\mu)^{0.5}$; $C(a)$ 、 $C(b)$ 、 $S(a)$ 、 $S(b)$ 表示菲涅尔积分。

调幅类干扰信号载频应与调频多普勒引信发射信号载频近似一致,且干扰信号调幅频率应尽可能地模拟调频多普勒引信系统的多普勒频率,这样才能对引信造成尽可能大的干扰。本文分析的调幅类干扰信号均基于上述原则。

2.1 正弦波调幅干扰下信干比增益定量推导

正弦波调幅干扰环境下引信接收机接收到的干扰信号 $J_r^{\text{sin}}(t)$ 为

$$J_r^{\text{sin}}(t) = A_j [1 + m_a \cos(2\pi f_{dj} t)] \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \quad (10)$$

式中: A_j 为干扰信号的振幅; m_a 为调幅指数; f_{dj} 为调制信号的频率; f_j 为载波频率; φ_j 为载波的初始相位。

由式(10)可知,干扰信号 $J_r^{\text{sin}}(t)$ 的输入功率为

$$P_{J_i}^{\text{sin}} = \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) \frac{A_j^2}{2} \quad (11)$$

干扰信号 $J_r^{\text{sin}}(t)$ 经过前置带通滤波器后,与发射信号混频,再送入前置低通滤波器,可得到中频信号 $J_i^{\text{sin}}(t)$ 。由于 f_c 加 f_j 和频项被前置低通滤波器滤除,则中频输出信号可表示为

$$J_i^{\text{sin}}(t) = \frac{1}{2} A A_j A_{B1} A_{L1} (1 + m_a \cos(2\pi f_{dj} t)) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \sum_{m_1} a_l e^{j2\pi l f_m t} \quad (12)$$

式中: \sum_{m_1} 为发射信号通过前置低通滤波器通带内的所有谐波。

中频信号 $J_i^{\text{sin}}(t)$ 被送入中心频率为 $m f_m$ 的带通滤波器。提取出主要频率成分 $m f_m$,则输出信号 $J_m^{\text{sin}}(t)$ 可表示为

$$J_m^{\text{sin}}(t) = A A_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} a_m (1 + m_a \cos(2\pi f_{dj} t)) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \cos(2\pi m f_m t) \quad (13)$$

谐波信号 $J_m^{\text{sin}}(t)$ 与谐波发生器产生的 m 次谐波 $\cos(2\pi m f_m t)$ 进行二次混频,并送入多普勒滤波器。经多普勒滤波后获得多普勒通带内的输出信号 $J_d^{\text{sin}}(t)$:

$$J_d^{\text{sin}}(t) = \frac{1}{2} A A_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} a_m (1 + m_a \cos(2\pi f_{dj} t)) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \quad (14)$$

由式(14)可知,接收机输出的检波信号 $J_a^{\text{sin}}(t)$ 的平均功率(即干扰信号的输出功率)为

$$P_{J_o}^{\text{sin}} = \left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right) \frac{(A A_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} a_m)^2}{8} \quad (15)$$

因此,正弦波调幅干扰环境下,接收机的总信干比增益为

$$G^{\text{sin}} = \frac{\text{SJR}_o}{\text{SJR}_i} = \frac{P_{S_d} P_{J_i}^{\text{sin}}}{P_{J_o}^{\text{sin}} P_{S_i}} = \frac{\overline{k^2}(m, \tau)}{4 a_m^2} \quad (16)$$

式中: SJR_i 为输入信干比; SJR_o 为输出信干比。

2.2 方波调幅干扰下信干比增益定量推导

方波调幅干扰环境下,引信接收机接收到的干扰信号 $J_r^{\text{sqw}}(t)$ 为

$$J_r^{\text{sqw}}(t) = A_j \left(1 + m_a \sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_r}^{\text{sqw}} e^{j2\pi n_r f_{dj} t}\right) \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) \quad (17)$$

$$a_{n_r}^{\text{sqw}} = \begin{cases} \frac{-2j}{\pi n_r} & n_r \text{ 为奇数} \\ 0 & n_r \text{ 为偶数} \end{cases}$$

式中: $a_{n_r}^{\text{sqw}}$ 为方波调制信号的傅里叶系数; n_r 为谐波次数。

由式(17)可知,干扰信号 $J_r^{\text{sqw}}(t)$ 的输入功率为

$$P_{J_i}^{squ} = \left(1 + m_a^2 \sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} |a_{n_r}^{squ}|^2 \right) \frac{A_j^2}{2} = (1 + m_a^2) \frac{A_j^2}{2} \quad (18)$$

同理,干扰信号 $J_r^{squ}(t)$ 经过前置带通滤波器后,与发射信号混频,再送入前置低通滤波器,可得到中频信号 $J_i^{squ}(t)$,其表示为

$$J_i^{squ}(t) = \frac{1}{2} AA_j A_{B1} A_{L1} \left(1 + m_a \sum_{n_1} a_{n_1}^{squ} e^{j2\pi n_1 f_{dj} t} \right) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \sum_{n_1} a_l e^{j2\pi f_l t} \quad (19)$$

式中: \sum_{n_1} 为干扰信号通过前置低通滤波器通带内的所有谐波。

中频信号 $J_i^{squ}(t)$ 被送入中心频率为 mf_m 带通滤波器,因为 $f_m \gg f_{dj}$,带通滤波器通带范围内的交叉项频率成分可忽略不计,故输出信号 $J_m^{squ}(t)$ 可表示为

$$J_m^{squ}(t) = AA_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} a_m \left(1 + m_a \sum_{n_2} a_{n_2}^{squ} e^{j2\pi n_2 f_{dj} t} \right) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \cos(2\pi mf_m t) \quad (20)$$

式中: \sum_{n_2} 为带通滤波器通带内的所有谐波。

谐波信号 $J_m^{squ}(t)$ 与谐波发生器产生的 m 次谐波 $\cos(2\pi mf_m t)$ 进行二次混频,并送入多普勒滤波器,输出 m 次谐波的多普勒信号 $J_d^{squ}(t)$ 为

$$J_d^{squ}(t) = \frac{1}{2} AA_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} a_m \left(1 + m_a \sum_{n_3} a_{n_3}^{squ} e^{j2\pi n_3 f_{dj} t} \right) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \quad (21)$$

式中: \sum_{n_3} 为多普勒滤波器通带内的谐波。

由式(21)可知,接收机输出的检波信号 $J_d^{squ}(t)$ 的平均功率(即干扰信号的输出功率)为

$$P_{J_o}^{squ} = \left(1 + m_a^2 \sum_{n_3} |a_{n_3}^{squ}|^2 \right) \frac{(AA_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} a_m)^2}{8} \quad (22)$$

因此,方波调幅干扰环境下,接收机的总信干比增益为

$$G^{squ} = \frac{SJR_0}{SJR_1} = \frac{P_{S_o} P_{J_i}^{squ}}{P_{J_o}^{squ} P_{S_i}} = \frac{\overline{k^2}(m, \tau) (1 + m_a^2)}{4a_m^2 \left(1 + m_a^2 \sum_{n_3} |a_{n_3}^{squ}|^2 \right)} \quad (23)$$

2.3 三角波调幅干扰下信干比增益定量推导

三角波调幅干扰环境下,引信接收机接收到的干扰信号 $J_r^{tri}(t)$ 为

$$J_r^{tri}(t) = A_j \left(1 + m_a \sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_r}^{tri} e^{j2\pi n_r f_{dj} t} \right) \cos(2\pi f_j t + \varphi_j)$$

$$a_{n_r}^{tri} = \begin{cases} \frac{4}{\pi^2 n_r^2} & n_r \text{ 为奇数} \\ 0 & n_r \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (24)$$

式中: $a_{n_r}^{tri}$ 为三角波调制信号的傅里叶系数。由式(24)可知,干扰信号 $J_r^{tri}(t)$ 的输入功率为

$$P_{J_i}^{tri} = \left(1 + m_a^2 \sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_r}^{tri^2} \right) \frac{A_j^2}{2} \quad (25)$$

同理,干扰信号 $J_r^{tri}(t)$ 经过前置带通滤波器后,与发射信号混频,再送入前置低通滤波器,可得到中频信号 $J_i^{tri}(t)$,其表示为

$$J_i^{tri}(t) = \frac{1}{2} AA_j A_{B1} A_{L1} \left(1 + m_a \sum_{n_1} a_{n_1}^{tri} e^{j2\pi n_1 f_{dj} t} \right) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \sum_{m_1} a_l e^{j2\pi f_l t} \quad (26)$$

中频信号 $J_i^{tri}(t)$ 被送入中心频率为 mf_m 带通滤波器,同样忽略带通滤波器通带范围内的交叉项频率成分,输出信号 $J_m^{tri}(t)$ 可表示为

$$J_m^{tri}(t) = AA_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} a_m \left(1 + m_a \sum_{n_2} a_{n_2}^{tri} e^{j2\pi n_2 f_{dj} t} \right) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \cos(2\pi mf_m t) \quad (27)$$

谐波信号 $J_m^{tri}(t)$ 与谐波发生器产生的 m 次谐波 $\cos(2\pi mf_m t)$ 进行二次混频,并送入多普勒滤波器,输出 m 次谐波的多普勒信号 $J_d^{tri}(t)$ 为

$$J_d^{tri}(t) = \frac{1}{2} AA_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} a_m \left(1 + m_a \sum_{n_3} a_{n_3}^{tri} e^{j2\pi n_3 f_{dj} t} \right) \cdot \cos[2\pi(f_j - f_c)t + \varphi_j] \quad (28)$$

由式(28)可知,接收机输出的检波信号 $J_d^{tri}(t)$ 的平均功率(即干扰信号的输出功率)为

$$P_{J_o}^{tri} = \left(1 + m_a^2 \sum_{n_3} a_{n_3}^{tri^2} \right) \frac{(AA_j A_{B1} A_{L1} A_{B2} A_{L2} a_m)^2}{8} \quad (29)$$

因此,三角波调幅干扰环境下,接收机的总信干比增益为

$$G^{tri} = \frac{SJR_0}{SJR_1} = \frac{P_{S_o} P_{J_i}^{tri}}{P_{J_o}^{tri} P_{S_i}} = \frac{\overline{k^2}(m, \tau) \left(1 + m_a^2 \sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_r}^{tri^2} \right)}{4a_m^2 \left(1 + m_a^2 \sum_{n_3} a_{n_3}^{tri^2} \right)} \quad (30)$$

2.4 抗调幅干扰结果分析

根据上述正弦波调幅干扰、方波调幅干扰和三角波调幅干扰下调频多普勒引信信干比增益的定量推导结果,分别得出这3种干扰环境下的输入信干比 SJR_1 、输出信干比 SJR_0 和总信干比增益 G ,如表1所示。

从表1可以看出,对比其总信干比增益表达式,调幅指数 m_a 的取值范围为 $(0, 1]$, 而 $\sum_{n_3} |a_{n_3}^{squ}|^2$ 以及 $\sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_r}^{tri^2}$ 值均介于0到1之间,所以 $\overline{k^2}(m, \tau)/4a_m^2$ 对总信干比增益起决定性影响,

表 1 调幅干扰下调频多普勒引信信干比增益理论分析结果

Table 1 Theoretical analysis results of SJR gain of FM Doppler fuze under AM jamming

干扰信号样式	SJR_1	SJR_0	G
正弦波调幅	$\frac{(KA)^2}{\left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right)A_j^2}$	$\frac{\overline{k^2(m, \tau)}(KA)^2}{4a_m^2\left(1 + \frac{m_a^2}{2}\right)A_j^2}$	$\frac{\overline{k^2(m, \tau)}}{4a_m^2}$
方波调幅	$\frac{(KA)^2}{(1 + m_a^2)A_j^2}$	$\frac{\overline{k^2(m, \tau)}(KA)^2}{4a_m^2\left(1 + m_a^2\sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{sq} ^2\right)A_j^2}$	$\frac{\overline{k^2(m, \tau)}(1 + m_a^2)}{4a_m^2(1 + m_a^2\sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{sq} ^2)}$
三角波调幅	$\frac{(KA)^2}{\left(1 + m_a^2\sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_{ij}}^{tri2}\right)A_j^2}$	$\frac{\overline{k^2(m, \tau)}(KA)^2}{4a_m^2\left(1 + m_a^2\sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{tri2}\right)A_j^2}$	$\frac{\overline{k^2(m, \tau)}\left(1 + m_a^2\sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_{ij}}^{tri2}\right)}{4a_m^2\left(1 + m_a^2\sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{tri2}\right)}$

因此可以得出调频多普勒引信抗正弦波调幅、三角波调幅以及方波调幅干扰的能力相当。经计算,调幅指数 m_a 在 $(0, 1]$ 之间取值对总信干比增益影响较小。调频多普勒引信系统抗调幅干扰的总信干比增益 G 与调频多普勒引信的参数(调制频率 f_m 和调制频偏 ΔF)和系统滤波器带宽有关。

比引信载波频率大 1 kHz, 初始相位为 0, 调制频率为 10 kHz, 输入功率为 0.5 W, 调幅指数为 1。本仿真系统采用 30 GHz 的采样频率, 各级滤波器增益默认为 1, 选取的谐波次数为 2 次。图 2 给出了正弦波调幅干扰模型图。

3 仿真与讨论

依据调频多普勒引信的工作原理, 基于 MATLAB 构建了调频多普勒引信仿真模型。假设引信和目标在相距 30 m 的位置以 500 m/s 的相对速度互相接近。该调频多普勒引信的工作频率为 3 GHz, 最大频偏为 15 MHz, 其发射信号的振幅为 1 V, 初始相位为 0, 调制频率为 150 kHz, 多普勒频率为 10 kHz, 衰减系数为 0.5。本文的 3 种调幅干扰采用相同的仿真参数, 其中以接收机接收到的干扰信号功率为参考。理想情况下, 干扰信号载波频率应与引信载波频率相同, 此时干扰效果最佳。而在实际干扰中, 由于干扰机精度等因素的影响, 干扰机发射的干扰信号载波频率与引信载波频率可能会有微弱偏差, 但干扰效果和理想情况下有着相同的规律, 为了更好地模拟真实干扰情况, 在仿真中设置干扰信号的载波频率

表 2 给出了信干比增益的仿真结果与理论计算结果比对情况。根据仿真结果以及理论计算结果, 调频多普勒引信在调幅信号干扰下总信干比增益在 10 dB 量级, 因此调频多普勒引信具有一定的抗调幅干扰性能。对比 3 种干扰信号样式下总信干比增益结果, 它们的总信干比增益值相差无几, 因此针对各类调制样式的调幅干扰信号, 调频多普勒引信系统的抗干扰能力相当。表 3 给出在各类干扰波形样式下对某型引信两发样品(1[#]和 2[#])的干扰效果, 结果表明不同调幅干扰样式下, 使引信启动的最小干扰功率相当, 验证了理论计算以及仿真结果。实际测试中调幅指数 m_a 从 50% 变化到 100%, 使引信启动的最小干扰功率保持一致, 与理论分析中调幅指数对调频多普勒引信系统总信干比增益影响较小的结论相吻合。其中两发引信最小干扰功率的不同, 在于两发引信接收灵敏度个体差异。

图 3(a) 和图 3(b) 分别给出了在相同干扰功

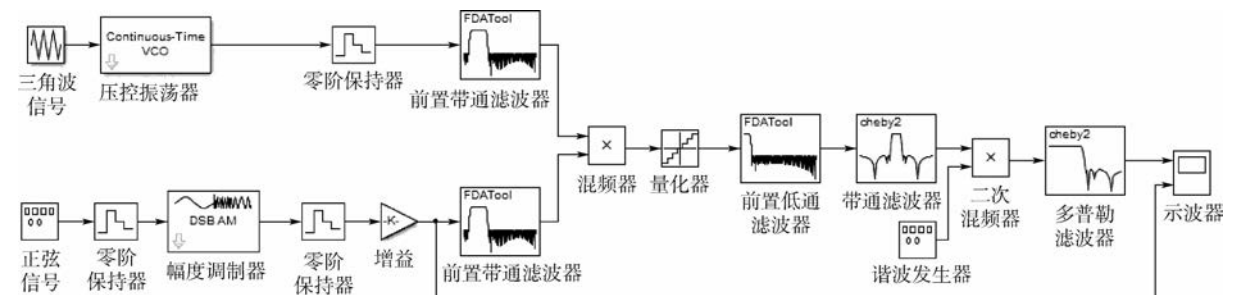


图 2 正弦波调幅干扰模型

Fig. 2 Model of sine wave AM jamming

表 2 调频多普勒引信抗调幅干扰仿真结果

Table 2 Simulation results of anti-AM jamming for FM Doppler fuze

干扰信号样式	输入功率仿真值/W	输出功率仿真值/(10 ⁻⁴ W)	总信干比增益仿真值/dB	总信干比增益理论值/dB	总信干比增益表达式
正弦波调幅	0.5012	5.3495	9.7973	8.1041	$\frac{\overline{k^2(2,\tau)}}{4a_2^2}$
方波调幅	0.4990	3.6773	11.4061	9.6965	$\frac{\overline{k^2(2,\tau)}(1+m_a^2)}{4a_2^2 \left(1+m_a^2 \sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{squ} ^2\right)}$
三角波调幅	0.5000	4.5712	10.4698	8.1790	$\frac{\overline{k^2(2,\tau)} \left(1+m_a^2 \sum_{n_r=-\infty}^{+\infty} a_{n_{ij}}^{tri^2}\right)}{4a_2^2 \left(1+m_a^2 \sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{tri^2}\right)}$

表 3 实验中各类干扰波形样式下使引信启动最小干扰功率
Table 3 Minimum experimental jamming power of fuze actuation under different jamming waves

干扰波形样式	干扰信号调幅指数/%	使1#引信启动最小干扰功率/dBm	使2#引信启动最小干扰功率/dBm
正弦波调幅扫频	50	-15	-17
方波调幅扫频	100	-15	-17
三角波调幅扫频	50	-15	-23
锯齿波调幅扫频	100	-15	-23
正弦波调幅	50	-14	-18
方波调幅	100	-14	-18
三角波调幅	50	-14	-16
锯齿波调幅	100	-14	-16

波器带宽 F_d 的关系图。从中可以看出带通滤波器带宽在满足系统要求的范围内变化时对总信干比增益基本无影响,因为带通滤波器保留了通带内的特定次谐波,抑制了其他次谐波的能量,同时抑制了附着在其他次谐波上的干扰信号。由于干扰信号调幅频率与调频多普勒引信的多普勒频率相近,带通滤波器对附着在其通带内特定次谐波上的干扰信号抑制能力较弱,它会和真实信号一同通过带通滤波器进入调频多普勒引信系统的下一级。而当信号进入多普勒滤波器模块时,多普勒滤波器带宽越小, $\sum_{n_3} a_{n_{ij}}^{tri^2}$ 或 $\sum_{n_3} |a_{n_{ij}}^{squ}|^2$ 值越小,总信干比增益越大。因此多普勒滤波器可以对干扰信号起到有效的抑制,在满足引信多普勒带宽的条件下,多普勒滤波器带宽越小,对干扰信号的抑制效果越好。所以在基于谐波定距原理的调频多普勒引信系统中,带通滤波器和多普勒滤波器共同对干扰信号起抑制作用,带通滤波器抑制了附着在其通带外谐波信号上的干扰信号,而多普勒滤波器抑制了带通滤波器通带内的干扰信号。

仿真值与理论值存在一定误差,其主要来源为以下2个方面:①仿真时高阶数字滤波器带来的延迟;②理论推导时忽略的频率交叉项功率谱成分以及仿真系统中的噪声功率。

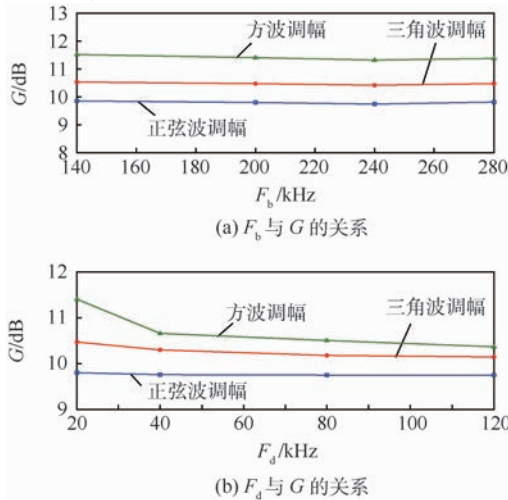


图 3 调频多普勒引信总信干比增益与带通滤波器带宽和多普勒滤波器带宽的关系

Fig. 3 Relationship between total SJR gain of FM Doppler fuze and bandpass filter bandwidth as well as Doppler filter bandwidth

率下,调频多普勒引信总信干比增益 G 与带通滤波器带宽 F_b (中心频率为谐波频率) 和多普勒滤

4 结论

1) 以信干比增益作为表征参量,定量研究了谐波定距三角波调频多普勒引信抗正弦波调幅、方波调幅和三角波调幅干扰的性能,根据对3种调幅式干扰下调频多普勒引信的总信干比增益分析,调频多普勒引信在调幅干扰下总信干比增益

在 10 dB 量级,具有一定的抗调幅干扰性能。

2) 在相同的干扰功率下,调频多普勒引信系统抗各种调幅类干扰信号能力相当,对调幅干扰调制波形样式不敏感。调幅指数对调频多普勒引信系统的总信干比增益也基本无影响。

3) 基于谐波定距的调频多普勒引信系统,对干扰信号起主要抑制作用的是带通滤波器模块和多普勒滤波器模块。带通滤波器抑制了附着在其通带外谐波上的干扰信号,而对附着在其通带内特定次谐波上的干扰信号抑制能力较弱,多普勒滤波器则对其有一定抑制作用。

4) 在带通滤波器带宽一定的条件下,多普勒滤波器带宽对调频多普勒引信系统的总信干比增益有一定影响。带宽越小,总信干比增益越大。

5) 建立相应的仿真模型对其进行仿真,并用某型引信两发样品进行硬件实验。仿真、实验结果与理论分析相符,对未来调频多普勒引信抗调幅干扰研究有指导性意义。

参考文献 (References)

- [1] BROWN L. The proximity fuze[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1993, 8(7): 3-10.
- [2] WILLIS C M. Method and apparatus for controlling a biphasic modulation to improve autocorrelation in pseudorandom noise coded systems; US 5646627[P]. 1997-07-08.
- [3] PAN X, CUI Z Z. Full digital smart fuze on air target[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2010, 19(4): 386-389.
- [4] 涂友超,赵惠昌,周新刚. 伪码体制引信抗瞄准式噪声调幅干扰性能研究[J]. 南京理工大学学报(自然科学版), 2008, 32(3): 350-355.
TU Y C, ZHAO H C, ZHOU X G. Performance of anti-noise AM spot jamming of pseudo-random code fuzes[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology (Natural Science), 2008, 32(3): 350-355 (in Chinese).
- [5] 周新刚,赵惠昌,涂友超. 脉冲多普勒引信抗干扰性能评判方法和仿真[J]. 系统仿真学报, 2011, 23(1): 207-211.
ZHOU X G, ZHAO H C, TU Y C. ECCM evaluation and simulation of pulse Doppler fuze[J]. Journal of System Simulation, 2011, 23(1): 207-211 (in Chinese).
- [6] 涂友超,赵惠昌,邓建平. 伪码调相正弦调频复合引信抗瞄准式噪声调幅干扰性能研究[J]. 探测与控制学报, 2008, 30(1): 29-33.
TU Y C, ZHAO H C, DENG J P. Performance research on anti-noise AM spot jamming of PRBC-SFM combined fuze[J]. Journal of Detection & Control, 2008, 30(1): 29-33 (in Chinese).
- [7] 熊刚,杨小牛,赵惠昌. 伪码调相与正弦调频复合引信抗噪性能分析[J]. 现代雷达, 2007, 29(12): 12-17.
XIONG G, YANG X N, ZHAO H C. Performance analysis of anti-noise of pseudo-random PM and sine frequency modulation combined fuze[J]. Modern Radar, 2007, 29(12): 12-17 (in Chinese).

- [8] 涂友超,赵惠昌,周新刚. 伪码调相与正弦调频复合引信抗噪声调幅干扰性能研究[J]. 中国工程科学, 2009, 11(9): 68-73.
TU Y C, ZHAO H C, ZHOU X G. Performance research on anti-noise FM jamming of pseudo-random code phase modulation and sine FM combined fuze[J]. Engineering Sciences, 2009, 11(9): 68-73 (in Chinese).
- [9] HONG S, CHOI S, SHIN D, et al. Development of tracking technique against FMCW proximity fuze[J]. Journal of the Korea Institute of Military Science and Technology, 2010, 13(5): 910-916.
- [10] ZHOU X G, ZHAO H C, XU Y Y. Theory and method for evaluation of anti-jamming capability of phase modulated by pseudo-random code combined with pulse Doppler fuze[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2010, 34(2): 176-181.
- [11] 赵惠昌,周新刚. 基于模糊函数切割法的线性调频连续波引信抗干扰性能测度[J]. 兵工学报, 2009, 30(12): 1591-1595.
ZHAO H C, ZHOU X G. Anti-jamming performance evaluation of linear frequency-modulated continuous wave fuze based on ambiguity function incision[J]. Acta Armamentarii, 2009, 30(12): 1591-1595 (in Chinese).
- [12] 周新刚,赵惠昌,涂友超,等. 基于多普勒效应的伪码调相及其与PAM复合引信的抗噪声性能分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(8): 1874-1877.
ZHOU X G, ZHAO H C, TU Y C, et al. Performance analysis concerning anti-noise for pseudo-random code phase modulation and pulse amplitude modulation combined fuze based on Doppler effect[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(8): 1874-1877 (in Chinese).
- [13] 刘己斌,赵惠昌,陆建伟. 几种伪码体制引信的抗噪声性能分析[J]. 兵工学报, 2005, 26(1): 20-24.
LIU J B, ZHAO H C, LU J W. Performance analysis concerning anti-noise for several pseudo-random code fuzes[J]. Acta Armamentarii, 2005, 26(1): 20-24 (in Chinese).
- [14] 闫岩,崔占忠. 超宽带无线电引信抗干扰性能研究[J]. 兵工学报, 2010, 31(1): 13-17.
YAN Y, CUI Z Z. Anti-jamming performance of ultra wideband radio fuze[J]. Acta Armamentarii, 2010, 31(1): 13-17 (in Chinese).
- [15] 李泽,栗萍,郝新红,等. 脉冲多普勒引信抗有源噪声干扰性能研究[J]. 兵工学报, 2015, 36(6): 1001-1008.
LI Z, LI P, HAO X H, et al. Anti-active noise jamming performance of pulse Doppler fuze[J]. Acta Armamentarii, 2015, 36(6): 1001-1008 (in Chinese).

作者简介:

左环宇 男,硕士研究生。主要研究方向:无线电引信信号处理。

郝新红 女,博士,副教授,博士生导师。主要研究方向:无线电探测与信号处理、信息感知与对抗技术。

岳凯 男,博士研究生。主要研究方向:无线电引信及其对抗技术。

Anti-AM jamming performance analysis of FM Doppler fuze

ZUO Huanyu, HAO Xinhong*, YUE Kai

(School of Mechatronical Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: To improve the anti-AM jamming performance of FM Doppler fuze, the AM jamming mechanism was quantitatively studied, and the anti-jamming performance of FM Doppler fuze under different AM jamming was quantitatively studied with signal to jamming ratio (SJR) gain as descriptive parameter. The SJR gains of FM Doppler fuze in the environment of sine wave AM jamming, square wave AM jamming and triangle wave AM jamming were deduced in detail and verified by simulation. Quantitative analysis, simulation and experimental results indicate that the total SJR gain of FM Doppler fuze is at 10 dB under AM jamming; anti-AM jamming performance of FM Doppler fuze is not sensitive to the types of AM waves; modulation depth nearly has no effects on the anti-jamming performance of FM Doppler fuze; to a certain extent, reducing Doppler filter bandwidth can improve the anti-jamming performance of FM Doppler fuze system.

Keywords: FM Doppler fuze; AM jamming; anti-jamming; signal to jamming ratio (SJR) gain; Doppler filter; simulation

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuua@buaa.edu.cn

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0836

基于 HMM 的雷达状态转移估计方法



陈维高¹, 贾鑫^{2,*}, 朱卫纲², 唐晓婧²

(1. 装备学院 研究生院, 北京 101416; 2. 装备学院 光电装备系, 北京 101416)

摘 要: 针对传统识别模型存在的参数规律描述不全面的问题, 提出一种适用于多功能雷达(MFR)的层级模型, 该模型通过任务、状态、参数 3 个层级反映了 MFR 系统的运行机制, 并依据不同的参数变化规律, 设定多种函数进行描述, 能够反映信号的联合变化和统计信息, 较统计和脉冲样本图模型具备更好的识别效果。在层级模型基础上, 针对 MFR 状态转移估计方法存在的鲁棒性、估计准确率不佳的问题, 引入目标运动状态信息, 构建双链隐马尔可夫模型(HMM), 进而利用 D-S(Dempster-Shafer)证据理论优化估计结果, 提出一种基于 HMM 的雷达状态转移估计方法, 实验结果表明, 提出的方法较改进前具备更优异的鲁棒性和估计准确率。

关键词: 多功能雷达(MFR); 状态转移; 隐马尔可夫; 层级模型; D-S 证据理论

中图分类号: TN958.9

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2017)10-2171-10

随着雷达技术的飞速发展, 各种新功能、新体制的雷达层出不穷, 以相控阵技术为核心的多功能雷达, 因其具备较高的自适应能力、探测能力、抗干扰能力、高灵敏度、高可靠性以及同时多任务等诸多优越性能, 得到了越来越广泛的应用^[1]。多功能雷达(Multi-Function Radar, MFR)通常采用灵活复杂的软件控制算法、电子波束控制等先进技术来实现同时多任务, 能够完成搜索、捕获、跟踪、电子反对抗措施以及导弹制导等多种功能, 其工作模式、功能状态具有规律变化的特性, 因而如果能够获取 MFR 的状态转换, 对于掌握该雷达运行规律、估计功能意图有着重要意义, 同时也能够为决策者提供更充分可靠的支援情报。然而当前传统情报侦察系统所提供的情报信息有限, 尚不能反映该体制雷达的状态转换信息。

近年来许多学者对 MFR 的状态规律进行了深入探索, 其中 Visnevski 等在形式语言与自动机

的基础上提出了雷达句法模型, 打破了传统的统计特征思想, 以雷达句、短语、字的结构更全面充分地描述 MFR 的多功能特性, 并利用该模型完成对 MFR 的识别、状态跟踪^[2-3]; 刘海军等以句法模型为基础, 研究了 MFR 辐射源的雷达字提取方法, 并将概率思想引入识别算法中, 取得了较好的识别效果^[4-5]; Arasaratnam 等借助句法和 OOMs(Observable Operator Models), 提出利用格子滤波(grid filter)来跟踪 MFR 辐射源状态的变化^[6]; 马爽将生物数据处理中成熟的方法引入 MFR 辐射源识别中, 提出一种 MFR 搜索规律重建方法^[7], 取得了较高的重建性能, 然而并未对 MFR 的功能状态进行跟踪估计。上述对 MFR 的研究取得了一定的成果, 但这些方法大都依靠脉冲样本图作为信号底层展开研究的, 丢失了诸多的统计特征信息, 并且大量脉冲样本图的提取、存储、匹配必将阻碍算法的运行速率; 其次这些方法并没有考

收稿日期: 2016-10-31; 录用日期: 2017-01-20; 网络出版时间: 2017-02-03 15:33

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170203.1533.002.html

* 通讯作者: E-mail: 13910413166@139.com

引用格式: 陈维高, 贾鑫, 朱卫纲, 等. 基于 HMM 的雷达状态转移估计方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(10): 2171-2180. CHEN W G, JIA X, ZHU W G, et al. Radar state transfer estimation method based on HMM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(10): 2171-2180 (in Chinese).

虑目标运动状态对 MFR 系统状态的影响。因而上 述 MFR 状态分析模型,或多或少存在着估计准确率和鲁棒性的问题。

针对上述问题,在研究雷达句法和隐马尔可夫模型 (Hidden Markov Model, HMM)^[8] 的基础上,提出一种适用于 MFR 的层级识别模型,并在该模型基础上研究了一种基于 HMM 的状态转移估计方法。方法首先针对 MFR 辐射源构建了任务、状态、参数的层级模型,摒弃脉冲序列样本的方法,利用多个参数的统计特征信息作为模型底层;然后将 MFR 的内置状态转变作为 HMM 模型的隐藏序列,侦收的信号参数与目标机动信息作为观测序列,构建 MFR-HMM 模型;最后通过 Baum-Welch、Viterbi 算法^[8] 优化模型参数、估计状态序列,进而利用 D-S (Dempster-Shafer) 证据理论对估计结果进行融合优化得到最终的 MFR 系统隐藏状态。

1 MFR 辐射源层级模型

MFR 系统内置的雷达资源管理软件可分为功能管理、任务调度和波形优选 3 个模块^[7],是系统的控制中心,能够为各个功能分配所需的系统资源,选择合适的波形信号,并依据任务调度规则将不同功能的各个任务按照优先级生成任务序列,进而通过分时复用辅助 MFR 实现多个功能的并行独立工作。根据上述分析,可从 MFR 所执行的任务和发射信号着手,构建能够反映雷达运行机制和全面详尽描述信号特征的辐射源模型。

所建模型如图 1 所示,分为任务、状态和参数 3 个层级。

任务层 C 可以理解为 MFR 经过任务调度后生成的任务序列,由多个任务 F 组成。任务 F 代表雷达在一次波束照射时间内对某一目标或某空域所分配的任务,各个任务 F 之间相互独立,通过分时复用实现多个功能的并行工作。

状态层 P 代表能够反映雷达功能状态的工作

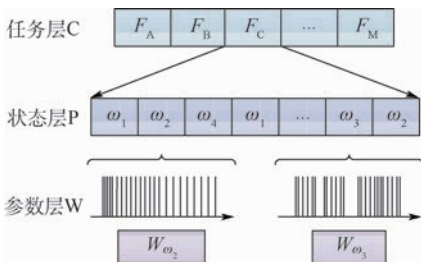


图 1 雷达辐射源层级模型

Fig. 1 Hierarchical model of radar emitter

模式,每种状态具备多个模式,各个模式由事先设定的多个固定脉冲列 ω 的有序组合构成,每个任务 F 至少由一个模式构成。以 Mercury 地基防空 MFR 为例,共有“搜索、截获、非自适应跟踪、距离分辨、跟踪保持”5 种状态,所包含的模式有 42 种,其某个搜索任务可通过执行模式 $\omega_1\omega_2\omega_4\omega_5$ 来实现。

参数层 W 作为核心层,描述了 MFR 信号特征且对识别有较大贡献的参数信息,由多个经事先编排的能够实现某种功能状态的固定脉冲列构成。参数层的各个脉冲列可用集合 W 表示,包含 3 个描述信息 $W_{\omega_i} = \{M^{\omega_i}, T^{\omega_i}, N^{\omega_i}\}$ 。

M^{ω_i} 为各个参数的统计描述信息,通过分析总结信号参数的变化规律,并参考文献 [4] 中辐射源联合参数建模方法,可将其描述为以下 4 种:

- 1) $M^{\omega_i} = x_0$, 参数值固定不变的描述 (包含空集)。
- 2) $M^{\omega_i} = [x^L, x^U]$, 参数值为区间类型的描述。
- 3) $M^{\omega_i} = \{x_0, x_1, \dots, x_m\}$, 参数值为枚举序列的描述。
- 4) $M^{\omega_i} = f(x)$, 参数值为函数类型的描述。

T 为参数调制类型,利用常数 0, 1, ..., n 表述,不同参数的 T 具备不同意义,0 代表无调制。以常规脉冲描述字脉冲重复间隔 (Pulse Recurrence Interval, PRI)、载频 (Radio Frequency, RF)、脉宽 (Pulse Width, PW) 为例,各个参数的调制类型可表示为 PRI: 1—固定; 2—参差; 3—组变; 4—抖动; 5—滑变; 6—调度; RF: 1—固定; 2—捷变; 3—组变; PW: 1—固定; 2—多脉宽组合 (多个); 3—抖动。

N^{ω_i} 为某一脉冲序列的脉冲个数,在该段脉冲序列中,所有参数均保持其各自的调制样式不变。

对于每一个事先编排的固定脉冲列 W 而言,其所包含的参数特征并非一成不变的,可能含有多段内嵌脉冲列,其中每段内嵌脉冲列的各参数特征状态保持不变。下面通过模拟构建脉冲列 W_{ω_1} 来详述模型的参数层,如图 2 所示。

该固定脉冲列 W_{ω_1} 中 A、B 分别代表 2 段参数

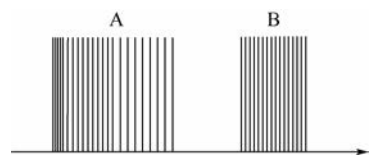


图 2 模拟生成的固定脉冲列 W_{ω_1}

Fig. 2 Simulation of fixed pulse sequence W_{ω_1}

不同类型的内嵌脉冲列,下面仅以PRI、RF、PW三参数为例,说明参数层的表述:

设A段RF与PRI的调制方式为联合变化,第1组RF=3588 MHz, PRI=350 μs,由5个脉冲构成,第2组RF=3600 MHz, PRI=700 μs,由10个脉冲构成,第3组RF=3653 MHz, PRI值为1050 μs,由8个脉冲构成;PW为一个区间类型参数,区间值为1.5~1.8 μs。B段PRI为常规的固定样式,值为560 μs;RF为捷变样式,区间值为3425~3450 MHz;PW和A段相同,为区间参数1.5~1.8 μs, B段共计16个脉冲。则该脉冲列 W_{ω_1} 描述为

$$W_{\omega_1} = \{M^{\omega_1}, T^{\omega_1}, N^{\omega_1}\} \quad (1)$$

$$M^{\omega_1} = \{w_{11}^{\omega_1}, w_{12}^{\omega_1}, w_{13}^{\omega_1} | w_{21}^{\omega_1}, w_{22}^{\omega_1}, w_{23}^{\omega_1}\} = \\ \{[350, 700, 1050], [3588, 3600, 3653], \\ [1.5, 1.8] | [560], [3425, 3450], \\ [1.5, 1.8]\} \quad (2)$$

$$T^{\omega_1} = \{t_{11}^{\omega_1}, t_{12}^{\omega_1}, t_{13}^{\omega_1} | t_{21}^{\omega_1}, t_{22}^{\omega_1}, t_{23}^{\omega_1}\} = \\ \{[3], [3], [1] | [1], [2], [1]\} \quad (3)$$

$$N^{\omega_1} = \{n_1^{\omega_1}, n_{11}^{\omega_1}, n_{12}^{\omega_1} | n_2^{\omega_1}\} = \\ \{[23], [5, 10, 8], [5, 10, 8] | [16]\} \quad (4)$$

在对参数层表述中,分割线“|”将不同段的内嵌脉冲列分隔开来, M^{ω_i} 和 T^{ω_i} 中第1~3个参数依次对应特征PRI、RF、PW,而 N^{ω_i} 中 $n_1^{\omega_i}$ 和 $n_2^{\omega_i}$ 分别为脉冲列 W_{ω_1} 第1、2段内嵌脉冲列的总个数, $n_{11}^{\omega_i}$ 、 $n_{12}^{\omega_i}$ 分别为与第1段第1、2个参数特征对应的脉冲个数。

2 MFR-HMM模型

HMM是构建在马尔可夫模型基础上的双随机模型,通过寻找观测序列与隐藏状态之间的概率关系,在forward-backward^[9]、Baum-Welch^[10]和Viterbi算法^[11-12]的支撑下,能够解决HMM观测序列评估、模型优化学习、隐藏状态估计的问题^[13]。

对于MFR系统而言,如果将侦察接收机截获的信号视为观测序列,将MFR系统内部的功能状态视为隐藏状态,则MFR系统即可看作一个HMM模型^[14],能够实现MFR功能状态的估计。然而这样构建的HMM模型仅依靠侦收到的信号作为观测序列,丢失了对MFR系统状态转变

影响巨大的因素——目标运动状态,导致反映信息不全面,估计精确度降低,同时由于目标运动状态作为己方信息,不存在侦收和识别误差的影响,在某些情况下可信度更高。针对该问题,结合目标运动状态,提出一种适应MFR系统的MFR-HMM模型,下面介绍该模型的构建方法。

2.1 HMM模型

一般地,HMM模型由以下5个参数描述^[15]:

1) 模型状态集 $S = \{S_1, S_2, \dots, S_N\}$,代表系统中的各个隐藏状态, N 为模型状态总数。设某一时间 t 的系统状态为 q_t ,随着 t 的推移可得到状态序列 $Q = \{q_1, q_1, \dots, q_n\}$, n 为序列长度。

2) 观测特征集 $V = \{v_1, v_2, \dots, v_M\}$, M 为被观测到的特征数目。反映了系统输出,对于观测方,随时间 t 推移可得到观测序列 $O = \{o_1, o_2, \dots, o_n\}$ 。

3) 状态转移概率矩阵 $A = [a_{ij}]$, $a_{ij} = P(q_{t+1} = S_j | q_t = S_i)$, $1 \leq i, j \leq N$,代表了系统从状态 S_i 转变为 S_j 的概率(如果不能转变 $a_{ij} = 0$,否则 $a_{ij} > 0$)。

4) 观测特征概率分布矩阵 $B = [b_j(k)]$, $b_j(k) = P(o_t = v_k | q_t = S_j)$, $1 \leq j \leq N$, $1 \leq k \leq M$,表示在状态 S_j 条件下,输出特征为 v_k 的概率。

5) 初始状态概率分布 $\pi = \{\pi_i\}$, $\pi_i = P(q_1 = S_i)$, $1 \leq i \leq N$,表示在初始化时间 $t = 1$ 时,系统状态为 S_i 的概率。

综合上述5个表征参数,HMM模型可表示为 $\lambda = \{S, V, A, B, \pi\}$ 。

2.2 目标运动状态

众所周知,MFR系统能够对周边环境进行感知,并对感兴趣的自适地调整系统状态,而状态调整的依据除了系统自身运行机制的设定外,最重要的就是目标运动状态。下面从目标运动状态与MFR雷达管理系统之间的关系出发,分析影响系统状态的关键因素,并构建目标运动状态的观测特征集。

文献[16]对Mercury MFR的雷达管理系统进行了分析,指出MFR与目标之间的相互关系是导致MFR状态转移的主要原因。假设目标与MFR相距很远,且目标近似恒速运动,则MFR转变为持续跟踪状态的概率就会很低;如果目标加速地朝MFR进行机动,且相距较近,则MFR的雷达管理系统将会为该目标分配更多的资源,转变为跟踪状态的概率就会很高。基于此,从目标与MFR之间的径向距离、径向速度、径向加速度3个方面出发,将目标运动状态构建为MFR-HMM模型的观测特征。

可将 t 时刻 MFR 的目标描述为 $K_t = \{d_t, v_t, a_t\}$, 其中 d_t, v_t, a_t 分别代表目标与 MFR 之间的径向距离、径向速度和径向加速度。对于每个参数, 根据取值的不同划分为 3 个描述区间 s_1, s_2, s_3 , 依次代表单参数因素对 MFR 的影响由高到低。对于 d, v, a, s_1, s_2, s_3 的含义如表 1 所示。

根据 d, v, a 3 个状态参数的不同取值, 归属为不同的描述区间, 可将目标划分为 27 个不同的运动状态 $L = \{L_1, L_2, \dots, L_{27}\}, L = \{s_i s_j s_k\}, 1 \leq i, j, k \leq 3$ 。这些目标运动状态即可与侦收到的模式一起构成 MFR-HMM 的观测特征集。

表 1 描述区间 s_1, s_2, s_3 的含义

Table 1 Meanings of description interval s_1, s_2, s_3

参数	s_1	s_2	s_3
d	近	中	远
v	高	中	低(包括逆向高速度)
a	大	中	小(包括逆向大加速度)

2.3 MFR-HMM 模型构建

参考文献[3], 以 Mercury 水星 MFR 地基防空雷达为研究对象, 简述 MFR-HMM 模型 $\lambda = \{S, V, A, B, \pi\}$ 的构成:

$S = \{S_1, S_2, \dots, S_7\}$, 将 MFR 系统状态分为搜索(Search)、截获(Acquisition, ACQ)、非自适应跟踪(Non-Adaptive Track, NAT)、距离分辨(Range Resolution, RR)和跟踪保持(Track Maintenance, TM)共 5 种状态, 其状态转移规律如图 3 所示。

$V_1 = \{v_1, v_2, \dots, v_{42}\}, V_2 = \{v_1, v_2, \dots, v_{27}\}$ 观测特征中包含雷达模式和目标运动状态 2 种类型, 其中雷达模式参照 Mercury MFR, 共计 42 种, 该雷达状态与模式之间关系如表 2 所示; 目标运动状态为 27 种, 考虑实际中目标机动对 MFR 状态的影响, 假定 MFR 状态与目标机动之间关系如表 3 所示。为获得更为全面细致的观测描述, 将 V_1, V_2 2 种类型分别作为观测特征集, 构建双链 HMM。

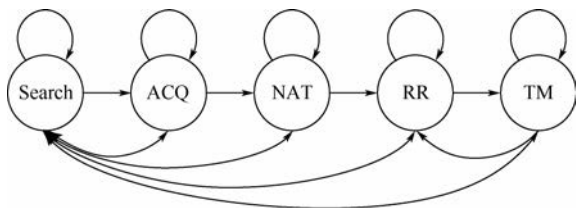


图 3 Mercury MFR 状态转移图

Fig. 3 State transition diagram of Mercury MFR

表 2 按照状态分类的 Mercury MFR 模式

Table 2 Mercury MFR modes classified via state

MFR 状态	雷达模式	MFR 状态	雷达模式
Search	$\omega_1 \omega_2 \omega_4 \omega_5$	TM	$\omega_7 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
	$\omega_2 \omega_4 \omega_5 \omega_1$		$\omega_8 \omega_8 \omega_8 \omega_8$
	$\omega_4 \omega_5 \omega_1 \omega_2$		$\omega_9 \omega_9 \omega_9 \omega_9$
	$\omega_5 \omega_1 \omega_2 \omega_4$		$\omega_1 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
	$\omega_1 \omega_3 \omega_5 \omega_1$		$\omega_2 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
	$\omega_3 \omega_5 \omega_1 \omega_3$		$\omega_3 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
	$\omega_5 \omega_1 \omega_3 \omega_5$		$\omega_4 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
ACQ	$\omega_1 \omega_1 \omega_1 \omega_1$		$\omega_5 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
	$\omega_2 \omega_2 \omega_2 \omega_2$		$\omega_6 \omega_7 \omega_7 \omega_7$
	$\omega_3 \omega_3 \omega_3 \omega_3$		$\omega_1 \omega_8 \omega_8 \omega_8$
	$\omega_4 \omega_4 \omega_4 \omega_4$		$\omega_2 \omega_8 \omega_8 \omega_8$
	$\omega_5 \omega_5 \omega_5 \omega_5$		$\omega_3 \omega_8 \omega_8 \omega_8$
	$\omega_1 \omega_6 \omega_6 \omega_6$		$\omega_4 \omega_8 \omega_8 \omega_8$
NAT/TM	$\omega_2 \omega_6 \omega_6 \omega_6$		$\omega_5 \omega_8 \omega_8 \omega_8$
	$\omega_3 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_6 \omega_8 \omega_8 \omega_8$	
	$\omega_4 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_1 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	
	$\omega_5 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_2 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	
	$\omega_7 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_3 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	
	$\omega_8 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_4 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	
RR	$\omega_9 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_5 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	
	$\omega_6 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	$\omega_6 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	
ACQ/NAT/TM	$\omega_6 \omega_6 \omega_6 \omega_6$		

表 3 按照 MFR 状态分类的目标运动状态

Table 3 Target motion modes classified via state of MFR

MFR 状态	目标运动状态	MFR 状态	目标运动状态
Search/ACQ	$s_3 s_2 s_2$	Search/RR/TM	$s_1 s_1 s_1$
	$s_3 s_2 s_3$		$s_1 s_1 s_2$
	$s_3 s_3 s_2$		$s_1 s_1 s_3$
	$s_3 s_3 s_3$		$s_1 s_2 s_1$
	$s_3 s_1 s_1$		$s_1 s_2 s_2$
	$s_3 s_1 s_2$		$s_1 s_2 s_3$
	$s_3 s_1 s_3$		$s_1 s_3 s_1$
	$s_3 s_2 s_1$		$s_1 s_3 s_2$
	$s_3 s_3 s_1$		$s_1 s_3 s_3$
	Search/NAT/RR		$s_2 s_2 s_2$
$s_2 s_2 s_3$		$s_2 s_1 s_2$	
$s_2 s_3 s_2$		$s_2 s_1 s_3$	
$s_2 s_3 s_3$		$s_2 s_2 s_1$	
$s_2 s_3 s_1$			

3 状态转移估计方法

得到 MFR-HMM 模型后, 想要估计出系统隐藏的状态转变, 还需解决三方面的问题: 一是模型不是最佳的, 需要进一步优化; 二是在最佳模型基础上, 寻找解决状态估计的方法; 三是由于所构建的 MFR-HMM 是双链 HMM 结构, 在估计出状态序列后, 为了充分发挥目标运动状态不受误差影响的特点, 提高方法的准确率和鲁棒性, 需要融合双链 HMM 的估计结果。这里分别采用 Baum-Welch、Viterbi 和 D-S 证据理论 3 种经典算法来解

决上述问题。

3.1 模型优化

Baum-Welch 算法作为 EM (Expectation Maximization) 算法的一个特例,主要用于解决 HMM 的模型优化问题。基本思路是通过不断寻求模型参数的最大似然估计 (Maximum Likelihood Estimation, MLE),使得 $P(O|\lambda') \geq P(O|\lambda)$, λ 和 λ' 分别为优化前后的模型,经反复迭代后即可得到最优模型 $\lambda^* = \arg \max_{\lambda} P(O|\lambda)$ 。

定义下列函数:

1) 前向变量 $\alpha_t(i) = P(o_1 o_2 \dots o_t, q_t = S_i | \lambda)$, 表示前部分观测序列为 $o_1 o_2 \dots o_t$, 且 t 时刻状态为 S_i 的概率。将观测特征分布概率 b 代入可得

$$\alpha_1(i) = \pi_i b_i(o_1) \quad (5)$$

$$\alpha_{t+1}(j) = b_j(o_{t+1}) \sum_{i=1}^N \alpha_t(i) a_{ij} \quad (6)$$

2) 后向变量 $\beta_t(i) = P(o_{t+1} o_{t+2} \dots o_n | q_t = S_i, \lambda)$, 表示结束部分序列为 $o_{t+1} o_{t+2} \dots o_n$, 且 t 时刻状态为 S_i 的概率。可以得到

$$\beta_n(i) = 1 \quad (7)$$

$$\beta_t(i) = \sum_{j=1}^N \beta_{t+1}(j) a_{ij} b_j(o_{t+1}) \quad (8)$$

3) 在模型 λ 和观测序列 O 条件下, t 时刻系统状态为 S_i 的概率为

$$\gamma_t(i) = P(q_t = S_i | O, \lambda) = \frac{\alpha_t(i) \beta_t(i)}{\sum_{j=1}^N \alpha_t(j) \beta_t(j)} \quad (9)$$

4) 在模型 λ 和观测序列 O 条件下, $t, t+1$ 时刻系统状态分别为 S_i 和 S_j 的概率。

$$\xi_t(i, j) = P(q_t = S_i, q_{t+1} = S_j | O, \lambda) = \frac{\alpha_t(i) a_{ij} \beta_{t+1}(j) b_j(o_{t+1})}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \alpha_t(i) a_{ij} \beta_{t+1}(j) b_j(o_{t+1})} \quad (10)$$

模型优化的具体步骤如下:

1) 初始化 $\lambda = (\pi, \mathbf{A}, \mathbf{B})$ 。

2) 反复迭代,更新模型参数。

$$\pi_i^* = \gamma_1(i) \quad (11)$$

$$a_{ij}^* = \frac{\sum_{t=1}^{n-1} \xi_t(i, j)}{\sum_{t=1}^{n-1} \gamma_t(i)} \quad (12)$$

$$b_i^*(k) = \frac{\sum_{t=1}^n w_{o_t=v_k} \gamma_t(i)}{\sum_{t=1}^n \gamma_t(i)} \quad (13)$$

式中:

$$w_{o_t=v_k} = \begin{cases} 1 & o_t = v_k \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

3) 重复步骤 2), 直至满足设定的收敛条件, 完成优化得到模型 λ^* 。

3.2 状态序列估计

Viterbi 算法以动态规划思想为基础,通过寻找单一的能够最佳解释观测序列的隐藏序列,来解决状态估计问题。因而在得到最佳模型 λ^* 后,已知观测序列 $O = \{o_1, o_2, \dots, o_n\}$, 即可利用该算法对 MFR 系统的状态序列进行估计。

定义 从开始至某个时刻 t , 观测序列为 $\{o_1, o_2, \dots, o_t\}$, 且 t 时刻系统状态为 S_i 条件下, 取得最佳状态序列的概率为 $\delta_t(i)$, 即

$$\delta_t(i) = \max_{q_1, q_2, \dots, q_{t-1}} P(q_1 q_2 \dots q_t = S_i, o_1 o_2 \dots o_t | \lambda) \quad (14)$$

则对于下一时刻 $t+1$ 的 $\delta_{t+1}(j)$, 可借助状态转移矩阵 \mathbf{A} 和特征分布矩阵 \mathbf{B} 获得, 即

$$\delta_{t+1}(j) = \max_i [\delta_t(i) a_{ij}] b_j(o_{t+1}) \quad (15)$$

依次迭代,并保存使得式(15)成立的各个时刻 t 最佳状态 S_i , 即可得到最终状态序列。具体计算步骤如下:

1) 初始化 $t=1, \delta_1(i) = \pi_i b_i(o_1), \psi_1(i) = 0, 1 \leq i \leq N$, 其中 $\psi_1(i)$ 反映了开始前的状态值, 设定为 0。

2) 不断迭代, 计算

$$\delta_t(j) = \max_{1 \leq i \leq N} [\delta_{t-1}(i) a_{ij}] b_j(o_t) \quad (16)$$

$$2 \leq t \leq n, 1 \leq j \leq N$$

$$\psi_t(j) = \arg \max_{1 \leq i \leq N} [\delta_{t-1}(i) a_{ij}] \quad (17)$$

$$2 \leq t \leq n, 1 \leq j \leq N$$

式中: $\psi_t(j)$ 为能够产生式(16)的前一时刻的最佳状态。

3) 处理最后一个序列, 得到

$$q_n^* = \arg \max_{1 \leq i \leq N} [\delta_n(i)] \quad (18)$$

式中: q_n^* 为概率最大的状态。然后进行路径回溯, 可得

$$q_t^* = \psi_{t+1}(q_{t+1}^*) \quad t = n-1, n-2, \dots, 1 \quad (19)$$

通过路径回溯, 即可估计出最终的状态序列 $Q^* = \{q_1^*, q_2^*, \dots, q_n^*\}$ 。

3.3 D-S 证据理论

D-S 证据理论是在 Bayes 理论上构建的决策融合方法, 通过构建证据体、量化决策信任程度以及引入信任函数的方法来衡量决策信息的不确定程度。基本原理如下:

1) 构建证据体。以 MFR 状态估计为例, 辨识框架可表示为 $\Theta = \{S_i | i = 1, 2, \dots, N\}$, S_i 为决策为第 i 种状态的可能性。辨识框架中命题 C 的概率分布 $m: 2^\Theta \rightarrow [0, 1]$, 则对空集的支持度为 0,

而对辨识空间中所有命题的支持度总和为1,即

$$\begin{cases} p(\emptyset) = 0 \\ \sum_{C \subset 2^\theta} p(C) = 1 \end{cases} \quad (20)$$

则证据体可构建为 $(C, m(C))$ 。

2) 构建信任函数和似真函数。若函数 $f_B: 2^\theta \rightarrow [0, 1]$, 同时满足

$$\begin{cases} f_B(C) = \sum_{B \subset C} m(B), \forall C \subset 2^\theta \\ f_B(\emptyset) = m(\emptyset) = 0 \\ f_B(\theta) = \sum_{D \subset 2^\theta} m(D) = 1 \end{cases} \quad (21)$$

则 $f_B(C)$ 为命题 C 的信任度, f_B 为信任函数。类似的,若函数 $f_P: 2^\theta \rightarrow [0, 1]$ 并满足

$$\begin{cases} f_P(C) = 1 - f_B(\bar{C}) \\ f_P(C) = \sum_{C \cap D \neq \emptyset} m(D), \forall C \subset 2^\theta \end{cases} \quad (22)$$

则 $f_P(C)$ 为命题 C 的似真度, f_P 为似真函数。

3) 按照D-S合成规则生成各个状态的概率,具体公式如下:

$$\begin{cases} m(\emptyset) = 0 \\ m(S) = \frac{1}{1 - k} \sum_{C_j \cap D_k \cap \dots \cap E_l = S} m_1(C_j) \cdot m_2(D_k) \cdots m_n(E_l) \quad \forall S \subset \theta \end{cases} \quad (23)$$

$$k = \sum_{\substack{C_j \cap D_k \cap \dots \cap E_l = \emptyset \\ C_j, D_k, \dots, E_l \subset 2^\theta}} m_1(C_j) m_2(D_k) \cdots m_n(E_l) \quad (24)$$

其中: m_1, m_2, \dots, m_n 为不同证据源; k 为冲突因子,代表不同证据源之间的冲突程度。然后选择概率最大的状态作为最终估计状态。

3.4 状态转移估计流程

综上所述,基于MFR-HMM模型的状态转移估计流程如图4所示。

可以将基于MFR-HMM的状态转移估计方法分为3个步骤:

1) 先验知识处理。对己方机动信息划分,得到运动状态;对侦收的MFR信号特征识别,得到雷达模式。然后分别结合相应的MFR状态作为训练数据,利用Baum-Welch算法得到优化后的模型1、2。

2) 状态估计。对测试数据也进行划分和识别,得到运动状态和雷达模式,在优化后的模型1、2的基础上,利用Viterbi算法进行估计,得到估计状态1、2。

3) 状态融合。通过D-S证据理论,融合2个HMM模型估计的状态1、2,得到最终结果。

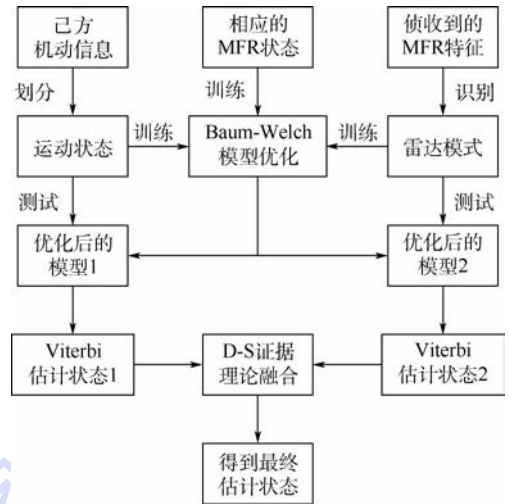


图4 状态转移估计流程

Fig. 4 Flow of radar state transfer estimation

4 实验

实验是在一定先验知识条件下展开的,包含两部分,分别验证所提出的MFR层级模型和基于MFR-HMM模型的状态转移估计方法的有效性。需要明确的是,第1组实验的以表4中模拟的同部MFR的8种不同雷达模式作为对象进行识别;第2组实验以Mercury MFR的5种状态:搜索、截获、非自适应跟踪、距离分辨和跟踪保持作为估计对象。

4.1 MFR层级模型有效性验证

模拟侦收到的同部MFR的8种不同雷达模式信号,特征信息如表4所示,PA为脉冲幅度,DOA为到达方位角。

表4中模式1和3的PRI与RF是对应联合变化的,模式1的骨架周期为27个脉冲,每个RF点对应一组PRI值,每组9个脉冲,每个PRI点3个脉冲;模式3的骨架周期为32个脉冲,每个RF对应一个PRI和8个脉冲。模式4的RF和PW是联合变化的,骨架周期为36个脉冲,每12个脉冲改变一次RF和PW值。模式6的PRI与PW联合变化,PRI调制类型为调度重频,包含4个预设的PRI单元,与4个脉宽值相对应,组合构成发射信号。

参照表4所示的雷达样本信息,分别按照MFR层级模型、脉冲样本图模型以及统计参数模型仿真生成样本训练数据,测试数据相同,利用KNN(K-Nearest Neighbor)算法进行识别,不断改变测试数据的偏离误差(Error Deviation Level, EDL),经过100次Monte Carlo,识别结果如图5和表5所示(选择PRI、RF、PW作为识别特征)。

表 4 雷达辐射源样本特征信息

Table 4 Sample feature information of radar emitters

雷达模式	PRI/ μs		RF/MHz		PW/ μs		PA	DOA/($^{\circ}$)	样本个数
	类型	取值	类型	取值	类型	取值			
1	参差	[1 850,1 880,1 940] [1 060,1 150,1 100] [1 200,1 250,1 310]	组变	1 236/1 248/1 291	抖动	52.1 \pm 1.5	0.3 ~ 0.7	35 ~ 55	102
2	滑变	800/850/900/950/1 000	捷变	[3 850,3 950]	固定	9.1	0.4 ~ 0.8	33 ~ 42	105
3	组变	1 125/1 276/1 342/1 497	组变	2 331/2 852/3 398/3 838	固定	15.9	0.5 ~ 0.9	16 ~ 30	104
4	固定	2 100	组变	2 300/2 400/2 500	多个	330.7/216.4/62.1	0.1 ~ 0.6	18 ~ 33	109
5	抖动	1 000 \pm 100 间隔 544 的脉冲 5 个 间隔 690 的脉冲 7 个	固定	2 925	抖动	50.6 \pm 1.5	0.2 ~ 0.7	33 ~ 58	100
6	调度	间隔依次为 307,343, 379,398 的脉冲 4 个 间隔为 800 \pm 40 的脉冲 12 个	固定	5 460	多个	1.5/2.5/3.2/7.3	0.4 ~ 1.0	23 ~ 39	109
7	抖动	1 500 \pm 150	捷变	[3 751,3 950]	抖动	15.6 \pm 1.5	0.3 ~ 0.6	23 ~ 38	103
8	抖动	2 300 \pm 230	捷变	[3 322,3 508]	固定	105.6	0.1 ~ 0.5	31 ~ 38	101

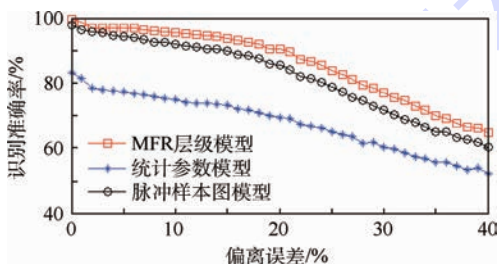


图 5 不同模型条件下 KNN 识别准确率随偏离误差的变化

Fig. 5 Change of KNN recognition accuracy rate with EDL in different models

表 5 识别准确率对比

Table 5 Comparison of recognition accuracy rate

偏离误差/ %	识别准确率/%		
	MFR 层级模型	脉冲样本图模型	统计参数模型
0	99.64	97.87	83.17
8	96.18	92.59	75.95
16	93.19	88.69	72.19
24	85.57	80.26	66.22
32	74.60	68.96	58.53
40	64.71	60.39	52.05

从上述识别结果可以看出,随着参数 EDL 的逐渐增大,基于 3 种模型的识别准确率都呈下降趋势。其中统计参数模型由于缺失了各个参数的联合变化信息,识别准确率下降最快;脉冲样本图模型虽然对脉冲信息描述详尽,但缺失了统计信息,对于一些区间变化的特征描述不全面,因而识别准确率下降较快;所提出的 MFR 层级模型由于兼顾了统计参数和联合变化信息,识别准确率下降较慢,进而证实了该模型的有效性。

该 MFR 层级模型的构建是为了完成从侦收到的脉冲信号到雷达模式的识别,是后续状态估

计的基础,因为所提出的 MFR-HMM 状态估计方法分别以识别出的雷达模式和目标运动信息作为观测特征进行估计,而后利用 D-S 证据理论融合得到最终的估计结果。因此如果前期识别模型构建的不恰当,必将影响雷达模式的识别准确率,从而影响状态估计的准确率。

4.2 基于 MFR-HMM 的状态转移估计方法有效性验证

以 Mercury MFR 为状态估计对象,参考图 3 状态转换规律、表 2 和表 3 系统状态与观测特征的关系,按照图 6 不同目标的概略机动轨迹,模拟生成 4 个目标的多批次机动信息,及其与之对应的 MFR 状态序列和观测序列,这里仅列举目标 1 的 8 个非连续机动状态下的观测特征、MFR 状态,如表 6 所示。

选取目标 1 机动时相应的状态序列和观测序

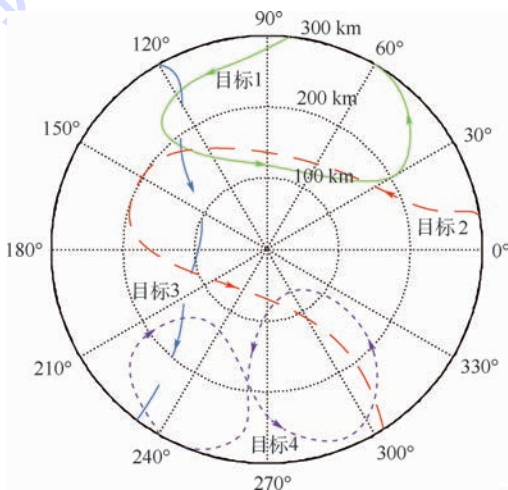


图 6 目标机动轨迹

Fig. 6 Target maneuver trajectory

列为训练数据,目标 2、3、4 作为测试数据,分别利用 MFR-HMM 模型、仅依靠侦察信息作为观测特征 (observed-HMM)、仅依靠目标运动作为观测特征 (motion-HMM) 3 种 HMM 方法进行状态转移估计,如图 6 所示。

1) 先验知识需求分析。在侦察到的模式信息存在 10% 识别错误率的条件下 (识别错误率 = 错误识别模式个数/模式总个数),逐步增加训练批次 (目标 1),每批次包含连续的 60 个机动采样信息 (实际中应该是实时连续获取的),3 种方法的估计准确率如图 7 所示。

从图 7 中可以看出,随着训练数据的增加,当训练样本小于 5 批次时,3 种方法的估计准确率都迅速提高,其中基于 MFR-HMM 方法的增速最快。当训练样本大于 5 批次时,3 种方法都能够获得稳定的状态转移概率和观测特征分布概率,估计准确率达到稳定,此时基于 MFR-HMM 方法的估计准确率最高,可达 95%。证实了该方法能够在较少先验知识的条件下,取得较好的状态转移估计效果。

2) 鲁棒性分析。在训练信息固定为 50 批的条件下,逐步增加所侦察模式信息的识别错误率,3 种方法的估计准确率如图 8 所示。

表 6 目标 1 机动参数对应的观测特征和 MFR 状态
Table 6 Observational characteristics and MFR state of target 1's maneuver parameter

序号	径向距离/km	径向速度/(km·h ⁻¹)	径向加速度/g	观测特征		MFR 状态
				运动状态	雷达模式	
1	300.00	1012.36	0.11	$s_3 s_1 s_2$	$\omega_4 \omega_5 \omega_1 \omega_2$	Search
2	273.53	1167.26	-0.12	$s_3 s_1 s_3$	$\omega_3 \omega_3 \omega_3 \omega_3$	ACQ
3	219.81	896.37	2.13	$s_2 s_1 s_1$	$\omega_4 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	NAT
4	171.96	427.68	2.16	$s_2 s_2 s_1$	$\omega_8 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	RR
5	116.57	92.04	0.68	$s_1 s_3 s_2$	$\omega_3 \omega_8 \omega_8 \omega_8$	TM
6	135.93	-132.07	-1.16	$s_1 s_3 s_3$	$\omega_5 \omega_9 \omega_9 \omega_9$	TM
7	221.16	-973.28	-1.02	$s_2 s_3 s_3$	$\omega_9 \omega_6 \omega_6 \omega_6$	RR
8	280.72	-767.91	0.03	$s_3 s_3 s_2$	$\omega_3 \omega_5 \omega_1 \omega_3$	Search

注: $g = 9.8 \text{ m/s}^2$ 为重力加速度。

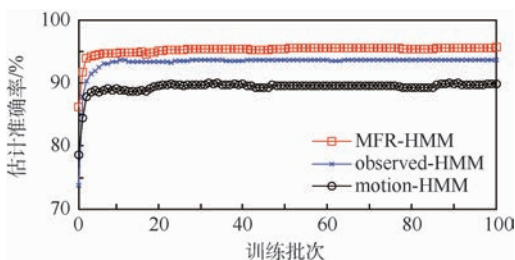


图 7 估计准确率随先验信息的变化

Fig. 7 Change of estimation accuracy rate with prior information

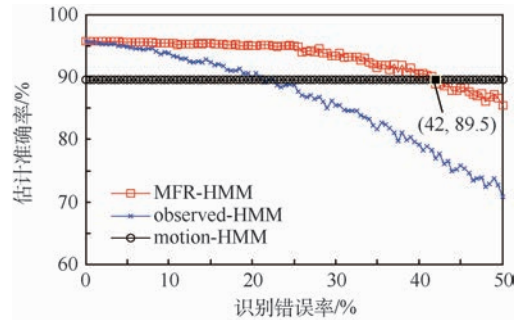


图 8 估计准确率随识别错误率的变化

Fig. 8 Change of estimation accuracy rate with recognition error rate

随着侦察模式识别错误率的增大, motion-HMM 方法的估计准确率稳定不变,而 MFR-HMM 和 observed-HMM 方法的估计准确率都逐渐下降,其中基于 MFR-HMM 方法的准确率下降较缓。究其原因,主要因为目标运动状态作为己方信息,其获取不存在侦察或识别误差的影响。

当识别错误率小于 42% 时, MFR-HMM 能够取得大于 89.5% 的估计准确率,高于另 2 种方法。当错误率大于 42% 时,虽然 MFR-HMM 的估计准确率逐步下降并将低于 motion-HMM 方法,但实际情况下,对侦察信息的识别错误率一般不超过 20%,在该条件下所基于 MFR-HMM 状态转移估计方法能够取得大于 93.16% 的估计准确率,并具备较强的鲁棒性。

5 结论

1) 提出的 MFR 辐射源层级模型能够反映参数统计信息和联合变化规律,在相同识别算法的条件下,较模板匹配和脉冲样本图模型能够取得更为优越的识别准确率。

2) 提出的基于 MFR-HMM 的状态转移估计方法将目标运动状态信息同侦察到的模式信息一同作为 HMM 的观测特征,使得鲁棒性得到较大提升。

3) 方法通过构建双链 HMM,利用 D-S 证据理论融合估计结果,先验知识需求较少,虽然一定程度上增加了时间消耗,但较 D-S 融合前能够取得更为优异的估计准确率。

为了更好地对目标雷达的状态意图进行预测,算法尚需解决依赖先验知识和非线性估计两大问题,同时这也是下一步工作的重心。

参考文献 (References)

- [1] 贾德. 机载有源相控阵火控雷达的新进展及发展趋势[J]. 现代雷达, 2008, 30(1): 1-4.

- BEN D. Latest status & development trends of airborne AESA fire-control radar[J]. Modern Radar, 2008, 30(1):1-4 (in Chinese).
- [2] VISNEVSKI N. Syntactic modeling of multi-function radars [D]. Hamilton: McMaster University, 2005:47-58.
- [3] VISNEVSKI N, KRISHNAMURTHY V, WANG A, et al. Syntactic modeling and signal processing of multifunction radars: A stochastic context-free grammar approach [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(5):1000-1025.
- [4] 刘海军. 雷达辐射源识别关键技术研究 [D]. 长沙:国防科技大学, 2010:95-106.
- LIU H J. Researches on identification key technology for radar emitter [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2010:95-106 (in Chinese).
- [5] 刘海军, 樊响, 李悦, 等. 多功能雷达建模中的雷达字提取技术研究 [J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(2):91-96.
- LIU H J, FAN Y, LI Y, et al. Research on extracting of radar words in modeling of multi-function radar [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(2):91-96 (in Chinese).
- [6] ARASARATNAM I, HAYKIN S, KIRUBARAJAN T, et al. Tracking the mode of operation of multi-function radars [C] // IEEE Conference on Radar. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 233-238.
- [7] 马爽. 多功能雷达电子情报信号处理关键技术研究 [D]. 长沙:国防科技大学, 2013:101-125.
- MA S. Research on ELINT signal processing key technologies for multifunction radar research on extracting of radar words in modeling of multi-function radar [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013:101-125 (in Chinese).
- [8] RYAN M S, NUDD G R. The Viterbi algorithm [J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 61(5):268-278.
- [9] ATTOUCH H, PEYPOUQUET J, REDONT P. A dynamical approach to an inertial forward-backward algorithm for convex minimization [J]. SIAM Journal on Optimization, 2014, 24(1): 232-256.
- [10] WELCH L R. Hidden Markov models and the Baum-Welch algorithm [J]. IEEE Information Theory Society Newsletter, 2003, 53(2):194-211.
- [11] 周德强, 陈卫东. 基于 Viterbi 算法的扩频码与信息序列联合估计 [J]. 飞行器测控学报, 2014, 33(5):441-447.
- ZHOU D Q, CHEN W D. Joint blind estimation of spreading code and information sequence based on Viterbi algorithm [J]. Journal of Spacecraft TT & C Technology, 2014, 33(5):441-447 (in Chinese).
- [12] LIVANI H, JAFARZADEH S, EVRENOSOGLU C Y, et al. A unified approach for power system predictive operations using Viterbi algorithm [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2014, 5(3):757-766.
- [13] 刘韬. 基于隐马尔可夫模型与信息融合的设备故障诊断与性能退化评估研究 [D]. 上海:上海交通大学, 2013:46-52.
- LIU T. Study of hidden Markov model and information fusion in equipment fault diagnosis and performance degradation assessment [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2013:46-52 (in Chinese).
- [14] 代鹏鹏, 王布宏, 蔡斌, 等. 基于 SCFG 建模的多功能雷达状态估计算法 [J]. 空军工程大学学报 (自然科学版), 2014, 15(3):24-28.
- DAI L P, WANG B H, CAI B, et al. Latest status & development trends of airborne AESA fire-control radar [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2014, 15(3):24-28 (in Chinese).
- [15] 章登义, 欧阳黜霏, 吴文李. 针对时间序列多步预测的聚类隐马尔可夫模型 [J]. 电子学报, 2014, 42(12):2359-2364.
- ZHANG D Y, OUYANG C F, WU W L. Cluster-based hidden Markov model in time series multi-step prediction [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(12):2359-2364 (in Chinese).
- [16] WANG A, KRISHNAMURTHY V. Signal interpretation of multifunction radars: Modeling and statistical signal processing with stochastic context free grammar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(3):1106-1119.

作者简介:

陈维高 男, 博士研究生。主要研究方向: 雷达信号获取与处理。

贾鑫 男, 硕士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 空间信息对抗理论与技术、现代信号处理理论与应用。

朱卫纲 女, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 信息获取与处理。

唐晓婧 女, 硕士, 助教。主要研究方向: 信息获取与处理。

Radar state transfer estimation method based on HMM

CHEN Weigao¹, JIA Xin^{2,*}, ZHU Weigang², TANG Xiaojing²

(1. Postgraduate School, Equipment Academy, Beijing 101416, China;

2. Department of Photoelectric Equipment, Equipment Academy, Beijing 101416, China)

Abstract: Aimed at the problem of traditional recognition models that parameter rule description is not complete, a hierarchical model suitable for multi-function radar (MFR) is proposed in this paper. This model reflects the operating mechanism of MFR system through three levels of task, state and parameter. Then according to parameter features, a variety of functions are used to describe the change rule of parameters, and signal joint changes and statistical information can be reflected. This model has better recognition effect compared with statistic and pulse sample diagram model. On the basis of the hierarchical model, to solve the problem of poor robustness and low accuracy of MFR state transfer estimation method, double chain hidden Markov model (HMM) was built by introducing target motion state information. D-S (Dempster-Shafer) evidence theory was used to optimize estimated results, and a radar state transfer estimation method based on HMM was proposed. The experimental results show that the proposed algorithm has more excellent robustness and higher estimation accuracy rate than that before improvement.

Keywords: multi-function radar (MFR); state transition; hidden Markov; hierarchical model; D-S evidence theory

《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人,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,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,作者有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经刊登,即赠送单行本。

3.4 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:100083 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 405,407,409 房间

电 话:(010)82315594,82338922,82314839,82315426

E-mail: jbuua@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

http://www.buaa.edu.cn

《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

(以下按姓氏笔划为序)

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

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43卷第10期 2017年10月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS
(JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.43 No.10 October 2017

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 100083

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 北航文化传媒集团

发行范围 国内外发行

联系电话 (010) 82315594 82338922
82314839

电子信箱 jbuua@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 100083, P. R. China)

Chief Editor Zhao Qinping

Edited and Published by Editorial Board of JBUA

Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.

Distributed by BUAA Culture Media Group Limited

Telephone (010) 82315594 82338922
82314839

E-mail jbuua@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

刊号 ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V

国内定价 50.00元/期

ISSN 1001-5965

