



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



2020-11

Vol.46 No.11

目次

基于 ORBCOMM 卫星机会信号的定位技术 秦红磊, 谭滋中, 丛丽, 赵超 (1999)

基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD 胡建平, 杜影, 谢琪, 王小超, 张道畅 (2007)

单侧面板裂纹损伤对钛合金蜂窝夹层结构弯曲性能影响 岳喜山, 闫群, 赵伟, 谢宗蕓 (2018)

FY-3D 卫星高光谱温室气体监测仪热控设计及在轨验证 申春梅, 于峰, 刘文凯 (2026)

具有变点的不确定竞争失效退化系统的可靠性建模
..... 刘宝亮, 张志强, 温艳清, 康淑瑰, 张磊 (2039)

空间遥感器用环路热管瞬态数值模拟与在轨验证
..... 孟庆亮, 杨涛, 于志, 赵振明, 赵宇, 于峰 (2045)

基于边际-人工蜂群算法的舰载机机群出动保障人员配置-调度联合优化方法
..... 苏析超, 伍恒, 崔荣伟, 张勇 (2056)

密封汽流激振下转子动力特性的时域分析 司和勇, 曹丽华, 郭帅, 李盼 (2069)

四旋翼无人机执行器可重构性量化评价方法研究 申富媛, 李炜 (2077)

激波风洞 7° 尖锥边界层转捩实验研究 栗继伟, 卢盼, 汪球, 赵伟 (2087)

基于 SVM 和 EKF 的高超声速滑翔飞行器轨迹预报 程云鹏, 孙成志, 闫晓东 (2094)

倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊分析方法 俞志明, 陈仁良, 孔卫红 (2106)

潜望式激光通信粗指向装置的多工况拓扑优化 赵瑞杰, 王春洁, 阎肃 (2114)

基于 XFEM-CZM 耦合的胶接接头裂纹扩展分析及强度预测 周伟, 张超, 甘淑媛 (2121)

电液负载敏感位置伺服系统自抗扰控制方法 刘华, 汪成文, 郭新平, 赵斌, 霍鹏飞 (2131)

基于改进 GERT 的任务过程时间特性建模分析方法 夏宏青, 焦健, 褚嘉运, 赵廷弟 (2140)

一维 GTD 散射中心模型参数估计的改进 MUSIC 算法
..... 郑舒予, 张小宽, 郭艺夺, 宗彬锋, 徐嘉华 (2149)

无人机组导航直接法与间接法滤波方式比较 王均晖, 孙蕊, 程琦, 张文宇 (2156)

基于 CRITIC-TOPSIS 的动态辐射源威胁评估 徐宇恒, 程嗣怡, 庞梦洋 (2168)

基于瞬时相关频域检测的复合调制引信定距方法 ... 王雄武, 郝新红, 贾建光, 栗革, 陈齐乐 (2176)

GSO 卫星系统布设中的通信干扰评估方法 ... 董苏惠, 姚秀娟, 高翔, 韩朝晖, 闫毅, 孙云龙 (2184)

CONTENTS

Positioning technology based on ORBCOMM signals of opportunity
..... QIN Honglei, TAN Zizhong, CONG Li, ZHAO Chao (1999)

A fast EMD for multi-channel images based on morphological filter
..... HU Jianping, DU Ying, XIE Qi, WANG Xiaochao, ZHANG Daochang (2007)

Influence of one side facesheet crack damage on flexural properties of titanium honeycomb sandwich structures
..... YUE Xishan, YAN Qun, ZHAO Wei, XIE Zonghong (2018)

Thermal control system design and on-orbit verification of hyperspectral greenhouse gas monitor on FY-3D satellite
..... SHEN Chunmei, YU Feng, LIU Wenkai (2026)

Reliability modeling of uncertain competing failure degradation system with a change point
..... LIU Baoliang, ZHANG Zhiqiang, WEN Yanqing, KANG Shugui, ZHANG Lei (2039)

Transient numerical simulation and on-orbit verification of loop heat pipe used for space remote sensor
..... MENG Qingliang, YANG Tao, YU Zhi, ZHAO Zhenming, ZHAO Yu, YU Feng (2045)

Joint optimization method for carrier-based aircraft fleet sortie support personnel configuration and scheduling
based on marginal-ABC algorithm SU Xichao, WU Heng, CUI Rongwei, ZHANG Yong (2056)

Time-domain analysis of rotordynamic characteristics with steam flow excited vibration in seal
..... SI Heyong, CAO Lihua, GUO Shuai, LI Pan (2069)

Quantitative reconfigurability evaluation method of actuator for quadrotor UAV
..... SHEN Fuyuan, LI Wei (2077)

Experimental study of boundary-layer transition on a 7° sharp cone in shock tunnel
..... LI Jiwei, LU Pan, WANG Qiu, ZHAO Wei (2087)

Trajectory prediction of hypersonic glide vehicle based on SVM and EKF
..... CHENG Yunpeng, SUN Chengzhi, YAN Xiaodong (2094)

Analysis method for conversion corridor of quad tilt rotor aircraft
..... YU Zhiming, CHEN Renliang, KONG Weihong (2106)

Multi-working-condition topology optimization of coarse pointing mechanism for periscopic laser communication
..... ZHAO Ruijie, WANG Chunjie, YAN Su (2114)

Crack propagation analysis and strength prediction of bonded joints based on XFEM-CZM coupling method
..... ZHOU Wei, ZHANG Chao, GAN Shuyuan (2121)

Active disturbance rejection control method for position servo system based on electro-hydraulic load sensing
..... LIU Hua, WANG Chengwen, GUO Xinping, ZHAO Bin, HUO Pengfei (2131)

Improved GERT based time characteristic modeling and analysis method for task process
..... XIA Hongqing, JIAO Jian, CHU Jiayun, ZHAO Tingdi (2140)

Parameter estimation of 1D GTD scattering center model based on an improved MUSIC algorithm
..... ZHENG Shuyu, ZHANG Xiaokuan, GUO Yiduo, ZONG Binfeng, XU Jiahua (2149)

Comparison of direct and indirect filtering modes for UAV integrated navigation
..... WANG Junhui, SUN Rui, CHENG Qi, ZHANG Wenyu (2156)

Dynamic radiator threat assessment based on CRITIC-TOPSIS
..... XU Yuheng, CHENG Siyi, PANG Mengyang (2168)

A ranging method of hybrid modulation fuze based on instant correlation frequency domain detection
..... WANG Xiongwu, HAO Xinhong, JIA Jianguang, LI Ping, CHEN Qile (2176)

Communication interference assessment methods in GSO satellite system deployment
..... DONG Suhui, YAO Xiujuan, GAO Xiang, HAN Zhaohui, YAN Yi, SUN Yunlong (2184)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0565

基于 ORBCOMM 卫星机会信号的定位技术



秦红磊, 谭滋中, 丛丽*, 赵超

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘

要: 为摆脱对全球导航卫星系统(GNSS)的依赖, 克服其有意或无意干扰情况下无法工作等问题, 可采用机会信号(SOP)实现定位, 低轨卫星机会信号具备信号功率高、覆盖性广及无需增建基础设施等优点。提出了利用轨道通信卫星(ORBCOMM)系统实现天基机会信号定位。通过对 ORBCOMM 卫星机会信号的通信体制进行深入研究, 实现了利用 ORBCOMM 卫星机会信号获取多普勒测量信息, 建立了瞬时多普勒定位及其几何精度因子的数学模型, 并采用卫星 TLE 数据结合轨道预测模型获得的卫星轨道信息实现 ORBCOMM 卫星机会信号定位。实测结果表明: 利用 ORBCOMM 卫星机会信号可实现精度优于 140 m 的定位。研究成果对基于天基机会信号定位技术的理论研究及应用具有重要意义。

关键词: 机会信号(SOP); 低轨卫星; 轨道通信卫星(ORBCOMM)系统; 几何精度因子; 瞬时多普勒定位

中图分类号: P228.1; TN967.1

文献标志码: A 文章编号: 1001-5965(2020)11-1999-08

尽管全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)随着位置服务需求的日益增长得到了快速的发展, 但其存在信号弱、容易受到干扰等缺点, 越来越多的备用导航定位技术被提出, 以摆脱对 GNSS 系统的依赖。利用广泛存在的无线电机机会信号导航(Opportunistic Navigation, OpNav)^[1-2]及协作机会信号导航(Collaborative Opportunistic Navigation, COpNav)近年来得到了广泛的关注^[3]。典型系统如美国提出的全源导航(All Source Positioning and Navigation, ASPN)技术, 该技术提出利用一切可以利用的信号资源实现融合导航定位; 类似的还有英国国防部研发的 Navsop(Navigation via Signals of Opportunity)系统。

机会信号功率强、占用频谱宽、广泛存在, 因此具有抗干扰能力强且投入低的优点^[4], 而将低轨卫星无线电信号作为机会信号具有更广的覆盖范围。目前, 成熟的典型低轨卫星系统有铱星

(IRIDIUM)、轨道通信卫星(ORBCOMM)和全球星(Globalstar)等^[5-7]。Globalstar 卫星系统和 ORBCOMM 卫星系统本身均具备位置信息服务, 铱星公司 2016 年宣布在第二代卫星 IRIDIUM NEXT 系统中增加了定位服务, 然而以上低轨卫星定位服务需授权才可使用。

国外计划未来建造大量低轨卫星系统, 2015 年 OneWeb 公司宣布在未来构建一个含有 648 颗卫星的低轨卫星系统^[8]; 同年 SpaceX 和 Google 宣布合作构建一个含有更多卫星的低轨卫星系统, 共含有 4 000 颗卫星^[9]; 三星公司也计划在未来建立含有 4 600 颗低轨卫星的卫星系统^[10]; Boeing 公司也启动了构建低轨卫星系统计划^[11]。国内也计划发射大量的低轨卫星, 如鸿雁全球卫星星座、虹云工程计划。现有低轨卫星系统和未来计划发射的大量低轨卫星为基于低轨卫星机会信号的定位技术提供了基础。

收稿日期: 2019-11-02; 录用日期: 2019-12-20; 网络出版时间: 2020-01-20 14:58

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200120.1339.002.html

*通信作者: E-mail: congli_bh@buaa.edu.cn

引用格式: 秦红磊, 谭滋中, 丛丽, 等. 基于 ORBCOMM 卫星机会信号的定位技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 1999-2006. QIN H L, TAN Z Z, CONG L, et al. Positioning technology based on ORBCOMM signals of opportunity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 1999-2006 (in Chinese).

本文研究将低轨卫星作为机会信号源,在不需要授权下即可利用低轨卫星实现定位。在前期研究中,利用铱星 (IRIDIUM NEXT) 机会信号实现了定位^[12]。本文主要研究将另一种低轨卫星 (ORBCOMM) 信号作为机会信号实现定位。由于 ORBCOMM 卫星机会信号仅部分信息已知,重点分析信号体制并给出定位观测信息获取方法。提出利用瞬时多普勒定位方法实现定位,给出了详细的定位数学模型,对多普勒定位几何精度因子的物理意义进行了解释。通过搭建卫星信号采集平台,实现了实际卫星信号的定位。首先,对 ORBCOMM 卫星机会信号通信体制进行了深入分析,为定位信息观测量的获取提供了基础。其次,介绍了基于 ORBCOMM 卫星机会信号的定位原理,给出了定位观测信息多普勒频率的估计方法,以及瞬时多普勒定位原理及数学模型,并阐述了多普勒定位几何精度因子的物理意义。最后,利用实际接收的 ORBCOMM 第二代卫星 (OG2) 信号实现了定位,验证了本文方法的有效性和正确性。

1 ORBCOMM 卫星轨道及信号体制

ORBCOMM 卫星星座分布决定了接收机可见卫星数量,而定位观测信息提取方法与信号体制有关,本节主要分析 ORBCOMM 卫星星座结构和信号体制特性。

ORBCOMM 卫星通信系统是能够实现数据全球通信的卫星系统^[13]。ORBCOMM 空间星座最初计划如图 1 所示。主星座 4 个轨道平面 (A, B, C, D), 每个平面均匀配置 8 颗星,轨道高度为 825 km,倾角为 45°;辅助星座 2 个轨道平面 (G, F), 每个平面配置 2 颗星,倾角分别为 108°和 70°,轨道高度为 775 km;赤道面 (E) 曾设 6 颗高度为 975 km 的卫星^[14]。ORBCOMM 公司于 2008 年宣布部署第二代卫星 (OG2) 星座。目前,共 12 颗 OG2 卫星在轨运行,均匀分布在 4 个主轨道平面。OG2 卫星轨道高度为 620 km,轨道倾角为 47°,轨道周期为 97 min。本文采用 OG2 卫星实现接收机定位。

ORBCOMM 卫星下行链路占用频带为 137 ~ 138 MHz,共包括 13 个信道,频带分配如图 2 所示。12 个带宽为 25.0 kHz 的信道用于与用户终端通信 (采用 FDMA 多址连接),另外 1 个带宽为 50.0 kHz 的信道用于与关口站通信。所有 ORBCOMM 卫星共用 12 个用户链路下行信道,频率复用次数为 4 次^[15]。本文主要采用卫星至用户下行链路信号实现定位。

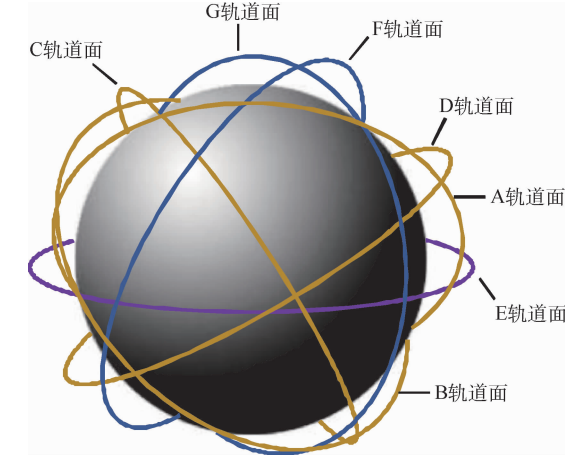


图 1 ORBCOMM 系统星座计划
Fig.1 ORBCOMM system constellation plan

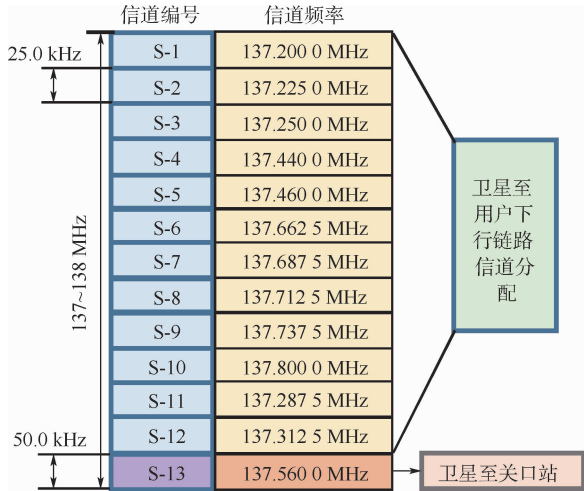


图 2 ORBCOMM 卫星下行链路频带分配
Fig.2 ORBCOMM down link frequency band assignment

用户下行链路采用 SDPSK (Symmetrical Differential Phase Shift Keying) 调制方式,数据率为 4 800 bit/s。调制采用 0 数据状态和 1 数据状态分别引起相位负 90°和正 90°变化。

采集的实际信号显示每颗 OG2 卫星最多同时在 2 个信道内发射信号,所占信道频带在几天内保持不变。ORBCOMM 卫星在用户下行链路内持续发射 SDPSK 调制的信号,为提取定位观测信息并最终实现接收机定位提供了基础。

2 ORBCOMM 定位方法

接收机定位需要观测信息、卫星轨道和定位解算,本文利用 ORBCOMM OG2 卫星的多普勒频率作为定位观测信息,采用公开的 TLE 数据及轨道预测模型^[16]计算 OG2 卫星轨道,定位方法采用瞬时多普勒定位技术。本节主要给出了 OG2 卫星多普勒频率的估计方法,并介绍了瞬时多普

勒定位原理及数学模型。

2.1 ORBCOMM 卫星机会信号多普勒频率估计

OG2 卫星机会信号到达地面功率一般高于噪声,然而相比于直接通过快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)处理并根据频谱对称性或峰值谱线对应的频率获得多普勒频率粗测量的其他信号,SDPSK 调制的 OG2 信号无法通过其频谱直接获得多普勒测量值。另外,采用最大似然估计(Maximum Likelihood Estimation, MLE)方法^[17]进行多普勒精确测量时,根据多普勒粗测量值产生的本地载波与 OG2 信号进行相关时,相关峰会受到数据位的影响。综上,本文先对 OG2 卫星机会信号平方处理获得 2 倍频信号,再利用 FFT 和 MLE 方法估计多普勒频率。

SDPSK 调制信号表达式为

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - iT_s) \exp[j(\omega_c t + \varphi_i)] \quad (1)$$

式中: ω_c 为载波频率; T_s 为符号时间; $g(t)$ 为脉冲函数; φ_i 为第 i 位数据的调制相位。

令 b_m 表示基带数据信息,则 φ_i 满足以下条件:

$$\begin{cases} \varphi_i = \varphi_{i-1} + \frac{\pi}{2} \delta_m \\ \delta_m = \begin{cases} -1 & b_m = 0 \\ 1 & b_m = 1 \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

对式(1)进行平方处理得到

$$s^2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - iT_s) \exp[j(\omega'_c t + \varphi'_i)] \quad (3)$$

式中: $\omega'_c = 2\omega_c$; $\varphi'_i = 2\varphi_i = 2\varphi_{i-1} + \pi\delta_m$ 。

可以看出,平方后的信号码元相位变化为 $\pm\pi$,是一种基带信号为 0/1 交替的特殊 BPSK 调制信号。基带信号不断重复 0/1 交替过程中,信号频谱分别在中心频率的左右两侧对称出现峰值谱线,其间距为码速率大小。令平方后的信号频谱中的 2 个峰值谱线对应频率分别为 f_1 和 f_2 且 $f_1 < f_2$,则原始信号中心频率 f 表达式为

$$f = \frac{f_1}{2} + \frac{f_2 - f_1}{4} \quad (4)$$

根据式(4)和信号标准频率可得到多普勒频率粗测量。在 FFT 分辨率带宽内采用最大似然估计方法^[17]进行多普勒精确测量,最优估计函数为

$$I(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j2\pi fn) \right|^2 \quad (5)$$

式中: $I(f)$ 为最优估计函数; f 为载波频率估计; $x[n]$ 为平方信号。

信号相位估计为

$$\tilde{\phi} = \arctan \left(\frac{-\sum_{n=0}^{N-1} x[n] \sin(2\pi \tilde{f}_0 n)}{\sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos(2\pi \tilde{f}_0 n)} \right) \quad (6)$$

式中: $\tilde{f}_0$ 为信号频率最优估计值。

2.2 ORBCOMM 卫星多普勒定位方法

接收机获得 ORBCOMM 卫星的多普勒频率测量后,可采用瞬时多普勒定位方法实现定位解算。本节主要介绍利用 ORBCOMM 卫星机会信号实现接收机定位解算的原理及数学模型。

接收机在某时刻接收到 ORBCOMM 卫星机会信号并测量出多普勒频率,其位置一定位于以 ORBCOMM 卫星为顶点的圆锥面上,且该圆锥面上所有点对应的多普勒频率均相等。当接收机同时得到多个多普勒频率时,通过多个等多普勒圆锥面的交点即可获得接收机位置^[18],此即为 ORBCOMM 卫星机会信号多普勒定位原理的几何解释。一般情况下,同时可见 ORBCOMM 卫星个数至多 2 颗,对于位置保持不变的静止接收机,可采用多历元定位方法^[19],即采用多个不同时刻的 ORBCOMM 卫星多普勒频率实现接收机定位解算。

下面给出 ORBCOMM 卫星多普勒定位的数学模型。静止接收机在某一时刻测量得到的卫星多普勒频率表达式为

$$\dot{\rho} = \mathbf{v} \cdot \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}_u}{\|\mathbf{r} - \mathbf{r}_u\|} + f_u + \varepsilon_{\rho_k} \quad (7)$$

式中: $\dot{\rho}$ 为 ORBCOMM 卫星的多普勒频率, m/s; $\mathbf{r}_u$ 为接收机位置向量; $\mathbf{r}$ 和 $\mathbf{v}$ 分别为 ORBCOMM 卫星位置矢量和速度矢量; f_u 为接收机钟偏; ε_{ρ_k} 为多普勒频率误差。

接收机持续接收一段时间 ORBCOMM 卫星机会信号后,将获得多个不同卫星不同时刻的多普勒频率信息。令 $\dot{\boldsymbol{\rho}} = [\dot{\rho}_1 \quad \dot{\rho}_2 \quad \cdots \quad \dot{\rho}_k]^T$ 表示 k 个多普勒观测向量, $\hat{\boldsymbol{\rho}} = [\hat{\rho}_1 \quad \hat{\rho}_2 \quad \cdots \quad \hat{\rho}_k]^T$ 表示 k 个多普勒频率估计量。令 $\mathbf{u} = [\mathbf{r}_u \quad f_u]$ 表示接收机真实状态量(位置矢量 $\mathbf{r}_u = [r_{u_x} \quad r_{u_y} \quad r_{u_z}]$ 和钟偏 f_u), $\mathbf{u}_0 = [\mathbf{r}_{u_0} \quad f_{u_0}]$ 表示接收机状态量先验信息。令 $\mathbf{d}(\mathbf{u})$ 表示测量多普勒与估计多普勒的残差向量, $\mathbf{d}(\mathbf{u})$ 在 $\mathbf{u}_0$ 处进行线性化得到

$$\Delta \mathbf{u} = \left(\left[\frac{\partial \mathbf{d}(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right]^T \left[\frac{\partial \mathbf{d}(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right] \right)^{-1} \left[\frac{\partial \mathbf{d}(\mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right]^T \mathbf{d}(\mathbf{u}) \Big|_{\mathbf{u}=\mathbf{u}_0} \quad (8)$$

式中: $\Delta \mathbf{u} = [\Delta \mathbf{r}_{u_0} \quad \Delta f_{u_0}]^T$ 为接收机先验信息 $\mathbf{u}_0$ 与

接收机真实状态量的差; $\frac{\partial d(u)}{\partial u} = \begin{bmatrix} \frac{\partial d_1}{\partial u} & \frac{\partial d_2}{\partial u} & \dots \end{bmatrix}$ 为 k 个多普勒残差对接收机状态的导数矩

阵, d_k 为第 k 个多普勒残差, 因此有 $\frac{\partial d_k}{\partial u} = \begin{bmatrix} \frac{\partial d_k}{\partial f_u} \end{bmatrix}$ 。

根据多普勒残差表达式有

$$\frac{\partial d_k}{\partial f_u} = 1 \quad (9)$$

$$\frac{\partial d_k}{\partial r_u} = \mathbf{v}_k \cdot (\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_u) \frac{(\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_u)^T}{\|\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_u\|^3} - \frac{\mathbf{v}_k}{\|\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_u\|} \mathbf{E}_{3 \times 3} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{r}_k$ 和 $\mathbf{v}_k$ 分别为第 k 个多普勒频率测量对应的 ORBCOMM 卫星的位置矢量和速度矢量; $\mathbf{E}_{3 \times 3}$ 为单位矩阵。

根据式(8)~式(10)得到 ORBCOMM 卫星多普勒定位线性导航状态更新方程为

$$\mathbf{d}(\mathbf{u}_0) = \mathbf{G} \Delta \mathbf{u} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (11)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \cdot (\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_{u_0}) \frac{(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_{u_0})^T}{\|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_{u_0}\|^3} - \frac{\mathbf{v}_1}{\|\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_{u_0}\|} \mathbf{E}_{3 \times 3} & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{v}_k \cdot (\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_{u_0}) \frac{(\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_{u_0})^T}{\|\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_{u_0}\|^3} - \frac{\mathbf{v}_k}{\|\mathbf{r}_k - \mathbf{r}_{u_0}\|} \mathbf{E}_{3 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $\Delta \mathbf{u} = [\Delta \mathbf{r}_u \quad \Delta f_u]$ 为接收机状态更新向量; $\mathbf{G}$ 为多普勒定位雅可比矩阵; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为测量和线性化误差向量。

利用牛顿迭代运算, 令 $\mathbf{u}_i$ 和 $\Delta \mathbf{u}_i$ 分别表示第 i 次接收机状态量估计和修正量, 则第 $i+1$ 次迭代解算的接收机状态量估计 $\mathbf{u}_{i+1}$ 的表达式为

$$\mathbf{u}_{i+1} = \mathbf{u}_i + \Delta \mathbf{u}_i \quad (13)$$

ORBCOMM 卫星多普勒定位性能与卫星几何分布及轨道特性有关。令 $\mathbf{H} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1}$, $\mathbf{H}_{11}$ 、 $\mathbf{H}_{22}$ 、 $\mathbf{H}_{33}$ 表示其对角线元素, 则多普勒定位几何精度因子 DOP_D 表达式为

$$\text{DOP}_D = \sqrt{\mathbf{H}_{11} + \mathbf{H}_{22} + \mathbf{H}_{33}} \quad (14)$$

多普勒频率测量等效为速度时, DOP_D 的单位为 s, 物理意义代表接收机真实位置以 ORBCOMM 卫星多普勒测量误差的等效速度到达定位解算的位置所用的时间。

接收机持续获得 ORBCOMM 卫星多普勒频率测量并利用 TLE 数据及轨道预测模型获得卫星轨道后, 即可利用上述多普勒定位方法实现基于 ORBCOMM 卫星机会信号的接收机定位。

3 实验验证

3.1 ORBCOMM 实际信号分析及多普勒频率估计

本节主要对实际采集的 ORBCOMM 卫星 (OG2) 机会信号进行时频域分析, 并估计信号多普勒频率。采集平台主要包括天线、射频前端和数据处理单元, 采集系统框图如图 3 所示。

图 4 给出了 OG2 卫星机会信号的实时频谱。此时仅有一颗 OG2 卫星划过接收机头顶, 该颗卫星同时在信道 11 和信道 9 发送信号, 分别对应图中 A 信号和 B 信号。2 个信道的标准频率分别为 137.2875 MHz 和 137.7375 MHz。在 137.5 MHz 频带附近的 C 信号为硬件采集平台射频前端引起的噪声信号。

图 5 给出了 OG2 卫星机会信号的三维瀑布图。可以看出, 在 9 min 内可持续接收到 OG2 卫星信道 9 和信道 11 的信号, 信号功率明显高于噪声。

上述给出了 OG2 卫星机会信号实时分析结果, 接下来将采集器中心频率设置为 138 MHz, 持

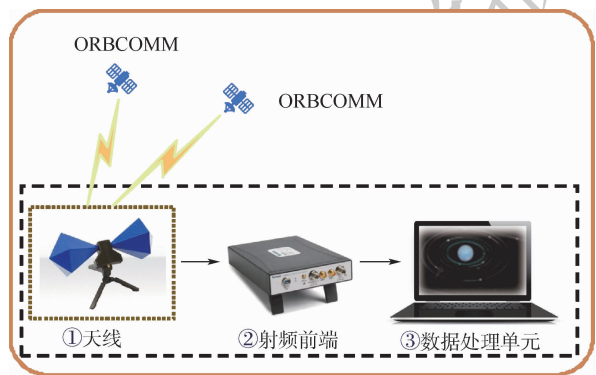


图 3 ORBCOMM 卫星机会信号采集系统框图

Fig. 3 Block diagram of ORBCOMM signals of opportunity collection system

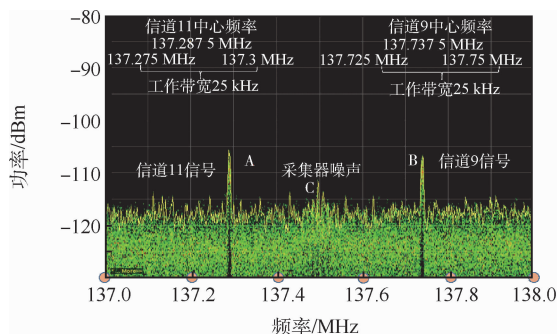


图 4 ORBCOMM 卫星用户链路信道 9 和信道 11 信号功率谱

Fig. 4 Signal power spectrum of ORBCOMM user links channel 9 and channel 11

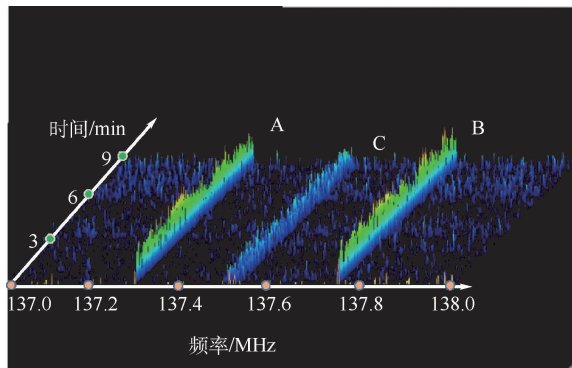


图 5 ORBCOMM 卫星用户链路信道 9 和信道 11 信号瀑布图

Fig. 5 Signal waterfall plot of ORBCOMM user links channel 9 and channel 11

续采集数据 5 min。OG2 卫星信道 9 和信道 11 信号频率经下变频变为 27.7375 MHz 和 27.2875 MHz。对采集的信号进行滤波处理得到相应信道信号数据,并估计信号多普勒频率。

取 100 ms 的 OG2 卫星信道 11 信号进行平方处理并进行 FFT 变换后,可以获得 2 个峰值谱线,如图 6 所示。2 个峰值谱线对应的频率 f_1 和 f_2 分别为 54 577 234.8 Hz 和 54 582 034.8 Hz,2 个谱线的距离为 4 800 Hz,其值等于 OG2 卫星机会信号的数据率。根据式(4)可以获得原始信号的中心频率粗略估计结果为 27 289 817.4 Hz,对应的多普勒频率粗测量值为 2 317.4 Hz。采用式(5)得到的信号中心频率精测量值为 27 289 816.1 Hz,则卫星信号数据的多普勒频率精测量值为 2 316.1 Hz。对 OG2 卫星信道 9 信号采用上述方法同样可以获得信号多普勒频率。

实验结果证明,OG2 卫星持续在用户下行链路发送信号,并且可采用本文方法估计信号多普勒频率。

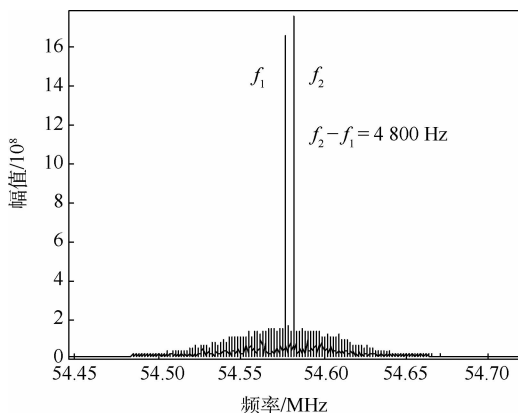


图 6 ORBCOMM 卫星信道 11 信号平方处理后的频谱

Fig. 6 Spectrum of ORBCOMM channel 11 signal after square processing

3.2 ORBCOMM 多普勒频率定位

本节对 OG2 卫星机会信号进行长时间采集,测量卫星多普勒频率,并结合卫星 TLE 轨道信息实现接收机静态定位。

持续接收 OG2 卫星机会信号 48 min,期间接收机保持静止。将数据分为连续的多个 360 ms 数据块,采用匹配滤波器对每个数据块进行检测,当存在卫星机会信号时,估计信号中心频率和多普勒频率。图 7 给出此段时间内可见卫星的信号中心频率估计结果。

可以看出,48 min 内可见卫星共 3 颗:Sat₁、Sat₂ 和 Sat₃,每颗卫星同时在 2 个信道内发射信号,共 6 个信号中心频率曲线,同一卫星不同信道信号的中心频率曲线形状大体相同。此段时间内任意时刻最多可见卫星 1 颗,Sat₁ 和 Sat₃ 卫星星下点轨迹距离接收机较近且属于同一轨道,在信道 9 和信道 11 发送信号,Sat₂ 卫星在信道 6 和信道 10 发送信号。

Sat₁ 和 Sat₃ 卫星的信道 11 信号及 Sat₂ 卫星的信道 6 的信号多普勒曲线如图 8 所示。可以看到,ORBCOMM 卫星的多普勒范围在 ± 3 kHz 之间。Sat₁ 和 Sat₃ 卫星的信道 9 及 Sat₂ 卫星的信道 10 的信号多普勒曲线与图 8 中对应卫星的多普勒曲线的形状大致相同。

本文利用卫星多个历元的多普勒频率实现定位,分为 2 颗卫星和 3 颗卫星定位 2 种情况。2 颗卫星定位时,观测信息采用 Sat₁ 卫星信道 11 信号和 Sat₂ 卫星信道 6 信号的多普勒频率。3 颗卫星定位时,增加了 Sat₃ 卫星信道 11 信号的多普勒频率观测。

首先,将每颗卫星所有不同时刻的多普勒频率测量值均匀分组;其次,在每组中随机选取一个

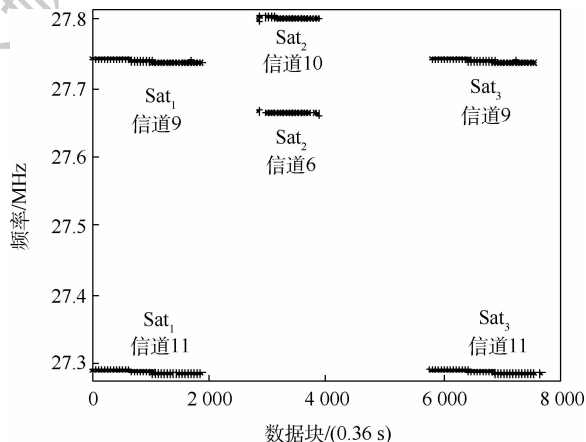


图 7 ORBCOMM 卫星机会信号中心频率曲线

Fig. 7 Center frequency curves of ORBCOMM signals of opportunity

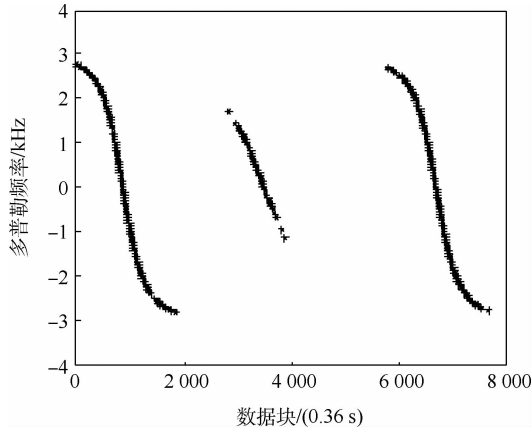


图8 ORBCOMM 卫星用户链路信道6和信道11信号多普勒曲线

Fig.8 Doppler curves of ORBCOMM user links channel 6 and channel 11 signal

测量值,不同卫星的共 25 个观测历元的多普勒频率组合成定位观测信息,并利用高程辅助^[20]瞬时多普勒定位进行定位解算;最后,利用 25 个不同观测历元多普勒频率进行组合 800 次,分别进行定位解算并统计定位误差均值和 RMS 值。下面分别给出 2 颗卫星和 3 颗卫星情况下定位误差的统计结果和分析。

表 1 给出了高程辅助情况下的定位误差统计结果,此时高程辅助信息固定为高度真值。2 颗卫星定位时,定位误差主要分布在北向,误差均值和 RMS 值均大于 100 m,在东向上误差具有较大的波动。当增加卫星个数时,东向误差均值和 RMS 值变化较小,但北向误差明显有所改善,由于增加了卫星,改善了卫星几何分布,使得东向和北向误差 RMS 值都在 80 m 左右。

表 2 给出了无高程辅助和有高程辅助情况下的定位误差对比结果。可以看出,高程辅助可以有效改善定位精度,2 颗卫星情况下,三维定位(3D 定位)误差 RMS 值可以达到 224 m,水平定位(2D 定位)误差 RMS 值可以达到 174 m,3 颗卫星情况下,三维定位(3D 定位)误差 RMS 值可以达到 200 m,水平定位(2D 定位)误差 RMS 值可以达到 120 m。

表 1 高程辅助多普勒定位误差统计结果

Table 1 Error statistic results of Doppler positioning with height aid		
统计方法	东向误差/m	北向误差/m
均值(2 颗卫星定位)	35	137
RMS(2 颗卫星定位)	90	150
均值(3 颗卫星定位)	36	68
RMS(3 颗卫星定位)	84	86

表 2 有无高程辅助情况下的定位误差结果对比
Table 2 Comparison of error results of positioning with and without height aid

卫星个数	3D 定位误差 RMS/m	2D 定位误差 RMS/m
2 颗	224	174
3 颗	200	120

将高程辅助信息误差固定在 40 m 范围内,重复上述定位实验。实验结果显示,此时高程辅助信息误差对 2 颗卫星和 3 颗卫星定位的水平定位精度的影响均不超过 15 m。综上所述,利用实际 ORBCOMM 卫星机会信号可以实现接收机定位,高程辅助误差在 40 m 范围内时,接收机水平定位精度可以达到 140 m。

4 结束语

本文提出利用 ORBCOMM 卫星机会信号实现接收机定位,并利用实际信号进行实验验证。

对 SDPSK 调制的 ORBCOMM 卫星机会信号进行平方处理,并利用 FFT 和 MLE 方法有效测量多普勒频率。利用瞬时多普勒定位方法,并结合轨道预测模型计算的卫星轨道信息可以实现接收机定位。实验结果表明,在高程辅助情况下水平定位精度可以达到 140 m,验证了本文方法的正确性和有效性。为 GNSS 受到强干扰导致不能正常工作的环境下,提供一种有效的定位手段。

针对卫星机会信号定位技术,下一步主要研究联合采用 ORBCOMM 和 IRIDIUM 两种卫星机会信号实现接收机定位。

参考文献 (References)

[1] PESYNA JR K M, KASSAS Z M, BHATTI J A, et al. Tightly-coupled opportunistic navigation for deep urban and indoor positioning [C] // 2011 ION GNSS Conference, 2011: 3605-3616.

[2] YANG C, NGUYEN T. Self-calibrating position location using signals of opportunities [C] // Proceedings of the 22nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2009), 2009: 1055-1063.

[3] KASSAS Z M, HUMPHREYS T E. Observability analysis of collaborative opportunistic navigation with pseudorange measurements [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2014, 15 (1) : 260-273.

[4] KHALIFE J, SHAMAEI K, KASSAS Z M. Navigation with cellular CDMA signals-Part I: Signal modeling and software-defined receiver design [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66 (8) : 2191-2203.

[5] PRATT S R, RAINES R A, FOSSA C E, et al. An operational and performance overview of the IRIDIUM low earth orbit satellite system [J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 1999, 2 (2) : 2-10.

- [6] HARA T. ORBCOMM low earth orbit mobile satellite communication system[C]//Tactical Communications Conference. Piscataway:IEEE Press,1994:5050499.
- [7] SCHIFF L,CHOCKALINGAM A. Signal design and system operation of GlobalstarTM versus IS-95 CDMA-similarities and differences[J]. Wireless Networks,2000,6(1):47-57.
- [8] DE SELDING P B. Virgin, qualcomm invest in OneWeb satellite Internet venture[EB/OL]. (2015-01-20) [2019-11-01]. <https://www.space.com/28307-virgin-qualcomm-oneweb-satellites.html>.
- [9] DE SELDING P B. SpaceX to build 4000 broadband satellites in seattle[EB/OL]. (2015-01-20) [2019-11-01]. <https://www.space.com/28305-spacex-satellite-internet-seattle.html>.
- [10] KHAN F. Mobile Internet from the heavens[EB/OL]. (2015-08-09) [2019-11-01]. <https://arxiv.org/abs/1508.02383>.
- [11] DE SELDING P B. Boeing proposes big satellite constellations in V- and C-bands[EB/OL]. (2016-06-23) [2019-11-01]. <https://spacenews.com/boeing-proposes-big-satellite-constellations-in-v-and-c-bands/>.
- [12] 秦红磊,谭滋中,丛丽,等. 基于铱星机会信号的定位技术[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(9):1691-1699.
QIN H L, TAN Z Z, CONG L, et al. Positioning technology based on IRIDIUM signals of opportunity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2019,45(9):1691-1699(in Chinese).
- [13] ILCEV S D. Orbcomm space segment for mobile satellite system (MSS)[C]//2011 10th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS). Piscataway:IEEE Press,2011:12527361.
- [14] 闵士权. 卫星通信系统工程设计与应用[M]. 北京:电子工业出版社,2015:352-361.
MIN S Q. Satellite communication system engineering design and application[M]. Beijing:Electronics Industry Press,2015:352-361(in Chinese).
- [15] ORBCOMM LLC. ORBCOMM system overview: A80TD0008 Revision G[R]. Rochelle Park:ORBCOMM,2001.
- [16] BENNETT J, SANG J, SMITH C, et al. Improving low-earth orbit predictions using two-line element data with bias correction[C]//Advanced Maui Optical & Space Surveillance Technologies Conference,2012:1-9.
- [17] KAY S M. Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory[M]. Upper Saddle River:Prentice-Hall Inc.,1993:193-197.
- [18] VAN DIGGELEN F. A-GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS[M]. Boston:Artech House,2009:261-264.
- [19] 张守信. GPS 卫星测量定位理论与应用[M]. 长沙:国防科技大学出版社,1996:86-87.
ZHANG S X. Theory and application of GPS satellite measurement and positioning[M]. Changsha:National University of Defense Technology Press,1996:86-87(in Chinese).
- [20] 王萌,马利华,张丽荣,等. 区域定位系统中高程辅助三星定位算法[J]. 上海交通大学学报,2012,46(10):1647-1652.
WANG M, MA L H, ZHANG L R, et al. Three-satellite positioning algorithm with altitude aiding for regional navigation satellite system[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University,2012,46(10):1647-1652(in Chinese).

作者简介:

秦红磊 男,教授,博士生导师。主要研究方向:卫星导航定位、机会信号定位、相对导航、室内定位及组合导航等技术。

谭滋中 男,博士研究生。主要研究方向:GPS 卫星导航定位、低轨卫星定位、组合导航定位等技术。

丛丽 女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:组合导航定位技术、机会信号定位及室内定位等技术。

Positioning technology based on ORBCOMM signals of opportunity

QIN Honglei, TAN Zizhong, CONG Li*, ZHAO Chao

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to get rid of the dependence on Global Navigation Satellite System (GNSS) and overcome the problem that it cannot work under the condition of intentional or unintentional interference, we can use Signals of Opportunity (SOP) to realize positioning. Low earth orbit satellite SOP have advantages of strong signal power, wide coverage and no need for additional infrastructure. This paper proposes to use Orbit Communication satellite (ORBCOMM) system to realize space-based SOP positioning. Through a further research on the communication system of ORBCOMM signals, Doppler measurement information is obtained by ORBCOMM frequency-doubling signals, and ORBCOMM signals of opportunity positioning method is realized by combining the satellite TLE data with orbit prediction model after establishing mathematical models of instantaneous Doppler positioning and geometric dilution of precision. The experimental results based on actual ORBCOMM signal show that the positioning accuracy can reach better than 140 m. The research of this paper is significant in theoretical research and practice application of positioning technology based on space-based SOP.

Keywords: Signals of Opportunity (SOP); low earth orbit satellite; Orbit Communication satellite (ORBCOMM) system; geometric dilution of precision; instantaneous Doppler positioning

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0118

基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD

胡建平^{1,2}, 杜影¹, 谢琪¹, 王小超^{2,3,*}, 张道畅¹

1. 北电力大学 理学院, 吉林 132012; 2. 北京航空航天大学 虚拟现实技术与系统国家重点实验室, 北京 100083;

3. 天津工业大学 数学科学学院, 天津 300387)

摘 要: 为了提高多通道图像经验模态分解(EMD)方法分解的效率,提出了一种基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD 方法。利用形态学膨胀和腐蚀滤波可以计算图像上下包络这一重要特性,实现了多通道图像 EMD 的快速计算,形态学滤波窗口大小由各通道图像的平均极值距离确定,将一幅多通道图像自适应分解为若干个尺度从细到粗的内蕴模态函数(IMF)图像和一个体现图像整体变化趋势的余量。大量的实验结果与对比显示,所提方法不但能够加快 EMD 方法分解的速度,而且也能够有效地对多通道图像进行自适应分解。通过在图像融合和图像水印中的应用及大量的实验比较,说明了所提方法能够方便快捷地投入到具体的图像处理任务中。

关 键 词: 经验模态分解(EMD); 顺序统计滤波; 形态学滤波; 内蕴模态图像; 图像处理

中图分类号: TP391

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)11-2007-11

1998 年,美国工程院院士 Huang 等^[1]提出了一种适用于处理非线性非平稳信号的经验模态分解(EMD)方法,其对输入的一维信号极大(小)值点进行三次样条插值得到上(下)包络,并进行重复筛分操作提取出若干个尺度由细到粗的内蕴模态函数(IMF)分量和一个余量。EMD 方法是完全数据驱动的自适应方法,能够避免傅里叶分析和小波分析对基函数选取的依赖,在气象、地质、电力、海洋、机械等领域的信号处理和分析中得到了广泛应用^[2-7]。

为了将 EMD 方法推广到二维单通道图像(如灰度图像)上,Long^[8]先对图像的行或列做拉伸变换生成一维信号,再对其进行一维 EMD 分解,损坏了图像信号间的关联性。为了在二维空间上获得更为准确的分解,研究者们尝试了径向

基函数插值^[9-10]、薄板样条插值^[11]、基于 Delaunay 三角化的三次多项式插值^[12]等多种方法提取二维图像的包络曲面,进而将一维 EMD 的理论直接推广到二维空间上。此外,Xu 等^[13]通过引入结构极值点插值构建包络图像,并运用四元素 Hilbert 变换进行纹理分析。

为了解决通过插值构建包络图像的 EMD 方法在筛分处理过程中容易出现过冲和欠冲的问题,Huang 和 Kunoth^[14]通过求解一个带有不等式约束的优化模型来构建包络图像。Colominas 等^[15]提出了一种无约束优化的图像 EMD 方法,通过求解一个凸优化问题得到 IMF 图像,无需插值计算图像包络。尽管这些基于优化的 EMD 方法具有更好的数学理论基础,但是分解速度普遍偏慢。相对而言,基于顺序统计滤波的 EMD 方

收稿日期: 2020-04-01; 录用日期: 2020-06-05; 网络出版时间: 2020-06-17 09:27

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200616.1546.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61672149, 61602341, 11901079); 吉林省教育厅“十三五”科学技术研究规划项目(JJKH20190690KJ); 北京航空航天大学虚拟现实技术与系统国家重点实验室开放基金(BUAA-VR-16KF-23, BUAA-VR-17KF-04)

* 通信作者。E-mail: wangxiaochao18@163.com

引用格式: 胡建平, 杜影, 谢琪, 等. 基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD [J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2007-2017. HU J P, DU Y, XIE Q, et al. A fast EMD for multi-channel images based on morphological filter [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2007-2017 (in Chinese).

法^[16-18]使用顺序统计滤波计算图像的上下包络,能够更加快速地提取图像的 IMF 图像。

对于多通道图像(如彩色图像),文献[19]提出了一种多通道图像 EMD 方法,需要通过双拉普拉斯算子插值计算多通道图像上下包络,在处理较大尺寸图像时运算速度较慢。Bhuiyan 等^[20]将基于顺序统计滤波的单通道图像 EMD 方法^[16]推广到多通道图像上,具有更快的分解速度,然而其在分解时会生成一些冗余的 IMF 图像,降低了 EMD 方法的自适应性,而且其在上下包络的计算效率方面仍然有提升的空间。

为此,本文提出了一种简单快速的多通道图像 EMD 方法。通过形态学滤波实现多通道图像上下包络的计算,其中形态学滤波窗口大小由各通道图像的平均极值距离确定,避免了顺序统计滤波中获取滤波窗口尺寸复杂的计算,最终能够快速地对一幅多通道图像进行自适应分解。首先,介绍与本文方法相关的基于顺序统计滤波的单通道图像 EMD 方法;然后,介绍本文提出的基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD 方法;最后,通过实验对比分析及其在图像融合和图像水印中的应用说明本文方法的有效性。

1 基于顺序统计滤波的单通道图像 EMD

Bhuiyan 等^[16]提出的基于顺序统计滤波的单通道图像 EMD 方法先通过计算图像的极大(小)值之间的距离映射确定顺序统计滤波窗口大小,再使用顺序统计滤波获得图像包络,进而提取 IMF 图像。该方法能够避免基于插值的 EMD 方法在包络计算时的复杂运算,也能减少筛分处理时容易出现的过冲和欠冲现象。

对于输入的单通道图像 I ,用 R_k 表示第 $k(k=1,2,\dots)$ 个余量图像($R_0=I$),使用该方法提取第 k 个 IMF 图像的主要步骤如下:

步骤 1 提取余量图像 R_{k-1} 的局部极值点。如果某个像素点的灰度值比其所在邻域的灰度值都大(小),则该像素点被视为局部极大(小)值点。该像素所在邻域选取为以其为中心的 3×3 窗口里的所有像素点。

步骤 2 通过计算极大(小)值点之间的距离映射 $d_{\text{adj-max}}(d_{\text{adj-min}})$ 确定顺序统计滤波窗口大小 w 。对于提取的每个局部极大(小)值点,该点处的距离映射值为距其最近的局部极大(小)值点所在位置之间的欧氏距离。通过对极大(小)值

点之间的距离映射值进行排序,可以得到如下 4 种计算滤波窗口尺寸的方式:

$$\begin{cases} d_1 = \min \{ \min \{ d_{\text{adj-max}} \}, \min \{ d_{\text{adj-min}} \} \} \\ d_2 = \max \{ \min \{ d_{\text{adj-max}} \}, \min \{ d_{\text{adj-min}} \} \} \\ d_3 = \min \{ \max \{ d_{\text{adj-max}} \}, \max \{ d_{\text{adj-min}} \} \} \\ d_4 = \max \{ \max \{ d_{\text{adj-max}} \}, \max \{ d_{\text{adj-min}} \} \} \end{cases} \quad (1)$$

可根据实际应用选取对应的窗口尺寸作为滤波器窗口大小。该窗口尺寸越大,所提取的 IMF 图像的尺度越精细,反之则越粗略。

步骤 3 通过基于顺序统计滤波计算图像上下包络。该包络通过在局部邻居窗口内统计像素点灰度的极大(小)值得到,即

$$\begin{cases} U_k(x,y) = \max_{(s,t) \in Z_{xy}} \{ R_{k-1}(s,t) \} \\ D_k(x,y) = \min_{(s,t) \in Z_{xy}} \{ R_{k-1}(s,t) \} \end{cases} \quad (2)$$

式中: Z_{xy} 表示以像素点 (x,y) 为中心的 $w \times w$ 窗口内像素点集合。

为了获得更加平滑的包络图像,可以通过均值滤波在 Z_{xy} 内对上述包络进行平滑,即

$$\begin{cases} U'_k(x,y) = \frac{1}{w \times w} \sum_{(s,t) \in Z_{xy}} U_k(s,t) \\ D'_k(x,y) = \frac{1}{w \times w} \sum_{(s,t) \in Z_{xy}} D_k(s,t) \end{cases} \quad (3)$$

步骤 4 通过对平滑后的上下包络进行平均得到平均包络图像作为第 k 个余量图像 $R_k=(U'_k+D'_k)/2$,则第 k 个 IMF 图像为 $F_k=R_{k-1}-R_k$ 。

通过上述步骤迭代地提取图像不同尺度的 IMF 图像,直到提取指定数目的 IMF 图像或者余量图像 R_k 的极值点个数较少为止。

与经典的 EMD 方法对余量图像进行重复筛分处理不同,该方法在提取每个 IMF 图像时只进行一次上下包络的构造,就能得到较高质量的分解,加快了方法的运算速度。

2 本文多通道图像 EMD 方法

Bhuiyan 等^[20]将第 1 节基于顺序统计滤波的单通道图像 EMD 方法^[16]推广到多通道图像上,先计算多通道图像的顺序统计滤波窗口尺寸向量,向量每个元素为每个通道图像的极大(小)距离映射的最小值(即式(1)中第 1 种顺序统计滤波窗口大小计算方式);为了考虑各个通道图像的相关性,使用尺寸向量的最小值作为所有通道图像的顺序统计滤波的窗口尺寸,以保证各个通道图像能够生成相同尺度和数目的 IMF 图像。

为了进一步提高该方法的效率,本文提出

了一种基于形态学滤波的多通道图像 EMD 方法,其关键技术包括如何确定形态学滤波窗口的大小及如何利用形态学滤波计算多通道图像上下包络。

2.1 形态学滤波窗口大小的计算

与基于顺序统计滤波的 EMD 方法计算滤波窗口尺寸时采取的复杂方式不同,本文使用如下图像平均极值距离^[18]计算形态学滤波窗口大小:

$$c = \sqrt{\frac{WH}{N}} \quad (4)$$

式中: W 和 H 分别为图像的宽和高; N 为图像极大值点和极小值点数目的平均值。

该计算方式是在信号极大(小)值点均匀分布的假设下对极大(小)值点之间距离的一个近似估计,如图 1 给出的一维信号所示。图中:正弦信号长度为 $L = 1.5T$ (T 为信号周期),极大值点与极小值点的平均数目为 $N = 1.5$,则通过式(4)在一维情形下的计算方式 $c = L/N$ 得到极值点的平均距离为 T ,正是所要提取信号的特征尺度。

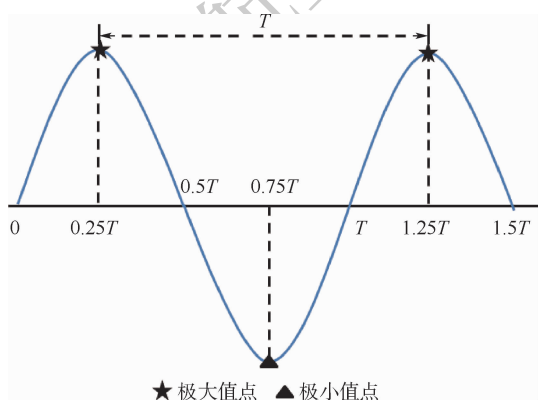


图 1 一维正弦信号平均极值距离的计算

Fig. 1 Computation of average extremum distance for a 1D sinusoidal signal

尽管式(4)需要在很强的假设下才能准确刻画信号的特征尺度,但是这种基于信号极值分布的滤波方式整体上考虑了信号极值点的特征分布,能够逐级提取原始信号的不同尺度特征,可当作是原始信号的一种自适应分解。此外,该方法与基于顺序统计滤波的 EMD 方法相比,不但能够避免在获取滤波窗口尺寸时复杂的计算,提高分解的效率,而且也能避免少量小尺度特征的干扰,提高分解的自适应性。

对于给定的多通道图像 $I = (I_1, I_2, \dots, I_n)$,其平均极值距离可以按照每个通道分别计算,得到一

个极值距离向量 $c = \{c_1, c_2, \dots, c_n\}$ 。与文献[20]的方法一样,本文也采用各个通道的最小极值距离作为多通道图像形态学滤波窗口尺寸,即

$$w = \min\{c_1, c_2, \dots, c_n\} \quad (5)$$

进而用其提取各个通道图像相同尺度特征的 IMF 图像。

2.2 基于形态学滤波的上下包络计算

数学形态学滤波是以形态表示为基础的图像分析和处理工具,自提出以来,已经广泛应用于图像去噪、增强、纹理分析等领域中^[21]。膨胀和腐蚀是数学形态学滤波中 2 种最基本的操作。对于给定的一幅单通道图像 I 和结构元素 b ,膨胀和腐蚀操作具体定义如下:

$$\begin{cases} (I \oplus b)(x, y) = \max_{(s, t) \in Z_{xy}} \{I(x - s, y - t) + b(s, t)\} \\ (I \ominus b)(x, y) = \min_{(s, t) \in Z_{xy}} \{I(x - s, y - t) - b(s, t)\} \end{cases} \quad (6)$$

式中:结构元素 b 可以根据实际应用选择。

通过式(2)可知,如果选择结构元素 b 为矩形窗口内的常值函数进行膨胀和腐蚀操作,则可获取基于顺序统计滤波 EMD 方法中图像的初始上下包络。由于形态学滤波是一种经典的图像处理工具,已经被 MATLAB、OpenCV 等多种著名软件快速实现,采用形态学滤波进行图像包络的构造非常有利于图像的快速 EMD 分解,如在 MATLAB 中可使用 imdilate 与 imerode 函数快速实现图像的膨胀和腐蚀操作^[22]。

对于多通道图像 $I = (I_1, I_2, \dots, I_n)$,本文通过选取在 $w \times w$ 正方形窗口内定义的常值函数 1 作为结构元素 b 对各个通道图像进行膨胀和腐蚀操作,进而得到多通道图像的上下初始包络:

$$\begin{cases} U = (U_1, U_2, \dots, U_n) \\ D = (D_1, D_2, \dots, D_n) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $U_i = I_i \oplus b$, $D_i = I_i \ominus b$ 。

在此基础上,通过使用类似于式(3)的均值滤波在窗口 $w \times w$ 内对各通道的包络图像进行平滑,以获得 U' 和 D' 。

2.3 方法步骤

对于给定多通道图像 $I = (I_1, I_2, \dots, I_n)$,令 R_k 表示第 k 个多通道余量图像($R_0 = I$), k 初始化为 1,本文方法的具体步骤如下:

步骤 1 提取 R_{k-1} 每个通道图像的局部极大(小)值。

步骤 2 利用式(5)计算对 R_{k-1} 各个通道图像进行形态学滤波的窗口大小 w_k 。

步骤 3 利用式(6)和式(7)在 $w_k \times w_k$ 正方

形窗口对 R_{k-1} 进行形态学的膨胀和腐蚀操作,生成多通道图像 R_{k-1} 的上下初始包络 U_k 和 D_k ,并在相同的窗口内用均值滤波对该初始包络进行平滑得到 U'_k 和 D'_k 。

步骤 4 通过对平滑后的上下包络进行平均,得到平均包络图像作为第 k 个余量图像 $R_k = (U'_k + D'_k)/2$, 则第 k 个 IMF 图像为 $F_k = R_{k-1} - R_k$ 。

步骤 5 判断 R_k 各个通道图像极值点的个数是否较少或者达到指定数目的模态图像,若不满足则令 $k = k + 1$,返回步骤 1 对余量图像 R_k 再继续分解,最终多通道图像 $I = (I_1, I_2, \cdots, I_n)$ 被分解为

$$I = \sum_{k=1}^N F_k + R_N \tag{8}$$

3 实验结果及应用

本文在 CPU(2.66 GHz,2.66 GHz)内存、8 GB 的 PC 机上通过 MATLAB2018 编程实现了上述基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD 方法。图 2 给出了本文实验的 RGB 彩色图像(具体大小见表 1)。在分解过程中,如果有一个通道的余量图像极值点个数小于等于 3,则方法终止。当方法终止时,本文方法所实验的图像只包含少数几个 IMF 图像(不超过 6 个)。对于本文所实验图像,本文方法分解一次只需要 0.1 s 左右时间(见

表 1),而且只需要 1 s 左右时间就能得到最终分解,具有极高的运行效率。

图 3 ~ 图 5 给出了采用本文方法分解得到的前 4 个 IMF 图像和分解停止时的最终余量结果。可以看出,本文方法能够有效地将多通道图像自适应分解为若干个尺度从细到粗的 IMF 图像和一个体现图像颜色整体变化趋势的余量。此外,与文献[19-20]一样,本文也采用 OI 量化评估 EMD 方法的分解结果。OI 表示分解所得到 IMF 图像分量之间的局部正交性,如果 OI 的值越低,表示分解结果局部正交性越好。通过图 6(c)可以看出,本文方法对所实验图像的 EMD 分解的 OI 值均在 0.1 以下,说明各个 IMF 图像之间具有较好的局部正交性。

为了进一步说明本文方法的有效性,同文献[19]提出的基于筛分的双拉普拉斯插值的多通道图像 EMD 方法(SMEMD 方法)和文献[20]提出的基于顺序统计滤波的多通道图像 EMD 方法(CBEMD 方法)进行比较。表 1 和图 6(a)给出了 3 种方法针对图 2 所实验图像的分解时间的比较。可以看出,本文方法具有明显的速度优势。由于 SMEMD 方法在计算图像包络时需要多次求解线性方程组,在处理较大尺寸图像时需要耗费大量的运算时间。为了统计方便,在图 6 统计时间时将该方法所实验图像缩小 1/4 后再进行统计。

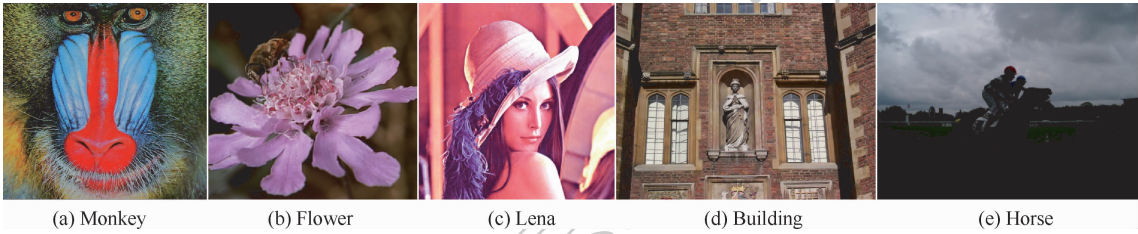


图 2 本文实验的 RGB 彩色图像
Fig. 2 RGB color images used in the experiments of this paper

表 1 不同多通道图像 EMD 方法生成第 1 个 IMF 图像所用时间

Table 1 Time comparison in generating the first IMF image among different EMD methods for multi-channel images

图像名称	尺寸/像素	极大值点数目	极小值点数目	时间/s		
				SMEMD	CBEMD	本文方法
Monkey	500 × 480	53 622	53 602	167.13	2.00	0.11
Flower	512 × 480	33 037	32 502	167.06	1.19	0.09
Lena	512 × 512	120 846	109 962	177.45	3.65	0.15
Horse	600 × 450	58 088	104 171	180.35	2.79	0.12
Building	816 × 616	53 731	52 584	436.50	2.24	0.21

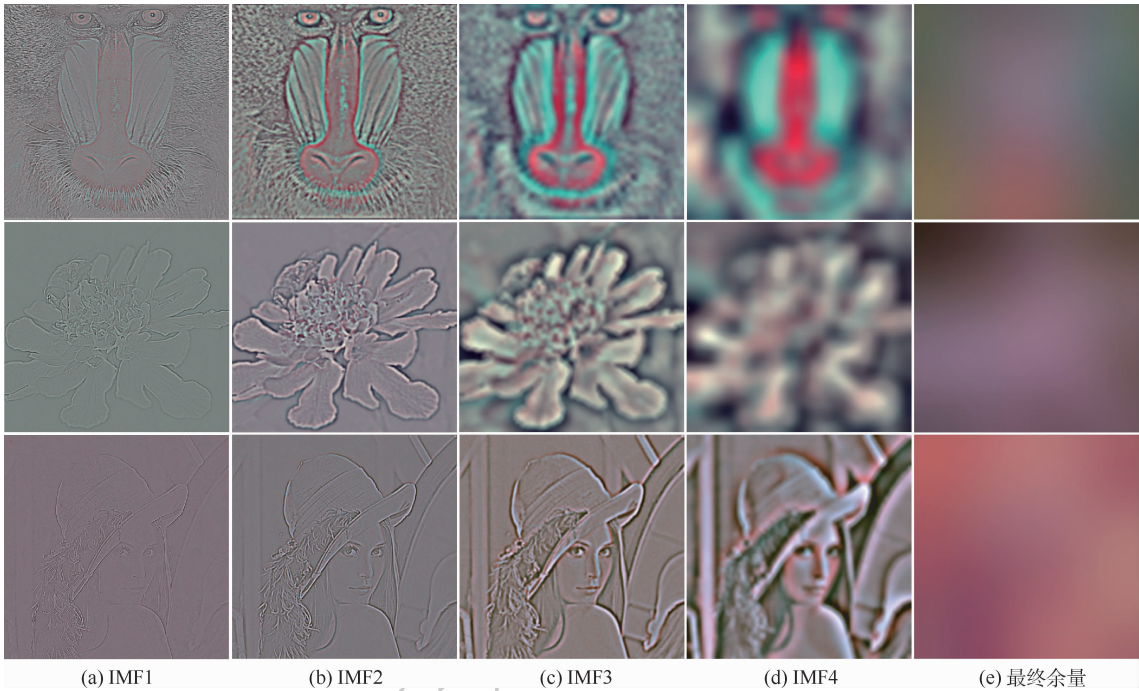


图 3 本文方法的分解结果

Fig.3 Decomposition results of proposed method

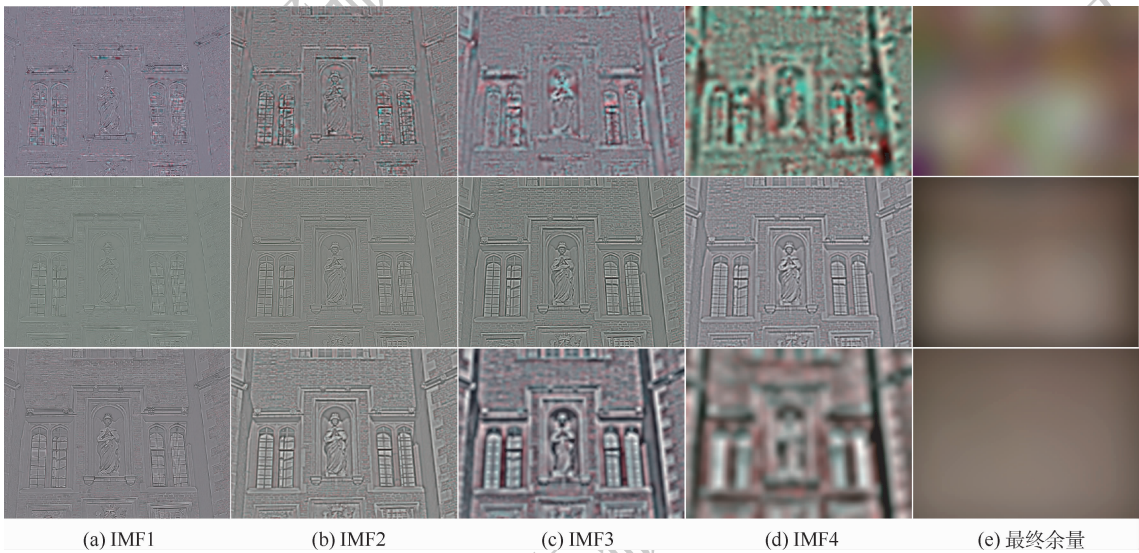


图 4 Building 图像分解比较

Fig.4 Decomposition comparison of Building image

图 4 和图 5 给出了 Building 图像和 Horse 图像前 4 个 IMF 图像和分解停止时最终余量的结果比较,图 6(b)、(c)给出了 3 种方法针对图 2 所实验图像的 IMF 图像个数和 OI 值的比较。可以看出,3 种方法均能提取原始图像从细到粗的不同特征尺度的 IMF 图像,最终余量图像能够体现原始图像整体颜色变化趋势。SMEMD 方法(第一行图像)通过双拉普拉斯算子插值进行上下包络的构造,并进行了重复筛分的处理,因而其获得了 3 种方法中最低的 OI 值,但是其所提取的特征不如 CBEMD 方法(第 2 行图像)和本文方法(第

3 行图像)光滑,原因在于:CBEMD 方法和本文方法都使用了均值滤波对上下包络进行了平滑。CBEMD 方法选择最小极大(小)值距离作为顺序统计滤波进行图像包络的计算,获取了更多数目的 IMF 图像,出现了冗余特征尺度,相应的 OI 值也更高。本文方法则避免了 CBEMD 方法产生的分解冗余现象,得到了同 SMEMD 方法几乎相同个数和相同尺度的分解。

下面讨论如何将本文提出的多通道图像 EMD 方法应用在图像融合和图像水印中,以说明该方法能够方便快捷进行图像处理和分析。

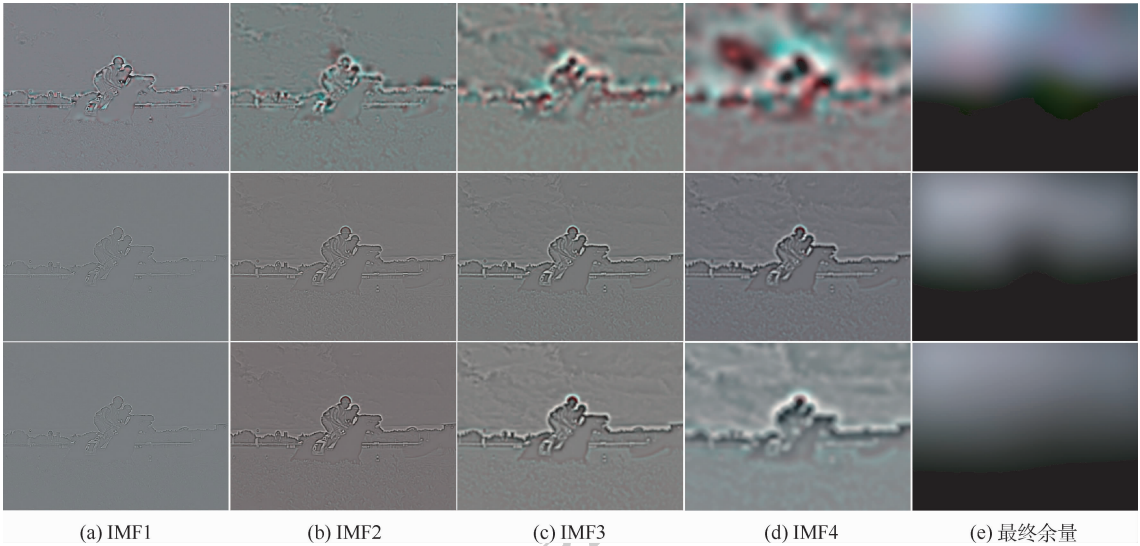


图 5 Horse 图像分解比较
Fig. 5 Decomposition comparison of Horse image

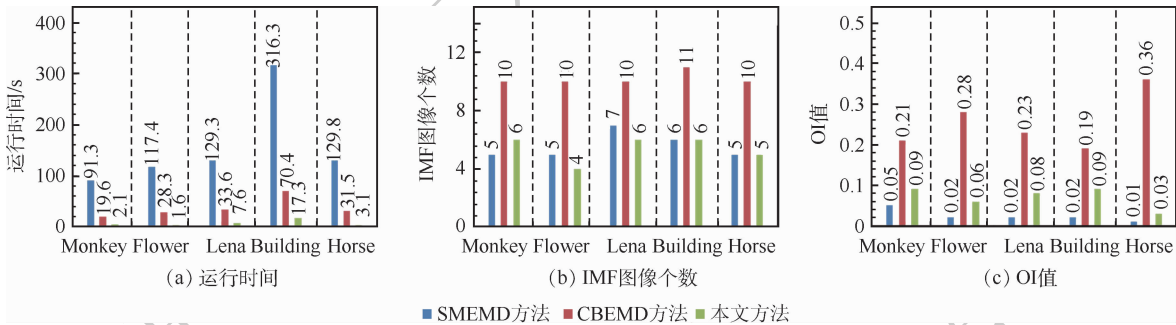


图 6 图 2 中图像分解量化比较
Fig. 6 Decomposition quantitative comparison of images in Fig. 2

3.1 基于 EMD 的图像融合

图像融合通过将多源信道所采集到同一目标的图像数据进行整合成高质量的图像,能够更适用于人类视觉感知,已经被广泛应用于计算机视觉、军事和遥感等领域。本文提出一种具有图像增强功能的基于 EMD 图像融合方法。主要步骤是:首先,将 2 幅待融合图像组合成一个多通道图像,用本文提出的基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD 方法对其进行分解,得到不同尺度的模态图像与余量图像;然后,对模态图像运用局部方差取最大值进行融合,对余量图像采用局部方差自适应加权方式进行融合;最后,通过如下图像增强的方式进行融合重建得到最终融合图像 I^* ,即

$$I^* = \sum_{k=1}^N \alpha F_k^* + \beta R_N^* \tag{9}$$

式中: F_k^* ($k = 1, 2, \dots, N$) 为融合的模式图像; R_N^* 为融合的余量图像; α 和 β 分别为模式图像和余量图像的增强系数,其值越大,则增强强度越强。

为了说明基于形态学滤波的多通道图像 EMD 的融合方法的有效性,同多分辨率奇异值分

解 (MSVD)^[23]、双树复数小波变换 (DTC-WT)^[24]、引导滤波 (GFF)^[25]、基于 DCT 的奇异值分解 (DCT_SVD_CV)^[26]、基于 DCT 的相关性分析 (DCT_CORR)^[27]、基于筛分的双拉普拉斯插值的多通道图像 EMD (SMEMD)^[19]、基于顺序统计滤波的多通道图像 EMD (CBEMD)^[20] 进行了比较,并给出了客观的量化评价指标比较结果,包括均值、标准差、平均梯度和信息熵。在比较过程中,所有基于 EMD 的图像融合方法均采用本文提出的具有图像增强功能的融合方式进行融合,并设置 EMD 分解次数为 2,在融合图像重建时融合的模式图像增强系数设置为 1.5,融合的余量图像增强系数设置为 1.2,以评价不同 EMD 方法分解结果对融合方法的影响。

从图 7 ~ 图 9 的比较结果可以看出,基于 EMD 的图像融合方法整体上具有更好的分解结果。尽管 SMEMD 方法取得了更好的量化结果,但是由于其所提取的 IMF 图像特征不太光滑,导致融合图像部分区域出现了异常,如图 7(h) 中靠墙的植物叶片及图 8(h) 中钟表图像中出现的伪

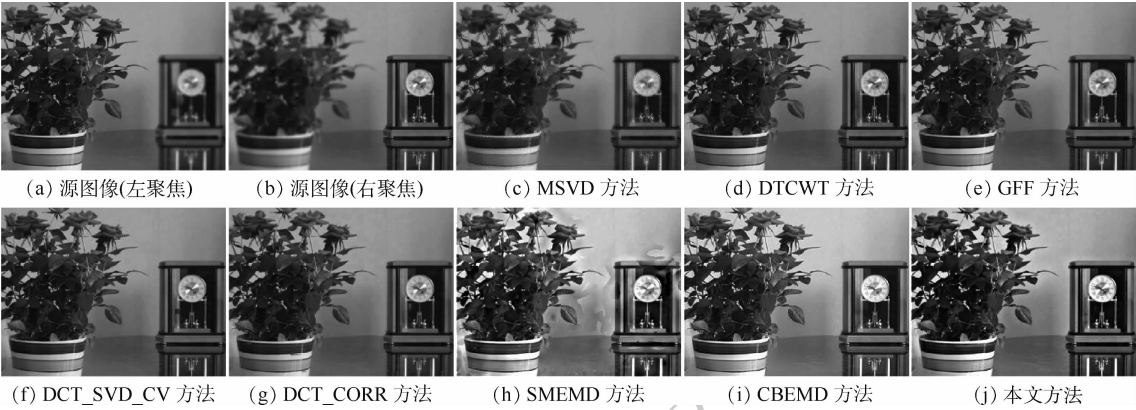


图 7 Potted plant 图像融合比较

Fig. 7 Comparison of Potted plant image fusion

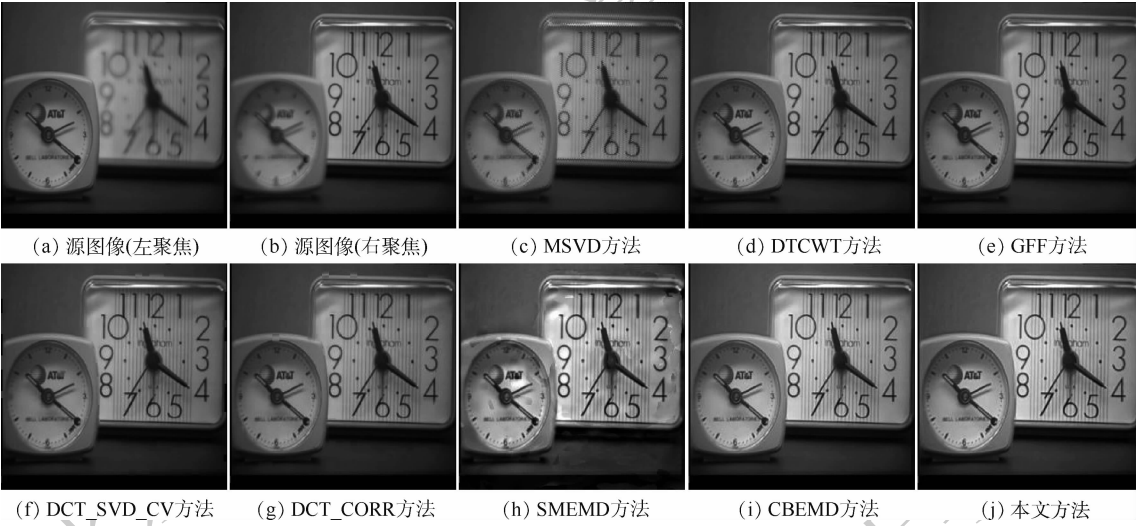


图 8 Clock 图像融合比较

Fig. 8 Comparison of Clock image fusion

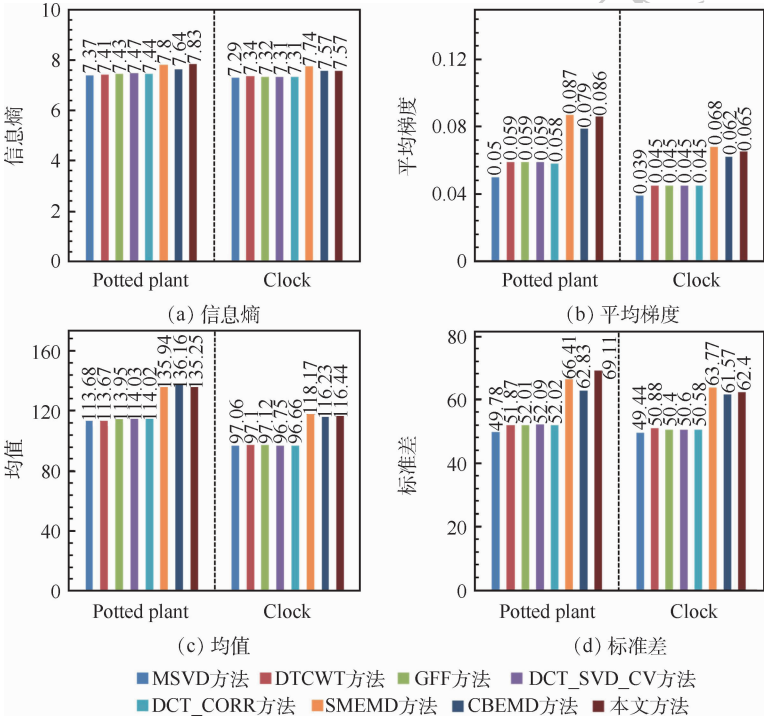


图 9 Potted plant 图像与 Clock 图像融合量化比较

Fig. 9 Fusion quantitative comparisons of Potted plant image and Clock image

影,而本文方法和 CBEMD 方法则没有出现类似情况,无论是视觉还是量化指标上都取得了较好的结果。考虑到本文方法比 CBEMD 方法具有更快的分解速度,因此本文方法在图像融合中具有更大的优势。

3.2 基于 EMD 的图像水印

图像水印技术在数字图像的版权保护、防伪识别、信息安全等方面发挥着举足轻重的作用,是数字图像处理中重要的研究方向。根据文献[28]提出的基于 EMD 和 Hilbert 曲线的水印重复嵌入思想,将本文方法应用到彩色图像的水印中。首先,把待嵌入的水印图像用 Arnold 变换进行置乱处理,并对置乱图像利用 Hilbert 曲线降维得到一维水印信号;然后,对彩色的宿主图像利用本文提出的基于形态学滤波的多通道图像 EMD 方法进行多尺度分解,并检测第 1 个 IMF 图像的极值点作为水印嵌入位置;最后,把一维水印信号从左至右、自上而下依次重复地嵌入到第 1 个 IMF 图像的极值点中,进而得到嵌入水印后的图像。水印图像的提取为水印嵌入的逆过程。

为了说明基于形态学滤波的多通道图像

EMD 的水印方法的有效性,同时域水印算法 LSB^[29]、常规变换域水印算法 DCT^[30] 和 DWT^[31]、其他 2 种多通道图像 EMD 水印算法(SMEMD)^[19] 和(CBEMD)^[20] 进行了比较,并采用归一化相关系数(NC)^[28] 来评价提取结果(NC 值越接近于 1,提取水印的质量越好)。在比较过程中,所有基于 EMD 的水印方法均采用文献[28]的思想进行水印嵌入和提取,以评价不同 EMD 方法分解结果对水印算法的影响。

图 10 和图 11 给出了不同方法比较的实验结果。其中,宿主图像大小统一变换为 512 × 512,水印图像为 32 × 32 的带有“电”字样的二值图像,对含有水印的图像的攻击类型包括在图像中部进行 35% 的剪切(第 1 行图像)、加入方差为 0.005 的高斯噪声(第 2 行图像)和 20% 的椒盐噪声攻击(第 3 行图像)。从图 10 和图 11 可以看出,3 种基于 EMD 的水印方法提取的水印质量效果非常接近(NC 值几乎都为 1),对于这 3 种攻击的鲁棒性整体都好于 LSB 算法^[29]、DCT 算法^[30] 和 DWT 算法^[31]。考虑到本文 EMD 方法比其他 2 种方法具有更快的分解速度,因此本文方法在图像水印中具有更大的优势。

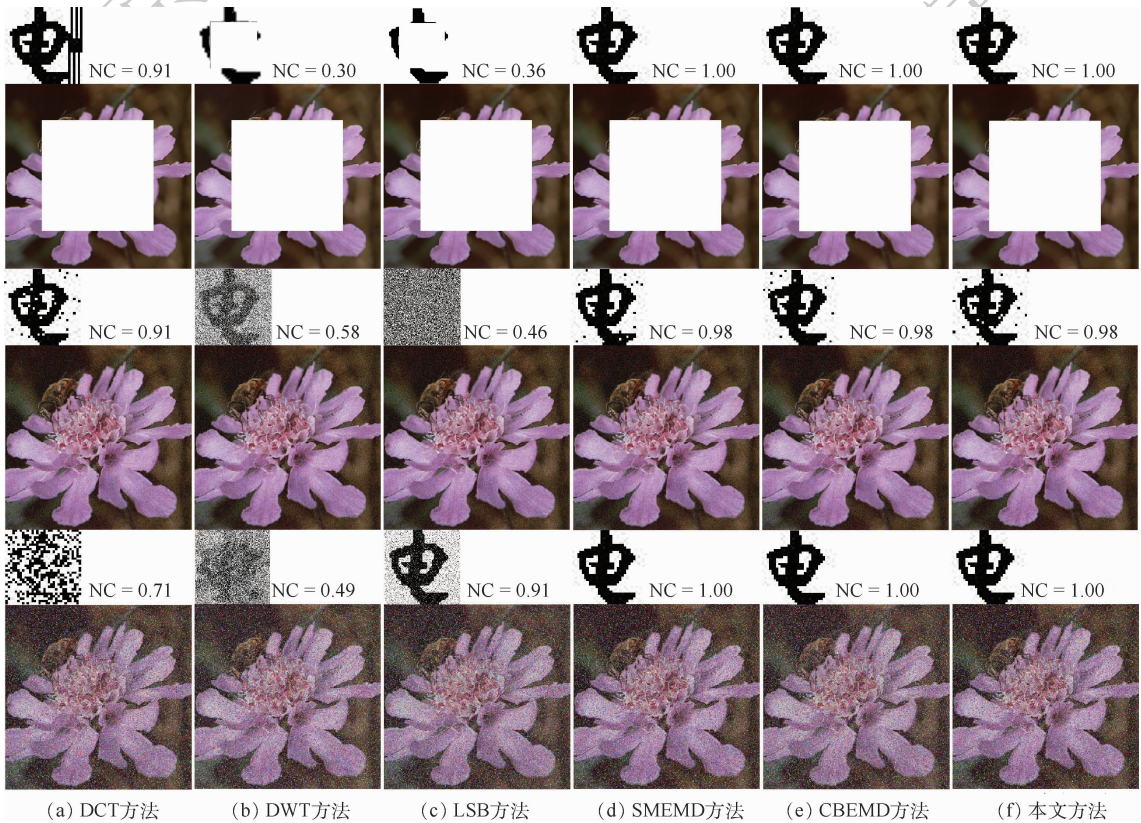


图 10 不同攻击下 Flower 图像提取水印比较

Fig. 10 Comparison of watermark extraction for Flower image under different attacks



图 11 不同攻击下 Lena 图像提取水印比较

Fig. 11 Comparison of watermark extraction for Lena image under different attacks

4 结 论

本文为了提高多通道图像 EMD 的运算效率,提出了一种基于形态学滤波的快速多通道图像 EMD 方法,主要工作如下:

1) 通过形态学膨胀和腐蚀滤波计算多通道图像的上下包络,能够实现多通道图像(如 RGB 图像)EMD 的快速计算。

2) 通过各通道图像的平均极值距离来估算形态学膨胀和腐蚀滤波窗口大小,能够较好地提取描述原始图像不同尺度特征信息的 IMF 图像和表示图像整体变化趋势的余量。

3) 能够方便快捷地应用在图像融合和图像水印等数字图像处理任务中,实验对比显示该方法取得了较好的效果。

由于本文所提出的多通道图像 EMD 方法能够快速自适应地将多通道图像分解为若干个尺度从细到粗的 IMF 图像和一个体现图像整体变化趋势的余量,因此可考虑将该方法进一步应用到图像增强、图像去噪、图像分割等更多图像处理任务中。

参考文献 (References)

[1] HUANG N E, SHEN Z, LONG S R, et al. The empirical mode

decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis[J]. Proceedings of the Royal Society of London A, 1998, 454(1971): 903-995.

[2] HUANG N E, WU Z. A review on Hilbert-Huang transform: Method and its applications to geophysical studies[J]. Reviews of Geophysics, 2008, 46(2): 1-23.

[3] CHEN C, CHIANG W, LIU T, et al. Detecting the sensitivity of structural damage based on the Hilbert-Huang transform approach[J]. Engineering Computations, 2010, 27(7): 799-818.

[4] GEMMICH J R, FARMER D M. Near surface turbulence in the presence of breaking waves[J]. Journal of Physical Oceanography, 2004, 34(5): 1067-1086.

[5] 杨恭勇, 周小龙, 李家飞, 等. 基于改进 EMD 频率族分离法的齿轮磨损故障诊断[J]. 东北电力大学学报, 2017, 37(5): 39-43.

YANG G Y, ZHOU X L, LI J F, et al. Fault diagnosis of gear wear based on improved EMD frequency family separation method[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2017, 37(5): 39-43 (in Chinese).

[6] DI C, YANG X, WANG X. A four-stage hybrid model for hydrological time series forecasting[J]. Plos One, 2014, 9(8): e104663.

[7] 肖白, 房龙江, 李介夫, 等. 空间负荷预测中确定元胞负荷最大值的经验模态分解方法[J]. 东北电力大学学报, 2018, 38(3): 12-18.

XIAO B, FANG L J, LI J F, et al. An empirical mode decomposition method for determining the maximum cell load in space load prediction[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2018, 38(3): 12-18 (in Chinese).

- [8] LONG S R. Use of the empirical mode decomposition and Hilbert-Huang transform in image analysis[C] // World Multi-conference on Systemics, Cybernetics and Informatics, 2001: 67-71.
- [9] NUNES J C, BOUAOUNE Y, DELECELLE E, et al. Image analysis by bidimensional empirical mode decomposition[J]. Image and Vision Computing, 2003, 21(12): 1019-1026.
- [10] NUNES J C, GUYOT S, DELECELLE E, et al. Texture analysis based on local analysis of the bidimensional empirical mode decomposition[J]. Machine Vision and Applications, 2005, 16(3): 177-188.
- [11] LINDERHED A. 2D empirical mode decompositions in the spirit of image compression[J]. Wavelet and Independent Component Analysis Applications, 2002, 4738(7): 1-8.
- [12] DAMERVAL C, MEIGNEN S, PERRIER V. A fast algorithm for bidimensional EMD[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(10): 701-704.
- [13] XU G, WANG X, XU X. Improved bi-dimensional EMD and Hilbert spectrum for the analysis of textures[J]. Pattern Recognition, 2009, 42(5): 718-734.
- [14] HUANG B Q, KUNOTH A. An optimization based empirical mode decomposition scheme[J]. Journal of Computational and Applied Mathematics, 2013, 240: 174-183.
- [15] COLOMINAS M A, HUMEAU-HEURTIER A, SCHLOTTHAUE G. Orientation-independent empirical mode decomposition for images based on unconstrained optimization[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2016, 25(5): 2288-2297.
- [16] BHUIYAN S M A, ADHAMI R R, KHAN J F. Fast and adaptive bidimensional empirical mode decomposition using order-statistics filter based envelope estimation[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2008, 2008(164): 1-18.
- [17] CHEN C Y, GUO S M, CHANG W S, et al. An improved bidimensional empirical mode decomposition: A mean approach for fast decomposition[J]. Signal Processing, 2014, 98(5): 344-358.
- [18] TRUSIAK M, WIELGUS M, PATORSKI K. Advanced processing of optical fringe patterns by automated selective reconstruction and enhanced fast empirical mode decomposition[J]. Optics and Lasers in Engineering, 2014, 52(1): 230-240.
- [19] 胡建平, 李玲, 谢琪, 等. 多通道图像 EMD 及应用[J]. 计算机工程与应用, 2019, 55(5): 1-10.
- HU J P, LI L, XIE Q, et al. Multi-channel image EMD and its application[J]. Computer Engineering and Applications, 2019, 55(5): 1-10 (in Chinese).
- [20] BHUIYAN S M A, KHAN J F, ALAM M S. Color image trend adjustment using a color bidimensional empirical mode decomposition method[J]. Journal of Electronic Imaging, 2012, 21(3): 234-242.
- [21] 阮秋琦, 阮宇智. 数字图像处理[M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2006: 440-448.
- RUAN Q Q, RUAN Y Z. Digital image processing[M]. 2nd ed. Beijing: Electronic Industry Press, 2006: 440-448 (in Chinese).
- [22] 赵小川, 赵斌. MATLAB 数字图像处理[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2015.
- ZHAO X C, ZHAO B. MATLAB digital image processing[M]. Beijing: Beihang University Press, 2015 (in Chinese).
- [23] NAIDU V P S. Image fusion technique using multi-resolution singular value decomposition[J]. Defence Science Journal, 2011, 61(5): 479-484.
- [24] LEWIS J J, ROBERT J O C, NIKOLOV S G, et al. Pixel- and region-based image fusion with complex wavelets[J]. Information Fusion, 2007, 8(2): 119-130.
- [25] LI S, KANG X, HU J. Image fusion with guided filtering[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2013, 22(7): 2864-2875.
- [26] AMIN-NAJI M, RANJBAR-NOIEY P, AGHAGOLZADEH A. Multi-focus image fusion using singular value decomposition in DCT domain[C] // 10th Iranian Conference on Machine Vision and Image Processing, 2017: 22-25.
- [27] AMIN-NAJI M, AGHAGOLZADEH A. Multi-focus image fusion in DCT domain using variance and energy of Laplacian and correlation coefficient for visual sensor networks[J]. Journal of AI and Data Mining, 2018, 6(2): 233-250.
- [28] 王小超, 胡坤, 胡建平. 结合 BEMD 与 Hilbert 曲线的重复嵌入图像水印算法[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2020, 32(2): 289-296.
- WANG X C, HU K, HU J P. Repeated embedding image watermarking algorithm combining BEMD and Hilbert curves[J]. Journal of Computer Aided Design & Computer Graphics, 2020, 32(2): 289-296 (in Chinese).
- [29] VAN SCHYNDEL R G, TIRKEL A Z, OSBORNE C F. A digital watermark[C] // Proceedings of IEEE International Conference on Image Processing. Piscataway: IEEE Press, 1994: 86-90.
- [30] SINGH S P, BHATNAGAR G. A new robust watermarking system in integer DCT domain[J]. Journal of Visual Communication and Image Representation, 2018, 53: 86-101.
- [31] 叶天语. DWT-SVD 域全盲自嵌入鲁棒量化水印算法[J]. 中国图象图形学报, 2012, 17(6): 644-650.
- YE T Y. Perfectly blind self-embedding robust quantization based watermarking scheme in DWT-SVD domain[J]. Journal of Image and Graphics, 2012, 17(6): 644-650 (in Chinese).

作者简介:

胡建平 男, 博士, 教授. 主要研究方向: 计算机图形学、图像处理。

王小超 男, 博士, 副教授. 主要研究方向: 计算几何、图形图像处理。

A fast EMD for multi-channel images based on morphological filter

HU Jianping^{1,2}, DU Ying¹, XIE Qi¹, WANG Xiaochao^{2,3,*}, ZHANG Daochang¹

(1. School of Science, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. State Key Laboratory of Virtual Reality Technology and Systems, Beihang University, Beijing 100083, China;

3. School of Mathematical Sciences, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: In order to improve the efficiency of the existing multi-channel image Empirical Mode Decomposition (EMD) methods, this paper presents a fast multi-channel image EMD method based on morphological filter. It uses the morphological expansion and erosion filters to compute the upper and lower envelopes of an image, which can accelerate the implementation of EMD for multi-channel images. The size of the morphological filter window is determined by the average extremum distance of each channel image. The proposed EMD method can decompose a multi-channel image adaptively into several Intrinsic Mode Function (IMF) images with scales from fine to coarse, and a residue representing the overall change trend of the image. A number of experimental results and comparisons show that the proposed method can not only accelerate the decomposition of EMD method, but also generate a good multi-scale adaptive decomposition for a multi-channel image. Its applications in image fusion and image watermarking and many experimental comparisons show that the proposed EMD method can be used to solve some specific image processing tasks conveniently and promptly.

Keywords: Empirical Mode Decomposition (EMD); order statistics filter; morphological filter; intrinsic mode image; image processing

Received: 2020-04-01; **Accepted:** 2020-06-05; **Published online:** 2020-06-17 09:27

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200616.1546.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61672149, 61602341, 11901079); "Thirteenth Five-Year Plan" Science and Technology Project of Education Department of Jilin Province (JJKH20190690KJ); The Open Funding Project of State Key Laboratory of Virtual Reality Technology and Systems, Beihang University (BUAA-VR-16KF-23, BUAA-VR-17KF-04)

* **Corresponding author.** E-mail: wangxiaochao18@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0587

单侧面板裂纹损伤对钛合金蜂窝夹层结构弯曲性能影响

岳喜山^{1,2}, 闫群³, 赵伟^{4,*}, 谢宗蕤⁴

(1. 西北工业大学 航天学院, 西安 710072;

2. 中国航空制造技术研究院 航空焊接与连接技术航空科技重点实验室, 北京 100024;

3. 沈阳飞机设计研究所 结构部, 沈阳 110035; 4. 中山大学 航空航天学院, 广州 510275)

摘 要: 钛合金蜂窝夹层结构在制备或使用过程中可能会产生面板裂纹损伤。采用试验和有限元结合的方法研究了单侧面板裂纹损伤对钛合金蜂窝夹层结构弯曲性能的影响。结果显示:单侧面板裂纹损伤会明显降低钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度,弯曲强度近似随裂纹长度的增加而线性降低;有限元模型能够准确预测结构的破坏模式和破坏强度,预测得到的面板弯曲强度与试验结果最大偏差仅为6%。采用的有限元方法可用于含面板裂纹损伤的钛合金蜂窝壁板结构弯曲性能的工程预估。

关 键 词: 钛合金蜂窝夹层结构; 面板裂纹; 三点弯曲试验; 弯曲强度; 有限元

中图分类号: V414.6

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2018-08

钛合金蜂窝夹层结构由钛合金上下薄面板和蜂窝芯体通过钎焊制造得到,具有比强度高、比刚度大、隔热/降噪性能优异等特点,已逐渐被应用于新一代飞行器中^[1-4]。但由于工艺、材料特性等原因,钛合金蜂窝夹层结构在制造和使用过程中可能会意外产生各种缺陷或损伤,如面板裂纹损伤和低速冲击损伤等^[5-7]。面板裂纹损伤大多来源于钛合金蜂窝夹层结构在安装、使用和维护过程中的工具划伤,以及结构在长期服役过程中由于交变疲劳载荷而产生的裂纹。

夹层结构具有大的弯曲刚度/质量比,因此,夹层结构被广泛应用于承受结构弯曲载荷^[8-10]。国内外研究者采用试验和数值方法对金属夹层结构的弯曲性能进行了大量研究。杨凯等^[11]通过对含面板裂纹损伤的镍基高温合金

蜂窝夹层结构进行试验研究,发现结构抗弯能力随缺陷尺寸增加而近似线性降低。但是,目前科研人员大都以高温合金蜂窝夹层结构为对象,研究损伤对结构力学性能的影响,涉及钛合金蜂窝夹层结构的力学性能研究相对较少,关于面板裂纹损伤对钛合金蜂窝结构力学性能影响的研究则更少^[12-17]。

为了评估面板裂纹损伤的影响,本文基于ABAQUS二次开发技术建立了无损伤和含不同尺寸裂纹的钛合金蜂窝夹层结构模型,研究了单侧面板裂纹损伤对结构弯曲性能的影响,并通过无损试验件三点弯曲试验结果验证有限元模型的合理性。在此基础上,研究了面板裂纹扩展详细过程和机理。研究结果对钛合金蜂窝夹层结构的工程应用具有一定的指导意义。

收稿日期: 2019-11-14; 录用日期: 2020-01-03; 网络出版时间: 2020-01-21 08:43

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200120.1539.003.html

* 通信作者: E-mail: weida1985@126.com

引用格式: 岳喜山, 闫群, 赵伟, 等. 单侧面板裂纹损伤对钛合金蜂窝夹层结构弯曲性能影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2018-2025. YUE X S, YAN Q, ZHAO W, et al. Influence of one side facesheet crack damage on flexural properties of titanium honeycomb sandwich structures[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2018-2025 (in Chinese).

1 三点弯曲试验

1.1 试验件及试验装置

钛合金蜂窝夹层结构三点弯曲试验参照试验标准 GB/T 1456—2005^[18] 进行,用于测定面板的弯曲强度。参照该试验标准,确定钛合金蜂窝夹层结构试验件的蜂窝芯体高度为 15 mm,面板厚度为 0.8 mm,试验件宽度为 50 mm,跨距为 400 mm,试验件长度为 440 mm。试验件具体尺寸参数如表 1 所示。试验件面板材料为 TC4,芯体材料为 TC1。蜂窝芯体采用成型法制造,即先将钛合金箔材辊压成瓦楞板,再将瓦楞板焊接为整体。因此,蜂窝芯体胞壁分为单胞壁和双胞壁 2 类,且芯体具有方向性(见图 1)。试验件长度方向与蜂窝芯体 L 方向一致。试验件分为无损伤和含单侧面板裂纹损伤两大类,其中无损伤试验件 1 组,含面板裂纹损伤试验件 3 组,每组包含 3 件试验件。面板裂纹预制在单侧面板中部,裂纹宽度为 0.1 mm,裂纹长度分为 12.5、19 和 25 mm 3 种,裂纹长度方向与试验件宽度方向一致。试验装置如图 2 所示。为了避免试验件面板局部出现压塌现象,在加载压头和支座处加装垫块,并在垫块和试验件之间垫厚度为 4 mm 的硬质橡胶垫片。试验在电子万能试验机上进行。首先,根据跨距尺寸,将支座与底座固定后放置在试验机压缩底座上。然后,安装支座垫块、橡胶垫片和试验件。最后,安装压头垫块和橡胶垫片,并调整压头位置。在安装含面板裂纹损伤试验件时,含裂纹损伤的面板朝下放置。试验采用位移控制,加载速度为 3.5 mm/min。

表 1 试验件尺寸参数

Table 1 Dimension parameters of specimens

参数	数值
长度/mm	440
宽度/mm	50
芯体高度/mm	15
面板厚度/mm	0.8
芯格直径/mm	4.8
芯材厚度/mm	0.05
裂纹宽度/mm	0.1
裂纹长度/mm	0,12.5,19,25

1.2 试验结果

1.2.1 破坏过程及破坏模式

试验过程中观察到以下现象:

1) 对于无损伤试验件,随着载荷的增加,试验件出现了明显的变形。随着载荷的进一步增加,

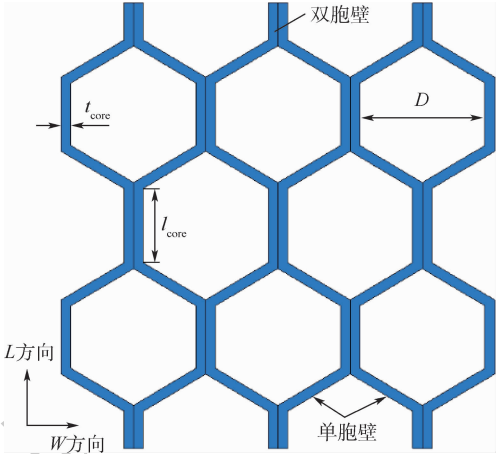


图 1 蜂窝芯体细节图
Fig.1 Detail of honeycomb core

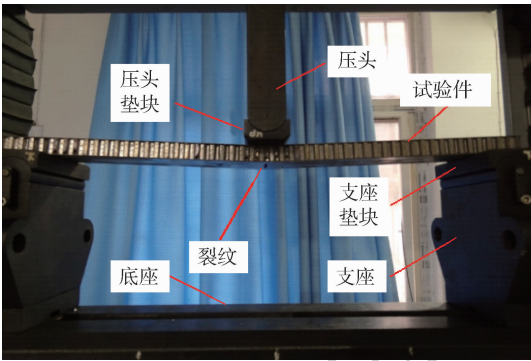


图 2 三点弯曲试验装置图
Fig.2 Devices of three-point bending test

由于试验件的变形增加,试验件面板(上面板)与压头垫块之间由面接触变为线接触。继而,在线接触载荷作用下,试验件上面板被压塌,另一侧面板(下面板)发生断裂,试验件整体破坏。可见,在三点弯曲载荷作用下,无损伤试验件的典型破坏模式为上面板弯折(屈曲)和下面板横向断裂,如图 3 所示。

2) 对于含面板裂纹损伤试验件,随着载荷的增加,试验件出现了明显的变形。当载荷增加到裂纹扩展临近载荷,裂纹迅速向试验件两侧扩展,试验件下面板发生断裂,试验件整体破坏,上面板保持完好。可见,在三点弯曲载荷作用下,含面板裂纹损伤试验件的典型破坏模式为裂纹扩展导致面板横向断裂,如图 4 所示。

1.2.2 面板弯曲强度

在三点弯曲载荷作用下,钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度采用下式计算:

$$S_f = \frac{F_{\max} l}{4W_{sp} t_{\text{face}} (H_{\text{core}} + t_{\text{face}})} \tag{1}$$

式中: S_f 为钛合金蜂窝夹层结构的面板弯曲强度,MPa; $F_{\max}$ 为最大跨中载荷,N; l 为跨距,其值

为 400 mm; W_{sp} 为试验件宽度, mm; H_{core} 为试验件芯体高度, mm; t_{face} 为试验件面板厚度, mm。

通过式(1)计算得到无损伤和含面板裂纹损伤钛合金蜂窝夹层结构的面板弯曲强度试验结果,如表 2 所示。表中:面板弯曲强度降低比例是

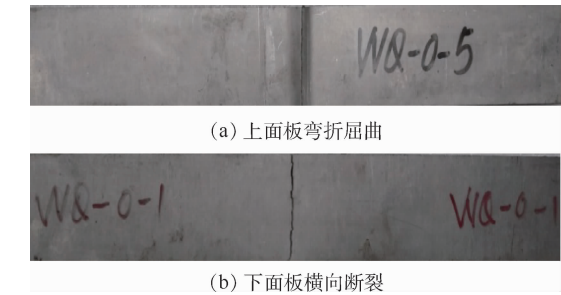


图 3 无损伤钛合金蜂窝夹层结构三点弯曲试验典型破坏模式

Fig. 3 Typical failure modes of titanium honeycomb sandwich structure without damage in three-point bending test

指含面板裂纹损伤结构强度相对无损伤结构面板弯曲强度降低比例。从表 2 可以看出,试验数据最大离散系数为 10.4%,试验结果可靠有效;当面板裂纹长度为 12.5 ~ 25 mm 时(对应于裂纹长度/面板宽度为 25% ~ 50%),含面板裂纹损伤的钛合金蜂窝夹层结构面板强度相对于无缺陷情况降低了 34% ~ 52%。可见,面板裂纹损伤会显著降低钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度。



图 4 含单侧面板裂纹损伤钛合金蜂窝夹层结构三点弯曲试验典型破坏模式

Fig. 4 Typical failure mode of titanium honeycomb sandwich structure with one side facesheet crack damage in three-point bending test

表 2 试验测试得到的钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度
Table 2 Experimental facesheet flexural strength of titanium honeycomb sandwich structures

裂纹 长度/mm	裂纹长度/面板 宽度 × 100%	面板弯曲强度试验值					面板弯曲强度 降低比例/%
		最小值/MPa	最大值/MPa	平均值/MPa	标准差/MPa	离散系数/%	
0	0	1 062	1 106	1 087	17.06	1.6	0
12.5	25	690	748	713	24.52	3.4	34
19	38	524	659	592	61.61	10.4	46
25	50	465	554	523	31.46	6.0	52

2 有限元建模与分析

2.1 有限元模型建立

采用 Python 语言对有限元软件 ABAQUS 进行二次开发,通过参数化建模方法建立全尺寸钛合金蜂窝夹层结构三点弯曲有限元模型。模型包含蜂窝芯体细节结构,尺寸与试验件一致。模型中,上下面板和蜂窝芯体均采用三维实体, C3D8R 单元。面板和芯体采用“tie”命令绑定成为整体。模型中材料性能与试验件一致,如表 3 所示。表中:材料弹性模量、泊松比和屈服强度参数由拉伸试验测得^[7],断裂韧性和临界能释放率参考文献[19]得到。模型中,上面板和压头底面之间、下面板和方形支座垫块顶面之间、圆柱固定支座外侧与方形支座垫块内侧均定义

面面接触,约束圆柱固定支座所有自由度、约束方形支座垫块除绕支座转动外的其他自由度、约束压头沿 Z 方向的移动外的其他自由度,并在压头上施加与 Z 方向相反的载荷。本文采用围道积分的方法预测结构的弯曲强度,采用扩展有限元方法(XFEM)预测裂纹的扩展。围道积分方法基于裂纹尖端应力强度因子计算弯曲强度,通过对比有限元计算得到的裂纹尖端应力场的应力强度因子与钛合金 TC4 的材料断裂韧性 KIC,来反推面板裂纹尖端应力达到临界值时所对应的面板应力值。扩展有限元方法不仅能够预测裂纹的萌生,而且能够预测裂纹的扩展。因此,本文的无损伤和含面板裂纹损伤模型各包含 2 类模型。有限元模型及其边界、加载条件如图 5 所示。

表 3 试验件采用的钛合金材料参数
Table 3 Material parameters of titanium used in specimen

材料	弹性模量/GPa	泊松比	屈服强度/MPa	破坏强度/MPa	断裂韧性/(MPa · m ^{1/2})	临界能释放率/(MPa · m)
TC1	120.47	0.358	635	689		
TC4	108.48	0.30	861	967	83.3	64 000

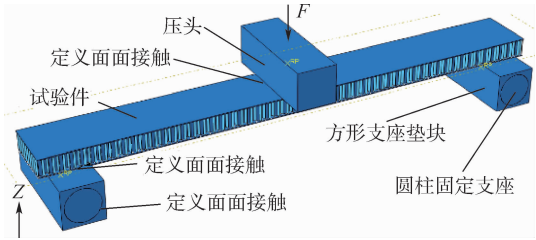
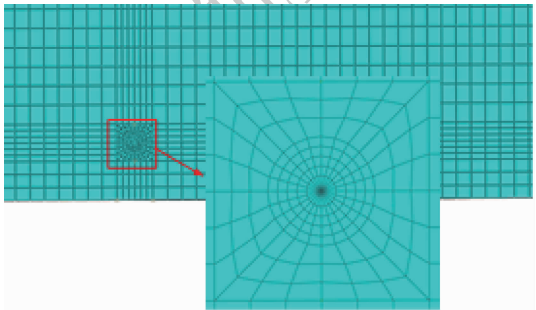
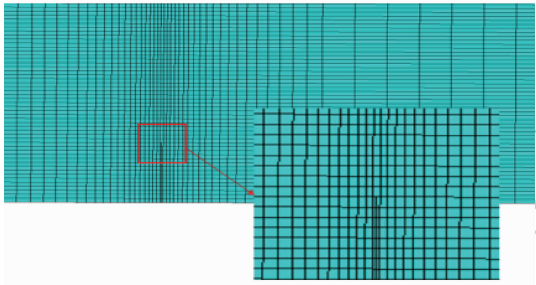


图 5 钛合金蜂窝夹层结构三点弯曲有限元模型
Fig. 5 Finite element model of titanium honeycomb sandwich structure under three-point bending

对于含面板裂纹损伤的结构建模,由于裂纹区域需要网格加密,考虑到钛合金蜂窝夹层结构的对称性,为了降低计算成本,仅建立了结构的1/2模型。在含裂纹损伤面板的中部定义了长度分别为12.5、19和25 mm的裂纹,在裂纹两侧定义了一定宽度的裂纹扩展区域(Crack Region)。含裂纹损伤面板的网格划分如图6所示。采用围道积分模型需要计算裂纹尖端应力强度因子和 J 积分数值,因此,裂纹尖端位置采用了辐射状网格(见图6(a))。扩展有限元方法对于裂纹区域的网格要求并不高,只需对裂纹可能出现的路径适当进行加密即可(见图6(b))。



(a) 采用围道积分方法模型网格



(b) 采用扩展有限元方法模型网格

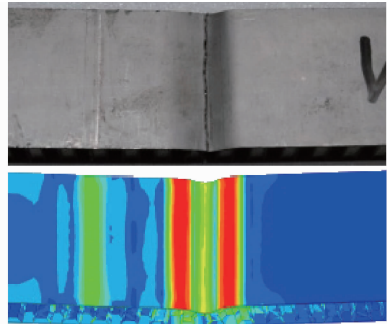
图 6 含裂纹损伤的面板网格划分(1/2模型)
Fig. 6 Meshing of facesheet with crack damage (1/2 model)

2.2 有限元模型验证及裂纹扩展

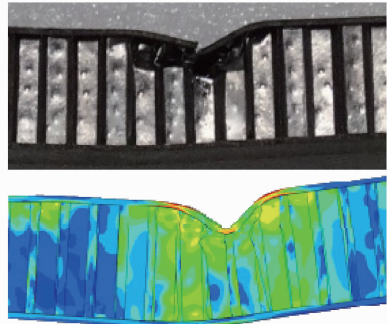
本节采用无损伤结构试验结果对有限元建模方法和求解策略进行验证。

2.2.1 破坏模式

将有限元模型预测得到的无损伤结构的破坏模式与试验结果对比,如图7和图8所示。从图7



(a) 面板试验破坏模式和有限元预测破坏模式

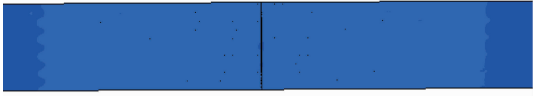


(b) 芯体试验破坏模式和有限元预测破坏模式

图 7 无损伤结构上面板弯折破坏模式对比
Fig. 7 Comparison of upper facesheet buckling failure modes for structure without damage



(a) 试验破坏模式



(b) 有限元预测破坏模式

图 8 无损伤结构下面板断裂破坏模式对比
Fig. 8 Comparison of lower facesheet fracture failure modes for structure without damage

可以看出,有限元模型不仅能够准确预测上面板的屈曲弯折断裂,而且能够准确预测蜂窝芯体压损和塌陷失效。从图8可以看出,有限元模型可以准确预测下面板裂纹的位置和形状。

2.2.2 载荷-位移曲线

绘制有限元模型预测和试验测试得到的无损伤结构跨中施加载荷与跨中位移曲线,如图9所示。图中,有限元预测曲线采用虚线绘制,3件试验件测试结果采用实线绘制。可以看出,有限元预测的跨中载荷-位移曲线趋势与试验结果一致,有限元预测的最大载荷略小于试验结果(低5.5%),试验得到的最大载荷平均值为6870 N,有限元预测得到的最大载荷值为6490 N。可见,本文建立的有限元模型有效,分析策略可行。

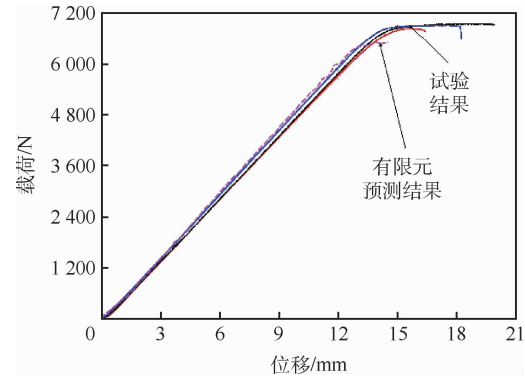


图9 无损伤结构跨中载荷-位移曲线对比

Fig. 9 Comparison of mid-span load vs. displacement curves for structure without damage

3 结果讨论

采用验证的有限元模型及分析策略,先完成含单侧面板裂纹损伤的钛合金蜂窝夹层结构的有限元分析,并与试验结果进行比较讨论;再对裂纹扩展进行了研究。

3.1 破坏模式

3.1.1 无损伤结构破坏模式

从1.2.1节和2.2.1节可以看到,无损伤结构上下面板的破坏模式和机理不同。上面板破坏机制为:在三点弯曲载荷作用下,上面板承受面内压缩载荷;随着跨中载荷的增加,结构发生较大变形,跨中载荷由面载荷转变为线载荷;线载荷导致上面板局部失稳塌陷,最终发生弯折。下面板破坏机制为:在三点弯曲载荷作用下,下面板承受面内拉伸载荷;当载荷达到临界载荷时,下面板出现断裂,断裂过程呈现出延性断裂特征,即断裂过程分为空隙形成、空隙聚结(也称为裂纹形成)及裂纹扩展和整体破坏等几个步骤。

3.1.2 含面板裂纹损伤结构破坏模式

有限元预测得到的含单侧面板裂纹损伤的结构破坏模式一致。有限元预测的含单侧12.5 mm长裂纹损伤的结构破坏模式与试验结果对比如图10所示。可以看出,有限元模型预测得到的含面板裂纹损伤结构的破坏模式与试验结果一致,即下面板沿裂纹出现横向断裂,上面板保持完好。

3.2 面板弯曲强度

采用围道积分方法预测得到的钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度和试验计算得到的面板平均弯曲强度对比如表4所示。表中:偏差是指有限元预测值相对试验值的相对偏差。从表4可以看出,有限元模型预测得到的钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度与试验结果最大偏差仅6%。可见,本文采用的有限元方法能够准确预测钛合金蜂窝夹层结构的面板弯曲强度。

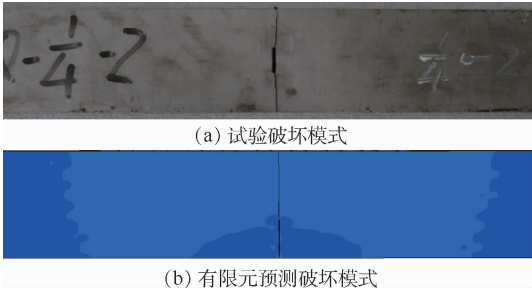


图10 含面板裂纹损伤结构下面板断裂破坏模式对比

Fig. 10 Comparison of lower facesheet fracture failure modes for structure with facesheet crack damage

表4 钛合金蜂窝夹层结构面板弯曲强度对比

Table 4 Comparison of bending strength of titanium honeycomb sandwich structure

裂纹长度/mm	裂纹长度/面板宽度/%	面板弯曲强度/MPa		偏差/%
		有限元预测值	试验值	
0	0	1 026	1 087	-6
12.5	25	688	713	-4
19	38	574	592	-3
25	50	550	523	5

3.3 裂纹扩展分析

采用扩展有限元方法对三点弯曲载荷作用下的无损伤和含面板裂纹损伤结构裂纹扩展进行模拟,二者裂纹扩展过程分别如图11和图12所示。

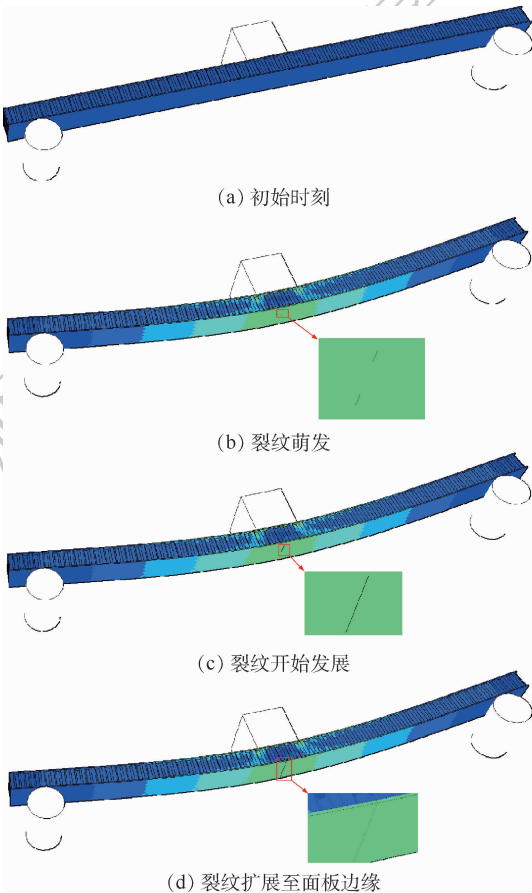


图11 无损伤钛合金蜂窝夹层结构裂纹萌生及扩展过程

Fig. 11 Crack initiation and propagation process of titanium honeycomb sandwich structures without damage

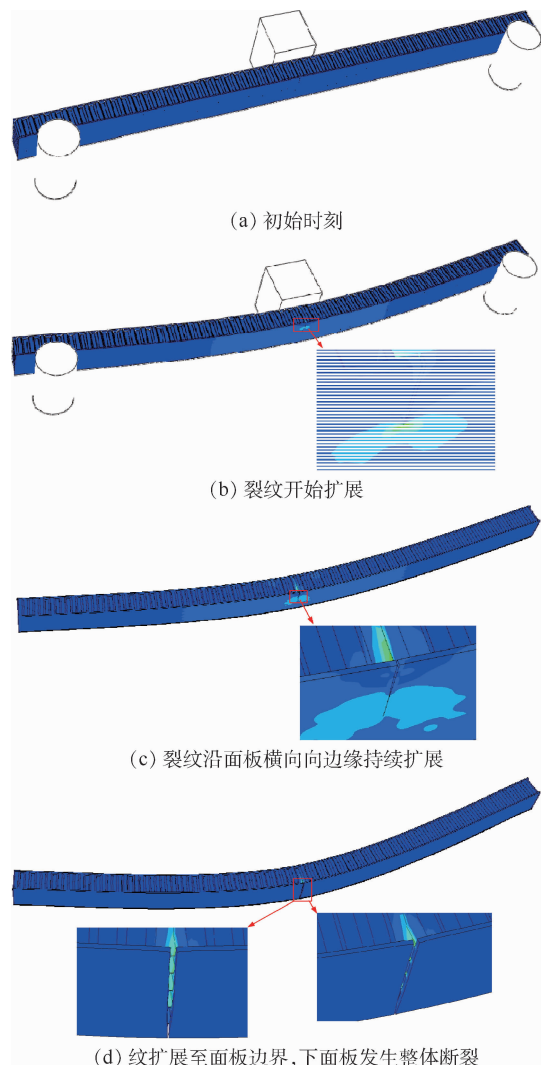


图 12 含面板裂纹损伤钛合金蜂窝夹层结构
裂纹扩展过程

Fig. 12 Crack propagation process of titanium honeycomb sandwich structure with facesheet crack damage

对于无损伤结构,结构在持续增加的压头载荷作用下,下面板在靠近中部的位​​置首先萌生了裂纹,随后裂纹开始扩展并逐步变大,然后裂纹向面板两侧持续扩展,下面板发生横向断裂。对于含单侧面板裂纹损伤结构,裂纹在持续增大的载荷作用下,将沿着初始裂纹尖端开始向面板边缘扩展,直至下面板整体发生断裂。从裂纹起始到裂纹扩展到整个下面板,面板整体断裂是一个瞬间过程。

4 结 论

本文采用试验和有限元方法,研究了单侧面板裂纹损伤对钛合金蜂窝夹层结构三点弯曲性能的影响。研究结果表明:

1) 在三点弯曲载荷作用下,无损伤钛合金蜂窝夹层结构的典型破坏模式为:上面板中部发生局部弯折,对应位置蜂窝芯体发生塌陷;下面板跨

中区域发生断裂破坏。

2) 在三点弯曲载荷作用下,含单侧面板裂纹损伤的钛合金蜂窝夹层结构的破坏模式为含裂纹侧面板断裂。由于从裂纹扩展起始到面板沿裂纹出现横截面断裂是一个瞬间过程,裂纹的存在和扩展导致含面板裂纹损伤结构面板弯曲强度明显低于无损伤的结构,即裂纹的存在和扩展显著降低了钛合金蜂窝夹层结构的弯曲承载性能。

3) 对于含单侧面板裂纹损伤的钛合金蜂窝夹层结构,随着面板裂纹长度的增加,结构的面板弯曲强度线性降低。

4) 本文建立的有限元模型不仅可以较为准确地预测结构的破坏模式和面板的弯曲强度,同时可以揭示面板裂纹的扩展机理。

本文的研究成果可为工程上钛合金蜂窝结构弯曲性能研究提供有效的参考。

参考文献 (References)

- [1] WOODWARD J R. Titanium honeycomb sandwich fabrication process[C] // Fifth National SAMPLE Technical Conference, 1973:432-437.
- [2] 谢宗蕪,岳喜山,孙俊锋. 钛合金蜂窝壁板隔热性能试验研究[J]. 南京航空航天大学学报,2016,48(1):16-20.
XIE Z H, YUE X S, SUN J F. Experimental study on thermal insulation performance of titanium honeycomb sandwich panels [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2016, 48(1): 16-20 (in Chinese).
- [3] 岳喜山,欧阳小龙,侯金保,等. 钛合金蜂窝壁板结构钎焊工艺[J]. 航空制造技术,2009(10):96-98.
YUE X S, OUYANG X L, HOU J B, et al. Brazing process of titanium alloy honeycomb sandwich panel structure [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2009(10): 96-98 (in Chinese).
- [4] 静永娟,李晓红,岳喜山. TC1 钛合金蜂窝夹层结构的钎焊工艺研究与分析[J]. 航空制造技术,2012(13):137-139.
JING Y J, LI X H, YUE X S. Research and analysis of processing parameter for brazing honeycomb sandwich construction in titanium alloy [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2012(13): 137-139 (in Chinese).
- [5] ZHAO W, XIE Z H, LI X, et al. Compression after impact behavior of titanium honeycomb sandwich structure[J]. Journal of Sandwich Structures and Materials, 2018, 20(5): 639-657.
- [6] XIE Z H, ZHAO W, HANG J T, et al. Low-velocity impact behavior of titanium honeycomb sandwich structures[J]. Journal of Sandwich Structures and Materials, 2018, 20(8): 1009-1027.
- [7] 刘晓宇. 钛合金蜂窝夹层结构力学性能分析与试验验证[D]. 西安:西北工业大学,2014.
LIU X Y. Mechanical properties of titanium honeycomb sandwich structures analysis and experimental validation [D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2014 (in Chinese).

- [8] ZENKERT D. An introduction to sandwich construction[M]. London:Engineering Materials Advisory Services Ltd. ,1995.
- [9] SHENOI R A, GROVES A, RAJAPAKSE Y D S. Theory and applications of sandwich structures[M]. Southampton:University of Southampton Press,2005.
- [10] 王兴业. 夹层结构复合材料设计原理及其应用[M]. 北京:化学工业出版社,2007.
- WANG X Y. Design principle and application of sandwich structure composite materials[M]. Beijing:Chemical Industry Press,2007(in Chinese).
- [11] 杨凯,刘立武,于开平,等. 带有典型缺陷的金属蜂窝夹层结构的剩余强度研究[J]. 固体火箭技术,2011,34(5):652-654.
- YANG K, LIU L W, YU K P, et al. Study on the residual strength of metal honeycomb sandwich structure with typical defects[J]. Journal of Solid Rocket Technology,2011,34(5):652-654(in Chinese).
- [12] 赵震波,许希武,郭树祥. 梯度钛合金裂纹扩展速率测试及梯度对扩展寿命影响[J]. 复合材料学报,2017,34(1):168-174.
- ZHAO Z B, XU X W, GUO S X. Fatigue crack growth rate determination of graded titanium alloys and the influence of gradient for propagation life[J]. Acta Materiae Compositae Sinica,2017,34(1):168-174(in Chinese).
- [13] MAZEL V, DIARRA H, BUSIGNIES V, et al. Study of the validity of the three-point bending test for pharmaceutical round tablets using finite element method modeling[J]. Journal of Pharmaceutical Sciences,2014,103(4):1305-1308.
- [14] 孔祥皓,赫晓东. 带有典型缺陷的金属蜂窝夹层结构的共面力学性能研究[J]. 固体火箭技术,2010,33(6):684-689.
- KONG X H, HE X D. Study on coplanar mechanical properties of metal honeycomb sandwich structures with typical defects[J]. Journal of Solid Rocket Technology,2010,33(6):684-689(in Chinese).
- [15] HUANG X, RICHARDS N L. Activated diffusion brazing technology for manufacture of titanium honeycomb structures - A statistical study[J]. Welding Research,2004,83(3):73-81.
- [16] ALLEN H G. Analysis and design of structural sandwich panels[M]. Oxford:Pergamon Press,1969.
- [17] 杨宇. 金属蜂窝夹层结构弯曲性能分析[J]. 科技视界,2015(26):104-105.
- YANG Y. Bending property analysis of metal honeycomb sandwich structure[J]. Science & Technology Vision,2015(26):104-105(in Chinese).
- [18] 上海玻璃钢研究所,北京航空材料研究院. 夹层结构弯曲性能试验方法:GB/T 1456—2005[S]. 北京:中国标准出版社,2005.
- Shanghai FRP Research Institute, Beijing Institute of Aeronautical Materials. Test method for flexural properties of sandwich constructions:GB/T 1456—2005[S]. Beijing:China Standard Press,2005(in Chinese).
- [19] 郭玉瑛. 飞机设计手册第三册:材料(上)[M]. 北京:航空工业出版社,1997:405.
- GUO Y Y. Aircraft design manual three:Material(1)[M]. Beijing:Aeronautical Industry Press,1997:405(in Chinese).

作者简介:

岳喜山 男,博士研究生. 主要研究方向:钛合金壁板制造。

赵伟 男,博士. 主要研究方向:复合材料结构力学。

谢宗蕪 男,博士,教授,博士生导师. 主要研究方向:飞行器设计、结构力学与复合材料领域的工程和科学问题。

Influence of one side facesheet crack damage on flexural properties of titanium honeycomb sandwich structures

YUE Xishan^{1,2}, YAN Qun³, ZHAO Wei^{4,*}, XIE Zonghong⁴

(1. School of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. Aeronautical Key Laboratory for Welding and Joining Technologies, AVIC Manufacturing Technology Institute, Beijing 100024, China;

3. Structure Department, Shenyang Aircraft Design and Research Institute, Shenyang 110035, China;

4. School of Aeronautics and Astronautics, Sun Yat-Sen University, Guangzhou 510275, China)

Abstract: During the manufacturing process and service period, the crack damage may occur in the facesheet of titanium honeycomb sandwich structure. The influence of one side facesheet crack damage on flexural properties of titanium honeycomb sandwich structures was studied experimentally and numerically. The research results show that the flexural strength of titanium honeycomb sandwich structure with one side facesheet crack damage is obviously lower than that of the structure without crack damage, and the flexural strength decreases linearly with the increase of the crack length; the finite element models can accurately predict the failure mode and fracture strength of the structures, and the maximum deviation between the predicted results and the test result is only 6%. The finite element analysis method can be used to predict the flexural strength of titanium honeycomb sandwich structure with facesheet crack damage in the engineering estimate.

Keywords: titanium honeycomb sandwich structure; facesheet crack; three-point bending test; flexural strength; finite element

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0138

FY-3D 卫星高光谱温室气体监测仪 热控设计及在轨验证



申春梅^{1,2,*}, 于峰^{1,2}, 刘文凯^{1,2}

(1. 北京空间机电研究所, 北京 100094; 2. 先进光学遥感技术北京市重点实验室, 北京 100094)

摘 要: FY-3D 卫星高光谱温室气体监测结构布局紧凑, 在较小尺寸空间内布置有 8 个镜头组件、12 台电子设备和 3 台电机。内热源数量众多, 光学镜头控温精度要求高, 热控功耗及散热面资源紧张, 使热控系统的设计难度较大。基于热管理、辐射间接热控、辐射冷却及结构热控协同优化设计等多种思路对监测仪热控系统进行设计, 有效解决热控难题。入轨后监测仪历经了多个工况模式切换, 在轨温度数据表明, 所有工况模式下各部组件温度都满足指标要求, 且光学镜头温度稳定度较高, 在正常工作模式下, 干涉仪关键件最大温度波动在 $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$ 以内, 其他光学镜头组件最大温度波动在 $\pm 0.45^{\circ}\text{C}$ 以内, 且无论整轨待机模式还是正常工作模式, 基于热管理的 2 组电子设备散热系统都无需消耗热控功耗, 实现了多热源复杂机制下高精度控温及节能热设计。

关键词: 空间光学遥感器; 温室气体监测仪; 热控; 热管理; 辐射间接热控; 高精度控温
中图分类号: V423.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2026-13

高光谱温室气体监测仪(简称监测仪)是中国新型极轨风云三号 D(FY-3D)气象卫星针对当前全球气候变化问题装载的新型高光谱观测载荷, 是中国第 1 个专门针对温室气体遥感探测的载荷。其主要功能是对全球主要温室气体 CO_2 、 CH_4 及 CO 等的浓度进行高精度监测, 用于全球温室气体排放、温室气体源和汇分析、温室气体与气候变化等一系列科学问题的研究。其为后续业务运行积累基础, 对于提升中国在气候变化问题中的话语权具有重要意义。

监测仪装载于 FY-3D 卫星舱外, 在轨直接暴露于恶劣的空间热环境, 会受到轨道外热流(太阳直射、地球红外、地球返照)及冷黑空间背景的交替加热和冷却, 所处温度环境非常恶劣^[1-2]。而为实现现在轨温室气体特征吸收光谱探测及星上

定标等功能, 监测仪在较小尺寸空间内布置有二维指向镜光机组件、干涉仪光机组件、前光学镜头、分色汇聚光学镜头等 8 个镜头组件, 以及激光信号处理器、红外信息处理器、探测器组件、探测器半导体制冷控制器等 12 台电子设备。其中, 二维指向镜光机组件及干涉仪光机组件上都有转动机构, 还配有驱动电机。因此, 在恶劣的空间热环境下, 监测仪在较小尺寸空间内数量众多的光学镜头组件与数量众多的内热源交叉并存。

监测仪光学系统是在地面室温条件下装调, 为保证在轨成像性能, 光学镜头组件在轨温度必须控制在室温水平, 而且干涉仪关键件因稳定性要求较高, 其在轨温度要求比其他光学镜头更加严苛。监测仪内部数量众多的电子设备与电机内热源, 在轨则是在高真空环境下工作^[1-2], 没有地

收稿日期: 2020-04-13; 录用日期: 2020-05-25; 网络出版时间: 2020-06-08 16:02

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200608.1513.003.html

* 通信作者。E-mail: 123855964@qq.com

引用格式: 申春梅, 于峰, 刘文凯. FY-3D 卫星高光谱温室气体监测仪热控设计及在轨验证[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2026-2038. SHEN C M, YU F, LIU W K. Thermal control system design and on-orbit verification of hyperspectral greenhouse gas monitor on FY-3D satellite[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2026-2038 (in Chinese).

面时的自然对流散热条件,又处在光学镜头组件要求的室温环境下,其工作热耗若不进行及时控制,一方面可能会导致内部器件温度过高被烧坏,另一方面其较高温度也会对交叉并存的光学镜头产生恶劣影响。因此,在恶劣的空间热环境及众多内热源热扰动的条件下,采取合适的热控措施保证光学镜头组件室温高精度控温要求,同时保证内热源温度处在正常工作允许的范围内,就成为监测仪在轨性能的决定因素之一。

空间光学遥感器传统热控技术与卫星平台热控大体一致,主要思路是^[1-8]:采用被动的热防护措施,如多层隔热材料来隔绝遥感器与外部空间环境的辐射换热;在主承力结构,镜头支撑结构等直接布置主动控温加热回路来保证温度水平;对内部热源,则采用槽道热管将其热耗引到外部空间辐射散热面,最终排散到冷空间。散热面面积需按照在轨极端热工况(即内热源工作热耗最大,散热面所受空间外热流最大)来设计,但在冷工况下(即内热源不工作,散热面所受空间外热流最小工况),散热面面积就相对过大,需要使用低温补偿功耗来保证内热源的低温限。传统热控方法为纯资源消耗型方法,其对控温范围相对宽松、各部件温度适应性较好且热控通用性较强的卫星平台(平台结构、平台上电子学设备等温度多在几十度范围内波动,且不同卫星平台间相对应的部件温度水平基本一致),以及热源种类单一、热源总功耗较小、光学镜头控温精度要求一般的传统空间相机比较适用,因为这种方法简单可靠,消耗的热控资源也不多^[3,8]。近年来,随着国内遥感应用水平的不断提升,对遥感器提出了更丰富的类型需求和更高的性能要求,进而使得遥感器热控技术面临着很多新的挑战。遥感器热控技术逐渐显现出与一般卫星平台热控技术的差异,成为航天器热控技术中独具特色的重要分支之一^[3]。

正如本文所述监测仪,在恶劣的空间热环境下,在较小尺寸空间内数量众多的光学镜头与内热源交叉并存,且光学镜头与内热源正常工作所需温度要求不一致,干涉仪关键件控温精度要求较高,摆臂两端温差要求小于等于 0.5°C 。在较小尺寸空间内,控温目标不一致的光学镜头与内热源之间存在直接或间接辐射换热及导热换热,而且干涉仪摆臂上安装有摆动驱动音圈电机内热源,若对干涉仪摆臂音圈电机采用传统散热方式,对干涉仪摆臂直接布置主动控温加热回路,则很难实现干涉仪摆臂高精度控温。此外,在 FY-3D 卫星平台上共装载包括监测仪在内的 10 台遥感

探测仪器,载荷数量较多,分配给监测仪的功耗及重量资源有限,而监测仪自身内热源数量众多且功耗大,工作时间长,可用于热控的功耗就有限;同时,监测仪位于卫星 $-Y$ 侧,卫星轨道为太阳同步轨道, $+X$ 飞行, $+Z$ 对地,轨道升交点地方时 13:40。在此轨道上运行,卫星 $+Y$ 侧为背阴面,始终不受太阳照射,是布置散热面的最佳方位,卫星 $-Y$ 侧则长期受晒,不利于散热,而监测仪则恰好位于卫星 $-Y$ 侧,其 $+Y$ 侧还有其他载荷,会受到其他载荷表面反射外热流的影响。因此,监测仪位于非常不利于内热源散热的方位,散热面资源紧张。在这种功耗和散热面资源都紧张的条件下,对数量众多的电子设备内热源,若按照传统方法,各自独立考虑散热和低温补偿,所需功耗及散热面资源较大,与有限资源冲突。针对上述难点,研究人员基于热管理^[9-13]、辐射间接热控^[14]、辐射冷却及结构热控一体化协同优化设计^[15]等多种思路,对监测仪热控系统进行了设计。FY-3D 卫星于 2017 年 11 月 15 日 2 时 35 分发射升空,从入轨到进入正常工作状态,卫星平台需进行姿态调整、太阳帆板展开等调试工作,监测仪也需进行初期在轨调试工作,所以入轨后监测仪会经历生存模式、整轨关机模式、整轨待机模式,然后再进入正常工作模式,监测仪热控系统则需经历多种工况模式下的考核。本文对监测仪热控系统进行概述,并对其入轨后飞行调试期间及正常工作模式下的在轨温度数据进行分析,对监测仪热控系统设计的正确性及在轨适应性进行验证。

1 监测仪概述及控温指标

1.1 监测仪光机主体结构

监测仪光机主体包络尺寸为 $1\,090\text{ mm} \times 960\text{ mm} \times 651\text{ mm}$ ($X \times Y \times Z$),由底板、外罩、遮光罩、光学镜头组件及各种信息处理器和控制器等 12 台电子设备组成,光机主体内部布局如图 1 所示。4 个谱段探测器组件电路盒分别安装在 4 个谱段透镜筒上,其余光学镜头组件和电子设备都安装在底板上。

二维指向镜光机组件为二维光学转动机构,CT 轴布置 1 台步进电机,AT 轴布置 1 台音圈电机。二维指向镜工作时,AT 轴音圈电机跟随镜框在 CT 轴步进电机带动下绕 CT 轴转动,同时音圈电机转子转动带动镜体绕 AT 轴俯仰,该音圈电机动子为转子线圈,其热耗集中在其转子线圈上,是二维转动热源。二维指向镜光机组件及音圈电机结构示意图如图 2 所示。

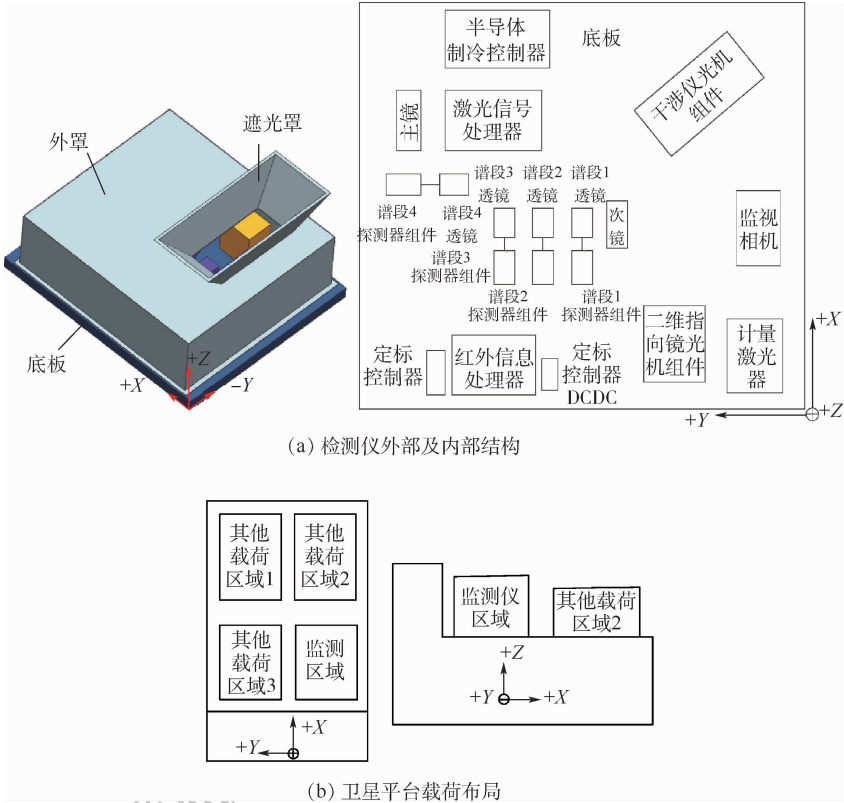


图 1 检测仪结构布局及卫星平台载荷布局

Fig. 1 Structure layout of monitor and payloads deployment on satellite platform

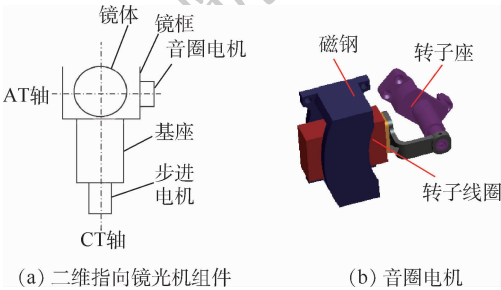


图 2 二维指向镜光机组件及其音圈电机结构示意图

Fig. 2 Schematic diagram of structure of two-axis gimbaled mirror components and its voice coil motor

干涉仪光机组件除基座和分束镜头外,还安装有摆臂组件和激光探测器,在摆臂两端分别安装一个角镜,摆臂机构采用一台音圈电机作为驱动电机,该音圈电机动子为磁缸。监测仪成像时,干涉仪摆臂末端角镜在音圈电机驱动下在一定角度范围内摆动,与分束镜协同工作,对由二维指向镜引入的目标信号进行干涉调制,经干涉仪干涉调制的信号再进入后续光学系统。干涉仪光机组件及其音圈电机结构示意图如图 3 所示。

4 个谱段探测器中,谱段 2~谱段 4 探测器都需在低温下工作,因此谱段 2~谱段 4 探测器封装在半导体制冷控制器内,半导体制冷控制器保证探测器工作在低温度,半导体制冷控制器则通过面积较小的耳片安装在探测器电路盒壳体上。

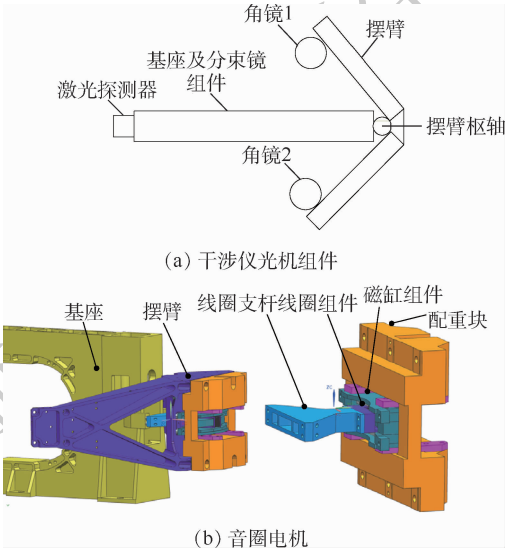


图 3 干涉仪光机组件及其音圈电机结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of structure of interferometer components and its voice coil motor

1.2 监测仪入轨初期经历的工况模式及在轨升温指标要求

监测仪从卫星发射入轨到正常工作,需依次经历生存模式、整轨关机模式、整轨待机模式和正常工作模式,各模式及各模式下监测仪所处状态如表 1 所示,正常工作模式下监测仪内部热源工作热耗及工作时间如表 2 所示,卫星轨道周期为

表 1 入轨后监测仪经历的工况模式

Table 1 Summary of operating modes experienced by monitor after entering orbit		
在轨开始时刻	模式名称	模式描述
2017-11-15T04:30	生存模式	入轨初期,卫星平台进行姿态调整、太阳帆板展开等飞行调试工作,监测仪进入生存模式
2017-11-25T20:13	整轨关机模式	监测仪管理控制器和温度控制器(都放置在卫星舱内)开机,监测仪进入整轨关机模式
2017-11-26T09:53	整轨待机模式	监测仪内部计量激光器和探测器半导体制冷控制器开机,监测仪进入整轨待机模式
2017-11-26T11:34	正常工作模式	监测仪进入“待机模式→观测模式→定标模式→待机模式”的正常工作流程

表 2 正常工作模式下监测仪内部热源工作
热耗及工作时间

Table 2 Heat consumption and operating time of calorigenic equipment in monitor under normal operating mode				
部组件名称	热耗/W			工作时间/ (min·轨 ⁻¹)
	待机	观测	定标	
半导体制冷控制器	11	11	11	102
激光信号处理器	0	3	3	68
谱段 1 探测器电路盒	0	0.3	0.3	63
谱段 2 探测器电路盒	0.9	1.2	1.2	102
谱段 3 探测器电路盒	0.9	1.2	1.2	102
谱段 4 探测器电路盒	0.9	1.2	1.2	102
定标控制器	0	0	4	3
红外信息处理器	0	20	20	63
定标控制器 DCDC	0	0	21.1	3
计量激光器	8	8	8	102
监视相机	0	4	4	52
激光探测器	0	0.21	0.21	68
二维指向镜步进电机	0	1.6	1.6	51
二维指向镜音圈电机	0	2.0	2.0	51
干涉仪摆臂音圈电机	0	1.0	1.0	58.2

102 min。生存模式安全温度及正常工作模式下监测仪各部组件控温指标要求如表 3 所示。

表 3 监测仪各部组件控温指标要求

Table 3 Temperature control requirements of monitor components		
部组件名称	温度/℃	
	生存模式	正常工作模式
主镜、次镜、谱段 1 ~ 谱段 4 透镜	0 ~ 40	20 ± 2
二维指向镜镜体	0 ~ 40	19 ± 3
干涉仪	0 ~ 40	20 ± 1,摆臂左右 分支温差 ≤ 0.5℃
探测器组件电路盒	- 20 ~ 40	0 ~ 20
其他电子设备	- 15 ~ 55	- 10 ~ 45
二维指向镜步进电机	- 10 ~ 80	- 10 ~ 80
二维指向镜音圈电机	0 ~ 85	0 ~ 85
干涉仪摆臂音圈电机	0 ~ 75	0 ~ 75

2 监测仪热控系统设计

由引言可知,采取何种热控措施,使控温精度较高的光学镜头组件与控温范围较宽的内热源同

时满足温度要求,同时又节省热控功耗及散热面资源,成为监测仪热设计的特点及难点。为有效解决监测仪热控难题,笔者采用了多种设计思路。基于热管理思路,对监测仪各部组件热行为进行系统管理,以节省热控资源。基于辐射间接热控思路,对所处热环境复杂的光学镜头组件进行控温,以提高其控温精度。对二维指向镜转动音圈电机,则进行辐射冷却,避免在传热路径中引入挠性转动环节,以提高热控系统可靠性。对干涉仪摆臂音圈电机,则以辐射冷屏为冷源,并对辐射冷屏温度加以控制,避免直接采用空间辐射散热面使摆臂音圈电机温度产生较大波动,对干涉仪摆臂高精度控温带来影响。基于结构热控一体化协同设计在结构上充分保证热设计各项需求,并在不影响成像性能的前提下,从热控角度对结构布局进行合理优化。监测仪热控系统如图 4 所示。

2.1 控温区域划分及内热源分类

按照控温目标将监测仪各部组件划分成两大控温区,即光学镜头控温区和内热源控温区。监测仪无热耗的结构件底板和外罩,除设置在外罩上的入光口外,可将光学镜头与外部恶劣热环境在空间上最大程度隔开。同时,众多光学镜头组件分散安装在底板上,处在外罩内,底板和外罩与光学镜头之间存在直接导热换热或者辐射换热,对所有光学镜头温度都有直接导热或辐射影响,而且底板温度变化产生的热变形也会引起光学镜头位置精度变化,进而对成像性能造成一定影响。因此,需将底板和外罩均纳入光学镜头控温区,否则将很难保证光学镜头高精度控温要求。

对内热源控温区,通过初步热分析对内热源进行分类,将内热源分成无需散热的内热源和必需散热的内热源两大类。无需散热的内热源指控温目标上限高于室温,且在室温环境下工作,不采取散热措施时其工作温度不会超标的内热源。必需散热的内热源则又包括 2 类:第 1 类为控温目标上限低于室温的内热源(简称 1 类散热内热源),第 2 类为控温目标上限高于室温,但在室温环境下工作,不采取散热措施时其工作温度会超标的内热源(简称 2 类散热内热源)。

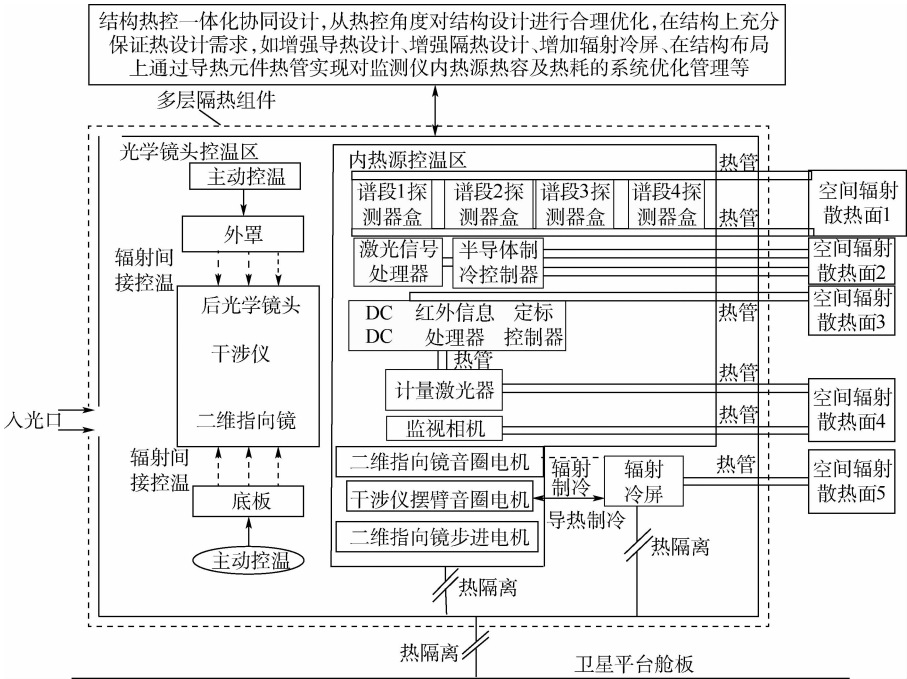


图4 监测仪热控系统

Fig. 4 Thermal control system of monitor

按照上述分类方法,根据控温目标要求及初步热分析结果,在监测仪内热源中,定标控制器及其DCDC、激光探测器和二维指向镜步进电机为无需散热内热源,4个探测器电路盒为1类散热内热源,其余电子设备均为2类散热内热源,二维指向镜音圈电机和干涉仪摆臂音圈电机虽然功耗不大,但其热耗都集中在热容较小的转子线圈上,也属于2类散热内热源。二维指向镜步进电机位于CT轴末端,对所有光学镜头都不可见,包括二维指向镜镜体,与二维指向镜镜体也无直接导热路径,对其无需采取特殊热控措施。激光探测器安装在干涉仪基座上,为避免电子设备控温区较大的温度波动对干涉仪基座温度产生不利影响,激光探测器不与其他电子设备建立导热联系,也无需采取特殊热控措施。

2.2 电子设备内热源热管理

基于热管理,以节省热控资源为原则,对分类后的电子设备内热源进行散热设计,在设计时遵循如下原则:①散热内热源必需与光学镜头控温区最大程度热隔离,因为若不将其与光学镜头室温控温区热隔离,则光学镜头室温环境必通过其散热路径向外空间漏热,从而增大维持室温环境所需的主动控温功耗,同时,室温环境对其的漏热则在一定程度上增加其辐射散热面的负担,从而在一定程度上增加辐射散热面的大小。②1类散热内热源与2类散热内热源分开散热,不共用散热面。这是因为:基于辐射换热基本理论,散热面

温度越高,单位面积散热面散热能力越大,分开散热后2类散热内热源散热面设计温度可高于1类散热内热源散热面的设计温度,从而节省散热面面积。③对1类散热内热源,在与指标上限留有安全预量的前提下,尽可能提高高温工况时内热源实际被控温度,这是因为:一方面可提高其散热面设计温度,节省散热面面积;另一方面可降低光学镜头控温区通过其散热路径向外空间的漏热。④对2类散热内热源,控温目标上限一致的内热源,组成在轨有长期热耗、热容较大的系统,再散热,节省低温工况时的补偿功耗,并在一定程度上抑制外热流变化和热耗变化造成的温度波动。⑤对2类散热内热源,在指标上限留有安全余量的前提下,尽可能使其高温工况下实际被控温度稍高于光学镜头温度。一方面可提高其散热面设计温度,节省散热面面积;另一方面则可保证高温工况时这类电子设备向光学镜头控温区传递一定热量,从而降低高温工况下光学镜头控温区主动控温加热回路的占空比,在高温工况监测仪工作用电高峰时,可在热控功耗方面减少实际用电量。⑥对无需散热电子设备热容进行利用,将其与2类散热内热源热导通,为2类散热内热源提供分担热耗的热容,节省2类散热内热源的散热面面积,同时,使两者组成的系统具有较大的热容,节省低温工况补偿功耗。⑦尽量降低内热源与散热面之间的总热阻,这是因为:在内热源热耗一定的条件下,热阻越小,内热源与散热面之间温差越小,散

热面设计温度可越高,从而节省散热面面积。

基于上述原则,将监测仪电子设备分成 3 个子系统再散热,如图 4 所示。同为 1 类散热内热源且控温要求一致的 4 个探测器电路盒热导通后组合成一个热容较大的系统进行散热;同为 2 类散热内热源且控温要求一致的半导体制冷控制器和激光信号处理器热导通后组成一个热容较大且有长期热耗的系统进行散热,其中,半导体制冷控制器有长期热耗;属于无需散热热源的定标控制器及其 DCDC 与 2 类散热内热源红外信息处理器、计量激光器和监视相机组成一个热容较大且有长期热耗的系统进行散热,其中,计量激光器有长期热耗。以节省热控功耗为原则,对散热面面积进行优化设计。

为增强电子设备与光学镜头控温区的热隔离,所有电子设备表面都包覆多层隔热组件,4 个探测器电路盒与分色汇聚镜筒隔热安装,安装在底板上的电子设备则都与底板隔热安装。

2.3 二维指向镜音圈电机及干涉仪摆臂音圈电机冷屏散热

二维指向镜音圈电机线圈为二维转动热源,若采取导热换热方式对其散热,需引入二维转动挠性导热环节,实现难度大,会降低热控系统可靠性,且给二维指向镜音圈电机增加额外负载。相比而言,辐射冷却散热则简单可靠。因此,本文对二维指向镜音圈电机采取辐射冷却散热思路,避免在传热路径中引入转动环节,以提高热控系统可靠性,即在音圈电机附近位置布置辐射冷屏,辐射冷屏用热管与散热面相连。同时,将二维指向镜音圈电机与二维指向镜和镜框之间进行隔热设计,包括导热热隔离和辐射热隔离。二维指向镜音圈电机散热方案示意图如图 5 所示。

初始结构状态下,干涉仪摆臂音圈电机线圈通过支杆安装在干涉仪基座上,而其磁缸则安装在干涉仪摆臂上。干涉仪作为监测仪关键件,控

温要求较为严苛,为避免该音圈电机与空间辐射散热面直接相连散热产生较大温度波动,从而影响干涉仪的高精度控温,将二维指向镜音圈电机辐射冷屏作为此音圈电机线圈的冷源,并在辐射冷屏上布置主动控温加热回路,将辐射冷屏温度控制在一定范围内,从而避免音圈电机温度产生较大波动。

初始结构状态下,干涉仪摆臂音圈电机线圈组件通过支架安装在干涉仪主基座上,如图 3 所示。在此状态下,一方面,音圈电机线圈组件对摆臂可见;另一方面,因线圈及其铝骨架尺寸较小,且基本位于磁缸内部,线圈组件与辐射冷屏之间的导热元件没有布置空间,所以在不影响成像性能的条件下,对摆臂音圈电机组件安装方式进行合理干预,变成如图 6 所示状态。线圈组件从通过支杆安装在干涉仪主基座上(见图 3),改为旋转 180°后导热安装在一个转接铜块上,转接铜块则隔热安装在与底板隔热安装的支架上。此外,在音圈电机线圈组件与摆臂之间增加辅助隔热板,辅助隔热板两侧均喷涂低发射率涂层,同时辅助隔热板与磁缸都与摆臂隔热安装。线圈组件与辐射冷屏之间的导热热管则安装在尺寸稍大的转接铜块上,这样既解决了线圈尺寸较小无法安装导热热管的问题,又通过辅助隔热板对摆臂与音圈电机之间的辐射换热进行了有效隔离。摆臂音圈电机整体散热方案示意图如图 7 所示。

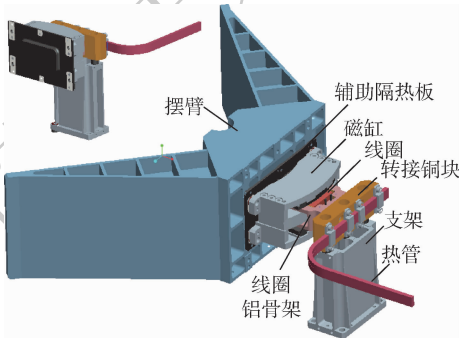


图 6 摆臂音圈电机线圈组件优化安装及散热方式
Fig.6 Optimized installation and heat dissipation mode of coil block of swing arm voice coil motor

2.4 光学镜头控温区辐射间接控温

对光学镜头控温区,将其与内热源控温区最大程度热隔离后,为提高光学镜头控温精度,对光学镜头采取辐射间接控温为主、主动控温为辅的热控方案。传统主动控温措施是将主动控温加热回路直接布置在控温目标本体结构上,受控温设备测控温精度的限制,被控对象温度会产生一定波动,不利于被控对象的高精度控温。笔者选择

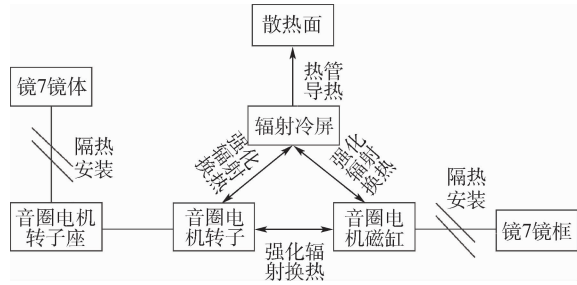


图 5 二维指向镜音圈电机散热方案示意图
Fig.5 Schematic diagram of heat dissipation scheme of two-axis gimbaled mirror components voice coil motor

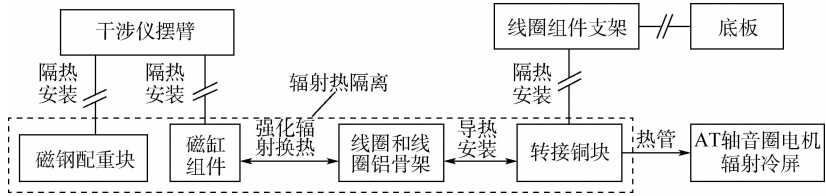


图 7 干涉仪摆臂音圈电机散热方案示意图

Fig. 7 Schematic diagram of heat dissipation scheme of interferometer swing arm voice coil motor

将主动控温加热回路主要布置在监测仪底板和外罩上,将监测仪底板和外罩温度控制在室温水平,为监测仪内部光学镜头提供良好的温度环境,控温热量主要通过外罩和监测仪底板与光学镜头之间的辐射换热传递到光学镜头,从而通过辐射换热保证光学镜头温度水平的同时,对主动控温措施产生的温度波动进行消峰填谷,提高光学镜头控温精度。对某些辐射间接热控效果不佳的光学镜头组件,再辅之于主动控温。

同时,在底板和外罩外表面包覆多层隔热组件,并将底板与卫星平台隔热安装,外罩与遮光罩隔热安装,以尽量降低冷黑空间、复杂多变轨道外热流、星上其他仪器设备表面温度、遮光罩温度及平台安装板温度等外部热环境对监测仪底板和外罩温度的影响。

2.5 结构热控一体化协同优化设计

在图 4 所示热控系统中,结构热控一体化协同优化设计具体体现在如下方面:

1) 增强隔热安装。为增强内热源系统与光学镜头控温区之间的导热隔热,在进行隔热安装设计时均采用如图 8 所示隔热安装方式。

2) 探测器电路盒内部增强导热降低热阻。在初始结构状态下,探测器电路盒内部主要发热部件半导体制冷控制器仅靠尺寸很小的耳片安装在外壳上,接触面积小,仅有 0.000 17 m²,而热管只能布置在电路盒外壳上,导致内部发热部件与散热面之间总热阻较大。为降低内部发热部件与散热面之间的总热阻,对探测器电路盒内部结构设计进行合理干预,在内部增加辅助导热铜片,该

铜片一面与发热部件热端焊接成一体,另一面与设备外壳导热安装,使发热部件与外壳之间的接触面积增至 0.001 m²,降低内部热源半导体制冷控制器与散热面之间的总热阻,节省了散热面面积。

3) 音圈电机辐射冷屏结构及安装位置优化。以尽可能增强辐射冷屏与音圈电机之间的辐射换热,同时,尽可能降低辐射冷屏对二维指向镜和周围室温环境的影响为原则,对辐射冷屏的尺寸、结构形式及安装位置进行结构热控一体化协同设计。

4) 电子设备布局合理优化。在初始结构状态下,定标控制器、定标控制器 DCDC 与红外信息处理器均各自独立安装在底板上,在不影响成像性能的前提下,对初始结构布局进行合理干预,使定标控制器和红外信息处理器在结构布局上直接导热接触,并将尺寸较小的定标控制器 DCDC 改为安装在红外信息处理器上,节省导热元件。

5) 在不影响成像性能的前提下,对摆臂音圈电机线圈组件安装方式进行优化,详见图 6。

2.6 监测仪加热回路

生存模式期间,为保证各部组件处于安全温度范围内,在监测仪上布置生存加热回路,如表 4 所示。进入整轨关机模式后,生存加热回路断电,监测仪温度控制器开启,主动控温加热回路开始工作,主动控温加热回路如表 5 所示。

表 4 监测仪生存加热回路

Table 4 Summary of survival heating circuits of monitor

加热区域	回路路数	功率/W	备注
底板 4 端面	4	4.0	
外罩内表面	7	16.7	
半导体制冷控制器盒体	1	6.8	
红外信息处理器盒体	1	7.0	由卫星平台直接
计量激光器散热热管表面	1	5.0	控制,常开
监视相机散热热管表面	1	2.0	
探测器电路盒散热热管表面	1	4.0	
辐射冷屏散热热管表面	1	5.0	

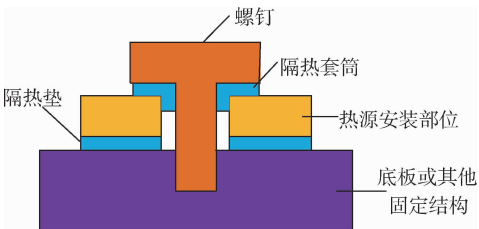


图 8 增强隔热安装方式示意图

Fig. 8 Schematic diagram of enhanced insulation installation method

表 5 监测仪主动控温加热回路

Table 5 Summary of active temperature control heating circuits of monitor

加热区域	回路路数	功率/W	控温阈值/℃	备注
底板上、下表面	5	15.9	[19.8,20.2]	由监测仪温度控制器控制主动控温
外罩外表面	11	31.4	[19.8,20.2]	
分色汇聚组件镜筒	2	4.4	[19.8,20.2]	
激光信号处理器盒体	1	7.0	[8.8,9.2]	
探测器电路盒	1	7.0	[9.8,10.2]	
计量激光器电路盒	1	7.9	[7.3,7.7]	
监视相机电路盒	1	3.0	[7.1,7.5]	
辐射冷屏	1	6.0	[9.8,10.2]	

3 监测仪在轨温度及分析

3.1 生存模式下监测仪各部组件温度

在生存模式下,监测仪本体上只分配有 7 个由卫星平台直接遥测的测温通道,由于数量有限,笔者将 4 个测点分别布置在与空间散热面有直接导热连接的电子设备上,包括半导体制冷控制器、计量激光器、监视相机及谱段 4 探测器电路盒,因为这些电子设备温度代表了生存模式期间内热源控温区的最低温度水平,只要这些电子设备温度处于安全范围内,其他电子设备都会处于安全温度范围内。另外 3 个分别布置在位于入光口处的二维指向镜背部、干涉仪基座分束镜安装位置和

主镜背部,二维指向镜位于入光口,受外部冷黑空间影响最大,且其附近布置有辐射冷屏,其温度则基本代表了光学镜头组件的最低水平,主镜和干涉仪基座温度则是其他光学镜头温度的典型代表。

图 9 给出了生存模式期间监测仪上 7 个典型部组件温度曲线,表 6 则对生存模式期间稳定状态下监测仪上 7 个典型部组件温度数据进行了汇总。由温度数据可以看出,在生存模式期间,监测仪各部组件均处在安全温度范围内,且在连续 10 天内主镜和干涉仪温度很稳定,温度波动在 $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ 以内,二维指向镜因位于入光口处,温度波动稍大,为 $\pm 1^{\circ}\text{C}$ 。

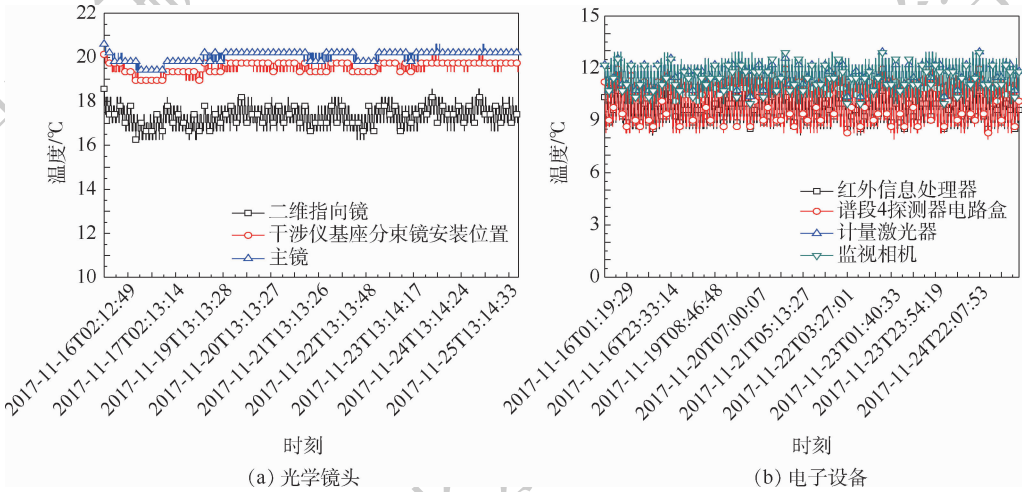


图 9 生存模式下监测仪典型部组件在轨温度曲线

Fig.9 Curves of monitor components temperature over time under survival mode case

表 6 生存模式稳定状态下监测仪遥测温度

Table 6 Summary of monitor telemetered temperature under steady survival mode

部组件名称	温度/℃	温度波动/℃	控温指标/℃
半导体制冷控制器	5.2 ~ 10.3	5.1	-15 ~ 55
红外信息处理器	8.1 ~ 10.7	2.6	-15 ~ 55
计量激光器	9.9 ~ 12.9	3.0	-15 ~ 55
监视相机	9.6 ~ 12.9	3.3	-15 ~ 55
谱段 4 探测器电路盒	8.3 ~ 12.3	4.0	-20 ~ 40
二维指向镜	16.6 ~ 18.6	2.0	0 ~ 40
干涉仪基座	19.3 ~ 19.7	0.4	0 ~ 40
主镜	19.8 ~ 20.2	0.4	0 ~ 40

3.2 其他模式下监测仪各部组件温度

由生存模式切换为整轨关机模式后,监测仪温度控制器开启,监测仪上通过温度控制器遥测的温度数据开始下传。图 10 给出了从整轨关机模式开始到正常工作模式稳定监测仪各部组件温度数据随时间的变化曲线,其中因整轨待机模式历时较短,在此模式下监测仪各部组件温度还未完全稳定就切换为正常工作模式,整轨待机模式下的温度数据只是中间过程数据。

由图 10 中数据可看出,监测仪各部组件温度

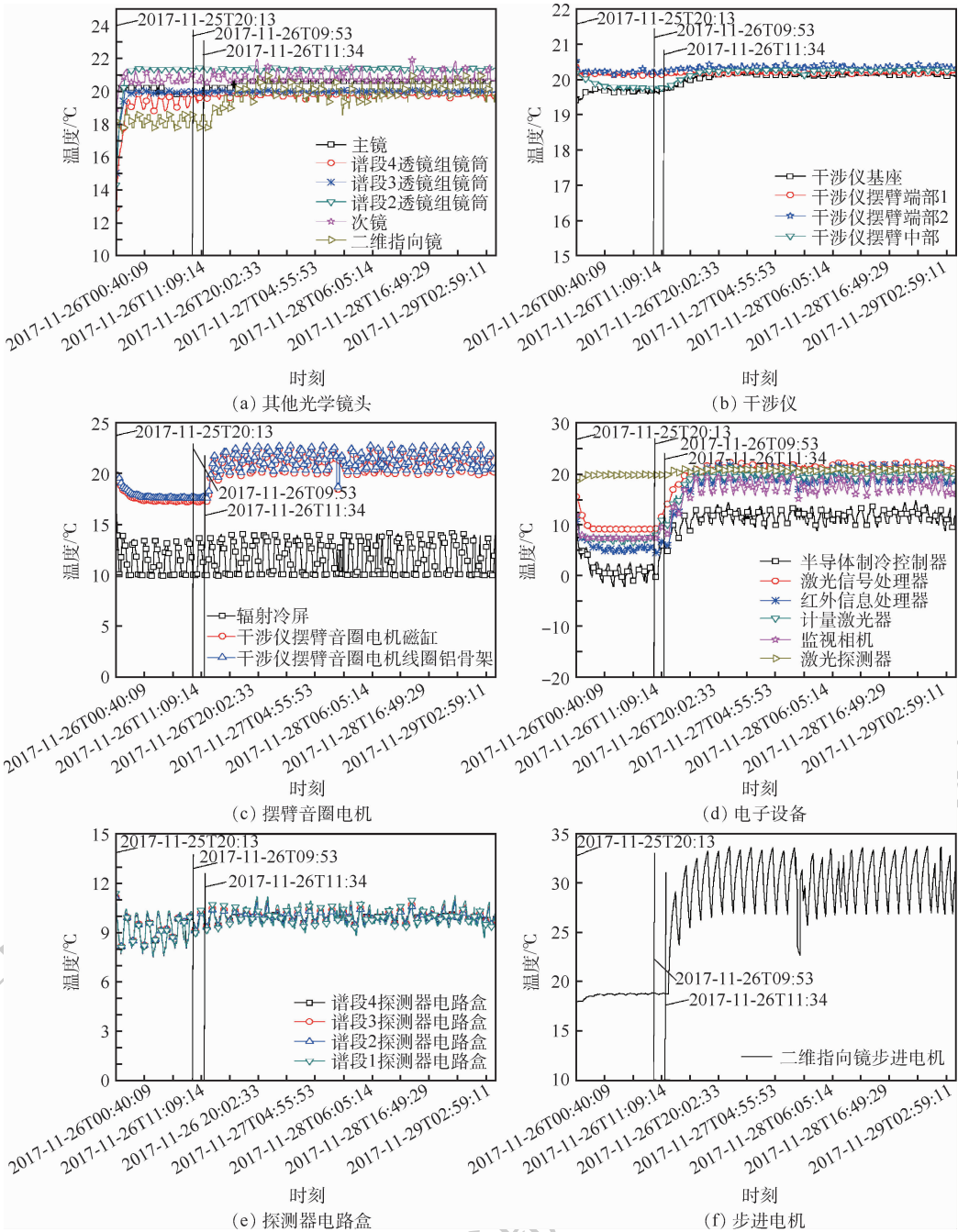


图 10 各工况模式下监测仪部组件温度随时间变化曲线

Fig. 10 Curves of monitor components' temperature over time under different operating modes

都呈周期性波动,这是因为:监测仪在轨受到的空间外热流是周期性变化的,从而导致监测仪受到4K冷黑空间和周期性变化外热流的交替加热和冷却作用,从而使各部组件温度呈周期性波动变化趋势。

由图 10(a)可知,由生存模式转为整轨关机模式初期,除干涉仪之外的其他光学镜头温度基本都呈上升趋势,这是因为:外罩和底板上的主动控温功率大于生存加热功率,在主动控温加热功率的作用下,监测仪外罩和底板温度开始上升,从而带动光学镜头温度开始上升。在由整轨关机模

式切换为整轨待机模式后,除干涉仪之外的其他光学镜头温度基本没有变化。由整轨待机模式进入正常工作模式后,除干涉仪之外的其他光学镜头中,二维指向镜温度有明显上升,其他光学镜头温度基本不变。这是因为:进入正常工作模式后,在常规观测模式期间,二维指向镜音圈电机和步进电机开始加电工作,机构电机温度上升,从而带动与其有导热路径的二维指向镜温度上升,但因为二维指向镜与音圈电机之间有良好的隔热,而且二维指向镜音圈电机有散热路径,所以二维指向镜温度上升幅度不大,温度仍满足指标要求。

由图 10(b)可知,在由生存模式转为整轨关机模式初期,干涉仪基座温度随底板及外罩温度上升而上升,干涉仪摆臂温度则稍有下降,这是因为:干涉仪摆臂中部安装有音圈电机,音圈电机与辐射冷屏之间存在导热通路,在生存模式期间,为避免辐射冷屏温度较低对二维指向镜温度造成影响,布置在辐射冷屏散热热管上的生存加热功率可使辐射冷屏温度维持在 20°C ,而由生存模式转入整轨关机模式后,辐射冷屏散热热管上的生存加热回路关闭,辐射冷屏上主动控温加热回路开启,控温阈值为 $[9.8, 10.2]^{\circ}\text{C}$,因此辐射冷屏温度会降低到控温阈值内,如图 10(c)所示。而整轨关机模式期间,干涉仪摆臂音圈电机无热耗,所以干涉仪摆臂音圈电机磁缸及线圈铝骨架温度也随辐射冷屏温度下降,从而带动干涉仪摆臂温度稍有下降,尤其是干涉仪摆臂中部温度下降比较明显。在由整轨关机模式转为整轨待机模式后,干涉仪温度基本没有变化。在由整轨待机模式转为正常工作模式后,干涉仪摆臂中部及干涉仪基座温度有所上升。这是因为:由整轨待机模式切换为正常工作模式后,干涉仪摆臂音圈电机和激光探测器在常规观测模式时加电工作,干涉仪摆臂音圈电机温度和激光探测器温度上升,如图 10(c)、(d)所示,从而带动干涉仪摆臂中部和干涉仪基座温度稍有上升,但因为干涉仪摆臂与摆臂音圈电机之间有很好的隔热措施,干涉仪摆臂中部温度上升幅度不大,而且干涉仪摆臂两端温度基本没受到影响,干涉仪组件温度都在指标范围内。

由图 10(d)可知,由生存模式转为整轨关机模式初期,除激光探测器温度随底板和外罩温度上升有所上升外,其余电子设备温度都有下降趋势。对半导体制冷控制器和激光信号处理器组成的系统来说,生存模式期间,在半导体制冷控制器上布置有 6.8 W 的长期生存热耗,稳定状态时半导体制冷控制器温度在 $5.2 \sim 10.3^{\circ}\text{C}$ 之间波动,整轨关机模式期间,则是在激光信号处理器上有 7.0 W 的主动控温功耗,控温阈值为 $[8.8, 9.2]^{\circ}\text{C}$,在由生存模式切换成整轨关机模式那一刻,半导体制冷控制器温度正好处在 9.5°C 温度较高的状态,此时激光信号处理器温度处于比半导体制冷控制器温度还高的 15.5°C 状态,实际温度高于系统控温阈值,所以在模式切换后,半导体制冷控制器上的生存加热回路断电,激光信号处理器上的主动控温回路又因其实际温度高于控温阈值不工作,所以激光信号处理器和半

导体制冷控制器温度开始下降,直至到达控温阈值,激光信号处理器上的主动控温功耗开始按照阈值范围进行控温。对红外信息处理器、计量激光器和监视相机等组成的系统(见图 10(d)),以及 4 个探测器电路盒组成的系统(见图 10(e)),也是因上述类似原因,在由生存模式切换为整轨关机模式后温度开始下降,直至主动控温加热回路工作。

由图 10(d)还可看出,由整轨关机模式切换为整轨待机模式后,半导体制冷控制器、激光信号处理器、红外信息处理器、计量激光器及监视相机等电子设备温度开始明显上升。这是因为:由整轨关机模式切换为整轨待机模式后,半导体制冷控制器和计量激光器开机,开始整轨有长期热耗,为节省热控功耗资源,在设计状态下,半导体制冷控制器和激光信号处理器组成的系统仅靠半导体制冷控制器长期热耗即可维持激光信号处理器温度高于控温阈值温度,红外信息处理器、计量激光器及监视相机等电子设备组成的系统则仅靠计量激光器长期热耗即可维持计量激光器温度高于其控温阈值温度。所以,在切换为整轨待机模式后,这几个电子设备温度开始上升,在进入正常观测模式之前,这 2 个电子设备系统的温度均已高于各自主动控温回路控温阈值温度,其主动控温回路已不需加电工作,验证了设计的正确性。由整轨待机模式进入正常工作模式后,所有电子设备在常规观测模式期间都有工作热耗,所以进入正常工作模式后,半导体制冷控制器、激光信号处理器、红外信息处理器、计量激光器及监视相机等电子设备温度继续上升,最后达到稳定,稳定后激光信号处理器、计量激光器及监视相机上的主动控温加热回路仍然不用加电工作,仅靠电子设备系统自身的热容和工作热耗即可维持其温度水平在指标范围内。

由表 7 温度数据可知,监测仪各组件温度在所有经历的模式下都满足控温指标要求。在非正常工作模式下,干涉仪关键件最大温度波动在 $\pm 0.35^{\circ}\text{C}$ 以内,摆臂两端温差在 0.3°C 以内;在正常工作模式下,干涉仪关键件最大温度波动为 $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$,摆臂两端温差也在 0.3°C 以内。从非正常工作模式到正常工作模式,干涉仪关键件最大温度波动在 $\pm 0.40^{\circ}\text{C}$ 以内,摆臂两端温差一直在 0.3°C 以内。除干涉仪之外的其他光学镜头,在同一模式下最大温度波动都在 $\pm 0.45^{\circ}\text{C}$ 以内,从整轨关机模式到正常工作模式,除二维指向镜外,其余光学镜头温度波动都在 $\pm 0.55^{\circ}\text{C}$ 以内,二

维指向镜因位于入光口,且其附近有辐射冷屏,从整轨关机模式到正常工作模式其温度波动稍大,为 $\pm 1.4^{\circ}\text{C}$,也小于 $\pm 3^{\circ}\text{C}$ 的指标要求,实现了光学镜头组件在复杂热环境和复杂工作机制下的高精度控温。从整轨关机模式到正常工作模式,电子设备及驱动电机温度波动较大,但波动较大的内热源温度并没有影响光学镜头的高精度控温,这主要归功于两点:①对光学镜头组件采取了辐射间接控温措施;②内热源系统与光学镜头组件时间采取了很好的热隔离措施。

由表 7 数据还可看出,在整轨待机模式结束时刻,激光信号处理器温度为 13.2°C ,计量激光

器温度为 11.4°C ,监视相机温度为 9.9°C ,都已高于其主动控温加热回路阈值上限,在正常工作模式达到稳定时,激光信号处理器温度范围为 $21.1\sim 22.4^{\circ}\text{C}$,计量激光器温度范围为 $19.2\sim 21.4^{\circ}\text{C}$,监视相机温度范围为 $15.7\sim 20.0^{\circ}\text{C}$,也都高于其主动控温加热回路阈值上限。这说明从整轨待机模式开始,半导体制冷控制器和激光信号处理器组成的系统及红外信息处理器、计量激光器和监视相机等设备组成的系统仅靠自身热容和热耗即可维持控温指标,无需消耗热控功耗资源,验证了通过热管理达到节省功耗资源设计的正确性。

表 7 不同模式状态下监测仪遥测温度
Table 7 Summary of monitor telemetered temperature under different operating modes

部组件名称	遥测温度/ $^{\circ}\text{C}$			控温指标
	整轨关机模式	整轨待机模式	正常工作模式	
主镜	19.8~20.2	19.8~20.2	20.6	20 ± 2
谱段 4 透镜	19.7~19.9	19.3~19.8	19.5~19.9	20 ± 2
谱段 3 透镜	19.8~19.9	19.3~19.8	19.4~19.9	20 ± 2
谱段 2 透镜	19.8~20.2	19.8~20.2	19.8~20.1	20 ± 2
次镜	20.4~21.1	20.4~21.0	20.6~21.5	20 ± 2
二维指向镜	17.7~18.6	17.7~18.6	19.0~20.5	19 ± 3
干涉仪摆臂端部 1	20.1~20.3	20.1~20.3	20.2~20.4	20 ± 1 ,摆臂
干涉仪摆臂端部 2	20.1~20.2	20.1~20.2	20.1~20.2	左右分支
干涉仪摆臂中部	19.7~19.8	19.7~19.8	20.1~20.2	温差
干涉仪基座	19.6~19.7	19.6~19.7	20.1~20.2	≤ 0.5
谱段 4 探测器电路盒	7.6~10.1	9.7~11.2	9.2~10.8	0~20
谱段 3 探测器电路盒	7.6~10.2	8.9~10.2	9.2~10.9	0~20
谱段 2 探测器电路盒	7.6~10.1	8.9~10.1	9.1~10.9	0~20
谱段 1 探测器电路盒	7.6~10.3	8.8~10.4	9.1~11.0	0~20
半导体制冷控制器	-2.2~2.6	-0.3~7.0	9.5~14.3	-10~45
激光信号处理器	9.1~9.2	9.2~13.2	21.1~22.4	-10~45
红外信息处理器	4.2~5.9	4.5~7.0	18.2~21.7	-10~45
计量激光器	6.2~7.5	7.1~11.4	19.2~21.4	-10~45
监视相机	6.9~7.7	7.3~9.9	15.7~20.0	-10~45
二维指向镜步进电机	18.6~18.7	18.6~18.7	25.6~33.4	-10~80
摆臂音圈电机磁缸及线圈铝骨架	17.1~17.7	17.1~17.7	19.8~22.8	0~75

4 结 论

1) 针对 FY-3D 卫星高光谱温室气体监测仪复杂的内外部热环境、光学镜头高精度控温要求及热控功耗及散热面资源紧张的热控难题,基于热管理、辐射间接热控、辐射冷却及结构热控协同优化设计等多种思路对监测仪热控系统进行了设计,有效解决了热控难题。

2) 监测仪入轨后经历了生存、整轨关机、整轨待机、正常工作等多个工况模式,在轨温度数据表明,所有工况模式下各部组件温度都满足

指标要求,且光学镜头温度稳定度较高。在不同模式切换过程中,干涉仪摆臂两端温差一直在 0.3°C 以内。在正常工作模式下,干涉仪关键件最大温度波动在 $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$ 以内,其他光学镜头组件最大温度波动在 $\pm 0.45^{\circ}\text{C}$ 以内,实现了光学镜头组件在复杂热环境和复杂工作机制下的高精度控温。

3) 在轨温度数据表明,因为采用了热管理,从整轨待机模式开始,半导体制冷控制器和激光信号处理器组成的电子设备系统及红外信息处理器、计量激光器和监视相机等设备组成的电子设备系统仅靠自身热容和热耗即可维持其控温指

标,无需消耗热控功耗资源。

在轨温度数据验证了监测仪热控系统设计的正确性和有效性。

参考文献 (References)

- [1] 闵桂荣. 卫星热控制技术[M]. 北京:中国宇航出版社, 1991:8-11.
MIN G R. Satellite thermal control technology[M]. Beijing: China Astronautic Publishing House, 1991:8-11 (in Chinese).
- [2] DAVID G. Spacecraft thermal control handbook. Volume I: Fundamental technologies[M]. EI Segundo: The Aerospace Press, 2002:21-67.
- [3] 李春林. 空间光学遥感器热控技术研究[J]. 宇航学报, 2014, 35(8): 863-870.
LI C L. Research on space optical remote sensor thermal control technique[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(8): 863-870 (in Chinese).
- [4] 赵振明, 鲁盼, 宋欣阳. “高分二号”卫星相机热控系统的设计与验证[J]. 航天返回与遥感, 2015, 36(4): 34-40.
ZHAO Z M, LU P, SONG X Y. Thermal design and test for high resolution space optical camera on GF-2 satellite[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2015, 36(4): 34-40 (in Chinese).
- [5] 于峰, 徐娜娜, 赵宇, 等. “高分四号”卫星相机热控系统设计与验证[J]. 航天返回与遥感, 2016, 37(4): 72-79.
YU F, XU N N, ZHAO Y, et al. Thermal design and test for space optical camera on GF-4 satellite[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2016, 37(4): 72-79 (in Chinese).
- [6] 陈维春, 王海星. 大型三反离轴相机热控设计及在轨飞行验证[J]. 光学仪器, 2015, 37(2): 116-131.
CHEN W C, WANG H X. Verification of thermal design and in-orbit flight for large off-axis triple-mirror anastigmatic space optical camera[J]. Optical Instruments, 2015, 37(2): 116-131 (in Chinese).
- [7] 张月, 王超, 苏云, 等. 地球静止轨道甚高分辨率成像系统热控方案[J]. 红外与激光工程, 2014, 43(9): 3116-3121.
ZHANG Y, WANG C, SU Y, et al. Thermal control scheme for ultrahigh resolution imaging system on geosynchronous orbit[J]. Infrared and Laser Engineering, 2014, 43(9): 3116-3121 (in Chinese).
- [8] LIU W Y, DING Y L, WU Q W, et al. Thermal analysis and design of the aerial space optical camera's primary optical system components[J]. Applied Thermal Engineering, 2012, 38(4): 40-47.
- [9] 王兵, 李春林, 阳明. 空间相机热管理技术[C]//第二十三届全国空间探测学术交流会, 2010:1-5.
WANG B, LI C L, YANG M. Thermal management technique of space camera[C]//The 23th National Space Detection Academic Conference, 2010:1-5 (in Chinese).
- [10] 范含林. 载人航天器热管理技术发展综述[J]. 航天器工程, 2007, 16(1): 28-32.
FAN H L. Manned spacecraft thermal management technologies development overview[J]. Spacecraft Engineering, 2007, 16(1): 28-32 (in Chinese).
- [11] 徐小平, 李劲东, 范含林. 大型航天器热管理系统集成分析[J]. 中国空间科学技术, 2004, 24(6): 11-17.
XU X P, LI J D, FAN H L. Integrated analysis of thermal management system in large spacecraft[J]. Chinese Space Science and Technology, 2004, 24(6): 11-17 (in Chinese).
- [12] 申春梅, 李春林, 高长春. 某空间光谱仪热管理初析[J]. 航天返回与遥感, 2012, 33(6): 80-85.
SHEN C M, LI C L, GAO C C. Thermal management of calorimetric equipments in space spectral imager[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2012, 33(6): 80-85 (in Chinese).
- [13] 郭亮, 吴清文, 黄勇, 等. 热管理技术在紫外成像光谱仪热控制中的应用[J]. 光学精密工程, 2014, 22(7): 1877-1885.
GUO L, WU Q W, HUANG Y, et al. Application of thermal management technique to thermal control for ultraviolet imaging spectrometers[J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22(7): 1877-1885 (in Chinese).
- [14] 宋欣阳, 高娟, 赵振明, 等. 间接热控在高分辨率光学遥感器恒温控制中的应用[J]. 航天返回与遥感, 2015, 36(2): 46-52.
SONG X Y, GAO J, ZHAO Z M, et al. Application of indirect thermal control technology for constant temperature control of HR optical remote sensor[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2015, 36(2): 46-52 (in Chinese).
- [15] SHEN C M, LIU W K. Integrated thermal design of one space optical remote sensor[C]//4th International Symposium of Space Optical Instruments and Applications, 2017:75-83.

作者简介:

申春梅 女, 博士, 高级工程师。主要研究方向: 空间光学遥感器热设计、热控新技术及新产品研发。

Thermal control system design and on-orbit verification of
hyperspectral greenhouse gas monitor on FY-3D satellite

SHEN Chunmei^{1,2,*}, YU Feng^{1,2}, LIU Wenkai^{1,2}

(1. Beijing Institute of Space Mechanics and Electricity, Beijing 100094, China;

2. Key Laboratory for Advanced Optical Remote Sensing Technology of Beijing, Beijing 100094, China)

Abstract: The structure layout of hyperspectral greenhouse gas monitor on FY-3D satellite is very compact. There are eight optical lens, twelve electronic devices and three motors in the small-scale space. There are so many optical lens with high-precision temperature control requirement and so many heat source equipment. And thermal control resources such as heating power and radiator layout space are limited. These above characteristics make thermal control system design of hyperspectral greenhouse gas monitor a challenge. Thermal control system was designed based on multiple design methods including thermal management, indirect radiation thermal control, radiation cooling and collaborative optimization design of integrated structural and thermal control. Thermal control difficult problems were solved effectively. Hyperspectral greenhouse gas monitor experienced multiple operating modes after entering orbit. On-orbit temperature data show that all components' temperatures meet the requirements, and optical lens have high temperature stability under all the experienced operating modes. The maximum temperature fluctuation of interferometer is within $\pm 0.15^{\circ}\text{C}$ under normal operating mode, and it is within $\pm 0.45^{\circ}\text{C}$ for other optical lens. Furthermore, no matter under standby mode in a whole orbit period or normal operating mode, the heat dissipation systems of two sets of electronic device designed based on thermal management do not need to consume thermal control power resources. High-precision thermal control and energy saving thermal design are realized under the condition of multiple heat sources and complex working mechanism.

Keywords: space optical remote sensor; greenhouse gas monitor; thermal control; thermal management; indirect radiation thermal control; high-precision temperature control

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0139

具有变点的不确定竞争失效退化系统的可靠性建模

刘宝亮, 张志强, 温艳清*, 康淑瑰, 张磊

(山西大同大学 数学与统计学院, 大同 037009)

摘 要: 针对具有变点的竞争失效退化系统的可靠性进行了建模, 系统同时遭受连续内部磨损退化和外部冲击, 内部磨损退化由一个不确定过程表示, 外部冲击过程是一个更新回报过程, 即外部冲击到达的时间间隔和每次冲击的损坏量都是随机变量。外部环境条件的变化导致随机次数的冲击后损坏量服从的分布发生变化, 通过运用不确定理论和机会理论, 分别推导出系统在3种不同冲击模式下的确信可靠度公式, 并通过数值算例验证了模型的正确性和有效性。

关键词: 退化系统; 竞争失效过程; 确信可靠度; 不确定过程; 刘过程

中图分类号: O213; O211.62

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2039-06

系统的故障往往是由于自身内部磨损退化或者受到外部环境的冲击, 如果系统具有大量的历史故障数据, 那么可以运用概率论中的随机变量对其寿命的偶然不确定性 (Aleatory Uncertainty) 进行度量刻画, 进而对其进行可靠性建模和评估, 因为根据大数定律, 在样本量较大时, 估计的概率分布函数与累积频率会无限接近。近年来, 学者们运用概率论对竞争失效退化系统模型进行了深入的研究^[1-3]。

在工程实际应用中, 由于一些产品是较昂贵的或者受寿命试验条件的限制仍然只能获得少量的寿命数据, 即只有部分产品性能的信息, 相应的, 对产品的总体寿命信息掌握得并不多, 导致进行产品可靠性评估时存在认知不确定性 (Epistemic Uncertainty)。为了量化由经验数据导致的认知不确定性, Liu^[4]于2007年首次提出不确定理论 (Uncertainty Theory) 来解决人类因信度所产生的不确定性。之后, Liu^[5]进一步把不确定理论进行了完善, 且不确定理论在数学上满足正则性、

对偶性、次可加性及乘积公理。为了进一步研究不确定现象随时间变化的动态演化性, Liu^[6]介绍了不确定过程 (Uncertainty Process), 之后, Liu^[7]发明了刘过程 (Liu Process), 其是一个具有正态增量的不确定平稳独立增量过程。

目前, 不确定理论在理论和实践中都起着重要的作用, 学者们把不确定理论广泛用于各种研究领域, 如不确定微分方程^[8]、不确定风险分析^[9-10]、不确定统计分析^[11-12]、不确定金融分析^[13]、不确定可靠性分析^[14-21]。在不确定退化模型可靠性分析中, Li等^[22]研究了不确定加速退化系统模型的可靠性, 并对模型中的未知参数进行了估计, 但没有考虑外部冲击对系统的影响; Liu等^[23]研究了不确定竞争失效退化设备的可靠性, 假定外部冲击到达的时间间隔是随机变量, 而每次冲击对设备造成的损坏量是不确定变量, 运用机会理论分别推导出系统在3种不同冲击模式下的确信可靠度^[24]; 师海燕等^[25]在假设系统受到的外部冲击到达的时间间隔和每次冲击造成的损

收稿日期: 2020-04-13; 录用日期: 2020-06-05; 网络出版时间: 2020-06-11 15:09

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200611.1030.001.html

基金项目: 国家自然科学基金 (71601101); 山西省高等学校科技创新项目 (2019L0738, 2020L0463)

*通信作者: E-mail: oryqwen@163.com

引用格式: 刘宝亮, 张志强, 温艳清, 等. 具有变点的不确定竞争失效退化系统的可靠性建模[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2039-2044. LIU B L, ZHANG Z Q, WEN Y Q, et al. Reliability modeling of uncertain competing failure degradation system with a change point [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2039-2044 (in Chinese).

坏量都是不确定变量的情况下,推广了等者团队等^[23]的结论。

以上文献研究的不确定退化系统,都假定外部冲击造成的损坏量独立同分布,然而在工程应用中,系统工作的外部环境条件或许会发生变化,如外部风力的突然变化会导致风力涡轮机叶片断裂,计算机由于外部温度的突然升高会导致死机等,即系统在变点前受到的外部冲击的损坏量和变点后受到的外部冲击的损坏量所服从的分布不同^[26-27]。然而以往对于有变点的退化系统模型可靠性的研究都是针对有大量历史故障数据的场合,仅仅有少量历史故障数据或者没有任何故障数据的变点退化系统模型可靠性研究者们关注的较少,这激发笔者对具有变点的不确定竞争失效退化系统的可靠性进行建模,即系统在变点前受到的外部冲击的损坏量和变点后受到的外部冲击的损坏量所服从的分布不同,运用机会理论,推导出系统在 3 种不同冲击模式下的确信可靠度。

1 系统模型

考虑一个同时遭受连续内部磨损退化和外部冲击的系统,系统连续内部磨损退化是一个不确定过程,外部冲击用一个更新回报过程刻画,即冲击到达的时间间隔和每次冲击对系统造成的损坏量都用随机变量表示,且假设外部冲击对系统内部磨损退化没有影响,即系统内部磨损退化和外部冲击相互独立。假设系统由于内部磨损退化的故障临界值为 H ,系统由于外部冲击故障的临界值为 D ,在本文中,只考虑如下 3 种类型的外部冲击模型:①极端冲击模型,当某一次外部冲击对系统的损坏量超过临界值 D 时,系统故障发生;②累积冲击模型,当外部冲击对系统造成的累积损坏量超过临界值 D 时,系统故障发生;③ δ -冲击模型,当连续 2 次冲击到达的时间间隔小于或等于 δ 时,系统故障发生。

1.1 内部磨损退化

在传统的退化系统建模中,学者们经常采用维纳过程(Wiener Process)来描述退化过程的不确定部分^[1-3],然而由于维纳过程的几乎所有样本路径虽然连续但不是 Lipschitz 连续函数,其不适合用来描述不确定退化部分,而刘过程的几乎所有样本路径是 Lipschitz 连续函数,在工程应用中,对于只有少量历史故障数据的情形,用刘过程来刻画退化过程更加合适^[23-24,28]。

假设系统连续内部磨损退化由如下不确定过程刻画:

$$X(t) = \mu(t) + \sigma C(t)$$

或

$$dX(t) = \mu'(t)dt + \sigma dC(t)$$

式中: $X(t)$ 为时刻 t 系统总退化量; $\mu(t)$ 为时刻 t 系统主要退化部分; $C(t)$ 为时刻 t 系统不确定退化部分,且 $C(t)$ 是一个刘过程; σ 为漂移系数。假设 $\mu(0) = 0$,则 $X(0) = 0$,即在 $t = 0$ 时刻系统完好无损。

由以上假设可知,只有当系统的内部磨损退化量不超过临界值 H 时,系统才不会发生故障。令 $T = \inf\{t: X(t) > H\}$,则通过参考文献[23]可得,在没有外部冲击时,时刻 t 系统生存的不确定测度为

$$F(t) = M\{T > t\} = 1 - F(t) = \inf_{0 \leq u \leq t} \Psi_u(H) \quad (1)$$

式中: T 为系统的退化量首次达到临界值 H 的时间; $F(t)$ 为不确定变量 T 的不确定分布函数; $\Psi_u(x)$ 为 $X(u)$ 的不确定分布函数; M 为不确定测度符号。

1.2 外部冲击

系统除了内部磨损退化外,还遭受两阶段外部环境的随机冲击。第 1 阶段外部冲击对系统的损坏量相对较小,第 2 阶段由于外部环境条件突然发生变化,外部冲击对系统的损坏量相对较大。用 $N(t)$ 表示到时刻 t 为止系统发生的冲击数,假设冲击到达的时间间隔 $X_k (k = 1, 2, \dots)$ 是一列独立同分布的随机变量,且它们共同的分布函数为 $\phi(x)$, $Y_k (k = 1, 2, \dots)$ 表示第 k 次冲击对系统造成的损坏量,且假设冲击对系统造成的损坏量的分布在随机冲击数 K 之后发生变化,即随机变量序列 $Y_1, Y_2, \dots, Y_k$ 具有共同的分布函数 $G_1(x)$,而随机变量序列 $Y_{k+1}, \dots$ 具有共同的分布函数 $G_2(x)$ 。由于系统运行的外部环境条件在第 2 阶段比在第 1 阶段变的恶劣,所以第 2 阶段外部冲击对系统的损坏量在统计意义上大于第 1 阶段外部冲击对系统的损坏量,即 $G_1(D) > G_2(D)$ 。本文考虑 3 种类型的外部冲击:极端冲击、累积冲击、 δ -冲击。

2 系统的可靠性指标

由以上模型假设可知,当系统内部磨损退化量超过临界值 H ,或者当外部冲击造成系统故障时,无论哪一个先发生都会导致系统故障。由于在该退化模型中,内部磨损退化由不确定过程描述,而外部冲击是一个更新回报过程,所以时刻 t

系统的确信可靠度定义为:在时间区间 $[0, t]$ 内,系统没有发生故障的机会测度。下面基于 3 种外部冲击的类型讨论系统的的确信可靠度。

定义 1^[29] 设 $(\Gamma, L, M) \times (\Omega, A, P)$ 是一个机会空间,且 $\Theta \in L \times A$ 是一个不确定随机事件,则 Θ 的机会测度定义为

$$\text{Ch}\{\Theta\} = \int_0^1 P\{\omega \in \Omega | M\{\gamma \in \Gamma | (\gamma, \omega) \in \Theta\} \geq r\} dr \quad (2)$$

2.1 极端冲击模型

在极端冲击模型中,只有当系统内部磨损退化量小于临界值 H ,且每次外部冲击对系统造成的损坏量都小于临界值 D 时,系统才不会发生故障,从而根据定义 1,时刻 t 系统的的确信可靠度为

$$\begin{aligned} R(t) &= \text{Ch}\{\text{在 } [0, t] \text{ 内系统没有发生故障}\} = \\ &= \text{Ch}\left\{\sup_{0 \leq u \leq t} X(u) < H, \bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D)\right\} = \\ &= \text{Ch}\left\{T > t, \bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D)\right\} = \\ &= M\{T > t\} \cdot P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D)\right\} \end{aligned} \quad (3)$$

事实上,容易推得

$$\begin{aligned} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D)\right\} &= \sum_{m=1}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D), K = m\right\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D), K = m, N(t) = l\right\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D) | K = m, \right. \\ &= N(t) = l\} P\{K = m, N(t) = l\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (Y_k < D) | K = m, \right. \\ &= N(t) = l\} P\{K = m\} P\{N(t) = l\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \sum_{l=0}^m [(G_1(D))^l P\{N(t) = l\}] + \right. \\ &= \left. \sum_{l=m+1}^{+\infty} [(G_2(D))^l P\{N(t) = l\}] \right\} P\{K = m\} \end{aligned} \quad (4)$$

从而,时刻 t 系统的的确信可靠度为

$$\begin{aligned} R(t) &= \bar{F}(t) \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \sum_{l=0}^m [(G_1(D))^l P\{N(t) = l\}] + \right. \\ &= \left. \sum_{l=m+1}^{+\infty} [(G_2(D))^l P\{N(t) = l\}] \right\} P\{K = m\} \end{aligned} \quad (5)$$

2.2 累积冲击模型

在累积冲击模型中,只有当系统内部磨损退化量小于临界值 H ,且外部冲击对系统造成的总的损坏量都小于临界值 D 时,系统才不会发生故

障,从而根据定义 1,时刻 t 系统的的确信可靠度为

$$\begin{aligned} R(t) &= \text{Ch}\{\text{在 } [0, t] \text{ 内系统没有发生故障}\} = \\ &= \text{Ch}\left\{\sup_{0 \leq u \leq t} X(u) < H, \sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D\right\} = \\ &= \text{Ch}\left\{T > t, \sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D\right\} = \\ &= M\{T > t\} \cdot P\left\{\sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D\right\} \end{aligned} \quad (6)$$

事实上,容易推得

$$\begin{aligned} P\left\{\sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D\right\} &= \sum_{m=1}^{+\infty} P\left\{\sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D, K = m\right\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D, K = m, N(t) = l\right\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D | K = m, N(t) = l\right\} \cdot \\ &= P\{K = m, N(t) = l\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\sum_{k=0}^{N(t)} Y_k < D | K = m, N(t) = l\right\} \cdot \\ &= P\{K = m\} P\{N(t) = l\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \sum_{l=0}^m [(G_1^{*l}(D)) P\{N(t) = l\}] + \right. \\ &= \left. \sum_{l=m+1}^{+\infty} [(G_1^{*m} * G_2^{*l-m}(D)) P\{N(t) = l\}] \right\} P\{K = m\} \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $G_1^{*l}(D)$ 为 $G_1(D)$ 对自身的 l 重卷积。

从而,时刻 t 系统的的确信可靠度为

$$\begin{aligned} R(t) &= \bar{F}(t) \sum_{m=1}^{+\infty} \left\{ \sum_{l=0}^m [(G_1^{*l}(D)) P\{N(t) = l\}] + \right. \\ &= \left. \sum_{l=m+1}^{+\infty} [(G_1^{*m} * G_2^{*l-m}(D)) P\{N(t) = l\}] \right\} P\{K = m\} \end{aligned} \quad (8)$$

2.3 δ -冲击模型

在 δ -冲击模型中,只有当系统内部磨损退化量小于临界值 H ,且所有 2 次外部冲击到达的时间间隔都大于 δ 时,系统才不会发生故障,从而根据定义 1,时刻 t 系统的的确信可靠度为

$$\begin{aligned} R(t) &= \text{Ch}\{\text{在 } [0, t] \text{ 内系统没有发生故障}\} = \\ &= \text{Ch}\left\{\sup_{0 \leq u \leq t} X(u) < H, \bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta)\right\} = \\ &= \text{Ch}\left\{T > t, \bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta)\right\} = \\ &= M\{T > t\} \cdot P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta)\right\} \end{aligned} \quad (9)$$

事实上,容易推得

$$\begin{aligned} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta)\right\} &= \sum_{m=1}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta), K = m\right\} = \\ &= \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta), K = m, N(t) = l\right\} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta) \mid K = m, N(t) = l\right\} \cdot \\ & P\{K = m, N(t) = l\} = \\ & \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} P\left\{\bigcap_{k=0}^{N(t)} (X_k > \delta) \mid K = m, N(t) = l\right\} \cdot \\ & P\{K = m\} P\{N(t) = l\} = \\ & \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} (1 - \phi(\delta))^l P\{K = m\} P\{N(t) = l\} \end{aligned} \tag{10}$$

从而,时刻 t 系统的确信可靠度为

$$\begin{aligned} R(t) &= \bar{F}(t) \sum_{m=1}^{+\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} (1 - \phi(\delta))^l \cdot \\ & P\{K = m\} P\{N(t) = l\} \end{aligned} \tag{11}$$

3 数值算例

GaAsP 异质激光 (GaAsP Heterogeneous Laser)^[30] 是工程实践中常用的激光。随着时间的推移,激光的输出功率逐渐衰退,且输出功率的退化过程是由内部的磨损退化和暗线缺陷或暗斑缺陷所引起的,这种暗线缺陷或暗斑缺陷能够被看作是外部冲击导致的。由于缺乏历史退化数据,这种内部磨损退化能够用不确定过程来刻画,而暗线缺陷或暗斑缺陷的到达过程能够用 Poisson 过程描述。假设系统连续内部磨损退化为: $X(t) = 2(e^{0.2t} - 1) + 0.3C(t)$ 。内部磨损退化的故障临界值 $H = 5$;系统受到的外部冲击到达的过程 $\{N(t), t \geq 0\}$ 是一个强度为 λ 的 Poisson 过程,即

$$P\{N(t) = k\} = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t} \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

变点 K 服从几何分布,即 $P\{K = m\} = 0.25 \times (1 - 0.25)^{m-1}, m = 1, 2, \dots$,假设冲击损坏量的分布在变点前后分别为 $G_1(\gamma) = 1 - e^{-\gamma}$ 和 $G_2(Y) = 1 - e^{-0.5\gamma}, \gamma > 0$,且外部冲击故障的临界值 $D = 10, \delta = 0.2$ 。

1) 极端冲击模型

通过运用 MATLAB 软件可以得出退化系统分别在 3 种不同冲击模式下的确信可靠度,如图 1~图 3 所示。图 1 为极端冲击退化系统的确信可靠度 $R(t)$ 随时间的变化曲线。可以看出,在时间区间 $[0, 4]$,系统的确信可靠度下降很小,而在 $t > 4$ 之后,系统的确信可靠度急速下降,这是因为在 $t > 4$ 之前,系统运行的外部环境条件相对良好,外部冲击引起系统故障的概率相对较小,而在 $t < 4$ 之后,系统运行的外部环境条件突然变的非常恶劣,所以每次冲击对系统的损坏量相比 $t >$

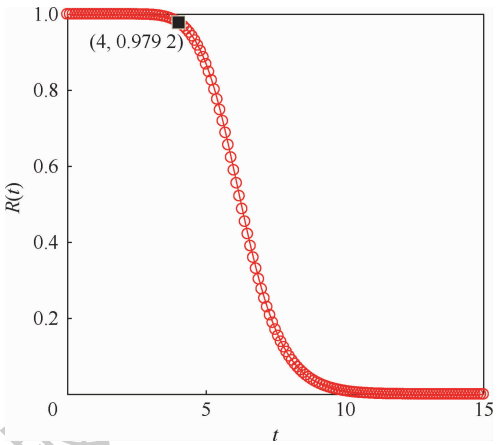


图 1 极端冲击退化系统的确信可靠度曲线
Fig. 1 Curve of belief reliability for extreme shock degradation system

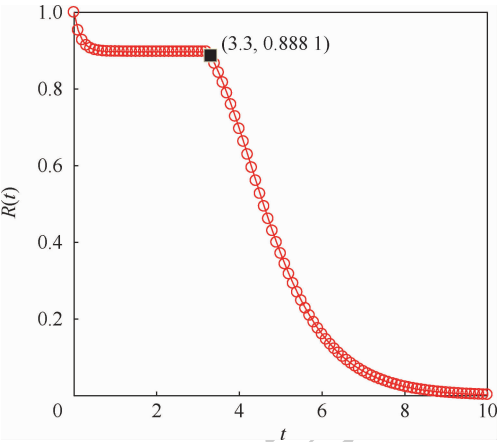


图 2 累积冲击退化系统的确信可靠度曲线
Fig. 2 Curve of belief reliability for cumulative shock degradation system

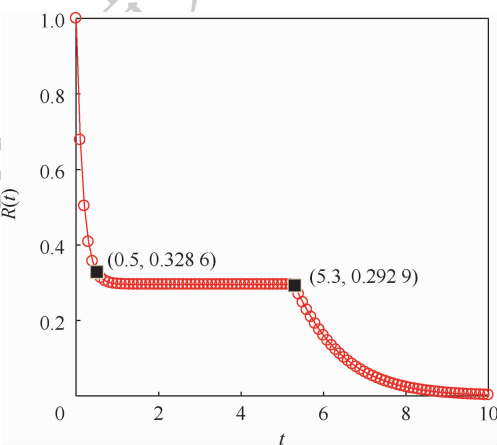


图 3 δ -冲击退化系统的确信可靠度曲线
Fig. 3 Curve of belief reliability for δ -shock degradation system

4 之前在统计上要大得多,即外部冲击损坏量超过系统故障临界值的概率增大,在 $t = 10$ 附近系统的确信可靠度接近为 0,系统已经失效,需要及时维修或者替换,所以时间 $t = 4$ 是一个变点。

2) 累积冲击模型

图 2 为累积冲击退化系统的确信可靠度 $R(t)$ 随时间的变化曲线。可以看出,在 $t < 3.3$ 之前,系统的确信可靠度保持在较高水平,且下降比较缓慢且光滑,而在 $t > 3.3$ 之后,系统的确信可靠度曲线突然急速下降。这是因为在 $t < 3.3$ 之前,系统运行的外部环境条件相对良好,外部冲击对系统造成的累积损坏量较小,而在 $t > 3.3$ 之后,系统运行的外部环境条件突然变的恶劣,每次外部冲击对系统造成的损坏量相比之前在统计上较大,从而导致外部冲击累积损坏量在 $t > 3.3$ 之后增加较快,所以确信可靠度下降较快,即时间 $t = 3.3$ 是一个变点。

3) δ -冲击模型

图 3 为 δ -冲击退化系统的确信可靠度 $R(t)$ 随时间的变化曲线。可以看出,在 $t < 0.5$ 之前,系统的确信可靠度曲线下下降较快但比较光滑,在时间区间 $[0.5, 5.3]$ 之间,系统的确信可靠度曲线变化比较平稳,而在 $t > 5.3$ 之后,曲线又突然加速下降。这是因为在 $t < 5.3$ 之前,系统的退化主要是由于自身内部磨损退化引起的,系统外部运行的环境条件比较良好,连续 2 次外部冲击到达的时间间隔较大,而在 $t > 5.3$ 之后,外部环境条件突然变的恶劣,连续 2 次外部冲击到达的时间间隔较小,所以系统的确信可靠度曲线突然下降较快,即 $t = 5.3$ 是系统的一个变点。

4 结 论

1) 系统内部的连续磨损退化用一个不确定过程描述,且系统内部连续磨损退化的扰动项用刘过程表示,刘过程的几乎所有样本路径是 Lipschitz 连续函数,而维纳过程的几乎所有样本路径虽然连续但不是 Lipschitz 函数,所以在系统没有历史故障数据或者仅仅有少量历史故障数据的场合采用刘过程来描述退化过程更为合适。

2) 系统工作的外部环境条件的突然变化往往会导致系统受到的外部冲击损坏量突然变大,所以相比以往假定外部冲击造成的损坏量独立同分布,用不同的分布刻画变点前后系统受到外部冲击的损坏量更为合适。

3) 运用机会理论推导出在 3 种不同的冲击模式下系统的确信可靠度公式,并用一个数值算例验证了模型的有效性。

参考文献 (References)

[1] CUI L R, HUANG J B, LI Y. Degradation models with Wiener

diffusion processes under calibrations [J]. IEEE Transactions on Reliability, 2016, 65 (2): 613-623.

[2] QIU Q A, CUI L R. Reliability evaluation based on a dependent two-stage failure process with competing failures [J]. Applied Mathematical Modelling, 2018, 64: 699-712.

[3] RAFIEE K, FENG Q M, COIT D W. Reliability modeling for dependent competing failure processes with changing degradation rate [J]. IIE Transactions, 2014, 46 (5): 483-496.

[4] LIU B D. Uncertainty theory [M]. 2nd ed. Berlin: Springer, 2007.

[5] LIU B D. Uncertainty theory: A branch of mathematics for modeling human uncertainty [M]. Berlin: Springer, 2010.

[6] LIU B D. Fuzzy process, hybrid process and uncertain process [J]. Journal of Uncertain System, 2008, 2 (1): 3-16.

[7] LIU B D. Some research problems in uncertainty theory [J]. Journal of Uncertain Systems, 2009, 3 (1): 3-10.

[8] ZHANG Z Q, YANG X F. Uncertain population model [J]. Soft Computing, 2020, 24 (2): 2417-2423.

[9] YAO K. First hitting time of uncertain random renewal reward process and its application in insurance risk process [J]. Soft Computing, 2019, 23 (11): 3687-3696.

[10] ZHANG Q Y, KANG R, WEN M L. A new method of level-2 uncertainty analysis in risk assessment based on uncertainty theory [J]. Soft Computing, 2018, 22 (17): 5867-5877.

[11] YAO K, LIU B D. Parameter estimation in uncertain differential equations [J]. Fuzzy Optimization and Decision Making, 2020, 19 (1): 1-12.

[12] YANG X F, LIU B D. Uncertain time series analysis with imprecise observations [J]. Fuzzy Optimization and Decision Making, 2019, 18 (3): 263-278.

[13] YAO K, ZHOU J. Renewal reward process with uncertain inter-arrival times and random rewards [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018, 26 (3): 1757-1762.

[14] GAO J W, YAO K, ZHOU J, et al. Reliability analysis of uncertain weighted k -out-of- n systems [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018, 26 (5): 2663-2671.

[15] WEN M L, KANG R. Reliability analysis in uncertain random system [J]. Fuzzy Optimization and Decision Making, 2016, 15 (4): 491-506.

[16] YAO K, GAO J W. Uncertain random alternating renewal process with application to interval availability [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2015, 23 (5): 1333-1342.

[17] YAO K, ZHOU J. Uncertain random renewal reward process with application to block replacement policy [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2016, 24 (6): 1637-1646.

[18] ZENG Z G, WEN M L, KANG R. Belief reliability: A new metrics for products' reliability [J]. Fuzzy Optimization and Decision Making, 2013, 12 (1): 15-27.

[19] ZHANG Q Y, KANG R, WEN M L. Belief reliability for uncertain random systems [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2018, 26 (6): 3605-3614.

[20] ZHANG Q Y, ZENG Z G, ZIO E, et al. Probability box as a tool to model and control the effect of epistemic uncertainty in multiple dependent competing failure processes [J]. Applied Soft Computing, 2017, 56: 570-579.

- [21] 潘刚,尚朝轩,梁玉英,等.考虑认知不确定的雷达功率放大系统可靠性评估[J].北京航空航天大学学报,2016,42(6):1185-1194.
PAN G, SHANG C X, LIANG Y Y, et al. Reliability evaluation of radar power amplification system considering epistemic uncertainty[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(6): 1185-1194 (in Chinese).
- [22] LI X Y, WU J P, LIU L, et al. Modeling accelerated degradation data based on the uncertain process[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2019, 27(8): 1532-1542.
- [23] LIU B L, ZHANG Z Q, WEN Y Q. Reliability analysis for devices subject to competing failure processes based on chance theory[J]. Applied Mathematical Modelling, 2019, 75: 398-413.
- [24] 康锐,等.确信可靠性理论与方法[M].北京:国防工业出版社,2020.
KANG R, et al. Belief reliability theory and methodology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2020 (in Chinese).
- [25] 师海燕,魏淳,温艳清,等.不确定环境下竞争失效系统的可靠性分析[J/OL].北京航空航天大学学报,2020(2020-03-24)[2020-04-13].https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0656.
SHI H Y, WEI C, WEN Y Q, et al. Reliability analysis for systems subject to competing failure processes based on uncertainty theory[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020 (2020-03-24) [2020-04-13]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0656 (in Chinese).
- [26] ZHAO X, CAI K, WANG X Y, et al. Optimal replacement policies for a shock model with a change point[J]. Computers & Industrial Engineering, 2018, 118: 383-393.
- [27] ERYILMAZ S, KAN C. Reliability and optimal replacement policy for an extreme shock model with a change point[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2019, 190: 106513.
- [28] LIU B D. Toward uncertain finance theory[J]. Journal of Uncertainty Analysis and Applications, 2013, 1: 1-15.
- [29] LIU Y H. Uncertain random variables: A mixture of uncertainty and randomness[J]. Soft Computing, 2013, 17(4): 119-124.
- [30] AGRAWAL G P, DUTTA N K. Semiconductor laser[M]. Berlin: Springer, 2013.

作者简介:

刘宝亮 男,博士,副教授。主要研究方向:可靠性理论及其应用。

温艳清 女,博士,副教授。主要研究方向:可靠性理论及其应用。

Reliability modeling of uncertain competing failure degradation system with a change point

LIU Baoliang, ZHANG Zhiqiang, WEN Yanqing*, KANG Shugui, ZHANG Lei

(College of Mathematics and Statistics Science, Shanxi Datong University, Datong 037009, China)

Abstract: In this paper, the reliability model of a competing failure degradation system with a change point is proposed. The system is subject to continuous internal wear degradation and external shocks, the internal wear degradation is described by an uncertain process, and the external shock is a renewal reward process, i. e., interval time of external shocks arriving the system and damage sizes of shock load are governed by different random variables. The distribution of damage sizes of shock load changes after a random number of shocks because the change of external environment condition occurs. The reliability formulas of the degradation system under three shock patterns are obtained by employing uncertainty theory and chance theory, and the correctness and effectiveness of the model are verified by a numerical example.

Keywords: degradation system; competing failure processes; belief reliability; uncertain process; Liu process

Received: 2020-04-13; Accepted: 2020-06-05; Published online: 2020-06-11 15:09

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200611.1030.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (71601101); Scientific and Technological Innovation Programs of Higher Education Institutions in Shanxi (2019L0738, 2020L0463)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0584

空间遥感器用环路热管瞬态数值模拟与在轨验证



孟庆亮^{1,2,*}, 杨涛^{1,2}, 于志^{1,2}, 赵振明^{1,2}, 赵宇^{1,2}, 于峰^{1,2}

(1. 北京空间机电研究所, 北京 100094; 2. 先进光学遥感技术北京市重点实验室, 北京 100094)

摘

要: 为满足空间遥感器环路热管(LHP)在轨应用需求,建立了高分九号卫星电荷耦合器件(CCD)用 LHP 瞬态数值模型。模型采用了节点-网络法和流动与传热关系式耦合的方法,考虑了蒸发器与储液器之间的传热传质过程。通过仿真与在轨数据的对比,发现 LHP 内部组件温度偏差为 0.2~0.4℃,冷凝器测点温度偏差为 0.5~2.0℃;预热器通过干度的变化调节了冷凝器外热流和热源工作模式的影响;热源的工作模式对蒸发器向储液器漏热、回路流阻及两相段长度均有影响。所提模型可用于不同轨道外热流及热源工作模式下,研究 LHP 内部各参数的变化规律,预测 LHP 系统的瞬态工作特性,并指导后续产品的设计与研发。

关键词: 环路热管(LHP); 空间遥感器; 精密控温; 传热传质; 数值模拟

中图分类号: V416; TK124

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2045-11

空间电荷耦合器件(Charge-Coupled Device, CCD)相机是目前应用最为广泛的航天遥感器之一,已被广泛应用于军事侦察、资源探测和测绘等领域^[1]。CCD 器件是 CCD 相机的核心组件,其工作性能受温度影响较大,热电噪声随温度的升高呈指数递增,如果温度波动较大,热噪声变化不定,会给电路设计和信号输出带来较大的负面影响^[2-3]。随着空间 CCD 相机的不断进步,其对 CCD 器件的温度要求越来越高,传统的热控方法受限于传热量、安装尺寸及温度稳定性逐渐难以满足精密控温需求,需要采用新的热设计方法和热控产品对 CCD 相机进行散热与控温^[4]。

环路热管(Loop Heat Pipe, LHP)是一种先进的航天热控产品,通过利用毛细芯内产生的毛细力驱动工质在热源与热沉之间循环实现热量的获取、传输和排散,其已广泛应用于电子设备、电池、光学仪器等设备的散热和控温^[5-6]。为适应 CCD 相机的控温需求,北京空间机电研究所于 2015 年

首次将 LHP 应用于高分九号卫星 CCD 相机的精密控温,通过将蒸发器与热源 CCD 器件进行解耦,利用加热器给蒸发器加热,产生毛细力,驱动流体在蒸发段吸收 CCD 器件的发热量,在冷凝段将热量释放出去^[7]。迄今为止,高分九号卫星相机用 LHP 已在轨成功应用超过 4 年,结果表明, LHP 能够很好地满足 CCD 相机在轨散热及控温的需求,并实现了 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 的控温精度^[8]。

目前,对于 LHP 的研究主要以实验为主,理论分析和数值模拟相对较少。尽管通过实验测试可以获得实测数据,但受限于观测手段,一些物理参数并不能够准确被获取,如实验中工质在各部件中的温度只能通过测试相关的壁面温度来近似,无法了解流体温度的真实变化情况,有时甚至存在很大的差异。除此之外,目前的实验通常成本高、周期长,而且易受外界因素的影响,尤其是当 LHP 在轨应用时,受限于地面实验手段,实验测试已经很难准确预测结果。相比于实验研

收稿日期: 2019-11-14; 录用日期: 2019-12-22; 网络出版时间: 2020-01-15 17:31

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200115.1315.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(51806010)

* 通信作者。E-mail: qlmeng@mail.ustc.edu.cn

引用格式: 孟庆亮, 杨涛, 于志, 等. 空间遥感器用环路热管瞬态数值模拟与在轨验证[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2045-2055. MENG Q L, YANG T, YU Z, et al. Transient numerical simulation and on-orbit verification of loop heat pipe used for space remote sensor[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2045-2055 (in Chinese).

究,理论分析和数值模拟可以获得更多的传热与流动参数,并可以快速预测航天环境(微重力、高真空、4K 深低温等)下的瞬态工作特性,其对于 LHP 产品在轨应用、模式调整和故障分析具有重要的指导意义。

目前,用于研究 LHP 的数值模型,包括稳态模型和瞬态模型。在稳态模型方面,国内外研究者建立了不同复杂度的数学模型^[9-13],并在稳态压力降、可变热导特性、毛细芯内压力降、两相流型等方面取得了一些进展。然而考虑到空间遥感器的瞬态工作特性,稳态模型已不再适用。在瞬态模型方面,Wrenn 等^[14]与 Hoang, Ku^[15]建立了 LHP 的模型,通过与实验结果比较,发现误差较大;Pouzet 等^[16]建立了较全面的毛细泵驱回路动力学数值模型,该模型对于建立 LHP 模型具有重要的指导意义;Cullimore 和 Baumann^[17]基于节点-网络法建立了 LHP 模型,可以用于研究 LHP 的启动瞬态特性;Zinna 等^[18]利用 SINDA/FLUINT 软件设计和模拟了 LHP 热控系统,该系统主要用于 AMS-02 上的冷磁电路盒的冷却;Xin 等^[19]建立了 LHP 的系统模型,用于分析不同外热流和工况下 AMS-02 上制冷机的瞬态工作特性;何发龙等^[20]建立了深冷 LHP 的瞬态模型,可用于分析深冷 LHP 在固定辅热载荷作用下的传热特性变化规律,并通过实验结果进行了验证。

然而,针对空间遥感器用 LHP 的瞬态数值模拟研究较少,一方面现有的模型进行了一些假设,如忽略了毛细芯漏热对储液器的温度影响,导致蒸发器与储液器的仿真温度偏差较大,又如采用多项式计算工质热物性,导致热物性偏差较大,模型精度不高;另一方面,由于缺少在轨飞行数据的支撑,现有模型的准确性和有效性尚未获得验证。基于此,本文针对空间遥感器用 LHP 的结构组成和运行特性的特点,建立了 LHP 系统级瞬态数值模型。首先,给出空间遥感器用 LHP 的控温原理和数学模型。然后,将仿真结果与在轨数据进行了对比,给出了模型预测的温度偏差。最后,分析了高低温工况下 LHP 组件各参数的变化趋势。

1 控温原理

图 1 为高分九号卫星 CCD 相机用 LHP 的应用示意图和实物图。通过加热器给蒸发器加载热量 Q_{in} ,使蒸发器内部的液体工质汽化,产生毛细力,驱动气态工质从毛细泵中流出,工质先经冷凝器 A 变成液态,释放 Q_{out1} 热量,再经预热器变为饱

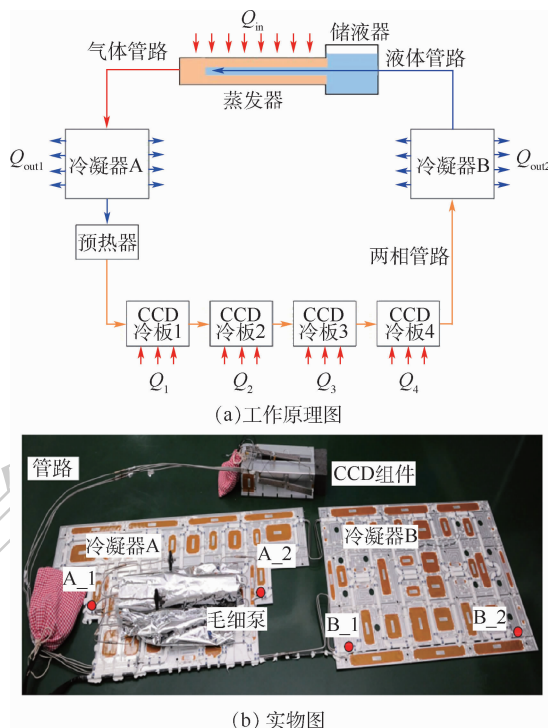


图 1 空间遥感器用 LHP 工作原理图和实物图

Fig. 1 Working principle and photo of LHP for space remote sensor

和流体后到达 CCD 冷板,吸收 CCD 相机的热量 ($Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4$) 后,最后经冷凝器 B 变成液体,释放 Q_{out2} 热量后回流到储液器当中,如此往复循环实现了 CCD 相机的散热。测点 A_1 位于冷凝器 A 回液管附近,用于监测回流液管路温度,测点 A_2 位于冷凝器 A 蒸汽管路出口附近,用于监测蒸汽管路的温度;测点 B_1 位于冷凝器 B 管路出口附近,用于监测出口管路的温度,测点 B_2 位于冷凝器 B 管路中间位置,该点对应了冷凝器的最低温度变化。此外,A_1 和 B_2 还被用做 2 个冷凝器控温点,防止冷凝器温度过低,LHP 内部工质冻结。

LHP 的控温点,即两相工质在 CCD 冷板内的吸热温度,其与储液器的温差为^[21]

$$T_{ccd} - T_{cc} = \frac{\Delta P_{ccd-cc}}{(dP/dT)_{sat}} \quad (1)$$

式中: ΔP_{ccd-cc} 为 CCD 冷板与储液器内工质的饱和压力差; $(dP/dT)_{sat}$ 为工质在压力-温度图上饱和线的斜率; T_{ccd} 和 T_{cc} 分别为 CCD 冷板和储液器内工质的温度。对液氨工质, $(dP/dT)_{sat}$ 较大,如 5℃ 时为 3.78 kPa/℃, LHP 正常循环时,由于工质流量较小,且回路内基本为光滑管路,回路流阻较小,若压差为 1 kPa,则温差为 0.26℃。因此,通过控温手段保持储液器温度恒定,其内饱和蒸汽压力就维持恒定,整个系统也就稳定在这一压力上,

相应的 CCD 冷板内两相工质便稳定在该压力对应的饱和温度上。

2 数学模型

通过图 1 可以发现,区别于传统散热型的 LHP,本文研究的 LHP 主要对多点热源进行控温,LHP 的管路布局和结构组成更加复杂,这增加了数值分析的难度和复杂度。LHP 瞬态数值模型涉及了回路内工质分布、热力学状态变化及传热传质特性。基于此,本文针对空间遥感器应用特点,模型的主要特性包括:

- 1) 对蒸发器通过毛细芯向储液器的漏热,综合考虑了工质物性、流量及毛细芯参数的影响。
- 2) LHP 内部的工质物性参数来源于 REFPROP 数据库,保证了仿真精度。
- 3) 通过将流体节点的比焓与纯液相或气相焓的比较,判断工质的相态。
- 4) 考虑了工质冷凝过程中涉及的辐射、热传导、气液相变等多耦合过程。

此外,模型还采用了如下假设:

- 1) 管路内工质的单相流动状态考虑为充分发展状态。
- 2) 两相流阻力的计算采用分相流动模型,即将气相和液相分别按单相流处理,单相和液相考虑具有不同的物性和速度。
- 3) 蒸发器的径向热流密度假设为均匀,储液器始终处于饱和状态。
- 4) 忽略压力变化引起工质的能量变化。

2.1 控制方程

LHP 的瞬态数值模型包括热模型和流体模型^[17],如图 2 所示。热模型通过热流传递和连接的温度点组成热体系网络,主要用于计算分析系统(蒸发器、储液器、冷凝器管路的壁面及辐射器节点)的热量传递,热模型包含固体温度 T_s 、固体热容 c 等参数;流体模型通过流动方式和流体节点组成流体网络,可以计算流体传递过程和热流耦合的流动问题,流体模型包含工质与内壁的对

流换热系数 h 、压力 P 、流体温度 T_f 、密度 ρ 、质量流量 $\dot{m}$ 等参数。

热模型主要为热节点,其基本方程为能量方程,表达式为

$$m_N C_N \frac{dT_N}{dt} = \sum_i Q_{Ci} + \sum_j Q_{Fj} + \sum_k Q_{Rk} + \sum_l Q_{Sl} \quad (2)$$

式中: m_N 、 C_N 和 T_N 分别为节点 N 的质量、比热容和温度; Q_C 、 Q_F 、 Q_R 、 Q_S 分别为节点 N 与其他节点的热传导量、与所接触流体的对流换热热量、与热沉之间的辐射换热热量、施加热源的热量。

对流换热量的计算表达式为

$$Q_F = hA\Delta T \quad (3)$$

式中: A 为工质与管路的接触面积; ΔT 为工质与内壁的温差; h 的计算公式为

$$h_i = \frac{Nu \cdot k_f}{d_i} \quad (4)$$

其中: Nu 为努塞尔数; k_f 为工质的导热率; d 为管路的直径或等效直径。

工质为单相(气相或液相)时, Nu 数的计算公式为^[22]

$$Nu = \begin{cases} 4.36 & Re < 1960 \\ \frac{(f/8)(Re - 1000)Pr}{1 + 12.7(f/8)^{1/2}(Pr^{2/3} - 1)} & 1960 \leq Re < 6420 \\ 0.023Re^{0.8}Pr^n & Re > 6420 \end{cases} \quad (5)$$

式中: Re 为雷诺数; f 为摩擦系数; Pr 为普朗特数;当热节点温度高于流体时, $n = 0.4$,反之, $n = 0.3$ 。

工质为两相时, Nu 数采用 Shah 关联式^[23]计算:

$$Nu = 0.023Re_1^{0.8}Pr_1^{0.4} \left[(1-x)^{0.8} + \frac{3.8x^{0.76}(1-x)^{0.04}}{P^{*0.38}} \right] \quad (6)$$

式中: $Pr_1 = \mu_1 c_{p1}/k_1$, μ_1 、 c_{p1} 和 k_1 分别为液相工质黏度、定压比热容和导热系数; $P^* = P/P_c$, P_c 为临界压力;各参数的定性温度取两相段的饱和温度; x 为工质的质量分数(干度)。

流体模型包括流体节点和流动路径。流体节点的质量方程为

$$\frac{dm_i}{dt} = \sum_k (e_k \cdot \dot{m}_{ik}) \quad (7)$$

式中: e_k 为方向符号,当工质流入节点 i 时, $e_k = 1$,当工质流出节点 i 时, $e_k = -1$,无工质交换时, $e_k = 0$ 。

流体节点的能量方程为

$$d(m_i \gamma_i)/dt = \sum_k (e_k \cdot \dot{m}_{ik} \gamma_{ik}) + \sum_j Q_{Fj} \quad (8)$$

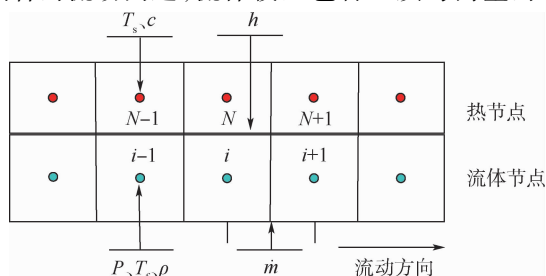


图 2 热模型和流体模型示意图

Fig. 2 Schematic diagram of thermal and flow models

式中: γ 为工质的比焓。

流体路径 ij (即相邻工质节点 i 和 j 之间的流动管段) 上工质的动量方程为

$$\frac{dm_{ij}}{dt} = \frac{A_{ij}}{L_{ij}} (P_i - P_j - \Delta P_f) \quad (9)$$

式中: A_{ij} 和 L_{ij} 分别为该段管路截面积和管路长度; ΔP_f 为流体在流动路径上的摩擦阻力损失。

工质为单相时, ΔP_f 表达式为^[24]

$$\Delta P_f = \frac{2fL_{ij}}{\rho d} \left(\frac{\dot{m}_{ij}}{A_{ij}} \right)^2 \quad (10)$$

式中: f 由 Churchill 公式^[24] 计算得到, 该公式考虑了不同雷诺数 Re 和粗糙度的影响, 即

$$f = 8 \left[\left(\frac{8}{Re} \right)^{12} + \frac{1}{(\alpha + \beta)^{1.5}} \right]^{1/12} \quad (11)$$

其中: α 和 β 分别为

$$\alpha = \left\{ -2.457 \ln \left[\left(\frac{7}{Re} \right)^{0.9} + \frac{0.27\varepsilon}{d} \right] \right\}^{16} \quad (12)$$

$$\beta = \left(\frac{37530}{Re} \right)^{16} \quad (13)$$

式中: ε 为粗糙度, $\varepsilon = 1 \times 10^{-4} \text{ m}$ 。

冷凝器的管路上存在一些直角弯头, 需额外考虑局部压力损失, 弯头处的摩擦阻力 ΔP_f 的表达式为

$$\Delta P_f = \frac{2fL_{ij}}{\rho d} \left(\frac{\dot{m}_{ij}}{A_{ij}} \right)^2 + \frac{\zeta}{2} \left(\frac{\dot{m}_{ij}}{\rho A_{ij}} \right)^2 \quad (14)$$

式中: ζ 为局部阻力系数。

工质为两相时, ΔP_f 的计算采用 Friedel 模型进行计算, 该模型考虑了重力加速度、表面张力等影响因子, 模型的预测结果与实验的误差较小, 表达式为^[25]

$$\Delta P_f = \Phi_{10}^2 \Delta P_1 \quad (15)$$

式中: ΔP_1 为液相压力损失; 两相流阻系数 Φ_{10}^2 的计算表达式为

$$\Phi_{10}^2 = E + \frac{3.24FH}{Fr^{0.045} We^{0.035}} \quad (16)$$

其中:

$$E = (1 - x)^2 + \frac{x^2 \rho_l f_v}{\rho_v f_l} \quad (17)$$

$$F = x^{0.78} (1 - x)^{0.22} \quad (18)$$

$$H = \left(\frac{\rho_l}{\rho_v} \right)^{0.91} \left(\frac{\mu_v}{\mu_l} \right)^{0.19} \left(1 - \frac{\mu_v}{\mu_l} \right)^{0.7} \quad (19)$$

$$Fr = \frac{\dot{m}^2}{gd\rho_{ip}^2} \quad (20)$$

$$We = \frac{\dot{m}^2 d}{\rho_{ip} \sigma} \quad (21)$$

式中: μ 、 g 、 σ 分别为黏度、重力加速度、表面张力

系数, 下标 v 和 l 分别表示气相和液相; $\rho_{ip} = [x/\rho_v + (1 - x)/\rho_l]^{-1}$ 。

在蒸发器中, 流体从毛细芯内壁穿过毛细芯到达外壁的流动阻力 $\Delta P_{f,w}$ 为

$$\Delta P_{f,w} = \frac{\dot{m}_1 \ln(r_o/r_i)}{2\pi\rho_l K_w L_w} \quad (22)$$

式中: r_o 和 r_i 分别为管路外径和内径; K_w 为毛细芯的渗透率; L_w 为毛细芯的长度。

2.2 毛细泵模型

图 3 给出了毛细泵的示意图和热网络图。LHP 的毛细泵由蒸发器和储液器采用一体化设计组成, 这两者之间存在着复杂的传热传质关系。

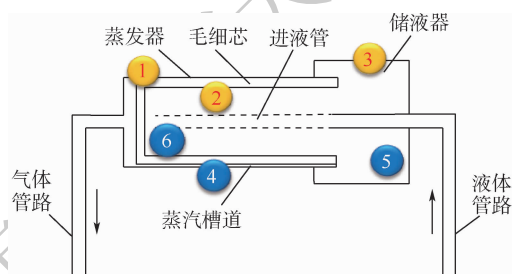
通过加热器加载到蒸发器壁面上的热量 Q 用于蒸发毛细芯中液体的热量 Q_e 为

$$Q_e = Q - Q_{L-w} - Q_{L-a} - Q_{L-v} \quad (23)$$

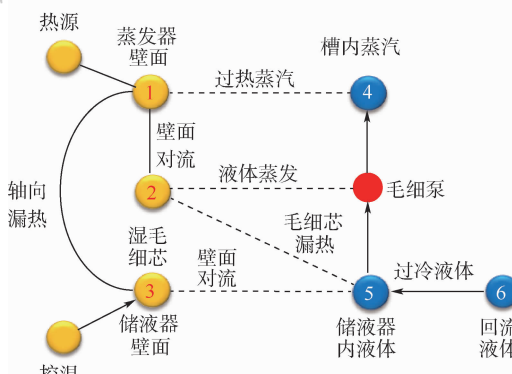
式中: Q_{L-w} 、 Q_{L-a} 、 Q_{L-v} 分别为通过湿毛细芯漏热给储液器的热量、通过蒸发器壁面向储液器壁面的漏热量、用于过热蒸发器槽内生成蒸汽的热量。

毛细芯向储液器漏热的主要途径为湿毛细芯的径向漏热。由于 LHP 的毛细芯在正常工作时其内部有工质的流动, 单纯地采用毛细芯的有效导热系数来计算是存在较大偏差的。

由于工质的流动速率非常慢, 毛细芯内部充满工质的圆柱状毛细芯的能量方程可以由稳态方程表示为



(a) 毛细泵示意图



(b) 热网络图

图 3 毛细泵的示意图和热网络图

Fig. 3 Schematic diagram of capillary pumped and thermal network

$$\rho c_{p_1} v_r \frac{\partial T}{\partial r} = k_e \left[\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial T}{\partial r} \right) \right] \quad (24)$$

式中:工质穿过毛细芯速率 $v_r = \dot{m}/(\rho 2\pi r L_w)$; k_e 为毛细芯的等效导热系数。

令 $\eta = (\dot{m} c_{p_1})/(2\pi k_e L_w)$, 将式(24)进一步变形得到

$$\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r}(1 - \eta) \frac{\partial T}{\partial r} = 0 \quad (25)$$

毛细芯内外的边界条件为

$$T(r) \big|_{r=r_o} = T_o \quad (26)$$

$$T(r) \big|_{r=r_i} = T_i \quad (27)$$

因此,求解式(25)得到毛细芯的温度分布为

$$T(r) = \frac{T_o - T_i}{(r_o/r_i)^\eta - 1} \left(\frac{r}{r_i} \right)^\eta - \frac{T_o - T_i (r_o/r_i)^\eta}{(r_o/r_i)^\eta - 1} \quad (28)$$

通过湿毛细芯漏热给储液器的热量为

$$Q_{L-w} = \frac{k_e A_i}{T_o - T_i} \cdot \frac{dT}{dr} \bigg|_{r=r_i} (T_o - T_i) = \frac{\dot{m} c_{p_1}}{(r_o/r_i)^\eta - 1} (T_o - T_i) \quad (29)$$

在蒸发器工作时,LHP 系统的流量为

$$\dot{m} = \frac{Q_e}{\gamma_{lv}} \quad (30)$$

式中: γ_{lv} 为汽化潜热,其与工质的饱和温度和饱和压力相关。

2.3 相变计算

在 LHP 的预热器、CCD 冷板和冷凝器内存在气液相变的过程。在预热器内,工质从液相转变为气液两相态;在 CCD 冷板内,饱和工质的干度不断增加,继续维持两相态;在冷凝器内,工质从两相态变为液相态,释放热量。本文通过将每个流体节点计算得到的比焓与饱和液相比焓 γ_{sat_l} 和饱和气相比焓 γ_{sat_v} 进行比较,从而判断工质的状态。

当 $\gamma < \gamma_{sat_l}$ 时,工质为液相,吸收的热量将使工质温度上升,即

$$\gamma_{sat_l} - \gamma = c_{p_1} \dot{m} \Delta t \quad (31)$$

当 $\gamma_{sat_l} \leq \gamma < \gamma_{sat_v}$ 时,工质为两相态,吸收的热量将使工质的干度增加,即

$$\gamma - \gamma_{sat_l} = x \gamma_{lv} \quad (32)$$

当 $\gamma > \gamma_{sat_v}$ 时,工质为气相,吸收的热量将使气相成为过热蒸汽,即

$$\gamma - \gamma_{sat_v} = c_{p_v} \dot{m} \Delta t \quad (33)$$

2.4 初始和边界条件

模型的初始条件为 $T = 6^\circ\text{C}$, 干度 $x = 0$, 压力 $P = 0.53 \text{ MPa}_o$ 。

模型的边界条件包括:① $T_{\text{sink}} = -269.15^\circ\text{C}$ (4K), 冷凝器辐射边界;②管路壁面处为绝热边

界;③ LHP 系统在轨工作时,冷凝器将受到外热流的影响。

图 4 分别给出了冷凝器 A 和冷凝器 B 在高温和低温工况下外热流随时间的变化趋势。

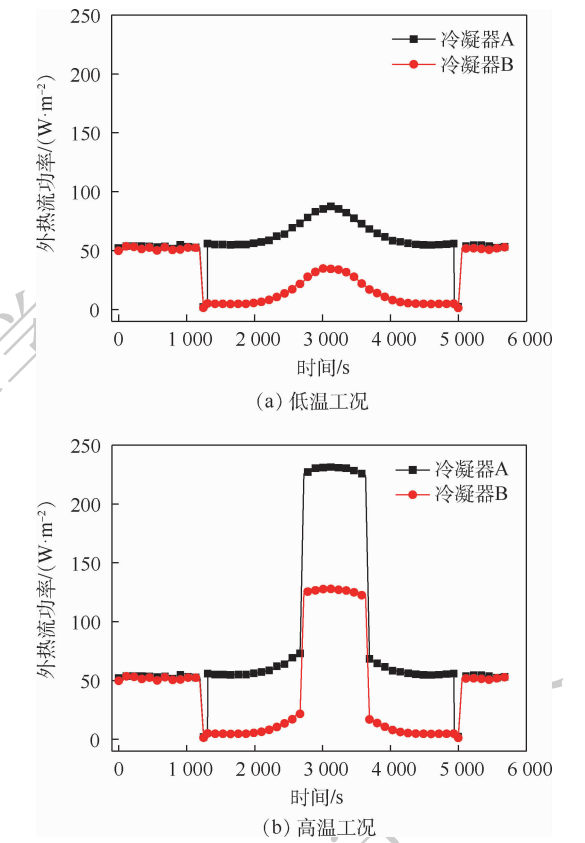


图 4 冷凝器 A 和冷凝器 B 外热流随时间变化趋势
Fig. 4 Temporal evolution of external heat flux of condenser A and B

2.5 计算参数

本文的计算模型参数采用高分九号卫星 CCD 相机用 LHP 的设计参数,其主要由毛细泵组件、CCD 冷板组件、冷凝器组件及气液管路串联焊接组成。表 1 给出了 LHP 的基本参数。

表 2 给出了 LHP 的温控组件参数,加热回路通过控温仪控制,LHP 温控组件的设计状态见表 2。

表 1 LHP 的基本参数

Table 1 Basic parameters of LHP

零件	材料	物理参数
蒸发器	不锈钢	$\Phi 19 \text{ mm} \times 125 \text{ mm}$
储液器	不锈钢	$\Phi 36 \text{ mm} \times 140 \text{ mm}$
毛细芯	氮化硅	孔径: $1 \mu\text{m}$; 孔隙率: 65%; 外径 $\times$ 长度: $\Phi 14 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$
CCD 冷板	不锈钢	长 $\times$ 宽 $\times$ 高: $108 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$
预热器	不锈钢	长 $\times$ 宽 $\times$ 高: $80 \text{ mm} \times 50 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$
冷凝器	铝合金	面积: 0.33 m^2 (主), 0.35 m^2 (副)
冷凝管路	不锈钢	长度: 6 m (主), 5 m (副); 管径: $\Phi 33 \text{ mm}$; 壁厚: 0.5 mm

表 2 LHP 的温控组件参数

Table 2 Parameters of temperature control components of LHP

零件	加热功率/W	控温阈值/℃	辐射或隔热措施
蒸发器	50	30 ~ 31	隔热安装
储液器	10	3 ~ 7	隔热安装
预热器	10	30 ~ 31	包覆多层
冷凝器 A	10	-41 ~ -40	辐射面喷涂热控涂层
冷凝器 B	10	-41 ~ -40	
管路			包覆多层

综合上述方程和计算参数构成了 LHP 的瞬态数值模型,结合工质物性参数库(本文使用的工质为液氨),以及初始和边界条件,即构成了对 LHP 系统内部完整的热力学-流动状态的描述。所得到的非线性方程组先通过 Newton-Rapson 方法进行线性化,再通过高斯迭代方法进行求解,当满足收敛判据时,迭代结束,得到计算结果。在计算迭代过程中,如迭代次数超过一定次数仍未收敛,将降低时间步长重新开始迭代。

3 结果和讨论

3.1 模型验证

图 5 为 CCD 相机关机与开机时,LHP 蒸发器与储液器温度的仿真模拟结果与在轨飞行数据(2015 年 9 月 18 日 09:48—09:58 和 11:00—11:20)的对比。CCD 相机关机时,蒸发器和储液器的在轨温度实测值分别维持在 7.2℃ 和 5.6℃ 附近,仿真模拟结果预测的温度分别维持在 7.1℃ 和 5.5℃ 附近。CCD 相机开机时,蒸发器的在轨温度从初始的 7.3℃ 逐渐上升至 7.7℃,储液器的在轨温度从初始的 5.8℃ 上升至 6.0℃ (这主要是由于 CCD 相机开机时,系统的两相段长度不断增加,系统的流阻不断增大,从而导致了蒸发器饱和温度的上升),蒸发器的模拟温度从初始的 7.4℃ 上升至 7.6℃,储液器的模拟温度维持在 5.6℃ 附近。此外,通过图 5(b)可以发现,蒸发器的仿真斜率相较实验数据较小,这主要是由于仿真过程中忽略了相机焦面组件对 CCD 的漏热影响,相比于 CCD 器件的热量,该部分热量相对较小,此外,该部分热量较难通过实验测得,因此,本文忽略焦面组件漏热的影响。通过对比可以发现,在预测蒸发器和储液器温度变化趋势的方面,数值模拟结果的偏差很小,且准确预测了开机与关机时不同的温度变化趋势。

图 6 为 CCD 相机开机与关机时,LHP 4 片 CCD 冷板的仿真与在轨结果(2015 年 9 月 18 日 09:48—09:58 和 11:00—11:20)的对比。CCD 相

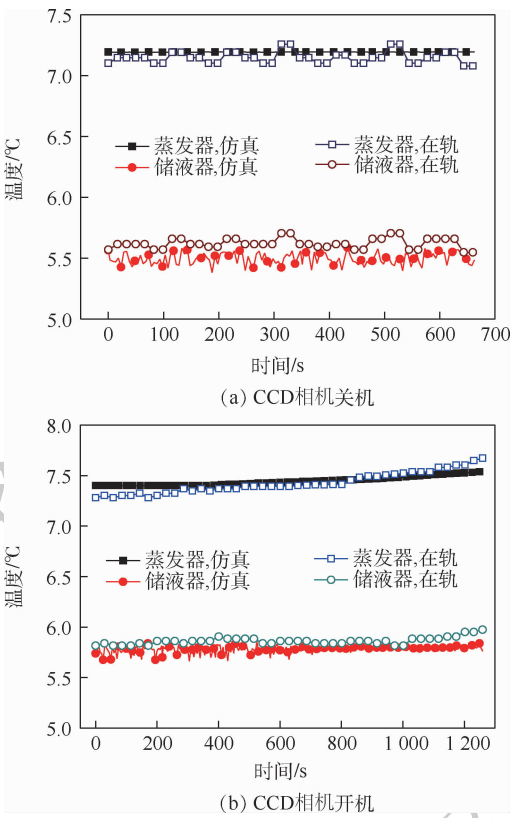


图 5 蒸发器与储液器的仿真与在轨温度对比

Fig.5 Comparison of on-orbit temperature between simulation and test for evaporator and accumulator

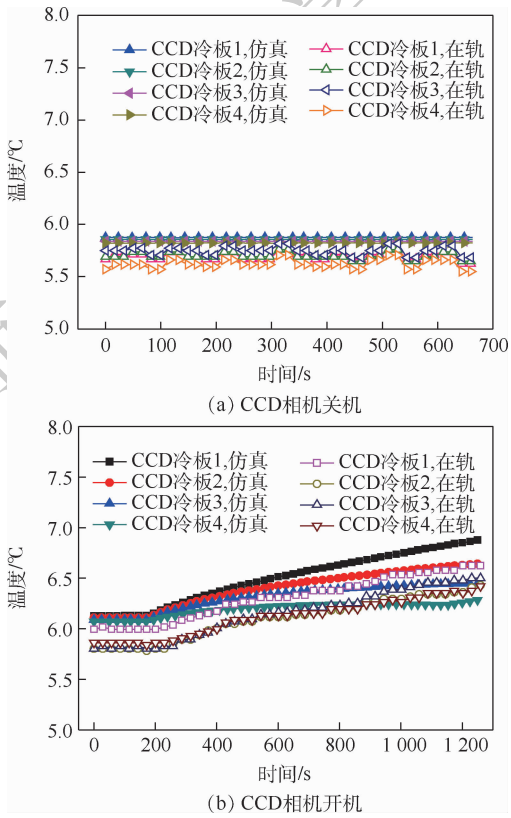


图 6 CCD 冷板的仿真与在轨温度对比

Fig.6 Comparison of on-orbit temperature between simulation and test for CCD cold plates

机关机时,4 片 CCD 冷板温度在轨实测值维持在 $5.5 \sim 5.8^{\circ}\text{C}$, 仿真模拟结果维持在 $5.8 \sim 5.9^{\circ}\text{C}$ 。CCD 相机开机时,4 片 CCD 冷板壳体的温度在轨实测值从 5.8°C 逐渐上升至 6.6°C ,4 片 CCD 冷板温度上升值约为 $0.3 \sim 0.8^{\circ}\text{C}$, 仿真模拟结果从 6.1°C 上升至 6.8°C ,4 片 CCD 冷板的温度上升值约为 $0.2 \sim 0.8^{\circ}\text{C}$ 。CCD 相机开机时,两方面原因导致了 CCD 冷板温度的上升。一方面,冷凝器温度上升,回流至储液器中液体工质温度上升,导致系统控温点-储液器的温度上升,CCD 冷板内工质的饱和温度随之上升;另一方面,系统两相段长度不断增加,工质在 CCD 冷板与储液器内的压差不断增大,也拉大了 CCD 冷板与储液器的温差。通过对比可以发现,CCD 相机关机时,仿真模拟数据与在轨结果的差值在 0.3°C 附近,CCD 相机开机时,两者的差值为 $0.2 \sim 0.4^{\circ}\text{C}$ 。考虑到相机测控温设备本身的控温精度 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 的影响,温度误差的范围在此区间内,因此,仿真误差满足 LHP 工程应用的要求。

图 7 为冷凝器 A 和冷凝器 B 上 4 个测点温度的仿真与在轨实验结果(2018 年 1 月 21 日 09:00—17:20)的对比。冷凝器上温度的变化主要受外热流和加载功率的影响。在图 7 中,4 个测点模拟结果的偏差分别在 0.5°C 附近、 $0.5 \sim 1^{\circ}\text{C}$ 、 $1 \sim 2^{\circ}\text{C}$ 、 $1 \sim 2^{\circ}\text{C}$,导致二者偏差的主要原因是由于仿真模型中忽略了相机中的安装桁架的影响,实际应用中,相机桁架会通过热传导的方式向冷凝器漏热,导致冷凝器的实际温度有些偏高。通过对比可以发现,仿真数据与在轨结果的偏差较小,这表明仿真模型准确考虑了接触热阻和外热流的影响。

通过图 5 ~ 图 7 仿真数据与在轨结果的对比,一方面检验了模型的误差较小,其中,内部组件的温度偏差在 $0.2 \sim 0.4^{\circ}\text{C}$ 以内,冷凝器测点的

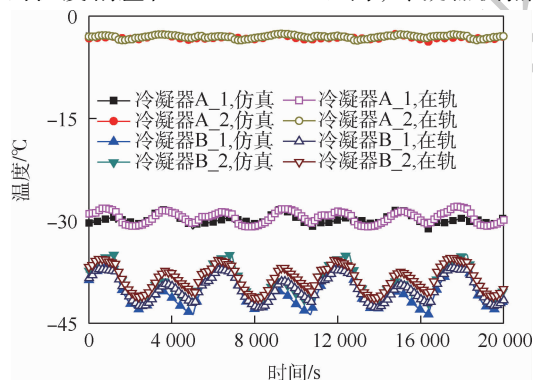


图 7 冷凝器的仿真与在轨温度对比

Fig. 7 Comparison of on-orbit temperature between simulation and test for condenser

偏差在 $0.5 \sim 2^{\circ}\text{C}$ 以内;另一方面检验了模型所设置的接触热阻和外热流等参数的准确性。结果表明,模型的有效性和准确度较高,可以用于预测 LHP 系统的瞬态工作特性。

3.2 内部流体参数的数值计算结果

为进一步分析 LHP 系统瞬态的工作特性,本节通过建立的数值模型对 LHP 系统各部件内流体的参数进行分析。

图 8 给出了低温和高温工况下,预热器内流体的温度和干度随时间的变化趋势。为了保证进入到 CCD 冷板内的流体为两相态,需要在冷凝器 A 出口与 CCD 冷板之间设置预热器,通过加热预热器使流体从过冷态变为两相态。图 8 中:1、3、5、7、9、11、13、15 表示了预热器流道从入口到出口不同位置处的流体。通过图 8(a)、(b)可以发现,低温工况时,预热器入口流体的温度受到外热流影响存在波动,经过预热器加热,出口流体的温度稳定在 6°C 附近,出口干度稳定在 0.13 附近。通过图 8(c)、(d)可以发现,高温工况时,预热器入口流体的温度受到外热流和 CCD 工作模式共同的影响,出口流体温度稳定在 6°C 附近,出口干度为 $0.125 \sim 0.19$ 。预热器保证了进入到 CCD 冷板内的流体为两相工质。

图 9 给出了低温和高温工况下,CCD 冷板内流体的温度和干度随时间的变化趋势。低温工况下,CCD 相机不工作,受外热流影响,CCD 冷板内饱和流体的温度为 $6.0 \sim 6.1^{\circ}\text{C}$,干度为 0.13 左右。因此,低温工况时,饱和态的两相工质通过干度的调节消除轨道外热流的影响,以接近恒定的温度流经 CCD 冷板,从而确保了 CCD 温度的恒定。高温工况时,CCD 相机工作时,CCD 冷板内饱和流体的最大温升为 0.1°C ,干度从入口处的 0.12 上升到了出口处的 0.90。高温工况时,相比温度的变化,干度的变化趋势更明显,干度从入口处的 0.12 上升到了出口处的 0.90,但工质仍是两相态。比较工质的温度,可以发现温度沿着 4 片 CCD 器件呈现下降的趋势,这主要是由两相压降引起的。由于饱和氨的温度压力变化率之比 (dT/dP) 很小,两相压降造成的沿程温差很小 ($< 0.1^{\circ}\text{C}$),从而保证了 4 片 CCD 器件工作温度的均匀性。

图 10 为低温和高温工况下,蒸发器向储液器通过湿毛细芯的漏热量随时间的变化曲线。2.1 节分析中,蒸发器向储液器的漏热包括 2 部分,分别为通过湿毛细芯的漏热和通过壁面的漏热,经过仿真计算,湿毛细芯为主要的漏热途径。

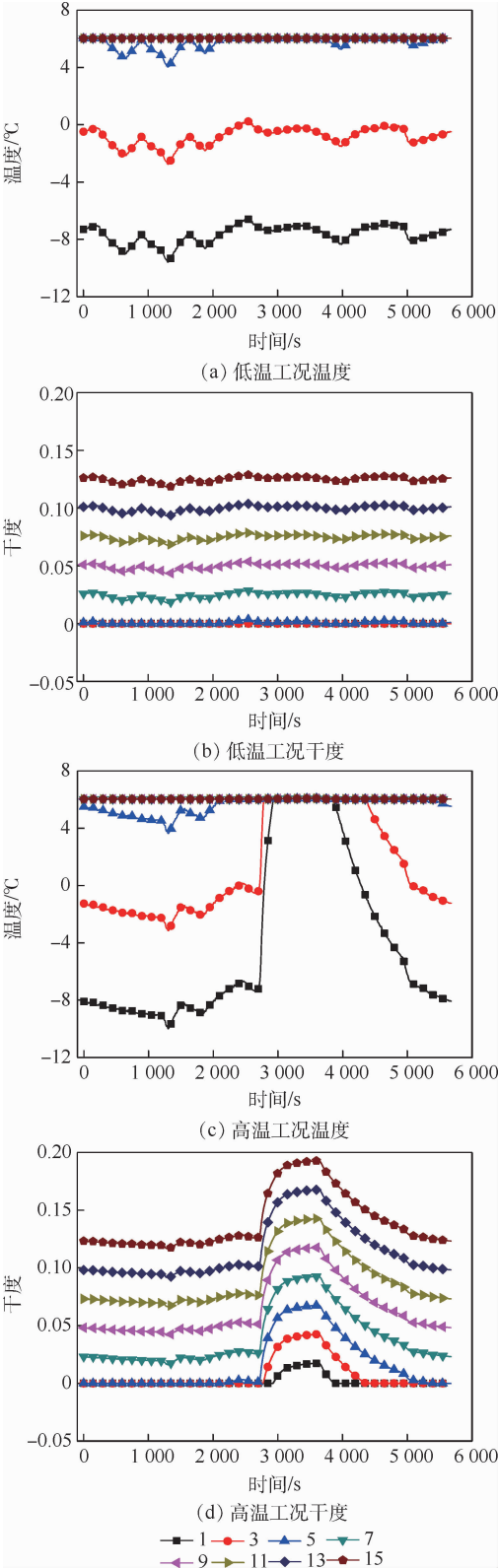


图8 预热器内流体的温度和干度随时间的变化曲线

Fig.8 Temporal evolution of fluid temperature and degree of dryness in pre-heater

低温工况下,漏热量在 1.7 ~ 1.8W 之间,其波动主要受外热流的影响。高温工况下,CCD 相机不开机时,漏热量与低温工况相同;CCD 相机开机后,漏热量上升至 2.0 ~ 2.7W,这是由于 CCD 的

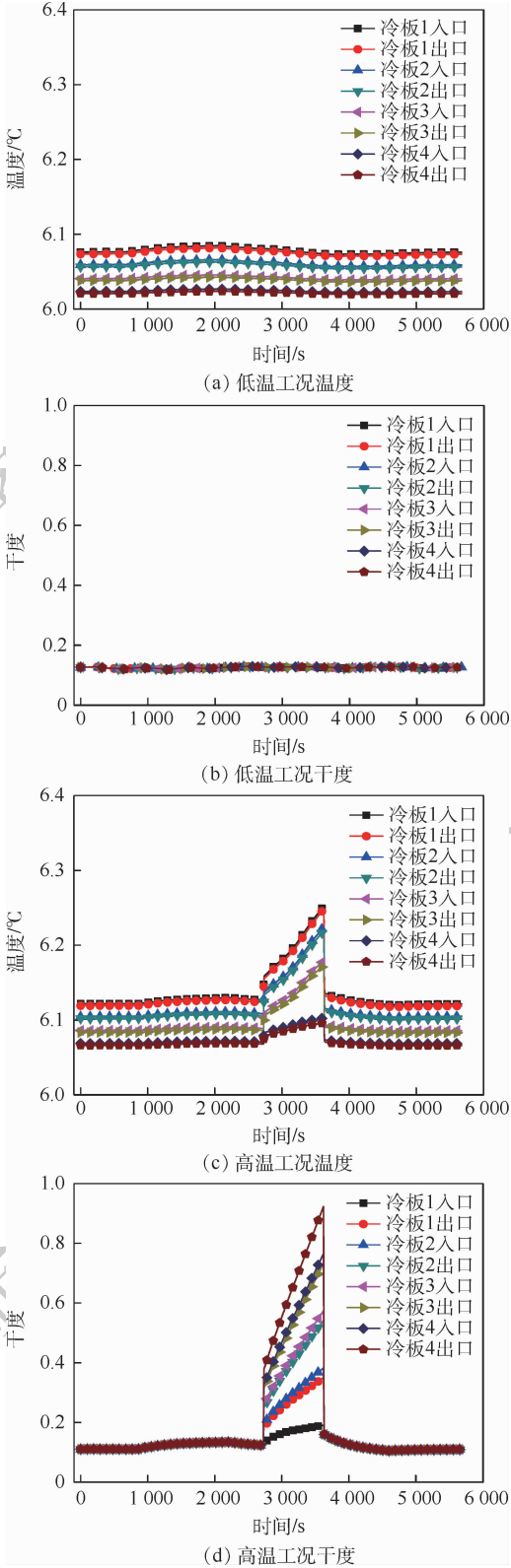


图9 CCD 冷板内流体的温度和干度随时间的变化曲线

Fig.9 Temporal evolution of fluid temperature and degree of dryness in CCD cold plates

开机导致了蒸发器的温升,从而造成了漏热量的增加。

图 11 为低温和高温工况下,LHP 系统流阻随时间的变化曲线。低温工况时,系统的流阻在

2 200 ~ 2 300 Pa 之间;高温工况时,系统的流阻从 CCD 相机开机时的 2 200 Pa 快速上升至 3 000 Pa,而后逐渐上升至 4 700 Pa,CCD 相机关机后,系统的流阻从 4 700 Pa 快速降至 2 500 Pa,随后逐渐恢复至开机前的压力状态。高温工况下,CCD 相机开机引起的流阻变化可以解释为:CCD 相机产生的热量将冷板内两相工质中的部分液体蒸发,引起干度增加,进而导致系统内的气液两相段长度边长,从而造成系统流阻的增加,CCD 相机关机后,由于受热容的影响,两相段长度的缩减需持续一段时间,从而导致了图 11 中 3 500 ~ 4 500 s 区间的 2 条曲线存在一些差异。

图 12 为低温和高温工况下,冷凝器 A 和 B 温

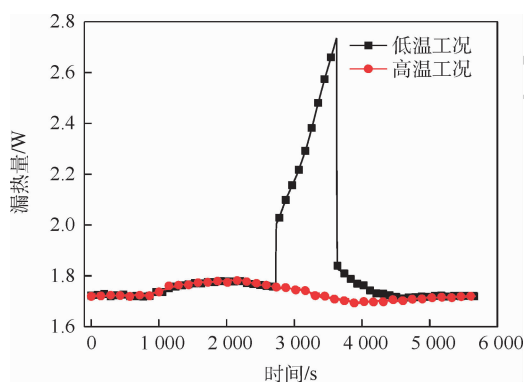


图 10 蒸发器向储液器漏热量随时间的变化曲线

Fig. 10 Temporal evolution of heat leak from evaporator to accumulator

度分布云图(图中黑色实线表示管路内两相段的长度)。低温工况时,辐射外热流最小且内部热源关机,此时除冷凝器 B 的左下边缘区域,冷凝器的温度在 $[-40, 0]^{\circ}\text{C}$ 范围内,验证了冷凝器上加热回路的控温能力,确保了在此工况下冷凝器的最低温度满足要求。此时,从蒸发器和预热器出来的蒸汽和两相流体均经过较短的流动距离即被冷却为过冷液体。高温工况时,辐射外热流最大且 CCD 相机开机,此时冷凝器的温度范围在 $[-35, +5]^{\circ}\text{C}$ 范围内,且回流管所在区域的温度范围在 $[-10, -5]^{\circ}\text{C}$ 范围内,确保了此工况下,内热源和获得的热量均被有效排散出去及毛细泵的稳定运行。此时,两相管路的长度较长,两相流体经过较长距离的冷却才被变为液态。

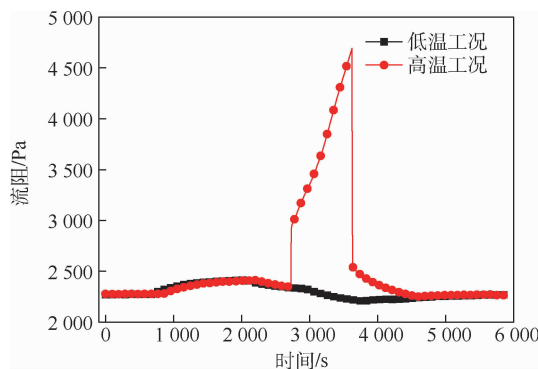
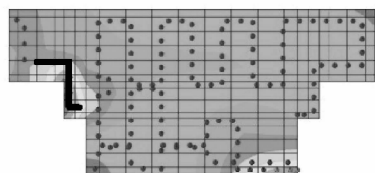
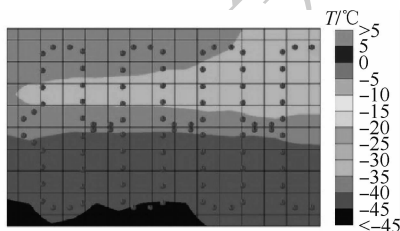


图 11 LHP 系统流阻随时间的变化曲线

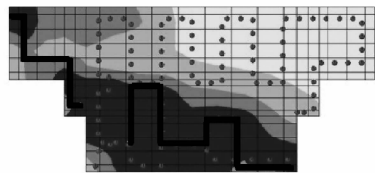
Fig. 11 Temporal evolution of LHP system flow resistance



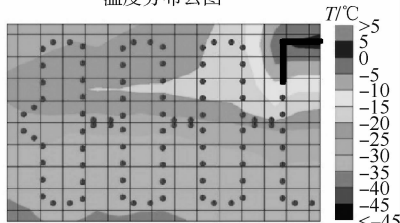
(a) 低温工况,冷凝器 A 温度分布云图



(b) 低温工况,冷凝器 B 温度分布云图



(c) 高温工况,冷凝器 A 温度分布云图



(d) 高温工况,冷凝器 B 温度分布云图

图 12 冷凝器的温度分布云图

Fig. 12 Temperature distribution contour of condenser

4 结 论

本文通过瞬态数值模拟,对空间遥感器用 LHP 系统内的热力学和流动特性进行了研究。主要结论如下:

1) 通过仿真数据与在轨结果的对比,检验了模型的误差,内部组件的温度偏差在 $0.2 \sim 0.4^{\circ}\text{C}$ 以内,冷凝器测点的偏差在 $0.5 \sim 2^{\circ}\text{C}$ 以内,验证了数值模型对 LHP 瞬态温度变化趋势预测的准确性。

2) 预热器的设置保证了进入不同工况下 CCD 冷板内的流体均被加热为两相态;冷板内的两相工质通过干度的变化来调节轨道外热流和内热源,其可以为 CCD 相机的运行提供温度的边界。

3) 蒸发器向储液器的漏热和系统的流阻主要受热源工作模式的影响,热源关机时,漏热和流阻较小,热源开机时,漏热和流阻较大。

4) 通过模型验证了冷凝器设计的合理性,冷凝器可以满足高温和低温工况下的应用,冷凝器上两相管路的长度受外热流和内热源的影响而发生变化。

本文所建模型可以用于研究轨道外热流环境下,空间遥感器用 LHP 系统的传热与传质过程,预测系统的瞬态工作特性,并指导相关产品的设计与研发。

参考文献 (References)

- [1] HOLST G C. CCD arrays, cameras, and displays[M]. Bellingham:SPIE,1996.
- [2] 鲁盼,赵振明,颜吟雪. 高分辨率遥感器 CCD 器件精密热控制[J]. 航天返回与遥感,2014,35(4):59-66.
- LU P,ZHAO Z M,YAN Y X. Precise thermal control of CCD in high resolution remote sensing[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing,2014,35(4):59-66(in Chinese).
- [3] 童叶龙,李国强,余雷,等. CCD 组件的热分析和热实验[J]. 航天返回与遥感,2014,35(5):46-53.
- TONG Y L,LI G Q,YU L,et al. Heat dissipation and precise temperature control for high-power CCD assembly[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing,2014,35(5):46-53(in Chinese).
- [4] 李春林. 空间光学遥感器热控技术研究[J]. 宇航学报,2014,35(8):863-870.
- LI C L. Research on space optical remote sensor thermal control technique[J]. Journal of Astronautics,2014,35(8):863-870(in Chinese).
- [5] 苗建印,张红星,吕巍,等. 航天器热传输技术研究进展[J]. 航天器工程,2010,19(2):106-112.
- MIAO J Y,ZHANG H X,LU W,et al. Development of heat transfer technologies for spacecraft[J]. Spacecraft Engineering,2010,19(2):106-112(in Chinese).
- [6] 张畅,谢荣建,张添,等. 液氮温区平板蒸发器环路热管实验研究[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(6):1211-1217.
- ZHANG C,XIE R J,ZHANG T,et al. Experimental study on a liquid nitrogen temperature region loop heat pipe with flat evaporator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2019,45(6):1211-1217(in Chinese).
- [7] 赵振明,孟庆亮,张焕冬,等. CCD 器件用机械泵驱动两相流体回路仿真与实验[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(5):893-901.
- ZHAO Z M,MENG Q L,ZHANG H D,et al. Simulation and experimental study of mechanically pumped two-phase loop for CCD[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2019,45(5):893-901(in Chinese).
- [8] GAO T,YANG T,ZHAO S L,et al. The design and application of temperature control loop heat pipe for space CCD camera[C]//46th International Symposium of Space Optical Instrument and Application,2017:15-20.
- [9] CHUANG P. An improved steady-state model of loop heat pipes based on experimental and theoretical analyses[D]. State College:Pennsylvania State University,2003.
- [10] KAYA T,PÉREZ R,GREGORI C,et al. Numerical simulation of transient operation of loop heat pipes[J]. Applied Thermal Engineering,2008,28(8-9):967-974.
- [11] ADONI A,AMBIRAJAN A,JASVANTH V,et al. Thermohydraulic modeling of capillary pumped loop and loop heat pipe[J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer,2007,21(2):410-421.
- [12] BAI L,LIN G P,ZHANG H X,et al. Mathematical modeling of steady-state operation of a loop heat pipe[J]. Applied Thermal Engineering,2009,29(13):2643-2654.
- [13] RIVIÉRE N,SARTRE V,BONJOUR J. Fluid mass distribution in a loop heat pipe with flat evaporator[C]//15th International Heat Pipe Conference,2010:hal-00541426.
- [14] WRENN K R,ALLEN R D,HOANG T T,et al. Verification of a transient loop heat pipe model:1999-01-2010[R]. Warrendale:SAE Technical Paper,1999.
- [15] HOANG T,KU J. Transient modeling of loop heat pipes:AIAA-2003-6082[R]. Reston:AIAA,2003.
- [16] POUZET E,JOLY J L,PLATEL V,et al. Dynamic response of a capillary pumped loop subjected to various heat load transients[J]. International Journal of Heat and Mass Transfer,2004,47(10-11):2293-2316.
- [17] CULLIMORE B,BAUMANN J. Steady state and transient loop heat pipe modeling:2000-01-2316[R]. Warrendale:SAE Technical Paper,2000.
- [18] ZINNA S,MARENGO M,MOLINA M. Numerical model of the LHP for the thermal control of the cryomagnet avionics box (CAB) mounted on the AMS-02 experiment[C]//VII Minsk International Seminar "Heat pipes, Heat pumps, Refrigerators, Power Sources",2008:351-359.
- [19] XIN G,CHENG Y,LUAN T,et al. Simulation of a LHP-based thermal control system under orbital environment[J]. Applied Thermal Engineering,2009,29(13):2726-2730.
- [20] 何发龙,杜王芳,赵建福,等. 深冷环路热管瞬态数值仿真研究[J]. 载人航天,2018,24(4):515-519.
- HE F L,DU W F,ZHAO J F,et al. Study on transient numerical simulation of cryogenic loop heat pipe[J]. Manned Spaceflight,2018,24(4):515-519(in Chinese).
- [21] KU J T. Operating characteristics of loop heat pipe[C]//29th International Conference on Environmental System,1999:1991-01-2007.
- [22] 弗兰克·P·英克鲁佩勒,大卫·P·德维特,狄奥多尔·L·伯格曼,等. 传热和传质基本原理[M]. 葛新石,叶宏,译. 北京:化学工业出版社,2011:297-332.
- INCROPERA F P,DEWITT D P,BERGMAN T L,et al. Fundamentals of heat and mass transfer[M]. GE X S,YE H,transla-

- ted. Beijing: Chemical Industry Press, 2011: 297-332 (in Chinese).
- [23] SHAH M M. Prediction of heat transfer during boiling of cryogenics fluids flowing in tubes [J]. *Cryogenics*, 1984, 24 (5): 231-236.
- [24] CHURCHILL S W. Friction factor equation spans all fluid-flow regimes [J]. *Chemical Engineering Journal*, 1977, 84 (24): 91-92.
- [25] FRIEDEL L. Improved friction pressure drop correlation for horizontal and vertical two-phase pipe flow [C] // European Two-Phase Flow Group Meeting, 1979: 485-492.

作者简介:

孟庆亮 男,博士,高级工程师。主要研究方向:微重力下两相流动与传热。

Transient numerical simulation and on-orbit verification of loop heat pipe used for space remote sensor

MENG Qingliang^{1,2,*}, YANG Tao^{1,2}, YU Zhi^{1,2}, ZHAO Zhenming^{1,2}, ZHAO Yu^{1,2}, YU Feng^{1,2}

(1. Beijing Institute of Space Mechanics and Electricity, Beijing 100094, China;

2. Beijing Key Laboratory of Advanced Optical Remote Sensing Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: For the purpose of meeting the requirement of application on-orbit for Loop Heat Pipe (LHP), a transient numerical model of LHP, which is used for the thermal control of Charge-Coupled Device (CCD) of GF-9 satellite, is developed by using the node-network method and flow and heat transfer relation formula. The processes of heat and mass transfer between evaporator and accumulator are considered. By comparison between simulation and on-orbit results, it is found that the temperature differences are 0.2 – 0.4°C and 0.5 – 2.0°C, for the interior components and condensers, respectively. The influence of orbital external heat flux and working mode of heat source can be adjusted by the degree of dryness in the pre-heater. The heat leak from evaporator to accumulator, flow resistance of loop, and the length of two-phase loop can be affected by the working mode of heat sources. The model can be used to study the variation of LHP interior parameters under different orbital external heat flux and heat source working modes, and predict the transient behavior of LHP system, which can also be used to guide the design and development of subsequent products.

Keywords: Loop Heat Pipe (LHP); space remote sensor; precise thermal control; heat and mass transfer; numerical simulation

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0581

基于边际-人工蜂群算法的舰载机机群出动保障 人员配置-调度联合优化方法



苏析超^{1,*}, 伍恒², 崔荣伟¹, 张勇¹

(1. 海军航空大学, 烟台 264001; 2. 海军研究院, 北京 100191)

摘 要: 保障人员配置和保障作业调度是舰载机机群出动保障任务决策的 2 项核心内容。针对复杂甲板作业约束条件下保障人员配置-调度联合优化的实际问题, 首先, 系统分析舰载机机群出动保障流程约束、出动时限约束、保障人员约束、保障设备约束、工位空间约束和资源供给能力约束。其次, 以保障人员数量和负载方差和最小化为优化目标, 建立了混合整数规划模型, 进而提出了基于边际-人工蜂群(ABC)算法的两层优化决策架构。上层决策模型基于边际优化算法对保障人员配置方案进行迭代优化, 下层决策模型采用改进的双向人工蜂群算法对舰载机机群出动保障任务调度进行优化。最后, 通过典型算例验证了所提模型和两层优化机制的可行性与有效性。

关 键 词: 机群出动保障; 保障人员配置; 保障调度; 边际优化; 人工蜂群(ABC)算法
中图分类号: E917; TP301

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)11-2056-13

舰载机机群出动保障是全周期出动回收作业的关键阶段, 作为衡量出动回收能力的核心指标, 保障效率的发挥不仅与航母航空保障系统的指挥调度和协调控制水平密切相关^[1], 同时受限于以保障人员为主体的各类保障资源的规模和能力^[2]。相对于陆基机场, 甲板空间狭小、安全态势复杂, 传统的固定机组制人员利用率较低, 人数需求随着机群规模增加而线性递增, 无法满足舰载航空保障“减员增效”的要求; 另外, 当前国内外航母舰载机调度仍处在以人工经验为主的水平, 在大规模机群保障条件下难以确保最优调度性能。因此, 基于一体化联合保障模式和智能调度技术, 开展面向出动任务的保障人员配置和资源分配调度联合优化, 是高强度、快节奏作战训练条件下舰载机指挥管理信息化和智能化的迫切需

求和发展趋势。

由于舰载机出动保障作业内涵开放性不足, 约束限制多, 研究难度大, 当前国内外针对出动保障调度和人员配置的研究成果尚不充分。在出动保障调度方面, Ryan 等^[3]基于所开发的甲板作业规划决策系统(Deck operations Course of Action Planner, DCAP)^[4], 对比了专家经验和基于整数线性规划的自动决策方法的优劣。文献[5]面向一站式保障调度问题, 构建了舰载机机务勤务保障的资源受限项目调度模型; 文献[6]则借鉴柔性车间调度问题, 对舰载机甲板作业进行建模优化分析。文献[7-8]以甲板空间约束为出发点, 分别研究了考虑停机位空间约束的保障组调度和考虑调运/作业空间约束的舰载机作业调度。文献[9]基于分布式路径规划方法, 解决了出动

收稿日期: 2019-11-13; 录用日期: 2019-12-01; 网络出版时间: 2020-01-14 13: 42

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200114.1321.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61671462); 泰山学者建设工程

* 通信作者。E-mail: suxich@126.com

引用格式: 苏析超, 伍恒, 崔荣伟, 等. 基于边际-人工蜂群算法的舰载机机群出动保障人员配置-调度联合优化方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2056-2068. SU X C, WU H, CUI R W, et al. Joint optimization method for carrier-based aircraft fleet sortie support personnel configuration and scheduling based on marginal-ABC algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2056-2068 (in Chinese).

阶段的协同调度问题。文献[10]进一步考虑了作业时间的不确定性,构建了前摄式舰面保障调度优化模型。以上研究不断朝着约束的复杂化、模型的精细化和目标的多样化发展。

在舰载机保障人员配置优化方面,Ross^[2]基于多主体(Multi-agent)仿真技术,研究了保障人员配置数量与舰载机出动效率的影响关系;文献[11]在多主体架构基础上,内嵌合同网协议,提出了面向舰载机故障维修的保障人员配置和任务分配模型。崔博^[12]提出了舰载机保障人员技能分配优化方法,并采用递增遍历算法确定保障组人数。郭小威等^[13]针对工时不确定下的航空弹药保障作业,以基于蒙特卡罗的PERT网络仿真为效能评估核心,外层以遗传算法为优化框架,对保障人员配置方案进行优化。针对资源配置的方法研究^[14]在装备保障领域可以归纳为经验比例公式^[15]、数学规划^[16]、基于排队模型的优化方法^[17]和基于蒙特卡罗仿真的优化方法^[18]等;按照资源配置主体,又区分为人员设备等可更新资源和不可修备件等消耗性资源。其中,边际优化算法作为一种高效实用的方法,在备件配置优化领域得到了广泛应用^[19]。

综上所述,现有研究主要存在2个方面不足:①舰载机出动保障调度优化和保障人员配置优化的研究相对独立,缺乏联合优化的机制;②当前调度模型的研究较少考虑资源转移过程,更没有细化至保障工位之间转移,难以实现精细化保障需求。据此,本文立足舰载机出动任务需求,在一体化联合保障模式下,构建舰载机机群出动保障的人员配置和调度的联合优化模型,并提出基于边际-人工蜂群(Artificial Bee Colony, ABC)算法的两层优化决策架构进行模型求解,以实现舰载机机群出动保障的人员配置和调度决策的集成,减少决策环

节,进一步促进舰载航空保障的“减员增效”。

1 问题描述

舰载机机群出动保障人员配置与调度联合优化问题(Integrated Staffing and Scheduling Problem for Aircraft Sortie Support, ISSP-ASS)的目标是确定各专业保障人员数量及各类人员设备的分配计划保障时序,以满足出动时间的要求。与传统的固定机组制不同,一体化联合保障模式下各专业保障人员可在各架同机型舰载机之间转移保障,因此可最大程度地提升保障人员利用率。该模式主要应用于美军舰载机保障,对人员配置和管理调度提出了更高要求。在给定保障人员配置方案下,保障资源的调度则受限于出动保障流程约束、出动时限约束、保障人员约束、保障设备约束、工位空间约束和资源供给能力约束等条件。

传统任务规划模式下,保障人员配置和保障作业调度两者为先后序决策,即一般先根据保障任务量,基于经验进行人力资源的配置,或直接指派在位的所有员额,再根据人力资源进行保障方案的规划调度。然而保障人员的配置直接影响到调度性能,独立的分步决策可能导致调度方案无法满足指标要求。因此,需要将2项决策任务进行统筹考虑和建模。

假设出动保障任务包含舰载机机群集合, $I = \{1, 2, \dots, N_I\}$,其中任一单机 $i \in I$ 又包括一系列保障工序 J_i ,所有工序集合表示为 $J = \{(i, j) | i \in I, j \in J_i\}$ 。各机保障工序之间的逻辑流程如图1所示,可抽象为活动节点图(AON)描述,其中挂弹任务量需根据挂弹数量 n_d 而定。

每一架飞机均有各自的入场时间 M_i ,表示第 i 架飞机调运至停机位 p_i ,并系留完毕,这也是单机保障的最早可开始时刻。令 O_{ij} 表示第 i 架飞机

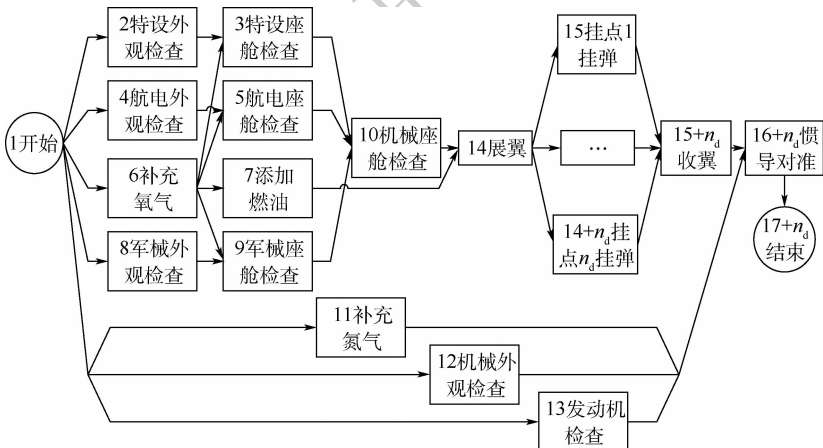


图 1 单机出动保障作业流程图

Fig. 1 Support operation flowchart for single-aircraft sortie

的第 j 道工序,该工序当且仅当其前序工序集 P_{ij} 均保障完毕后方可开始作业,保障所需工时为 d_{ij} ,保障所属工位表示为 W_{ij} 。假设机群出动保障满足“一站式”条件^[5],即各舰载机在任一停机位均可满足所有资源的保障,可原位保障所有工序。每项工序可能涉及至多 4 类资源需求:保障人员、保障设备、工位空间和供给类资源,其各自种类集合分别定义为 K_p 、 K_e 、 K_s 和 K_w 。

1) 保障人员约束。 L_k^p 表示第 $k(k \in K_p)$ 类专业的保障人员集合, $L_k^p = \{1, 2, \dots, N_k^p\}$ 。其中,舰载机机务保障专业一般包含机械、军械、特设和航电等 4 类专业。 r_{ijk}^p 表示工序 O_{ij} 保障所需第 k 类专业保障人员的数量,显然任意时刻工序对人员需求都是有限的;此外,保障人员在不同工序 O_{ij} 和 O_{eg} 之间切换保障受制于工位 W_{ij} 至 W_{eg} 的转移时间 T_{ijeg} 。

2) 保障设备约束。令 L_k^e 表示第 $k(k \in K_e)$ 种设备保障单元集合, $L_k^e = \{1, 2, \dots, |L_k^e|\}$,包含移动保障设备和固定设备站。 r_{ijk}^e 表示工序 O_{ij} 所需第 $k(k \in K_e)$ 种保障设备的数量。对固定设备站而言,保障范围受供给管路长度所限,令 λ_{kl}^p 表示

保障设备的保障范围状态量,若第 k 种第 l 个保障设备可覆盖停机位 p , $\lambda_{kl}^p = 1$;否则 $\lambda_{kl}^p = 0$ 。此外,保障设备在不同工序 O_{ij} 和 O_{eg} 之间切换保障受制于工位 W_{ij} 至 W_{eg} 的转移时间 $\tilde{T}_{ijeg}^{kl}$,该转移时间不仅与设备类型相关,还取决于固定式或移动式的保障方式。保障人员和设备在不同工位之间的转移保障示意图如图 2 所示。

3) 工位空间约束。令 r_{ijk}^s 表示为保障工序 O_{ij} 对第 $k(k \in K_s)$ 类工位的对应关系, $r_{ijk}^s = 1$ 表示占用该类工位,否则 $r_{ijk}^s = 0$ 。舰载机保障中部分诸如座舱等保障工位由于空间受限,仅可容纳一定人数 n_{ik} 进行并行保障作业。

4) 资源供给能力约束。由于供给能力有限,第 $k(k \in K_w)$ 种供给性资源(如添加燃油)仅可同时对 L_k^w 架舰载机进行供给保障,令 r_{ijk}^w 表示为保障工序 O_{ij} 对第 $k(k \in K_w)$ 类供给资源的需求关系, $r_{ijk}^w = 1$ 表示存在需求对应关系,否则 $r_{ijk}^w = 0$ 。

此外,由于舰载机机群出动回收作业一般按照一定的甲板周期循环进行,因此所规划的出动保障作业方案的完工时间 $C_{\max}$ 需限定在一定作业期限 $C_{\max}^d$ 内,否则将影响下一波次舰载机的回收作业。

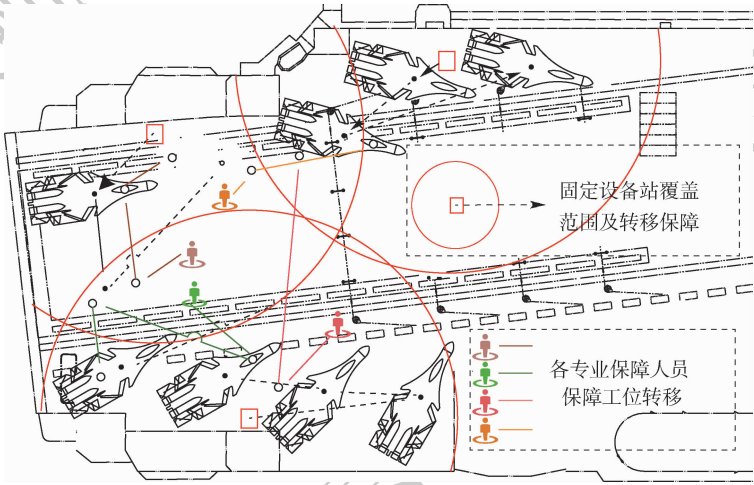


图 2 保障人员和设备转移保障示意图

Fig. 2 Schematic diagram of support personnel and equipment transfer

2 ISSP-ASS 模型

2.1 决策变量和优化目标建立

ISSP-ASS 模型需优化生成舰载机机群出动保障人员的数量配置、各保障人员设备的工序分配及作业时序等具体保障方案,因此模型的决策变量定义为

$$X_{ijkl}^p = \begin{cases} 1 & \text{工序 } O_{ij} \text{ 分配至第 } k(k \in K_p) \text{ 类} \\ & \text{第 } l(l \in L_k^p) \text{ 位保障人员} \\ 0 & \text{否则} \end{cases}$$

$$X_{ijkl}^e = \begin{cases} 1 & \text{工序 } O_{ij} \text{ 分配至第 } k(k \in K_e) \text{ 类} \\ & \text{第 } l(l \in L_k^e) \text{ 个保障设备} \\ 0 & \text{否则} \end{cases}$$

$$Y_{ijeg} = \begin{cases} 1 & \text{工序 } O_{ij} \text{ 与工序 } O_{eg} \text{ 分配在相同} \\ & \text{保障资源且 } O_{ij} \text{ 优先于 } O_{eg} \text{ 保障} \\ 0 & \text{否则} \end{cases}$$

在优化目标方面,主要考虑作为保障主体的人员,一是使得配置保障人员数量最小化,即 $\min \sum_{k \in K_p} N_k^p$;其次优化各专业保障人员的负载均衡

性 L , 定义为各专业保障人员的负载方差和, 即

$$\min L = \sum_{k \in K_p} \frac{\sum_{l \in L_k^p} (B_{kl} - \bar{B}_k)^2}{N_k^p} \quad (1)$$

式中: N_k^p 为第 k ($k \in K_p$) 类专业保障人员配置数量; 第 k ($k \in K_p$) 类专业的第 l ($l \in L_k^p$) 位保障人员的负载 B_{kl} 表示为保障作业时间和转移时间的加权和, 即

$$B_{kl} = \sum_{(i,j) \in J} d_{ij} X_{ijkl}^p + \omega \sum_{(e,g) \in J} \sum_{(i,j) \in J} Z_{ijeg}^{kl} T_{ijeg} \quad (2)$$

其中: ω 为保障作业时间和转移时间的负载权重; Z_{ijeg}^{kl} 为 0-1 中间决策变量, 若第 k ($k \in K_p$) 类专业第 l ($l \in L_k^p$) 位保障人员完成工序 O_{ij} 后转移至工序 O_{eg} 保障, 则 $Z_{ijeg}^{kl} = 1$, 否则为 0, 该类专业保障人员的负载均值为 $\bar{B}_k$ 。

对 2 个优化目标按照字典序进行排序, 即优先确保保障人员数量最小化, 其次优化人员负载均衡性, 实际运算中可采用加权的形式进行组合。

2.2 数学模型建立

ISSP-ASS 模型的数学模型可采用以下混合整数规划模型表示:

$$\min \left(\sum_{k \in K_p} N_k^p + \gamma L \right) \quad (3)$$

$$\text{s. t. } C_{\max} \leq C_{\max}^d \quad (4)$$

$$S_{il} \geq M_i \quad \forall i \in I \quad (5)$$

$$S_{ij} \geq S_{ih} + d_{ih} \quad \forall (i, h) \in P_{ij}, \forall (i, j) \in J \quad (6)$$

$$E_{ij} + T_{ijeg} \cdot \text{sgn} \left(\sum_{l \in L_k^p} Z_{ijeg}^{kl} \right) \leq S_{eg} + A(1 - Y_{ijeg}) \quad \forall (i, j), (e, g) \in J, \forall k \in K_p \quad (7)$$

$$E_{ij} + \tilde{T}_{ijeg}^{kl} \tilde{Z}_{ijeg}^{kl} \leq S_{eg} + A(1 - Y_{ijeg}) \quad \forall k \in K_e, \forall (i, j), (e, g) \in J, \forall l \in L_k^e \quad (8)$$

$$\sum_{(i,j) \in J} \sum_{k \in K_e} \sum_{l \in L_k^e} X_{ijkl}^e (1 - \lambda_{kl}^{p_i}) = 0 \quad \forall i \in I \quad (9)$$

$$\sum_{j \in A_{it}} r_{ijk}^s \leq n_{ik} \quad \forall i \in I, \forall k \in K_s, \forall t > 0 \quad (10)$$

$$\sum_{i \in I} \sum_{j \in A_t} r_{ijk}^w \leq L_k^w \quad \forall k \in K_w, \forall t > 0 \quad (11)$$

$$\sum_{l \in L_k^p} X_{ijkl}^p = r_{ijk}^p \quad \forall (i, j) \in J, \forall k \in K_p \quad (12)$$

$$\sum_{l \in L_k^e} X_{ijkl}^e = r_{ijk}^e \quad \forall (i, j) \in J, \forall k \in K_e \quad (13)$$

$$X_{ijkl}^p, X_{ijk'l'}^e, Y_{ijeg}, Z_{ijeg}^{kl}, \tilde{Z}_{ijeg}^{k'l'} = \{0, 1\}, \forall k \in K_p, \forall l \in L_k^p, \forall k' \in K_e, \forall l' \in L_{k'}^e, \forall (i, j), (e, g) \in J \quad (14)$$

式中: S_{ij} 为保障工序 O_{ij} 的保障开始时间; E_{ij} 为保障工序 O_{ij} 的保障结束时间。目标式 (3) 中, $0 <$

$\gamma \leq 1$ 表示最小化保障人员数量目标和最小化负载方差和目标的权重系数; 约束式 (4) 表示调度计划完工时间满足出动时限要求; 约束式 (5) 表示单机保障作业的入场时序限制; 约束式 (6) 为保障作业流程的优先时序限制; 约束式 (7) 限制了保障人员在相邻保障工序之间转换的时序关系, 其中 A 为无穷大实数, 确保不等式恒成立; 约束式 (8) 限制了保障设备在相邻保障工序之间转换的时序关系, 其中 $\tilde{Z}_{ijeg}^{kl}$ 为设备保障分配的 0-1 中间决策变量, 其含义可参见 Z_{ijeg}^{kl} ; 约束式 (9) 确保保障设备仅能分配管路覆盖范围内的保障工序; 约束式 (10) 限制了工位空间内可并行作业的人员数量, 其中 A_{it} 表示舰载机 i 在时刻 t 处于保障作业状态的工序集; 约束式 (11) 表示供给性资源可同时保障舰载机数量的限制, 其中 A_t 表示机群在时刻 t 处于保障作业状态的工序集; 约束式 (12) 和式 (13) 分别表示任意工序的保障人员和保障设备的分配量与需求量相匹配; 约束式 (14) 为布尔型决策变量的属性约束。

3 联合优化方法设计

针对第 2 节 ISSP-ASS 优化问题, 最直接的求解思路是采用集成式优化方法, 即将保障人员配置和保障作业调度作为一体化并列的决策对象, 并同步开展迭代优化。该方法的优势在于: 算法设计简单, 只需采用一种优化算法对配置和调度进行统一的编码、解码和循环搜索迭代。然而, 人员配置和作业调度 2 部分的决策变量存在一定递阶关联性, 即最优调度方案取决于人员的配置。如果同步对 2 部分决策变量进行扰动搜索, 一方面 2 部分决策变量组合的搜索空间浩大, 难以收敛至较优解区域, 寻优的鲁棒性难以保证; 另一方面, 搜索缺乏导向性, 容易形成无效搜索, 如针对局部最优解, 如果对 2 部分决策变量同步进行扰动寻优, 则可能完全破坏原解的结构, 无法在当前人员配置下进一步局部优化调度方案。

为有效利用保障人员配置和调度方案的递阶关联关系, 提升寻优的针对性和搜索效率, 可采用两层决策机制进行求解。在两层规划模型中, 上下层均包含完整的目标和约束模型, 下层模型依据上层模型的优化参数来引导自身目标优化, 上层则依赖下层的优化反馈来优化自身目标。应用至本文问题, 构建两层决策模型的概念图如图 3 所示。

上层模型负责各专业保障人员的配置决策。对此,采用边际优化算法进行求解,该算法操作简单,搜索精度高,且最大优势在于迭代过程不丢失最优解,在求解资源配置这类问题相对一般启发

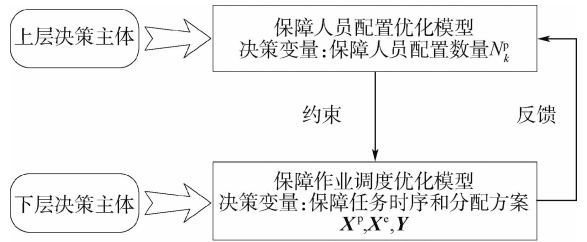


图 3 求解 ISSP-ASS 的两层决策模型概念图
Fig. 3 Concept of bi-level decision model for ISSP-ASS

式算法更具优势。下层模型负责舰载机机群出动保障调度优化,以缩短保障完工时间,本文设计了一类改进人工蜂群算法进行求解。在每一步迭代过程中,在上层将各类专业保障人员分别增加单位数量后,调用下层调度优化模型计算边际效益的增量,下层则根据所增加的保障人员配置,基于改进的人工蜂群算法求解最优调度方案,并将机群保障完工时间和保障人员负载方差和反馈至上层配置模型,由上层模型选取边际效益最优的人员增加方案,通过不断迭代直至满足机群完工时间的时限要求。基于边际-人工蜂群算法的舰载机机群出动保障人员配置-调度联合优化流程如图 4 所示。

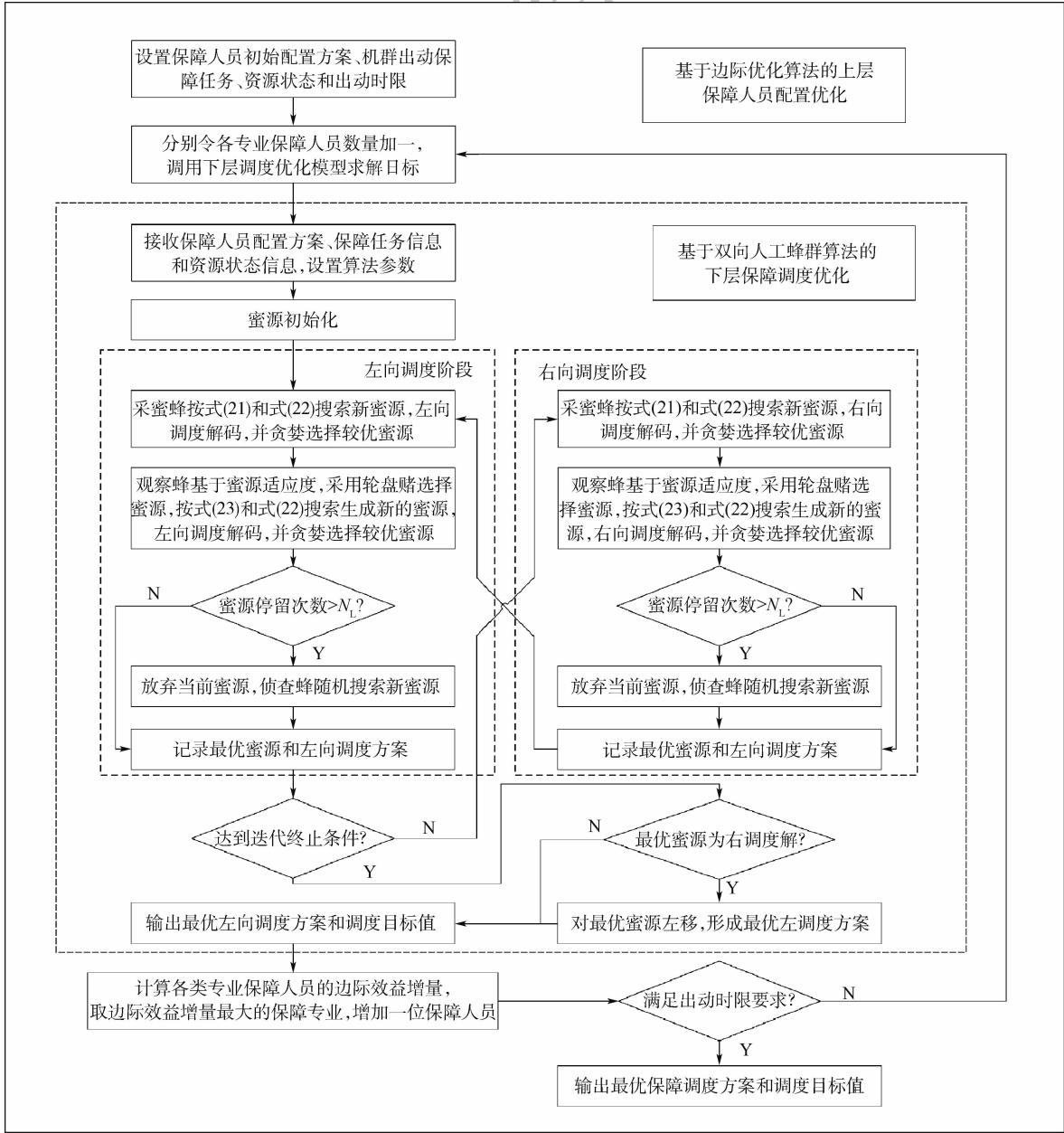


图 4 边际-人工蜂群算法流程
Fig. 4 Marginal-ABC algorithm flowchart

3.1 上层保障人员配置优化

保障人员的数量配置直接影响了机群保障完工时间,当保障人员数量较少时,保障完工时限约束(4)未必得到满足,因此上层决策的目标是在保证达到保障完工时限的要求前提下,优化目标函数(3),因此,上层保障人员配置优化模型可抽象为

$$\begin{cases} \min \left(\sum_{k \in K_p} N_k^p + \gamma L \right) \\ \text{s. t. } C_{\max} \leq C_{\max}^d \\ C_{\max} = \max_{(i,j) \in J} E_{ij}(X^p, X^e, Y) \end{cases} \quad (15)$$

式中: (X^p, X^e, Y) 表示机群保障调度分配决策方案。

采用边际优化算法,可将该优化问题转化为:依据各专业保障人员数量的边际效益增量大小,选取专业类别进行逐项增加的方式,使得机群完工时间不断迭代压缩至完工期限内。因此,可将第 g 次迭代过程中第 k ($k \in K_p$) 类专业保障人员的边际效益增量定义为

$$\Delta C_k^g = C_{\max}^{g-1} - C_{\max}^g(N_k^p + 1) + \alpha [L_{g-1} - L_g(N_k^p + 1)] \quad (16)$$

式中: $C_{\max}^{g-1}$ 、 L_{g-1} 、 $C_{\max}^g(N_k^p + 1)$ 和 $L_g(N_k^p + 1)$ 分别为在 $g-1$ 次迭代所得保障人员配置下的机群保障完工时间、保障人员负载方差和,以及增加一位第 k 类专业人员下的机群保障完工时间和保障人员负载方差和; $0 < \alpha \leq 1$ 为 2 个目标边际效益的权重。

在统一的调度优化算法和较高的优化鲁棒性条件下,机群保障调度完工时间是关于保障人员配置数量的递减函数,考虑到 α 为极小值,第二目标项对优化目标函数值的影响较小,因此可将目标函数近似看做凸函数,即满足边际优化需假设目标函数为凸的前提条件。

基于边际优化算法的上层保障人员配置优化基本步骤如下:

步骤 1 输入舰载机机群出动保障任务、甲板布列状态、甲板设备分布等资源状态和出动时限要求,令迭代次数 $g = 1$,根据机群出动保障任务输入初始各专业保障人员配置,调用下层调度优化模型求解得到初始配置下的目标值 $C_{\max}^g$ 和 L_g 。

步骤 2 令迭代次数 $g = g + 1$,调用下层调度优化模型,依次计算各类专业保障人员人数增加后的目标值 $C_{\max}^g(N_k^p + 1)$ 和 $L_g(N_k^p + 1)$, $\forall k \in K_p$,依据式(16)分别计算各类专业保障人员的边际效益增量 ΔC_k^g 。

步骤 3 取边际效益增量最大的保障专业 $k^* = \arg \max_{k \in K_p} \Delta C_k^g$,增加一位保障人员 $N_{k^*}^p = N_{k^*}^p + 1$,

并更新目标值 $C_{\max}^g = C_{\max}^g(N_{k^*}^p)$, $L_g = L_g(N_{k^*}^p)$ 。

步骤 4 判断若 $C_{\max}^g \leq C_{\max}^d$,则停止迭代并输出最优保障人员配置方案和对应的保障调度方案;反之若未满足保障时限要求,则返回步骤 2 继续迭代优化。

值得关注的是,初始保障人员配置直接影响迭代的效率和优化性能。若初始配置从最少人数开始,则会经历更多的迭代次数;若初始配置人数过多,则可能直接满足出动时限要求,且无法确保目标函数式(3)最优,初始配置中各专业比例也较难确定。对此,本文借鉴经验比例法^[15],构建基于保障人员配置强度 R 的初始配置模型。

$$N_k^p = \text{int} \left[\frac{R \sum_{(i,j) \in J} r_{ijk}^p d_{ij}}{C_{\max}^d} \right] \quad \forall k \in K_p \quad (17)$$

式中:第 k ($k \in K_p$) 类专业保障人员的初始配置数量与配置强度、所保障工序的工作量成正比,与出动保障时限成反比。其中保障人员配置强度 R 为变量,随着 R 增加,各专业保障人员数量按比例递增。由于保障调度的复杂性,式(17)所得初始保障人员配置的比例未必是最优比例,因此 R 的赋值不宜过大以免超出最优保障配置解。

实际运用中,可选取对应保障工序总工时最少的专业作为基准专业,确定其人数配置后通过式(17)反推出 R 的取值,并进而再由式(17)确定其余专业的保障人数。将基准专业人数按一定数量递增,使得保障人员配置数量按比例递增,并计算每次配置更新后的机群保障完工时间,当达到一定期望完工时间时(如 $C_{\max}^1 = C_{\max}^d + 30$, 其中 $\Delta C_{\max} = 30$ 为可调经验值,为后续边际优化留出余量),以此时配置作为初始配置,并转入边际优化过程。

3.2 下层保障调度配置优化

下层决策以上层保障人员配置作为输入,求解以机群出动保障完工时间和负载方差和最小化为目标的保障工序任务分配及保障时序方案。因此,下层保障调度优化模型可概括为

$$\begin{cases} \min (C_{\max} + \alpha L) \\ \text{s. t. 式(5) ~ 式(14)} \end{cases} \quad (18)$$

该问题可抽象为考虑转移时间的资源约束下多项目调度问题(Resource-Constrained Multi-Project Scheduling Problem with Transfer Times, RC-MPSPTT)^[20]。由于 RC-MPSPTT 的 NP-hard 特性,精确算法难以求解其中大规模调度问题,而以人工蜂群^[21]算法为代表的元启发式算法则可实现求解效率和求解精度之间的权衡,并在调度领域

中得到了广泛应用。采用该算法求解本文调度问题的考虑在于:①算法控制参数少,易于操作;②采蜜蜂和观察蜂的搜索机制较好地实现全局和局部搜索的协调;③侦察蜂机制可有效避免陷入局部极值,更适用于 ISSP-ASS 这类多峰优化问题的求解。

经典的人工蜂群算法的搜索策略仅针对一维的局部搜索,搜索能力有限,对于大规模调度这类多维优化问题会出现收敛速度较慢的现象。对此,本文在基本人工蜂群算法架构之上,引入差分进化的交叉变异策略以提升蜂群的搜索效率,并将项目调度中的面向个体解的双向对齐局部搜索^[22]转换为面向种群的双向对齐,进一步提升种群的优化性能。本文改进的双向人工蜂群算法流程如图 4 所示,具体执行步骤如下:

步骤 1 接收上层决策中的舰载机机群出动保障任务、保障人员配置等资源状态及相关信息;设置蜜源数目 N_s ,蜜源停留最大限制搜索次数 N_L ,初始化随机生成 N_s 个蜜源。

步骤 2 执行基于左向调度的人工蜂群搜索,按以下子步骤进行:

步骤 2.1 采蜜蜂按式(21)和式(22)搜索生成新的蜜源,基于左向调度求解其适应度,并贪婪选择较优蜜源。

步骤 2.2 观察蜂根据蜜源花蜜量信息,基于轮盘赌概率选择一个蜜源,并按式(23)和式(22)搜索生成新的蜜源,同理基于左向调度求解其适应度,并贪婪选择较优蜜源。

步骤 2.3 若蜜源停留次数超过 N_L ,则放弃该蜜源,同时该处的采蜜蜂转变侦察蜂,随机搜索新蜜源。

步骤 3 判断是否达到最大评价次数,若是,则终止迭代,并输出最优的舰载机机群出动保障的人员、设备分配方案和保障时序计划;若未达到迭代终止条件,则转入步骤 4 继续迭代优化。

步骤 4 执行基于右向调度的人工蜂群搜索,具体搜索子步骤与步骤 2 相同,其中差别在于生成的新蜜源采用右向调度进行适应度的评价。转入步骤 2 继续迭代优化。

步骤 5 判断最优解对应的调度方式,若为右向调度,则保持资源分配固定,对右向调度解左移生成左向最优调度方案。

3.2.1 蜜源编码形式

种群中每个蜜源个体对应一个调度解,一方面为了利用人工蜂群算法求解连续优化问题的优势,另一方面为了实现编码与解空间的一对一映射,以精简搜索空间,同时是为了便于基于种群的

双向对齐调度。本文设计了基于保障工序开始和结束时间向量的拓展优先序编码。

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1|J_1|}, S_{21}, \dots, S_{ij}, \dots, S_{N_f|J_{N_f}|} \\ E_{11}, E_{12}, \dots, E_{1|J_1|}, E_{21}, \dots, E_{ij}, \dots, E_{N_f|J_{N_f}|} \end{bmatrix} \quad (19)$$

该编码为两层结构,第 1 行是保障工序开始时间向量,作为用于生成左向调度时的优先序列表,取值越小则调度优先级越高;第 2 行是保障工序结束时间向量,作为用于生成右向调度时的优先序列表,取值越大则调度优先级越高。在每次解码的调度方案生成后,将新的时序方案修正原编码。

3.2.2 解码调度过程

本节以左向调度为例,右向调度过程为左向调度的逆方向过程。采用串行调度生成机制,定义已完成调度工序集 S_g ,可调度工序集 D_g ,解码调度过程是从 D_g 中按工序优先级选取工序,并安排在满足各项约束的最早可开工时刻,分配人员、设备资源,并加入集合 S_g 这一循环迭代过程。将时间离散化,取间隔为 $\Delta t = 0.1$,解码调度具体执行步骤如下:

步骤 1 令 $S_g = \cup_{i \in I}(i, 1)$,初始化各类资源状态参数, $S_{i1} = E_{i1} = M_i$ 。

步骤 2 当 $|S_g| \geq |J|$ 时转入步骤 7。

步骤 3 计算 $D_g = \{(i, j) | (i, j) \notin S_g, P_{ij} \subseteq S_g\}$,根据编码优先级选择工序 $O_{i^*j^*}$,并计算其满足紧前前序约束的最早可开工时刻 $t = \max\{E_{ij} | (i, j) \in P_{i^*j^*}\}$ 。

步骤 4 判断在时刻 t 是否满足空闲保障人员和设备工位转移时序约束、工位空间约束和资源供给能力约束,若满足则转入步骤 5,否则令 $t = t + \Delta t$,并重复步骤 4。

步骤 5 记录保障时序 $S_{i^*j^*} = t, E_{i^*j^*} = t + d_{i^*j^*}$ 。

步骤 6 为工序分配资源,从满足工位转移时序约束的保障人员集合中,选择负载 B_{kl} 最小所对应的保障人员;从满足工位转移时序约束的保障设备集合中,根据 MTRCA 规则^[5],选择覆盖范围内剩余工序作业时间最少的保障设备进行分配,更新所分配保障人员和设备的保障作业状态,令 $S_g = S_g \cup (i^*, j^*)$,转入步骤 2 执行下一个工序调度。

步骤 7 输出保障时序计划和保障人员、设备的工序分配方案,根据式(18)计算目标函数值。

基于解码调度结果,机群保障完工时间越短,保障人员负载方差和越小,则蜜源的花蜜量(适

应度)越大,因此算法的花蜜量可表示为

$$f(\mathbf{x}_i) = \frac{1}{C_{\max}(\mathbf{x}_i) + \alpha L(\mathbf{x}_i)} \tag{20}$$

3.2.3 蜜源位置更新策略

在进行蜜源位置更新时,分为左向调度阶段和右向调度阶段。在左向调度时,取各蜜源位置的保障工序开始时间向量构成的种群 $\mathbf{x}^L$ 作为更新对象;反之在右向调度时,取保障工序结束时间向量构成的种群 $\mathbf{x}^R$ 作为更新对象。以下以左向调度阶段为例,右向调度阶段的蜜源更新操作与之相同。

在采蜜蜂搜索阶段,标准人工蜂群算法采用单维度扰动策略,针对保障作业调度这类多维度优化问题,扰动范围较小,寻优效率较低。因此,本文算法的采蜜蜂采用差分进化的 DE/rand/1 变异策略搜索新蜜源 $\mathbf{v}_i$,用以实现多维度同步扰动,即

$$v_{ij} = x_{ij}^L + F_i(x_{r1j}^L - x_{r2j}^L) \tag{21}$$

式中: $i, r_1, r_2 \in 1, 2, \dots, S_N$ 且 $r_1 \neq r_2 \neq i, j \in 1, 2, \dots, |J|$; F_i 为收缩因子。

为增强种群个体多样性,再将变异蜜源 $\mathbf{v}_i$ 与原蜜源 $\mathbf{x}_i^L$ 进行交叉操作,生成新的蜜源 $\mathbf{u}_i$,其位置 u_{ij} 可通过如下操作得到:

$$u_{ij} = \begin{cases} v_{ij} & \text{rand} \leq c_i^c \text{ 或 } j = j_{\text{rand}} \\ x_{ij} & \text{其他} \end{cases} \tag{22}$$

式中:rand 为 $[0, 1]$ 的随机数; c_i^c 为交叉概率。为增强搜索的随机性,增强搜索广度,收缩因子和交叉概率均取为 $[0, 1]$ 之间的随机数。

在观察蜂搜索阶段,根据新的蜜源信息,每只观察蜂采用轮盘赌策略选择一个蜜源,为实现全局性和局部性的协调,借鉴差分进化的 DE/target-to-best/1 变异策略进行蜜源的开发:

$$v_{ij} = x_{ij}^L + F_{i1}(x_{\text{best},j}^L - x_{ij}^L) + F_{i2}(x_{r1j}^L - x_{r2j}^L) \tag{23}$$

式中: x_{best}^L 为当前最优蜜源位置; F_{i1} 和 F_{i2} 为互不相关的收缩因子,且均为 $[0, 1]$ 随机数。与式(21)不同之处在于,此处引入了最优蜜源的引导,从而提升观察蜂的整体寻优能力,但同时也保留了搜索的随机性。同样,在变异之后,按式(22)进行交叉操作。

当蜜源停留次数达到限制 N_L 后,则放弃该蜜源,并由侦察蜂随机产生一个新的蜜源,从而防止蜜源个体陷入局部极值,并增强种群多样性。

3.2.4 面向种群的双向对齐机制

面向种群的双向对齐机制将进化过程分为了左向调度阶段和右向调度阶段,2 类调度机制可有助于彼此时序的微调优化以进一步压缩工期。通过引入该机制,使得算法在 2 个方面得到改进:

1) 经典的双向对齐技术针对个体调度方案进行,并将消耗更多额外的计算量,因此往往仅针对部分较优个体实施;而面向种群的双向对齐则将该机制融入到人工蜂群的进化过程,节省计算量的同时也将应用范围拓展到整个群体。

2) 通过种群的交替双向迭代,可增强蜜源位置(基因)的多样性,有助于克服由于单一方向调度导致的早熟及陷入局部极值的问题。

4 算例仿真与分析

4.1 出动案例构建

基于库兹涅佐夫号航母甲板环境^[5],构建一个典型的舰载机机群出动保障案例如下:某作战任务需要出动舰载机 8 架,编号 1~8 分别执行电子战(1 架)、预警(1 架)、护航(2 架)和地面打击(4 架)等作战任务,飞机编号与停机位编号一一对应,且保障初始时刻前 4 架飞机已布列于甲板,后 4 架从机库由 2 台飞机升降机按一定时间间隔依次转运入位。甲板保障时限要求为 $C_{\max}^d = 55 \text{ min}$ 。各舰载机的单机通用化保障流程如图 1 所示。针对本次出动任务,单机挂弹枚数 $n_d \leq 4$,各工序对各类资源的需求如表 1 所示。

表 1 中,各项保障工序对保障人员和设备的需求单位均为 1。保障人员专业种类按特设、航电、军械和机械依次编号 1~4;保障设备种类按加油站、电源站、充氧站、充氮站、液压站、挂弹设备和惯导对准装置依次编号 1~7;工位空间仅列出存在限制的座舱空间,仅可容纳一人进行保障

表 1 保障工序对保障资源需求

Table 1 Support resource demand of support operations

工序编号	保障人员 专业	保障设备	工位 空间	供给性 资源
2	特设			
3	特设	电源站	座舱	电源
4	航电			
5	航电	电源站	座舱	电源
6	特设	充氧站		氧气
7	机械	加油站		燃油
8	军械			
9	军械	电源站	座舱	电源
10	机械			
11	机械	充氮站		氮气
12	机械			
13	机械			
14	机械	液压站、电源站	座舱	液压油、电源
15~18	军械	挂弹设备		
19	机械	液压站、电源站	座舱	液压油、电源
20	航电	惯导对准装置	座舱	电源

作业;供给性资源种类对应设备种类进行编号,且供给限制为 $[L_1^w, L_2^w, L_3^w, L_4^w, L_5^w] = [5, 8, 2, 4, 6]$ 。

4 类作战任务对应的保障工序工时如表 2 所示。保障人员和保障设备在各机工位间转移时间规模较大,篇幅原因不在文中列出。

甲板上各类保障设备的可覆盖保障飞机集合如表 3 所示。表 3 中,1~5 类保障设备均为固定设备站,除表 3 中所示,挂弹设备为移动保障设备,可覆盖全甲板保障,配置 12 组,惯导对准设备较充足,不会对保障造成约束,因此本文案例可忽略。

在保障人员初始配置方面,以工时较少的特设专业作为基准专业,为体现优化全过程,不妨令其初始配置数为 1,同步根据式 (17) 求得初始保障人员配置为 $[N_1^p, N_2^p, N_3^p, N_4^p] = [1, 2, 3, 5]$ 。保障作业时间和转移时间的负载权重 $\omega = 0.5$ 。

表 2 各出动任务下保障工序工时

Table 2 Support operation durations of different sortie missions

工序编号	工时/min			
	电子战	预警	护航	对面打击
2	5	6	3	4
3	8	8	5	6
4	5	6	3	3
5	6	6	4	5
6	3	5	3	4
7	11	11	8	10
8	3	3	4	5
9	3	3	3	4
10	3	3	3	3
11	3	3	3	3
12	11	13	11	11
13	8	10	8	8
14	1	1	1	1
15	0	0	4	6
16	0	0	4	6
17	4	4	4	5
18	4	4	4	5
19	1	1	1	1
20	10	10	8	8

表 3 保障设备与舰载机保障覆盖关系

Table 3 Reachability relation between carrier-based aircraft and support equipments

舰载机编号	可保障设备编号				
	K_{e1}	K_{e2}	K_{e3}	K_{e4}	K_{e5}
1	[1]	[1]	[1]	[1]	[1]
2	[1]	[2]	[1]	[1]	[1,2]
3	[1,2]	[3]	[1]	[1]	[1,2]
4	[2]	[4]	[1,2]	[1,2]	[2,3]
5	[2]	[5]	[2]	[2]	[3]
6	[3]	[6]	[2]	[2]	[3]
7	[3,4]	[7]	[2,3]	[2,3]	[4]
8	[4]	[8]	[3]	[3]	[4]

经过多次实验对比择优,双向人工蜂群算法参数选取为:蜜源数目 $N_s = 30$,蜜源停留最大限制搜索次数 $N_L = 15$,迭代终止条件设置为调度最大评价次数 6000。为克服调度优化的随机性,对每个保障人员配置方案进行 n 次调度优化,并取其目标值均值作为输出,本文设置 $n = 5$ 。

4.2 运算结果分析

基于 MATLAB 2017 编程运算,可得基于边际-人工蜂群算法求解舰载机机群出动保障人员配置-调度联合优化的目标值收敛曲线如图 5 和图 6 所示。其中,机群出动保障完工时间呈现单调递减趋势,最终收敛至 $C_{\max} = 53.5 \text{ min}$;而保障人员负载方差和则为波动趋势,最终输出结果为 $L = 25.2$ 。在外层迭代过程中,以机群出动保障完工时间作为第一优先目标,因此每次迭代所选择专业增加保障人员虽然能确保缩短保障完工时间,然而可能会对该专业保障均衡性带来不确定的影响,而随着人员数量的增加,该波动趋缓。

最终优化所得人员配置方案为 $[4, 4, 8, 9]$,迭代过程如图 7 所示。由于机械专业和军械专业

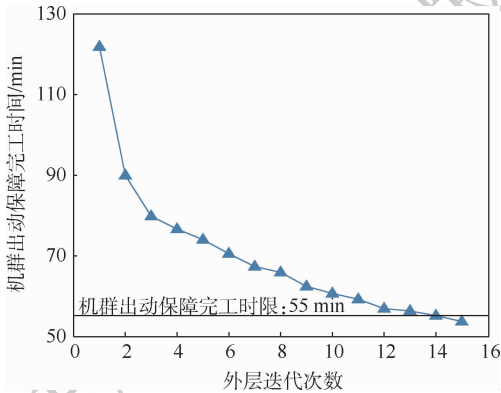


图 5 机群出动保障完工时间随外层迭代次数收敛
Fig. 5 Convergence curve of aircraft fleet sortie support completion time with the increase of external iterations times

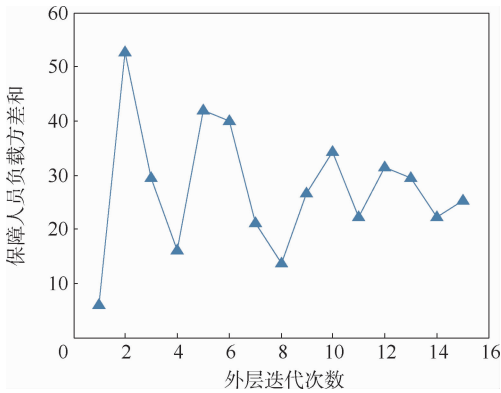


图 6 保障人员负载方差和随外层迭代次数变化
Fig. 6 Variation trend of support personnel load variance sum with the increase of external iterations times

的保障任务相对繁重,所需保障人员明显多于特设专业和航电专业的保障人员,这也与实际保障

状况相吻合。

相对于固定机组制的保障模式,一体化联合保障模式下对保障人员的需求明显减少,在固定机组制下一般配置各专业保障人员共 8 人,本文保障模式下可减少需求 39 人。此外,为确定本文所提出初始配置模型的鲁棒性,进一步选取特设专业的人数为 2 和 3,分别在这 2 种配置强度下确定初始保障人员配置,通过边际-人工蜂群优化算法所得结果均与本次结果相同,最终配置方案均为[4,4,8,9],因此该初始配置方法在一定范围内具备寻优的鲁棒性,且可显著减少迭代次数,提升优化效率。

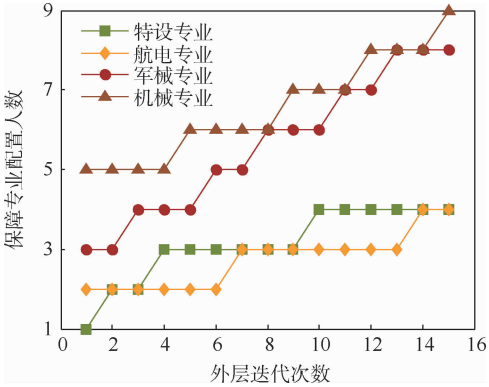


图 7 保障人员配置迭代过程

Fig. 7 Iteration trends of support personnel configuration

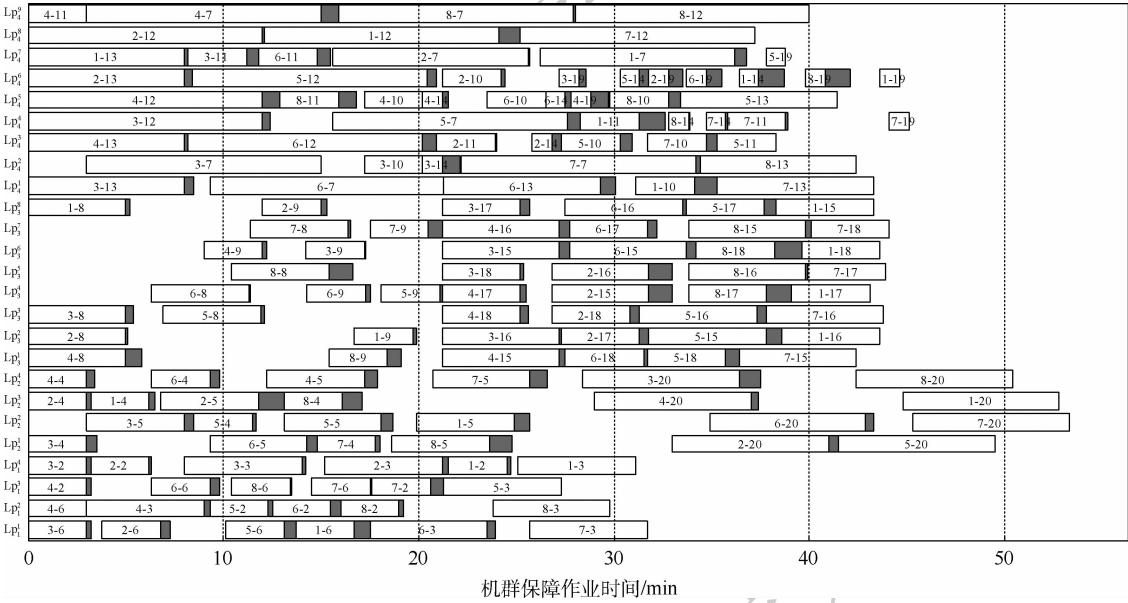


图 8 保障人员调度甘特图

Fig. 8 Gantt chart of support personnel scheduling

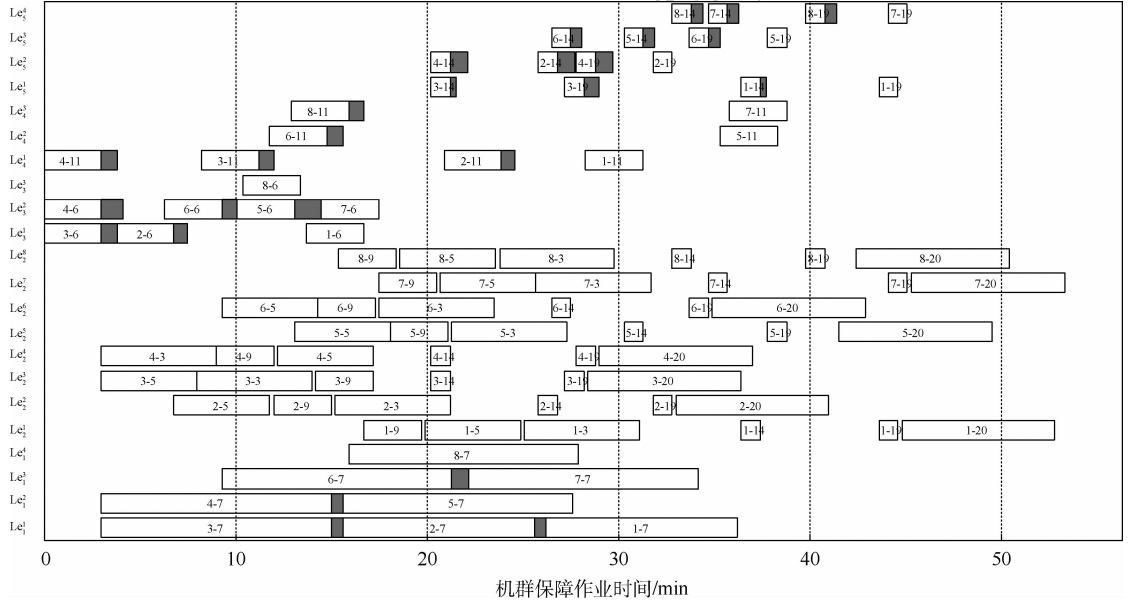


图 9 保障设备调度甘特图

Fig. 9 Gantt chart of support equipment scheduling

案所对应的人员调度甘特图和设备调度甘特图,图中涵盖了舰载机出动保障的资源配置方案和时序计划。其中,横坐标为保障过程的时间轴,纵坐标 Lp_k^l 代表第 k 类专业第 l 位保障人员, Le_k^l 则代表第 k 类第 l 个保障设备,带标号 $i-j$ 的甘特条代表保障工序 O_{ij} ,灰色甘特条代表保障人员或设备的工位间转移过程。通过校验,调度方案可满足模型(18)的相关约束,验证了调度模型和算法的可行性。

4.3 算法分析

为进一步检验用于求解保障作业调度的双向人工蜂群算法的性能,取 4.2 节所得最优保障人员配置作为输入,并选取求解该类问题的 Memetic 算法^[5]、求解该类问题抽象得资源受限项目调度问题的改进粒子群算法 IPSO^[23]和混合分布估计算法 HEDA^[24]作为比照。各算法参数设置如下:Memetic 算法包括种群规模 $N=50$,交叉概率 $P_c=0.8$,变异概率最小最大边界 $P_m^l=0.1, P_m^u=0.3$,重排链长 $d_r=5$,局部搜索变异概率 $P_l=0.05, K_T=0.8, q=0.98, p=0.1$;IPSO 算法参数包括粒子数量 $M=70$,惯性权重 $w=0.2$,加速因子 $c_1=4, c_2=2, q'=3$;在 HEDA 算法中,种群规模 $N=250$,精英比例 $P=0.02$,学习速率 $\beta=0.5$,局部搜索接受率 $P_{per}=0.5$,下降速率 $\lambda=0.8$ 。应用各算法分别在不同调度最大评价次数 Q 下开展 10 次独立仿真,所得优化结果如表 4 所示。

通过仿真对比可知,双向人工蜂群算法在寻优能力和鲁棒性方面均优于其余各算法,且调度最大评价次数 6 000 可完全满足收敛到极值的需求。HEDA 和 IPSO 算法中引入了基于双向对齐的局部寻优机制,因此性能较 Memetic 算法更优;IPSO 算法搜索效率较高,但是其算法的局限性易于陷入局部极值,全局寻优能力和鲁棒性则劣于 HEDA 算法,且随着迭代次数的增加,该优势更得以体现。

表 4 算法对比结果

Table 4 Comparison of different algorithms

算法	min			
	Q = 6 000		Q = 10 000	
	最优解	平均解	最优解	平均解
双向 ABC	53.5	53.5	53.5	53.5
Memetic	57.4	59.4	56.9	58.9
IPSO	55.7	56.9	55.7	56.8
HEDA	54.2	55.1	53.9	54.5

5 结 束 语

本文针对舰载机机群出动保障人员配置及调

度联合优化问题,系统分析了保障过程的流程、资源工位转移和出动时限约束情况,构建了相应的数学模型;提出了基于边际-人工蜂群算法的两层优化决策架构,其中上层决策模型基于边际优化算法对保障人员配置方案进行迭代改进,下层决策模型基于改进的双向人工蜂群算法,结合上层确定的人员配置方案,对舰载机机群出动保障任务进行调度优化。针对上层保障人员配置,提出了基于人员配置强度的初始配置方法以缩短迭代次数;针对下层调度优化,引入差分进化的交叉变异策略及面向种群的双向对齐机制。典型出动保障案例仿真结果表明,所提出的边际-人工蜂群两层优化算法可有效解决舰载机机群出动保障人员配置及调度联合优化问题,且无论是上层的保障人员初始配置方法,还是下层的保障调度优化算法,针对优化结果均具有较强的鲁棒性,所生成的保障资源分配方案和时序方案可满足模型的各项约束,为甲板保障作业资源配置和调度提供一套新的联合决策方法,对提升舰载机机群甲板作业的保障效率和资源利用率,促进航空保障“减员增效”均具有一定理论指导意义和工程应用价值。结合甲板作业的不确定性,拓展保障资源的决策优化范围,开展不确定环境下舰载机保障的前摄-反应式资源配置及动态调度研究是下一步的研究方向。

参考文献 (References)

[1] 刘翱,刘克.舰载机保障作业调度问题研究进展[J].系统工程理论与实践,2017,37(1):49-60.
LIU A, LIU K. Advances in carrier-based aircraft deck operation scheduling [J]. Systems Engineering—Theory & Practice, 2017, 37(1):49-60 (in Chinese).
[2] ROSS W. Investigating the tradespace between increased automation and optimal manning on aircraft carrier decks[D]. Durham: Duke University, 2016.
[3] RYAN J C, BANERJEE A G, CUMMINGS M L, et al. Comparing the performance of expert user heuristics and an integer linear program in aircraft carrier deck operations [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2014, 44(6):761-773.
[4] RYAN J C, CUMMINGS M L, ROY N, et al. Designing an interactive local and global decision support system for aircraft carrier deck scheduling: AIAA-2011-1516 [R]. Reston: AIAA, 2011.
[5] 苏析超,韩维,萧卫,等.基于 Memetic 算法的舰载机舰面一站式保障调度[J].系统工程与电子技术,2016,38(10):2303-2309.
SU X C, HAN W, XIAO W, et al. Pit-stop support scheduling on deck of carrier plane based on Memetic algorithm [J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(10):2303-2309

- (in Chinese).
- [6] YU L F, ZHU C, SHI J M, et al. An extended flexible job shop scheduling model for flight deck scheduling with priority, parallel operations, and sequence flexibility[J]. Scientific Programming, 2017, 2017(1): 1-15.
- [7] 魏昌全, 陈春良, 王保乳. 基于空间约束的舰载机航空保障调度研究[J]. 控制工程, 2013, 20(4): 699-702.
- WEI C Q, CHEN C L, WANG B R. Study of aircraft support scheduling of aircraft on carrier based on space restriction[J]. Control Engineering of China, 2013, 20(4): 699-702 (in Chinese).
- [8] 刘钦辉, 邱长华, 王能建. 考虑空间约束的舰载机作业调度模型研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2012, 33(11): 1435-1439.
- LIU Q H, QIU C H, WANG N J. Study on ship-based aircraft operation scheduling model considering spatial restriction[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2012, 33(11): 1435-1439 (in Chinese).
- [9] WU Y, WANG Y, QU X J, et al. Exploring mission planning method for a team of carrier aircraft launching[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(5): 203-214.
- [10] SU X C, HAN W, WU Y, et al. A proactive robust scheduling method for aircraft carrier flight deck operations with stochastic durations[J]. Complexity, 2018, 2018: 6932985.
- [11] FENG Q, LI S, SUN B. A multi-agent based intelligent configuration method for aircraft fleet maintenance personnel[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2014, 27(2): 280-290.
- [12] 崔博. 舰载机保障人员配置优化仿真研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2016.
- CUI B. Research on simulation and allocation optimization of support personnel of carrier-based aircraft[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2016 (in Chinese).
- [13] 郭小威, 马登武, 邓力. 基于 PERT 网络的航空弹药保障人员优化配置[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(1): 69-74.
- GUO X W, MA D W, DENG L. Optimal allocation of air ammunition support crew based on PERT networks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(1): 69-74 (in Chinese).
- [14] 敬军. 国内装备维修保障资源优化技术研究综述[J]. 中国舰船研究, 2013, 8(4): 116-122.
- JING J. Optimization techniques for equipment maintenance support resources in China: A literature review[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2013, 8(4): 116-122 (in Chinese).
- [15] 郭霖瀚, 康锐, 文佳. 以保障活动为中心的装备保障资源数量预测[J]. 航空学报, 2009, 30(5): 919-924.
- GUO L H, KANG R, WEN J. Quantitative forecast of support activity centered equipment support resources[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(5): 919-924 (in Chinese).
- [16] BELIEN J, DEMEULEMEESTER E, BRUECKER P D, et al. Integrated staffing and scheduling for an aircraft line maintenance problem[J]. Computers & Operations Research, 2013, 40(4): 1023-1033.
- [17] 杨甫勤, 夏军剑, 路学成. 出动强度约束下多机种(型)保障资源优化配置[J]. 军事交通学院学报, 2016, 18(11): 59-62.
- YANG F Q, XIA J J, LU X C. Resources optimal allocation of multi-aircraft support under constraint of sortie rate[J]. Journal of Military Transportation University, 2016, 18(11): 59-62 (in Chinese).
- [18] SHARMA P, KULKARNI M S, YADAV V. A simulation based optimization approach for spare parts forecasting and selective maintenance[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2017, 168: 274-289.
- [19] 赵建忠, 李海军, 叶文, 等. 改进系统备件满足率约束下的备件优化配置建模[J]. 兵工学报, 2013, 34(9): 1187-1192.
- ZHAO J Z, LI H J, YE W, et al. Optimization configuration modeling of spare parts under constraint of improved system spare part fill rate[J]. Acta Armamentarii, 2013, 34(9): 1187-1192 (in Chinese).
- [20] KADRI R L, BOCTO F F. An efficient genetic algorithm to solve the resource-constrained project scheduling problem with transfer times: The single mode case[J]. European Journal of Operational Research, 2018, 265(2): 454-462.
- [21] LI J, PAN Q. Solving the large-scale hybrid flow shop scheduling problem with limited buffers by a hybrid artificial bee colony algorithm[J]. Information Sciences, 2015, 316: 487-502.
- [22] FAHMY A, HASSAN T M, BASSIONI H. Improving RCPSP solutions quality with stacking justification-application with particle swarm optimization[J]. Expert Systems with Applications, 2014, 41(13): 5870-5881.
- [23] JIA Q, SEO Y. An improved particle swarm optimization for the resource-constrained project scheduling problem[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2013, 67(9-12): 2627-2638.
- [24] WANG L, FANG C. A hybrid estimation of distribution algorithm for solving the resource-constrained project scheduling problem[J]. Expert Systems with Applications, 2012, 39(3): 2451-2460.

作者简介:

苏析超 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 舰载航空保障工程。

Joint optimization method for carrier-based aircraft fleet sortie support personnel configuration and scheduling based on marginal-ABC algorithm

SU Xichao^{1,*}, WU Heng², CUI Rongwei¹, ZHANG Yong¹

(1. Naval Aviation University, Yantai 264001, China; 2. Naval Research Academy, Beijing 100191, China)

Abstract: Support personnel configuration and scheduling for support operations are two core contents of decision making for the carrier-based aircraft sortie support, and the practical problem of joint optimization for support personnel configuration and scheduling under complex constraints within flight deck operations is studied. Firstly, the precedence relations constraints, time-limit constraint for sortie, support personnel constraints, support equipment constraints, workstation space constraint and supply capacity constraint are analyzed systematically. Secondly, with the optimization objectives of minimizing the total number of support personnel and sum of load variance, a mixed integer programming model is established. Thirdly, a bi-level optimized decision framework based on marginal-Artificial Bee Colony (ABC) algorithm is designed. The upper decision model is built for optimizing the support personnel configuration with the marginal algorithm, and the lower decision model is built for optimizing the schedule for the aircraft fleet sortie support mission with the improved double-justified artificial bee colony algorithm. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed model and bi-level optimized decision mechanism are verified by a typical aircraft fleet sortie support case.

Keywords: sortie support of aircraft fleet; support personnel configuration; support scheduling; marginal optimization; Artificial Bee Colony (ABC) algorithm

Received: 2019-11-13; Accepted: 2019-12-01; Published online: 2020-01-14 13:42

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200114.1321.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61671462); Taishan Scholar Project; Advanced Research Projects of Weapons and Equipment

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0571

密封汽流激振下转子动力特性的时域分析

司和勇¹, 曹丽华^{1,*}, 郭帅², 李盼¹

1. 东北电力大学 能源与动力工程学院, 吉林 132012; 2. 吉林省电力科学研究院有限公司, 长春 130021)



摘 要: 针对汽轮机转子偏心导致的汽流激振问题和静偏心模型在转子动力特性研究中的缺陷, 采用动网格技术模拟转子真实的三维涡动, 在时域上对转子的动力特性进行研究。结果表明: 转子涡动时, 汽流激振力及其动力系数在时域上随位移呈三角函数变化, 且径向力的方向随转子中心位置的变化发生改变。偏心率、涡动速度、自转速度和压比均影响转子动力特性。额定工况下, 偏心率每增加 10%, 径向力与切向力平均增加约 25 ~ 35 N。随着涡动速度的增大, 切向力朝负方向增加, 而直接阻尼和交叉阻尼减小。随着压比的增加, 径向力增大而切向力减小。在一定范围内, 较大的自转速度会使最大激振力的绝对值减小。

关 键 词: 汽轮机转子; 迷宫密封; 汽流激振; 转子动力特性; 动网格

中图分类号: TK264

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2069-08

高参数的蒸汽在汽轮机中流动受不均匀间隙的影响会对转子产生较大的压力偏差, 进而产生汽流激振力, 影响转子的稳定运行。Alford^[1]对汽流激振力分析得出, 当转子受力不平衡时会发生偏心, 偏心后所形成不均的圆周间隙使得汽流对转子作用力不平衡, 继续促使转子做偏心运动。为揭示汽流激振力的形成机理, 许多学者采用了不同的密封计算模型进行研究^[2-6], 转子汽流激振力计算模型也越来越完善。许多国内外学者通过 CFD 软件对转子的汽流激振力做出研究, 结果表明影响汽流激振力的因素并不唯一^[7-8]。丁学俊和 Rhode^[9-10]等对静偏心模型进行稳态计算发现, 偏心距的增大使转子汽流激振力增加; 而动力特性系数与偏心率呈非线性关系, 随着进出口压差增大, 转子的交叉刚度朝负方向增加而直接阻尼减小。随着入口正向预旋的增加, 交叉刚度由负值逐渐增加到正值, 使转子系统不稳定^[11]。孙丹等^[12]发现适宜的反向预旋有利于转子的稳定。

基于该理论, 由 von Pragenau^[13]提出的阻尼密封能够减少汽流在密封腔内的周向运动, 从而减少周向运动导致的转子受力不平衡, 降低了交叉刚度, 提高转子稳定性。一些外国学者通过相对坐标系的方法模拟了转子涡动模型, 并将不同软件的计算结果对比, 结果表明, CFX-TASCflow 可以较准确地计算转子动力系数^[14]。Subramanian 等^[15]在考虑离心作用对径向力和切向力的影响后, 认为在低转速时离心作用的增强导致径向力减小, 这种影响随压比的增加更加明显, 而切向力几乎不变。随着转速的升高, 离心作用会使径向力和切向力在低压比条件下发生突变。Ma 等^[16]发现分岔转速随密封直径和长度的增加而增大。对于动力系数的求解, 一般采用傅里叶变换, 在频域上分析其变化特性, 但动力系数的时域变化却少有人分析。

目前研究中多采用静偏心模型或相对坐标系模拟转子涡动, 但该模型无法准确实现转子涡动,

收稿日期: 2019-11-10; 录用日期: 2020-03-13; 网络出版时间: 2020-04-03 09:28

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200402.2007.003.html

基金项目: 国家自然科学基金 (51576036)

* 通信作者。E-mail: clh320@126.com

引用格式: 司和勇, 曹丽华, 郭帅, 等. 密封汽流激振下转子动力特性的时域分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2069-2076. SI H Y, CAO L H, GUO S, et al. Time-domain analysis of rotordynamic characteristics with steam flow excited vibration in seal[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2069-2076 (in Chinese).

同时频域上的动力系数特性难以反映转子稳定性随时长的变化。为改善上述不足,本文基于隔板汽封结构建立三维转子计算模型,采用 Fluent 动网格技术对转子涡动进行真实模拟,并提出动力系数的时间差分求解方法。分别考虑转子转速、涡动半径、涡动速度等因素对转子动力特性的影响,求解转子的径向力和切向力,同时对交叉刚度、直接刚度、交叉阻尼、直接阻尼等动力系数进行深入的研究。

1 计算模型

1.1 建立物理模型

以某 300 MW 汽轮机组高压缸第二级隔板汽封为例,建立三维全周转子涡动模型。采用 ANSYS ICEM 划分非结构网格,基于 Fluent 压力求解器计算隔板汽封内部非稳态流场。具体结构参数如图 1 所示,设密封齿腔深为 h 、齿厚为 t 、凸台高度为 d 、密封齿顶间隙为 C_r ,偏心距为 e ,以偏心率 $\eta = e/C_r$ 表示转子的偏心程度。以机组额定工况为基准,设定压力入口为 10.7 MPa,温度为 744.25 K;压力出口为 10.263 MPa,温度为 734.25 K。结合标准的 $k-\varepsilon$ 方程和 SIMPLE 算法三维求解迷宫密封流场的 Navier-Stokes 方程。采用动网格计算时,在保证初始网格质量合格的同时还要采用较好的网格更新技术,在静偏心下验证初始网格如图 2 所示,当网格数量达到 400×10^4 时,对模型的计算结果无影响。构建转子涡动模型如图 3 所示,假设径向力 F_r 以大间隙指向小间隙为正,切向力 F_t 以逆时针方向为正。

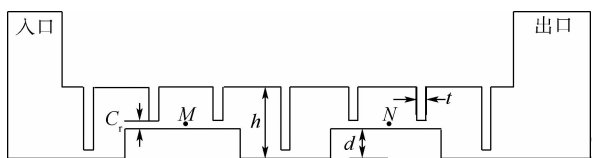


图 1 迷宫密封结构参数

Fig. 1 Parameters of labyrinth seal structure

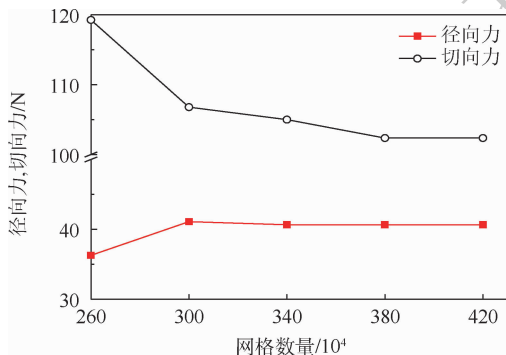


图 2 网格数量对计算结果的影响

Fig. 2 Influence of grid quantity on calculation results

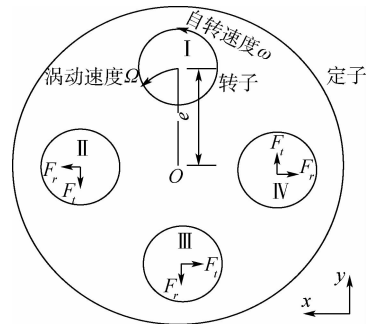


图 3 转子涡动模型示意图

Fig. 3 Sketch map of rotor whirling motion model

1.2 动网格技术

在模拟转子真实的涡动时,由于转子是以刚体形式涡动从而使隔板汽封径向间隙不断发生变化,需要使物理模型中的转子按照定义的运动规律进行涡动,而这种运动会导致模型的边界发生改变。考虑到动网格可以定义边界的运动形式,以实现流体域因边界运动而变形的非稳态计算。模型采用用户自定义函数 UDF 实现三维转子涡动。湍流模型、涡动方程及网格验证部分详见文献[17]。

1.3 转子动力系数的时域计算

迷宫密封的汽流激振力表示为

$$\begin{bmatrix} F_x(t) \\ F_y(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} \\ k_{yx} & k_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} c_{xx} & c_{xy} \\ c_{yx} & c_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $F_x(t)$ 为 x 方向的合力, N; $F_y(t)$ 为 y 方向的合力, N; k_{xx} 、 k_{yy} 为直接刚度, N/m; k_{xy} 、 k_{yx} 为交叉刚度, N/m; c_{xx} 、 c_{yy} 为直接阻尼, N · s/m; c_{xy} 、 c_{yx} 为交叉阻尼, N · s/m; $x(t)$ 为 x 方向上位移, m; $y(t)$ 为 y 方向上位移, m; $\dot{x}(t)$ 为 x 方向上速度, m/s; $\dot{y}(t)$ 为 y 方向上速度, m/s。

根据动力特性系数在 x 和 y 方向上的对偶性可得: $k_{xx} = k_{yy}$, $k_{xy} = -k_{yx}$, $c_{xx} = c_{yy}$, $c_{xy} = -c_{yx}$ 。

设直接刚度 $K = k_{xx} = k_{yy}$, 交叉刚度 $k = k_{xy} = -k_{yx}$, 直接阻尼 $C = c_{xx} = c_{yy}$, 交叉阻尼 $c = c_{xy} = -c_{yx}$, 则式(1)可简化为

$$F_x(t) = -Kx(t) - ky(t) - C\dot{x}(t) - c\dot{y}(t) \quad (2)$$

$$F_y(t) = -kx(t) - Ky(t) - c\dot{x}(t) - C\dot{y}(t) \quad (3)$$

式(2)、式(3)所组成的方程组中含有 4 个未知数,若要求得固定解还需 2 个方程。本文中以时间为变量,假设转子做圆形的偏心涡动,将转子中心在定子内圆周方向选取均匀分布的 8 个点作为转子运动的监测点,其中 4 个位置如图 3 所示。与每个监测点相邻的上一时间步长和下一时间步长的转子运动状态也在研究范围之内,因此在任

意一个监测点均可建立四元一次方程组,如下:

$$F_x(t - \Delta t) = -Kx(t - \Delta t) - ky(t - \Delta t) - C\dot{x}(t - \Delta t) - c\dot{y}(t - \Delta t) \quad (4)$$

$$F_y(t - \Delta t) = -kx(t - \Delta t) - Ky(t - \Delta t) - c\dot{x}(t - \Delta t) - C\dot{y}(t - \Delta t) \quad (5)$$

$$F_x(t) = -Kx(t) - ky(t) - C\dot{x}(t) - c\dot{y}(t) \quad (6)$$

$$F_y(t) = -kx(t) - Ky(t) - c\dot{x}(t) - C\dot{y}(t) \quad (7)$$

$$A = \begin{bmatrix} x(t - \Delta t) & y(t - \Delta t) & \dot{x}(t - \Delta t) & \dot{y}(t - \Delta t) \\ y(t - \Delta t) & x(t - \Delta t) & \dot{y}(t - \Delta t) & \dot{x}(t - \Delta t) \\ x(t) & y(t) & \dot{x}(t) & \dot{y}(t) \\ y(t) & x(t) & \dot{y}(t) & \dot{x}(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$B = \begin{bmatrix} F_x(t - \Delta t) \\ F_y(t - \Delta t) \\ F_x(t) \\ F_y(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$M = \begin{bmatrix} K \\ k \\ C \\ c \end{bmatrix} \quad (10)$$

所以

$$M = A/(-B) \quad (11)$$

通过计算求解矩阵可求得动力特性系数的实数解。为保证计算结果的准确性,排除时间步长交叉对转子动力特性的影响,流场计算和差分求解的时间步长均为 10^{-4} s,即在时间上是点对点嵌合的。

2 数值模拟结果及分析

首先对间隙 C_r 为 0.5 mm、 $\eta = 10\%$ 的计算模型进行求解。在考虑机组长期运行过程中的磨损问题后,又对间隙 C_r 为 1 mm、 $\eta = 10\%$ 的模型进行计算。比较二者的径向力与切向力的变化趋势,可以发现在间隙 C_r 为 1 mm 时,转子的汽流激振力变化较为明显,如图 4 所示。为充分研究转子动力系数的变化特性,先以无偏心时隔板汽封间隙为 1 mm、涡动速度为转子半转速即 1 500 r/min 为例,分别对偏心率 η 为 10%、20%、30%、40% 和 50% 的工况进行计算。

当间隙为 1 mm、涡动速度为 1 500 r/min 时,得到径向力 F_r 和切向力 F_t 在转子涡动一周的过程中变化趋势如图 5 所示。转子的径向力 F_r 呈正弦曲线变化,切向力 F_t 呈余弦变化。两者在不同偏心距下涡动会存在不同的变化范围。由于大偏心下蒸汽的动压效应较强,蒸汽受压缩和膨胀

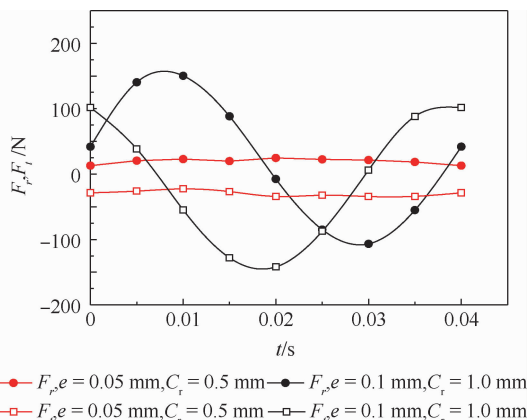


图 4 偏心率为 10% 下不同间隙的汽流激振力变化
Fig. 4 Steam flow excited vibration force in different clearance under 10% eccentricity

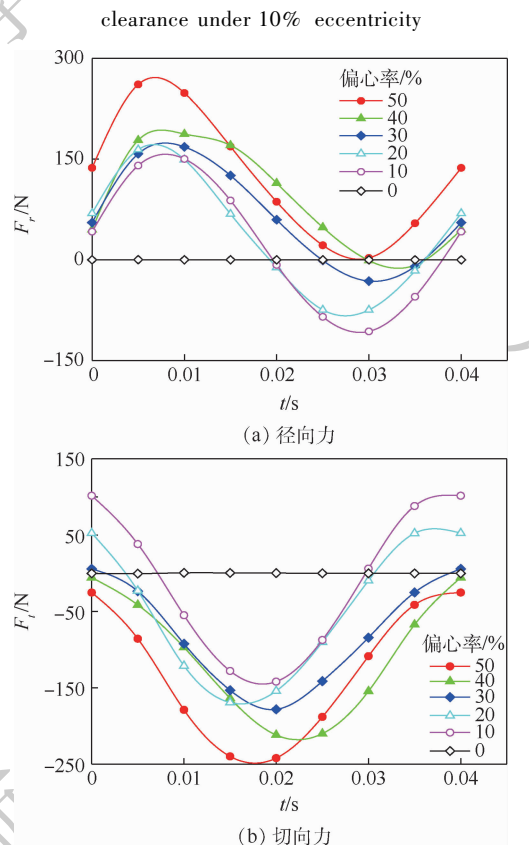


图 5 不同偏心率下转子汽流激振力

Fig. 5 Rotor steam flow excited vibration force under different eccentricity

的程度加剧,对转子作用较强,所以最大径向力和最大切向力的绝对值均出现在偏心率最大时的工况即 $\eta = 50\%$ 。观察相同时间点的不同间隙下的汽流激振力可以发现,转子的径向力与切向力并不是严格地随着偏心的增加而增大。随着偏心距的增加,径向力向正方向增加,而切向力向负方向增加,即二者在图中总体分别呈上升和下降趋势。将二者对时间平均化,得出 η 每增加 10%,径向力与切向力会增加约 25 ~ 35 N。但在某一时间段内也会存在小间隙的汽流激振力大于大间隙下的

汽流激振力。这是由于转子在涡动过程中会对流场产生附加的扰动,而这些扰动对转子产生不稳定的附加力,导致转子受力出现波动。在静偏心或相对坐标系的模型中,只能研究转子位于位置 I 的工况,所以将非定常转子涡动模型简化为定常模型来计算是不完全准确的,因为定常计算中无法考虑转子涡动带来的附加影响。从图 5(a)中还可以看出,在偏心率小于 50% 时,转子的切向力既有正值也有负值,由于在 1.1 节的叙述中已规定切向力的方向,这表明在涡动过程中径向力的方向是变化的,并不是只由小间隙指向大间隙或由大间隙指向小间隙。再一次表明定常计算转子涡动模型具有片面性。

通过对转子圆周上监测点的数据处理得到转子的动力系数,如图 6 所示。在一个运动周期内,直接刚度 K 呈正弦曲线变化;交叉刚度 k 与直接阻尼 C 近似呈余弦变化;而交叉阻尼 c 近似为正弦变化。在密封间隙和涡动速度不变的条件下,转子的偏心距越大,其动力特性系数变化范围越小。偏心率在 10% ~ 20% 时,转子动力特性系数变化较偏心率在 30% ~ 50% 范围内变化更为突出。偏心率为 30%、40%、50% 三者的动力特性曲线变化规律较差是因为超过 20% 的偏心率不满足小扰动线性理论,会产生较大的误差。而偏心率增大导致动力系数值的减小,则是由于偏心率增加时,位移与速度呈增加,但汽流激振力呈非线性增加,即汽流激振力增加的量要比速度和位移的增加量少。

在判别转子系统是否稳定时,要考虑转子动力系数的变化趋势。由图 5 可以发现,最大径向力 F_r 出现在 0.01 s 时刻左右,对应图 3 中的位置 II,此时 F_r 与 $F_x(t)$ 相等, $x(t)$ 与 $\dot{y}(t)$ 达到最大值而 $y(t)$ 与 $\dot{x}(t)$ 为零,通过式 (2) 分析可知, $F_x(t)$ 即径向力 F_r 的增大使转子系统产生较大的直接刚度;而最大切向力出现在 0.02 s 附近,对应图 3 中的位置 III,此时 $F_t = -F_x(t)$, $x(t)$ 为零, $-y(t)$ 为最大值, $\dot{x}(t)$ 最大值, $\dot{y}(t)$ 为零,同样参考式 (2) 发现,切向力 F_t 的增大使转子系统产生较大的交叉刚度。表明较大的径向力和切向力都能导致系统的不稳定,而当转子的位置不同时,引起失稳的主要汽流激振力也不同,径向力与切向力交替着起主导作用。

图 7 为间隙为 1 mm,偏心率为 10% 时动偏心和静偏心的转子周向压力分布。参考图 1 中 M、N 两点,绕该两点作转子周向环线,得到转子表面的压力线。当转子在图 3 所示的位置 I 时,对比

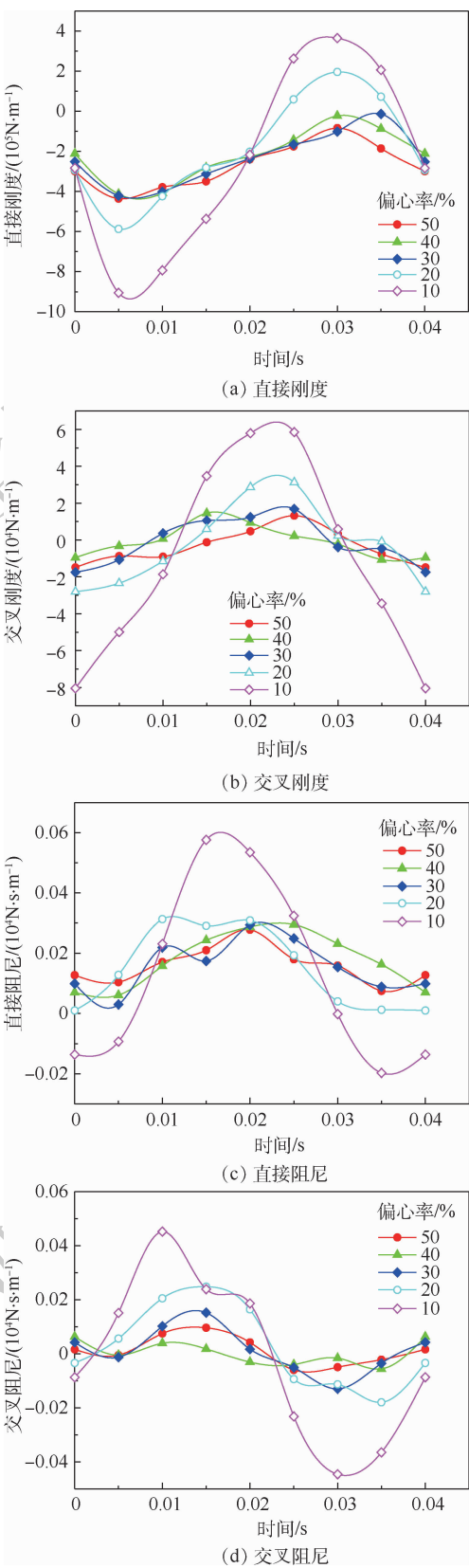


图 6 不同偏心率下转子动力系数

Fig.6 Rotordynamic coefficients under different eccentricity

二者的周向压力分布可以发现,转子表面的压力在一定范围内呈跳跃式分布,并非按照某一趋势平滑变化。动偏心时的压力线略高于静偏心的压力线,总平均压力相差 1.5 ~ 2 kPa。二者的变化

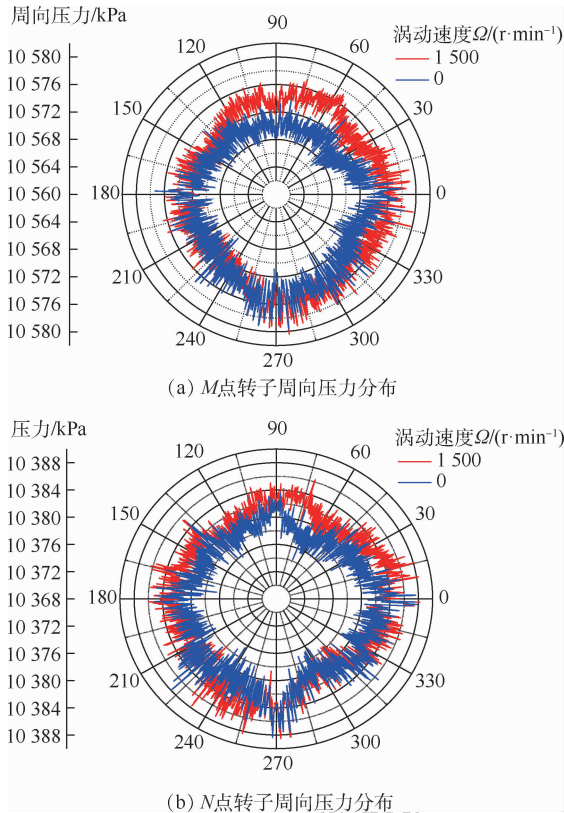


Fig. 7 Rotor circumferential pressure distribution under different whirling speeds

曲线存在部分交叉,而非交叉部分则是由于转子涡动导致流场变化而引起的附加压力。尤其是在 $0 \sim 90^\circ$ 范围内,动偏心的压力明显高于静偏心,使得压力分布具有更高的非对称性。说明由涡动产生的附加压力具有不可忽略的作用。而且在 M 点的压力波动差要高于 N 点的压力波动。因此,转子在实际的涡动中,压力不均匀分布不仅受间隙不均的影响,还受涡动时流场变化的影响,从而导致汽流激振力的非线性变化;高压区因涡动引起的压力波动要比低压区的明显。这也解释了随着机组的参数越高,汽流激振力越大、越不稳定。

涡动速度不同时,转子运动一周的时间也不同,设时间比 $\Phi = t/T$, T 为转子涡动一个周期的时间。当时间比 Φ 相等时,任何涡动速度下的转子位置是相同的,以此建立图 8 来研究涡动速度对汽流激振力和转子稳定性的影响。观察图 8(b),对比 Ω 在 $375 \sim 3\,000$ r/min 的 F_r 变化曲线可知,在 0 时刻切向力随涡动速度的增加而减小(绝对值增大),该变化趋势与静偏心模型结论相同。而在整个时间域内,涡动速度差值较小的切向力依旧存在交叉,即切向力的增加不是严格的随涡动速度的增加而增加。只有涡动速度相差较大时,切向力变化越明显。对比图 8(a) 中的 375 r/min

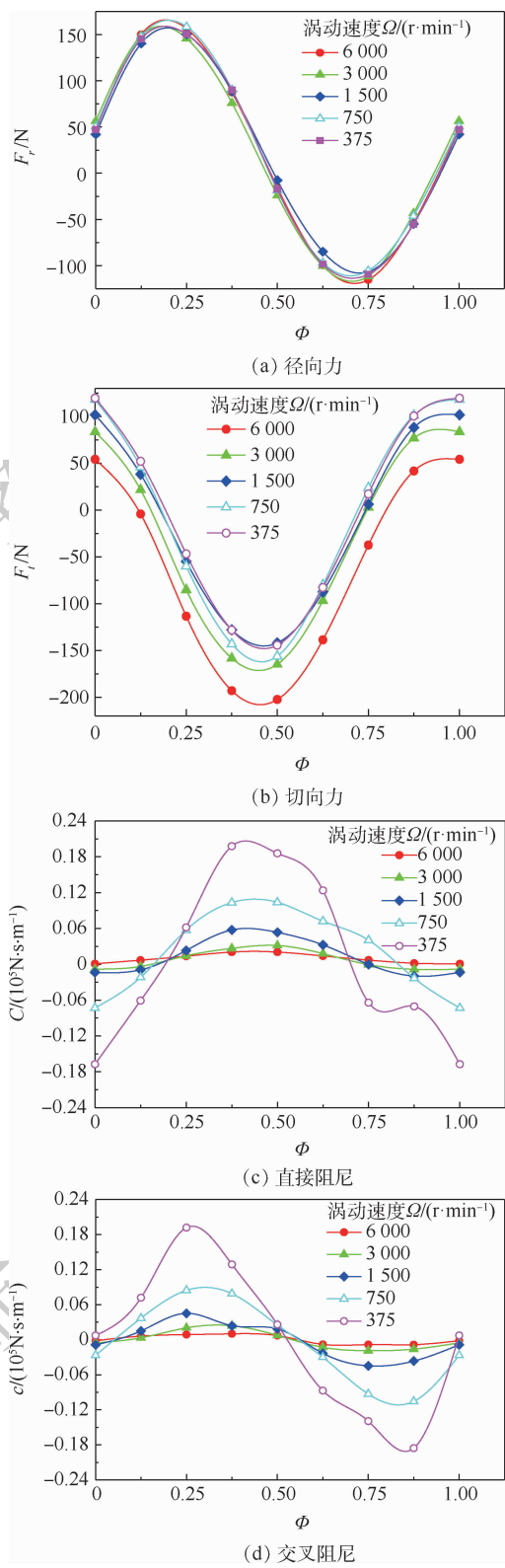


Fig. 8 Influence of whirling speed on steam flow excited vibration force and dynamic coefficients

和 $6\,000$ r/min 发现,径向力 F_r 随涡动速度的增加变化很小。对比图 8(a)、(b) 可知,切向力随涡动速度变化的趋势要高于径向力。因此,涡动速度对汽流激振力的影响主要表现为使切向力发生变化,而对径向力影响较小。对涡动速度变化时

的动力系数求解发现,直接刚度 K 和交叉刚度 k 基本不变化,在此未做展示;而直接阻尼 C 依旧呈余弦变化,且随着涡动速度的增加而减小,但正值所占据的范围在时间上有所增加。交叉阻尼呈正弦变化,其变化范围同样随涡动速度的增加而减小。

涡动速度变化对流场特性有一定影响,取图 3 中位置 I 的模型,过 M 点建立隔板汽封轴向和径向的垂直交叉面,分别作流场迹线图和湍动能云图,如图 9 所示。随着涡动速度的增加,密封内湍动能的分布变化较小,但在密封齿顶出现较大的湍动能,这表明在涡动速度变化的过程中,蒸汽的动能耗散仍是密封作用的机理。不考虑入、出口边界条件的影响,中间齿的齿顶湍动能分布随涡动速度的增加而增加。涡动的增强使迹线变得紊乱,在涡动速度为 3 000 r/min 时迹线整齐的斜向延伸,这是由于自转速度与涡动速度相同,引起蒸汽的同步运动,加剧了对蒸汽的携带作用。而在涡动速度为 6 000 r/min 时,迹线又恢复到近似 375 r/min 的状态,表明自转与公转超出了彼此影响的频率。但涡动速度为 6 000 r/min 时,迹线在转子近壁面处的汇合层向上偏移,即迹线掺混位置远离了转子壁面。这是由于较大的涡动速度使转子壁面的绝对速度增加而引起的。

图 10 为转子涡动速度为 1 500 r/min,在不同自转速度下测得的汽流激振力变化及求解的动力系数。可以发现,在 375 ~ 3 000 r/min 范围内,汽流激振力随转速变化较小。在 0.01 s 和 0.03 s 时,

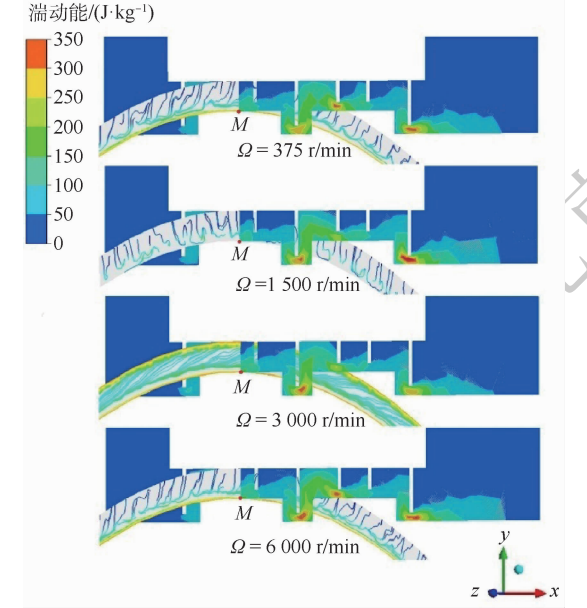


图 9 流场迹线与湍动能云图

Fig. 9 Streamlines and turbulent kinetic energy contours of flow field

径向力有明显的变化,在 0.02 s 和 0.04 s 时,切向力有明显的变化,而在其他时刻转子受力曲线几乎重合。其原因是转子涡动过程中转子位置发生变化,由偏心位置变化引起汽流激振力的变化起主导作用,当涡动速度不变,转子涡动规律相同,

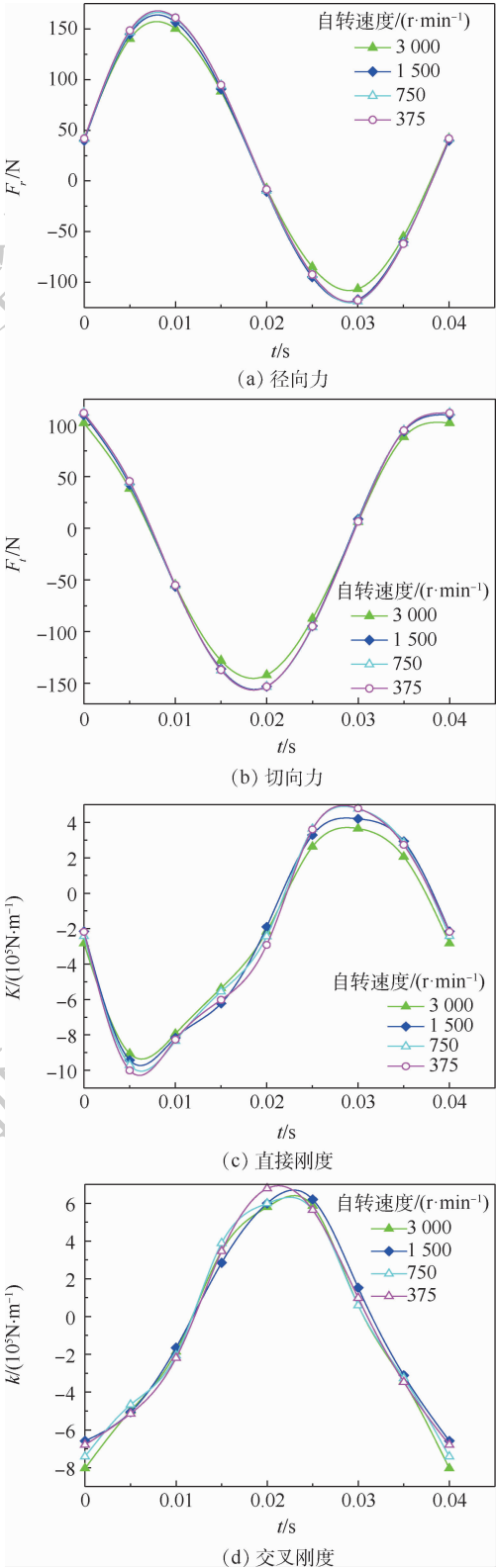


图 10 自转速度对汽流激振力和动力系数的影响

Fig. 10 Influence of rotational speed on steam flow excited vibration force and dynamic coefficients

汽流激振力总体按某一规律变化。当转子位置只存在单方向变化时,即只在 x 或 y 方向存在位移和速度时,由自转引起的汽流激振力变化才显现出来;且随着转子自转速度的增加,汽流激振力的最大值逐渐减小。

观察直接刚度 K 和交叉刚度 k ,在 0.01 s 和 0.03 s 时,直接刚度发生明显变化,其绝对值随着自转速度的升高而减小,与径向力变化一致;在 0.02 s 和 0.04 s 时,交叉刚度略有变化,随自转速度的升高有减小的趋势。 0.02 s 时切向力为负,其绝对值的减小使得交叉刚度减小, 0.04 s 时切向力为正,其数值的减小导致交叉刚度的负向增加。因此,在 0.04 s (即图 3 中位置 I) 时,交叉刚度的负向增长不利于转子稳定。

图 11 为以间隙 1 mm ,偏心率 10% ,涡动速度 1500 r/min 工况下改变进出口压比得到的汽流激振力变化特性曲线。可以看出,径向力随压比的增大,朝正方向增加;切向力随压比的增大而减小,即朝负方向增加。上述变化均导致最大径向力和最大切向力的绝对值增加。而对转子动力系数研究发现,4 项系数均无明显的变化规律,换言之,压比的增加使转子周围整体的流场发生变化,对所有的转子动力系数均有影响,但该影响在时域上是无规律的、杂乱的。

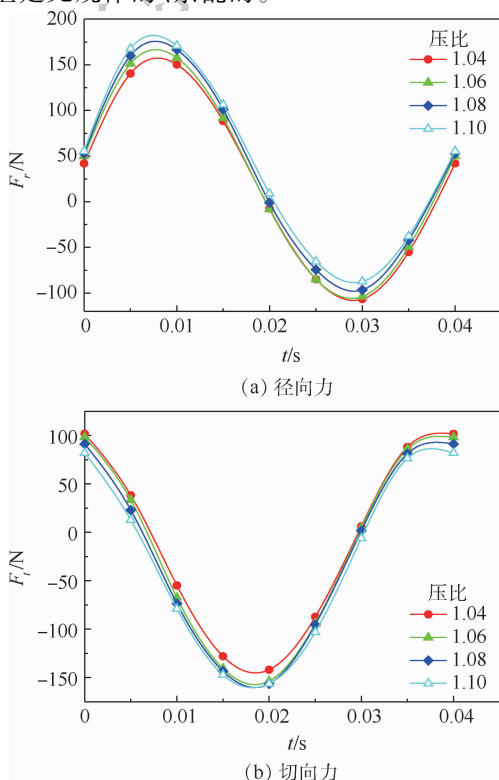


图 11 汽流激振力随压比的变化趋势

Fig. 11 Change of steam flow excited vibration force with pressure ratio

3 结 论

1) 当转子以圆形轨迹涡动时,汽流激振力随着转子中心位置的改变而变化。其径向力随时间呈正弦变化,切向力为余弦变化,二者均随偏心率的增加而增加。额定工况下,偏心率每增加 10% ,汽流激振力的平均值升高 $25 \sim 35\text{ N}$ 。当偏心率小于 50% 时,径向力 F_r 在前半周期由大间隙指向小间隙,后半周期由小间隙指向大间隙。

2) 直接刚度 K 近似为负正弦曲线,交叉刚度 k 与直接阻尼 C 近似为余弦,交叉阻尼 c 近似为正弦。当转子处于不同位置时,引起转子失稳的主要汽流激振力也不同,径向力与切向力交替成为引起转子失稳的主要原因。

3) 涡动速度的增加对径向力影响较小,而对切向力影响较大。随着涡动速度的增加,切向力的绝对值增大,直接阻尼和交叉阻尼均减小,转子趋于不稳定状态。在一定的自转范围内,随着转子自转速度的增加,汽流激振力的最大值有较小的降低趋势。压比的增加导致径向力增大而切向力减小。

参考文献 (References)

- [1] ALFORD J S. Protecting turbomachinery from self-excited rotor whirl[J]. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, 1965, 87(4): 333-343.
- [2] EL-GAMAL H A, AWAD T H, SABER E. Leakage from labyrinth seals under stationary and rotating conditions[J]. Tribology International, 1996, 29(4): 291-297.
- [3] LI Z, LI J, FENG Z P. Comparisons of rotordynamic characteristics predictions for annular gas seals using the transient computational fluid dynamic method based on different single-frequency and multifrequency rotor whirling models[J]. Journal of Tribology, 2016, 138(1): 1-18.
- [4] 曹丽华, 司和勇, 李盼, 等. 汽轮机转子动力特性的多因素分析及稳定性预测[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(3): 823-831.
CAO L H, SI H Y, LI P, et al. Study on the multi-factors influence on rotor dynamic characteristics and stability prediction[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(3): 823-831 (in Chinese).
- [5] 柴山, 张耀明, 曲庆文, 等. 汽轮机扭叶片级间隙汽流激振力分析[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 11-16.
CHAI S, ZHANG Y M, QU Q W, et al. An analysis on the air exciting-vibration force of twist blade of steam turbine[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 11-16 (in Chinese).
- [6] ZHANG W F, YANG J G, TIAN Y W, et al. Research on the leakage and dynamic characteristics of a new kind of radial annular seal and comparisons with labyrinth seals[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers: Part A Journal of Power & Energy, 2013, 227(3): 261-271.
- [7] 郭瑞, 杨建刚. 汽轮机进汽方式对调节级叶顶间隙蒸汽激振

- 力影响的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(1): 8-11.
- GUO R, YANG J G. Effects of admission mode on tip clearance induced steam force in turbine control stage[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(1): 8-11 (in Chinese).
- [8] ZHANG W, CHEN L, YANG J, et al. Static instability of the smooth annular seals with choked/unchoked flow[J]. Tribology International, 2020, 144: 106120.
- [9] 丁学俊, 刘顺, 黄来, 等. 600 MW 汽轮机隔板汽封流场与汽流激振力的数值计算[J]. 汽轮机技术, 2010, 52(5): 348-350.
- DING X J, LIU S, HUANG L, et al. Numerical calculation on flow field of diaphragm seals and steam-exciting in 600 MW steam turbine[J]. Turbine Technology, 2010, 52(5): 348-350 (in Chinese).
- [10] RHODE D L, HENSEL S J, GUIDY M J. Three-dimensional computations of rotordynamic force distributions in a labyrinth seal[J]. Tribology Transactions, 1993, 36(3): 461-469.
- [11] 李强, 刘淑莲, 郑水英, 等. 迷宫密封非线性动力特性的数值计算方法[J]. 浙江大学学报(工学版), 2009, 43(3): 500-504.
- LI Q, LIU S L, ZHENG S Y, et al. Numerical calculation of nonlinear dynamic characteristics for labyrinth seals[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2009, 43(3): 500-504 (in Chinese).
- [12] 孙丹, 李胜远, 艾延廷, 等. 袋型阻尼密封动力特性分析及对转子稳定性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(12): 3621-3628.
- SUN D, LI S Y, AI Y T, et al. Analysis of the rotordynamic characteristics of pocket damper seals and impact on rotor stability[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(12): 3621-3628 (in Chinese).
- [13] VON PRAGENAU G L. Damping seals for turbomachinery[R]. Washington, D. C.: NASA Technical Paper, 1984: 11-15.
- [14] HIRANO T, GUO Z, KIRK R G. Application of CFD analysis for rotating machinery: Part 2—Labyrinth seal analysis[C]// ASME Turbo Expo 2003, 2003: 661-667.
- [15] SUBRAMANIAN S, SEKHAR A S, PRASAD B V S S S. Rotordynamic characteristics of rotating labyrinth gas turbine seal with centrifugal growth[J]. Tribology International, 2016, 97: 349-359.
- [16] MA W, HUANG H, FENG G, et al. Labyrinth seals diameter and length effect study on nonlinear dynamics[J]. Procedia Engineering, 2015, 99: 1358-1364.
- [17] 司和勇, 曹丽华, 李盼. 密封结构对汽轮机转子动力特性的影响分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 165-175.
- SI H Y, CAO L H, LI P. Effect of seal structure on rotor dynamic characteristics of steam turbine[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 165-175 (in Chinese).

作者简介:

司和勇 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 叶轮机械转子动力学。

曹丽华 女, 博士, 教授。主要研究方向: 汽轮机经济性分析与优化运行。

Time-domain analysis of rotordynamic characteristics with steam flow excited vibration in seal

SI Heyong¹, CAO Lihua^{1,*}, GUO Shuai², LI Pan¹

(1. School of Energy and Power Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. Jilin Province Electric Power Research Institute Co., Ltd., Changchun 130021, China)

Abstract: In order to solve the problem of steam flow excited vibration caused by rotor eccentricity in steam turbine and the defects of static eccentric rotor whirling motion model in rotordynamic characteristics study, the dynamic mesh was adopted to simulate the authentic rotor three-dimensional whirling motion in order to study rotordynamic characteristics in time domain. The results show that the exciting force and the rotordynamic coefficients present the trigonometric function changes while the rotor whirls, and the direction of radial force changes with rotor central position. The rotordynamic characteristics are influenced by the eccentricity, whirling speed, rotational speed and pressure ratio. Under rated condition, the radial force and tangential force increase about 25–35 N averagely with the 10% increase in eccentricity. As the whirling speed increases, the tangential force, direct damping and cross damping decrease. With the increase of pressure ratio, the radial force increases, while tangential force decreases. In a certain range, the absolute value of maximal exciting force decreases when the rotational speed becomes higher.

Keywords: steam turbine rotor; labyrinth seal; steam flow excited vibration; rotordynamic characteristics; dynamic mesh

Received: 2019-11-10; Accepted: 2020-03-13; Published online: 2020-04-03 09:28

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200402.2007.003.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51576036)

* Corresponding author. E-mail: clh320@126.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0568

四旋翼无人机执行器可重构性量化评价方法研究



申富媛^{1,2,3}, 李炜^{1,2,3,*}

(1. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 兰州 730050;

2. 兰州理工大学 甘肃省工业过程先进控制重点实验室, 兰州 730050;

3. 兰州理工大学 电气与控制工程国家级实验教学示范中心, 兰州 730050)

摘 要: 随着对系统安全性和可靠性要求的不断提高,故障系统的自主恢复能力即系统的可重构性受到高度关注,然而现有对于控制系统可重构性量化评价的方法主要针对线性系统,因此以具有强耦合、欠驱动、强非线性四旋翼无人机(quadrotor UAV)为被控对象,提出了一种基于双滑模面鲁棒观测器与马氏距离结合的非线性系统可重构性量化评价方法。首先,在四旋翼无人机非线性模型的基础上,设计了具有对扰动和故障均不敏感的双滑模面鲁棒观测器,用于实现对系统状态的准确估计;其次,在执行器饱和及系统状态误差指标双约束条件下,采用基于马氏距离的相似度法,对非线性系统可重构性进行量化评价;最后,通过四旋翼无人机仿真实验验证了所提方法的有效性。结果表明,所提方法能够真实反映不同故障程度下系统的可重构性量化水平,为非线性故障系统控制策略调整补偿提供了重要依据。

关键词: 四旋翼无人机(quadrotor UAV); 非线性系统; 双滑模面观测器; 可重构性量化评价; 马氏距离

中图分类号: TP277

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2077-10

近年来,在军用和民用领域有着大量应用的四旋翼无人机(quadrotors Unmanned Aerial Vehicle, quadrotor UAV)引起了学术界的广泛关注^[1-2]。随着对系统安全性的要求越来越高,容错控制在各领域取得了大量可喜的研究成果^[3-7]。Quadrotor UAV 机体价格较便宜,但是随机携带的检测设备通常价格高昂,且无人机在执行任务时,尤其是航空、救援等领域,要求具有高可靠和安全性。一旦无人机的部件发生故障,不仅会使系统性能下降,还有可能带来不可预估的人员伤亡和经济损失^[8]。1982年,美国航空航天局(NASA)提出了可重构性概念,描述了故障系统的自主恢复能力^[9]。对于实际系统,并非任何

故障都可以通过容错控制的方法得以补偿,如若故障后系统的可重构性已很低,还继续采用重构补偿的方式就可能错失最佳决策时间,引发灾难性事件的发生。因此,对于故障系统,若能够及时准确地对系统可重构性做出评价,不仅可降低重构失败和不可重构的概率,更重要的是能够提高系统安全性,避免故障下发生不可挽回的损失。

可重构性描述的是故障系统的自主恢复能力,可重构性评价则是利用理论判据和数学描述,判断系统重构能力的有无或大小。目前,对于系统可重构性评价的方法主要包括:基于系统固有特性的 Gramian 矩阵评价方法^[10-12]、模态能控度评价方法^[13]和状态范数能控度评价方法^[14-15]。

收稿日期: 2019-11-02; 录用日期: 2020-02-03; 网络出版时间: 2020-02-19 15:25

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200219.1322.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61763027)

* 通信作者。E-mail: liwei@lut.edu.cn

引用格式: 申富媛, 李炜. 四旋翼无人机执行器可重构性量化评价方法研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2077-2086. SHEN F Y, LI W. Quantitative reconfigurability evaluation method of actuator for quadrotor UAV[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2077-2086 (in Chinese).

基于 Gramian 矩阵评价方法最关键的是 Gramian 矩阵计算。然而针对实际系统,其存在两方面的不足:①Gramian 矩阵的计算要求建立系统精确的数学模型,实际系统不可避免地存在未建模动态和参数摄动;②Gramian 矩阵是在系统投入运行之前离线计算,运行之后若系统发生故障,则此矩阵的计算会失去实际意义。基于模态能控度的评价方法通常假设系统特征根两两相异,对于实际系统而言,此假设条件并非均能满足,因此利用该方法进行可重构性评价存在很大的局限性。基于状态范数能控度的评价方法的本质是时间最优控制问题,但对于实际系统很难获得精确的恢复域。

上述研究成果主要还是针对线性系统。现实中,几乎所有的控制系统都或多或少的具有非线性特征。如前述的 quadrotor UAV 就具有高度非线性,而且具有强耦合、静不稳定等特性,常被建模为一种典型的非线性系统^[16]。因此,以其为对象,开展非线性系统的可重构性评价具有重要的实际意义。尽管有学者采用循环小增益^[17]、李导数^[18]等方法进行了非线性系统可重构性研究,但这些方法都局限于某种特定的系统,通用性较差。

据统计^[19],50%以上的执行器和传感器故障是利用观测器生成的残差信号进行故障诊断与隔离,并进一步实现故障重构与容错控制,而容错的成败取决于冗余水平的高低,即系统的可重构性水平。但是,目前采用观测器估计状态进行可重构性评价的研究还少有。若以此为基础同时开展可重构性量化评价,无疑是极有意义的。而针对不同系统选择或设计满意的观测器,则是可重构性评价的关键条件。考虑到 quadrotor UAV 是一种典型的非线性强干扰系统,飞行过程中极易产生参数摄动或者引发执行器故障,本文为此设计了一种对于不确定性和故障兼具鲁棒性的双滑模面观测器。

相似性度量是对 2 个事物之间相近程度的一种综合评定。当 2 个事物越接近,它们的相似性度量也就越大,而 2 个事物越相异,相似性度量也就越小。系统亦是如此,正常运行时实际状态趋近于期望状态,故障时实际状态会偏离期望状态。显然,偏离程度越严重,系统自主恢复能力越弱甚至会瘫痪,因而,相似度的大小在一定程度上可以体现可重构的程度。对于相似性进行度量通常采用的方法就是计算样本距离,不同方法各有优劣。实际控制系统通常是多变量且不同量纲的,而马氏距离的优点是不受量纲影响,排除了变量之间相关性的影响。因此,本文将采用马氏距离对系统可重构性进行量化评价。

综上,针对具有执行器故障的 quadrotor UAV,本文首先在建立系统模型的基础上,设计了一种双滑模面鲁棒观测器对受不确定性和故障影响的实际状态进行准确估计;其次综合考虑执行器饱和及状态误差指标约束,采用马氏距离对估计状态和期望状态进行基于相似性度量的可重构性量化评价;最后仿真验证了本文方法的有效性。

1 系统建模和描述

图 1 为 quadrotor UAV 结构,4 个旋翼带动无人机工作,同一对称轴上的 2 个旋翼为一组。前后螺旋桨(T_1, T_2)按顺时针方向旋转,左右螺旋桨(T_3, T_4)按逆时针方向旋转。为了使 quadrotor UAV 沿着 x_e 或 y_e 方向移动,通常需要一个俯仰角 θ 或滚转角 ϕ 。然后,通过推力差产生的力矩直接稳定俯仰角和滚转角。

为了便于描述 quadrotor UAV 的运动状态,需先建立合理且科学的运动学模型,地面坐标系(o_e, x_e, y_e, z_e)和机体坐标系(o_b, x_b, y_b, z_b)。静态变换矩阵 R 定义为

$$R = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \psi \sin \theta \sin \phi - \cos \phi \sin \psi & \cos \phi \cos \psi \sin \theta + \sin \phi \sin \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \sin \theta \sin \psi \sin \phi + \cos \phi \cos \psi & \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \cos \psi \sin \phi \\ -\sin \theta & \cos \theta \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: ϕ 、 θ 和 ψ 分别为滚转角、俯仰角和偏航角。

假设机身固定架的原点与 quadrotor UAV 的重心重合。由图 1 得,系统沿 z_b 方向的总的上升力 $U_z = K_u \sum_{i=1}^4 u_i$, x_b 方向的正力矩由给定的左右

螺旋桨推力差产生, $U_\phi = L_d K_u \sum_{i=3}^4 (-1)^{i+1} u_i$, y_b 方向的正力矩由给定的前后螺旋桨推力差产生, $U_\theta = L_d K_u \sum_{i=1}^2 (-1)^{i+1} u_i$, 因此, z_b 方向的正力矩由 2 个顺时针旋转的螺旋桨和 2 个逆时针旋转的

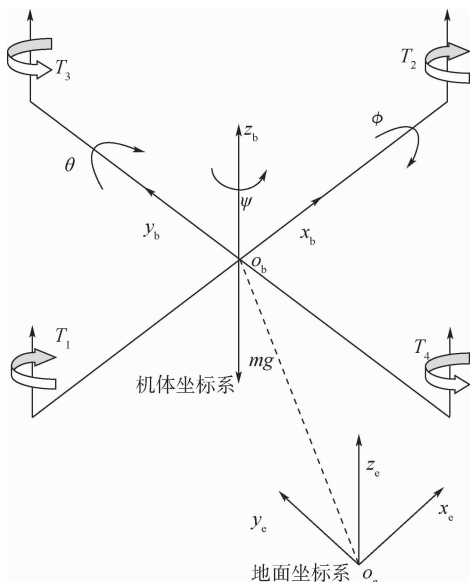


图 1 quadrotor UAV 结构

Fig. 1 Quadrotor UAV structure

螺旋桨所施加的力矩差产生, $U_\psi = K_y \left(\sum_{i=1}^2 u_i - \sum_{i=3}^4 u_i \right)$ 。执行机构的脉宽调制 (PWM) 输入与产生的力和力矩之间的关系可以表示为

$$\begin{bmatrix} U_z \\ U_\phi \\ U_\theta \\ U_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_u & K_u & K_u & K_u \\ 0 & 0 & L_d K_u & -L_d K_u \\ L_d K_u & -L_d K_u & 0 & 0 \\ K_y & K_y & -K_y & -K_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: K_u 和 K_y 分别为产生相关力和力矩的正增益; L_d 为任意螺旋桨转轴到重心的距离。

采用牛顿-欧拉公式, quadrotor UAV 的力和力矩可表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{F}} \\ \dot{\boldsymbol{\omega}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{I} \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: m 为机体质量; $\mathbf{F}$ 为机体坐标系下的线速度; $\mathbf{F} = [F_x, F_y, F_z]^T$ 为相对于地面坐标系的合力矢量; $\boldsymbol{\tau} = [\tau_x, \tau_y, \tau_z]^T$ 为合成的力矩矢量; $\boldsymbol{\omega} = [p, q, r]^T$ 为相对于机体坐标系的角速度矢量; $\mathbf{I} = \text{diag}[I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}]$ 为对角惯性矩阵。

力和力矩又可以表示为

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} + \mathbf{R} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{d1} \dot{x} \\ -k_{d2} \dot{y} \\ -k_{d3} \dot{z} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\tau} = - \sum_{i=1}^4 I_r \left(\boldsymbol{\omega} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right) (-1)^{i+1} \Omega_i +$$

$$\begin{bmatrix} U_\phi \\ U_\theta \\ U_\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{d4} \dot{\phi} \\ -k_{d5} \dot{\theta} \\ -k_{d6} \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: x, y, z 为 quadrotor UAV 的空间实际位置; g 、 I_r 分别为重力加速度、螺旋桨的惯性矩; Ω_i ($i = 1, 2, 3, 4$) 为第 i 个螺旋桨的转速; k_{di} ($i = 1, 2, \dots, 6$) 为阻力系数。

进一步, 欧拉角变化率与欧拉角速度关系的动态变换矩阵为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_B \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}_B = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi \sec \theta & \cos \phi \sec \theta \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

假设滚转角和俯仰角的变化很小, 则 $\mathbf{T}_B$ 近似为单位矩阵, 因此, 角速度可用欧拉角速度代替。

$$\begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{bmatrix} + \frac{U_z}{m} \begin{bmatrix} \cos \phi \cos \psi \sin \theta + \sin \phi \sin \psi \\ \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi \\ \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} -k_{d1} \dot{x} \\ -k_{d2} \dot{y} \\ -k_{d3} \dot{z} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \mathbf{I}^{-1} \left(\begin{bmatrix} 0 & I_{zz} \dot{\psi} & -I_{yy} \dot{\theta} \\ -I_{zz} \dot{\psi} & 0 & I_{xx} \dot{\phi} \\ I_{yy} \dot{\theta} & -I_{xx} \dot{\phi} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ 0 \end{bmatrix} \Omega_i + \begin{bmatrix} U_\phi \\ U_\theta \\ U_\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{d4} \dot{\phi} \\ -k_{d5} \dot{\theta} \\ -k_{d6} \dot{\psi} \end{bmatrix} \right) \quad (8)$$

由于 quadrotor UAV 是一个欠驱动系统, 只有姿态控制器和高度控制器与执行机构直接相关。将状态向量定义为 $\mathbf{y} = [z, \phi, \theta, \psi]^T$, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_8]^T = [z, \phi, \theta, \psi, \dot{z}, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T$, 控制输入 $\mathbf{u} = [U_z, U_\phi, U_\theta, U_\psi]^T$, $\mathbf{d}(t)$ 为考虑风干扰和模型参数不确定性等的有界未知非线性输入, 利用该状态向量, 并考虑 quadrotor UAV 的动力学方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) + \mathbf{D}\mathbf{d}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (9)$$

式中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{d3}/m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{d4}/I_{xx} & -I_r\Omega/I_{xx} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_r\Omega/I_{yy} & -k_{d5}/I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_{d6}/I_{zz} \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cos \phi \cos \theta U_z/m - g \\ \ddot{\theta} \psi (I_{yy} - I_{zz})/I_{xx} + U_\phi/I_{xx} \\ \ddot{\phi} \psi (I_{zz} - I_{xx})/I_{yy} + U_\theta/I_{yy} \\ \ddot{\theta} \phi (I_{xx} - I_{yy})/I_{zz} + U_\psi/I_{zz} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$d(t) = [d_1(t) \quad d_2(t) \quad d_3(t) \quad d_4(t) \quad d_5(t) \quad d_6(t) \quad d_7(t) \quad d_8(t)]^T$$

其中: A 和 C 分别为系统参数矩阵和输出矩阵; $f(x, u, t)$ 为已知非线性函数; $x \in \mathbf{R}^n$ 为系统的状态向量; $y \in \mathbf{R}^m$ 为系统输出; $u \in \mathbf{R}^q$ 为输入函数;

D 为扰动分布矩阵; $\Omega = \sum_{i=1}^2 \Omega_i - \sum_{i=3}^4 \Omega_i$ 。

考虑执行器故障, quadrotor UAV 模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + f(x, u, t) + Dd(t) + E_a f_a(x, u, t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (10)$$

式中: $f_a(x, u, t)$ 为执行器故障的未知非线性函数; E_a 为执行器故障分布矩阵。

2 双滑模面鲁棒观测器设计

基于观测器进行 quadrotor UAV 可重构性评价,其关键是要对系统的实际状态进行准确有效的估计。实际 quadrotor UAV 这一非线性系统在运行时不可避免地存在各种扰动和不确定性,若观测器不具备较强的鲁棒性,则估计的状态会受其影响,从而导致系统可重构性评价结果的不准确,最终影响重构或安全应急决策。因此,采用对扰动和不确定性具有鲁棒性的滑模观测器不失为一种好的选择。

受文献[20]启发,分析 quadrotor UAV 建立的系统模型(10),不难得出其易满足如下条件:

条件 1 存在矩阵 $L \in \mathbf{R}^{8 \times 4}$ 使得 $A_0 = A - LC$ 为稳定矩阵,且存在正定对称矩阵 P, Q , 使方程 $A_0^T P + PA_0 = -Q$ 成立。

条件 2 存在正的 Lipschitz 常数 γ , 使得 $\|f(x_1, u, t) - f(x_2, u, t)\| \leq \gamma \|x_1 - x_2\|$

条件 3 存在矩阵 $\Delta \in \mathbf{R}^{8 \times 4}$, 使得 $PD = C^T \Delta^T$ 。

条件 4 扰动 $d(t)$ 有界的, 即 $\|d(t)\| \leq \kappa$, 且 $\kappa > 0$ 。

条件 5 存在矩阵 $H \in \mathbf{R}^{4 \times 4}$, 使得 $PE_a = C^T H^T$ 。

对系统(10)可构造式(11)所示鲁棒滑模观测器^[20]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + f(\hat{x}, u, t) + Dv + L(y(t) - C\hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\hat{x}, \hat{y}$ 分别为 x, y 的观测值。

$$v = \begin{cases} -\kappa \frac{Fe_y}{\|Fe_y\|} & e_y \neq 0 \\ 0 & e_y = 0 \end{cases}$$

若采用式(11)对 quadrotor UAV 进行状态估计,无故障时,较小不连续项 v 的引入即可对系统状态进行准确估计;一旦发生故障,由于鲁棒滑模观测器对故障具有灵敏性,则无法对故障 quadro-

tor UAV 的实际状态进行准确估计。若仍然按照上面的结果进行可重构性评价,评价结果会出现误报,失去指导意义。增大不连续项 v 的值,虽可以使得估计状态能够跟随实际状态,但是随着不连续项的增大,引入了抖动和高频干扰,进一步进行系统可重构性评价,致使评价出现偏差。

针对上述问题,本文将设计式(12)的基于 2 个不连续项的双滑模面鲁棒观测器,以期解决过分增大一个不连续项引起的抖动和高频干扰问题,使其同时对扰动和故障均具有鲁棒性。

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + f(\hat{x}, u, t) + Dv + L(y(t) - \\ C\hat{x}(t)) + E_a\eta \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (12)$$

式中: η 为如下定义的不连续项,即

$$\eta = \begin{cases} -\rho \frac{He_y}{\|He_y\|} & e_y \neq 0 \\ 0 & e_y = 0 \end{cases} \quad (13)$$

式中: ρ 为标量系数。

定义状态误差 $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$, 输出观测误差 $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$, 则

$$\begin{cases} \dot{e}(t) = (A - LC)e(t) + f(\hat{x}, u, t) - f(x, u, t) + \\ D(v - d(t)) + E_a(\eta - f_a(x, u, t)) \\ e_y(t) = Ce(t) \end{cases} \quad (14)$$

定理 1 对于满足条件 1 ~ 条件 5 的系统(10),设计双滑模面鲁棒观测器(12),若常数 $\gamma \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)}$, 则系统能够以指数规律趋近于 0, 求解方程 $A_0^T P + PA_0 = -Q$, 可得到观测器增益矩阵 L 。

证明 选取 Lyapunov 函数 $V = e^T(t)Pe(t)$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}^T(t)Pe(t) + e^T(t)P\dot{e}(t) = \\ &e^T[(A - LC)^T P + P(A - LC)]e + \\ &2e^T P(f(\hat{x}, u, t) - f(x, u, t)) + 2e^T PD(v - d(t)) + \\ &2e^T PE_a(\eta - f_a(x, u, t)) \end{aligned}$$

系统满足假设条件 1 ~ 条件 5, 进而得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e^T(t)(A_0^T P + PA_0)e(t) + 2e^T(t)P(f(\hat{x}, u, t) - \\ &f(x, u, t)) + 2e^T(t)PD(v - d(t)) + \\ &2e^T PE_a(\eta - f_a(x, u, t)) \leq -e^T(t)Qe(t) + \\ &2(FCe(t))^T(v - d(t)) + 2\|e(t)\| \|P\| \cdot \\ &\|f(x, u, t) - f(\hat{x}, u, t)\| + \\ &2(HCe(t))^T(\eta - f_a(x, u, t)) \leq \\ &-e^T(t)Qe(t) - 2(Fe_y(t))^T \kappa \frac{Fe_y(t)}{\|Fe_y(t)\|} + \\ &2\|Fe_y\| \|d(t)\| + 2\gamma \|P\| \|e(t)\|^2 - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &2(He_y(t))^T \rho \frac{He_y(t)}{\|He_y(t)\|} + 2\|He_y\| \|f_a(x, u, t)\| \leq \\ &-(\lambda_{\min}(Q) - 2\gamma\lambda_{\max}(P))\|e(t)\|^2 - \\ &2\|Fe_y(t)\|(\kappa - \|d(t)\|) - 2\|He_y(t)\| \cdot \\ &(\eta - \|f_a(x, u, t)\|) \end{aligned}$$

若系统满足条件 1 ~ 条件 5, 且 $\gamma \leq \frac{1}{2} \cdot$

$\frac{\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)}$, 则 $\dot{V} < 0$, 表明 $e(t)$ 指数收敛。 证毕

考虑到不连续项 v, η 使系统产生滑动运动的同时会引入抖动, 因而用如下饱和函数代替:

$$\begin{aligned} v &= \begin{cases} -\kappa \frac{Fe_y}{\|Fe_y\| + \sigma_1} & e_y \neq 0 \\ 0 & e_y = 0 \end{cases} \\ \eta &= \begin{cases} -\rho \frac{He_y}{\|He_y\| + \sigma_2} & e_y \neq 0 \\ 0 & e_y = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

式中: σ_1, σ_2 为取值较小的标量。

注 1 式(12)设计的双滑模面鲁棒观测器对于故障和正常系统均适用。

注 2 对于可建模为式(10), 且满足条件 1 ~ 条件 5 的任何系统, 式(12)设计的双滑模面鲁棒观测器也适用。

3 可重构性量化评价

由于 quadrotor UAV 的实际状态(位置、姿态角及各自的变化率)不同量纲, 最常使用的欧氏距离状态相似性度量方法不再适用, 因此, 本文采用基于马氏距离的相似性度量方法开展 quadrotor UAV 可重构性量化评价。

3.1 基于马氏距离的系统相似性度量

采用马氏距离度量点与一个分布之间的距离, 取 quadrotor UAV 的期望状态为样本均值 $\mu = x_d = (x_{d1}, x_{d2}, \dots, x_{d8})^T$, 实际状态由观测器估计得到, 因此 $x = \hat{x} = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_8)^T$, 则样本到分布的马氏距离为

$$D_M(\hat{x}) = \sqrt{(\hat{x} - \mu)^T \Sigma^{-1}(\hat{x} - \mu)} \quad (16)$$

式中: Σ 为协方差矩阵。

相似度 $S(\hat{x}, x_d)$ 为

$$S(\hat{x}, x_d) = \frac{1}{1 + D_M} \quad (17)$$

由式(17)得, 相似度的取值范围为 $0 < S(\hat{x}, x_d) \leq 1$, $S(\hat{x}, x_d)$ 越接近于 1, 则 $\hat{x}$ 与 x_d 越相似, 反之。

3.2 可重构性评价阈值选取

可重构性是指当系统发生故障后, 系统的自主恢复能力, 相似度的大小则反映了其可重构性

的大小,用相似度评价系统可重构性之前,先要确定阈值 ε ,若相似度 $S(\mathbf{x},\mathbf{x}_d) < \varepsilon$,则系统不可重构。假设 quadrotor UAV 执行器饱和约束为: $|u_i| \leq \pi_i$ 故障时允许的状态误差指标为 $J \leq \delta$,在此范围内系统可重构,自适应阈值的确定与控制系统状态误差指标相结合,则有

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \min(S(\hat{\mathbf{x}},\mathbf{x}_d)) \\ \text{s. t. } J &= |\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}_d| \leq \delta \\ |u_i| &\leq \pi_i \end{aligned} \tag{18}$$

4 仿真验证

选取文献[8]中 quadrotor UAV 作为仿真对象,具体参数如表 1 所示。

根据以上参数,选取矩阵 L 将 $A_0 = A - LC$ 的

表 1 quadrotor UAV 物理参数

Table 1 Physical parameters of quadrotor UAV

参数	数值
质量 m/kg	1.4
重力加速度 $g/(\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	9.8
绕 x,y,z 轴的转动惯量	$I = \text{diag}[0.03, 0.03, 0.04]$
$I = [I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}]/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	
螺旋桨的惯性矩 $I_r/(\text{kg} \cdot \text{s}^2)$	0.002
阻力系数 $k_{di} (i = 1, 2, \dots, 6)$	$k_{di} = 0.01 (i = 1, 2, \dots, 6)$
初始状态	$\mathbf{x} = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$
$[z, \phi, \theta, \psi, \dot{z}, \dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]$	$\dot{\mathbf{x}} = [0.5, 0.1, 0.1, 0.1, 0, 0, 0, 0]$
期望状态	$\mathbf{x}_d = [3, 0.5, 0.2, 0.3, 0, 0, 0, 0]$
$[z_d, \phi_d, \theta_d, \psi_d, \dot{z}_d, \dot{\phi}_d, \dot{\theta}_d, \dot{\psi}_d]$	

极点配置在 $-0.8, -0.6, -1, -0.6, -0.1, -1, -0.1, -0.6$,相应得到 A_0 和 L 。

选取矩阵 Q 为单位阵,由假设条件 1 得到矩阵 P ,根据条件 3 和条件 5,得到矩阵 F 和 H 分别为

$$F = \begin{bmatrix} 12.62 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.89 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.89 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 7.93 \\ 8.24 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.63 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.63 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4.66 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} 8.24 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.63 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.63 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4.66 \end{bmatrix}$$

系统采用 PD 控制,控制器参数设置如下: $K_{pz} = 250, K_{dz} = 25, K_{p\phi} = 2, K_{d\phi} = 0.5, K_{p\theta} = 2, K_{d\theta} = 1, K_{p\psi} = 3, K_{d\psi} = 0.8$ 。考虑执行器饱和约束, $|U_z| \leq 30, |U_\phi| \leq 0.05, |U_\theta| \leq 0.05, |U_\psi| \leq 0.05$,并要求系统状态误差 $J \leq 0.2$ 。

4.1 采用式 (11) 鲁棒观测器

取 $\kappa = 10$,quadrotor UAV 无故障时,即 $F_a = [0, 0, 0, 0]^T$ 。系统实际状态和观测状态如图 2 所示。可以看出,未发生故障时,鲁棒滑模观测器较强的跟踪能力, $\min(S(\hat{\mathbf{x}},\mathbf{x}_d)) = 0.9457$ 。

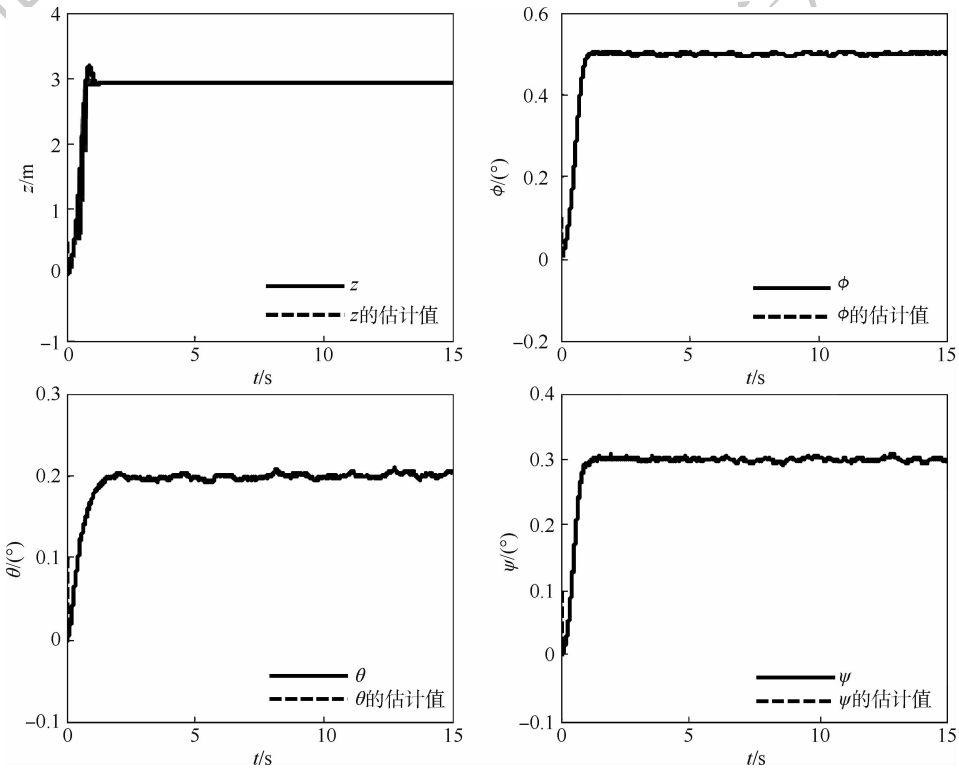


图 2 执行器无故障

Fig. 2 Failure-free actuator

假设 $t \geq 5$ s 时发生执行器故障,取 $\kappa = 10$, $f_a(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = [15, 0, 0, 0]$ 。从图 3 可以看出,滑模观测器观测值发散,相应的残差信号也发散,若用此结果进行可重构性量化评价则会导致误报。

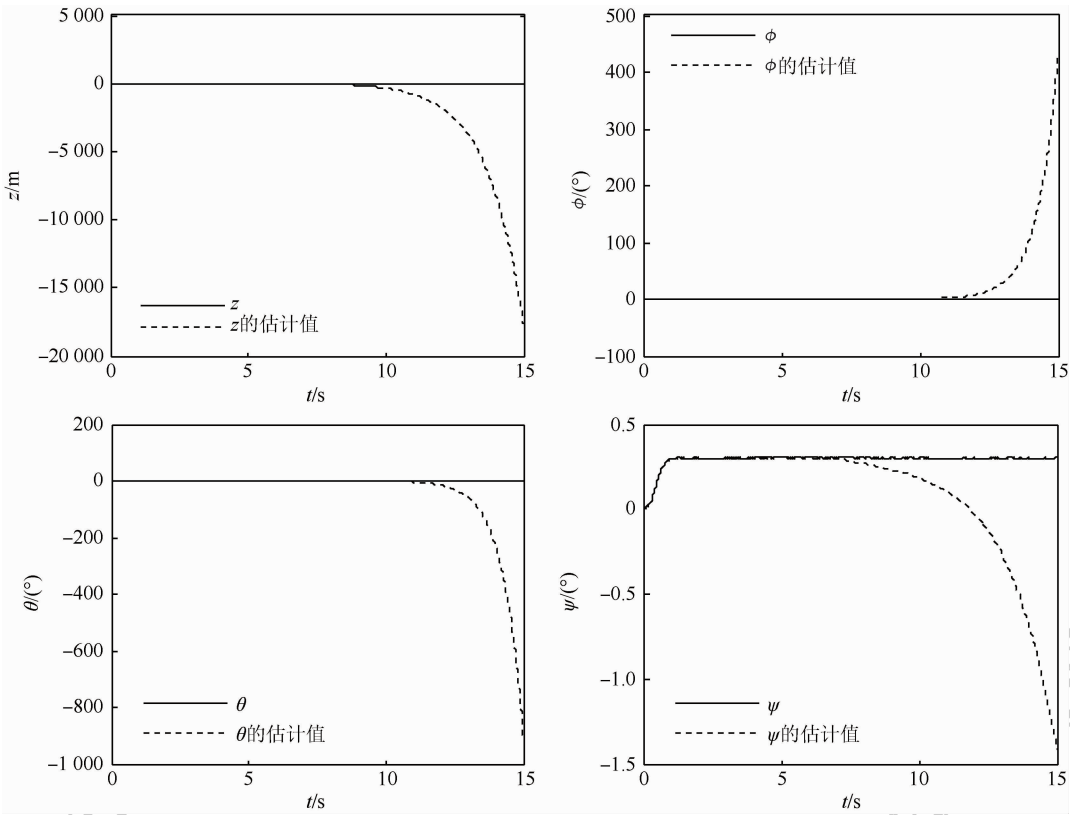


图 3 执行器发生故障
Fig. 3 Actuator with failure

调整连续项,取 $\kappa = 100$,仿真结果如图 4 所示。滑模观测器能够跟踪期望状态,但是抖动很大, $\min(S(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{x}_d)) = 0.7891$,此结果不利于系统可重新评价。

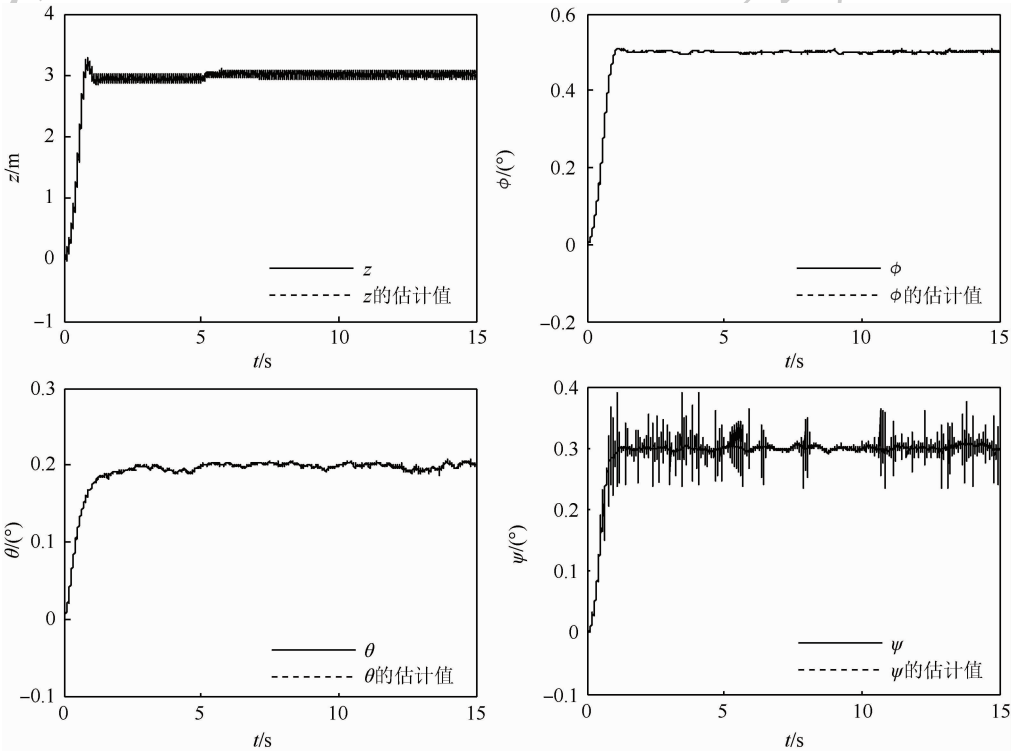


图 4 调整不连续项
Fig. 4 Discontinuous term adjustment

4.2 采用双滑模面观测器

采用本文的双滑模面观测器(12),取 $\kappa = 10$, $\rho = 300$,在前述故障情形下,仿真结果如图 5 所示,与图 4 相比,对抖动起到了很好的抑制作用, $\min(S(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{x}_d)) = 0.8372$ 。

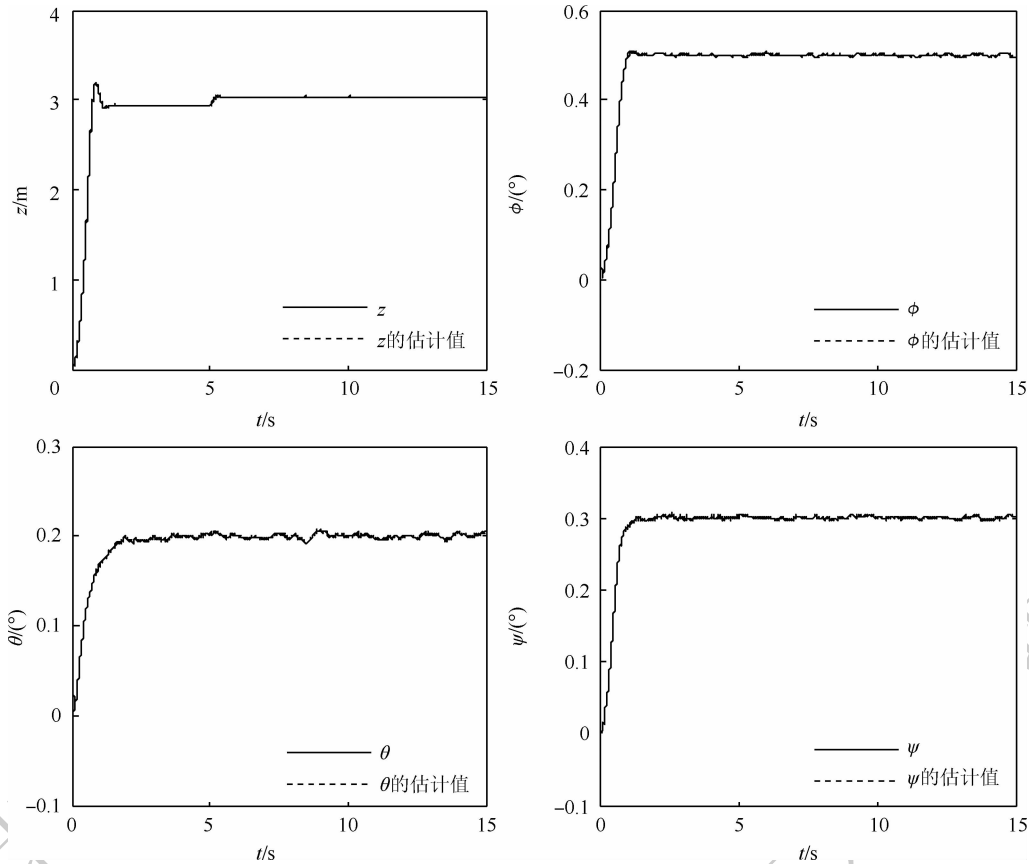


图 5 双滑模面观测器
Fig.5 Double sliding surface observer

表 2 执行器故障可重构性量化评价
Table 2 Quantitative reconfigurability
evaluation of actuator fault

单一故障	评价结果	多故障	评价结果
[5,0,0,0]	0.9068	[5,0,1,0]	0.9053
[10,0,0,0]	0.8717	[10,0,1,0]	0.8690
[15,0,0,0]	0.8347	[15,0,1,0]	0.8321
[20,0,0,0]	0.7968	[20,0,1,0]	0.7978
[25,0,0,0]	0.7259	[25,0,1,0]	0.7234

演变,可重构性评价结果亦逐渐变小;从横向来看,多故障情况下的可重构性较单一故障要小,结果符合一般的客观规律。

5 结束语

本文针对 quadrotor UAV 非线性系统设计了
对故障和扰动均具有较强跟踪能力的双滑模面鲁
棒观测器,在考虑执行器饱和及状态误差指标约
束条件下,采用马氏距离相似度的方法对系统可

上述仿真结果是针对 $f_a(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) = [15, 0, 0, 0]$ 故障情形,为了更好地验证本文方法的有效性,针对执行器单一和多故障情形,分别给出了可重构性评价结果,具体如表 2 所示。

由表 2 可知,从纵向来看,随着故障从小到大

重构性进行量化评价,并能自适应调整评价阈值,及时准确地对故障系统的可重构程度做出评估,确保系统的安全性。通过仿真验证了文中所述方法的正确性和有效性。由于建立的 quadrotor UAV 模型与一般的非线性系统描述一致,因此,该方法也适用于满足条件 1~条件 5 的其他非线性对象。

参考文献 (References)

[1] 宿敬亚,樊鹏辉,蔡开元. 四旋翼飞行器的非线性 PID 姿态控制[J]. 北京航空航天大学学报,2011,37(9):1054-1058. SU J Y, FAN P H, CAI K Y. Attitude control of quadrotor aircraft via nonlinear PID[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(9): 1054-1058 (in Chinese).

[2] MOFID O, MOBAYEN S. Adaptive sliding mode control for finite-time stability of quad-rotor UAVs with parametric uncertainties[J]. ISA Transactions, 2018, 72: 1-14.

[3] 周东华, DING X. 容错控制理论及其应用[J]. 自动化学报,

- 2000,26(6):788-797.
- ZHOU D H, DING X. Theory and application of fault tolerant control[J]. Acta Automatica Sinica, 2000, 26(6): 788-797 (in Chinese).
- [4] 王宏, 柴天佑, 丁进良, 等. 数据驱动的故障诊断与容错控制: 进展与可能的方向[J]. 自动化学报, 2009, 35(6): 739-747.
- WANG H, CHAI T Y, DING J L, et al. Data driven fault diagnosis and fault tolerant control: Some advances and possible new directions[J]. Acta Automatica Sinica, 2009, 35(6): 739-747 (in Chinese).
- [5] YIN S, LUO H, DING S X. Real-time implementation of fault-tolerant control systems with performance optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2402-2411.
- [6] ZHANG Y, JIANG J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems[J]. Annual Reviews in Control, 2008, 32(2): 229-252.
- [7] 李哈, 萧德云. 基于数据驱动的故障诊断方法综述[J]. 控制与决策, 2011, 26(1): 1-9.
- LI H, XIAO D Y. Survey on data driven fault diagnosis methods[J]. Control and Decision, 2011, 26(1): 1-9 (in Chinese).
- [8] WANG B, YU X, MU L X, et al. Disturbance observer-based adaptive fault-tolerant control for a quadrotor helicopter subject to parametric uncertainties and external disturbances[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 120: 727-743.
- [9] WU N E, ZHOU K, SALOMON G. Control reconfigurability of linear time-invariant systems[J]. Automatica, 2000, 36(11): 1767-1771.
- [10] MÜLLER P C, WEBER H I. Analysis and optimization of certain qualities of controllability and observability for linear dynamical systems[J]. Automatica, 1972, 8(3): 237-246.
- [11] FREH C W, KRAUS F J, BLANKET M. Recoverability viewed as a system property[C]// European Control Conference, 1999: 2197-2202.
- [12] 徐赫屿, 王大轶, 李文博. 卫星姿态控制系统的可重构性量化评价方法研究[J]. 航天控制, 2016, 34(4): 29-35.
- XU H Y, WANG D Y, LI W B. A reconfigurability evaluation method for satellite control system based on Gramian matrix[J]. Aerospace Control, 2016, 34(4): 29-35 (in Chinese).
- [13] HAMDAN A M A, NAYFEH A H. Measures of modal controllability and observability for first and second order linear systems[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1989, 12(3): 421-428.
- [14] SCHMITENDORF W E. An exact expression for computing the degree of controllability[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1984, 7(4): 502-504.
- [15] 杜光勋, 全权. 输入受限系统的可控度及其在飞行控制中的应用[J]. 系统科学与数学, 2014, 34(12): 1578-1594.
- DU G X, QUAN Q. Degree of controllability and its application in aircraft flight control[J]. Journal of Systems Science and Mathematical Sciences, 2014, 34(12): 1578-1594 (in Chinese).
- [16] 杨荟惊, 姜斌, 张柯. 四旋翼直升机姿态系统的直接自修复控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(8): 1053-1060.
- YANG H L, JIANG B, ZHANG K. Direct self-repairing control for four-rotor helicopter attitude systems[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(8): 1053-1060 (in Chinese).
- [17] JIANG Z P, WANG Y. A generalization of the nonlinear small-gain theorem for large-scale complex systems[C]// Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1188-1193.
- [18] ZHAO Y, SONG H, QIU H, et al. Control reconfigurability of nonlinear system based on control redundancy[C]// IEEE 10th International Conference on Industrial Informatics. Piscataway: IEEE Press, 2012: 815-820.
- [19] GAO Z W, CECATI C, DING S X. A survey of fault diagnosis and fault-tolerant techniques—Part II: Fault diagnosis with knowledge-based and hybrid/active approaches[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3768-3774.
- [20] 何静. 基于观测器的非线性系统鲁棒故障检测与重构方法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2009: 13-21.
- HE J. On observer-based robust fault detection and reconstruction for nonlinear system[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009: 13-21 (in Chinese).

作者简介:

申富媛 女, 博士研究生, 讲师。主要研究方向: 动态系统故障诊断与容错控制、故障可重构性等。

李炜 女, 硕士, 教授。主要研究方向: 动态系统故障诊断与容错控制、故障预测与健康评估等。

Quantitative reconfigurability evaluation method of
actuator for quadrotor UAV

SHEN Fuyuan^{1,2,3}, LI Wei^{1,2,3,*}

- (1. College of Electrical and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;
- 2. Key Laboratory of Gansu Advanced Control for Industrial Processes, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;
- 3. National Demonstration Center for Experimental Electrical and Control Engineering Education, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: The reconfigurability of system, that is, the ability of autonomous recovery of fault system, has been highly concerned by scholars with the continuous improvement of system security and reliability requirements. However, the existing quantitative evaluation methods for the reconfigurability of control system mainly focus on linear system. Therefore, this paper proposes a quantitative evaluation method of reconfigurability for nonlinear system based on the combination of robust observer of double sliding surfaces and Mahalanobis distance, which chooses the quadrotors Unmanned Aerial Vehicle (quadrotor UAV) with strong coupling, under-drive and strong nonlinearity as the controlled object. Firstly, in order to obtain accurate estimation of system state, a double sliding surface robust observer is designed based on the nonlinear model of quadrotor UAV, which is insensitive to disturbance and failure. Secondly, the similarity method based on Mahalanobis distance is used to quantitatively evaluate the reconfigurability for nonlinear system under the double constraints of actuator saturation and system state error. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by the quadrotor UAV simulation experiment. The results show that the method can truly reflect the system reconfigurability quantification level under different failure levels, which provides an important basis of the control strategy adjustment and compensation for nonlinear fault systems.

Keywords: quadrotors Unmanned Aerial Vehicle (quadrotor UAV); nonlinear system; double sliding surface observer; quantitative reconfigurability evaluation; Mahalanobis distance

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0577

激波风洞 7° 尖锥边界层转捩实验研究

栗继伟¹, 卢盼^{1,2}, 汪球^{1,2,*}, 赵伟^{1,2}

(1. 中国科学院力学研究所 高温气体动力学国家重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院大学 工程科学学院, 北京 100049)



摘 要:高超声速边界层转捩对摩阻、传热等有重要影响,飞行器的研制迫切希望能精确预测和控制边界层转捩。在JF8A激波风洞中开展了 7° 半锥角的高超声速尖锥边界层转捩实验研究,利用响应频率达到1 MHz量级的高频压力传感器对尖锥壁面脉动压力进行了测量,并结合热流测量结果,研究了高超声速尖锥边界层中扰动波的发展过程。实验结果表明:JF8A激波风洞在雷诺数为 $6.4 \times 10^6/\text{m}$ 状态下核心流的自由流噪声为2.8%;高频脉动压力测量技术能清晰地捕捉转捩过程中的第二模态波及其发展历程,试验状态下模型的第二模态波频率范围为165~206 kHz。当前研究结果能够为高超声速数值方法验证提供数据支撑。

关 键 词:激波风洞;高超声速;边界层转捩;尖锥;第二模态波

中图分类号:V411.7

文献标志码:A **文章编号:**1001-5965(2020)11-2087-07

边界层转捩是指边界层流动从层流发展到湍流的过程,是一个由多种因素耦合的非线性复杂流动物理现象。转捩问题是流体力学重要的基础研究课题之一,与湍流问题一起被称为“百年(或世纪)难题”。转捩问题在低速流方面已经有了一定的进展,但对于高超声速边界层转捩问题,低速流动的稳定性理论将不再适用,国内外学者在理论研究、数值模拟(DNS)、地面实验及飞行实验方面开展了大量研究工作,近年来虽然也有一些进展,但是仍存在严重的不足,相关研究具有重要的工程及学术价值^[1-4]。

Mack^[5]利用线性稳定性理论首先发现,在高超声速边界层中,除了T-S不稳定波外,还存在一族在壁面和边界层内来回反射的高频谐波,其中最不稳定的一个被称为Mack第二模态波。Mack第二模态与第一模态T-S波在高超声速边界转捩中都起到作用,但何种模式在转捩过程中起主导

作用还没有统一认识^[6]。目前,对高超声速转捩研究的手段主要有飞行试验、数值模拟及高超声速风洞地面实验。飞行试验来流为真实来流,其提供的转捩实验数据可作为转捩预测的基准数据。但飞行试验中实验条件存在诸多限制,如对试验高度大气来流扰动认识不足,试验传感器种类及测点位置选择有限,试验过程中飞行器烧蚀对表面流动状态如壁温、表面粗糙度等的影响^[7],这些限制条件使得对影响高超声速转捩因素的细致研究十分困难;同时飞行试验高昂的花费及试验模型的不可重复利用也使得现有的飞行试验数据十分有限。数值模拟近年来在高超声速边界层转捩的研究中取得了很大的进展^[8-9]。但由于其计算量巨大,能模拟的实例有限,计算中初始扰动的引入有较大的人为影响因素,故其模拟通常为特定流场在特定扰动条件下的因素,在认识转捩过程中参数影响方面的能力仍显不足。

收稿日期:2019-11-11;录用日期:2019-12-22;网络出版时间:2020-01-06 16:54

网络出版地址:kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200106.1545.001.html

基金项目:国家自然科学基金(11402275,11727901);国家重点研发计划(2016YFA0401201)

*通信作者。E-mail: wangqiu@imech.ac.cn

引用格式:栗继伟,卢盼,汪球,等. 激波风洞 7° 尖锥边界层转捩实验研究[J]. 北京航空航天大学学报,2020,46(11):2087-2093.
LI J W, LU P, WANG Q, et al. Experimental study of boundary-layer transition on a 7° sharp cone in shock tunnel[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2087-2093 (in Chinese).

地面高超声速风洞能保证来流具有较好的重复性,易于实现各种来流及壁面条件下重复性的实验研究,是研究高超声速边界层转捩的主要地面实验手段,但高超声速转捩受来流扰动影响较大,Fedorov^[10]指出随着初始扰动幅值的增加,转捩将经过截然不同的几种路径。由于目前对高超声速风洞流场的背景扰动认识十分有限,不同风洞的转捩结果也可能由于其背景扰动的不同呈现出较大的差异。背景噪声水平与飞行条件相当的静音风洞对转捩机理的深入认识具有重要作用,国内北京大学和国防科技大学的静音风洞已经建成并投入使用,并在静音风洞中开发出了多种转捩现象的测试技术^[11-15]。但目前静音风洞喷管口径较小,来流雷诺数相对较低,在静音风洞中尖锥边界层转捩还难以发生,需要采用特殊措施如添加粗糙带或具有逆压梯度的裙锥模型进行实验。现有的风洞设备仍以常规激波风洞为主,在不同背景噪声的激波风洞中进行转捩实验能在依托现有的大量风洞实验数据基础上加深对高超声速边界层转捩的认识。

早期关于边界层不稳定性的实验主要用热线风速仪作为测量手段,但其只能针对低速、连续式风洞进行实验^[16-17]。高超声速边界层内不稳定性发展会在物体表面加载较强的压力脉动,通过研究这种压力脉动的特性和发展规律有助于加深对转捩过程中物理机制的认识,同时对转捩位置的预测提供一定的理论依据。国内外已经开展了在高超声速风洞中测量高频脉动压力的工作^[18-24],这些实验观察到了高超声速边界层中第二模态波的产生与发展,表明用高频脉动压力传感器研究边界层转捩过程是可行的。另外,转捩过程中热流具有显著的提升,热流的测量一直是风洞实验中判断转捩位置的重要依据之一。天津大学韩健等利用薄膜电阻温度计在马赫数 6 的炮风洞上进行了 5°尖锥的热流测量,对热流信号的小波分析揭示了转捩过程中热流扰动的分布特征,但受模型尺寸的限制并未观察到转捩结束位置^[25-26]。ALTP(Atomic Layer Thermopile)高频热流传感器的脉动热流的测量结果也揭示了转捩过程中热流脉动度的增长,小波分析的结果也出现了与压力脉动类似的第二模态不稳定现象,揭示了第二模态不稳定波的波包特性^[27-28]。虽然国内外在边界层转捩的实验研究方面已经取得了一定进展,对于高超声速边界层转捩的准确预测目前仍然没有统一的理论和计算方法,亟待更多的实验数据来分析其机理并建立转捩预测模型。

本文针对高超声速边界层转捩问题,在中国科学院力学研究所 JF8A 高超声速激波风洞中开展了 7°半锥角的尖锥边界层转捩实验研究,利用响应频率达到 1 MHz 量级的高频压力传感器对风洞自由流及尖锥壁面脉动压力进行了测量,给出了风洞试验状态下的自由流噪声及尖锥模型表面扰动波的发展过程。本文研究结果能够为高超声速边界层转捩的数值及理论分析提供数据支撑。

1 实验设置

1.1 实验设备及实验状态

本文实验在中国科学院力学研究所 JF8A 高超声速激波风洞中进行,如图 1 所示,该激波风洞是一座中等规模的激波风洞,同时兼有激波风洞和炮风洞 2 种运行模式。风洞采用压缩空气作为驱动气源,通过更换喷管能够获得马赫数 5~15 的实验气流,风洞的喷管出口直径 800 mm,试验段长度超过 2 m,试验段后串接的真空舱容积超过 100 m³,风洞单位雷诺数最高可达 5×10⁷/m,有效试验时间根据不同的实验状态约为 5~30 ms。风洞能够开展气动模型的气动热/力测量、激波与激波、激波与边界层干扰等实验研究,由于风洞来流雷诺数范围较宽,对高超声速边界层转捩的实验具有一定的优势。

本文实验在 JF8A 激波风洞马赫数为 6.5 的喷管下开展,风洞具体状态参数如表 1 所示, P_0 为风洞驻室总压, H_0 为驻室总焓, T_0 为驻室总温, ρ_∞ 为风洞自由来流密度, u_∞ 为来流速度, T_∞ 为来流静温, Ma 为来流马赫数, Re 为来流单位雷诺数。实验状态下的典型压力曲线如图 2 所示,包括驻室压力、皮托压力及球头驻点位置的 PicoCoulomb (PCB) 传感器信号,虽然压力平稳区域较长,本次试验中相关数据的处理只取图 2 中 15.5~19.5 ms 时刻,4 ms 的有效数据能满足本文所有数据分析需求。



图 1 JF8A 高超声速激波风洞

Fig. 1 JF8A hypersonic shock tunnel

表 1 风洞试验状态

Table 1 Test conditions of wind tunnel

状态参数	数值
驻室参数	P_0/MPa
	1.2
	$H_0/(\text{MJ}\cdot\text{kg}^{-1})$
自由流参数	T_0/K
	620
	$\rho_\infty/(\text{kg}\cdot\text{m}^{-3})$
	2.7×10^{-2}
	$u_\infty/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$
	1054
	T_∞/K
	67.5
	Ma
	6.5
	Re/m^{-1}
	6.4×10^6

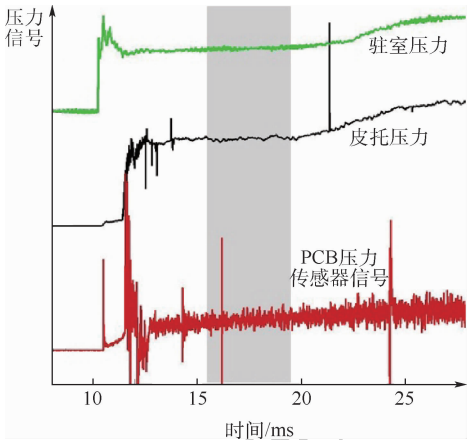


图 2 试验典型压力曲线

Fig. 2 Typical pressure histories in test

1.2 实验模型

本文实验中选用的模型是半锥角为 7°的尖锥,尖锥总长为 1 100 mm,模型示意图如图 3 所示。

模型加工时保证表面光滑,无缝隙、无台阶。尖锥沿母线布置有传感器安装孔,分别安装薄膜电阻温度计测量热流及 PCB 压力传感器测量脉动压力。沿母线上共布置 74 个薄膜电阻温度计,以尖锥母线为 x 坐标,第一个传感器距离尖锥前缘 245 mm,高密度布置的热流传感器能够捕捉尖锥壁面边界层从层流-转换-湍流变化过程中的热流分布。实验中根据每车次的实验结果,对热流信号异常或者损坏的传感器进行更换,保证实验的重复性和准确性。另外,沿母线布置的 PCB 压力传感器数量为 6 个,其具体坐标依次为 245、405、525、605、745 和 985 mm。

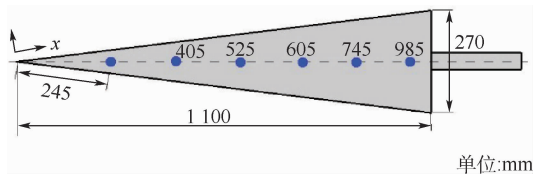


图 3 尖锥模型及传感器安装示意图

Fig. 3 Schematic diagram of sensor installation on sharp cone model

1.3 测试传感器

1.3.1 测热传感器

实验中选用中国科学院力学研究所自行研制的铂薄膜电阻温度计,其响应较快,是专为短试验时间的脉冲型风洞热流测量而研制的。传感器制作时将铂通过真空溅射的方法溅射到玻璃表面,铂薄膜的厚度约为 $10^{-8} \sim 10^{-7}$ m,两端选用银浆作为引线,玻璃棒直径 2 mm,长度约为 30 mm。铂薄膜电阻温度计输出的信号经低噪声放大器放大后由高速采集器采集并送入计算机储存、处理,采集频率为 1 MHz,整个采集系统的精度为 $\pm 0.5\%$ 。在传感器获取测点温度后,由 Schultz 和 Jones 的理论公式即可推算热流^[29]:

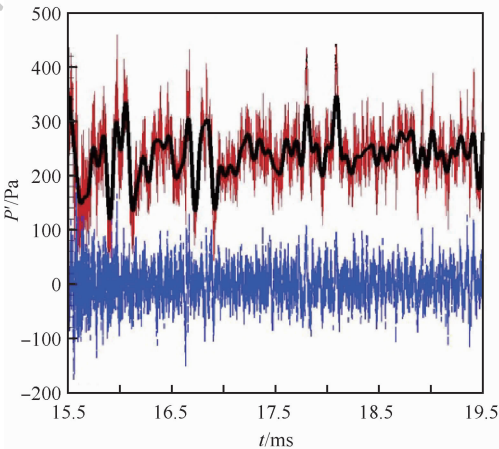
$$\dot{q}(t_n) = 2\sqrt{\frac{\rho ck}{\pi}} \sum_{i=1}^n \frac{T(t_i) - T(t_{i-1})}{\sqrt{t_n - t_i} - \sqrt{t_n - t_{i-1}}} \quad (1)$$

式中: ρ 、 c 和 k 分别为传感器基底材料的密度、比热和热传导系数; T 和 t 分别为温度和时间。

1.3.2 脉动压力传感器

脉动压力的测量采用 PCB132A31 型的高频压力传感器,该类型压力传感器由于其自身交流耦合的特性,不适合用于平均压力绝对值大小的测量,但是对动态变化压力具有很高的响应频率。传感器的固有频率达到 1 MHz 以上,最小压力分辨率为 7 Pa,传感器的灵敏度约为 23 mV/kPa,实验中采样频率为 3.5 MHz。

压力传感器有效试验时间内的典型信号曲线如图 4 所示,由于传感器的有效响应频率在 11 kHz 以上,因此本文在对压力信号进行处理时利用巴特沃斯滤波器对信号进行了 11 kHz 的高通滤波,尖锥模型上第一个测点的原始信号、滤波信号及最后有效数据如图 4 所示, P' 为脉动压力。滤波后的压力脉动约为 ± 100 Pa,后续关于 PCB



—原始信号 ——— 11 kHz滤波信号 - - - 处理后结果

图 4 原始及滤波后的 PCB 压力传感器信号

Fig. 4 Raw and filtered PCB pressure sensor signals

数据的处理均是针对高通滤波后的数据进行处理和分析。

1.4 风洞噪声测量

风洞自由流噪声对转换有重要的影响,其可能影响模型转换的位置。为了尖锥模型数据的有效分析和应用,本文同时测量 JF8A 激波风洞的自由流的噪声,常用的风洞自由流噪声测量方法有热线风速仪、皮托压力测量、壁面压力测量,以此来推算自由流噪声,它们各有优缺点。目前通常采用 PCB 压力传感器测量皮托压力来推算自由流噪声,但是传感器直接受到高速气流的冲刷,敏感元件存在损坏的风险,本文在喷管中心区域及边界层内各安装一个 PCB 压力传感器,边界层内的传感器距离管壁为 40 mm,同时采用常规压阻传感器测量皮托压力,皮托压力传感器型号为上海天沐公司的 NS-3,其频响大于 50 kHz。自由流噪声定义为

$$\% \text{ noise} = \text{RMS} / \text{Pitot} \times 100\% \quad (2)$$

式中:RMS 为有效实验时间内压力脉动的均方根值;Pitot 为该段时间内皮托压力值,试验测量皮托压力值为 28 kPa。根据式(2)计算获得本状态下风洞中心区域噪声为 2.8%,边界层内的噪声为 7.8%,核心区域内的噪声值和国内外其他激波风洞所给出的幅值相当^[24]。

2 结果与讨论

2.1 尖锥壁面热流分布

为了补充分析 PCB 脉动压力信号,本文同时开展了尖锥模型气动热测量,通过热流变化来评估模型表面 PCB 压力传感器位置所处的流态。本文实验状态的尖锥热流曲线如图 5 所示,热流出现从层流到转换的过程,转换位置约为 530 mm 处;除实验结果外,同时还给出了求解边界层方程所获得的层流状态下的热流值,以及利用文献[30]中的计算公式所获得的尖锥在湍流状态下的热流值,试验值和理论解基本吻合。

2.2 高频脉动度

图 6 给出了 6 个 PCB 压力传感器的原始脉动压力信号,当来流作用在传感器表面时,压力有一个阶跃式的起跳,在起跳后一段时间驻室压力稳定之后脉动压力随之下降并在一个稳定平台内波动。比较来流前背景信号和脉动信号可以发现,有效试验时间内的脉动信号远大于背景噪声。结合图 5 的热流结果可知,6 个 PCB 压力传感器在层流区域、转换区域及全湍流区域均有布点,其有效时间段的脉动压力也呈现一定的变化规律。

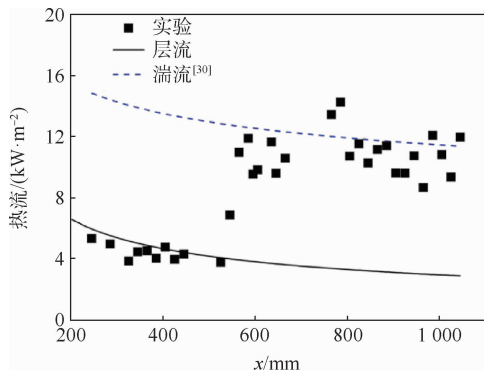


图 5 尖锥母线热流分布

Fig. 5 Heat-flux distribution on sharp cone generatrix

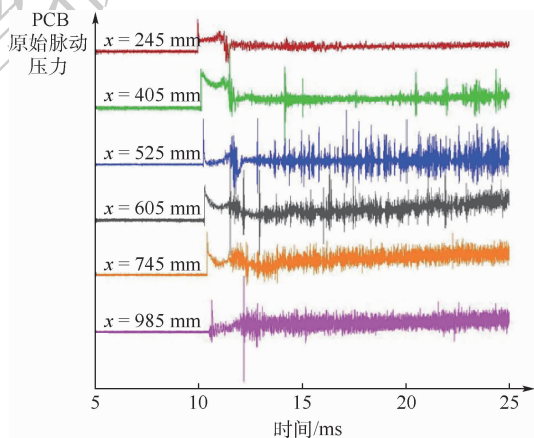


图 6 不同位置 PCB 脉动压力信号

Fig. 6 Pressure fluctuation signals of PCB at different positions

功率谱(PSD)为单位频带内信号的功率,其能表示信号功率在频域内的分布状况,相关计算技术自提出以来获得了飞速发展,是研究信号频域特性最常用的方法之一。本文压力脉动的功率谱密度计算采用 Welch 法,由于 PCB 压力传感器有效的响应频率在 11 kHz 以上,本文在对压力信号进行处理时利用巴特沃斯滤波器对信号进行了 11 kHz 的高通滤波,信号处理思路如图 4 所示。通过 Welch 方法计算脉动压力的功率谱,数据截取窗函数为 50% 交迭的汉宁窗,FFT 分析长度为 4 096,频率分辨率为 427 Hz。另外,为了得到特定频率段的脉动信号,采用 4 阶巴特沃斯滤波器对原始信号进行高通和带通滤波处理。

本文实验状态下 2 次重复性实验同一位置传感器信号的功率谱如图 7 所示,其结果为 405 mm 位置处的 PCB 压力传感器。2 次实验信号重复性较好,能量峰值及其所对应的频率吻合较好。虚线表示风洞未运行时的背景噪声,2 次实验背景噪声同样较为吻合。在 800 kHz 以下频段有效脉动信号要远大于背景噪声信号,信号有足够高的信噪比,800 kHz 以上后,有效信号基本上淹没在

背景噪声里,本文为了分析方便,之后信号的功率谱分析只截取 800 kHz 以前的部分。

在边界层内,第二模态波传播速度与边界层外缘气流速度接近,波长近似为边界层厚度的 2 倍,第二模态波控制频率范围大致为 100 kHz ~ 1 MHz^[24]。图 8 给出了沿着模型子午线的 PCB 压力传感器脉动压力的功率谱分布。在第一个传感器($x = 245$ mm)处,脉动压力的功率谱随频率的增加呈指数式下降,200 kHz 以上脉动压力已经下降到接近背景噪声的水平。位于 405 mm 处传感器测得的脉动压力在低频阶段下降之后随即迅速上升,在 206 kHz 处脉动压力达到峰值,并在 354 kHz 处出现其高次谐波。位于 525 mm 处的传感器测得的压力脉动峰值出现在 177 kHz 处,此时其高次谐波更加明显,中心频率为 363 kHz。位于 605 mm 处的压力脉动峰值频率进一步下降到 165 kHz。边界层厚度沿着模型流线方向不断增加,导致第二模态的频率不断下降。位于 745 mm

和 985 mm 处的压力脉动在各个频段已经没有了明显的峰值,边界层已经完成了转换成湍流状态,脉动能量比较均匀地分布到各种频率波,且此时脉动能量要远高于第一个传感器处的情况。

根据脉动压力的功率谱结果,单独对不同频段的脉动压力数据进行分析。图 9(a)、(b)分别为利用带通滤波器单独滤出的 11 ~ 50 kHz、150 ~ 250 kHz 频段脉动压力信号,下游信号相对于上游处沿 y 轴移动了相同的距离。其中 11 ~ 50 kHz 对应第一模态波或第二模态的亚谐波可能出现的频率,150 ~ 250 kHz 对应第二模态波出现的频率。在 11 ~ 50 kHz 频段,脉动压力在整个时间段内平稳分布,没有特定的波包出现。605 mm 以前的 4 个传感器压力幅度相当,但最后 2 个传感器在 11 ~ 50 kHz 的脉动压力幅值有明显提升。150 ~ 250 kHz 频段第一个传感器脉动压力信号十分微弱,在 405 mm 处该频段内脉动压力开始增长,且间隙性地出现峰值。继续向下游发展时脉动压力出现明显的波包特性,脉动压力包络线中出现多个极值,此时第二模态扰动开始出现,到 605 mm 后脉动压力峰值达到最大,第二模态波迅速衰减的同时低频段脉动压力开始增加。

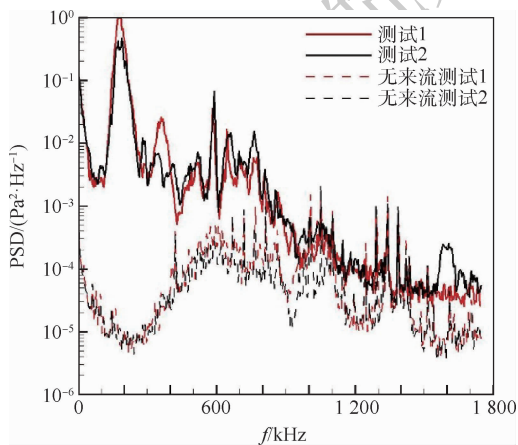


图 7 典型脉动压力功率谱及背景噪声
Fig. 7 Typical fluctuation pressure PSD and background noise

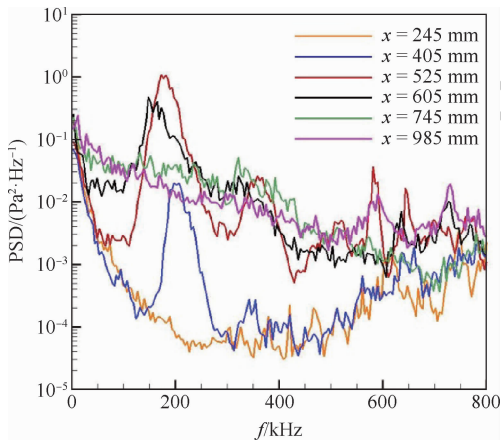


图 8 模型子午线的功率谱结果
Fig. 8 PSD along model meridian

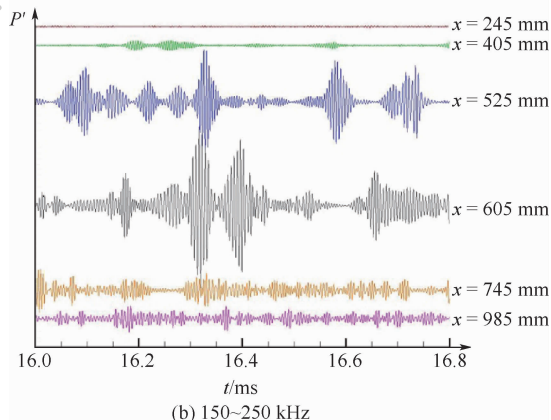
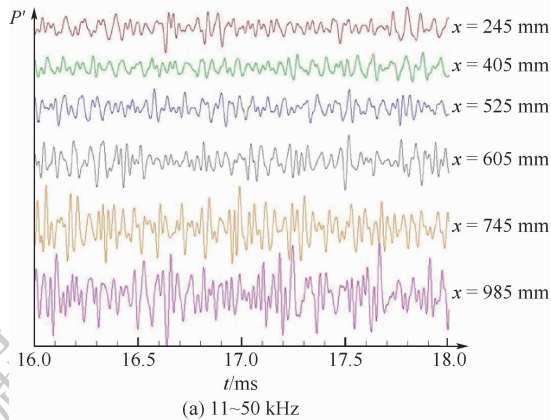


图 9 高、低频脉动压力
Fig. 9 High- and low-frequency fluctuation pressure

3 结 论

本文利用半锥角为 7° 的尖锥模型在 JF8A 激波风洞中开展了高超声速尖锥边界层的转捩实验研究,通过尖锥表面热流测量及 PCB 脉动压力测量分析了高超声速尖锥边界层中扰动波发展过程,主要结论如下:

1) JF8A 激波风洞在雷诺数为 $6.4 \times 10^6/\text{m}$ 状态下核心流的自由流噪声为 2.8%,喷管边界层内的噪声约为 7.8%。

2) 尖锥边界层在其转捩区有明显的第二模态稳定波出现,第二模态波频率随着边界层厚度的增加而减小;压力脉动度在层流区最小,在转捩结束位置压力脉动度会出现极大值。

参考文献 (References)

- [1] CASPER K M, BERESH S J, SCHNEIDER S P. Pressure fluctuations beneath instability wavepackets and turbulent spots in a hypersonic boundary layer[J]. *Journal of Fluid Mechanics*, 2014, 756: 1058-1091.
- [2] 陈坚强, 涂国华, 张毅锋, 等. 高超声速边界层转捩研究现状与发展趋势[J]. *空气动力学学报*, 2017, 35(3): 311-337.
CHEN J Q, TU G H, ZHANG Y F, et al. Hypersonic boundary layer transition: What we know, where shall we go[J]. *Acta Aerodynamica Sinica*, 2017, 35(3): 311-337 (in Chinese).
- [3] 解少飞, 杨武兵, 沈清. 高超声速边界层转捩及应用的若干进展回顾[J]. *航空学报*, 2015, 36(3): 714-723.
XIE S F, YANG W B, SHEN Q. Review of progresses in hypersonic boundary layer transition mechanism and its applications[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2015, 36(3): 714-723 (in Chinese).
- [4] 宋博, 李椿萱. 高超声速尖锥边界层转捩数值模拟[J]. *北京航空航天大学学报*, 2012, 38(7): 877-881.
SONG B, LI C X. Hypersonic boundary layer transition prediction based on laminar fluctuation energy transport equation[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2012, 38(7): 877-881 (in Chinese).
- [5] MACK L M. Boundary-layer linear stability theory; AGARD Report No. 709[R]. [S. l.]: AGARD, 1984.
- [6] 江贤洋, 李存标. 高超声速边界层感受性研究综述[J]. *实验流体力学*, 2017, 31(2): 1-11.
JIANG X Y, LI C B. Review of research on the receptivity of hypersonic boundary layer[J]. *Journal of Experiments in Fluid Mechanics*, 2017, 31(2): 1-11 (in Chinese).
- [7] SCHNEIDER S P. Flight data for boundary-layer transition at hypersonic and supersonic speeds[J]. *Journal of Spacecraft and Rockets*, 2011, 36(1): 8-20.
- [8] LI X L, FU D X, MA Y W. Direct numerical simulation of hypersonic boundary layer transition over a blunt cone with a small angle of attack[J]. *Physics of Fluids*, 2010, 22: 025105.
- [9] ZHONG X L. High-order finite-difference schemes for numerical simulation of hypersonic boundary-layer transition[J]. *Journal of Computational Physics*, 1998, 144(2): 662-709.
- [10] FEDOROV A. Transition and stability of high-speed boundary layers[J]. *Annual Review of Fluid Mechanics*, 2011, 43: 79-95.
- [11] ZHANG C H, TANG Q, LEE C B. Hypersonic boundary-layer transition on a flared cone[J]. *Acta Mechanica Sinica*, 2013, 29(1): 48-54.
- [12] ZHU Y D, ZHANG C H, CHEN X, et al. Transition in hypersonic boundary layers: Role of dilatational waves[J]. *AIAA Journal*, 2016, 54(10): 3039-3049.
- [13] ZHANG C H, LEE C B. Rayleigh-scattering visualization of the development of second-mode waves[J]. *Journal of Visualization*, 2016, 20(1): 1-6.
- [14] 刘小林, 易仕和, 牛海波, 等. 高超声速条件下 7° 直圆锥边界层转捩实验研究[J]. *物理学报*, 2018, 67(17): 174701.
LIU X L, YI S H, NIU H B, et al. Experimental investigation of the hypersonic boundary layer transition on a 7° straight cone[J]. *Acta Physica Sinica*, 2018, 67(17): 174701 (in Chinese).
- [15] 何霖, 易仕和, 陆小革. 超声速湍流边界层密度场特性[J]. *物理学报*, 2017, 66(2): 024701.
HE L, YI S H, LU X G. Experimental study on the density characteristics of a supersonic turbulent boundary layer[J]. *Acta Physica Sinica*, 2017, 66(2): 024701 (in Chinese).
- [16] KENDALL J M. Wind tunnel experiments relating to supersonic and hypersonic boundary-layer transition[J]. *AIAA Journal*, 1974, 13(3): 290-299.
- [17] GROSSIR G, MASUTTI D, CHAZOT O. Flow characterization and boundary layer transition studies in VKI hypersonic facilities; AIAA-2015-0578[R]. Reston: AIAA, 2015.
- [18] RUFER S J, BERRIDGE D C. Pressure fluctuation measurements in the NASA Langley 20-inch Mach 6 wind tunnel; AIAA-2012-3262[R]. Reston: AIAA, 2012.
- [19] CHYNOWETH B C, WARD C, GREWOOD R T, et al. Measuring transition and instabilities in a Mach 6 hypersonic quiet wind tunnel; AIAA-2014-2643[R]. Reston: AIAA, 2014.
- [20] FUJII K. Experiment of the two-dimensional roughness effect on hypersonic boundary-layer transition[J]. *Journal of Spacecraft and Rockets*, 2006, 43(4): 731-738.
- [21] HEITMANN D, RADESPIEL R, KÄHLER C. Investigation of the response of a hypersonic 2D boundary layer to controlled acoustic disturbances[C]//AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2013: 23-28.
- [22] 张骞, 陈连忠, 艾邦成. 电弧加热流场湍流度对尖锥边界层转捩影响的研究[J]. *实验流体力学*, 2010, 24(6): 57-60.
ZHANG Q, CHEN L Z, AI B C. Sharp cone boundary layer transition research in arc heated flow field influenced by turbulence[J]. *Journal of Experiments in Fluid Mechanics*, 2010, 24(6): 57-60 (in Chinese).
- [23] 纪锋, 解少飞, 沈清. 高超声速 1 MHz 高频脉动压力测试技术及其应用[J]. *空气动力学学报*, 2016, 34(5): 587-591.
JI F, XIE S F, SHEN Q. Hypersonic high frequency (1 MHz) fluctuation pressure testing technology and application[J]. *Acta*

- aerodynamica Sinica,2016,34(5):587-591 (in Chinese).
- [24] 李强,江涛,陈苏宇,等.激波风洞边界层转捩测量技术及应用[J].航空学报,2019,40(7):122740.
- LI Q,JIANG T,CHEN S Y,et al. Measurement technique and application of boundary layer transition in shock tunnel[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2019,40(7):122740 (in Chinese).
- [25] 韩健.高超声速尖锥边界层流动稳定性的子波分析与互谱分析[D].天津:天津大学,2010.
- HAN J. Wavelet analysis and cross bispectrum analysis of flow instability for hypersonic sharp cone boundary layer[D]. Tianjin:Tianjin University,2010 (in Chinese).
- [26] 李悦雷.基于小波分析方法的高超音速尖锥边界层转捩的实验研究[D].天津:天津大学,2007.
- LI Y L. Experimental investigations of hypersonic boundary layer transition on a sharp cone based on the method of wavelet analysis[D]. Tianjin:Tianjin University,2007 (in Chinese).
- [27] KEGERISE M A,RUFER S J. Unsteady heat-flux measurements of second-mode instability waves in a hypersonic flat-plate boundary layer[J]. Experiments in Fluids,2016,57:130.
- [28] RODIGER T. The atomic layer thermopile-A new heat-transfer measurement technique in fluid mechanics and thermodynamics [D]. Stuttgart: Institute of Aerodynamics and Gas Dynamics University of Stuttgart,2010.
- [29] SCHULTZ D L,JONES T V. Heat transfer measurements in short duration hypersonic facilities: AGARD-AG-165 [R]. [S. l.]; AGARD,1973.
- [30] GERMAIN P,CUMMINGS E,HORNUNG H. Transition on a sharp cone at high enthalpy: New measurements in the shock tunnel T5; AIAA-1993-0343 [R]. Reston: AIAA,1993.

作者简介:

栗继伟 男,硕士,工程师。主要研究方向:高超声速边界层转捩、风洞测试技术。

汪球 男,博士,副研究员。主要研究方向:高焓流动气动热。

Experimental study of boundary-layer transition on a 7° sharp cone in shock tunnel

LI Jiwei¹, LU Pan^{1,2}, WANG Qiu^{1,2,*}, ZHAO Wei^{1,2}

(1. State Key Laboratory of High-temperature Gas Dynamics, Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. School of Engineering Science, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Hypersonic boundary layer transition has an important influence on friction drag and heat transfer, and thus accurate prediction and control of boundary layer transition are critical to the development of hypersonic vehicles. In this paper, experimental study on a 7° half-angle sharp cone was conducted in the JF8A shock tunnel to investigate the hypersonic boundary layer transition. The wall fluctuation pressure was measured by the pressure transducer with the response frequency as high as 1 MHz, and the development process of the disturbance wave in hypersonic sharp cone boundary layer was also investigated together with the results of heat flux measurement. The experimental results show that the pressure fluctuation in the free flow is 2.8% under the test condition of Reynolds number equals to $6.4 \times 10^6/\text{m}$. Structures and development of the second mode waves in the process of transition can be obtained by the high-frequency fluctuation pressure measurement technique. The characteristic frequency of the second mode wave changes from 165 kHz to 206 kHz under the present test condition. The current research results can provide data support for hypersonic numerical method validation.

Keywords: shock tunnel; hypersonic; boundary layer transition; sharp cone; the second mode wave

Received: 2019-11-11; Accepted: 2019-12-22; Published online: 2020-01-06 16:54

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200106.1545.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11402275, 11727901); National Key R & D Program of China (2016YFA0401201)

* Corresponding author. E-mail: wangqiu@imech.ac.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0050



基于 SVM 和 EKF 的高超声速滑翔 飞行器轨迹预报

程云鹏¹, 孙成志¹, 闫晓东^{1,2,*}

(1. 西北工业大学 航天学院, 西安 710072; 2. 陕西省空天飞行器设计技术重点实验室, 西安 710072)

摘 要: 高超声速滑翔飞行器(HGV)拦截问题中, 轨迹预报是成功拦截的重要基础。针对 HGV 机动能力强、轨迹多变的特点, 提出了一种基于支持向量机(SVM)和扩展卡尔曼滤波(EKF)的轨迹预报方法。在 HGV 的滑翔段机动模式分析的基础上, 将 HGV 的机动运动分解为纵向运动模式和侧向运动模式, 进而对运动模式的特征参数予以标定, 形成 SVM 的训练集。建立地基单雷达轨迹跟踪模型, 采用 EKF 对 HGV 滑翔段轨迹进行稳定跟踪并实现对运动模式特征参数的估计。基于 SVM, 建立了 HGV 运动识别框架, 实现了对 HGV 滑翔段轨迹的预报。对平衡滑翔和跳跃机动 2 种典型机动模式进行数学仿真验证, 结果表明, 所提方法可以提高对该类目标的轨迹预报精度。

关 键 词: 高超声速滑翔飞行器(HGV); 机动模式; 支持向量机(SVM); 运动识别; 轨迹估计和预报

中图分类号: V19; TN953

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2094-12

与传统的弹道导弹武器相比, 高超声速滑翔武器突防能力更强, 飞行空域更大, 同时具有战术和战略价值。美国于 2019 年大力推进基于通用高超声速滑翔体(C-HGB)的导弹型号研制项目, 包括海军中远程快速打击(IR-CPS)项目^[1]、陆军高超声速导弹(LRHW)项目和空军空射快速响应武器(ARRW)项目^[2]等。随着高超声速滑翔飞行器(HGV)技术快速发展, 这类武器已经给现有的导弹防御系统带来了现实威胁。

考虑到 HGV 具有高速、高机动的飞行特性, 拦截该类目标通常只能采用迎击的策略, 这就需要精确预测 HGV 的飞行轨迹得到预测命中点。由于防御方无法准确获得目标的先验信息, 导致轨迹预报的精度较低。文献[3]分析了 HGV 的机动特性, 探讨了考虑约束的飞行器参数变化规

律和轨迹预测的可行性。文献[4]在目标不机动或加速度变化缓慢的假设下预测拦截命中点, 但对于可以大机动飞行的高超声速滑翔目标, 需要研究更适用的预测方法。文献[5]通过轨迹跟踪反解出控制参数, 代入动力学模型来预报目标飞行轨迹, 这种方法需要目标的先验信息且只能用于较短时间的轨迹预报。文献[6]将飞行器的轨迹建模为一系列简单的基本运动, 与当前的轨迹匹配进而预测飞行器的机动, 但这种方法仅适用于类似民航飞机这类机动方式有限且确定性强的合作目标。文献[7]将典型控制规律下的控制参数进行滤波辨识, 重构控制律实现 HGV 的轨迹预报, 但这种方法只对控制量符合建模假设的 HGV 轨迹具有良好的预报精度。

总结来讲, 上述众多方法均致力于得到 HGV

收稿日期: 2020-02-25; 录用日期: 2020-05-30; 网络出版时间: 2020-06-08 15:59

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200608.1513.004.html

* 通信作者。E-mail: yan804@nwpu.edu.cn

引用格式: 程云鹏, 孙成志, 闫晓东. 基于 SVM 和 EKF 的高超声速滑翔飞行器轨迹预报[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2094-2105. CHENG Y P, SUN C Z, YAN X D. Trajectory prediction of hypersonic glide vehicle based on SVM and EKF[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2094-2105 (in Chinese).

轨迹的点估计值,从而建立控制量或加速度的回归模型,较少关注飞行器机动轨迹的其他统计特征,这就在建模过程中过度依赖当前单一轨迹的状态数据。当估计器不稳定或目标发生较大机动时,飞行轨迹的预报精度不高。

为了弥补以上不足,统计学习理论(SLT)^[8]的快速发展为解决此类问题提供了新的思路。支持向量机(SVM)^[9]作为一种数据驱动的方法,采用结构风险最小化以提高泛化能力。既有严格的理论基础,又可以较好地解决小样本、非线性和高维数等问题,因此参考机械零件剩余寿命预测^[10]、快速公交行程时间预测^[11]、风电功率实时预测^[12]、卫星轨道预测^[13]等工程问题,本文提出了将 SVM 和扩展卡尔曼滤波(EKF)相结合的 HGV 轨迹预报方法。由于 HGV 的气动力是其实现大范围机动的主要因素,因此本文首先针对气动力持续作用的滑翔段机动力学进行研究,分析了 HGV 滑翔段的机动模式。其次基于 HGV 的机动飞行特性,将目标的轨迹分解为纵向运动和侧向运动分别进行标定和识别,给出了 HGV 的运动行为识别框架。最后建立了地基单雷达 EKF 轨迹估计-SVM 运动识别-动力学轨迹预报流程。仿真结果证明了本文所提方法的适用性和有效性。

1 高超声速滑翔飞行器运动分析

1.1 高超声速滑翔飞行器动力学

假设地球为均匀圆球体,飞行器的侧滑角为零,考虑地球自转,在半速度坐标系下建立再入过程三自由度动力学方程^[14]:

$$\begin{cases} \frac{dr}{dt} = V \sin \gamma \\ \frac{d\theta}{dt} = \frac{V \cos \gamma \sin \psi}{r \cos \phi} \\ \frac{d\phi}{dt} = \frac{V \cos \gamma \cos \psi}{r} \\ \frac{dV}{dt} = -D - g \sin \gamma \\ \frac{d\gamma}{dt} = \frac{1}{V} \left[L \cos \sigma + \left(\frac{V^2}{r} - g \right) \cos \gamma \right] + C_\gamma \\ \frac{d\psi}{dt} = \frac{1}{V} \left(\frac{L \sin \sigma}{\cos \gamma} + \frac{V^2}{r} \cos \gamma \sin \psi \tan \phi \right) + C_\psi \end{cases} \quad (1)$$

式中:状态量 r 、 θ 、 ϕ 、 V 、 γ 和 ψ 分别为目标地心距、经度、纬度、速度、航迹角和航向角; σ 为倾侧角; $g=9.81 \text{ m/s}^2$; C_γ 和 C_ψ 为地球自转引起的附加项;在无动力 HGV 滑翔飞行过程中,空气动力

的作用远大于重力的作用,而哥氏力和地球扁率的作用更小,可以忽略^[15]; L 和 D 分别为升力加速度和阻力加速度,其表达式为

$$\begin{cases} D = \frac{q C_D S}{m} \\ L = \frac{q C_L S}{m} \end{cases} \quad (2)$$

其中: S 为飞行器参考面积; m 为飞行器质量; C_L 和 C_D 分别为飞行器的升力系数和阻力系数;动压 $q = \rho V^2 / 2$, ρ 为大气密度,可以用高度的指数形式表示:

$$\rho = \rho_0 e^{-h/h_s} \quad (3)$$

式中:海平面的大气密度为 $\rho_0 = 1.225 \text{ kg/m}^3$;目标飞行高度 $h = r - R_e$, R_e 为地球平均半径; h_s 为常值, $h_s = 6700 \text{ m}$ 。

1.2 高超声速滑翔飞行器机动模式

面对称高升阻比滑翔飞行器一般选取迎角和倾侧角作为控制量。忽略控制耦合,可以将 HGV 的三自由度运动近似分解为纵向运动和侧向运动。

1) 纵向运动特性描述

HGV 的纵向运动有 2 种典型的模式^[3]:准平衡滑翔模式和跳跃滑翔模式。

为了减小控制系统的负担,考虑准平衡滑翔条件^[16]:

$$L \cos \sigma + \left(\frac{V^2}{r} - g \right) \cos \gamma = \dot{\gamma} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \dot{\gamma} \approx 0 \\ \cos \gamma \approx 1 \end{cases} \quad (5)$$

式(4)中的倾侧角由飞行任务剖面确定,迎角 α 隐含在升力加速度中,由式(4)和式(5)解算得到。

采用准平衡滑翔模式机动的 HGV,在飞行过程中高度和航迹角的变化都比较小,这是准平衡滑翔模式区别于跳跃滑翔模式的典型特征。

在满足再入走廊飞行条件的前提下,只要迎角和倾侧角的设计不是始终满足准平衡条件, HGV 都会呈现跳跃机动的模式^[17]。与准平衡滑翔模式相比,跳跃滑翔模式可以实现更强的突防能力和更远的射程。工程应用中,控制量的设定需要满足再入走廊的限制条件,经常采用常值、分段或线性^[18]等简单函数描述。由于相对短时间内控制参数的变化范围有限,可以将控制量近似为某一定值:

$$\begin{cases} \alpha = C_\alpha \\ \sigma = C_\sigma \end{cases} \quad (6)$$

显然,一般情况下采用跳跃滑翔模式的 HGV 在纵向平面内所受的合力不为零。目标不同的迎角和升力的纵向分量所对应的高度、速度和航迹角呈现不同的周期性变化。因此,可以通过运动状态信息判定迎角和倾侧角信息。

2) 侧向运动特性描述

HGV 可以通过侧向机动增强运动的不确定性,从而提高突防概率。考虑侧滑角为零的情况,倾侧角变化对侧向气动力的影响决定了飞行器的侧向运动特性。

HGV 的侧向机动主要有 2 种形式:①周期往复的侧摆机动模式;②倾侧转弯的机动模式。

对于第 1 种机动模式,将飞行器侧摆机动轨迹用基准曲线和正弦曲线^[19]近似:

$$z(t) = z_0(t) + l_z(t) \cdot \sin(\omega_z(t)x(t) + \omega_{z0}) \tag{7}$$

式中: $z_0(t)$ 为侧向机动基准曲线,可以选取直线或者二次曲线等; $l_z(t)$ 为机动幅值; $\omega_z(t)$ 为机动频率; ω_{z0} 为初始相位; $x(t)$ 为飞行器纵向运动距离。

因此,设计以上参数不同的变化规律可以得到相应的目标侧向机动轨迹。

应用动态逆的基本思想^[20],将式(7)作为代数约束,对其关于时间进行二次微分,可以得到显式的侧向机动加速度控制量:

$$\ddot{z} = \ddot{l}_z \sin(\omega_z x + \omega_{z0}) + 2\dot{l}_z (\dot{\omega}_z x + \omega_z \dot{x}) \cos(\omega_z x + \omega_{z0}) + l_z (\ddot{\omega}_z x + 2\dot{\omega}_z \dot{x} + \omega_z \ddot{x}) \cos(\omega_z x + \omega_{z0}) - l_z (\dot{\omega}_z x + \omega_z \dot{x})^2 \sin(\omega_z x + \omega_{z0}) \tag{8}$$

若 HGV 的纵向运动规律确定,可以根据式(8)得到目标的侧向气动力。因此,侧向机动的幅值、频率和相位是确定 HGV 侧向运动规律的关键参数。

另一方面,对于采用倾侧转弯机动模式的 HGV,可以在满足再入走廊的前提下,选取特定的倾侧角 C_σ 进行再入滑翔飞行。

$$\sigma = C_\sigma \tag{9}$$

采用这种机动模式的 HGV 可以在较长的时间范围内以最大升阻比飞行,从而减少飞行器的速度损失,纵向射程和侧向机动范围达到最大,机动能力最强。

2 高超声速滑翔飞行器机动分类

HGV 的机动模式识别可以利用机器学习中的分类方法设计分类器,根据目标的运动特性实

现对目标机动模式的识别。因此,分类器的设计是机动模式识别的关键。通过对 HGV 的运动分析,为目标的纵向运动和侧向运动分别设计分类器,令目标纵、侧向运动状态信息和机动模式标签一一对应。

2.1 纵向运动行为标定

不考虑 HGV 的侧向运动,用准平衡滑翔迎角 α_{equi} 滑翔和固定迎角跳跃滑翔来匹配目标的纵向运动。对于采用准平衡滑翔模式飞行的情况,目标容易满足再入走廊的飞行状态约束,飞行器所承受的热流、动压和过载变化平稳,但是飞行弹道平直,易被防御系统拦截。为提高突防能力,飞行器破坏准平衡滑翔条件,使纵向平面内所受合力不为零,以实现飞行轨迹的纵向跳跃运动。在实际飞行中,较短时间内 HGV 的迎角变化幅度不能过大。考虑飞行器的迎角变化范围约束 ($0^\circ \leq \alpha \leq 20^\circ$),将迎角离散化进行标定,纵向机动标签 Label_y 如表 1 所示。

表 1 高超声速滑翔飞行器纵向机动标签

迎角/(°)	Label_y
α_{equi}	0
[0,3)	1
[3,5)	2
[5,7)	3
[7,9)	4
[9,11)	5
[11,13)	6
[13,15)	7
[15,17)	8
[17,20]	9

2.2 侧向运动行为标定

由 1.2 节可知,侧滑角为零的条件下,HGV 的侧向运动状态可以分为无机动、正/余弦侧摆往复机动和倾侧转弯机动 3 种运动模式。

HGV 侧向无机动的情况是指其在再入过程中都始终保持倾侧角为零的状态。采用这种方案飞行的飞行器可以获得最大纵向射程且控制律设计简单易行,但突防能力不足。侧摆机动可以大幅提高 HGV 的机动突防能力。目标采用侧摆机动方式时,需要满足再入走廊、控制系统和剩余能量等条件的约束。大量数值仿真结果表明,在 30 ~ 50 km 高度范围内飞行的 HGV,侧摆机动幅值在 750 ~ 2 750 m 之间。将机动幅值离散化进行标定: $l_z \in [750, 1\ 250) \text{ m}$, $l_z \in [1\ 250, 1\ 750) \text{ m}$, $l_z \in [1\ 750, 2\ 250) \text{ m}$, $l_z \in [2\ 250, 2\ 750] \text{ m}$ 。对应的机动频率分别为: $\omega_z \in (2\pi/337.5, 2\pi/112.5] \text{ rad/}$

km, $\omega_z \in (2\pi/562.5, 2\pi/337.5] \text{ rad/km}$, $\omega_z \in (2\pi/787.5, 2\pi/562.5] \text{ rad/km}$, $\omega_z \in [2\pi/1012.5, 2\pi/787.5] \text{ rad/km}$, 侧向机动标签 Label_{z1} 如表 2 所示。

除了周期性的侧摆机动, HGV 为了达到最大侧向机动距离, 或者为了实现对飞行路径上禁飞区域的规避, 需要采用定倾侧角的方案飞行, 称为倾侧转弯机动。类似地, 考虑飞行状态和控制系系统约束, 将 HGV 的倾侧角离散化标定为: $\sigma \in [\pi/9, \pi/7) \text{ rad}$, $\sigma \in [\pi/7, \pi/5) \text{ rad}$, $\sigma \in [\pi/5, \pi/3] \text{ rad}$, 侧向机动标签 Label_{z2} 如表 3 所示。

表 2 高超声速滑翔飞行器侧向机动标签 (1)

Table 2 Lateral maneuvering label of HGV (1)

侧摆幅值/m	Label_{z1}
无机动	0
[750, 1250)	1
[1250, 1750)	2
[1750, 2250)	3
[2250, 2750]	4

表 3 高超声速滑翔飞行器侧向机动标签 (2)

Table 3 Lateral maneuvering label of HGV (2)

倾侧角/rad	Label_{z2}
$[\pi/9, \pi/7)$	5
$[\pi/7, \pi/5)$	6
$[\pi/5, \pi/3]$	7

2.3 数据预处理

设定不同的初始条件和机动指令进行弹道仿真, 得到如下训练数据信息:

$$\text{data} = [r, \theta, \phi, V, \gamma, \psi, K, \dot{r}, \dot{V}, \dot{\gamma}, \dot{\psi}] \quad (10)$$

式中: K 为 HGV 的升阻比, 由 $K = L/D$ 计算得到; $\dot{r}$ 、 $\dot{V}$ 、 $\dot{\gamma}$ 和 $\dot{\psi}$ 分别为地心距、速度、航迹角和航向角的变化率。鉴于经度 θ 、纬度 ϕ 和航向角 ψ 主要受 HGV 的发射位置和目标点位置影响, 因此在分类训练和测试的输入数据中将这 3 个指标剔除。

为了保持数据之间的可比性从而减小分类误差, 需要对训练数据和测试数据进行规范化处理。式(1)中的力用地球引力加速度 g 进行规范化, 时间用 $\sqrt{R_e/g}$ 进行规范化, 地心距和速度分别用 R_e 和 $\sqrt{R_e g}$ 进行规范化。

HGV 的纵向运动分类识别问题, 需要根据目标当前和历史的运动信息构成的特征来识别纵向和侧向运动行为所对应的标签 Label 。对于纵向运动分类器, 选取输入的数据格式为

$$\text{data}_y = [V, h, \gamma, K, \dot{V}, \dot{h}, \dot{\gamma} | \text{Label}_y] \quad (11)$$

HGV 的侧向运动可以归纳为无机动、侧摆机动和转弯机动 3 种, 通过每种运动特征来分类辨

识这 3 种行为所对应的标签。与纵向运动分类识别问题类似, 侧向运动分类器的输入数据格式为

$$\text{data}_z = [V, K, \dot{V}, \dot{\psi} | \text{Label}_{z1}, \text{Label}_{z2}] \quad (12)$$

通过对运动行为识别数据进行纵、侧向解耦和预处理, 可以减小目标纵向和侧向运动之间的干扰并提高运动行为识别的准确性。基于此, 分类器不仅可以辨识出目标采用准平衡滑翔或是定迎角跳跃滑翔的机动模式, 还可以辨识出来袭目标短时间内的迎角和倾侧角指令变化邻域。

3 基于动力学模型的 EKF 轨迹跟踪

3.1 高超声速滑翔飞行器跟踪动力学模型

定义雷达参考坐标系为东北天坐标系 (ENU), 则描述无动力 HGV 运动的非线性微分方程^[21]为

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{r}}{dt} = \mathbf{v} \\ \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \mathbf{g} + \mathbf{a} - \boldsymbol{\omega}_e \times (\boldsymbol{\omega}_e \times \mathbf{r}) - 2\boldsymbol{\omega}_e \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{r}$ 和 $\mathbf{v}$ 分别为飞行器的地心距矢量和速度矢量; $\mathbf{a}$ 为目标的气动加速度; $\boldsymbol{\omega}_e$ 为地球自转角速度; $-\boldsymbol{\omega}_e \times (\boldsymbol{\omega}_e \times \mathbf{r})$ 为离心加速度; $-2\boldsymbol{\omega}_e \times d\mathbf{r}/dt$ 为科氏加速度; 不考虑地球扁率影响, 重力加速度 $\mathbf{g}$ 表示为

$$\mathbf{g}(\mathbf{r}) = -\frac{\mu}{r^2} \left(\frac{\mathbf{r}}{r} \right) \quad (14)$$

式中: μ 为地球引力参数; r 为地心距大小。

从式(13)可以看出, HGV 在重力加速度 $\mathbf{g}$ 的作用下, 表现为惯性弹道运动; 在气动加速度 $\mathbf{a}$ 各分量的作用下, 表现为机动再入运动。

定义 α_d 、 α_t 和 α_c 分别为半速度坐标系沿 3 个轴方向的气动参数:

$$\begin{bmatrix} -\alpha_d \\ \alpha_t \\ \alpha_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_D(\alpha, Ma)S}{m} \\ -\frac{C_L(\alpha, Ma)S \sin \sigma}{m} \\ \frac{C_L(\alpha, Ma)S \cos \sigma}{m} \end{bmatrix} \quad (15)$$

由式(15)可知, α_d 影响目标的再入速度; α_t 描述目标的转弯运动, $\alpha_t > 0$ 时目标左转, $\alpha_t < 0$ 时目标右转; α_c 描述目标的爬升或俯冲运动, $\alpha_c > 0$ 时目标爬升, $\alpha_c < 0$ 时目标俯冲。即高超声速滑翔目标的机动运动可以由 α_d 及与 α_d 相互独立的 2 个参数 α_t 、 α_c 描述。

气动加速度 $\mathbf{a}$ 的各分量 A_x 、 A_y 、 A_z 可由气动参数和动压得到

$$\begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{VTC}}^{\text{ENU}} \begin{bmatrix} a_d \\ a_t \\ a_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \rho v^2 \mathbf{T}_{\text{VTC}}^{\text{ENU}}(v) \begin{bmatrix} -\alpha_d \\ \alpha_t \\ \alpha_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{T}_{\text{VTC}}^{\text{ENU}}$ 为加速度向量从半速度坐标系到 ENU 坐标系的转换矩阵^[22]:

$$\mathbf{T}_{\text{VTC}}^{\text{ENU}}(v) = \begin{bmatrix} \frac{\dot{x}}{v} & -\frac{\dot{y}}{v_g} & -\frac{\dot{x}\dot{z}}{vv_g} \\ \frac{\dot{y}}{v} & \frac{\dot{x}}{v_g} & -\frac{\dot{y}\dot{z}}{vv_g} \\ \frac{\dot{z}}{v} & 0 & \frac{v_g}{v} \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: $v = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2 + \dot{z}^2}$; $v_g = \sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2}$ 。

3.2 高超声速滑翔飞行器 EKF 跟踪算法

对于高速高机动目标的状态估计问题,因为目标动力学模型的非线性和量测模型的非线性,目前工程上应用最广泛的是 EKF 方法。待估状态的数学模型可以表示为

$$\dot{\mathbf{X}} = f(\mathbf{X}) + \mathbf{v}_w \quad (18)$$

式中: $\mathbf{v}_w$ 为过程噪声,可以假设为零均值的高斯白噪声。

考虑到气动系数、飞行器质量和参考面积很难直接获得,根据一般的参数辨识方法对气动参数扩维估计。选取 HGV 状态向量:

$$\mathbf{X} = [x \ y \ z \ v_x \ v_y \ v_z \ \alpha_d \ \alpha_t \ \alpha_c]^T \quad (19)$$

式中: $\mathbf{X}$ 为位置分量 x, y, z 和速度分量 v_x, v_y, v_z 在 ENU 坐标系(坐标原点与雷达站位置重合)下描述。

假设气动参数 α_d, α_t 和 α_c 的变化均符合一阶马尔可夫随机过程,其时间相关函数为^[23]

$$R_\alpha(\tau) = \sigma_\alpha^2 e^{-\lambda|\tau|} \quad \lambda \geq 0 \quad (20)$$

式中: σ_α^2 和 λ 为待定参数; σ_α^2 为气动参数偏差量的方差; λ 为机动频率。根据经验,目标转弯机动 $\lambda \approx 1/60$,目标逃避机动 $\lambda \approx 1/20$,大气湍流扰动 $\lambda \approx 1$ 。

因此,非线性方程 $f(\mathbf{X})$ 可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = v_x \\ \dot{y} = v_y \\ \dot{z} = v_z \\ \dot{v}_x = -\frac{\mu}{r^3}x + \omega_e^2x + 2\omega_e v_y \sin B - 2\omega_e v_z \cos B + A_x \\ \dot{v}_y = -\frac{\mu}{r^3}y + \omega_e^2y \sin^2 B - 2\omega_e v_x \sin B - \omega_e^2(z + R_e) \sin B \cos B + A_y \\ \dot{v}_z = -\frac{\mu}{r^3}(z + R_e) - \omega_e^2y \sin B \cos B + \omega_e^2(z + R_e) \cos^2 B + 2\omega_e v_x \cos B + A_z \\ \dot{\alpha}_d = -\lambda_d \alpha_d + v_{wd} \\ \dot{\alpha}_t = -\lambda_t \alpha_t + v_{wt} \\ \dot{\alpha}_c = -\lambda_c \alpha_c + v_{wc} \end{cases} \quad (21)$$

式中: r 为目标瞬时地心距; x, y, z 分别为目标在 ENU 坐标轴上的分量; B 为雷达站地理纬度。

采用混合坐标系对目标状态进行估计,即目标状态向量在 ENU 坐标系下描述,量测方程建立在雷达坐标系下,量测值为

$$\mathbf{Z} = [R \ A \ E]^T \quad (22)$$

式中: R 为雷达与目标的径向距离; A 为方位角; E 为俯仰角。

则目标的量测非线性方程为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} R \\ A \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ A_d \\ \arctan(z/\sqrt{x^2 + y^2}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_R \\ n_A \\ n_E \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$A_d = \begin{cases} \arctan(x/y) & x > 0 \\ \arctan(x/y) + \pi & x < 0, y > 0 \\ \arctan(x/y) - \pi & x < 0, y < 0 \end{cases}$$

式中: n_R, n_A 和 n_E 为雷达量测噪声,假设它们相互独立并服从均值为零的高斯分布。

EKF 方法基于前一时刻的状态对当前时刻的状态进行预测,将 $k+1$ 时刻的量测信息 $\mathbf{Y}_{k+1}$ 与由式(23)计算得到状态输出 $\mathbf{Z}_{k+1}$ 比较以修正待估状态量。EKF 估计方程可以改为

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1} = \mathbf{X}_{k+1} + \mathbf{K}_{k+1} [\mathbf{Y}_{k+1} - \mathbf{Z}_{k+1}] \quad (24)$$

式中: $\hat{\mathbf{X}}_{k+1}$ 为 $k+1$ 时刻的状态估计值; $\mathbf{K}_{k+1}$ 为增益矩阵。

状态的预测值可以对式(18)离散化得到

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{X}_k + f(\mathbf{X}_k, t_k) \Delta t + \frac{1}{2} \mathbf{F}(\mathbf{X}_k) f(\mathbf{X}_k, t_k) (\Delta t)^2 \quad (25)$$

式中: Δt 为采样时间间隔,取决于雷达的跟踪数据率; $\mathbf{F}(\mathbf{X}_k)$ 为 $f(\mathbf{X}_k, t_k)$ 相对于 $\mathbf{X}_k$ 的雅可比矩阵:

$$\mathbf{F} = \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{X}=\mathbf{X}_k} \quad (26)$$

此外,滤波器的增益矩阵方程、协方差预测方程和协方差更新方程为^[24]

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1|k} \mathbf{H}_{k+1}^T (\mathbf{H}_{k+1} \mathbf{P}_{k+1|k} \mathbf{H}_{k+1}^T + \mathbf{R}^v)^{-1} \\ \mathbf{P}_{k+1|k} = \Phi_{k+1|k} \mathbf{P}_k \Phi_{k+1|k}^T + \mathbf{R}^w \\ \mathbf{P}_{k+1|k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}_{k+1}) \mathbf{P}_{k+1|k} \end{cases} \quad (27)$$

式中: $\mathbf{H}_{k+1}$ 为量测方程的雅可比矩阵; $\mathbf{R}^v$ 为量测噪声协方差矩阵。

$$\Phi = \exp(\mathbf{F} \Delta t) \approx \mathbf{I} + \mathbf{F} \Delta t + \frac{\mathbf{F}^2 (\Delta t)^2}{2} \quad (28)$$

从而,式(24)、式(25)和式(27)构成了 EKF 滤波器。

4 支持向量分类学习

4.1 支持向量机方法

基于统计学习理论的 SVM 方法是专门针对

有限样本情况的,其目标是得到现有信息下结构风险最小化的最优解。SVM 方法已经广泛应用于故障诊断、回归分析、模式识别等领域。

假设给定训练样本集为

$$T = \{(\mathbf{x}_1, y_1), (\mathbf{x}_2, y_2), \dots, (\mathbf{x}_l, y_l)\} \in (\chi \times y_n)^l \quad (29)$$

式中: $\mathbf{x}_i$ 为 l 维的输入变量, y_i 为 $\mathbf{x}_i$ 对应的输出变量,其表达式分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_i \in \chi = \mathbf{R}^n \\ y_i \in y_n = \{-1, 1\} \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (30)$$

分类超平面^[25]方程的一般形式可以写为 $(\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}) + b = 0$, $\mathbf{w}$ 为法向量,决定了超平面的方向, b 为偏置量,决定了超平面与原点的距离。而 $\mathbf{w} \cdot \mathbf{x} + b > 0$ 的点对应一类数据点, $\mathbf{w} \cdot \mathbf{x} + b < 0$ 的点对应另一类数据点。归一化得到线性可分的样本集为^[26]

$$\begin{cases} y_i(\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i + b) \geq 1 \\ y_i(\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i + b) \leq -1 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (31)$$

对每个样本点 $(\mathbf{x}_i, y_i)$ 引入松弛变量 $\xi_i^{(*)} \geq 0$ (描述偏离敏感区域的大小)和惩罚函数 C (用来调节经验风险与表达能力之间的平衡),采用 ε -不敏感损失函数的 SVM 可以描述为以下最优化问题^[27]:

$$\begin{aligned} \min & \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^l \xi_i \\ \text{s. t.} & y_i(\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i + b) \geq 1 - \xi_i \quad i = 1, 2, \dots, l \end{aligned} \quad (32)$$

式中: $\mathbf{w}$ 和 b 为上述凸二次规划的解。

通过构建 Lagrange 函数,将最优化问题转化为对偶问题^[28]:

$$\begin{aligned} Q = \max & \left\{ \sum_{i=1}^l \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \alpha_i \alpha_j y_i y_j \kappa(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \right\} \\ \text{s. t.} & \sum_{i=1}^l \alpha_i y_i = 0 \quad 0 \leq \alpha_i \leq C; i = 1, 2, \dots, l \end{aligned} \quad (33)$$

式中: α_i 为 Lagrange 乘子, α_i^* 为对偶问题(33)的解。

$\kappa(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \langle \Gamma(\mathbf{x}_i), \Gamma(\mathbf{x}_j) \rangle = \Gamma(\mathbf{x}_i) \cdot \Gamma(\mathbf{x}_j)$, $\kappa(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ 为核函数^[29], $\Gamma(\mathbf{x})$ 表示将 $\mathbf{x}$ 非线性映射到高维特征空间后的特征向量。本文的 SVM 分类器采用高斯径向基函数作为核函数:

$$\kappa(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j\|^2}{2\sigma_{\text{SVM}}^2}\right) \quad (34)$$

优化问题求解后得到的回归决策函数可以写为

$$\hat{f}(\mathbf{x}) = \text{sgn}\left(\sum_{i=1}^l y_i \alpha_i^* \kappa(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) + b^*\right) \quad (35)$$

4.2 支持向量机轨迹识别训练

HGV 的轨迹识别过程即建立飞行器机动控制参数与飞行状态之间非线性关系的过程。通过将先验的飞行状态和对应的机动控制参数标签组合,以建立训练样本集。飞行器状态为输入变量,标签(0/1)为输出变量。

SVM 训练流程如图 1 所示。HGV 弹道原始样本由 CAV-H 的再入段弹道数值仿真得到。将归一化的弹道数据分为训练和测试两部分,3/4 的数据用于对 SVM 识别模型进行构建,1/4 的数据用于对保存的 SVM 识别模型进行测试。通过调整 SVM 模型的参数,直到满足要求,就可以获得适用于 HGV 轨迹识别的 SVM 有效模型。

需要说明的是:①虽然本文以长航程的面对称 HGV 为研究对象,但用于训练的弹道原始样本并不限于某一特定的飞行器;② HGV 弹道原始样本的选取原则是尽可能表征飞行约束内所有控制参数的取值情况,以提高方法的适用性和推广泛化能力。

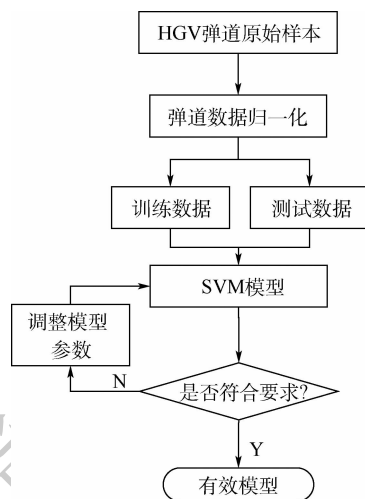


图 1 支持向量机训练流程图

Fig. 1 Flowchart of training by support vector machine

5 基于运动识别的轨迹预报

HGV 的轨迹跟踪是运动识别和轨迹预报的基础。传统的轨迹预报过程中,通常把气动力视为常值或拟合成简单函数,这往往导致轨迹预报结果的误差很大。因此,需要在轨迹预报的过程中,充分识别目标的运动行为,明确目标的运动方式,再结合飞行动力学实现轨迹预报。

基于典型运动参数识别的轨迹预报是指首先通过轨迹跟踪得到 HGV 的位置和速度信息,进而分类器根据估计信息辨识目标的运动行为得到弹道参数模型,最后结合 HGV 动力学实现对目标弹道的动态预报。具体流程如图 2 所示。

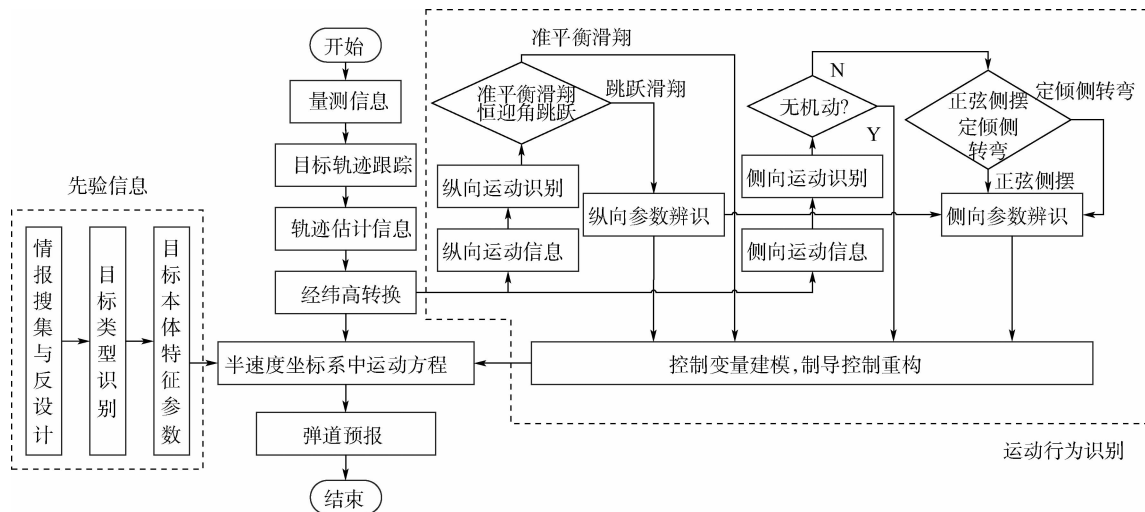


图2 高超声速滑翔飞行器运动识别轨迹预报流程图

Fig. 2 Flowchart of motion recognition based trajectory prediction for HGVs

SVM 分类器对 HGV 的纵向运动和侧向运动依次进行识别。对于 HGV 的纵向运动,判断目标是否采用准平衡滑翔模式飞行。如果是准平衡滑翔模式,则用准平衡滑翔参数化模型进行轨迹预报;如果不是准平衡滑翔模式,则用分类器辨识跳跃机动的典型参数范围,然后将典型参数传递到动力学模型中进行轨迹预报。对于 HGV 的侧向运动识别,判断目标是否存在侧向机动。如果 HGV 存在侧向机动,再辨识目标采用的是正/余弦侧摆机动或是倾侧转弯机动,进而辨识出对应的典型运动参数。HGV 的纵向运动和侧向运动分类器都是通过离线训练学习得到。

基于典型运动参数识别的 HGV 轨迹预报分为以下几个步骤:

步骤 1 训练数据处理。将不同轨迹类别的弹道数据作为历史信息,对弹道数据标定标签,按照式(11)和式(12)排列为列向量。

步骤 2 SVM 训练。基于步骤 1 中包含的飞行器纵向运动数据和侧向运动数据分别采用 SVM 进行分类模型训练,生成轨迹参数识别分类模型。

步骤 3 诊断数据处理。根据雷达实时探测到的目标数据,采用 EKF 方法进行滤波,得到目标的跟踪结果。经过坐标变换,按照式(11)和式(12)排列为列向量。

步骤 4 目标机动模式识别。基于步骤 2 生成的轨迹参数识别分类模型,为步骤 3 的诊断数据识别目标飞行器对应的控制变量模型。

步骤 5 轨迹预报。将步骤 4 识别出的控制变量进行制导重构,代入 HGV 动力学方程进行轨迹预报。

6 数值仿真实验

本文以 HGV(参考美国 CAV-H)的再入段为研究对象,目标质量为 907 kg,参考面积为 0.48 m²。为了模拟更加真实的攻防对抗仿真环境,从进攻方的角度在弹道坐标系下设计滑翔飞行轨迹(初始高度 45 km,初始速度 5 000 m/s,初始航迹角 0°,初始航向角 90°),再通过坐标转换得到球坐标系下的数据,最后加上量测噪声得到实验需要的量测数据。

假设将地基防御雷达的位置设在东经 5°,南纬 1°,雷达方位角的取值范围: $A \in [-180^\circ, 180^\circ]$,俯仰角的取值范围: $E \in [0^\circ, 20^\circ]$ 。雷达与目标初始距离 566 km,数据采样率 1 Hz,径向距离量测标准差为 100 m,方位角、俯仰角量测标准差为 2×10^{-4} rad。由于 HGV 一般航程较远,考虑到地球曲率,目标只有在当地水平面以上飞行时可被雷达观测到。

为检验本文提出的预报方法的有效性,考虑 2 种不同的目标运动轨迹,首先采用第 3 节所述方法对目标轨迹进行跟踪;然后基于跟踪数据,对比了 SVM、BP 神经网络^[30]和朴素贝叶斯方法^[31]对 HGV 运动模式识别的准确性;最后实现对高超声速滑翔机动目标的轨迹预报,并将预报结果与典型控制规律滑翔飞行器轨迹预报方法^[7]进行比较。完成 100 次 Monte Carlo 仿真,验证跟踪和预报方法的稳定性。

算例 1 HGV 纵向采用准平衡滑翔模式飞行,侧向采用正/余弦侧摆机动模式飞行,侧摆机动幅值 2 km,每个机动周期飞行 540 km,初始相位

90°。考虑飞行约束条件,设定迎角取值范围 $\alpha \in [0^\circ, 20^\circ]$,倾侧角取值范围 $\sigma \in [-60^\circ, 60^\circ]$ 。

图 3 给出了轨迹跟踪的位置估计均方根误差 (RMSE)和速度估计均方根误差。可以看出,本文所述的跟踪方法可以实现对 HGV 的稳定跟踪。由于存在量测信息进行修正,位置滤波均方根误差在 100 m 以内,速度滤波均方根误差收敛在 5 m/s 以内。

选取 AUC 作为衡量学习器优劣的性能指标,将算例 1 的跟踪结果构成诊断集,用 SVM 进行机动识别。由图 4 可以看出,在这一 HGV 的机动识别问题中,SVM 方法比朴素贝叶斯方法的识别精度略高,但明显高于 BP 神经网络方法。

图 5 和图 6 分别给出了纵向平衡滑翔和侧向正/余弦侧摆机动的 HGV 轨迹预报结果与预报 100 s 时的空间误差散布结果。由图 5 可以看出,从 345 s 处的状态变量估计值为预报初始值,将 SVM 辨识出的轨迹典型参数重构得到控制输入,预报 HGV 的空间轨迹。由于 HGV 采用侧摆机动模式,倾侧角发生反转,基于典型控制规律的轨迹预报方法不能预报倾侧角的反转时刻,仍按照重构得到的倾侧角对飞行器进行控制,因此无法实现对这类机动滑翔目标的轨迹预报。而采用 SVM 运动识别的轨迹预报方法,可以通过对轨迹

几何参数的辨识,间接实现对倾侧角反转时刻的预报,因此预报轨迹与真实轨迹接近。进行 100 次 Monte Carlo 仿真,图 6 给出了 2 种方法预报 100 s 时的空间误差散落点分布。采用 SVM 运动识别轨迹预报方法的误差散布在 15 km 附近,而采用典型控制规律预报方法的误差散布超过 20 km。

表 4 给出了 2 种方法预报准平衡滑翔侧摆机动目标 30 s、50 s 和 100 s 时的位置误差统计平均值。相比典型控制规律滑翔飞行器轨迹预报方法,基于 SVM-EKF 运动识别的轨迹预报方法,在预报该类机动目标 30 s、50 s 和 100 s 时的位置精度分别可以提高 18%、30% 和 44%。

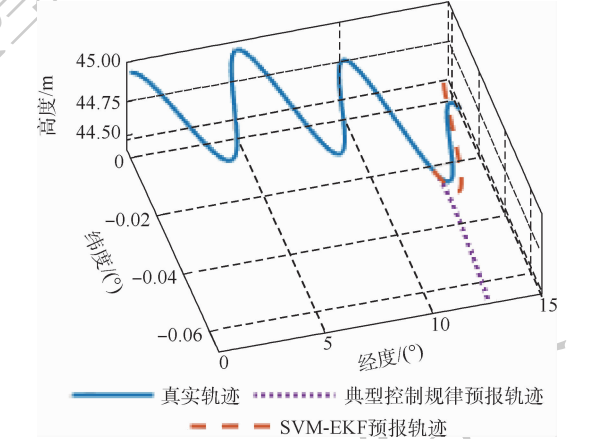


图 5 准平衡侧摆机动轨迹预报结果
Fig. 5 Trajectory prediction results for quasi-equilibrium pendulum maneuver

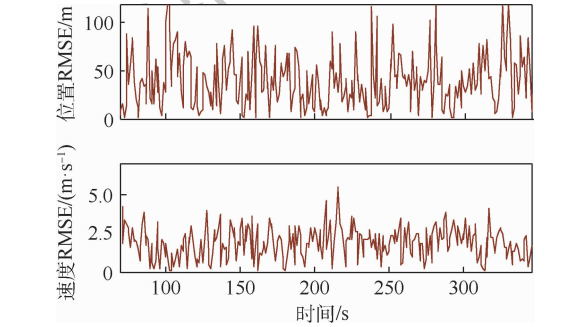


图 3 准平衡侧摆机动轨迹跟踪均方根误差
Fig. 3 Trajectory tracking root-mean-square error for quasi-equilibrium pendulum maneuver

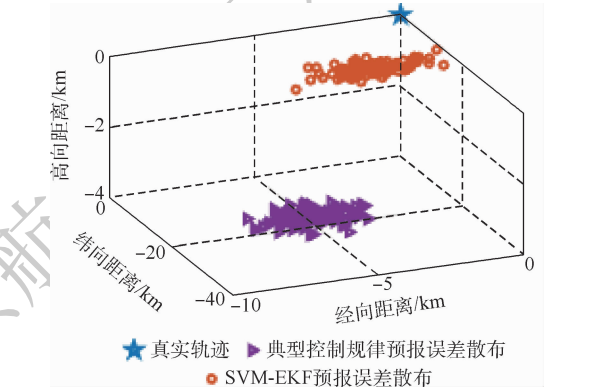


图 6 准平衡侧摆机动轨迹 100 s 预报结果空间误差散布
Fig. 6 Spatial error distribution of 100 s trajectory prediction results for quasi-equilibrium pendulum maneuver

表 4 准平衡侧摆机动位置预报误差统计平均值
Table 4 Statistical mean value of position prediction error for quasi-equilibrium pendulum maneuver

轨迹预报 方法	位置误差统计平均值/km		
	预报时长	预报时长	预报时长
	为 30 s	为 50 s	为 100 s
典型控制规律	4.89	9.51	30.78
SVM-EKF	4.03	6.66	17.15

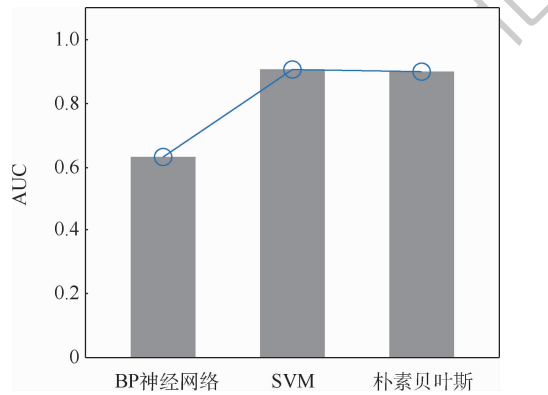


图 4 AUC 结果对比 (算例 1)

Fig. 4 AUC results comparison (Case 1)

算例 2 HGV 纵向采用恒迎角跳跃机动模式,侧向采用倾斜转弯机动模式飞行。同样地,考虑飞行约束条件,设定迎角取值范围 $\alpha \in [0^\circ, 20^\circ]$,倾侧角取值范围 $\sigma \in [-60^\circ, 60^\circ]$ 。

图 7 给出了本算例轨迹跟踪的位置估计均方根误差和速度估计均方根误差。同样的,跟踪方法可以实现对 HGV 的稳定跟踪。由于目标在倾侧转弯的同时还具有大幅的跳跃机动,因此速度滤波均方根误差会随着速度的波动而小幅波动,最终收敛在 5 m/s 以内,位置滤波均方根误差大约为 100 m 量级。

将算例 2 中 HGV 的轨迹跟踪结果组成诊断集,代入训练好的 SVM 进行机动识别。由图 8 可以看出,在这一算例中,SVM 方法的识别准确度显著高于 BP 神经网络方法和朴素贝叶斯方法。

图 9 和图 10 分别给出了纵向恒迎角跳跃和侧向倾斜转弯机动的 HGV 轨迹预报结果与预报 100 s 时的空间误差散布结果。由图 9 可以看出,由于倾侧转弯的 HGV 为了实现更大的侧向机动范围,倾侧角不会频繁反转,因此基于典型控制规律的轨迹预报方法也可以在一定程度上实现对这类机动滑翔目标的轨迹预报。而采用 SVM 运动

识别的轨迹预报方法,可以辨识出轨迹的典型参数,进而重构得到飞行器的控制输入。后一种方法可以更加准确地辨识出控制参数的变化区间,避免对控制量拟合造成的误差,因此轨迹预报精度更高。通过进行 100 次 Monte Carlo 仿真,图 10 给出了 2 种方法预报 100 s 时的空间误差散落点分布。采用 SVM 运动识别轨迹预报方法的误差散布在 5 km 以内,而采用典型控制规律预报方法的误差散布超过 5 km。

为定量比较 2 种预报方法的精度,预报恒迎角倾侧转弯机动目标 30 s、50 s 和 100 s 时的位置误差统计平均值如表 5 所示。可以看出,对于该类机动目标,基于 SVM-EKF 运动识别的方法预报 30 s、50 s 和 100 s 的位置精度分别可以提高 14%、17% 和 20%。

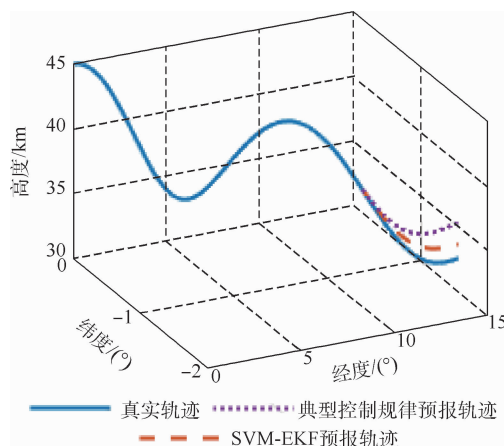


图 9 定迎角转弯机动轨迹预报结果

Fig. 9 Trajectory prediction results for fixed angle of attack turning maneuver

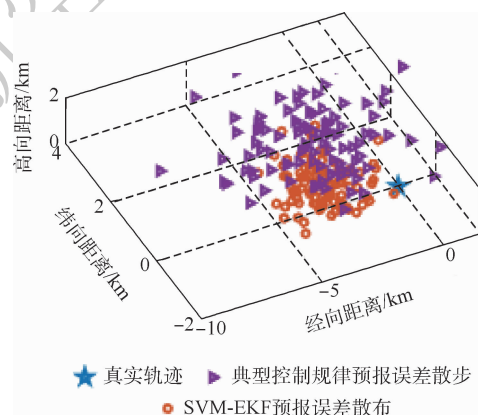


图 10 定迎角转弯机动轨迹 100 s 预报结果空间误差散布

Fig. 10 Spatial error distribution of 100 s trajectory prediction results for fixed angle of attack turning maneuver

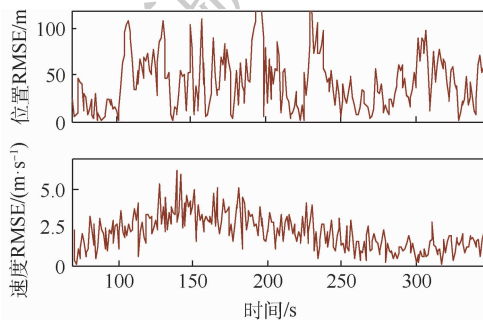


图 7 定迎角转弯机动轨迹跟踪均方根误差

Fig. 7 Trajectory tracking root-mean-square error for fixed angle of attack turning maneuver

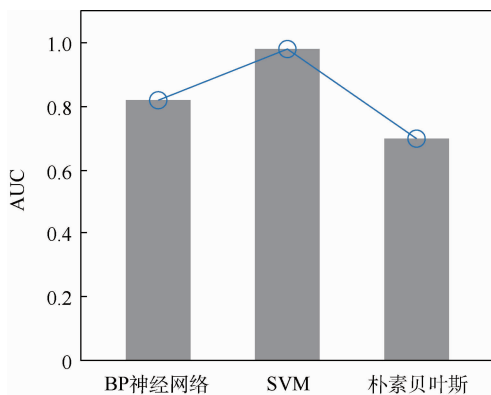


图 8 AUC 结果对比(算例 2)

Fig. 8 AUC results comparison (Case 2)

表 5 定迎角转弯机动位置预报误差统计平均值
Table 5 Statistical mean value of position prediction
error for fixed angle of attack turning maneuver

轨迹预报方法	位置误差统计平均值/km		
	预报时长	预报时长	预报时长
	为 30 s	为 50 s	为 100 s
典型控制规律	4.07	4.34	4.64
SVM-EKF	3.52	3.60	3.71

综上所述,从 2 个典型算例的仿真结果可知,通过对经验弹道的离线学习建立 SVM 分类模型,将含误差的 HGV 的轨迹跟踪结果作为诊断数据代入 SVM 分类模型,可以比较准确地识别出目标的机动弹道参数,为轨迹预报提供更准确的控制量重构知识。因此,基于 SVM-EKF 运动识别的 HGV 轨迹预报方法可以有效提高机动目标的轨迹预报精度。

此外,本文所提方法具有一定的推广泛化能力,具体表现在 3 个方面:①训练集和诊断集弹道数据来源的飞行器模型近似但不完全相同;②诊断集的弹道数据由轨迹跟踪得到,包含噪声和跟踪误差;③诊断集数据的飞行控制量与训练集数据的飞行控制量不完全一致。

7 结 论

1) 本文针对 HGV 的轨迹预报问题,在充分分析其飞行动力学特性的前提下,提出了基于 SVM-EKF 运动识别的轨迹预报方法。

2) 所提方法给出了 HGV 的运动行为识别框架和轨迹估计-运动识别-轨迹预报流程。所提方法对前期的离线弹道数据样本进行学习,可以在线获得 HGV 的控制参数变化范围。

3) 所提方法可以对影响 HGV 轨迹特征的典型参数进行辨识,进而实现对目标飞行轨迹的预报,具有较广泛的适用性和较强的有效性,可以为进一步拦截来袭目标提供合理的先验信息,提高拦截概率。

参考文献 (References)

[1] 张灿,林旭斌,刘都群,等. 2019 年国外高超声速飞行器技术发展综述[J]. 飞航导弹,2020(1):16-20.
ZHANG C, LIN X B, LIU D Q, et al. Review of the development of hypersonic vehicle technology in 2019[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2020(1):16-20 (in Chinese).
[2] 林旭斌,李彦,胡冬冬. 美军 2019 财年高超声速科研预算简析[J]. 飞航导弹,2018(6):1-3.
LIN X B, LI Y, HU D D. Analysis on the budget of hypersonic scientific research of the US military in 2019[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2018(6):1-3 (in Chinese).

[3] LI G H, ZHANG H B, TANG G J. Maneuver characteristics analysis for hypersonic glide vehicles[J]. Aerospace Science and Technology, 2015, 43:321-328.
[4] ZARCHAN P. Tactical and strategic missile guidance[M]. Reston: AIAA, 2012.
[5] QIN L, LI J L, ZHOU D. Tracking filter and prediction for non-ballistic target HTV-2 in near space[C]//27th Chinese Control and Decision Conference. Piscataway: IEEE Press, 2015:3556-3561.
[6] KIM K, HWANG I. Intent-based detection and characterization of aircraft maneuvers in en route airspace[J]. Journal of Aerospace Information Systems, 2018, 15(2):72-91.
[7] 张洪波,黄景帅,李广华,等. 典型控制规律滑翔飞行器的轨迹预测方法[J]. 现代防御技术,2017,45(4):112-118.
ZHANG H B, HUANG J S, LI G H, et al. Trajectory prediction of glide vehicle based on typical control law[J]. Modern Defence Technology, 2017, 45(4):112-118 (in Chinese).
[8] VAPNIK N. The nature of statistical learning theory[M]. Berlin: Springer, 1995.
[9] BERNHARD S. Advances in kernel methods: Support vector learning[M]. Cambridge: MIT Press, 1999.
[10] 于震梁,孙志礼,曹汝男,等. 基于支持向量机和卡尔曼滤波的机械零件剩余寿命预测模型研究[J]. 兵工学报,2018, 39(5):991-997.
YU Z L, SUN Z L, CAO R N, et al. Research on remaining useful life predictive model of machine parts based on SVM and Kalman filter[J]. Acta Armamentarii, 2018, 39(5):991-997 (in Chinese).
[11] 陈旭梅,龚辉波,王景楠. 基于 SVM 和 Kalman 滤波的 BRT 行程时间预测模型研究[J]. 交通运输系统工程与信息, 2012, 12(4):29-34.
CHEN X M, GONG H B, WANG J N. BRT vehicle travel time prediction based on SVM and Kalman filter[J]. Journal of Transportation Systems Engineering and Information Technology, 2012, 12(4):29-34 (in Chinese).
[12] 杨茂,黄宾阳,江博,等. 基于卡尔曼滤波和支持向量机的风电功率实时预测研究[J]. 东北电力大学学报,2017, 37(2):45-51.
YANG M, HUANG B Y, JIANG B, et al. Real-time prediction for wind power based on Kalman filter and support vector machines[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2017, 37(2):45-51 (in Chinese).
[13] PENG H, BAI X L. Exploring capability of support vector machine for improving satellite orbit prediction accuracy[J]. Journal of Aerospace Information Systems, 2018, 15(6):366-381.
[14] VINH N X. Optimal trajectories in atmospheric flight[M]. London: Pergamon Press Ltd., 1982:449-468.
[15] 赵汉元. 飞行器再入动力学与制导[M]. 长沙:国防科技大学出版社,1997.
ZHAO H Y. Reentry dynamics and guidance of aircraft[M]. Changsha: University of National Defense Science and Technology Press, 1997 (in Chinese).
[16] LI G H, ZHANG H B, TANG G J, et al. Maneuver modes analysis for hypersonic glide vehicles[C]// Proceedings of 2014 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference.

Piscataway:IEEE Press,2014;543-548.

[17] ZHU J W,LIU L H,TANG G J,et al. Highly constrained optimal gliding guidance[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers,Part G:Journal of Aerospace Engineering, 2015,229(12):2321-2335.

[18] 李凡,熊家军,张凯,等. 临近空间高超声速目标跟踪动力学模型[J]. 宇航学报,2019,40(3):266-276.

LI F,XIONG J J,ZHANG K,et al. Near space hypersonic target dynamics tracking model[J]. Journal of Astronautics,2019,40(3):266-276(in Chinese).

[19] 谢愈,刘鲁华,汤国建,等. 高超声速滑翔飞行器摆动式机动突防弹道设计[J]. 航空学报,2011,32(12):2174-2181.

XIE Y,LIU L H,TANG G J,et al. Weaving maneuver trajectory design for hypersonic glide vehicle[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2011,32(12):2174-2181(in Chinese).

[20] 王丹. 基于运动行为识别的高超声速目标弹道估计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.

WANG D. Trajectory estimation of hypersonic target based on motion behavior recognition[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2017(in Chinese).

[21] HOUGH M E. Reentry maneuver estimation using nonlinear Markov acceleration models[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics,2017,40(7):1693-1710.

[22] 张凯,熊家军,韩春耀,等. 一种基于气动力模型的高超声速滑翔目标跟踪算法[J]. 宇航学报,2017,38(2):123-130.

ZHANG K,XIONG J J,HAN C Y,et al. A tracking algorithm of hypersonic glide reentry vehicle via aerodynamic model[J]. Journal of Astronautics,2017,38(2):123-130(in Chinese).

[23] SINGER R A. Estimating optimal tracking filter performance for manned maneuvering targets[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,1970,AES-6(4):473-483.

[24] ZHU J W,HE R Z,TANG G J,et al. Pendulum maneuvering strategy for hypersonic glide vehicles[J]. Aerospace Science and Technology,2018,78:62-70.

[25] HOU Q L,ZHANG J X,LIU L M,et al. Discriminative information-based nonparallel support vector machine[J]. Signal Processing,2019,162:169-179.

[26] CHANG M,LIN C. Leave-one-out bounds for support vector regression model selection[J]. Neural Computation,2005,17(5):1188-1222.

[27] CHANG C,LIN C. LIBSVM:A library for support vector machines[J]. ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology,2011,2(3):1-27.

[28] KJELDSEN H T. A contextualized historical analysis of the Kuhn-Tucker theorem in nonlinear programming: The impact of World War II[J]. Historia Mathematica,2000,27(4):331-361.

[29] CHEN K L,YU J. Short-term wind speed prediction using an unscented Kalman filter based state-space support vector regression approach[J]. Applied Energy,2014,113:690-705.

[30] 张强,肖刚,蓝屹群. 基于 BP 神经网络多类分类的湍流目标探测[J]. 系统工程与电子技术,2018,40(7):1486-1490.

ZHANG Q,XIAO G,LAN Y Q. Turbulence target detection based on BP neural network multi-level classification[J]. Systems Engineering and Electronics,2018,40(7):1486-1490(in Chinese).

[31] 何伟. 基于朴素贝叶斯的文本分类算法研究[D]. 南京:南京邮电大学,2018.

HE W. Text classification algorithm research based on naive Bayes[D]. Nanjing:Nanjing University of Posts and Telecommunications,2018(in Chinese).

作者简介:

程云鹏 男,博士研究生。主要研究方向:机动目标跟踪和预报。

孙成志 男,硕士研究生。主要研究方向:航天器故障诊断和识别。

闫晓东 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:飞行器动力学与制导。

Trajectory prediction of hypersonic glide vehicle based on SVM and EKF

CHENG Yunpeng¹, SUN Chengzhi¹, YAN Xiaodong^{1,2,*}

(1. School of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. Shaanxi Aerospace Flight Vehicle Design Key Laboratory, Xi'an 710072, China)

Abstract: In the scenario of intercepting a Hypersonic Glide Vehicle (HGV), the trajectory prediction is a key issue for successful interception. Considering HGV's strong maneuverability and variable trajectory, in this paper, a novel trajectory prediction method is proposed based on Support Vector Machine (SVM) and Extended Kalman Filter (EKF). First, the investigation on the maneuvering mode is performed. The maneuver motion of the HGV is divided into longitudinal mode and lateral mode, which are labeled and formulated into the training set of SVMs. Second, the tracking model of the trajectory for single ground-based radar is established, and EKF is applied to track the glide trajectory of HGV. Finally, the recognition framework of HGV motion is established based on SVM, and the prediction of the subsequent trajectory is accomplished. The results show that the proposed method can improve the trajectory prediction accuracy of HGV.

Keywords: Hypersonic Glide Vehicle (HGV); maneuver mode; Support Vector Machine (SVM); motion recognition; trajectory estimation and prediction

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0594

倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊分析方法

俞志明, 陈仁良*, 孔卫红

(南京航空航天大学 航空学院 直升机旋翼动力学国家级重点实验室, 南京 210016)

摘 要: 针对倾转四旋翼(QTR)飞行器过渡飞行中的变速、变体特点,提出了一种确定倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊的方法,该方法从飞行力学角度用机翼升力特性限制低速和高速边界,以单旋翼可用功率限制高速边界。所提方法确定了无周期变距的倾转四旋翼飞行器样机倾转过渡走廊,并分析了其在倾转过渡飞行中不同机体迎角下各气动部件的气动力以及前后旋翼需用功率随飞行速度的变化规律。结果表明:倾转四旋翼飞行器在小机体迎角下倾转优于在大机体迎角下倾转;各气动部件提供的垂向力占比会随着机体迎角的改变而变化;机翼升力特性高速边界和单旋翼功率限制边界共同组成了倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊的高速边界;单旋翼可用功率限制边界比总可用功率限制边界更严格。

关 键 词: 倾转四旋翼(QTR)飞行器;飞行力学;倾转走廊;边界;气动力

中图分类号: V212.4

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)11-2106-08

倾转四旋翼(QTR)飞行器属于新型复合高速旋翼类飞行器。从外观上看,倾转四旋翼飞行器的设计可以视作是2架倾转旋翼机纵向布置。它有4个可以绕倾转轴转动的旋翼短舱,被安装在前后机翼的尖端。后机翼比前机翼略长和略高,后旋翼在前旋翼的外侧。相较于倾转旋翼机,倾转四旋翼飞行器由于多了2副旋翼和机翼,因此四旋翼倾转飞行器在速度和载重上有较大优势。

在一个完整的飞行任务剖面内,倾转模式是直升机模式和固定翼模式相互转换的过程。该阶段飞行器的重力和阻力需要各气动部件的气动力合理分配来克服。但小速度飞行时可能导致机翼所需迎角过大而造成机翼失速,大速度前飞时可能造成旋翼后行桨叶失速、前行桨叶压缩性以及单旋翼可用功率超过发动机额定输出功率,旋翼和机翼动力稳定性还可能限制前飞速度^[1]。在如此多的限制条件下,决定了倾转四旋翼飞行器只能在一定的速度区间内进行直升机模式和固

定翼飞机相互转换。这个速度区间由所有可行的倾转路径组成,即倾转过渡走廊。

准确确定倾转过渡走廊重要性体现在2方面。首先,倾转过渡走廊的宽窄是评价倾转旋翼类飞行器倾转难易程度和安全性的关键因素和指标,对于总体设计和气动布局具有重要参考价值。其次,倾转过渡走廊对于飞行控制系统的设计,也具有重要参考意义,如倾转过渡起始速度点、过渡路径、倾转终止速度点的选择等。因此,确定倾转走廊是设计倾转四旋翼飞行器的关键技术之一。文献[2]认为XV-15机翼失速迎角限制了倾转走廊的低速边界,桨叶弯矩限制了其高速边界。文献[3]中认为低速边界限制因素为机翼载荷,高速边界限制条件为桨叶载荷。文献[4]认为低速边界为机翼失速限制边界,高速边界为桨叶载荷限制,包括桨叶失速和压缩效应。文献[5-6]针对倾转旋翼-机翼飞行器的倾转过渡走廊展开了研究,认为低速边界为机翼失速限制边界,高速边界

收稿日期: 2019-11-20; 录用日期: 2019-12-27; 网络出版时间: 2020-01-06 17:02

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200106.1551.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(11672128)

* 通信作者: E-mail: crlae@nuaa.edu.cn

引用格式: 俞志明, 陈仁良, 孔卫红. 倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2106-2113. YU Z M, CHEN R L, KONG W H. Analysis method for conversion corridor of quad tilt rotor aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2106-2113 (in Chinese).

由功率限制。文献[1,7]采用质点模型,从低速段包线和高速段包线 2 方面对倾转旋翼机的倾转过渡走廊展开研究,以机翼失速限制确定低速段倾转过渡走廊边界,以旋翼可用功率限制确定高速段倾转过渡走廊边界。但是由于倾转旋翼机和倾转旋翼-机翼飞行器的重心比较靠近旋翼短舱倾转轴,旋翼和机翼气动力对重心产生的俯仰力矩较小,因此倾转旋翼飞行器只需考虑旋翼和机翼之间气动力分配问题。但是倾转四旋翼飞行器重心位于两机翼之间,各气动部件对重心产生的俯仰力矩更大,从而涉及到前后旋翼、前后机翼气动力分配问题,导致倾转四旋翼飞行器的倾转过渡走廊计算更加复杂。总之,基于质点模型的倾转过渡走廊计算方法适合倾转双旋翼飞行器和倾转旋翼-机翼飞行器,但不完全适合倾转四旋翼飞行器。文献[8]给出倾转四旋翼飞行器的倾转过渡走廊,但没包括分析方法。国内外鲜有关于倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊研究的报道。到目前为止,还没有具体的理论计算方法用来计算倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊。

鉴于此,本文提出一种确定倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊的综合方法。该方法从 2 方面开展研究,以机翼升力特性限制低速和高速边界,以单旋翼可用功率限制高速边界。

1 倾转过渡走廊求解模型

倾转四旋翼飞行器定常飞行时,作用在它上面的合力和合力矩必须为零。当飞行器有一定的前飞速度,就必须克服一定的阻力;为保持高度,垂直方向的力也必须始终保持平衡。此外,由于各个部件气动力作用点不同,对重心会产生很大的力矩。图 1 给出了作用在飞行器纵向对称面内的外力。图中: T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 分别为左前、右前、左后和右后旋翼的拉力; L_1 、 L_2 、 L_3 和 L_4 分别为左前、右前、左后和右后机翼的升力; D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4

分别为左前、右前、左后和右后机翼的阻力; L_F 为机身升力; D_F 为机身阻力; M_F 为机身俯仰力矩; G 为飞行器重力; α_f 为机身迎角; V 为前飞速度; Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 分别为左前、右前、左后和右后旋翼的反扭矩。

根据图 1 可得如下纵向平面内的力和力矩的平衡关系:

$$\sum_{j=1}^4 (T_j \cos(i_{nj} + \alpha_f + a_{lj}) - L_j \sin \alpha_{j,w} - D_j \cos \alpha_{j,w}) - L_F \sin \alpha_f - D_F \cos \alpha_f - G \sin \alpha_f = 0 \quad (1)$$

$$\sum_{j=1}^4 (T_j \sin(i_{nj} + \alpha_f + a_{lj}) + L_j \cos \alpha_{j,w} - D_j \sin \alpha_{j,w}) + L_F \cos \alpha_f - D_F \sin \alpha_f - G \cos \alpha_f = 0 \quad (2)$$

$$\sum_{j=1}^4 (T_j (x_j + l \cos i_{nj}) \sin(i_{nj} + \alpha_f + a_{lj}) - T_j (y_j + l \sin i_{nj}) \cos(i_{nj} + \alpha_f + a_{lj}) + L_j x_j \cos \alpha_{j,w} - D_j y_j \sin \alpha_{j,w} + M_F) = 0 \quad (3)$$

式中: $j=1,2,3,4$ 为旋翼机翼编号; x_j 和 y_j 分别为对应编号的气动部件相对重心的纵向和垂向坐标; l 为桨毂到倾转轴的距离; i_{nj} 为对应编号的短舱倾转角,直升机模式时为 90° ,固定翼飞机模式时为 0° ; $\alpha_{j,w}$ 为对应编号的机翼迎角; a_{lj} 为对应编号旋翼后倒角。

四旋翼倾转飞行器有 4 个旋翼,为了考虑旋翼间的气动干扰,前后旋翼之间的干扰可以参考纵列式直升机,引入前后旋翼的干扰因子^[9-10]。

$$\begin{cases} \lambda_F = \lambda'_{F0} - v_{F0} - d_{F_{BF}} \cdot v_{B0} \\ \lambda_B = \lambda'_{B0} - v_{B0} - d_{F_{FB}} \cdot v_{F0} \\ v_{F0} = \frac{C_{TF}}{2(\lambda_F^2 + \mu_F^2)^{1/2}} \\ v_{B0} = \frac{C_{TB}}{2(\lambda_B^2 + \mu_B^2)^{1/2}} \end{cases} \quad (4)$$

式中: λ_F 、 λ_B 分别为修正后的前、后旋翼入流比; λ'_{F0} 、 λ'_{B0} 分别为前、后旋翼自由来流入流比; v_{F0} 、 v_{B0} 分别为前、后旋翼平均诱导速度; C_{TF} 、 C_{TB} 分别为前、后旋翼的拉力系数; μ_F 、 μ_B 分别为前、后旋翼前进比; $d_{F_{BF}}$ 和 $d_{F_{FB}}$ 分别为后旋翼对前旋翼和前旋翼对后旋翼的干扰因子,可由经验公式、实验以及 CFD 计算得到。

左右旋翼之间存在并列效应^[11-12],借鉴 XV-15 倾转旋翼飞行器 GTRS 模型处理方式,左右旋翼诱导速度相互干扰修正量估算公式为

$$\Delta v_{iss} = X_{ss} \frac{(\Omega R) C_T}{2 \kappa^2 \mu} \quad (5)$$

式中: X_{ss} 为左右旋翼并列效应系数,其大小由旋翼旋转方向、两旋翼之间的距离、前进比和旋翼迎

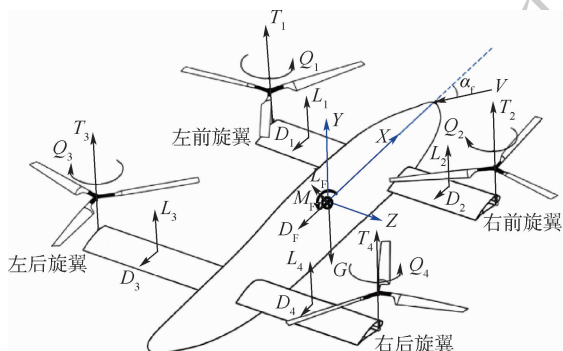


图 1 作用在倾转四旋翼飞行器上的外力

Fig. 1 Forces acting on quad tilt rotor aircraft

角决定,具体数值应结合实验测得; C_T 为旋翼拉力系数; $\kappa = 1 - c_{tip}/(2R)$ 为桨尖损失系数, c_{tip} 为桨尖弦长, R 为旋翼半径; $\mu = U_i/(\Omega R)$ 为旋翼前进比, U_i 为平行于桨盘平面的速度, Ω 为旋翼转速。

旋翼气动力采用动量叶素理论、均匀入流模型以及准定常一阶挥舞运动得到。

倾转四旋翼飞行器在悬停和低速飞行时,由于旋翼在机翼上方,旋翼下洗气流能改变机翼迎角以及相对来流速度,因此旋翼尾流对机翼气动力影响很大^[1,7,13-14]。旋翼对机翼气动力影响大小由多因素决定^[1,15]。为了准确建立计算模型,必须考虑旋翼对机翼的气动干扰。文献[1,7,16-20]把机翼面积分为 2 部分:一部分是受旋翼尾流影响的滑流区机翼面积 S_{Wss} ,另一部分是不受旋翼尾流作用的自由流区机翼面积 S_{Wfs} 。

机翼处于滑流区的面积 S_{Wss} 和处于自由流区的面积 S_{Wfs} 的计算公式分别为

$$\begin{cases} S_{Wss} = 2\eta_{ss} R c_w (\sin(a \cdot i_n) + \cos(b \cdot i_n)) \frac{\mu_{\max} - \mu}{\mu_{\max}} \\ S_{Wfs} = S_w - S_{Wss} \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_n 为短舱倾转角; S_w 为完整的机翼面积; c_w 为机翼平均弦长; η_{ss} 为旋翼滑流修正因子; $\mu_{\max}$ 为旋翼尾迹偏出机翼的最大前进比; a 和 b 分别为 1.386 和 3.114^[18,21]。

则机翼上的气动力可以表示为

$$L = \frac{1}{2} \rho V_{Wss}^2 C_{Wss}^y S_{Wss} + \frac{1}{2} \rho V_{Wfs}^2 C_{Wfs}^y S_{Wfs} \quad (7)$$

$$D = \frac{1}{2} \rho V_{Wss}^2 C_{Wss}^d S_{Wss} + \frac{1}{2} \rho V_{Wfs}^2 C_{Wfs}^d S_{Wfs} \quad (8)$$

式中: ρ 为空气密度; V_{Wss} 和 V_{Wfs} 分别为滑流区机翼和自由流区机翼来流速度; C_{Wss}^y 和 C_{Wss}^d 分别为滑流区机翼的升力和阻力系数; C_{Wfs}^y 和 C_{Wfs}^d 分别为自由流区机翼的升力和阻力系数。

另外,本文中机身气动力及力矩由 CFD 计算得到。

在旋翼有周期变距的情况下,悬停时最大前倾角^[7]为

$$\left(\frac{\pi}{2} - i_n \right)_{\max_hov} = \alpha_f + (\alpha_1)_{\max} \quad (9)$$

式中: $(\alpha_1)_{\max}$ 为旋翼最大后倒角。

2 限制条件

2.1 机翼升力特性限制

倾转四旋翼飞行器在低速飞行时短舱进行倾转,机翼可能失速,当高速飞行时进行倾转,飞行

器需低头来增加旋翼气动力水平分量来平衡飞行过程中产生的阻力。当飞行器低头过大,机翼迎角可能低于零升力迎角,机翼产生负升力,此时,机翼成为一个负载,导致旋翼需用拉力陡增,此时飞行状态非常危险,前飞过程应该避开此状态。综上所述,倾转四旋翼飞行器飞行时应保证机翼迎角在安全区域内。机翼失速和机翼迎角低于零升力迎角分别对应机翼升力特性限制的上下限,而机翼迎角又与机体迎角 α_f 直接相关,可通过式(10)最终确定安全机体迎角范围,此范围与倾转四旋翼飞行器操纵方式无关。

$$\begin{cases} \alpha_f \leq \min(\alpha_{j,W_stall}) - \max(i_{j,W}) \\ \alpha_f \geq \max(\alpha_{j,W0}) - \min(i_{j,W}) \end{cases} \quad (10)$$

式中: α_{j,W_stall} 为对应编号的机翼失速迎角, $\min(\alpha_{j,W_stall})$ 为取 4 者最小值; $\alpha_{j,W0}$ 为对应编号的机翼零升力迎角, $\max(\alpha_{j,W0})$ 为取 4 者最大值; $i_{j,W}$ 为对应编号的机翼初始安装角。

2.2 旋翼功率限制

与倾转旋翼飞行器相比,倾转四旋翼飞行器重心位于两机翼之间,旋翼机翼气动力对重心的俯仰力矩更大,从而涉及到前后旋翼、前后机翼气动力分配问题,导致前后旋翼的需用功率不等。单旋翼可用功率限制边界可以表示为

$$\max(P_{ij}) \leq P_e \quad (11)$$

式中: P_{ij} 为对应编号的旋翼需用功率; P_e 为单个发动机输出的额定功率。

单个旋翼需用功率 P_r 可表示为

$$P_r = \frac{1}{\eta_p} (P_i + P_{pr} + P_p + P_e) \quad (12)$$

式中: η_p 为传动损失系数; P_i 为诱导功率; P_{pr} 为型阻功率; P_p 为废阻功率; P_e 为爬升功率^[7]。

根据动量定理和能量守恒原理,除型阻功率 P_{pr} 外,其他 3 项可表示为^[7]

$$P_{ipc} = T(U_e + K_{ind} v_i) \quad (13)$$

式中: P_{ipc} 为旋翼诱导功率、废阻功率以及爬升功率之和; U_e 为垂直于旋翼平面的速度; T 为旋翼拉力; v_i 为旋翼诱导速度; $K_{ind} = 1.15$ 为旋翼诱导功率修正系数。

根据叶素理论,旋翼型阻功率 P_{pr} 可表示为

$$P_{pr} = P_{pr0} (1 + 4.7\mu^2) \quad (14)$$

式中: $P_{pr0} = \sigma \pi R^2 \rho V_i^3 c_d / 8$ 为悬停时旋翼型阻功率, σ 为旋翼实度, V_i 为旋翼桨尖速度, c_d 为桨叶阻力系数。

旋翼拉力系数 C_T 和功率系数 C_p 可表示为

$$C_T = \frac{T}{\frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_i^2} \quad (15)$$

$$C_p = \frac{P_r}{\frac{1}{2}\rho\pi R^2 V_i^3} \tag{16}$$

则旋翼功率系数可进一步写为

$$C_p = \frac{1}{2}C_T^{3/2}(\bar{U}_e + K_{ind}\bar{v}_i) + \frac{1}{4}\sigma c_d(1 + 4.7\mu^2) \tag{17}$$

式中： $\bar{U}_e = U_e/v_h, \bar{v}_i = v_i/v_h, v_h$ 为旋翼特性诱导速度,其值为 $v_h = \sqrt{T/(2\rho\pi R^2)}$ 。

定义 $\bar{U}_i = U_i/v_h, U_i$ 为平行于旋翼平面的速度。根据动量理论^[1],旋翼诱导速度满足：

$$\bar{v}_i^4 + 2\bar{U}_e\bar{v}_i^3 + (\bar{U}_e^2 + \bar{U}_i^2)\bar{v}_i^2 = 1 \tag{18}$$

由式(12)和式(16)可得旋翼需用功率为

$$P_r = \frac{1}{\eta_p}\rho\pi R^2 (\Omega R)^3 C_p \tag{19}$$

3 算例分析

运用上述方法对算例倾转四旋翼飞行器开展倾转过渡走廊计算。算例飞行器主要参数如表 1 所示,算例飞行器旋翼没有周期变距,倾转方式为四副旋翼同步倾转。

3.1 计算流程

图 2 给出了倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊的计算流程。机翼升力特性限制边界计算流程是：首先给定原始参数及计算初值,其次以机体迎角特定值为优化目标,分别计算机体迎角 $-9^\circ \sim 10^\circ$ 范围内的不同倾转路径。功率限制边界计算流程是：设定倾转角和飞行速度进行配平计算,算出 4 副旋翼需用功率,然后根据单个旋翼可用功率限制条件,得到算例样机单个旋翼可用功率限制边界。

表 1 算例倾转四旋翼飞行器主要参数
Table 1 Main parameters of example quad tilt rotor aircraft

参数	数值
设计总重/kg	60
半径/m	0.58
特征弦长/m	0.057
桨叶片数	3
旋翼实度	0.076
短舱倾转角/(°)	0~90
旋翼转速/(r·min ⁻¹)	2 400
前/后机翼展长/m	1.6/2.2
前/后机翼弦长/m	0.3/0.3
前/后机翼安装角/(°)	6.5/3
电机数量	4
单个电机功率/kW	4.8
机身特征长度/m	2.4
机身特征面积/m ²	0.12

3.2 结果与分析

图 3 给出了所建旋翼模型在悬停下的计算值和试验值对比,可以看出旋翼模型精确度满足要求。

图 4 给出了安全机体迎角内,等机体迎角下短舱倾转角随速度的变化。可以看出,相同倾转角下,机体从正迎角向负迎角过渡时,飞行器所需的速度越来越大,这是由于机翼迎角在减小,提供相同的升力所需的飞行速度越大。

图 5~图 7 分别给出了机体迎角为 $-6^\circ、0^\circ$ 和 10° 下各气动部件的气动力随速度的变化。飞行速度为 0 m/s 时,机翼产生负垂向力是由于旋翼对机翼产生气动干扰。在倾转过程中,旋翼气动力水平分量在不断增加而垂向分量在不断减小最后到 0,而机翼垂向力在不断增加。机体迎角为

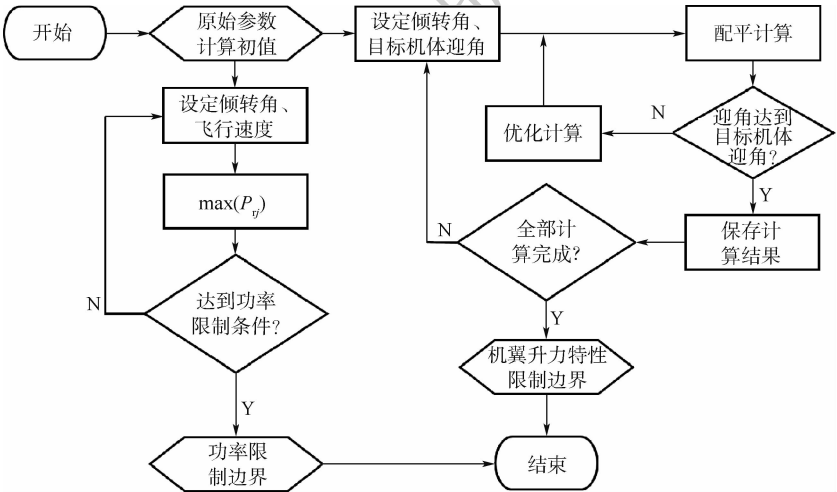


图 2 倾转过渡走廊计算流程

Fig. 2 Flowchart for computing conversion corridor

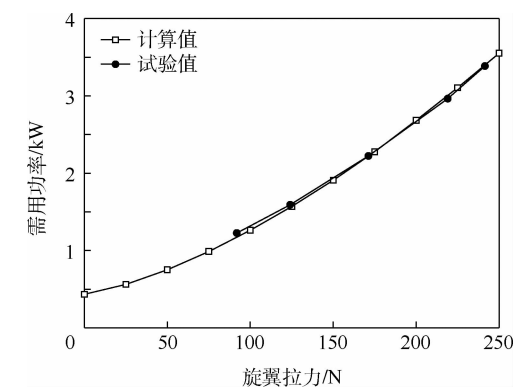


图3 旋翼模型验证
Fig.3 Rotor model verification

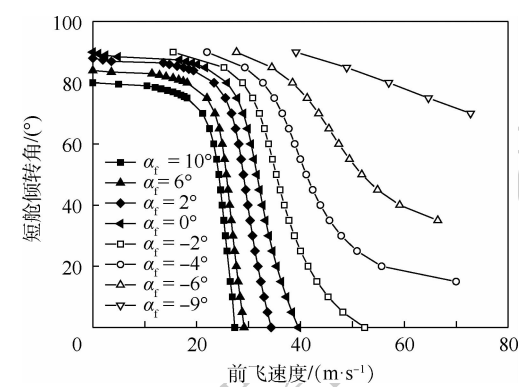


图4 等机体迎角倾转时短舱倾转角与前飞速度的关系
Fig.4 Relation between tilt angle of nacelle and forward speed at constant angle of attack of fuselage

-6°时,图中最大速度对应的倾转角为35°,可以看出后旋翼气动力垂向分量比前旋翼气动力垂向分量大,前机翼垂向力比后机翼垂向力大,这是由于机身产生了一个较大低头力矩。机体迎角为0°时,前后旋翼气动力垂向分量基本保持一致,前机翼的垂向力比后机翼垂向力略小。这是由于在前飞时,机体产生了一个较小的抬头力矩。机体迎角为8°时,前旋翼气动力垂向分量比后旋翼气动力垂向分量小,后机翼垂向力比前机翼垂向力大,这是由于机体产生了一个较大的抬头力矩。对比图5~图7中各气动部件垂向力可以发现,前旋翼提供的垂向力占比随机体迎角增大而增大;后旋翼提供的垂向力占比随机体迎角增大而减小;前机翼提供的垂向力占比随机体迎角增大而减小;后机翼提供的垂向力占比随机体迎角增大而增大。

图8和图9分别给出了不同倾转角,前、后旋翼需用功率随飞行速度的变化曲线。可以看出,前飞状态下需用功率随着前飞速度增加先减小后增大,呈“马鞍形”,这是由于随着倾转角的减小,前飞速度在逐渐增加,导致废阻功率的增加。对

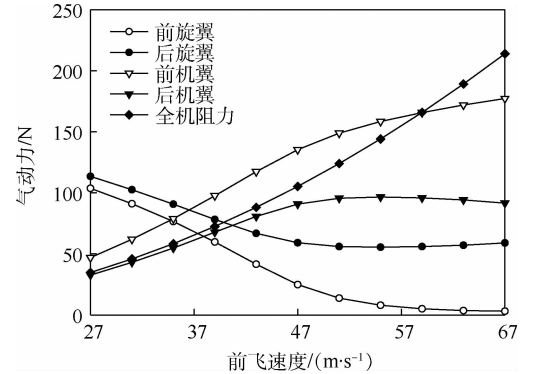


图5 机体迎角为-6°时各气动部件垂向气动力随
前飞速度的变化
Fig.5 Variation of vertical aerodynamic force of each pneumatic component with flight speed at -6°angle of attack of fuselage

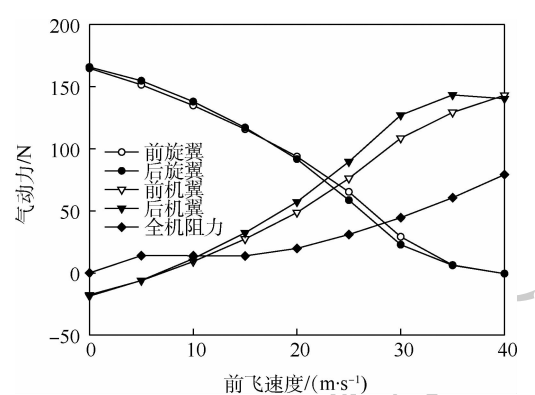


图6 机体迎角为0°时各气动部件垂向气动力
随前飞速度的变化
Fig.6 Variation of vertical aerodynamic force of each pneumatic component with flight speed at 0°angle of attack of fuselage

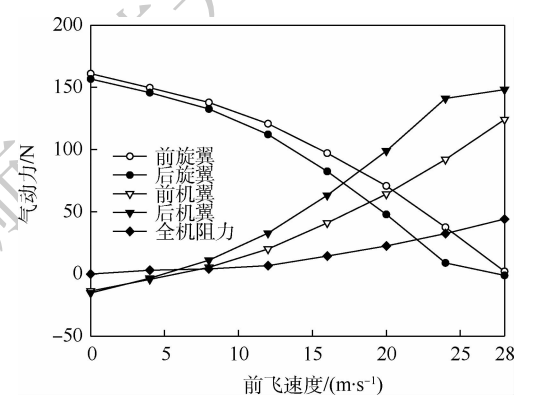


图7 机体迎角为10°时各气动部件垂向气动力随
前飞速度的变化
Fig.7 Variation of vertical aerodynamic force of each pneumatic component with flight speed at 10°angle of attack of fuselage

比图8和图9可以发现,前后旋翼的需用功率不一致,这是由于飞行速度较大时,机身有较大的负迎角,导致后旋翼气动力比前旋翼大,从而导致后旋翼需用功率比前旋翼需用功率大,并且在同一机体迎角下后旋翼需用功率先达到限制边界。

图 10 给出各限制条件下的倾转四旋翼飞行器的倾转包线,可以看出,短舱倾转角为 0° 时,最小和最大前飞速度分别为 28 m/s 和 68 m/s 。短舱为 90° 时,最大前飞速度为 39 m/s ,此时机身迎角为 -9° 。同时,倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊的高速边界由机翼升力特性高速边界和单旋翼功率限制边界共同组成。就倾转四旋翼飞行器而言,单旋翼功率限制边界一定比总功率限制边界更严格。

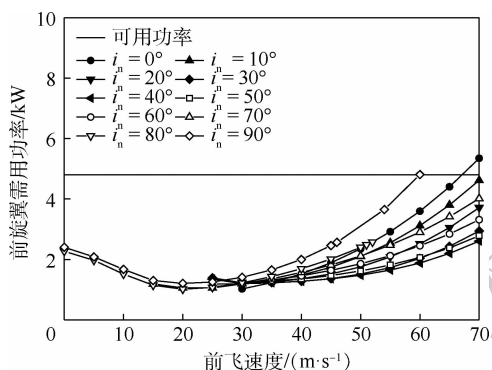


图 8 等短舱倾转角时前旋翼需用功率随前飞速度变化

Fig.8 Variation of required power of front rotor with flight speed at constant tilt angle of nacelle

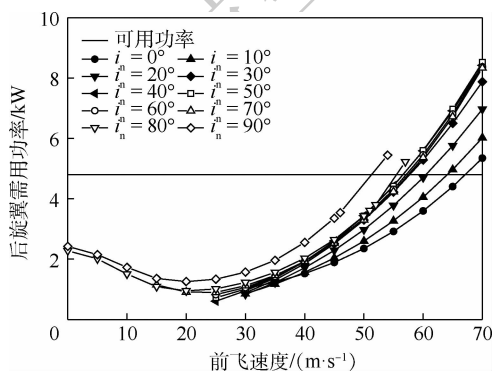


图 9 等短舱倾转角时后旋翼需用功率随前飞速度变化

Fig.9 Variation of required power of rear rotor with flight speed at constant tilt angle of nacelle

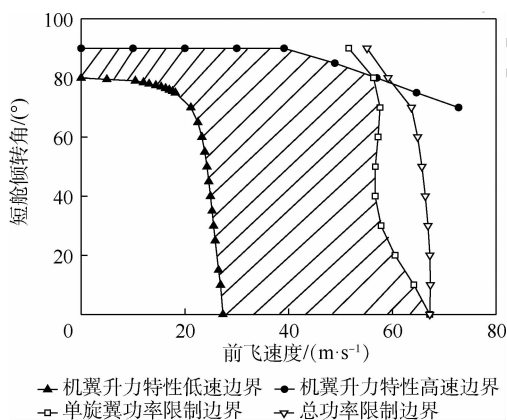


图 10 算例飞行器的倾转过渡走廊

Fig.10 Conversion corridor of example aircraft

4 结 论

1) 倾转四旋翼飞行器可以以不同的机体迎角进行倾转,但为了充分发挥前后旋翼的性能应尽可能保证前后旋翼需用功率一致,倾转四旋翼飞行器在小机体迎角下倾转优于在大机体迎角下倾转。

2) 前旋翼提供的拉力占比随机体迎角增大而增大;后旋翼提供的拉力占比随机体迎角增大而减小;前机翼提供的拉力占比随机体迎角增大而减小;后机翼提供的拉力占比随机体迎角增大而增大。

3) 倾转四旋翼飞行器倾转过渡走廊的高速边界由机翼升力特性高速边界和单旋翼功率限制边界共同组成,单旋翼功率限制边界比总功率限制边界更严格。

4) 本文方法通用于有周期变距和异步倾转的倾转四旋翼飞行器。

参考文献 (References)

- [1] 曹芸芸. 倾转旋翼飞行器飞行动力学数学建模方法研究 [D]. 南京:南京航空航天大学,2012:46-27.
CAO Y Y. Research on mathematical modeling method for tilt rotor aircraft flight dynamics [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2012:16-27 (in Chinese).
- [2] LEBACQZ J V, SCOTT B C. Ground-simulation investigation of VTOL airworthiness criteria for terminal area operations [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1985, 8 (6): 761-767.
- [3] TISCHLER M B. Frequency-response identification of XV-15 tilt-rotor aircraft dynamics: NASA-TM-89428 [R]. Washington, D. C.: NASA, 1983:13-16.
- [4] MARTIN D M, DEMO J G, DANIEL C D. The history of the XV-15 tilt rotor research aircraft: From concept to flight [M]. Washington, D. C.: NASA, 2000:123-126.
- [5] HWANG S J, KIM Y S, LEE M K. Tilt rotor-wing concept for multi-purpose VTOL UAV [J]. International Journal of Aeronautical and Space Sciences, 2007, 8 (1): 87-94.
- [6] CHOI S W, KANG Y, CHANG S, et al. Development and conversion flight test of a small tiltrotor unmanned aerial vehicle [J]. Journal of Aircraft, 2010, 47 (2): 730-732.
- [7] 曹芸芸, 陈仁良. 倾转旋翼飞行器发动机短舱倾转角度-速度包线分析 [J]. 航空动力学报, 2011, 26 (10): 2174-2180.
CAO Y Y, CHEN R L. Investigation on nacelle conversion envelope analysis method of tiltrotor aircraft [J]. Journal of Aerospace Power, 2011, 26 (10): 2174-2180 (in Chinese).
- [8] 陈天予. 倾转四旋翼飞行器气动特性分析及设计研究 [D]. 南京:南京航空航天大学,2018:49-50.
CHEN T Y. Researches on aerodynamic design and analyses on aerodynamic characteristics of a quad tilt rotor aircraft [D].

- Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2018; 49-50 (in Chinese).
- [9] OSTROFF A J, DOWNING D R, ROOD W J. A technique using a nonlinear helicopter model for determining trims and derivatives: NASA-TN-D-8159 [R]. Washington, D. C.: NASA, 1976; 51-55.
- [10] 张亚飞. 纵列式直升机飞行动力学建模及平衡、稳定性和操纵性计算[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009; 12-14.
ZHANG Y F. A mathematical model of tandem helicopter flight dynamics and calculating on the trim, stability and handling quality[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2009; 12-14 (in Chinese).
- [11] DREES J M. A theory of airflow through rotors and its application to some helicopter problems[J]. The Journal of the Helicopter Association of Great Britain, 1949, 3(2): 79-104.
- [12] MIL M L, NEKRASOV A V, BRAVERMAN A S, et al. Helicopter calculation and design. Volume 1: Aerodynamics [M]. Washington, D. C.: NASA, 1967; 154-161.
- [13] 万华芳. 倾转旋翼飞行器过渡段仿真研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011; 62-64.
WAN H F. Research on conversion mode of tiltrotor aircraft by simulation[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011; 62-64 (in Chinese).
- [14] FELKER F F, LIGHT J S. Aerodynamic interactions between a rotor and wing in hover[J]. Journal of the American Helicopter Society, 1988, 33(2): 53-61.
- [15] 李春华, 黄水林, 徐国华. 倾转旋翼机机翼向下载荷的计算方法及参数影响分析[J]. 实验流体力学, 2007, 21(1): 13-18.
LI C H, HUANG S L, XU G H. Calculated method and parametric effect investigation of wing download of tiltrotor aircraft[J]. Journal of Experiments in Fluid Mechanics, 2007, 21(1): 13-18 (in Chinese).
- [16] 陆宜. 某小型无人倾转旋翼机飞行控制系统设计与仿真[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015; 17-20.
LU Y. Design and simulation of a small unmanned tilt rotor aircraft flight control system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015; 17-20 (in Chinese).
- [17] 沙虹伟, 陈仁良. 倾转旋翼机飞行力学特性[J]. 航空动力学报, 2012, 27(4): 749-754.
SHA H W, CHEN R L. Flight dynamics characteristic of tilt rotor aircraft[J]. Journal of Aerospace Power, 2012, 27(4): 749-754 (in Chinese).
- [18] 严旭飞, 陈仁良. 倾转旋翼机动态倾转过渡过程的操纵策略优化[J]. 航空学报, 2017, 38(7): 520865.
YAN X F, CHEN R L. Control strategy optimization of dynamic conversion procedure of tilt-rotor aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2017, 38(7): 520865 (in Chinese).
- [19] 陈金鹤, 汪正中, 马玉杰. 倾转旋翼机低速回避区研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(11): 2184-2192.
CHEN J H, WANG Z Z, MA Y J. H-V diagram of tiltrotor based on optimal control theory[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(11): 2184-2192 (in Chinese).
- [20] JHEMI A A, CARLSON E B, ZHAO Y J, et al. Optimization of rotorcraft flight following engine failure[J]. Journal of the American Helicopter Society, 2004, 49(2): 117-126.
- [21] CARLSON E B, ZHAO Y Y, CHEN R T. Optimal tiltrotor runway operations in one engine inoperative: AIAA-1999-3961 [R]. Reston: AIAA, 1999; 75-85.

作者简介:

俞志明 男, 博士研究生。主要研究方向: 旋翼飞行器飞行力学及直升机总体设计。

陈仁良 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 直升机空气动力学、直升机飞行力学与控制及直升机多学科优化设计。

孔卫红 女, 博士, 副教授。主要研究方向: 直升机空气动力学及飞行力学。

Analysis method for conversion corridor of quad tilt rotor aircraft

YU Zhiming, CHEN Renliang*, KONG Weihong

(National Key Laboratory of Science and Technology on Rotorcraft Aeromechanics, College of Aerospace Engineering,
Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: For flight's characteristics of morphing and speed change in the conversion mode of Quad Tilt Rotor (QTR) aircraft, a comprehensive method based on flight dynamics model is proposed to calculate the conversion corridor of QTR aircraft. In this method, the boundary of lower speed and upper speed are limited by the lift characteristic of wing, and the upper conversion boundary is limited by the available power of the single rotor. The proposed method was used to determine the conversion corridor of the example QTR aircraft without cyclic pitch control, and to analyze the variation of aerodynamic force of pneumatic components and front and rear rotor power with forward speed under different angles of attack of fuselage. The results show that the QTR aircraft is superior in tilting at small angles of attack of fuselage. The vertical force ratio provided by each pneumatic component would change with the angles of attack of fuselage. The upper speed boundary of the conversion corridor of QTR aircraft is composed of the upper speed boundary of the wing lift characteristic and the limit boundary of single rotor power. The available power limit boundary of single rotor is stricter than the total available power limit boundary.

Keywords: Quad Tilt Rotor (QTR) aircraft; flight dynamics; conversion corridor; boundary; aerodynamic force

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0566

潜望式激光通信粗指向装置的多工况拓扑优化

赵瑞杰¹, 王春洁^{1,2,*}, 阎肃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 虚拟现实技术与系统国家重点实验室, 北京 100083)



摘 要: 激光通信技术具有广阔的应用前景。以潜望式激光通信粗指向装置为研究对象,提出了装置的等效有限元建模方法,建立了相应的有限元模型。分别针对发射阶段和在轨工作阶段2种工况,分析了加速度载荷和温度载荷对装置性能的影响。为了提升装置的工作性能,基于多工况拓扑优化方法,对装置的主体结构进行了优化设计。优化目标为装置在2种工况下的前三阶频率加权平均值最大、镜面中心在发射阶段的变形最小和镜面在在轨工作阶段的热变形面型误差最小,约束条件为装置的质量和左、右反射镜的响应差距。利用可行方向法完成优化迭代计算,优化后,装置在2种工况下的基频得到了提高,同时镜面的中心变形及面型误差得到了降低,装置的整体性能得到了明显提升。

关键词: 指向装置; 有限元建模; 结构性能; 拓扑优化; 多工况

中图分类号: V414.19

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2114-07

随着中国通信事业的发展,人们对于数据传输的需求逐步加大。激光通信具有通信速率远高于微波通信速率的优点,目前在世界范围内被广泛研究^[1-2]。潜望式粗指向装置是激光通信终端常用的转台形式之一,主要安装在低轨卫星之上,用于激光的收发。该装置具有转动范围大,不存在像旋转现象等优点,已成为一大研究热点^[3-4]。

在潜望式粗指向装置的设计阶段,需要对其性能进行分析和优化。该方面,文献[5]研究了潜望式粗指向装置的反射镜受均匀温差与梯度温差作用时,镜面热变形对跟瞄误差的影响;文献[6]分析了在轨运行阶段,反射镜的固定方式对镜面热应力与应变的影响;文献[7]分析了反射镜安装方式对装置跟瞄性能的影响;文献[8]给出了波前畸变误差随SiC反射镜热变形的变化规

律;文献[9]研究了多种粗指向平台的结构特点,并利用多目标拓扑优化方法对其反射镜组件进行了优化设计;文献[10]研究了空间热环境下,边缘铰链式反射镜的不同铰链参数对装置通信性能的影响;文献[11]对比了在轨运行阶段,不同材料的潜望式粗指向装置的指向性能受温度的影响。

文献[5-11]或仅以潜望式粗指向装置的反射镜组件为研究对象,或重点分析热载荷对装置性能的影响,未研究其他形式的载荷与装置主体结构变形对装置性能的影响。由于粗指向装置实际的工作环境复杂,且主体结构变形必然会引起反射镜形状与姿态的变化。因此,有必要考虑多种形式的载荷与主体结构的变形,分析并优化装置的性能。本文将基于有限元方法与拓扑优化方法开展上述研究工作。

收稿日期: 2019-11-02; 录用日期: 2020-02-14; 网络出版时间: 2020-03-02 11:17

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200229.1741.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(51635002)

* 通信作者. E-mail: wangcj@buaa.edu.cn

引用格式: 赵瑞杰, 王春洁, 阎肃. 潜望式激光通信粗指向装置的多工况拓扑优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2114-2120. ZHAO R J, WANG C J, YAN S. Multi-working-condition topology optimization of coarse pointing mechanism for periscopic laser communication[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2114-2120 (in Chinese).

1 有限元建模

1.1 潜望式粗指向装置结构

潜望式粗指向装置的主体结构包括:固定底座、连接镜筒、输出镜筒及 2 组轴承,另外有 2 个 45°反射镜安装在主体结构之上,如图 1 所示。其中,固定底座与卫星的星体固联;连接镜筒可绕固定底座转动,转动副为角接触球轴承,转轴定义为方位轴;输出镜筒可绕连接镜筒转动,转动副为角接触球轴承,转轴定义为俯仰轴。发射激光束时,激光束首先传入连接镜筒,经 2 个反射镜反射后,从输出镜筒射出。与上述过程相反,该装置也可接收外界发出的激光束。此外,2 个转动副均装有驱动器,可实现两镜筒姿态的主动调节,进而控制激光束的传入传出方向^[9]。

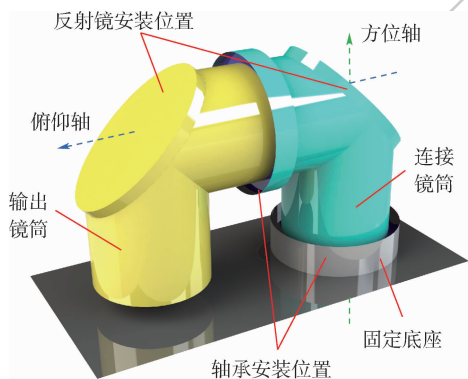


图 1 潜望式粗指向装置的结构组成

Fig. 1 Periscopic coarse pointing mechanism structure

1.2 有限元等效建模方法

为了实现装置的性能分析与优化,首先需要建立其有限元模型。由于固定底座和镜筒均为薄壳结构,故有限元建模过程中,使用壳单元对固定底座、输出镜筒和连接镜筒进行建模。对于反射镜和轴承,本文提出以下等效建模方法。

1) 反射镜等效建模方法:根据文献[12],本文的研究对象采用背部框架固定的方式安装反射镜,如图 2 所示。反射镜安装在支撑背板之上,支撑背板与反射镜框架固连。相比于其他构件,反射镜的刚度较低、可以忽略不计,因此建模时,将反射镜离散为多个附加在支撑背板上的质量点。离散质量点的总质量与反射镜质量一致。从而完成反射镜的等效建模。

2) 轴承等效建模方法:由于轴承结构复杂,完整的建模和分析需要消耗大量时间,本文将轴承等效为带孔圆板,其几何参数与材料参数由轴承刚度确定。轴承的轴向刚度 K_α 和径向刚度 K_β

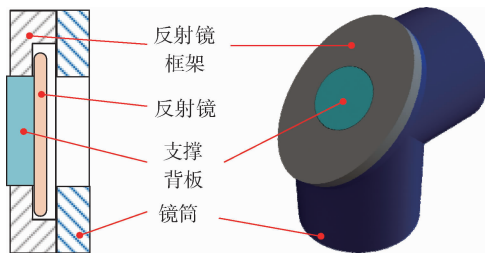


图 2 反射镜的固定方式

Fig. 2 Method for fixing reflection mirror

可分别表示为^[12]

$$K_\alpha = \frac{E}{f(a, b, h, \nu)} \quad (1)$$

$$K_\beta = \frac{E}{g(a, b, h, \nu)} \quad (2)$$

式中: a 和 b 分别为带孔圆板的外径和内径; h 为圆板厚度; ν 为圆板泊松比; E 为圆板弹性模量。

本文设定 a 、 b 为安装轴承的结构(镜筒和固定底座)的内外径,且使用控制变量法求解等效轴承的其余参数。根据式(1)和式(2), K_β 与 K_α 的比值不随 E 的改变而变化,故先设置 E 为任意值, ν 为 0.3。在上述条件下 K_β 与 K_α 的比值仅与 h 有关。而后,建立具有不同 h 的等效轴承的有限元模型,通过仿真计算可以得到不同 K_β 与 K_α 的比值,将上述参数进行曲线拟合,如图 3 所示。

本文选取 K_α 与 K_β 分别为 1×10^4 N/mm 和 1×10^5 N/mm 的轴承为研究对象。鉴于 K_β 与 K_α 的比值为 10,根据图 3,可得 h 为 2.946 mm。由于 $f(a, b, h, \nu)$ 和 $g(a, b, h, \nu)$ 的具体解析表达式不易求得,在确定 a 、 b 、 ν 、 h 、 K_β 、 K_α 后,可再次利用有限元模型反求出 E ,进而确定等效轴承全部参数、完成建模。

综上,建立潜望式粗指向装置的有限元模型,如图 4 所示。除轴承外其余部分使用 SiC 材料,其弹性模量为 400 GPa、泊松比为 0.25、密度为 3000 kg/m^3 、热膨胀系数为 $2.8 \times 10^{-6} / \text{K}$ 。

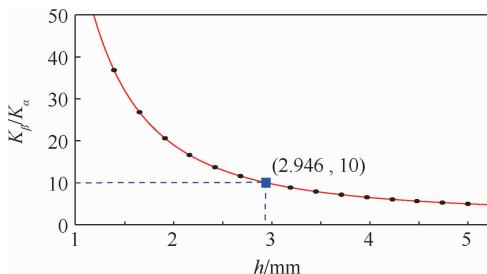


图 3 等效轴承径-轴向刚度与圆板厚度的关系

Fig. 3 Relationship between equivalent bearing diameter-axial stiffness and plate thickness

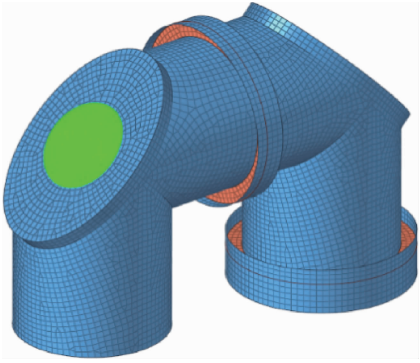


图4 潜望式粗指向装置有限元模型

Fig.4 Finite element model of periscopic coarse pointing mechanism

2 多工况下的装置性能分析

2.1 工况介绍

考虑卫星的发射阶段和在轨运行阶段具有不同的力学环境,可能对装置产生不同的影响,因此本文同时考虑上述 2 个阶段,对装置进行性能分析。其中,发射阶段称为工况 1,在轨运行阶段称为工况 2。

工况 1 下,装置的镜筒通过锁定装置固定。火箭推力、冲击振动等载荷作用于整个装置。若此时反射镜产生的响应过大,将影响其精确安装甚至使其发生破坏。

工况 2 下,装置的镜筒可做两自由度旋转。由于潜望式粗指向装置安装在卫星舱外进行信号收发,在卫星环绕地球的过程中,粗指向装置受到的热载荷变化剧烈,反射镜面的热变形将严重影响指向精度。此外,其他星载设备的振动也会对指向精度产生影响。综上,本文设定工况 1 和工况 2 下装置的边界条件如图 5 所示, G 为发射过程中的加速度载荷, ΔT 为工作状态中反射镜组件与镜筒的温差。

在固定底座完全约束的前提下,针对工况 1,约束输出镜筒的下端面,并对装置施加 $10g$ 的重力加速度载荷,用来模拟火箭发射过程中的准静态加速度载荷。实际上,火箭发射过程中,装置还

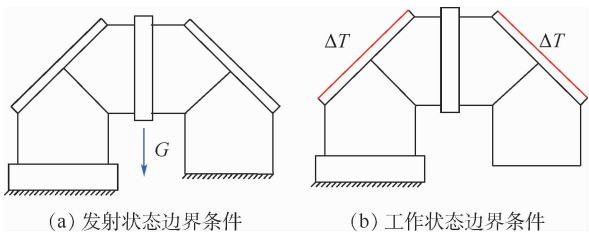


图5 边界条件

Fig.5 Boundary conditions

受到随机振动载荷的影响。由于篇幅有限,本文的分析并未考虑随机振动载荷,但这并不影响本文述及的理论与方法。当考虑随机振动载荷时,可以先利用 Miles 公式将其等效为准静态载荷^[13],再代入本文所提出的等效模型进行分析即可。针对工况 2,考虑驱动器自身刚度,整个装置类似于悬臂梁,本文参考文献[14]中的温度分布,不考虑额外的温控措施,拟定一种恶劣的热载荷工况。上述工况下,反射镜组件与其余部分存在 10°C 的温度差。恶劣的温差工况可以提高后续优化结果的可靠性。将图 5 左侧的反射镜称为左反射镜、右侧为右反射镜。

2.2 结构性能判据

针对工况 1,在加速度载荷下,由于反射镜为圆形,其关于安装位置中心对称,反射镜上的最大变形将出现在中心处。本文使用左、右反射镜中心的位移大小 U_1 、 U_2 评价加速度载荷对反射镜的影响。除上述方法外,也可采用反射镜的应力响应评价其受加速度载荷的影响。相比于应力响应,本文采用的反射镜等效建模方法可以更准确地计算镜面的位移响应。因此,本文利用反射镜的变形量来评价其抗破坏能力。

针对工况 2,在温度载荷下,反射镜会产生热变形,光束经变形的反射镜反射后,会导致波前畸变,进而产生跟瞄误差。根据 1.2 节,本文使用支撑背板的变形代替反射镜的变形,并使用光学元件面型的均方根误差(U_{rms})来评价反射镜的热变形对指向精度的影响^[15]。 U_{rms} 的计算公式为

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N u_i^2}{N-1}} \tag{3}$$

式中: u_i 为第 i 个测点偏离反射镜理想中面的距离; N 为总测点数。本文选取图 6 所示的 9 个测点来计算 U_{rms} 值。

根据 1.2 节,本文利用支撑背板的变形代替反射镜的变形来求解 U_1 、 U_2 与 U_{rms} 。同时,还使用工况 1 下的前三阶固有频率 λ_{11} 、 λ_{12} 、 λ_{13} 与工况 2

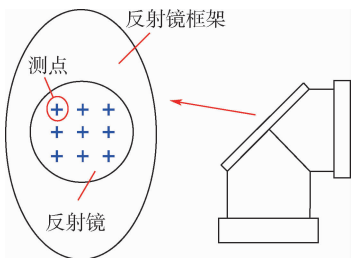


图6 反射镜上的测点位置

Fig.6 Position of measuring points on reflection mirror

下的前三阶固有频率 λ_{21} 、 λ_{22} 、 λ_{23} 评价振动载荷对反射镜的影响。

2.3 结构性能分析

对装置进行有限元仿真计算,得到如下仿真结果:在工况 1 下, U_1 、 U_2 分别为 0.0269、0.0307 mm, λ_{11} 、 λ_{12} 、 λ_{13} 分别为 282.7、285.4、299.8 Hz, 由模态振型可知,第一阶模态是反射镜所在区域的局部模态,因此可知外界振动易使反射镜产生共振;在工况 2 下,左、右反射镜的 U_{rms} 分别为 0.0031、0.0029 mm, λ_{21} 、 λ_{22} 、 λ_{23} 分别为 53.99、71.11、157.9 Hz,此外,反射镜支撑背板在工况 2 下会发生中心凸起,严重影响其工作性能。因此为了进一步提升粗指向装置的性能,有必要对其进行优化设计。

3 多工况拓扑优化

考虑到粗指向装置对主体结构外形尺寸具有特定的要求,本文采用基于变密度法的拓扑优化方法对主体结构的材料分布进行优化^[16]。该优化结果不改变装置整体尺寸,以保证装置的光学特性不在优化过程中失效。

3.1 优化目标、约束条件与设计区域

根据第 2 节的内容,本文确定拓扑优化的目标及约束如下:

针对工况 1,本文选择 U_1 、 U_2 之和 C_1 作为目标函数,其反映了加速度载荷对反射镜的影响。为了防止优化后 U_1 、 U_2 出现过大的差距,在优化过程中,约束 U_1 、 U_2 之差的绝对值与 C_1 的比值 L_1 小于许用值。 C_1 和 L_1 为

$$C_1 = U_1 + U_2 \quad (4)$$

$$L_1 = \left| \frac{U_1 - U_2}{C_1} \right| \quad (5)$$

针对工况 2,本文选择 2 个反射镜的 U_{rms} 之和 C_2 作为目标函数,其反映了热载荷对反射镜面型精度的影响。为了防止在优化后 2 个反射镜的 U_{rms} 出现过大的差异,在优化过程中约束 2 个反射镜的 U_{rms} 之差的绝对值与 C_2 的比值 L_2 小于许用值。 C_2 和 L_2 为

$$C_2 = U_{rms1} + U_{rms2} \quad (6)$$

$$L_2 = \left| \frac{U_{rms1} - U_{rms2}}{C_2} \right| \quad (7)$$

式中: U_{rms1} 为左镜的面型均方根误差; U_{rms2} 为右镜的面型均方根误差。

在 2 个工况中,利用平均频率来描述装置受振动影响的程度,根据文献[17],平均频率计算公式为

$$C_{3,4} = \left[\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\lambda_i - \lambda_0)^{-1} \right]^{-1} \quad (8)$$

式中: C_3 为工况 1 下的平均频率; C_4 为工况 2 下的平均频率; m 为所包含频率的阶数,本文中取 3; λ_i 为结构的第 i 阶频率的数值; λ_0 为指定的频率参考值,在工况 1 中取 200,在工况 2 中取 50。本文使用所提方法克服了在以频率为目标的优化过程中,目标函数振荡、收敛缓慢等问题。

综上,本文将最小化 C_1 及最大化 C_3 作为工况 1 下的目标函数,以尽量减小装置被发射阶段的冲击载荷及振动所破坏的可能性;将最小化 C_2 及最大化 C_4 作为工况 2 下的目标函数,以尽量减小装置在轨运行时的恶劣热环境和星体振动对指向精度的影响。为了防止优化过程中单侧反射镜失效,设定 L_1 和 L_2 的许用值为 0.1。另外,优化过程中,还需约束装置的总质量保持不变。

为了避免优化结果影响反射镜、轴承的安装以及整个装置的锁定,在优化过程中,将等效轴承及相应的安装位置、2 个反射镜的安装位置、固定底座与输出镜筒下端的锁定位置设置为非设计区域,如图 7 中的浅色区域。其他部分为拓扑优化设计区域,如图 7 中的深色区域。

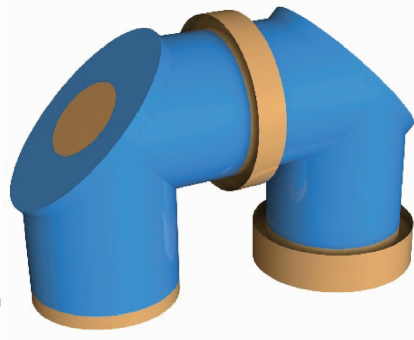


图 7 拓扑优化设计区域与非设计区域

Fig. 7 Design area and non-design area of topology optimization

3.2 优化数学模型及求解

本文使用变密度法求解所述的拓扑优化问题^[16],且利用折中规划法将 2 个工况下的优化目标转换为单个优化目标^[18-19],转换公式为

$$F(\rho) = \left[\sum_{i=1}^n \left(\frac{C_i(\rho) - C_i^0}{C_i^0} \right)^q \right]^{\frac{1}{q}} \quad (9)$$

式中: $F(\rho)$ 为转换的优化目标函数; $C_i(\rho)$ 为第 i 个以 ρ 为变量的目标函数值; C_i^0 为目标函数 C_i 的乌托邦点近似值; n 为目标函数的个数; q 为指数系数,在本文中取 2。

进而根据 3.1 节内容,建立优化数学模型如下:

$$\min_{\rho} F(\rho)$$
$$\text{s. t. } \begin{cases} \mathbf{K}\boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\lambda}\mathbf{M}\boldsymbol{\varphi}, \mathbf{K}\mathbf{U} = \mathbf{F} \\ \sum_{e=1}^{N^e} v_e \rho_e \leq V, 0 < \rho_{\min} \leq \rho_e \leq 1 \\ e = 1, 2, \cdots, N^e, L_j < 0.1, j = 1, 2 \end{cases} \quad (10)$$

式中： $\mathbf{K}$ 为刚度矩阵； $\mathbf{M}$ 为质量矩阵； $\boldsymbol{\lambda}$ 为模态特征值矩阵； $\boldsymbol{\varphi}$ 为模态特征向量矩阵； $\mathbf{U}$ 为结构位移向量； $\mathbf{F}$ 为施加外力向量； ρ_e 为单元密度； $\rho_{\min}$ 为单元密度的下界，其用于避免结构刚度矩阵的奇异； v_e 为单元体积； V 为体积约束上界； e 为单元序号； N^e 为单元总数； L_j 为第 j 个约束函数； j 为约束函数的序号。

本文利用可行方向法完成优化迭代计算，设置总体积不变，最小板厚 1 mm，最大板厚 5 mm。通过优化计算，得到图 8 所示的优化结果。其中，深色代表该区域板厚为 5 mm，浅色代表该区域板厚为 1 mm。

重新设计后的潜望式粗指向装置主体结构如图 9 所示。

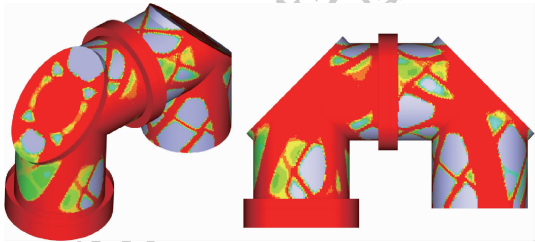


图 8 主体结构多目标拓扑优化结果

Fig. 8 Multi-objective topology optimization results of main structure

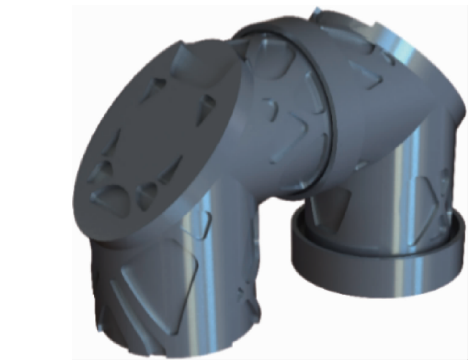


图 9 优化后的潜望式粗指向装置主体结构

Fig. 9 Main structure of optimized periscopic coarse pointing mechanism

3.3 优化前后结果对比

针对 2 个工况，对比优化前后反射镜的形变指标，如图 10 所示。优化后，左、右反射镜中心因加速度载荷产生的位移值分别下降了 25.8%、31.0%。左、右反射镜因热载荷产生的面型误差分别下降了 8.18%、32.9%。

优化后反射镜在工况 2 下不再产生中心凸起，优化前后的仿真结果如图 11 所示。

此外，针对 2 个工况，对比优化前后装置的振动特性，如表 1 所示。

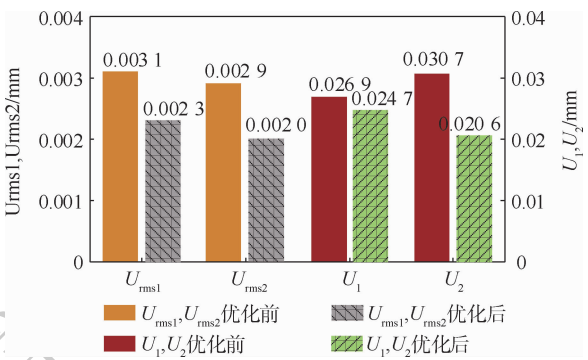
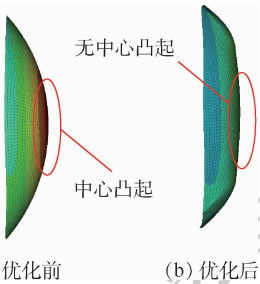


图 10 反射镜响应在优化前后的对比

Fig. 10 Comparison of reflection mirror response before and after optimization



(a) 优化前 (b) 优化后

图 11 优化前后工况 2 的镜面变形对比

Fig. 11 Comparison of mirror deformation under working condition 2 before and after optimization

表 1 优化前后前三阶频率对比

Table 1 Comparison of the first three orders frequencies before and after optimization

参数	优化前频率/Hz	优化后频率/Hz	频率变化率/%
λ_{11}	282.7	283.8	+0.4
λ_{12}	285.4	316.8	+11.0
λ_{13}	299.8	340.1	+13.4
λ_{21}	53.99	55.19	+2.2
λ_{22}	71.11	72.43	+1.9
λ_{23}	157.9	166.0	+5.1

表 1 显示，优化后，工况 1 下的前三阶频率分别提升 0.4%、11.0%、13.4%，工况 2 下的前三阶频率分别提升 2.2%、1.9%、5.1%。工况 2 下的模式主要受连接镜筒上轴承轴向刚度的影响，而在优化过程中，轴承为非设计区域，故工况 2 下的模式提升程度相对较低。经过优化，工况 1 下的第一阶模式从反射镜的局部模式变成了沿俯仰轴转动的整体模式，如图 12 所示，说明优化结果可以降低反射镜发生共振的可能性。

综上，优化后反射镜在发射过程中受破坏的

可能性得到了降低,在工作过程中指向精度受热环境与振动载荷的影响也得到了降低,优化效果明显。

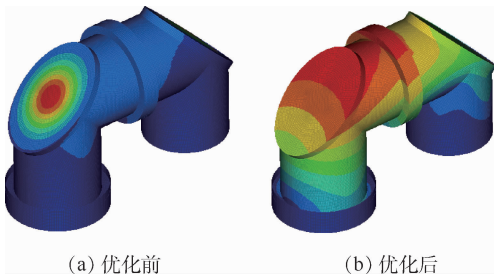


图 12 优化前后工况 1 的第一阶振型对比

Fig. 12 Comparison of first-order modes of vibration under working condition 1 before and after optimization

4 结 论

1) 本文提出了潜望式粗指向装置的有限元建模方法,建立了相应的有限元模型,分析了装置在发射阶段和在轨工作阶段 2 种工况下的性能。结果表明,加速度载荷与热载荷对装置性能的影响较大。

2) 提出一种多工况拓扑优化方法,对装置的主体结构进行优化设计。在本文的算例中,优化后的粗指向装置在重量不变的前提下,反射镜受加速度载荷产生的变形量减少 31.0%、受热变形影响产生的面型误差降低 32.9%;装置在发射阶段的前三阶频率分别提升 0.4%、11.0%、13.4%,在轨工作阶段的前三阶频率分别提升 2.2%、1.9%、5.1%;优化效果明显。

3) 本文的建模、分析与优化方法可以为同类型粗指向装置的设计提供参考。

参考文献 (References)

- [1] 王岭,陈曦,董峰.空间激光通信光端机发展水平与发展趋势[J].长春理工大学学报,2016,39(2):39-45.
WANG L, CHEN X, DONG F. Development level and trend for space laser communication optical transceiver[J]. Journal of Changchun University of Science and Technology, 2016, 39(2):39-45 (in Chinese).
- [2] 马东堂,魏急波,庄钊文.空间激光通信及应用[J].半导体光电,2003,24(2):139-144.
MA D T, WEI J B, ZHUANG Z W. Space laser communication and application[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2003, 24(2):139-144 (in Chinese).
- [3] 姜会林,安岩,张雅琳,等.空间激光通信现状、发展趋势及关键技术分析[J].飞行器测控学报,2015,34(3):207-217.
JIANG H L, AN Y, ZHANG Y L, et al. Analysis of the status quo, key technologies of space development trend and laser communication[J]. Journal of Aircraft Measurement and Con-

- trol, 2015, 34(3):207-217 (in Chinese).
- [4] 付强,姜会林,王晓曼,等.空间激光通信研究现状及发展趋势[J].中国光学,2012,5(2):116-125.
FU Q, JIANG H L, WANG X M, et al. Research status and development trend of space laser communication[J]. Chinese Optics, 2012, 5(2):116-125 (in Chinese).
- [5] 宋义伟.潜望式卫星光通信终端 45 度镜空间温变特性及影响研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2011:1-2.
SONG Y W. Characteristic of temperature change in 45-degree reflectors and its impact on the periscopic satellite laser communication terminals[J]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2011:1-2 (in Chinese).
- [6] 张百雷.星载激光通信光学天线设计及镜面热变形有限元分析[D].成都:电子科技大学,2006:25-60.
ZHANG B L. Design of spaceborne laser communication optical antenna and finite element analysis of mirror thermal deformation[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2006:25-60 (in Chinese).
- [7] 李晓峰,汪波,胡渝.在轨运行热环境下的天线镜面热变形对空地激光通信链路的影响[J].宇航学报,2005,26(5):581-585.
LI X F, WANG B, HU Y. Influence of mirror thermal distortion in thermosphere to space-to-ground laser communication links[J]. Journal of Astronautics, 2005, 26(5):581-585 (in Chinese).
- [8] 谭立英,宋义伟,马晶,等.温度对潜望式激光通信终端 SiC 反射镜性能影响[J].强激光与粒子束,2010,22(11):2545-2550.
TAN L Y, SONG Y W, MA J, et al. Effects of temperature distribution on performance of SiC reflectors in periscopic laser communication terminals[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2010, 22(11):2545-2550 (in Chinese).
- [9] 鄢永耀.空间激光通信光学天线及粗跟踪技术研究[D].北京:中国科学院大学,2016:69-72.
YAN Y Y. Research on optical antenna and coarse tracking technology of space laser communication[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2016:69-72 (in Chinese).
- [10] 谷果果.空间温度场对不同结构平面反射镜的性能影响研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013:44-59.
GU G G. Research on the effects of space temperature field on performance of different structures plane mirror[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013:44-59 (in Chinese).
- [11] 宋义伟,于思源,谭立英,等.空间温度场对平面反射镜面影响研究[J].宇航学报,2010,31(3):868-874.
SONG Y W, YU S Y, TAN L Y, et al. The effects of temperature distribution in space on the figure of reflectors[J]. Journal of Astronautics, 2010, 31(3):868-874 (in Chinese).
- [12] 张执南,丁为民,马会防.基于板理论的轴承刚度简化模型[J].轴承,2015(4):7-11.
ZHANG Z N, DING W M, MA H F. Simplified model of bearing stiffness based on plate theory[J]. Bearing, 2015(4):7-11 (in Chinese).
- [13] TRITTONI L, MARTINI M, SPA A S. Force-limited acceleration spectra derivation by random vibration analysis: Methodological cases and industrial application[C]// Proceedings of the 6th

DCSS Conference,2004.

[14] BARHO R, SCHMID M. Coarse pointing and fine pointing mechanism (CPA and FPA) for an optical communication link [C] // Proceedings of the 10th European Space Mechanisms and Tribology Symposium,2003:89-96.

[15] 李晓峰,张百雷,林密. 影响星载光学镜面热变形的部分因素分析[J]. 电子科技大学学报,2005,34(6):786-789.

LI X F,ZHANG B L,LIN M. Partial factor analysis of effect reflector surface thermal distortion on satellite [J]. Journal of UEST of China,2005,34(6):786-789(in Chinese).

[16] BENDSOE M P, SIGMUND O. Topology optimization theory, methods and applications[M]. 2nd ed. Berlin:Springer,2004:4-6.

[17] MA Z D,KIKUCHI N,CHENG H C. Topological design for vibrating structures[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering,1995,121(1-4):259-280.

[18] MARLER R T,ARORA J S. Survey of multi-objective optimization methods for engineering[J]. Structural and Multidisciplinary Optimization,2004,26(6):369-395.

[19] 范文杰,范子杰,苏瑞意. 汽车车架结构多目标拓扑优化方法研究[J]. 中国机械工程,2008,19(12):1505-1508.

FAN W J,FAN Z J,SU R Y. Study on multi-objective topology optimization method for automobile frame structure [J]. China Mechanical Engineering,2008,19(12):1505-1508(in Chinese).

作者简介:

赵瑞杰 男,博士研究生。主要研究方向:航天结构的设计分析与优化。

王春洁 女,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:数字化设计与仿真分析。

Multi-working-condition topology optimization of coarse pointing mechanism for periscopic laser communication

ZHAO Ruijie¹, WANG Chunjie^{1,2,*}, YAN Su¹

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. State Key Laboratory of Virtual Reality Technology and Systems, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Laser communication technology has wide application prospects. The coarse pointing mechanism for periscopic laser communication is taken as the research object. The equivalent finite element modeling method of the mechanism is proposed, and then the corresponding finite element model is established. The effects of acceleration load and temperature load on the performance of the mechanism in the launch stage and the on-orbit working stage are analyzed. The multi-working-condition topology optimization method is used to optimize the main structure of the mechanism for improving the working performance of the mechanism. The optimization objective is to maximize the weighted average of the first three order frequencies of the mechanism under launch and working conditions, minimize the mirror central deformation during launch, and minimize the mirror surface error of thermal deformation during on-orbit working. The constraints are the mass of the mechanism and the gap between the response of the left and right mirrors. The feasible direction method is used to complete the optimization iteration calculation. After optimization, the fundamental frequencies of the mechanism under two working conditions increase. The central deformation and surface error of mirrors are reduced. The overall performance of the mechanism is improved significantly.

Keywords: pointing mechanism; finite element modeling; structure performance; topology optimization; multi-working-condition

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0579

基于 XFEM-CZM 耦合法的胶接接头裂纹 扩展分析及强度预测



周伟, 张超*, 甘淑媛

(江苏大学 机械工程学院, 镇江 212013)

摘 要: 采用扩展有限元法(XFEM)和内聚力模型(CZM)相耦合的方法,分析胶接接头胶层内部裂纹扩展、界面脱粘分层现象。采用内聚力单元和内聚力接触描述胶层/板材界面,建立单/双搭接接头有限元模型。预测拉伸载荷下接头的强度性能并与已有试验数据对比分析,验证 XFEM-CZM 耦合法的可行性及内聚力单元和内聚力接触 2 种界面建模方法的有效性。模拟裂纹从胶层内部扩展至胶层/板材界面并引起界面脱粘分层的过程,分析其损伤失效机理。讨论初始裂纹长度和界面刚度、强度及应变能释放率对胶接接头强度性能的影响。结果表明:胶接接头强度随初始裂纹长度增加而降低,且在双搭接接头模型中表现更为明显;界面刚度、强度对胶接接头强度影响较大而应变能释放率的影响较小。

关 键 词: 胶接接头; 扩展有限元法(XFEM); 内聚力模型(CZM); 裂纹; 界面脱粘
中图分类号: V258.3; TB332

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)11-2121-10

胶接广泛应用于航空航天、国防军工等高新技术领域。相较于焊接、铆接、螺栓连接等传统机械连接方式,胶接能够避免应力集中现象,减轻连接件重量且设计灵活。胶接常用于结构复杂、无法一次成型的零部件的连接以及不同材料结构件之间的连接;同时胶接也常用于复合材料结构件损伤的修复^[1]。常见的胶接接头形式有单搭接、双搭接以及斜搭接,其中单搭接制造简单,应用广泛,但单搭接受载荷偏心率的影响会产生二次弯曲^[2];双搭接、斜搭接在胶接区域的峰值应力相对较小,有更好的连接性能。Kinloch^[3]对比分析了铝合金板材单、双搭接接头上的剪切应力分布,发现双搭接接头界面处的峰值应力比单搭接接头峰值应力小。Shin 和 Lee^[4]评估了单

搭接和双搭接接头的强度性能,研究发现,相比于单搭接接头,双搭接接头在中间板材的末端区域,胶层的法向应力与剪切应力分布更均匀,峰值应力更小。

目前,采用有限元仿真是研究典型载荷下胶接接头胶层裂纹扩展、界面脱粘问题的主要技术手段。基于 Traction-Separation 法则的内聚力模型(CZM)常用于模拟材料内部以及不同材料界面的损伤失效。Ribeiro 等^[5]采用内聚力单元(Cohesive Element)来代表胶层,研究了拉伸载荷下单搭接接头的损伤性能。Moya-Sanz 等^[6]将胶层参数赋予内聚力单元,分析了不同接头形状对接头强度的影响。基于内聚力单元的胶层建模方便快捷,可以有效预测胶接接头的强度;但采用内

收稿日期: 2019-11-11; 录用日期: 2019-12-06; 网络出版时间: 2019-12-26 10:40

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191225.1753.002.html

基金项目: 江苏省自然科学基金(BK20180855); 中国博士后科学基金(2018M640459); 机械结构力学及控制国家重点实验室开放课题(南京航空航天大学)(MCMS-E-0219Y01)

* 通信作者。E-mail: zhangchao@ujs.edu.cn

引用格式: 周伟, 张超, 甘淑媛. 基于 XFEM-CZM 耦合法的胶接接头裂纹扩展分析及强度预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2121-2130. ZHOU W, ZHANG C, GAN S Y. Crack propagation analysis and strength prediction of bonded joints based on XFEM-CZM coupling method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2121-2130 (in Chinese).

聚力单元只能模拟预设层内的裂纹扩展,无法描述一定厚度胶层内部的裂纹扩展。

采用扩展有限元法(XFEM),能够在选定的损伤起始准则下,准确模拟裂纹在胶层内部的扩展情况,近年来常用于胶接接头应力分布分析、胶层损伤扩展模拟及接头强度预测。Santos 和 Campilho^[2]采用 XFEM 评估了双搭接接头的强度并与试验数据对比,获得了较好的预测结果。Xará 和 Campilho^[7]针对 L 型复合材料单搭接接头,基于 XFEM 模拟了拉伸载荷下胶层的裂纹扩展,对比分析了不同损伤起始准则下的接头强度预测值,研究发现,采用最大应力准则和二次应力准则获得的预测结果与试验数据较为接近。

在载荷工况下,胶接接头中胶层与板材界面易于出现脱粘现象,同时胶层内部裂纹与界面脱粘损伤之间存在相互影响。近年来,一种 XFEM 和 CZM 相结合的数值分析方法可以更好地描述这一耦合失效模式,引起了学者们的关注。Mubashar 等^[8]基于 XFEM-CZM 耦合法,模拟了单搭接接头胶层倒角区域的裂纹扩展情况,胶层内部初始裂纹在拉伸载荷下,同时向界面处与胶层外侧扩展,引起胶层开裂与界面分层。Stuparu 等^[9]研究了含 2 条初始裂纹的铝-碳纤维复合材料单搭接接头在拉伸载荷下的裂纹扩展,并探讨了厚度参数对接头强度的影响。冯威等^[10]针对斜接修补复合材料胶层,将 XFEM 与 CZM 结合,实现了胶层内部缺陷与界面脱粘耦合现象的描述。此外,Zhi 等^[11]采用内聚力接触(Surface-based Cohesive Contact)和 XFEM 相结合的方式,模拟了横向拉伸载荷下单向复合材料的细观损伤演化过程。

目前,关于 XFEM-CZM 耦合法在胶接接头力学性能分析方面的研究还较为有限,对胶层裂纹与界面脱粘损伤之间相互作用的研究还处于探索阶段;相关研究主要基于单搭接接头,对双搭接、斜搭接接头的性能分析工作较少;且缺乏内聚力单元和内聚力接触在 XFEM-CZM 耦合法中有效性的对比分析,对此需要展开进一步的研究。本文基于 XFEM-CZM 耦合法,采用内聚力单元和内聚力接触描述胶层/板材界面,建立单/双搭接接头有限元模型;模拟胶层内部裂纹扩展及界面脱粘现象,并预测接头拉伸强度;与已有文献[12]试验数据对比,验证内聚力单元和内聚力接触 2 种界面建模方法与 XFEM 耦合的可行性和适用性。探讨初始裂纹长度、界面性能参数对接头强度的影响规律。

1 数值方法与损伤模型

1.1 扩展有限元法

XFEM 是由美国西北大学 Belytschko 等^[13]于 1999 年首次提出,是一种解决断裂力学问题的新的有限元方法。经过 20 年的发展,XFEM 已成为计算不连续力学问题的一种有效数值方法。XFEM 采用独立于网格划分的思想解决裂纹扩展等不连续问题,在保留传统有限元所有优点的同时,并不需要对结构内部存在的裂纹等缺陷进行网格划分,对网格依赖程度低,裂纹无需与网格边界重合,裂纹扩展时也无需对网格进行重构,裂纹尖端位置也无需进行网格加密处理,在处理裂纹扩展问题方面优势十分明显。

XFEM 基于单位分解思想^[14-15],在传统有限元的基础上加入反映裂纹面和裂纹尖端的位移插值函数,表示为

$$\mathbf{u}^h(\mathbf{x}) = \sum_{I \in N} N_I(\mathbf{x}) \left(\mathbf{u}_I + H(\mathbf{x}) \mathbf{a}_I + \sum_{\alpha \in I} F_{\alpha}(\mathbf{x}) \mathbf{b}_I^{\alpha} \right) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}^h(\mathbf{x})$ 为位移插值函数; $N_I(\mathbf{x})$ 为标准有限元的形函数; I 为整个裂纹区域的点集; $F_{\alpha}(\mathbf{x})$ 为裂纹尖端附近位移场函数; $\mathbf{u}_I$ 、 $\mathbf{a}_I$ 、 $\mathbf{b}_I^{\alpha}$ 为节点位移; $H(\mathbf{x})$ 为穿过裂纹面的不连续跳跃函数,可取为 Heaviside 函数:

$$H(\mathbf{x}) = \begin{cases} 1 & (\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) \cdot \mathbf{n} \geq 0 \\ -1 & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为高斯样本点; $\mathbf{x}^*$ 为位于裂纹上距离 $\mathbf{x}$ 最近的点; $\mathbf{n}$ 为单位外法线矢量。

在 XFEM 中,水平集法被用来描述裂纹面或夹杂界面的位置以及追踪裂纹的扩展。采用比界面维数高一维的零水平集函数 $\phi(\mathbf{x}(t), t)$ 来描述与网格无关的间断。在计算的过程中,间断上的点始终满足:

$$\phi(\mathbf{x}(t), t) = 0 \quad (3)$$

空间中满足这一条件的点形成一个集合 $\gamma(t)$ 。

一种常用的水平集函数构造方法是符号距离函数:

$$\phi(\mathbf{x}, t) = \pm \min_{\mathbf{x}_y \in \gamma(t)} \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_y\| \quad (4)$$

式中: $\mathbf{x}_y$ 为 $\gamma(t)$ 上的动点。

对于有端点的间断,用水平集函数 g 反映裂纹尖端每一个端点的位置。端点 $\mathbf{x}_i$ 相对应的水平集函数可表示为

$$g_i = (\mathbf{x} - \mathbf{x}_i) \cdot \frac{\mathbf{v}_i}{\|\mathbf{v}_i\|} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{v}_i$ 为端点 $\mathbf{x}_i$ 的移动速度。

通过构造符号距离函数的方法,裂纹面 Γ_c 的位置可表示为

$$\Gamma_c = \{\mathbf{x} \in \Omega | f(\mathbf{x}) = 0 \text{ 且 } g(\mathbf{x}, t) > 0\} \quad (6)$$

式中: Ω 为求解域。

对于混合模式下的裂纹扩展,目前普遍应用的断裂判据有最大主应力准则、最小应变能密度因子准则、最大能量释放率准则等^[16]。其中,最大主应力准则在工程界的应用最为广泛,该准则假定裂纹沿着最大周向拉应力 σ_θ 达到最大值的方向开裂,且当最大拉应力强度因子 $K_{\theta_{\max}}$ 达到临界值 K_{θ_c} 时,裂纹失稳扩展。其断裂准则为

$$K_{\theta_{\max}} = \cos \frac{\theta_0}{2} \left(K_I \cos^2 \frac{\theta_0}{2} - \frac{3K_{II}}{2} \sin \theta_0 \right) = K_{\theta_c} \quad (7)$$

式中: θ_0 为开裂角; K_I 和 K_{II} 分别为 I 型和 II 型裂纹应力强度因子。

1.2 胶层的裂纹起始和扩展准则

本文基于 ABAQUS 商业有限元软件平台,采用 XFEM 对胶层内部的裂纹扩展进行分析。采用最大主应力准则来判断胶层裂纹的起始开裂。

$$f = \frac{\langle \sigma_{\max} \rangle}{\sigma_{\max}^0} \quad (8)$$

式中: $\sigma_{\max}$ 为最大主应力;“ $\langle \rangle$ ”为 Macaulay 算子,表示在压缩载荷下不会产生新裂纹; $\sigma_{\max}^0$ 为最大许用应力。当 f 的值达到 1 时,裂纹开始扩展。当满足损伤起始准则后,材料进入损伤演化阶段。损伤演化规律有基于位移与基于能量 2 种方式^[17]。本文在 XFEM 区域采用基于能量的 Power Law 法则:

$$\left\{ \frac{G_I}{G_{Ic}} \right\} + \left\{ \frac{G_{II}}{G_{IIc}} \right\} + \left\{ \frac{G_{III}}{G_{IIIc}} \right\} = 1 \quad (9)$$

式中: G_I 、 G_{II} 、 G_{III} 分别为胶层 I、II、III 型裂纹的应变能释放率; G_{Ic} 、 G_{IIc} 、 G_{IIIc} 分别为对应胶层临界应变能释放率。用损伤变量来表示裂纹所在单元的整体损伤,随着损伤的演化,损伤变量值从 0 演变为 1,其中 1 表示富集单元完全开裂。

1.3 界面损伤模型

本文采用 CZM 来模拟胶层/板材的界面脱粘分层现象。ABAQUS 提供了内聚力单元和内聚力接触 2 种界面建模方式。对于内聚力单元,可以直接对界面的材料属性进行定义;而内聚力接触通过设定“粘接”接触的方式来模拟界面间的脱粘损伤^[18],内聚力接触是一种接触属性而不是材料属性。界面双线性 Traction-Separation 本构如图 1 所示。图中: A 点为界面单元最大应力处, B

点为界面单元完全失效点, C 点为 AB 段任一关键点,在 AB 段卸载时,载荷将沿 OC 段下降, δ_n^f 和 δ_{shear}^f 分别为正拉和剪切模式下的完全损伤位移。

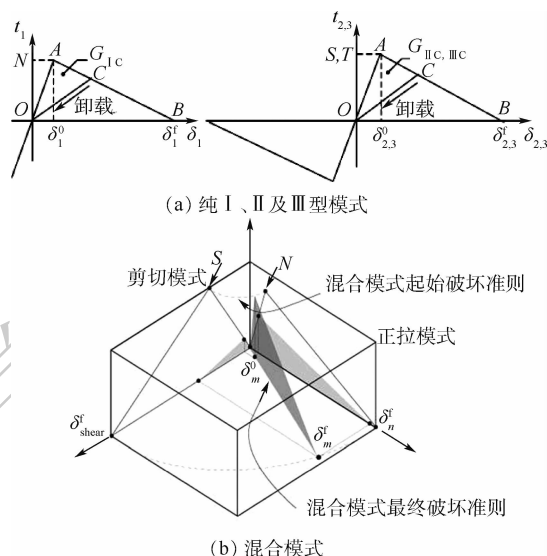


图 1 界面双线性 Traction-Separation 本构

Fig. 1 Bilinear Traction-Separation model of interface

纯 I、II 及 III 型模式如图 1(a) 所示,单一模式下界面损伤起始点对应的界面相对位移 δ_1^0 、 δ_2^0 、 δ_3^0 ,有

$$\begin{cases} \delta_1^0 = \frac{N}{k_1} \\ \delta_2^0 = \frac{S}{k_2} \\ \delta_3^0 = \frac{T}{k_3} \end{cases} \quad (10)$$

式中: N 为界面法向强度; S 和 T 为界面剪切强度; k_1 和 k_2 、 k_3 分别为界面法向和切向刚度。

完全失效点对应的界面相对位移 δ_1^f 、 δ_2^f 、 δ_3^f ,有

$$\begin{cases} \delta_1^f = \frac{2G_{Ic}}{N} \\ \delta_2^f = \frac{2G_{IIc}}{S} \\ \delta_3^f = \frac{2G_{IIIc}}{T} \end{cases} \quad (11)$$

实际中,界面损伤起始、扩展一般在混合模式载荷作用下产生,混合模式下界面双线性 Traction-Separation 本构关系如图 1(b) 所示。本文假设界面剪切向强度 $S = T$,界面应变能释放率 $G_{IIc} = G_{IIIc}$,界面刚度 $k_1 = k_2 = k_3 = K$ 。

定义混合模式下界面相对位移 δ_m 为

$$\delta_m = \sqrt{\langle \delta_1 \rangle^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2} = \sqrt{\langle \delta_1 \rangle^2 + \delta_{shear}^2} \quad (12)$$

式中: δ_1 和 δ_2 、 δ_3 分别为法向和 2 个切向的相对

位移; δ_{shear} 为界面单元切向相对位移; $\langle x \rangle$ 为 Ma-caulay 算子,其定义为

$$\langle x \rangle = \begin{cases} 0 & x \leq 0 \\ x & x \geq 0 \end{cases} \quad (13)$$

定义参数 $\beta = \delta_{\text{shear}}/\delta_1$, 界面损伤起始准则采用二次应力准则,可得混合模式下的初始损伤位移 δ_m^0 ,上标 0 表示初始值,其表达式为

$$\delta_m^0 = \begin{cases} \delta_1^0 \delta_{\text{shear}}^0 \sqrt{\frac{1 + \beta^2}{(\delta_{\text{shear}}^0)^2 + (\beta \delta_1^0)^2}} & \delta_1 > 0 \\ \delta_{\text{shear}}^0 & \delta_1 \leq 0 \end{cases} \quad (14)$$

界面最终失效采用二次应变能释放率准则,可得到混合模式下的界面完全损伤位移 δ_m^f ,表达式为

$$\delta_m^f = \begin{cases} \frac{2(1 + \beta^2)}{K \delta_m^0} \left[\left(\frac{1}{G_{\text{IC}}} \right)^2 + \left(\frac{\beta^2}{G_{\text{IIC}}} \right)^2 \right]^{-1/2} & \delta_1 > 0 \\ \sqrt{(\delta_2^f)^2 + (\delta_3^f)^2} & \delta_1 \leq 0 \end{cases} \quad (15)$$

定义混合模式下界面最大相对位移 δ_m^{max} 为

$$\delta_m^{\text{max}} = \max \{ \delta_m^{\text{max}}, \delta_m \} \quad (16)$$

考虑到界面损伤的不可逆性,界面损伤变量 d 的演化规律为

$$d = \frac{\delta_m^f (\delta_m^{\text{max}} - \delta_m^0)}{\delta_m^{\text{max}} (\delta_m^f - \delta_m^0)} \quad d \in [0, 1] \quad (17)$$

2 单/双搭接接头有限元模型

2.1 材料参数

在本文单/双搭接接头有限元模型中,板材材料为 AW6082/T651 铝合金,胶层材料为 AV138 环氧树脂,材料力学性能参数选自文献[19],列于表 1 中。

表 1 AW6082/T651 和 AV138 材料参数^[19]

Table 1 Material parameters of AW6082/T651 and AV138^[19]

参数	AW6082/T651	AV138
E/MPa	70 070	4 890
ν	0.33	0.35
δ_f/MPa	324	39.45
τ_f/MPa		30.2
$G_{\text{IC}}/(\text{N} \cdot \text{mm}^{-1})$		0.2
$G_{\text{IIC}}/(\text{N} \cdot \text{mm}^{-1})$		0.38

注: E —弹性模量; ν —泊松比; δ_f —法向强度; τ_f —剪切强度。

2.2 几何模型

单/双搭接接头的二维模型如图 2 所示。其中,双搭接接头模型在左板下边界处关于水平方

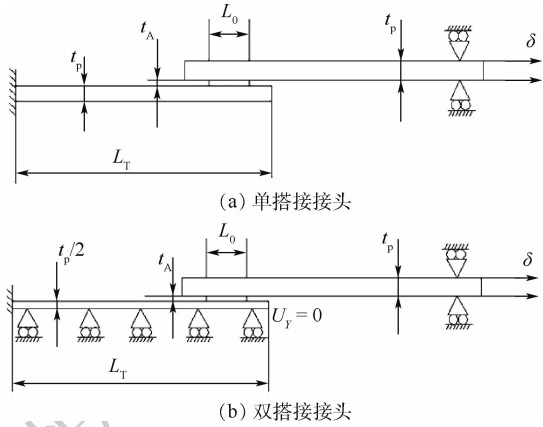


图 2 单/双搭接接头几何模型

Fig.2 Geometrical models of single- and double-lap joints

向对称,故后续有限元建模时取 1/2 模型进行分析,限制对称边界在对称方向上的位移 U_y 。

图 2 中,胶层厚度 $t_A = 1 \text{ mm}$,胶层长度 $L_0 = 20 \text{ mm}$,上下铝合金板材长度 $L_T = 100 \text{ mm}$,板材厚度 $t_p = 5 \text{ mm}$,板材宽度为 25 mm 。接头左端被夹持而完全固定,在右端施加水平方向的位移载荷 δ 。在胶层左侧沿厚度方向 1/2 处预设 5 mm 的初始裂纹。胶层用 XFEM 进行定义,胶层/板材界面采用内聚力单元和内聚力接触 2 种不同方法建立有限元模型。

2.3 有限元模型

对于单/双搭接接头有限元模型,板材单元尺寸为 $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$;胶层单元沿水平方向尺寸为 0.2 mm 。胶层沿厚度方向采用了 bias 功能,对裂纹扩展区域网格进行加密处理,保证模型计算的收敛性,同时减少计算时间。沿着裂纹的扩展方向布种数为 30,比例为 5,胶层网格数量为 1 500。板材与胶层的网格类型采用平面应变单元 CPE4。

对于 CZM,内聚力单元和内聚力接触采用相同的参数,界面的材料属性与胶层的材料属性相同^[12],界面材料参数列于表 2。为准确计算内聚力模型内的应力场,内聚力单元网格密度必须足够密,本文设定内聚力单元长度为 0.1 mm 。界面刚度应设定为一个足够大的值,保证在线弹性阶段不发生界面过早分离^[11],本文的界面初始刚度设定为 10^6 N/mm 。采用内聚力单元建模需要在胶层与板材之间预设一层内聚力单元,并通过 Tie 的方式分别与胶层和板材绑定,如图 3 所示。而采用内聚力接触,只需在界面处采用 CZM 接触属性,无需划分额外单元。

在 ABAQUS 隐式算法中,通过引入 CZM 来模拟裂纹扩展等高度不连续问题,极易产生计算不收敛的现象。通过给内聚力单元添加阻尼的方

表 2 界面性能参数

Table 2 Parameters of interface properties

参数	数值
$K/(\text{N}\cdot\text{mm}^{-3})$	1×10^6
N/MPa	39.45
$S=T/\text{MPa}$	30.2
$G_{\text{Ic}}/(\text{mJ}\cdot\text{mm}^{-2})$	0.2
$G_{\text{IIc}}=G_{\text{IIIc}}/(\text{mJ}\cdot\text{mm}^{-2})$	0.38

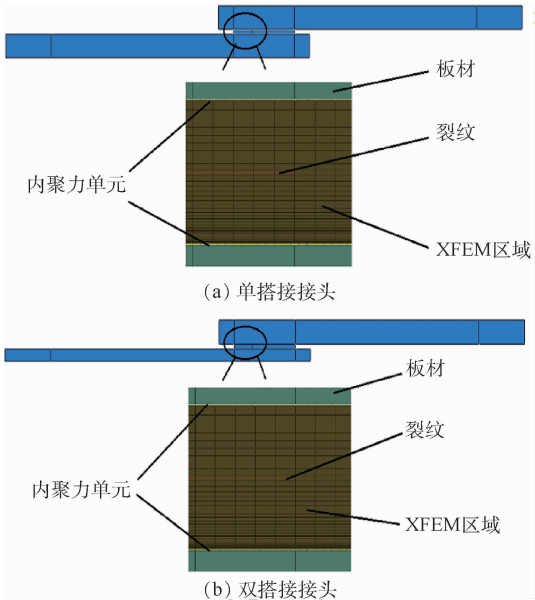


图 3 XFEM/内聚力单元耦合有限元模型

Fig.3 Finite element model using XFEM/cohesive element coupling method

式来改善有限元模型的收敛性被证实为一条有效途径。黏度系数的选择对模型的收敛性、计算时间、结果精度都有一定的影响,过小的黏度系数无法有效改善收敛性,过大会降低计算精度且对损伤演化有延缓作用。通常黏度系数的取值在 $10^{-3}\sim 10^{-5}$ 对计算结果的影响可以被忽略^[20-22]。本文内聚单元黏度系数设为 10^{-3} ,引入黏度系数后模型收敛情况得到明显改善,经计算对比,黏度系数的引入对预测强度的影响较小。

3 数值验证与参数讨论

3.1 数值验证

本文考虑了网格密度对模拟结果的影响,预测了不同胶层网格下,单搭接接头的最大载荷及对应的位移。胶层网格数量分别为 750、1 500、3 000 和 6 000 时得出的预测数据列于表 3。可以看出,当胶层网格数量大于 1 500 时,网格密度对胶接接头强度的影响较小。本文计算模型初始网格密度可以在满足计算精度的前提下减小计算时间。

为了验证本文所用方法的正确性,首先建立了 XFEM 与内聚力单元和内聚力接触耦合的 2 种

表 3 网格数量对单搭接接头最大载荷-位移预测结果的影响

Table 3 Influence of element number on predicted maximum load-displacement results of single-lap joint

网格数量	最大载荷/N	位移/mm
750	5 602.63	0.201
1 500	5 544.73	0.193
3 000	5 543.71	0.192
6 000	5 407.28	0.190

单搭接二维模型,并在拉伸载荷下,得出载荷-位移曲线,如图 4(a)所示。

在曲线上升阶段,随着载荷的逐渐增大,胶层开始出现损伤,裂纹沿着最大主应力法向扩展。在曲线最高点,初始裂纹扩展至界面处,并开始引起界面脱粘的产生。随后裂纹沿界面扩展,直至单搭接接头完全破坏失效。仿真得出的接头失效形式与文献[8]的试验现象一致;与文献[12]的模拟结果对比,裂纹的扩展路径完全一致。在试验数据上,2 种界面建模方法得到的预测强度高于文献[12]中的试验值,接头失效时对应的位移量比试验值小,如表 4 所示。这可能是由于本文有限元模型中未考虑接头制造缺陷的缘故。

鉴于单搭接接头模型的可行性,采用同样的方式对双搭接接头的强度进行预测。对于双搭接接头,由于缺少相应的试验对比数据,本文仅采用

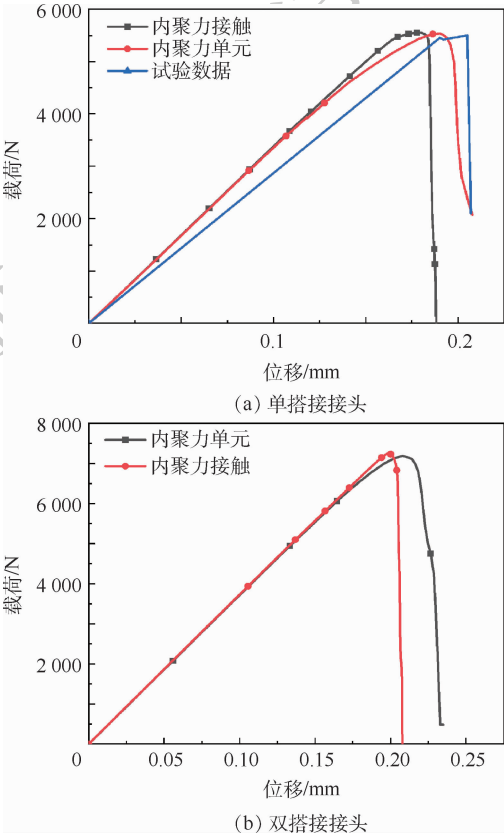


图 4 搭接接头的载荷-位移曲线

Fig.4 Load-displacement curves of lap joints

表 4 单搭接模型最大载荷-位移数据与试验数据对比

Table 4 Comparison of maximum load-displacement result and test result for single-lap joint model

数据及相对误差		最大载荷/N	位移/mm
试验数据		5 500.2	0.205
仿真数据	内聚力单元	5 535	0.190
	内聚力接触	5 551	0.178
	内聚力单元	0.6	7.3
相对误差/%	内聚力接触	0.9	17.0

XFEM 与内聚力单元和内聚力接触耦合的 2 种建模方式,对双搭接接头的强度进行数值预测和对比分析。双搭接接头模型得出的载荷-位移曲线如图 4(b) 所示。2 种建模方法得到的曲线和强度预测值都非常接近,可认为 XFEM-CZM 耦合方法同样适用于双搭接接头模型。

3.2 裂纹扩展及界面脱粘分析

在拉伸载荷下,初始裂纹的右端最先满足损伤起始准则,裂纹贯穿附近的富集单元开始扩展,并最终穿透整个胶层内部,如图 5 所示(未显示单元变形情况)。图中 STATUSXFEM 表示扩展有限元的单元状态,范围在 0~1 之间,1 表示单元

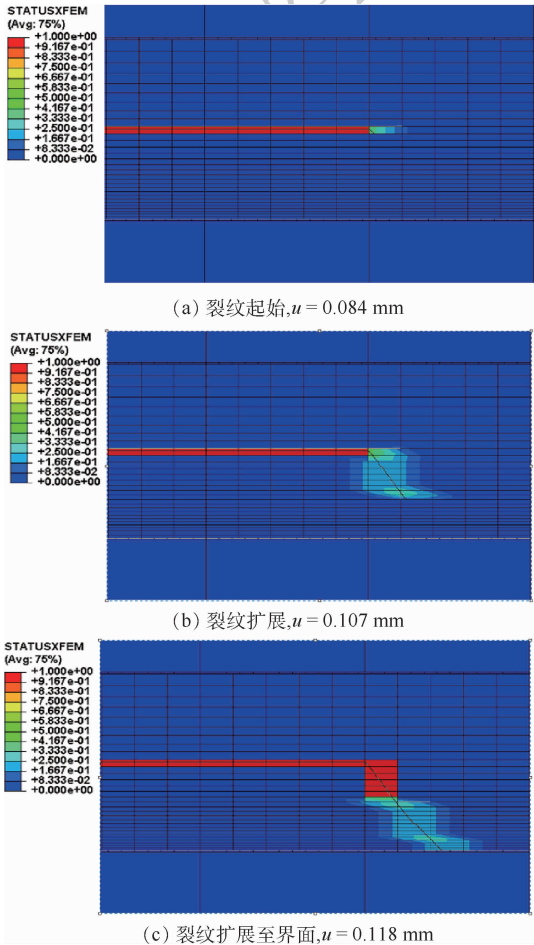


图 5 裂纹在胶层中的起始、扩展过程
Fig. 5 Crack initiation and propagation process in adhesive layer

完全损伤,无单位。当轴向位移 u 加载到 0.084 mm 时,达到损伤起始应力值,裂纹开始扩展并穿透一个单元;当轴向位移加载到 0.118 mm 时,裂纹扩展到胶层/板材界面处;随着位移的继续增加,裂纹沿界面继续向前扩展。

本文中设定内聚力单元的损伤变量达到 0.98 时,内聚力单元失效删除,以达到模拟裂纹沿着界面逐渐扩展的效果。在单搭接接头模型中,分别用 2 种界面建模方法得到的界面分层情况分别如图 6(a) 和图 6(b) 所示。图中 SDEG 表示单元的尺寸刚度梯度,范围在 0~1 之间,1 表示完全损伤,无单位。当轴向位移加载到 0.143 mm 时,部

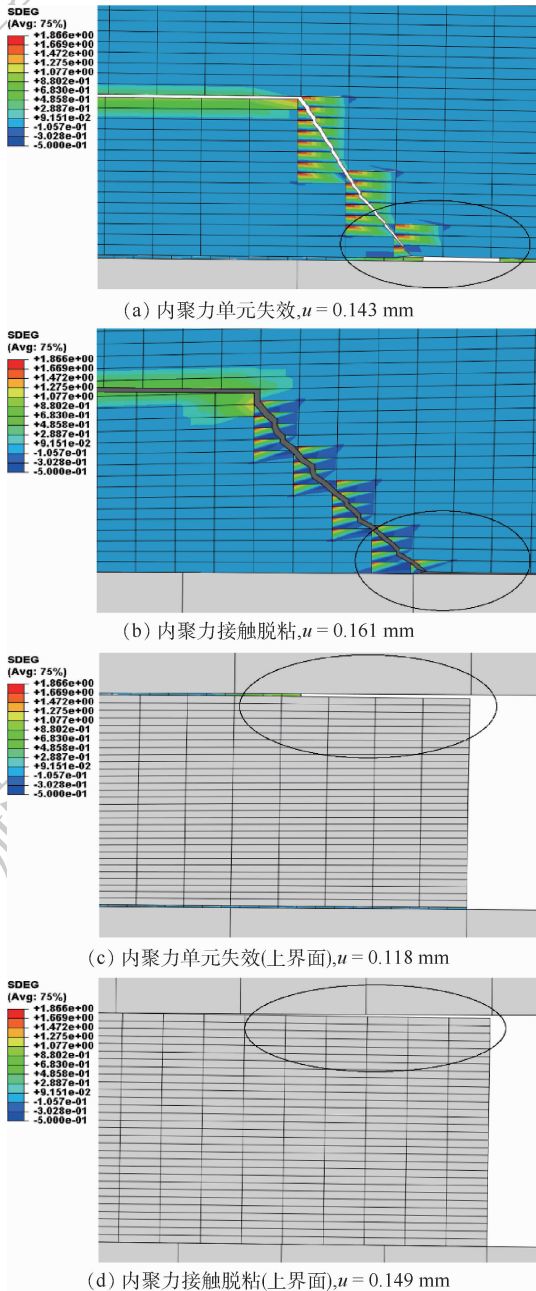


图 6 2 种不同界面建模方法的界面分层情况对比
Fig. 6 Comparison of interface debonding between two interface modeling methods

分内聚力单元失效删除,产生界面分层现象。对于内聚力接触模型,在轴向位移为 0.161 mm 时,胶层与板材部分脱粘,界面出现分层。

值得注意的是,同样的分层现象也会发生在胶层上表面的右端与板材的交界处。内聚力单元和内聚力接触的脱粘分层效果如图 6(c)和图 6(d)所示,界面沿着与位移加载相反的方向逐渐分层,在双搭接接头模型中也观察到了类似的现象。

3.3 参数的影响

3.3.1 初始裂纹长度的影响

本文采用 XFEM 与内聚力单元耦合的模型(以下讨论均采用该模型),探讨不同初始裂纹长度对搭接接头强度的影响。初始裂纹位置在胶层左侧沿厚度方向 1/2 处,长度分别为 3、5 和 7 mm,预测的载荷-位移曲线如图 7 所示。结果表明:搭接接头的强度随着初始裂纹长度的增大而下降;在双搭接接头中,强度下降更为明显,且对应的失效位移也随之减小。这是由于随着初始裂纹长度增加,胶层内初始贯穿缺陷增大,载荷下越容易引起裂纹扩展,胶层失效并影响胶接接头强度;而在双搭接接头模型中有 2 层胶层,即预设裂纹为 2 条,初始缺陷的增加及相互影响,使得初始裂纹

长度对双搭接接头强度的影响变大。此外,不同长度的裂纹,在相同的位移载荷下,裂纹的扩展路径大致相同;以 130°左右的角度扩展至界面,并引起界面出现分层;不同初始长度裂纹在胶层内部扩展的长度接近一致。

为了更加直观地了解裂纹对结构承载能力的影响,本文对比了无初始裂纹的接头失效情形。模拟结果发现,在不含初始裂纹的情况下,胶层的左下角界面最先出现分层现象,随后在临近区域有小裂纹出现。随着载荷的增大,界面进一步分层,裂纹向界面处扩展。此外,接头的强度有一定提高,对应的失效位移无明显变化。

3.3.2 界面参数的影响

界面刚度、界面强度和断裂能释放率是内聚力模型的 3 个重要参数,本文分别讨论了这 3 个参数对胶接接头强度预测值的影响。

1) 界面刚度

不同界面刚度搭接接头的载荷-位移曲线预测结果如图 8 所示。胶接接头的失效位移随着界面刚度的增大而减少。当界面刚度取值在 $1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^7 \text{ N/mm}^3$ 时,胶接接头强度值吻合较好,计算收敛性也有所提高,因此搭接接头有限元建

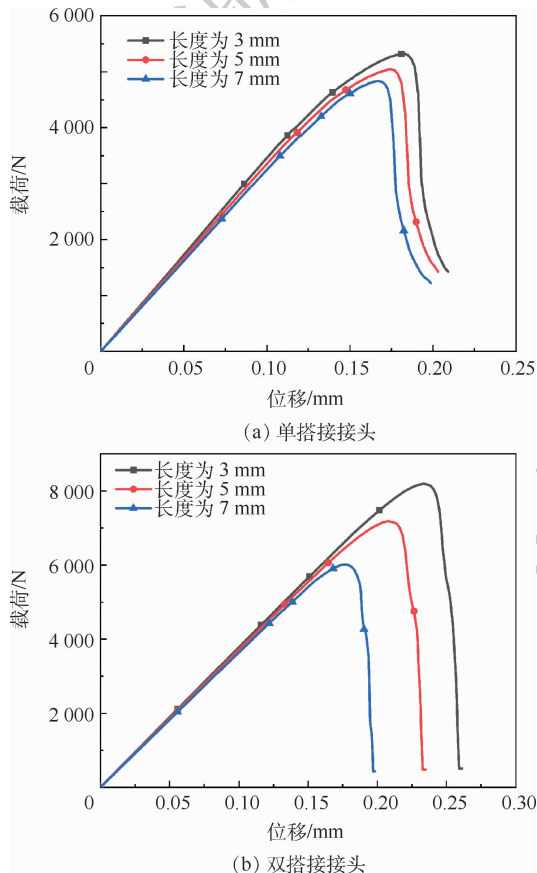


图 7 搭接接头载荷-位移曲线随裂纹长度的变化

Fig. 7 Variation of load-displacement curves with crack length for lap joints

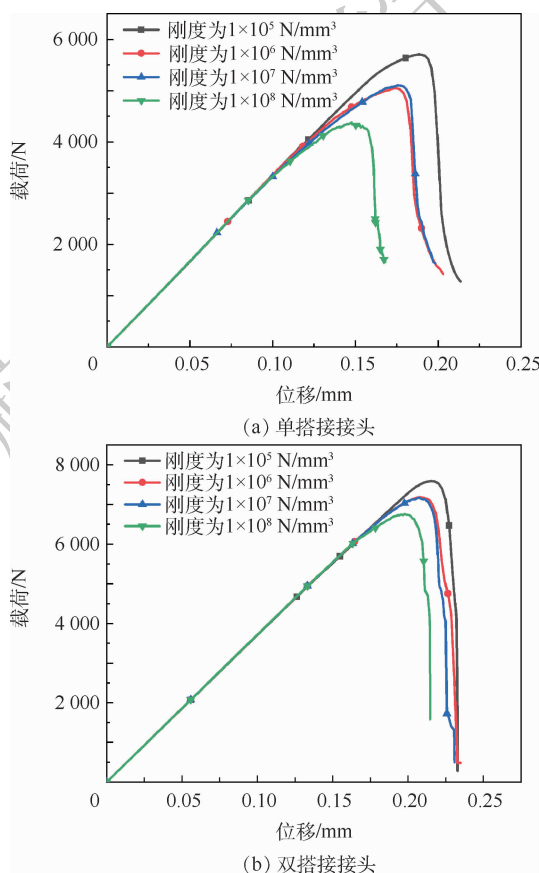


图 8 搭接接头载荷-位移曲线随界面刚度的变化

Fig. 8 Variation of load-displacement curves with interface stiffness for lap joints

模时,推荐胶层/板材界面刚度值设在 $1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^7 \text{ N/mm}^3$ 之间。

2) 界面强度

如图 9(a)、图 9(b) 所示,界面强度对单/双搭接接头的载荷-位移曲线有着明显的影响。界面原始强度用 δ 表示,0.5 δ 为界面强度的 0.5 倍,以此类推。界面强度提高到 2 δ 的时候,单、双搭接接头的最大载荷分别提高了约 52% 与 62%,且与之对应的失效位移也明显增大。在有限元分析中,同时观察到增大或减少界面强度对胶层内部的裂纹扩展路径无明显影响。

此外,本文还探讨了界面应变能释放率对载荷-位移曲线的影响。发现断裂能释放率的变化对接头力学性能的影响很小,对裂纹扩展路径也没有明显影响。

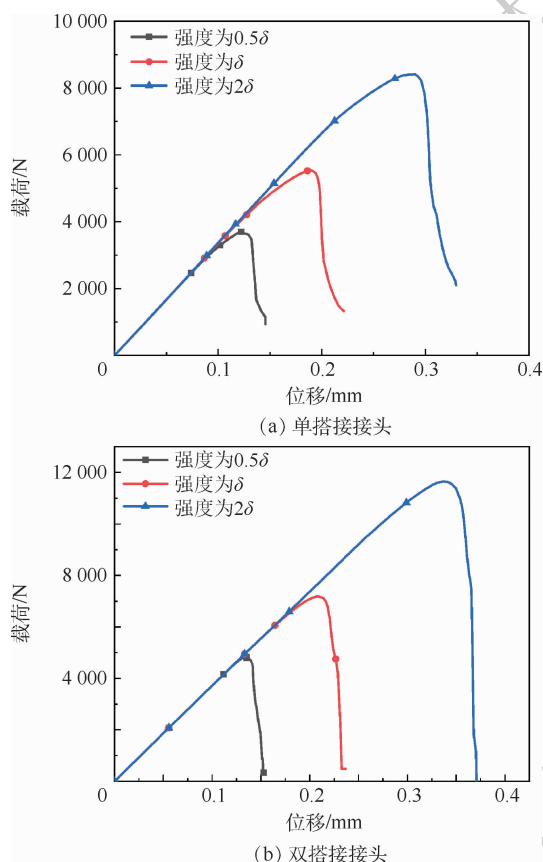


图 9 搭接接头载荷-位移曲线随界面强度的变化

Fig. 9 Variation of load-displacement curves with interface strength for lap joints

4 结 论

1) 建立了 XFEM-CZM 耦合的单/双搭接接头模型,并将搭接模型的预测强度与试验数据对比,验证了 XFEM-CZM 耦合法模拟胶层内部裂纹扩展和界面分层现象的可行性和有效性。

2) 裂纹在胶层内部沿着最大主应力法向扩

展,从胶层内部一直扩展到界面,随后会引起界面的分层。胶层与板材的上下界面随着位移载荷的不断增大,会出现不同的分层现象。

3) 胶层的初始裂纹长度对裂纹扩展的路径影响不大,但对胶接接头的强度有很大影响。随着初始裂纹长度的增加,不仅会降低胶接接头的强度,也会使接头的失效位移降低。

4) 界面刚度大小对计算精度的影响较大,本文推荐界面刚度取值为 $1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^7 \text{ N/mm}^3$ 。界面强度变化对胶接接头的强度有很大的影响,而应变能释放率对接头强度的影响很小;界面强度和应变能释放率其数值大小对裂纹扩展路径无明显影响。

参考文献 (References)

- [1] BUDHE S, BANE A M D, BARROS S D. An updated review of adhesively bonded joints in composite materials [J]. International Journal of Adhesion and Adhesives, 2017, 72: 30-42.
- [2] SANTOS T F, CAMPILHO R D S G. Numerical modeling of adhesively-bonded double-lap joints by the extended finite element method [J]. Finite Elements in Analysis Design, 2017, 133 (1): 1-9.
- [3] KINLOCH A J. Adhesion and adhesives: Science and technology [M]. 2nd ed. London: Chapman & Hall, 1987.
- [4] SHIN K C, LEE J J. Bond parameters to improve tensile load bearing capacities of co-cured single and double lap joints with steel and carbon fiber-epoxy composite adherends [J]. Journal of Composite Mater, 2003, 37 (3): 401-420.
- [5] RIBEIRO T E A, CAMPILHO R D S G, SILVA L F M D. Damage analysis of composite-aluminium adhesively-bonded single-lap joints [J]. Composite Structures, 2016, 136: 25-33.
- [6] MOYA-SANZ E M, IVÁÑEZ I, GARCIA-CASTILLO S K. Effect of the geometry in the strength of single-lap adhesive joints of composite laminates under uniaxial tensile load [J]. International Journal of Adhesion and Adhesives, 2017, 72: 23-29.
- [7] XARÁ J T S, CAMPILHO R D S G. Strength estimation of hybrid single-L bonded joints by the extended finite element method [J]. Composite Structures, 2018, 183: 397-406.
- [8] MUBASHAR A, ASHCROFT I A, CROCOMBE A D. Modelling damage and failure in adhesive joints using a combined XFEM-cohesive element methodology [J]. The Journal of Adhesion, 2014, 90 (8): 682-697.
- [9] STUPARU F A, APOSTOL D A, CONSTANTINESCU D M. Cohesive and XFEM evaluation of adhesive failure for dissimilar single-lap joints [J]. Procedia Structural Integrity, 2016, 2: 316-325.
- [10] 冯威, 徐维, 由昊. XFEM 与 CZM 耦合下斜接修补复合材料的胶层损伤和缺陷分析 [J]. 复合材料学报, 2018, 35 (5): 328-334.

FENG W, XU F, YOU H. Adhesive damage and defect analysis of scarf-repaired composite by combining XFEM and CZM [J]. Acta Materialiae Compositae Sinica, 2018, 35 (5): 328-334 (in

- Chinese).
- [11] ZHI J,ZHAO L B,ZHANG J Y, et al. A numerical method for simulating the microscopic damage evolution in composite under uniaxial transverse tension [J]. *Applied Composite Materials*, 2016, 23(3):255-269.
- [12] STUPARU F, CONSTANTINESCU D M, SANDU M. A combined cohesive elements-XFEM approach for analyzing crack propagation in bonded joints [J]. *The Journal of Adhesion*, 2016, 92(7-9):535-552.
- [13] MOËS N, DOLBOW J, BELYTSCHKO T. A finite element method for crack growth without remeshing [J]. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, 1999, 46(1):131-150.
- [14] 庄茁. 扩展有限单元法[M]. 北京:清华大学出版社, 2012:35-36.
- ZHUANG Z. Extended finite element method[M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2012:35-36 (in Chinese).
- [15] MELENK J M, BABUSKA I. The partition of unity finite element method: Basic theory and applications [J]. *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, 1996, 139(1-4):289-314.
- [16] 张绍云. 基于扩展有限元法的螺旋裂纹扩展研究[D]. 杭州:浙江大学, 2013.
- ZHANG S Y. Study on helical crack propagation by extended finite element method[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013 (in Chinese).
- [17] 冯坤. 基于扩展有限元法与水平集法的结构裂纹扩展特性研究[D]. 杭州:浙江大学, 2013.
- FENG K. Structural crack propagation properties research based on the extended finite element method and level set method [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013 (in Chinese).
- [18] 胡丹. 碳纤维增强复合材料界面裂纹扩展及损伤研究[D]. 北京:北京化工大学, 2016.
- HU D. Study on the interfacial cracking and damage of the carbon fiber reinforced composite [D]. Beijing: Beijing University of Chemical Technology, 2016 (in Chinese).
- [19] CAMPILHO R D S G, BANE A M D, PINTO A M G. Strength prediction of single- and double-lap joints by standard and extended finite element modelling [J]. *International Journal of Adhesion and Adhesives*, 2010, 31(5):363-372.
- [20] ZHAO L B, GONG Y, ZHANG J Y. Simulation of delamination growth in multidirectional laminates under mode I/II loading using cohesive elements [J]. *Composite Structures*, 2014, 116:509-522.
- [21] CHEN J Y, RAVEY E, HALLETT S, et al. Prediction of delamination in braided composite T-piece specimens [J]. *Composites Science and Technology*, 2009, 69(14):2363-2367.
- [22] PEZZOTTA M, ZHANG Z L. Effect of thermal mismatch residual stresses on grain boundary microcracking of titanium diboride ceramics [J]. *Journal of Materials Science*, 2010, 45(2):382-391.

作者简介:

周伟 男, 硕士研究生。主要研究方向: 复合材料损伤与断裂。

张超 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 复合材料结构力学。

Crack propagation analysis and strength prediction of bonded joints based on XFEM-CZM coupling method

ZHOU Wei, ZHANG Chao*, GAN Shuyuan

(School of Mechanical Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: In this paper, the crack propagation and interface debonding in the adhesive layer of bonded joints were analyzed based on the coupling method of Extended Finite Element Method (XFEM) and Cohesive Zone Model (CZM). By using the cohesive interfacial element and surface-based cohesive contact to describe the interface between adhesive layer and adherent, the finite element models of single- and double-lap joints were established. The strength properties of bonded joints under tensile loading were predicted and compared with available experiment data. The feasibility of XFEM-CZM coupling method and the effectiveness of cohesive element and cohesive contact interfacial modeling methods were verified. The process of crack propagation from the interior of the adhesive layer to the adhesive layer/adherent interface was simulated, and the damage and failure mechanism in this process was analyzed. The effects of initial crack length, interface stiffness, strength and strain energy release rate on the strength properties of bonded joints were discussed. The numerical results show that the strength of bonded joints decreases with the increase of initial crack length, and it is more obvious in the double-lap joint model. The interface stiffness and strength have greater influence on the strength of bonded joints while the effect of strain energy release rate is small.

Keywords: bonded joints; Extended Finite Element Method (XFEM); Cohesive Zone Model (CZM); crack; interface debonding

Received: 2019-11-11; **Accepted:** 2019-12-06; **Published online:** 2019-12-26 10:40

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191225.1753.002.html

Foundation items: Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20180855); China Postdoctoral Science Foundation (2018M640459); Research Fund of State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures (Nanjing University of Aeronautics and Astronautics) (MCMS-E-0219Y01)

* **Corresponding author.** E-mail: zhangchao@ujs.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0569

电液负载敏感位置伺服系统自抗扰控制方法

刘华¹, 汪成文^{1,2,*}, 郭新平¹, 赵斌^{1,2}, 霍鹏飞³

(1. 太原理工大学 机械与运载工程学院, 太原 030024;

2. 浙江大学 流体动力与机电系统国家重点实验室, 杭州 310058;

3. 山西智恒成科技有限公司, 太原 030006)

摘 要: 针对电液负载敏感系统中泵阀控制的耦合问题, 提出了一种基于自抗扰算法的解耦控制方法。首先, 根据系统原理建立了负载敏感系统的状态空间模型。其次, 针对阀控和泵控子系统分别设计了位置自抗扰控制器 (ADRC) 和压力自抗扰控制器, 将 2 个系统间的动态耦合作用以及外部干扰和不确定性视作总扰动进行估计并给予补偿。最后, 基于 AMESim 和 MATLAB 联合仿真平台进行了仿真分析。结果表明: 所提的控制方法能够消除阀控子系统和泵控子系统的强耦合作用, 提高系统的控制精度和鲁棒性。另外, 在动态性能和节能效率方面与纯阀控和泵控系统进行对比分析, 仿真结果表明: 基于自抗扰控制的负载敏感系统的动态性能优于泵控系统, 系统能效相对于阀控系统也有较大提升。

关 键 词: 泵阀协调控制系统; 电液负载敏感; 自抗扰控制器 (ADRC); 扩张状态观测器 (ESO); 液压伺服系统

中图分类号: TH137

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2131-09

电液伺服系统因具有功率密度大、响应速度快、控制精度高等特点, 已被广泛应用于航空航天、兵器、船舶、机床、冶金等众多领域中。电液伺服系统从原理上可以分成 2 类: 阀控系统和泵控系统。其中, 阀控系统属于节流控制, 响应速度较快, 但是存在较大的压力损失和溢流损失, 系统能效较低, 发热严重^[1-5]; 泵控系统属于容积控制, 消除了压力损失和溢流损失, 具有较高的能效, 但是其控制精度低、响应速度较慢^[5-10]。为兼具阀控系统的高精度、高频响和泵控系统的高能效, 将阀控系统与泵控系统进行了结合, 形成了一种泵阀协调控制的负载敏感系统, 其成为了液压伺服系统的一个研究热点^[11]。

负载敏感系统在原有的阀控系统的基础上, 增加了流量可调的泵源构成泵控压力伺服子系统, 通过调节泵输出的流量和压力来减少溢流损失和压力损失。文献[12-13]使用负载敏感泵作为泵源, 利用机液反馈的方式调节泵的排量, 进而改变泵输出的流量, 达到控制泵输出压力的目的。为了克服机液反馈引起的系统振荡、稳定性差的缺点, 文献[14-15]采用伺服电机和定量泵的泵源, 使用电液反馈的方式控制电机的转速达到控制泵输出压力的目的。

虽然电液负载敏感系统一定程度上兼顾了系统能效和响应速度, 但是负载敏感系统存在的泵阀控制耦合问题限制了它在伺服领域的应用。具

收稿日期: 2019-11-02; 录用日期: 2019-12-27; 网络出版时间: 2020-01-16 16:33

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200116.1351.006.html

基金项目: 国家自然科学基金 (51605322, 51505316); 山西省重点研发计划 (201903D121069, 201803D121098); 山西省回国留学人员科研资助项目 (2019-001, 2017-033); 流体动力与机电系统国家重点实验室开放基金 (GZKF-201720, GZKF-201815)

* 通信作者: E-mail: cwwang@yeah.net

引用格式: 刘华, 汪成文, 郭新平, 等. 电液负载敏感位置伺服系统自抗扰控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2131-2139. LIU H, WANG C W, GUO X P, et al. Active disturbance rejection control method for position servo system based on electro-hydraulic load sensing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2131-2139 (in Chinese).

体表现为:在作动器工作时,阀控子系统所需流量是不断变化的,变化的流量会导致油源压力的波动;同时油源压力的波动也会影响阀控子系统的控制精度。为了进一步提高负载敏感系统的控制效果,文献[16]在泵控子系统中采用开环控制方式,根据流量匹配原理实时计算输入伺服阀的控制信号,避免了泵输出压力的振荡。在此基础上,文献[17]提出了流量前馈和压力反馈的控制方法进一步提高泵控子系统的控制效果。文献[18]设计了滑模控制器提高阀控子系统的控制精度和鲁棒性。

文献[12-18]的研究内容主要集中在负载敏感系统的组成结构和单个子系统的控制性能,没有实现负载敏感系统的解耦控制。本文提出了基于自抗扰算法的解耦控制方法,将 2 个子系统间的动态耦合作用以及外部干扰和不确定性视作总扰动进行估计并给予补偿,以期完成负载敏感系统的解耦控制,提高负载敏感系统的控制精度,拓宽负载敏感系统在伺服领域的应用。

本文首先描述了电液负载敏感位置伺服系统原理,建立了负载敏感系统的数学模型,并进行自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)的设计。其次,通过仿真分析测试基于自抗扰控制方法的负载敏感系统的性能。最后,在动态性能和节能效率方面与阀控和泵控系统进行对比分析。

1 负载敏感系统原理

电液负载敏感位置伺服系统结构如图 1 所示,该系统由泵控子系统和阀控子系统 2 部分组成。其中,伺服电机、定量泵、压力控制器、压力传感器、压力信号选择器构成泵控子系统;伺服阀、作动器、位置传感器、位置控制器构成阀控子系统。从职能分工的角度分析,泵控子系统控制泵出口压力比进油腔压力高一个定值实现负载敏感功能,减少节流损失和溢流损失;阀控子系统则用于实现高精度、高频响的位置伺服控制。

在泵控子系统中,压力信号选择器首先根据阀芯信号选择出进油腔的压力信号;其次与设定压差信号相加得到泵控子系统压力指令信号;最后压力控制器根据压力传感器测得的实际泵出口压力信号和泵出口压力指令信号调节伺服电机的转速实现泵出口压力闭环控制。在阀控子系统中,位置控制器利用位置传感器测得的实际位置信号和位置指令信号,调节伺服阀的阀芯实现作动器位置闭环控制。

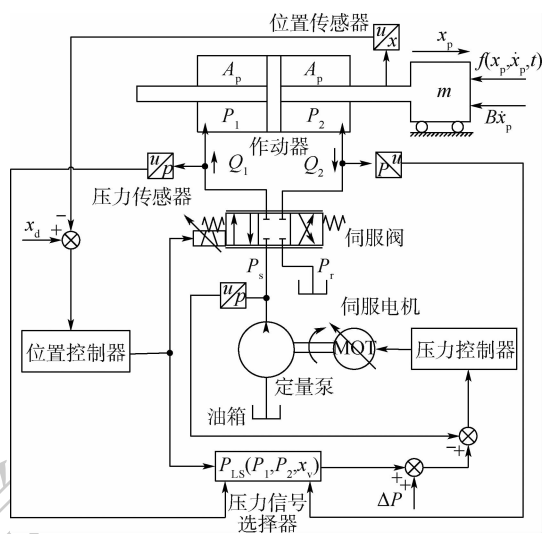


图 1 电液负载敏感位置伺服系统结构

Fig.1 Structure of electro-hydraulic load sensing position servo system

2 负载敏感系统建模

2.1 阀控子系统建模

建模时规定:作动器向右运动为正,向左运动为负;作动器左腔进油为正,出油为负;右腔出油为正,进油为负。

作动器的输出力与负载平衡方程为

$$m\ddot{x}_p = A_p(P_1 - P_2) - B\dot{x}_p - f(x_p, \dot{x}_p, t) \quad (1)$$

式中: m 为负载质量, kg ; x_p 为活塞位置, m ; $\dot{x}_p$ 为活塞速度, m/s ; $\ddot{x}_p$ 为活塞加速度, m/s^2 ; P_1 、 P_2 为作动器两腔的压力, Pa ; A_p 为作动器有效作用面积, m^2 ; B 为活塞及负载黏性阻尼系数, $\text{N} \cdot (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$; $f(x_p, \dot{x}_p, t)$ 为未建模力和外部干扰力, N , t 为时间。

定义函数 $S(*) = \begin{cases} 1 & * \geq 0 \\ 0 & * < 0 \end{cases}$, 令 $\alpha = C_d \omega \cdot \sqrt{2/\rho}$, C_d 为伺服阀的流量系数, ω 为伺服阀的面积梯度, m , ρ 为液压油密度, kg/m^3 。通过伺服阀的流量为

$$\begin{cases} Q_1 = \alpha x_v (S(x_v) \sqrt{P_s - P_1} + S(-x_v) \sqrt{P_1 - P_r}) \\ Q_2 = \alpha x_v (S(x_v) \sqrt{P_2 - P_r} + S(-x_v) \sqrt{P_s - P_2}) \end{cases} \quad (2)$$

式中: Q_1 、 Q_2 为作动器两腔的流量, m^3/s ; x_v 为伺服阀的阀芯位移, m ; P_s 和 P_r 分别为供油压力和回油压力, Pa 。

伺服阀的频率响应远远高于整个系统,为了简化建模过程,将伺服阀简化成比例环节^[19]。

$$x_v = k_v u_v \quad (3)$$

式中: u_v 为伺服阀的输入信号; k_v 为伺服阀的增益。

为了简化公式形式,定义

$$\begin{cases} R_1 = \alpha x_v (S(x_v) \sqrt{P_s - P_l} + S(-x_v) \sqrt{P_l - P_r}) \\ R_2 = \alpha x_v (S(x_v) \sqrt{P_2 - P_r} + S(-x_v) \sqrt{P_s - P_2}) \end{cases}$$

结合式(3),通过伺服阀的流量方程改写为

$$\begin{cases} Q_1 = k_v R_1 u_v \\ Q_2 = k_v R_2 u_v \end{cases} \quad (4)$$

定义 $P_L = P_1 - P_2$ 为负载压力,忽略作动器的外泄,压缸两腔动态为

$$\begin{cases} \dot{P}_1 = \frac{\beta_e}{V_1} (Q_1 - A_p \dot{x}_p - C_{vl} P_L) \\ \dot{P}_2 = \frac{\beta_e}{V_2} (A_p \dot{x}_p - Q_2 + C_{vl} P_L) \end{cases} \quad (5)$$

式中: V_1 、 V_2 为液压缸两腔的容积, m^3 ; C_{vl} 为作动器的内泄系数, $m^3 \cdot s^{-1} \cdot Pa^{-1}$; β_e 为油液体积弹性模量, Pa 。

2.2 泵控子系统建模

泵输出压力动态为

$$\dot{P}_s = \frac{\beta_e}{V_p} [D_p \omega_p - Q_1 - C_{pl} (P_s - P_r)] \quad (6)$$

式中: V_p 为定量泵的容积, m^3 ; D_p 为定量泵的排量, $m^3 \cdot r^{-1}$; ω_p 为定量泵的转速, rad/s ; C_{pl} 为定量泵的泄漏系数, $m^3 \cdot s^{-1} \cdot Pa^{-1}$ 。

由于电机的频响远高于系统的工作频率,因此可以将电机的动态简化成比例环节^[20]。

$$\omega_p = k_p u_p \quad (7)$$

式中: u_p 为伺服电机的输入信号; k_p 为电机的转速增益。

2.3 负载敏感系统状态空间模型

由式(1)~式(6)可得负载敏感系统的数学模型为

$$\begin{cases} \text{sys}_p \left\{ \begin{aligned} \dot{P}_s &= \frac{\beta_e D_p k_p}{V_p} u_p - \frac{\beta_e C_{pl}}{V_p} P_s - \frac{\beta_e (Q_1 - C_{pl} P_r)}{V_p} \\ \ddot{x}_p &= \frac{A_p}{m} P_L - B \dot{x}_p + \frac{f(x_p, \dot{x}_p, t)}{m} \end{aligned} \right. \\ \text{sys}_v \left\{ \begin{aligned} \dot{P}_L &= k_v \beta_e \left(\frac{R_1}{V_1} + \frac{R_2}{V_2} \right) u_v - \beta_e \left(\frac{1}{V_1} + \frac{1}{V_2} \right) A_p \dot{x}_p - \\ &\quad \beta_e \left(\frac{1}{V_1} + \frac{1}{V_2} \right) C_{vl} P_L \end{aligned} \right. \end{cases} \quad (8)$$

式中: sys_p 为泵控子系统, sys_v 为阀控子系统。从系统的微分方程可以看出,负载敏感系统本质上

是一个耦合的二输入输出系统。

为了方便控制器的设计和工程实践的应用,文献[21]根据奇异扰动理论忽略液压缸两腔动态,将阀控系统降阶成二阶系统并且实现了高精度的位置伺服控制。文献[12]中给出了详细的证明过程和实验结果,在此不再赘述。降阶后的阀控系统为

$$\ddot{x}_p = - \left[\frac{B}{m} + \frac{A_p^2 (V_1^{-1} + V_2^{-1})}{m (V_1^{-1} + V_2^{-1}) C_{vl}} \right] \dot{x}_p + \frac{A_p (R_1 V_1^{-1} + R_2 V_2^{-1}) k_v}{m (V_1^{-1} + V_2^{-1})} u_v + \frac{f(x_p, \dot{x}_p, t)}{m} \quad (9)$$

因此,系统式(8)可以降阶为

$$\begin{cases} \text{sys}_p \left\{ \begin{aligned} \dot{P}_s &= \frac{\beta_e D_p k_p}{V_p} u_p - \frac{\beta_e C_{pl}}{V_p} P_s - \frac{\beta_e (Q_1 - C_{pl} P_r)}{V_p} \\ \ddot{x}_p &= - \left[\frac{B}{m} + \frac{A_p^2 (V_1^{-1} + V_2^{-1})}{m (V_1^{-1} + V_2^{-1}) C_{vl}} \right] \dot{x}_p + \\ &\quad \frac{A_p (R_1 V_1^{-1} + R_2 V_2^{-1}) k_v}{m (V_1^{-1} + V_2^{-1})} u_v + \frac{f(x_p, \dot{x}_p, t)}{m} \end{aligned} \right. \end{cases} \quad (10)$$

取状态变量 $x = [x_{p1}, x_{v1}, x_{v2}]^T = [P_s, x_p, \dot{x}_p]^T$, 分别为泵出口的压力、负载的位置和负载的速度,得到系统的状态空间模型。

$$\begin{cases} \dot{x}_{p1} = a_1 x_{p1} + b_p u_p + d_1 \\ \dot{x}_{v1} = x_{v2} \\ \dot{x}_{v2} = a_2 x_{p1} + b_v u_v + d_2 \end{cases} \quad (11)$$

式中:

$$\begin{aligned} b_p &= \frac{\beta_e D_p k_p}{V_p} \\ b_v &= \frac{A_p (R_1 V_1^{-1} + R_2 V_2^{-1}) k_v}{m (V_1^{-1} + V_2^{-1})} \\ a_1 &= \frac{\beta_e C_{pl}}{V_p} \\ a_2 &= - \left[\frac{b}{m} + \frac{A_p^2 (V_1^{-1} + V_2^{-1})}{m (V_1^{-1} + V_2^{-1}) C_{vl}} \right] \\ d_1 &= - \frac{\beta_e (Q_1 - C_{pl} P_r)}{V_p} \\ d_2 &= \frac{f(x_{v1}, x_{v2}, t)}{m} \end{aligned}$$

3 自抗扰控制器设计

3.1 自抗扰控制器原理

自抗扰控制器如图 2 所示,包括扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)、扰动补偿和误差反馈律 3 部分, r 、 u 和 y 分别为系统的指令信号、输入信号、输出信号。扩张状态观测器据被控

系统输出和控制输入来估计系统的状态和异于标准型的“总扰动”；扰动补偿利用观测到的“总扰动”把存在扰动、参数不确定性和非线性的系统改造成标准的积分串联系统；误差反馈律利用观测到的状态信号和指令信号实现误差反馈，使得系统具有满意的闭环性能^[22-26]。

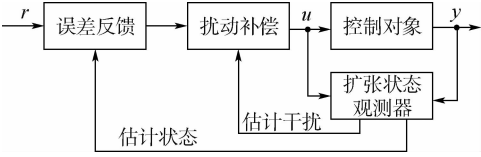


图2 自抗扰控制器结构
Fig.2 Structure of ADRC

3.2 负载敏感系统自抗扰控制器设计

本文利用自抗扰算法来实现解耦控制，其原理是把整个系统分泵控系统和阀控系统 2 部分，分别设计位置自抗控制器和压力自抗抗控制器，这样 2 个系统间的动态耦合作用以及外部干扰就可以通过扩张状态观测器来估计并进行补偿。具体结构如图 3 所示， P_d 和 x_d 分别为压力指令信号和位置指令信号。

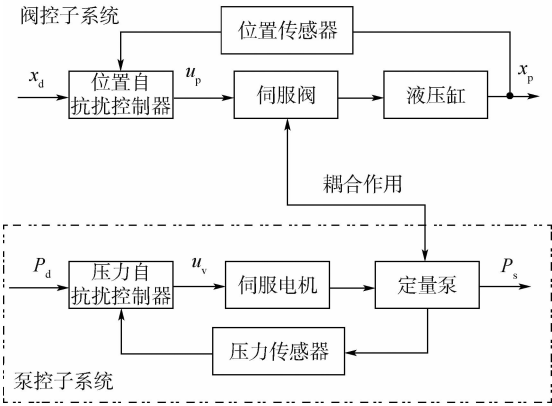


图3 负载敏感系统控制框图
Fig.3 Control block diagram of load sensing system

3.2.1 泵控系统压力自抗抗控制器设计

为了方便设计控制器，定义 $\bar{b}_p$ 为 b_p 的估计值， $\Delta b_p = b_p - \bar{b}_p$ 为二者的误差， $x_{p2} = \Delta b_p u_p + a_1 x_{v1} + d_1$ ，将泵控子系统模型改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_{p1} = \bar{b}_p u_p + x_2 \\ \dot{x}_{p2} = h(t) \end{cases} \tag{12}$$

式中： $h(t)$ 为泵控子系统总扰动的变化率。

针对系统式(9)设计扩张状态观测为

$$\begin{cases} \dot{z}_{p1} = z_{p2} + \bar{b}_p u_p - 2\omega_{p0}(z_{p1} - x_{p1}) \\ \dot{z}_{p2} = -\omega_{p0}^2(z_{p1} - x_{p1}) \end{cases} \tag{13}$$

式中： z_{p1} 、 z_{p2} 分别为 x_{p1} 、 x_{p2} 的估计值； ω_{p0} 为扩张状态观测器的带宽。

线性误差反馈及扰动补偿为

$$\begin{cases} u_{p0} = \omega_{pc}(P_d - z_{p1}) \\ u_p = \frac{u_{p0} - z_{p2}}{\bar{b}_p} \end{cases} \tag{14}$$

式中： ω_{pc} 为闭环压力伺服系统的带宽。

具体的控制器结构如图 4 所示。

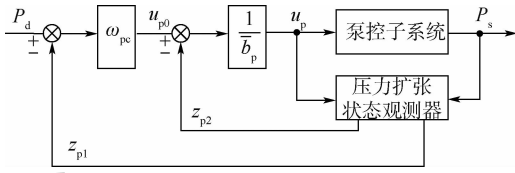


图4 一阶压力自抗抗控制器结构
Fig.4 Structure of first-order pressure ADRC

3.2.2 阀控系统位置自抗抗控制器设计

从系统式(8)可以看出，阀控子系统的模型为二阶，因此需要设计二阶的自抗抗控制器。位置自抗抗控制器的设计过程和压力自抗抗控制过程相同，因此直接给出位置自抗抗控制器的控制律和控制器结构示意图，如图 5 所示。

扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{z}_{v1} = z_{v2} - 3\omega_{v0}(z_{v1} - x_{v1}) \\ \dot{z}_{v2} = z_{v3} + \bar{b}_v u_v - 3\omega_{v0}^2(z_{v1} - x_{v1}) \\ \dot{z}_{v3} = -\omega_{v0}^3(z_{v1} - x_{v1}) \end{cases} \tag{15}$$

误差反馈及扰动补偿为

$$\begin{cases} u_{v0} = \omega_{vc}^2(x_d - z_{v1}) - \omega_{vc} z_{v2} \\ u_v = \frac{u_{v0} - z_{v3}}{\bar{b}_v} \end{cases} \tag{16}$$

式中： $\bar{b}_v$ 为 b_v 的估计值； z_{v1} 、 z_{v2} 为 x_{v1} 、 x_{v2} 的估计值； z_{v3} 为阀控系统总扰动的估计值； ω_{v0} 为扩张状态观测器的带宽； ω_{vc} 为闭环位置伺服系统的带宽。

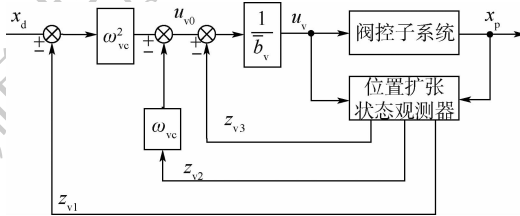


图5 二阶位置自抗抗控制器结构
Fig.5 Structure of second-order position ADRC

4 系统性能测试

本文利用 AMESim 和 MATLAB 联合仿真平台进行仿真分析。在 AMESim 中完成了液压模型的搭建，MATLAB 中实现所提的控制方法。测试了自抗抗控制的负载敏感系统的动态跟踪性能和鲁棒性，并且与 PID 控制下的系统进行了对比分析。联合仿真模型如图 6 所示，模型参数和控制器参数如表 1 所示。

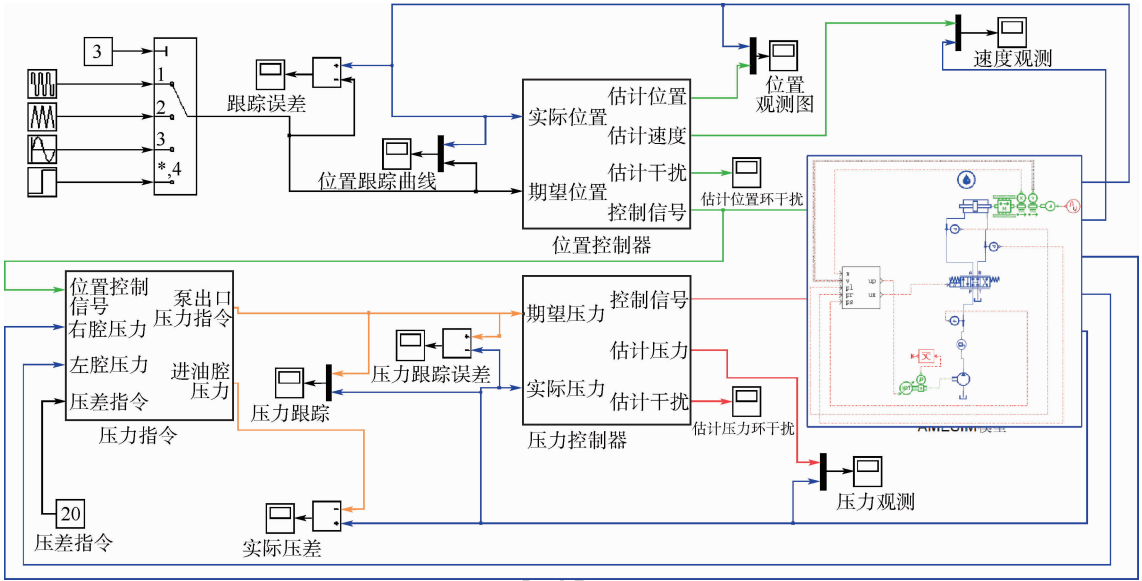


图 6 MATLAB/Simulink 和 AMESim 联合仿真模型
Fig. 6 MATLAB/Simulink and AMESim co-simulation model

表 1 系统仿真参数

Table 1 System simulation parameters

参数	数值
P_r/Pa	0
A_p/m^2	6.4×10^{-4}
$C_{pl}/\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Pa}^{-1}$	8.33×10^{-12}
m/kg	10
$B/(\text{N} \cdot (\text{m} \cdot \text{s}^{-1}))$	500
$D_p/(\text{m}^3 \cdot \text{r}^{-1})$	2×10^{-5}
$\rho/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	850
β_e/bar	7 000
$\bar{b}_p$	20
ω_{po}	1 000
ω_{pc}	500
$\bar{b}_v$	7
ω_{vo}	900
ω_{po}	300

注:1 bar = 100 kPa。

4.1 动态跟踪性能测试

测试负载敏感系统的动态跟踪能力时,位置指令设为 $0.04\sin(2\pi t)\text{ m}$,压差指令设为 20 bar。此时,位置跟踪曲线、位置跟踪误差曲线、进油口压差曲线分别如图 7(a)、图 7(b)、图 7(c)所示。

从图 7(a)可以看出,无论 PID 还是自抗扰控制下都可以较好跟踪位置指令,但是从局部放大图可以看出,自抗扰控制下系统的跟踪效果明显优于 PID。从图 7(b)可以看出,PID 控制下系统的位置跟踪误差范围在 0.003 m 以内,而自抗扰

控制下位置跟踪误差范围在 0.001 m 以内,自抗扰控制的系统位置跟踪误差明显小于 PID。

从图 7(c)可以看出,PID 控制下系统进油口压差在 18.5 ~ 20.0 bar 范围内波动,自抗扰控制下系统压差稳定在 20 bar 左右,自抗扰控制效果明显优于 PID。

以上仿真结果说明了所提的控制方法能够消除阀控子系统和泵控子系统的强耦合作用,提高负载敏感系统的控制精度。

4.2 鲁棒性测试

能够对不确定的外部干扰和参数摄动进行抑制,是高性能伺服系统必须具备的能力。

为了模拟实时变化的扰动力,仿真时加入频率为 2 Hz、幅值为 500 N 的正弦干扰力,此时位置跟踪误差曲线和进油口压差曲线分别如图 8(a)和图 8(b)所示。

从图 8(a)可以看出,在加入正弦干扰力后 PID 控制下的位置跟踪误差增大,在 0 ~ 0.004 m 范围内变化,而自抗扰控制下位置跟踪误差仍然保持在 0 ~ 0.001 m 范围内。从图 8(b)可以看出,在加入干扰后,PID 控制下的系统进油口压差波动增大,在 17.5 ~ 20.0 bar 范围内波动,自抗扰控制下的进油口压差仍能保持在 20 bar 左右。

为了模拟系统参数摄动,仿真时负载质量由 10 kg 变为 20 kg,阻尼系数由 $500\text{ N} \cdot (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$ 变为 $2\,000\text{ N} \cdot (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$,泵的排量由 $2 \times 10^{-5}\text{ m}^3 \cdot \text{r}^{-1}$ 变为 $1 \times 10^{-5}\text{ m}^3 \cdot \text{r}^{-1}$ 。此时位置跟踪误差曲线和进油口压差曲线分别如图 9(a)和图 9(b)所示。

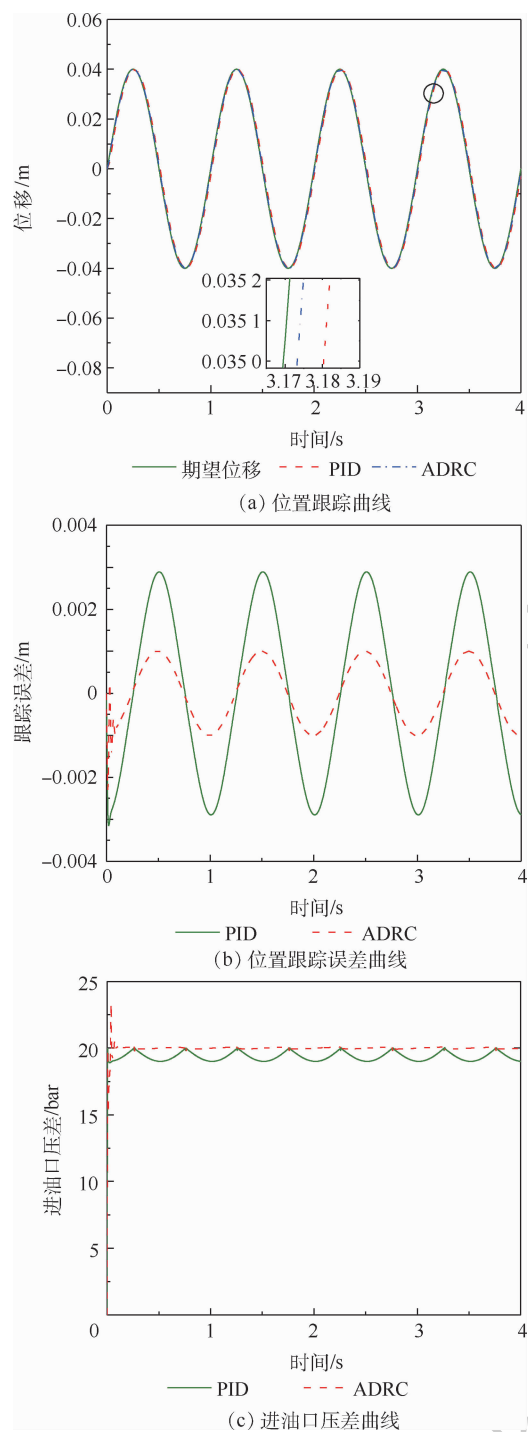


图7 无干扰力情况下的正弦响应

Fig.7 Sinusoidal response without disturbing force

从图 9(a)可以看出,系统参数变化后 PID 控制下系统的位置跟踪误差增大,在 0 ~ 0.004 1 m 范围内变化,而自抗扰控制下系统位置跟踪误差仍然保持 0.001 m 以内。从图 9(b)可以看出,系统参数变化后 PID 控制下的进油口压差波动增大,在 15 ~ 20 bar 范围内波动,自抗扰控制下的系统进油口压差仍能保持在 20 bar 左右。

以上仿真结果可得,所提的控制方法能够提高负载敏感系统的鲁棒性。

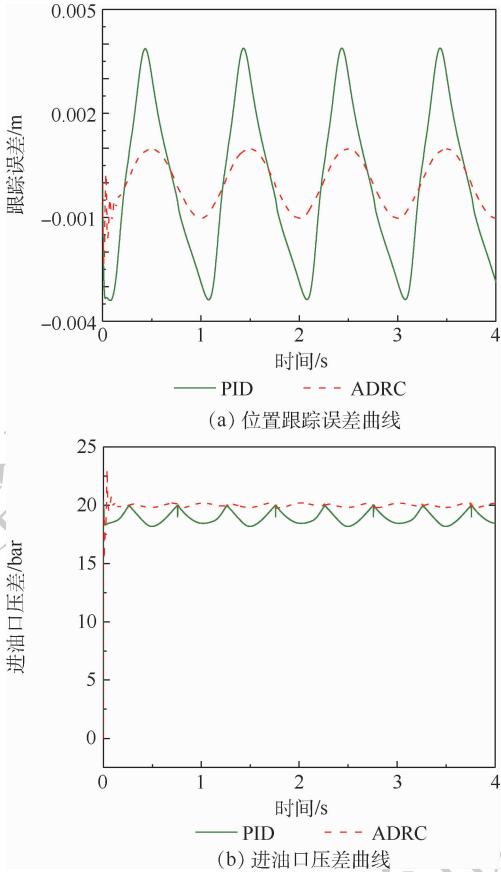


图8 加入正弦干扰力的正弦响应

Fig.8 Sinusoidal response with sinusoidal disturbing force

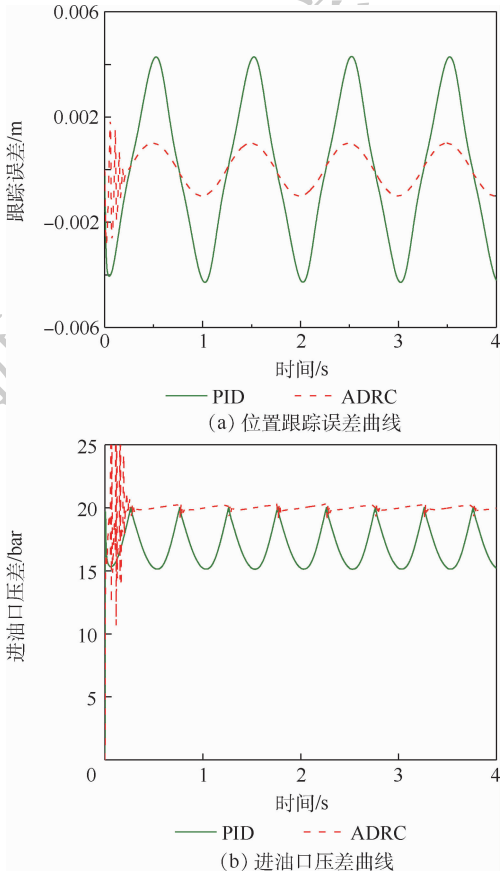


图9 参数发生变化后的正弦响应

Fig.9 Sinusoidal response after parameter variation

5 系统对比与节能分析

为了进一步测试基于自抗扰控制的负载敏感系统的控制性能和能效,将该系统与阀控系统和泵控系统进行对比分析。为了保证对比的有效性,泵控系统 与 阀控系统的参数均与负载敏感系统相同。另外,将阀控系统的溢流压力设为 40 bar,负载敏感系统的压差指令设为 15 bar,位置指令设为幅值为 0.03 m 的阶跃信号。阀控系统和泵控系统均使用 PID 控制器进行控制。此时 3 种系统的位置跟踪曲线和泵输出实时功率、泵输出的流量分别如图 10(a)、图 10(b)、图 10(c)所示,负载敏感系统中压力如图 10(d)所示。

从图 10(a)可以看出,阀控系统的响应速度最快,泵控系统的响应速度最慢,负载敏感系统的响应速度介于二者之间,稍差于阀控系统。原因是:负载敏感系统和阀控系统在工作时两腔的压力都会发生变化,而泵控系统在工作时只有一腔压力发生变化。另外,负载敏感系统加入了泵输出压力控制,降低了泵输出的压力,所以响应速度不如阀控系统。

从图 10(b)可以看出,在 3 种系统中,阀控系统泵输出的功率最大始终保持在 800 W,泵控系统中泵输出的功率在 0 ~ 160 W 范围随着时间减少,负载敏感系统的能效处于二者中间,在 0 ~ 420 W 范围随着时间减少。

从图 10(c)可以看出,阀控系统输出的流量为恒值为 18 L/min,泵控系统输出的流量为 0 ~ 10 L/min 内随着时间减少,负载敏感系统输出的流量在 0 ~ 11 L/min 内随着时间减少。从上面的仿真结果可以看出阀控系统始终输出恒定功率,在系统所需功率较小时,系统存在非常大的能量浪费,而负载敏感系统和泵控系统输出的功率均可以根据负载按需提供功率,在系统需要功率较大时输入大的功率,在系统需要功率较小时输入较小的功率,极大地提高了系统的能效。

从图 10(d)可以看出,在负载敏感系统中泵输出的压力始终比进油腔压力高 15 bar。这说明与阀控系统比,负载敏感系统可以将阀口压力损失控制在较低值,提高系统的能效。

综上所述,在 3 种系统中阀控系统的响应速度最快,但能效最低。泵源始终输出恒定的流量和压力,存在较大的节流损失和溢流损失。泵控系统的能效最高,但是响应速度最慢。本文研究的负载敏感系统可以根据负载按需为作动器提供流量和压力,只存在可控的压力损失,节流损耗

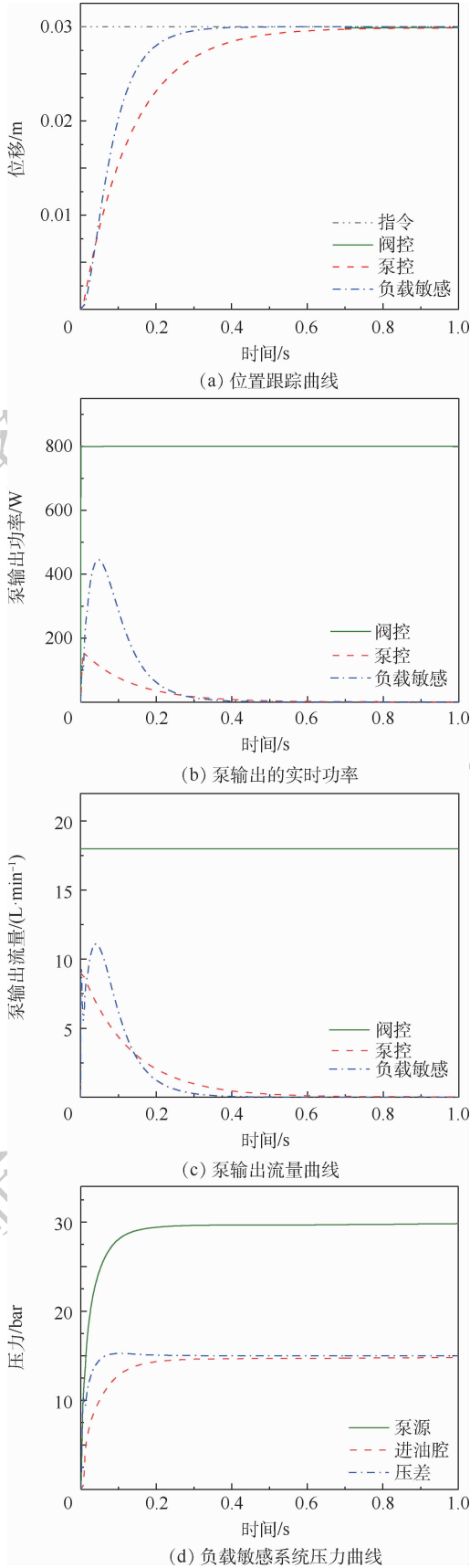


图 10 3 种系统对比仿真结果

Fig. 10 Comparison and simulation results of three systems

小,在能效方面略逊于泵控系统,但伺服性能较泵控系统有较大提升。

6 结 论

本文研究了电液负载敏感系统的伺服特性、能量效率以及控制方法。由理论分析和仿真结果可知:

1) 相对于PID控制下的电液负载敏感伺服系统,所提的基于自抗扰控制器的解耦控制方法能够消除阀控子系统和泵控子系统的强耦合作用,提高系统的位置控制精度、压力控制精度以及系统的鲁棒性。

2) 基于自抗扰控制的负载敏感系统的响应速度优于泵控系统,且负载敏感系统能效相对于阀控系统也有显著提升。

参考文献 (References)

- [1] PENCELLI M, VILLA R, ARGOLAS A, et al. Accurate position control for hydraulic servomechanisms [C] // ISARC Proceedings of the International Symposium on Automation and Robotics in Construction. Edmonton: IAARC Publications, 2019: 250-257.
- [2] GUO K, WEI J H, FANG J F, et al. Position tracking control of electro-hydraulic single-rod actuator based on an extended disturbance observer [J]. *Mechatronics*, 2015, 27: 47-56.
- [3] 汪成文, 尚耀星, 焦宗夏, 等. 阀控电液位置伺服系统非线性鲁棒控制方法 [J]. *北京航空航天大学学报*, 2014, 40 (12): 1736-1740.
WANG C W, SHANG Y X, JIAO Z X, et al. Nonlinear robust control of valve controlled electro-hydraulic position servo system [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2014, 40 (12): 1736-1740 (in Chinese).
- [4] WANG C W, QUAN L, JIAO Z X, et al. Nonlinear adaptive control of hydraulic system with observing and compensating mismatching uncertainties [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017, 26 (3): 927-938.
- [5] 彭辉, 王军政, 沈伟, 等. 带补偿因子的双模糊控制在电液伺服阀控非对称缸系统上的应用研究 [J]. *机械工程学报*, 2017, 53 (24): 184-192.
PENG H, WANG J Z, SHEN W, et al. Double fuzzy control with compensating factor for electro-hydraulic servo valve-controlled system [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2017, 53 (24): 184-192 (in Chinese).
- [6] 王玄, 陶建峰. 泵控非对称液压缸系统高精度位置控制方法 [J]. *浙江大学学报 (工学版)*, 2016, 50 (4): 597-602.
WANG X, TAO J F. Precision position control of pump controlled asymmetric cylinder [J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2016, 50 (4): 597-602 (in Chinese).
- [7] TAO J, WANG X, XIONG Z, et al. Modelling and simulation of unidirectional proportional pump-controlled asymmetric cylinder position control system with model predictive control algorithm [C] // IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems. Piscataway: IEEE Press, 2016: 408-413.
- [8] BA D X, AHN K K, TRUONG D Q, et al. Integrated model-based backstepping control for an electro-hydraulic system [J]. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, 2016, 17 (5): 565-577.
- [9] KETELSEN S, SCHMIDT L, DONKOV V H, et al. Energy saving potential in knuckle boom cranes using a novel pump controlled cylinder drive [J]. *Modeling, Identification and Control*, 2018, 39 (2): 73-89.
- [10] SHEN W, PANG Y, JIANG J H. Robust controller design of the integrated direct drive volume control architecture for steering systems [J]. *ISA Transactions*, 2018, 78: 116-129.
- [11] 王军政, 赵江波, 汪首坤. 电液伺服技术的发展与展望 [J]. *液压与气动*, 2014 (5): 1-12.
WANG J Z, ZHAO J B, WANG S K. The development and future trends of electro-hydraulic servo technology [J]. *Chinese Hydraulics & Pneumatics*, 2014 (5): 1-12 (in Chinese).
- [12] 黄泽平, 姜贺, 王纪森. 基于负载敏感技术的新型 EHA 设计与仿真分析 [J]. *液压气动与密封*, 2012, 32 (7): 31-33.
HUANG Z P, LOU H, WANG J S. Design and simulation analysis of a new type EHA based on load-sensing technology [J]. *Hydraulics Pneumatics & Seals*, 2012, 32 (7): 31-33 (in Chinese).
- [13] 袁士豪, 殷晨波, 刘世豪. 机械负载敏感定量泵系统性能分析 [J]. *农业工程学报*, 2013, 29 (13): 38-45.
YUAN S H, YIN C B, LIU S H. Performance analysis of machinery load sensitive quantitative pump system [J]. *Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering*, 2013, 29 (13): 38-45 (in Chinese).
- [14] 张哲. 基于变频调节的快锻液压机泵阀复合控制研究 [D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2014.
ZHANG Z. The study on accumulator fast forcing subsystem of 0.6 mn sinusoidal pump-controlled press [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2014 (in Chinese).
- [15] 谢文. 串联式泵阀控电液伺服控制系统研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2015.
XIE W. Research on serial type pump-valve coordinated electro-hydraulic servo control system [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2015 (in Chinese).
- [16] 徐兵, 程敏, 杨华勇, 等. 带旁路压力补偿的电液流量匹配系统 [J]. *浙江大学学报 (工学版)*, 2015, 49 (9): 1762-1767.
XU B, CHENG M, YANG H Y, et al. Electrohydraulic flow matching system with bypass pressure compensation [J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2015, 49 (9): 1762-1767 (in Chinese).
- [17] 程敏, 于今, 丁孺琦, 等. 基于流量前馈与压力反馈复合控制的电液负载敏感系统 [J]. *机械工程学报*, 2018, 54 (20): 262-270.
CHENG M, YU J, DING R Q, et al. Electrohydraulic load sensing system via compound control of flow feedforward and pressure feedback [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2018, 54 (20): 262-270 (in Chinese).
- [18] CHO S H, NOSKIEVI P. Position tracking control with load-sensing for energy-saving valve-controlled cylinder system [J]. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2012, 26 (2): 617-625.

- [19] MERRITT H E. Hydraulic control systems [M]. New York: John Wiley & Sons, 1967: 90-100.
- [20] DJUROVIC M, HELDUSER S. New control strategies for electrohydraulic load-sensing [C] // Bath Workshop on Power Transmission and Motion Control. Dresden: Professional Engineering Publishing, 2004: 201.
- [21] WANG C, QUAN L, ZHANG S, et al. Reduced-order model based active disturbance rejection control of hydraulic servo system with singular value perturbation theory [J]. ISA Transactions, 2017, 67: 455-465.
- [22] HAN J. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [23] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller-tuning [C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference. Piscataway: IEEE Press, 2003: 4989-4996.
- [24] HUANG Y, XUE W C. Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis [J]. ISA Transactions, 2014, 53: 963-976.
- [25] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 60-70.
- HAN J Q. Active disturbance rejection control technique-The technique for estimating and compensating the uncertainties [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 60-70 (in Chinese).
- [26] HERBST G. A simulative study on active disturbance rejection control (ADRC) as a control tool for practitioners [J]. Electronics, 2013, 2(3): 246-279.

作者简介:

刘华 男, 硕士研究生。主要研究方向: 电液伺服控制。

汪成文 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 电液伺服控制。

Active disturbance rejection control method for position servo system based on electro-hydraulic load sensing

LIU Hua¹, WANG Chengwen^{1,2,*}, GUO Xinping¹, ZHAO Bin^{1,2}, HUO Pengfei³

(1. College of Mechanical and Vehicle Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;

2. State Key Laboratory of Fluid Power and Mechatronic Systems, Zhejiang University, Hangzhou 310058, China;

3. Shanxi Joinsin Technology Co., Ltd., Taiyuan 030006, China)

Abstract: To deal with the strong interaction between position loop and pressure loop in the electro-hydraulic load sensing control system, we propose a decoupling strategy based on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) in this paper. First, according to the equation expressions built by theoretical analysis, the state space mode model of the load sensing control system was established. Then, position ADRC controller and pressure ADRC controller are designed to control piston position and pump pressure independently. The dynamic interaction between the position loop and pressure loop, external disturbances and uncertainties are treated as total disturbances, which were compensated by ADRC controller. Finally, co-simulation experiment was conducted by using MATLAB and AMESim. The simulation results show that the proposed control strategy can eliminate the strong interaction between the position loop and pressure loop, and improve the control accuracy and robustness of the system. In addition, the dynamic performance and energy-saving efficiency are compared with those of valve-controlled and pump-controlled systems. The simulation results show that the dynamic performance of the load sensing system based on ADRC is better than that of the pump-controlled system, and the energy efficiency is also greatly improved compared with the valve-controlled system.

Keywords: pump-valve coordinated control system; electro-hydraulic load sensing; Active Disturbance Rejection Control (ADRC); Extended State Observer (ESO); hydraulic servo mechanism

Received: 2019-11-02; Accepted: 2019-12-27; Published online: 2020-01-16 16:33

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200116.1351.006.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51605322, 51505316); Key Research and Development Project of Shanxi Province (201903D121069, 201803D121098); Research Project Supported by Shanxi Scholarship Council of China (2019-001, 2017-033); Open Foundation of the State Key Laboratory of Fluid Power and Mechatronic Systems (GZKF-201720, GZKF-201815)

* Corresponding author. E-mail: cwwang@yeah.net

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0572

基于改进 GERT 的任务过程时间 特性建模分析方法

夏宏青, 焦健*, 褚嘉运, 赵廷弟

(北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院, 北京 100083)

摘 要: 随着系统任务需求的日渐密集, 用户对系统的时间特性提出了更为严苛的要求。首先, 利用图示评审技术(GERT)构建系统任务流程的随机网络模型, 针对任务中由于资源共享引起的活动排队执行以及部分上下游活动之间存在重叠的情况, 基于排队论并引入时间因子以修正任务中各活动的执行时间, 并给出任务执行时间的求解步骤。经考虑这2种情况, 最终任务平均执行时间增加了22.9%。其次, 通过不确定性分析, 找出了任务中的关键活动, 为进一步任务优化提供方向和思路。最后, 以舰载机着舰任务为例进行案例应用分析, 验证所提建模分析方法的有效性和适用性。

关 键 词: 任务流程; 图示评审技术(GERT); 排队论; 时间因子; 不确定性分析

中图分类号: V221⁺.3; TB553

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)11-2140-09

伴随着日渐密集的任务需求, 任务间隔紧密程度越来越高, 系统中各项活动间的交互耦合关系愈加突出, 使得用户对系统的时间特性提出了更为严苛的要求^[1]。包括飞机在内的复杂工业系统在执行任务过程中, 各项活动的衔接耦合密切, 执行时间紧凑, 顺序要求严格, 某一活动的参数发生波动, 会引起与其共享同一资源的其他活动的执行, 进而影响整条任务链的运行, 甚至导致任务失败乃至事故。

目前可用于对系统任务流程的建模方法主要有 CPM (Critical Path Method)/PERT (Program Evaluation and Review Technique)、IDEF3 (Process Description Capture)、图示评审技术 (Graphical Evaluation and Review Technique, GERT)、EPC (Event-driven Process Chain) 和 Petri Net 等。CPM/PERT 的网络结构限定在肯定型范围内, 不允许存在回路^[2], 无法描述具有随机特性和有重

复操作的任务活动; IDEF3 本质上是一种图形化的建模语言, 缺乏强有力的形式化支持, 难以对任务过程进行定量分析与仿真^[3]; EPC 是一种直观的图形化业务流程描述语言, 对模型无法进行有效解析^[4]; Petri Net 具有严格的数学基础, 但建模困难、技术要求高, 且模型复杂而不易理解^[5-6]。GERT 模型解析求解的计算量会随网络规模扩大而增加, 但作为一种强大的图示分析技术, GERT 是在系统随机变化环境和内部随机变量共同作用下对系统的一种网络描述^[7], 它能够描述任务流程中活动之间的逻辑关系及状态的转移, 并能有效地反映活动执行的随机特性。文献[8]提出用于评估 GERT 网络特性的一种新方法, 基于可靠性理论通过对蒙特卡罗仿真结果的分析可实现快速准确地评估包括工期和项目成本等特性。文献[9-10]运用 GERT 随机网络模型, 分析系统组成元件的可靠性对系统性能的影响。文献[11]

收稿日期: 2019-11-10; 录用日期: 2020-01-12; 网络出版时间: 2020-02-01 17:24

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200201.1623.003.html

基金项目: 装发领域基金 (61400020404)

* 通信作者: E-mail: jiaojian@buaa.edu.cn

引用格式: 夏宏青, 焦健, 褚嘉运, 等. 基于改进 GERT 的任务过程时间特性建模分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2140-2148. XIA H Q, JIAO J, CHU J Y, et al. Improved GERT based time characteristic modeling and analysis method for task process[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2140-2148 (in Chinese).

针对使用梅森公式和矩母函数求解 GERT 模型易出现错判或遗漏的问题,利用矩阵形式表征 GERT 网络,设计了基于矩阵的 GERT 求解算法,提高求解模型的简便性和正确性。文献[12]利用 MTP-GERT(Multiple Transfer Parameters Graphical Evaluation and Review Technique),研究基于协方差的全局灵敏度分析方法,并与基于方差的单因素灵敏度分析方法进行了对比分析。

现有研究主要从作业时间的随机特性研究工程项目的工期或成本,或者从系统组件的逻辑结构分析各组件对系统性能的影响,但对于具备随机特性且需有序执行的活动而言,未能实现其求解与分析。此外,在系统任务流程中,各活动的执行时间受到诸多因素的影响,比如:由于系统中资源共享机制引起的活动排队处理的等待时间,以及为提高任务执行效率部分上下游活动之间存在重叠执行的情形。这些因素会对系统任务过程的执行时间产生影响,但目前研究尚未考虑上述问题。

为此,本文基于 GERT 方法构建系统任务流程的随机网络模型,采用排队论求解任务对象在执行各活动时的平均等待时间,并引入时间因子表示任务中上下游活动执行时间之间的关系,以修正 GERT 网络分支中的节点传递的时间参数,使建立的任务流程模型更贴近于真实的任务过程。通过不确定性分析,找出整个任务的关键环节,为系统任务优化提供有效的思路和建议。

1 任务流程的 GERT 模型

1.1 GERT 模型的构建

系统在逻辑上可以分为任务层、功能层和资源层。任务流程是联系系统任务、功能与资源的桥梁,是系统演化的核心环节。描述系统任务流程通常从功能、活动、结构和状态 4 个方面展开^[13],活动在依托于相应资源的基础上按照一定的逻辑结构有序执行就形成了任务流程。在系统任务执行过程中,系统的状态在一定范围内不断变迁,系统中各活动执行与否和执行时间均存在一定的随机性。

GERT 的基本要素包括节点、枝线和流^[14]。在建模时,将系统中的各状态作为节点;枝线表示状态间的传递活动,活动间的逻辑关系通过 GERT 的不同节点类型得以表达;流反映各项活动的量化关系,构建系统任务流程的 GERT 模型。

基于 GERT 方法对任务流程进行建模主要包括 2 个步骤^[15]:

步骤 1 分析任务流程中各项活动间的逻辑

关系,依据 GERT 的不同节点类型构建任务流程随机网络的基本结构。

在随机网络模型中,当活动节点的输入逻辑为“异或型”,输出为“概率型”时,GERT 网络可转化为一个线性系统,易于用数学方法处理。故在随机网络中,需通过适当的逻辑变换,将节点输入端的“与型”及“或型”转换为“异或型”,输出端的“确定型”转换为“概率型”,以方便模型的解析计算^[16]。

步骤 2 收集必要的数据来描述网络分支。为求解系统任务完成时间,网络中各节点之间的传递时间以及各活动的发生概率是任务流程的随机网络模型的重要输入参数。此外也需要明确执行各活动所需的各类资源。

在收集数据的基础上,得到 GERT 网络的基本构成单元,如图 1 所示。图中节点 i, j 是系统中的不同状态,活动 (i, j) 表示状态间的传递关系,即活动的执行过程,包括活动的执行时间和发生概率,其量化关系通过传递函数 $W_{ij}(s)$ 表示, s 为任意实数。图中: p_{ij} 为活动 (i, j) 在前导节点 i 的状态实现的条件下发生的概率; t_{ij} 为 (i, j) 的执行时间。

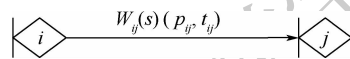


图 1 GERT 网络的一般要素

Fig. 1 General elements of GERT network

1.2 GERT 模型的求解

仅包含“异或型”节点的 GERT 模型,可利用信号流图理论和矩母函数进行求解^[17]。具体求解过程如下:

1) 节点传递函数

节点间活动 (i, j) 的传递函数 $W_{ij}(s)$ 为

$$W_{ij}(s) = p_{ij} M_{ij}(s) \quad (1)$$

式中: $M_{ij}(s)$ 为执行该活动 (i, j) 所消耗时间的矩母函数,可通过 Laplace 变换求得

$$M_{ij}(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-st} f_{ij}(t) dt \quad (2)$$

式中: $f_{ij}(t)$ 为 (i, j) 作业时间 t 的概率密度函数。

2) 等效传递函数

引入传递函数 $W_{ij}(s)$ 后,由 GERT 网络得到信号流图增益矩阵 A 为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ W_{ij}(s) & 0 \end{bmatrix}$$

从矩阵 A 得到传递矩阵 $Q_{n \times n}$ 、 $P_{n \times m}$ 、 $Q_{n \times n}$ 表征 GERT 网络中除源节点以外节点间的传递关系, n 为除源节点外其他节点个数, $P_{n \times m}$ 为 m 个源

节点到剩余 n 个节点的传递函数矩阵。则 GERT 网络中任意源节点到终节点之间的增益矩阵 G 为^[18]

$$G = (I - Q)^{-1}P \quad (3)$$

式中: I 为 n 阶单位矩阵。

假设需要分析源节点 i 到终节点 j 的等价传递函数 $W_E(s)$, 则只需在增益矩阵 G 中找到节点 j 所在行数和节点 i 所在列数对应的元素即为任务流程随机网络的等效传递函数 $W_E(s)$ 。

3) 求解任务执行时间

GERT 网络实现时间的矩母函数 $M_E(s)$ 为

$$M_E(s) = \frac{W_E(s)}{p_E} = \frac{W_E(s)}{W_E(0)} \quad (4)$$

式中: p_E 为 GERT 模型的等价网络实现概率; $W_E(0)$ 为 GERT 模型在 $s=0$ 时的等效传递函数。

进一步地, 求得系统任务执行时间 t 的均值和方差分别为

$$E(t) = \left. \frac{d}{ds} M_E(s) \right|_{s=0} \quad (5)$$

$$\sigma^2(t) = E(t^2) - E^2(t) \quad (6)$$

2 修正节点传递时间

在任务执行过程中, 活动依赖于资源得以执行, 将每个资源作为一个服务窗口, 由于其数量有限, 执行该活动的系统单元会在服务窗口前排成等待队列, 等待接受服务 (即执行相应的活动)。每项活动的执行时间为从进入排队队列等待服务 (即系统单元申请利用资源) 到服务结束离开的时间间隔, 包括服务时间和等待时间。此外, 对于在逻辑上存在先后关系的活动, 尽管无法完全并列执行, 但在实际任务过程中会通过部分重叠来缩短任务周期。

本文考虑资源约束引起各项活动的排队执行以及上下游活动之间存在重叠的情形, 基于排队论求解资源约束下的各项活动执行的平均等待时间, 并引入时间因子表征活动重叠的影响, 以修正 GERT 网络中节点间的传递时间。

2.1 服务时间

对于任务流程中的每一项活动, 可认为任务对象的到达是一个泊松过程, 即服务对象到达的时间间隔服从负指数分布, 同样, 资源对服务对象的服务时间也服从负指数分布^[19]。假设在系统任务中共有 n 项活动, 第 i 项活动 A_i 的平均服务率为 μ_i , 则其服务时间 $s(A_i)$ 的概率密度函数 $f_{s_{A_i}}(t)$ 为

$$f_{s_{A_i}}(t) = \mu_i e^{-\mu_i t} \quad t \geq 0 \quad (7)$$

2.2 平均等待时间

假设系统任务中第 i 项活动 A_i 的到达速率为 λ_i , 资源在活动 A_i 中对任务对象的平均服务率为 μ_i , 活动 A_i 的资源数量为 c_i , 即在排队模型中有 c_i 个服务窗口, 服务对象在第 i 项活动 A_i 中平均等待时间用 $D(A_i)$ 表示。

2.2.1 无资源共享的活动

对于无需与其他活动共享资源的活动, 可将其视为单队列一类服务对象多服务台排队问题。

令 $\rho_i = \lambda_i / \mu_i$, 由 Little 公式^[20]求得服务对象在活动 A_i 中的平均等待时间 $D(A_i)$ 为

$$D(A_i) = \frac{1}{\lambda_i} \left[\frac{(c_i \rho_i)^{c_i} \rho_i}{c_i! (1 - \rho_i)^2} \left(\sum_{k=0}^{c_i-1} \frac{\rho_i^k}{k!} + \frac{1}{c_i!} \cdot \frac{\rho_i^{c_i}}{1 - \rho_i} \right)^{-1} \right] \quad (8)$$

2.2.2 有资源共享的活动

若有 2 个以上的活动需要用到同一种资源, 各项活动的执行时间不同, 也就是资源对各活动中任务对象的服务时间不同, 可将其视为单队列多类服务对象多服务台排队问题。

以共享资源 R_1 为例, 设该类资源共有 c_{R_1} 个, 有 k 项活动需要调用该类资源, 即有 k 类服务对象, 每类对象的到达速率为 λ_i , 则对该类资源来说, 总的服务对象的到达速率为 λ_{R_1} 为

$$\lambda_{R_1} = \sum_{i=1}^k \lambda_i \quad (9)$$

第 i 项活动 A_i 的平均服务率为 μ_i , 则共享资源 R_1 相对于服务对象的平均处理速率 μ_{R_1} 为

$$\mu_{R_1} = \sum_{i=1}^k \lambda_i \mu_i / \sum_{i=1}^k \lambda_i \quad (10)$$

令 $\rho_{R_1} = \lambda_{R_1} / \mu_{R_1}$, 由 Little 公式^[20]求得这 k 项活动在资源 R_1 中的平均等待时间 $D(A_i)$ 为

$$D(A_i) = \frac{1}{\lambda_{R_1}} \left[\frac{(c_{R_1} \rho_{R_1})^{c_{R_1}} \rho_{R_1}}{c_{R_1}! (1 - \rho_{R_1})^2} \left(\sum_{k=0}^{c_{R_1}-1} \frac{\rho_{R_1}^k}{k!} + \frac{1}{c_{R_1}!} \cdot \frac{\rho_{R_1}^{c_{R_1}}}{1 - \rho_{R_1}} \right)^{-1} \right] \quad (11)$$

2.3 活动重叠影响

考虑到任务中活动之间存在重叠的情形, 本文引入时间因子 a_i 表示活动 A_i 与其下游活动 A_{i+1} 之间执行时间的关系:

$$a_i = \frac{t_{A_i}}{d_{A_i}} \quad (12)$$

式中: d_{A_i} 为活动 A_i 的执行时间; t_{A_i} 为信息向下游活动 A_{i+1} 传递时活动 A_i 已执行的时间。

易知, $0 < a_i \leq 1$, 时间因子 a_i 可用于修正活动之间存在重叠的情形, 以表示上下游活动的执行时间关系:

1) 当 $a_i = 1$ 时,表示在活动 A_i 执行完成时向下游活动 A_{i+1} 提供信息,活动 A_{i+1} 在消息到达时开始执行。

2) 当 $0 < a_i < 1$ 时,表示在活动 A_i 部分执行完成时向下游活动 A_{i+1} 提供信息,活动 A_{i+1} 在消息到达时开始执行。

2.4 建立任务流程的 GERT 模型

经过对 GERT 网络中节点传递时间参数的修正,构建任务流程的 GERT 网络模型,如图 2 所示。图中, t_{ij} 表示在系统任务中,信息向下游活动传递触发下游活动开始执行时,上游活动已执行的时间,由 s_{ij} 、 D_{ij} 和 a_{ij} 3 部分组成: s_{ij} 表示在活动 (i,j) 中资源对服务对象的服务时间; D_{ij} 表示资源约束下,服务对象在活动 A_i 中的平均等待时间; a_{ij} 为时间因子,用于修正活动之间的重叠。 t_{ij} 在 s_{ij} 的基础上通过 D_{ij} 和 a_{ij} 得以修正。

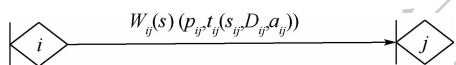


图 2 任务流程的 GERT 网络模型

Fig. 2 GERT network model of task flow

根据矩母函数 $M_{ij}(s)$ 的 n 阶导数在 $s = 0$ 的值等于自变量 n 次方的期望值,即

$$E(t_{ij}) = a_{ij}(E(s_{ij}) + D_{ij}) = a_{ij}\left(\frac{d}{ds}M_{s_{ij}}(s) + D_{ij}\right) = \frac{d}{ds}(a_{ij}M_{s_{ij}}(s) + a_{ij}D_{ij}s) \quad (13)$$

则 GERT 网络中节点之间传递时间的矩母函数 $M_{ij}(s)$ 为

$$M_{ij}(s) = a_{ij}(M_{s_{ij}}(s) + D_{ij}s) \quad (14)$$

式中:活动服务时间的矩母函数 $M_{s_{ij}}(s)$ 为

$$M_{s_{ij}}(s) = (1 - s\lambda)^{-1} \quad s < \lambda \quad (15)$$

由此可得,GERT 网络模型中节点之间的传递函数 $W_{ij}(s)$ 为

$$W_{ij}(s) = p_{ij}M_{ij}(s) \quad (16)$$

在完成了节点传递时间的修正之后,可以利用 1.2 节中的模型求解算法对任务流程的随机网络模型进行求解和分析。

3 案例应用

本文以舰载机着舰过程为例开展案例应用分析,同时验证方法的适用性和有效性。

3.1 着舰模型构建

舰载机着舰任务可划分为返航、待机、进近与着舰 4 项功能,各项功能通过活动配合逻辑结构组成,主要包括:舰载机向舰船方向飞行、空中加油、待机飞行、进近、等待航线飞行、盘旋航线飞行、下滑降落、着舰、复飞等活动,这些活动需依赖于各类人员、保障设备等资源得以执行。具体着舰流程如图 3 所示。

通过分析各项活动间的逻辑结构关系,将舰载机着舰流程转化为 GERT 随机网络模型,如图 4 所示。模型中的节点表示着舰任务过程中的不同状态,节点之间的枝线表示着舰任务中的各项活动。

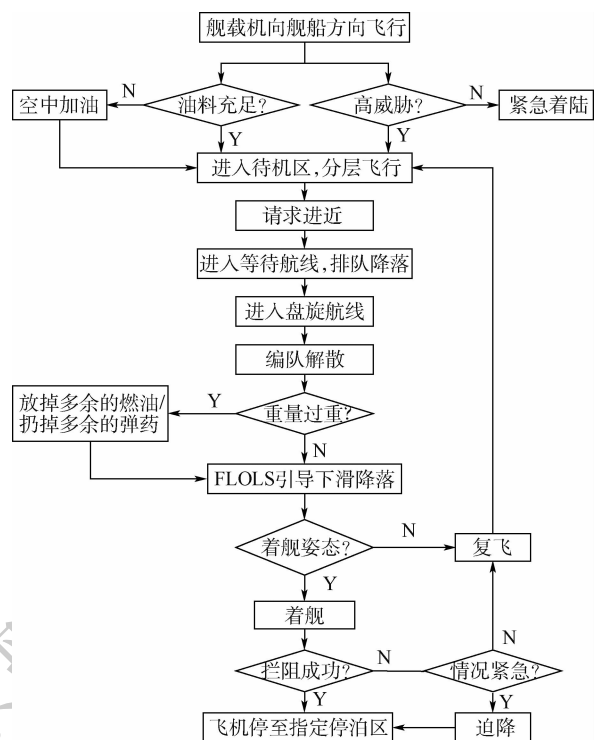


图 3 舰载机着舰流程

Fig. 3 Carrier-based aircraft landing process

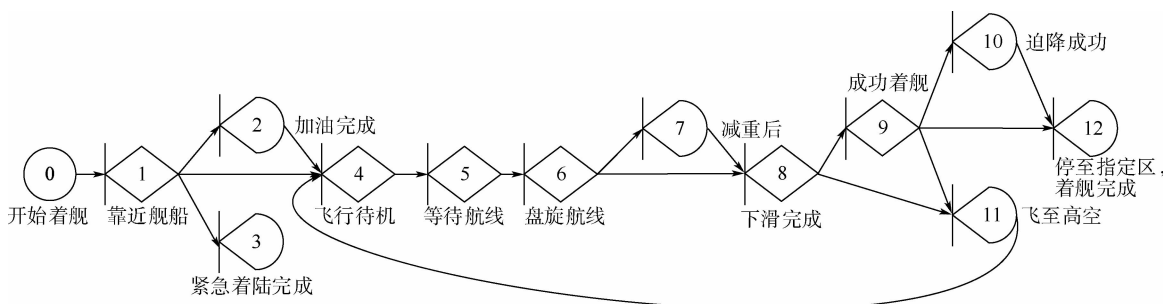


图 4 舰载机着舰的随机网络模型

Fig. 4 Stochastic network model of carrier-based aircraft landing

3.2 着舰模型求解

经与装备研制单位设计人员交流,着舰任务中各项活动的执行时间(即资源对活动的服务时间)、发生概率以及资源需求情况如表 1 所示。

当不考虑舰载机着舰任务过程中的资源共享引起的排队以及活动重叠情况时,通过计算求得着舰任务的执行时间的均值和方差分别为

$$E_0 = 40.6721 \text{ min}$$
$$\sigma_0^2 = 316.1523 \text{ min}^2$$

同时,构建舰载机着舰任务的 Stateflow 模型,如图 5 所示。

通过 1 000 次仿真得到任务执行时间的均值和方差分别为

$$E'_0 = 40.5918 \text{ min}$$

将仿真结果与解析求解结果对比,发现任务执行时间的均值相差 0.197%,方差相差 1.078%,由此可验证文中所提解析求解方法的正确性。

然而,在实际着舰任务中,0→1、1→2、2→4、4→5、5→6 和 11→4 活动均需要空管员(2 名)的通信指挥,6→8、7→8、8→9、8→11、9→10 和 9→11 活动均需要 LSO(1 名)的指挥引导。将空管员和 LSO 作为服务窗口,执行各项活动的舰载机作为服务对象,由于资源共享机制的存在,舰载机会在资源服务窗口形成排队,等待执行活动。

此外,为提高效率,部分上下游活动之间也会存在重叠的情况,利用时间因子 a_{ij} 从节点间信息传递的角度修正活动重叠的影响。其中, a_{ij} 表示

表 1 舰载机着舰任务过程中的资源需求及基本参数

Table 1 Resource requirements and basic parameters of carrier-based aircraft landing mission					
活动编号 $i \rightarrow j$	活动名称	所需的资源	任务到达速率/ min^{-1}	资源服务率/ min^{-1}	执行概率
0→1	舰载机向舰船飞行	飞行员、空管员、通信导航设备	0.033	0.1	1
1→2	余油不足,空中加油	飞行员、空管员、通信导航设备	0.008	0.17	0.1
1→3	存在高威胁紧急着陆	飞行员、通信导航设备	0.01	0.5	0.01
1→4	在待机区飞行	飞行员、通信导航设备	0.025	0.1	0.89
2→4	加油后进入待机区	飞行员、空管员、通信导航设备	0.008	1	1
4→5	请求进近,进入等待航线	飞行员、空管员、通信导航设备	0.017	0.2	1
5→6	进入盘旋航线	飞行员、空管员、通信导航设备	0.001	0.2	1
6→7	减重(减掉多余燃油/炸弹)	飞行员	0.033	0.25	0.1
6→8	编队解散并下滑降落	飞行员、LSO、通信导航设备、菲涅尔透镜、减速板、拦阻钩、起落架	0.1	0.33	0.9
7→8	减重后进行下滑降落	飞行员、LSO、通信导航设备、菲涅尔透镜、减速板、拦阻钩、起落架	0.033	0.2	1
8→9	着舰	飞行员、LSO、拦阻锁、减速板、拦阻钩、起落架	0.1	2	0.98
8→11	复飞	飞行员、LSO、减速板、拦阻钩、起落架	0.008	2	0.02
9→10	迫降	飞行员、LSO、拦阻网	0.008	0.5	0.08
9→11	逃逸复飞	飞行员、LSO、减速板、拦阻钩、起落架	0.004	2	0.02
9→12	将舰载机停至指定停泊区	飞行员、引导人员、拦阻钩、机翼折叠	0.05	0.2	0.9
10→12	迫降成功停至指定区域	飞行员、引导人员、拦阻钩、机翼折叠	0.01	0.2	1
11→4	重新进入待机区	飞行员、空管员、通信导航设备	0.025	0.5	1

注:LSO(Landing Signal Officer)指航母舰载机着舰指挥官。

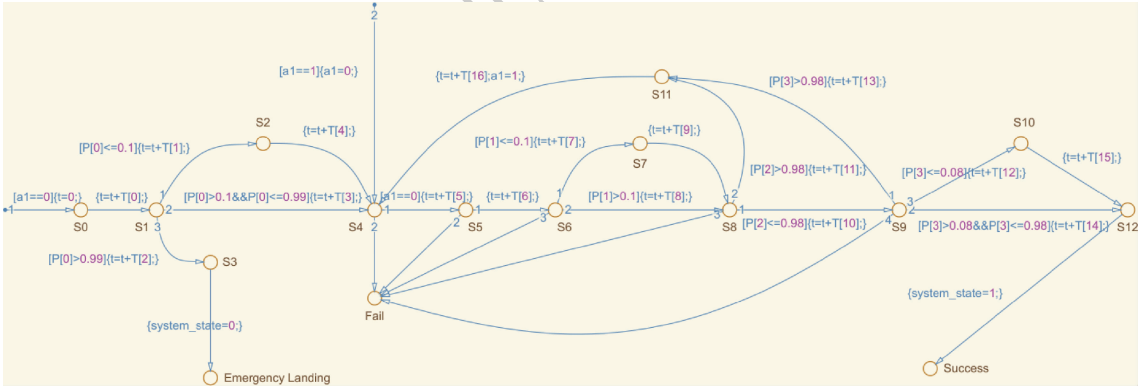


图 5 舰载机着舰任务的 Stateflow 模型

Fig. 5 Stateflow model of carrier-based aircraft landing task

信息向下传递触发下游活动执行时上游活动的执行情况,由此可求得在 GERT 网络中各节点之间信息传递所花费的有效时间。

在活动分支处加入虚拟节点以区分活动分支的不同重叠情况。在节点 1 处添加虚拟节点 1'和 1'',以表示加油、紧急着陆和进入待机区 3 种不同

重叠情况的支线;在节点 6 处添加虚拟节点 6',以表示减重和下滑降落 2 种不同重叠情况的支线;在节点 8 处添加虚拟节点 8',以表示下降高度适宜和着舰姿态太低/太高 2 种不同重叠情况的支线。将着舰任务过程中各项活动执行时间之间的重叠情况映射为矩阵形式:

[a_{ij}] =

	0→1	1→2	1→3	1→4	2→4	4→5	5→6	6→7	6→8	7→8	8→9	8→11	9→10	9→11	9→12	10→12	11→4
0→1		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1→2	0.9		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1→3	0.85	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1→4	1	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2→4	0	1	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4→5	0	0	0	1	0.9		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5→6	0	0	0	0	0	1		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6→7	0	0	0	0	0	0	0.8		0	0	0	0	0	0	0	0	0
6→8	0	0	0	0	0	0	1	1		0	0	0	0	0	0	0	0
7→8	0	0	0	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0
8→9	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1		0	0	0	0	0	0
8→11	0	0	0	0	0	0	0	0	0.95	0.95	0		0	0	0	0	0
9→10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0		0	0	0	0
9→11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0		0	0	0
9→12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0		0	0
10→12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0		0
11→4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.95	0	0.9	0	0	

在矩阵[*a_{ij}*]中对角线以下的元素表示信息由先发生的活动向后传递,属于信息前馈;对角线以上的元素表示信息反馈。

进一步地,可得舰载机着舰任务的 GERT 网络模型中各节点之间的传递函数 *W_{ij}(s)*,并将舰

载机着舰的 GERT 随机网络利用矩阵形式进行表征,得到信号流图增益矩阵 *A*,删除模型中源节点 0 所在的行元素和列元素,得到传递矩阵 *Q*,传递矩阵 *P* 为模型中源节点到剩余节点的传递函数所组成的,其表达式分别为

A = [W_{ij}] =

	0	1	1'	1''	2	3	4	5	6	6'	7	8	8'	9	10	11	12
0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	<i>W</i> _{0→1}		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1'	<i>W</i> _{0→1'}			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1''	<i>W</i> _{0→1''}		0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	<i>W</i> _{1'→2}	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	<i>W</i> _{1''→3}	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	<i>W</i> _{1→4}	0	0	<i>W</i> _{2→4}	0		0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{11→4}	0
5	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{4→5}		0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{5→6}		0	0	0	0	0	0	0	0
6'	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{5→6'}	0		0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{6'→7}		0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{6→8}	0	<i>W</i> _{7→8}		0	0	0	0	0
8'	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{6→8'}	0	<i>W</i> _{7→8'}	0		0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{8→9}	0		0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{9→10}		0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{8'→11}	<i>W</i> _{9→11}		0
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	<i>W</i> _{9→12}	<i>W</i> _{10→12}	0	

1''→3、8→9、8'→11、9→10、9→11 和 11→4 对应的活动影响较弱。

2 种情况下,波动影响程度基本是一致的,只有 1→4:待机飞行和 2→4:加油后进入待机飞行这 2 个活动在考虑这 2 个因素后,其波动影响程度由影响突出变为影响较大。而且,在实际着舰任务过程中,待机飞行的波动影响确实不那么突出,亦即证明了有此考虑的必要性。

综上所述,舰载机着舰任务中最关键的一项活动是舰载机向舰船飞行,由于飞行中会有余油不足以及存在高威胁的特殊情况,其执行时间的波动较大,对整个着舰任务执行时间的波动影响也是最大的;其次对着舰任务影响较大的活动有:空中加油、待机飞行、减重、盘旋、下滑降落、以及迫降停机,资源共享机制对这几项活动排队等待时间的影响是比较大的,进而对着舰任务的执行时间产生影响;其他几项活动执行时间的波动对整个着舰任务的完成时间影响比较小。

4 结 束 语

本文针对任务过程的动态性和随机性,利用 GERT 技术构建系统任务流程的随机网络模型,并考虑由于资源共享引起的排队处理以及部分上下游活动之间存在重叠的情况,对模型中节点之间的传递参数进行了修正,使所建立的模型更贴近于真实的任务过程,并通过不确定性分析,找出关键环节,为任务优化提供方向和思路。

目前本文解析求解方法仅适用于线性系统,且计算效率较低,后续将考虑采用仿真技术对模型进行求解分析,提高求解的效率以及结果的准确性。

参考文献 (References)

- [1] TECHAMGOUE G M, KIM K H, JUN Y K, et al. Compositional real-time scheduling framework for periodic reward-based task model[J]. Journal of Systems and Software, 2013, 86(6): 1712-1724.
- [2] 冯允成. 随机网络及其应用[M]. 北京:北京航空学院出版社, 1987:1-3.
FENG Y C. Stochastic networks and applications[M]. Beijing: Beijing Institute of Aeronautics Press, 1987:1-3 (in Chinese).
- [3] WHITMAN L, HUFF B L, PREASLEY A. Structured models and dynamic systems analysis: The integration of the IDEF0/ IDEF3 modeling methods and discrete event simulation[C] // Proceedings of the 29th Conference on Winter Simulation. Piscataway: IEEE Press, 1997:518-524.
- [4] DUMAS M, VAN DER AALST W M P, TER HOFSTEDE A H M. Process-aware information systems: Bridging people and software through process technology[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005:119-145.
- [5] VANDER AALST W M P, HEE K M V. Work flow management: Models, methods, and systems[M]. Cambridge: MIT Press, 2004:35-48.
- [6] ESPARZA J, LEUCKER M, SCHLUND M. Learning workflow Petri Nets[J]. Fundamenta Informaticae, 2011, 113(3): 205-228.
- [7] 陆琳. 基于 GERT 随机网络的城市交通流仿真研究[J]. 天津工业大学学报, 2011, 30(2): 85-88.
LU L. Urban traffic flow simulation based on GERT random network[J]. Journal of Tianjin Polytechnic University, 2011, 30(2): 85-88 (in Chinese).
- [8] KURIHARA K, NISHIUCHI N. Efficient Monte Carlo simulation method of GERT-type network for project management[J]. Computers & Industrial Engineering, 2002, 42(2-4): 521-531.
- [9] 李翀, 刘思峰, 方志耕. 多元件复杂系统可靠性的 GERT 随机网络模型研究及其应用[J]. 系统工程, 2011, 29(9): 27-33.
LI C, LIU S F, FANG Z G. A novel stochastic network model for reliability analysis of multi-component complex systems and its application[J]. Systems Engineering, 2011, 29(9): 27-33 (in Chinese).
- [10] PAN X, HE C J, WEN T J. A SOS reliability evaluate approach based on GERT[C] // 2015 Annual Reliability and Maintainability Symposium (RAMS). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-7.
- [11] 陶良彦, 刘思峰, 方志耕, 等. GERT 网络的矩阵式表达及求解模型[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(6): 1292-1297.
TAO L Y, LIU S F, FANG Z G, et al. Matrix representation model and its solution of GERT network[J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(6): 1292-1297 (in Chinese).
- [12] WU Y, PAN X, KANG R, et al. Multi-parameters uncertainty analysis of logistic support process based on GERT[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25(6): 1011-1019.
- [13] 朱一鹏. 面向状态的复杂装备故障安全形式化建模研究[D]. 北京:北京航空航天大学, 2018:15-30.
ZHU Y P. A research on state-oriented safety formal modeling of complex equipment fault[D]. Beijing: Beihang University, 2018:15-30 (in Chinese).
- [14] 金锡万, 白琳. GERT 在风险管理中的应用[J]. 安徽工业大学学报(自然科学版), 2003, 20(1): 78-81.
JIN X W, BAI L. Application of GERT to risk management[J]. Journal of Anhui University of Technology (Science Edition), 2003, 20(1): 78-81 (in Chinese).
- [15] LIN K P, WU M J, HUNG K C, et al. Developing a T_{ω} (the weakest t-norm) fuzzy GERT for evaluating uncertain process reliability in semiconductor manufacturing[J]. Applied Soft Computing, 2011, 11(8): 5165-5180.
- [16] 吴勇. 面向任务可靠性的舰船航空保障体系流程建模与优化研究[D]. 北京:北京航空航天大学, 2014:61-62.
WU Y. A-ILS-SoS process modeling and optimization research of the mission reliability[D]. Beijing: Beihang University, 2014:61-62 (in Chinese).

[17] PRITSKER A. Graphical evaluation and review technique[M]. Berlin; Springer, 2001; 20-25.

[18] 陶良彦,刘思峰,方志耕,等. 以特征函数为传递参数的 CF-GERT 及其矩阵法求解[J]. 系统工程理论与实践, 2018, 38(2): 509-521.

TAO L Y, LIU S F, FANG Z G, et al. CF-GERT model conveying characteristic function and its matrix solution[J]. Systems Engineering-Theory & Practice, 2018, 38(2): 509-521 (in Chinese).

[19] 刘胜,范玉顺. 资源约束下实例在工作流中停留时间分析方法[J]. 电子学报, 2005, 33(10): 1867-1871.

LIU S, FAN Y S. Method for analyzing staying-time of instances in workflow models with resources constraints[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(10): 1867-1871 (in Chinese).

[20] 甘应爱. 运筹学[M]. 3 版. 北京: 清华大学出版社, 2005: 315-325.

GAN Y A. Operations research[M]. 3rd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 315-325 (in Chinese).

作者简介:

夏宏青 女, 硕士研究生. 主要研究方向: 可靠性/安全性建模、分析。

焦健 男, 博士, 讲师. 主要研究方向: 可靠性/安全性分析、建模、仿真。

褚嘉运 男, 博士研究生. 主要研究方向: 可靠性建模和仿真、系统安全、基于模型的安全性分析、风险分析。

赵廷弟 男, 博士, 研究员. 主要研究方向: 系统安全与可靠性工程、系统安全与可靠性设计分析与验证、安全预测与风险评估技术、复杂系统安全与可靠性理论等。

Improved GERT based time characteristic modeling and analysis method for task process

XIA Hongqing, JIAO Jian*, CHU Jiayun, ZHAO Tingdi

(School of Reliability and Systems Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The characteristic of time is an important requirement for system tasks, especially in complex industrial systems. This paper adopts Graphical Evaluation and Review Technique (GERT) to build the stochastic network model of task flow. Considering the queued execution of activities caused by resource sharing and the overlapping of some upstream and downstream activities in tasks, the queuing theory and time factor are introduced to modify the execution time of each activity in the task, and the solution steps are given. The average execution time of the task increases by 22.9%; through uncertainty analysis, moreover, the key activities in the task are found out, which can provide direction and ideas for further task optimization. The landing task of carrier-based aircraft is taken as a case study to demonstrate the effectiveness and applicability of the proposed method.

Keywords: task flow; Graphical Evaluation and Review Technique (GERT); queuing theory; time factor; uncertainty analysis

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0576

一维 GTD 散射中心模型参数估计的改进 MUSIC 算法



郑舒予¹, 张小宽^{2,*}, 郭艺夺², 宗彬锋², 徐嘉华¹

(1. 空军工程大学 研究生院, 西安 710051; 2. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051)

摘 要: 针对利用多重信号分类(MUSIC)算法估计一维几何绕射理论(GTD)的散射中心模型时噪声鲁棒性较差、参数精度不高这一问题,提出一类改进的 MUSIC 算法。首先,构建原始回波数据的共轭矩阵,有效提高了原始回波数据的利用率;其次,将原始回波数据的协方差矩阵、共轭数据的协方差矩阵叠加取平均,得到一个新的总协方差矩阵;最后,对矩阵作 2 次方、4 次方等偶次方处理,得到另一矩阵,以达到增大信号特征值与噪声特征值之间差距的作用,等效为增大了信噪比。仿真结果表明:所提改进算法的参数估计性能及噪声鲁棒性均要优于经典 MUSIC 算法。

关 键 词: 参数估计; 散射中心; 一维几何绕射理论(GTD)散射中心模型; 多重信号分类(MUSIC)算法; 共轭矩阵

中图分类号: TN957

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2149-07

在光学区,雷达目标的散射回波可视为有限个强散射点合成响应的结果,这些强散射点又可称为目标的散射中心^[1]。作为雷达目标的主要电磁散射特性之一,散射中心在雷达目标识别^[2]、逆合成孔径雷达(Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR)超分辨率成像^[3-4]、雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)外推^[5-6]等军事领域有着广泛的应用。因此,如何快速、有效提取散射中心成为学者们致力于解决的一类重要课题。

随着隐身技术的高速发展,边缘绕射等散射类型逐渐替代镜面散射,成为隐身目标的主要散射源。基于几何绕射理论(GTD)的模型^[7-8]可有效地描述包括边缘绕射、镜面散射等多种散射类。

因此, GTD 散射中心模型可准确刻画隐身目标的电磁散射特性,并成为目前描述隐身目标的主要散射中心模型之一。

准确估计提取 GTD 散射中心模型参数对描述隐身目标的电磁散射特性具有重要意义。目前,估计 GTD 散射中心模型参数的方法主要分为两大类:一类为非参量法,如基于逆傅里叶变换(IFFT)的 CLEAN 算法^[9]、基于射线跟踪的 CLEAN 算法^[10]等;另一类为参量法,如 MUSIC 类算法^[11-12]、ESPRIT 类算法^[13-14]、MEMP 类算法^[15]等。由于非参量法分辨率较低,参数估计精度不高,因而大多数研究工作均是针对参量法开展的。

本文基于经典 MUSIC 算法,对一维 GTD 散射中心模型参数进行估计提取。针对经典 MUSIC 算法噪声鲁棒性较差、参数估计精度不高这一问题,本文提出了一类改进算法,有效提高了原算法的噪声鲁棒性与参数估计性能。此类改进算

收稿日期: 2019-11-11; 录用日期: 2020-02-22; 网络出版时间: 2020-02-28 15:10

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200227.2209.007.html

基金项目: 国家自然科学基金(61372033); 目标与散射电磁散射辐射重点实验室创新基金(STES2014-2)

* 通信作者: E-mail: 15529037989@163.com

引用格式: 郑舒予, 张小宽, 郭艺夺, 等. 一维 GTD 散射中心模型参数估计的改进 MUSIC 算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2149-2155. ZHENG S Y, ZHANG X K, GUO Y D, et al. Parameter estimation of 1D GTD scattering center model based on an improved MUSIC algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2149-2155 (in Chinese).

法通过构建一个置换矩阵 $\mathbf{J}$, 可得到原始回波数据的共轭信息; 进而将原始回波数据的自相关协方差矩阵 $\mathbf{R}_{E_e E_e}$, 共轭数据的自相关协方差矩阵 $\mathbf{R}_{yy}$ 叠加取平均处理, 得到新的总协方差矩阵 $\mathbf{R}$; 最后对矩阵 $\mathbf{R}$ 作偶次方处理, 得到最终的总协方差矩阵 $\mathbf{R}_1$ 。仿真实验验证了改进算法的有效性与先进性, 并综合考虑参数估计精度与算法运算量, 给出最合理的偶次方次数。

1 一维 GTD 散射中心模型及其简化

基于 GTD, 用来表征雷达目标散射回波的一维 GTD 散射中心模型的表达式为

$$E(f_m) = \sum_{i=1}^I A_i (j f_m / f_0)^{\alpha_i} \exp(-4\pi j f_m r_i / c) + w(f_m) \quad (1)$$

式中: $\{A_i, \alpha_i, r_i\}$ 分别为第 i 个散射中心的散射强度、散射类型、位置参数; I 为散射中心的数目; $f_m = f_0 + m\Delta f$, f_0 为初始频率, Δf 为步进频率, m 为频率序号, 总频率步进数为 M ; $c = 3 \times 10^8$ m/s 为电磁波传播速度; $w(f_m)$ 为复高斯白噪声。 α_i 为 0.5 的整数倍^[7], 共有 5 种, 不同散射类型对应不同的 α 值, 如表 1 所示。

表 1 典型散射结构的 α 值

Table 1 α values of typical scattering structures

典型散射结构	α 值
二面角、三面角、平面法向反射	1
单曲面反射、圆柱面反射	0.5
双曲面反射、球面反射	0
边缘绕射	-0.5
尖顶绕射	-1

为了简化参数估计的复杂度, 当雷达步进频率相对于初始频率较小时, 即 $\Delta f / f_0 \ll 1$ 时, 有如下近似:

$$\left(\frac{f_m}{f_0}\right)^{\alpha_i} = \left(1 + m \frac{\Delta f}{f_0}\right)^{\alpha_i} \approx 1 + \alpha_i \frac{\Delta f}{f_0} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1), 可得

$$E(f_m) = \sum_{i=1}^I B_i P_i^m + w(f_m) \quad (3)$$

式中:

$$B_i = A_i \exp\left(j \frac{\pi \alpha_i}{2}\right) \exp(-4\pi j f_0 r_i / c) \quad (4)$$

$$P_i = \left(1 + \alpha_i \frac{\Delta f}{f_0}\right) \exp(-4\pi j \Delta f r_i / c) \quad (5)$$

因此, 求得式(5)中的 P_i , 即可求解得到散射中心的类型参数 α_i 、位置参数 r_i , 具体求解如下:

$$\alpha_i = (|P_i| - 1) f_0 / \Delta f \quad (6)$$

$$r_i = \frac{-\angle(P_i) \cdot c}{4\pi \Delta f} \quad (7)$$

2 一维 GTD 散射中心模型参数估计

2.1 经典 MUSIC 算法

利用经典 MUSIC 算法估计一维 GTD 散射中心模型各类参数的步骤如下:

步骤 1 为使 GTD 散射中心模型符合经典 MUSIC 算法估计参数时的模型, 对式(3)作如下向量化重构:

$$\mathbf{X} = \mathbf{C} \mathbf{s}^* + \mathbf{w} \quad (8)$$

式中:

$$\mathbf{X} = [E(f_0), E(f_1), \dots, E(f_{M-1})]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{s}^* = [A_1, A_2, \dots, A_I]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{w} = [w(f_0), w(f_1), \dots, w(f_{M-1})]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{a}'(\alpha_1, r_1), \mathbf{a}'(\alpha_2, r_2), \dots, \mathbf{a}'(\alpha_I, r_I)] \quad (12)$$

$$\mathbf{a}'(\alpha_i, r_i) = \begin{bmatrix} \left(j \frac{f_0}{f_0}\right)^{\alpha_i} \exp(-4\pi j f_0 r_i / c) \\ \left(j \frac{f_1}{f_0}\right)^{\alpha_i} \exp(-4\pi j f_1 r_i / c) \\ \vdots \\ \left(j \frac{f_{M-1}}{f_0}\right)^{\alpha_i} \exp(-4\pi j f_{M-1} r_i / c) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$i = 1, 2, \dots, I$

步骤 2 对式(8)进行数据重构, 得到具有汉克尔形式的散射回波数据矩阵 $\mathbf{X}_0$:

$$\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} E(f_0) & E(f_1) & \dots & E(f_{L-1}) \\ E(f_1) & E(f_2) & \dots & E(f_L) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ E(f_{P-1}) & E(f_P) & \dots & E(f_{M-1}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $L = M - P + 1$, $I < P < M/2$ 。

步骤 3 求 $\mathbf{X}_0$ 的自相关矩阵:

$$\mathbf{R}_{X_0 X_0} = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^H \quad (15)$$

步骤 4 对 $\mathbf{R}_{X_0 X_0}$ 作特征值分解:

$$\mathbf{R}_{X_0 X_0} = \mathbf{U}_S \mathbf{\Sigma}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \mathbf{\Sigma}_N \mathbf{U}_N^H \quad (16)$$

式中: $\mathbf{U}_S$ 和 $\mathbf{U}_N$ 分别为信号子空间矩阵和噪声子空间矩阵; $\mathbf{\Sigma}_S$ 和 $\mathbf{\Sigma}_N$ 两矩阵对角线上的元素分别为信号的特征值和噪声的特征值。

步骤 5 根据信号子空间与噪声子空间的正交特性, 定义一个参数估计算子 $\mathbf{P}_w(\alpha, r)$:

$$\mathbf{P}_w(\alpha, r) = \frac{[\mathbf{a}'(\alpha, r)]^H \mathbf{a}'(\alpha, r)}{[\mathbf{a}'(\alpha, r)]^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}'(\alpha, r)} \quad (17)$$

对式(17)进行谱峰搜索, 则峰值对应的信号参数 r 和 α 即为散射中心位置参数和类型参数。

步骤 6 基于估计得到的 r 和 α , 利用最小二

乘法^[16]可得到散射中心强度参数 A_i , 求解公式如下:

$$A_i = ((C')^H C')^{-1} C'^H X \quad i = 1, 2, \dots, I \quad (18)$$

2.2 改进的 MUSIC 算法

利用改进 MUSIC 算法估计一维 GTD 散射中心模型各类参数的步骤如下:

步骤 1 定义一个维度为 $P \times L$ 的置换矩阵 J , 其反对角线上的元素为 1, 其他位置上的元素为 0, 如下:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{P \times L} \quad (19)$$

步骤 2 基于含有目标原始回波信息的矩阵 X_0 及置换矩阵 J , 构造包含目标原始回波共轭信息的矩阵 Y :

$$Y = JX_0^* \quad (20)$$

式中: X_0^* 为 X_0 的共轭转置矩阵。

步骤 3 分别计算矩阵束 X_0 及 Y 的自相关协方差矩阵:

$$\begin{cases} R_{X_0 X_0} = X_0 X_0^H \\ R_{YY} = YY^H = JX_0^* (X_0^*)^H J^H \end{cases} \quad (21)$$

步骤 4 对求得的矩阵 $R_{X_0 X_0}$ 、 R_{YY} 相加并取平均值, 得到一新的总协方差矩阵 R :

$$R = \frac{R_{X_0 X_0} + R_{YY}}{2} \quad (22)$$

步骤 5 分析可知, 新的总协方差矩阵 R 为 $P \times P$ 的 Hermite 矩阵, 因此可得到如下关系式:

$$\begin{cases} RR^H = R^2 \\ (RR^H)^2 = R^4 \\ \vdots \\ (RR^H)^n = R^{2n} \end{cases} \quad n \text{ 为正偶数} \quad (23)$$

由式(23)可知, 对 $(RR^H)^n$ 进行特征值分解, 所得的特征值为原特征值的 $2n$ 倍, 且其对应的特征向量与原特征向量相同, 即

$$\begin{cases} \lambda_{(RR^H)^n} = (\lambda_R)^{2n} \\ v_{(RR^H)^n} = v_R \end{cases} \quad n \text{ 为正偶数} \quad (24)$$

式中: $\lambda_{(RR^H)^n}$ 和 $v_{(RR^H)^n}$ 分别为新构建矩阵 $(RR^H)^n$ 的特征值和特征向量; λ_R 和 v_R 分别为原矩阵 R 的特征值和特征向量。

因此, 通过构建如式(25)中的矩阵 R_1 替代矩阵 R , 可增大信号特征值与噪声特征值之间的差距, 从而可有效区分低信噪比情况下的信号与噪声, 等效为增大了信噪比, 改善了算法的噪声鲁棒性与参数估计性能。

$$R_1 = (RR^H)^n = R^{2n} \quad (25)$$

从数学表达式来定量分析, 各散射中心参数的方差为

$$E\{(\hat{z}_i - z)^2\} = \frac{\frac{\sigma^2}{2M} \sum_{i=1}^I \frac{\gamma_i}{(\sigma^2 - \gamma_i)^2} |C^H \cdot (U_s, U_N)|^2}{\sum_{i=1}^M |dC^H / [d(\hat{z}_i) \cdot (U_s, U_N)]|^2} \quad (26)$$

式中: $\hat{z}_i$ 和 z 分别为第 i 次蒙特卡罗估计的参数和设定参数; σ^2 和 γ_i 分别为噪声特征值和信号特征值; (U_s, U_N) 为信号子空间和噪声子空间的合并矩阵。

则由式(26)可知, 通过增大 σ^2 与 γ_i 之间的差距, $E\{(\hat{z}_i - z)^2\}$ 会相应减小。因此, 构建式(25)的矩阵 R_1 用以代替矩阵 R , 可增大等效信噪比, 从而可以有效提高参数的估计精度。

步骤 6 对得到的矩阵 R_1 作 2.1 节中的步骤 3~步骤 6 处理, 即可估计得到散射中心各类参数。

3 仿真实验

3.1 均方根误差比较

为验证本文提出的此类改进 MUSIC 算法的有效性, 并与经典 MUSIC 算法的参数估计性能作比较, 设置如下仿真实验。

本文设定雷达目标的后向散射回波由 4 个散射中心构成, 具体散射参数值如表 2 所示。步进雷达的初始频率 f_0 为 10 GHz, 步进频率 Δf 为 16 MHz, 总频率步进数 M 为 100。

表 2 4 个散射中心参数

位置参数 r_i/m	散射类型 α_i	散射强度 A_i
1.21	1.0	4.20
1.45	0.5	3.50
1.63	-0.5	2.20
1.84	-1	1.36

在目标电磁散射回波中加入信噪比 SNR 为 -10 ~ 20 dB 的一维复高斯白噪声, 且每个信噪比下进行 200 次蒙特卡罗实验。信噪比 SNR 具体定义式^[17]为

$$SNR = 10 \lg \frac{\sum_{m=1}^M |\tilde{s}(f_m)|^2}{\sum_{m=1}^M |w(f_m)|^2} \quad m = 0, 1, \dots, M \quad (27)$$

式中: $\tilde{s}(f_m)$ 和 $w(f_m)$ 分别为信号对应的表达式及

噪声对应的表达式,如下:

$$E(f_m) = \tilde{s}(f_m) + w(f_m) \tag{28}$$

为定量比较算法的参数估计性能,定义均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE):

$$RMSE(z) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^K (z_i - z)^2}{K}} \tag{29}$$

式中: z_i 、 z 和 K 分别为第 i 次仿真实验估计的散射中心参数、原散射中心参数和每个信噪比下的蒙特卡罗实验次数。

基于经典 MUSIC 算法与不同偶次方下的改进 MUSIC 算法进行一维 GTD 散射中心模型参数估计,各类参数均方差的仿真结果如图 1 ~ 图 3

所示。

由图 1 ~ 图 3 可知,当信噪比为 $-10 \sim 0$ dB 时基于不同次方处理的改进算法估计得到的各类散射中心参数的均方差均要低于经典 MUSIC 算法;而当信噪比为 $0 \sim 20$ dB 时,改进算法的参数均方差与经典算法相差不大或持平。换言之,在信噪比较低,即 $-10 \sim 0$ dB 时,此类改进算法的参数估计性能要优于经典 MUSIC 算法,改进算法的抗噪性能更优越。由图 1 可知,随着偶次方次数的增加,改进算法的位置参数估计性能稍有提高;而比较图 2、图 3 可得,基于不同次方下的改进算法估计得到的类型参数与强度参数的估计精度彼此相差不大。

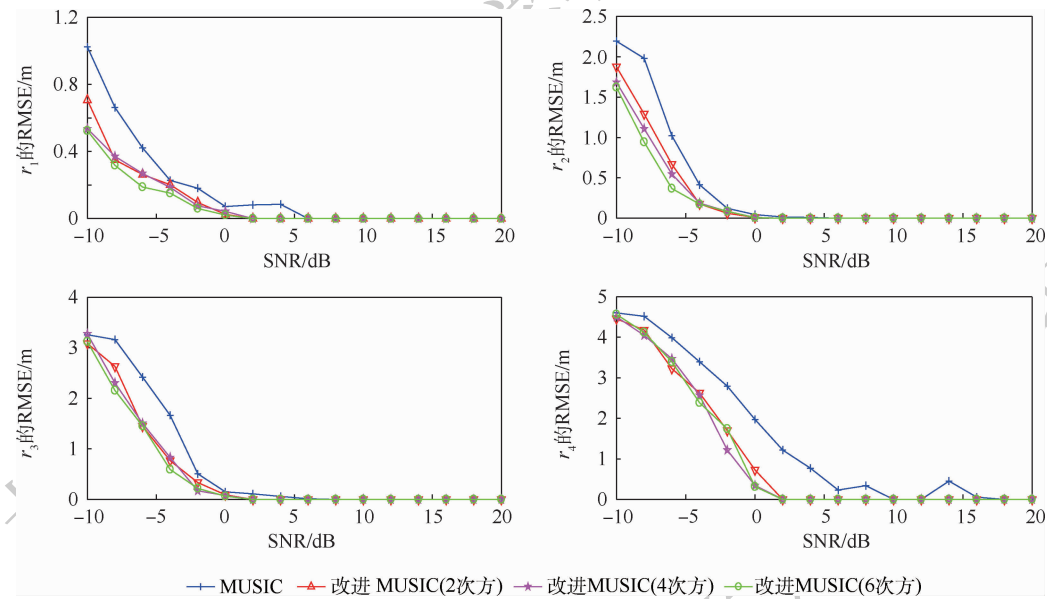


图 1 不同算法下, $r_1 \sim r_4$ 的 RMSE 比较

Fig. 1 RMSE comparison of $r_1 - r_4$ among different algorithms

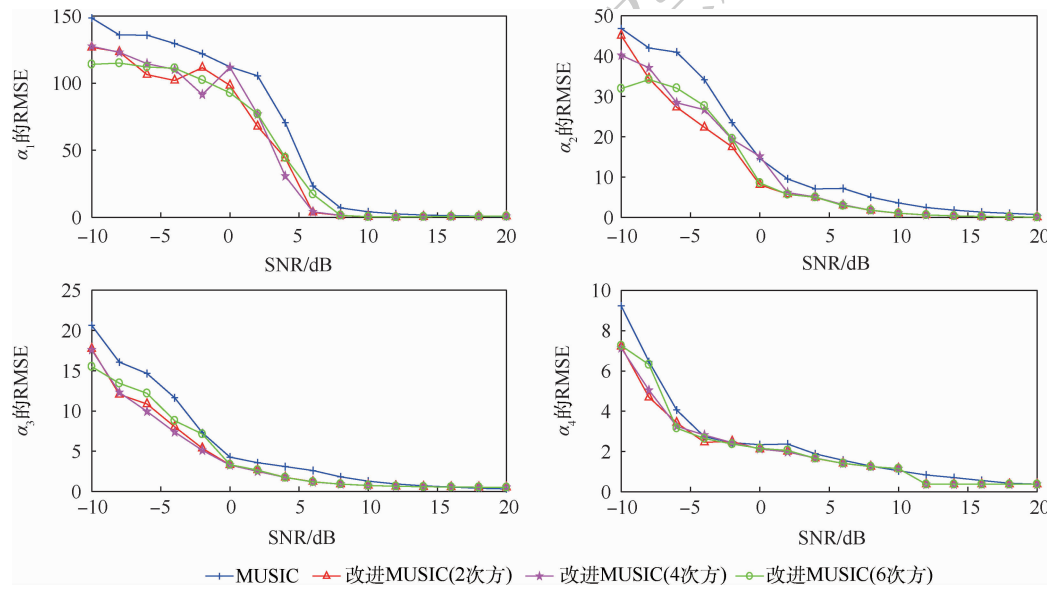


图 2 不同算法下, $\alpha_1 \sim \alpha_4$ 的 RMSE 比较

Fig. 2 RMSE comparison of $\alpha_1 - \alpha_4$ among different algorithms

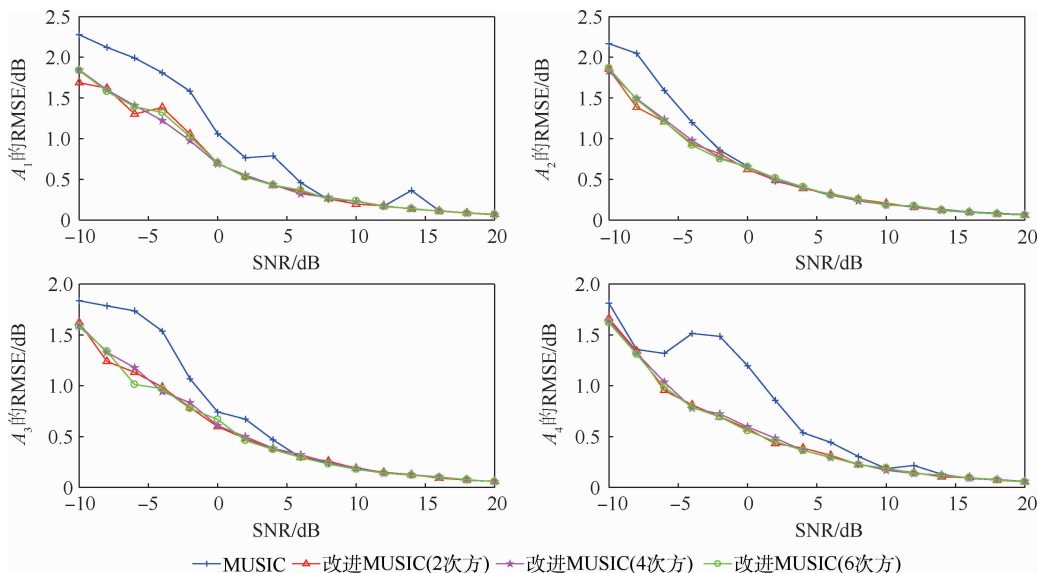


图 3 不同算法下, $A_1 \sim A_4$ 的均方差比较

Fig. 3 RMSE comparison of $A_1 - A_4$ among different algorithms

分析原因可知,本文提出的改进算法首先利用原始回波数据共轭信息,有效提高了原始回波数据的利用率,其次通过将协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 作偶次方处理,增大了噪声特征值与信号特征值之间的差距,避免了由于信号特征值与噪声特征值接近而出现的谱峰混叠问题,从而改善了算法的噪声鲁棒性,提高了算法的参数估计性能。随着偶次方次数的增大,信号特征值与噪声特征值差距越来越大;但较低的偶次方即可分辨出信号特征值与噪声特征值,因此随着偶次方次数的增大,算法估计性能改进得并不明显。

3.2 RCS 重构精度比较

基于估计得到的模型各参数与一维 GTD 散射中心模型,可反演得到目标的后向散射电场 $\mathbf{E}^s$,进而由远场条件下目标电场与 RCS 之间的关系式,如式(30)所示,对目标的远场 RCS 进行拟合重构。

$$\sigma(\text{RCS}) = \lim_{R_f \rightarrow \infty} 4\pi R_f^2 \frac{|\mathbf{E}^s|^2}{|\mathbf{E}^i|^2} \quad (30)$$

式中: $\mathbf{E}^s$ 和 $\mathbf{E}^i$ 分别为目标的散射电场和电磁波的入射电场; R_f 为目标距探测雷达的远场距离。

在信噪比为 20 dB 的噪声条件下,利用经典 MUSIC 算法与二次方下的改进 MUSIC 算法,分别估计一维 GTD 散射中心模型参数并进行 RCS 拟合重构,与理论 RCS 作比较,分别得到目标的重构 RCS 曲线及 RCS 差值曲线如图 4、图 5 所示。

由图 4 可得,基于改进 MUSIC 算法重构得到的 RCS 与理论 RCS 吻合程度要高于经典 MUSIC 算法,因此可以更加准确地反映目标电磁散射特性。

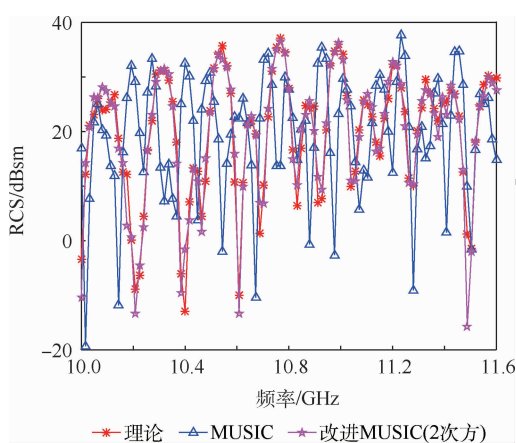


图 4 重构 RCS 比较

Fig. 4 Comparison of reconstructed RCS

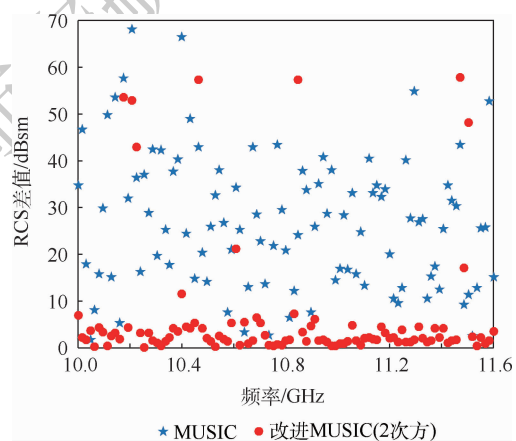


图 5 RCS 差值比较

Fig. 5 Comparison of errors of RCS

从图 5 可更为直观地看出,改进 MUSIC 算法重构的 RCS 与理论 RCS 的差值大多均在 0 dBsm 上下浮动,而经典 MUSIC 算法重构的 RCS 与理论 RCS 的差值多数要远大于 0 dBsm。

由此可以验证,基于改进 MUSIC 算法估计得到的模型参数精度要高于经典 MUSIC 算法,即本文改进 MUSIC 算法的参数估计性能更为优越,噪声鲁棒性更好。

3.3 主要改进步骤运算量与运算时间比较

由于此类改进 MUSIC 算法是针对总协方差矩阵构造的步骤进行改进,因此,本文仅比较 2 次方、4 次方、6 次方对应的改进算法与经典 MUSIC 算法在总协方差矩阵构造这一步的计算量。并在 MATLAB 2017A、计算机内存为 8 GB 的仿真环境下,比较不同算法进行 200 次蒙特卡罗实验估计散射中心 3 类参数所需的运行时间,如表 3 所示。

表 3 不同算法运算量与运算时间比较

Table 3 Comparison of computational complexity and running time among different algorithms

算法	计算协方差矩阵	200 次运行时间/s
MUSIC	P^2L	6.177 181
改进 MUSIC(2 次方)	$3P^2L + PL$	6.919 602
改进 MUSIC(4 次方)	$6P^2L + PL$	7.269 313
改进 MUSIC(6 次方)	$8P^2L + PL$	7.617 376

分析表 3 可知,由于改进算法 MUSIC 需要构建置换矩阵 J 及新的协方差矩阵 R ,并增加了对协方差矩阵作偶次方处理这一步骤,因而运算量与运算时间相比于经典 MUSIC 算法要稍有增加,但可以看出,算法运算量增加不大。

4 结 论

本文在经典 MUSIC 算法的基础上,提出了一类改进的 MUSIC 算法,主要创新点如下:

1) 通过对经典 MUSIC 算法提取参数过程中的协方差矩阵作偶次方处理,得到一类改进的 MUSIC 算法,仿真实验验证了改进的 MUSIC 算法可以有效地提高散射中心参数估计精度。

2) 通过设置仿真实验,探究了不同偶次方次数对参数估计精度的影响,并权衡考虑运算复杂度和参数估计精度,得到最佳的偶次方次数。

3) 根据散射中心模型及目标远场条件下电场值与 RCS 之间的关系,对目标的 RCS 进行了频率外推,仿真结果验证了外推结果的可靠性。

参考文献 (References)

[1] 聂在平,方大纲. 目标与环境电磁散射特性建模[M]. 北京:国防工业出版社,2009:278-286.
NIE Z P,FANG D G. Modeling of target and environment electromagnetic scattering characteristics[M]. Beijing:National Defence Industry Press,2009:278-286 (in Chinese).
[2] DING B Y,WEN G J,HUANG X D,et al. Target recognition in

synthetic aperture radar images via matching of attributed scattering centers[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing,2017,10(7):3334-3347.
[3] ZHU W,JIANG M,HE X. Comprehensive sensing based multi-level fast multipole acceleration for fast scattering center extraction and ISAR imaging[J]. Sensors,2018,18(7):2024.
[4] CUI S,LI S,YAN H,et al. A method of 3D scattering center extraction based on ISAR images[C]//2016 IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology. Piscataway:IEEE Press,2016:439-442.
[5] QUAN X Y,ZHANG B C,WANG Z D,et al. An efficient data compression technique based on BPDN for scattered fields from complex targets[J]. Science China Information Sciences,2017,60(10):109302.
[6] 邱志强. 基于空间谱估计的雷达目标散射中心提取研究[D]. 成都:电子科技大学,2016:116-130.
QIU Z Q. Research on radar target scattering center extraction on the spatial estimation algorithm[D]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology,2016:116-130(in Chinese).
[7] POTTER L C,CHANG D M,CARRIER R,et al. A GTD-based parametric model for radar scattering[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1995,43(10):1058-1066.
[8] CUI S M,JIN D G,FANG D G. Scattering center analysis of radar targets with the use of the matrix pencil combined with the GTD-based method[J]. Microwave Optical Technology Letters,1997,14(4):244-247.
[9] TSAO J,STEIBERG B D. Reduction of sidelobe and speckle artifacts in microwave imaging: The CLEAN technique[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1988,36(4):543-556.
[10] RAJAN B,LING H. Three dimensional scattering center extraction using the shooting and bouncing ray technique[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,1996,44(11):1445-1453.
[11] 郑舒予,张小宽,宗彬锋. 基于改进 MUSIC 算法的散射中心参数提取及 RCS 重构[J]. 系统工程与电子技术,2020,42(1):76-82.
ZHENG S Y,ZHANG X K,ZONG B F. Extraction of scattering center parameters and reconstruction of RCS based on improved MUSIC algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics,2020,42(1):76-82 (in Chinese).
[12] ZHANG H M,ZHANG H Y. Research on DOA estimation method of sonar radar target based on MUSIC algorithm[J]. Journal of Physics:Conference Series,2019,1176(3):1-5.
[13] LEYMEYEN S,KONSTANTIN U,PIERRE C. Multidimensional ESPRIT for damped and undamped signals: Algorithm, computations, and perturbation analysis[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2017,65(22):5897-5910.
[14] 郑舒予,张小宽,宗彬锋,等. 基于 PQ-FB-2D-ESPRIT 算法的二维 GTD 模型参数估计[J]. 系统工程与电子技术,2020,42(6):1283-1289.
ZHENG S Y,ZHANG X K,ZONG B F,et al. Parameter estimation of 2D-GTD model based on the PQ-FB-2D-ESPRIT algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics,2020,42(6):

1283-1289(in Chinese).

[15] HUA Y B. Estimating two-dimensional frequencies by matrix enhancement and matrix pencil[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(9): 2267-2280.

[16] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2002: 56-60.

ZHANG X D. Modern signal processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 56-60 (in Chinese).

[17] 王菁, 周建江. 一种基于 GTD 模型的目标散射中心提取方法[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(11): 2147-2150.

WANG J, ZHOU J J. Method of scattering center extraction based on GTD model[J]. Systems Engineering and Electronics, 2008, 30(11): 2147-2150 (in Chinese).

作者简介:

郑舒予 男, 硕士研究生。主要研究方向: 散射中心提取、目标探测与识别。

张小宽 男, 博士, 教授, 硕士生导师。主要研究方向: 目标探测与识别、雷达目标电磁散射特性研究。

郭艺夺 男, 博士, 讲师。主要研究方向: MIMO 雷达信号处理、阵列信号处理。

宗彬锋 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 天线与电磁波传输。

徐嘉华 男, 硕士研究生。主要研究方向: 目标探测与识别。

Parameter estimation of 1D GTD scattering center model based on an improved MUSIC algorithm

ZHENG Shuyu¹, ZHANG Xiaokuan^{2,*}, GUO Yiduo², ZONG Binfeng², XU Jiahua¹

(1. Graduate School, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: The noise robustness and parameter accuracy are poor when the classical Multiple Signal Classification (MUSIC) algorithm is used to estimate parameters of the one-dimensional Geometric Theory of Diffraction (GTD) scattering center model. To solve this problem, a series of improved MUSIC algorithms are proposed in this paper. Firstly, the improved algorithms construct the conjugate matrix of the original back-scattered data, which utilizes the information of the original data more effectively. Secondly, by averaging the covariance matrix of the original scattering data and its conjugated data, a novel total covariance matrix can be obtained. Finally, quadratic, quartic and other even power are performed on the matrix to obtain another matrix, and thus it can broaden the differences between the eigenvalues of noises and signals, which is equivalent to increasing the signal-to-noise ratio. Simulation results show that the parameter estimation performance and noise robustness are better than those of the classical MUSIC algorithm.

Keywords: parameter estimation; scattering center; one-dimensional Geometric Theory of Diffraction (GTD) scattering center model; Multiple Signal Classification (MUSIC) algorithm; conjugate matrix

Received: 2019-11-11; Accepted: 2020-02-22; Published online: 2020-02-28 15:10

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200227.2209.007.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61372033); Objectives and Environment Key Laboratory of Electromagnetic Environmental Radiation Innovation Fund (STES2014-2)

* Corresponding author. E-mail: 15529037989@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0578

无人机组导航直接法与间接法滤波方式比较

王均晖¹, 孙蕊^{1,2,*}, 程琦¹, 张文字¹

南京航空航天大学 民航学院, 南京 211106; 2. 西安测绘研究所 地理信息工程国家重点实验室, 西安 710054)

摘

要: 全球导航卫星系统/惯性导航系统(GNSS/INS)组合导航可以提供连续、高精度的位置、速度、姿态信息,被广泛应用于无人机的状态估计。其中滤波算法的构建是其组合关键。不同组合导航的模式会对导航定位结果产生相应的影响。针对直接法和间接法这2种常见的组合模式,分别构建了基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的全球定位系统/惯性导航系统(GPS/INS)松组合模式,并将其运用于不同飞行场景下无人机(UAV)的实时动态状态估计。仿真场景以及实际数据验证结果表明,间接法在精度和稳定性方面优于直接法,直接法在滤波计算速率方面优于间接法。因此,当系统具有较高的计算性能,且面向高精度的应用情况下可选择间接法作为无人机导航的技术方案;对于快速求解但精度要求不高的应用情况下,选择直接法作为无人机导航的技术方案可以在一定程度上降低系统的成本。

关键词: 组合导航; 扩展卡尔曼滤波(EKF); 直接法; 间接法; 惯性导航系统(INS); 全球定位系统(GPS)

中图分类号: V249.3

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2156-12

精确的导航定位信息是实现无人机安全飞行的关键。惯性导航系统(INS)和全球导航卫星系统(GNSS)作为2种常用的导航系统,可以有效获取无人机实时导航定位信息,目前已经在无人机导航中被广泛应用。GNSS以全球定位系统(GPS)为代表,能够得到高精度的三维位置、速度;INS由计算机和惯性测量单元(IMU)组成,利用IMU提供的量测信息可以实现自主的导航解算。GPS/IMU通过滤波算法进行组合,算法通过对GPS和IMU数据进行估计、修正、融合,可以有效实现2个系统的互补更新,来解决GPS信号失锁引起的无法定位问题和IMU长时间积累误差引起的漂移问题,因此在无人机组导航中具有非常重要的作用。

GPS/IMU组合导航根据滤波器的种类、输入传感器之间的耦合程度、滤波器的观测输入量的类型特征等因素可以进行多种分类。例如,以基于不同滤波器类别的组合导航方式可以分为:基于卡尔曼滤波系列的GPS/IMU组合导航^[1-3];基于粒子滤波的GPS/IMU组合导航^[4-5];以及基于多模态多联邦卡尔曼滤波的GPS/IMU组合导航等^[6-8]。目前,已经有许多文献对基于不同类型滤波的组合导航进行了详细的对比分析研究。Georgy等分别利用卡尔曼滤波和粒子滤波将低成本INS与GPS进行组合,并在道路环境下测试这2种组合导航系统的性能^[9];陈坡等在仿真的飞机运动状态下,比较了自适应卡尔曼滤波和 H_∞ 滤波应用于GPS/IMU组合导航系统的可行性和

收稿日期: 2019-11-11; 录用日期: 2020-01-12; 网络出版时间: 2020-02-10 15:08

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200210.1209.005.html

基金项目: 国家自然科学基金(41704022,41974033,61773202); 中国博士后科学基金(2017M623360); 江苏省自然科学基金(BK20170780); 中央高校基本科研业务费专项资金(KFJJ20190727)

*通信作者: E-mail: rui.sun@nuaa.edu.cn

引用格式: 王均晖, 孙蕊, 程琦, 等. 无人机组导航直接法与间接法滤波方式比较[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2156-2167. WANG J H, SUN R, CHENG Q, et al. Comparison of direct and indirect filtering modes for UAV integrated navigation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2156-2167 (in Chinese).

有效性^[10];聂琦和高晓颖通过数值仿真,比较了使用不同等级的惯性传感器与 GPS 组合时 sigma 点卡尔曼滤波和扩展卡尔曼滤波(EKF)的优劣^[11]。众多研究表明,滤波类型的不同对 GPS/IMU 组合导航的精度以及鲁棒性等方面有着重要的影响,在无人机高动态以及复杂环境的飞行情况下尤为显著。

基于 GPS 和 IMU 之间耦合程度不同可以分为松组合(位置、速度、姿态信息层面)、紧组合(观测量层面)和深组合(信号层面)。针对不同层面组合导航的比较分析较为成熟,仇立成等利用车载 GPS/IMU 组合导航的实测数据进行分析,发现紧组合较之松组合能获得更高的定位精度^[12];李妍妍比较分析了松、紧、深 3 种组合结构下的捕获跟踪和信息融合技术并进行了实例验证,从而更好地搭建组合导航数据处理平台^[13]。其中,松组合具有结构简单、易于实现的优点;紧组合抗干扰能力强,可使系统快速收敛,从而达到较高导航精度,但结构相对复杂;深组合具有高精度、强抗干扰性,但系统复杂,实现难度大。

基于滤波器观测量特征不同的组合导航方式可以分为:基于直接法的组合导航方式和基于间接法的组合导航方式。其中,间接法以各导航子系统的误差量,也就是 GPS 和 IMU 输出的导航参数的误差作为滤波器的状态量从而进行滤波计算;直接法以各导航子系统的输出参数,即 GPS 和 IMU 输出的导航参数作为状态量来进行滤波估计。目前以直接法为组合导航方式的研究主要包括:李荣冰等设计了基于微型飞行器的 GPS/IMU 组合导航系统来验证 sigma 点直接式滤波方法的有效性和可靠性,仿真结果达到了 5 m 的定位精度^[14];逯峤等利用基于平方根中心差分卡尔曼滤波(SR-CDKF),解决了直接法滤波估计中姿态、速度和位置等导航参数的非线性问题,达到了分米级的定位精度^[15]。文献[14-15]表明直接法建模的方式具有简单、直接的优点,并且在静态桥梁形变数据平滑、车辆运动估计等领域进行了有效的应用。同样,间接法也是一种常用的组合导航模式。徐田来等通过输入位置误差、速度误差以及姿态误差量,构建一种基于模糊自适应卡尔曼滤波的车载 GPS/IMU 组合导航系统,在仿真情况下将经纬度的误差控制在 1°内^[16];吴富梅和杨元喜利用小波阈值消噪的自适应滤波削弱 IMU 误差的影响,有效地分离有用信号和噪声信号,提高了 GPS/IMU 组合导航系统的精度和可靠性,达到了 0.6 m 均方根误差(Root Mean Squared Error, RMSE)的定位精度^[17]。

虽然间接法和直接法都在组合导航的工程实

践中被广泛应用,针对这两者在不同场景条件下的比较分析却少有研究。李开龙等从系统模型、滤波算法以及应用等方面对组合导航的直接法和间接法进行了分析,通过车载实验,针对不同路况的数据评估各自导航性能,结果表明,高机动条件下可选择直接法,而静态和低速运动时应选择间接法,但是该结论并不适用于三维空间内无人机的飞行^[18]。因此,为了进一步分析不同种建模方式,探索给定应用场景下 2 种建模方式的组合导航的性能差异,对算法的适用性有进一步的了解从而更好地服务于工程应用。本文在直接法和间接法的组合模式下,分别设计了基于 EKF 的 GPS/IMU 组合导航系统的算法,并基于仿真数据和实际数据对 2 种组合模式的算法精度进行详细地比较分析,为无人机在不同场景下的安全飞行提供有效的技术支撑。相对于载波相位的整周模糊度的难点,伪距法定位具有速度快、无多值性问题的优点,故本文利用伪距法对 GPS 进行定位解算。

1 基于 EKF 的组合导航模型构建

本节内容主要针对直接法和间接法组合模式,设计了基于 EKF 的 GPS/IMU 组合导航系统的算法。由于松组合结构简单、计算量相对较小,适用于对实时性要求较高的系统,因此将用松组合来比较分析无人机的组合导航系统在 2 种组合模式下的算法精度。

1.1 松组合直接法

直接法状态方程是真实系统状态和相应导航参数的动态变化的直观反映。直接法首先从 IMU 和 GPS 中获得导航参数,即位置信息(x_E, x_N, x_U)、速度信息(v_{bx}, v_{by}, v_{bz})、姿态角信息(φ, θ, ψ),然后使用卡尔曼滤波器进行计算,最后输出导航参数的最优估计($\hat{x}_E, \hat{x}_N, \hat{x}_U, \hat{v}_{bx}, \hat{v}_{by}, \hat{v}_{bz}, \hat{\varphi}, \hat{\theta}, \hat{\psi}$)。直接法一般采用非线性滤波方程,将非线性滤波方程进行线性化然后取一阶项。组合导航直接法滤波的示意图如图 1 所示。图中: ω_{ib}^b 和 f^b 分别为 IMU 的角速度和比力输出; p_{GPS}^n 和 v_{GPS}^n 分别为 GPS 的位置和速度输出; z 为滤波观测量, $z - \hat{z}_k$ 为滤波新息; $\hat{x}_k$ 为滤波状态最优估计; $\hat{x}_k^-$ 为一步状态预测; $\hat{p}^n, \hat{v}^n$ 和 $\hat{\Phi}^n$ 分别为滤波估计得到的位置、速度和姿态。一方面,从 IMU 和 GPS 中获取各自的导航参数输出作为观测量,分别为(ω_{ib}^b, f^b)和(p_{GPS}^n, v_{GPS}^n)。另一方面,初始化状态量,随着时间更新,利用状态方程和量测方程,不断进行状态预测和观测预测。将 2 个方面结合起来,不断进行系统的状态更新,从而得到系统的位置、速度、姿态的最优估计。其中,对于 INS 的解算已经

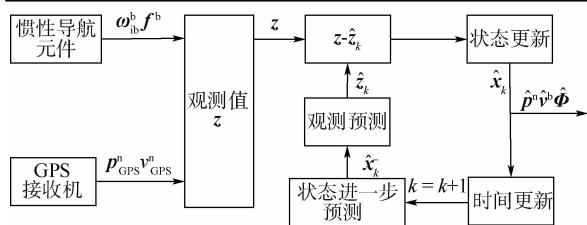


图 1 直接法滤波

Fig. 1 Direct mode of filtering

融入到了系统状态方程和量测方程的建立之中。

1.1.1 状态向量的选取和系统方程的建立

在本方法中,选取组合导航系统的状态向量为 $X = [p^n, v^b, a^b, \phi, \omega_{ib}^b, b_a, b_g]^T$ 。状态向量共 21 维。其中, p^n 为导航系 n 内的三维位置矢量, 即 (x_E, x_N, x_U) ; v^b 和 a^b 为对应机体系 b 内的三维速度矢量和加速度矢量, 即 $(v_{bx}, v_{by}, v_{bz}, a_{bx}, a_{by}, a_{bz})$; ϕ 为欧拉角 (分别对应横滚角 φ 、俯仰角 θ 和偏航角 ψ); ω_{ib}^b 为机体系 b 相对于惯性系 i 的欧拉角速率矢量在机体系内的投影; b_a 和 b_g 分别为加速度计和陀螺的零偏。

令 $p^n = [x_E, x_N, x_U]^T, v^n = [v_E, v_N, v_U]^T, v^b = [v_{bx}, v_{by}, v_{bz}]^T, a^b = [a_{bx}, a_{by}, a_{bz}]^T$ 。根据运动学的基本规律, 有

$$\dot{p}^n = C_b^n v^b \quad (1)$$

$$\dot{v}^b = a^b \quad (2)$$

根据 INS 的力学编排, 有

$$\dot{v}^n = C_b^n f^b + g^n - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times v^n \quad (3)$$

$$\dot{C}_b^n = C_b^n (\omega_{ib}^b \times) - (\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times C_b^n \quad (4)$$

$$\dot{b}_a = 0 \quad (5)$$

$$\dot{b}_g = 0 \quad (6)$$

式中: ω_{en}^n 为导航系 n 相对于地球系 e 的角速度在导航系 n 上的投影; ω_{ie}^n 为地球自转角速度在导航系 n 上的投影; g^n 为导航系 n 下的重力加速度。 n 为导航系 n 下的重力加速度。

在理想情况下, 相邻时间间隔极小, 故系统的加速度和角速度基本不变, 故有

$$\dot{a}^b = 0 \quad (7)$$

$$\dot{\omega}_{ib}^b = 0 \quad (8)$$

因此, 状态方程可以写成

$$\dot{X}_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + W_k \quad (9)$$

式中: $\Phi_{k,k-1}$ 为 21×21 的状态转移矩阵; W_k 为系统噪声矩阵。

$$\Phi_{k,k-1} = \begin{bmatrix} -F_1 & 0_{9 \times 3} & 0_{9 \times 3} & 0_{9 \times 6} \\ 0_{3 \times 9} & I_{3 \times 3} & F_2 & 0_{3 \times 6} \\ 0_{3 \times 9} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 6} \\ 0_{6 \times 9} & 0_{6 \times 3} & 0_{6 \times 3} & I_{6 \times 6} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: F_1 和 F_2 分别为

$$F_1 = \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & C_b^n \times T & \frac{1}{2} C_b^n \times T^2 \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & T \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$F_2 = T \times \begin{bmatrix} 1 & \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \cos \theta \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi \sec \theta & \cos \varphi \sec \theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中: T 为迭代周期; C_b^n 为机体系 b 到导航系 n 的方向余弦矩阵; $I_{i \times i}$ 为 i 阶单位矩阵; $0_{i \times j}$ 为 $i \times j$ 阶零矩阵。

系统噪声的统计特性满足以下条件:

$$E[W_k] = 0 \quad (13)$$

$$E[W_k W_j^T] = Q_k \delta_{kj} \quad (14)$$

$$\delta_{kj} = \begin{cases} 1 & k = j \\ 0 & k \neq j \end{cases} \quad (15)$$

式中: Q_k 为系统噪声方差阵; E 为数学期望。

1.1.2 量测方程的建立

将 GPS 导航仪输出的位置、速度信息与 INS 输出的比力和加速度直接作为量测量。

设 p_{GPS}^n 和 v_{GPS}^n 分别为 GPS 测得的导航系 n 下的三维位置矢量和速度矢量; f^{b*} 为 INS 测得的机体系 b 内的比力矢量; ω_{ib}^{b*} 为 INS 测得的机体系 b 相对于惯性系 i 的欧拉角速率矢量在机体系 b 内的投影。则量测值 $Z = [p_{GPS}^n, v_{GPS}^n, f^{b*}, \omega_{ib}^{b*}]^T$, 量测方程为

$$Z_k = H_k X_k + Y_k + V_k \quad (16)$$

式中: H_k 为 12×21 的矩阵; Y_k 为量测的系统性误差的确定性输入; V_k 为量测噪声矩阵。

$$H_k = \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & C_b^n & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & \omega_{ib}^b \times & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$Y_k = [0_{1 \times 6} \quad [0 \quad 0 \quad 1] C_b^n \quad 0_{1 \times 3}]^T \quad (18)$$

式中: C_b^n 为 b 系到 n 系的变换矩阵,

$$C_b^n = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & -\cos \theta \sin \psi + \sin \varphi \sin \theta \cos \psi & \sin \varphi \sin \psi + \cos \varphi \sin \theta \cos \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \cos \varphi \cos \psi + \sin \varphi \sin \theta \sin \psi & -\sin \varphi \cos \psi + \cos \varphi \sin \theta \sin \psi \\ -\sin \theta & \sin \varphi \cos \theta & \cos \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (19)$$

量测噪声的统计特性满足以下条件:

$$E[V_k] = 0 \quad (20)$$

$$E[V_k V_j^T] = R_k \delta_{kj} \quad (21)$$

式中: R_k 为量测噪声方差阵。

1.2 松组间接法

与直接法不同的是,间接法状态方程为状态误差方程。由于误差可看作小量,系统的状态方程和量测方程可近似为线性方程。间接法首先从 IMU 和 GPS 中获得导航参数误差,即位置误差 ($\delta x_E, \delta x_N, \delta x_U$)、速度误差 ($\delta v_E, \delta v_N, \delta v_U$)、姿态角误差 ($\varphi_E, \varphi_N, \varphi_U$),然后使用卡尔曼滤波器进行计算,最后输出的是导航参数误差的估值 ($\delta \hat{x}_E, \delta \hat{x}_N, \delta \hat{x}_U, \delta \hat{v}_E, \delta \hat{v}_N, \delta \hat{v}_U, \delta \hat{\varphi}_E, \delta \hat{\varphi}_N, \delta \hat{\varphi}_U$)。由于误差的数值通常较小,变化较为平缓。间接法滤波的示意图如图 2 所示。一方面,从 IMU 获得导航参数输出 (ω_{ib}^b, f^b) 后,首先进行惯导解算,得到位置、速度、姿态等导航参数,同时从 GPS 直接获得位置、速度等导航参数,将这 2 种不同来源的导航参数作差作为系统的量测量,即导航参数误差。另一方面,基于 INS 的力学编排建立系统的状态空间模型,利用该模型得到导航参数误差的预测。将这 2 个方面结合起来,得到一个对 INS 导航参数误差的最优估计,利用该估计对 INS 进行修正,从而间接地实现了对系统位置、速度、姿态等导航参数的最优估计。

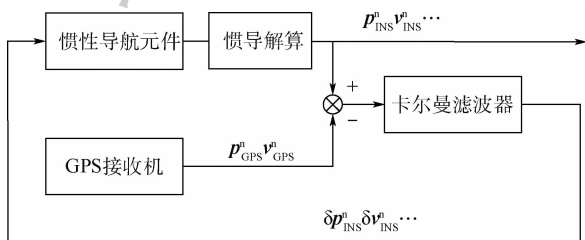


图 2 间接法滤波

Fig. 2 Indirect mode of filtering

1.2.1 状态向量的选取和系统方程的建立

选取子系统惯导的导航输出参数误差作为状态,状态向量为

$$X(t) = [\delta x_E, \delta x_N, \delta x_U, \delta v_E, \delta v_N, \delta v_U, \varphi_E, \varphi_N, \varphi_U, \nabla_{ax}, \nabla_{ay}, \nabla_{az}, b_{rx}, b_{ry}, b_{rz}, b_{bx}, b_{by}, b_{bz}]^T$$

其中,包括位置误差 ($\delta x_E, \delta x_N, \delta x_U$),速度误差 ($\delta v_E, \delta v_N, \delta v_U$),惯性导航平台误差角 ($\varphi_E, \varphi_N, \varphi_U$),加速度计零偏 ($\nabla_{ax}, \nabla_{ay}, \nabla_{az}$),陀螺的相关漂移 (b_{rx}, b_{ry}, b_{rz}) 和陀螺的随机常值漂移 (b_{bx}, b_{by}, b_{bz})。

令 $\delta p^n = [\delta x_E, \delta x_N, \delta x_U]^T, \delta v^n = [\delta v_E, \delta v_N, \delta v_U]^T, \varphi^n = [\varphi_E, \varphi_N, \varphi_U]^T, \nabla_a = [\nabla_{ax}, \nabla_{ay}, \nabla_{az}]^T, b_r = [b_{rx}, b_{ry}, b_{rz}]^T, b_b = [b_{bx}, b_{by}, b_{bz}]^T$ 。针对 INS 中各导航参数的误差建立数学模型,包括位置误差方程、速度误差方程^[19]和姿态误差角方程^[20]、陀螺和加速度计的零偏模型,有

$$\delta \dot{p}^n = -\omega_{en}^n \times \delta p^n + \delta v^n \quad (22)$$

$$\delta \dot{v}^n = f^n \times \varphi^n - (2\delta \omega_{ie}^n + \delta \omega_{en}^n) \times v^n - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times \delta v^n + C_b^n \nabla_a \quad (23)$$

$$\dot{\varphi}^n = \delta \omega_{ie}^n + \delta \omega_{en}^n - (\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times \varphi^n - C_b^n b_r \quad (24)$$

$$\dot{\nabla}_a = -\frac{1}{T_a} \nabla_a \quad (25)$$

$$\dot{b}_r = -\frac{1}{T_g} b_r \quad (26)$$

$$\dot{b}_b = 0 \quad (27)$$

式中: T_a 和 T_g 分别为加速度计和陀螺误差模型中的一阶马尔可夫过程的相关时间。

那么, GPS/INS 组合导航系统连续状态方程可以表示为

$$\dot{X}(t) = F(t)X(t) + G(t)W(t) \quad (28)$$

式中: $F(t)$ 为 18×18 的矩阵; $G(t)$ 为系统噪声驱动阵; $W(t)$ 为系统噪声矩阵。

$$F(t) = \begin{bmatrix} F_S & F_M \\ 0_{9 \times 9} & F_N \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$G(t) = \text{diag}\{0_{1 \times 9}, I_{1 \times 6}, 0_{1 \times 3}\} \quad (30)$$

$$Q = \text{diag}\{0_{1 \times 9}, \sigma_a, \sigma_a, \sigma_a, \sigma_g, \sigma_g, \sigma_g, 0_{1 \times 3}\} \quad (31)$$

式中: Q 为系统噪声方差阵; σ_a 和 σ_g 分别为加速度计和陀螺漂移的白噪声均方根。

F_S, F_M 和 F_N 分别为

$$F_S = \begin{bmatrix} -\omega_{en}^n \times & I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ F_{S1} & -(2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times & f^n \times \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & -(\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (32)$$

$$F_M = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ C_b^n & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & -C_b^n & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (33)$$

$$F_N = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_a} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & -\frac{1}{T_g} I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (34)$$

$$\mathbf{F}_{\text{SI}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2\omega_{\text{ie}}(v_{\text{N}}\cos\varphi + v_{\text{U}}\sin\varphi)}{R_{\text{M}} + h} + \frac{v_{\text{E}}v_{\text{N}}}{(R_{\text{N}} + h)(R_{\text{M}} + h)\cos^2\varphi} & \frac{v_{\text{E}}v_{\text{U}}}{(R_{\text{N}} + h)^2} + \frac{v_{\text{E}}v_{\text{N}}\tan\varphi}{(R_{\text{N}} + h)^2} \\ 0 & \frac{-2\omega_{\text{ie}}v_{\text{E}}\cos\varphi}{R_{\text{M}} + h} - \frac{v_{\text{E}}^2}{(R_{\text{N}} + h)(R_{\text{M}} + h)\cos^2\varphi} & \frac{v_{\text{N}}v_{\text{U}}}{(R_{\text{M}} + h)^2} + \frac{v_{\text{E}}^2\tan\varphi}{(R_{\text{N}} + h)^2} \\ 0 & \frac{-2\omega_{\text{ie}}v_{\text{E}}\sin\varphi}{R_{\text{M}} + h} & -\frac{v_{\text{E}}^2}{(R_{\text{N}} + h)^2} - \frac{v_{\text{N}}^2}{(R_{\text{M}} + h)^2} + \frac{2g}{R_{\text{e}} + h} \end{bmatrix}$$

(35)

式中： ω_{ie} 为地球自转角速度； h 为大地高； f 为加速度计输出的比力值； g 为重力加速度； R_{M} 、 R_{N} 和 R_{e} 分别为地球的子午圈曲率半径、卯酉圈曲率半径和平均半径。

1.2.2 量测方程的建立

设 $\mathbf{v}^n = [v_{\text{E}}, v_{\text{N}}, v_{\text{U}}]^T$ 为三维速度信息，下标 E、N 和 U 分别表示东向、北向和天向，上标 I 和 G 分别为该信息由 INS 和 GPS 输出，设 λ 、 L 和 h 分别为经度、纬度和高度，下标 I 和 G 分别为该信息由 INS 和 GPS 输出。间接法里所采用的量测方程将 INS 与 GPS 接收机给出的位置、速度信息的差值作为量测量。量测值为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} (\lambda_{\text{I}} - \lambda_{\text{G}})(R_{\text{N}} + h)\cos\varphi \\ (L_{\text{I}} - L_{\text{G}})(R_{\text{M}} + h) \\ h_{\text{I}} - h_{\text{G}} \\ v_{\text{E}}^{\text{I}} - v_{\text{E}}^{\text{G}} \\ v_{\text{N}}^{\text{I}} - v_{\text{N}}^{\text{G}} \\ v_{\text{U}}^{\text{I}} - v_{\text{U}}^{\text{G}} \end{bmatrix}$$

(36)

量测方程为

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{V}(t)$$

(37)

式中： $\mathbf{H}(t)$ 为 6×18 的矩阵； $\mathbf{V}(t)$ 为量测噪声矩阵。

$$\mathbf{H}(t) = [\mathbf{I}_{6 \times 6} \quad \mathbf{0}_{6 \times 15}]$$

(38)

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{\sigma_{x\text{E}}, \sigma_{x\text{N}}, \sigma_{x\text{U}}, \sigma_{v\text{E}}, \sigma_{v\text{N}}, \sigma_{v\text{U}}\}$$

(39)

式中： $\mathbf{R}$ 为量测噪声方差阵； $\sigma_{x\text{E}}$ 、 $\sigma_{x\text{N}}$ 和 $\sigma_{x\text{U}}$ 分别为东向、北向和天向的位置误差的白噪声均方根； $\sigma_{v\text{E}}$ 、 $\sigma_{v\text{N}}$ 和 $\sigma_{v\text{U}}$ 分别为对应速度误差的白噪声均方根。

2 实验仿真

本实验利用 MATLAB 构建仿真环境，生成无人机运动状态、GPS 接收机输出以及惯性元件的测量值。无人机轨迹包含了上升、平飞、下降等多个航段，有利于本文全面地对直接法和间接法组合导航的定位精度进行评估。针对组合导航直接法和间接法的情形，分别利用 EKF 进行了仿真实验。其中，GPS 的采样频率选取 10 Hz，接收机误

差包括热噪声、多路径以及电离层误差等，表 1 为 INS 的相关参数设置，频率选取 100 Hz。

仿真实验中，导航信息的初始误差为：水平姿态误差 20'，方位误差 20'，位置误差 1.5 m，速度误差 2 m/s。初始航向角为 90°，初始位置为北纬 39°西经 81°，海拔高度 0 m。此外，为更好地评价组合导航系统的性能，本文设置无人机飞行过程中的丢星场景如表 2、表 3 所示。图 3 为仿真无人机的三维飞行轨迹图，图 4 为仿真飞行轨迹的速度。

图 5 为丢星场景 1 下无人机的仿真飞行轨迹，包括参考轨迹、GPS 接收机基于伪距解算得到的位置以及直接法和间接法滤波得到的轨迹。图 6 为组合导航系统在场景 1 下的位置误差。表 4 为场景 1 最大位置误差。结合图表可以看出，

表 1 惯性导航系统参数设置

Table 1 Parameter setting of INS

传感器	参数	数值
陀螺仪	随机常数/ $(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}$	0.05
	随机漂移均方差/ $(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}$	0.05
	一阶马尔可夫驱动白噪声方差/ $(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}$	1×10^{-9}
	相关时间/s	10 000
加速度计	一阶马尔可夫驱动白噪声方差/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	$0.3 \times 9.81 \times 10^{-6}$
	相关时间/s	10 000

表 2 仿真环境下丢星场景 1 设置

Table 2 Setting of lost star in Scenario 1 under simulation environment

飞行阶段	丢星时间/s	间隔/s
上升段	60 ~ 75	15
平飞段	220 ~ 235	15
下降段	400 ~ 415	15

表 3 仿真环境下丢星场景 2 设置

Table 3 Setting of lost star in Scenario 2 under simulation environment

飞行阶段	丢星时间/s	间隔/s
上升段	60 ~ 65	5
平飞段	220 ~ 225	5
下降段	400 ~ 405	5

场景 1 下,直接法的位置误差可达上百米,尤其是转弯部分丢星的 15 s,东向位置误差达到 100 m,北向位置误差达 80 m,天向位置误差达 200 m;而间接法的位置误差,即使在丢星段,三维位置误差均控制在 10 m 内。

场景 1 下,受丢星 15 s 影响,直接法和间接法位置误差的差距达到 2 个数量级,同时,第 3 节的真实数据验证部分,丢星均不超过 5 s。因此,以下重点对场景 2 展开具体分析。

图 7 和图 8 分别为场景 2 下无人机的仿真飞行轨迹的平面图和高程图,包括参考轨迹、GPS 接收机基于伪距解算得到的位置以及直接法和间接法滤波得到的轨迹。

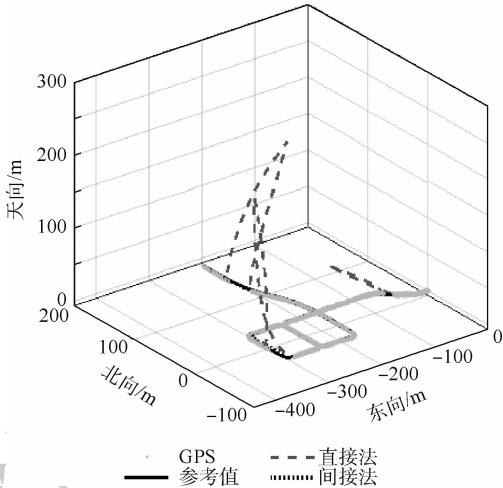


图 5 场景 1 仿真飞行轨迹

Fig. 5 Simulated flight trajectory in Scenario 1

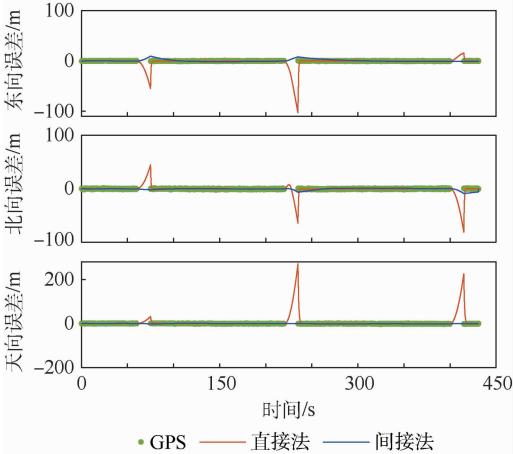


图 6 场景 1 位置误差

Fig. 6 Position errors in Scenario 1

表 4 场景 1 最大位置误差

Table 4 Maximum position error in Scenario 1

方向	最大位置误差/m	
	直接法	间接法
东向	102.8	9.5
北向	81.3	9.1
天向	271.1	1.9

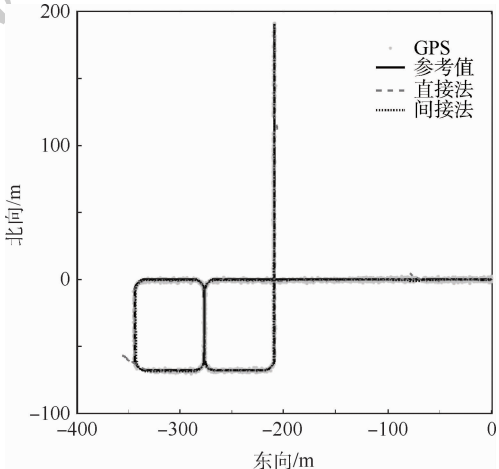


图 7 场景 2 仿真飞行轨迹(水平维度)

Fig. 7 Simulated flight trajectory in Scenario 2 (horizontal dimension)

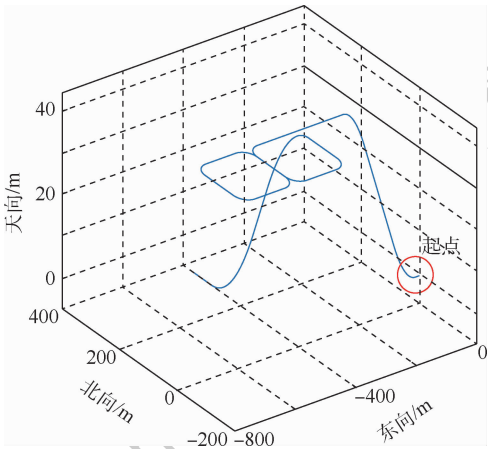


图 3 无人机的三维飞行轨迹

Fig. 3 3D flight trajectory of UAV

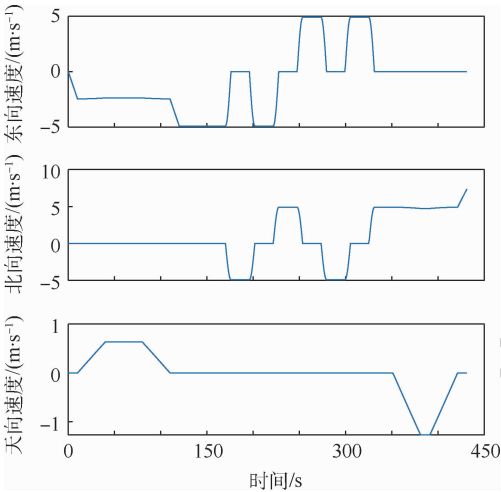


图 4 仿真飞行轨迹的速度

Fig. 4 Velocity of simulated flight trajectory

图 9 为场景 2 下组合导航系统状态运动的位置误差,包括 GPS 位置相对于参考轨迹的差值、直接法和间接法滤波后各自的位置误差。图 10 和图 11 分别为组合导航系统在 2 种不同组合模式下的速度误差和姿态误差。

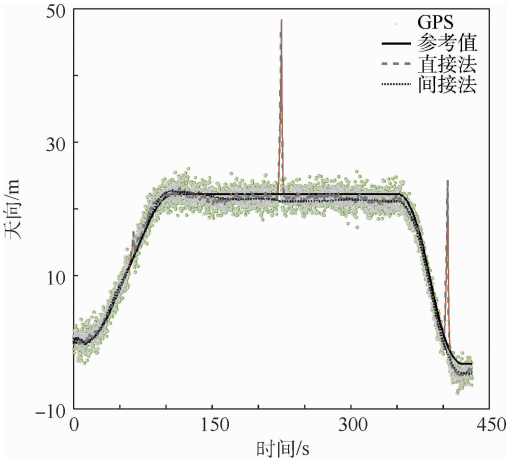


图 8 场景 2 仿真飞行轨迹(竖直维度)
Fig. 8 Simulated flight trajectory in Scenario 2 (vertical dimension)

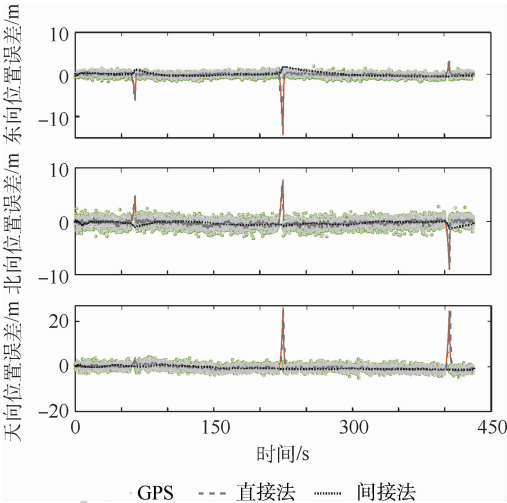


图 9 场景 2 位置误差
Fig. 9 Position errors in Scenario 2

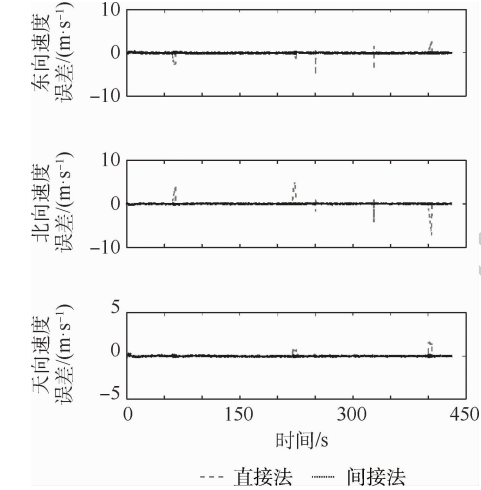


图 10 场景 2 速度误差
Fig. 10 Velocity errors in Scenario 2

计算场景 2 下直接法、间接法和 GPS 的位置 RMSE 见表 5。计算直接法和间接法的速度 RMSE、姿态 RMSE 分别见表 6、表 7。仿真环境下直接法和间接法运行时间见表 8。

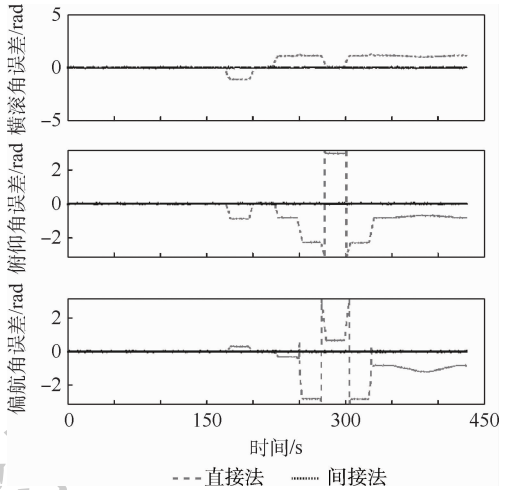


图 11 场景 2 姿态误差
Fig. 11 Attitude errors in Scenario 2

表 5 场景 2 下直接法、间接法和 GPS 的位置 RMSE
Table 5 Position RMSE of direct mode, indirect mode and GPS in Scenario 2

组合模式	位置 RMSE/m				
	东向	北向	天向	2D	3D
直接法	0.89	0.86	2.08	1.24	2.42
间接法	0.49	0.53	0.87	0.71	1.12
直接法(不计丢星部分)	0.24	0.49	0.85	0.55	1.01
间接法(不计丢星部分)	0.22	0.46	0.89	0.51	1.02
GPS(不计丢星部分)	0.68	1.20	1.81	1.38	2.27

表 6 场景 2 下直接法和间接法的速度 RMSE
Table 6 Velocity RMSE of direct mode and indirect mode in Scenario 2

组合模式	速度 RMSE/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)				
	东向	北向	天向	2D	3D
直接法	0.34	0.66	0.26	0.74	0.78
间接法	0.04	0.04	0.04	0.05	0.06

表 7 场景 2 下直接法和间接法的姿态 RMSE
Table 7 Attitude RMSE of direct mode and indirect mode in Scenario 2

组合模式	姿态 RMSE/rad		
	横滚角	俯仰角	偏航角
直接法	0.768 5	1.193 1	1.099 1
间接法	0.038 0	0.037 8	0.040 7

表 8 场景 2 下直接法和间接法运行时间
Table 8 Runtime of direct mode and indirect mode in Scenario 2

组合模式	运行时间/s
直接法	10.38
间接法	24.30

总体来说,松组合直接法和间接法滤波分别达到了 2.42 m 和 1.12 m 的定位精度,速度误差分别为 0.78 m/s 和 0.06 m/s,实验运行所需时间

分别为 10.38 s 和 24.30 s。若不考虑丢星部分,直接法的水平位置和垂直位置均方根误差值分别控制在 0.55 m 和 0.85 m 以内,间接法则控制在 0.51 m 和 0.89 m。显然,在 GPS 不丢星的情况下,直接法和间接法对于定位精度的提高不分伯仲,这也验证了从本质上来说直接法和间接法同根同源,都是 INS 力学编排和卡尔曼滤波相结合的结果。然而,间接法在正式滤波之前需要进行惯导解算,直接法则将惯导解算的过程融入到了状态空间模型的建立中,滤波和解算合二为一,从而简化了计算步骤。因此,在仿真实验中松组合直接法的运行速率约为间接法的 2.5 倍。

在实际应用下,丢星是不可避免的。在本实验中设置的包含丢星的场景下,直接法和间接法的水平位置均方根误差值分别控制在 1.24 m 和 0.71 m 以内,垂直位置均方根误差值控制在 2.08 m 和 0.87 m。直接法中,INS 随时间推移位置误差不断累积,当 GPS 信号丢失,只能依靠单纯 INS 导航,位置、速度误差迅速增加;间接法在丢失 GPS 信号后,不断利用上一时刻估计的误差递推,修正惯导,丢星时间又较短,估计出的误差与实际累积误差相近,故精度下降有限。

丢星场景下,直接法滤波不稳定,轨迹偏移最大可达 20 m;间接法滤波相对稳定,轨迹的偏移很小。此外,在上升段丢星的 5 s 内,直接法滤波的位置误差和速度误差分别控制在 8 m 和 5 m/s 以内,间接法轨迹便偏移在 3 m 内,这是由于无人机处于匀速上升段,姿态、速度均保持不变,丢星后间接法基本不变,直接法有偏移但可控;在平飞段的 5 s 丢星,无人机正在转弯,姿态、速度不断地变化,直接法三维位置误差和速度误差最大均超过 20 m 和 5 m/s,间接法此时误差略大于上升段,但在 5 m 内;在下降段的 5 s 丢星,无人机处于减速下降阶段,需要不断调整姿态来保持飞行,但由于速度较小,故误差与平飞段的 5 s 丢星相近,直接法的东向和北向位置误差控制在 10 m 内,速度误差控制在 10 m/s 内,间接法的误差基本保持不变。此外,由于直接法的滤波方程中包含了位置、速度、姿态等不同数量级的物理量,而在滤波过程中优先考虑了位置和速度,随着时间的推移,对于姿态的滤波逐渐发散,如图 11 所示;间接法主要针对各个误差量进行滤波,数量级相近,故整体滤波效果优于直接法。最后,松组合直接法对于速度和姿态的滤波效果远比间接法差,姿态变化对于直接法滤波影

响较大,滤波后的姿态相对于间接法非常不稳定,且在丢星时速度误差急剧增大,进而带来定位精度的降低。

仿真结果表明,松组合直接滤波法和间接滤波法在不丢星情况下对于导航系统的精度提高相差不大。考虑丢星,松组合间接法在精度和稳定性方面均优于直接法,但在滤波计算速度方面直接法优于间接法。

3 实例验证

本文的试验数据采用 2018 年 2 月 25 日于台湾南投采集的无人机飞行数据,飞行时间约 20 min。所用无人机和试验环境如图 12 所示,试验场地和飞行轨迹如图 13 所示,表 9 为组合导航系统中各传感器的相关参数设置。

本文分别使用组合导航直接法和间接法 2 种建模方式进行滤波,如图 14 和图 15 所示,其中, GPS 位置信息为基于 C/A 码伪距解算定位的结果。2 种组合方式下的组合导航系统状态运动位



图 12 所用无人机和试验环境

Fig. 12 UAV used and test environment

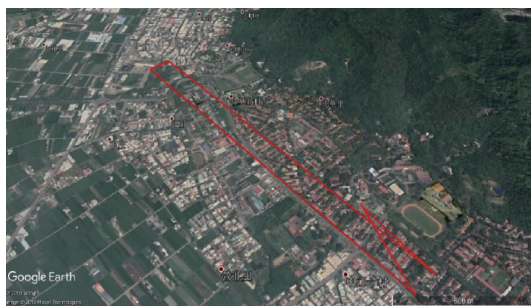


图 13 试验场地与飞行轨迹鸟瞰图

Fig. 13 Test site and aerial view of flight path

表 9 组合导航系统测量精度

Table 9 Measurement accuracy of integrated navigation system

传感器	参数	数值
IMU	采样率/Hz	100
	陀螺仪零偏/ $((^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1})$	2
	陀螺角速率随机游走/ $((^{\circ}) \cdot \text{h}^{-\frac{1}{2}})$	0.12
	加速度计零偏/ μg	300
	加速度随机游走/ $(\text{m} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{h}^{-\frac{1}{2}})$	0.12
GPS	采样率/Hz	10
	位置测量噪声/m	0.04

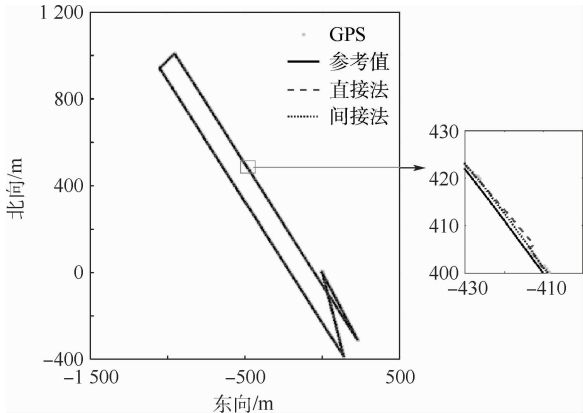


图 14 试验飞行轨迹(水平维度)

Fig. 14 Test flight trajectory (horizontal dimension)

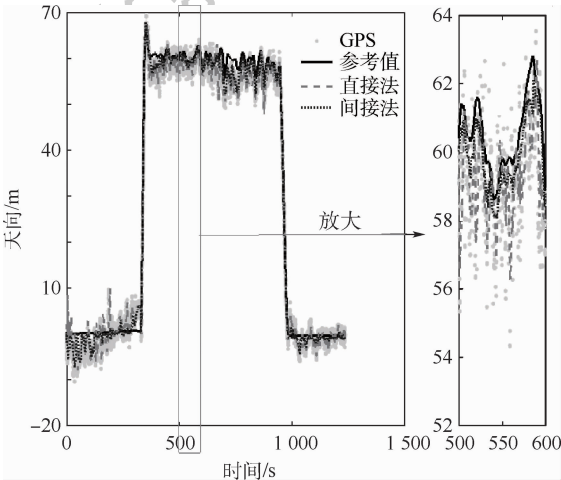


图 15 试验飞行轨迹(竖直维度)

Fig. 15 Test flight trajectory (vertical dimension)

置误差、速度误差和姿态误差分别如图 16 ~ 图 18 所示。

计算本试验中直接法、间接法和 GPS 的位置 RMSE 见表 10。计算直接法和间接法的速度 RMSE、姿态 RMSE 分别见表 11、表 12。直接法和间接法运行时间见表 13。

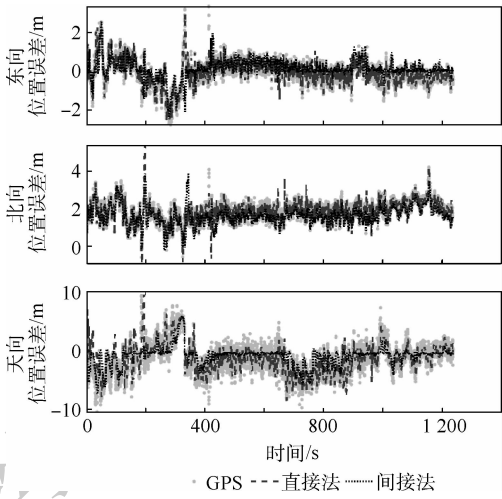


图 16 试验飞行轨迹的位置误差

Fig. 16 Position errors of test flight trajectory

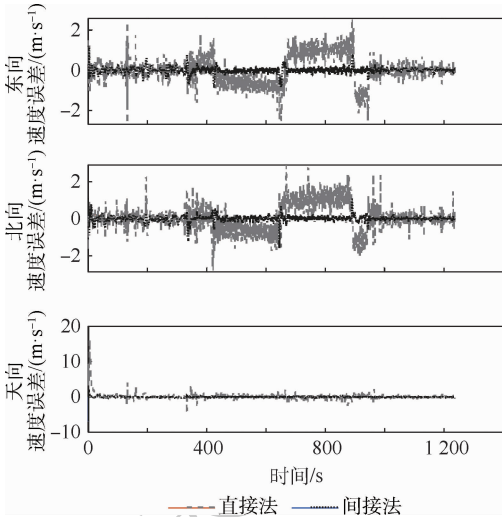


图 17 试验飞行轨迹的速度误差

Fig. 17 Velocity errors of test flight trajectory

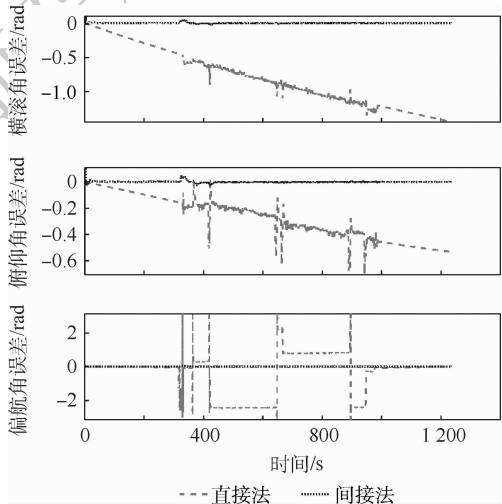


图 18 试验飞行轨迹的姿态误差

Fig. 18 Attitude errors of test flight trajectory

表 10 直接法、间接法和 GPS 的位置 RMSE
(与 Inertial Explorer 相比)

Table 10 Position RMSE of direct mode, indirect mode and GPS (compared to Inertial Explorer)

组合模式	位置 RMSE/m				
	东向	北向	天向	2D	3D
直接法	0.67	1.14	2.59	1.33	2.90
间接法	0.52	1.69	1.86	1.77	2.56
GPS(不计丢星)	0.68	1.75	2.81	1.88	3.38

表 11 直接法和间接法的速度 RMSE

Table 11 Velocity RMSE of direct mode and indirect mode

组合模式	速度 RMSE/(m·s ⁻¹)				
	东向	北向	天向	2D	3D
直接法	0.68	0.70	1.03	0.98	1.42
间接法	0.16	0.16	0.18	0.22	0.28

表 12 直接法和间接法的姿态 RMSE

Table 12 Attitude RMSE of direct mode and indirect mode

组合模式	姿态 RMSE/rad		
	横滚角	俯仰角	偏航角
直接法	0.908 5	0.323 2	1.249 8
间接法	0.006 7	0.012 4	0.383 5

表 13 直接法和间接法运行时间

Table 13 Runtime of direct mode and indirect mode

组合模式	运行时间/s
直接法	18.47
间接法	33.22

总体来说,松组合直接法和间接法滤波分别达到了 2.90 m 和 2.56 m 的定位精度,相对于 GPS 分别提高了 14% 和 24%,速度误差分别为 1.42 m/s 和 0.28 m/s,所需时间分别为 18.47 s 和 33.22 s,间接法的运行时间约为直接法的 2 倍。结合表 6,直接法的水平位置和垂直位置均方根误差值分别控制在 1.33 m 和 2.59 m 以内,间接法则控制在 1.77 m 和 1.86 m。直接法水平定位精度略高于间接法,但垂直方向上间接法的定位精度相对于直接法有显著提高。这是由于:本试验中大多数情况下,无人机在水平方向上是直线运动,短时间内横滚角、偏航角变化不大,直接法此时也能保持相对稳定状态,甚至优于间接法,而在垂直方向上,无人机的高度持续变化,俯仰角不断在改变,使得直接法滤波不稳定,而间接法依旧保持其稳定性,因此,间接法在精度和稳定性方面优于直接法。本试验中,上升段、平飞段以及下降段的时间分界大致为第 350 s 和第 950 s。试验的各丢星部分位置误差情况如表 14 所示,直接法的

丢星段最大位置误差均大于间接法。这是因为:直接法在丢星情况下只能依赖单纯 INS 导航,位置、速度误差增加;而间接法利用 INS 误差的递推关系,继续修正惯导,故精度降低非常有限。此外,间接法的状态量都是导航参数误差,它们的数量级比较接近,而直接法的状态量涵盖了从位置、速度、姿态到加速度计零偏和陀螺零偏这些相差较大的数量级。在实际运算过程中,数量级之间相差大时,计算机的舍入误差会对协方差矩阵 P 的正定性产生不利影响,进一步导致卡尔曼增益 $K_k = P_k H_k^T (H_k P_k H_k^T + R_k)^{-1}$ 的不稳定性,使得滤波输出 $X_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + K_k (Z_k - H_k \Phi_{k,k-1} X_{k-1})$ 相对于理想值的误差增大,同时带来滤波的不稳定性。这也是表 12 中松组合直接法对于姿态的滤波劣于间接法的原因。如图 18 所示,直接法对姿态的滤波呈发散趋势。

表 14 各丢星部分最大位置误差

Table 14 Maximum position error in lost-star parts

飞行阶段	丢星时间/s	间隔/s	最大位置误差/m	
			直接法	间接法
上升段	189 ~ 193.8	4.8	10.0	3.0
平飞段	769.2 ~ 771.5	2.3	4.2	1.5
下降段	822.2 ~ 824.8	2.6	6.1	1.7

与仿真环境不同,无人机在实际飞行时,除了组合导航子系统的性能外,还受自身尺寸、性能、飞控系统等的影 响。此外,外界复杂的气象条件和操纵人员的技术也对无人机的飞行具有一定的影响。本试验进行的实际环境中,受多种因素联合作用,无论是上升、平飞还是下降段,无人机的飞行状态一直处于高动态变化中,这一点可以从图 14 和图 15 直接看出,这些因素使得其真实位置、速度、姿态无规律波动,进一步加剧了直接法滤波的不稳定性,这是本试验中姿态发散相对于仿真环境下更快的原因。

试验结果表明,松组合直接滤波法和间接滤波法均能一定程度上提高导航系统的精度,且在精度和稳定性方面松组合间接法优于直接法,在滤波计算速度方面直接法优于间接法。这也进一步验证了仿真实验结果的合理性。

因此,直接法和间接法均能提高动态无人机的导航系统精度和稳定性,且间接法优于直接法,但间接法的滤波计算速率比直接法慢。

4 结 论

本文挖掘了高动态无人机导航中的状态估计问题,分析了 GNSS/INS 的组合导航系统在无人

机中的应用,针对2种主要组合方式——直接法和间接法,分别设计了基于EKF的松组合导航算法。主要结论如下:

1) 试验表明,理想的不丢星场景下,直接法和间接法的精度相当。真实情况中不可避免存在丢星问题,此时间接法在精度和稳定性方面优于直接法,且丢星情况越严重,间接法的优势越明显;而直接法在滤波计算速率方面优于间接法。

2) 目前,系统计算性能的提升可以有效解决计算效率的问题。因此,在面向高精度、高可靠性需求的无人机应用中,建议选择间接法作为无人机导航的技术方案。针对精度要求不高、可靠性要求较低的应用,选择直接法作为无人机导航的技术方案可以在一定程度上降低系统的成本。

在未来的研究中,将进一步分析紧组合情况下的直接法和间接法的性能以及它们在不同场景下的无人机导航中的应用。

参考文献 (References)

- [1] BIAN H W, JIN Z H, TIAN W F. IAE-adaptive Kalman filter for INS/GPS integrated navigation system[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2006, 17(3): 502-508.
- [2] 高为广, 杨元喜, 崔先强, 等. IMU/GPS 组合导航系统自适应 Kalman 滤波算法[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2006, 31(5): 466-469.
- GAO W G, YANG Y X, CUI X Q, et al. Adaptive Kalman filtering algorithm for IMU/GPS integrated navigation system[J]. Journal of Wuhan University (Information Science Edition), 2006, 31(5): 466-469 (in Chinese).
- [3] ZHAO Y W. Performance evaluation of cubature Kalman filter in a GPS/IMU tightly-coupled navigation system[J]. Signal Processing, 2016, 119(2): 67-79.
- [4] ZHOU J C, KNEDLIK S, LOFFELD O. INS/GPS tightly-coupled integration using adaptive unscented particle filter[J]. Journal of Navigation, 2010, 63(3): 491-511.
- [5] 向礼, 刘雨, 苏宝库. 一种新的粒子滤波算法在 INS/GPS 组合导航系统中的应用[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(2): 159-163.
- XIANG L, LIU Y, SU B K. Application of a new particle filter algorithm in INS/GPS integrated navigation system[J]. Control Theory & Applications, 2010, 27(2): 159-163 (in Chinese).
- [6] 肖乾. 伪距 GPS/INS 组合导航系统的多模型自适应卡尔曼滤波器设计[J]. 船舶工程, 2005, 27(6): 59-62.
- XIAO Q. Design of multi-model adaptive Kalman filter for pseudo-range GPS/INS integrated navigation system[J]. Ship Engineering, 2005, 27(6): 59-62 (in Chinese).
- [7] HAJIYEV C, TUTUCU M A. Development of GPS aided INS via federated Kalman filter[C]// Proceedings of International Conference on Recent Advances in Space Technologies. Piscataway: IEEE Press, 2003: 569-574.
- [8] 张锐, 张长虹, 李光春, 等. 联邦卡尔曼滤波在 INS/GPS 组合导航中的应用[J]. 弹箭与制导学报, 2005, 25(4): 314-317.
- ZHANG R, ZHANG C H, LI G C, et al. Application of federated Kalman filter in INS/GPS integrated navigation[J]. Journal of Projectiles, Rockets and Guidance, 2005, 25(4): 314-317 (in Chinese).
- [9] GEORGY J, IQBAL U, NOURELDIN A. Quantitative comparison between Kalman filter and particle filter for low cost INS/GPS integration[C]// 2009 6th International Symposium on Mechatronics and its Applications. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-7.
- [10] 陈坡, 孙付平, 李海峰, 等. 两种滤波方法在 SINS/GPS 组合导航中的分析比较[J]. 测绘科学, 2009, 34(4): 44-46.
- CHEN P, SUN F P, LI H F, et al. Analysis and comparison of two filtering methods in SINS/GPS integrated navigation[J]. Science and Mapping Science, 2009, 34(4): 44-46 (in Chinese).
- [11] NIE Q, GAO X Y. Comparison of nonlinear filtering approach in tightly-coupled GPS/INS navigation system[C]// Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1176-1181.
- [12] 仇立成, 姚宜斌, 祝程程. GPS/INS 松组合与紧组合的实现与定位精度比较[J]. 测绘地理信息, 2013, 38(3): 17-19.
- QIU L C, YAO Y B, ZHU C C. Comparison of GPS/INS loose combination and compact combination implementation and positioning accuracy[J]. Geographical Surveying and Mapping, 2013, 38(3): 17-19 (in Chinese).
- [13] 李妍妍. GPS/INS 耦合结构和融合算法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- LI Y Y. Research on GPS/INS coupling structure and fusion algorithm[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014 (in Chinese).
- [14] 李荣冰, 刘建业, 赖际舟, 等. Sigma-Point 直接式卡尔曼滤波惯性组合导航算法[J]. 控制与决策, 2009, 24(7): 1018-1022.
- LI R B, LIU J Y, LAI J Z, et al. Sigma-Point direct Kalman filter inertial combined navigation algorithm[J]. Control and Decision, 2009, 24(7): 1018-1022 (in Chinese).
- [15] 逯峤, 马国梁, 张平, 等. SR-CDKF 在组合导航直接法滤波中的应用[J]. 弹道学报, 2017, 29(4): 29-34.
- LU Q, MA G L, ZHANG P, et al. Application of SR-CDKF in direct navigation filtering of integrated navigation[J]. Journal of Ballistics, 2017, 29(4): 29-34 (in Chinese).
- [16] 徐田来, 游文虎, 崔平远. 基于模糊自适应卡尔曼滤波的 INS/GPS 组合导航系统算法研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(5): 571-575.
- XU T L, YOU W H, CUI P Y. Research on INS/GPS integrated navigation system algorithm based on fuzzy adaptive Kalman filter[J]. Journal of Astronautics, 2005, 26(5): 571-575 (in Chinese).
- [17] 吴富梅, 杨元喜. 基于小波阈值消噪自适应滤波的 GPS/INS 组合导航[J]. 测绘学报, 2007, 36(2): 124-128.
- WU F M, YANG Y X. GPS/INS Integrated navigation based on wavelet threshold denoising adaptive filtering[J]. Journal of Surveying and Mapping, 2007, 36(2): 124-128 (in Chinese).

- [18] LI K L, HU B Q, CHANG L B, et al. Comparison of direct navigation mode and indirect navigation mode for integrated SINS/GPS[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2016, 38(1): 958-963.
- [19] SAVAGE P G. Strapdown inertial navigation integration algorithm design. Part 2: Velocity and position algorithms[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1998, 21(2): 208-221.
- [20] SAVAGE P G. Strapdown inertial navigation integration algo-

rithm design. Part 1: Attitude algorithms[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1998, 22(1): 19-28.

作者简介:

王均晖 女, 硕士研究生。主要研究方向: 城市环境中组合导航技术及应用。

孙蕊 女, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 导航定位及智能交通。

Comparison of direct and indirect filtering modes for UAV integrated navigation

WANG Junhui¹, SUN Rui^{1,2,*}, CHENG Qi¹, ZHANG Wenyu¹

(1. College of Civil aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. State Key Laboratory of Geo-Information Engineering, Xi'an Institute of Surveying and Mapping, Xi'an 710054, China)

Abstract: Global Navigation Satellite System/Inertial Navigation System (GNSS/INS) integrated navigation that could provide continuous and high-accuracy position, velocity and attitude are widely used in UAV state estimation. Particularly, the design of filtering algorithm is the key to the integration. Besides, different modes of integrated navigation influence the navigation and positioning results. In this paper, the direct and indirect modes based Extended Kalman Filter (EKF) algorithms are designed for the loosely-coupled Global Positioning System/Inertial Navigation System (GPS/INS) integration in Unmanned Aerial Vehicle (UAV) state estimation and tested in different scenarios. The results of simulation and field test indicate that the integration algorithm with the indirect mode can provide higher accuracy and stability state estimation results than the direct mode but with an increased computational cost. It is recommended to choose the indirect mode based integration for the applications with higher accuracy and reliability, while for the applications with the requirements of lower accuracy and fast computation, the direct mode based integration is recommended to reduce the system cost.

Keywords: integrated navigation; Extended Kalman Filter (EKF); direct mode; indirect mode; Inertial Navigation System (INS); Global Positioning System (GPS)

Received: 2019-11-11; Accepted: 2020-01-12; Published online: 2020-02-10 15:08

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200210.1209.005.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (41704022, 41974033, 61773202); China Postdoctoral Science Foundation (2017M623360); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20170780); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (KFJJ20190727)

* Corresponding author. E-mail: rui.sun@nuaa.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0585

基于 CRITIC-TOPSIS 的动态辐射源威胁评估



徐宇恒¹, 程嗣怡^{1,*}, 庞梦洋²

(1. 空军工程大学 航空工程学院, 西安 710038; 2. 空军工程大学 基础部, 西安 710038)

摘 要: 为解决传统辐射源威胁评估方法与空战动态态势联系不紧密的问题, 提高评估准确度, 提出泊松分布逆形式与逼近理想解排序 (TOPSIS) 方法相结合的算法, 并引入指标相关性的权重确定 (CRITIC) 方法分配属性权重, 构建基于 CRITIC-TOPSIS 的动态辐射源威胁评估模型。针对传统方法仅依靠当前侦收数据, 未体现空战态势动态变化的不足, 采用泊松分布逆形式融合多个时刻的辐射源数据信息, 实现动态评估; 针对传统 TOPSIS 方法依赖主观赋值的问题, CRITIC 方法综合考虑单个指标内部和多个指标之间的关联性, 能完整描述属性信息并客观分配属性权重。仿真结果表明, 相较于传统静态评估模型, 所提模型对于威胁度不同的辐射源区分度更大, 评估准确性和可靠性更高。

关 键 词: 指标相关性的权重确定 (CRITIC); 逼近理想解排序 (TOPSIS); 威胁度量; 动态; 属性权重

中图分类号: TN97

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965 (2020) 11-2168-08

随着雷达体制、工作模式的不断更新, 以及辐射源信号样式的日益复杂, 辐射源威胁评估面临更大的挑战。准确有效的辐射源威胁评估能大幅提高自身安全系数, 并最大限度发挥作战效能。

针对辐射源威胁评估问题, 学者们从不同角度出发, 构建不同的模型来解决评估中的问题, 获得丰硕的研究成果。文献[1-2]引入云模型的概念, 解决评估过程的不确定性; 文献[3]构建群广义直觉模糊软集模型, 充分发挥直觉模糊软集处理多目标情形的优势; 文献[4-5]通过计算信息熵确定基于粗糙集的辐射源威胁评估模型属性权重; 文献[6]引入多节点、多层级的贝叶斯网络, 结合直觉模糊理论实现辐射源威胁评估; 文献[7-8]构建模糊多属性决策模型进行辐射源威胁判定; 文献[9-10]为提高辐射源威胁评估的效率, 引入优化的小波神经网络。文献[1-10]虽然解决了辐射源威胁评估中数据的模糊性和不确定性, 但

依赖先验知识, 不适用先验知识缺乏等情形。因此, 文献[11-14]采用逼近理想解排序 (Technique for Order Preference by Similarity to an Ideal Solution, TOPSIS) [15-16] 方法提高威胁评估算法的适用性。为解决传统 TOPSIS 方法中属性权重分配主观性强的问题, 引入文献[17]的指标相关性权重确定 (CRITIC) 方法, 综合考虑属性内部差异性和属性间相关性, 客观地分配属性权重, 构建合理的 TOPSIS 威胁评估模型。

文献[11-17]仅基于当前时刻辐射源属性信息进行分析, 实现静态辐射源威胁评估。而空战是一个动态变化的过程, 辐射源数据在时间序列上具有连续性, 仅基于当前时刻的数据未体现空战中辐射源动态变化的过程, 不能全面表征辐射源的信息, 导致辐射源威胁评估不客观、不准确。为解决现有静态评估算法的缺陷和不足, 引入文献[18]的泊松分布理论, 采用泊松分布逆形式融

收稿日期: 2019-11-14; 录用日期: 2020-01-03; 网络出版时间: 2020-01-14 15:24

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200114.1401.002.html

* 通信作者: E-mail: csy_316@163.com

引用格式: 徐宇恒, 程嗣怡, 庞梦洋. 基于 CRITIC-TOPSIS 的动态辐射源威胁评估[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46 (11): 2168-2175. XU Y H, CHENG S Y, PANG M Y. Dynamic radiator threat assessment based on CRITIC-TOPSIS [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46 (11): 2168-2175 (in Chinese).

合多时刻的辐射源数据,通过对不同时刻分配不同属性权重来表征辐射源属性参数动态、连续变化的过程,实现动态辐射源威胁评估。

本文构建基于 CRITIC-TOPSIS 的动态辐射源威胁评估模型。采用泊松分布理论融合多时刻的辐射源数据,通过 CRITIC 方法改进 TOPSIS 模型的属性权重分配,实现准确有效的辐射源威胁评估。

1 基于 TOPSIS 的动态辐射源威胁评估

1.1 TOPSIS 方法

TOPSIS 方法是用于判断多个对象之间优劣关系的一种评估方法。TOPSIS 的基本原理是:基于规范化后的样本评判矩阵,通过正样本(正理想解)和负样本(负理想解)构建出评价空间,待评价的目标可以视为评价空间内的一点,通过计算与正、负样本之间距离,给出评价结果^[11]。TOPSIS 的处理流程如图 1 所示。

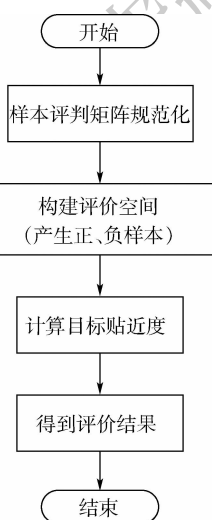


图 1 TOPSIS 处理流程

Fig. 1 Processing flow of TOPSIS

若侦收到 m 个辐射源的 n 种属性信息,根据各辐射源属性值的大小构造初步评判矩阵 E 。

$$E = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & \cdots & e_{1n} \\ e_{21} & e_{22} & \cdots & e_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ e_{m1} & e_{m2} & \cdots & e_{mn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: e_{ij} 为第 i 个辐射源的第 j 种属性值。

定义 1 针对辐射源属性含义不一致、量纲表示不统一的问题,将属性划分为效益型指标和成本型指标,分别进行规范化。对于效益型指标(属性),值越大,辐射源威胁程度越大;对于成本

性指标(属性),值越大,辐射源威胁程度越小。

规范化效益型指标 e_{ij} 为

$$a_{ij} = \frac{e_{ij} - \min_i e_{ij}}{\max_i e_{ij} - \min_i e_{ij}} \quad (2)$$

规范化成本型指标 e_{ij} 为

$$a_{ij} = \frac{\max_i e_{ij} - e_{ij}}{\max_i e_{ij} - \min_i e_{ij}} \quad (3)$$

式中: a_{ij} 为规范化处理后的第 i 个辐射源的第 j 种属性值。

步骤 1 根据辐射源对象规范化后的属性信息列出评判矩阵 A 。

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix} \quad (4)$$

步骤 2 根据评判矩阵 A ,通过比较矩阵中元素大小,得到正理想解 C^+ 和负理想解 C^- 。

$$\begin{cases} C^+ = \{c_1^+, c_2^+, \dots, c_n^+\} \\ C^- = \{c_1^-, c_2^-, \dots, c_n^-\} \end{cases} \quad (5)$$

式中: c_j^+ 、 c_j^- 计算式为

$$\begin{cases} c_j^+ = \max \{a_{1j}, a_{2j}, \dots, a_{mj}\} \\ c_j^- = \min \{a_{1j}, a_{2j}, \dots, a_{mj}\} \end{cases} \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

步骤 3 分别计算各辐射源对象与 C^+ 、 C^- 之间的距离 L_i^+ 、 L_i^- ,并计算贴近度 L_i^* ($i = 1, 2, \dots, m$)。

$$\begin{cases} L_i^+ = \sqrt{(a_{i1} - c_1^+)^2 + (a_{i2} - c_2^+)^2 + \cdots + (a_{in} - c_n^+)^2} \\ L_i^- = \sqrt{(a_{i1} - c_1^-)^2 + (a_{i2} - c_2^-)^2 + \cdots + (a_{in} - c_n^-)^2} \end{cases} \quad (7)$$

$$L_i^* = \frac{L_i^-}{L_i^- + L_i^+} \quad (8)$$

步骤 4 通过比较各辐射源对象的贴近度 L_i^* ,得出辐射源之间的威胁程度高低关系,即完成评估。

1.2 动态威胁评估中时间权重的计算方法

对辐射源进行威胁评估时,如果仅依据当前时刻的辐射源数据信息,丢失辐射源属性动态变化过程的有用信息,将直接导致数据信息不全面、评估不准确。为综合多时刻辐射源数据信息,本文引入泊松分布逆形式计算各时刻的时间权重^[18]。泊松分布逆形式综合考虑不同时刻目标数据对评估结果的影响,分配属性权重的基本原理是:越接近当前时刻,获得的信息对评估结果越重要。泊松分布逆形式基于式(9)对时间序列赋权。

定义 x 个时刻 $t_1, t_2, \dots, t_x$ 对应的时间权重大小分别为 $\omega_{t_1}, \omega_{t_2}, \dots, \omega_{t_x}$ 。

$$\omega_{t_q} = \frac{\frac{q!}{\eta^q}}{\sum_{q=1}^x \frac{q!}{\eta^q}} \quad (9)$$

式中: $q = 1, 2, \dots, x; 0 < \eta < 2$ 。

1.3 基于 TOPSIS 的动态辐射源威胁评估模型

鉴于 TOPSIS 能有效评估多对象优劣关系、解决多属性决策问题,泊松分布逆形式通过分配不同时刻属性权重实现动态评估,构建基于 TOPSIS 的动态辐射源威胁评估模型,模型处理流程如图 2 所示。

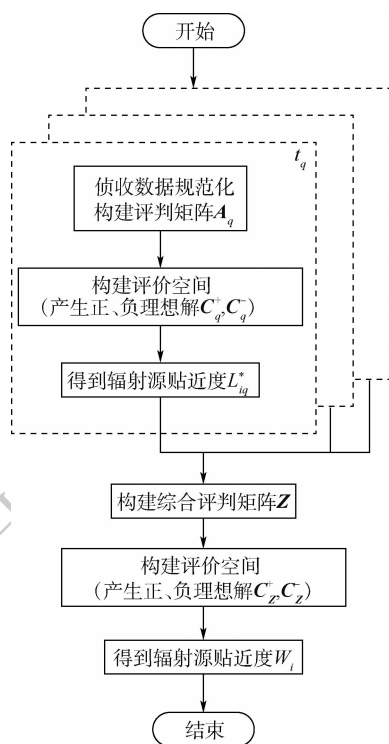


图 2 基于 TOPSIS 的动态辐射源威胁评估处理流程

Fig. 2 Processing flow of dynamic radiator threat evaluation based on TOPSIS

基于 TOPSIS 的动态辐射源威胁评估模型的具体实现步骤如下:

步骤 1 通过某时刻 t_q 侦收的辐射源数据列出初步评判矩阵 E , 对于效益型指标, 利用式(2)进行规范; 对于成本型指标, 利用式(3)进行规范。最后, 得到评判矩阵 A_q 。

$$A_q = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix} \quad (10)$$

步骤 2 根据评判矩阵 A_q , 利用式(5), 产生正理想解 C_q^+ 和负理想解 C_q^- 。

$$\begin{cases} C_q^+ = \{c_1^+, c_2^+, \dots, c_n^+\} \\ C_q^- = \{c_1^-, c_2^-, \dots, c_n^-\} \end{cases} \quad (11)$$

步骤 3 分别计算各辐射源对象与正、负理想解之间的距离 L_{iq}^+, L_{iq}^- , 然后计算其贴近度 L_{iq}^* 。

$$\begin{cases} L_{iq}^+ = \sqrt{(a_{i1} - c_1^+)^2 + (a_{i2} - c_2^+)^2 + \cdots + (a_{in} - c_n^+)^2} \\ L_{iq}^- = \sqrt{(a_{i1} - c_1^-)^2 + (a_{i2} - c_2^-)^2 + \cdots + (a_{in} - c_n^-)^2} \end{cases} \quad (12)$$

$$L_{iq}^* = \frac{L_{iq}^-}{L_{iq}^- + L_{iq}^+} \quad (13)$$

步骤 4 比较各辐射源对象的贴近度 L_{iq}^* , 得出 t_q 时刻辐射源威胁程度的高低关系。

步骤 5 对于其他时刻, 利用步骤 1 ~ 步骤 4 得到对应的辐射源对象贴近度。最后, 根据所有时刻辐射源的贴近度, 得到综合评判矩阵 Z 。

$$Z = \begin{bmatrix} L_{11}^* & L_{12}^* & \cdots & L_{1x}^* \\ L_{21}^* & L_{22}^* & \cdots & L_{2x}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m1}^* & L_{m2}^* & \cdots & L_{mx}^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

步骤 6 综合分析各辐射源对象在各时刻的贴近度, 利用 TOPSIS 模型计算综合贴近度。首先, 根据综合评判矩阵 Z , 得到正理想解 C_Z^+ 和负理想解 C_Z^- 。

$$\begin{cases} C_Z^+ = \{L_1^{*+}, L_2^{*+}, \dots, L_x^{*+}\} \\ C_Z^- = \{L_1^{*-}, L_2^{*-}, \dots, L_x^{*-}\} \end{cases} \quad (15)$$

式中:

$$\begin{cases} L_q^{*+} = \max L_{iq}^* \\ L_q^{*-} = \min L_{iq}^* \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (16)$$

其次, 计算各辐射源对象与 C_Z^+, C_Z^- 的相对距离 W_i^+, W_i^- , 并得到贴近度 W_i 。最后, 根据辐射源对象贴近度 W_i 的大小, 做出最终威胁等级排序 (实现威胁评估)。

$$W_i^+ = \sqrt{(L_{i1}^* - L_1^{*+})^2 + (L_{i2}^* - L_2^{*+})^2 + \cdots + (L_{ix}^* - L_x^{*+})^2} \quad (17)$$

$$W_i^- = \sqrt{(L_{i1}^* - L_1^{*-})^2 + (L_{i2}^* - L_2^{*-})^2 + \cdots + (L_{ix}^* - L_x^{*-})^2} \quad (18)$$

$$W_i = \frac{W_i^-}{W_i^- + W_i^+} \quad (19)$$

2 CRITIC 方法

指标相关性的 CRITIC 方法是一种客观权重确定方法, 基本原理是: 根据单个属性内部的差异性和多个属性之间的关联性来综合衡量属性所含信息量, 从而分配属性权重^[17]。

CRITIC 的工作流程是:首先,计算各属性内部的差异性(通过标准差衡量);其次,计算各属性相对于其他属性的关联性(通过冲突衡量);最后,结合标准差和冲突信息,得到单个属性包含的信息量,并基于信息量为各属性分配权重。

定义 2 辐射源评判矩阵为 A , 定义属性 j 的标准差为

$$\alpha_j = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (a_{ij} - \bar{a}_j)^2}{m}} \quad (20)$$

式中: $\bar{a}_j = \frac{\sum_{i=1}^m a_{ij}}{m}$ 。标准差越大,代表该属性所包含的信息量(不确定度)越大,因此分配更大的属性权重。

定义 3 为表征 2 个属性间的冲突关系,定义属性 j 和属性 k 间的相关系数为

$$r_{jk} = \frac{\sum_{i=1}^m [(a_{ij} - \bar{a}_j)(a_{ik} - \bar{a}_k)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^m (a_{ij} - \bar{a}_j)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^m (a_{ik} - \bar{a}_k)^2}} \quad (21)$$

相关系数越大,代表属性的紧密程度(相似度)越大,即属性包含的有用信息越少,因此分配更小的属性权重。

定义 4 CRITIC 方法综合考虑各属性标准差和属性间相关系数,定义单个属性所包含的信息量为

$$C_j = \alpha_j \sum_{k=1}^m (1 - r_{jk}) \quad (22)$$

根据各属性的信息量,得到各属性对应的权重大小 ω_j , 表达式为

$$\omega_j = \frac{C_j}{\sum_{j=1}^n C_j} \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (23)$$

3 仿真分析

现得到 3 组辐射源数据信息,基于 CRITIC-TOPSIS 的动态辐射源威胁评估模型对辐射源进行威胁评估。

1) 第 1 组仿真

第 1 组辐射源在某 3 个时刻的具体数据信息如表 1~表 3 所示。

步骤 1 挑选某一时刻(t_1)的辐射源数据进行分析。首先,根据式(2)、式(3)规范属性值,得到评判矩阵 A_1 。

表 1 t_1 时刻辐射源数据(第 1 组)

Table 1 Radiator data at t_1 (group 1)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	135	0.82	63	7
x_2	13.7	0.55	109	13
x_3	3.4	1.18	148	-5
x_4	1.9	1.57	152	17
x_5	122	1.78	58	-9

表 2 t_2 时刻辐射源数据(第 1 组)

Table 2 Radiator data at t_2 (group 1)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	137	0.79	61	9
x_2	14.5	0.56	108	14
x_3	3.5	1.17	147	-7
x_4	2.3	1.55	151	19
x_5	125.3	1.79	55	-8

表 3 t_3 时刻辐射源数据(第 1 组)

Table 3 Radiator data at t_3 (group 1)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	140	0.81	59	10
x_2	14.7	0.57	107	13
x_3	3.7	1.19	146	-8
x_4	2.2	1.56	150	20
x_5	127	1.82	54.2	-7

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0.2195 & 0.9468 & 0.8333 \\ 0.0887 & 0 & 0.4574 & 0.3333 \\ 0.0113 & 0.5122 & 0.0426 & 1 \\ 0 & 0.8293 & 0 & 0 \\ 0.9023 & 1 & 1 & 0.6667 \end{bmatrix} \quad (24)$$

步骤 2 基于 CRITIC 权重确定法对 4 个属性的权重进行分配,并更新评判矩阵 A_1 。

首先,根据式(20)计算属性的标准差,可得:
 $\alpha_1 = 0.4517, \alpha_2 = 0.3705, \alpha_3 = 0.4266, \alpha_4 = 0.3590$ 。

根据式(21)计算各属性间的相关系数,可得:
 $r_{11} = 1, r_{12} = 0.1219, r_{13} = 0.9447, r_{14} = 0.4207,$
 $r_{21} = 0.1219, r_{22} = 1, r_{23} = -0.0299, r_{24} = -0.1344,$
 $r_{31} = 0.9447, r_{32} = -0.0299, r_{33} = 1, r_{34} = 0.3450,$
 $r_{41} = 0.4207, r_{42} = -0.1344, r_{43} = 0.3450, r_{44} = 1$ 。

其次,根据式(22),得到单个属性信息量如下:
 $C_1 = 0.6833, C_2 = 1.1272, C_3 = 0.7424, C_4 = 0.8504$ 。

最后,根据式(23),可得属性权重如下: $\omega_1 = 0.2512, \omega_2 = 0.4144, \omega_3 = 0.2729, \omega_4 = 0.0615$ 。

采用属性权重更新评判矩阵 A_1 , 可得

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.2512 & 0.0910 & 0.2584 & 0.0512 \\ 0.0223 & 0 & 0.1248 & 0.0205 \\ 0.0028 & 0.2123 & 0.0116 & 0.0615 \\ 0 & 0.3437 & 0 & 0 \\ 0.2267 & 0.4144 & 0.2729 & 0.0410 \end{bmatrix} \quad (25)$$

步骤3 首先,根据式(11),得到正理想解 C_1^+ 和负理想解 C_1^- 。

$$\begin{cases} C_1^+ = \{0.2512, 0.4144, 0.2729, 0.0615\} \\ C_1^- = \{0, 0, 0, 0\} \end{cases} \quad (26)$$

其次,根据式(12),分别计算各辐射源对象与正、负理想解之间的距离。

$$\begin{cases} L_{11}^+ = 0.3239 \\ L_{11}^- = 0.3752 \end{cases}, \begin{cases} L_{21}^+ = 0.4977 \\ L_{21}^- = 0.1286 \end{cases}, \begin{cases} L_{31}^+ = 0.4133 \\ L_{31}^- = 0.2214 \end{cases}, \\ \begin{cases} L_{41}^+ = 0.3826 \\ L_{41}^- = 0.3437 \end{cases}, \begin{cases} L_{51}^+ = 0.0319 \\ L_{51}^- = 0.5471 \end{cases}。$$

最后,根据式(13),计算得到 t_1 时刻辐射源的贴适度。

$$\begin{cases} L_{11}^* = 0.5367 \\ L_{21}^* = 0.2051 \\ L_{31}^* = 0.3488 \\ L_{41}^* = 0.4732 \\ L_{51}^* = 0.9449 \end{cases} \quad (27)$$

步骤4 按照相同方法计算其他2个时刻(t_2, t_3)的辐射源贴适度,并得到综合评判矩阵 Z 。最后,利用时间权重确定法,对3个时刻的属性权重进行分配,并更新综合评判矩阵。

同理可得, t_2 时刻辐射源的贴适度为

$$\begin{cases} L_{12}^* = 0.5566 \\ L_{22}^* = 0.2443 \\ L_{32}^* = 0.4664 \\ L_{42}^* = 0.4174 \\ L_{52}^* = 0.9491 \end{cases} \quad (28)$$

t_3 时刻辐射源的贴适度为

$$\begin{cases} L_{13}^* = 0.5436 \\ L_{23}^* = 0.2662 \\ L_{33}^* = 0.4447 \\ L_{43}^* = 0.4229 \\ L_{53}^* = 0.9625 \end{cases} \quad (29)$$

综合评判矩阵为

$$Z = \begin{bmatrix} 0.5367 & 0.5566 & 0.5436 \\ 0.2051 & 0.2443 & 0.2662 \\ 0.3488 & 0.4664 & 0.4447 \\ 0.4732 & 0.4174 & 0.4229 \\ 0.9449 & 0.9491 & 0.9625 \end{bmatrix} \quad (30)$$

利用泊松分布逆形式分配 t_1, t_2, t_3 时刻的时间权重,根据式(9)可得

$$\omega_{t_1} = \frac{\frac{1!}{1!}}{\sum_{q=1}^3 \frac{q!}{\eta^q}} = 0.2000 \quad (31)$$

同理, $\omega_{t_2} = 0.2667, \omega_{t_3} = 0.5333$ 。

结合时间权重(0.2000, 0.2667, 0.5333)与综合评判矩阵 Z , 更新为

$$Z = \begin{bmatrix} 0.1073 & 0.1484 & 0.2899 \\ 0.0410 & 0.0652 & 0.1420 \\ 0.0698 & 0.1244 & 0.2372 \\ 0.0946 & 0.1113 & 0.2255 \\ 0.1890 & 0.2531 & 0.5133 \end{bmatrix} \quad (32)$$

步骤5 基于更新后的综合评判矩阵,得到其正理想解 C_z^+ 和负理想解 C_z^- 。再计算辐射源对象相对于 C_z^+, C_z^- 的距离 W_i^+, W_i^- 和对应的贴适度 W_i , 根据贴适度进行威胁等级排序(威胁评估)。

$$\begin{cases} C_z^+ = \{0.1890, 0.2531, 0.5133\} \\ C_z^- = \{0.0410, 0.0652, 0.1420\} \end{cases} \quad (33)$$

$$\begin{cases} W_1^+ = 0.2599 \\ W_1^- = 0.1822 \end{cases}, \begin{cases} W_2^+ = 0.4417 \\ W_2^- = 0 \end{cases}, \begin{cases} W_3^+ = 0.3271 \\ W_3^- = 0.1157 \end{cases},$$

$$\begin{cases} W_4^+ = 0.3344 \\ W_4^- = 0.1094 \end{cases}, \begin{cases} W_5^+ = 0 \\ W_5^- = 0.4417 \end{cases}。$$

最后可得辐射源贴适度为

$$\begin{cases} W_1 = 0.4121 \\ W_2 = 0 \\ W_3 = 0.2613 \\ W_4 = 0.2465 \\ W_5 = 1 \end{cases} \quad (34)$$

根据贴适度,可得辐射源信号的威胁程度大小关系为: $x_5 > x_1 > x_3 > x_4 > x_2$ 。若仅根据 t_3 时刻所得的辐射源贴适度进行比较,辐射源信号的威胁程度大小为: $x_5 > x_1 > x_3 > x_4 > x_2$,和多时刻获得的结果一致。但是,多时刻的结果中 x_1 与 x_5 贴适度相差 0.5879,大于仅根据 t_3 时刻 x_1 与 x_5 的贴适度差值 0.4189;多时刻的结果中 x_3 与 x_1 贴适度相差 0.1508,大于仅根据 t_3 时刻 x_3 与 x_1 的贴适度差值 0.0989;多时刻的结果中 x_2 与 x_4 贴适度相差 0.2465,大于仅根据 t_3 时刻 x_2 与 x_4

的贴近度差值0.0989。

2) 第 2 组仿真

第 2 组辐射源在某 3 个时刻的具体数据信息如表 4~表 6 所示。

表 4 t_1 时刻辐射源数据(第 2 组)
Table 4 Radiator data at t_1 (group 2)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	70	1.07	68	4
x_2	185.4	1.23	104	-7
x_3	23.2	0.98	177	12
x_4	221.8	0.54	84	-3
x_5	5.9	0.33	145	18

表 5 t_2 时刻辐射源数据(第 2 组)
Table 5 Radiator data at t_2 (group 2)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	72.5	1.09	67	7
x_2	186.7	1.26	103	-8
x_3	25.0	0.99	175	11
x_4	220.4	0.53	81	-5
x_5	7.6	0.36	141	16

表 6 t_3 时刻辐射源数据(第 2 组)
Table 6 Radiator data at t_3 (group 2)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	73.8	1.12	66	6
x_2	186.9	1.27	101	-7
x_3	27.3	1.03	173	9
x_4	223.6	0.52	80	-5
x_5	8.5	0.41	138	14

按照同样的步骤,可得综合多时刻的辐射源贴近度为

$$\begin{cases} W_1 = 0.8068 \\ W_2 = 0.9812 \\ W_3 = 0.4735 \\ W_4 = 0.5666 \\ W_5 = 0 \end{cases} \quad (35)$$

t_3 时刻辐射源的贴近度为

$$\begin{cases} L_{13}^* = 0.6963 \\ L_{23}^* = 0.8324 \\ L_{33}^* = 0.4493 \\ L_{43}^* = 0.5245 \\ L_{53}^* = 0.1337 \end{cases} \quad (36)$$

根据 t_3 时刻贴近度,得到辐射源信号的威胁程度大小关系为: $x_2 > x_1 > x_4 > x_3 > x_5$,和多时刻

获得的结果一致。但是,多时刻的结果中 x_1 与 x_2 贴近度相差 0.1744,大于仅根据 t_3 时刻 x_1 与 x_2 的贴近度差值 0.1361;多时刻的结果中 x_4 与 x_1 贴近度相差 0.2402,大于仅根据 t_3 时刻 x_4 与 x_1 的贴近度差值 0.1718;多时刻的结果中 x_3 与 x_4 贴近度相差 0.0931,大于仅根据 t_3 时刻 x_3 与 x_4 的贴近度差值 0.0752;多时刻的结果中 x_5 与 x_3 贴近度相差 0.4735,大于仅根据 t_3 时刻 x_5 与 x_3 的贴近度差值 0.3156。

3) 第 3 组仿真

第 3 组辐射源在某 3 个时刻的具体数据信息如表 7~表 9 所示。

表 7 t_1 时刻辐射源数据(第 3 组)
Table 7 Radiator data at t_1 (group 3)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	17.2	0.44	153	16
x_2	63.5	0.63	137	11
x_3	132.6	1.38	79	-4
x_4	10.3	0.50	187	-6
x_5	91.3	1.03	45	7

表 8 t_2 时刻辐射源数据(第 3 组)
Table 8 Radiator data at t_2 (group 3)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	18.6	0.45	152	15
x_2	65.3	0.65	135	9
x_3	134.8	1.39	77	-3
x_4	11.6	0.51	183	-4
x_5	93.5	1.05	43	8

表 9 t_3 时刻辐射源数据(第 3 组)
Table 9 Radiator data at t_3 (group 3)

辐射源	重频/kHz	接近速度/ Ma	距离/km	进攻夹角/ $(^\circ)$
x_1	18.9	0.47	149	14
x_2	66.2	0.66	133	8
x_3	133.8	1.40	75	-2
x_4	14.7	0.52	182	-3
x_5	94.3	1.07	42	7

按照同样的步骤,可得综合多时刻的辐射源贴近度为

$$\begin{cases} W_1 = 0 \\ W_2 = 0.4528 \\ W_3 = 1 \\ W_4 = 0.5149 \\ W_5 = 0.7340 \end{cases} \quad (37)$$

t_3 时刻辐射源的贴近度为

$$\begin{cases} L_{13}^* = 0.1102 \\ L_{23}^* = 0.4806 \\ L_{33}^* = 0.8907 \\ L_{43}^* = 0.5162 \\ L_{53}^* = 0.6743 \end{cases} \quad (38)$$

根据 t_3 时刻贴程度,得到 5 个辐射源信号的威胁程度大小关系为: $x_3 > x_5 > x_4 > x_2 > x_1$, 和多时刻获得的结果一致。但是,多时刻的结果中 x_5 与 x_3 贴程度相差 0.2660,大于仅根据 t_3 时刻 x_5 与 x_3 的贴程度差值 0.2164;多时刻的结果中 x_4 与 x_5 贴程度相差 0.2191,大于仅根据 t_3 时刻 x_4 与 x_5 的贴程度差值 0.1581;多时刻的结果中 x_2 与 x_4 贴程度相差 0.0621,大于仅根据 t_3 时刻 x_2 与 x_4 的贴程度差值 0.0356;多时刻的结果中 x_1 与 x_2 贴程度相差 0.4528,大于仅根据 t_3 时刻 x_1 与 x_2 的贴程度差值 0.3704。

通过以上 3 组实验仿真可知,虽然本文所用方法(动态评估)所得结果与仅考虑当前 t_3 时刻(静态评估)所得结果一致。但动态算法所得结果中各辐射源贴程度之间的差距更大,更容易根据贴程度大小关系区分开两两之间的威胁程度,区分度更大。原因是:本文提出的算法不仅考虑了当前时刻的辐射源信息,还综合考虑前 2 个时刻的辐射源信息,包含辐射源属性参数动态变化的过程,获得的信息量更大、评估更全面,有效提高了评估结果的可信度和准确度。

4 结 论

1) 相较于传统算法,所提算法对辐射源威胁程度的区分度更大。仿真结果表明,对于威胁程度相近的辐射源,本文算法得到的贴程度差值更大,更易于比较。

2) 引入动态评估的概念,采用泊松分布逆形式融合多时刻的辐射源数据信息,根据各时刻数据信息对辐射源威胁程度的影响程度分配时间权重。仿真结果证明了本文算法相较于静态评估的优势。在面临威胁程度极其相近的辐射源时,能有效解决传统方法不易区分的问题,提高评估准确性。

3) 引入指标相关性的权重确定方法,全面计算属性所含信息量,客观分配属性权重,与 TOPSIS 结合有效解决了传统评估算法依赖先验知识的问题。

致谢 感谢张虎彪同学在模型构建、实验仿真、论文撰写过程中提出的宝贵意见和做出的具

体指导。

参考文献 (References)

- [1] MA S D, ZHANG H Z, YANG G Q. Target threat level assessment based on cloud model under fuzzy and uncertain conditions in air combat simulation [J]. Aerospace Science and Technology, 2017, 67: 49-53.
- [2] 张晓雷, 单洁, 王刚. 基于云重心评价法的雷达辐射源威胁评估[J]. 火力与指挥控制, 2017, 42(8): 10-14.
ZHANG X L, SHAN J, WANG G. Research on threat assessment of radar radiation source based on cloud gravity center evaluation method [J]. Fire Control & Command Control, 2017, 42(8): 10-14 (in Chinese).
- [3] ZHANG Q, HU J H, FENG J F, et al. Air multi-target threat assessment method based on improved GGIFSS [J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2019, 36(5): 4127-4139.
- [4] 范翔宇, 王红卫, 索中英, 等. 基于粗糙集_信息熵的辐射源威胁评估方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(8): 1755-1761.
FAN X Y, WANG H W, SUO Z Y, et al. Radiator threat evaluating method based on rough set and information entropy [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1755-1761 (in Chinese).
- [5] 王红卫, 张强, 陈游. 基于 VPRSM 和相对熵排序法的辐射源威胁评估[J]. 现代雷达, 2017, 39(8): 75-80.
WANG H W, ZHANG Q, CHEN Y. Threat evaluation of radiation source based on VPRSM and relative entropy evaluation method [J]. Modern Radar, 2017, 39(8): 75-80 (in Chinese).
- [6] 张莹, 王红卫, 郭晓陶, 等. IFS-BN 结合的辐射源威胁评估方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017, 18(1): 63-68.
ZHANG Y, WANG H W, GUO X T, et al. An assessment method of emitter threat based on intuitional fuzzy sets and Bayesian network [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2017, 18(1): 63-68 (in Chinese).
- [7] 高进涛, 刘广建, 瞿卫忠. 一种基于多属性决策的辐射源威胁等级评判方法[J]. 舰船电子对抗, 2019, 42(1): 49-51.
GAO J T, LIU G J, QU W Z. A judgement method of radiation source threat grade based on multi-property decision [J]. Ship-board Electronic Countermeasure, 2019, 42(1): 49-51 (in Chinese).
- [8] 刘攀, 周刚. 基于模糊多属性群决策的雷达辐射源威胁等级判定方法[J]. 舰船电子工程, 2014, 34(9): 75-78.
LIU P, ZHOU G. A judgment method for the threatening grade of radar emitter based on fuzzy multiple attribute group decision making [J]. Ship Electronic Engineering, 2014, 34(9): 75-78 (in Chinese).
- [9] 陈侠, 刘子龙, 梁红利. 基于 GA-SLFRWNN 的空中目标威胁评估[J]. 西北工业大学学报, 2019, 37(2): 424-432.
CHEN X, LIU Z L, LIANG H L. Assessment of aerial target based on genetic algorithm optimizing fuzzy recurrent wavelet neural network [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2019, 37(2): 424-432 (in Chinese).
- [10] 陈侠, 刘子龙. 基于粒子群优化模糊小波网络的目标威胁评

- 估[J]. 电光与控制, 2019, 26(3): 30-34.
- CHEN X, LIU Z L. Evaluation of aerial target threat based on fuzzy wavelet neural network and particle swarm optimization [J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(3): 30-34 (in Chinese).
- [11] 杨远志, 王红卫, 索中英, 等. 基于粗糙集-逼近理想解排序的辐射源威胁排序方法[J]. 兵工学报, 2016, 37(5): 945-952.
- YANG Y Z, WANG H W, SUO Z Y, et al. An emitter threat evaluation method based on rough set and TOPSIS [J]. Acta Armamentarii, 2016, 37(5): 945-952 (in Chinese).
- [12] GUO H, XU H J, LIU L. Threat assessment for air combat target based on interval TOPSIS [J]. Systems Engineering & Electronics, 2009, 31(12): 2914-2917.
- [13] 郝英好, 张永利, 雷川, 等. 基于组合赋权-TOPSIS 法的空中目标威胁评估仿真[J]. 战术导弹技术, 2015, 5: 104-108.
- HAO Y H, ZHANG Y L, LEI C, et al. Target threat evaluation based on combination weighting-TOPSIS method [J]. Tactical Missile Technology, 2015, 5: 104-108 (in Chinese).
- [14] 张浩为, 谢军伟, 葛佳昂, 等. 改进 TOPSIS 的多时刻融合直觉模糊威胁评估[J]. 控制与决策, 2019, 34(4): 811-815.
- ZHANG H W, XIE J W, GE J A, et al. Intuitionistic fuzzy set threat assessment based on improved TOPSIS and multiple times fusion [J]. Control and Decision, 2019, 34(4): 811-815 (in Chinese).
- [15] ZENG S Z, XIAO Y. Topsis method for intuitionistic fuzzy multiple-criteria decision making and its application to investment selection [J]. Kybernetes, 2016, 45(2): 282-296 (in Chinese).
- [16] CAMBAZOGLU S, YAL G P, EKER A M, et al. Geothermal resource assessment of the Gediz Graben utilizing TOPSIS methodology [J]. Geothermics, 2019, 80(7): 92-102.
- [17] 王磊, 高茂庭. 基于 CRITIC 权与灰色关联的隐写分析算法综合评估[J]. 计算机工程, 2017, 43(4): 154-159.
- WANG L, GAO M T. Comprehensive evaluation of steganography analysis algorithm based on CRITIC weight and grey relation [J]. Computer Engineering, 2017, 43(4): 154-159 (in Chinese).
- [18] 张堃, 王雪, 张才坤, 等. 基于 IFE 动态直觉模糊法的空战目标威胁评估[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(4): 697-701.
- ZHANG K, WANG X, ZHANG C K, et al. Evaluating and sequencing of air target threat based on IFE and dynamic intuitionistic fuzzy sets [J]. Systems Engineering and Electronics, 2014, 36(4): 697-701 (in Chinese).

作者简介:

徐宇恒 男, 硕士研究生。主要研究方向: 信息对抗理论与技术。

程嗣怡 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 信息对抗理论与技术。

Dynamic radiator threat assessment based on CRITIC-TOPSIS

XU Yuheng¹, CHENG Siyi^{1,*}, PANG Mengyang²

(1. Aeronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. Department of Basic Sciences, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: In order to solve the problem that the traditional radiator threat assessment method is not closely related to the dynamic situation of air combat and to improve the assessment accuracy, an algorithm combining the inverse form of Poisson distribution with Technique for Order Preference by Similarity to an Ideal Solution (TOPSIS) method is proposed. The Criteria Importance Through Intercriteria Correlation (CRITIC) method is also introduced to assign the attribute weight, and the dynamic radiator threat assessment model based on CRITIC-TOPSIS is constructed. In view of the deficiency of the traditional method that only relies on the current detection and collection data and does not reflect the dynamic change of air combat situation, the Poisson distribution inverse form is adopted to fuse the radiator data information at multiple moments to realize the dynamic assessment. In view of the problem that traditional TOPSIS method relies on subjective assignment, the CRITIC method comprehensively considers the correlation within single index and among multiple indexes, and can completely describe the attribute information and objectively assign the attribute weight. The simulation results show that, compared with the traditional static assessment model, the model in this paper is more discriminative for radiator with different threat degrees, and has higher assessment accuracy and reliability.

Keywords: Criteria Importance Through Intercriteria Correlation (CRITIC); Technique for Order Preference by Similarity to an Ideal Solution (TOPSIS); threat metric; dynamic; attribute weight

Received: 2019-11-14; Accepted: 2020-01-03; Published online: 2020-01-14 15:24

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200114.1401.002.html

* Corresponding author. E-mail: csy_316@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0592

基于瞬时相关频域检测的复合调制引信定距方法

王雄武¹, 郝新红^{1,*}, 贾建光², 栗苹¹, 陈齐乐¹

(1. 北京理工大学 机电动态控制重点实验室, 北京 100081;

2. 中国人民解放军军事科学院 系统工程研究院, 北京 100091)

摘 要: 为了实现混沌调相与线性调频复合调制无线电引信对不同散射特性的地面目标的精确定距功能,提出一种基于瞬时相关频域检测的复合调制引信定距方法。在时域瞬时相关处理之前,对本地预设混沌码与目标回波信号以码元宽度为采样周期进行同步采样;为减小目标回波幅值对定距方法的影响,以二维快速傅里叶变换(2D-FFT)提取目标的距离、速度信息,以相关窗位置、谐波包络主瓣位置、稳定的多普勒频率3个特征量作为定距依据,从频域角度进行精确定距。仿真结果表明:所提方法的判定结果只与目标信号信噪比有关,而与信号幅值具体大小无关;所提方法可在-28 dB的极低信噪比条件下实现复合调制引信对不同散射特性地面目标的精确定距功能。

关键词: 无线电引信;复合调制;定距方法;瞬时相关;二维快速傅里叶变换(2D-FFT)

中图分类号: TJ43+4.1

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)11-2176-08

常规对地无线电引信以地面为目标,回波能量与地面散射系数成正比。地面散射系数与地面类型、落角等因素有关,引信面对不同散射特性的地面,回波能量差别很大^[1-2]。伪码调相与线性调频复合调制引信^[3]采用基于自相关函数包络检测^[4-5]方法实现定距,回波能量不同将会带来2个问题:①针对不同地面目标需要设置不同的幅值判决门限;②地面散射系数太小时回波信号中信噪比过低,很难正确地检测出目标。

针对不同回波能量下的判决门限问题,引信中一般采用恒虚警检测算法^[6-7]设置自适应门限。为了提高回波信号的信噪比,可以采用自适应滤波^[8]、小波降噪^[9-10]等算法。但是,这些复杂算法以大幅增加引信资源占用量为代价,在引信

小体积平台上难以满足实时性要求。

混沌码不仅具有和伪随机码一样优良的相关特性,还具有伪随机码不具备的初值敏感性、长周期性等优势。与伪随机码相比,以混沌码作为调制序列的引信信号具有更好的低截获性能与抗干扰性能^[11]。本文结合混沌调相与线性调频复合调制无线电引信(下文简称复合引信)目标回波信号时频域特征,提出了一种基于瞬时相关频域检测的复合引信定距方法。时域上利用本地预设混沌码对目标回波信号进行瞬时相关处理,频域上采用二维快速傅里叶变换(2D-FFT)算法提取目标距离、速度信息,以相关窗位置、谐波包络主瓣位置、稳定的多普勒频率3个特征量为定距依据,可以在牺牲较少的资源占用量的情况下实现复合引信在不同回波能量下的精确定距。

收稿日期: 2019-11-18; 录用日期: 2019-12-27; 网络出版时间: 2020-01-02 18:12

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200101.0947.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61871414); 装备预研领域基金(61406190101)

*通信作者: E-mail: haoxinhong@bit.edu.cn

引用格式: 王雄武, 郝新红, 贾建光, 等. 基于瞬时相关频域检测的复合调制引信定距方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2176-2183. WANG X W, HAO X H, JIA J G, et al. A ranging method of hybrid modulation fuze based on instant correlation frequency domain detection[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2176-2183 (in Chinese).

1 复合引信模型

复合引信工作原理如图 1 所示。三角波线性调频信号经定向耦合后输出两路,一路作为本地参考信号,一路经混沌码调相后通过收发共用天线发射出去。目标回波信号与本地参考信号经混

频、滤波后,得到包含目标距离与速度信息的复合引信差频信号,其表现为回波混沌码与线性调频引信(LFM)差频信号的乘积。利用本地预设混沌码在时域上对此信号进行瞬时相关处理,得到瞬时相关差频信号 $u_c(t)$,幅值归一化后可表示为

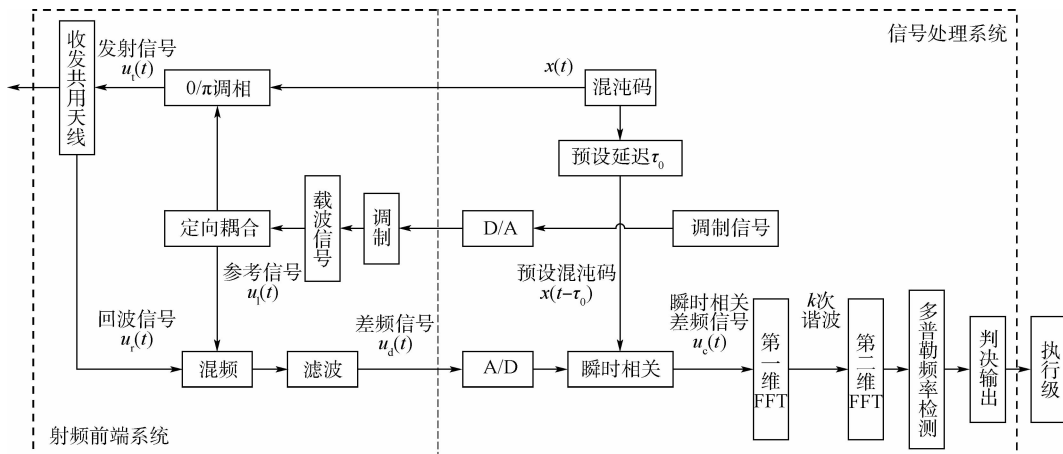


图 1 混沌调相与线性调频复合引信工作原理

Fig. 1 Working principle of hybrid modulation fuze combining chaotic code bi-phase modulation with linear frequency modulation

$$u_c(t) = m(t) \cos(\phi_c(t)) \quad (1)$$

式中: $\phi_c(t)$ 为 LFM 差频信号的相位。

$$m(t) = x(t - \tau_0)x(t - \tau) \quad (2)$$

式中: τ_0 为本地预设延迟; $x(t - \tau_0)$ 为本地预设混沌码; τ 为目标回波信号延迟, $\tau = 2R/c$, R 为弹目距离, c 为光速; $x(t - \tau)$ 为目标回波混沌码。而混沌码在时间 T 内的自相关函数可表示为

$$R_x(\tau_0 - \tau) = \frac{1}{T} \int_{\tau} x(t)x(t + \tau_0 - \tau) dt = \frac{1}{T} \int_{\tau} x(t - \tau_0)x(t - \tau) dt \quad (3)$$

由于 $m(t)$ 为 $R_x(\tau_0 - \tau)$ 的被积分项,称 $m(t)$ 为混沌码瞬时相关信号。当 2 个混沌码存在重叠时,重叠部分瞬时相关结果为常数 1,此时称两混沌码相关。同时,将目标回波混沌码与本地预设混沌码相关时弹目距离的范围称为相关窗 R_c 。

由频域卷积定理可知, $u_c(t)$ 在频域上表现为混沌码瞬时相关信号频谱与 LFM 差频信号频谱的卷积:

$$X(f) = \mathcal{F}[m(t)] \otimes \mathcal{F}[\cos(\phi_c(t))] \quad (4)$$

式中: $\mathcal{F}[\cdot]$ 为傅里叶正变换。三角波线性调频差频信号频谱表现为各次谐波谱线,谐波幅值为受目标多普勒信号幅度调制的 sinc 函数^[12]:

$$a(k, \tau) = \begin{cases} \left\{ \text{sinc} \left[2\pi(\beta\tau - kf_m) \left(\frac{T_m}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] + \text{sinc} \left[2\pi(\beta\tau + kf_m) \left(\frac{T_m}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \cdot \left(1 - \frac{2\tau}{T_m} \right) \cos(2\pi f_d t) & k \text{ 为偶数} \\ \left\{ \text{sinc} \left[2\pi(\beta\tau - kf_m) \left(\frac{T_m}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] - \text{sinc} \left[2\pi(\beta\tau + kf_m) \left(\frac{T_m}{4} - \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \cdot \left(1 - \frac{2\tau}{T_m} \right) \sin(2\pi f_d t) & k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $a(k, \tau)$ 为各次谐波幅值, k 为谐波次数; $\text{sinc } x = \sin x/x$; T_m 为调制周期; $f_m = 1/T_m$ 为调制频率; $\beta = 4\Delta F/T_m$ 为调制率, ΔF 为调制频偏; f_d 为目标多普勒频率。

实际弹目交会过程中,弹体的速率与落角会散布在一定范围,因此目标多普勒频率存在范围 $[f_{d\min}, f_{d\max}]$ 。分析式(1)、式(4)可知,当目标回波混沌码与本地预设混沌码完全相关时, $u_c(t)$ 中只存在 LFM 差频信号,根据某次谐波幅值中的目标多普勒信号,利用 2D-FFT 算法提取其中的距离、速度信息,进行目标识别后在预定炸点处判决输出,即可实现复合引信的精确定距。

2 基于瞬时相关频域检测的定距方法设计

基于瞬时相关频域检测的定距方法可分为 3 个步骤:

步骤 1 在进行时域瞬时相关之前,对式(2)表示的混沌码瞬时相关信号中的回波混沌码、预设混沌码进行同步采样,采样周期等于码元宽度。

步骤 2 控制相关窗右边界对应距离与某次谐波主瓣右边界对应距离重合。

步骤 3 采用 2D-FFT 算法提取瞬时相关差频信号 $u_c(t)$ 中的多普勒信息,当多普勒频率稳定出现在目标多普勒频率范围内时判定出现目标信息,通过相关窗位置、谐波包络主瓣位置和目標多普勒频率 3 个特征量提取目标的距离、速度信息,完成对目标的精确、可靠定距。

2.1 采样策略选定

在数字系统中,数据以采样点的形式存储,离散采样点可以理解为维持一个采样周期的连续时间信号。采用不同的策略对回波混沌码、预设混沌码进行采样,得到的混沌码瞬时相关信号千变万化。为了简化混沌码瞬时相关信号,减小其在相关窗内对 $u_c(t)$ 的影响,本文对上述 2 种码信号以码元宽度 T_c 为采样周期进行同步采样,并规定:

1) 零时刻为第一个采样时刻。

2) 采样点为采样时刻左极限处的信号数据。

这样,回波混沌码的采样信号,即回波采样码,具有明确的解析形式:

$$x_d(t - \tau) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i v(t - iT_s - rT_s) \quad (6)$$

式中: $C_i \in \{-1, 1\}$ ($i = 0, 1, \dots$) 为混沌码第 i 个

码值; $v(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t \leq T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$; T_s 为采样周期; $r =$

$\text{int}\left(\frac{\tau'}{T_s}\right) + 1$, $\text{int}(\cdot)$ 为向下取整函数, $\tau' = \tau + \tau_{sc}$, τ_{sc} 为系统附加延迟,定义为零时刻至第一个码元出现时刻之间的时间长度。

此时,回波采样码与原混沌码只存在延迟关系,延迟时间 rT_s 与回波延迟 τ 、延迟精度 T_s 有关。将式(6)中的 τ 用 τ_0 代替即可得到预设采样码,此时式(2)可改写为

$$m_d(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i C_{i+p} v(t - iT_s - \tau_d) \quad (7)$$

式中: $\tau_d = \left\{ \max\left[\text{int}\left(\frac{\tau'}{T_s}\right), \text{int}\left(\frac{\tau_0'}{T_s}\right)\right] + 2 \right\} T_s$,

$\max[\cdot]$ 为取最大值函数, $\tau_0' = \tau_0 + \tau_{sc}$; $p = \left| \text{int}\left(\frac{\tau'}{T_s}\right) - \text{int}\left(\frac{\tau_0'}{T_s}\right) \right|$ 。

$m_d(t)$ 是码值为 $C_i C_{i+p}$ 、码元宽度为 T_s 的一组乘积码。当 $p \neq 0$ 时,根据混沌序列的初值敏感性与弱互相关性^[11,13],回波采样码与预设采样码为 2 组互不相关的混沌码, $m_d(t)$ 具有类随机性;当 $p = 0$ 时,2 组采样码完全相关, $m_d(t)$ 在 $t > \tau_d$ 时为常数 1。完全相关时目标回波延迟 τ 的范围为

$$\text{int}\left(\frac{\tau_0'}{T_s}\right) T_{sc} \leq \tau + \tau_{sc} < \left[\text{int}\left(\frac{\tau_0'}{T_s}\right) + 1 \right] T_s \quad (8)$$

利用弹目距离与目标回波延迟的关系:

$$R = \frac{\tau c}{2} \quad (9)$$

可以得到对应相关窗的范围。

对回波混沌码与预设混沌码以码元宽度为采样周期进行同步采样后, $m(t)$ 只存在 2 种状态:相关窗内的完全相关态与相关窗外的完全不相关态。在此种采样策略下, $u_c(t)$ 在相关窗外为 LFM 差频信号与一个伪随机码的乘积,其频谱为类噪声谱,各次谐波幅值为低能量噪声;在相关窗内为单纯 LFM 差频信号,各次谐波幅值为受目标多普勒信号幅度调制的 sinc 函数。多普勒频率在相关窗内外有明显差别,为从频域角度实现复合引信的定距提供了可能。

2.2 相关窗位置控制

以三角波调制的 LFM 差频信号其 k 次谐波包络主瓣范围为

$$R_p \in \left(\frac{c}{8\Delta F}(k-2), \frac{c}{8\Delta F}(k+2) \right) \quad (10)$$

根据式(8)~式(10),相关窗右边界对应距离与谐波包络主瓣右边界对应距离重合需满足:

$$\left[\text{int}\left(\frac{\tau_0'}{T_s}\right) + 1 \right] T_s = \tau_{sc} + \frac{k+2}{4\Delta F} \quad (11)$$

在确定了码元宽度 T_c 、调制频偏 ΔF 、谐波次数 k 等系统参数后,只需调整系统附加延迟 τ_{sc} 与本地预设延迟 τ_0 ,即可实现相关窗位置的控制。

2.3 定距方法设计

图 2 为本文设计的定距方法流程,其基本思路为:

1) 利用 2D-FFT^[14-15] 算法提取多普勒频率。将瞬时相关差频信号每调制周期时间长度作为一帧数据进行距离维 FFT,取出其中 k 次谐波的幅值信息;将 k 次谐波幅值作为输入信号进行速度维 FFT,以得到的频谱能量峰值点对应频率作为多普勒频率。

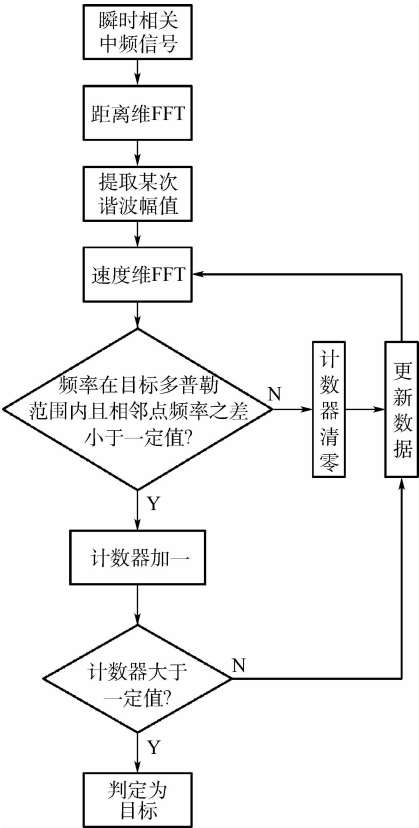


图 2 复合引信定距方法流程图

Fig. 2 Flowchart of ranging method based on hybrid modulation fuze

2) 当多普勒频率稳定出现在目标多普勒频率范围 $[f_{dmin}, f_{dmax}]$ 内时进行距离值累加,否则距离值清零。

3) LFM 差频信号各次谐波包络主瓣宽度为 $\frac{c}{2\Delta F}$,旁瓣宽度为 $\frac{c}{4\Delta F}$ 。选取

$$R_L \geq \frac{3c}{8\Delta F} \tag{12}$$

作为目标判定条件,当累加距离值满足式(12)时输出点火信号。

定距方法对应参数与它们的约束条件如下:

1) 距离维 FFT 每帧数据点数 N_{T1} 。对瞬时相关差频信号进行单周期 FFT 运算时,取一个调制周期长度 T_m 的数据作为一帧数据,即

$$N_{T1} = T_m/T_s \tag{13}$$

2) 速度维 FFT 每帧数据点数 N_{T2} 。 N_{T2} 取决于速度维 FFT 频率分辨率 Δf_2 ,即

$$N_{T2} = f_m/\Delta f_2 \tag{14}$$

3) 速度维 FFT 帧间更新点数 N_{D2} 和判定点数 N_L 。速度维 FFT 每一个输入数据点代表的目标信号时间长度为调制周期 T_m ,故参与判定的目标信号时间长度为 $(N_{T2} + N_L N_{D2}) T_m$ 。因此,判定距离 R_L 与判定点数 N_L 存在如下关系:

$$(N_{T2} + N_L N_{D2}) T_m V_r = R_L \tag{15}$$

式中: V_r 为弹目径向运动速率。

根据式(12)、式(14)、式(15)可以得到 N_{D2} 、 N_L 的约束条件:

$$N_L N_{D2} \geq \left(\frac{3c}{8\Delta F V_r} - \frac{1}{\Delta f} \right) f_m \tag{16}$$

2.4 定距精度与测速精度

一般情况下, $\Delta F > 1/T_c$, 复合引信的定距精度取决于调制频偏^[3]。谐波定距方法的定距精度

ΔR 与距离维 FFT 频率分辨率 $\Delta f_1 = \frac{1}{N_{T1} T_s}$ 有关:

$$\Delta R = \frac{c T_m}{8 \Delta F} \Delta f_1 = \frac{c}{8 \Delta F} \tag{17}$$

测速精度 Δv 与速度维 FFT 频率分辨率 $\Delta f_2 = \frac{1}{N_{T2} T_m}$ 有关。

$$\Delta v = \frac{c}{2 f_0} \Delta f_2 = \frac{c}{2 f_0 N_{T2} T_m} \tag{18}$$

式中: f_0 为载波频率。

3 仿真分析与讨论

搭建复合引信 Simulink 模型进行系统仿真,参数设置如表 1 所示。设定速度维 FFT 频率分辨率 $\Delta f_2 = 1 \text{ kHz}$,则可计算出定距方法中的参数,如表 2 所示。

表 1 复合引信仿真参数取值

Table 1 Simulation parameter values of hybrid modulation fuze	
参数	数值
载波频率 f_0/GHz	3
差频信号采样率 f_s/MHz	20
弹目径向运动速率 $V_r/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	500
目标多普勒频率 f_d/kHz	10
调制频率 f_m/kHz	100
调制频偏 $\Delta F/\text{MHz}$	100
混沌码码元宽度 T_c/ns	50
预定炸高 R_0/m	6

表 2 定距方法参数取值

Table 2 Parameter values of ranging method	
参数	数值
谐波次数 k	16
谐波包络主瓣范围 R_p/m	(5.25, 6.75)
系统附加延迟 τ_{sc}/ns	5
本地预设延迟 τ_0/ns	40
距离维 FFT 每帧数据点数 N_{T1}	200
速度维 FFT 每帧数据点数 N_{T2}	100
速度维 FFT 帧间更新点数 N_{D2}	5
判定点数 N_L	25

3.1 瞬时相关混沌码频谱

根据式(8)与表 1、表 2 中相关参数,可得完全相关时目标回波延迟 τ 的范围为 $[0, 50) \text{ ns}$ 。分别在目标回波延迟 $\tau = 30 \text{ ns}$ 、 $\tau = 80 \text{ ns}$ 时刻下得到的瞬时相关混沌码频谱如图 3 所示。当 $\tau = 30 \text{ ns}$ 时,回波采样码与预设采样码完全相关,瞬时相关混沌码为常数 1,其频谱为零频处的冲激函数,如图 3(a)所示;当 $\tau = 80 \text{ ns}$ 时,回波采样码与预设采样码完全不相关,瞬时相关混沌码为一伪随机码,其码元宽度与原混沌码一致,频谱表现为带宽为 $1/T_c$ 的低能量宽谱特性,如图 3(b)所示。

此仿真结果验证了 2.1 节中的分析。因此,在弹目不断接近的过程中,目标回波延迟 τ 不断减小,当弹目距离在相关窗外时,瞬时相关混沌码为一伪随机码;当弹目距离在相关窗内时,瞬时相关混沌码为常数 1。

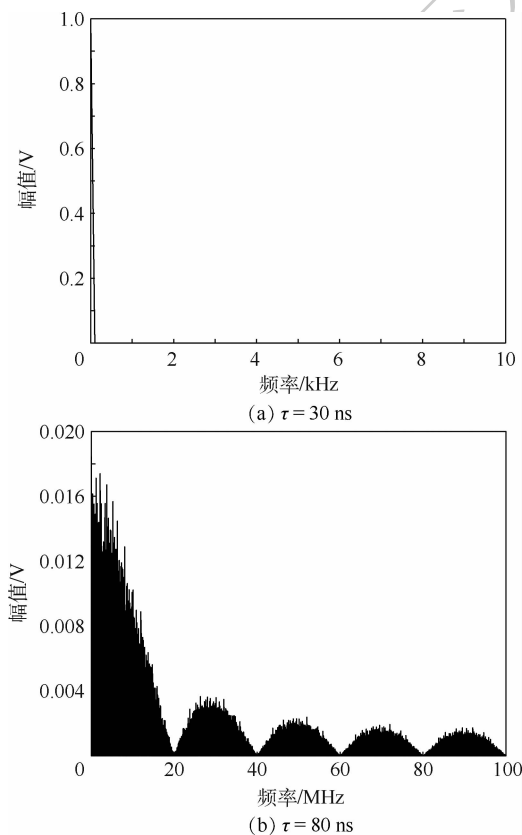


图 3 不同目标回波延迟下瞬时相关混沌码频谱
Fig. 3 Spectrums of instant correlation chaos code under different target echo delays

3.2 瞬时相关差频信号特征

分别截取相关窗内外的瞬时相关差频信号进行频谱分析,结果如图 4 所示。在相关窗内,其频谱与 LFM 差频信号频谱一致,表现为高能量的谱线特性,如图 4(a)所示;在相关窗外,其频谱受伪随机码频谱的影响表现为低能量宽谱特性,从中体现不出 LFM 差频信号的频谱特性,如图 4(b)所示。

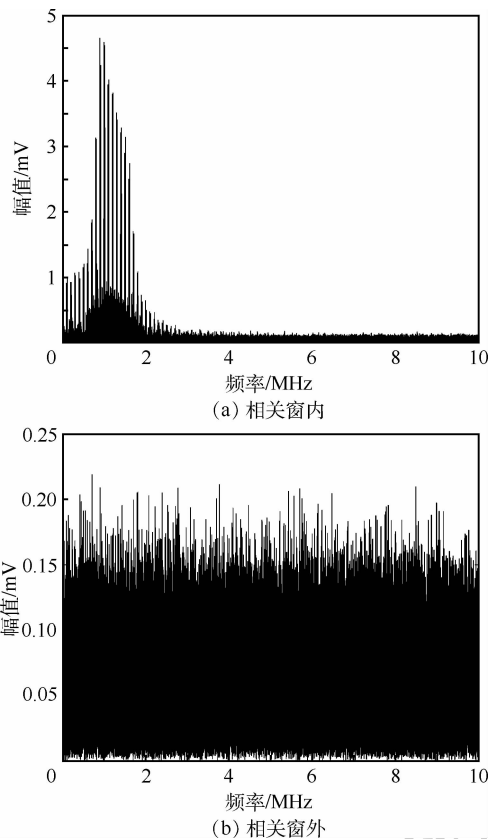


图 4 相关窗内外瞬时相关差频信号频谱
Fig. 4 Spectrums of instant correlation beat signal inside/outside correlation window

采用 2D-FFT 算法提取瞬时相关差频信号中的某次谐波包络与多普勒频率特征,从而得到目标的距离、速度信息。图 5 分别为 LFM 引信 16 次谐波幅值、复合引信 16 次谐波幅值、复合引信多普勒频率与距离的关系曲线。结果显示,在相关窗内外复合引信谐波时频域特征有明显差异:在相关窗外,16 次谐波幅值为低能量噪声,多普勒频率杂乱无章;在相关窗内,16 次谐波幅值与 LFM 引信 16 次谐波幅值一致,存在明显 sinc 包络且多普勒频率稳定在目标多普勒频率处。

在目标回波中加入加性高斯白噪声,在 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 条件下给出了 2 种不同地面散射系数 σ_0 下的目标判定结果如图 6 所示。仿真结果表明,相同信噪比下,回波能量对多普勒频率基本没有影响。

3.3 定距方法

控制引信开机时弹目起始位置在 $[11, 13] \text{ m}$ 范围内,在 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 、5 种不同地面散射系数条件下依次进行 500 次蒙特卡罗实验,得到如图 7 所示判定距离箱线图。可以看到,5 组判定结果完全一致,判定结果只与目标回波信号的信噪比有关,而与信号幅值具体大小无关。

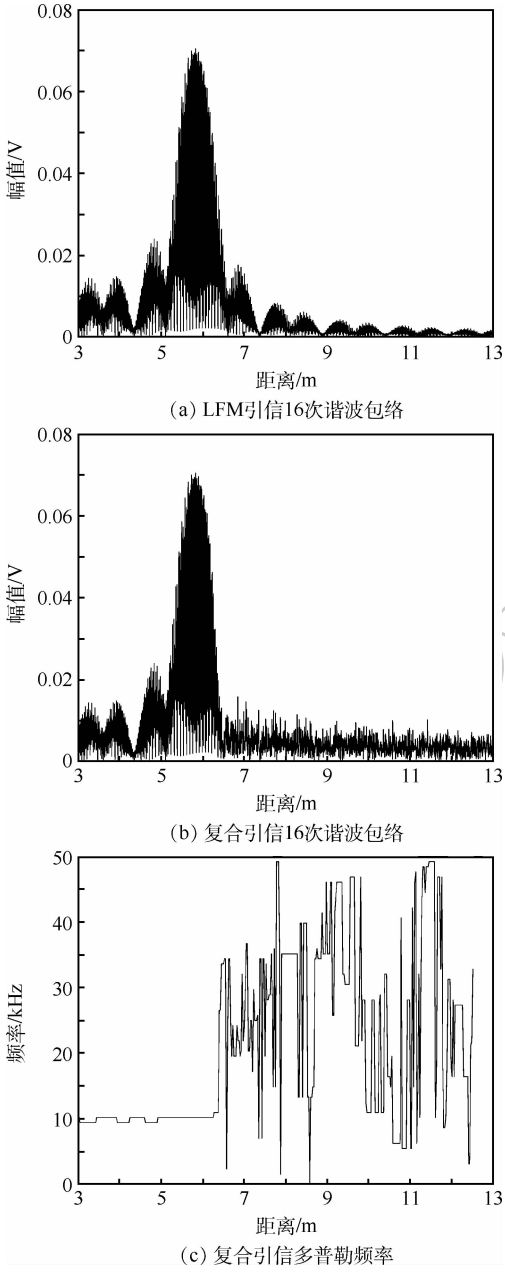


图 5 复合引信谐波幅值、多普勒频率与距离的关系
Fig. 5 Relationship between harmonic amplitude & Doppler frequency and range for hybrid modulation fuze

在地面散射系数 $\sigma_0 = 0$ dB、不同信噪比条件下进行 2 000 次蒙特卡罗实验,得到的判定距离箱线图如图 8 所示。将判定距离在 $(R_0 - \Delta R, R_0 + \Delta R)$ 范围内认定为定距成功,得到各信噪比条件下定距成功率如表 3 所示。结果表明,定距方法在 $\text{SNR} = -28$ dB 的极低信噪比下定距成功率仍有 99.25%。

综合以上仿真分析,只需保证目标回波信号的信噪比不低于 -28 dB,本文提出的基于瞬时相关频域检测定距方法在面对不同散射特性地面目标时均能实现复合引信的精确、可靠定距。

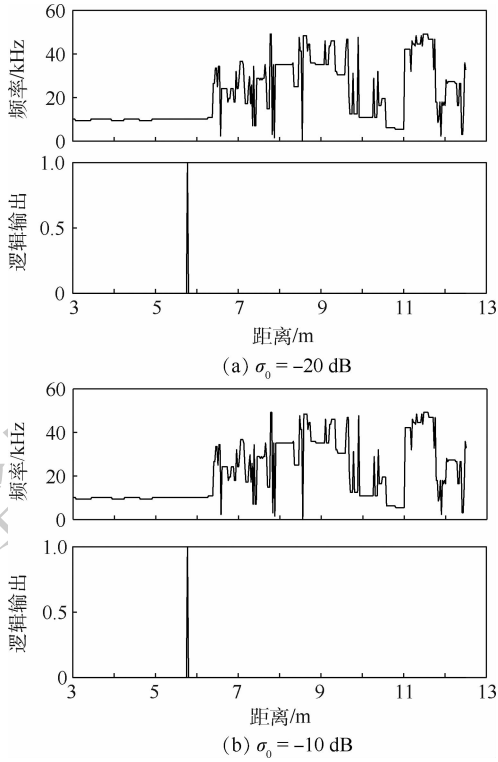


图 6 不同地面散射系数下多普勒频率及目标判定结果
Fig. 6 Doppler frequency and target judgment results under different ground scattering coefficients

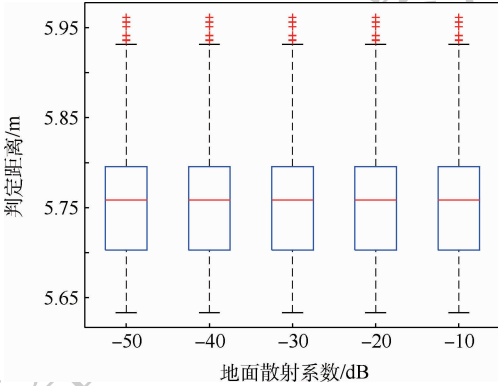


图 7 不同地面散射系数下判定距离箱线图
Fig. 7 Box-plot of judging ranges under different ground scattering coefficients

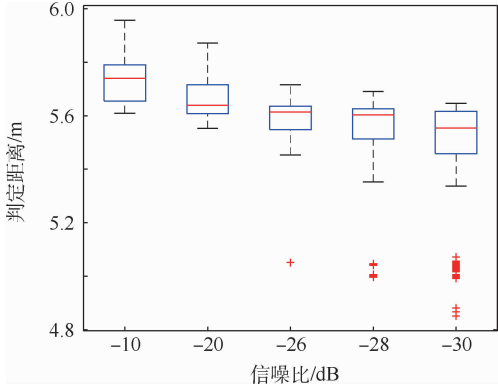


图 8 不同信噪比下判定距离箱线图
Fig. 8 Box-plot of judging ranges under different signal-to-noise ratios

表 3 不同信噪比下定距成功率

Table 3 Ranging success rates under different signal-to-noise ratios

信噪比/dB	定距成功率/%
-10	100.00
-20	100.00
-26	99.90
-28	99.25
-30	91.40

4 结 论

本文针对混沌调相与线性调频复合调制引信,提出一种适应不同散射特性地面目标的基于瞬时相关频域检测定距方法,得出如下结论:

- 1) 对本地预设混沌码与目标回波信号中的混沌码以码元宽度为采样周期进行同步采样后,瞬时相关差频信号只存在 2 种状态:相关窗内的完全相关状态与相关窗外的完全不相关状态。
- 2) 复合引信瞬时相关差频信号特征在相关窗内外存在明显差别,在相关窗外为低能量噪声,在相关窗内为 LFM 差频信号;相关窗内的谐波包络中存在目标的距离、速度信息,灵活调整相关窗的位置即可控制目标信息出现的时间。
- 3) 基于瞬时相关频域检测的定距方法判定结果只与目标回波信号的信噪比有关,而与信号幅值具体大小无关;在 SNR = -28 dB 的极低信噪比条件下能够实现复合引信对不同散射特性地面目标的精确定距功能。

参考文献 (References)

[1] 段锐,张海,陈祝明,等.垂直入射区雷达地面散射系数测量与特性研究[J].电子科技大学学报,2012,41(3):373-377.
DAUN R,ZHANG H,CHEN Z M,et al. Radar terrain scattering return measurement and characteristics research in vertical incidence region [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China,2012,41(3):373-377 (in Chinese).

[2] CALLA O P N, HARIT K C, VYAS R, et al. Comparison of measured scattering coefficient of dry soil at X-band with the scattering coefficient estimated using the dielectric constant [C] // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway: IEEE Press,2007:3135-3137.

[3] 陈齐乐,晏祺,郝新红,等.无线电近炸引信混沌码调相与线性调频复合调制波形设计与分析[J].兵工学报,2018,39(11):2127-2136.
CHEN Q L,YAN Q,HAO X H,et al. Analysis of transmitting waveform of radio fuze modulated by chaotic bi-phased code and hybrid linear frequency modulation [J]. Acta Armamentarii, 2018,39(11):2127-2136 (in Chinese).

[4] 蔡炯.基于自相关函数包络检测的复合调制定距方法[J].

计算机应用与软件,2015,32(9):123-126.

CAI J. Complex modulation ranging method based on autocorrelation function envelope detection [J]. Computer Applications and Software,2015,32(9):123-126 (in Chinese).

[5] 郝新红.复合调制引信定距理论与方法研究[D].北京:北京理工大学,2007:54-94.
HAO X H. Study on the theory and method of radio fuze based on combining LFM with PRBP modulation [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology,2007:54-94 (in Chinese).

[6] 石润龙,刘斌,周军伟.无线电引信频域恒虚警率目标检测算法[J].探测与控制学报,2010,32(1):45-48.
SHI R L,LIU B,ZHOU J W. CFAR target detection algorithm based on frequency domain for radio fuze [J]. Journal of Detection & Control,2010,32(1):45-48 (in Chinese).

[7] 韩孟飞,崔巍,吴嗣亮.一种新的雷达引信多门限频域恒虚警率检测算法[J].兵工学报,2008,29(12):1422-1426.
HAN M F,CUI W,WU S L. A new multi-threshold frequency domain constant false alarm rate detection algorithm for radar fuze [J]. Acta Armamentarii, 2008, 29 (12): 1422-1426 (in Chinese).

[8] 韩广超,王锋,赵河明,等.一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法及其应用[J].中北大学学报(自然科学版),2017,38(2):140-144.
HAN G C,WANG F,ZHAO H M,et al. A new variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its application [J]. Journal of North University of China (Natural Science Edition), 2017,38(2):140-144 (in Chinese).

[9] 王学敏,许玉国,孙永泽,等.小波降噪在引信时频信号处理系统中的应用[J].探测与控制学报,2013,35(6):18-22.
WANG X M,XU Y G,SUN Y Z,et al. Application of wavelet de-noising in time frequency signal processing system of fuze [J]. Journal of Detection & Control,2013,35(6):18-22 (in Chinese).

[10] ZHANG P,NI Y F,WANG J L. Research on signal denoising method based on adaptive lifting wavelet transform [C] // 2018 International Conference on Sensor Networks and Signal Processing (SNSP). Piscataway: IEEE Press,2018:306-310.

[11] 黄琼丹.复杂调制雷达波形设计与信号处理研究[D].西安:西北工业大学,2016:13-24.
HUANG Q D. Research on the complex modulation radar waveform design and signal processing [D]. Xi' an: Northwestern Polytechnical University,2016:13-24 (in Chinese).

[12] 孔志杰,郝新红,栗苹,等.调频引信谐波时序检测抗干扰方法及实现[J].北京航空航天大学学报,2018,44(3):549-555.
KONG Z J,HAO X H,LI P,et al. Harmonic timing sequence detection anti-jamming method and its implementation for FM fuze [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2018,44(3):549-555 (in Chinese).

[13] 田明浩,徐晓丹,刘芳,等.基于扩频的复合混沌优选序列生成方法[J].沈阳理工大学学报,2018,37(5):1-6.
TIAN M H,XU X D,LIU F,et al. A compound chaos preferred sequence generation method [J]. Journal of Shenyang Ligong University,2018,37(5):1-6 (in Chinese).

[14] SCHROEDER C,ROHLING H. X-band FMCW radar system

with variable chirp duration [C] // 2010 IEEE Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1255-1259.

- [15] HYUN E, JIN Y S. Human-vehicle classification scheme using Doppler spectrum distribution based on 2D range-Doppler FM-CW radar[J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2018, 35(6): 6035-6045.

作者简介:

王雄武 男, 硕士研究生。主要研究方向: 无线电引信信号处理技术。

郝新红 女, 博士, 副教授, 博士生导师。主要研究方向: 中近程探测及控制技术、引信抗干扰技术。

A ranging method of hybrid modulation fuze based on instant correlation frequency domain detection

WANG Xiongwu¹, HAO Xinhong^{1,*}, JIA Jianguang², LI Ping¹, CHEN Qile¹

(1. Science and Technology on Electromechanical Dynamic Control Laboratory, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

2. Institute of Systems Engineering, Academy of Military Sciences, PLA, Beijing 100091, China)

Abstract: For the radio fuze combining chaotic code bi-phase modulation with linear frequency modulation, a ranging method based on instant correlation frequency domain detection is proposed to achieve precise ranging for the ground targets with different scattering characteristics. Before instant correlation in time domain, the local chaotic code and the target echo signal are sampled synchronously with code width as sampling period; to reduce the influence of the target echo signal amplitude on ranging method, target distance and speed information are extracted by Two-Dimensional Fast Fourier Transform (2D-FFT), three feature quantities of the instant correlation window position, harmonic envelope main lobe position and stable Doppler frequency are used as the ranging basis, and precise ranging is achieved in frequency domain. Simulation results show that the judgement results of ranging method are only related to the signal-to-noise ratio of the target signal, regardless of the magnitude of the signal amplitude, and it can achieve precise ranging of the hybrid modulation radio fuze for the ground targets with different scattering characteristics in the circumstance of a very low signal-to-noise ratio -28 dB.

Keywords: radio fuze; hybrid modulation; ranging method; instant correlation; Two-Dimensional Fast Fourier Transform (2D-FFT)

Received: 2019-11-18; Accepted: 2019-12-27; Published online: 2020-01-02 18:12

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200101.0947.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61871414); Equipment Pre-research Field Foundation of China (61406190101)

* Corresponding author. E-mail: haoxinhong@bit.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0596

GSO 卫星系统布设中的通信干扰评估方法



董苏惠^{1,2}, 姚秀娟^{1,*}, 高翔¹, 韩朝晖³, 闫毅¹, 孙云龙¹

(1. 中国科学院 国家空间科学中心, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049;

3. 中国人民解放军 31007 部队, 北京 100079)

摘 要: 针对地球静止轨道(GSO)卫星系统在卫星和地球站布设中的同频干扰评估问题,设计了地球站及卫星的全球分布对下行和上行通信链路的干扰评估场景,以及考虑波束业务特征影响的多条链路的集总干扰场景,构建了不同场景下的干扰评估和分析计算的模型,提出了一种基于干扰函数极值的评估方法。所提方法通过建立干扰系统地球站的随机分布集合和受扰系统的干扰函数,结合国际电联(ITU)提供的全球地形数据、天线波束参数、电磁波传播模型,能够实现对2个GSO卫星系统间的卫星轨位和地球站布设的量化计算分析。采用所提方法对位于 $47^{\circ}\text{E} \pm 6^{\circ}$ 的GSO卫星系统、位于 $(23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E})$ 地球站的同向下行链路,以及位于 $(23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E})$ 的地球站对 $26^{\circ}\text{E} \pm 6^{\circ}$ 的GSO卫星系统的同向上行链路的干扰情况进行了量化计算。结果表明:在卫星轨位间隔为 2° 时的干扰噪声比值为 -12.29 dB ,与ITU建议书中规定的 -12.2 dB 的限值之间的误差为 0.7% ,证明了所提方法的有效性和可行性。所提方法还可以统计GSO卫星系统在任意角度间隔和全球布设场景下的干扰分布情况,对于干扰评估和规避措施的制定具有一定的借鉴意义。

关键词: 地球静止轨道(GSO)卫星系统; 干扰评估; 干扰分析方法; 卫星及地球站布设; 干扰规避

中图分类号: TN972

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)11-2184-11

据忧思科学家联盟(Union of Concerned Scientists)的统计数据,截至2019年9月30日,全球各类人造地球卫星共计2 218颗,其中低轨卫星1 468颗,静止轨道卫星562颗,而中国拥有静止和非静止轨道卫星总数为323颗,成为继美国之后的第二大拥有在轨卫星数量的国家。在 360° 的地球静止轨道(Geostationary Satellite Orbit, GSO)上,平均不到 1° 就有一颗卫星。例如,划分给卫星固定业务(Fixed-Satellite Service, FSS)的Ku频段异常拥挤,受限使用已成为全球普遍的现象。频率和轨道资源日趋紧张,尤其是GSO卫星的资源竞

争异常激烈,为卫星系统间的干扰分析提出了更加严峻的挑战。干扰分析方法及评估指标是多个系统间干扰分析的依据,如干扰噪声比(Interference-to-Noise Ratio, INR)^[1]、载波干扰比(Carrier-to-Interference Ratio, CIR)^[2-3]、载波与干扰和噪声比(Carrier-to-Interference and Noise Ratio, CINR)、等效噪声温度增量百分比(Percentage Increase in Equivalent Noise Temperature, PI-ENT)^[4-6]等分析方法,国内外在该方面开展了大量的研究工作。例如文献[7]主要针对GSO卫星所使用的不同天线方向图对地面无线电中继系统

收稿日期: 2019-11-22; 录用日期: 2020-03-13; 网络出版时间: 2020-03-23 10:27

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200320.1457.003.html

基金项目: 科工局民用航天预先研究项目(1ZY4660103); 中国科学院空间科学战略性先导科技专项(XDA15060100)

* 通信作者. E-mail: yaoxj@nssc.ac.cn

引用格式: 董苏惠, 姚秀娟, 高翔, 等. GSO 卫星系统布设中的通信干扰评估方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2184-2194. DONG S H, YAO X J, GAO X, et al. Communication interference assessment methods in GSO satellite system deployment [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2184-2194 (in Chinese).

造成的干扰进行了研究。文献[8]对降雨衰减统计数据与在同一频带内工作的相邻卫星造成干扰的地空链路进行了研究。文献[9]通过误码率性能分析了非对地静止轨道对 GSO 的干扰效应,主要分析卫星之间的角度对干扰的影响。文献[10-14]利用上述干扰分析方法对特定链路场景下 2 颗临近轨位卫星实例进行了仿真研究和干扰分析,提高了空间轨位资源利用率。上述文献所使用的分析方法对于理论计算具有一定的参考意义。本文利用国际电联(International Telecommunication Union, ITU)公布的国际频率信息通函(International Frequency Information Circular, IF-IC)数据库,主要针对 GSO 卫星系统间同向链路的同频干扰进行定量化分析研究,提出了一种可以针对全球不同布设场景来进行干扰评估和计算的数学模型,该模型综合考虑了降雨、云雾、气体吸收引起的衰减以及馈线和极化损耗等影响因素,在保证卫星系统的可用度达到 99.9% 的情况下,明确了其最坏取值及干扰评估的条件和变化趋势,并在多条链路的集总干扰场景中充分考虑了波束间业务需求的不均匀性,可以作为 GSO 卫星系统间干扰评估和干扰规避的借鉴。

1 下行链路同频干扰分析方法

1.1 下行链路同频干扰场景构建

本节旨在从定量化分析的角度来研究 GSO 卫星系统地球站的分布对同向下行链路干扰分析结果的影响,在分析时构建的下行链路同频干扰场景如图 1 所示。图中: p_{s0}' 为干扰卫星信号发射到受扰系统接收端的最大功率密度; $g_1'(\theta_1)$ 为干扰卫星天线在受扰地球站方向上的发射增益, θ_1 为干扰卫星发射天线的离轴角; $g_2(\theta_2)$ 为受扰地球站天线在干扰卫星方向上的接收增益, θ_2 为受扰地球站接收天线的离轴角; $l_{si \rightarrow e}$ 为干扰下行链路的传输损耗。

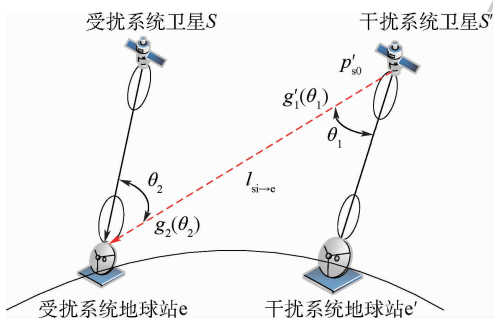


图 1 同向下行链路干扰场景

Fig.1 Co-directional downlink interference scenario

1.2 下行链路最坏干扰分析

受扰及干扰 GSO 卫星系统干扰场景所使用的波束及空口参数如表 1 所示,其中地球站天线方向图主要参考 ITU 公布的建议书 ITU-R S. 580-6^[15]或者 ITU-R S. 465-6^[16],GSO 星上天线方向图参考建议书 ITU-R S. 672-4^[17]。

在下行链路干扰分析场景中,本文主要考虑地球站在不同区域的分布对下行链路干扰噪声比 I/N (I 为受扰系统接收到的干扰信号功率, W/N 为受扰系统接收机的等效噪声功率, W) 的影响。在卫星系统干扰场景的波束及空口参数确定的条件下,天线离轴角和卫星-地球站的链路损耗是影响干扰分析的最重要因素,所以本文在初步选取干扰场景中所涉及的 2 颗 GSO 卫星的位置时,把卫星-地球站链路损耗这一重要参数作为选取依据。

图 2 为参考建议书 ITU-R P. 1511-2 提供的全球地形海拔高度图^[18],在通信频率为 25 GHz,地球站仰角为 90°的条件下,采用表 1 参数计算得到的赤道上空 GSO 卫星-地球站链路损耗在 180°W ~ 180°E 上的分布情况,其中经度为正值代表

表 1 GSO 卫星系统下行链路干扰场景波束及空口参数
Table 1 Beam and air interface parameters of GSO satellite system downlink interference scenario

参数	干扰系统	受扰系统
通信频率/GHz	25	25
通信带宽/MHz	125	125
地球站接收天线峰值增益/dBi	68.4	68.4
卫星发射功率/dBW	30	30
卫星发射天线峰值增益/dBi	43.6	43.6
极化方式	RHCP	RHCP
地球站接收机天线噪声温度/K	180	180

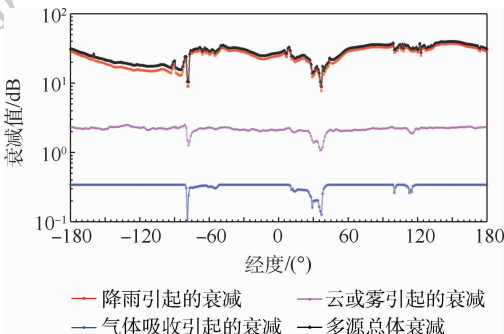


图 2 在赤道 180°W ~ 180°E 上降雨、云雾、气体吸收引起的衰减分布

Fig.2 Distribution of attenuation caused by rainfall, cloud, fog and atmospheric absorption at 180°W - 180°E in the equator

表东经,负值代表西经,因在该场景下的自由空间损耗为常量,分析时主要考虑降雨、云雾、气体吸收引起的衰减。

由图 2 可知,在 37°E 位置附近由于降雨、云雾、大气等引起的多源总体损耗最小,最小值为 8.90 dB,在该位置附近布设的 GSO 卫星的波束覆盖范围内,电波传播模型对干扰分析结果的影响较为明显,该位置可作为 GSO 卫星布设中干扰分析的初选值。

1.3 干扰系统地球站分布对下行 I/N 计算的影响

对于干扰系统地球站在不同区域分布情况下 2 颗 GSO 卫星之间下行链路的 I/N 进行分析时,由于受扰地球站和干扰 GSO 卫星的位置是固定不变的,因此不论干扰系统的地球站如何分布,干扰下行链路的传输损耗 $l_{si \rightarrow e}$ 都是一个固定值,如图 1 所示。保持受扰系统卫星 (0°N, 37°E) 及其地球站 (10.0°N, 37°E) 和干扰卫星 (0°N, 34°E) 的位置固定不变,在下行链路干扰分析中,采用建议书 ITU-R P. 1511-2 提供的全球地形海拔高度图中的数值作为高度参考值^[18],建立干扰系统地球站地理信息分布族,该分布族是一组独立同分布的随机变量的集合,记作 $W: = \{W_1, W_2, \dots, W_n\}$, $W_i = [x_{w_i}, y_{w_i}, z_{w_i}]^T, i = 1, 2, \dots, n, x_{w_i}, y_{w_i}, z_{w_i}$ 为在地球固连坐标系下对应于 x, y, z 轴的位置坐标值。下行链路的数学模型函数 $(I/N)_d = f(w)$ 具体为^[19-20]

$$\left(\frac{I}{N}\right)_d = f(w) = \frac{p'_s g'_1(\theta_1(w)) g_2(\theta_2)}{k T_e W_d l_{si \rightarrow e}} \quad (1)$$

$$l_{si \rightarrow e} = 10^{\frac{L_s + L_f + L_{ap} + L_p + L_r + L_c + L_a}{10}} \quad (2)$$

式中: p'_s 为干扰卫星在 (干扰链路) 重叠频带内的发射功率, $W; T_e$ 为受扰地球站下行接收端的等效噪声温度, $K; W_d$ 为受扰系统下行链路的带宽, Hz; $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为玻尔兹曼常数; L_s 为自由空间损耗; L_f 为馈线损耗; L_{ap} 为天线指向误差损耗; L_p 为极化损耗; L_r 为降雨引起的衰减; L_c 为云或雾引起的衰减; L_a 为大气吸收引起的衰减^[18, 21-28]。

最大干扰 $[(I/N)_d]_{\max} = f(w)_{\max}$ 为

$$f(w)_{\max} = \frac{p'_s g'_2(\theta_2)}{k T_e W_d l_{si \rightarrow e}} \max(g'_1(\theta_1(w))) \quad (3)$$

当 $\theta_1 = 0$ 时, $g'_1(\theta_1)$ 取得最大值,即为干扰卫星天线的峰值发射增益。

因为 $f(w)$ 关于 w 可微,可以采用对于干扰函数 $f(w)$ 微分的方式求得极值点。

$$\frac{d}{dw} f(w) = 0 \quad (4)$$

又因为 $f(w)$ 与 $\ln f(w)$ 在同一 w 处取得极值,所以 $f(w)$ 的极大值点也可从式 (5) 求得。

$$\frac{d}{dw} \ln f(w) = 0 \quad (5)$$

$$\frac{d}{dw} (\ln(g'_1(\theta_1(w)))) = 0 \quad (6)$$

$$\frac{1}{g'_1(\theta_1(w))} \cdot \frac{d}{d\theta_1(w)} g'_1(\theta_1(w)) \frac{d}{dw} \theta_1(w) = 0 \quad (7)$$

考虑天线方向图的函数特性,当且仅当 $\theta_1 = 0$ 时, $\frac{d}{d\theta_1} (g'_1(\theta_1)) = 0$; 即干扰卫星系统地球站与受扰系统地球站重叠时,下行链路干扰最大。图 3(a) 为干扰系统地球站在不同区域分布情况下 2 颗 GSO 卫星之间的下行链路干扰噪声比 I/N 的曲面分布图,坐标轴分别代表干扰系统地球站和受扰地球站间的纬度和经度间隔,图 3(b) 为图 3(a) 对应的等值线图,它形象反映了干扰系统地球站在不同经纬度对 I/N 数值和变化率的影响。

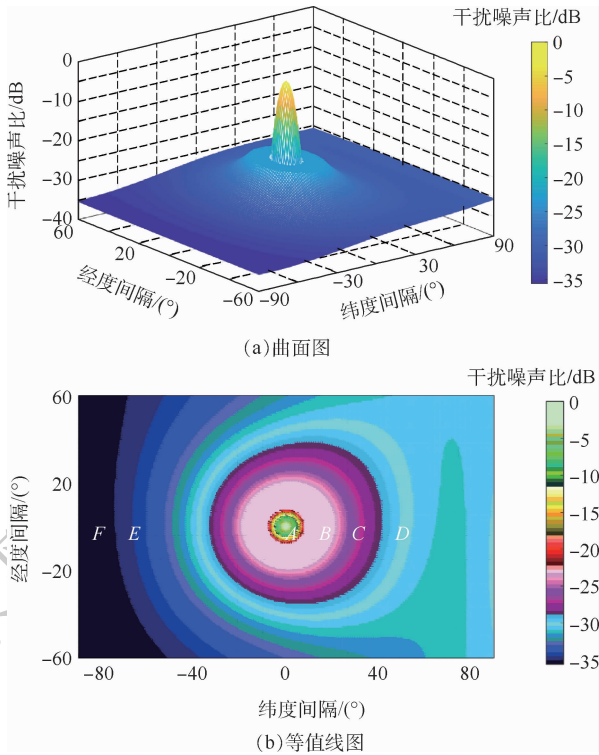


图 3 干扰系统地球站在不同区域分布情况下的下行链路 I/N 变化曲面图和等值线图 (未包括电波传播损耗)

Fig. 3 Downlink I/N variation surface map and contour map of interference system earth station in different regions (excluding electromagnetic wave propagation loss)

由图 3(a) 可知,当干扰系统地球站和受扰地球站间的纬度和经度差值都为 0° 时,即干扰系统地球站与受扰地球站在同一位置时,下行链路干扰最大, I/N 最大值为 -2.850 dB; 在南半球高纬度地区

下行链路干扰最小, I/N 最小值为 -35.614 dB。

如图 3(b) 所示,根据 I/N 的值,把干扰系统地球站的分布划分为 $A \sim F$ 区,当干扰系统地球站在 D 、 E 、 F 区布设时, I/N 值变化相对缓慢,在 C 区布设时 I/N 值变化较快,在 B 区布设时 I/N 值不变,为 -22.8496 dB,在 A 区布设时, I/N 值出现陡升现象,该场景下 I/N 值与干扰卫星发射天线的离轴角 θ_1 是二次函数的关系,即

$$\left(\frac{I}{N}\right)_d = (-2.8496 - 11.4025\theta_1^2) \text{ dB} \quad (8)$$

1.4 受扰地球站分布对下行 I/N 计算的影响

保持受扰系统 GSO 卫星(0°N , 37°E)和干扰卫星(0°N , 34°E)的位置固定不变,同样地,采用全球地形海拔高度图给定的数值作为高度参考值^[12],建立受扰地球站信息分布族,该分布族也是一组独立同分布的随机变量的集合,记作 $V_i = \{V_1, V_2, \dots, V_n\}$, $V_i = [x_{v_i}, y_{v_i}, z_{v_i}]^T$, $i = 1, 2, \dots, n$, x_{v_i} 、 y_{v_i} 、 z_{v_i} 为在地球固连坐标系下对应于 x 、 y 、 z 轴的位置坐标。利用 1.3 节的结论,保持干扰和受扰系统的地球站在同一位置,对地球站在不同区域的分布情况进行进一步的干扰分析。对受扰地球站的分布而言,需要考虑的因素包括地球站仰角、海拔高度、当地降雨等情况。图 4 为在不涉及电磁波传播模型前提下,干扰地球站与受扰地球站重叠时 2 颗 GSO 卫星之间下行链路干扰噪声比 I/N 的分布曲面图,坐标轴分别代表地球站和受扰系统 GSO 卫星星下点间的纬度和经度间隔。

由图 4 可知,在不涉及电磁波传播模型前提下,保持受扰地球站与干扰系统地球站在同一位置,地球站在不同区域的分布情况下对 2 颗 GSO 卫星之间的干扰情况影响不大, I/N 最大值和最小值之间只相差 0.3823 dB,虽然地球站在干扰 GSO 卫星星下点位置时干扰链路的空

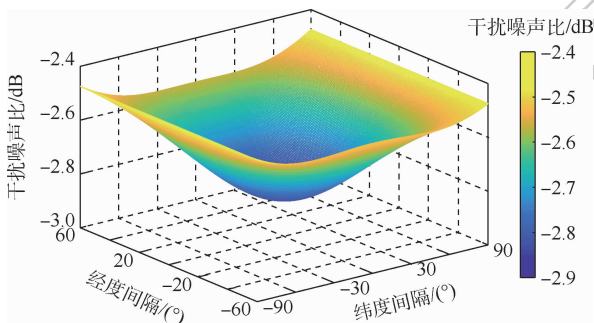


图 4 地球站在不同区域分布情况下 2 颗 GSO 卫星之间的下行链路 I/N 曲面图(未包括电波传播损耗)

Fig.4 Downlink I/N distribution surface map between two GSO satellites when earth stations are distributed in different regions(excluding electromagnetic wave propagation loss)

最小,但是在该情景下考虑到受扰地球站接收天线的增益 g_2 是离轴角 θ_2 的函数,对干扰链路计算结果的影响程度要略大于空间损耗产生的影响。事实上,实际场景远比这复杂得多,因此,在选择受扰地球站最坏干扰情况时,还需要在干扰链路中考虑无线电波传播模型(雨衰、云雾和大气气体吸收)、指向损耗、极化损耗、馈线损耗和地球站仰角等情况。图 5 为地球站在不同区域分布时与干扰 GSO 卫星间仰角的情况。

由图 5 可知,当地球站在干扰 GSO 卫星的星下点位置时,地球站与干扰 GSO 卫星间的仰角为 90° ,在实际干扰下行链路分析时,还需考虑 GSO 卫星地球站的最小仰角,在一般工作条件下,根据 ITU-R S. 1503-3 建议书提供的参考地球站最小仰角^[29]为

$$\varepsilon_{\min} = \begin{cases} 10^\circ & f < 17 \text{ GHz} \\ 20^\circ & f \geq 17 \text{ GHz} \end{cases} \quad (9)$$

根据式(9),可以初步排除仰角不符合条件的地球站分布,这样可以简化接下来要分析的模型。

图 6(a)为在考虑电磁波传播模型前提下,干扰系统地球站与受扰地球站在同一位置时,地球站在不同区域分布情况下 2 颗 GSO 卫星之间下行链路的 I/N 分布曲面图,图 6(b)为图 6(a)对应的等值线图,它反映了地球站在不同经纬度对 I/N 数值和变化率的影响,坐标轴分别代表地球站和受扰 GSO 卫星星下点间的纬度和经度间隔。

如图 6(b)所示,当地球站在 A 和 B 区域布设时,干扰最大,其中最大值出现在与受扰系统卫星星下点纬度差值为 23° ,经度差值为 -11° 的位置,即当地球站位置为 $(23^\circ\text{N}, 26^\circ\text{E})$ 时, I/N 最大值为 -3.4374 dB。此外在 B 区域的 $(35^\circ\text{N}, 79^\circ\text{E})$ 位置, I/N 值也较大,为 -3.5285 dB。

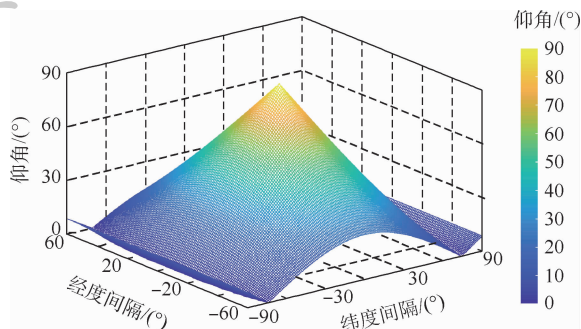


图 5 地球站在不同区域分布时与干扰 GSO 卫星间的仰角情况

Fig.5 Elevation angle between earth stations and interfering GSO satellite when earth stations are distributed in different regions

因为下行链路干扰分析结果不仅取决于地球站当地的环境,还取决于天线离轴角。为了权衡天线离轴角和卫星系统间链路损耗的综合影响,可基于上述计算结果,在(23°N,26°E)位置布设干扰和受扰地球站,分析在不同离轴角 θ_2 下的下行链路的最坏干扰情况。图7为受扰GSO卫星在不同轨位,干扰GSO卫星始终与受扰系统GSO卫星保持3°的轨位间隔条件下的下行链路最坏干扰分布情况。

由图7可知,当受扰卫星位于47°E位置时,此时 I/N 值最大,最大值为-3.4320 dB,与在37°E分析时的结果相差0.0054 dB,可作为干扰计算分析的精选值。

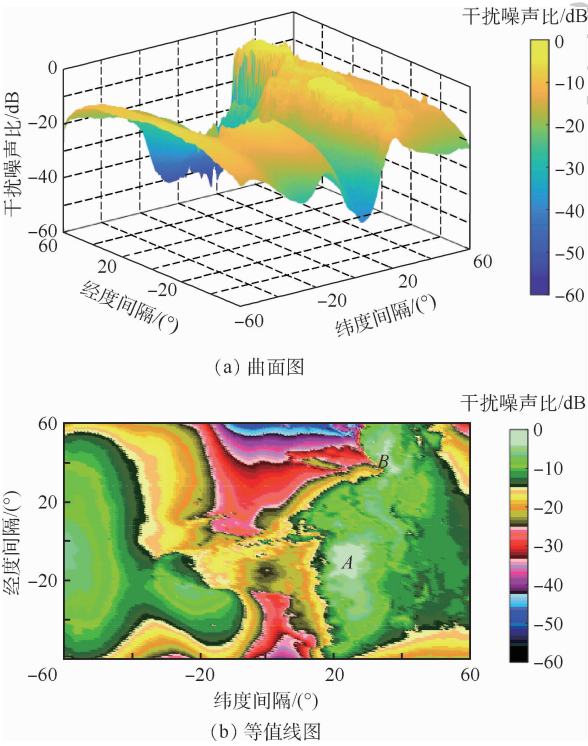


图6 地球站在不同区域分布情况下2颗GSO卫星之间的下行链路 I/N 曲面图和等值线图

Fig.6 Downlink I/N surface map and contour map between two GSO satellites with earth stations in different regions

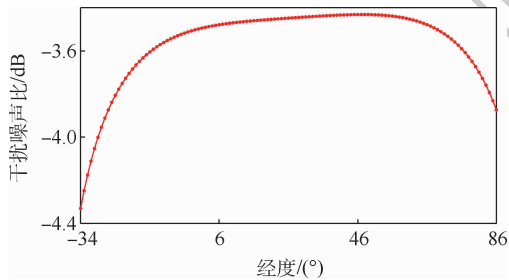


图7 在(23°N, 26°E)布设地球站,受扰GSO卫星在不同轨位时的下行链路最坏干扰分布情况

Fig.7 The worst interference distribution of downlink interfered GSO satellite at different orbital positions with earth stations deployed at (23°N, 26°E)

2 上行链路同频干扰分析方法

2.1 上行链路同频干扰场景构建

对于上行干扰场景而言,本节为了便于描述,在干扰分析时构建的上行干扰场景如图8所示。图中: $g'_3(\theta_3)$ 为干扰地球站天线在受扰卫星方向上的发射增益, θ_3 为干扰地球站发射天线的离轴角; $g_4(\theta_4)$ 为受扰卫星天线在干扰地球站方向上的接收增益, θ_4 为受扰卫星接收天线的离轴角; $l_{ei \rightarrow s}$ 为干扰上行链路的传输损耗。

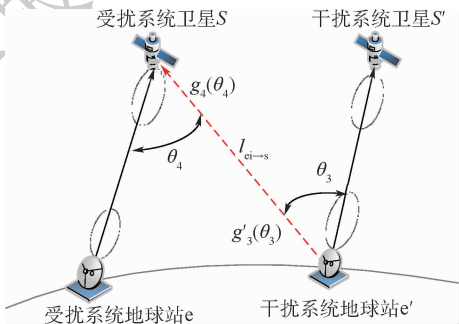


图8 同向上行链路干扰场景
Fig.8 Co-directional uplink interference scenario

2.2 上行链路最坏干扰分析

在本节分析过程中,受扰及干扰GSO卫星系统上行干扰场景所使用的波束及空口参数如表2所示,其中地球站天线方向图参考ITU公布的建议书ITU-R S.580-6^[15]或者ITU-R S.465-6^[16],星上天线方向图参考建议书ITU-R S.672-4^[17]。

利用第1节的结论,受扰及干扰系统地球站在(23°N,26°E)位置附近进行选址,重点分析GSO卫星的分布对同向上行链路 I/N 值的影响。

表2 GSO卫星系统上行链路干扰场景波束及空口参数
Table 2 Beam and air interface parameters of GSO satellite system uplink interference scenario

参数	干扰系统	受扰系统
通信频率/GHz	27.55	27.55
通信带宽/MHz	125	125
地球站发射天线峰值增益/dBi	65	65
地球站发射功率/dBW	21.7	21.7
卫星接收天线峰值增益/dBi	31.2	31.2
极化方式	RHCP	RHCP
卫星接收机天线噪声温度/K	600	600

2.3 干扰系统卫星分布对上行 I/N 计算的影响

分析干扰系统GSO卫星在不同轨位分布情况下2个地球站之间上行链路的 I/N ,与下行链路分析方法类似,因为受扰GSO卫星和干扰地球站的位置是固定不变的,因此不论干扰系统的GSO卫星如何分布,干扰链路的传输损耗都是一

个常量。保持受扰系统 GSO 卫星 ($0.1^{\circ}\text{N}, 47^{\circ}\text{E}$) 及其地球站 ($23^{\circ}\text{N}, 29^{\circ}\text{E}$) 和干扰地球站 ($23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E}$) 的位置固定不变, 建立干扰系统 GSO 轨位信息分布族, 该分布族是一组独立同分布的随机变量的集合, 记作 $\mathbf{Q}: = \{\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2, \dots, \mathbf{Q}_n\}$, $\mathbf{Q}_i = [x_{q_i}, y_{q_i}, z_{q_i}]^T$, $i = 1, 2, \dots, n$, $x_{q_i}, y_{q_i}, z_{q_i}$ 为地球固连坐标系下对应于 x, y, z 轴的位置坐标。上行链路的数学模型函数 $(I/N)_u = g(q)$ 具体为^[13]

$$\left(\frac{I}{N}\right)_u = g(q) = \frac{p'_e g'_3(\theta_3(q)) g_4(\theta_4)}{k T_s W_u l_{\text{ei} \rightarrow \text{s}}} \quad (10)$$

$$l_{\text{ei} \rightarrow \text{s}} = 10^{\frac{L_s + L_f + L_{\text{ap}} + L_p + L_r + L_c + L_u}{10}} \quad (11)$$

式中: p'_e 为干扰地球站在 (干扰链路) 重叠频带内的发射功率, W ; T_s 为受扰卫星上行接收端的等效噪声温度, K ; W_u 为受扰系统上行通信链路的带宽, Hz 。

最大干扰 $[(I/N)_u]_{\max} = g(q)_{\max}$ 为

$$g(q)_{\max} = \frac{p'_e g_4(\theta_4)}{k T_s W_u l_{\text{ei} \rightarrow \text{s}}} \max(g'_3(\theta_3(q))) \quad (12)$$

当 $\theta_3 = 0$ 时, $g'_3(\theta_3)$ 取得最大值, 即为干扰地球站天线峰值发射增益, 此时 $(I/N)_u$ 值最大。

图 9 为干扰系统 GSO 卫星在不同轨位分布下 2 个地球站之间上行链路的 I/N 变化曲面图, 坐标轴分别代表干扰系统 GSO 卫星和受扰 GSO 卫星间的轨道倾角和经度间隔。由图 9 可知, 当轨道倾角间隔和经度差值都为 0 时, 即干扰 GSO 卫星系统卫星与受扰系统卫星轨位重叠时, 上行链路干扰最大。在干扰地球站发射天线的离轴角 $\theta_3 < 0.13^{\circ}$ 时, $(I/N)_u$ 与离轴角 θ_3 是二次函数的关系, 即

$$\left(\frac{I}{N}\right)_u = (22.6699 - 1.3426 \times 10^3 \theta_3^2) \text{ dB} \quad (13)$$

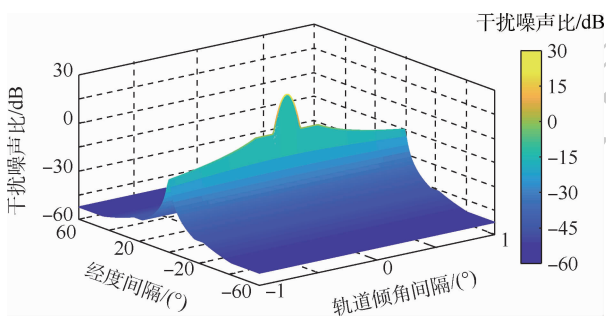


图 9 干扰系统 GSO 卫星在不同轨位下 2 个地球站之间上行链路的 I/N 变化曲面图 (未包括电波传播损耗)

Fig. 9 Uplink I/N variation surface map between two earth stations of interference system GSO satellite at different orbital positions (excluding electromagnetic wave propagation loss)

在干扰地球站发射天线的离轴角 $0.13^{\circ} < \theta_3 < 19.95^{\circ}$ 时, $(I/N)_u$ 与离轴角 θ_3 的对应关系为

$$\left(\frac{I}{N}\right)_u = \min(-0.355, -13.3301 - 251 \lg \theta_3) \text{ dB} \quad (14)$$

2.4 受扰卫星分布对上行 I/N 计算的影响

分析受扰 GSO 卫星在不同轨位分布情况下 2 个地球站之间上行链路的 I/N 变化情况, 保持受扰卫星系统地球站 ($23^{\circ}\text{N}, 29^{\circ}\text{E}$) 和干扰地球站 ($23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E}$) 的位置固定不变, 建立受扰系统 GSO 轨位信息分布族, 该分布族是一组独立同分布的随机变量的集合, 记作 $\mathbf{P}: = \{\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \dots, \mathbf{P}_n\}$, $\mathbf{P}_i = [x_{p_i}, y_{p_i}, z_{p_i}]^T$, $i = 1, 2, \dots, n$, $x_{p_i}, y_{p_i}, z_{p_i}$ 为在地球固连坐标系下对应于 x, y, z 轴的位置坐标。

图 10 为在考虑电磁波传播模型前提下, 利用 2.3 节的结论, 使干扰系统 GSO 卫星与受扰系统 GSO 卫星保持同一轨位, 分析 GSO 卫星在不同轨位下 2 个地球站之间上行链路的 I/N 情况。坐标原点代表赤道上空与受扰系统地球站保持同一经度的 GSO 轨位, 坐标轴分别代表与坐标原点之间的轨道倾角间隔和经度差。

由图 10 可知, 在考虑电磁波传播模型前提下, GSO 卫星在不同轨位分布情况下 2 个地球站之间上行链路的干扰噪声比 I/N 最大值和最小值之间相差 1.869 4 dB 左右, 当受扰和干扰系统 GSO 卫星与干扰地球站经度相同时干扰最大, 且同一经度 GSO 卫星轨道倾角越大, 干扰越大。图 11 分析了 GSO 卫星在 $22^{\circ}\text{E}, 24^{\circ}\text{E}, 26^{\circ}\text{E}, 28^{\circ}\text{E}, 30^{\circ}\text{E}$ 时, I/N 随轨道倾角的变化情况。

如图 11 所示, I/N 随轨道倾角的变化幅度不大, 同一经度上 0° 轨位倾角和 1° 轨位倾角间也只相差 0.016 5 dB。

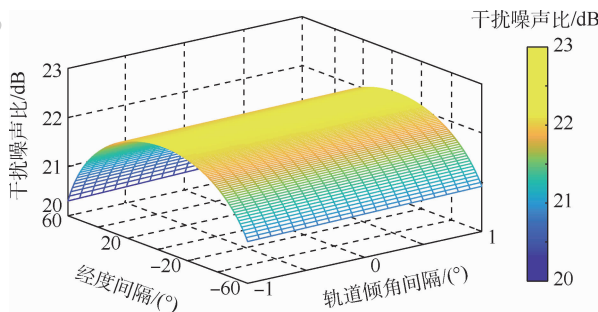


图 10 GSO 卫星在不同轨位下 2 个地球站之间上行链路的 I/N 变化曲面图

Fig. 10 Uplink I/N variation surface map between two earth stations of GSO satellites at different orbital positions

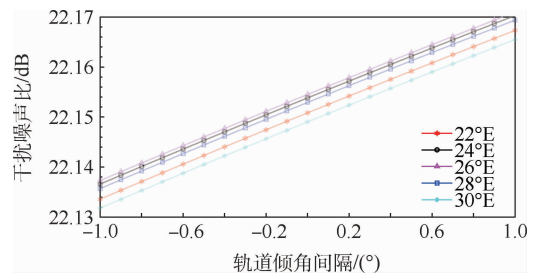


图 11 GSO 卫星在 22°E、24°E、26°E、28°E、30°E 时， I/N 随轨道倾角的变化曲线

Fig. 11 Change of I/N with orbital inclination angle of GSO satellite at 22°E, 24°E, 26°E, 28°E and 30°E

3 多波束卫星系统间干扰分析方法

考虑多波束 GSO 卫星系统间的集总干扰场景,如图 12 所示,干扰系统卫星 S' 的点波束数量为 m ;第 i 个波束分配到的功率为 p_i ;波束业务需求量为 T_i ;获得的实际信道容量为 C_i 。

本节在 GSO 卫星系统的多个波束之间采用 SDMA 接入方式,并在该方式的基础上,在波束间采用四色划分的 FDMA 的多址方式,如图 13 所示。图中: f_i 为频率, $i=1,2,3,4$ 。

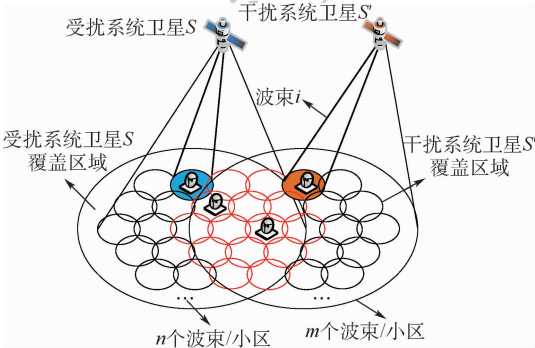


图 12 多波束 GSO 卫星系统间的集总干扰场景

Fig. 12 Integrated interference scenario between multi-beam GSO satellite systems

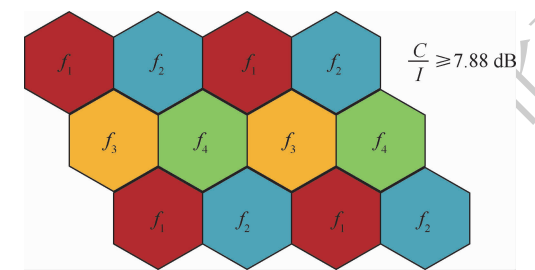


图 13 四色划分方案

Fig. 13 Four-color division scheme

那么受扰 GSO 卫星系统 S 接收机接收的集总 I/N 为

$$\left(\frac{I}{N}\right)_{\Sigma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{M_i} I_{i,j} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{M_i} \left(\frac{I}{N}\right)_{i,j} \quad (15)$$

式中: N_1 为干扰卫星系统 S' 的发射机总数; M_i 为干扰卫星系统 S' 中第 i 个发射机的干扰建链总数; N 为受扰卫星系统接收机的等效噪声; $(I/N)_{i,j}$ 为干扰卫星系统 S' 第 i 个发射机建立的第 j 条干扰链路上的干扰噪声比。

受扰卫星位于 47°E 轨位,下行链路所使用的波束及空口参数参考 1.2 节,干扰系统总功率值为 30 dBW,总带宽值为 125 MHz。考虑到波束间业务需求的不均匀性,假设干扰系统中的第 i 个波束的业务需求量为 $80 + 10(i - 1)$ Mbit/s,采用与受扰系统相同的波束功率分配算法。分析干扰卫星与受扰卫星间隔 1°、2°、3° 轨位时,在一致功率分配^[30-31]、按波束业务需求量公平性功率分配^[32]以及基于雨衰补偿的多波束功率分配^[23-25,33]3 种算法下的集总干扰情况,如图 14 所示。

图 14 中,按波束业务需求量公平性分配波束功率相较于其他 2 种分配方案计算得到的集总干扰 I/N 值更小。

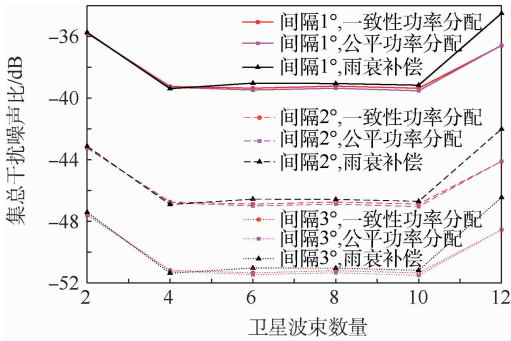


图 14 3 种功率分配方案下的多波束卫星系统间的集总干扰

Fig. 14 Integrated interference between multi-beam satellite systems with three power allocation schemes

4 同向链路典型分析场景

4.1 同向下行链路干扰场景

结合第 1 节分析结果,参考 ITU 公布的 IFIC 数据库,对下行链路干扰场景进行分析,干扰场景评估用例中下行数传参数如表 3 所示。

在 (23°N, 26°E) 位置布设干扰系统和受扰系统的地球站,在 47°E GSO 布设受扰系统 GSO 卫星,波束及空口参数参考表 3。可以得到下行链路干扰 GSO 卫星与受扰系统 GSO 卫星在不同轨位间隔下干扰噪声比 I/N 、载波噪声比 C/N (C 为受扰系统接收到的载波信号功率, W)、载波干扰比 C/I 、载波噪声干扰比 $C/(I + N)$ 的变化曲线,如图 15 所示。

表 3 干扰场景评估用例下行数传参数
Table 3 Downlink transmission parameters of interference scenario evaluation example

参数	干扰系统	受扰系统
通信频率/GHz	25	25
通信带宽/GHz	3.5	3.5
地球站接收天线峰值增益/dBi	66	66
卫星发射功率/dBW	21	21
卫星发射天线峰值增益/dBi	54	54
极化方式	RHCP	RHCP
地球站接收机天线噪声温度/K	200	200

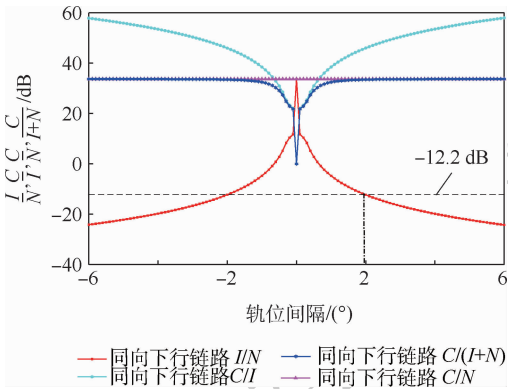


图 15 下行链路干扰 GSO 卫星与受扰系统 GSO 卫星在不同轨位间隔下 I/N 、 C/N 、 C/I 、 $C/(I+N)$ 的曲线
Fig. 15 Curves of I/N , C/N , C/I , $C/(I+N)$ at different orbital intervals between downlink interfering GSO satellites and interfered GSO satellites

在图 15 中,当卫星轨位间隔为 2° 时,干扰噪声比 I/N 为 -12.29 dB ,当 $I/N = -12.2\text{ dB}$ 时,轨位间隔约为 1.95° ,该值与 ITU 建议书中规定的 -12.2 dB 的限值之间的误差为 0.7% ,可作为 2 个 GSO 卫星系统间干扰评估和规避的参考。

4.2 同向上行链路干扰场景

结合第 2 节分析结果,参考 ITU 公布的 IFIC 数据库,对上行链路干扰场景进行分析,干扰场景评估用例上行数传参数如表 4 所示。

表 4 干扰场景评估用例上行数传参数
Table 4 Uplink transmission parameters of interference scenario evaluation example

参数	干扰系统	受扰系统
通信频率/GHz	25	25
通信带宽/GHz	3.5	3.5
地球站发射天线峰值增益/dBi	69.9	69.9
地球站发射功率/dBW	33	33
卫星接收天线峰值增益/dBi	45	45
极化方式	MP	MP
卫星接收机天线噪声温度/K	800	800

在 $(23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E})$ 位置布设干扰系统和受扰系统的地球站,在 26°E GSO 布设受扰系统 GSO 卫星,波束及空口参数参考表 4。图 16 为分析上行链路干扰 GSO 卫星与受扰系统 GSO 卫星在不同轨位间隔下干扰噪声比 I/N 、载波噪声比 C/N 、载波干扰比 C/I 、载波噪声干扰比 $C/(I+N)$ 的变化曲线。

图 16 中,当卫星轨位间隔为 2° 时,干扰噪声比 I/N 值为 -12.2 dB ,这与 ITU 建议的卫星轨位间隔小于 2° 时需要协调相符合。可以通过调整天线口径及波束宽度、降低发射功率密度、采用新的信号处理等方式降低卫星系统间的同道干扰。

在轨道倾角为 0° ,经度为 26°E 的轨位布设干扰系统和受扰系统的 GSO 卫星,在 $(23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E})$ 布设受扰系统地球站,波束及空口参数参考表 4。可以计算出上行链路干扰地球站在与受扰系统地球站在不同经纬度间隔下 I/N 的变化曲线,如图 17 所示,坐标轴分别表示与受扰系统地球站的经纬度差值。

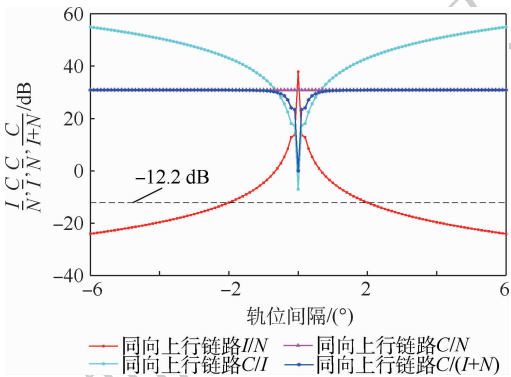


图 16 上行链路干扰 GSO 卫星与受扰系统 GSO 卫星在不同轨位间隔下 I/N 、 C/N 、 C/I 、 $C/(I+N)$ 的曲线
Fig. 16 Curves of I/N , C/N , C/I , $C/(I+N)$ at different orbital intervals between uplink interference GSO satellites and interfered systems GSO satellites

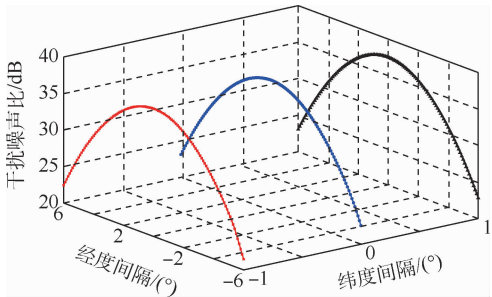


图 17 上行链路干扰地球站与受扰系统地球站在不同经纬度间隔下 I/N 的曲线
Fig. 17 Curves of I/N with uplink interfering earth station and interfered systems earth station at different latitude and longitude intervals

由图 17 可知,可以得出当 2 颗 GSO 卫星轨位几乎重合时,仅采用小幅度调整地球站位置的方式很难规避卫星系统间的干扰。

5 反向链路典型分析场景

在本节中只讨论受扰系统为上行链路,干扰系统为下行链路的情况,构建的干扰场景如图 18 所示, $l_{si \rightarrow s}$ 为星间通信链路的传输损耗。

选取表 4 受扰系统上行参数和表 3 干扰系统下行参数来进行反向上行链路分析。在(23°N, 26°E)布设受扰系统地球站,干扰系统地球站与其重叠,受扰 GSO 卫星轨位为 26°E 的地球静止轨道,分析干扰 GSO 卫星与受扰 GSO 卫星在不同轨位间隔下干扰噪声比 I/N 、载波噪声比 C/N 、载波干扰比 C/I 、载波噪声干扰比 $C/(I+N)$ 的变化曲线,如图 19 所示。

在反向链路干扰分析中,即使来自轨位间隔为 2° 的卫星对受扰系统的影响也未超过 -20 dB。

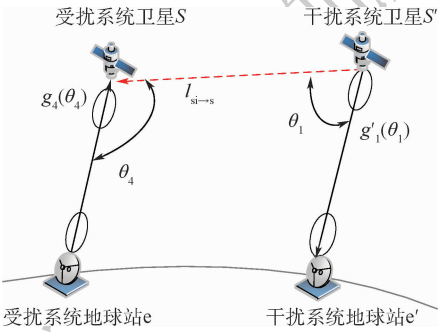


图 18 反向上行链路干扰场景

Fig. 18 Reverse uplink interference scenario

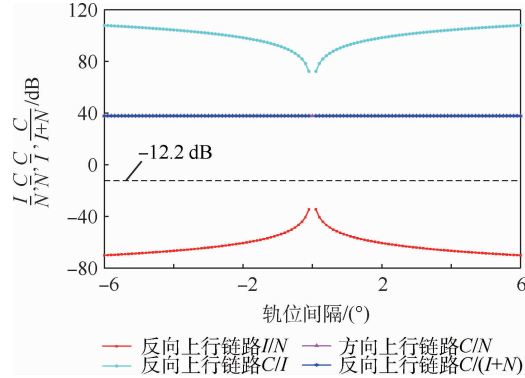


图 19 反向链路干扰 GSO 卫星与受扰 GSO 卫星在不同轨位间隔下 I/N 、 C/N 、 C/I 、 $C/(I+N)$ 的变化曲线

Fig. 19 Curves of reverse link I/N , C/N , C/I , $C/(I+N)$ with interfering GSO satellite and interfered GSO satellite at different orbital intervals

6 结 论

为了解决 GSO 卫星系统间在卫星和地球站

布设中的同频干扰评估问题,基于不同布设场景下卫星系统间的干扰分布情况,构建了对应的干扰评估和分析计算的模型。

1) 提出了一种基于干扰函数极值的评估方法,并结合 ITU 提供的全球地形数据、天线波束参数、电磁波传播模型,定量化计算了卫星轨位和地球站布设对干扰评估的影响情况,明确了其对应的最坏取值及干扰评估的条件和变化趋势。

2) 分析了一致功率分配、按波束业务需求量公平性功率分配以及基于雨衰补偿的多波束功率分配 3 种算法对多条链路集总干扰的影响,在相同的波束条件下,按波束业务需求量公平性分配波束功率相较于其他 2 种分配方案计算得到的集总 I/N 值更小。

3) 计算结果与 ITU 建议书中规定的限值之间的误差为 0.7% (2° 轨位间隔),证明了该方法的可行性与有效性,可作为 2 个 GSO 卫星系统间干扰评估和规避措施制定的参考。

参考文献 (References)

[1] ITU-R. Apportionment of the allowable error performance degradations to fixed-satellite service (FSS) hypothetical reference digital paths arising from time invariant interference for systems operating below 30 GHz; ITU-R S. 1432-1 [S]. Geneva; ITU, 2006.

[2] ITU-R. Technical coordination methods for fixed-satellite networks; ITU-R S. 740-0 [S]. Geneva; ITU, 1992.

[3] ITU-R. Carrier-to-interference calculations between networks in the fixed-satellite service; ITU-R S. 741-0 [S]. Geneva; ITU, 1992.

[4] ITU-R. Procedure for determining if coordination is required between geostationary-satellite networks sharing the same frequency bands; ITU-R S. 738-0 [S]. Geneva; ITU, 1992.

[5] ITU-R. Relationship of technical coordination methods within the fixed-satellite service; ITU-R S. 737-0 [S]. Geneva; ITU, 1992.

[6] ITU-R. Additional methods for determining if detailed coordination is necessary between geostationary-satellite networks in the fixed-satellite service sharing the same frequency bands; ITU-R S. 739-0 [S]. Geneva; ITU, 1992.

[7] BUTZIEN P. Radio system interference from geostationary satellites [J]. IEEE Transactions on Communications, 1981, 29 (1) : 33-40.

[8] LIVIERATOS S N, GINIS G, COTTIS P G. Availability and performance of satellite links suffering from interference by an adjacent satellite and rain fades [J]. IEEE Proceedings-Communications, 1999, 146 (1) : 61-67.

[9] PARK C S, KANG C G, CHOI Y S, et al. Interference analysis of geostationary satellite networks in the presence of moving non-geostationary satellites [C] // 2010 2nd International Conference on IEEE, Information Technology Convergence and

- Services (ITCS). Piscataway:IEEE Press,2010:1-5.
- [10] 谢继东,魏清,冯加骥. 同步轨道邻星干扰分析[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),2013,33(6):33-38.
- XIE J D,WEI Q,FENG J J. Analysis of adjacent satellite interference of geostationary orbit[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science),2013,33(6):33-38(in Chinese).
- [11] 韩其位,聂俊伟,刘文祥,等. Ka 频段星间链路干扰强度及可行性分析[J]. 中南大学学报(自然科学版),2014,45(3):769-773.
- HAN Q W,NIE J W,LIU W X,et al. Analysis of interference intension and feasibility for Ka-band inter-satellite links[J]. Journal of Central South University (Natural Science),2014,45(3):769-773(in Chinese).
- [12] 韩锐,杨夏青,石会鹏,等. COMPASS 系统与 CTRDS 系统 Ka 频段星间链路干扰仿真研究[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),2017,37(2):33-37.
- HAN R,YANG X Q,SHI H P,et al. Simulation of interference between COMPASS and CTRDS systems with inter-satellite in Ka band[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science),2017,37(2):33-37(in Chinese).
- [13] CAO T,LI D,REN A,et al. Application of computer simulation in interference assessment between satellite systems[C]// Geo-Informatics in Resource Management and Sustainable Ecosystem (GRMSE),Communications in Computer and Information Science. Berlin:Springer,2016:426-432.
- [14] 郭强,刘波,司圣平,等. 卫星通信系统邻星干扰分析方法研究[J]. 上海航天,2017,34(3):131-135.
- GUO Q,LIU B,SI S P,et al. Analysis method study of satellite communications system adjacent interference[J]. Aerospace Shanghai,2017,34(3):131-135(in Chinese).
- [15] ITU-R. Radiation diagrams for use as design objectives for antennas of earth stations operating with geostationary satellites: ITU-R S. 580-6[S]. Geneva:ITU,2004.
- [16] ITU-R. Reference radiation pattern of earth station antennas in the fixed-satellite service for use in coordination and interference assessment in the frequency range from 2 to 31 GHz:ITU-R. 465-6[S]. Geneva:ITU,2010.
- [17] ITU-R. Satellite antenna radiation pattern for use as a design objective in the fixed-satellite service employing geostationary satellites:ITU-R S. 672-4[S]. Geneva:ITU,1997.
- [18] ITU-R. Topography for earth-to-space propagation modelling: ITU-R P. 1511-2[S]. Geneva:ITU,2019.
- [19] SHARMA S K,CHATZINOTAS S,OTTERSTEN B. In-line interference mitigation techniques for spectral coexistence of GEO and NGE0 satellites[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking,2016,34(1):11-39.
- [20] 靳瑾,李娅强,匡麟玲,等. 全球动态场景下非静止轨道通信星座干扰发生概率和系统可用性[J]. 清华大学学报(自然科学版),2018,58(9):833-840.
- JIN J,LI Y Q,KUANG L L,et al. Occurrence probability of co-frequency interference and system availability of non-geostationary satellite system in global dynamic scene[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology),2018,58(9):833-840(in Chinese).
- [21] ITU-R. Calculation of free-space attenuation:ITU-R P. 525-4[S]. Geneva:ITU,2019.
- [22] ITU-R. Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunication systems:ITU-R P. 618-13[S]. Geneva:ITU,2017.
- [23] ITU-R. Characteristics of precipitation for propagation modeling:ITU-R P. 837-7[S]. Geneva:ITU,2017.
- [24] ITU-R. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods:ITU-R P. 838-3[S]. Geneva:ITU,2005.
- [25] ITU-R. Rain height model for prediction methods:ITU-R P. 839-4[S]. Geneva:ITU,2013.
- [26] ITU-R. Attenuation due to clouds and fog:ITU-R P. 840-7[S]. Geneva:ITU,2017.
- [27] ITU-R. Attenuation by atmospheric gases:ITU-R P. 676-11[S]. Geneva:ITU,2016.
- [28] ITU-R. Reference standard atmospheres:ITU-R P. 835-6[S]. Geneva:ITU,2017.
- [29] ITU-R. Functional description to be used in developing software tools for determining conformity of non-geostationary-satellite orbit fixed-satellite service systems or networks with limits contained in Article 22 of the radio regulations:ITU-R S. 1503-3[S]. Geneva:ITU,2018.
- [30] WHITEFIELD D,GOPAL R,ARNOLD S. Spaceway now and in the future:On-board IP packet switching satellite communication network[C]// Military Communication Conference. Washington, D. C. :Northrop Grumman,2006:1-7.
- [31] VASSAKI S,PANAGOPOULOS A D. Effective capacity and optimal power allocation for mobile satellite systems and services[J]. IEEE Communications Letters,2012,16(1):60-63.
- [32] 李广侠,冯琦,冯少栋. 多点波束宽带卫星系统波束间功率优化分配算法[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版),2013,14(1):1-6.
- LI G X,FENG Q,FENG S D. Optimal inter-beam power allocation algorithm for multi-beam broadband satellite systems[J]. Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition),2013,14(1):1-6(in Chinese).
- [33] DESTOUNIS A,PANAGOPOULOS A D. Dynamic power allocation for broadband multi-beam satellite communication networks[J]. IEEE Communications Letters,2011,15(4):380-382.

作者简介:

董苏惠 女,博士研究生。主要研究方向:空间频谱感知技术、认知无线电技术等。

姚秀娟 女,博士,研究员。主要研究方向:空间互联网通信技术、空间频谱感知技术、空间协议识别技术等。

高翔 男,博士,副研究员。主要研究方向:低轨互联网通信技术、空间频谱资源兼容性技术、高动态时空抗干扰技术等。

Communication interference assessment methods in GSO
satellite system deployment

DONG Suhui^{1,2}, YAO Xiujuan^{1,*}, GAO Xiang¹, HAN Zhaohui³, YAN Yi¹, SUN Yunlong¹

- (1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;
3. Unite 31007 of the PLA, Beijing 100079, China)

Abstract: Aimed at the issue of co-channel interference estimation in the Geostationary Satellite Orbit (GSO) system layout, the interference assessment scenarios were designed with the global distribution of earth stations and satellites for downlink and uplink and the integrated impact of beam service characteristics for multiple links. The interference estimation and analytical calculation models for the global distribution of the GSO system were established. An evaluation method based on interference function extremum was proposed. By establishing the random distribution set of the interference earth stations and the function of the interfered system, combined with the global terrain data, antenna beam parameters, and electromagnetic wave propagation model provided by International Telecommunication Union (ITU), the method could realize the quantitative calculation and analysis of satellite orbital and earth station layout between two GSO systems. The method was applied to co-directional downlink and uplink interference scenarios for quantitative calculation, with GSO satellites at $47^{\circ}\text{E} \pm 6^{\circ}$ and earth stations at the $(23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E})$ for downlink, and GSO satellites at $26^{\circ}\text{E} \pm 6^{\circ}$ and earth stations at the $(23^{\circ}\text{N}, 26^{\circ}\text{E})$ for uplink. The results show that the interference-to-noise ratio value is -12.29 dB with 2° orbital interval, and the error is 0.7% with the limit -12.2 dB specified in the ITU Recommendation, which verifies the effectiveness and feasibility of this method. The method can also calculate the interference distribution of GSO system in any angular interval and global deployment scenario, which has certain reference significance for making interference assessment and avoidance measures.

Keywords: Geostationary Satellite Orbit (GSO) satellite system; interference assessment; interference analysis method; satellite and earth station deployment; interference avoidance

Received: 2019-11-22; Accepted: 2020-03-13; Published online: 2020-03-23 10:27

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200320.1457.003.html

Foundation items: State Administration of Science, Technology and Industry Civil Aerospace Advance Research Projects (1ZY4660103); Chinese Academy of Sciences Strategic Priority Program on Space Science (XDA15060100)

* Corresponding author. E-mail: yaoxj@nssc.ac.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行人,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,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,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,引言,正文,参考文献。首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:100191 北京市海淀区学院路 37 号 北京航空航天大学学报编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407,409 房间

电 话:(010)82315594,82338922,82314839,82315426

E-mail: jbuaa@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 红	江 洁	刘 强	闫 鹏	朱天乐	刘铁钢
	陈万春	邹正平	苏东林	杨世春	沈成平	邱志平
	杨树斌	张晓林	杨晓奕	杨继萍	李惠峰	吴新开
	杨照华	宋凝芳	周 锐	林宇震	林贵平	战 强
	胡庆雷	赵秋红	段海滨	赵巍胜	席 平	郭 宏
	徐世杰	郭洪波	康 锐	翟 锦	熊华钢	徐 洁

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 46 卷 第 11 期 2020 年 11 月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.46 No.11 November 2020

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



9 771001 596205

1.1>