



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



2020-04

Vol.46 No.4

目 次

航空电子系统机载网络实时性能评价技术 何锋, 周璇, 赵长啸, 李峭, 王鹏, 熊华钢 (651)

回转误差测试中系统噪声分离技术 冯明, 周程瑜, 张坤, 王新杰 (666)

不确定需求下航空公司枢纽网络优化设计 乐美龙, 郑文娟, 吴明功, 王泽坤 (674)

AUV 自航对接的类物理数值模拟 吴利红, 王诗文, 封锡盛, 李一平, 刘开周 (683)

高超声速滑翔飞行器地形匹配辅助导航方法研究 鲜勇, 任乐亮, 杨子成, 张大巧, 李杰 (691)

基于改进遗传算法的移动机器人路径规划 魏彤, 龙琛 (703)

面向 Web 科学可视化的临近空间数据视频化方法 谭剑, 王圣华, 郭长顺 (712)

固液火箭发动机车轮形装药参数化设计与内弹道性能研究
..... 李新田, 蔡强, 李延成, 王雪坤, 淡林鹏 (724)

北斗导航星座星间通信速率控制方法 李献斌, 王建, 范广腾, 杨志奎 (731)

推进剂贮箱区间干涉时变可靠性分析方法 辛腾达, 赵继广, 崔村燕, 段永胜 (739)

一种圆柱物料装填机器人残余振动抑制方法 郑昱, 广晨汉, 杨洋 (746)

航天器高精度多维安装解耦标定方法 毛柏源, 姬军鹏, 张鹏飞 (754)

脉冲星方位误差估计的 TSKF 算法 许强, 范小虎, 徐利国, 王宏力, 冯磊 (761)

一类复杂通信条件下高阶线性群系统编队控制 石晓航, 张庆杰, 吕俊伟 (769)

可重复使用飞行器再入姿态的区间二型自适应模糊滑模控制设计 杨珍书, 毛奇, 窦立谦 (781)

基于压缩感知的高精度地磁基准图构建方法
..... 马啸宇, 张金生, 郝亮亮, 李婷, 王少博, 李琳 (791)

3-PPP 型柔性并联微定位平台的设计与分析 王保兴, 孟刚, 林苗, 李巍, 曹毅 (798)

一种用于图像翘曲变换的高速缓冲存储器设计 康洁, 刘强 (808)

同步式 GPS 欺骗干扰信号生成技术与设计 柳亚川, 寇艳红 (814)

基于 LSTM 的 TTE 网络速率约束流量预测 史亚菲, 李峭, 熊华钢 (822)

水上飞机水面降落全过程力学特性数值研究 赵芸可, 屈秋林, 刘沛清 (830)

期刊基本参数: CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 188 * zh * P * ¥ 50.00 * 900 * 21 * 2020-04

CONTENTS

Real-time performance evaluation technology of airborne network for avionics system	HE Feng, ZHOU Xuan, ZHAO Changxiao, LI Qiao, WANG Peng, XIONG Huagang (651)
Separation technology of system noise in error motion test	FENG Ming, ZHOU Chengyu, ZHANG Kun, WANG Xinjie (666)
Airline hub network optimization design under uncertain demand	LE Meilong, ZHENG Wenjuan, WU Minggong, WANG Zekun (674)
Physics-based numerical simulation of AUV docking by self-propulsion	WU Lihong, WANG Shiwen, FENG Xisheng, LI Yiping, LIU Kaizhou (683)
Terrain match aided navigation method of hypersonic glide vehicle	XIAN Yong, REN Leliang, YANG Zicheng, ZHANG Daqiao, LI Jie (691)
Path planning for mobile robot based on improved genetic algorithm	WEI Tong, LONG Chen (703)
Video formatting method of near-space data for Web scientific visualization	TAN Jian, WANG Shenghua, GUO Changshun (712)
Research on wagon-wheel fuel grain parametric design and internal ballistics performance of hybrid rocket motor	LI Xintian, CAI Qiang, LI Yancheng, WANG Xuekun, DAN Linpeng (724)
Inter-satellite communication rate control method of Beidou navigation constellation	LI Xianbin, WANG Jian, FAN Guangteng, YANG Zhixi (731)
Interval interference time-variant reliability analysis method for propellant tank	XIN Tengda, ZHAO Jiguang, CUI Cunyan, DUAN Yongsheng (739)
Residual vibration suppression method of a cylindrical material loading robot	ZHENG Yu, GUANG Chenhan, YANG Yang (746)
High-precision decoupling calibration method of multi-dimensional mounting spacecraft	MAO Boyuan, JI Junpeng, ZHANG Pengfei (754)
TSKF algorithm for pulsar position error estimation	XU Qiang, FAN Xiaohu, XU Liguo, WANG Hongli, FENG Lei (761)
Formation control for high-order linear swarm systems with complex communication conditions	SHI Xiaohang, ZHANG Qingjie, LYU Junwei (769)
Interval type-2 adaptive fuzzy sliding mode control design of reentry attitude for reusable launch vehicles	YANG Zhenshu, MAO Qi, DOU Liqian (781)
High-precision geomagnetic reference map construction method based on compressed sensing	MA Xiaoyu, ZHANG Jinsheng, HAO Liangliang, LI Ting, WANG Shaobo, LI Lin (791)
Design and analysis of a 3-PPP compliant parallel micro-positioning stage	WANG Baoxing, MENG Gang, LIN Miao, LI Wei, CAO Yi (798)
A Cache design for image warping	KANG Jie, LIU Qiang (808)
Research and design of synchronous GPS spoofing signal generation technology	LIU Yachuan, KOU Yanhong (814)
Rate-constrained traffic prediction of TTE network based on LSTM	SHI Yafei, LI Qiao, XIONG Huagang (822)
Numerical study on mechanical properties of seaplane in whole water surface landing process	ZHAO Yunke, QU Qiulin, LIU Peiqing (830)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0297

航空电子系统机载网络实时性能评价技术



何锋^{1,*}, 周璇¹, 赵长啸², 李峭¹, 王鹏², 熊华钢¹

1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083; 2. 中国民航大学 适航学院, 天津 300300

摘 要: 机载网络是航空电子系统中实现信息实时可靠传输的手段,其发展程度和能力决定了航空电子系统的总体构型及信息综合效能。不同于一般计算机网络,机载网络更加强调整网的实时性,需要采用苛刻高效的方法实现其实时性能的分析与评价。以交换式网络中消息传输过程为分析对象,研究了消息端到端传输延迟模型,给出了实时性能评价方法在评估悲观性和计算紧性的对比指标;对解析分析、行为仿真和模型检查等典型机载网络实时性能评价关键技术进行了梳理和分析,给出了各种实时性能评价方法在计算紧性和效率等方面的差异和实现途径。以简单网络和工业规模网络为研究案例对上述方法进行了验证说明,并对对比分析了各种方法在计算紧性的差异,探讨了航空电子系统机载网络实时性能评价技术的发展趋势。

关键词: 航空电子系统; 机载网络; 实时性; 延迟分析; 计算紧性

中图分类号: V247; TP393

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0651-15

航空电子系统(以下简称航电系统)是飞机的“大脑”和“神经中枢”,其综合化程度决定了飞机的性能和发展水平,至今已经历4代典型技术发展^[1]。机载网络在航空工程领域苛刻的空间限制和功能/性能约束条件下,对信息密集型的航电系统进行信息综合和功能综合,是航电系统的重要组成部分,其每一次技术革新都与航电系统的升级演变密切相关,已成为航电系统架构代际演化的重要标志。

目前,机载网络经历了从最初分立式航电系统采用的点到点总线 ARINC 429,到联合式航电系统采用的集中控制总线 MIL-STD-1553B,再到采用分布式控制的光纤数据接口(Fiber Distributed Data Interface, FDDI)和线形令牌传递总线(Linear Token Passing Bus, LTPB)的总线式互连发展^[2]。随着航电系统综合化、模块化程度的深

入,以及数据通信在带宽、实时性、可靠性等方面需求的极大增强,交换式组网技术成为机载网络系统的首选。以光纤通道(Fiber Channel, FC)^[3]、航空电子全双工交换式以太网(Avionics Full Duplex switch ethernet, AFDX)^[4]和时间触发以太网(Time-Triggered Ethernet, TTE)^[5]为代表的新一代航电系统互连技术已经在综合电子系统中得到典型应用和考虑。

考虑到航电系统任务关键和安全关键特征,不同于一般的商用计算机网络,机载网络更加强调整网的实时性,体现于消息在网络传输中的端到端延迟与消息传输截止期限之间的相对大小关系。具体到消息的传输过程,其端到端延迟大小取决于网络中的发送延迟、处理技术延迟和排队延迟,其中排队延迟是消息传输延迟不确定性的最主要构成部分。典型的可以采用解析方法、仿

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-10-11; 网络出版时间: 2019-10-16 11:43

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191015.1610.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61301086); 装备预研领域基金(61403120404); 中国民航大学天津市民用航空器适航与维修重点实验室开放基金(2017SW02)

* 通信作者. E-mail: robinleo@buaa.edu.cn

引用格式: 何锋, 周璇, 赵长啸, 等. 航空电子系统机载网络实时性能评价技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 651-665. HE F, ZHOU X, ZHAO C X, et al. Real-time performance evaluation technology of airborne network for avionics system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 651-665 (in Chinese).

真(simulation)方法、模型检查(Model Checking, MC)方法、测试方法(test)等实现端到端传输延迟的分析与评价。不同的实时性能评价方法具有不同的计算紧性(calculation tightness)和效率;同时,不同的总线网络协议也将导致不同的评价模型。

本文首先研究了机载交换式网络中消息端到端传输延迟模型,在其基础上给出了衡量不同实时性能评价方法在评估悲观性和计算紧性的对比指标,然后针对每一类实时性能评价方法,依据于其发展过程和实施手段进行细化梳理,重点讨论各种方法在计算紧性和效率方面的差异,最后以2种典型网络拓扑为应用背景对上述方法进行性能对比,并展望机载网络实时性能评价技术的发展趋势。

1 机载网络端到端延迟分析

1.1 消息端到端传输延迟模型

随着计算机技术、网络技术和通信技术的发展,航电系统对机载网络的实时要求逐渐提高。机载网络的实时性能评价结果不仅可用作航电系统设计好坏的总体评价指标,还可用作资源调度分配、消息路径设计、优先级配置等关键技术实施的重要考核指标。依照实时性能评价结果,可以对机载网络的设计过程进行反馈,形成迭代优化^[6-8]。对于民用航空来说,实时性能评价结果还是航电系统能否取得适航认证的关键^[9-10]。

当前先进的航电系统多采用基于交换式结构的组网手段,比如FC、AFDX和TTE等。相比于总线式组网技术,交换式组网技术在多网段交换结构、带宽、组网复杂性、消息调度机制、消息传输路径等方面都具有更大的复杂性,由此也带来其实时性能评价的巨大挑战。

对机载网络实时性能进行评价,取决于对每一条消息端到端传输延迟的分析结果。考虑机载交换式网络中具体的某一条消息 τ_i ,沿其传输路径 P_i 进行传输,传输路径 P_i 由源端系统(source ES)、转发交换机(switch)和目的端系统(destination ES)及其相连的物理链路构成,形成从源端到目的端的整个完整路径。与消息 τ_i 共享路径的其他消息与 τ_i 竞争端口输出,从而造成流量 τ_i 传输的不确定性,而这种不确定性还会随着级联的深入而进一步放大。

不失一般性,可以把消息 τ_i 端到端传输延迟表示为

$$D(\tau_i, P_i) = LD(\tau_i, P_i) + SD(\tau_i, P_i) + WD(\tau_i, P_i)$$

式中:LD(τ_i, P_i)为数据帧在物理链路上的发送延迟,在全双工工作模式下,单个帧发送延迟取决于消息帧长和物理链路传输带宽的比值。当消息经过多条物理链路时,发送延迟是单个帧的传输时间与经过物理链路数量的乘积。

SD(τ_i, P_i)为消息对应的数据帧从交换机输入端口发送到输出端口的时间,不包含数据帧在输出端口排队的时间。从模型简化角度一般称SD(τ_i, P_i)为交换机固有的技术延迟,其值为单交换机固定技术延迟与消息经过交换机的个数的乘积。

WD(τ_i, P_i)为消息对应的数据帧在交换机或者端系统输出端口等待排队调度的时间,取决于数据帧输出排队的过程,可以将其进一步细化为

$$WD(\tau_i, P_i) = WD(\tau_i, P_i, ES) + \sum_{Switch \in \Psi_{P_i}} WD(\tau_i, P_i, switch)$$

其中:WD(τ_i, P_i, ES)为数据帧在源端系统的排队等待时间;WD($\tau_i, P_i, switch$)为数据帧沿其路径 P_i 经过的交换机的输出端口的排队等待时间; Ψ_{P_i} 为路径 P_i 上交换机的集合。

因此,消息端到端传输延迟 $D(\tau_i, P_i)$ 可以被分成固定值LD(τ_i, P_i) + SD(τ_i, P_i)部分和变化值WD(τ_i, P_i)部分。固定值部分可以根据事先配置的消息参数和路径进行简单计算,而变化值部分高度依赖于组网的动态特征和具体配置,是导致消息传输不确定性的最大来源。结合消息端到端传输延迟和消息传输截止期限,可以进行消息传输是否满足实时性能的基本判断,以及传输时间裕量的计算。

无论在什么条件下,消息 τ_i 的最大传输延迟 $D(\tau_i, P_i)$ 都小于对应的传输截止期限Deadline(τ_i, P_i)时,也即

$$D(\tau_i, P_i) < Deadline(\tau_i, P_i)$$

称消息 τ_i 的实时性能能够保障;否则,消息 τ_i 实时性能不能够得到保障,在最坏情况下,其数据帧传输不能及时到达目的节点。在实时性能可保障条件下,消息传输截止期限与最大传输延迟之间的差值称之为消息传输时间裕量,即

$$M(\tau_i, P_i) < Deadline(\tau_i, P_i) - D(\tau_i, P_i)$$

显然 $M(\tau_i, P_i)$ 越大,消息在规定的截止期限前能够越快地传输到目的节点,潜在的实时性能保证能力也越强,可以将其作为机载网络系统优化设计的目标进行整体考虑。

1.2 实时性能评价方法性能对比指标

由于消息传输截止期限通常由应用需求产生

并决定,对于机载网络实时性能评价工作来说是一个给定值;因此,如何能够更有效地得到消息最大传输延迟 $D(\tau_i, P_i)$,是整个评价过程中的关键。由此也发展了多种消息最大传输延迟及其相关的实时性能评价方法。典型的,解析方法可以得到传输延迟的理论上确界,存在网络演算(Network Calculus, NC)^[11-13]、轨迹法(Trajectory Approach, TA)^[14-15]、整体法(Holistic Method, HM)^[16-17]等典型分析方法。仿真方法^[18-19]通过通信行为模拟,实现网络运行时态行为仿真,是网络性能评价的常用方法,利用仿真方法获得的平均延迟提供了网络运行时态性能评价参考。模型检查^[20-21]方法通过状态穷举,可以实现消息最坏传输延迟的精确评价。测试方法^[22]与仿真方法类似,通过对真实机载网络系统进行测试,获得实际的机载网络实时性能。

实时性能评价技术还典型依赖于机载网络协议本身的通信机制。比如,针对 FC 存在解析方法^[23]、仿真方法^[24]、测试方法^[25]等评价手段;针对 AFDX 存在解析方法^[26-28]、仿真方法^[18,29]、模型检查方法^[30-31]、测试方法^[32]等评价手段;针对 TTE 存在解析方法^[33-34]、仿真方法^[19]、测试方法^[35]等评价手段,此外其实时性能与可调度性设计紧密相关^[36-39]。

不同的实时性能评价方法具有不同的评价效率和计算紧性。一旦机载网络配置参数形成,可以认为网络中消息最坏传输延迟为一固有的确定值,也即:消息准确最大传输延迟 $D_{act}(\tau_i, P_i)$,而采用不同评价方法获得的最大传输延迟为 $D_{acq}(\tau_i, P_i)$ 。虽然 $D_{act}(\tau_i, P_i)$ 客观存在,但很难通过实时性能评价方法获得。当 $D_{acq}(\tau_i, P_i) > D_{act}(\tau_i, P_i)$ 时,则通过评价方法获得的最大延迟具有评估的悲观性。因此,可以将 $D_{acq}(\tau_i, P_i) > D_{act}(\tau_i, P_i)$ 的比例定义为该评价方法的悲观性 $Pess(\tau_i, P_i)$,也即:反映其实时性能分析能力的悲观程度。

$$Pess(\tau_i, P_i) = [D_{acq}(\tau_i, P_i) - D_{act}(\tau_i, P_i)] / D_{act}(\tau_i, P_i)$$

当 $D_{acq}(\tau_i, P_i) < D_{act}(\tau_i, P_i)$ 时,则通过评价方法获得的最大延迟具有评估的乐观性,同样将其定义为 $D_{acq}(\tau_i, P_i) < D_{act}(\tau_i, P_i)$ 的比例,反映其实时性能分析能力的乐观程度,即

$$Opti(\tau_i, P_i) = [D_{act}(\tau_i, P_i) - D_{acq}(\tau_i, P_i)] / D_{act}(\tau_i, P_i)$$

具有乐观性的评价方法不足以进行系统最坏性能预估,只是提供了系统最坏性能的某种参考,

但具有评估悲观性的方法可以支持系统最坏性能预估,可以用来进行系统实时性能评价。

不同方法的评估悲观性就代表了各种方法在最坏性能预估过程中与真实最坏传输延迟的接近程度,悲观性越小,其预估值就越精确。但实际上系统真实最坏传输延迟往往不能获得,由此发展了计算紧性的指标来刻画不同评价方法的相对优劣程度。计算紧性被定义为不同评价方法其端到端传输延迟分析结果的比例。当采用2种具有悲观性的方法分别进行最坏性能分析时,得到延迟结果 $D_{acq1}(\tau_i, P_i)$ 和 $D_{acq2}(\tau_i, P_i)$,如果以 $D_{acq1}(\tau_i, P_i)$ 为参考标准值,则 $D_{acq2}(\tau_i, P_i)$ 所对应的评价方法的计算紧性为

$$Tight_{(2,1)}(\tau_i, P_i) = D_{acq2}(\tau_i, P_i) / D_{acq1}(\tau_i, P_i)$$

当 $D_{acq2}(\tau_i, P_i) > D_{acq1}(\tau_i, P_i)$ 时,则 $D_{acq1}(\tau_i, P_i)$ 对应的评价方法悲观性较小, $D_{acq2}(\tau_i, P_i)$ 对应的评价方法悲观性较大,而 $Tight_{(2,1)}(\tau_i, P_i)$ 则反映了这2种方法之间的相对优劣性:相对于 $D_{acq2}(\tau_i, P_i)$ 所对应的评价方法, $D_{acq1}(\tau_i, P_i)$ 对应的评价方法在最坏传输延迟预估方面更接近真实值,也即具有更好的计算紧性。反之亦然。进一步,计算紧性也可以衡量具有乐观性的评价方法之间的相对优劣性。当参考标准值为精确最坏传输延迟时,计算紧性实际上也是评估悲观性的一种变体。

因此,在精确最坏传输延迟难以获得的情况下,采用评估结果相对比的方法提供了不同评价方法计算紧性的相对度量手段。具有空分交换结构的交换式组网拓扑,以及针对不同关键级别的不同调度机制,为消息相干分析带来了巨大的复杂性。如何获得更接近真实最坏传输延迟的方法,也即如何实现更具有计算紧性的上确界计算,一直是实时网络领域不断追求的目标。

2 解析方法

2.1 网络演算

网络演算(NC)是一种基于最小加代数(min-plus)理论的网络性能分析方法,又可分为确定性网络演算(deterministic NC)^[40-41]和随机网络演算(stochastic NC)^[13,42]两类。确定性网络演算定义到达曲线(arrival curve) $\alpha(t)$ ^[11-12]表征到达数据流的上包络,定义服务曲线(service curve) $\beta(t)$ ^[43-44]表征网络节点对具有不同服务质量(QoS)需求的数据流的最小服务能力,使用到达曲线和服务曲线的最大水平差 $h(\alpha, \beta)$ 和最大垂直差 $v(\alpha, \beta)$ 表示数据流在该节点的最坏时间延

迟 d_{\max} 和最大数据积压 w_{\max} [40,45], 如图 1 所示, 相应计算公式如下:

$$d_{\max} \leq h(\alpha, \beta) =$$

$$\sup_{s \geq 0} (\inf \{ \tau \geq 0 \mid \alpha(s) \leq \beta(s + \tau) \})$$

$$w_{\max} \leq v(\alpha, \beta) = \sup_{s \geq 0} \{ \alpha(s) - \beta(s) \}$$

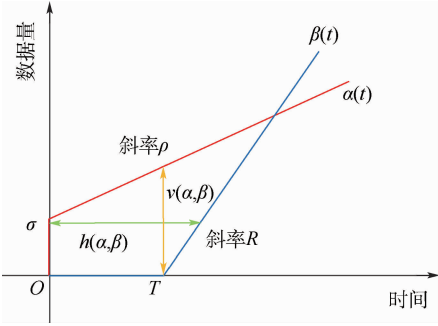


图 1 确定性网络演算模型

Fig. 1 Deterministic network calculus model

经过本级网络节点输出数据流的不确定性可以在原有不确定性的基础上, 通过延迟换算为突发度增加来逼近, 从而实现从源节点到目的节点的流量求解和最坏延迟的累加计算。随机网络演算在确定性网络演算的基础上, 利用大偏离原理结合概率运算, 计算数据流在保证条件下的最坏延迟上界, 是对确定性网络演算在概率随机方向上的扩展。

1991年, Cruz [11-12] 首次提出了确定性网络演算的基本概念和方法, 2001年, le Boudec 和 Thiran [40] 正式将最小加代数引入到网络演算中, 论述了基于最小加代数的确定性网络演算模型, 包括到达曲线、服务曲线、最小加代数下的卷积与反卷积运算等基本概念和相关结论, 将之发展完善并系统化理论体系。

针对网络演算理论在机载网络方面的应用, Grieu [46] 将确定性网络演算方法应用于 AFDX 性能评价中, 利用虚拟链路的流量整形特点, 采用漏桶模型 [45] 实现数据流到达模型的建模, 结合非抢占模式的传输特点, 对固定优先级 (Fixed Priority, FP)/FIFO 调度策略下的端口服务模型进行建模, 实现了 AFDX 实时性能评价。

考虑数据帧序列化的影响, 来源于相同上一级物理链路的数据帧无法同时到达本级输出节点, 因此节点处聚合数据流 [40] 到达曲线并不是各单条数据流到达曲线的简单叠加。Grieu [46] 率先提出分组 (group) 方法解决此问题, 引进实际最大可能突发度和物理链路传输速率的约束, 实现了分组网络演算的优化设计。针对包含 8 个交换机, 1 000 多条虚拟链路 (VL) 的 AFDX 拓扑, 采用分组思想带来的端到端延迟优化程度平均可达

24.21% [47], 后续相关改进可以参考文献 [48-49]。

同时存在考虑流量调度偏置的网络演算方法 [50], 通过定义绝对偏置量 (definitive offset) 将源端系统流量不同的调度偏置与周期性的虚拟链路相关联, 进一步利用相对偏置量 (relative offset) 计算同一分组内不同流量到达曲线组合的上包络, 以此优化消息延迟计算。在工业应用规模例子中, 利用消息偏置得到的端到端延迟上界与分组网络演算方法相比平均减少了 49.93% [50]。消息调度偏置往往来源于不同分区执行窗口相对于主时间框架 (MAF) 的位移, 由此导致属于不同分区的消息之间存在固定偏置。因此, 调度偏置可以认为是消息产生时刻之间的一种固有属性。

针对 TTE 网络同样存在利用网络演算进行延迟计算的文献。由于 TT 流的强制抢占性特征, 直接将 TT 流考虑为高优先级流, 利用基本网络演算理论进行速率约束 (Rate-Constrained, RC) 流延迟分析会带来计算上的乐观性 [51]。考虑在每个 TT 触发窗口前增加一个最大帧长的保护带宽 (guard band) 再利用基本网络演算理论进行 RC 流延迟, 又会导致结果过于悲观 [51]。Zhao 等 [33] 在 TT 流量多孔 (porosity) 调度模型 [52] 的基础上, 通过引入偏置量 [50] 计算 TT 流量到达曲线组合的上包络, 进而获得节点对 RC 流量的服务曲线, 从而实现 RC 流量端到端延迟上界的分析; 并进一步 [34] 在抢占传输模式 (preemption mode) 和及时阻止传输模式 (timely-block mode) 下, 对比不同 TT 流量调度密度以及预留方式下网络的实时性能, 发现 RC 流量的延迟上界在 TT 流量稀疏 (sparse) 排列、动态 (dynamic) 预留时比密集 (intensive) 排列、静态 (static) 预留时更紧。

基于基本网络演算理论, 及其分组思想进行的网络性能分析还见于针对其他总线式、交换式 [53], 或者异构网络 [54] 的性能分析工作, 同时还存在利用典型组网参数进行网络性能预测的泛化网络演算模型 [55], 以实现典型组网特征下的网络性能画像。

确定性网络演算分析结果可以作为网络性能验证及认证的基本参考数据, 但往往也过于悲观。考虑到某些非安全关键航电应用在设计过程中允许在部分帧错过截止期限的情况下仍能提供准确的结果, 可以使用随机网络演算分析流量延迟最坏情况下的概率上界, 即: 允许数据帧在一定概率范围内超过该上界。Chang 等 [56] 最早提出了一种基于确定性流量和确定性服务的统计上界模型。Vojnovic 和 le Boudec [57-58] 针对单交换机简单

模型使用 Hoeffding 不等式给出了消息延迟概率上界分析方法。Ridouard 等^[59]对 Vojnovic 方法进行扩展,将随机网络演算理论应用于多跳 AFDX 网络中,介绍了 FP/FIFO 调度策略下概率延迟上界计算方法。赵露茜等^[60]通过切诺夫 (Chernoff) 边界定理构造 TTE 网络中 RC 流量的两状态伯努利分布模型,得到概率保证下的延迟上界,与利用确定性网络演算获得的确定性延迟上界对比,结果表明随机网络演算模型可以有效减小确定性网络演算模型性能分析的悲观性。

2.2 轨迹法

轨迹法是针对分布式网络系统中根据数据流既定轨迹(也即消息传输路径)进行端到端延迟上界分析的确定性方法。它考虑的是数据帧沿其传输路径上最坏情况的构造,而不是针对每个节点的最坏情况,由此也部分克服了网络演算模型中利用输出曲线突发度增大模拟数据帧到达的不确定性带来的评估悲观性。轨迹法以数据流 τ_i 在时刻 t 产生的数据帧 f_i 为研究对象,沿传输轨迹末节点逆序递推至源节点,找到各流经节点处导致 f_i 传输延迟的相干流,并划分忙周期 (busy period),采用递归方法得到末节点处 f_i 的最晚开始时间 $W_{i,t}^{last}$,结合该节点对 f_i 的最大响应时间获得数据流 τ_i 在最坏情况下的端到端延迟 D_i ,如图 2 所示,其中位于各个节点 h 的忙周期用 BP^h 表示,忙周期开始时刻用 M_i^h 表示。图 2 给出了消息在源端 E_1 ,交换节点 S_1 、 S_2 和 S_3 的排队示意情况, $a_{f_i}^{S_1}$ 为数据帧 f_i 到达节点 S_1 的时间, $M_i^{S_1}$ 为对于数据帧 f_i 在节点 S_1 上忙周期开始的时间。 D_i 和 $W_{i,t}^{last}$ 相应计算公式如下:

$$D_i = \max_{t \geq 0} (W_{i,t}^{last} + C_i - t)$$

$$W_{i,t}^{last} = \sum_{\substack{j \in sp_i \cup \{i\} \\ P_i \cap P_j \neq \emptyset}} \left(1 + \left\lfloor \frac{t + A_{i,j}}{T_j} \right\rfloor \right) C_j + \sum_{\substack{j \in hp_i \\ P_i \cap P_j \neq \emptyset}} \left(1 + \left\lfloor \frac{W_{i,t}^{last,j} + B_{i,j}}{T_j} \right\rfloor \right) C_j + \sum_{\substack{h \in P_i \\ h \neq last_i}} \left(\max_{\substack{j \in hp_i \cup sp_i \cup \{i\} \\ h \in P_j}} (C_j) \right) + (|P_i| - 1) T_{sw} + \sum_{N_h \in P_i} (\delta_i^h) - \sum_{\substack{N_h \in P_i \\ N_h \neq first_i}} (\Delta_{N_h}) - C_i$$

$W_{i,t}^{last}$ 计算公式等号右边第 1 项计算与 τ_i 共用过输出端口且优先级与 τ_i 一致的数据帧的最大传输延时之和;第 2 项考虑所有与 τ_i 共用过输出端口且优先级高于 τ_i 的数据帧的最大传输延时之和;第 3 项考虑除去路径 P_i 上的最后一个节

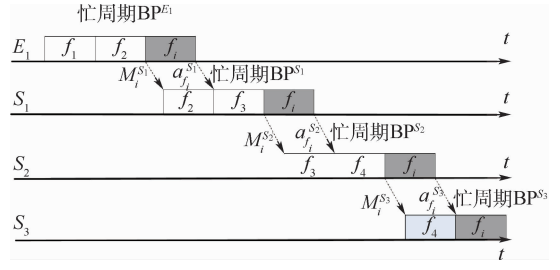


图 2 轨迹法分析模型

Fig. 2 Trajectory approach analysis model

点,其他所有输出端口上的最长数据帧的传输延时之和;第 4 项统计 τ_i 所经过的交换机的技术时延之和;第 5 项考虑所有与 τ_i 共用过输出端口但优先级低于 τ_i 的数据帧的最大传输延时之和;第 6 项代表着节点 N_h 上的序列化影响;第 7 项为流量 τ_i 在最后 1 个节点的处理时间 C_i 。 $A_{i,j}$ 和 $B_{i,j}$ 均为数据帧 f_i 和 f_j 之间最大相对抖动,但前者优先级与 τ_i 相同,后者优先级高于 τ_i ; T_i 为数据流 τ_i 的周期; hp_i 为优先级高于 τ_i 的数据流集合; sp_i 为优先级等于 τ_i 的数据流集合; T_{sw} 为交换机技术延迟; $first_i$ 为第 1 个交换节点; $last_i$ 为最后 1 个交换节点; Δ_{N_h} 为节点 N_h 上的序列化影响。

轨迹法最早由 Martin 和 Minet^[14]提出,约定节点 N_h 处与数据帧 f_i 相匹配的繁忙区间 $[t_1, t_2)$ 内无空闲时间,且所有在时刻 t_1 之前到达 N_h 的优先级高于或等于 τ_i 的数据帧在繁忙区间开始时均已到达并准备输出,由此推导出 FIFO 策略下端到端最坏延迟计算公式。之后 Martin 和 Minet^[15]通过引进参数 $X_{i,t}$ 和 δ_i 分别表示高优先级数据帧以及非抢占传输模式对 f_i 传输的最坏影响,进一步完善轨迹法使之适用于采取 FP 调度策略的分布式系统。

Bauer 等^[26,47]根据 AFDX 特征将轨迹法引入机载网络性能分析,并进一步考虑流量的序列化效果,结合分组技术思想提出了分组轨迹法,相较于基本轨迹法,在工业应用规模例子下,其最坏延迟上界计算结果平均减少 18.36%^[47]。其改进主要在于:在计算末节点处数据帧 f_i 最晚开始时间时添加了一个序列化修正项 $(-\sum \Delta_{N_h})$ 。通常情况下,节点 N_h 繁忙区间的开始时刻与来源于上一个节点 N_{h-1} 的第 1 个数据帧到达时刻可能不一致,两者的差异导致修正项的值不为 0,通过计算修正值实现延迟边界更紧性的计算。同时 Bauer 等还发现^[61],通过限制新加入的负载数据流的最大帧长度 S_{max} ,可以有效降低新加入数据流对已有数据流的延迟干扰,部分克服负载增加

带来的延迟扩散影响。基于序列化思想的轨迹法改造技术,还可以参见文献[63-65]。

类似于流量调度偏置在网络演算中的应用,也可以在轨迹法中引入调度偏置以进一步优化消息端到端传输延迟^[66]。其基本思想来源于对数据帧干扰窗口的可重叠程度的判断:当调度偏置导致相干数据帧到达窗口不重叠时,则相干数据帧不会对待分析流形成阻塞干扰;反之,则存在阻塞干扰。

相比于网络演算方法,轨迹法的计算紧性得到了10%^[47]以上的程度提升,但依然存在固有的计算悲观性,Li等^[67]分析了轨迹法悲观性的来源,认为包括:低估了序列化影响、高估了竞争流负荷、高估了忙周期等。通过构建可达不利场景(reachable unfavorable scenario)^[26]实现轨迹法计算悲观性的评估,在工业应用规模例子下,分组轨迹法的平均悲观性在12%^[67]左右。

基于轨迹法的实时性能分析手段还可以见于针对其他组网协议的研究工作,如:AVB(Audio Video Briding)^[68]、TTE^[69]等。

同时存在以轨迹法为基础而发展的类似实时性能分析方法,如转发延迟分析法(Forward end-to-end delay Analysis, FA)^[70],能够处理链路最大瞬时负载超过100%情况下的延迟分析处理,在这种情况下传统轨迹法则不能得到闭合解。

2.3 整体法

整体法同样是一种针对分布式实时通信系统进行实时性能分析的解析方法。所谓的“整体”并不是像轨迹法那样对数据流传输路径上的干扰进行统筹分析,而是通过引入时延抖动(jitter)和偏置(offset)刻画数据帧在每一个输出节点上的最大不确定性;然后从源端到目的端,依照上一节点计算的抖动和偏置,形成本级节点最大干扰分析的依据,由此又形成本级新的抖动和偏置;通过对各个输出节点的延迟进行累加从而获得最末端到端延迟分析结果。

整体法最初来源于任务调度分析^[71],当考虑任务之间存在消息交互时,需要将整体法从任务调度扩展到网络调度。基于此目的,Tindell和Clark^[16]首先给出了分布式系统中采用固定优先级任务调度和时分多址(Time Division Multiple Address, TDMA)通信调度模式下应用层到应用层的最坏延迟分析算法,通过迭代计算实现了任务到消息的整体调度延迟分析,并证明当处理器和总线物理链路的利用率低于100%时,迭代计算公式总是可以收敛的。随后,Tindell等^[17]又将整

体法扩展到采用定时令牌通信协议(timed token communication protocol)的分布式系统中。Spuri^[72]沿用Tindell等^[17]的思路,针对最早截止期限优先(Earliest-Deadline First, EDF)调度系统进行了任务与消息延迟的联合分析。以上研究工作中都假定通信系统采用总线形式。

Gutierrez等^[73]将整体法应用到交换式AFDX网络中,考虑终端系统对信息的分包处理与调度发送,以及交换机对消息的存储转发过程,如图3所示。图中: Φ_i 为消息的初始相位; J_i 为释放抖动; L_T 为技术延迟; L_{Tmin} 为最小技术延迟; J_{Tech} 为最小固定技术延迟; N_{bw} 为链路带宽; L_S 为交换机最大硬件延迟; L_R 为接收端最大技术延迟; L_{Rec} 为接收端延迟; L_{Tr} 为传播延迟; L_{SW} 为交换节点延迟; L_{VL} 为源端发送延迟。同时针对多包(multi-packet)消息和子虚拟链路(Sub-VL)调度都一并考虑,相应的最坏传输延迟 D_i 计算公式如下:

$$D_i = L_{VL(i)} + L_{Tr(i)} + \sum_{h=first_i}^{last_i} (L_T + L_{SQ(i,h)} + L_{Tr(i)})$$

式中: $L_{SQ(i,h)}$ 为排队延迟,通过迭代计算可以实现最坏传输延迟求解。通过大规模网络(包括16个交换机以及1000条虚拟链路)在不同端口利用率配置(14%~47%)^[73]条件下的计算验证表明:相比于网络演算和轨迹法,整体法仍存在一定程度上的悲观性,其计算紧性与基本网络演算法类似,但其可扩展性强,并且具备快速性能分析效率,可以应用于大规模实际网络系统的实时性能分析工作中。

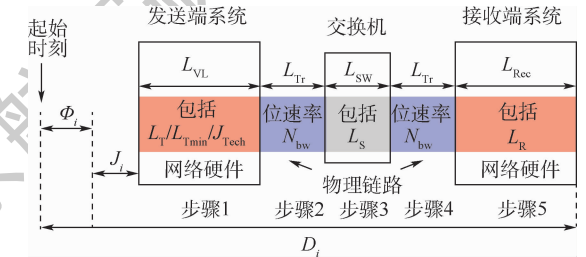


图3 整体法分析模型^[73]

Fig. 3 Holistic method analysis model^[73]

3 仿真方法

仿真方法通过在计算机上运行程序来模拟系统的运行过程,以软件的方式记录并分析仿真输出结果,从而对真实环境下系统的实际运行性能进行预测。针对机载网络的仿真通常采用离散事件建模方法,通过对网络设备、通信流量,以及通信协议进行抽象,采用离散事件定义网络元素的

交互行为,从而实现整个网络系统的仿真模拟,以此获取网络设计或优化所需的关键性能数据。

仿真方法一直都是机载网络实时性能评价的基本手段,从总线式 1553B^[74]、TTP (Time-Triggered Protocol) 到交换式 FC^[24]、AFDX^[18] 和 TTE^[19] 等,存在大量的文献探讨其仿真方法,通常将网络元素(例如:端系统、交换机)分解为单向链路、缓冲区、解复用器和调度复用器等基本元素,并把系统性能评价归结为排队问题。

民用领域下存在大量关于 FC 应用于存储局域网 (Storage Area Network, SAN) 的仿真评价研究^[75]。考虑到航电环境下 FC 组网的实时性能和复杂性,文献[24]从航电系统对数据传输的需求出发,在协议分析的基础上,将不同拓扑结构的网络抽象成终端与交换机模型的组合并分别建模,构建了适合航电环境的 FC 网络仿真平台。

针对 AFDX 网络仿真建模,Charara 等^[18,76]考虑终端系统的应用调度、流量整形、复用和解复用队列,以及交换机的输入、缓存和输出队列等模型,在 QNAP2 (Queuing Network Analysis Package)^[77] 环境下对 AFDX 网络消息的端到端延迟分布情况进行了统计。类似的工作还包括:基于排队网络仿真机制 (queueing network simulation mechanism)^[78] 的仿真模型等。特别的,Scharbag 和 Fraboul^[79] 将 VL 相干流量分成 3 类:直接相关流量、间接相关流量、无关流量,通过剔除不影响虚拟链路 VL_i 沿指定路径 P_i 传输的无关虚拟链路,得到 VL_i 在 AFDX 网络中传输时的 VL 影响子集,可以有效减少仿真空间,支持对大规模 AFDX 网络进行快速仿真和增量仿真。

对 TTE 网络进行仿真的方法基本参照 AFDX 网络,但是更强调 TTE 网络支持不同关键性等级的通信行为以及时钟同步过程。例如 Abuteir 和 Obermaisser^[80] 根据指定的 TT 通信调度表与 RC 通信参数要求,对 TTE 交换机、终端系统和故障注入器 (fault injector) 3 种通用模型构件进行建模,并在 OPNET 平台仿真分析网络流量的时延和抖动。此外还存在针对时间同步精度,以及其对通信层面影响等仿真研究。

4 模型检查方法

模型检查 (MC) 是一种适用于有限状态的形式化建模与验证方法^[20],对实时系统的模型检查多基于时间自动机 (timed automata) 理论^[21,81]。时间自动机通过一个有限状态机加上一组时钟描述检查模型,包括位置、有向边、时钟变量、同步信

道变量、本地变量和全局变量等要素。其中位置变量受到不变量约束,有向边受到守卫条件约束,并支持同步信道耦合和时钟更新,当有向边的守卫条件和目的位置的不变量约束同时满足时,时间自动机执行位置的转移。模型检查的本质是以时间自动机位置的转移体现系统状态的改变,通过遍历系统所有可能的场景获得准确的消息最坏端到端时间延迟。

Charara 等^[76] 最早应用模型检查方法进行 AFDX 网络性能分析,使用各端系统产生的数据帧序列及各帧序列第 1 个数据帧的起始时刻来标记 AFDX 网络的不同场景,通过全局变量和同步信道实现不同自动机之间的交互,并利用多个时间自动机的积来构建完整的 AFDX 网络。在此基础上,将消息端到端时间延迟的求解问题转化为可达性问题,使用 UPPAAL^[82] 工具对指定配置的小规模 AFDX 网络 (仅包含 8 条虚拟链路) 进行模型检查得到各消息准确的最坏传输延迟。

随着网络规模的扩大,采用模型检查方法进行状态遍历时无法规避状态空间组合爆炸问题。Adnan 等^[30-31,83-84] 结合端系统对数据流的调度,利用分治法 (divide and conquer) 逐端口进行状态分解,证明数据流在 FIFO 策略下的最坏时间延迟只可能发生在特定场景,通过设计搜索空间优化算法以寻求有效场景子集,从而提高模型检查的遍历效率,可完成多达 50 条周期 VL 的最坏延迟准确计算,其示例如图 4 所示^[83]。其中有向边守卫条件 $x = 16/32/48$ 依赖于数据帧调度偏置参数,update 函数刻画数据帧的传输。

基于时间自动机的研究工作还见于用于实现时间自动机模型的硬件转换以及网络流量特性的约束和模拟等研究工作。

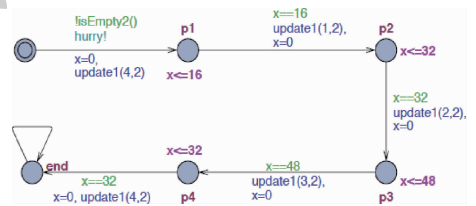


图 4 时间自动机分析模型^[83]

Fig. 4 Timed automata analysis model^[83]

5 对比分析与验证

5.1 计算紧性分析

本节主要以速率约束网络为应用背景,对上述各种实时性能评价方法的应用特征 (feature) 与计算紧性进行总结与定性对比。

网络演算方法因为易于理解与实现而成为最普遍使用的解析方法。其对到达曲线的上包络建模,对服务曲线的下包络建模构成了计算的基本悲观性;同时,利用输出曲线突发度增大模拟数据帧到达的不确定性,进一步扩大了计算的悲观性。采用分组技术或者引入时间偏置都是通过优化聚合流到达曲线来部分消除计算悲观性的有效方法。

相比于网络演方法,轨迹法更关注于构建数据帧在其传输路径上整体的最坏调度场景,克服了网络演算逐节点计算带来的悲观性,通常情况下轨迹法的延迟结果计算紧性更好,同样可以采用分组思想对轨迹法进行优化。但轨迹法依然存在固有的模型悲观性,当数据帧尺寸差异较大时悲观性更为明显^[26]。

整体法通过对数据帧到达时延抖动的迭代计算,实现数据帧在每个输出节点的最坏延迟分析,然后对各个节点最坏延迟进行叠加形成最终端到端延迟。由于数据流进行传输时基本不可能在每个节点处都达到最坏情形,这种简单的叠加为整体法的计算带来了极大的悲观性。但整体法可以更好地与处理器的任务调度之间建立联系,同时具有更快速的计算效率。

仿真方法通过通信行为模拟,实现网络运行时行为仿真,是网络性能评价的常用方法,其仿真精度取决于模型精度。但仿真方法通常不能历经通信行为的所有可能状态,利用仿真方法获得的平均延迟提供了网络运行时态性能评价参考,但其可观察的最大延迟往往不具有对比意义。

模型检查可以实现消息最坏传输延迟的精确评价,但其对通信行为各态的遍历是一种穷举过程,当网络规模变大,流量变多时,受限于状态空间爆炸问题,模型检查方法往往无法在有限时间内完成延时计算。目前仅可以完成小规模网络分析(50条流量),而对实际工业规模的网络无能为力。

各种评价方法的计算紧性对比如图5所示,给出了消息传输延迟多次测量的概率分布示意,纵坐标为对应传输延迟的概率值。可以看到消息大部分传输延迟位于平均值附近,存在准确最大延迟和准确最小延迟的固有截断。图5可以定性表明:采用各种实时性能评价方法是为了实现准确最大延迟和最小延迟的估计。采用仿真方法获得最大延迟和最小延迟处于准确最大延迟和准确最小延迟之间。采用解析方法获得的是具有悲观性的延迟上确界,其与准确最大延迟之间的距离刻画了延迟分析的悲观性。而可达不利场景最大

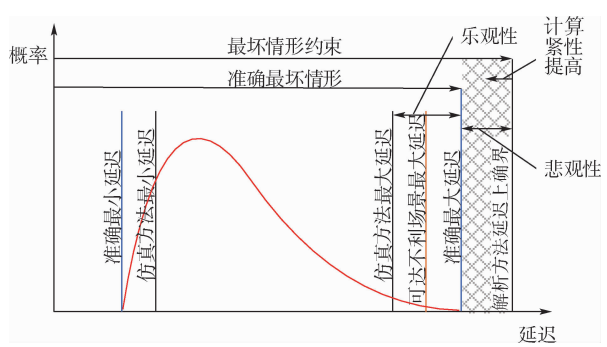


图5 不同实时性能评价方法计算紧性对比

Fig. 5 Calculation tightness comparison among different real-time performance evaluation methods

延迟很难实现精确最大延迟的模拟,不具有实时性能评价的确定性保障,只能作为实时性能分析的参考。

基于上述分析可以总结如下:

1) 解析方法采用闭合公式进行延迟上确界的计算,主要的困难在于具有计算紧性的延迟上界的获取,采用分组方法可以提高其计算紧性。在进行系统实时性能的确定性分析以及为适航认证提供关键性能保障参数时,需要采用解析方法实现上确界分析。从计算原理上看,轨迹法的计算紧性优于网络演算方法,整体法次之,但整体法更加易于与处理系统性能分析集成。

2) 仿真方法提供了系统运行状态性能评价的参考。在进行系统实际运行状态的性能评估时可以采用仿真方法进行模拟,其平均延迟可以代表系统运行时的大部分性能。

3) 模型检查方法虽然能够提供精确的最坏延迟上界分析,但原理上其不具有大规模组网场景应用的手段。

5.2 简单拓扑对比

本节以典型文献案例对采用上述实时性能评价方法的计算结果进行对比。为了更好地体现不同方法之间的可对比性,消息端到端延迟统一始于数据帧被提交到流量整形器的时刻,而结束于数据帧最后一个比特被目的端系统接收到。本文中分析的端到端传输延迟不考虑应用层面任务调度形成的延迟。对于消息的排队策略考虑最简单的FIFO模型。不失一般性,在本文讨论的案例中暂不考虑消息的优先级,以更好地与已有文献资料进行对比。

以图6所示的典型小规模网络拓扑^[26]为例说明不同分析方法的分析特点和计算紧性,该拓扑结构在其他多个文献^[47,61,73]中也得到有效展示,但本文给出上述所有评价方法的直接对比。

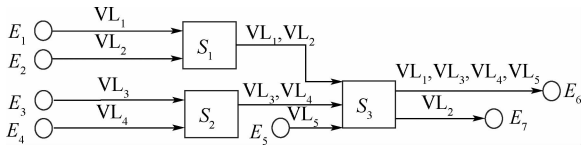


图 6 典型小规模组网案例^[26]

Fig. 6 Typical small-scale networking case^[26]

简单网络包含 7 个终端系统和 3 个交换机,物理链路的传输速率 $C = 100 \text{ Mbit/s}$,交换机的技术延迟 $L_T = 16 \mu\text{s}$ 。网络中 5 条虚拟链路的具体传输路径如图 6 所示,且具有相同的带宽分配间隔 ($\text{BAG} = 40 \mu\text{s}$)和最大帧长 ($S_{\text{max}} = 500 \text{ Bytes}$)。各种方法对比结果如表 1 所示,其中仿真模拟运行时间为 1 h。

在表 1 中不仅给出了各条 VL 在不同实时性能评价方法中获得的端到端传输延迟值,同时以模型检查结果为对比标准,给出了不同实时性能评价方法的相对计算紧性。可以看出:采用分组策略的分组网络演算方法和分组轨迹法相比于各自的基本方法,其计算紧性都有不同程度的提升。

比如:针对 VL_1 ,分组网络演算最坏延迟 $273.6 \mu\text{s}$ 小于基本网络演算结果 $313.2 \mu\text{s}$,计算紧性也从基本网络演算的 1.151 变化到分组网络演算的 1.006,因此也就更接近模型检查结果,也即:更接近真实最坏传输延迟结果。对于该例,无论是否带分组策略,轨迹法都优于对应的网络演算方法。整体法的计算紧性略好于基本网络演算方法,但比基本轨迹法差。模型检查可以获得精确的端到端最坏传输延迟。在本例中,模型检查结果与分组轨迹法一致,说明了分组轨迹法具有不俗的计算紧性,分组网络演算方法略次之。仿真方法获得最大可观察传输延迟明显小于真实最坏传输延迟,而平均值与最小可观察传输延迟十分接近,这种倾向性来源于本例子中较小的网络传输负载,即使考虑链路最高负载情况(链路 $S_3 \rightarrow E_6$),也仅仅只占用了 0.4% 的链路物理带宽。在置信度为 Q4(99.99%)水平下,随机网络演算结果低于模型检查结果,表明随机网络演算在 Q4 条件下还是引入了计算的乐观性。

表 1 小规模组网案例端到端延迟及计算紧性分析结果

Table 1 Analysis results of end-to-end delay and calculation tightness for small-scale networking case

实时性能评价方法	端到端延迟/ μs (计算紧性)				
	VL_1	VL_2	VL_3	VL_4	VL_5
基本模型网络演算	313.2(1.151)	192.4(1.002)	313.2(1.151)	313.2(1.151)	217.2(1.234)
分组优化网络演算	273.6(1.006)	192.4(1.002)	273.6(1.006)	273.6(1.006)	177.6(1.009)
基本模型轨迹法	312(1.147)	192(1.000)	272(1.000)	272(1.000)	216(1.227)
分组优化轨迹法	272(1.000)	192(1.000)	272(1.000)	272(1.000)	176(1.000)
整体法	312(1.147)	192(1.000)	312(1.147)	312(1.147)	216(1.227)
仿真方法(最小值)	152.0(0.559)	152.0(0.792)	152.0(0.559)	152.0(0.559)	96.0(0.545)
仿真方法(最大值)	267.5(0.983)	190.1(0.990)	254.1(0.934)	271.1(0.997)	160.2(0.910)
仿真方法(平均值)	152.8(0.562)	152.4(0.794)	153.1(0.563)	152.8(0.562)	96.6(0.549)
随机网络演算 Q4	264.5(0.972)	189.7(0.988)	264.5(0.972)	264.5(0.972)	171.3(0.973)
模型检查	272(1.000)	192(1.000)	272(1.000)	272(1.000)	176(1.000)

注:本文采用以模型检查结果为计算紧性的对比标准。

5.3 工业组网案例对比

考虑典型工业规模下的组网案例^[76,79],其拓扑结构如图 7 所示,一共包含 8 个交换机,1000 余条虚拟链路。

由于缺乏具体的配置信息,本文采用随机方

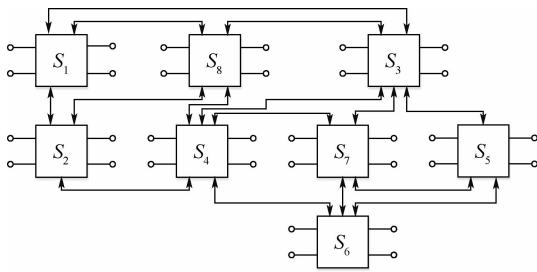


图 7 工业组网案例

Fig. 7 Industrial networking case

法生成这些 VL 的配置。具体来说:每条 VL 的源节点和目的节点随机从端系统列表中进行选取;参照 ARINC 664 P7 协议规范^[4],从 $[2, 128] \text{ ms}$ 范围内按照 2 的幂次率随机生成虚拟链路的 BAG;从 $[0.05, 0.3] \text{ Mbit/s}$ 范围内随机生成虚拟链路的持续流比特率 ρ ;根据随机生成的比特率 ρ 和 BAG,反推虚拟链路的最大帧长,当最大帧长大于 1538 Byte 时将其截断为 1538 Bytes。当流量生成完毕后,结合最短路径和流量均衡策略对这 1000 条 VL 的路径进行自动分配,然后实施上述实时性能评价方法。由于缺乏真实最坏传输延迟的评价手段,各种方法计算紧性的对比采用分析结果的相对比例进行刻画;针对多条 VL,采用算术平均值形成不同方法计算紧性的整体性评价结

果,即

$$\text{Tight}_{(1,2)} = \sum [\text{Tight}_{(1,2)}(\tau_i, P_i)] / N$$

式中: N 为VL的条数,在本案例中 $N=1000$ 。

分析结果如图8所示,并在表2中进一步给出其对应的统计结果。

图8以分组优化网络演算结果为参考值对其他各种方法的结果进行了归一化处理。从图8中可以看出:对于本案例,基本模型网络演算结果的计算紧性最差(图8中最外围边界),采用分组优化思想之后,其平均提升程度达到了22.9%,与文献[47]中给出的24.2%非常接近。整体法次之,相比于分组优化网络演算方法,其计算紧性平均差16.9%,但依然优于基本模型网络演算方

法。基本模型轨迹法优于整体法,但弱于分组优化网络演算方法,相比于分组优化网络演算方法,其计算紧性平均差8.5%。当采用了分组思想之后,分组优化轨迹法具有了更高的计算紧性,相比于基本模型轨迹法,其平均提升程度达到了9.6%。分组优化轨迹法与分组优化网络演算方法相比,两者针对不同的虚拟链路具有不同的计算紧性,但平均下来分组优化轨迹法具有更好的效果,在本案例中,其计算紧性优势平均为2.4%。针对随机网络演算,对于每条VL,其在置信Q6(99.9999%)水平下的计算结果均大于在置信Q4水平下的计算结果;总体上看,Q4结果为分组优化网络演算结果79.6%,而Q6结果为分组优

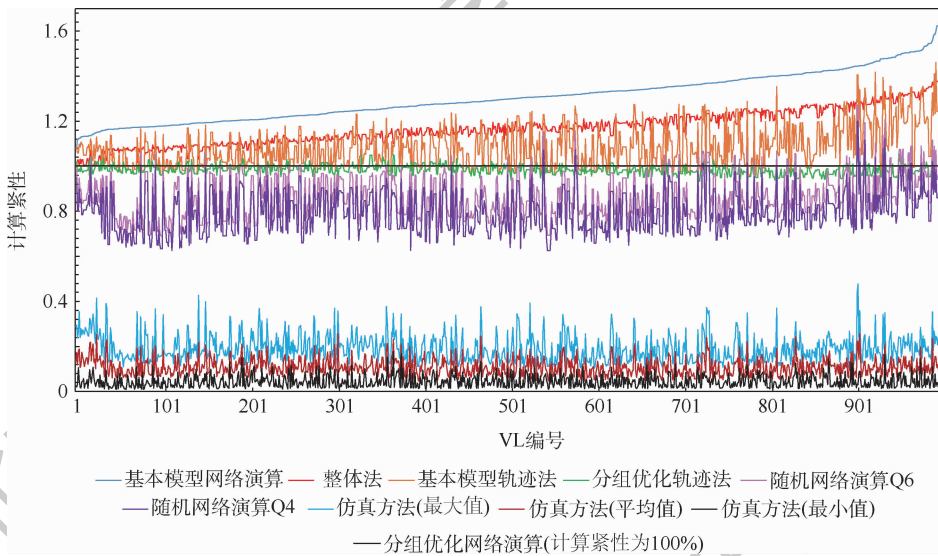


图8 1000条VL不同实时性能评价方法延迟分析结果对比

Fig.8 Delay analysis result comparison among different real-time evaluation methods for 1000 VLs

表2 工业组网案例计算紧性分析结果

Table 2 Calculation tightness analysis results for industrial networking case

计算紧性	实时性能评价方法	平均值	最大值	最小值
归一化计算紧性(分组优化网络演算结果为对比标准)	分组优化网络演算	1.000	1.000	1.000
	基本模型网络演算	1.306	1.637	1.080
	基本模型轨迹法	1.085	1.487	0.939
	分组优化轨迹法	0.976	1.054	0.931
	整体法	1.169	1.418	0.997
	随机网络演算Q6	0.865	1.272	0.684
	随机网络演算Q4	0.796	1.199	0.625
	仿真方法(最大值)	0.193	0.478	0.103
	仿真方法(平均值)	0.110	0.258	0.047
	仿真方法(最小值)	0.044	0.178	0.010
相对计算紧性(方法X/方法Y)	分组优化网络演算/基本模型网络演算	0.771	0.926	0.611
	分组优化轨迹法/基本模型轨迹法	0.904	1.000	0.687
	整体法/基本模型网络演算	0.896	0.943	0.836

化网络演算结果的86.5%。

采用仿真方法可以实现目标网络运行时的行为模拟,在平均延迟方面具有统计的意义。但是受限于其稀有事件的可遍历性,采用仿真方法很难覆盖所有事件中真正造成最坏阻塞延迟的场景,因此其可观察的最大传输延迟只能是网络性能验证的参考。在本案例中,通过仿真方法获得最大传输延迟与通过分组优化网络演算方法获得延迟上界的比值大多数分布在15%~35%的区间,统计平均值为19.3%,意味着解析方法最坏延迟应该比通过仿真方法获得的最大延迟大5倍左右,而Q6置信水平的随机网络演算平均是仿真方法最大传输延迟的4.5倍。这与文献[85]结论中采用 10^{-6} 的概率保证条件下,利用随机网络演算获得的延迟是通过仿真方法获得的最大延迟的4倍保持一致。

6 结论与展望

近年来,计算机技术、网络技术的迅猛发展使得航电系统对数据通信的实时性能需求逐渐提高,FC、AFDX、TTE等交换式组网技术凭借其良好的实时性能保障机制成为新一代航空电子互连的典型方案,但同时也带来了实时性能评价的复杂性。

利用网络演算、轨迹法和整体法可以获得端到端传输延迟理论上界,采用分组策略和调度偏置可以进一步提升延迟上界分析的计算紧性。相比而言:基本模型网络演算方法计算紧性最差,整体法次之,基本模型轨迹法优于整体法,但弱于分组优化网络演算方法,分组优化轨迹法具有最高的计算紧性,但依然具有内在的悲观性。模型检查方法可以获得精确的端到端延迟上界,但是无法解决状态空间组合爆炸问题,不适应大规模组网分析。仿真方法提供了运行时行为模拟,但观察到的最大传输延迟不具有实时性能上界的保证能力。随机网络演算采用置信区间平衡了解析方法上确界的悲观性和仿真方法最坏延迟的非遍历性。

采用包含1 000条流量的工业组网规模案例对上述各种方法的分析结果进行了展示和对比。采用分组思想的网络演算方法的计算紧性平均提高了22.9%,分组优化轨迹法计算紧性平均提高了9.6%。相比于分组优化网络演算方法,分组优化轨迹法计算紧性优势平均为2.4%,Q6置信水平的随机网络演算结果平均为分组优化网络演算结果的86.5%。

针对机载网络系统实时性能评价的研究需要持续关注于:

- 1) 针对时间触发/时敏调度机制下不同安全关键级别的流量延迟上界分析的优化。
- 2) 网络演算方法、轨迹法、整体法等解析方法固有悲观性的分析和改善。
- 3) 寻找所有可能场景的有效子集并优化状态空间遍历算法,以提高模型检查方法的计算规模。
- 4) 结合分区调度的IMA系统层面的延迟分析方法。

参考文献 (References)

[1] 蒲小勃. 现代航空电子系统与综合[M]. 北京:航空工业出版社,2013:1-2.
PU X B. Modern avionics system and integration [M]. Beijing:

Aviation Industry Press,2013:1-2 (in Chinese).
[2] 何锋. 机载网络技术基础[M]. 北京:国防工业出版社,2018:15-16.
HE F. Fundamentals of airborne network [M]. Beijing: National Defense Industry Press,2018:15-16 (in Chinese).
[3] TR-INCTIS. Fibre channel avionics environment; INCTIS TR-31-2002[S]. New York: American National Standards Institute,2002.
[4] ARINC. Avionics full duplex switched Ethernet (AFDX) network; ARINC 664 P7 [S]. Annapolis: Aeronautical Radio, 2005.
[5] SAE. Time-triggered Ethernet; AS6802 [S]. Warrendale: SAE International,2011.
[6] TAMAS-SELICEAN D, POP P, STEINER W. Design optimization of TTEthernet-based distributed real-time systems[J]. Real-Time Systems,2015,51(1):1-35.
[7] 代真,何锋,张宇静,等. AFDX虚拟链路路径实时寻优算法[J]. 航空学报,2015,36(6):1924-1932.
DAI Z, HE F, ZHANG Y J, et al. Real-time path optimization algorithm of AFDX virtual link[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2015,36(6):1924-1932 (in Chinese).
[8] LI M, LAUER M, ZHU G C, et al. Determinism enhancement of AFDX networks via frame insertion and sub-virtual link aggregation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics,2014,10(3):1684-1695.
[9] DRISCOLL K, HALL B, KOOPMAN P, et al. Data network evaluation criteria handbook; DOT/FAA/AR-09/24 [R]. Washington, D. C.: FAA,2009.
[10] DRISCOLL K, HALL B, KOOPMAN P, et al. Data network evaluation criteria report; DOT/FAA/AR-09/27 [R]. Washington, D. C.: FAA,2009.
[11] CRUZ R L. A calculus for network delay, Part I; Network elements in isolation[J]. IEEE Transactions on Information Theory,1991,37(1):114-131.
[12] CRUZ R L. A calculus for network delay, Part II; Network analysis[J]. IEEE Transactions on Information Theory,1991,37(1):132-141.
[13] JIANG Y. A basic stochastic network calculus[J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review,2006,36(4):123-134.
[14] MARTIN S, MINET P. Schedulability analysis of flows scheduled with FIFO: Application to the expedited forwarding class [C] // 20th IEEE Parallel and Distributed Processing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press,2006:1-8.
[15] MARTIN S, MINET P. Worst case end-to-end response times of flows scheduled with FP/FIFO [C] // IEEE ICNICONSMCL'06: Networking, International Conference on Systems and International Conference on Mobile Communications and Learning Technologies. Piscataway, NJ: IEEE Press,2006:1-7.
[16] TINDELL K, CLARK J. Holistic schedulability analysis for distributed hard real-time systems [J]. Microprocessing and Microprogramming,1994,40(2-3):117-134.
[17] TINDELL K, BURNS A, WELLINGS A J. Analysis of hard real-time communications [J]. Real-Time Systems,1995,9(2):147-171.

- [18] CHARARA H, FRABOUL C. Modelling and simulation of an avionics full duplex switched Ethernet[C]//Advanced Industrial Conference on Telecommunications/Service Assurance with Partial and Intermittent Resources Conference/E-Learning on Telecommunications Workshop (AICT/SAPIR/ELETE ' 05). Piscataway, NJ; IEEE Press, 2005:207-212.
- [19] STEINBACH T, KENFACK H D, KORF F, et al. An extension of the OMNeT + + INET framework for simulating real-time Ethernet with high accuracy [C]//International ICST Conference on Simulation TOOLS and Techniques. New York: ACM Press, 2011:375-382.
- [20] ALUR R, COURCOUBETIS C, DILL D. Model-checking for real-time systems[C]//Fifth Annual IEEE Symposium on Logic in Computer Science. Piscataway, NJ; IEEE Press, 1990:414-425.
- [21] ALUR R, DILL D L. A theory of timed automata[J]. Theoretical Computer Science, 1994, 126(2):183-235.
- [22] CAO Y, TAO S. Design and implement of a network performance measuring and evaluating software [J]. Journal of Software, 1999, 10:287-291.
- [23] LIN Q, XIONG H G, ZHANG Q S. Credit determination of fibre channel in avionics environment [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2007, 20(3):247-252
- [24] 周天然, 宋丽茹, 熊华钢, 等. 航空电子环境下 FC 网络的建模与仿真 [J]. 北京航空航天大学学报, 2008, 34(10):1117-1120.
ZHOU T R, SONG L R, XIONG H G, et al. Modeling and simulation of fibre channel for avionics [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2008, 34(10):1117-1120 (in Chinese).
- [25] 刘倩. 光纤通道 (Fibre Channel) 协议测试方法的研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013.
LIU Q. Research on test methods of the FC-AE protocol [D]. Xi'an: Xidian University, 2013 (in Chinese).
- [26] BAUER H, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Improving the worst-case delay analysis of an AFDX network using an optimized trajectory approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2010, 6(4):521-533.
- [27] XU Q F, YANG X Y. Performance analysis on transmission estimation for avionics real-time system using optimized network calculus [J]. International Journal of Aeronautical and Space Sciences, 2019, 20(2):506-517.
- [28] LI M, ZHU G C, SAVARIA Y, et al. Reliability enhancement of redundancy management in AFDX networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(5):2118-2129.
- [29] XU Y Y, GE H J, YANG J Z. Research on the scheduling method of AFDX terminal system based on time triggered and event triggered [J]. Journal of Computational Science, 2018, 27:445-453.
- [30] ADNAN M, SCHARBARG J, ERMONT J, et al. Model for worst case delay analysis of an AFDX network using timed automata [C]//2010 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010:1-4.
- [31] ADNAN M, SCHARBARG J, FRABOUL C. Minimizing the search space for computing exact worst-case delays of AFDX periodic flows [C]//International Symposium on Industrial Embedded Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:294-301.
- [32] LI R Y, LI M N, LIAO H T, et al. An efficient method for evaluating the end-to-end transmission time reliability of a switched Ethernet [J]. Journal of Network and Computer Applications, 2017, 88:124-133.
- [33] ZHAO L X, XIONG H G, ZHENG Z, et al. Improving worst-case latency analysis for rate-constrained traffic in the time-triggered Ethernet network [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(11):1927-1930.
- [34] ZHAO L X, POP P, LI Q, et al. Timing analysis of rate-constrained traffic in TTEthernet using network calculus [J]. Real-Time Systems, 2017, 53(2):254-287.
- [35] STEINHAMMER K, ADEMAJ A. Hardware implementation of the time-triggered Ethernet controller [C]//Embedded System Design: Topics, Techniques and Trends. Berlin: Springer, 2007:325-338.
- [36] DUTERTRE B, SHANKAR N, OWRE S. Integrated formal analysis of timed-triggered Ethernet; NASA/CR-2012-217554 [R]. Washington, D. C.: NASA, 2012.
- [37] STEINER W. An evaluation of SMT-based schedule synthesis for time-triggered multi-hop networks [C]//Proceedings 31st Real-Time Systems Symposium (RTSS2010). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010:375-384.
- [38] ZHANG Y J, HE F, LU G S, et al. An impossibility message scheduling based on modified genetic algorithm for time-triggered Ethernet [J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(1):019102.
- [39] SYED A, FOHLER G. Efficient offline scheduling of task-sets with complex constraints on large distributed time-triggered systems [J]. Real-Time Systems, 2019, 55(2):209-247.
- [40] LE BOUDEC J Y, THIRAN P. Network calculus: A theory of deterministic queuing systems for the Internet [M]. Berlin: Springer, 2001:7-40.
- [41] WEN B, LI J, ZHU G C, et al. Deterministic and stochastic performance analysis for real-time avionics networks [J]. Journal of Internet Technology, 2015, 16(7):1239-1250.
- [42] WU Z T, HUANG N, LI R Y, et al. A delay reliability estimation method for avionics full duplex switched Ethernet based on stochastic network calculus [J]. Eksploatacja I Niezawodnosc-Maintenance and Reliability, 2015, 17(2):288-296.
- [43] PAREKH A K, GALLAGER R G. A generalized processor sharing approach to flow control in integrated services networks: The single-node case [J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 1993, 1(3):344-357.
- [44] PAREKH A K, GALLAGHER R G. A generalized processor sharing approach to flow control in integrated services networks: The multiple node case [J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 1994, 2(2):137-150.
- [45] CRUZ R L. Quality of service guarantees in virtual circuit switched networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1995, 13(6):1048-1056.
- [46] GRIEU J. Analyse et évaluation de techniques de commutation Ethernet pour l'interconnexion des systèmes avioniques [D].

- Toulouse; l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004: 24-34.
- [47] BAUER H, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Applying and optimizing trajectory approach for performance evaluation of AFDX avionics network [C] // 2009 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 1-8.
- [48] BOYER M, MIGGE J, NAVET N. A simple and efficient class of functions to model arrival curve of packetised flows [C] // 1st International Workshop on Worst-case Traversal Time, in Conjunction with the 32nd IEEE Real-Time Systems Symposium (RTSS 2011). New York: ACM Press, 2011: 43-50.
- [49] ZHAO L X, LI Q, XIONG Y, et al. Using multi-link grouping technique to achieve tight latency in network calculus [C] // 2013 IEEE/AIAA 32nd Digital Avionics Systems Conference (DASC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 2E3-1-2E3-10.
- [50] LI X T, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Improving end-to-end delay upper bounds on an AFDX network by integrating offsets in worst-case analysis [C] // 2010 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 1-8.
- [51] 屠晓杰, 何锋, 熊华钢, 等. 分布式 IMA 的网络分区方法及其实时性能分析 [J]. 航空学报, 2013, 34(1): 112-120.
- TU X J, HE F, XIONG H G, et al. Precise configuration of mixed message sets' transmission mode in network partition [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(1): 112-120 (in Chinese).
- [52] STEINER W. Synthesis of static communication schedules for mixed-criticality systems [C] // 2011 14th IEEE International Symposium on Object/Component/Service-oriented Real-Time Distributed Computing Workshops. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 11-18.
- [53] HE F, ZHAO L, LI E S. Impact analysis of flow shaping in Ethernet-AVB/TSN and AFDX from network calculus and simulation perspective [J]. Sensors, 2017, 17(5): 1181.
- [54] TU X J, LI Q, KOU M Y, et al. Management of dynamic airborne network using cloud computing [C] // 2012 IEEE/AIAA 31st Digital Avionics Systems Conference (DASC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012: 4D6-1-4D6-8.
- [55] HE F, LI E S. Deterministic bound for avionics switched networks according to networking features using network calculus [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2017, 30(6): 1941-1957.
- [56] CHANG C S, CHIU Y, SONG W T. On the performance of multiplexing independent regulated inputs [C] // ACM SIGMETRICS International Conference on Measurement and Modeling of Computer Systems. New York: ACM Press, 2001: 184-193.
- [57] VOJNOVIC M, LE BOUDEC J Y. Stochastic analysis of some expedited forwarding networks [C] // 21st Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002: 1004-1013.
- [58] VOJNOVIC M, LE BOUDEC J Y. Bounds for independent regulated inputs multiplexed in a service curve network element [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(5): 735-740.
- [59] RIDOUARD F, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Probabilistic upper bounds for heterogeneous flows using a static priority queueing on an AFDX network [C] // 2008 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 1220-1227.
- [60] 赵露茜, 李峭, 林晚晴, 等. 基于随机网络演算的 TTE 网络时延分析 [J]. 航空学报, 2016, 37(6): 1953-1962.
- ZHAO L X, LI Q, LIN W Q, et al. Stochastic network calculus for analysis of latency on TTEthernet network [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(6): 1953-1962 (in Chinese).
- [61] BAUER H, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Applying trajectory approach with static priority queuing for improving the use of available AFDX resources [J]. Real-Time Systems, 2012, 48(1): 101-133.
- [62] LEHOCZKY J P. Fixed priority scheduling of periodic task sets with arbitrary deadlines [C] // Proceedings 11th Real-Time Systems Symposium (RTSS2013). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 201-209.
- [63] KEMAYO G, RIDOUARD F, BAUER H, et al. Optimism due to serialization in the trajectory approach for switched Ethernet networks [C] // Proceedings of the 7th Junior Researcher Workshop on Real-Time Computing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 13-16.
- [64] XIONG Y, HE F, LI X T, et al. Improving the serialisation of trajectory approach for switched Ethernet network [J]. Electronics Letters, 2017, 53(13): 845-847.
- [65] LI X T, CROS O, GEORGE L. The trajectory approach for AFDX FIFO networks revisited and corrected [C] // 20th IEEE International Conference on Embedded and Real-Time Computing Systems and Applications (RTCSA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 1-10.
- [66] LI X T. Worst-case delay analysis of real-time switched Ethernet networks with flow local synchronization [D]. Toulouse: Université de Toulouse, 2013: 51-70.
- [67] LI X T, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Analysis of the pessimism of the trajectory approach for upper bounding end-to-end delay of sporadic flows sharing a switched Ethernet network [C] // International Conference on Real-Time Networks and Systems (RTNS). New York: ACM Press, 2011: 149-158.
- [68] LI X T, GEORGE L. Deterministic delay analysis of AVB switched Ethernet networks using an extended trajectory approach [J]. Real-Time Systems, 2017, 53(1): 121-186.
- [69] TODOROV R H. Analysis and optimization of TTEthernet-based safety critical embedded systems [D]. Copenhagen: Technical University of Denmark, 2010: 68-77.
- [70] BENAMMAR N, RIDOUARD F, BAUER H, et al. Forward end-to-end delay for AFDX networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(3): 858-865.
- [71] TINDELL K W, BURNS A, WELLINGS A J. Allocating hard real-time tasks: An NP-hard problem made easy [J]. Real-Time Systems, 1992, 4(2): 145-165.
- [72] SPURI M. Holistic analysis for deadline scheduled real-time distributed systems: RR-2873 [R]. Paris: INRIA, 1996.
- [73] GUTIERREZ J J, PALENCIA J C, HARBOUR M G. Holistic schedulability analysis for multipacket messages in AFDX net-

- works[J]. Real-Time Systems, 2014, 50(2):230-269.
- [74] MIFDAOUI A, FRANCES F, FRABOUL C. Real-time characteristics of switched Ethernet for "1553B"-embedded applications; Simulation and analysis [C] // International Symposium on Industrial Embedded Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007:33-40.
- [75] WANG C Y, ZHOU F, ZHU Y L, et al. Simulation of fibre channel storage area network using SANSim [C] // The 11th IEEE International Conference on Networks. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003:349-354.
- [76] CHARARA H, SCHARBARG J L, ERMONT J, et al. Methods for bounding end-to-end delays on an AFDX network [C] // Proceedings of 18th Euromicro Conference on Real-Time Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006:1-10.
- [77] VERAN M, POTIER D. QNAP 2: A portable environment for queueing systems modeling; RR-0314 [R]. Paris: INRIA, 1984.
- [78] SCHARBARG J L, RIDOUARD F, FRABOUL C. A probabilistic analysis of end-to-end delays on an AFDX avionic network [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2009, 5(1):38-49.
- [79] SCHARBARG J, FRABOUL C. Simulation for end-to-end delays distribution on a switched Ethernet [C] // 2007 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007:1092-1099.
- [80] ABUTEIR M, OBERMAISSER R. Simulation environment for time-triggered Ethernet [C] // IEEE International Conference on Industrial Informatics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013:642-648.
- [81] ALUR R, DILL D. Automata for modeling real-time systems [C] // International Colloquium on Automata, Languages and Programming. Berlin: Springer, 1990:322-335.
- [82] LARSEN K G, PETTERSSON P, YI W. UPPAAL in a nutshell [J]. International Journal on Software Tools for Technology Transfer (STTT), 1997, 1(1):134-152.
- [83] ADNAN M, SCHARBARG J L, ERMONT J, et al. An improved timed automata model for computing exact worst-case delays of AFDX periodic flows [C] // 2011 IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011:1-4.
- [84] ADNAN M. Exact worst-case communication delay analysis of AFDX network [D]. Toulouse: Université de Toulouse, 2013:83-111.
- [85] RIDOUARD F, SCHARBARG J L, FRABOUL C. Stochastic network calculus for end-to-end delay evaluation of avionics multi-hop virtual links [J]. IFAC Proceedings Volumes, 2007, 40(22):383-390.

作者简介:

何锋 男, 博士, 副教授, 博士生导师。主要研究方向: 实时调度、实时网络、航空电子综合。

周璇 女, 博士研究生。主要研究方向: 实时系统设计、实时网络评估。

赵长啸 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 适航审定技术、机载网络。

李峭 男, 博士, 硕士生导师。主要研究方向: 机载网络、机载无线通信。

王鹏 男, 副研究员。主要研究方向: 民用系统安全性分析、机载电子适航技术。

熊华钢 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 航空电子综合、机载网络。

Real-time performance evaluation technology of airborne network for avionics system

HE Feng^{1,*}, ZHOU Xuan¹, ZHAO Changxiao², LI Qiao¹, WANG Peng², XIONG Huagang¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. College of Airworthiness, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: Airborne network is the key to realize real-time reliable transmission of information in avionics system. Its development degree and capability determine the overall configuration and comprehensive information efficiency of avionics system. Unlike general computer networks, airborne networks emphasize the real-time ability of airborne network and need strict and efficient methods to analyze and evaluate the real-time performance. Taking the process of message transmission in switched networks as analysis object, the end-to-end delay model is summarized and the comparison indexes of evaluation pessimistic degree and calculation tightness for different real-time evaluation methods are proposed. The typically evaluation solutions for avionics environment such as analytical analysis, behavior simulation and model checking are listed, the differences in calculation tightness and effectiveness of these real-time evaluation methods are compared, and the realization approach is analyzed. Furthermore, these methods are verified and illustrated through two typical networking cases: a simple network and an industrial scale network, and the calculation tightness of different evaluation methods is also compared and analyzed. Finally, the development trend of airborne network real-time performance evaluation technology for avionics system is discussed.

Keywords: avionics system; airborne network; real-time; delay analysis; calculation tightness

Received: 2019-06-17; **Accepted:** 2019-10-11; **Published online:** 2019-10-16 11:43

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191015.1610.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61301086); Equipment Pre-Research Field Foundation (61403120404); Open Found of Tianjin Civil Aircraft Airworthiness and Maintenance Key Laboratory of Civil Aviation University of China (2017SW02)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0316

回转误差测试中系统噪声分离技术



冯明*, 周程瑜, 张坤, 王新杰

(北京科技大学 机械工程学院, 北京 100083)

摘 要: 高精度主轴的回转误差和测试系统的噪声常处于同一水平,这极大地影响了用频域三点法测量主轴回转误差的准确性。针对同步误差(SEM),提出了对含噪声信号进行等角度采样重构、集合平均和小波滤波的组合降噪处理方法,提出了根据传感器和被测主轴直径定量确定小波分解层数的方法,经仿真实验证明其具有良好的去噪效果。针对异步误差(ASEM),提出了消除测试系统噪声的方法,研究了圈数对异步误差测试结果的影响规律。此外,搭建了测试系统,验证了所提方法的有效性。

关键词: 回转误差; 三点法; 误差分离; 集合平均; 小波去噪

中图分类号: TH161.5

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0666-08

在主轴的回转误差测试中,被测信号一般由同步误差(SEM)、异步误差(ASEM)、圆度误差、偏心量和系统噪声组成。同步误差为回转误差中转速整数倍的成分,反映回转中心的平均涡动轨迹。异步误差为回转误差中转速非整数倍成分,反映回转体径向随机运动的大小。为了测量亚微米级的同步误差和异步误差,必须将被测信号中其他成分分离出来。因此,误差分离技术是回转误差测试技术的关键^[1-3]。三点法误差分离技术是比较常用的手段,但是在实际应用中其精度会受被测信号中的随机成分影响。因此需要在误差分离之前对被测信号进行降噪处理。针对这一问题,文献[4]向传感器信号中加入噪声信号,并分析噪声信号能量,以减小噪声对分离结果的影响。文献[5]提出了对数据进行有效性检验、集合平均和无附加相移数字滤波器等措施。文献[6]测量了刀具切削时主轴的回转误差,利用基于自适应阈值的小波包算法去除加工时噪声的影响。文献[7]分析了测量误差的来源及影响,并对主轴倾角运动误差进行了研究。

然而对于径向跳动中的非同频成分,即异步误差的研究相对较少。异步误差作为回转误差中的随机成分,与环境噪声混叠。对于高精度主轴,其异步误差幅值的量级(数十纳米)与传感器噪声量级相近,如果不对异步误差进行除噪,必定使测量结果失真。3C行业的发展对主轴异步误差提出了更高的要求。例如,异步误差直接影响高光加工的质量。本文提出了一种去除系统噪声的分离技术,以提高异步误差和同步误差的测试精度。

1 三点法误差分离技术

1.1 三点法误差分离原理

三点法误差分离技术的基本原理是:将3支传感器沿径向按一定角度布置于被测截面,利用同步采集的3个传感器信号数据的加权组合来消除转子回转误差,从而得到圆度误差^[8],其示意图如图1所示。以1号传感器轴线为x轴,传感器交点为坐标原点O建立平面直角坐标系。假

收稿日期: 2019-06-18; 录用日期: 2019-10-28; 网络出版时间: 2019-11-22 08:27

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191121.1754.001.html

基金项目: 工业强基工程(TC160A310)

*通信作者. E-mail: mingfeng@me.ustb.edu.cn

引用格式: 冯明, 周程瑜, 张坤, 等. 回转误差测试中系统噪声分离技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 666-673.

FENG M, ZHOU C Y, ZHANG K, et al. Separation technology of system noise in error motion test[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 666-673 (in Chinese).

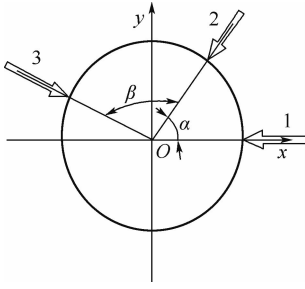


图1 三点法原理示意图

Fig.1 Schematic diagram of principle of three-point method

设无安装偏心造成的偏心量,主轴顺时针旋转,相邻2支传感器轴线的夹角分别为 α 和 β 。回转误差在 x 、 y 方向上的分量分别为 $x(\theta)$ 、 $y(\theta)$,被测截面的圆度误差为 $r(\theta)$,其中 θ 为转子当前角度,则各传感器的信号可表示为^[3]

$$\begin{cases} S_1(\theta) = r(\theta) + x(\theta) \\ S_2(\theta) = r(\theta + \alpha) + x(\theta) \cos \alpha + y(\theta) \sin \alpha \\ S_3(\theta) = r(\theta + \alpha + \beta) + x(\theta) \cos(\alpha + \beta) + y(\theta) \sin(\alpha + \beta) \end{cases} \quad (1)$$

则三路信号的加权和为

$$S(\theta) = c_1 S_1(\theta) + c_2 S_2(\theta) + c_3 S_3(\theta) \quad (2)$$

要消去信号中的回转误差,则 c_1 、 c_2 、 c_3 为

$$\begin{cases} c_1 = 1 \\ c_2 = -\frac{\sin(\alpha + \beta)}{\sin \beta} \\ c_3 = \frac{\sin \alpha}{\sin \beta} \end{cases} \quad (3)$$

$$S(\theta) = c_1 r(\theta) + c_2 r(\theta + \alpha) + c_3 r(\theta + \alpha + \beta) \quad (4)$$

根据傅里叶变换的时延相移性质,对式(4)进行离散傅里叶变换可得

$$\begin{cases} S(k) = \text{DFT}(S(\theta)) = R(k)W(k) \\ W(k) = c_1 + c_2 e^{jk\alpha} + c_3 e^{jk(\alpha+\beta)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $R(k)$ 为圆度数据序列的傅里叶级数; $W(k)$ 为权函数序列的傅里叶级数。

对式(5)进行傅里叶逆变换,则圆度误差为

$$r(\theta) = \text{IDFT}\left(\frac{S(k)}{W(k)}\right) \quad (6)$$

当 $k=1$ 时,无论 α 、 β 取何值, $W(1) \equiv 0$ 。这导致式(6)中 $r(\theta)$ 的一阶谐波被抑制,分量恒为零。这将使得分离得到的圆度误差的最小二乘圆心与测量坐标系原点自动重合。一般情况下,一阶谐波分量由被测件的安装偏心引起,而一阶谐波分量被抑制正好消除了偏心误差对圆度误差的

影响,使圆度误差的评价更加方便^[9]。另外,一阶谐波分量被抑制将导致分离后的回转误差中含有偏心误差,必须将其消除。假设被测截面的几何中心在当前坐标系中的坐标为 (A, B) ,则原始信号可表示为

$$S_1(\theta) = x(\theta) + A \cos \theta + B \sin \theta + r(\theta) \quad (7)$$

$$S_2(\theta) = x(\theta) \cos \alpha + y(\theta) \sin \alpha + A \cos(\theta + \alpha) + B \sin(\theta + \alpha) + r(\theta + \alpha) \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可得

$$\frac{S_2(\theta) - r(\theta + \alpha) - (S_1(\theta) - r(\theta)) \cos \alpha}{\sin \alpha} = y(\theta) - A \sin \theta + B \cos \theta \quad (9)$$

$$G_1(\theta) = S_2(\theta) - r(\theta) = x(\theta) + A \cos \theta + B \sin \theta$$

$$G_2(\theta) = \frac{S_2(\theta) - r(\theta + \alpha) - (S_1(\theta) - r(\theta)) \cos \alpha}{\sin \alpha} = y(\theta) - A \sin \theta + B \cos \theta \quad (10)$$

为去除式(10)中回转误差项 $x(\theta)$ 、 $y(\theta)$,并注意到 $y(\theta)/x(\theta) = \tan \theta$,则可得

$$\begin{aligned} G_1(\theta) \sin \theta - G_2(\theta) \cos \theta &= x(\theta) \sin \theta - y(\theta) \cos \theta + A \sin(2\theta) - B \cos(2\theta) \\ &= A \sin(2\theta) - B \cos(2\theta) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)两边乘 $\sin(2\theta)$,进行离散化处理,应用正弦函数在一个周期内面积为零的性质,在每圈采样数据内取平均即可求出 A 。同理,式(11)两边乘 $\cos(2\theta)$,可求出 B 。 A 、 B 可表示为^[10]

$$A = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [(G_1(\theta) \sin \theta - G_2(\theta) \cos \theta) \cdot \sin(2\theta)] \quad (12)$$

$$B = -\frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [(G_1(\theta) \sin \theta - G_2(\theta) \cos \theta) \cdot \cos(2\theta)] \quad (13)$$

式中: N 为每圈采样点数; i 为角度 θ 对应的采样点,且 $\theta = \frac{2\pi i}{N}$, $i=0,1,\dots,N-1$ 。

从而可知,回转误差为

$$x(\theta) = S_1(\theta) - r(\theta) - A \cos \theta - B \sin \theta \quad (14)$$

$$y(\theta) = \frac{1}{\sin \alpha} [S_2(\theta) - r(\theta + \alpha) - x(\theta) \cos \alpha - A \cos(\theta + \alpha) - B \sin(\theta + \alpha)] \quad (15)$$

1.2 系统噪声对分离误差的影响

为研究噪声信号对三点法分离精度的影响,本文以表1所示的函数作为圆度误差和回转误差的周期成分,以 $\delta_R \sim N(0, 0.02^2)$ 作为随机噪声信号,以 $\alpha = 62.35^\circ$ 、 $\beta = 106.76^\circ$ 作为传感器夹角, ω 为转速为12000 r/min时的角速度,生成3支传感

器的模拟信号,对其进行误差分离。设定每圈采样点数为360,数据圈数为20圈。分离后的圆度误差和同步误差如图2所示,其中实线为不含噪声信号(理想)结果,虚线为含噪声信号结果。可以看出,噪声会使分离结果出现毛刺,并引起同步误差幅值失真。图中: $90^\circ \sim 270^\circ$ 为极坐标角度值,999.4~1000.4,0~0.7为无量纲位移量。图3为圆度和同步误差的分离偏差,实线为含噪声信号的分离偏差,虚线为不含噪声信号分离后的偏差。可以看出,含噪声信号的分离效果较差,圆度误差最大偏差约占峰峰值的4.9%,同步误差最大偏差约占峰峰值的6.8%。因此,若要提高圆度误差和同步误差的分离精度,需要尽可能去除原始信号中的噪声成分。

表1 仿真信号成分

Table 1 Simulated signal components

信号类型	周期成分
圆度误差	$r(t) = 1.3\cos(\omega t) - 0.8\sin(\omega t) + 0.16\cos(2\omega t) +$ $0.12\sin(2\omega t) + 0.05\cos(3\omega t) -$ $0.07\sin(3\omega t) + 0.05\cos(4\omega t) - 0.1\sin(4\omega t)$
回转误差	$v(t) = 0.01\cos(\omega t) + 0.05\sin(\omega t) -$ $0.06\cos(2\omega t) + 0.02\sin(2\omega t) -$ $0.14\cos(3\omega t) + 0.1\sin(3\omega t) + 0.08\cos(4\omega t)$

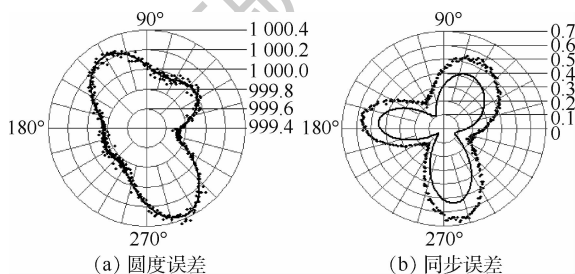
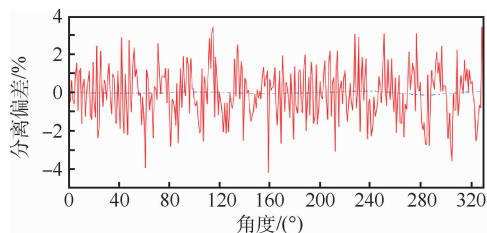
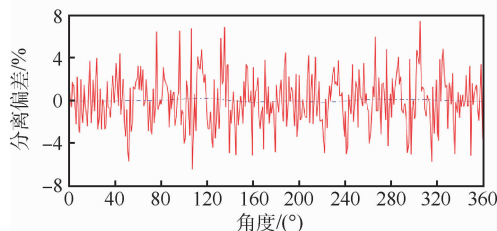


图2 仿真信号分离结果

Fig. 2 Simulated signal separation results



(a) 圆度误差偏差



(b) 同步误差偏差

— 分离偏差 — 理想偏差

图3 仿真信号分离偏差

Fig. 3 Simulated signal separation deviation

2 去除系统噪声的分离技术

2.1 等周期采样转化为等角度采样

在实际测试中,由于主轴存在转速波动,等周期采样无法保证每圈的采样点数相同。等角度采样能保证每圈离散数据的傅里叶变化级数相同。同时,等角度采样是集合平均方法的必要条件,能够提高信噪比。常用方法有2种:一种是硬件重采样,即通过编码器信号触发等角度间隔采样;另一种是软件重采样^[11-12],即先进行等周期采样,在数据处理时转化为等角度采样。

本文采用软件重采样方法,具体方法为:引入转速传感器以获取主轴转速脉冲信号,并同步采集转速脉冲信号和三路位移信号。实测转速传感器波形如图4所示,实线为各采样点的电压幅值,虚线为中值电压。未触发条件下电压约为0.15V,主轴标记点触发后将产生约0.86V的压降。取每次小于中值电压的第1点为每圈采样起点,则可将采样序列分隔成多个采样周期,得到各周期采样点数。由于转速存在波动,所以各周期采样点数不同,取其中的最大值作为重采样点数,并对其余样本周期进行插值处理,从而保证各周期采样点数相同,实现等角度采样。

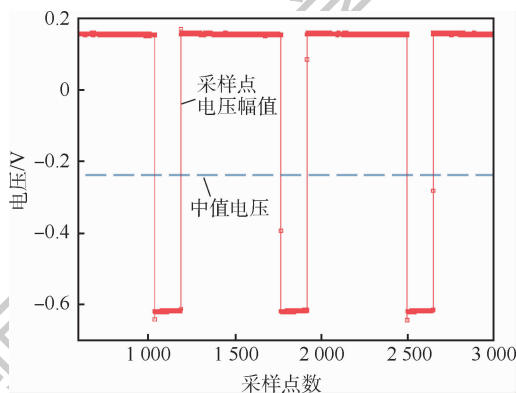


图4 转速传感器波形

Fig. 4 Waveform of speed sensor

2.2 集合平均方法

集合平均方法是一种常用的除噪方法,能提高信号的信噪比^[13-14]。等角度采样后的信号可看作由周期性信号 $c(t)$ 和随机性信号 $n(t)$ 叠加而成,假设 $n(t) \sim N(0, \sigma_n^2)$,表示为

$$s(t) = c(t) + n(t) \quad (16)$$

取 m 圈等角度采样的信号,计算各个角度的平均值,作为一圈信号,其方差为

$$D\{s'(t)\} = \frac{\sigma_n^2}{m} \quad (17)$$

经过集合平均,信号的方差减小,其中周期性

信号的信噪比得到提高。这对于提高三点法误差分离精度是有利的。同时,集合平均方法可以使测试信号的信噪比高于原有传感器的水平,降低测试设备的成本。

保证设定参数不变,对含噪声仿真信号进行集合平均处理并进行误差分离,以观察其降噪效果。其中 m 的选择比较重要, m 太小降噪效果不明显; m 太大需要采集的数据量过大,计算时间长。参考实测情况取 $m = 20$,即取 20 圈信号平均值,以剔除非周期信号。保证计算圈数为 20 圈不变,故需要生成 400 圈仿真信号。其分离结果如图 5 所示,可以看出偏差明显减少,且波形中高频分量较多。圆度误差最大偏差约占峰峰值的 1%,同步误差最大偏差约占峰峰值的 2%。

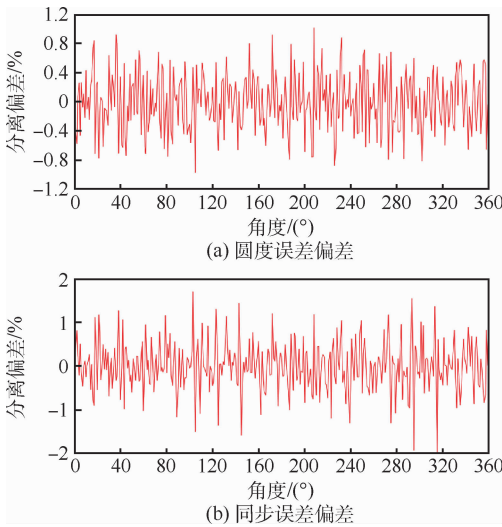


图5 集合平均处理后含噪声仿真信号分离偏差
Fig.5 Noise-containing simulated signal separation deviation after collective average processing

2.3 小波阈值去噪方法

对于高信噪比的信号,小波阈值去噪方法可以有效地抑制噪声信号,同时保留信号的峰值点信息。其基本思想:将原始信号经过小波变换,得到包含原信号重要信息的小波系数。其中有效信号的小波系数较大,而噪声信号的小波系数较小。因此,可以通过选取合适的阈值,保留大于阈值的小波系数,置零小于阈值的小波系数,进行小波逆变换得到重构信号,达到去除噪声的目的^[15]。小波阈值去噪方法优于 Butterworth 低通滤波的地方在于其保留了信号的高频细节特征。

小波阈值去噪方法的基本步骤如下:

步骤 1 进行含噪声信号的正交小波变换。先选择合适的小波基函数^[16],然后根据原始信号中包含的最大阶数和需要保留的信号最大阶数确定小波分解层数 w ,对信号进行 w 层小波分解运

算。小波分解层数 w 为

$$w = \text{lb} \frac{N}{2f} \quad (18)$$

式中: f 为传感器在当前测试条件下能测出的最大谐波阶次。

设被测轴直径为 D ,传感器探芯直径为 d ,则传感器可探测到的最大谐波数为 D/d ,根据香农采样定理,最大谐波阶次应满足:

$$f \leq \frac{\pi D}{2d} \quad (19)$$

步骤 2 对小波系数进行非线性阈值处理。为保持信号的整体形状不变,保留所有低频系数,取阈值

$$\Omega = \sqrt{2 \text{lb} N} \quad (20)$$

对每个小波系数进行软阈值处理,即将含噪声信号小波系数与所选定的阈值 Ω 进行比较。软阈值处理后的小波系数 $\eta(j)$ 为

$$\eta(j) = \begin{cases} j - \Omega & j \geq \Omega \\ 0 & |j| < \Omega \\ j + \Omega & j \leq -\Omega \end{cases} \quad (21)$$

步骤 3 进行小波逆变换。由所有低频尺度系数,以及经由阈值处理后的小波系数做逆小波变换进行重构,得到恢复的原始信号估计值^[17]。

保证设定参数不变,对含噪声仿真信号进行小波阈值去噪并进行误差分离,以观察其降噪效果。分离结果如图 6 所示。可以看出偏差减小,波形中的高频分量明显减少。圆度误差最大偏差约占峰峰值的 0.59%,同步误差最大偏差约占峰峰值的 1%。

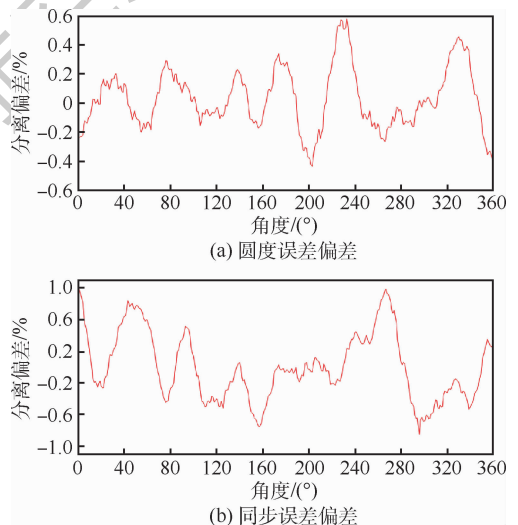


图6 小波阈值去噪处理后含噪声仿真信号分离偏差
Fig.6 Noise-containing simulated signal separation deviation after wavelet threshold denoising

2.4 双重滤波方法

根据上述2种滤波的不足,本文提出对原始信号进行集合平均和小波阈值去噪处理,可以得到更好的去噪效果。保证设定参数不变,对含噪声仿真信号进行集合平均和小波阈值去噪并进行误差分离,分离结果如图7所示。可以看出,偏差变小且高频噪声被消除。圆度误差最大偏差约占峰峰值的0.17%,同步误差最大偏差约占峰峰值的0.38%。

图8比较了上述不同去噪方法的最大分离偏差。可以看出,双重滤波方法结合了集合平均和小波阈值去噪的特点,分离偏差明显减小,起到较好的噪声去除效果。

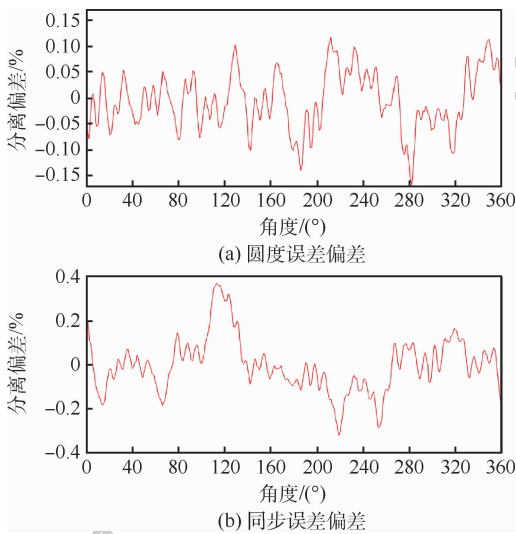


图7 双重滤波处理后含噪声仿真信号分离偏差
Fig.7 Noise-containing simulated signal separation deviation after double filtering

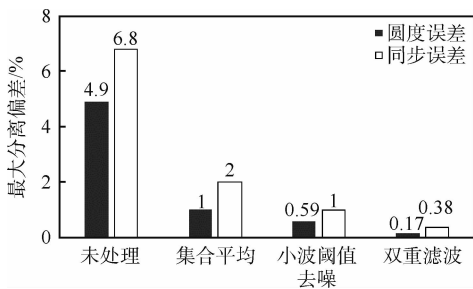


图8 含噪声仿真信号不同处理方式最大分离偏差对比
Fig.8 Maximum separation deviation comparison of different processing methods for noise-containing simulated signal

2.5 异步误差中系统噪声去除方法

从除噪信号中分离得到同步误差、圆度误差和偏心误差,异步误差和系统噪声作为随机成分不参与误差分离计算,被留在原始信号中。在实际测试中,采集到的数据往往会有一两圈数据存在粗大误差,这会对异步误差的评价造成影响。

根据加工误差的 6σ 原则,可以用异步误差的标准值 σ 的6倍对异步误差进行评价,以达到从异步误差中去除系统噪声的目的。

假设异步误差信号 $\delta_0(\theta)$ 和系统噪声信号 $\delta_v(\theta)$ 均为高斯白噪声,且相互独立,可用式(22)表示:

$$\begin{cases} \delta_0(\theta) \sim N(0, \sigma_0^2) \\ \delta_v(\theta) \sim N(0, \sigma_v^2) \end{cases} \quad (22)$$

在满足一定数据量的条件下,被测信号随机成分 $\delta(\theta)$ 具有统计学规律,服从正态分布,则

$$\begin{cases} \delta(\theta) \sim N(0, \sigma^2) \\ \delta(\theta) = (\delta_0(\theta) + \delta_v(\theta)) \sim N(0, \sigma_0^2 + \sigma_v^2) \end{cases} \quad (23)$$

求得被测信号随机成分标准差 σ 和系统噪声标准差 σ_v ,则实际的异步误差标准差 σ_0 为

$$\sigma_0 = \sqrt{\sigma^2 - \sigma_v^2} \quad (24)$$

系统噪声信号 $\delta_v(\theta)$ 可由 $\delta_x(\theta)$ 、 $\delta_y(\theta)$ 两支传感器的噪声信号表示,其中 $\delta_x(\theta)$ 、 $\delta_y(\theta)$ 分别表示噪声信号在 x 轴和 y 轴上的分量,表示为

$$\begin{cases} \delta_v(\theta) = \delta_x(\theta) \cos \theta + \delta_y(\theta) \sin \theta \\ \delta_x(\theta) = \delta_1(\theta) \\ \delta_y(\theta) = [\delta_2(\theta) - \delta_1(\theta) \cos \alpha] / \sin \alpha \end{cases} \quad (25)$$

则标准差为

$$\begin{cases} \sigma_x = \sigma_1 \\ \sigma_y = \sqrt{\frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \cos^2 \alpha}{\sin^2 \alpha}} \end{cases} \quad (26)$$

由 $\delta_x(\theta)$ 、 $\delta_y(\theta)$ 求 $\delta_v(\theta)$ 需要分别乘 $\cos \theta$ 和 $\sin \theta$,这会对标准差产生影响。经过仿真实验,在满足一定数据量的条件下,其影响是使均值不变,方差减半,则噪声信号标准差为

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{\sigma_1^2}{2} + \frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \cos^2 \alpha}{2 \sin^2 \alpha}} \quad (27)$$

则真实异步误差标准差为

$$\sigma_0 = \sqrt{\sigma^2 - \frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2}{2 \sin^2 \alpha}} \quad (28)$$

3 实验验证

3.1 测试系统构成

测试系统组成、测试工装分别如图9和图10所示。系统将传感器工装与主轴前端盖固定,相较于固定在平台上,该方法能减轻主轴振动对位移读数的影响。

在被测件同一被测截面上布置3支LION Precision的电容位移传感器(CDS),其主要性能参数如表2所示。

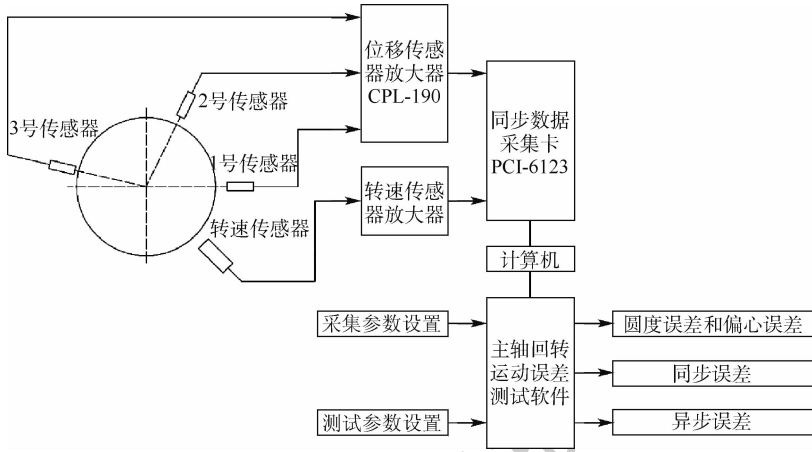


图 9 测试系统组成

Fig. 9 Composition of test system

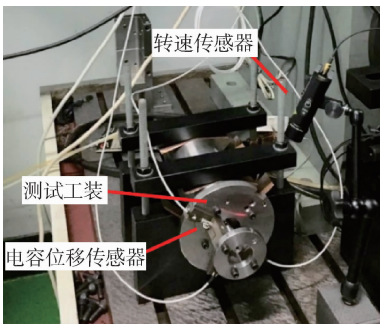


图 10 测试装置

Fig. 10 Test device

表 2 CDS 主要性能参数

Table 2 Main performance parameters of CDS

参数	数值
量程/ μm	250
分辨率	3×10^{-5}
带宽/kHz	15
线性度/%	< 0.2
探芯直径/mm	2

选用 NI 同步数据采集卡 PCI-6123, 保证三路位移信号同步。设定每圈采样点 N 为 720, 根据转速设置采样频率, 记录数据长度为 1 000 圈。小波分解层数根据具体实际测试系统参数而定, 本实验中, 被测截面直径为 12 mm, 电容式位移传感器探芯直径为 2 mm。由式 (18) 和式 (19) 可得, 该条件下传感器能测得最大谐波阶数 f 为 9 阶, 小波分解层数 w 为 5。此外, 为消除异步误差中的系统噪声, 还需要测得相同工况下系统噪声的信号。

3.2 实验分析

当转速为 10^4 r/min 时, 取采样频率为 1.2×10^5 Hz; 当转速 2×10^4 r/min 时, 取采样频率为 2.4×10^5 Hz, 以此类推。采集数据并分析电主轴

$1 \times 10^4 \sim 4 \times 10^4$ r/min 转速下达到稳定时的回转误差和圆度误差, 测试结果如表 3 所示。可以看出, 随着转速的升高, 圆度误差基本不变。说明圆度分离结果可信。偏心误差、同步误差和异步误差随转速升高而增加, 符合实际情况。转速 1×10^4 r/min 时, 去除噪声求得圆度误差和回转误差如图 11 (a)、(b) 所示; 含噪声求得圆度误差和回

表 3 不同转速下回转误差分离结果

Table 3 Results of separation of error motion at different rotational speeds

转速/ $(10^4 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1})$	圆度误差/ μm	偏心误差/ μm	同步误差/ μm	异步误差/ μm
1	0.707	1.937	0.087	0.230
2	0.707	2.045	0.106	0.856
3	0.704	2.263	0.184	0.891
4	0.704	2.701	0.189	1.544

注: 表中异步误差按照 6σ 进行评价。

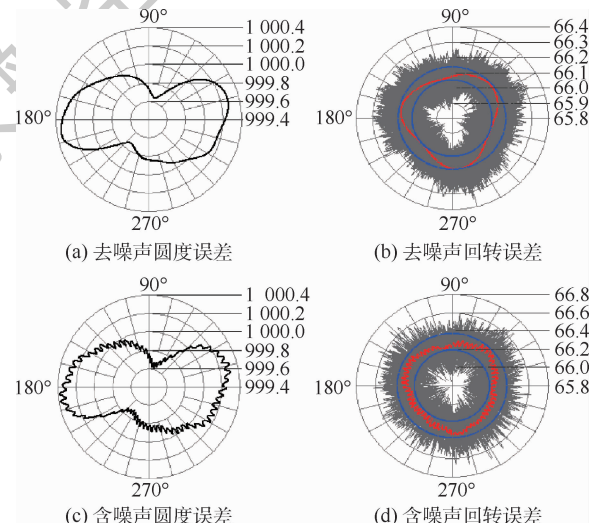


图 11 转速 1×10^4 r/min 下误差分离结果对比

Fig. 11 Comparison of error separation results at rotational speed of 1×10^4 r/min

转误差如图 11 (c)、(d) 所示。图 11 (b) 和图 11(d) 中灰色为异步误差数值, 蓝色为采样数值中同步误差的最小值和最大值, 红色为同步误差信号。具体数值如表 4 所示。可以看出, 保留噪声会导致求得圆度误差和回转误差形状失真, 且评价价值偏大。

表 4 转速 1×10^4 r/min 下噪声对误差分离结果的影响

Table 4 Effect of noise on error separation results at rotational speed of 1×10^4 r/min

是否去噪	圆度误差/ μm	偏心误差/ μm	同步误差/ μm	异步误差/ μm
是	0.707	1.937	0.087	0.230
否	0.865	1.938	0.166	0.546

3.3 计算圈数对异步误差的影响

为研究计算圈数对异步误差的影响, 提取采样圈数为 10 ~ 1000 圈的样本, 采用峰峰值和 6 倍标准差 (6σ) 两种评价方式计算了不同圈数下的异步误差, 结果如图 12 所示。可以看出, 随计算圈数增加, 2 种评价结果均逐渐趋于稳定, 但峰峰值跳动略大, 可以将计算圈数大于 2^6 圈时的 6σ 值作为异步误差的评价价值。

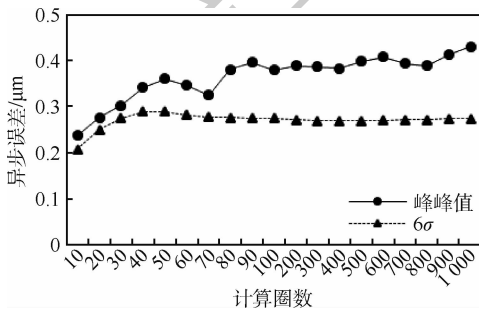


图 12 计算圈数对异步误差评价价值的影响

Fig. 12 Influence of counting cycles on ASEM evaluation value

4 结论

本文针对回转误差测试中系统噪声分离技术进行了研究, 得出以下结论:

1) 为了消除测试信号中系统噪声对圆度误差和同步误差分离结果的影响, 提出了对信号进行集合平均和小波阈值去噪的双重滤波方法, 并给出了根据被测主轴直径和传感器探芯直径确定小波分解层数的计算公式。

2) 为了消除测试信号中系统噪声对异步误差的影响, 通过在相同工况下采集测试系统噪声, 利用高斯白噪声分布相互独立的特点, 得出了消除系统噪声影响的公式。

3) 研究了计算圈数对异步误差测试结果的

影响规律, 建议采用标准差评价方式, 且计算圈数以不小于 2^6 圈为宜。

参考文献 (References)

[1] ANANDAN K P, OZDOGANLAR O B. A multi-orientation error separation technique for spindle metrology of miniature ultra-high-speed spindles [J]. Precision Engineering, 2016, 43: 119-131.

[2] 伍良生, 杨勇, 周大帅. 机床主轴径向回转误差的测试与研究[J]. 机械设计与制造, 2009(1): 107-109.
WU L S, YANG Y, ZHOU D S. Dynamic measurement technology of the spindle motion error of high speed spindle [J]. Machinery Design & Manufacture, 2009(1): 107-109 (in Chinese).

[3] 李自军, 洪迈生, 魏元雷, 等. 精确的频域三点法直线误差分离技术[J]. 机械设计与研究, 2002, 18(3): 54-55.
LI Z J, HONG M S, WEI Y L, et al. Accurate frequency domain three-point method for straightness error separation [J]. Machine Design and Research, 2002, 18(3): 54-55 (in Chinese).

[4] FUJIMAKI K, SASE H, MITSUI K. Effects of sensor noise in digital signal processing of the three-point method [J]. Measurement Science and Technology, 2008, 19(1): 15201.

[5] 李济顺, 洪迈生. 提高圆度误差分离精度的措施[J]. 计量学报, 1999, 20(2): 92-95.
LI J S, HONG M S. Approaches to improve the accuracy of roundness error separation [J]. Acta Metrologica Sinica, 1999, 20(2): 92-95 (in Chinese).

[6] 苏恒, 洪迈生, 魏元雷, 等. 机床主轴径向误差运动在线检测与信号处理[J]. 机械工程学报, 2002, 38(6): 56-60.
SU H, HONG M S, WEI Y L, et al. CNC machine spindle radial motion error on-line test and signal processing [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2002, 38(6): 56-60 (in Chinese).

[7] 王世良. 超精密车床主轴回转误差测试系统的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016: 10-14.
WANG S L. Research on measurement system of ultra precision in the spindle rotation error [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016: 10-14 (in Chinese).

[8] AOKI Y, OZONO S. On a new method of roundness measurement based on the three-point method [J]. Journal of Japan Society of Precision Engineering, 1966, 32(12): 27-32.

[9] 韩正桐, 洪迈生, 李自军. 三点法圆度误差分离及演化形式与精度分析[J]. 上海交通大学学报, 2002, 36(9): 1225-1227.
HAN Z T, HONG M S, LI Z J. Three-point method and its variation for roundness error separation and accuracy analysis [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2002, 36(9): 1225-1227 (in Chinese).

[10] 雷贤卿, 李言, 周彦伟, 等. 3 点法圆度误差分离技术的新算法[J]. 兵工学报, 2007, 28(1): 73-77.
LEI X Q, LI Y, ZHOU Y W, et al. A new matrix algorithm of three-point method roundness error separation technique [J]. Acta Armamentarii, 2007, 28(1): 73-77 (in Chinese).

[11] 曹青松, 俞爱兰. 高精度转速测量新方法的研究[J]. 机床

- 与液压,2010,38(17):38-40.
- CAO Q S, YU A L. A new method for high precision speed measurement[J]. *Machine Tool & Hydraulics*, 2010, 38(17): 38-40 (in Chinese).
- [12] 陈钊,杨现萍,冯巧宁.等角度重采样在航空发动机振动分析中的应用[J]. *机械研究与应用*, 2015, 28(1): 71-73.
- CHEN Z, YANG X P, FENG Q N. Application of equal angle resampling method in aircraft engine vibration analysis[J]. *Mechanical Research & Application*, 2015, 28(1): 71-73 (in Chinese).
- [13] 张怀,王广君,曾旭明,等.基于FPGA的消噪同步叠加平均算法仿真分析及实现[J]. *测控技术*, 2013, 32(12): 13-16.
- ZHANG H, WANG G J, ZENG X M, et al. Simulation analysis and realization of the synchronization overlapping average algorithm for denoising based on FPGA[J]. *Measurement & Control Technology*, 2013, 32(12): 13-16 (in Chinese).
- [14] 徐志钮.介损在线监测去噪方法的有效性[J]. *高电压技术*, 2015, 41(3): 909-917.
- XU Z N. Validity of noise reduction method in dielectric loss on-line monitoring [J]. *High Voltage Engineering*, 2015, 41(3): 909-917 (in Chinese).
- [15] 王微.基于小波分析和统计理论的核磁共振信号消噪方法研究[D].长春:长春大学,2013:24-30.
- WANG W. Research of the methods about MRS signal denoising based on wavelet analysis and statistical theory [D]. Changchun: Jilin University, 2013: 24-30 (in Chinese).
- [16] 郑钧,侯锐锋.小波去噪中小波基的选择[J]. *沈阳大学学报*, 2009, 21(2): 108-110.
- ZHENG J, HOU R F. Selection of wavelet base in denoising of wavelet transform [J]. *Journal of Shenyang University*, 2009, 21(2): 108-110 (in Chinese).
- [17] 朱艳芹,杨先麟.几种基于小波阈值去噪的改进方法[J]. *电子测试*, 2008(2): 18-22.
- ZHU Y Q, YANG X L. Several new methods based on wavelet thresholding denoising [J]. *Electronic Test*, 2008(2): 18-22 (in Chinese).

作者简介:

冯明 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:动静压轴承技术、超精密电主轴设计与测试技术、高速同步电机及其控制技术。

Separation technology of system noise in error motion test

FENG Ming*, ZHOU Chengyu, ZHANG Kun, WANG Xinjie

(School of Mechanical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: Since the error motion of the high-precision spindles is often in the same order as the noise of the test system, the measuring accuracy of the three-point method is greatly reduced by the noise signals. With the synchronous error motion (SEM), a combined processing algorithm with equal angle sampling and reconstruction, ensemble average filtering and wavelet filtering for noise-containing signal is proposed. A method for quantitatively determining the wavelet decomposition layer based on the diameters of both sensor and measured spindle is proposed. The simulation results show that the new combined method has good denoising effect. With the asynchronous error motion (ASEM), a method for eliminating the noise of the test system is proposed, and the influence of the number of test cycles on ASEM is studied. In addition, a test system was built and the effectiveness of the proposed methods was experimentally verified.

Keywords: error motion; three-point method; error separation; ensemble average; wavelet denoising

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0319

不确定需求下航空公司枢纽网络优化设计

乐美龙^{1,*}, 郑文娟¹, 吴明功^{2,3}, 王泽坤^{2,3}

(1. 南京航空航天大学 民航学院, 南京 211106; 2. 空军工程大学 空管领航学院, 西安 710051;
3. 国家空管防相撞技术重点实验室, 西安 710051)



摘 要: 为了帮助航空公司合理规划航线网络,降低运输成本,从航空公司的角度出发,将机场容量看作到港和离港航班的函数,绘制了机场容量包络曲线。基于机场容量包络曲线构建了随机需求下多分配、非严格的两阶段混合整数随机规划模型,第1阶段确定网络的枢纽位置,第2阶段确定不同需求情形下城市对的运输路径和不同路径上的流量比例。当需求情形是离散变量时将两阶段模型转化为确定的等价规划。继而以东航为例选取13个机场对模型进行验证,并对运输成本折扣因子进行灵敏度分析。结果表明:在不同的折扣因子情形下选择的枢纽机场不同,折扣越大,选择的枢纽越多,网络总成本越低,且3种折扣因子情形下的枢纽选择与实际比较吻合;每种折扣因子情形下,当需求不同时航线网络的布局有所差异;对比需求确定和不确定下的模型结果差异,得出需求不确定下的网络总成本更低。可见需求不确定下的随机规划模型更加贴近实际,能够帮助航空公司规划符合实际情形的枢纽航线网络,并确定其在枢纽机场的容量份额。

关键词: 航空公司; 枢纽选址; 不确定需求; 机场容量; 随机规划

中图分类号: V2-9

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0674-09

随着航空管制的放松,各个航空公司都在重建自己的航线网络,由点对点航线网络向中枢辐射式航线网络转变。中枢辐射式航线网络通过短途汇运、分运和长途、大容量转运,使得运输成本更低,经济效益更好。但在构建枢纽网络时,始发地与目的地(OD)需求不确定是困扰航空公司战略决策的主要原因。研究需求不确定下的枢纽选址与运输路径规划问题能够帮助航空公司确定最佳的运输方案以应对季节、市场等因素引起的OD需求波动,使其运营总成本最低。

对枢纽选址问题的设计与优化,O'Kelly^[1]、Campbell^[2]、Skorin-Kapov^[3]、Ernst^[4]等建立了经典的枢纽航线网络优化模型。之后学者在经典模型的基础上从枢纽机场容量限制、机场容量多水

平决策、OD需求不确定性等角度做了逐步的推进。在枢纽机场容量限制方面,Yang^[5]分别考虑枢纽机场总流量限制和枢纽机场中转流量限制,构建了2个混合整数线性规划模型,得出了不同容量限制情形下的枢纽选址差异。冯乾等^[6]将枢纽选择和航线设计2个阶段综合考虑,用机场吞吐量衡量机场容量限制,提出了机场容量限制下的多分配枢纽航线网络设计方法。在机场容量多水平决策方面,Wu等^[7-8]将机场容量看作离散变量,确定不同情形下的枢纽位置和路径流分配,得出不同容量限制情形下的最优网络。Correia等^[9]在机场容量限制的基础上引入枢纽机场容量多水平决策。Zarei^[10]在枢纽机场容量多水平决策的基础上引入枢纽之间的连接方式差异。

收稿日期: 2019-06-18; 录用日期: 2019-08-18; 网络出版时间: 2019-08-30 15:39

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190830.1441.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(71874081); 江苏省自然科学基金(BK20151479)

*通信作者. E-mail: lemeilong@126.com

引用格式: 乐美龙, 郑文娟, 吴明功, 等. 不确定需求下航空公司枢纽网络优化设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 674-682. LE M L, ZHENG W J, WU M G, et al. Airline hub network optimization design under uncertain demand[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 674-682 (in Chinese).

Seyed 等^[11]从容量包络曲线的角度构建了枢纽机场容量多水平决策的混合整数规划模型(MILP)。在 OD 需求不确定性方面, Yang^[12-13]和 Chiu^[13]考虑随机需求,构建了两阶段的随机规划模型,第 1 阶段解决枢纽选址问题,第 2 阶段在第 1 阶段枢纽选择的基础上确定不同需求情形下 OD 之间的路径和流量分配。Alumur 等^[14]同时考虑枢纽建设成本的不确定性和 OD 需求的不确定性,分别构建了单分配、多分配下的优化模型。Qin 和 Gao^[15]、Contreras 等^[16]研究 OD 流量不确定情形下枢纽机场无容量限制的枢纽选址问题。胡青蜜和胡志华^[17]运用随机规划方法研究不确定货流下的枢纽选址问题。

纵观国内外研究现状,对枢纽网络设计问题从机场容量限制、机场容量多水平决策和 OD 需求不确定性方面的研究主要存在以下 3 点不足:①现有研究主要从整个航空运输市场的角度考虑,但实际规划航线网络布局的是航空公司;②现有研究在确定枢纽机场容量时以机场的最大吞吐量作为容量,但是枢纽机场容量受多种因素影响,不同的时期容量可能不同;③现有研究在枢纽容量决策和 OD 需求不确定性方面独立研究。研究 OD 需求不确定性时,未考虑枢纽机场容量多水平决策,在对枢纽机场容量多水平决策研究时未考虑季节、时期等因素造成的 OD 需求不确定性。

本文从航空公司的角度出发,在机场容量一定的情况下,确定航空公司选择枢纽机场的最优

所占份额。对枢纽机场总容量水平的确定,为了更切合实际,将机场容量看作离港和到港航班的函数,运用历史统计数据绘制机场容量包络曲线。同时考虑 OD 需求的不确定性,构建航空公司枢纽选址问题的多分配、非严格的两阶段混合整数随机规划模型,并运用实际航空公司数据对模型进行验证。

1 机场容量包络曲线

枢纽机场的实际容量与天气、机场空域构型、跑道构型及数量、停靠的航班类别等多种因素有关。学者通常情况下根据历史数据将进离港航班之和的最大值表示为单位时间内枢纽机场的容量。对于一个真实的航线网络,实际容量比理论容量更加精确。单位时间内的机场容量应该表示为到港和离港航班数量的函数,而不是一个常数。这些函数是对历史数据形成的全部观测值的包络,从而构成了机场容量包络曲线。

机场容量包络曲线根据一段时间内(1 h)的到达和离开的实际航班数量进行绘制。横轴表示到港航班数量,纵轴表示离港航班数量。一般情况下运用统计的方法去除低频率的观测值,通过拒绝一定比例的观测频率来绘制正确的枢纽机场容量包络曲线。如图 1(a)所示,曲线 1 表示基于统计数据观测到的机场容量包络曲线;曲线 2 表示修正后的机场容量包络曲线。图 1(b)中, y_1 、 y_2 、 y_3 共同构成了机场容量包络曲线。

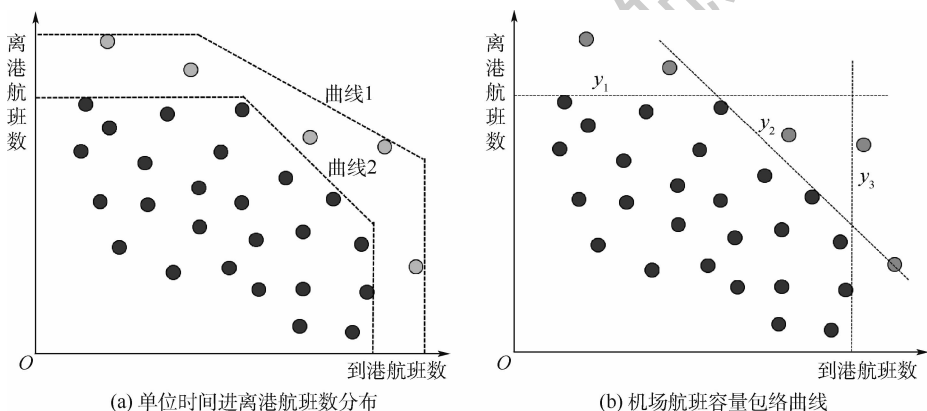


图 1 机场容量包络曲线案例

Fig. 1 Example of airport capacity envelope curves

2 模型提出

本文采用有向图建模。假设网络中有 N 个节点,包括始发地、目的地和潜在枢纽。非枢纽节点之间既能中转也能直达运输。一个非枢纽节点

可以连接多个枢纽点,并且规定两个非枢纽节点之间最多实现两次中转。

从航空公司枢纽选址问题的角度出发,基于机场容量包络曲线,考虑航空公司在枢纽机场的容量多水平决策,以及 OD 需求的不确定性,构建

两阶段的随机规划模型。本文将需求的不确定性表示为随机变量。第1阶段以总的网络运输成本最低来确定枢纽的位置,第2阶段在第1阶段枢纽选址结果的基础上确定不同需求的运输路径和路径上的流量分配。

2.1 模型参数及变量

2.1.1 模型参数

模型参数定义如下: N 为网络节点的集合; W 为OD需求情形的集合; ω 表示一种特定的情形, $\omega \in W$,每种情形代表航空公司的一种OD需求情形; T_k 为航空公司选择机场 k 作为枢纽的容量情形集合; S 为机场容量包络曲线函数的线段 s 的集合, $s \in S$; $h_{ij}(\omega)$ 为情形 ω 下节点 i 和 j 之间的需求; $C_{ikmj}(\omega)$ 为情形 ω 下节点 i 和 j 之间通过 k 、 m 中转的单位旅客运输成本; C_{ij} 为节点 i 和 j 之间直达运输的单位旅客运输成本; f_k^t 为枢纽节点 k 在容量情形 t 下的建设成本; M 为一个非常大的正数; a_{sk} 为枢纽节点 k 在机场容量包络函数 s 下的到港系数; b_{sk} 为枢纽节点 k 在机场容量包络函数 s 下的离港系数; U_{sk}^{\max} 为枢纽节点 k 在机场容量包络函数 s 下的最大容量; p_k^t 为航空公司选择枢纽节点 k 情形 t 下的容量份额; U_{sk}^t 为枢纽节点 k 在机场容量包络函数 s 、容量情形 t 下的容量,且 $U_{sk}^t = U_{sk}^{\max} \cdot p_k^t$; $p(\omega)$ 为情形 ω 发生的概率; $\alpha(\omega)$ 为情形 ω 下非枢纽节点至枢纽节点运输成本折扣因子; $\beta(\omega)$ 为情形 ω 下从一个枢纽节点至另一个枢纽节点运输成本折扣因子; $\gamma(\omega)$ 为情形 ω 下枢纽节点至非枢纽节点运输成本折扣因子。

2.1.2 模型变量

模型变量定义如下: $Z_{ikmj}(\omega)$ 为情形 ω 下节点 i 至节点 j 的旅客经过枢纽节点 k 、 m 中转的比例; $Z_{ij}(\omega)$ 为情形 ω 下节点 i 至节点 j 的旅客直达运输的比例; X_k^t 为0-1变量,当航空公司选择节点 k ,容量情形 t 作为枢纽时等于1,否则等于0; $W_{out}^k(\omega)$ 为情形 ω 下枢纽节点 k 的离港流量; $W_{in}^k(\omega)$ 为情形 ω 下枢纽节点 k 的进港流量。

2.2 两阶段模型

枢纽建设是一个长期且耗资的工程,由季节、时期等因素引起的需求不确定性对枢纽节点的选择不产生影响。因此第1阶段模型中的变量 X_k^t 不受需求不确定性的影响,第2阶段变量 $Z_{ij}(\omega)$ 、 $Z_{ikmj}(\omega)$ 取决于需求的不同情形。 Z 为目标函数值。

1) 第1阶段

$$\text{Min}_x Z = \sum_{k \in N} \sum_{t=1}^{T_k} f_k^t X_k^t + E[Q(z, \xi)] \quad (1)$$

s. t.

$$\sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \leq 1 \quad \forall k \in N \quad (2)$$

$$X_k^t \in \{0, 1\} \quad \forall k \in N, t \in T_k \quad (3)$$

式(1)中, $\sum_{k \in N} \sum_{t=1}^{T_k} f_k^t X_k^t$ 表示枢纽建设的总成本;

$E[Q(z, \xi)]$ 表示第2阶段模型的最优解, $E[\cdot]$ 表示所有需求情形下总运输成本的期望, ξ 为一个包含第2阶段所有系数的向量。式(2)表示每个枢纽机场至多选择一种容量情形。式(3)表示枢纽变量域的限制。

2) 第2阶段

$$\text{Min}_z Q = \sum_{i \in N} \sum_{j \in N} \sum_{k \in N} \sum_{m \in N} h_{ij}(\omega) C_{ikmj}(\omega) Z_{ikmj}(\omega) + \sum_{i \in N} \sum_{j \in N} h_{ij}(\omega) C_{ij} Z_{ij}(\omega) \quad (4)$$

s. t.

$$\sum_{k \in N} \sum_{m \in N} Z_{ikmj}(\omega) + Z_{ij}(\omega) = 1 \quad \forall i, j \in N, i \neq j \quad (5)$$

$$\sum_{i \in N, i \neq k} Z_{ik}(\omega) + \sum_{i \in N, i \neq k} Z_{ki}(\omega) \leq M \left(1 - \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \right) \quad \forall k \in N \quad (6)$$

$$\sum_{m \in N} (Z_{imkk}(\omega) + Z_{kkmi}(\omega)) \geq 2 \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \quad \forall i, k \in N, i \neq k \quad (7)$$

$$\sum_{t=1}^{T_k} X_k^t + \sum_{t=1}^{T_m} X_m^t - 1 \leq Z_{kkmm}(\omega) \quad \forall m, k \in N, m \neq k \quad (8)$$

$$\sum_{i \in N} \sum_{j \in N, j \neq i} \sum_{m \in N} (Z_{ikmj}(\omega) + Z_{imkj}(\omega)) - \sum_{i \in N} \sum_{j \in N, j \neq i} Z_{ikij}(\omega) \leq M \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \quad \forall k \in N \quad (9)$$

$$W_{out}^k(\omega) = \sum_{i \in N} \sum_{\substack{j \in N, \\ j \neq k, j \neq i}} \sum_{\substack{m \in N, \\ m \neq i, m \neq k}} h_{ij}(\omega) (Z_{ikmj}(\omega) + Z_{imkj}(\omega)) + \sum_{i \in N} \sum_{\substack{j \in N, \\ j \neq k, j \neq i}} h_{ij}(\omega) Z_{ikij}(\omega) \quad \forall k \in N \quad (10)$$

$$W_{in}^k(\omega) = \sum_{i \in N, i \neq k} \sum_{j \in N, j \neq i} \sum_{\substack{m \in N, \\ m \neq j, m \neq k}} h_{ij}(\omega) (Z_{ikmj}(\omega) + Z_{imkj}(\omega)) + \sum_{i \in N} \sum_{\substack{j \in N, \\ i \neq k, j \neq i}} h_{ij}(\omega) Z_{ikij}(\omega) \quad \forall k \in N \quad (11)$$

$$a_{sk} W_{in}^k(\omega) + b_{sk} W_{out}^k(\omega) \leq \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t U_{sk}^t \quad \forall k \in N, \forall s \in L \quad (12)$$

$$W_{out}^k(\omega), W_{in}^k(\omega) \geq 0 \quad \forall k \in N \quad (13)$$

$$0 \leq Z_{ij}(\omega) \leq 1 \quad \forall i, j \in N, i \neq j \quad (14)$$

$$0 \leq Z_{ikmj}(\omega) \leq 1 \quad \forall i, k, m, j \in N, i \neq j \quad (15)$$

第 2 阶段模型表示每种情形 ω 下的路径决策和流量分配决策。式(4)表示情形 ω 下所有 OD 中转和直达的总成本最小。式(5)确保 OD 之间的需求必须得到满足。式(6)~式(8)表示流变量之间的关系。其中式(6)、式(7)表示当节点 k 被选作枢纽时,流经节点 k 的运输应被看作中转运输;式(8)表示当节点 k, m 都是枢纽时, k 和 m 之间的运输应被看作中转运输。式(9)表示当节点 k 不是枢纽时,经节点 k 中转的流量为 0。式(10)表示流出节点 k 的流平衡约束。式(11)表示流入节点 k 的流平衡约束。式(12)表示容量约束,流经节点 k 的流量应小于节点 k 的容量。式(13)~式(15)表示变量域的限制。

针对需求不确定下枢纽选址和运输路径规划问题所构建的模型是一个两阶段模型,需要采用迭代算法求解。假设需求情形 ω 是离散变量,具有有限种可能的情形,每种情形以一定的概率发生。则两阶段的随机规划模型可以被写为确定的等价规划(Deterministic Equivalent Programming, DEP),如式(16)~式(29)所示。各式的含义等同于两阶段的随机规划模型。

$$\begin{aligned} \text{Min } Z = & \sum_{i \in N} \sum_{j \in N} \sum_{k \in N} \sum_{m \in N} \sum_{\omega \in W} p(\omega) h_{ij}(\omega) C_{ikmj}(\omega) \cdot \\ & Z_{ikmj}(\omega) + \sum_{i \in N} \sum_{j \in N} \sum_{\omega \in W} p(\omega) h_{ij}(\omega) \cdot \\ & C_{ij} Z_{ij}(\omega) + \sum_{k \in N} \sum_{t=1}^{T_k} f_k^t X_k^t \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{s. t.} \\ \sum_{k \in N} \sum_{m \in N} Z_{ikmj}(\omega) + Z_{ij}(\omega) = 1 \\ \forall i, j \in N, \omega \in W, i \neq j \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i \in N, i \neq k} Z_{ik}(\omega) + \sum_{i \in N, i \neq k} Z_{ki}(\omega) \leq \\ M \left(1 - \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \right) \quad \forall k \in N, \omega \in W \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \sum_{m \in N} (Z_{imkk}(\omega) + Z_{kkmi}(\omega)) \geq 2 \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \\ \forall i, k \in N, \omega \in W, i \neq k \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t + \sum_{t=1}^{T_m} X_m^t - 1 \leq Z_{kkmm}(\omega) \\ \forall m, k \in N, \omega \in W, m \neq k \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i \in N} \sum_{j \in N, j \neq i} \sum_{m \in N} (Z_{ikmj}(\omega) + Z_{imkj}(\omega)) - \\ \sum_{i \in N} \sum_{j \in N, j \neq i} Z_{ikij}(\omega) \leq M \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \quad \forall k \in N, \omega \in W \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} W_{\text{out}}^k(\omega) = \sum_{i \in N} \sum_{\substack{j \in N, \\ j \neq k, j \neq i}} \sum_{\substack{m \in N, \\ m \neq i, m \neq k}} h_{ij}(\omega) (Z_{ikmj}(\omega) + \\ Z_{imkj}(\omega)) + \sum_{i \in N} \sum_{\substack{j \in N, \\ j \neq k, j \neq i}} h_{ij}(\omega) Z_{ikij}(\omega) \\ \forall k \in N, \omega \in W \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} W_{\text{in}}^k(\omega) = \sum_{i \in N, i \neq k} \sum_{j \in N, j \neq i} \sum_{\substack{m \in N, \\ m \neq j, m \neq k}} h_{ij}(\omega) (Z_{ikmj}(\omega) + \\ Z_{imkj}(\omega)) + \sum_{i \in N} \sum_{\substack{j \in N, \\ j \neq k, j \neq i}} h_{ij}(\omega) Z_{ikij}(\omega) \\ \forall k \in N, \omega \in W \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} a_{sk} W_{\text{in}}^k(\omega) + b_{sk} W_{\text{out}}^k(\omega) \leq \sum_{t=1}^{T_k} X_k^t U_{sk}^t \\ \forall k \in N, s \in L, \omega \in W \end{aligned} \quad (24)$$

$$\sum_{t=1}^{T_k} X_k^t \leq 1 \quad \forall k \in N \quad (25)$$

$$W_{\text{out}}^k(\omega), W_{\text{in}}^k(\omega) \geq 0 \quad \forall k \in N, \omega \in W \quad (26)$$

$$0 \leq Z_{ij}(\omega) \leq 1 \quad \forall i, j \in N, \omega \in W, i \neq j \quad (27)$$

$$0 \leq Z_{ikmj}(\omega) \leq 1 \quad \forall i, k, m, j \in N, \omega \in W, i \neq j \quad (28)$$

$$X_k^t \in \{0, 1\} \quad \forall k \in N, t \in T_k \quad (29)$$

在上述模型中,情形 ω 下路径的单位旅客运输成本表示为

$$C_{ikmj}(\omega) = \alpha(\omega) C_{ik} + \beta(\omega) C_{km} + \gamma(\omega) C_{mj} \quad (30)$$

式(30)表明在 HS 网络中,对于每种需求情形 ω ,节点 i 和 j 之间的整个运输成本包括汇运、转运、分运三部分。由于规模经济性的存在,随着路径流量的增加(h_1 增加至 h_4),单位运输成本逐渐降低,如图 2 所示。

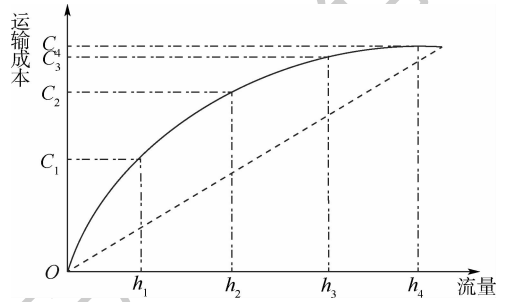


图 2 运输成本的规模经济函数

Fig. 2 Scale economy function of transport cost

3 算例分析

3.1 数据输入

为了验证模型的有效性,本文以东航为例,选择 13 个主要省会机场研究航空公司枢纽网络设计问题。根据 2016、2017 两年的进离港航班数据,统计单位小时内的进离港航班数量如图 3 所示(以西安机场为例)。为了获得机场的年旅客容量,设机场的日开放小时为 18 h,每航班的平均旅客数为 180,则以旅客数表示的机场容量包络曲线如图 4 所示。

13 个机场旅客容量包络曲线的系数如表 1 所示。

在 13 个机场中,任意两个 OD 之间的需求,根据 2017 年实际运力乘以行业航线平均客座率估算。运力数据源于 OAG (Official Airline Guide),

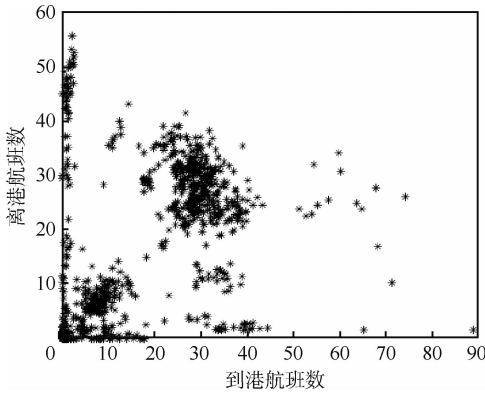


图 3 西安机场单位小时进离港航班数

Fig. 3 Number of arrival and departure flights per hour at Xi'an Airport

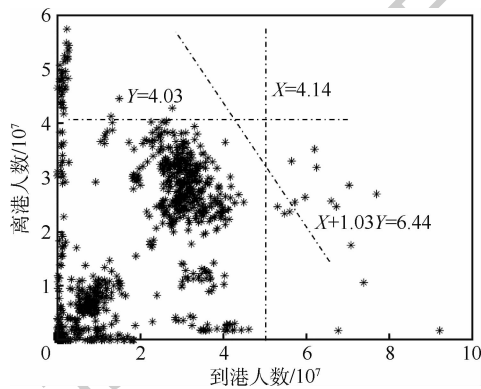


图 4 西安机场旅客容量包络曲线

Fig. 4 Envelope curve of passenger capacity of Xi'an Airport

客座率数据源于飞常准。东航在某些没有运力部署的 OD 上需求设为 0。

本文对需求不同的考虑,只要根据航空公司的实际做法,即如何应对旺、平、淡季,在文中对应设立了高、中、低 3 个不同的需求场景。平季需求,即基准需求 h_{ij} ,采用 OAG 数据计算;高低等级需求按深航博士后创新实践基地研究,设为 $1.14h_{ij}$ 和 $0.87h_{ij}$ 。根据基地的研究,需求发生的概率由高等级至低等级依次为 0.371、0.488 和 0.141。

根据 OAG 数据统计得出,东航在任意主协调机场的运力份额不超过 20%,因此将航空公司在每个潜在枢纽机场能够得到的容量情形设置为机场容量包络曲线最大值的 5%、10%、15% 和 20%。枢纽机场的建设成本与容量情形有关,用式 (31) 表示:

$$\frac{f_k^{t+1}}{f_k^t} = \rho_k \frac{p_k^{t+1}}{p_k^t} \quad \forall k \in N, t = 1, 2, \dots, T_k \quad (31)$$

式中: ρ_k 为一个常量参数,与机场的规模经济效益有关。当 $\rho_k > 1$ 时表示机场繁忙,航空公司增加在机场的容量份额就得付出更高的单位容量建设成本;当 $\rho_k < 1$ 时表示机场不是繁忙机场,增加容量能够减少枢纽机场的单位容量建设成本。本文定义主协调机场 SZX、XIY、URC、CSX、WUH、CTU、PVG、NKG、PEK、KMG 为繁忙机场,设 $\rho_k = 1.1$;其余机场为非繁忙机场,设 $\rho_k = 0.9$ 。根据东航 2017 年公司年报,推断的枢纽机场建设成本如表 2 所示。

假设每位旅客的单位运输成本相同,则任意

表 1 机场容量包络曲线系数

Table 1 Airport capacity envelope curve coefficient

机场所在地	机场代码	a_{sk}			b_{sk}			$U_{sk}^{\max} / (10^6 \text{ 人})$		
		a_{1k}	a_{2k}	a_{3k}	b_{1k}	b_{2k}	b_{3k}	U_{1k}^{\max}	U_{2k}^{\max}	U_{3k}^{\max}
深圳	SZX	1	0	1	0	1	0.882	40.64	39.29	63.69
西安	XIY	1	0	1	0	1	1.034	41.37	40.33	64.43
郑州	CGO	1	0	1	0	1	1.029	24.16	24.88	38.24
乌鲁木齐	URC	1	0	1	0	1	1.001	29.45	28.51	43.77
长沙	CSX	1	0	1	0	1	0.906	21.77	21.36	34.08
武汉	WUH	1	0	1	0	1	1.167	22.71	21.88	38.80
成都	CTU	1	0	1	0	1	0.862	40.54	39.19	58.77
浦东	PVG	1	0	1	0	1	1.013	55.88	54.64	80.25
南京	NKG	1	0	1	0	1	0.548	25.61	26.85	34.42
沈阳	SHE	1	0	1	0	1	0.618	25.51	23.43	32.95
北京	PEK	1	0	1	0	1	0.717	85.74	56.71	92.80
太原	TYN	1	0	1	0	1	0.530	15.86	13.69	19.60
昆明	KMG	1	0	1	0	1	0.713	48.52	43.34	64.20

2 个 OD 之间的运输成本与航线距离成正比,因此用航线距离来计算其运输成本。

为验证折扣因子的灵敏度,计算 3 组不同折扣因子取值下的优化模型,取 $\alpha = \gamma$ 。根据 Yang^[12] 的研究结果, α 和 γ 的范围为 0.7 ~ 0.9, β 的范围为 0.6 ~ 0.8。同时考虑网络的规模效应,OD 需求越大,成本折扣越大。折扣因子的取值见表 3。

表 2 不同容量情形下的枢纽建设成本

Table 2 Hub construction cost under different capacity scenarios

机场代码	$p_k^1 = 0.05$	$p_k^2 = 0.1$	$p_k^3 = 0.15$	$p_k^4 = 0.2$
SZX	89	195.8	323.1	473.8
XIY	85	187	308.6	452.5
CGO	80	144	194.4	233.3
URC	68	149.6	246.8	362
CSX	73	160.6	265.0	388.7
WUH	82	180.4	297.7	436.6
CTU	88	193.6	319.4	468.5
PVG	90	198	326.7	479.2
NKG	78	171.6	283.1	415.3
SHE	75	135	182.3	218.7
PEK	95	209	344.9	505.8
TYN	73	131.4	177.4	212.9
KMG	88	193.6	319.4	468.5

表 3 不同需求情形下的折扣因子

Table 3 Discount factors for different demand scenarios

需求情形	情形 1		情形 2		情形 3	
	α_1, γ_1	β_1	α_2, γ_2	β_2	α_3, γ_3	β_3
低	0.95	0.85	0.85	0.75	0.75	0.65
中	0.9	0.8	0.8	0.7	0.7	0.6
高	0.85	0.75	0.75	0.65	0.65	0.55

3.2 结果展示

运用 MATLAB 求解 DEP 模型,得到不同折扣因子情形下的枢纽选址结果如表 4 所示。

通过对结果中的流变量值进行分析,绘制了不同需求情形、不同折扣因子情形下的航空公司航线网络,如图 5 所示。图中的黑圆点表示不同折扣因子情形下的枢纽点。

表 4 折扣灵敏度下的枢纽选址结果

Table 4 Results of hub location under discount sensitivity

折扣因子情形	枢纽点 (容量水平)	目标函数值 / (10^{10} 元)
情形 1	无	2.31
情形 2	XIY (10%)、PVG (5%)	2.27
情形 3	XIY (10%)、PVG (5%)、KMG (10%)	2.11

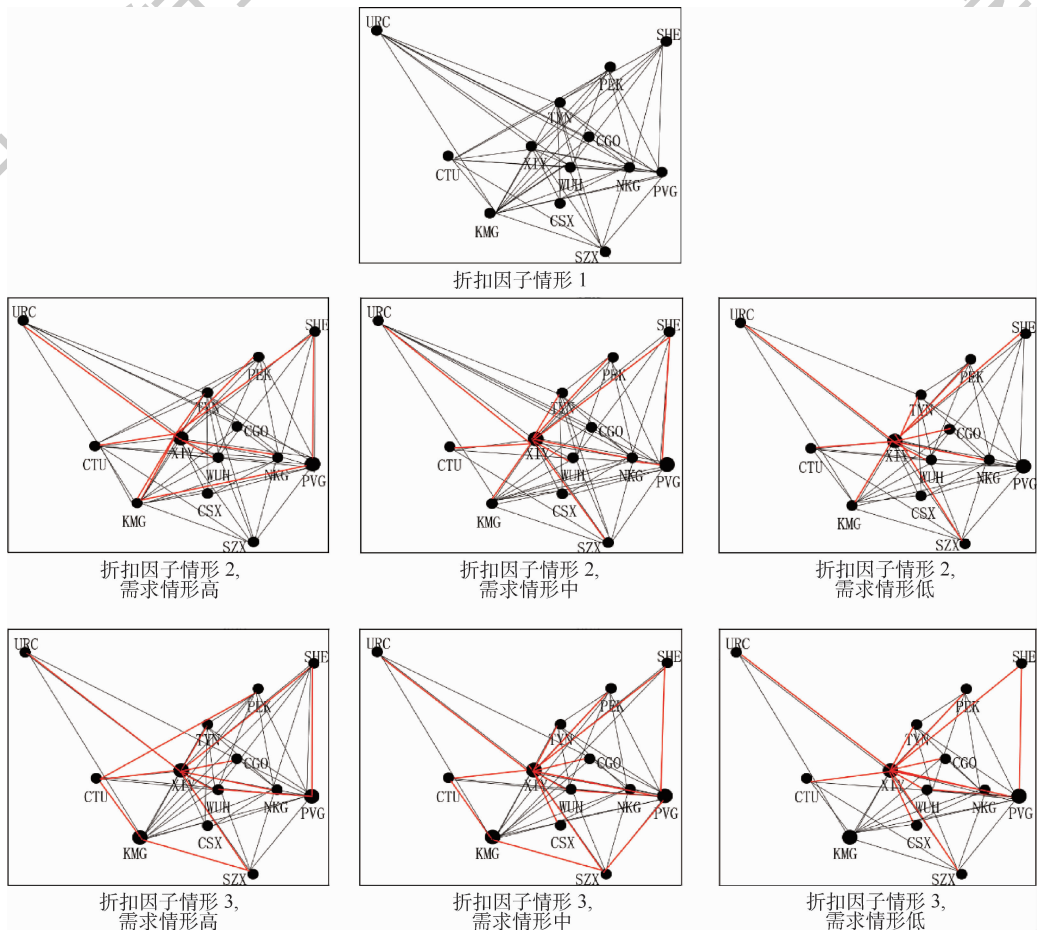


图 5 不同需求和折扣因子情形下的航线网络布局

Fig. 5 Route network layout with different demand scenarios and different discount factors

由图5可以看出,在折扣因子情形1下,由于折扣较小,折扣不足以抵消枢纽的建设成本,模型得出的网络是完全的点对点网络,任意2个节点之间直达运输。在折扣因子情形2下,选择XIY、PVG作为枢纽,选择的容量水平分别是10%、5%,网络中一部分OD直达运输,一部分OD通过枢纽中转运输。不同OD需求情形下的网络间存在较小的差异,随着需求的下降,原本直达或通过浦东机场中转运输的OD转向西安中转,这是因为中转和直达2种运输方式的成本存在差异,当受到中转成本最低的枢纽机场容量限制时,一些OD转向成本更低的路径运输,需求高的时候这种现象更加显著。在折扣因子情形3下,选择XIY、PVG、KMG3个机场作为枢纽,选择的容量水平分别是10%、5%、10%。随着OD需求的变化,网络间的差异与折扣因子情形2下的变化趋势相同。

表5、表6分别列出了折扣因子情形2和折扣因子情形3下,不同OD需求情形下需要中

表5 折扣因子情形2下的中转情况

Table 5 Transit in discount factor Case 2

需求情形	OD	中转点	路径流比例	
高	KMG-TYN	XIY	0.3756	
		无	0.6244	
	KMG-SHE	XIY	0.9825	
		PVG	0.0175	
	WUH-URC	XIY	1	
	KMG-PEK	XIY	1	
	NKG-URC	XIY	1	
	SHE-CTU	XIY	1	
	中	TYN-SZX	XIY	1
		WUH-URC	XIY	1
KMG-PEK		XIY	1	
NKG-URC		XIY	1	
SHE-CTU		XIY	1	
KMG-TYN		XIY	1	
PEK-CTU		XIY	1	
TUN-CTU		XIY	1	
SHE-NKG		XIY	1	
KMG-SHE		XIY	1	
低	SZX-TYN	XIY	0.2678	
		无	0.7322	
	TYN-SZX	XIY	1	
	URC-CGO	XIY	1	
	KMG-TYN	XIY	1	
	WUH-URC	XIY	1	
	NKG-URC	XIY	1	
	NKG-CTU	XIY	1	
	SHE-CTU	XIY	1	
	PEK-CTU	XIY	1	
TYN-CTU	XIY	1		
KMG-SHE	XIY	1		
KMG-PEK	XIY	1		

转的OD、中转点和路径流比例,表中来回运输路径相同的城市之间只列一个OD。从表5、表6可以再次看出不同需求情形下OD的中转差异。表5中的KMG-SHE、KMG-TYN、SZX-TYN,表6中的WUH-SHE、PVG-URC、CTU-WUH、SZX-NKG都选择了2条路径,这是由于目标函数是整个网络总成本最小,不同容量的枢纽建设成本不同,模

表6 折扣因子情形3下的中转情况

Table 6 Transit in discount factor Case 3

需求情形	OD	中转点	路径流比例	
高	WUH-SHE	PVG	0.2179	
		无	0.7821	
	SHE-CTU	XIY	1	
	URC-CGO	XIY	1	
	WUH-URC	XIY	1	
	PEK-CTU	XIY	1	
	CTU-SZX	KMG	1	
	TYN-SZX	XIY	1	
	TUN-CTU	XIY	1	
	NKG-URC	XIY	1	
	TYN-URC	XIY	1	
	SHE-WUH	PVG	1	
	NKG-CTU	XIY	1	
	中	CTU-SZX	KMG	1
		TYN-SZX	XIY	1
		WUH-URC	XIY	1
NKG-CTU		XIY	1	
URC-CGO		XIY	1	
PVG-URC		XIY	0.6745	
		无	0.3255	
SHE-CTU		XIY	1	
NKG-URC		XIY	1	
TYN-CTU		XIY	1	
TYN-CSX		XIY	1	
PEK-CTU		XIY	1	
低		CTU-WUH	XIY	0.9383
			无	0.0617
		SHE-WUH	PVG	1
		TYN-CTU	XIY	1
	SZX-NKG	PVG	0.5016	
		无	0.4984	
	SHE-NKG	PVG	1	
	TYN-SZX	XIY	1	
	URC-CGO	XIY	1	
	TYN-URC	XIY	1	
	WUH-URC	XIY	1	
	PVG-URC	XIY	1	
	NKG-URC	XIY	1	
	TYN-CSX	XIY	1	
	CTU-WUH	XIY	1	
	SHE-WUH	PVG	1	
NKG-CTU	XIY	1		
SHE-CTU	XIY	1		
PEK-CTU	XIY	1		
TYN-CTU	XIY	1		
SHE-NKG	PVG	1		

型会选择使得整个网络总成本最小的枢纽容量,因此这些 OD 会选择成本最低的路径运送一部分流量,剩余流量选择次低成本的路径运输。

与随机规划模型相对应的是传统的确定性模型。传统的确定性模型包含 2 类:

1) 若每种需求情形发生的概率为 1,将 3 种需求情形分别代到确定性模型中单独求解,得到 3 种不同的解,将这个解按照本文中的概率分布加权求和,即期望最优成本。但每一种情形下求得的枢纽选择可能不同,枢纽选择是航空公司的战略选择,较长一段时间内不会随需求而变。

2) 不同需求以一定概率发生,求得 3 种需求的期望值,将这一期望需求作为平均需求代入确定性模型可以得到一个最优的网络成本。

这 2 种模型,第 1 种成本上占优,但是若要达到最优成本,必须要视需求变动枢纽选择,对公司长期发展不利。因此本文中比对第 2 种确定性模型和 DEP 模型之间的成本和枢纽选择的差异,如图 6 所示。图中虚线上的枢纽表示确定需求下的选择,实线上的枢纽表示不确定需求下的选择,可以看出当折扣因子相同时,需求确定和不确定两种情况下枢纽选址结果存在差异,且不确定需求下的网络总成本更低。

贴近实际,将机场的容量表示为到港和离港航班的函数,绘制机场容量包络曲线,获得枢纽机场的容量限制。

3) 对运输成本折扣因子进行灵敏度分析,结果表明在不同的折扣因子情形下选择的枢纽机场不同,折扣越大,选择的枢纽越多,网络总成本越低。当折扣因子一定、需求不同时,OD 的运输路径有所差异,流量分配也不同。

4) 通过对比需求确定和不确定下的结果差异,得出需求不确定下的网络总成本更低。说明随机规划模型更能适应航空公司的发展需求,帮助航空公司规划布局航线网络。

参考文献 (References)

- [1] O'KELLY M E. A quadratic integer program for the location of interacting hub facilities[J]. *European Journal of Operational Research*, 1987, 32(3):393-404.
- [2] CAMPBELL J F. Integer programming formulations of discrete hub location problems[J]. *European Journal of Operational Research*, 1994, 72(2):387-405.
- [3] SKORIN-KAPOV D, SKORIN-KAPOV J, O'KELLY M E. Tight linear programming relaxations of uncapacitated p-hub median problems[J]. *European Journal of Operational Research*, 1996, 94(3):582-593.
- [4] ERNST A, KRISHNAMOORTHY M. Efficient algorithms for the uncapacitated single allocation p-hub median problem[J]. *Location Science*, 1996, 4(3):139-154.
- [5] YANG T H. Airline network design problem with different airport capacity constraints[J]. *Transportmetrica A:Transport Science*, 2008, 4(1):33-49.
- [6] 冯乾,乐美龙,韩晓龙. 机场容量限制下的多重分派枢纽航线网络设计[J]. *工业工程*, 2015, 18(3):146-151.
FENG Q, LE M L, HAN X L. Design of hub-and-spoke airline network based on capacitated constraints and multiple allocation[J]. *Industrial Engineering Journal*, 2015, 18(3):146-151 (in Chinese).
- [7] WU W W, ZHENG S L. Research on airline network design under hub airport capacity uncertainty[C] // 14th COTA International Conference of Transportation Professionals, 2014: 3254-3266.
- [8] WU W W, ZHANG H Y, WEI W B. Optimal design of hub-and-spoke networks with access to regional hub airports: A case for the Chinese regional airport system[J]. *Transportmetrica A: Transport Science*, 2017, 14(4):330-345.
- [9] CORREIA I, NICKEL S, SALDANHA-DA-GAMA F. Single-assignment hub location problems with multiple capacity levels[J]. *Transportation Research Part B: Methodological*, 2010, 44(8):1047-1066.
- [10] ZAREI V. A multi-level capacity approach to the hub and spoke network[J]. *International Journal of Industrial Engineering & Production Research*, 2013, 24(1):1-15.
- [11] SEYED S M, HOSSEIN K, ALI A K, et al. Airline hub-and-

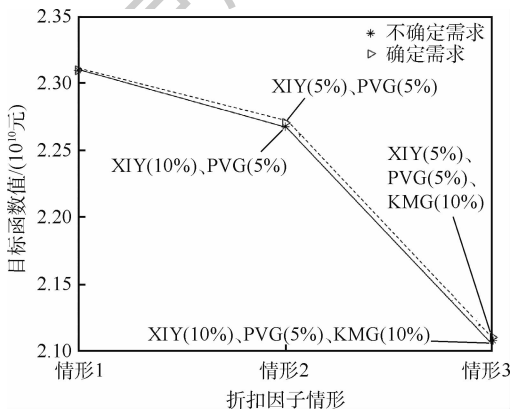


图 6 需求不确定和确定下的结果差异

Fig. 6 Differences in results under uncertain and certain demand

4 结 论

1) 从航空公司的角度出发研究枢纽航线网络的选址问题,考虑 OD 需求的随机性和枢纽机场容量多水平决策,基于机场容量包络曲线,构建了随机需求下有容量限制的多分配、非严格的两阶段混合整数随机规划模型,并将两阶段模型转化为确定的等价规划。

2) 在考虑机场容量限制时,为了让模型更加

- spoke network design based on airport capacity envelope curve: A practical view [J]. *Computers & Industrial Engineering*, 2018, 125:375-393.
- [12] YANG T H. A two-stage stochastic model for airline network design with uncertain demand[J]. *Transportmetrica*, 2010, 6(3): 187-213.
- [13] YANG T H, CHIU T Y. Airline hub-and-spoke system design under stochastic demand and hub congestion[J]. *Journal of Industrial and Production Engineering*, 2016, 33(2): 69-76.
- [14] ALUMUR S A, NICKEL S, SALDANHA-DA-GAMA F. Hub location under uncertainty [J]. *Transportation Research Part B: Methodological*, 2012, 46(4): 529-543.
- [15] QIN Z F, GAO Y. Uncapacitated p-hub location problem with fixed costs and uncertain flows[J]. *Journal of Intelligent Manufacturing*, 2017, 28(3): 705-716.
- [16] CONTRERAS I, CORDEAU J F, LAPORTE G. Stochastic uncapacitated hub location [J]. *European Journal of Operational Research*, 2011, 212(3): 518-528.
- [17] 胡青蜜, 胡志华. 考虑不确定货流及其影响的轴辐式网络随机规划模型[J]. *华中师范大学学报(自然科学版)*, 2014, 48(2): 197-205.
- HU Q M, HU Z H. Stochastic programming model for flow uncertainty and its effects on hub-and-spoke network[J]. *Journal of Huazhong Normal University (Natural Science)*, 2014, 48(2): 197-205 (in Chinese).

作者简介:

乐美龙 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 航空运输系统规划与运营优化。

郑文娟 女, 硕士研究生。主要研究方向: 航空运输网络规划。

吴明功 男, 硕士, 教授。主要研究方向: 航空网络、管制指挥与安全。

王泽坤 男, 硕士研究生。主要研究方向: 冲突探测与解脱。

Airline hub network optimization design under uncertain demand

LE Meilong^{1,*}, ZHENG Wenjuan¹, WU Minggong^{2,3}, WANG Zekun^{2,3}

(1. College of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. Air Traffic Control and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

3. National Key Laboratory of Air Traffic Collision Prevention, Xi'an 710051, China)

Abstract: In order to help airlines plan route network reasonably and reduce operation cost, from the perspective of airlines, airport capacity is regarded as a function of arrival and departure flights to draw airport capacity envelope curve. Based on airport capacity envelope curve, a two-stage mixed integer stochastic programming model with multi-allocation and non-strictness under stochastic demand is established. In the first stage, the hub location of the network is determined, and in the second stage, the transportation routes of each city pair and the flow ratios of different routes under different demand scenarios are determined. When demand scenario is a discrete variable, the model is transformed into a deterministic equivalent programming. Then taking China Eastern Airlines as an example, 13 airports are selected to validate the model, and the sensitivity analysis of transportation cost discount factor is carried out. The results show that the hub airports selected under different discount factors are different, the larger the discount, the more the hub selected, the lower the total network cost, and the hub selected under three discount factor scenarios is in good agreement with the actual situation; in each discount factor case, when the demand is different, the layout of the route network is different; by comparing the model results between certain and uncertain demand, it is concluded that the total cost of the network is lower when the demand is uncertain. Therefore, the proposed stochastic programming model under uncertain demand is closer to reality, which can help airlines plan hub-and-spoke network that is in line with the actual situation, and determine their capacity share in hub airports.

Keywords: airline; hub location; uncertain demand; airport capacity; stochastic planning

Received: 2019-06-18; **Accepted:** 2019-08-18; **Published online:** 2019-08-30 15:39

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190830.1441.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (71874081); Natural Science Foundation of Jiangsu Province, China (BK20151479)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0305

AUV 自航对接的类物理数值模拟

吴利红^{1,2,*}, 王诗文¹, 封锡盛², 李一平², 刘开周²

(1. 大连海事大学 船舶与海洋工程学院, 大连 116026;

2. 中国科学院沈阳自动化研究所 机器人学国家重点实验室, 沈阳 110016)



摘 要: 为了预报 dock 对自主水下机器人(AUV)水动力性能的影响,提高 AUV 水下对接成功率,提出一种多块混合网格结合动态层方法和用户自定义函数(UDF)的方法,应用于基于离散螺旋桨的 AUV 自航对接的类物理数值模拟。所提方法采用移动子区域代替传统的移动边界,可提高数值计算效率。在验证了 AUV 自航试验速度的基础上,对 AUV 自航对接的水动力和流场进行分析。结果表明,AUV 在螺旋桨定转速 300 r/min 推进作用下,自航对接时间约 16 s,终端速度为 0.75 m/s。对接速度满足对接碰撞需求。dock 对 AUV 运动影响:在对接井口 B 点之前起阻碍作用,在 B 点之后起吸附作用。AUV 对接阻力增加 2.4%,增幅小,可实现与 dock 对接。

关键词: 自主水下机器人(AUV); 水下对接; 类物理数值模拟; 动网格; 自航

中图分类号: TP242.6

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0683-08

自主水下机器人(Autonomous Underwater Vehicle, AUV)水下对接能解决 AUV 能源受限问题,延长其水下作业时间,使 AUV 在全生命周期内智能化,在军民海洋网络中发挥重要的远程作战和协同作业能力。这促进了 AUV 水下对接系统^[1]的发展。分析对接系统的结构和后期的试验结果表明:对接过程中的流场干扰是对接失误的主要原因。采用类物理数值模拟方法是进行 AUV 自航对接操纵预报,揭示流场干扰细节的最佳选择。

基于类物理数值模拟进行海洋系统的操纵性能预报,最早由美国海军在 20 世纪 90 年代提出。这种数值模拟由于直接模拟高速旋转的推进器运动,导致模型非常复杂,网格尺度不一,高速与低速相对运动耦合,使数值模拟的计算时间步长较小,大大增加了数值计算量。同时各个部件交界

面复杂,降低了数值精度。这限制了类物理数值模拟的发展。直到 2010 年以后,CFD(Computational Fluid Dynamics)软件和超算中心的快速发展,使类物理数值模拟有了实质的进展,主要采用重叠网格法在超算中心上运行。如 Carrica 等^[2-4]采用离散螺旋桨对水面船舶的自航运动、自由深沉运动、横漂运动进行了操纵性模拟;Chase 和 Carrica^[5]对全附体潜艇自航运动采用动态重叠网格法进行了数值模拟;Mofidi 和 Carrica^[6]对集装箱船(KRISO Container Ship, KCS)带全附体桨舵的 ZigZag 操纵运动,采用移动舵和直接螺旋桨离散的方法进行数值模拟;沈志荣^[7]对水面船舶操纵运动进行数值模拟。

重叠网格法和移动网格法都是运动边界模拟的方法。移动网格法发展较早,广泛应用于边界

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-12-06; 网络出版时间: 2019-12-18 13:55

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191218.0918.001.html

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFC0305901); 机器人学国家重点实验室开放课题(2016-004); 中央高校基本科研业务费专项资金(3132017030)

*通信作者. E-mail: wlh@sia.cn

引用格式: 吴利红, 王诗文, 封锡盛, 等. AUV 自航对接的类物理数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 683-690.
WU L H, WANG S W, FENG X S, et al. Physics-based numerical simulation of AUV docking by self-propulsion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 683-690 (in Chinese).

移动的数值模拟^[8-12],如机载外挂物分离运动,二维机翼和三维机翼的振荡运动,火箭发射的二维模拟,鱼群中等幅度的摆动,AUV从鱼雷管发射和AUV水下对接等运动模拟。但是,相对于重叠网格的快速发展,已经应用于类物理数值模拟,移动网格则发展较慢,甚至处于停滞不前的状态。主要是因为移动网格技术随着边界运动,网格跟着变形,导致网格畸变和网格大量更新,网格数增加,由此导致计算精度变差和计算时间增长,这限制了移动网格法在三维大位移高频响应问题中的应用^[10],使移动网格技术主要应用于小幅运动、单自由度运动和二维运动等的模拟,还未曾出现关于高速螺旋桨推进的载体操纵运动的模拟。解决移动网格技术的难点是构建合理的网格,采用有效的动网格更新技术。笔者将探索一种多块混合网格结合动态层方法^[13-14],采用与重叠网格法相似的子区域运动方法,在台式机上实现AUV自航对接的类物理数值模拟,从网格技术方面提高移动网格法的计算精度和计算效率。本文将作为航空和水下载体复杂操纵运动的类物理数值模拟提供方法,提高复杂载体系统的安全操纵范围。

1 模型和方法

1.1 数学模型

AUV水下对接系统模型如图1所示。AUV为改进型类REMUS AUV。AUV直径 $d=0.191\text{ m}$,长度 $L=1.74\text{ m}$ 。螺旋桨为MAU4-40桨,直径 $D=0.156\text{ m}$ 。dock包含开孔的圆锥结构nozzle和框架式的圆管结构tube两部分^[12]。dock总长为 $0.84L$,nozzle开口直径为 $5.6d$,tube直径为 $1.8d$ 。起始时刻AUV与dock的相对距离约为 $5L$ 。其中:A、B和C点分别是对接口点A、井口B和终点C。大地坐标系OXYZ的原点建立在初始时

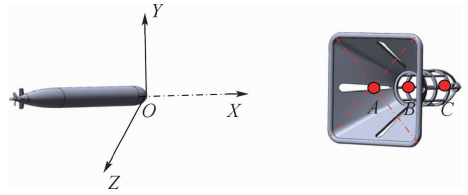


图1 三维对接系统模型

Fig. 1 Three-dimensional model of docking system

刻AUV的首部端点,OX指向AUV对接方向,OY垂直向上,OZ指向右舷。

1.2 多块动态混合网格法

网格系统为多块混合网格,由多块结构网格和非结构网格构成^[15],如图2所示。整个流场共划分为5个区域,其中区域①、③和④为结构网格区域,分别对应螺旋桨尾流拉伸区域,AUV及其边界层区域,AUV和dock之间的压缩区域。

区域②为螺旋桨及其尾流场的非结构网格区域。区域⑤为包括dock的外围非结构网格区域。由于AUV尾部流场包括高速旋转的螺旋桨,以及AUV和螺旋桨耦合的复杂尾迹流,为捕捉其运动,对这部分区域进行网格加密,如图3所示。整个流场网格总数为 1.073×10^8 :结构网格总数为 5.03×10^7 ,非结构网格总数为 5.7×10^7 ,其中螺旋桨区域②为 4×10^7 。图4为AUV带舵翼和螺旋桨的网格图。AUV对接dock过程中,区域①、②、③和④随AUV做直航运动,区域②同时随螺旋桨作旋转运动。交界面Interface6和交界面Interface7静止,紧邻动区域一侧分别进行拉伸和压缩。这种多块混合网格法,采用结构网格划分近场区域,应用于子区域移动代替边界移动,有利于网格移动过程中近场网格质量保持,提高数值求解精度^[16];同时采用动态层方法进行网格压缩和拉伸,有利于网格快速更新和网格数量的保持,提高数值求解效率。

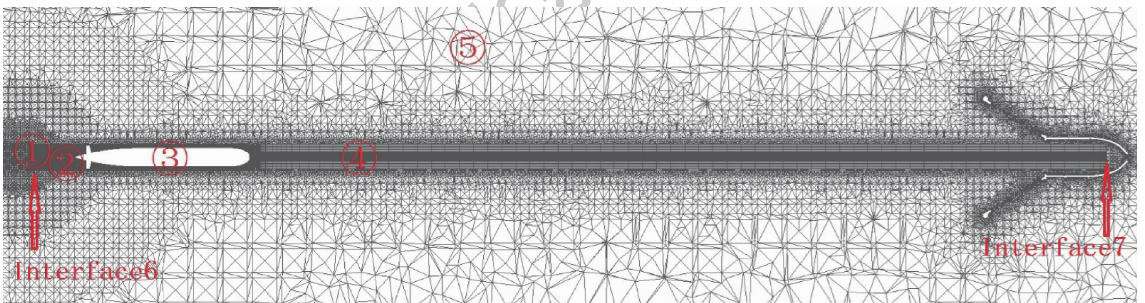


图2 AUV对接的对称面网格

Fig. 2 Symmetrical mesh for AUV docking

1.3 用户自定义函数

AUV自航对接过程采用用户自定义函数

(User Defined Function, UDF)来实现AUV、螺旋桨和流域之间的力和速度传递。这包含3个UDF

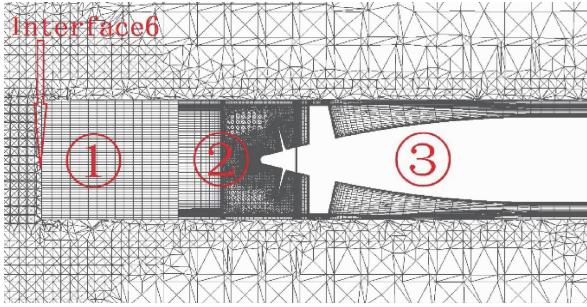


图3 AUV 和螺旋桨尾部网格放大图

Fig.3 Zoomed-in mesh astern of AUV and propeller

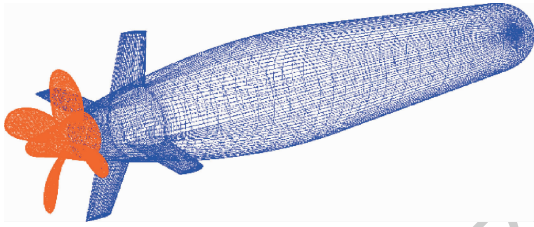


图4 AUV 网格

Fig.4 AUV mesh

模块:螺旋桨模块、AUV 模块和运动流域模块,具体流程如图5所示。

1) 在螺旋桨模块中,螺旋桨以一定的初始速度 V 和转速 n 运动,产生推力 T ,将推力 T 存储到文本文件 F_p 中。

2) 在 AUV 模块中,读取 F_p 文件中的推力 T ,并传递给 AUV,根据推力 T 和流场求解的阻力 R ,求解 AUV 6DOF 方程获得 AUV 新的速度 V ,将 V 、 R 存入文本文件 F_a 中。同时 AUV 以速度 V 航行。

3) 在运动流域模块,区域①、②、③、④以速度 V 移动。

4) 交界面 $Interface6$ 和 $Interface7$ 紧邻动区域的网格采用动态层法分别进行拉伸和压缩。

5) 区域⑤的网格进行变形,各交界面传递通量。

重新更新流场、边界位置和速度,螺旋桨从 F_a 文件中读入新的速度 V ,从步骤1)开始循环,直到 AUV 航行到 dock 的终端 C ,此时航行距离 $LS = L_{END}$ (L_{END} 为 AUV 起点到 dock 终点距离),对接过程终止,保存所有中间变量 T 、 R 、 V 和 LS 等。

1.4 数值方法和验证

本文采用有限体积法求解三维非定常不可压缩雷诺平均 Navier-Stokes 方程。空间离散采用基于压力方法,2 阶精度。时间离散采用隐式离散法,外循环时间步长为定时间步长,每步时间为螺旋桨旋转 1° 对应的时间,内循环迭代 20 步。湍流模型为两方程 $k-\omega$ SST 湍流模型。物面边界条

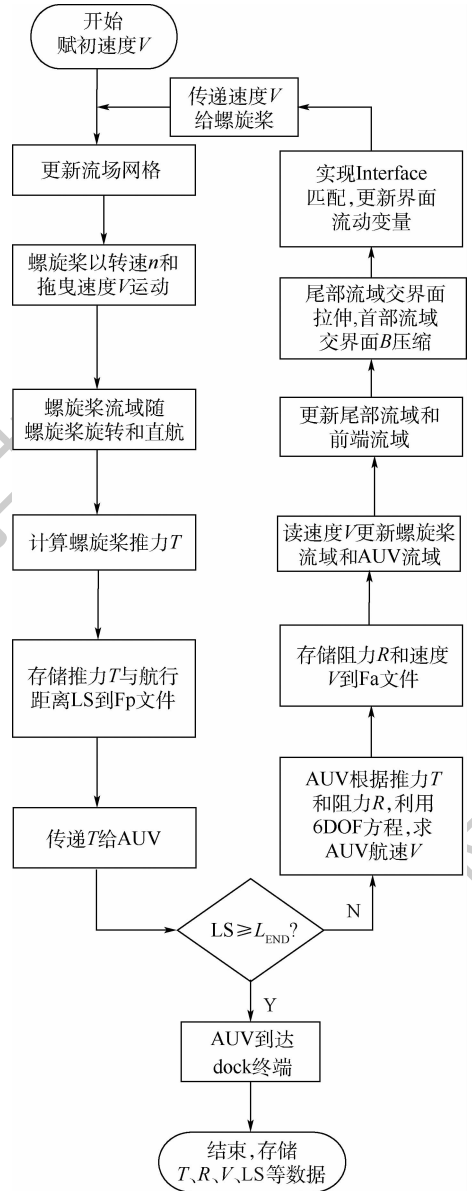


图5 UDF 流程图

Fig.5 Flowchart of UDF

件为无滑移条件。数值设计的难点在于数值模型的建立、多块混合网格的网格划分和组装、UDF 程序的编写。在进行非定常 AUV 自航数值模拟之前,将定常收敛结果作为初始值进行迭代计算。本文的载体和螺旋桨的网格无关性验证见文献[12]。

为了验证本文数值方法的准确性,将螺旋桨敞水试验的水动力计算结果和试验结果对比,如图6所示, K_T 、 K_Q 、 J 和 η_0 分别为螺旋桨的推力系数、扭矩系数、进速系数和敞水效率。可见数值模拟和试验结果吻合较好。将 AUV 自航达到匀速下的推进系数与多参考系坐标 (Multiple Frames of References, MFR) 的进行对比,两者误差在 5% 以内,见文献[16]。此外,对 AUV 由静止开始,在螺旋桨定转速 300 r/min 推进作用下进行自航试验,将航

速变化的数值模拟结果和试验结果对比,如图7所示,两者吻合较好。这些验证了本文方法进行数值模拟的精度。

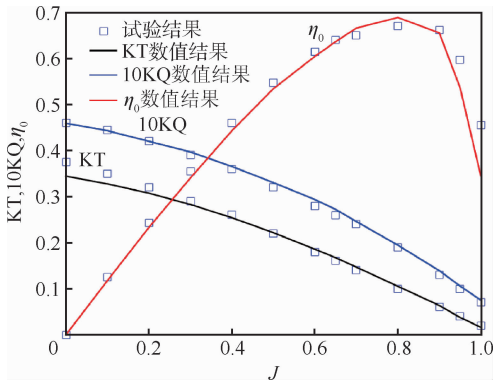


图6 敞水试验的数值和试验结果对比

Fig. 6 Comparison between numerical and experimental results in open water tests

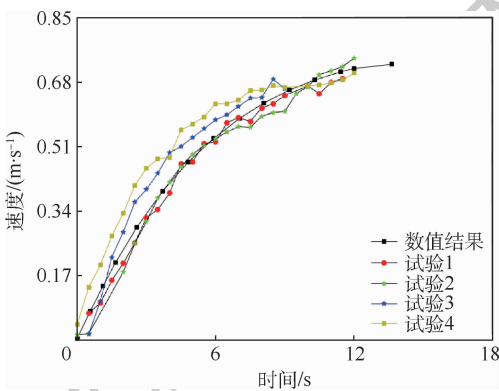


图7 AUV自航速度曲线

Fig. 7 AUV velocity curves during self-propulsion

2 数值结果分析

数值模拟 AUV 自航对接过程, AUV 在恒定转速 300 r/min 作用下, 从静止开始加速, 总迭代约 28 000 步, 历时约 16 s, 最终速度达 0.75 m/s。对接速度满足对接碰撞需求(文献[17]要求对接速度小于 1 m/s)。根据 AUV 相对 dock 的位置变化, 将 AUV 速度分为 3 段。远离 dock 阶段 1: 0 ~ 12 s; 近距离 dock 阶段 2: 12 ~ 14.4 s; 进入 dock 阶段 3: 14.4 ~ 16 s。阶段 1 不受 dock 的影响。因此, 可以认为阶段 1 为 AUV 的自航加速段, 将此段与 AUV 单独在水池中的自航试验结果对比, 如图 7 所示, AUV 起始加速度较大, 最终速度渐趋于稳定。

图 8 为 AUV 自航对接过程推力和阻力随速度变化。初始时刻, AUV 速度为 0, AUV 阻力为 0, 螺旋桨推力最大。这与螺旋桨敞水性能一致。由于 AUV 推力大于阻力, AUV 做加速运动。随着 AUV 速度增加, 阻力增加, 推力下降, 速度仍然增加, 但是加速度逐渐变小。最后, 当推力和阻力

接近时, 速度达到近似匀速状态(见图 7 速度曲线)。全对接过程中, 当 AUV 进入 dock 后, 阻力和推力有微小振荡。

AUV 进入 dock 阶段 3 的受力和速度变化如图 9 和图 10 所示。AUV 进入 A 点后, 其阻力稍微增加, AUV 速度仍然增加, 曲率稍微减小; 经过连接点 B, AUV 阻力开始下降, 直到阻力降到最低点 D 点, 对应此区域的 AUV 的速度曲率增大; 当 AUV 经过 D 点, 直到终端 C, 阻力趋于稳定值, 此时速度曲率又变小。dock 对 AUV 影响的关键点是 B 点, 在 B 点之前, dock 阻碍 AUV 前进; 在 B 点之后, dock 吸附 AUV 对接。终止点 C 相对初始点 A, AUV 阻力增加 2.4%, 速度增加 1.75%。整体而言, dock 对 AUV 阻力和速度影响并不大。整个过程推力呈现微幅振荡, 大小随速度增加略有下降。推力振荡的原因是由于尾部舵翼的非轴对称分布, 其尾流场影响了螺旋桨的进流场, 使推力出现周期性振荡^[2]。

图 11 为 AUV 舵翼和螺旋桨尾迹的速度矢量图, 螺旋桨进流场可见舵翼后的回流, 其速度与 AUV 航行方向相同。螺旋桨叶片后方可见梢涡和毂涡的旋转方向。图 12 为 AUV 对接非定常过

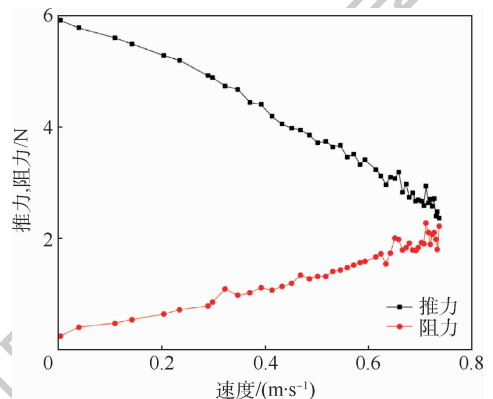


图8 推力和阻力曲线

Fig. 8 Curves of thrust and resistance

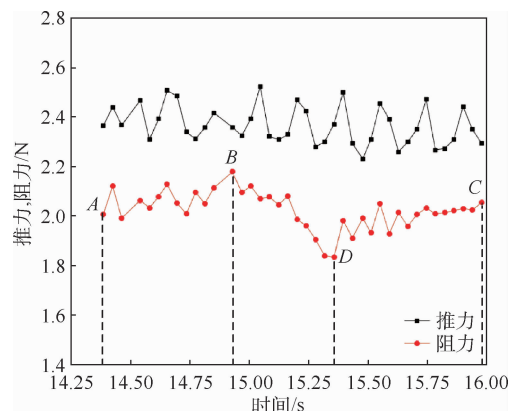


图9 AUV推力和阻力(在A和C点之间)

Fig. 9 AUV thrust and resistance (between point A and C)

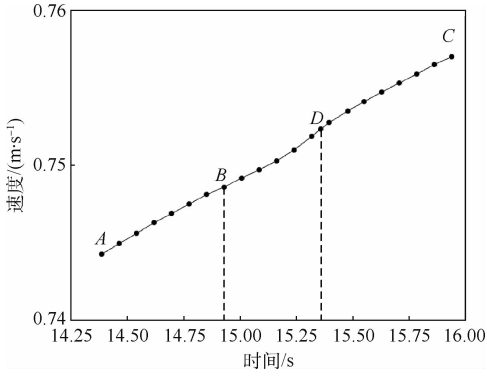


图 10 AUV 速度(在 A 和 C 点之间)

Fig. 10 AUV velocity (between point A and C)

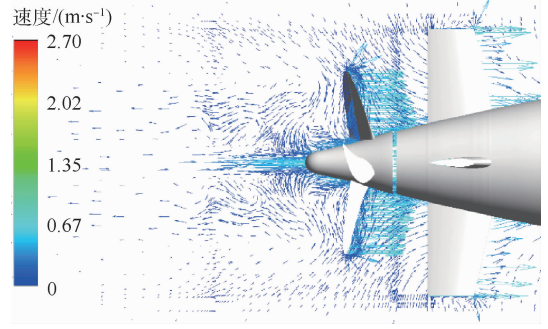


图 11 AUV 尾部速度矢量图

Fig. 11 Velocity vectors astern of AUV

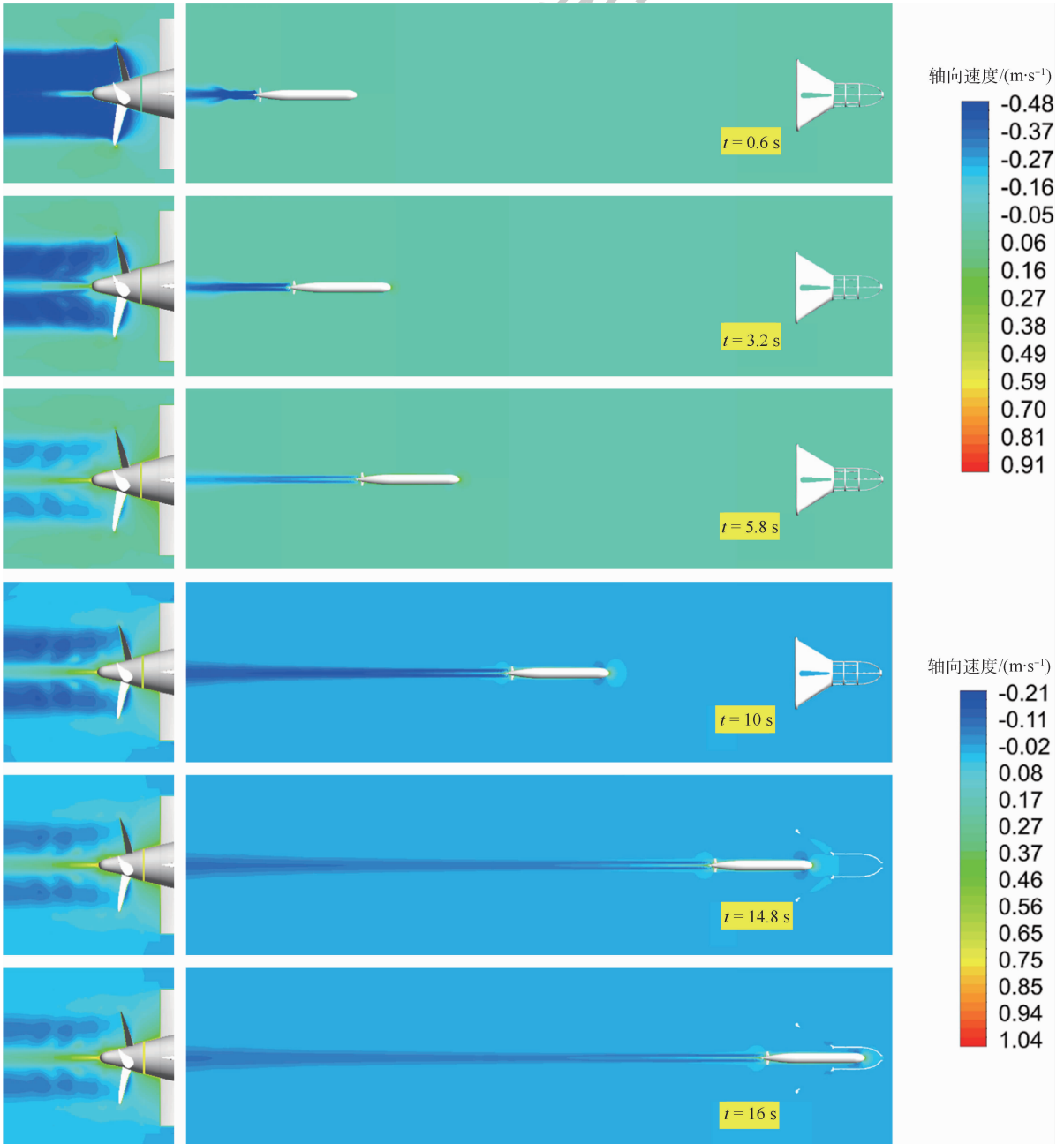


图 12 AUV 自航对接轴向速度云图

Fig. 12 Axial velocity contours in AUV docking by self-propulsion

程6个典型时刻($t=0.6, 3.2, 5.8, 10, 14.8, 16\text{ s}$)轴向速度云图。左侧为螺旋桨尾迹局部放大图,右侧为全局图。由于螺旋桨尾部速度场变化明显,速度范围跨度较大,因此采用2个图例显示尾迹场。在 $t=14.8\text{ s}$ 和 $t=16\text{ s}$ 的2个云图中,采用二维图显示dock的速度流场。AUV自航对接过程中,螺旋桨叶梢曳出梢涡,梢涡强度随AUV速度增加而变弱。螺旋桨尾迹中靠近桨毂后方存在毂涡,与AUV速度方向一致,涡强随速度增加而增大。随着AUV航行距离增加,AUV尾迹线不断延伸,强度逐渐变小。当AUV进入dock($t=14.8\text{ s}$),AUV的首部速度场范围扩大,流体获得加速,AUV阻力增加。

刻($t=0.6, 3.2, 5.8, 10, 14.8, 16\text{ s}$)的三维压力云图。由图13可见,螺旋桨刚开始定转速旋转时,AUV的速度还未显著增加,AUV表面的压力没有变化($t=0.6\text{ s}$)。随着AUV速度增加,螺旋桨叶面压力变小,如左侧图所示。而AUV表面出现了3个明显的压力区:AUV首部肩颈、平行中体和AUV尾部肩颈。AUV的平行中体压力稍大。首部肩颈和尾部肩颈处为低压区,随着AUV速度增加而范围扩大,压力下降($t=3.2, 5.8, 10\text{ s}$)。AUV首部肩颈处的低压区表明:AUV首部驻点压力在增加。在大地坐标系下,AUV首部高压作用于流体,流体会向AUV尾部流动,高压越大,靠近高压区的AUV首部肩颈处的低压值越小,此处对应的速度越大,如图12所示,摩擦阻力增加,则

图13为AUV对接非正常过程的6个典型时

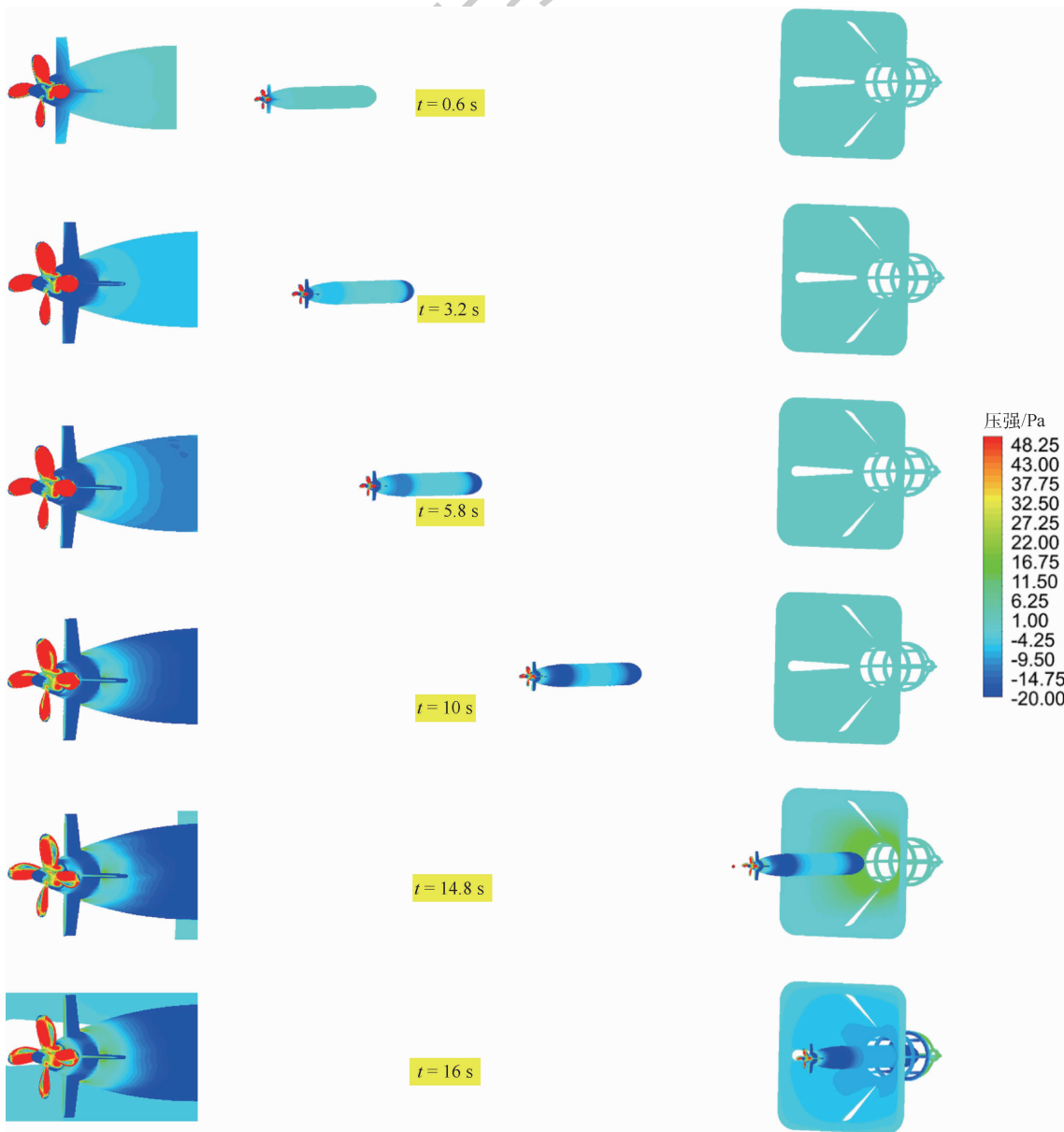


图13 AUV自航对接的三维压力云图

Fig. 13 Three-dimensional pressure contours of AUV docking by self-propulsion

AUV 阻力增加。当 AUV 首部进入 dock ($t=14.8\text{ s}$), nozzle 上呈现高压分布。当 AUV 平行中体进入 dock ($t=16\text{ s}$), nozzle 上呈现低压分布。这表明 dock 在 AUV 进入 B 点前后呈现相反的作用。 B 点之前,阻碍 AUV 航行; B 点之后,吸附 AUV 对接。

3 结 论

本文应用多块混合网格结合动态层方法实现 AUV 自航对接 dock 的类物理数值模拟。该数值模拟在台式机 (i5-6400 CPU @ 2.70 GHz, 2.70 GHz, 内存 16.0 GB) 上以 4 个处理器并行计算,历时约 14 天(文献 [2-5] 采用超算中心计算,需要 1 个月)。数值仿真得出如下结论:

1) AUV 从静止开始,在螺旋桨恒定转速 300 r/min 的推进下,自航对接历时约 16 s,最终航速达到 0.75 m/s。

2) 螺旋桨旋转推进 AUV 自航中,桨叶叶梢向下游曳出梢涡,梢涡强度随 AUV 速度增加而变弱。靠近桨毂存在毂涡,与 AUV 的速度方向一致,强度随 AUV 速度增加而增大。AUV 尾迹线随 AUV 航行距离增加不断拉长,强度逐渐变小。

3) AUV 进入 dock 后,阻力和推力出现振荡。dock 对 AUV 的影响以 B 点为分界点,在 B 点之前起阻碍作用;在 B 点之后起吸附作用。对接终止点 C 相对对接入口点 A , AUV 阻力增加 2.4%, 速度增加 1.75%。

研究结果指出了 dock 对 AUV 对接阻碍作用是较小的, AUV 无需增加额外推力就可以克服阻力航行到对接终端。此外,外部海洋环境会对 AUV 航行姿态、对接航向和 dock 开口朝向产生影响,下一步将重点研究,以提高真实海洋环境下 AUV 的对接成功率。

参考文献 (References)

[1] 燕奎臣,吴利红. AUV 水下对接关键技术研究[J]. 机器人, 2007, 29(3): 267-273.
YAN K C, WU L H. A survey on the key technologies of AUV underwater docking[J]. Robot, 2007, 29(3): 267-273 (in Chinese).

[2] CARRICA P M, CASTRO A M, STERN F. Self-propulsion computations using a speed controller and a discretized propeller with dynamic overset grids[J]. Journal of Marine Science and Technology, 2010, 15: 316-330.

[3] CARRICA P M, FU H P, STERN F. Computations of self-propulsion free to sink and trim and of motions in head waves of the KRISO container ship (KCS) model[J]. Applied Ocean Research, 2011, 33(4): 309-320.

[4] CARRICA P M, HOSSEINI H S, STERN F. CFD analysis of broaching for a model surface combatant with explicit simulation of moving rudders and rotating propellers [J]. Computers & Fluids, 2012, 53: 117-132.

[5] CHASE N, CARRICA P M. Submarine propeller computations and application to self-propulsion of DARPA SUBOFF [J]. Ocean Engineering, 2013, 60: 68-80.

[6] MOFIDI A, CARRICA P M. Simulation of ZigZag maneuvers for a container ship with direct moving rudder and propeller [J]. Computers & Fluids, 2014, 96: 191-203.

[7] 沈志荣. 船桨舵相互作用的重叠网格技术数值方法研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2014: 150-162.
SHEN Z R. Development of overset grid technique for hull-propeller-rudder interactions [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2014: 150-162 (in Chinese).

[8] 段旭鹏, 常兴华, 张来平. 基于动态混合网格的多体分离数值模拟方法 [J]. 空气动力学学报, 2011, 29(4): 447-452.
DUAN X P, CHANG X H, ZHANG L P. A CFD and 6DOF coupled solver for multiple moving object problems based on dynamic hybrid grids [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2011, 29(4): 447-452 (in Chinese).

[9] 张玉东, 纪楚群. 包含动边界的非定常流场动网格数值模拟 [J]. 计算物理, 2006, 23(2): 166-170.
ZHANG Y D, JI C Q. Numerical methods with dynamic structured meshes for unsteady flows with moving boundaries [J]. Chinese Journal of Computational Physics, 2006, 23(2): 166-170 (in Chinese).

[10] 张来平, 邓小刚, 张涵信. 动网格生成技术及非定常计算方法进展综述 [J]. 力学进展, 2010, 40(4): 424-446.
ZHANG L P, DENG X G, ZHANG H X. Reviews of moving grid generation techniques and numerical methods for unsteady flow [J]. Advances in Mechanics, 2010, 40(4): 424-446 (in Chinese).

[11] 吴利红, 封锡盛, 胡志强. 三维动态混合网格在 AUV 发射过程中的应用 [J]. 船舶力学, 2010, 14(7): 717-722.
WU L H, FENG X S, HU Z Q. Application of 3-D hybrid dynamic grids to simulate the flow in AUV swim-out [J]. Journal of Ship Mechanics, 2010, 14(7): 717-722 (in Chinese).

[12] WU L H, LI Y P, SU S J, et al. Hydrodynamic analysis of AUV underwater docking with a cone-shaped DOCK under ocean currents [J]. Ocean Engineering, 2014, 85: 110-126.

[13] ZHAN J M, CAI W H, HU W Q, et al. Numerical study on the six-DOF anchoring process of gravity anchor using a new mesh update strategy [J]. Marine Structures, 2017, 52: 173-187.

[14] 郝继光, 姜毅, 韩书永, 等. 一种新的动网格更新技术及其应用 [J]. 弹道学报, 2007, 19(2): 88-92.
HAO J G, JIANG Y, HAN S Y, et al. A new dynamic mesh update method and its applications [J]. Journal of Ballistics, 2007, 19(2): 88-92 (in Chinese).

[15] WU L H, LI Y P, ZHANG H C, et al. Meshing impact on numerical simulation of marine systems performance [C] // Proceedings of Oceans 2016. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1-6.

[16] 吴利红, 李一平, 刘开周, 等. 基于多块动态混合网格的 AUV 自航类物理数值模拟 [J]. 机器人, 2019, 41(6):

706-712.

WU L H, LI Y P, LIU K Z, et al. Physics-based numerical simulation of AUV self-propulsion using multi-block hybrid dynamic mesh method[J]. Robot, 2019, 41(6):706-712 (in Chinese).

- [17] ROBERT S M, BRETT W H, LANCE M, et al. Docking control system for a 54-cm-diameter(21-in) AUV[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2008, 33(4):550-562.

作者简介:

吴利红 女, 博士, 副教授。主要研究方向: 水下机器人、水下对接、水动力学、螺旋桨。

封锡盛 男, 博士, 研究员, 中国工程院院士。主要研究方向: 水下机器人总体技术等。

Physics-based numerical simulation of AUV docking by self-propulsion

WU Lihong^{1,2,*}, WANG Shiwen¹, FENG Xisheng², LI Yiping², LIU Kaizhou²

(1. College of Shipbuilding and Ocean Engineering, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China;

2. State Key Laboratory of Robotics, Shenyang Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang 110016, China)

Abstract: To predict the effect of dock on hydrodynamic performance of autonomous underwater vehicle (AUV) and to improve AUV underwater docking success rate, a method of multi-block hybrid grids combined with dynamic layer method and user defined function (UDF) was presented, which was applied to the physics-based numerical simulation of AUV underwater docking by self-propulsion with a discretized propeller. In this method, subdomain-moving substitutes for boundary-moving used in traditional dynamic mesh, which could improve the calculation efficiency. After the numerical validation of the velocity history of AUV self-propulsion against the experimental results, the hydrodynamic performance and flow field of AUV underwater docking were investigated. The results demonstrate that the time of AUV underwater docking from rest by a constant rotating propeller of 300 r/min is about 16 s. The end velocity reaches 0.75 m/s, which meets the demand for collision. The effect of the dock on AUV locates on the neck point *B*. There is a drag on AUV before *B*, followed by a suction after *B*. The increment of resistance is small with a value of 2.4%. Therefore, it is achievable for AUV docking with the dock.

Keywords: autonomous underwater vehicle (AUV); underwater docking; physics-based numerical simulation; dynamic mesh; self-propulsion

Received: 2019-06-17; Accepted: 2019-12-06; Published online: 2019-12-18 13:55

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191218.0918.001.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2017YFC0305901); Project of State Key Laboratory of Robotics (2016-004); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (3132017030)

* Corresponding author. E-mail: wh@sia.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0310

高超声速滑翔飞行器地形匹配辅助导航方法研究

鲜勇*, 任乐亮, 杨子成, 张大巧, 李杰

(火箭军工程大学 作战保障学院, 西安 710025)



摘 要: 高超声速滑翔飞行器滑翔飞行高度在 30 km 以上, 大气极其稀薄, 传统采用气压高度计的地形匹配辅助导航方式将无法正常工作。为实现高精度地形匹配, 在分析匹配算法对地形常值误差并不敏感的基础上, 详细论证了基于惯性系统解算绝对高度方案, 并对比分析了将短时滑翔段弹道简化为等高飞行方案。在捷联惯性导航系统(SINS)误差模型基础上, 结合高度通道方块图, 通过拉普拉斯变换, 建立了惯性系统高度通道短时稳定性解析模型, 并以 CAV-H 为研究对象建立数值仿真环境。仿真结果表明, 解析模型精度较高, 基于 SINS 解算绝对高度能够满足地形匹配辅助导航系统精度要求, 优于气压高度计正常工作时的精度。

关键词: 高超声速滑翔飞行器; 地形辅助导航系统; 滑翔弹道; 高度通道稳定性; 气压高度计

中图分类号: V249.32

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0691-12

高超声速滑翔飞行器通常具有长航程、飞行速度快、突防能力强等特点, 可靠且高精度的导航方式将会带来成倍的作战效能^[1]。高超声速滑翔飞行器通常以惯性导航系统为主体, 而由于惯性器件参数会随时间漂移, 在复杂飞行条件下, 长时间导航后将产生较大的导航误差, 仅采用惯性导航将无法满足不同精度需求。惯性器件精度提高困难且付出成本高, 而采用组合导航方式可以分担惯性器件压力^[2], 提高导航精度。

相比于卫星导航系统而言, 地形匹配辅助导航系统在可靠性方面更胜一筹^[3], 具有较强的抗干扰能力和较好的隐蔽性, 在合理设计地形匹配导航系统后, 适合作为高超声速滑翔飞行器辅助导航方式。

地形匹配辅助导航方式在亚声速巡航导弹上成功应用, 命中精度有大幅度提高^[4], 有很多经验可以借鉴。但同时高超声速滑翔飞行器与亚声

速巡航导弹有明显不同, 如高超声速滑翔飞行器典型弹道方式为“钱学森弹道”和“桑格尔弹道”, 飞行高度通常超过 30 km^[5], 飞行速度在 5Ma 以上, 这些特点对地形匹配辅助导航系统相关仪器提出了更高的要求, 并对应用地形匹配可行性提出了更大的挑战。传统的地形匹配辅助导航系统, 主要靠雷达高度计和气压高度计获取弹下点地形高程序列^[3], 而在 30 km 以上高度, 大气极为稀薄^[6], 气压高度计将无法正常使用(具体分析见第 1 节), 为保证地形匹配辅助导航系统正常工作, 亟待研究气压高度计失效时的替代方案, 而相关研究较少。

惯性系统高度通道发散严重^[7-9], 短时精度很高^[10], 因此, 文献[10]提出了一种无气压高度计的飞机地形匹配辅助导航方案, 即由惯性系统提供绝对高度信息, 但没有对该方案深入研究, 缺少对该方案适应性的分析。同时, 高超声速滑翔

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-09-27; 网络出版时间: 2019-10-08 14:56

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191008.0927.001.html

* 通信作者. E-mail: xy603xy@163.com

引用格式: 鲜勇, 任乐亮, 杨子成, 等. 高超声速滑翔飞行器地形匹配辅助导航方法研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 691-702. XIAN Y, REN L L, YANG Z C, et al. Terrain match aided navigation method of hypersonic glide vehicle[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 691-702 (in Chinese).

飞行器与飞机有很大不同,需要结合其弹道特点对可行性进行分析。文献[11-16]对高超声速滑翔飞行器典型弹道进行了较为深入的研究,文献[11-12]考虑地球自转影响,建立了完整的动力学方程,对滑翔弹道进行了优化设计;高精度滑翔弹道解析解在20世纪70年代以后成为研究重点^[13],通过解析解有助于研究滑翔弹道本质规律,文献[13-15]在平衡滑翔假设的基础上,推导了平衡滑翔弹道解析解,对速度、高度和速度倾角之间的关系进行了深入研究,其中,文献[14]进一步对跳跃滑翔弹道特性进行了分析。以上文献为本文研究提供了理论基础。

本文在上述研究成果的基础上,分析了2种气压高度计失效时的替代方案:等高飞行方案和基于惯性系统解算绝对高度方案。为对2种方案进行对比分析,首先,以CAV-H为研究对象,推导了高超声速滑翔飞行器高度变化量与时间的对应关系,分析了典型弹道短时高度变化规律;其次,结合典型弹道特点和捷联惯性导航系统(SINS)误差模型,建立了惯性系统高度通道短时稳定性解析模型。

1 问题分析与方案设计

气压高度计是地形辅助导航系统获取绝对高度的重要仪器^[3],其精度高低将直接影响地形匹配定位精度。高超声速滑翔飞行器弹道与亚声速巡航导弹弹道有明显区别,飞行高度在30 km以上,速度在5Ma以上,这些特点将严重影响传统的气压高度计工作状态。

气压高度计误差可以分为模型误差和传感器测量误差两方面^[17-18]。模型误差是由于真实大气模型与标准大气模型不同,造成的测量误差,在测量位置变化不大的情况下,可以认为是常值误差^[17]。传感器测量误差主要是压力传感器受到自身器件精度以及受到外界干扰等影响^[19-20],引起测量得到的外界大气压力存在一定的噪声,该部分为动态误差。而在30 km以上高度,传感器测量误差较大。

压力传感器测量范围将决定气压高度计工作范围,而目前电子式气压高度计使用范围在低层大气,如精度较高的BMP180^[21]、BMP388^[22]型气压高度计最大测量高度为9 km,FA-AP-0002^[17]型气压高度计最大测量高度为10 km,远低于高超声速滑翔飞行器滑翔飞行高度。同时,压力传感器分辨率将决定最小可分辨高度差,图1给出了高度 h 处压强差1 Pa对应的高度差 ΔH ,可以看出,在40 km以上,1 Pa的压强差对应的高度差已

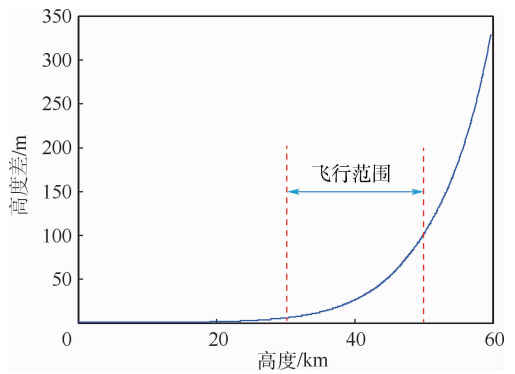


图1 高度 h 处压强差1 Pa对应的高度差
Fig. 1 Height difference corresponding to pressure difference of 1 Pa at h height

经达到了26 m。而1 Pa的分辨率已经达到了目前传感器正常工作时的极限,芬兰VAISALA公司的PTB210气压高度计分辨率在5.6 Pa左右^[23],BMP180超高分辨率下噪声的均方根为2 Pa,BMP388最高分辨率大约为1.2 Pa,MS5611-BA01高分辨率下噪声的均方根为1.5 Pa^[24]。随着高度的增大,压力传感器分辨率还会降低^[25]。

基于上述分析,在30 km以上高度,传统的气压高度计将无法精确测量绝对高度^[20,26],因此,需要研究可以代替气压高度计的方案,支持高超声速滑翔飞行器在滑翔飞行段完成地形匹配。一种思路是,增加其他高度测量的仪器测量绝对高度,如引力高度表^[26],但是文献[26]指出,这需要极高灵敏度的引力敏感元件,技术水平还未达到;另外一种思路是,在现有测量仪器基础上,结合飞行器弹道以及匹配算法,探索无气压高度计辅助的可行方案。本文基于均方差(MSD)算法对第2种思路进行研究,由MSD算法^[3]可得

$$H_m = \arg \min_{H_m} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (H_r(i) - H_m(i))^2 = \arg \min_{H_m} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (H_r(i) - H_m(i) + \Delta h)^2 \quad (1)$$

式中: H_m 为匹配算法得到的弹下点位置对应的数字地图上的高程序列; H_r 为实测高程序列; n 为高程序列长度; Δh 为常值。

由式(1)可知,实测数据的常值误差对MSD算法精度没有影响。基于此结论,本文对以下2个替代方案进行了分析。

1) 等高飞行方案。滑翔段弹道在高程方向起伏较小,在误差允许范围内,短时间内近似为在 H 高度等高飞行,因此,可以将 H 认为是实测高程常值误差,仅采用雷达高度计提供的相对高度,即可完成地形匹配。

2) 基于惯性系统解算绝对高度方案。可以

将惯性导航高度误差看作两部分:一是进入匹配区时的初始导航误差,由长时间导航误差累积得到,该误差项较大;二是在地形匹配区内的短时导航误差,该误差项很小。因此惯性导航高度误差可表示为一个常值系统误差与一个动态误差之和,而MSD算法对系统误差不敏感,因此,当动态误差在允许范围内时,可以代替气压高度计。

2 等高飞行方案

假设升阻比表示为 $K = \frac{a_L}{a_D}$, a_L 为升力加速度, a_D 为阻力加速度,由简化的滑翔段动力学方程^[14-15]可得

$$\frac{dV}{dt} = -a_D - g \sin \theta \approx -\frac{a_L}{K} \quad (2)$$

式中: g 为重力加速度; θ 为速度倾角; V 为速度; t 为时间。由平衡滑翔条件得

$$a_L = g - \frac{V^2}{r} \quad (3)$$

式中: r 为地心距。将式(3)代入式(2)得

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{K} \left(\frac{V^2}{r} - g \right) \quad (4)$$

由文献[10]得到高度 h 与速度 V 的关系:

$$\frac{dh}{dV} = \frac{2}{\left(1 - \frac{V^2}{gr}\right)V\beta} \quad (5)$$

式中: β 为指数大气模型参数。

根据式(4)和式(5)可得

$$\frac{dh}{dt} = \frac{dh}{dV} \cdot \frac{dV}{dt} = \frac{2}{\left(1 - \frac{V^2}{gr}\right)V\beta}$$

$$\frac{1}{K} \left(\frac{V^2}{r} - g \right) = -\frac{2g}{K\beta} \cdot \frac{1}{V} \quad (6)$$

考虑到 $\sqrt{gr} > V(t)$ ^[14],对式(4)两边积分得

$$\begin{cases} V(t) = -\sqrt{gr} \frac{e^{A(t)} - 1}{e^{A(t)} + 1} \\ A(t) = \frac{2}{K} \sqrt{\frac{g}{r}} t + \ln \frac{\sqrt{gr} - V_0}{\sqrt{gr} + V_0} \end{cases} \quad (7)$$

式中: V_0 为初始速度。

将式(7)代入式(6)得

$$\frac{dh}{dt} = \frac{2}{K\beta} \sqrt{\frac{g}{r}} \cdot \frac{e^{A(t)} + 1}{e^{A(t)} - 1} \quad (8)$$

假设地形匹配采样总时间为 ΔT ,则在 $(t, t + \Delta T)$ 时间内高度变化量为

$$\delta h = \frac{2}{K\beta} \sqrt{\frac{g}{r}} \cdot \frac{e^{A(t)} + 1}{e^{A(t)} - 1} \Delta T \quad (9)$$

2.1 平衡滑翔条件下高度变化量分析

根据式(9)可以得到平衡滑翔条件下 t 时刻高度变化量。

1) 取 $\Delta T = 1$ s,假定初始高度为 60 km,升力系数为 0.9,升阻比取不同值。高超声速滑翔飞行器飞行 2 000 s 时,射程已经可以达到 10 000 km^[14],因此,以 2 000 s 为飞行时间上界,得到不同升阻比下 δh 随时间变化曲线,如图 2 所示,并记录 2 000 s 时的 δh 得到表 1。

可以看出,平衡滑翔状态下,同一初始高度,升阻比越小, δh 越大, δh 与阻力系数紧密相关。

2) 取 $\Delta T = 1$ s,假定升力系数为 0.63,升阻比为 3.2,得到不同初始高度 H_0 下 δh 随时间变化曲线,如图 3 所示,并记录 2 000 s 时的 δh 得到表 2。

可以看出,同一迎角下(近似为升阻力系数相同),在不同初始高度达到平衡滑翔条件, δh 不同,初始高度越小, δh 越大。

基于 1) 和 2) 的分析,可以得到平衡滑翔状态下, δh 在特定飞行条件下较小,可以简化为等高飞行,但会对滑翔段弹道规划带来极大的约束,工程可行性较小,考虑飞行器控制误差后,可行性将进一步下降。

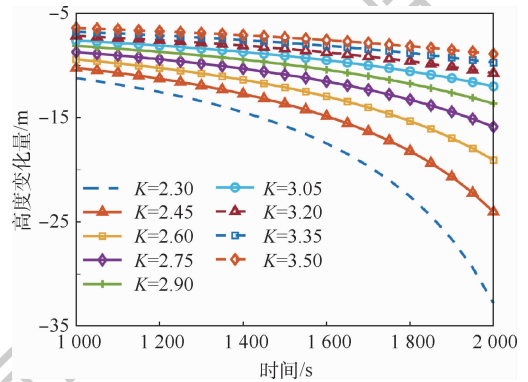


图2 不同升阻比下 δh 随时间变化曲线
Fig.2 Variation curves of δh with time under different lift-drag ratios

表1 不同升阻比下 2 000 s 时的 δh

Table 1 δh at 2 000 s with different lift-drag ratios

K	$\delta h/m$
2.30	-32.78
2.45	-24.03
2.60	-19.07
2.75	-15.88
2.90	-13.65
3.05	-12.00
3.20	-10.74
3.35	-9.73
3.50	-8.91

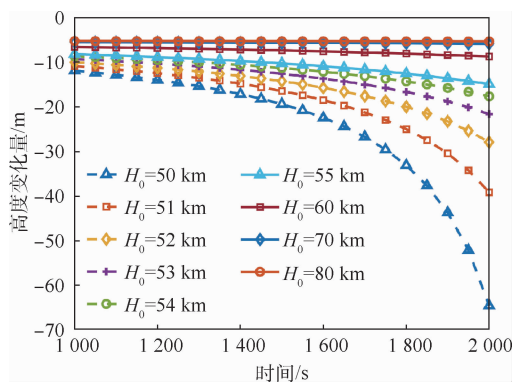


图3 不同初始高度下 δh 随时间变化曲线

Fig.3 Variation curves of δh with time under different initial heights

表2 不同初始高度下 2000 s 时的 δh

Table 2 δh at 2000 s with different initial heights

H_0/km	$\delta h/m$
50	-64.64
51	-39.16
52	-27.92
53	-21.63
54	-17.64
55	-14.91
60	-8.72
70	-5.86
80	-5.31

2.2 跳跃滑翔条件下高度变化量分析

将平衡滑翔状态下速度、高度、速度倾角分别记为 V_{EG} 、 H_{EG} 和 θ_{EG} ，单独改变初始速度 V_0 、初始高度 H_0 、初始速度倾角 θ_0 ，得到跳跃滑翔弹道^[14]如图4~图7所示。

由图4可以看出，跳跃滑翔状态下高度变化曲线 δh_{SC} 在平衡滑翔状态下高度变化曲线 δh_{EG} 上下跳跃，随着时间的增加， δh_{SC} 趋于 δh_{EG} 。进一步增大初始速度偏差，得到图5。可以看出，初始状态改变量越大，跳跃程度越大。

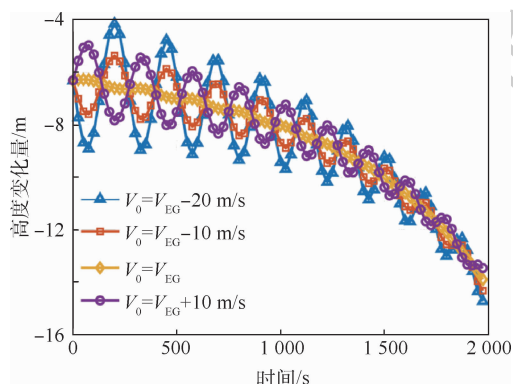


图4 较小初始速度偏差下 δh 随时间变化曲线

Fig.4 Variation curves of δh with time under smaller initial velocity deviation

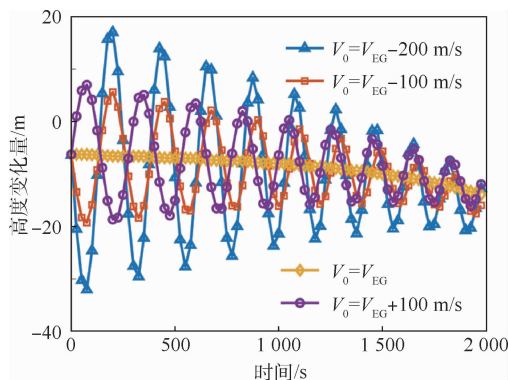


图5 较大初始速度偏差下 δh 随时间变化曲线

Fig.5 Variation curves of δh with time under larger initial velocity deviation

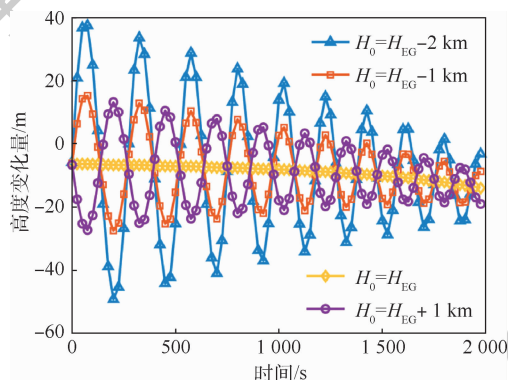


图6 不同初始高度偏差下 δh 随时间变化曲线

Fig.6 Variation curves of δh with time under different initial height deviations

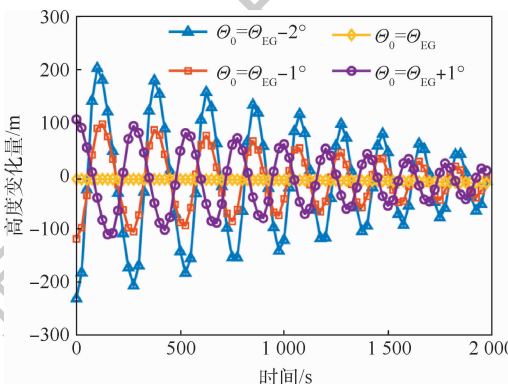


图7 不同初始速度倾角偏差下 δh 随时间变化曲线

Fig.7 Variation curves of δh with time under different initial flight path angle deviations

图6和图7分别给出了单独改变初始高度以及单独改变初始速度倾角情况，由对应的 δh_{SC} 曲线可以看出，其变化规律与单独改变初始速度情况类似。

在初始速度倾角偏差为 -2° 时， δh_{SC} 可以达到 200 m，将无法简化为等高飞行。因此，在跳跃滑翔状态下，会出现 δh_{SC} 较大的情况，在滑翔飞行前期尤为明显，同时，存在 δh_{SC} 较小的时刻，但会给地形匹配区选取带来极大的困难，而且考虑

飞行器控制误差后,可行性将进一步降低。

3 基于惯性系统解算绝对高度方案

3.1 惯性系统高度通道短时稳定性解析模型

为方便分析,建立如图 8 所示的坐标系,坐标原点为飞行器质心 O , Ox_m 沿飞行方向、平行于发射惯性坐标系 xy 平面且与当地水平面平行, Oy_m 轴过地心且指向天, Oz_m 与 Ox_m 、 Oy_m 构成右手直角坐标系,以下简称 m 系。图 8 中, O_e 为地心, ω 为地球自转角速度矢量, ϕ_m 为飞行器纵对称轴 Ox_1 与 x_mOy_m 平面的投影与 Ox_m 轴夹角,在 Ox_m 轴之上为正。

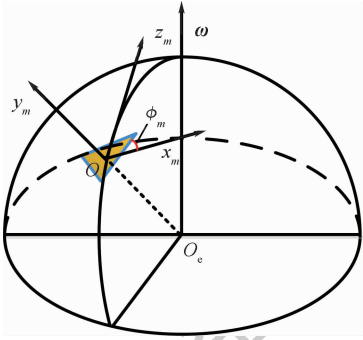


图 8 本文定义的 m 坐标系

Fig. 8 m coordinate system defined in this paper

根据平衡滑翔条件,作如下假设:

- 1) 滑翔段当地弹道速度倾角很小,即 $\theta \approx 0$ 。
- 2) 根据滑翔段弹道特点,飞行器飞行速度快,气动外形升阻比大,平衡滑翔状态下,升力、离心力与引力平衡, Oy_m 方向视加速度要小于 $1g_0$ (g_0 为当地重力加速度), Ox_m 方向视加速度很小。为得

$$A = \begin{bmatrix} \cos \phi_m \cos \psi_m & \cos \phi_m \sin \psi_m \sin \gamma_m - \sin \phi_m \cos \gamma_m & \cos \phi_m \sin \psi_m \cos \gamma_m + \sin \phi_m \sin \gamma_m \\ \sin \phi_m \cos \psi_m & \sin \phi_m \sin \psi_m \sin \gamma_m + \cos \phi_m \cos \gamma_m & \sin \phi_m \sin \psi_m \cos \gamma_m - \cos \phi_m \sin \gamma_m \\ -\sin \psi_m & \cos \psi_m \sin \gamma_m & \cos \psi_m \cos \gamma_m \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: ψ_m 、 γ_m 为 m 系与弹体坐标系之间的夹角; ψ_m 为 Ox_1 与 x_mOy_m 平面之间的夹角,顺 Ox_m 轴看去,偏左为正; γ_m 为飞行器横轴 Oz_1 与 x_1Oz_m 平面之间的夹角,在 x_1Oz_m 平面之下为正。

在整个飞行过程中陀螺漂移量并不大,故 ψ_m 和 γ_m 均为小量,略去二阶小量得

$$A = \begin{bmatrix} \cos \phi_m & -\sin \phi_m & \psi_m \cos \phi_m + \gamma_m \sin \phi_m \\ \sin \phi_m & \cos \phi_m & \psi_m \sin \phi_m - \gamma_m \cos \phi_m \\ -\psi_m & \gamma_m & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

由文献[28]可得弹体坐标系各轴相对 m 系的旋转角速度 ω_{x1} 、 ω_{y1} 、 ω_{z1} 与 ϕ_m 、 ψ_m 、 γ_m 欧拉角速

到惯性系统解算绝对绝对高度在短时间内漂移量的上界值,进一步假设 Oy_m 方向视加速度等于 $1g_0$ 。

3) 不考虑飞行器横向机动和地球自转,仅对纵向飞行弹道进行分析,即不考虑惯性系统误差情况下,飞行器在发射惯性坐标系 xOy 平面飞行。

4) 考虑到飞行器采用激光捷联惯性导航方式,滑翔段高度通道发散情况与飞行过程中的迎角紧密相关。为分析发散情况,进一步假设以常值迎角进行飞行。

投影到 m 系的总视加速度偏差 $\delta \dot{W}_m$ 是陀螺仪角度测量误差引起的视加速度偏差 $\delta \dot{W}_{mG}$ 和加速度计测量误差的视加速度偏差 $\delta \dot{W}_{mA}$ 之和^[27],如式(10)所示:

$$\delta \dot{W}_m = \delta \dot{W}_{mG} + \delta \dot{W}_{mA} \quad (10)$$

根据前面假设 3), m 系下视加速度为 $\dot{W} = [-a_D, a_L, 0]$,可得飞行器弹体各轴视加速度为

$$\dot{W}_1 = \begin{bmatrix} \dot{W}_{x1} \\ \dot{W}_{y1} \\ \dot{W}_{z1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_L \sin \phi_m - a_D \cos \phi_m \\ a_L \cos \phi_m + a_D \sin \phi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

陀螺仪引起的视加速度偏差为

$$\delta \dot{W}_{mG} = [\delta \dot{W}_{mG}^x, \delta \dot{W}_{mG}^y, \delta \dot{W}_{mG}^z]^T = \delta A \cdot \dot{W}_1 \quad (12)$$

$$\delta A = A - \bar{A} \quad (13)$$

式中: A 和 \bar{A} 分别为存在陀螺仪误差和不存在陀螺仪误差弹体坐标系到 m 系的旋转矩阵; δA 为旋转矩阵偏差,旋转矩阵 A 为

度之间的关系为

$$\begin{cases} \dot{\phi}_m = \frac{\omega_{y1} \sin \gamma_m + \omega_{z1} \cos \gamma_m}{\cos \psi_m} \\ \dot{\psi}_m = \omega_{y1} \cos \gamma_m - \omega_{z1} \sin \gamma_m \\ \dot{\gamma}_m = \omega_{x1} + (\omega_{y1} \sin \gamma_m + \omega_{z1} \cos \gamma_m) \tan \psi_m \end{cases} \quad (16)$$

略去二阶小量后

$$\begin{cases} \dot{\phi}_m = \omega_{z1} \\ \dot{\psi}_m = \omega_{y1} \\ \dot{\gamma}_m = \omega_{x1} \end{cases} \quad (17)$$

在无陀螺仪测量误差情况下, ω_{x1} 、 ω_{y1} 、 ω_{z1} 均为0, 考虑陀螺仪误差时, 采用文献[27]中的误差模型可得

$$\begin{cases} \omega_{x1} = \Delta D_{0x} \\ \omega_{y1} = \Delta D_{0y} \\ \omega_{z1} = \Delta D_{0z} \end{cases} \quad (18)$$

式中: ΔD_{0i} ($i = x, y, z$) 为陀螺仪零次项误差系数偏差, 是造成陀螺仪测量偏差的主要因素。

对式(17)两边积分得

$$\begin{cases} \phi_m = \phi_{m0} + \omega_{z1}t \\ \psi_m = \omega_{y1}t \\ \gamma_m = \omega_{x1}t \end{cases} \quad (19)$$

式中: ϕ_{m0} 为初始角度值, 即不考虑陀螺仪误差时的角度。

将式(17)代入式(12), 可以得到 y 方向的视加速度偏差为

$$\begin{aligned} \delta \dot{W}_h^G = \delta \dot{W}_{mG}^y = & (\sin \phi_m - \sin \phi_{m0}) (a_L \sin \phi_m - \\ & a_D \cos \phi_m) + (\cos \phi_m - \cos \phi_{m0}) (a_L \cos \phi_m + \\ & a_D \sin \phi_m) = a_L (1 - \cos(\Delta D_{0z}t)) - \\ & a_D \sin(\Delta D_{0z}t) = \frac{1}{2} a_L (\Delta D_{0z}t)^2 - \frac{a_L}{K} \Delta D_{0z}t \end{aligned} \quad (20)$$

由加速度计测量误差引起的高度通道视加速度偏差为

$$\delta \dot{W}_h^A = \delta \dot{W}_{x1} \sin \phi_{m0} + \delta \dot{W}_{y1} \cos \phi_{m0} \quad (21)$$

式中: $\delta \dot{W}_{i1}$ ($i = x, y, z$) 为视加速度测量值偏差。

取文献[27]中加速度计误差模型:

$$\begin{cases} \delta \dot{W}_{x1} = \Delta K_{0x} + \Delta K_{1x} \dot{W}_{x1} \\ \delta \dot{W}_{y1} = \Delta K_{0y} + \Delta K_{1y} \dot{W}_{y1} \\ \delta \dot{W}_{z1} = \Delta K_{0z} + \Delta K_{1z} \dot{W}_{z1} \end{cases} \quad (22)$$

式中: ΔK_{0i} 和 ΔK_{1i} ($i = x, y, z$) 分别为加速度计零次项系数和一次项系数偏差。

根据式(11)、式(21)、式(22), 得到

$$\begin{aligned} \delta \dot{W}_h^A = & [\Delta K_{0x} + \Delta K_{1x} (a_L \sin \phi_{m0} - a_D \cos \phi_{m0})] \sin \phi_{m0} + \\ & [\Delta K_{0y} + \Delta K_{1y} (a_L \cos \phi_{m0} + a_D \sin \phi_{m0})] \cos \phi_{m0} = \\ & \Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \\ & \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \end{aligned} \quad (23)$$

结合式(10)、式(20)、式(23), 可以得到总的

视加速度偏差 $\delta \dot{W}_h$ 为

$$\begin{aligned} \delta \dot{W}_h = & \frac{1}{2} a_L (\Delta D_{0z}t)^2 - \frac{a_L}{K} \Delta D_{0z}t + \\ & \Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \\ & \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + \\ & (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \end{aligned} \quad (24)$$

对 $\delta \dot{W}_h$ 进行拉普拉斯变换得

$$\begin{aligned} \delta \dot{W}_h(s) = & \frac{1}{s} \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \right. \\ & \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + \\ & \left. (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] + \\ & \frac{a_L \Delta D_{0z}^2}{s^3} - \frac{a_L \Delta D_{0z}}{K} \cdot \frac{1}{s^2} \end{aligned} \quad (25)$$

仅考虑飞行过程中惯性系统测量偏差, 根据图9给出的高度通道方块图^[7], 可以得到惯性系统测量误差引起的高度误差为

$$\delta H(s) = \delta \dot{W}_h(s) \cdot \frac{\frac{1}{s^2}}{1 - \frac{1}{s^2} \cdot \frac{2g_0}{R}} = \frac{\delta \dot{W}_h(s)}{s^2 - \frac{2g_0}{R}} \quad (26)$$

式中: R 为地球半径。

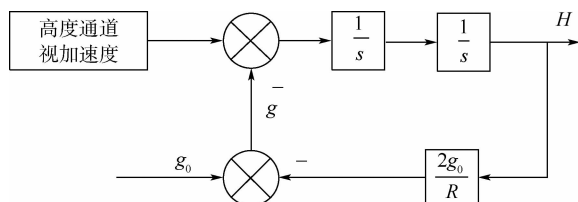


图9 高度通道方块图^[7]

Fig.9 Block diagram of height channels^[7]

将式(25)代入式(26), 可得

$$\begin{aligned} \delta H(s) = & \frac{1}{s \left(s^2 - \frac{2g_0}{R} \right)} \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \right. \\ & \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + \\ & \left. (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] + \\ & \frac{a_L \Delta D_{0z}^2}{s^3 \left(s^2 - \frac{2g_0}{R} \right)} - \frac{a_L \Delta D_{0z}}{K s^2 \left(s^2 - \frac{2g_0}{R} \right)} \end{aligned} \quad (27)$$

为方便进行拉普拉斯逆变换, 将式(27)分解为部分分式形式:

$$\begin{aligned} \delta H(s) = & \frac{R}{4g_0} \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \right. \\ & \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + \\ & \left. (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] \cdot \\ & \left(\frac{1}{s + \sqrt{\frac{2g_0}{R}}} + \frac{1}{s - \sqrt{\frac{2g_0}{R}}} - \frac{2}{s} \right) + \\ & \frac{R \Delta D_{0z}^2}{4} \left(\frac{R}{2g_0} \cdot \frac{1}{s + \sqrt{\frac{2g_0}{R}}} + \frac{R}{2g_0} \cdot \frac{1}{s - \sqrt{\frac{2g_0}{R}}} - \right. \\ & \left. \frac{R}{g_0} \cdot \frac{1}{s} - \frac{2}{s^3} \right) - \frac{a_L \Delta D_{0z} R}{2K g_0} \left[\frac{1}{4\sqrt{\frac{2g_0}{R}}} \cdot \right. \\ & \left. \left(\frac{1}{s - \sqrt{\frac{2g_0}{R}}} - \frac{1}{s + \sqrt{\frac{2g_0}{R}}} \right) - \frac{1}{s^2} \right] \end{aligned} \quad (28)$$

将式(28)进行拉普拉斯逆变换,合并同类项后得

$$\delta H(t) = \frac{R}{2g_0} \left\{ \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] \left(\cosh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t \right) - 1 \right) + \frac{R \Delta D_{0z}^2}{2} \left(\cosh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t \right) - \frac{g_0 t^2}{R} - 1 \right) + \frac{a_L \Delta D_{0z}}{K} \left(\sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t \right) + t \right) \right\} \quad (29)$$

假设地形匹配开始时间为 t_0 , 采样总时间为 ΔT , 对式(29)进行一阶泰勒展开后得

$$\delta H(t) = \delta H(t_0) + (\delta H(t_0))'(t - t_0) = \delta H(t_0) + (\delta H(t_0))' \Delta T \quad (30)$$

$$(\delta H(t_0))' = \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + \frac{R \Delta D_{0z}^2}{2} + (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \cdot \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) + \frac{a_L \Delta D_{0z} R}{2g_0 K} \left(\cosh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) + 1 \right) - \frac{R \Delta D_{0z}^2}{2} t_0 \quad (31)$$

得到在 $(t_0, t_0 + \Delta T)$ 时间内, 惯性系统解算高度漂移量 δh 为

$$\delta h = (\delta H(t_0))' \Delta T = \left\{ \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + \frac{R \Delta D_{0z}^2}{2} + (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] \cdot \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) + \frac{a_L \Delta D_{0z} R}{2g_0 K} \cdot \left(\cosh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) + 1 \right) - \frac{R \Delta D_{0z}^2}{2} t_0 \right\} \Delta T \quad (32)$$

考虑到 ΔD_{0z} 可以达到 0.01 ($^\circ$)/h (1σ)^[29], 即 4.8481×10^{-8} rad/s, 可以进一步忽略式(32)中 ΔD_{0z} 的影响。

$$\delta h = \left[\Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right] \cdot \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) \Delta T \quad (33)$$

由式(33)可知, δh 的大小与 ΔT 、 ϕ_{m0} 、 t_0 以及

加速度计误差系数偏差紧密相关, 因此, 需要对纯惯导情况下, 基于惯性系统解算绝对高度方案的适应性进行分析。

为分析加速度计误差系数偏差对 δh 影响, 令 $B(\Delta K_{0x}, \Delta K_{0y}, \Delta K_{1x}, \Delta K_{1y}) = \Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin^2 \phi_{m0} + \Delta K_{1y} a_L \cos^2 \phi_{m0} + (\Delta K_{1y} - \Delta K_{1x}) \frac{a_L}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0}$ (34)

变形为

$$B(\Delta K_{0x}, \Delta K_{0y}, \Delta K_{1x}, \Delta K_{1y}) = \Delta K_{0x} \sin \phi_{m0} + \Delta K_{0y} \cos \phi_{m0} + \Delta K_{1x} a_L \sin \phi_{m0} \left(\sin \phi_{m0} - \frac{1}{K} \cos \phi_{m0} \right) + \Delta K_{1y} a_L \left(\cos^2 \phi_{m0} + \frac{1}{K} \sin \phi_{m0} \cos \phi_{m0} \right) \quad (35)$$

ϕ_{m0} 取值在第一象限, 容易得到, 当 $\phi_{m0} \leq \arctan\left(\frac{1}{K}\right)$ 时, $\sin \phi_{m0} - \frac{1}{K} \cos \phi_{m0} \leq 0$ 。

因此, 当 $\phi_{m0} \leq \arctan\left(\frac{1}{K}\right)$, 取 $\Delta K_{0x} = \Delta K_{0y} = \Delta K_0^{\max}$, $\Delta K_{1x} = -\Delta K_1^{\max}$, $\Delta K_{1y} = \Delta K_1^{\max}$ 会得到 δh 上界, 反之, 取 $\Delta K_{0x} = \Delta K_{0y} = \Delta K_0^{\max}$, $\Delta K_{1x} = \Delta K_{1y} = \Delta K_1^{\max}$ 。其中, ΔK_0^{\max} 和 ΔK_1^{\max} 分别为加速度计零次项偏差和一次项偏差最大值。

当 $\phi_{m0} \leq \arctan\left(\frac{1}{K}\right)$ 时,

$$\delta h_{\max} = \left[\Delta K_0^{\max} (\sin \phi_{m0} + \cos \phi_{m0}) + \Delta K_1^{\max} a_L \cdot \left(\cos(2\phi_{m0}) + \frac{\sin(2\phi_{m0})}{K} \right) \right] \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) \Delta T \quad (36)$$

当 $\phi_{m0} > \arctan\left(\frac{1}{K}\right)$ 时,

$$\delta h_{\max} = \left[\Delta K_0^{\max} (\sin \phi_{m0} + \cos \phi_{m0}) + \Delta K_1^{\max} a_L \right] \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) \Delta T \quad (37)$$

容易证明, $\phi'_{m0} = \frac{\pi}{4} - \frac{\arctan K}{2}$ 时, 式(36)取得最大值 $\delta h'_{\max}$; $\phi''_{m0} = 45^\circ$ 时, 式(37)取得最大值 $\delta h''_{\max}$ 。

$$\delta h'_{\max} = \left(\sqrt{2} \Delta K_0^{\max} + \frac{\Delta K_1^{\max} a_L \sqrt{1 + K^2}}{K} \right) \cdot \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) \Delta T \quad (38)$$

$$\delta h''_{\max} = \left(\sqrt{2} \Delta K_0^{\max} + \Delta K_1^{\max} a_L \right) \sqrt{\frac{R}{2g_0}} \sinh \left(\sqrt{\frac{2g_0}{R}} t_0 \right) \Delta T \quad (39)$$

3.2 惯性系统高度通道短时稳定性影响因素

高超声速滑翔飞行器升阻比一般在[2.2, 3.5]^[30],在升阻比较大时, $\delta h'_{max} \approx \delta h''_{max}$,在下文仿真中,取 $K = 3.5$, $\arctan\left(\frac{1}{K}\right) = 15.9^\circ$,对应的 $\phi'_{m0} = 7.9727^\circ$,根据假设2),取 $a_{li} = 1g_0$ 。

1) ΔT 对 δh 影响

取 $\phi_{m0} = 7.9727^\circ$, $\Delta K_0^{max} = 15 \times 10^{-5} g_0$, $\Delta K_1^{max} = 15 \times 10^{-5}$,分析不同 ΔT 对 δh 的影响。图10给出了 δh 随时间 t_0 的变化曲线,随着时间的累积, δh 将呈指数增长,且 ΔT 越大, δh 越大。在 $t_0 = 2000$ s, $\Delta T = 4$ s 时, δh 已经达到 121.4 m,而 $\Delta T = 1$ s 时, δh 为 30.36 m。在雷达高度计采样频率为 100 Hz 前提下, $\Delta T = 1$ s 可以采样 100 次,因此,取 $\Delta T = 1$ s 能够满足地形匹配系统要求。表3给出了 $\Delta T = 1$ s 时, δh 在不同 t_0 时的大小。

2) 加速度计误差系数偏差对 δh 影响

取 $\Delta T = 1$ s, $\phi_{m0} = 7.9727^\circ$,图11给出了不同加速度计误差系数偏差情况下, δh 随 t_0 的变化曲线,图例中给出的是 ΔK_1^{max} 大小, ΔK_0^{max} 为对应的 ΔK_1^{max} 乘以 g_0 。表4给出了 $t_0 = 2000$ s 时, δh 在不同大小的加速度计误差系数偏差下的大小。可以看出,加速度计误差系数偏差对 δh 影响很大,当 $\Delta K_1^{max} = 3 \times 10^{-4}$ 时, δh 是 64.60 m,将对匹配精度造成较大影响,相比较而言, $\Delta K_1^{max} = 9 \times 10^{-5}$ 时, δh 是 19.38 m,已经达到文献[31]中气压高度计

在低海拔区域工作的精度,能够满足地形辅助导航精度要求。

3) ϕ_{m0} 对 δh 影响

取 $\Delta T = 1$ s, $\Delta K_0^{max} = 9 \times 10^{-5} g_0$, $\Delta K_1^{max} = 9 \times 10^{-5}$,图12给出了10个不同 ϕ_{m0} 情况下, δh 随 t_0 的

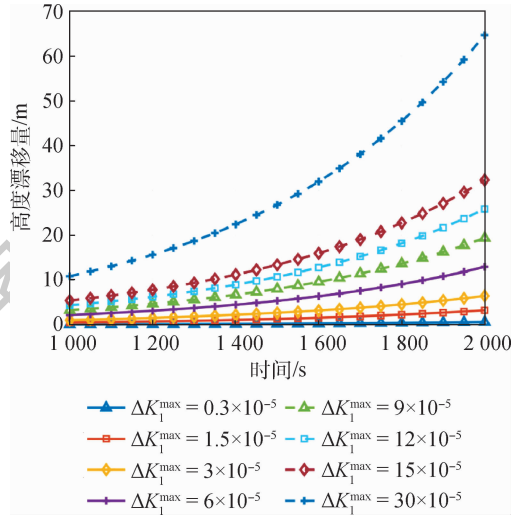


图 11 不同加速度计误差系数偏差下 δh 随时间 t_0 的变化曲线

Fig. 11 Variation curves of δh with time t_0 with different deviations of accelerometer error coefficient

表 4 不同加速度计误差系数偏差下 $t_0 = 2000$ s 时 δh 的大小

Table 4 Value of δh when $t_0 = 2000$ s with different deviations of accelerometer error coefficient

误差系数偏差	$\delta h/m$
0.3×10^{-5}	0.65
1.5×10^{-5}	3.23
3×10^{-5}	6.46
6×10^{-5}	12.92
9×10^{-5}	19.38
12×10^{-5}	25.84
15×10^{-5}	32.30
30×10^{-5}	64.60

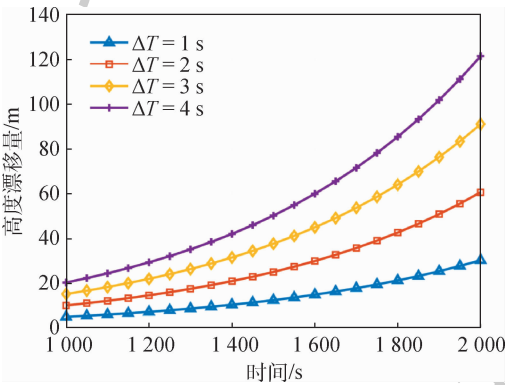


图 10 不同 ΔT 下 δh 随时间 t_0 的变化曲线

Fig. 10 Variation curves of δh with time t_0 under different ΔT

表 3 $\Delta T = 1$ s 时 δh 的大小

Table 3 Value of δh when $\Delta T = 1$ s

t_0/s	$\delta h/m$
1 000	5.10
1 300	8.80
1 500	12.57
1 800	21.36
2 000	30.36

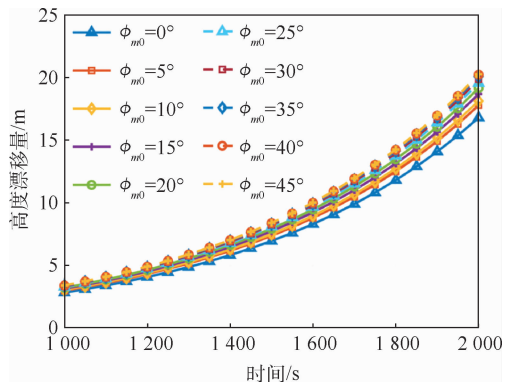


图 12 不同 ϕ_{m0} 下 δh 随时间 t_0 的变化曲线

Fig. 12 Variation curves of δh with time t_0 under different ϕ_{m0}

变化曲线,表5给出了 $t_0 = 2000\text{ s}$ 时, δh 在不同 ϕ_{m0} 下的大小。可以看出,在 $0^\circ \sim 45^\circ$ 范围内,不同 ϕ_{m0} 对 δh 影响不大。因此,当飞行过程中改变 ϕ_{m0} ,由此引起的 δh 变化也不大。

基于第2节、第3节的分析可以得出,由惯性系统解算绝对高度的动态误差更能够满足地形辅助导航系统要求,具有一定的工程可行性。

表5 不同 ϕ_{m0} 下 $t_0 = 2000\text{ s}$ 时 δh 的大小

Table 5 Value of δh when $t_0 = 2000\text{ s}$ with different ϕ_{m0}

$\phi_{m0}/(^{\circ})$	$\delta h/\text{m}$
0	16.80
5	17.79
10	18.13
15	18.68
20	19.16
25	19.56
30	19.87
35	20.09
40	20.23
45	20.28

4 仿真分析

以美国 CAV-H 为仿真对象,相关参数见文献[30]。为检验基于惯性系统解算绝对高度方案中简化模型的精度,考虑到实际飞行过程中视加速度是不断变化的,因此,不加入加速度计一次项偏差,设定仿真条件如下: $\Delta D_{0x} = \Delta D_{0y} = \Delta D_{0z} = 0.03(^{\circ})/\text{h}$, $\Delta K_{0x} = \Delta K_{0y} = \Delta K_{0z} = 9 \times 10^{-5} g_0$,初始滑翔高度为 55 km ,根据文献[10]得到对应平衡滑翔初始速度为 6449.19 m/s ,速度倾角为 -0.05605° ,飞行器保持 15° 迎角进行大升阻比飞行, $\phi_{m0} = 15^\circ$ 。根据动力学模型和惯性系统解算模型得到 1 s 高度漂移量 δh_1 ,弹道积分解算过程考虑柯氏力和牵连惯性力,由式(33)得到简化模型求解的 1 s 高度漂移量 δh_2 。图13给出了 δh_1

和 δh_2 在 2000 s 内大小关系。可以看出,两者差别很小,最大偏差为 1.38 m ,说明简化模型具有较高的精度,能够对该方案的适应性进行有效分析。该偏差与弹道跳跃程度有关系,速度倾角越小,该偏差越小。

在此基础上,加入加速度计一次项偏差,仿真条件设定如表6所示,采用蒙特卡罗法仿真 5000 次,图14给出了滑翔飞行 2000 s 过程中高度方向过载以及飞行高度随时间的变化曲线。

每隔 100 s 计算一次该时刻对应的 δh ,并统计 5000 次仿真中 t_0 时刻 δh 的平均值、最大值、最小值以及标准差,得到图15。可以看出, δh 在 t_0 时

表6 工具误差系数精度

Table 6 Instrumental error coefficient accuracy

误差系数偏差	系数精度
$\Delta D_{0x}/(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}$	0.01
$\Delta D_{0y}/(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}$	0.01
$\Delta D_{0z}/(^{\circ}) \cdot \text{h}^{-1}$	0.01
$\Delta K_{0x}/g_0$	3×10^{-5}
$\Delta K_{0y}/g_0$	3×10^{-5}
$\Delta K_{0z}/g_0$	3×10^{-5}
ΔK_{1x}	3×10^{-5}
ΔK_{1y}	3×10^{-5}
ΔK_{1z}	3×10^{-5}

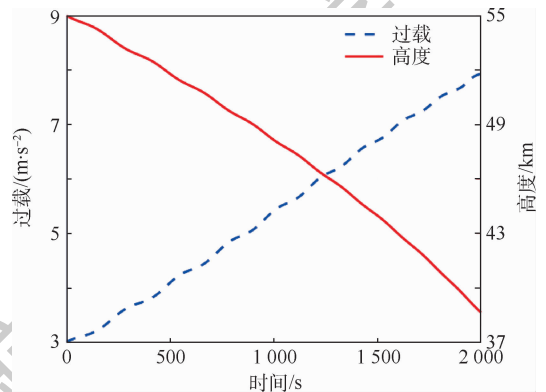


图14 过载和高度随时间变化曲线

Fig. 14 Variation curves of overload and height with time

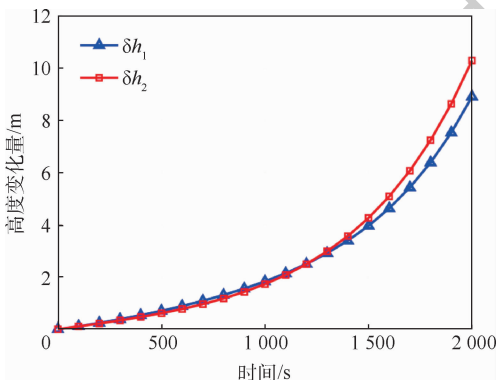


图13 δh_1 和 δh_2 随时间变化曲线

Fig. 13 Variation curves of δh_1 and δh_2 with time

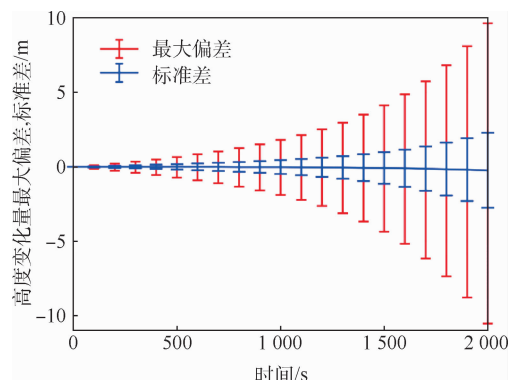


图15 δh 随时间变化曲线

Fig. 15 Variation curves of δh with time

刻的平均值基本为0,随着飞行时间的增加, δh 的最大值不断增大,2000 s时达到了10.52 m,小于通过简化模型得到的上界值18.87 m。结合图14可知,造成2种方法结果有差异的主要原因是:飞行器高度方向过载小于 $1g_0$ 。因此,实际飞行过程中 δh 将小于简化模型推导出的结果,更加说明基于惯性系统解算绝对高度方案具有一定的工程可行性。

5 结论

针对气压高度计无法测量高超声速滑翔飞行器绝对高度问题,对比分析了2种代替方案:等高飞行方案和基于惯性系统解算绝对高度方案,得出:

1) 针对平衡滑翔弹道,滑翔飞行2000 s后,仅特定飞行条件下,单位时间内的高度变化量较小,可以简化为等高飞行,但会对滑翔段弹道规划带来极大的约束,工程可行性较小,且考虑飞行器控制误差后,可行性将进一步下降。

2) 针对跳跃滑翔弹道,单位时间内的高度变化量与初始条件偏离平衡滑翔条件程度有关,当初始速度倾角偏差为 -2° 时,可以达到200 m。同时,跳跃滑翔状态下的高度变化曲线围绕平衡滑翔状态下的高度变化曲线上下波动,存在高度变化量较小的时刻,但会极大压缩地形匹配区可选取范围,难以规划出合适的地形匹配区,且飞行器存在一定的控制误差,因此,工程可行性较小。

3) 针对基于惯性系统解算绝对高度方案,高度变化量与惯性系统精度相关。在高超声速滑翔飞行器飞行2000 s前提下,仅有陀螺误差(零次项系数偏差为 $0.01^\circ/\text{h}$)时,单位时间内高度变化量可忽略不计;再加入加速度计误差(零次项系数偏差为 $3 \times 10^{-5}g_0$)时,单位时间内高度变化量不超过10.52 m,相对较小,能够满足地形匹配辅助导航系统精度要求,且具有一定的工程可行性。

参考文献 (References)

[1] 鲜勇,李邦杰,雷刚,等.弹道导弹精度分析方法[M].长沙:国防科技大学出版社,2012:1.
XIAN Y, LI B J, LEI G, et al. Ballistic missile precision analysis method[M]. Changsha: National University of Defense Technology Press, 2012:1 (in Chinese).

[2] 鲜勇,李刚,苏娟,等.导弹制导理论与技术[M].北京:国防工业出版社,2015:11.
XIAN Y, LI G, SU J, et al. Missile guidance theory and technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2015:11 (in

Chinese).

[3] 李雄伟,刘建业,康国华. TERCOM 地形高程辅助导航系统发展及应用研究[J]. 中国惯性技术学报, 2006, 14(1): 34-40.
LI X W, LIU J Y, KANG G H. Development and application of TERCOM elevation-aided navigation system[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2006, 14(1): 34-40 (in Chinese).

[4] 张聘义,强涛,翁晓东. 巡航导弹现状与发展趋势[J]. 红外与激光工程, 2006, 35(z1): 28-34.
ZHANG P Y, QIANG T, WENG X D. Status quo and trend of cruise missile[J]. Infrared and Laser Engineering, 2006, 35(z1): 28-34 (in Chinese).

[5] 戴晨曦,程向红,陈红梅,等. 天文观测角辅助的高超声速飞行器传递对准方法[J]. 中国惯性技术学报, 2015, 23(4): 446-450.
DAI C X, CHENG X H, CHEN H M, et al. Transfer alignment approach of hypersonic vehicle aided by celestial angle[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2015, 23(4): 446-450 (in Chinese).

[6] 肖存英. 临近空间大气动力学特性研究[D]. 北京:中国科学院空间科学与应用研究中心, 2009.
XIAO C Y. Researches on the dynamics of the atmosphere in the near space[D]. Beijing: Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, 2009 (in Chinese).

[7] 秦永元. 惯性导航[M]. 2版. 北京:科学出版社, 2014: 190-191.
QIN Y Y. Inertial navigation[M]. 2nd ed. Beijing: Science Press, 2014: 190-191 (in Chinese).

[8] 吴旋. 高性能惯性/大气高度组合及其动态虚拟仿真技术[D]. 南京:南京航空航天大学, 2014.
WU X. High-performance INS/ ADS and high dynamic of virtual simulation technology[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014 (in Chinese).

[9] 臧新乐. 捷联惯性导航系统误差阻尼技术[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2017.
ZHANG X L. Error damping technique of strapdown inertial navigation system[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2017 (in Chinese).

[10] 徐剑,毕笃彦,袁建国. 一种无气压高度信息辅助的地形导航系统[J]. 光电与控制, 2005, 12(6): 46-49.
XU J, BI D Y, YUANG J G. A terrain navigation system independent of barometer information[J]. Electronics Optics & Control, 2005, 12(6): 46-49 (in Chinese).

[11] 谢愈,刘鲁华,汤国建,等. 多约束条件下高超声速滑翔飞行器轨迹优化[J]. 宇航学报, 2011, 32(12): 2499-2504.
XIE Y, LIU L H, TANG G J, et al. Trajectory optimization for hypersonic glide vehicle with multi-constraints[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(12): 2499-2504 (in Chinese).

[12] 谢愈,潘亮,谷学强,等. 高超声速飞行器多目标复杂约束滑翔弹道优化[J]. 国防科技大学学报, 2017, 39(2): 9-17.
XIE Y, PAN L, GU X Q, et al. Gliding trajectory optimization with multiple objectives and complicated constraints for hypersonic vehicles[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2017, 39(2): 9-17 (in Chinese).

- [13] 胡锦川,张晶,陈万春.高超声速飞行器平稳滑翔弹道解析解及其应用[J].北京航空航天大学学报,2016,42(5):961-968.
HU J C,ZHANG J,CHEN W C. Analytical solutions of steady glide trajectory for hypersonic vehicle and planning application [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2016,42(5):961-968 (in Chinese).
- [14] 李广华,张洪波,汤国建.高超声速滑翔飞行器典型弹道特性分析[J].宇航学报,2015,36(4):397-403.
LI G H,ZHANG H B,TANG G J. Typical trajectory characteristics of hypersonic glide vehicle [J]. Journal of Astronautics,2015,36(4):397-403 (in Chinese).
- [15] FERREIRA L O. Nonlinear dynamics and stability of hypersonic reentry vehicles [D]. Michigan:University of Michigan,1995.
- [16] 李邦杰,王明海.滑翔式远程导弹滑翔段弹道研究[J].宇航学报,2009,30(6):2122-2126.
LI B J,WANG M H. Research on glide trajectory of long range glide missile [J]. Journal of Astronautics,2009,30(6):2122-2126 (in Chinese).
- [17] 黄帅.低成本微小型巡飞弹组合导航技术研究 [D].长沙:国防科学技术大学,2016.
HUANG S. Research on integrated navigation technology for low-cost miniature loitering missile [D]. Changsha: National University of Defense Technology,2016 (in Chinese).
- [18] 孙健. GPS 和高精度气压高度表的组合导航定位技术研究 [D].南京:南京航空航天大学,2008.
SUN J. Research on GPS and high precision baro-altimeter integrated navigation and positioning technology [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2008 (in Chinese).
- [19] 白浪,雷旭升,盛蔚,等.基于小波滤波的无人旋翼机高度信息融合[J].北京航空航天大学学报,2012,38(5):659-664.
BAI L,LEI X S,SHENG W, et al. Method of small unmanned aerial rotorcraft altitude information fusion based on wavelet filter [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2012,38(5):659-664 (in Chinese).
- [20] 李本亮.基于 CAN 总线的气压高度表研制 [D].西安:西安电子科技大学,2015.
LI B L. Design of atmospheric pressure altimeter based on CAN bus [D]. Xi'an: Xidian University,2015 (in Chinese).
- [21] Bosch Sensortec. BMP180 digital pressure sensor data sheet: BST-BMP-180-DS000-12 [R]. [S. l.]: Bosch Sensortec,2015.
- [22] Bosch Sensortec. BMP388 digital pressure sensor data sheet: BST-BMP-388-DS001-01 [R]. [S. l.]: Bosch Sensortec,2018.
- [23] 张二国,鲁物婷,李伟,等. PTB210 气压传感器检定结果的
不确定度分析 [J]. 陕西气象,2015(1):39-40.
ZHANG E G,LU W T,LI W, et al. Uncertainty analysis of the detection results of PTB210 altimeter sensor [J]. Journal of Shaanxi Meteorology,2015(1):39-40 (in Chinese).
- [24] MASSÉ F,BOURKE A K,CHARDONNENS J, et al. Suitability of commercial barometric pressure sensors to distinguish sitting and standing activities for wearable monitoring [J]. Medical Engineering & Physics,2014,36(6):739-744.
- [25] 郝振海,黄圣国.高精度气压高度表的研制 [J].南京航空航天大学学报,2009,41(1):134-138.
HAO Z H,HUANG S G. Development of high precision barometric altimeter [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,2009,41(1):134-138 (in Chinese).
- [26] 杨晓斌.用于飞行器导航的地形匹配方法研究 [D].上海:同济大学,2004.
YANG X B. The study of the terrain-matching method based on aircraft navigation [D]. Shanghai: Tongji University,2004 (in Chinese).
- [27] 鲜勇,李刚.弹道导弹捷联惯性导航系统误差传播模型 [J].兵工学报,2009,30(3):338-341.
XIAN Y,LI G. Research on SINS error transfer model of ballistic missile [J]. Acta Armamentarii,2009,30(3):338-341 (in Chinese).
- [28] 张毅,肖龙旭,王顺宏.弹道导弹弹道学 [M].长沙:国防科技大学出版社,1999:29.
ZHANG Y,XIAO L X,WANG S H. Missile ballistics [M]. Changsha: National University of Defense Technology Press,1999:29 (in Chinese).
- [29] 周邦大.基于 SINS/BDS/CNS 的高超声速飞行器组合导航研究 [D].长沙:国防科学技术大学,2010.
ZHOU B D. Research on integrated navigation technology for hypersonic vehicle [D]. Changsha: National University of Defense Technology,2010 (in Chinese).
- [30] PHILLIPS T H. A common aero vehicle (CAV) model, description, and employment guide [R]. Arlington: Schafer Cooperation for AFRL and AFSPC,2003.
- [31] 范娜.地形辅助导航系统的匹配算法研究 [D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2007.
FAN N. Research on matching algorithm of terrain aided navigation system [D]. Harbin: Harbin Engineering University,2007 (in Chinese).

作者简介:

鲜勇 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行器设计、制导理论等。

任乐亮 男,硕士研究生。主要研究方向:飞行器导航与设计。

Terrain match aided navigation method of hypersonic glide vehicle

XIAN Yong*, REN Leliang, YANG Zicheng, ZHANG Daqiao, LI Jie

(College of War Support, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: The height of the hypersonic vehicle gliding flight is over 30 km, so the atmosphere is extremely thin and the traditional terrain match aided navigation with barometric altimeter cannot work properly. In order to improve the accuracy of terrain match, on the basis of analyzing the insensitivity of the matching algorithm to the terrain constant value error, the scheme of using inertial system to solve absolute height is demonstrated in detail, and the scheme that simplifies the short-time gliding trajectory to equal high flight is compared and analyzed. Based on the strap-down inertial navigation system (SINS) error model, the analytic model of the short-time stability of the inertial system is established by the height channel block diagram and Laplace transformation. In addition, the numerical simulation environment is established with CAV-H as study object. The simulation results show that the analytical model has high accuracy and the scheme that the absolute height is solved by SINS can meet the accuracy requirements of terrain match aided navigation system, which is better than the accuracy of the normal operation of the barometric altimeter.

Keywords: hypersonic glide vehicle; terrain aided navigation system; gliding trajectory; height channel stability; barometric altimeter

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0298

基于改进遗传算法的移动机器人路径规划



魏彤*, 龙琛

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100083)

摘 要: 路径规划是实现移动机器人自主导航的关键技术。针对常规路径规划算法求解的路径长度非最短以及在前后两次规划过程中规划路径不连贯的问题,提出一种基于改进遗传算法的帧间关联平滑路径规划方法。首先,结合随机和定向两种搜索方式生成候选路径;然后,在常规遗传操作算子中引入插入算子和删除算子,并将规划路径的连贯性考虑进适应度函数中来计算每条候选路径的适应度值;最后,输出适应度值最高的路径作为当前最优路径。仿真结果表明了所提方法的正确性和可行性。实验结果表明,所提方法与A*算法和常规遗传算法相比,移动机器人行驶路径长度分别减少了3.05%和1.85%;行驶过程中的最大偏航角变化量分别减少了38.02%和32.43%,转角绝对值之和分别减少了23.97%和19.94%,所提方法能规划出更优的路径,并显著提高移动机器人的行驶效率和平稳性。

关键词: 路径规划; 遗传算法; 移动机器人; 帧间关联; 避障

中图分类号: TP242.6

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0703-09

移动机器人的自主导航过程可以分为环境感知、路径规划和运动控制3个过程。路径规划作为其中间环节,是移动机器人实现自主导航的关键技术^[1]。路径规划是指在有障碍物的环境中,按照一定的评价标准(如距离、时间、能耗等),寻找一条从起始点到目标点的无碰撞路径^[2]。现有的路径规划方法通常只关注了路径长度和单次规划路径的平滑性,却忽视了多次规划过程中路径连贯性对移动机器人的重要性。如果前后两次规划过程中规划出的路径相差太远,则会使移动机器人不自然地转向,严重时会导致移动机器人出现较大的侧倾,存在安全隐患^[3]。

根据对环境信息掌握的程度不同,可将移动机器人路径规划分为2种类型:基于环境先验信息的全局路径规划和基于实时传感器信息的局部路径规划。全局路径规划通常是基于数字地图进

行的,根据周围的路网模型来选择路线^[4-5]。若只进行全局路径规划,只需使移动机器人严格按照规划好的路径行驶即可实现移动机器人的平稳行驶。但移动机器人工作环境通常是动态的,并且难以获取准确的环境信息,因此只能将路径规划分为若干个子规划过程,即局部路径规划。局部路径规划依靠传感器实时探测的周围环境信息,规划出一条局部路径使移动机器人躲避障碍物^[6]。

按照路径生成方式的不同可以将局部路径规划大致分为4类:基于图搜索的规划方法、基于曲线插值的规划方法、基于随机采样的规划方法以及基于群智能优化的规划方法。A*算法和Dijkstra算法是最常用的基于图搜索的路径规划方法^[7]。Dijkstra算法通过搜索全局空间来求解最短路径,但难以满足快速性需求。A*算法在Dijk-

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-08-12; 网络出版时间: 2019-08-27 09:36

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190827.0916.001.html

基金项目: 北京市科技计划项目(Z151100002115022)

* 通信作者. E-mail: weitong@buaa.edu.cn

引用格式: 魏彤, 龙琛. 基于改进遗传算法的移动机器人路径规划[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 703-711.

WEI T, LONG C. Path planning for mobile robot based on improved genetic algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 703-711 (in Chinese).

stra 算法的基础上增加了启发式函数,在得到最短路径的同时减少了搜索空间,但 A* 算法和 Dijkstra 算法都是基于栅格八邻域搜索的,因此存在较多路径转折点,得到的路径平滑性较差,不利于机器人的实际应用^[8,9]。基于曲线插值的规划方法都是通过在参考路径附近进行采样,然后利用多项式曲线或其他形式的曲线连接这些采样点,生成多条候选路径,设置评价函数对这些候选路径进行评价,从中选取一条代价最小的曲率连续、无碰撞的路径^[10-12]。基于随机采样的快速扩展随机树(RRT)算法因为能快速得到一条无碰撞的路径得到了广泛的应用,但由于 RRT 算法是随机选择路径节点的,无法保证搜索到的路径是最优的。在基于群智能优化的规划方法中,具有代表性的有遗传算法、粒子群算法、蚁群算法等。遗传算法在解决组合优化问题时表现出很高的效率,能在合理的时间内找到最优或者次优解。文献[13]利用遗传算法同时对路径长度和路径的转折角度进行优化,优化后得到的路径长度短且平滑。但该算法只能实现全局路径平滑,无法保证局部路径连贯。

目前,大多数路径规划方法都只考虑单次规划路径的平滑性,没有考虑多次规划过程中路径的连贯性,无法保证本次规划的路径与上次规划的路径没有出现突变。虽然文献[3,6]通过最小化当前候选路径节点与上次选择路径节点之间的距离积分来增加路径的连贯性约束,但真正对机器人平稳行驶产生影响的是离机器人最近的那一段路径的曲率,并非所有路径节点间的距离。

针对常规路径规划算法求解的路径长度非最短以及多次规划路径不连贯的问题,本文提出一种基于改进遗传算法的帧间关联平稳路径规划方法。首先通过预瞄确定局部目标点,然后在遗传算法的基础上引入删除算子来删除多余的路径节点,并在适应度函数中增加了路径连贯性约束,减小前后帧路径的突变,从而使移动机器人平稳地行驶。

1 路径规划模型

1.1 栅格环境模型

移动机器人进行路径规划前,一般将环境信息进行转换并分解为可处理的单元。栅格法是比较传统的环境建模方法,因为其容易创建和维护,得到了广泛的研究和应用。栅格图主要包括 2 种状态:自由栅格和障碍栅格。

本文将检测到的障碍物投影到栅格图进行处理,如图 1 所示。

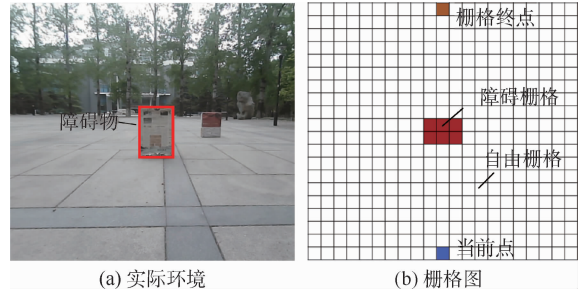


图 1 实际环境到栅格图的映射

Fig. 1 Mapping of actual environment to grid map

设栅格图的行数为 M , 列数为 N , 选取栅格窗口的左下角栅格顶点作为坐标原点。则栅格坐标和栅格序号存在如下对应关系:

$$n = yN + x \quad (1)$$

式中: x 为直角坐标系下的栅格的横坐标; y 为直角坐标系下的栅格的纵坐标; n 为栅格序号。

1.2 预瞄跟踪模型

预瞄跟踪机制是一种基于预先确定路径离散点的跟踪方法,经常应用于汽车自动驾驶领域^[14-15]。本文将预瞄跟踪机制(见图 2)引入到路径规划中来确定局部目标点,也即图 1 中的栅格终点。通过预瞄全局路径得到预瞄点与预瞄方向,沿着预瞄方向取得预瞄线与栅格图的交点,从而使机器人在避障的同时跟随给定路径。全局路径通过设定 GPS 坐标来获得。图 2 中 XOY 表示全局坐标系, $x_1o_1y_1$ 表示局部坐标系, P_f 为预瞄点, P_{sub} 为局部目标点, P_s 和 P_g 为 GPS 设定的全局起点和终点, P_{cur} 为 XOY 坐标系下的当前点位置, v 为机器人行驶速度, R 为机器人的预瞄半径, β 为预瞄方向和偏航方向的偏差角。

设全局路径方程为 $y' = f(x')$, 由式(2)可以求得预瞄点坐标 (x, y) :

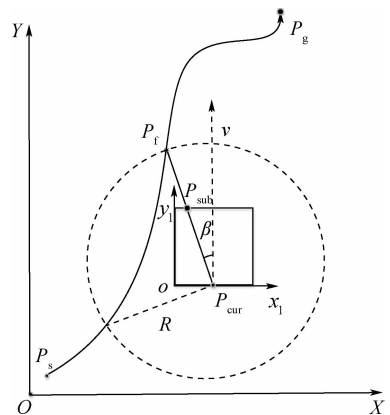


图 2 预瞄跟踪机制

Fig. 2 Preview tracking mechanism

$$\begin{cases} y' = f(x') \\ (x' - x)^2 + (y' - y)^2 = R^2 \end{cases} \quad (2)$$

式中: x' 和 y' 为全局坐标系下的当前点坐标。由 β 即可求局部目标点 P_{sub} 的坐标。

1.3 前后帧路径规划差异模型

路径的长度和平滑性仅根据某一帧收集到的环境信息进行计算,只考虑路径的长度和平滑性因素无法保证移动机器人平稳地行驶,若当前帧规划的路径与上一帧规划的路径之间相差太远,可能会导致机器人行驶稳定性的下降甚至与障碍物发生碰撞,如图3所示。

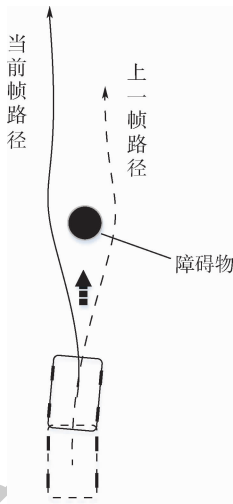


图3 当前帧和上一帧的路径差异
Fig.3 Path difference between current frame and previous frame

从图3可以看出,移动机器人上一帧规划的路径在障碍物的右侧,而当前帧规划的路径在障碍物的左侧,前后帧规划路径的不连贯使机器人继续向前行驶,最后导致机器人无法避开障碍物,图3中虚线箭头代表机器人的实际行驶方向。为了避免当前帧规划的路径和前一帧规划的路径出现显著差异,需要在当前帧进行路径规划时考虑上一帧的路径信息。

2 帧间关联平稳路径规划方法

遗传算法是一种基于生物进化机制的优化算法,通常分为生成初始种群、采用遗传算子进行遗传操作、计算个体的适应度值、迭代求得最优个体等步骤^[16]。为了减少移动机器人行驶的路径长度,提高移动机器人行驶过程的平稳性,本文在常规遗传算法的基础上引入删除、插入等遗传操作算子,并且与上一帧路径规划结果进行关联。即在当前帧进行规划时考虑上一帧的路径规划信息,将上一帧路径规划结果作为参考来减少前后

两帧规划路径间的差异。主要思想为:比较当前候选路径和上一帧规划路径的夹角差值,差值越大则该条候选路径的适应度值越低,被选择的概率越小。改进的遗传算法流程如图4所示。

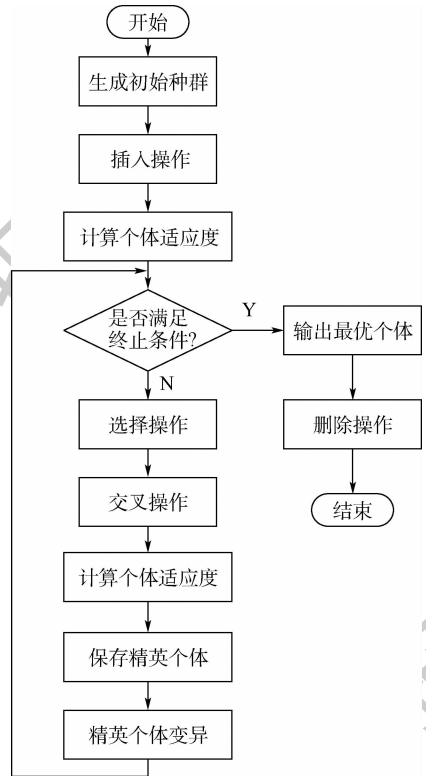


图4 改进遗传算法流程图

Fig.4 Flowchart of improved genetic algorithm

2.1 染色体编码

本文将每条路径表示成为一条染色体,且种群中的每个个体只有一条染色体,染色体上的基因代表了路径中的路径节点。栅格序号与栅格坐标相比,形式更加简单,更易于遗传算子操作,所以本文采用栅格序号对染色体进行编码。以 $P = [p_1, p_2, \dots, p_n]$ 表示为一条路径,则 p_i ($i = 1, 2, \dots, n$)表示路径上的第 i 个路径节点,如图5所示。图中: S 为路径起点, G 为路径终点。

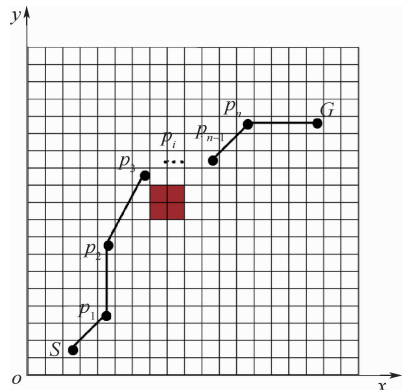


图5 路径编码

Fig.5 Path coding

2.2 种群初始化

遗传算法初始种群质量的高低对遗传算法的求解非常重要,为了满足初始种群多样性和随机性的要求,本文以相同概率采用定向和随机两种搜索方式来生成候选路径,即分别采用式(3)和式(4)来选择下一路径节点,当路径节点距离终点较近时,停止生成路径节点,保存当前路径。若生成的路径节点导致路径穿过障碍物,则重新选择路径节点。

$$\begin{cases} x_{i+1} = (x_c - x_i) \cdot \text{rand} + x_i \\ y_{i+1} = (y_c - y_i) \cdot \text{rand} + y_i \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} x_{i+1} = N \cdot \text{rand} \\ y_{i+1} = (y_c - y_i) \cdot \text{rand} + y_i \end{cases} \quad (4)$$

式中: (x_{i+1}, y_{i+1}) 为待选路径节点 p_{i+1} 的直角坐标; (x_i, y_i) 为当前路径节点 p_i 的直角坐标; (x_c, y_c) 为终点坐标; rand 为 0~1 之间的随机数。

2.3 遗传算子

遗传操作主要采用一系列的遗传算子进行运算。由于路径是随机生成的,可能会出现路径中相邻路径节点存在断点的情况,不利于遗传操作。并且随机生成的路径存在较多路径冗余点,路径长度并非最短。因此本文新增插入算子来连接间断路径,新增删除算子来删除冗余的路径节点。

1) 选择算子。在遗传算法中,通常采用轮盘赌算法进行选择操作,但由于其随机性会引入较大的选择误差,导致后代中适应度大的个体出现次数过多,使算法陷入局部最优。因此本文采用确定式采样选择法,具体步骤如下:

步骤 1 计算个体在下一代中的期望生存数目。

$$N_i = M_p f_i / \sum_{i=1}^{M_p} f_i \quad (5)$$

式中: M_p 为种群中个体数目; N_i 为第 i 个个体的期望生存数目; f_i 为第 i 个个体的适应度值。

步骤 2 由 N_i 的整数部分确定各个体在下一代中的生存数目。一共可确定下一代种群中的

个体数为 $\sum_{i=1}^{M_p} [N_i]$, $[N_i]$ 表示对 N_i 取整。

步骤 3 按照 N_i 的小数部分对个体进行降序排序,顺序取前 $M_p - \sum_{i=1}^{M_p} [N_i]$ 个个体加入下一代种群。

2) 交叉算子。交叉操作选用单点交叉的方式,本文选择在 2 条路径的相同节点处进行交叉操作,避免交叉后出现路径不连续的情况。若有

多个相同路径节点,随机选择一处进行交叉,若没有相同路径节点,则不进行交叉操作。

3) 变异算子。在常规的遗传算法中通常采用随机变异的方式,随机选择一个路径节点替换原路径节点。采用随机变异的方式可能造成路径质量差,甚至路径不可行的情况。因此本文采用文献[17]所提出的变异方法,在变异点的八邻域中随机选择非障碍物点替换原有路径节点,如图 6 所示。

若根据设置的变异概率对每条路径进行变异操作。当变异概率较大时,计算量较大且容易破坏最优解;当变异概率较小时,不易产生更优的路径。本文在文献[17]采用的变异方法上进行改进,在变异点的八邻域中,选择替换后路径适应度值最高的路径节点。若得到的路径比原路径更优,则用变异后的路径替换原来路径,否则保持原来路径不变。由于变异操作不会产生更差的路径,因此本文仅针对每一代中保留的最优路径进行变异操作,既降低了计算量,同时也能得到更优的路径。

4) 插入算子。插入算子在路径间断处利用周围的自由栅格对其进行填补,使之成为可行的连续路径^[18]。根据式(6)来判断两相邻路径点是否间断。

$$\Delta = \max\{\text{abs}(x_{i+1} - x_i), \text{abs}(y_{i+1} - y_i)\} \quad (6)$$

式中:如果 $\Delta = 1$,则 p_i 和 p_{i+1} 是连续的,否则视为不连续的。若不连续,采用平均值法来填补间断路径,具体计算式为

$$\begin{cases} x'_{i+1} = (x_{i+1} + x_i) / 2 \\ y'_{i+1} = (y_{i+1} + y_i) / 2 \\ n_i = x'_{i+1} + Ny'_{i+1} \end{cases} \quad (7)$$

式中: (x'_{i+1}, y'_{i+1}) 为候补栅格坐标;若 n_i 为障碍物栅格,则以 n_i 最近的栅格进行填补。

5) 删除算子。

为了缩短染色体的长度和算法计算时间,本

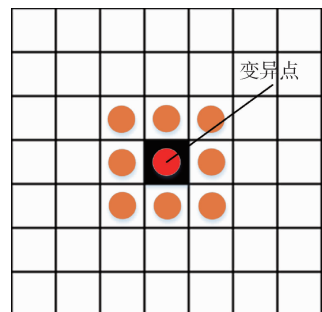


图 6 变异点的八邻域范围

Fig. 6 Eight neighborhoods of mutated points

文新增删除算子。其主要思想是:从终点开始,依次遍历路径节点,若当前路径节点可以与起点无障碍连接,那么它们之间的中间节点就是冗余的,删除这些冗余节点并重新计算新路径的适应度。如图7所示。

6) 精英保留策略

为确保每一代中的最优路径不被破坏,本文采用了精英保留策略来保留每一代中适应度值最高的路径。在迭代过程中,找出当前候选路径中适应度最高的路径 a ,将此路径的适应度值和与迄今为止最优路径(精英) A 的适应度值进行比较,若 a 优于 A ,则将 a 记为 A ,完成最优路径的保存。

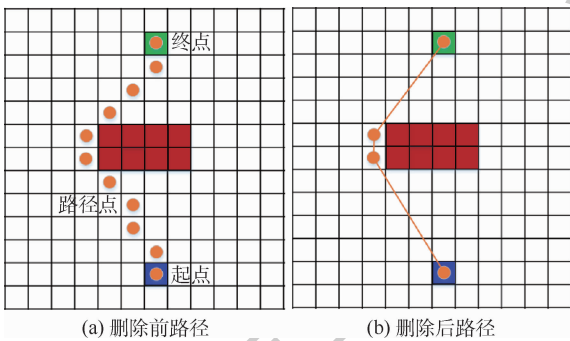


图7 删除前后路径对比

Fig.7 Comparison of path before and after deletion

2.4 适应度函数

适应度函数是评判个体优劣的一种性能指标,将直接影响遗传算法能否找到最优解。本文目的是使移动机器人在运动过程中平稳地避开障碍物,到达目的地,并且行驶路径最短。因此本文同时对路径长度、路径的连贯程度进行优化。适应度函数设计如下:

$$fit(p) = Inf - w_1 \cdot f_1(p) - w_2 \cdot f_2(p) \quad (8)$$

式中: $f_1(p)$ 为路径长度函数; $f_2(p)$ 为路径连贯性函数; w_1, w_2 分别为 $f_1(p), f_2(p)$ 的权值; Inf 为一个足够大的实数。路径长度函数为

$$f_1(p) = \sum_{i=0}^{L-1} \sqrt{(x_{i+1} - x_i)^2 + (y_{i+1} - y_i)^2} \quad (9)$$

式中: L 为路径节点的数量。距离机器人越近的路径越趋近于机器人下一时刻行驶的位置,因此本文取栅格图中的第一段路径当作机器人即将行驶的路径。路径连贯性函数为

$$f_2(p) = |\theta_k - \theta_{k-1}| \quad (10)$$

式中: θ_k 为当前时刻移动机器人朝向与规划路径的夹角; θ_{k-1} 为前一时刻移动机器人朝向与规划路径的夹角。本文将移动机器人抽象成为一个质

点, θ 也可以表示为移动机器人的期望转角,即

$$\theta = \arctan\left(\frac{x_1 - x_s}{y_1 - y_s}\right) \quad (11)$$

式中: (x_1, y_1) 为执行删除算子后的第1个路径节点; (x_s, y_s) 为起点坐标。

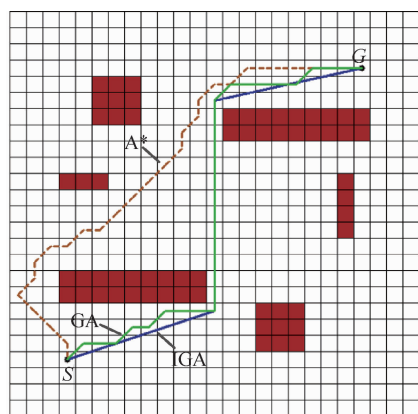
3 仿真实验

本文将整个路径规划过程分成若干个子过程,以滚动窗口的形式进行在线规划。要想最终得到长度最短且最平滑的路径,就必须使每个滚动窗口规划出的路径长度最短且最平滑。因此本文首先分别对比在3种不同场景下传统 A^* 算法、常规遗传算法(GA)和本文改进遗传算法(IGA)搜索出的路径长度和路径平滑程度。场景1为障碍物形状规则且环境简单的场景,场景2为障碍物形状不规则且环境复杂的场景,场景3为带“U型”障碍物的场景。综合考虑算法运行速度和栅格环境建模的准确性,将栅格图的尺寸大小定为 25×25 格,每一栅格的边长等效于0.2 m的实际场景距离。3种场景下的路径规划对比结果如图8所示。

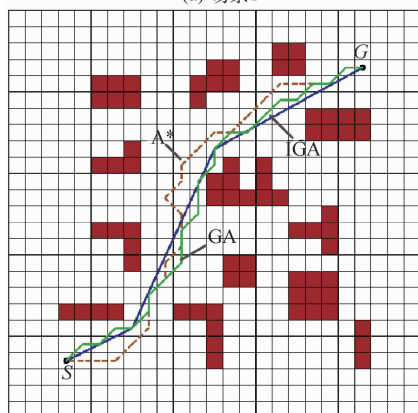
仿真和实验中,改进遗传算法的参数 $\{M_p, T, P_c\}$ 设置为 $\{100, 100, 0.8\}$ 。 T 为算法迭代的次数, P_c 为交叉概率。可以看出,在3种不同的复杂场景下,常规遗传算法和 A^* 算法规划出的路径存在较多转折点和冗余点,不利于移动机器人的运动控制,而改进遗传算法规划出的路径最为平滑且路径长度最短,且改进遗传算法在带有“U型”障碍物的场景下,仍然能够规划出较好的路径,证明本文所提出的算法能够达到全局最优。

为了验证本文将改进的遗传算法应用到局部路径规划中能够改善移动机器人行驶过程的平稳性,并减少移动机器人行驶的路径长度,分别对比在相同场景下移动机器人采用 A^* 算法、常规遗传算法和改进遗传算法的局部路径规划结果。设置移动机器人的单步步长为0.4 m,障碍物感知距离为3 m。由于只有距离期望路径较近的障碍物才会影响到移动机器人,因此本文在期望路径附近设置多个障碍物(其他没有影响到移动机器人行驶的障碍物未画)。

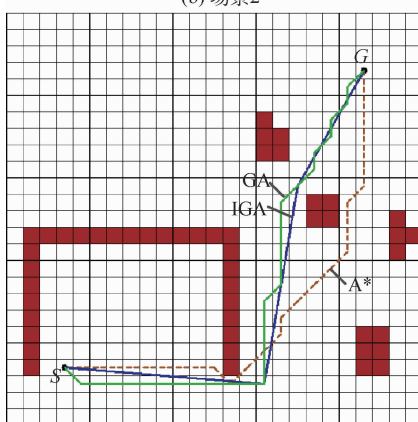
若移动机器人在行驶过程中偏航角变化的越小,则认为行驶过程越平稳。本文以机器人行驶过程中最大偏航角变化量及转角绝对值之和来衡量机器人行驶的平稳程度。3种情况下的移动机器人的转角变化曲线如图9所示。可以看出,使用本文改进的遗传算法进行路径规划时,移动机



(a) 场景1



(b) 场景2



(c) 场景3

图8 三种场景下的路径规划结果对比

Fig. 8 Comparison of path planning results in three scenarios

机器人的最大偏航角变化量及转角绝对值之和均小于常规遗传算法和A*算法。移动机器人的行驶轨迹对比结果如图10和图11所示。仿真结果如表1所示。

从仿真结果来看:机器人使用传统A*算法和常规遗传算法进行路径规划时,行驶轨迹均出现不连续的情况,而使用本文所改进的遗传算法进行路径规划时,机器人行驶过程比较平稳,相对于常规遗传算法和A*算法有较大的改善。

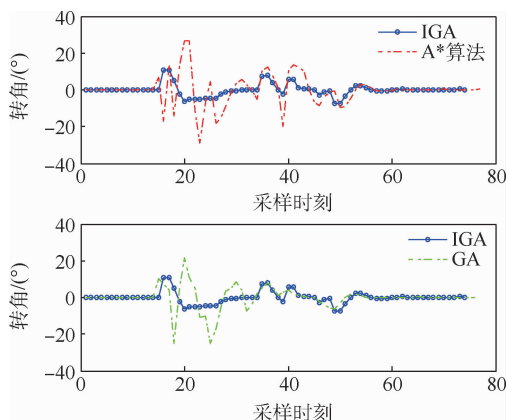


图9 移动机器人转角变化曲线

Fig. 9 Curves of mobile robot turning angle change

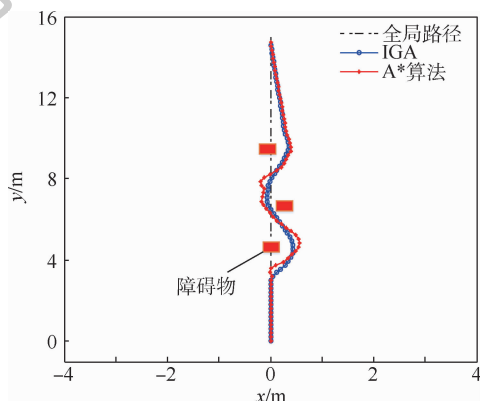


图10 改进遗传算法和A*算法路径规划结果对比

Fig. 10 Path planning results comparison between improved genetic algorithm and A* algorithm

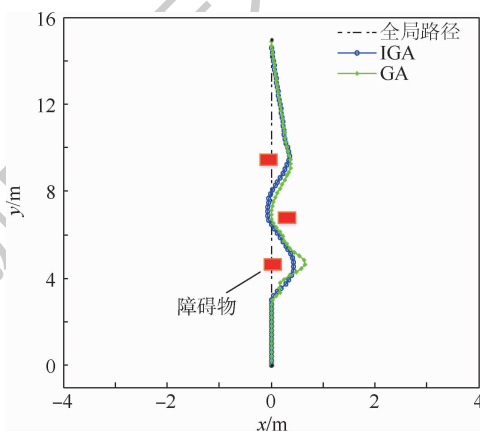


图11 改进遗传算法和常规遗传算法路径规划结果对比

Fig. 11 Path planning results comparison between improved genetic algorithm and conventional genetic algorithm

表1 路径规划仿真结果比较

Table 1 Comparison of path planning simulation results

算法	路径长度/m	最大偏航角变化量/(°)	转角绝对值之和/(°)
A*	15.4	28.8	385.0
GA	15.2	25.0	250.8
IGA	15.2	10.9	135.8

4 实验验证

该实验的目标是为了验证本文所提出的路径规划方法能够使移动机器人平稳行驶并且避免行驶多余的路径,本文在 Jaugar4 × 4 轮式移动机器人平台上进行实验,如图 12 所示。

Jaugar4 × 4 轮式移动机器人装载了双目摄像头、GPS 和 IMU 等传感器。通过双目摄像头获取周围环境信息,其最大探测距离为 3 m,根据 VS-LAM/GPS/IMU 组合定位得到当前机器人的位置和姿态信息来进行路径规划,其定位误差小于 0.2 m。上位机根据路径规划结果发送指令控制机器人进行避障以及跟踪期望路径。

本文在完全相同的场景下进行路径规划对比实验,分别测试移动机器人在使用 A* 算法、常规遗传算法和改进遗传算法进行路径规划时的行驶路径长度和平稳程度。移动机器人采用改进遗传算法、A* 算法和常规遗传算法进行路径规划的转角变化对比结果如图 13 所示,行驶轨迹对比结果如图 14 和图 15 所示。实验数据如表 2 所示。

从实验结果来看,在用传统 A* 算法进行规划

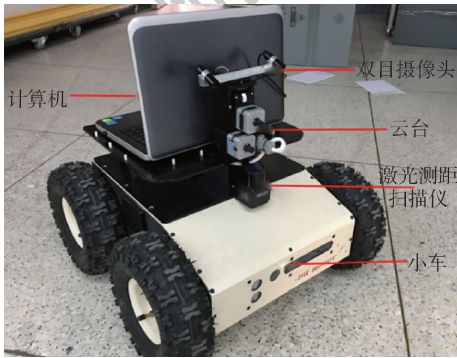


图 12 Jaugar4 × 4 轮式移动机器人

Fig. 12 Jaugar4 × 4 wheeled mobile robot

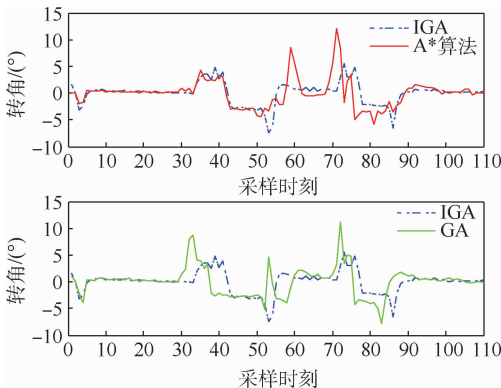


图 13 移动机器人实际行驶过程中转角变化曲线

Fig. 13 Curves of turning angle change in actual driving process of mobile robot

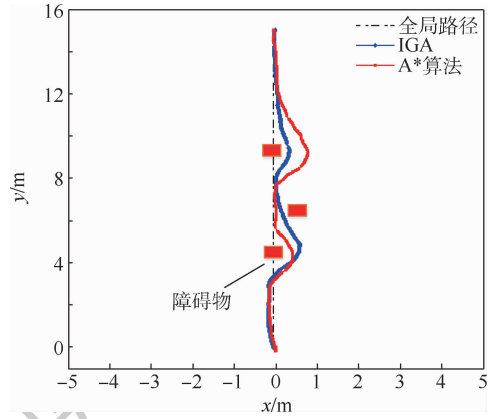


图 14 改进遗传算法和 A* 算法移动机器人行驶轨迹对比

Fig. 14 Comparison of mobile robot trajectory between improved genetic algorithm and A* algorithm

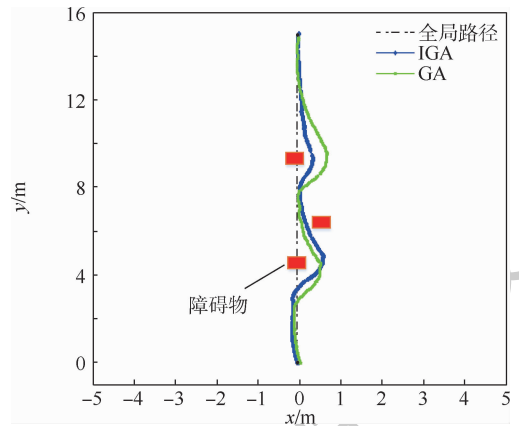


图 15 改进遗传算法和常规遗传算法移动机器人行驶轨迹对比

Fig. 15 Comparison of mobile robot trajectory between improved genetic algorithm and conventional genetic algorithm

表 2 路径规划实验结果比较

Table 2 Comparison of path planning experiment results

算法	路径长度/m	最大偏航角变化量/(°)	转角绝对值之和/(°)
A*	16.4	12.1	206.5
GA	16.2	11.1	196.1
IGA	15.9	7.5	157.0

时,机器人的实际行驶轨迹长度为 16.4 m,行驶过程中最大偏航角的变化量为 12.1°,转角绝对值之和为 206.5°;使用常规遗传算法进行规划时,机器人的实际行驶轨迹为 16.2 m,行驶过程中最大偏航角变化量为 11.1°,转角绝对值之和为 196.1°;而使用本文所改进的遗传算法进行规划时,机器人的实际行驶轨迹为 15.9 m,行驶过程中最大偏航角变化量为 7.5°,转角绝对值之和为 157.0°。实验结果表明,在使用本文改进的遗传算法进行路径规划时,机器人行驶轨迹长度小

于 A* 算法和常规遗传算法;行驶过程中的最大偏航角变化量和转角绝对值之和相对于常规遗传算法和 A* 算法均有所改善。

5 结 论

1) 本文在遗传算法的基础上做出改进,新增删除算子剔除掉栅格图中冗余的路径点,解决了常规路径规划算法在栅格图中求解的路径长度非最短及转折点较多的问题,并且在适应度函数中考虑了前后两次规划过程路径的连贯性,解决了机器人行驶过程中多次规划出现路径不连贯的问题。

2) 使用本文改进遗传算法进行路径规划,移动机器人的实际行驶轨迹长度、行驶过程中的最大偏航角变化量及转角绝对值之和均小于常规遗传算法,显著提高了移动机器人行驶的效率和平稳性。

参考文献 (References)

- [1] MAC T T, COPOT C, TRAN D T, et al. Heuristic approaches in robot path planning: A survey [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2016, 86: 13-28.
- [2] 赵晓, 王铮, 黄程侃, 等. 基于改进 A* 算法的移动机器人路径规划 [J]. 机器人, 2018, 40 (6): 137-144.
- ZHAO X, WANG Z, HUANG C K, et al. Mobile robot path planning based on improved A* algorithm [J]. Robot, 2018, 40 (6): 137-144 (in Chinese).
- [3] 周慧子, 胡学敏, 陈龙, 等. 面向自动驾驶的动态路径规划避障算法 [J]. 计算机应用, 2017, 37 (3): 883-888.
- ZHOU H Z, HU X M, CEHN L, et al. Dynamic path planning obstacle avoidance algorithm for autonomous driving [J]. Computer Application, 2017, 37 (3): 883-888 (in Chinese).
- [4] PADEN B, CAP M, YONG S Z, et al. A survey of motion planning and control techniques for self-driving urban vehicles [J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2016, 1 (1): 33-55.
- [5] ALIA C, GILLES T, REINE T, et al. Local trajectory planning and tracking of autonomous vehicles, using clothoid tentacles method [C] // IEEE Symposium on Intelligent Vehicles. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015: 674-679.
- [6] CHU K, LEE M, SUNWOO M. Local path planning for off-road autonomous driving with avoidance of static obstacles [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2012, 13 (4): 1599-1616.
- [7] 王景存, 张晓彤, 陈彬, 等. 一种基于 Dijkstra 算法的启发式最优路径搜索算法 [J]. 北京科技大学学报, 2007, 29 (3): 346-350.
- WANG J C, ZHANG X T, CHEN B, et al. Heuristic optimization path-finding algorithm based on Dijkstra algorithm [J]. Journal of University of Science and Technology Beijing, 2007, 29 (3): 346-350 (in Chinese).
- [8] WANG Q, HUANG W H, LIU B, et al. An improved A* algorithm for path-planning of two-wheeled self-balancing vehicle [C] // IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018: 841-846.
- [9] 辛煜, 梁华为, 杜明博, 等. 一种可搜索无限个邻域的改 A* 算法 [J]. 机器人, 2014, 36 (5): 627-633.
- XIN Y, LIANG H W, DU M B, et al. An improved A* algorithm for searching infinite neighborhood [J]. Robot, 2014, 36 (5): 627-633 (in Chinese).
- [10] XU W D, WEI J Q, DOLAN J M, et al. A real-time motion planner with trajectory optimization for autonomous vehicles [C] // IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012: 2061-2067.
- [11] GU T Y, SNIDER J, DOLAN J M, et al. Focused trajectory planning for autonomous on-road driving [C] // IEEE Symposium on Intelligent Vehicle. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 547-552.
- [12] LI X H, SUN Z P, LIU D X, et al. Combining local trajectory planning and tracking control for autonomous ground vehicles navigating along a reference path [C] // IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 725-731.
- [13] WU M H, CHEN E K, SHI Q Q, et al. Path planning of mobile robot based on improved genetic algorithm [C] // 2017 Chinese Automation Congress (CAC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 6696-6700.
- [14] GONG Z H, SHAN Y X, DENG Y Q, et al. Balance mechanism design for the fusion of pure pursuit and PI tracking controller [C] // 2018 Chinese Automation Congress (CAC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018: 3149-3152.
- [15] LIU R, DUAN J. A path tracking algorithm of intelligent vehicle by preview strategy [C] // Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 5630-5635.
- [16] LAMINI C, BENHLIMA S, ELBEKRI A. Genetic algorithm based approach for autonomous mobile robot path planning [J]. Procedia Computer Science, 2018, 127: 180-189.
- [17] LI Q, ZHANG W, YIN Y X, et al. An improved genetic algorithm of optimum path planning for mobile robots [C] // International Conference on Intelligent Systems Design & Applications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 637-642.
- [18] SU J, LI J. Path planning for mobile robots based on genetic algorithms [C] // Proceedings of 9th International Conference on Natural Computation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 723-727.

作者简介:

魏彤 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 计算机视觉、自动控制等。

龙琛 男, 硕士研究生。主要研究方向: 路径规划与控制。

Path planning for mobile robot based on improved genetic algorithm

WEI Tong^{*}, LONG Chen

(School of Instrumentation and Optoelectronic Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Path planning is the key technology to realize autonomous navigation of mobile robots. For the problem that the path length is not the shortest and the path is not coherent in the two plan cycles with conventional path planning method, a new method for inter-frame correlation smooth path planning based on improved genetic algorithm is proposed. Firstly, the candidate paths were generated by combining random and directional search methods. Then, the insertion operator and deletion operator were added to conventional genetic operators, and the path coherence of two plan cycles was considered in the fitness function to calculate the fitness value of each candidate path. Finally, the path with the highest fitness value was output as the current optimal path. Simulation results show that the proposed method is correct and feasible. Experimental results show that, compared with A* algorithm and conventional genetic algorithm, the path length of mobile robot is reduced by 3.05% and 1.85%, the variation of maximum yaw angle is reduced by 38.02% and 32.43%, and the sum of absolute value of turning angle is reduced by 23.97% and 19.94% respectively during the movement of mobile robot. It shows that the resulting path of this method is more optimal, which observably improves the moving efficiency and stationarity of the mobile robot.

Keywords: path planning; genetic algorithm; mobile robot; inter-frame correlation; obstacle avoidance

Received: 2019-06-17; **Accepted:** 2019-08-12; **Published online:** 2019-08-27 09:36

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190827.0916.001.html

Foundation item: Beijing Science and Technology Plan Project (Z151100002115022)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0300

面向 Web 科学可视化的临近空间数据视频化方法

谭剑^{1,2}, 王圣华^{3,*}, 郭长顺²

(1. 北京邮电大学 网络系统与网络文化北京市重点实验室, 北京 100012;

2. 中国科学院遥感与数字地球研究所, 北京 100094; 3. 北京信息科技大学, 北京 100090)



摘 要: 临近空间在科学、经济和军事等领域具有重要价值, 高效便捷地进行临近空间数据 Web 科学可视化和信息提取是临近空间数据应用不断深入和扩展的必然需求, 但是, 已有的临近空间数据类型繁杂和数据量巨大, 成为 Web 传输和实时可视化的关键瓶颈。从数据组织方法角度展开了研究, 根据临近空间数据的特点, 结合视频压缩原理, 提出了将临近空间数据进行分解、插值和色彩空间变换处理形成图像后, 选取适宜视频压缩编码方法将图像编码为视频。实验结果表明: 所提方法可以实现临近空间数据在 Web 环境下的高效组织, 在保障可视化质量的前提下通过降低数据网络传输量实现了临近空间数据的实时可视化需求。研究结果可以直接解决临近空间数据 Web 实时可视化问题, 将为临近空间科学研究和知识发现提供可视化理论和技术支持, 并为类似海量数据 Web 科学可视化提供方法借鉴。

关键词: Web 科学可视化; 临近空间数据; 组织方法; 视频压缩; 流传输; 粒子映射
中图分类号: V221⁺.3; TB553

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0712-12

临近空间是指海拔高度在 20 ~ 100 km 的空间, 处于航空与航天的结合部, 具有独特的优势和战略价值, 有近空间、亚轨道、空天过渡区等别称, 包括了平流层、中间层和电离层的部分区域^[1-2]。临近空间数据的主要元素包括温度、密度、风场、压力、臭氧含量、电子密度、钠离子密度、流星通量和气辉辐射等^[3]。临近空间是临近空间飞行器的飞行区以及各种航天器的通过区, 作为从天空到太空的过渡区域, 在科学、经济和军事等领域都具有重要的价值^[4-6]。

一方面, 通过遥感探测和模式模拟等方式已经获取了多源、多维、海量的临近空间数据, 如电离层电子密度、大气风场和大气温度等。这些海量的多学科数据资源存在着隐藏的丰富的价值信

息, 蕴含了尚未发现的科学知识^[7]。另一方面, 科学计算可视化是将科学计算或观测结果的抽象数据转换为图形与图像在屏幕上进行显示并进行交互处理的理论、方法和技术, 它被认为是研究复杂、大规模以及多维数据的有效工具^[8-9]。传统的 Web 科学可视化方法将临近空间数据通常表示为数值数据表格或者二维图像, 不足以形象直观地表现出临近空间数据的时空分布和变化特征, 导致人们从这些结果中获取和感知大量时空信息的能力相对较弱。在这种情况下, 需要使用三维图像等视觉产品中表示信息的方法来帮助研究人员理解信息, 从而更好地进行科学研究^[10]。

随着 HTML5 和 WebGL 技术的出现, 以及一些基础数字地球平台的 Web 化, 使得将临近空间

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-09-22; 网络出版时间: 2019-10-28 11:40

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191028.0933.001.html

基金项目: 北京市社会科学基金(18YTC030); 北京市属高校高水平教师队伍支持计划青年拔尖人才培养计划项目(CIT&TCD201704061); 中国科学院先导 A 项目(XDA19000800)

*通信作者. E-mail: 54315266@qq.com

引用格式: 谭剑, 王圣华, 郭长顺. 面向 Web 科学可视化的临近空间数据视频化方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 712-723. TAN J, WANG S H, GUO C S. Video formatting method of near-space data for Web scientific visualization[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 712-723 (in Chinese).

数据通过一定的方式集成到 Web 数字地球平台中提供高效高质和方便统一的科学可视化已成为可能。此外,基于 Web 的数字地球平台与临近空间数据圈层体系一致,具有使用方便,可视化效果好等优点,在 Web 数字地球平台上进行临近空间数据的可视化便于科研工作者和公众通过网络及时访问和浏览形象的可视化成果,这在一定程度上能够促进临近空间科学规律的发现和科学知识的广泛传播。

但是,已有的临近空间数据类型繁杂和数据量巨大,成为 Web 传输和实时可视化的关键瓶颈。本文正是以临近空间数据 Web 科学可视化为目标,以开源 Web 数字地球引擎 Cesium 为平台,利用最新的 HTML5 和 WebGL 技术,根据临近空间数据的信息表达原理和结构化特点,研究利用数据编码压缩中的视频压缩编码的方式对数据进行组织。并通过这一新的数据组织方式实验实现了典型临近空间标量场数据和矢量场数据的时空多维动态可视化。

1 临近空间数据属性与 Web 科学可视化需求分析

临近空间数据是临近空间科学的产物,这类数据通常包含多种属性,主要包括:数据类型、数据来源、数据网格类型、数据格式及数据量等。

1.1 数据类型

数据类型是对领域数据的一种划分方式,在临近空间中根据数据所表达的空间特征可以将数据类型划分为标量场数据和矢量场数据。

标量数据是指可以用一个不依赖于坐标系的数字表征其性质的量,例如温度、密度等,该类数据只有大小没有方向^[11]。

矢量数据是指需要用不依赖于坐标系的数字及方向表征其性质的量,例如速度、涡度等,该类数据不仅有大小而且具有方向特征。

张量是以矢量为基础扩展得到,其中 m 阶张量由 3^m 个标量组合而成,每个标量中有 n 个元素,因此二阶张量可以用一个 3×3 的矩阵 X_{ij} 来表示。

$$X_{ij} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix}$$

当 $m=0$ 时,张量是一个标量;当 $n=1$ 时,张量是一个矢量。或者可以认为,张量是标量或者矢量的组合。

按照标量数据和矢量数据的定义,临近空间数据中的大气温度、电离层电子密度等是标量场数据,其只有大小没有方向特征;临近空间数据中的大气风场是矢量场数据,其不仅有大小,而且具有经向风和纬向风等方向特征。显然不同类型临近空间数据的科学可视化形式不同,本文将在后续研究中进行深入探讨。

1.2 数据来源

临近空间数据主要来源于原位、遥感探测和大气模式模拟。

遥感探测分为地基遥感探测、空基探测和卫星遥感探测。地基遥感探测主要利用雷达系统进行探测,该方法可以探测临近空间大气风场(纬向风和经向风)、大气温度和电离层电子密度等数据。空基探测主要利用火箭、探空气球等进行探测,其可以获取不同高度以及不同时间的临近空间大气温度和大气风场(纬向风和经向风)等数据。卫星遥感探测主要是利用卫星进行探测,其能够提供全球范围或者近于全球范围内的临近空间大气温度、大气风场(纬向风和经向风)和电离层电子密度等数据^[2,12]。

除遥感探测以外,模式模拟也是临近空间数据获取的主要来源。目前被广泛使用的大气模式主要有标准大气模式、参考大气模式和数值模式 3 类,这些大气模式可以提供不同条件下的大气温度、大气风场和电子密度等数据^[3,13]。不同来源的临近空间数据,理论上只要它们代表相同的临近空间信息,在 Web 科学可视化方面的需求就是一致的。

1.3 数据网格类型

原始的临近空间探测数据由于采样方式、设备误差和采样环境动态变化等原因,几乎不可能保持均匀的空间和时间采样。在实际使用中,研究者通常根据原始探测数据、误差校正方法和临近空间各类型数据模式融合生产不同数据网格上的产品数据,这也是本文后续数据处理的主要数据源(仍有少部分原始数据)。

在临近空间数据中,不同的数据网格类型就会产生不同的数据结构,其在可视化中起到了关键的作用。通过遥感探测和大气模式得到的临近空间数据通常都是离散的,因此要进行临近空间数据的可视化需要着重研究数据网格是如何构造的。

根据数据之间的连接关系,可以将临近空间中的离散数据分为 3 类。第 1 类是结构化网格数据,该类数据在逻辑上能够组织成三维数组。第

2类是非结构化网格数据,该类数据拓扑结构复杂,在逻辑上无规则可循^[14]。第3类是混合网格数据,该类数据是通过结构化网格数据以及非结构化网格数据组合得到。一般在实际应用中用到的临近空间数据大多为结构化网格数据,该类数据主要包括以下几种类型:

1) 均匀网格结构化数据。如图1(a)所示,该类数据可以由3维矩阵表示,在 x 、 y 、 z 三个方向上每个网格单元的长度相等。

2) 规则网格结构化数据。如图1(b)所示,该类数据是由长方体的体元构成,不同行、不同列的六面体长宽高可能不相同,但在同一坐标轴方向上长度是相同的。

3) 矩形网格结构化数据。如图1(c)所示,该类数据中的每个体元都是规则的长方体,在 x 、 y 、 z 三个方向上网格点间距可以相等也可以不相等。

4) 不规则网格结构化数据。如图1(d)所示,该类数据虽然也能够用三维数组来表示,但其在空间位置的分布上没有任何规律。

规则数据场是由均匀网格或规则网格构成的结构化数据。经过插值处理后的临近空间大气温度、电离电子总量、大气风场等数据是规则网格结构化数据,这些数据都为规则数据场。

显然,网格空间结构的密度决定了Web科学可视化的质量和数据传输要求,网格空间结构的规则情况决定了Web科学可视化插值显示的难度,也影响数据传输要求。

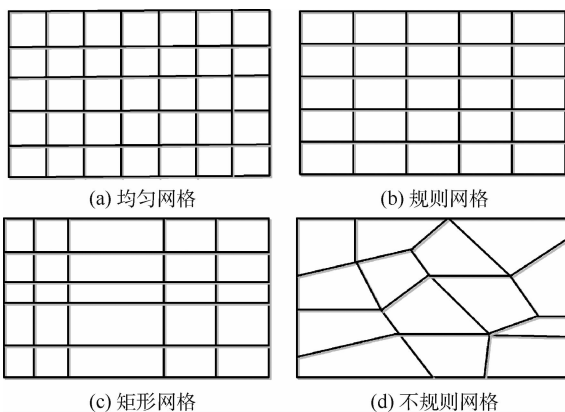


图1 不同类型的结构化网格

Fig. 1 Different types of structured grids

1.4 数据格式和数据量

数据格式是对临近空间数据结构的封装,一方面由于临近空间长时序数据量非常大,另一方面也由于临近空间各种类数据的空间特征和网格结构均有不同,数据格式的基本要求包括可定制

元数据和数据压缩。常见的临近空间数据格式包括 NetCDF、DAT 和 HDF 等,最典型的两种临近空间数据载体格式 NetCDF、DAT 的文件的数据特征如下所示。

1) NetCDF 格式文件

NetCDF 是一种网络通用数据格式,最初是用来在空间与地球科学团体中存储与交换数据。由于其具有灵活性,能够传输海量的面向阵列的数据,因此其被广泛用来存储大气科学及海洋等领域的数据,例如温度、风速、电离层电子密度和压力等。NetCDF 数据的特点主要包括以下几个方面^[15]:

① 自描述性。NetCDF 格式文件包含自身的描述信息,如数据获取的时间。

② 高可用性。能够高效的对 NetCDF 数据进行访问,可以直接对需要的数据进行读取,而不必读取整个数据集。

③ 平台无关性。NetCDF 格式文件可以在不同网络平台间进行传输和共享。可以利用多种语言对 NetCDF 格式文件进行读取,例如 MATLAB、Java、Fortran、IDL 等。

NetCDF 格式文件中的数据以数组形式存储。例如:可以用一维数组来存储某个位置处随时间变化的临近空间大气温度,用二维数组来存储某个区域内在某个时刻的临近空间大气温度,用一系列二维数据来存储三维(3D)数据(如某个区域内随时间变化的临近空间大气温度)或四维(4D)数据(如某个区域范围内随时间和高度变化的临近空间大气温度)。图2形象地表示出了 NetCDF 格式文件如何以二维数组来实现对 4D 数据的储存。

NetCDF 格式文件主要由维度(dimensions)、变量(variables)和属性(attributes)三部分组成,各个组成部分的特点主要为:

① 维度。用来确定 NetCDF 格式文件的变量维度信息,如经度、纬度、高度等。

② 变量。表示相同类型的多维数组,变量可以为温度、电子密度、风速等。

③ 属性。用来对变量或 NetCDF 格式文件进行描述的信息,如变量的单位等。

2) DAT 格式文件

DAT 不是一种标准文件格式,没有标准化的数据属性结构信息,通常采用 ASCII 或二进制编码格式。在读取该文件中的数据信息时,需要事先对文件中的内容及数据特点有充分的了解。而在临近空间数据存储中,一般作为 NetCDF 格式的补充格式进行存储,其数据结构符合原始 NetCDF 的定义。

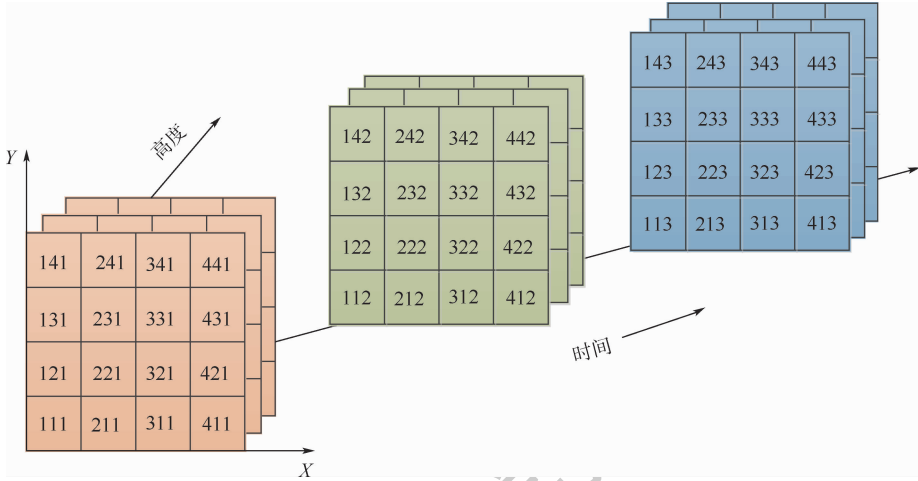


图 2 四维数据(某个区域内随时间和高度变化的数据)

Fig. 2 Four-dimensional data (variation of data with time and height within an area)

3) 数据量分析

以典型的临近空间大气温度数据为例,其常见数据格式为 NetCDF,因此大气温度数据集的总数据量随三维空间网格边长和时间分辨率的变化可以由图 3 表示。

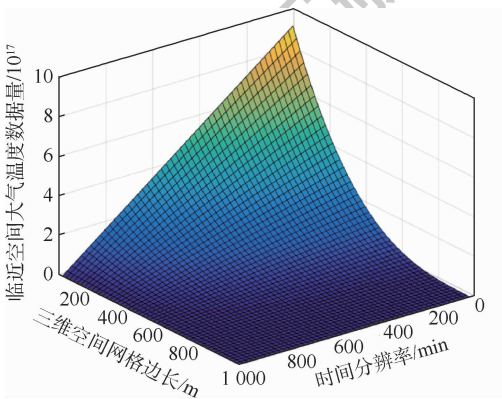


图 3 大气温度数据量随三维空间网格边长及时间分辨率变化

Fig. 3 Variation of atmospheric temperature data amount with length of three-dimensional space grid and time resolution

1.5 临近空间数据 Web 科学可视化的数据组织需求

总体来说,临近空间数据的数据量与空间网格密度和时间分辨率有直接关系,尤其对于三维采样或模式计算来说,随着采样密度的增加(采样网格边长的减小),数据量会呈几何级数增加,而且对更高时间分辨率临近空间数据的需求,比如由年周期变为日周期甚至小时周期,数据量也会呈几十甚至上百倍地增加,如图 3 所示。而不断提高临近空间数据时空分辨率也是中国航空航天事业蓬勃发展的现实需求。

通过以上对临近空间数据特点的分析可以看出,现有的临近空间数据,一方面具有数据量大、数据异构的特点;另一方面,其数据存储方式只是为了长久保持数据,而非为了进行 Web 科学可视化,表现为时序数据耦合性强、数据文件大小随空间网格密度和时间分辨率呈几何级数增长。

但是,稳定的临近空间数据 Web 科学可视化直接受到网络传输速率的限制,而且在单位时间内传输的数据,如果不能形成有效的可视化结果,用户就无法进行实时的交互和浏览。

因此,有必要根据已有的临近空间数据结构进行面向 Web 科学可视化的临近空间数据组织方法改造或改进。

2 基于视频压缩编码的临近空间数据组织方法

在网络环境中进行海量数据传输和可视化方面,不同领域的空间数据压缩技术有很多,主要包括基于有损压缩的 JPEG 图像编码、基于无损压缩的 PNG 图像编码、GZip 压缩编码等^[10,16-18]。

比较经典的是传统的视频数据,因为 Web 科学可视化的需要,衍生出多种流媒体数据格式,如 MP4、WebM 等^[19-21],其核心思想是利用视频图像时序上的前后的相关性,只增量传输时序帧之间的差异,并且根据视频图像上大量存在的同色图斑,将图形数据进一步压缩以实现在低带宽或不稳定带宽环境下的高效传输和可视化。

同样的,临近空间数据反映了临近空间中的电子密度、温度、风场等连续空间现象的时序变化,时序数据之间具有显著相关性,数据空间网格中存在着大量邻接雷同数据,尤其在网格密度较

高时尤为明显。所以根据临近空间数据和传统视频数据在原理上的相似性,采用流媒体视频压缩编码方式进行临近空间数据的重组,将是解决临近空间数据 Web 科学可视化具有潜力的方法。

因此,本文根据典型临近空间标量场数据(临近空间大气温度、电离层电子总量等)和矢量场数据(临近空间大气风场)的特点,研究利用视频压缩编码的方式对数据进行组织,以实现临近

空间数据在网络环境中的高效传输。

2.1 典型临近空间数据的可视化结构

四维临近空间大气温度数据为例,本文利用多维数据分解算法^[22]将大气温度数据先按照时间维度划分为一系列空间结构相一致的三维体数据,然后将每一时相的数据按高度分层,处理为一系列结构相一致的二维网格数据。如图4所示,每个网格点包含某个空间位置的大气温度信息。

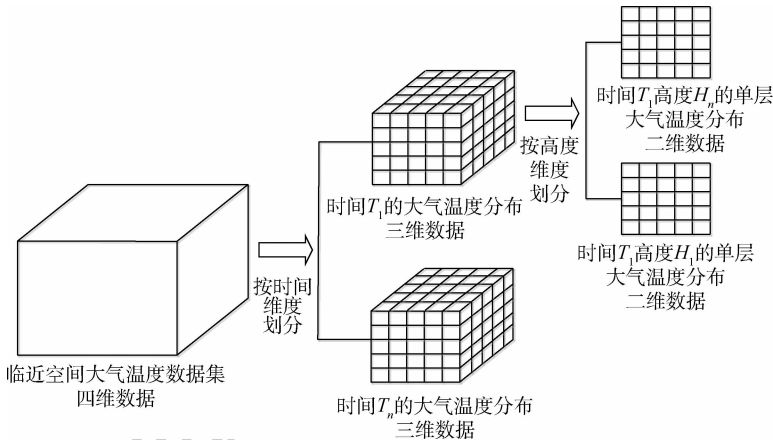


图4 四维临近空间大气温度数据转换为一系列二维网格示意图

Fig.4 Schematic diagram of four-dimensional near-space atmospheric temperature data being converted to a series of two-dimensional grids

2.2 临近空间数据规则化插值

由于本文中获取的少数原始临近空间数据不是规则经纬度网格点,因此需要对这些原始数据进行插值处理,以得到规则的网格点数据。本文主要采用双线性插值算法对临近空间数据在经纬度方向上进行插值处理以获得规则的网格点数据,该方法可以在较大程度上确保数据精度^[2,5,23-24]。双线性插值算法的原理如图5所示。

图5中: A_{11} 、 A_{12} 、 A_{21} 、 A_{22} 为4个已知的原始网格点, D_1 、 D_2 为中间待求网格点, W 为最终要得到的网格点。 (x_i, y_i) 、 (x_i, y_{i+1}) 、 (x_{i+1}, y_i) 、 (x_{i+1}, y_{i+1}) 分别是

A_{11} 、 A_{12} 、 A_{21} 、 A_{22} 4个网格点的坐标信息, $f(A_{11})$ 、 $f(A_{12})$ 、 $f(A_{21})$ 、 $f(A_{22})$ 分别是 A_{11} 、 A_{12} 、 A_{21} 、 A_{22} 4个网格点的属性值, $f(D_1)$ 和 $f(D_2)$ 分别是由单线性插值得到的 D_1 和 D_2 网格点的属性值, $f(W)$ 为 W 网格点的属性值。双线性插值算法分为3步:

1) 求得 D_1 点的属性值。

$$f(D_1) = \frac{f(A_{21}) \cdot (x - x_i) + f(A_{11}) \cdot (x_{i+1} - x)}{x_{i+1} - x_i}$$

2) 求得 D_2 点的属性值。

$$f(D_2) = \frac{f(A_{22}) \cdot (x - x_i) + f(A_{12}) \cdot (x_{i+1} - x)}{x_{i+1} - x_i}$$

3) 求得 W 点的属性值。

$$f(W) = \frac{f(D_2) \cdot (y - y_i) + f(D_1) \cdot (y_{i+1} - y)}{y_{i+1} - y_i}$$

下面以临近空间大气温度、电离层电子总量等典型临近空间标量场数据以及临近空间大气风场典型矢量场数据为例对插值后的数据特点进行简要说明。

如图6所示,插值处理后临近空间时序大气温度数据特点为

1) 具有经度、纬度、高度、时间四维特征。

2) 在高度方向上,数据是按照等距离间隔垂直分层的。

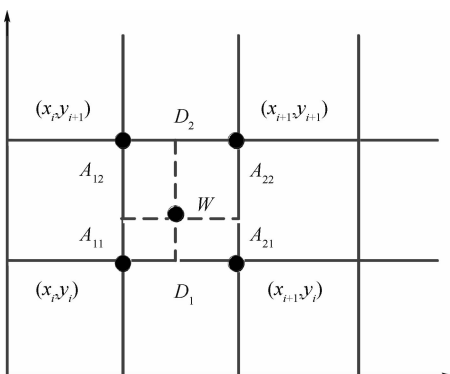


图5 双线性插值算法原理示意图

Fig.5 Schematic diagram of bilinear interpolation algorithm principle

3) 经纬度方向上,不同高度层上的网格点数据是规则的二维网格数据,即经度方向的间隔和纬度方向的间隔均相等。

4) 数据属性值为临近空间大气温度值。

如图 7 所示,插值处理后临近空间时序二维电离层电子总量数据的特点为

1) 具有经度、纬度、时间三维特征。

2) 经纬度方向上,网格点数据是规则的二维网格数据,即经度方向的间隔和纬度方向的间隔均相等。

3) 数据属性值为临近空间电离层电子总量。

如图 8 所示,插值处理后临近空间时序三维大气风场数据特点为

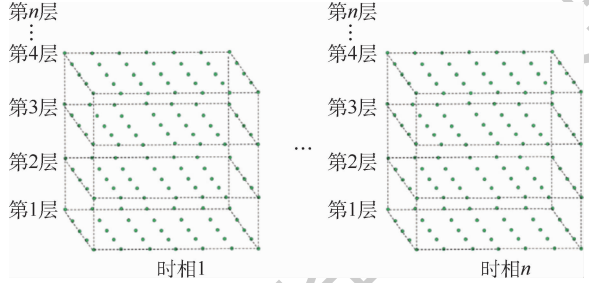


图 6 临近空间时序大气温度数据特点示意图

Fig. 6 Schematic diagram of temporary data characteristics of atmospheric temperature in near-space

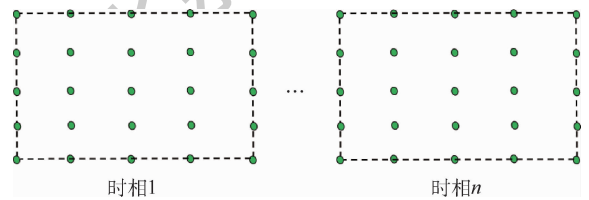


图 7 临近空间时序电离层电子总量数据特点示意图

Fig. 7 Schematic diagram of temporary data characteristics of ionization-layer electron total amount in near-space

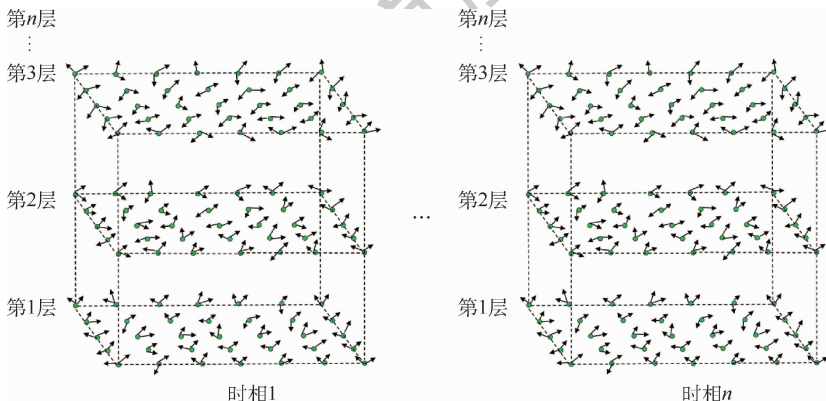


图 8 临近空间时序大气风场数据特点示意图

Fig. 8 Schematic diagram of temporary data characteristics of atmospheric wind field in near-space

1) 具有经度、纬度、高度、时间四维特征。

2) 在高度方向上,大气风场数据是按照等距离间隔垂直分层的。

3) 经纬度方向上,不同高度层上的风场网格点数据是规则的二维网格数据,即经度方向的间隔和纬度方向的间隔均相等。

4) 风场速度矢量包括经向风(u)和纬向风(v)两个分量。

2.3 临近空间 Web 科学可视化色彩空间变换

以临近空间大气温度数据为例,当原始大气温度数据被处理为规则二维网格数据后,需要将数据从标量空间转换到 RGB 空间,以便后期将数据编码为视频。本文针对每一高度层中的网格,取每个网格 4 个顶点数据的平均值作为该网格的大气温度值。然后,将每个网格的大气温度值通过式(1)归一化到 $[0,1]$ 之间,以便于转换到 RGB 色彩空间:

$$D_{(i,j)} = (GE_{(i,j)} - GE_{\min}) / (GE_{\max} - GE_{\min}) \quad (1)$$

式中: $GE_{(i,j)}$ 为每个网格所代表的大气温度值; GE_{\max} 和 GE_{\min} 分别为整个大气温度数据集的最大值和最小值; $D_{(i,j)}$ 为原始标量值。

将原始标量值 $D_{(i,j)}$ 乘以 255 后赋予 RGB 色彩空间的 R 色彩分量, G 色彩分量和 B 色彩分量都赋予 0, 因此转换后的 RGB 色彩分量可以用式(2)表示:

$$(R, G, B) = (D_{(i,j)} \times 255, 0, 0) \quad (2)$$

借助 MATLAB 软件,设计程序将不同高度层的 R、G、B 色彩分量合成为 RGB 图像。图 9 为色彩分量合成后不同高度层的 RGB 图像。

最后,将同一时相、不同高度层的 RGB 图像合成为一张代表该时相临近空间大气温度数据的多层图像,如图 10 所示。

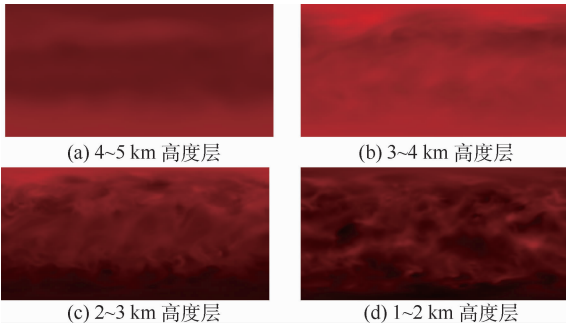


图9 代表不同高度层临近空间大气温度的 RGB 图像
Fig.9 RGB image representing atmospheric temperature of near-space at different height levels

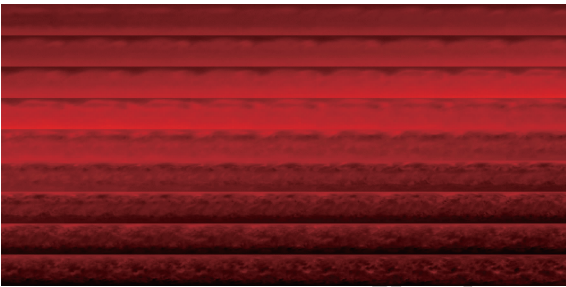


图10 代表某时相临近空间大气温度的多层 RGB 图像
Fig.10 Multi-layer RGB image representing atmospheric temperature of near-space in a certain time phase

2.4 基于视频编码的临近空间数据压缩

当不同时相的临近空间大气温度原始数据被处理为 RGB 图像后,利用视频编码方法将一系列 RGB 图像压缩为视频数据以实现数据在网络环境中的高效传输和多时相可视化。视频文件的编解码时间和视频质量受到多种因素的影响,其中,最大的影响因素是视频编解码器和色度子采样模型^[25]。目前在 Web 环境下应用比较广泛的视频编解码器主要有 H.264、VP8、VP9 等^[21]。在相同的参数设置下,与 H.264 编解码器相比,VP8 提供更快的解码速度,但它编码得到的视频质量略低于 H.264;VP9 与 H.264 编解码器编码得到的视频质量相当,也具有相似的解码速度,但 VP9 编解码器可以支持更多的色度子采样模型^[22]。不同编解码器的性能比较如表 1 所示。

在视频编码过程中,还应选择色度子采样模型,将在 RGB 色彩空间中编码的大气温度数据转换到由亮度(Y)和色度(UV)组成的 YUV 色彩空

表 1 不同视频编解码器性能比较

Table 1 Comparison of performance of different video codecs

视频编解码器	解码速度	编码质量	是否支持 YUV4:4:4
H.264	良	优	否
VP8	优	良	否
VP9	良	优	是

间。在 YUV 模型中,全分辨率 YUV4:4:4 色度子采样模型相比其他 YUV 模型(如 YUV 4:2:0 和 YUV 4:2:2)等保存了更多的数据信息,使用该模型能得到更好的视频质量,如表 2 所示。

因此,综合考虑视频质量和解码效率两方面,本文选择的视频编解码器为 VP9,色度子采样模型为 YUV4:4:4。

表 2 不同色度子采样模型信息保存量比较

Table 2 Comparison of information storage amount of different color sub-sampling models

色度子采样模型	保存信息量
YUV4:2:0	少
YUV4:2:2	中
YUV4:4:4	多

3 实验条件与数据基础

1) 硬件环境:处理器 Intel Core i7-6700HQ,内存 16 GB,硬盘 500 GB,显卡 Nvidia GeForce GTX 960M,显存 4 GB。

2) 软件环境:Win10 64 位操作系统,数字地球引擎 Cesium,HTML、CSS、JavaScript、GLSL 等编程语言,开发环境 Sublime。测试所用客户端为 Google Chrome (72.0.3682.86) 浏览器。用于视频编码的程序为 FFmpeg,其包含用于 VP9 视频编码的库 libvpx-vp9。

3) 数据基础

本文中用到的临近空间数据是由中国科学院国家空间科学中心提供,该数据是由遥感探测数据和大气模式模拟得到的数据经过融合而成,主要包括大气温度、电离层电子总量等典型标量场数据以及大气风场等典型矢量场数据,其具体内容如表 3 所示。

表 3 典型临近空间数据

Table 3 Typical near-space data

数据属性	大气温度	电离层电子总量	大气风场
数据类型	四维标量	三维标量	四维矢量
数据格式	NetCDF	DAT	NetCDF
经度范围/(°)	-180 ~ 179.5	70 ~ 140	-180 ~ 179.5
纬度范围/(°)	-90 ~ 90	15 ~ 55	-90 ~ 90
高度范围/km	20 ~ 100	60 ~ 100	20 ~ 100
起始时刻	2016 年 12 月 21 日 2 时	2018 年 1 月 1 日 1 时	2016 年 12 月 21 日 2 时
结束时刻	2016 年 12 月 30 日 24 时	2018 年 7 月 23 日 24 时	2016 年 12 月 30 日 24 时
经度间隔/(°)	2.5	1	2.5
纬度间隔/(°)		1	
高度间隔/km	1		1
时间间隔/h	2	0.25	2
数据量/GB	1.2	0.8	1.5

4 数据预处理

本文中用到的典型临近空间标量场数据大气温度数据以及典型临近空间矢量场数据大气风场数据在纬度方向上不是等间隔的,因此本文利用双线性插值方法对这两种数据进行插值处理使其变为规则数据,插值后数据内容如表 4 所示。

值得注意的是,插值后数据量大幅增加主要来自无效的图像化数据。比如没有利用的 GB 和 Alpha 通道,由于视频图像格式的定义而产生的占位。这一增加是各向同值的,在各类视频压缩算法中,都会完全压缩,不会对视频编码后的数据量产生很大影响。

此外,由 1.4 节分析可知,本研究中临近空间数据预处理时间整体与原始数据量、原始网格不规则程度、原始数据时间、空间缺损程度成正比。应具体数据具体分析,故实验用数据的预处理时间参考价值不大,不在此列出。

当典型临近空间数据被插值处理为规则网格数据后,利用色彩空间变换方法将其处理为 RGB 图像,然后利用 VP9 视频编解码器以及色度子采样模型 YUV4:4:4 将 RGB 图像处理为视频数据,为保障数据质量 VP9 编码按照最大冗余即图像质量不损失压缩比进行设置,以作为后期方法验证的无损数据源。

表 4 插值处理后典型临近空间数据

Table 4 Typical near-space data after interpolation

数据属性	大气温度	电离层电子总量	大气风场
数据类型	四维标量	三维标量	四维矢量
数据格式	NetCDF	DAT	NetCDF
经度范围/(°)	-180 ~ 180	70 ~ 140	-180 ~ 180
纬度范围/(°)	-90 ~ 90	15 ~ 55	-90 ~ 90
高度范围/km	20 ~ 100	60 ~ 100	20 ~ 100
起始时刻	2016 年 12 月 21 日 2 时	2018 年 1 月 1 日 1 时	2016 年 12 月 21 日 2 时
结束时刻	2016 年 12 月 30 日 24 时	2018 年 7 月 23 日 24 时	2016 年 12 月 30 日 24 时
经度间隔/(°)	1	1	1
纬度间隔/(°)	1	1	1
高度间隔/km	1	1	1
时间间隔/h	2	0.25	2
数据量/GB	2.68	0.8	3.6

5 基于视频压缩编码的临近空间数据传输效率对比

为了验证视频流在数据传输效率上的优势,在局域网环境下,对基于视频压缩编码方法得到的数据与 NetCDF 格式的数据、DAT 格式的数据

以及用 ZIP 封包的分包压缩数据进行了相同可视化质量下数据传输量大小的对比实验。相同可视化质量具体定义为单帧图像分辨率 1 080 P,并且四类数据可视化的实际空间分辨率一致、比例尺一致。此外,为避免传输层协议干扰,统一采用 HTTP 协议进行传输,为避免缓存效率和传输丢包率波动,取连续 25 帧数据传输量的平均值。实验结果如图 11 所示。

从图 11 可以看出,在相同可视化质量、相同网络带宽下,针对临近空间大气温度、电离层电子总量、大气风场等数据,NetCDF 格式需要传输的数据量最大,二进制化的 DAT 格式需要传输的数据量较 NetCDF 格式的数据量缩减接近 50%,对 DAT 格式进行的分块 ZIP 压缩能有效去除冗余空间,缩减率接近 80%,视频数据需要传输的数据量最小,减小幅度超过 80%,因此将 NetCDF 格式及 DAT 格式的数据通过视频编码方法压缩为视频数据可以大大降低需要传输的数据量。即在同等可视化质量、同等网络带宽下,经过视频压缩编码得到的数据在网络环境中传输的时间最短,能够满足可视化时的实时数据需求。

在前端可视化算法方面,采用了基于粒子追踪的多层次移动流线法^[26-27]表达全球各区域临近空间大气风场的高度层变化特征。采用了基于 GPU 加速的临近空间标量数据光线投射方法^[11,28]对临近空间大气温度、电离层电子总量等典型临近空间标量场数据的标量场数据的实时动态进行了可视化渲染。

图 12 为基于粒子追踪的临近空间大气风场数据多层次移动流线法可视化,数据时刻为 2016 年 12 月 21 日 2 时,这种方法能够有效表达出全球各区域临近空间大气风场的高度层变化特征,对临近空间大气风场高度层可视化分析具有很好的应用价值,但是对原始数据密度和时序

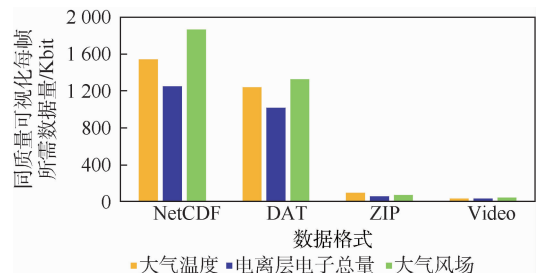


图 11 同质量可视化不同数据格式下的数据传输量对比

Fig. 11 Comparison of data transmission volume under different data formats with the same quality visualization

变化要求高。从图 12 中可以看出不同高度层大气风场的变化特征,本文的视频压缩编码方法使得临近空间数据可以支持数字地球的多比例尺缩放和多角度实时交互可视化。

图 13 为利用 2016 年 12 月 22 日 10 时的临近空间大气温度数据得到的不同高度层(从地面起每 50 m 为 1 层)的光线投射体绘制结果。图 14(a)~(d)分别为利用 2016 年 12 月 22 日 16 时、2016 年 12 月 24 日 16 时、2016 年 12 月 26 日 16 时、2016 年 12 月 28 日 16 时的临近空间大气温度数据得到的高度层为 50~60 层的光线投射体绘制结果。

值得指出的是,ZIP 方式与视频压缩编码方法的数据传输量比较接近,而且本文方法的临近

空间数据预处理时间较长,类似 ZIP 等压缩编码过程。但是视频压缩编码格式不同于 ZIP 等压缩编码,VP9 视频解码是内嵌于 HTML5 标准中的^[21]。在传输到 Web 客户端时,在例如 Chrome 等浏览器中这一解压操作已经优化为系统底层机器代码,并且解压图像直接进入显卡显存^[20],并不存在 ZIP 等临时文件解压、文件移动和加载过程。如图 15 所示,对客户接收数据后到图像进入显存阶段(每帧可视化所需数据客户端加载时间)的统计,相比 ZIP 格式,VP9 视频解码加载对可视化的迟滞可以忽略不计,在解压可视化方面具有天然的效率优势。

实验结果表明,将 NetCDF 格式及 DAT 格式的数据通过视频压缩编码方法处理为视频数据可以大大降低需要传输的数据量。即在同等可视化质量、同等网络带宽下,经过视频压缩编码得到的数据在网络环境中传输的时间最短,能够满足 Web 科学可视化的实时数据需求。

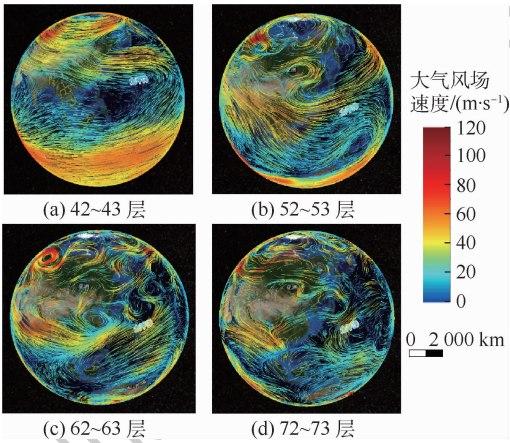


图 12 不同高度层临近空间大气风场绘制结果 (流线数量:128 × 128)

Fig. 12 Rendering results of atmospheric wind field in near-space at different height levels (number of streamlines: 128 × 128)

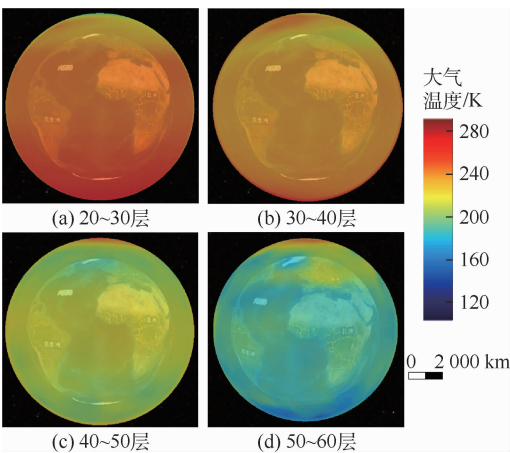


图 13 同一时相不同高度层大气温度光线投射体绘制结果

Fig. 13 Atmospheric temperature ray projection volume rendering results at different height levels in the same time phase

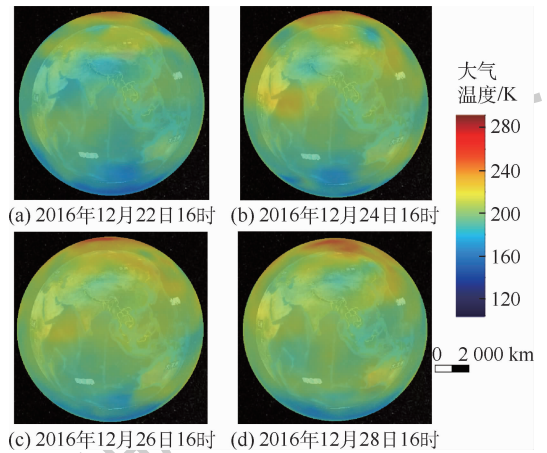


图 14 同一高度层不同时相大气温度光线投射体绘制结果

Fig. 14 Atmospheric temperature ray projection volume rendering results in different time phases at the same height level

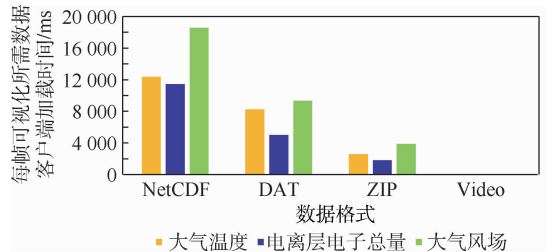


图 15 每帧可视化所需数据客户端加载时间对比
Fig. 15 Comparison of visualization data loading time for each frame in client

6 结论

1) 本文针对临近空间数据的特点和数据在

网络环境中传输面临的问题,研究了数据编码压缩中的视频压缩编码方法,在将数据进行分解、插值、色彩空间变换处理为图像后,选取了合适的视频压缩编码方法将图像编码为视频,实现了临近空间数据的有效组织。在保证相同可视化质量的前提下,经过视频压缩编码后需要传输的数据量和原始 NetCDF 等格式的数据量相比大大减小,总体减小幅度超过 80%,因此所提基于视频压缩编码的临近空间数据组织方法可以大大降低数据的网络传输量,能够实现 Web 环境中数据的实时可视化需求。

2) 所提方法的临近空间数据预处理后的视频编码数据修改困难。但是这一缺点在 Web 科学可视化中影响较小,一方面,临近空间数据是由专业机构采集或处理发布,一般科研用户和行业用户既不需要也没有对应的处理工具在 Web 界面中对其进行修改。

3) 本文利用基于视频压缩编码的临近空间数据组织方法实现了典型临近空间标量场数据(大气温度等)和典型临近空间矢量场数据(大气风场)的高效组织和实时可视化,取得了令人满意的效果。

临近空间数据中还有许多其他格式和类型的数据。因此在未来的研究工作中,还需要对其他临近空间数据的特点进行研究,以建立全面的临近空间数据增量式数据组织方法。

参考文献 (References)

- [1] 肖存英,胡雄,杨钧烽,等. 临近空间 38°N 大气密度特性及建模技术[J]. 北京航空航天大学学报,2017,43(9):1757-1765.
XIAO C Y, HU X, YANG J F, et al. Atmospheric density characteristics and modeling techniques of near space 38°N [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(9):1757-1765 (in Chinese).
- [2] 杨钧烽. 中纬度临近空间大气风场变化特性研究[D]. 北京:中国科学院国家空间科学中心,2016.
YANG J F. Study on the variation characteristics of atmospheric wind field in the mid-latitude adjacent space [D]. Beijing: National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, 2016 (in Chinese).
- [3] 刘涛. 临近空间大气风场统计预报方法研究[D]. 北京:中国科学院国家空间科学中心,2017.
LIU T. Research on statistical forecast method for atmospheric wind field in adjacent space [D]. Beijing: National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, 2017 (in Chinese).
- [4] 邓潘. 地基激光雷达对临近空间大气的探测研究[D]. 合肥:中国科学技术大学,2018.
DENG P. Ground-based lidar detection of adjacent space atmosphere [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2018 (in Chinese).
- [5] 杨钧烽,肖存英,胡雄,等. 临近空间风切变特性及其对飞行器的影响[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(1):57-65.
YANG J F, XIAO C Y, HU X, et al. Wind shear characteristics of adjacent space and its influence on aircraft [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(1):57-65 (in Chinese).
- [6] 郭文杰. 532 nm 瑞利多普勒激光雷达若干关键技术和大气重力波观测研究[D]. 北京:中国科学院国家空间科学中心,2016.
GUO W J. Several key technologies of 532 nm Rayleigh Doppler lidar and atmospheric gravity wave observation [D]. Beijing: National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, 2016 (in Chinese).
- [7] GOODCHILD M F, GUO H D, ANNONI A, et al. Next-generation digital earth [J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 2008, 109(28):11088-11094.
- [8] LACROUTE P H, LEVOY M. Fast volume rendering using a shear-warp factorization of the viewing transformation [M]. New York: ACM, 1994:451-458.
- [9] LEVOY M. Display of surfaces from volume data [J]. IEEE Computer Graphics and Applications, 1988, 8(3):29-37.
- [10] SUN X J, SHEN S H, LEPTOUKH G G, et al. Development of a Web-based visualization platform for climate research using Google Earth [J]. Computers & Geosciences, 2012, 47:160-168.
- [11] 吴玲达,于荣庆,翟师. 大规模三维标量场并行可视化技术综述[J]. 系统仿真学报,2012,24(1):12-16.
WU L D, YU R H, QU S. Review of large-scale 3D scalar field parallel visualization technology [J]. Journal of System Simulation, 2012, 24(1):12-16 (in Chinese).
- [12] 谢衍新,吴小成,胡雄,等. 临近空间全球温度场三维变分同化[J]. 红外与激光工程,2017,46(8):55-60.
XIE Y X, WU X C, HU X, et al. Three-dimensional variational assimilation of global temperature field in adjacent space [J]. Infrared and Laser Engineering, 2017, 46(8):55-60 (in Chinese).
- [13] 冯健,甄卫民,刘钝. 电离层环境对地空信息系统的影响效应[J]. 装备环境工程,2017,14(7):7-11.
FENG J, ZHAI W M, LIU D. Effect of ionospheric environment on ground-air information system [J]. Equipment Environmental Engineering, 2017, 14(7):7-11 (in Chinese).
- [14] 王文涛. 非结构化网格分片线性矢量场高效可视化技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2016.
WANG W T. Research on efficient visualization technology of unstructured grid segmentation linear vector field [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016 (in Chinese).
- [15] 曹柱. 基于 GPU 的海洋水体环境多维可视化技术研究[D]. 青岛:中国海洋大学,2015.
CAO Z. GPU-based multi-dimensional visualization technology of marine water environment [D]. Qingdao: Ocean University of China, 2015 (in Chinese).

- [16] SUN M, LI J, YANG C W, et al. A Web-based geovisual analytical system for climate studies [J]. *Future Internet*, 2012, 4(4):1069-1085.
- [17] SARTHOU A, MAS S, JACQUIN M, et al. EarthScape, a multi-purpose interactive 3D globe viewer for hybrid data visualization and analysis [J]. *The International Archives of Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences*, 2015, 40(3):487-493.
- [18] LI W W, SONG M M, ZHOU B, et al. Performance improvement techniques for geospatial Web services in a cyberinfrastructure environment-A case study with a disaster management portal [J]. *Computers, Environment and Urban Systems*, 2015, 54:314-325.
- [19] 张凌燕. 流媒体服务的 OoE 计算方法研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2018.
ZHANG L Y. Research on OoE calculation method of streaming media service [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018 (in Chinese).
- [20] 张志明, 柯卫. 基于 HTML5 的视频通信云服务应用技术研究[J]. *电信科学*, 2012, 28(10):31-37.
ZHANG Z M, KE W. Research on application technology of video communication cloud service based on HTML5 [J]. *Telecommunications Science*, 2012, 28(10):31-37 (in Chinese).
- [21] 顾春莲. HTML5 中的音频及视频元素对互联网的影响[J]. *河北省科学院学报*, 2011, 28(3):106-108.
GU C L. The influence of audio and video elements in HTML5 on the Internet [J]. *Journal of the Hebei Academy of Sciences*, 2011, 28(3):106-108 (in Chinese).
- [22] LI W W, WANG S Z. Polarglobe: A Web-wide virtual globe system for visualizing multidimensional, time-varying, big climate data [J]. *International Journal of Geographical Information Science*, 2017, 31(8):1562-1582.
- [23] 刘鹤丹. 科学计算可视化中三维等值曲面构建方法研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2015.
LIU H D. Research on construction method of 3D equivalent surface in scientific computing visualization [D]. Shenyang: Northeastern University, 2015 (in Chinese).
- [24] 支星, 徐海明. 3种再分析资料的高空温度与中国探空温度资料的对比: 年平均特征[J]. *大气科学学报*, 2013, 36(1):77-87.
ZHI X, XU H M. Comparison of high altitude temperature and Chinese sounding temperature data of three kinds of reanalysis data: Annual average characteristics [J]. *Chinese Journal of Atmospheric Sciences*, 2013, 36(1):77-87 (in Chinese).
- [25] POYNTON C. Chroma subsampling notation [EB/OL]. San Francisco: Morgan Kaufmann, 2003 (2018-01-24) [2019-06-01]. http://poynton.ca/PDFs/Chroma_subsampling_notation.pdf.
- [26] 王少荣, 陈毅松, 汪国平. 数字海洋系统的向量场可视化[J]. *计算机辅助设计与图形学学报*, 2016, 28(12):2114-2119.
WANG S R, CHEN Y S, WANG G P. Vector field visualization of digital ocean system [J]. *Journal of Computer-Aided Design & Computer Graphics*, 2016, 28(12):2114-2119 (in Chinese).
- [27] 李骞, 范茵, 王吉奎. 基于粒子追踪的风场可视化方法[J]. *解放军理工大学学报(自然科学版)*, 2005, 6(1):89-91.
LI Q, FAN Y, WANG J K. Visualization method of wind field based on particle tracking [J]. *Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2005, 6(1):89-91 (in Chinese).
- [28] 陈静, 邹成, 黄吴蒙, 等. 面向虚拟地球的三维气象场可视化方法[J]. *武汉大学学报(信息科学版)*, 2016, 41(12):1563-1569.
CHEN J, ZOU C, HUANG W M, et al. Visualization of 3D meteorological field for virtual earth [J]. *Journal of Wuhan University (Information Science Edition)*, 2016, 41(12):1563-1569 (in Chinese).

作者简介:

谭剑 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 虚拟仿真和智能设计。

王圣华 女, 博士, 副教授。主要研究方向: 数字媒体和文化遗产活化。

郭长顺 男, 硕士。主要研究方向: 三维空间信息系统。

Video formatting method of near-space data for Web scientific visualization

TAN Jian^{1,2}, WANG Shenghua^{3,*}, GUO Changshun²

(1. Beijing Key Laboratory of Network System and Network Culture, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100012, China; 2. Institute of Remote Sensing and Digital Earth, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China; 3. Beijing University of Science and Technology Information, Beijing 100090, China)

Abstract: As a transitional region from sky to space, near-space has important value in the fields of science, economy and military. With the development of remote sensing technology and the continuous development of mode simulation, the massive near-space data of higher spatial and temporal resolution is increasing. On the other hand, efficient and convenient Web scientific visualization and information extraction for near-space data are inevitable requirements for the continuous deepening and expansion of near-space data applications. However, the existing data types are cumbersome and the amount of data is huge in near-space, which becomes the key bottleneck of Web transmission and real-time visualization. This paper focuses on the visualization of near-space data on the Web digital globe, and studies it from the point of data organization methods. According to the characteristics of near-space data, combined with the principle of video compression, we propose to decompose, interpolate and color space transform the near-space data to form an image, and then select the appropriate video compression coding method to encode the image into video. Experiment results show that this method can be implemented efficiently. The video organization of spatial data in the Web environment realizes the real-time visualization of near-space data by reducing the amount of data network transmission while ensuring the quality of visualization. The research results in this paper can directly solve the real-time visualization problem of near-space data on Web, provide visual theory and technical support for the near-space research and knowledge discovery, and provide a reference for the Web scientific visualization on similar massive data.

Keywords: Web scientific visualization; near-space data; organization method; video compression; stream transmission; particle mapping

Received: 2019-06-17; **Accepted:** 2019-09-22; **Published online:** 2019-10-28 11:40

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191028.0933.001.html

Foundation items: Beijing Social Science Foundation Project (18YTC030); Beijing High-level Teacher Team Building Support Project for Young Talents in Local Universities (CIT&TCD201704061); Chinese Academy of Sciences Pilot A Project (XDA19000800)

* **Corresponding author.** E-mail: 54315266@qq.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0314

固液火箭发动机车轮形装药参数化设计与内弹道性能研究



李新田*, 蔡强, 李延成, 王雪坤, 淡林鹏

(中国运载火箭技术研究院, 北京 100076)

摘 要: 装药设计和内弹道性能特性研究可为固液火箭发动机的设计和优化提供基础。建立了固液火箭发动机装药设计和内弹道计算的流程与方法, 根据燃面退移规律, 获得了车轮形装药燃烧面积、药柱通道面积等参数随燃去肉厚的变化关系。针对给定的设计指标及动力系统方案, 开展了有中心孔车轮形、无中心孔车轮形、双 D 形及管形装药方案设计。计算结果表明: 在相同的设计要求下, 车轮形装药具有更大的燃烧面积、更高的装填分数及更小的药柱长径比; 管形装药的氧燃比、燃烧室压强、推力等性能参数随时间变化更小; 减小药柱外径可提高管形、双 D 形装药的装填分数, 但同时会提高药柱的长径比。研究结果对车轮形装药固液火箭发动机内弹道特性及规律的认识可起到较好的支撑作用。

关键词: 固液火箭发动机; 车轮形; 装药设计; 燃速; 内弹道计算

中图分类号: V436

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0724-07

固液火箭发动机通常采用固体燃料和液体氧化剂作为推进剂, 兼具固体火箭发动机和液体火箭发动机的优点。国内外已开展大量固液火箭发动机的数值仿真与试验研究工作^[1-4], 并在探空火箭、靶弹、亚轨道载人飞船等领域得到应用^[5-8], 是未来颇具前景的动力形式。

由于氧化剂与燃料形态不同且二者分开贮存, 固液火箭发动机的燃烧由扩散燃烧控制, 与常规固体火箭发动机存在差异。固液火箭发动机的燃速受燃烧室压强影响较小, 而与药柱通道中氧化剂流率的关系较大, 固液火箭发动机的装药设计及内弹道特性呈现出新的特点。同时, 由于固液火箭发动机的燃速要远低于固体火箭发动机^[9-11], 具有更大燃烧面积的车轮形装药成为固液火箭发动机的常用药型之一。美国火箭公司 (AMROC) 及后续的 HPDP 项目研制的推力

250 klb (约等于 113.4 t) 的固液火箭发动机均采用车轮形装药^[12-13], 这也是到目前为止推力最大的固液火箭发动机。

装药设计与内弹道计算是固液火箭发动机技术研究的重要环节, 目前相关研究多针对管形、星形等简单药型, 对复杂车轮形结构的研究文献报道较少。本文建立了固液火箭发动机内弹道计算流程和方法, 推导了车轮形装药及其衍生药型的参数化装药设计方法, 针对给定的设计指标开展了发动机装药方案设计, 计算了发动机的内弹道性能, 在此基础上分析了车轮形装药药型的特点, 对固液火箭发动机的设计及工程应用具有借鉴意义。

1 内弹道计算方法

内弹道计算的主要任务是根据发动机的推力、工作时间等技术指标, 选择合适的药型方案及

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-09-29; 网络出版时间: 2019-10-14 14:06

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191014.1217.002.html

* 通信作者。E-mail: lixintian@buaa.edu.cn

引用格式: 李新田, 蔡强, 李延成, 等. 固液火箭发动机车轮形装药参数化设计与内弹道性能研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 724-730. LI X T, CAI Q, LI Y C, et al. Research on wagon-wheel fuel grain parametric design and internal ballistics performance of hybrid rocket motor[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 724-730 (in Chinese).

参数,计算获得发动机的内弹道性能参数,以满足总体指标要求。固液火箭发动机的内弹道计算流程如图1所示。

对于固液火箭发动机,通常认为燃速与药柱通道内氧化剂流率 G_o 。(定义为单位通道面积内流过的氧化剂流量)的指数次方成正比^[14-15]:

$$r_f = aG_o^n = a\left(\frac{\dot{m}_o}{A_p}\right)^n \quad (1)$$

式中: r_f 为燃速; \dot{m}_o 为氧化剂流量; A_p 为药柱通道面积; a 和 n 为常数,与推进剂组合等因素有关。

某时刻的燃烧室压强采用瞬时平衡压强法计算:

$$\rho_f A_b r_f + \dot{m}_o - \frac{p_c A_t}{C^*} = 0 \quad (2)$$

式中: ρ_f 为推进剂密度; A_b 为燃烧面积; p_c 为燃烧室压强; A_t 为喷管喉部面积; C^* 为特征速度。

发动机工作的每一时刻,在一定燃烧室压强及氧燃比下的特征速度及比冲由热力计算获得。

发动机推力由式(3)计算:

$$F = (\dot{m}_o + \dot{m}_f) I_s \quad (3)$$

式中: F 为推力; \dot{m}_f 为燃料流量; I_s 为比冲。

随着药柱燃面的退移,对不同肉厚微元进行迭代计算,即可得到发动机工作全程的内弹道

性能。

对于不同的药型及设计参数,燃烧面积 A_b 直接影响燃料流量的大小,药柱通道面积 A_p 会影响氧化剂流率 G_o 和燃速 r_f ,是影响内弹道性能的重要参数。因此,需获得燃烧面积 A_b 和药柱通道面积 A_p 随燃去肉厚 Y 的变化关系。此外,理论余药面积 A_t 也是装药设计时需关注的参数。

2 车轮形装药参数化设计方法

2.1 固液火箭发动机常用药型

固液火箭发动机的装药药型和固体火箭发动机具有一定的相似性,同时也拥有自身的特点。典型的固液火箭发动机在工作过程中需在中心通道喷注氧化剂进行燃烧,因此发动机多采用二维装药药型设计。AMROC曾开展了多种药型的固液火箭发动机试验工作^[16-17]。固液火箭发动机常用的药型从通道数量来讲可以分为单通道装药和多通道装药,从通道形状来分有管形、多圆孔形、方孔形、扇形、三角形、星形、车轮形及双D形等。

固液火箭发动机车轮形装药的定义与固体火箭发动机车轮形装药存在一定差异。固体火箭发动机车轮形通常为单通道药型^[18],固液火箭发动机车轮形装药则为多通道药型^[1]。在本文中,车轮形装药均指多通道装药药型。

2.2 装药设计方法

2.2.1 有中心孔车轮形

有中心孔车轮形装药示意图如图2所示。主要几何参数有:药柱外径 D ,药柱长度 L ,药柱肉厚 e ,车轮孔数 n_p ,中心孔直径 D_i ,车轮通道内径 D_{pi} ,车轮通道外径 D_{po} 和倒角半径 r 。本文的分析中,车轮孔各处的倒角半径一致。

为使方案最优化,通常按最小余药原则开展设计。即按照燃面平行退移规律,当发动机工作完时,各处肉厚均完全燃烧。由图2可知:

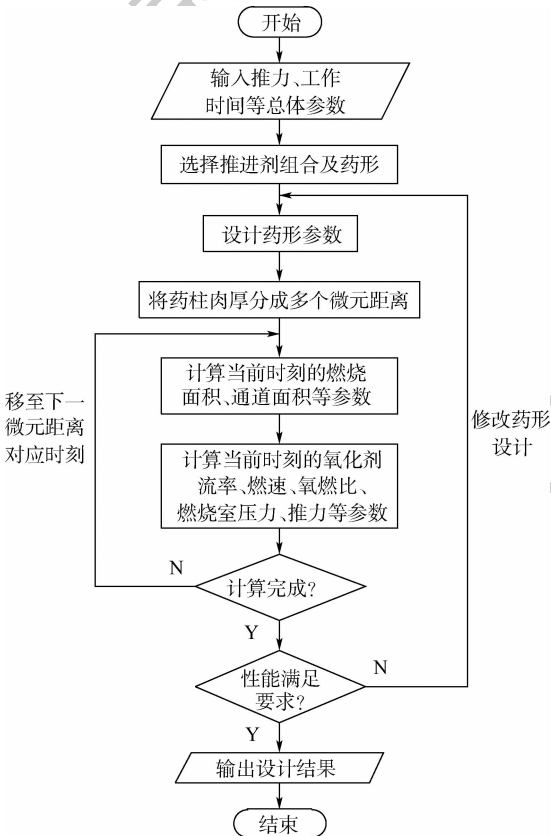


图1 内弹道计算流程图

Fig.1 Flowchart of internal ballistics calculation

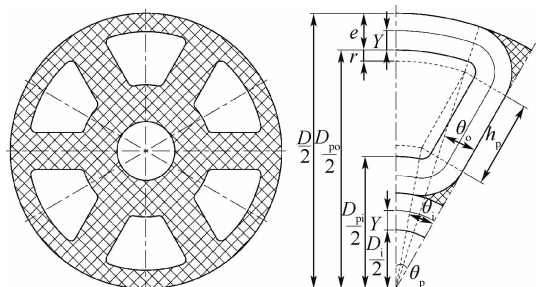


图2 有中心孔车轮形装药示意图

Fig.2 Schematic diagram of wagon-wheel fuel grain with central port

$$D_{pi} = D_i + 4e \quad (4)$$

$$D_{po} = D - 2e \quad (5)$$

定义4个辅助计算参数 θ_p 、 θ_i 、 θ_o 和 h_p ，参数所表示尺寸见图2。根据图2推导可得

$$\theta_p = \frac{\pi}{n_p} \quad (6)$$

$$\theta_i = \arcsin \frac{r+e}{\frac{D_{pi}}{2} + r} \quad (7)$$

$$\theta_o = \arcsin \frac{r+e}{\frac{D_{po}}{2} - r} \quad (8)$$

$$h_p = \frac{\sin(\theta_i - \theta_o)}{\sin(\pi - \theta_i)} \left(\frac{D_{po}}{2} - r \right) \quad (9)$$

根据等燃速退移假设，燃去肉厚 Y 时，半个车轮孔燃线长度 $s'(Y)$ 及通道面积 $A'_p(Y)$ 为

$$s'(Y) = h_p + (\theta_p - \theta_i) \left(\frac{D_{pi}}{2} - Y \right) + (\theta_p - \theta_o) \left(\frac{D_{po}}{2} + Y \right) + (\pi + \theta_o - \theta_i)(r + Y) \quad (10)$$

$$A'_p(Y) = \frac{\theta_p - \theta_o}{2} \left(\frac{D_{po}}{2} + Y \right)^2 - \frac{\theta_p - \theta_i}{2} \left(\frac{D_{pi}}{2} - Y \right)^2 - h_p \frac{r+e}{2} + h_p(r+Y) + \frac{\pi + \theta_o - \theta_i}{2} (r+Y)^2 \quad (11)$$

总的燃线长度 $S(Y)$ 、燃烧面积 $A_b(Y)$ 及通道面积 $A_p(Y)$ 分别为

$$S(Y) = 2n_p s'(Y) + \pi \left(\frac{D_i}{2} + Y \right)^2 \quad (12)$$

$$A_b(Y) = S(Y)L = \left[2n_p s'(Y) + \pi \left(\frac{D_i}{2} + Y \right)^2 \right] L \quad (13)$$

$$A_p(Y) = 2n_p A'_p(Y) + \pi \left(\frac{D_i}{2} + Y \right)^2 \quad (14)$$

当 $Y=e$ 时，燃烧结束，余药面积为

$$A_i = \frac{\pi D^2}{4} - A_p(e) \quad (15)$$

2.2.2 无中心孔车轮形

当 $D_i=0$ 时，可视为车轮形装药的另一种形式，即无中心孔车轮形装药方案，其示意图如图3所示。

根据几何关系， D_{pi} 的值存在最小限制，由图3可知：

$$D_{pi} \geq \frac{2(e+r)}{\sin(\pi/n_p)} - 2r \geq 2e \quad (16)$$

根据式(16)，除 $n_p=2$ 以外，在中心处均会存在一定余药。按最小余药原则，将 D_{pi} 取为式(16)的最小值，即

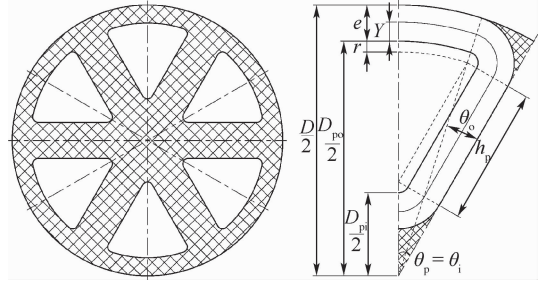


图3 无中心孔车轮形装药示意图

Fig.3 Schematic diagram of wagon-wheel fuel grain without central port

$$D_{pi} = \frac{2(e+r)}{\sin(\pi/n_p)} - 2r \quad (17)$$

对于角度关系，有

$$\theta_p = \theta_i = \frac{\pi}{n_p} \quad (18)$$

燃去肉厚 Y 时，半个车轮孔燃线长度 $s'(Y)$ 及通道面积 $A'_p(Y)$ 仍可按有中心孔车轮形装药的通用公式计算。而总燃烧面积和通道面积则为

$$A_b(Y) = 2n_p s'(Y)L \quad (19)$$

$$A_p(Y) = 2n_p A'_p(Y) \quad (20)$$

余药面积仍可按式(15)计算。

在实际应用中，当 n_p 值较大时，为简化设计方案，也可将扇形孔的外圆弧变成直线，此时转变为三角形多孔装药。

2.2.3 双D形

双D形装药可以看作是无中心孔车轮形装药的一种特例。当 $n_p=2$ 时，无中心孔车轮形装药即为“双D形”装药方案。其圆心处没有余药，和 n_p 取其他值时相比，具有更少的余药质量，且结构简单；同时它又比管形装药具有更大的燃烧面积。其示意图如图4所示。燃烧面积和通道面积等参数均可按无中心孔车轮形装药公式取 $n_p=2$ 进行计算。

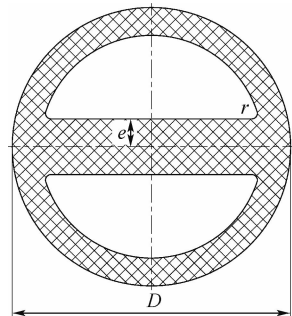


图4 双D形装药示意图

Fig.4 Schematic diagram of double-D fuel grain

3 装药设计实例分析

采用本文提出的装药设计方法，根据所提出

的设计指标要求,开展车轮形装药设计,并与常用的管形装药方案进行对比。

3.1 设计指标

发动机设计指标要求如下:

- 1) 平均推力 $F \geq 5 \text{ kN}$ 。
- 2) 工作时间 $t \geq 80 \text{ s}$ 。
- 3) 药柱外径 $D \leq 300 \text{ mm}$ 。

3.2 动力系统总体方案

开展装药设计前,首先需确定动力系统总体方案,如确定输送系统供给方案,发动机推进剂组合等。本文分析的动力系统方案及总体参数如下:

- 1) 输送系统供给方案为挤压式方案。
- 2) 氧化剂为质量百分比 98% 的 H_2O_2 。
- 3) 燃料为 60% HTPB + 28% Al + 10% Mg + 2% C (均为质量百分比)。
- 4) 燃烧室压强为 4 MPa。
- 5) 喷管扩张比为 10。

3.3 热力计算结果

与固体火箭发动机不同,固液火箭发动机工作过程中,燃料的燃烧面积及燃速均会发生变化,从而使氧燃比发生变化,最终引起比冲等发动机性能的变化。对于本文所选取的推进剂配方,在喷管扩张比 $\varepsilon = 10$,燃烧室压强 $p_c = 4 \text{ MPa}$ 时,通过热力计算可得到特征速度 C^* 及真空比冲 $I_{s,vac}$ 随工作过程平均氧燃比 α 的变化如图 5 所示。

由图 5 可知,随着氧燃比的增加,特征速度及真空比冲均先增加后减小。真空比冲最大时对应的氧燃比定义为最佳氧燃比。

3.4 装药设计与内弹道性能分析

根据动力系统总体方案及指标要求,开展有中心孔车轮形、无中心孔车轮形、双 D 形装药设计,并与管形装药进行对比。

对于所选推进剂组合,文献 [19] 中由试验拟合得到的燃速公式系数为 $a = 4.019 \times 10^{-5}$, $n = 0.5623$ (采用国际制单位)。

通过开展装药设计,得到了 6 种装药设计方案。药柱横截面如图 6 所示,主要设计结果如表 1 所示。表中: η 为药柱装填分数。燃线长度 S 随时间的变化如图 7(a) 所示,药柱通道面积 A_p 随时间的变化如图 7(b) 所示。

为使发动机的比冲性能最优,本文 6 种装药设计方案的平均氧燃比 α 为 3.2 左右,接近所选推进剂组合的最佳氧燃比。在相近的平均氧燃比下,各方案的平均比冲性能接近。根据推力需求,氧化剂流量为 1.28 kg/s,喷管喉径为 30 mm。

根据设计指标直径约束,选取药柱外径为

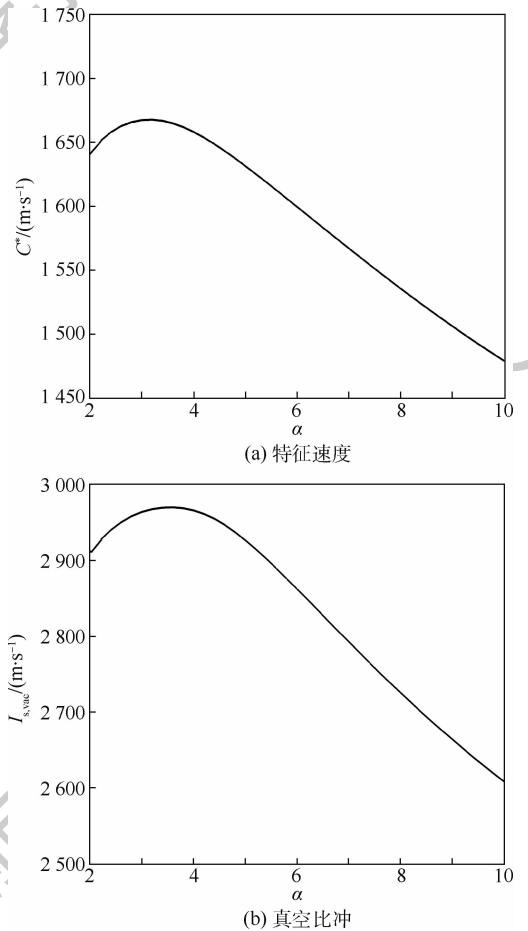


图 5 特征速度和真空比冲随氧燃比变化
Fig. 5 Variation of characteristic velocity and vacuum specific impulse with oxidizer-to-fuel ratio

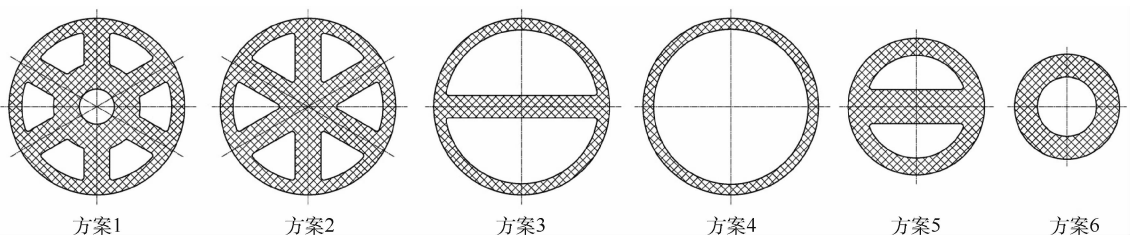


图 6 各装药设计方案横截面示意图

Fig. 6 Schematic diagram of cross section of different fuel grain design schemes

表1 各装药设计方案主要结果

Table 1 Main results of different fuel grain design schemes

方案	药型	D/mm	L/mm	e/mm	$\eta/\%$	α	t/s	p_c/MPa	F/N	L/D
方案1	有中心孔车轮形	300	606	22	68.05	3.16	80.3	3.976	5 000.3	2.02
方案2	无中心孔车轮形	300	625	22	67.80	3.14	80.2	3.980	5 004.3	2.08
方案3	双D形	300	1051	19	37.81	3.16	81.7	3.976	5 000.2	3.50
方案4	管形	300	1730	18	22.56	3.15	82.0	3.980	5 004.2	5.77
方案5	双D形	233	1012	29	67.07	3.15	80.8	3.976	5 000.6	4.34
方案6	管形	179	1585	39	68.16	3.15	80.9	3.978	5 001.9	8.85

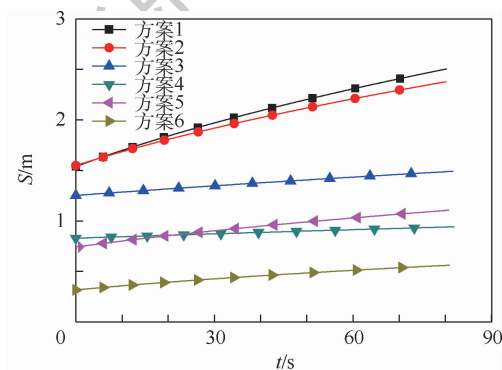
300 mm,进行方案1~方案4药型设计。由表1、图7可知,在药柱外径及车轮孔数相同的情况下,方案1和方案2的设计结果十分接近。与方案4管形装药相比,车轮形装药发动机具有更大的燃线长度,同时通道面积更小,燃速更高,所需要的药柱长度 L 降低,长径比 L/D 减小。由于车轮形装药的初始通道面积小,药柱的装填分数 η 相比管形装药也大大提高。因此,在对燃面需求较大的大推力发动机设计中,车轮形装药更具优势。方案3双D形装药为无中心孔车轮形装药 $n_p=2$ 的特例,设计结果中各参数介于方案2与方案4之间。在相同的设计要求下,随着车轮孔数的减少,药柱的长径比增加,装填分数降低。

通过减小发动机的药柱外径,可提高双D形装药和管形装药的装填分数,为此开展方案5和

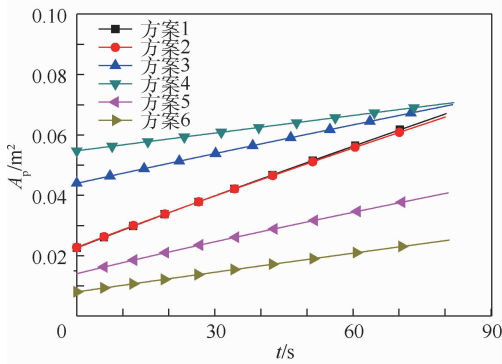
方案6设计。在达到与车轮形装药相近的装填分数时,方案5药柱外径减小至233 mm,方案6药柱外径减小至179 mm。药柱外径减小后,在燃线长度减小和燃速增加对燃料流量的综合影响下,药柱长度需求略有减小,但直径的减小使得长径比大大增加。管形装药的药柱长径比达到8.85,过大的长径比会给发动机及飞行器的设计增加难度。

发动机氧化剂流率及燃速随时间的变化如图8所示。随着工作时间的增加,药柱通道面积增大,氧化剂流率减小,燃速降低。其中方案1与方案2变化趋势十分接近;方案3与方案4的氧化剂流率和燃速较小,且随时间变化不大;方案5和方案6在药柱直径减小后,氧化剂流率和燃速增加,且随工作时间的增加快速减小。

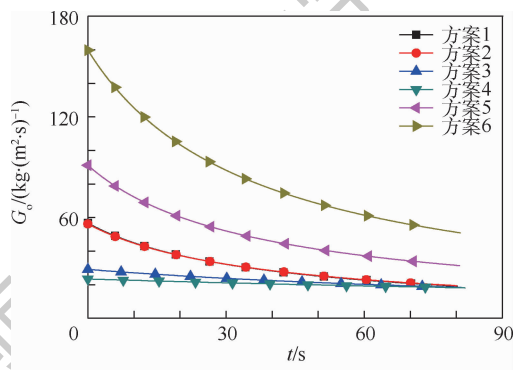
图9分别为发动机氧燃比、燃烧室压强及推



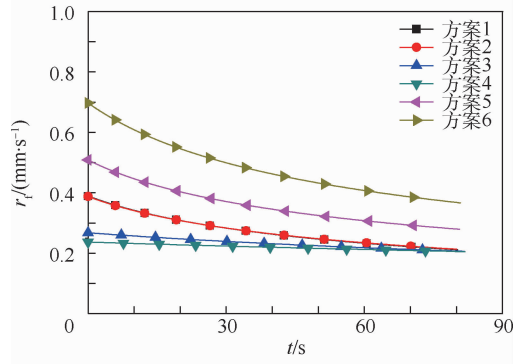
(a) 燃线长度



(b) 药柱通道面积



(a) 氧化剂流率



(b) 燃速

图7 燃线长度和药柱通道面积随时间变化

Fig. 7 Variation of burning line length and fuel port area with time

图8 氧化剂流率和燃速随时间变化

Fig. 8 Variation of oxidizer mass flow rate and fuel regression rate with time

4 结 论

本文对固液火箭发动机的常用药型进行了分析,提出了车轮形装药的设计方法,并针对给定的设计要求,开展了发动机装药设计及内弹道性能研究,对不同设计方案进行了对比。主要结论如下:

- 1) 在相同的设计要求下,与管形装药相比,车轮形装药可获得更大的燃烧面积、更高的装填分数及更小的药柱长径比,有利于大推力设计。
- 2) 在相同的设计要求下,与车轮形装药相比,管形装药的氧燃比、燃烧室压强、推力等性能参数随时间变化更小,有利于平稳推力设计。
- 3) 通过降低药柱外径可提高管形装药和双 D 形装药的装填分数,但同时会增加药柱的长径比。

参考文献 (References)

- [1] ALTMAN D. Hybrid rocket development history: AIAA-1991-2515 [R]. Reston: AIAA, 1991.
- [2] MARTIN J C, KENNETH K K. Fundamentals of hybrid rocket combustion and propulsion [M]. Reston: AIAA, 2006: 1-33.
- [3] FRANKLIN B M. Early developments in hybrid propulsion technology at the air force rocket propulsion laboratory: AIAA-1995-2946 [R]. Reston: AIAA, 1995.
- [4] EVANS B, BOYER E, KUO K K, et al. Hybrid rocket investigation at Penn State University's high pressure combustion laboratory: Overview and recent results: AIAA-2009-5349 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [5] ESTEY P N, FLITTIE K J. Aquila: The next generation launch service for small satellites: AIAA-1992-1844 [R]. Reston: AIAA, 1992.
- [6] TSOHAS J, APPEL B, RETTENMAIER A, et al. Development and launch of the Purdue hybrid rocket technology demonstrator: AIAA-2009-4842 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [7] ARVES J, GNAU M, KOINER K, et al. Overview of the hybrid sounding rocket (HYSR) project: AIAA-2003-5199 [R]. Reston: AIAA, 2003.
- [8] LARSEN C R. Development of guide to commercial space transportation reusable launch vehicle operations & maintenance: AIAA-2005-6795 [R]. Reston: AIAA, 2005.
- [9] ESTEY P, ALTMAN D, MCFARLANE J. An evaluation of scaling effects for hybrid rocket motors: AIAA-1991-2517 [R]. Reston: AIAA, 1991.
- [10] HORI K. Application of glycidyl azide polymer to hybrid rocket motor: AIAA-2009-5348 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [11] EINAV O, PERETZ A, HASHMONAY B, et al. Development of a lab-scale system for hybrid rocket motor testing: AIAA-2009-4888 [R]. Reston: AIAA, 2009.
- [12] FARLANE J S, KNIFFEN R J, LICHTOWICH J. Design and testing of AMROC's 250 000 lbf thrust hybrid motor: AIAA-

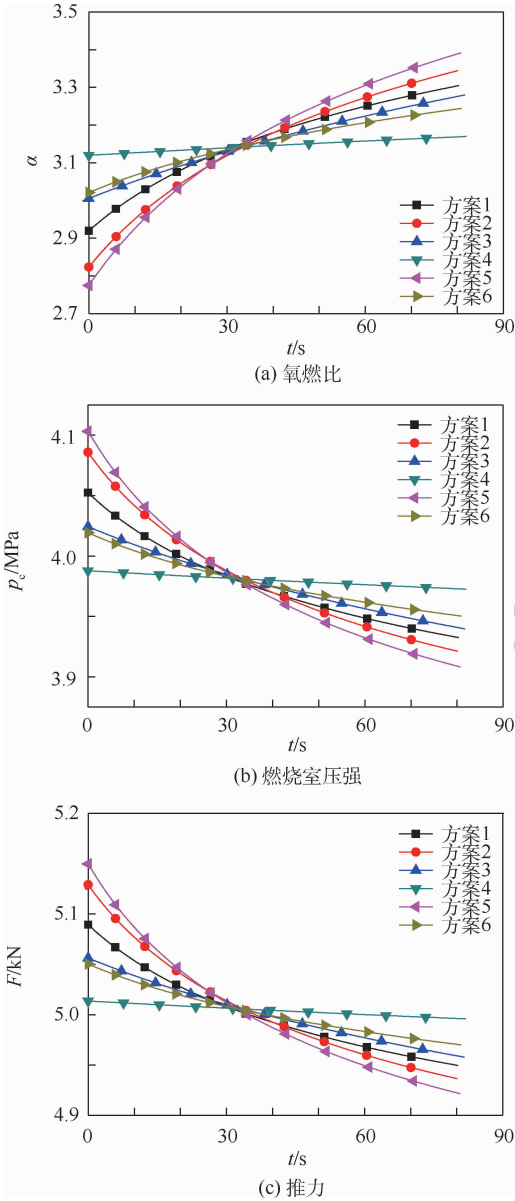


图 9 氧燃比、燃烧室压强和推力随时间变化
Fig. 9 Variation of oxidizer-to-fuel ratio, combustion pressure and thrust with time

力随时间的变化曲线。在相同的药柱外径下,方案 4 管形装药的氧燃比变化最小,方案 1 和方案 2 车轮形装药的氧燃比变化较大,方案 3 双 D 形装药居中。药柱外径减小后,方案 5 和方案 6 相比同药型氧燃比的变化增大,但方案 6 管形装药的氧燃比变化仍比其他药型要低。分析图 9,对于不同的方案,氧燃比变化越大,燃烧室压强和推力的变化也越显著。氧燃比变化较小时,可使发动机工作过程中的氧燃比维持在最佳氧燃比附近,有利于发挥发动机的性能;同时,较小的燃烧室压强变化也有利于发动机的结构强度设计。另外需注意的是,药柱肉厚相对药柱直径较小时,不仅装填分数较低,从氧化剂与燃料掺混燃烧的角度,还存燃烧不充分、燃烧效率降低的风险。

- 1993-2551 [R]. Reston: AIAA, 1993.
- [13] STORY G, ZOLADZ T, ARVES J, et al. Hybrid propulsion demonstration program 250 K hybrid motor; AIAA-2003-5198 [R]. Reston: AIAA, 2003.
- [14] FARBAR E, LOUWERS J, KAYA T. Investigation of metallized and nonmetallized hydroxyl terminated polybutadiene hydrogen peroxide hybrid rockets [J]. Journal of Propulsion and Power, 2007, 23(2): 476-486.
- [15] LEWIN A, DENNIS J, CONLEY B, et al. Experimental determination of performance parameters for a polybutadiene/oxygen hybrid rocket; AIAA-1992-3590 [R]. Reston: AIAA, 1992.
- [16] ESTEY P N, MCFARLANE J S, KNIFFEN R J, et al. Large hybrid rocket testing results; AIAA-1993-4279 [R]. Reston: AIAA, 1993.
- [17] KNIFFEN R J, MCKINNEY B, ESTEY P. Hybrid rocket development at the American Rocket Company; AIAA-1990-2762 [R]. Reston: AIAA, 1990.
- [18] 王铮, 胡永强. 固体火箭发动机 [M]. 北京: 中国宇航出版社, 1993: 61-66.
- WANG Z, HU Y Q. Solid rocket motor [M]. Beijing: China Aerospace Publishing House, 1993: 61-66 (in Chinese).
- [19] 李新田, 曾鹏, 田辉, 等. H_2O_2 /HTPB 缩比固液火箭发动机药柱燃速试验研究 [J]. 固体火箭技术, 2011, 34(4): 457-461.
- LI X T, ZENG P, TIAN H, et al. Experimental study on burning rate of sub-scale H_2O_2 /HTPB hybrid rocket motor grain [J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2011, 34(4): 457-461 (in Chinese).

作者简介:

李新田 男, 博士, 高级工程师。主要研究方向: 飞行器动力系统总体设计。

Research on wagon-wheel fuel grain parametric design and internal ballistics performance of hybrid rocket motor

LI Xintian*, CAI Qiang, LI Yancheng, WANG Xuekun, DAN Linpeng

(China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China)

Abstract: The study of fuel grain design and internal ballistic performance can provide the foundation for the design and optimization of hybrid rocket motor. Fuel grain design and internal ballistics calculation process and method of hybrid rocket motor were established. Based on the fuel regression rate law, the variation relationships of burning area and fuel port area with fuel thickness of the wagon-wheel fuel grain were obtained. For certain design specifications and propulsion system scheme, fuel grain schemes were designed for wagon-wheel fuel grain with central port, wagon-wheel fuel grain without central port, double-D fuel grain, and tube fuel grain. The calculation results show that wagon-wheel fuel grain can provide larger burning area, higher propellant loading fraction, and lower length-to-diameter ratio. For tube fuel grain, variations of oxidizer-to-fuel ratio, combustion pressure and thrust with time are much less. Decreasing the fuel diameter can increase the propellant loading fraction of tube and double-D fuel grains. However, the length-to-diameter ratio increases at the same time. The results can provide a good support for the understanding of the internal ballistic characteristics and laws of hybrid rocket motors with wagon-wheel fuel grain.

Keywords: hybrid rocket motor; wagon-wheel; fuel grain design; fuel regression rate; internal ballistics calculation

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0411

北斗导航星座星间通信速率控制方法

李献斌, 王建*, 范广腾, 杨志玺

(军事科学院 国防科技创新研究院, 北京 100071)



摘 要: 北斗导航星座可以通过星间测距和传输链路实现自主定轨和性能增强。导航卫星间进行数据传输时, 卫星相对位置时变, 传输信道特性也随之不断发生变化。针对导航卫星间传输链路时变特性, 提出了一种基于星历的星间通信速率控制方法。在满足传输服务质量的需求下, 根据导航卫星自有高精度星历资源定量计算星间最优通信速率, 通过速率的动态调整提高星座的传输效能。仿真结果表明, 采用所提方法, 北斗导航星座星间传输效能可以提高 1.92 倍, 验证了方法的有效性。

关键词: 北斗; 导航星座; 星间通信; 速率控制; 星历

中图分类号: V448.224

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0731-08

卫星导航系统在交通、渔业、水文、气象、林业、通信、电力、救援等诸多领域均取得了广泛应用, 深深地改变着人们的生活和生产方式^[1]。位置、速度、授时(Position, Velocity and Time, PVT)的精度、完好性、连续性和可用性是评估卫星导航系统性能的四大指标^[2]。导航系统革新与升级的过程也即是不断采取新技术、新手段提升这些性能的过程。在众多用于改进导航系统性能的技术中, 星间链路技术成为近年来人们研究的热点, 在导航卫星间构建测距和传输链路可以大幅度提高星历预报精度, 使星座具备长时间自主定轨能力, 建设星间链路已成为当前各个全球导航系统的重要共识^[3-5]。

北斗导航星座在全球组网建设中, 第 18、19 颗北斗导航卫星首次建立了基于 Ka 相控阵天线的星间链路, 并在后续导航卫星上也配置了星间链路单元^[6], 开始逐渐发挥作用。当前国内外关于北斗导航星间链路的研究热点主要集中在星间精密测距^[7-10]、自主定轨与星地联合定轨^[11-16]、星间组网规划^[17-18]等方面。但北斗导航星间链

路的功能和定位不仅仅局限于精密测距和自主定轨, 北斗卫星全球导航系统建成以后, 将成为中国首个具备全球全天时覆盖能力的星座, 北斗导航卫星之间的数据传输不仅可以服务于导航系统本身, 也可以用于全球任意地点信息的不落地回传, 实现“一星通, 一网通”, 对于破解中国无法全球布站的困境具有重要的现实意义。针对导航星座星间数据传输问题, 也有一些相关的研究, 涉及信号体制、传输协议、拓扑路由、编码控制等。文献[19]提出了一种测距通信一体化的导航星座星间链路无线信号结构, 该信号结构采用非均衡 QPSK 调制模式, 包括测距信道和通信信道, 测距信道和通信信道的信道功率根据链路预算进行配比, 通信信道的速率也可进行调整, 但没有给出速率调整的算法和依据。文献[20]借鉴了数字卫星广播的思路, 提出了通过采用自适应编码控制的方式来提高全球导航系统的星间数据传输效益, 起到了较好的效果, 但该方法在带来效益提升的同时, 频繁的编码调整也给星上解调带来较大的计算负担。文献[21]从组网协议设计的角度

收稿日期: 2019-07-23; 录用日期: 2019-10-25; 网络出版时间: 2019-11-06 08:42

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191105.0953.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61801503)

* 通信作者. E-mail: wangjian710108@126.com

引用格式: 李献斌, 王建, 范广腾, 等. 北斗导航星座星间通信速率控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 731-738.
LI X B, WANG J, FAN G T, et al. Inter-satellite communication rate control method of Beidou navigation constellation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 731-738 (in Chinese).

入手,提出了基于CCSDS(Consultative Committee for Space Data System)的北斗全球卫星导航系统信息传输接入模型,来提高星间信息传输的时效性和可靠性,也是解决问题的一种有效方式,但解决的是接入层的问题。

本文针对北斗导航星座星间传输效能问题,从星间数据传输的信号模型入手,定量分析了星间信号通信速率与信道变化特性的关系,给出了基于星历的星间距离计算过程,在此基础上提出了基于导航星历的星间通信速率控制方法,以北斗导航系统中的MEO星座为对象,区分同轨道面和异轨道面卫星,仿真评估了本文方法的传输效能,验证了方法的有效性。

1 星间传输信号模型

卫星数字通信中,广泛采用非平衡QPSK信号结构,其同相支路和正交支路传输不相关的两路独立数据流,可以采用不同的码速率和功率,以较好的兼顾测距和通信功能,星间链路中也广泛采用了此类信号结构^[19]。该信号结构如图1所示。图中: i 表示发射卫星, j 表示接收卫星,测量帧对应同相支路,通信帧对应正交支路,测量帧的功率幅度 A_C^j 和通信帧的功率幅度 A_P^j 不同,可根据测量和通信的性能要求进行配比。其中,测量帧的数据速率远低于通信帧的数据速率,且测距信道与通信信道严格时间同步,在测距信道同步后可完全实现通信信道位同步、帧同步,以降低硬件资源消耗。

传输信号 $S^{ij}(t)$ 的数学表达式可写为

$$S^{ij}(t) = A_C^j C^i(t) D_C^i(t) \cos(2\pi ft + \varphi_C^i) + A_P^j P^i(t) D_P^i(t) \sin(2\pi ft + \varphi_P^i) \quad (1)$$

式中: $C^i(t)$ 为卫星 i 发射测距扩频信号的扩频码;

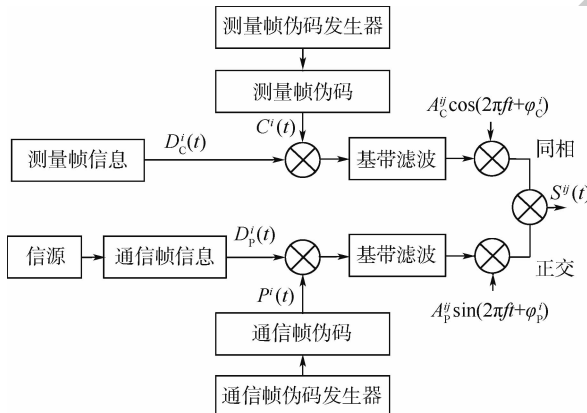


图1 星间测距通信一体化信号结构

Fig.1 Integrated signal structure of inter-satellite ranging communication

$P^i(t)$ 为卫星 i 发射通信扩频信号的扩频码; $D_C^i(t)$ 为卫星 i 发射测距扩频信号的数据码; $D_P^i(t)$ 为卫星 i 发射通信扩频信号的数据码; f 为星间链路信号的载波频率; φ_C^i 为卫星 i 发射测距扩频信号的载波相位; φ_P^i 为卫星 i 发射通信扩频信号的载波相位。

对于通信信道,数据信息 $D_P^i(t)$ 可以看作一种随机的双极性非回归(Non Return to Zero, NRZ)二进制位序列,其时间变量可以由一系列幅度为 m 且时宽为 T_b 的正负极方形脉冲来表示^[22],其随时间 t 的变化函数可以进一步写为

$$D_P^i(t) = m \left(\left\lfloor \frac{t}{T_b} \right\rfloor \right) = \pm m_k p(t - nT_b) \quad (2)$$

式中: $m_k = \pm m$ 为序列为 n 的比特位的幅度,可以从任意时间 $t = 0$ 的时刻进行推算; $p(t - nT_b)$ 为脉冲波形函数, $n = \lfloor t/T_b \rfloor$,表示对 t/T_b 的值进行向下取整,即采用比例式的整数部分, T_b 为符号位持续时间,其与位通信速率 R_b 的关系为

$$T_b = \frac{1}{R_b} \quad (3)$$

2 基于星历的星间通信速率控制方法

2.1 星间通信的速率计算

对于式(1)所示的信号结构,如果不考虑编码增益,误码率 P_{BER} 的计算公式为^[23]

$$P_{BER} = Q(2\sqrt{E_b/N_0}) \quad (4)$$

式中: E_b 为平均到每个比特上的信号能量; N_0 为噪声的功率谱密度。

将式(4)转换可得,对于给定误码率 P_{BER} ,所需的接收信号的 E_b/N_0 为

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{(Q^{-1}(P_{BER}))^2}{4} \quad (5)$$

对于星间通信链路,接收信号的 E_b/N_0 表达式为

$$\frac{E_b}{N_0} = P_t + G_t + G_r - 20\lg\left(\frac{4\pi d_{ij}f}{c}\right) - kT - R_b \quad (6)$$

式中: c 为光速; P_t 为卫星 i 的发射机功率; G_t 为发射天线的增益; G_r 为接收天线的增益; d_{ij} 为通信时刻卫星 i 与卫星 j 的传输距离; k 为玻尔兹曼常数; T 为接收机噪声温度。

结合式(5)和式(6),并经过一定的转化,可得信息位通信速率的表达式为

$$R_b = P_t + G_t + G_r - 20\lg\left(\frac{4\pi d_{ij}f}{c}\right) - kT - \frac{(Q^{-1}(P_{BER}))^2}{4} \quad (7)$$

式中:发射机功率 P_t 、发射天线增益 G_t 、接收天线增益 G_r 、发射信号频率 f 和接收机的噪声温度 T 可预先测定。因此,对于给定的误码率需求 P_{BER} ,只要得知星间的距离 d_{ij} ,即可计算出信号的位通信速率 R_b 。

2.2 基于星历的星间距离计算

对于导航卫星 i, j ,若二者对应的地心角为 α ,则星间距离可表示为

$$d_{ij} = \sqrt{r_i^2 + r_j^2 - 2r_i r_j \cos \alpha} \quad (8)$$

式中: r_i, r_j 分别为地心到卫星 i, j 的距离。

$$r = \frac{a(1 - e^2)}{1 + e \cos M} \quad (9)$$

式中: a, e, M 分别为卫星的长半轴、离心率和真近点角。

卫星 i, j 对应的地心角 α 的表达式为

$$\cos \alpha = \cos I_0 \cos J_0 + \sin I_0 \sin J_0 \cos \Delta\Omega_0 \quad (10)$$

式中:

$$\begin{cases} I_0 = \frac{\pi}{2} - u_i + \arctan\left(\tan \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \lambda\right) \\ J_0 = \frac{\pi}{2} - u_j - \arctan\left(\tan \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \lambda\right) \end{cases} \quad (11)$$

其中: λ 为轨道面倾角; $\Delta\Omega$ 为双星的升交点赤经之差; u_i, u_j 分别为两星的相位。

综上,星间距离可以表示为

$$d_{ij}(t) = \chi(a_i, e_i, \lambda_i, M_i, a_j, e_j, \lambda_j, M_j) \quad (12)$$

根据北斗卫星空中接口控制文件^[24],上述参数均可从卫星播发的广播星历中获得。这些广播星历也可以作为星间通信内容的一部分在星间传输。这样,单颗卫星既有自身的星历,又可通过星间通信获得目标星的星历,在此基础上,根据式(12)即可计算得到星间距离。

2.3 星间通信速率控制方法流程

由于式(11)中双星的相位 u_i, u_j 随时间变化,卫星间距离是时变量,对于固定的两颗卫星之间建链,随着时间的不同,星间距离也不同;当某一卫星与不同卫星建链时,目标星不同,星间距离也存在差异。因此,星间通信时如果将通信速率设定为固定值,势必要考虑距离最远、 E_b/N_0 最差的情况。但对于距离较近的星间链路,此时信号的空间衰减较小,接收信号的质量较好,如果仍采用最差情况下的通信速率,必然会造成传输能力的冗余和浪费。从这点出发,基于信号传输模型和星间距离的分析,提出一种基于导航星历的星间通信速率控制方法,以适应星间传输特性的变化,方法流程如图2所示。

为了使接收方能够及时掌握传输信号的速率

变化情况,准确解调信息,需要在发送的有效数据前加入速率指示位,如图3所示。当接收方解析出速率指示后,可以根据信号速率对数据帧进行解调。

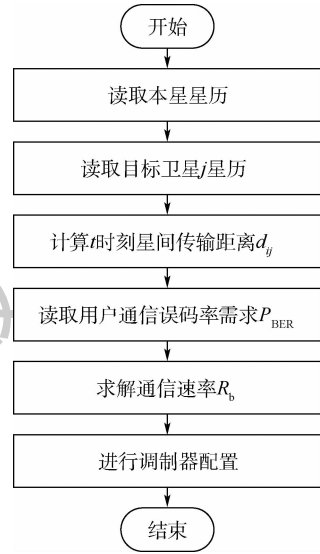


图2 基于星历的星间通信速率控制方法
Fig. 2 Inter-satellite communication rate control method based on ephemeris

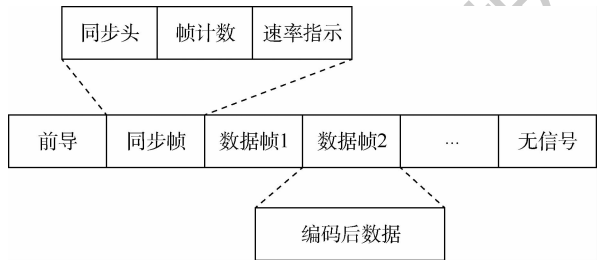


图3 星间通信数据帧结构
Fig. 3 Frame structure of inter-satellite communication data

3 仿真分析

3.1 北斗导航星座构型

北斗三号(全球组网星)标称空间星座由3颗 GEO 卫星、3颗 IGSO 卫星和 24 颗 MEO 卫星组成,并视情部署在轨备份卫星。GEO 卫星轨道高度为 35 786 km,分别定点于东经 80°、110.5°和 140°。IGSO 卫星轨道高度为 35 786 km,轨道倾角为 55°。MEO 卫星轨道高度为 21 528 km,轨道倾角为 55°,回归周期为 7 天 13 圈,相位从 Walker24/3/1 星座中选择,第一轨道面升交点赤经为 0°^[25]。

根据星座设计,MEO 卫星数量占到了星座卫星总数的 80%,是导航星座提供全球服务能力的主要依托,因此仿真计算针对 MEO 卫星展开,其构型如图4所示。

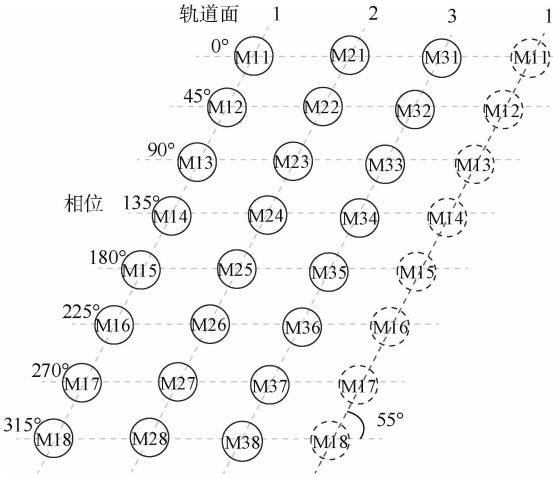


图 4 北斗导航星座 MEO 星座构型

Fig. 4 MEO constellation configuration of Beidou navigation constellation

3.2 同轨道面星间通信仿真分析

不失一般性,以第一轨道面的卫星为例进行分析,计算 M11 卫星与同轨道其他卫星之间的距离。对于同轨道面卫星,升交点赤经相同,此时 $\Delta\Omega = 0$,根据式(10)、式(11)可得

$$\cos \alpha = \cos(u_i - u_j) \tag{13}$$

由于同轨道面卫星围绕地球同向运动,相互之间的相位差 $u_i - u_j$ 为固定值,如图 4 所示,此时星间距离不随时间变化。根据文献[24]给定的参数,利用式(8)可以计算 M11 卫星与 M12、M13、M14 卫星之间的距离,结果如表 1 所示。由于 M15 与 M11 卫星被地球遮挡无法直视,计算时不予考虑。另外, M18、M17、M16 与 M12、M13、M14 位置对称,在此也不做重复计算。

基于表 1 中的星间距离,根据式(7)可以计算出信息通信速率 R_b 。计算时,各个参数的设置值如表 2 所示。

星间通信仿真计算时,通常将通信误码率设为 10^{-6} ,本算例中也按该值设定^[26]。根据式(7)计算得到星间通信速率分别为 51.57、15.10 和 8.85 Kbit/s,对应的链路如图 5 所示。

表 1 M11 与同轨道面卫星之间的距离
Table 1 Distances between M11 and satellites in the same orbit

目标卫星	星间距离/km
M12	21358.68
M13	39465.59
M14	51564.07

3.3 异轨道面星间通信仿真分析

北斗 MEO 卫星分布在 3 个轨道面,异轨道面卫星间距离是时变量,具体数值可以基于卫星星历由式(12)计算得到。由于 MEO 卫星的星座构

型为 Walker 星座,分析时以 M11 卫星到第二轨道面卫星距离为例展开,M11 与第三轨道面卫星间的距离可参照进行。经过计算,星间距离变化情况如图 6 所示。

计算结果表明,星间距离最大值为 55 587 km,对应 M11 卫星与 M23 卫星之间的链路,星间距离最小值为 21 443 km,对应 M11 卫星与 M21 卫星之间的链路。根据方法流程,基于表 2 中的参数配置,在给定误码率为 10^{-6} 的情况下,可以根据式(7)计算得到星间通信速率,计算结果如图 7

表 2 星间通信链路中的参数设置

Table 2 Parameter setting of inter-satellite communication links

参数	数值
传输误码率	10^{-6}
通信频率/GHz	30
发射功率/dBW	20
发射天线增益/dB	25.5
接收天线增益/dB	20
接收机噪声温度/K	300

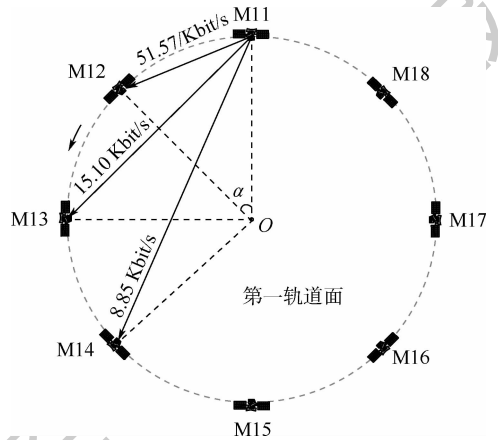


图 5 第一轨道面卫星间通信速率

Fig. 5 Inter-satellite communication rate in the first orbit plane

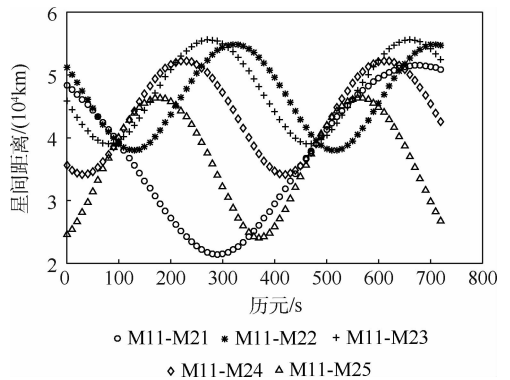


图 6 M11 卫星与第二轨道面星间距离

Fig. 6 Distances between M11 and satellites in the second orbit plane

所示。可见,通信速率随时间不断发生变化,变化范围为7.6~51.1 Kbit/s。

系统实现时,并不要求通信速率完全随时间瞬变,可以进行离散化采样以简化控制。以M11与M25卫星间通信为例,按照5 Kbit/s为一个量化阶梯进行离散化处理。例如,通信速率在35~40 Kbit/s之间时取值35 Kbit/s,30~35 Kbit/s之间时取值30 Kbit/s。依次类推,经过离散化后的通信速率配置如图8所示。

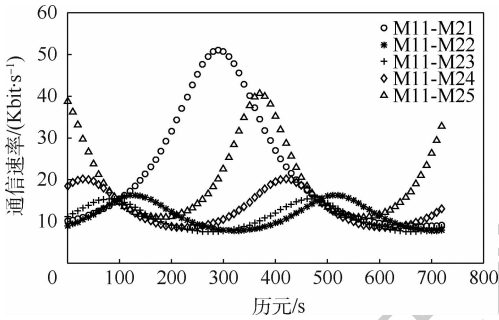


图7 M11卫星与第二轨道面卫星间通信速率

Fig.7 Inter-satellite communication rate of M11 and satellites in the second orbit plane

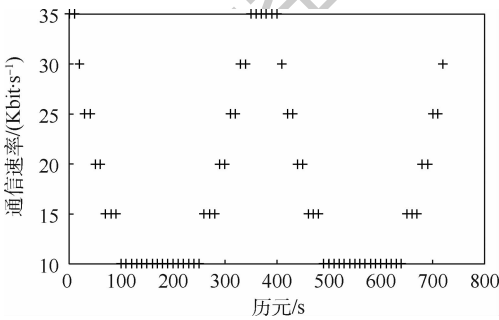


图8 离散化的M11卫星与M25卫星通信速率
Fig.8 Discretized communication rate between M11 and M25

3.4 传输效能分析

对采用本文方法前后的2种情况进行对比分析,首先考虑同轨道面卫星间通信的情况。根据上述分析,如果未采用本文方法,而是利用固定速率传输,那么通信速率应该满足距离最大的链路,即M11与M14之间的链路,此时通信速率为8.85 Kbit/s。采用本文方法后,不同卫星间的通信速率可以不同配置,M11与M12、M13、M14卫星之间的通信速率可分别配置为51.57、15.10和8.85 Kbit/s。那么,采用本文方法后的传输效率提高8.53倍。

对异轨道面卫星间通信的情况,采用积分的方式进行效能分析。假设根据本文方法计算得到的通信速率曲线为 $R_b^j(t)$,未采用速率调整算法

时要考虑最远传输距离,此时通信速率最小,为 $\min(R_b^j(t))$,那么在一个传输周期 T_c 内,传输效率比的计算公式为

$$\eta = \frac{\int_0^{T_c} R_b^j(t) dt}{\min(R_b^j(t)) T_c} \quad (14)$$

以M11卫星与M21卫星之间的链路为例分析,采用本文方法得到的通信速率曲线如图9中虚线所示,对应的 S_1 为传输数据量。而未采用本文方法情况,通信速率固定,为最小值8.85 Kbit/s,传输的数据量如图9中斜纹区域 S_2 所示。根据式(14)定量分析,可以得到传输效率比为2.48。

依照此方法,对M11与第二轨道面其余卫星之间的链路进行分析,可得采用本文方法后带来的传输效率提升,如图10所示。

从图10中可以看出,采用本文方法后传输效能带来了明显的增加,最低提高了1.43倍,最高提高了8.3倍。综合考虑同轨道面和异轨道面2类情况,M11卫星与星座内其他卫星建链时,若采用固定速率,需要考虑最远距离,即M11与M23通信时对应的最大距离55 587 km,此时通信速率为7.6 Kbit/s;采用本文方法后,通信速率随信道变化而调整,最高速率可达51.57 Kbit/s,总体效能可提高1.92倍。

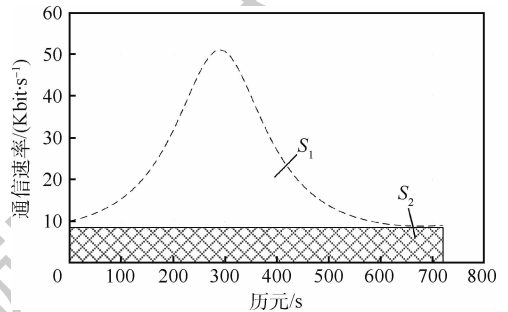


图9 M11卫星与M21卫星间传输效能对比
Fig.9 Comparison of transmission efficiency between M11 and M21

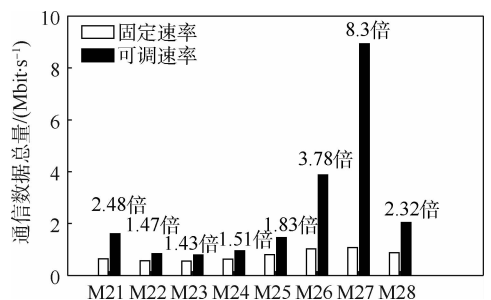


图10 M11与第二轨道面卫星间传输效能对比
Fig.10 Comparison of transmission efficiency between M11 and satellites in the second orbit plane

4 结 论

北斗导航星座星间通信速率控制方法利用北斗卫星自有的导航电文数据来估计信道状态的实时变化,而后基于此估计动态调整星间信号通信速率,以提高数据传输效能,分析表明:

1) 导航星座星间通信传输链路具有时变特性,采用固定通信速率会造成传输能力的冗余和浪费。

2) 充分利用了导航卫星自身具有的导航电文资源,在满足用户通信质量需求的前提下调整星间通信速率。采用本文方法后,星间数据传输效能可提高 1.92 倍。

3) 针对北斗导航星座进行了特定分析,但原理和思想可拓展应用到其他全球导航系统中。

为了简化分析,突出方法设计和流程,在分析时未考虑北斗导航系统中的 GEO 卫星和 IGSO 卫星,可在后续的研究中加以补充。此外,传输效能分析时未结合星座星间组网规划,也可作为后续研究的方向。

参考文献 (References)

- [1] 吴发林. 全球卫星导航系统——原理与应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2017:18-36.
WU F L. Global navigation satellite system—Principle and application[M]. Beijing: Beihang University Press, 2017: 18-36 (in Chinese).
- [2] 胡志刚. 北斗卫星导航系统性能评估理论与试验验证[D]. 武汉:武汉大学,2013:15-30.
HU Z G. Beidou satellite navigation system performance evaluation theory and experimental verification[D]. Wuhan: Wuhan University, 2013: 15-30 (in Chinese).
- [3] 李献斌. 导航星座星间精密测距关键技术研究[D]. 长沙:国防科技大学,2015:1-8.
LI X B. Research on the key technologies of inter-satellite precise ranging for navigation constellation[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2015: 1-8 (in Chinese).
- [4] FERNANDEZ F A. Inter-satellite ranging and inter-satellite communication links for enhancing GNSS satellite broadcast navigation data[J]. Advances in Space Research, 2011, 47(5): 786-801.
- [5] SUN L Y, WANG Y K, HUANG W D, et al. Inter-satellite communication and ranging link assignment for navigation satellite systems[J]. GPS Solutions, 2018, 22(2): 1-14.
- [6] 潘军洋, 胡小工, 唐成盼, 等. 北斗新一代卫星时分体制星间链路测量的系统误差标定[J]. 科学通报, 2017, 62(23): 2671-2679.
PAN J Y, HU X G, TANG C P, et al. System error calibration for time division multiple access inter-satellite payload of new-generation Beidou satellites[J]. Chinese Science Bulletin, 2017, 62(23): 2671-2679 (in Chinese).
- [7] 孙文超, 常青, 徐勇, 等. 星间 DOWRT 中的相对论效应分析与修正[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(3): 335-339.
SUN W C, CHANG Q, XU Y, et al. Analysis and correction on relativistic effect of inter-satellites using dual one-way ranging/time synchronization[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(3): 335-339 (in Chinese).
- [8] PAM J Y, HU X G, ZHOU S S, et al. Time synchronization of new-generation BDS satellites using inter-satellite link measurement[J]. Advances in Space Research, 2018, 61(1): 145-153.
- [9] LI X B, WANG Y K, YANG J, et al. Power allocation in inter-satellite ranging measurement of navigation constellation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(5): 801-804.
- [10] 申景诗, 左莉华, 贺瑞, 等. 基于 Proximity-1 协议的星间测距与时间同步技术研究[J]. 航天器工程, 2016, 25(1): 67-72.
SHEN J S, ZUO L H, HE R, et al. Study of inter-satellite ranging and time synchronization technology based on CCSDS Proximity-1 protocol[J]. Spacecraft Engineering, 2016, 25(1): 67-72 (in Chinese).
- [11] FENG Y, ZHEN H, NA X. Autonomous navigation for GPS using inter-satellite ranging and relative direction measurements[J]. Acta Astronautica, 2019, 160: 645-655.
- [12] 陈培, 韩潮. 基于星间测量的卫星星座自主导航算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2008, 34(2): 202-205.
CHEN P, HAN C. Autonomous orbit determination algorithm for constellation from relative position measurements[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2008, 34(2): 202-205 (in Chinese).
- [13] 陈金平, 尤政, 焦文海. 基于星间距离和方向观测的导航卫星自主定轨研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(1): 43-46.
CHEN J P, YOU Z, JIAO W H. Research on autonav of navigation satellite constellation based on crosslink range and inter-satellite orientation observation[J]. Journal of Astronautics, 2005, 26(1): 43-46 (in Chinese).
- [14] 陈艳玲, 胡小工, 周善石, 等. 基于星间测距的导航卫星自主定轨新算法[J]. 中国科学:物理学 力学 天文学, 2015, 45(7): 75-82.
CHEN Y L, HU X G, ZHOU S S, et al. A new autonomous orbit determination algorithm based on inter-satellite ranging measurements[J]. Scientia Sinica (Physica, Mechanica & Astronomica), 2015, 45(7): 75-82 (in Chinese).
- [15] 唐成盼, 胡小工, 周善石, 等. 利用星间双向测距数据进行北斗卫星集中式自主定轨的初步结果分析[J]. 中国科学:物理学 力学 天文学, 2017, 47(2): 95-105.
TANG C P, HU X G, ZHOU S S, et al. Centralized autonomous orbit determination of Beidou navigation satellites with inter-satellite link measurements: Preliminary results[J]. Scientia Sinica (Physica, Mechanica & Astronomica), 2017, 47(2): 95-105 (in Chinese).
- [16] YANG D N, YANG J, LI G, et al. Globalization highlight: Orbit determination using BeiDou inter-satellite ranging measurements[J]. GPS Solutions, 2017, 21(3): 1395-1404.
- [17] 万鹏, 张国亭. 全球卫星导航星座网络协议体系与运行模式[J]. 飞行器测控学报, 2015, 34(5): 444-452.
WAN P, ZHANG G T. Communication protocols and operation

- modes of global satellite navigation constellation networks[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2015, 34(5):444-452 (in Chinese).
- [18] 王东会. 面向测距与通信性能优化的卫星导航星间链路组网技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2014:18-60.
WANG D H. Research on satellite navigation interlink networking technology for ranging and communication optimization [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014:18-60 (in Chinese).
- [19] 陈建云,周永彬,郭熙业,等. 一种测距通信一体化的星间链路无线信号结构:CN 103812552 A[P]. 2014-05-21.
CHEN J Y, ZHOU Y B, GUO X Y, et al. The invention relates to a wireless signal structure of inter-satellite link integrating ranging communication:CN 103812552 A[P]. 2014-05-21 (in Chinese).
- [20] HUANG J H, SU Y X, LIU W X, et al. Adaptive modulation and coding techniques for global navigation satellite system intersatellite communication based on the channel condition[J]. IET Communications, 2016, 10(16):2091-2095.
- [21] 钟涛,易先清,侯振伟,等. 基于CCSDS的北斗全球卫星导航系统信息传输接入模型研究[C]//第五届中国卫星导航学术年会, 2014:54-59.
ZHONG T, YI X Q, HOU Z W, et al. Research on information transmission access model of Beidou global navigation satellite system based on CCSDS[C]//The Fifth China Satellite Navigation Academic Conference, 2014:54-59 (in Chinese).
- [22] ACHARYA R. 卫星导航基础原理[M]. 袁洪,徐颖,陈夏兰,译. 北京:电子工业出版社, 2017:62-73.
ACHARYA R. Understanding satellite navigation[M]. YUAN H, XU Y, CHEN X L, translated. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017:62-73 (in Chinese).
- [23] 樊昌信,曹丽娜. 通信原理[M]. 7版. 北京:国防工业出版社, 2012:132-180.
FAN C X, CAO L N. Principles of communications[M]. 7th ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2012:132-180 (in Chinese).
- [24] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B11(3.0版)[EB/OL]. (2019-02-10)[2019-07-06]. <http://www.beidou.gov.cn/xt/gfxz/201902/P020190227592987952674.pdf>.
China Satellite Navigation Office. Beidou navigation satellite system signal in space interface control document open service signal B11 (Version 3.0)[EB/OL]. (2019-02-10)[2019-07-06]. <http://www.beidou.gov.cn/xt/gfxz/201902/P020190227592987952674.pdf> (in Chinese).
- [25] 谭述森. 充满期待的北斗全球卫星导航系统[J]. 科学通报, 2018, 63(27):2802-2803.
TAN S S. Befull of expectations of Beidou global satellite navigation system[J]. Chinese Science Bulletin, 2018, 63(27):2802-2803 (in Chinese).
- [26] 梁俊明. 卫星通信系统星间链路设计研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2006:42-43.
LIANG J M. Study and design of the inter-satellite links of satellite communication system[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2006:42-43 (in Chinese).

作者简介:

李献斌 男,博士,助理研究员。主要研究方向:星间测距与星间通信。

王建 男,博士,助理研究员。主要研究方向:软件无线电和数字信号处理。

范广腾 男,博士,助理研究员。主要研究方向:卫星导航与定位。

杨志玺 男,博士,助理研究员。主要研究方向:空间仪器。

Inter-satellite communication rate control method of Beidou navigation constellation

LI Xianbin, WANG Jian^{*}, FAN Guangteng, YANG Zhixi

(National Innovation Institute of Defense Technology, Academy of Military Sciences, Beijing 100071, China)

Abstract: Beidou navigation constellation can achieve autonomous orbit determination and performance enhancement by introducing inter-satellite ranging and transmitting links. During data transmission of inter-satellite links, the relative position change of satellites with time causes the constant change of the characteristics of transmission channel. In view of the time-varying characteristics of inter-satellite transmitting links, an inter-satellite communication rate control method based on ephemeris is proposed. On the condition that the quality of transmission service is satisfied, the optimal inter-satellite transmission rate is quantitatively calculated according to the high-precision ephemeris resources that navigational satellite possesses, and the transmission efficiency is improved through the dynamic adjustment of the rate. The simulation results show that, using the proposed method, the inter-satellite transmission efficiency of Beidou navigation constellation can be improved by 1.92 times, which verifies the effectiveness of the method.

Keywords: Beidou; navigation constellation; inter-satellite communication; rate control; ephemeris

Received: 2019-07-23; **Accepted:** 2019-10-25; **Published online:** 2019-11-06 08:42

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191105.0953.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61801503)

*** Corresponding author.** E-mail: wangjian710108@126.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0294

推进剂贮箱区间干涉时变可靠性分析方法

辛腾达¹, 赵继广², 崔村燕^{3,*}, 段永胜³

(1. 航天工程大学 研究生院, 北京 101416; 2. 航天工程大学 电子与光学工程系, 北京 101416;

3. 航天工程大学 宇航科学与技术系, 北京 101416)



摘 要: 在推进剂贮箱服役期内, 由于材料强度退化及外界随机载荷等不确定因素的存在, 其可靠性表现为时变特性。基于区间理论与应力-强度干涉理论, 为推进剂贮箱时变可靠性分析提供了一种区间干涉时变可靠性分析方法。通过对椭球底圆柱贮箱应力进行分析, 根据贮箱等效应力分布与强度幂指数退化模型, 将应力与强度转换为时变区间变量的形式。结合应力-强度干涉理论, 将任意时刻应力与强度区间转换为标准化区间, 根据临界状态函数与标准化区间的位置关系, 定义区间干涉时变可靠性指标。结合示例参数对推进剂贮箱时变可靠性进行了分析, 并与服从正态分布的应力-强度干涉可靠性方法及区间可靠性方法分析结果进行了对比, 验证了所提方法的有效性。

关键词: 推进剂贮箱; 时变可靠性; 区间理论; 应力-强度干涉; 可靠性分析

中图分类号: V555.1

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0739-07

推进剂贮箱作为贮存液体推进剂的大型薄壁结构, 一旦发生泄漏将造成巨大的经济损失、环境破坏与人员伤亡, 因此对推进剂贮箱的可靠性进行分析, 对保证航天试验安全具有重大的现实意义。当火箭长期处于待发状态时, 由于腐蚀、老化及外界随机载荷等因素的影响, 推进剂贮箱的可靠性不再是传统模型下的单一数值, 通常表现出时变特性。

结构时变可靠性分析主要基于跨越率的方法^[1-2], 但由于其复杂的积分运算, 很难在工程实际中进行有效的应用。为提高跨越率的计算效率, Andrieu-Renaud 等^[3]提出了 PHI2 方法。然而, 对于一些复杂结构, PHI2 方法的计算效率也将会大大降低。蒙特卡罗^[4-5]、等效随机过程变换^[6]、基于交叉熵的自适应采样^[7]及应力-强度干涉^[8]等基于概率随机过程的方法, 也是时变可靠

性分析中常用的方法。然而, 概率可靠性分析在很大程度上依赖于参数的具体分布, 如果由于缺乏数据而主观对分布形式进行假设, 所得分析结果难以令人信服^[9]。

20 世纪 90 年代, Ben-Haim^[10]首次提出基于凸模型理论的结构可靠度概念, 将工程结构中的有界不确定参数表示为凸模型的形式。1995 年, Elishakoff^[11]将应力上界与屈服应力之比定义为非概率安全系数, 应用区间理论对非概率安全性进行了分析。2001 年, Guo 和 Lv^[12]将不确定参数量化为区间变量, 提出将原点到极限状态面的最短距离定义为非概率可靠度的方法。2003 年, Qiu 和 Wang^[13]将非概率区间方法与概率方法进行了比较, 证明了区间理论与概率理论分析结果的一致性。近年来, 非概率可靠性理论处理参数不确定问题的巨大优势, 引起了理论界和工程界

收稿日期: 2019-06-10; 录用日期: 2019-09-06; 网络出版时间: 2019-09-16 16:36

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190916.1535.002.html

* 通信作者: E-mail: 13661315668@126.com

引用格式: 辛腾达, 赵继广, 崔村燕, 等. 推进剂贮箱区间干涉时变可靠性分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 739-745. XIN T D, ZHAO J G, CUI C Y, et al. Interval interference time-variant reliability analysis method for propellant tank [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 739-745 (in Chinese).

的广泛关注^[14-15],为推进剂贮箱时变可靠性分析提供了重要参考。

本文基于区间理论与应力-强度干涉理论,提出了一种应用于推进剂贮箱时变可靠性分析的非概率区间干涉时变可靠性分析方法,并结合推进剂贮箱示例参数,与服从正态分布的应力-强度干涉可靠性方法及区间可靠性方法进行了对比分析,验证了本文方法的有效性。

1 推进剂贮箱应力分析

1.1 椭球底圆柱贮箱模型

椭球底圆柱贮箱是贮存液体推进剂的重要结构,主要承受内部增压、轴压及液压的作用。根据椭球底圆柱贮箱的实际受力情况,建立椭球底圆柱贮箱模型,如图1所示。图中: xOy 为基准坐标系, δ_b 为椭球下底壁厚, r 为参考点到 y 轴距离, b 为椭球底高度, R_1 和 R_2 分别为椭球下底第一曲率半径和第二曲率半径, φ_b 为 R_2 与 y 轴夹角, a 为贮箱半径, δ_c 为圆柱筒壁厚, h_c 为圆柱筒高度, h 为推进剂液面高度, δ_r 为椭球上底壁厚, R_3 和 R_4 分别为椭球上底第一曲率半径和第二曲率半径, φ_r 为 R_4 与 y 轴夹角。

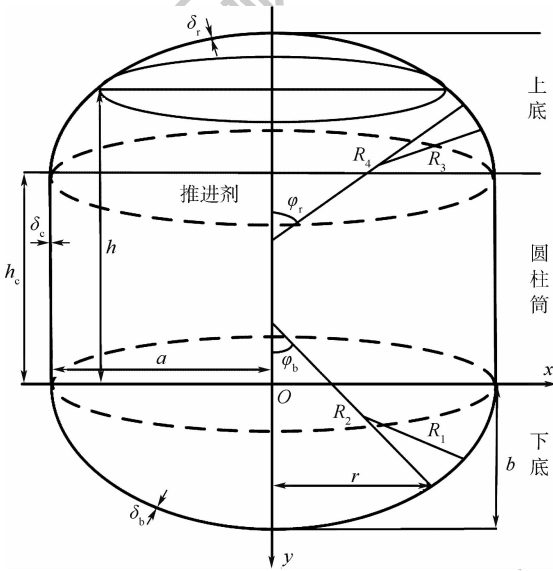


图1 椭球底圆柱贮箱模型

Fig.1 Cylindrical tank model with ellipsoid bottom

1.2 椭球下底应力分析

据图1可知,贮箱椭球下底母线的椭圆方程可表示为

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1 \quad 0 < y \leq b \quad (1)$$

椭球模数 m 定义为贮箱半径 a (椭球底母线长半轴) 与椭球底高度 b (椭球底母线短半轴) 之

比,即 $m = a/b$,可得

$$\begin{cases} r = x = \sqrt{a^2 - m^2 y^2} \\ \sin \varphi_b = \frac{\sqrt{a^2 - m^2 y^2}}{\sqrt{m^4 y^2 + a^2 - m^2 y^2}} \\ R_1 = \sqrt{(m^4 y^2 + a^2 - m^2 y^2)^3} / (m^2 a^2) \\ R_2 = \sqrt{m^4 y^2 + a^2 - m^2 y^2} \end{cases} \quad (2)$$

贮箱椭球下底主要承受内部增压与液压的作用,椭球下底参考面上的平衡方程可表示为

$$[P + g\rho(h + y)]\pi r^2 + g\rho V_b = \sigma_{b1} 2\pi r \delta_b \sin \varphi_b \quad (3)$$

式中: P 为内部增压; σ_{b1} 为椭球下底经向应力; g 为重力加速度,取为 9.8 m/s^2 ; ρ 为推进剂密度; V_b 为参考面以下的容积,即

$$V_b = \frac{2\pi a^2 b}{3} \left(1 - 1.5 \frac{y}{b} + 0.5 \frac{y^3}{b^3} \right) \quad (4)$$

据式(3)可得椭球下底经向应力 σ_{b1} 为

$$\sigma_{b1} = \frac{[P + g\rho(h + y)]\pi r^2 + g\rho V_b}{2\pi r \delta_b \sin \varphi_b} \quad (5)$$

根据旋转薄壳无矩理论,椭球下底任意微元均存在:

$$\frac{\sigma_{b1}}{R_1} + \frac{\sigma_{b2}}{R_2} = \frac{P + g\rho(h + y)}{\delta_b} \quad (6)$$

式中: σ_{b2} 为椭球下底环向应力。

结合式(5)、式(6),可得

$$\sigma_{b2} = \frac{[P + g\rho(h + y)]R_2}{\delta_b} - \frac{\sigma_{b1}R_2}{R_1} \quad (7)$$

1.3 圆柱筒应力分析

在内部增压与轴压作用下,圆柱筒经向应力 σ_{c1} 为

$$\sigma_{c1} = \frac{Pa}{2\delta_c} - \frac{Zg}{2\pi a \delta_c} \quad (8)$$

式中: Z 为火箭起飞质量。

在内部增压及推进剂液压的作用下,圆柱筒环向应力 σ_{c2} 为

$$\sigma_{c2} = \frac{[P + g\rho(h + y)]a}{\delta_c} \quad (9)$$

1.4 椭球上底应力分析

贮箱椭球上底 ($-h_c - b \leq y < -h_c$) 与椭球下底结构相同,即 $R_3 = R_1, R_4 = R_2, \sin \varphi_r = \sin \varphi_b$ 。

则贮箱椭球上底母线的椭圆方程为

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{(y + h_c)^2}{b^2} = 1 \quad -h_c - b \leq y < -h_c \quad (10)$$

当 $-h \leq y < -h_c$ 时,椭球上底受内部增压与液压作用,椭球上底经向应力 σ_{n1} 与环向应力 σ_{c2}

分别为

$$\begin{cases} \sigma_{r1} = \frac{R_4 [P + g\rho(h + y)]}{2\delta_r} \\ \sigma_{r2} = \frac{[P + g\rho(h + y)]R_4}{\delta_r} - \frac{\sigma_{r1}R_4}{R_3} \end{cases} \quad (11)$$

当 $-h_c - b \leq y < -h$ 时, 椭球上底仅受内部增压作用, σ_{r1} 与 σ_{r2} 可分别表示为

$$\begin{cases} \sigma_{r1} = \frac{R_4 P}{2\delta_r} \\ \sigma_{r2} = \frac{PR_4}{\delta_r} - \frac{\sigma_{r1}R_4}{R_3} \end{cases} \quad (12)$$

1.5 贮箱等效应力分析

通过对贮箱各部分应力的分析, 以 σ_1 与 σ_2 分别代表径向应力与环向应力, 可知贮箱椭球下底、圆柱筒及椭球上底应力状态主要有 3 种形式: ① $\sigma_1 > 0$ 与 $\sigma_2 > 0$ 均为拉应力; ② $\sigma_1 \leq 0$ 为压应力, $\sigma_2 > 0$ 为拉应力; ③ $\sigma_1 > 0$ 为拉应力, $\sigma_2 \leq 0$ 为压应力。

根据第三强度理论, 等效应力 σ_e 可定义为^[16]

$$\sigma_e = \begin{cases} \max(\sigma_1, \sigma_2) & \sigma_1 > 0, \sigma_2 > 0 \\ |\sigma_1| + |\sigma_2| & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

2 区间干涉时变可靠性分析方法

设 T 为参考寿命, $t \in [0, T]$ 为服役时刻, $\mathbf{X} = \{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ 为与强度 R 相关的参数集, $\mathbf{Y} = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_m\}$ 为与应力 S 相关的参数集, 据应力-强度干涉理论, 贮箱的状态函数可表示为

$$M = R(\mathbf{X}, t) - S(\mathbf{Y}, t) \quad (14)$$

基于 Schaff 幂指数强度退化模型^[17], 服役周期内任意时刻贮箱强度可表示为

$$R(\mathbf{X}, t) = R(\mathbf{X}, 0) - (R(\mathbf{X}, 0) - R(\mathbf{X}, T))(t/T)^\gamma \quad (15)$$

式中: $R(\mathbf{X}, t)$ 为任意 t 时刻贮箱强度; $R(\mathbf{X}, 0)$ 为 $t=0$ 时刻贮箱强度; $R(\mathbf{X}, T)$ 为 $t=T$ 时刻贮箱强度; γ 为与材料相关的衰减系数。

根据区间理论, 贮箱强度区间 $R(\mathbf{X}, t)$ 的上下界可分别表示为

$$\bar{R}(\mathbf{X}, t) = \bar{R}(\mathbf{X}, 0) - (\bar{R}(\mathbf{X}, 0) - R(\mathbf{X}, T))(t/T)^\gamma \quad (16)$$

$$\underline{R}(\mathbf{X}, t) = \underline{R}(\mathbf{X}, 0) - (\underline{R}(\mathbf{X}, 0) - R(\mathbf{X}, T))(t/T)^\gamma \quad (17)$$

式中: $\bar{R}(\mathbf{X}, 0)$ 和 $\underline{R}(\mathbf{X}, 0)$ 分别为 $t=0$ 时刻 $R(\mathbf{X}, t)$ 的上下界。

$R(\mathbf{X}, t)$ 的中值与离差可分别表示为

$$\begin{aligned} R^c(\mathbf{X}, t) &= R^c(\mathbf{X}, 0) - (R^c(\mathbf{X}, 0) - \\ &R(\mathbf{X}, T))(t/T)^\gamma \end{aligned} \quad (18)$$

$$R^r(\mathbf{X}, t) = R^r(\mathbf{X}, 0) + R^r(\mathbf{X}, 0)(t/T)^\gamma \quad (19)$$

式中: $R^c(\mathbf{X}, 0)$ 和 $R^r(\mathbf{X}, 0)$ 分别为 $t=0$ 时刻 $R(\mathbf{X}, t)$ 的中值与离差。

将贮箱常载荷应力 $S_n(\mathbf{Y}, t)$ 及不确定载荷应力 $S_u(\mathbf{Y}, t)$ 表示为区间变量:

$$S_n(\mathbf{Y}, t) = [\underline{S}_n(\mathbf{Y}, t), \bar{S}_n(\mathbf{Y}, t)] \quad (20)$$

$$S_u(\mathbf{Y}, t) = [\underline{S}_u(\mathbf{Y}, t), \bar{S}_u(\mathbf{Y}, t)] \quad (21)$$

则贮箱应力区间 $S(\mathbf{Y}, t)$ 的上下界分别为

$$\bar{S}(\mathbf{Y}, t) = \bar{S}_n(\mathbf{Y}, t) + \bar{S}_u(\mathbf{Y}, t) \quad (22)$$

$$\underline{S}(\mathbf{Y}, t) = \underline{S}_n(\mathbf{Y}, t) + \underline{S}_u(\mathbf{Y}, t) \quad (23)$$

$S(\mathbf{Y}, t)$ 的中值与离差可分别表示为

$$S^c(\mathbf{Y}, t) = S_n^c(\mathbf{Y}, t) + S_u^c(\mathbf{Y}, t) \quad (24)$$

$$S^r(\mathbf{Y}, t) = S_n^r(\mathbf{Y}, t) + S_u^r(\mathbf{Y}, t) \quad (25)$$

式中: $S_n^c(\mathbf{Y}, t)$ 和 $S_n^r(\mathbf{Y}, t)$ 分别为 $S_n(\mathbf{Y}, t)$ 的中值和离差; $S_u^c(\mathbf{Y}, t)$ 和 $S_u^r(\mathbf{Y}, t)$ 分别为 $S_u(\mathbf{Y}, t)$ 的中值和离差。

任意时刻贮箱强度与应力均可转化为标准化区间:

$$R(\mathbf{X}, t) = R^c(\mathbf{X}, t) + R^r(\mathbf{X}, t)\delta_R \quad (26)$$

$$S(\mathbf{Y}, t) = S^c(\mathbf{Y}, t) + S^r(\mathbf{Y}, t)\delta_S \quad (27)$$

式中: $-1 \leq \delta_R \leq 1$ 和 $-1 \leq \delta_S \leq 1$ 分别为贮箱强度和应力标准化变量。

贮箱的状态函数 M 可表示为

$$M = R^c(\mathbf{X}, t) + R^r(\mathbf{X}, t)\delta_R - S^c(\mathbf{Y}, t) - S^r(\mathbf{Y}, t)\delta_S \quad (28)$$

临界状态函数 $M=0$ 可表示为

$$\delta_R = \frac{S^r(\mathbf{Y}, t)\delta_S - R^c(\mathbf{X}, t) - S^c(\mathbf{Y}, t)}{R^r(\mathbf{X}, t)} \quad (29)$$

$M=0$ 在标准化区间内的斜率可表示为 $k = S^r(\mathbf{X}, t)/R^r(\mathbf{Y}, t) \geq 0$, 不同时刻 $M=0$ 与标准化区间的位置关系不同。

1) 当 $\underline{R}(\mathbf{X}, t) \geq \bar{S}(\mathbf{Y}, t)$ 时, 对于标准化区间内 $\forall (\delta_S, \delta_R)$, $\exists M \geq 0$, 贮箱处于完全可靠状态。此时区间干涉时变可靠性指标 η 定义为

$$\eta = \frac{R^c(\mathbf{X}, t) - R^r(\mathbf{X}, t)}{S^c(\mathbf{Y}, t) + S^r(\mathbf{Y}, t)} \quad (30)$$

此时存在 $\eta \geq 1$, η 值随 $\underline{R}(\mathbf{X}, t) - \bar{S}(\mathbf{Y}, t)$ 的减小而减小, 表示贮箱的安全裕度。

2) 当 $\underline{R}(\mathbf{X}, t) < \bar{S}(\mathbf{Y}, t)$, $\bar{R}(\mathbf{X}, t) > \underline{S}(\mathbf{Y}, t)$ 时, $M=0$ 将标准化区间分为两部分, $M > 0$ 为可靠域, $M < 0$ 为失效域。当 $k > 1$, $k=1$ 或 $0 \leq k < 1$ 时, 即可确定 $M=0$ 与标准化区间的位置关系, 如图 2 所示。

此时, 将可靠域面积 A_r 与标准化区间面积 $A=4$ 的比值, 定义为任意时刻区间干涉时变可靠

性指标 η :

$$\eta = A_r/A \tag{31}$$

据式(31)可知 $\eta \in (0, 1)$, 贮箱处于非完全可靠状态, η 表示结构的可靠度。当 $k > 1, k = 1$

或 $0 \leq k < 1$ 时, 任意时刻区间干涉时变可靠性指标 η 可据式(31)求得。以 $k = 2, k = 1$ 及 $k = 1/2$ 为例, 随 $M = 0$ 与标准化区间位置关系的变化, 相应的 η 值如图3所示。

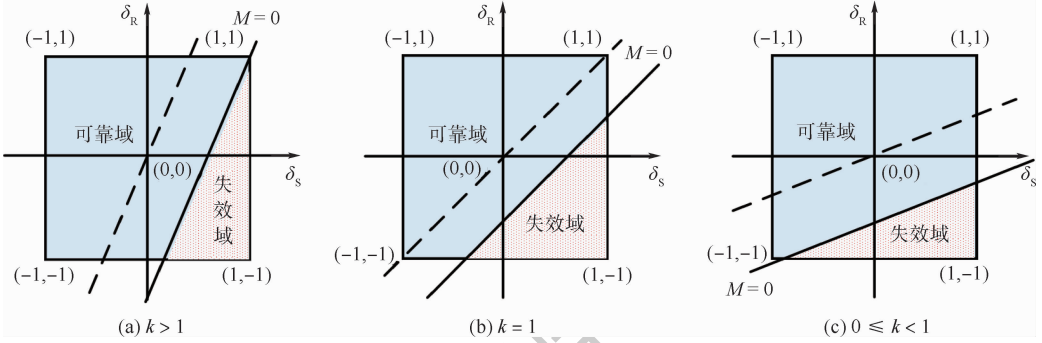


图2 临界状态函数与标准化区间

Fig. 2 Critical state function and normalized interval

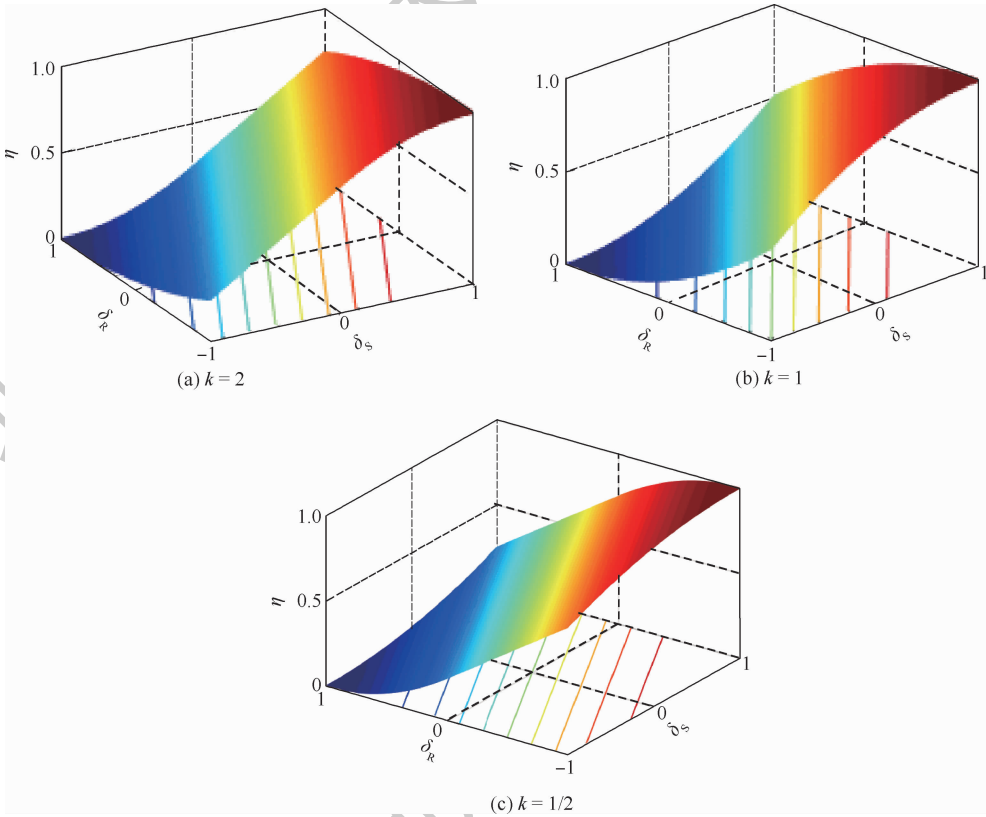


图3 $k = 2, k = 1, k = 1/2$ 时可靠性指标

Fig. 3 Reliability index when $k = 2, k = 1$ and $k = 1/2$

3) 当 $\bar{R}(X, t) \leq S(Y, t)$ 时, 对于标准化区间内 $\forall (\delta_s, \delta_r), \exists M \leq 0$, 贮箱处于失效状态, 将区间干涉时变可靠性指标定义为 $\eta = 0$ 。

3 验证分析

以表1所示参数为例, 分别对贮箱椭球下底、圆柱筒及椭球上底的时变可靠性进行分析, 并与服从正态分布的应力-强度干涉可靠性方法及区

间可靠性方法进行对比分析, 验证本文方法的有效性。

不确定载荷应力区间可根据外界随机载荷参数而求得, 假设不确定载荷应力区间 $S_u(Y, t)$ 为 $[0, 10]$, 则据式(22) ~ 式(25)可得贮箱应力区间参数, 如表2所示。

服从正态分布的应力-强度干涉可靠性方法是一种常用的概率可靠性分析方法, 在参数具体

表1 贮箱示例参数

Table 1 Sample parameters of tank

参数	数值
m	2
$\rho / (\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	1000
P / MPa	0.1
Z / t	280
h / m	10.5
T / h	50 000
γ	4
a / m	2
h_c / m	10
$\delta_c, \delta_b / \text{mm}$	4
δ_r / mm	3
$R^r(X, 0) / \text{MPa}$	30
$R^c(X, 0) / \text{MPa}$	300
$R(X, T) / \text{MPa}$	200

表2 贮箱应力区间参数

Table 2 Parameters of tank stress interval MPa

贮箱	$\bar{S}_n(Y, t)$	$\underline{S}_n(Y, t)$	$\bar{S}_u(Y, t)$	$\underline{S}_u(Y, t)$	$S^c(Y, t)$	$S^r(Y, t)$
上底	104.89	47.15	30	0	91.02	43.87
圆柱筒	131.10	82.07	30	0	121.59	39.52
下底	160.36	75.03	30	0	132.70	57.67

分布已知情况下,可准确分析结构的可靠状态。当任意时刻贮箱强度服从均值为 $R^c(X, t)$, 标准差为 $R^r(X, t)/3$ 的正态分布, 贮箱应力服从均值为 $S^c(Y, t)$, 标准差为 $S^r(Y, t)/3$ 的正态分布时, 贮箱强度 $R(X, t) \in [\underline{R}(X, t), \bar{R}(X, t)]$ 与贮箱应力 $S(Y, t) \in [\underline{S}(Y, t), \bar{S}(Y, t)]$ 的概率为 99.73%, 任意时刻服从正态分布的应力-强度干涉可靠性指标 η_n 可表示为^[18]

$$\eta_n = \Phi\left(\frac{R^c(X, t) - S^c(Y, t)}{\sqrt{(R^r(X, t)/3)^2 + (S^r(Y, t)/3)^2}}\right) \quad (32)$$

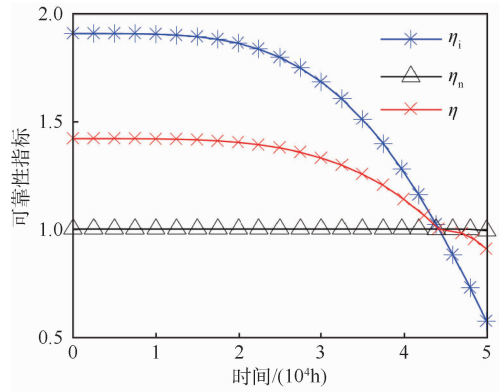
式中: $\Phi(\cdot)$ 为标准正态分布函数。

区间可靠性方法是一种重要的非概率可靠性分析方法, 但其对非完全可靠状态的分析过于保守^[19], 任意时刻区间可靠性指标 η_i 可表示为

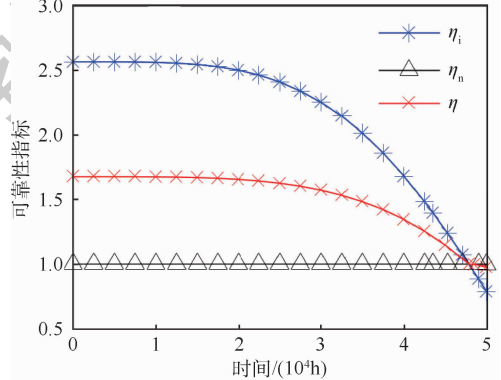
$$\eta_i = \frac{R^c(X, t) - S^c(Y, t)}{R^r(X, t) + S^r(Y, t)} \quad (33)$$

据式(30)~式(33), 可得贮箱椭球下底、圆柱筒及椭球上底的可靠性指标 η_i 、 η_n 及 η , 如图4所示。

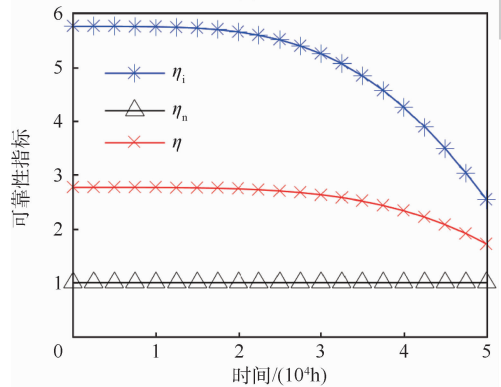
如图4(a)所示, 当 $0 \text{ h} \leq t \leq 44\,230 \text{ h}$ 时, 存在 $\eta_n = 1, 1.908 \geq \eta_i \geq 1$ 及 $1.418 \geq \eta \geq 1$, 贮箱椭球下底处于完全可靠状态; 当 $44\,230 \text{ h} < t \leq T$ 时, 存在 $1 > \eta_n \geq 0.992, 1 > \eta \geq 0.908$ 及 $1 > \eta_i \geq 0.572$, 贮箱椭球下底处于非完全可靠状态。



(a) 椭球下底



(b) 圆柱筒



(c) 椭球上底

图4 贮箱椭球下底、圆柱筒和椭球上底可靠性指标

Fig. 4 Reliability indexes of ellipsoid roof, cylinder and ellipsoid bottom

如图4(b)所示, 当 $0 \text{ h} \leq t \leq 47\,830 \text{ h}$ 时, 存在 $\eta_n = 1, 2.566 \geq \eta_i \geq 1$ 及 $1.676 \geq \eta \geq 1$, 贮箱圆柱筒处于完全可靠状态; 当 $47\,830 \text{ h} < t \leq T$ 时, 存在 $1 > \eta_n \geq 0.999, 1 > \eta_i \geq 0.788$ 及 $1 > \eta \geq 0.977$, 贮箱圆柱筒处于非完全可靠状态。

如图4(c)所示, 当 $0 \text{ h} \leq t \leq T$ 时, 存在 $\eta_n = 1, 5.762 \geq \eta_i \geq 2.537$ 及 $2.765 \geq \eta \geq 1.716$, 贮箱椭球上底处于完全可靠状态。

综上所述, 本文方法的分析结果与服从正态分布的应力-强度干涉可靠性方法及区间可靠性方法分析结果一致, η 介于 η_n 与 η_i 之间。当椭球下底、圆柱筒及椭球上底处于完全可靠状态时, 可靠性指标 $\eta_n = 1, \eta_i \geq 1$ 及 $\eta_n \leq \eta \leq \eta_i$, η 表示其

安全裕度。当椭球下底、圆柱筒及椭球上底处于非完全可靠状态时,可靠性指标 $0 < \eta_n < 1, 0 < \eta_i < 1$ 及 $\eta_i < \eta < \eta_n, \eta$ 表示其可靠度。区间干涉时变可靠性分析方法无须参数的具体分布即可对贮箱的可靠性进行分析,且可有效改善区间可靠性方法对非完全可靠状态分析过于保守的问题。

4 结 论

1) 任意时刻贮箱椭球下底、圆柱筒及椭球上底的可靠性均可由区间干涉时变可靠性指标 $\eta \in [0, +\infty)$ 进行分析。

2) $\eta \geq 1$ 为安全裕度,结构处于完全可靠状态; $0 < \eta < 1$ 为可靠度,结构处于非完全可靠状态; $\eta = 0$,结构处于失效状态。

3) 推进剂贮箱椭球下底、圆柱筒及椭球上底的可靠性均随时间而降低,逐渐由完全可靠状态转换为非完全可靠状态。

参考文献 (References)

- [1] SUDRET B. Analytical derivation of the outcrossing rate in time-variant reliability problems [J]. Structure and Infrastructure Engineering, 2008, 4 (5): 353-362.
- [2] JIANG C, HUANG X P, WEI X P, et al. A time-variant reliability analysis method for structural systems based on stochastic process discretization [J]. International Journal of Mechanics and Materials in Design, 2017, 13 (2): 173-193.
- [3] ANDRIEU-RENAUD C, SUDRET B, LEMAIRE M. The PHI2 method: A way to compute time-variant reliability [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2004, 84 (1): 75-86.
- [4] SHI Y, LV Z Z. Dynamic reliability analysis model for structure with both random and interval uncertainties [J]. International Journal of Mechanics and Materials in Design, 2018, 15 (3): 521-537.
- [5] PENG Y Z, YU W, ZI Y Y, et al. Dynamic reliability assessment and prediction for repairable systems with interval-censored data [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2017, 159: 301-309.
- [6] WANG Z Q, CHEN W. Time-variant reliability assessment through equivalent stochastic process transformation [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2016, 152: 166-175.
- [7] YANG D Y, TENG J G, FRANGOPOLO D M. Cross-entropy-based adaptive importance sampling for time-dependent reliability analysis of deterioration structures [J]. Structural Safety, 2017, 66: 38-50.
- [8] ZHANG X Q, GAO H Y, HUANG H Z, et al. Dynamic reliability modeling for system analysis under complex load [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2018, 180: 345-351.
- [9] XIA B Z, WNAG L F. Non-probabilistic interval process analysis of time-varying uncertain structures [J]. Engineering Structures, 2018, 175: 101-112.
- [10] BEN-HAIM H Y. A non-probabilistic measure of reliability of linear systems based on expansion of convex models [J]. Structural Safety, 1995, 17 (2): 91-109.
- [11] ELISHAKOFF I. Discussion on: A non-probabilistic concept of reliability [J]. Structural Safety, 1995, 17 (3): 195-199.
- [12] GUO S X, LV Z Z. Interval arithmetic and static interval finite element method [J]. Applied Mathematics & Mechanics, 2001, 22 (12): 1390-1396.
- [13] QIU Z P, WANG X J. Comparison of dynamic response of structures with uncertain-but-bounded parameters using non-probabilistic interval analysis method and probabilistic approach [J]. International Journal of Solids & Structures, 2003, 40 (20): 5423-5439.
- [14] WANG X J, WANG R X, WANG L, et al. An efficient single-loop strategy for reliability-based multidisciplinary design optimization under non-probabilistic set theory [J]. Aerospace Science & Technology, 2017, 73: 148-163.
- [15] NI B Y, JIANG C, HUANG Z L. Discussions on non-probabilistic convex modelling for uncertain problems [J]. Applied Mathematical Modelling, 2018, 59: 54-85.
- [16] 王心清. 结构设计 [M]. 2 版. 北京: 中国宇航出版社, 2009: 19-35.
- WANG X Q. The structural design [M]. 2nd ed. Beijing: China Astronautic Publishing House, 2009: 19-35 (in Chinese).
- [17] SCHAFF J R, DAVIDSON B D. Life prediction methodology for composite structures. Part I-Constant amplitude and two-stress level fatigue [J]. Journal of Composite Materials, 1997, 31 (2): 158-181.
- [18] AN Z W, HUANG H Z, LIU Y. A discrete stress-strength interference model based on universal generating function [J]. Reliability Engineering & System Safety, 2008, 93 (10): 1485-1490.
- [19] SU H Z, LI J Y, WEN Z P, et al. Dynamic non-probabilistic reliability evaluation and service life prediction for arch dams considering time-varying effects [J]. Applied Mathematical Modelling, 2016, 40 (16): 6908-6923.

作者简介:

辛腾达 男, 博士研究生。主要研究方向: 飞行器测试与发射。

赵继广 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 航天任务分析与设计。

崔村燕 女, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 航天发射安全。

段永胜 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 航天任务可靠性。

Interval interference time-variant reliability analysis method for propellant tank

XIN Tengda¹, ZHAO Jiguang², CUI Cunyan^{3,*}, DUAN Yongsheng³

(1. School of Graduate, Space Engineering University, Beijing 101416, China;

2. Department of Electronic and Optical Engineering, Space Engineering University, Beijing 101416, China;

3. Department of Aerospace Science and Technology, Space Engineering University, Beijing 101416, China)

Abstract: During the service period of propellant tank, due to the existence of uncertain factors such as structural strength degradation and external random loads, the reliability of propellant tank is with time-variant characteristic. Based on interval theory and stress-strength interference theory, an interval interference time-variant reliability analysis method is proposed for the time-variant reliability analysis of propellant tank. By analyzing the stress of the cylindrical tank with ellipsoid bottom, the stress and strength are converted into the form of time-varying interval variables according to the equivalent stress distribution and strength power exponential degradation model. Combined with the stress-strength interference theory, the stress and strength intervals at any time are converted into the standardized interval. According to the position relation between the critical state function and the standardized interval, the interval interference time-variant reliability index is defined. Finally, the time-variant reliability of tank is analyzed with the sample parameters, and the validity of the proposed method is verified by comparing with the stress-strength interference reliability that obeys normal distribution and the interval reliability analysis results.

Keywords: propellant tank; time-variant reliability; interval theory; stress-strength interference; reliability analysis

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0296

一种圆柱物料装填机器人残余振动抑制方法



郑昱, 广晨汉, 杨洋*

(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 为提高载具内的物料装填效率, 提出了一种在载具内受限空间中使用的新型圆柱物料装填机器人, 并通过优化关节轨迹, 对机器人末端残余振动进行抑制。首先, 给出物料装填机器人的总体设计方案和工作流程。然后, 结合物料装填机器人的结构特点, 应用拉格朗日方法建立封闭形式的刚柔耦合动力学模型, 并应用模态分析方法得到机器人末端动态响应计算方法。最后, 以物料装填机器人关节残余弹性势能最小为优化目标, 使用最大最小蚂蚁系统, 对机器人关节轨迹进行优化, 并对优化结果进行仿真验证。仿真结果表明, 优化后的关节轨迹, 在满足快速装填要求的基础上, 可以降低约 34.4% 的关节残余弹性势能和约 37.6% 的机器人末端振动振幅。

关键词: 物料装填机器人; 振动抑制; 轨迹优化; 最大最小蚂蚁系统; 有限空间

中图分类号: V221+.3; TB553

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0746-08

为提高载具内的物料装填效率, 本文提出了一种在有限空间内使用的圆柱物料装填机器人, 可在载具内高效输送圆柱物料, 以满足载具内快速装填作业的要求。本文中的物料装填机器人为多关节串联结构, 关节处采用谐波减速器以提高传动精度和承载能力。但谐波减速器的使用, 会导致关节处存在柔性, 同时考虑到物料装填机器人的负载质量较大、装填速度较快, 所以关节的残余弹性势能会引起振动, 造成物料轴线与加工设备轴线不一致。振动严重时, 甚至会损伤设备。因此, 必须对关节柔性导致的末端残余振动进行分析和抑制。

由已有研究成果可知, 抑制柔性关节残余振动的方法主要有 3 种: 结构优化、主动控制、输入整形^[1-3]。其中, 结构优化方法虽然可以抑制机器人的振动, 但是由于本文中的物料装填机器人负载质量较大且空间受限, 低阶固有频率很难有

较大的提升。主动控制方法是振动抑制方法研究的一个热点, 最优控制^[4]、滑模控制^[5]、鲁棒控制^[6]等方法已被研究证实可应用于振动控制, 但主动控制方法中, 多需要增加额外的传感器, 并对控制率进行设计, 这些都会额外增加成本。区别于传统的输入指令整形方法, 许多学者通过对关节轨迹进行优化, 即优化轨迹指令的方式进行抑制。Rew 和 Kim^[7]通过设计非对称 S 型曲线, 对机器人的残余振动进行抑制。Federico 等^[8]以机器人振动幅度最小为优化目标, 研究了机器人在线轨迹优化的方法。Wisnu 和 Kazuhiko^[9]将三次样条曲线与浮动插值点技术相结合, 以减小末端振动, 并优化关节运动时间。Guo 等^[10]以关节应变能最小为优化目标, 使用遗传算法对三自由度平面机器人的关节轨迹进行优化。吴明月等^[11]通过优化振幅方程中的 S 型曲线参数, 使得硅片传输机器人的低阶振动振幅达到最小值。解则晓

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-09-28; 网络出版时间: 2019-10-24 13:50

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191024.1058.002.html

基金项目: 总装备部预先研究项目 (41462030101PD03)

* 通信作者。E-mail: yang_mech@126.com

引用格式: 郑昱, 广晨汉, 杨洋. 一种圆柱物料装填机器人残余振动抑制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 746-753.
ZHENG Y, GUANG C H, YANG Y. Residual vibration suppression method of a cylindrical material loading robot[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 746-753 (in Chinese).

等^[12]以关节电机近似输出能量函数为目标,通过优化Lame曲线参数,对Delta并联机器人的残余振动进行控制。

本文以设计的物料装填机器人为研究对象,建立了机器人的刚柔耦合动力学模型,并推导得到特定轨迹下的动态响应计算方法。以关节残余弹性势能最小为优化目标,使用最大最小蚂蚁系统(Max-Min Ant System, MMAS)^[13]优化插值点时间,间接实现关节轨迹优化,从而达到振动抑制的目的。

1 物料装填机器人总体方案

本文中,输送的圆柱物料为规格一致的生产原料,物料高度约1085 mm,直径约130 mm,质量约35 kg。由图1可知,装填过程中,圆柱物料需要在空间中3个自由度上移动,且在1个自由度上转动,同时,考虑到物料加工过程中,加工设备会有一个回撤动作,因此需要物料装填机器人具有一个冗余自由度以躲避物料加工设备。因此,将物料装填机器人设计成图1(a)所示的“RPP-RR”构型。各个关节依次称作整体转动关节(关节1)、平移关节(关节2)、举升关节(关节3)、调姿关节(关节4)、避障关节(关节5)和末端抓持器,关节处采用谐波减速器以提高传动精度和承载能力。其中,关节1、关节2和关节3用于调整圆柱物料的平面位置,关节2和关节3采用移动关节后,可以使得结构更加紧凑,适合在载具中使用。关节4用于调整圆柱物料姿态,使物料与加工设备进料口轴线一致。关节5提供冗余自由度,用于避开加工设备的回撤动作。

物料装填过程如下:首先解除避障状态,关节5转动90°至抓持位置,同时各关节协调运动,使末端抓持器对准圆柱物料,该过程如图1(a)所示。随后,末端抓持器抓稳物料,关节1、关节2、关节3、关节4协调运动,将物料送至进料口,并使物料轴线与进料口轴线一致,该过程如图1(b)所示。末端抓持器松开物料,推送机构将物料推入加工设备,该过程如图1(c)所示。物料被送入加工设备后,加工设备会有一个快速的回撤动作,如图1(d)所示,因此,在将物料推入加工设备后,关节5回归零位,以避免物料加工设备与机器人发生碰撞,即机器人进入避障状态。加工作业完成后,各关节回位,准备进行下一次装填作业。

当圆柱物料到达图1(c)所示的位置时,垂直于物料输送方向的振动,会对圆柱物料轴线位置产生较大影响;而物料输送方向的振动,对圆柱物

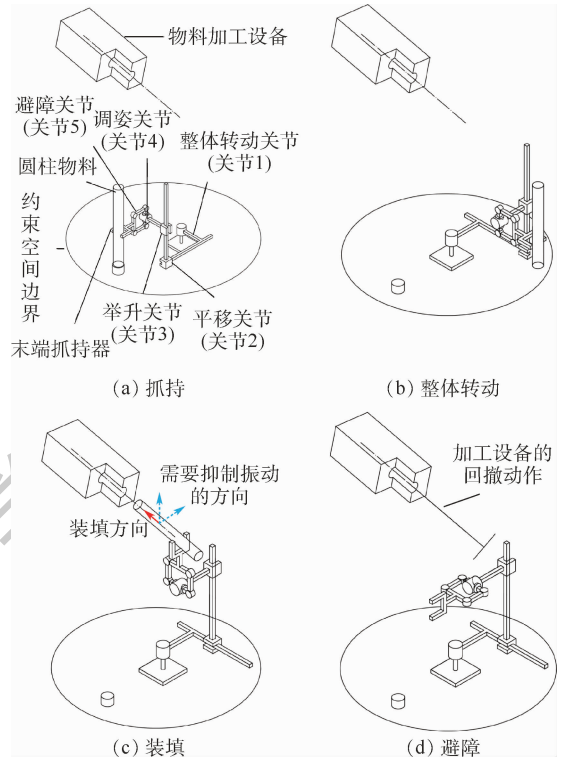


图1 物料装填机器人总体方案

Fig. 1 General scheme of material loading robot

料轴线位置的影响相对较小。因此,着重考虑抑制垂直于物料输送方向的振动。图1(c)中,实线箭头方向为物料最终的输送方向,虚线箭头方向为需要抑制振动的方向,本文中对虚线箭头正反方向的振动均加以考虑。

2 建模与动态特性分析

2.1 动力学建模

考虑到拉格朗日方法具有物理含义明确、形式简洁的优点,本文中使用拉格朗日方法建立物理状态机器人的动力学模型。在动力学建模过程中,将关节等效为均质杆,关节质量等效为集中质量,关节刚度等效为无质量线性弹簧,系统阻尼和关节阻尼简化为小阻尼。经过上述假设后,物料装填机器人可由图2所示的简化模型表示。

简化模型中各物理量参数定义及数值见表1。其中,各关节的等效刚度为仿真结果。

基于拉格朗日方程对物料装填机器人进行动力学建模,其动力学模型可表示为

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{F} \quad (1)$$

式中: \mathbf{K} 为刚度矩阵; $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ 为阻尼矩阵; $\mathbf{F} = [\tau_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad \tau_4 \quad \tau_5]^T$, τ_1 、 τ_4 、 τ_5 分别为关节1、关节4和关节5的驱动力矩, f_2 、 f_3 分别为关节2、关节3的驱动力; $\mathbf{q} = [\theta_1 \quad d_2 \quad d_3 \quad \theta_4 \quad \theta_5]^T$;质量矩阵 $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ 如下:

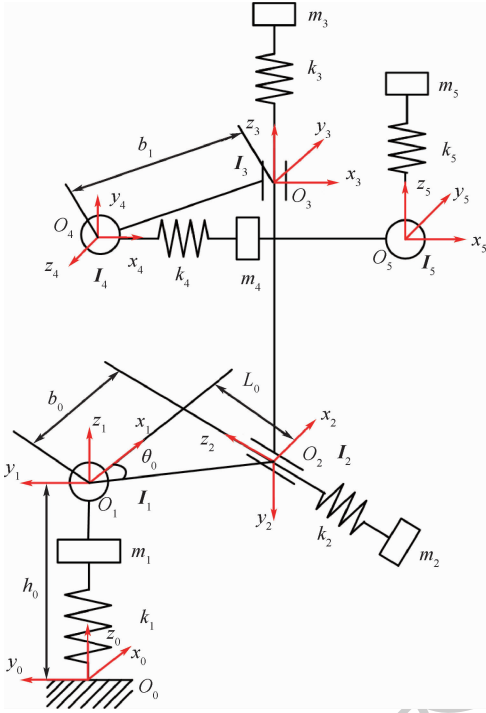


图2 物料装填机器人简化模型

Fig. 2 Simplified model of material loading robot

$$M(q) = \begin{bmatrix} M_{11} & 0 & 0 & M_{14} & M_{15} \\ 0 & M_{22} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{33} & 0 & 0 \\ M_{41} & 0 & 0 & M_{44} & M_{45} \\ M_{51} & 0 & 0 & M_{54} & M_{55} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$M_{14} = -I_{y24} - I_{zx5} \sin \theta_5$$

$$M_{15} = -I_{zx5} \sin \theta_5$$

$$M_{45} = 2I_{zz5}$$

$$M_{51} = -I_{zx5} \sin \theta_5$$

$$M_{41} = -I_{y24} - I_{zx5} \sin \theta_5$$

$$M_{54} = I_{zz5}$$

$$M_{22} = m_2 + m_3 + m_4 + m_5$$

$$M_{33} = m_3 + m_4 + m_5$$

$$M_{55} = I_{zz5} + m_5(r_{5x}^2 + r_{5y}^2)$$

$$M_{44} = I_{zz4} + 2I_{zz5} + m_4(r_{4x}^2 + r_{4y}^2) + m_5[(r_{5y} \cos \theta_5 + r_{5x} \sin \theta_5)^2 + (r_{5x} \cos \theta_5 - r_{5y} \sin \theta_5)^2]$$

$$M_{11} = I_{yy2} + I_{yy4} + I_{zz1} + I_{zz3} + m_1(r_{1y} \cos \theta_1 + r_{1x} \sin \theta_1)^2 + m_1(r_{1x} \cos \theta_1 - r_{1y} \sin \theta_1)^2 + m_2(L_0 \cos \theta_1 + r_{2z} \cos \theta_1 + b_0 \sin \theta_1 + r_{2x} \sin \theta_1)^2 + m_2(b_0 \cos \theta_1 + r_{2x} \cos \theta_1 - L_0 \sin \theta_1 - r_{2z} \sin \theta_1)^2 + m_3(b_0 \cos \theta_1 + r_{3y} \cos \theta_1 - L_0 \sin \theta_1 + r_{3x} \sin \theta_1)^2 + m_3(L_0 \cos \theta_1 - r_{3x} \cos \theta_1 + b_0 \sin \theta_1 + r_{3y} \sin \theta_1)^2 + m_4(L_0 \cos \theta_1 - r_{4x} \cos \theta_1 \cos \theta_4 + b_0 \sin \theta_1 - b_1 \sin \theta_1 - r_{4z} \sin \theta_1 +$$

$$r_{4y} \cos \theta_1 \sin \theta_4)^2 + m_4(b_0 \cos \theta_1 - b_1 \cos \theta_1 - r_{4z} \cos \theta_1 - L_0 \sin \theta_1 + r_{4x} \cos \theta_4 \sin \theta_1 - r_{4y} \sin \theta_1 \sin \theta_4)^2 + m_5[L_0 \cos \theta_1 + b_0 \sin \theta_1 - b_1 \sin \theta_1 - r_{5z} \cos \theta_1 \sin \theta_4 + r_{5y}(-\sin \theta_1 + \cos \theta_1 \cos \theta_4 \sin \theta_5) + r_{5x}(-\cos \theta_1 \cos \theta_4 \cos \theta_5 + \sin \theta_1 \sin \theta_5)]^2 + m_5[b_0 \cos \theta_1 - b_1 \cos \theta_1 - L_0 \sin \theta_1 - r_{5z} \sin \theta_1 \sin \theta_4 + r_{5x}(\cos \theta_4 \cos \theta_5 \sin \theta_1 + \cos \theta_1 \sin \theta_5) - r_{5y}(\cos \theta_1 \cos \theta_5 + \cos \theta_4 \sin \theta_1 \sin \theta_5)]^2$$

式中: I_{yy2} 为惯量矩阵 I_2 的 yy 分量; r_{1y} 为关节 1 的质心矢量 r_1 在 y 方向的分量。

表1 物料装填机器人物理参数定义

Table 1 Physical parameter definition of material loading robot

变量	物理意义	数值
θ_1/rad	关节1 关节角	
d_2/m	关节2 关节位移	
d_3/m	关节3 关节位移	
θ_4/rad	关节4 关节角	
θ_5/rad	关节5 关节角	
m_1/kg	关节1 质量	90.8
m_2/kg	关节2 质量	64.1
m_3/kg	关节3 质量	13.4
m_4/kg	关节4 质量	26.2
m_5/kg	关节5 和末端抓持器等效质量	46.4
$k_1/((\text{N} \cdot \text{m}) \cdot \text{rad}^{-1})$	关节1 等效线性刚度	15000
$k_2/((\text{N} \cdot \text{m}) \cdot \text{rad}^{-1})$	关节2 等效线性刚度	15000
$k_3/((\text{N} \cdot \text{m}) \cdot \text{rad}^{-1})$	关节3 等效线性刚度	15000
$k_4/((\text{N} \cdot \text{m}) \cdot \text{rad}^{-1})$	关节4 等效线性刚度	10000
$k_5/((\text{N} \cdot \text{m}) \cdot \text{rad}^{-1})$	关节5 等效线性刚度	15000
$I_1/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	关节1 在坐标系 $O_1x_1y_1z_1$ 中相对于质心的惯量	$\begin{bmatrix} 4.8 & 0.05 & 0.05 \\ 0.05 & 5.15 & 0.19 \\ 0.06 & 0.19 & 8.13 \end{bmatrix}$
$I_2/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	关节2 在坐标系 $O_2x_2y_2z_2$ 中相对于质心的惯量	$\begin{bmatrix} 12.6 & -0.47 & -0.11 \\ -0.46 & 1.01 & -0.03 \\ -0.11 & -0.03 & 12.5 \end{bmatrix}$
$I_3/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	关节3 在坐标系 $O_3x_3y_3z_3$ 中相对于质心的惯量	$\begin{bmatrix} 0.13 & 0.11 & 0.05 \\ 0.11 & 0.08 & -0.01 \\ 0.05 & -0.01 & 0.12 \end{bmatrix}$
$I_4/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	关节4 在坐标系 $O_4x_4y_4z_4$ 中相对于质心的惯量	$\begin{bmatrix} 0.98 & 0.01 & -0.03 \\ 0.05 & 0.68 & 0.03 \\ -0.03 & 0.02 & 0.41 \end{bmatrix}$
$I_5/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	关节5 在坐标系 $O_5x_5y_5z_5$ 中相对于质心的惯量	$\begin{bmatrix} 2.36 & 0 & 0.07 \\ 0 & 2.65 & 0.04 \\ 0.07 & 0.04 & 0.51 \end{bmatrix}$

刚度矩阵 \mathbf{K} 可写成 $\mathbf{K} = \mathbf{K}_T + \mathbf{K}_G$ 的形式,其中 \mathbf{K}_T 为弹性势能推导得到的刚度矩阵, \mathbf{K}_G 为重力势能推导得到的刚度矩阵。 \mathbf{K}_T 和 \mathbf{K}_G 表达式如下:

$$\mathbf{K}_T = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & 0 & 0 & 0 \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} & 0 & 0 \\ 0 & K_{32} & K_{33} & K_{34} & 0 \\ 0 & 0 & K_{43} & K_{44} & K_{45} \\ 0 & 0 & 0 & K_{54} & K_{55} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{K}_G = [K_{G1} \quad K_{G2} \quad K_{G3} \quad K_{G4} \quad K_{G5}]^T \quad (4)$$

式中:

$$K_{11} = k_1 + k_2 (b_0 \tan \theta_0 - b_0 \tan(\theta_0 - 1))$$

$$K_{12} = K_{21} = -k_2 (b_0 \tan \theta_0 - b_0 \tan(\theta_0 - 1))$$

$$K_{22} = k_2 + (\sqrt{1 + h_0^2} - h_0^2) k_3$$

$$K_{45} = K_{54} = 0$$

$$K_{23} = K_{32} = -(\sqrt{1 + h_0^2} - h_0^2) k_3$$

$$K_{33} = k_3 + \frac{1}{b_0} k_4$$

$$K_{34} = K_{43} = -\frac{1}{b_0} k_4$$

$$K_{44} = k_4$$

$$K_{55} = k_5$$

$$K_{G1} = K_{G2} = 0$$

$$K_{G3} = m_3 g + m_4 g + m_5 g$$

$$K_{G4} = m_4 g r_{4x} \cos \theta_4 - m_4 g r_{4y} \sin \theta_4 + m_5 g r_{5x} \cos \theta_5 \cos \theta_4 - m_5 g r_{5y} \sin \theta_5 \cos \theta_4 - m_5 g r_{5z} \sin \theta_4$$

$$K_{G5} = -m_5 g r_{5x} \sin \theta_4 \sin \theta_5 - m_5 g r_{5y} \sin \theta_4 \cos \theta_5$$

其中: g 为重力加速度,本文中取 $g = 9.8 \text{ m/s}^2$ 。

阻尼矩阵采用比例阻尼模型^[14]进行简化。

比例阻尼模型如下:

$$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \alpha \mathbf{M}(\mathbf{q}) + \beta \mathbf{K} \quad (5)$$

式中: α 和 β 分别为质量矩阵 $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ 和刚度矩阵 \mathbf{K} 的比例系数。

2.2 动态特性分析

将式(1)写成式(6)所示的形式进行动态特性分析:

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{K} \mathbf{q} = \mathbf{0} \quad (6)$$

根据模态分析理论^[14],得到系统的固有频率及模态振型:

$$\begin{cases} |\mathbf{K} - \omega_n^2 \mathbf{M}| = 0 \\ \omega_n = 2\pi f_n \end{cases} \quad (7)$$

式中: ω_n 为固有角频率; f_n 为固有频率。

采用表1所示的系统参数进行仿真,得到物料装填机器人前3阶固有频率特性,如图3所示。在仿真过程中,设定物料装填机器人初始时刻关节参数向量 $\mathbf{q}_0 = [0 \text{ rad}, -0.028 \text{ m}, -0.321 \text{ m}, 0 \text{ rad}, 0 \text{ rad}]^T$, 举升结束时刻关节参数向量 $\mathbf{q}_1 = [0 \text{ rad}, 0.372 \text{ m}, -0.821 \text{ m}, \pi/2 \text{ rad}, 0 \text{ rad}]^T$ 。举升时间为3 s,且举升过程中,各关节匀速运动。

仿真结果表明,物料装填机器人的第1阶和第2阶固有频率位于10~30 Hz的低频段,故主要针对1阶和2阶固有频率下的振动进行抑制;物料装填机器人系统的固有频率受关节变量的影响。

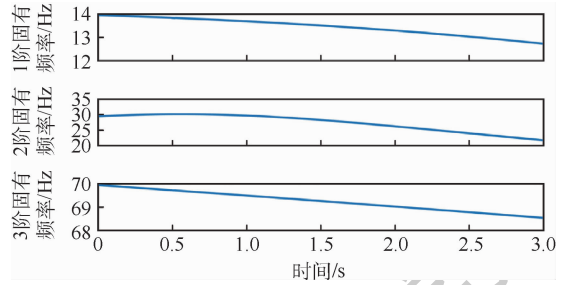


图3 物料装填机器人固有频率特性

Fig. 3 Characteristics of natural frequencies of material loading robot

3 末端动态响应分析

本节给出举升过程的末端动态响应分析方法。举升过程需要关节2、关节3和关节4协调动作,所以在举升过程中,关节1和关节5保持不动。考虑到物料装填机器人工作在约束空间中,所以预先设置举升过程中的几个插值节点。各个插值节点处关节2、关节3和关节4的相对位移如表2所示。

表2 轨迹插值点

Table 2 Trajectory interpolation points

插值点序号	关节2相对位移/mm	关节3相对位移/mm	关节4相对位移/(°)
0	0	0	0
1	195	0	0
2	305	200	50
3	405	386	90

采用五次多项式规划插值点之间的关节轨迹。五次多项式曲线的位移、速度、加速度为

$$s = a_5 t^5 + a_4 t^4 + a_3 t^3 + a_2 t^2 + a_1 t + a_0 \quad (8a)$$

$$v = 5a_5 t^4 + 4a_4 t^3 + 3a_3 t^2 + 2a_2 t + a_1 \quad (8b)$$

$$a = 20a_5t^3 + 12a_4t^2 + 6a_3t + 2a_2 \quad (8c)$$

各个插值点处的约束关系为

$$\begin{cases} s_i(t) = X_i \\ v_i(t) = V_i \\ a_i(t) = A_i \end{cases} \quad (9)$$

式中: $i=0,1,2,3$; X_i 为机器人关节轨迹在插值点 i 的位置; V_i 为机器人关节驱动在插值点 i 处的速度; A_i 为机器人关节驱动在插值点 i 处的加速度。

根据式(9)的约束条件可以发现,对每个五次多项式,当插值时间 t 确定时,五次多项式系数均可唯一确定,即可以通过优化插值时间 t ,优化五次多项式。

关节按五次多项式曲线运动时,关节驱动力 $F(t)$ 可按照牛顿-欧拉迭代法^[15]求解得到,以关节驱动力 $F(t)$ 作为输入力向量,计算物料装填机器人的动态响应。注意在计算过程中,认为举升动作结束后,关节驱动力仅用于克服重力。

设 u 为系统的模态矩阵,引入坐标变换方程:

$$X = uq \quad (10)$$

并注意模态向量的正交性,可得到模态运动方程:

$$M_r \ddot{q}_r + C_r \dot{q}_r + K_r q_r = Q_r \quad (11)$$

式中:模态质量矩阵 M_r 、模态阻尼矩阵 C_r 、模态刚度矩阵 K_r 、广义力 Q_r 表达式分别为

$$M_r = u^T M u \quad (12a)$$

$$C_r = u^T C(q, \dot{q}) u \quad (12b)$$

$$K_r = u^T K u \quad (12c)$$

$$Q_r = uF \quad (12d)$$

式(11)表示5个独立方程,且具有与单自由度系统相同的形式,采用杜哈梅积分进行求解,第 i 个模态坐标的响应为

$$q_{ri}(t) = \frac{1}{m_i \omega_{ni}} \int_0^t f(\tau) \sin \omega_{ni}(t - \tau) d\tau \quad (13)$$

式中: $f(\tau)$ 为第 i 个模态坐标对应的激励函数。

将式(13)所示的响应方程代入式(10)所示的转换方程中,可得到原系统坐标下的动力学响应方程。进一步地,根据物料装填机器人正向运动学方程^[15],可计算得到的机器人末端误差的动态变化。

4 轨迹优化

采用第3节中的末端动态响应分析方法,可以得到特定轨迹下,物料装填机器人末端的动态响应。因为机器人采用了串联结构,所以需要同

时优化关节2、关节3和关节4的轨迹,以抑制机器人末端的残余振动。MMAS是应用较为成功的多变量优化算法之一,目前已有深入的研究^[13]。MMAS与传统的蚁群算法不同,体现在以下几个方面:①只有迄今最优游历的精英蚂蚁或迭代最优游历的蚂蚁,才被允许释放信息素。②信息素的取值范围和初值均受到限制,以使算法在迭代初期具有更多的探索性且防止出现停滞现象。③出现停滞或局部最优解时,重新初始化边上的信息素。因此,与传统的蚁群算法相比,MMAS更适用于求解多变量优化问题。

本节中,使用MMAS对关节轨迹进行优化。优化变量取各个插值节点之间的运动时间,优化目标为装填动作结束时,物料装填机器人关节具有的残余弹性势能最小。

优化过程中,各个插值点间运动时间的取值范围如表3所示。其中,插值时间 t 的最小值根据关节位移量和关节最高运动速度求得。表中: t_1 表示插值点0与插值点1之间的运动时间, t_2 表示插值点1与插值点2之间的运动时间, t_3 表示插值点2与插值点3之间的运动时间。

表3 插值时间取值范围

运动时间	最大值	最小值
t_1	2	0.5
t_2	2	0.5
t_3	2	0.5

仿真得到插值时间与残余振动导致的末端误差幅值的关系,如图4所示。图中: x 方向为搬运动作结束时,坐标系 $O_4x_4y_4z_4$ 中的 x_4 轴方向, z 方向为搬运动作结束时,坐标系 $O_4x_4y_4z_4$ 中的 z_4 轴方向。

为便于后续优化,定义 A_i 为装填动作结束时第 i 个关节的振幅,定义如式(14)所示的残余弹性势能做为优化指标:

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^4 k_i A_i \quad (14)$$

MMAS的信息素更新公式为

$$\tau_{ij}^{new} = \begin{cases} (1 - \rho) \tau_{ij}^{old} + \Delta \tau_{ij}^c & \text{精英蚂蚁} \\ (1 - \rho) \tau_{ij}^{old} + \Delta \tau_{ij}^{ib} & \text{迭代最优蚂蚁} \end{cases} \quad (15)$$

式中: ρ 为信息素挥发率。

$$\Delta \tau_{ij}^c = \begin{cases} \omega \frac{Q}{L^c} & \forall (i, j) \in T^c \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (16a)$$

$$\Delta\tau_{ij}^{ib} = \begin{cases} \omega \frac{Q}{L^{ib}} & \forall (i,j) \in T^{ib} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (16b)$$

式中: Q 为常数; ω 为权重参数; L^e 与 L^{ib} 分别为精英蚂蚁与迭代最优蚂蚁所完成的游历长度。应用MMAS算法优化机器人关节轨迹的流程,如图5所示。

优化中,蚁群数 $m_a = 20$,初始信息素浓度 $\tau_0 = 1.2$,信息素挥发率 $\rho = 0.1$,信息素浓度影响因子 $\alpha_1 = 1$,启发式信息值影响因子 $\beta_1 = 2.3$ 。常数 $Q = 1$,权重参数 $\omega = 50$ 。优化前后参数的对比如表4所示。

优化过程中,平均适配度的迭代变化如

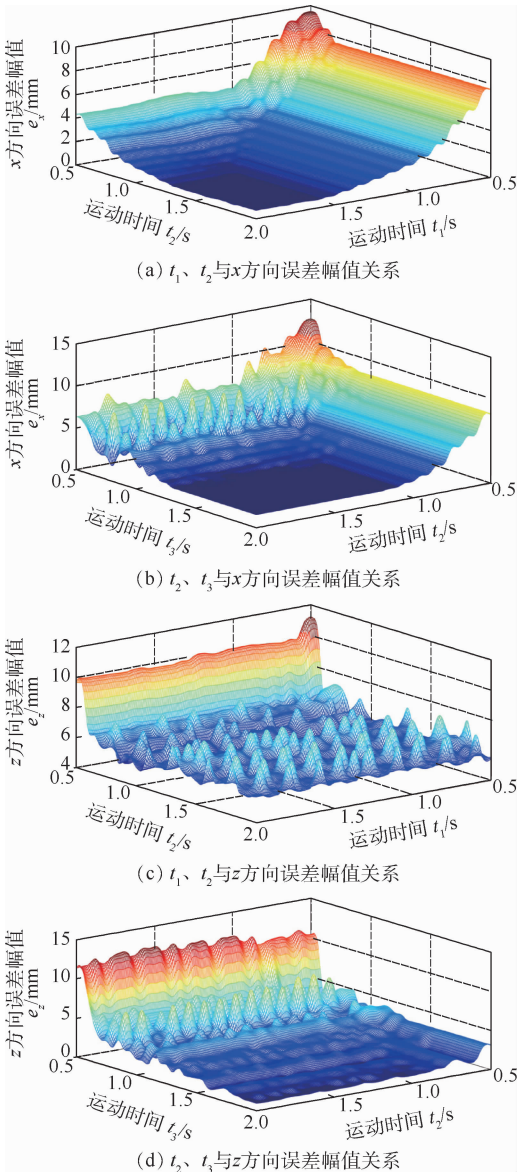


图4 插值时间与末端误差幅值的关系
Fig.4 Relation between interpolation time and amplitude of end-effector error

图6所示。优化前后,物料装填机器人末端的误差变化如图7所示。

由表4和图7可知,优化后,关节残余弹性势能减小约34.4%,末端 x 方向误差幅值减小约39.6%, z 方向误差幅值减小约31.8%。仿真结果验证了本文得到的优化轨迹在机器人振动抑制方面的有效性。

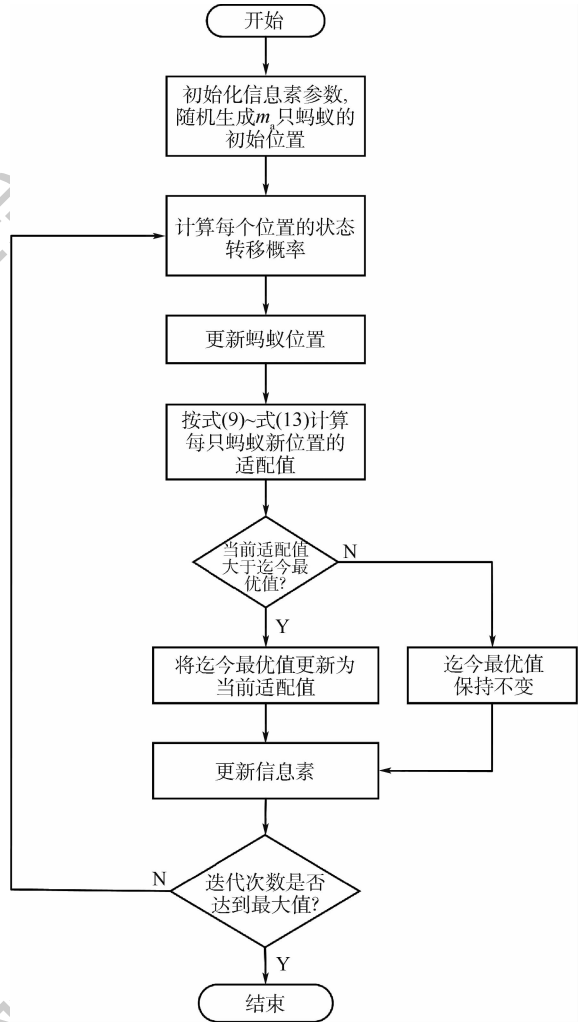


图5 MMAS流程

Fig.5 Flowchart of MMAS

表4 优化前后参数的对比

Table 4 Comparison of parameters before and after optimization

参数	优化前	优化后
运动时间 t_1/s	2.04	1.77
运动时间 t_2/s	1.96	1.23
运动时间 t_3/s	1.02	1.17
时间和 t/s	5.02	4.17
残余弹性势能 E_k/J	0.878	0.576
x 方向误差幅值/mm	5.771	3.487
z 方向误差幅值/mm	3.28	2.238

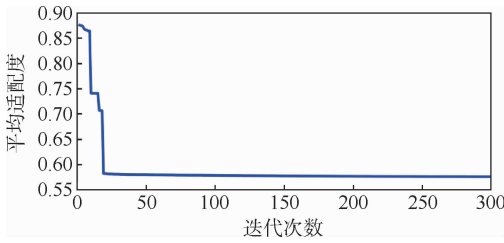


图6 平均适配度变化

Fig. 6 Variation of average fitness

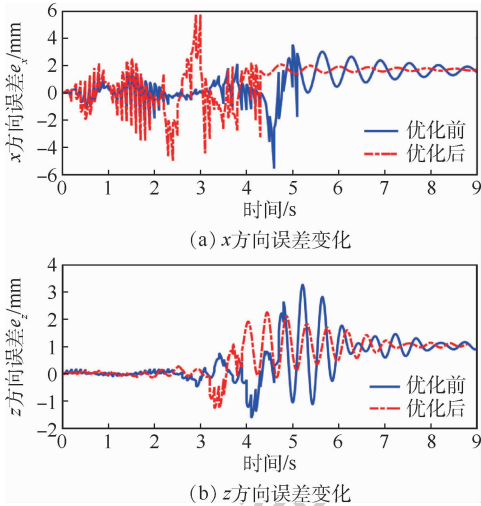


图7 物料装填机器人末端误差变化

Fig. 7 Variation of material loading robot end-effector error

5 结论

1) 本文提出一种“RPP-RR”构型的新型圆柱物料装填机器人,该机器人应用2个平动关节实现物料在竖直平面内的搬运,具有结构紧凑、适于狭小空间的特点。

2) 以新设计的物料装填机器人为研究对象,对机器人末端振动的抑制方法进行研究。以减小关节残余弹性势能为目标,通过使用最大最小蚁群算法优化插值运动时间完成关节轨迹优化,从而抑制残余振动。

3) 建立封闭形式的物料装填机器人动力学模型,并推导得到物料装填机器人沿特定轨迹运动时的末端动态响应方程。在此基础上,对优化结果进行仿真验证。仿真结果表明,优化后,末端误差在 x 方向和 z 方向分别降低了39.6%和31.8%,机器人末端振动振幅降低约37.6%。

参考文献 (References)

[1] KANG B S, PARK G J, ARORA J. A review of optimization of structure subjected to transient loads[J]. *Structural and Multidisciplinary Optimization*, 2006, 31(2): 81-95.

[2] BRIDGES M M, DAWSON D M, ABDALLAH C T. Control of

rigid-link, flexible-joint robots: A survey of backstepping approaches [J]. *Journal of Robotic Systems*, 1995, 12(3): 199-216.

- [3] SINGHOSE W. Command shaping for flexible systems: A review of the first 50 years[J]. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, 2009, 10(4): 153-168.
- [4] 易江, 朱秋国, 吴俊, 等. 基于最优控制的仿人机器人行走振动抑制[J]. *机器人*, 2018, 40(2): 129-135.
- YI J, ZHU Q G, WU J, et al. Walking vibration suppression for humanoid robot based on optimal control[J]. *Robot*, 2018, 40(2): 129-135 (in Chinese).
- [5] ZHANG L J, CHEN L. Adaptive time varying sliding mode control and vibration suppression for space manipulator with fully flexible arms and uncertain parameters[J]. *Revista de la Facultad de Ingenieria*, 2016, 31(9): 232-245.
- [6] 陈志勇, 张婷婷, 郭益深. 弹性基和弹性关节空间机器人的自适应鲁棒抗扰控制及振动抑制[J]. *自动化学报*, 2018, 44(7): 1271-1281.
- CHEN Z Y, ZHANG T T, GUO Y S. Adaptive robust anti-interference control and vibration suppression for an elastic-base elastic-joint space robot[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(7): 1271-1281 (in Chinese).
- [7] REW K H, KIM K S. Using asymmetric S-curve profile for fast and vibrationless motion[C]// *IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 1-4.
- [8] FEDERICO C, CORRADO G, MARCO L. Minimum-jerk online planning by a mathematical programming approach[J]. *Engineering Optimization*, 2014, 46(6): 763-783.
- [9] WISNU A, KAZUHIKO T. An implementation of cubic spline optimization with floating via points and vibration suppression for trajectory planning of industrial robot arm[C]// *SICE Annual Conference*, 2013: 288-293.
- [10] GUO C Q, GAO H B, NI F L, et al. A vibration suppression method for flexible joints manipulator based on trajectory optimization[C]// *Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 338-343.
- [11] 吴明月, 刘延杰, 蔡鹤皋. 基于最优S型曲线轨迹的硅片传输机器人末端振动抑制方法[J]. *机器人*, 2014, 36(4): 446-454.
- WU M Y, LIU Y J, CAI H G. Method of vibration suppression of the end-effector of wafer handling robot based on optimal S-curve profile[J]. *Robot*, 2014, 36(4): 446-454 (in Chinese).
- [12] 解则晓, 商大伟, 任凭. 基于Lame曲线的Delta并联机器人拾放操作轨迹的优化与试验验证[J]. *机械工程学报*, 2015, 51(1): 52-59.
- XIE Z X, SHANG D W, REN P. Optimization and experimental verification of pick-and-place trajectory for a Delta parallel robot based on Lamé curves[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2015, 51(1): 52-59 (in Chinese).
- [13] 孙增圻, 邓志东, 张再兴. 智能控制理论与技术[M]. 2版. 北京: 清华大学出版社, 2011: 387-398.
- SUN Z Q, DENG Z D, ZHANG Z X. Intelligent control theory

- and technology [M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2011:387-398 (in Chinese).
- [14] 鲍文博,白泉,陆海燕. 振动力学基础与 MATLAB 应用[J]. 北京:清华大学出版社,2015:157-170.
- BAO W B, BAI Q, LU H Y. Vibration mechanics foundation and application of MATLAB [J]. Beijing: Tsinghua University Press, 2015:157-170 (in Chinese).
- [15] 熊有伦. 机器人技术基础[M]. 武汉:华中科技大学出版社, 1996:72-92.
- XIONG Y L. Robot technology foundation [M]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology Press, 1996:72-92
- 作者简介:**
郑昱 男,博士研究生。主要研究方向:机器人动力学与控制技术。
广晨汉 男,博士研究生。主要研究方向:机构学、智能机械设计与控制。
杨洋 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:机器人机构学、医疗机器人、智能机械设计与控制。

Residual vibration suppression method of a cylindrical material loading robot

ZHENG Yu, GUANG Chenhan, YANG Yang*

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

Abstract: In order to improve the material loading efficiency in vehicles, this paper proposes a new cylindrical material loading robot used in confined space. The residual vibration of the end-effector has been suppressed by optimizing the joint trajectory. Firstly, the overall design scheme and work flow of the material loading robot are given. Then, combined with the structural characteristics of material loading robot, a closed-form rigid-flexible coupling dynamic model is established according to Lagrange method. The calculation method of end-effector's dynamic response is obtained by modal analysis method. Finally, taking the minimization of the sum of the robot joints' residual elastic potential energy as the optimization target, max-min ant system was taken to optimize the trajectory of the robot joint. The optimization results were verified by simulation. Simulation results show that the optimized joint trajectory can reduce about 34.4% of the joint residual elastic potential energy and about 37.6% of vibration amplitude of the end-effector, while satisfying the demand for fast loading.

Keywords: material loading robot; vibration suppression; trajectory optimization; max-min ant system; confined space

Received: 2019-06-17; **Accepted:** 2019-09-28; **Published online:** 2019-10-24 13:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191024.1058.002.html

Foundation item: Pre-Research Project of the General Armament Department (41462030101PD03)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0285

航天器高精度多维安装解耦标定方法



毛柏源¹, 姬军鹏², 张鹏飞^{1,*}

¹北京电子工程总体研究所, 北京 100854; ²中国航天科工二院驻北京地区第一军事代表室, 北京 100854)

摘 要: 针对航天器多维安装在耦合情形下的标定问题, 提出一种基于成像器观测的在轨标定方法, 该方法有效克服了标定方程组的耦合非线性。首先, 结合成像器观测的物理意义推导出其应满足的几何方程, 并通过各机械机构的安装传递关系建立矢量方程, 进而通过双矢量方式建立矩阵方程。其次, 分析矩阵方程成立应当满足的必要条件, 通过灵活运用“特征向量”的数学特性, 对串联机械机构安装进行解耦, 得出一种以成像器观测为基础的在轨标定数学方法, 并将2维安装推广到 n 维安装的一般情形, 给出标准的计算流程。最后, 对标定方法进行了数学仿真验证, 同时仿真分析了观测噪声对标定方法的影响, 仿真结果表明灵活运用“特征向量”解耦标定的方法是有效的、准确的。

关键词: 航天器; 安装误差; 在轨标定; 多维度; 特征向量

中图分类号: V448.22

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0754-07

航天器载荷安装误差标定解算对提高任务载荷指向控制精度、测量高精度目标信息具有重要的意义, 现代航天器载荷越来越需要精确的指向^[1-2]。自从人类发射第一颗航天器, 随着航天应用需求的迅猛增加、科学技术的不断发展、测量水平的持续提高, 越来越多的载荷及其功能加入到人造卫星中, 使得航天器的组成越来越复杂。一般而言, 航天器携带较多的载荷及机械结构, 这些载荷安装在航天器本体上或者航天器本体承载的机械结构上。其中有很多载荷对航天器的姿态控制精度要求越来越高^[3-5]。航天器的高精度姿态控制由两方面因素决定, 一个是高精度姿态控制系统的设计, 另一个是高精度姿态确定及高精度安装误差标定。多维串联耦合机械结构的标定技术是精确指向研究不可或缺的一部分, 航天器的指向精度近半个世纪了取得了巨大的进步, 20世纪70年代为 1° , 21世纪初达到了 0.001° , 高精度的姿态控制成为人们研究的重点^[6]。

航天器的高精度姿态控制离不开精确的姿态确定, 精确的姿态确定离不开精确的安装误差标定, 如通过姿态敏感器(星敏、地敏、陀螺、磁强计等)进行姿态确定^[7]。对于复杂航天器, 航天器上往往安装可以两轴旋转的伺服机构, 而同时为了扩大视域, 把成像器安装在伺服机构上, 通过伺服机构的指向控制来增大成像器的成像范围; 在一些需要伺服机构进行高精度跟踪的任务中, 决定跟踪精度的因素有跟踪控制算法、伺服机构硬件性能、伺服机构的安装误差、成像器的安装误差等。由于运载发射过程对结构安装的影响, 伺服机构的安装误差、成像器的安装误差的确定需要运用在轨标定技术来精确计算。很多情况下, 安装器件的安装误差在不同的敏感轴之间会产生耦合效应^[8-10]。标定安装误差在一定程度上与姿态确定十分类似, 相当于将未知的姿态等效为未知的安装。因此, 姿态确定方法与安装误差标定方法互相借鉴。具有明显几何意义的姿态确定算法

收稿日期: 2019-06-10; 录用日期: 2019-09-12; 网络出版时间: 2019-09-26 15:44

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190926.1229.001.html

基金项目: 国防科技创新特区项目

*通信作者. E-mail: zhangpengfeithu@tsinghua.org.cn

引用格式: 毛柏源, 姬军鹏, 张鹏飞. 航天器高精度多维安装解耦标定方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 754-760.
MAO B Y, JI J P, ZHANG P F. High-precision decoupling calibration method of multi-dimensional mounting spacecraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 754-760 (in Chinese).

主要有 TRIAD 法、QUEST 法等^[11], 这些方法不需要复杂庞大的数据支撑, 仅仅依赖几个矢量轴的确定即可完全确定姿态^[12-13], 由于这些方法计算简单, 相对而言应用性很高^[14-16]。然而, 对于超过六维的耦合安装误差标定, 目前的安装误差计算方法仅仅能够确定一个误差安装矩阵, 并不能完成多维安装误差标定。

多个串联机械机构安装标定的难点在于建立标定方程组时会发现不同的安装之间互相影响, 其内部的耦合效应导致无法采用消元的方法将其中某个安装解耦出来, 若采用联立方程组的方法进行解算, 由于每个安装有 3 个未知参数, 当安装维数为 2 时, 联立方程组将包括多个含 6 个未知数的非线性方程, 只能通过复杂的数值方法解算, 并且难以保证解的精度为零。

因此, 针对多维安装难以标定的问题, 本文从以下几个方面展开: 首先, 将多维安装标定问题进行具体的描述, 通过建立数学方程来分析标定计算面临的问题; 然后, 介绍本文的多维安装解耦标定方法, 包含矩阵方程建立、串联安装解耦、安装参数确定、一般情形推广; 最后, 通过仿真分析, 对无噪声、有噪声两种情况下标定方法的准确性进行验证。

1 问题的提出

航天器上的光学载荷安装标定对提高指向控制精度、获取高精度目标信息具有重要的作用。在航天器本体上安装一个可转动机构, 该可转动机构上固连一个光学观测设备。该可转动机构可以按照预期的姿态进行机动来控制光学观测设备达到一定的指向。一般而言, 可转动机构在其零位时与航天器本体之间的坐标变换矩阵、可转动机构与光学探测设备之间的坐标变换矩阵需要进行高精度标定, 以保证光学观测设备达到更加精确的指向。航天器标定机构示意图如图 1 所示。

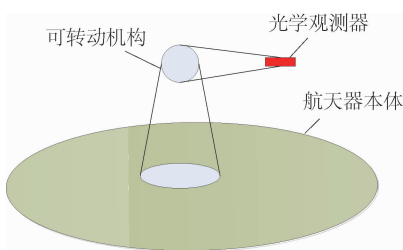


图 1 航天器标定机构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of spacecraft calibration mechanism

图 1 中, 航天器本体与可转动机构零位之间的坐标变换矩阵记作 A , 为未知量; 可转动机构零位与可转动机构之间的坐标变换矩阵记作 B , 为已知量; 可转动机构与光学观测器之间的坐标变换矩阵记作 C , 为未知量。

在已知航天器本体在赤道惯性坐标系下的姿态(记作矩阵 M)、某恒星目标的赤道惯性系下的方向信息(记作矢量 \mathbf{Tar})、该恒星目标在光学观测器中的方向信息(记作矢量 \mathbf{View})后, 按照三维空间的矢量转换可得:

$$C * B * A * M * \mathbf{Tar} = \mathbf{View} \quad (1)$$

令: $\mathbf{r} = M * \mathbf{Tar}$, 式(1)可以简化为

$$C * B * A * \mathbf{r} = \mathbf{View} \quad (2)$$

此时, 式(2)中的 C, A 为求解对象, 方程中其他变量通过观测恒星目标、获取光学探测器中的该星点方位得到。

研究式(2), 发现在 C, A 中间仍然存在一个可变矩阵 B 。虽然矩阵 B 为已知量(可以通过已知可转动平台运动角度得出), 但是要准确解出 C, A , 需要解决它们之间耦合的问题。当展开式(2)会得到一个方程组, 在方程组中 C, A 的总共 6 个未知数无法彼此独立, 同时方程为非线性方程, 若试图通过代数直接解方程的方式, 求解过程会相当复杂, 通过繁琐的数值解算方法或许能够得到接近准确解的结果。

通常, 多次观测能够积累充分的观测数据, 这些数据在理论上满足方程 $C * B_i * A * \mathbf{r}_i = \mathbf{View}_i$, 从最小二乘意义上, 可以将标定问题做如下描述:

已知 n 个坐标变换矩阵 B_i 、 n 个矢量 \mathbf{r}_i 、 n 个矢量 \mathbf{View}_i , 求出坐标变换矩阵 C, A 的值, 使得

$$J = \sum_{i=1}^n \lambda_i (C * B_i * A * \mathbf{r}_i - \mathbf{View}_i)^T * (C * B_i * A * \mathbf{r}_i - \mathbf{View}_i) \quad (3)$$

取极小值。式中: λ_i 为加权系数。

解方程式(3)使得 J 取极小值是困难的, 主要难度在于 J 表达式中存在众多的非线性项, 一般情况采用数值计算的方式进行, 而数值计算方式是繁琐的、有时也难以收敛, 因此并不适用于在轨标定。

本文试图绕过复杂的、不适用于在轨标定的数值计算方式, 建立一种简化的、准确的计算方式, 该计算方式基于观测路径的规划设计, 结合数学公式推导, 灵活运用特征向量的性质, 并将 2 维安装标定推广到 n 维安装标定。

2 多维安装解耦标定方法

2.1 矩阵方程建立

第1节得到矢量方程 $C * B * A * r = \text{View}$ 后,进一步通过另一组观测数据 $B'、r'、\text{View}'$ 得到另外一组矢量方程,将两组矢量方程一并写出:

$$\begin{cases} C * B * A * r = \text{View} \\ C * B * A * r' = \text{View}' \end{cases} \quad (4)$$

令:

$$\begin{cases} a = \frac{r}{\|r\|_2} \\ b = \frac{r \times r'}{\|r \times r'\|_2} \\ c = \frac{a \times b}{\|a \times b\|_2} \\ d = \frac{\text{View}}{\|\text{View}\|_2} \\ e = \frac{\text{View} \times \text{View}'}{\|\text{View} \times \text{View}'\|_2} \\ f = \frac{d \times e}{\|d \times e\|_2} \end{cases} \quad (5)$$

有以下方程成立:

$$\begin{cases} C * B * A * a = d \\ C * B * A * b = e \\ C * B * A * c = f \end{cases} \quad (6)$$

即

$$C * B * A * [a \ b \ c] = [d \ e \ f] \quad (7)$$

注意到 $[a \ b \ c]$ 为单位正交阵,它的逆为它的转置,所以可以得出矩阵方程:

$$C * B * A = [d \ e \ f] * [a \ b \ c]^T \quad (8)$$

用 D 来表示等式右边的矩阵,可以得出以下矩阵方程:

$$C * B * A = D \quad (9)$$

于是问题转换为如何通过上述矩阵方程得出 $C、A$ 的值。

2.2 串联安装解耦

在得到式(9)的矩阵方程后,需进行方程解耦。在经过多次观测后可得出3个矩阵方程:

$$\begin{cases} C * B_\alpha * A = D_\alpha \\ C * B_\beta * A = D_\beta \\ C * B_\gamma * A = D_\gamma \end{cases} \quad (10)$$

对式(10)进行矩阵运算得到

$$\begin{cases} C = D_\alpha * (B_\alpha * A)^T \\ C = D_\beta * (B_\beta * A)^T \\ C = D_\gamma * (B_\gamma * A)^T \end{cases} \quad (11)$$

将方程组(11)化为含2个矩阵方程的方程

组,将 $A、C$ 解耦:

$$\begin{cases} B_\alpha * A * D_\alpha^T = B_\beta * A * D_\beta^T \\ B_\alpha * A * D_\alpha^T = B_\gamma * A * D_\gamma^T \end{cases} \quad (12)$$

进一步整理后有

$$\begin{cases} B_\beta^T * B_\alpha = A * D_\beta^T * D_\alpha * A^T \\ B_\gamma^T * B_\alpha = A * D_\gamma^T * D_\alpha * A^T \end{cases} \quad (13)$$

令:

$$\begin{cases} M_1 = B_\beta^T * B_\alpha \\ M_2 = B_\gamma^T * B_\alpha \\ N_1 = D_\beta^T * D_\alpha \\ N_2 = D_\gamma^T * D_\alpha \end{cases} \quad (14)$$

所以解耦后仅含 A 的方程组可以写为

$$\begin{cases} M_1 = A * N_1 * A^T \\ M_2 = A * N_2 * A^T \end{cases} \quad (15)$$

此时,经过解耦运算,得到了仅含 A 的方程组,问题变为如何根据解耦后仅含 A 的方程组确定 A 的值。

2.3 安装参数确定

2.2节得到了仅含 A 的方程组,该方程组同样属于非线性方程组,耦合性由 A 与 C 耦合转变成了 A 与 A^T 的耦合。本节灵活运用特征向量的性质,通过一定的数学运算,对解耦 $A、C$ 后的方程组进一步解耦,以得到 A 的解析表达式。

由于 $M_1、M_2、N_1$ 和 N_2 均为单位正交阵,所以其一定存在特征值为1的特征向量,该特征向量考虑方向重合与方向相反时有2个,将这些特征向量写为 $\pm p_{M1}、\pm p_{M2}、\pm p_{N1}$ 和 $\pm p_{N2}$ 。

此时要求 $p_{M1}、p_{M2}$ 线性无关, $p_{N1}、p_{N2}$ 线性无关。

考虑特征向量的性质,有式(16)成立:

$$\begin{cases} M_1 * (\pm p_{M1}) = \pm p_{M1} \\ M_2 * (\pm p_{M2}) = \pm p_{M2} \\ N_1 * (\pm p_{N1}) = \pm p_{N1} \\ N_2 * (\pm p_{N2}) = \pm p_{N2} \end{cases} \quad (16)$$

对解耦后仅含 A 的方程组右乘特征向量:

$$\begin{cases} M_1 * p_{M1} = A * N_1 * A^T * p_{M1} \\ M_2 * p_{M2} = A * N_2 * A^T * p_{M2} \end{cases} \quad (17)$$

结合式(16)、式(17)得到

$$\begin{cases} p_{M1} = A * N_1 * A^T * p_{M1} \\ p_{M2} = A * N_2 * A^T * p_{M2} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} N_1 * A^T * p_{M1} = A^T * p_{M1} \\ N_2 * A^T * p_{M2} = A^T * p_{M2} \end{cases} \quad (19)$$

所以 $A^T * p_{M1}、A^T * p_{M2}$ 分别是 $N_1、N_2$ 的特征值为1的特征向量。

此时,在 N_1 、 N_2 的特征向量中,各选择其中一个特征向量 $p_{N\alpha}$ 、 $p_{N\beta}$,如果方程有解,则 p_{M1} 、 p_{M2} 的夹角和 $p_{N\alpha}$ 、 $p_{N\beta}$ 的夹角相同,满足:

$$\begin{cases} p_{N\alpha} \in \{p_{N1}, -p_{N1}\} \\ p_{N\beta} \in \{p_{N2}, -p_{N2}\} \\ p_{N\alpha} \cdot p_{N\beta} = p_{M1} \cdot p_{M2} \end{cases} \quad (20)$$

则满足以下方程:

$$\begin{cases} A^T * p_{M1} = p_{N\alpha} \\ A^T * p_{M2} = p_{N\beta} \end{cases} \quad (21)$$

或

$$\begin{cases} A^T * p_{M1} = -p_{N\alpha} \\ A^T * p_{M2} = -p_{N\beta} \end{cases} \quad (22)$$

将 p_{M1} 、 p_{M2} 、 $p_{N\alpha}$ 、 $p_{N\beta}$ 或 p_{M1} 、 p_{M2} 、 $-p_{N\alpha}$ 、 $-p_{N\beta}$ 看成 2 个不同姿态的刚体上的矢量,同 2.1 节的处理方式类似,得出 A^* 、 A^{**} 。

分别令 $A = A^*$ 和 $A = A^{**}$,并代入到式(15)中来确定 $A = A^*$ 还是 $A = A^{**}$ 。

进而得出:

$$C = D_\alpha * A^T * B_\alpha^T = D_\beta * A^T * B_\beta^T = D_\gamma * A^T * B_\gamma^T \quad (23)$$

此时运用“特征向量”的性质,将耦合的非线性方程组进行了解耦,即得到了解出 A 、 C 的方法和公式。该处理方式具备一定的启发性,可以将该思路推广到更多维度的未知矩阵解耦标定中去。

2.4 一般情形推广

针对一般情形,问题可以描述为:

定理 已知以下等式:

$$A_n * B_{n-1} * \dots * B_2 * A_2 * B_1 * A_1 * r = \text{View} \quad (24)$$

则可通过有限次观测,来确定 A_1, A_2, \dots, A_n 。式中 A_i 未知且固定, B_i 已知且可变, r 、 View 已知且可变。

证明 同第 2.1 节的处理类似,通过两次观测将式(24)转变为矩阵方程:

$$A_n * B_{n-1} * \dots * B_2 * A_2 * B_1 * A_1 = D \quad (25)$$

令: $P_n = A_n * B_{n-1} * \dots * B_2 * A_2 * B_1 * A_1$,

将矩阵方程式(25)等价写为

$$P_n = A_n * B_{n-1} * P_{n-1} = D \quad (26)$$

按照第 2.2 节、2.3 节的处理方式,可以得出 A_n 和 P_{n-1} 的值。因此,可以得出结论:

已知 P_n 的值,可以按照一定的数学运算得出 A_n 和 P_{n-1} 的值,进一步通过 P_{n-1} 得到 A_{n-1} 和 P_{n-2} 的值,……,最终得出 A_1 的值。于是将 n 维安装解耦,标定出所有维度的安装矩阵。 证毕

3 仿真分析

仿真分析基于 2 维安装解耦标定,给定某航天器的初始轨道及飞行姿态、可转动平台零位在航天器上的安装矩阵、可转动平台相对于其零位的坐标转换矩阵、部分恒星 J2000 系下的方位数据、光学观测器中的星点方位数据作为仿真算法的数据输入,另外考虑光学观测器的噪声影响,对观测噪声对最终标定结果的影响定量分析。

仿真流程如图 2 所示。

航天器的初始轨道在 J2000 系下的位置坐标为 (10, 20, -6 778) km,速度矢量为 (7, 1, 0.5) km/s。航天器姿态保持与轨道坐标系重合,航天器运动轨迹如图 3 所示。

可转动平台零位在航天器上的安装矩阵对应的四元数为

$$q_{A0} = \begin{bmatrix} 0.998\ 629\ 534\ 754\ 574 \\ 0.030\ 216\ 178\ 425\ 160 \\ 0.030\ 216\ 178\ 425\ 160 \\ 0.030\ 216\ 178\ 425\ 160 \end{bmatrix}$$

观测器相对于可转动平台的安装矩阵对应的四元数为

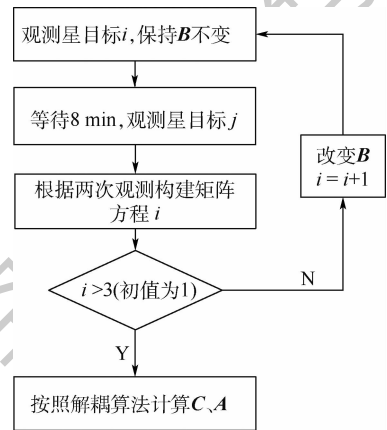


图 2 仿真流程

Fig. 2 Simulation process

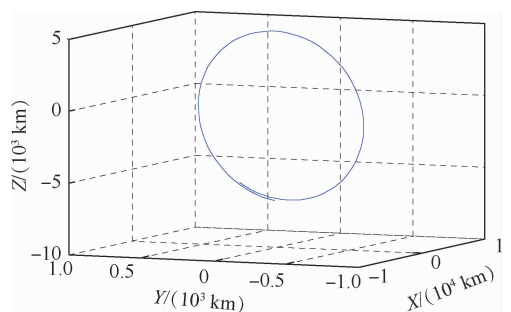


图 3 航天器三维轨迹

Fig. 3 Three-dimensional trajectories of spacecraft

$$q_{c0} = \begin{bmatrix} 0.866\ 025\ 403\ 784\ 439 \\ 0.353\ 553\ 390\ 593\ 274 \\ 0 \\ 0.353\ 553\ 390\ 593\ 274 \end{bmatrix}$$

可转动平台相对于其零位的坐标转换矩阵在

6次观测中分别为

第1次、第2次:

$$\begin{bmatrix} 0.75 & 0.25 & -0.612\ 37 \\ 0.25 & 0.75 & 0.612\ 37 \\ 0.612\ 37 & 0.612\ 37 & 0.5 \end{bmatrix}$$

第3次、第4次:

$$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.707 & 0.5 \\ -0.707 & 0 & 0.707 \\ 0.5 & -0.707 & 0.5 \end{bmatrix}$$

第5次、第6次:

$$\begin{bmatrix} -0.5 & 0.612\ 37 & -0.612\ 37 \\ -0.612\ 37 & 0.25 & 0.75 \\ 0.612\ 37 & 0.75 & 0.25 \end{bmatrix}$$

部分恒星的方位数据如表1所示,光学观测器中的星点方位数据如表2所示。

表1 恒星方位数据(J2000系下单位矢量)

Table 1 Stellar orientation data (unit vector in J2000 coordinate system)

坐标	第1次	第2次	第3次	第4次	第5次	第6次
x	0.775 810 6	0.416 382 6	-0.440 612 21	-0.946 873 74	-0.384 996 277 0	0.372 642 24
y	0.602 428 5	0.170 308 8	-0.728 514 67	-0.174 203 86	0.768 706 644 40	0.885 212 69
z	0.187 610 4	0.893 095 9	0.524 525 74	-0.270 338 9	-0.510 752 348 5	-0.278 453 29

表2 星点方位数据(观测器系下单位矢量)

Table 2 Star orientation data (unit vector in observer coordinate system)

坐标	第1次	第2次	第3次	第4次	第5次	第6次
x	0.984 807 75	0.766 044 443	0.5	0.939 692 62	0.642 787 60	0.866 025 4
y	0.172 987 39	0.604 022 77	0.75	0.336 824 1	0.694 272 044	0.482 962 91
z	0.015 134 43	0.219 846 31	0.433 012 70	0.059 391 174	0.323 744 370	0.129 409 52

3.1 观测无噪声仿真

在没有任何误差时,按照第2节的标定方法得出的标定计算结果为

A 对应四元数为

$$q_A = \begin{bmatrix} 0.998\ 629\ 534\ 754\ 574 \\ 0.030\ 216\ 178\ 425\ 160\ 5 \\ 0.030\ 216\ 178\ 425\ 160\ 3 \\ 0.030\ 216\ 178\ 425\ 159\ 9 \end{bmatrix}$$

C 对应的四元数为

$$q_C = \begin{bmatrix} 0.866\ 025\ 403\ 784\ 439 \\ 0.353\ 553\ 390\ 593\ 273 \\ 1.522\ 345\ 460\ 053\ 65 \times 10^{-16} \\ 0.353\ 553\ 390\ 593\ 274 \end{bmatrix}$$

第1节中的J值为:3.166 183 689 589 54 × 10⁻³⁰,几乎为零。结果表明A、C的解算结果q_A、q_C与真实值q_{A0}、q_{C0}一致,计算精度几乎为零。因此,解耦标定方法是正确的,在没有噪声干扰的情况下,该方法能够完全将未知的安装参数解出,与理论推导结论一致。

3.2 观测有噪声仿真

当存在观测误差,对光学观测器的噪声从0°增加到0.5°,步长取15",标定误差随着噪声变化的曲线如图4所示。

图4表明在观测噪声从0°增加到0.5°时,标

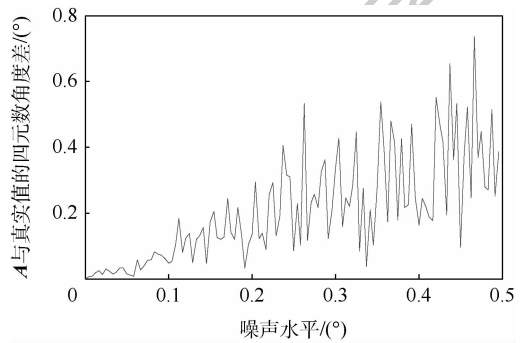


图4 A的标定误差随观测噪声变化

Fig.4 Variation of calibration error of A with observation noise

定方法解出的未知矩阵A对应的四元数与真实矩阵A对应的四元数之间作差时,其描述2个四元数是否接近的角度差呈现增加的趋势,基本上标定误差的量级随噪声水平的提高同比增加。

图5表明在观测噪声从0°增加到0.5°时,未知矩阵C的标定误差呈现增加的趋势,基本上标定误差的量级随噪声水平的提高同比增加。

图6给出了最小二乘意义上描述标定准确性的J值变化情况,随着噪声水平的提高,其值也相应的增加,证明噪声水平越大,对算法的精度影响越大。

仿真给出了无噪声影响和有噪声影响下标定

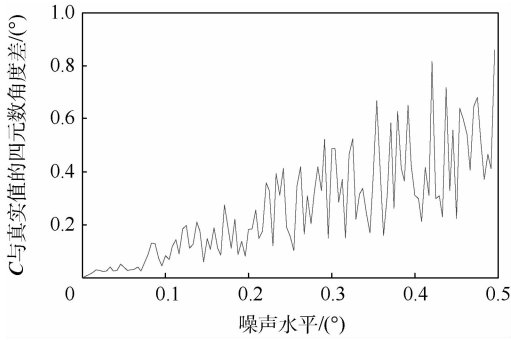


图5 C的标定误差随观测噪声变化

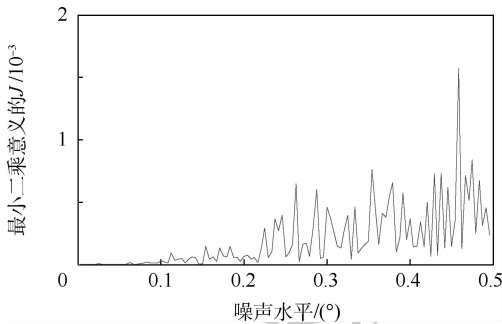
Fig.5 Variation of calibration error of C with observation noise

图6 J的标定误差随观测噪声变化

Fig.6 Variation of calibration error of J with observation noise

方法的准确性。仿真结果得出了无噪声影响时标定精度几乎为零的结论,证明了标定方法的正确性。在观测噪声水平提高时,仿真结果表明标定方法的精度会受到观测噪声的影响,基本上影响程度与噪声水平呈现等量级关系。

4 结论

1) 提出了多维安装解耦标定方法,有助于提高指向控制精度、获取高精度目标信息。

2) 针对多个串联机械机构安装标定的问题,建立了多维安装耦合标定的矩阵方程,分析了矩阵方程成立应当满足的必要条件,通过灵活运用“特征向量”的数学特性,经过严谨的数学推导,实现了未知矩阵参数之间的解耦,得出了以成像器观测为基础的在轨标定数学方法,并推广到 n 维串联安装标定,克服了标定方程组内部的耦合效应。

3) 对解耦标定方法进行了数学仿真分析,建立了仿真计算流程。从无噪声仿真中验证的标定方法的正确性;从有观测噪声仿真中定量分析了噪声对标定方法的影响,得出了影响大小与噪声水平同量级的结论。仿真分析证明了多维安装解

耦标定方法的有效性、准确性。

本文的局限性在于由于巧妙使用了特征向量的性质,使用的观测数据需满足本文规定的一些条件如相同 B 矩阵将使用两次,因此并没有将所有的观测数据引入计算以更大限度地提高计算精度。未来将在引入任意大量数据时最大化提高计算精度方面进行研究。

参考文献 (References)

- [1] LIKINS P W. Spacecraft attitude dynamics and control—a personal perspective on early developments [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1986, 9(2): 129-134.
- [2] 李青. 充液挠性系统动力学分析及在航天工程中的应用研究 [D]. 北京: 清华大学, 2010: 50-75.
LI Q. Dynamic analysis of liquid-filled flexible systems and its application studies on aerospace engineering [D]. Beijing: Tsinghua University, 2010: 50-75 (in Chinese).
- [3] ZOU A M, KUMAR K D. Adaptive attitude control of spacecraft without velocity measurements using Chebyshev neural network [J]. *Acta Astronautica*, 2010, 66(5-6): 769-779.
- [4] PECHEV C, ALEXANDRE N. Feedback-based steering law for control moment gyros [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2007, 30(3): 848-855.
- [5] ARDUINI C, BAIOTTO P. Active magnetic damping attitude control for gravity gradient stabilized spacecraft [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1997, 20(1): 117-122.
- [6] 周军. 航天器控制原理 [M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2000: 62-68.
ZHOU J. Principle of spacecraft control [M]. Xi'an: Press of Northwestern Polytechnical University, 2000: 62-68 (in Chinese).
- [7] 黄圳圭. 航天器姿态动力学 [M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1997: 7-23.
HUANG Z G. Spacecraft attitude dynamics [M]. Changsha: Press of National University of Defense Technology, 1997: 7-23 (in Chinese).
- [8] 刘俊, 石云波, 李杰. 微惯性技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 15-33.
LIU J, SHI Y B, LI J. Micro inertia technology [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 15-33 (in Chinese).
- [9] ZHU R, ZHOU Z Y. Calibration of three-dimensional integrated sensors for improved system accuracy [J]. *Sensors and Actuators*, 2006, 127: 340-344.
- [10] 刘秉, 闫建国. 一种小型惯性测量单元的精确标定技术 [J]. *计算机测量与控制*, 2009, 17(11): 2170-2172.
LIU B, YAN J G. Precision-calibration technique for inertial measurement units [J]. *Computer Measurement and Control*, 2009, 17(11): 2170-2172 (in Chinese).
- [11] SHUSTER M D, OH S D. Three-axis attitude determination from vector observations [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1981, 4(1): 70-77.
- [12] MARKLEY F L, MORTARI D. Quaternion attitude estimation

- using vector observations[J]. *Journal of the Astronautical Sciences*, 2000, 48(2):359-380.
- [13] LERNER G M. Three-axis attitude determination[J]. *Spacecraft Attitude Determination and Control*, 1978, 73:420-428.
- [14] RENATO B, FABIO C. A robust optimization approach for magnetic spacecraft attitude stabilization[J]. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 2017, 173(3):994-1012.
- [15] CHAK Y C, VARATHARAJOO R, RAZOUMNY Y. Disturbance observer-based fuzzy control for flexible spacecraft combined attitude & sun tracking system[J]. *Acta Astronautica*, 2017, 133:302-310.
- [16] STEVENSON D, SCHAUB H. Electrostatic spacecraft rate and attitude control-experimental results and performance considerations[J]. *Acta Astronautica*, 2016, 119:22-33.

作者简介:

毛柏源 男,博士研究生。主要研究方向:飞行器制导与控制。

姬军鹏 男,高级工程师,硕士。主要研究方向:空空机载武器信息。

张鹏飞 男,高级工程师,博士研究生。主要研究方向:轨道、姿态动力学与控制。

High-precision decoupling calibration method of multi-dimensional mounting spacecraft

MAO Boyuan¹, JI Junpeng², ZHANG Pengfei^{1,*}

(1. Beijing Institute of Electronic System Engineering, Beijing 100854, China;

2. The First Military Representative Office of the Second Research Academy of CASIC in Beijing, Beijing 100854, China)

Abstract: Aimed at the calibration problem of spacecraft multi-dimensional installation in the coupling situation, an on-orbit calibration method based on imager observation is proposed, and this method effectively overcomes the coupling nonlinearity of the calibration equations. Firstly, the geometric equations that should be satisfied are derived by combining the physical meanings of the imager observation, the vector equations are established by the installation and transfer relationship of each mechanical mechanism, and then the matrix equations are established by the dual-vector method. Secondly, the necessary conditions for the establishment of the matrix equation are analyzed. Through flexible use of the mathematical characteristics of "eigenvector", the installation of the series mechanical mechanism is decoupled, and a mathematical method for on-orbit calibration based on imager observation is obtained, extending the two-dimensional installation to the general case of n -dimensional installation, and giving a standard calculation process. Finally, the calibration algorithm is verified by mathematical simulation. At the same time, the influence of observation noise on the calibration method is simulated. The simulation results show that the method of decoupling calibration using "eigenvector" is effective and accurate.

Keywords: spacecraft; installation errors; on-orbit calibration; multi-dimension; eigenvector

Received: 2019-06-10; **Accepted:** 2019-09-12; **Published online:** 2019-09-26 15:44

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190926.1229.001.html

Foundation item: National Defense Technology Innovation Zone Project

* **Corresponding author.** E-mail: zhangpengfeithu@tsinghua.org.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0288

脉冲星方位误差估计的 TSKF 算法

许强¹, 范小虎¹, 徐利国¹, 王宏力², 冯磊^{2,*}

(1. 青州高新技术研究所 测试控制系, 潍坊 262500; 2. 火箭军工程大学 导弹工程学院, 西安 710025)



摘 要: 为提高脉冲星方位误差估计对方位自行速度及卫星位置误差的鲁棒性和整体运算的高效性, 设计了两级卡尔曼滤波 (TSKF) 算法。首先, 分析了方位自行速度及卫星位置误差对方位误差估计的影响, 并分别结合相关算法进行了仿真验证。然后, 结合方位误差估计的 CV 模型和两级卡尔曼滤波的相关原理, 写出了 TSKF 算法的更新方程, 并分析了实现并行计算的基本流程。仿真实验的数据显示: 在方位自行速度及卫星位置误差均存在的情况下, TSKF 算法的方位估计精度约为 0.1 mas, 方位自行速度估计精度约为 1.1 mas/a; 与基于 CV 模型的估计算法相比, TSKF 算法的浮点运算仅增加了 0.048%。

关键词: 方位误差; 方位自行速度; 卫星位置误差; 卡尔曼滤波; 两级滤波

中图分类号: V324.2⁺1; P129

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0761-08

X 射线脉冲星导航作为一种新兴的天文自主导航, 在深空探测、卫星授时等领域引起了研究人员的极大关注并掀起了广泛的研究热潮^[1-3]。由于使用脉冲星发出的辐射信号作为信号源, X 射线脉冲星导航相对于其他导航方式具有信号稳定、抗干扰性强及自主程度高等特点, 能够较好满足太空卫星、深空探测器等航天器的任务需求。虽然目前相关国家针对 X 射线脉冲星导航的研究已经进入了实验验证阶段, 但距离真正的工程应用仍然有一定的距离。其中一个较为重要的影响因素即为脉冲星存在的方位误差问题。

由于大气层对 X 射线信号的衰减作用, 地面只能收到脉冲星在射电频段的极其微弱信号, 所以为了得到较为准确的观测数据, 需要使用甚长基线干涉测量 (Very Long Baseline Interferometry, VLBI) 技术。这就导致目前对脉冲星的观测不仅成本高, 而且不同频段的观测精度只能保证在毫角秒 (milliarcsecond, mas) 量级^[4-5]。但对于脉冲

星导航而言, 几毫角秒的方位误差都有可能带来数百米的导航偏差。为此, 国内许多学者从组合导航^[6]、鲁棒滤波算法^[7]等方面开展了相关研究。同时, 孙守明等^[8]也提出了基于信标卫星的脉冲星方位误差估计算法, 以提高脉冲星的方位精度。文献[9]采用增广扩展卡尔曼滤波的方法对该算法进行了改进, 考虑了实际存在的信标卫星位置误差的影响。但是, 以上 2 种算法都未考虑脉冲星方位的自行速度。虽然孙守明等^[10]在后续的研究中采用匀速 (Constant Velocity, CV) 模型, 在算法中加入了脉冲星的方位自行速度, 但仍未消除信标卫星位置误差的干扰。然而这部分干扰是无法避免且较为致命的。

若在 CV 模型基础上继续采用文献[9]中的增广算法解决信标卫星位置误差的影响, 将会使得矩阵运算由 4 维变为 7 维。当对多个脉冲星同时观测时会大幅增加运算负担, 还容易出现数值病态的问题。为此, 本文设计了两级卡尔曼滤波

收稿日期: 2019-06-10; 录用日期: 2019-09-12; 网络出版时间: 2019-10-08 13:55

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191008.1026.004.html

基金项目: 国家自然科学基金 (61503391); 中国博士后科学基金 (2017M613372)

* 通信作者。E-mail: fengl1983@126.com

引用格式: 许强, 范小虎, 徐利国, 等. 脉冲星方位误差估计的 TSKF 算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 761-768.

XU Q, FAN X H, XU L G, et al. TSKF algorithm for pulsar position error estimation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 761-768 (in Chinese).

(Two-Stage Kalman Filter, TSKF)算法。该算法可以在不增加维数的情况下实现对系统偏差的在线估计,兼顾卫星位置误差和方位自行速度影响的同时,实现较高精度的方位误差估计。

1 误差影响

1.1 方位自行速度的影响

对于宇宙中的绝大多数脉冲星而言,其方位并非一成不变,而是存在一定自行速度的。研究人员认为产生自行的因素很可能是超新星爆发不是各向同性的^[11]。这种自行短时间内受观测技术限制难以准确测出^[12],但长时间看又存在跟随脉冲星自身运动产生突变的可能性,影响脉冲星导航的使用。

以澳大利亚国家天文台(Australia Telescope National Facility, ATNF)提供的脉冲星数据库为例,所有2702颗脉冲星中,已知自行数据的有306颗^[13],且均具有一定的不确定度。其方位自行速度及其满足1个 σ 标准差分布时不确定度情况分别如图1和图2所示。

通过图1和图2可以看出,大多数脉冲星的赤经、赤纬自行速度在50 mas/a以内,不确定度

基本在10 mas/a以内。如果在方位误差估计中不考虑方位自行速度的影响,势必会降低估计精度甚至产生发散。

以脉冲星B1821-24为例,其基本参数如表1所示。当使用文献[9]中的增广算法进行方位误差估计时,假设探测器面积为 1 m^2 ,观测周期为1000 s,宇宙X射线背景流量 $B_x = 0.005\text{ ph}/(\text{cm}^2 \cdot \text{s})$ (ph表示通过的光子个数),则观测噪声方差可计算得^[6] $\sigma_R = (230.01\text{ m})^2$ 。使用同一卫星轨道,分别在有方位自行速度和无方位自行速度的条件下进行导航计算。2种条件下卫星的位置误差均为 $[100, 100, 100]\text{ m}$,脉冲星的方位误差为 $[2, 2]\text{ mas}$ 。设定存在的脉冲星方位自行速度为 $[10, 10]\text{ mas/a}$ 。具体仿真结果如图3所示。

通过对图3的分析发现,在无方位自行速度的情况下,增广算法可有效隔离卫星位置误差的影响,进而实现脉冲星方位误差的精准估计。但是存在方位自行速度时,估计算法会产生较大的发散,无法正常工作。

以上数值仿真说明,在对脉冲星方位误差估计时有必要考虑方位自行速度的影响。

表1 脉冲星B1821-24参数

Table 1 Parameters of pulsar B1821-24

参数	数值
赤经/(°)	276.13
赤纬/(°)	-24.87
距离/(10^{20} m)	1.694
脉冲周期 $P/(10^{-3}\text{ s})$	3.045
脉冲宽度 $W/(10^{-3}\text{ s})$	5.5
光子流量 $F_x/(10^{-4}\text{ ph} \cdot (\text{cm}^2 \cdot \text{s})^{-1})$	1.93
脉冲辐射流量与平均辐射流量之比 $P_r/\%$	98

1.2 卫星位置误差的影响

孙守明等^[10]在后续研究中提出了基于CV模型的X射线脉冲星方位误差估计算法。该算法将方位自行速度作为状态量单独估计,有效解决了方位自行速度的影响问题,但该算法并没有考虑到卫星位置误差带来的影响。

卫星位置误差对脉冲星方位估计的影响原理如图4所示。当卫星位置不存在误差时,根据脉冲星方位误差的观测模型,可以认为脉冲信号到达太阳系质心(Solar System Barycenter, SSB)处的时间延迟仅与脉冲星方位误差有关。假设 \mathbf{n} 为真实方向, $\tilde{\mathbf{n}}$ 为带误差的脉冲星方向,其满足关系:

$$\mathbf{n} - \Delta\mathbf{n} = \tilde{\mathbf{n}} \quad (1)$$

式中: $\Delta\mathbf{n}$ 为方位误差。

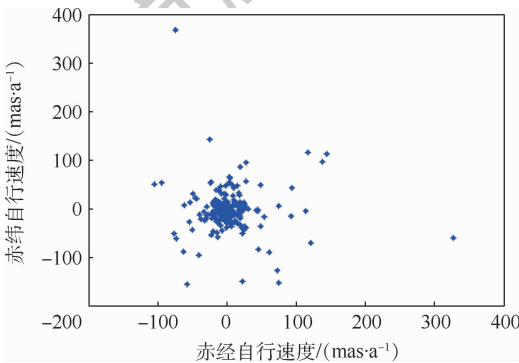


图1 脉冲星方位自行速度分布

Fig. 1 Proper motion distribution of pulsars

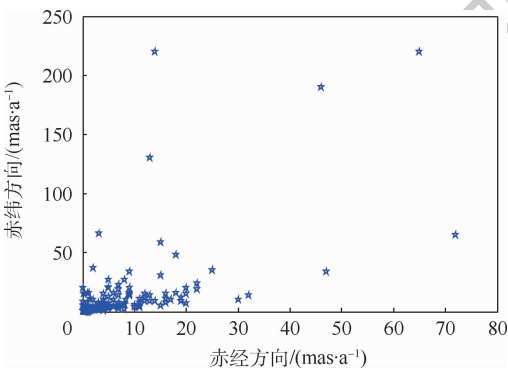


图2 脉冲星方位自行速度不确定度分布

Fig. 2 Proper motion uncertainty distribution of pulsars

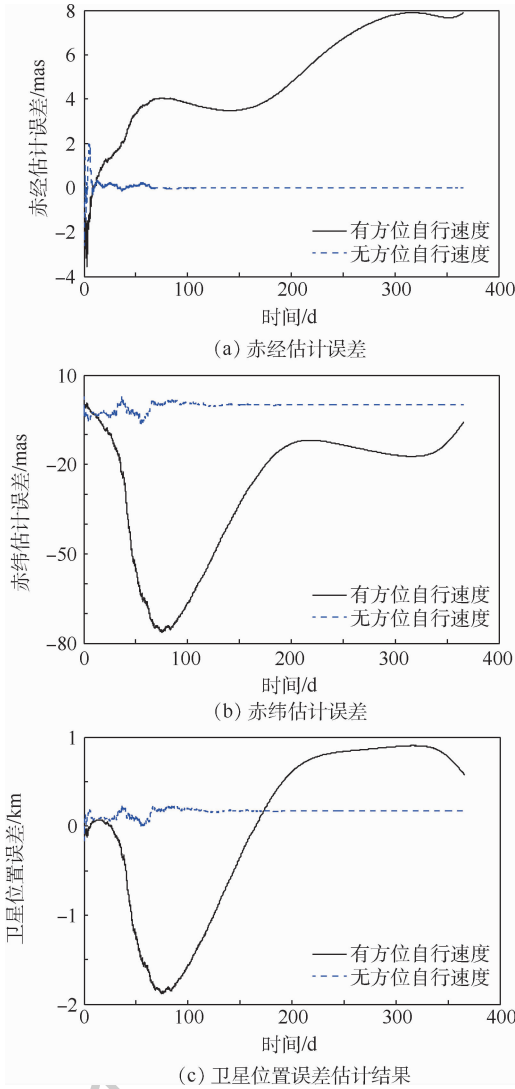


图 3 不同条件下增广算法仿真结果
Fig.3 Simulation results of augmented algorithm under different conditions

则观测模型为^[14]

$$c(t_{SSB} - \hat{t}_{SSB}) = (\mathbf{n} - \tilde{\mathbf{n}}) \cdot \mathbf{r}_{sat} = \Delta \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_{sat} \quad (2)$$

式中: c 为光速; t_{SSB} 为真实SSB处脉冲到达时间(Time-of-Arrival, TOA); \hat{t}_{SSB} 为根据观测数据推算得到的SSB处到达时间; \mathbf{r}_{sat} 为真实卫星位置。

但若卫星存在位置误差 $\Delta \mathbf{r}$,在误差影响下实际的观测模型就发生了改变。存在 $\Delta \mathbf{r}$ 时,推算得到的到达时间 \hat{t}_{SSB} 与实际的到达时间 t_{SSB} 之差就不再是单纯的由脉冲星方位误差导致。假设卫星导航位置 $\hat{\mathbf{r}}_{sat}$ 与真实位置 \mathbf{r}_{sat} 满足:

$$\mathbf{r}_{sat} - \Delta \mathbf{r} = \hat{\mathbf{r}}_{sat} \quad (3)$$

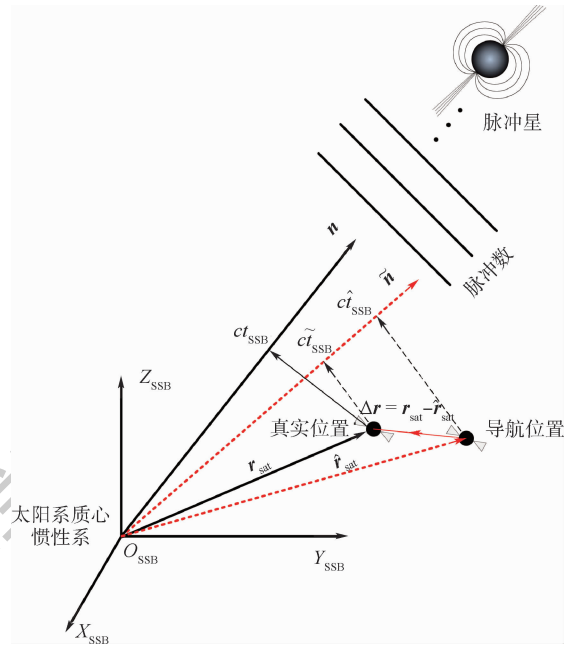


图 4 卫星位置误差对估计算法的影响原理
Fig.4 Principle of influence of satellite position error on estimation algorithm

则此时观测模型应当变为

$$c(t_{SSB} - \hat{t}_{SSB}) = \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_{sat} - (\mathbf{n} - \Delta \mathbf{n}) \cdot (\mathbf{r}_{sat} - \Delta \mathbf{r}) = \Delta \mathbf{n} \cdot \mathbf{r}_{sat} + \tilde{\mathbf{n}} \cdot \Delta \mathbf{r} \approx \Delta \mathbf{n} \cdot \hat{\mathbf{r}}_{sat} + \tilde{\mathbf{n}} \cdot \Delta \mathbf{r} \quad (4)$$

如果此时仍然以式(2)作为观测模型,不仅会引入一定的系统偏差,还有可能在地球自转的影响下产生发散。

同样以脉冲星 B1821-24 为例,假设脉冲星方位误差为 $[2, 2]$ mas,方位自行速度为 $[10, 10]$ mas/a。其他条件不变,采用基于 CV 模型的 X 射线脉冲星方位误差估计算法分别在无卫星位置误差和有卫星位置误差情况下进行导航解算,卫星位置误差设为 $[100, 100, 100]$ m,具体仿真结果如图 5 所示。

通过对图 5 的分析可见,在加入卫星位置误差之前,基于 CV 模型的脉冲星方位误差估计算法可以较为精准地估计出当前的方位误差和方位自行速度。但是在引入卫星位置误差之后,由于地球的自转,估计结果无法收敛在某一固定值。结合文献[9]的分析,说明无论是否存在脉冲星方位自行速度,信标卫星的位置误差都应当成为估计算法重点解决的工程问题之一。

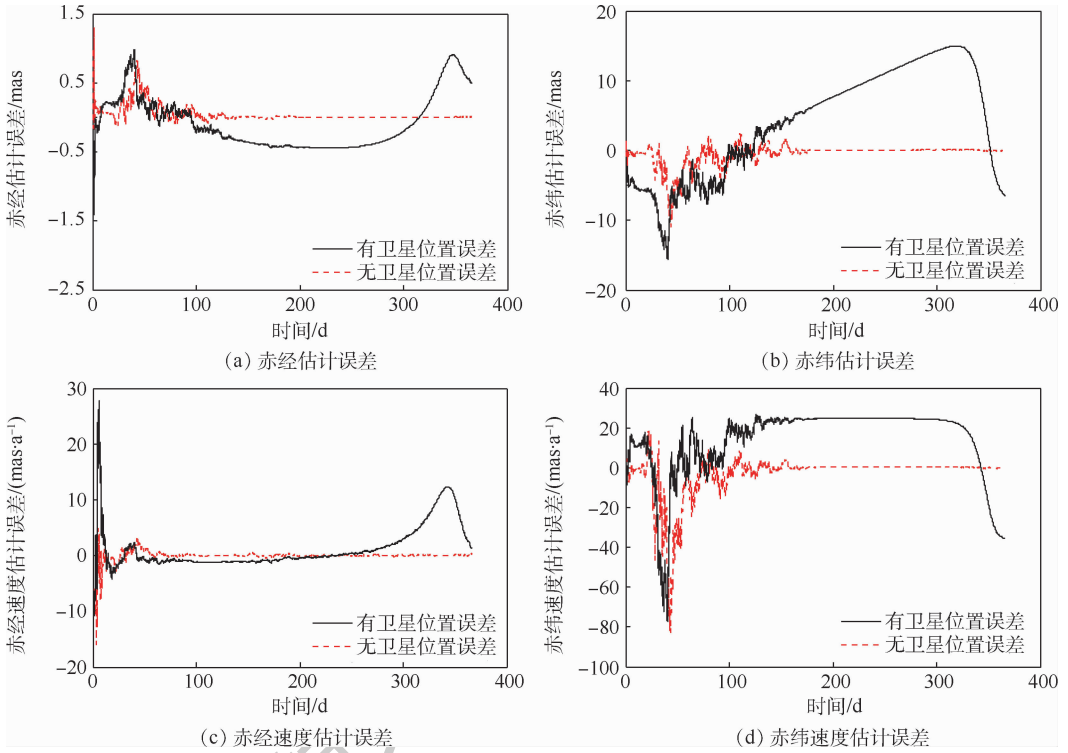


图5 不同条件下基于 CV 模型的估计算法仿真结果

Fig. 5 Simulation results of estimation algorithm based on CV model under different conditions

2 TSKF 算法

TSKF 算法最早由 Friedland^[15] 提出,用于解决线性系统中的定常偏差问题。Hsieh 和 Chen^[16] 将两级滤波思想用于标准卡尔曼滤波算法,证明最高可以将计算量降低 59%。

本文在基于 CV 模型的方位误差估计算法基础上,采用两级滤波的方法,将脉冲星方位误差和方位自行速度作为第一级滤波状态量,卫星位置误差作为第二级滤波的状态量,在不增加状态维数的前提下实现同步估计,有效隔离卫星位置误差对估计算法的影响。

结合 CV 模型和第 1 节的分析,可将 TSKF 算法的离散空间状态方程写为

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_{k-1} = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{W}_k \quad (5)$$

$$\mathbf{Z}_k = c\Delta t = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \tilde{\mathbf{n}} \cdot \Delta \mathbf{r} + \boldsymbol{\eta}_k \quad (6)$$

式中: $\mathbf{X}_k = [\Delta\alpha_k \quad \Delta\dot{\alpha}_k \quad \Delta\delta_k \quad \Delta\dot{\delta}_k]^T$ 为第一级滤波的状态量,分别代表赤经、赤经自行速度、赤纬、赤纬自行速度; T 为计算步长; \mathbf{A}_{k-1} 为状态转移矩阵; \mathbf{W}_k 为系统噪声; \mathbf{Z}_k 为观测量; Δt 为脉冲到达航天器与 SSB 的时间差; $\boldsymbol{\eta}_k$ 为观测噪声; \mathbf{H}_k 为观

测矩阵且满足:

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} -\cos \tilde{\delta} \sin \tilde{\alpha} \cdot \hat{r}_{\text{sat}/x} + \cos \tilde{\delta} \cos \tilde{\alpha} \cdot \hat{r}_{\text{sat}/y} \\ 0 \\ \cos \tilde{\delta} \cdot \hat{r}_{\text{sat}/z} - \sin \tilde{\delta} \cos \tilde{\alpha} \cdot \hat{r}_{\text{sat}/x} - \sin \tilde{\delta} \sin \tilde{\alpha} \cdot \hat{r}_{\text{sat}/y} \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

其中: $\hat{r}_{\text{sat}/x}$ 、 $\hat{r}_{\text{sat}/y}$ 、 $\hat{r}_{\text{sat}/z}$ 分别为 $\hat{\mathbf{r}}_{\text{sat}}$ 在 3 个坐标轴的分量; $\tilde{\alpha}$ 和 $\tilde{\delta}$ 分别为带误差的赤经和赤纬。

分析以上模型,可见此时算法中出现的常值偏差仅存在于观测方程,与状态方程无关。取第二级滤波状态量 \mathbf{b} 为卫星位置误差 $\Delta \mathbf{r}$,结合算法流程,可将方位误差估计的 TSKF 算法更新方程表达如下。

第一级滤波时间更新:

$$\mathbf{X}_{k|k-1} = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{X}_{k-1} \quad (7)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_k \quad (8)$$

第一级滤波状态更新:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (9)$$

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{X}_{k|k-1}) \quad (10)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (11)$$

第二级滤波时间更新:

$$\mathbf{U}_k = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{V}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \quad (12)$$

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{U}_k + \mathbf{C}_k \quad (13)$$

$$\mathbf{M}_k = \mathbf{M}_{k-1} - \mathbf{M}_{k-1} \mathbf{S}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k + \mathbf{S}_k \mathbf{M}_{k-1} \mathbf{S}_k^T)^{-1} \mathbf{S}_k \mathbf{M}_{k-1} \quad (14)$$

第二级滤波状态更新:

$$V_k = U_k - K_k S_k \quad (15)$$

$$\bar{K}_k = M_k (V_k^T H_k^T + C_k^T) R_k^{-1} \quad (16)$$

$$b_k = (I - \bar{K}_k S_k) b_{k-1} + \bar{K}_k (Z_k - H_k X_{k|k-1}) \quad (17)$$

最终估计结果为

$$\tilde{X}_k = X_k + V_k b_k \quad (18)$$

式中: Q_k 为系统噪声 W_k 的方差; P_k 为状态量的协方差; $P_{k|k-1}$ 为状态量的一步预测协方差; R_k 为观测噪声 η_k 的方差; K_k 为第一级滤波器的滤波增益; V_k 为第二级滤波状态量 b_k 对第一级滤波状态量 X_k 的纠正矩阵; S_k 和 U_k 为迭代计算过程的中间量; M_k 为第二级滤波中状态量的协方差; \bar{K}_k 为第二级滤波增益矩阵; B_{k-1} 为 Δr 在状态方程式(5)中的驱动矩阵; C_k 为 Δr 在观测方程式(6)中的驱动方程; I 为单位阵。结合前述分析,已知 $B_{k-1} = 0, C_k = \tilde{n}^T$ 。

结合式(7)~式(18)可得,算法运行过程中除最后结果的整合外,第二级滤波仅用到第一级的增益值 K_k 和残差 $Z_k - H_k X_{k|k-1}$ 。故可将两级滤波并行计算以提高运算效率,其并行计算的流程如图6所示。

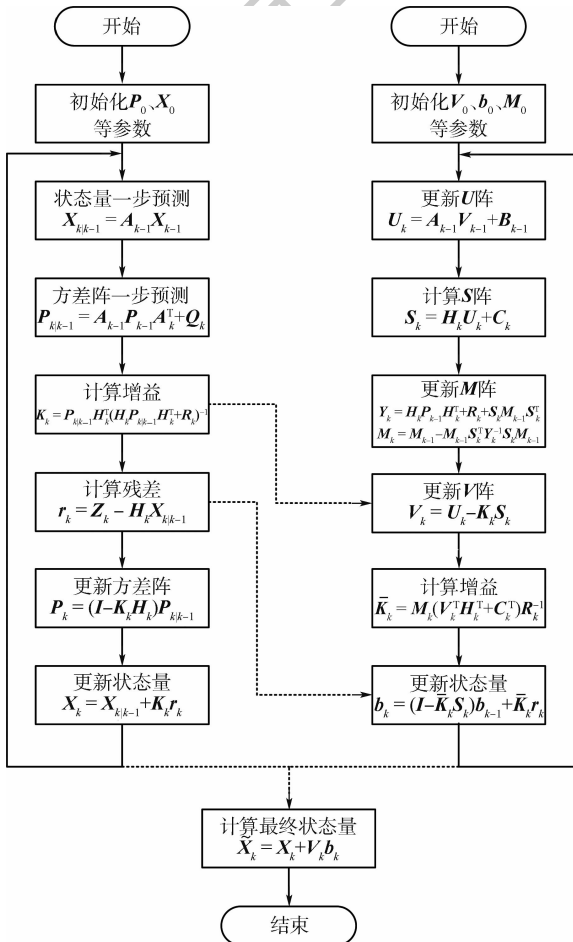


图6 并行计算流程图

Fig. 6 Parallel computing flowchart

分析以上过程还可以发现,TSKF算法的第一级滤波与常规的卡尔曼滤波算法完全相同,只是第二级滤波与一般滤波过程不同。实际上,在第二级滤波过程中公式 M_k 的作用是描述状态量 b_k 的估计方差,其对第二级滤波增益 \bar{K}_k 的计算具有重要的影响作用。因此,式(14)相当于第一级滤波中的式(8),是估计方差阵的更新方程。在得到第二级滤波的增益矩阵 \bar{K}_k 后,式(17)便相当于状态量的更新估计,与第1节滤波中的式(10)作用相同,其中 $(I - \bar{K}_k S_k) b_{k-1}$ 为状态量 b_k 的一步预测,相当于第一级滤波中的式(7)。

而 V_k 的作用是纠正常值偏差 b_k 对第一级滤波估计值 X_k 的传递影响作用,故可将其命名为纠正矩阵。由于第一级滤波估计中完全没有涉及到常值偏差 b_k 的计算,所以得到的估计值 X_k 必然是带有一定误差的。这部分误差会随着时间的推移而不断变化。为此,在第二级滤波估计中,不仅要估计出常值偏差 b_k 的值,还要利用式(15)实时求解当前的纠正矩阵。最后,通过式(18)将纠正矩阵 V_k 与第二级滤波估计值 b_k 的乘积加到第一级滤波的估计结果中便实现了常值偏差与第一级滤波状态量之间的隔离。第二级滤波时间更新环节中对矩阵 U_k 和 S_k 的计算均为计算纠正矩阵 V_k 的中间过程。

3 仿真分析

为证明 TSKF 算法的有效性,在方位自行速度及方位误差都存在的情况下进行仿真验证。所选用的脉冲星及其他相关参数与第1节相同。脉冲星方位误差为 $[2, 2]$ mas, 方位自行速度为 $[10, 10]$ mas/a, 卫星位置误差为 $[100, 100, 100]$ m。

系统噪声的方差 $Q_k = \text{diag}[q_1^2 \quad q_2^2 \quad q_1^2 \quad q_2^2]$, 其中 $q_1 = 10^{-9} \text{ arc sec} \approx 2.78 \times 10^{-13} (\text{ }^\circ)$, $q_2 = 10^{-12} \text{ arc sec/s} \approx 2.78 \times 10^{-16} (\text{ }^\circ)/\text{s}$ 。 $M_0 = \text{diag}[m_0^2 \quad m_0^2 \quad m_0^2]$, 其中 $m_0 = 0.1 \text{ km}$ 。方位自行速度噪声的标准差为 $[10^{-18}, 10^{-18}] (\text{ }^\circ)/\text{s}$ 。具体仿真过程如图7所示。

其他条件不变,将 TSKF 算法在不同卫星位置误差及方位自行速度条件下分别运行 50 次,其中每次运行的结果取为最后一天所有计算值的平均值。将每个算法运行 50 次的结果再取平均值作为此时该算法的最终精度。具体条件及误差统计如表 2 和表 3 所示。

通过分析图7、表2和表3可见,在不同误差条件下,TSKF算法均可较好地收敛,并实现

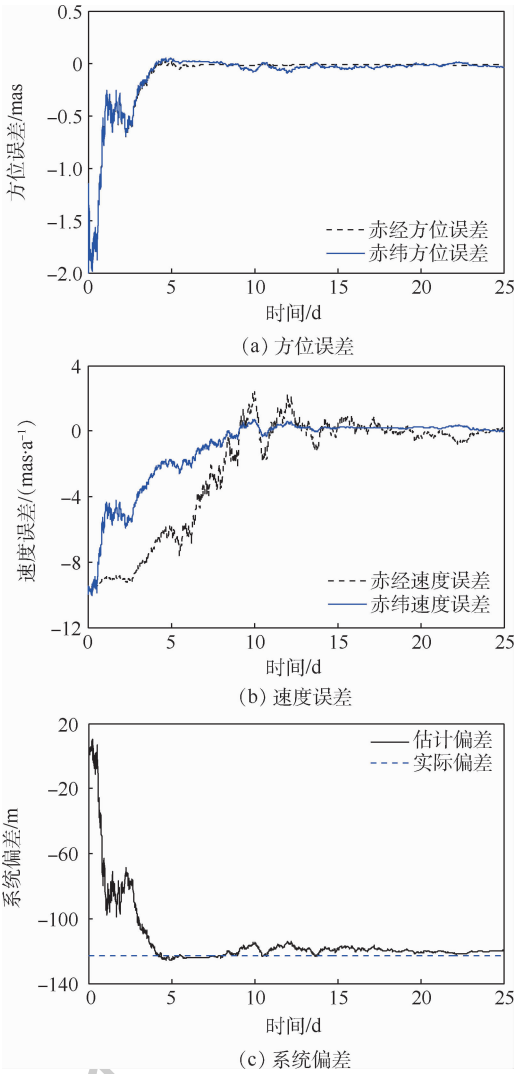


图7 TSKF算法仿真过程

Fig.7 Simulation process of TSKF algorithm

表2 仿真条件设置

Table 2 Simulation condition setup

实验编号	方位自行速度/ (mas · a ⁻¹)	卫星位置 误差/m
1	(0,0)	(100,100,100)
2	(10,10)	(0,0,0)
3	(-10,10)	(100,100,100)
4	(20,20)	(100,100,100)
5	(10,10)	(100,-100,100)
6	(10,10)	(500,500,500)

方位误差最大约0.1 mas及方位自行速度估计误差最大约1.1 mas/a的精度。同时,其收敛速度也明显快于第1节提到的增广算法和基于CV模型的估计算法。

考虑到实际卫星在轨运行时,位置误差可

表3 仿真结果统计

Table 3 Simulation result statistics

实验 编号	方位误差/mas		速度误差/(mas · a ⁻¹)	
	赤经	赤纬	赤经	赤纬
1	-0.0039	-0.0058	0.0169	0.2012
2	0.0049	-0.0246	-0.0036	-0.5429
3	0.0241	-0.1064	0.2546	-1.0135
4	0.0049	0.0143	-0.1596	0.1167
5	-0.0056	0.0929	-0.1034	1.0814
6	-0.0016	-0.1138	0.0208	0.1427

能根据轨道周期变化,故将卫星位置误差设置为随卫星轨道呈三角函数变化的形式。为体现普遍性,其具体关系式满足:

$$\Delta \mathbf{r} = \left[500 + L_x \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right), 500 + L_y \cos\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right), 500 - L_z \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right) \right] \quad (19)$$

式中: T_s 为卫星轨道周期; t 为卫星运行时间; L_x 、 L_y 、 L_z 为对应的幅值。

假设脉冲星方位误差及方位自行速度同样为[2,2] mas和[10,10] mas/a,则当 L_x 、 L_y 、 L_z 均为100 m时,TSKF算法的具体运行过程如图8所示。

采用同样的统计方法,将不同 L_x 、 L_y 、 L_z 取值时的仿真结果统计如表4所示。

通过分析图8可得,当卫星位置误差出现周期性的变化时只会导致曲线的“毛刺”愈加明显。这是因为算法在达到稳态后,位置误差的周期变化相当于系统噪声有所增加,所以TSKF算法的估计结果会出现“毛刺”增加现象。但从表4的结果来看,这对估计结果的影响非常的小。这是因为本文将一段时间内估计结果的平均值作为最终的结果,消除了“毛刺”的影响。因此,若采取本文类似处理措施或在算法中添加相应的平滑处理环节,那么便可消除位置误差周期变化的影响。

最后,为证明TSKF算法的高效性,将其与文献[10]中4状态量的基于CV模型的方位误差估计算法进行对比。将仿真运行时间设为一个自然年,分别统计2个算法MATLAB程序中除参数初始化及观测数据模拟部分的浮点运算次数。其中TSKF算法为30 045 202 038次,基于CV模型的估计算法为30 030 750 327次,前者仅比后者增加了0.048%,显然比在CV模型的基础上继续采用状态增广的方法带来的计算负担小。

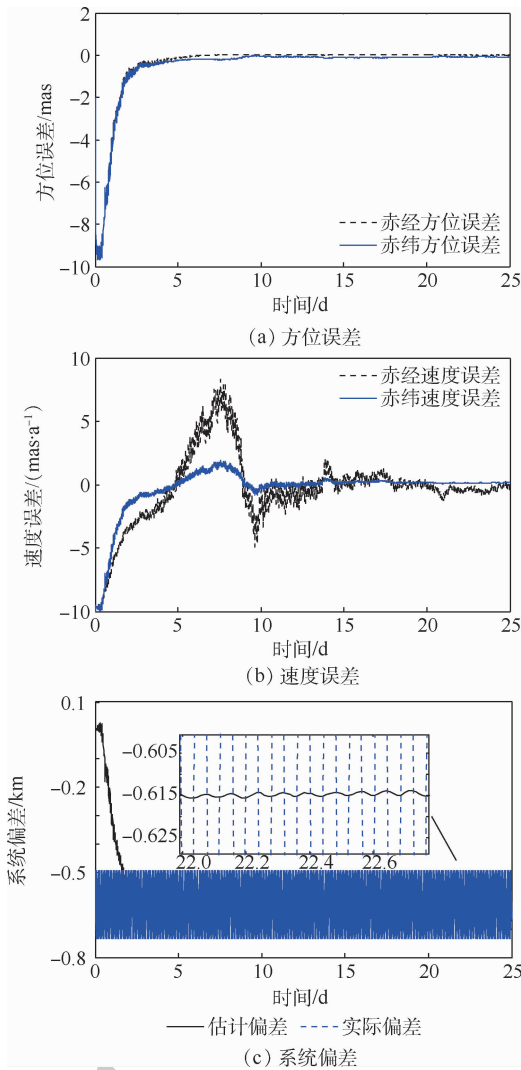


图8 卫星位置误差周期变化时 TSKF 算法仿真结果
Fig.8 Simulation results of TSKF algorithm when satellite position error period changes

表4 卫星位置误差周期变化时仿真结果统计

Table 4 Simulation result statistics when satellite position error period changes

实验条件/m			方位误差/mas		速度误差/(mas·a ⁻¹)	
L _x	L _y	L _z	赤经	赤纬	赤经	赤纬
100	100	100	0.0151	-0.0776	-0.0856	0.1530
200	200	200	-0.0166	-0.1219	-0.0252	0.0597
300	300	300	-0.0205	-0.1324	-0.0473	0.1037
100	200	300	-0.0083	-0.1385	-0.0594	0.1267
300	200	100	0.0154	-0.0755	-0.0514	0.0928

4 结论

1) 在脉冲星方位误差估计中,方位自行速度和卫星位置误差均有必要考虑在内,否则会严重影响算法的精度。

2) TSKF 算法可以在方位自行速度和卫星位

置误差都存在的情况下正常工作,并在仿真实验中基本达到了 0.1 mas 的方位估计精度和 1.1 mas/a 的方位自行速度估计精度。

3) TSKF 算法的最大状态量维数与基于 CV 模型的估计算法相同,且浮点运算数也仅增加了 0.048%。相对于增广的方法而言,两级滤波的方法计算效率更高,更不容易出现数值病态等问题。

参考文献 (References)

[1] GRAVEN P, COLLINS J, SHEIKH S, et al. XNAV for deep space navigation[J]. Advances in the Astronautical Sciences, 2008, 131:349-364.

[2] SHEIKH S I, HELTINGS R W, MATZNER R A. High-order pulsar timing for navigation[C]//Proceedings of Annual Meeting of the Institute of Navigation. Manassas; Institute of Navigation, 2007:432-443.

[3] YOU S, WANG H, HE Y, et al. Pulsar profile construction based on double-redundant-dictionary and same-scale L₁-norm compressed sensing[J]. Optik, 2018, 164:617-623.

[4] TAO A, HONG X Y, ZHENG W M, et al. Space very long baseline interferometry in China[J]. Advances in Space Research, 2020, 65(2):850-855.

[5] WAJIMA K, HAGIWARA Y, TAO A, et al. The East-Asian VLBI network[J]. Physics, 2015, 502:403-413.

[6] NING X, GUI M, FANG J, et al. Differential X-ray pulsar aided celestial navigation for Mars exploration[J]. Aerospace Science & Technology, 2017, 62:36-45.

[7] XU Q, WANG H, FENG L, et al. An improved augmented X-ray pulsar navigation algorithm based on the norm of pulsar direction error[J]. Advances in Space Research, 2018, 62(11):3187-3198.

[8] 孙守明, 郑伟, 汤国建. X 射线脉冲星表方位误差估计算法研究[J]. 飞行器测控学报, 2010, 29(2):57-60.
SUN S M, ZHENG W, TANG G J. A new estimation algorithm of the X-ray pulsar position error[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2010, 29(2):57-60 (in Chinese).

[9] 王宏力, 许强, 由四海, 等. 考虑卫星位置误差的增广脉冲星方位误差估计算法[J]. 国防科技大学学报, 2018, 40(5):177-182.
WANG H L, XU Q, YOU S H, et al. Augmented estimation algorithm for pulsar position error with satellite position error [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2018, 40(5):177-182 (in Chinese).

[10] 孙守明, 郑伟, 汤国建. 基于 CV 模型的 X 射线脉冲星位置误差估计[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(11):2712-2714.
SUN S M, ZHENG W, TANG G J. Position error estimation of X-ray pulsar based on CV model[J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(11):2712-2714 (in Chinese).

[11] 孙守明. 基于 X 射线脉冲星的航天器自主导航方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2011.
SUN S M. Study on autonomous navigation method of spacecraft based on X-ray pulsar[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011 (in Chinese).

- [12] BOBOLTZ D A, FEY A L, JOHNSTON K J, et al. Astrometric positions and proper motions of 19 radio stars[J]. *Astronomical Journal*, 2003, 126(1): 484-493.
- [13] MANCHESTER R N, HOBBS G B, TEOH A, et al. The australia telescope national facility pulsar catalogue[J]. *Astronomical Journal*, 2005, 129(4): 1993-2006.
- [14] 许强, 王宏力, 何贻洋, 等. 基于截断误差的改进脉冲星导航观测方程[J]. *北京航空航天大学学报*, 2018, 44(9): 1974-1981.
- XU Q, WANG H L, HE Y Y, et al. Improved pulsar navigation measurement equation based on truncation errors[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2018, 44(9): 1974-1981 (in Chinese).
- [15] FRIEDLAND B. Treatment of bias in recursive filtering[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1969, AC-14(4): 359-367.
- [16] HSIEH C S, CHEN F C. General two-stage Kalman filters[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(4): 819-824.

作者简介:

许强 男, 硕士, 助教。主要研究方向: 导航、制导与仿真。

范小虎 男, 副教授。主要研究方向: 导航、制导与仿真。

冯磊 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 导航、制导与仿真。

TSKF algorithm for pulsar position error estimation

XU Qiang¹, FAN Xiaohu¹, XU Liguó¹, WANG Hongli², FENG Lei^{2,*}

(1. Department of Test and Control, Qingzhou Research Institute of High-technology, Weifang 262500, China;

2. College of Missile Engineering, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: In order to improve the robustness of the pulsar position error estimation to the proper motion and satellite position error and the efficiency of the overall algorithm, a two-stage Kalman filter (TSKF) algorithm is designed. Firstly, the influences of pulsar proper motion and satellite position error on pulsar error estimation are analyzed, and the simulation results are verified by combining relevant algorithms. Secondly, based on the CV model and the principle of two-stage Kalman filter, the update equations of TSKF algorithm are derived, and the basic flow of parallel computing is analyzed. The data of the simulation experiment show that position accuracy of the TSKF algorithm is about 0.1 mas and corresponding proper motion accuracy is about 1.1 mas/a in the case of both proper motion and satellite position error. Compared with the estimation algorithm based on CV model, the floating point operation of TSKF algorithm only increases by 0.048%.

Keywords: position error; proper motion; satellite position error; Kalman filter; two-stage filter

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0302

一类复杂通信条件下高阶线性群系统编队控制



石晓航¹, 张庆杰^{2,*}, 吕俊伟³

海军大连舰艇学院, 大连 116001; 2. 空军航空大学, 长春 130022; 3. 海军航空大学, 烟台 264001)

摘 要: 针对时变时延、拓扑不确定和外部扰动等复杂通信条件下的高阶线性群系统编队控制问题进行研究。首先,建立了群系统编队控制问题的数学描述,并基于一致性最近邻原则给出了编队控制协议框架。其次,提出了群系统实现编队的充要条件。通过状态分解和变量代换,给出了约束条件下,编队控制协议的设计方法。同时,为得到群系统所允许最大时延边界,引入自由权矩阵,得到了保守性较小的线性矩阵不等式(LMI)判据条件。仿真实验验证了编队控制方法对于有界时变时延、拓扑不确定以及外部扰动具有一定的鲁棒性。

关键词: 编队控制; 高阶群系统; 时变时延; 拓扑不确定; 外部扰动; 自由权矩阵

中图分类号: TP273

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0769-12

群系统编队控制在很多领域都有着广泛的应用,比如监视和侦察^[1-3]、目标搜索和定位^[4-7]、中继通信^[8]以及空间探索和资源探测^[9-10]等。传统的编队控制方法主要包括:领导者-跟随者^[11-12]、行为方法^[13]以及虚拟结构^[14]。但从应用情况来看,这3种方法依然存在着鲁棒性差、行为建模复杂和通信量大等方面的不足。随着多智能体一致性理论的发展,越来越多的学者开始研究基于一致性算法的分布式编队控制方法^[15-16]。文献[15]指出,上述3种传统方法均可看作是一致性算法的特例。

基于一致性协议,文献[17-18]讨论了轮式小车的编队控制问题。文献[19]提出了大规模一阶群系统有限时间编队框架。基于一致性线性化反馈方法,文献[20]研究了无领导者方式的多无人机编队控制问题。进一步,文献[21]研究了多无人机时变编队控制的分析和设计问题,并给出了编队形成的充要条件。文献[15,17-21]的研究对象主要是低阶群系统,比如一阶^[17-19]、二

阶^[15,20-21]。假定网络通信拓扑为无向图,文献[22]分析了一类由多个二阶系统串联组成的高阶群系统编队控制问题。对于有向通信拓扑结构,由于其Laplacian矩阵的特征值可能存在复数,判断编队形成具有一定难度。文献[23]利用状态/输出反馈,研究了有向通信拓扑条件下的编队形成问题。

上述文献均假设理想网络通信条件,但在实际的应用中,受到周围环境或其他因素的影响,可能出现通信时延、拓扑不确定以及外部扰动等情况。文献[24]通过引入自身时延,给出了二阶群系统实现时不变/时变编队的充分条件。文献[25]讨论了同时存在位置时延和速度时延条件下的一致性策略和编队控制稳定性。文献[26]采用频域方法,借助Nyquist稳定性判据给出了编队稳定的时延相关/非相关条件。文献[24-26]均假定固定通信时延。对于时变时延,文献[27]研究了某型垂直起降无人机的编队控制方法。同时考虑时变时延和有向拓扑,文献[28]

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-08-23; 网络出版时间: 2019-09-10 10:32

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190909.1809.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61004002); 航空科学基金(20155884012)

* 通信作者: E-mail: nudtzhang@hotmail.com

引用格式: 石晓航, 张庆杰, 吕俊伟. 一类复杂通信条件下高阶线性群系统编队控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 769-780. SHI X H, ZHANG Q J, LYU J W. Formation control for high-order linear swarm systems with complex communication conditions[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 769-780 (in Chinese).

设计了二阶群系统编队控制协议,同时讨论了时变时延对编队形成的影响。文献[29]给出了含有时变时延高阶群系统实现编队的充要条件和编队控制器的设计方法。文献[30-31]采用 Lyapunov 稳定性理论分析了通信时延的边界条件。文献[32-33]研究了群系统模型存在范数有界不确定性情况下的编队控制问题。利用鲁棒控制理论,得到了群系统编队控制稳定性条件。针对时延、拓扑不确定和外部扰动条件下的高阶群系统编队控制问题,目前的研究成果很少。文献[34-35]只讨论了控制器增益已知情况下的群系统鲁棒一致性问题。

本文主要讨论一类同时存在时变时延、拓扑不确定和外部扰动等复杂通信条件下的群系统编队控制问题。与已有文献相比,主要贡献有:

1) 高阶线性群系统模型。文献[17-21]所讨论的群系统大都针对一阶或二阶积分器,而高阶模型不具有一阶、二阶模型的特殊结构,因此文献[17-21]方法不适于高阶线性群系统。本文方法具有更广泛的应用范围。

2) 同时考虑时变时延、拓扑不确定及外部扰动等3种通信条件。目前针对复杂通信条件的编队控制问题研究较少,仅有文献[34-35]讨论了3种通信条件同时存在的群系统一致性可行性问题,且没有给出控制器增益的求解方法。

3) 低保守性。文献在分析编队所允许的最大时延上界时采用了 Lyapunov 稳定性方法,所得结果是充分条件,具有一定的保守性。不同于文献[30-31]方法,本文将自由权矩阵引入分析过程中,使所得结果具有较低的保守性。

本文首先简要介绍了图论知识和相关引理;并建立了一类复杂通信条件下高阶线性群系统编队问题的数学描述,同时设计了基于一致性算法的编队控制协议。然后给出了群系统实现编队的充要条件,利用 Lyapunov-Krasovskii 泛函分析方法得到群系统编队所允许的最大时延上界和控制器增益求解方法。最后利用数值仿真实验,对所提出方法的有效性进行验证。

1 图论知识及相关引理

本文矩阵 $\mathfrak{R} > (<) 0$ 表示 \mathfrak{R} 是正定(负定)的;在矩阵中,符号 $*$ 表示对称项;符号 \otimes 表示 Kronecker 乘积。对于任意的实数矩阵 X ,复数向量 \mathbf{x} 和任意的 $c \in \mathbf{C}$,定义变换 $A_X = \text{diag}\{X, X\}$, $\hat{\mathbf{x}} = [\text{Re}^T(\mathbf{x}), \text{Im}^T(\mathbf{x})]^T$, 以及 $\Phi_c =$

$\begin{bmatrix} \text{Re}(c)\mathbf{I} & -\text{Im}(c)\mathbf{I} \\ \text{Im}(c)\mathbf{I} & \text{Re}(c)\mathbf{I} \end{bmatrix}$, 其中 \mathbf{I} 为合适维数的单位阵。若矩阵 B 是列满秩矩阵,则存在一个非奇异矩阵 $\tilde{B} = [\tilde{B}_1^T, \tilde{B}_2^T]^T$, 满足 $\tilde{B}_1 B = \mathbf{I}$ 且 $\tilde{B}_2 B = \mathbf{0}$ 。

1.1 图论知识

图 $G = (V, \mathcal{E}_G, W)$ 由节点集合 V 、边集 \mathcal{E}_G 和邻接矩阵 W 这3个要素组成。其中, $V = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_N\}$, $\mathcal{E}_G = \{(\xi_i, \xi_j) : \xi_i, \xi_j \in V\}$, $W = [w_{ij}] \in \mathbf{R}^{N \times N}$ 。节点 ξ_i 到节点 ξ_j 的一条边用 $e_{ij} = (\xi_i, \xi_j)$ 表示。如果对任意的 $e_{ij} \in \mathcal{E}_G$ 都存在 $e_{ji} \in \mathcal{E}_G$, 则图 G 称为无向图。反之,则称为有向图。邻接矩阵中的非负元素 w_{ij} 表示边 e_{ij} 的连接权重。 $w_{ij} > 0$ 表示节点 ξ_i 可以接收到来自节点 ξ_j 的信息,即 $e_{ji} \in \mathcal{E}_G$ 。对于任意的 $i \in \{1, 2, \dots, N\}$, 有 $w_{ii} = 0$ 。定义节点 ξ_i 的邻居节点集合为 $N_i = \{\xi_j \in V : (\xi_j, \xi_i) \in \mathcal{E}_G\}$ 。若定义节点 ξ_i 的入度为 $\text{deg}_{in}(\xi_i) = \sum_{j=1}^N w_{ji}$, 则图 G 的入度矩阵为 $D_G = \text{diag}\{\text{deg}_{in}(\xi_1), \text{deg}_{in}(\xi_2), \dots, \text{deg}_{in}(\xi_N)\}$ 。通常,用 $L = D_G - W$ 表示图 G 的 Laplacian 矩阵。

1.2 相关引理

引理1^[36] 图 G 的 Laplacian 矩阵 L 至少有一个0特征值,且向量 $\mathbf{1}$ 是0特征值所对应的右特征向量,即 $L\mathbf{1} = \mathbf{0}$ 。如果图 G 是一个有向图,且含有一个有向生成树(至少存在一个节点到其他所有节点都有一条有向路径),则0是 L 的单特征值,其余的非零特征值均具有正实部。

引理2^[37] 如果矩阵 $Y \in \mathbf{R}^{N \times N}$ 的各行和均为零,则存在矩阵 $Z \in \mathbf{R}^{N \times (N-1)}$ 和矩阵 $E \in \mathbf{R}^{(N-1) \times N}$ 使得 $Y = ZE$, E 的定义为

$$E = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

如果0是矩阵 Y 的单特征值,那么矩阵 Z 是列满秩的。

引理3^[38] 对给定的对称矩阵 $S = S^T = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ * & S_{22} \end{bmatrix}$, 其中 $S_{11} \in \mathbf{R}^{r \times r}$ 。以下3个条件是等价的: $S < 0$; $S_{11} < 0, S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0; S_{22} < 0, S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$ 。

引理4^[39] 存在对称矩阵 X , 使得 $\begin{bmatrix} P_1 + X & Q_1 \\ * & R_1 \end{bmatrix} > 0$ 和 $\begin{bmatrix} P_2 - X & Q_2 \\ * & R_2 \end{bmatrix} > 0$ 同时成立

$$\text{的充要条件是} \begin{bmatrix} P_1 + P_2 & Q_1 & Q_2 \\ * & R_1 & 0 \\ * & * & R_2 \end{bmatrix} > 0.$$

引理 5^[40] 给定具有适当维数的矩阵 $Q = Q^T$ 、 H 和 E , 则 $Q + HF(t)E + E^T F^T(t)H^T < 0$, 对所有满足 $F^T(t)F(t) \leq I$ 都成立的充要条件是存在一正数 $\varepsilon > 0$ 使得 $Q + \varepsilon^{-1}HH^T + \varepsilon E^T E < 0$ 成立。

引理 6^[41] 对矩阵 $X \in \mathbf{R}^{m \times n}$ 和矩阵 $Y \in \mathbf{R}^{n \times m}$ ($n \geq m$), 二者乘积满足如下性质: ①若 λ 是矩阵 XY 的特征值, 则 λ 也是矩阵 YX 的特征值。②若 $\lambda \neq 0$ 是矩阵 YX 的特征值, 则 λ 也是矩阵 XY 的特征值。③若 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ 是矩阵 XY 的特征值, 则矩阵 YX 的 n 个特征值为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m, 0, \dots, 0$ 。

2 问题描述

2.1 高阶线性群系统模型

考虑如下由 N 个主体组成的群系统:

$$\dot{x}_i(t) = Ax_i(t) + Bu_i(t) + D\omega_i(t) \quad (1)$$

式中: $i = 1, 2, \dots, N$; A 为系统矩阵; B 为输入矩阵; $x_i(t) \in \mathbf{R}^l$ 表示第 i 个主体的状态; $u_i(t) \in \mathbf{R}^m$ 为控制输入; $\omega_i(t) \in \mathbf{R}^k$ 为外部扰动。假设 B 是列满秩矩阵, D 为适合维数的常数矩阵; 群系统中各主体之间的通信用有向图 G 来表示, 且图 G 具有一个生成树。

2.2 编队控制协议

基于一致性最近邻原则, 考虑如下群系统编队控制协议:

$$u_i(t) = u_{i1}(t) + u_{i2}(t) + u_{i3}(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

式中: $u_{i1}(t) = K_1(x_i(t) - h_i(t))$; $u_{i2}(t) = v_i(t)$; $u_{i3}(t) = K_2 \sum_{j \in \mathfrak{M}_i} (w_{ij} + \Delta w_{ij}(t))(\Delta x_i - \Delta x_j)$; $\Delta x_i = x_i(t - d_i) - h_i(t - d_i)$, $\Delta x_j = x_j(t - d_i) - h_j(t - d_i)$, 待定矩阵 K_1, K_2 为控制器增益; $h_i(t) \in \mathbf{R}^l$ 为给定编队函数, $v_i(t) \in \mathbf{R}^m$ 为编队辅助函数; \mathfrak{M}_i 表示主体 i 的邻居节点集合; d_i 和 $\Delta w_{ij}(t)$ 分别表示时变时延和拓扑不确定性。

注 1 定义 $x_0^i(t)$ 和 $h_0^i(t)$ 为区间上的连续函数。当 $t \in [-d_i, 0]$ 时, 假定初值为 $x_i(t) = x_0^i(t)$ 和 $h_i(t) = h_0^i(t)$ 。

定义 1 编队形成: 对于群系统(1), 如果存在一个编队控制输入 $u_i(t), i = 1, 2, \dots, N$ 和一个向量函数 $c(t) \in \mathbf{R}^l$ 使得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_i(t) - h_i(t) - c(t)) = 0 \quad (3)$$

则称群系统(1)能够形成时变编队 $h(t)$ 。向量 $h(t) = [h_1^T(t), h_2^T(t), \dots, h_N^T(t)]^T \in \mathbf{R}^{l \times N}$ 表示期望的时变状态编队。其中, $h_i^T(t)$ 是分段连续可微的。 $c(t)$ 表示编队中心的运动模式。

3 主要结果

3.1 编队形成的充要条件

针对高阶线性群系统的编队形成问题, 本文主要考虑如下 3 种通信约束。

假设 1 时变时延 d_i 满足:

$$\begin{cases} 0 \leq d_i \leq \bar{d}_i \\ \bar{d}_i \leq \mu \end{cases} \quad (4)$$

式中: \bar{d}_i 和 μ 为常数, 且 $0 < \mu < 1$ 。

假设 2 拓扑不确定性。若用邻接矩阵的变化量 $\Delta W = [\Delta w_{ij}] \in \mathbf{R}^{N \times N}$ 来描述通信拓扑不确定性, 则有

$$\Delta D_c = \text{diag} \{ \text{deg}_{in}(\Delta v_1), \text{deg}_{in}(\Delta v_2), \dots, \text{deg}_{in}(\Delta v_N) \}$$

式中: $\text{deg}_{in}(\Delta v_i) = \sum_{j=1}^N \Delta w_{ij}, i = 1, 2, \dots, N$ 。进而, 拓扑不确定性的 Laplacian 矩阵描述为 $\Delta L = \Delta D_c - \Delta W$ 。为讨论方便, 本文假设

$$\Delta L = \ell \sin t L \quad (5)$$

为保证 $w_{ij} + \Delta w_{ij} \geq 0$, 则 ℓ 取值在 $(-1, 1)$ 之间。

假设 3 外部扰动。考虑短时有界的外部扰动 $\omega(t)$, 且满足:

$$\omega(t) \in \mathcal{L}_2[0, \infty) \quad (6)$$

为给出高阶线性群系统实现编队的条件, 将式(2)代入式(1), 可得到群系统的闭环描述形式为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (I_N \otimes (A + BK_1))x(t) - ((L + \Delta L) \otimes BK_2)x(t - d_i) + (I_N \otimes B)v(t) + (I_N \otimes D)\omega(t) - (I_N \otimes BK_1)h(t) + ((L + \Delta L) \otimes BK_2)h(t - d_i) & t > 0 \\ z(t) = x(t) - h(t) \end{cases} \quad (7)$$

当 $t \in [-d_i, 0]$ 时, $x(t) = x_0(t), h(t) = h_0(t)$ 。 $z(t) = [z_1^T(t), z_2^T(t), \dots, z_N^T(t)]^T \in \mathbf{R}^{l \times N}$ 为观测向量, $z_i(t) = x_i(t) - h_i(t), i = 1, 2, \dots, N$ 。状态向量、辅助函数向量以及其初值向量定义为 $x(t) = [x_1^T(t), x_2^T(t), \dots, x_N^T(t)]^T$ $x_0(t) = [x_0^{1T}(t), x_0^{2T}(t), \dots, x_0^{NT}(t)]^T$ $h_0(t) = [h_0^{1T}(t), h_0^{2T}(t), \dots, h_0^{NT}(t)]^T$

$$v(t) = [v_1^T(t), v_2^T(t), \dots, v_N^T(t)]^T$$

$$\omega(t) = [\omega_1^T(t), \omega_2^T(t), \dots, \omega_N^T(t)]^T$$

当外部扰动 $\omega(t) = 0$ 时,群系统(1)满足式(3)即可形成指定编队;当 $\omega(t) \neq 0$ 时,在给定 H_∞ 扰动抑制水平 γ 的条件下,若满足 $\|z(t)\|_2 < \gamma \|\omega(t)\|_2$,则编队控制协议对群系统(1)实现了 H_∞ 编队控制。

定理 1 考虑一类复杂通信约束条件(4)~(6),对于任意给定的有界初始条件,采用编队控制协议(2)的高阶线性群系统(7)实现编队的充要条件是:

条件 1 对于矩阵 \tilde{B}_2 ,有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [(E \otimes (\tilde{B}_2 A))h(t) - (E \otimes \tilde{B}_2) \dot{h}(t)] = 0 \quad (8)$$

条件 2 对于矩阵 \tilde{B}_1 和编队辅助函数 $v(t)$,有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [(E \otimes (\tilde{B}_1 A))h(t) + (E \otimes I)v(t) - (E \otimes \tilde{B}_1) \dot{h}(t)] = 0 \quad (9)$$

条件 3 $\forall i=1,2,\dots,N-1$,如下 $N-1$ 个闭环系统具有给定的 H_∞ 扰动抑制水平 γ ,即 $\|\bar{z}(t)\|_2 < \gamma \|\varpi(t)\|_2$,其中: $\bar{z}(t) = (\bar{U}^{-1} \otimes I) \cdot (E \otimes I)z(t)$,矩阵 \bar{U} 满足 $\bar{U}^{-1} E Z \bar{U} = J$ (J 为矩阵 L 的 Jordan 标准型), $\varpi(t) = (\bar{U}^{-1} \otimes I)(E \otimes I)\omega(t)$,矩阵 E 的定义由引理 2 给出。

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_i(t) &= (A + BK_1)\bar{x}_i(t) - \\ &(1 + \ell \sin t)\lambda_i BK_2 \bar{x}_i(t - d_i) + D\varpi(t) \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $\bar{x}_i(t) \in \mathbf{R}^l$; λ_i 为 Laplacian 矩阵的非零特征值。

证明 定义 $\zeta(t) = [\zeta_1^T(t), \zeta_2^T(t), \dots, \zeta_N^T(t)]^T$,其中: $\zeta_i(t) = x_i(t) - h_i(t)$ 。则式(7)可改写为

$$\begin{cases} \dot{\zeta}(t) = (I_N \otimes (A + BK_1))\zeta(t) - \\ ((L + \Delta L) \otimes BK_2)\zeta(t - d_i) + \\ (I_N \otimes D)\omega(t) + (I_N \otimes A)h(t) + \\ (I_N \otimes B)v(t) - (I_N \otimes I)\dot{h}(t) \\ z(t) = \zeta(t) \end{cases} \quad (11)$$

根据定义 1 中的描述,若式(11)中的各 $\zeta_i(t)$ 能够达到一致,则群系统(7)可以形成编队。

定义编队一致性误差为 $\boldsymbol{\varsigma}(t) = [\boldsymbol{\varsigma}_1^T(t), \boldsymbol{\varsigma}_2^T(t), \dots, \boldsymbol{\varsigma}_{N-1}^T(t)]^T$,其中, $\boldsymbol{\varsigma}_i(t) = \zeta_i(t) - \zeta_{i+1}(t)$,有

$$\boldsymbol{\varsigma}(t) = (E \otimes I_l)\zeta(t) \quad (12)$$

式中:矩阵 E 的定义由引理 2 给出。

由引理 1、引理 2 可知,存在列满秩矩阵 $Z \in \mathbf{R}^{N \times (N-1)}$ 及 $\Delta Z \in \mathbf{R}^{N \times (N-1)}$,使得 $L = ZE, \Delta L = \Delta ZE$,对式(12)求导得到

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\varsigma}}(t) &= (I_{N-1} \otimes (A + BK_1))\boldsymbol{\varsigma}(t) - \\ &((EZ + E\Delta Z) \otimes BK_2)\boldsymbol{\varsigma}(t - d_i) + \\ &(I_{N-1} \otimes D)(E \otimes I_k)\omega(t) + (E \otimes A)h(t) + \\ &(E \otimes B)v(t) - (E \otimes I_l)\dot{h}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $Z = LE^T(EE^T)^{-1}, \Delta Z = \Delta LE^T(EE^T)^{-1}$ 。

如果变量 $\boldsymbol{\varsigma}(t) = 0$,则可以得到 $\zeta_1(t) = \zeta_2(t) = \dots = \zeta_N(t)$,即如果 $\lim_{t \rightarrow \infty} \boldsymbol{\varsigma}(t) = 0$,群系统(7)能够形成编队。通过变量代换,将群系统的编队控制问题,转化成了具有外部扰动时延系统的 H_∞ 控制问题。

必要性 由式(13)可知,为了保证在任意有界的初始状态下均有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \boldsymbol{\varsigma}(t) = 0$,需要有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [(E \otimes A)h(t) + (E \otimes B)v(t) - (E \otimes I_l)\dot{h}(t)] = 0 \quad (14)$$

且闭环系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{z}}(t) = (I_{N-1} \otimes (A + BK_1))\bar{z}(t) - \\ ((EZ + E\Delta Z) \otimes BK_2)\bar{z}(t - d_i) + \\ (I_{N-1} \otimes D)(E \otimes I_k)\omega(t) \\ \bar{z}(t) = \boldsymbol{\varsigma}(t) \end{cases} \quad (15)$$

具有给定的 H_∞ 性能指标 γ ,即编队控制协议(2)对群系统(7)实现了编队形成 H_∞ 控制。这里 $\bar{z}(t) = [\bar{z}_1^T(t), \bar{z}_2^T(t), \dots, \bar{z}_{N-1}^T(t)]^T$,其中, $\bar{z}_i(t) = z_i(t) - z_{i+1}(t)$ 。

很显然,对式(14)两端同时乘以 $I \otimes \tilde{B}$,可得到定理 1 中的条件 1 和条件 2,因此条件 1 和条件 2 是必要的。

根据 EZ 和 $E\Delta Z$ 的性质可知,存在非奇异矩阵 $\bar{U} = [\bar{u}_1, \bar{u}_2, \dots, \bar{u}_{N-1}]$,使得 $\bar{U}^{-1} E Z \bar{U} = J, \bar{U}^{-1} E \Delta Z \bar{U} = \Delta J$,其中 J 和 ΔJ 分别为矩阵 EZ 和 $E\Delta Z$ 的 Jordan 标准型。令 $\bar{x}(t) = (\bar{U}^{-1} \otimes I)\boldsymbol{\varsigma}(t)$,则式(15)可以改写为

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = (I_{N-1} \otimes (A + BK_1))\bar{x}(t) - \\ ((J + \Delta J) \otimes BK_2)\bar{x}(t - d_i) + \\ (I_{N-1} \otimes D)\varpi(t) \\ \bar{z}(t) = \bar{x}(t) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\varpi(t)$ 和 $\bar{z}(t)$ 的定义详见定理 1。由连续时间信号 l_2 范数的定义可知,若 $\omega(t) \in \mathcal{L}_2[0, \infty)$,则有 $\varpi(t) \in \mathcal{L}_2[0, \infty)$ 。由上述的推导可知, $\|z(t)\|_2 < \gamma \|\omega(t)\|_2$ 等价于 $\|\bar{z}(t)\|_2 < \gamma \|\varpi(t)\|_2$ 。

考虑 J 和 ΔJ 的结构,闭环系统(16)等价于定理1的条件3中的 $N-1$ 个闭环子系统,其中 $\lambda_i (i=1,2,\dots,N-1)$ 表示矩阵 EZ 的特征值,由引理1和引理6可知,矩阵 EZ 的特征值与矩阵 L 的非零特征值相同,因此 $\lambda_i (i=1,2,\dots,N-1)$ 也是矩阵 L 的 $N-1$ 个非零特征值。由上述推导可知条件3也是必要的。

充分性 因为矩阵 B 是列满秩矩阵,由引言可知,存在一个非奇异矩阵 $\tilde{B} = [\tilde{B}_1^T, \tilde{B}_2^T]^T$, 满足 $\tilde{B}_1 B = I$ 且 $\tilde{B}_2 B = 0$ 。

如果条件1和条件2成立,则有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [(E \otimes \tilde{B}A)h(t) + (E \otimes \tilde{B}B)v(t) -$$

$$(E \otimes \tilde{B})\dot{h}(t)] = 0 \quad (17)$$

对式(17)左乘 $(E \otimes \tilde{B})^{-1}$ 可得式(14)。

如果条件3成立,由上述分析可以得到式(16)也成立。对式(16)左乘 $(\bar{U} \otimes I)$ 可得式(15),即如果条件3成立,则式(15)具有给定的 H_∞ 性能指标 γ 。因此,条件1~条件3同时成立意味着 $\lim_{t \rightarrow \infty} \zeta(t) = 0$,即群系统可以形成时变编队。证毕

定理1给出了群系统实现编队 $h(t)$ 需要的3个条件。其中,条件1可以通过设计满足式(8)的 $h(t)$ 实现;条件2可通过选取合适的辅助函数 $v_i(t), i=1,2,\dots,N-1$ 使其成立;条件3则需要设计编队控制协议(2),主要增益系数 K_1 和 K_2 。 K_1 决定了编队参考函数 $c(t)$ 的运动模态,可以参照文献[29]的方法设计。3.2节将重点讨论 K_2 的设计方法。

3.2 K_2 的设计

定理2 考虑复杂条件(4)、(5)和(6),若存在适当维数的实矩阵 $\bar{P} = \bar{P}^T > 0, \bar{Q} = \bar{Q}^T \geq 0, \bar{R} = \bar{R}^T > 0, \bar{V}$ 以及常数 a 和 $b (b \neq 0), \varepsilon > 0$,使得下式成立:

$$\begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & A_D & \sigma_{14} & 0 & \bar{P} & -\sigma_{77} & \sigma_{18} & \bar{P} \\ * & \sigma_{22} & 0 & \sigma_{24} & \bar{d}_i \bar{R} & 0 & 0 & \sigma_{28} & 0 \\ * & * & \sigma_{33} & \bar{d}_i A_D^T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & \sigma_{44} & 0 & 0 & \sigma_{47} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & \sigma_{44} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -I & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & \sigma_{77} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & \sigma_{77} & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & * & -A_Q \end{bmatrix} < 0 \quad (18)$$

$i = 1, 2, \dots, N-1$

式中: $\sigma_{11} = A_{A_{0k}} \bar{P} + \bar{P} A_{A_{0k}}^T + ab^{-1} \Phi_{\lambda_i} A_B A_V + ab^{-1} \cdot A_V^T A_B^T \Phi_{\lambda_i}^T - a^2 b^{-2} (1-\mu) A_Q, \sigma_{12} = \bar{P} + ab^{-1} A_Q - b^{-1} \Phi_{\lambda_i} A_B A_V + ab^{-2} (1-\mu) A_Q, \sigma_{14} = \bar{d}_i (\bar{P} A_{A_{0k}}^T + ab^{-1} A_V^T A_B^T \Phi_{\lambda_i}^T), \sigma_{18} = ab^{-1} A_V^T A_B^T \Phi_{\lambda_i}^T, \sigma_{22} = -2b^{-1} \cdot A_Q - (1-\mu) b^{-2} A_Q, \sigma_{24} = -b^{-1} \bar{d}_i A_V^T A_B^T \Phi_{\lambda_i}^T, \sigma_{28} = -b^{-1} A_V^T A_B^T \Phi_{\lambda_i}^T, \sigma_{33} = -\gamma^2 I, \sigma_{34} = \bar{d}_i A_D^T, \sigma_{44} = -\bar{d}_i \bar{R}, \sigma_{47} = \bar{d}_i \varepsilon^{-1} I, \sigma_{77} = -\varepsilon^{-1} I, A_{0k} = A + BK_1$, 则闭环时延系统(10)具有给定的 H_∞ 性能指标 γ , 且控制器增益为 $K_2 = \bar{V} \bar{Q}^{-1}$ 。

证明 由于群系统采用有向通信拓扑,其Laplacian矩阵特征值存在实部和虚部。因此,式(10)所描述的系统等价于

$$\dot{\hat{x}}_i(t) = A_{A_{0k}} \hat{x}_i(t) - (1 + \ell \sin t) A_{1k} \hat{x}_i(t - d_i) + A_D \hat{\omega}(t) \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \quad (19)$$

式中:状态向量 $\hat{x}_i = [\text{Re}^T(\hat{x}_i), \text{Im}^T(\hat{x}_i)]^T$; 矩阵系数 $A_{1k} = \Phi_{\lambda_i} A_B A_{K_2}$ 。令观测向量 $\hat{z}_i(t) = \hat{x}_i(t)$, 根据定理1证明中的讨论,有 $\|\hat{z}(t)\|_2 < \gamma \|\hat{\omega}(t)\|_2$ 等价于 $\|\hat{z}(t)\|_2 < \gamma \|\hat{\omega}(t)\|_2$ 。

利用牛顿-莱布尼茨公式,有

$$\hat{x}_i(t) - \hat{x}_i(t - d_i) - \int_{t-d_i}^t \dot{\hat{x}}_i(s) ds = 0 \quad (20)$$

对于合适维自由权矩阵 M_1 和 M_2 , 有

$$2[\hat{x}_i^T(t) M_1^T + \hat{x}_i^T(t - d_i) M_2^T] \times [\hat{x}_i(t) - \hat{x}_i(t - d_i) - \int_{t-d_i}^t \dot{\hat{x}}_i(s) ds] = 0 \quad (21)$$

定义任意合适维数自由权矩阵 $X_{pq} (p=1,2; p \leq q \leq 2)$, 有下式成立:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_i(t) \\ \hat{x}_i(t - d_i) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Theta_{11} & \Theta_{12} \\ * & \Theta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_i(t) \\ \hat{x}_i(t - d_i) \end{bmatrix} = 0 \quad (22)$$

式中: $\Theta_{pq} = \bar{d}_i (X_{pq} - X_{pq}^T)$ 。

构造 Lyapunov-Krasovskii 泛函:

$$V(t, \hat{x}_i) = \hat{x}_i^T(t) P \hat{x}_i(t) + \int_{t-d_i}^t \hat{x}_i^T(s) Q \hat{x}_i(s) ds + \int_{-d_i}^0 \int_{t+\theta}^t \dot{\hat{x}}_i^T(s) R \dot{\hat{x}}_i(s) ds d\theta \quad (23)$$

式中: $P = P^T > 0; Q = Q^T \geq 0; R = R^T > 0; s$ 和 θ 为 Lyapunov-Krasovskii 泛函中的积分变量。

对 $V(t, \hat{x}_i)$ 求导可得

$$\dot{V}(t, \hat{x}_i) = 2 \hat{x}_i^T(t) P \dot{\hat{x}}_i(t) + \hat{x}_i^T(t) Q \hat{x}_i(t) - (1 - \dot{d}_i) \hat{x}_i^T(t - d_i) Q \hat{x}_i(t - d_i) + \bar{d}_i \dot{\hat{x}}_i^T(t) R \dot{\hat{x}}_i(t) - \int_{t-d_i}^t \dot{\hat{x}}_i^T(s) R \dot{\hat{x}}_i(s) ds \quad (24)$$

接下来将分别讨论 $\widehat{\omega}(t) \neq 0$ 和 $\widehat{\omega}(t) = 0$ 两种情况。

1) $\widehat{\omega}(t) \neq 0$

根据式(21)、式(22)和式(24),有

$$\begin{aligned} \dot{V}(t, \widehat{x}_i) + \widehat{z}_i^T(t) \widehat{z}_i(t) - \gamma^2 \widehat{\omega}_i^T(t) \widehat{\omega}_i(t) \leq & \eta_{i1}^T(t) [\Gamma_i^a + \bar{d}_i(\Gamma_i^b)^T R \Gamma_i^b] \eta_{i1}(t) + \\ & \eta_{i1}^T(t) [I, 0, 0]^T [I, 0, 0] \eta_{i1}(t) - \\ & \int_{t-d_i}^t \eta_{i2}^T(t, s) \Psi \eta_{i2}(t, s) ds \end{aligned} \quad (25)$$

式中:

$$\eta_{i1}^T(t) = [\widehat{x}_i^T(t), \widehat{x}_i^T(t-d_i), \widehat{\omega}_i^T(t)]^T$$

$$\eta_{i2}^T(t, s) = [\widehat{x}_i^T(t), \widehat{x}_i^T(t-d_i), \widehat{x}_i^T(s)]^T$$

$$\Gamma_i^a = \begin{bmatrix} \Gamma_{11}^a & \Gamma_{i12}^a & P A_D \\ * & \Gamma_{22}^a & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_{11}^a = P A_{A_{0k}} + A_{A_{0k}}^T P + Q + M_1^T + M_1 + \bar{d}_i X_{11}$$

$$\Gamma_{i12}^a = -(1 + \ell \sin t) P A_{1k} - M_1^T + M_2 + \bar{d}_i X_{12}$$

$$\Gamma_{22}^a = -(1 - \mu) Q - M_2^T - M_2 + \bar{d}_i X_{22}$$

$$\Gamma_i^b = [A_{A_{0k}}, -(1 + \ell \sin t) \Phi_{\lambda_i}, A_D]$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & M_1^T \\ * & X_{22} & M_2^T \\ * & * & R \end{bmatrix}$$

如果

$$\begin{cases} \Gamma_i^a + \bar{d}_i(\Gamma_i^b)^T R \Gamma_i^b + [I, 0, 0]^T [I, 0, 0] < 0 \\ \Psi \geq 0 \end{cases} \quad (26)$$

成立, 则 $\dot{V}(t, \widehat{x}_i) + \widehat{z}_i^T(t) \widehat{z}_i(t) - \gamma^2 \widehat{\omega}_i^T(t) \widehat{\omega}_i(t) < 0$ 。令初始值 $V(0) = 0$, 有 $\int_0^\infty (\dot{V}(t, \widehat{z}_i) + \widehat{z}_i^T(t) \widehat{z}_i(t) - \gamma^2 \widehat{\omega}_i^T(t) \widehat{\omega}_i(t)) dt < 0$, 或简写为 $\|\widehat{z}_i(t)\|_2 < \gamma \|\widehat{\omega}_i(t)\|_2, i=1, 2, \dots, N-1$ 。

由引理3可以得到

$$\Gamma_i^a + \bar{d}_i(\Gamma_i^b)^T R \Gamma_i^b + [I, 0, 0]^T [I, 0, 0] < 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \Gamma_{11}^a + I & \Gamma_{i12}^a & P A_D & \bar{d}_i A_{A_{0k}}^T \\ * & \Gamma_{22}^a & 0 & \Gamma_{24}^a \\ * & * & -\gamma^2 I & \bar{d}_i A_D^T \\ * & * & * & -\bar{d}_i R^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (27)$$

式中: $\Gamma_{24}^a = -\bar{d}_i(1 + \ell \sin t) A_{1k}^T$

若式(26)对严格不等号成立, 则

$$\Psi > 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \bar{d}_i X_{11} & \bar{d}_i X_{12} & \bar{d}_i M_1^T \\ * & \bar{d}_i X_{22} & \bar{d}_i M_2^T \\ * & * & \bar{d}_i R \end{bmatrix} > 0 \quad (28)$$

由引理4可知, 式(27)与式(28)同时成立, 当且仅当

$$\Xi_i = \begin{bmatrix} \Xi_{i1} & \Xi_{i12} & P A_D & \bar{d}_i A_{A_{0k}}^T & \bar{d}_i M_1^T & I \\ * & \Xi_{22} & 0 & \Gamma_{24}^a & \bar{d}_i M_2^T & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I & \bar{d}_i A_D^T & 0 & 0 \\ * & * & * & -\bar{d}_i R^{-1} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -\bar{d}_i R & 0 \\ * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0$$

式中: $\Xi_{i1} = \Gamma_{11}^a - \bar{d}_i X_{11}, \Xi_{i12} = \Gamma_{i12}^a - \bar{d}_i X_{12}, \Xi_{22} = \Gamma_{22}^a - \bar{d}_i X_{22}, i=1, 2, \dots, N-1$ 。由于 Ξ_i 中含有不确定参数 $\ell \sin t$, 对其做进一步的分解:

$$\Xi_i = \Xi_i^m + \ell \sin t \begin{bmatrix} -P & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & A_{1k}^T \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^T +$$

$$\ell \sin t \begin{bmatrix} 0 & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & -P \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^T < 0 \quad (29)$$

式中:

$$\Xi_i^m = \begin{bmatrix} \Xi_{i1}^m & \Xi_{i12}^m & P A_D & \bar{d}_i A_{A_{0k}}^T & \bar{d}_i M_1^T & I \\ * & \Xi_{22}^m & 0 & \Xi_{24}^m & \bar{d}_i M_2^T & 0 \\ * & * & -\gamma^2 I & \bar{d}_i A_D^T & 0 & 0 \\ * & * & * & -\bar{d}_i R^{-1} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -\bar{d}_i R & 0 \\ * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix}$$

其中: $\Xi_{i1}^m = \Xi_{i1}, \Xi_{i12}^m = -P A_{1k} - M_1^T + M_2, \Xi_{22}^m = \Xi_{22}, \Xi_{24}^m = -\bar{d}_i A_{1k}^T$ 。

因为 $(\ell \sin t)^T (\ell \sin t) \leq 1$, 所以由引理5可知, 存在一个正数 $\varepsilon > 0$ 使得下式成立:

$$\Xi_i = \Xi_i^m + \varepsilon^{-1} \begin{bmatrix} -P & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & -P \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^T + \varepsilon \begin{bmatrix} 0 & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & A_{1k}^T \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}^T < 0 \quad (30)$$

根据引理3, 式(30)等价于

$$\Xi_i = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{i12}^m & PA_D & \bar{d}_i A_{A_{0k}}^T & \bar{d}_i M_1^T & I & -P & 0 \\ * & \Xi_{22} & 0 & \Xi_{24}^m & \bar{d}_i M_2^T & 0 & 0 & \varepsilon A_{1k}^T \\ * & * & -\bar{\gamma}^2 I & \bar{d}_i A_D^T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\bar{d}_i R^{-1} & 0 & 0 & -\bar{d}_i I & 0 \\ * & * & * & * & -\bar{d}_i R & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -I & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & -\varepsilon I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (31)$$

通过上述整理可知,如果不等式(31)成立,则不等式(26)成立,即闭环系统(10)在非零的 $\varpi_i(t)$ 扰动条件下,具有给定的 H_∞ 性能指标 γ 。

2) $\hat{\varpi}(t) = 0$

由于 $\hat{\varpi}(t) = 0$ 时,可以得到

$$\dot{V}(t, \hat{x}_i) \leq \tilde{\eta}_{i1}^T(t) [\tilde{\Gamma}_i^a + \bar{d}_i (\tilde{\Gamma}_i^b)^T R \tilde{\Gamma}_i^b] \cdot \tilde{\eta}_{i1}(t) - \int_{t-d_i}^t \eta_{i2}^T(t, s) \Psi \eta_{i2}(t, s) ds \quad (32)$$

式中: $\tilde{\eta}_{i1}^T(t) = [\hat{x}_i^T(t), \hat{x}_i^T(t-d_i)]^T$, $\tilde{\Gamma}_i^a = \begin{bmatrix} \Gamma_{11}^a & \Gamma_{i12}^a \\ \Gamma_{22}^a \end{bmatrix}$, $\tilde{\Gamma}_i^b = [A_{A_{0k}}, -(1 + \ell \sin t) \Phi_{\lambda_i}]$ 。

如果

$$\begin{cases} \tilde{\Gamma}_i^a + \bar{d}_i (\tilde{\Gamma}_i^b)^T R \tilde{\Gamma}_i^b < 0 \\ \Psi \geq 0 \end{cases} \quad (33)$$

成立,则闭环系统(10)在 $\hat{\varpi}(t) = 0$ 条件下是渐近稳定的。利用与3.2节类似的推导过程,可以得到式(33)成立的等价条件为式(34)成立:

$$\tilde{\Xi}_i = \begin{bmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{i12}^m & \bar{d}_i A_{A_{0k}}^T & \bar{d}_i M_1^T & -P & 0 \\ * & \Xi_{22} & \Xi_{24}^m & \bar{d}_i M_2^T & 0 & \varepsilon A_{1k}^T \\ * & * & -\bar{d}_i R^{-1} & 0 & -\bar{d}_i I & 0 \\ * & * & * & -\bar{d}_i R & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon I & 0 \\ * & * & * & * & * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (34)$$

式中: Ξ_{11} 、 Ξ_{i12}^m 、 Ξ_{22} 和 Ξ_{24}^m 的定义与式(31)相同。显然,式(34)可以由式(31)得到。也就是说,如果式(31)成立,则闭环系统(10)在 $\hat{\varpi}(t) = 0$ 的条件下是渐近稳定的,加之前文已经对非零 $\hat{\varpi}(t)$ 条件下进行了证明,综上,闭环系统(21)具有给定的 H_∞ 性能指标 γ 。

由于式(31)中含有非线性项,因此,为了得到控制器增益,需对其做进一步的处理。定义矩阵

$$Y = \begin{bmatrix} P & 0 \\ M_1 & M_2 \end{bmatrix}$$

然后,令 $M_1 = aP, M_2 = bQ (b \neq 0)$ 。此时 Y 是可

逆的,且

$$Y^{-1} = \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ -ab^{-1}Q^{-1} & b^{-1}Q^{-1} \end{bmatrix}$$

定义矩阵

$$\Omega = \text{diag}\{Y^{-1}, I, I, R^{-1}, I, -\varepsilon^{-1}I, -\varepsilon^{-1}I\}$$

利用矩阵 Ω 对式(31)的矩阵 Ξ_i 进行合同变换,左乘 Ω^T ,右乘 Ω ,并令 $\bar{P} = P^{-1}, \bar{R} = R^{-1}, A_Q = Q^{-1}$ 以及 $\bar{V} = K_2 \bar{Q}$,可以得到

$$\Omega^T \Xi_i \Omega = \begin{bmatrix} \rho & \sigma_{12} & A_D & \sigma_{14} & 0 & \bar{P} & \varepsilon^{-1}I & \sigma_{18} \\ * & \sigma_{22} & 0 & \sigma_{24} & \bar{d}_i \bar{R} & 0 & 0 & \sigma_{28} \\ * & * & -\bar{\gamma}^2 I & \bar{d}_i A_D^T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\bar{d}_i \bar{R} & 0 & 0 & \bar{d}_i \varepsilon^{-1}I & 0 \\ * & * & * & * & -\bar{d}_i \bar{R} & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -I & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & -\varepsilon^{-1}I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -\varepsilon^{-1}I \end{bmatrix} < 0 \quad (35)$$

式中: $\rho = \sigma_{11} + \bar{P} A_Q^{-1} \bar{P}$, σ_{ij} 定义见式(18)。如果线性矩阵不等式(LMI)式(18)成立,则由引理3有 $\Omega^T \Xi_i \Omega < 0$ 成立,进而 $\Xi_i < 0$ 。从而,若存在适当维数的实矩阵 $\bar{P} = \bar{P}^T > 0, \bar{Q} = \bar{Q}^T \geq 0, \bar{R} = \bar{R}^T > 0$ 以及 \bar{V} ,具有时变时延、通信拓扑不确定和外部扰动的闭环系统(21)具有给定的 H_∞ 性能指标 γ ,且控制器增益为 $K_2 = \bar{V} \bar{Q}^{-1}$ 。证毕

注2 由文献[42]可知,对于定理2只需要考虑 $\Phi_{\lambda_j} (j=1, 2, 3, 4)$ 4个矩阵即可,其中 $\bar{\lambda}_j (j=1, 2, 3, 4)$ 定义为

$$\bar{\lambda}_1 = \max(\text{Re}(\lambda_{\sigma(t), i})) + \text{jmax}(\text{Im}(\lambda_{\sigma(t), i}))$$

$$\bar{\lambda}_2 = \max(\text{Re}(\lambda_{\sigma(t), i})) - \text{jmax}(\text{Im}(\lambda_{\sigma(t), i}))$$

$$\bar{\lambda}_3 = \min(\text{Re}(\lambda_{\sigma(t), i})) + \text{jmax}(\text{Im}(\lambda_{\sigma(t), i}))$$

$$\bar{\lambda}_4 = \min(\text{Re}(\lambda_{\sigma(t), i})) - \text{jmax}(\text{Im}(\lambda_{\sigma(t), i}))$$

其中: $i=1, 2, \dots, N-1$ 。

基于上述的讨论,可以利用如下的算法对编队控制协议(2)进行设计,使群系统(1)在时变时延、通信拓扑不确定和外部扰动条件下,满足给定的 H_∞ 性能指标。

算法1 对于群系统(1)和编队控制协议(2),控制器增益 K_1 和 K_2 ,以及辅助函数 $v_i(t) (i=1, 2, \dots, N)$ 的设计可以参照如下步骤:

步骤1 判断定理1的条件1中式(8)是否成立,若成立,则通过条件2的式(9)求解出编队辅助函数 $v_i(t)$ 。

步骤2 选取适当的控制器增益 K_1 ,令 $A + BK_1$ 的特征值在复平面上的指定位置,完成对编队中心运动模态 $c(t)$ 的配置。

步骤3 根据定理2,可以求出 a, b 和时延上界 \bar{d}_i , 进而得到控制器增益 K_2 。同时,利用参数 a 和 b , 还可以得到不同时延下对应的控制器增益 K_2 。

4 数值仿真

假设1个群系统由8个主体组成,各个主体之间的通信拓扑 G 如图1所示。

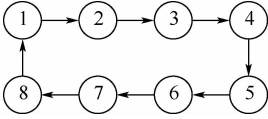


图1 通信拓扑 G

Fig.1 Communication topology G

每个主体由式(1)描述,其中:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -2 & -2 \\ 0 & 0 & 1 \\ -2 & 5 & 3 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix}$$

定义时变参考编队 $h(t)$ 为

$$h_i(t) = \begin{bmatrix} 4\cos\left(t + \frac{(i-1)\pi}{4}\right) \\ 2\sin\left(t + \frac{(i-1)\pi}{4}\right) \\ 2\cos\left(t + \frac{(i-1)\pi}{4}\right) \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, \dots, 8$$

形成编队之后,8个主体会分布在一个椭圆形的圆周上,组成一个八边形并围绕椭圆的圆心旋转。

利用算法1中的步骤1,可以求解出编队辅助函数为

$$v_i(t) = 2\cos\left(t + \frac{(i-1)\pi}{4}\right) - 12\sin\left(t + \frac{(i-1)\pi}{4}\right) \quad i = 1, 2, \dots, 8$$

选取 $K_1 = [5.75, -8.5, -8]$ 将 $A + BK_1$ 的极点配置在 $-2, -1+i$ 和 $-1-i$ 。这时,编队参考 $c(t)$ 是静止的。设定 $\gamma = 1.4$, 利用算法步骤3, 得到时变时延上界为 $\bar{d}_i = 1.7s$ 。选取时变时延为 $d_i = 1.2 + 0.5\sin t s$, 此时,得到的控制器增益为 $K_2 = [-0.0164, 0.0141, 0.0084]$ 。

各主体的初始状态分别为: $x_{i1}(0) = 4(\delta - 0.5), x_{i2}(0) = 3(\delta - 0.5), x_{i3}(0) = 2(\delta - 0.5) (i = 1, 2, \dots, 8)$, 其中 δ 为 $(0, 1)$ 之间的随机数。通信拓扑的不确定性为 $\Delta L = 0.9\sin tL$, 外部扰动 $\omega_i(t)$ 取 $[-2, 2]$ 之间的随机数。仿真时间为 $50s$, 假设通信拓扑的不确定性始终存在, 并在 $25 \sim 27s$ 加入外部扰动。图2(a)~(f)给出了8个主体的状态和 $c(t)$ 的状态在不同时刻的截图, 以及8个主体的编队构型。从图中可以看出, 本文设计的编队控制协议可以使群系统在具有时变时延、通信拓扑不确定和外部扰动的条件下形成时变编队。在出现外部扰动时, 8个主体的队形受到了一定的影响, 但扰动消失之后仍能重新形成指定的时变编队并保持稳定。图3(a)~(c)分别给出了各主体的3个状态与编队相应状态差值的曲线,

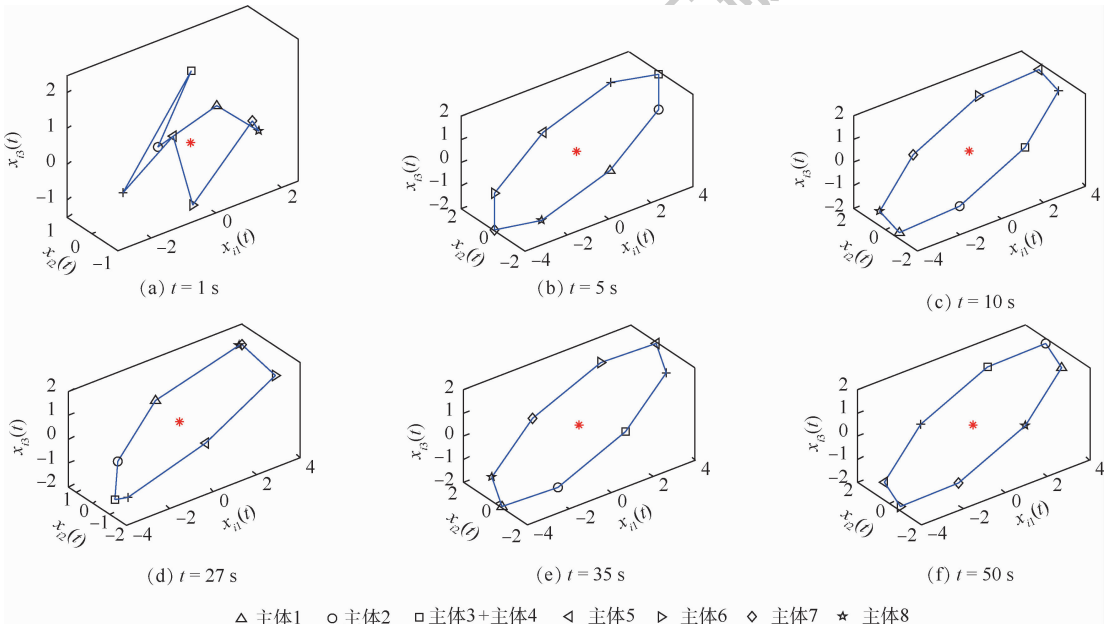


图2 8个主体的状态和 $c(t)$ 的状态在不同时刻的截图

Fig.2 Snapshot of states of eight agents and $c(t)$ at different moments

△ 主体1 ○ 主体2 □ 主体3+主体4 ◁ 主体5 ▷ 主体6 ◇ 主体7 ☆ 主体8

各主体3个状态与参考编队相应状态分量的差值曲线逐渐减小并趋于一致,在外部扰动出现之后,各主体的误差一致性受到了一定的影响,但各主体能迅速地调整各自状态并恢复指定的编队。从仿真结果可以看出,本文的控制方法具有抗扰动

的性能,可以有效地抑制时变时延、通信拓扑不确定及外部扰动对群系统编队形成产生的影响,能保证群系统形成时变编队并保持队形稳定。

图4给出了8个主体在25~27s受到外部扰动

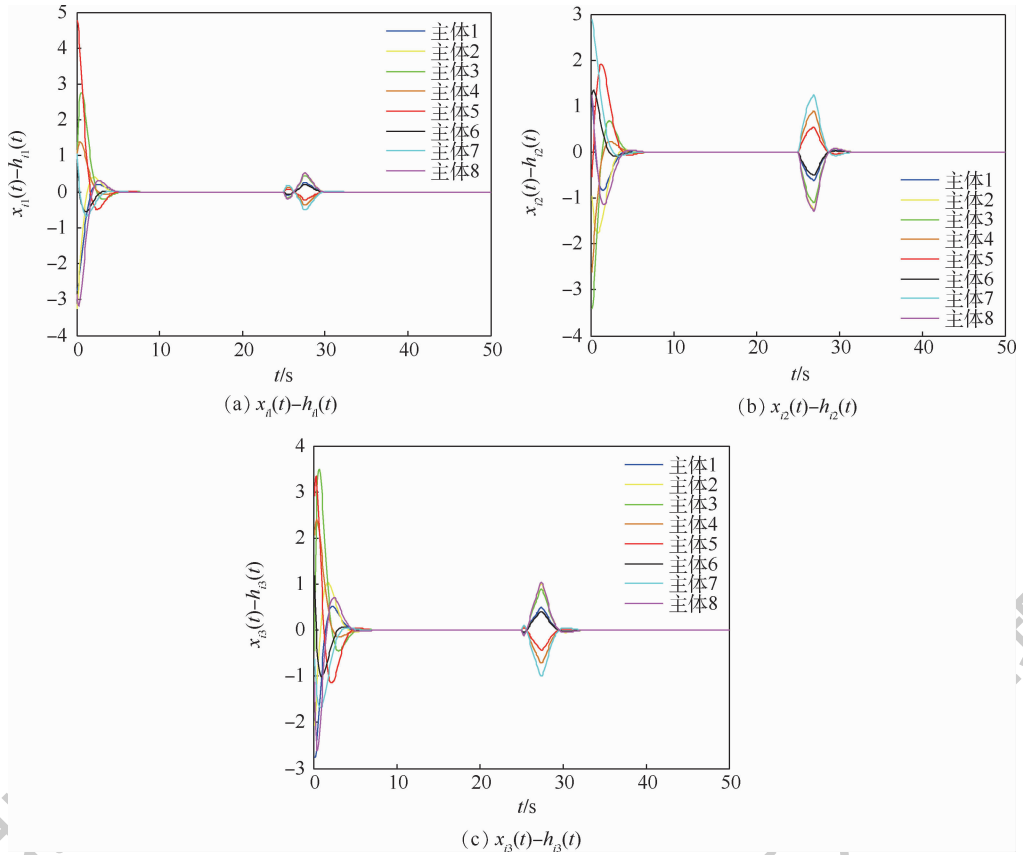


图3 主体与编队的状态差值曲线

Fig. 3 State curves of differences between agents and formation

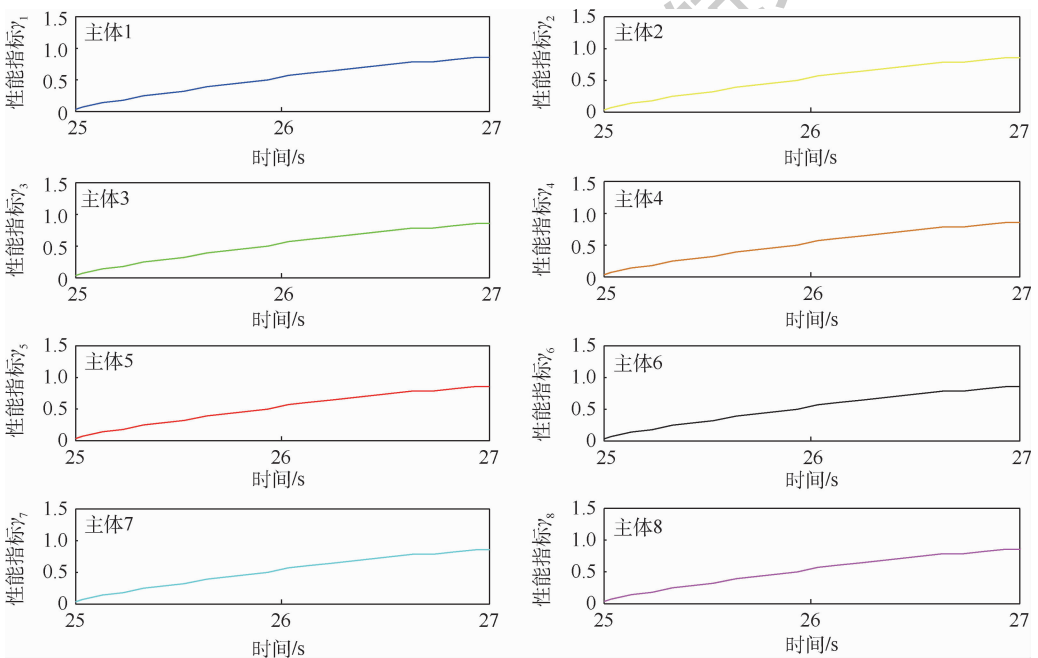


图4 8个主体的性能指标曲线

Fig. 4 Performance index curves of eight agents

时,性能指标 $\gamma_i = \frac{\|z_i(t)\|_2}{\|\omega_i(t)\|_2}$ ($i = 1, 2, \dots, 8$) 的曲线。从图4中可以看出,8个主体性能指标 γ_i 的变化范围均在给定的性能指标 $\gamma = 1.4$ 之内,说明利用本文方法设计的编队控制器在抑制外部扰动的时候,可以满足预先设定的性能指标。

5 结论

本文讨论存在时变时延、通信拓扑不确定和外部扰动的高阶线性群系统编队控制问题,具体结论如下:

- 1) 给出了群系统在给定的 H_∞ 性能指标下,实现编队 H_∞ 控制的充要条件。
- 2) 采用变量代换,将群系统的编队控制问题,转化为具有外部扰动时延系统的 H_∞ 控制问题。通过构造公共 Lyapunov-Krasovskii 泛函,讨论了具有外部扰动时延系统的 H_∞ 控制问题,得到了保守性较小的 LMI 判据,利用数值计算方法,可得到群系统允许的时延上界。

参考文献 (References)

[1] KOPFSTEDT T, MUKAI M, FUJITA M. Control of formations of UAVs for surveillance and reconnaissance missions [C] // Proceedings of the 17th World Congress. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 6-11.

[2] NIGAM N, BIENIAWSKI S, KROO I, et al. Control of multiple UAVs for persistent surveillance: Algorithm and flight test results [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(5): 1236-1251.

[3] SHAMES I, FIDAN B, ANDERSON B D. Close target reconnaissance using autonomous UAV formations [C] // Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 1729-1734.

[4] PACK D J, DELIMA P, TOUSSAINT G J. Cooperative control of UAVs for localization of intermittently emitting mobile targets [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2009, 39(4): 959-970.

[5] KANTOR G, SINGH S, PETERSON R, et al. Distributed search and rescue with robot and sensor teams [J]. Springer Tracts in Advanced Robotics, 2003, 24: 529-538.

[6] HURTADO J E, ROBINETT R D I, DOHRMANN C R, et al. Decentralized control for a swarm of vehicles performing source localization [J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2004, 41: 1-18.

[7] YAN W S, FANG X P, LI J B. Formation optimization for AUV localization with range-dependent measurements noise [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(9): 1579-1582.

[8] SIVAKUMAR A, TAN C K Y. UAV swarm coordination using cooperative control for establishing a wireless communications backbone [C] // International Conference on Autonomous

Agents & Multi-agent Systems. Red Hook, NY: IFAAMAS, 2010: 1157-1164.

[9] SOBIESIAK L A, DAMAREN C J. Lorentz-augmented spacecraft formation reconfiguration [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(2): 514-524.

[10] ZHU S Q, WANG D W, LOW C B. Cooperative control of multiple UAVs for moving source seeking [J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2014, 74: 333-346.

[11] WANG P K C. Navigation strategies for multiple autonomous mobile robots moving in formation [J]. Journal of Robotic Systems, 1991, 8(2): 177-195.

[12] DESAI J P, OSTROWSKI J, KUMAR V. Modeling and control of formations of non-holonomic mobile robots [J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 2001, 17(6): 905-908.

[13] BALCH T, ARKIN R. Behavior-based formation control for multi-robot teams [J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 1998, 14(6): 926-939.

[14] LEWIS M, TAN K. High precision formation control of mobile robots using virtual structures [J]. Autonomous Robots, 1997, 4(4): 387-403.

[15] REN W. Consensus strategies for cooperative control of vehicle formation [J]. IET Control Theory and Application, 2007, 1(2): 505-512.

[16] REN W, SORENSEN N. Distributed coordination architecture for multi-robot formation control [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2008, 56(4): 324-333.

[17] FAX J A, MURRAY R M. Information flow and cooperative control of vehicle formations [C] // 15th IFAC World Congress. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002: 115-120.

[18] LIN Z Y, FRANCIS B, MAGGIORE M. Necessary and sufficient graphical conditions for formation control of unicycles [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(1): 121-127.

[19] FENG X, LONG W, JIE C, et al. Finite-time formation control for multi-agent systems [J]. Automatica, 2009, 45(11): 2605-2611.

[20] SEO J, AHN C, KIM Y. Controller design for UAV formation flight using consensus based decentralized approach [C] // Proceedings of AIAA Infotech @ Aerospace Conference. Reston: AIAA, 2009: 1-11.

[21] DONG X W, YU B C, SHI Z Y, et al. Time-varying formation control for unmanned aerial vehicles: Theories and applications [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(1): 340-348.

[22] LAFFERRIERE G, WILLIAMS A, CAUGHMAN J, et al. Decentralized control of vehicle formations [J]. Systems and Control Letters, 2005, 54(9): 899-910.

[23] MA C Q, ZHANG J F. On formability of linear continuous-time multi-agent systems [J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2012, 25(1): 13-29.

[24] LIU C L, TIAN Y P. Formation control of multi-agent systems with heterogeneous communication delays [J]. International Journal of Systems Science, 2009, 40(6): 627-636.

[25] RUDY C G, NEJAT O. Stability of formation control using a consensus protocol under directed communications with two time delays and delay scheduling [J]. International Journal of

- Systems Science, 2016, 47(2):433-449.
- [26] QIN L G, HE X, ZHOU D H. Distributed proportion-integration-derivation formation control for second-order multi-agent systems with communication time delays [J]. Neurocomputing, 2017, 267:271-282.
- [27] ABDELKADER A, ABDELHAMID T. Formation control of VTOL unmanned aerial vehicles with communication delays [J]. Automatica, 2011, 47(11):2383-2394.
- [28] LU X Q, AUSTIN F, CHEN S H. Formation control for second-order multi-agent systems with time-varying delays under directed topology [J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2012, 17(3):1382-1391.
- [29] DONG X W, XI J X, LU G, et al. Formation control for high-order linear time-invariant multi-agent systems with time delays [J]. IEEE Transactions on Control of Network Systems, 2014, 1(3):232-240.
- [30] XUE D, YAO J, WANG J, et al. Formation control of multi-agent systems with stochastic switching topology and time-varying communication delays [J]. IET Control Theory and Applications, 2013, 7(13):1689-1698.
- [31] XUE R B, CAI G H. Formation flight control of multi-UAV system with communication constraints [J]. Journal of Aerospace Technology and Management, 2016, 8(2):203-210.
- [32] 马培蓓, 雷明, 纪军, 等. 均等通信时滞下多 UAV 协同编队控制 [J]. 航空学报, 2017, 38(S1):721551.
MA P B, LEI M, JI J, et al. Control of multi-UAV cooperative formation with equality communication time-delay [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2017, 38(S1):721551 (in Chinese).
- [33] LI X S. Control for formation of multi-agent systems with time-varying delays and uncertainties based on LMI [J]. Automati-ka, 2016, 57(2):441-451.
- [34] XI J X, YAO Z C, LIU G B, et al. Robust L_2 consensus of high-order swarm systems with time-varying delays [J]. Control and Cybernetics, 2014, 43(1):59-77.
- [35] DONG X W, XI J X, SHI Z Y, et al. Practical consensus for high-order linear time-invariant swarm systems with interaction uncertainties, time-varying delays and external disturbances [J]. International Journal of Systems Science, 2013, 44(10):1843-1856.
- [36] REN W, BEARD R W. Consensus seeking in multiagent systems under dynamically changing interaction topologies [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(5):655-661.
- [37] LIU W, ZHOU S L, WU Q P, et al. H_∞ consensus of multi-agent systems in directed networks with Lipschitz non-linear dynamics [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2016, 39(12):1877-1884.
- [38] BOYD S, GHAOUI L E, FERON E, et al. Linear matrix inequalities in system and control theory [M]. Philadelphia, PA: SIAM, 1994.
- [39] GU K. A further refinement of discretized Lyapunov functional method for the stability of time-delay systems [J]. International Journal of Control, 2001, 74(10):967-976.
- [40] PETERSEN I R, HOLLOT C V. A Riccati equation approach to the stabilization of uncertain linear systems [J]. Automatica, 1986, 22(4):397-411.
- [41] BEE O C E O. Matrix analysis [M]. New York: Cambridge University Press, 1985.
- [42] XI J X, SHI Z Y, ZHONG Y S. Consensus analysis and design for high-order linear swarm systems with time-varying delays [J]. Physica A, 2011, 390(23-24):4114-4123.

作者简介:

石晓航 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 群系统编队控制。

张庆杰 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 群系统编队控制。

Formation control for high-order linear swarm systems with complex communication conditions

SHI Xiaohang¹, ZHANG Qingjie^{2,*}, LYU Junwei³

(1. Dalian Naval Academy, Dalian 116001, China; 2. Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China;
3. Naval Aviation University, Yantai 264001, China)

Abstract: The formation control problems for high-order linear swarm systems with time-varying delays, topology uncertainties and external disturbances are investigated. Firstly, the mathematical description of the formation control for swarm systems is established, and the formation control protocol is proposed based on the consensus nearest neighbor principle. Secondly, the necessary and sufficient conditions for swarm systems to achieve the formation are presented. By decomposing the state and using the variable substitution method, the design method of formation protocol is given under the constrained conditions. Furthermore, in order to get the upper bound of the time-varying delays, the free-weighting matrices are introduced, and the linear matrix inequality (LMI) criteria with lower conservatism are obtained. Finally, numerical examples and simulation results are given to demonstrate the effectiveness of the proposed method. The formation control method is robust for bounded time-varying delays, topology uncertainties and external disturbances.

Keywords: formation control; high-order swarm systems; time-varying delays; topology uncertainties; external disturbances; free-weighting matrices

Received: 2019-06-17; **Accepted:** 2019-08-23; **Published online:** 2019-09-10 10:32

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190909.1809.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61004002); Aeronautical Science Foundation of China (20155884012)

* **Corresponding author.** E-mail: nudtzhang@hotmail.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0474

可重复使用飞行器再入姿态的区间二型 自适应模糊滑模控制设计



杨珍书^{1,*}, 毛奇², 窦立谦²

(1. 江苏航空职业技术学院 航空工程学院 镇江市无人机应用创新重点实验室, 镇江 212134;

2. 天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘 要: 针对具有强非线性、多变量耦合特性的可重复使用飞行器(RLV),同时考虑模型参数不确定性和外界干扰对飞行器再入姿态跟踪的影响,提出了一种基于区间二型自适应模糊滑模的姿态控制方法。首先,建立飞行器再入动态模型,并基于反步思想将控制模型转化为姿态角和角速率相关子系统。其次,将模型参数不确定性和外界干扰视作子系统非线性项的一部分。再次,采用区间二型模糊系统逼近子系统非线性项,并结合自适应技术和滑模控制方法分别设计虚拟控制量和实际控制量。此外,引入一阶低通滤波器用以处理子系统虚拟控制律。通过 Lyapunov 方法的分析证明了闭环控制系统的稳定性,且飞行器姿态跟踪误差可收敛于原点附近的小邻域。最后,利用飞行器的数值仿真验证了所设计控制方法能有效跟踪飞行器参考指令,且对外界干扰有较强的鲁棒性。

关键词: 可重复使用飞行器(RLV);姿态控制;再入段;区间二型自适应模糊系统;滑模控制

中图分类号: V448.2

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0781-10

为进一步推动空间应用的深入和空间技术的发展,可重复使用飞行器(Reusable Launch Vehicle, RLV)受到了广泛的关注与研究。作为一类新型的天地往返飞行器,RLV兼具航空器与航天器特点,其在军事和民用领域具有广泛的应用前景^[1-2]。作为一类多变量系统,RLV具有较强的非线性和强耦合性,且在再入返回过程中易受飞行环境和飞行范围的影响,由此对可重复运载器控制系统设计产生了极大的挑战^[3-4]。

为了保证 RLV 安全且可靠的再入飞行,国内外学者在近年来进行了非常多的研究工作。Groves 等^[5]基于飞行器的线性化模型,设计了线

性二次型调节器控制方法。但由于飞行器模型具有较大的非线性,线性化后的模型与飞行器自身模型存在一定的建模误差。Georgie 和 Valasek^[6]针对再入飞行器提出了非线性动态逆姿态控制策略。然而,当模型存在较大不确定时,此控制策略不能实现非线性项的对消,进而影响飞行器控制性能。Fiorentini 等^[7]利用反步方法思想针对飞行器设计了非线性鲁棒控制器,但在计算过程中,由于虚拟控制指令被多次求导,易产生微分膨胀问题,从而无法保证飞行器跟踪性能。文献[8-10]针对飞行器模型特点,利用鲁棒自适应控制技术分别设计了控制器,取得了较好的控制效果。

收稿日期: 2019-09-02; 录用日期: 2019-11-17; 网络出版时间: 2019-12-07 09:08

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191206.1747.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(61773279,61877340); 江苏航空职业技术学院院级课题(JATC19010109)

* 通信作者: E-mail: zsyang@tju.edu.cn

引用格式: 杨珍书, 毛奇, 窦立谦. 可重复使用飞行器再入姿态的区间二型自适应模糊滑模控制设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 781-790. YANG Z S, MAO Q, DOU L Q. Interval type-2 adaptive fuzzy sliding mode control design of reentry attitude for reusable launch vehicles[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 781-790 (in Chinese).

然而,由于RLV在再入飞行阶段动力学参数变化较大,易受到模型参数不确定性和外界干扰的影响,同时飞行器再入模型在转化过程中存在未建模动态项,因此所设计的再入RLV控制策略要具有较强鲁棒性。滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)方法是一类具有较强鲁棒性的控制方法,常用于飞行器控制策略的构建。Shtessel等^[11-12]针对RLV,基于内外双环结构提出了滑模控制器,进而避免了对姿态角误差的高阶求导问题。Liu等^[13]结合状态扩张观测器设计滑模控制策略,取得了良好的跟踪性能。模糊逻辑系统(Fuzzy Logic System, FLS)由于能较好地处理模型不确定性和非线性项问题,因此受到了众多学者关注^[14-17]。相比于type-1模糊系统,type-2模糊系统能在Mamdani和Takagi-Sugeno FLS中提供额外的自由度^[18-21],尤其是在系统存在大量不确定性的情况下能够提供更好的跟踪逼近性能。Tao等^[22]针对飞行器存在测量噪声问题,利用type-2模糊系统设计控制器,使得系统具有较好的跟踪控制性能。

对此,本文考虑RLV在参数不确定性和外界干扰影响下系统姿态跟踪问题,结合区间二型自适应模糊系统和滑模控制技术设计RLV再入姿态跟踪控制策略。首先,基于RLV再入动态模型和反步策略,将飞行器姿态模型分为内外环子系统。接着,将RLV再入动态模型的参数不确定性和外界干扰分别看作内外环子系统非线性项的一部分。然后,设计合适的区间二型模糊系统用于子系统非线性项的估计。同时,利用滑模控制策略和自适应技术构造飞行器的外环子系统的虚拟控制量,进而确定内环子系统的控制律。在姿态角控制策略设计中,引入一阶低通滤波器以处理虚拟控制量。基于Lyapunov方法在理论上证明闭环控制系统的稳定性,且RLV姿态跟踪误差能收敛在原点附近的小邻域中。最后,通过RLV六自由度模型的数值仿真验证了本文所提出控制方法的有效性及其跟踪性能。

1 问题描述

1.1 RLV再入动态模型

RLV再入飞行动态过程可由三自由度质心运动的平动方程与三自由度绕质心运动的转动方程完整描述。考虑飞行器在再入过程为无动力飞行(总是正确的),RLV姿态运动方程可以描述为

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = q - \tan \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) + \frac{mg \cos \gamma \cos \mu - L}{mv \cos \beta} \\ \dot{\beta} = p \sin \alpha - r \cos \alpha + \frac{1}{mv} (mg \cos \gamma \sin \mu + Y) \\ \dot{\mu} = \frac{1}{mv} [-mg \cos \gamma \cos \mu \tan \beta + L(\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta) + Y \tan \gamma \cos \mu \cos \beta] + \sec \beta (p \cos \alpha + r \sin \alpha) \\ \dot{p} = \frac{1}{I_{xx} I_{zz} - I_{xz}^2} \{ I_{zz} [\bar{L} - (I_{zz} - I_{yy})qr + I_{xz}qp] + I_{xz} [\bar{N} + (I_{xx} - I_{yy})qp - I_{xz}qr] \} \\ \dot{q} = \frac{1}{I_{yy}} [\bar{M} - (I_{xx} - I_{zz})pr - I_{xz}(p^2 - r^2)] \\ \dot{r} = \frac{1}{I_{xx} I_{zz} - I_{xz}^2} \{ I_{xx} [\bar{L} + (I_{yy} - I_{zz})qr + I_{xz}qp] + I_{xz} [\bar{N} + (I_{xx} - I_{yy})qp - I_{xz}qr] \} \end{cases} \quad (1)$$

式中: α 为飞行器的迎角; β 为侧滑角; μ 为倾侧角; p 为滚转角速率; q 为俯仰角速率; r 为偏航角速率; \bar{L} 为滚转通道控制力矩; \bar{M} 为俯仰通道控制力矩; \bar{N} 为偏航通道控制力矩; γ 为航迹角; m 为飞行器质量; v 为飞行速度; L 为气动升力; Y 为侧向力; I_{xx} 、 I_{yy} 、 I_{zz} 、 I_{xz} 为飞行器的转动惯量; g 为重力加速度。

注1 本文RLV再入动态模型是基于如下假设^[1,16]建立的:

假设1 在再入飞行阶段,地球自转速率对飞行器的影响可忽略不计。

假设2 地球大气层视为静止的,且其质量变化忽略不计。

1.2 姿态控制模型

RLV再入动态模型具有多变量耦合、强非线性等特点,使得再入姿态跟踪器的设计变得复杂。为便于设计RLV再入姿态控制器,将飞行器模型式(1)转化为如下形式姿态控制模型:

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = G_{\Omega} w + F_{\Omega} + \Delta F \\ \dot{w} = G_w w + F_w u + \Delta D \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\Omega = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 为飞行器姿态角向量; $w = [p, q, r]^T$ 为飞行器姿态角速率向量; $u = [\bar{L}, \bar{M}, \bar{N}]^T$ 为控制输入向量; $y = \Omega$ 为输出向量; $\Delta F = [\Delta F_1, \Delta F_2, \Delta F_3]^T$ 为飞行器气动参数摄动引起的参数不确定性项; $\Delta D = [\Delta D_1, \Delta D_2, \Delta D_3]^T$ 为系统外界干扰综合项, $\Delta D = I^{-1}(\Delta D_0 - \Delta I \dot{w} - M \Delta I w)$, I 和 M 为矩阵(其具体表达式在下文给出), ΔI 为参数不确定性, ΔD_0 为外界干扰; $F_{\Omega} =$

$[f_\alpha, f_\beta, f_\mu]^T \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ 、 $G_w = -I^{-1}MI \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 、 $F_w = I^{-1} \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 和 $G_\Omega \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为系统函数矩阵。 G_Ω 、 F_Ω 、 I 和 M 具体的表达式如下:

$$G_\Omega = \begin{bmatrix} -\cos \alpha \tan \beta & 1 & -\sin \alpha \tan \beta \\ \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ \cos \alpha \sec \beta & 0 & \sin \alpha \sec \beta \end{bmatrix}$$

$$F_\Omega = \begin{bmatrix} \frac{1}{m v \cos \beta} (m g \cos \gamma \cos \mu - L) \\ \frac{1}{m v} (m g \cos \gamma \sin \mu + Y) \\ \frac{1}{m v} [-m g \cos \gamma \cos \mu \tan \beta + L(\tan \beta + \tan \gamma \sin \mu) + Y \tan \gamma \cos \mu \cos \beta] \end{bmatrix}$$

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{xy} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{xz} & -I_{yz} & I_{zz} \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & -r & q \\ r & 0 & -p \\ -q & p & 0 \end{bmatrix}$$

定义 $e_\Omega = \Omega - \Omega_d \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ 为飞行器姿态角跟踪误差; $e_w = w - w_d \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ 为飞行器姿态角速率跟踪误差。其中, $\Omega_d = [\alpha_d, \beta_d, \mu_d]^T$ 为系统给定姿态角跟踪信号; $w_d = [p_d, q_d, r_d]^T$ 为期望姿态角速率跟踪信号。不失一般性,作如下假设:

假设 3 系统函数矩阵 G_Ω 、 F_w 及其导数 G'_Ω 、 F'_w 均为有界的,即存在正常数 $g_\Omega^L \sqrt{w}^L$ 、 $g_\Omega^U \sqrt{w}^U$ 、 $g_\Omega^L \sqrt{w}^d$ 和 $g_\Omega^U \sqrt{w}^d$ 和使得下述不等式 $0 < g_\Omega^L \leq \|G_\Omega\| \leq g_\Omega^U$ 、 $0 < f_w^L \leq \|F_w\| \leq f_w^U$ 、 $0 < \|G'_\Omega\| \leq g_\Omega^{L,d}$ 和 $0 < \|F'_w\| \leq f_w^{L,d}$ 成立。其中, $g_\Omega^U \sqrt{w}^U$ 、 $g_\Omega^L \sqrt{w}^L$ 为上确界, $g_\Omega^L \sqrt{w}^d$ 为下确界。

假设 4 由系统函数矩阵定义,有不等式 $0 < G_{\Omega i}^L \leq \left| \sum_{j=1}^3 G_{\Omega ij} \right| \leq G_{\Omega i}^U$ 和 $0 < F_{w i}^L < \left| \sum_{j=1}^3 F_{w ij} \right| \leq F_{w i}^U$ 成立, $G_{\Omega i}^U$ 、 $F_{w i}^U$ 为上确界, $G_{\Omega i}^L$ 、 $F_{w i}^L$ 为下确界。

注 2 考虑 RLV 的背景意义和实际飞行情形,假设 3 和假设 4 总是合理的。在实际再入姿态控制中,飞行器函数矩阵的上下界并不需要确定得到。同时,假设 3 和假设 4 确保了系统函数矩阵的非奇异性。

本文旨在针对 RLV 再入动态模型式(1)和式(2),给定任意满足假设 3 的期望指令信号,设计合理的再入姿态控制律,使得 RLV 能跟踪期望指令信号,且飞行器闭环控制系统的稳定性及姿态跟踪误差的有界性能得以保证。

2 RLV 再入姿态控制策略

2.1 区间二型模糊系统

利用单值模糊器、乘积推理机及中心集降阶器,可得到区间一型模糊集输出,该输出可由 2 个端点 y_1 、 y_r 表示。通过计算和的均值,去模糊化区

间集,得到去模糊化的清晰输出为

$$y_{i-2} = \frac{1}{2}(y_1 + y_r) = \frac{1}{2}(\theta_1^T \xi_1 + \theta_r^T \xi_r) = \theta^T \xi \quad (3)$$

式中: $y_1 = \theta_1^T \xi_1$ 、 $y_r = \theta_r^T \xi_r$; θ_1 、 θ_r 和 ξ_1 、 ξ_r 分别为左侧、右侧的调整参数向量和相对应模糊基函数向量; $\theta^T = \frac{1}{2}[\theta_1^T \quad \theta_r^T]$ 、 $\xi^T = [\xi_1^T \quad \xi_r^T]$ 。并基于万能逼近理论,给出如下引理:

引理 1^[23] 假设给定函数 $f(x) : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$ 在紧集 $I_x \in \mathbf{R}^n$ 上为实连续函数,对于任意常数 $\varepsilon > 0$,都存在一个区间二型模糊系统(3)使得不等式 $\sup_{x \in I_x} |\theta^T \xi(x) - f(x)| < \varepsilon$ 成立。那么,函数 $f(x)$ 可由该模糊系统逼近,即

$$f(x) = f^*(x) + \varepsilon \quad \forall x \in I_x \in \mathbf{R}^n \quad (4)$$

式中: $f^*(x) = \theta^{*T} \xi(x)$ 为最优区间二型模糊系统。

θ^* 为 θ 的最优参数向量,其表达式为

$$\theta^* = \operatorname{argmin}_{\theta \in \mathbf{R}^n} \left\{ \sup_{x \in I_x} |\theta^T \xi(x) - f(x)| \right\} \quad (5)$$

2.2 再入姿态控制器设计

步骤 1 外环姿态角控制器。

定义姿态角跟踪误差为 $e_\Omega = \Omega - \Omega_d \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$,其中 $\Omega_d = [\alpha_d, \beta_d, \mu_d]^T$ 为系统给定姿态角跟踪信号,且其导数 $\dot{\Omega}_d$ 有界。

由飞行器姿态控制模型式(2),得到 RLV 姿态角跟踪误差动态为

$$\dot{e}_\Omega = G_\Omega w + F_\Omega + \Delta F - \dot{\Omega}_d \quad (6)$$

定义姿态角子系统的滑模面为 $S_\Omega = D_\Omega e_\Omega = D_\Omega (\Omega - \Omega_d)$,则

$$\dot{S}_\Omega = D_\Omega G_\Omega (w + G_\Omega^{-1} F_\Omega + G_\Omega^{-1} \Delta F - G_\Omega^{-1} \dot{\Omega}_d) \quad (7)$$

式中: $D_\Omega = \operatorname{diag}[\operatorname{sgn}(\Gamma_{\Omega i})]_{3 \times 3}$ 、 $\Gamma_{\Omega i} = \sum_{j=1}^3 G_{\Omega ij}$; $G_\Omega^{-1} F_\Omega = [(\Gamma_{\Omega i}^{-1} F_\Omega)_i] \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ 、 $G_\Omega^{-1} \Delta F = [(\Gamma_{\Omega i}^{-1} \Delta F)_i] \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ 和 $G_\Omega^{-1} = [(\Gamma_{\Omega i}^{-1})_{ij}] \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为系统非线性函数项,可分别由区间二型模糊系统进行逼近,即

$$G_{\Omega}^{-1} F_{\Omega} = (G_{\Omega}^{-1} F_{\Omega})^* + \varepsilon_{\Omega} \quad (8)$$

$$G_{\Omega}^{-1} \Delta F = (G_{\Omega}^{-1} \Delta F)^* + \sigma_{\Omega} \quad (9)$$

$$G_{\Omega}^{-1} = (G_{\Omega}^{-1})^* + \varpi_{\Omega} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{cases} (G_{\Omega}^{-1} F_{\Omega})_i^* = (\theta_{\Omega li}^{*T} \xi_{\Omega li} + \theta_{\Omega ri}^{*T} \xi_{\Omega ri})/2 \\ (G_{\Omega}^{-1} \Delta F)_i^* = (\gamma_{\Omega li}^{*T} \mu_{\Omega li} + \gamma_{\Omega ri}^{*T} \mu_{\Omega ri})/2 \\ (G_{\Omega}^{-1})_{ij}^* = (\eta_{\Omega lij}^{*T} \zeta_{\Omega lij} + \eta_{\Omega r ij}^{*T} \zeta_{\Omega r ij})/2 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\theta_{\Omega li}^*$, $\gamma_{\Omega li}^*$, $\eta_{\Omega lij}^{*T}$ 和 $\theta_{\Omega ri}^*$, $\gamma_{\Omega ri}^*$, $\eta_{\Omega r ij}^{*T}$ 分别为二型模糊系统左侧、右侧最优调整参数向量; $\xi_{\Omega li}$, $\mu_{\Omega li}$, $\zeta_{\Omega lij}$ 和 $\xi_{\Omega ri}$, $\mu_{\Omega ri}$, $\zeta_{\Omega r ij}$ 为相对应的左侧、右侧模糊基函数向量。

式(11)三项分别为外环子系统的最佳区间二型模糊系统。 $\varepsilon_{\Omega} = [\varepsilon_{\Omega i}] \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$, $\sigma_{\Omega} = [\sigma_{\Omega i}] \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$ 和 $\varpi_{\Omega} = [\varpi_{\Omega ij}] \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为模糊系统逼近误差。

选取姿态角子系统滑模面的趋近律为

$$\dot{S}_{\Omega} = -K_{\Omega 1} S_{\Omega} - K_{\Omega 2} \text{diag}[1/(|S_{\Omega i}| + \delta_i)]_{3 \times 3} S_{\Omega} \quad (12)$$

式中: $K_{\Omega 1} = \text{diag}(k_{\Omega 1i})_{3 \times 3}$, $K_{\Omega 2} = \text{diag}(k_{\Omega 2i})_{3 \times 3}$, $k_{\Omega 1i} \in \mathbf{R}^+$ 和 $k_{\Omega 2i} \in \mathbf{R}^+$ 为待系统设计常数; $\delta_i \in \mathbf{R}^+$ 为小常数。

设计外环姿态角子系统虚拟控制律 \bar{w}_d 为

$$\bar{w}_d = -K_{\Omega 2} \text{diag}[1/(|S_{\Omega i}| + \delta_i)]_{3 \times 3} S_{\Omega} + (\widehat{G_{\Omega}^{-1}} \dot{\Omega}_d - (\widehat{G_{\Omega}^{-1}} F_{\Omega}) - (\widehat{G_{\Omega}^{-1}} \Delta F) - K_{\Omega 1} S_{\Omega}) \quad (13)$$

式中:

$$\begin{cases} (\widehat{G_{\Omega}^{-1}} F_{\Omega})_i = (\hat{\theta}_{\Omega li}^T \xi_{\Omega li} + \hat{\theta}_{\Omega ri}^T \xi_{\Omega ri})/2 \\ (\widehat{G_{\Omega}^{-1}} \Delta F)_i = (\hat{\gamma}_{\Omega li}^T \mu_{\Omega li} + \hat{\gamma}_{\Omega ri}^T \mu_{\Omega ri})/2 \\ (\widehat{G_{\Omega}^{-1}})_{ij} = (\hat{\eta}_{\Omega lij}^T \zeta_{\Omega lij} + \hat{\eta}_{\Omega r ij}^T \zeta_{\Omega r ij})/2 \end{cases} \quad (14)$$

式(14)为区间二型模糊系统实际输出。其中,

参数向量 $\hat{\theta}_{\Omega li}$, $\hat{\theta}_{\Omega ri}$, $\hat{\gamma}_{\Omega li}$, $\hat{\gamma}_{\Omega ri}$, $\hat{\eta}_{\Omega lij}$, $\hat{\eta}_{\Omega r ij}$ 分别为最优参数向量 $\theta_{\Omega li}^*$, $\theta_{\Omega ri}^*$, $\gamma_{\Omega li}^*$, $\gamma_{\Omega ri}^*$, $\eta_{\Omega lij}^{*T}$, $\eta_{\Omega r ij}^{*T}$ 的估计值。

为避免运算中微分膨胀问题,引入如下形式的一阶低通滤波器^[24]处理虚拟控制律 \bar{w}_d ,即

$$\begin{cases} K_f \dot{w}_d + w_d = \bar{w}_d \\ w_d(0) = \bar{w}_d(0) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $K_f = \text{diag}(k_{fi}) \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$, $k_{fi} \in \mathbf{R}^+$ 为滤波器的时间常数。

选择再入飞行器的区间二型模糊系统参数向量的自适应更新调节律分别为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_{\Omega li} = \lambda_{\Omega li} \Gamma_{\Omega i}^+ (\xi_{\Omega li} S_{\Omega i} w_i / 2 - c_{\Omega li} \hat{\theta}_{\Omega li}) \\ \dot{\hat{\theta}}_{\Omega ri} = \lambda_{\Omega ri} \Gamma_{\Omega i}^+ (\xi_{\Omega ri} S_{\Omega i} w_i / 2 - c_{\Omega ri} \hat{\theta}_{\Omega ri}) \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\gamma}}_{\Omega li} = m_{\Omega li} \Gamma_{\Omega i}^+ (\mu_{\Omega li} S_{\Omega i} / 2 - b_{\Omega li} \hat{\gamma}_{\Omega li}) \\ \dot{\hat{\gamma}}_{\Omega ri} = m_{\Omega ri} \Gamma_{\Omega i}^+ (\mu_{\Omega ri} S_{\Omega i} / 2 - b_{\Omega ri} \hat{\gamma}_{\Omega ri}) \\ \dot{\hat{\eta}}_{\Omega lij} = \tau_{\Omega lij} \Gamma_{\Omega i}^+ (-\zeta_{\Omega lij} S_{\Omega i} \dot{\Omega}_{di} / 2 - d_{\Omega lij} \hat{\eta}_{\Omega lij}) \\ \dot{\hat{\eta}}_{\Omega r ij} = \tau_{\Omega r ij} \Gamma_{\Omega i}^+ (-\zeta_{\Omega r ij} S_{\Omega i} \dot{\Omega}_{di} / 2 - d_{\Omega r ij} \hat{\eta}_{\Omega r ij}) \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\Gamma_{\Omega i}^+ = \text{sgn}(\Gamma_{\Omega i}) \sum_{j=1}^3 G_{\Omega ij} \in \mathbf{R}^+$, 且有 $\Gamma_{\Omega i}^+ \leq G_{\Omega i}^U$; $\lambda_{\Omega li}$, $\lambda_{\Omega ri}$, $c_{\Omega li}$, $c_{\Omega ri}$, $\tau_{\Omega lij}$, $\tau_{\Omega r ij}$, $m_{\Omega li}$, $m_{\Omega ri}$, $b_{\Omega li}$, $b_{\Omega ri}$, $d_{\Omega lij}$, $d_{\Omega r ij} \in \mathbf{R}^+$ 为待设计参数。

步骤2 内环姿态角速率控制器。

现设计虚拟控制输入 w_d 。定义姿态角速率跟踪误差 $e_w = w - w_d \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$, 其中 $w_d = [p_d, q_d, r_d]^T$ 为期望姿态角速率跟踪信号,且其导数 \dot{w}_d 有界。

基于飞行器控制模型式(2),姿态角速率的跟踪误差方程可表示为

$$\dot{e}_w = G_w w + F_w u + \Delta D - \dot{w}_d \quad (19)$$

类似地,定义姿态角速率子系统滑模面为 $S_w = D_w e_w = D_w (w - w_d)$, 可得滑模面动态为

$$\dot{S}_w = D_w F_w (u + F_w^{-1} G_w w + F_w^{-1} \Delta D - F_w^{-1} \dot{w}_d) \quad (20)$$

式中: $D_w = \text{diag}[\text{sgn}(\Gamma_{wi})]_{3 \times 3}$, $\Gamma_{wi} = \sum_{j=1}^3 F_{wij}$; $F_w^{-1} G_w = [(F_w^{-1} G_w)_{ij}] \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$, $F_w^{-1} \Delta D = [(F_w^{-1} \Delta D)_i] \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$, $F_w^{-1} = [(F_w^{-1})_{ij}] \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为系统复杂的非线性函数项,可利用区间二型模型系统分别逼近,有

$$F_w^{-1} G_w = (F_w^{-1} G_w)^* + \varepsilon_w \quad (21)$$

$$F_w^{-1} \Delta D = (F_w^{-1} \Delta D)^* + \sigma_w \quad (22)$$

$$F_w^{-1} = (F_w^{-1})^* + \varpi_w \quad (23)$$

其中:

$$\begin{cases} (F_w^{-1} G_w)_{ij}^* = (\theta_{wlij}^{*T} \xi_{wlij} + \theta_{wrij}^{*T} \xi_{wrij})/2 \\ (F_w^{-1} \Delta D)_i^* = (\gamma_{wli}^{*T} \mu_{wli} + \gamma_{wri}^{*T} \mu_{wri})/2 \\ (F_w^{-1})_{ij}^* = (\eta_{wlij}^{*T} \zeta_{wlij} + \eta_{wrij}^{*T} \zeta_{wrij})/2 \end{cases} \quad (24)$$

式(24)三项分别为内环子系统的最佳区间二型模型系统。 $\varepsilon_w = [\varepsilon_{wij}] \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$, $\sigma_w = [\sigma_{wi}] \in \mathbf{R}^{3 \times 1}$, $\varpi_w = [\varpi_{wij}] \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为模糊系统逼近误差。

姿态角速率子系统的滑模面选择为

$$\dot{S}_w = -K_{w1} S_w - K_{w2} \text{diag}[1/(|S_{wi}| + \delta_i)]_{3 \times 3} S_w \quad (25)$$

式中: $K_{w1} = \text{diag}(k_{w1i})_{3 \times 3}$, $K_{w2} = \text{diag}(k_{w2i})_{3 \times 3}$, k_{w1i} 和 $k_{w2i} \in \mathbf{R}^+$ 为待设计常数; $\delta_i \in \mathbf{R}^+$ 为小常数。

进而,确定再入飞行器实际控制量 u 为

$$u = -K_{w1} S_w - K_{w2} \text{diag}[1/(|S_{wi}| + \delta_i)] S_w - (\widehat{F_w^{-1}} G_w) w - (\widehat{F_w^{-1}} \Delta D) + (\widehat{F_w^{-1}}) \dot{w}_d \quad (26)$$

式中:

$$\begin{cases} (\widehat{F_w^{-1}G_w})_{ij} = (\widehat{\theta}_{wlij}^T \xi_{wlij} + \widehat{\theta}_{wrij}^T \xi_{wrij})/2 \\ (\widehat{F_w^{-1}\Delta D})_i = (\widehat{\gamma}_{wli}^T \mu_{wli} + \widehat{\gamma}_{wri}^T \mu_{wri})/2 \\ (\widehat{F_w^{-1}})_{ij} = (\widehat{\eta}_{wlij}^T \xi_{wlij} + \widehat{\eta}_{wrij}^T \xi_{wrij})/2 \end{cases} \quad (27)$$

式(27)分别为区间二型模糊系统的实际输出;参数向量 $\widehat{\theta}_{wlij}$ 、 $\widehat{\theta}_{wrij}$ 、 $\widehat{\gamma}_{wli}$ 、 $\widehat{\gamma}_{wri}$ 、 $\widehat{\eta}_{wlij}$ 、 $\widehat{\eta}_{wrij}$ 分别为最优参数向量 θ_{wlij}^* 、 θ_{wrij}^* 、 γ_{wli}^* 、 γ_{wri}^* 、 η_{wlij}^* 、 η_{wrij}^* 的估计值。姿态角子系统区间的二型模糊系统参数向量自适应更新调节律选取为

$$\begin{cases} \dot{\widehat{\theta}}_{wlij} = \lambda_{wlij} \Gamma_{wi}^+ (\xi_{wlij} S_{wi} w_i/2 - c_{wlij} \widehat{\theta}_{wlij}) \\ \dot{\widehat{\theta}}_{wrij} = \lambda_{wrij} \Gamma_{wi}^+ (\xi_{wrij} S_{wi} w_i/2 - c_{wrij} \widehat{\theta}_{wrij}) \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} \dot{\widehat{\gamma}}_{wli} = m_{wli} \Gamma_{wi}^+ (\mu_{wli} S_{wi}/2 - b_{wli} \widehat{\gamma}_{wli}) \\ \dot{\widehat{\gamma}}_{wri} = m_{wri} \Gamma_{wi}^+ (\mu_{wri} S_{wi}/2 - b_{wri} \widehat{\gamma}_{wri}) \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{cases} \dot{\widehat{\eta}}_{wlij} = \tau_{wlij} \Gamma_{wi}^+ (-\xi_{wlij} S_{wi} \dot{w}_{di}/2 - d_{wlij} \widehat{\eta}_{wlij}) \\ \dot{\widehat{\eta}}_{wrij} = \tau_{wrij} \Gamma_{wi}^+ (-\xi_{wrij} S_{wi} \dot{w}_{di}/2 - d_{wrij} \widehat{\eta}_{wrij}) \end{cases} \quad (30)$$

式中: $\Gamma_{wi}^+ = \text{sgn}(\Gamma_{wi}) \sum_{j=1}^3 F_{wrij} \in \mathbf{R}^+$,且有 $\Gamma_{wi}^+ \leq F_{wi}^U$; λ_{wlij} 、 λ_{wrij} 、 c_{wlij} 、 c_{wrij} 、 m_{wli} 、 m_{wri} 、 b_{wli} 、 b_{wri} 、 τ_{wlij} 、 τ_{wrij} 、 d_{wlij} 、 d_{wrij} 为待设计参数。

3 稳定性分析

定理 1 对于飞行器控制模型式(2),且满足假设 3、假设 4 和引理 1,飞行器姿态角和姿态角速率子系统的控制律分别设计为式(13)和式(26),并选取参数向量自适应更新律分别为式(16)、式(18)和式(28)、式(30),则 RLV 闭环控制系统是半全局一致有界稳定的,且飞行器姿态角跟踪误差能收敛于原点附近的一个小邻域内。

证明 选取 Lyapunov 函数为

$$V_i = V_{\Omega_i} + V_{w_i} \quad (31)$$

式中:

$$V_{\Omega_i} = \frac{1}{2} S_{\Omega_i}^2 + \sum_{j=1}^3 \left(\frac{\widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}}}{2\tau_{\Omega_{lij}}} + \frac{\widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}}}{2\tau_{\Omega_{rij}}} \right) + \frac{1}{2} y_{fi}^2 + \frac{\widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}}{2\lambda_{\Omega_{li}}} + \frac{\widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}^T \widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}}{2\lambda_{\Omega_{ri}}} + \frac{\widetilde{\gamma}_{\Omega_{li}}^T \widetilde{\gamma}_{\Omega_{li}}}{2m_{\Omega_{li}}} + \frac{\widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}^T \widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}}{2m_{\Omega_{ri}}} \quad (32)$$

$$V_{w_i} = \sum_{j=1}^3 \left(\frac{\widetilde{\theta}_{wlij}^T \widetilde{\theta}_{wlij}}{2\lambda_{wlij}} + \frac{\widetilde{\theta}_{wrij}^T \widetilde{\theta}_{wrij}}{2\lambda_{wrij}} + \frac{\widetilde{\gamma}_{wlij} \widetilde{\gamma}_{wlij}}{2\tau_{wlij}} + \frac{\widetilde{\gamma}_{wrij} \widetilde{\gamma}_{wrij}}{2\tau_{wrij}} \right) + \frac{1}{2} S_{w_i}^2 + \frac{\widetilde{\gamma}_{wli}^T \widetilde{\gamma}_{wli}}{2m_{wli}} + \frac{\widetilde{\gamma}_{wri}^T \widetilde{\gamma}_{wri}}{2m_{wri}} \quad (33)$$

其中: $\widetilde{\theta}_k = \widehat{\theta}_k - \theta_k^*$, $k = \Omega_{li}$, Ω_{ri} , w_{lij} , w_{rij} ; $\widetilde{\gamma}_\nu = \widehat{\gamma}_\nu - \gamma_\nu^*$, $\nu = \Omega_{li}$, Ω_{ri} , w_{li} , w_{ri} ; $\widetilde{\eta}_t = \widehat{\eta}_t - \eta_t^*$, $t =$

Ω_{lij} , Ω_{rij} , w_{lij} , w_{rij} 。滤波器误差定义为 $y_f = w_d - \widetilde{w}_d$, 且有

$$\dot{y}_{fi} = -y_{fi}/k_{fi} + B_i(\cdot) \quad (34)$$

将飞行器控制律式(13)和式(26)分别代入滑模面动态面和 \dot{S}_{Ω_i} 和 \dot{S}_{w_i} 则有

$$\dot{S}_{\Omega_i} = \Gamma_{\Omega_i}^+ \left(-k_{\Omega_i} S_{\Omega_i} - \frac{\widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \xi_{\Omega_{li}} + \widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}^T \xi_{\Omega_{ri}}}{2} - \frac{k_{\Omega_{2i}} S_{\Omega_i}}{|S_{\Omega_i}| + \delta_i} - \frac{\widetilde{\gamma}_{\Omega_{li}}^T \mu_{\Omega_{li}} + \widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}^T \mu_{\Omega_{ri}}}{2} + \sum_{j=1}^3 \frac{\widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}} \xi_{\Omega_{lij}} + \widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}} \xi_{\Omega_{rij}}}{2} \dot{\Omega}_{di} + \Xi_{\Omega_i} \right) \quad (35)$$

$$\dot{S}_{w_i} = \Gamma_{w_i}^+ \left(-k_{w_i} S_{w_i} + \sum_{j=1}^3 \frac{\widetilde{\eta}_{wlij} \xi_{wlij} + \widetilde{\eta}_{wrij} \xi_{wrij}}{2} \dot{w}_{di} - \sum_{j=1}^3 \frac{\widetilde{\theta}_{wlij}^T \xi_{wlij} + \widetilde{\theta}_{wrij}^T \xi_{wrij}}{2} w_i + \Xi_{w_i} - \frac{\widetilde{\gamma}_{wli}^T \mu_{wli} + \widetilde{\gamma}_{wri}^T \mu_{wri}}{2} - \frac{k_{w_{2i}} S_{w_i}}{|S_{w_i}| + \delta_i} \right) \quad (36)$$

式中: $\Xi_{\Omega_i} = \varepsilon_{\Omega_i} + \sigma_{\Omega_i} + \sum_{j=1}^3 \varpi_{\Omega_{ij}}$, $\Xi_{w_i} = \varepsilon_{w_i} + \sigma_{w_i} + \sum_{j=1}^3 \varpi_{w_{ij}}$ 为模糊系统总逼近误差。

对经由自适应更新调节律式(16)~式(18)求关于时间的导数,并将式(35)代入,可得

$$V_{\Omega_i} = \Gamma_{\Omega_i}^+ \left[-k_{\Omega_i} S_{\Omega_i}^2 - \frac{k_{\Omega_{2i}} S_{\Omega_i}^2}{|S_{\Omega_i}| + \delta_i} + y_{fi} S_{\Omega_i} + S_{\Omega_i} \Xi_{\Omega_i} - \sum_{j=1}^3 (d_{\Omega_{lij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}} \widehat{\eta}_{\Omega_{lij}} + d_{\Omega_{rij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}} \widehat{\eta}_{\Omega_{rij}}) - b_{\Omega_{li}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \widehat{\gamma}_{\Omega_{li}} - \frac{y_{fi}^2}{k_{fi} \Gamma_{\Omega_i}^+} - c_{\Omega_{li}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \widehat{\theta}_{\Omega_{li}} - c_{\Omega_{ri}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}^T \widehat{\theta}_{\Omega_{ri}} - b_{\Omega_{ri}} \widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}^T \widehat{\gamma}_{\Omega_{ri}} + \frac{y_{fi} w_{di}}{\Gamma_{\Omega_i}^+} \right] \quad (37)$$

考虑有如下不等式:

$$\begin{cases} -\frac{k_{\Omega_{2i}} S_{\Omega_i}^2}{|S_{\Omega_i}| + \delta_i} + S_{\Omega_i} \Xi_{\Omega_i} \leq \frac{(|S_{\Omega_i}| + \delta_i) (\Xi_{\Omega_i}^U)^2}{4k_{\Omega_{2i}}} \\ -c_{\Omega_{li}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \widehat{\theta}_{\Omega_{li}} \leq -\frac{c_{\Omega_{li}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \widetilde{\theta}_{\Omega_{li}}}{2} + \frac{c_{\Omega_{li}} \theta_{\Omega_{li}}^{*T} \theta_{\Omega_{li}}^*}{2} \\ -c_{\Omega_{ri}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}^T \widehat{\theta}_{\Omega_{ri}} \leq -\frac{c_{\Omega_{ri}} \widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}^T \widetilde{\theta}_{\Omega_{ri}}}{2} + \frac{c_{\Omega_{ri}} \theta_{\Omega_{ri}}^{*T} \theta_{\Omega_{ri}}^*}{2} \\ -b_{\Omega_{li}} \widetilde{\gamma}_{\Omega_{li}}^T \widehat{\gamma}_{\Omega_{li}} \leq -\frac{b_{\Omega_{li}} \widetilde{\gamma}_{\Omega_{li}}^T \widetilde{\gamma}_{\Omega_{li}}}{2} + \frac{b_{\Omega_{li}} \gamma_{\Omega_{li}}^{*T} \gamma_{\Omega_{li}}^*}{2} \\ -b_{\Omega_{ri}} \widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}^T \widehat{\gamma}_{\Omega_{ri}} \leq -\frac{b_{\Omega_{ri}} \widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}^T \widetilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}}{2} + \frac{b_{\Omega_{ri}} \gamma_{\Omega_{ri}}^{*T} \gamma_{\Omega_{ri}}^*}{2} \\ \sum_{j=1}^3 -d_{\Omega_{lij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}} \widehat{\eta}_{\Omega_{lij}} \leq \sum_{j=1}^3 -\frac{d_{\Omega_{lij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}}^T \widetilde{\eta}_{\Omega_{lij}}}{2} + \frac{d_{\Omega_{lij}} \eta_{\Omega_{lij}}^{*T} \eta_{\Omega_{lij}}^*}{2} \\ \sum_{j=1}^3 -d_{\Omega_{rij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}} \widehat{\eta}_{\Omega_{rij}} \leq \sum_{j=1}^3 -\frac{d_{\Omega_{rij}} \widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}}^T \widetilde{\eta}_{\Omega_{rij}}}{2} + \frac{d_{\Omega_{rij}} \eta_{\Omega_{rij}}^{*T} \eta_{\Omega_{rij}}^*}{2} \end{cases} \quad (38)$$

利用 Young's 不等式 $ab \leq \frac{a^2}{2} + \frac{b^2}{2}$, 并将不等式(38)代入式(37)中, 经整理有

$$\dot{V}_{\Omega_i} \leq - \left(k_{\Omega_{li}} - \frac{1}{2} \right) \Gamma_{\Omega_i}^+ S_{\Omega_i}^2 - \left(\frac{1}{k_{f_i}} - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \Gamma_{\Omega_i}^+ \right) \gamma_{f_i}^2 + \frac{c_{\Omega_{li}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \theta_{\Omega_{li}}^{*T} \theta_{\Omega_{li}}^*}{2} - \frac{c_{\Omega_{ri}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \tilde{\theta}_{\Omega_{ri}}^T \tilde{\theta}_{\Omega_{ri}}}{2} + \frac{c_{\Omega_{ri}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \theta_{\Omega_{ri}}^{*T} \theta_{\Omega_{ri}}^*}{2} + \frac{b_{\Omega_{li}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \gamma_{\Omega_{li}}^{*T} \gamma_{\Omega_{li}}^*}{2} - \frac{b_{\Omega_{ri}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \gamma_{\Omega_{ri}}^{*T} \gamma_{\Omega_{ri}}^*}{2} + \sum_{j=1}^3 \left(\frac{d_{\Omega_{lij}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \tilde{\eta}_{\Omega_{lij}}^T \tilde{\eta}_{\Omega_{lij}}}{2} - \frac{d_{\Omega_{rj}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \eta_{\Omega_{rj}}^{*T} \eta_{\Omega_{rj}}^*}{2} + \frac{d_{\Omega_{rj}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \tilde{\eta}_{\Omega_{rj}}^T \tilde{\eta}_{\Omega_{rj}}}{2} - \frac{d_{\Omega_{rj}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \eta_{\Omega_{rj}}^{*T} \eta_{\Omega_{rj}}^*}{2} \right) - \frac{c_{\Omega_{li}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \tilde{\theta}_{\Omega_{li}}^T \tilde{\theta}_{\Omega_{li}}}{2} - \frac{b_{\Omega_{ri}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \tilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}^T \tilde{\gamma}_{\Omega_{ri}}}{2} + \frac{\Gamma_{\Omega_i}^+ (|S_{\Omega_i}| + \delta_i) (\Xi_{\Omega_i}^U)^2}{4k_{\Omega_{li}}} \quad (39)$$

式中: $k_{\Omega_{li}} - \frac{1}{2} > 0, \frac{1}{k_{f_i}} - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} G_{\Omega_i}^U > 0$ 。

式(39)可进一步转变为

$$\dot{V}_{\Omega_i} \leq -\rho_{\Omega_i} V_{\Omega_i} + \kappa_{\Omega_i} \quad (40)$$

式中: $0 < \rho_{\Omega_i} \leq \min \{ (2k_{\Omega_{li}} - 1) G_{\Omega_i}^L, c_{\Omega_{li}} G_{\Omega_i}^L, c_{\Omega_{ri}} G_{\Omega_i}^L, b_{\Omega_{li}} G_{\Omega_i}^L, b_{\Omega_{ri}} G_{\Omega_i}^L, d_{\Omega_{lij}} G_{\Omega_i}^L, \left(\frac{1}{k_{f_i}} - 1 - G_{\Omega_i}^U \right), d_{\Omega_{rj}} G_{\Omega_i}^L \}; \kappa_{\Omega_i} = \sum_{j=1}^3 \left(\frac{d_{\Omega_{lij}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \eta_{\Omega_{lij}}^{*T} \eta_{\Omega_{lij}}^*}{2} + \frac{d_{\Omega_{rj}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \eta_{\Omega_{rj}}^{*T} \eta_{\Omega_{rj}}^*}{2} \right) + \frac{c_{\Omega_{li}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \theta_{\Omega_{li}}^{*T} \theta_{\Omega_{li}}^*}{2} + \frac{c_{\Omega_{ri}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \theta_{\Omega_{ri}}^{*T} \theta_{\Omega_{ri}}^*}{2} + \frac{b_{\Omega_{li}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \gamma_{\Omega_{li}}^{*T} \gamma_{\Omega_{li}}^*}{2} + \frac{b_{\Omega_{ri}} \Gamma_{\Omega_i}^+ \gamma_{\Omega_{ri}}^{*T} \gamma_{\Omega_{ri}}^*}{2} > 0$ 。

类似地, 结合式(28)、式(30)、式(36)和不等

式(38)证明, 可以得到 \dot{V}_{w_i} , 即

$$\dot{V}_{w_i} \leq -\rho_{w_i} V_{w_i} + \kappa_{w_i} \quad (41)$$

式中: $0 < \rho_{w_i} \leq \min \{ 2k_{w_{li}} F_{w_i}^L, c_{w_{li}} F_{w_i}^L, c_{w_{rj}} F_{w_i}^L, b_{w_{li}} F_{w_i}^L, b_{w_{ri}} F_{w_i}^L, d_{w_{lij}} F_{w_i}^L, d_{w_{rj}} F_{w_i}^L \}; \kappa_{w_i} = \frac{b_{w_{li}} \Gamma_{w_i}^+ \gamma_{w_{li}}^{*T} \gamma_{w_{li}}^*}{2} + \frac{b_{w_{ri}} \Gamma_{w_i}^+ \gamma_{w_{ri}}^{*T} \gamma_{w_{ri}}^*}{2} + \frac{\Gamma_{w_i}^+ (|S_{w_i}| + \delta_i) (\Xi_{w_i}^U)^2}{4k_{w_{2i}}}$ 。

综上, 整理式(40)和式(41)可得到

$$\dot{V}_i \leq -\rho_{V_i} V_{V_i} + \kappa_{V_i} \quad (42)$$

式中: $0 < \rho_{V_i} \leq \min \{ \rho_{\Omega_i}, \rho_{w_i} \}, \kappa_{V_i} = \kappa_{\Omega_i} + \kappa_{w_i}$ 。求解

式(42), 可得

$$V_i(t) \leq V_i(t_0) e^{-\rho_{V_i}(t-t_0)} + \kappa_{V_i} / \rho_{V_i} \quad (43)$$

由式(40)和式(41), 有下式成立:

$$\begin{cases} |S_{\Omega_i}| \leq \sqrt{2V_{\Omega_i}} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |S_{\Omega_i}| \leq \sqrt{2\kappa_{\Omega_i} / \rho_{\Omega_i}} \end{cases} \quad (44)$$

因此, 飞行器闭环控制系统可实现稳定。通过选取适宜的控制参数, 可使得姿态跟踪误差最终可收敛于 $D_{\Omega_i} = \{ e_{\Omega_i} : |e_{\Omega_i}| \leq \sqrt{2V_{\Omega_i}} \}$ 内, 进而飞行器控制系统跟踪控制性能得以保证。

注3 由式(44)可知, 飞行器姿态角跟踪误差 e_{Ω_i} 与参数 κ_{Ω_i} 和 ρ_{Ω_i} 相关。一般来说, κ_{Ω_i} 参数值越小, ρ_{Ω_i} 参数值越大, 姿态角跟踪误差最终收敛于越小的区域, 反之亦然。然而, 太大的 ρ_{Ω_i} 及太小的 κ_{Ω_i} 易引起姿态角跟踪振荡, 进而对飞行器性能产生不利。类似的结论亦适用于姿态角跟踪角速率误差 e_{w_i} 。 **证毕**

4 仿真验证

为验证所提控制策略的有效性, 应用所提出的控制方法针对 RLV 再入动态模型进行仿真实验。

4.1 参数设定

再入飞行器转动惯量值分别设定为 $I_{xx} = 434\,270 \text{ slug} \cdot \text{ft}^2$, $I_{xz} = 17\,880 \text{ slug} \cdot \text{ft}^2$, $I_{yy} = 961\,200 \text{ slug} \cdot \text{ft}^2$ 和 $I_{zz} = 1\,131\,541 \text{ slug} \cdot \text{ft}^2$, $1 \text{ ft} = 0.3048 \text{ m}$, $1 \text{ slug} \cdot \text{ft}^2 = 14.5939 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。飞行器其他初始条件如表1所示。

仿真中, 选取以高斯型隶属度函数为主设计的区间二型模糊系统。飞行器控制器待设计参数分别设置如下: $K_{\Omega_i} = \text{diag}(1, 0.8, 1)$, $K_{w_1} = 18I_{3 \times 3}$, $K_{\Omega_2} = \text{diag}(1.6, 1.4, 1.6)$, $K_{w_2} = 15I_{3 \times 3}$, $K_f = 0.1I_{3 \times 3}$; $\lambda_{\Omega_l} = \lambda_{\Omega_r} = c_{\Omega_l} = c_{\Omega_r} = [1.5, 1.2, 1.5]^T$, $\lambda_{w_l} = \lambda_{w_r} = c_{w_l} = c_{w_r} = [1, 1, 1; 1, 1, 1; 1, 1, 1]$, $\delta = 0.001 [1, 1, 1]^T$; $m_{\Omega_l} = m_{\Omega_r} = b_{\Omega_l} = b_{\Omega_r} = [1, 1, 1.2]^T$, $m_{w_l} = m_{w_r} = b_{w_l} = b_{w_r} = [1.1, 1, 0.9]$, $\tau_{\Omega_l} =$

表1 再入 RLV 初始参数值

Table 1 Initial parameter values of reentry RLV

参数	数值	参数	数值
高度 h/ft	260 000	$\alpha/(\circ)$	12.60
速度 $v/(\text{ft} \cdot \text{s}^{-1})$	24 061	$\beta/(\circ)$	11.46
纬度 $\phi/(\circ)$	0	$\mu/(\circ)$	-57.29
经度 $\theta/(\circ)$	0	$p/((\circ) \cdot \text{s}^{-1})$	0
航迹角 $\gamma/(\circ)$	0	$q/((\circ) \cdot \text{s}^{-1})$	0
航向角 $\chi/(\circ)$	0	$r/((\circ) \cdot \text{s}^{-1})$	0

$$\tau_{\Omega_r} = \mathbf{d}_{\Omega_r} = \mathbf{d}_{\Omega_r} = [1.4, 1.4, 1.2; 1.4, 1.4, 1.2; 1.4, 1.4, 1.2], \tau_{w_l} = \tau_{w_r} = \mathbf{d}_{w_l} = \mathbf{d}_{w_r} = [1.2, 1.2, 1.2; 1.2, 1.2, 1.2; 1.2, 1.2, 1.2]$$

此外,为验证 RLV 再入姿态控制器的鲁棒性能,针对飞行器控制模型式(2)加入参数不确定性 $\Delta F = 0.1F_{\Omega}$ 和外界干扰为

$$\Delta D = 10^6 \times$$

$$\begin{bmatrix} (1 + \sin(\pi t/50) + \sin(\pi t/100))/I_{xx} \\ (1 + \sin(\pi t/50) + \cos(\pi t/100))/I_{yy} \\ (1 + \cos(\pi t/50) + \sin(\pi t/100))/I_{zz} \end{bmatrix}$$

4.2 仿真分析

为了更好地验证本文所设计姿态控制方法的有效性及其跟踪性能,在同样的条件(模型和初始情况)下与传统的滑模控制方法进行仿真实验对比。仿真结果如图1~图4所示。

图1为迎角、侧滑角和倾侧角跟踪曲线。由图1可以看出,在飞行器模型的参数不确定性和外界干扰的综合影响下,所提出的姿态控制策略能使得再入 RLV 在很短时间(约2s)内实现对期望指令的稳定跟踪,且其稳定跟踪时间快于传统滑模控制方法。

图2为迎角、侧滑角和倾侧角跟踪误差变化曲线。图2表明,所提出的控制策略能够以更高的精度对期望指令信号进行跟踪。

图3为滚转角、俯仰角和偏航角速率变化曲线。由图3可知,在所设计控制器作用下,再入飞行器三通道角速率的变化更加平滑。

图4为飞行器的滚转、俯仰和偏航三通道所需力矩响应曲线。由图4可知,相比于传统的滑模控制方法,RLV 在所提出的姿态跟踪策略下能产生更加平滑的控制力矩且无抖振现象。

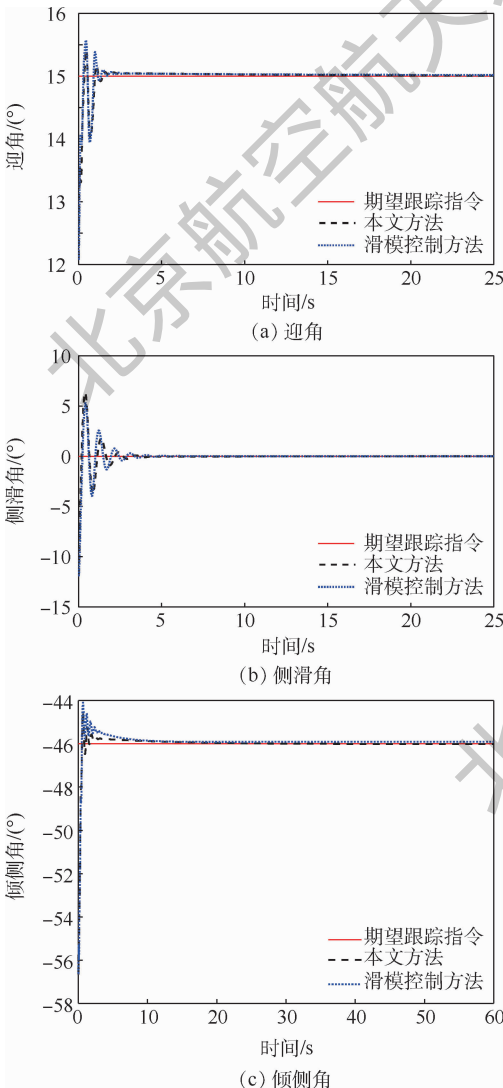


图1 姿态角跟踪响应曲线

Fig.1 Attitude angle tracking response curves

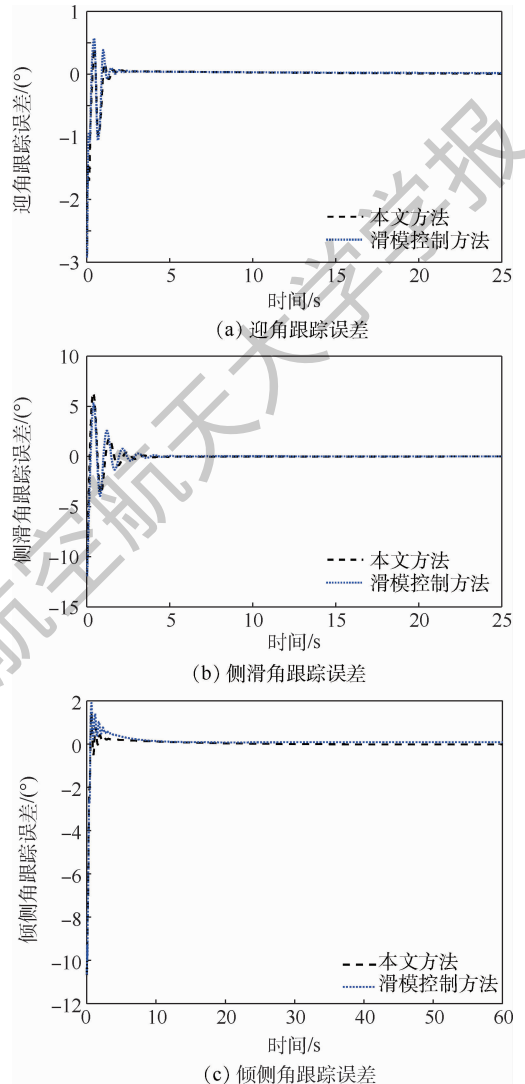


图2 姿态角跟踪误差变化曲线

Fig.2 Attitude angle tracking error changing curves

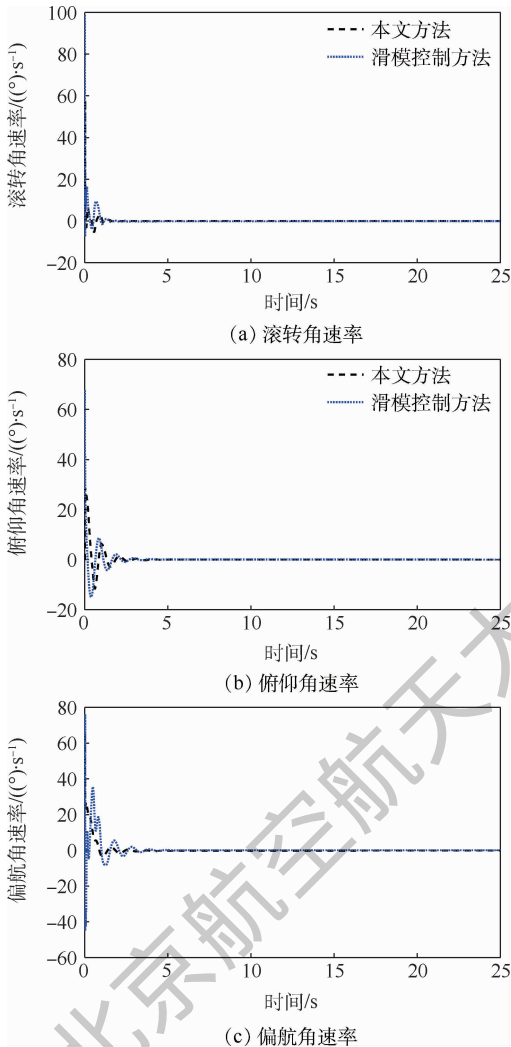


图3 姿态角速率变化曲线

Fig.3 Attitude angular rate changing curves

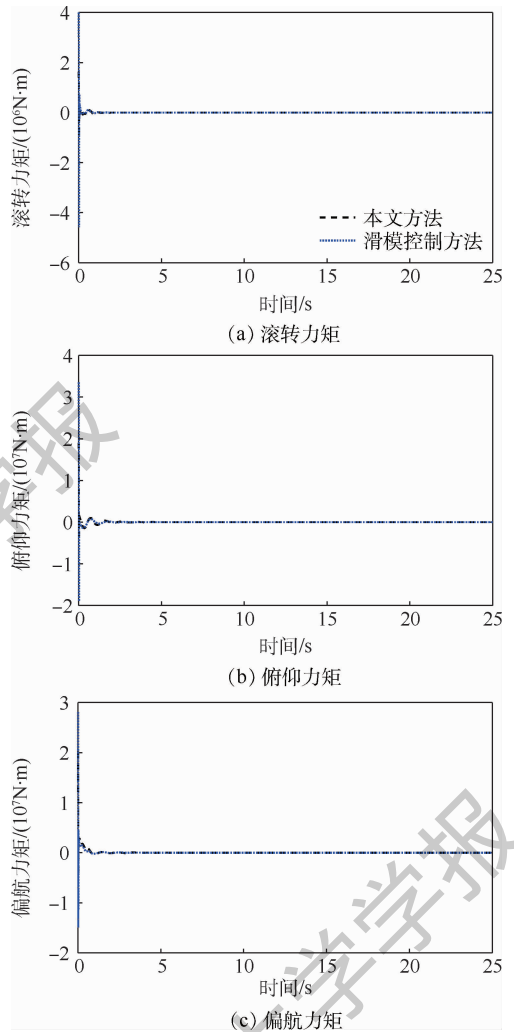


图4 RLV 力矩响应曲线

Fig.4 Torque response curves of RLV

5 结论

本文针对 RLV 姿态跟踪控制问题,考虑 RLV 再入动态模型的参数不确定性和外界干扰情形,基于区间二型自适应模糊技术提出一种再入姿态滑模控制策略。

1) 该控制策略引入区间二型模糊系统对飞行器姿态角和角速率子系统非线性项进行逼近,有效地解决了 RLV 再入动态模型的强非线性问题。

2) 结合滑模控制方法及自适应更新律设计,使得所设计控制器具有较强的鲁棒性。同时,利用 Lyapunov 方法在理论上严格证明了 RLV 闭环控制系统的稳定性。

3) 通过对飞行器再入模型的仿真对比验证,所设计的再入姿态控制器在 RLV 再入动态模型参数不确定性和外界干扰的影响下,能够有效地实现对期望指令信号稳定且快速地跟踪,且相比

于传统滑模控制方法具有更好的跟踪控制性能。

参考文献 (References)

- [1] HALBE O, RAJA R G, PADHI R. Robust reentry guidance of a reusable launch vehicle using model predictive static programming[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(1): 134-148.
- [2] 窦立谦, 毛奇, 苏沛华. 基于自适应模糊控制的可重复使用运载器再入姿态控制[J]. 控制与决策, 2018, 37(7): 1181-1189.
DOU L Q, MAO Q, SU P H. Adaptive fuzzy attitude control design for reentry RLV [J]. Control and Decision, 2018, 37(7): 1181-1189 (in Chinese).
- [3] GAO Z, JIANG B, SHI P, et al. Active fault tolerant control design for reusable launch vehicle using adaptive sliding mode technique[J]. Journal of the Franklin Institute, 2012, 349(4): 1543-1560.
- [4] XU B, ZHANG Y. Neural discrete back-stepping control of hypersonic flight vehicle with equivalent prediction model[J]. Neurocomputing, 2015, 154: 337-346.
- [5] GROVES K P, SIGTHORSSON D O, SERRANI A, et al. Refer-

- ence command tracking for a linearized model of an air-breathing hypersonic vehicle [C] // AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2005: 2901-2914.
- [6] GEORGIE J, VALASEK J. Evaluation of longitudinal desired dynamics for dynamic-inversion controlled generic reentry vehicles [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2003, 26(5): 811-819.
- [7] FIORENTINI L, SERRANI A, BOLENDER M A, et al. Nonlinear robust adaptive control of flexible air-breathing hypersonic vehicle model [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2009, 32(2): 401-416.
- [8] 刘燕斌, 陆宇平, 何真. 高超音速飞机鲁棒自适应控制的研究 [J]. *宇航学报*, 2006, 27(4): 620-624.
- LIU Y B, LU Y P, HE Z. Research on robust adaptive control for hypersonic vehicle [J]. *Journal of Astronautics*, 2006, 27(4): 620-624 (in Chinese).
- [9] WANG F, HUA C, ZONG Q. Attitude control of reusable launch vehicle in reentry phase with input constraint via robust adaptive backstepping control [J]. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2015, 29(10): 1308-1327.
- [10] FALCOZ A, HENRY D, ZOLGHADRI A. Robust fault diagnosis for atmospheric reentry vehicles: A case study [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, 2010, 40(5): 886-899.
- [11] SHTESSEL Y B, BUFFINGTON J, BANDA S. Multiple timescale flight control using reconfigurable sliding modes [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1999, 22(6): 873-883.
- [12] STOTT J E, SHTESSEL Y B. Launch vehicle attitude control using sliding mode control and observation techniques [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349(2): 397-412.
- [13] LIU J, VAZQUEZ S, WU L, et al. Extended state observer-based sliding-mode control for three-phase power converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 64(1): 22-31.
- [14] FU C, SARABAKHA A, KAYACAN E, et al. Input uncertainty sensitivity enhanced nonsingleton fuzzy logic controllers for long-term navigation of quadrotor UAVs [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, 23(2): 725-734.
- [15] SHEN Q, JIANG B, COCQUEMPOT V. Fuzzy logic system-based adaptive fault-tolerant control for near-space vehicle attitude dynamics with actuator faults [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2013, 21(2): 289-300.
- [16] MAO Q, DOU L, ZONG Q, et al. Attitude controller design for reusable launch vehicles during reentry phase via compound adaptive fuzzy H-infinity control [J]. *Aerospace Science and Technology*, 2018, 72: 36-48.
- [17] KAYACAN E, RAMON H, KAYNAK O, et al. Towards agrobots: Trajectory control of an autonomous tractor using type-2 fuzzy logic controllers [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2015, 20(1): 287-298.
- [18] LIANG Q, MENDEL J M. Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2000, 8(5): 535-550.
- [19] WU H, MENDEL J M. Uncertainty bounds and their use in the design of interval type-2 fuzzy logic systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2002, 10(5): 622-639.
- [20] LI H, WU C, SHI P, et al. Control of nonlinear networked systems with packet dropouts: Interval type-2 fuzzy model-based approach [J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2014, 45(11): 2378-2389.
- [21] KUMBASAR T. Robust stability analysis and systematic design of single input interval type-2 fuzzy logic controllers [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2016, 24(3): 675-694.
- [22] TAO X, YI J, YUAN R, et al. Control of a flexible air-breathing hypersonic vehicle with measurement noises using adaptive interval type-2 fuzzy logic system [C] // IEEE International Conference on Fuzzy Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017.
- [23] WANG L X. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 1993, 1(2): 146-155.
- [24] WANG F, HUA C, ZONG Q. Attitude control of reusable launch vehicle in reentry phase with input constraint via robust adaptive backstepping control [J]. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2015, 29(10): 1308-1327.

作者简介:

杨珍书 女, 硕士, 助教。主要研究方向: 飞控系统非线性建模及控制、故障检测及控制。

毛奇 男, 博士研究生。主要研究方向: 鲁棒控制、非线性控制、飞行器建模与控制。

窦立谦 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 复杂系统建模与控制、飞行器建模与控制、多无人机协调优化控制。

Interval type-2 adaptive fuzzy sliding mode control design of reentry attitude for reusable launch vehicles

YANG Zhenshu^{1,*}, MAO Qi², DOU Liqian²

(1. Zhenjiang Key Laboratory of UAV Application Technology, Aeronautical Engineering Institute, Jiangsu Aviation Technical College, Zhenjiang 212134, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Considering the attitude tracking problem for reusable launch vehicles (RLVs) during reentry phase with high nonlinear and multi-variable coupling characteristics in the presence of parameter uncertainties and external disturbances, an interval type-2 adaptive fuzzy sliding mode based attitude control method is proposed in this paper. Firstly, the dynamic model for the RLV is developed, which is further transformed into attitude angle and angular rate subsystems using backstepping method. Secondly, the parameter uncertainties and external disturbances of the RLV model are regarded as part of the nonlinear terms of the subsystems. Thirdly, the nonlinear terms of the subsystems are approximated by the interval type-2 fuzzy system, while the virtual control signal and the actual control signal can be obtained respectively by combining the adaptive technique and sliding mode control method. Besides, the first-order low-pass filter is used to deal with the virtual control law of subsystem. The stability of the closed-loop control system is guaranteed via Lyapunov theory and the attitude tracking error can converge to a small neighborhood around the origin. Finally, the numerical simulation on the reentry vehicle is conducted to verify that the developed control method can track the reference commands effectively and have strong robustness against external disturbances.

Keywords: reusable launch vehicle (RLV); attitude control; reentry phase; interval type-2 adaptive fuzzy system; sliding mode control

Received: 2019-09-02; **Accepted:** 2019-11-17; **Published online:** 2019-12-07 09:08

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191206.1747.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61773279, 61877340); Project of Jiangsu Aviation Technical College (JATC19010109)

* **Corresponding author.** E-mail: zsyang@tju.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0313

基于压缩感知的高精度地磁基准图构建方法



马啸宇¹, 张金生^{1,*}, 郝亮亮¹, 李婷¹, 王少博¹, 李琳²

(1. 火箭军工程大学 精确制导与仿真实验室, 西安 710025; 2. 火箭军 96863 部队, 洛阳 471000)

摘 要: 地磁基准图的构建是实现地磁匹配导航的基石。针对实测数据量较小时利用插值法构建的地磁基准图精度不理想的问题, 将压缩感知理论应用到地磁信息采集中。结合地磁基准图的结构特点设计了以离散余弦变换作为稀疏基、单位矩阵作为观测矩阵, 以压缩采样匹配追踪 (CoSaMP) 算法作为重构算法的基于压缩感知的高精度地磁基准图构建方法, 并与三次样条插值、Kriging 插值及 PSO-Kriging 插值法进行对比。实验结果表明: 所提方法具有较高的重构精度和稳定性, 与性能最好的 PSO-Kriging 插值法相比, 在 6.25% 采样率下重构地磁基准图, 所提方法使得峰值信噪比 (PSNR) 由 66.97 dB 提高至 74.67 dB, 绝对误差由 25.47 nT 减小至 10.26 nT, 均方根误差由 28.57 nT 减小至 11.33 nT。

关键词: 地磁匹配导航; 地磁基准图构建; 插值法; 压缩感知; 信号重构

中图分类号: V221⁺.3; TB553

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0791-07

在近年来的导航技术发展过程中, 卫星导航和惯性导航技术一直是飞行器导航技术的主流发展方向。但卫星导航的抗干扰能力较差, 惯性导航的误差随时间不断累积。地磁场随时间变化缓慢且不受气候、地域影响, 且由于其无需主动发射探测信号、抗干扰能力强, 地磁导航技术作为一种辅助导航方式逐渐受到关注^[1-2]。

地磁匹配导航技术主要使用实时采集的地磁场数据与该区域地磁基准图进行匹配^[3-4], 从而实现定位。因此地磁基准图的构建精确度对定位精度的好坏起着决定性作用。目前构建地磁基准图的方法主要有 2 种: 一是根据现有的地磁场物理模型进行构建; 二是根据实测地磁场数据, 构建网格化地磁基准图^[5]。现有国际地磁参考磁场 (IGRF) 和世界磁场模型 (WMM) 主要描述的是地球主磁场模型^[6]。地磁场模型依赖卫星监测数据, 地球内部异常场随海拔高度升高而衰减, 因此地磁场模型中几乎不含异常场信息, 用于刻画局

部地磁场时误差很大, 通过实测数据获得的地磁基准图具有更大优势。目前, 地磁基准图的构建主要集中于插值法的研究, 常用的方法有: 三次样条插值、Kriging 插值^[7]、基于粒子群优化 (PSO) 算法的 Kriging (PSO-Kriging) 插值^[8]等。

现有插值方法存在的共同问题是在实测数据量较小时误差较大, 而压缩感知理论能够在采集少量数据的同时几乎完全重构出原始信号, 可以弥补在低采样率下插值方法的缺陷。因此本文以现有的地磁场实测数据为基础, 利用信号处理中的压缩感知理论进行地磁基准图的构建, 研究适用于地磁信息特征的压缩感知算法, 并验证其在实测数据量较小时相比于传统插值法的优越性。

1 压缩感知理论

压缩感知是 2006 年由 Candes^[9] 和 Donoho^[10-11] 等提出的具有革命性的信号处理理论。

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-10-28; 网络出版时间: 2019-11-26 13:20

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191126.1052.002.html

基金项目: 国家自然科学基金 (61673017); 中国博士后科学基金 (2019M3643)

* 通信作者。E-mail: zjshengchina@163.com

引用格式: 马啸宇, 张金生, 郝亮亮, 等. 基于压缩感知的高精度地磁基准图构建方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 791-797. MA X Y, ZHANG J S, HAO L L, et al. High-precision geomagnetic reference map construction method based on compressed sensing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 791-797 (in Chinese).

压缩感知理论指出,当信号在某个变换域上是稀疏的,就可以投影为低维观测向量,以远低于奈奎斯特理论的采样频率进行信号采集,同时能够高精度甚至完全重构出原始信号^[12]。其核心思想是在信号发送端进行压缩采样,并在信号接收端进行高精度重建的过程,目的是在保证信号精度的同时大幅度提升信号采集的效率并降低采集成本^[13]。压缩感知理论主要分为稀疏表示和信号重建2个部分。设一个信号 $\mathbf{x}(\mathbf{x} \in \mathbf{R}^{N \times 1})$,在基底 Ψ 下表示为信号 α ,即 $\mathbf{x} = \Psi\alpha$ 。若 α 中只有 K 个元素非零或其他元素趋近于零,则称该信号在基底 Ψ 下是 K 稀疏的, Ψ 称为稀疏字典。

若能找到合适的观测矩阵 $\Phi \in \mathbf{R}^{M \times N} (K < M \ll N)$ 对信号 \mathbf{x} 进行采样,则可得到 M 维观测信号为

$$\mathbf{y} = \Phi\mathbf{x} = \Phi\Psi\alpha = \mathbf{A}\alpha \quad (1)$$

式中: \mathbf{A} 为传感矩阵。即已知观测信号 \mathbf{y} , 求解出稀疏信号 α , 从而得到初始信号 \mathbf{x} 。

观测信号的维度 M 大于 α 的稀疏度 K , 因此可证明存在唯一解, 即在已知压缩矩阵 Ψ 和观测矩阵 Φ 时, 根据低维信号 \mathbf{y} 必然可解出原始高维信号 \mathbf{x} 。因此实际上该问题可转化为在一定稀疏度条件下求解最小 L_0 范数解的问题, 即

$$\min \|\alpha\|_0 \quad \text{s. t. } \mathbf{b} = \mathbf{A}\alpha \quad (2)$$

式中: \mathbf{b} 为原始信号; $\mathbf{A} = \Phi\Psi$ 。显然 Ψ 和 Φ 共同决定了变换后信号的稀疏性, Ψ 与 Φ 的差异越大, 得到的解 α 就越稀疏。因此定义 Ψ 与 Φ 的互相关性为

$$\mu(\mathbf{A}) = \max_{1 \leq i, j \leq n} |\Psi_i^T \Phi_j| \quad (3)$$

其中: $1/\sqrt{n} \leq \mu(\mathbf{A}) \leq 1$ 。 $\mu(\mathbf{A})$ 越小, 说明 Ψ 与 Φ 的互相关性越弱, 其作为稀疏字典的性能就越好。

要想将原本 n 维的信号降到 m 维同时保留绝大部分重要信息, 根据压缩感知理论, 传感矩阵 \mathbf{A} 需要满足约束等距性 (Restricted Isometry Property, RIP)^[14] 条件, 即传感矩阵 \mathbf{A} 中的 RIP 参数 δ_k 为满足下式的最小值:

$$(1 - \delta_k) \|\alpha\|_2^2 \leq \|\mathbf{A}\alpha\|_2^2 \leq (1 + \delta_k) \|\alpha\|_2^2 \quad (4)$$

式中: 若 $\delta_k < 1$, 则称传感矩阵 \mathbf{A} 满足 K 阶 RIP 条件。

由于求 L_0 范数解是一个 NP (Non-deterministic Polynomial) 难问题, 在维度较高时难以求解; 在满足 RIP 条件时, L_0 范数与 L_1 范数等价, 从而可转化为一个求最大 L_1 范数的凸优化问题进行求解, 即

$$\min \|\alpha\|_1 \quad \text{s. t. } \mathbf{b} = \mathbf{A}\alpha \quad (5)$$

观测矩阵 Φ 的维度直接决定了压缩感知的效果, 过大就失去压缩的意义, 过小会导致重要信息的丢失, 满足:

$$m \geq C\mu(\mathbf{A}) \text{rlg } n \quad (6)$$

式中: C 为常数; m 为压缩观测后信号的维度; $\mu(\mathbf{A})$ 为传感矩阵互相关系数; r 为信号的稀疏度。由于 C 的值难以确定以及 $\mu(\mathbf{A})$ 计算困难, 一般使用经验公式(7)计算:

$$m \geq 4r \quad (7)$$

2 稀疏字典

现有常用的稀疏字典有离散傅里叶基、离散余弦基、离散小波变换基、Curvelet 基、冗余字典等^[15]。

2.1 离散傅里叶变换

离散傅里叶变换将二维信号利用一系列周期函数进行表示, 实际上是从时域转化到频域进行分析, 离散傅里叶基可表示为

$$\mathbf{F}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_n^1 & W_n^2 & \dots & W_n^{n-1} \\ 1 & W_n^2 & W_n^4 & \dots & W_n^{2(n-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_n^{n-1} & W_n^{2(n-1)} & \dots & W_n^{(n-1)(n-1)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: n 由原始信号的长度决定。若以离散傅里叶基作为稀疏基, 单位阵 $\mathbf{I}_{n \times n}$ 作为观测矩阵, 则根据式(3)可得 $\mu(\mathbf{A}) = 1/\sqrt{n}$, 对于近似周期以及存在少量突变点的信号有很好的表示效果。

2.2 离散余弦变换

离散余弦变换是原信号在进行偶延拓后展开成的仅含余弦项的傅里叶级数, 离散余弦变换矩阵为

$$\mathbf{D}_n = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{N} [& 1 & 1 & \dots & 1 &] \\ 2/\sqrt{N} [& \cos(\pi/2N) & \cos(3\pi/2N) & \dots & \cos((2N-1)\pi/2N) &] \\ 2/\sqrt{N} [& \cos(2\pi/2N) & \cos(6\pi/2N) & \dots & \cos(2(2N-1)\pi/2N) &] \\ & & \vdots & & & \\ 2/\sqrt{N} [& \cos((N-1)\pi/2N) & \cos((N-1)3\pi/2N) & \dots & \cos((N-1)(2N-1)\pi/2N) &] \end{bmatrix} \quad (9)$$

若以单位阵 $I_{n \times n}$ 作为观测矩阵,根据式(3)可得 $\mu(A) \approx 2/\sqrt{n}$,当 n 较大时 $\mu(A)$ 接近于下限 $1/\sqrt{n}$,因此与傅里叶变换具有相似的效果,同时相比于傅里叶变换由于只包含实数部分,更有利于信号观测和后续处理。

2.3 离散小波变换

离散小波变换是对于连续小波的尺度和平移进行离散化,在图像处理方面有显著的应用效果。本文采用 Haar 小波变换作为小波基。二维小波变换过程如图 1 所示。

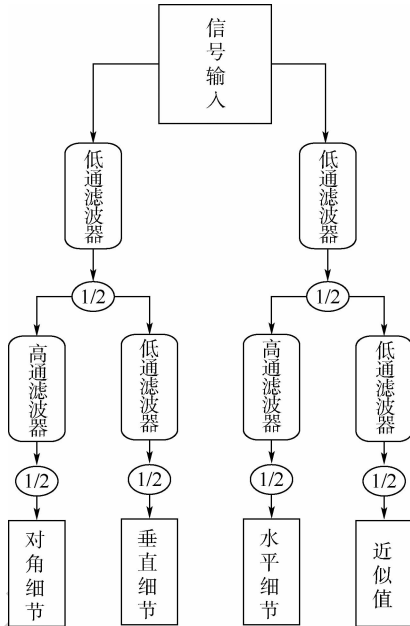


图 1 二维小波变换过程

Fig. 1 Two-dimensional wavelet transform process

3 观测矩阵

3.1 高斯随机矩阵

高斯随机矩阵是在压缩感知中应用最广泛的一种观测矩阵,由于其具有很强的随机性,只需观测维度 M 满足:

$$M \geq cK \lg(N/K) \quad (10)$$

式中: c 为常数即可高概率地满足 RIP 条件。因此在压缩感知算法仿真中一般使用高斯随机矩阵作为观测矩阵以达到较好的实验效果。但由于构造矩阵时数据的连续性和随机性,硬件上实现困难,因此难以得到实际应用。

3.2 随机伯努利矩阵

随机伯努利矩阵的性质类似于高斯随机矩阵,由于其中每一个元素都服从伯努利分布, $M \geq cK \lg(N/K)$ 时以接近 1 的概率满足 RIP 条件。相比于高斯随机矩阵,由于其元素都为 ± 1 ,更有利于

于硬件的实现。

3.3 稀疏随机矩阵

稀疏矩阵构造方法为:在一个 $M \times N$ 的全零阵基础上,将每一行随机 d 个位置置 1,其中 $d \in \{4, 8, 10, 16\}$,在保证一定的重建精度的条件下易于进行构造和实际实现。

3.4 循环矩阵

循环矩阵的构造方法为:首先构造随机向量 β ,即 $\beta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_N) \in \mathbf{R}^N$, β 中的元素取 ± 1 ,而后经过 M 次移位操作构造出完整的矩阵,同时矩阵中每一个元素服从伯努利分布。由于可通过移位寄存器实现矩阵构造,具有较好的应用前景。

4 仿真结果与性能分析

为研究适用于地磁基准图构建的压缩感知方法,本文比较了多种稀疏基和观测矩阵在地磁基准图构建中的效果。稀疏基选择离散小波基和离散余弦基,观测矩阵选择高斯随机矩阵、随机伯努利矩阵、稀疏随机矩阵、循环矩阵以及单位矩阵。本文以美国地质调查局(United States Geological Survey, USGS)于 2002 年发布的北美地区地磁场异常数据^[16]为基础,结合 IGRF 计算得到的地磁主磁场强度,从而得到地磁总磁场实验数据。实验样本为 10 张 128×128 网格具有不同起伏程度的地磁基准图,选取区域大小都为约 $50 \text{ km} \times 50 \text{ km}$,以保证基本涵盖全部类型的地磁特征;使用观测矩阵维度、图像处理中的峰值信噪比(Peak Signal to Noise Ratio, PSNR)以及绝对误差(MAE)和均方根误差(RMSE)作为评价标准。由于在信号处理端无需考虑实时性问题,信号重构算法采用精度较高的压缩采样匹配追踪(Co-SaMP)算法,通过不断更新迭代原子提高精度。PSNR 值计算公式为

$$\text{PSNR} = 10 \times \lg\left(\frac{2^n - 1}{\text{RMSE}}\right) \quad (11)$$

$$\text{RMSE} = \frac{1}{mn} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} \|I(i, j) - G(i, j)\| \quad (12)$$

式中: I 为原图像; G 为处理图像。

4.1 稀疏矩阵分析

以高斯随机矩阵作为观测矩阵,检验离散小波变换和离散余弦变换在不同维度观测矩阵下的重建效果。图 2 为离散小波变换和离散余弦变换重建效果随观测矩阵维度变化曲线,PSNR 值为 10 张样本图分别重构后的平均值。可以看出,当观测矩阵维度较大时离散小波变换重建效果较

高,但随着观测矩阵维度的降低,其重建性能迅速降低, $M < 50$ 时几乎无法重建信号;而对于离散余弦变换, M 对重建效果影响较小,即使降到 70, PSNR 值依然可以保持在 80 dB 以上。

由于取的信号稀疏度 $K = M/4$,当 M 减小时信号稀疏度也随之减小。经过离散小波变换后的信号难以保证足够的稀疏度,因此当观测矩阵维度降低时会丢失大量的信息,造成重建信号的严重失真;而离散余弦变换可以保证足够的压缩率,能够在保证一定重建精度的条件下降低观测信号的维度。

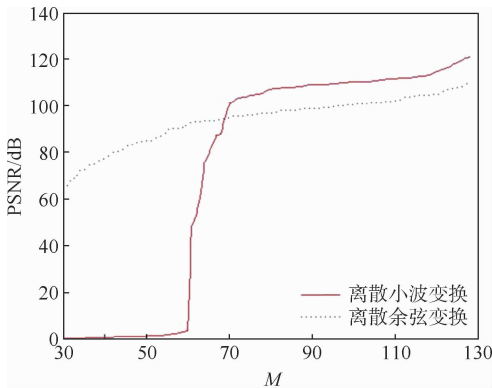


图2 离散小波变换和离散余弦变换重建效果随观测矩阵维度的变化

Fig. 2 Variation of reconstruction effect of discrete wavelet transform and discrete cosine transform with dimension of measurement matrix

4.2 观测矩阵分析

为寻找适合地磁基准图的观测矩阵,以离散余弦变换作为稀疏矩阵,分别以高斯随机矩阵、随机伯努利矩阵、稀疏随机矩阵、循环矩阵、单位矩阵作为观测矩阵检验重建效果,实验效果如图 3 所示。

从图3可以看出,当观测矩阵维度较大时,循

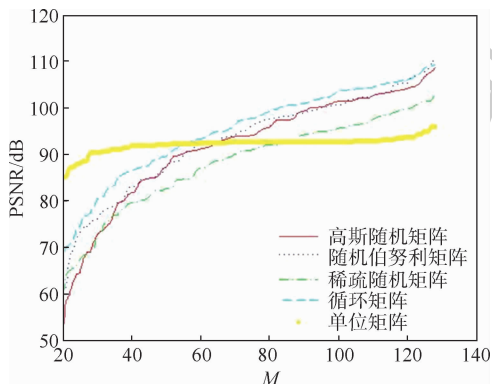


图3 不同观测矩阵重建效果随观测矩阵维度的变化
Fig. 3 Variation of reconstruction effect with dimension of matrix for different measurement matrices

环矩阵、随机伯努利矩阵和高斯随机矩阵都具有较好的信号重构效果;但随着维度的降低,高斯随机矩阵、随机伯努利矩阵、稀疏随机矩阵、循环矩阵的重构性能都迅速降低;在 $M < 55$ 时,单位矩阵由于性能基本不受观测矩阵维度影响逐渐体现出其明显优势。因此在保证一定重构精度条件下使用单位矩阵作为观测矩阵能够减小观测信号的维度。

为检验重建算法的稳定性,将采样率设为 30%,对每种观测矩阵进行 100 次重建,重建效果如图 4 所示。

以 PSNR 值的标准差 (SD) 作为判定重建算法稳定性的标准,计算结果如表 1 所示,在 30% 采样率下,利用单位矩阵作为观测矩阵,在重建精度和稳定性都优于其他观测矩阵。

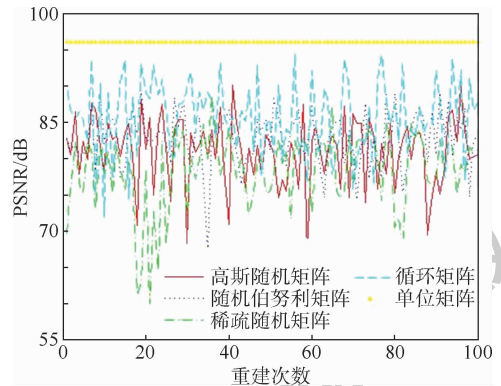


图4 不同观测矩阵重建稳定性

Fig. 4 Reconstruction stability of different measurement matrices

表1 不同观测矩阵重建 100 次 PSNR 标准差
Table 1 PSNR standard deviation of 100 times reconstruction for different measurement matrices

观测矩阵	PSNR 标准差
高斯随机矩阵	4.9845
随机伯努利矩阵	4.8488
稀疏随机矩阵	5.3112
循环矩阵	4.5170
单位矩阵	0

4.3 与其他重建算法比较

为检验 CoSaMP 算法的效果,分别使用匹配追踪 (MP) 算法、正交匹配追踪 (OMP) 算法、分段正交匹配追踪 (StOMP) 算法对 30% 采样率下的地磁基准图进行重建,以单位矩阵作为观测矩阵,以 PSNR 值作为评价标准,实验结果如表 2 所示。

4.4 压缩感知与插值法比较

为验证压缩感知在地磁基准图构建中的实际效果,将离散余弦变换及单位矩阵构成的传感矩阵和三次样条插值、Kriging 插值、PSO-Kriging 插

值分别在 25%、18.75%、12.5%、6.25% 采样率下的基准图构建效果进行对比。

Kriging 插值所采用的变异函数模型为指数模型,其具体形式为

$$\gamma(h) = T_0 + T(1 - e^{-h/a}) \quad (13)$$

式中: T_0 为基台值; T 为块金值; h 为到插值点的距离; $3a$ 为变程。PSO-Kriging 插值变异函数同样采用指数模型,PSO 算法粒子总个数设置 40 个,迭代次数设置 100 次。

具体采样方法为:设 128×128 的原始地磁基准图为 $P = p_{ij}(i, j = 1, 2, \dots, 128)$, 在 25% 采样率 (M/N) 时,压缩感知传感矩阵维度选择 32×128 , 即 $M = 32$ 在 6.25% 采样率时,传感矩阵维度选择 8×128 , 插值所用基准图由随机下采样获得,即保证所有方法采样数据量相同。以 PSNR 值作为评价指标,结果如表 3 所示。当采样率为 25% 时,压缩感知与插值法的 PSNR 值基本相近,压缩感知精度略高于插值法;当采样率降到 6.25% 时,压缩感知依然可以保持 70 dB 以上的 PSNR 值,明显优于同采样率下的插值法。

图 5 为用压缩感知和 Kriging 插值重建后的基准图效果,可以看出 Kriging 插值后失去了很多细节信息,经过压缩感知后图像与原始图相似度更高。

为充分验证实验结果的有效性,利用文献[5]中的绝对误差、均方根误差和标准差 3 种性能指标进行分析。

绝对误差为

$$MAE = \sum_{i=1}^n |\xi_i|/n \quad (14)$$

表 2 不同重建算法结果

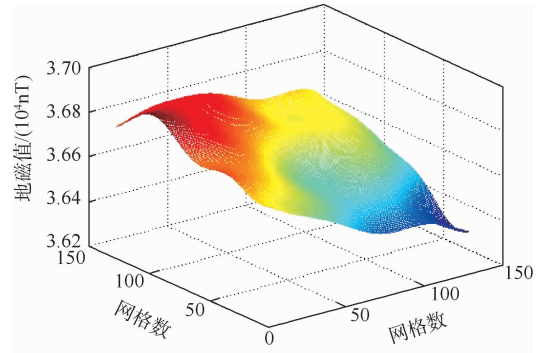
Table 2 Results of different reconstruction algorithms dB

重建算法	PSNR 值
CoSaMP	91.45
MP	88.33
OMP	90.12
StOMP	90.66

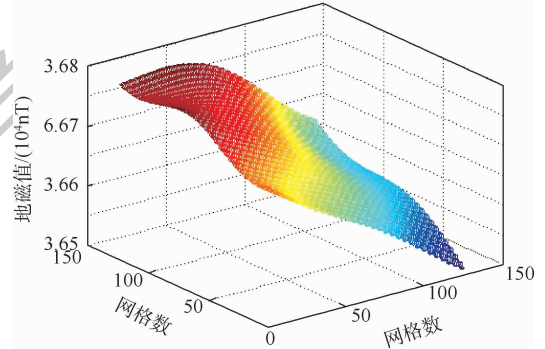
表 3 不同采样率下各方案构建基准图的 PSNR 值

Table 3 PSNR values of reference map reconstructed by different schemes at different sampling rates

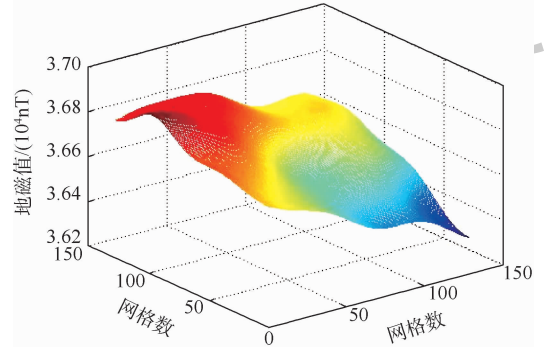
采样率/ %	PSNR/dB			
	压缩感知	三次样条插值	Kriging 插值	PSO-Kriging 插值
25	88.2135	84.5327	86.4336	86.8971
18.75	83.4127	79.1009	81.3121	81.6743
12.5	78.3155	70.4422	72.4561	74.7963
6.25	74.6714	60.5773	64.3352	66.9712



(a) 原始基准图



(b) Kriging 插值



(c) 压缩感知

图 5 Kriging 插值法和压缩感知重构效果对比

Fig. 5 Comparison of Kriging interpolation method and compressed sensing reconstruction effect

均方根误差为

$$RMSE = \sqrt{\sum_{i=1}^n \xi_i^2/n} \quad (15)$$

标准差为

$$SD = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\xi_i - MAE)/n} \quad (16)$$

式中: ξ_i 为真值与估计值之间的误差。

为验证各种方法构建效果随采样率变化情况,本文选取了 25%、18.75%、12.5%、6.25% 这 4 种采样率进行实验,计算结果分别如表 4 ~ 表 7 所示。

从表 4 ~ 表 7 可以看出,在各种采样率下利用压缩感知理论重构地磁基准图性能都优于插值法,且采样率越低优势越明显。

表4 25%采样率下各性能指标数据

Table 4 Performance index data at 25% sampling rate

nT			
构建方法	绝对误差	均方根误差	标准差
压缩感知	0.5978	0.6119	0.6743
三次样条插值	2.4533	3.2121	3.2156
Kriging 插值	2.2002	3.0117	3.1189
PSO-Kriging 插值	2.0524	2.3768	2.5143

表5 18.75%采样率下各性能指标数据

Table 5 Performance index data at 18.75%

sampling rate nT			
构建方法	绝对误差	均方根误差	标准差
压缩感知	3.1033	3.4561	3.4788
三次样条插值	6.2455	7.5371	7.6133
Kriging 插值	5.6413	6.4745	6.2531
PSO-Kriging 插值	5.0177	5.7874	5.8125

表6 12.5%采样率下各性能指标数据

Table 6 Performance index data at 12.5%

sampling rate nT			
构建方法	绝对误差	均方根误差	标准差
压缩感知	5.4177	6.0133	6.3145
三次样条插值	18.7133	24.9103	25.3174
Kriging 插值	11.9773	15.6245	15.6711
PSO-Kriging 插值	11.3144	14.5178	14.6477

表7 6.25%采样率下各性能指标数据

Table 7 Performance index data at 6.25%

sampling rate nT			
构建方法	绝对误差	均方根误差	标准差
压缩感知	10.2563	11.3313	11.8847
三次样条插值	37.3318	41.6547	41.7734
Kriging 插值	26.8891	30.3671	31.2155
PSO-Kriging 插值	25.4731	28.5717	29.0973

5 结论

1) 验证了压缩感知理论在地磁基准图构建中的可行性以及稳定性。

2) 确定了以离散余弦变换作为稀疏基、单位矩阵作为观测矩阵,以 CoSaMP 算法作为重构算法的基于压缩感知的高精度地磁基准图构建方法。

3) 仿真结果表明,在 6.25% 采样率下通过压缩感知理论重构的地磁基准图 PSNR 值、平均误差、均方根误差指标都明显优于插值方法。

4) 根据压缩感知理论,要想完成对信号的压缩感知,首先要进行压缩采样,通过一个随机矩阵控制采样点选择是否采集信号。这就需要重新设计一种地磁信息采集方案。

5) 如何将压缩感知理论实际应用到地磁传感器设计中并设计低成本、高重构精度同时利于硬件实现的观测矩阵将是今后的研究方向。

参考文献 (References)

[1] GOLDENBERG F. Geomagnetic navigation beyond the magnetic compass[C]// Position, Location, & Navigation Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 684-694.

[2] FOX S M, PAL P K, PSIAKI M L. Magnetometer-based autonomous satellite navigation (MAGNAV) [C]// Proceedings of the Annual Rocky Mountain Guidance and Control Conference. Washington, D. C.: American Astronautical Society, 1990: 369-382.

[3] 蔡洪, 郭才发, 胡正东. 惯性/地磁组合导航算法[J]. 中国惯性技术学报, 2009, 17(3): 333-337.

CAI H, GUO C F, HU Z D. Algorithms for inertial/geomagnetic integrated navigation[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2009, 17(3): 333-337 (in Chinese).

[4] CHEON Y J. Fast convergence of orbit determination using geomagnetic field measurement in target pointing satellite[J]. Aerospace Science and Technology, 2013, 30(1): 315-322.

[5] 王哲, 王仕成, 张金生, 等. 一种地磁匹配制导基准图构建方法及其有效性评价[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(11): 2207-2211.

WANG Z, WANG S C, ZHANG J S, et al. Method for preparation of reference map in geomagnetism matching guidance and its validity evaluation[J]. Systems Engineering and Electronics, 2008, 30(11): 2207-2211 (in Chinese).

[6] 踪华, 刘熾, 杨业. 地磁导航技术研究现状综述[J]. 航天控制, 2018, 36(3): 94-99

ZONG H, LIU Y, YANG Y. Overview of the research status about geomagnetic navigation technology [J]. Aerospace Control, 2018, 36(3): 94-99 (in Chinese).

[7] 岳建平, 甄宗坤. 基于粒子群算法的 Kriging 插值在区域地面沉降中的应用[J]. 测绘通报, 2012(3): 59-62.

YUE J P, ZHEN Z K. Application of particle swarm optimization based Kriging interpolation method in regional land subsidence [J]. Bulletin of Surveying and Mapping, 2012(3): 59-62 (in Chinese).

[8] 李晨霖, 王仕成, 张金生, 等. 基于改进的 Kriging 插值方法构建地磁基准图[J]. 计算机仿真, 2018, 35(12): 278-282.

LI C L, WANG S C, ZHANG J S, et al. Construction of geomagnetic datum map based on improved Kriging interpolation method[J]. Computer Simulation, 2018, 35(12): 278-282 (in Chinese).

[9] CANDES E J, ROMBERG J, TAO T. Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 489-509.

[10] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.

[11] DONOHO D L, TSAIGY. Extensions of compressed sensing [J]. Signal Processing, 2006, 86(3): 533-548.

[12] FOU CARTS, RAUHUT H. A mathematical introduction to com-

- pressive sensing[M]. [S.l.]: Birkhauser, 2013: 31-37.
- [13] THEODORIDIS S, KOPSINIS Y, SLAVAKIS K. Sparsity-aware learning and compressed sensing: An overview[J]. Mathematics, 2012, 1: 1271-1377.
- [14] MOHADES M M, MOHADES A, TADAION A. A reed-solomon code based measurement matrix with small coherence[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(7): 839-843.
- [15] 吴赞. 压缩感知测量矩阵的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012: 32-46.
- WU Y. Research on measurement matrix for compressive sensing[D]. Xi'an: Xidian University, 2012: 32-46 (in Chinese).
- [16] U. S. Geological Survey. Digital data grids for the magnetic anomaly map of North America; open-file report 02-414[R]. Denver: Geological Survey, 2002.

作者简介:

马啸宇 男, 硕士研究生。主要研究方向: 地磁导航、导航制导与控制。

张金生 男, 博士, 教授, 硕士生导师。主要研究方向: 导航、制导与控制。

High-precision geomagnetic reference map construction method based on compressed sensing

MA Xiaoyu¹, ZHANG Jinsheng^{1,*}, HAO Liangliang¹, LI Ting¹, WANG Shaobo¹, LI Lin²

(1. Precision Guidance and Simulation Lab, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China;

2. 96863 Troop of Rocket Army, Luoyang 471000, China)

Abstract: The construction of geomagnetic reference map is the cornerstone of geomagnetic matching navigation. In this paper, the compressed sensing theory is applied to the geomagnetic information acquisition, which aims at solving the problem that the accuracy of the geomagnetic reference map is not satisfactory with the less measured data based on interpolation methods. A high-precision method of geomagnetic reference map construction based on compressed sensing is put forward, taking the structural characteristics of the geomagnetic reference map into consideration. The discrete cosine transform matrix is used as sparse basis, the unit matrix is used as measurement matrix, and the compression sampling matching pursuit (CoSaMP) algorithm is used as the reconstruction method. The experimental results show that the proposed method has better reconstruction accuracy and stability compared with the methods of cubic spline interpolation, Kriging interpolation and PSO-Kriging interpolation. Compared with the PSO-Kriging interpolation method which has the best performance among the three, when geomagnetic reference map is reconstructed at the sampling rate of 6.25%, the proposed method makes the peak signal-to-noise ratio (PSNR) increase from 66.97 dB to 74.67 dB, the mean absolute error reduce from 25.47 nT to 10.26 nT, and the root mean square error decrease from 28.57 nT to 11.33 nT.

Keywords: geomagnetic matching navigation; geomagnetic reference map construction; interpolation algorithm; compressed sensing; signal reconstruction

Received: 2019-06-17; Accepted: 2019-10-28; Published online: 2019-11-26 13:20

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191126.1052.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61673017); China Postdoctoral Science Foundation (2019M3643)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0286

3-PPP型柔性并联微定位平台的设计与分析

王保兴¹, 孟刚¹, 林苗¹, 李巍², 曹毅^{1,3,*}

(1. 江南大学 机械工程学院, 无锡 214122; 2. 苏州工业职业技术学院, 苏州 215104;

3. 江苏省食品先进制造装备技术重点实验室, 无锡 214122)



摘 要:为解决现有空间平动柔性并联微定位平台(CPMS)结构布局不紧凑,且多轴驱动时各运动副的寄生运动相互累加,导致平台耦合误差增大的问题。首先,设计了一种基于柔性薄板的分布柔度式3-PPP型柔性并联微定位平台。其次,通过结构优化减小了平台的体积,并消除了支链中移动副寄生运动的累加现象。然后,基于柔度矩阵法建立了平台的输入刚度理论模型,并采用有限元仿真验证了理论模型的正确性;同时计算了平台的固有频率,并探究了其柔性薄板尺寸参数之间的关系。最后,将结构优化前后的平台通过有限元仿真进行了对比分析。结果表明:结构优化后平台的体积减小了67%,且平台在单轴和多轴驱动时均具有更优的运动解耦特性和输入输出一致性。

关键词: 柔性并联微定位平台(CPMS); 柔度矩阵; 耦合误差; 固有频率; 有限元仿真
中图分类号: V414.5; TH122

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0798-10

柔性机构是利用材料的弹性变形传递运动、力或能量的新型机构^[1-3]。由于机构中的运动副为一体化的柔性结构故无需装配与润滑,同时避免了摩擦、磨损、间隙、回程误差,减小了机构的体积和重量并可实现高精度运动^[4],因此柔性机构在微电子工程^[5]、精微操作^[6-8]、生物医学工程^[9]以及纳米技术^[10]等领域得到了广泛的应用。

在微定位领域,特别是对定位精度要求达到微纳米级尺度,且对工作环境要求十分苛刻的超精密定位场合,采用传统的刚性机构需要至少同时考虑由运动副的装配间隙所造成的回程误差,以及由润滑、磨损等造成的高额维护成本和短暂使用寿命等问题,而采用柔性微定位平台则从结构优势上避免了上述问题。空间平动柔性微定位平台由于在精密定位^[11]、微纳加工^[12]、原子力显

微镜的三维扫描^[13]等领域的成功应用,其构型设计方法与相关理论分析已成为一大研究热点。郝广波等^[14-15]基于自由度与约束空间拓扑法,设计了一种由柔性细长杆组成的3-PPPR型空间平动柔性并联微定位平台,并对平台的伴生转角与耦合误差等进行了分析;Tang等^[16]设计了一种3-PPP型空间平动柔性并联微定位平台,由于结构中采用了大行程的柔性移动副,平台在3个移动方向可实现毫米级的运动行程;Awtar等^[17]基于约束设计法,提出了一种由柔性薄板组成的空间平动柔性微定位平台,并通过仿真分析了平台的刚度、耦合误差、丢失运动、伴生转角等;Li和Xu^[18]设计了一种3-PRC型空间平动柔性并联微定位平台,并通过结构优化、尺寸优化减小了平台的体积与耦合误差,同时对平台进行了运动学、静

收稿日期: 2019-06-10; 录用日期: 2019-08-30; 网络出版时间: 2019-09-18 10:42

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190917.1759.002.html

基金项目: 江苏省“六大人才高峰”计划(ZBZZ-012); 江苏省研究生创新计划(SJCX18-0630, KYCX18-1846)

* 通信作者. E-mail: caoyi@jiangnan.edu.cn

引用格式: 王保兴, 孟刚, 林苗, 等. 3-PPP型柔性并联微定位平台的设计与分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 798-807. WANG B X, MENG G, LIN M, et al. Design and analysis of a 3-PPP compliant parallel micro-positioning stage[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 798-807 (in Chinese).

力学、动力学分析;Gao等^[19]根据Delta机器人结构,设计了一种3-PP^s型空间平动柔性并联微定位平台,并分析了输入力、负载、刚度和输出位移之间的关系。

综上所述,具有大行程、高固有频率、低运动耦合且结构紧凑优点的新型平台结构设计与分析仍然是空间平动柔性微定位平台的研究重点。为此,本文首先提出一种基于柔性薄板的分布柔度式3-PPP型柔性并联微定位平台;其次通过结构优化减小了平台的体积,并消除了支链中移动副寄生运动的累加;然后基于柔度矩阵法,建立平台的输入刚度模型,同时计算了平台的固有频率,并探究其与柔性薄板尺寸参数之间的关系。最后采用有限元仿真验证结构优化的有效性与理论模型的正确性。

1 结构设计

目前柔性微定位平台在结构上有串联式^[20]、并联式以及串并联混合式^[21-22],在类型上有集中柔度式^[16]和分布柔度式^[17]。相较于串联式与串并联混合式,并联式结构的微定位平台驱动器可固定安装,结构更为紧凑且具有良好的动态性能。相较于集中柔度式,分布柔度式平台具有更少的刚性连杆和更大的运动行程。基于上述本文提出一种由柔性薄板组成的分布柔度式3-PPP型柔性并联微定位平台。

1.1 3-PPP型柔性并联微定位平台的初始结构

3-PPP型柔性并联微定位平台的初始结构如图1所示,包括基座、动平台和3个柔性支链。

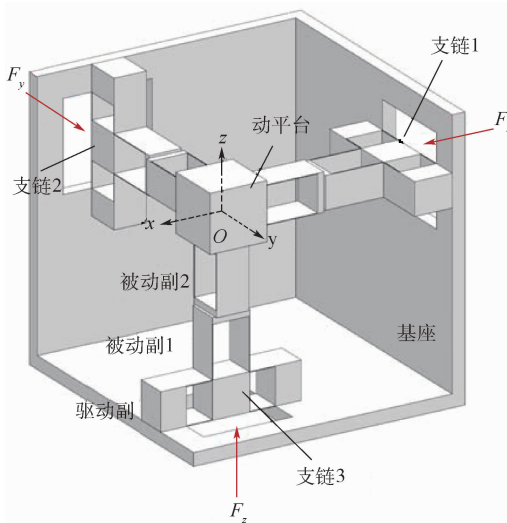


图1 3-PPP型柔性并联微定位平台的初始结构

Fig. 1 Original structure of a 3-PPP compliant parallel micro-positioning stage

每个柔性支链结构相同,均是由柔性薄板组成的平行四边形柔性移动副(P副)串联而成。3个柔性支链正交布置,平台在结构上完全各向同性以保证在3个移动方向上具有相同的静、动态性能。基座的3个正交平面外侧可固定安装压电陶瓷或音圈电机驱动器以分别控制平台在3个方向的移动。

由于平行四边形柔性移动副在变形时会产生轴向的寄生运动,故当平台单轴驱动时,移动副的寄生运动会导致平台在另外2个方向上产生耦合误差。当平台两轴驱动时,以 x 、 y 轴方向输入驱动力为例,如图2所示,支链3中串联的2个被动副在驱动力 F_x 、 F_y 作用下均产生沿 z 轴负方向的寄生运动,分别为 e_{z1} 和 e_{z2} ,由于其方向相同,故2个寄生运动相互累加,从而导致平台在 z 轴方向上出现较大的耦合误差($e_{z1} + e_{z2}$)。而当平台三轴同时驱动时,3个支链均会产生被动副寄生运动的累加现象,从而使平台的输入、输出位移不一致,即丢失运动。值得指出的是,这种由寄生运动累加所导致平台耦合误差与丢失运动增大现象,在现有的多数空间平动柔性微定位平台中普遍存在。

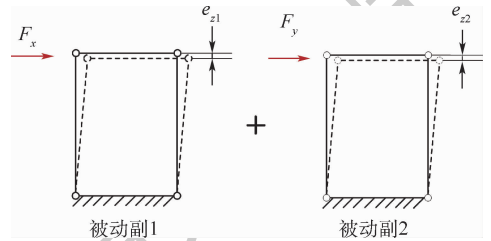


图2 支链3中被动副的变形示意图

Fig. 2 Schematic diagram of deformation of passive joints in limb 3

1.2 3-PPP型柔性并联微定位平台的结构优化

为减小平台的耦合误差,提高结构布局的紧凑性,需对平台进行结构优化。基于反向串联方法,通过改变被动副1寄生运动的方向,将两被动副的寄生运动相互抵消($e_{z1} - e_{z2}$),如图3所示。

根据上述原理,结构优化后的柔性支链和微定位平台分别如图4、图5所示。优化后的柔性

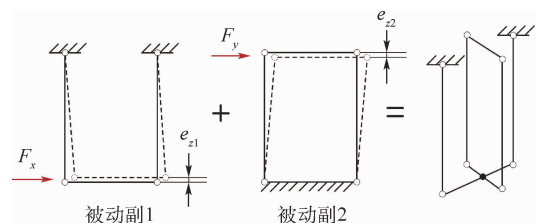


图3 反向串联方法示意图

Fig. 3 Schematic diagram of inversion series method

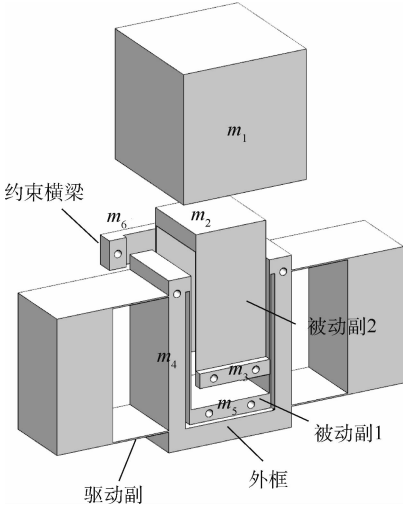


图4 结构优化后的柔性支链

Fig. 4 One compliant limb after structure optimization

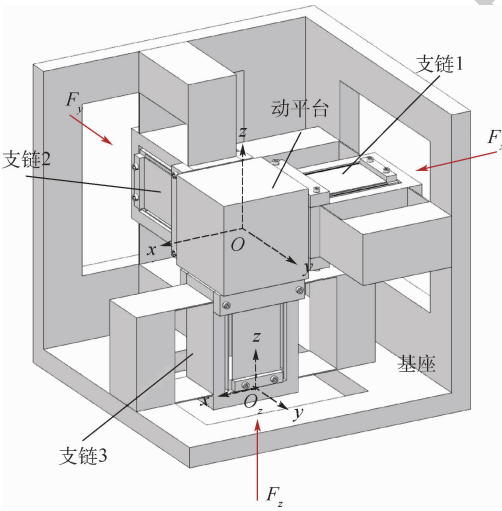


图5 结构优化后的微定位平台

Fig. 5 Micro-positioning stage after structure optimization

支链中,被动副1采用倒置结构并通过外框与驱动副相连,外框末端设有约束横梁以限制非柔性部件的变形,被动副2与被动副1交叠布置,既实现了两柔性移动副的反向串联,又减小了支链的长度,使得平台整体结构布局更为紧凑。

2 刚度分析

刚度属于平台的静态特性,是表征平台在静力作用下运动学特性的关键,并且与机构的自由度、固有频率等密切相关。

目前常用的分析方法有非线性模型法^[23]、伪刚体模型法^[24-25]和柔度矩阵法^[26]。其中非线性模型法具有更高的精度但包含大量的积分项,缺乏直观性^[27]。伪刚体模型法将柔性梁单元简化为单自由度的扭簧与刚性连杆的组合^[28],无法充分考虑空间受力条件下,梁单元的复合变形。因

此本文采用分析过程直观,在小变形条件下又具有较高精度的柔度矩阵法,进行平台的输入刚度分析。

2.1 梁单元的柔度矩阵

如图6所示,一端固定的等截面悬臂梁,在小变形假设下,其末端中心点受力与变形之间的关系为^[26]

$$\begin{bmatrix} \delta_x \\ \delta_y \\ \delta_z \\ \theta_x \\ \theta_y \\ \theta_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 & c_3 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & -c_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 & c_6 & 0 & 0 \\ c_3 & 0 & 0 & 0 & c_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \\ M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: δ_i 为沿*i*轴的位移; θ_i 为绕*i*轴的转角; F_i 为沿*i*轴的力; M_i 为绕*i*轴的力矩;6维矩阵为梁单元在*O*点处的柔度矩阵,其中 $c_1 = 4l^3/(Et^3w)$, $c_2 = 4l^3/(Etw^3)$, $c_3 = 6l^2/(Et^3w)$, $c_4 = 6l^2/(Etw^3)$, $c_5 = l/(Etw)$, $c_6 = 12l/(Etw^3)$, $c_7 = 12l/(Et^3w)$, $c_8 = l/(Gk_2t^3w)$,*E*为材料的弹性模量,*G*为剪切模量,*l*、*t*、*w*分别为梁的长度、厚度、宽度, k_2 为与梁宽厚比相关的系数。

当 $w > 10t$ 时^[29],梁在载荷作用下呈现平面应力状态,应当以平面模量*E'*代替弹性模量*E*,二者之间的关系为^[30]

$$E' = \frac{E}{1 - \nu^2} \quad (2)$$

式中: ν 为材料的泊松比。

为了得到平台整体的柔度矩阵,需要将结构中所有柔性薄板的柔度矩阵变换到同一点,并根据串、并联关系进行求和,柔度矩阵从坐标系 O_i-xyz 到 O_j-xyz 的变换关系为

$$\mathbf{C}_{O_j} = \mathbf{P}_{O_i}^{O_j} \mathbf{R}_{O_i}^{O_j} \mathbf{C}_{O_i} (\mathbf{R}_{O_i}^{O_j})^T (\mathbf{P}_{O_i}^{O_j})^T \quad (3)$$

式中: \mathbf{C}_{O_i} 、 \mathbf{C}_{O_j} 分别为柔性单元在坐标系 O_i-xyz 、 O_j-xyz 原点处的柔度矩阵; $\mathbf{P}_{O_i}^{O_j}$ 、 $\mathbf{R}_{O_i}^{O_j}$ 分别为从坐标系 O_i-xyz 到 O_j-xyz 的平移、旋转变换矩阵^[18]。

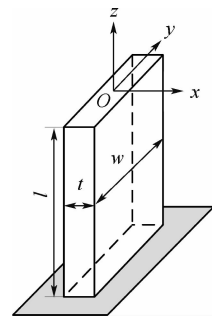


图6 一端固定的等截面梁

Fig. 6 A constant section beam with one end fixed

2.2 支链的柔度矩阵

如图 7 所示,以支链 3 为例,进行柔度矩阵建模,并将柔性薄板 $a \sim h$ 之外的部分视为刚性结构。图中: H 为支链的总长, s 为外框宽度, u_1 、 u_2 分别为柔性薄板 c 和 d 、 e 和 f 的间距。柔性薄板 i 在坐标系 O_i - xyz 原点处的柔度矩阵为

$$C_i^{O_i} = P_i^{O_i} C_i (P_i^{O_i})^T \quad (4)$$

式中: C_i 为柔性薄板 i 在其末端中心点处的柔度矩阵; $P_i^{O_i}$ 为从柔性薄板末端中心点到坐标系 O_i - xyz 坐标原点 O_i 的平移变换矩阵。

由于在坐标系 O_1 - xyz 下柔性薄板 a 、 b 和 c 、 d 关于坐标轴 O_1z 对称, a 、 c 关于坐标轴 O_1x 对称,故在 O_1 点柔性薄板 $a \sim d$ 的柔度矩阵为

$$C_a^{O_1} = P_a^{O_1} C_a (P_a^{O_1})^T \quad (5)$$

$$C_b^{O_1} = R_z(\pi) C_a^{O_1} (R_z(\pi))^T \quad (6)$$

$$C_c^{O_1} = R_x(\pi) C_a^{O_1} (R_x(\pi))^T \quad (7)$$

$$C_d^{O_1} = R_z(\pi) C_c^{O_1} (R_z(\pi))^T \quad (8)$$

式中: R_i 为绕坐标轴 i ($i = x, y, z$) 的旋转变换矩阵。因为柔性薄板 $a \sim d$ 并联构成支链 3 的驱动副,所以驱动副在 O_1 的柔度矩阵为

$$C_{actuate}^{O_1} = ((C_a^{O_1})^{-1} + (C_b^{O_1})^{-1} + (C_c^{O_1})^{-1} + (C_d^{O_1})^{-1})^{-1} \quad (9)$$

由于在坐标系 O_2 - xyz 下柔性薄板 e 、 f 关于坐标轴 O_2z 对称,故在 O_2 点柔性薄板 e 、 f 的柔度矩阵分别为

$$C_e^{O_2} = P_e^{O_2} C_e (P_e^{O_2})^T \quad (10)$$

$$C_f^{O_2} = R_z(\pi) C_e^{O_2} (R_z(\pi))^T \quad (11)$$

因为柔性薄板 e 、 f 并联构成支链 3 的被动副 1,所以被动副 1 在 O_2 的柔度矩阵为

$$C_{passive1}^{O_2} = ((C_e^{O_2})^{-1} + (C_f^{O_2})^{-1})^{-1} \quad (12)$$

由于在坐标系 O_3 - xyz 下柔性薄板 g 、 h 关于坐标轴 O_3z 对称,故在 O_3 点柔性薄板 g 、 h 的柔度矩阵为

$$C_g^{O_3} = P_g^{O_3} C_g (P_g^{O_3})^T \quad (13)$$

$$C_h^{O_3} = R_z(\pi) C_g^{O_3} (R_z(\pi))^T \quad (14)$$

因为柔性薄板 g 、 h 并联构成支链 3 的被动副 2,所以被动副 2 在 O_3 点的柔度矩阵为

$$C_{passive2}^{O_3} = ((C_g^{O_3})^{-1} + (C_h^{O_3})^{-1})^{-1} \quad (15)$$

为了得到支链的柔度矩阵,需要将支链中所有运动副的柔度矩阵变换到相同坐标系下的同一点。在坐标系 O - xyz 原点 O 处,3 个运动副的柔度矩阵分别为

$$C_{actuate}^O = P_{O_1}^O R_y\left(\frac{\pi}{2}\right) C_{actuate}^{O_1} \left(R_y\left(\frac{\pi}{2}\right)\right)^T (P_{O_1}^O)^T \quad (16)$$

$$C_{passive1}^O = P_{O_2}^O R_x(\pi) C_{passive1}^{O_2} (R_x(\pi))^T (P_{O_2}^O)^T \quad (17)$$

$$C_{passive2}^O = P_{O_3}^O R_z\left(-\frac{\pi}{2}\right) C_{passive2}^{O_3} \left(R_z\left(-\frac{\pi}{2}\right)\right)^T (P_{O_3}^O)^T \quad (18)$$

因为在坐标系 O - xyz 下 3 个运动副为串联关系,所以支链 3 在 O 点的柔度矩阵为

$$C_{limb3}^O = C_{actuate}^O + C_{passive1}^O + C_{passive2}^O \quad (19)$$

由于平台的 3 个支链结构完全相同,所以支链 1、支链 2 在 O 点的柔度矩阵分别为

$$C_{limb1}^O = R_y\left(\frac{\pi}{2}\right) R_z\left(\frac{\pi}{2}\right) C_{limb3}^O \left(R_z\left(\frac{\pi}{2}\right)\right)^T \left(R_y\left(\frac{\pi}{2}\right)\right)^T \quad (20)$$

$$C_{limb2}^O = R_x\left(-\frac{\pi}{2}\right) R_z\left(\frac{\pi}{2}\right) C_{limb3}^O \cdot \left(R_z\left(\frac{\pi}{2}\right)\right)^T \left(R_x\left(-\frac{\pi}{2}\right)\right)^T \quad (21)$$

2.3 平台输入点的柔度矩阵

如图 5 所示,为了得到平台在输入点的柔度矩阵,需要将所有柔性单元的柔度矩阵变换到输入点 O_z ,并根据串、并联关系进行求和。支链 1、支链 2 在 O 点为并联关系,将两支链并联后视为一个整体,其柔度矩阵为

$$C_{limb1\ limb2}^O = ((C_{limb1}^O)^{-1} + (C_{limb2}^O)^{-1})^{-1} \quad (22)$$

支链 1、支链 2 所组成的整体、支链 3 的驱动副、被动副 1、被动副 2 在平台 z 轴方向输入点 O_z 处的柔度矩阵为

$$C_{limb1\ limb2}^{O_z} = P_{O_z}^{O_z} C_{limb1\ limb2}^O (P_{O_z}^{O_z})^T \quad (23)$$

$$C_{actuate}^{O_z} = P_{O_z}^{O_z} C_{actuate}^O (P_{O_z}^{O_z})^T \quad (24)$$

$$C_{passive1}^{O_z} = P_{O_z}^{O_z} C_{passive1}^O (P_{O_z}^{O_z})^T \quad (25)$$

$$C_{passive2}^{O_z} = P_{O_z}^{O_z} C_{passive2}^O (P_{O_z}^{O_z})^T \quad (26)$$

因为支链 1、支链 2 所组成的整体、支链 3 的被动副 1、被动副 2 关于点 O_z 为串联关系,且与

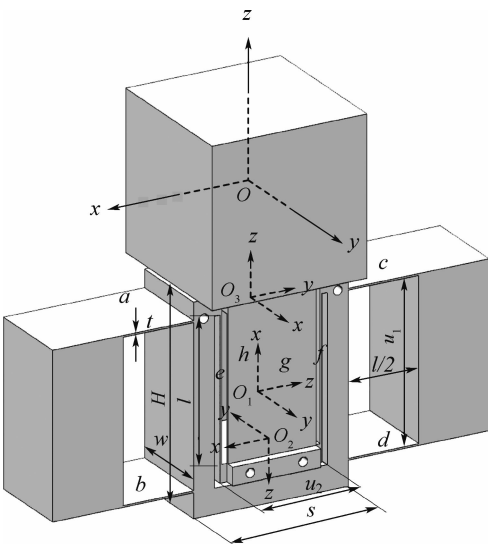


图 7 z 轴方向的柔性支链

Fig. 7 Compliant limb in z -axis direction

支链3的驱动副之间为并联关系,所以平台在输入点的柔度矩阵为

$$C_{input} = ((C_{limb1}^{O_z} + C_{passive1}^{O_z} + C_{passive2}^{O_z})^{-1} + (C_{actuate}^{O_z})^{-1})^{-1} \quad (27)$$

由于平台结构具有各向同性,因此平台在3个平移方向的输入刚度均为

$$k_{input} = \frac{1}{C_{input}[3,3]} \quad (28)$$

则平台在输入点处的力-位移关系为

$$F = k_{input} \delta \quad (29)$$

式中: F 为驱动力; δ 为输入点的位移。

2.4 输入刚度的有限元仿真验证

为验证微定位平台输入刚度理论模型的正确性,采用ABAQUS对平台进行有限元仿真,选择强度与弹性模量之比较高的AL-7075作为微定位平台的材料。其弹性模量 $E = 71.7 \text{ GPa}$,泊松比 $\nu = 0.33$,屈服强度为 503 MPa ,密度为 2810 kg/m^3 。平台的具体尺寸参数如图7和表1所示。将表1中的数据代入式(5)~式(28),计算得到平台的输入刚度为 141.37 N/mm 。

平台采用四面体单元进行网格划分,柔性薄板处设置较小的网格划分参数(取 1 mm),其余部分网格尺寸为 4 mm ,以提高结果准确性和分析速度。在驱动副末端与基座接触的面上,施加固定约束,并在外框的底面施加沿 z 轴方向 $0 \sim 50 \text{ N}$ 的驱动力。平台的仿真结果如图8所示。

表1 平台的尺寸参数

Table 1 Dimension parameters of stage

参数	数值/mm
t	0.5
w	25
l	40
H	59
u_1	45.5
u_2	28.5
s	44

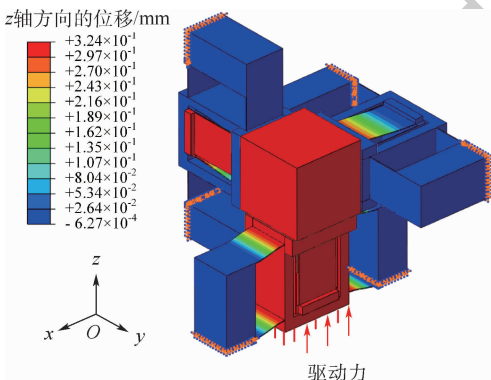


图8 驱动力为50 N时平台的仿真结果

Fig. 8 Simulation result of stage with 50 N actuating force

将位于外框底面中心处的输入点设为仿真参考点,在不同驱动力下,参考点沿 z 轴方向的位移仿真值、理论计算值及二者的相对误差如表2、表3所示。

为更直观地表达参考点位移理论计算值和仿真值之间的关系,根据表2、表3中的数据绘制曲线,如图9所示。

由图9和表2、表3的仿真结果可知,随着行程的增加,平台的刚度呈现较为明显的非线性现象,主要原因是,具有对称结构的驱动副出现了应力刚化效应^[30]。在参考点位移仿真值 $0 \sim 268 \mu\text{m}$ 范围内,矩阵法的计算值和仿真值之间最大误差约为5%。因此基于矩阵法的平台刚度分析在小位移时具有较高的精度,而在大行程时则需考虑应力刚化效应进行非线性分析,由于大行程

表2 参考点位移的矩阵法计算值、仿真值及相对误差

Table 2 Matrix method calculation values, simulation values and relative error of reference point displacement

驱动力/N	参考点位移/ μm		相对误差/%
	理论计算值	仿真值	
10	70.74	73.15	3.41
20	141.47	143.36	1.33
30	212.21	208.78	1.62
40	282.94	268.73	5.02
50	353.68	323.36	8.57

表3 参考点位移非线性法计算值、仿真值及相对误差

Table 3 Nonlinear method calculation values, simulation values and relative error of reference point displacement

驱动力/N	参考点位移/ μm		相对误差/%
	理论计算值	仿真值	
10	70.1	73.15	4.35
20	136.9	143.36	4.72
30	198.3	208.78	5.28
40	253.8	268.73	5.88
50	303.7	323.36	6.47

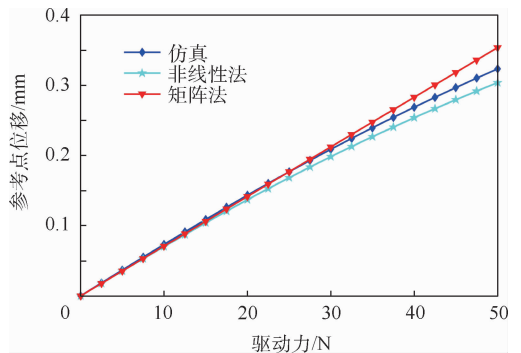


图9 驱动力与参考点位移之间的关系

Fig. 9 Relationship between actuating force and reference point displacement

程下平台的特性研究不是本文的重点,因此非线性分析的具体过程可参阅文献[31],不再详述。

3 模态分析

模态是结构的固有振动特性,属于平台的动态特性。对平台进行模态分析,不仅可以避免平台在高频驱动时出现共振现象,而且可以探究结构参数与平台固有频率之间的关系,以指导平台的优化设计。为更加直观地描述平台的结构参数与固有频率之间的关系,平台的前3阶固有频率可简化为^[14]

$$f = \sqrt{k_{input}/M}/(2\pi) \quad (30)$$

式中: M 为刚性部件在各轴方向的等效质量,由图4、图8可知:

$$M = m_1 + 3m_2 + 4m_3 + m_4 + 2m_5 + 2m_6 \quad (31)$$

其中: m_i 为刚性部件 i ($i=1\sim6$)的质量。

联立式(28)、式(30)和式(31),并结合平台材料属性与具体尺寸参数计算得到平台的前3阶固有频率为97.92 Hz。

平台有限元仿真的1~6阶模态振型及固有频率分别如图10、表4所示。

由图10、表4可知,平台在3个移动自由度方向的固有频率相同,并且与非自由度方向的固有频率有明显的差别,说明平台具有良好的动

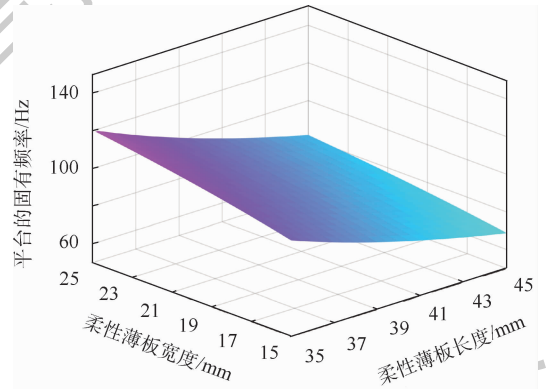
态特性。平台前3阶固有频率仿真值为94.49 Hz,理论计算值为97.92 Hz,二者相对误差为3.50%,验证了平台模态分析的正确性。

基于上述输入刚度与模态分析理论模型,可以得到平台的固有频率与柔性薄板尺寸参数之间的关系,如图11所示。

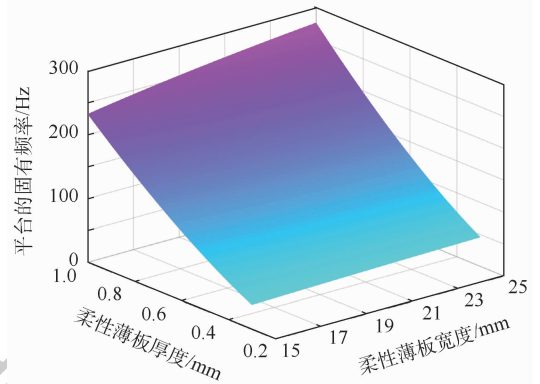
表4 平台有限元分析的固有频率

Table 4 Natural frequency of stage obtained by finite element analysis

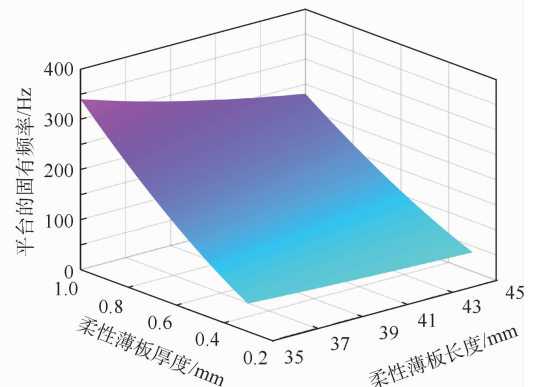
阶数	1阶	2阶	3阶	4阶	5阶	6阶
频率/Hz	94.49	94.49	94.49	694.13	700	700.13



(a) 平台的固有频率与柔性薄板宽度、长度之间的关系



(b) 平台的固有频率与柔性薄板厚度、宽度之间的关系



(c) 平台的固有频率与柔性薄板厚度、长度之间的关系

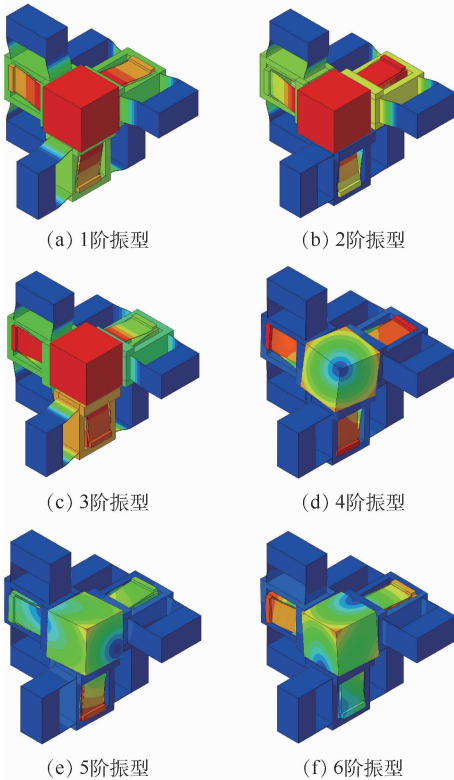


图10 平台的1~6阶模态振型

Fig.10 1-6 order mode shapes of stage

图11 平台的固有频率与柔性薄板尺寸参数之间的关系
Fig.11 Relationship between natural frequency of stage and compliant sheet size parameters

由图 11 可知,增加柔性薄板厚度和宽度,减少柔性薄板的长度均可提升平台的固有频率,其中柔性薄板的厚度对平台固有频率影响最为显著。通过探究结构参数对平台固有频率的影响,为平台进行尺寸优化提供了重要依据。

4 仿真对比

运动耦合是柔性机构的固有属性^[15],为了补偿平台的耦合误差往往需要设计复杂的闭环控制系统,因此通过结构优化降低平台的耦合误差有助于简化平台的控制系统设计。

如图 12 所示,为分析平台在不同输入条件下的输出特性,对平台分别施加单轴、两轴和三轴的驱动位移,并选取动平台中心为参考点,得到不同输入条件下参考点的耦合位移与丢失运动。并进一步验证结构优化的有效性,对初始结构平台施加相同的驱动位移,同时使两平台在材料选择、柔性薄板的尺寸参数和网格尺寸上均保持相同。

如图 12(a)所示,对平台施加沿 x 轴方向 $0 \sim 268 \mu\text{m}$ 的驱动位移,参考点的耦合位移与丢失运动仿真结果如图 13、表 5 所示。

由图 13、表 5 可知,单轴驱动时,相较于初始结构,结构优化后平台的耦合误差有小幅降低,同时,丢失运动较低较为明显,这主要是因为优化后的平台结构更为紧凑,减小了平台的伴生转动,从而使平台具有更优的输入输出一致性。当驱动位移为 $268 \mu\text{m}$ 时,优化后的平台在 y, z 轴方向的耦合位移以及 x 轴方向的丢失运动达到最大分别为 $-1.04, 0.85, 0.23 \mu\text{m}$,仅占驱动位移的 $0.39\%、0.32\%、0.086\%$ 。

如图 12(b)所示,沿 x 轴方向的驱动位移加载完毕后,再施加沿 y 轴方向 $0 \sim 268 \mu\text{m}$ 的驱动位移,参考点在 z 轴方向的耦合位移,如图 14 所示。

由图 14 可知,随着沿 y 轴方向驱动位移的增加,初始结构平台在 z 轴方向的耦合位移逐步累加至 $-2.15 \mu\text{m}$,而优化后的平台在 z 轴方向的耦合位移则逐步减小至接近于 0,这表明优化后的平台消除了由柔性移动副的寄生运动累加所导致的平台耦合误差增大现象。

为了进一步探究三轴同时驱动时,驱动位移与平台丢失运动之间的关系(见图 12(c)),在 3 个方向上对平台同时施加 $0 \sim 268 \mu\text{m}$ 的驱动位移,由于平台具有各向同性,在 3 个方向上参考点

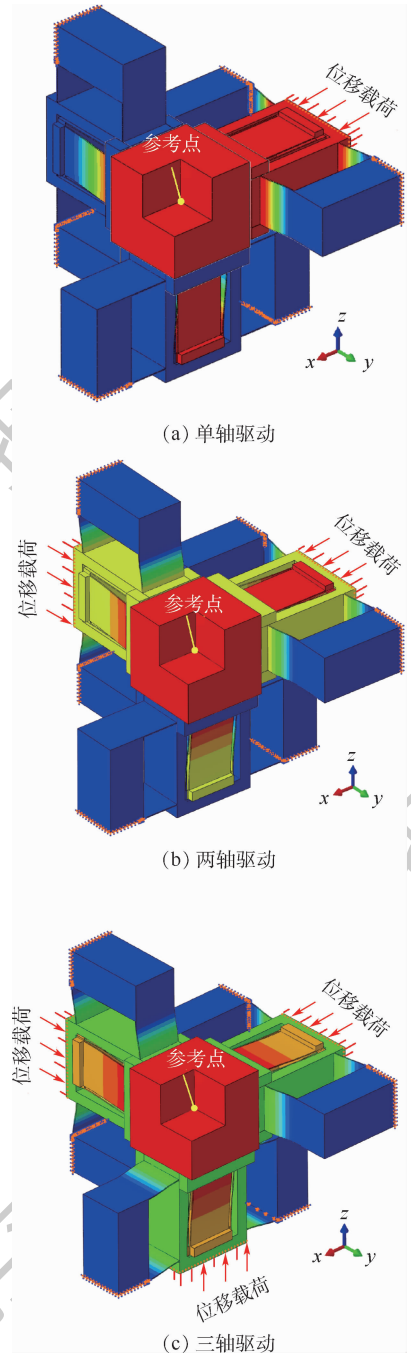


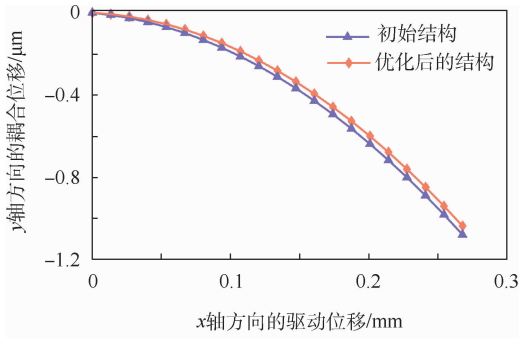
图 12 不同输入条件下平台的仿真分析
Fig. 12 Simulation analysis of stage under different input conditions

的丢失运动几乎相同,因此将参考点在 3 个方向的丢失运动取平均值,并得到驱动位移与丢失运动之间的关系,如图 15 所示。

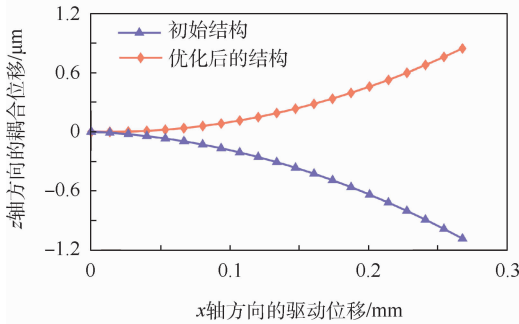
由图 15 可知,随驱动位移的增加平台初始结构的丢失运动非线性的增大并达到 $2.54 \mu\text{m}$,优化后的平台最大丢失运动仅为 $0.24 \mu\text{m}$ 。

综合上述对比分析可知:

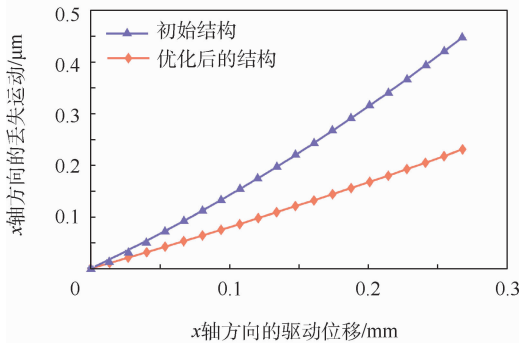
1) 优化后的平台在单轴和多轴驱动时均具有更优的运动解耦特性和输入输出一致性。



(a) 平台在y轴方向的耦合位移



(b) 平台在z轴方向的耦合位移



(c) 平台在x轴方向的丢失运动

图 13 单轴驱动条件下的仿真结果

Fig. 13 Simulation results with single-axis actuation

表 5 单轴驱动时参考点的耦合位移与丢失运动

Table 5 Coupling displacement and lost motion of reference point with single-axis actuation μm

平台结构	y 轴方向的最大耦合位移	z 轴方向的最大耦合位移	x 轴方向的最大丢失运动
初始结构	-1.08	-1.09	0.45
优化后的结构	-1.04	0.85	0.23

2) 结构优化后的平台总体尺寸为 $146 \times 146 \times 146 \text{ mm}^3$, 相较于初始结构尺寸 $210.5 \times 210.5 \times 210.5 \text{ mm}^3$, 体积减小了 67%, 从而验证了平台结构优化的有效性。

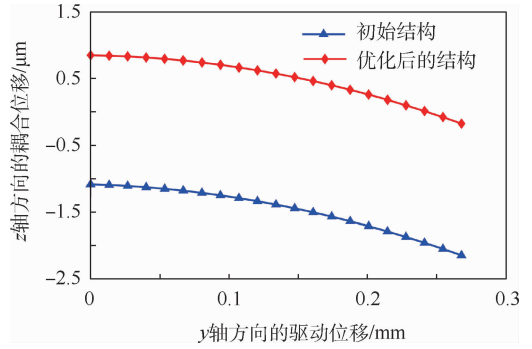


图 14 两轴驱动时平台在 z 轴方向的耦合位移

Fig. 14 Coupling displacement of stage in z-axis direction with two-axis actuation

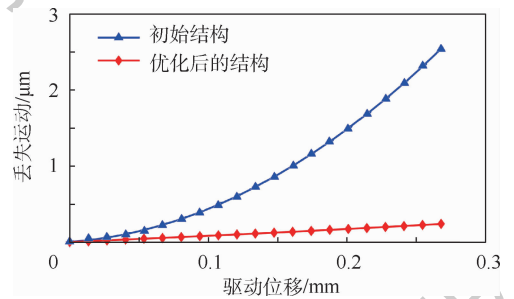


图 15 三轴驱动时平台的丢失运动

Fig. 15 Lost motion of stage with three-axis actuation

5 结论

1) 设计了一种分布柔度式 3-PPP 型柔性并联微定位平台, 并通过结构优化减小了平台的总体尺寸, 同时提高了平台的运动解耦性和输入输出一致性。

2) 基于柔度矩阵法建立了平台小位移下的输入刚度理论模型, 同时计算了平台的固有频率, 探究了固有频率与平台结构参数之间的关系, 为平台的尺寸优化提供了依据。

3) 通过有限元仿真对平台的输入刚度、固有频率、耦合误差与丢失运动进行了分析, 验证了理论模型的正确性和结构优化的有效性。

后续将搭建实验平台, 对理论模型及平台的相关性能做进一步的测试与验证。

参考文献 (References)

[1] HOWELL L L. Compliant mechanisms [M]. New York: John Wiley and Sons, 2001: 2-14.

[2] 张宪民, 胡凯, 王念峰, 等. 基于并行策略的多材料柔顺机构多目标拓扑优化 [J]. 机械工程学报, 2016, 52(19): 1-8.

ZHANG X M, HU K, WANG N F, et al. Multi-objective topolo-

- gy optimization of multiple materials compliant mechanisms based on parallel strategy[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2016, 52(19):1-8 (in Chinese).
- [3] 周睿, 周辉, 桂和利, 等. 基于柔性铰链的二自由度微动平台分析及优化[J]. *北京航空航天大学学报*, 2018, 44(9):199-207.
- ZHOU R, ZHOU H, GUI H L, et al. Analysis and optimization of 2-DoF micro-positioning stage based on flexible hinges[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2018, 44(9):199-207 (in Chinese).
- [4] 于靖军, 郝广波, 陈贵敏, 等. 柔性机构及其应用研究进展[J]. *机械工程学报*, 2015, 51(13):53-68.
- YU J J, HAO G B, CHEN G M, et al. State-of-art of compliant mechanisms and their applications[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2015, 51(13):53-68 (in Chinese).
- [5] PAOLO D G, ALVISE B, PIERLUIGI B. New MEMS tweezers for the viscoelastic characterization of soft materials at the microscale[J]. *Micromachines*, 2018, 9(1):15-37.
- [6] DSOUZA R D, NAVIN K P, THEODORIDIS T. Design fabrication and testing of a 2 DOF compliant flexural microgripper[J]. *Microsystem Technologies*, 2018, 24(9):3867-3883.
- [7] 曹毅, 刘凯, 桂和利, 等. 二自由度开口型空间夹持机构研究[J]. *机械工程学报*, 2018, 54(11):94-101.
- CAO Y, LIU K, GUI H L, et al. The research of one two-degree-of-freedom spatial gripper with opening[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2018, 54(11):94-101 (in Chinese).
- [8] LIN C, WU Z H, REN Y H, et al. Characteristic analysis of unidirectional multi-driven and large stroke micro/nano-transmission platform[J]. *Microsystem Technologies*, 2017, 23(8):3389-3400.
- [9] ÖZKALE B, PARREIRA R, BEKDEMIR A, et al. Modular soft robotic microdevices for dexterous biomanipulation[J]. *Lab on a Chip*, 2019, 19(5):778-788.
- [10] LI C, WANG J, CHEN S C. Flexure-based dynamic-tunable five-axis nanopositioner for parallel nanomanufacturing[J]. *Precision Engineering*, 2016, 45:423-434.
- [11] YONG Y K, MOHEIMANI S O R, KENTON B J, et al. Invited review article: High-speed flexure-guided nan positioning; Mechanical design and control issues[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2012, 83(12):121101.
- [12] ZHU Z, TO S, ZHU W L, et al. Optimum design of a piezo-actuated triaxial compliant mechanism for nanocutting[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(8):6362-6371.
- [13] WATANABE S, ANDO T. High-speed XYZ-nanopositioner for scanning ion conductance microscopy[J]. *Applied Physics Letters*, 2017, 111(11):113106.
- [14] HAO G B. Towards the design of monolithic decoupled XYZ compliant parallel mechanisms for multi-function applications[J]. *Mechanical Sciences*, 2013, 4(2):291-302.
- [15] 李海洋, 郝广波, 于靖军, 等. 空间平动柔性并联机构的系统设计方法研究[J]. *机械工程学报*, 2018, 54(13):57-65.
- LI H Y, HAO G B, YU J J, et al. Systematic approach to the design of spatial translational compliant parallel mechanisms[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2018, 54(13):57-65 (in Chinese).
- [16] TANG X Y, CHEN I M, LI Q. Design and nonlinear modeling of a large-displacement XYZ flexure parallel mechanism with decoupled kinematic structure[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2006, 77(11):115101.
- [17] AWTAR S, USTICK J, SEN S. An XYZ parallel-kinematic flexure mechanism with geometrically decoupled degrees of freedom[J]. *Journal of Mechanisms and Robotics*, 2012, 5(1):015001.
- [18] LI Y M, XU Q S. Design and optimization of an XYZ parallel micromanipulator with flexure hinges[J]. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 2009, 55(4-5):377-402.
- [19] YUE Y, GAO F, ZHAO X, et al. Relationship among input-force payload stiffness and displacement of a 3-DOF perpendicular parallel micro-manipulator[J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2010, 45(5):756-771.
- [20] WANG N, ZHANG Z Y, ZHANG X M, et al. Optimization of a 2-DOF micro-positioning stage using corrugated flexure units[J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2018, 121:683-696.
- [21] CHAO D H, ZONG G H, LIU R. Design of a 6-DOF compliant manipulator based on serial-parallel architecture[C] // 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2005:765-770.
- [22] KIM D, GWEON D G, SONG I, et al. Optimal design of a flexure hinge-based XYZ atomic force microscopy scanner for minimizing Abbe errors[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2005, 76(7):376-391.
- [23] XU Q S, ZHU X B, DONG Z G, et al. Nonlinear modeling and analysis of compliant mechanisms with circular flexure hinges based on quadrature beam elements[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, 2019, 233(9):3277-3285.
- [24] LI Y M, WU Z G. Design analysis and simulation of a novel 3-DOF translational micromanipulator based on the PRB model[J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2016, 100:235-258.
- [25] SHE Y, MENG D S, SU H J, et al. Introducing mass parameters to pseudo-rigid-body models for precisely predicting dynamics of compliant mechanisms[J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2018, 126:273-294.
- [26] KOSEKI Y, TANIKAWA T, KOYACHI N, et al. Kinematic analysis of translational 3-DOF micro parallel mechanism using matrix method[J]. *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2000, 1(3):786-792.
- [27] TANG H, LI Y M. Design analysis and test of a novel 2-DOF nan positioning system driven by dual mode[J]. *IEEE Transactions on Robotics*, 2013, 29(3):650-662.
- [28] 余跃庆, 张亚涛, 张绪平, 等. 柔顺微夹持机构理论分析与实验[J]. *农业机械学报*, 2018, 49(11):393-398.
- YU Y Q, ZHANG Y T, ZHANG X P, et al. Theoretical analysis and experiment on compliant microgripper mechanism[J]. *Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery*, 2018, 49(11):393-398 (in Chinese).
- [29] HAO G B, LI H Y, KEMALCAN S, et al. Understanding coupled factors that affect the modelling accuracy of typical planar compliant mechanisms[J]. *Frontiers of Mechanical Engineering*

ing, 2016, 11(2):129-134.

- [30] 杨志军, 白有盾, 陈新, 等. 基于应力刚化效应的动态特性可调微动平台设计新方法[J]. 机械工程学报, 2015, 51(23): 153-159.

YANG Z J, BAI Y D, CHEN X, et al. A new design method of dynamic characteristics adjustable micro motion stage based on tension stiffening [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2015, 51(23):153-159 (in Chinese).

- [31] XAVIER H, ROSS W, KONG X W. On a simplified nonlinear analytical model for the characterization and design optimization of a compliant XY micro-motion stage [J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2018, 49:66-76.

作者简介:

王保兴 男, 硕士研究生。主要研究方向: 柔性机构学。

孟刚 男, 硕士研究生。主要研究方向: 柔性机构学。

林苗 男, 硕士研究生。主要研究方向: 柔性机构学。

李巍 男, 博士。主要研究方向: 软体机器人。

曹毅 男, 博士, 教授。主要研究方向: 并联机器人、混联机器人、柔性机器人、软体机器人。

Design and analysis of a 3-PPP compliant parallel micro-positioning stage

WANG Baoxing¹, MENG Gang¹, LIN Miao¹, LI Wei², CAO Yi^{1,3,*}

(1. School of Mechanical Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China; 2. Suzhou Vocational Institute of Industrial Technology, Suzhou 215104, China; 3. Jiangsu Key Laboratory of Advanced Food Manufacturing Equipment and Technology, Wuxi 214122, China)

Abstract: The structure layouts of the existing spatial translational compliant parallel micro-positioning stages are not compact, and the parasitic motion of each kinematic joint accumulates during multi-axis actuation, which leads to the augment of cross-axis coupling error. In order to solve these problems, first, a distributed-compliance 3-PPP spatial translational compliant parallel micro-positioning stage (CPMS) based on compliant sheet was designed. Secondly, the stage volume was reduced, and the parasitic motion accumulation phenomenon of kinematic joints in each limb was eliminated by the way of structure optimization. Then, the theoretical model of input stiffness was deduced through compliance matrix method. The validity of the theoretical model was proved by finite element simulation. Besides, the natural frequency of the CPMS was calculated, and the relationship between natural frequency of the CPMS and size parameters of compliant sheet was explored. Finally, comparative analysis of the CPMS before and after structure optimization was conducted by finite element simulation. The results show that the volume of the CPMS is reduced by 67% after structure optimization, and the CPMS has better kinematic decoupling characteristic and input output consistency in both single-axis and multi-axis actuation.

Keywords: compliant parallel micro-positioning stage (CPMS); compliance matrix; coupling error; natural frequency; finite element simulation

Received: 2019-06-10; Accepted: 2019-08-30; Published online: 2019-09-18 10:42

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190917.1759.002.html

Foundation items: The Six Talent Peaks Project in Jiangsu Province (ZBZZ-012); "111" Project (B18027); Postgraduate Research and Practice Innovation Program of Jiangsu Province (SJCX18-0630, KYCX18-1846)

* Corresponding author. E-mail: caoyi@jiangnan.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0284

一种用于图像翘曲变换的高速缓冲存储器设计



康洁^{1,2}, 刘强^{1,2,*}

(1. 天津大学 微电子学院, 天津 300072; 2. 天津市成像与感知微电子技术重点实验室, 天津 300072)

摘 要: 车载平视显示(HUD)系统通过图像翘曲变换将原始平面图像信息显示在挡风玻璃曲面上,原始图像数据的非线性访问会造成存储器访问效率下降。为此,设计了一种高速缓冲存储器(Cache),以最大程度保证像素数据访问的连续性,减少存储器访问次数并提高带宽资源利用率。为优化Cache性能,提出存储空间分离管理技术和地址分级比较技术,提高图像像素在Cache中的存储密度,并节省逻辑资源。此外,提出一种Cache容量动态调整的方法,在保证命中率前提下减少Cache存储资源的使用、降低功耗。实验结果显示,存储空间分离管理技术使存储资源节省25%,地址分级比较技术使逻辑资源节省近10%,Cache容量可以减少75%,且动态功耗减少67.578%,静态功耗减少14.060%。

关键词: 图像翘曲变换; 高速缓冲存储器; 存储空间分离管理; 地址分级比较; 容量动态调整

中图分类号: TN402

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0808-06

图像翘曲变换是一种常见的图像处理方法,将其几何变换关系应用于图像中的每个像素,使原始平面图像经扭曲形变后变换为目的的曲面图像。图像翘曲变换应用广泛,如镜头失真校正^[1-2]、立体视觉图像校正^[3-4]、生成全景图像的翘曲拼接^[5]等。本文主要研究用于车载平视显示(Head-Up Display, HUD)系统的图像翘曲变换,它是将仪表、路况等平面信息显示在汽车的前挡风玻璃曲面上,减少驾驶员因低头查看信息而造成的安全隐患问题。

在已有的实现图像翘曲变换的方案中,使用图形处理器(Graphic Processing Unit, GPU)内置的数千个内核并行处理数据^[6-7]时速度快、实时性好,但数据传输过程复杂,开销大。行缓冲器及其改进方案^[8-10]不需使用外存储器时,对于高分辨率的图像,片上压力过大;使用外存储器加行缓冲器时,存储资源较为紧张。考虑到实现复杂程

度及高分辨率图像可拓展性,本文将原始图像像素存储在双倍速率同步动态随机存储器(Double Data Rate Synchronous Dynamic Random Access Memory, DDR SDRAM)中。

在图像翘曲变换过程中,通过逐点计算已知目的像素坐标获得原始像素坐标,读取原始像素,但读取顺序是非线性的,即读取不是从左到右逐点、从上到下逐行按顺序进行。由于DDR最高效的访问方式是对连续地址的突发式(burst)读写,非线性读取原始像素会极大增加访问次数、降低访问效率。通常使用高速缓冲存储器(Cache)解决以上问题,通用图像Cache^[11]功能结构复杂,实现难度大。专门用于图像翘曲变换的Cache^[12]效果较好,但更适用于预先确定像素访问顺序而不是逐点计算目的像素坐标,且Cache存储资源使用量较大。

为实现HUD系统中的图像翘曲变换,并解决

收稿日期: 2019-06-10; 录用日期: 2019-09-29; 网络出版时间: 2019-10-09 09:30

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191008.1800.007.html

基金项目: 国家自然科学基金(61574099)

* 通信作者. E-mail: qiangliu@tju.edu.cn

引用格式: 康洁, 刘强. 一种用于图像翘曲变换的高速缓冲存储器设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 808-813.

KANG J, LIU Q. A Cache design for image warping[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 808-813 (in Chinese).

非线性读取原始像素造成的存储器访问效率下降问题,本文设计实现了一种高效率 Cache,研究创新性体现在以下3个方面。①考虑到在小规模应用场景下的灵活配置优势,将原始图像像素存储在分布式随机存储器(Random Access Memory, RAM)中^[13]。在 Cache 存储结构确定的情况下,存储不同图像位深度的像素数据会造成存储资源的浪费,本文提出存储空间分离管理技术来节省存储资源。②Cache 地址命中判断过程中进行多位地址比较时,逻辑资源使用量大,本文提出地址分级比较技术来节省逻辑资源。③Cache 容量不足会影响命中率,容量过大会增加面积和功耗^[14-15],本文提出一种 Cache 容量动态调整的方法,在保证命中率的前提下减小 Cache 容量,降低动态功耗及静态功耗。

1 图像翘曲变换模型分析

图像翘曲变换过程包括坐标映射和插值运算2个步骤。贝塞尔曲面具有良好的自由特性,仅通过改变控制点的位置及权重就可以改变曲面的形状。HUD 系统采用贝塞尔曲面模拟汽车的前挡风玻璃。原始图像与目的图像像素坐标映射关系为

$$(u, v) = H(x, y) \quad (1)$$

式中: $P(x, y)$ 为原始图像像素点; $Q(u, v)$ 为目的图像像素点; H 为两者之间映射关系。在实际应用中,由已知的目的像素坐标求得原始像素坐标:

$$(x, y) = H^{-1}(u, v) \quad (2)$$

(x, y) 整数部分为像素坐标,小数部分为像素权重。用于双线性插值的4个像素点坐标为 $P_1(\lfloor x \rfloor, \lfloor y \rfloor)$ 、 $P_2(\lfloor x \rfloor, \lfloor y \rfloor + 1)$ 、 $P_3(\lfloor x \rfloor + 1, \lfloor y \rfloor)$ 、 $P_4(\lfloor x \rfloor + 1, \lfloor y \rfloor + 1)$ 。“ $\lfloor \cdot \rfloor$ ”表示对数据向下取整。图像翘曲变换中像素坐标映射关系如图1所示。

输入一个目的像素坐标,得到4个原始像素坐标,插值运算模块依次读取位于原始图像两行

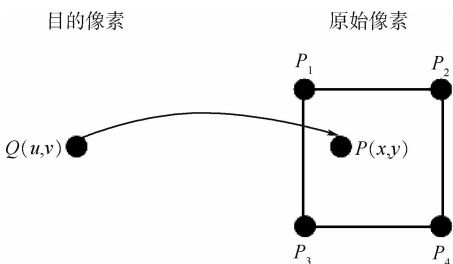


图1 图像翘曲变换像素坐标映射关系

Fig. 1 Coordinate mapping of pixels in image warping

内的4个像素点。DDR 的实际访问效率与突发式读、写数据的个数 N 有关,每次从 DDR 中读取一个像素数据时,实际访问效率变为突发式读取访问效率与突发式读取数据个数 N 的比值。此外,不同的目的像素可能对应相同的原始像素,对于同一原始像素的反复读取会增加 DDR 访问次数。

2 存储空间分离管理技术

图像位深度代表色彩等级,即一个像素包含的位数信息 M (单位:bit),常见的图像位深度有16、20、24、32 bit 等。Cache 内的 Cache 块数为 L ,给每个 Cache 块编号 $0 \sim (L - 1)$ 。Cache 块深度为一次突发式读取的像素个数 N ,宽度为图像位深度 M ,则每个 Cache 块存储 N 个 M bit 的原始像素数据。

分布式 RAM 基于查找表(Look Up Table, LUT)进行配置,在逻辑密集型应用及小规模应用场景中具有灵活配置优势。而 RAM 块更适用于大规模应用场景且存储配置较为固定,难以满足 Cache 块深度配置要求。因此本文采用分布式 RAM 存储原始像素数据,每个 Cache 块由 M 个深度为 N 的分布式 RAM 块构成,结构如图2所示。

在图2所示的存储结构下,存储图像位深度小于 M 的图像时,每个 Cache 块内会有一部分存储单元被浪费。针对常见的图像位深度,本文提出存储空间分离管理技术:

- 1) Cache 块宽度设置为可存储图像的最大位深度 M 。
- 2) Cache 块深度设置为一次突发式读取的像素个数 N 。
- 3) 当图像位深度小于 $M/2$ 时,一个 Cache 块内存储两次突发式读取的像素。
- 4) 当图像位深度处于 $M/2 \sim 3M/4$ 之间时,将每个 Cache 块内的存储单元按照图像位深度分为两组:被使用存储单元 $3M/4$ 和空闲存储单元

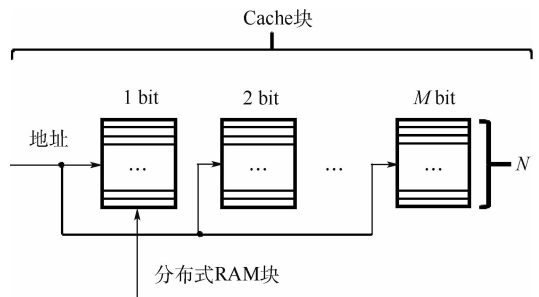


图2 Cache 块存储结构

Fig. 2 Storage structure of Cache block

$M/4$ 。图2所示地址线直接连接每个分布式RAM块内部的 N 个存储单元,地址不需要重新分配,每个Cache块连接一个地址比较器对其余像素地址进行比较。Cache块内每个分布式RAM块上带有一个使能信号,被使用存储单元连接原有的地址比较器,空闲存储单元内分布式RAM块上的使能信号置位后,每3个Cache块的空闲存储单元额外连接一个地址比较器,等同于增加一个Cache块。实际上增加的是比较器以及Cache块编号,数据存取方式不变。对于整个Cache,多连接了 $\lfloor L/3 \rfloor$ 个比较器,等同于增加 $\lfloor L/3 \rfloor$ 个Cache块。如图3所示。

5) 当图像位深度处于 $3M/4 \sim M$ 之间时,像素数据正常存储。

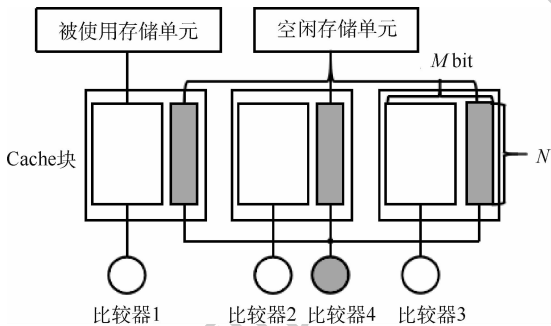


图3 存储空间分离管理技术示意图

Fig.3 Schematic diagram of storage separation management technology

3 地址分级比较技术

访问Cache内存储的数据需进行地址命中判断,通常数据的低若干位地址会直接连到Cache内部,用于确定被访问数据处于Cache中的具体位置,其余地址用于命中比较。访问像素时比较的像素地址位数越多,逻辑资源使用量越大。为节省逻辑资源,对像素地址细化分级。

3.1 地址分级

图像分辨率为 A (列数) $\times B$ (行数),则像素地址位数为 $(\lceil \log_2 A \rceil + \lceil \log_2 B \rceil)$ ，“ $\lceil \rceil$ ”表示对数据向上取整,共将像素地址分为3级。

1) 高位地址

像素地址的高 $\lceil \log_2 B \rceil$ 位为高位地址,用于确定被访问像素位于原始图像中的哪一行,高位地址存储在行表中,每行带一个地址比较器对其进行比较。

2) 中位地址

除去高位地址和低位地址,剩余的 $(\lceil \log_2 A \rceil - \lceil \log_2 N \rceil)$ 位为中位地址,用于确定被访问数据位

于哪一Cache块,每个Cache块带一个地址比较器对其进行比较。

3) 低位地址

像素地址的低 $\lceil \log_2 N \rceil$ 位为低位地址,直接与Cache块内的分布式RAM块连接,用于确定被访问像素处于Cache块内的具体位置。

3.2 地址命中比较过程

1) 比较行表中的高位地址与图像翘曲变换模块生成的高位地址,生成是否命中的信息。

2) 将命中行信息转换为命中行编码,简化行表到Cache块之间的命中信息传递关系。

3) 比较命中行编码与Cache块原本所属行编码,相等则选通相应Cache块上的中位地址比较器。

4) 比较Cache块对应的中位地址与图像翘曲变换模块生成的中位地址,命中后选通相应的Cache块,根据图像翘曲变换模块生成的低位地址读取像素数据。

5) 任一未命中都会生成未命中(miss)信息,DDR更新Cache内数据,并将更新信息传回行表,及时更新行表内高位地址。

地址命中判断过程如图4所示。

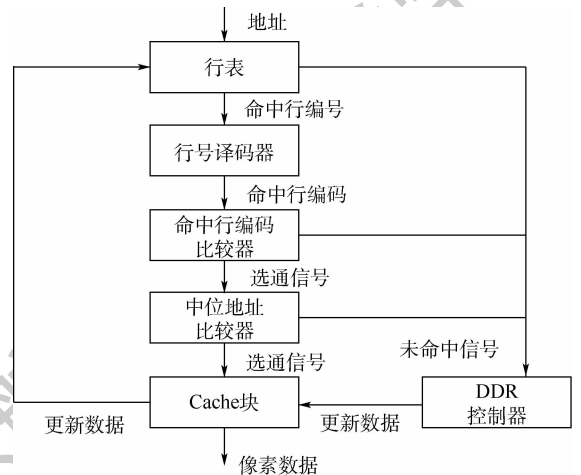


图4 Cache地址分级比较过程

Fig.4 Multi-level comparison process of Cache addresses

3.3 替换算法

为保证Cache命中率,需采用替换算法^[16-17]更新Cache内数据。最近最少使用(Least Recently Used, LRU)替换算法根据数据的历史访问记录进行数据替换,Cache中每个Cache块带有一个计数器记录最近被访问的情况,实现方案如下。

对Cache块进行命中排队,每次命中的Cache块直接放到队头,命中Cache块之前的Cache块

全部后移一个位置,Cache 块都未命中时替换队尾的 Cache 块。实际设计中不能移动 Cache 块,所以对 Cache 块的计数值进行加减操作来等同于排队。Cache 块的编号为 $0 \sim (L-1)$,初始计数值与编号相同。对于当前 Cache 块,计数值变化情况如下:

1) 若当前 Cache 块之前有 Cache 块命中,则其计数值保持不变,如图 5(a)所示。

2) 若当前 Cache 块命中,则其计数值取最大值为 $L-1$,如图 5(b)所示。

3) 若当前 Cache 块之后有 Cache 块命中,则其计数值减 1,如图 5(c)所示。

每次访问之后,同步调整每个 Cache 块的计数值,有未命中情况时将队尾计数值为 0 的 Cache 块替换掉。通过比较当前 Cache 块与命中 Cache 块的计数值确定两者的前后位置关系。

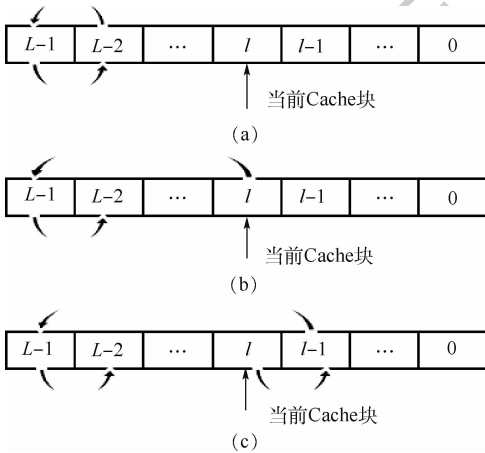


图 5 LRU 替换算法示意图

Fig. 5 Schematic diagram of LRU replacement algorithm

4 动态调整技术

4.1 Cache 容量

Cache 容量不足会导致部分像素点的误替换现象,Cache 容量过大会增加面积和功耗。像素访问过程中,对命中 Cache 块未改变之前的计数值进行统计,记录最小命中计数值 L_{\min} 。每个 Cache 块带一个控制自身是否关断的使能信号,将所有计数值小于 L_{\min} 的 Cache 块上的使能信号置位,对时钟信号进行关断。具体做法为:将相应 Cache 块上的使能信号与 Xilinx Virtex 7 环境内部 BUFGCE 上的使能端 CE 进行连接,控制相应 Cache 块进行关断,进而动态调整使用 Cache 的容量。

4.2 行表行数

一定时间内像素访问具有集中性,不会出现

相邻访问的像素跨多行的现象。在确定的图像尺寸 A (列数) $\times B$ (行数)下,存储高位地址的行表行数与 Cache 块数 L 及 Cache 块深度 N 相对应,最多为 $(\lfloor L \times N/A \rfloor + 2)$ 行。命中情况下对行表内高位地址差值进行统计,确定合理行数,以保证命中率并减少资源使用。

5 结果与分析

本文设计的应用于图像翘曲变换的 Cache 及其改进方案为在专用集成电路 (Application Specific Integrated Circuit, ASIC) 环境中实现车载 HUD 系统的预研工作,当前研究内容均基于现场可编程逻辑门阵列 (Field Programmable Gata Array, FPGA) 开发环境实现,并对像素访问过程进行软件模拟。测试图像的分辨率为 1920×1080 ,Cache 可存储最大图像位深度为 32 bit。未经改进的 Cache 包含 64 个 Cache 块,每块最多存储 64 个 32 bit 的像素数据,Cache 容量为 128 Kbit。此情况下系统使用 5 182 个可配置逻辑查找表 (Configurable Logic Block LUTs, CLB LUTs), 3 743 个可配置逻辑寄存器 (CLB Registers) 和 2 048 个存储资源 (LUTRAM),Cache 的命中率为 98.786%。

5.1 Cache 的使用对实验结果的影响

不使用 Cache 时从 DDR 中读取像素数据。使用 Cache 后,命中时从 Cache 中读取,未命中时从 DDR 中读取。Cache 的命中率即为 DDR 访问次数减少的比例,则使用 Cache 时 DDR 访问次数减少了 98% 以上,数据访问效率得到保证。

5.2 Cache 容量动态调整技术对实验结果的影响

本实验测试加入 Cache 容量动态调整技术确定可对部分 Cache 块进行关断后,Cache 块数为 64、32、16,Cache 块宽度为 32 bit,深度为 64 时,命中率及功耗对比情况,如表 1 所示。Cache 块数由 64 块减少至 16 块后,Cache 容量减少 75%,命中率不会明显降低,且动态功耗减少 67.578%,静态功耗减少 14.060%。

表 1 Cache 容量动态调整技术对实验结果的影响

Table 1 Effect of Cache capacity dynamic adjustment technology on experimental results

Cache 块数	命中率/%	动态功耗/W	静态功耗/W
64	98.786	20.076	3.293
32	98.736	11.610	2.988
16	98.716	6.509	2.830
变化量/%	-0.071	-67.578	-14.060

5.3 存储空间分离管理技术对实验结果的影响

本实验测试 Cache 块数分别为 64、32、16, Cache 块宽度为 32 bit, 深度为 64, 存储图像位深度为 16~24 bit 的像素数据时, 使用存储空间分离管理技术前后资源变化情况, 如表 2 所示。当 Cache 块数为 32 和 16 时, 逻辑资源 (CLB LUTs 和 CLB Registers) 增减基本持平, Cache 块数为 64 时, 逻辑资源增加较为严重。在不同 Cache 块数下, 存储资源 (LUTRAM) 可节省 25%, 此技术在节省存储资源方面更有优势。

表 2 存储空间分离管理技术对资源使用情况的影响

Table 2 Effect of storage separation management technology on resource usage

资源	Cache 块数	改进前	改进后	变化量/%
CLB LUTs	64	5 182	6 594	27.248
	32	2 628	2 951	12.291
	16	1 209	1 387	14.723
LUTRAM	64	2 048	1 536	-25.000
	32	1 024	768	-25.000
	16	512	384	-25.000
CLB Registers	64	3 743	3 242	-13.385
	32	1 855	1 604	-13.531
	16	927	807	-12.945

5.4 地址分级比较技术对实验结果的影响

本实验测试 Cache 块数分别为 64、32、16, Cache 块宽度为 32 bit, 深度为 64 时, 使用地址分级比较技术前后资源变化情况, 如表 3 所示。在不同的 Cache 块数情况下, 可有效节省近 10% 的逻辑资源 (CLB LUTs 和 CLB Registers)。

表 3 地址分级比较技术对资源使用情况的影响

Table 3 Effect of address multi-level comparison technology on resource usage

资源	Cache 块数	改进前	改进后	变化量/%
CLB LUTs	64	5 182	5 252	1.351
	32	2 628	2 559	-2.626
	16	1 209	1 217	0.662
CLB Registers	64	3 743	3 374	-9.858
	32	1 855	1 710	-7.817
	16	927	842	-9.169

6 结 论

在 HUD 系统中图像翘曲变换部分加入 Cache 可以有效解决像素数据访问连续性问题, 极大地降低 DDR 访问次数, 节省图像访问时间。

1) 通过 Cache 容量动态调整的手段, 在保证 Cache 命中率的前提下, 确定合理且尽可能小的 Cache 容量, 降低功耗。

2) 针对常见的图像位深度, 存储空间分离管

理技术可有效节省 25% 存储资源, Cache 块数较少的情况下效果更好。

3) 地址分级比较技术可有效节省近 10% 逻辑资源。

本文提出的应用于图像翘曲变换的 Cache 及其改进方案同样适用于图像旋转、缩放等图像处理应用。

参考文献 (References)

- [1] LEE M, KIM H, PAIK J. Correction of barrel distortion in fish-eye lens images using image-based estimation of distortion parameters[J]. IEEE Access, 2019, 7:45723-45733.
- [2] YUAN X, HU C, CHEN J, et al. Correction of capsule endoscope image distortion based on two-dimensional look-up table [C] // Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 553-557.
- [3] SHETE P P, MADHUKAR S D, BOSE S K. A real-time stereo rectification of high definition image stream using GPU [C] // 2014 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 158-162.
- [4] MENG G, XIANG S, PAN C, et al. Active rectification of curved document images using structured beams [J]. International Journal of Computer Vision, 2017, 122(1): 34-60.
- [5] TAN Z, ZHANG S, WANG R. Stable stitching method for stereoscopic panoramic video [J]. CAAI Transactions on Intelligence Technology, 2018, 3(1): 1-7.
- [6] LIN C, TSAI Y M, WANG W, et al. GPU-accelerated high-resolution image stitching with better initial guess [C] // 2018 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018: 1-3.
- [7] MELO R, FALCAO G, BARRETO J P. Real-time HD image distortion correction in heterogeneous parallel computing systems using efficient memory access patterns [J]. Journal of Real-Time Image Processing, 2016, 11(1): 83-91.
- [8] RYOO J R, LEE E S, PARK H K. Real-time implementation of an LUT-based image warping system [C] // IEEE Intelligence and Safety for Robotics 2013. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 1-4.
- [9] RYOO J R, LEE E S, DOH T Y. An implementation of real-time image warping using FPGA [J]. Journal of Embedded Systems & Applications, 2014, 9(6): 335-344.
- [10] LU Y, LUO X, WANG Y, et al. Line buffer reduction for LUT-based real-time image inverse warping [C] // 2016 14th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEW-CAS). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1-4.
- [11] GREISEN P, HEINZLE S, GROSS M, et al. An FPGA-based processing pipeline for high-definition stereo video [J]. EURASIP Journal on Image & Video Processing, 2011, 2011: 18.
- [12] JOON C Y, RAE R J. Image Cache for FPGA-based real-time image warping [J]. Journal of the Institute of Electronics and Information Engineers, 2016, 53(6): 91-100.

- [13] HAN X, CHEN S L, WU L, et al. Design and verification of distributed RAM using look-up tables in an SOI-based FPGA [C] // 2010 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010:306-308.
- [14] PENG M, LIU X. Adaptive rapid reconfigurable algorithm for low power Cache [C] // International Conference on Computational & Information Sciences. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013:203-206.
- [15] UPADHYAY B R, SUDARSHAN T S B. Low power predictive placement Cache scheme for embedded system [C] // 2014 International Conference on Embedded Systems (ICES). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014:250-254.
- [16] KUMAR S, SINGH P K. An overview of modern Cache memory and performance analysis of replacement policies [C] // 2016 IEEE International Conference on Engineering and Technology (ICETECH). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016:210-214.
- [17] 杜建海, 吕江花, 高世伟, 等. 面向航天器综合测试系统的Web缓存替换策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(8):1609-1619.
- DU J H, LYU J H, GAO S W, et al. A Web Cache replacement strategy for spacecraft comprehensive testing system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(8):1609-1619 (in Chinese).

作者简介:

康洁 女, 硕士研究生。主要研究方向: 用于高效平视显示系统的高速缓冲存储器设计。

刘强 男, 博士, 副教授, 博士生导师。主要研究方向: 数字集成电路设计、低功耗电路设计等。

A Cache design for image warping

KANG Jie^{1,2}, LIU Qiang^{1,2,*}

(1. School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. Tianjin Key Laboratory of Imaging and Sensing Microelectronic Technology, Tianjin 300072, China)

Abstract: The vehicle head-up display (HUD) system displays the source image plane on the windshield surface by image warping. Non-linear access to source image pixels degrades memory access efficiency. To solve this problem, a Cache is designed to ensure pixel access continuity, reduce memory access numbers and improve bandwidth resource utilization. To optimize the performance of Cache, a storage separation management technology and an address multi-level comparison technology are proposed to improve the storage density of image pixels and save logical resources. In addition, a method for dynamically adjusting the Cache capacity is proposed to reduce storage resource usage and power consumption while ensuring the hit rate. The experimental results show that the storage separation management technology saves storage resources by 25%. The address multi-level comparison technology saves logical resources by nearly 10%. The Cache capacity can be reduced by the dynamic adjusting method by 75%, dynamic power consumption is reduced by 67.578%, and static power consumption is reduced by 14.060%.

Keywords: image warping; Cache; storage separation management; address multi-level comparison; capacity dynamic adjustment

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0303

同步式 GPS 欺骗干扰信号生成技术与设计



柳亚川, 寇艳红*

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 出于对“低、慢、小”无人机进行导航定位诱骗的实际需求,在实验室原有的异步生成式 GPS 欺骗干扰源的基础上,研制了一种小型化的同步生成式 GPS 欺骗干扰源。首先,在异步生成式 GPS 欺骗干扰源射频信号模型的基础上,考虑到干扰源信号处理延时、欺骗信号的传播延时、无人机上目标接收机所接收真实卫星信号状态以及无人机运动模型,建立了对同步欺骗信号仿真时间和状态参数进行精确计算的数学模型。其次,通过本地授时型接收机提供驯服后的基准时钟和秒脉冲(1PPS)信号,实现欺骗干扰信号与真实卫星信号系统时的同步,并通过高阶直接数字频率合成(DDS)技术精确控制信号参数、保证欺骗信号到达目标接收机接收天线相位中心时与真实信号的相位状态在成功诱骗所允许的误差范围之内。最后,通过商用接收机和无人机进行了实验验证,在无人机上目标接收机正常跟踪真实卫星信号的前提下,开启同步生成式 GPS 欺骗干扰源发射欺骗信号,能够使目标接收机逐渐偏离正常定位测速结果而产生受控的定位测速结果。结果验证了同步信号模型和所设计同步信号生成电路的正确性,且表明同步生成式 GPS 欺骗干扰源能够实现对商用接收机和无人机导航定位的诱骗。

关键词: GPS 欺骗干扰源; 同步生成式; 时基同步; 同步信号模型; 无人机(UAV)诱骗

中图分类号: V249; TN972+.3

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2020)04-0814-08

目前,无人机技术日趋成熟,应用迅速增多,飞行频次和飞行范围急剧增加,在提供方便的同时对于飞行安全提出了巨大的挑战^[1]。民用无人机价格低廉、购买途径众多、操作门槛低、对起飞环境要求低,当前出现了大量黑飞无人机,一些未经审核的黑飞事件造成了严重的恶性影响,因此有必要对无人机实施监测,必要时进行强制管控。从 GPS 欺骗干扰技术着手管制无人机,具有较强的威胁性和隐蔽性,正逐渐成为当下无人机管制研究领域的热点之一^[2]。

GPS 欺骗式干扰可分为转发式欺骗干扰和生成式欺骗干扰^[3-5]:前者通过对真实卫星信号的延迟和转发达到欺骗目的,后者则通过自主生成

携带虚假导航信息的卫星导航信号实现欺骗。根据所生成欺骗信号是否与真实卫星信号同步,又可将生成式欺骗干扰分为异步生成式与同步生成式欺骗干扰^[6-8]。异步生成式欺骗干扰技术相对较为成熟,可由卫星导航射频信号模拟器实现,但一般需要借助于压制式干扰阻断接收机对真实卫星信号的跟踪,在确保干扰区域内接收机重新进入搜索捕获状态后才可有效实施欺骗干扰;而同步生成式欺骗干扰则可在接收机正常跟踪真实卫星信号的状态下无需压制而引导接收机逐渐偏离真实信号,控制目标接收机的定位测速,因而更难以被目标接收机所察觉。由于同步生成式欺骗干扰技术较为复杂,目前公开的相关文献中,大多只

收稿日期: 2019-06-17; 录用日期: 2019-11-17; 网络出版时间: 2019-11-25 14:03

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191125.1339.002.html

* 通信作者. E-mail: kouy@buaa.edu.cn

引用格式: 柳亚川, 寇艳红. 同步式 GPS 欺骗干扰信号生成技术与设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 814-821.
LIU Y C, KOU Y H. Research and design of synchronous GPS spoofing signal generation technology [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 814-821 (in Chinese).

是通过理论分析和软件仿真对欺骗干扰进行验证^[9-11],缺乏真实场景下的设计验证以及实验测试^[12]。

本文旨在研究同步式 GPS 欺骗干扰信号生成技术,建立了同步 GPS 欺骗信号的数学模型,给出了信号参数仿真、信号同步及诱骗方法;在此基础上,基于数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)芯片和现场可编程逻辑门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)架构研制了一种小型化的同步生成式 GPS 欺骗干扰源。最终通过室内商用接收机测试和室外商用无人机测试,在接收机和无人机锁定真实卫星信号以及不使用高功率干扰压制的前提下,开启干扰源,发射欺骗信号,成功诱使接收机和无人机逐渐偏离真实定位测速结果而输出预设的定位测速结果,从而验证了信号模型和诱骗方法的正确性以及所设计同步式 GPS 欺骗干扰源设备的有效性。

1 同步生成式 GPS 欺骗干扰

1.1 GPS 欺骗干扰源总体设计

在实验室已有的异步生成式 GPS 欺骗干扰源基础上^[13],本文所设计的便携式小型化同步生成式 GPS 欺骗干扰源组成框图如图 1 所示(1PPS 为秒脉冲),主要由信号处理模块、参考接收模块、上变频及射频调理模块、上位机主控模块组成。信号处理模块采用 DSP + FPGA 的架构,完成欺骗信号仿真计算并生成中频欺骗信号;参考接收模块以某款授时型接收机为基础,完成干扰源系统时和真实卫星系统时的同步,并提供时基信号、时间信息、位置信息和导航参数等给信号处理模块;上变频及射频调理模块完成中频信号的上变频和信号调理;上位机主控模块实现人机交互以及与导航诱骗系统中其他组件(如目标侦测系统)的数据交互和命令控制。

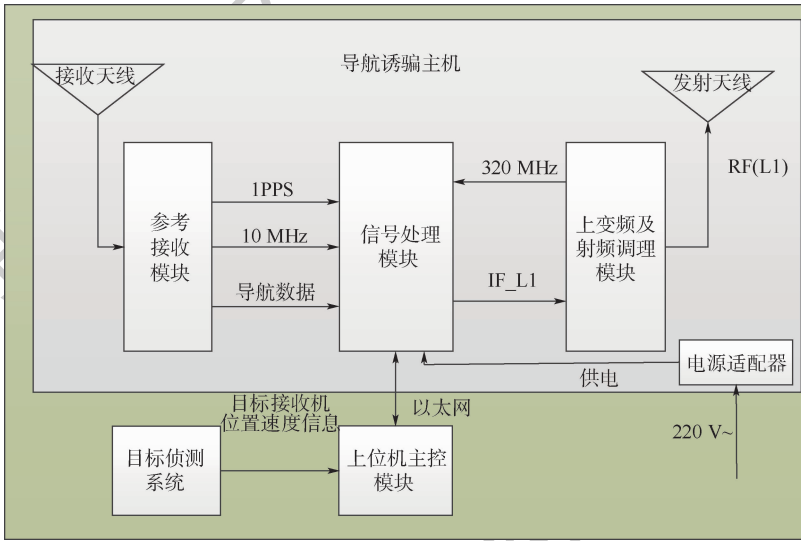


图 1 同步生成式 GPS 欺骗干扰源组成框图

Fig. 1 Block diagram of synchronous generator GPS spoofer

1.2 同步生成式 GPS 欺骗干扰信号的生成

1.2.1 欺骗信号模型

在 GPS 系统时 t 时刻欺骗干扰源所发射的射频信号可表示为^[13-14]

$$x_{RF}(t) = \sum_{j=1}^{N(t)} \sqrt{2P_s^j(t)} C^j(t - \tau^j(t)) \cdot D^j(t - \tau^j(t)) \cos(\phi^j(t)) + n(t) \quad (1)$$

式中: t 为信号发射时刻的 GPS 系统时; $N(t)$ 为对应 t 时刻的目标接收机处可见卫星数; $P_s^j(t)$ 为第 j 颗可见星信号功率; $C^j(t - \tau^j(t))$ 为第 j 颗可见星的伪随机码; $\tau^j(t)$ 为 t 时刻伪随机码传播延时; $D^j(t - \tau^j(t))$ 为第 j 颗可见星导航电文数据; $\phi^j(t)$ 为第 j 颗可见星载波相位; $n(t)$ 为随机噪声。

1.2.2 初始同步阶段的信号参数计算

同步生成式 GPS 欺骗干扰源能够生成当前目标接收机所有可见星的同步欺骗信号,欺骗信号到达目标接收机天线相位中心处的功率、码相位、载波多普勒和载波相位与真实信号的对齐误差要限制在一定的范围之内。同步生成式 GPS 欺骗干扰源根据本地授时型接收机提供的信息和时基信号计算并控制所仿真各历元时刻各颗卫星欺骗信号的功率、码相位、载波多普勒和载波相位参数,生成相应的射频欺骗信号通过发射天线向目标空域发射出去。

1) 功率

图 2 为功率估计示意图,其中 r_{sj} 为卫星发射

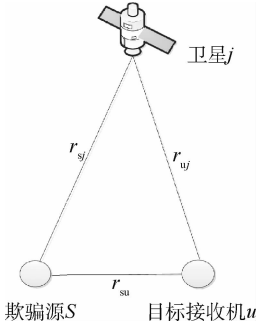


图2 功率计算示意图

Fig. 2 Schematic diagram of power calculation

天线相位中心到欺骗干扰源接收天线相位中心的距离, r_{wj} 为卫星发射天线相位中心到目标接收机接收天线相位中心的距离, r_{su} 为欺骗干扰源发射天线相位中心到目标接收机接收天线相位中心的距离。干扰源与目标接收机均使用全向接收天线。

通常 r_{sj} 和 r_{wj} 均远大于 r_{su} , 到达欺骗干扰源接收天线相位中心和目标接收机接收天线相位中心的卫星信号功率近似相等, 因此由干扰源处卫星信号功率估计目标接收机处卫星信号功率。

干扰源仿真的第 j 颗可见星信号功率计算公式为

$$P_s^j(t) = P_u^j(t) + \Delta P^j(t) - G_T(t) + 20 \lg \frac{4\pi r_{su}^2(t)}{\lambda} \quad (2)$$

式中: $P_u^j(t)$ 为 t 时刻真实卫星信号功率, 可由本地授时型接收机估计; $\Delta P^j(t)$ 为根据同步诱骗策略需要添加的欺骗信号相对于真实卫星信号功率的增量; $G_T(t)$ 为欺骗干扰源发射天线增益; λ 为信号波长。

2) 码相位

t 时刻干扰源所仿真第 j 颗可见星的码相位延迟可由下式进行估计:

$$\tau^j(t) = \frac{1}{c} |p_{sv}^j(t_T^j(t)) - p_u(t + \tau_{su})| + \tau_{iono}^j(t) + \tau_{trop}^j(t) + \tau_{rel}^j(t) + \Delta\tau^j(t) \quad (3)$$

$$\tau^j(t) = t + \tau_{su} - t_T^j(t) \quad (4)$$

式中: c 为光速; $t_T^j(t)$ 为所仿真的第 j 颗可见星信号从卫星发射的时刻 (GPS 系统时); $p_{sv}^j(t_T^j(t))$ 为卫星信号发射时刻的卫星位置; $\tau_{su} = r_{su}/c$ 为从欺骗干扰源发射天线相位中心到目标接收机接收天线相位中心的信号传播时间; $p_u(t + \tau_{su})$ 为 GPS 系统时 $t + \tau_{su}$ 时刻 (目标接收欺骗信号时刻) 的目标无人机天线相位中心位置; $\tau_{iono}^j(t)$ 为电离层延迟; $\tau_{trop}^j(t)$ 为对流层延迟; τ_{rel}^j 为相对论效应引起的延迟; $\Delta\tau^j(t)$ 为根据同步诱骗策略需要添加的

欺骗信号相对真实卫星信号码相位的增量。

式(3)与式(4)的右端有两对参数的计算存在相互依赖关系, 需要通过二分法迭代求解^[14]。在实现时基同步后可精确读取干扰源信号发射时刻 t , τ_{su} 可以由已事先测定的干扰源发射天线相位中心位置 $p_s(t)$ 与 $t + \tau_{su}$ 时刻的接收天线相位中心位置 $p_u(t + \tau_{su})$ 计算, 即 $\tau_{su} = (p_s(t) - p_u(t + \tau_{su}))/c$, 其中 τ_{su} 与 $p_u(t + \tau_{su})$ 的计算可以采用二分法迭代得到, 迭代误差控制在伪距控制误差之内; 之后, 将 τ_{su} 代入式(4), 再将式(4)代入式(3)消去 $\tau^j(t)$, 用二分法迭代计算得出卫星信号发射时刻 $t_T^j(t)$ 和卫星信号发射时刻卫星的位置 $p_{sv}^j(t_T^j(t))$; $\tau_{iono}^j(t)$ 计算模型为 Klobuchar 模型; $\tau_{trop}^j(t)$ 计算模型为改进的 Hopfield 模型; τ_{rel}^j 的计算式为

$$\tau_{rel}^j = Fe\sqrt{A}\sin(E_k(t)) \quad (5)$$

式中: $F = -4.442807633 \times 10^{-10}$ s/m; e 为卫星轨道偏心率; A 为卫星轨道的半长轴; $E_k(t)$ 为卫星轨道的偏近点角^[15]。

在初始同步与功率增强阶段, 以及动态调整阶段, 码相位增量 $\Delta\tau^j(t)$ 的取值不同, 具体分析见 1.2.3 节。

区别于普通模拟器, 如图3所示, 同步生成式 GPS 欺骗干扰源需要精确控制到达目标的信号状态, 相应地需要精确控制欺骗信号发射时刻 (GPS 系统时)。由于干扰源本地授时型接收机可以获得其接收天线接收真实卫星信号的时刻, 而该时刻到干扰源发射天线发射欺骗信号时刻的延时 t_d (称为诱骗系统信号处理延时) 则可事先标定, 然后在信号产生过程中予以补偿。

3) 载波多普勒

同步生成式 GPS 欺骗干扰源需要控制产生的第 j 颗卫星欺骗信号的载波多普勒为

$$f_{d,s}^j(t) = f_{d,u}^j(t) - f_{d,su}^j(t) + \Delta f_d^j(t) \quad (6)$$

$$\Delta f_d^j(t) = f_{d,u}^j(t) - f_{d,su}^j(t) \quad (7)$$

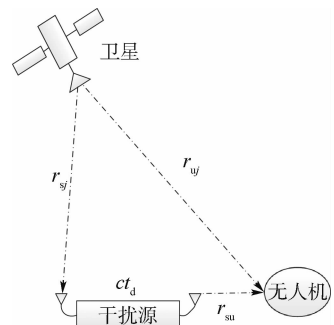


图3 码相位计算示意图

Fig. 3 Schematic diagram of code phase calculation

式中: $f_{d,u}^j(t)$ 为目标接收机真实位置与该颗卫星之间的多普勒频移; $f_{d,su}^j(t)$ 为干扰源与目标接收机真实位置之间多普勒频移; $\Delta f_d^j(t)$ 为根据同步诱骗策略需要叠加的欺骗信号相对于真实卫星信号载波多普勒频移增量; $f_{d,u'}^j(t)$ 为根据同步诱骗策略计算的目标接收机欺骗位置与该颗卫星之间的多普勒频移。可根据卫星位置、目标接收机真实位置和目标接收机欺骗位置计算距离变化率从而计算 $f_{d,u}^j(t)$ 、 $f_{d,su}^j(t)$ 和 $f_{d,u'}^j(t)$, 或者由卫星速度、目标接收机真实速度和目标接收机欺骗速度计算 $f_{d,u}^j(t)$ 、 $f_{d,su}^j(t)$ 和 $f_{d,u'}^j(t)$, 本文设计中采用第 1 种方法。

1.2.3 信号同步及诱骗方法

1) 时基同步

欺骗信号与真实卫星信号同步精度取决于干扰源的欺骗信号参数计算和控制精度以及干扰源控制信号发送时刻的精度。时基同步是为了保证欺骗干扰源与真实卫星系统时保持时间上的同步, 并能够标定和校准从接收卫星信号到发送欺骗信号的时延 t_d 。

为了实现时基同步的功能, 本文方案采用一个本地授时型接收机, 能够提供精度满足要求的驯服后的基准时钟和 1PPS 信号。干扰源通过本地授时型接收机读取当前 GPS 时, 并利用 1PPS 信号和 10 MHz 时钟作为 FPGA 数字信号合成和射频模块信号输出的时基和时钟源, 实现干扰源本地时钟和真实卫星系统时的同步; 同时依据 1.2.1 节的欺骗信号模型和信号参数估计方法, 计算导航观测量和电文参数, 并通过高阶直接数字频率合成 (Direct Digital Synthesis, DDS) 技术精确控制信号状态, 高阶 DDS 使用 FPGA 片内资源, 进行多级调整, 精确地模拟由卫星和接收机相对运动引起的多普勒变化, 保证欺骗信号到达目标接收机接收天线相位中心时与真实信号的相位状态在成功诱骗所允许的误差范围之内。

2) 目标接收机跟踪环路的俘获

为了避免欺骗信号被目标接收机识别, 可将欺骗干扰源俘获目标接收机跟踪环路的的过程分为以下 2 个阶段^[16]: ①初始同步与功率增强阶段, ②动态调整阶段。如图 4 所示, 在初始同步与功率增强阶段, 初始的欺骗信号功率应低于真实卫星信号功率, 此时 $\Delta P^j(t) < 0$, 信号相位误差与多普勒误差状态应保持在一定范围内, 欺骗位置和接收机真实位置 $p_u(t + \tau_{su})$ 一致, 此时码相位增量 $\Delta\tau^j(t)$ 和 $\Delta f_d^j(t)$ 为 0; 随后逐步通过增加欺骗信号的功率, 即逐渐增大 $\Delta P^j(t)$, 最终使欺骗信

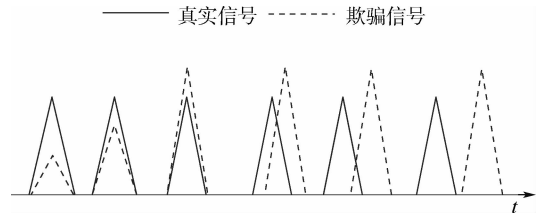


图 4 欺骗信号俘获跟踪环路示意图

Fig. 4 Schematic diagram of tracking loop captured by spoofing signal

号功率高于真实卫星信号功率^[16], 使欺骗信号获得目标接收机跟踪环路的主导权。为了确保欺骗信号功率升高过程中不易引起目标接收机警觉, 并且能稳定控制目标接收机跟踪环路, 应保证功率升高过程平稳且缓慢, 以一定的增速持续足够长的时间直至功率最终达到某一合适值。

在俘获目标接收机跟踪环路主导权之后, 进入动态调整阶段, 通过对欺骗信号所仿真目标接收机动态进行调整, 此时欺骗位置不再为 $p_u(t + \tau_{su})$, 而是根据设定的欺骗轨迹, 改变干扰源欺骗信号仿真的欺骗位置, 根据 1.2.2 节的推导公式计算码相位和载波多普勒, 调整码相位增量 $\Delta\tau^j(t)$ 和载波多普勒增量 $\Delta f_d^j(t)$, 牵引目标接收机跟踪环路逐步脱离真实卫星信号, 完成整个诱骗过程。

鉴于目前大多数 GPS 接收机所采用的 3 阶或 3 阶以下载波跟踪锁相环路 (PLL), 以及恒定速度的突变会引起欺骗信号多普勒突变, 易被接收机检测识别^[15], 因此本设计欺骗信号采用初始速度为 0 的匀加速动态调整策略, 并在速度达到最大值后, 保持不变, 即

$$v(t) = \begin{cases} at & at \leq v_{\max} \\ v_{\max} & at > v_{\max} \end{cases} \quad (8)$$

式中: v_{\max} 为最大速度; a 为加速度, 其大小受限于接收机 PLL 噪声带宽以及 PLL 更新周期。

欺骗信号动态调整过程, 若加速度和最大速度增大, 则需增大欺骗信号的功率保证成功欺骗目标接收机^[16], 因此欺骗信号加速度和最大速度不应设置过大。

2 实验分析

为了验证上述模型的正确性及方法和设计的可行性, 本文首先在室内利用商用接收机进行了静态诱骗实验, 然后在室外利用商用无人机分别进行了静态和动态诱骗实验。其中室外无人机动态诱骗实验参数具体设置见 2.2 节无人机动态诱

骗测试部分;而室内商用接收机及室外无人机静态诱骗实验参数设置如下:

1) 初始同步与功率增强阶段

欺骗信号初始仿真位置为目标接收机真实位置 $p_u(t + \tau_{su})$, 仿真的接收机动态速度为 0, 加速度为 0; 初始欺骗信号功率低于真实卫星信号功率, 功率增加速率为 2 dB/s, 持续时间为 8 s。

2) 动态调整阶段

欺骗信号功率保持初始同步阶段最大功率, 改变欺骗信号所仿真的目标无人机的动态, 在地心固地坐标系 (ECEF) 直角坐标系下 x 方向初始速度为 0, 加速度为 0.2 m/s^2 , 最大速度为 3.8 m/s , y 方向和 z 方向速度恒为 0。

2.1 室内商用接收机诱骗测试

1) 码相位同步精度测试

使用 2 个商用接收机 (Trimble Mini-T™ GC 和 NovAtel OEM615) 分别接收真实卫星信号和干扰源欺骗信号, 输出秒脉冲, 使用 TDS3052B 示波器测试 2 个秒脉冲的对齐精度, 接收干扰源欺骗信号接收机输出的秒脉冲与接收真实卫星信号接收机输出的秒脉冲对齐误差的测试结果截图如图 5 所示, 测试阶段为初始同步与功率增强阶段。

多次测试结果表明 2 个接收机输出的秒脉冲对齐误差小于 100 ns , 即 0.1 个码片; 这保证了干扰源产生的欺骗信号与真实卫星信号到达目标接收机时的时间同步^[2,10,17]。

2) 载噪比测试

在一定的热噪声背景下, 卫星信号绝对功率的变化直接体现在射频信号载噪比的变化上^[18], 本文通过测试接收机接收信号载噪比变化验证欺骗信号功率变化对接收机跟踪环路的影响, 测试阶段为初始同步与功率增强阶段。

采用北京卫信杰科技发展有限公司的 W220 接收机作为室内测试的目标接收机, 其射频输入端同时连接干扰源射频输出与实验室屋顶天线; 起初只接收真实卫星信号, 待接收机稳定输出

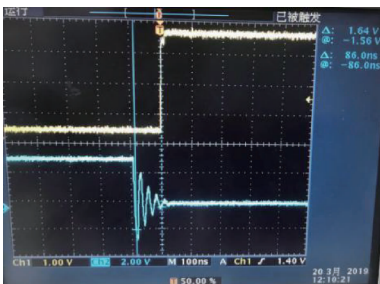


图 5 秒脉冲误差测试结果

Fig. 5 Test results of 1PPS error

真实坐标 ($39.978\ 635^\circ \text{N}$, $116.344\ 224^\circ \text{E}$, 70 mH) 后, 在不对此接收机进行压制干扰的前提下, 开启干扰源, 首先输出低功率的同步欺骗信号, 可观察到接收机定位不受影响, 定位没有中断; 然后在第 5 s 开始逐步增加干扰信号功率, 每秒增加 2 dB, 持续 8 s, 随后保持功率不变。读取接收机所记录的每秒一次的可见星 PRN8、PRN21、PRN26 载噪比如图 6 所示。

以 PRN8 载噪比为例, 由图 6 可见, 在第 1 ~ 4 s 干扰源发射低功率欺骗信号, 接收机所跟踪真实卫星信号的载噪比均不超过 $43 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$; 第 5 ~ 6 s 欺骗信号功率增加但仍低于真实卫星信号功率, 接收机跟踪环路保持锁定真实卫星信号, 所估计载噪比没有明显变化; 第 7 ~ 12 s 欺骗信号功率高于真实卫星信号功率, 接收机跟踪环路锁定欺骗信号, 因此接收机所估计载噪比随欺骗信号功率提高而提高。值得注意的是, 实验中发现欺骗信号高功率入侵诱骗成功的概率更高, 而低功率入侵有时会引起定位中断, 其原因是干扰源所发射欺骗信号很难做到与真实卫星信号载波相位完全同步, 在相差较大甚至反相的情况下容易引起信号短暂失锁。

3) 接收机定位测速诱骗测试

初始设置及信号功率变化与载噪比测试设置一致, 随后从第 30 s 开始逐步增加干扰源所仿真目标在 ECEF 直角坐标系下 x 方向上的速度, 初始速度为 0, 加速度为 0.2 m/s^2 , 持续时间为 19 s, y 方向和 z 方向速度保持为 0, 实验结果如图 7 所示。由图中可知, 接收机定位测速结果与预设轨迹速度相吻合, 接收机被成功诱骗到干扰源所预设的定位测速结果。

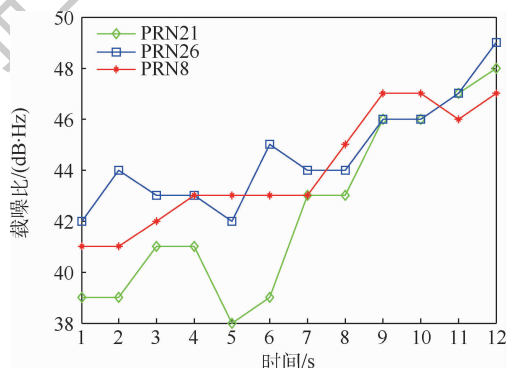


图 6 载噪比测试结果

Fig. 6 Test results of carrier to noise ratio

2.2 室外无人机诱骗测试

1) 无人机静态诱骗测试

实验场地为北京航空航天大学, 使用的无人机为大疆创新科技有限公司的 PHANTOM 4 PRO

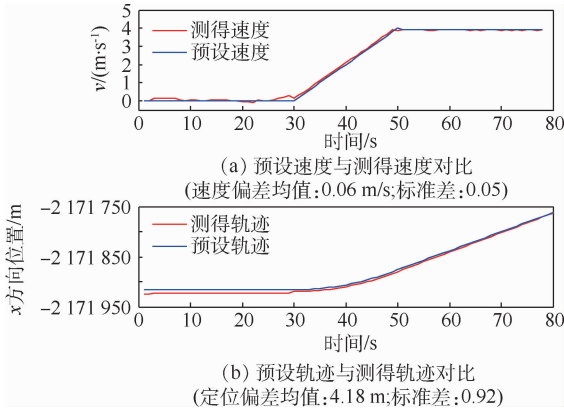


图 7 接收机定位测速结果与预设轨迹速度的比较
Fig. 7 Comparison of receiver position and velocity results with preset trajectory and velocity

无人机。首先使无人机接收真实卫星信号,在定位之后且不对无人机进行压制的前提下,打开干扰源发射欺骗信号,诱骗方法同室内测试相同。采用 DJI Assistant 2 调参软件来观测无人机传感器给出的飞行轨迹,软件所显示的无人机定位位置偏离起始点的距离随运行时间的变化如图 8 所示。可见无人机定位一直没有中断,在开启干扰源后逐步锁定到欺骗信号,从图 8 中的第 72 s 开始其输出的定位位置发生移动。由于无法从 DJI Assistant 2 软件导出无人机定位轨迹的记录数据,本文同时使用了 W220 接收机与无人机一起进行诱骗实验。图 9(a)对比了 W220 接收机定位轨迹和干扰源预设欺骗轨迹;图 9(b)对比了无人机偏离起始点距离(由图 8 读数绘制而成)以及 W220 接收机定位结果偏离起始点的距离。

由图 8 和图 9 可见,W220 接收机输出的定位测速结果与预设的欺骗轨迹相符合;无人机配套软件所输出偏离起始点的距离与接收机定位结果

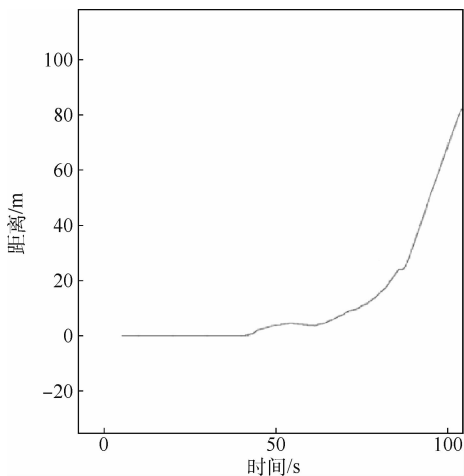


图 8 DJI Assistant 2 所显示无人机偏离起始点的距离
Fig. 8 Distance of UAV deviated from origin displayed by DJI Assistant 2

偏离起始点距离相符合,可说明在开启干扰源后,无人机定位未中断,由锁定真实卫星信号转而锁定欺骗信号,并且输出干扰源预设的欺骗轨迹,无人机欺骗成功。

2) 无人机动态诱骗测试

无人机动态诱骗实验设备及环境如图 10 所示,实验场地为北京市沙河非禁飞区,通过无人机定位,显示当地真实坐标为 $(40.176698^{\circ}\text{N}, 116.269926^{\circ}\text{E})$ 。

图 11(a)为无人机动态诱骗实验的场景设计(V_{UAV} 为无人机初始速度, V_s 为欺骗速度),图 11(b)~(d)给出了实验过程中无人机通过关键轨迹点的视频截图。

首先通过无人机遥控软件 DJI GO 4 预设无人机匀速由 A 点 $(40.176698^{\circ}\text{N}, 116.269926^{\circ}\text{E})$ 飞往 B 点 $(40.176582^{\circ}\text{N}, 116.269952^{\circ}\text{E})$,飞行速度为 0.3 m/s 。在不对无人机进行压制干扰的前提下,开启干扰源,首先输出低功率的同步欺骗信号,可观察到无人机由预设的起始位置即图 11(b)中的 A 点向预设的 B 点方向正常飞行(若欺骗信号引起无人机接收机失锁,则无人机会悬停),在飞行时刻第 5 s 开始逐步增加欺骗信号功率,每秒增加 2 dB ,持续 8 s ,随后保持功率不变,第 12 s 无人机飞行至 C 点 $(40.176653^{\circ}\text{N},$

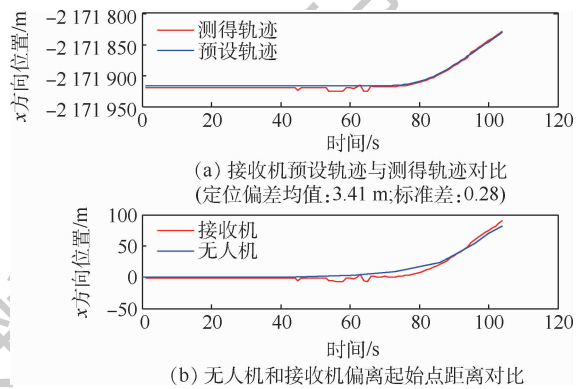


图 9 轨迹和偏离起始点的距离
Fig. 9 Trajectory and distance deviated from origin



图 10 无人机外场实验设备及环境
Fig. 10 UAV field experimental equipment and environment

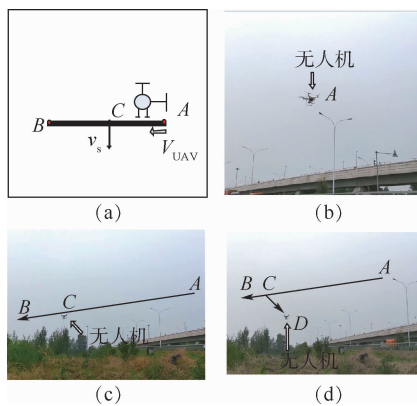


图 11 无人机动态诱骗实验场景

Fig. 11 Dynamic experimental scenario of UAV spoofing

116.269930°E),如图 11(c)所示;随即逐步增大干扰源所仿真目标在东北天坐标系下的东向速度 V_e ,初始速度为0,加速度为 0.2 m/s^2 ,持续时间为5s,北向和天向速度为0;可观测到无人机飞向D点(40.176707°N,116.269967°E),偏离预设飞行路径,如图 11(d)所示,说明欺骗信号获得了跟踪环路主导权,无人机诱骗成功。因为无法从DJI Assistant 2软件导出无人机定位信息,所以无法对无人机飞行轨迹进行进一步的数据分析。

值得注意的是,无人机导航飞控系统融合了卫星导航、惯性导航、视觉导航、气压计等多源传感器信息,无人机卫星导航接收机受到干扰源欺骗信号影响后,无人机仍然可以获取其余传感器信息,因此若要进一步控制无人机飞行轨迹,还需结合无人机导航飞控系统控制策略,这将是下一步研究工作的难点所在。

3 结论

1) 设计实现了一种小型化的同步生成式GPS欺骗干扰源,建立了同步式GPS欺骗干扰信号模型,给出了信号仿真参数的计算方法,采用时基同步的方法补偿了干扰源的处理时延,通过商用接收机验证了GPS欺骗干扰信号模型及同步设计的正确性。

2) 给出了干扰信号俘获目标接收机跟踪环路过程中欺骗信号参数的调整方法,并通过商用接收机和无人机进行了静态和动态实验验证,结果表明该方法能够使干扰源在不需要压制干扰阻断目标接收机跟踪环路的情况下成功俘获跟踪环路的主导权,最终使目标接收机输出预设的定位测速结果,验证了该方法的可行性。

为了提高诱骗成功率,并能够诱骗无人机在防护区范围内飞往预设的诱骗位置,需要在本文

工作基础上针对初始载波相位误差而优化诱骗策略,并进一步分析无人机导航飞控系统,结合其飞控策略和测控链路设定合理的诱骗策略,并通过动态飞行实验验证其效果。

参考文献 (References)

- [1] LOH R, BIAN Y, ROE T. UAVs in civil airspace: Safety requirements[C]//IEEE Aerospace and Electronic Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 5-17.
- [2] KERN S A J, SHEPARD D P, BHATTI J A, et al. Unmanned aircraft capture and control via GPS spoofing[J]. Journal of Field Robotics, 2014, 31(4): 617-636.
- [3] AKOS D M. Who's afraid of the spoofer? GPS/GNSS spoofing detection via automatic gain control (AGC)[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2012, 59(4): 281-290.
- [4] 高志刚, 孟繁智. GPS转发式欺骗干扰原理与仿真研究[J]. 遥控遥测, 2011, 32(6): 44-47.
GAO Z G, MENG F Z. Principle and simulation research of GPS repeater deception jamming[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2011, 32(6): 44-47 (in Chinese).
- [5] 庞晶, 倪少杰, 聂俊伟, 等. GNSS欺骗干扰技术研究[J]. 火力与指挥控制, 2016, 41(7): 1-4.
PANG J, NI S J, NIE J W, et al. An overview to GNSS spoofing technologies[J]. Fire Control & Command Control, 2016, 41(7): 1-4 (in Chinese).
- [6] CAVALERI A, MOTELLA B, PINI M, et al. Detection of spoofed GPS signals at code and carrier tracking level[C]//Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 1-6.
- [7] JOVANOVIC A, BOTTERON C, FARINE P A. Multi-test detection and protection algorithm against spoofing attacks on GNSS receivers[J]. Position, Location & Navigation Symposium-plans, 2014, 7(4): 1258-1271.
- [8] HUMPHREYS T E, LEDVINA B M, PSIAKI M L, et al. Assessing the spoofing threat: Development of a portable GPS civilian spoofer[C]//21st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas, VA: The Institute of Navigation, 2008: 2314-2325.
- [9] 黄龙, 吕志成, 王飞雪. 针对卫星导航接收机的欺骗干扰研究[J]. 宇航学报, 2012, 33(7): 884-890.
HUANG L, LV Z C, WANG F X. Spoofing pattern research on GNSS receivers[J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(7): 884-890 (in Chinese).
- [10] 陈碧, 郭承军. GPS欺骗干扰过程研究[J]. 科技通报, 2016, 32(10): 164-169.
CHEN B, GUO C J. Study on GPS spoofing pattern process[J]. Bulletin of Science and Technology, 2016, 32(10): 164-169 (in Chinese).
- [11] 马克, 孙迅, 聂裕平. GPS生成式欺骗干扰关键技术[J]. 航天电子对抗, 2014, 30(6): 24-26.
MA K, SUN X, NIE Y P. Research on key technologies of GPS generated spoofing[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2014, 30

- (6):24-26 (in Chinese).
- [12] 何亮,李炜,郭承军.生成式欺骗干扰研究[J].计算机应用研究,2016,33(8):2405-2408.
HE L, LI W, GUO C J. Study on GPS generated spoofing attacks [J]. Application Research of Computers, 2016, 33(8): 2405-2408 (in Chinese).
- [13] 寇艳红. GNSS 软件接收机与信号模拟器系统研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2006:55.
KOU Y H. Research on GNSS software receiver and signal simulator[D]. Beijing: Beihang University, 2006:55 (in Chinese).
- [14] 李铭涵.生成式GPS欺骗无人机干扰源设计与实现[D].北京:北京航空航天大学,2018:14.
LI M H. Research and implementation of a GPS signal generator spoofing UAVs[D]. Beijing: Beihang University, 2018: 14 (in Chinese).
- [15] 谢刚. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009:79.
XIE G. Principles of GPS and receiver design [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009:79 (in Chinese).
- [16] 樊鼎. GPS 同步生成式欺骗干扰及检测方法研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2018:9-12.
FAN D. Design of GNSS multiplexing signal quality monitoring receiver[D]. Beijing: Beihang University, 2018:9-12 (in Chinese).
- [17] ZHOU M, LIU Y, XIE L, et al. Performance analysis of spoofing signal ratio for receiver-spoofers[C] // Proceedings of the 2017 International Technical Meeting of the Institute of Navigation. Washington, D. C. :INST Navigation, 2017:898-911.
- [18] 潘虹臣. GNSS 信号质量监测接收机设计[D]. 北京:北京航空航天大学,2016:8.
PAN H C. Design of GNSS signal quality monitoring receiver [D]. Beijing: Beihang University, 2016:8 (in Chinese).

作者简介:

柳亚川 男, 硕士研究生。主要研究方向: 卫星导航。

寇艳红 女, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 卫星导航、无线通信、数字信号处理。

Research and design of synchronous GPS spoofing signal generation technology

LIU Yachuan, KOU Yanhong*

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

Abstract: In order to meet the actual requirements of navigation spoofing of “low, slow, small” UAV, a miniaturized synchronous GPS spoofer has been developed based on our asynchronous GPS generator spoofer. Firstly, based on asynchronous GPS generator spoofer RF signal model, considering the spoofer signal processing delay, the spoofing signal propagation delay, the status of the authentic satellite signal received by the UAV receiver, and the dynamic model of the UAV, established the mathematical model to accurately calculate the simulation time and state parameters of the synchronous spoofing signal. Secondly, a local timing receiver is employed to provide the disciplined reference clock and 1 pulse per second (1PPS) signal to synchronize the spoofing signal with the authentic system time, and high-order direct digital synthesis(DDS) technology is applied to accurately control the signal parameters and ensure that the difference between the spoofing signal and the authentic signal is within the tolerances allowed for successful spoofing when the spoofing signal reaches the phase center of the receiving antenna of the target receiver. Finally, the test results using a popular commercial UAV and a commercial receiver are presented. When the UAV receiver tracks the authentic satellite signal, the synchronous GPS spoofer begins to transmit the spoofing signal, which gradually deviates the target receiver from its normal measurements and makes it output the position and velocity results under control. The results verify the established synchronous signal model, the designed synchronous signal generation circuit, and indicate the synchronous GPS spoofer can achieve navigation spoofing of commercial UAV and commercial receiver.

Keywords: GPS spoofer; synchronous generator; time base synchronization; synchronous signal model; unmanned aerial vehicle (UAV) spoofing

Received: 2019-06-17; Accepted: 2019-11-17; Published online: 2019-11-25 14:03

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20191125.1339.002.html

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0320

基于 LSTM 的 TTE 网络速率约束流量预测



史亚菲, 李峭*, 熊华钢

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 时间触发以太网(TTE)中的速率约束(RC)流量为事件触发流量,在 RC 流量动态调度的应用场景下,若能预测未来短时间内数条 RC 流量到达交换节点的序列,使交换节点提前进行调度决策,以减小 RC 流量时延,提高网络吞吐量。对 RC 流量到达序列预测问题进行了研究,建立了 RC 流量的到达序列模型,提出了基于长短期记忆网络(LSTM)算法的 RC 流量预测算法。利用 OMNET++ 工具进行 TTE 网络仿真,得到多组混合关键性配置下 RC 流量的传输数据;以此作为输入样本对预测算法进行训练和测试。实验结果显示,LSTM 算法在 RC 流量预测问题的准确率达到了 70% 以上。通过对比实验说明所提算法适用于 RC 流量预测场景。

关键词: 时间触发以太网(TTE)网络; 速率约束(RC)流量; 流量预测; 长短期记忆网络(LSTM)算法; 网络仿真

中图分类号: V247; TP393

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0822-08

经历了分立式、联合式、综合式和先进综合式发展阶段^[1],综合化航空电子体系将进一步向基于混合关键性互连的分布式综合模块化^[2](Distributed Integrated Modular Avionics, DIMA)体系发展,能够在保证网络不同关键等级实时性的同时,提高系统组件功能性能综合的灵活性。时间触发以太网^[3](Time-Triggered Ethernet, TTE)在航空航天应用的以太网中支持:时间触发(Time-Triggered, TT)、速率约束(Rate-Constrained, RC)和尽力而为(Best-Effort, BE)流量类型^[4]。其中,TT 流量是基于全局时间同步的静态调度时刻表进行发送,以确保传输无碰撞,具有最高优先级;RC 流量相当于航空电子全双工交换式以太网^[5-6](Avionics Full Duplex switch Ethernet, AFDX)的标准流量,具有传输延迟上界保证,处于次高优先级;BE 流量为传统互联网流量,不需考虑延迟和

抖动,优先级最低。

随着未来航空电子分布式综合和智能组件的开放式集成,有望在混合关键性网络中实现流量动态的接入和调度^[7]。而 RC 流量为事件触发流量,在 TT 调度窗口之间的间隙进行传输,既有随机性的影响,又需要规避严格的高优先级流量,单纯地采用概率模型或最坏情况下分析模型都难以完备地描述。如果可以预测 RC 流量的到达顺序,就能使交换节点提前作好 RC 流量调度的决策,以充分利用传输间隙。

关于网络流量预测的研究中,Sang 和 Li^[8]首次研究并证明了网络流量在短时间内具有可预测性;Levin 和 Tsao^[9]提出了对所有时间间隔具有统计意义的 ARIMA(0,1,1)模型;张九跃和焦玉栋^[10]研究了适用于短时交通流量预测问题的径向基函数(RBF)神经网络算法;赵岩和何鹏^[11]研究

收稿日期: 2019-06-20; 录用日期: 2019-07-05; 网络出版时间: 2019-08-07 10:34

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190807.1023.001.html

基金项目: 国防科技基金(0101070); 中央高校基本科研业务费专项资金(YWF-14-DZXY-018); 载人航天预先研究项目(060301)

* 通信作者. E-mail: avionics@buaa.edu.cn

引用格式: 史亚菲, 李峭, 熊华钢. 基于 LSTM 的 TTE 网络速率约束流量预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 822-829.
SHI Y F, LI Q, XIONG H G. Rate-constrained traffic prediction of TTE network based on LSTM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 822-829 (in Chinese).

非线性组合算法,使用支持向量机的方法把 ARIMA、ARMA 以及 GM(1,1)算法的 3 种网络流量预测结果进行组合;肖甫等^[12]研究了基于智能优化的分布式网络流量预测方法;赵季红等^[13]提出了一种自适应的核最小均方算法预测卫星网络流量。

考虑到 RC 流量具有以下特征:应用层到达的规律不同;具有一定的抖动^[14],且无法用统计学中的各态历经表示;长时间的偏差累积会产生相位漂移,本文拟采用深度学习的方法进行 RC 流量预测。长短期记忆网络(Long Short-Term Memory, LSTM)是一种递归神经网络,逐渐地应用于语音文字识别、金融、工业预测等领域中,适用于处理和预测时间序列问题^[15-16]。为了预测未来短时间内 RC 流量的传输情况,本文在前人研究成果的基础上,建立了 RC 流量的到达序列模型,结合 LSTM 算法编写了预测软件。为对预测算法进行评估,使用 OMNET++ 工具进行 TTE 网络仿真,获取 RC 流量的传输数据,以此为数据集进行训练和测试,并对实验结果进行了分析。

1 TTE 网络 RC 流量传输

TTE 网络由端系统(End System, ES)、TTE 交换机和与它们相连接的全双工物理链路组成。端系统与交换机之间采用全双工点对点连接方式,交换机之间的互连采用网状结构。

TTE 交换机执行存储转发操作。当数据包发送到交换机的输入端口,对应于 TT、RC 和 BE 3 种

流量类型,交换机识别数据包的目的地址,并根据已配置的静态路由信息将不同类型的数据包在特定输出端口的 3 种缓冲队列中分别存储,形成优先级输出排队进行转发。

在交换机级联的场景下,结合图 1 所示,可以说明 TT、RC 流量在 TTE 网络中的传输方式。图中:TR 表示流量整形器;TP 表示流量监管;FU 表示滤波单元;B 表示 TT 流量的缓存区;S 表示 TT 流量的静态调度表;TT 表示 TT 流量的调度器;RC 表示 RC 流量的调度器;下标“S”表示发送 send;下标“R”表示接收。如图 1 所示,任务 ϕ_1 和 ϕ_2 分别负责将 RC 数据帧 τ_1 和 TT 数据帧 τ_2 从源端 ES_1 经过交换机 SW_1 发送到目的端 ES_2 。当 TT 流量和 RC 流量在链路 $[ES_1, SW_1]$ 和 $[SW_1, ES_2]$ 上相遇时,交换机内采用及时阻断策略进行避让,即在 RC 数据帧传输之前,先预计其能否在 TT 数据帧调度时刻之前完成传输,如果不能完成,就等到 TT 数据帧传输完成后,再进行 RC 数据帧的传输。在没有 TT 流量需要传输时,RC 流量将会按照先入先出(First In First Out, FIFO)队列中的存放顺序发送队列 Q_{Tx} 中的 RC 数据帧。

及时阻断避让策略适用于具有非常严格的时间确定性需求的系统中,除了传输必须损耗的存储传输时间外,没有其余的延迟干扰,这样将导致了带宽的浪费,使得 RC 流量的时延大大增加。相关避让策略还有洗牌策略、抢占策略等^[17]。

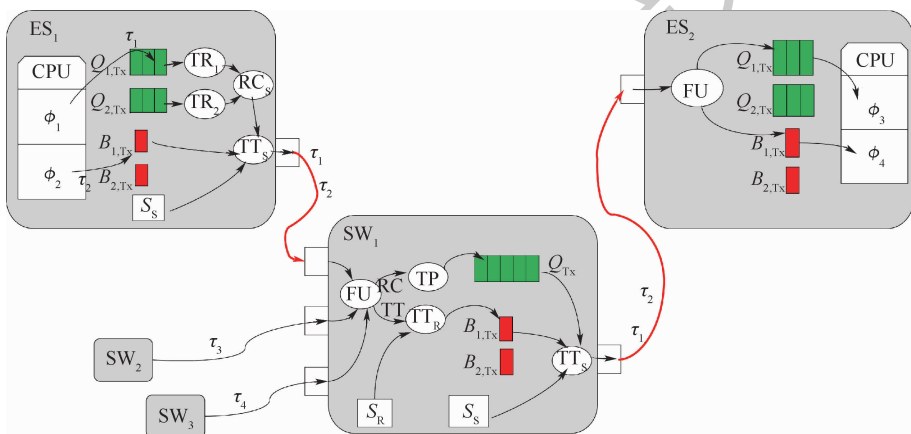


图1 TTE 网络 TT、RC 流量的传输过程

Fig. 1 Transmission process of TT and RC traffic in TTE network

2 RC 流量预测

图 2 所示为及时阻断策略下的 TTE 网络流量传输示例。由图中可以看到,影响 RC 流量传输时延的主要因素在于 RC 流量存储到队列后不

确定的排队等候时间;而这一因素取决于是否能合理利用 TT 流量的传输间隙。若能提前预测短时间内 RC 流量的到达序列,在 RC 流量放入队列之前对其进行计算排序,使得在 TT 调度窗口之间较小的“孔隙”中分配长度合适的 RC 流量数

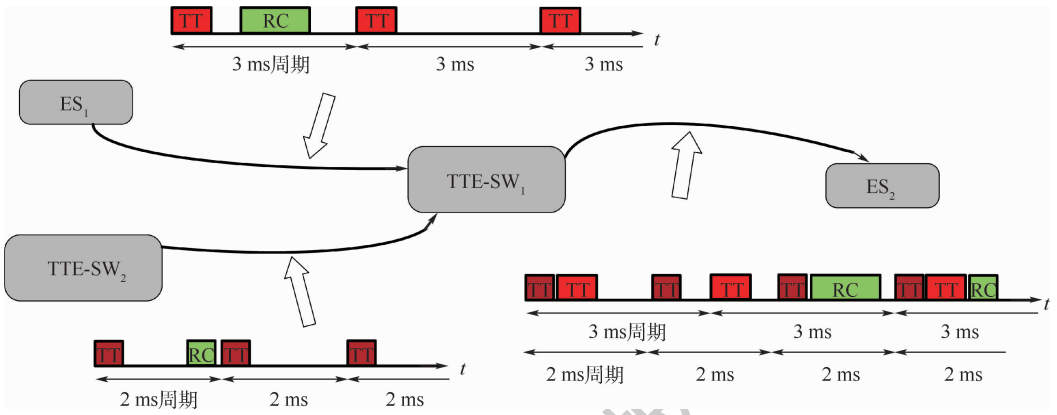


图2 TTE网络流量传输示例

Fig. 2 Examples of TTE network traffic transmission

据包,不仅能够提高带宽利用率,而且能降低 RC 流量的传输时延,将起到对 TT 流量和 RC 流量的集成问题的优化作用,从而提升 TTE 网络的通信性能。

图3为理想状态下的 RC 流量预测排序效果图,此结果是在图2所示的 TTE 网络流量传输示例中,对 TTE 交换机 SW₁ 加入 RC 流量预测和排序后产生的。

为建立 RC 流量预测模型,引入时间序列数据用来表示 RC 流量的到达序列。统计每条 RC 流量到达交换节点的时刻和数据帧长信息,按照时间顺序用序列 $\{x_1, x_2, \dots, x_N, x_{N+1} \dots\}$ 表示;其中 x_i 为单位时间 i 内到达交换节点的 RC 流量数据帧长,单位时间的时长设置应小于所有 RC 流量的最小时间间隔,确保每个单位时间内最多只有一条 RC 流量到达交换节点。

将 RC 流量的预测问题转换为数学模型:通过当前时刻已知的前 m 个单位时间内的 RC 流量到达时间序列,经过深度学习算法计算,预测未来 p 个单位时间内的 RC 流量到达时间序列 ($p < 0.05m$),即得到未来短时间内 RC 流量到达交换节点的数据帧长顺序。

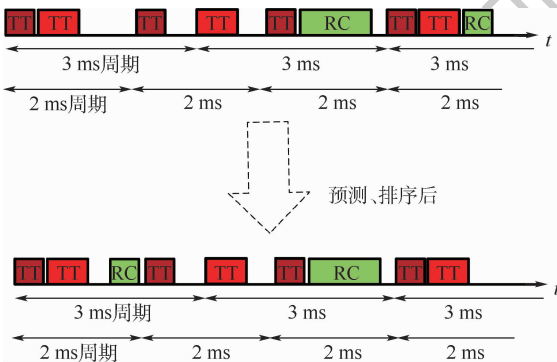


图3 RC流量预测排序效果

Fig. 3 Sorting effect of RC traffic sorting

3 基于 LSTM 算法的预测模型

针对提出的 RC 流量预测模型,选取用于处理时间序列数据的循环神经网络 (Recurrent Neural Network, RNN) 和 LSTM 算法作为预测算法,本节将阐述其基本原理,进而建立针对 RC 流量的预测模型,并给出模型预测效果的评价方法。

3.1 RNN 算法

RNN 是对一个单元结构循环重复使用。图4所示为标准的 RNN 模型,一个单元结构中包含输入值 x 、隐含值 h 和输出值 o, y 为真实值, L 为真实值与预测值的损失函数;RNN 模型由输入层、隐含层和输出层组成,各层分别使用激活函数控制输出,层与层之间通过权重连接^[18]。

在 t 时刻,RNN 模型的隐含状态 $h^{(t)}$ 由前一时刻的隐含状态 $h^{(t-1)}$ 和当前时刻 $x^{(t)}$ 输入得到,即

$$h^{(t)} = \phi(Ux^{(t)} + Wh^{(t-1)} + b) \quad (1)$$

式中: U 为输入层到隐含层的权重矩阵; W 为隐含层之间的权重矩阵; b 为偏置; $\phi(\cdot)$ 表示激活函数(非线性函数),一般使用双曲正切函数 \tanh 。

t 时刻的预测输出 $\hat{y}^{(t)}$ 为

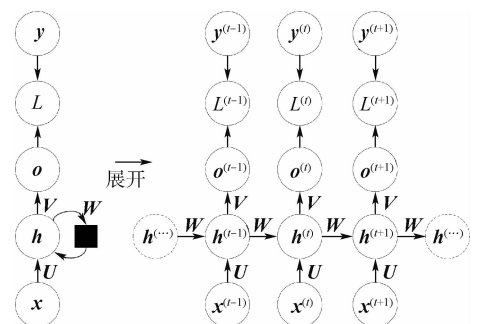


图4 RNN模型

Fig. 4 RNN model

$$\hat{y}^{(t)} = \sigma(o^{(t)}) \quad (2)$$

式中: $o^{(t)} = Vh^{(t)} + c$, 表示 t 时刻的输出状态, V 为隐含层到输出层的权重矩阵, c 为偏置; $\sigma(\cdot)$ 表示激活函数, 一般使用 softmax 函数。

损失函数 L 用来量化预测与真实输出之间的差距, 可以采用似然损失函数。通过梯度下降算法不断对式(1)和式(2)中的权重矩阵 (U 、 W 、 V) 进行优化, 可以得出模型的一组较优解。

RNN 的关键在于将先前时刻的隐含层相互连接起来, 跨越了时间线, 使 RNN 具有记忆功能。但是该算法存在梯度消失的问题, 当有效信息与当前时刻的时间间隔变大的时候, RNN 会丧失学习到远距离时刻信息的能力。因此, RNN 模型一般不能直接用于应用领域。

3.2 LSTM 算法

LSTM 是 RNN 网络的一种变体^[19]。算法的隐含层模型如图5所示。图中: x 表示输入, h 表

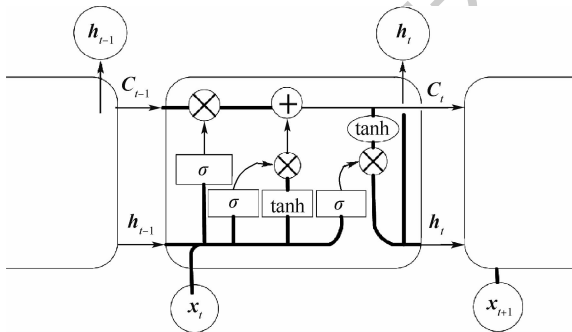


图5 LSTM 算法模型

Fig.5 LSTM algorithm model

示隐含状态和输出; LSTM 的关键在于引入细胞状态 C , 细胞状态是一条传送带, 承载的信息可以贯穿整个长时间序列, 这条通道只进行一些少量的线性计算, 因此有利于信息的流传和保持。

LSTM 通过 3 个门结构实现添加或删除信息到细胞状态的能力, 分别是遗忘门、输入门和输出门。

遗忘门如图 6(a) 所示, 这一层决定要从细胞状态中丢弃哪些信息。通过上一时刻的隐含层输出与当前输入中包含的信息, 计算:

$$f_t = \sigma(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f) \quad (3)$$

式中: h_{t-1} 为上一时刻的隐含层输出; x_t 为当前时刻输入; W_f 为隐含层之间的权重矩阵; b_f 为偏置; $\sigma(\cdot)$ 为 softmax 函数; f_t 是数值为 0 到 1 之间的矩阵, 每个数值对应细胞状态 C_{t-1} 中的数字, “1”表示“完全保留”, “0”表示“完全舍弃”。

输入门如图 6(b) 和 (c) 所示, 决定将哪些新的消息添加到细胞状态中。这一层包含两步, 步骤 1 是通过上一时刻的输出 (隐含层) 与当前输入中包含的信息, 备选出用来更新的信息 \tilde{C}_t :

$$\tilde{C}_t = \tanh(W_c \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_c) \quad (4)$$

式中: W_c 为这一步骤的权重矩阵; b_c 为偏置。

步骤 2 是计算 i_t , i_t 是数值为 0 到 1 之间的矩阵, 每个数值对应备选信息 \tilde{C}_t 中的数字, “1”表示“完全更新”, “0”表示“完全舍弃”。

$$i_t = \sigma(W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i) \quad (5)$$

式中: W_i 为这一步骤的权重矩阵; b_i 为偏置。

此时当前时刻的细胞状态更新已经完成,

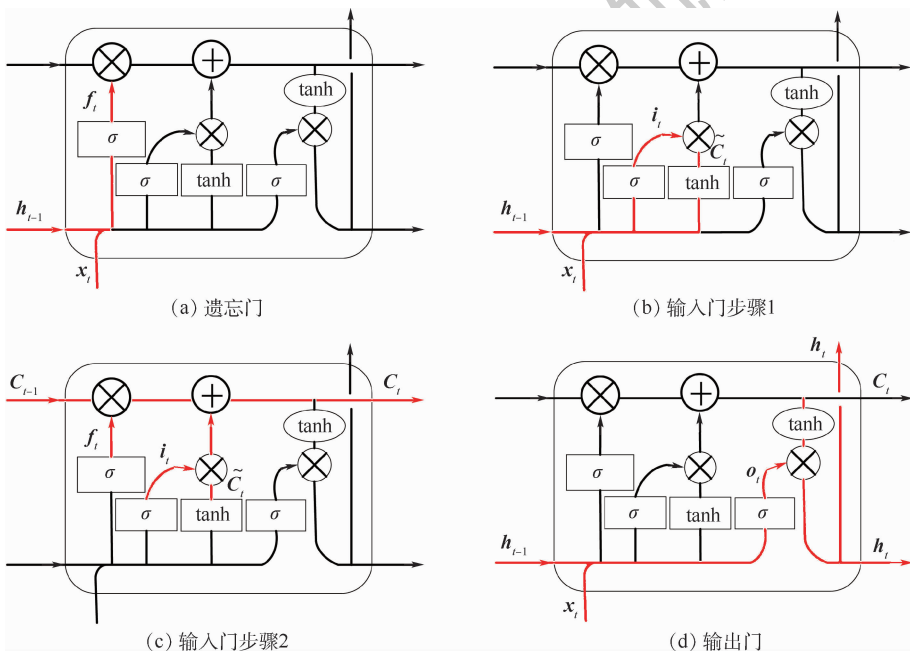


图6 LSTM 算法详解

Fig.6 Details of LSTM algorithm

C_{i-1} 更新成了,即

$$C_i = f_i \cdot C_{i-1} + i_i \cdot \tilde{C}_i \quad (6)$$

输出门如图6(d)所示,使用 tanh 函数对更新的细胞状态中的信息进行处理,再与式(7)相乘,得到最终确定要输出的那部分信息如式(8)所示:

$$o_i = \sigma(W_o \cdot [h_{i-1}, x_i] + b_o) \quad (7)$$

式中: W_o 为这一步骤的权重矩阵; b_o 为偏置。

$$h_i = o_i \cdot \tanh(C_i) \quad (8)$$

3.3 基于 LSTM 的 RC 流量预测模型

结合 RC 流量预测问题和 LSTM 算法,建立输入输出均为时间序列数据的 RC 流量预测模型。给定输入时间序列数据为 $T(i) = \{x_i, x_{i+1}, \dots, x_{i+m}\}$,输入时间步长为 m 。目标输出数据为输入时刻后的一小段时间序列数据,输出时

间步长为 p 远小于 m ,表示未来短时间内的 RC 流量数据帧长到达的顺序。LSTM 预测模型的数据集构造图如图7所示。

流量预测模型的评价指标为准确率与均方误差^[20]。准确率是预测结果的误差绝对值小于某一数值的数据个数 a 占数据总数 p 的比率,表示误差绝对值符合要求的数据比例,计算公式为

$$\text{ratio} = \frac{a}{p} \times 100\% \quad (9)$$

均方误差是预测结果误差平方的平均值,表示预测的稳定程度,计算公式为

$$\text{MSE} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P e_i^2 \quad (10)$$

式中: e_i 为预测值与实际观测值之间的差值。

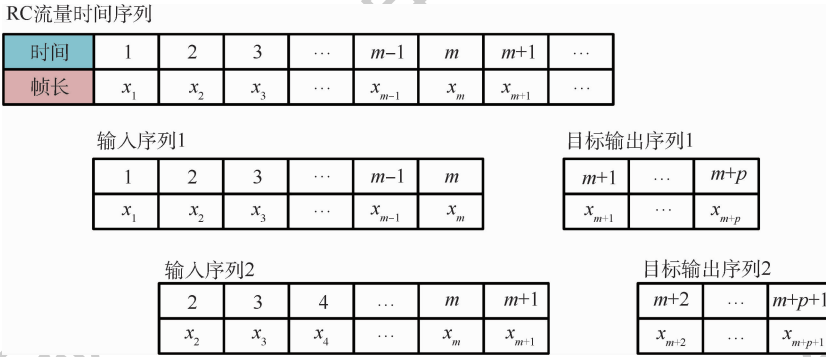


图7 LSTM 预测模型数据集构造图

Fig.7 Dataset construction map of LSTM prediction model

4 实例分析

由于实测抓取数据的成本较高,且受到抓取工具非实时性因素的影响,本文使用 OMNET++ 仿真平台实现 TTE 网络仿真,可以得到与真实情况相近的 RC 流量数据集。归一化处理,将数据集分割为训练集和测试集,代入 LSTM 预测模型进行预测实验,并对预测结果进行分析。

4.1 网络仿真生成流量数据

按照 TTE 网络中流量的传输规则,使用 OMNET++ 软件对 TTE 网络进行仿真。网络中端系统和 TTE 交换机的连接方式如图8所示。TT流

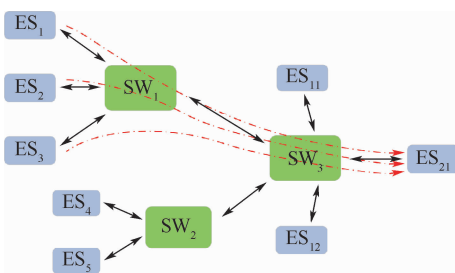


图8 网络拓扑结构示意图

Fig.8 Schematic diagram of network topology

量遵循确定的周期传输,RC 流量的速率约束体现于最长帧约束和最小间隔约束^[21]。TTE 网络的流量配置参数如表1所示,包含5条 TT 流量和9条 RC 流量。

RC 流量的产生使用 ON/OFF 模型^[22],在 ON 周期内,端系统按照 RC 流量配置参数生成数据

表1 TTE 网络流量配置

Table 1 TTE network traffic configuration

消息类型	源节点	目的节点	数据帧长/Byte	周期/ms
TT1	ES ₁	ES ₁₂	528	64
TT2	ES ₁₁	ES ₂₁	215	12
TT3	ES ₅	ES ₁₁	1505	16
TT4	ES ₃	ES ₂	1273	84
TT5	ES ₂₁	ES ₂₁	659	40
RC1	ES ₁	ES ₂₁	688	2
RC2	ES ₄	ES ₁₂	808	16
RC3	ES ₂	ES ₂₁	433	4
RC4	ES ₃	ES ₁₁	433	16
RC5	ES ₅	ES ₂₁	1518	4
RC6	ES ₁	ES ₄	1022	8
RC7	ES ₃	ES ₂₁	208	32
RC8	ES ₁₁	ES ₂₁	574	2
RC9	ES ₃	ES ₂₁	828	4

帧;在 OFF 周期,不生成 RC 流量。ON 和 OFF 周期长度遵循重尾分布。运用 ON/OFF 模型生成的网络流量具有自相似和长相关性。

4.2 数据获取与处理

本实验选取从交换机 SW₁ 输出,经过链路 [SW₁,SW₃],到达 SW₃ 交换机的全部 RC 流量,记录其到达 SW₃ 的时间、流量编号和数据帧长信息。本实验的 RC 流量传输数据记录在表 2 中。

表 2 RC 流量传输数据

Table 2 Transmission data of RC traffic

到达时间/ms	流量编号	包帧长/Byte
3.600852	RC1	688
4.78901	RC3	433
5.600852	RC1	688
7.600852	RC1	688
8.78901	RC3	433
9.600852	RC1	688
10.391926	RC6	1022
11.600852	RC1	688
12.78901	RC3	433
13.600852	RC1	688
15.600852	RC1	688
16.78901	RC3	433
19.4391926	RC6	1022
⋮	⋮	⋮
203.553353	RC3	433
207.553353	RC3	433
210.391926	RC6	1022
211.553353	RC3	433
⋮	⋮	⋮

根据 RC 流量传输的平均时长与传输平均密度,确定 1 ms 为单位时长,生成时间序列,并将数据帧长信息进行归一化处理。根据输入序列的长度,将数据集分成 8 000 组训练集和 2 000 组测试集。

4.3 RC 流量预测结果及其分析

经过多次反复实验,确定数据样本的输入时间步长为 200,输出时间步长为 10,即用之前 200 ms 的信息预测未来 10 ms 的 RC 流量到达序列。LSTM 算法采用两层隐含层结构,每层的神经元个数为 100,每次训练的样本数为 50 个,训练次数为 10 000 次。

为了展示 LSTM 算法的有效性,本文将深度神经网络(Deep Neural Networks,DNN)算法、RNN 算法与 LSTM 算法进行比较。设置 DNN 和标准 RNN 结构均采用两层隐含层,神经元个数同 LSTM 算法。采用 10 次训练的结果,取平均值以展现算法的平均水平,在数据集、训练次数均相同

的情况下,实验结果如图 9 所示。

在数据集、训练次数均相同的情况下,算法预测结果比较如表 3 所示。实验结果说明,LSTM 算法模型的准确率较高,达到 70% 以上,误差稳定性较好,相比于 DNN 和标准 RNN,更适用于 RC 流量预测问题,能较好地处理和预测时间序列数据的间隔和延迟相对较长的重要事件。

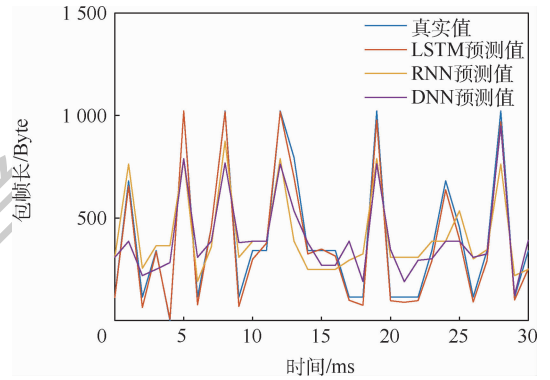


图 9 算法预测值与真实值对比

Fig. 9 Comparison of predicted value and real value of algorithms

表 3 算法预测结果比较

Table 3 Comparison of algorithm prediction results

算法模型	*5% 准确率/%	*8% 准确率/%	均方误差
LSTM	75.3	93.2	4.5
RNN	42.8	47.2	40.4
DNN	33.9	40.8	53

注:*5% 准确率指预测值误差小于 RC 流量约束最长帧的 5%;*8% 准确率指预测值误差小于 RC 流量约束最长帧的 8%。

5 结论

本文以动态调度场景下的 TTE 网络 RC 流量为研究对象,为降低 RC 流量时延,提高通信网络吞吐量,进行一系列研究工作,结论如下:

1) 设想 RC 流量的动态调度场景,提出 TTE 网络的 RC 流量预测问题,引入时间序列概念,建立 RC 流量的到达序列模型。

2) 运用深度学习算法进行预测,将 LSTM 算法与 RC 流量的到达序列模型结合,提出基于 LSTM 算法的 RC 流量预测模型。

3) 通过实例对预测模型进行仿真与结果分析,利用 OMNET++ 软件进行 TTE 网络通信仿真,获取 RC 流量传输的仿真数据,将原始数据进行处理后,制作训练集和测试集,运用 LSTM 算法进行预测,分析实验结果得出,LSTM 算法在 RC 流量预测问题的准确率较高,达到了 70% 以上。

值得说明的是,本文使用深度学习对 TTE 网络的 RC 流量到达序列进行预测,下一步工作可尝试使用 RC 流量预测结果对网络调度算法进行优化,以提高网络的通信效率。

参考文献 (References)

- [1] 熊华钢,王中华. 先进航空电子综合技术[M]. 北京:国防工业出版社,2009:2-13.
XIONG H G, WANG Z H. Advanced avionics integrated technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2009: 2-13 (in Chinese).
- [2] WOLFIG R, JAKOVljeVIC M. Distributed IMA and DO-297: Architectural, communication and certification attributes[C] // Proceedings Digital Avionics Systems Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008; 1. E. 4-1-1. E. 4-10.
- [3] SAE Aerospace. Time-triggered Ethernet: AS6802™ [S]. Englewood, CO: SAE International, 2011.
- [4] STENER W, BAUER G, HALL B, et al. TTEthernet dataflow concept[C] // 8th IEEE International Symposium on Network Computing and Applications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 319-322.
- [5] 熊华钢,李峭,黄永葵. 航空电子全双工交换式以太网标准研究(续)[J]. 航空标准化与质量, 2008(2): 20-23.
XIONG H G, LI Q, HUANG Y K. Research on avionics full duplex switched Ethernet standards (continued) [J]. Aviation Standardization and Quality, 2008(2): 20-23 (in Chinese).
- [6] ARINC 664P7-1. Aircraft data network, Part 7: Avionics full duplex switched ethernet (AFDX) network: ARINC 664P7-2005[S]. Rio Rancho, NM: ANRIC Standards, 2005.
- [7] 尹伟,缪万胜,王念伟,等. 大规模复杂系统的开放式软件架构研究[J]. 航空电子技术, 2017, 48(2): 23-29.
YIN W, MIU W S, WANG N W, et al. Open software architecture for large-scale complex systems[J]. Avionics Technology, 2017, 48(2): 23-29 (in Chinese).
- [8] SANG A, LI S. A predictability analysis of network traffic[J]. Computer Networks, 2002, 39(4): 329-345.
- [9] LEVIN M, TSAO Y D. On forecasting freeway occupancies and volumes [J]. Transportation Research Record Journal of the Transportation Research Board, 1980, 773: 47-49.
- [10] 张九跃,焦玉栋. 基于 RBF 神经网络的短时交通流量预测[J]. 山东交通学院学报, 2008, 16(3): 32-36.
ZHANG J Y, JIAO Y D. Short term traffic flow prediction based on RBF neural network[J]. Journal of Shandong Jiaotong University, 2008, 16(3): 32-36 (in Chinese).
- [11] 赵岩,何鹏. 网络流量的非线性组合预测模型应用研究[J]. 计算机仿真, 2012, 29(6): 140-144.
ZHAO Y, HE P. Application of nonlinear combination forecasting model for network traffic [J]. Computer Simulation, 2012, 29(6): 140-144 (in Chinese).
- [12] 肖甫,赵帅帅,王少辉,等. 基于智能优化的分布式网络流量预测方法[J]. 北京邮电大学学报, 2015, 38(S1): 45-48.
XIAO F, ZHAO S S, WANG S H, et al. Distributed network traffic prediction method based on intelligent optimization [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2015, 38(S1): 45-48 (in Chinese).
- [13] 赵季红,王明欣,曲桦,等. 一种基于自适应 KLMS 的卫星网络流量预测算法[J]. 北京邮电大学学报, 2018, 41(3): 51-55.
ZHAO J H, WANG M X, QU H, et al. A satellite network traffic prediction algorithm based on adaptive KLMS [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018, 41(3): 51-55 (in Chinese).
- [14] 焦文皓,翟正军,王国庆. 时间触发 AFDX 调度设计及实时性分析[J]. 计算机工程, 2016, 42(7): 42-48.
JIAO W Z, ZHAI Z J, WANG G Q. Design and real-time analysis of time-triggered AFDX scheduling [J]. Computer Engineering, 2016, 42(7): 42-48 (in Chinese).
- [15] 黄婷婷,余磊. SDAE-LSTM 模型在金融时间序列预测中的应用[J]. 计算机工程与应用, 2019, 55(1): 142-148.
HUANG T T, YU L. Application of SDAE-LSTM model in financial time series forecasting [J]. Computer Engineering and Application, 2019, 55(1): 142-148 (in Chinese).
- [16] 周瑞,魏正英,张育斌,等. 基于 LSTM 递归神经网络的番茄目标产量时间序列预测[J]. 节水灌溉, 2018(8): 66-70.
ZHOU R, WEI Z Y, ZHANG Y B, et al. Time series forecast of tomato target yield based on LSTM recursive neural network [J]. Water-saving Irrigation, 2018(8): 66-70 (in Chinese).
- [17] TAMASSELICAN D, POP P, STEINER W. Timing analysis of rate constrained traffic for the TTEthernet communication protocol[C] // IEEE International Symposium on Real-Time Distributed Computing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015: 119-126.
- [18] BENGIO Y, GOODFELLOW I. 深度学习[M]. 北京:人民邮电出版社, 2017.
BENGIO Y, GOODFELLOW I. Deep learning [M]. Beijing: Posts and Telecom Press, 2017 (in Chinese).
- [19] 张文刚. 基于深度学习的交通预测技术及其在通信中的应用研究[D]. 成都:西南交通大学, 2018.
ZHANG W G. Traffic forecasting technology based on in-depth learning and its application in communication [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018 (in Chinese).
- [20] GERS F, SCHMIDHUBER J, CUMMINS F. Learning to forget: Continual prediction with LSTM [J]. Neural Computation, 2000, 12(10): 2451-2471.
- [21] 周德新,王彦翔. AFDX 网络分析及带宽分配间隔设定策略[J]. 科学技术与工程, 2016, 16(9): 226-230.
ZHOU D X, WANG Y X. AFDX network analysis and bandwidth allocation interval setting strategy [J]. Science and Technology and Engineering, 2016, 16(9): 226-230 (in Chinese).
- [22] LEÓN A P, PIEDRAHITA E M, SALCEDO O. On-off model applications to communication networks aggregated traffic [J]. Cuadernos De Derecho Agrario, 2011, 15(30): 129-147.

作者简介:

史亚菲 女,硕士研究生。主要研究方向:实时网络、航空电子系统综合化互连。

李峭 男,博士,讲师,硕士生导师。主要研究方向:航空电子

网络、分布式实时系统。

熊华钢 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航空电子综合、机载网络。

Rate-constrained traffic prediction of TTE network based on LSTM

SHI Yafei, LI Qiao*, XIONG Huagang

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

Abstract: The rate constraint (RC) traffic in time triggered Ethernet (TTE) is event-triggered traffic. In the application scenario of dynamic scheduling of RC traffic, if it can predict the sequence of several RC traffic arriving at the switching node in a short time in the future, the switching node can make scheduling decision in advance to reduce RC traffic delay and improve network throughput. In this paper, the arrival sequence model of RC traffic is established, and an algorithm of RC traffic prediction based on long-term memory network (LSTM) is proposed. Using OMNET++ tool to simulate TTE network, we can get the data of RC traffic transmission under multiple groups of mixed critical configuration, and train and test the prediction algorithm as an input sample. The experimental results show that the accuracy of LSTM algorithm in RC traffic prediction is more than 70%. The experimental results show that the proposed algorithm is suitable for RC traffic prediction scenarios.

Keywords: time-triggered Ethernet (TTE) network; rate-constrained (RC) traffic; traffic prediction; long short-term memory (LSTM) algorithm; network simulation

Received: 2019-06-20; **Accepted:** 2019-07-05; **Published online:** 2019-08-07 10:34

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190807.1023.001.html

Foundation items: National Defense Science and Technology Fund (0101070); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (YWF-14-DZXY-018); Manned Space Pre-Research Project (060301)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0462

水上飞机水面降落全过程力学特性数值研究



赵芸可, 屈秋林, 刘沛清*

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 数值方法模拟水上飞机的水面降落运动姿态和受力的全过程, 是结合了水汽两相流、运动学和动力学的复杂问题。采用基于 Fluent 商用软件开发的整体运动网格方法结合 VOF 方法进行自由面捕捉, 采用六自由度模型进行运动状态模拟, 对某型水上飞机水面降落的全过程进行了数值模拟, 得到了较好的模拟结果, 验证了整体运动网格方法在处理水上飞机水面降落问题时具备良好的适应性。通过模拟得到过载曲线、运动状态参数和水面状况, 将降落过程划分为冲击、滑水、漂浮 3 个阶段, 并通过对各阶段的分析总结出对水面降落过程的一般性认识, 以为水上飞机的设计研发提供方法和参考。

关键词: 水上飞机; CFD; 整体运动网格; 降落过程; 运动状态

中图分类号: V11; V19

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2020)04-0830-09

近年来, 中国海洋事业在民用领域蓬勃发展, 水上飞机因其有别于陆基飞机, 具备在水面起降的特点, 可以对应应急救援和军用领域的特殊需求, 故而使中国对水上飞机开发研制的需求日渐迫切。

水上飞机水面起降的能力是其最为典型的特征, 性能上要求其具备水面短距起降的能力、良好的稳定性和着水性能^[1], 在设计过程中必须考虑气动力和水动力的共同作用。为得到良好的起降性能, 水上飞机在设计阶段便投入大量研究, 主要涉及多相流、自由面捕捉和刚体六自由度运动等复杂问题的相互耦合。

水上飞机的发展可追溯到 20 世纪, 发展初期, 理论解析与实验是研究水面起降等问题的主要方法。1929 年, von Karman^[2] 将水上飞机降落时浮筒的冲击载荷简化为二维楔形体入水冲击问题, 并提出附加质量力的概念。1932 年, Wagner^[3] 基于 von Karman 的工作对小抬升角的二维楔形体的垂向入水冲击问题提出进一步的修正,

考虑了边界条件、水面涌起与喷溅等条件的加入。此后的诸多理论研究都是在 Wagner 的基础上做进一步的修正, 但是对附加质量公式的修正大都针对冲击阶段, 过渡阶段及浸没阶段却不适用^[4]。1945 年, Mayo^[5] 首次引入了三维流动的切片理论, 结合二维流动的理论解, 提出水上飞机冲击与滑水过程的理论分析并与试验结果进行对比。1948 年, Milwitzky^[6] 总结了水上飞机冲击与滑水的切片理论, 并对飞机运动过程进行了分析。1952 年, Miller^[7] 把纵倾角固定的水上飞机冲击与滑水的切片理论拓展到纵倾角自由情况下的切片理论。NACA 早期开展了大量的水上飞机设计试验, 研究其气动和水动特性, 包括不同抬升角^[8]、不同外形参数(如机身高度、船体断阶高度等)产生的影响^[9]。中国特种飞行器研究所也做了大量实验, 近年来王明振^[10] 对水上飞机的水载荷试验方法进行了探讨, 并根据试验目的对比了六自由度和三自由度试验的优缺点。魏飞和许靖锋^[11] 介绍了飞机模型在拖曳水池开展水上迫降

收稿日期: 2019-08-28; 录用日期: 2019-11-10; 网络出版时间: 2020-01-16 11:01

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200115.1702.003.html

* 通信作者。E-mail: lpq@buaa.edu.cn

引用格式: 赵芸可, 屈秋林, 刘沛清. 水上飞机水面降落全过程力学特性数值研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 830-838. ZHAO Y K, QU Q L, LIU P Q. Numerical study on mechanical properties of seaplane in whole water surface landing process [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 830-838 (in Chinese).

试验的原理和方法。

随着计算科学技术的快速发展,近年各种数值方法在水上飞机冲击与滑水过程的研究中得到应用。与经验公式的理论方法和费用昂贵、平台搭建时间较长的模型试验相比,数值模拟方法在成本和灵活性方面具备较大优势,不仅可以提取冲击载荷等重要参数,还可以详细地展示相应的流场结构、运动状态和压力分布,为飞机设计提供参考。

当前,主要应用在该领域的数值计算方法之一是以 SPH 为代表的无网格方法。2004 年, EADS-CASA 的 Pentecote 和 Kohlgruber^[12] 采用 SPH 方法研究了飞机(刚体)水上坠毁多场耦合问题,分析得到由飞机底部产生吸力对结果的影响是不能忽略的。2006 年,上海交通大学吴卫等^[13] 使用 SPH 方法对二维水下块体下滑进行了数值模拟,得到了水面破碎和漩涡。SPH 方法在自由面大变形问题的模拟中表现良好,但在模拟气垫效应和吸力行为时表现尚欠,这对物体运动状态和冲击力预报的准确性有直接影响。

结合两相流模型的有网格技术可以较好地模拟出气垫效应和吸力行为。以有限体积法(FVM)为代表,FVM 结合 VOF 自由面捕捉方法已经成为一种常用的技术,其主要优势在于能够计算飞机水上运动过程中所承受的气动力和水载荷,其中尾部吸力的捕捉对飞机运动姿态的影响尤为重要。2007 年, Streckwall 等^[14] 使用基于动量法的 DITCH, 基于 RANS 方程结合 VOF 捕捉自由水面的 Comet, 模拟不同尾部形状机身的着水冲击过程,并与实验结果进行了对比验证。2009 年,北京航空航天大学陆士嘉实验室刘沛清、屈秋林等^[15] 使用 FVM 结合 VOF 方法,用 Fluent 软件模拟了 ARJ21 飞机在平静水面上的水上迫降过程,较好地捕捉到水面的变形并提出了最佳迫降姿态。2013 年,上海交通大学邱良俊和宋文滨^[16] 将总阻力拆分为水动力和气动阻力两部分,分别用 Fluent 和 CFX 逐步分解计算,再将 2 种载荷的模拟结果合并,同时代入当前给定的发动机拉力,通过迭代模拟水上飞机的起飞过程。2015 年,北京航空航天大学刘沛清、屈秋林^[17] 等用整体运动网格(Global Motion Mesh, GMM)方法模拟了二维圆柱垂向入水和飞机水上迫降运动,迫降过程同时伴随冲击入水和水面滑行运动,模拟得到的压力分布状况和运动状态变化历程与实验结果进行比对,结果对应良好,表明该方法解决此类问题具有较好的适用性。2018 年,上海交通

大学张浪等^[18] 采用 VOF 方法,用 Fluent 软件进行模拟,并在每一步代入当前的发动机拉力,模拟了姿态角固定情况下飞机的起飞过程。西北工业大学段旭鹏^[19] 等在开源平台 OpenFOAM 两相流动态解算器中添加了激励盘来模拟螺旋桨的拉力作用,并求解了水上飞机以固定姿态角进行滑水运动的过程。

用数值方法模拟水上飞机水面降落的全过程存在以下几个难点:①从触水冲击、水面滑行到滑行停止,该过程运动距离长,对于传统的动网格方法而言计算域过大,而有网格方法本身又对网格精细程度有较高的要求,导致计算成本难以承受;②飞机在气动载荷和水载荷共同作用下做六自由度运动,模拟时对计算的收敛性有较高要求,且要求其结果可靠。目前,很多研究将该过程设定为固定姿态角或者受迫运动来进行模型简化,或者仅截取冲击或滑水某一阶段进行模拟。

本文采用了流体求解器、整体运动网格方法、VOF 自由面捕捉和六自由度模型相结合的方法,模拟了水上飞机从水面上方冲击入水到滑行基本停止进入漂浮姿态的自由运动全过程。该方法的优点在于:①避免了传统动网格的变形重构过程,即避免了因运动姿态剧烈变化导致的网格畸变所造成的计算发散,同时大大降低了计算域即网格数量,降低计算成本的同时增强了收敛性;②传统的变形重构网格需要采用非结构网格,而整体运动网格理论上可以使用全结构网格,结构网格在使用 VOF 方法时模拟效果有明显优势,在模拟精度要求不变的基础上结构网格所需的网格数量可大幅减少。基于以上优点,本文选择整体运动网格方法模拟某型水上飞机水面降落的全过程。

1 整体运动网格方法及其验证

1.1 整体运动网格

整体运动网格的开发基于 Fluent 商业软件中的动网格方法,其特征是整个计算域跟随飞机做刚体运动。计算时采用地面坐标系,每一步的迭代网格节点坐标都会随着飞机的运动更新,故而不需要配合滑行距离而扩大计算域,即省去了传统变形网格的变形区域。其中水体并不跟随做刚体运动,而是始终维持地面坐标系下规定的水面高度,通过 UDF 使用 VOF 边界条件设置即可完成该设定。

VOF 模型由 Hirt、Nichols^[20] 和 Muzaferija 等^[21] 提出,该方法可以捕捉多相流之间的自由交界面,其中各相流体之间不相容同一个网格中,各

相的体积分数之和为1。假设第 q 相流体有一个体积分数 α_q ,在某个网格中,当 $\alpha_q = 0$ 时,则说明该网格中不存在第 q 相流体;当 $\alpha_q = 1$ 时,则说明该网格中只有第 q 相流体;当 $0 < \alpha_q < 1$ 时,则说明该网格中除了第 q 相流体外,还有其他相的流体存在。第 q 相流体的体积分数方程如下:

$$\frac{1}{\rho_q} \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\alpha_q \rho_q) + \nabla \cdot (\alpha_q \mathbf{v}_q) = \frac{1}{\rho_q} S_{\alpha_q} + \frac{1}{\rho_q} \sum_{p=1}^n (\dot{m}_{pq} - \dot{m}_{qp}) \quad (1)$$

$$\sum_{q=1}^n \alpha_q = 1 \quad (2)$$

式中: ρ_q 为流体密度; \mathbf{v}_q 为流体速度; S_{α_q} 为质量源项; \dot{m} 为相间转化质量流率。计算时,初始设置水面高度为0,水面以上水相体积分数为0,水面以下为1,水气交界面为0.5。

六自由度模型通过求解平动和转动方程来得到质心的位置和物体的姿态角。平动方程在惯性坐标系(地面坐标系)下求解。

$$\dot{\mathbf{v}}_g = \frac{1}{m} \sum \mathbf{f}_g \quad (3)$$

式中: m 为飞机质量; \mathbf{v}_g 为重心的平动速度; \mathbf{f}_g 为飞机表面力与重力之和;下标 g 表示地面坐标系。

转动方程则在机体坐标系下求解:

$$\dot{\boldsymbol{\omega}}_g = \mathbf{K}^{-1} \left(\sum \mathbf{M}_b - \boldsymbol{\omega}_b \times \mathbf{K} \boldsymbol{\omega}_b \right) \quad (4)$$

式中: \mathbf{K} 为惯性张量; $\boldsymbol{\omega}$ 为飞机绕重心角速度; \mathbf{M}_b 为飞机所受绕重心力矩;下标 b 为机体坐标系。

1.2 计算格式

本文采用 Fluent 软件作为计算平台求解非定常 RANS 方程,采用增强壁面处理可实现 $k-\varepsilon$ 湍流模型,壁面处采用增强壁面处理。压力速度耦合采用 SIMPLEC 算法,压力项采用体积力加权格式离散,动量方程中的对流项由三阶 MUSCL 格式离散。湍流方程中的对流项由二阶迎风格式离散,扩散项由二阶中心差分格式离散,非定常项由二阶隐式格式离散。本文中所有工况均采用此计算格式。

1.3 飞机水上迫降计算与实验结果的对比验证

为了验证整体运动网格在模拟飞机入水冲击过程中的精度和合理性,屈秋林等^[17]针对 NACA-TN-2929 的模型 F 进行了水上迫降的数值预报,并与实验结果进行了详细的对比分析。实验 NACA-TN-2929^[22]研究了不同外形的机身尾部上翘为宽机身,如图 1 所示。

模型 F 的飞机表面网格如图 2 所示^[17],采用半模计算,网格总量 270 万。飞机位于半立方体的计算域中央,模型对称面和计算域的对称面重合,前端机身轴线和计算域上下边平行,计算域上游边界距离机头 2 倍机身长度,计算域侧边界距离翼梢 1 倍机身长度。对称面采用对称边界条件,外场边界条件为速度入口。图 3^[17]显示了该工

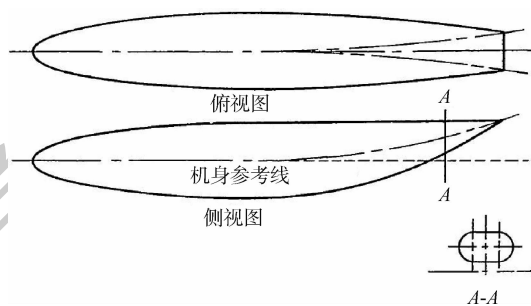


图 1 实验 NACA-TN-2929 中的模型 F 机身模型^[22]

Fig. 1 Fuselage model of Model F in NACA-TN-2929 experiment^[22]

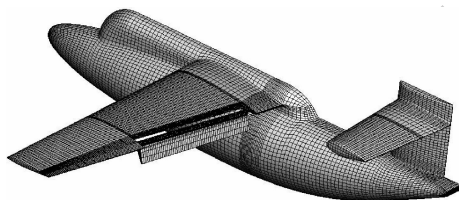


图 2 模型 F 的表面网格^[17]

Fig. 2 Surface grid of Model F^[17]

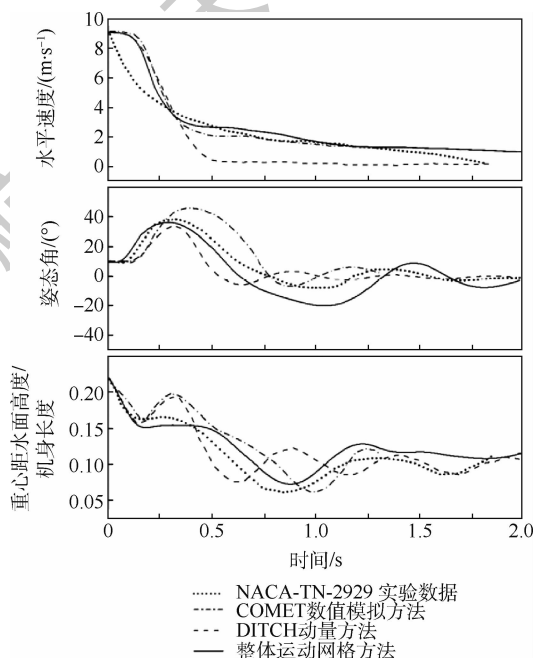


图 3 模型 F 的计算结果与实验结果的对比^[17]

Fig. 3 Comparison of calculation results of Model F with experimental results^[17]

况的实验结果与 COMET 数值模拟方法、DITCH 动量方法和整体运动网格方法模拟结果的对比,总体上数值计算的模拟结果与实验结果吻合度较高。其中,水平速度曲线显示实验结果的初始加速度很大,不同于模拟结果的加速度由小增大,而事实上模拟的结果更为接近真实情况。2007年,Streckwall 等^[14]进行模拟时也遇见了相同的问题,他们认为由于实验年代较早,受限于测量手段实验结果难免存在误差。造成误差的原因可能是水平速度的初始测量点选取在运动后的一段时间。

根据上述结果分析可见,整体运动网格技术在数值预报飞机水上迫降动态特性是合理可靠的。

2 某型水上飞机水面降落过程模拟

本节使用整体运动网格数值预报了某型水上飞机的水面降落过程。

2.1 模型信息和初始条件设置

如图4所示,某型水上飞机的机翼参考面积约 156 m²,襟翼为简单开缝式。起飞内外襟翼偏角 20°,着水时内外襟翼偏角 45°。机翼展弦比 9,根稍比 2.4,1/4 弦线后掠角 7.13°,船体前体长度 14 m,断阶宽度 2.7 m。本节分析了质量为 49.8 t,转动惯量为 1.94 × 10⁶ kg · m²,以飞机头部尖端为原点,重心位于前重心(15.91, 0, 1.15) m 的某型水上飞机。设置初始运动状态水平速度 44.72 m/s,垂向入水速度 1.5 m/s,初始姿态角 5°,重心距水面高度 4.25 m,断阶最低点距离水面高度 1.15 m。

计算模型为半模,飞机位于半立方体的计算域中央,模型对称面和计算域的对称面重合,前端机身轴线和计算域上下边平行,计算域上游边界距离机头 2 倍机身长度,计算域侧边界距离翼梢 1 倍机身长度。对称面采用对称边界条件,外场

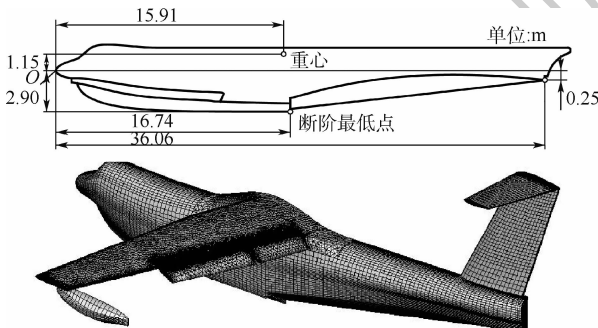


图4 某型水上飞机几何特征和计算网格

Fig.4 Geometric features and computational grid of a certain seaplane

边界条件为速度入口。飞机的中央翼盒、机翼和襟翼采用非结构网格,其余部分采用结构网格,可以确保水面基本处于结构网格中。网格数量约 600 万,计算迭代步长 0.01 s,共 30 s。

2.2 数值模拟结果

如图5所示,模拟结果展示了地面坐标系下的飞机姿态角、水平速度、重心距水面高度、垂向速度、过载和角加速度等变化历程。其中过载是无量纲参数,垂向过载不包含重力作用的部分,定义如下:

$$\begin{cases} F_x = \frac{f_x}{mg} \\ F_y = \frac{f_y}{mg} + 1 \end{cases} \quad (5)$$

式中: F_x 为飞机所受水平过载; f_x 为飞机所受水平合力; F_y 为飞机所受垂向过载; f_y 为飞机所受垂向合力; g 为重力加速度。本文主要依据飞机运动状态和过载的变化,将飞机整个降落过程分解为 3 个阶段,即冲击阶段—滑水阶段—漂浮阶段。

1) 冲击阶段。飞机具备一定的初始动能入水,冲击造成的水载荷导致整体所受过载剧烈振荡,且随着动能的耗散振荡幅度逐渐减小;该阶段运动状态参数变化剧烈,垂向速度呈现大幅振荡,重心升沉幅度较大,期间可能发生弹跳(本文中

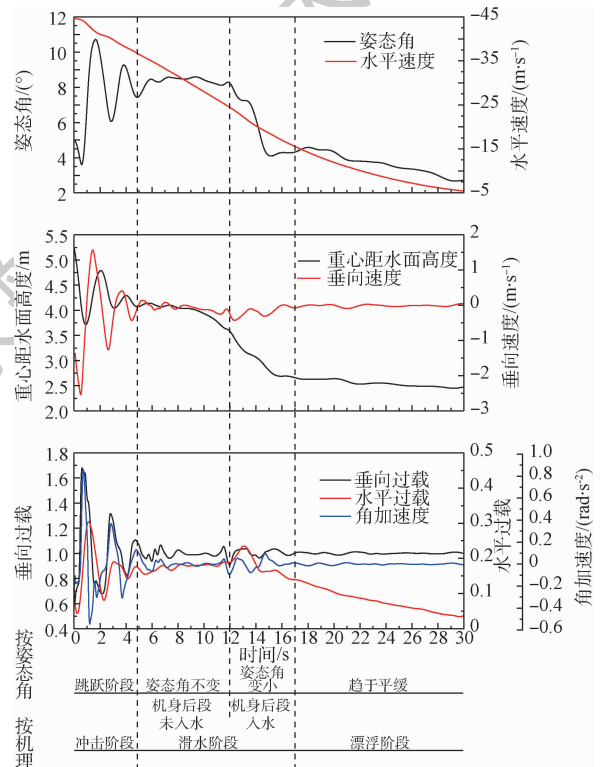


图5 降落过程运动状态曲线

Fig.5 Landing process motion state curves

即出现弹跳现象),并伴随姿态角剧烈俯仰。

2) 潜水阶段。运动状态参数振荡幅度减小,飞机重心距水面高度变化先趋于稳定,后缓步下沉,此间不在发生弹跳或剧烈的俯仰。过载振荡幅度较小,潜水运动产生的水动力主导运动姿态变化。

3) 漂浮阶段。所有参数随时间发展趋于稳定,飞机的水面姿态接近静水漂浮状态,静水浮力成为主要的外部载荷,垂向过载趋近于1(即外力作用主要为静水浮力,其值接近飞机自身重力)。

2.2.1 冲击阶段

冲击阶段是飞机在水面降落的初始阶段,该阶段包含了飞机从接近水面到触水冲击的过程,主要作用在该阶段的冲击载荷是垂向的入水冲击运动与水平方向的潜水运动共同产生的。由冲击引起的大过载会导致飞机运动姿态产生剧烈变化,其中飞机触水弹起现象是冲击阶段的典型特征之一。该阶段从开始时刻持续到约4.8s,定义重心距水面高度位置变化“峰-谷-峰”为一次冲击过程,本工况冲击阶段共发生3次冲击,命名为首次冲击、第一次二次冲击、第二次二次冲击。图6

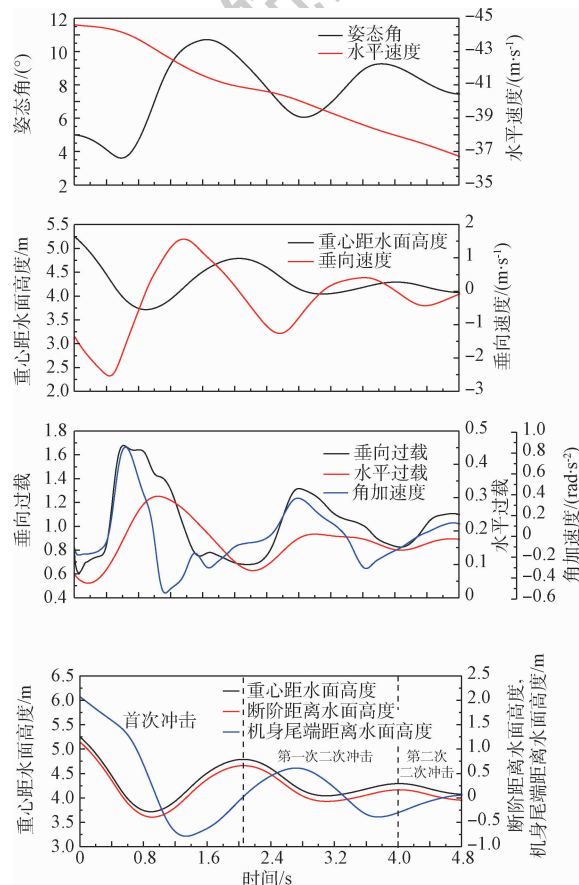


图6 冲击阶段运动状态和过载变化历程曲线

Fig. 6 Motion state and overload history curves during impact stage

展示了冲击阶段飞机的运动状态和过载的变化历程。

1) 首次冲击

计算初期飞机自水面上方向水面迫近,触水前作用于飞机的外载荷为气动力。如图6所示,从初始时刻到0.4s左右,垂向过载约为0.8不足以抵抗重力,故指向下的垂向速度不断增大,由初始的1.50 m/s到最大2.53 m/s;0.4~0.55s尚未触水,而向上的垂向过载开始增加。本文认为发生该情况的原因是飞机逐渐迫近水面时,机身底部与水面之间形成了一层空气垫,气垫效应使飞机受到了向上的压力,故而垂向过载增加。0.55s时姿态角为3.63°左右,而此前飞机已经展现出明显的低头趋势,可见初始的低头趋势主要是气动力造成的。

如图7所示,为显示清楚,压力云图的范围为正负0.3倍大气压(图中是相对标准大气压值,后同)。0.55s时断阶最低点触水,由入水冲击产生的向上的垂向过载陡升,其峰值出现在飞机刚发生触水的片刻后0.61s,为1.68,这与通常水上迫降的载荷系数数量级是一致的。随着飞机的进一步下沉,下沉速度减小,垂向过载呈缓慢减弱趋势,0.9s飞机下沉速度降为0m/s时,飞机重心距水面高度位置到达最低点3.71m,此时断阶距离水面高度0.39m。此刻之后在垂向载荷的作用下机身开始第一次反弹,随着重心被不断抬高,机身入水体积减少,静水浮力降低,垂向冲击过载陡降,但依旧可以维持飞机向上弹起。2.07s时重心处于第一次弹起的最高值4.78m,而后开始回落,回落过程中冲击过载逐渐上升,开始第一次二次冲击。

2) 第一次二次冲击

第一次二次冲击和首次冲击过程相似,但由于动能的耗散,过载和运动姿态的变化幅度都较首次略有削弱。第一次二次冲击从2.07s开始,期间垂向过载峰值发生在2.82s,为1.32。当3.1s时重心

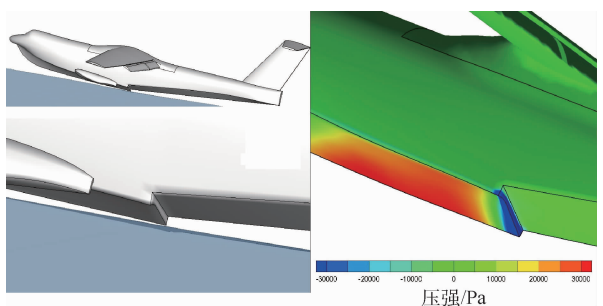


图7 冲击阶段0.55s水面状况和机身底部压力云图

Fig. 7 Water surface condition and pressure contour of the bottom of fuselage at 0.55 s during impact stage

距水面高度回落到最低位置 4.04 m,此时断阶距离水面高度 0.07 m。此后重心又开始呈现出上升趋势,开始第二次弹起过程,第二次弹起过程与第一次类似,4.02 s 到达第二次弹起的重心位置最高值 4.29 m,继而回落开始第二次二次冲击。

3) 第二次二次冲击

第二次二次冲击的力度远小于首次冲击和第一次二次冲击,从 4.02 s 开始到 4.8 s 结束,期间最大载荷系数在 1.11。考虑到重心距水面高度回升后再未弹起到断阶离开水面的高度,故该阶段并未包含“峰-谷-峰”的完整过程。此次冲击之后冲击阶段结束,进入滑水阶段。

在整个冲击阶段,角加速度和冲击过载变化趋势相似,故认为垂向载荷的作用对角加速度产生主要影响。图 8 展现了从机身触水到第一次弹起过程中,飞机机身底部压力云图。其中,前三张图在机身断阶范围处产生了明显的负压,即吸力。一般认为,断阶处发生的机身底部曲线大曲率变化是负压产生的主要原因,当流动绕过这里时因为加速而产生相对负压,这与水上迫降中得到的经验相同^[17]。结合图 6 第三幅图和第四幅图分析可得,0.6 s 冲击发生时正压主要作用位置在重心位置之前,断阶处则产生负压,水载荷作用在飞机机身底部产生了很大的抬头力矩,伴随飞机姿态角显著增大机尾逐渐下沉靠近水面;0.9 s 时冲击产生的正压力减小,同时因为姿态角增大,机身下方正压作用位置后移,使抬头力矩减小;0.9 s 后机身尾部开始入水,由于机尾距离重心较远而且机尾在重心后方,尽管机尾处的冲击过载较弱,仍然产生了较大的低头力矩,直到 1.2 s 左右低头力矩达到最大值,此后由于第一次反弹开始重心距水面高度上升,作用于机身尾部的正压力减小,低头力矩开始减小。从机身触水开始到 1.61 s 期间飞机姿态角始终维持增大的趋势,1.61 s 时达到最大值 10.72°;2.0 s 时,飞机已经弹起离开水面,作用在机身底部的主要为气动力。

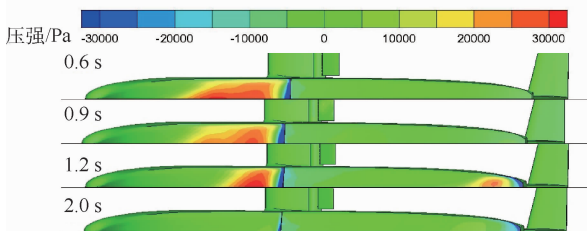


图 8 冲击阶段 0.6~2.0 s 机身底部压力云图

Fig. 8 Pressure contour of the bottom of fuselage for 0.6-2.0 s during impact stage

2.2.2 滑水阶段

在冲击阶段的弹跳运动结束后,飞机垂向运动因为能量的耗散而不再对运动状态构成主要影响,此阶段飞机的水平速度依旧较大,故而滑水运动的影响开始占据主要地位。滑水阶段的姿态角在前半程基本维持不变,后半程姿态角开始减小的该时刻为分界点,滑水阶段被分为两个阶段,分别为机身后段未入水和机身后段入水,如图 9 所示,这同时也解释了姿态角变化的原因。

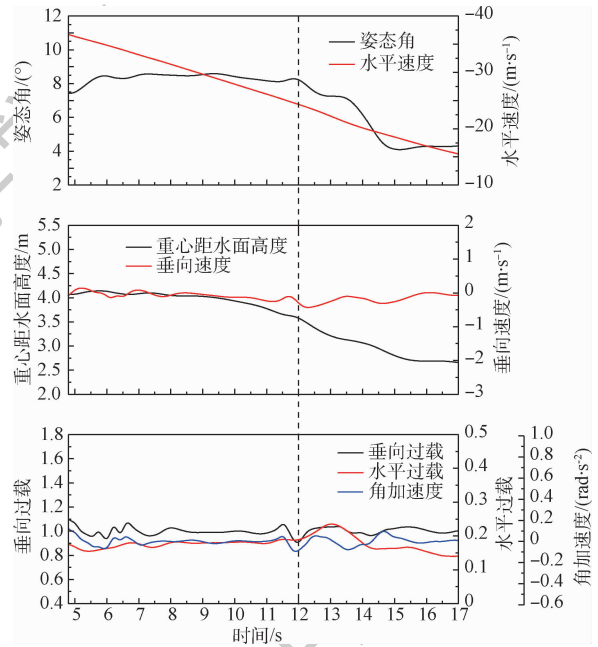


图 9 滑水阶段运动状态和过载变化历程曲线

Fig. 9 Motion state and overload history curves during water skiing stage

1) 机身后段未入水

在冲击阶段结束后,飞机进入滑水阶段。由滑水产生的水平阻力降低水平速度,从而气动力减小,飞机重心距水面高度下降,机身入水深度增加,水载荷开始承担主要角色。滑水阶段前半程主要滑行接触面为包括断阶部位的机身前段,此阶段姿态角基本维持在 8.4°,一直持续到 11.5 s。此时重心距水面高度位置缓慢下降,从 4.09 m 下降到 3.58 m 左右。

从图 10 所示的机身与水面位置关系可以看出,滑水阶段的前半段,机身尾部处于水面上方,飞机水平速度缓步降低但依旧保持向前滑行的运动,机身前方水面涌起并绕过机身,使上机身底部产生了一个冲击载荷区,该冲击载荷区的位置依旧在重心之前,伴随着重心位置的下沉逐渐向机头部位移动,但同时冲击载荷降低,使该阶段水载荷产生的抬头力矩与气动力产生的力矩恰巧维持了基本平衡,从而保持了姿态角的稳定。

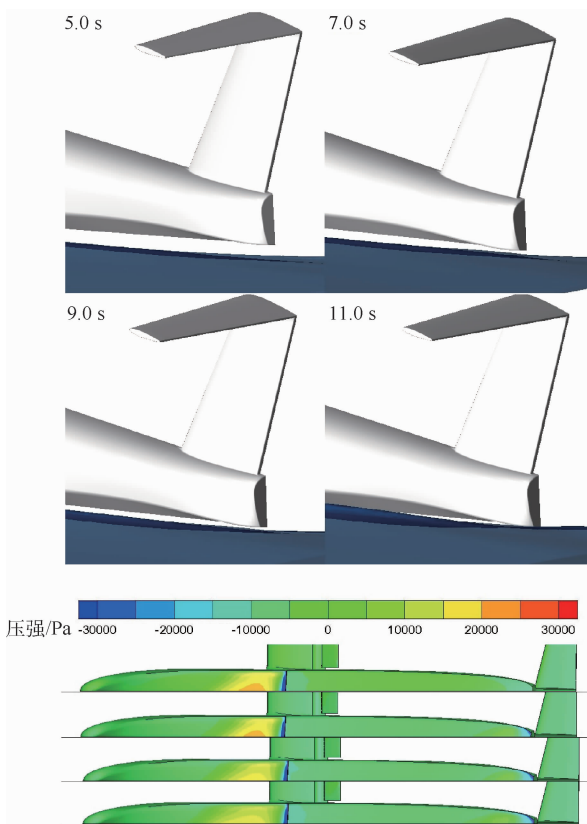


图 10 滑水阶段水面状况和机身底部压力云图
(机身后段未入水)

Fig. 10 Water surface condition and pressure contour of the bottom of fuselage during water skiing stage (tail does not touch water)

2) 机身后段入水

如图 11 所示,重心垂向位移呈现缓步降低的趋势,11.5 s 时刻机身尾部开始入水,产生了较大的低头力矩,姿态角开始降低。同时机身后端入水使入水体积增加,导致 12 ~ 13 s 水平阻力增大,但逐步降低的水平速度又进一步限制了水平阻力的增加。

滑水阶段的最后,重心距水面高度位置下沉至 2.66 m,垂向过载趋近于 1,主要用于抵抗重力。

2.2.3 漂浮阶段

当水平速度降低到一定程度,水平方向滑水运动产生的载荷逐渐失去主要位置,静水浮力开始成为水载荷的主要构成部分。漂浮阶段从 17 s 开始持续到最后。

如图 12 所示,此阶段的垂向过载趋于 1,说明此时垂向除重力外,受力基本为静水浮力;飞机保持惯性继续向前滑行,并在水平阻力的影响下稳步减缓滑行速度,当飞机水平速度进一步变小,作用在重心前端的冲击压力减弱,其提供的抬头

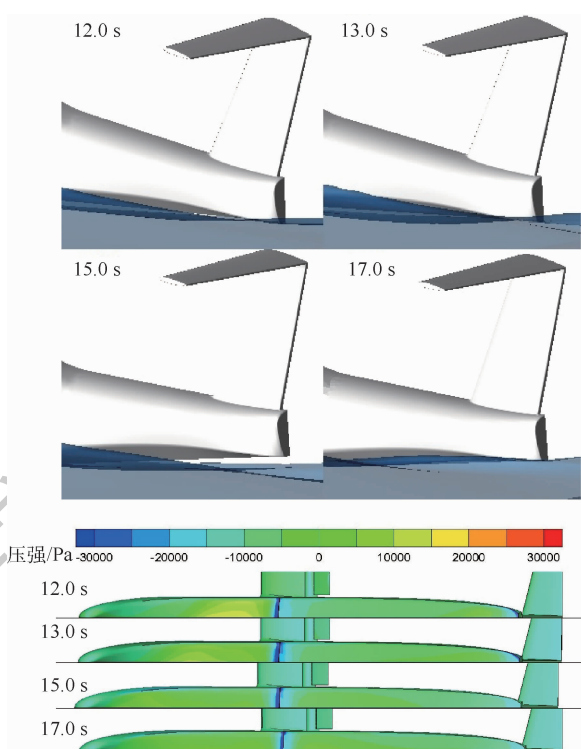


图 11 滑水阶段水面状况和机身底部压力云图
(机身后段入水)

Fig. 11 Water surface condition and pressure contour of the bottom of fuselage during water skiing stage (tail touches water)

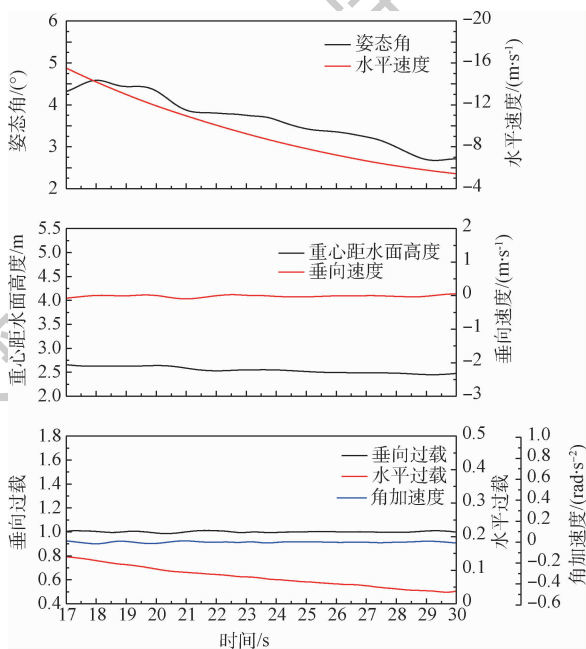


图 12 漂浮阶段运动状态和过载变化历程曲线

Fig. 12 Motion state and overload history curves during floating stage

力矩减弱,姿态角减小;随着飞机姿态角的减小,机身前部逐渐入水,冲击压力区逐渐前移,但总体上冲击压力已经很弱,抬头力矩不再随之增加。

整个过程中姿态角由 4.32° 降低至 2.71° , 最终逐渐接近飞机静水漂浮时的姿态。图 13 展示了此阶段飞机的水面状况。

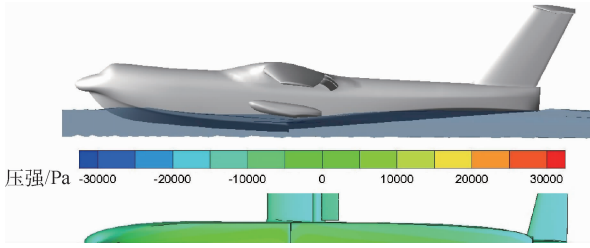


图 13 漂浮阶段水面状况和机身底部压力云图

Fig. 13 Water surface condition and pressure contour of the bottom of fuselage during floating stage

3 结论

本文利用整体运动网格技术结合 VOF 方法和六自由度模型,模拟了某型水上飞机水面降落的全过程,得到了较好的模拟结果,由此得到整体运动网格方法在解决水上飞机水面降落问题时具备良好的适应性。该方法计算成本低,稳定性好,模拟结果可靠,在处理长距离滑水问题时优点尤其突出。

本文的模拟结果展示了运动状态参数和受力状况的变化历程,并结合压力分布云图和水面状况,对水面降落过程进行定性与定量分析。本文将某型水上飞机在水面上降落过程划分为 3 个阶段,即冲击阶段、滑水阶段、漂浮阶段。各个阶段的主要特征如下:

1) 冲击阶段。飞机垂向的冲击运动产生的过载主导该过程。该过程运动姿态变化剧烈,本文工况中出现的弹跳运动为该阶段的典型状况。

2) 滑水阶段。垂向方向的动能随着冲击很快被水的阻尼耗散,而此时仍然具有较大的水平速度,因此水平方向滑水运动产生的过载主导该过程。该过程中飞机重心距水面高度稳步下沉,运动姿态不再剧烈变化,而是在各载荷的相互作用下趋向稳定。在本文工况中,机身后段入水前滑水阶段产生的稳定(相对于冲击阶段)冲击压力使得姿态角大小维持稳定,直到机身后段入水。机身后段入水后姿态角缓慢减小。

3) 漂浮阶段。随着水平速度的逐渐减小,滑水运动的作用减弱,静水浮力接替主导位置。该阶段冲击压力很弱,从而抬头力矩减弱,姿态角逐渐下降,重心距水面高度几乎不变,整体运动状态趋于最终的静水漂浮姿态。

参考文献 (References)

- [1] 褚林塘. 水上飞机水动力设计 [M]. 北京: 航空工业出版社, 2014: 2-3.
CHU L T. Seaplane hydrodynamic design [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2014: 2-3 (in Chinese).
- [2] VON KARMAN T. The impact on seaplane floats during landing: NACA-TN-321 [R]. [S. l.]: NACA, 1929.
- [3] WAGNER H. Über Stoß- und Gleitvorgänge an der Oberfläche von Flüssigkeiten [J]. ZAMM-Zeitschrift für Angewandte Mathematik und Mechanik, 1932, 12(4): 193-215.
- [4] WANG J, LUGNI C, FALTINSEN O M. Experimental and numerical investigation of a freefall wedge vertically entering the water surface [J]. Applied Ocean Research, 2015, 51: 181-203.
- [5] MAYO W L. Analysis and modification of theory for impact of seaplanes on water: NACA-TR-810 [R]. [S. l.]: NACA, 1945.
- [6] MILWITZKY B. A generalized theoretical and experimental investigation of the motions and hydrodynamic loads experienced by V-bottom seaplanes during step-landing impacts: NACA-TN-1516 [R]. [S. l.]: NACA, 1948.
- [7] MILLER R W. Theoretical analysis of hydrodynamic impact of a prismatic float having freedom in trim: NACA-TN-2698 [R]. [S. l.]: NACA, 1952.
- [8] PARKINSON J B, OLSON R E, HOUSE R O. Hydrodynamic and aerodynamic tests of a family of models of seaplane floats with varying angles of dead rise: NACA-TN-716 [R]. [S. l.]: NACA, 1939.
- [9] PARKINSON J B, OLSON R E, DRELEY E C, et al. Aerodynamic and hydrodynamic tests of a family of models of flying-boat hulls derived from a streamline body: NACA-TR-766 [R]. [S. l.]: NACA, 1943.
- [10] 王明振. 水上飞机水载荷试验方法探讨 [M] // 褚林塘, 叶树林. 水上飞机文集. 北京: 航空工业出版社, 2011: 376-382.
WANG M Z. Discussion on test method of waterborne water load [M] // CHU L T, YE S L. Seaplane collection. Beijing: Aviation Industry Press, 2011: 376-382 (in Chinese).
- [11] 魏飞, 许靖锋. 飞机模型水上迫降试验测控系统设计 [M] // 褚林塘, 叶树林. 水上飞机文集. 北京: 航空工业出版社, 2011: 383-391.
WEI F, XU J F. Aircraft model water landing test and control system design [M] // CHU L T, YE S L. Seaplane collection. Beijing: Aviation Industry Press, 2011: 383-391 (in Chinese).
- [12] PENTECOTE N, KOHLGRUBER D. Crash on water: A highly multi-physics problem [C] // 14th European Conference and Exhibition on Digital Simulation for Virtual Engineering, 2004: 1-10.
- [13] 杜小毅, 吴卫, 龚凯, 等. 二维滑坡涌浪的 SPH 方法数值模拟 [J]. 水动力学研究与进展, 2006, 21(5): 579-586.
DU X T, WU W, GONG K, et al. Numerical simulation of SPH method for two-dimensional landslide surge [J]. Hydrodynamic Research and Development, 2006, 21(5): 579-586 (in Chinese).

- [14] STRECKWALL H, LINDENAU O, BENSCH L. Aircraft ditching: A free surface / free motion problem [J]. Archives of Civil & Mechanical Engineering, 2007, 7(3): 177-190.
- [15] 屈秋林, 刘沛清, 郭保东, 等. 某型客机水上迫降的着水冲击力性能数值研究[J]. 民用飞机设计与研究, 2009(s1): 64-69.
QU Q L, LIU P Q, GUO B D, et al. Numerical study on the impact mechanical performance of a passenger aircraft on the water landing[J]. Civil Aircraft Design and Research, 2009(s1): 64-69 (in Chinese).
- [16] QIU L J, SONG W B. Efficient decoupled hydrodynamic and aerodynamic analysis of amphibious aircraft water takeoff process[J]. Journal of Aircraft, 2013, 50(5): 1369-1379.
- [17] QU Q L, HU M X, GUO H, et al. Study of ditching characteristics of transport aircraft by global moving mesh method[J]. Journal of Aircraft, 2015, 52(5): 1550-1558.
- [18] 张浪, 程用胜, 王福新. 上飞机静水起飞过程水气耦合性能分析[J]. 科学技术与工程, 2018, 18(11): 190-195.
ZHANG L, CHENG Y S, WANG F X. Coupled hydrodynamic and aerodynamic performance analysis of seaplane take-off process in calm water[J]. Science Technology and Engineering, 2018, 18(11): 190-195 (in Chinese).
- [19] 段旭鹏, 孙卫平, 魏猛, 等. 基于 OpenFOAM 的水上飞机水面高速滑行研究[J]. 航空学报, 2019, 40(1): 522330.
DUAN X P, SUN W P, WEI M, et al. Numerical simulation of amphibious aircraft at high speed during taxiing on water using OpenFOAM [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(1): 522330 (in Chinese).
- [20] HIRT C W, NICHOLS B D. Volume of fluid (VOF) method for the dynamics of free boundaries [J]. Journal of Computational Physics, 1981, 39(1): 201-225.
- [21] MUZAFERIJA S, PERIC M, SAMES P, et al. A two-fluid Navier-Stokes solver to simulate water entry [C] // Proceedings of the 22nd Symposium on Naval Hydrodynamics, 1998: 277-289.
- [22] MCBRIDE E E, FISHER L J. Experimental investigation of the effect of rear-fuselage shape on ditching behavior; NACA-TN-2929 [R]. [S. l.]: NACA, 1953.

作者简介:

赵芸可 女, 博士研究生。主要研究方向: 流体力学。

屈秋林 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 流体力学、空气动力学。

刘沛清 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 流动分离与控制、大迎角空气动力学、飞行器气动布局等。

Numerical study on mechanical properties of seaplane in whole water surface landing process

ZHAO Yunke, QU Qiulin, LIU Peiqing*

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The numerical method is used to simulate the whole process of seaplane landing movement attitude and force, which is a complex problem combining water vapor two-phase flow, kinematics and dynamics. In this paper, the global motion grid method based on Fluent commercial software is combined with VOF method for free surface capture and six-degree-of-freedom model for motion state simulation. The numerical simulation of the water surface landing of a certain type of seaplane is carried out. The simulation results verify that the overall motion grid method has good adaptability when dealing with the surface landing problem of seaplanes. Through the simulated overload curve, motion state parameters and water surface condition, the landing process is divided into three stages: impact, water skiing and floating. Through the analysis of each stage, the general understanding of the water surface landing process is summarized. Methods and references are provided for the design and development of seaplanes.

Keywords: seaplane; CFD; global motion grid; landing process; motion state

《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 刘宇
刘红 江洁 刘强 闫鹏 朱天乐 刘铁钢 齐铂金
陈万春 邹正平 苏东林 杨世春 沈成平 邱志平 宋知人
杨树斌 张晓林 杨晓奕 杨继萍 李惠峰 吴新开 张瑞丰
杨照华 宋凝芳 周锐 林宇震 林贵平 战强 姚仰平
胡庆雷 赵秋红 段海滨 赵巍胜 席平 郭宏 徐洁
徐世杰 郭洪波 康锐 翟锦 熊华钢

北京航空航天大学学报

Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao

(原《北京航空学院学报》)

(月刊 1956年创刊)

第46卷第4期 2020年4月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.46 No.4 April 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 jbuaa@buaa.edu.cn

Administrated by Ministry of Industry and Information
Technology of the People's Republic of China

Sponsored by Beijing University of Aeronautics
and Astronautics (BUAA)

(Beijing 100083, P. R. China)

Chief Editor ZHAO Qiping

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 jbuaa@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

